



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA

SEDE CUENCA

CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**ESTUDIO DE FACTIBILIDAD DE UNA COCINA DE INDUCCIÓN A BAJO
VOLTAJE EN CORRIENTE CONTINUA**

Trabajo de titulación previo a la obtención del

título de Ingeniero Eléctrico

AUTORES: CARLOS ANDRÉS ESPINOZA ABAD
JAVIER PATRICIO QUEZADA VIÑANZACA

TUTOR: ING. FLAVIO ALFREDO QUIZHPI PALOMEQUE

Cuenca - Ecuador

2022

CERTIFICADO DE RESPONSABILIDAD Y AUTORÍA DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Nosotros, Carlos Andrés Espinoza Abad con documento de identificación N° 0301557369 y Javier Patricio Quezada Viñanzaca con documento de identificación N° 0302565734; manifestamos que:

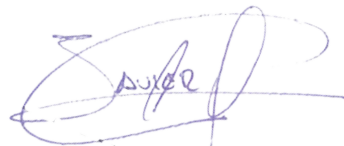
Somos los autores y responsables del presente trabajo; y, autorizamos a que sin fines de lucro la Universidad Politécnica Salesiana pueda usar, difundir, reproducir o publicar de manera total o parcial el presente trabajo de titulación.

Cuenca, 21 de Noviembre del 2022

Atentamente,



Carlos Andrés Espinoza Abad
0301557369



Javier Patricio Quezada Viñanzaca
0302565734

**CERTIFICADO DE CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR DEL
TRABAJO DE TITULACIÓN A LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA
SALESIANA**

Nosotros, Carlos Andrés Espinoza Abad con documento de identificación N° 0301557369 y Javier Patricio Quezada Viñanzaca con documento de identificación N° 0302565734, expresamos nuestra voluntad y por medio del presente documento cedemos a la Universidad Politécnica Salesiana la titularidad sobre los derechos patrimoniales en virtud de que somos autores del proyecto técnico con enfoque investigativo: “Estudio de factibilidad de una cocina de inducción a bajo voltaje en corriente continua”, el cual ha sido desarrollado para optar por el título de Ingeniero Eléctrico, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos cedidos anteriormente.

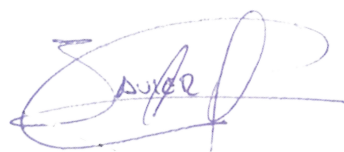
En concordancia con lo manifestado, suscribimos este documento en el momento que hacemos la entrega del trabajo final en formato digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, 21 de Noviembre del 2022

Atentamente,



Carlos Andrés Espinoza Abad
0301557369



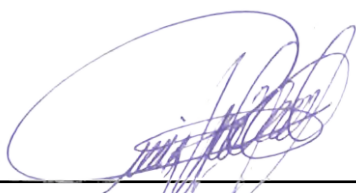
Javier Patricio Quezada Viñanzaca
0302565734

CERTIFICADO DE DIRECCIÓN DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Yo, Flavio Alfredo Quizhpi Palomeque con documento de identificación N° 0102257482, docente de la Universidad Politécnica Salesiana, declaro que bajo mi tutoría fue desarrollado el trabajo de titulación: “Estudio de factibilidad de una cocina de inducción a bajo voltaje en corriente continua”, realizado por Carlos Andrés Espinoza Abad con documento de identificación N° 0301557369 y por Javier Patricio Quezada Viñanzaca con documento de identificación N° 0302565734, obteniendo como resultado final el trabajo de titulación bajo la opción proyecto técnico con enfoque investigativo que cumple con todos los requisitos determinados por la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, 21 de Noviembre del 2022

Atentamente,



Ing. Flavio Alfredo Quizhpi Palomeque, MsC.
0102257482

DEDICATORIA

Dedico este proyecto:

A toda mi familia que me a apoyado incondicionalmente para concluir mi carrera, en especial a mis padres y padrinos, mis abuelos, mis tíos, tías y primos. Los cuales abrieron sus puertas compartiendo momentos que me inspiraron a seguir adelante.

A Bárbara, eres invaluable; mi inspiración y mi motivación de vida.

Carlos Espinoza

Dedico este proyecto:

A mis padres, Rocio y Rigoberto por acompañarme en cada paso que doy en la búsqueda de ser mejor persona y profesional. También se la dedico a mi abuela, desde el cielo eres esa luz que me daba fuerzas para continuar. A mis hermanos, por todo su apoyo incondicional, espero les sirva de ejemplo de que todo se puede lograr. A toda mi familia quienes me apoyaron todo el tiempo. A mi compañero de tesis, quien me hacía reaccionar cuando pensaba que no podía continuar.

Para ellos es esta dedicatoria de tesis, pues es a ellos a quienes se las debo por su apoyo incondicional.

Javier Quezada

AGRADECIMIENTOS

Agradecemos a la prestigiosa Universidad Politécnica Salesiana. A toda la facultad de la carrera de ingeniería eléctrica, los cuales supieron compartir su experiencia profesional y nos guiaron en la carrera. En especial a nuestros tutores de tesis el Dr. Julio Viola y el Master Flavio Quizhpe por aportar con su valiosa sabiduría. A nuestro director de carrera el Master Marco Carpio por ser un gran líder y buen amigo, se les agradece de corazón.

Y como olvidar esos compañeros que estuvieron a lo largo de la carrera, los cuales compartimos tantos momentos juntos, estudiando y disfrutando cada paso que dimos, y supimos apoyarnos para ser profesionales: JQ, CQ, ER, CC, AS, FL, CO y DP.

Carlos Espinoza

Javier Quezada

RESUMEN

El calentamiento por inducción (CPI) permite utilizar energía eléctrica en una forma eficiente para la cocción de alimentos. Con el fin de solucionar tanto el requisito de cocción como solventar los problemas asociados a la quema de materia vegetal se propone la utilización de sistemas de CPI a bajo voltaje.

Este trabajo de investigación presenta los resultados de un estudio magnético y eléctrico de los sistemas CPI a bajo voltaje. El estudio magnético se realizó mediante elementos finitos en el software FEMM, donde se analiza la eficiencia de acople magnético entre las diversas bobinas propuestas y los recipientes de cocción féreos (hierro fundido y acero inoxidable) para una potencia calórica de 1500 W. Del análisis magnético se determinó que las bobinas de geometrías planas convencionales alcanzan la mayor eficiencia (aproximadamente 95 % para una corriente de 5 amperios) entre todas las geometrías analizadas. Se descartó utilizar bobinas alimentadas con bajo voltaje, ya que a partir de los análisis realizados mostraron ser ineficientes (inferior al 50 % para una corriente de 120 amperios). El estudio eléctrico se enfocó en alcanzar la mayor eficiencia eléctrica a menor costo económico posible para acoplar las bobinas convencionales a baja corriente para el sistema de CPI a bajo voltaje. Tanto el modelamiento como simulación de las diversas topologías propuestas se realizaron en el software LTspice. Del análisis eléctrico y económico se determinó que la solución con mayor eficiencia y menor costo es la implementación de un transformador en configuración Push-Pull en conjunto con un circuito resonante en serie. Los resultados de simulación demuestran que este inversor alcanza una eficiencia eléctrica de hasta el 98.56 % y una eficiencia combinada de acople magnético de hasta el 89.36 %. El costo de los elementos más significativos del inversor suma un total de \$104.8.

ABSTRACT

Induction heating (IH) allows for cooking food by efficiently converting electricity to heat. In order to solve the cooking requirement and the problems associated with the burning of plant matter, the use of low-voltage IH systems is proposed.

This research project presents the results of a magnetic and electrical study of low voltage IH systems. The magnetic research was carried out by finite element analysis in the FEMM software, where the efficiency of the magnetic coupling was analyzed between the various proposed coils and the ferrous cooking pots (cast iron and stainless steel) for a caloric power of 1500 W. It was determined that the conventional flat geometry coils reach the highest efficiency (approximately 95 % for a current of 5 amps) among all the analyzed geometries. The use of low voltage fed coils was ruled out, since the magnetic analysis results proved inefficient magnetic coupling (less than 50 % for a current 120 amps). The electrical study focused on achieving the highest electrical efficiency at the lowest possible economic cost of coupling the conventional low current coils for the low voltage IH system. Modeling and simulation of the various proposed topologies were performed in the LTspice software. From the electrical and economic analysis, it was determined that the solution with greater efficiency and lower cost is the implementation of a transformer in Push-Pull configuration in conjunction with a series resonant circuit. The simulation results show that this inverter achieves an electrical efficiency of up to 98.56 % and a combined magnetic coupled efficiency of up to 89.36 %. The cost of the most significant elements of the inverter sum a total of \$ 104.8.

Índice general

1. Introducción	11
1.1. Objetivos	12
1.1.1. General:	12
1.1.2. Específicos	12
1.2. Propuesta de Solución	12
1.3. Metodología	13
2. Fundamentos Teóricos	14
2.1. Principios del calentamiento por inducción	15
2.1.1. Ley de Faraday	15
2.1.2. Corrientes de Foucault	16
2.1.3. Pérdidas por histéresis	17
2.1.4. Efecto piel	17
2.1.5. Transferencia de calor	18
2.2. Etapas de potencia utilizadas en CPI	19
2.2.0.1. Inversores de un solo extremo	24
2.2.0.2. Inversores de medio puente	26
2.2.0.3. Inversores puente completo	27
2.2.1. Etapas de acoplamiento de impedancia	29
2.2.1.1. Convertidores elevadores	29
2.2.1.2. Convertidores elevadores Push-Pull	31
2.3. Características de voltaje y potencia típicas de operación	34
3. Modelado Magnético	35
3.1. Modelado electromagnético del calentamiento por inducción	35
3.1.1. Análisis electromagnético de la eficiencia de CPI	37
3.2. Herramientas de modelado	39
3.3. Geometrías de inductor	41
3.3.1. Geometría A: Bobina circular plana	42
3.3.2. Geometría B: Bobina circular plana con bobina espiral	43
3.3.3. Geometría C: Bobina circular plana con espacio intermedio	44

3.3.4.	Geometría D: Bobina circular plana de dos capas	44
3.3.5.	Propiedades del inductor y recipiente	45
3.3.5.1.	Cable Litz	45
3.3.5.2.	Recipientes	47
3.4.	Parámetros de Simulación	49
3.5.	Eficiencias de acoplamiento	50
3.6.	Resultados obtenidos	56
3.6.1.	Conclusiones	57
4.	Modelado Eléctrico del sistema Electrónico	58
4.1.	Herramientas de modelamiento	58
4.1.1.	Software de simulación LTspice	58
4.2.	Etapas elevadora con convertidores boost en cascada	61
4.2.1.	Selección de componentes	62
4.2.1.1.	Semiconductores	62
4.2.1.2.	Elementos pasivos	65
4.2.2.	Simulación	65
4.2.3.	Resultados	66
4.3.	Etapas elevadora con convertidores boost síncronos en cascada	68
4.3.1.	Selección de componentes	69
4.3.2.	Simulación	71
4.3.3.	Resultados	72
4.4.	Etapas elevadora con convertidor Push-Pull	74
4.4.1.	Selección de componentes	74
4.4.1.1.	Transformador	74
4.4.1.2.	Elementos de potencia	77
4.4.2.	Simulación	78
4.4.3.	Resultados	80
4.5.	Inversor resonante de un solo extremo	83
4.5.1.	Selección de componentes	83
4.5.1.1.	Circuito resonante LC	83
4.5.1.2.	Elemento de potencia	85
4.5.2.	Simulación	87
4.5.3.	Resultados	87
4.6.	Inversor resonante Push-Pull	92
4.6.1.	Selección de componentes	93
4.6.1.1.	Elemento de potencia	96
4.6.2.	Simulación	97
4.6.3.	Resultados	98

4.7. Evaluación práctica de diseños	103
4.7.1. Eficiencia eléctrica	103
4.7.1.1. Convertidores elevadores	103
4.7.1.2. Calentadores de inducción	105
4.7.2. Análisis de costos	106
5. Conclusiones y Recomendaciones	111
5.1. Conclusiones	111
5.2. Recomendaciones	112

Anexos

I ANEXOS	117
A. Resultados Magnéticos con FEMM	118
B. Código en MatLab para análisis de eficiencia	123
C. Parámetros de simulación LTspice	127
D. Formas de onda convertidores boost asíncronos	128
E. Formas de onda convertidores boost síncronos	133
F. Curvas de ganancia inversor resonante Push-Pull	138
G. Detalle de costos del transformador Push-Pull	139

Índice de figuras

2.1. Esquema de inducción electromagnética. [1]	14
2.2. Modelo recipiente/bobina como un transformador y resistencia.	17
2.3. Ilustración gráfica del efecto piel	17
2.4. Ilustración del proceso de transferencia de calor	18
2.5. Circuito LC tipo tanque resonante.	19
2.6. Corrientes en un circuito resonante LC .	20
2.7. Circuito resonante en serie	22
2.8. Ganancia de un convertidor resonante en serie. $C_r = 240nF, L_r = 120\mu H, R_{eq} = 5\Omega, 10\Omega, 15\Omega$.	23
2.9. Circuito resonante en paralelo	23
2.10. Ganancia de un convertidor resonante en paralelo. $C_r = 240nF, L_r = 120\mu H, R_{eq} = 5\Omega, 10\Omega, 15\Omega$.	24
2.11. Topología de un inversor de un solo extremo	25
2.12. Señales de operación de un inversor de un solo extremo.	25
2.13. Topología de un inversor de medio puente.	26
2.14. Señales de operación de un inversor de medio puente	26
2.15. Topología de un inversor de puente completo.	28
2.16. Señales de operación de un inversor de puente completo.	28
2.17. Topología de un convertidor elevador	30
2.18. Topología de un convertidor Push-Pull	32
2.19. Representación esquemática de una cocina de inducción.	34
3.1. Representación de la sección transversal de la bobina plana. [2]	36
3.2. Modelo equivalente del transformador para el sistema de calentamiento por inducción. (a) Circuito equivalente. (b) Circuito equivalente reducido.	37
3.3. Interfaz de la herramienta FEMM. (a) Preprocesador y (b) Postprocesador	40
3.4. Simetría del sistema bobina y recipiente: (a) Corte transversal, (b) Corte axisimétrico.	41

3.5. Geometría del inductor; (a) Dibujo en AutoCAD, (b) dibujo importado en FEMM y (c) solución del problema magnético.	42
3.6. Geometría A: (a) Inductor vista 3D, (b) Corte simétrico axial.	43
3.7. Geometría B: (a) Inductor vista 3D, (b) Corte simétrico axial.	43
3.8. Geometría C: (a) Inductor vista 3D, (b) Corte simétrico axial.	44
3.9. Geometría D: (a) Inductor vista 3D, (b) Corte simétrico axial.	45
3.10. Ilustración del recipiente de tres capas de base.	47
3.11. Corte simétrico axial de los recipientes usados: (a) de hierro fundido, (b) de acero inoxidable.	48
3.12. Gráficos de solución a 20 kHz del inductor A; (a) Preprocesador Magnético, (b) Densidad de flujo, (c) Intensidad de campo, (d) Densidad de corriente.	50
3.13. Resultados de la simulación en FEMM: (a) Parámetros de simulación, (b) Resultados eléctricos de la bobina sin carga.	51
3.14. Gráficos de solución a 20 kHz del inductor A con recipiente de Hierro Fundido; (a) Preprocesador Magnético, (b) Densidad de flujo, (c) Intensidad de campo, (d) Densidad de corriente.	52
3.15. Resultados de la simulación en FEMM: (a) Parámetros de simulación, (b) Resultados eléctricos de la bobina con carga.	52
3.16. Comparación de la densidad de flujo en los diferentes recipientes: (a) Recipiente de hierro fundido. (b) Recipiente de Acero inoxidable.	53
3.17. Resultados de las diferentes geometrías de inductores con el recipiente de hierro fundido: (a) Resistencia del inductor sin carga, (b) Resistencia del inductor con carga, (c) Inductancia del inductor sin carga, (d) Inductancia del inductor con carga, (e) Potencia del inductor con carga, (f) Eficiencia del inductor.	54
3.18. Resultados de las diferentes geometrías de inductores con el recipiente de acero inoxidable: (a) Resistencia del inductor sin carga, (b) Resistencia del inductor con carga, (c) Inductancia del inductor sin carga, (d) Inductancia del inductor con carga, (e) Potencia del inductor con carga, (f) Eficiencia del inductor.	55
4.1. Interfaz gráfica del programa LTspice	58
4.2. Comandos de medición y resultados de medición	59
4.3. Esquema de diseños para la adaptación de CPI a bajo voltaje.	60
4.4. Esquema simplificado convertidores boost asíncronos.	61
4.5. Esquema de un convertidor boost con elementos <i>Si</i>	66
4.6. Esquema de un convertidor boost con elementos <i>GaN</i>	66
4.7. Esquema simplificado de los convertidores boost síncronos.	68

4.8. Esquema de un convertidor boost síncrono con elementos Si y SiC	71
4.9. Esquema de un convertidor boost síncrono con elementos GaN	72
4.10. Esquema simplificado convertidor elevador Push-Pull	74
4.11. Convertidor Push-Pull	79
4.12. Voltajes de operación del convertidor Push-Pull	80
4.13. Corrientes de operación del convertidor Push-Pull	81
4.14. Esquema simplificado para el inversor resonante de un solo extremo.	83
4.15. Ganancia tanque resonante	85
4.16. Inversor resonante de un solo extremo	87
4.17. Formas de onda diseño D6 con $L_r = 30\mu H$	88
4.18. Formas de onda diseño D6 con $L_r = 320\mu H$	90
4.19. Esquema simplificado inversor resonante Push-Pull	92
4.20. Respuesta de frecuencia para el circuito resonante en paralelo, $L_r = 320\mu H$	94
4.21. Respuesta de frecuencia del circuito resonante en serie, $L_r = 30\mu H$	95
4.22. Respuesta de frecuencia del circuito resonante en serie, $L_r = 320\mu H$	95
4.23. Inversor resonante Push-Pull, diseño D7.	97
4.24. Voltajes de operación para el inversor resonante Push-Pull, $L_r = 30\mu H$	98
4.25. Corrientes de operación para el inversor resonante Push-Pull, $L_r = 30\mu H$	99
4.26. Voltajes de operación para el inversor resonante Push-Pull, $L_r = 320\mu H$	100
4.27. Corrientes de operación para el inversor resonante Push-Pull, $L_r = 320\mu H$	101
A.1. Gráficos de solución a 20 kHz del inductor A con recipiente de Hierro Fundido; (a) Densidad de flujo, (b) Intensidad de campo, (c) Densidad de corriente.	119
A.2. Gráficos de solución a 20 kHz del inductor B con recipiente de Hierro Fundido; (a) Densidad de flujo, (b) Intensidad de campo, (c) Densidad de corriente.	120
A.3. Gráficos de solución a 20 kHz del inductor C con recipiente de Hierro Fundido; (a) Densidad de flujo, (b) Intensidad de campo, (c) Densidad de corriente.	121
A.4. Gráficos de solución a 20 kHz del inductor D con recipiente de Hierro Fundido; (a) Densidad de flujo, (b) Intensidad de campo, (c) Densidad de corriente.	122

D.1. Voltajes de operación diseño D1, etapa 1: A) Voltaje de compuerta SW_1 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-3} , C) Voltaje de salida etapa 1	128
D.2. Voltajes de operación diseño D1, etapa 2: A) Voltaje de compuerta SW_4 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{4-5} , C) Voltaje de salida etapa 2	129
D.3. Corrientes de operación diseño D1, etapa 1: A) Corriente del inductor L_1 , B) Corriente en el transistor SW_3 , C) Corriente capacitor C_1 . .	129
D.4. Corrientes de operación diseño D1, etapa 2: A) Corriente del inductor L_2 , B) Corriente en el transistor SW_5 , C) Corriente capacitor C_2 . .	130
D.5. Voltajes de operación diseño D2, etapa 1: A) Voltaje de compuerta SW_1 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-4} , C) Voltaje de salida etapa 1	130
D.6. Voltajes de operación diseño D2, etapa 2: A) Voltaje de compuerta SW_5 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-4} , C) Voltaje de salida etapa 2	131
D.7. Corrientes de operación diseño D2, etapa 1: A) Corriente del inductor L_1 , B) Corriente en el transistor SW_4 , C) Corriente capacitor C_1 . .	131
D.8. Corrientes de operación diseño D2, etapa 2: A) Corriente del inductor L_2 , B) Corriente en el transistor SW_5 , C) Corriente capacitor C_2 . .	132
E.1. Voltajes de operación diseño D3, etapa 1: A) Voltaje de compuerta SW_1 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-4} , C) Voltaje de salida etapa 1	133
E.2. Voltajes de operación diseño D3, etapa 2: A) Voltaje de compuerta SW_5 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{5-6} , C) Voltaje de salida etapa 2	134
E.3. Corrientes de operación diseño D3, etapa 1: A) Corriente del inductor L_1 , B) Corriente en el transistor SW_4 , C) Corriente capacitor C_1 . .	135
E.4. Corrientes de operación diseño D3, etapa 2: A) Corriente del inductor L_2 , B) Corriente en el transistor SW_5 , C) Corriente capacitor C_2 . .	135
E.5. Voltajes de operación diseño D4, etapa 1: A) Voltaje de compuerta SW_1 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-4} , C) Voltaje de salida etapa 1	136
E.6. Voltajes de operación diseño D4, etapa 2: A) Voltaje de compuerta SW_5 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{5-6} , C) Voltaje de salida etapa 2	136
E.7. Corrientes de operación diseño D4, etapa 1: A) Corriente del inductor L_1 , B) Corriente en el transistor SW_4 , C) Corriente capacitor C_1 . .	137

E.8. Corrientes de operación diseño D4, etapa 2: A) Corriente del inductor L_2 , B) Corriente en el transistor SW_5 , C) Corriente capacitor C_2 . . .	137
F.1. Respuesta de frecuencia para el circuito tanque paralelo, $L_r = 30\mu H$	138

Índice de tablas

3.1. Propiedades de las geometrías de inductores	46
3.2. Longitud de cable según la geometría del inductor	46
3.3. Propiedades de los recipientes	48
3.4. Parámetros de simulación	49
3.5. Características de los medios	49
3.6. Resultados de eficiencias	56
3.7. Resultados de eficiencias para operación a bajo voltaje	57
4.1. Parámetros de diseño de los convertidores boost asíncronos	62
4.2. Interruptores de potencia	63
4.3. Diodos rectificadores	63
4.4. Pérdidas en elementos de potencia, diseños D1 y D2	64
4.5. Requisitos de enfriamiento, diseños D1 y D2	64
4.6. Inductores diseños D1 y D2	65
4.7. Capacitores diseños D1 y D2	65
4.8. Mediciones de los parámetros de operación en estado estable.	67
4.9. Parámetros de diseño de convertidores boost síncronos.	69
4.10. Interruptores de potencia, diseños D3 y D4	69
4.11. Pérdidas en elementos de potencia, diseños D3 y D4	70
4.12. Requisitos de enfriamiento, diseños D3 y D4	70
4.13. Inductores diseños D3 y D4	70
4.14. Capacitores diseños D3 y D4	71
4.15. Mediciones de los parámetros de operación.	73
4.16. Parámetros de diseño del convertidor Push-Pull.	75
4.17. Núcleo transformador Push-Pull	76
4.18. Pérdidas en los elementos de potencia del diseño D5	78
4.19. Requisitos de enfriamiento del diseño D5	78
4.20. Mediciones de los parámetros de operación en estado estable para el convertidor Push-Pull	82
4.21. Capacitores resonantes, diseños D6 y D7	84
4.22. Requisitos mínimos de operación para el inversor de un solo extremo	86

4.23. Interruptor de potencia del inversor resonante de un solo extremo . . .	86
4.24. Pérdidas del interruptor de potencia en el diseño D6	86
4.25. Requisitos de enfriamiento del interruptor de potencia para el diseño D6	87
4.26. Mediciones de los parámetros de operación en estado estable para el inversor resonante de un solo extremo	91
4.27. Parámetros de diseño para un inversor resonante Push-Pull	92
4.28. Pérdidas en los elementos de potencia del diseño D7	96
4.29. Requisitos de enfriamiento del diseño D7	97
4.30. Mediciones de los parámetros de operación en estado estable inversor resonante Push-Pull.	102
4.31. Eficiencia eléctrica convertidores boost	103
4.32. Ganancia y Voltaje de salida de las posibles combinaciones de etapas boost	104
4.33. Pérdidas y eficiencia de las posibles combinaciones de etapas boost .	104
4.34. Pérdidas y eficiencia de las posibles combinaciones de etapas boost .	104
4.35. Eficiencia eléctrica convertidor Push-Pull	104
4.36. Potencia calórica para los CPI	105
4.37. Eficiencia total de los sistemas de CPI	105
4.38. Costo circuitos impresos	107
4.39. Costos de convertidores y calentadores por inducción	108
4.40. Disipadores de calor para CPI	109
4.41. Costo total del sistema de CPI a bajo voltaje	109
C.1. Parámetros de simulación LTspice	127
G.1. Característica de carrete B66366B1018T001	139
G.2. Costo del cobre para un transformador Push-Pull	140
G.3. Costos del transformador Push-Pull	140

Capítulo 1

Introducción

El principio de funcionamiento de una cocina de inducción se basa en calentar directamente la base de la olla por medio de la inducción electromagnética, siendo eficiente al no desperdiciar energía en la cocción de los alimentos. Esta tecnología tiene buena aceptación en los hogares modernos por sus ventajas en comparación a los sistemas tradicionales, entre las cuales podemos destacar: mayor eficiencia energética, rapidez en el calentamiento, seguridad y facilidad de limpieza [3]. Sin embargo, entre las desventajas que podemos mencionar están: utensilios de cocina que solo pueden ser de acero o hierro ferromagnético, costo del artefacto y su falta de operación durante la falla de suministro de energía, siendo esta última desventaja como justificación del presente tema de investigación. Debido a que las cocinas de inducción comerciales operan a niveles de tensión de red tales como 120V y 220V CA, esto limita su uso en zonas donde no existe distribución de energía eléctrica, conllevando al uso de otras energías o combustibles como el caso de la leña para la cocción [4].

El uso de leña para la cocción en los hogares es tradicional en algunos lugares del mundo, evidenciándose mayormente en los países en desarrollo. En los hogares pobres de estos países se quema la leña en fogones, los cuales son ineficientes en la utilización de este recurso para la cocción, desperdiciando el recurso natural y aumentando su consumo, aportando así a la deforestación de los bosques y afectando al medio ambiente. Además, se presentan afectaciones a la salud de las personas por el humo producido en la combustión incompleta de leña en los hogares, siendo esencial abandonar este tipo de practica [5, 6].

Los avances tecnológicos han permitido desarrollar dispositivos semiconductores de potencia eficientes, abaratando sus costos y con ello los costos de implementación en los sistemas de calentamiento por inducción (CPI).

El objetivo principal de este tema de investigación es determinar una alternativa factible de implementación para un CPI con suministro eléctrico a base de baterías de bajo voltaje. Las características del CPI deberán tener una potencia calórica

similar a las cocinas de CPI conectadas a la red eléctrica.

1.1. Objetivos

1.1.1. General:

Evaluar las distintas tecnologías de convertidores de potencia a bajo voltaje, para determinar la combinación eficaz en CPI para la cocción de alimentos.

1.1.2. Específicos

- Investigar los modelos existentes y experiencia previa en realización de ensayos e implementación de convertidores resonantes a bajo voltaje.
- Determinar la bobina de trabajo más eficiente para la implementación con convertidores de bajo voltaje mediante el modelamiento en el software FEMM.
- Modelar la etapa de potencia del convertidor resonante a bajo voltaje utilizando el modelo spice de provisto por los fabricantes en el software de simulación LTspice.
- Analizar y discutir los resultados obtenidos en el modelamiento y pruebas del diseño del convertidor para determinar su factibilidad de implementación.

1.2. Propuesta de Solución

Para alcanzar el objetivo principal, la propuesta es modelar un convertidor a bajo voltaje de 12V, partiendo de las topologías existentes en CPI y convertidores en general, buscando optimizar la transferencia de energía del convertidor a la bobina de calentamiento, de tal manera que genere un campo de excitación magnética capaz de producir calentamiento de recipientes dentro del rango aceptable de eficiencia.

A partir del modelamiento se conocerá el comportamiento del conversor a bajo voltaje con ayuda del software de simulación LTSpice y los modelos de los dispositivos de conmutación proporcionados por los fabricantes. Como también se podrá cuantificar la excitación magnética a partir del modelamiento de la bobina de trabajo en el software FEMM.

Una vez encontrado el modelo óptimo de diseño se procederá a analizar la factibilidad de implantación de este tipo de convertidor, en base a su costo y complejidad de implementación y eficiencia obtenida del modelamiento del mismo.

1.3. Metodología

Etapa 1: Investigar los modelos existentes y experiencia previa en realización de ensayos e implementación de convertidores resonantes a bajo voltaje.

Revisar literatura en bases de datos bibliográficas.

Etapa 2: Determinar la bobina de trabajo más eficiente para la implementación con convertidores de bajo voltaje mediante el modelamiento en el software FEMM.

Obtener resultados de la simulación para posterior análisis.

Etapa 3: Modelar la etapa de potencia del convertidor resonante a bajo voltaje utilizando el modelo spice de provisto por los fabricantes en el software de simulación LTspice.

Seleccionar los parámetros de operación del convertidor a bajo voltaje.

Elaborar lista de componentes a utilizar en el conversor multi resonante para el modelamiento.

Etapa 4: Analizar y discutir los resultados obtenidos en el modelamiento y pruebas del diseño del convertidor para determinar su factibilidad de implementación.

Analizar, comparar y discutir los resultados obtenidos.

Capítulo 2

Fundamentos Teóricos

El calentamiento por inducción (CPI) es el proceso de calentamiento de un metal por inducción electromagnética. La circulación de corriente de alta frecuencia por el inductor encargado de generar el campo magnético, induce corrientes parásitas o de Foucault en la olla fabricada con material de alta permeabilidad, disipándose en forma de calor por el efecto Joule. La potencia disipada por efecto Joule depende de la frecuencia y del material del recipiente.

El calor disipado en el recipiente es transferido hacia los alimentos en el interior, siendo eficiente debido a que el calor no se disipa en el exterior de la olla. En la figura 2.1 se observa el esquema de funcionamiento de cocción por inducción,

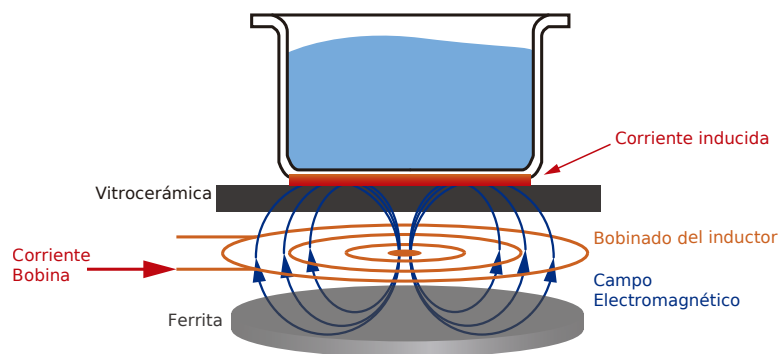


Figura 2.1: Esquema de inducción electromagnética. [1]

De manera general una cocina de inducción agrupa una variedad de sistemas, destacándose entre ellas la parte electrónica encargada del control y alimentación de la carga a alta frecuencia, y la parte magnética o carga comprendida por la bobina,

la cual transfiere la potencia eléctrica suministrada por el convertidor al recipiente a través de un acoplamiento magnético. A continuación se revisan los principios físicos presentes en el calentamiento por inducción.

2.1. Principios del calentamiento por inducción

El calentamiento por inducción se basa en leyes electromagnéticas. La inducción electromagnética genera corrientes de Foucault en el recipiente, conduciendo al calentamiento por efecto Joule. También se producen pérdidas debido a la histéresis del material magnético del recipiente las cuales aportan una fuente adicional de calentamiento al recipiente.

2.1.1. Ley de Faraday

La ley de inducción electromagnética de Faraday o también llamada ley de Faraday establece que: "La fuerza electromotriz inducida en cualquier circuito cerrado es igual al negativo de la tasa de cambio respecto al tiempo del flujo magnético a través del circuito". Esto se puede explicar fácilmente de la siguiente forma: La inducción electromagnética ocurre cuando un circuito con una corriente alterna que fluye a través de ella genera corriente en otro circuito al ubicarse dentro de un campo de flujo alterno. Volviendo al punto, una corriente alterna, que fluye en un conductor, genera un campo magnético siguiendo la misma ecuación:

$$\oint H \cdot dl = \sum i \quad (2.1)$$

Donde:

- H [A/m] es la intensidad del campo magnético
- dl es una longitud de arco infinitesimal a lo largo del cable
- i es la corriente que circula en el conductor

La integral de línea en (2.1) de H se evaluó a lo largo del cable, siendo igual a las corrientes que fluyen en un determinado conductor.

$$\phi = \iint_A B \cdot dA \quad (2.2)$$

Donde:

- ϕ [Wb] es el flujo magnético
- B [Wb/m²] es la densidad campo magnético

- dA es un elemento infinitesimal del área de la superficie A

A partir de (2.2) se obtiene el flujo magnético ϕ a través de una superficie, mediante la integral de superficie del campo magnético a través de un elemento de área infinitesimal dA

$$B = \mu \cdot H \quad (2.3)$$

Donde:

- μ es la permeabilidad magnética

Densidad de flujo B es una respuesta del medio a la excitación aplicada H . La relación se define por la permeabilidad magnética μ , como se observa en (2.3).

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (2.4)$$

Donde:

- μ_0 es la permeabilidad magnética del espacio
- μ_r es la permeabilidad relativa

En (2.4) se desagrega la composición de μ , expresando que B depende de las propiedades de material.

$$e = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (2.5)$$

Donde:

- e [V] es la fuerza electromotriz (FEM) en voltios
- N número de vueltas

Cualquier cambio en el entorno magnético de una bobina de cable hará que se "induzca" un voltaje en la bobina, como se expresa en (2.5) la fem inducida en una bobina es igual al número de vueltas en la bobina multiplicado por la tasa de cambio del flujo magnético. Implica la interacción de la carga con el campo magnético.

2.1.2. Corrientes de Foucault

Las corrientes de Foucault son el mecanismo principal para calentar las ollas de material ferromagnético y permitir, a partir de allí, la cocción de los alimentos en las cocinas de inducción. Las corrientes son inducidas en el recipiente por campos magnéticos oscilantes, siendo estas proporcionales a la intensidad del campo magnético.

La combinación recipiente/bobina se puede modelar como un transformador como en la figura 2.2. La inductancia de la bobina es entonces la inductancia de magnetización, y la pérdida de la corriente de Foucault puede modelarse como una resistencia Z_L en el secundario la cual representa la resistividad de la olla.

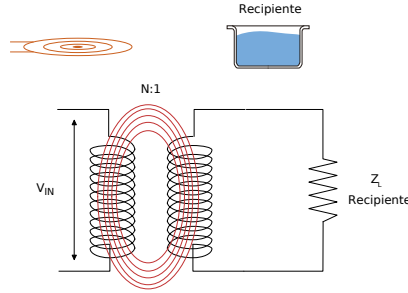


Figura 2.2: Modelo recipiente/bobina como un transformador y resistencia.

2.1.3. Pérdidas por histéresis

Existe una pérdida de energía en forma de calor en los materiales ferromagnéticos cuando estos son sometidos a un campo magnético alterno, llamada pérdida por histéresis. Al existir un proceso de magnetización y desmagnetización en el material provoca calentamientos por disipación de energía. Estas pérdidas se deben a la diferencia entre la energía transferida al campo durante la magnetización y la que se devuelve en la desmagnetización [7].

2.1.4. Efecto piel

El efecto piel se refiere a la tendencia de las corrientes de alta frecuencia a fluir en la superficie de los conductores haciendo que la distribución de estas no sea uniforme dentro del conductor como se observa en la figura 2.3. La ecuación que expresa la profundidad superficial por donde circula la corriente en el conductor es:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (2.6)$$

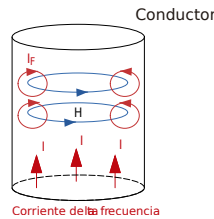


Figura 2.3: Ilustración gráfica del efecto piel

Donde ρ es la resistividad del conductor, mientras que ω es la frecuencia angular de la corriente y es igual a 2π por la frecuencia de la corriente. μ es la permeabilidad magnética absoluta del conductor. El grado de efecto piel depende de la frecuencia, las propiedades del material (ρ y μ_r) del conductor y la geometría de la pieza, como se expresa en (2.6).

El efecto piel es favorable para el calentamiento por inducción, cuando existe una corriente alterna circulante a medida que aumenta la frecuencia, la resistencia absoluta de la olla aumenta a razón de la raíz cuadrada de la frecuencia [7].

2.1.5. Transferencia de calor

Los efectos de los principios electromagnéticos explicados anteriormente generan calor en el recipiente para la cocción de los alimentos mediante la disipación de la energía transferida como se muestra en la figura 2.4. El efecto Joule explica la disipación del calor en el recipiente mediante la ecuación 2.7.

$$\dot{Q} = P = R \cdot i^2 = v \cdot i \quad (2.7)$$

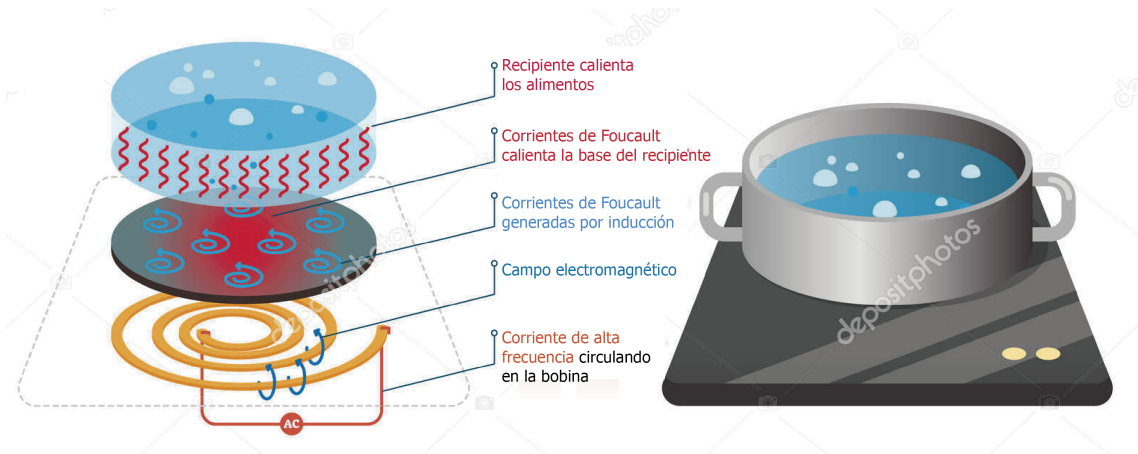


Figura 2.4: Ilustración del proceso de transferencia de calor

Donde \dot{Q} y P [W] representan la potencia convertida de Energía eléctrica a energía térmica, i [A] es la corriente que pasa por el conductor (en este caso la corriente de Foucault), v [V] es la caída de voltaje a través del elemento y R [Ω] es la resistencia equivalente del recipiente, en el caso de calentamiento por inducción es la resistencia de la capa inferior de la olla.

Siguiendo la ecuación 2.7 la cantidad de calor liberado es proporcional al cuadrado de la corriente.

La tecnología de calentamiento por inducción es eficiente debido a que calienta directamente la olla y esta transfiere el calor a los alimentos en su interior para la cocción (véase figura 2.4), a diferencia de otros métodos de calentamiento donde parte de la energía se disipa en el ambiente.

2.2. Etapas de potencia utilizadas en CPI

El calentamiento por inducción se basa en inducir una corriente alterna sobre una bobina de trabajo, esto en base a la ley de Faraday como se explica en la sección 1.1.1. La etapa de potencia se encarga de proporcionar una onda de voltaje oscilante en un periodo T y una duración de trabajo T_S , según los requerimientos en base al material a ser calentado según y considerando el efecto piel del material de la base del utensilio a calentar. Además la onda tendrá un voltaje V_{RMS} el cual determinara la potencia de operación.[1]

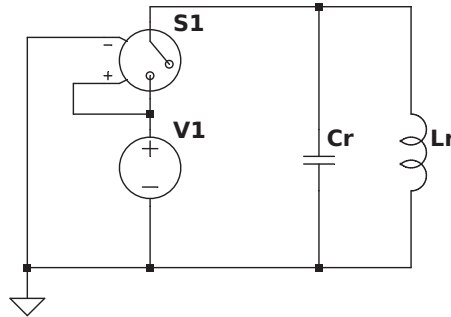


Figura 2.5: Circuito LC tipo tanque resonante.

Los convertidores utilizados para CPI utilizan un circuito LC tipo tanque resonante para transferir la máxima energía posible a su carga. Un circuito resonante como el de la figura 2.5 se compone de dos elementos con capacidad de almacenar energía; un inductor L_r y un capacitor C_r .

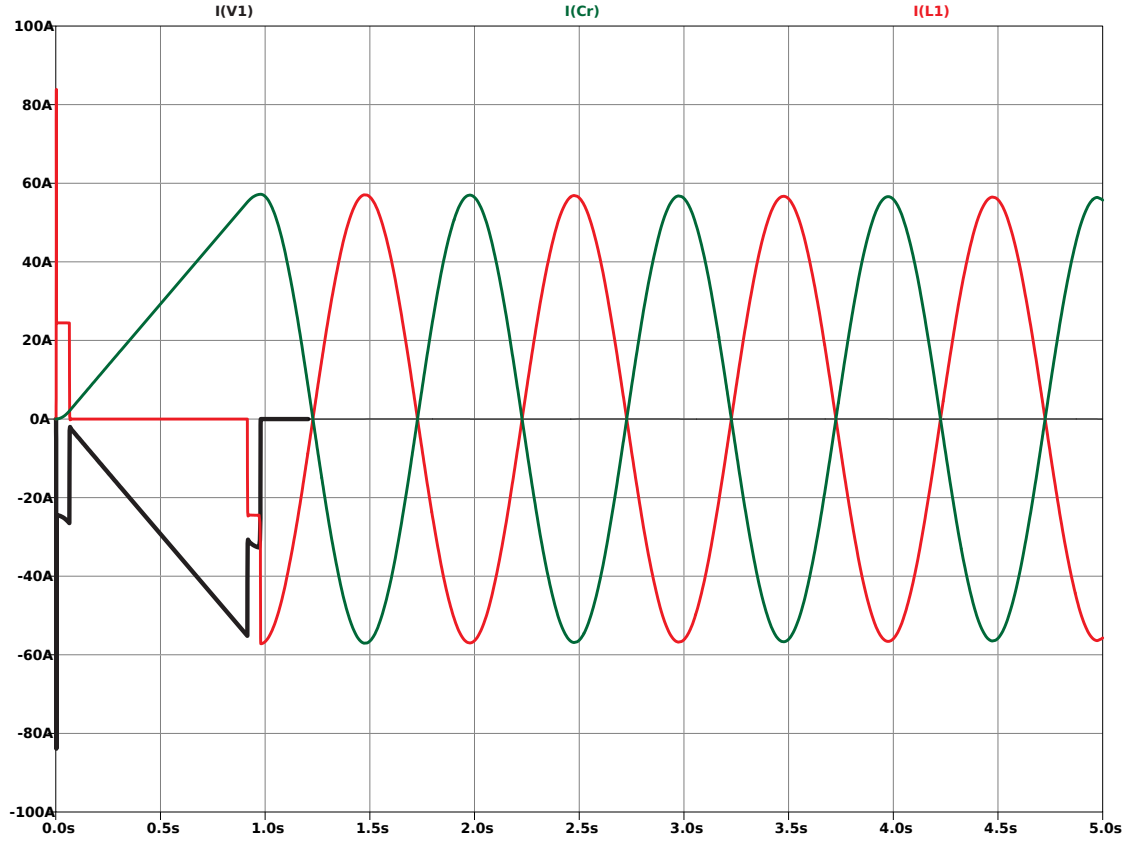


Figura 2.6: Corrientes en un circuito resonante LC .

Como se puede observar en la figura 2.6, cuando $t = 0s$ el interruptor SW1 se acciona lo cual proporciona un flujo de corriente al circuito, durante $T_S \leq 1s$ el inductor L_R almacena energía en su campo magnético hasta saturarse, y al saturar su corriente para de absorber corriente, después cuando $t = 1s$ se desconecta SW1 de la fuente, quedando únicamente L_r y C_r en paralelo. En el periodo $t > 1s$ debido a que el inductor L_r almacena energía en su campo magnético y al no recibir excitación, el campo magnético se colapsa lo cual causa que exista un flujo de corriente hacia el capacitor C_r , al recibir toda la corriente del inductor el capacitor llega a su valor pico de voltaje, lo cual hace que devuelva la carga almacenada de regreso al inductor.

En el ejemplo se consideran elementos ideales, por lo cual la oscilación resonante puede seguir indefinidamente. Sin embargo en la realidad los elementos prácticos presentan una atenuación que limita el tiempo en el que el circuito puede resonar [1].

El tiempo en que se producen las oscilaciones resonantes se puede encontrar mediante la ecuación 2.8.

$$T_r = 2\pi\sqrt{C_R L_R} \quad (2.8)$$

La frecuencia de resonancia se puede despejar como:

$$F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} [Hz] \quad (2.9)$$

Un circuito resonante también ayuda a reducir el estrés sobre los elementos de potencia de un convertidor, ya permiten implementar conmutación a corriente y/o voltaje cero, lo cual garantiza que al encender o apagar el dispositivo de potencia este tendrá mínimas pérdidas de conmutación. Existen varias topologías de convertidores disponibles para generar una corriente o voltaje oscilante a una frecuencia F_r , cada una con sus desventajas y ventajas. Según criterios de implementación se deberá considerar los requisitos como: material de los utensilios a calentar, potencia requerida, eficiencia, tamaño total del convertidor, número de elementos de potencia, costo de implementación, entre otros.

Factor de calidad Q

El factor de calidad Q determina la disipación de energía en función a la frecuencia de resonancia, un valor alto de Q indica que existe menores pérdidas de energía en función a la energía almacenada en el circuito resonante [8].

$$Q = \frac{E_A}{E_D}$$

Donde E_A es la energía almacenada y E_D es la energía disipada durante un periodo o ciclo de resonancia.

Circuito resonante en serie

El circuito LC en serie de la figura 2.7 se caracteriza por alimentarse de energía en forma de voltaje mediante la fuente V1. La fuente de voltaje V1 corresponderá a la onda de voltaje bipolar conmutada entregada por el inversor.

Existen ventajas en la configuración serie del circuito, debido a que si surge alguna falla en el inversor y se aplique un pulso prolongado, no ocurrirán daños sobre la bobina de trabajo, debido a que el elemento C_r no permitirá flujo de corriente hacia L_r .

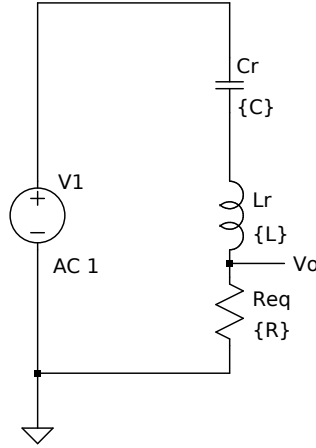


Figura 2.7: Circuito resonante en serie

Considerando la frecuencia de operación del convertidor ω_o sobre el circuito resonante en serie, la función de transferencia del circuito se puede expresar como [8, 1]

$$\left| \frac{V_o}{V_i} \right| = \frac{\omega_o R_{eq} C_R}{\sqrt{(1 - \omega_o^2 L_R C_r)^2 + (\omega_o R_{eq} C_R)^2}} \quad (2.10)$$

Donde V_i corresponderá a la onda de voltaje conmutada entregada por el inversor, V_o es el voltaje visto por la carga R_{eq} .

