

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:

Dr. Pablo E. Aqueveque N.

Informe de Memoria de Título
para optar al título de:

Ingeniero Civil Electrónico

Modelación y Construcción de un Enlace Inductivo RF para Transferencia Inalámbrica de Energía

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante:
Dr. Pablo E. Aqueveque N.

Modelación y Construcción de un Enlace Inductivo RF para Transferencia Inalámbrica de Energía

Gerardo Felipe Candia Herrera

Informe de Memoria de Título
para optar al Título de

Ingeniero Civil Electrónico

Marzo 2015

Resumen

En este informe se presenta la modelación y construcción de un sistema de Transferencia Inalámbrica de Energía utilizando un enlace inductivo. Se realiza una revisión de la teoría de Electromagnetismo, resonancia de circuitos LC y estudio de estrategias de control para estos enlaces.

El enlace inductivo utilizado es del tipo bobinas paralelas, energizado mediante un amplificador de conmutación Clase E auto-sintonizado. La frecuencia de operación del sistema es 1 [MHz].

Se diseñan las etapas del sistema y comprueba su funcionamiento a través de simulaciones computacionales, mediante el uso de los Software Multisim 11.0 y Comsol 4.4. Una vez realizado el diseño y simulaciones de las etapas del sistema, se construyó un prototipo para verificar experimentalmente el diseño.

Se realiza una comparación del enlace inductivo operando a una frecuencia fija y un enlace operando a frecuencia variable. En ambos casos la frecuencia de operación del enlace se ajusta mediante la utilización de amplificadores conmutados clase E.

Se presentan las pruebas de funcionamiento del sistema realizadas y se analiza los resultados para un rango de desplazamiento entre la bobina del circuito transmisor y la bobina del circuito receptor de 0[mm] a 100[mm]. Para el caso del sistema energizado a través de un Amplificador clase E auto-sintonizado, se obtuvieron voltajes en la resistencia de carga de la etapa de rectificación del circuito receptor entre 1.1 [V] a 32.2 [V], una eficiencia del amplificador entre 70.2% a 80.3%, una eficiencia del enlace inductivo entre 0.01% a 22.3% y una eficiencia del sistema entre 0.01% a 16.8%, para distintas distancias. Para el caso del sistema energizado a través de un Amplificador clase E, se obtuvieron voltajes en la resistencia de carga de la etapa de rectificación del circuito receptor entre 5.1 [V] a 55.1 [V], una eficiencia del amplificador entre 20.2% a 72.3%, una eficiencia del enlace inductivo entre 0.01% a 71.4% y una eficiencia del sistema entre 0.01% a 26.7%, para distintas distancias.

En conclusión se determina que en un rango de 0[mm] a 6[mm] el sistema energizado con un amplificador clase E auto-sintonizado presentó una eficiencia de 14.2% a 16.8%, en comparación del sistema energizado por un amplificador clase E que presentó una eficiencia de 11,2% a 15.6%. Para un rango de 6[mm] a 18 [mm] la eficiencia del sistema con amplificador clase E auto-sintonizado fluctuó en un rango de 6.2% a 16.8%, mientras que la eficiencia del sistema con un amplificador clase E fluctuó entre 15.6% a 26.5%. Por lo tanto, se obtuvieron mejores valores de eficiencia en un rango de 0[mm] a 6 [mm] para el amplificador clase E auto-sintonizado y mejores resultados de eficiencia en un rango de 6[mm] a 18[mm] con un amplificador Clase E.

Agradecimientos

En primer lugar a mis padres Maria Teresa Herrera y Luis Candia, por su apoyo incondicional durante estos años universitarios, principalmente a mi madre, por siempre entregar lo mejor de sí para que a mis hermanos y a mí nunca nos faltara nada. También expresar mi agradecimiento a mis hermanos Beatriz y Cristóbal por la gran ayuda en estos últimos meses y asimismo agradecer a mi abuelita, Irene Espinoza, por su apoyo incondicional, no tan sólo durante mi vida universitaria, sino durante toda mi infancia junto con mi primo Henry.

Quiero agradecer a mi profesor patrocinante Pablo Aqueveque, por su muy buena disposición y apoyo en responder todas las dudas que se fueron presentando, entregándome consejos, sugerencias e ideas asertivas para alcanzar de buena manera los objetivos de esta memoria.

Deseo expresar un importante agradecimiento a las personas que me acompañaron durante estos últimos meses en el laboratorio ICB. A Camilo por su apoyo durante el proyecto electrónico y estos últimos meses, a Mario “Mago” Torres por la gran ayuda mancomunada en varios ramos que fuimos compañeros, a Francisco Anabalón por su gran ayuda en varios ítem de esta memoria, a Juliano por sus consejos y enseñanzas y a Vicente por su ayuda con el programa COMSOL.

Igualmente quiero dar las gracias a Renzo, “Jorgito”, Iván, San Juan, Agustín, “Chino” y Jerez, por pertenecer estos últimos semestres al equipo de babyfútbol, *Pesadillas F.C.* Asimismo expreso mi reconocimiento a los que conforman *Roja Electrónica F.C.* y por esos clásicos cuando jugábamos. También quiero manifestar mi agradecimiento a Rubén, Emilio y Claudia en varios ramos que fuimos compañeros y a todas esas personas que fueron parte durante esta etapa, ya sea compañeros, docentes, administrativos, familiares y amigos.

Finalmente quiero expresar mi más profundo agradecimiento a la persona que me dio con su sonrisa y mirada las fuerzas para seguir adelante durante la realización de esta memoria. A ti hijo mío, Amaro Candia, simplemente expresar mi gratitud por todo. Porque aunque tengas ahora tres añitos, tú fuiste y serás un gran apoyo en mi vida y de esa manera yo deseo retribuírtelo en un futuro, por esa misma razón esta memoria está dedicada especialmente a ti.

Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS.....	VII
LISTA DE FIGURAS.....	VIII
NOMENCLATURA	X
ABREVIACIONES.....	XI
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL.....	1
1.2. TRABAJOS PREVIOS	2
1.2.1 <i>Revisión Bibliográfica</i>	2
1.2.2 <i>Discusión</i>	5
1.3. OBJETIVOS	6
1.3.1 <i>Objetivo General</i>	6
1.3.2 <i>Objetivos Específicos</i>	6
1.4. ALCANCES Y LIMITACIONES	6
1.5. TEMARIO Y METODOLOGÍA.....	6
CAPÍTULO 2. ENLACE INDUCTIVO CON BOBINAS PARALELAS.....	7
2.1. INTRODUCCIÓN	7
2.2. MARCO TEÓRICO.....	7
2.2.1 <i>Campos Eléctricos</i>	7
2.2.2 <i>Campos Magnéticos</i>	8
2.2.3 <i>Ecuaciones de Maxwell</i>	8
2.2.4 <i>Inductancia Propia</i>	10
2.2.5 <i>Inductancia Mutua</i>	11
2.2.6 <i>Coefficiente de acoplamiento</i>	12
2.2.7 <i>Resistencia Equivalente Serie</i>	13
2.2.8 <i>Factor de Calidad</i>	13
2.2.9 <i>Resonancia del circuito</i>	15
2.3. FUNDAMENTO TEÓRICO DE LA TRANSFERENCIA DE ENERGÍA	17
2.4. TOPOLOGÍA DEL ENLACE INDUCTIVO	20
2.4.1 <i>Bobinas Paralelas</i>	24
2.4.2 <i>Simulaciones campos magnéticos:</i>	25
CAPÍTULO 3. ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA EL ENLACE INDUCTIVO	29
3.1. INTRODUCCIÓN	29
3.2. PROPUESTAS DE CONTROL POR VOLTAJE EN EL ENLACE INDUCTIVO	29
3.3. PROPUESTA DE CONTROL POR FRECUENCIA EN EL ENLACE INDUCTIVO	31
3.4. CIRCUITOS RETROALIMENTADOS PARA AMPLIFICADOR CLASE E.....	33
3.4.1 <i>Circuito retroalimentado con compensación de inductancia</i>	33
3.4.2 <i>Circuito retroalimentado con frecuencia variable</i>	34
CAPÍTULO 4. AMPLIFICADOR CLASE E AUTO-SINTONIZADO	35
4.1. INTRODUCCIÓN	35
4.2. AMPLIFICADOR CLASE E	35
4.3. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL AMPLIFICADOR CLASE E	36
4.4. FORMA DE ONDA DEL AMPLIFICADOR CLASE E.....	36
4.5. ANÁLISIS DEL AMPLIFICADOR CLASE E.....	39
4.5.1 <i>Diseño del amplificador clase E</i>	42
4.5.2 <i>Simulación amplificador clase E</i>	44
4.6. AMPLIFICADOR CLASE E AUTO-SINTONIZADO	45
4.6.1 <i>Circuito Amplificador Clase E auto-sintonizado</i>	45
4.6.2 <i>Simulación del amplificador clase E auto-sintonizado</i>	54

CAPÍTULO 5. CONSTRUCCIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL SISTEMA DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA.....	57
5.1. CONSTRUCCIÓN DEL AMPLIFICADOR CLASE E AUTO-SINTONIZADO	57
5.2. DISEÑO DE LA PLACA ELECTRÓNICA DEL AMPLIFICADOR CLASE E AUTO-SINTONIZADO	58
5.3. SOPORTE PARA REALIZAR LAS MEDICIONES	59
5.4. RESULTADOS EXPERIMENTALES	60
5.4.1 <i>Mediciones en el circuito primario y circuito secundario.....</i>	<i>61</i>
5.4.2 <i>Mediciones a distintas distancia entre bobinas.....</i>	<i>65</i>
5.4.3 <i>Potencia de entrada y potencia de salida</i>	<i>68</i>
5.4.4 <i>Eficiencia del amplificador, enlace y del sistema completo.....</i>	<i>70</i>
5.4.5 <i>Mediciones en ACE trabajando a distintas frecuencias.....</i>	<i>72</i>
5.4.6 <i>Mediciones con bobina receptora sintonizada a 1167 [kHz].....</i>	<i>75</i>
CAPÍTULO 6. CONCLUSIONES.....	79
6.1. SUMARIO	79
6.2. CONCLUSIONES	80
6.3. TRABAJOS FUTUROS	82
BIBLIOGRAFÍA	83
BIBLIOGRAFÍA	83
ANEXO A. AMPLIFICADOR OPERACIONAL.....	86
ANEXO B. HOJA DATOS TÉCNICOS IRF540	92
ANEXO C. TABLAS DE MEDICIONES	93



Lista de Tablas

Tabla 2.1 Parámetros de la bobina primaria y bobina secundaria.....	25
Tabla 4.1 Componentes amplificador clase E diseñado.....	43
Tabla 5.1 Componentes amplificador clase E auto-sintonizado diseñado.....	57



Lista de Figuras

Fig. 2.1 Filamentos circulares concéntricos en aire.	11
Fig. 2.2 Impedancia $Z(s)$ de un circuito tanque resonante RLC y su red RL equivalente.....	13
Fig. 2.3 Modelo RL del inductor.....	14
Fig. 2.4 Modelo RLC del inductor.	14
Fig. 2.5 Principio de transferencia inalámbrica de energía del tipo inductivo.	17
Fig. 2.6 Diagrama de Flujos entre dos bobinas.	18
Fig. 2.7 Topología de enlace inductivo con resonancia serie en el circuito primario y circuito secundario.	20
Fig. 2.8 Aproximación de la topología serie-serie del enlace inductivo.	21
Fig. 2.9 Aproximación de la topología serie-serie del enlace inductivo en función de sus impedancias.....	22
Fig. 2.10 Topología de enlace inductivo con resonancia serie en el circuito primario y resonancia paralela en el circuito secundario.	23
Fig. 2.11 Bobinas implementadas. Bobina Primaria (Izquierda) y Bobina Secundaria (Derecha). ...	25
Fig. 2.12 Geometría bobinas paralelas, 200 [mA] y 20 [mm].	26
Fig. 2.13 Densidad de flujo magnético, 200 [mA] y 20 [mm]. Vista eje xy.	27
Fig. 2.14 Densidad de flujo magnético, 200 [mA] y 20 [mm]. Vista eje yz.....	27
Fig. 2.15 Densidad de flujo magnético, 200 [mA] y 20 [mm]. Vista eje xz.....	28
Fig. 3.1 Diagrama de un control para el enlace inductivo en el circuito transmisor.....	29
Fig. 3.2 Sistema inalámbrico de alimentación controlado por voltaje desde el circuito primario.	30
Fig. 3.3 Sistema inalámbrico de transmisión controlado por voltaje desde el circuito primario.....	31
Fig. 3.4 Sistema de transmisión de energía inalámbrico controlado por frecuencia desde el circuito primario.....	32
Fig. 3.5 Circuito retroalimentado con compensación de inductancia.	33
Fig. 3.6 Circuito retroalimentado con frecuencia variable.	34
Fig. 4.1 Circuito Amplificador Clase E.	35
Fig. 4.2 Formas de ondas del amplificador clase E. (a) Operación óptima (b) Operación sub-óptima con $dvs(\omega t)/d(\omega t) _{\omega t = 2\pi} < 0$ (c) Operación sub-óptima con $dvs(\omega t)/d(\omega t) _{\omega t = 2\pi} > 0$	38
Fig. 4.3 Circuito Amplificador Clase E diseñado.	43
Fig. 4.4 $V_{\text{Gate-source}}$ del amplificador Clase E.....	44
Fig. 4.5 V_{L1} (rojo) y V_C (azul) del amplificador Clase E.	45
Fig. 4.6 Topologías circuitos resonantes RLC (a) Circuito resonante serie (b) Circuito resonante paralelo (c) Circuito resonante multifrecuencial.	46
Fig. 4.7 Impedancia v/s frecuencia en un circuito resonante multifrecuencial.....	46
Fig. 4.8 Circuito Clase E auto-sintonizado.	47
Fig. 4.9 Formas de onda amplificador Clase E punto de operación óptimo.	48
Fig. 4.10 Voltaje en la L1 (verde) y forma de onda del primer comparador (rojo).	49
Fig. 4.11 Diagrama en bloques del Clase E auto-sintonizado.	49
Fig. 4.12 Voltaje de salida del oscilador de relajación.....	51
Fig. 4.13 Señal de salida segundo comparador (rojo) y señal de salida oscilador de relajación (azul).	52
Fig. 4.14 Voltaje salida del oscilador de relajación.	54

Fig. 4.15 Voltaje salida primer comparador (Rojo) y Voltaje de salida del oscilador de relajación (Azul).	55
Fig. 4.16 Voltaje Gate-Source MOSFET Q1.	55
Fig. 4.17 Voltaje Drain-Source MOSFET Q1.	56
Fig. 4.18 Voltaje R1 ACE auto-sintonizado.	56
Fig. 5.1 Circuito esquemático del ACE auto-sintonizado implementado en Eagle 6.5.0	58
Fig. 5.2 Prototipo del sistema de transferencia inalámbrica de potencia mediante enlace inductivo	59
Fig. 5.3 Circuito esquemático del sistema de transferencia inalámbrica de energía.	60
Fig. 5.4 Mediciones en el amplificador clase E. Voltaje Drain-Source MOSFET (Canal 1); Corriente en L_1 del circuito primario (Canal 2); Voltaje en L_1 (Canal 3) y Voltaje en la resistencia de carga del rectificador (Canal4).	61
Fig. 5.5 Mediciones en el amplificador clase E auto-sintonizado. Voltaje Drain-Source del MOSFET (Canal 1); Corriente en L_1 del circuito primario (Canal 2); Voltaje en L_1 (Canal 3) y Voltaje en la resistencia de carga del rectificador (Canal 4).	62
Fig. 5.6 Impacto de carga en el amplificador clase E. Corriente en L_1 (Canal 2); Voltaje en L_1 (Canal 3) y Voltaje en la carga del circuito secundario (Canal 4).	63
Fig. 5.7 Impacto de carga en el ACE auto-sintonizado. Corriente en L_1 (Canal 2); Voltaje en L_1 (Canal 3) y Voltaje en la carga del circuito secundario (Canal 4).	64
Fig. 5.8 Voltaje en la carga del circuito secundario para distintas distancias axiales.	65
Fig. 5.9 Frecuencia de operación del sistema para distintas distancias axiales.	66
Fig. 5.10 Corriente por la bobina primaria para distintas distancias axiales.	67
Fig. 5.11 Potencia útil de entrada del sistema	68
Fig. 5.12 Potencia útil de salida del sistema.	69
Fig. 5.13 Eficiencia del amplificador a distintas distancias axiales.	70
Fig. 5.14 Eficiencia del enlace inductivo.	71
Fig. 5.15 Eficiencia en el sistema completo.	72
Fig. 5.16 Voltaje en la carga a distintas frecuencias de operación.	73
Fig. 5.17 Eficiencia del amplificador a distintas frecuencias de operación.	74
Fig. 5.18 Eficiencia del sistema a distintas frecuencias de operación.	75
Fig. 5.19 Voltaje en la carga del circuito secundario modificado para distintas distancias axiales.	76
Fig. 5.20 Eficiencia del amplificador con secundario modificado a distintas distancias axiales.	77
Fig. 5.21 Eficiencia en el sistema completo con secundario modificado	77

Nomenclatura

Escalares

ε	: Permisividad Eléctrica
μ	: Permeabilidad Magnética
ρ	: Densidad de Carga Libre
k	: coeficiente de acoplamiento.
M	: Inductancia Mutua.
L_1	: Bobina primaria
L_2	: Bobina secundaria
L_k	: Inductancia propia.
R_{Lk}	: resistencia intrínseca del inductor.
I_p	: corriente en la bobina.
C_1	: Condensador en paralelo.
C_{series}	: Condensador en serie.
D	: ciclo de trabajo.
Φ	: Flujo Magnético
ω	: Frecuencia Angular ($2\pi f$)
C	: Capacitancia
f	: Frecuencia
N	: Número de espiras de una Bobina
P	: Potencia
R	: Resistencia
V	: Voltaje o Potencial Eléctrico



Abreviaciones

Mayúsculas

L.V.K.	: Leyes de Kirchhoff de voltaje.
FET	: Transistor de efecto de campo.
RF	: Radio frecuencia.
ESR	: Resistencia Serie Equivalente.
FEM	: Fuerza Electromotriz.
ACE	: Amplificador Clase E.

Minúsculas

c.c.	: corriente continua (en Inglés es d.c.).
c.a.	: corriente alterna (en Inglés es a.c.).



Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

La Transferencia inalámbrica de energía tiene sus inicios en base a varios descubrimientos y acontecimientos, siendo un hito trascendental el ocurrido en 1891, cuando Nikola Tesla realiza la patente que lleva como nombre “System of Electric Lighting” [1], en donde se utiliza un transformador de radio-frecuencia capaz de excitar una antena para emitir radiación electromagnética, convirtiéndose en la primera aparición de una alimentación de corriente de RF capaz de excitar una antena. Posterior a esto Nikola Tesla inventó la llamada Bobina de Tesla [2], para después realizar la patente que lleva por nombre “System of Transmission of Electrical Energy” [3], que constituye la transmisión inalámbrica de energía eléctrica a través de un medio natural. Cabe mencionar que lo anterior es posible gracias a los aportes contribuidos por la Ley de Ampere , también los aportes de la Ley de Inducción magnética de Faraday y las contribuciones de James Clerk Maxwell, a través, de las llamadas Ecuaciones de Maxwell [4], que relaciona la electricidad y magnetismo en una teoría única.

Aunque los inicios de la transferencia de energía inalámbrica tiene sus comienzos hace ya más de un siglo, todavía no ha sido masificado sus aplicaciones, por ejemplo se puede citar que recién el 2012 La Oficina de Patentes y Marcas de Estados Unidos (USPTO) concedió a Microsoft la patente para desarrollar un cargador inalámbrico de dispositivos por inducción, al igual que recién hace unos pocos años han comenzado a surgir empresas dedicadas a masificar los usos de la transferencia de energía en forma inalámbricas, siendo una de ella la compañía Witricity.

Unas de las aplicaciones que se pueden mencionar está relacionado en energizar de manera no invasiva dispositivos implantados en las personas, tales como por ejemplo un marcapaso y así evitar las cirugías que conllevan reemplazar la batería cuando cumple su vida útil. Y así también existen otras aplicaciones en diferentes áreas, tales como energizar sensores que se encuentren posicionados en lugares estratégicos, donde la mantención y reemplazo de las baterías son un limitante.

1.2. Trabajos Previos

Se realizó como trabajo previo una revisión bibliográfica acerca del trabajo a simular, diseñar y construir. Primero se aborda lo necesario para la comprensión del enlace inductivo, es decir, lo relacionado con la teoría del electromagnetismo que permite comprender y analizar el enlace, para después modelar en forma matemática el enlace entre el circuito de la bobina primaria, también conocido como circuito transmisor y el circuito de la bobina secundaria, también conocido como circuito receptor. También esta revisión aborda los puntos necesarios para el desarrollo del amplificador clase E, tales como la teoría y diseño de este amplificador.

1.2.1 Revisión Bibliográfica

♣ Koenraad Van Schuylenbergh, Robert Puers, “Inductive Powering-Basic Theory and Application to Biomedical Systems”, Springer, edition 2009, [5].

En este libro se aborda la teoría respecto al Electromagnetismo, se muestran las ecuaciones de Maxwell que sirven para describir matemáticamente los campos magnéticos y campos eléctricos y como se relacionan entre sí. También en este libro se aborda todo lo relacionado para modelar matemáticamente un enlace inductivo, además de incluir aplicaciones a sistemas biomédicos. Sin embargo, no hace mención a las eficiencias que son posibles lograr en estos sistemas de transferencia de energía y cuál de las diferentes topologías permite lograr una mayor eficiencia. También para poder entender de una mejor manera este libro se necesita fuertes conocimientos en cálculo, especialmente en resolución de ecuaciones diferenciales, aunque se destaca que trata de ser lo más ilustrativo posible.

♣ D. Galbraith, M. Soma and R. White. “A Wide-Band Efficient Inductive Transdermal Power and Data Link with Coupling Insensitive Gain”, IEEE Transactions Biomedical Engineering, vol. 34, no 4, pp. 265-275, April 1987, [6].

En este paper se realizan las cuatro posibles configuraciones que se pueden dar entre las disposiciones del condensador e inductor en el circuito primario y homológamente lo que ocurre en el circuito secundario, las cuales son: serie-serie, serie-paralelo, paralelo-serie, paralelo-paralelo. La finalidad de este paper es determinar que combinación posible obtiene una mejor eficiencia. Sin embargo para efectos de simulación la configuración utilizada para energización del enlace inductivo se limitó sólo a la utilización de un amplificador clase D.

♣ T. Ahmad, S. Khan H. Ali, “Mathematical Modeling of an Inductive Link for Optimizing Efficiency”, IEEE Symposium on Industrial Electronics and Applications (ISIEA), pp. 831-835, October 2009, [7].

Este paper tiene como finalidad elegir una correcta optimización de los parámetros de diseño del sistema mediante un entendimiento de los parámetros elementales, como el radio del receptor, frecuencia, número de vueltas de los bobinados. Se analizan las diferentes funciones de transferencias que se obtienen para dos topologías en el enlace inductivo. Sin embargo en este paper se consideran varias aproximaciones que tienen como finalidad realizar lo más simple posible las modelaciones matemáticas y en ese sentido ayuda bastante para el entendimiento del lector, pero en la práctica algunas de esas aproximaciones pueden afectar en los resultados esperados, también en no se complementa con alguna simulación práctica de algún circuito prototipo para poder corroborar lo expuesto, sólo incluye simulaciones en software.

♣ Z. Hu and P. Troyk, “Analytical Design Equations for Self-tuned Class-E Power Amplifier”, in 33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS Boston, Massachusetts USA, August 30 - September 3, pp. 3005 - 3008, 2011, [8].

Este trabajo muestra la topología, análisis y diseño de un amplificador Clase E auto-sintonizado, el objetivo de este trabajo trata de ilustrar como lograr obtener los parámetros de diseño de este amplificador. Cabe destacar que las ecuaciones planteadas tratan de considerar todo los efectos que se pueden dar en la práctica, es decir, por ejemplo las pérdidas que pueden existir en el FET. Sin embargo se limita sólo a mostrar las ecuaciones de diseños y los resultados obtenidos con un circuito prototipo y no realiza comparaciones entre otros otro amplificador de potencia.

♣ M.G. Sáez, “Análisis y Diseño de Sistema de Transferencia Inalámbrica de Energía mediante Enlace Inductivo para Dispositivos Electrónicos Implantables” Universidad de Concepción, Concepción, Enero 2012, [9].

En este informe se presenta el análisis y diseño de un sistema de Transferencia Inalámbrica de Energía, enfocado principalmente en aplicaciones biomédicas, como son los dispositivos electrónicos implantables. Además, en este informe se presenta el diseño cada una de las etapas del sistema, y se comprueba su funcionamiento a través simulaciones, mediante el uso de los Software Multisim, y COMSOL, para después, construir un prototipo del sistema, y comprobar el

funcionamiento del sistema con componentes reales. Cabe mencionar que en este informe el amplificador de conmutación utilizado es un clase D y todas las mediciones del sistema son realizadas en lazo abierto.

♣ N. O. Sokal and A. D. Sokal, “Class E- a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers”. IEEE Journal of Solid-State Circuits , vol. SC-10, no. 3, pp. 168 –176, June 1975, [10].

Este paper realiza un exhaustivo análisis del procedimiento de diseño del amplificador clase E, principalmente se hace hincapié en los cálculos de los condensadores serie y paralelos presente en la topología del amplificador, para finalmente comparar su eficiencia frente a un amplificador de conmutación clase D.

♣ G.Candia and C. Domínguez “Construir Y Modelar un enlace inductivo para transferencia de energía” Universidad de Concepcion, Concepcion, junio 2014, [11].

En este informe se presenta la modelación y construcción de un sistema de Transferencia Inalámbrica de Energía. Se realizó una revisión de la teoría de Electromagnetismo, Resonancia de circuitos LC, y de la amplificación de potencia a altas frecuencias utilizando un amplificador clase D y clase E, para así contar con los conocimientos necesarios para obtener un diseño acorde a los resultados esperados. Una vez revisados los conceptos esenciales de la teoría, se procede a diseñar cada una de las etapas del sistema, y comprobar su funcionamiento a través simulaciones computacionales, mediante el uso de los Software Multisim 11.0, para luego construir un prototipo de las etapas del sistema. Cabe destacar que en este proyecto de electrónica se utilizaron distintas combinaciones de bobinas primarias y bobinas secundarias, que sirvió para elegir la correspondiente combinación a utilizar en esta memoria de título, la cual corresponde a una bobina primaria de 12 vueltas y una bobina secundaria de 18 vueltas.

1.2.2 Discusión

La revisión bibliográfica nos guía y nos muestra como en las últimas décadas ha surgido la transferencia inalámbrica de energía a través de enlaces inductivos. Estos sistemas se componen principalmente de tres partes: un amplificador de poder de alta frecuencia, un enlace inductivo y un rectificador de alta frecuencia [12].

Los dos amplificadores de poder de alta frecuencia principalmente usados son los amplificadores de conmutación, específicamente el Clase D [6] y el Clase E [13], debido a su alta eficiencia [14].

Con respecto al enlace inductivo. Se determinó que al conectar condensadores en serie a la bobina primaria, se permite mejorar la tolerancia al desplazamiento entre las bobinas primaria y secundaria y también aumentar la eficiencia del sistema [15]. También se estableció que al sintonizar el circuito secundario usando conexión paralela de condensadores, mejoraba la tolerancia al desplazamiento y la eficiencia [16]. Además, esta configuración posee la característica de filtro pasa banda para la frecuencia en particular en que se produce la resonancia y así evitar la interferencia de ruido electromagnético al sistema.

El principio de funcionamiento de estos sistemas se basa principalmente hacer circular una corriente eléctrica alterna y de alta frecuencia, a través del circuito primario, de esa manera se genera un campo magnético fluctuante que induce un voltaje en el circuito secundario, logrando de esta forma la transferencia de energía a través del medio, en este caso aire.

Unos de los temas analizados en estos sistemas es implementar un sistema de control. En la literatura se propone realizar un control en el circuito secundario o un control en el circuito primario [17], y los cuales se desglosan en un control por voltaje o un control por frecuencia. En esta memoria se busca diseñar e implementar un control por frecuencia en el circuito primario, ya que uno de los grandes inconvenientes visto en [11], es lograr obtener la frecuencia de resonancia antes los cambios de parámetros en la bobina primaria, condensadores, resistencias y las capacitancias parasitas presentes en el sistema, por esa razón se desea implementar y evaluar este control logrando obtener mejores resultados de eficiencia energética en el sistema.

1.3. Objetivos

1.3.1 Objetivo General

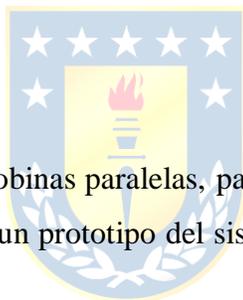
Esta memoria busca estudiar, modelar y construir un sistema de energización inalámbrica basado en bobinas paralelas controlado a partir de un amplificador auto-sintonizado clase E.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Estudiar y modelar el enlace inductivo de bobinas paralelas.
- Simular y construir el enlace inductivo de bobinas paralelas.
- Estudiar estrategias de control para el enlace inductivo.
- Diseñar e implementar el amplificador auto-sintonizado clase E.
- Realizar pruebas de funcionamiento del sistema completo.
- Evaluar la ganancia de voltaje y eficiencia energética del sistema ante distintas condiciones de operación.

1.4. Alcances y Limitaciones

El enlace inductivo es del tipo bobinas paralelas, para la simulación del campo magnético se utiliza Comsol Multiphysics, se realiza un prototipo del sistema y se evalúa la eficiencia energética del enlace.



1.5. Temario y Metodología

Este trabajo se estructura en seis capítulos. El primer capítulo es una introducción al tema, se definen los objetivos, alcances y limitaciones del trabajo. En el segundo capítulo se hace una breve reseña sobre los principales conceptos teóricos de campos eléctricos y magnéticos, para luego proceder al estudio y análisis de las etapas que componen el enlace tipo bobinas paralelas. Además, en este capítulo se muestran las simulaciones computacionales de los campos magnéticos. El tercer capítulo está enfocado en mostrar las estrategias de control propuestas en la literatura y se hace mención de dos circuitos retroalimentados para un amplificador clase E. El cuarto capítulo se enfoca al estudio, diseño y simulaciones del amplificador clase E y clase E auto-sintonizado. El quinto capítulo se centra en la construcción del prototipo y las mediciones realizadas en cada una de las etapas para observar cómo se comporta el sistema ante distintas condiciones. Finalmente, en el quinto capítulo se expone las conclusiones obtenidas y el trabajo futuro.

Capítulo 2. Enlace inductivo con bobinas paralelas.

2.1. Introducción

En este capítulo se hace una breve reseña de los conceptos de campos eléctricos y magnéticos, que son fundamentales para comprender el principio de funcionamiento del sistema de transferencia inalámbrica de potencia mediante enlace inductivo. Además, en este capítulo se presentan las simulaciones del enlace. Para finalmente presentar las etapas que componen el sistema de transferencia de energía.

2.2. Marco Teórico

2.2.1 Campos Eléctricos

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

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

Donde la dirección de \mathbf{E} es en la dirección de la fuerza ejercida en una carga de prueba positiva. Debido a que la fuerza \mathbf{F} es un vector, \mathbf{E} también es un vector. Debido a que los \mathbf{E} ejercen fuerzas sobre las cargas, se necesita realizar trabajo para mover una carga desde un punto en el espacio hasta otro, en presencia de este \mathbf{E} . Además, Es posible definir un término denominado Densidad de Flujo Eléctrico (\mathbf{D}), o también conocido Desplazamiento Eléctrico, que es proporcional a \mathbf{E} , y se muestra en la ecuación (2.2).

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

2.2.2 Campos Magnéticos

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

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

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

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

2.2.3 Ecuaciones de Maxwell

Las ecuaciones de Maxwell son un conjunto de cuatro ecuaciones describen por completo los fenómenos electromagnéticos y unificando los campos eléctricos y magnéticos en un solo concepto, el campo electromagnético.

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

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

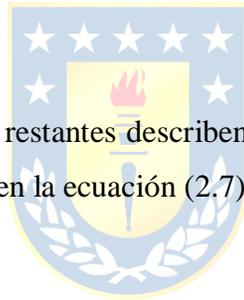
Donde $\nabla \times \mathbf{E}$ es la expresión matemática llamada Curl de \mathbf{E} , que significa que el \mathbf{E} producido rodeará el \mathbf{B} que lo genera; $\partial \mathbf{B} / \partial t$ es la razón de cambio de \mathbf{B} con respecto al tiempo, es decir, qué tan rápido cambia \mathbf{B}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

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

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

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

Donde $\nabla \cdot \mathbf{E}$ se llama divergencia de \mathbf{E} , que significa que el campo \mathbf{E} es creado por una fuente, ρ , es la densidad de carga eléctrica, en (C/m³), y ε es la permisividad, o constante dieléctrica. Esta ecuación muestra que una carga eléctrica crea un \mathbf{E} , y las líneas de \mathbf{E} comienzan y terminan en cargas.



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

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

Donde μ es la permeabilidad y $\partial \mathbf{E} / \partial t$ representa la tasa de cambio del campo eléctrico. Esta ley muestra que tanto la densidad de corriente \mathbf{J} (A/m²) como un campo eléctrico variante en el tiempo $\partial \mathbf{E} / \partial t$ son fuentes de \mathbf{B} , y que las líneas de campo de \mathbf{B} producidas por estas dos fuentes rodean \mathbf{J} y $\partial \mathbf{E} / \partial t$. El campo magnético producido por el campo eléctrico siempre será variante en el tiempo (c.a.), pero el campo magnético producido por \mathbf{J} puede ser tanto c.a. como c.c. dependiendo de \mathbf{J} .

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

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

Donde se establece que la divergencia de \mathbf{B} es siempre cero, lo que significa que no hay

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

2.2.4 Inductancia Propia

La inductancia (L), es una medida de oposición a un cambio de corriente en una bobina que almacena energía en presencia de un campo magnético y se define como la relación entre el flujo magnético (Φ), la intensidad de corriente eléctrica (I) que circula por la bobina y el número de vueltas (N) del devanado, como se muestra en la ecuación (2.9).

$$L = \frac{\Phi N}{I} \quad (2.9)$$

Debido a la dificultad de medir de forma práctica el valor de inductancia de las bobinas, existen aproximaciones en base a fórmulas que no exigen un alto grado de cómputo. Una de ellas es la presentada en [12], que se utiliza para el caso cuando el radio del alambre y el espesor axial del bobinado es mucho menor en comparación con el radio del bobinado. Esta fórmula aproximada de inductancia se muestra en la ecuación (2.10).

$$L = \frac{4\pi N^2 a^2}{0.2317a + 0.44b + 0.39c} \quad (2.10)$$

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

En bobinados circulares con N espiras, si el largo del bobinado es mucho menor que el radio R del mismo, la inductancia propia es aproximada a $N^2 L_0$, donde L_0 es la inductancia propia de una sola espira. En el caso de un bobinado espiral que posee N espiras con diferentes radios R_i ($i = 1, 2, \dots, N$), la inductancia promedio puede ser calculada con la ecuación (2.11).

$$L = \sum_{i=1}^N L_p(R_i, r) + \sum_{i=1}^{i=N} \sum_{j=1}^{j=N} M_{ij}(R_i, R_j, d_r = 0)(1 - \alpha_{i,j}) \quad (2.11)$$

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

2.2.5 Inductancia Mutua

La inductancia mutua (M), corresponde a la inductancia compartida por dos bobinados que se encuentran cercanas. Existen diversas expresiones para calcularlo, una de ellas presentada en [18], en donde se muestra la fórmula de Neuman, que es la ecuación (2.12).

