



**UNIVERSIDAD DE PAMPLONA  
FACULTAD DE INGENIERÍAS Y ARQUITECTURA  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, SISTEMAS Y  
TELECOMUNICACIONES  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR  
FERRORRESONANTE MONOFÁSICO**

**AUTOR: Anderson Peña Santos**

**DIRECTOR: M. Sc. Luis David Pabón Fernández**

**UNIVERSIDAD DE PAMPLONA  
FACULTAD DE INGENIERÍAS Y ARQUITECTURA  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA,  
SISTEMAS Y TELECOMUNICACIONES  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**



**UNIVERSIDAD DE PAMPLONA  
PAMPLONA N. DE S. – COLOMBIA  
2021**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR  
FERRORRESONANTE MONOFÁSICO**

**AUTOR: Anderson Peña Santos**

**TRABAJO DE GRADO PARA OPTAR POR EL TÍTULO DE INGENIERO  
ELÉCTRICO**

**DIRECTOR: M. Sc. Luis David Pabón Fernández**

**UNIVERSIDAD DE PAMPLONA  
FACULTAD DE INGENIERÍAS Y ARQUITECTURA  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA,  
SISTEMAS Y TELECOMUNICACIONES  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA  
PAMPLONA N. DE S. – COLOMBIA  
2021**

**UNIVERSIDAD DE PAMPLONA  
FACULTAD DE INGENIERÍAS Y ARQUITECTURA  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA ELECTRÓNICA SISTEMAS  
Y TELECOMUNICACIONES  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA**

**AUTORIZACIÓN PARA SUSTENTAR  
TRABAJO PRESENTADO PARA OPTAR POR EL TÍTULO DE  
INGENIERO ELÉCTRICO**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INVERSOR FERRORESONANTE  
MONOFÁSICO**

**FECHA DE INICIO DEL TRABAJO: 1 marzo de 2021**

**FECHA DE TERMINACIÓN DEL TRABAJO: 7 de julio de 2021**

**NOMBRES Y FIRMAS DE AUTORIZACIÓN PARA SUSTENTAR**

**AUTOR: Anderson Peña Santos**

**DIRECTOR: M. Sc. Luis David Pabón Fernández**

**DIRECTOR DE PROGRAMA: M. Sc. Yesid Eugenio Santafé Ramón**

**JURADO CALIFICADOR:**

**PRESIDENTE: ING. FRAYN STEEVENS MONSALVE PABÓN.**

**OPONENTE: ING. JESÚS ENRIQUE SALAMANCA JAIMES.**

**SECRETARIO: MG. SC. LUIS DAVID PABÓN FERNÁNDEZ.**

**PAMPLONA, COLOMBIA**

**2021**

## DEDICATORIA

*Este libro está dedicado a mi madre Luz Mariela Santos Villamizar, por ser mi consejera en cada una de las etapas de mi vida, a mi padre Marco Antonio Peña Sandoval, por ser mi apoyo y mi ejemplo a seguir, a mi hermana Caren Lizeth Peña Santos por ser una persona con gran calidad humana, por ser una motivación adicional y por la cual siento una admiración gigante y a mi hermana menor Ashly Adriana Peña Santos, por ser esa persona que ocupa un lugar muy especial en mi vida.*

*También dedico este libro a los profesores de ingeniería eléctrica, que se relacionaron y me aportaron grandes enseñanzas durante el transcurso formativo en esta institución y a los compañeros que de una u otra forma contribuyeron en este proceso educativo.*

*El éxito no se mide por lo que haces comparado con lo que hacen los demás; se mide por lo que haces con las habilidades que Dios te dio."*

**Zig Ziglar**

*"El verdadero buscador crece y aprende, y descubre que siempre es el principal responsable de lo que sucede"*

**Jorge Buca**

## **AGRADECIMIENTOS**

Sincero agradecimiento al ingeniero Luis David Pabón Fernández por todo el conocimiento brindado tanto en el ámbito educativo, como en el ámbito personal. También, agradezco al ingeniero Edison Andrés Caicedo por su apoyo y conocimiento desde mi inicio en esta carrera profesional, de igual manera al ingeniero Pablo Alexander Santafé por su gran forma de enseñar y por la disciplina que inculca, al director Yesid Santafé Ramón por su colaboración y atención ofrecida y a todos los demás profesores que estuvieron a lo largo de mi etapa formativa en esta institución, que me aportaron conocimiento indispensable y excelentes consejos.

Agradezco a todos los compañeros de formación, por su amistad, solidaridad, empatía, y finalmente, a las demás personas que de una u otra forma contribuyeron a lograr esta meta.

¡Muchas gracias!

## CONTENIDO

	Pág.
<b>1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>15</b>
<b>2. OBJETIVOS .....</b>	<b>17</b>
2.1 OBJETIVO GENERAL .....	17
2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	17
<b>3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA .....</b>	<b>18</b>
3.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA .....	18
3.2 JUSTIFICACIÓN .....	18
<b>4. MARCO DE REFERENCIA.....</b>	<b>19</b>
4.1 ANTECEDENTES .....	19
4.2 FENÓMENOS DE CALIDAD DE LA ENERGÍA .....	24
4.2.2 Depresiones de voltaje (Sags) .....	24
4.2.3 Elevaciones de voltaje (Swells).....	24
4.2.4 Sobrevoltajes (Overvoltages).....	25
4.2.5 Bajos voltajes (Undervoltages).....	25
4.2.6 Transitorio impulsivo .....	25
4.2.7 Transitorio oscilatorio.....	26
4.3 NORMATIVA .....	28
<b>5. MODELAMIENTO DEL TRANSFORMADOR FERRORESONANTE .....</b>	<b>29</b>
5.1 MODELOS DE TRANSFORMADORES FERRORESONANTES .....	29
5.2 METODOLOGÍAS DE MODELAMIENTO DEL CVT. ....	34
5.2.1 Modelo gráfico de diseño de componentes del CVT .....	34
5.2.2 Nuevo enfoque de diseño de componentes del CVT .....	40
5.2.3 Modelamiento no lineal del CVT basado en el teorema de dualidad electromagnética y el método de reluctancia. ....	46
5.2.4 Modelamiento del CVT a partir de ecuación diferencial de segundo orden y reinicio de condiciones iniciales. ....	50
5.2.5 Metodología experimental de diseño del CVT.....	55
<b>6. DISEÑO DEL TRANSFORMADOR FERRORESONANTE.....</b>	<b>63</b>
<b>7. DISEÑO DEL INVERSOR.....</b>	<b>76</b>
7.1 ETAPA DE ACOPLAMIENTO.....	76
7.1.1 Fase de aislamiento.....	76
7.1.2 Fase de negación .....	77
7.1.3 Fase de activación.....	78
7.2 ETAPA DE CONMUTACIÓN DE POTENCIA.....	78
7.2.1 Selección de los dispositivos de conmutación MOSFET .....	78

7.2.2 Diodos de circulación inversa .....	80
7.2.3 Selección de los disipadores.....	80
7.3 ETAPA DE ALIMENTACIÓN .....	81
7.4 ETAPA DE PROTECCIÓN .....	82
7.5 ETAPA DE TRANSFORMACIÓN .....	83
<b>8. IMPLEMENTACIÓN DEL TRANSFORMADOR FERRORESONANTE Y MONTAJE DEL INVERSOR FERRORESONANTE .....</b>	<b>87</b>
8.1 CÁLCULOS DE LA LONGITUD DEL COBRE PARA EL CVT E INDUCTOR LINEAL .....	87
8.2 CÁLCULOS DE LAS LAMINACIONES EI-50 PARA EL CVT E INDUCTOR LINEAL .....	89
8.3 CÁLCULOS DE LONGITUD DEL COBRE PARA EL TRANSFORMADOR DEL INVERSOR .....	90
8.4 CÁLCULO DE LAS LAMINACIONES EI-50 PARA EL TRANSFORMADOR DEL INVERSOR .....	91
8.5 COMPONENTES ADICIONALES .....	91
8.6 PROCEDIMIENTO .....	93
<b>9. PRUEBAS Y RESULTADOS .....</b>	<b>96</b>
9.1 PRUEBAS .....	96
9.2 RESULTADOS.....	104
9.2.1 Redimensionamiento del inductor lineal.....	104
9.2.2 Selección experimental del capacitor.....	104
9.2.3 Regulación del inversor ferroresonante sin carga .....	105
9.2.4 Regulación del inversor ferroresonante con carga LED .....	106
9.2.5 Regulación del inversor ferroresonante con carga resistiva .....	107
9.2.6 Formas de onda del voltaje de salida.....	108
<b>10. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....</b>	<b>110</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>113</b>
<b>ANEXO .....</b>	<b>115</b>
ANEXO 1: TABLAS DE DATOS .....	115
ANEXO 2: CONSTRUCCIÓN DEL TRANSFORMADOR FERRORESONANTE, ACOPLAMIENTO AL INVERSOR Y MEDICIONES PARA COMPROBACIÓN DE LAS RELACIONES DE TRANSFORMACIÓN ENTRE DEVANADOS.....	118



## LISTA DE TABLAS

<i>Tabla 1. Resultados del voltaje de salida del inversor ferorrresonante, en condición sin carga. ....</i>	<i>105</i>
<i>Tabla 2. Resultados del voltaje de salida del inversor ferorrresonante, con carga LED. ....</i>	<i>106</i>
<i>Tabla 3. Resultados del voltaje de salida del inversor ferorrresonante, con carga resistiva. ....</i>	<i>107</i>
<i>Tabla 4. Datos de laminaciones EI 14 mil [27]. ....</i>	<i>115</i>
<i>Tabla 5. Factores para cálculo de pérdidas del núcleo [27]. ....</i>	<i>115</i>
<i>Tabla 6. Datos de calibre de conductores esmaltados [27]. ....</i>	<i>116</i>
<i>Tabla 7. Propiedades magnéticas para materiales formados de aleaciones de hierro [27]. ....</i>	<i>117</i>
<i>Tabla 8. Dimensiones de laminaciones EI 14 mil [27]. ....</i>	<i>117</i>

## LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Circuito equivalente CVT remodelado que muestra devanado adicional. [1].....	19
Figura 2. Esquema general de un inversor trifásico divisor de frecuencia. [5].....	21
Figura 3. Estructura de la UPS. [7].....	22
Figura 4. Circuito equivalente del transformador ferroresonante y curva B-H. [9].....	23
Figura 5. Depresión de voltaje [12]......	24
Figura 6. Elevación de voltaje [12]......	25
Figura 7. Forma de onda de un transitorio impulsivo [16]......	26
Figura 8. Forma de onda de un transitorio oscilatorio [17]......	27
Figura 9. Rectificador regulado ferroresonante controlado por retroalimentación [22]......	29
Figura 10. Esquema de reactor saturado convencional y reactor saturado simulado [22]......	29
Figura 11. Regulador ferroresonante controlado por retroalimentación [23]......	30
Figura 12. Circuito regulador de voltaje ferroresonante más utilizado. ST: transformador saturado [24]......	30
Figura 13. Regulador ferroresonante con condensador removido y filtro en serie [24]......	30
Figura 14. Transformador ferroresonante de 60 Hz [25]......	31
Figura 15. Circuito eléctrico equivalente del transformador ferroresonante [25]......	31
Figura 16. Diagrama estructural (Izquierda) y circuito magnético equivalente del transformador ferroresonante de 60 Hz (Derecha) [25]......	32
Figura 17. Equivalente de Thévenin del transformador ferroresonante [25]......	32
Figura 18. Diseño estándar del núcleo del CVT [1]......	32
Figura 19. Circuito equivalente simple del CVT [1]......	33
Figura 20. Circuito equivalente del CVT con devanado adicional [1]......	33
Figura 21. Circuito equivalente de un regulador ferroresonante [3]......	33
Figura 22. Circuito eléctrico equivalente del CVT propuesto por Hart y Kakalec [9]......	35
Figura 23. Circuito eléctrico equivalente simplificado del CVT [9]......	35
Figura 24. Relación de la característica del tamaño físico y la corriente de cortocircuito, para distintos valores de $k$ , teniendo el factor de potencia como parámetro [9]......	38
Figura 25. Diseño estructural del CVT, para el modelo propuesto por Basu [10]......	41
Figura 26. Distribución del flujo, cuando se alimenta el devanado primario, mientras el secundario está en circuito abierto [10]......	41
Figura 27. Distribución de flujo causada por la corriente $i_s$ , sin considerar la presencia del devanado primario [10]......	42
Figura 28. Distribución del flujo debido a la componente de carga de la corriente primaria, $i_p'$ , solamente [10]......	42
Figura 29. Distribución del flujo, cuando se combinan los efectos del flujo presentados en las figuras 27 y 28 [10]......	42
Figura 30. Distribución de flujo resultante cuando se conecta un capacitor en paralelo al devanado secundario [10]......	43
Figura 31. Circuito eléctrico equivalente secundario sin carga [10]......	43
Figura 32. Circuito eléctrico equivalente secundario con carga resistiva [10]......	43
Figura 33. Producto de $CV^2$ vs potencia máxima de salida, para distintas frecuencias de operación y $r=0,995$ [10]......	45
Figura 34. Diseño físico del transformador ferroresonante [26]......	46

Figura 35. Circuito magnético equivalente del CVT [26].	47
Figura 36. Circuito magnético equivalente dual del CVT [26].	48
Figura 37. Circuito magnético equivalente dual reducido del CVT [26].	48
Figura 38. Circuito equivalente eléctrico del CVT [26].	49
Figura 39. Circuito eléctrico equivalente del CVT, basado en el modelo magnético simplificado [26].	49
Figura 40. Circuito equivalente del regulador ferorresonante [6].	50
Figura 41. Circuito equivalente del transformador ferorresonante [27].	56
Figura 42. Curva de histéresis de un material magnético [27].	56
Figura 43. Circuito equivalente del CVT con el devanado de compensación incluido [27].	57
Figura 44. Curva B-H con Bs a alto voltaje y bajo voltaje [27].	58
Figura 45. Flujo de borde en un núcleo magnético EI [27].	60
Figura 46. Dimensiones para laminaciones magnéticas EI [27].	61
Figura 47. Dimensiones de laminaciones EI-50 [29].	65
Figura 48. Circuito recomendado para el opto acoplador [30].	77
Figura 49. Circuito integrado 74LS04 [31].	77
Figura 50. Esquema de reguladores de voltaje en DC.	82
Figura 51. Carrete para alojamiento de los devanados.	93
Figura 52. Bobinado lineal.	93
Figura 53. Inductor lineal.	94
Figura 54. Núcleo del CVT con los devanados primario, elevador y secundario.	94
Figura 55. Empalme de conductores dúplex a los extremos de los devanados.	95
Figura 56. Conjunto inductor lineal y CVT.	95
Figura 57. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del CVT, sin carga.	99
Figura 58. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del CVT, con carga.	100
Figura 59. Onda de salida del voltaje de salida del inversor, sin carga.	100
Figura 60. Espectro de amplitud de THD a la salida del inversor, sin carga.	101
Figura 61. Onda de salida del voltaje de salida del inversor, con carga.	101
Figura 62. Espectro de amplitud de THD a la salida del inversor, con carga.	102
Figura 63. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del inversor ferorresonante, sin carga.	102
Figura 64. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del inversor ferorresonante, con carga LED.	103
Figura 65. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del inversor ferorresonante, con carga resistiva.	104
Figura 66. Voltaje de salida del CVT vs Voltaje de salida del inversor, operando sin carga.	105
Figura 67. Voltaje de salida del CVT vs Voltaje de salida del inversor, con carga LED.	106
Figura 68. Voltaje de salida del CVT vs Voltaje de salida del inversor, con carga resistiva.	107
Figura 69. Onda del voltaje primario de un transformador de voltaje constante [27].	108
Figura 70. Validación gráfica de las formas de onda del voltaje. a) Onda del voltaje primario planteada en la metodología de diseño [27]; b) onda de voltaje del CVT operando en vacío y c) onda de voltaje del inversor ferorresonante operando en vacío.	109

## RESUMEN

El presente proyecto propone la implementación de un inversor ferroresonante de 24 Vdc a 120 Vac para alimentar una carga específica. Para ello se establece la metodología de diseño apropiada para la estimación de los parámetros eléctricos y magnéticos (núcleo) del inversor ferroresonante. Con la metodología seleccionada, se lleva a cabo el diseño de los componentes que conforman el inversor y el transformador de tensión constante basado en resonancia no lineal. Posteriormente, se realiza la implementación del equipo basados en el diseño previamente realizado y finalmente se realizan las pruebas de desempeño pertinentes, para dar cumplimiento a las expectativas del proyecto.

### **Palabras clave:**

Ferroresonancia, transformador de voltaje constante, transformador ferroresonante, inversor ferroresonante.

## ABSTRACT

This project proposes the implementation of a ferroresonant inverter from 24 Vdc to 120 Vac to supply a specific load. For this, we establish the appropriate design methodology for estimating the electrical and magnetic parameters (core) of the ferroresonant inverter. With the selected methodology, we design the components that make up the inverter and the constant voltage transformer based on non-linear resonance. Subsequently, we implement an equipment based on the design previously carried out. Finally, the pertinent performance tests are carry out, to comply with the expectations of the project.

### **Keywords:**

Ferro-resonance, constant voltage transformer, ferroresonant transformer, ferroresonant inverter.

## 1. INTRODUCCIÓN

La entrada de cargas no lineales a los sistemas de suministro de energía eléctrica ha generado una serie de problemas en la red, que degradan la calidad del voltaje, la corriente y la frecuencia, teniendo como base de comparación los parámetros de referencia óptimos que debe presentar la onda de voltaje y corriente.

Además, una mala calidad en la red de alimentación de energía eléctrica, ocasiona fallas y funcionamiento inadecuado en cargas sensibles como son los computadores, equipos médicos, equipos de comunicación, relés de protección, etc. Para solucionar estas fallas, surge una rama de la ingeniería conocida como calidad de la energía (Power Quality), encargada de orientar en aspectos como la medición, la clasificación de los eventos que se encuentran en la red y aportar soluciones que permitan mejorar los parámetros de la onda de voltaje y corriente, para así lograr una alta calidad en el suministro de energía eléctrica, que permite operar a equipos sensibles y todo tipo de carga en general satisfactoriamente.

Entre las soluciones que se han creado con el estudio de la calidad de la energía en los sistemas eléctricos, están los equipos acondicionadores, que permiten regular los parámetros de las ondas de alimentación que son percibidas por las cargas. Uno de estos equipos es el transformador ferorrresonante, que se utiliza para regular la tensión en la salida del equipo y donde está conectada la carga, cuando se presentan problemas en la red como, los sobrevoltajes, bajos voltajes, sags, swells, entre otros.

En el presente proyecto, se propone una alternativa de aplicación de las cualidades del transformador de voltaje constante (como también se conoce), cuando es conectado a un inversor utilizado en ámbitos como la energía solar fotovoltaica. La función que se obtiene al implementar este conjunto, es regular la tensión percibida por la carga, cuando se presentan cambios en el voltaje de entrada del inversor, debido a cambios climáticos o factores de tipo eléctrico. Esta conexión entre el inversor y el transformador ferorrresonante lleva por nombre “Inversor ferorrresonante”.

Para llevar a cabo la implementación del inversor ferorrresonante, que va a alimentar una carga resistiva monofásica: primero, se investigan metodologías de diseño para construir el transformador de voltaje constante; segundo, se selecciona la metodología que mejor se comprenda y se adapte al proyecto; tercero, se diseña e implementa el transformador ferorrresonante, con base en la metodología

seleccionada; cuarto, se evalúa su funcionamiento con las pruebas de verificación de parámetros necesarias; quinto, se realiza la conexión del transformador a la salida del inversor y se verifica el funcionamiento del conjunto completo. Finalmente, se efectúa el diseño de la estructura donde se va a albergar el equipo para su posterior presentación.

En el capítulo 4, se encuentran plasmados los antecedentes teóricos, los conceptos generales de algunos de los fenómenos de calidad de la energía que están asociados con el proyecto y la normativa relacionada.

En el capítulo 5, se encuentran plasmados algunos ejemplos de modelos de transformadores ferorresonantes y las metodologías de modelamiento y diseño que presentan mayor relevancia, bajo criterio del autor.

En el capítulo 6, está plasmados los cálculos de diseño del transformador de voltaje constante y del inductor lineal, con base en la metodología apropiada para el proyecto.

En el capítulo 7, se presentan los aspectos relevantes acerca del diseño por etapas del inversor monofásico.

En el capítulo 8, están plasmados los cálculos de longitud del cobre para la conformación de los distintos devanados, el cálculo de las laminaciones, los componentes necesarios para implementar el proyecto y el procedimiento efectuado para la construcción del equipo.

En el capítulo 9, están plasmadas las pruebas realizadas y los resultados obtenidos, después de haber construido el equipo.

Finalmente, en el capítulo 10, están plasmadas las conclusiones y recomendaciones acerca del trabajo realizado.

## **2. OBJETIVOS**

### **2.1 Objetivo general**

Diseñar e implementar un inversor ferroresonante.

### **2.2 Objetivos específicos**

1. Establecer una metodología de diseño para un inversor ferroresonante.
2. Diseñar el inversor ferroresonante mediante la aplicación de la metodología establecida.
3. Implementar el inversor ferroresonante con las características del diseño.
4. Comprobar el funcionamiento del inversor ferroresonante empleando las pruebas correspondientes.

## **3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

### **3.1 Definición del problema**

En el mundo actual, los dispositivos y equipos utilizados en el sector industrial e incluso, en ciertos escenarios de la vida cotidiana, requieren que los parámetros del suministro eléctrico sean de alta calidad para su correcto funcionamiento. Sin embargo, la entrada de cargas no lineales y desbalances en el sistema, han provocado el surgimiento de ciertos eventos en la red eléctrica, que alteran las cualidades de los parámetros eléctricos. Esos problemas presentes en la red, pueden ocasionar grandes daños en equipos, pérdida de información y tiempo, entre otros y que en general, repercuten en sobrecostos económicos. Es por eso, que la calidad de la energía (Power Quality) ha adquirido un papel fundamental en la solución de los fenómenos y eventos producidos en la red, que afectan tanto la red como las cargas dispuestas por el usuario final.

### **3.2 Justificación**

El presente proyecto busca aportar una alternativa para mitigar problemas de la red, en entornos como las redes solares fotovoltaicos, donde se presentan huecos de tensión y tensiones transitorias; con el fin principal de establecer una tensión regulada en la salida del circuito, que será la encargada de alimentar la carga. El equipo a implementar lleva el nombre de inversor ferorresonante, que surge de la agrupación de un transformador de voltaje constante basado en resonancia no lineal conectado a la salida de un inversor.



## 4. MARCO DE REFERENCIA

### 4.1 Antecedentes

#### A. Abdulhamid, “Design and Construction of a 10kVA, 220 Volts Constant Voltage Transformer for Line Voltage Conditioning”, 2019.

En este artículo, se diseña e implementa un transformador ferorrresonante utilizando una metodología estándar propuesta con base en la experiencia obtenida en el desarrollo de esta clase de equipos. La metodología de diseño, surge de un análisis lineal del circuito equivalente presente en la figura 1 y del respectivo desarrollo de prototipos para prueba y verificación. [1]

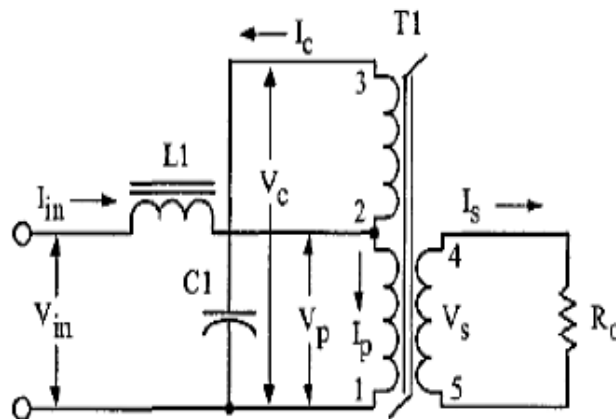


Figura 1. Circuito equivalente CVT remodelado que muestra devanado adicional. [1]

Lo interesante de esta metodología, es que se proporciona una guía completa para la selección de todos los elementos como son, valor de la inductancia, el capacitor que disminuye su valor con la adición de un devanado elevador, el calibre de conductores de los devanados y dimensiones del núcleo magnético; por lo que brinda una gran ayuda a la hora de crear un nuevo diseño experimental. [1]

#### Y. Zhilicev, “Models of ferorrresonant transformers”, 2014.

En este artículo, se realiza el análisis de un transformador ferorrresonante, mediante el uso de las ecuaciones de flujo, que describen el comportamiento del circuito magnético de esta clase de transformador. En el análisis se incluye el método de Fourier, con el cual se modela el voltaje de entrada y los flujos. [2]

En el estudio realizado, se obtienen cuatro ecuaciones no lineales que modelan el comportamiento de los voltajes y corrientes de salida del transformador y cuya solución es adecuada, cuando se imponen las condiciones iniciales correctas. Se tratan los métodos de Runge-Kutta y Newton Rhapsion, para dar solución a las ecuaciones y predecir los

voltajes y corrientes en estado estable y en estado transitorio, cuando se opera con carga, sin carga y con carga resistiva. Posteriormente, se implementa el método de elementos finitos, para ajustar los valores de los caminos efectivos de flujo y, por lo tanto, mejorar los resultados. [2]

**Mendis N.N.R, Yatiyana E.M.M.B, Wijesinghe K.C, Lucas J.R and Perera R. “Design and construction of constant voltage transformer”, 2006.**

En este artículo, se presenta el diseño de un transformador de voltaje constante (CVT) basado en resonancia no lineal, partiendo de las ecuaciones de un transformador convencional, con la particularidad de que el devanado primario se encuentra trabajando por debajo del codo de saturación del núcleo del transformador, mientras que el devanado secundario se encuentra en la zona de saturación. [3]

Partiendo de la información del párrafo anterior, se realiza el modelamiento de ecuaciones provenientes del circuito eléctrico, para estimar los valores de capacitancia, inductor, corriente de cortocircuito y factor de potencia. Posteriormente, se realiza el diseño del circuito magnético y finalmente, se diseña un filtro para restaurar la calidad de la onda de voltaje en presencia de armónicos. [3]

La implementación del CVT, no fue la mejor, debido a un mal ajuste del capacitor del circuito ferromagnético y escasez de recursos. Sin embargo, los autores recalcan que, mediante este diseño, se proporciona una guía para investigaciones futuras donde se puedan implementar avances tecnológicos que permitan la optimización de los parámetros eléctricos y magnéticos del proyecto. [3]

**M. G. J. Lind, W. Xiao, and W. G. Dunford, “Modeling of a constant voltage transformer,” 2006.**

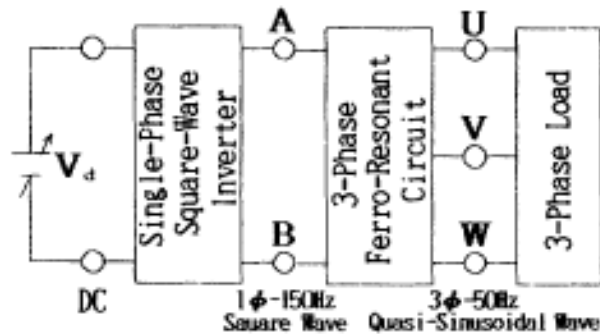
En este artículo, se presenta un análisis para un transformador de voltaje constante con un diseño específico. Se realiza el modelo del equipo teniendo en cuenta la reluctancia existente entre distintas secciones demarcadas en el núcleo magnético y la forma en que se encuentran acomodados los devanados primario, secundario y demás componentes. Se realiza el circuito magnético con fuentes de voltaje que simulan el voltaje de entrada, salida y control, las reluctancias respectivas y la impedancia equivalente de los elementos que conforman el equipo. [4]

Posteriormente se utiliza el teorema de dualidad electromagnética para transformar el circuito, para luego ser reducido, aplicando una serie de suposiciones y condiciones. Se obtiene al final, un circuito equivalente referido al devanado de salida, que puede ser estudiado, a partir de los enlaces de flujo, la curva de histéresis y las relaciones existentes entre los componentes del transformador. [4]

Este artículo sirve como base de diseño para la construcción de CVT's, pero específicamente para la evaluación de su operación. [4]

**H. Suzuki, Y. Nishida, H. Satoh, M. Takodoro, "Three phase inverter using frequency divided function of ferro-resonant circuit", 1992.**

En este artículo, se presenta un inversor trifásico (tipo phase conversión) que surge de la combinación de un inversor monofásico de onda cuadrada y un convertidor de fase que utiliza la función de conversión de fase mediante un circuito ferorrresonante. Inicialmente, se realiza el estudio del circuito mencionado y se concluye que posee una baja eficiencia y una salida con voltajes desbalanceados. Posteriormente, se realiza el estudio con un inversor (tipo frequency-divided) que combina un inversor monofásico de onda cuadrada y un convertidor de fase que utiliza la función de división de frecuencia. [5]



**Figura 2.** Esquema general de un inversor trifásico divisor de frecuencia. [5]

Para el inversor mostrado en la figura 2, se realiza la verificación de la operación y se lleva a cabo el método de balance armónico para analizar los voltajes de entrada y de salida, el rango de operación y las características de carga. Se logró obtener una eficiencia máxima de 91%, un buen balance entre fases, un voltaje constante cuando se presentan fluctuaciones en el lado DC y un rango de operación estable cuando se selecciona un adecuado capacitor de ferorrresonancia. [5]

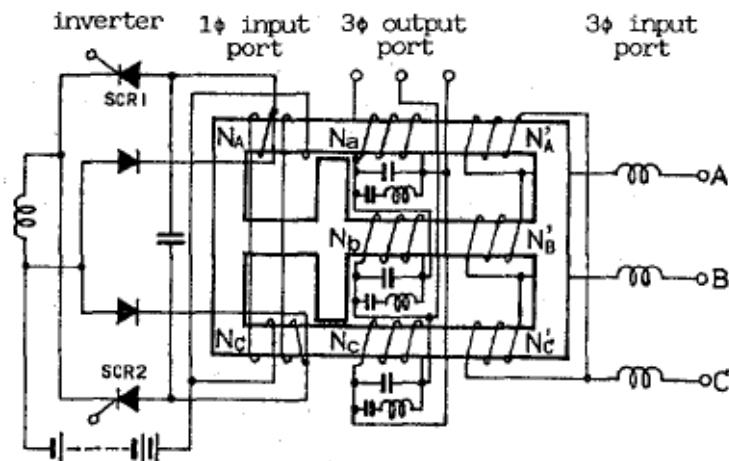
**J. Hall, D. Scoggin, "Ferroresonance", 1987.**

En este artículo, se presenta un modelo que representa el comportamiento no lineal de un transformador de voltaje constante, utilizando un planteamiento de ecuaciones con derivadas de segundo orden en función del flujo del transformador, la frecuencia normal de operación y la selección de la capacitancia e inductancia, necesaria para que se produzca la saturación del flujo, que genera la regulación del voltaje de salida. También, se establecen una serie de condiciones para modelar adecuadamente la operación del CVT a partir de un circuito equivalente, con el fin de proporcionar una base de diseño para posterior implementación. [6]

**K. Bessho, S. Yamada, K. Harada, “Three phase UPS transformer using stand-by inverter of a single phase”, 1981.**

En este artículo, se presenta una UPS trifásica, constituida por la integración magnética de un transformador ferorrresonante y un convertidor monofásico a trifásico. La salida trifásica de la UPS es suministrada mediante un puerto de alimentación monofásico conectado a un inversor de reserva, que entra en operación en caso de fallar la fuente trifásica comercial. [7]

La fuente principal está conectada al lado derecho del circuito del transformador ferorrresonante mediante tres arrollamientos denominados  $N_A'$ ,  $N_B'$  y  $N_C'$ , al otro lado del circuito se encuentra el inversor de onda cuadrada, conectado al circuito mediante dos arrollamientos  $N_A$  y  $N_C$  y los tres arrollamientos que conforman el devanado de salida del circuito denominados como  $N_A$ ,  $N_B$ , y  $N_C$ , que contienen en paralelo el circuito ferorrresonante. En la figura 3, se aprecia está configuración. [7]



**Figura 3. Estructura de la UPS. [7]**

Se implementa está UPS, se prueba con la conexión y desconexión de la alimentación trifásica y se estudian los transitorios debidos a esta operación, allí se observa que se puede controlar mediante el ángulo de disparo del inversor. [7]

**N. Grossner, “Geometry of regulating transformers”, 1978.**

En este artículo, se presenta una guía conceptual sobre el diseño óptimo de la estructura magnética utilizada en la implementación de los transformadores ferorrresonantes, balastos y transformadores limitadores de corriente. Las apreciaciones plasmadas en este artículo se basaron en el costo, peso, eficiencia y geometría del transformador. Según la característica requerida y de acuerdo a la función que va desempeñar, se plantea un indicador K, que recomienda el tipo de material, conexión y configuración del

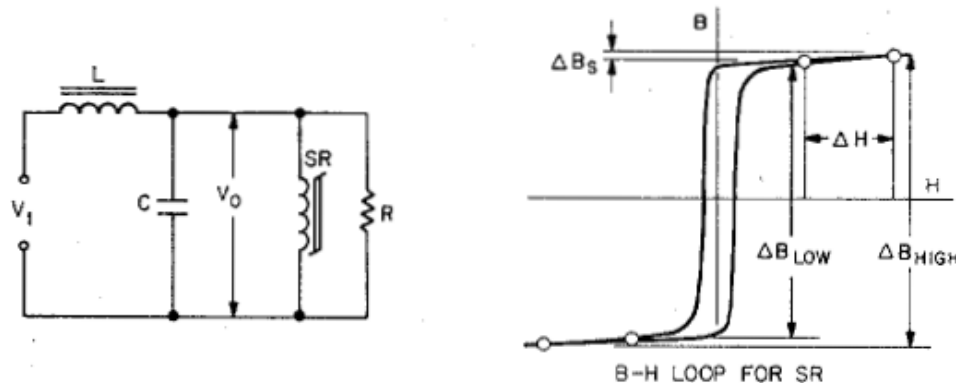
transformador. También se propone un conjunto de pasos y condiciones para que se efectúe una óptima selección. [8]

**H. Hart, R. Kakalec, “The derivation and application of design equations for ferroresonant voltage regulators and regulated rectifiers”, 1971**

En este artículo, se plantean las ecuaciones de diseño para la construcción de un transformador ferroresonante que tiene un factor de potencia alto en la entrada, una buena característica de cortocircuito y componentes de bajo peso y tamaño pequeño. [9]

El análisis se realiza a partir de un circuito simplificado, que no contiene la reactancia equivalente del devanado secundario saturado, debido a que su impedancia tiene un valor muy superior a la impedancia capacitiva (C), inductiva (L) y resistiva (R) que conforman el circuito. Se proporcionan los valores conocidos y se mencionan los parámetros que se requiere conocer para plantear las expresiones de diseño del transformador de voltaje constante basado en resonancia lineal. [9]

Las ecuaciones surgen de un análisis nodal y de la relación existente entre los voltajes de entrada y salida, la corriente de entrada, la corriente de carga, la corriente de cortocircuito y la potencia de salida del equipo. Para resolver las ecuaciones planteadas, se debe conocer el ángulo del factor de potencia y la relación  $V_0/V_1$ . [9]



**Figura 4. Circuito equivalente del transformador ferroresonante y curva B-H. [9]**

La relación del voltaje de salida y el voltaje de entrada, se obtiene de acuerdo a los requisitos iniciales de diseño y el factor de potencia a la entrada del CVT se obtiene de un análisis gráfico de las ecuaciones planteadas. Después de la adecuada selección de estos dos parámetros, las ecuaciones iniciales se reducen, haciendo un poco más sencillo la selección de los elementos del transformador ferroresonante. [9]

Este artículo es un punto de partida para la implementación de transformadores de este tipo, con alimentación a bajo voltaje. Los autores aclaran que se deben realizar ajustes, basándose en pruebas experimentales, debido a que no se consideraron las no linealidades en el análisis. [9]

## R. N. Basu, “A new approach in the analysis and design of ferroresonant transformer”, 1967.

En este artículo, se modeló el circuito equivalente secundario del transformador ferroresonante y se analizó, con el fin de conseguir las expresiones adecuadas para los distintos parámetros asociados con el equipo; partiendo de la condición de que, el flujo secundario debe permanecer saturado cada medio ciclo y el flujo primario debe permanecer en la región de no saturación, evitando consumir grandes cantidades de corriente. Con el circuito secundario modelado, se llevan a cabo una serie de consideraciones, que simplifican el análisis para la obtención de las ecuaciones de diseño en condiciones de carga resistiva y sin carga (se hace énfasis en la correcta selección del capacitor y la inductancia). [10]

Este artículo es una de las bases de fundamento teórico para las investigaciones posteriores realizadas a cerca del diseño y análisis del comportamiento del transformador de voltaje constante.