En la expresión 2.10, al hacer $\omega_o = \omega_r$, las impedancias de L_r y C_r se anulan mutuamente, y queda solo el elemento resistivo R_{eq} , en esta frecuencia ω_r existe la mayor ganancia del circuito resonante en serie.

La respuesta en frecuencia del circuito en serie se puede considerar como un filtro, y se podría expresar en términos de ancho de banda, que también se puede caracterizar mediante el factor Q dado por la ecuación:

$$Q_s = \frac{\omega L_R}{R_{eq}} = \frac{1}{\omega R_{eq} C_R} = \frac{1}{R_{eq}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.11)$$

A continuación mediante la figura 2.8, se ilustra las respuestas del circuito LC serie, en función de la frecuencia de operación.

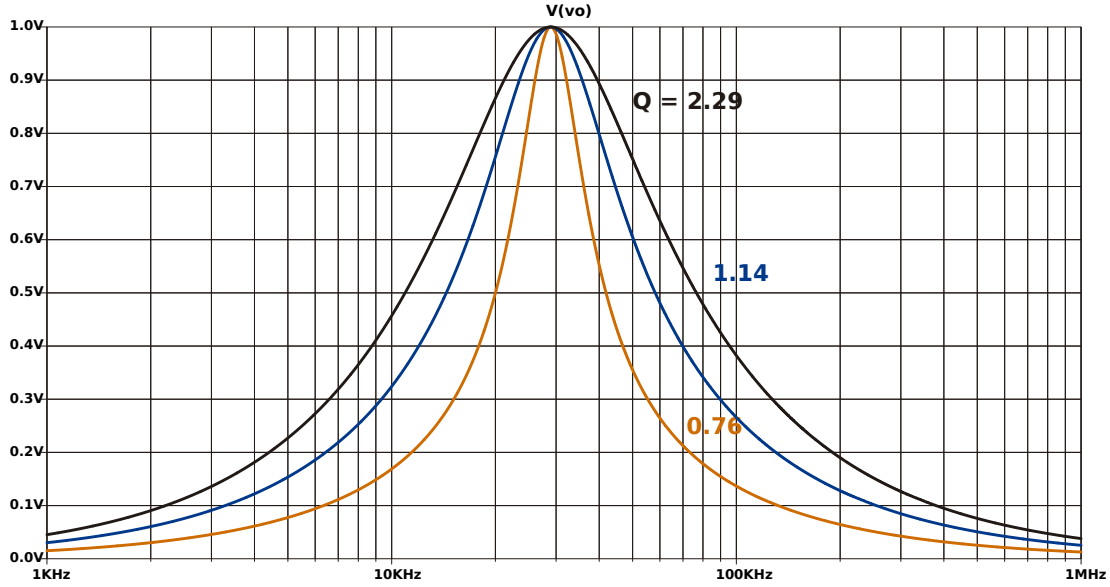


Figura 2.8: Ganancia de un convertidor resonante en serie. $C_r = 240nF$, $L_r = 120\mu H$, $R_{eq} = 5\Omega, 10\Omega, 15\Omega$.

Circuito resonante en paralelo

La configuración del circuito LC en paralelo mostrado en la figura 2.9 a diferencia del circuito en serie de la sección previa, se alimenta por corriente conmutada, la fuente V1 proveniente del inversor.

Esta configuración no requiere de un voltaje bipolar para generar una oscilación en el tanque resonante. Su principal desventaja es cuando existe una falla en la etapa de potencia ocurrirán daños sobre la bobina de trabajo.

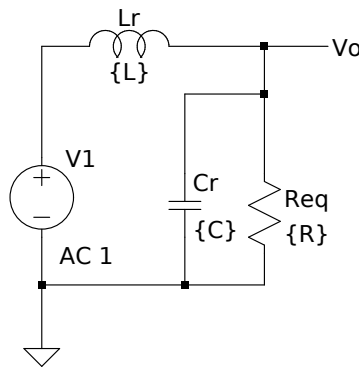


Figura 2.9: Circuito resonante en paralelo

Considerando la frecuencia de operación del convertidor ω_o sobre el circuito resonante en paralelo, la función de transferencia del circuito se puede expresar como [8].

$$\left| \frac{I_o}{I_i} \right| = \frac{\omega_o L_R}{\sqrt{(R - \omega_o^2 L_R C_r R_{eq})^2 + (\omega_o L_R)^2}} \quad (2.12)$$

Donde I_i es la corriente de entrada del convertidor, I_o es la corriente de salida del convertidor.

Al igual que en el circuito LC serie, de la expresión 2.12, al hacer $\omega_o = \omega_r$, las impedancias de L_r y C_r se anulan mutuamente y el único elemento visto por la fuente de corriente es R_{eq} .

El ancho de banda de la función de transferencia 2.12 también se puede representar como el factor de calidad Q .

$$Q_p = \omega_o R_{eq} C_r = \frac{R_{eq}}{\omega L_R} = \frac{R_{eq}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} \quad (2.13)$$

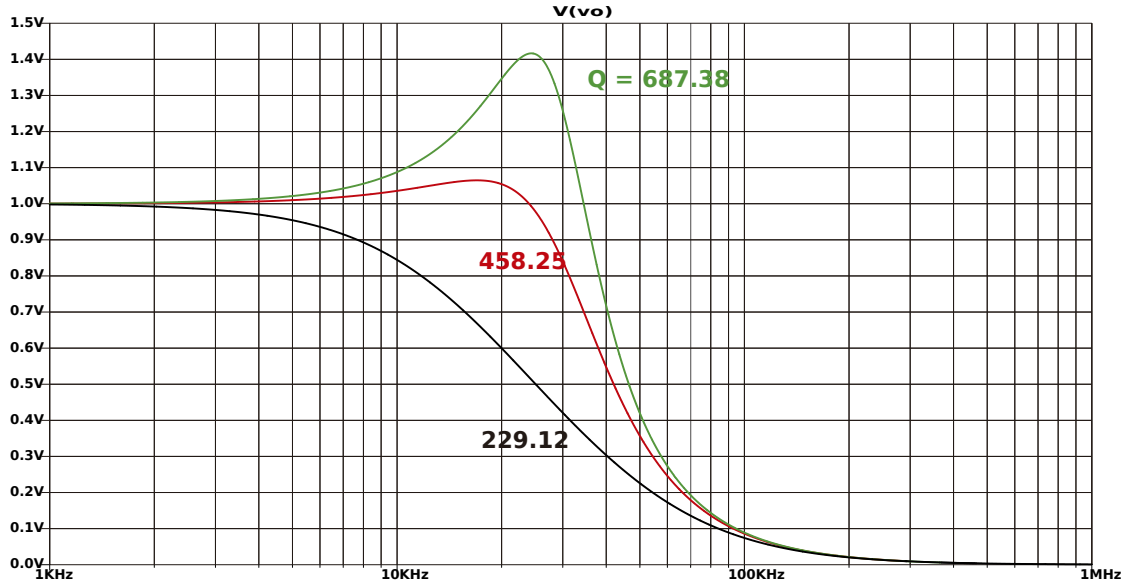


Figura 2.10: Ganancia de un convertidor resonante en paralelo. $C_r = 240nF$, $L_r = 120\mu H$, $R_{eq} = 5\Omega, 10\Omega, 15\Omega$.

Esta configuración permite tener picos pronunciados de ganancia en la frecuencia resonante del circuito, sin embargo es muy susceptible al cambio de valores de R_{eq} , por lo cual su ganancia puede variar drásticamente como se aprecia en la figura 2.10

2.2.0.1. Inversores de un solo extremo

El convertidor resonante de un solo extremo es la topología más simple de implementación debido a su número reducido de elementos como se muestra en la figura 2.11. Esta configuración consta de un elemento conmutador SW1 y un elemento de disparo DRV1.

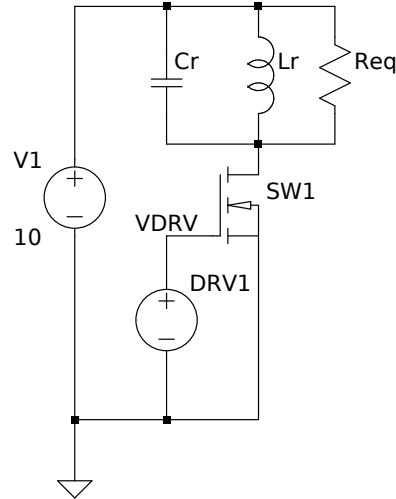


Figura 2.11: Topología de un inversor de un solo extremo

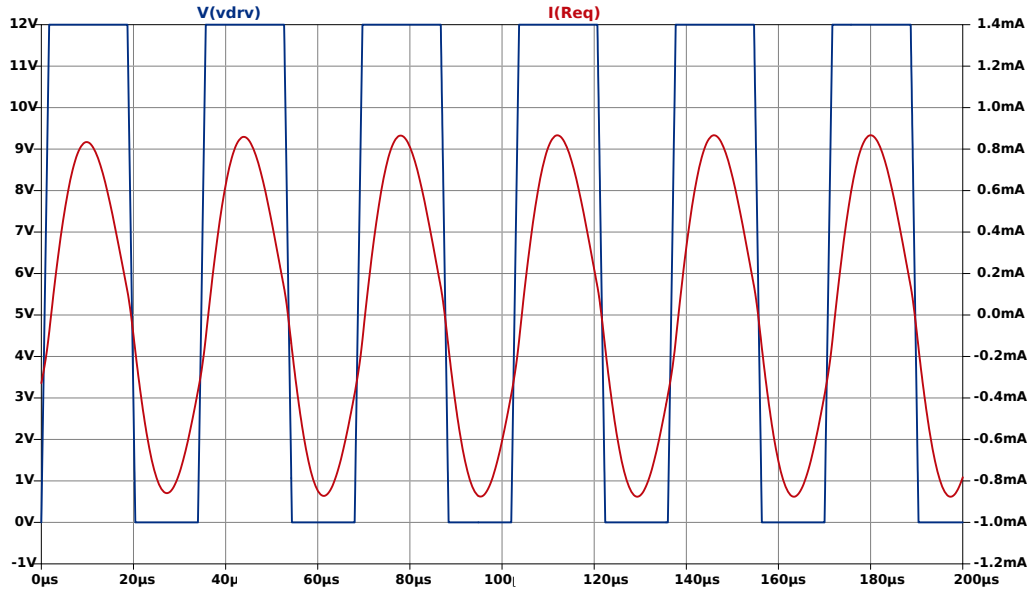


Figura 2.12: Señales de operación de un inversor de un solo extremo.

La operación del inversor de un solo extremo se muestra en la figura 2.12. El funcionamiento comienza en $t = 0$ con el accionamiento del elemento SW1 durante $\frac{T_R}{2} = 17\mu S$ mediante el elemento DRV1, esta operación permite el flujo de corriente desde V1 hacia el tanque resonante, una vez cumplida esta operación la corriente que circula por R_{eq} llega aproximadamente a 0 en $t = T_R$, en esta etapa de operación se procede a apagar el elemento SW1 mediante el elemento DRV1. Al mantener un ciclo de trabajo igual a la $\frac{T_R}{2}$ el inversor de un solo extremo puede reducir las pérdidas de conmutación, debido a que la corriente al encender o apagar el elemento SW1 es 0.

El control eficiente de potencia de este tipo de inversor puede realizarse mediante el control de densidad de pulso o PDM por sus siglas en inglés (Pulse Density Modulation) como se describe en [7], el cual consiste en encender el inversor durante un intervalo predeterminado de tiempo para reducir la potencia efectiva del inversor.

2.2.0.2. Inversores de medio puente

El inversor resonante de medio puente se muestra en la figura 2.13. Este consta de dos elementos conmutadores SW1 y SW2, dos elementos de disparo DRV1 y DRV2, y dos elementos de almacenamiento de energía C1 y C2.

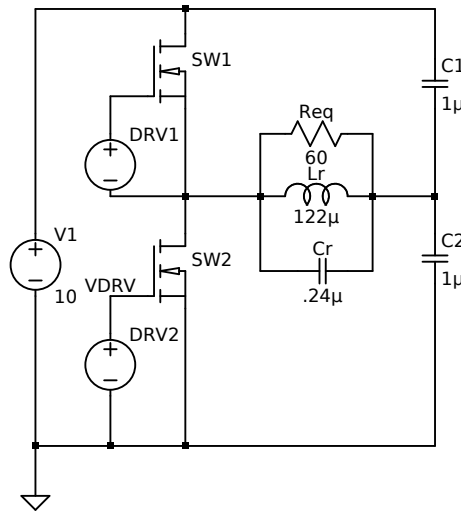


Figura 2.13: Topología de un inversor de medio puente.

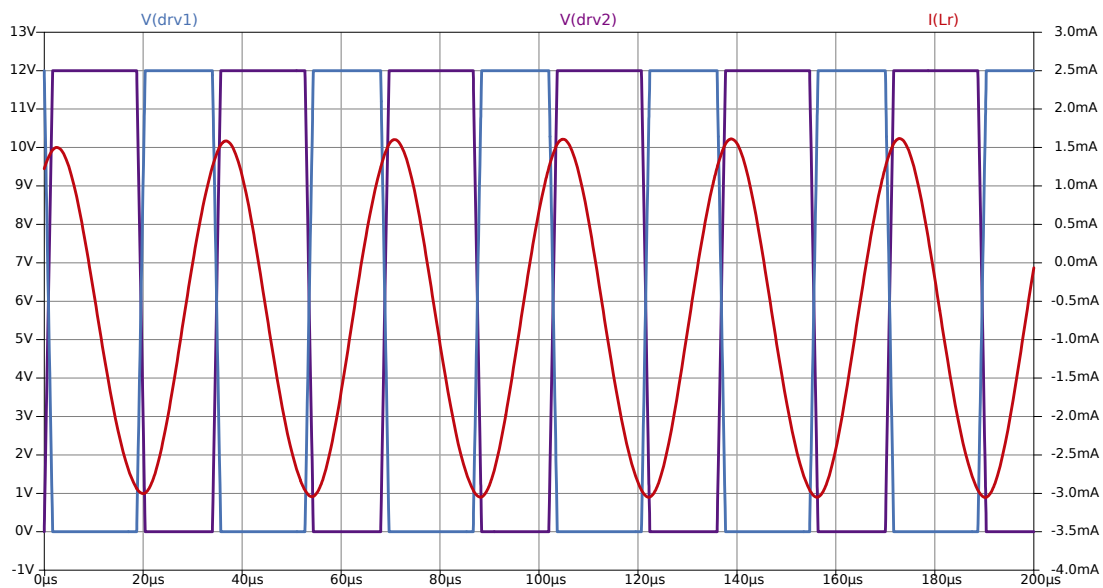


Figura 2.14: Señales de operación de un inversor de medio puente

La operación comienza con el accionamiento del elemento SW1 durante $\frac{T_R}{2}$ mediante el elemento DRV1, esta operación permite el flujo desde V1 hacia el tanque resonante y C2. Una vez cumplida esta operación se apaga SW1 durante $\frac{T_R}{2}$ mediante el elemento DRV1, y se acciona el elemento SW2 durante $\frac{T_R}{2}$, mediante el elemento DRV2. esta operación cambia el sentido de corriente ya que corriente fluye desde C1 de manera inversa en el tanque resonante proporcionando un voltaje bipolar de +V1 y -V1 al mismo [8].

A diferencia del inversor de un solo extremo, este inversor puede manejar mayores potencias y voltajes, como también puede implementar un tanque resonante serio o paralelo, sin embargo el número de elementos aumenta, como también la complejidad de disparo y control del mismo. Adicionalmente se debe considerar el accionamiento del elemento SW1 debido a que este necesitara una fuente de voltaje aislada para el disparo del mismo, lo cual influye en el costo total del diseño.

Al igual que el inversor de un solo extremo el control de potencia puede realizarse por PDM. Para potencias altas y medias se puede controlar la potencia mediante el desplazamiento de frecuencia de operación con respecto a frecuencia de operación $F_o > F_r$ [8]. El inversor puede reducir la potencia de salida al desplazar su funcionamiento en frecuencias mayores a las de resonancia. Si observamos las figuras 2.8 y 2.10, la ganancia llega a un pico en la frecuencia de resonancia F_r y luego decae. La desventaja es que el desplazamiento aumentara las pérdidas de conmutación y no es un control lineal entre potencia y frecuencia de conmutación [7].

2.2.0.3. Inversores puente completo

El inversor resonante de puente completo se muestra en la figura 2.15. Esta topología consta de cuatro elementos conmutadores SW1, SW2, SW3 y SW4 y cuatro elementos de disparo DRV1, DRV2, DRV3 y DRV4 [8, 7].

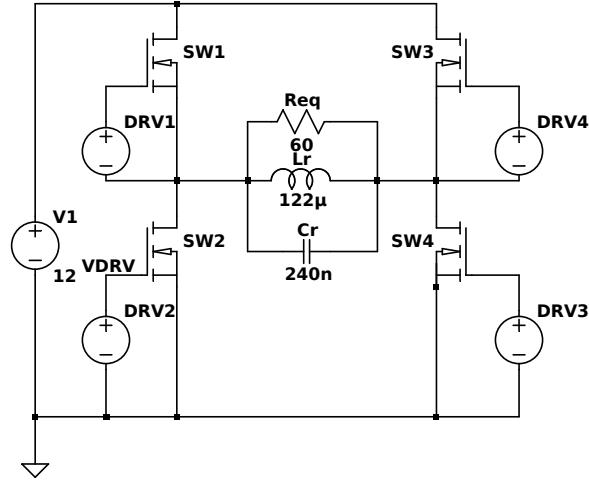


Figura 2.15: Topología de un inversor de puente completo.

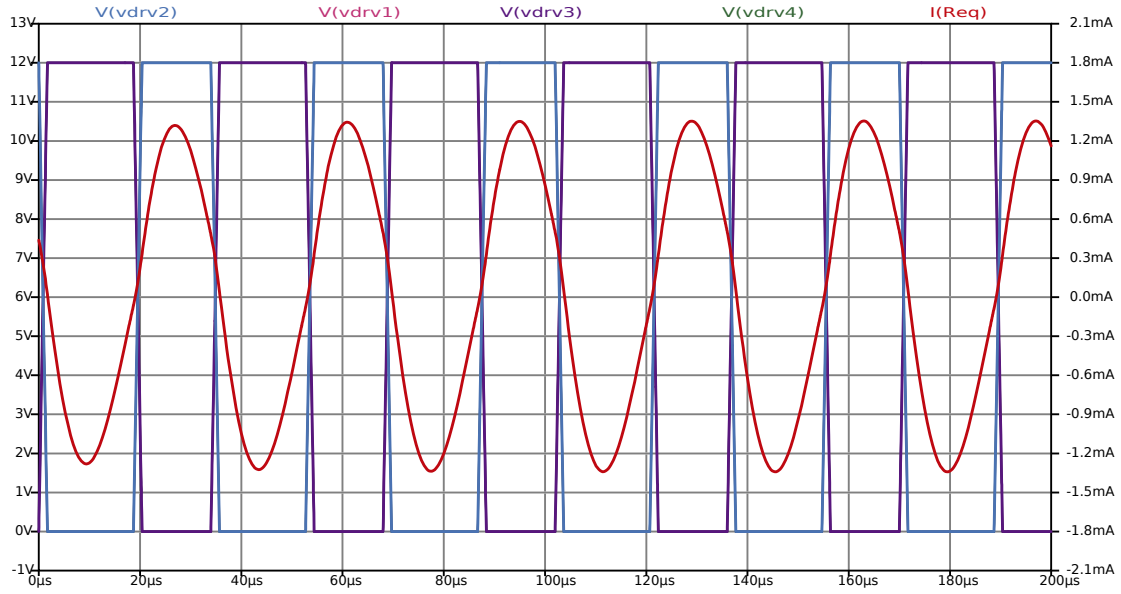


Figura 2.16: Señales de operación de un inversor de puente completo.

Según la figura 2.16, la operación comienza con los accionamientos de los elementos SW1 y SW4 en $t = 0$, durante $\frac{T_R}{2} = 17\mu s$ mediante los elementos DRV1 y DRV3, está operación permite el flujo de corriente ($I(R_{eq})$) desde V1 hacia el tanque resonante y SW4. Siendo cumplida esta operación en $t = 16,5\mu s$, se procede a apagar SW1 y SW4 mediante los elementos DRV1 y DRV3. En $t = 17,5\mu s$ se accionan los SW3 y SW2 durante la segunda mitad del periodo resonante mediante el elemento DRV4 y DRV2. Esta operación proporciona un voltaje bipolar de $+V1$ y $-V1$, lo cual invierte el flujo de corriente del tanque resonante ($I(R_{eq})$).

Aunque la operación de este inversor sea idéntica al inversor de medio puente, este reemplaza los elementos C1 y C2 por conmutadores para obtener el flujo inverso

de corriente en su carga, lo cual puede resultar beneficioso en cuanto a diseños de alta potencia donde el costo y/o tamaño de los capacitores C_1 y C_2 no sea aceptable. Una desventaja importante que se debe considerar es el costo asociado con el mayor número elementos de disparo. Este inversor requiere de dos elementos con referencias flotantes de disparo como como son DRV4 y DRV1.

La regulación de potencia de este tipo de inversor se puede realizar por los métodos mencionados anteriormente en el inversor de medio puente. Sin embargo se debe considerar el desplazamiento de frecuencia ya que las pérdidas de conmutación serán el doble que las del medio puente debido a que existen dos elementos adicionales de potencia.

2.2.1. Etapas de acoplamiento de impedancia

Con el fin de reducir las corrientes de operación en los inversores, estos pueden implementar adicionalmente fuentes elevadoras de voltaje para aumentar el voltaje en el bus de corriente continua que ingresa al inversor previa a la conmutación. Al incrementar el voltaje de ingreso V_{ab} en un inversor resonante se reducirá proporcionalmente la corriente para el mismo nivel de potencia [8].

A continuación se proponen algunas formas prácticas para elevar la voltaje entrante al inversor.

2.2.1.1. Convertidores elevadores

Un convertidor elevador es aquel que proporciona una salida de voltaje mayor a la voltaje de entrada. La configuración básica de este circuito se detalla en la figura 2.17. Este está conformado por un inductor L_E , un interruptor SW_{1E} , un diodo rectificador D_E y un capacitor de salida C_{OE} . Este convertidor también es conocido por su nombre en ingles boost.

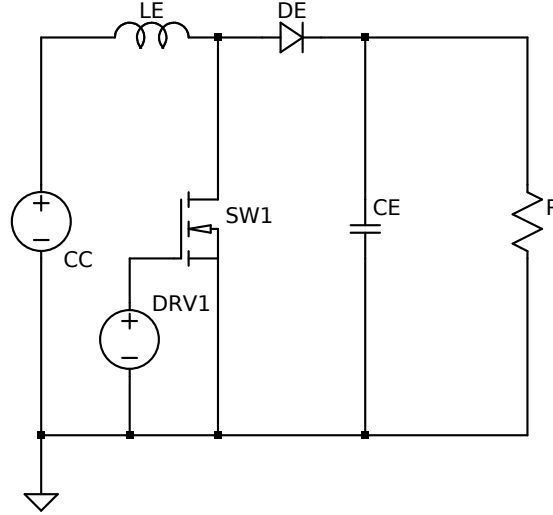


Figura 2.17: Topología de un convertidor elevador

La operación del circuito consiste en cargar el inductor L_E mediante la conmutación del interruptor SW1 durante T_S , luego al abrir el elemento SW1 la corriente que se almacenada en el inductor L_E fluirá hacia el diodo D_E , el cual no permitirá el flujo inverso, así el cambio repentino de corriente en el inductor L_E durante T_S producirá un voltaje adicional al alimentado por la fuente CC . La operación detallada se puede encontrar en [8].

El ciclo de trabajo requerido para obtener un voltaje de salida específica puede ser encontrado mediante la ecuación:

$$D = 1 - \frac{V_{ie}}{V_{oe}} \quad (2.14)$$

La resistencia equivalente para una carga puede calcularse mediante:

$$R_{eq} = \frac{(V_{oe})^2}{P_o} \quad (2.15)$$

En modo de conducción continua, el inductor mínimo será calculado mediante la expresión:

$$L_{Emin} \geq \frac{D \cdot (1 - D)^2 R_{eq}}{2 \cdot F_s} \quad (2.16)$$

La corriente promedio que circula por el inductor se encuentra mediante:

$$I_L = \frac{V_{oe}}{(1 - D) \cdot R} \quad (2.17)$$

El valor del cambio de corriente en el inductor:

$$\Delta I_L = \frac{D \cdot V_{oe}}{2 \cdot L \cdot F_s} \quad (2.18)$$

La corrientes máxima y mínima que el inductor conducirá:

$$I_{Lmax} = I_L + \Delta I_L \quad (2.19)$$

$$I_{Lmin} = I_L - \Delta I_L \quad (2.20)$$

El valor mínimo de capacitancia para determinado rizo de voltaje (ΔV):

$$C_{Emin} = \frac{D}{R_{eq} \cdot F_s \cdot \Delta V} \quad (2.21)$$

El convertidor boost a pesar de ser un circuito bastante sencillo este no ha presentado mayores alteraciones con el pasar del tiempo, la mayoría de mejoras a su diseño han estado relacionadas a la mejora en la tecnología de los elementos de potencia modernos tales como *SiC* y *GaN*, lo cual ha permitido incrementar la densidad de potencia (expresada en *W/unidad de volumen*), lo cual se traslada en un menor costo. La densidad de potencia principalmente proviene de la implementación de frecuencias altas de conmutación con los nuevos elementos de potencia compuestos por *SiC* y *GaN*. Los elementos pasivos L_E y C_E se reducen a medida que se aumenta la frecuencia de operación del convertidor, según las ecuaciones 2.16 y 2.21, lo cual también reducirá el costo y tamaño de los mismos. Los dispositivos *SiC* y *GaN* también presentan menores tiempos de encendido y apagado lo cual reduce las pérdidas por conmutación, lo cual se traslada a menores temperaturas y menores requisitos de disipadores térmicos [9].

2.2.1.2. Convertidores elevadores Push-Pull

Este convertidor se caracteriza por la implementación de un transformador T1 con 2 bobinados primarios de igual número de espiras conectados en serie y una secundaria, dos interruptores de potencia, SW1 y SW2, y dos elementos de disparo DRV1 y DRV2 [8], como se muestra en la figura 2.18.

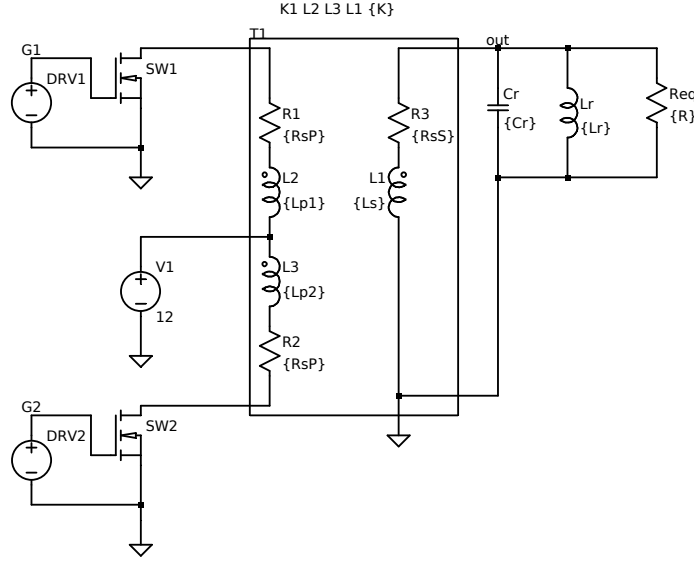


Figura 2.18: Topología de un convertidor Push-Pull

El voltaje de salida dependerá de la relación de transformación entre el número de espiras primarias y el número de espiras secundarias lo cual se conoce como la relación de transformación y está dada por la fórmula:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{I_2}{I_1} \quad (2.22)$$

La principal ventaja de este convertidor es que no requiere varias etapas para alcanzar ganancias de voltaje altas. Su conmutación es simple ya que no requiere fuentes de alimentación adicionales para sus elementos de potencia.

Consideraciones de eficiencia

La eficiencia de los convertidores se determina mediante la potencia de entrada menos las pérdidas entre la potencia de entrada del mismo, es decir, la potencia de salida entre la potencia de entrada.

$$\eta\% = \frac{P_i - P_e}{P_i} \cdot 100 = \frac{P_o}{P_i} \cdot 100 \quad (2.23)$$

Donde P_e , es la suma de las pérdidas de todos los elementos del convertidor. De acuerdo a los elementos implementados estas pueden ser: pérdidas en los elementos de conmutación $P_{e_{SWn}}$, las pérdidas en los inductores P_{e_L} , las pérdidas en los diodos P_{e_D} y las pérdidas en los capacitores P_{e_C} , como se detalla en [10]. Las pérdidas se pueden representar mediante:

$$P_e = P_{e_{SWn}} + P_{e_L} + P_{e_C} + P_{e_D} \quad (2.24)$$

Las pérdidas en los conmutadores pueden ser descompuestas en pérdidas por conmutación y pérdidas por encendido y apagado.

Las pérdidas por conmutación dependen de la magnitud de corriente presente en el conmutador y de la resistencia interna del elemento R_{dsON} .

$$P_{e_{SWn}} = (I_{SWn})^2 \cdot R_{dsON} + P_{E_{SWnON}} + P_{E_{SWnOFF}} \quad (2.25)$$

Donde $P_{E_{SWnON}}$ son las pérdidas durante la operación apagado a encendido y $P_{E_{SWnOFF}}$ son las pérdidas durante la operación de encendido a apagado.

Estás son dependientes del tiempo de subida T_r y el tiempo de bajada T_f , los cuales dependen de la tecnología del conmutador y se pueden expresar mediante:

$$P_{E_{SW1ON}} = \frac{V_{SWn} I_{SWn} T_r F_{Sw}}{2} \quad (2.26)$$

$$P_{E_{SW1OFF}} = \frac{V_{SWn} I_{SWn} T_f F_{Sw}}{2} \quad (2.27)$$

Las magnitudes de voltaje V_{SWn} y corriente I_{SWn} en el interruptor también influyen sobre las pérdidas durante conmutación. Estas se pueden reducir mediante conmutación a voltaje o corriente cero.

Las pérdidas de $P_{e_{SWn}}$ limitarán el margen de operación segura del elemento de potencia según las características de disipación térmica del elemento.

Las pérdidas en los elementos pasivos del circuito se pueden desarrollar considerando las resistencias en serie (R_{esr}) dadas por el fabricante:

$$P_{e_C} = (I_C)^2 \cdot R_{esrC} \quad (2.28)$$

En caso de elementos que poseen núcleos magnéticos como los inductores adicionalmente se presentan pérdidas en el núcleo.

$$P_{e_L} = (I_L)^2 \cdot R_{esrL} + P_{enu} \quad (2.29)$$

Las pérdidas en los diodos dependen de la caída de voltaje en este elemento V_F y de igual manera son dependiente de la tecnología del elemento, y de la corriente que pasa por el mismo;

$$P_{e_D} = V_F \cdot I_D \quad (2.30)$$

2.3. Características de voltaje y potencia típicas de operación

Normalmente las cocinas de CPI son operadas a voltaje de línea e implementan una etapa de filtrado de armónicos, y una etapa de rectificación previa al inversor [7], como se muestra de forma simplificada en el diagrama de bloques en la figura 2.19.

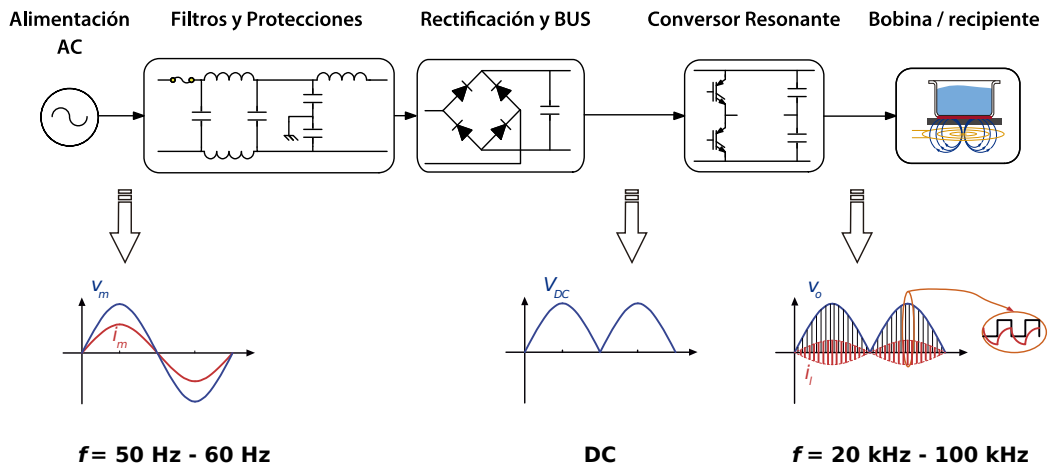


Figura 2.19: Representación esquemática de una cocina de inducción.

La mayoría de cocinas de CPI disponibles comercialmente se caracterizan por voltajes de operación en el rango de $110\text{-}127 \text{ VAC}$ a $50/60 \text{ Hz}$ para potencias en un rango de $500\text{-}1500 \text{ W}$ y de $220\text{-}254 \text{ VAC}$ a $50/60 \text{ Hz}$ para rangos de $500\text{-}7200 \text{ W}$. Existen también cocinas de CPI disponibles comercialmente que operan a voltajes de 12 VDC a una potencia de 500 W [11]. Sin embargo para este nivel de potencia se incrementa el tiempo de cocción de los alimentos haciendo poco práctico su uso en el hogar [12].

Capítulo 3

Modelado Magnético

La bobina es el elemento encargado de transferir la potencia eléctrica mediante acoplamiento electromagnético, de acuerdo con la Ley de Faraday, el campo magnético alterno induce corrientes de Foucault en el recipiente de material ferromagnético y produce histéresis magnética. Por lo revisado en el capítulo anterior ambos fenómenos calientan el recipiente.

En esta sección se analizan diferentes geometrías de bobinas con simulaciones usando el método de los elementos finitos. En función de los requerimientos de diseño para el propósito del presente trabajo se compara la eficiencia de los modelos propuestos.

3.1. Modelado electromagnético del calentamiento por inducción

El modelado magnético considera una sección transversal de la bobina con simetría, se representa cada uno de los componentes involucrados, el bobinado del inductor entre el recipiente o carga y el concentrador de flujo hecho de barras de ferrita, como se observa en la figura 3.1.

Se utilizan las siguientes dimensiones relacionadas a las geometrías del bobinado del inductor: radio interno r_{int} , radio externo r_{ext} , número de vueltas del conductor enrollado n , el cual a su vez consta de número de hilos n_h y radio de los hilos r_h , debido a que el conductor utilizado para el bobinado del inductor es alambre Litz.

El alambre Litz es un tipo especial de cable trenzado, cuidadosamente tejido en un patrón que minimiza el efecto piel. Debido a los requisitos de alta eficiencia, la gran mayoría de las bobinas de inducción domésticas están enrolladas con alambre trenzado o Litz [13]

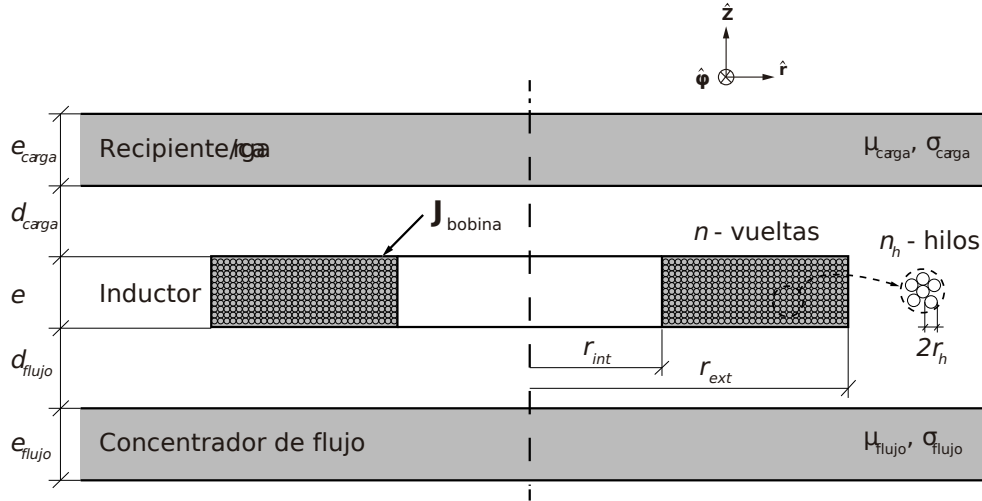


Figura 3.1: Representación de la sección transversal de la bobina plana. [2]

En la figura 3.1 se aprecian los distintos parámetros físicos involucrados en el análisis del modelado en la bobina plana, donde:

- μ_{carga} es la permeabilidad magnética del material de la carga/recipiente
- σ_{carga} es la conductividad eléctrica del material de la carga/recipiente
- μ_{flujo} es la permeabilidad magnética del concentrador de flujo
- σ_{flujo} es la conductividad eléctrica del concentrador de flujo
- e_{carga} es el espesor del material de la carga/recipiente
- e_{flujo} es el espesor del concentrador de flujo
- e es el espesor del bobinado del inductor
- d_{carga} es la distancia entre la bobina y la carga/recipiente
- d_{flujo} es la distancia entre el concentrador de flujo y la bobina

Considerando las propiedades del cable litz, se puede asumir que la corriente eléctrica se distribuye uniformemente sobre toda el área de la sección transversal en el rango de frecuencia de operación requerida [2].

La bobina se considera como un medio conductor ideal o de resistividad nula $\sigma = 0$, que se modela en simulaciones de análisis de elementos finitos para la densidad de corriente constante, J_{bobina} . Si se consideran los siguientes parámetros:

S_{bobina} es la sección transversal de la bobina

S_{vuelta} es la sección transversal de una vuelta del cable

Haciendo la relación de las secciones de bobina y vuelta se tiene:

$$S_{bobina} = nS_{vuelta}$$

$$S_{vuelta} = \frac{S_{bobina}}{n}$$

La densidad de corriente constante se define como:

$$J_{bobina} = \frac{I_0}{S_{vuelta}} \hat{\varphi} = \frac{I_0}{\frac{S_{bobina}}{n}} \hat{\varphi} = n \frac{I_0}{S_{bobina}} \hat{\varphi} \Rightarrow J_{bobina} = n \frac{I_0}{e(r_{ext} - r_{int})} \hat{\varphi} \quad (3.1)$$

Donde:

- $\hat{\varphi}$ es el vector unitario que representa la dirección azimutal del sistema formado por la bobina y la carga.

Para el análisis se considera al material del concentrador de flujo, en este caso ferrita, como un medio libre de pérdidas.

3.1.1. Análisis electromagnético de la eficiencia de CPI

Para entender el proceso de calentamiento por inducción desde la parte eléctrica, un enfoque de análisis es modelar mediante un circuito equivalente. Para este caso de estudio, el acoplamiento magnético entre la bobina de inducción y la olla se modela como un transformador estándar [2]. El circuito equivalente y la reducción del modelo se muestra en la figura 3.2 con los respectivos elementos eléctricos involucrados.

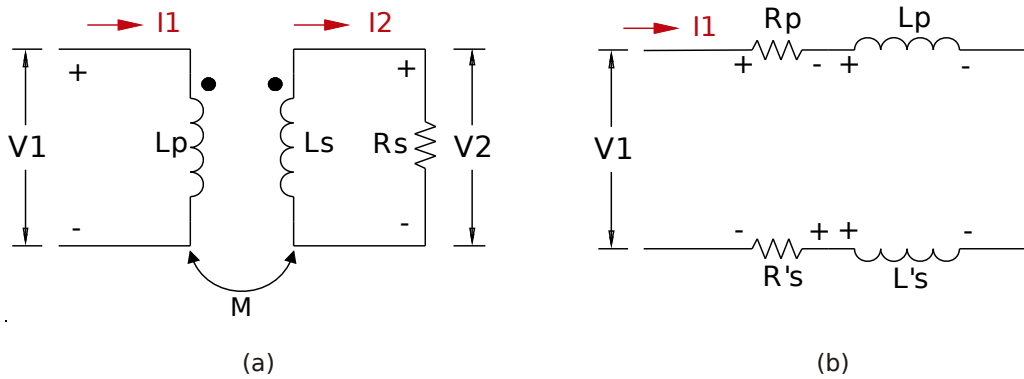


Figura 3.2: Modelo equivalente del transformador para el sistema de calentamiento por inducción. (a) Circuito equivalente. (b) Circuito equivalente reducido.

Donde los elementos del modelo de transformador son:

- R_p es la Resistencia en serie de la bobina
- L_p es la Inductancia de la bobina
- M es la Inductancia de magnetización entre L_p y L_s
- R_s es la Resistencia del recipiente
- L_s es la Inductancia del recipiente
- R'_s es la Resistencia del recipiente reflejada en el primario
- L'_s es la Inductancia del recipiente reflejada en el primario

Usando la Ley de Voltaje de Kirchoff es posible establecer las ecuaciones (3.2) y (3.3) que describen matemáticamente el modelo derivado del circuito que se muestra en la figura 3.2a.

$$V_1 = j\omega L_p I_1 - j\omega M I_2 \quad (3.2)$$

$$-V_2 = -j\omega M I_1 + j\omega L_s I_2 \quad (3.3)$$

Teniendo en cuenta el estándar de puntos, es posible escribir I_2 en función de I_1 , de la siguiente manera

$$I_2 = \frac{j\omega M}{R_s + j\omega L_s} I_1 \quad \text{donde } R_s = \frac{V_2}{I_2} \quad (3.4)$$

Usando (3.4) para eliminar I_2 de (3.2),

$$V_1 = \left[j\omega L_p + \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s} \right] I_1 \quad (3.5)$$

La ecuación (3.5) tiene una implicación interesante. Sugiere que la impedancia $Z = V_1/I_1$ vista desde el lado primario es equivalente a un solo inductor no acoplado de L_p Henrios conectado en serie con una impedancia adicional. Expandiendo este segundo término:

$$Z_R(j\omega) = \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s} = \frac{\omega^2 M^2}{R_s + j\omega L_s} \cdot \frac{R_s - j\omega L_s}{R_s - j\omega L_s} = \frac{R_s \omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} - \frac{j\omega^3 L_s M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \quad (3.6)$$

Reescribiendo la ecuación (3.6)

$$Z_R(j\omega) = \frac{R_s \omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} - j\omega \left(\frac{\omega L_s M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2} \right) = R'_s + j\omega (-L'_s) \quad (3.7)$$

El primer término de la ecuación (3.7) es la parte real de la impedancia y corresponde a la resistencia de la carga reflejada al lado primario de la bobina de calentamiento por inducción. El segundo término se refleja al lado primario como una impedancia negativa que reduce la inductancia total del sistema. El circuito que representa el sistema de calentamiento por inducción total con los elementos reflejados al primario se muestra en la figura 3.2b, donde R_p y L_p nuevamente representan la resistencia de la bobina primaria y la auto inductancia respectivamente, R'_s y L'_s son los valores de R_s y L_s reflejados al lado primario por la ecuación (3.6), por lo que Z_R es la impedancia reflejada en el lado primario.

La eficiencia de calentamiento del sistema η_{ind} puede expresarse a partir del circuito equivalente reducido del sistema de calentamiento por inducción, mostrado en la figura 3.2b. Donde la eficiencia es igual a la relación entre la energía eléctrica transferida a la carga W_{Carga} y la energía eléctrica total del sistema W_{Total} .

$$\eta_{ind} = \frac{W_{Carga}}{W_{Total}} \cdot 100\% = \frac{I^2 \cdot R'_s}{I^2 \cdot R'_s + I^2 \cdot R_p} \cdot 100\% = \frac{R'_s}{R'_s + R_p} \cdot 100\% \quad (3.8)$$

De la ecuación (3.8) se observa que para una mayor eficiencia el valor de la resistencia R'_s debe ser lo más grande posible con respecto a R_p , sugiriendo la utilización de materiales ferromagnéticos en los recipientes utilizados para la cocción de alimentos.

3.2. Herramientas de modelado

Una vez modelado la bobina y el recipiente es necesario obtener los parámetros de resistencias que permitan evaluar completamente el sistema bobina-recipiente en el calentamiento por inducción.

Existen varios programas para resolver problemas magnéticos mediante Métodos de Elementos Finitos (MEF), para el propósito de este trabajo se hace uso de la herramienta FEMM (Finite Element Method Magnetics). Esta herramienta es lo suficientemente potente, sencilla de usar, de bajo consumo computacional y es software libre. Limita las simulaciones a solo 2 dimensiones, y debido a que la mayoría de las bobinas de inducción tienen diseño simétrico permite obtener resultados precisos utilizando el análisis 2D [14].

Sobre la aplicación del método de elementos finitos, FEMM divide la región de solución en triángulos. El valor de potencial en cada triángulo se aproxima a partir de la interpolación lineal de sus valores en los tres vértices del triángulo. La región es delimitada por condiciones de contorno, las cuales encierran las geometrías del problema magnético.

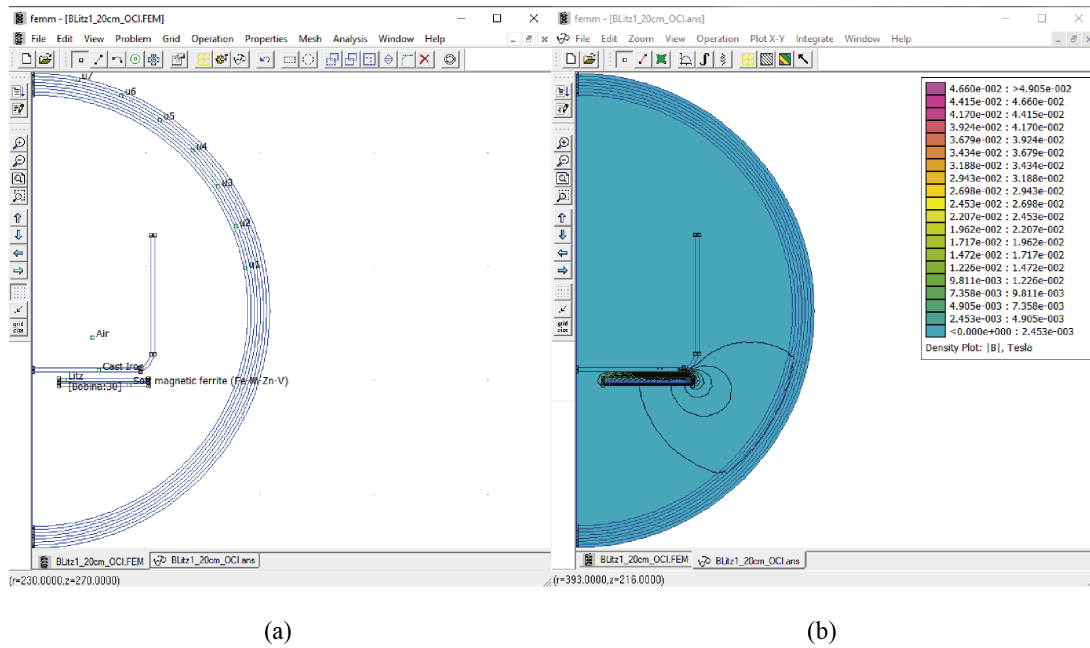


Figura 3.3: Interfaz de la herramienta FEMM. (a) Preprocesador y (b) Postprocesador

El FEMM Interactive Shell es la interfaz donde se resuelven los problemas magnéticos, para efecto del presente trabajo se utiliza:

- Magnetics Preprocessor
- Magnetics Postprocessor

En el preprocesador magnético se ingresa la información del problema magnético, teniéndose que dibujar la geometría del problema, definir materiales y definir condiciones de contorno.