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \oint \frac{dl_1 dl_2}{|r_{12}|} \quad (2.12)$$

Para el caso de estructuras planares, se propone la siguiente expresión para inductancia mutua entre dos filamentos, mostrada en la ecuación (2.13).

$$M = \mu_0 \pi a b \int_0^\infty J_1(kb) J_1(ka) e^{-k|d|} dk \quad (2.13)$$

Donde J_1 es la función de Bessel de primer tipo, a y b son los radios de los filamentos mostrados en la Fig. 2.1, d es la distancia entre los bobinados y μ_0 es la permeabilidad del espacio.

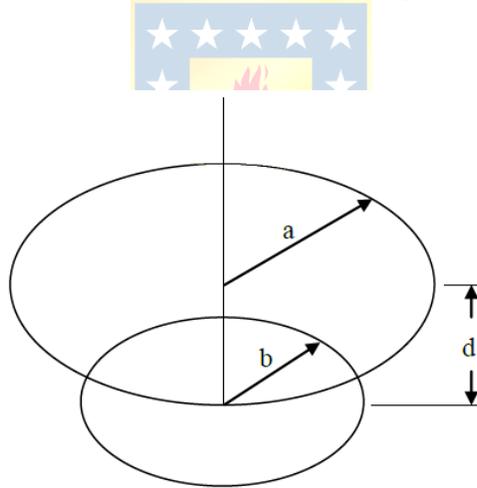


Fig. 2.1 Filamentos circulares concéntricos en aire.

Esta expresión también fue presentada por [19], en donde se consideran dos lazos circulares con núcleo de aire cuyos ejes son paralelos, y donde la distancia entre los ejes se denomina δ , por lo que la inductancia mutua puede ser expresada mediante una integral única presentada en la ecuación (2.14).

$$M(a, b, \delta, d) = \mu_0 \pi \sqrt{ab} \int_0^\infty J_1\left(x \sqrt{\frac{a}{b}}\right) J_1\left(x \sqrt{\frac{b}{a}}\right) J_0\left(x \frac{\rho}{\sqrt{ab}}\right) \exp\left(-x \frac{d}{\sqrt{ab}}\right) dx \quad (2.14)$$

Donde J_0 y J_1 son las funciones de Bessel de orden cero y orden uno respectivamente. Esta expresión no considera el radio del alambre de los bobinados, pero se asume que la razón entre a/r y b/r son lo suficientemente pequeñas. Para el caso de alineamiento perfecto, $\delta=0$, por lo que la fórmula se puede expresar como la ecuación (2.15).

$$M(a, b, \delta = 0, d) = \mu_0 \pi \sqrt{ab} \left[\left(\frac{2}{\Psi} - \Psi \right) K(\Psi) - \frac{2}{\Psi} E(\Psi) \right] \quad (2.15)$$

Donde $K(\Psi)$ y $E(\Psi)$ son las integrales elípticas completas del primer y segundo tipo respectivamente y donde Ψ corresponde a la expresión mostrada en la ecuación (2.16).

$$\Psi = \sqrt{\frac{4ab}{a^2 + (a+b)^2}} \quad (2.16)$$

De esta forma, la inductancia mutua entre el bobinado primario y el bobinado secundario M_{ab} , puede ser calculada usando la ecuación (2.17).

$$M_{ab} = \sum_{i=1}^{N_a} \sum_{j=1}^{N_b} M(a_i, b_j, \Psi, d) \quad (2.17)$$



2.2.6 Coeficiente de acoplamiento

El coeficiente de acoplamiento consiste en una cantidad adimensional, y está definido como la razón entre la inductancia mutua entre los bobinados y las inductancias propias de cada bobinado, como se muestra en la ecuación (2.18).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.18)$$

El coeficiente de acoplamiento asume el valor cero cuando no existe ningún acoplamiento y posee el valor uno cuando el acoplamiento es perfecto, siendo este último el caso en que todo el flujo magnético generado por un bobinado está enlazado con el otro bobinado. Según esta definición, k es independiente del número de vueltas de ambos bobinados siempre y cuando la geometría sea mantenida. Este coeficiente es especial para especificar la fuerza del acoplamiento sin

la necesidad de conocer otros detalles sobre el par de bobinas utilizadas, por lo que es común que se use k para evaluar el acoplamiento entre dos bobinados en vez de M .

2.2.7 Resistencia Equivalente Serie

La resistencia serie equivalente (ESR) de una bobina es dependiente de la frecuencia, por lo que es medida a la frecuencia de interés.

La gran reactancia que posee una bobina requiere de una medición precisa de la pequeña ESR que se encuentra en serie. Si se agrega el valor apropiado de capacitancia C en el circuito de la Fig. 2.2, se forma un circuito tanque que es resonante a la frecuencia de resonancia [20].

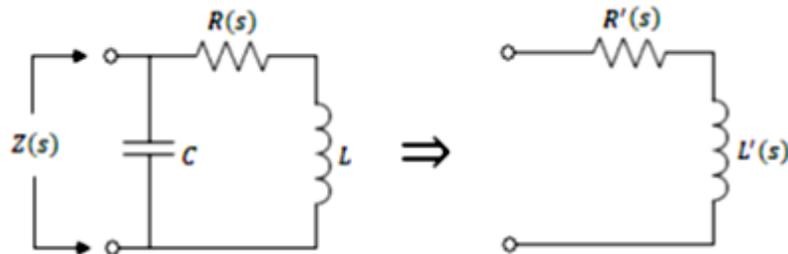


Fig. 2.2 Impedancia $Z(s)$ de un circuito tanque resonante RLC y su red RL equivalente.

La impedancia Z del circuito tanque resonante es puramente resistiva en la condición de resonancia. El valor de $Z(s)$ a $s = j\omega_0$ es mostrado en la ecuación (2.19).

$$Z(j\omega_0) \approx \frac{\omega_0^2 L^2}{R} \quad (2.19)$$

2.2.8 Factor de Calidad

El factor de calidad (Q) de una bobina es la razón entre la parte imaginaria de su impedancia con respecto a la parte real. Asumiendo una representación RL de la bobina, como la mostrada en la Fig. 2.3, el Q puede ser definido usando la ecuación (2.19).

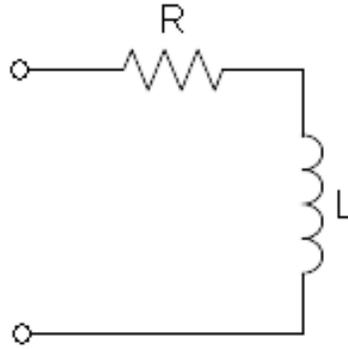


Fig. 2.3 Modelo RL del inductor.

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (2.19)$$

Donde R es la resistencia equivalente serie (ESR) dependiente de frecuencia del bobinado. Cuando una capacitancia parásita C del bobinado se hace presente, como se muestra en la Fig. 2.4, se obtiene un nuevo factor de calidad que difiere del anterior, y se muestra en la ecuación (2.20).

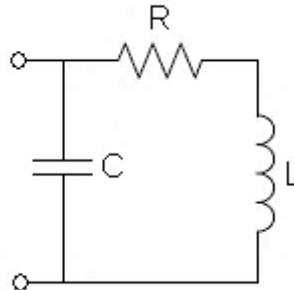


Fig. 2.4 Modelo RLC del inductor.

$$Q' = \frac{\omega L'}{R'} \quad (2.20)$$

Donde la relación entre L y L' se define en la ecuación (2.21) y la relación entre R y R' se expresa en la ecuación (2.22), las que sólo son válidas cuando ω es menor a ω_0 , y cuando $\omega L \gg R$.

$$L \approx L' \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right] \quad (2.21)$$

$$R \approx R' \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]^2 \quad (2.22)$$

El factor de calidad Q normalmente se incrementa con el aumento de la frecuencia. Sin embargo, el Q' efectivo comienza a disminuir cuando la frecuencia se acerca a la frecuencia de resonancia. Para bobinas con un alto Q , es aconsejable cancelar la parte inductiva de la impedancia con un capacitor de alta calidad.

2.2.9 Resonancia del circuito

Un circuito resonante está constituido por un inductor L y un capacitor. Cuando el circuito está a una frecuencia particular se produce un fenómeno denominado Resonancia Eléctrica, en la cual, $|X_C| = |X_L|$, por lo que, la impedancia es mínima e igual a la resistencia del circuito.

La impedancia total está definida por la ecuación (2.23)

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \quad (2.23)$$

Como en este caso $X_L = X_C$, entonces se tiene la ecuación (2.24).

$$Z = \sqrt{R^2} \rightarrow Z = R \quad (2.24)$$

Cuando el sistema está en resonancia, la impedancia es mínima y la corriente alcanza su valor máximo. Además, la tensión que cae en X_L y X_C tiene el mismo valor máximo.

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

a) Resonancia circuito primario

Al considerar componentes ideales, la impedancia de una resistencia es sólo su valor resistivo, la impedancia del inductor y del capacitor están dadas las por las reactancias mostradas en las ecuaciones (2.25) y (2.26) respectivamente.

$$X_L = j\omega L \quad (2.25)$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.26)$$

Por lo tanto la impedancia total del circuito está dada por la ecuación (2.27).

$$Z(j\omega) = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (2.27)$$

Se sabe que al generarse resonancia, X_L y X_C se anulan, ya que, poseen signos opuestos e igual magnitud, por lo que se tiene la ecuación (2.28).

$$Z(j\omega_0) = R \quad (2.28)$$

Por otra parte para lograr que las reactancias sean iguales en magnitud, se tiene la ecuación (2.29)

$$0 = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (2.29)$$

Despejando ω en la ecuación (2.29) se obtiene la frecuencia de resonancia, como se muestra en la ecuación (2.30)

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.30)$$

b) Resonancia circuito secundario

Para maximizar la resonancia en el circuito secundario la resonancia RLC se debe generar conectando los tres elementos en paralelo [6].

Como la conexión está en paralelo la admitancia total del circuito considera la suma de las admitancias individuales lo cual está dado por la ecuación (2.31).

$$Y(j\omega) = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \quad (2.31)$$

Para la frecuencia de resonancia, la admitancia del inductor y la admitancia del capacitor se anulan. Lo cual está dado por la ecuación (2.32).

$$0 = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad (2.32)$$

Despejando ω en la ecuación (2.32) se obtiene la frecuencia de resonancia, como se muestra en la ecuación (2.30).

2.3. Fundamento Teórico de la Transferencia de Energía

El principio de transferencia inalámbrica de energía mediante el tipo inductivo está basado en la utilización del campo eléctrico inducido magnéticamente. Es decir, una corriente alterna a través de una bobina en el lado transmisor genera un campo magnético alterno, el cual es captado por la bobina receptora, produciéndose una fuerza electromotriz (FEM) en ella. Esta FEM aparece como una fuente de voltaje para la carga remota del lado receptor (Z_{receptor}), como se aprecia en la Fig. 2.5.

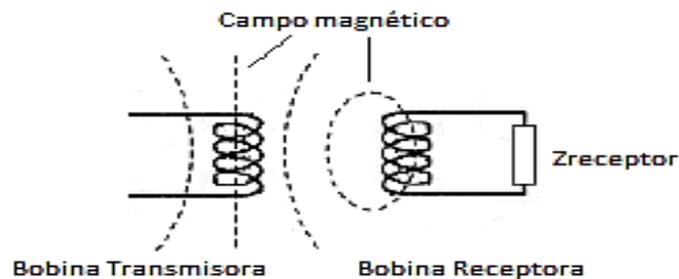


Fig. 2.5 Principio de transferencia inalámbrica de energía del tipo inductivo.

El valor de la Z_{receptor} determina la corriente que fluye a través del bobinado receptor, la que induce un campo magnético secundario que se acopla con el bobinado transmisor. En el caso en que se produce un fuerte acoplamiento magnético, el flujo magnético en el bobinado transmisor es

prácticamente igual al flujo magnético en el bobinado receptor. Esto puede ser logrado mediante el uso de guías de flujo magnético, como en el caso de un transformador, usado en la distribución de potencia eléctrica alterna. Si esta guía de flujo magnético no es usada, los bobinados compartirán una pequeña porción del flujo magnético total.

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

El usar dos bobinas para transferir energía de forma inalámbrica sin un núcleo de algún material ferromagnético corresponde a un transformador de núcleo de aire, el cual se caracteriza por tener un bajo acoplamiento, por lo que la relación de transformación es muy diferente a la relación de las vueltas, como normalmente es en los transformadores convencionales. En la Fig. 2.6 se muestran dos bobinas enlazadas de forma inductiva, en donde se aprecian las líneas de campo producidas.

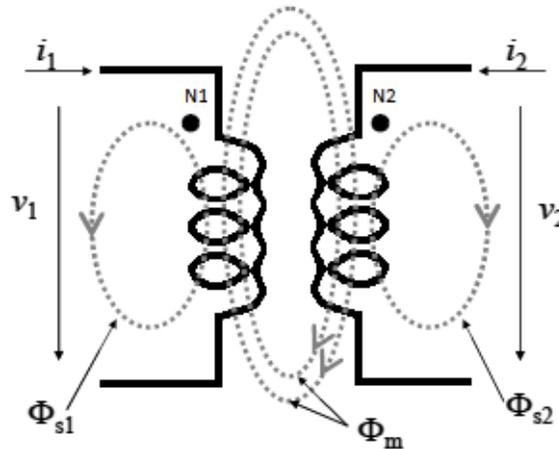


Fig. 2.6 Diagrama de Flujos entre dos bobinas.

Donde Φ_{S1} corresponde al flujo disperso del bobinado primario, que consiste en el flujo magnético creado por la corriente i_1 circulante por el devanado primario y que no es compartido por el secundario. De forma análoga, Φ_{S2} corresponde al flujo disperso del secundario, creado por la

corriente i_2 , y no compartido por el primario. Finalmente, Φ_m es el flujo magnetizante, que consiste en el flujo magnético creado por cualquiera de las dos corrientes y compartido por ambos devanados.

De esta forma, el flujo total al que se encuentra sometido el devanado primario se puede representar por la ecuación (2.33).

$$\Phi_1 = \Phi_{s1} + \Phi_m \quad (2.33)$$

De forma análoga, el flujo total al que se encuentra sometido el devanado secundario se puede representar por la ecuación (2.34).

$$\Phi_2 = \Phi_{s2} + \Phi_m \quad (2.34)$$

Considerando bobinas ideales, las ecuaciones (2.35) y (2.36) definen los voltajes en los devanados.

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi_{s1}}{dt} \quad (2.35)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\Phi_{s2}}{dt} \quad (2.36)$$

Si se combinan las ecuaciones anteriores, se obtiene las ecuaciones (2.37) y (2.38) que definen el comportamiento del circuito de la Fig. 2.6.

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi_{s1}}{dt} + N_1 \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (2.37)$$

$$v_2 = N_2 \frac{d\Phi_{s2}}{dt} + N_2 \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (2.38)$$

En un transformador con alto coeficiente de acoplamiento (k), la relación de transformación es igual a la relación de vueltas, ya que es posible despreciar el flujo disperso, y considerar que todo el flujo es compartido. Es decir, cuando $\Phi_{s1} \approx 0$ y $\Phi_{s2} \approx 0$, se cumple la ecuación (2.39).

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.39)$$

La expresión anterior es válida cuando el factor de acoplamiento es alto, es decir, cercano a uno, sin embargo, como no se cuenta con un núcleo ferromagnético los coeficientes de acoplamiento son bajos, ya que los flujos dispersos pueden tener valores iguales o incluso superiores que el flujo magnetizante. Por lo tanto, quedan representadas por las ecuaciones (2.37) y (2.38).

2.4. Topología del Enlace Inductivo

La topología del enlace inductivo está formada por el bobinado transmisor ubicado en el circuito primario, y el bobinado receptor, ubicado en el circuito secundario como se aprecia en la Fig. 2.7. Es posible observar que la topología mostrada corresponde a la serie-serie, es decir, el condensador y el inductor se encuentran en serie tanto en el circuito primario y homológamente en el circuito secundario. Un aspecto muy relevante en estos sistemas de transferencia inalámbrica de potencia es cuando el sistema se encuentra en resonancia, es decir, la reactancia inductiva es igual a la reactancia capacitiva y de esa manera existirá una cancelación entre ellas, por lo tanto la impedancia total será mínima e igual a la resistencia óhmica del inductor, para efectos de cálculos y aproximaciones sólo consideramos la resistencia en serie que presenta en forma práctica un inductor, por ésta razón la intensidad de la corriente alcanzara su valor máximo al igual que el campo magnético generado y de ésta forma obtener un mejor acoplamiento inductivo.

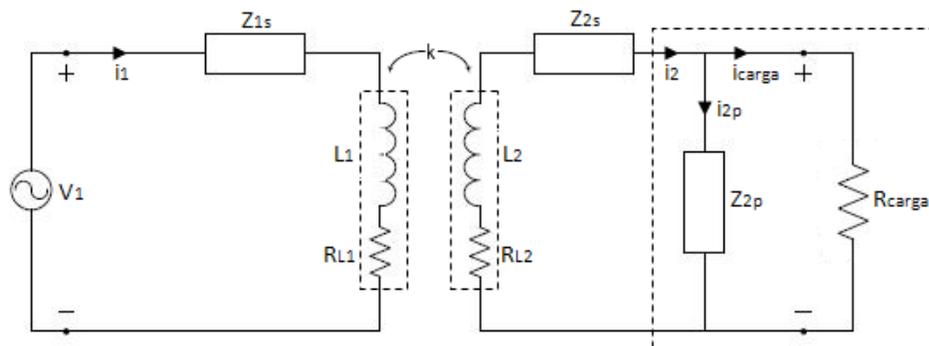


Fig. 2.7 Topología de enlace inductivo con resonancia serie en el circuito primario y circuito secundario.

De la Fig. 2.7 se puede apreciar que Z_{1s} y Z_{2s} corresponde a la impedancia del condensador del circuito primario y secundario respectivamente, L_1 y L_2 son las inductancias propias de las bobinas del circuito primario y secundario respectivamente, R_{L1} y R_{L2} son las resistencias intrínsecas de las bobinas primaria y secundaria respectivamente, Z_{2p} corresponde a una aproximación lineal de la etapa del rectificador, y finalmente R_{carga} corresponde a la resistencia de carga.

Del circuito de la Fig. 2.7, se realizó una aproximación, para esto trabajaremos con las inductancia mutua (M), donde es posible observar a través de la ecuación (2.40) como se relaciona las inductancias propias y el coeficiente de acoplamiento, también para efectos de aproximación se asumirá un Z_{carga} que corresponde al paralelo entre el Z_{2p} y R_{carga} , en resumen se tiene el circuito de la Fig. 2.8.

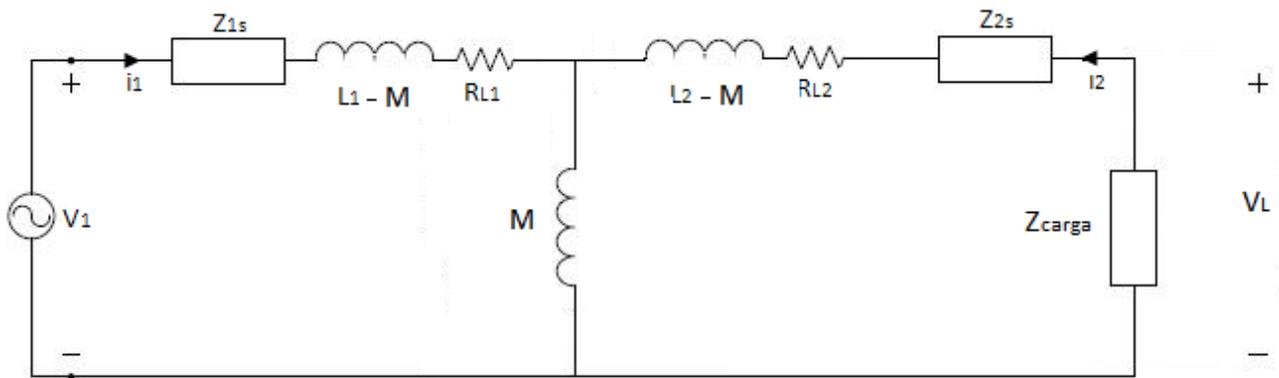


Fig. 2.8 Aproximación de la topología serie-serie del enlace inductivo.

De aquí se obtienen las siguientes ecuaciones:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.40)$$

$$Z_{carga} = \frac{Z_{2p} R_{carga}}{Z_{2p} + R_{carga}} \quad (2.41)$$

El paso siguiente es expresar el circuito de la Fig. 2.8 en función de sus impedancias, de esa manera se podrá obtener la función de transferencia realizando los correspondientes análisis de teoría de circuitos, especialmente aplicando divisor de tensión, de esta manera se obtiene el siguiente circuito presentado en la Fig. 2.9.

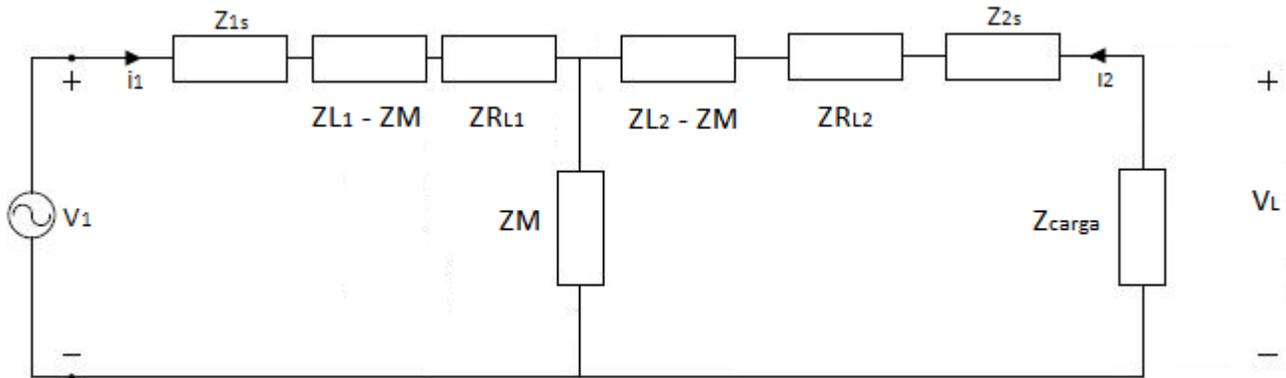


Fig. 2.9 Aproximación de la topología serie-serie del enlace inductivo en función de sus impedancias.

Las relaciones de las impedancias que caracterizan al circuito de la Fig. 2.9 son:

$$Z_{1s} = \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2.42)$$

$$Z_{2s} = \frac{1}{j\omega C_2} \quad (2.43)$$

$$Z_M = j\omega M = j\omega k \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.44)$$

$$Z_{L1} = j\omega L_1 \quad (2.45)$$

$$Z_{L2} = j\omega L_2 \quad (2.46)$$

$$Z_{R_{L1}} = R_{L1} \quad (2.47)$$

$$Z_{R_{L2}} = R_{L2} \quad (2.48)$$

Realizando los correspondientes L.V.K. se obtiene que:

$$V_1 = (Z_{1s} + Z_{L1} - Z_M + Z_{R_{L1}})i_1 + Z_M(i_1 + i_2) \quad (2.49)$$

$$V_L = (Z_{2s} + Z_{L2} - Z_M + Z_{R_{L2}})i_2 + Z_M(i_1 + i_2) \quad (2.50)$$

$$V_L = Z_{carga}i_2 \quad (2.51)$$

Realizando los correctos análisis de circuitos, especialmente aplicando divisores de tensión se obtiene que:

$$\frac{V_L}{V_1} = \frac{Z_{carga}Z_M}{(Z_{1s}+Z_{L1}+Z_{R_{L1}})(Z_{2s}+Z_{L2}+Z_{R_{L2}}+Z_{carga})-Z_M^2} \quad (2.52)$$

Expresando la ecuación (2.52) en función de ω se obtiene que:

$$H(j\omega) = \frac{j\omega R_{carga}M}{\left(R_{L1} + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right)\left((R_{L2} + R_{carga}) + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right) + \omega^2 k^2 L_1 L_2} \quad (2.53)$$

La topología que considera sintonización serie en el circuito primario y sintonización paralela en el circuito secundario, presentada en la Fig. 2.10, corresponde a la topología ideal, analizadas en [6].

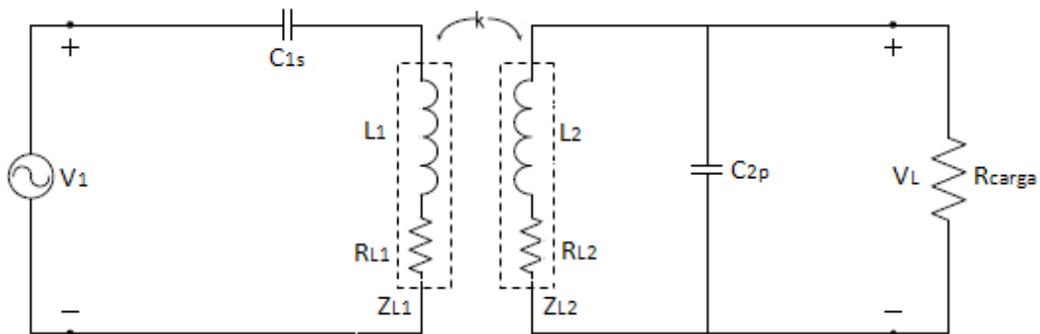


Fig. 2.10 Topología de enlace inductivo con resonancia serie en el circuito primario y resonancia paralela en el circuito secundario.

La nueva expresión de ganancia de voltaje para esta topología se muestra en la ecuación (2.54).

$$\frac{V_L}{V_1} = \frac{C_{1s}R_{carga}M\omega^2}{C_{1s}R_{carga}C_{2p}A\omega^4 + jB\omega^3 + C\omega^2 + jD\omega + R_{carga} + R_{L2}} \quad (2.54)$$

Donde:

$$\begin{aligned} A &= M^2 - L_1L_2 \\ B &= C_{1s}R_{carga}C_{2p}(L_1R_{L2} + L_2R_{L1}) - C_{1s}(M^2 - L_1L_2) \\ C &= C_{1s}(L_1R_{L2} + L_1R_{carga} + L_2R_{L1}) + R_{carga}C_{2p}(R_{L1}C_{1s}R_{L2} + L_2) \\ D &= R_{L1}C_{1s}(R_{carga} + R_{L2}) + R_{L2}C_{2p}R_{carga} + L_2 \end{aligned}$$

La eficiencia (η) del sistema con esta topología está dada por la ecuación (2.55).

$$\eta = \frac{\omega^2 M}{R_{carga}^2(C_{2p}E\omega^4 + (R_{L1}F + G)\omega^2) + R_{L1}(R_{carga} + R_{L2})^2} \quad (2.55)$$

Donde:

$$\begin{aligned} E &= R_{L2}M^2 + L_2^2R_{L1} \\ F &= C_{2p}^2 + R_{L2}^2 - 2C_{2p}L_2 \\ G &= L_2^2R_{L1} + M^2(R_{carga} + R_{L2}) \end{aligned}$$



2.4.1 Bobinas Paralelas

Para la implementación del enlace inductivo se utilizaron las del tipo bobinas paralela. Éstas fueron construidas usando alambre de cobre de 0.28 mm de diámetro. La forma de estas bobinas es circular, es decir, el diámetro de cada espira es el mismo, como se observa en la Fig. 2.9.

Las bobinas realizadas, con sus números de espiras, valores inductivos y resistivos son mostradas en la Tabla 2.1. Los datos fueron obtenidos usando un Analizador de Impedancia Hewlett Packard 4192A.

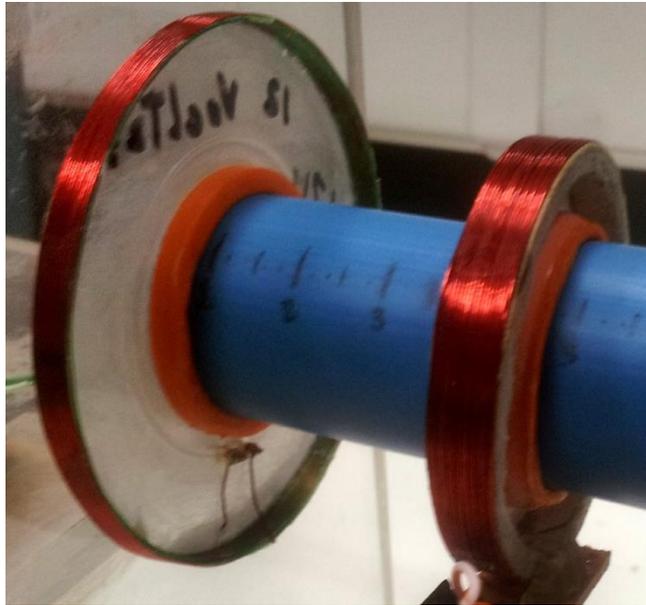


Fig. 2.11 Bobinas implementadas. Bobina Primaria (Izquierda) y Bobina Secundaria (Derecha).

Tabla 2.1 Parámetros de la bobina primaria y bobina secundaria.

Tag	Números de espiras	Inductancia [μH]	Resistencia [Ω]	Diámetro [mm]	Espesor [mm]
L ₁ (Bobina Primaria)	12	19.92	1.8	60	4
L ₂ (Bobina secundaria)	18	25.37	2.3	40	6

Con respecto al diseño del diámetro de la bobina primaria y la bobina secundaria, se construyó la bobina secundaria con un menor diámetro en comparación a la bobina primaria, porque según lo propuesto en [21], con una bobina primaria de 60 [mm] de diámetro, se utilizó una bobina primaria de 45 [mm] de diámetro para que el coeficiente de acoplamiento sea insensible a desplazamientos laterales e inclinaciones entre ambos bobinados.

2.4.2 Simulaciones campos magnéticos:

Las simulaciones de los campos magnéticos se realizaron ocupando el software COMSOL Multiphysics 4.4. El cual considera un análisis en estado estacionario del sistema. Se realizaron simulaciones considerando una corriente de 200 [mA] por la bobina primaria y una distancia de 20 [mm] entre la bobina primaria y bobina secundaria.

Bobinas Paralelas a 20 [mm]

En la Fig. 2.12 se presenta el modelo de las bobinas simuladas. La bobina primaria es de 12 espiras y tiene un diámetro de 60 [mm] con un espesor de 4[mm], mientras que la bobina secundaria es de 18 espiras y tiene un diámetro de 40 [mm] con un espesor de 6 [mm]. Ambas bobinas se encuentran concéntricas y la distancia entre ellas es de 20 [mm]. Fue posible hacer un estudio de la densidad de flujo magnético (\mathbf{B}) medido en Gauss (G) para la configuración deseada, como se muestra en las Fig. 2.13, Fig. 2.14 y Fig. 2.15 para las vistas xy, yz y xz, respectivamente, en dichas figuras se observa cómo la densidad del flujo magnético se concentra en la bobina primaria y las líneas de flujo magnético atraviesan la bobina secundaria.

COMSOL
MULTIPHYSICS

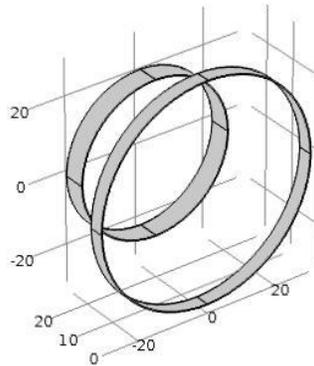
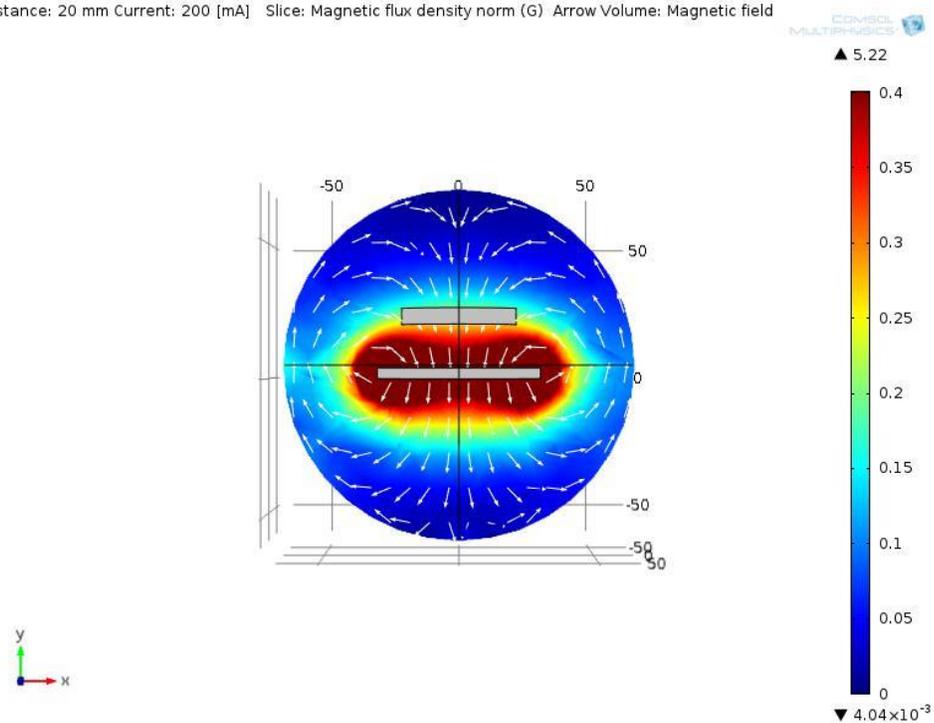
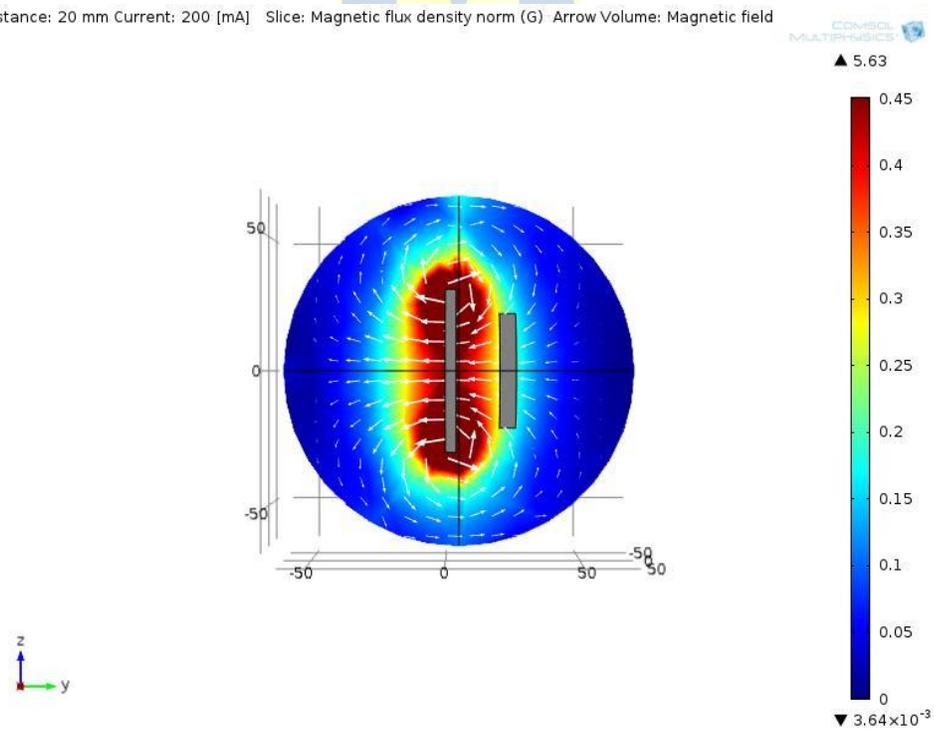


Fig. 2.12 Geometría bobinas paralelas, 200 [mA] y 20 [mm].