### 4.2 Fenómenos de calidad de la energía

#### 4.2.2 Depresiones de voltaje (Sags)

Los sags son eventos de calidad de la energía, que se caracterizan por tener una disminución del valor eficaz, entre el 10% y el 90% del valor nominal del voltaje de alimentación, que dura entre medio ciclo y un minuto, a frecuencia de potencia. Se pueden producir cuando entran grandes cargas al sistema eléctrico o cuando se ocasionan fallas en la red [11].

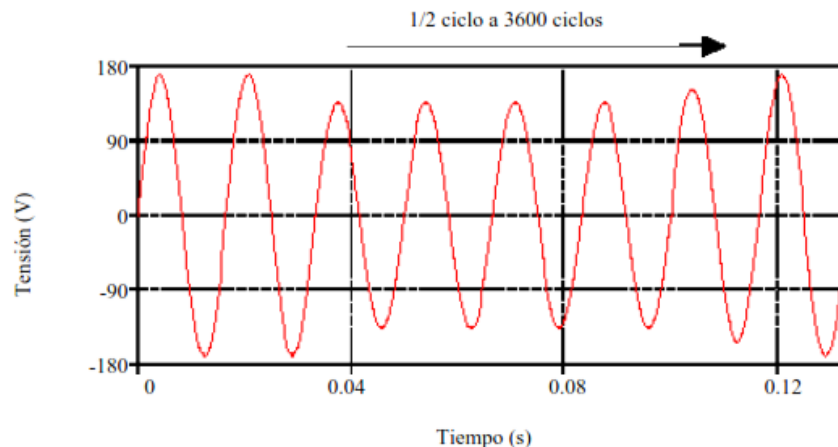
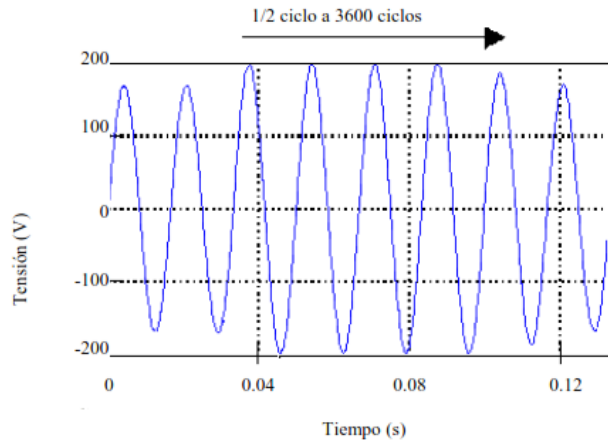


Figura 5. Depresión de voltaje [12].

#### 4.2.3 Elevaciones de voltaje (Swells)

Los swells son eventos de calidad de la energía, que se caracterizan por tener una elevación del valor eficaz, entre el 10% y el 80% del valor nominal del voltaje de alimentación, que dura entre medio ciclo y un minuto, a frecuencia de potencia. Se pueden

producir cuando salen grandes cargas al sistema eléctrico [11].



**Figura 6. Elevación de voltaje [12].**

#### **4.2.4 Sobrevoltajes (Overvoltages)**

Los sobrevoltajes son eventos de calidad de la energía con valor eficaz del 110% o superior al valor nominal del voltaje de alimentación, con duración superior a un minuto, a frecuencia de potencia. Los valores típicos se encuentran entre el 110 y 120% de la tensión RMS en condiciones normales de operación. Se presentan por conmutación de cargas en la red eléctrica o por cambios en la compensación reactiva del sistema (Aumento de carga capacitiva) [11].

#### **4.2.5 Bajos voltajes (Undervoltages)**

Los bajos voltajes son eventos de calidad de la energía con valor eficaz del 90% o menor al valor nominal del voltaje de alimentación, con duración superior a un minuto, a frecuencia de potencia. Los valores típicos se encuentran entre el 80 y 90% de la tensión RMS en condiciones normales de operación. Se presentan por sobrecarga en conductores, debido a que están subdimensionados, porque tienen una extensión muy larga, por malos contactos, etc [11].

#### **4.2.6 Transitorio impulsivo**

Son variaciones de la onda de voltaje o de corriente, de duración entre nanosegundos y milisegundos, que se presentan como un pico sobrepuesto en la onda sinusoidal y que se presenta en una sola polaridad [13] [14].

Los transitorios impulsivos no viajan lejos de su fuente de ingreso al sistema eléctrico, debido a las características de amortiguación de la red de energía. Las cualidades de este fenómeno, pueden variar en dependencia de la ubicación del punto de observación, análisis y medida. Por ejemplo, cuando se genera un transitorio impulsivo, por la caída de un rayo, las magnitudes de voltaje, corriente, duración y demás, pueden verse de distinta

manera, teniendo en cuenta que tan lejos o cerca se produjo esta perturbación, de la localización donde se estudia [15].

La figura 7, muestra la forma de onda de un transitorio impulsivo, referenciando el tiempo de subida, el tiempo de decrecimiento, el pico del voltaje y la duración.

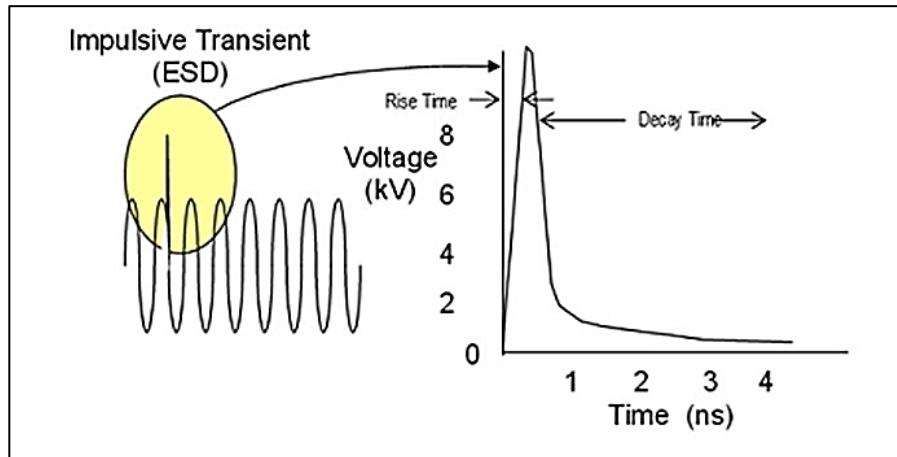


Figura 7. Forma de onda de un transitorio impulsivo [16].

Los transitorios impulsivos se dividen en tres subcategorías, dependiendo del tiempo de duración:

- **Transitorios de nanosegundos:** estos transitorios se observan cerca de la fuente de perturbación. Tienen un tiempo de subida de 5ns y una duración habitual menor a 50ns [13].
- **Transitorios de microsegundos:** estos transitorios, no se presentan comúnmente. Son de gran magnitud y pueden ocasionar arcos eléctricos en el sistema. Tienen un tiempo de subida de  $1\mu\text{s}$  y una duración habitual entre 50 ns y 1 ms [13].
- **Transitorios de milisegundos:** estos transitorios son los que más se presentan en la red eléctrica, especialmente por la conmutación de cargas apreciables realizadas en el barraje de consumo o usuario final. Tienen un tiempo de subida de 0,1ms y una duración habitual mayor a 1 ms [13].

#### 4.2.7 Transitorio oscilatorio

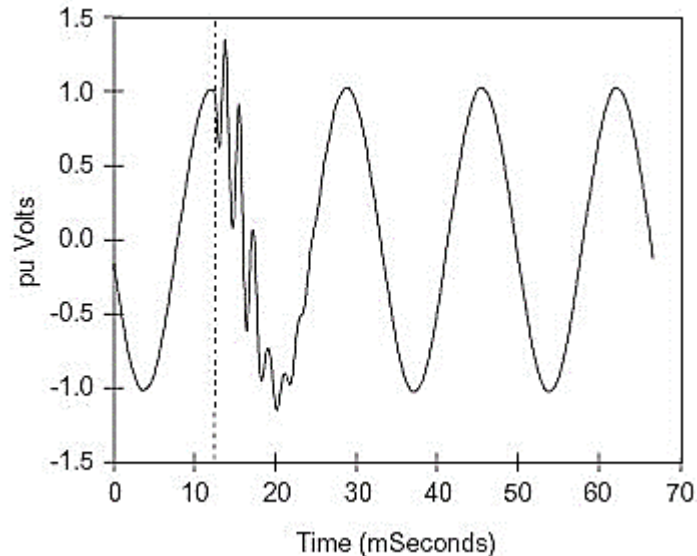
Son variaciones de la onda de voltaje o de corriente, de corta duración, que presenta doble polaridad y se sobrepone en la onda sinusoidal, como una onda a frecuencia distinta, que se atenúa dependiendo de las cualidades del sistema eléctrico y del paso del tiempo [13] [14].

Los transitorios oscilatorios se pueden definir, como cambios repentinos en estado estacionario, de la onda sinusoidal de voltaje, corriente o ambas, presenciando cambios rápidos de polaridad, durante su desarrollo [13]. Al igual que los transitorios impulsivos, los transitorios oscilatorios se caracterizan por su contenido espectral, duración y la magnitud



de voltaje que puede alcanzar. El contenido espectral de este tipo de transitorio, se define en función de la frecuencia que presenta a lo largo de su evolución y no por su tiempo de duración [15].

La figura 8, muestra un transitorio oscilatorio, aplicado sobre una onda sinusoidal. Se puede observar la magnitud y el tiempo de este tipo de perturbación eléctrica.



**Figura 8. Forma de onda de un transitorio oscilatorio [17].**

Los transitorios oscilatorios se dividen en tres subcategorías, como se presenta a continuación:

- **Transitorios de baja frecuencia:** presentan frecuencias típicas de 300 a 900 Hz, pero encajan en esta categoría los transitorios con frecuencia menor a 5 kHz, con duración típica de 0,3 a 50 ms. Se presentan mayormente en el área de distribución y pueden ser causados por distintos actos, como la conmutación de condensadores, ferresonancia, caída de líneas de media tensión sobre líneas de baja tensión y energización de transformadores [15].
- **Transitorios de mediana frecuencia:** estos transitorios abarcan el rango de frecuencia entre 5 y 50 kHz con duración típica aproximada de 20  $\mu$ s y principalmente se producen por la conmutación de varios condensadores consecutivamente. También suelen ser ocasionados como respuesta a un transitorio impulsivo como el ocasionado por un rayo. Es decir, el inicio del transitorio presenta una onda con un pico alto de tensión, que posteriormente oscila, creando un transitorio oscilatorio [15].
- **Transitorios de alta frecuencia:** estos transitorios son los de menor duración, su rango de frecuencia se encuentra entre 0,5 y 5 kHz, con duración típica aproximada de 5  $\mu$ s, están asociados con la conexión de líneas o cables de alimentación, por

medio de seccionadores e interruptores, especialmente tipo SF6. También se vinculan los eventos ocasionados por el uso de la electrónica de potencia, como son las fuentes conmutadas, que suministran energía a los computadores [15].

### 4.3 Normativa

A continuación, se tratan de forma general la normativa relacionada con la calidad de la energía.

Existe un estándar IEEE que trata acerca de los distintos eventos de calidad de la energía (Power Quality), denominado “**IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality**”, cuya última actualización se efectuó en el año 2019. Allí están plasmados los principales problemas con las respectivas características, que afectan la forma onda ya sea de corriente o de tensión [13].

También, existe un estándar dedicado a la descripción de las diferentes configuraciones de los transformadores ferrosresonantes, denominado “**IEEE Standard for Ferroresonant Voltage Regulators**” [18], Allí están plasmados los diagramas equivalentes de las distintas clases de transformadores de voltaje constante y una explicación general de dicho esquema.

A nivel nacional, existen las siguientes normas asociadas a la calidad de la energía:

- **CREG 070 de 1998:** “Por la cual se establece el reglamento de distribución de energía eléctrica, como parte del reglamento de operación del sistema interconectado nacional” [19]. El capítulo 6 de esta resolución brinda información sobre la calidad de potencia [19].
- **CREG 024 de 2005:** “Por la cual se modifican las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicables a los servicios de distribución de energía eléctrica” [20].
- **CREG 065 de 2012:** “Por la cual se ordena hacer público un proyecto de resolución de carácter general, que pretende establecer las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicables al sistema interconectado nacional” [21].

## 5. MODELAMIENTO DEL TRANSFORMADOR FERRORESONANTE

Las indagaciones referentes al modelamiento de transformadores de voltaje constante (CVT) basados en ferroresonancia o resonancia no lineal son muy escasos en la literatura y basan su modelo en una serie de suposiciones, consideraciones y condiciones que simplifican el circuito del equipo a un modelo lineal.

En algunas referencias como las siguientes, se presentan formas constructivas del CVT y de igual manera plantean su respectivo circuito equivalente y en otras, solo se muestra éste último como punto de partida para la obtención de las ecuaciones del modelo.

### 5.1 Modelos de transformadores ferroresonantes

En la figura 9, se presenta un prototipo de transformador ferroresonante con salida rectificadora con retroalimentación que alimenta una carga en DC [22]. La particularidad de este esquema está en la configuración de componentes para obtener un reactor no lineal, que reemplaza el devanado secundario saturado convencional (figura 10) [22].

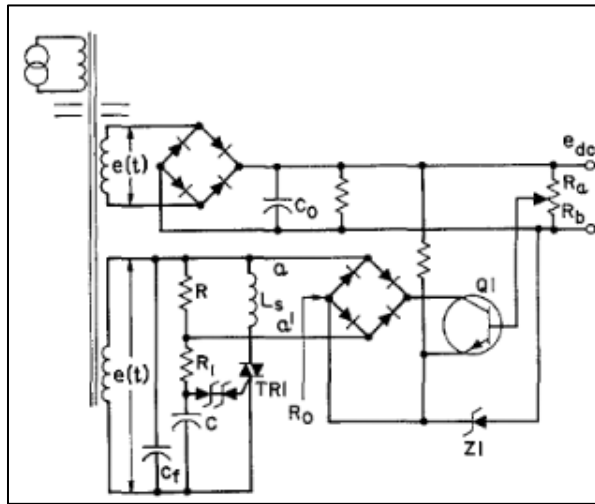


Figura 9. Rectificador regulado ferroresonante controlado por retroalimentación [22].

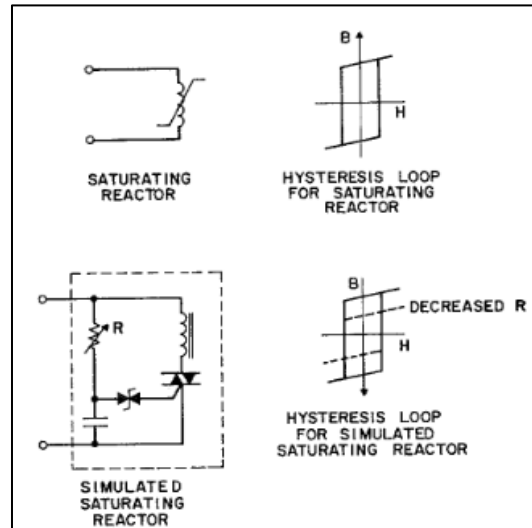


Figura 10. Esquema de reactor saturado convencional y reactor saturado simulado [22].

En la figura 11, se presenta el esquema de un regulador ferroresonante de un solo núcleo, que contiene adicionado a su devanado secundario un circuito de retroalimentación externo que simula la saturación del núcleo, proporcionando un medio de regulación más precisa del voltaje de salida [23].

En la figura 12, se presenta el esquema equivalente del transformador ferroresonante más utilizado en el modelamiento de esta clase de equipos [24]. Este modelo presenta dos desventajas importantes:

- La onda no es sinusoidal, se asemeja mucho más a una onda rectangular [24].
- El factor de forma de la corriente en el devanado secundario que se encuentra en la zona de saturación es muy alto, debido a que la carga inversa en el capacitor sucede muy rápido cuando el núcleo está saturado [24].

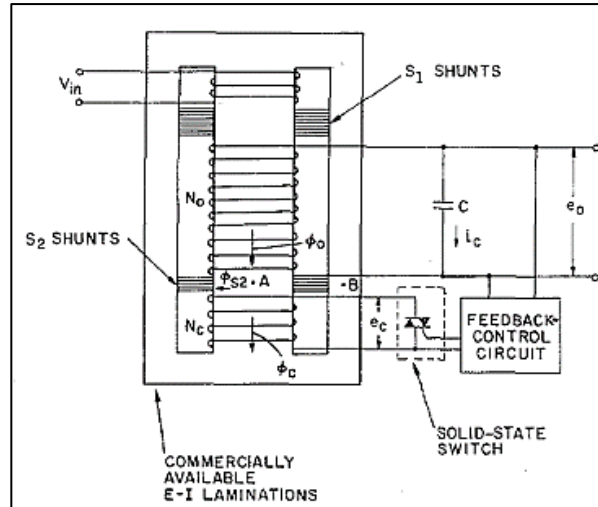


Figura 11. Regulador ferroresonante controlado por retroalimentación [23].

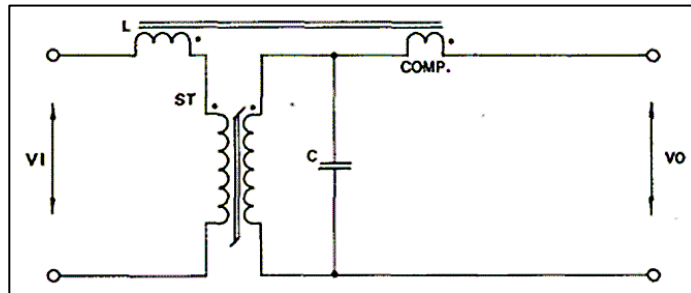


Figura 12. Circuito regulador de voltaje ferroresonante más utilizado. ST: transformador saturado [24].

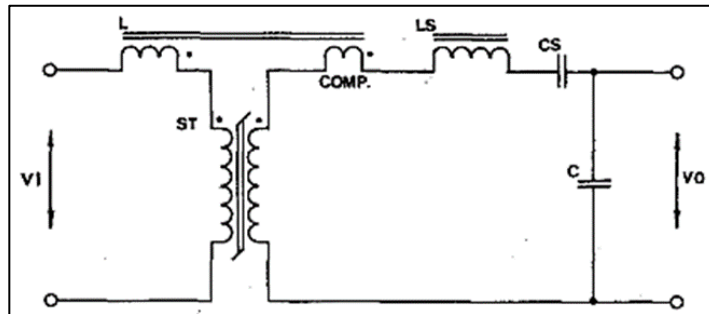


Figura 13. Regulador ferroresonante con condensador removido y filtro en serie [24].

La obtención de una onda más suave y un factor de forma en la corriente secundaria se puede disminuir, con la adición de elementos en serie, que funcionan como un filtro en la salida del CVT. El circuito equivalente presentado en la figura 13, fue el objeto de estudio en un análisis computarizado, que permite la optimización de componentes, ahorrando costos experimentales [24].

En la figura 14, se presenta el diseño del núcleo de un transformador ferorrresonante, que es utilizado para alimentar sistemas LED de luminarias de calle, con el objetivo esencial de atenuar el ruido de alta frecuencia y la regulación del voltaje de línea [25].

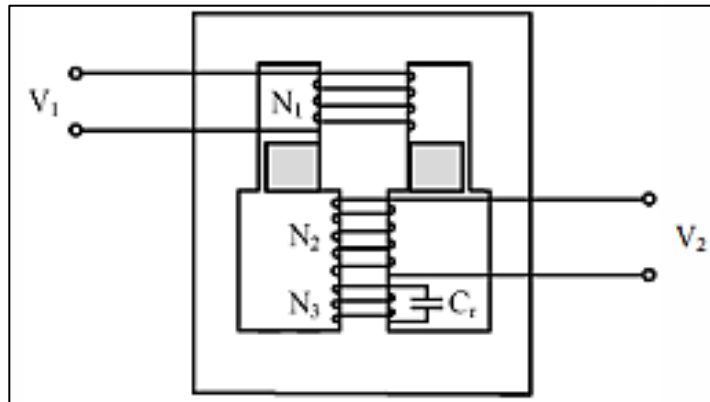


Figura 14. Transformador ferorrresonante de 60 Hz [25].

La figura 15, muestra el circuito eléctrico equivalente del CVT implementado en la referencia [25], a partir del cual se obtienen las ecuaciones del modelo que permite calcular el valor adecuado de capacitancia que permita al CVT, saturar el lado secundario, para limitar la corriente y las variaciones de voltaje vistas en el secundario, cuando se presentan problemas en la tensión de la red primaria.

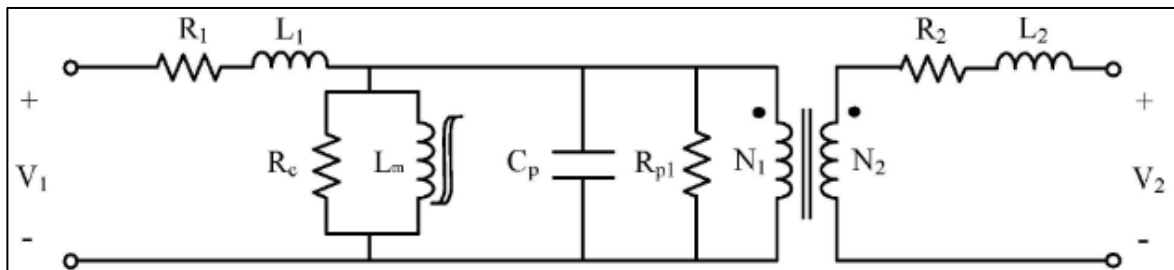


Figura 15. Circuito eléctrico equivalente del transformador ferorrresonante [25].

La figura 16, exhibe la estructura y el circuito magnético basado en las reluctancias correspondientes a las distintas partes del núcleo, para luego obtener el circuito equivalente de Thévenin [25], en función de tres reluctancias correspondientes a los caminos que atraviesa el flujo en la sección primaria, secundaria y en la derivación del núcleo del CVT (ver figura 17).

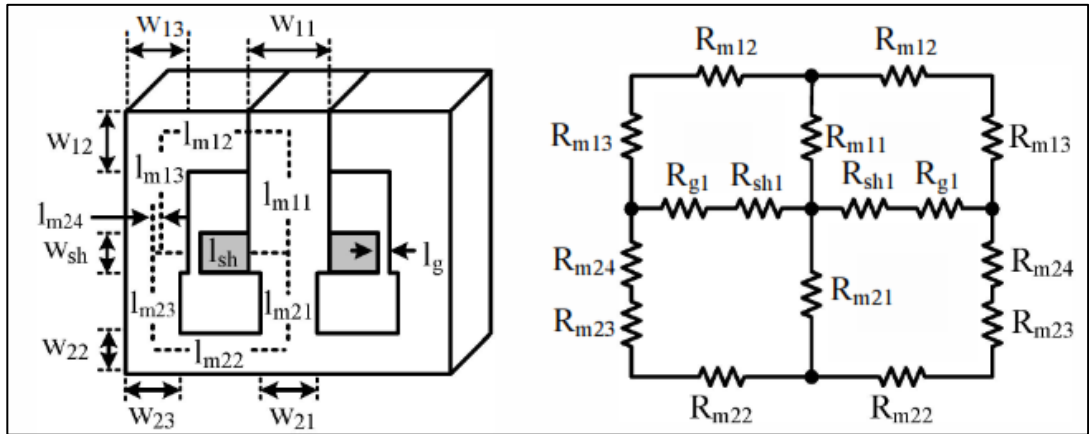


Figura 16. Diagrama estructural (Izquierda) y circuito magnético equivalente del transformador ferroresonante de 60 Hz (Derecha) [25].

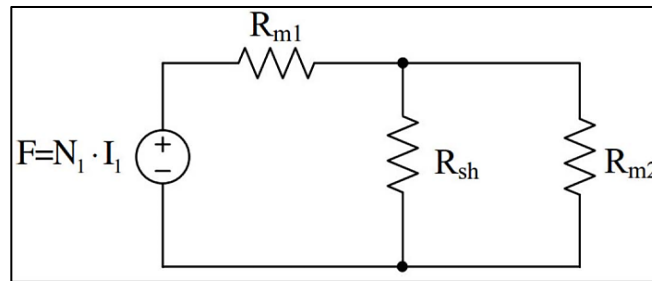


Figura 17. Equivalente de Thévenin del transformador ferroresonante [25].

La figura 18, presenta el modelo del núcleo utilizado en el diseño de un transformador ferroresonante de 10 kVA, con un voltaje de salida de 220 V, frente a variaciones del voltaje de entrada, que oscila entre  $\pm 20\%$  del voltaje de la red.

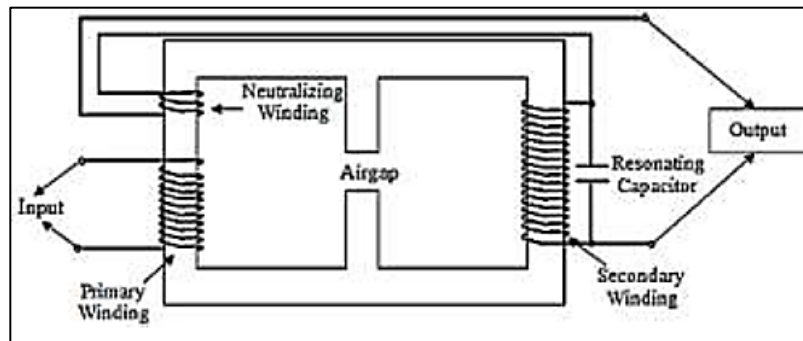


Figura 18. Diseño estándar del núcleo del CVT [1].

La figura 19, muestra el modelo equivalente simple del transformador de voltaje constante, a partir del cual, se establecen las relaciones entre la capacitancia y la inductancia mediante un enfoque práctico, de forma que se sature el lado secundario del núcleo [1]. En la figura 20, se muestra un devanado complementario construido en un núcleo distinto, que permite disminuir el tamaño del capacitor y aumentar la potencia nominal del CVT [1].

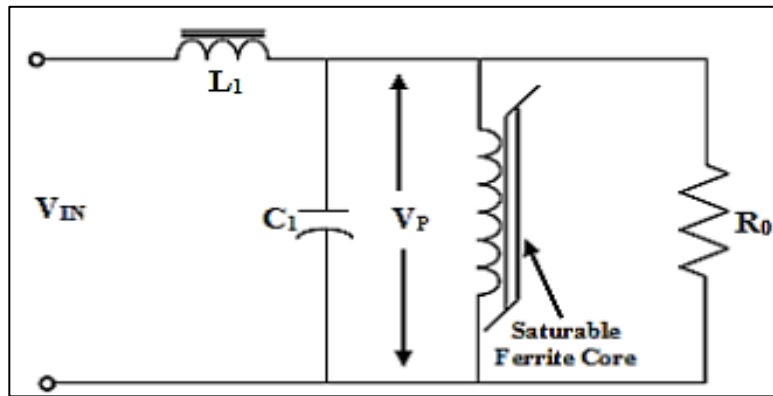


Figura 19. Circuito equivalente simple del CVT [1].

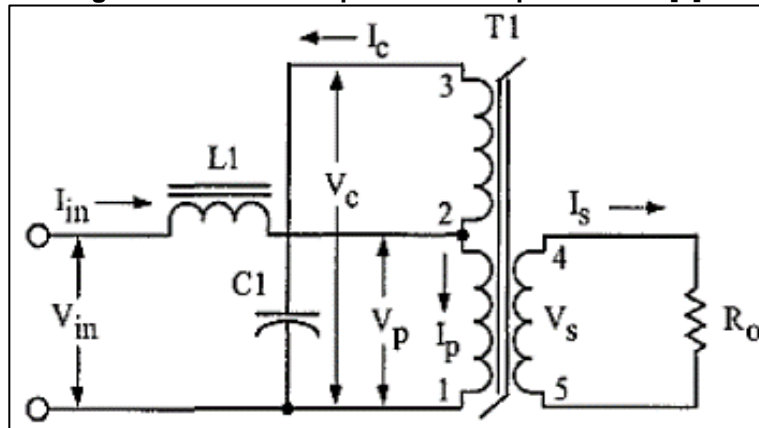


Figura 20. Circuito equivalente del CVT con devanado adicional [1].

En la figura 21, se presenta el circuito equivalente de un transformador ferorrresonante, creado con el fin de mitigar ciertos problemas de calidad de la energía en el sector industrial de Sri Lanka, especialmente las variaciones de voltaje. El diseño magnético del núcleo es semejante al presentado en la figura 18, solo se diferencia en la no inclusión del devanado de compensación en este caso de estudio [3].

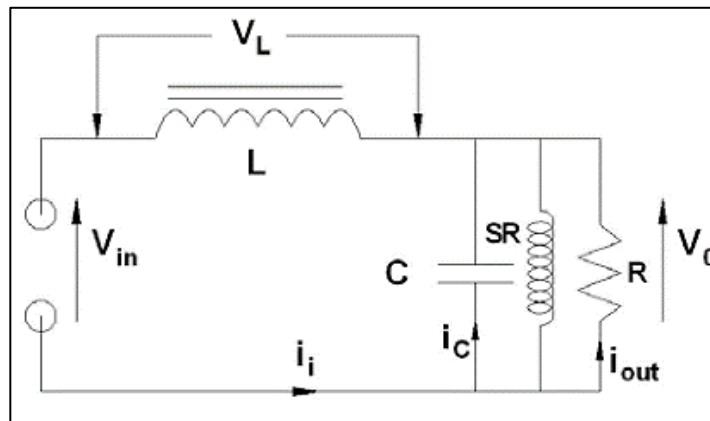


Figura 21. Circuito equivalente de un regulador ferorrresonante [3].

La mayoría de los circuitos equivalentes y estructuras constructivas del núcleo tratados en las distintas investigaciones presentadas en este apartado, presentan cierta analogía; esto tiene una razón en especial que será resuelta en la sección 5.2.

## **5.2 Metodologías de modelamiento del CVT.**

Todos los modelos mostrados en la sección 5.1, tienen una característica en común y es que sus modelos tienen como punto de partida una o las dos primeras metodologías tratadas en este numeral del capítulo y que se encuentran enfocadas principalmente a la selección de los componentes necesarios la implementación del transformador ferorrresonante. Escrito en otras palabras, estos métodos fueron, en definitiva, la base para llevar a cabo el planteamiento de las posteriores investigaciones y aunque son relativamente antiguas, contienen información importante para abordar el modelamiento y diseño de esta clase de transformadores.

Cabe aclarar, que el objetivo principal del transformador ferorrresonante es obtener la regulación de voltaje secundario, cuando se presenta variaciones de voltaje en el lado primario del CVT; variaciones ocasionadas por fenómenos de calidad de la energía, como son los sags, swells, sobre voltajes, bajos voltajes, etc. La regulación se obtiene mediante la saturación del flujo en el núcleo secundario que se produce por la interacción de la inductancia y el capacitor conectados en este lado, para ello, se debe realizar la correcta selección de estos componentes y principalmente el capacitor, de forma que se cumpla la relación que lleve la sección secundaria del núcleo a la zona de saturación, mediante cualquier metodología de diseño.