Dibujar la geometría de los elementos involucrados en el calentamiento por inducción se puede realizar directamente en el preprocesador ingresando puntos en coordenadas cartesianas y uniendo con líneas, o a su vez importando el dibujo en formato DXF desde un software de diseño asistido por computadora. La geometría de la bobina y el recipiente se observa en la figura 3.3a.

Una vez dibujadas las geometrías, se deben ingresar las características eléctricas y magnéticas de los materiales y para ello FEMM cuenta con una librería de materiales de los cuales se pueden elegir o a su vez hay la posibilidad de ingresar las características de los materiales usados.

La funcionalidad de postprocesador magnético de FEMM es ver las soluciones generadas por el solver fkern. La ventana del postprocesador se abrirá una vez ingresados todos los parámetros del problema en el preprocesador y al ejecutar el análisis de solución del problema. Es posible obtener numerosas presentaciones del análisis

de resultados; diagramas de densidad de flujo y corriente, diagramas de contornos de líneas de flujo y propiedades del circuito, de donde se obtiene información de impedancias asociadas al circuito. Una solución al problema magnético con el diagrama de densidad de flujo para el inductor y recipiente, se muestra en la figura 3.3b.

Aunque FEMM es capaz de proporcionar valores de impedancias totales para el sistema acoplado de bobina y recipiente, es necesario obtener independientemente la resistencia de la bobina (R_p) y la resistencia con la carga (R'_s). La primera resistencia está involucrada con las pérdidas en la bobina y la segunda está asociada con la transferencia de energía.

Teniendo ambos valores de resistencia es posible definir un parámetro importante, la eficiencia de calentamiento por inducción aplicando la ecuación 3.8.

3.3. Geometrías de inductor

Las diferentes geometrías propuestas de inductor tienen simetría en su eje para el corte transversal, como se observa en la figura 3.4a donde se muestra el corte transversal de la olla y el inductor. Debido a la simetría del inductor el problema magnético se reduce a un sistema 2D de tipo asimétrico. Para el problema asimétrico en el preprocesador solo es necesario definir la mitad del corte transversal, como se muestra en la figura 3.4b, ya que el programa FEMM determina la contribución del corte 2D y calcula el total producido por el correspondiente sólido de revolución.

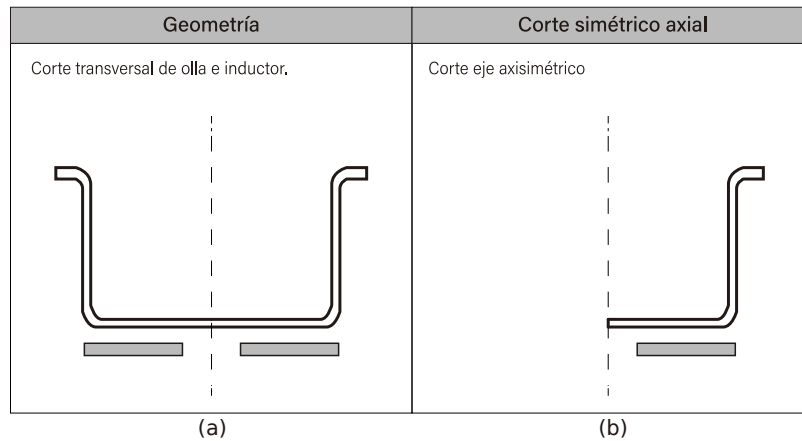


Figura 3.4: Simetría del sistema bobina y recipiente: (a) Corte transversal, (b) Corte axisimétrico.

Una vez definida la geometría se dibuja en el preprocesador del FEMM ingresando los puntos y uniendo con líneas. Otra opción es realizar el dibujo en un programa CAD y exportar en formato DXF, permitiendo tener un dibujo más exacto en cuanto a la forma de la geometría por la cantidad de herramientas que facilitan el diseño.

En la interfaz del FEMM es posible importar el dibujo en formato DXF. Para efecto del presente trabajo se utilizó la herramienta AutoCAD®.

La figura 3.5a muestra el dibujo de la olla y el inductor en simetría axial realizado en AutoCAD®. El dibujo importado en el preprocesador de FEMM se observa en la figura 3.5b con las regiones definidas según los materiales usados, para el posterior análisis magnético como se muestra en la figura 3.5c.

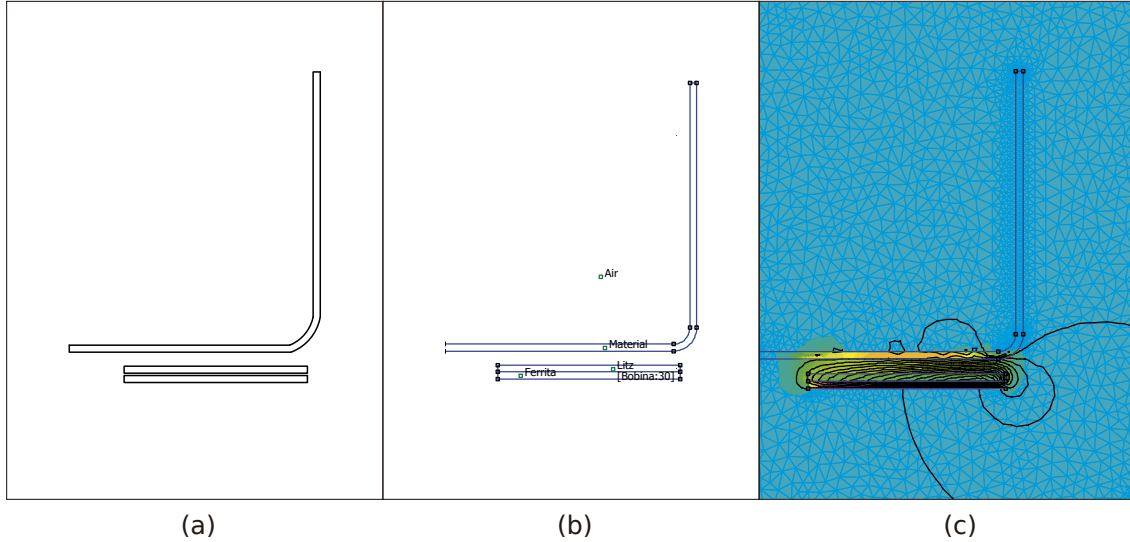


Figura 3.5: Geometría del inductor; (a) Dibujo en AutoCAD, (b) dibujo importado en FEMM y (c) solución del problema magnético.

El proceso mencionado anteriormente es el necesario para resolver el problema magnético y obtener los parámetros que permitan determinar la eficiencia. Se ha propuesto cuatro geometrías de inductor para su posterior análisis. Todos estos modelos propuestos están contruidos con cable Litz, enrollando para formar las diferentes bobinas y estos trabajarán conjuntamente con una olla o recipiente de 20 cm de diámetro de base.

3.3.1. Geometría A: Bobina circular plana

La geometría de inductor A es una bobina circular plana, este modelo es el más común y utilizado en las cocinas de inducción. Este inductor permite usar ollas de materiales ferromagnéticos y también de materiales no ferromagnéticos como el aluminio o acero inoxidable 304, que cuenten con una base difusora de calor fabricado en acero inoxidable ferromagnético. Esto debido a que la transferencia magnética se hace directamente a la base de la olla. En la figura 3.6a se observa la bobina circular plana y su corte simétrico axial en la figura 3.6b.

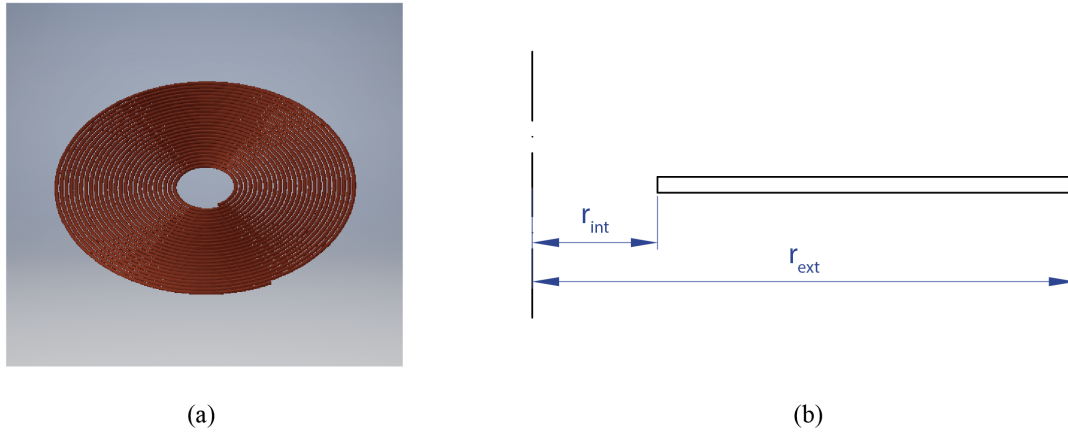


Figura 3.6: Geometría A: (a) Inductor vista 3D, (b) Corte simétrico axial.

3.3.2. Geometría B: Bobina circular plana con bobina espi- ral

El segundo diseño propuesto o inductor B, cuenta con una variación con respecto al inductor A, esta bobina permite calentar la parte lateral del recipiente, además de la parte inferior del mismo. Para usar únicamente con ollas construidas de material ferromagnético y así aprovechar una mayor distribución del calor aportando calor en la superficie lateral. En la figura 3.7a se observa el inductor de geometría B y su corte transversal en la figura 3.7b.

Para tener un punto de comparación con el resto de geometrías se debe mantener similares características constructivas, siendo el caso de número de vueltas de cable utilizado para la bobina.

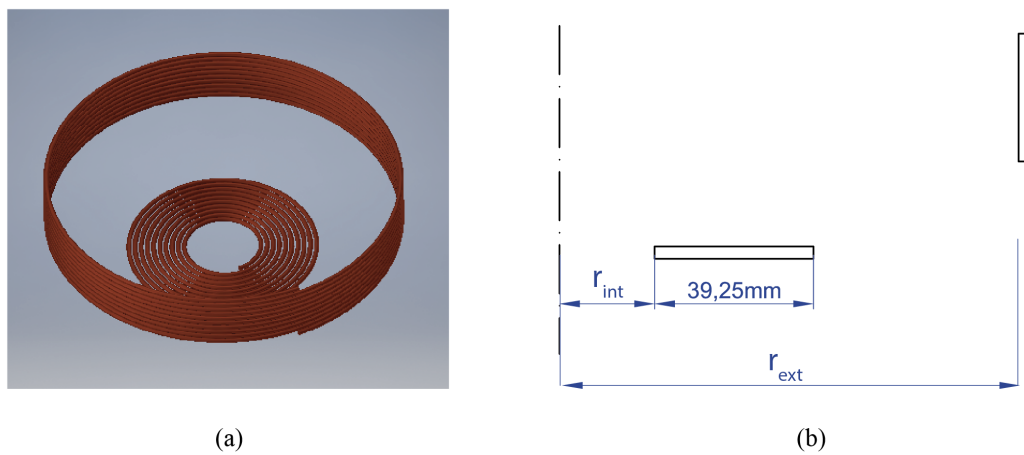


Figura 3.7: Geometría B: (a) Inductor vista 3D, (b) Corte simétrico axial.

3.3.3. Geometría C: Bobina circular plana con espacio intermedio

Este modelo propuesto es muy parecido a la geometría A, la diferencia radica en que la geometría C cuenta con menos vueltas de conductor. De manera visual parecen estar una bobina dentro de otra, en realidad es una sola bobina y en el medio se encuentra un espacio vacío. Permite calentar la parte inferior de las ollas tanto de materiales ferromagnéticos y no ferromagnéticos. En la figura 3.8a se observa el inductor de geometría C y su corte transversal en la figura 3.8b.

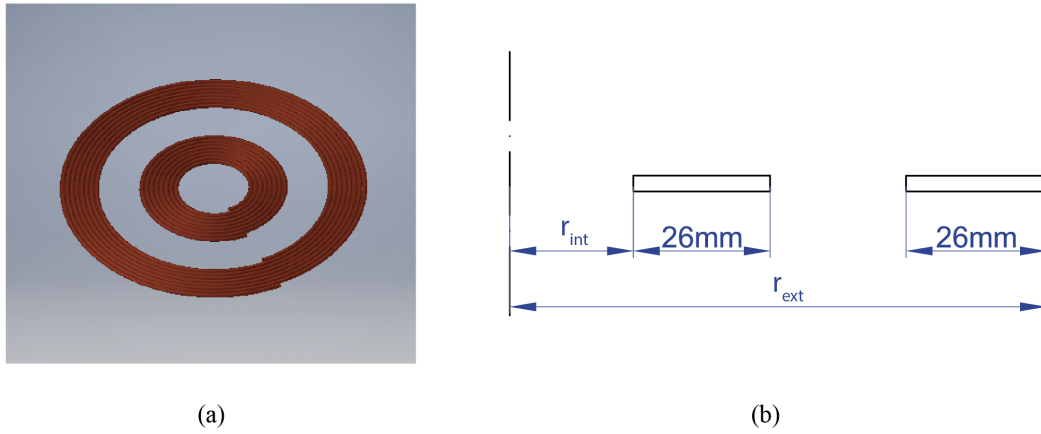


Figura 3.8: Geometría C: (a) Inductor vista 3D, (b) Corte simétrico axial.

3.3.4. Geometría D: Bobina circular plana de dos capas

El último modelo propuesto se trata de dos bobinas superpuestas, una sobre otra y de igual manera al caso anterior se mantiene como un solo inductor enrollando el cable en dos capas. Estas dos capas permitirán probar si mejora la eficiencia y para ello se mantiene el número de vueltas del cable con respecto a las otras geometrías. Al igual que el caso anterior permite calentar la parte inferior de las ollas tanto de materiales ferromagnéticos y no ferromagnéticos. En la figura 3.9a se observa el inductor de geometría D y su corte transversal en la figura 3.9b.

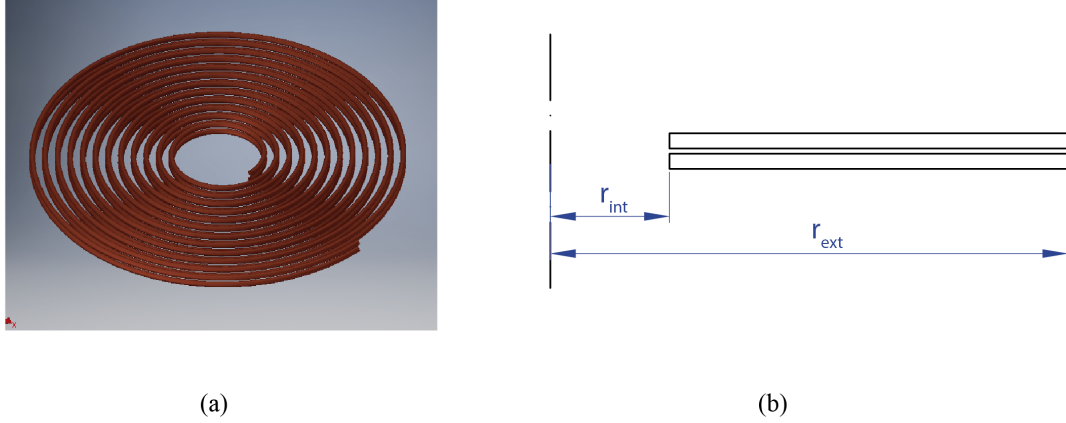


Figura 3.9: Geometría D: (a) Inductor vista 3D, (b) Corte simétrico axial.

3.3.5. Propiedades del inductor y recipiente

3.3.5.1. Cable Litz

El inductor usado para la cocción es una bobina circular plana, inicialmente se usaba cable sólido para el bobinado del inductor debido a los costos. Dado que en la actualidad una cocina de inducción debe poder utilizar diferentes materiales en los recipientes de cocción, se debe incrementar la frecuencia de operación. Esto último también permite que se incremente las pérdidas en el inductor y para solucionar las pérdidas de potencia que se presentan en el bobinado del inductor se utiliza el cable Litz [15].

El cable litz es un cable de múltiples hilos aislados individualmente, entre las principales propiedades y ventajas de este cable se encuentran: reducción del efecto piel, disminución de la resistencia en CA al reemplazar el cable sólido por un cable de numerosos hilos obteniendo una misma sección transversal y garantiza un mejor control de temperatura.

Por las ventajas mencionadas anteriormente para el análisis de eficiencia se utiliza cable Litz en cada uno de los inductores propuestos. Las características principales del cable litz están detalladas en la tabla 3.1, donde muestra el número de hilos n_h , el radio de cada hilo r_h , el número de vueltas n de cable para el bobinado de los inductores y las dimensiones de los inductores.

La longitud de cable Litz usado para el bobinado se determina usando la ecuación (3.9) con los datos constructivos de cada inductor. Conociendo esta longitud se puede realizar un análisis de costos de la implementación de los diferentes inductores propuestos. La implementación dependerá de la eficiencia obtenida de cada inductor, en la siguiente sección se analiza los resultados obtenidos.

Tabla 3.1: Propiedades de las geometrías de inductores

Definición	Símbolo	Geometría A	Geometría B	Geometría C	Geometría D
Radio interno del inductor	r_{int}	23.5 mm	23.5 mm	23.5 mm 49.5 mm	23.5 mm
Radio externo del inductor	r_{ext}	102 mm	62.7 mm *	76 mm 102 mm	102 mm
Espesor del inductor	e	3 mm	3 mm	3 mm	6 mm
Radio de cada hilo	r_h	0.18 mm	0.18 mm	0.18 mm	0.18 mm
Numero de hilos	n_h	25	25	25	25
Numero de vueltas	n	30	30	20	34

* La geometría B cuenta con 15 vueltas de bobina plana y 15 vueltas de bobina helicoidal, se considera esto para el cálculo de la longitud del cable. Altura de la bobina 31.5 mm, radio de la bobina 113.5 mm y con 15 vueltas de conductor.

$$Longitud\ de\ cable = \frac{\pi \cdot n \cdot (2r_{ext} + 2r_{int})}{2} \quad (3.9)$$

En la tabla 3.2 se aprecia las longitudes de cable necesarias para la implementación de los inductores reemplazando los valores en la ecuación (3.9). Cabe recalcar que esta fórmula sirve para bobinas circulares planas y que para el caso del inductor con geometría B es necesario realizar un cálculo extra.

Tabla 3.2: Longitud de cable según la geometría del inductor

Inductor	Número de vueltas n	Longitud del cable
Geometría A	30	11.8 m
Geometría B	30*	14.7 m
Geometría C	20	7.9 m
Geometría D	34	13.4 m

* La geometría B cuenta con 15 vueltas de bobina plana y 15 vueltas de bobina helicoidal, se considera esto para el cálculo de la longitud del cable.

3.3.5.2. Recipientes

Los recipientes usados para análisis de acoplamiento magnético son; una olla de hierro fundido y una olla de acero inoxidable de tres capas en la base, acero inoxidable 430, aluminio 1100 y acero inoxidable 304. El hierro fundido y el acero inoxidable 430 son materiales ferromagnéticos, este último funciona como base difusora de calor junto al aluminio, colocados en forma de discos en la base del recipiente. Dado que el acero inoxidable en sí es un mal conductor del calor es necesario un disco de aluminio para mejorar la distribución de calor.

La calidad de aleaciones de acero inoxidable está determinada por el contenido de níquel:

- $18/0 = 18\%$ de cromo 0% de contenido de níquel - Grado 430
- $18/8 = 18\%$ de cromo 8% de contenido de níquel - Grado 304

En general, cuanto mayor es el contenido de níquel, mayor es la calidad del acero inoxidable, ya que el níquel permite mayor brillo y duradero, siendo más resistente a la oxidación. Las propiedades de estos materiales se pueden encontrar en la librería de materiales del FEMM. En la figura 3.10 se observa las capas de los discos en la base y el cuerpo del recipiente.

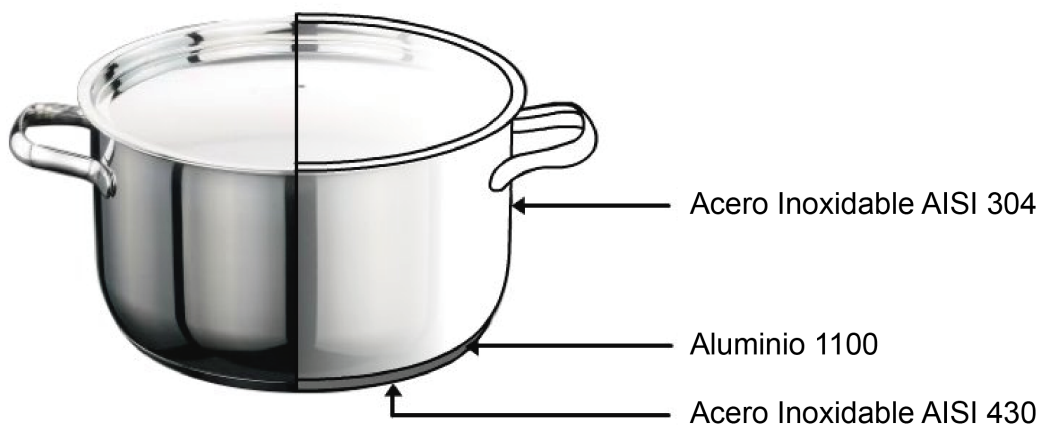


Figura 3.10: Ilustración del recipiente de tres capas de base.

De igual manera como en el caso de los inductores para el análisis en FEMM es necesario dibujar el corte simétrico axial de los dos modelos de recipientes usados, el dibujo realizado en AutoCAD® de los recipientes con sus respectivas medidas se pueden apreciar en la figura 3.11.

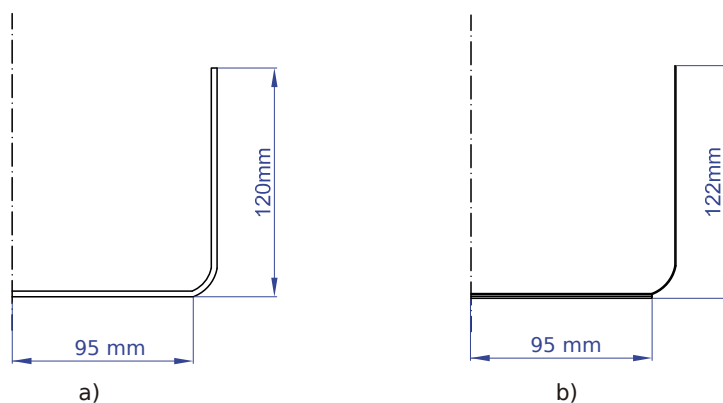


Figura 3.11: Corte simétrico axial de los recipientes usados: (a) de hierro fundido, (b) de acero inoxidable.

Las propiedades de los materiales en los recipientes usados se detallan en la tabla 3.3. Las medidas mostradas son las utilizadas en el dibujo de los cortes simétricos axiales de cada recipiente.

Tabla 3.3: Propiedades de los recipientes

Definición	Hierro fundido	Acero Inoxidable
Material de la base	Hierro fundido	Acero inoxidable AISI 430 y Aluminio 1100
Material de la olla	Hierro fundido	Acero inoxidable AISI 304
Espesor de la base e_{carga}	3 mm	3 mm
Espesor de la olla	3 mm	0.7 mm
Diámetro de la base	190 mm	190 mm

3.4. Parámetros de Simulación

Los modelos de inductor propuestos deben entregar una potencia eléctrica de salida de 1500 W con un voltaje de alimentación de 350 V. Se considera un rango de frecuencias de resonancia que va desde los 20 hasta los 300 kHz para el análisis de eficiencia. En el FEMM es necesario configurar parámetros de simulación para la resolución del problema magnético, como se muestran en la tabla 3.4, donde se establece una aproximación de solución y se considera un mallado con elementos triangulares con un ángulo mínimo.

Tabla 3.4: Parámetros de simulación

Definición	Valor	Unidad
Voltaje de alimentación	350	V
Potencia de salida	1500	W
Frecuencias de operación	20 - 300	kHz
Aproximación de solución	1e-8	
Ángulo mínimo	30	Grados
Espesor concentrador de flujo e_{flujo}	3	mm

Es necesario también definir las características magnéticas y eléctricas de cada material usado en la simulación. En la tabla 3.5, se define las características de los medios.

Tabla 3.5: Características de los medios

Medio	Permeabilidad relativa, μ_r	Conductividad eléctrica, σ
Aire	1	0
Cobre (Cable Litz)	1	58e6 [S/m]
Hierro Fundido	170	8e6 [S/m]
Acero Inoxidable 304	1	1.45e6 [S/m]
Acero Inoxidable 430	*	*
Ferrita (Fe-Ni-Zn-V)	*	*

* Estos medios no poseen una relación lineal de B-H y sus curvas se encuentran en la librería del FEMM.

3.5. Eficiencias de acoplamiento

Determinar las eficiencias de acoplamiento magnético de los diferentes inductores mediante la solución del problema magnético en 2D en FEMM, se realiza en dos partes; obteniendo únicamente los resultados del inductor y después los resultados de todo el sistema de calentamiento por inducción.

El primer análisis magnético realizado en FEMM únicamente al inductor arroja resultados gráficos, como se observa en la figura 3.12. Debido a que se analiza el rendimiento de cada inductor, este proceso se repite para las diferentes frecuencias de operación, desde 20 a 300 kHz. De estos resultados se pueden destacar los siguientes:

- Gráfico de densidad de flujo magnético $|B|$, véase figura 3.12 b.
- Gráfico de intensidad de campo magnético $|H|$, véase figura 3.12 c.
- Gráfico de densidad de corriente $|J|$, véase figura 3.12 d.

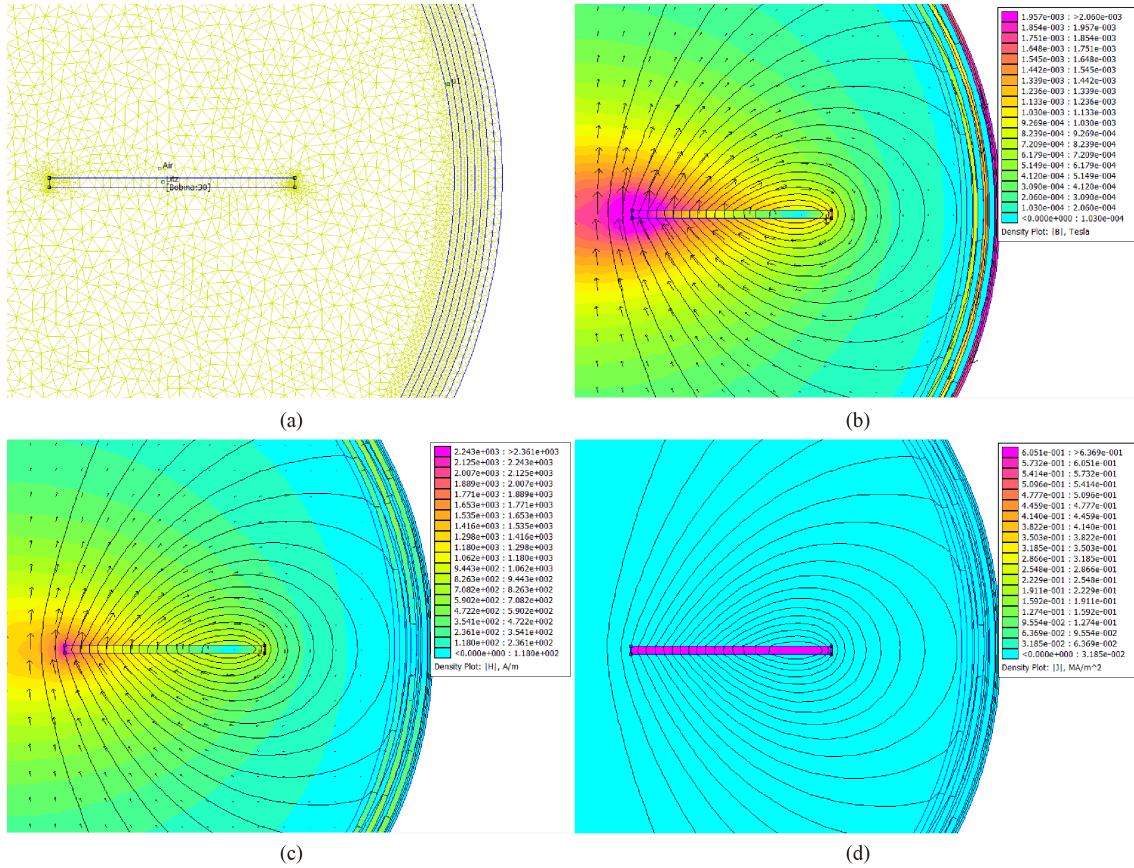


Figura 3.12: Gráficos de solución a 20 kHz del inductor A; (a) Preprocesador Magnético, (b) Densidad de flujo, (c) Intensidad de campo, (d) Densidad de corriente.

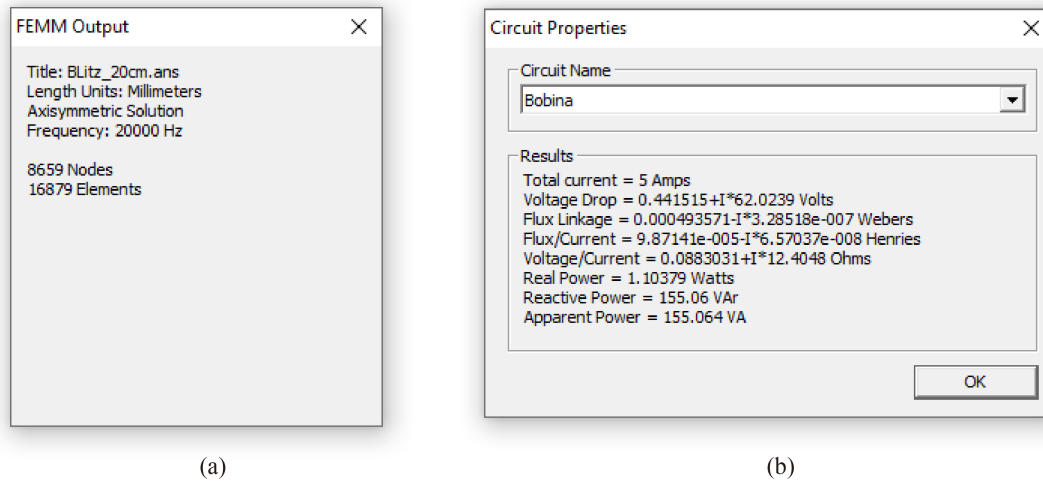


Figura 3.13: Resultados de la simulación en FEMM: (a) Parámetros de simulación, (b) Resultados eléctricos de la bobina sin carga.

Además de los gráficos magnéticos, se obtiene los resultados eléctricos de la bobina sin carga como; corriente total, caída de voltaje, flujo enlazado, flujo/corriente (inductancia), voltaje/corriente (resistencia), potencia real, potencia reactiva y potencia aparente. El valor obtenido de resistencia es el usado para determinar la eficiencia tal y como se revisó en la sección 2.1.1 aplicando los cálculos con la ayuda de MATLAB.

La continuación de análisis es la solución al problema magnético del sistema de cocción por inducción conformado por; el inductor de geometría A, un recipiente de hierro fundido y el concentrador de flujo de barras de ferrita. Las diferentes soluciones se muestran en la figura 3.14, de igual manera que el caso anterior del inductor sin carga se obtiene 3 gráficas, cuando el inductor trabaja a una frecuencia de 20 kHz.

Las líneas de flujo de la figura 3.12 b, se distribuyen uniformemente en el espacio de estudio, mientras que en la figura 3.14 b, del inductor con cargar, las líneas de flujo están concentradas en la base del recipiente y las barras de ferrita.

Los análisis son repetidos para las diferentes geometrías de inductor propuestas y con los recipientes de hierro fundido y el de acero inoxidable.

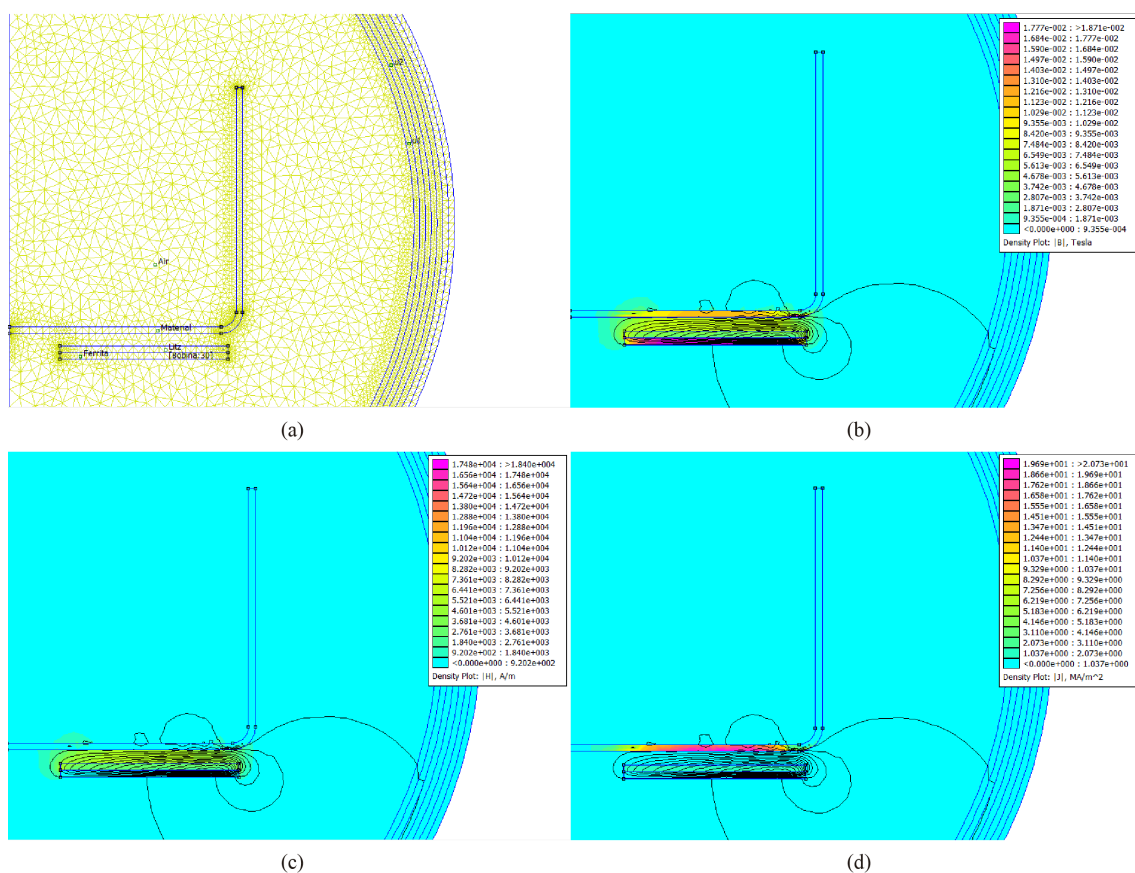


Figura 3.14: Gráficos de solución a 20 kHz del inductor A con recipiente de Hierro Fundido; (a) Preprocesador Magnético, (b) Densidad de flujo, (c) Intensidad de campo, (d) Densidad de corriente.

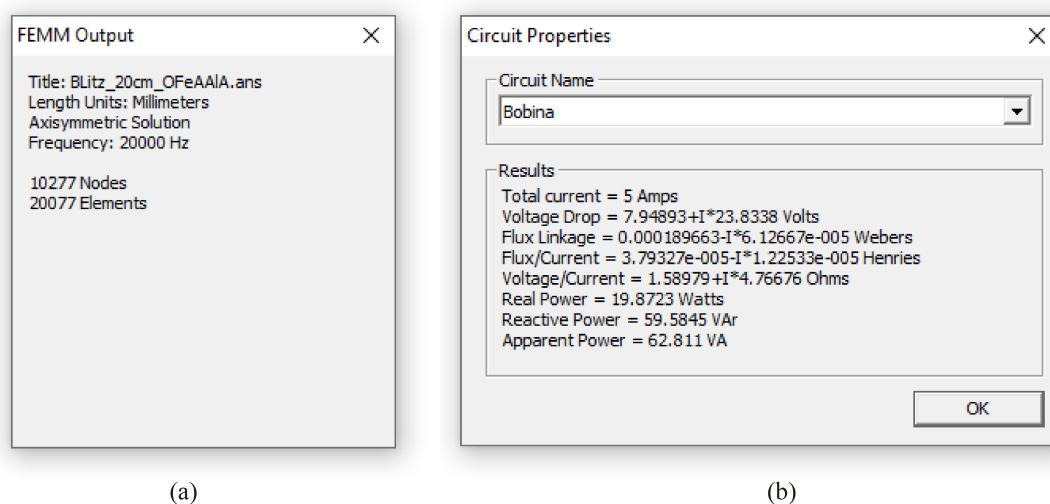


Figura 3.15: Resultados de la simulación en FEMM: (a) Parámetros de simulación, (b) Resultados eléctricos de la bobina con carga.

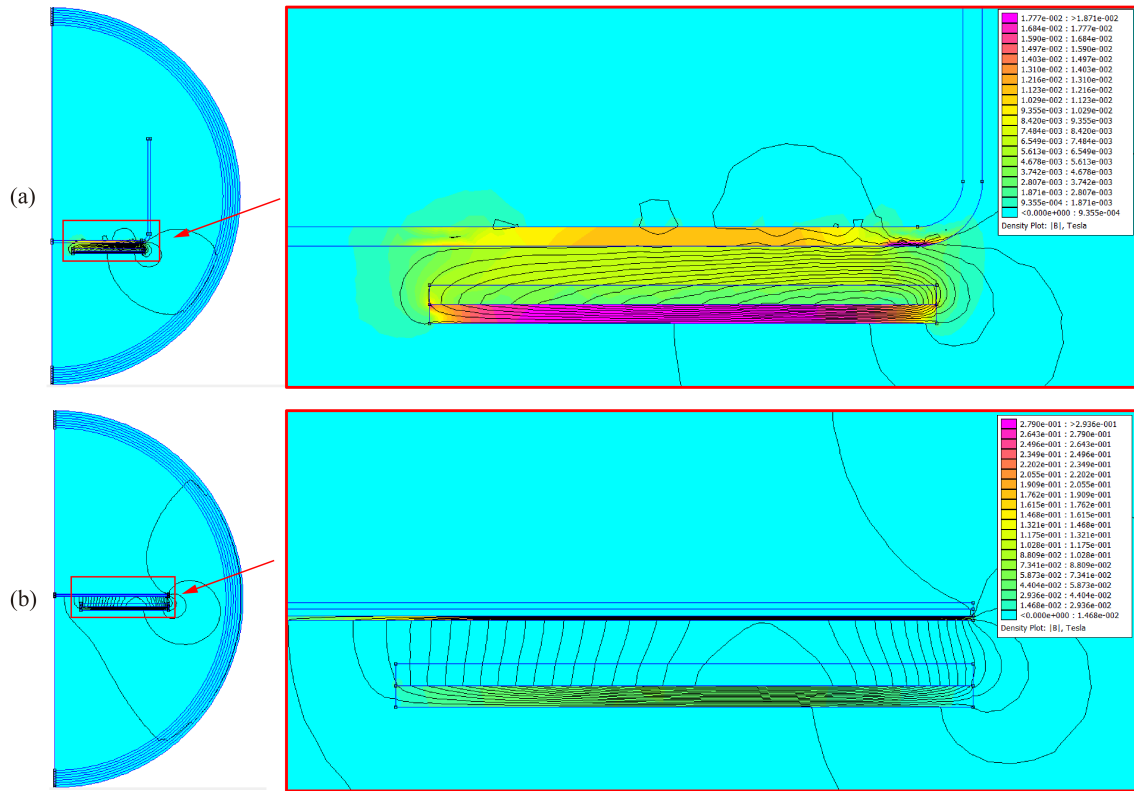


Figura 3.16: Comparación de la densidad de flujo en los diferentes recipientes: (a) Recipiente de hierro fundido. (b) Recipiente de Acero inoxidable.

El comportamiento de la densidad de campo en los diferentes materiales con una frecuencia de operación de 20 kHz se observa en la figura 3.16, donde para el recipiente de hierro fundido se ven las líneas de flujo concentradas en la base del recipiente y el concentrador de flujo, véase figura 3.16 a. Para el caso del recipiente de acero inoxidable de tres capas de base, las líneas de flujo se concentran únicamente en el disco inferior de acero inoxidable 430 del recipiente y el concentrador de flujo, esto se observa en la figura 3.16 b.

Para el resto de modelos de inductores, las gráficas de obtenidas del FEMM de los acoplamientos magnéticos se observan a detalle en el Anexo 1.

Las figuras 3.17 y 3.18, muestran el comportamiento de los valores de: resistencia, inductancia, potencia real disipada y eficiencia de cada inductor propuesto. Para la figura 3.17 el recipiente usado para la cocción por inducción es de hierro fundido y para la figura 3.18 el recipiente es de acero inoxidable de 3 capas de base.

El código realizado en MATLAB para extraer los resultados desde FEMM, encontrar las eficiencias de acoplamiento magnético y graficar las curvas que resumen los diferentes resultados se encuentra en el Anexo 2.

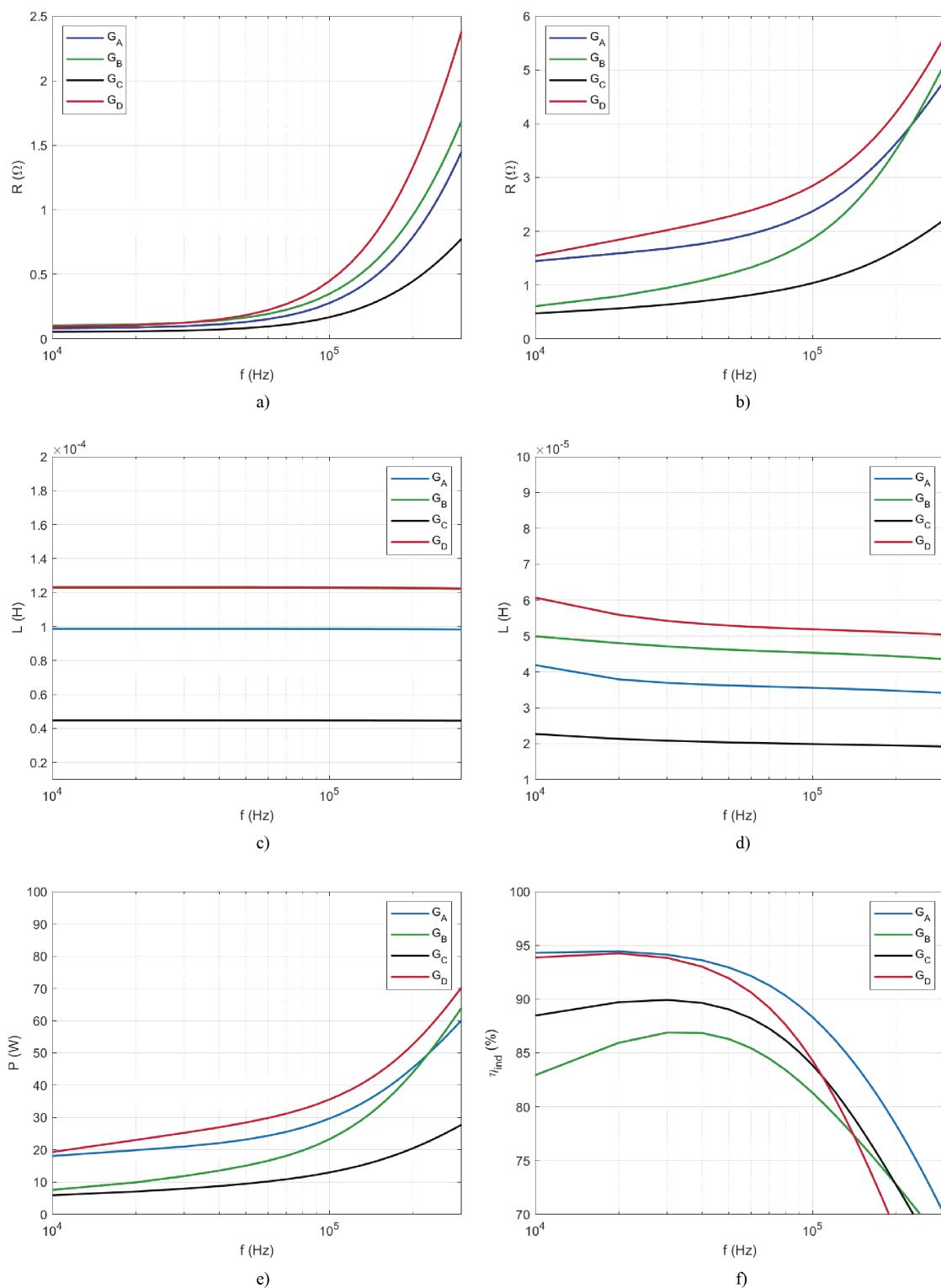


Figura 3.17: Resultados de las diferentes geometrías de inductores con el recipiente de hierro fundido: (a) Resistencia del inductor sin carga, (b) Resistencia del inductor con carga, (c) Inductancia del inductor sin carga, (d) Inductancia del inductor con carga, (e) Potencia del inductor con carga, (f) Eficiencia del inductor.