Distance: 20 mm Current: 200 [mA] Slice: Magnetic flux density norm (G) Arrow Volume: Magnetic field



Distance: 20 mm Current: 200 [mA] Slice: Magnetic flux density norm (G) Arrow Volume: Magnetic field



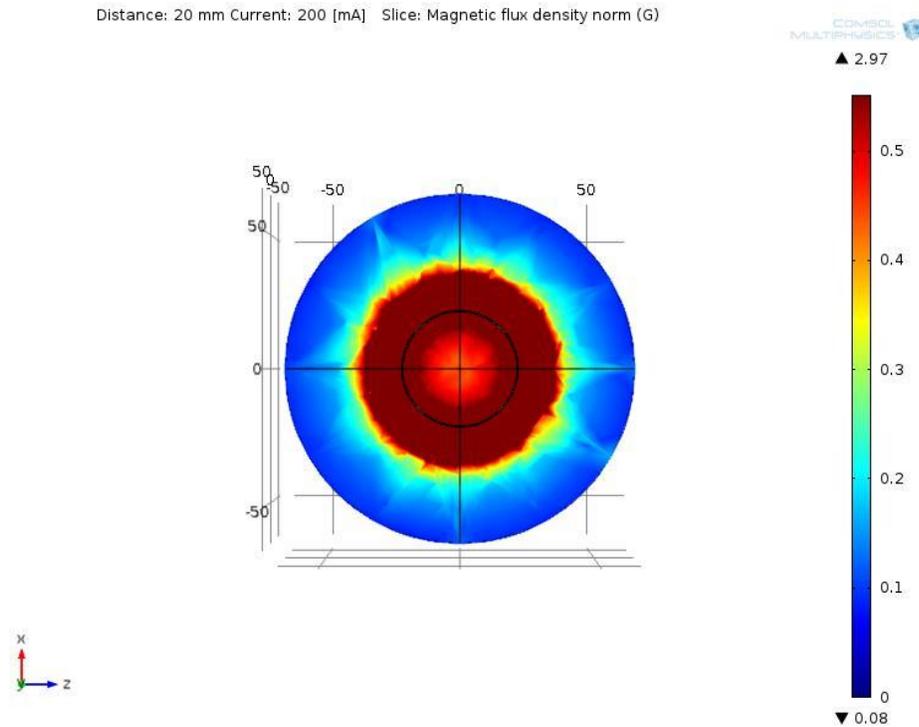


Fig. 2.15 Densidad de flujo magnético, 200 [mA] y 20 [mm]. Vista eje xz

De las simulaciones presentadas, se observa como la distribución de las líneas de campos generadas por la bobina primaria son cerradas. En las regiones en donde las líneas están más próximas la densidad del flujo magnético es mayor a cuando están separadas, por ésta razón la densidad de flujo alcanza valores máximos a una distancia cercana a los 15 [mm] y se ubica en la región que es paralela a la bobina primaria. Por lo tanto, la bobina secundaria debe situarse en paralelo a la bobina primaria para lograr obtener un máximo de transferencia de energía.

Capítulo 3. Estrategias de control para el enlace inductivo

3.1. Introducción

En este capítulo se presentan las estrategias de control propuestas en la literatura [17], en la Fig. 3.1 se muestra un diagrama de un sistema WPT con un control en el circuito transmisor.

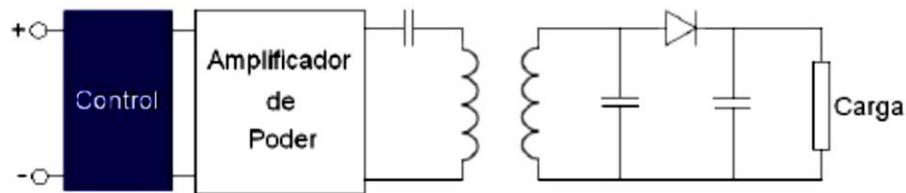


Fig. 3.1 Diagrama de un control para el enlace inductivo en el circuito transmisor.

En el caso del control en el circuito primario, existen dos formas principales de llevar a cabo el control: Una es el control por voltaje y otra es el control por frecuencia.

3.2. Propuestas de control por voltaje en el enlace inductivo

Una opción propuesta, que es descrita en [22], consiste en usar como señal de realimentación el voltaje V_{dc} entregado a la carga, el cual es digitalizado, con un conversor análogo digital, y enviado a través de un transmisor de radio frecuencia, desde el circuito secundario implantado hasta el circuito primario externo, como se muestra en la Fig. 3.2. Esta señal de realimentación es usada para variar el voltaje de alimentación V_{in} dependiendo de la señal V_{dc} , para variar el flujo de potencia, y de esta forma lograr mantener constante el voltaje entregado al dispositivo implantado. Debido a que el voltaje V_{dc} fue enviado de forma digital, es necesario tener un conversor digital análogo en el circuito primario, para poder comparar esta señal con una señal nominal, y determinar si se debe variar el voltaje de alimentación V_{in} .

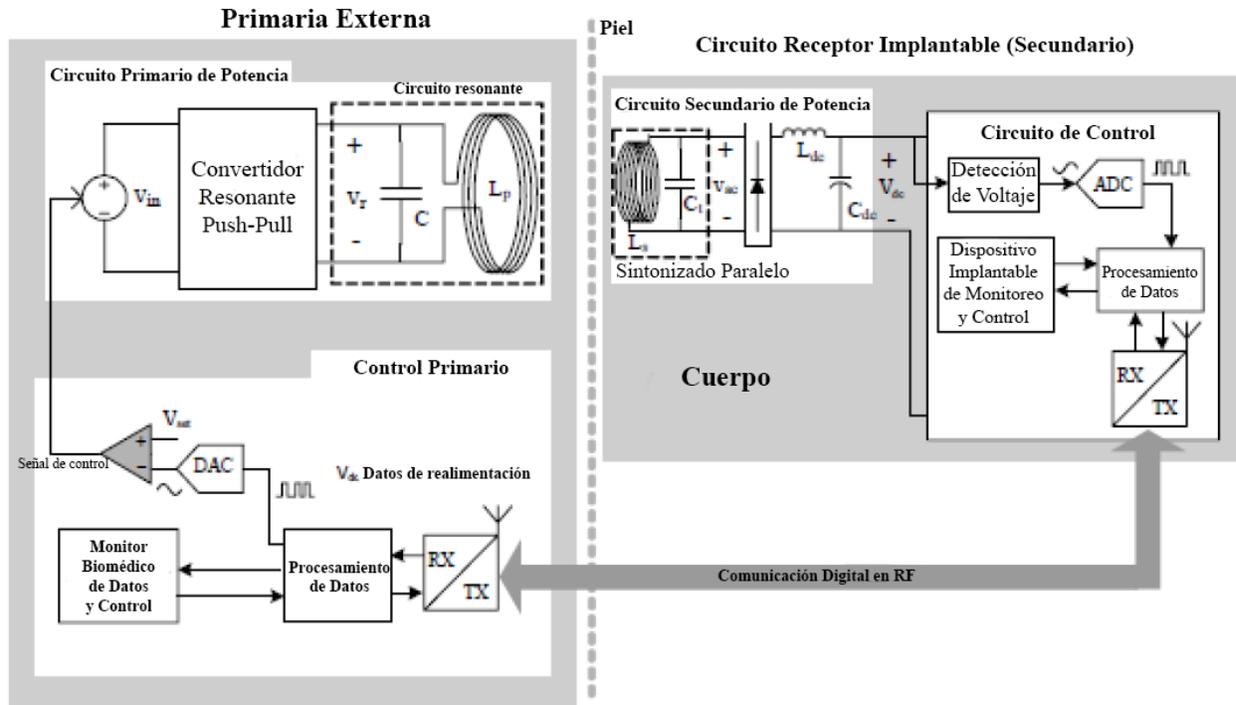


Fig. 3.2 Sistema inalámbrico de alimentación controlado por voltaje desde el circuito primario.

Otra alternativa para llevar a cabo el control por voltaje es el mostrado en [23]. Al poseer un bobinado transmisor conectado en una configuración de resonancia serie, el grado de acoplamiento magnético que existe con el receptor determinará el voltaje en el circuito secundario, pero además, se añade una resistencia acoplada al circuito transmisor, debido al acoplamiento con el circuito secundario. Esta resistencia acoplada puede ser usada como señal de realimentación, y así controlar la amplitud del voltaje de alimentación del transmisor, de tal forma que el voltaje en el secundario se mantenga constante a medida que el acoplamiento varía, producto de una variación en la distancia entre los bobinados del sistema. El esquema de este sistema se muestra en la Fig. 3.3.

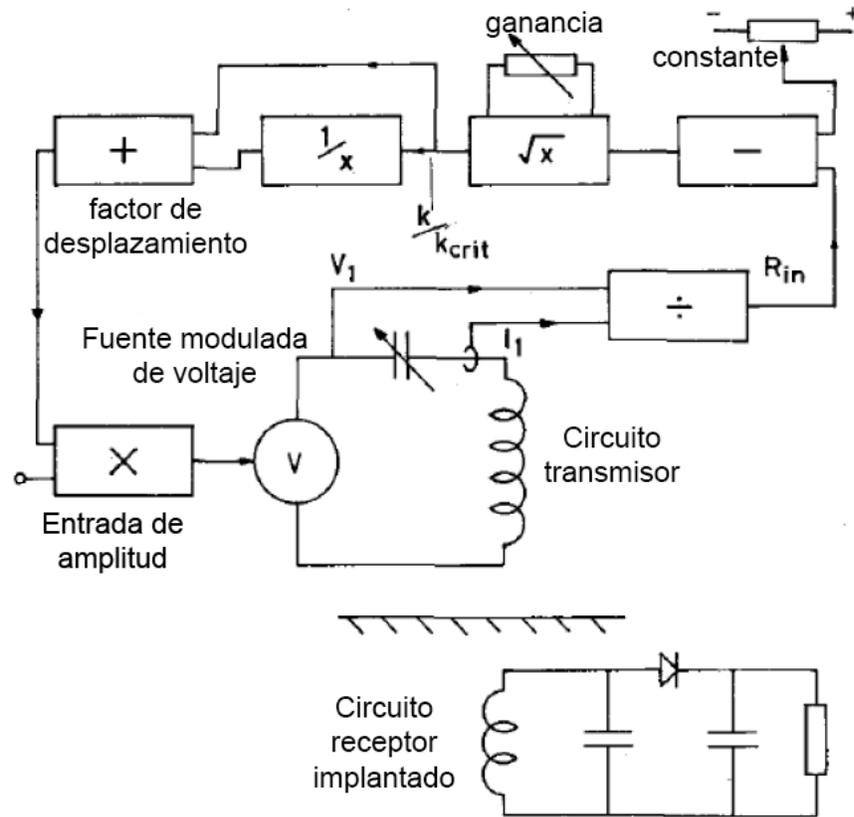


Fig. 3.3 Sistema inalámbrico de transmisión controlado por voltaje desde el circuito primario.

3.3. Propuesta de control por frecuencia en el enlace inductivo

Con respecto al control por frecuencia, propuestos en [24] y [25], se usa una señal inalámbrica de realimentación, que fue previamente digitalizada usando un conversor análogo digital, y luego transmitida usando transmisores Nordic nRF24E1 para comunicación de datos, los que llevan la información sobre el voltaje en la carga. Esta transmisión digital de información se hace a una frecuencia de 2.4 GHz, y es captada en el circuito primario externo, para luego a través de un conversor digital análogo, obtener la señal que será usada de realimentación.

La base de este control es modificar la capacitancia que se encuentra en paralelo al bobinado primario, para de esta forma modificar la frecuencia a la que resuena el sistema, y de esta forma, acercar o alejar su frecuencia de resonancia a la frecuencia a que opera el sistema, para aumentar o disminuir el voltaje inducido en el secundario y mantener el voltaje en el secundario bajo un cierto rango de operación. El esquema de este sistema de control es mostrado en la Fig. 3.4.

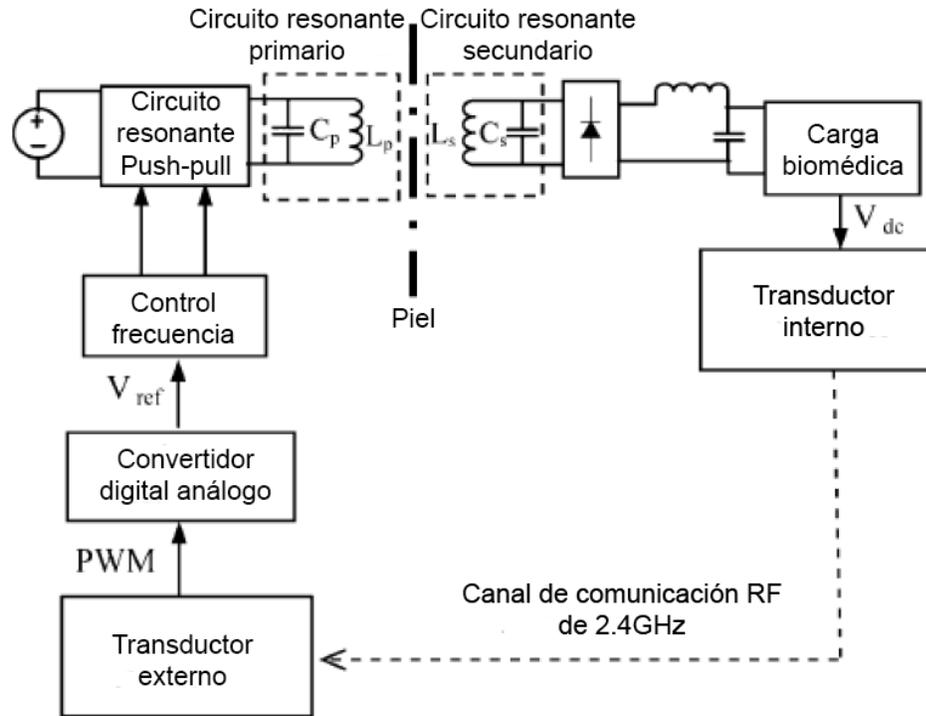


Fig. 3.4 Sistema de transmisión de energía inalámbrico controlado por frecuencia desde el circuito primario.

De las propuestas de control presentadas y de los resultados disponibles en la literatura se puede mencionar que el control por voltaje tiene la ventaja de ser fácil de implementar, poseer un amplio rango de distancias axiales en los que se obtiene un voltaje superior o igual al deseado, y además, tiene una alta eficiencia ($>70\%$). Su desventaja es que está limitado a un cierto voltaje de operación, que está dictado por las limitantes de fabricación de los componentes electrónicos, que soportan hasta un cierto valor de voltaje sin dañarse.

En cambio el control por frecuencia tiene como ventaja lograr valores de voltajes deseados a distancias entre 0 [mm] y 15[mm]. Posee como desventaja la gran complejidad de implementación de un sistema de control. Además, sobre una cierta distancia axial (cercana a los 30[mm]), no es posible realizar control por frecuencia, ya que la inductancia mutua entre las bobinas es despreciable, y sólo existe una frecuencia en la que se produce el voltaje máximo de salida.

3.4. Circuitos retroalimentados para amplificador clase E

Unos de los objetivos de esta memoria es el diseño e implementación de un circuito retroalimentado para un amplificador clase E. De las propuestas presentes en la literatura existen dos principales diseños. El primero, mostrado en la Fig. 3.5, utiliza una inductancia variable para compensar los cambio en la frecuencia de resonancia, de este modo mantener una misma frecuencia de operación en el sistema. Mientras que el segundo diseño, mostrado en la Fig. 3.6, utiliza una frecuencia de funcionamiento variable para compensar los cambios en la inductancia del circuito primario.

3.4.1 Circuito retroalimentado con compensación de inductancia

Este circuito retroalimentado con compensación de inductancia fue diseñado por Bert Lenaerts y Robert Puers [26] y utiliza un transductor para compensar las variaciones de inductancia de la bobina transmisora, manteniendo constante la inductancia del circuito transmisor, el circuito se presenta en la Fig. 3.5.

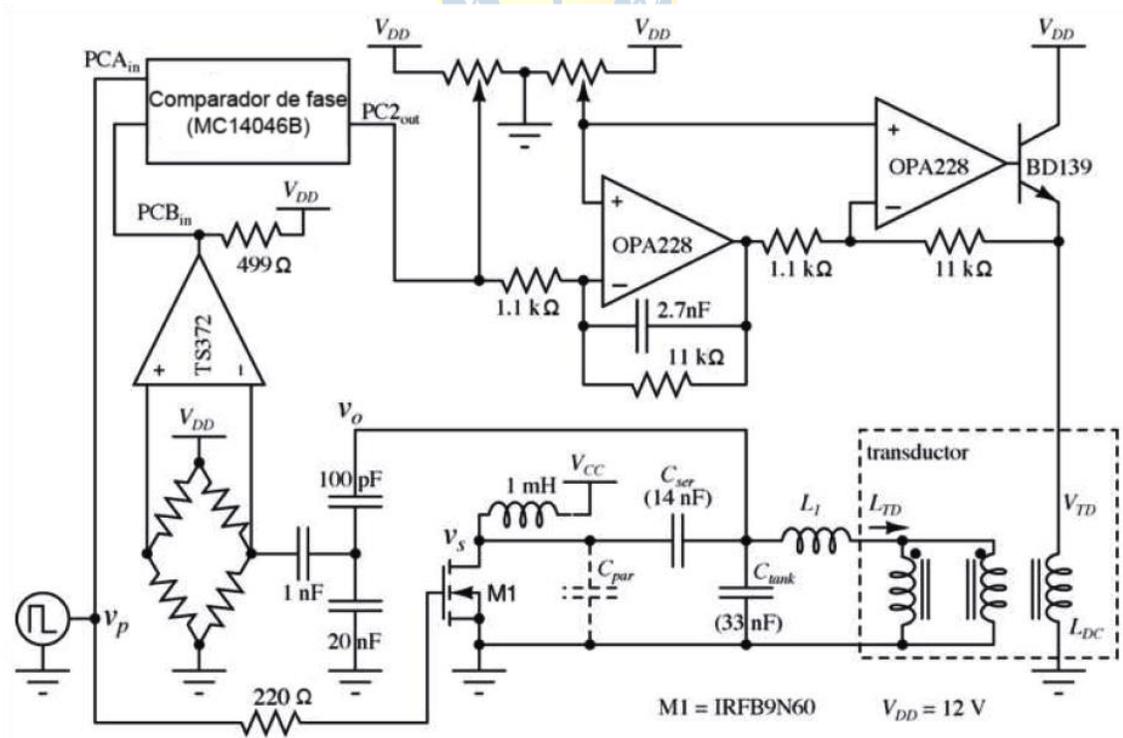


Fig. 3.5 Circuito retroalimentado con compensación de inductancia.

Este diseño permite obtener una frecuencia de funcionamiento constante y de esa manera mantener constante la intensidad del campo magnético generado por el circuito transmisor. Sin embargo, este circuito no permite tener una máxima eficiencia ya que el coeficiente de calidad del filtro presente en el circuito resonante del amplificador clase E se reduce por la adición del transductor.

3.4.2 Circuito retroalimentado con frecuencia variable

El circuito retroalimentado con frecuencia variable, también llamado circuito auto-sintonizado fue diseñado por Troyk [27] y utiliza un sistema de detección de cruce por cero que permite seguir las variaciones de la frecuencia de resonancia de la bobina transmisora, el circuito se presenta en la Fig. 3.6.

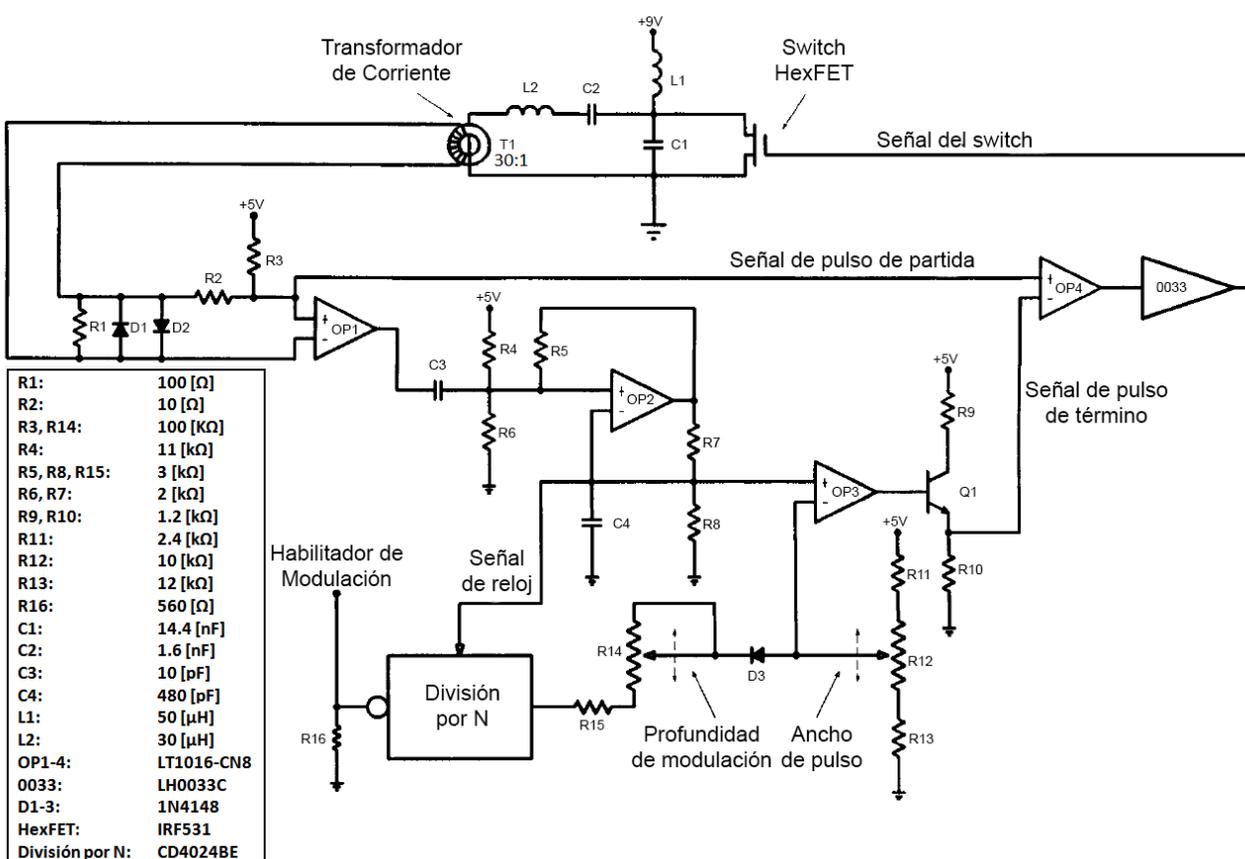


Fig. 3.6 Circuito retroalimentado con frecuencia variable.

Este circuito permite variar la frecuencia de operación del amplificador clase E y así obtener la frecuencia de operación óptima para que el amplificador presente menores pérdidas de conmutación, logrando mejorar su eficiencia. En el capítulo 4 se menciona el funcionamiento de este circuito retroalimentado.

Capítulo 4. Amplificador clase E auto-sintonizado

4.1. Introducción

La etapa del sistema de transferencia de energía encargado de generar la corriente alterna necesaria para que circule a través del bobinado primario o transmisor, es el amplificador de poder. Dentro de las familias de amplificadores de poder se pueden encontrar los amplificadores lineales (Clase A, Clase B, Clase AB, Clase C), y los amplificadores de conmutación (Clase D y Clase E). En este capítulo se hizo una revisión del amplificador clase E para finalmente proceder a presentar el amplificador clase E auto-sintonizado.

4.2. Amplificador Clase E

El amplificador clase E (ACE) fue desarrollado por Nathan Sokal y Alan Sokal en 1975[10]. El circuito básico del ACE se muestra en la Fig. 4.1. Consta de un dispositivo semiconductor de potencia funcionando como interruptor, un circuito L_1 -C-R resonante serie, un capacitor C_1 y una fuente de corriente, cuya implementación es mediante una fuente de voltaje con inductor de choke, L_{choke} . El interruptor se enciende y se apaga a la frecuencia de funcionamiento $f = \omega/2\pi$ determinado por el circuito de control de compuerta. La capacitancia de salida del transistor, y la capacitancia parásita del inductor L_{choke} son incluidas en el capacitor paralelo (C_1). La resistencia R representa la resistencia de carga del circuito.

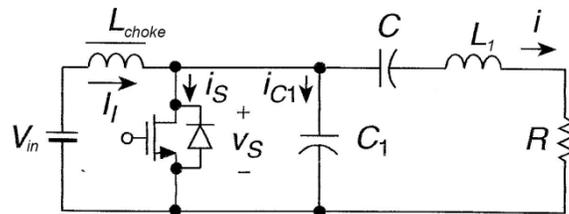


Fig. 4.1 Circuito Amplificador Clase E.

4.3. Principio de funcionamiento del amplificador clase E

El funcionamiento lo determina la señal de compuerta mediante un circuito de control adecuado, cuya finalidad es hacer que el MOSFET funcione como interruptor (abierto-cerrado). El interruptor se enciende y apaga a la frecuencia de funcionamiento ($f = \omega/2\pi$). Cuando el interruptor está encendido (ON), el circuito queda representado como un circuito resonante serie, conformado por R, L_1 y C. Cuando el interruptor está apagado (OFF), el circuito resonante queda conformado por R, L_1 , C y C_1 , siendo la capacitancia equivalente entre C y C_1 mostrada en la ecuación (4.1), cuya capacitancia equivalente es menor que C y C_1 .

$$C_{eq} = \frac{CC_1}{C+C_1} \quad (4.1)$$

Por lo tanto la red de carga del amplificador Clase E se caracteriza por dos frecuencias de resonancia. Cuando el interruptor está encendido la frecuencia de resonancia (f_{o1}) se define como se muestra en la ecuación (4.2).

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C}} \quad (4.2)$$

Cuando el interruptor está apagado la frecuencia de resonancia (f_{o2}) se define como se muestra en la ecuación (4.2).

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1CC_1}{C+C_1}}} \quad (4.3)$$

La relación de las dos frecuencias de resonancia está por la ecuación (4.4).

$$\frac{f_{o1}}{f_{o2}} = \sqrt{\frac{C_1}{C_1+C}} \quad (4.4)$$

4.4. Forma de onda del Amplificador Clase E

Generalmente los circuitos de conmutación con dispositivos semiconductores, presentan pérdidas de conmutación. La idea principal del amplificador de potencia de clase E es que el MOSFET se enciende como un interruptor a tensión cero, así la disipación de potencia en el interruptor es idealmente cero, debido a que no existe traslape entre las formas de onda de corriente

y voltaje en las terminales del mismo. Las formas de onda de tensión en estos circuitos disminuyen bruscamente de un valor elevado, a menudo igual a la tensión de alimentación (V_I) a casi cero. Cuando el transistor está activado, la corriente circula a través de la resistencia drain-source de encendido ($r_{ds(on)}$) del transistor y toda la energía almacenada en éste, se disipa en forma de calor. La pérdida de potencia de conmutación del transistor está dada por la ecuación (4.5).

$$P_{sw} = \frac{1}{2} f C V_I^2 \quad (4.5)$$

Las pérdidas de conmutación se pueden evitar si el voltaje a través del transistor (v_s) es cero, es decir, $v_s(t_{turn-on}) = 0$, donde $t_{turn-on}$ corresponde tiempo de encendido del MOSFET. Si se cumple la condición anterior la carga almacenada en la capacitancia de salida del transistor es cero. Por lo tanto, el modo de funcionamiento óptimo del amplificador clase E, como se señaló anteriormente, se caracteriza por la pérdida minimizada, esto ocurre cuando el voltaje de interruptor (v_s) tiene valor cero (conocido como *Zero Voltage Switching* (ZVS)) y pendiente igual a cero (conocido como *Zero Derivative Switching* (ZDS)). El ZVS evita grandes peak de corriente en el interruptor, minimizando las pérdidas de conmutación y ZDS permite minimizar errores de sincronización leves o cierre del interruptor lento. En general, este tipo de operación se denomina conmutación suave.

La Fig. 4.2 muestra las formas de onda de corriente y tensión en el amplificador clase E para: (1) $dv_s(\omega t)/d(\omega t) = 0$; (2) $dv_s(\omega t)/d(\omega t)|_{\omega t=2\pi} < 0$; y (3) $dv_s(\omega t)/d(\omega t)|_{\omega t=2\pi} > 0$.

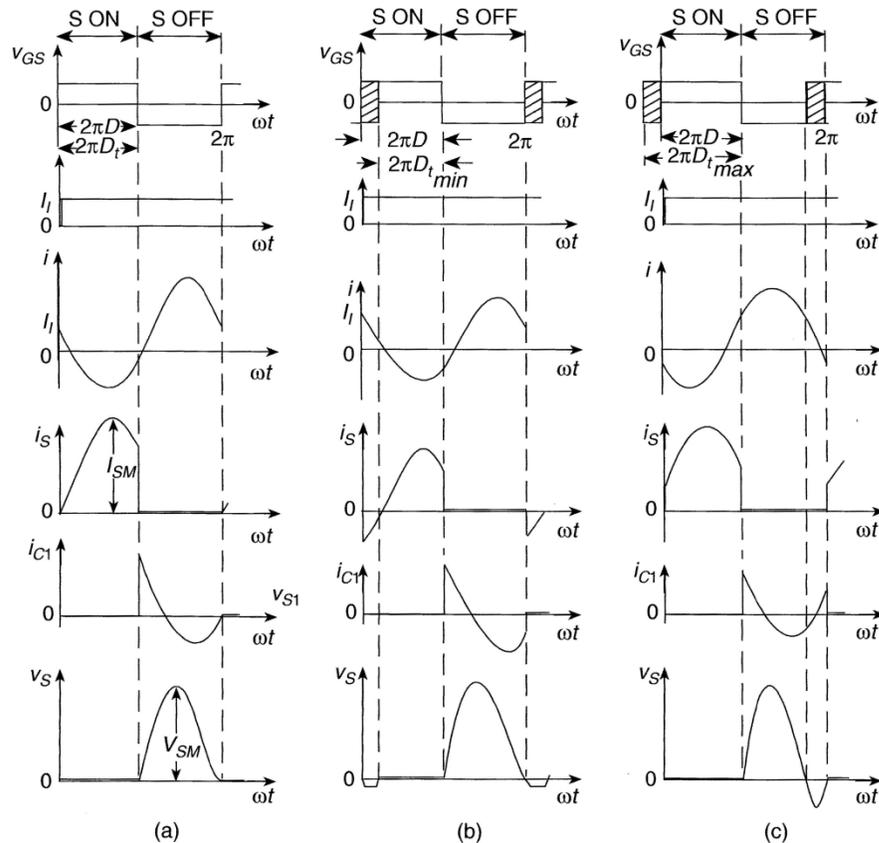


Fig. 4.2 Formas de ondas del amplificador clase E. (a) Operación óptima (b) Operación sub-óptima con $dv_s(\omega t)/d(\omega t)|_{\omega t=2\pi} < 0$ (c) Operación sub-óptima con $dv_s(\omega t)/d(\omega t)|_{\omega t=2\pi} > 0$

Cuando el transistor se enciende a $\omega t = 2\pi$ y sí se cumplen las siguientes condiciones: $v_s(2\pi) = 0$ y $dv_s(\omega t)/d(\omega t)|_{\omega t=2\pi} = 0$, se dice que el amplificador está operando en su óptimo, ya que se satisface simultáneamente ZVS y ZDS, esto se puede apreciar en la Fig. 4.2 (a). Como se observa tanto la forma de onda de la tensión v_s , la forma de onda de la corriente i_s son positivas y la energía almacenada en la capacitancia C_1 es cero cuando el transistor se enciende, produciendo una pérdida de conmutación cero. Como la derivada de v_s es cero en el momento que el interruptor se enciende, la corriente que circula a través del interruptor aumenta gradualmente desde cero hasta que el interruptor se abre. Para lograr un funcionamiento óptimo, se satisfacen ciertas relaciones entre los valores de C_1 , L , f , D y R [29], por lo tanto en este punto de operación existe un valor de resistencia de carga óptima (R_{opt}). Además, la frecuencia de funcionamiento (f) debe estar ubicada entre las dos frecuencias de resonancia para un funcionamiento óptimo, es decir, $f_{01} < f < f_{02}$.

Si $R > R_{opt}$, la amplitud de la corriente (I_m) a través del circuito resonante en serie RL_1C es inferior a la requerida para el funcionamiento óptimo, la caída de tensión a través del condensador C_1 disminuye y la tensión en los terminales del interruptor (v_s) en el encendido es mayor a cero. Por otro lado, si $R < R_{opt}$, la amplitud de corriente I_m es mayor a la requerida para un funcionamiento óptimo, la caída de voltaje a través de los condensadores C_1 aumenta y la tensión de interruptor v_s es menor a cero en el encendido. En ambos casos estos puntos de operación se conoce como operación sub-óptima, corresponde a las formas de onda mostradas en la Fig. 4.2 (b) y Fig. 4.2 (c).

En la Fig. 4.2 (b) se observa en la gráfica de i_s que al tiempo de encendido del interruptor existe una corriente negativa circulando a través del interruptor y en ese instante de tiempo existe un voltaje negativo cercano a los $-0,7$ [V] en la gráfica de v_s , esto esta relacionando con la conducción del diodo anti-paralelo presente en la topología del MOSFET. Además este diodo acelera el tiempo en el que el interruptor se enciende, sin embargo, aunque el diodo este encendido (ON), puede que el MOSFET este encendido o apagado, por lo tanto existe un ciclo de trabajo mínimo mostrado por el área achurada de la Fig. 4.2 (b) que asegurara que cuando el diodo anti-paralelo este en conducción el interruptor también esta encendido y así reducir las pérdidas de conmutación. También es interesante mencionar que se observa en estos intervalos tiempo en el interruptor existe simultáneamente voltaje y corriente a través de él, por lo que se traduce en pérdidas de conmutación. Mientras que en el caso de la Fig. 4.2 (c) se muestra en el área achurada el ciclo de trabajo máximo que puede aplicarse en la señal de control del Gate-Source (V_{GS}) del MOSFET.