Se resalta además del diseño que la mayoría de experimentos realizados con base en estas investigaciones no obtienen los resultados esperados aplicando solamente el modelo teórico, sino que deben ajustar valores de acuerdo a resultados prácticos, para los distintos componentes asociados al CVT, especialmente en la selección del capacitor, de forma que se logró producir el fenómeno de ferorrresonancia en la sección secundaria del núcleo magnético.

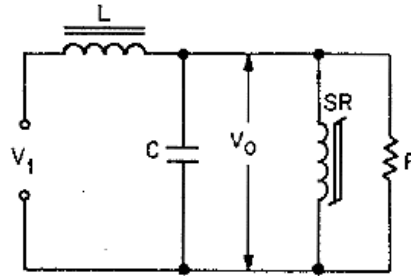
### **5.2.1 Modelo gráfico de diseño de componentes del CVT**

Este análisis fue desarrollado por Hart y Kakalec y es una de las referencias destacables en las investigaciones acerca de esta clase de transformadores. Los autores tratan una de las primeras aproximaciones relacionadas con la descripción del fenómeno de ferorrresonancia, mencionada también, como salto ferorrresonante, que se produce cuando la reactancia inductiva es superior en magnitud a la reactancia capacitiva, que, en el caso de este circuito, se encuentran conectadas en paralelo a la carga [9]. De forma matemática, se produce tal evento cuando:

$$X_L \gg X_c$$



Hart y Kakalec, plantean el siguiente circuito eléctrico equivalente inicial, compuesto por un inductor lineal, que modela el devanado de alimentación, un condensador, un reactor saturado de carácter no lineal y una resistencia en paralelo que representa la carga.

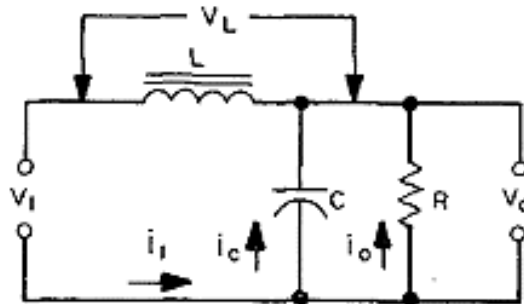


**Figura 22. Circuito eléctrico equivalente del CVT propuesto por Hart y Kakalec [9].**

Para derivar las ecuaciones de diseño de los componentes respectivos, primero se hace la siguiente consideración:

- El devanado secundario se encuentra operando por encima del codo de la curva de histéresis del núcleo del transformador, por lo que está saturado. Esto hace que su reactancia inductiva sea muy superior en comparación con la impedancia de  $L$ ,  $C$  y  $R$  [9].

Teniendo en cuenta lo anterior, el circuito equivalente se reduce al siguiente:



**Figura 23. Circuito eléctrico equivalente simplificado del CVT [9].**

Se asume un voltaje de entrada sinusoidal y un comportamiento lineal de la inductancia y el capacitor, en el circuito de la figura 23.

### Derivación de las ecuaciones de diseño

Los parámetros conocidos son inicialmente:

- El voltaje de entrada.
- La frecuencia del sistema
- La potencia de salida.

Los parámetros desconocidos son:

- La capacitancia C.
- La inductancia L.
- El factor de potencia en la entrada del circuito  $\cos\varphi$ .
- El voltaje de salida  $V_0$ .
- La corriente de cortocircuito  $I_s$ .
- La relación  $LI_1^2 + CV_0^2$ , que determina el tamaño de L y C.

El modelamiento de ecuaciones inicia con la siguiente relación:

$$V_1 I_1 \cos\varphi = P = \frac{V_0^2}{R} \quad (1)$$

Aplicando un análisis nodal al circuito de la figura 19, se obtiene  $I_1$  en magnitud:

$$I_1 = \sqrt{I_C^2 + I_0^2}$$

$$I_1 = \sqrt{\left(\frac{V_0}{\omega C}\right)^2 + \left(\frac{P}{V_0}\right)^2}$$

$$I_1 = \sqrt{(V_0 \omega C)^2 + \left(\frac{P}{V_0}\right)^2} \quad (2)$$

Relacionando  $I_1$  despejada de (1) y reemplazando en (2), se obtiene que:

$$\left(\frac{P}{V_1 \cos\varphi}\right)^2 = (V_0 \omega C)^2 + \left(\frac{P}{V_0}\right)^2 \quad (3)$$

De la ecuación (3) y definiendo  $k = \frac{V_0}{V_1}$  se despeja C:

$$C = \frac{P}{\omega V_0^2} \sqrt{\left(\frac{k}{\cos\varphi}\right)^2 - 1} \quad (4)$$

Para determinar L, note que dado:

$$\frac{V_1}{V_0} = \frac{V_L + V_0}{V_0}$$

$$\frac{V_1}{V_0} = \frac{j\omega L + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}}{\frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}}$$

$$\frac{V_1}{V_0} = \frac{j\omega L}{R} - \omega^2 LC + 1$$

La relación anterior puede expresarse en magnitud de la siguiente forma:

$$\left| \frac{V_1}{V_0} \right| = \sqrt{\left( \frac{j\omega L}{R} \right)^2 + (1 - \omega^2 LC)^2} \quad (5)$$

Reemplazando la ecuación (4), en la ecuación (5), se obtiene la ecuación para hallar el valor de L.

$$\left( \frac{V_1}{V_0} \right)^2 = \left( \frac{j\omega L}{R} \right)^2 + \left( 1 - \omega^2 L \left( \frac{P}{\omega V_0^2} \sqrt{\left( \frac{k}{\cos\varphi} \right)^2 - 1} \right) \right)^2$$

$$L = \frac{kV_1^2}{P\omega} \left[ \cos\varphi \sqrt{1 - \left( \frac{k}{\cos\varphi} \right)^2} - \frac{\text{sen}2\varphi}{2k} \right] \quad (6)$$

El valor de  $CV_0^2$ , se obtiene directamente de la ecuación (4):

$$CV_0^2 = \frac{P}{\omega} \sqrt{\left( \frac{k}{\cos\varphi} \right)^2 - 1}$$

El valor de  $LI_1^2$ , se determina de la ecuación (3), sustituyendo  $\frac{P}{I_1 \cos\varphi}$  para  $V_1$ . La relación completa de  $CV_0 + LI_1^2$ , se expresa en la siguiente ecuación:

$$CV_0^2 + LI_1^2 = \frac{P}{\omega} \sqrt{\left( \frac{k}{\cos\varphi} \right)^2 - 1} - \tan\varphi \quad (7)$$

La corriente de cortocircuito se obtiene colocando en cortocircuito la resistencia por lo que el circuito se simplifica al voltaje de la fuente y la inductancia L. Por lo tanto:

$$|I_s| = \frac{V_1}{\omega L}$$

La relación  $I_s$  sobre lo se obtiene reemplazando L en la anterior ecuación:

$$\left| \frac{I_S}{I_0} \right| = \frac{1}{\left[ \cos\phi \sqrt{1 - \left( \frac{k}{\cos\phi} \right)^2} - \frac{\text{sen}2\phi}{2k} \right]} \quad (8)$$

Ahora existen cuatro ecuaciones y seis parámetros desconocidos. Sin embargo, si se obtiene el valor del factor de potencia en la entrada y la relación  $k$ , el circuito ferorrresonante puede ser modelado completamente [9].

En la investigación realizada por Hart y Kakalec, los dos valores desconocidos se obtienen graficando la ecuación (7) para distintos valores de  $k$  y factores de potencia cercanos a la unidad (figura 24). De la misma forma se hizo con la ecuación (8). El análisis gráfico realizado les permitió seleccionar un valor de 0,97 en atraso para el factor de potencia y un valor de 1,6 para la relación del voltaje de salida y el voltaje de entrada,  $k$  [9].

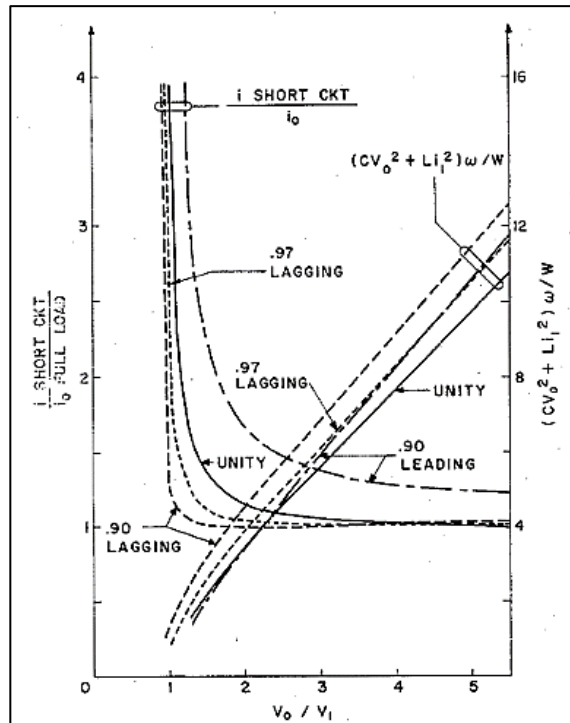


Figura 24. Relación de la característica del tamaño físico y la corriente de cortocircuito, para distintos valores de  $k$ , teniendo el factor de potencia como parámetro [9].

Esos dos valores se reemplazaron en las ecuaciones (4), (6), (7) y (8), modelando las siguientes ecuaciones para el diseño de los componentes del transformador:

$$C \approx \frac{P}{1,95\omega V_1^2} \quad (9)$$

$$L \approx \frac{1,48V_1^2}{P\omega} \quad (10)$$

$$CV_0^2 + LI_1^2 \approx \frac{2,87P}{\omega} \quad (11)$$

$$\left| \frac{I_S}{I_0} \right| \approx 1,1 \quad (12)$$

Los autores aclaran que, las ecuaciones de diseño son útiles, siempre y cuando se cumpla la siguiente condición:

$$\frac{V_0}{V_{in}} < 1$$

La anterior condición se establece con el motivo de que, no se presente un segundo salto ferorrresonante, que provocaría un aumento en la corriente que será percibida por la carga y en casos extremos puede generar grandes daños [9].

Todo el planteamiento anterior, se dedica a un modelamiento general del transformador ferorrresonante y en especial para usos a bajo voltaje. Los autores hacen una serie de recomendaciones en referencia a lo que sucede en la práctica con la corriente del capacitor. También recomiendan el diseño de L, ligeramente no lineal, para disminuir su tamaño, aumentando la densidad de flujo superior, con la consecuencia de que su correcta operación solo se da para ciertas cargas [9].

También argumentan que el condensador puede ser conectado en la sección secundaria o primaria del transformador, siempre y cuando su valor, referido o no, concuerde con la ecuación (9) [9].

Finalmente, los autores brindan garantía para la aplicación de este modelo del CVT, proporcionando diferentes formas constructivas del núcleo magnético y aclarando que se deben realizar ajustes experimentales a los valores de los componentes [9].

Desde mi punto de vista, esta investigación brinda un punto de partida muy interesante en el diseño de transformadores ferorrresonantes. Sin embargo, el modelamiento presenta un carácter lineal, que se obtuvo mediante la eliminación del reactor saturado del circuito de la figura 22, aun sabiendo que el circuito presenta un carácter no lineal, especialmente en el momento que se presenta el aumento de corriente que satura el flujo secundario, debido a la interacción de la inductancia y la capacitancia diseñadas para que se presente el fenómeno de ferorrresonancia.

También se puede concluir que, en la fase de diseño, el voltaje de salida es un valor de referencia para la parametrización de los componentes del circuito, al igual que el factor de potencia, sólo que éste último en especial debe ser medido directamente en la red a la cual

se va conectar el equipo. Por lo tanto, deben realizarse algunos cambios, específicamente en las ecuaciones (9) - (12), teniendo en cuenta las características de operación que se esperan obtener con su implementación.

### **5.2.2 Nuevo enfoque de diseño de componentes del CVT**

Esta metodología fue realizada por Basu [10] y presenta un enfoque distinto al presentado en el numeral 5.2.1,

La conceptualización de este modelo parte del modo de operación en el que debe estar un transformador ferorrresonante, para que se logre la regulación del voltaje percibido por la carga, cuando existen variaciones en el voltaje de alimentación.

Para que se efectúe la regulación del voltaje de salida es necesario que el flujo del núcleo secundario cambie de un estado saturado a otro cada medio ciclo. Esto asegura que el enlace de flujo secundario permanezca aparentemente constante. Por lo tanto, a una frecuencia fija, el voltaje a la salida también se mantiene constante, independientemente de los cambios del voltaje de entrada, siempre y cuando el núcleo secundario se sature cada medio ciclo, como ya se mencionó anteriormente [10].

Para limitar la corriente de entrada que es muy grande porque el lado secundario se encuentra en la zona de saturación, el lado primario del núcleo debe operar en la región de no saturación. Esto se logra, con la implementación de una derivación magnética en la estructura del núcleo y la conexión de un capacitor en paralelo al devanado secundario [10].

Con la elección apropiada de la sección transversal y longitud del entrehierro, la derivación magnética provee un camino para que el flujo primario retorne sin enlazar el flujo secundario y de la misma forma, un camino para que el flujo secundario retorne sin enlazar el flujo primario [10].

Con el capacitor conectado al secundario, la componente del flujo secundario está en fase con el flujo de magnetización por lo que se adicionan aumentando el flujo en la sección secundaria del núcleo. Por lo tanto, con la selección adecuada de parámetros, para cierto voltaje de entrada, el flujo secundario circulará a través de la derivación y saturará este lado del núcleo, mientras que el lado primario del núcleo permanecerá insaturado [10].

Teniendo como base, el funcionamiento de esta clase de transformador, Basu estudia el comportamiento del flujo a través del lado primario, secundario y la derivación magnética que posee el núcleo, con la tipología estructural seleccionada para este análisis y modela el circuito eléctrico equivalente del transformador ferorrresonante, considerando una serie

de suposiciones y proponiendo condiciones para que el transformador opere adecuadamente sin carga y con carga resistiva.

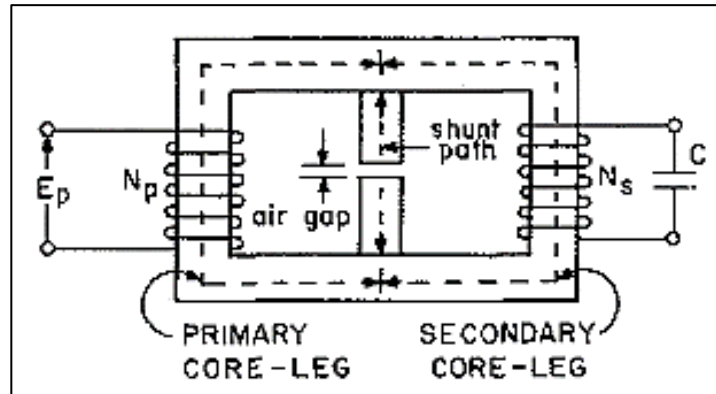


Figura 25. Diseño estructural del CVT, para el modelo propuesto por Basu [10].

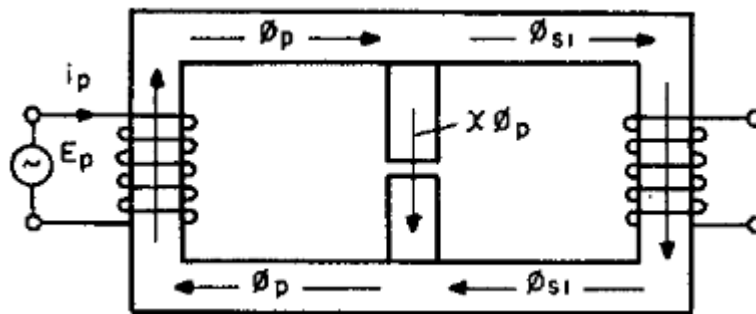


Figura 26. Distribución del flujo, cuando se alimenta el devanado primario, mientras el secundario está en circuito abierto [10].

X representa la relación entre la reluctancia del sector primario del núcleo y el entrehierro:

$$x = \frac{\rho_1}{\rho_1 + \rho_2}$$

Donde:

E: Voltaje primario.

Ip: Corriente primaria con el secundario abierto.

Φp: Flujo primario.

Φs1: Flujo secundario, con el secundario abierto.

ρ1: Reluctancia del sector primario del núcleo. Debido a la simetría del núcleo, la reluctancia del lado secundario del núcleo toma el mismo valor.

ρ2: Reluctancia del entrehierro.

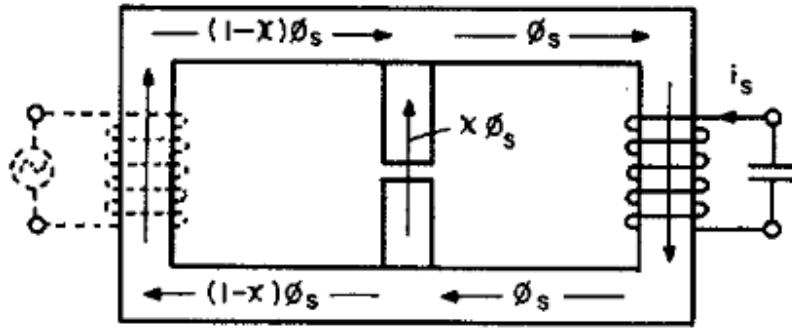


Figura 27. Distribución de flujo causada por la corriente  $i_s$ , sin considerar la presencia del devanado primario [10].

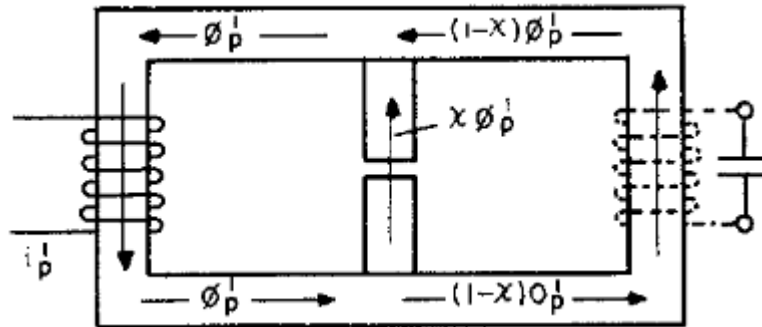


Figura 28. Distribución del flujo debido a la componente de carga de la corriente primaria,  $i_p'$ , solamente [10].

Donde:

E: Voltaje primario.

$i_p'$ : Aumento de la corriente primaria necesario para eliminar el flujo secundario presente en esta sección del núcleo.

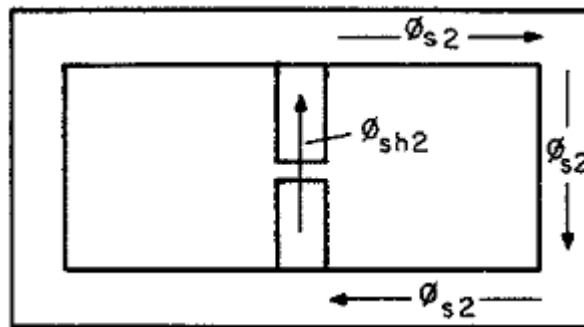


Figura 29. Distribución del flujo, cuando se combinan los efectos del flujo presentados en las figuras 27 y 28 [10].



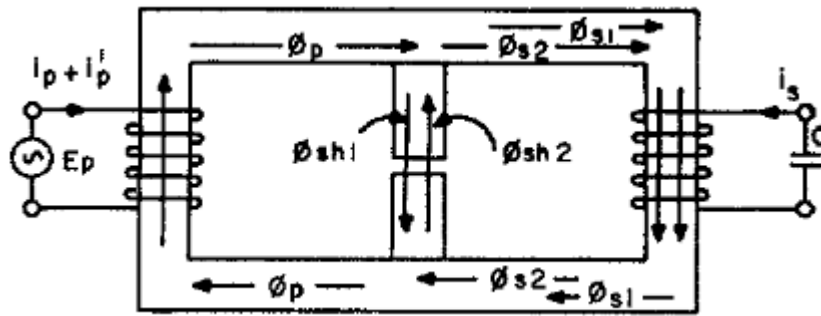


Figura 30. Distribución de flujo resultante cuando se conecta un capacitor en paralelo al devanado secundario [10].

En las figuras anteriores, se observa el comportamiento del flujo en distintos escenarios. Esta es una representación gráfica, que explica la adición de flujo en el lado secundario del núcleo llevándolo a la zona de saturación cuando se conecta el capacitor y en efecto, propiciado la regulación inherente en el voltaje de salida. También se muestra la componente de la corriente primaria, que cancela el flujo secundario que busca irse por esta sección del núcleo [10].

Posteriormente, se establece el circuito equivalente del secundario del transformador sin carga y con carga resistiva, partiendo de las consideraciones iniciales y se realiza el análisis matemático correspondiente (ver referencia [10]).

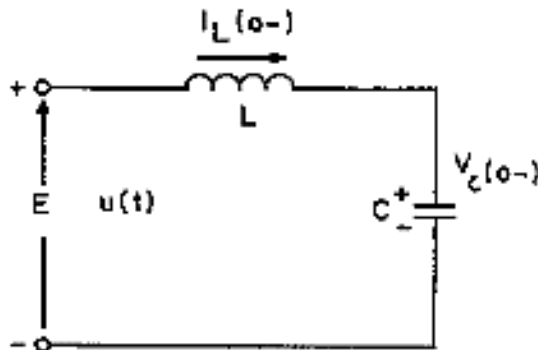


Figura 31. Circuito eléctrico equivalente secundario sin carga [10].

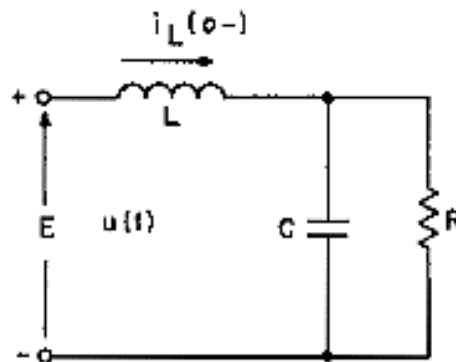


Figura 32. Circuito eléctrico equivalente secundario con carga resistiva [10].

Después de haber realizado el modelo del transformador ferorrresonante visto en la figura 31 y 32, el autor sugiere las siguientes ecuaciones de diseño para la selección de los componentes que constituyen el CVT:

- Número de vueltas del devanado primario:

$$N_p = \frac{0,254E_p}{B_m f_o A_c} \quad (1)$$

- Número de vueltas del devanado secundario:

$$N_s = \frac{V}{4,8B_m f_o A_c} \quad (2)$$

- Valor del condensador conectado en paralelo al devanado secundario:

$$C = \frac{8,65 \times 10^{-3}}{f_o^2} \times \frac{1}{L} \quad (3)$$

Donde L es:

$$L = \frac{N_s}{\rho_1 + \rho_2} \approx \frac{N_s}{\rho_{ag}} = \mu_0 N_s \frac{A_g}{l_g} \quad (4)$$

- Potencia máxima de salida:

$$P_0(\max) = V^2 C f_o \left( (2\pi p k) \sqrt{1 - r^2} \right) \quad (5)$$

Donde r es:

$$r = \frac{\beta}{\omega_n}, \text{ con } \beta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{4}{LC} - \frac{1}{C^2 R^2}} \quad (6)$$

Asumiendo un valor de  $r=0,995$ ,  $p=1,43$  y  $k=1,2$ , la potencia máxima de salida se reduce a la siguiente expresión:

$$P_0(\max) = 2,14 V^2 C f_o \quad (7)$$

La potencia máxima propuesta en la ecuación anterior, se selecciona bajo el criterio de  $r=0,995$  adecuado para aplicaciones que tienen una frecuencia de operación inferior a 100 Hz. El autor señala que el valor de r, se selecciona de acuerdo a los resultados prácticos. Para frecuencias mayores a 100 Hz se sugiere un valor de 0,99. A medida que la frecuencia aumente, el valor debe disminuir conforme al desarrollo de operación del transformador ferorrresonante [10].

La gráfica que se muestra a continuación, presenta la relación entre el producto CV<sup>2</sup> y la potencia máxima del transformador, usando como parámetro de variación la frecuencia de

operación y un valor de 0,995 para  $r$ . Esta gráfica sirve para evaluar la selección del condensador, de forma que el valor satisfaga las ecuaciones (3) y (7) de este modelo de diseño. El valor del capacitor también se asocia con la selección de la reluctancia del entrehierro para que el CVT regule el voltaje de salida y de forma más profunda, permite seleccionar el valor de la longitud del mismo, ya que el área transversal la proporciona el núcleo magnético. Lo anterior, se puede especificar mediante la relación existente entre la ecuación (3), (4) y (7) [10].

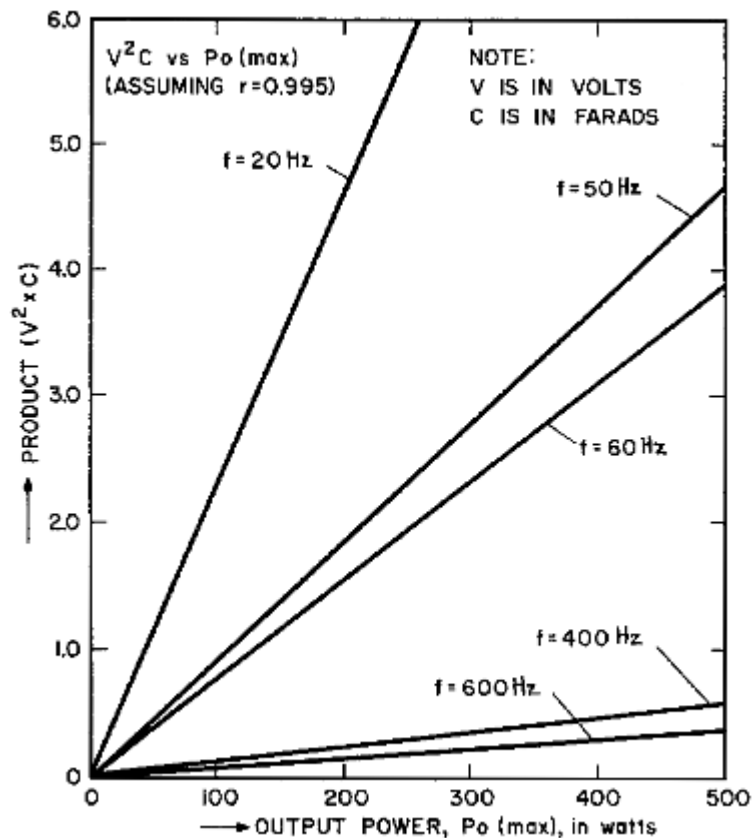


Figura 33. Producto de  $CV^2$  vs potencia máxima de salida, para distintas frecuencias de operación y  $r=0,995$  [10].

Esta metodología llama la atención en el sentido de que expone de forma muy entendible el comportamiento del flujo en las diferentes secciones del núcleo. Esto permite al lector crear fácilmente una idea del funcionamiento del transformador ferorrresonante. Además, las ecuaciones de diseño permiten crear un modelo experimental de esta clase de equipos, salvo que hay que tener en cuenta el ajuste de los valores reales de los componentes del proyecto [10]. Esta apreciación fue hecha Basu en la discusión de la investigación, teniendo en cuenta que no se consideraron ciertos elementos en el modelo, como la resistencia de los devanados. También porque el modelo se desarrolla a partir de una fuente de voltaje con paso de entrada y una onda característica de histéresis cuadrática.

### 5.2.3 Modelamiento no lineal del CVT basado en el teorema de dualidad electromagnética y el método de reluctancia.

Es una investigación muy completa sobre el análisis de los transformadores ferorrresonantes que se utilizan para las unidades de alimentación ininterrumpida (UPS por sus siglas en inglés) que alimentan cargas electrónicas sensibles y sistemas computacionales. El trabajo completo fue presentado por Magnus G. J. Lind [26] y a partir de este trabajo se publicó el artículo de la referencia [4], donde se integran Weidong Xiao y William G. Dunford a la investigación.

El método de la reluctancia se utilizó para representar el circuito magnético del transformador ferorrresonante y se utilizó el teorema de dualidad electromagnética para convertir el circuito en un equivalente eléctrico.

La ventaja de este enfoque es que el circuito eléctrico equivalente obtenido, se relaciona directamente con la estructura física del núcleo y con los componentes que se asocian al modelo. En efecto, mediante este planteamiento, se puede analizar el comportamiento del flujo disperso; además, las consecuencias y beneficios del estado de saturación del lado secundario del núcleo [26].

La figura 34, presenta el diseño físico propuesto en el trabajo de Lind, para el modelamiento de transformadores ferorrresonantes controlados por SCR.

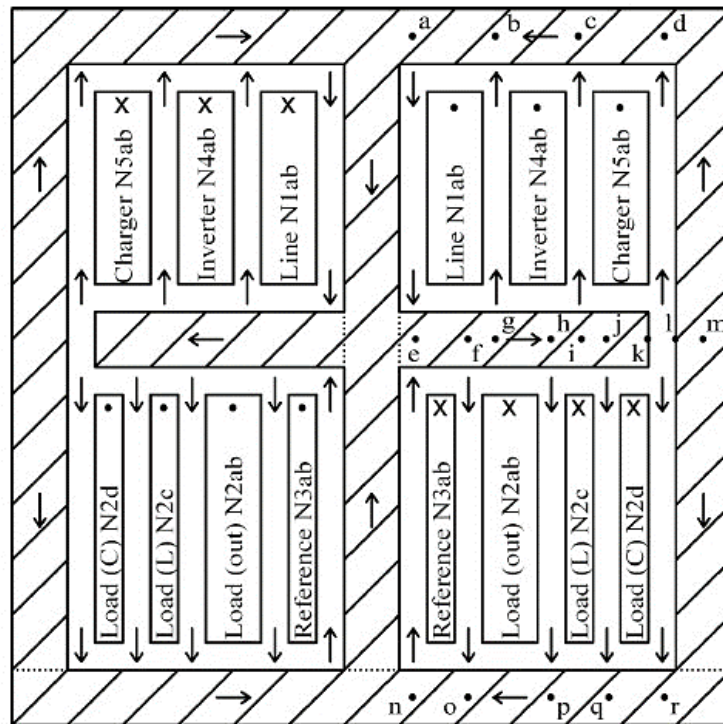


Figura 34. Diseño físico del transformador ferorrresonante [26].

La figura 35, presenta el circuito magnético que representa esta topología. Para desarrollar este circuito, solo se tiene en cuenta el lado derecho del núcleo y se supone que existe simetría en la sección central. Por lo tanto, los valores de las reluctancias se reducen a la mitad. Las letras demarcadas en cada reluctancia, hacen referencia al camino magnético medio de la sección del núcleo que simboliza [26].

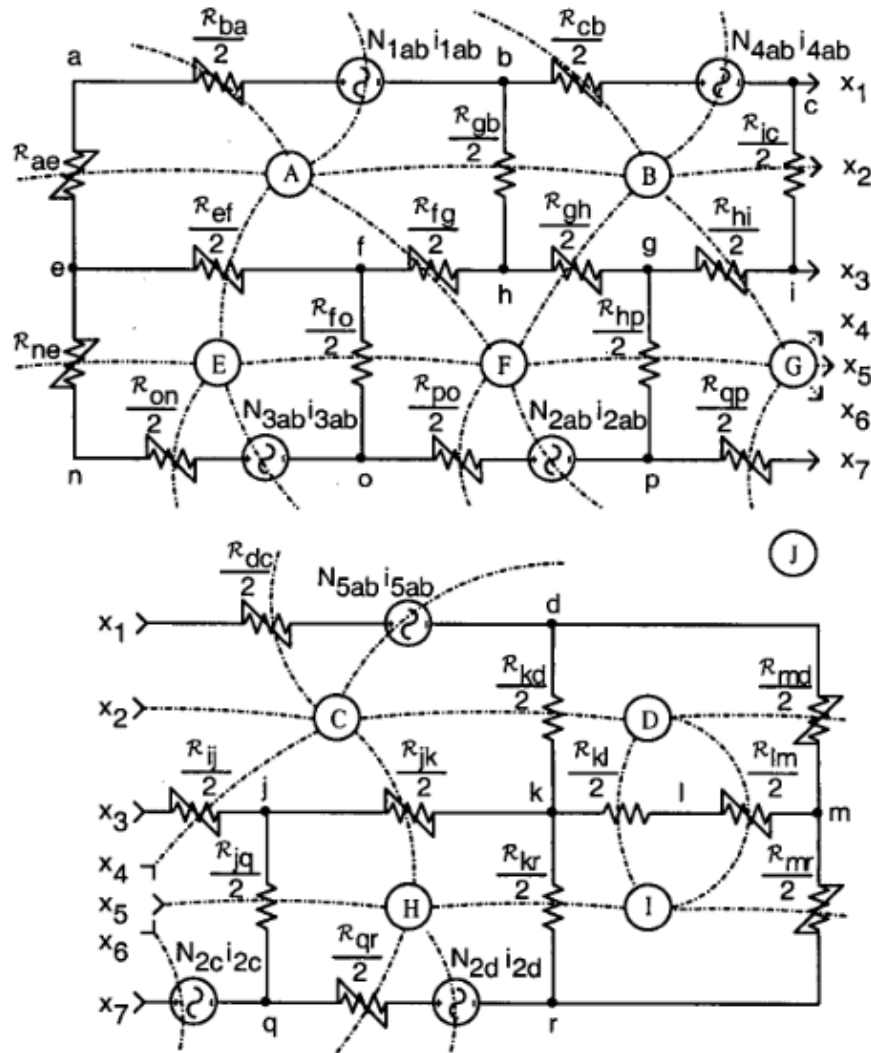


Figura 35. Circuito magnético equivalente del CVT [26].

Después de plantear el circuito magnético, se utiliza el teorema de dualidad para convertir cada una de las mallas del circuito en nodos que van a ser nombrados con cada una de las letras que identificaron las mallas en el anterior esquema. Además, mediante este teorema se transforman las fuentes magnetomotrices, en fuentes de flujo. Finalmente, se incluyen los componentes denominados con  $Y_{ij}$  que contienen la resistencia que representa las pérdidas del núcleo y la inductancia magnetizante de la sección particular. Todo lo anterior, resulta en el esquema de la figura 36 [26].