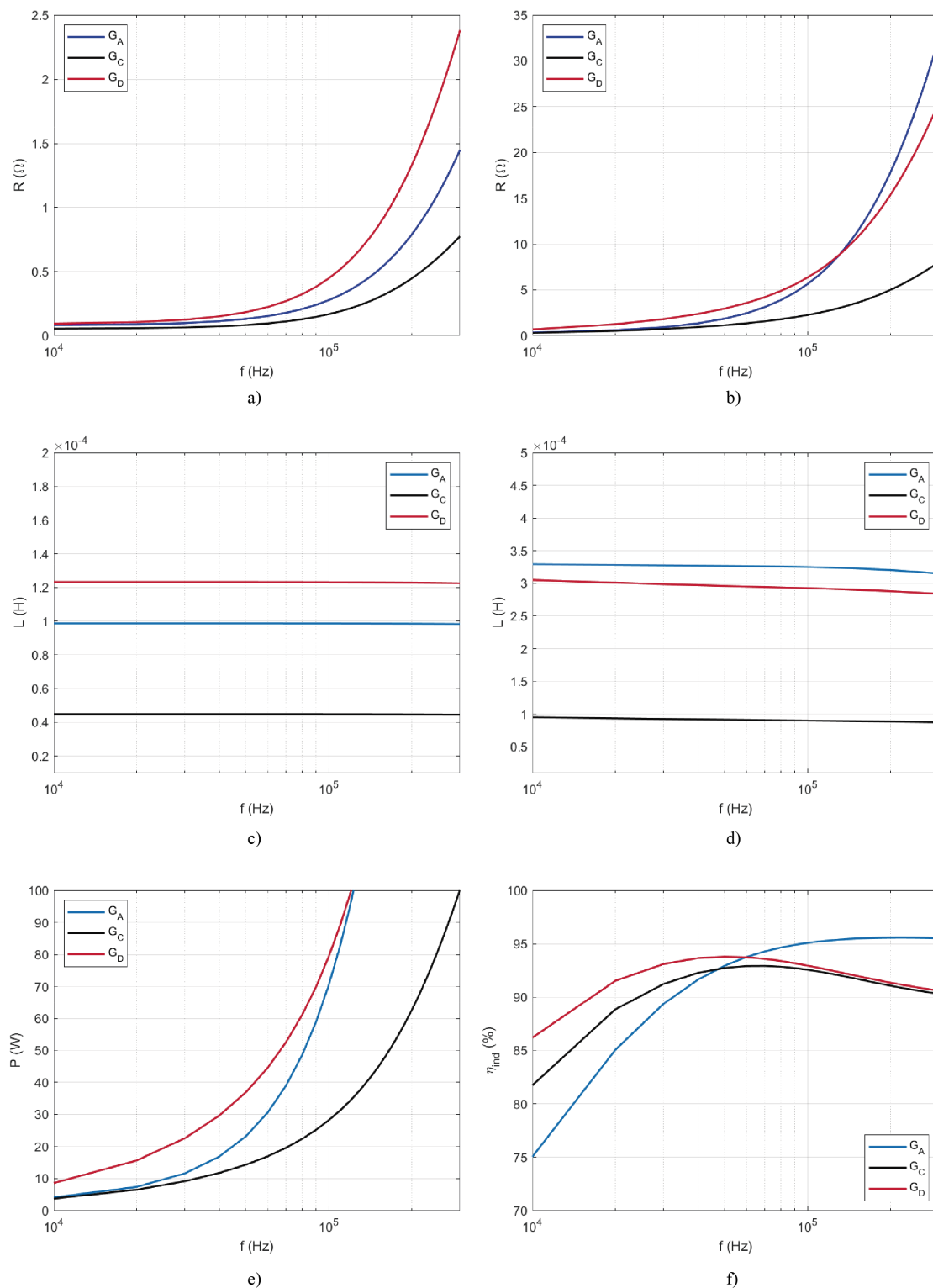


Figura 3.18: Resultados de las diferentes geometrías de inductores con el recipiente de acero inoxidable: (a) Resistencia del inductor sin carga, (b) Resistencia del inductor con carga, (c) Inductancia del inductor sin carga, (d) Inductancia del inductor con carga, (e) Potencia del inductor con carga, (f) Eficiencia del inductor.

3.6. Resultados obtenidos

Los valores de resistencia tanto de los inductores sin carga (véase figura 3.17a y 3.18a) y con carga (véase figura 3.17b y 3.18b) son utilizados para el cálculo del rendimiento. Existe un aumento del valor de resistencia a mayor frecuencia de operación, representando una disminución del rendimiento. Cada inductor de los modelos propuestos tiene un rendimiento máximo a cierta frecuencia y esto se resume en la tabla 3.6.

El valor obtenido de inductancia en Henrios de cada inductor (véase figura 3.17a,b y 3.18a,b) , sirve para determinar el valor de los componentes del circuito resonante.

La pérdidas eléctricas detalladas como potencia real en las figuras 3.17e y 3.18e, son disipadas como calor. Siendo directamente proporcional con el valor de resistencia y como este valor aumenta existe el incremento de potencia en Watts disipada.

Tabla 3.6: Resultados de eficiencias

Inductor	Recipiente de Hierro Fundido		Recipiente de Acero Inoxidable	
	Frecuencia	Rendimiento	Frecuencia	Rendimiento
Geometría A	18 kHz	94.47 %	217 kHz	95.58 %
Geometría B	34 kHz	86.97 %	- - -	- - -
Geometría C	29 kHz	89.93 %	67 kHz	92.94 %
Geometría D	20 kHz	94.25 %	52 kHz	93.79 %

Los resultados mostrados en la tabla 3.6 fueron obtenidos con un voltaje de operación de 350 V y debido a que el modelo de cocina a inducción propuesto es de bajo voltaje continuo, para obtener los 350 V es necesario elevar el voltaje. La primera opción de operación fue de alimentar el inductor con 12 V o en su defecto 24 V y para ello se realizaron simulaciones en FEMM obteniendo los resultados de la tabla 3.7. Esta opción se descartó una vez observado un rendimiento bajo del acoplamiento magnético.

Cable Litz y tubería de cobre, se planteó para implementar la bobina y obtener una potencia de salida de 1500 W. Debido al bajo voltaje existe una alta corriente por el conductor y para ello aumenta el espesor del inductor como se muestra en la tabla 3.7, el tubo de cobre como reemplazo del cable Litz se consideró por la economía que representa en su implementación. Además se visualiza un alto valor de pérdidas

Tabla 3.7: Resultados de eficiencias para operación a bajo voltaje

Descripción	12 V		24V	
	Cable Litz	Tubo de Cobre	Cable Litz	Tubo de Cobre
Frecuencia	17 kHz	75 kHz	19 kHz	75 kHz
Potencia Disipada	200 W	285 W	212 W	250 W
Rendimiento η_{ind}	56.5 %	41.3 %	51.5 %	47.5 %
Espesor del inductor	9.5 mm	6.35 mm	5 mm	6.35 mm

eléctricas representado como la potencia disipada y se refleja en el calentamiento del inductor. Por todo lo mencionado este modelo propuesto no se desarrolló a detalle, mostrando un resumen de los resultados obtenidos en la tabla 3.7.

3.6.1. Conclusiones

Considerando el voltaje de operación que alimenta la bobina es necesario elevar el voltaje para obtener un mejor resultado en la eficiencia de acoplamiento magnético. Observando la tabla 3.6 se aprecia que el inductor de geometría A tiene la mayor eficiencia de aproximadamente el 95 %, usando recipientes de hierro fundido y de acero inoxidable. Este resultado comprueba la eficiencia de la bobina circular plana y explica el uso de este modelo en las cocinas de inducción. El resto de modelos de inductores propuestos no se alejan del valor máximo de eficiencia y serán considerados para el análisis económico de implementación del último capítulo.

Una diferencia al usar uno u otro recipiente es la frecuencia a la que se obtiene el valor máximo de eficiencia, observándose una marcada diferencia. Para el recipiente de hierro fundido se obtiene un mejor rendimiento para frecuencias de alrededor de los 20 kHz y para el recipiente de acero inoxidable con tres capas de base a mayor frecuencia se obtiene mayor eficiencia. De igual manera incrementa el valor de potencia disipada, por lo que la mejor opción es utilizar recipientes de materiales ferromagnéticos.

Los valores de eficiencia obtenidos en las simulaciones son favorables para la implementación, ya que en la práctica existen variaciones de recipientes usando otras aleaciones de materiales. Dependiendo de la eficiencia de los elevadores de voltaje analizados en el siguiente capítulo se considerará la factibilidad de implementación de la cocina de inducción.

Capítulo 4

Modelado Eléctrico del sistema Electrónico

4.1. Herramientas de modelamiento

4.1.1. Software de simulación LTspice

La herramienta de simulación LTspice es un software de uso libre. Este programa permite simular circuitos electrónicos, realizar mediciones de corriente en elementos del circuito, como también mediciones de voltaje en nodos del circuito. Las mediciones se pueden realizar tanto en operación transitoria, en un barrido de frecuencia, un punto de operación específico, entre otros.

La interfaz gráfica que se puede observar en la figura 4.1, se divide en dos secciones.

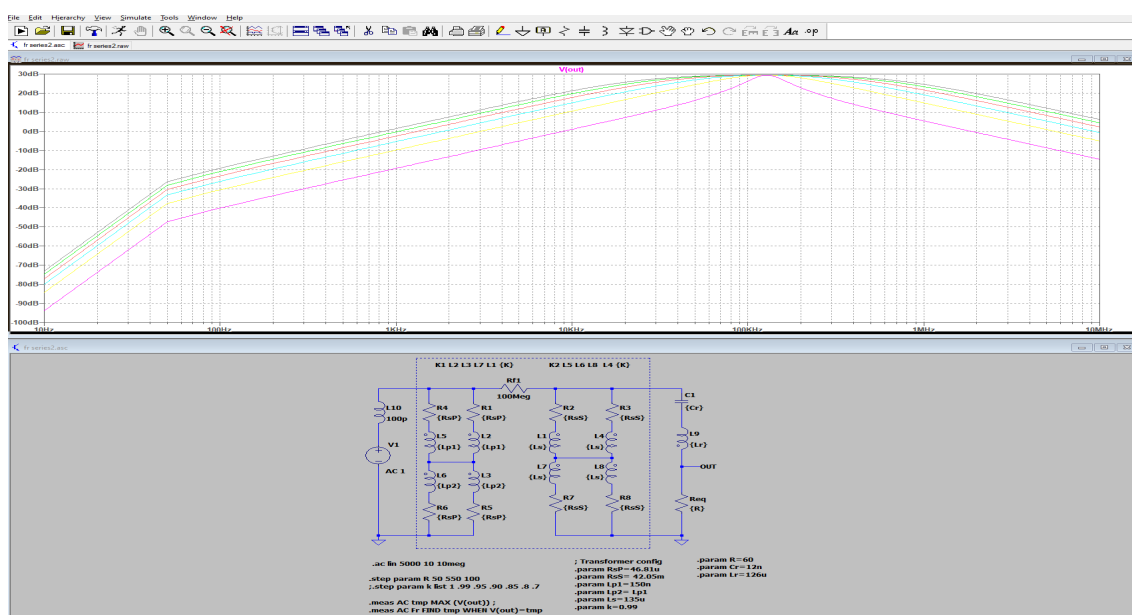


Figura 4.1: Interfaz gráfica del programa LTspice

La ventana inferior permite diseñar circuitos electrónicos y asignar valores a los elementos, adicionalmente algunos de los fabricantes proveen modelos de elementos de potencia que pueden ser descargados en línea. Mientras mayor sea el detalle de los elementos del circuito, se tendrá una mejor aproximación de cómo el circuito operará en la práctica. En la parte superior se puede observar la segunda ventana, esta sirve para visualizar las mediciones del circuito una vez que se corra la simulación requerida [16].

En caso de requerir un automatizar las mediciones de parámetros eléctricos de interés en la simulación, es posible generar un reporte mediante comandos como se muestra en la figura 4.2.

```

; Simulation config
.tran 0 {ST} {SDT}
.param SDT= 50*Ts
.param ST= 150*Ts
.step param R list 20 40 60 80 100
.step param K list .99 .98 .97 .96 .95

; Component Libraries
.inc GS61008T_L1V2.lib
.inc RHRG75120.lib

; Switching config
.param Ts=1/(31.33e3)
.param D=.49
.param Ton=D*Ts

; Diode steady state operation
.meas IRMS_D AVG I(D1)
.meas IMAX_D MAX I(D1)
.meas VRMS_D V(D1)
.meas VMAX_D V(D1)
.meas PRMS_D VRMS_D* IRMS_D
.meas PMAX_D VMAX_D* IMAX_D

; Efficiency Measurements
.meas Pin AVG -V(IN)*I(V1)
.meas Pout AVG V(OUT)*I(Req)
.meas Eff param Pout/Pin

; Transformer config
.param RsP=100u
.param RsS= 2
.param Lp1= 32.5u
.param Lp2= Lp1
.param Ls 20.32m
.param K=.95

; RLC Load Values
.param R= 60
.param Lr= 126u
.param Cr=36n

; Switch steady state operation
.meas IRMS_SW AVG Ix(U1:D)
.meas IMAX_SW MAX Ix(U1:D)
.meas VRMS_SW AVG V(VDSU)
.meas VMAX_SW MAX V(VDSU)
.meas PRMS_SWds VRMS_SW* IRMS_SW
.meas PMAX_SWds VMAX_SW* IMAX_SW
.meas PRMS_SWG AVG Ix(U1:G)*V(G1)
.meas PMAX_SWG MAX Ix(U1:G)*V(G1)
.meas PRMS_SW = PRMS_SWG+PRMS_SWds
.meas PMAX_SW = PMAX_SWG+PMAX_SWds

```

step	pout/pin
1	0.912163
2	0.959752
3	0.975151
4	0.983927
5	0.989828
6	0.85857
7	0.924405
8	0.948403
9	0.962226
10	0.968754
11	0.870262
12	0.932817
13	0.955191
14	0.966446
15	0.973018
16	0.895609
17	0.945196
18	0.96159
19	0.968744
20	0.973628
21	0.880034
22	0.928037
23	0.949373
24	0.961019
25	0.967152

Figura 4.2: Comandos de medición y resultados de medición

Consideraciones de diseño

Según los resultados obtenidos en el capítulo 2, el bajo rendimiento de las bobinas que operan a bajo voltaje, lleva a optar por la implementación de bobinas de voltaje típico de operación de 220 VAC.

$$P_{inv} = \frac{\dot{Q}}{\eta_{ind}} \quad (4.1)$$

La potencia eléctrica que el inversor debe entregar se puede representar mediante la ecuación 4.1, donde el término η_{ind} representa la eficiencia de la bobina de trabajo.

La eficiencia del inductor depende tanto de la frecuencia de operación de la bobina como del material siendo calentado. Para el diseño eléctrico se tomó el valor de $\eta_{bt} = 0,83$. Este valor representa la eficiencia alcanzada de la iteración en diseños del capítulo 2, menos un margen de error para posibles diferencias en la geometría

y material de los utensilios a calentar. Considerando este valor de eficiencia de la bobina y una potencia calórica de 1500W, se requiere que el inversor entregue una potencia eléctrica aproximada a 1800 W.

El voltaje de funcionamiento requerido por la bobina de trabajo requiere de una ganancia G con respecto al voltaje de entrada, este valor puede representarse mediante la ecuación 4.2,

$$G = \frac{V_o}{V_i} \quad (4.2)$$

Considerando un voltaje nominal de una batería de plomo como 12VDC la ganancia debería ser 29.17, la cual se puede aumentar a 30 para compensar caídas de tensión en los elementos de potencia y otros. De esta manera, el voltaje proveniente de la batería será convertido a un valor en el rango de 310VDC a 360VDC, reduciendo así la corriente de la bobina de trabajo considerablemente y aumentando la eficiencia en cuanto la transferencia de potencia a la bobina de trabajo. Una vez elevado el voltaje es necesario convertirlo en alterno, debido a que el calentamiento por inducción se produce con corriente alterna.

En la figura 4.3 se presentan algunos diseños para solucionar el acoplamiento de voltaje entre la bobina de trabajo y el inversor.

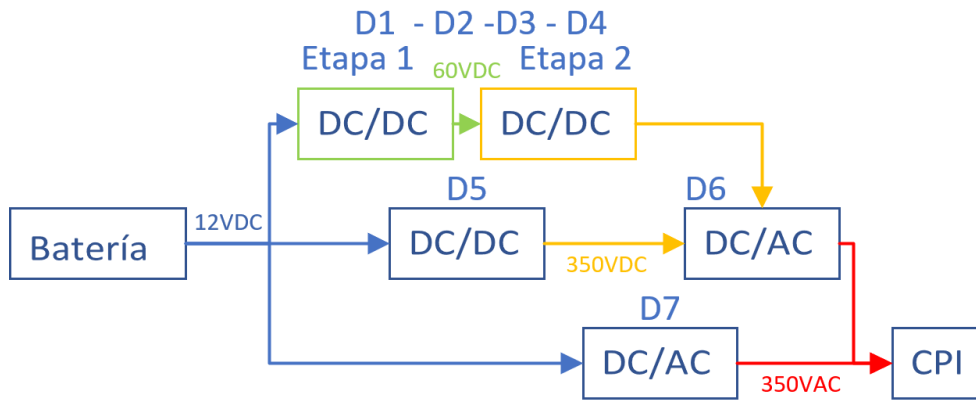


Figura 4.3: Esquema de diseños para la adaptación de CPI a bajo voltaje.

A lo largo del presente capítulo se describen las distintas combinaciones analizadas para las etapas de adaptación de voltaje. Los diseños D1 a D5 proponen distintas alternativas para elevar el voltaje de la batería desde 12VDC a 350VDC. Adicionalmente estos convertidores DC/DC requieren del inversor DC/AC propuesto en el diseño D6 para producir CPI. El diseño D7 propone una transformación de bajo voltaje y alta corriente a un voltaje alto con corriente baja mediante un transformador Push-Pull a una frecuencia la cual produzca CPI eficientemente.

Al final del capítulo se realiza un análisis térmico de los diseños, tomando en cuenta el costo adicional en caso de requerir un disipador de calor.

4.2. Etapa elevadora con convertidores boost en cascada

Para los diseños de convertidores boost propuestos en esta sección se considera dividir la ganancia total del circuito en dos etapas (E1 y E2), esto con el fin de reducir la corriente en los elementos de potencia, y reducir el requisito de voltaje para los elementos de potencia [17]. La figura 4.4 presenta el esquema simplificado de la propuesta para los diseños D1 y D2.

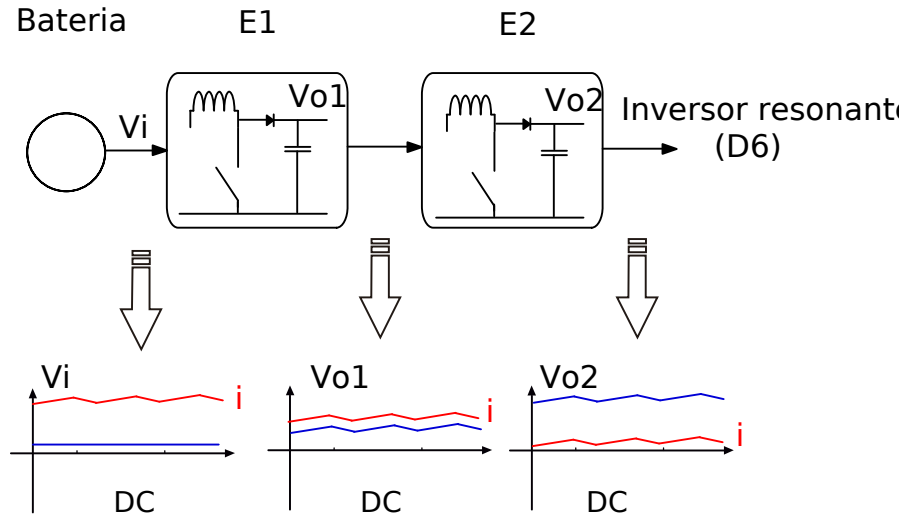


Figura 4.4: Esquema simplificado convertidores boost asíncronos.

Con las ecuaciones de la sección 2.2.1.1 y consideraciones de diseño mencionadas en [18] y [19], se utilizó una lista de comandos en Matlab para calcular los valores resultantes de las ecuaciones 2.14 a 2.21. Los resultados se presentan en la tabla 4.1. Se consideraron dos distintas frecuencias de operación a fines de equilibrar los costos entre los elementos de potencia y los elementos pasivos del circuito, tal como los diseños reportados en [19, 20]. El diseño D1 está compuesto por semiconductores de tecnología *Si*, mientras que el diseño D2 utiliza semiconductores de tecnología *GaN*.

Tabla 4.1: Parámetros de diseño de los convertidores boost asíncronos
Diseño D1 Diseño D2

Parámetro	1 ^{ra} etapa	2 ^{da} etapa	1 ^{ra} etapa	2 ^{da} etapa	unidad
V_i	12	60	12	60	V
V_o	60	360	60	360	V
P_o	2000	1800	2000	1800	W
F_{sw}	50	50	250	125	kHz
D	0.8	0.833	0.8	0.833	
R_{eq}	1.8	72	1.8	72	Ω
L_E	1	33	0.15	6.8	μH
I_L	166.66	30	166.66	30.00	A
ΔI_L	96	15.15	128	29.41	A
I_{Lmax}	262.67	45.15	294.67	59.41	A
I_{Lmin}	70.66	14.84	38.66	0.59	A
C_o	1410	24	160	10	μF

4.2.1. Selección de componentes

Para seleccionar los componentes se toman las características eléctricas de los circuitos, donde se considera tanto la operación transitoria como la de estado estable del circuito, de manera tal que los componentes del circuito puedan operar dentro de un margen de seguridad dado por la constante K_S .

El diseño considera la implementación de varios elementos en paralelo, de manera que el conjunto de elementos cumpla con las magnitudes eléctricas planteadas en el diseño, ya sea por magnitud de corriente, capacidad térmica, inductancia o capacitancia.

4.2.1.1. Semiconductores

Las magnitudes eléctricas mínimas para la selección de los componentes se pueden expresar mediante las siguientes ecuaciones:

$$I_D \geq K_s I_{Lmax} \quad (4.3)$$

$$V_D \geq K_s V_o \quad (4.4)$$

$$I_{Sw} \geq K_s I_{Lmax} \quad (4.5)$$

$$V_{Sw} \geq K_s V_o \quad (4.6)$$

La tabla 4.2 presenta los elementos de potencia para los diseños D1, D2, D3, D4, D5 y D7, donde se presenta 2 transistores de tecnología *Si* y dos de tecnología *GaN*.

Tabla 4.2: Interruptores de potencia

Modelo	Tecnología	V_{max} [V]	I_{cont} [A]	R_{dsON} [m Ω]	t_r [ns]	t_f [ns]	Q_g [nC]	$Rtjc$ [°C/W]
FDB035N10A	<i>Si</i>	100	120	3.9	54	11	89	0.45
GS61008T	<i>GaN</i>	100	65	7	< 1ns	< 1ns	12	0.55
PL60R065P7	<i>Si</i>	650	32	65	7	4	67	0.62
GS66516T	<i>GaN</i>	650	60	25	12.4	22	12.1	0.3

La tabla 4.3 presenta los diodos implementados en los convertidores de los diseños D1, D2 y D5.

Tabla 4.3: Diodos rectificadores

Modelo	Tecnología	V_{max} [V]	I_{prom} [A]	t_{rr} [ns]	V_F [V]	$Rtjc$ [°C/W]
APT100S20B	<i>Si</i>	200	120	70	0.89	0.18
RHRG75120	<i>Si</i>	1200	75	100	3.2	0.8

El número total de elementos en paralelo de las tablas 4.2 y 4.3 se detalla en las secciones de modelamiento y simulación.

Consideraciones térmicas

Las características de operación de los semiconductores están definidas por el punto de la temperatura de la unión del semiconductor, por lo cual es necesario no exceder la temperatura a la cual el fabricante especifica la corriente de conducción de los elementos de potencia. La temperatura de la unión esta influenciada por las pérdidas generadas en la conmutación y conducción de los dispositivos. La tabla 4.4 presenta las pérdidas estimadas de los elementos de potencia, utilizando las ecuaciones 1.25 y 1.30. Como también presenta las pérdidas totales según el número de elementos en paralelo (NEP).

Tabla 4.4: Pérdidas en elementos de potencia, diseños D1 y D2

	Elementos	$P_e SW_{COND}$ [W]	$P_e SW_{ON}$ [W]	$P_e SW_{OFF}$ [W]	$\sum P_e$ [W]	NEP	$\sum P_e$ [W]
D1E1	SW_{1-3}	7.80	4.88	4.88	17.55	3	52.65
	D_{1-2}	13.35	-	-	13.35	2	26.7
D1E2	SW_{3-4}	12.19	1.49	1.49	15.16	2	30.31
	D_3	16	-	-	16	1	16
D2E1	SW_{1-4}	7.88	0.51	0.51	8.89	4	35.55
	D_{1-2}	13.35	-	-	13.35	2	26.7
D2E2	SW_{5-6}	5.67	12.77	12.77	31.21	2	62.43
	D_3	17.60	-	-	17.60	1	17.60

Para garantizar la operación continua de los elementos de potencia es necesario proveer con los medios para eliminar el calor generado por las pérdidas eléctricas de la tabla 4.4, para lo cual se toma en consideración el tipo de encapsulado de los semiconductores y las pérdidas totales a disipar por el enfriador.

$$Rt_{Hs} = \frac{T_J^* - T_{Amax} - \sum P_e (Rt_{jc} + Rt_{cs-Hs})}{\sum P_e} \quad (4.7)$$

La tabla 4.5 presenta el requisito térmico (Rt_{Hs}) de los disipadores de calor, basados en una temperatura ambiente máxima (T_{Amax}) de 35 grados Celsius, como también se considera una temperatura de unión T_J^* donde se garantiza la magnitud de corriente requerida en los diseños para los interruptores y diodos de potencia. La constante de la impedancia térmica entre el encapsulado y el disipador de calor Rt_{cs-Hs} es de 0.4 para un parche térmico y 0.2 para grasa térmica. Debido a que se implementan varios elementos en paralelo para cada etapa, es recomendable mantener una temperatura uniforme sobre el conjunto, así garantizando las mismas condiciones de operación térmica para la unión de los semiconductores en paralelo.

Tabla 4.5: Requisitos de enfriamiento, diseños D1 y D2

	Elementos	$\sum P_e$ [W]	Rt_{jc} [°C/W]	Rt_{cs-Hs} [°C/W]	T_J^* [°C]	Rt_{Hs} [°C/W]
D1E1	SW_{1-3}	52.65	0.45	0.4	125	0.859
	D_{1-2}	26.7	0.18	0.2	87.5	1.586
D1E2	SW_{3-4}	30.31	0.62	0.4	100	1.124
	D_3	16	0.8	0.2	100	3.062
D2E1	SW_{1-4}	35.55	0.55	0.4	100	0.878
	D_{1-2}	26.7	0.18	0.2	87.5	1.586
D2E2	SW_{5-6}	62.43	0.3	0.4	100	0.341
	D_3	17.60	0.8	0.2	100	2.492

4.2.1.2. Elementos pasivos

Los capacitores del circuito deben soportar las corrientes y voltajes especificadas en el diseño, los valores mínimos para estos componentes son:

$$I_{Co} \geq K_s I_o \quad (4.8)$$

$$V_{Co} \geq K_s V_o \quad (4.9)$$

Las tablas 4.6 y 4.7 presentan los elementos de almacenamiento para el convertidor boost.

Tabla 4.6: Inductores diseños D1 y D2

Fabricante	Modelo	L μH	I_{DC} [A]	I_{SAT} [A]	R_{ser} [m Ω]	<i>Elementos en paralelo</i>
Coilcraft	SER2915L-103KL	10	20	32.1	2.6	E1D1 X10
ABRACON	AIRD-03-101	100	9.9	18.6	28	E2D1 X4
Coilcraft	SER2012-102ML	1	25	64	1.44	E1D2 X6
Coilcraft	SER2918H-682KL	6.8	28	45.9	2.6	E2D2 X1

Tabla 4.7: Capacitores diseños D1 y D2

Fabricante	Modelo	C μF	V_{max} [V]	I_{RMS} [A]	R_{ser} [m Ω]	<i>Elementos en paralelo</i>
TDK	B32778J4487K000	480	450	79.5	0.9	E1D1 X3
TDK	B32676G3256	25	450	22.5	3.4	E2D1 X1
TDK	B32778G4187	80	575	39	2.5	E1D2 X2
TDK	B32774D4505	10	450	8	21.1	E2D2 X1

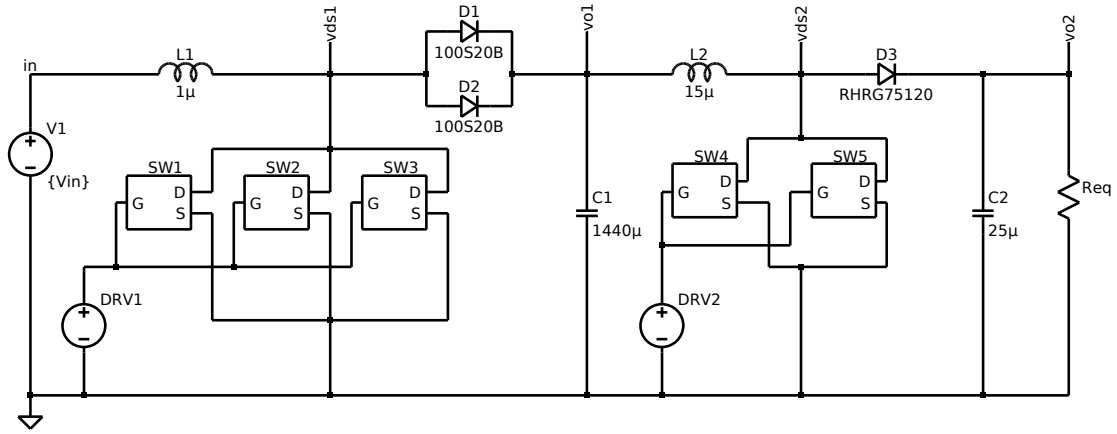
4.2.2. Simulación

Para verificar el funcionamiento de los convertidores propuestos se procedió a simular los circuitos mediante LTspice. Los valores de los elementos pasivos del circuito se asignaron en base a los resultados de la tabla 4.1.

La figura 4.5 presenta un convertidor boost en dos etapas con tecnología *Si*.

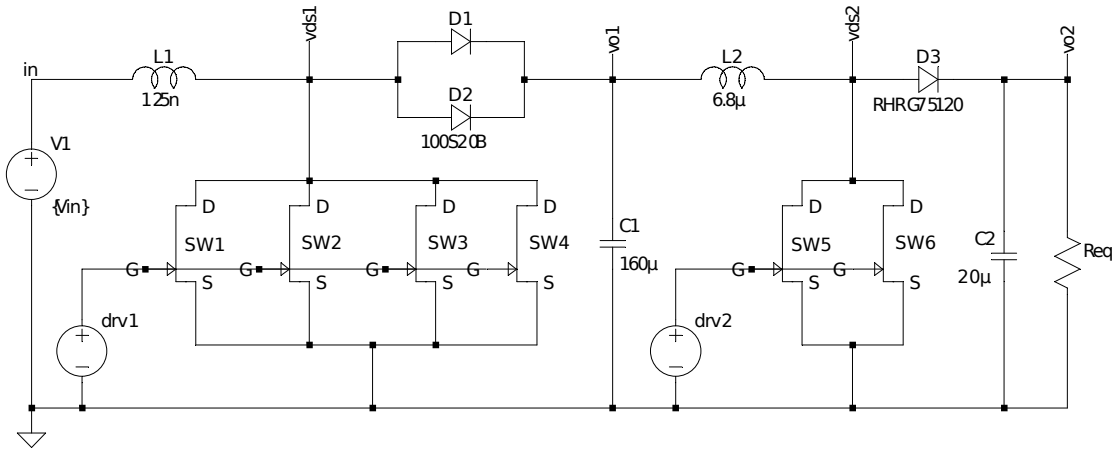
Los elementos de potencia utilizados en la primera etapa son 3 transistores FDB035N10A en paralelo, y 2 diodos APT100S20B en paralelo.

La etapa secundaria del convertidor utiliza dos transistores PL60R065P7 en paralelo y un diodo rectificador RHRG75120.

Figura 4.5: Esquema de un convertidor boost con elementos *Si*

El esquema del diseño D2 mostrado en la figura 4.6 analiza los posibles beneficios de la tecnología *GaN* en contraste con la *Si* en un convertidor boost asíncrono de dos etapas.

La primera etapa del convertidor está compuesta por 4 transistores GS61008T en paralelo y 2 diodos APT100S20B en paralelo. La etapa secundaria del convertidor consta de 2 transistores GS66516T en paralelo y un diodo rectificador RHRG75120.

Figura 4.6: Esquema de un convertidor boost con elementos *GaN*

Los parámetros de simulación utilizados se encuentran en el anexo C.

4.2.3. Resultados

Las formas de onda de los convertidores de los diseños D1 y D2 se encuentran en el anexo D.

El cuadro 4.8 presenta un resumen de los valores característicos obtenidos de la simulación.

Tabla 4.8: Mediciones de los parámetros de operación en estado estable.

Parámetro	Diseño D1		Diseño D2		unidad
	1 ^{ra} etapa	2 ^{da} etapa	1 ^{ra} etapa	2 ^{da} etapa	
D	0.8	0.833	0.8	0.833	
V_o	58.033	339.81	59.53	353.71	V
ΔV_o	0.387	3.66	1.31	1.82	V
I_{Lrms}	170.27	36.88	191.53	37.51	A
ΔI_L	189.30	63.13	301.82	57.90	A
I_{Lmax}	255.68	63.41	320.52	60.06	A
I_{Lmin}	66.38	0.28	18.69	2.17	A
I_{Corms}	67.14	14.6	86.56	14.69	A
P_o	1856.35	1800	1853.99	1800	W
$\Sigma P_e D$	26.46	8.27	27.30	9.57	W
$\Sigma P_e SW$	49.20	41.91	158.09	38.49	W
$\Sigma P_e L$	0.007	5.44	0.008	3.65	W
$\Sigma P_e C$	1.35	0.724	9.37	2.28	W
ΣP_e	77.017	56.35	194.77	53.99	W
ΣP_e		133.36		248.76	W
η	96.01	96.96	90.49	97.08	%
η_t		93.1		87.86	%

4.3. Etapa elevadora con convertidores boost síncronos en cascada

Los convertidores síncronos presentan una mayor eficiencia eléctrica en comparación con los asíncronos, debido a que las pérdidas de conducción para los elementos rectificadores son reducidas [19]. Al remover los diodos rectificadores y remplazarlos con conmutadores es posible operar a mayores frecuencias.

La figura 4.7 presenta el esquema simplificado para los convertidores boost síncronos. Al igual que los convertidores de la sección 3.2 es necesario implementar etapas para reducir el requisito de corriente y voltaje en los interruptores de potencia.

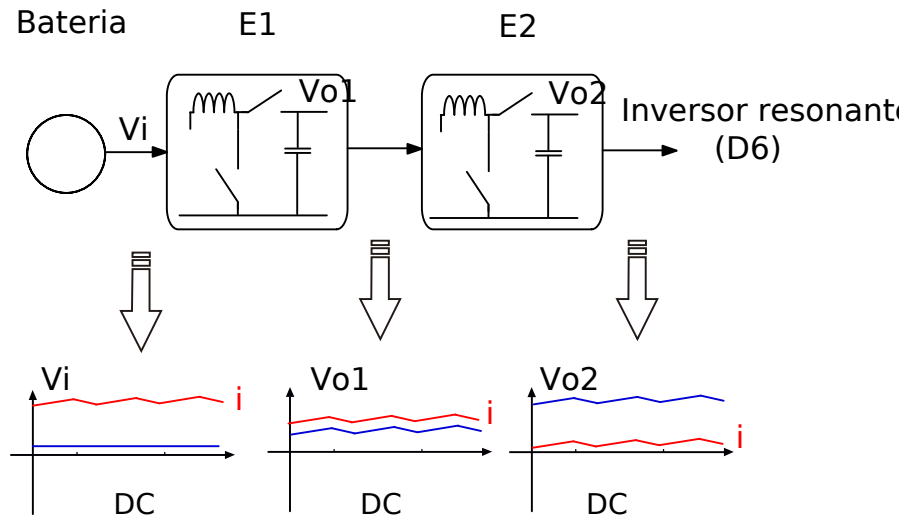


Figura 4.7: Esquema simplificado de los convertidores boost síncronos.

La tabla 4.9 presentan los parámetros de los diseños D3 y D4 que corresponden a los convertidores boost síncronos en cascada. Se consideran 2 diseños a frecuencias distintas para comparar los beneficios al incrementar frecuencia de operación y reducir el requisito de los elementos pasivos de los circuitos.

Tabla 4.9: Parámetros de diseño de convertidores boost síncronos.
Diseño D3 Diseño D4

Parámetro	1 ^{ra} etapa	2 ^{da} etapa	1 ^{ra} etapa	2 ^{da} etapa	unidad
V_i	12	60	12	60	V
V_o	60	360	60	360	V
P_o	2000	1800	2000	1800	W
F_{sw}	220	220	875	145	kHz
D	0.8	0.833	0.8	0.833	
R_{eq}	1.8	72	1.8	72	Ω
L_E	0.125	2.35	0.04	5	μH
I_L	166.67	30	166.67	30	A
ΔI_L	153.6	42.55	137.14	34.48	A
I_{Lmax}	320.27	72.55	303.80	64.48	A
I_{Lmin}	13.07	-12.55	29.52	-4.48	A
C_o	270	10	14.1	10	μF

4.3.1. Selección de componentes

Los criterios para la selección de componentes es igual a la establecida en la sección 3.2.1, los elementos de potencia para los diseños D3 y D4 se muestran en la tabla 4.10.

Tabla 4.10: Interruptores de potencia, diseños D3 y D4

Modelo	Tecnología	V_{max} [V]	I_{cont} [A]	R_{dsON} [m Ω]	t_r [ns]	t_f [ns]	Q_g [nC]	$Rtjc$ [°C/W]
FDB035N10A	<i>Si</i>	100	120	3.9	54	11	89	0.45
GS61008T	<i>GaN</i>	100	65	7	< 1ns	< 1ns	12	0.55
UF3C065040K4S	<i>SiC</i>	650	40	42	24	10	43	0.46
GS66516T	<i>GaN</i>	650	60	25	12.4	22	12.1	0.3

Consideraciones térmicas

La tabla 4.11 presenta un resumen de las pérdidas estimadas en los elementos de potencia.

Tabla 4.11: Pérdidas en elementos de potencia, diseños D3 y D4

	Elementos	$P_e SW_{COND}$ [W]	$P_e SW_{ON}$ [W]	$P_e SW_{OFF}$ [W]	$\sum P_e$ [W]	NEP	$\sum P_e$ [W]
D3E1	SW_{1-4}	3.05	10.73	10.73	24.5	4	97.99
	SR_{1-2}	3.05	3.05	3.05	9.14	2	18.28
D3E2	SW_{5-6}	7.87	22.57	22.57	53.02	2	106.4
	SR_3	6.30	3.76	3.76	13.83	1	13.83
D4E1	SW_{1-4}	11.34	2.36	2.36	16.07	4	64.26
	SR_{1-2}	11.34	0.47	0.47	12.29	2	24.57
D4E2	SW_{5-6}	4.69	18.58	18.58	41.84	2	83.68
	SR_3	3.75	3.10	3.10	9.94	1	9.94

La tabla 4.12 presenta los requisitos térmicos del disipador de calor para los diseños D3 y D4.

Tabla 4.12: Requisitos de enfriamiento, diseños D3 y D4

	Elementos	$\sum P_e$ [W]	Rt_{jc} [°C/W]	Rt_{cs-Hs} [°C/W]	T_J^* [°C]	Rt_{Hs} [°C/W]
D3E1	SW_{1-4}	97.99	0.45	0.4	125	0.068
	SR_{1-2}	18.28	0.45	0.4	125	4.5
D3E2	SW_{5-6}	106.4	0.46	0.2	125	0.690
	SR_3	13.83	0.46	0.2	125	4.88
D4E1	SW_{1-4}	64.26	0.55	0.4	100	0.062
	SR_{1-2}	24.57	0.55	0.4	100	1.696
D4E2	SW_{5-6}	55.81	0.3	0.4	100	0.077
	SR_3	7.62	0.3	0.4	100	5.837

Los elementos capacitivos e inductivos para las frecuencias respectivas de cada convertidor síncrono se muestran en las tablas 4.14 y 4.13.

Tabla 4.13: Inductores diseños D3 y D4

Fabricante	Modelo	L μH	I_{DC} [A]	I_{SAT} [A]	R_{ser} [mΩ]	Elementos en paralelo
Coilcraft	SER2009-102ML	1	25	64	1.44	E1D3 X8
Coilcraft	SER2918H-223KL	22	20	62.4	2.6	E2D3 X3
Coilcraft	SLR7010-201KED	0.2	72	62	0.17	E1D4 X5
Coilcraft	SER2918H-103KL	10	20	32.11	2.6	E2D4 X2

Tabla 4.14: Capacitores diseños D3 y D4

Fabricante	Modelo	C μF	V_{max} [V]	I_{RMS} [A]	R_{ser} [m Ω]	Elementos en paralelo
TDK	B32778J8277K000	270	700	70.5	1.2	E1D3 X1
TDK	B32774D4505	10	450	8	21.1	E2D3 X1
CDE	475K100CS4	4.7	100	12.2	6	E1D4 X4
TDK	B32774D4505	10	450	8	21.1	E2D4 X1

4.3.2. Simulación

Los parámetros de simulación se mantienen iguales a los de los convertidores asíncronos para poder contrastar los resultados al final del capítulo.

La figura 4.8 presenta un convertidor boost síncrono compuesto por dos etapas de tecnología *Si*.

Los elementos de potencia utilizados en la primera etapa son 4 transistores FDB035N10A en paralelo, y 2 transistores FDB035N10A en paralelo para la rectificación síncrona.

La etapa secundaria del convertidor utiliza dos transistores UF3C065040K4S en paralelo y un transistor del mismo modelo para la rectificación síncrona.

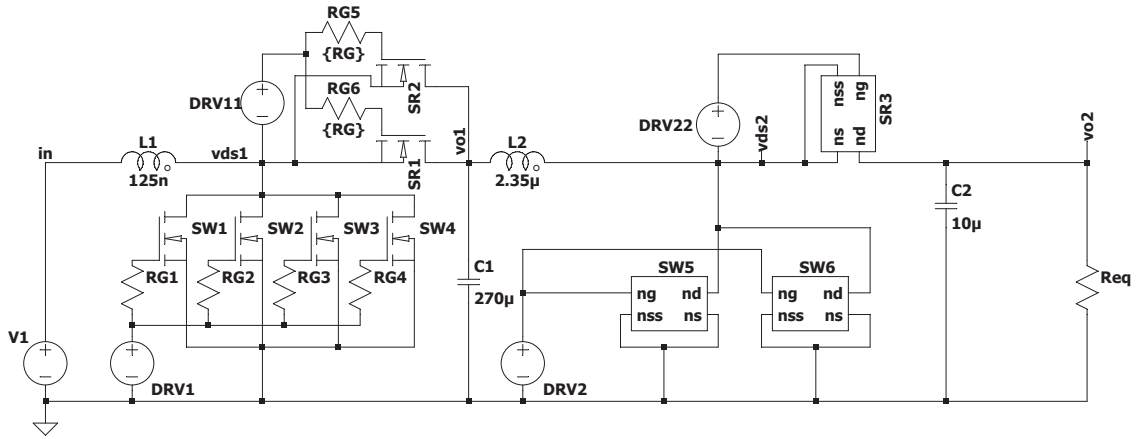


Figura 4.8: Esquema de un convertidor boost síncrono con elementos *Si* y *SiC*

El convertidor de la 4.9 es la versión síncrona del diseño 2 de este capítulo, de igual manera que el convertidor 3, este consta de dos etapas.

La primera etapa utiliza 4 transistores GS61008T en paralelo para la conmutación y 2 en paralelo para la rectificación síncrona. A diferencia del diseño 2, este aumenta un transistor para mitigar las pérdidas adicionales por el incremento en frecuencia del convertidor.

La segunda etapa del convertidor está compuesta por 3 transistores GS66516T, de los cuales 2 son utilizados en paralelo para la conmutación y 1 para la rectificación.

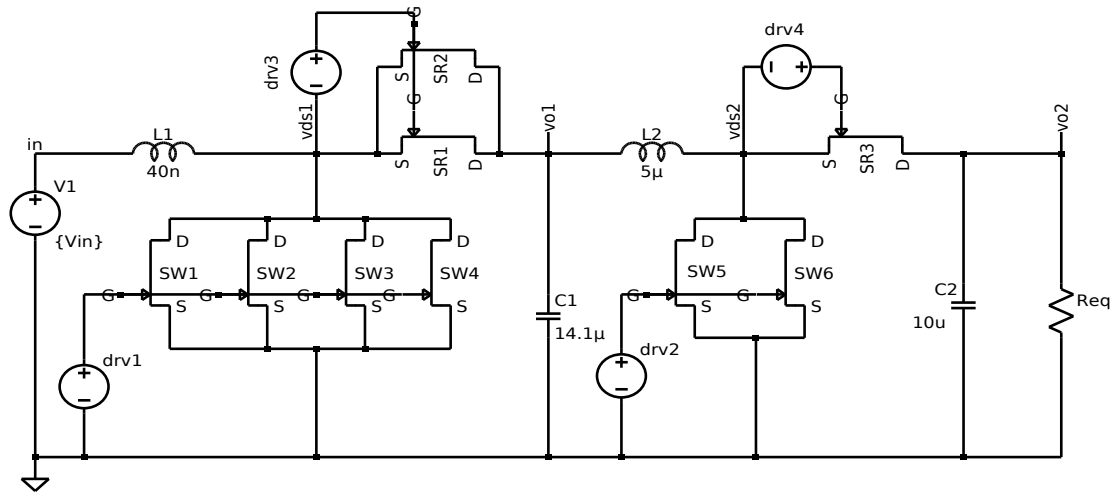


Figura 4.9: Esquema de un convertidor boost síncrono con elementos *GaN*

Los parámetros de simulación utilizados se encuentran en el anexo C.

4.3.3. Resultados

Las formas de onda de los convertidores de los diseños D3 y D4 se encuentran en el anexo E.

La compilación de mediciones de los parámetros de operación de los diseños D3 y D4 se presentan en el cuadro 4.15.

Tabla 4.15: Mediciones de los parámetros de operación.

Parámetro	Diseño D3		Diseño D4		unidad
	1 ^{ra} etapa	2 ^{da} etapa	1 ^{ra} etapa	2 ^{da} etapa	
D	0.8	0.833	0.8	0.833	
V_o	59.14	350.33	58.86	351.18	V
ΔV_o	0.532	2.57	6.57	3.24	V
I_{Lrms}	190.42	41.84	178.63	36.74	A
ΔI_L	343.71	93.97	291.41	67.75	A
I_{Lmax}	333.99	78.57	305.50	64.97	A
I_{Lmin}	-9.71	-15.39	14.09	-2.78	A
I_{Corms}	80.99	15.95	74.89	13.84	A
P_o	1885.1	1800	1831.87	1800	W
$\sum P_e SR$	10.44	15.81	31.61	5.79	W
$\sum P_e SW$	43.87	61.16	59.55	20.48	W
$\sum P_e L$	6.53	2.76	1.08	1.75	W
$\sum P_e C$	7.87	5.37	6.73	3.85	W
$\sum P_e$	68.71	85.1	98.97	31.87	W
$\sum P_e$		153.81		130.85	W
η	96.48	95.48	94.87	98.26	%
η_t		92.28		93.22	%

4.4. Etapa elevadora con convertidor Push-Pull

Un convertidor Push-Pull es capaz de obtener una ganancia alta mediante la implementación de un transformador [8, 21]. Adicionalmente este convertidor cuenta con menos componentes que un convertidor boost. Para el diseño del convertidor se consideran los mismos requisitos del convertidor establecidos en el inicio del capítulo.

El esquema simplificado de aplicación en este tema de investigación se presenta en la figura 4.10.