4.5. Análisis del amplificador clase E

En el análisis del amplificador clase E no es posible evaluar el funcionamiento de cada una de las partes que lo conforman por separado, ya que cada uno de sus componentes influye sobre los demás. Esta circunstancia complica el análisis del amplificador y dificulta la obtención de soluciones analíticas siendo frecuente recurrir a métodos numéricos. Esto ha motivado que se desarrollen distintos tipos de análisis del amplificador clase E. Como se mencionó anteriormente las diferencias entre cada uno de ellos estriba en las suposiciones y consideraciones tomadas. Una de las principales suposiciones es que la inductancia fuente de corriente es infinita. Está suposición permite obtener en forma analítica algunas ecuaciones que describen el funcionamiento del

amplificador. Sin embargo, el cálculo del valor de la inductancia fuente de corriente no está optimizado y por lo general obliga a utilizar un valor mucho mayor del necesario.

Dentro de los principales artículos que se han presentado sobre el análisis del amplificador clase E se distinguen los siguientes: el primer análisis del funcionamiento del amplificador clase E fue publicado por F.H. Raab en 1977 [30]. En este análisis Raab planteaba las relaciones existentes entre los componentes con base en las leyes enumeradas por la teoría de circuitos y por medio de un análisis de Fourier. Para este análisis Raab asumía una inductancia L_{choke} infinita, un interruptor ideal y un factor de calidad lo suficientemente alto como para tener una senoide pura en la carga del amplificador. Bajo estas premisas Raab obtiene una solución analítica para el cálculo de los componentes para la operación “óptima”. En otro artículo publicado por Robert E. Zulinsky y John W. Steadman [31] se realiza un análisis muy similar al de Raab y bajo las mismas premisas, la diferencia está en que Zulinski y Steadman suponen un valor de la inductancia L_1 finito. Posteriormente, en 1994 Li y Yam proponen otro análisis del amplificador clase E bajo las mismas premisas de Zulinsky y Steadman, es decir, con un valor de inductancia L_{choke} finito, en este análisis Li y Yam proponen una metodología para el cálculo de los componentes del amplificador [32].

Utilizando el Metodo del Li y Yam, se lleva a cabo bajo las siguientes suposiciones:

1. El transistor es un conmutador ideal cuya resistencia de encendido es cero, resistencia de apagado es infinita, y los tiempos de conmutación son cero.
2. El factor de calidad de la bobina de choke es lo suficientemente alta (i.e. $Q_{L_{choke}} > 20$) de modo que la componente de corriente alterna es mucho menor que la componente DC de la corriente de entrada.
3. El Q_L factor de calidad circuito resonante en serie RL_1C es lo suficientemente alto (i.e. $Q_L > 20$) para que la corriente a través del circuito resonante sea sinusoidal.
4. El ciclo de trabajo (D) es de 0.5.

En el caso de la inductancia Para calcular el valor mínimo que debe tener la bobina de choque, se obtiene de la siguiente forma:

Cuando el interruptor está en ON, la tensión en la bobina de choke, se muestra en la ecuación (4.6).

$$v_{Lchoke} = V_{in} \quad (4.6)$$

Y la corriente a través de la bobina de choke (i_{Lchoke}), se muestra en la ecuación (4.7).

$$i_{Lchoke} = \frac{1}{L_{choke}} \int_0^t v_{Lchoke} dt + i_{Lchoke}(0) = \frac{1}{L_{choke}} \int_0^t V_{in} dt + i_{Lchoke}(0) = \frac{V_{in}}{L_{choke}} t + i_{Lchoke}(0) \quad (4.7)$$

Por lo tanto,

$$i_{Lchoke} \left(\frac{T}{2} \right) = \frac{V_{in} T}{2L_{choke}} + i_{Lchoke}(0) = \frac{V_{in}}{2fL_{choke}} + i_{Lchoke}(0) \quad (4.8)$$

El *ripple* de la corriente i_{Lchoke} , se muestra en la ecuación (4.9).

$$\Delta i_{Lchoke} = i_{Lchoke} \left(\frac{T}{2} \right) - i_{Lchoke}(0) = \frac{V_{in}}{2fL_{choke}} \quad (4.9)$$

Así, la inductancia mínima para la bobina de choke se muestra en la ecuación (4.10)

$$L_{choke_{min}} = \frac{V_{in}}{2f \Delta i_{Lchoke_{max}}} = \frac{V_{in}}{2f I_L \frac{\Delta i_{Lchoke_{max}}}{I_L}} = \frac{\pi^2 + 4}{16} \frac{R}{f \frac{\Delta i_{Lchoke_{max}}}{I_L}} \approx 0.86685 \frac{R}{f \frac{\Delta i_{Lchoke_{max}}}{I_L}} \quad (4.10)$$

Si elegimos $\Delta i_{Lchoke_{max}}/I_L = 0.1$, que corresponde a un 10% de *ripple*, $L_{choke_{min}}$ queda definido como se muestra en la ecuación (4.11).

$$L_{choke_{min}} = 8.6685 \frac{R}{f} \quad (4.11)$$

A partir de los análisis presentados en [31] los parámetros del Clase E se muestran en las ecuaciones (4.12), (4.13), (4.14) y (4.15).

$$R = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_I^2}{P_o} \approx 0.5768 \frac{V_{Dc}^2}{P_o} \quad (4.12)$$

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega C_1} = \frac{\pi(\pi^2 + 4)R}{8} \approx 54.466R \quad (4.13)$$

$$X_L = \omega L = Q_L R \quad (4.14)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \left[Q_L - \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \right] R \approx (Q_L - 1.1525)R \quad (4.15)$$

4.5.1 Diseño del amplificador clase E

De las ecuaciones anteriores, es posible obtener los parámetros de C_1 , C , L_{choke} . Para el caso de los valores de L_1 y R , estos se encuentran previamente definidos, ya que corresponden a los parámetros de la bobina primaria definida en la Tabla 2.1, es decir, L_1 es igual a $19.92[\mu H]$, R es igual a $2.8[\Omega]$ (la cual considera la resistencia interna de la bobina primaria más una resistencia de $1[\Omega]$, que se utilizará para medir la corriente que circula por el circuito RL_1C), la frecuencia de operación f fue establecida en $1[MHz]$ y el voltaje de alimentación V_{in} en $8[V]$.

Por lo tanto, reordenando las ecuaciones (4.13), (4.14) y (4.12) es posible obtener los siguientes valores:

$$C_1 = \frac{1}{\omega R \cdot 54.466} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot R \cdot 54.466} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.8[\Omega] \cdot 1[MHz] \cdot 54.466} = 1.04 [nF]$$

$$C = \frac{1}{\omega \left[\frac{\omega L}{R} - 1.1525 \right] R} = \frac{1}{2\pi \cdot 1[MHz] \left[\frac{2\pi \cdot 1[MHz] \cdot 19.12[\mu H]}{2.8[\Omega]} - 1.1525 \right] 2.8[\Omega]} = 1.36 [nF]$$

$$L_{choke_{min}} = 8.6685 \frac{2.8[\Omega]}{1[MHz]} = 24.27[\mu H]$$

De las ecuaciones (4.2) y (4.3), las frecuencias de resonancia del ACE son:

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{19.92[\mu H] \cdot 1.36[nF]}} = 966.95[kHz]$$

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1 C C_1}{C + C_1}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{19.92[\mu H] \cdot 1.36[nF] \cdot 1.62[nF]}{1.36[nF] + 1.62[nF]}}} = 1.46[MHz]$$

Utilizando un $L_{choque} = 47 [\mu H]$, que cumple con la condición de ser el doble del valor inductivo de $L_{choke_{min}}$, se logra obtener un *ripple* cercano al 5%. Para el caso del dispositivo semiconductor que actúa como interruptor, se utilizó un MOSFET IRF540, ya que cumple con las condiciones de diseño del amplificador. La hoja de datos técnico se presenta en el Anexo B, de las características que presenta es tener bajas capacitancias parásitas entre el Gate-Source, ya que estas capacitancias parásitas son un limitante en la frecuencia de operación que pueden operar el MOSFET. Finalmente los componentes utilizados en el amplificador clase E se resumen en la Tabla 4.1, se observa que para C_1 se utilizara un condensador de 1 [nF] y para C uno de 1.33 [nF] (corresponde a dos capacitores en paralelo de 1[nF] y 330 [pF]).

Tabla 4.1 Componentes amplificador clase E diseñado.

Cantidad	Componente	Código / valor
1	Transistor MOSFET	IRF540
1	Condensador C_1	1 [nF]
1	Condensador C	1.33 [nF]
1	Inductor L_1	19.92 [μ H]
1	Inductor L_{choke}	47 [μ H]
1	Resistencia	2.8 [Ω]

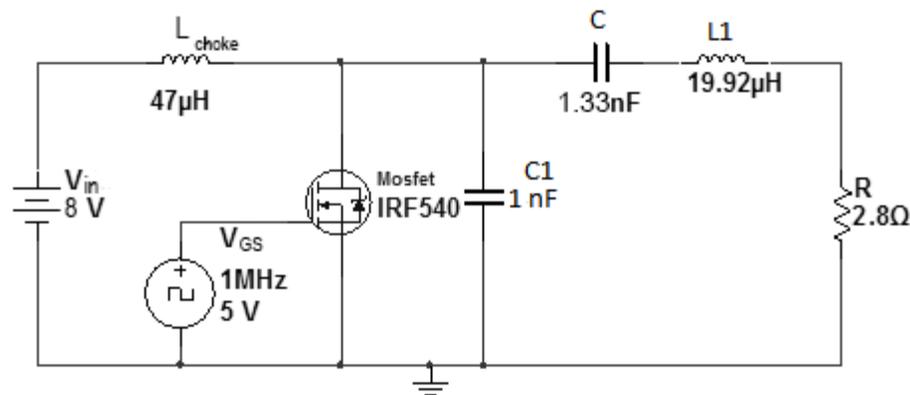


Fig. 4.3 Circuito Amplificador Clase E diseñado.

4.5.2 Simulación amplificador clase E

Se realizaron las simulaciones del amplificador clase E mostrado en la Fig. 4.3 mediante el Software Multisim 11.0. En la Fig. 4.4 se observa la señal de control que se aplica sobre el Gate-Source del MOSFET IRF540.

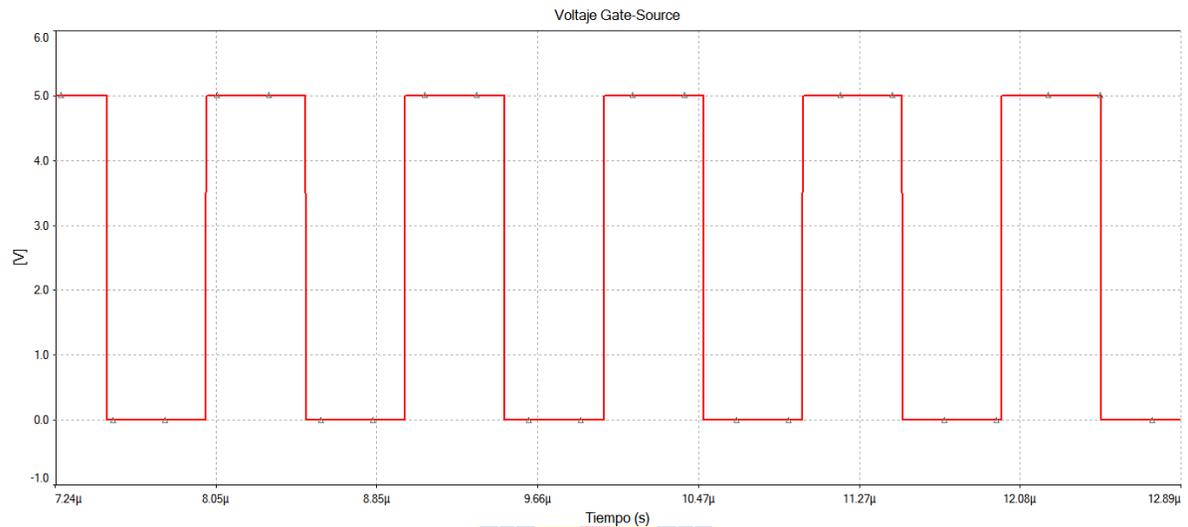


Fig. 4.4 $V_{\text{Gate-source}}$ del amplificador Clase E.

En la Fig. 4.5 se aprecia los voltajes presentes en la bobina primaria L_1 y el voltaje presente en el condensador C a una frecuencia de 1[MHz]. Se observa que existe un desfase cercano a los 180° , sin embargo, la amplitud entre ambas no es la misma, esto debido a que la frecuencia de resonancia del circuito RL_1C es a los 966.95 [kHz].

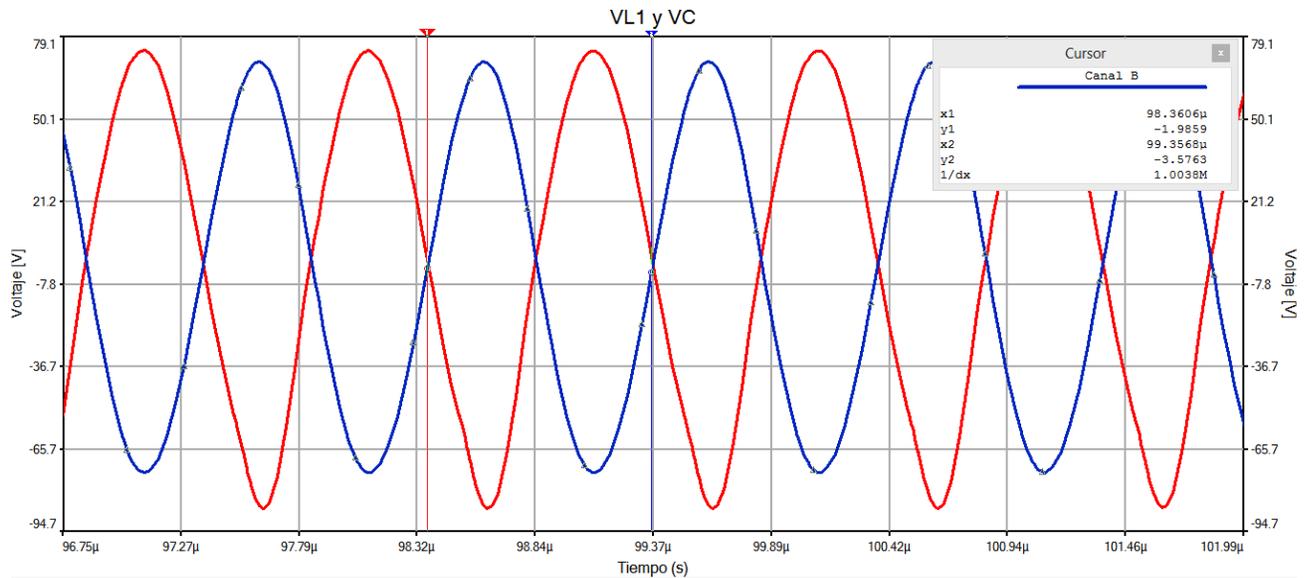


Fig. 4.5 V_{L1} (rojo) y V_C (azul) del amplificador Clase E.

4.6. Amplificador clase E auto-sintonizado

De las estrategias presentadas en el capítulo 3, se optó por utilizar el circuito retroalimentado con frecuencia variable, también llamado amplificador clase E auto-sintonizado, sin embargo, antes de describir el funcionamiento de este circuito, en el Anexo A se presentan las distintas configuraciones utilizados en los amplificadores operacionales (A.O.) del ACE auto-sintonizado.

4.6.1 Circuito Amplificador Clase E auto-sintonizado

Principio de Funcionamiento y diseño

Como se observa en la Fig. 4.6 hay tres topologías de circuitos resonantes RLC. El primero es el circuito resonante serie, como se aprecia en la Fig. 4.6 (a), se caracteriza por una impedancia mínima a la frecuencia de resonancia. La segunda topología es el circuito resonante paralelo, como se aprecia en la Fig. 4.6 (b), se caracteriza por una impedancia máxima a la frecuencia de resonancia. Por último como se aprecia en la Fig. 4.6 (c), está la topología que combina las dos anteriores, conocida como circuito resonante multifrecuencial y es esta topología la que está presente en el amplificador clase E.

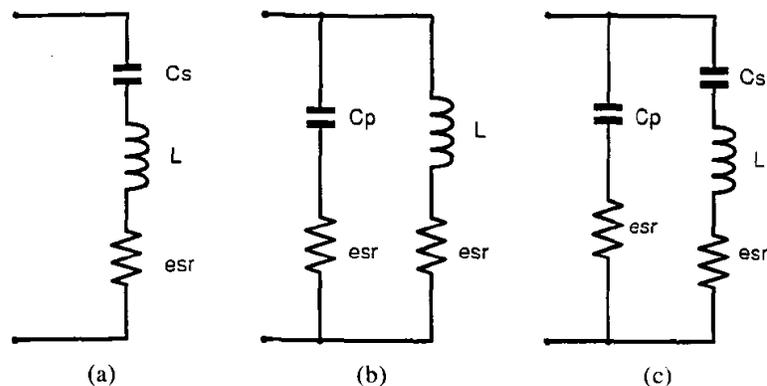


Fig. 4.6 Topologías circuitos resonantes RLC (a) Circuito resonante serie (b) Circuito resonante paralelo (c) Circuito resonante multifrecuencial.

En la Fig. 4.7 [27] se observa la relación de impedancia y frecuencia del circuito resonante multifrecuencial, se aprecia que existe un máximo global y un mínimo global de impedancia. Por lo tanto, como fue planteado en [29] la frecuencia de operación del ACE debe estar situada entre ambas frecuencias para lograr punto óptimo del ACE, donde las pérdidas de conmutación son las mínimas.

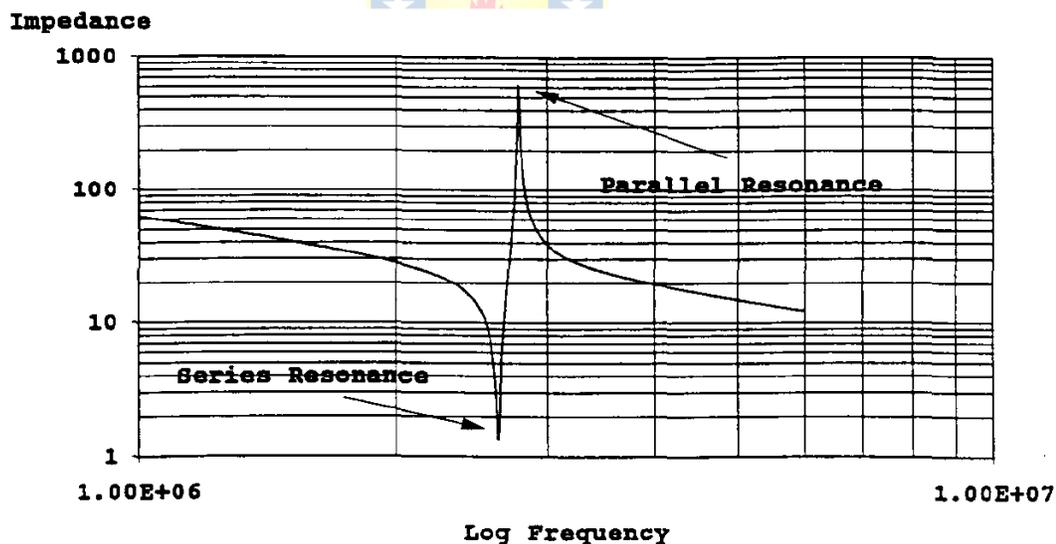


Fig. 4.7 Impedancia v/s frecuencia en un circuito resonante multifrecuencial.

La principal función del amplificador clase E auto sintonizado es lograr obtener la frecuencia de operación para que el ACE esté operando en su óptimo. El circuito ACE auto-sintonizado se muestra en la Fig. 4.8, se aprecia que se compone principalmente por un amplificador clase E más 4 etapas, las cuales son: Primer comparador, oscilador de relajación, segundo comparador y tercer comparador.

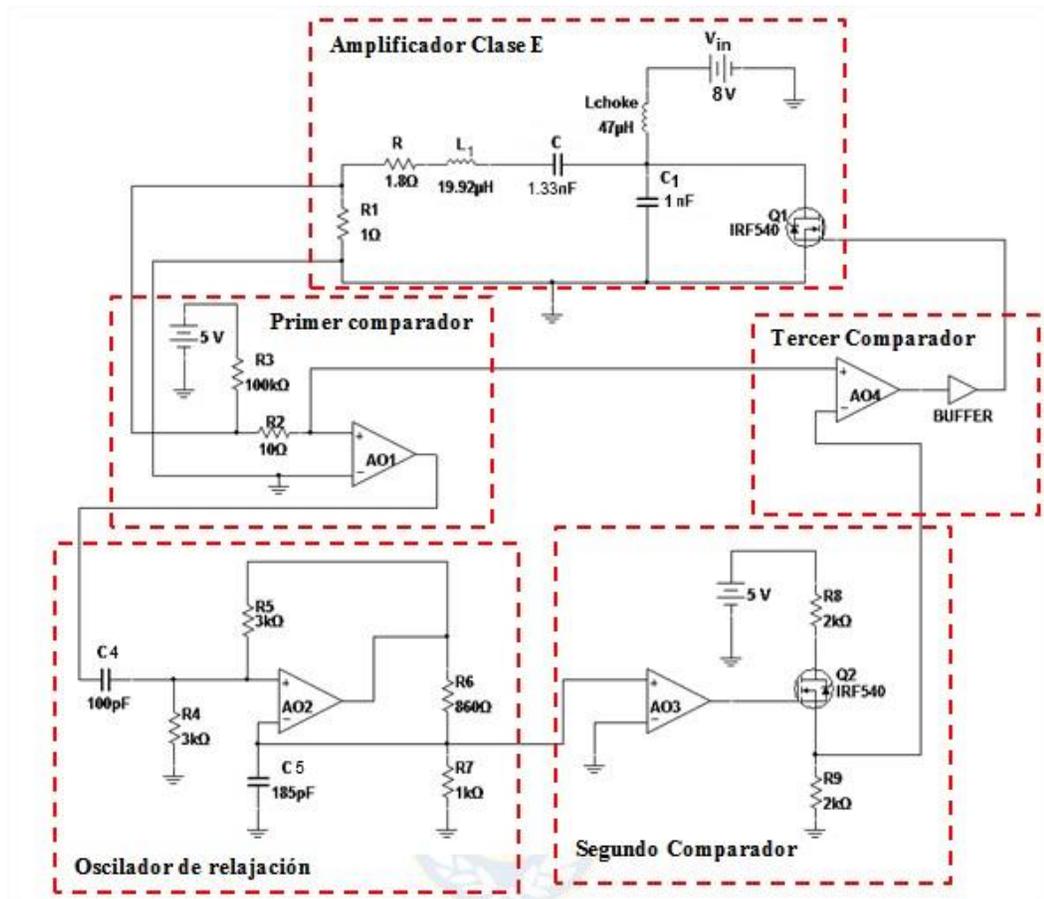


Fig. 4.8 Circuito Clase E auto-sintonizado.

Para obtener un punto óptimo de operación, como fue comentando en el amplificador clase E, se deben cumplir que el voltaje en el interruptor y la pendiente del voltaje en el interruptor sea igual a cero justo antes de cada ciclo de cierre del interruptor. El voltaje cero evita grandes *peak* de corriente y la pendiente cero permite minimizar errores de sincronización en el interruptor, lo anterior se observa en la Fig. 4.9.

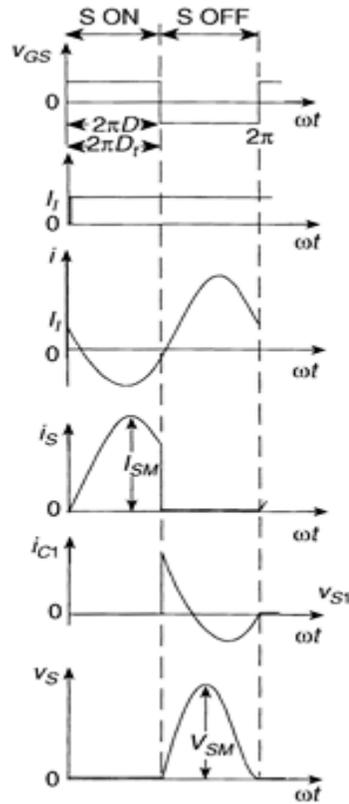


Fig. 4.9 Formas de onda amplificador Clase E punto de operación óptimo.

Si observamos las formas de onda para un punto de operación óptimo, es posible notar en la gráfica i (que corresponde a la corriente que circula por la bobina L_1) cuando el semi-ciclo positivo de la corriente pasa al semi-ciclo negativo, ocurren los cambios de estado del interruptor y como se expone en [27] bajo estas condiciones se logra minimizar las pérdidas en el interruptor y se logra cumplir con las condiciones ZVS y ZDS, ya que utilizando como realimentación la corriente que circula a través de L_1 -C y gracias al elevado factor de calidad que presenta L_1 -C, la corriente que circula a través de L_1 es aproximadamente igual a la derivada del voltaje en el interruptor [27]. Por lo tanto, se utiliza un comparador que muestra los cambios de signo de los semi-ciclos de la señal, como se muestra en la Fig. 4.10, que corresponde al primer comparador.

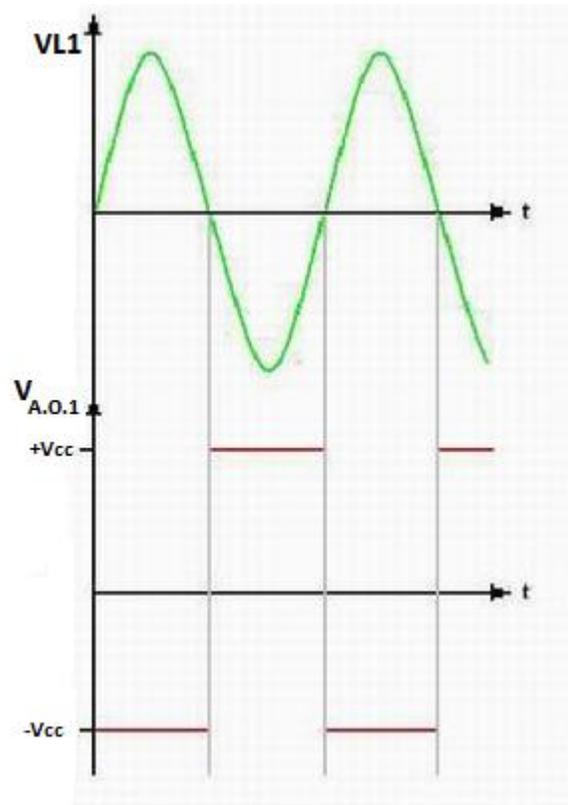


Fig. 4.10 Voltaje en la L1 (verde) y forma de onda del primer comparador (rojo).

En la Fig. 4.11 se muestra un diagrama en bloques del ACE auto-sintonizado y como se relaciona cada etapa entre sí.

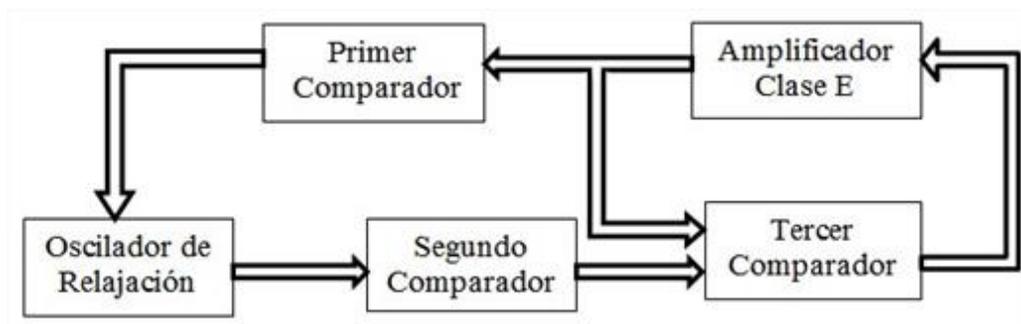


Fig. 4.11 Diagrama en bloques del Clase E auto-sintonizado.

En un comienzo el circuito de retroalimentación se comporta como un generador de pulso, para luego proceder a comportarse como un oscilador de frecuencia variable, es decir, la secuencia de los diagramas de bloques es la siguiente:

- 1) Oscilador de relajación; está oscilando a su frecuencia natural de oscilación, en ausencia de alguna señal en la entrada no inversora del amplificador A.O 2.
- 2) Segundo comparador; compara la salida del bloque anterior con un voltaje presente en la entrada inversora de A.O 3 y luego la señal resultante se amplifica e invierte por un inversor presente en este bloque. La función principal de este bloque es definir el *duty cycle*.
- 3) Tercer comparador; compara la señal de salida del segundo comparador con un voltaje de referencia de 0,4 [mV], por lo tanto se obtiene a la salida de este bloque un voltaje alto (corresponde a +Vcc) e ingresa a un buffer que está conectado al gate del MOSFET.
- 4) Amplificador clase E; al recibir el pulso de encendido del bloque anterior, el MOSFET entra en conducción, permitiendo circular una corriente c.a. a través de la bobina L_1 . Hasta este punto el circuito retroalimentado se comporta como un generador de pulso para el encendido del MOSFET.
- 5) Primer Comparador; a medida que aumenta la magnitud de la corriente c.a. en la bobina L_1 , ésta magnitud de corriente es reflejada a través del voltaje en R_1 (en una resistencia el voltaje y corriente están en fase), que es la entrada de este bloque y como se mostró en la Fig. 4.10, permite sincronizar los cambios de semi-ciclos presente en la corriente L_1 , en otras palabras un detector de cruce por cero.
- 6) Oscilador de relajación; recibe la señal de salida del primer comparador para proceder a sincronizar la frecuencia del oscilador, que corresponde a la frecuencia en la bobina L_1
- 7) Segundo Comparador; recibe la señal de salida de oscilador de relajación con la frecuencia presente en la bobina L_1 . La compara con un voltaje de referencia presente en la entrada inversora para varia el *duty cycle* y la señal resultante se invierte.
- 8) Tercer comparado; recibe la señal del segundo comparador y la compara con la señal presente en la entrada del primer comparador, lo anterior para evitar problemas de sincronización, ya que ambas señales presentes en la entrada no inversora e inversora deben estar en fase, luego la señal resultante pasa a través de un buffer que está

conectado al Gate del MOSFET y será la frecuencia de operación del Clase E. Hasta este punto el circuito retroalimentado se comporta como un oscilador.

- 9) Primer comparador; cuando existen variaciones en el valor inductivo de la bobina L_1 , ya sea por deformaciones en su geometría o por la inductancia mutua cuando se acerca una bobina de un circuito receptor de un sistema WPT, éstas variaciones son reflejas en los tiempos de cruce por cero presentes en el primer comparador, por lo tanto, ajusta el oscilador de relajación a una nueva frecuencia, repitiendo los pasos (6), (7) y (8). Este circuito retroalimentado se comporta como un oscilador de frecuencia variable frente a perturbaciones en L_1 .

A continuación se muestra como está conformado los distintos bloques del circuito ACE auto-sintonizado.

Oscilador de Relajación

Del diagrama esquemático de la Fig. 4.8, se observa que R5, R6, R7, C5 y A.O.2 conforman un oscilador de relajación.

En la Fig. 4.12 se observa el voltaje de salida de la entrada inversora de oscilador de relajación, que es la entrada hacia el segundo Comparador.

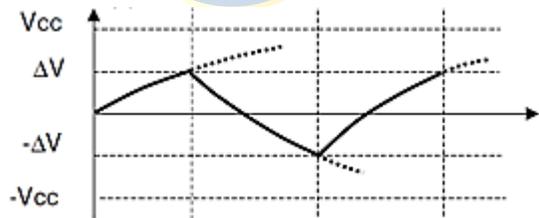


Fig. 4.12 Voltaje de salida del oscilador de relajación

La ecuación (4.16) determina el período de la señal de la Fig. 4.12 en régimen permanente.

$$T = 2 \cdot R_5 \cdot C_5 \cdot \ln\left(1 + 2 \left(\frac{R_6}{R_7}\right)\right) \quad (4.16)$$

La frecuencia de oscilación, la cual llamaremos f_{0s} , corresponde al inverso del período del oscilador de relajación definida en la ecuación (4.16). Para la correcta elección de f_{0s} se elige una frecuencia que este por debajo de la frecuencia de resonancia teórica de la rama L1-C del amplificador clase E, la frecuencia elegida fue de 900 [kHz]. Si se escoge R6 de manera que sea

igual a $0.86R_7$, el período queda expresado como se muestra en la ecuación (4.17), en consecuencia R_6 es igual $860 [\Omega]$ y R_7 igual a $1[k\Omega]$.

$$T = 2 \cdot R_5 \cdot C \quad (4.17)$$

Por lo tanto el cálculo de C_5 , que es el condensador que define la frecuencia de oscilación se muestra en la ecuación (4.18), donde R_5 es igual a $3 [k\Omega]$,

$$C_5 = \frac{1}{2R_5f_{os}} = \frac{1}{2 \cdot 3[k\Omega] \cdot 900[kHz]} = 185 [pF] \quad (4.18)$$

Segundo Comparador

El segundo comparador está formado por R_8 , R_9 , Q_1 y A.O. 3 La principal función de este comparador es definir el *duty cycle*, y esto se logra utilizando un potenciómetro en la entrada inversora del A.O.3, sin embargo, en este caso la entrada inversora se conecta a GND, de esa manera se obtiene un *duty cycle* igual a 0.5, mismo valor que se utilizó en las ecuaciones del diseño del ACE.

En este bloque se encuentra un inversor conformado por Q_2 , R_8 y R_9 . En la Fig. 4.13 se observa las formas de onda de la salida del segundo comparador y la del oscilador de relajación. Se observa que la señal de salida sólo tiene valores positivos y se encuentra desfasa en 180° a la señal azul.

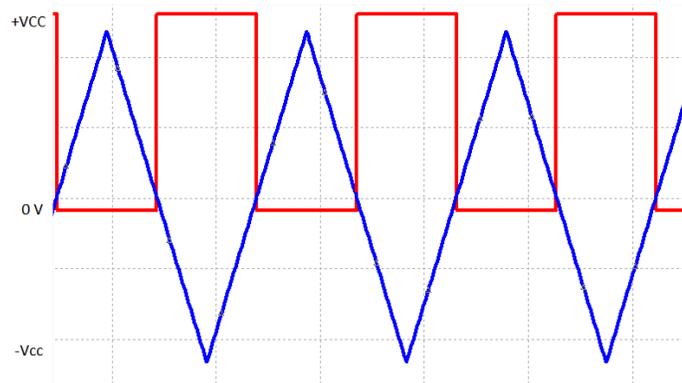


Fig. 4.13 Señal de salida segundo comparador (rojo) y señal de salida oscilador de relajación (azul).