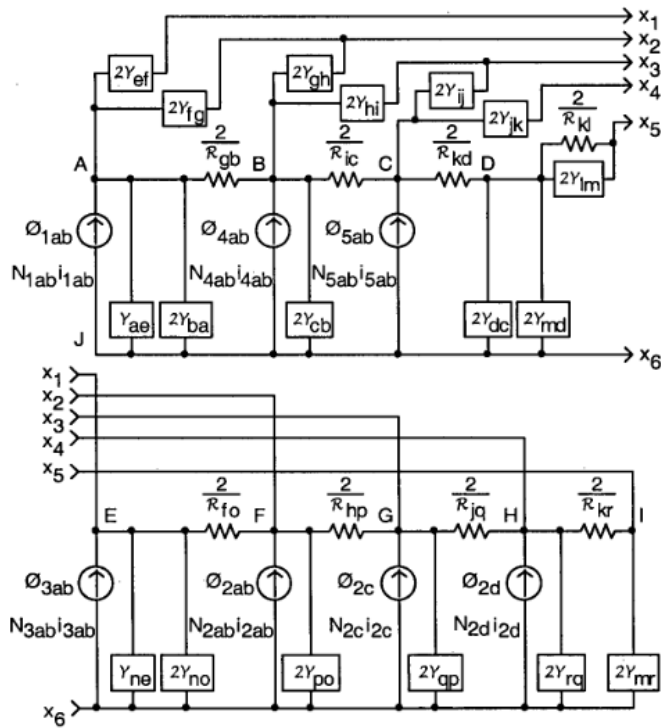


Figura 36. Circuito magnético equivalente dual del CVT [26].

Del circuito presentado en la figura 36, se eliminan todos los valores  $Y_{ij}$ , a excepción de los valores  $Y_{ae}$ ,  $2Y_{ba}$ ,  $Y_{ne}$  y  $2Y_{no}$ . Esto se debe a que los valores eliminados son demasiado grandes, en comparación con las inductancias de magnetización remanentes y que el flujo en las derivaciones nunca va a estar saturado y que la reluctancia del entrehierro es superior a la de las derivaciones [26].

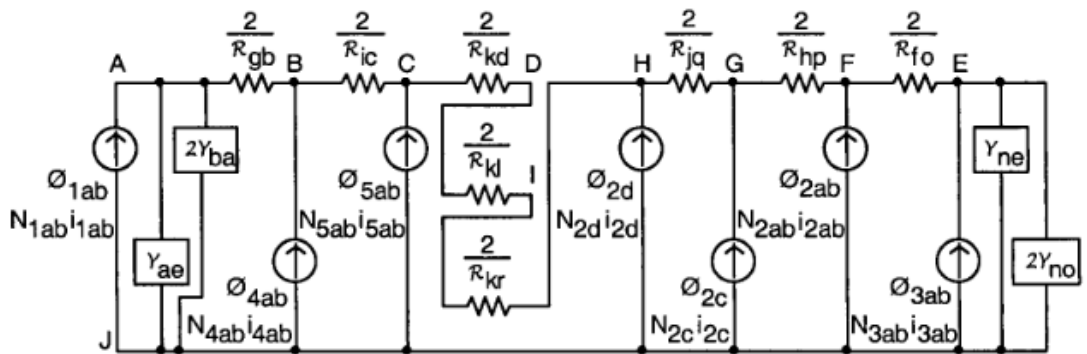


Figura 37. Circuito magnético equivalente dual reducido del CVT [26].

Posteriormente, se refieren los elementos que componen el circuito al devanado  $N_2$  del transformador, debido a que allí se conecta la carga. Después se multiplican las fuentes

por  $N_{2ab}$  de forma que se obtengan las expresiones que modelan relaciones entre devanados para ser reemplazados por transformadores ideales [26].

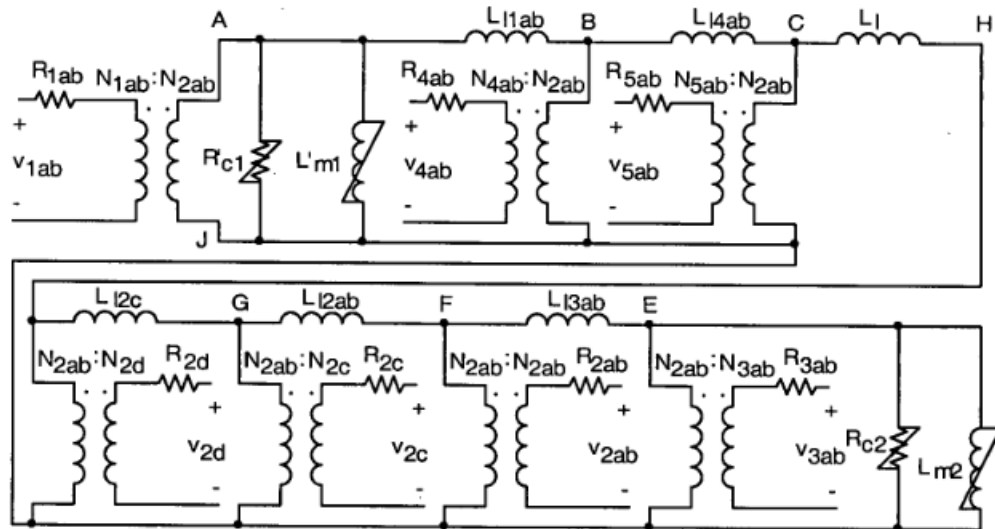


Figura 38. Circuito equivalente eléctrico del CVT [26].

Para propósitos de la investigación de Lind, el circuito equivalente de la figura 38 se reduce al que se aprecia en la figura 39, haciendo algunas labores, como cambiar los devanados que inicialmente se consideraron como unifilar a bifilar, como es el caso de  $N_{3ab}$  y eliminar los devanados que alimentan el cargador y el inversor [26].

El autor establece el modelo de la figura 39, como modelo que representa mejor el comportamiento del transformador ferorrresonante. La inductancia  $L_1$ , representa la inductancia de pérdidas por flujo dispersos. Las inductancias  $L_{m1}$  y  $L_{m2}$  presentan un carácter no lineal y simbolizan las inductancias magnetizantes [26].

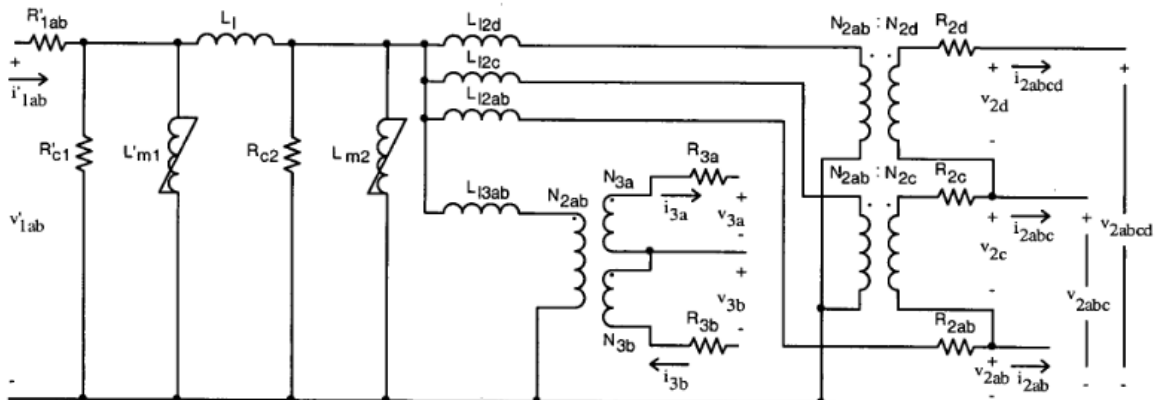


Figura 39. Circuito eléctrico equivalente del CVT, basado en el modelo magnético simplificado [26].

El circuito equivalente de la figura 39, es un modelo un poco más profundo del transformador regulador de voltaje, a diferencia de las investigaciones anteriores, por lo que reduce el margen de selección de parámetros mediante tratamiento experimental. Además, es un modelo complejo para el diseño y selección de los parámetros, por lo que, en mi concepto, se recomienda como base para continuar con la investigación enfocada al diseño e implementación de CVT's [26].

Este trabajo realizado por Lind está dedicado principalmente al análisis magnético y eléctrico de las unidades de alimentación ininterrumpida UPS, que contienen un transformador ferresonante en su estructura. En secciones posteriores al modelamiento del CVT, se presentan métodos de obtención de parámetros de forma experimental, proceso similar al efectuado en un transformador convencional. Por lo tanto, esta tesis a pesar de contener un análisis exhaustivo de esta clase de transformadores, no se adecua para utilizarse en el diseño del CVT que se pretende diseñar en este trabajo.

#### 5.2.4 Modelamiento del CVT a partir de ecuación diferencial de segundo orden y reinicio de condiciones iniciales.

Esta metodología es un poco más sencilla de comprender en comparación con el modelamiento propuesto por Lind, en el numeral anterior. También está dedicada al modelamiento matemático del comportamiento del CVT, solo que presenta un tratamiento distinto.

Este artículo describe un modelo matemático para circuitos ferresonantes que aborda algunas de las deficiencias de análisis anteriores de reguladores ferresonantes. Derivado mediante ecuaciones diferenciales normalizadas lineales por partes, el modelo se adapta al comportamiento no lineal y tiene como interés principal predecir el rendimiento del circuito en términos de parámetros como el voltaje de línea, la frecuencia y la carga [6]. Los resultados se comparan bien con los experimentos y sugieren aplicaciones potenciales en el diseño de reguladores de voltaje de alta frecuencia.

A continuación, se presenta el modelamiento matemático propuesto por James E. Hall y Donald M. Scoggin. El circuito de la figura 40 se utilizó para realizar el respectivo planteamiento.

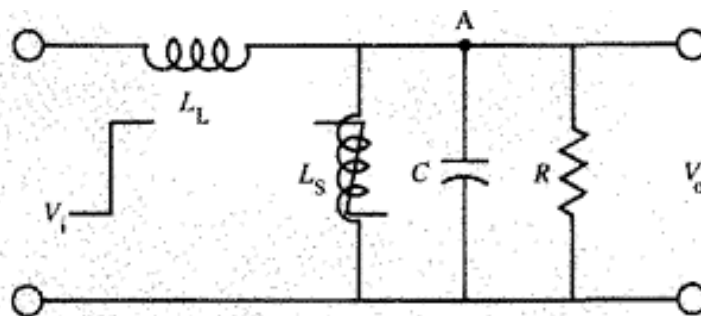


Figura 40. Circuito equivalente del regulador ferresonante [6].



El circuito equivalente de la figura 40, puede ser modelado con una ecuación diferencial lineal de segundo orden. El autor justifica este modelo si la ecuación resultante se reinicia en cada ocurrencia no lineal y el resultado no lineal se minimiza a una serie de segmentos lineales, mediante el restableciendo las condiciones iniciales de las ecuaciones [6].

Aplicando la ley de corriente de Kirchhoff en el nodo A para uno de los segmentos lineales que describen el circuito, se establece que:

$$\frac{1}{L_L} \int [V_i(t) - V_o(t)] dt + I_{L0} = C \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{1}{L_S} \int V_o(t) dt + \frac{V_o(t)}{R_L} + I_{LS0} \quad (1)$$

Donde:

$I_{L0}$ : Corriente inicial en el inductor lineal.

$I_{LS0}$ : Corriente inicial en el inductor saturado.

$V_i(t)$  y  $V_o(t)$  son los voltajes de entrada y salida variables en el tiempo, respectivamente.

Agrupando términos, se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{1}{L_L C} \int V_i(t) dt + \frac{I_{L0}}{C} = \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{RC} + \left( \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_L} \right) \int V_o(t) dt + \frac{V_o(t)}{R_L} + \frac{1}{C} I_{LS0} \quad (2)$$

Los términos  $I_{L0}$  y  $I_{LS0}$  permiten a las ecuaciones reiniciarse en cada transición no lineal. Esto permite estudiar un sistema no lineal con ecuaciones diferenciales ordinarias [6]. Además, el término  $I_{LS0}$  es despreciado, ya que puede considerarse insignificante cuando  $L_S$  no está saturado. La variable importante es el flujo en el inductor saturado [6]. Se puede realizar una sustitución en la ecuación (2), para obtener el voltaje en términos del flujo, mediante la ley de Faraday establece que:

$$V_o(t) = N \frac{d\phi_S}{dt} \quad (3)$$

Donde  $\phi_S$  es el flujo saturado en el inductor  $L_S$ . Por lo tanto, sustituyendo la ecuación (3) en la ecuación (2), permite obtener la siguiente expresión:

$$\frac{1}{L_L C} \int V_i(t) dt + \frac{I_{L0}}{C} = N \frac{d}{dt} \left( \frac{d\phi_S}{dt} \right) + \frac{N}{RC} \left( \frac{d\phi_S}{dt} \right) + \frac{N}{C} \left( \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_L} \right) \int \left( \frac{d\phi_S}{dt} \right) dt \quad (3)$$

$$\frac{1}{L_L C} \int V_i(t) dt + \frac{I_{L0}}{C} = N \frac{d^2 \phi_S}{dt^2} + \frac{N}{RC} \left( \frac{d\phi_S}{dt} \right) + \frac{N}{C} \left( \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_L} \right) \int_{-\phi_{max}}^{\phi_{max}} d\phi_S \quad (4)$$

$$\frac{1}{L_L C} \int V_i(t) dt + \frac{I_{L0}}{C} = N \frac{d^2 \phi_S}{dt^2} + \frac{N}{RC} \left( \frac{d\phi_S}{dt} \right) + \frac{N}{C} \left( \frac{1}{L_S} + \frac{1}{L_L} \right) (\phi_S - \phi_0) \quad (5)$$

En este punto, se definen los siguientes parámetros para facilitar el análisis del modelo:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_L C} \quad (6)$$

Donde  $\omega_0$  es la frecuencia resonante del inductor lineal y el capacitor.

$$\omega_s^2 = \frac{1}{L_s C} \quad (7)$$

Donde  $\omega_s$  es la frecuencia resonante del inductor saturado y el capacitor.

Existe un término adicional, que el autor denomina como factor de calidad y se define matemáticamente así:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L_L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} \quad (8)$$

Q presenta una relación que permite modelar la influencia de la carga R con relación al inductor lineal y al condensador. Además, en las ecuaciones (6) y (7) se puede observar que los valores de L y C deben seleccionarse de manera que se cumpla la relación con las frecuencias de operación y de (8) deben satisfacer las condiciones de carga, mediante el factor de calidad  $Q_0$  [6].

Sustituyendo  $\omega_0^2$ ,  $\omega_s^2$  y  $Q_0$ , en la ecuación (5), se puede obtener la siguiente expresión:

$$\omega_0^2 \int V_i(t) dt + \frac{I_{L0}}{C} = N \frac{d^2 \phi_S}{dt^2} + N Q_0 \omega_0 \left( \frac{d\phi_S}{dt} \right) + N (\omega_0^2 - \omega_s^2) (\phi_S - \phi_0) \quad (9)$$

La ecuación (9) representa el circuito para cualquier período lineal de operación y se puede restablecer en cada evento no lineal en el ciclo restableciendo las condiciones iniciales [6].

#### 5.2.4.1 Normalización del circuito

Después de haber planteado la ecuación que modela el comportamiento del circuito ferromagnético, es necesario normalizar la ecuación, para que se facilite variar los parámetros del circuito para obtener una respuesta general, que no dependa de valores estrictos en cada uno de los parámetros [6].

La normalización inicia con el tiempo y el flujo, como sigue:

$$\tau = \frac{\text{tiempo actual}}{\text{Periodo de resonancia de } \omega_0} = \frac{\omega_0^2}{2\pi} t \quad (10)$$

Donde  $\tau$  representa el tiempo normalizado.

$$x = \frac{\text{flujo actual en } L_s}{\text{flujo de saturación en } L_s} = \frac{\phi_S}{\phi_{max}} \quad (11)$$

Donde x representa el flujo normalizado.

Entonces:

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{\omega_0^2}{2\pi} \frac{d\phi}{d\tau} \text{ y } \frac{d^2\phi}{dt^2} = \left(\frac{\omega_0^2}{4\pi^2}\right) \frac{d^2\phi}{d\tau^2} \quad (12)$$

Sustituyendo (10), (11) y (12), en la ecuación (9), se obtiene la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} \frac{\omega_0^2 2\pi}{\omega_0} \int V_i(\tau) d\tau + \frac{I_{L0}}{C} \\ = \left(\frac{N\phi_{max}\omega_0^2}{4\pi^2}\right) \frac{d^2x}{d\tau^2} + \frac{NQ_0\phi_{max}\omega_0^2}{2\pi} \left(\frac{dx}{d\tau}\right) + N\phi_{max}(\omega_0^2 + \omega_S^2)(x - x_0) \end{aligned} \quad (13)$$

Dividiendo toda la ecuación (13), entre el coeficiente  $\left(\frac{N\phi_{max}\omega_0^2}{4\pi^2}\right)$ , se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{8\pi^3}{N\omega_0\phi_{max}} \int V_i(\tau) d\tau + \frac{4\pi^2 I_{L0}}{N\phi_{max}\omega_0^2 C} + \frac{(\omega_0^2 + \omega_S^2)(4\pi^2)x_0}{\omega_0^2} \\ = \frac{d^2x}{d\tau^2} + 2\pi Q_0 \left(\frac{dx}{d\tau}\right) + \frac{(\omega_0^2 + \omega_S^2)(4\pi^2)x}{\omega_0^2} \end{aligned} \quad (14)$$

Si se considera una onda cuadrada bipolar como onda de entrada, se define el valor normalizado  $V_{in}$  del voltaje de entrada  $V_i(\tau)$  así:

$$V_{in} = \alpha = \pm \frac{8\pi^3 V_i(\tau)}{N\omega_0\phi_{max}} \quad (15)$$

El valor normalizado se simboliza con la letra  $\alpha$ , para facilidad en el análisis y  $V_i$  es la amplitud de la onda de entrada. De la misma manera, se obtienen las siguientes expresiones:

$$\beta = \frac{(\omega_0^2 + \omega_S^2)(4\pi^2)}{\omega_0^2} \quad (16)$$

$$I_{Ln0} = \frac{4\pi^2 I_{L0}}{N\phi_{max}\omega_0^2 C} \quad (17)$$

$$Q_{n0} = \pi Q_0 \quad (18)$$

Donde:

$\beta$  es el valor normalizado de la frecuencia natural del circuito.

$I_{Ln0}$  es el valor normalizado de la corriente en el inductor lineal en el instante  $\tau=0$ .

$Q_{n0}$  es el valor normalizado del factor de carga  $Q$ .

Teniendo en cuenta la normalización de valores en las ecuaciones (15) - (18), la ecuación diferencial puede reescribirse de la siguiente forma:

$$\alpha\tau + I_{Ln0} + \beta x_0 = \frac{d^2x}{d\tau^2} + 2Q_{n0} \frac{dx}{d\tau} + \beta x \quad (19)$$

Los coeficientes que contiene la ecuación diferencial (19) son adimensionales.

#### 5.2.4.2 Solución general de la ecuación

La solución de la ecuación (19), se realiza mediante el método numérico de Newton Rhapsion [6]. El resultado general obtenido es el siguiente:

$$x(\tau) = e^{-Q_{n0}\tau} \left\{ \left( \frac{2Q_{n0}\alpha}{\beta^2} - \frac{I_{Ln0}}{\beta} \right) \cos(\sigma\tau) + \frac{1}{\sigma} \left[ V_{on0} - \frac{I_{Ln0}Q_{n0}}{\beta} + \frac{\alpha}{\beta} \left( \frac{2Q_{n0}^2}{\beta} - 1 \right) \right] \text{sen}(\sigma\tau) \right\} + \frac{\alpha}{\beta}\tau + \frac{I_{Ln0}}{\beta} + x_0 - \frac{2Q_{n0}\alpha}{\beta^2} \quad (20)$$

Donde:

$V_{on0}$  es el valor normalizado del voltaje de salida en el instante  $\tau=0$ .

$I_{on0}$  es el valor normalizado de la corriente en el inductor lineal en el instante  $\tau=0$ .

$X_0$  es el valor normalizado del flujo en el instante  $\tau=0$ .

El valor de  $\sigma$  proviene de la siguiente expresión:

$$\sigma = \sqrt{\beta - Q_{n0}^2}$$

A partir de la expresión (20), se puede calcular el voltaje de salida, aplicando la ley de Faraday, donde el voltaje es la derivada en el tiempo del flujo:

$$V_{on}(\tau) = e^{-Q_{n0}\tau} \left[ \left( V_{on0} - \frac{\alpha}{\beta} \right) \cos(\sigma\tau) - \frac{1}{\sigma} \left( Q_{n0}V_{on0} + \frac{Q_{n0}\alpha}{\beta} - I_{Ln0} \right) \text{sen}(\sigma\tau) \right] + \frac{\alpha}{\beta} \quad (21)$$

Las ecuaciones (20) y (21) contienen términos para la corriente del inductor lineal. Por lo tanto, se necesita una variable para la corriente del inductor lineal que se pueda combinar con estas expresiones [6]. Esa expresión es obtenida del circuito de la figura 40, y se describe a continuación:

$$I_L = \frac{1}{L_L} \int [V_i(t) - V_o(t)] dt + I_{L0} = \frac{1}{L_1} \int V_i(t) dt - \frac{1}{L_L} \int V_o(t) dt + I_{L0} \quad (22)$$

El procedimiento desarrollado para normalizar la ecuación (22), se encuentra en el apéndice B de la referencia [6]. La expresión normalizada es la siguiente:

$$I_{Ln} = \alpha\tau - 4\pi(x - x_0) + I_{Ln0} \quad (23)$$

Donde:

$I_{Ln}$  es el valor normalizado de la corriente en el inductor lineal.

$I_{Ln0}$  es el valor normalizado de la corriente en el instante  $\tau = 0$ .

Estas tres últimas ecuaciones son suficientes para describir el circuito equivalente propuesto para este modelo del transformador ferorrresonante [6].

El circuito es resuelto mediante el método de Newton Rhapsion debido a que se necesitan pocas iteraciones para su convergencia. Sin embargo, para valores extremos como un voltaje alto de entrada y baja carga o viceversa, el método presenta dificultades para converger los valores de voltaje y corriente de salida [6].

Este modelo, permite predecir el comportamiento de las ondas de voltaje y corriente de un transformador ferorrresonante, en dependencia del voltaje, potencia y frecuencia de operación. En general, la investigación realizada, fue corroborado mediante resultados experimentales y se propone como alternativa para efectuar el diseño y simulación de este equipo.

Aunque esta metodología tiene relativamente una fácil comprensión, su enfoque no va dirigido al diseño del regulador de voltaje, sino que se dedica a evaluar e incluso predecir gráfica y analíticamente el comportamiento de las ondas de voltaje y corriente a la salida del transformador ferorrresonante. Por lo tanto, esta metodología no se aplica para diseñar los componentes del transformador ferorrresonante que irá conectado al inversor en este proyecto.

### **5.2.5 Metodología experimental de diseño del CVT**

Esta metodología fue propuesta mediante la combinación teórica de los modelos propuestos por autores como Hart, Kakalec [9], Basu [10], entre otros; cuyos trabajos se encuentran dedicados al diseño del regulador de voltaje ferorrresonante; y los resultados obtenidos en pruebas experimentales que evalúan la operación del CVT, aplicando las ecuaciones de diseño de cada modelo y los ajustes prácticos respectivos [27].

A continuación, se describen las ecuaciones de diseño que se encuentran en el libro denominado “Transformer and inductor design handbook”, tercera edición, cuyo autor es Colonel Wm. T. Mcllyman.

La operación adecuada del transformador de voltaje constante, depende esencialmente de la relación entre la inductancia y el capacitor [27]. Según Mcllyman, la relación se adecua experimentalmente a la siguiente expresión:

$$LC\omega = 1,5 \quad (1)$$

La inductancia puede ser expresada así:

$$L = \frac{R_{O(R)}}{2\omega} \quad (2)$$

La capacitancia puede ser expresada así:

$$C = \frac{1}{0,33\omega R_{o(R)}} \quad (3)$$

A diferencia de las anteriores metodologías, en esta metodología se asume un voltaje de entrada sinusoidal, por lo que la curva de histéresis característica del núcleo magnético del CVT, no es cuadrada, sino que presenta una onda como la que se aprecia en la figura 42. L1 representa un inductor lineal, C1 representa un capacitor en serie y los voltajes y corrientes son valores RMS.  $V_{in}$  es el voltaje de entrada que se presenta antes de que el circuito comience a regular a plena carga.  $R_{o(R)}$  es la resistencia reflejada al primario del transformador, que representa la potencia de salida  $P_o$ , con su respectiva eficiencia  $\eta$  [27].

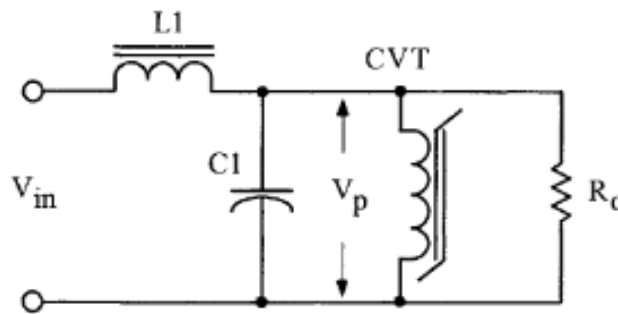


Figura 41. Circuito equivalente del transformador ferromagnético [27].

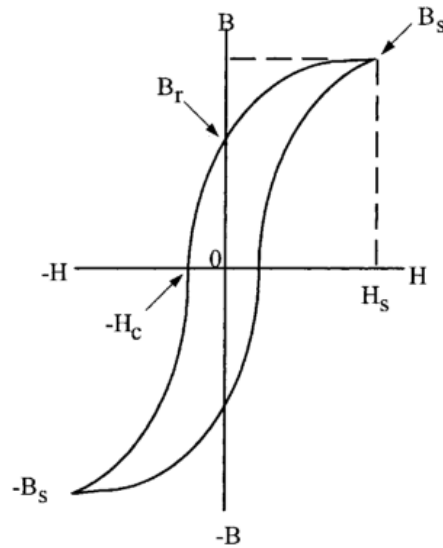


Figura 42. Curva de histéresis de un material magnético [27].

La ecuación de la potencia de salida es:

$$P_o = \frac{V_s^2}{R_o} \quad (4)$$

La resistencia referida al primario, se simboliza mediante la siguiente ecuación:

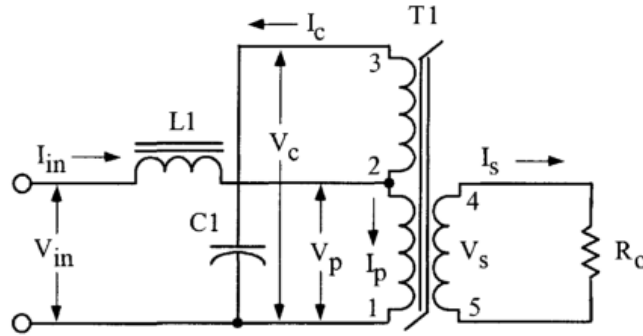
$$R_{O(R)} = \frac{V_P^2 \eta}{P_o} \quad (5)$$

En este modelo, se implementa un devanado de compensación, con el fin de reducir el tamaño de la capacitancia y aumentar el rango de capacidad de potencia del transformador ferromagnético [27]. Ese aumento de capacidad se ve reflejado en el capacitor, mediante la siguiente ecuación, que describe la energía en un capacitor:

$$\text{Energía} = \frac{CV^2}{2} \quad (6)$$

$$C = \frac{2\text{Energía}V^2}{V^2} \quad (7)$$

La figura 43 muestra el circuito equivalente del transformador de voltaje constante con el devanado de compensación incluido.



**Figura 43. Circuito equivalente del CVT con el devanado de compensación incluido [27].**

La corriente secundaria puede expresarse mediante la relación de la potencia de salida y el voltaje secundario:

$$I_S = \frac{V_S}{P_o} \quad (8)$$

Con el devanado de compensación, la corriente primaria está relacionada con la corriente secundaria mediante la siguiente ecuación:

$$I_P = \frac{I_S (V_{S(4-5)})}{\eta (V_{P(1-2)})} \left( 1 + \sqrt{\frac{V_{P(1-2)}}{V_{C(1-3)}}} \right) \quad (9)$$

La corriente que fluye por el capacitor, aumenta debido a una frecuencia efectiva mayor. Debido a que la saturación del núcleo, provoca que la onda de voltaje primario presente

una forma plana en los extremos de la onda por la existencia de los armónicos impares. Esto hace que la impedancia de CA equivalente del capacitor resonante se reduzca a un valor más bajo que su valor de onda sinusoidal normal [27].

El factor  $K_c$  representa el aumento de la corriente  $I_c$  y puede variar entre 1 y 1,5. La expresión para  $I_c$  es la siguiente:

$$I_c = K_c V_c \omega C \quad (10)$$

De forma experimental se ha concluido que, para obtener un mejor rendimiento, el voltaje primario debe reducirse al 95% en el diseño. Por lo tanto:

$$V_p = (0,95)V_{in} \quad (11)$$

Como el capacitor está conectado en paralelo al devanado de compensación, como se aprecia en la figura 43, el valor de la capacitancia y el volumen puede ser reducido.

$$C_n V_n^2 = C_{(1-2)} V_{(1-2)}^2$$

$C_n$  es la nueva capacitancia y  $V_n$  es el nuevo valor del voltaje en el capacitor.

La potencia aparente es la suma de VA de cada devanado:

$$P_T = VA_{(1-2)} + VA_{(2-3)} + VA_{(4-5)} \quad (12)$$

La regulación del voltaje de un transformador ferorrresonante se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$\Delta V_p = \sqrt{2}\pi B_s A_c f N_p (10^4) \quad (13)$$

La regulación del voltaje de salida de un transformador ferorrresonante, para un cambio en el voltaje de entrada, es una función de la cuadratura de la curva B-H, como se muestra en la Figura 44. La densidad de flujo saturado,  $B_s$ , depende del material magnético.

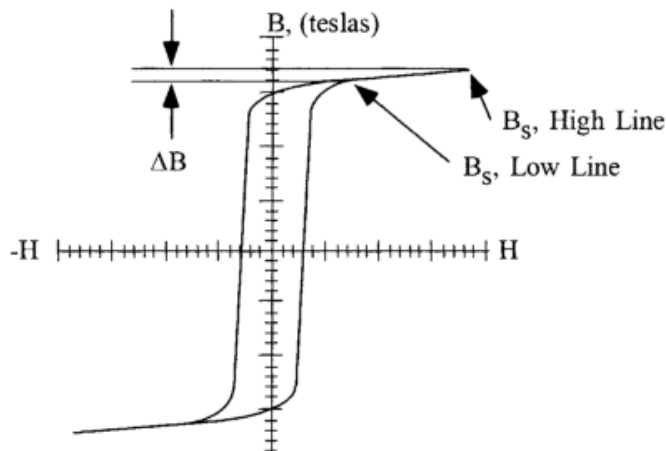


Figura 44. Curva B-H con  $B_s$  a alto voltaje y bajo voltaje [27].



Las anteriores ecuaciones se dedican al diseño del transformador ferorresonante. Sin embargo, falta establecer las ecuaciones del inductor lineal L1, que está conectando en serie entre la fuente de alimentación y el devanado primario (ver figura 43). A continuación, se presentan las consideraciones de funcionamiento y las ecuaciones de diseño del inductor.

Para proceder con el establecimiento de los parámetros del inductor lineal, primero se debe conocer la corriente que va pasar a través del mismo o el valor nominal de su inductancia [27]. En este diseño, se puede aplicar la ecuación (2), mediante la cual se obtiene el valor de la inductancia lineal.

Posteriormente, se calcula el valor de la potencia de L1:

$$P_t = V_L I_P \quad (14)$$

El área del núcleo de L1, está asociado directamente con la potencia, mediante la siguiente ecuación:

$$A_p = \frac{P_t(10^4)}{K_f K_u B_{ac} f J} \quad (15)$$

Donde:

$K_f$ : es el factor de forma de la onda.  $K_f=4$ , si la onda del voltaje de entrada es cuadrada y  $K_f=\sqrt{2} \pi$ , si la onda de voltaje de entrada es sinusoidal.

$K_u$ : es el factor de utilización que ocupa el cobre en la ventana del núcleo magnético.

$B_{ac}$ : es la densidad de flujo de operación, en Tesla (T).

$f$ : Frecuencia de operación.

$J$ : Densidad de corriente en A/cm<sup>2</sup>.

La selección del valor de la densidad de flujo  $B_{ac}$ , depende del tipo de material del núcleo. En el capítulo 2 de la referencia [27], está plasmada esa información.

Para efectuar el diseño completo de L1, se debe conocer el voltaje que se va a aplicar, la inductancia deseada, la frecuencia de operación y la densidad de flujo [27].

El número de espiras del inductor, se obtiene de la siguiente ecuación:

$$N = \frac{V_{ac}(10^4)}{K_f B_{ac} f A_c} \quad (16)$$

La inductancia de un inductor con núcleo de hierro, con entrehierro, puede ser expresada así:

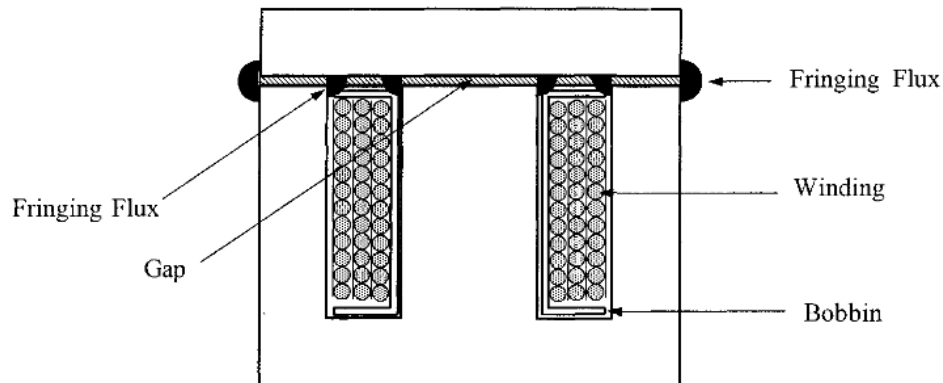
$$L = \frac{0,4\pi N^2 A_c (10^{-8})}{l_g + \left(\frac{MPL}{\mu_m}\right)} \quad (17)$$

De la ecuación (17), se considera que la inductancia es inversamente dependiente de la longitud efectiva del camino magnético MPL, que resulta de la suma de la longitud del entrehierro  $l_g$ , y la relación de MPL y la permeabilidad magnética del material del núcleo [27].