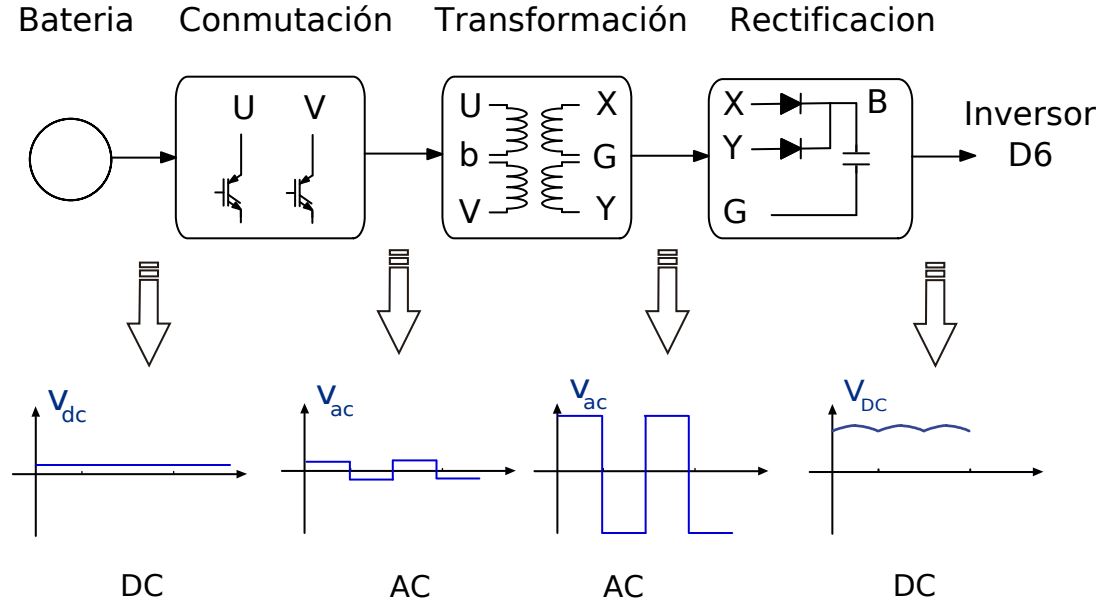


Figura 4.10: Esquema simplificado convertidor elevador Push-Pull

4.4.1. Selección de componentes

4.4.1.1. Transformador

Las características del transformador son específicas para la aplicación tratada en este trabajo de investigación, consecuentemente no se encuentra comercialmente disponible un transformador de dichas características. A continuación, se presenta un diseño de un transformador que solventará la necesidad de la aplicación.

Tomando en cuenta las consideraciones de diseño establecidas al inicio del capítulo 3, como primer paso se establecen los parámetros de operación del convertidor según el siguiente cuadro:

Tabla 4.16: Parámetros de diseño del convertidor Push-Pull.

Parámetro	Mínimo	Nominal	Máximo	unidad
V_i	11.7	12	14	V
V_o		360		V
P_o		1800		W
η		0.95		
D	0	0.48	0.495	
V_F		3.2		V
F_{sw}		100		kHz

Una vez establecidos los requisitos del diseño se puede calcular la relación de transformación:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{V_o + 2V_F}{2(V_{i_{min}} - V_{F_{DS}}) \cdot D} \quad (4.10)$$

Utilizando los datos de la tabla 4.16 se obtiene una relación de transformación aproximada de 35.33, sin embargo no se consideraron las caídas de tensión en los bobinados del transformador, por lo que se incrementará la relación a 35.35 y se trabajará con un ciclo de trabajo de 0.48, lo cual dejará un margen de seguridad para poder regular el voltaje de salida del convertidor para el voltaje mínimo de entrada.

Una consideración importante de este diseño es la dimensión física del transformador, debido a que éste debe soportar una corriente primaria (I_p) en el rango de 140 a 180 A según la tensión entrante al convertidor, y un voltaje secundario de 360V a 6A . La ventana de la bobina debe ser lo suficientemente grande para que se pueda cumplir con el número de vueltas, capas de aislantes, factor máximo de relleno y otros elementos físicos de la construcción del transformador. Para seleccionar un núcleo con una bobina apropiada se puede implementar la fórmula de área producto o W_aAc utilizada en [22, 23] para estimar el tamaño del núcleo del transformador.

$$W_aAc = \frac{P_o D_{cma}}{K_t \Delta B \cdot f} \text{ cm}^4 \quad (4.11)$$

Donde D_{cma} representa la densidad de corriente por mils, este valor se considera conservativo en 750 mils/A, y agresivo para un valor de 500 mils/A. El valor de K_t representa el factor de relleno utilizado por el cobre bobinado del transformador, para un convertidor Push-Pull este valor es de 0.001. La variación del flujo magnético se representa mediante la ΔB , este dato depende del material del núcleo y la aplicación, y su unidad está en Gauss. La variable f representa la frecuencia de operación y está en Hz .

El área producto requerida se puede establecer asumiendo ciertos parámetros resultantes del convertidor, sabiendo que la potencia de salida será aproximadamente 1800W, también se considera un valor de 2000 Gauss para el material N95 para una frecuencia de $100kHz$, y una densidad de corriente de 750 mils/A , requiriendo un área producto de $6,75 \text{ cm}^4$. Con el valor del área producto se procede a consultar el catalogo en [24], del cual se elijo dos núcleos en paralelo con las características de [25], resumidas en la tabla 4.17.

Tabla 4.17: Núcleo transformador Push-Pull

Fabricante	Material	Modelo	AP [cm ⁴]	κ_{cu}
TDK	N95	ETD44/22/15	3.63	0.4
B_{SAT} [mT]	A_e [mm ²]	A_N [mm ²]	P_o [W] @100 kHz	A_L [nH]
320	173	210	2186	4400

Se consideró utilizar 2 transformadores en paralelo para no superar el porcentaje de relleno de cobre κ_{cu} , con una utilización máxima del 40 % de la ventana de bobinado A_N .

Para calcular el número de vueltas N_P , es necesario primero establecer la sección de cobre del conductor A_{cu} , para lo cual se puede utilizar la formula 4.12, según [26].

$$A_{cu} = \frac{I_p}{s} \text{ mm}^2 \quad (4.12)$$

Donde s representa la densidad de corriente por sección de cobre y está dada en A/mm^2 .

Considerando una densidad de corriente por sección de cobre $S = 4 \text{ A/mm}^2$ y una corriente primaria de 157 A , las bobinas primarias de los transformadores deben tener una sección total combinada de $39,96 \text{ mm}^2$ de cobre.

El efecto piel del cobre se debe tomar en cuenta, ya que la corriente únicamente circulara en el exterior del conductor para la frecuencia de operación [26]. El diámetro del conductor para evitar efectos de proximidad y el efecto piel puede ser calculado con formula 4.13.

$$\delta_w = 2 \frac{66,2}{\sqrt{f}} \text{ mm} \quad (4.13)$$

Para formar la sección primaria de $39,96 \text{ mm}^2$ de cobre se opta por utilizar 159 hilos del conductor AWG#26 para cada una de las bobinas primarias de los transformadores, sumando una sección total de $40,068 \text{ mm}^2$ de cobre. Las bobinas secundarias de los transformadores deben tener una sección total combinada de $1,33 \text{ mm}^2$

de cobre, la cual puede ser compuesta de 6 hilos del conductor AWG#26 para cada uno de los bobinados secundarios del transformador, sumando una sección total de $1,512mm^2$ de cobre.

Debido a que un convertidor Push-Pull utiliza dos bobinados primarios, se debe asignar el 25 % del área disponible de bobinado para la sección de cobre de la primaria, siendo así el número de vueltas para cada una de las primarias:

$$Np = \frac{A_N \kappa_{cu} \cdot 0,25}{A_{cu.p}} \approx 1 \quad (4.14)$$

Se puede considerar que cada primaria del transformador constará de una vuelta, y se puede estimar el número de vueltas para la secundarias según la relación de transformación o la expresión 4.10, donde se obtiene un número de 35 vueltas secundarias.

Una vez obtenido el número de vueltas es importante revisar que no se superare tanto el flujo magnético máximo del núcleo como el factor de relleno de cobre según las recomendaciones de [21], mediante las expresiones 4.15 y 4.16.

$$B = \frac{V_i \cdot 10^9}{4,44 \cdot N_{p,s} \cdot A_e f} \approx 112,7mT \quad (4.15)$$

$$\kappa_{cu} = \frac{2 \cdot A_{cu.p} + 2A_{cu.s}}{A_N} \approx 0,3936 \quad (4.16)$$

Una vez establecidos los parámetros físicos de los transformadores se puede calcular la inductancia de los bobinados con la ecuación 4.17, donde se obtiene una inductancia primaria de $4,4uH$ y una inductancia secundaria de $5,39mH$.

$$L = A_L N^2 \quad [nH] \quad (4.17)$$

Donde A_L es el factor de inductancia.

4.4.1.2. Elementos de potencia

Los conmutadores del convertidor Push-Pull se pueden dimensionar considerando la corriente y voltaje de operación del circuito [8], para lo cual podemos utilizar las siguientes expresiones:

$$I_{Sw} \geq K_s \frac{I_o(V_{DS} - V_F) + P_o}{V_i - V_{DS}} \quad (4.18)$$

$$V_{Sw} \geq K_s \cdot 2 \cdot V_i \quad (4.19)$$

Considerando una corriente primaria pico de 195 A, se decidió utilizar 6 transistores FDB035N10A en paralelo para cada extremo del convertidor. Las características

del transistor se encuentran en la tabla 4.2.

Consideraciones térmicas

Las pérdidas estimadas del diseño D5 se resumen en la tabla 4.18.

Tabla 4.18: Pérdidas en los elementos de potencia del diseño D5

Elementos	$P_e SW_{COND}$	$P_e SW_{ON}$	$P_e SW_{OFF}$	$\sum P_e$	NEP	$\sum P_e$
	[W]	[W]	[W]	[W]		[W]
D5	SW_{1-6}	1.84	2.41	2.41	6	39.87
	SW_{7-12}	1.84	2.41	2.41	6	39.87
	$D_{1,2}$	8	-	-	2	16

Los requisitos de enfriamiento de la tabla 4.19 toman en cuenta que los elementos de potencia en ambos extremos del diseño D5 deben mantener una temperatura uniforme para mantener las mismas características de operación.

Tabla 4.19: Requisitos de enfriamiento del diseño D5

	Elementos	$\sum P_e$ [W]	Rt_{jc} [°C/W]	Rt_{cs-Hs} [°C/W]	T_J^* [°C]	Rt_{Hs} [°C/W]
D5	SW_{1-12}	79.74	0.45	0.4	125	0.139
	$D_{1,2}$	16	0.8	0.4	100	2.863

4.4.2. Simulación

La figura 4.11 presenta el diagrama del circuito convertidor Push-Pull, donde se simulan dos transformadores en paralelo estableciendo la relación de transformación, según [16]. Las variables K1 y K2 establecen el flujo entre los inductores primarios y secundarios de los transformadores 1 y 2. El coeficiente de acople magnético está representado por la variable K , y su valor de simulación es de 0.99.

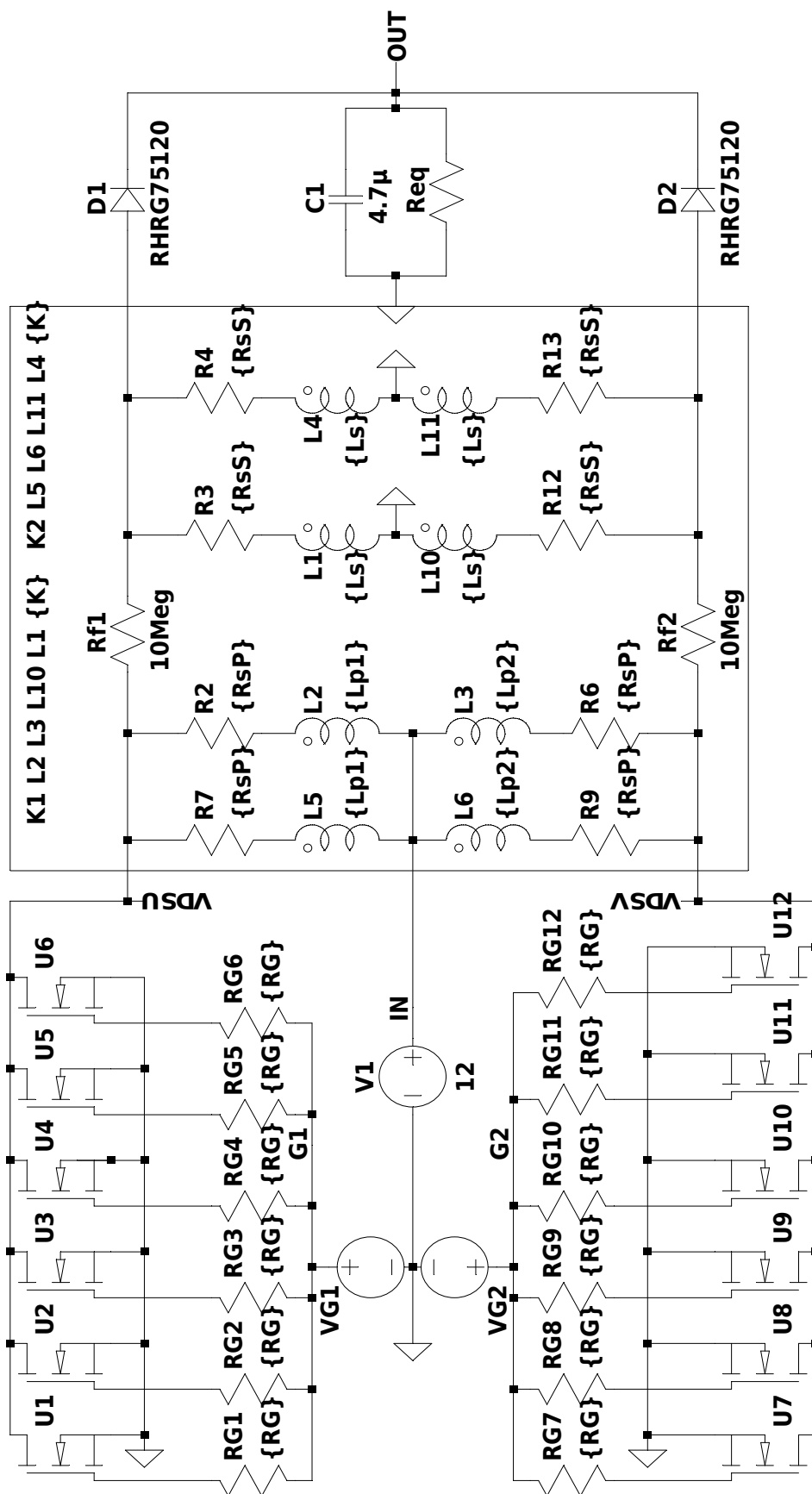


Figura 4.11: Convertidor Push-Pull

4.4.3. Resultados

La figura 4.12 presenta los voltajes de operación del convertidor Push-Pull. La gráfica 4.12a) presenta el voltaje en la compuerta del transistor U12. La gráfica 4.12b) presenta el voltaje en uno de los extremos (vdsv) del convertidor. Finalmente la gráfica 4.12c) presenta el rizo de voltaje presente en la salida del convertidor (V_o).

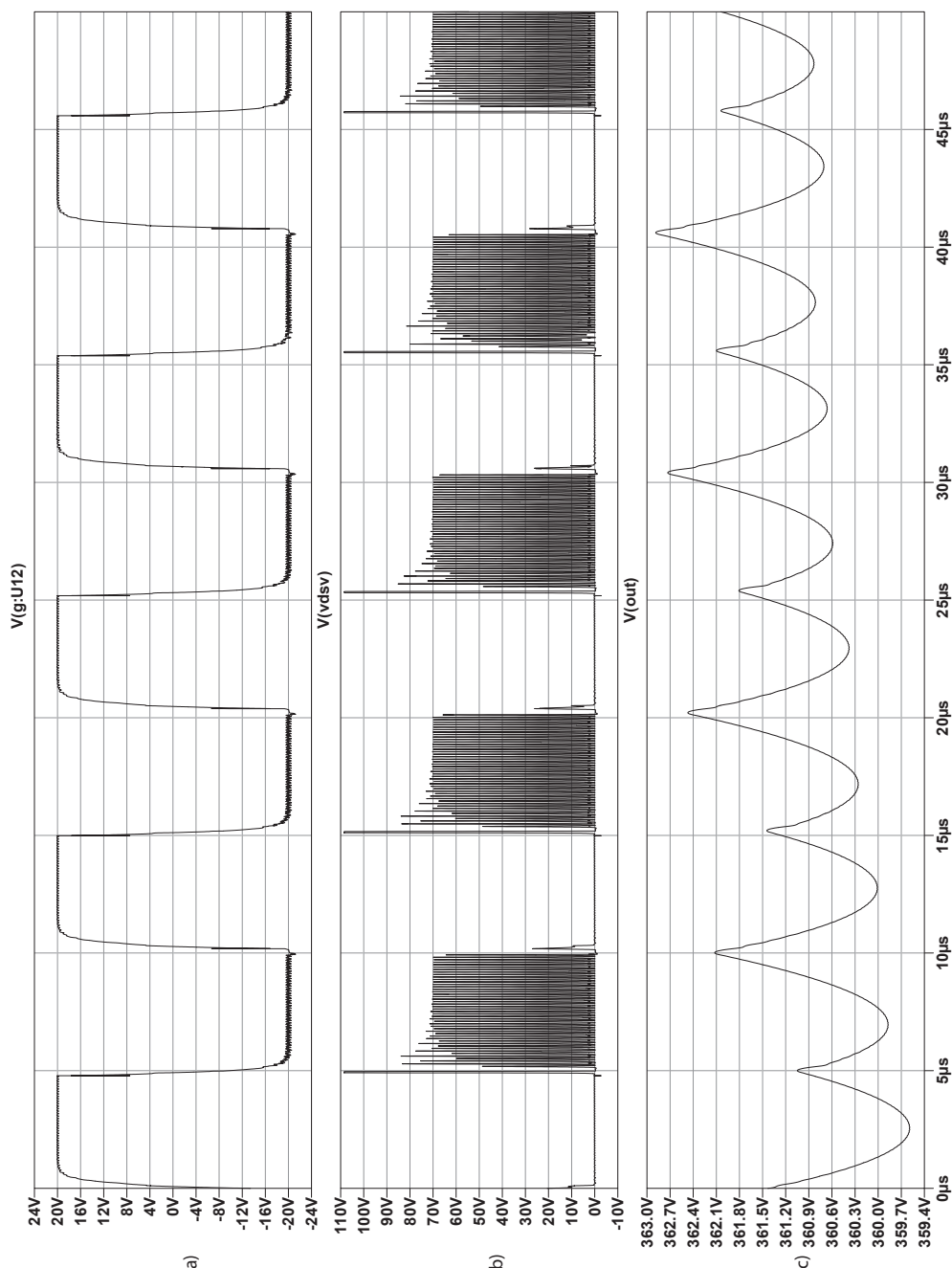


Figura 4.12: Voltajes de operación del convertidor Push-Pull

La figura 4.13 muestra las formas de onda de la corriente en los puntos críticos del circuito. La gráfica 4.13a) presenta la corriente de entrada ($I(v1)$). La gráfica 4.13b) presenta la suma de corrientes de los elementos de potencia de un extremo del convertidor. La gráfica 4.13c) presenta la corriente en la resistencia equivalente del convertidor.

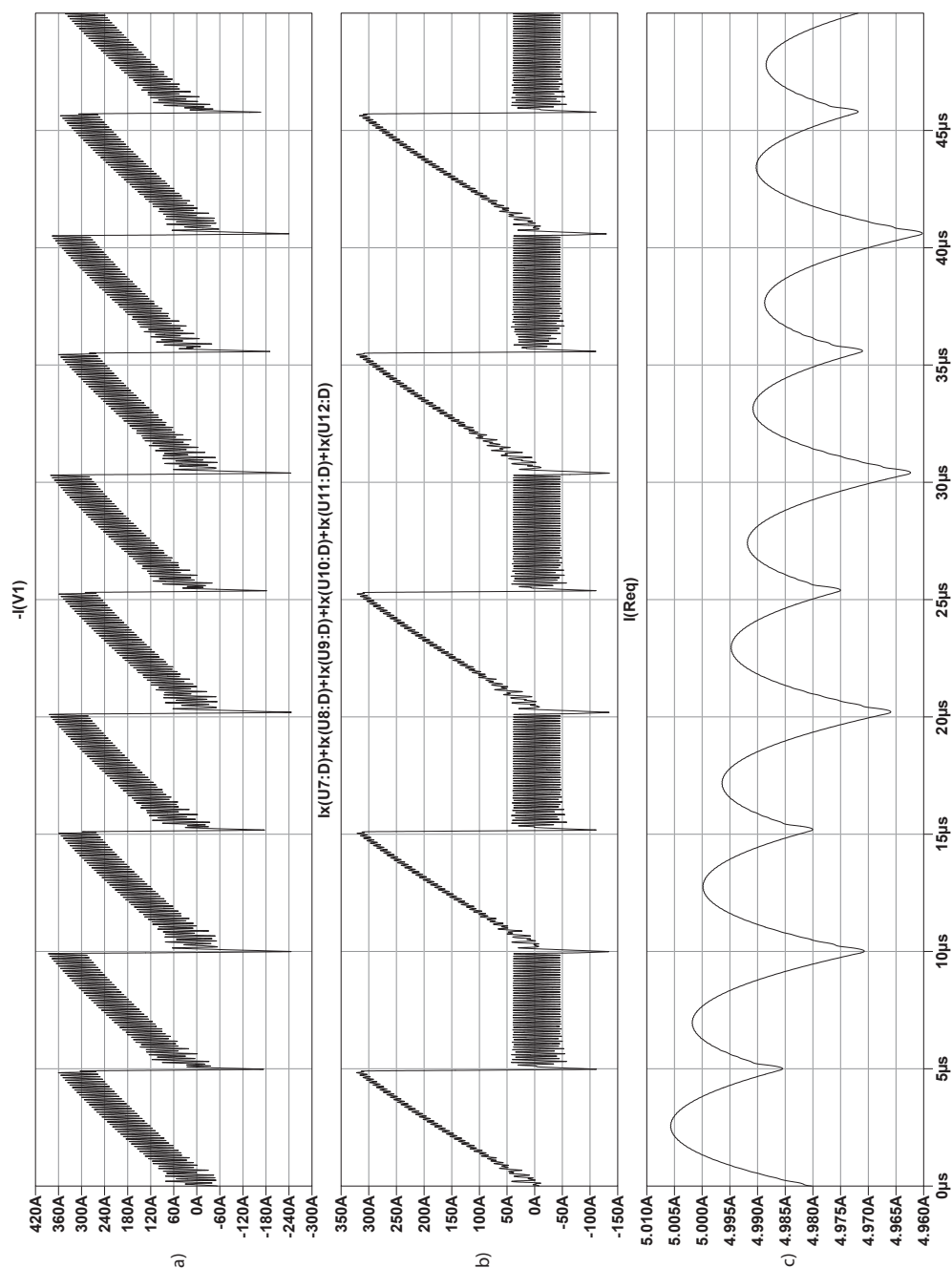


Figura 4.13: Corrientes de operación del convertidor Push-Pull

El cuadro 4.20 presenta las mediciones de los parámetros de operación del diseño D5.

Tabla 4.20: Mediciones de los parámetros de operación en estado estable para el convertidor Push-Pull

Diseño 5		
Parámetro	Valor simulado	unidad
P_o	1794.3	W
V_o	361.92	V
D	0.48	
F_{sw}	100	kHz
ΔV_o	2.21	V
$I_{L_{rms}}$	153.37	A
$I_{C_{orms}}$	2.9	A
$\sum P_e T x_{cu}$	21.87	W
$\sum P_e SW$	81.4	W
$\sum P_e D$	47.95	W
$\sum P_e$	151.22	W
η	92.27	$\%$

4.5. Inversor resonante de un solo extremo

El inversor resonante de un solo extremo desarrollado en esta sección sirve para convertir el voltaje de ingreso continuo a uno alterno a frecuencia tal que se pueda producir CPI eficientemente. El voltaje de entrada de este inversor puede provenir de cualesquiera de los convertidores elevadores de los diseños D1 al D5. La potencia calórica de salida para el CPI se plantea como 1500W.

La figura 4.14 presenta el esquema simplificado de implementación del inversor resonante de un solo extremo en conjunto con los convertidores elevadores.

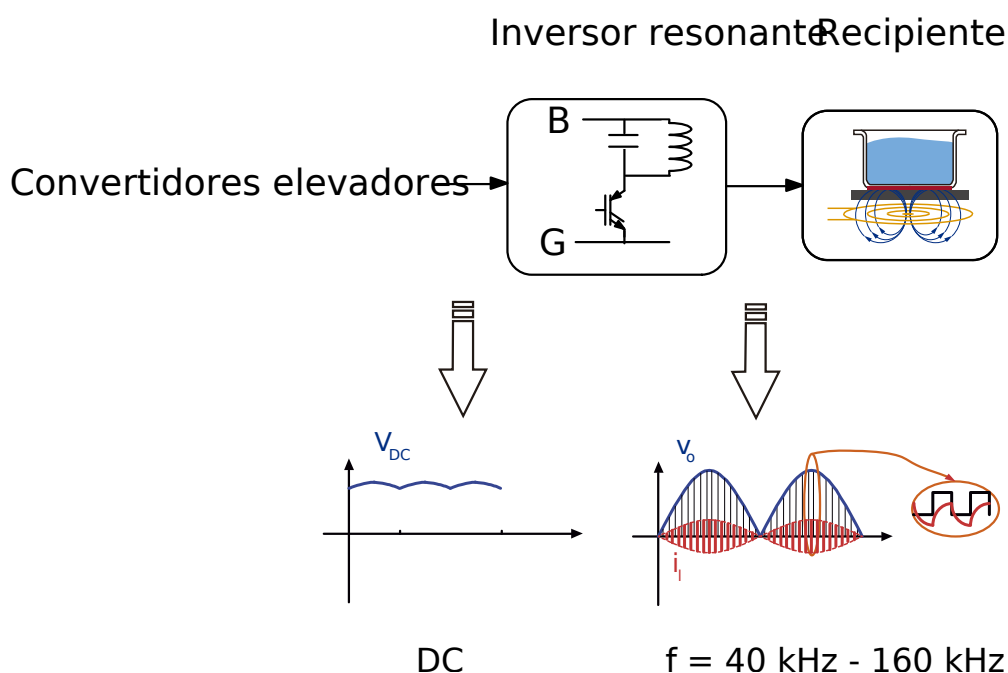


Figura 4.14: Esquema simplificado para el inversor resonante de un solo extremo.

4.5.1. Selección de componentes

4.5.1.1. Circuito resonante LC

El primer parámetro a considerar para el diseño de esta etapa es la frecuencia de resonancia del circuito, para esto se debe considerar la inductancia de la bobina de trabajo. En el capítulo 2 se realizó el estudio de los recipientes para calentamiento por inducción, donde se consideraron materiales férreos como el acero inoxidable y el hierro fundido. Al utilizar un recipiente sobre la bobina de trabajo, el valor de inductancia del recipiente de cocina cambia el valor de inductancia de la bobina. Según los resultados de las figuras 2.17d y 2.18d, los recipientes de acero inoxidable reflejarán un valor de inductancia de la bobina de trabajo alrededor de $320\mu H$ y los recipientes de hierro fundido un valor de $30\mu H$.

Existen tres factores que limitan la frecuencia de operación del circuito resonante. El primer factor es si se mantiene un valor de capacitancia fijo para el circuito resonante, se predeterminará el ancho de banda de la frecuencia de operación del circuito. La segunda limitación es la frecuencia de operación de los elementos de conmutación, ya que estos sufren pérdidas de conmutación según las características del tiempo de apertura y cierre del elemento de potencia, lo cual es dependiente de la tecnología de los elementos de potencia. La tercera limitación de la frecuencia de operación está dada por la eficiencia del acople magnético según el material del recipiente, como se puede observar en las gráficas 2.17f y 2.18f.

Algunos diseños como los de [27] y [28], proponen la implementación de circuitos auxiliares para aumentar la capacitancia del circuito resonante, lo cual disminuye la frecuencia de resonancia dentro del mismo rango de la frecuencia de operación. Sin embargo esto genera mayores costos por los elementos adicionales, así como también incrementa la complejidad del circuito de control, por lo cual se consideró como una opción no viable para el diseño de este inversor. La opción viable considerada para la implementación en este tema de investigación es la utilización de transistores de tecnología *SiC*, los cuales pueden operar a mayores frecuencias que los *Si* que comúnmente se emplean en las cocinas de inducción. De esta manera el conmutador *SiC* tendrá menos pérdidas de conmutación a frecuencias más altas, lo cual incrementará el rango de operación para la utilización de distintos recipientes de cocción.

Como se había propuesto en las consideraciones de diseño al inicio del capítulo, la eficiencia mínima para la bobina de trabajo es de 84 %. Para mantener esta eficiencia se consultaron las gráficas de eficiencias de acople 2.17f y 2.18f, donde se determinó que para los recipientes de hierro fundido la frecuencia de operación máxima es de 150 kHz , y la frecuencia mínima de operación del inversor está dada por los recipientes de acero inoxidable, la cual de 18 kHz . Considerando un punto medio de operación para el inversor y los valores de inductancias de las bobinas de trabajo, el valor del capacitor resonante $C_r=30nF$ da una frecuencia de resonancia de 159 kHz para los recipientes de hierro fundido y 48 kHz para los recipientes de acero inoxidable, según la ecuación 2.9. Las características del capacitor resonante se adjuntan en el siguiente cuadro:

Tabla 4.21: Capacitores resonantes, diseños D6 y D7

Fabricante	Modelo	C	V_{max}	I_{pk}	R_{ser}	$Elementos$
		nF	$[V_{ac}]$	$[A]$	$[m\Omega]$	<i>en paralelo</i>
CDE	718P10351500M	10	1500	844	46	D6, D7 X3

La figura 4.15 presenta las posibles ganancias del inversor manteniendo un valor de capacitancia fija de 30 nF , y una resistencia equivalente de 118 Ω , realizando un

barrido del valor del inductor resonante desde $30\mu H$ hasta $330\mu H$ en incrementos de $20\mu H$

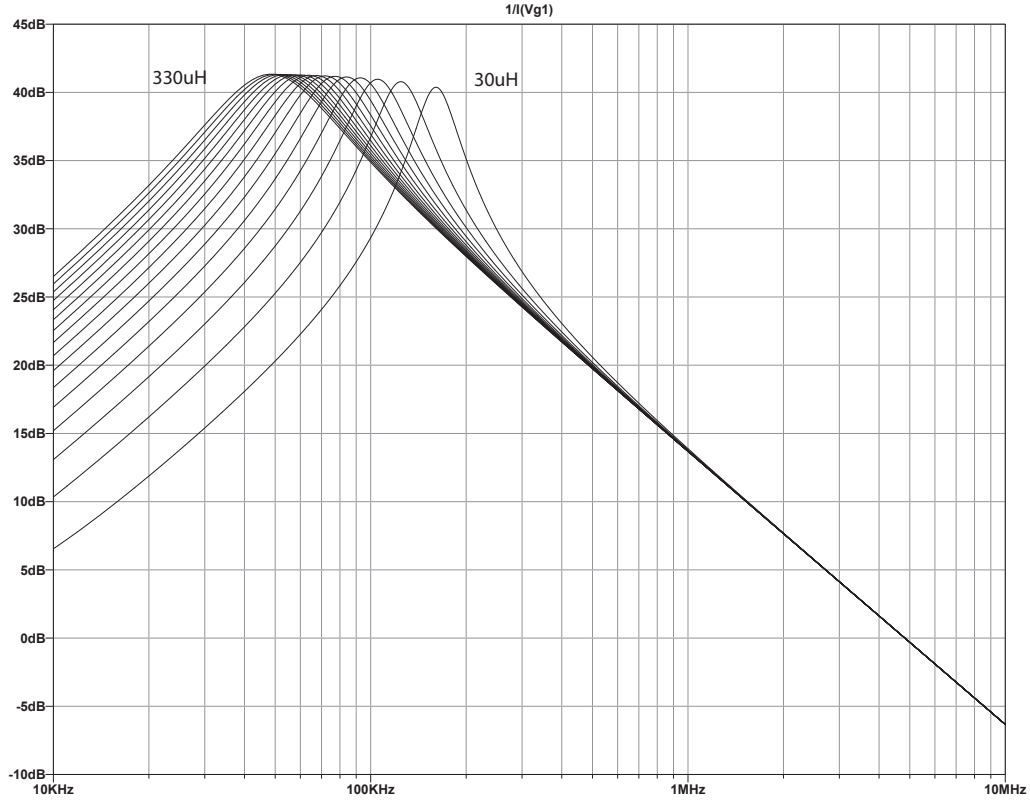


Figura 4.15: Ganancia tanque resonante

4.5.1.2. Elemento de potencia

El inversor de un extremo utiliza solamente un elemento conmutador y de las ecuaciones en [7] podemos deducir tanto el voltaje como la corriente del inversor resonante. El voltaje generado por el circuito resonante es el mismo que será visto por el conmutador. De igual manera la corriente pico que se generará en el inductor, será la misma que circulará por el conmutador.

$$V_{Sw} \approx K_s \cdot \frac{D \cdot V_{in}}{F_{sw} \sqrt{L_r C_r}} \quad (4.20)$$

$$I_{Sw} \approx K_s \sqrt{\frac{V_{Sw} C_r}{L_r}} \quad (4.21)$$

Tomando en cuenta tanto el voltaje de entrada como las frecuencias mínimas y máximas de conmutación según el recipiente utilizado se elaboró la tabla 4.22, donde se presentan los requisitos mínimos para operación.

L [μH]	V_i [V]	D	V_{sw} [V]	I_{sw} [A]	F_r [kHz]
330	300	0.5	942.48	9.42	48.2
	360		1130	11.31	
30	300	0.5	942.48	31.26	159.9
	360		1130.97	37.51	

Tabla 4.22: Requisitos mínimos de operación para el inversor de un solo extremo

De los parámetros obtenidos en la tabla 4.22 se decidió utilizar el dispositivo NTHL080N120SC1, cuyas características se especifican en la tabla 4.23.

Tabla 4.23: Interruptor de potencia del inversor resonante de un solo extremo

Modelo	V_{max} [V]	I_{cont} [A]	R_{dsON} [m Ω]	t_r [ns]	t_f [ns]	Q_g [nC]	$Rtjc$ [°C/W]
NTHL080N120SC1	1200	44	80	8	5.8	56	0.43

Consideraciones térmicas

El inversor resonante de un solo extremo se caracteriza por realizar maniobras de conmutación cuando la corriente y/o voltaje sean cercanas o iguales cero. Al realizar las maniobras de conmutación a bajos niveles de corriente o voltaje entre los extremos del interruptor de potencia, el dispositivo reduce las pérdidas de conducción, lo cual se conoce como conmutación suave. La operación de conmutación suave ocurre en la frecuencia de resonancia del circuito $L_r C_r$. El avalúo de pérdidas de la tabla 4.24 considera un margen de seguridad del 60% sobre pérdidas de maniobra de encendido y apagado del interruptor de potencia. El margen de seguridad garantiza que el convertidor pueda incrementar la frecuencia de operación sobre la frecuencia resonante para reducir la ganancia del circuito resonante, lo cual puede ser utilizado para controlar la potencia de salida.

Tabla 4.24: Pérdidas del interruptor de potencia en el diseño D6

Elementos	F_{SW} [kHz]	$P_{eSWCOND}$ [W]	P_{eSWON} [W]	P_{eSWOFF} [W]	ΣP_e [W]
D7 SW_1	128.2	49.0	20.99	20.99	90.98
	39.21	5.12	2.08	2.08	9.27

La tabla 4.25 presenta el requisito de enfriamiento para el inversor resonante de un solo extremo.

Tabla 4.25: Requisitos de enfriamiento del interruptor de potencia para el diseño D6

	Elementos	$\sum P_e$ [W]	Rt_{jc} [°C/W]	Rt_{cs-Hs} [°C/W]	T_J^* [°C]	Rt_{Hs} [°C/W]
D7	SW_1	90.98	0.43	0.2	125	0.159

4.5.2. Simulación

El circuito de la figura 4.16 fue simulado para comprobar los datos del diseño del inversor. La simulación utilizó los valores de inductancia de la tabla 4.22, considerando los puntos de operación donde el convertidor tendrá su mayor estrés.

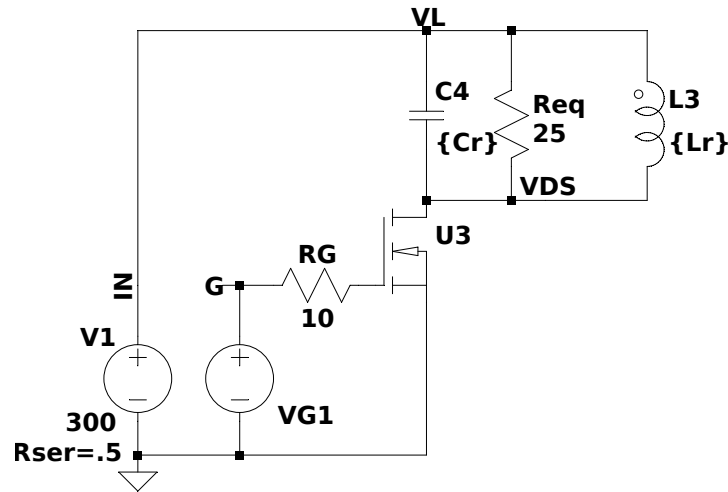


Figura 4.16: Inversor resonante de un solo extremo

4.5.3. Resultados

La figura 4.17 presenta las formas de onda de distintos puntos del diseño D6 para un valor de inductancia L_r de $30\mu H$ y un voltaje de entrada de 360VDC. La figura 4.17A) muestra el voltaje en la compuerta del transistor SW_1 , la figura 4.17B) presenta la corriente de la resistencia R_{eq} , la figura 4.17C) representa el voltaje en

los extremos del transistor SW_1 y la figura 4.17D) muestra la corriente en el inductor L_r .

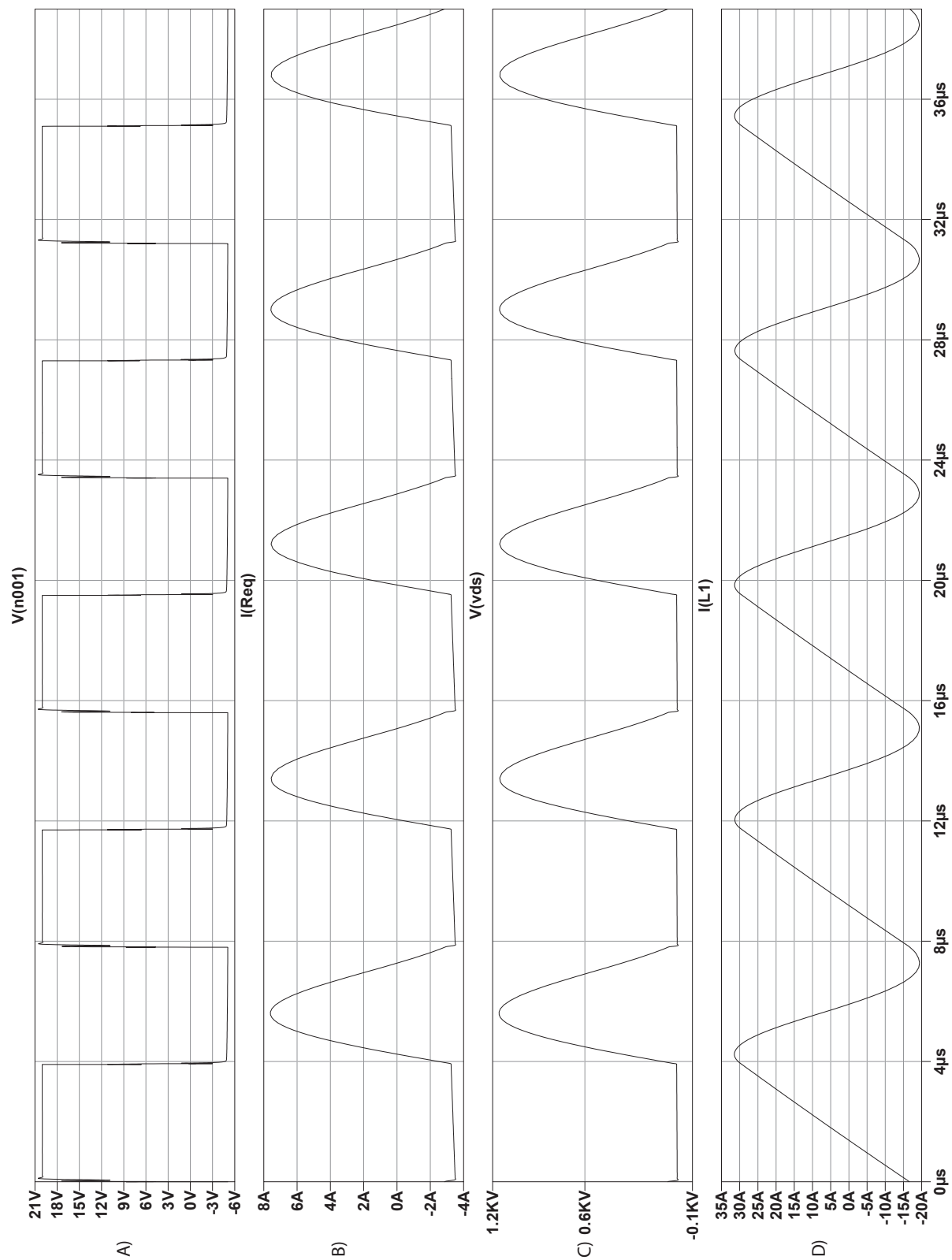


Figura 4.17: Formas de onda diseño D6 con $L_r = 30\mu H$

La figura 4.18 presenta las formas de onda de distintos puntos del diseño D6 para un valor de inductancia L_r de $320\mu H$ y un voltaje de entrada de 360VDC. La figura 4.18A) muestra el voltaje en la compuerta del transistor SW_1 , la figura 4.18B) presenta la corriente de la resistencia R_{eq} , la figura 4.18C) representa el voltaje en los extremos del transistor SW_1 y la figura 4.18D) muestra la corriente en el inductor L_r .

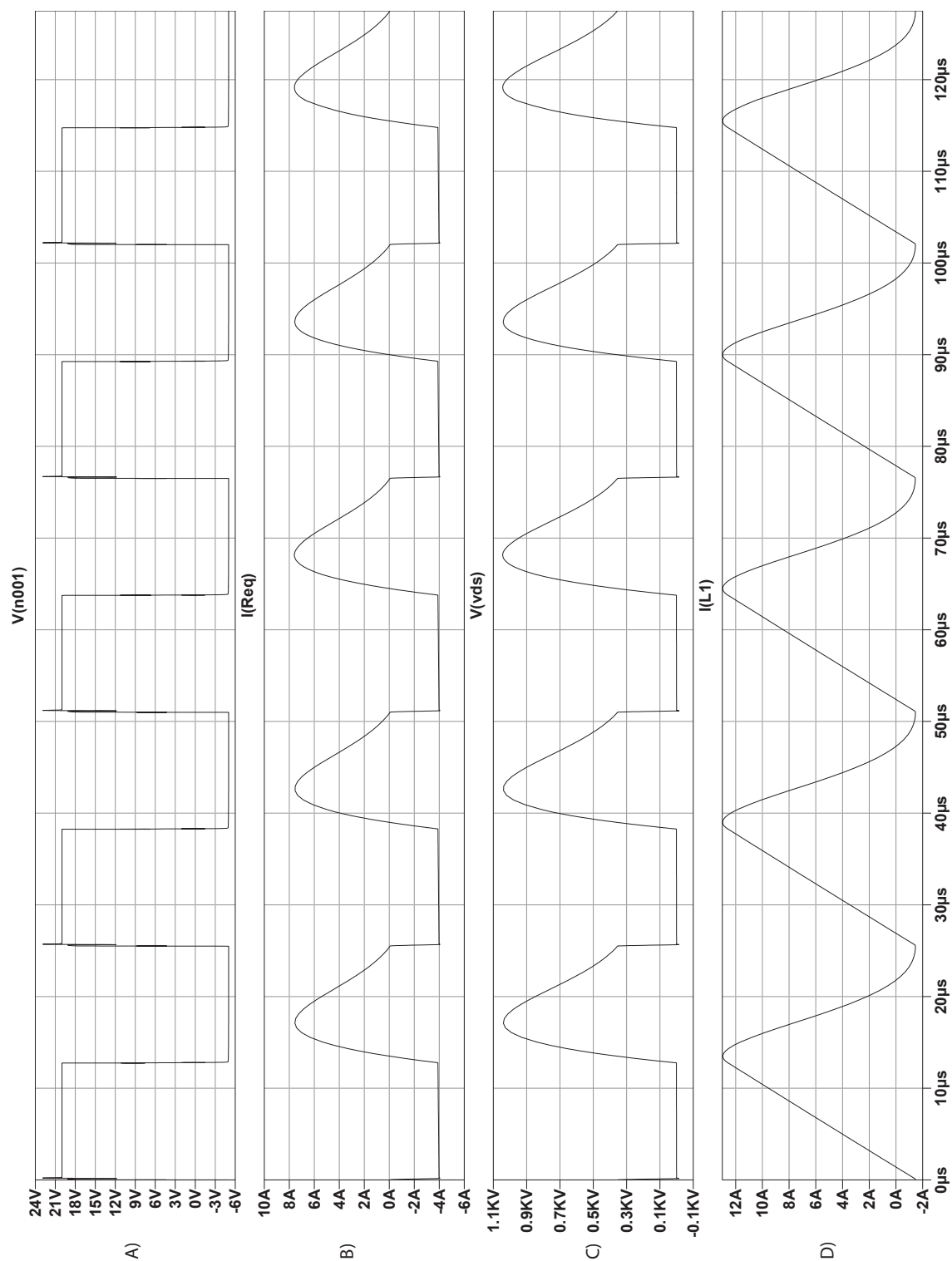


Figura 4.18: Formas de onda diseño D6 con $L_r = 320\mu H$

La tabla 4.26 presenta los resultados de simulación del diseño D6. La columna izquierda presenta los valores simulados para un inductor de L_r de $30\mu H$, la cual representa los recipientes de hierro fundido. La columna derecha presenta los valores medidos para una inductancia resonante de L_r de $320\mu H$, la cual representa los recipientes de acero inoxidable.

Tabla 4.26: Mediciones de los parámetros de operación en estado estable para el inversor resonante de un solo extremo

Mediciones diseño D6			
Parámetro	Valores simulados		unidad
L_r	30	320	μH
F_{SW}	128.2	39.21	kHz
D	0.5	0.5	
R_{eq}	105	90	Ω
$V_{DS_{max}}$	1158.32	1043.74	V
$I_{Lr_{RMS}}$	17.54	6.99	A
$I_{Cr_{RMS}}$	13.83	6.82	A
P_o	1791.7	1743.8	W
$\sum P_{eSW}$	13.72	61.13	W
η	99.23	96.60	%

4.6. Inversor resonante Push-Pull

Con el objetivo de remover la necesidad de una etapa inversora DC/AC (diseño D6) para energizar la bobina de trabajo se considera modificar el diseño D5, reemplazando la rectificación con un circuito resonante $L_r C_r$. La figura 4.19 presenta un esquema simplificado de la propuesta. Como podemos observar, los bornes de los bobinados secundarios del transformador ya proporcionan corriente alterna, la cual se propone utilizar en conjunto con el circuito resonante.