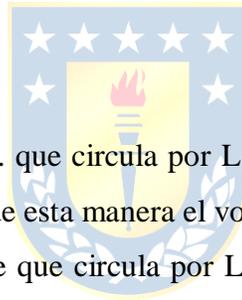
Tercer Comparador

Está compuesto por A.O.4 y compara la señal de salida del segundo comparador con un voltaje presente en la entrada no inversora, que es un divisor de tensión entre las resistencias R2 y R3, como se muestra en la ecuación (4.19).

$$V_{+AO4} = \frac{R2 \cdot 5V}{R2 + R3} = \frac{10[\Omega] \cdot 5[V]}{10[\Omega] + 10[k\Omega]} = 0.4 [mV] \quad (4.19)$$

Cuando la señal de salida de segundo comparador alcanza un voltaje máximo, la entrada inversora de A.O 4 tendrá un voltaje definido por la ecuación (4.20).

$$V_{-AO4} = \frac{R8 \cdot 5V}{R8 + R9} = \frac{1[k\Omega] \cdot 5[V]}{1[k\Omega] + 1[k\Omega]} = 2.5 [V] \quad (4.20)$$



Primer Comparador

La magnitud de la corriente c.a. que circula por L₁ se ve reflejada en el voltaje de R1, que corresponde a una resistencia de 1[Ω], de esta manera el voltaje presente en ésta resistencia tendrá la misma magnitud y fase que la corriente que circula por L₁, como se observa en la Fig. 4.8, R1 se encuentra conectada a la entrada no inversora de A.O.1, que corresponde al primer comparador. Cuando la corriente que circula por L1 pasa por cero la salida de A.O.1 tendrá un estado alto o bajo (+Vcc o -Vcc), si la corriente que circula por L1 pasa del semi-ciclo negativo al semi-ciclo positivo, la salida de A.O.1 tendrá un estado alto y si la corriente pasa del semi-ciclo positivo al semi-ciclo negativo, la salida del A.O.1 tendrá un estado bajo. La salida del primer comparador es una onda cuadrada que estará en fase con la corriente que circula por L₁ y servirá para sincronizar la frecuencia del oscilador de relajación, pero antes esta tensión de onda cuadrada pasa por un filtro pasa alto, que corresponde a la condensador C4 y R4, cuya frecuencia de corte se muestra en la ecuación (4.21)

$$f_{corteR4C4} = \frac{1}{2\pi \cdot R4 \cdot C4} = \frac{1}{2\pi \cdot 2[k\Omega] \cdot 100[pF]} = 795 [kHz] \quad (4.21)$$

4.6.2 Simulación del amplificador clase E auto-sintonizado

A continuación se presentan las simulaciones realizadas en el software Multisim 11.0 para las distintas etapas del amplificador clase E auto-sintonizado mencionado anteriormente. En la Fig. 4.14 se observa la frecuencia natural de oscilación del oscilador de relajación, antes que el circuito retroalimentado esté en funcionamiento, y está definido por el condensador C5, se observa que la frecuencia calculada analíticamente fue de 900 [kHz] y la frecuencia obtenida en la simulación es de 878.497 [kHz]

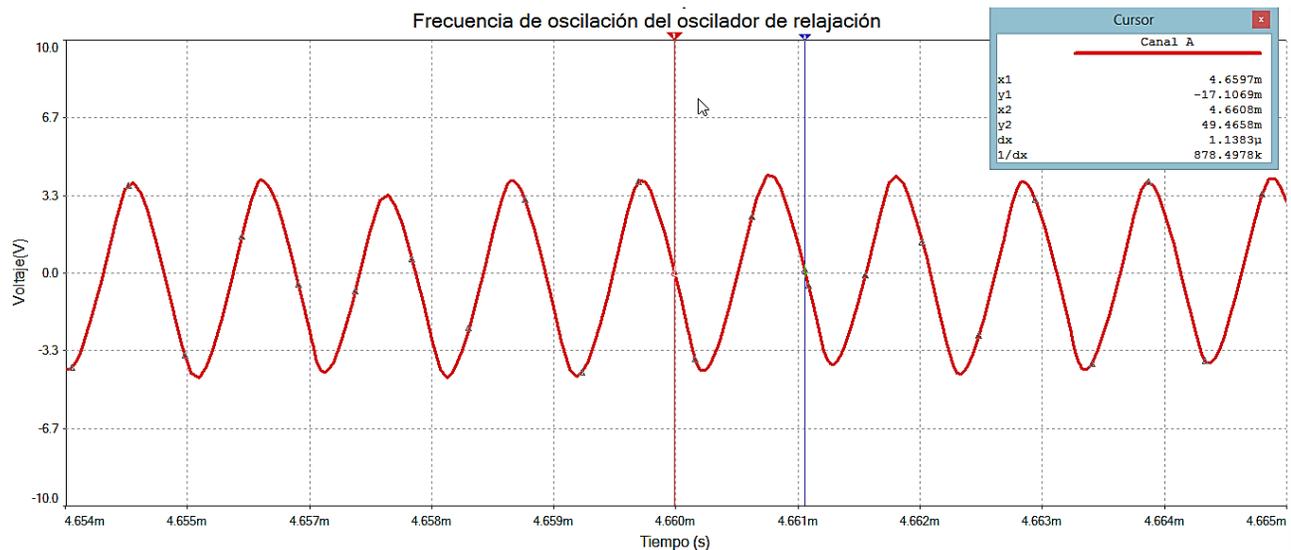


Fig. 4.14 Voltaje salida del oscilador de relajación.

En la Fig. 4.15 se muestra el voltaje a la salida del primer comparador cuando el clase E auto-sintonizado está en funcionamiento, también en ésta grafica se observa el voltaje de salida del oscilador de relajación y según lo esperado el primer comparador sincroniza la frecuencia del oscilador de relajación a la de operación del ACE.

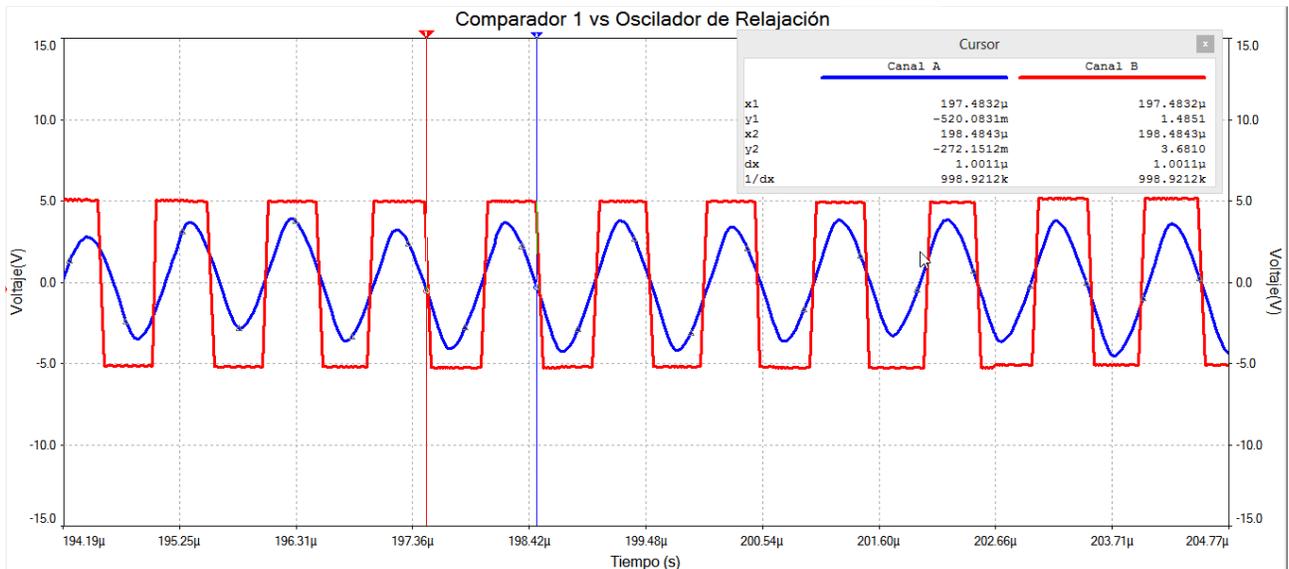


Fig. 4.15 Voltaje salida primer comparador (Rojo) y Voltaje de salida del oscilador de relajación (Azul).

En la Fig. 4.16 se muestra el voltaje Gate-Source del MOSFET Q1, y corresponde a la salida del tercer comparador luego de haber pasado por un buffer.

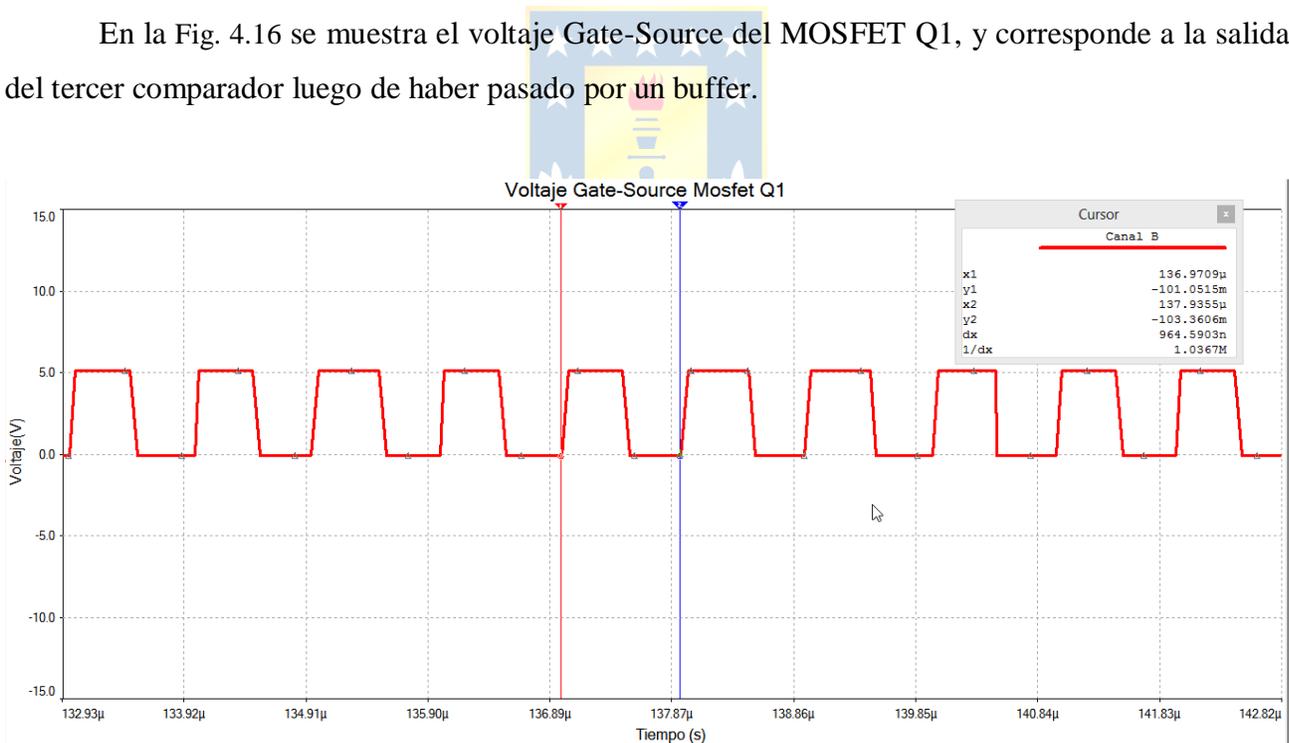


Fig. 4.16 Voltaje Gate-Source MOSFET Q1.

En la Fig. 4.17 se muestra el voltaje Drain-Source del MOSFET Q1, como se observa la mitad de su periodo está en conducción y la otra mitad de su periodo no está en conducción (*duty cycle* de 0.5). Se comporta como un interruptor abierto-cerrado y es lo esperado para el correcto funcionamiento de éste amplificador.

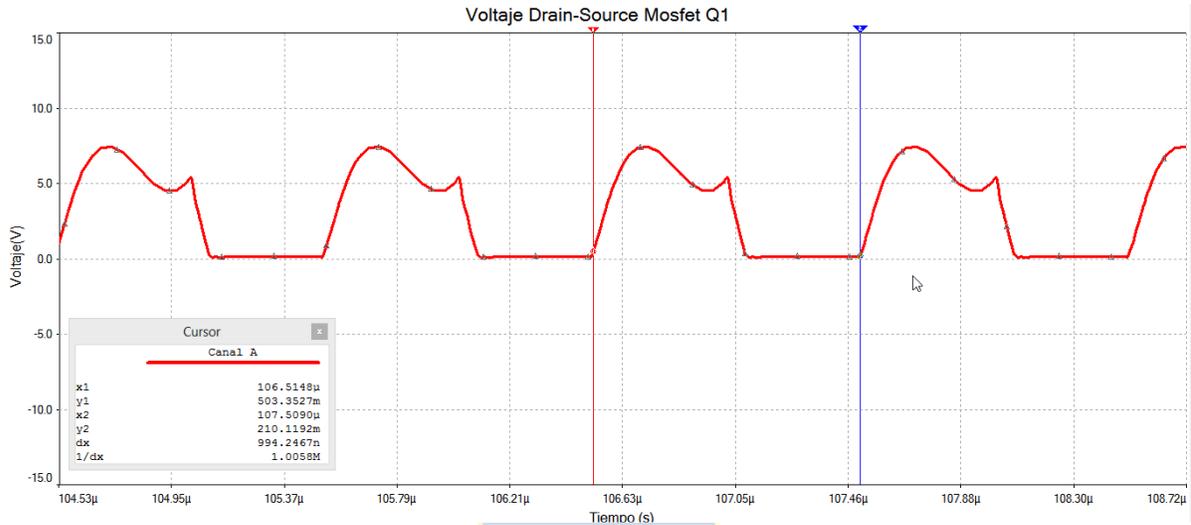


Fig. 4.17 Voltaje Drain-Source MOSFET Q1.

En la Fig. 4.18 se muestra el voltaje presente en la resistencia R1 de 1 [Ω] y es la señal de retroalimentación para nuestro ACE auto-sintonizado, por lo tanto cualquier variación en la frecuencia de esta señal, ya sea por variaciones propias de L1 o por inductancias mutuas provocadas por la aproximación de la bobina secundaria, será reflejada en el primer comparador y sincronizará a la nueva frecuencia de operación el oscilador de relajación.

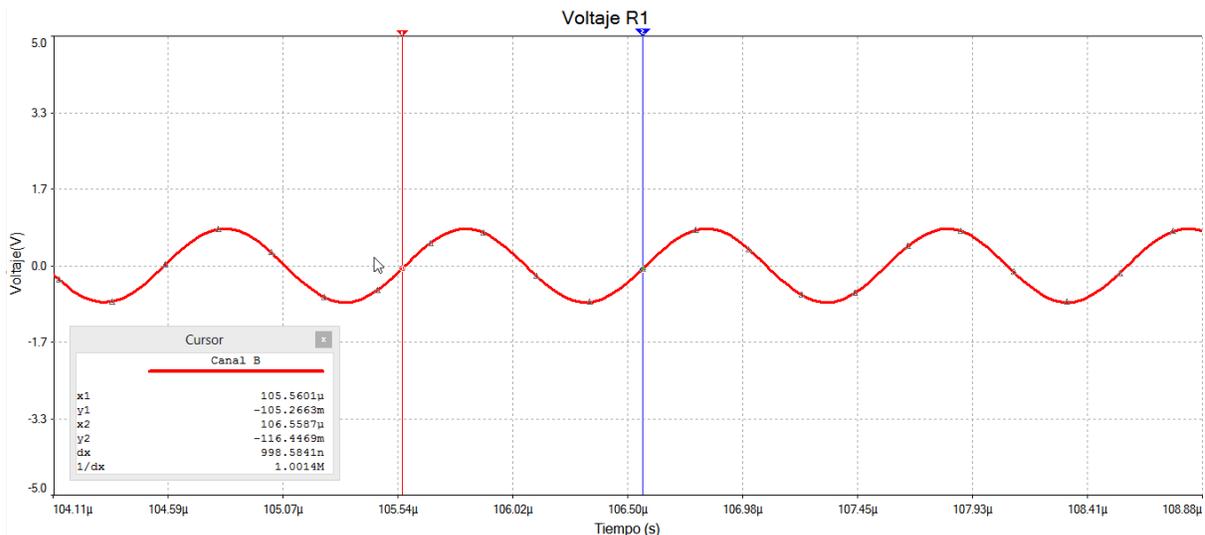


Fig. 4.18 Voltaje R1 ACE auto-sintonizado.

Capítulo 5. Construcción y resultados experimentales del sistema de transferencia inalámbrica de energía.

Una vez diseñadas las etapas del sistema y luego de haber verificado que las simulaciones fueron las esperadas, se realizó la construcción del prototipo para posteriormente realizar las mediciones experimentales y analizar su comportamiento.

5.1. Construcción del Amplificador Clase E auto-sintonizado

El diseño usado del amplificador Clase E auto-sintonizado mostrado en el capítulo anterior fue implementado de forma física. Primero, se debió definir los materiales y componentes necesarios para construir las placas electrónicas. El listado de componentes es mostrado en la Tabla 5.1

Tabla 5.1 Componentes amplificador clase E auto-sintonizado diseñado.

Cantidad	Componente	Código / valor
2	Transistor MOSFET	IRF540
3	Condensadores poliéster	1 [nF]
1	Condensador poliéster	100 [pF]
1	Condensador poliéster	330[pF]
2	Condensadores poliéster	0.1[μF]
1	Inductor L_1	19.92 [μH]
1	Inductor L_2	19.92 [μH]
1	Inductor L_{choke}	47 [μH]
1	Diodo	1N4148
4	Amplificadores Operacionales	AD8031
1	Optocoplador	HCL3120
2	Resistencias	2 [kΩ] / ¼ W
3	Resistencias	1 [kΩ] / ¼ W
1	Resistencia	1 [Ω] / ¼ W
2	Resistencias	4.7 [kΩ] / ¼ W
1	Resistencias	330 [Ω] / ¼ W
1	Resistencia	1 [Ω] / ¼ W
1	Resistencia	100 [kΩ] / ¼ W
1	Resistencia	860 [Ω] / ¼ W

5.2. Diseño de la placa electrónica del amplificador clase E auto-sintonizado

El diseño de las pistas del circuito para implementar en la placa de cobre fue diseñado usando el Software Eagle 6.5.0. Para esto, primero se debió implementar en este software el circuito esquemático del Amplificador Clase E auto-sintonizado, como el mostrado en la Figura 5.1.

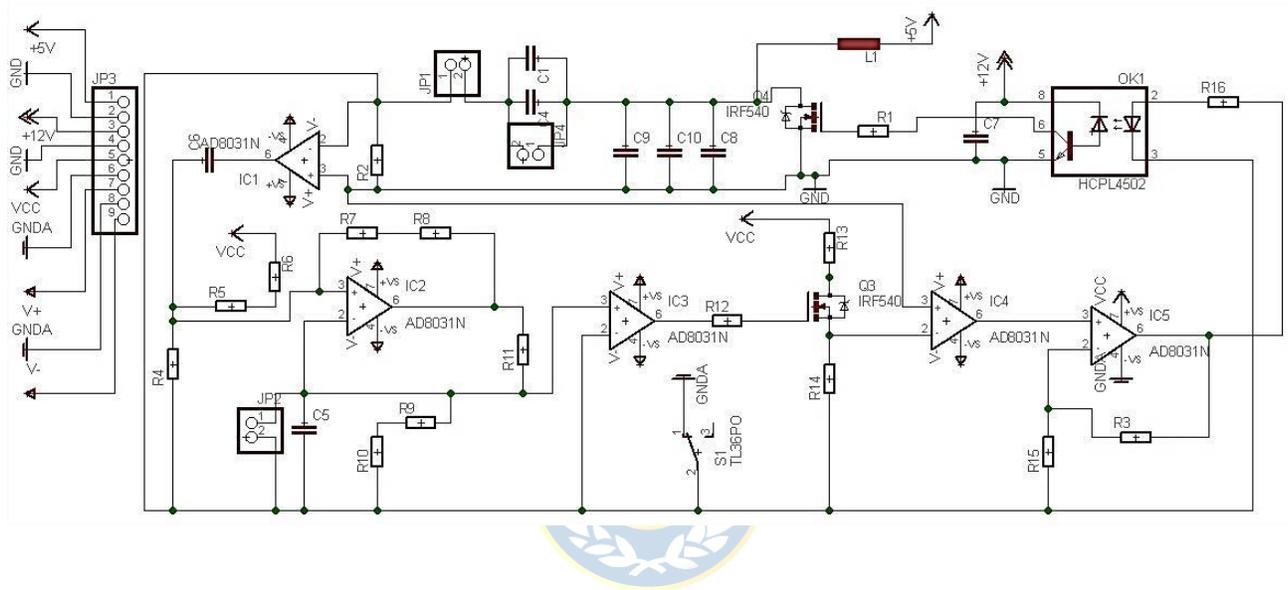


Fig. 5.1 Circuito esquemático del ACE auto-sintonizado implementado en Eagle 6.5.0

5.3. Soporte para realizar las mediciones

Con el objetivo de evaluar la eficiencia del enlace inductivo a distintas distancias entre los bobinados, se utilizó un soporte acrílico disponible en el laboratorio, que consta de dos placas de acrílico de 10 x 15 cm, que sirven de caras laterales, y dos trozos de acrílico de 7 x 10 cm, todas de 8 mm de espesor, que sirven como soporte de las caras laterales. Además, se usó un trozo de madera de 30 x 40 cm, y 15 mm de espesor, que sirve como soporte de todo el sistema. El bobinado primario se adosa a una de las dos paredes laterales, y en la otra pared se pega un tubo de PVC de 17 cm de largo y 3 mm de diámetro que es usado para deslizar el bobinado secundario a distintas distancias del primario.

El sistema de soporte de acrílico, junto a los circuitos electrónicos construidos se muestra en la Fig. 5.2.

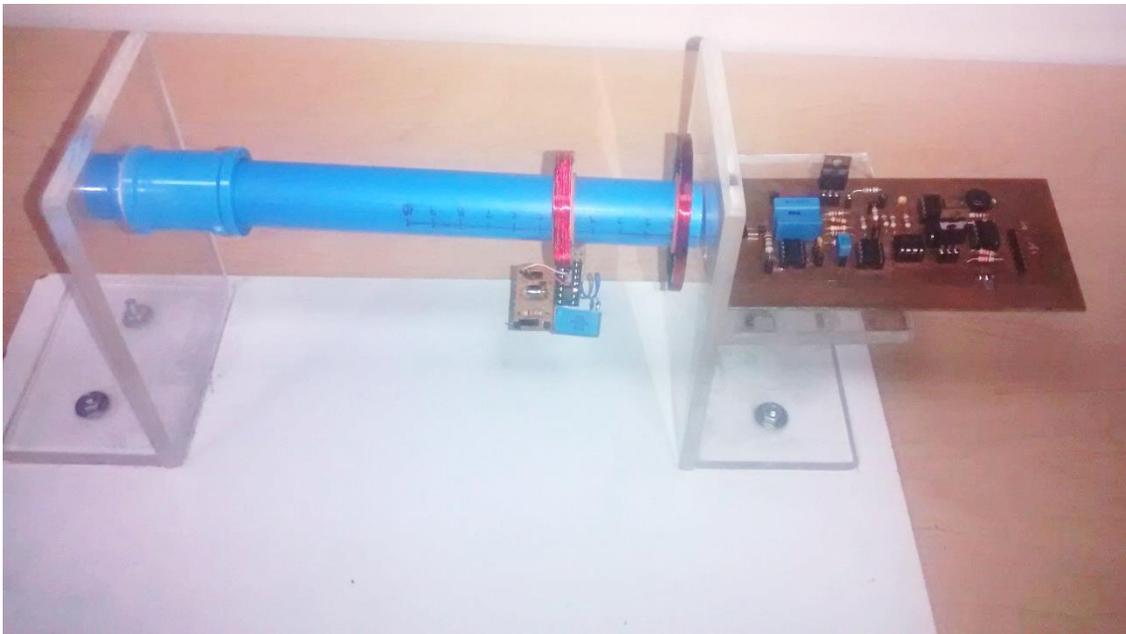


Fig. 5.2 Prototipo del sistema de transferencia inalámbrica de potencia mediante enlace inductivo

5.4. Resultados Experimentales

Finalmente se realizaron las pruebas de funcionamiento del sistema. En la Fig. 5.3 se muestra el circuito esquemático del sistema de transferencia inalámbrica de energía. Se observa tanto el amplificador clase E auto-sintonizado, que corresponde a la etapa de transmisión y a su vez se observa la etapa de recepción, que está conformada por la bobina secundaria (L_2) y la etapa de rectificación.

No tan sólo se realizaron pruebas en el amplificador clase E auto-sintonizado, el cual llamaremos lazo cerrado para efecto de los gráficos. Se realizaron pruebas en un amplificador clase E a una frecuencia fija de 1 [MHz], mediante la utilización de un generador de funciones. A este circuito lo llamaremos lazo abierto para efectos de los gráficos. De las pruebas realizadas, se midió corriente y voltaje en la bobina primaria L_1 , voltaje Drain-Source del MOSFET Q_1 , voltaje en la resistencia de carga de la etapa de recepción R_L , potencia de entrada (P_{in}), potencia en la carga de la etapa de rectificación (P_{out}). También se muestran los resultados de eficiencia del amplificador, eficiencia del enlace y eficiencia del sistema. Las mediciones fueron realizadas con un osciloscopio Tektronix MDO4014B-3 de cuatro canales, que cuenta con un módulo para calcular potencia.

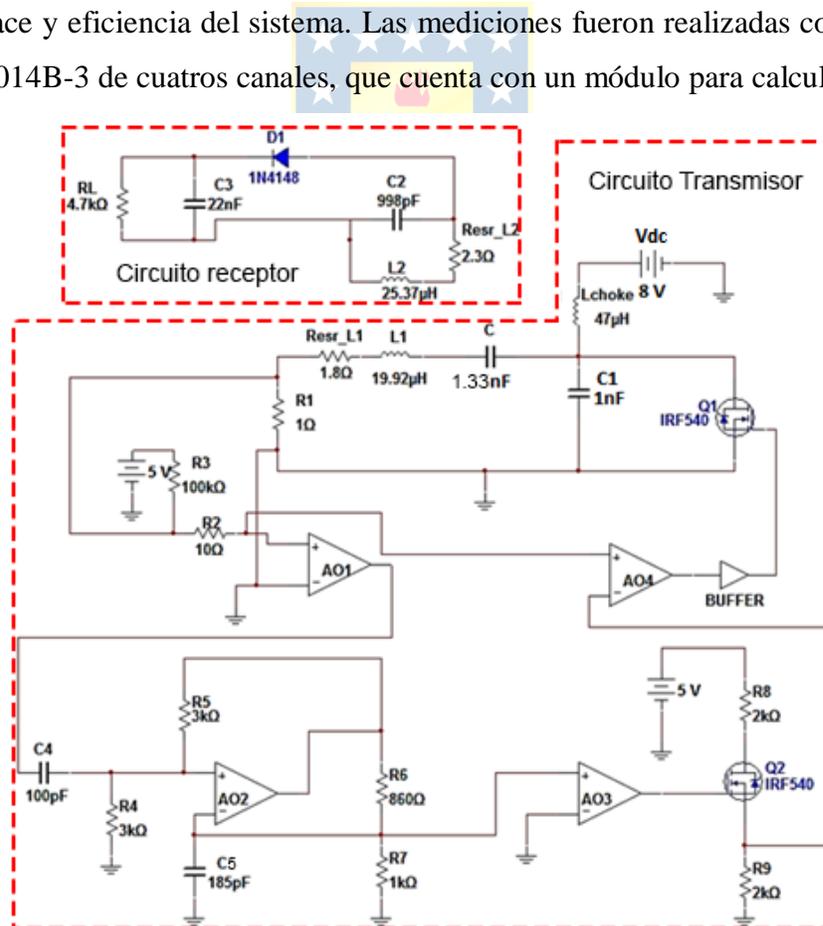


Fig. 5.3 Circuito esquemático del sistema de transferencia inalámbrica de energía.

5.4.1 Mediciones en el circuito primario y circuito secundario

Para el caso del amplificador clase E, en la Fig. 5.4 se muestran las mediciones de voltaje Drain-Source del MOSFET, la corriente que circula a través de L_1 , el voltaje en la bobina primaria y voltaje presente en la resistencia de carga del circuito rectificador del circuito secundario.

En el caso del amplificador clase E auto-sintonizado, se realizan exactamente las mismas mediciones mencionadas anteriormente, mostradas en la Fig. 5.5. En ambos casos la bobina primaria y la bobina secundaria se encuentran a una distancia de 15 [mm].

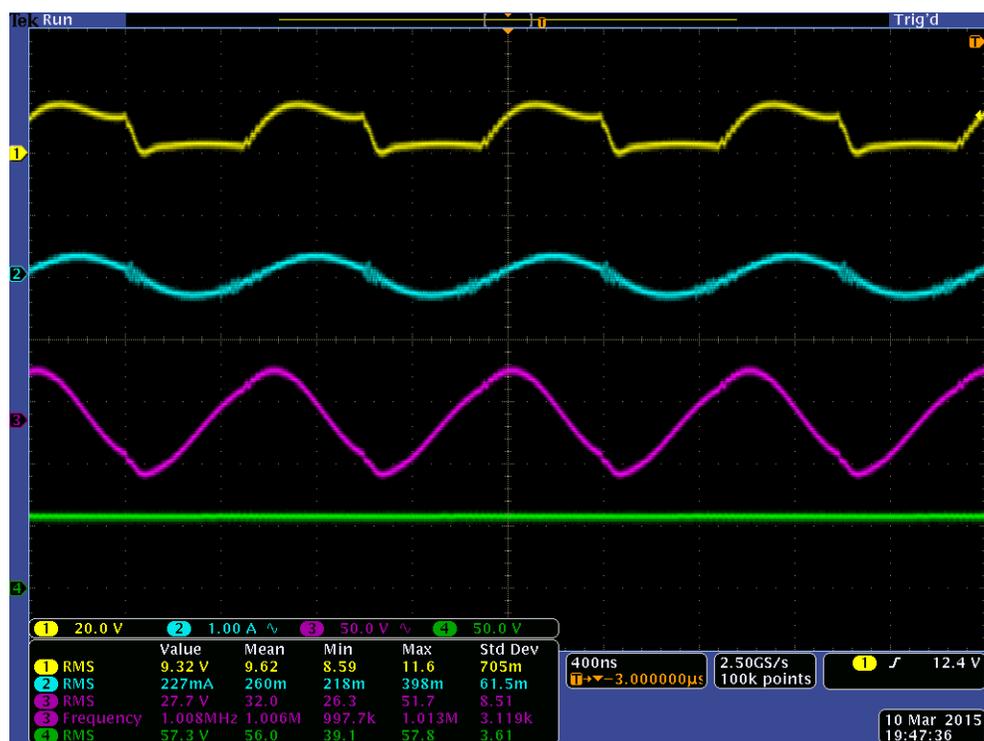


Fig. 5.4 Mediciones en el amplificador clase E. Voltaje Drain-Source MOSFET (Canal 1); Corriente en L_1 del circuito primario (Canal 2); Voltaje en L_1 (Canal 3) y Voltaje en la resistencia de carga del rectificador (Canal4).

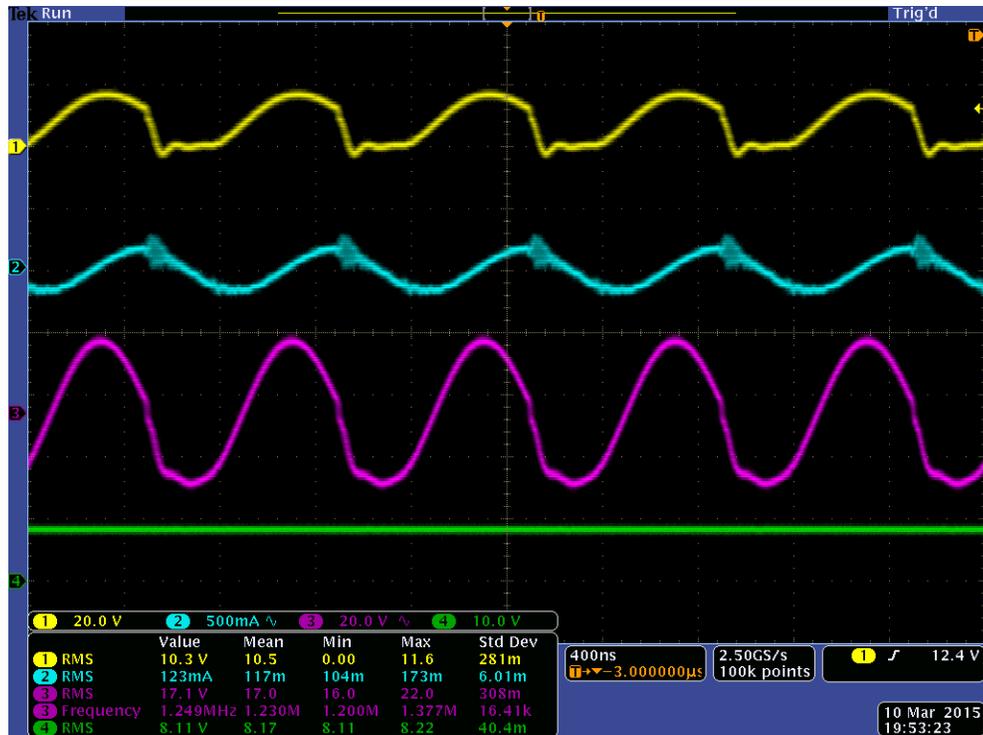


Fig. 5.5 Mediciones en el amplificador clase E auto-sintonizado. Voltaje Drain-Source del MOSFET (Canal 1); Corriente en L_1 del circuito primario (Canal 2); Voltaje en L_1 (Canal 3) y Voltaje en la resistencia de carga del rectificador (Canal 4).

Analizando las formas de onda en ambos sistemas, se observa la similitud con las simulaciones, sin embargo, la frecuencia de operación en ambos casos es distinta. La frecuencia de operación del lazo abierto fue establecida en 1 [MHz] y es la que se aprecia en la Fig. 5.4. Para el lazo cerrado está frecuencia de operación es 1.23 [MHz] cuando el secundario está a 15[mm]. Los factores que influyen en las diferencias de estos valores con los valores obtenidos en las simulaciones son: Las suposiciones que se realizaron para el diseño del ACE, no se consideran los valores de resistencia interna del MOSFET, las capacitancias parasitas de los componentes, los valores no exactos de resistencias internas de la bobina y capacitores. Otro factor, es la inductancia mutua producida por la proximidad del secundario, provocando variaciones en la inductancia de la bobina primaria [15].

En la Fig. 5.6 se aprecia los impactos de carga aplicados al amplificador clase E en lazo abierto. Estos impactos de carga se realizan de la siguiente forma; se ubica el secundario a 40 [mm] de la bobina primaria (punto “A”), luego se movió en forma axial cada 10 [mm] hasta ubicarse a una distancia de 0 [mm] con respecto a la bobina primaria (punto “C”) y finalmente se realiza el proceso

inverso, se aleja la bobina cada 10 [mm] para nuevamente quedar ubicada a una distancia de 40 [mm] (punto “E”). Como se aprecia el voltaje máximo alcanzado en la resistencia de carga del secundario ocurre a los 20 [mm] (Puntos “B” y “D”), esto está relacionado con la curva característica que se presenta en la Fig. 5.8. También es importante mencionar que se observan variaciones de amplitud de corriente y voltaje de la Bobina L_1 , que presentan una correlación con las variaciones de amplitud del voltaje en el secundario. Por lo tanto, es posible presentar una estrategia de control por voltaje en el circuito primario midiendo estas variaciones de amplitud para lograr obtener un voltaje deseado en la carga del secundario.