Como la longitud del entrehierro es muy superior a la relación  $MPL/\mu_m$ , la ecuación (17) puede reducir su denominador a  $l_g$ . Como se mencionó anteriormente, la inductancia ya es un valor conocido, por lo tanto, la ecuación (17), se despeja para obtener la longitud del entrehierro:

$$l_g = \frac{0,4\pi N^2 A_c (10^{-8})}{L} \quad (18)$$

Adicionalmente se conoce, que existe una pérdida de flujo en algunos sectores del núcleo, a causa de la forma del núcleo, tamaño y ubicación del devanado, entre otros factores físicos; este flujo se denomina flujo de borde (fringing flux en inglés). Una visualización de este flujo se presenta en la figura 45 [27].

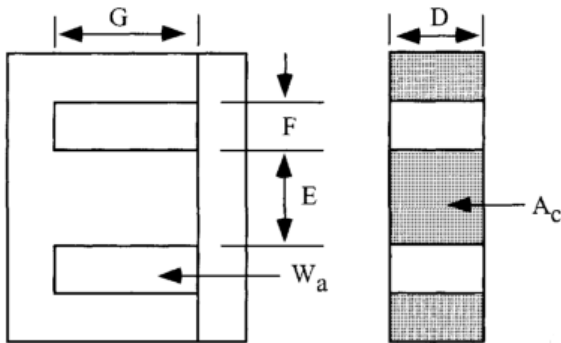


**Figura 45. Flujo de borde en un núcleo magnético EI [27].**

Estos flujos de borde provocan la reducción de la reluctancia del camino magnético, lo que provoca un aumento en la inductancia por un factor denotado con la letra F, superior al valor calculado en la ecuación (17) [27]. Este factor se calcula con la siguiente expresión:

$$F = \left( 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \left( \frac{2G}{l_g} \right) \right) \quad (19)$$

Donde G, es una dimensión del núcleo, que hace referencia a la longitud del devanado (ver figura 46).



**Figura 46. Dimensiones para laminaciones magnéticas EI [27].**

La ecuación (17) se puede corregir aplicando el factor F que se obtiene mediante la ecuación (19). La inductancia corregida se calcula así:

$$L' = \frac{0,4\pi N^2 A_c F (10^{-8})}{l_g} \quad (20)$$

De la misma manera, se utiliza el factor F, para recalculer el número de espiras, despejando N:

$$N_{new} = \sqrt{\frac{L l_g}{0,4\pi A_c F (10^{-8})}} \quad (21)$$

Como el número de espiras varía, la densidad de flujo varía también, de acuerdo a la siguiente expresión:

$$B_{ac} = \frac{V_{ac} (10^4)}{K_f N_{new} f A_c} \quad (15)$$

Finalmente, el diseño termina con la inclusión de las pérdidas en el cobre del devanado, las pérdidas en el núcleo magnético y las pérdidas de brecha. Las pérdidas en el cobre se calculan mediante el producto del cuadrado de la corriente que fluye a través del inductor y la resistencia del devanado. Las pérdidas del núcleo se calculan con las especificaciones de los fabricantes (en esta metodología ya está establecido su procedimiento de cálculo) [27].

Las pérdidas de brecha no se originan en el entrehierro específicamente, sino que se deben a los flujos que aprovechan este espacio de aire para irse por los bordes del núcleo y entrar

nuevamente en una dirección indeseada, ocasionando corrientes parásitas que originan estas pérdidas de brecha [27]. Estas pérdidas se calculan mediante la siguiente expresión:

$$P_g = K_i E l_g f B_{ac}^2$$

Donde:

$K_i$  es el coeficiente de pérdidas en el entrehierro. Para laminaciones  $K_i = 0,1550$  [27].

$E$ : es el ancho del devanado (ver figura 46).

La decisión de adoptar esta metodología como base de diseño se produce debido a que, en las anteriores metodologías consultadas se concluye que deben hacerse ajuste de acuerdo a las pruebas prácticas llevadas a cabo subsiguientemente al desarrollo del diseño e implementación del transformador regulador de voltaje y en esta metodología, el autor ya hace referencia a la constitución de ecuaciones empíricas que permiten obtener el modo de operación que requiere el CVT. También, porque esta metodología de diseño, se encuentra soportada por referencias investigativas [9], [28], dando relativa validez a la información plasmada por el autor.

El capítulo 6, implementa esta metodología experimental de diseño del transformador ferromagnético, debido a la simplicidad de cálculo en el uso de las ecuaciones. Además, se busca verificar experimentalmente las concepciones establecidas en este algoritmo de diseño que estableció Mclyman,

## 6. DISEÑO DEL TRANSFORMADOR FERRORRESONANTE

En el capítulo 5, se propusieron cinco metodologías que sirvieron de base de investigación e implementación de transformadores ferrorresonantes. Se ha recalcado la necesidad de realizar ajustes posteriores al diseño del transformador ferrorresonante, especialmente en los dos modelos de diseño tratados en los numerales 5.2.1 y 5.2.2. Por tanto, no se descarta la posibilidad de aplicar dichos ajustes al CVT, que se pretende desarrollar.

Para iniciar el diseño, se deben establecer los parámetros conocidos y los parámetros que se requieren obtener. A continuación, se describen:

- Voltaje de entrada,  $V_{in}$ : 80V-140V.
- Frecuencia,  $f$ : 60Hz.
- Voltaje de salida,  $V_o$ : 110V
- Potencia de salida,  $P_o$ : 100VA para una carga resistiva.
- Densidad de corriente del transformador,  $J$ : 300 A/cm<sup>2</sup>.
- Voltaje del capacitor,  $V_c$ : 120 V.
- Coeficiente del capacitor,  $K_c$ : 1,5.
- Eficiencia objetivo,  $\eta$ : 85%.
- Material magnético: 3%Si 97%Fe
- Densidad de flujo saturado,  $B_s$ : 1,7 T
- Utilización de la ventana objetivo,  $K_u$ : 0,4.
- Temperatura máxima objetivo: 40 °C.

1. Calcular el voltaje  $V_p$ :

$$\begin{aligned}V_p &= (0,95)V_{in} \\V_p &= (0,95)(80) \\V_p &= 76 V\end{aligned}$$

2. Calcular la resistencia reflejada al primario, incluyendo la eficiencia:

$$\begin{aligned}R_{O(R)} &= \frac{V_p^2 \eta}{P_o} \\R_{O(R)} &= \frac{(76)^2 (0,85)}{100} \\R_{O(R)} &= 49,096 \Omega\end{aligned}$$

3. Calcular la capacitancia  $C_1$ :

$$\begin{aligned}C &= \frac{1}{0,33 \omega R_{O(R)}} \\C &= \frac{1}{0,33(120\pi)(49,096)} \\C &= 163,72267 \mu F\end{aligned}$$

4. Calcular la nueva capacitancia, usando el voltaje máximo del capacitor:

$$C_{(1-3)} = \frac{C_{(1-2)}(V_{(1-2)}^2)}{(V_{(1-3)}^2)}$$

$$C_{(1-3)} = \frac{(163,7226 \times 10^{-6})(76^2)}{(120^2)}$$

$$C_{(1-3)} = 65,6710 \mu F$$

Este condensador se puede armar a un valor de 66  $\mu F$ .

5. Calcular la corriente que fluye por el capacitor:

$$I_c = K_c V_c \omega C$$

$$I_c = (1,5)(120)(120\pi)(66 \times 10^{-6})$$

$$I_c = 4,47865 A$$

6. Calcular la corriente secundaria:

$$I_s = \frac{P_o}{V_s}$$

$$I_s = \frac{100}{110}$$

$$I_s = 0,90909 A$$

7. Calcular la corriente primaria:

$$I_p = \frac{I_s (V_{S(4-5)})}{\eta (V_{P(1-2)})} \left( 1 + \sqrt{\frac{V_{P(1-2)}}{V_{C(1-3)}}} \right)$$

$$I_p = \frac{(0,90909)(110)}{(0,85)(76)} \left( 1 + \sqrt{\frac{76}{120}} \right)$$

$$I_p = 2,77991 A$$

8. Calcular la potencia total:

$$P_T = P_p + P_c + P_s$$

$$P_T = V_p I_p + (V_c - V_p) I_c + V_s I_s$$

$$P_T = (76)(2,77991) + (120 - 76)(4,47865) + (110)(0,90909)$$

$$P_T = 508,33402 VA$$

9. Calcular el área del producto:

$$A_p = \frac{P_T(10^4)}{\sqrt{2\pi K_u f B_S J}}$$

$$A_p = \frac{(508,33402)(10^4)}{\sqrt{2\pi(0,4)(60)(1,7)(300)}}$$

$$A_p = 93,47659 \text{ cm}^4$$

10. Para el proyecto se va a utilizar láminas EI-50, debido a su facilidad de obtención.  
Para la laminación EI 50 las dimensiones son las siguientes:

- A: 15 cm.
- B: 10 cm.
- C: 5 cm.
- D: 2,5 cm.

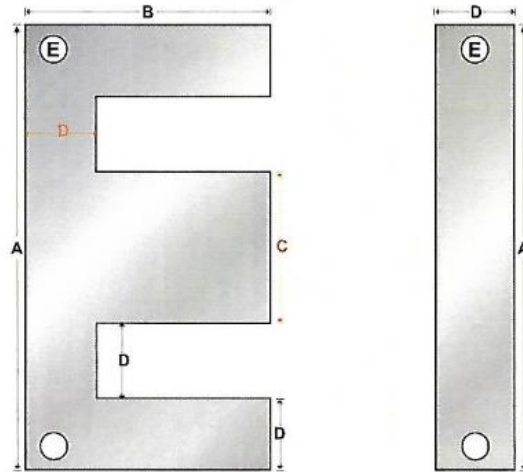


Figura 47. Dimensiones de laminaciones EI-50 [29].

11. Teniendo en cuenta las dimensiones de las láminas EI-50, el área transversal de la ventana se calcula así:

$$W_a = (B - D)(D)$$

$$W_a = (10 - 2,5)(2,5)$$

$$W_a = 18,75 \text{ cm}^2$$

12. El área del núcleo se calcula así:

$$A_c = \frac{A_p}{W_a}$$

$$A_c = \frac{93,47659}{18,75}$$

$$A_c = 4,98541 \text{ cm}^2$$

13. Calcular el número de vueltas del devanado primario:

$$N_p = \frac{V_p(10^4)}{\sqrt{2}\pi B_s f A_c}$$
$$N_p = \frac{(76)(10^4)}{\sqrt{2}\pi(1,7)(60)(4,98542)}$$
$$N_p = 336,39298 \text{ espiras}$$
$$N_p = 337 \text{ espiras}$$

14. Calcular el área transversal del cable desnudo primario:

$$A_{wp(B)} = \frac{I_p}{J}$$
$$A_{wp(B)} = \frac{2,77991}{300}$$
$$A_{wp(B)} = 9,26636 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

15. Seleccionar el calibre del cable de la tabla 6 (Anexo 1):

$$\text{Calibre} = 17 \text{ AWG Cu}$$
$$A_{w(B)} = 10,39 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$
$$\frac{R}{l} = 165,8 \frac{\mu\Omega}{\text{cm}}$$

16. Calcular la profundidad del núcleo:

$$h = \frac{A_c}{C}$$
$$h = \frac{4,98541}{5}$$
$$h = 0,99708 \text{ cm}$$

17. Calcular la longitud media de las espiras:

$$MLT = 2(C + 0,2) + 2(h + 0,2)$$
$$MLT = 2(5 + 0,2) + 2(0,99708 + 0,2)$$
$$MLT = 12,79416$$

18. Calcular la resistencia del devanado primario:



$$R_p = (MLT)(N_p) \left( \frac{R}{l} \right) (10^{-6})$$

$$R_p = (12,79416)(337)(165,8)(10^{-6})$$

$$R_p = 0,71486 \Omega$$

19. Calcular las pérdidas del cobre en el devanado primario:

$$P_{CuP} = I_p^2 R_p$$

$$P_{CuP} = (2,77991)^2 (0,71486)$$

$$P_{CuP} = 5,52444 \text{ W}$$

20. Calcular el número de vueltas del devanado elevador:

$$N_c = \frac{N_p(V_c - V_p)}{V_p}$$

$$N_c = \frac{(337)(120 - 76)}{76}$$

$$N_c = 195,10526 \text{ espiras}$$

$$N_c = 195 \text{ espiras}$$

21. Calcular el área transversal del cable desnudo del devanado de compensación:

$$A_{wc(B)} = \frac{I_c}{J}$$

$$A_{wc(B)} = \frac{4,4786}{300}$$

$$A_{wc(B)} = 14,9286 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

22. Seleccionar el calibre del cable de la tabla 6:

$$\text{Calibre} = 15 \text{ AWG}$$

$$A_{w(B)} = 16,51 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$\frac{R}{l} = 104,3 \frac{\mu\Omega}{\text{cm}}$$

23. Calcular la resistencia del devanado de compensación:

$$R_c = (MLT)(N_c) \left( \frac{R}{l} \right) (10^{-6})$$

$$R_c = (12,79416)(195)(104,3)(10^{-6})$$

$$R_c = 0,26021 \Omega$$

24. Calcular las pérdidas del cobre en el devanado de compensación:

$$P_C = I_C^2 R_C$$

$$P_C = (4,47865)^2 (0,26021)$$

$$P_C = 5,21946 \text{ W}$$

25. Calcular el número de vueltas del devanado secundario:

$$N_S = \frac{N_P V_S}{V_P}$$

$$N_S = \frac{(337)(110)}{76}$$

$$N_S = 487,76315 \text{ espiras}$$

$$N_S = 488 \text{ espiras}$$

26. Calcular el área transversal del cable desnudo del devanado secundario:

$$A_{ws(B)} = \frac{I_S}{J}$$

$$A_{ws(B)} = \frac{0,90909}{300}$$

$$A_{ws(B)} = 3,0303 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

27. Seleccionar el calibre del cable de la tabla 6:

$$\text{Calibre} = 22 \text{ AWG}$$

$$A_{w(B)} = 3,2430 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$\frac{R}{l} = 531,4 \frac{\mu\Omega}{\text{cm}}$$

28. Calcular la resistencia del devanado secundario:

$$R_S = (MLT)(N_C) \left( \frac{R}{l} \right) (10^{-6})$$

$$R_S = (12,79416)(488)(531,4)(10^{-6})$$

$$R_S = 3,31782 \Omega$$

29. Calcular las pérdidas del cobre en el devanado secundario:

$$P_S = I_S^2 R_S$$

$$P_S = (0,90909)^2 (3,31782)$$

$$P_S = 2,7420 \text{ W}$$

30. Calcular las pérdidas totales en el cobre:

$$P_{Cu} = P_{CuP} + P_{CuC} + P_{CuS}$$

$$P_{cu} = 5,52444 + 5,21946 + 2,7420$$

$$P_{cu} = 13,4859 W$$

31. Calcular los vatios sobre kilogramo, W/K, para el núcleo magnético seleccionado (los coeficientes de los exponentes fueron tomados de la tabla 5 (ver anexo 1):

$$\frac{W}{K} = 0,000557 f^{1,68} B_S^{1,86}$$

$$\frac{W}{K} = 0,000557 (60)^{1,68} (1,7)^{1,86}$$

$$\frac{W}{K} = 1,45139 W/kg$$

32. Calcular el peso del núcleo:

$$W_{tfe} = \left(\frac{kg}{h}\right) (h)$$

$$W_{tfe} = \left(1,170 \frac{kg}{cm}\right) (0,99708 cm)$$

$$W_{tfe} = 1,16658 kg$$

33. Calcular las pérdidas en el núcleo:

$$P_{fe} = \left(\frac{W}{K}\right) W_{tfe}$$

$$P_{fe} = (1,45139)(1,16658)$$

$$P_{fe} = 1,69316 W$$

34. Calcular las pérdidas totales:

$$P_{\Sigma} = P_{cu} + P_{fe}$$

$$P_{\Sigma} = 13,4859 + 1,69316$$

$$P_{\Sigma} = 15,17906 W$$

35. Calcular el área superficial:

$$A_t = K_s A_p^{0,5}$$

$$A_t = (41,3)(93,47659^{0,5})$$

$$A_t = 399,30199 cm^2$$

$K_s$  es una constante que está relacionada con la configuración del núcleo, para laminaciones su valor es 41,3 [27].

36. Calcular la densidad de vatios de la superficie del transformador:

$$\psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t}$$

$$\psi = \frac{15,17906}{399,30199}$$

$$\psi = 0,03801 \frac{W}{cm^2}$$

37. Calcular el aumento de temperatura:

$$T_r = 450\psi^{(0,826)}$$

$$T_r = 450(0,03801)^{(0,826)}$$

$$T_r = 30,21399 \text{ } ^\circ\text{C}$$

38. Calcular la eficiencia del transformador:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{\Sigma}} \times 100$$

$$\eta = \frac{100}{100 + 15,17906} \times 100$$

$$\eta = 86,82133\%$$

39. Calcular el factor de utilización de la ventana:

$$K_u = \frac{N_P A_{wp(B)} + N_C A_{wc(B)} + N_S A_{ws(B)}}{W_a}$$

$$K_u = \frac{(337)(10,39 \times 10^{-3}) + (195)(16,51 \times 10^{-3}) + (488)(3,2430 \times 10^{-3})}{18,75}$$

$$K_u = 0,44285$$

40. Ahora se procede a diseñar el inductor lineal L1, que se encuentra conectado en serie en la figura 43. Las especificaciones del inductor son:

- Voltaje de entrada,  $V_L$ : 60 V.
- Frecuencia,  $f$ : 60 Hz
- Densidad de corriente,  $J$ : 300 A/cm<sup>2</sup>.
- Eficiencia objetivo,  $\eta$ : 85%
- Material magnético: 3%Si 97%Fe
- Permeabilidad del material,  $\mu_m$ : 1500
- Densidad de flujo,  $B_{ac}$ : 1 T
- Utilización de la ventana objetivo,  $K_u$ : 0,2
- Factor de forma,  $K_f$ :  $\sqrt{2} \pi$

41. Calcular la inductancia lineal L1:

$$L_1 = \frac{R_{o(R)}}{2\omega}$$

$$L_1 = \frac{49,096}{2(120\pi)}$$

$$L_1 = 65,1155 \text{ mH}$$

42. Calcular la potencia del inductor, con el voltaje máximo y la corriente nominal:

$$P_T = V_L I_P$$

$$P_T = (60)(2,77991)$$

$$P_T = 166,7946 \text{ VA}$$

43. Calcular el área del núcleo:

$$A_p = \frac{P_T(10^4)}{\sqrt{2}\pi K_u f B_{ac} J}$$

$$A_p = \frac{(166,7946)(10^4)}{\sqrt{2}\pi(0,2)(60)(1)(300)}$$

$$A_p = 104,2833 \text{ cm}^4$$

Al igual que el núcleo magnético del circuito ferorrresonante, para construir el inductor lineal se van a utilizar chapas EI-50. Por lo tanto, el área de la ventana tiene el mismo valor.

44. Calcular el área del núcleo:

$$A_c = \frac{A_p}{W_a}$$

$$A_c = \frac{104,2833}{18,75}$$

$$A_c = 5,56177 \text{ cm}^2$$

45. Calcular el número de vueltas del inductor:

$$N_L = \frac{V_L(10^4)}{K_f B_{ac} f A_c}$$

$$N_L = \frac{(60)(10^4)}{\sqrt{2}\pi(1)(60)(5,56177)}$$

$$N_L = 404,6896 \text{ espiras}$$

$$N_L = 405 \text{ espiras}$$

46. Calcular la longitud media magnética para laminaciones EI-50, MPL:

$$MPL = 2(B + 0,5C + 1,5D)$$

$$MPL = 2(10 + 0,5(5) + 1,5(2,5))$$

$$MPL = 32,5 \text{ cm}$$

47. Calcular la longitud del entrehierro:

$$l_g = \left( \frac{0,4\pi N_L^2 A_c (10^{-8})}{L} \right) - \left( \frac{MPL}{\mu_m} \right)$$

$$l_g = \left( \frac{0,4\pi(405)^2(5,56177)(10^{-8})}{65,1155 \times 10^{-3}} \right) - \left( \frac{32,5}{1500} \right)$$

$$l_g = 0,15438 \text{ cm}$$

48. Calcular el factor de flujo de franja o borde:

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2(B-D)}{l_g}$$

$$F = 1 + \frac{0,15438}{\sqrt{5,56177}} \ln \left( \frac{2(10 - 2,5)}{0,15438} \right)$$

$$F = 1,29957$$

49. Con el factor F, calcular nuevamente las vueltas del inductor:

$$N_{L(new)} = \sqrt{\frac{l_g L}{0,4\pi A_c F (10^{-8})}}$$

$$N_{L(new)} = \sqrt{\frac{(0,15438)(65,1155 \times 10^{-3})}{0,4\pi(5,56177)(1,29957)(10^{-8})}}$$

$$N_{L(new)} = 332,67979 \text{ espiras}$$

$$N_{L(new)} = 333 \text{ espiras}$$

50. Usando el número nuevo de espiras, calcular la densidad de flujo:

$$B_{ac} = \frac{V_L (10^4)}{K_f f A_c N_{L(new)}}$$

$$B_{ac} = \frac{(60)(10^4)}{\sqrt{2}\pi(60)(5,56177)(333)}$$

$$B_{ac} = 1,21528 \text{ T}$$

51. Calcular el área transversal del cable desnudo del inductor lineal:

$$A_{w(B)} = \frac{I_P}{J}$$

$$A_{w(B)} = \frac{2,77991}{300}$$

$$A_{w(B)} = 9,26636 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

52. Seleccionar el calibre de la tabla 6:

$$\text{Calibre} = 17 \text{ AWG}$$

$$A_{w(B)} = 10,39 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

$$\frac{R}{l} = 165,8 \frac{\mu\Omega}{\text{cm}}$$

53. Calcular la profundidad del núcleo:

$$h = \frac{A_c}{C}$$

$$h = \frac{5,56177}{5}$$

$$h = 1,11235 \text{ cm}$$

54. Calcular la longitud media de las espiras:

$$MLT = 2(C + 0,2) + 2(h + 0,2)$$

$$MLT = 2(5 + 0,2) + 2(1,11235 + 0,2)$$

$$MLT = 13,02471$$

55. Calcular la resistencia del devanado del inductor:

$$R_L = (MLT)(N_{L(new)}) \left( \frac{R}{l} \right) (10^{-6})$$

$$R_L = (13,02471)(333)(165,8)(10^{-6})$$

$$R_L = 0,71911 \Omega$$

56. Calcular las pérdidas en el cobre del inductor:

$$P_{cu} = I_p^2 R_L$$

$$P_{cu} = (2,77991)^2 (0,71911)$$

$$P_{cu} = 5,5572 \text{ W}$$

57. Calcular los vatios sobre kilogramo, W/K, para el material seleccionado:

$$\frac{W}{K} = 0,000557 f^{1,68} B_{ac}^{1,86}$$

$$\frac{W}{K} = 0,000557 (60)^{1,68} (1,21528)^{1,86}$$

$$\frac{W}{K} = 0,7774 \text{ W/kg}$$

58. Calcular el peso del núcleo:

$$W_{tfe} = \left( \frac{kg}{Pr} \right) (Pr)$$

$$W_{tfe} = \left(1,170 \frac{kg}{cm}\right) (1,11235 cm)$$

$$W_{tfe} = 1,30144 kg$$

59. Calcular las pérdidas en el núcleo:

$$P_{fe} = \left(\frac{W}{K}\right) W_{tfe}$$

$$P_{fe} = (0,7774)(1,30144)$$

$$P_{fe} = 1,01173 W$$

60. Calcular las pérdidas en el entrehierro:

$$P_g = K_i C l_g f B_{ac}^2$$

$$P_g = (0,155) \left(\frac{5}{100}\right) \left(\frac{0,15438}{100}\right) (60)(1,21528)^2$$

$$P_g = 1,060221 mW$$

61. Calcular las pérdidas totales:

$$P_{\Sigma} = P_{cu} + P_{fe} + P_g$$

$$P_{\Sigma} = 5,5572 + 1,01173 + 1,060221 \times 10^{-3}$$

$$P_{\Sigma} = 6,57005 W$$

62. Calcular el área superficial:

$$A_t = K_s A_p^{0,5}$$

$$A_t = (41,3)(104,2833^{0,5})$$

$$A_t = 421,7522 cm^2$$

63. Calcular la densidad del área de la superficie del inductor:

$$\psi = \frac{P_{\Sigma}}{A_t}$$

$$\psi = \frac{6,57005}{421,7522}$$

$$\psi = 0,01557 \frac{W}{cm^2}$$

64. Calcular la elevación de temperatura:

$$T_r = 450 \psi^{(0,826)}$$

$$T_r = 450(0,01557)^{(0,826)}$$

$$T_r = 14,45582 ^\circ C$$



65. Calcular el factor de utilización de la ventana:

$$K_u = \frac{N_{L(new)} A_w(B)}{W_a}$$
$$K_u = \frac{(333)(10,39 \times 10^{-3})}{18,75}$$
$$K_u = 0,18452$$

A partir de los cálculos obtenidos en el diseño del transformador de voltaje constante, se procede el respectivo montaje de cada uno de los componentes que constituyen el equipo. El siguiente capítulo, se encarga de presentar el montaje del transformador ferorrresonante, que será conectado a la salida del inversor, de forma que se constituya el inversor ferorrresonante.

## 7. DISEÑO DEL INVERSOR

A continuación, se presentan aspectos relevantes del diseño del inversor. La fundamentación completa de metodología de diseño del inversor está relacionada con los trabajos realizados por el grupo de investigación de sistemas energéticos del departamento de ingeniería eléctrica, electrónica, sistemas y telecomunicaciones de la Universidad de Pamplona, a cargo de L. D. Pabón Fernández y E.A. Caicedo Peñaranda.

El inversor implementado en este proyecto, es de tipo fuente común sin relación de asimetría, es decir, que solo posee un puente H y, por lo tanto, solo tiene tres niveles en su onda de salida. A continuación, se describe el proceso general de diseño de los componentes que conforman el puente H y posteriormente, se describe el proceso de diseño general del transformador elevador que está conectado a la salida del puente H.

### 7.1 Etapa de acoplamiento

Esta etapa está encargada de generar las condiciones apropiadas para la activación de los MOSFET, en función de la velocidad de las señales de control. Las características óptimas para una buena operación son:

- Aislar el dispositivo de control de la etapa de potencia; el dispositivo de control es un arduino.
- Suministrar una tensión de 15 V entre puerta y surtidor de los MOSFET utilizados en la etapa de potencia.
- Proporcionar las condiciones para que se activen correctamente.

A continuación, se presentan las fases en las que se subdivide la etapa de acoplamiento.

#### 7.1.1. Fase de aislamiento

Las dos señales lógicas que entran al puente H provienen del arduino. Estas señales deben aislarse de la etapa de potencia para que no se generen interferencias que afecten el circuito de control (por ejemplo, ruido) o generen daños del mismo. Para generar el aislamiento entre la etapa de control y la etapa de potencia se utilizan opto acopladores que evitan la conexión eléctrica entre las dos etapas.

La referencia seleccionada para el opto acoplador es 6N137 de la marca Hewlett Packard, y cuya función es acoplar las dos etapas mediante un diodo emisor de luz de GaAsP y un fotodetector integrado de alta ganancia. El opto acoplador está garantizado desde  $-40^{\circ}\text{C}$  a  $+85^{\circ}\text{C}$  lo que permite el rendimiento del sistema sin problemas.

La configuración del circuito opto acoplador se presenta en la figura inferior; los valores de los componentes de dicho circuito se obtienen de la hoja de características de la referencia seleccionada y se especifican a continuación:

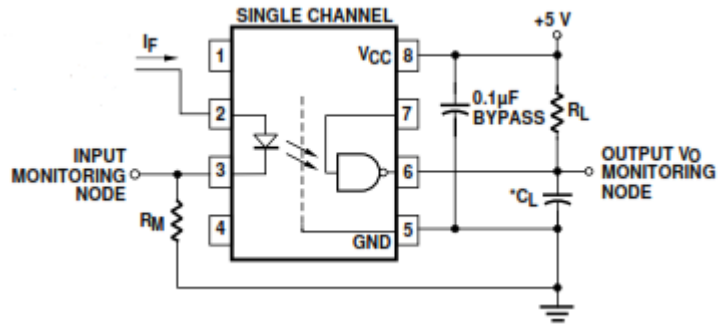


Figura 48. Circuito recomendado para el opto acoplador [30].

De la hoja de características del opto acoplador 6N137 de HP, se obtiene la información de los valores de  $C_{bypass}$ ,  $C_L$ ,  $R_L$ ,  $R_M$ , para conseguir un tiempo de propagación de 30 ns en el peor de los casos cuando entra en funcionamiento el circuito de la figura 48; estos valores corresponden a 0,1µF, 15 pF, 350Ω Y 220Ω respectivamente [30].

### 7.1.2 Fase de negación

El circuito de control emite dos señales positivas y dos señales negadas para generar la conmutación de los MOSFET en el puente H, que provocan la onda alterna. Las señales negadas se crean de forma física mediante la implementación de un integrado 74LS04, que se conoce como compuerta negadora. De esta forma, cuando se requiere la conmutación del par de MOSFET intercaladamente, simplemente se niegan dos señales provenientes del circuito de control.

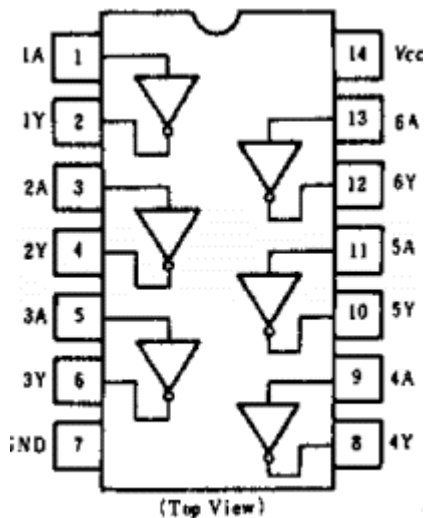


Figura 49. Circuito integrado 74LS04 [31].

La compuerta utiliza tecnología TTL, por lo tanto, su voltaje de alimentación es de 5V, al igual que el circuito opto acoplador.

### 7.1.3 Fase de activación

En esta etapa se crea el algoritmo para un arduino UNO que envía las dos señales positivas y que posteriormente son negadas, para generar las cuatro señales que producen la conmutación intercalada de los MOSFET que componen el puente H, para generar los tres niveles de la onda alterna a la salida del inversor. Este algoritmo ya se encontraba programado y fue creado por el grupo de investigación conformado por Luis David Pabón Fernández y Edison Andrés Caicedo Peñaranda.

## 7.2 Etapa de conmutación de potencia

### 7.2.1 Selección de los dispositivos de conmutación MOSFET

En esta etapa se encuentran los dispositivos de mayor influencia dentro del funcionamiento del inversor, los MOSFET, ya que de ellos depende la generación de la onda en AC a la salida del equipo. Se utiliza estos semiconductores por la buena característica de velocidad de conmutación y por la capacidad de potencia que pueden manejar.

Las principales especificaciones para los MOSFET del inversor son las siguientes:

- **Corriente:** El inversor se diseña para una potencia de 500W, y una tensión de 180 Vp. Por lo tanto, el valor eficaz de la corriente es:

$$I_{Srms} = \frac{P}{V_{RMS}}$$
$$I_{Srms} = \frac{500}{\frac{180}{\sqrt{2}}}$$
$$I_{Srms} = 3,92837 A$$

Esta corriente se maneja en el devanado secundario del transformador, cuando el inversor opera a carga nominal. La corriente en el lado primario posee un valor mayor, para calcular este parámetro se utiliza la relación de transformación, teniendo en cuenta que el voltaje de entrada del inversor es de 24 V:

$$m = \frac{V_P}{V_S}$$
$$m = \frac{24}{127}$$

$$m = 0,18856$$

El valor de la corriente en el lado primario es:

$$I_{Prms} = \frac{I_{Srms}}{m}$$

$$I_{Prms} = \frac{3,92837}{0,18856}$$

$$I_{Prms} = 20,83333 \text{ A}$$

La corriente dimensionada en el circuito inversor, fluye a través de dos MOSFET en cada conmutación. Es decir, que la corriente permuta entre los MOSFET activados a través del tiempo. La corriente que va pasar a través de los dispositivos de conmutación de potencia, se selecciona con un factor de seguridad del 125% del valor primario nominal. De esta manera, el valor correspondiente es **25 A**.