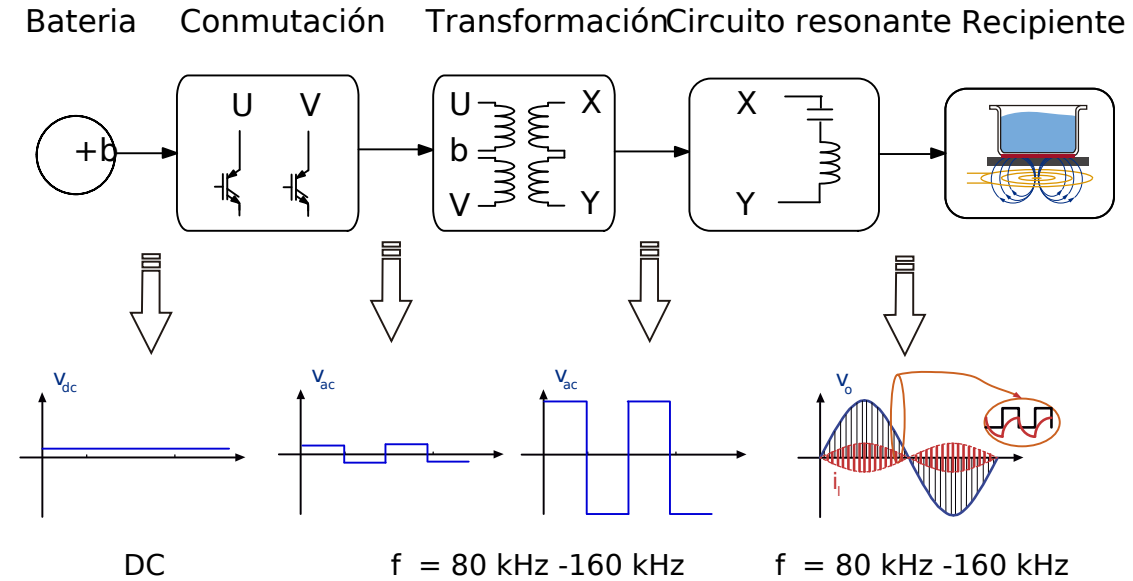


Figura 4.19: Esquema simplificado inversor resonante Push-Pull

Las consideraciones de diseño para esta sección combinan el análisis realizado en las secciones 4.4.1.1 y 4.5.1.1, con los resultados obtenidos en las figuras 2.17 y 2.18 del capítulo 2, ya que la potencia calórica entregada al recipiente dependerá de la eficiencia del inversor, el ancho de banda operable del transformador y la ganancia total del inversor en la frecuencia de operación.

Los parámetros de diseño para el inversor resonante Push-Pull se resumen en la tabla 4.27.

Tabla 4.27: Parámetros de diseño para un inversor resonante Push-Pull
Diseño D7

Parámetro	Mínimo	Nominal	Máximo	unidad
V_i		12		V
V_o		360		V
P_o		1800		W
L_r	30	126	320	μH
D	0	.48	0.495	

4.6.1. Selección de componentes

Conjunto resonante - Transformador - Circuito LC.

El transformador del inversor resonante debe operar dentro de un ancho de banda en el cual se produzca CPI eficientemente y se evite la saturación del núcleo. Considerando las frecuencias de operación del circuito resonante de la sección 4.5.1.1, podemos establecer una ventana de operación para el núcleo del transformador. Debido a que los requisitos en cuanto a potencia y ganancia son los mismos que los de la sección 4.4.1.1, podemos mantener el mismo tamaño de núcleo de la tabla 4.17 y el mismo número de vueltas primarias y secundarias. Sin embargo es deseable reducir la inductancia de los bobinados primarios del transformador, ya que esto reducirá los picos de voltaje por el cambio de corriente durante la apertura y cierre de los interruptores de potencia en la primaria del transformador.

El núcleo de la tabla 4.17 también está disponible en el material N87, al elegir un espaciado de $2mm$ en el núcleo, se reduce el factor de inductancia a $150nH$. Manteniendo el mismo número de vueltas a los de la sección 4.4.1.1, como $N_P = 1$ y $N_S = 30$, los valores de inductancia de las primarias y secundarias son de $150nH$ y $135\mu H$ respectivamente.

El análisis de ganancia del conjunto resonante considera que el transformador no es un elemento ideal, debido a que los bobinados no transfieren todo el flujo magnético entre los enlaces magnéticos de las bobinas primarias y secundarias. La relación entre la cantidad de flujo transferido se conoce como coeficiente de acople magnético. El valor utilizado para el análisis inicial del inversor es de 0.99, este valor en la práctica puede ser medido como se sugiere en [29].

Una vez establecidas las características del transformador se puede proceder con el conjunto resonante, para lo cual se realizó un análisis de ganancia para las combinaciones del transformador con los circuitos resonantes en serie y paralelo. Al combinar los elementos inductivos de un transformador con un circuito resonante LC , la ganancia total del convertidor cambia, como se puede observar en las figuras 4.20, 4.21 y 4.22. En estos casos se ha variado el valor de la resistencia en el rango de 50 a 550 Ω , manteniendo el valor de $C_r = 30nF$. Mientras que el valor de L_r fue simulado para el rango de $L_r = 320\mu H$ y $L_r = 30\mu H$.

La figura 4.20 presenta las curvas de ganancia de un circuito $L_r RC_r$ en paralelo al variar el valor de resistencia R desde 50 a 550 Ω en incrementos de 100 Ω , donde el valor de inductancia es de $320\mu H$.

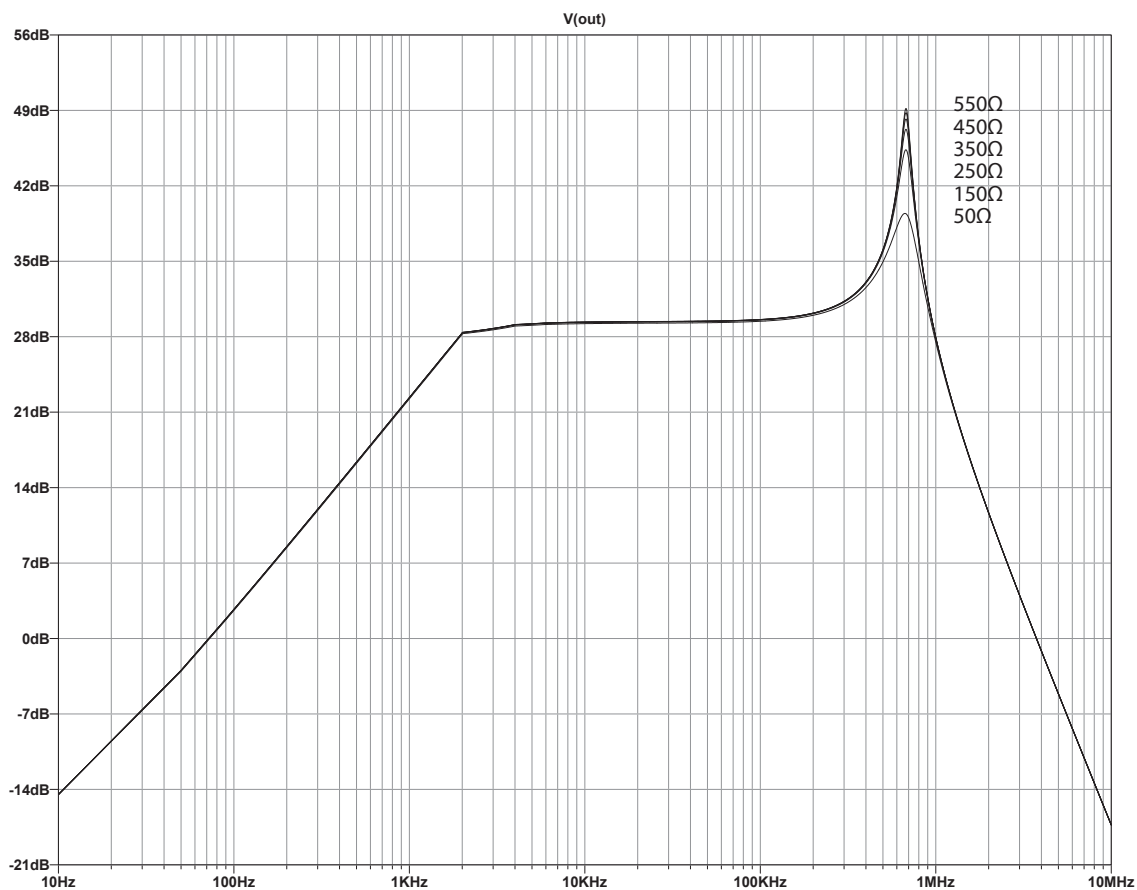


Figura 4.20: Respuesta de frecuencia para el circuito resonante en paralelo, $L_r = 320\mu H$.

Las curvas de ganancia para el inductor en paralelo con $L_r = 30\mu H$ se adjuntan en el anexo F.

Las figuras 4.21 y 4.22 representan la variación en ganancia de un circuito $L_r RC_r$ al modificar el valor de la resistencia en serie, donde los valores de inductancia son de $30\mu H$ y $320\mu H$, respectivamente.

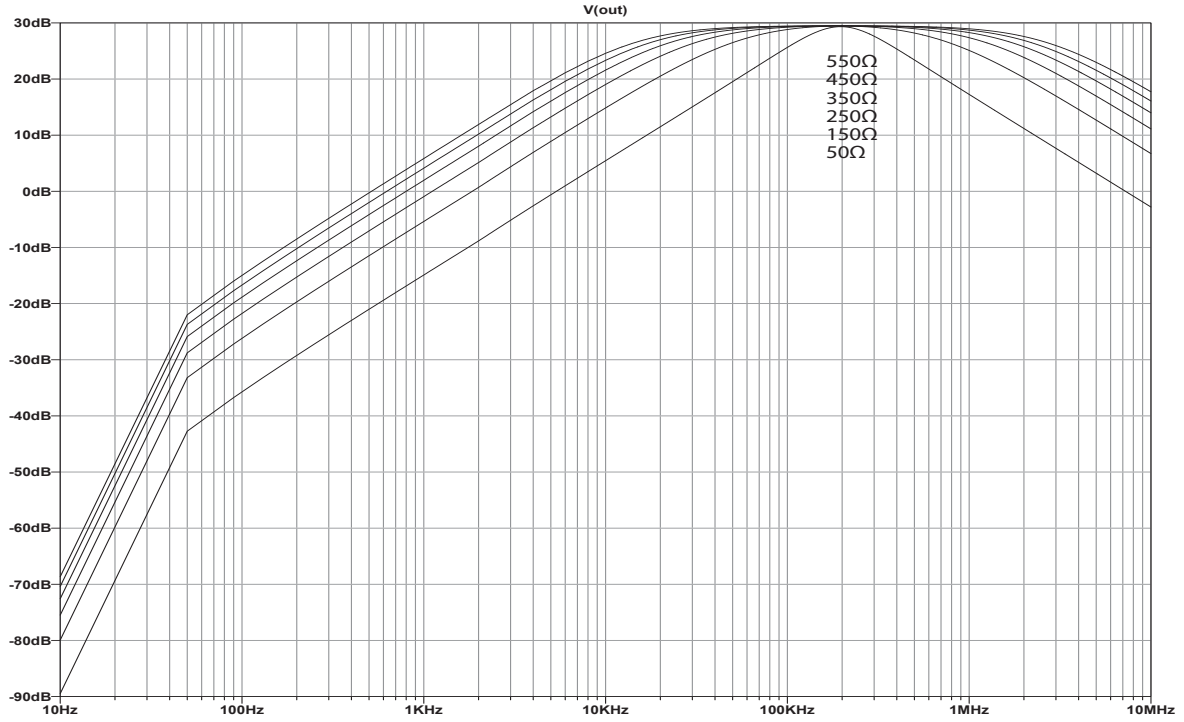


Figura 4.21: Respuesta de frecuencia del circuito resonante en serie, $L_r = 30\mu H$

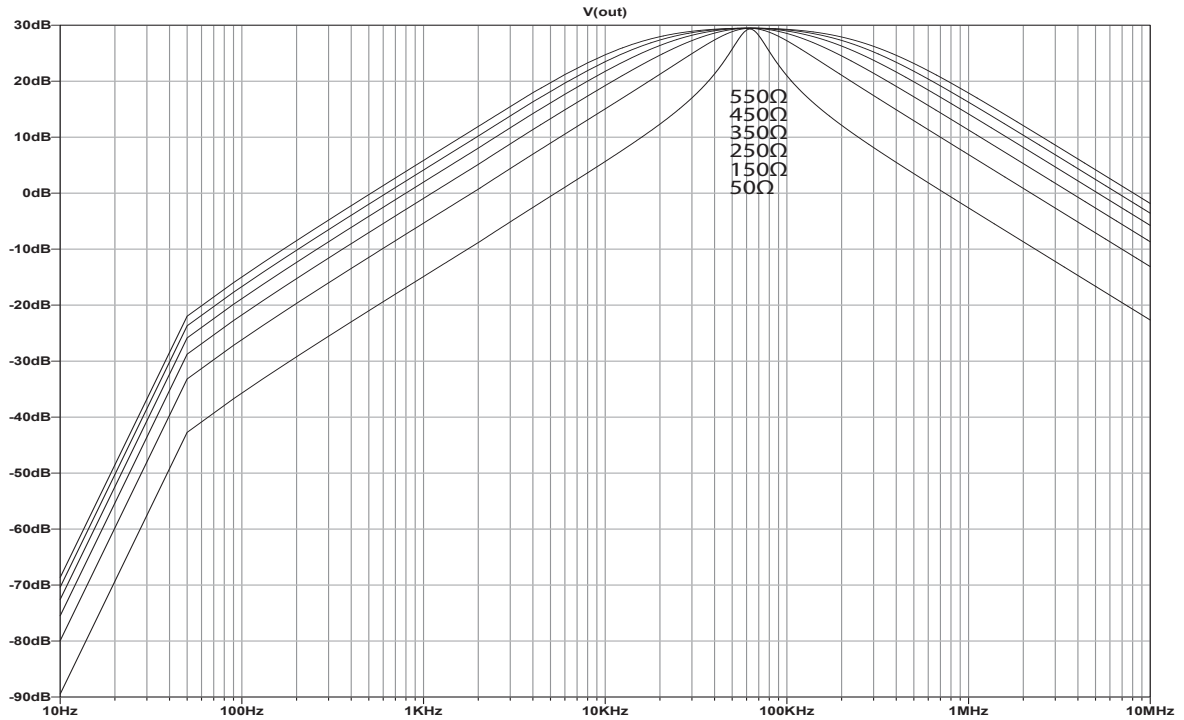


Figura 4.22: Respuesta de frecuencia del circuito resonante en serie, $L_r = 320\mu H$

Del análisis de las figuras 4.20, 4.21 y 4.22 se puede deducir que el circuito resonante $L_r RC_r$ en serie presenta la menor variación en ganancia alrededor de la frecuencia de resonancia al modificar la carga. Los distintos recipientes representan distintas cargas para el convertidor, como también tienen la propiedad de reflejar

una inductancia en paralelo al inductor L_r , esto a su vez modifica la frecuencia de resonancia y el factor de calidad Q .

Como se mencionó anteriormente, se debe considerar la frecuencia mínima del convertidor para evitar saturación. De la ecuación 4.15 calculamos que la frecuencia mínima antes de saturación del núcleo es de $80kHz$ con un flujo máximo de $320mT$. Como podemos observar en la figura 4.22 la frecuencia de resonancia mínima para el inversor es de $63kHz$, donde el transformador sufrirá una saturación, sin embargo esto se puede mitigar incrementando la frecuencia de operación del inversor, lo cual a su vez disminuye la ganancia del inversor. Para contrarrestar la disminución en ganancia habíamos propuesto una relación de transformación superior a la requerida. También se utilizó un ciclo de trabajo de 0.48, dejando un pequeño margen de regulación en el área de control, pudiendo incrementar este hasta 0.495 mediante la modulación de ancho de pulso.

4.6.1.1. Elemento de potencia

La etapa de potencia del inversor se mantiene igual a la de la sección 4.4.

Consideraciones térmicas

El cálculo de las pérdidas se elaboró de igual manera que el del diseño D5, tomando en cuenta las frecuencias de operación para los recipientes de acero inoxidable y hierro fundido. Las pérdidas estimadas del diseño D7 se resumen en la tabla 4.28.

Tabla 4.28: Pérdidas en los elementos de potencia del diseño D7

Elementos	f_{sw} [kHz]	$P_e SW_{COND}$ [W]	$P_e SW_{ON}$ [W]	$P_e SW_{OFF}$ [W]	$\sum P_e$ [W]	NEP	$\sum P_e$ [W]
SW_{1-6}	201	7.13	2.55	2.55	7.13	6	42.81
SW_{7-12}		7.13	2.55	2.55	7.13	6	42.81
SW_{1-6}	80	2.04	2.03	2.03	6.10	6	36.57
SW_{7-12}		2.04	2.03	2.03	6.10	6	36.57

Los requisitos de enfriamiento de la tabla 4.29 consideran el conjunto de elementos en paralelo, como también las zonas de operación del convertidor.

Tabla 4.29: Requisitos de enfriamiento del diseño D7

		Elementos	$\sum P_e$ [W]	Rt_{jc} [°C/W]	Rt_{cs-Hs} [°C/W]	T_J^* [°C]	Rt_{Hs} [°C/W]
D7	L_{rFe}	SW_{1-12}	85.61	0.45	0.4	125	0.401
	L_{rinox}	SW_{1-12}	73.14	0.45	0.4	125	0.580

4.6.2. Simulación

El esquema de simulación se presenta en la figura 4.23.

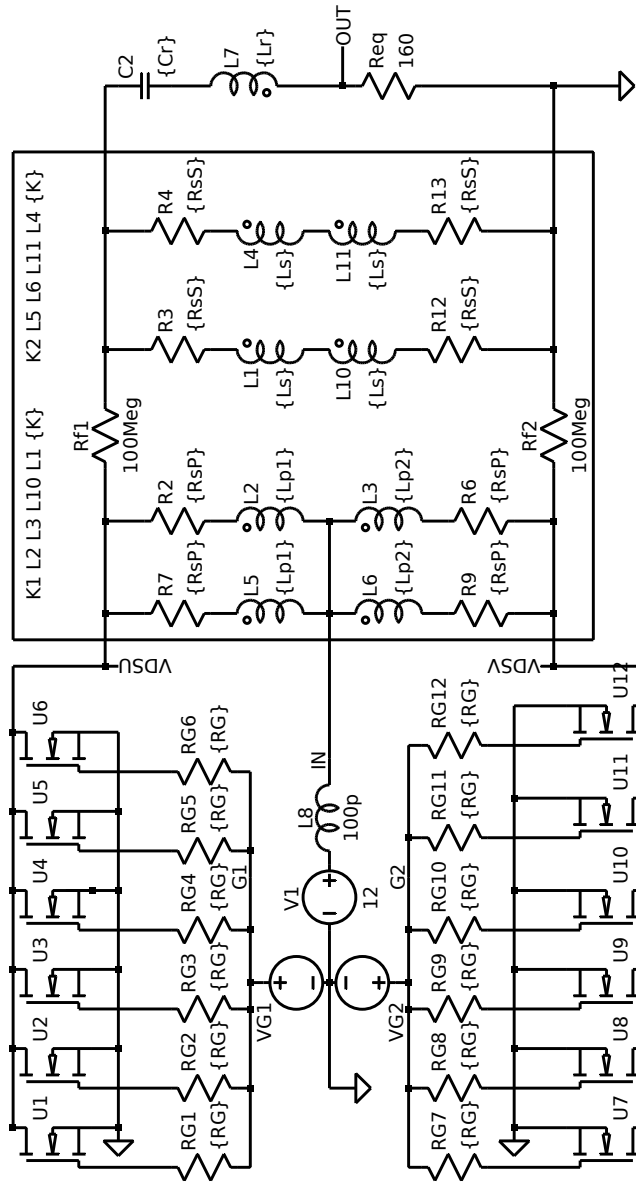


Figura 4.23: Inversor resonante Push-Pull, diseño D7.

4.6.3. Resultados

La figura 4.24 presenta los voltajes de operación en los nodos del inversor resonante Push-Pull, donde: 4.24a) voltaje de entrada al convertidor, 4.24b) voltaje en la compuerta del transistor U6, 4.24c) voltaje en bornes primarios de transformadores y 4.24d) voltaje de salida en la resistencia equivalente R_{eq} .

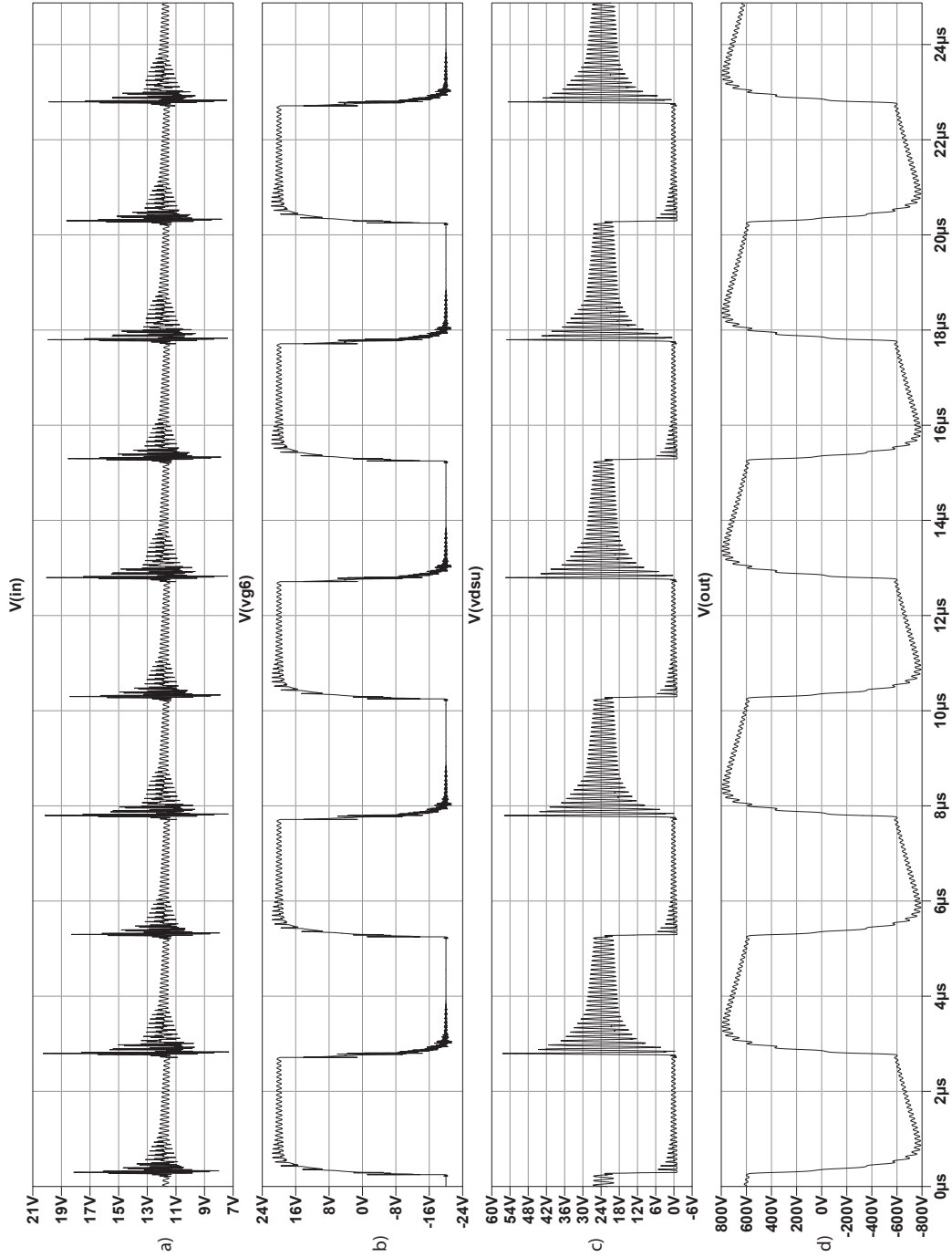


Figura 4.24: Voltajes de operación para el inversor resonante Push-Pull, $L_r = 30\mu H$

La figura 4.25 presenta las corrientes de operación en los componentes del inversor resonante Push-Pull, donde: 4.25a) corriente de entrada al convertidor, 4.25b) corriente del transistor U6, 4.25c) corrientes en las primarias de los transformadores y 4.25d) corriente en la resistencia equivalente R_{eq} .

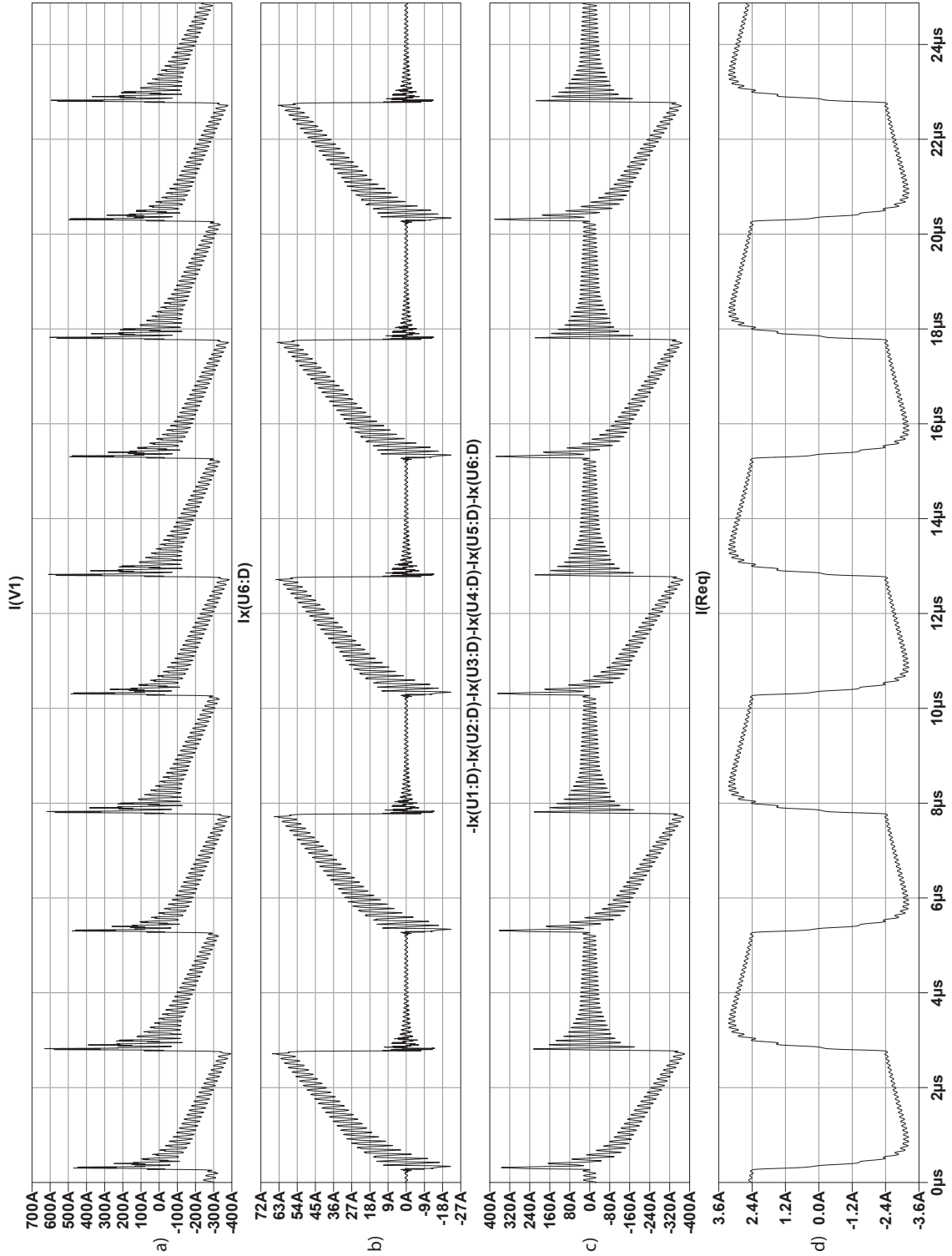


Figura 4.25: Corrientes de operación para el inversor resonante Push-Pull, $L_r = 30\mu H$

La figura 4.26 presenta los voltajes de operación en los nodos del inversor resonante Push-Pull, donde: 4.26a) voltaje de entrada al convertidor, 4.26b) voltaje en la compuerta del transistor U6, 4.26c) voltaje en bornes primarios de transformadores y 4.27d) voltaje de salida en la resistencia equivalente R_{eq} .

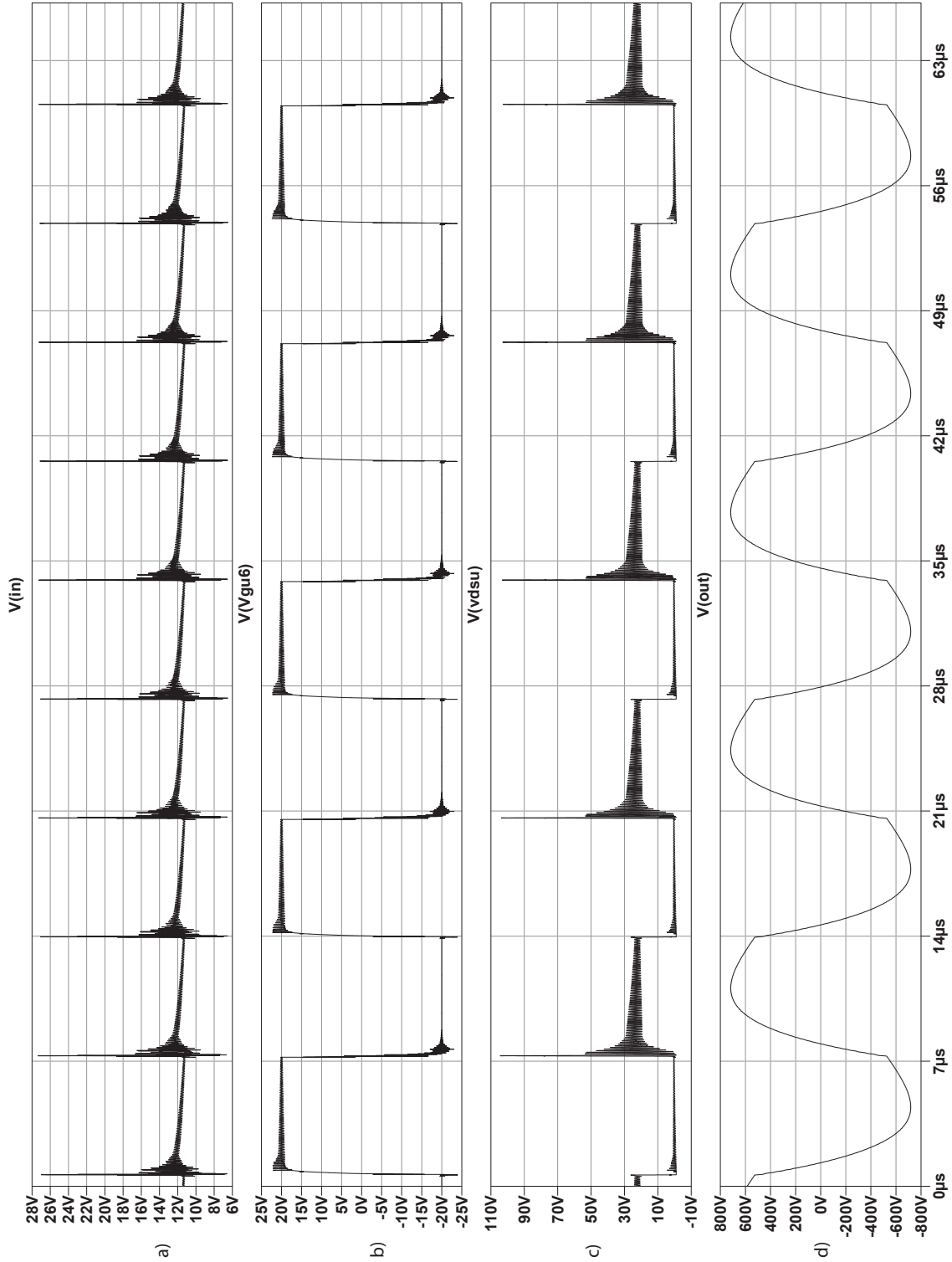


Figura 4.26: Voltajes de operación para el inversor resonante Push-Pull, $L_r = 320\mu H$

La figura 4.27 presenta las corrientes de operación en los componentes del inversor resonante Push-Pull, donde: 4.27a) corriente de entrada al convertidor, 4.27b) corriente del transistor U6, 4.27c) corrientes en las primarias de los transformadores y 4.27d) corriente en la resistencia equivalente R_{eq} .

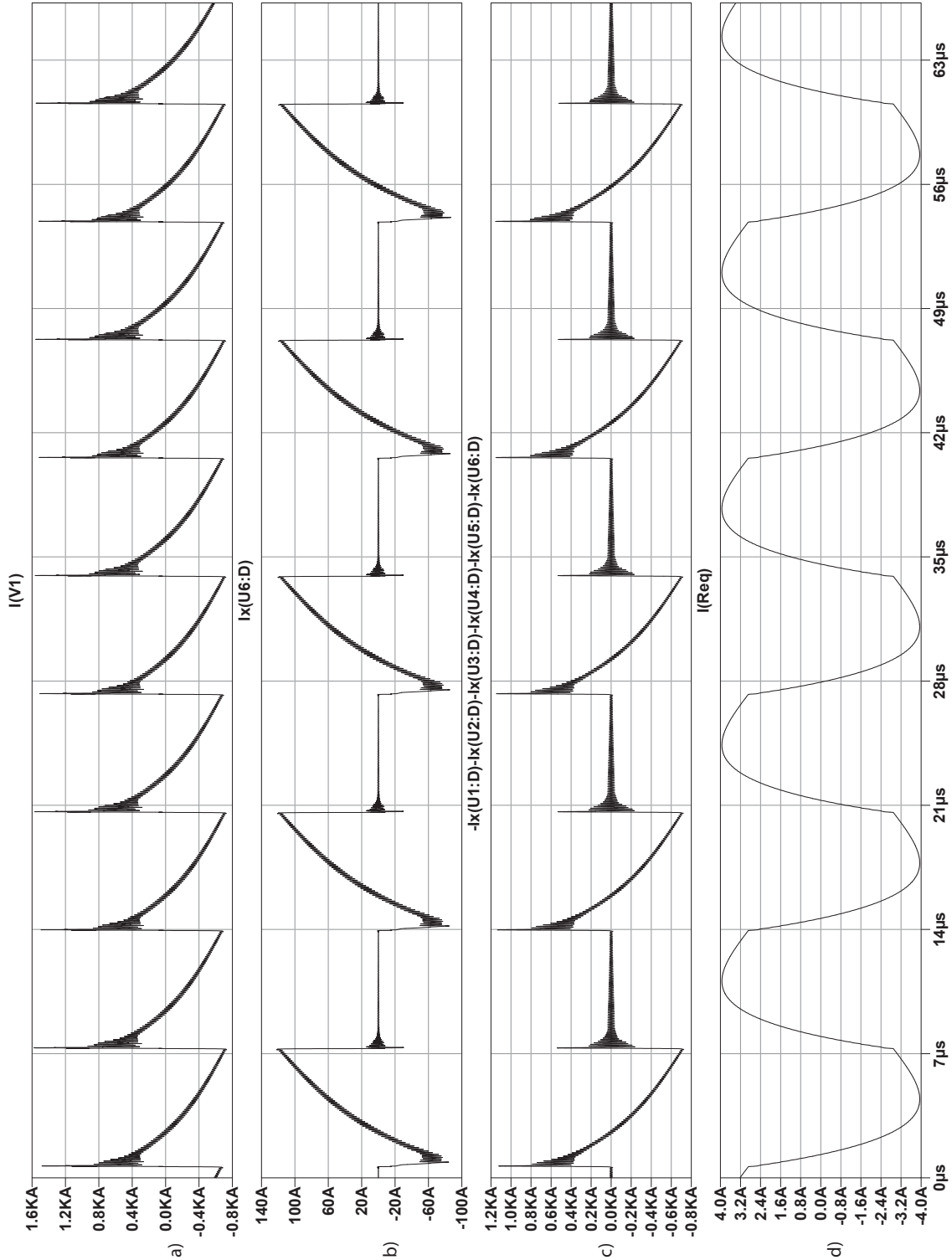


Figura 4.27: Corrientes de operación para el inversor resonante Push-Pull, $L_r = 320 \mu\text{H}$

El cuadro 4.30 presenta un resumen de las mediciones realizadas al circuito del diseño D7.

Tabla 4.30: Mediciones de los parámetros de operación en estado estable inversor resonante Push-Pull.

Mediciones diseño D7			
Parámetro	Valor simulado		unidad
L_r	30	320	μH
F_{SW}	201	80	$kH z$
D	0.495	0.495	
R_{eq}	244.5	182	Ω
V_{oRMS}	663.44	573.63	V
$I_{LP_{RMS}}$	102.69	206.4	A
$I_{Lr_{RMS}}$	2.71	3.15	A
$I_{Cr_{RMS}}$	2.71	3.15	A
P_o	1800.24	1808	W
$\Sigma P_e SW$	24.86	89.3	W
$\Sigma P_e T x_{cu}$	1.37	4.5	W
η	98.56	95.07	%

4.7. Evaluación práctica de diseños

La evaluación práctica de los diseños considera la eficiencia eléctrica y el costo de los componentes esenciales de los convertidores.

4.7.1. Eficiencia eléctrica

La evaluación de la eficiencia eléctrica se realizará en dos etapas. La primera etapa está destinada para los convertidores elevadores boost y Push-Pull, donde se descartarán los diseños deficientes mediante proceso de eliminación.

En la segunda etapa se analizarán los calentadores de inducción, mediante la combinación de los convertidores de las secciones 3.2, 3.3 y 3.4 con el inversor de la sección 3.5, y su comparación con el calentador por inducción de la sección 3.6.

4.7.1.1. Convertidores elevadores

La tabla 4.31 presenta una recopilación de datos obtenidos mediante las simulaciones de los diseños D1, D2, D3 y D4 de este capítulo. Debido a que los convertidores elevadores están compuestos por una etapa primaria y secundaria, estas pueden ser combinadas entre los diseños D1 a D4. Los datos de este cuadro sirven como referencia para la evaluación de eficiencia eléctrica.

Tabla 4.31: Eficiencia eléctrica convertidores boost

		Tecnología	G	$P_e [W]$	$\eta [\%]$
1 ^{ra} etapa	D1	<i>Si</i>	4.84	77.017	96.01
	D2	<i>GaN</i>	4.96	194.77	90.49
	D3	<i>Si</i>	4.93	68.71	96.48
	D4	<i>GaN</i>	4.91	98.97	94.87
2 ^{da} etapa	D1	<i>Si</i>	5.86	56.35	96.96
	D2	<i>GaN</i>	5.94	53.99	97.08
	D3	<i>SiC</i>	5.92	85.1	95.48
	D4	<i>GaN</i>	5.97	31.87	98.26

El cuadro 4.32 presenta la ganancia combinada y voltaje de salida de las posibles combinaciones entre las etapas de los convertidores de los diseños D1, D2, D3 y D4.

Tabla 4.32: Ganancia y Voltaje de salida de las posibles combinaciones de etapas boost

G	2^{da} etapa				$V_o [V]$	2^{da} etapa			
	D1	D2	D3	D4		D1	D2	D3	D4
E1D1	28.32	28.73	28.65	28.85		339.81	344.82	343.77	349.25
E1D2	29.05	29.48	29.39	29.6		348.58	353.71	352.64	355.18
E1D3	28.86	29.28	29.19	29.4		346.29	351.39	350.33	352.85
E1D4	28.72	29.14	29.06	29.27		344.65	349.73	348.67	351.18

Las pérdidas del convertidor también son un aspecto importante a considerar en el convertidor ya que estas también tienen un impacto económico sobre el costo total al dimensionar los elementos de potencia y disipadores de calor. El valor mínimo de eficiencia propuesto es del 90 %, y el valor máximo de potencia disipada de 150W. La tabla 4.33 presenta un resumen de las pérdidas en los convertidores boost.

Tabla 4.33: Pérdidas y eficiencia de las posibles combinaciones de etapas boost

$P_e [W]$	2^{da} etapa				$\eta [\%]$	2^{da} etapa			
	D1	D2	D3	D4		D1	D2	D3	D4
E1D1	133.37	131.01	162.12	108.89		93.09	93.21	91.67	94.34
E1D2	251.12	248.76	249.87	226.64		87.74	87.85	86.4	88.92
E1D3	125.06	122.70	153.81	100.58		93.55	93.66	92.12	94.80
E1D4	155.32	152.96	184.07	130.84		91.99	92.1	90.58	93.22

Del proceso de eliminación de los convertidores, las únicas combinaciones válidas entre los diseños se presentan en la tabla 4.34:

Tabla 4.34: Pérdidas y eficiencia de las posibles combinaciones de etapas boost

	G		$V_o [V]$		$P_e [W]$		$\eta [\%]$	
	E2D2	E2D4	E2D2	E2D4	E2D2	E2D4	E2D2	E2D4
E1D3	29.28	29.40	351.39	352.85	122.70	100.58	93.66	94.80
E1D4	-	29.27	-	351.18	-	130.84	-	93.22

El mejor candidato con respecto a eficiencia eléctrica y ganancia de la tabla 4.34 es la combinación de E1D3-E2D4, el cual se denominara como BST1.

La evaluación eléctrica del convertidor Push-Pull es más sencilla que las de los convertidores boost, ya que este convertidor tiene una sola etapa. Los datos de la eficiencia eléctrica se adjuntan en el cuadro 4.35.

Tabla 4.35: Eficiencia eléctrica convertidor Push-Pull

Convertidor Push-Pull	G	$V_o [V]$	P_e	$\eta [\%]$
	30.16	361.92	151.22	92.27

4.7.1.2. Calentadores de inducción

Esta sección evalúa la potencia calórica disponible de los calentadores por inducción, donde se presenta la combinación de los convertidores elevadores más el inversor resonante de un solo extremo, de los cuales se contrasta con el inversor resonante Push-Pull.

La potencia calórica disponible es el producto de la transferencia de energía eléctrica a energía calórica por medio del inductor o bobina de trabajo. La potencia calórica disponible se puede evaluar mediante la expresión 4.22.

$$\dot{Q} = P_o \cdot \eta_{ind} \quad (4.22)$$

El término η_{ind} representa eficiencia del acople magnético de la bobina de trabajo, la cual está en función de la frecuencia de operación del inversor f_{op} , según las figuras 2.17f y 2.18f.

Tabla 4.36: Potencia calórica para los CPI.

	P_o [W]	$\eta_{ind} F(f_{op})$ $\eta_{inox} [\%]$	$\eta_{Fe} [\%]$	\dot{Q}_{inox} [W]	\dot{Q}_{Fe} [W]
Bst1	1800	89	87.5	1602	1575
D5	1800	89	87.5	1602	1575
D7	1800	94	78	1692	1404

La eficiencia total del calentador es otro parámetro importante a evaluar, para lo cual se considera la eficiencia total del CPI (η_T). Los resultados de eficiencia total se presentan en la tabla 4.37.

$$\eta_T = \eta_{conv} \cdot \eta_{inv} \cdot \eta_{ind} \quad (4.23)$$

Donde la eficiencia del inversor (η_{inv}) depende de la frecuencia de operación, la cual está dictada por el valor de inductancia del recipiente. La frecuencia de operación en conjunto la impedancia del circuito resonante tienen distintos valores de pérdidas sobre el inversor según el recipiente utilizado, véase 4.26.

Tabla 4.37: Eficiencia total de los sistemas de CPI

	η_{conv} [%]	η_{inv} $\eta_{L_{inox}} [\%]$	$\eta_{L_{Fe}} [\%]$	$\eta_{ind} F(f_{op})$ $\eta_{inox} [\%]$	$\eta_{Fe} [\%]$	$\eta_{T_{inox}}$ [%]	$\eta_{T_{Fe}}$ [%]
Bst1	94.80	96.36	99.25	89	87.5	81.30	82.33
D5	92.27	96.36	99.25	89	87.5	79.13	80.13
D7	-	95.07	98.56	94	78	89.36	76.88

4.7.2. Análisis de costos

En las propuestas de los convertidores de las secciones 3.2, 3.3 y 3.4, se requiere una etapa elevadora más una etapa inversora, por lo tanto, el costo parcial del calentador por inducción C_{cpi} será la suma del costo de convertidor C_c más el costo del inversor de un solo extremo C_{ise} , como se muestra en la fórmula 4.24.

$$C_{cpi} = C_c + C_{ise} \quad (4.24)$$

El costo total del CPI (C_T) se presenta al final de la sección 3.7.2, para este se suma el costo del C_{cpi} más el costo total de los disipadores de calor C_{Hs} .

$$C_T = C_{cpi} + C_{Hs} \quad (4.25)$$

Ya que los diseños D5 y D7 utilizan 2 transformadores en paralelo, el costo del transformador está derivado de la suma elementos que lo conforman. Cada transformador está compuesto por dos mitades de núcleo, un carrete de bobina y el cobre de los bobinados. El costo detallado de cada uno de estos elementos se resume en el anexo G. El costo total del transformador está bajo el costo de inductores para en la tabla 4.39.

Los costos de los circuitos auxiliares, como los de disparo, control, interfaz y otros se omiten, debido a que estos representan una pequeña fracción en el costo total del CPI y en este tema de investigación el mayor costo está determinado por los elementos de potencia.

Debido a la alta densidad de corriente de algunos convertidores propuestos se considera que para la implementación se debe utilizar circuitos impresos de varias capas de cobre. El cuadro 4.38 presenta cotizaciones de circuitos impresos o PCB por la cantidad de 1000 unidades. La cotización fue realizada en las páginas www.JLCPCB.com y www.PCBWAY.com.

Tabla 4.38: Costo circuitos impresos

	Dimensiones	C_u por superficie	Capas	Costo unitario [\$]	
	[<i>cm</i>]	[<i>oz</i>]		PCBWAY	JLCPCB
E1D1	10x20	2	6	9.79	6.58
E1D2	10x15	2	6	7.38	4.98
E1D3	10x15	2	6	7.38	4.98
E1D4	10x15	2	6	7.38	4.98
E2D1	10x15	2	2	1.54	1.46
E2D2	10x10	2	2	1.11	0.98
E2D3	10x10	2	2	1.11	0.98
E2D4	10x10	2	2	1.11	0.98
D5	10x25	2	6	10.78	8.19
D6	10x10	2	2	1.11	0.98
D7	10x25	2	6	10.78	8.19

La tabla 4.39 presenta los costos de los componentes esenciales para los convertidores e inversores requeridos para el calentamiento por inducción. El valor unitario de los componentes es para la cantidad de 1000 o más unidades, este valor fue cotizado en las páginas de los distribuidores www.digikey.com y www.mouser.com, en enero del 2020.

El avalúo económico total se realiza únicamente para los CPI de la tabla 4.37, los cuales presentan el mayor rendimiento eléctrico. Un mejor rendimiento eléctrico implica menores pérdidas y, por lo tanto, tiene menores requisitos de enfriamiento. Debido a que el costo de un disipador de calor representa un porcentaje importante del costo total del diseño. La tabla 4.40 presenta los disipadores de calor propuestos para los elementos de potencia de los convertidores e inversores.

Tabla 4.40: Disipadores de calor para CPI

Ítem	Fabricante	Modelo	Precio [\$]	¹ Rt_{hs} [°C/W]	² Rt_{hs} [°C/W]	³ Rt_{hs} [°C/W]	⁴ Rt_{hs} [°C/W]
HS1	Wakefield-Vette	678-39-C	2.88	1.8	1	0.6	0.6
HS2	Wakefield-Vette	394-1AB	16.27	1.38	1.85	0.9	0.65
HS3	Wakefield-Vette	394-2AB	19.96	1.15	1.51	0.6	0.45
HS4	Wakefield-Vette	510-3U	27.26	0.56	0.088	-	-

Notas

- ¹ Convección natural con incremento de 50°C sobre T_A
- ² Convección forzada con un flujo de 100 aire de pies lineales por minuto
- ³ Convección forzada con un flujo de 500 aire de pies lineales por minuto
- ⁴ Convección forzada con un flujo de 800 aire de pies lineales por minuto

El costo total del sistema de CPI a bajo voltaje es la suma del costo del CPI más la suma de los costos de los disipadores de calor para los elementos de potencia C_{Hs} . Los disipadores de la tabla 4.40 son asignados a cada etapa de potencia de los convertidores según el requisito térmico de cada etapa, el requisito térmico del conjunto de elementos en paralelo, el aislamiento eléctrico entre etapas y la huella de los encapsulados. El costo total del sistema CPI se muestran en la tabla 4.41.