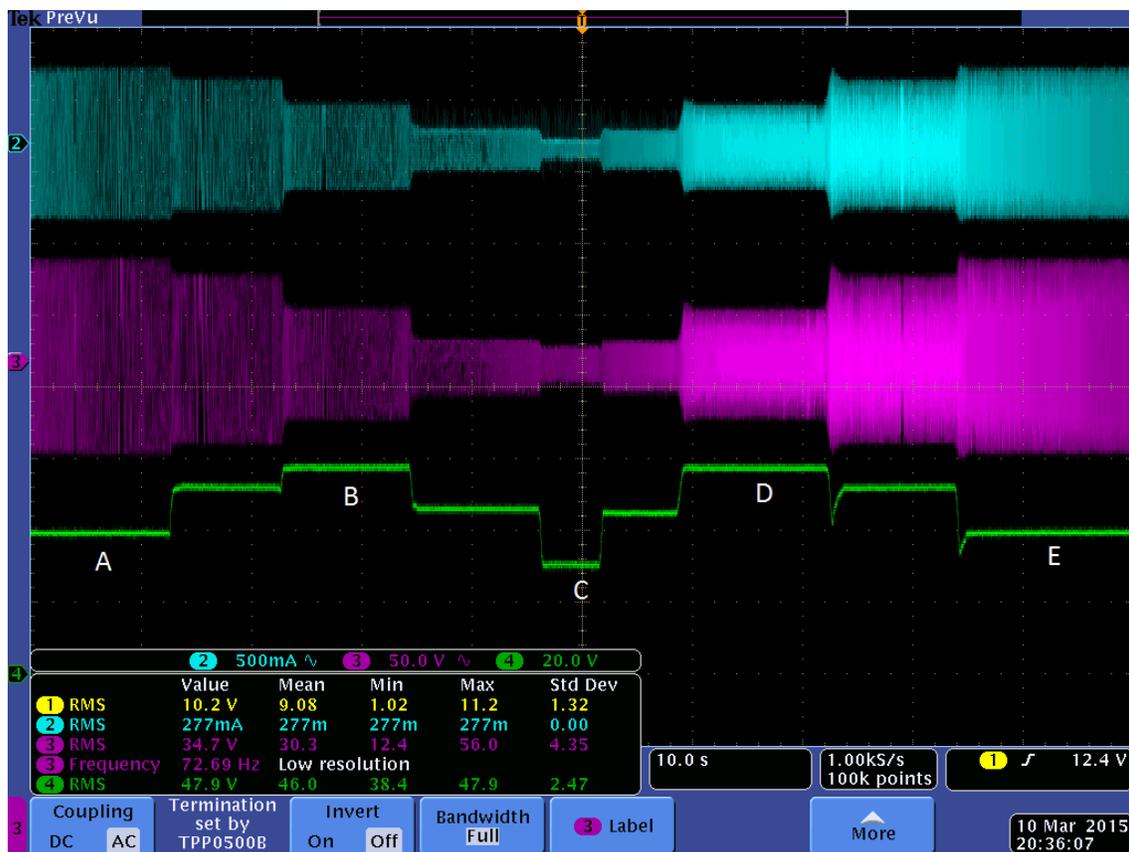


Fig. 5.6 Impacto de carga en el amplificador clase E. Corriente en L_1 (Canal 2); Voltaje en L_1 (Canal 3) y Voltaje en la carga del circuito secundario (Canal 4).

En la Fig. 5.7 se observan los impactos de carga cuando se varía la distancia entre las bobinas para el caso del ACE auto-sintonizado. En los puntos “F” y “J” la bobina secundaria se ubica a 40 [mm] de la bobina primaria, en el punto “G” e “I” la bobina secundaria se encuentra a 20 [mm] de la bobina primaria y en el punto “H” ocurre la máxima ganancia de voltaje, que es cuando la bobina secundaria se encuentra a 0 [mm] de la bobina primaria. A diferencia del ACE no existe variaciones en la amplitud de la corriente y voltaje de la bobina primaria, sólo variaciones de frecuencia.

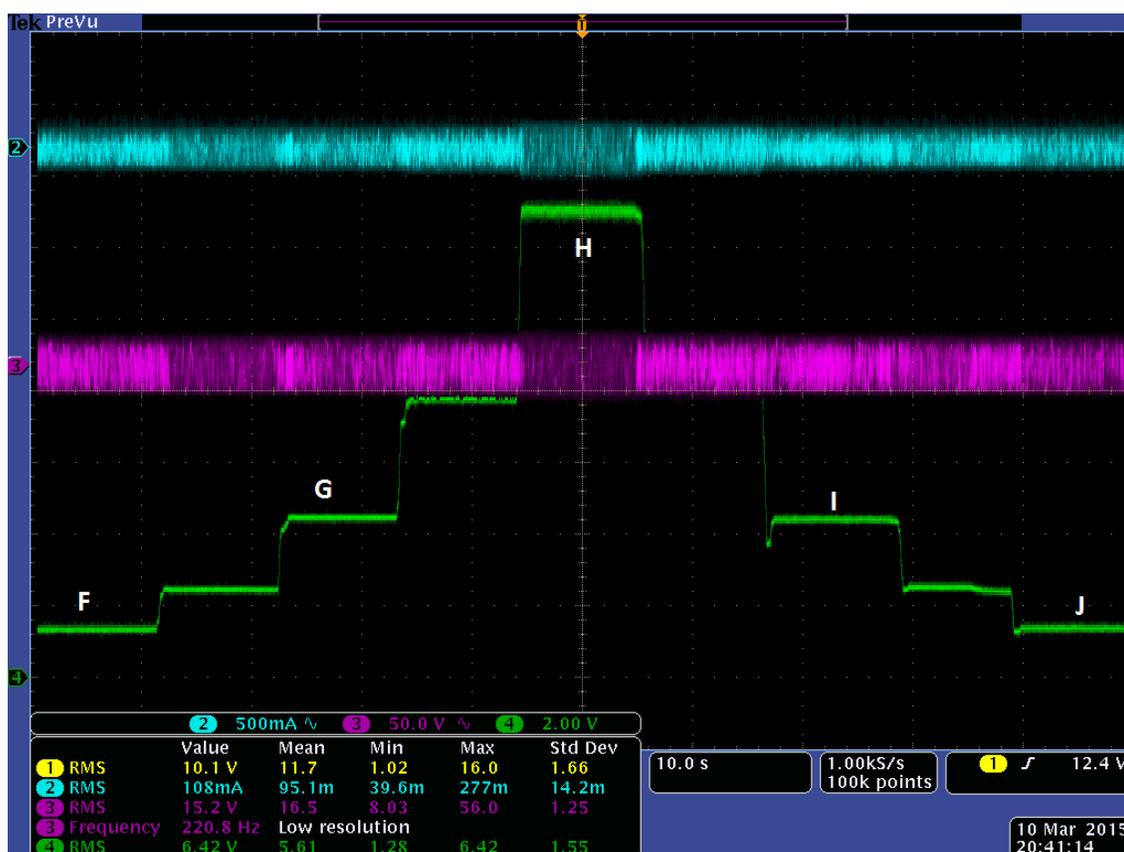


Fig. 5.7 Impacto de carga en el ACE auto-sintonizado. Corriente en L_1 (Canal 2); Voltaje en L_1 (Canal 3) y Voltaje en la carga del circuito secundario (Canal 4).

5.4.2 Mediciones a distintas distancia entre bobinas

Del set de mediciones obtenidas (ver Anexo B), en la Fig. 5.8 se muestra el voltaje en la carga a distintas distancias axiales, en un rango de 0 [mm] y 100 [mm] con un paso de 2 [mm], éstas mediciones se realizan para el ACE (lazo abierto) con un voltaje de alimentación (V_{dc}) de 8 [V] y para el ACE auto-sintonizado (lazo cerrado) se realizaron con dos voltajes distintos de alimentación (8 [V] y 30 [V]).

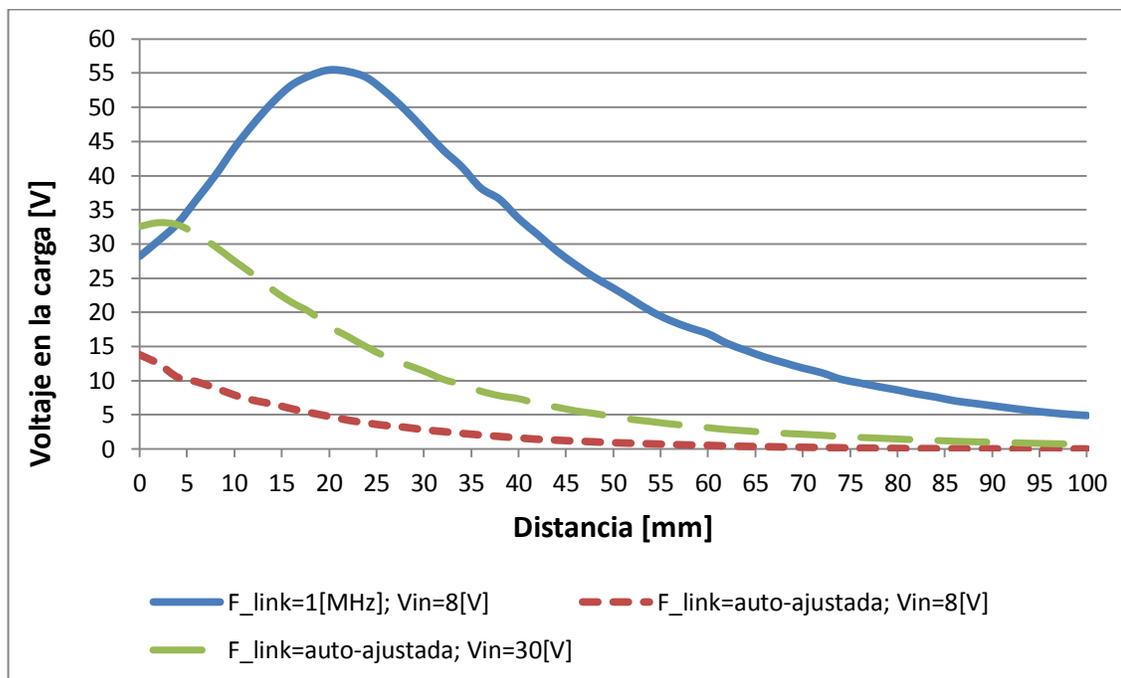


Fig. 5.8 Voltaje en la carga del circuito secundario para distintas distancias axiales.

Al observar la Fig. 5.8 para el caso del ACE el voltaje máximo en la carga no se produce a la distancia mínima entre los bobinados, sino que existe una distancia óptima, en este caso a los 20 [mm]. Este punto es conocido como acoplamiento crítico y depende de una serie de factores, como el diámetro de las bobinas, números de vueltas de las bobinas, voltaje de alimentación, frecuencia de operación del sistema y la distancia entre los bobinados. Si analizamos el comportamiento del voltaje de salida para el sistema con un clase E auto-sintonizado, se aprecia que la curva característica del voltaje de salida no presenta un voltaje máximo a una distancia distinta de 0 [mm]. Esto ya que al estar variando la frecuencia de operación del sistema, como se muestra en la Fig. 5.9 y la distancia entre los bobinados no se mantienen los factores necesarios para que ocurra el acoplamiento crítico, por esa razón el voltaje de salida presenta una curva casi lineal con pendiente negativa.

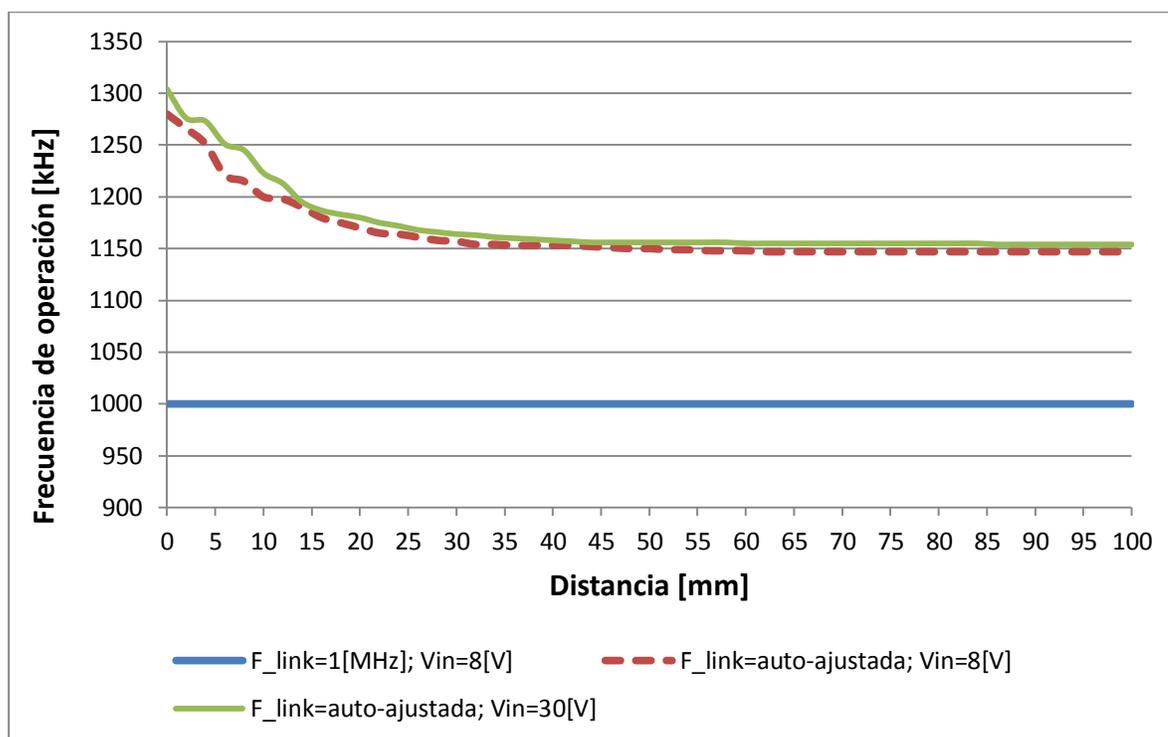


Fig. 5.9 Frecuencia de operación del sistema para distintas distancias axiales.

Al analizar la frecuencia de operación del ACE auto-sintonizado cumple con una de las primicias de este circuito, que tiene relación directa con las variaciones de inductancias presentes en la bobina primaria, donde el factor influyente es la inductancia mutuas debido a la proximidad de la bobina secundaria (L_2) del circuito transmisor, cuyo efecto es predominante en los rangos de 0 [mm] a 25 [mm], por eso a distancias mayores, la frecuencia de operación es constante, con un valor cercano a los 1150[kHz]. Estas variaciones de frecuencia compensan los cambios de inductancia de L_1 , con el objetivo de mantener una impedancia de carga constante que “observa” el amplificador, ésta impedancia se conoce como carga óptima y es cuando el amplificador clase E se encuentra operando en su punto óptimo, es decir, se logra minimizar las pérdidas de conmutación.

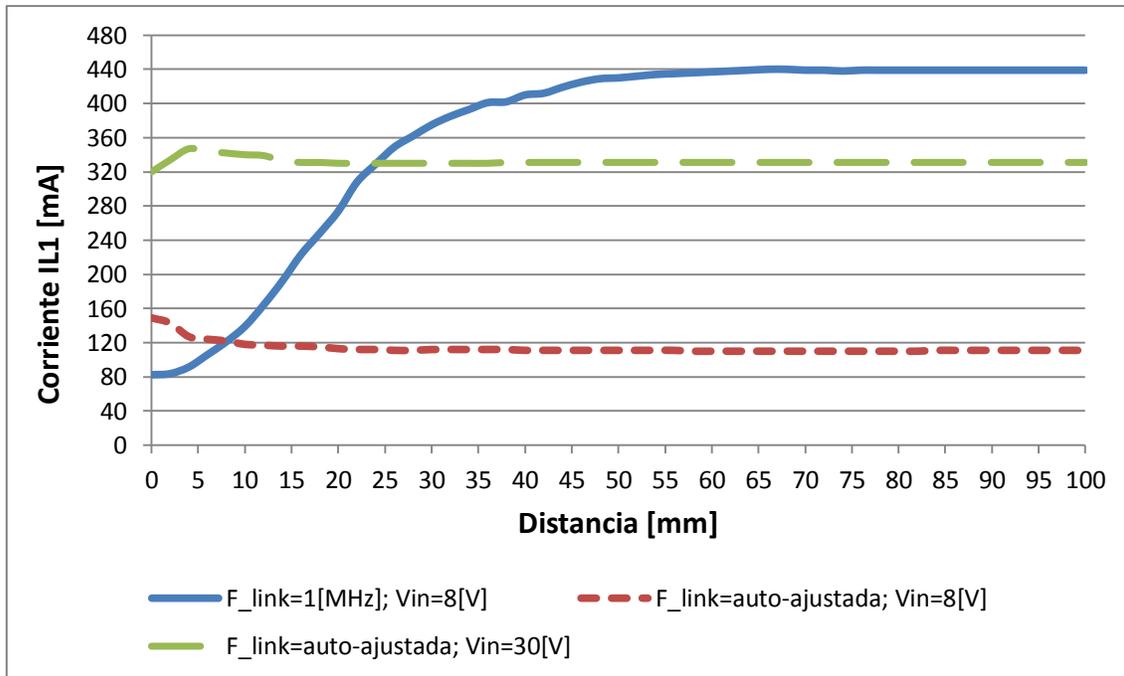


Fig. 5.10 Corriente por la bobina primaria para distintas distancias axiales.

Complementando lo anterior en la Fig. 5.10 se observa que para el caso del ACE auto-sintonizado, para todo el rango de distancia entre las bobinas la corriente que circula a través de L_1 se mantiene constante con variaciones de 30[mA], ya que la resistencia de carga referida al amplificador no varía, por los cambios en la frecuencia de operación. Por esta razón sólo existe un desplazamiento hacia arriba en el eje vertical, cuando se aumenta el voltaje entrada de 8 [V] a 30 [V].

Para el caso del ACE la corriente en L_1 aumenta en forma exponencial de 80 [mA] hasta 440 [mA] en los rango de 0 [mm] a 50 [mm], lo anterior ocurre por las variaciones presentes en la impedancia de carga del amplificador. Como se mencionó en el capítulo 4, el amplificador está constituido por un circuito resonante multifrecuencial. Si se observa en la Fig. 5.10 cuando circula una menor corriente a través de la bobina primaria es posible inferir que el circuito se encuentra operando cerca de la frecuencia de resonancia del circuito resonante paralelo, ya que existe un aumento en la impedancia de la carga del amplificador, por lo que se traduce en un consumo menor de corriente. A medida que se aumenta la distancia entre L_1 y L_2 el consumo de corriente en la bobina primaria aumenta, es decir, existe una disminución en la impedancia de carga en el amplificador, por lo tanto se puede inferir que el amplificador se encuentra trabajando cerca de la frecuencia de resonancia del circuito resonante serie.

5.4.3 Potencia de entrada y potencia de salida

En la Fig. 5.11 se muestra la potencia útil de entrada (P_{in}), es decir, el voltaje V_{dc} por la corriente que circula por L_{choke} , como se muestra en la ecuación (5.1). La curva característica que presenta la potencia de entrada en el caso ACE está directamente relacionado con la curva característica del voltaje en la carga del secundaria. Como recomendación al realizar el diseño del amplificador es tener presente que existe un aumento en la potencia de entrada alrededor de un 56%, por lo tanto la fuente de alimentación para el sistema de transferencia de energía debe ser capaz de tolerar éstas variaciones.

En el caso del ACE auto-sintonizado no ocurre lo anterior y las variaciones son alrededor del 12% en rango de 0 [mm] a 10 [mm].

$$P_{in} = V_{dc} \cdot I_{L_{choke}} \quad (5.1)$$

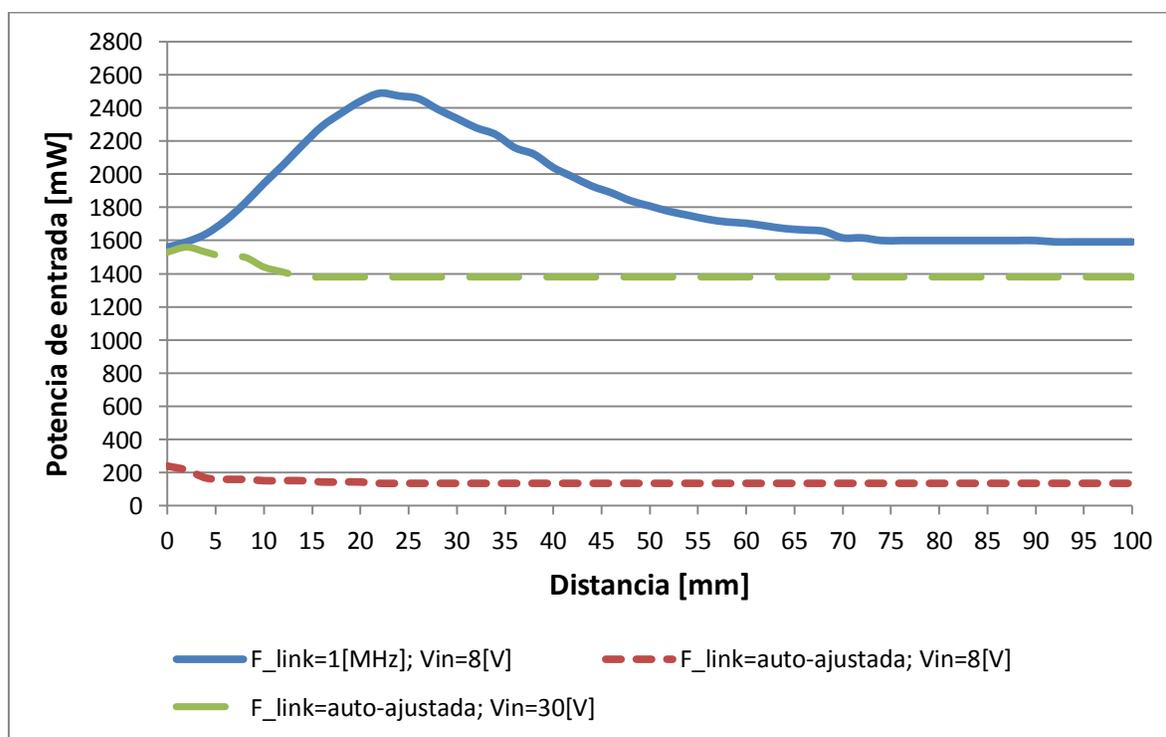


Fig. 5.11 Potencia útil de entrada del sistema

La Fig. 5.12 se muestra la potencia de salida del circuito secundario (P_{out}), que corresponde a la potencia útil presente en la resistencia de carga de 4,7 [k Ω], como se muestra en la ecuación (5.2). Cabe mencionar que en el caso del ACE se logran potencias de salidas cercana a los 640 [mW] a distancia de 20 [mm] y para el ACE auto-sintonizado se obtiene potencias útil de salida cercana a los 240 [mW] a los 5[mm], lo que permitiría energizar dispositivos electrónicos de bajo consumo, tales como sensores que se encuentre dentro del rango de las potencia útil de salida.

$$P_{out} = \frac{V_{R_L}^2}{R_L} \quad (5.2)$$

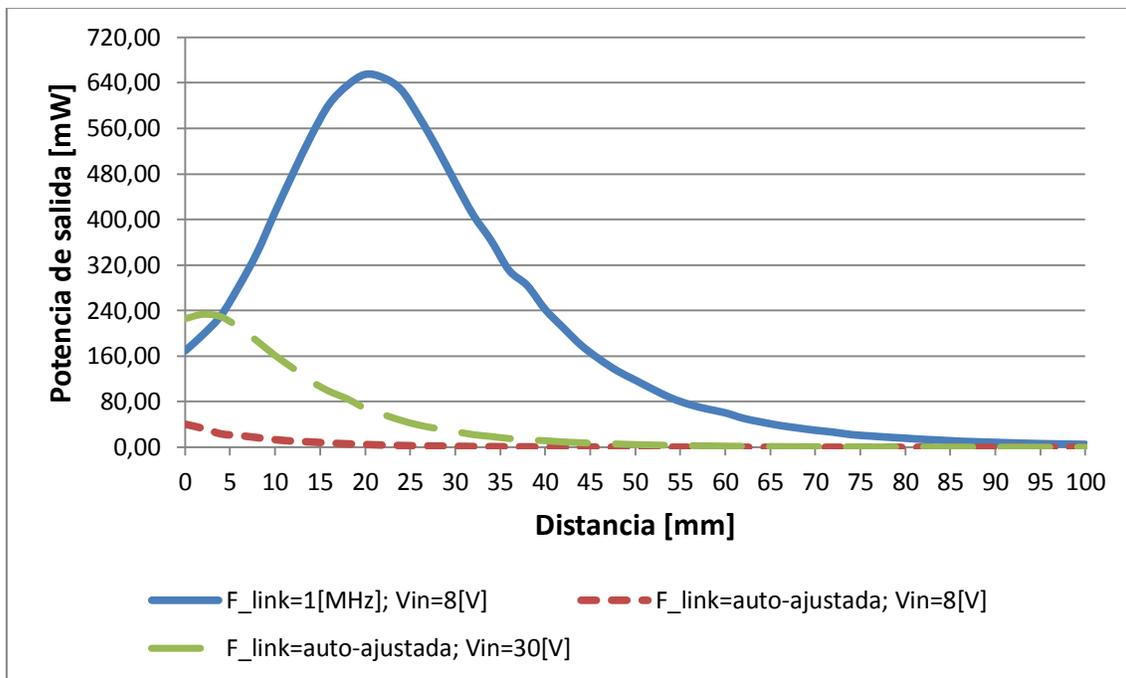


Fig. 5.12 Potencia útil de salida del sistema.

5.4.4 Eficiencia del amplificador, enlace y del sistema completo

La Fig. 5.13 muestra la eficiencia de los amplificadores a distintas distancias axiales. Esta eficiencia se calculó en relación a la potencia útil del amplificador y la potencia útil de entrada, como se muestra en la ecuación (5.1). Con respecto a la obtención de la potencia del amplificador se utilizó el módulo de potencia del osciloscopio Tektronix MDO4014B-3, donde se midió el voltaje en L_1 -C y la corriente que circula por L_1 . Es importante mencionar que para el rango de distancia entre las bobinas, el amplificador ACE auto-sintonizado presenta eficiencia de alrededor del 80%, lo cual nos guía a decir que se encuentra trabajando cercano al punto óptimo. En el caso del amplificador ACE en los rangos de 0[mm] a 50[mm] la eficiencia va aumentando en forma exponencial de 20 % a 70 %, debido a que la frecuencia de operación que fue establecida a 1 [MHz] no se encuentra cercana a la frecuencia óptima del amplificador, porque no se compensan las variaciones de inductancias L_1 en presencia del secundario.

$$\eta_{\text{amplificador}} = \frac{P_{\text{útil amplificador}}}{P_{\text{in}}} \cdot 100\% \quad (5.3)$$

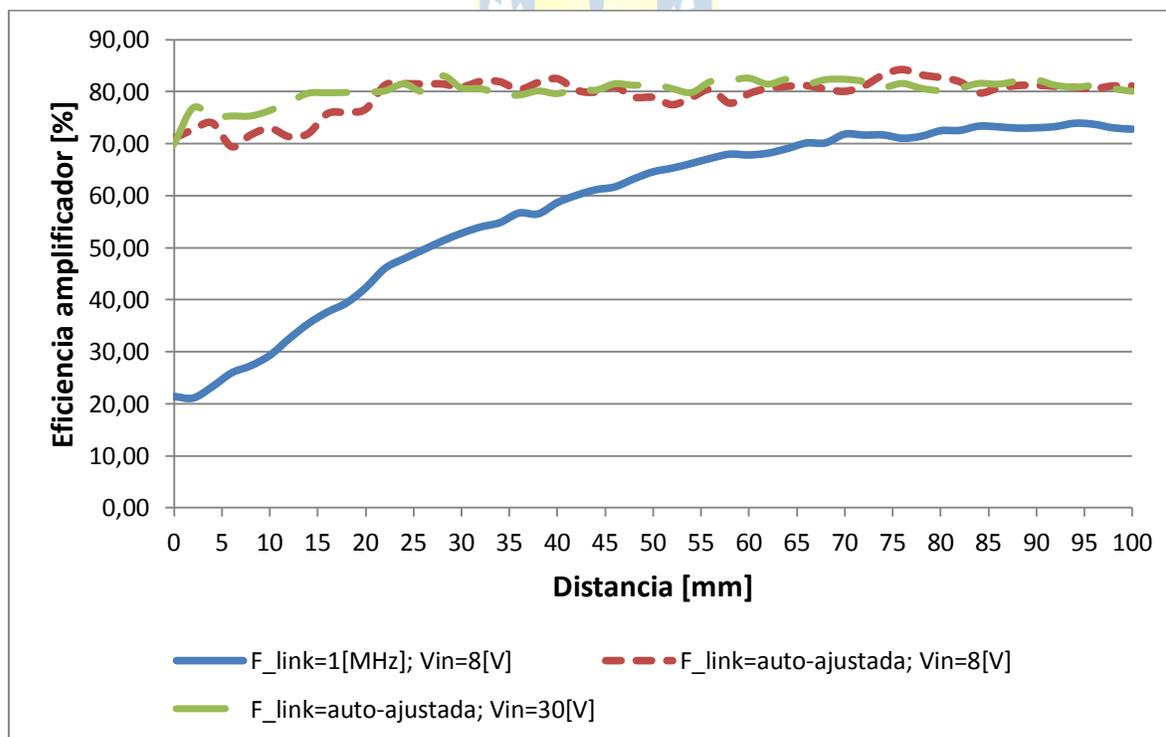


Fig. 5.13 Eficiencia del amplificador a distintas distancias axiales.

La Fig. 5.14 muestra la variación de la eficiencia del enlace inductivo, calculado como se muestra en la ecuación (5.4), se observa que se utilizó la potencia útil de salida, esto debido a que se realizó el supuesto que las pérdidas energéticas en el rectificador son despreciables. En el caso del ACE se observa que se obtiene valores de eficiencia cercanas al 70% a la distancia de 12[mm]. Mientras que para el ACE auto-sintonizado los valores de eficiencia son alrededor de 20% en las distancias cercana a los 0[mm]. Lo anterior ratifica lo expuesto en [16], que expone que se obtiene una máxima transferencia de energía cuando la bobina secundaria se encuentra sintonizada a la frecuencia del circuito transmisor a una cierta distancia cuando el coeficiente de acoplamiento es crítico.

$$\eta_{\text{enlace}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{útil}_{\text{amplificador}}}} \cdot 100\% \quad (5.4)$$

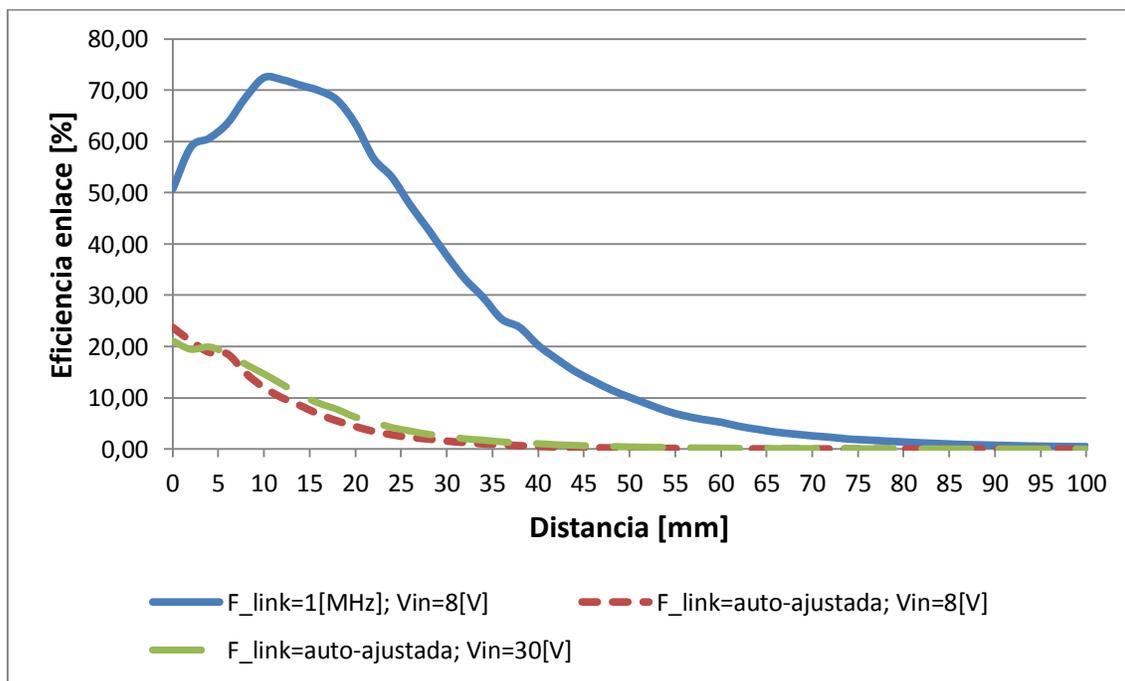


Fig. 5.14 Eficiencia del enlace inductivo.

La Fig. 5.15 muestra la eficiencia del sistema completo que fue calculada como se muestra en la ecuación (5.5). En el caso del ACE se logra un máximo cercano a un máximo de eficiencia global a una distancia de 18 [mm], por lo tanto se puede comentar que en el punto que se obtiene mayor ganancia de voltaje no necesariamente se obtiene la mayor eficiencia del sistema. Con

respecto a la eficiencia del sistema completo en el caso del ACE auto-sintonizado esta decrece en forma exponencial a medida que aumenta la distancia entre las bobinas primaria y secundaria.

$$\eta_{enlace} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\% \quad (5.5)$$

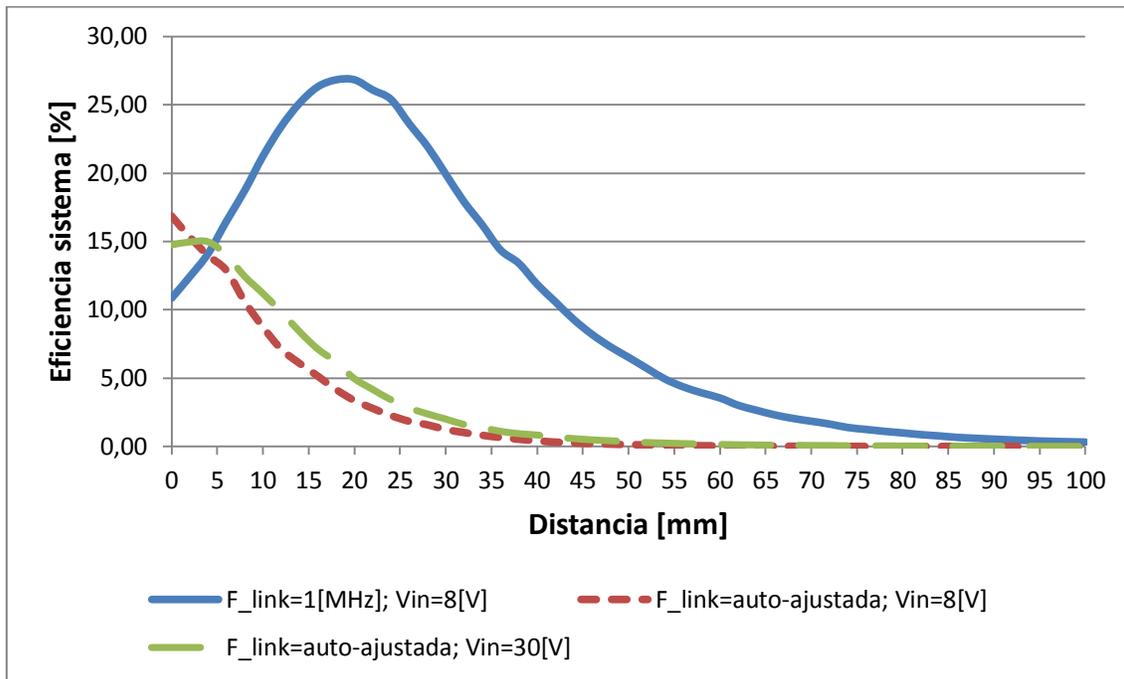


Fig. 5.15 Eficiencia en el sistema completo.