- **Voltaje:** Los MOSFET deben seleccionarse para que operen a un nivel de tensión mayor al voltaje de entrada nominal. Es decir, que exista al igual que la corriente, un margen de seguridad en la selección del componente semiconductor. Según la hoja característica dicho valor del voltaje drenador-surtidor corresponde a **55 V** [32].
- **Tiempos de conmutación:** Los tiempos de conmutación para una carga resistiva deben tener como límite máximo de 50 ns para  $t_{on}$  e igualmente para  $t_{off}$ , para que se ajusten al circuito de control. Es decir:

$$t_{on} < 50 \text{ ns y } t_{off} < 50 \text{ ns}$$

- **Voltaje de activación:** La tensión entre la puerta(Gate) y el surtidor, no puede ser superior al valor nominal de voltaje del circuito inversor, para ello en la etapa de alimentación de los MOSFET que componen el puente H, se establece un circuito con reguladores de **5V** y **15V**. Por lo tanto:

$$V_{gs} \leq 20 \text{ V}$$

Todas las anteriores especificaciones requeridas para los MOSFET que conforman el puente H, las cumple la referencia **IRFZ44N**, cuyos valores principales se mencionan a continuación:

$$I_{ds} = 49 \text{ A}$$

$$V_{ds} = 55 \text{ V}$$

$$t_{on} = 12 \text{ ns}$$

$$t_{off} = 44 \text{ ns}$$

$$V_{gs} = 20V$$

### 7.2.2 Diodos de circulación inversa

Los diodos de circulación inversa deben permitir que fluye a través de la válvula MOSFET-diodo en sentido contrario al modo de conducción normal del dispositivo semiconductor. Estas corrientes no son muy relevantes, ya que son pico de muy corta duración. Se establece una corriente de circulación inversa de **5A**, como margen de protección cuando se conecten cargas inductivas o capacitivas, que generen valores cercanos al valor seleccionado en circulación inversa. Por lo tanto:

$$I_{CI_{max}} = 5A$$

El diodo debe tener recuperación rápida y característica adecuada de tensión inversa, ya que, su función solo es proporcionar un camino a las corrientes de circulación inversa, pero va estar la mayoría del tiempo polarizado en inversa. El diodo se selecciona bajo el criterio de corriente anteriormente mencionado y para soportar el doble de la tensión de alimentación del circuito inversor.

El diodo rectificador seleccionado es la referencia **1N5406**, ya que cumple con las anteriores condiciones tratadas.

### 7.2.3 Selección de los disipadores

Los disipadores son fundamentales para los dispositivos de conmutación, ya que son los que permiten mantener una temperatura adecuada cuando se encuentran en operación, garantizando su vida útil. A continuación, se presentan los cálculos térmicos que permiten obtener las características de los disipadores.

Teniendo en cuenta, los datos brindados por la hoja de características de los MOSFET IRFZ44N [32], se obtienen las especificaciones mediante el siguiente procedimiento:

$$E_{on} = \frac{V_s I_d t_{on}}{2} + V_s Q_{rr} + V_s t_{rr} I_d$$

$$E_{on} = \frac{(24V)(25A)(12ns)}{2} + (24V)(0,15\mu C) + (24V)(47ns)(25A)$$

$$E_{on} = 3,54 \times 10^{-5} J$$

$$E_{off} = \frac{V_s I_d t_{off}}{2}$$

$$E_{off} = \frac{(24V)(25A)(44ns)}{2}$$

$$E_{off} = 1,32 \times 10^{-5} J$$

La frecuencia hace referencia al número de conmutaciones. Para este puente H, cada MOSFET, tiene una frecuencia de conmutación de 7kHz máximo.

$$P_{conmutación} = (E_{on} + E_{off}) * f$$

$$P_{conmutación} = (3,54 \times 10^{-5} J + 1,32 \times 10^{-5} J) 7 kHz$$

$$P_{conmutación} = 0,3402 W$$

El ciclo de operación adopta un valor de 0,5, debido a que la mitad del trabajo se encontrarán encendidos y el otro medio tiempo no, cuando se producen las conmutaciones equitativas entre ellos.

$$P_{conducción} = (V_{ds})(I_d)(Ciclo)$$

$$P_{conducción} = (0,3V)(25A)(0,5)$$

$$P_{conducción} = 3,75 W$$

Las pérdidas totales son:

$$P_D = P_{conmutación} + P_{conducción}$$

$$P_D = 0,3402 W + 3,75 W$$

$$P_D = 4,0902 W$$

$$4P_D = 16,3608 W$$

Esta potencia se disipará cuando el puente H opere a plena carga. Para el cálculo de la resistencia térmica del disipador se tiene:

$$R_{\theta sa} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (R_{\theta jmb} + R_{\theta ja})$$

$$R_{\theta sa} = \frac{175^\circ C - 25^\circ C}{16,3608 W} - \left(1,5 \frac{^\circ C}{W} + 0,5 \frac{^\circ C}{W}\right)$$

$$R_{\theta sa} = 7,16825 \frac{^\circ C}{W}$$

Los disipadores deben soportar esa resistencia térmica.

### 7.3 Etapa de alimentación

Los opto acopladores y las compuertas lógicas negadoras se alimentan de un voltaje de 5V y el arduino UNO, se alimenta de una tensión de 15V. Para suministrar los respectivos voltajes a los componentes del circuito, se utilizan reguladores de voltaje en DC, tomando

como voltaje de entrada un voltaje de 24V en DC, que alimenta el inversor. Los dispositivos seleccionados son los reguladores monolíticos **LM7805** y **LM7815** para generar la tensión de 5V en DC que alimentan los dispositivos anteriormente mencionados.

Si el inversor se alimenta de un banco de baterías, existe un límite de caída de tensión que se produce por la descarga de las mismas en función del tiempo de operación. Si se asume una caída de tensión máxima aproximada al 30% en la entrada, que se ve reflejado en la salida del inversor y que se establece como el límite inferior del voltaje que puede regular el transformador ferorrresonante, se obtiene el valor mínimo del voltaje de entrada del circuito regulador. El voltaje mínimo de entrada es:

$$\begin{aligned} V_{min} &= (0,7)V_{in} \\ V_{min} &= (0,7)(24) \\ V_{min} &= 16,8\text{ V} \end{aligned}$$

Este valor mínimo se aplica para los dos reguladores, ya que se encuentran conectados en cascada, como se aprecia en la figura inferior. El límite de voltaje establecido permite reducir la disipación de potencia excesiva de los reguladores, añadiendo una resistencia en serie, que se encargará de disipar esa potencia por efecto Joule. El valor de la resistencia se calcula así:

$$\begin{aligned} R &= \frac{V_{in} - V_{min}}{I_{reg}} \\ R &= \frac{24\text{V} - 16,8\text{V}}{1\text{A}} \\ R &= 7,2\ \Omega \end{aligned}$$

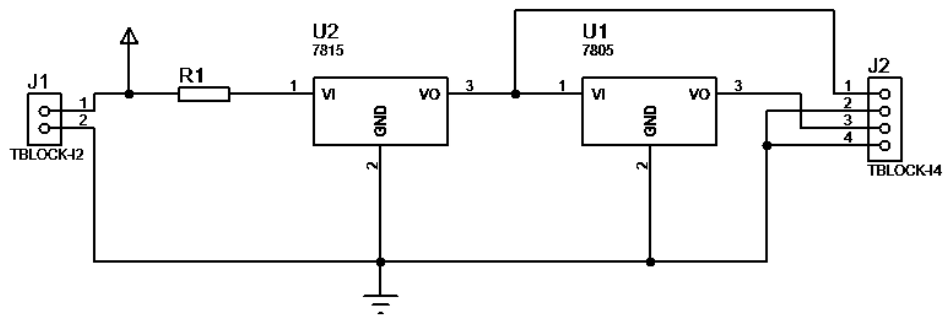


Figura 50. Esquema de reguladores de voltaje en DC.

#### 7.4 Etapa de protección

Para la protección del puente H se selecciona un fusible de acción rápida de 25 A, ya que la corriente que fluye es 20,83333 A, valor calculado en la etapa de conmutación de



potencia. El fusible de protección seleccionado tiene un límite de tensión máxima de 100V y van conectados en el terminal positivo y negativo a la entrada del inversor.

## 7.5 Etapa de transformación

El diseño del núcleo y de los devanados del transformador conectado a la salida del puente H, se dimensiona con el procedimiento propuesto por los autores por los autores en la referencia J. Díaz Rodríguez, L. D. Pabón Fernández y E.A. Caicedo Peñaranda, denominado "Novel methodology for the calculation of transformers in the power multilevel converters" [33].

A continuación, se presentan los pasos de dimensionamiento de los parámetros del transformador:

- 1) El transformador tiene una potencia activa nominal de 500 W, un rendimiento del 95% y un factor de potencia de 0,9 a la entrada del inversor. Por lo tanto, la potencia de entrada es:

$$P_{in} = \frac{P}{\eta}$$
$$P_{in} = \frac{500}{0,95}$$
$$P_{in} = 526,31578 \text{ W}$$

La potencia aparente corresponde a:

$$S_T = \frac{P_{in}}{\cos\phi}$$
$$S_T = \frac{526,31578}{0,9}$$
$$S_T = 584,79531 \text{ VA}$$

- 2) El área del núcleo se calcula de la siguiente manera:

$$A_c = 1,1\sqrt{S_T}$$
$$A_c = 1,1\sqrt{584,79531}$$
$$A_c = 26,60079 \text{ cm}^2$$

- 3) Si se selecciona un valor de densidad de flujo magnético  $B=1\text{T}$ , ángulos de disparo  $\alpha_1=15^\circ$  ( $\pi/12$ ) y  $\alpha_2=165^\circ$  ( $11\pi/12$ ), el número de espiras por voltio pico corresponde a:

$$\frac{N}{V_p} = \frac{(\alpha_2 - \alpha_1)10^4}{2\pi f B A_c}$$

$$\frac{N}{V_p} = \frac{\left(\frac{11\pi}{12} - \frac{\pi}{12}\right)10^4}{2\pi(60)(1)(26,60079)}$$

$$\frac{N}{V_p} = 2,61061 \frac{\text{espiras}}{V}$$

4) El número de espiras del devanado primario es:

$$N_{\text{primario}} = \frac{N}{V_p} V_{p\text{primario}}$$

$$N_{\text{primario}} = (2,61061)(24)$$

$$N_{\text{primario}} = 62,65464 \text{ espiras}$$

$$N_{\text{primario}} = 63 \text{ espiras}$$

5) El número de espiras del devanado secundario es:

$$N_{\text{secundario}} = \frac{N}{V_p} V_{p\text{secundario}}$$

$$N_{\text{primario}} = (2,61061)(180)$$

$$N_{\text{primario}} = 469,9098 \text{ espiras}$$

$$N_{\text{primario}} = 470 \text{ espiras}$$

6) Para dimensionar el calibre del alambre para construir los devanados, se requiere calcular el valor eficaz de la corriente en ambos lados del transformador. Para ello, se debe calcular el valor rms de los voltajes en función de los ángulos de disparo en radianes [33].

Para el primario el valor eficaz del voltaje es:

$$V_{Prms} = \frac{V_{p\text{primario}}}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\alpha_2 - \alpha_1}$$

$$V_{Prms} = \frac{24V}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\left(\frac{11\pi}{12} - \frac{\pi}{12}\right)}$$

$$V_{Prms} = 21,9089 V$$

Para el secundario el valor eficaz del voltaje es:

$$V_{Srms} = \frac{V_{p\text{secundario}}}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\alpha_2 - \alpha_1}$$

$$V_{Srms} = \frac{180V}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\left(\frac{11\pi}{12} - \frac{\pi}{12}\right)}$$

$$V_{Srms} = 164,31676 V$$

- 7) Teniendo la potencia aparente y el valor rms se puede calcular la corriente en cada devanado:

Para el devanado primario la corriente eficaz es.

$$I_{Prms} = \frac{S_T}{V_{Prms}}$$

$$I_{Prms} = \frac{584,79531}{21,9089}$$

$$I_{Prms} = 26,69213 A$$

Para el devanado primario la corriente eficaz es.

$$I_{Srms} = \frac{S_T}{V_{Srms}}$$

$$I_{Srms} = \frac{584,79531}{164,31676}$$

$$I_{Srms} = 3,55895 A$$

- 8) Con los valores RMS de la corriente en cada devanado y una densidad de corriente de 300 A/cm<sup>2</sup>, se calcula el área de la sección transversal del conductor para cada devanado.

Para el devanado primario el área de la sección transversal del conductor es:

$$A_{wp} = \frac{I_{Prms}}{J}$$

$$A_{wp} = \frac{26,69213}{300}$$

$$A_{wp} = 0,08897 cm^2$$

Este valor de área transversal se puede reducir si se utilizan dos conductores en paralelo para efectuar el devanado. Por lo tanto:

$$A_{wpnew} = \frac{A_{wp}}{2}$$

$$A_{wpnew} = \frac{0,08897}{2}$$

$$A_{wpnew} = 44,485 \times 10^{-3} cm^2$$

El calibre adecuado para la construcción del devanado primario es **11 AWG**, de acuerdo a la tabla 6 (ver anexo 1).

Para el devanado secundario el área de la sección transversal del conductor es:

$$A_{ws} = \frac{I_{Prms}}{J}$$
$$A_{ws} = \frac{3,55895}{300}$$
$$A_{ws} = 11,86316 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$$

El calibre adecuado para la construcción del devanado secundario es **17 AWG**, de acuerdo a la tabla 6 (ver anexo 1).

- 9) Se utilizan laminaciones EI-50 para la construcción del núcleo magnético del transformador. La profundidad de dicho núcleo es:

$$h = \frac{A_c}{C}$$
$$h = \frac{26,60079}{5}$$
$$h = 5,32015 \text{ cm}$$

- 10) La longitud media de cada espira es:

$$MLT = 2(C + 0,2) + 2(h + 0,2)$$
$$MLT = 2(5 + 0,2) + 2(5,32015 + 0,2)$$
$$MLT = 21,4403 \text{ cm}$$

## 8. IMPLEMENTACIÓN DEL TRANSFORMADOR FERRORESONANTE Y MONTAJE DEL INVERSOR FERRORESONANTE

Después de haber diseñado todos los componentes, se procede a realizar los respectivos cálculos del material y componentes necesarios para llevar a cabo la implementación del transformador de voltaje constante y el inductor lineal, para finalmente conectar este conjunto al inversor y constituir de esta manera el inversor ferrosresonante.

Las medidas de las laminaciones EI-50 se pueden apreciar en la figura 47. Para efectuar las operaciones, se utilizaron los valores correspondientes a C, D, la profundidad del núcleo y los gramos por centímetro para establecer el peso.

### 8.1 Cálculos de la longitud del cobre para el CVT e inductor lineal

Para el devanado primario:

$N_p$ : 337 Espiras.

MLT:12,79416 cm.

La profundidad del núcleo, h: 0,99708 cm.

Teniendo el perímetro (MLT), se puede calcular la longitud del cobre necesario para formar el devanado primario. Como este es el devanado que va ser enrollado primero, para calcular la longitud, se agrega un factor de 1,3 que hace referencia al aumento del perímetro a medida que se van enrollando las espiras de cobre en el carrete.

$$\begin{aligned}L_{Np} &= (1,3)MLT(N_p) \\L_{Np} &= (1,3)(12,79416)(337) \\L_{Np} &= 5605,1214 \text{ cm} \\L_{Np} &= 56,0512 \text{ m}\end{aligned}$$

El calibre que se estableció en el diseño para el devanado primario es **17 AWG**. El peso por longitud de este calibre de cobre es **8,758 gr/m**. El peso del cobre correspondiente a la longitud calculada es:

$$\begin{aligned}w_{Np} &= \left(\frac{w}{l}\right)(L_{Np}) \\w_{Np} &= \left(8,758 \frac{\text{gr}}{\text{m}}\right)(56,0512 \text{ m}) \\w_{Np} &= 490,8964 \text{ gr} \\w_{Np} &\approx 500 \text{ gr}\end{aligned}$$

Para el devanado elevador:

$N_c$ : 195 Espiras.

Este devanado es el segundo en ser enrollado. Por lo tanto, se adiciona un factor de 1,5 que hace referencia al aumento del perímetro a medida que se van enrollando las espiras de cobre sobre el devanado primario realizado previamente. La longitud de cobre es:

$$\begin{aligned}L_{Nc} &= (1,5)MLT(N_c) \\L_{Nc} &= (1,5)(12,79416)(195) \\L_{Nc} &= 3742,2918 \text{ cm} \\L_{Nc} &= 37,4229 \text{ m}\end{aligned}$$

El calibre que se estableció en el diseño para el devanado elevador es **15 AWG**. El peso por longitud de este calibre de cobre es **13,69 gr/m**. El peso del cobre correspondiente a la longitud calculada es:

$$\begin{aligned}w_{Nc} &= \left(\frac{w}{l}\right)(L_{Nc}) \\w_{Nc} &= \left(13,69 \frac{\text{gr}}{\text{m}}\right)(37,4229 \text{ m}) \\w_{Nc} &= 512,32004 \text{ gr} \\w_{Nc} &\approx 520 \text{ gr}\end{aligned}$$

Para el devanado secundario:

$N_s$ : 488 Espiras.

Este devanado es el tercero y último en ser enrollado. Así que, se agrega un factor de 1,7 que hace referencia al aumento del perímetro a medida que se van enrollando las espiras de cobre encima del devanado elevador. La longitud de cobre es:

$$\begin{aligned}L_{Ns} &= (1,7)MLT(N_s) \\L_{Ns} &= (1,7)(12,79416)(261) \\L_{Ns} &= 10614,03514 \text{ cm} \\L_{Ns} &= 106,1403 \text{ m}\end{aligned}$$

El calibre que se estableció en el diseño para el devanado secundario es **22 AWG**. El peso por longitud de este calibre de cobre es **2,771 gr/m**. El peso del cobre correspondiente a la longitud calculada es:

$$w_{Ns} = \left(\frac{w}{l}\right)(L_{Ns})$$

$$w_{Ns} = \left(2,771 \frac{gr}{m}\right) (106,1403m)$$

$$w_{Ns} = 294,1147gr$$

$$w_{Ns} \approx 300 gr$$

Para el inductor lineal:

$N_s$ : 333 Espiras.

MLT:13,02471 cm.

La profundidad del núcleo, h: 1,11235 cm.

Este devanado se realiza en un núcleo distinto. Es el único embobinado, por lo que, se agrega un factor de 1,3 que hace referencia al aumento del perímetro a medida que se van enrollando las espiras de cobre sobre el carrete. La longitud de cobre es:

$$L_{NL} = (1,3)MLT(N_L)$$

$$L_{NL} = (1,3)(13,02471cm)(333)$$

$$L_{NL} = 5638,3969 cm$$

$$L_{NL} = 56,3839 m$$

El calibre que se estableció en el diseño para el devanado lineal es **17 AWG**. El peso por longitud de este calibre de cobre es **8,758 gr/m**. El peso del cobre correspondiente a la longitud calculada es:

$$w_{NL} = \left(\frac{w}{l}\right) (L_{Ns})$$

$$w_{NL} = \left(8,758 \frac{gr}{m}\right) (56,3839 m)$$

$$w_{NL} = 493,81019 gr$$

$$w_{NL} \approx 500 gr$$

## 8.2 Cálculos de las laminaciones EI-50 para el CVT e inductor lineal

Para calcular el peso necesario de laminaciones EI-50 para formar el núcleo magnético del CVT y del inductor lineal, se tiene en cuenta la profundidad de cada núcleo y el peso por longitud que brinda el fabricante, que en este caso es 1170 g/cm.

La profundidad del núcleo del CVT es: 1 cm aproximadamente.

La profundidad del núcleo del inductor lineal es 1,1 cm aproximadamente.

Como se van a utilizar las mismas laminaciones. Las dos profundidades se pueden sumar y obtener una profundidad total:

$$h_T = h_{CVT} + h_L$$

$$Pr_T = 1cm + 1,1cm$$

$$Pr_T = 2,1 cm$$

El peso que corresponde a esa profundidad es:

$$w_{CT} = \left(\frac{w}{l}\right) (Pr_T)$$

$$w_{CT} = \left(1,170 \frac{g}{cm}\right) (2,1 cm)$$

$$w_{CT} = 2457 gr$$

$$w_{CT} \approx 2,5 kg$$

El peso aproximado de 2,5 kg, se utiliza para realizar la compra de las laminaciones, pero al momento de acomodar las laminaciones magnéticas, solo se van a emplear las necesarias para cumplir con la profundidad del núcleo tanto del CVT, como del inductor lineal.

### 8.3 Cálculos de longitud del cobre para el transformador del inversor

Para el devanado primario:

$N_p$ : 63 Espiras.

MLT:12,79416 cm.

Teniendo el perímetro (MLT), se puede calcular la longitud del cobre necesario para formar el devanado primario. Como este es el primer devanado en ser enrollado, para calcular la longitud, se agrega un factor de 1,3 que hace referencia al aumento del perímetro a medida que se van enrollando las espiras de cobre en el carrete.

$$L_{NpINV} = (1,3)MLT(N_p)$$

$$L_{NpINV} = (1,3)(21,4403)(2x63)$$

$$L_{NpINV} = 3511,9211 cm$$

$$L_{NpINV} = 35,1192m$$

El calibre que se estableció en el diseño para el devanado primario es **11 AWG**. El peso por longitud de este calibre de cobre es **38,89 gr/m**. El peso del cobre correspondiente a la longitud calculada es:

$$w_{NpINV} = \left(\frac{w}{l}\right) (L_{Np})$$

$$w_{NpINV} = \left(38,89 \frac{gr}{m}\right) (35,1192m)$$

$$w_{NpINV} = 1365,7856 gr$$



$$w_{NpINV} \approx 1400 \text{ gr}$$

Para el devanado secundario:

$N_s$ : 470 Espiras.

Este devanado es el segundo en ser enrollado. Por lo tanto, se adiciona un factor de 1,5 que hace referencia al aumento del perímetro a medida que se van enrollando las espiras de cobre sobre el devanado primario realizado previamente. La longitud de cobre es:

$$\begin{aligned} L_{NsINV} &= (1,5)MLT(N_c) \\ L_{NsINV} &= (1,5)(21,4403)(470) \\ L_{NsINV} &= 15115,4115 \text{ cm} \\ L_{NsINV} &= 151,1541 \text{ m} \end{aligned}$$

El calibre que se estableció en el diseño para el devanado secundario es **17 AWG**. El peso por longitud de este calibre de cobre es **8,758 gr/m**. El peso del cobre correspondiente a la longitud calculada es:

$$\begin{aligned} w_{NsINV} &= \left(\frac{w}{l}\right)(L_{Nc}) \\ w_{NsINV} &= \left(8,758 \frac{\text{gr}}{\text{m}}\right)(151,1541 \text{ m}) \\ w_{NsINV} &= 1323,8076 \text{ gr} \\ w_{NsINV} &\approx 1350 \text{ gr} \end{aligned}$$

#### 8.4 Cálculo de las laminaciones EI-50 para el transformador del inversor

Para calcular el peso necesario de laminaciones EI-50 para formar el núcleo magnético del transformador que está conectado a la salida del puente H, se tiene en cuenta la profundidad del núcleo y el peso por longitud que brinda el fabricante, que en este caso es 1170 g/cm. La profundidad es 5,32015 cm.

El peso que corresponde a esa profundidad es:

$$\begin{aligned} w_{Cinv} &= \left(\frac{w}{l}\right)(Pr_T) \\ w_{Cinv} &= \left(1,170 \frac{\text{kg}}{\text{m}}\right)(5,32015 \text{ cm}) \\ w_{Cinv} &= 6224,5755 \text{ gr} \\ w_{Cinv} &\approx 6,25 \text{ kg} \end{aligned}$$

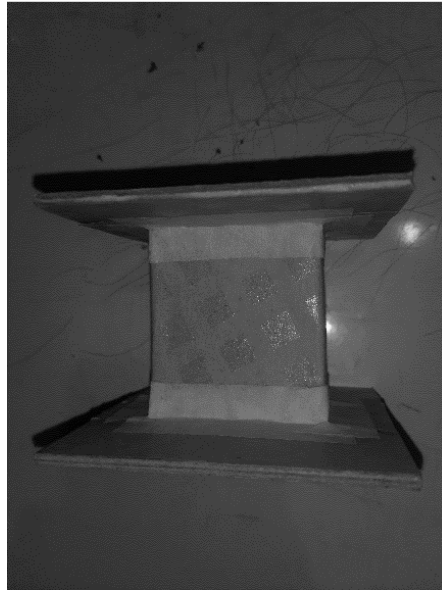
#### 8.5 Componentes adicionales

Entre los componentes necesarios para la implementación del circuito del CVT diseñado están:

- Capacitores de 50  $\mu$ F y 16  $\mu$ F a 250 V: Capacitores que van conectados en paralelo entre el devanado elevador y el devanado primario.
- Tornillos: Utilizados para la fijación de los núcleos magnéticos.
- Arandelas: Se utilizan en la fijación de los núcleos magnéticos.
- Tuercas: Se utilizan en la fijación de los núcleos magnéticos.
- Cinta papel: Se utiliza para sujetar las espiras de los devanados, para sujetar el papel parafinado, entre otras actividades.
- Papel parafinado: Papel aislante que se coloca entre los devanados.
- Cinta aislante: Se utilizan para asegurar secciones del núcleo, donde existan empalmes o conexiones con cobre, que no tienen ningún tipo aislamiento.
- Termoencogible: Se utilizan para aislar los empalmes realizados entre los conductores de salida y las puntas de inicio y fin de los devanados.
- Cable aislado 16 AWG Dúplex: Se utiliza para llevar las conexiones de los distintos elementos del núcleo a las borneras.
- Borneras: Se utilizan para facilitar la alimentación y la conexión de los distintos elementos del circuito.
- Estaño, cautín y crema para soldar: Se utilizan para soldar el cable dúplex con cada uno de los embobinados.
- Papel lija: Para eliminar el esmalte que recubre el cobre en las puntas para soldar a los cables de salida.
- Opto acopladores 6N137: Se utilizan para enviar las señales aislando el circuito de control de la etapa de potencia
- Circuito integrado 74LS04: Compuerta utilizada para negar dos de las señales, para la conmutación de los MOSFET.
- Regulador monolítico LM7805 Y 7815: Componen el circuito de alimentación del arduino, de la compuerta negadora y los opto acopladores.
- MOSFET IRFZ44N: Conformen el puente H del inversor.
- Capacitores electrolíticos: Utilizados para llevar a cabo la configuración adecuada de los opto acopladores.
- Resistencias: Utilizados para llevar a cabo la configuración adecuada de los opto acopladores.
- Disipadores: Utilizados para la disipación de calor, causada por la operación de los dispositivos de la conmutación de potencia.
- Diodos 1N5406: Diodos de circulación inversa, que permiten el flujo de la corriente en este sentido.
- Fusibles: Utilizados para la protección del inversor, contra sobrecargas y cortocircuitos.

## 8.6 Procedimiento

Con los materiales listos, se procede a armar los carretes cómo el que se aprecia en la figura inferior, donde se va a embobinar los devanados del CVT y del inductor lineal respectivamente.



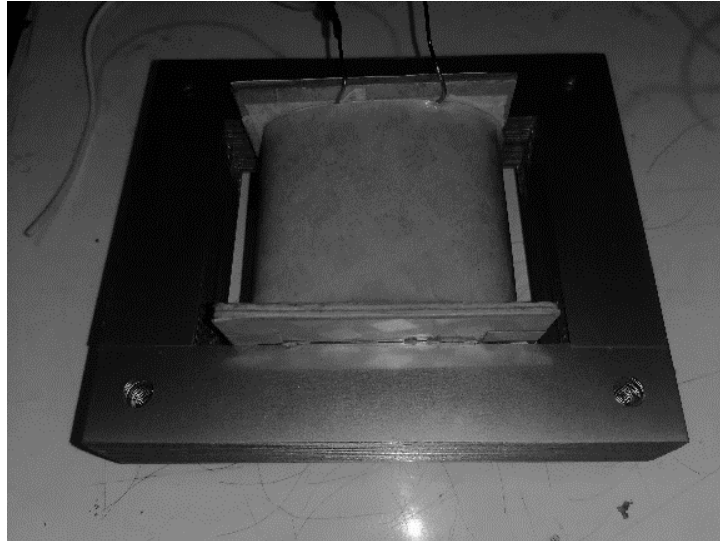
**Figura 51. Carrete para alojamiento de los devanados.**

Posteriormente se realiza el respectivo bobinado, la figura 52 muestra el bobinado del inductor lineal. De la misma forma se efectúan los bobinados del devanado primario, del devanado de compensación y secundario respectivamente, en un segundo carrete.

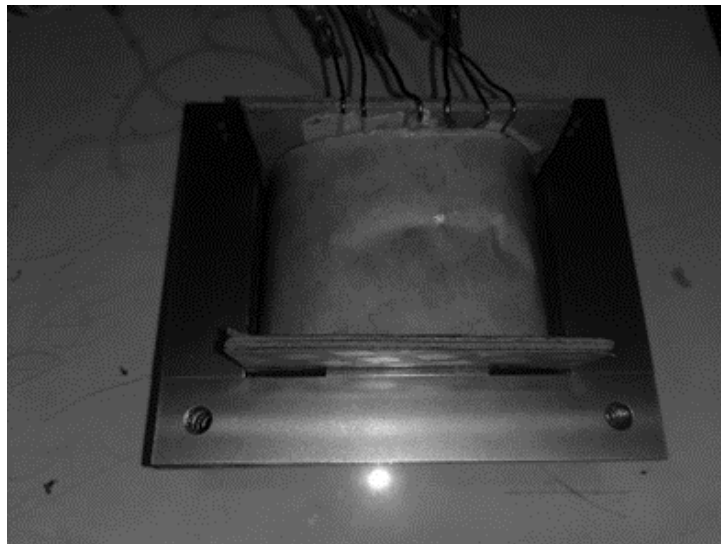


**Figura 52. Bobinado lineal.**

Posteriormente, se acomodan las chapas magnéticas intercaladamente, para formar cada núcleo. En la figura 53, se muestra el núcleo correspondiente al inductor lineal y en la figura 54, se muestra el núcleo del CVT, sin la conexión de los capacitores.

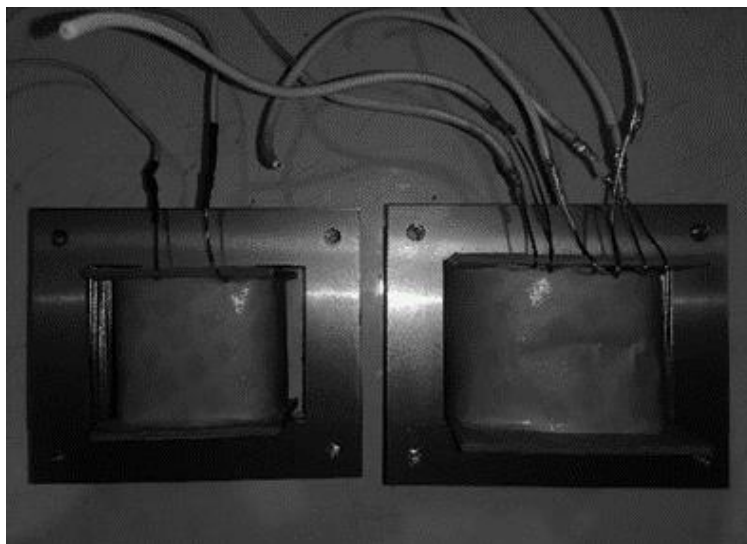


**Figura 53. Inductor lineal.**



**Figura 54. Núcleo del CVT con los devanados primario, elevador y secundario.**

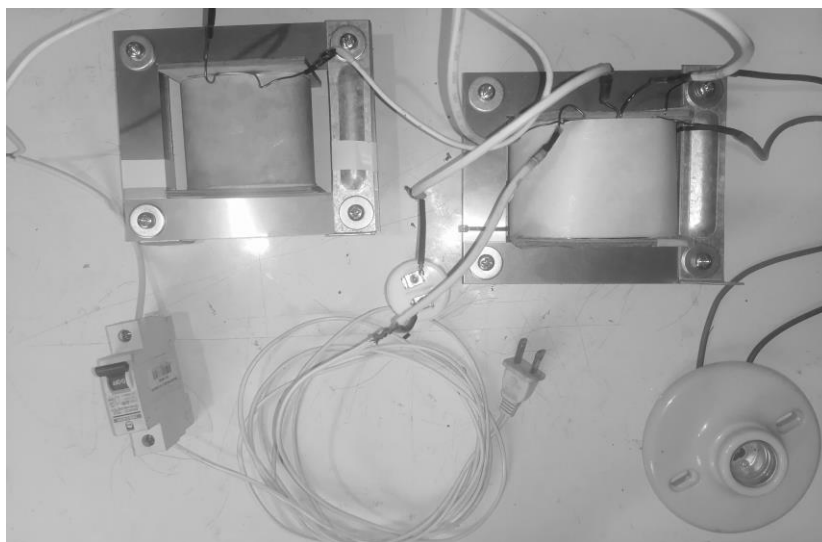
Posteriormente, se unen los conductores dúplex a cada punta de los bobinados. Para ello, se lijan los extremos de cada bobinado unos 5mm aproximadamente, hasta que se remueva totalmente el esmalte. Después se utiliza el caudín, el estaño y la crema para soldar, para estañar las puntas anteriormente lijadas. Después, se remueve 5 mm aproximadamente del aislamiento del cable dúplex, se estaña la sección del cobre y con el caudín finalmente se une cada extremo del devanado al cable. Se coloca termoencogible en los empalmes realizados para aislar las conexiones que están al desnudo. En la figura 55 se muestra el resultado del anterior proceso para ambos componentes.



**Figura 55. Empalme de conductores dúplex a los extremos de los devanados.**

El transformador de voltaje constante se encuentra en la parte derecha de la imagen 55 y el inductor en la parte izquierda.

Seguidamente, se aseguran los núcleos y se mantiene de esta forma la estructura del equipo (figura 56), para realizar las primeras mediciones y observar su funcionamiento.



**Figura 56. Conjunto inductor lineal y CVT.**

Después de observar un funcionamiento adecuado del transformador, se conecta a la salida del inversor, para completar el inversor ferromagnético.

## 9. PRUEBAS Y RESULTADOS

### 9.1 Pruebas

- a) Para comprobar el funcionamiento del enlace entre el devanado primario con el secundario, se alimenta al voltaje de red y se verifica la tensión en la salida. Además, se puede verificar también el enlace entre el devanado primario y el devanado de compensación.