Tabla 4.41: Costo total del sistema de CPI a bajo voltaje

	$Rt_{hs}E1$		$Rt_{hs}E2$		$Rt_{hs}Inv$			
	[°C/W]		[°C/W]		[°C/W]			
Bst	0.6		0.6		0.159			
D5	0.139		2.863		0.159			
D7	0.401		-		-			

	$E1$		$E2$		inv	C_{cpi}	C_{Hs}	C_T
	SW	D/SR	SW	D/SR	SW	[\$]	[\$]	[\$]
Bst	HS2	HS1	HS2	HS1	HS4	192.75	38.3	231.05
D5	HS4	-	-	HS1	HS4	94.29	57.40	151.69
D7	HS4	-	-	-	-	77.54	27.26	104.8

Conclusiones

De los diseños de convertidores boost, el convertidor con mayor eficiencia total resultó de la combinación de una etapa primaria síncrona de tecnología *Si* con una etapa síncrona de tecnología *GaN*, para los cuales su eficiencia combinada es de $\eta_{conv} = 94,80$. El costo de los elementos más importantes del convertidor suman un total de $C_{Conv} = \$234,57$.

El costo total del calentador por inducción es mucho mayor al implementar una etapa elevadora boost en conjunto con un inversor de un solo extremo, en contraste con las combinaciones Push-Pull. El costo total mínimo para un sistema de CPI por etapas boost es de $C_T = \$231,05$ con una eficiencia de $\eta_{Linox} = 81,30$ y $\eta_{LFe} = 82,33$. Esta opción se considera no viable debido a su alto costo en contraste con las combinaciones Push-Pull.

La evaluación del convertidores elevadores Push-Pull resultó con una eficiencia de $\eta_{conv} = 92,27$ para la aplicación en CPI, además su costo es mucho menor que la de los convertidores boost, con un costo de $C_{Conv} = \$73,63$.

La implementación de tecnología *SiC* para el inversor resonante de un solo extremo resultó muy beneficiosa debido a que al operar a frecuencias altas se puede utilizar tanto hierro fundido como acero inoxidable a eficiencias eléctricas y magnéticas altas. La eficiencia eléctrica del inversor para recipientes de acero inoxidable es de $\eta_{Linox} = 96,36$ y de $\eta_{LFe} = 99,25$ para los recipientes de hierro fundido.

La combinación de convertidor más inversor que dio el mejor balance entre eficiencia y costo de implementación es la de un convertidor Push-Pull (diseño D5) con un inversor de un solo extremo (diseño D6), la cual tiene un valor de $C_T = \$151,69$.

Aunque el inversor resonante Push-Pull del diseño D7 tenga un déficit de potencia calórica para materiales de hierro fundido $\dot{Q}_{Fe} = 1404W$, esto no representa una diferencia considerable con lo establecido de $\dot{Q}_{Fe} = 1500W$, la cual es una diferencia del 6.4 %. El costo total de este CPI es muy atractivo ($C_T = \$104,8$.) en contraste con los otros sistemas de CPI.

Capítulo 5

Conclusiones y Recomendaciones

5.1. Conclusiones

La propuesta inicial de una bobina alimentada a bajo voltaje se descartó como opción de implementación ya que presentó valores inferiores al 50 % de eficiencia en los modelos estudiados en la herramienta FEMM para análisis magnético. Al circular una corriente elevada en la bobina para entregar la potencia de 1500 W en el recipiente genera pérdidas de potencia disipada en la bobina.

Una vez determinadas las eficiencias de las bobinas propuestas en el capítulo 2, se encuentra a la bobina A de espiral plana convencional como el modelo más eficiente. Con un valor de eficiencia del 94.47 % y 95.58 % para las ollas de hierro fundido y ollas de acero inoxidable respectivamente aplicando un voltaje de 350 V. Estos resultados son favorables para la implementación de la bobina en una cocina de inducción.

Los demás modelos de bobinas propuestos presentan resultados de eficiencia cercanos al valor del modelo de bobina A. Cada modelo de bobina propuesta alcanza el máximo de eficiencia a diferente frecuencia, debido a las variaciones en la geometría de las bobinas.

De los resultados obtenidos en las secciones 3.2 y 3.3 se puede concluir que la implementación de convertidores boost para este tema de investigación no es viable. El costo de los elementos básicos utilizados en los convertidores elevadores boost es alto debido a los requisitos de corriente y voltaje, como se puede observar en la tabla 4.39, tanto en los semiconductores como en los elementos pasivos del circuito. Los interruptores de potencia en cada etapa del convertidor tienen requisitos altos en cuanto a corriente de conmutación y requisitos de voltaje iguales al de salida de la etapa, lo cual incrementa el costo de los semiconductores. Aunque los convertidores de la sección 3.3 redujeron el costo de los elementos pasivos de los convertidores mediante el incremento en frecuencia e implementación de tecnologías *GaN* y *SiC*,

el costo de los capacitores es alto debido a que estos son específicamente diseñados para pulsos de alta corriente.

Según los resultados obtenidos en la sección 3.5 la implementación de un inversor resonante de un solo extremo resulto factible para sistemas de corriente continua de 360VDC, la eficiencia de este inversor alcanzo 99.23 % para recipientes férreos y 96.6 para recipientes de acero inoxidable.

La implementación de un transformador en configuración Push-Pull para incrementar el voltaje en sistemas de CPI a bajo voltaje resulta económico debido a un número reducido de componentes. Esta configuración permite, además, reducir el costo de los semiconductores debido a que existen una gran variedad de interruptores de potencia que manejan corrientes altas a bajo voltaje en el mercado.

Se descartó la posibilidad de utilizar transistores GaN en la etapa inversora de los convertidores Push-Pull debido a que el A_{cu} mínima para los bobinados no permite reducir más el tamaño del núcleo al incrementar la frecuencia de operación, por lo tanto, el beneficio en reducción de pérdidas por conmutación no justifica el precio actual de los dispositivos de potencia con esta tecnología.

La eficiencia total del sistema de CPI presentada en la tabla 4.37 tiene un efecto indirecto en la implementación, ya que esta representa un ahorro económico sobre el requisito del banco de baterías para el sistema y predeterminan el tiempo de operación disponible para la cocción de alimentos.

5.2. Recomendaciones

Es posible encontrar mejores resultados de eficiencia en cada modelo de bobina propuesta con un estudio particular de optimización, a partir de análisis del radio de los hilos en el alambre Litz y número de hilos se puede obtener un resultado más eficiente. Alcanzar un valor de eficiencia superior puede significar un costo extra para la implementación, resultando ser menos beneficioso para el propósito de este trabajo de investigación de implementar un sistema de CPI a un costo reducido.

Los convertidores boost son capaces de elevar el voltaje de la batería al voltaje requerido por el inversor, la implementación de dos convertidores en cascada reduce la eficiencia total del diseño. Los autores de [30] proponen que es posible incrementar la eficiencia de los convertidores boost en cascada reduciendo progresivamente el ciclo de trabajo para las etapas superiores del convertidor, lo cual se consideró no viable para este estudio, por el costo adicional de las etapas requeridas, sin embargo es una opción válida para incrementar la eficiencia total del sistema.

El inversor resonante de un solo extremo presentado en la sección 3.6, podría incorporarse a una nano red de corriente continua como sugieren los autores de [Oscar Lucia], donde se presenta la implementación de un sistema de CPI que opera

con un voltaje continuo de $380V_{DC}$. Al operar en este rango de voltaje el sistema de CPI presenta eficiencias mayores a los de un sistema de $220AC$, debido a la reducción de corriente circulando por los elementos de potencia.

La implementación de un transformador abre la posibilidad a utilizar recipientes no féreos en CPI a bajo voltaje. El autor de [31] presenta un sistema de CPI para recipientes de aluminio, donde se implementa un puente completo que alimenta un transformador con una onda cuadrada de $120kHz$ proveniente del voltaje rectificado de línea a $120VAC$. El transformador implementado en dicho tema de investigación es utilizado como un acople de impedancia para los recipientes de aluminio, los cuales requieren altos niveles de voltaje para incrementar la potencia calórica, debido la alta resistividad del aluminio. Sin embargo el autor menciona que un incremento en pérdidas para los recipientes féreos.

Bibliografía

- [1] Guillermo Martín Segura. *Induction heating converter ' s design , control and modeling applied to continuous wire heating*. PhD thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2012.
- [2] Ignacio Lope, Jesus Acero, and Claudio Carretero. Analysis and Optimization of the Efficiency of Induction Heating Applications with Litz-Wire Planar and Solenoidal Coils. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(7):5089–5101, 2016.
- [3] Alexander Fernández Correa. Aplicaciones Industriales de Sistema de calentamiento por inducción aplicado a la cocción. 39:91–99, 2018.
- [4] Fabiola Mejía Barragán. Implicaciones ambientales del uso de leña como combustible doméstico en la zona rural de Usme. *Facultad de Ciencias Económicas, Instituto de Estudios Ambientales IDEA*, page 119 pp, 2011.
- [5] K.R. Smith. El uso doméstico de leña en los países en desarrollo y sus repercusiones en la salud. *Unasylva*, 57(224):41–44, 2006.
- [6] J Martinez, D Vaca, M Orozco, and A Montero. Aplicación de métodos multicriterios para la selección de materiales para menaje de cocinas de inducción. *Eficiencia en Energia Renovable*, 8(August):14–25, 2012.
- [7] ON Semiconductor. Induction Cooking: Everything You Need to Know. *Semiconductor Components Industries, LLC*, pages 1–22, 2014.
- [8] Daniel W. Hart. *Electronica de potencia*. Prentice Hall, 2001.
- [9] Mehdi Ferdowsi, Pourya Shamsi, and Bhanu Baddipadiga. GaN based High Frequency Inverter for Energy Storage Applications. Technical report, Sandia National Lab.(SNL-NM), Albuquerque, NM (United States), 2017.
- [10] Zeljko Ivanovic, Branko Blanas, and Mladen Knezic. Power loss model for efficiency improvement of boost converter. In *2011 XXIII International Symposium on Information, Communication and Automation Technologies*, pages 1–6. IEEE, oct 2011.

- [11] Daniel J Weber and Rich Fletcher. Design of a Battery-Powered Induction Stove Certified By. 2015.
- [12] Micah Sweeney, Jeff Dols, Brian Fortenbery, and Frank Sharp. Induction Cooking Technology Design and Assessment. *2014 ACEEE Summer Study on Energy Efficiency in Buildings*, pages 370–379, 2014.
- [13] Jesús Acero, Pablo J. Hernández, José M. Burdío, Rafael Alonso, and Luis A. Barragán. Simple resistance calculation in litz-wire planar windings for induction cooking appliances. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(4):1280–1288, 2005.
- [14] Finite Element Method Magnetics: HomePage, <http://www.femm.info/wiki/HomePage>.
- [15] H. W.E. Koertzen, J. D. Van Wyk, and J. A. Ferreira. An investigation of the analytical computation of inductance and ac resistance of the heat-coil for induction cookers. *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, 1992-Janua:1113–1119, 1992.
- [16] LTspice | Design Center | Analog Devices, <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>.
- [17] Nesrine Boujelben, Ferdaous Masmoudi, Mohamed Djemel, and Nabil Derbel. Design and comparison of quadratic boost and double cascade boost converters with boost converter. In *2017 14th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, pages 245–252. IEEE, mar 2017.
- [18] B Ulferts. Analysis of DC/DC Boost Converters Design Methods with Filter Application. *Acta Universitatis Agriculturae et Silviculturae Mendelianae Brunensis*, 16(1):24–25, 2015.
- [19] Christopher Noble and Ina Duka. High Frequency DC/DC Boost Converter. *Major Qualifying Projects (All Years)*, apr 2011.
- [20] S Srdic and Z Despotovic. A Buck-Boost Converter Modified to Utilize 600V GaN Power Devices in a PV Application Requiring 1200V Devices. *Advances in Electrical and Computer Engineering*, 15(3):59–64, aug 2015.
- [21] Keith Billings. *Power Supply Handbook*.
- [22] Lloyd H. Dixon. Section 4: Power Transformer Design. *TI Magnetics Design Handbook*, pages 31–40, 2000.

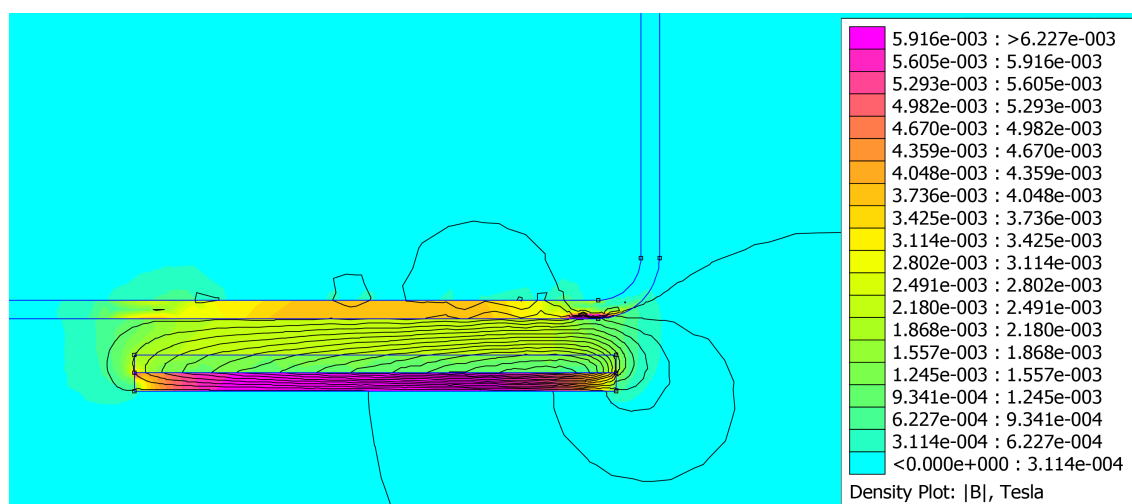
- [23] Würth Electronics Midcom Inc. Cookbook for Do-It-Yourself Transformer Design. *Design*, pages 1–24, 2012.
- [24] EPCOS AG. Ferrites and accessories - Application notes. (May):1–37, 2017.
- [25] EPCOS AG. Ferrites and accessories Core set ETD 44/22/15. (June):1–11, 2017.
- [26] Marian K. Kazimierczuk. *High-Frequency Magnetic Components: Second Edition*. wiley, Chichester, UK, nov 2013.
- [27] José M. Burdío, Fernando Monterde, José R. García, Luis A. Barragán, and Abelardo Martínez. A two-output series-resonant inverter for induction-heating cooking appliances. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4):815–822, 2005.
- [28] Sachio Kubota. Soft switching inverter with resonance tracking control using quasi variable capacitor. *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference, SPEC 2016*, pages 1–6, 2016.
- [29] Gerrit Barrere. Measuring Transformer Coupling Factor, k. (6):1–2, 2017.
- [30] Ko Takahashi, Sota Fujinuma, and Nobukazu Hoshi. Experimental Discussion on Duty Ratio Obtaining Higher Efficiency for Cascaded Three-stage Boost Converter for Fuel Cells. In *2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, pages 1168–1173. IEEE, oct 2018.
- [31] Óscar Lucía, Igor Cvetkovic, Héctor Sarnago, Dushan Boroyevich, Paolo Mattavelli, and Fred C. Lee. Design of home appliances for a DC-based nanogrid system: An induction range study case. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1(4):315–326, 2013.

I

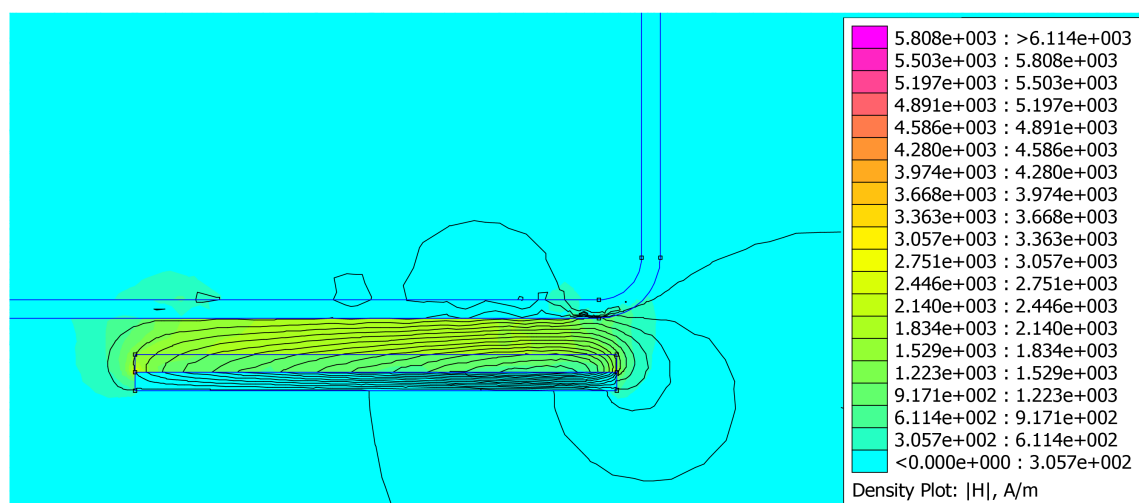
ANEXOS

Anexo A

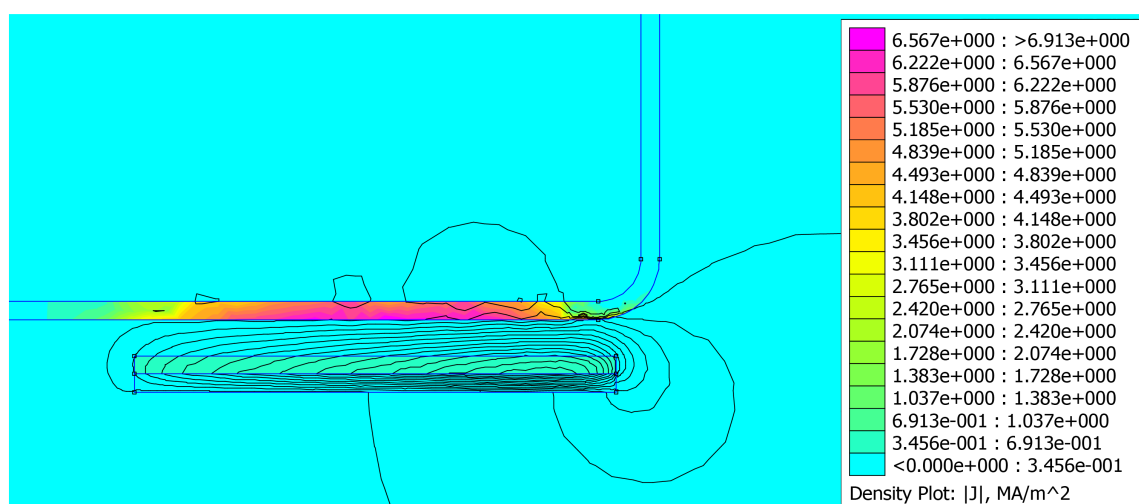
Resultados Magnéticos con FEMM



(a)

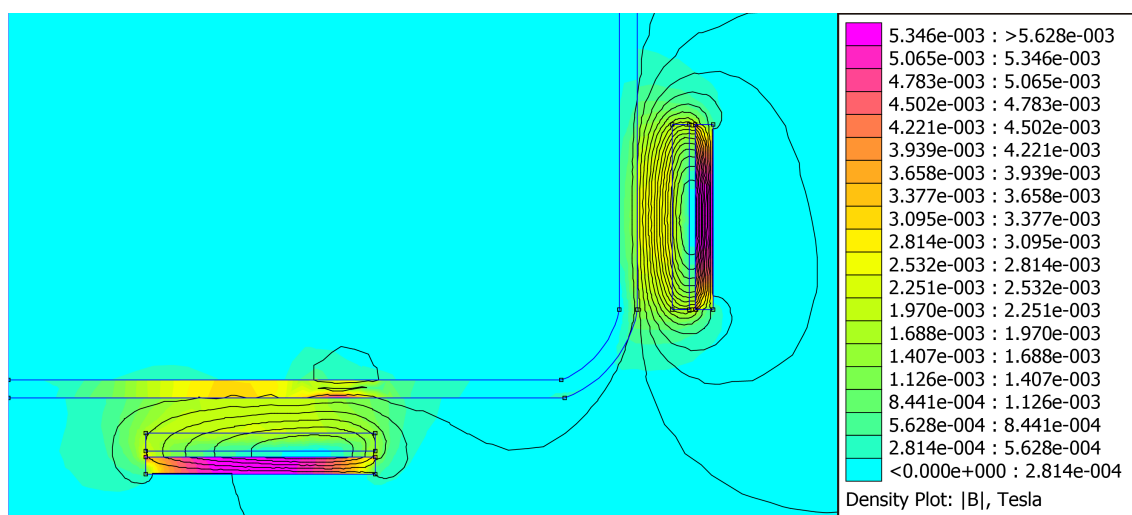


(b)

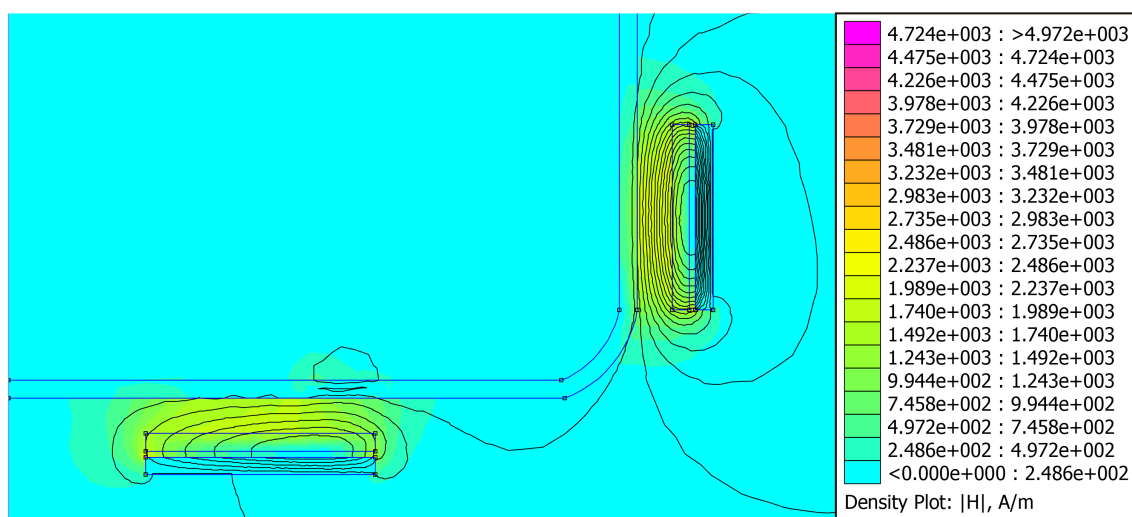


(c)

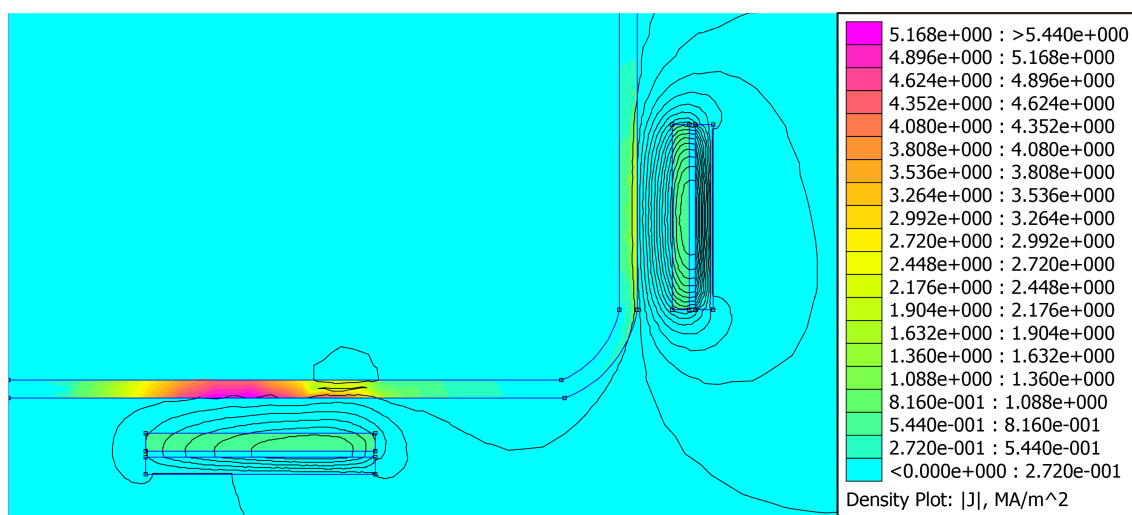
Figura A.1: Gráficos de solución a 20 kHz del inductor A con recipiente de Hierro Fundido; (a) Densidad de flujo, (b) Intensidad de campo, (c) Densidad de corriente.



(a)

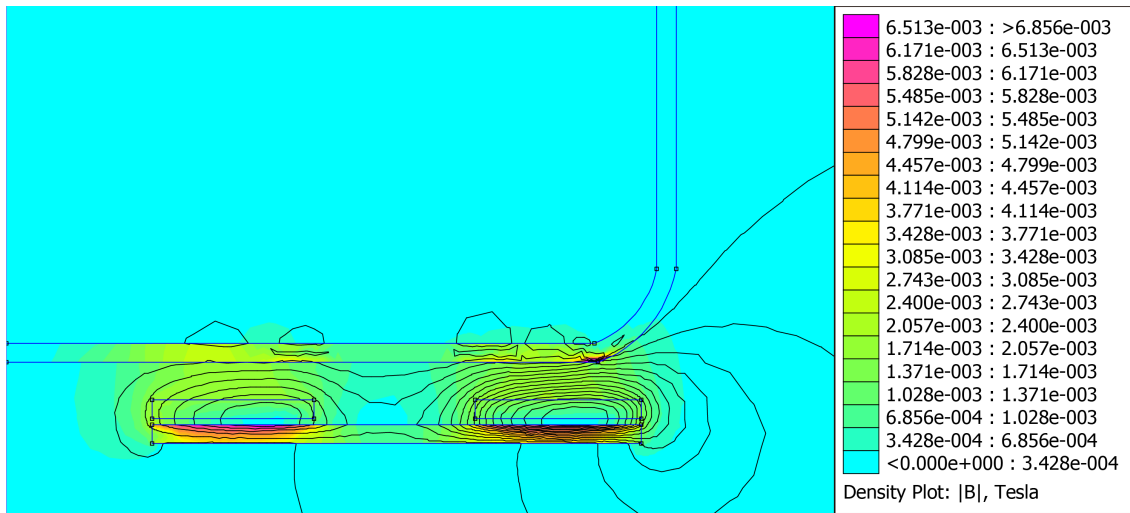


(b)

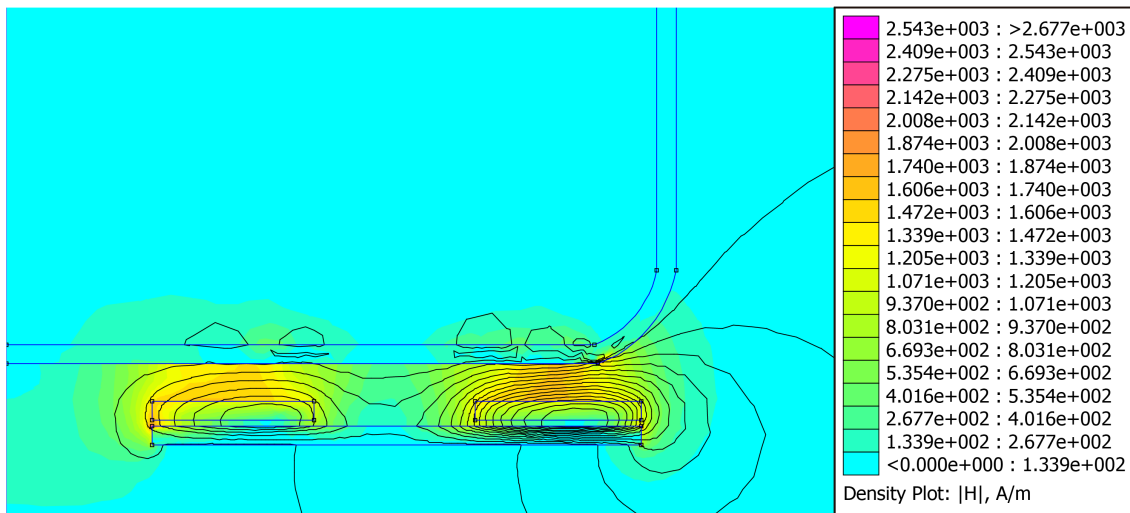


(c)

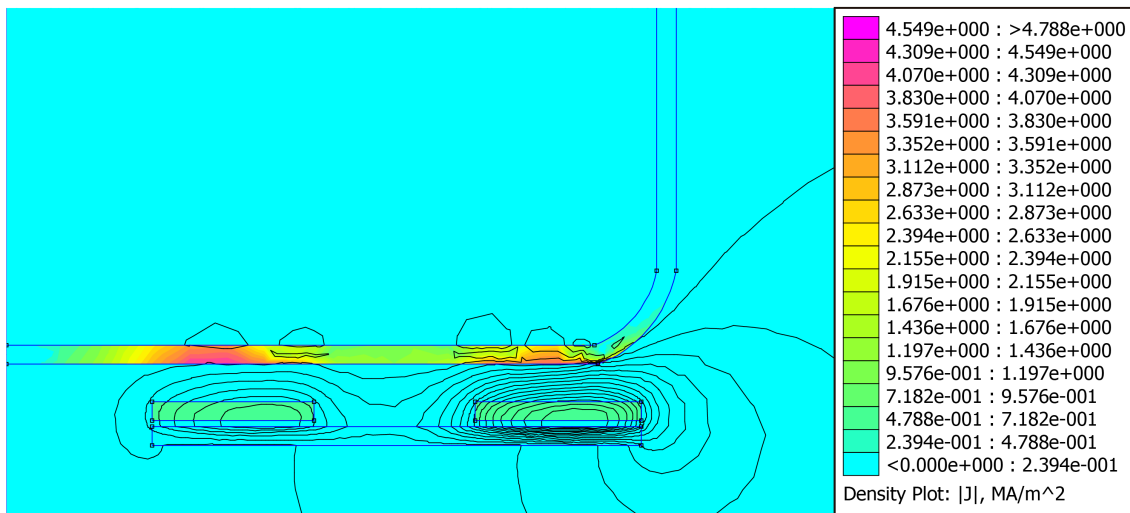
Figura A.2: Gráficos de solución a 20 kHz del inductor B con recipiente de Hierro Fundido; (a) Densidad de flujo, (b) Intensidad de campo, (c) Densidad de corriente.



(a)

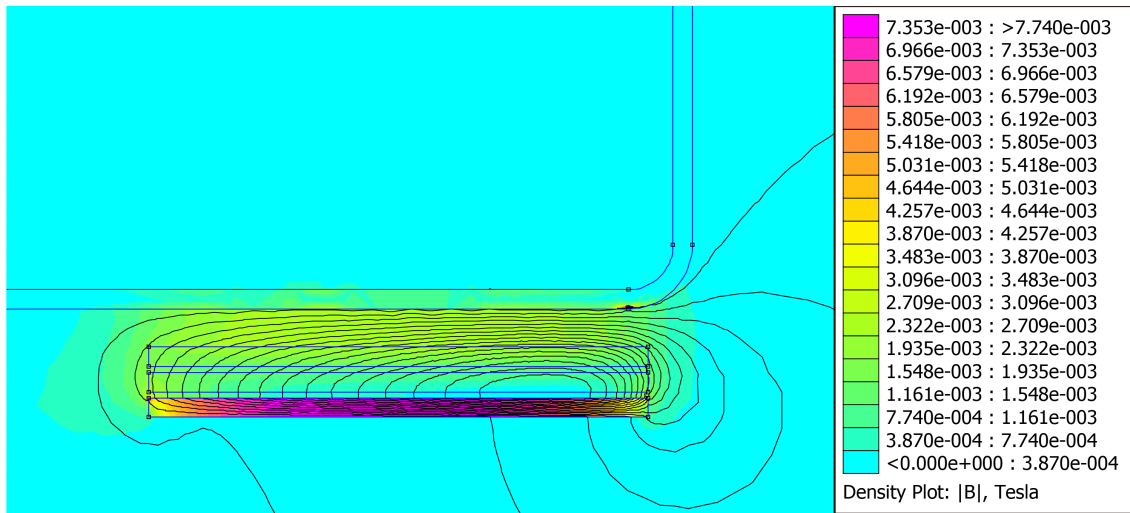


(b)

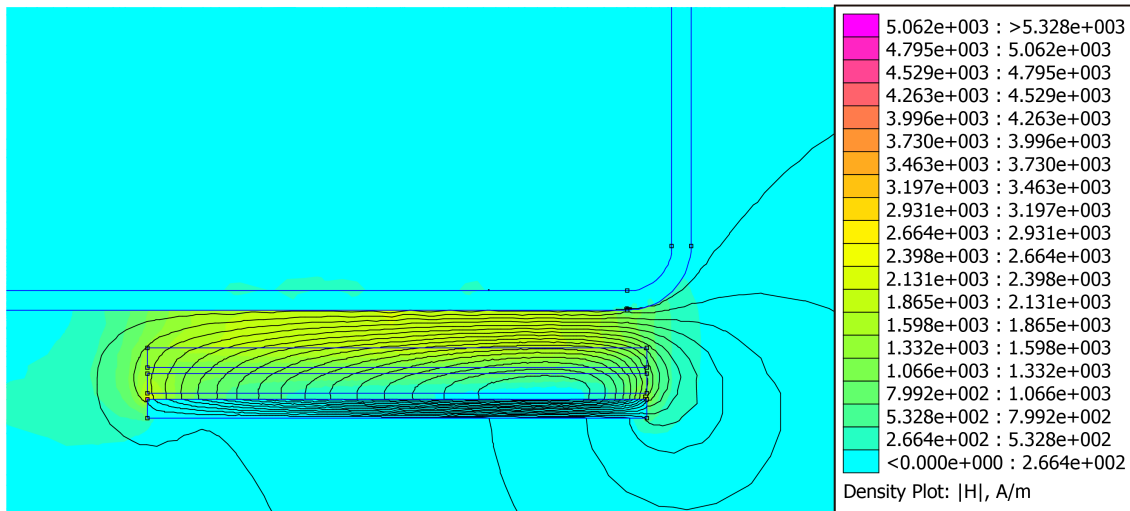


(c)

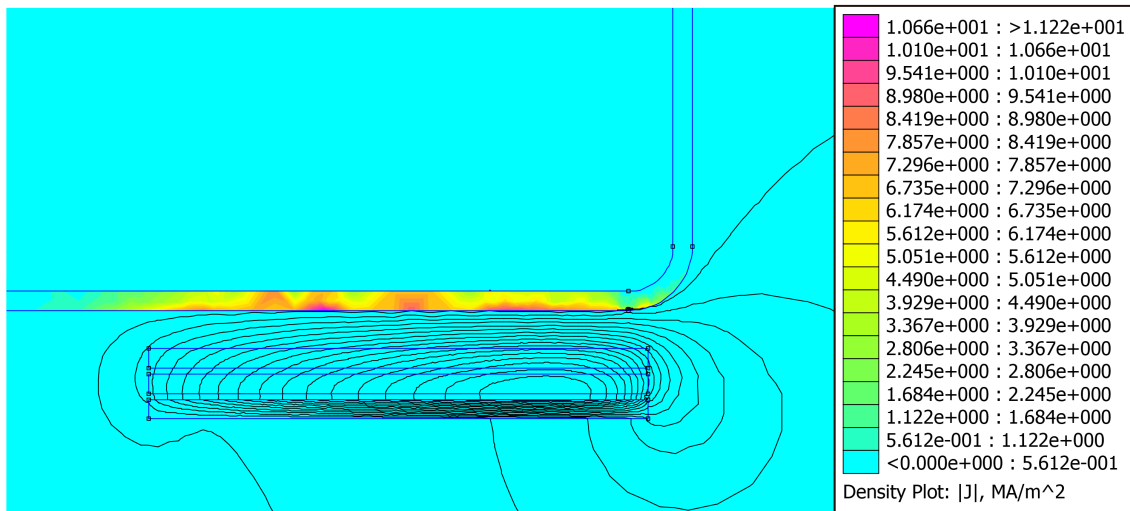
Figura A.3: Gráficos de solución a 20 kHz del inductor C con recipiente de Hierro Fundido; (a) Densidad de flujo, (b) Intensidad de campo, (c) Densidad de corriente.



(a)



(b)



(c)

Figura A.4: Gráficos de solución a 20 kHz del inductor D con recipiente de Hierro Fundido; (a) Densidad de flujo, (b) Intensidad de campo, (c) Densidad de corriente.

Anexo B

Código en MatLab para análisis de eficiencia

```
% Código de inicialización
addpath('C:\femm42\mfiles '); %ruta de femm instalado
savepath;

clear all; clc; close all
disp('Calculando....');

%Variables
%Rangos de frecuencias analizados
freq = (20:20:200)*1e3;
% [A] Corriente que circula por la bobina en Amperios
current = 15
n = length(freq);
Resultados = zeros(1,3);
corriente = 0;
voltaje = 0;
flux = 0;
Rp = zeros(1,n); %Resistencia primario inductor
Rs = zeros(3,n); %Resistencia secundario olla
Rt = zeros(3,n); %Resistencia Total Rt = Rs+Rs
nheat = zeros(3,n);
L = zeros(4,n);
P = zeros(3,n);

%Codigo para abrir el programa FEMM
```

```

openfemm; %abre el programa FEMM

%Calculo para Bobina 20cm sin Carga
%Bobina tubo
opendocument(
'C:\Users\Javier\Documents\Tesis\Bobina\BLitz_20cm.FEM');

for i=1:n
    mi_probdef(freq(i),'millimeters','axi',1E-8,0,30,0)
        %Corriente de la bobina
    mi_setcurrent('Bobina',current);
        %Construye la malla y ejecuta los calculos
    mi_analyse(1);
        %Carga los datos en el archivo .ans
    mi_loadsolution;

    %mo_getprobleminfo()
    Resultados = mo_getcircuitproperties('Bobina');
    corriente = Resultados(1);
    voltaje = Resultados(2);
    flux = Resultados(3);
    Rp(i) = voltaje/corriente;
    L(1,i) = flux/corriente;
end

%Calculo para Bobina Litz 20cm con Carga
ruta = [
'C:\Users\Javier\Documents\Tesis\Bobina\...
CAD Bobina\Litz20cm\BLitz1_20cm_OCIp.FEM';...
'C:\Users\Javier\Documents\Tesis\Bobina\...
CAD Bobina\Litz20cm\BLitz1_20cm_OSAI.FEM';...
'C:\Users\Javier\Documents\Tesis\Bobina\...
CAD Bobina\Litz20cm\BLitz1_20cm_OCI.FEM '];

for j=1:3
    opendocument(ruta(j,:))

    for i=1:n
        mi_probdef(freq(i),'millimeters','axi',1E-8,0,30,0)

```



```

        %Corriente de la bobina
mi_setcurrent('Bobina',current);
        %Construye la malla y ejecuta los calculos
mi_analyse(1);
        %Carga los datos en el archivo .ans
mi_loadsolution;

%mo_getprobleminfo()
Resultados = mo_getcircuitproperties('Bobina');
corriente = Resultados(1);
voltaje = Resultados(2);
flux = Resultados(3);
Rt(j,i) = voltaje/corriente;
Rs(j,i) = Rt(j,i)-Rp(1,i);
nheat(j,i) = (real(Rs(j,i))/real(Rt(j,i)))*100;
L(j+1,i) = flux/corriente;
P(j,i) = (corriente^2*Rt(j,i))/2;
    end
end
disp('Fin del calculo');

figure(1)
semilogx(freq,real(Rp),'-b',freq,real(Rt(1,:)),
':r',freq,real(Rt(2,:)),'-k',freq,real(Rt(3,:)),'-m');
title(['Resistencia Bobina Litz 20 cm - ','...
num2str(corriente),'A']);
xlabel('Frecuencia Hz');
ylabel('Resistencia Ohm'); grid on;
legend('Ro','Rt OAAA','Rt OA','Rt OCI')
% axis([10e3 300e3 0 20])

figure(2)
semilogx(freq,real(L(1,:)),'-b',freq,real(L(2,:)),
':r',freq,real(L(3,:)),'-k',freq,real(L(4,:)),'-m');
title(['Inductancia Bobina Litz 20 cm - ','...
num2str(corriente),'A']);
xlabel('Frecuencia Hz');
ylabel('L H'); grid on;
legend('Lo','Lt OAAA','Lt OA','Lt OCI')

```

```

% axis([10e3 300e3 1e-6 200e-6])

figure(3)
semilogx(freq,real(P(1,:)),':r',freq,real(P(2,:)),
'-k',freq,real(P(3,:)),'--m');
title(['Potencia Bobina Litz 20 cm - ',
num2str(corriente),'A']);
xlabel('Frecuencia Hz');
ylabel('P watts'); grid on;
legend('Pt OAALA','Pt OA','Pt OCI')
% axis([10e3 300e3 0 1e3])

figure(4)
semilogx(freq,real(nheat(1,:)),':r',freq,real(nheat(2,:)),
'-k',freq,real(nheat(3,:)),'--m');
title(['Eficiencia Bobina Litz 20 cm - ',
num2str(corriente),'A']);
xlabel('Frecuencia Hz');
ylabel('Eficiencia %'); grid on;
legend('n OAALA','n OA','n OCI')
% axis([10e3 300e3 70 100])

%mi_close;
%mo_close;

```

Anexo C

Parámetros de simulación LTspice

Los parámetros de simulación representan las opciones para la solución numérica de simulación, estos son requisitos para la convergencia de las soluciones de voltajes en nodos y corrientes en los elementos de los circuitos. Algunos fabricantes de semi-conductores recomiendan valores específicos para la simulación de sus componentes, la tabla C.1 presenta un resumen de parámetros utilizados en el capítulo 3, aquellos parámetros con denotados con (*) fueron utilizados como los predeterminados del programa.