5.4.5 Mediciones en ACE trabajando a distintas frecuencias

Para comprobar y comparar los resultados anteriores, se realizaron mediciones en el amplificador clase E variando la frecuencia de operación, mediante un generador de funciones. La bobina secundaria se ubicó a dos distancia, la primera a 20 [mm] de la bobina primaria y luego a 30[mm].

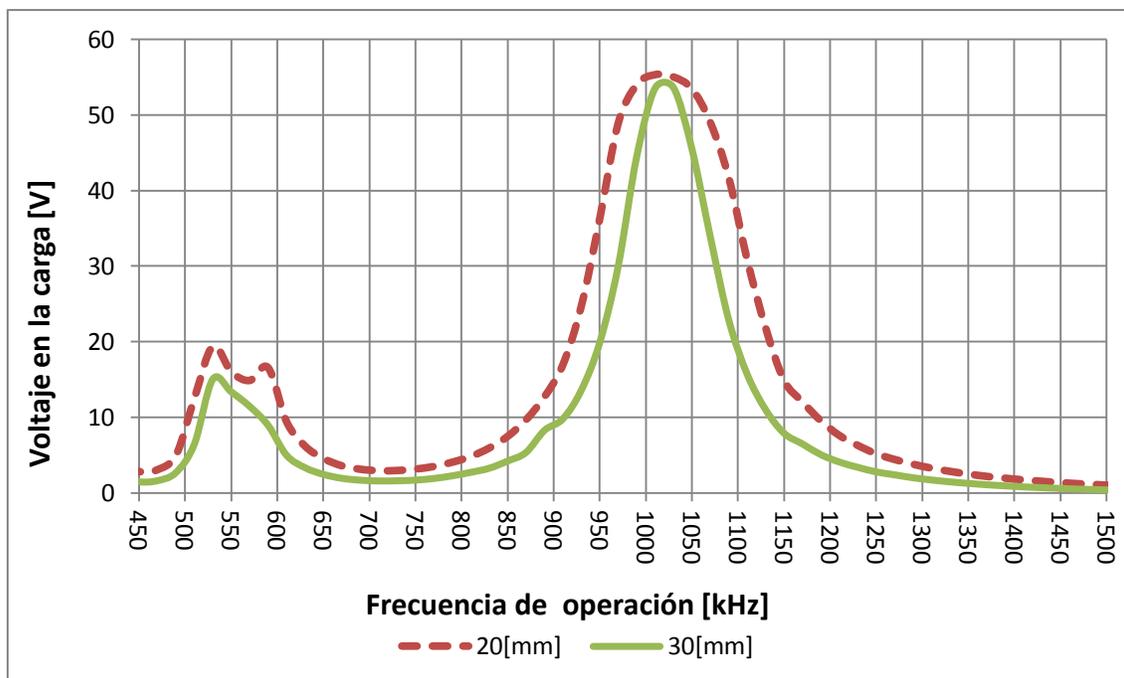


Fig. 5.16 Voltaje en la carga a distintas frecuencias de operación.

De la Fig. 5.16 se aprecia que el voltaje en la carga alcanza su valor máximo alrededor de 1[MHz], lo anterior tiene sentido ya que la bobina secundaria se encuentra sintonizada a un 1[MHz], por lo tanto, se cumple que la máxima ganancia de tensión se produce cuando la bobina receptora esta sintonizada a la misma frecuencia del circuito transmisor. También se observa que el sistema tiene dos polos, por esa razón a una frecuencia alrededor de los 500[kHz] se obtienen valores de voltaje en la carga, sin embargo, presentan menores porcentajes de eficiencia, como se muestran en las Fig. 5.17 y Fig. 5.18.

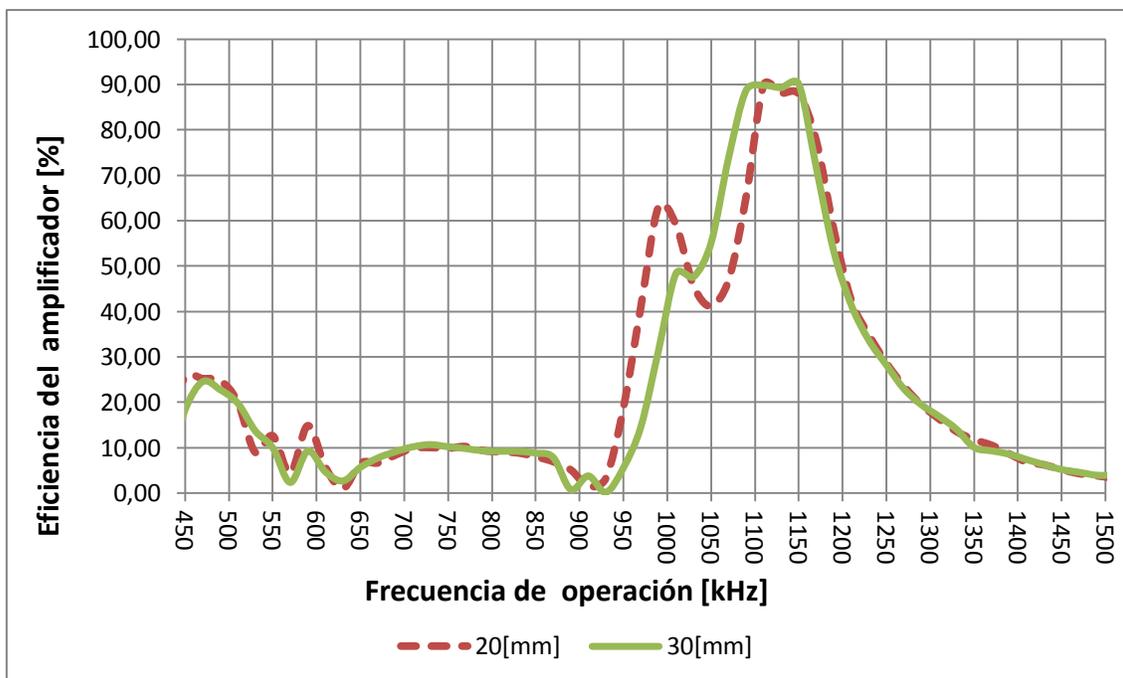


Fig. 5.17 Eficiencia del amplificador a distintas frecuencias de operación.

De la Fig. 5.17 se observa que la máxima eficiencia del amplificador, con valores cercanos al 90% se encuentra en los rangos de frecuencia de 1.1 [MHz] a 1.15 [MHz] que contrasta con los resultados obtenidos en la Fig. 5.10, en este rango de frecuencia el amplificador está operando en su punto óptimo, reduciendo las pérdidas energéticas.

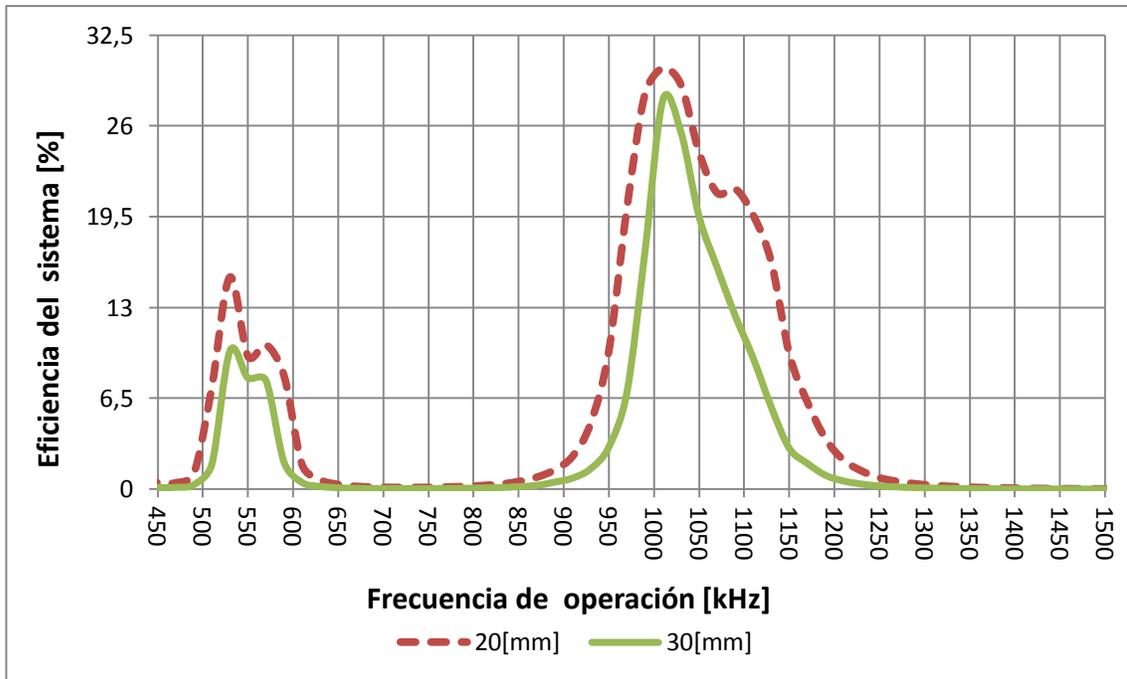


Fig. 5.18 Eficiencia del sistema a distintas frecuencias de operación.

En la Fig. 5.18 se observa que la máxima eficiencia del sistema completo es cercana a la vecindad de 1 [MHz], corroborando nuevamente lo expuesto en [14] y [16], que tiene relación con que la frecuencia de sintonización de la bobina secundaria tiene que ser igual a la frecuencia de operación del circuito transmisor.

5.4.6 Mediciones con bobina receptora sintonizada a 1167 [kHz]

Al observar que la sintonización del circuito secundario tiene una influencia importante en los resultados de eficiencia del sistema global, se decidió realizar mediciones sintonizando el circuito receptor a una frecuencia de 1167 [kHz], por lo que la capacitancia del condensador paralelo C_2 , se calcula como se muestra en la ecuación (5.6). Se decidió sintonizar a ésta frecuencia porque se encuentra cercana a la frecuencia de operación del circuito ACE auto-sintonizado.

$$C_2 = \frac{1}{L_2 \omega_{op}^2} = \frac{1}{27,37[\mu H] \cdot 2\pi \cdot 1167[kHz]} = 680 [pF] \quad (5.6)$$

En el caso del amplificado clase E se mantuvieron los mismos parámetros (C_1 , C , L_1 y L_{choke}) y la frecuencia de operación se fijó a 1167 [KHz]. En el caso ACE auto-sintonizado no se realizaron cambios algunos.

En las Fig. 5.19, Fig. 5.20 y Fig. 5.21, se muestra el voltaje en la carga del circuito receptor, la eficiencia del amplificador y la eficiencia global del sistema, respectivamente.

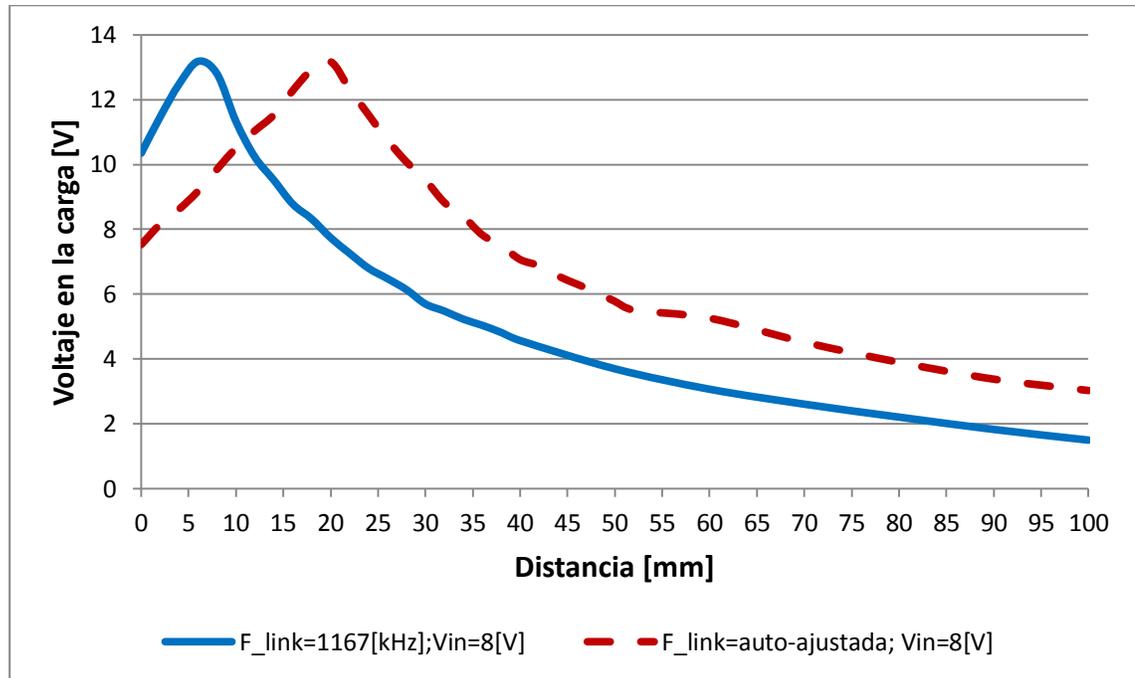


Fig. 5.19 Voltaje en la carga del circuito secundario modificado para distintas distancias axiales.

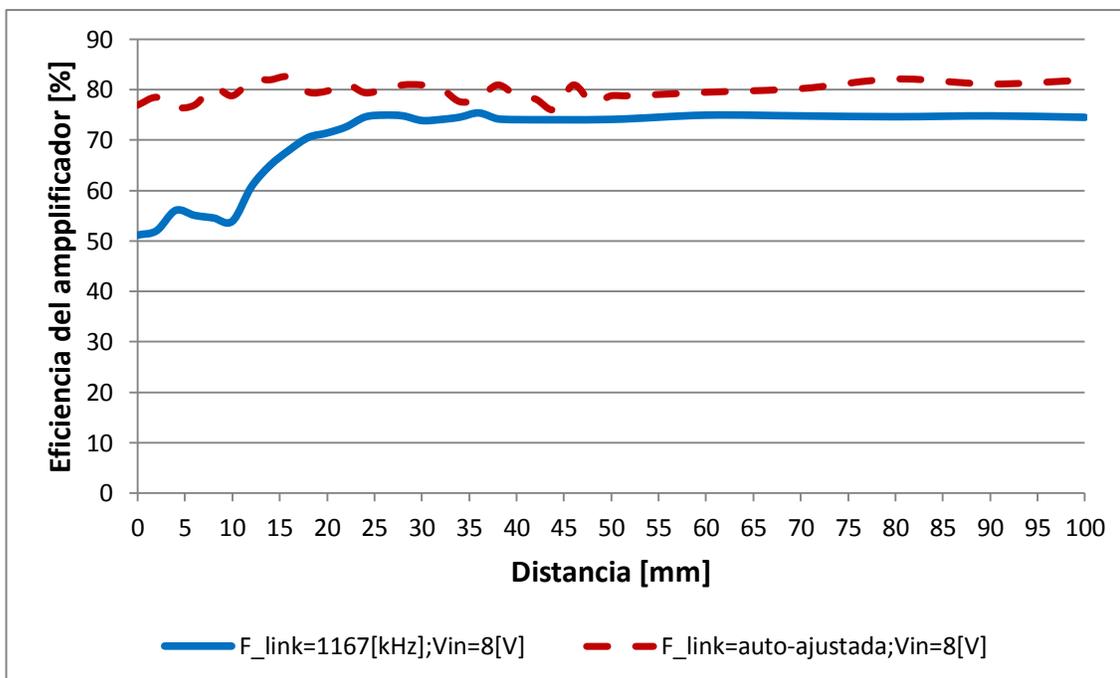


Fig. 5.20 Eficiencia del amplificador con secundario modificado a distintas distancias axiales.

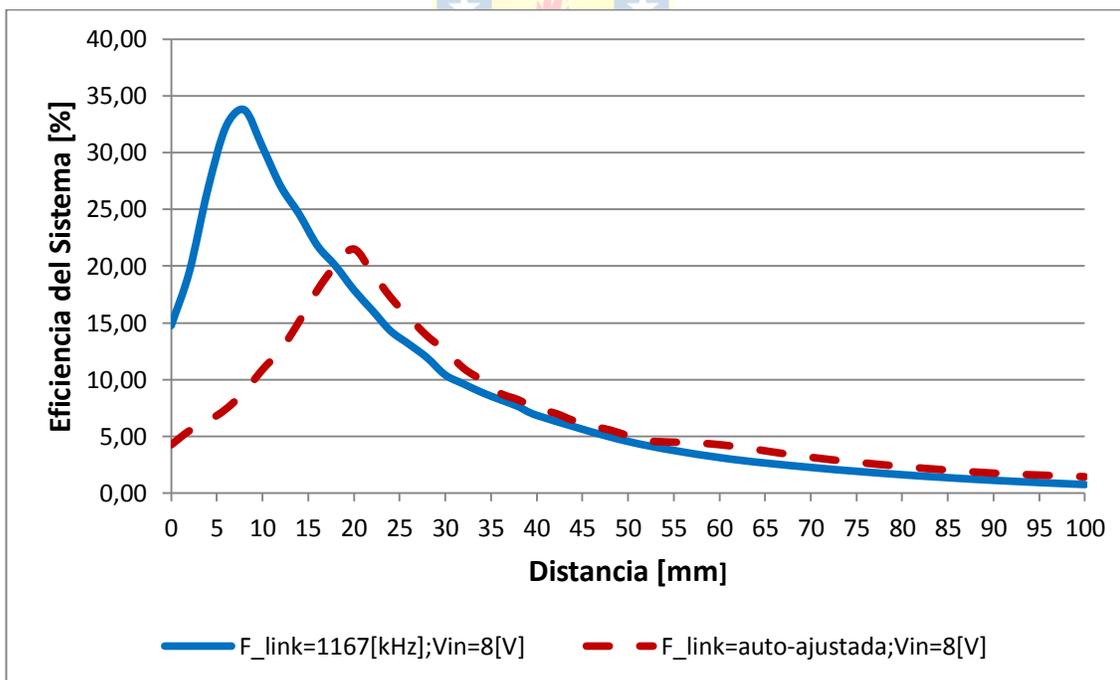


Fig. 5.21 Eficiencia en el sistema completo con secundario modificado

Al analizar los resultados obtenidos en las figuras anteriores, se observa que variando la frecuencia de sintonización del receptor en el caso del ACE auto-sintonizado se logra un máximo de ganancia de voltaje a una distancia de 24[mm] y es en esta distancia cuando el circuito transmisor opera a valores cercano a los 1167[kHz], como se muestra en la Fig. 5.9. Con respecto a los resultados de eficiencia del amplificador se mantiene en valores cercanos al 80% y la eficiencia global del sistema aumenta alcanzando un máximo de un 22% a los 22[mm], por lo tanto un parámetro importante a considerar en la utilización del ACE auto-sintonizado es la frecuencia de sintonización del circuito receptor.

Si se observa el caso del ACE, se obtiene un máximo de ganancia de voltaje a los 6[mm], ya que se fijó una frecuencia de operación distinta a los resultados de 1[MHz], en este punto ocurre el acoplamiento crítico. Con respecto a la eficiencia del amplificador, se lograr obtener valores cercanos al 75%, para distancia superiores a 25[mm], aumentando alrededor de un 5% en comparación a los resultados obtenidos con una frecuencia de operación de 1[MHz], lo que nos guía a decir que la frecuencia de operación se acerca al valor óptimo. Con respecto a la eficiencia global del sistema completo, esta alcanza un valor máximo de 34% a una distancia de 8[mm].



Capítulo 6. Conclusiones

6.1. Sumario

Se realizó una introducción con los inicios de la transferencia de energía inalámbrica para proceder con la revisión bibliográfica y en consecuencia conocer el estado del arte en el cual se encuentra inmerso. Se presentaron la hipótesis, objetivos y limitaciones del tema.

Se realizó una revisión de conceptos relacionados con electromagnetismos, resonancia de circuitos LC, inductancia mutua, coeficiente de acoplamiento, necesario para conocer el marco teórico en el que se enmarca el proyecto de memoria.

Se realizó una modelación matemática de la topología del enlace inductivo tipo bobinas paralelas. Luego se realizó simulaciones computacionales de los campos magnéticos mediante el software Comsol Multiphysics 4.4

Se mencionaron diferentes estrategias de control para el enlace inductivo presentes en la literatura, las cuales abarcan el control por voltaje y control por frecuencias, además de presentar dos diseños de circuito retroalimentados para un amplificador clase E.

Para la etapa de amplificación se presentó el diseño del ACE y el diseño de un ACE retroalimentado, llamado ACE auto-sintonizado, en ambos casos se presentan sus correspondientes simulaciones realizadas en Multisim 11.0.

Se realizó la construcción e implementación de las diferentes etapas del sistema de transferencia de energía inalámbrica, previamente diseñadas.

Finalmente, se realizaron las mediciones del sistema para el caso cuando es energizado por ACE y por ACE auto-sintonizado y así realizar comparaciones entre ambos.

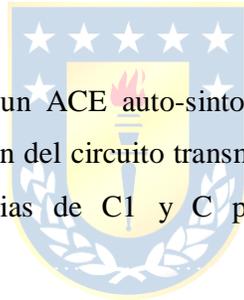
6.2. Conclusiones

La transferencia inalámbrica de energía presenta un gran número de ventajas al momento de aplicarse en la alimentación de dispositivos electrónicos. Dentro de sus debilidades se encuentra el deficiente rendimiento debido al bajo acoplamiento entre los bobinados, ya que los bobinados se encuentran separados a una cierta distancia. Dentro de los puntos principales concluidos después de este trabajo se encuentran:

- Al momento de escoger las bobinas primaria y secundaria, se debe considerar tanto su valor inductivo como resistivo, ya que a medida que se aumenta su valor inductivo, que es un factor positivo en el enlace inductivo, su valor resistivo también se incrementa, ya sea por un aumento en el número de vueltas, o del diámetro del bobinado, que se traduce en un aumento del largo del conductor, y por ende, un mayor valor resistivo. Es por este motivo, que se debe encontrar un compromiso entre estos dos factores, el cual estará dictado por la aplicación específica.
- La utilización de un amplificador de poder clase E presenta la ventaja en la simplicidad de la cantidad de componentes que lo conforman, lo que aumenta la confiabilidad del amplificador. Además, este amplificador utiliza un circuito resonante multifrecuencial que combina las ventajas de un circuito resonante serie y un circuito resonante paralelo, es decir, el dispositivo activo (MOSFET) trabaja a voltajes y corrientes menores en comparación a un amplificador clase D. Sin embargo, es necesario mencionar que el análisis de diseño del clase E presenta una mayor complejidad que el amplificador clase D, debido a que todos los componentes están muy interrelacionadas entre sí, es decir, leves variaciones en los valores de algunos de los parámetros puede afectar considerablemente en la eficiencia del amplificador. Por esta misma razón existen varios métodos para calcular un punto de operación óptimo bajo ciertas suposiciones.
- Al efectuar las mediciones del sistema en lazo abierto fue posible observar que la distancia óptima para la transferencia de energía no corresponde al mínimo entre la bobina primaria y la bobina secundaria, sino que depende de una serie de factores, como el voltaje de alimentación, número de espiras de las bobinas, diámetro de las bobinas y frecuencia de operación del sistema. Para el caso del sistema en lazo cerrado no ocurre así, salvo el caso puntual cuando el circuito

secundario está sintonizado a la misma frecuencia de operación del ACE auto-sintonizado, ya que este circuito retroalimentado compensa las variaciones de inductancia de la bobina primaria, es decir, el circuito receptor actúa como una perturbación para el sistema en lazo cerrado.

- Con respecto a la utilización de un amplificador clase E para un sistema de transferencia inalámbrica de energía se deben considerar ciertos puntos para maximizar la transferencia de energía entre el circuito transmisor y el circuito receptor. La frecuencia de sintonización del secundario debe ser igual a la frecuencia del circuito transmisor, sin embargo existen tres frecuencias de interés en el ACE, primero está la frecuencia óptima donde el ACE logra valores de rendimiento cercanos al 80%; luego está la frecuencia de resonancia del circuito serie, logrando obtener una impedancia mínima de carga, lo que se traduciría en un aumento en la intensidad del campo magnético generado por la bobina; y por último la frecuencia de resonancia del circuito paralelo, obteniendo una impedancia máxima de carga, que se traduce en una disminución en el consumo de corriente por parte del amplificador.



- Una de las ventajas de utilizar un ACE auto-sintonizado es que permite obtener en forma práctica la frecuencia de operación del circuito transmisor en comparación a un ajuste en forma manual variando las capacitancias de C_1 y C para obtener la frecuencia de operación óptima.
- Otras de las ventajas de utilizar un ACE auto-sintonizado es que a distintas distancias axiales entre la bobina primaria y la secundaria el consumo de potencia de entrada es constante, por lo tanto si es que se desea utilizar baterías para alimentar el sistema, éstas podrán lograr mejores tiempos de vida útil, ya que se les requerirá un consumo constante en el tiempo.
- Según los resultados obtenidos experimentalmente del prototipo, fue posible obtener una potencia útil máxima en el circuito secundario de hasta 110 [mW] para el caso del ACE auto-sintonizado y de 650 [mW] para el caso del ACE, ambos con un voltaje de alimentación de 8 [V], lo que permitirá energizar dispositivos electrónicos de bajo consumo, tales como sensores que requieran esos niveles de potencia útil.

6.3. Trabajos Futuros

Al término de esta memoria fue posible ver una serie de actividades que presentan una opción para un trabajo posterior.

- Implementar el amplificador Clase E auto-sintonizado en una topología distinta a la de bobinas paralelas, tales como las bobinas del tipo Helmholtz, que presentan un campo uniforme en un área y permiten desplazamientos tanto axiales como radiales del circuito receptor.
- La implementación del amplificador Clase E auto-sintonizado para transferencia inalámbrica de energía para alta potencia y así permitir lograr nuevas aplicaciones y usos a estos enlaces inductivos.
- Implementar el circuito retroalimentado con compensación de inductancia para el amplificador clase E y realizar una comparación con el amplificador Clase E auto-sintonizado.
- Implementar un sistema de control y compensación en la capacitancia del circuito receptor para que cuando ocurran los cambios en la frecuencia de operación, el circuito receptor también se ajuste a dicha frecuencia y de esa manera lograr mejores resultado de eficiencia en el sistema.



Bibliografía

- [1] N. Tesla, "System of Electric Lighting", U.S. Patent no. 454622, June 23, 1891.
- [2] David Hatcher Childress, "The Tesla Papers: Nikola Tesla on Free Energy & Wireless Transmission of Power", Adventures Unlimited Press. pp. 316. ISBN 0932813860. Retrieved 24 November 2010.
- [3] N. Tesla, "System of Transmission of Electrical Energy", U.S. Patent no. 645576, March 20, 1900.
- [4] J. C. Maxwell, "A Treatise on Electricity and Magnetism", 1873.
- [5] Koenraad Van Schuylenbergh, Robert Puers, "Inductive Powering-Basic Theory and Application to Biomedical Systems", Springer, edition 2009.
- [6] D. Galbraith, M. Soma and R. White. "A Wide-Band Efficient Inductive Transdermal Power and Data Link with Coupling Insensitive Gain", IEEE Transactions Biomedical Engineering, vol. 34, no 4, pp. 265-275, April 1987.
- [7] T. Ahmad, S. Khan H. Ali, "Mathematical Modeling of an Inductive Link for Optimizing Efficiency", IEEE Symposium on Industrial Electronics an Applications (ISIEA), pp. 831-835, October 2009.
- [8] Z. Hu and P. Troyk, "Analytical Design Equations for Self-tuned Class-E Power Amplifier", in 33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS Boston, Massachusetts USA, August 30 - September 3, pp. 3005 - 3008, 2011.
- [9] M.G. Sáez, "Análisis y Diseño de Sistema de Transferencia Inalámbrica de Energía mediante Enlace Inductivo para Dispositivos Electrónicos Implantables" Universidad de Concepción, Concepción, Enero 2012.
- [10] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E- a new class of high-efficiency tuned single-ended switchitng power amplifiers". IEEE Journal of Solid-State Circuits , vol. SC-10, no. 3, pp. 168 –176, June 1975.
- [11] G.Candia and C. Domínguez "Construir y Modelar un enlace inductivo para transferencia de energía" Universidad de Concepción, Concepción, junio 2014.

- [12] A. D. Rush P. R. Troyk, "Inductive Link Design for Miniature Implants," 31st Annual International Conference of the IEEE EMBS (EMBC), pp. 204 – 209, Sept. 2009.
- [13] M. V. Paernel, "High-Efficiency Transmission for Medical Implants," IEEE Solid-State Circuits Magazine, vol. 3, n° 1, pp. 47-59, 2011.
- [14] T. J. Ahmad, S. A. Khan y H. Ali, "Inductive Link design for medical implants," IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications (ISIEA 2009), vol. 2, pp. 694-699, 2009.
- [15] D. M. Schlapp, F. C. Flack y E. D. James, "Mutual inductance of air-cored coils: effect on design of radio frequency coupled implants," Med. & Biol. Eng. & Comput., pp. 79-85, 1971.
- [16] N. N. Donaldson y T. A. Perkins, "Analysis of resonant coupled coils in the design of radio frequency transcutaneous links," Med. & Biol. Eng. & Comput., pp. 612-627, 1983.
- [17] N. N. Donaldson, "The Electrical Design of an Implantable Stimulator to Restore Motor Control to the Paralysed," Ph.D. Thesis, University College London, pp. 99-114, 1990.
- [18] J. R. Whinnery, T. Van Duzer S. Ramo, "Fields and Waves in Communication Electronics," 1965.
- [19] S. Atluri M. Ghovanloo, "A Wide-Band Power-Efficient Inductive Wireless Link for Implantable Microelectronic Devices Using Multiple Carriers", IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers, vol. 54, NO. 10, October 2007.
- [20] R. Puers B. Lenaerts, "Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants." Springer, 2010.
- [21] M. Soma, and R. L. White D. C. Galbraith, "Radio-Frequency Coils in Implantable Devices: Misalignment Analysis and Design Procedure", IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. BME-34, No. 4, pp. 276-282, April 1987.
- [22] A. P. Hu, J. W. Hsu, M. Chiang, Y. Wang, S. Malpas, D. Budgett y P. Si, "Wireless Power Supply for Implantable Biomedical Device Based on Primary Input Voltage Regulation," 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2007), pp. 235-239, 2007.

- [23] N. N. Donaldson, "Use of feedback with voltage regulators for implants powered by coupled coils," *Med. & Biol. Eng. & Comput.*, p. 291, 1985.
- [24] A. P. Hu, S. Malpas, D. Budgett y P. Si, "A Frequency Control Method for Regulating Wireless Power to Implantable Devices," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 2, n° 1, pp. 22-29, 2008.
- [25] A. P. Hu, S. Malpas, L. Bennet, A. Taberner, L. Booth, D. Budgett y T. D. Dissanayake, "Experimental Study of a TET System for Implantable Biomedical Devices," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 3, n° 6, pp. 370-378, 2009.
- [26] B. Lenaerts and R. Puers, "Automatic inductance compensation for class e driven flexible coils". *Sensors and Actuators A: Physical*, 145, pp.145-154,2008.
- [27] P. R. Troyk and M. Schwam , "Closed-loop class e transcutaneous power and data link for microimplants". *IEEE Transactions Biomedical Engineering*, vol. 39, n° 6, pp. 589-599, 1992.
- [28] N. O. Sokal, "Class e switching mode high efficiency tuned rf/microwave power amplifier: improved design equations". *IEEE MTT-S*, vol 2, n° 3, pp. 779-782, 2000.
- [29] M. K. Kazimierczuk and K. Puczko, "Exact analysis of Class-E tuned power amplifier at any Q and switch duty cycle". *IEEE trans. Circuits Syst.*, vol CAS-34. No. 2, pp. 149-159, February 1987.
- [30] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier". *IEEE Transactionson Circuits and Systems*, Vol. CAS-24, No. 12, pp. 725-735, Diciembre 1977.
- [31] R. E. Zulinsky and J. W. Steadman, "Class E Power Amplifiers and Frecuency Multipliers with Finite DC-Feed Inductance", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. CAS 34, No. 9, pp. 1074-1087, Septiembre 1987.
- [32] Li, C. H. (y) Y. O. Yam. "Maximum Frecuency and Optimum Performance of Class-E Power Amplifiers". *IEE Proc. Ciruits Devices Systems*, Vol. 141, No. 3, pp. 174- 184, junio 1994.

Anexo A. Amplificador operacional

Se trata de un dispositivo electrónico que tiene dos entradas y una salida, su símbolo se presenta en la Fig. A.1. El A.O. ideal tiene una ganancia infinita, una impedancia de entrada infinita, un ancho de banda también infinito, una impedancia de salida nula, un tiempo de respuesta nulo y ningún ruido. Como la impedancia de entrada es infinita también se dice que las corrientes de entrada son cero. La salida es la diferencia de las dos entradas multiplicada por un factor, como se muestra en la ecuación (4.11).

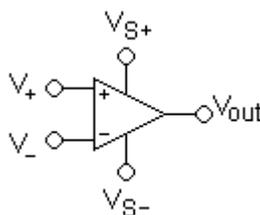


Fig. A.1 Símbolo amplificador operacional.

Donde, V_+ es la entrada no inversora, V_- es la entrada inversora, V_{out} es la salida, V_{S+} es la alimentación positiva y V_{S-} es la alimentación negativa. La salida es la diferencia de las dos entradas multiplicada por un factor (G), como se muestra en la ecuación (A.11).

$$V_{out} = G(V_+ - V_-) \quad (A.1)$$

Comparador Simple

El amplificador operacional en bucle abierto (sin realimentar) se comporta como un comparador analógico simple, como se presenta en la Fig. A.2, y el comportamiento estático de este circuito se muestra en la Fig. A.3.