En el diseño se estableció:

$$V_p = 76 \text{ V.}$$

$$V_{comp} = 44 \text{ V.}$$

$$V_s = 110 \text{ V.}$$

La relación de transformación con el devanado secundario es:

$$m_1 = \frac{V_p}{V_s}$$
$$m_1 = \frac{76}{110}$$
$$m_1 = 0,6909$$

La relación de transformación con el devanado de compensación es:

$$m_2 = \frac{V_p}{V_c}$$
$$m_2 = \frac{76}{44}$$
$$m_2 = 1,7272$$

De forma experimental se obtuvieron los siguientes resultados:

$$V_p = 106 \text{ V.}$$

$$V_s = 151 \text{ V.}$$

$$V_{comp} = 62 \text{ V.}$$

La relación de transformación con el devanado secundario es:

$$m_1 = \frac{V_p}{V_s}$$
$$m_1 = \frac{106}{151}$$
$$m_1 = 0,7019$$

La relación de transformación con el devanado de compensación es:

$$m_2 = \frac{V_P}{V_C}$$
$$m_2 = \frac{106}{62}$$
$$m_2 = 1,7096$$

El error relativo de  $m_1$  es:

$$\varepsilon\% = \left| \frac{m_T - m_E}{m_T} \right| \times 100$$
$$\varepsilon\% = \left| \frac{0,6909 - 0,7019}{0,6909} \right| \times 100$$
$$\varepsilon\% = 1,5921\%$$

El error relativo de  $m_2$  es:

$$\varepsilon\% = \left| \frac{m_T - m_E}{m_T} \right| \times 100$$
$$\varepsilon\% = \left| \frac{1,7272 - 1,7096}{1,7272} \right| \times 100$$
$$\varepsilon\% = 1,0189\%$$

- b) Para comprobar el funcionamiento cuando se adiciona el devanado primario y el elevador, se realiza la unión de estos dos devanados, se alimenta por el devanado primario y se verifica la tensión entre la cabeza del devanado elevador y la cola del devanado primario y la tensión en la salida.

En el diseño se estableció:

$$V_p = 76 \text{ V.}$$

$$V_c = 120 \text{ V.}$$

$$V_s = 110 \text{ V.}$$

La relación de transformación con el devanado de compensación y el devanado primario unidos, con el devanado secundario es:

$$m_3 = \frac{V_C}{V_S}$$
$$m_3 = \frac{120}{110}$$
$$m_3 = 1,0909$$

De forma experimental se obtuvieron los siguientes resultados:

$$V_p = 106 \text{ V.}$$

$$V_s = 151 \text{ V.}$$

$$V_c = 163 \text{ V.}$$

La relación de transformación con el devanado secundario es:

$$m_3 = \frac{V_c}{V_s}$$
$$m_3 = \frac{163}{151}$$
$$m_3 = 1,0794$$

El error relativo de  $m_3$  es:

$$\varepsilon\% = \left| \frac{m_T - m_E}{m_T} \right| \times 100$$
$$\varepsilon\% = \left| \frac{1,0909 - 1,0794}{1,0909} \right| \times 100$$
$$\varepsilon\% = 1,0541\%$$

- c) La tensión observada entre la cabeza del devanado de compensación y la cola del devanado primario, sirve para seleccionar la capacidad máxima de voltaje que debe soportar el capacitor de  $16\mu\text{F}$ , que es el que mejor se adecua experimentalmente al proyecto.

En el ítem anterior, se observa que la tensión eficaz entre la cabeza del devanado elevador y la cola del devanado primario es 163 V, cuando se alimenta a 106 V. Por lo tanto, se selecciona un capacitor de **16  $\mu\text{F}$  a 250 V** para corriente alterna.

- d) Se conecta el inductor en serie entre la fuente y la cabeza del devanado primario, se alimenta entre la cabeza del inductor lineal y la cola del devanado primario y se observan las caídas de tensión en los distintos nodos del circuito.

$$V_{in} = 109 \text{ V.}$$

$$V_L = 56 \text{ V.}$$

$$V_p = 54 \text{ V}$$

$$V_c = 85 \text{ V.}$$

$$V_{comp} = 31 \text{ V.}$$

$$V_s = 78 \text{ V}$$

- e) Se conecta el capacitor entre la cabeza del devanado elevador y la cola del devanado primario y en condición sin carga, se alimenta entre la cabeza del inductor lineal y la cola del devanado primario y se observan las caídas de tensión en las distintas secciones del circuito.



$V_{in}=109\text{ V.}$   
 $V_L= 63\text{V.}$   
 $V_p= 83\text{V}$   
 $V_c= 48\text{V.}$   
 $V_{comp}= 132\text{V.}$   
 $V_s= 120\text{V}$

- f) Con carga de 100 W, se alimenta entre la cabeza del inductor lineal y la cola del devanado primario y se miden las caídas de tensión en los nodos del circuito.

$V_{in}=108\text{ V.}$   
 $V_L= 89\text{V.}$   
 $V_p= 83\text{V}$   
 $V_c= 47\text{V.}$   
 $V_{comp}= 128\text{V.}$   
 $V_s= 112\text{V.}$

- g) Se conecta las puntas del osciloscopio para observar la onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del CVT, sin carga:

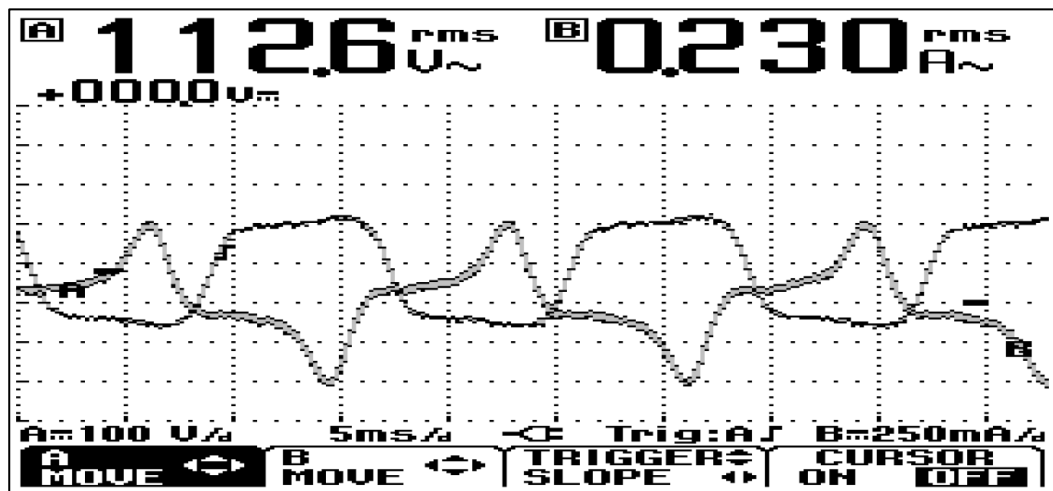


Figura 57. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del CVT, sin carga.

En la figura 57, se observan las formas de onda del voltaje de salida y la corriente de entrada del CVT, sin conectar ningún tipo de carga y se alimenta a tensión nominal de la red eléctrica. El voltaje de salida toma un valor de **112,6 V** en el prototipo experimental operando en vacío y la corriente de entrada, toma un valor de **0,230 A**. El valor del voltaje brinda una garantía en comparación con el diseño, ya que se aproxima al valor teórico del voltaje secundario del CVT, que se calculó para manejar a una tensión de **110 V**.

- h) Se conecta las puntas del osciloscopio para observar la onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del CVT, con carga de 100W:

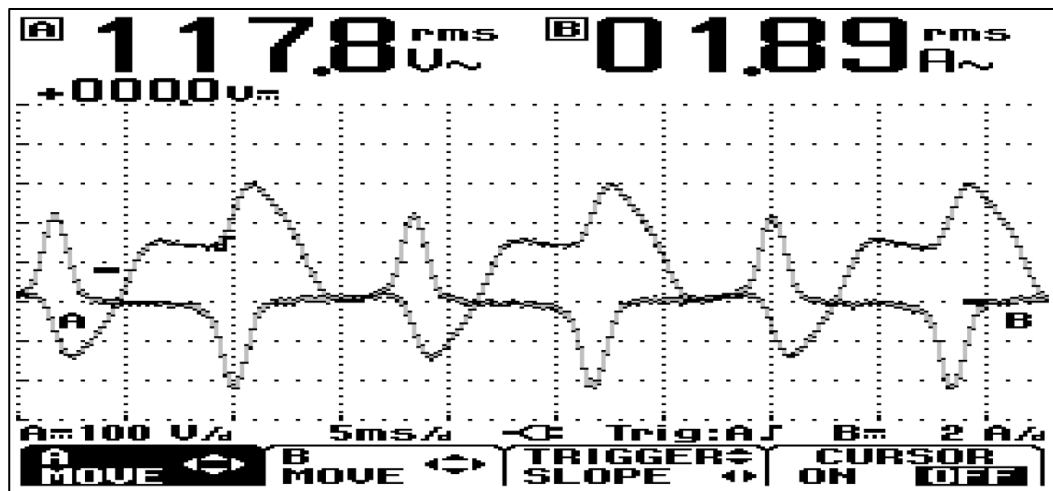


Figura 58. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del CVT, con carga.

En la figura 58, se observa la onda del voltaje en el lado secundario del CVT y la corriente de entrada, cuando se conecta una carga resistiva lumínica de 100W. Se puede apreciar un aumento en el voltaje de salida de **112,6 V** a **117,8 V**, lo que da una primera insinuación de que el transformador ferorrresonante está operando en saturación, porque no existe caída de tensión al conectar la carga, sino por el contrario, se produce una elevación del voltaje de **5,2 V**.

- i) Se conectan las puntas del osciloscopio para observar la onda de voltaje a la salida del inversor, sin carga:

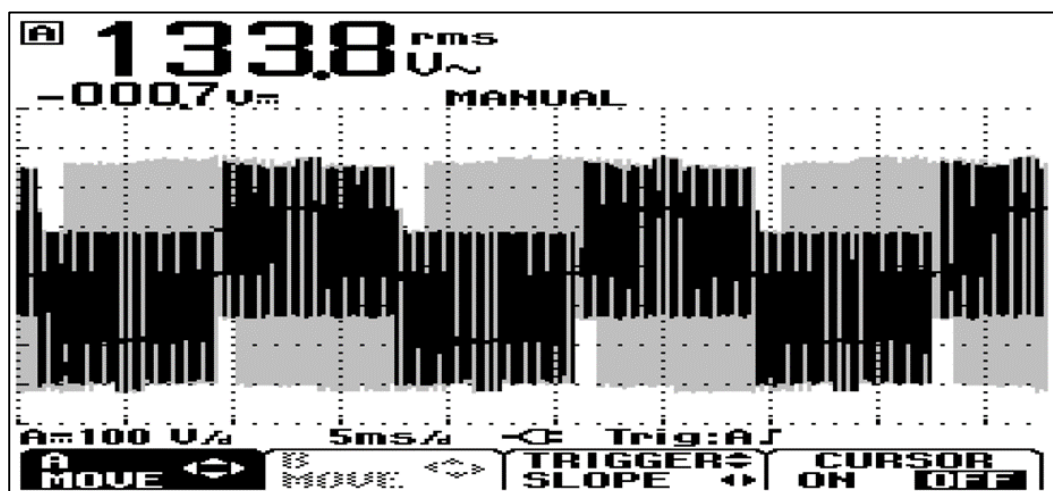


Figura 59. Onda de salida del voltaje de salida del inversor, sin carga.

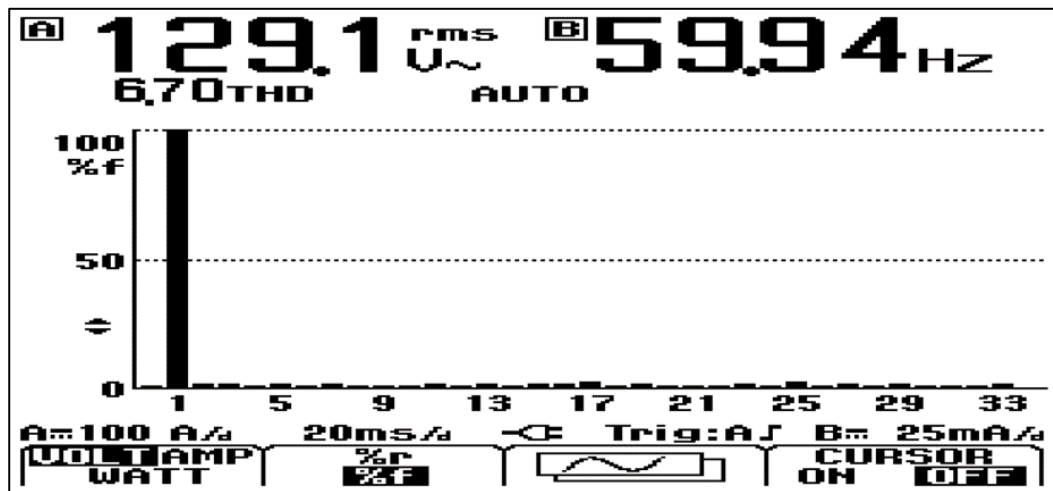


Figura 60. Espectro de amplitud de THD a la salida del inversor, sin carga.

La figura 59, presenta la forma de onda del voltaje de salida máximo del inversor, cuyo valor es **133,8 V**. Mediante esta prueba se verifica su funcionamiento en vacío.

La figura 60, muestra el espectro de amplitud del contenido armónico medido en la salida del inversor. Se puede apreciar que existe un porcentaje bajo, pero están presentes varias componentes de armónicos. El valor de THD tiene un valor de 6,70%.

- j) Se conectan las puntas del osciloscopio para observar la onda de voltaje a la salida del inversor, con carga de 25W:

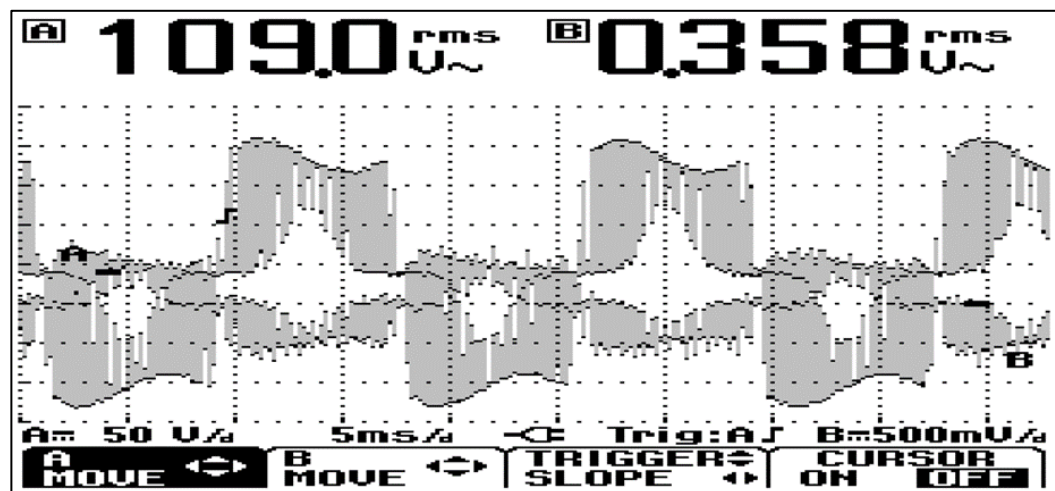


Figura 61. Onda de salida del voltaje de salida del inversor, con carga.

La figura 61, presenta la onda de salida del inversor, cuando se conecta una carga resistiva luminosa de 25 W. al igual que la prueba anterior, la función de esta prueba es verificar el funcionamiento del inversor, para posteriormente evaluar su funcionamiento en conjunto con el CVT, teniendo en cuenta que el objetivo principal del inversor ferromonante es que la tensión en el devanado de salida se encuentre regulada para un amplio grado de variación del voltaje de entrada.

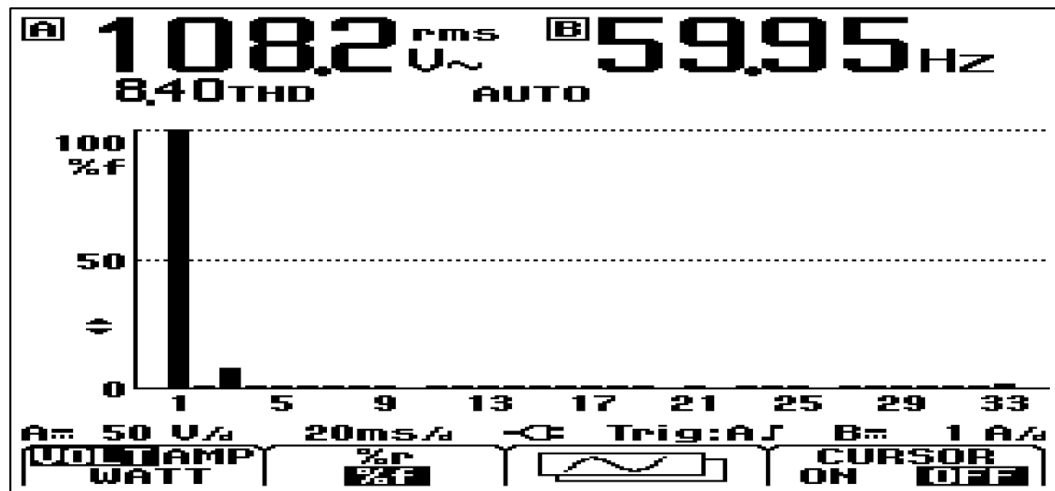


Figura 62. Espectro de amplitud de THD a la salida del inversor, con carga.

En la figura 62, se aprecia el espectro de amplitud del contenido armónico medido en la salida del inversor. Cuando se conecta la carga de 25 W, el THD aumenta de 6,70% a 8,40%.

- k) Se realiza el acoplamiento del CVT con el inversor y se efectúa una prueba sin carga, para observar el funcionamiento del equipo conjunto:

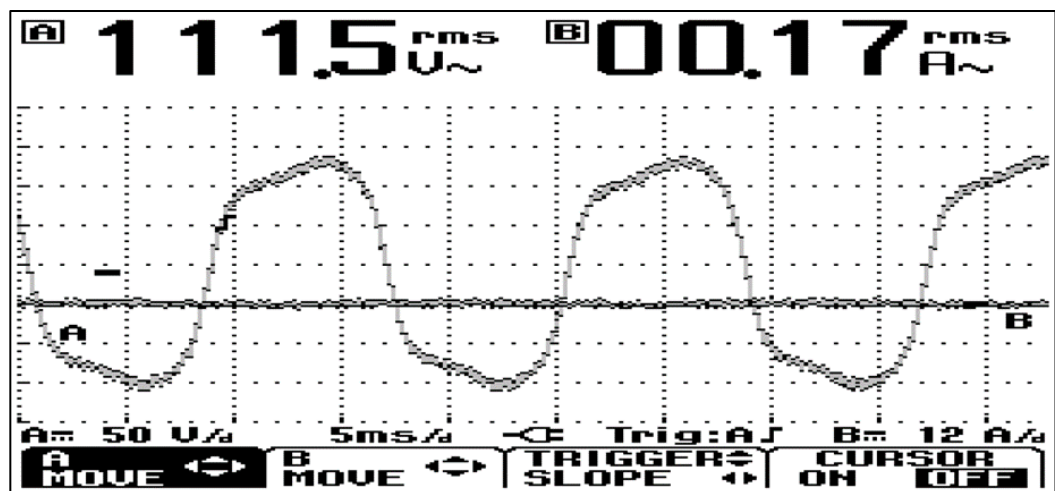


Figura 63. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del inversor ferromonante, sin carga.

La figura 63, muestra la forma de onda del voltaje medido en los terminales del devanado secundario, cuando se acopla el CVT al inversor. El voltaje se regula cerca de su valor nominal y la onda de voltaje presenta una forma plana en la parte superior e inferior de la misma. El equipo conjunto consume en vacío una corriente inferior al CVT operando sin carga, cuya medición fue realizada en la entrada del transformador ferorrresonante.

- l) Se conecta una carga LED, para observar el funcionamiento con carga de este tipo:

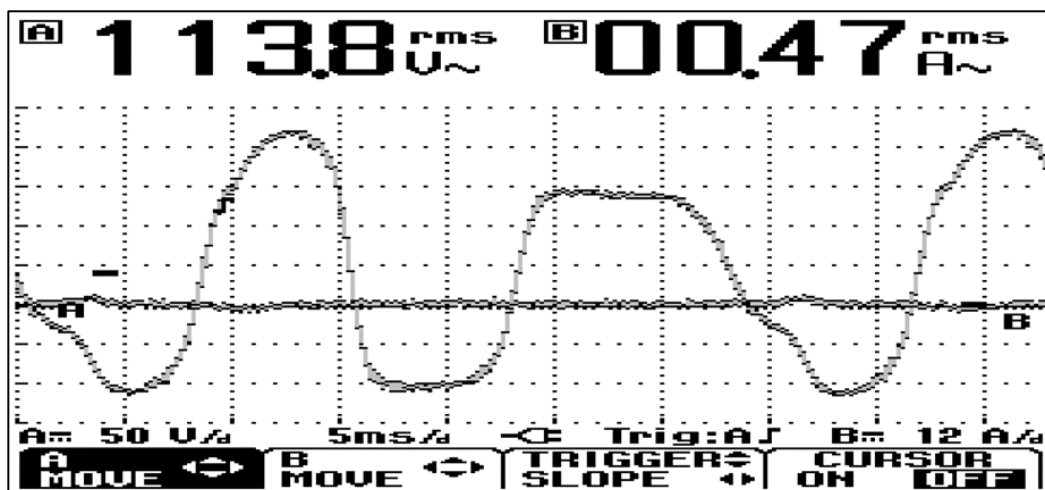


Figura 64. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del inversor ferorrresonante, con carga LED.

En la figura 63, se observa que el voltaje de salida operando sin carga, tiene un voltaje de **111,5 V**. Cuando se conecta una carga LED en el devanado secundario del CVT, el voltaje no refleja una variación significativa, ya que adopta un valor de **113,8 V** (ver figura 64), lo que indica que la regulación de voltaje que se busca con este equipo es adecuada y se ha verificado de forma experimental, incluso, cuando este tipo de carga no se consideró en la etapa de diseño.

- m) Se conecta una carga resistiva de 100W, para observar el funcionamiento del equipo:

Finalmente, se evalúa el funcionamiento del inversor ferorrresonante, cuando se conecta la carga de 100W resistiva, que se parametrizó en la fase de diseño. El voltaje en los terminales del devanado de salida donde está conectada la carga, tiene un valor muy próximo a la especificación, ya que como se aprecia en la figura 65, la tensión se regula en **110,3 V** y en los cálculos su valor establecido fue **110 V**.

Ahora, lo que resta por verificar es el funcionamiento del inversor ferorrresonante cuando se presentan variaciones en el voltaje de alimentación, en distintas condiciones de operación (sin carga, con carga LED y carga resistiva).

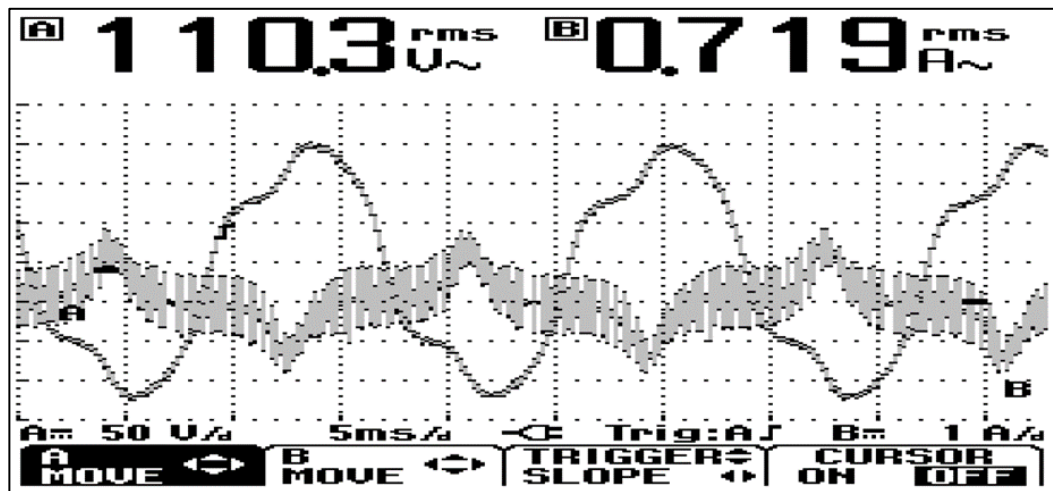


Figura 65. Onda de la corriente de entrada y el voltaje de salida del inversor ferorrresonante, con carga resistiva.

## 9.2 Resultados

### 9.2.1. Redimensionamiento del inductor lineal

En la metodología seleccionada para el diseño del inductor lineal conectado en serie (figura 43), Mcllyman propone que se debe diseñar con el valor máximo del voltaje de entrada que debe regular el CVT. En la práctica, se observó que, al conectar el inductor lineal diseñado con la metodología, el voltaje de la red se veía reflejado por completo entre sus extremos y no había caída de tensión en el circuito ferorrresonante, por lo que esta sección del equipo no podía entrar en operación. Para corregir ese inconveniente, se conectó el circuito ferorrresonante a la red monofásica y se observó que la tensión entre la cabeza del devanado elevador y la cola del devanado primario, era **163 V**.

De esta medición se dedujo que el inductor debe consumir más o menos **43V** para que el voltaje en la salida sea **110V**. Otro criterio que se adoptó, es que el inductor debe operar en la región lineal, por lo que la caída de tensión en el mismo, no debe saturar el núcleo en ninguna variación de voltaje en la entrada, por lo que se diseña para soportar una tensión mayor. Además, en la medición realizada no se tuvo en cuenta la elevación de tensión que se producía cuando se conectaba el capacitor a los dos extremos donde se realizó la medición de **163V**. El valor apropiado para el inductor lineal, comprobado experimentalmente es **60 V**. Por tal razón, los cálculos de diseño presentados en el capítulo 6, corresponden a este nivel de tensión.

### 9.2.2 Selección experimental del capacitor

En el diseño del capacitor que va conectado en paralelo al devanado de compensación y el devanado primario, el valor se aproximó a **66  $\mu\text{F}$** . Sin embargo, durante la

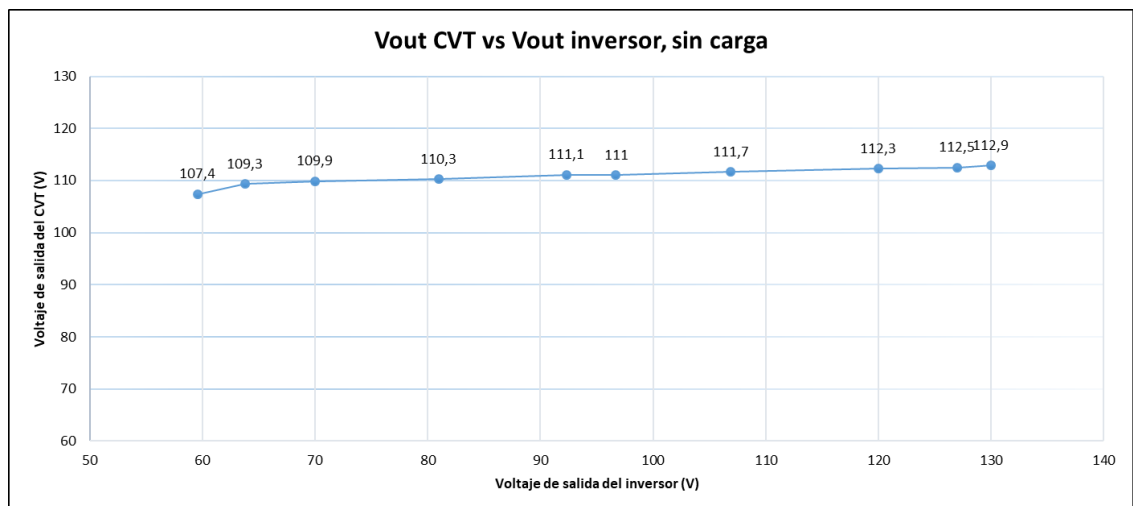
experimentación práctica con varios valores de capacitancia, se seleccionó un capacitor de **16  $\mu\text{F}$** , como el valor óptimo para el adecuado funcionamiento del circuito ferorrresonante del CVT.

### 9.2.3 Regulación del inversor ferorrresonante sin carga

En la tabla 1, se encuentran los resultados de las mediciones realizadas en el voltaje de salida del inversor como parámetro de variación del voltaje de entrada del CVT y el voltaje de salida del CVT, sin conectar ningún tipo de carga. En los valores del voltaje de salida se puede apreciar que a pesar de que existen caídas y elevaciones de tensión significativas en el voltaje de salida del inversor, el voltaje en los terminales de salida del transformador ferorrresonante no presenta grandes variaciones; permanece cerca de su valor nominal.

**Tabla 1. Resultados del voltaje de salida del inversor ferorrresonante, en condición sin carga.**

Vout inversor (V)	Vout CVT (V)
59,6	107,4
63,8	109,3
70	109,9
81	110,3
92,3	111,1
96,7	111
106,9	111,7
120	112,3
127	112,5
130	112,9



**Figura 66. Voltaje de salida del CVT vs Voltaje de salida del inversor, operando sin carga.**

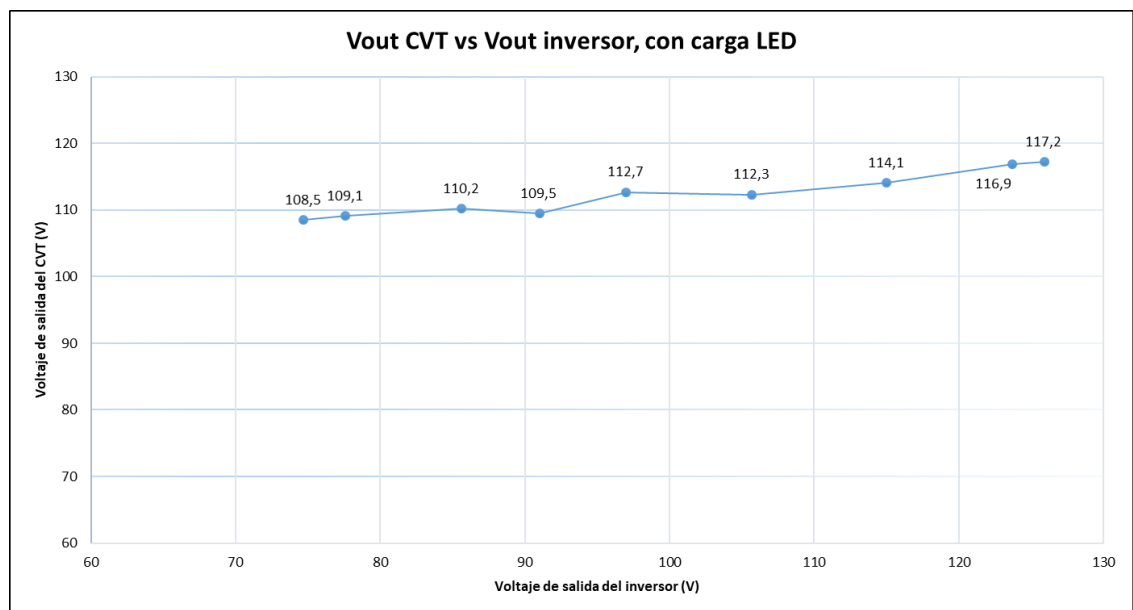
La figura 66, muestra una línea relativamente recta, con variación máxima de **5 V** aproximadamente entre los valores de voltaje medidos en los terminales del secundario del

equipo, cuando el voltaje de entrada proporcionado a la salida del inversor presenta variación desde los **59,6 V** a los **130 V**. Esto indica que el funcionamiento que se esperaba obtener con la implementación del equipo se ha logrado, por lo menos en condición sin carga, ya que las variaciones en el voltaje entrada no son percibidas a la salida del equipo. Además, los valores medidos oscilan en un rango muy cercano al voltaje nominal determinado en el diseño.

#### 9.2.4 Regulación del inversor ferorrresonante con carga LED

**Tabla 2. Resultados del voltaje de salida del inversor ferorrresonante, con carga LED.**

Vout inversor (V)	Vout CVT (V)
74,7	108,5
77,6	109,1
85,6	110,2
91	109,5
97	112,7
105,7	112,3
115	114,1
123,7	116,9
125,9	117,2



**Figura 67. Voltaje de salida del CVT vs Voltaje de salida del inversor, con carga LED.**

En la tabla 2, se aprecian los valores del voltaje de salida del inversor y el voltaje medido en los terminales del devanado secundario cuando se conecta una carga LED. El voltaje a la salida del inversor varía entre **74,7 V** y **125,9 V**, mientras que el voltaje de salida del equipo conjunto, solo varía entre **108,5 V** y **117,2 V**. En comparación con la prueba



realizada en vacío, la regulación de voltaje cuando se conecta la carga LED baja un poco, ya que la variación máxima de voltaje aumenta aproximadamente de **5 V a 9 V**.