Parámetro	Diseño						
	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
ITL1	150	*	250	*	350	*	350
ITL2	50	*	250	*	350	*	350
ITL4	50	*	250	*	350	*	350
RELTOL	0.001	0.003	0.001	*	0.001	*	0.001
ABSTOL	250e-9	10e-9	35e-9	10e-9	25e-9	*	20e-9
CHGTOL	1e-12	*	5e-12	*	1e-12	*	1e-12
CSHUNT	1e-15	1e-15	1e-15	1e-15	1e-15	*	1e-15
VNTOL	1e-6	*	1e-6	*	1e-6	*	1e-6
GMIN	1e-10	1e-10	1e-10	1e-10	1e-10	*	1e-10
TRTOL	1	*	1	*	1	*	1
NOOPITER	1	*	1	1	1	*	1
GMINSTEPS	0	*	0	*	0	*	0
TOPOLOGYCHECK	0	*	0	*	0	*	0
METHOD	GEAR	GEAR	GEAR	GEAR	GEAR	*	GEAR

Tabla C.1: Parámetros de simulación LTspice

Anexo D

Formas de onda convertidores boost asíncronos

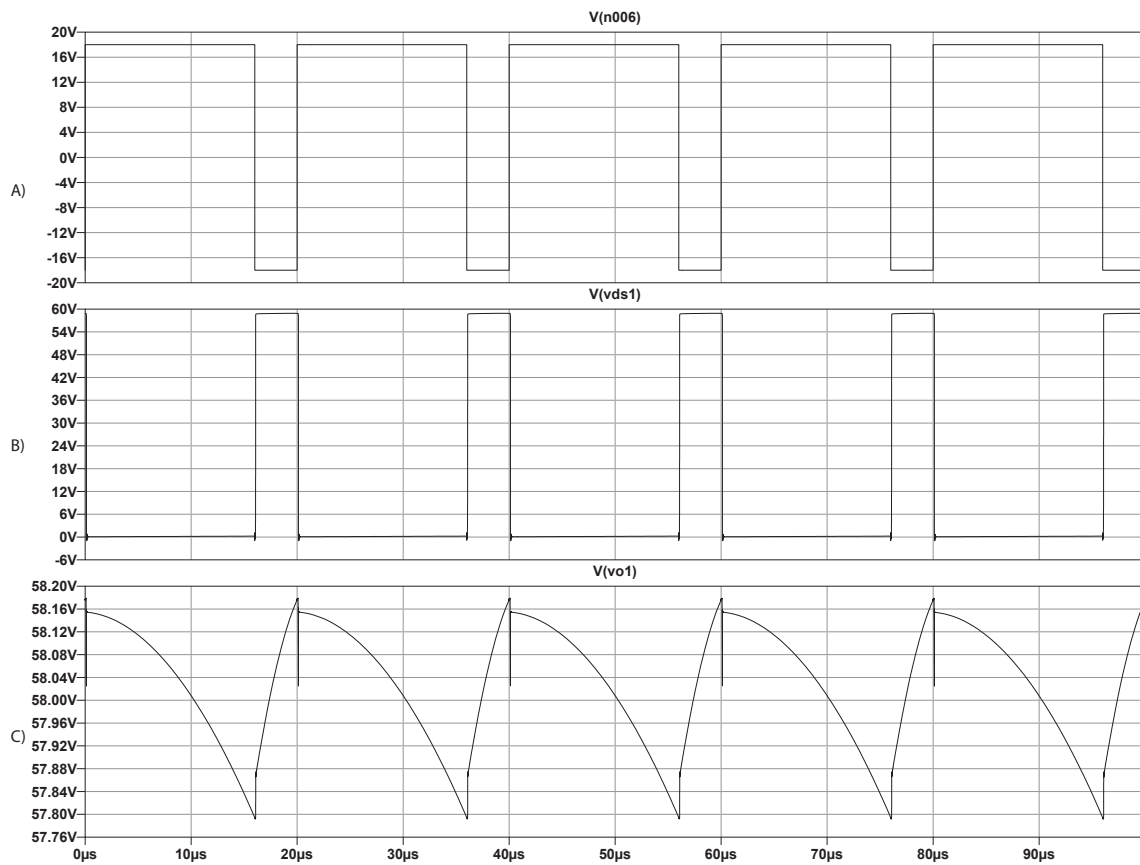


Figura D.1: Voltajes de operación diseño D1, etapa 1: A) Voltaje de compuerta SW_1 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-3} , C) Voltaje de salida etapa 1

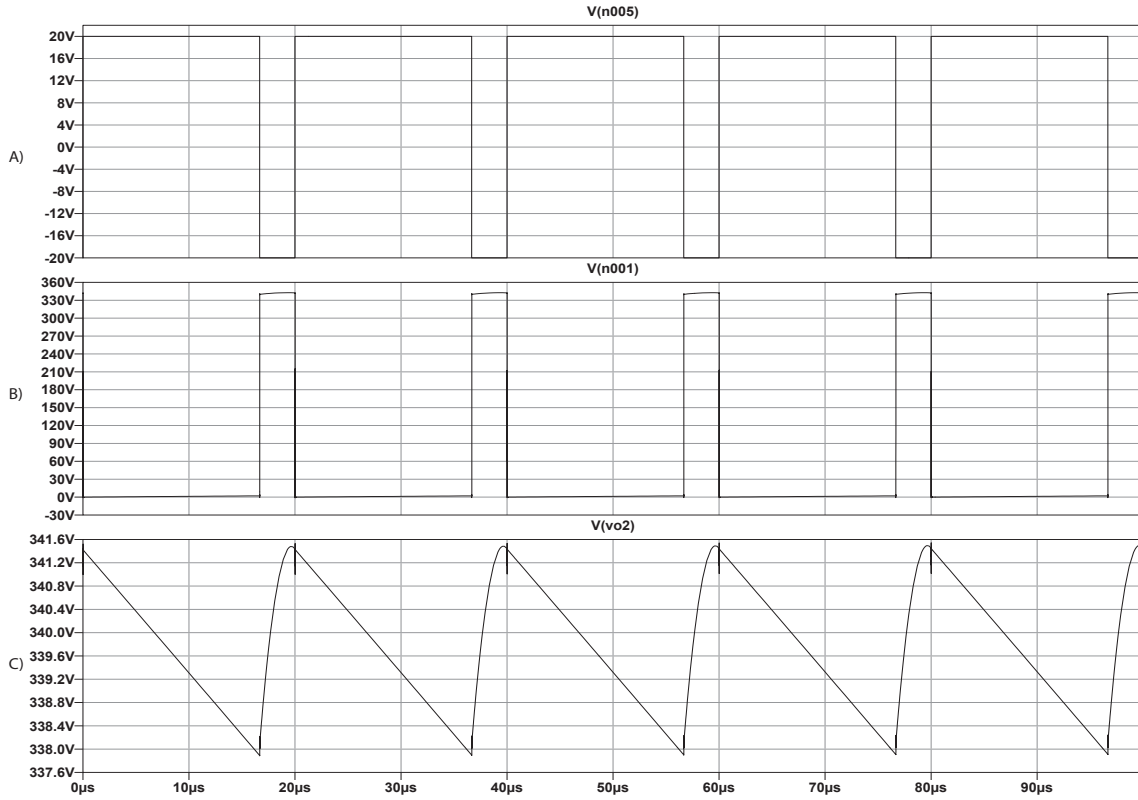


Figura D.2: Voltajes de operación diseño D1, etapa 2: A) Voltaje de compuerta SW_4 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{4-5} , C) Voltaje de salida etapa 2

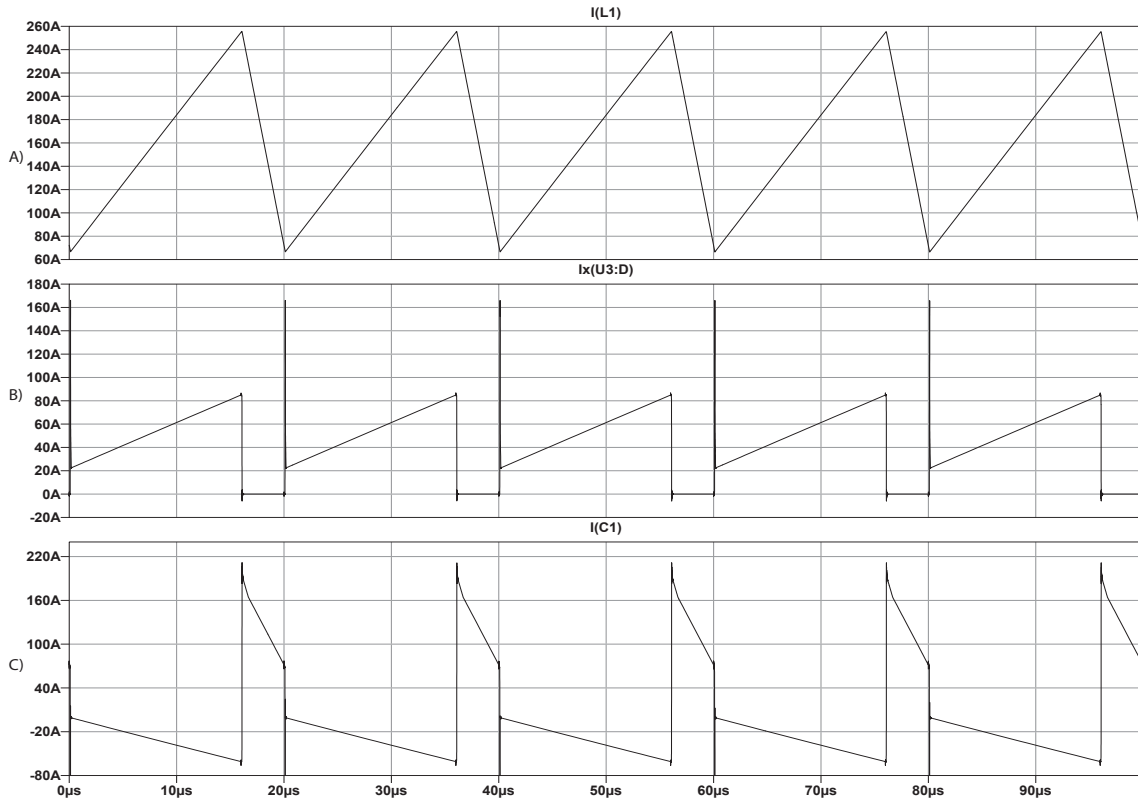


Figura D.3: Corrientes de operación diseño D1, etapa 1: A) Corriente del inductor L_1 , B) Corriente en el transistor SW_3 , C) Corriente capacitor C_1

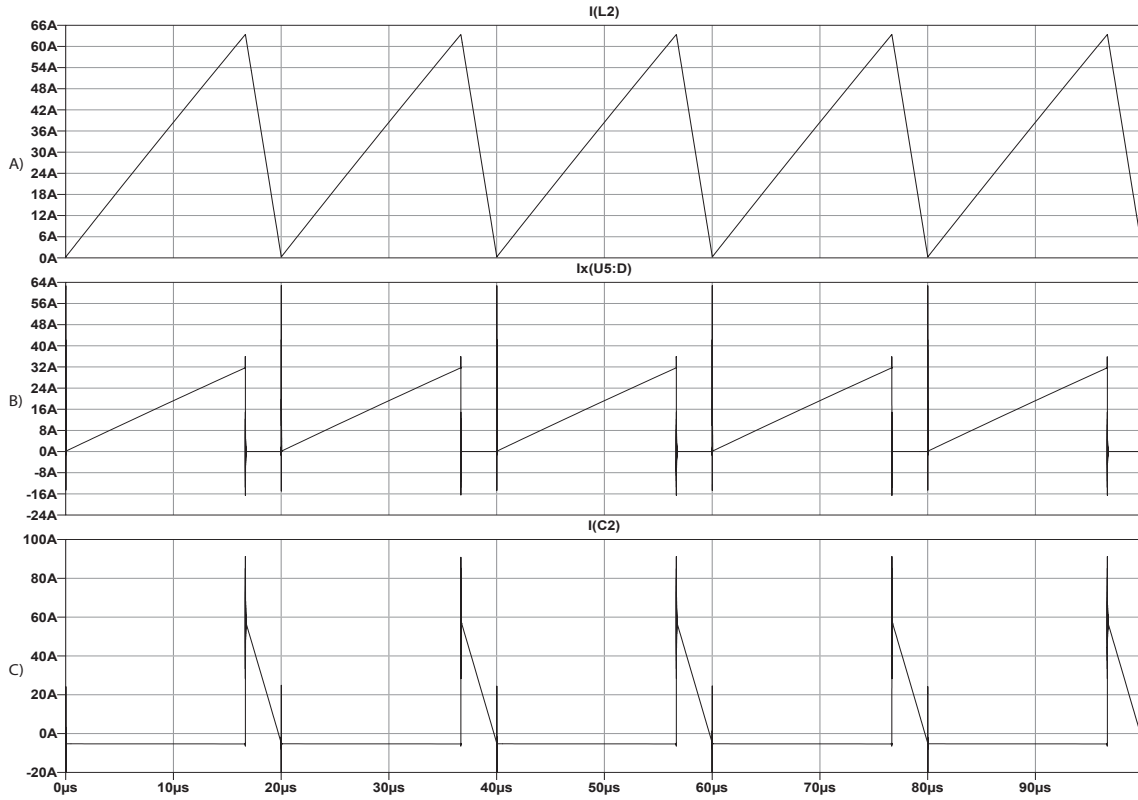


Figura D.4: Corrientes de operación diseño D1, etapa 2: A) Corriente del inductor L_2 , B) Corriente en el transistor SW_5 , C) Corriente capacitor C_2

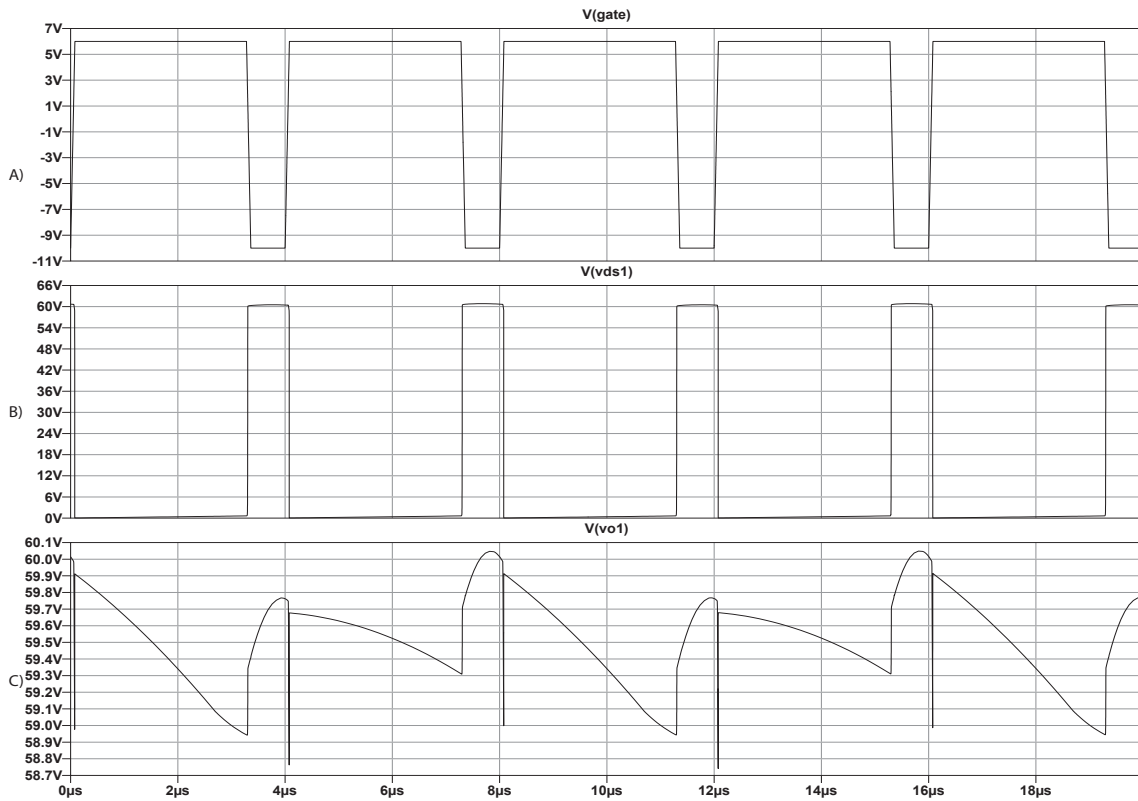


Figura D.5: Voltajes de operación diseño D2, etapa 1: A) Voltaje de compuerta SW_1 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-4} , C) Voltaje de salida etapa 1

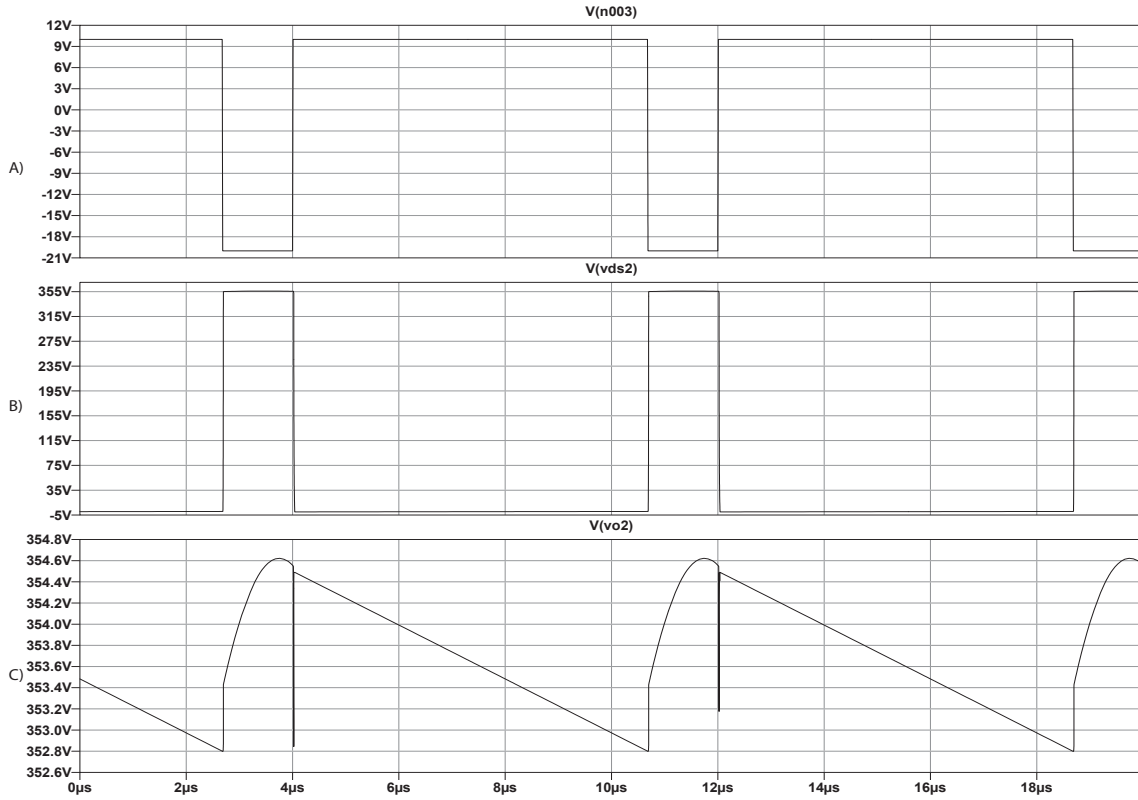


Figura D.6: Voltajes de operación diseño D2, etapa 2: A) Voltaje de compuerta SW_5 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-4} , C) Voltaje de salida etapa 2

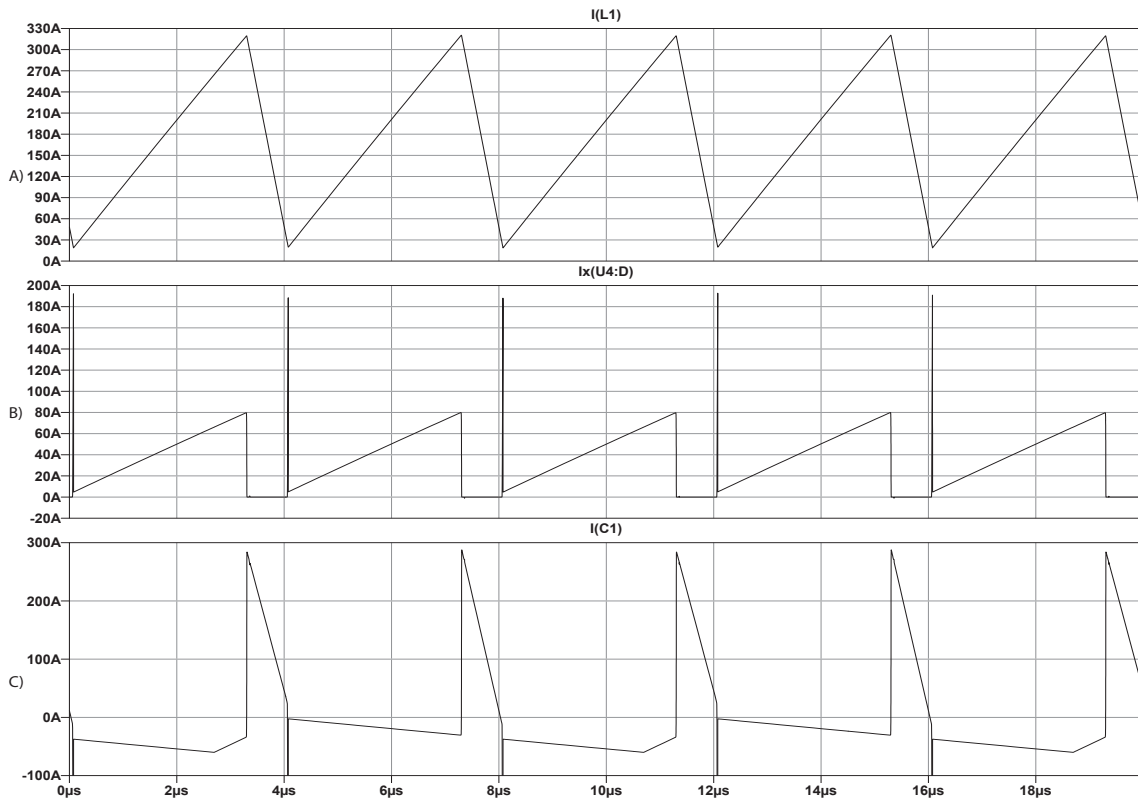


Figura D.7: Corrientes de operación diseño D2, etapa 1: A) Corriente del inductor L_1 , B) Corriente en el transistor SW_4 , C) Corriente capacitor C_1

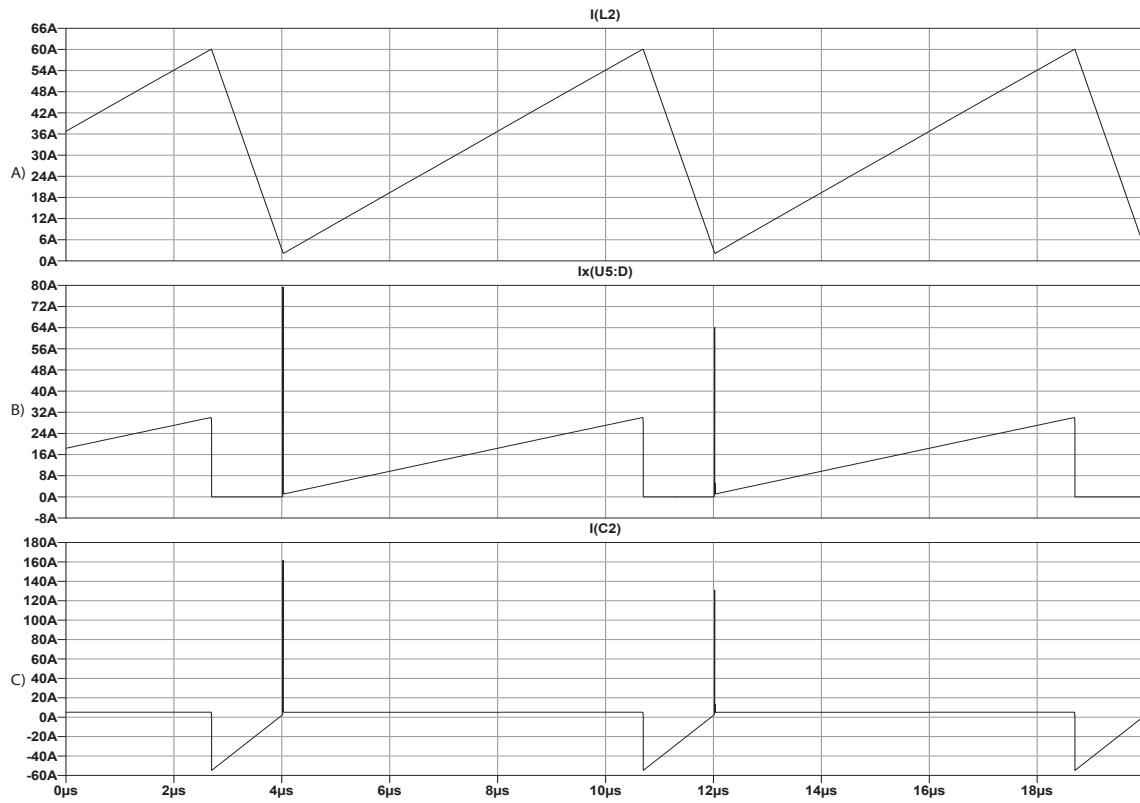


Figura D.8: Corrientes de operación diseño D2, etapa 2: A) Corriente del inductor L_2 , B) Corriente en el transistor SW_5 , C) Corriente capacitor C_2

Anexo E

Formas de onda convertidores boost síncronos

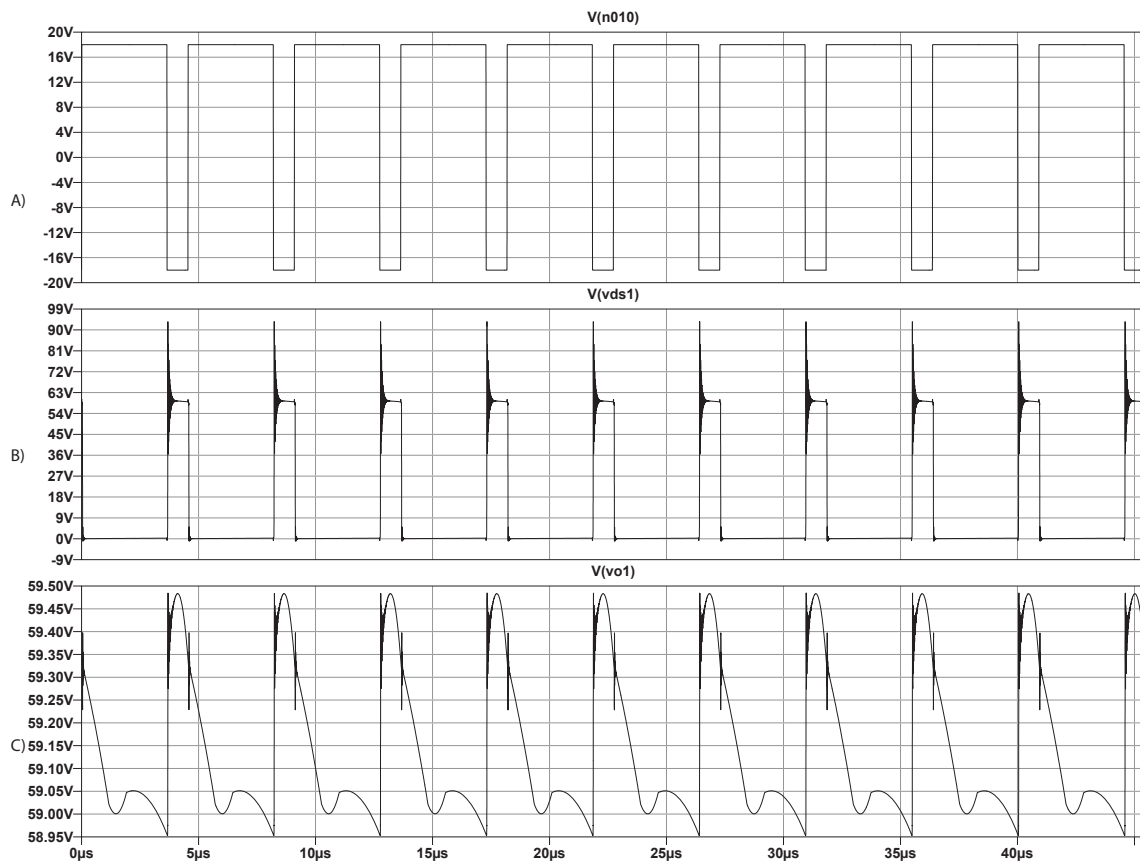


Figura E.1: Voltajes de operación diseño D3, etapa 1: A) Voltaje de compuerta SW_1 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-4} , C) Voltaje de salida etapa 1

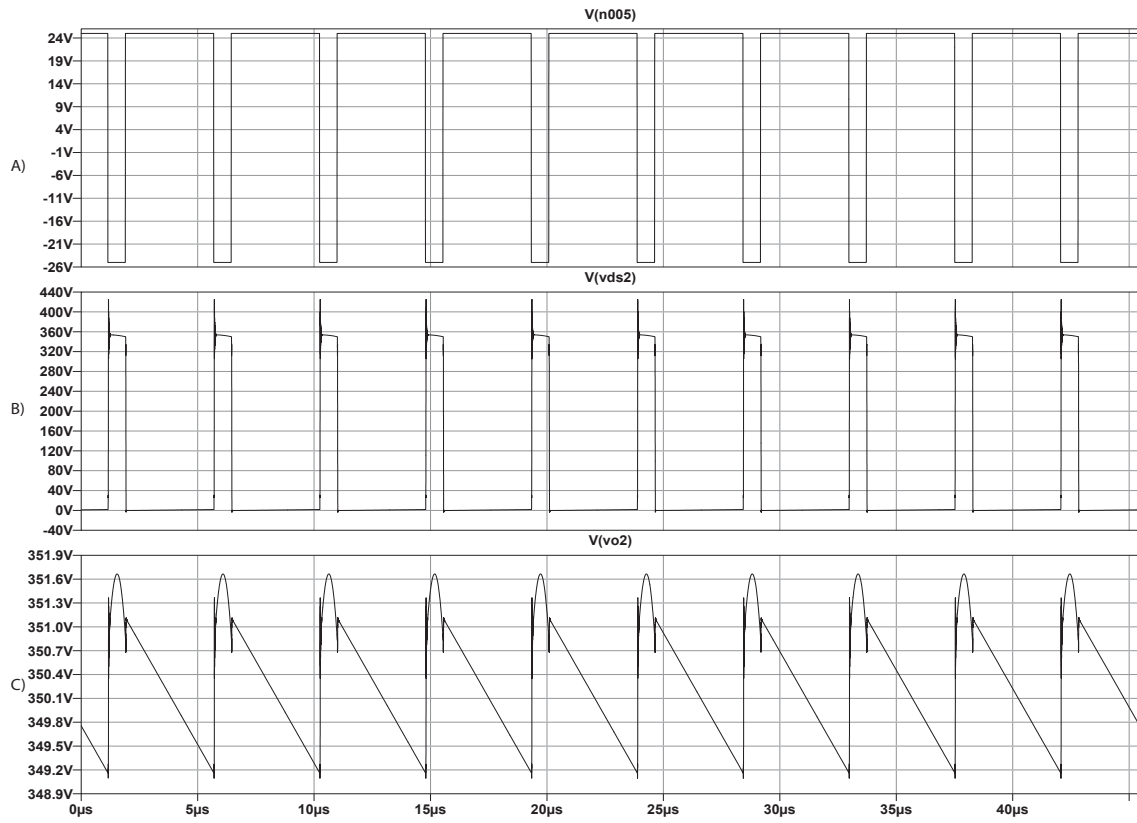


Figura E.2: Voltajes de operación diseño D3, etapa 2: A) Voltaje de compuerta SW_5 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{5-6} , C) Voltaje de salida etapa 2



Figura E.3: Corrientes de operación diseño D3, etapa 1: A) Corriente del inductor L_1 , B) Corriente en el transistor SW_4 , C) Corriente capacitor C_1

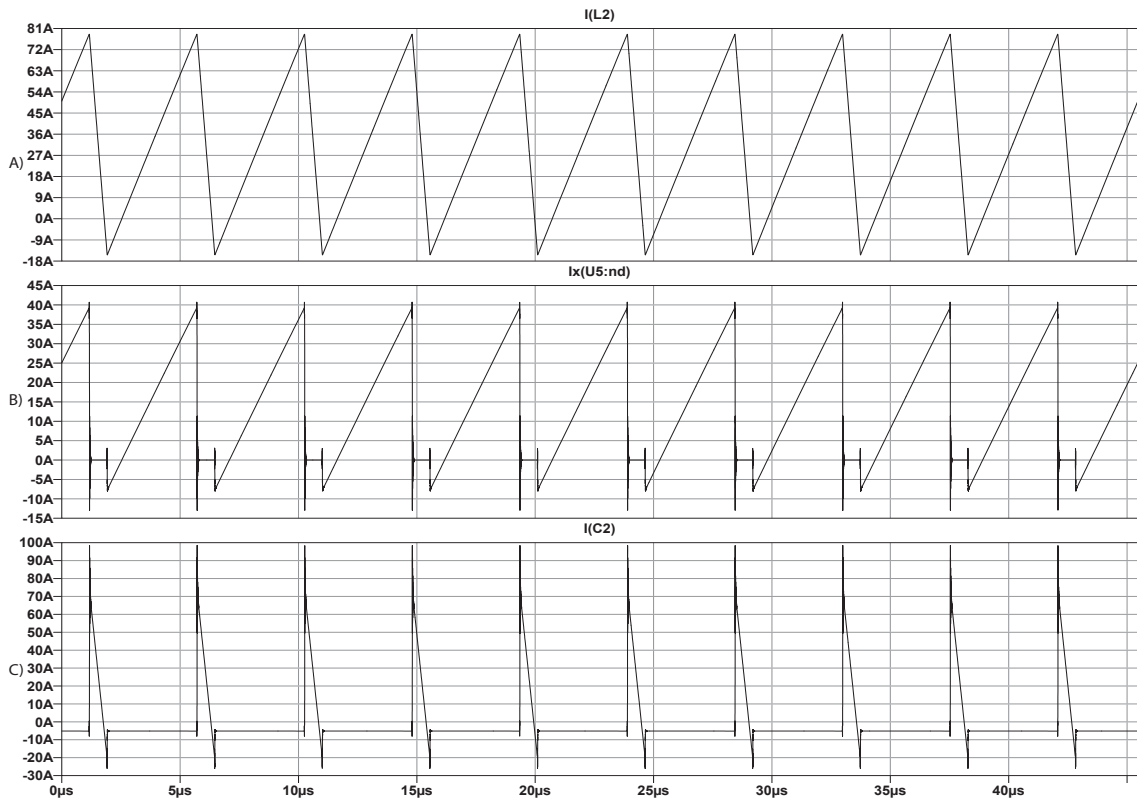


Figura E.4: Corrientes de operación diseño D3, etapa 2: A) Corriente del inductor L_2 , B) Corriente en el transistor SW_5 , C) Corriente capacitor C_2

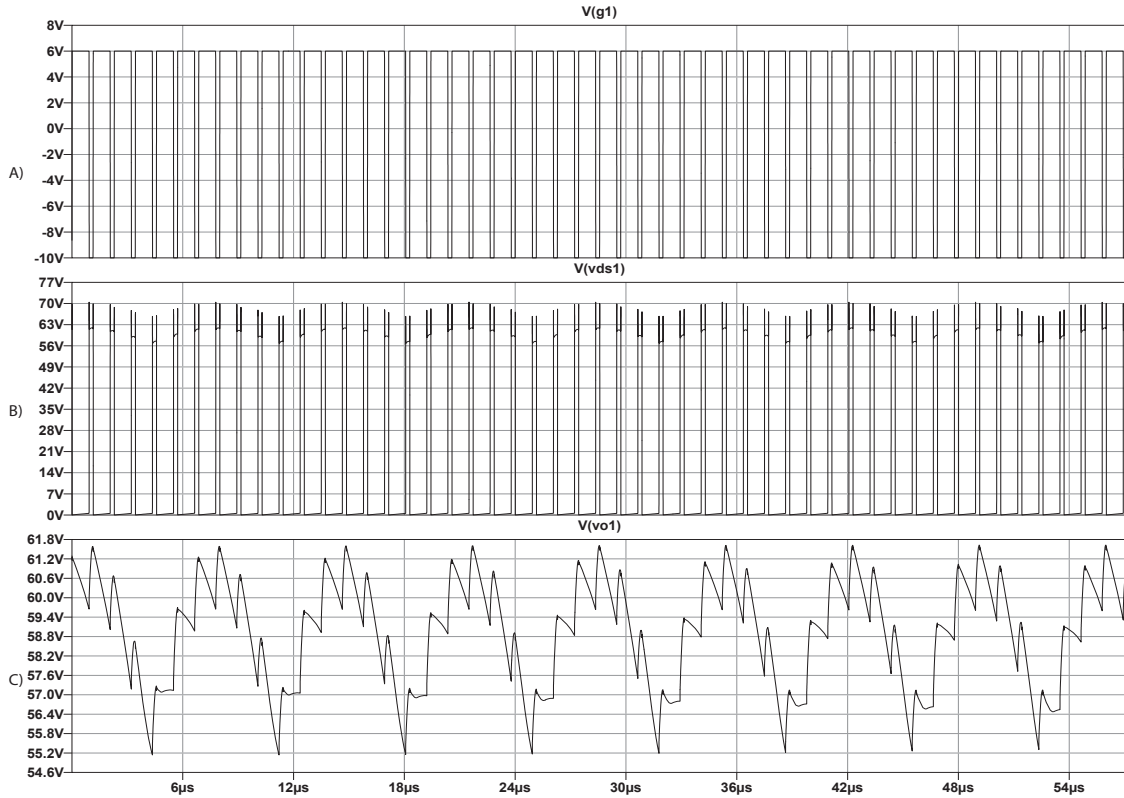


Figura E.5: Voltajes de operación diseño D4, etapa 1: A) Voltaje de compuerta SW_1 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{1-4} , C) Voltaje de salida etapa 1

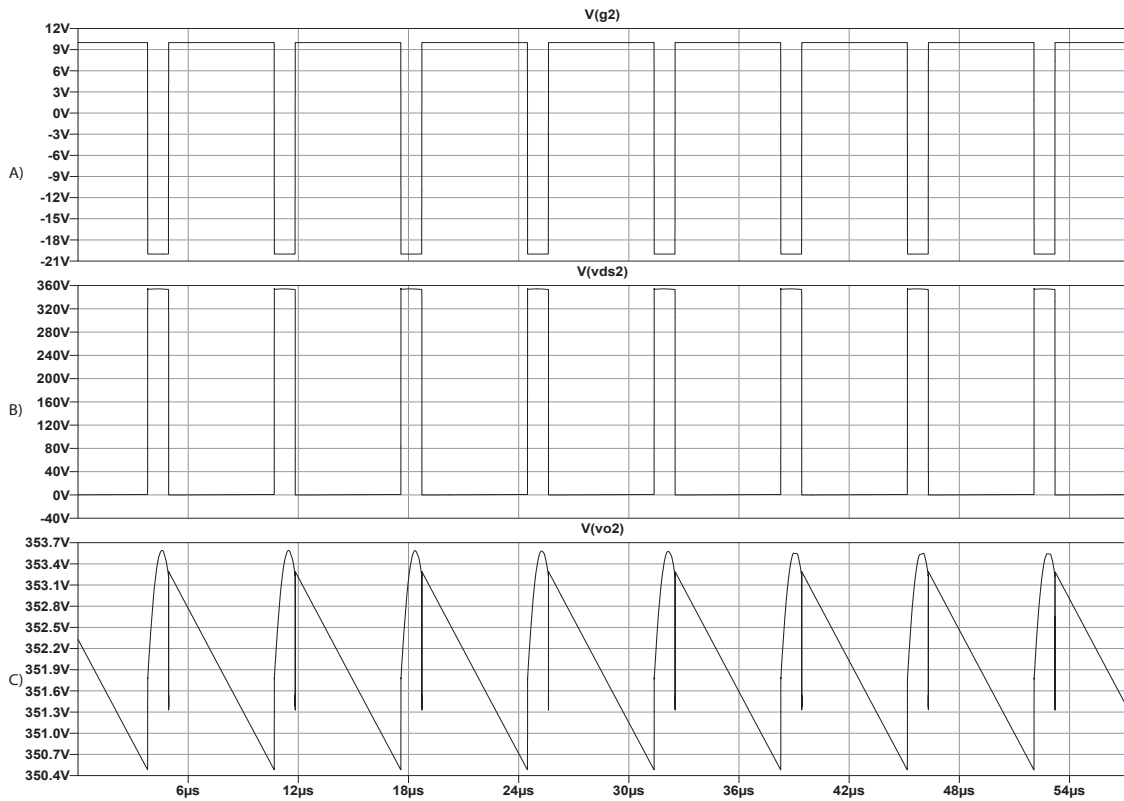


Figura E.6: Voltajes de operación diseño D4, etapa 2: A) Voltaje de compuerta SW_5 , B) Voltaje en los extremos de los transistores SW_{5-6} , C) Voltaje de salida etapa 2

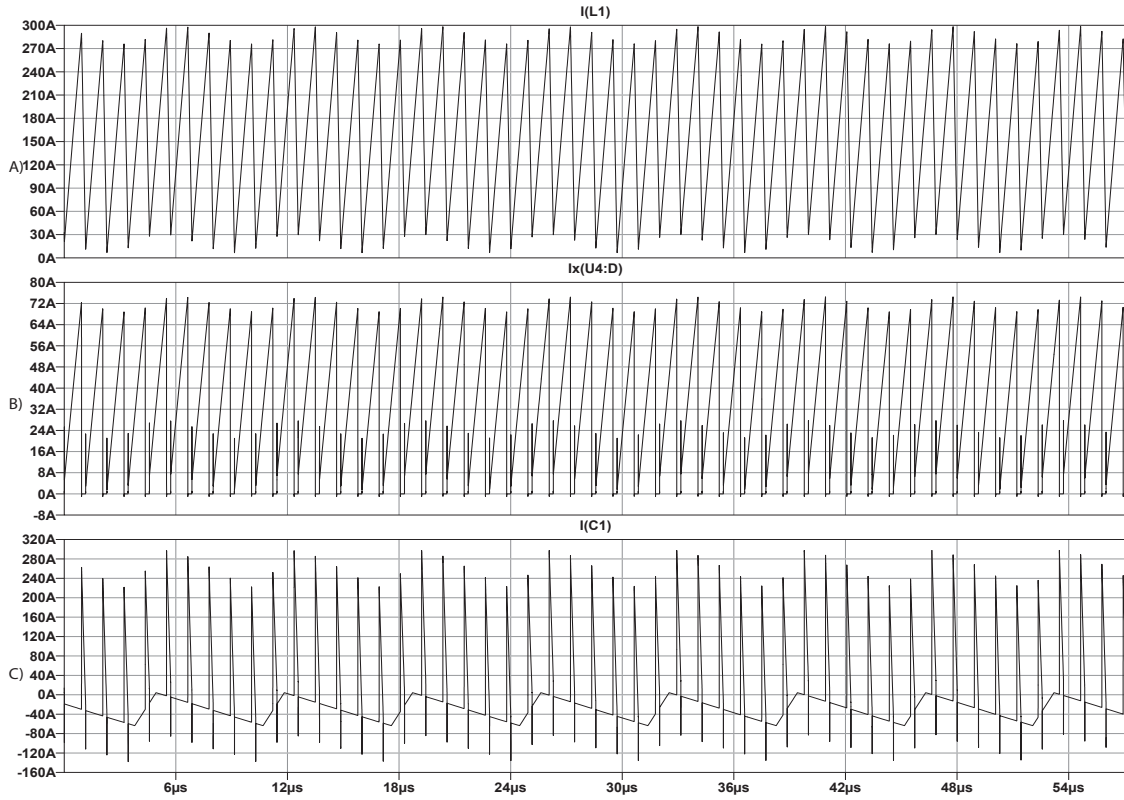


Figura E.7: Corrientes de operación diseño D4, etapa 1: A) Corriente del inductor L_1 , B) Corriente en el transistor SW_4 , C) Corriente capacitor C_1

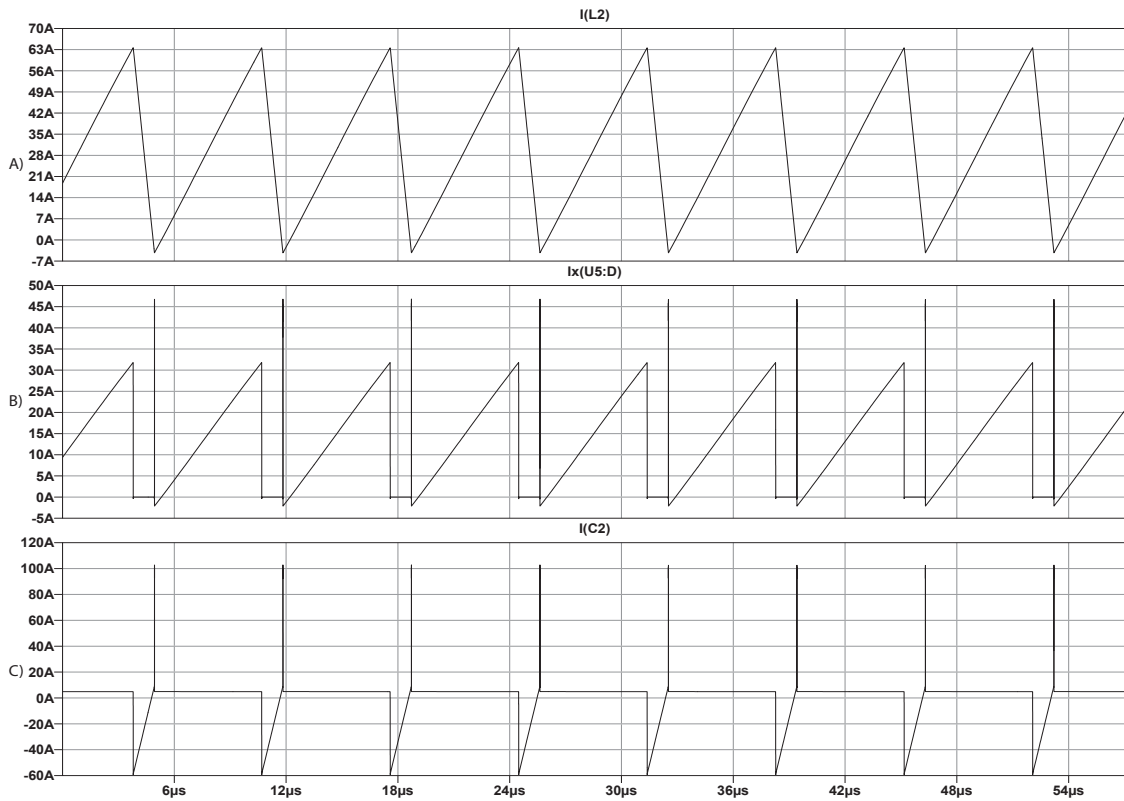


Figura E.8: Corrientes de operación diseño D4, etapa 2: A) Corriente del inductor L_2 , B) Corriente en el transistor SW_5 , C) Corriente capacitor C_2

Anexo F

Curvas de ganancia inversor resonante Push-Pull

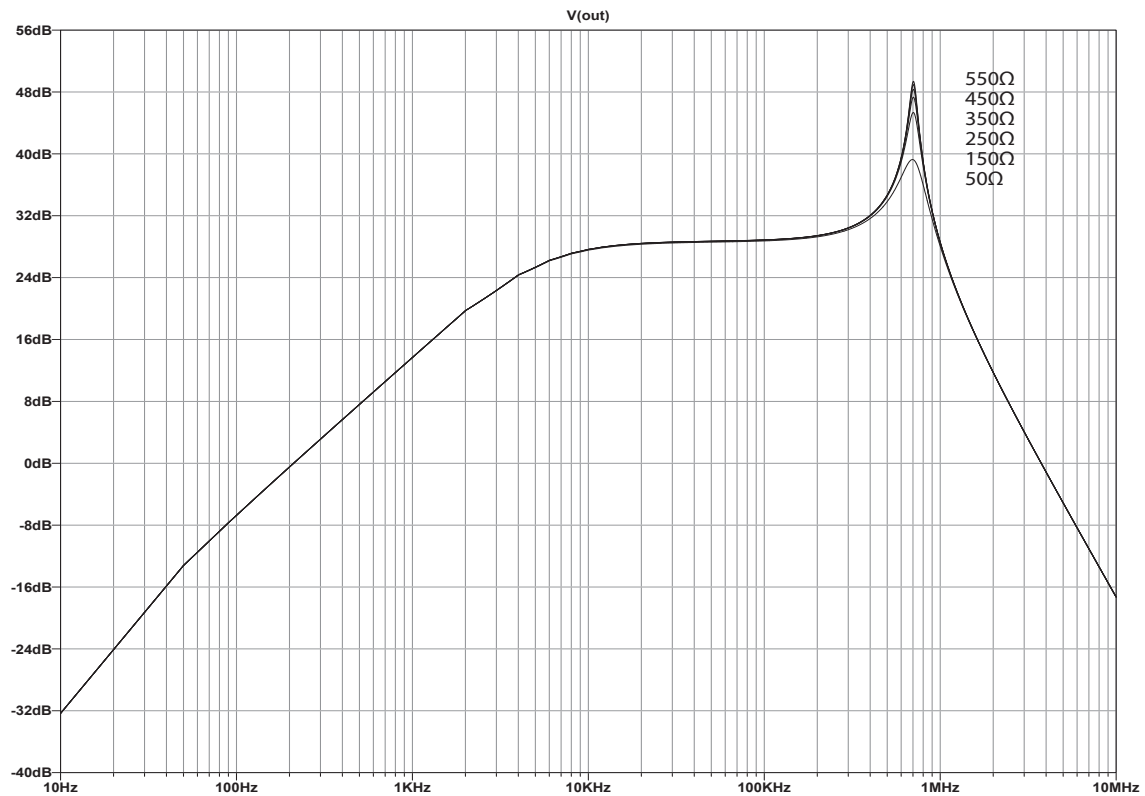


Figura F.1: Respuesta de frecuencia para el circuito tanque paralelo, $L_r = 30\mu H$

Anexo G

Detalle de costos del transformador Push-Pull

El costo del cobre (C_{cu}) para el transformador se deriva del volumen de cobre utilizado en la ventana de bobinado, el cual se puede calcular mediante la expresión G.1.

$$V_{cu} = \pi (R_e - R_i)^2 L_b (k_{cu} + K_e) \quad (G.1)$$

Donde R_e representa el radio externo de la ventana de bobinado, R_i es el radio interno de la ventana de bobinado, L_b es la longitud del carrete de la bobina, k_{cu} es el porcentaje de relleno de cobre y K_e es un margen adicional de cobre a ser utilizado en los bornes del transformador.

La tabla G.1 presenta los datos del carrete para la bobina correspondiente a los transformadores Push-Pull del capítulo 3.

Tabla G.1: Característica de carrete B66366B1018T001

Ítem	valor	unidad
R_e	32.3	[mm]
R_i	17.7	[mm]
L_b	29.5	[mm]

La tabla G.2 presenta el costo del cobre en base a los datos de la tabla G.1 para un factor de relleno de cobre $k_{cu} = 0,4$ y un margen adicional de cobre de $K_e = 0,1$. El costo del alambre esmaltado representa el valor del alambre AWG#26 y fue cotizado por el artículo número 600226-15 del fabricante CNC Tech.

Tabla G.2: Costo del cobre para un transformador Push-Pull

Ítem	valor	unidad
V_{cu}	9.88	$[cm^3]$
Peso del cobre por cm^3	8.94	$[g]$
Cobre utilizado	88.3	$[g]$
Costo de alambre esmaltado	70	$[\$/kg]$
C_{Cu}	6.18	$[\$]$

El costo del transformador es la suma de sus componentes, lo cual se representa en la expresión G.2.

$$C_{Tx} = N_{nu} \cdot C_{Nu} + C_{carrete} + C_{Cu} \quad (G.2)$$

Donde N_{nu} representa el número de núcleos utilizados en el transformador, C_{Nu} es el costo por cada núcleo, C_{Ca} es el costo del carrete. La tabla G.3 presenta el costo total de los transformadores para los diseños D5 y D7.

Tabla G.3: Costos del transformador Push-Pull

Transformador	N_{nu}	C_{Nu}	C_{Ca}	C_{Cu}	C_{Tx}
	$[u]$	$[\$]$	$[\$]$	$[\$]$	$[\$]$
D5	2	1.09438	0.91184	6.18	9.28
D7	2	1.45	0.91184	6.18	9.99