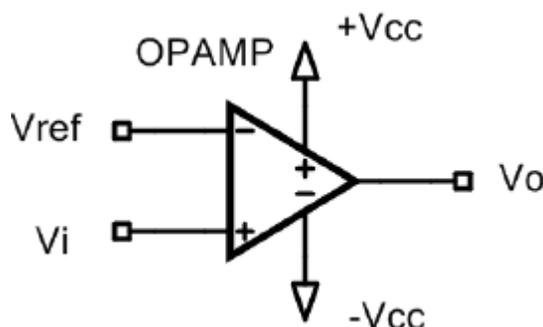


Fig. A.2 Comparador simple con A.O.

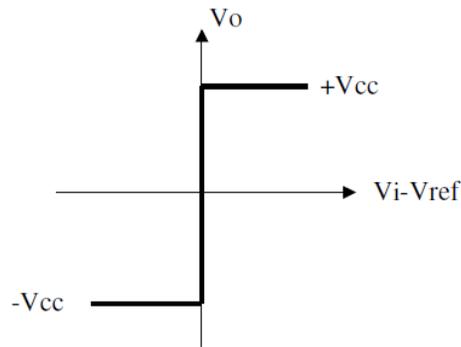


Fig. A.3 Característica estática del comparador simple.

Si el operacional no puede soportar una tensión diferencial elevada en la entrada, puede limitar esta tensión utilizando dos resistencias y dos diodos, como se muestra en la Fig. A.4.

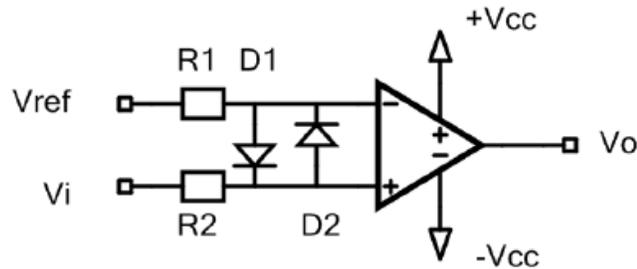


Fig. A.4 Comparador simple limitadas las tensiones de entrada.

Comparador de Schmitt inversor

Este circuito mostrado en la Fig. A.5 presenta una realimentación positiva, lo que hace que el amplificador se encuentre en estados de saturación, es decir, V_o igual a V_{cc} o bien V_o igual a $-V_{cc}$, exceptuando los instantes de transiciones entre los estados.

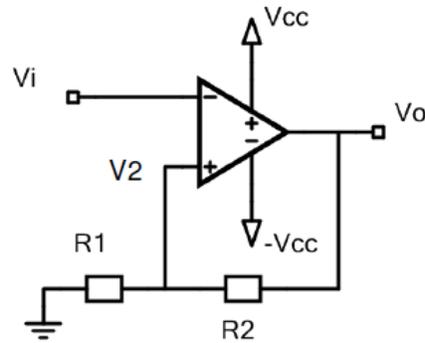


Fig. A.5 Comparador de Schmitt inversor

La tensión en la entrada no inversora, se muestra en la ecuación (A.2)

$$V_2 = \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} \quad (\text{A.2})$$

Para realizar el análisis de este circuito se supone que la tensión de salida es inicialmente $V_o = V_{cc}$. En estas condiciones, la tensión de la entrada no inversora queda definida como se muestra en la ecuación (A.3)

$$V_2 = \frac{V_{cc} R_1}{R_1 + R_2} \quad (\text{A.3})$$

El supuesto $V_o = V_{cc}$, implica que $V_i < V_2$. Si el valor de V_i empieza a aumentar, llegará un momento que $V_i > V_2$, instante en el que la salida conmutará a $V_o = -V_{cc}$. En este estado, la tensión de la entrada no inversora queda expresada en la ecuación (A.4)

$$V_2 = \frac{-V_{cc} R_1}{R_1 + R_2} \quad (\text{A.4})$$

Si V_i continúa aumentando, V_o se mantiene en $-V_{cc}$, si ahora V_i empieza a decrecer, llegará un momento en que $V_i < V_2$, instante en el que V_o vuelve a ser V_{cc} . Este comportamiento se puede representar en forma gráfica, como se muestra en la Fig A.6.

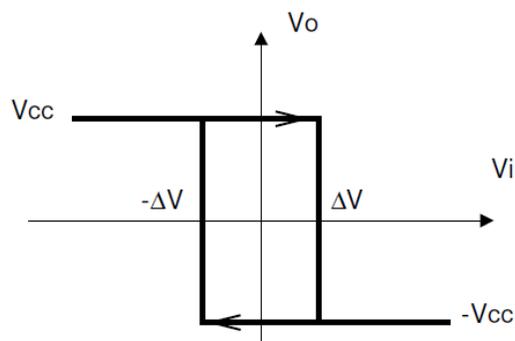


Fig. A.6 Característica estática del comparador de Schmitt inversor.

El comparador de Schmitt recibe también el nombre de comparador con histéresis. Se denomina histéresis a la separación entre los tramos verticales de la Fig. 4.10. En este caso la histéresis es $2\Delta V$, siendo ΔV expresado en la ecuación (A.5)

$$\Delta V = \frac{V_{cc}R_1}{R_1+R_2} \quad (\text{A.5})$$

Comparador de Schmitt no inversor

Este circuito mostrado en la Fig. A.7 presenta una realimentación positiva, por lo que su comportamiento es muy parecido al anterior. La señal de entrada se conecta a la entrada no inversora del amplificador operacional a través de R1. Al igual que el caso anterior el amplificador se encuentre en estados de saturación, es decir, V_o igual a V_{cc} o bien V_o igual a $-V_{cc}$, exceptuando los instantes de transiciones entre los estados.

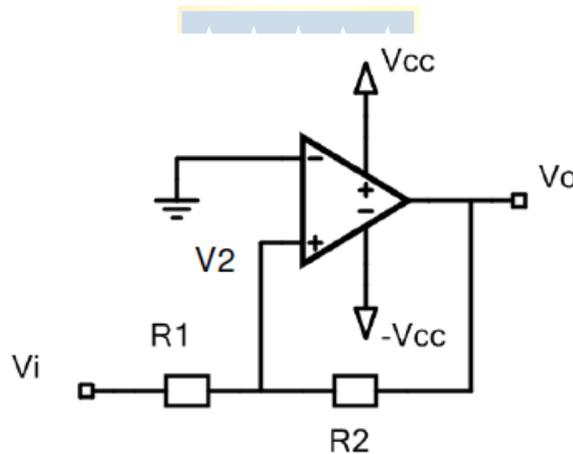


Fig. A.7 Comparador de Schmitt no inversor

La tensión en la entrada no inversora, se muestra en la ecuación (A.6)

$$V_2 = \frac{(V_o R_1 + V_i R_2)}{R_1 + R_2} \quad (\text{A.6})$$

Para realizar el análisis de este circuito se supone que la tensión de salida es inicialmente $V_o = V_{cc}$. En estas condiciones, la tensión de la entrada no inversora queda definida como se muestra en la ecuación (A.7)

$$V_2 = \frac{(V_{cc} R_1 + V_i R_2)}{R_1 + R_2} \quad (\text{A.7})$$

El supuesto $V_o = V_{cc}$, implica que $V_2 > 0$. Si el valor de V_i empieza a decrecer, llegará un momento que $V_2 < 0$, instante en el que la salida conmutará a $V_o = -V_{cc}$. En este estado, la tensión de la entrada no inversora queda expresada en la ecuación (A.8)

$$V_2 = \frac{(-V_{cc}R_1 + V_iR_2)}{R_1 + R_2} \quad (\text{A.8})$$

Si V_i continúa decreciendo, V_o se mantiene en $-V_{cc}$, si ahora V_i empieza a aumentar, llegará un momento en que $V_2 > 0$, instante en el que V_o vuelve a ser V_{cc} . Este comportamiento se puede representar en forma gráfica, como se muestra en la Fig A.8.

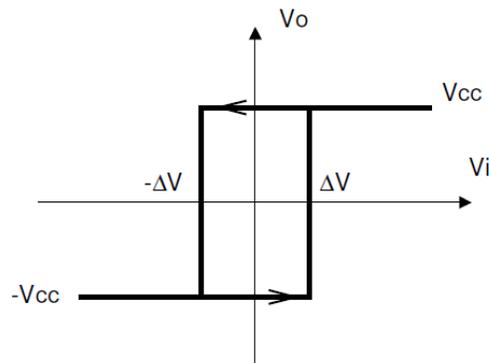


Fig. A.8 Característica estática del comparador de Schmitt no inversor.

La gráfica de este circuito está invertida en relación a la Fig. A.6. En este caso la histéresis es $2\Delta V$, siendo ΔV expresado en la ecuación (A.9)

$$\Delta V = \frac{V_{cc}R_1}{R_2} \quad (\text{A.9})$$

Oscilador de relajación

Este circuito, como se muestra en la Fig. A.9, se puede considerar como un comparador de Schmitt inversor, al que se añade una red RC desde la salida a la entrada.

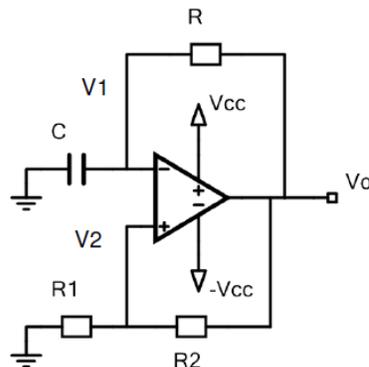


Fig. A.9 Oscilador de relajación.

En el instante $t=0$ el condensador está descargado. En ese mismo instante, la tensión de salida podría encontrarse en saturación positiva (V_{cc}) o negativa ($-V_{cc}$). Se supone el caso en que $V_o=V_{cc}$. Por lo tanto, se tiene que:

$$\Delta V = V_2 = \frac{V_{cc}R_1}{R_1+R_2} \quad (\text{A.10})$$

Para $t > 0$ el condensador se va cargando a través de R , de forma que la tensión en V_1 crece. Cuando V_1 alcanza el valor ΔV , la salida conmuta a $-V_{cc}$. Por lo tanto $V_2 = -\Delta V$. A partir de este momento, el condensador se descarga a través de R . Cuando V_1 es menor que $-\Delta V$, la tensión de la salida vuelve a ser $V_o = V_{cc}$, el ciclo se repite de forma indefinida. Las gráficas de las Fig. A.10

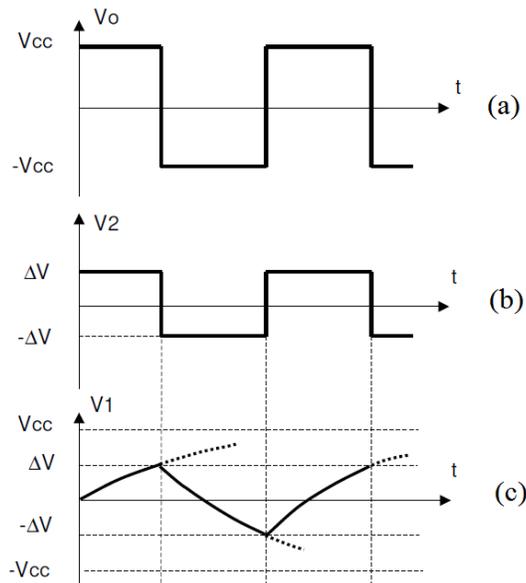


Fig. A.10 Voltajes del oscilador de relajación. (a) Voltaje de salida del A.O. (b) Voltaje de la entrada no inversora. (c) Voltaje de la entrada inversora.

El período de la señal en régimen permanente queda expresada en la ecuación (A.11)

$$T = 2 \cdot R \cdot C \cdot \ln\left(1 + 2 \left(\frac{R_2}{R_1}\right)\right) \quad (\text{A.11})$$

Si se escoge R_2 de manera que sea igual a $0.86R_1$, el período queda expresado como se muestra en la ecuación (A.12)

$$T = 2 \cdot R \cdot C \quad (\text{A.12})$$

Anexo B. Hoja datos técnicos IRF540



IRF540

N-CHANNEL 100V - 0.055 Ω - 22A TO-220
LOW GATE CHARGE STripFET™ II POWER MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF540	100 V	<0.077 Ω	22 A

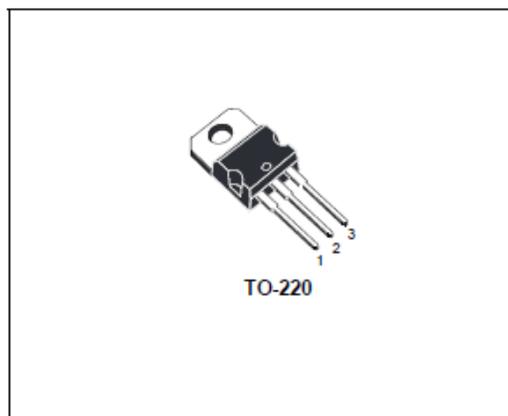
- ✓ TYPICAL R_{DS(on)} = 0.055 Ω
- ✓ EXCEPTIONAL dv/dt CAPABILITY
- ✓ 100% AVALANCHE TESTED
- ✓ LOW GATE CHARGE
- ✓ APPLICATION ORIENTED CHARACTERIZATION

DESCRIPTION

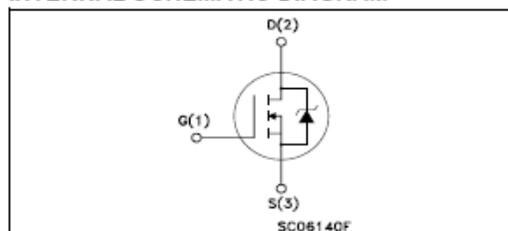
This MOSFET series realized with STMicroelectronics unique STripFET process has specifically been designed to minimize input capacitance and gate charge. It is therefore suitable as primary switch in advanced high-efficiency, high-frequency isolated DC-DC converters for Telecom and Computer applications. It is also intended for any applications with low gate drive requirements.

APPLICATIONS

- ✓ HIGH-EFFICIENCY DC-DC CONVERTERS
- ✓ UPS AND MOTOR CONTROL



INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



Ordering Information

SALES TYPE	MARKING	PACKAGE	PACKAGING
IRF540	IRF540&	TO-220	TUBE

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	100	V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 k Ω)	100	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	22	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	15	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	88	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _C = 25°C	85	W
	Derating Factor	0.57	W/°C
dv/dt (1)	Peak Diode Recovery voltage slope	9	V/ns
E _{AS} (2)	Single Pulse Avalanche Energy	220	mJ
T _{stg}	Storage Temperature	-55 to 175	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature		

(*) Pulse width limited by safe operating area.

1) I_{SD} \leq 22A, di/dt \leq 300A/ μ s, V_{DD} \leq V(BR)DSS, T_J \leq T_{JMAX}

(2) Starting T_J = 25 °C, I_D = 12A, V_{DD} = 30V

Anexo C. Tablas de Mediciones

Primario										Secundario									
Distancia [mm]	Voltaje de Entrada Vin [V]	Corriente de Entrada [A]	Voltaje Drain Source Mosfet [V]	Corriente I _{LT} [mA]	Voltaje I _{LT} [V]	Potencia de Entrada [mW]	Potencia del Amplificador [mW]	Voltaje I ₂ [V]	Voltaje de Salida [V]	Potencia de Salida [mW]	Eficiencia Amplificador [%]	Eficiencia Enlace [%]	Eficiencia Sistema [%]	Ganancia de Voltaje					
0	8	0.195	11.1	82.4	6.56	1560	334	23.7	28.2	169.20	21.41	50.66	10.85	3.61					
2	8	0.199	10.8	83.7	6.48	1592	336	25.6	30.5	197.99	21.11	56.91	12.43	3.95					
4	8	0.205	10.7	91.5	6.91	1540	382	27.8	32.99	231.56	23.29	60.62	14.12	4.02					
6	8	0.215	10.5	106	7.99	1720	446	30.7	36.5	283.46	25.93	63.56	16.48	3.84					
8	8	0.238	10.2	121	9.65	1834	498	34	40.07	341.62	27.30	68.60	18.73	3.52					
10	8	0.243	9.97	139	12.5	1944	570	37.5	44.05	413.04	29.32	72.46	21.25	3.00					
12	8	0.257	9.69	164	15.6	2056	688	40.4	47.56	481.27	32.49	72.05	23.41	2.99					
14	8	0.272	9.42	192	19.4	2176	770	43.1	50.88	546.48	35.39	70.97	25.11	2.22					
16	8	0.286	9.17	223	23.5	2288	861	45.2	53.2	602.18	37.63	69.94	26.32	1.92					
18	8	0.296	9.03	248	27.2	2388	933	46.5	54.64	635.22	39.40	68.08	26.83	1.71					
20	8	0.305	9	274	31.2	2490	1022	47.2	55.47	654.66	42.30	63.44	26.83	1.51					
22	8	0.311	9.1	308	36.1	2488	1145	46.6	55.23	690.01	46.02	56.68	26.09	1.29					
24	8	0.309	9.23	329	39.2	2472	1184	46.2	54.92	672.80	47.90	53.02	25.40	1.18					
26	8	0.307	9.52	349	42.4	2456	1218	44.4	52.21	579.98	49.59	47.62	23.61	1.05					
28	8	0.299	9.74	362	44.3	2292	1227	42.4	49.67	524.92	51.30	42.78	21.94	0.96					
30	8	0.292	10	375	46.6	2356	1233	39.8	46.77	465.41	52.78	37.75	19.92	0.85					
32	8	0.285	10.3	385	48.1	2280	1231	37.3	43.8	408.18	53.99	33.16	17.90	0.78					
34	8	0.28	10.5	399	49.2	2240	1228	35.2	41.3	362.91	54.82	29.55	16.20	0.72					
36	8	0.27	10.7	401	50.5	2160	1224	32.6	38.2	310.48	56.67	25.37	14.37	0.65					
38	8	0.265	10.8	402	50.9	2120	1198	31.1	36.84	284.08	56.51	23.71	13.40	0.61					
40	8	0.255	10.9	400	52.1	2040	1197	28.7	33.73	242.07	58.68	20.22	11.87	0.55					
42	8	0.248	11	412	52.7	1984	1192	26.8	31.41	209.91	60.08	17.61	10.58	0.51					
44	8	0.241	11.2	419	53.4	1928	1179	24.6	29.01	179.06	61.15	15.19	9.29	0.46					
46	8	0.236	11.3	425	54.1	1888	1165	22.9	26.98	154.88	61.71	13.29	8.20	0.42					
48	8	0.23	11.4	429	54.5	1840	1164	21.4	25.12	134.26	62.26	11.53	7.20	0.39					
50	8	0.226	11.4	430	54.8	1808	1168	20.1	23.54	117.90	64.60	10.09	6.52	0.37					
52	8	0.222	11.5	432	55.1	1776	1180	18.6	21.85	101.58	65.32	8.76	5.72	0.34					
54	8	0.219	11.5	434	55.4	1752	1160	17.2	20.15	86.39	66.21	7.45	4.99	0.31					
56	8	0.216	11.5	435	55.7	1728	1161	16.3	18.81	75.28	67.19	6.48	4.36	0.29					
58	8	0.214	11.6	436	55.9	1712	1164	15.2	17.77	67.19	67.99	5.77	3.92	0.27					
60	8	0.213	11.6	437	55.9	1704	1156	14.3	16.86	60.48	67.84	5.23	3.55	0.26					
62	8	0.211	11.6	438	56.1	1688	1151	13.2	15.46	50.85	68.19	4.42	3.01	0.24					
64	8	0.209	11.7	439	56.3	1672	1155	12.4	14.43	44.30	69.08	3.84	2.65	0.22					
66	8	0.208	11.8	440	56.5	1664	1167	11.5	13.44	38.43	70.13	3.29	2.31	0.20					
68	8	0.207	11.8	440	56.6	1656	1162	10.8	12.63	33.94	70.17	2.92	2.05	0.19					
70	8	0.202	11.8	439	56.5	1616	1161	10.2	11.84	29.83	71.84	2.57	1.85	0.18					
72	8	0.202	11.8	439	56.6	1616	1158	9.56	11.16	26.50	71.66	2.29	1.64	0.17					
74	8	0.2	11.8	438	56.3	1600	1147	8.73	10.21	22.18	71.69	1.93	1.39	0.16					
76	8	0.2	11.8	439	56.6	1600	1137	8.27	9.67	19.90	71.06	1.75	1.24	0.15					
78	8	0.2	11.8	439	56.7	1600	1143	7.85	9.12	17.70	71.44	1.55	1.11	0.14					
80	8	0.2	11.8	439	56.8	1600	1160	7.4	8.63	15.85	72.50	1.37	0.99	0.13					
82	8	0.2	11.8	439	56.9	1600	1161	6.88	8.06	13.82	72.56	1.19	0.86	0.12					
84	8	0.2	11.8	439	57	1600	1174	6.6	7.61	12.32	73.38	1.05	0.77	0.12					
86	8	0.2	11.8	439	57	1600	1172	6.06	7.05	10.58	73.25	0.90	0.66	0.11					
88	8	0.2	11.8	439	57	1600	1168	5.82	6.69	9.52	73.00	0.82	0.60	0.10					
90	8	0.2	11.8	439	57	1600	1169	5.49	6.33	8.53	73.06	0.73	0.53	0.10					
92	8	0.199	11.8	439	57.3	1592	1167	5.22	5.96	7.56	73.30	0.65	0.47	0.09					
94	8	0.199	11.8	439	57.3	1592	1177	4.96	5.62	6.72	73.93	0.57	0.42	0.09					
96	8	0.199	11.8	439	57.2	1592	1174	4.77	5.32	6.02	73.74	0.51	0.38	0.08					
98	8	0.199	11.8	439	57.2	1592	1163	4.51	5.08	5.49	73.05	0.47	0.34	0.08					
100	8	0.199	11.8	439	57.3	1592	1159	4.35	4.9	5.11	72.80	0.44	0.32	0.08					

Primario											Secundario				
Distancia [mm]	Frecuencia [kHz]	Voltaje de Entrada Vin [V]	Corriente de Entrada [A]	Voltaje Drain-Source Mosfet [V]	Contenido UI [mA]	Voltaje U1 [V]	Potencia de Entrada [mW]	Potencia del Amplificador [mW]	Voltaje U2 [V]	Voltaje de Salida [V]	Potencia de Salida [mW]	Eficiencia Amplificador [%]	Eficiencia Enlace [%]	Eficiencia Sistema [%]	Ganancia de Voltaje
0	1280	8	0.03	9.93	149	18.6	240	170.5	11.5	13.79	40.46	71.04	23.73	16.86	0.62
2	1266	8	0.027	9.94	143	18.4	216	157.1	10.7	12.47	33.09	72.73	21.06	15.32	0.58
4	1251	8	0.021	9.95	127	16.5	168	124.3	8.74	10.5	23.46	73.99	18.87	13.96	0.53
6	1221	8	0.02	9.67	124	16.5	160	111.1	8.22	9.84	20.60	69.44	18.54	12.88	0.50
8	1215	8	0.02	9.75	122	16.1	160	114.7	7.46	8.99	16.97	71.69	14.79	10.60	0.45
10	1200	8	0.019	9.73	118	16.1	152	110.9	6.65	7.9	13.28	72.96	11.97	8.74	0.41
12	1198	8	0.019	9.74	117	16.2	152	108.46	6.18	7.13	10.82	71.36	9.97	7.12	0.38
14	1190	8	0.019	9.76	116	16.4	152	109.35	5.66	6.59	9.24	71.94	8.45	6.08	0.35
16	1180	8	0.018	9.78	116	16.4	144	109.1	5.12	5.9	7.41	75.76	6.79	5.14	0.31
18	1175	8	0.018	9.79	115	16.4	144	109.5	4.65	5.31	6.00	76.04	5.48	4.17	0.28
20	1170	8	0.018	9.78	113	16.4	144	110.39	4.18	4.77	4.84	76.66	4.39	3.36	0.25
22	1165	8	0.017	9.79	112	16.4	136	110.49	3.75	4.22	3.79	81.24	3.43	2.79	0.23
24	1164	8	0.017	9.81	112	16.4	136	110.89	3.44	3.8	3.07	81.54	2.77	2.26	0.21
26	1161	8	0.017	9.78	111	16.4	136	110.78	3.2	3.43	2.50	81.46	2.26	1.84	0.20
28	1158	8	0.017	9.79	111	16.4	136	110.83	3.04	3.18	2.15	81.49	1.94	1.58	0.19
30	1157	8	0.017	9.81	112	16.4	136	110.03	2.84	2.82	1.69	80.90	1.54	1.24	0.17
32	1154	8	0.017	9.87	112	16.4	136	111.5	2.74	2.55	1.38	81.99	1.24	1.02	0.17
34	1154	8	0.017	9.86	112	16.5	136	111.4	2.52	2.28	1.11	81.91	0.99	0.81	0.15
36	1153	8	0.017	9.86	112	16.5	136	109.4	2.41	2.05	0.89	80.44	0.82	0.65	0.15
38	1153	8	0.017	9.87	112	16.5	136	111.2	2.26	1.83	0.71	81.76	0.64	0.52	0.14
40	1153	8	0.017	9.88	111	16.5	136	112.2	2.17	1.62	0.56	82.50	0.50	0.41	0.13
42	1152	8	0.017	9.91	111	16.5	136	109.2	1.92	1.42	0.43	80.29	0.39	0.32	0.12
44	1151	8	0.017	9.87	111	16.5	136	108.7	1.91	1.29	0.35	79.99	0.33	0.26	0.12
46	1151	8	0.017	9.91	111	16.5	136	110.1	1.8	1.16	0.29	80.96	0.36	0.21	0.11
48	1150	8	0.017	9.92	111	16.5	136	107.4	1.78	1.04	0.23	78.97	0.21	0.17	0.11
50	1150	8	0.017	9.88	111	16.5	136	107.3	1.73	0.92	0.18	78.90	0.17	0.13	0.10
52	1149	8	0.017	9.87	111	16.5	136	105.4	1.63	0.84	0.15	77.50	0.14	0.11	0.10
54	1149	8	0.017	9.87	111	16.5	136	107.3	1.59	0.75	0.12	78.90	0.11	0.09	0.10
56	1148	8	0.017	9.88	111	16.5	136	109.4	1.58	0.67	0.10	80.44	0.09	0.07	0.10
58	1148	8	0.017	9.88	110	16.4	136	105.8	1.57	0.58	0.07	77.79	0.07	0.05	0.10
60	1148	8	0.017	9.88	110	16.4	136	108.3	1.56	0.53	0.06	75.63	0.06	0.04	0.10
62	1147	8	0.017	9.89	110	16.4	136	109.7	1.55	0.44	0.04	80.66	0.04	0.03	0.09
64	1147	8	0.017	9.87	110	16.4	136	110.2	1.51	0.38	0.03	81.03	0.03	0.02	0.09
66	1147	8	0.017	9.88	110	16.4	136	110.4	1.48	0.34	0.02	81.18	0.02	0.02	0.09
68	1147	8	0.017	9.88	110	16.4	136	109.5	1.47	0.29	0.02	80.51	0.02	0.01	0.09
70	1147	8	0.017	9.88	110	16.4	136	108.9	1.46	0.25	0.01	80.07	0.01	0.01	0.09
72	1147	8	0.017	9.88	110	16.4	136	110.3	1.45	0.21	0.01	81.10	0.01	0.01	0.09
74	1147	8	0.017	9.89	110	16.4	136	113.2	1.43	0.17	0.01	83.24	0.01	0.00	0.09
76	1147	8	0.017	9.88	110	16.4	136	114.6	1.4	0.13	0.00	84.26	0.00	0.00	0.09
78	1147	8	0.017	9.87	110	16.4	136	113.2	1.39	0.11	0.00	83.24	0.00	0.00	0.08
80	1147	8	0.017	9.87	110	16.4	136	112.5	1.35	0.08	0.00	82.72	0.00	0.00	0.08
82	1147	8	0.017	9.86	110	16.4	136	111.4	1.32	0.06	0.00	81.91	0.00	0.00	0.08
84	1147	8	0.017	9.88	111	16.4	136	108.5	1.21	0.05	0.00	79.78	0.00	0.00	0.07
86	1147	8	0.017	9.87	111	16.4	136	109.7	1.04	0.04	0.00	80.66	0.00	0.00	0.06
88	1147	8	0.017	9.87	111	16.4	136	110.4	0.978	0.02	0.00	81.18	0.00	0.00	0.06
90	1147	8	0.017	9.88	111	16.5	136	110.5	0.886	0.02	0.00	81.25	0.00	0.00	0.05
92	1147	8	0.017	9.87	111	16.5	136	110.2	0.712	0.01	0.00	81.03	0.00	0.00	0.04
94	1147	8	0.017	9.88	111	16.5	136	109.9	0.644	0.01	0.00	80.81	0.00	0.00	0.04
96	1147	8	0.017	9.87	111	16.5	136	109.5	0.543	0.01	0.00	80.99	0.00	0.00	0.03
98	1147	8	0.017	9.87	111	16.5	136	110.3	0.456	0.01	0.00	81.10	0.00	0.00	0.03
100	1147	8	0.017	9.88	111	16.5	136	110.3	0.398	0.01	0.00	81.10	0.00	0.00	0.02

Primario											Secundario				
Distancia [mm]	Frecuencia [kHz]	Voltaje de Entrada Vin [V]	Corriente de Entrada [A]	Voltaje Drain-Source Mosfet [V]	Corriente I _T [mA]	Voltaje I _T [V]	Potencia de Entrada [mW]	Potencia del Amplificador [mW]	Voltaje I ₂ [V]	Voltaje de Salida [V]	Potencia de Salida [mW]	Eficiencia Amplificador [%]	Eficiencia Etapa [%]	Eficiencia Sistema [%]	Ganancia de Voltaje
0	1304	30	0.051	30	320	41.4	1530	1070	26.6	32.57	225.70	69.99	21.09	14.75	0.64
2	1276	30	0.052	30.5	334	44.7	1560	1200	27.6	33.12	233.99	76.92	19.45	14.96	0.62
4	1273	30	0.051	30.8	347	46.4	1530	1190	27.2	32.81	229.04	75.16	19.52	14.97	0.59
6	1251	30	0.05	30.9	344	47.2	1500	1130	26.4	31.42	210.05	75.33	18.59	14.00	0.56
8	1245	30	0.05	31.1	342	47.8	1500	1100	24.5	29.61	186.54	75.33	16.51	12.44	0.51
10	1223	30	0.048	31.2	340	49.1	1440	1100	23.4	27.52	161.14	76.39	14.65	11.19	0.48
12	1213	30	0.047	31.3	339	49.4	1410	1100	22.2	25.54	138.79	78.01	12.62	9.84	0.45
14	1195	30	0.046	31.4	333	49.7	1380	1100	19.9	23.34	115.91	79.71	10.54	8.40	0.40
16	1187	30	0.046	31.4	331	49.9	1380	1102	18.3	21.5	98.35	79.78	8.93	7.13	0.37
18	1183	30	0.046	31.5	331	49.9	1380	1102	17.5	20.01	85.19	79.86	7.73	6.17	0.35
20	1180	30	0.046	31.5	330	50.1	1380	1103	15.9	17.94	68.48	79.93	6.21	4.96	0.32
22	1175	30	0.046	31.6	330	50.2	1380	1106	14.7	16.45	57.58	80.14	5.21	4.17	0.29
24	1172	30	0.046	31.6	330	50.3	1380	1125	13.3	14.89	47.17	81.52	4.19	3.42	0.26
26	1168	30	0.046	31.7	330	50.5	1380	1105	12.1	13.51	38.83	80.07	3.51	2.81	0.24
28	1166	30	0.046	31.8	330	50.6	1380	1146	11.1	12.42	32.82	83.04	2.86	2.38	0.22
30	1164	30	0.046	31.8	330	50.7	1380	1114	9.99	11.4	27.65	80.72	2.48	2.00	0.20
32	1163	30	0.046	31.8	330	50.7	1380	1112	9.05	10.21	22.18	80.58	1.99	1.61	0.18
34	1161	30	0.046	31.8	330	50.8	1380	1098	8.49	9.43	18.92	79.57	1.72	1.37	0.17
36	1160	30	0.046	31.8	330	50.8	1380	1095	7.99	8.47	15.56	79.35	1.39	1.11	0.15
38	1159	30	0.046	31.8	331	50.9	1380	1106	7.08	7.79	12.91	80.14	1.17	0.94	0.14
40	1158	30	0.046	31.8	331	50.9	1380	1099	6.66	7.36	11.53	79.64	1.05	0.84	0.13
42	1157	30	0.046	31.9	331	50.9	1380	1112	6.05	6.69	9.35	80.58	0.84	0.68	0.12
44	1156	30	0.046	31.9	331	51	1380	1108	5.62	6.12	7.97	80.29	0.72	0.58	0.11
46	1156	30	0.046	31.9	331	51	1380	1125	5.25	5.59	6.65	81.52	0.59	0.48	0.10
48	1156	30	0.046	31.9	331	51	1380	1121	4.97	5.19	5.73	81.33	0.51	0.42	0.10
50	1156	30	0.046	31.9	331	51	1380	1124	4.63	4.73	4.76	81.45	0.42	0.34	0.09
52	1156	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1112	4.35	4.32	3.97	80.58	0.36	0.29	0.09
54	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1102	3.9	4.01	3.42	79.86	0.31	0.25	0.08
56	1156	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1131	3.72	3.67	2.87	81.96	0.25	0.21	0.07
58	1156	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1134	3.51	3.41	2.47	82.17	0.22	0.18	0.07
60	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1140	3.24	3.12	2.07	82.61	0.18	0.15	0.06
62	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1124	3.09	2.84	1.72	81.45	0.15	0.12	0.06
64	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1137	2.79	2.66	1.51	82.39	0.13	0.11	0.05
66	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1125	2.62	2.43	1.26	81.52	0.11	0.09	0.05
68	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1136	2.47	2.29	1.12	82.32	0.10	0.08	0.05
70	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1137	2.33	2.16	0.99	82.39	0.09	0.07	0.05
72	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1131	2.24	2.01	0.86	81.96	0.08	0.06	0.04
74	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1116	2.11	1.83	0.71	80.87	0.06	0.05	0.04
76	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1126	1.99	1.69	0.61	81.59	0.05	0.04	0.04
78	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1113	1.92	1.58	0.53	80.65	0.05	0.04	0.04
80	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1107	1.85	1.46	0.45	80.22	0.04	0.03	0.04
82	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1114	1.78	1.34	0.38	80.72	0.03	0.03	0.03
84	1155	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1126	1.71	1.25	0.33	81.59	0.03	0.02	0.03
86	1154	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1132	1.64	1.14	0.28	81.45	0.02	0.02	0.03
88	1154	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1135	1.55	1.06	0.24	82.03	0.02	0.02	0.03
90	1154	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1121	1.43	0.92	0.18	81.23	0.02	0.01	0.03
92	1154	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1116	1.39	0.85	0.15	80.87	0.01	0.01	0.03
94	1154	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1120	1.35	0.79	0.13	81.16	0.01	0.01	0.03
96	1154	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1112	1.29	0.73	0.11	80.58	0.01	0.01	0.03
98	1154	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1105	1.26	0.67	0.10	80.07	0.01	0.01	0.03
100	1154	30	0.046	31.9	331	51.1	1380	1105	1.26	0.67	0.10	80.07	0.01	0.01	0.02