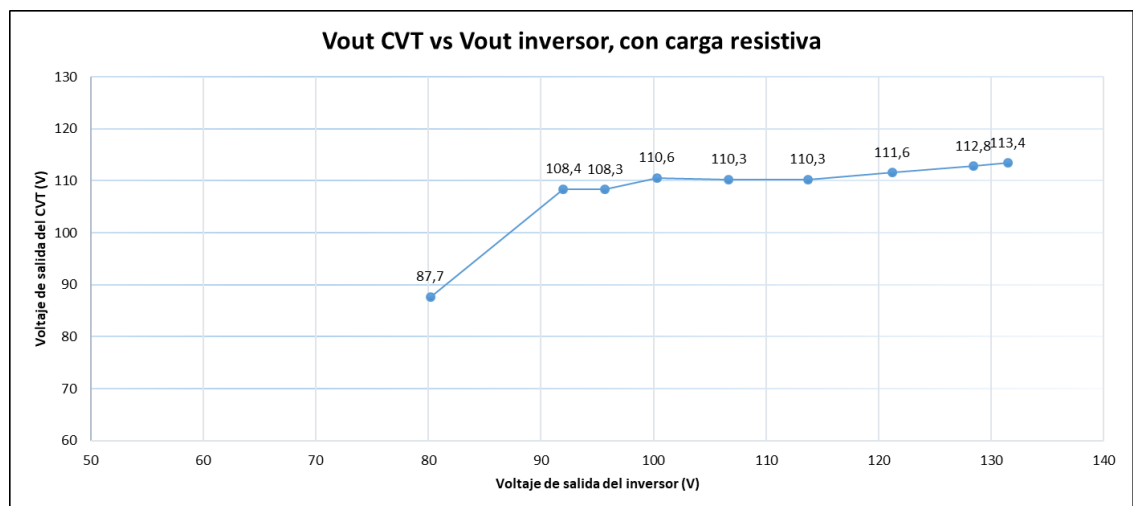
De igual manera, la figura 67, representa gráficamente los datos medidos. En ella se observa, que el voltaje de interés no varía significativamente, lo que indica, que para esta clase de cargas el inversor ferorrresonante también mantiene la tensión de salida, cuando se presentan elevaciones y caídas de potencial provenientes de la red de alimentación.

El efecto negativo que se observó durante esta prueba, es que al conectar la luminaria LED, se presentó el fenómeno de flicker, por lo que, no se considera adecuada la aplicación del prototipo implementado para este tipo de carga.

### 9.2.5 Regulación del inversor ferorrresonante con carga resistiva

**Tabla 3. Resultados del voltaje de salida del inversor ferorrresonante, con carga resistiva.**

Vout inversor (V)	Vout CVT (V)
80,2	87,7
92	108,4
95,7	108,3
100,3	110,6
106,7	110,3
113,7	110,3
121,2	111,6
128,4	112,8
131,5	113,4



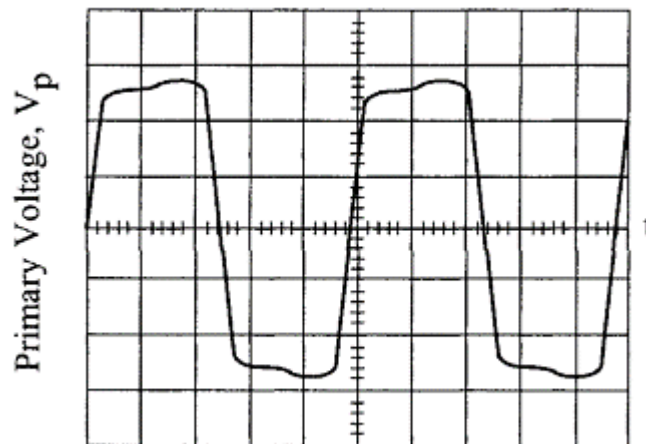
**Figura 68. Voltaje de salida del CVT vs Voltaje de salida del inversor, con carga resistiva.**

La última prueba se efectuó conectando una carga resistiva de 500  $\Omega$  y 100 W nominales. En esta prueba se destaca la existencia de un límite inferior del voltaje de entrada que se

encuentra por debajo de los **85 V**, donde el inversor ferorrresonante no regula la tensión en la salida. Sin embargo, a pesar de observarse este efecto negativo en la prueba experimental realizada al prototipo, para los demás rangos de operación que se encuentran por encima del límite el equipo logra cumplir las expectativas, ya que las variaciones de voltaje en la entrada entre **92 V** y **131,5 V**, no se reflejan de manera relevante en el voltaje medido en los terminales del devanado secundario del circuito ferorrresonante, cutas variaciones oscilan entre **108,3 V** y **113,4 V**, por lo que su desviación máxima de voltaje está cercana a los **5 V** aproximadamente; desviación cercana al funcionamiento en vacío del equipo propuesto.

### 9.2.6 Formas de onda del voltaje de salida

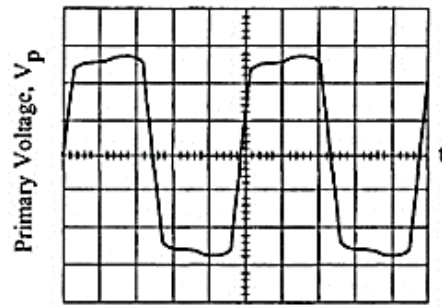
En la metodología seleccionada para diseñar e implementar el transformador de voltaje constante, el autor presenta la forma de onda del voltaje primario que se genera cuando el CVT, está en funcionamiento. Esta onda presenta una forma plana cada medio ciclo, que se produce porque el núcleo del circuito ferorrresonante está trabajando en zona de saturación [27].



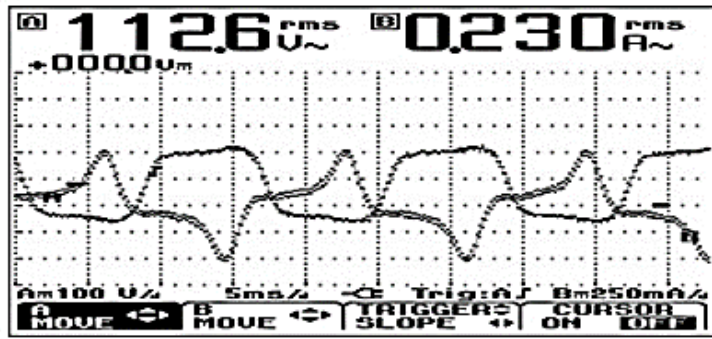
**Figura 69. Onda del voltaje primario de un transformador de voltaje constante [27].**

Como el devanado primario y el devanado secundario están alojados en el mismo núcleo, la onda de voltaje presenta una forma similar. La anterior afirmación, se verificó en la prueba de vacío del CVT donde la onda que adopta el voltaje de salida del CVT (ver figura 57), se asemeja considerablemente a la onda mostrada por Mclyman (ver figura 69). Incluso, cuando se prueba el inversor ferorrresonante operando en vacío, la onda de voltaje vista desde los terminales del devanado secundario del circuito ferorrresonante (ver figura 63), tiene cierta similitud con la onda presentada por el autor en el desarrollo de la metodología experimental de diseño planteada.

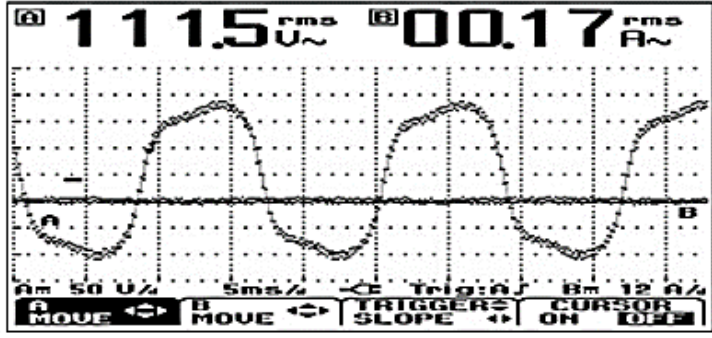
La figura 70, muestra la validación gráfica de la anterior concepción tratada. Además, se puede afirmar que esa similitud en la forma de onda, está ligada al óptimo funcionamiento que se logró cuando se implementó y probó el equipo, para distintas condiciones de carga.



a)



b)



c)

Figura 70. Validación gráfica de las formas de onda del voltaje. a) Onda del voltaje primario planteada en la metodología de diseño [27]; b) onda de voltaje del CVT operando en vacío y c) onda de voltaje del inversor ferorrresonante operando en vacío.

## 10. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- De la revisión bibliográfica realizada, la metodología seleccionada para llevar a cabo la implementación del transformador de voltaje constante y en general, del inversor ferorrresonante, se adaptó perfectamente para regular el voltaje percibido en los terminales de salida para distintas condiciones de carga, teniendo en cuenta, que el objetivo principal de este modelo experimental, era lograr que las variaciones del voltaje en la entrada, no se reflejen en la tensión de salida del equipo. Es decir, que dicha tensión permanezca relativamente constante.
- El cumplimiento de la característica principal de funcionamiento del inversor ferorrresonante, se logró mediante la realización de adecuaciones experimentales, en función de los resultados obtenidos cuando se colocó en operación el equipo. Las adecuaciones se refieren a la selección del capacitor que permite al núcleo permanecer en la zona de saturación y el inductor lineal, ya que ninguno de los dos valores propuestos inicialmente por Mcllyman en su metodología experimental, se ajustó de forma práctica al prototipo, ya que no funcionaba. Para hacer el modelo funcional, se redujo el valor del voltaje de diseño del inductor lineal a 60 V y se efectuó nuevamente el cálculo de los parámetros. Por el contrario, para la selección del capacitor no se llevó a cabo ningún procedimiento teórico; el valor óptimo de la capacitancia se obtuvo de forma experimental y dicho valor corresponde a 16  $\mu\text{F}$  a 250 V en AC.
- Durante la investigación realizada en búsqueda de la selección de la metodología de diseño para la implementación del producto de este proyecto, autores como Basu, Hart, Kakalec, Mcllyman, entre otros, resaltan que deben hacerse ajustes experimentales ya que, durante la creación de cada modelo consultado, los autores hacían una serie de suposiciones y establecían ciertas condiciones que simplificaban el respectivo circuito o esquema equivalente de donde se obtenían las ecuaciones que describían dicho modelo. Este proyecto valida esta afirmación, ya que durante la etapa de prueba se debieron realizar los ajustes necesarios para que el prototipo se desempeñará correctamente.
- En la prueba realizada para la verificación de la operación del inversor ferorrresonante en vacío, el equipo presentó un excelente funcionamiento ya que el equipo reguló variaciones de voltaje inferiores incluso por debajo del límite establecido en el diseño, como se aprecia en la figura 66, donde se puede observar que el prototipo regula en el voltaje de salida una caída de tensión en la entrada de **59,6 V**, ya que el valor que toma el voltaje es **107,4 V** en los terminales del devanado secundario. De igual manera, una tensión **20 V (130 V)** por encima del valor nominal del voltaje de salida, **110 V**, también lo regula a un voltaje cercano al especificado en el procedimiento de diseño, cuyo valor es **112,9 V**.

- En la prueba realizada para la verificación del funcionamiento con carga, se conectaron dos tipos de cargas. La primera fue una carga LED, donde se evidenció que el equipo satisface las expectativas ya que regula variaciones del voltaje de salida del inversor desde **74,7 V** a **125,9 V**, manteniendo el voltaje de salida entre **108,5 V** y **117,2 V**. Además, el anterior ensayo indica que el prototipo regula un tipo de carga distinta a la dimensionada en la fase de diseño.

Aunque también se observó en el experimento, que la carga presenta flicker o parpadeo cuando se conecta al equipo, debido a que existen dispositivos como los MOSFET del puente H, o la interacción de un circuito RLC como es el transformador ferromagnético, que introduce parámetros no lineales que distorsionan las ondas de voltaje y corriente que son percibidos por la carga. Las figuras 57,58, 63,64 y 65 muestran la distorsión originadas en las ondas de salida, bajo distintas condiciones de carga.

- La segunda carga que se conecta al inversor ferromagnético es una resistencia de  $500 \Omega$ . Al igual, que en la prueba de vacío y la prueba con la carga LED, el inversor ferromagnético presenta una característica óptima regulación para un amplio rango de variación del voltaje, desde valores superiores a los **85 V** hasta **131,5 V** asignados durante el ensayo. Sin embargo, la regulación no se cumple para valores inferiores a los **85 V** aproximadamente, como se observa en la figura 68, cuando el voltaje de salida del inversor proporciona **80,2 V** y la tensión reflejada en la salida del circuito ferromagnético es **87,7 V**. El anterior resultado indica, que existe un límite inferior de regulación de voltaje cuando el prototipo opera a plena carga.
- En general, el prototipo diseñado con la metodología propuesta por Mclyman, con los ajustes prácticos realizados, logran una regulación óptima en el voltaje de salida del inversor ferromagnético, cuando se originan cambios en el voltaje de alimentación, que, en la realidad, pueden provenir de la descarga de las baterías, de factores ambientales, como la presencia de caídas de tensión cuando las nubes generan sombra sobre los paneles PV, etc. Es decir, se cumple el objetivo principal de este proyecto, satisfaciendo todas las expectativas.
- Se sugiere continuar con el mejoramiento de la calidad de la onda de salida del voltaje y la corriente del inversor ferromagnético, de manera que pueda ser empleado para alimentar distintos tipos de carga.
- También se recomienda, encontrar experimentalmente mediante las mediciones y pruebas necesarias, la relación que existe entre el inductor lineal y el capacitor en el transformador de voltaje constante, ya que la relación establecida por el autor en la metodología de diseño empleada no se cumple para el prototipo implementado,

debido a que debió cambiarse el inductor lineal y seleccionar un capacitor diferente al calculado inicialmente en la fase de diseño. Esto va a permitir crear modelos más fiables para la implementación de esta clase de equipos.

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. A. Abdulhamid, "Design and Construction of a 10kVA , 220Volts Constant Voltage Transformer for Line Voltage Conditioning," vol. IV, no. Xii, pp. 184–190, 2019.
- [2] Y. Zhilichev, "Models of ferroresonant transformers," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 6, pp. 2631–2639, 2014, doi: 10.1109/TPWRD.2014.2322365.
- [3] N. N. R. Mendis, E. M. M. B. Yatiyana, K. C. Wijesinghe, J. R. Lucas, and R. Perera, "Design and construction of constant voltage transformer," no. August, pp. 8–11, 2006.
- [4] M. G. J. Lind, W. Xiao, and W. G. Dunford, "Modeling of a constant voltage transformer," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Regul. Pap.*, vol. 53, no. 2, pp. 409–418, 2006, doi: 10.1109/TCSI.2005.857550.
- [5] H. Suzuki, Y. Nishida, H. Satoh, and M. Tadokoro, "3-Phase Inverter Using Frequency Divide Function of Ferro-resonant Circuit," *IEEE Transl. J. Magn. Japan*, vol. 7, no. 4, pp. 339–347, 1992, doi: 10.1109/TJMJ.1992.4565389.
- [6] J. E. Hall and D. M. Scoggin, "Ferroresonance," vol. 31, no. 6, 1987.
- [7] K. Bessho, K. Harada, and S. Yamada, "Three phase transformer using and stand by inverter of a single phase," vol. M, no. 6, pp. 3281–3283, 1981.
- [8] N. R. Grossner, "The Geometry of Regulating Transformers," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 14, no. 2, pp. 87–94, 1978, doi: 10.1109/TMAG.1978.1059729.
- [9] H. P. Hart and R. J. Kakalec, "The Derivation and Application of Design Equations for Ferroresonant Voltage Regulators and Regulated Rectifiers," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 7, no. 1, pp. 205–211, 1971, doi: 10.1109/TMAG.1971.1067009.
- [10] R. N. Basu, "A New Approach in the Analysis and Design of a Ferroresonant Transformer," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 3, no. 1, pp. 43–49, 1967.
- [11] M. A. Sánchez, "Calidad de la Energía Eléctrica," p. 1, 2009.
- [12] S. Ramirez and E. Cano, *Calidad del servicio de energía eléctrica*. .
- [13] IEEE Power and Energy Society, *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. 2019.
- [14] C. W. Hargens, *Transients in power systems*, vol. 252, no. 5. 1951.
- [15] H. Andrei, P. C. Andrei, L. M. Constantinescu, R. Beloiu, E. Cazacu, and M. Stanculescu, "Electrical power systems," *Power Syst.*, pp. 3–47, 2017, doi: 10.1007/978-3-319-51118-4\_1.
- [16] "AC Grid Overview." [http://www.utterpower.com/commercial\\_grid.htm](http://www.utterpower.com/commercial_grid.htm).
- [17] "The seven types of power, problems that they can make and how to overcome them - Shanghai Metal Corporation." <https://www.shanghaimetal.com/1002-1002.htm>.
- [18] E. Transformer *et al.*, *IEEE Standard for Ferroresonant Voltage Regulators*, vol. 1998. 2007.
- [19] Comisión de Regulación de Energía y Gas, "CREG 070 de 1998," p. 63, 1998.
- [20] Comisión de Regulación de Energía y Gas, "CREG 024 de 2005," p. 10, 2005.
- [21] Comisión de Regulación de Energía y Gas, "CREG 065 de 2012." pp. 1–34, 2012.
- [22] R. J. Kakalec, "A Feedback-Controlled Ferroresonant Voltage Regulator," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 6, no. 1, pp. 4–8, 1970, doi: 10.1109/TMAG.1970.1066707.
- [23] H. P. Hart and R. J. Kakalec, "A new feedback-controlled ferroresonant regulator employing a unique magnetic component," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 7, no. 3, pp. 571–574, 1971, doi: 10.1109/TMAG.1971.1067123.
- [24] P. Dorph-Petersen, "Computer-Aided Design of Ferroresonant Voltage Regulators," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 11, no. 1, pp. 71–79, 1975, doi:

- 10.1109/TMAG.1975.1058551.
- [25] R. L. Lin, C. H. Tsai, and N. C. Chen, "Design and Implementation of Ferroresonant Transformer for LED Driver Systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 6, pp. 5978–5987, 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2728783.
  - [26] M. G. J. Lind, "The use of a magnetic model to analyze the load dependent behaviour of a power supply," 2006.
  - [27] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*. 2017.
  - [28] I. B. Friedman, "The Analysis and Design of Constant Voltage Regulators," *IRE Trans. Compon. Parts*, vol. 3, no. 1, pp. 11–14, 1956, doi: 10.1109/TCP.1956.1135743.
  - [29] "Tecolradio - Empresa líder en la fabricación y distribución de material eléctrico." <http://tecolradio.com/LaminacionMonofasico.html> (accessed Jun. 02, 2021).
  - [30] Agilent Technologies, "High CMR, High Speed TTL Compatible Optocouplers," vol. 020, pp. 1–21, 2014.
  - [31] H. Code, "HD74LS04."
  - [32] "N-channel enhancement mode TrenchMOS transistor," *Semiconductors*, no. May, pp. 1–10, 1999.
  - [33] J. L. Diaz-Rodríguez, L. D. Pabón-Fernández, and E. A. Caicedo-Peñaranda, "Novel methodology for the calculation of transformers in power multilevel converters," *Ing. Y Compet.*, vol. 17, no. 1, pp. 121–132, 2015, doi: 10.25100/iyc.v17i1.2207.



## ANEXO

### Anexo 1: Tablas de datos

**Tabla 4. Datos de laminaciones EI 14 mil [27].**

EI, Laminations, (Tempel) 14 mil											
Part No.	W <sub>cu</sub> grams	W <sub>ife</sub> grams	MLT cm	MPL cm	W <sub>a</sub>		A <sub>c</sub> cm <sup>2</sup>	W <sub>a</sub> cm <sup>2</sup>	A <sub>p</sub> cm <sup>4</sup>	K <sub>g</sub> cm <sup>5</sup>	A <sub>t</sub> cm <sup>2</sup>
					A <sub>c</sub>	A <sub>c</sub>					
EI-375	36.1	47.2	6.7	7.3	1.754	0.862	1.512	1.303	0.067	46.2	
EI-021	47.6	94.3	8.2	8.3	1.075	1.523	1.638	2.510	0.188	62.1	
EI-625	63.5	170.0	9.5	9.5	0.418	2.394	1.890	4.525	0.459	83.2	
EI-750	108.8	296.0	11.2	11.4	0.790	3.448	2.723	9.384	1.153	120.0	
EI-875	171.0	457.0	13.0	13.3	0.789	4.693	3.705	17.384	2.513	163.0	
EI-100	254.0	676.0	14.8	15.2	0.790	6.129	4.839	29.656	4.927	212.9	
EI-112	360.0	976.0	16.5	17.2	0.789	7.757	6.124	47.504	8.920	269.4	
EI-125	492.0	1343.0	18.3	19.1	0.789	9.577	7.560	72.404	15.162	333.0	
EI-138	653.0	1786.0	20.1	21.0	0.789	11.588	9.148	106.006	24.492	403.0	
EI-150	853.0	2334.0	22.0	22.9	0.789	13.790	10.887	150.136	37.579	479.0	
EI-175	1348.0	3711.0	25.6	26.7	0.789	18.770	14.818	278.145	81.656	652.0	
EI-225	2844.0	7976.0	32.7	34.3	0.789	31.028	24.496	760.064	288.936	1078.0	

**Tabla 5. Factores para cálculo de pérdidas del núcleo [27].**

Core Loss Equation Factors					
Iron Alloy					
Material	Thickness mil's	Frequency Range	Coefficient k	Coefficient (m)	Coefficient (n)
50/50 Ni-Fe	1.00		0.0028100	1.210	1.380
	2.00		0.0005590	1.410	1.270
	4.00		0.0006180	1.480	1.440
Supremendur	2.00	400 Hz	0.0236000	1.050	1.300
	4.00		0.0056400	1.270	1.360
Permalloy 80	1.00		0.0000774	1.500	1.800
	2.00		0.0001650	1.410	1.770
	4.00		0.0002410	1.540	1.990
Supermalloy	1.00		0.0002460	1.350	1.910
	2.00		0.0001790	1.480	2.150
	4.00		0.0000936	1.660	2.060
Silicon	1.00		0.0593000	0.993	1.740
	2.00		0.0059700	1.260	1.730
	4.00		0.0035700	1.320	1.710
	12.00		0.0014900	1.550	1.870
	14.00		0.0005570	1.680	1.860
	24 M27 non-or	50-60 Hz	0.0386000	1.000	2.092

Tabla 6. Datos de calibre de conductores esmaltados [27].

Wire Table												
AWG	Bare Area		Resistance $\mu\Omega/\text{cm}$ 20°C	Heavy Synthetics								
				Area		Diameter		Turns-Per		Turns-Per		Weight
	$\text{cm}^2(10^{-3})$	cir-mil	$\text{cm}^2(10^{-3})$	cir-mil	cm	Inch	cm	Inch	$\text{cm}^2$	$\text{Inch}^2$	gm/cm	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
10	52.6100	10384.00	32.7	55.9000	11046.00	0.2670	0.105	3.9	10	11	69	0.46800
11	41.6800	8226.00	41.4	44.5000	8798.00	0.2380	0.094	4.4	11	13	90	0.37500
12	33.0800	6529.00	52.1	35.6400	7022.00	0.2130	0.084	4.9	12	17	108	0.29770
13	26.2600	5184.00	65.6	28.3600	5610.00	0.1900	0.075	5.5	13	21	136	0.23670
14	20.8200	4109.00	82.8	22.9500	4556.00	0.1710	0.068	6.0	15	26	169	0.18790
15	16.5100	3260.00	104.3	18.3700	3624.00	0.1530	0.060	6.8	17	33	211	0.14920
16	13.0700	2581.00	131.8	14.7300	2905.00	0.1370	0.054	7.3	19	41	263	0.11840
17	10.3900	2052.00	165.8	11.6800	2323.00	0.1220	0.048	8.2	21	51	331	0.09430
18	8.2280	1624.00	209.5	9.3260	1857.00	0.1090	0.043	9.1	23	64	415	0.07474
19	6.5310	1289.00	263.9	7.5390	1490.00	0.0980	0.039	10.2	26	80	515	0.05940
20	5.1880	1024.00	332.3	6.0650	1197.00	0.0879	0.035	11.4	29	99	638	0.04726
21	4.1160	812.30	418.9	4.8370	954.80	0.0785	0.031	12.8	32	124	800	0.03757
22	3.2430	640.10	531.4	3.8570	761.70	0.0701	0.028	14.3	36	156	1003	0.02965
23	2.5880	510.80	666.0	3.1350	620.00	0.0632	0.025	15.8	40	191	1234	0.02372
24	2.0470	404.00	842.1	2.5140	497.30	0.0566	0.022	17.6	45	239	1539	0.01884
25	1.6230	320.40	1062.0	2.0020	396.00	0.0505	0.020	19.8	50	300	1933	0.01498
26	1.2800	252.80	1345.0	1.6030	316.80	0.0452	0.018	22.1	56	374	2414	0.01185
27	1.0210	201.60	1687.0	1.3130	259.20	0.0409	0.016	24.4	62	457	2947	0.00945
28	0.8046	158.80	2142.0	1.0515	207.30	0.0366	0.014	27.3	69	571	3680	0.00747
29	0.6470	127.70	2664.0	0.8548	169.00	0.0330	0.013	30.3	77	702	4527	0.00602
30	0.5067	100.00	3402.0	0.6785	134.50	0.0294	0.012	33.9	86	884	5703	0.00472
31	0.4013	79.21	4294.0	0.5596	110.20	0.0267	0.011	37.5	95	1072	6914	0.00372
32	0.3242	64.00	5315.0	0.4559	90.25	0.0241	0.010	41.5	105	1316	8488	0.00305
33	0.2554	50.41	6748.0	0.3662	72.25	0.0216	0.009	46.3	118	1638	10565	0.00241
34	0.2011	39.69	8572.0	0.2863	56.25	0.0191	0.008	52.5	133	2095	13512	0.00189
35	0.1589	31.36	10849.0	0.2268	44.89	0.0170	0.007	58.8	149	2645	17060	0.00150
36	0.1266	25.00	13608.0	0.1813	36.00	0.0152	0.006	62.5	167	3309	21343	0.00119
37	0.1026	20.25	16801.0	0.1538	30.25	0.0140	0.006	71.6	182	3901	25161	0.00098
38	0.0811	16.00	21266.0	0.1207	24.01	0.0124	0.005	80.4	204	4971	32062	0.00077
39	0.0621	12.25	27775.0	0.0932	18.49	0.0109	0.004	91.6	233	6437	41518	0.00059
40	0.0487	9.61	35400.0	0.0723	14.44	0.0096	0.004	103.6	263	8298	53522	0.00046
41	0.0397	7.84	43405.0	0.0584	11.56	0.0086	0.003	115.7	294	10273	66260	0.00038
42	0.0317	6.25	54429.0	0.0456	9.00	0.0076	0.003	131.2	333	13163	84901	0.00030
43	0.0245	4.84	70308.0	0.0368	7.29	0.0069	0.003	145.8	370	16291	105076	0.00023
44	0.0202	4.00	85072.0	0.0316	6.25	0.0064	0.003	157.4	400	18957	122272	0.00020

Tabla 7. Propiedades magnéticas para materiales formados de aleaciones de hierro [27].

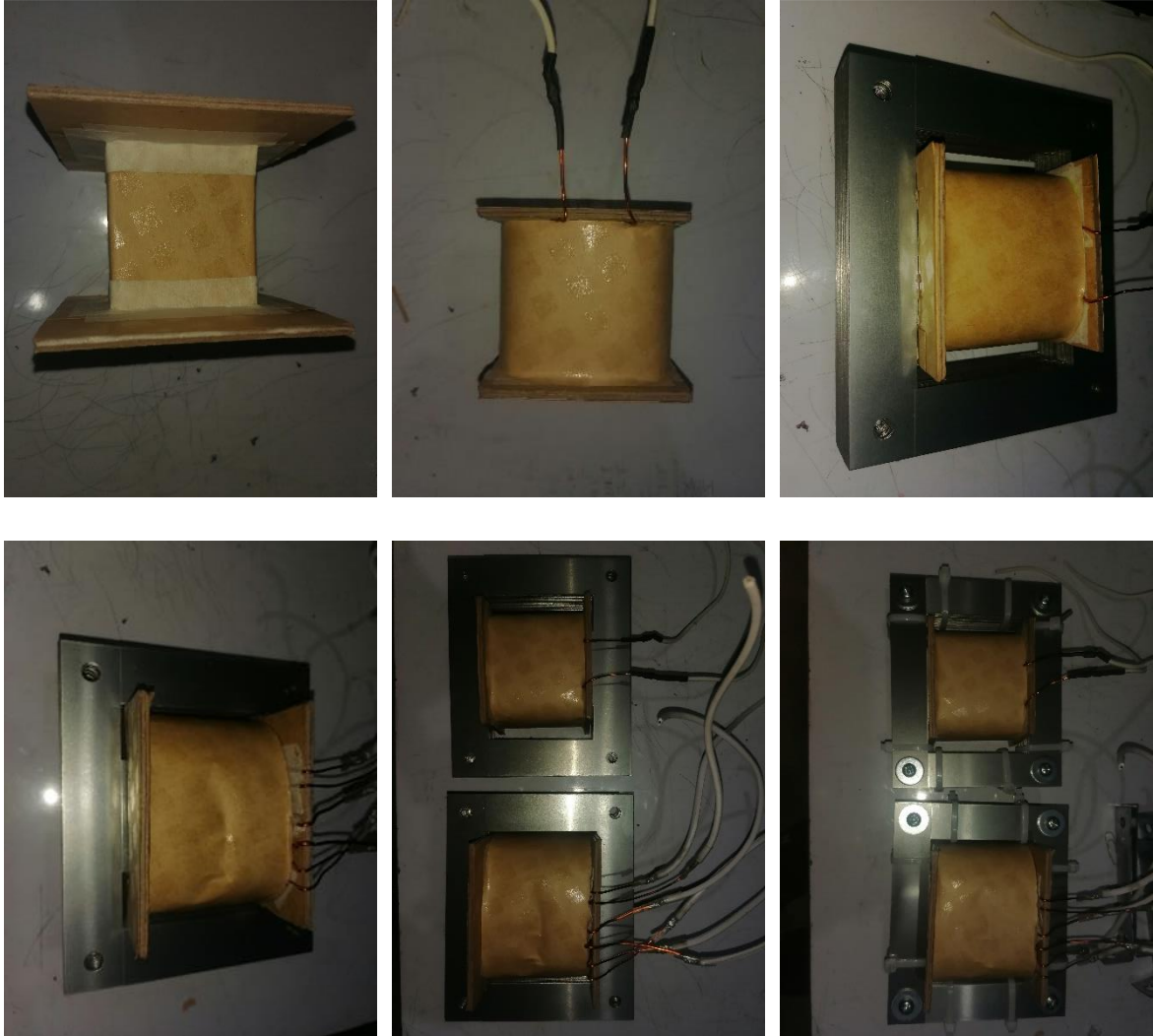
Iron Alloy Material Properties								
Material Name	Composition	Initial Permeability $\mu_i$	Flux Density Tesla $B_s$	Curie Temp. °C	dc, Coercive Force, $H_c$ Oersteds	Density grams/cm <sup>3</sup> $\delta$	Weight Factor $x$	Typical B-H Loop Figures
Silicon	3% Si 97% Fe	1.5 K	1.5-1.8	750	0.4-0.6	7.63	1.000	(2-3)
Supermendur*	49% Co 49% Fe 2% V	0.8 K	1.9-2.2	940	0.15-0.35	8.15	1.068	(2-4)
Orthonol	50% Ni 50% Fe	2 K	1.42-1.58	500	0.1-0.2	8.24	1.080	(2-5)
Permalloy	79% Ni 17% Fe 4% Mo	12 K-100 K	0.66-0.82	460	0.02-0.04	8.73	1.144	(2-6)
Supermalloy	78% Ni 17% Fe 5% Mo	10 K-50 K	0.65-0.82	460	0.003-0.008	8.76	1.148	(2-7)

\* Field Anneal.  
x Silicon has unity weight factor.

Tabla 8. Dimensiones de laminaciones EI 14 mil [27].

EI, Laminations, (Tempel) 14 mil									
Part No.	D cm	E cm	F cm	G cm	Part No.	D cm	E cm	F cm	G cm
EI-375	0.953	0.953	0.794	1.905	EI-112	2.857	2.857	1.429	4.286
EI-021	1.270	1.270	0.794	2.064	EI-125	3.175	3.175	1.588	4.763
EI-625	1.588	1.588	0.794	2.381	EI-138	3.493	3.493	1.746	5.239
EI-750	1.905	1.905	0.953	2.857	EI-150	3.810	3.810	1.905	5.715
EI-875	2.223	2.223	1.111	3.333	EI-175	4.445	4.445	2.223	6.668
EI-100	2.540	2.540	1.270	3.810	EI-225	5.715	5.715	2.858	8.573

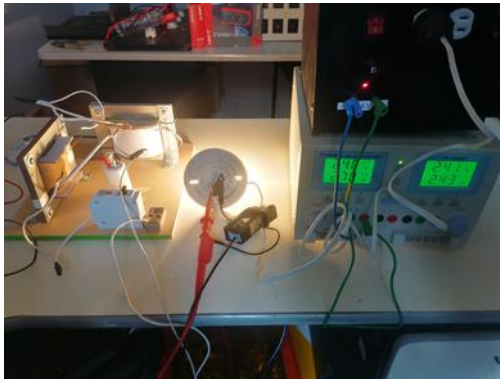
**Anexo 2: Construcción del transformador ferorrresonante, acoplamiento al inversor y mediciones para comprobación de las relaciones de transformación entre devanados.**



Estas son las evidencias de la primera construcción que se hizo para armar los devanados correspondientes para el inductor lineal, se diseñó para operar por debajo del codo de saturación y el circuito ferorrresonante, cuyo núcleo magnético se diseñó para operar en zona de saturación. En las primeras pruebas experimentales el CVT no funcionaba, por lo que se realizó un nuevo diseño del inductor. De ahí la diferencia entre estas imágenes y las que se presentan a continuación, cuando se realiza la conexión del CVT al inversor.

La siguiente imagen es el inversor al cual se acopla el transformador ferorrresonante. Las imágenes siguientes corresponden al conjunto completo, cuando se realizaron las pruebas para el inversor ferorrresonante constituido, para obtener las ondas de voltaje y observar

el comportamiento en el voltaje de salida, cuando se varía el voltaje de entrada, en varias condiciones de carga.



Las siguientes imágenes hacen referencia a las mediciones realizadas para la comprobación de las relaciones de voltaje entre el devanado primario y el devanado secundario. Posteriormente, cuando se realiza la unión entre el devanado primario y el devanado elevador. Después, las mediciones cuando se conecta el inductor lineal dimensionado nuevamente y finalmente, cuando se conecta el capacitor entre la cabeza del devanado de compensación y la cola del devanado primario.

