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

TRANSFORMADOR DE VOLTAJE CONSTANTE BASADO EN FERRORESONANCIA

AUTOR: FRAYN STEEVENS MONSALVE PABÓN

DIRECTOR: M.Sc. LUIS DAVID PABÓN FERNÁNDEZ
CODIRECTOR: M.Sc. EDISON ANDRÉS CAICEDO PEÑARANDA

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
2019

TRANSFORMADOR DE VOLTAJE CONSTANTE BASADO EN FERRORESONANCIA

AUTOR: FRAYN STEEVENS MONSALVE PABÓN

TRABAJO DE GRADO PARA OPTAR POR EL TÍTULO DE INGENIERO ELÉCTRICO

DIRECTOR: M.Sc. LUIS DAVID PABÓN FERNÁNDEZ
CODIRECTOR: M.Sc. EDISON ANDRÉS CAICEDO PEÑARANDA

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
2019

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

TRANSFORMADOR DE VOLTAJE CONSTANTE BASADO EN FERRORESONANCIA

FECHA DE INICIO DEL TRABAJO: 9 DE SEPTIEMBRE DE 2019.

FECHA DE TERMINACIÓN DEL TRABAJO: 21 DE DICIEMBRE DE 2019.

NOMBRES Y FIRMAS DE AUTORIZACIÓN PARA SUSTENTAR

AUTOR: FRAYN STEEVENS MONSALVE PABÓN

DIRECTOR: M.Sc. LUIS DAVID PABÓN FERNÁNDEZ

DIRECTOR DE PROGRAMA: M.Sc. YESID EUGENIO SANTAFE RAMÓN

JURADO CALIFICADOR:

PRESIDENTE: M.Sc. JORGE LUIS DÍAZ RODRÍGUEZ

OPONENTE: Ph.D. ANTONIO GAN ACOSTA

SECRETARIO: M.Sc. LUIS DAVID PABÓN FERNÁNDEZ

PAMPLONA, COLOMBIA

2019

DEDICATORIA

Este trabajo de grado va dedicado especialmente a Dios, la gloria sea para él y a mi madre Emilse Pabón Jaimes, por siempre haber creído en mí y apoyarme a cumplir mis sueños, y por ser una grandiosa mujer. De corazón le doy gracias y que Dios la bendiga siempre.

También quiero dedicar este trabajo a mi familia, mi padre Dennis, mis hermanos Jheysson, Angie y Daniel, y mi pareja Jenny, gracias por ayudarme a culminar esta etapa de mi vida con su apoyo y comprensión.

Quiero dedicar un espacio a los profesores de ingeniería eléctrica de la Universidad de Pamplona por darme el conocimiento y el ejemplo necesario para terminar esta etapa, gracias por dar lo mejor de sí en todo momento.

A mis compañeros de Universidad, por su colaboración y amistad, fueron gestores de este proyecto.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco al profesor Luis David Pabón Fernández por su colaboración y apoyo durante la terminación del presente trabajo, también por su ejemplo y conocimiento brindado durante estos años de carrera. Asimismo, agradecer al profesor Edison Andrés Caicedo Peñaranda por su colaboración y enseñanza durante mis años en el alma mater. Igualmente, a todos los profesores de ingeniería eléctrica Universidad de Pamplona, Pablo A. Santafé G., Yesid Santafe R., Samuel Montes A., y demás por sus consejos y saber.

A mis compañeros de Universidad, por su amistad y enseñanza durante esta etapa de mi vida, también agradecer a todas las personas que me ayudaron a llegar hasta este momento de una u otra forma.

Gracias totales a todos.

TABLA DE CONTENIDO

1 INTRODUCCIÓN 15
2 OBJETIVOS 16
2.1 OBJETIVO GENERAL 16
2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS 16
3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA 17
3.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA 17
3.2 JUSTIFICACIÓN 17
4 CAPÍTULO 1 MARCO CONCEPTUAL 18
4.1 CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA 19
4.1.1 NORMAS RELACIONADAS CON LA CALIDAD DE POTENCIA EN COLOMBIA 20
4.2 CATEGORIZACIÓN DE LOS FENÓMENOS ELECTROMAGNÉTICOS DE CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA 28
4.2.1 FENÓMENOS ELECTROMAGNÉTICOS 29
4.3 DESCRIPCIONES DETALLADAS DE LOS FENÓMENOS ELECTROMAGNÉTICOS 31
4.3.1 TRANSITORIOS 31
4.3.2 VARIACIONES DE CORTA DURACIÓN Y LARGA DURACIÓN 34
4.3.3 DESBALANCE DE VOLTAJE 39
4.3.4 DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA 40
4.3.5 FLUCTUACIONES DE VOLTAJE FLICKER 43
4.3.6 VARIACIONES DE LA FRECUENCIA 44
4.4 TRANSFORMADOR FERRORESONANTE 44
4.4.1 FERRORESONANCIA 44
4.4.2 TRANSFORMADOR FERRORESONANTE 46
5 CAPÍTULO 2 MODELADO DE TRANSFORMADOR FERRORESONANTE A 60 HZ 49
5.1 ANÁLISIS CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE TRANSFORMADOR FERRO-RESONANTE A 60 HZ 49
5.2 ANÁLISIS CIRCUITO MAGNÉTICO EQUIVALENTE DE TRANSFORMADOR FERRO-RESONANTE A 60 HZ 55
6 CAPÍTULO 3 DISEÑO 67

6.1 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE TRANSFORMADOR FERRORESONANTE A 60 HZ 67
6.1.1 PRUEBA DE VACÍO 70
6.1.2 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 12 71
6.1.3 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 13 72
6.1.4 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 23 73
6.2 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE TRANSFORMADOR FERRORESONANTE A 60 HZ MEJORADO 75
6.2.1 PRUEBA DE VACÍO 78
6.2.2 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 12 79
6.2.3 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 13 79
6.2.4 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 23 80
7 CAPÍTULO 4 IMPLEMENTACIÓN Y VALIDACIÓN 81
8 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 87
9 BIBLIOGRAFÍA 88
10 ANEXO A 90
11 ANEXO B 92
12 ANEXO C 94

LISTA DE TABLAS

Tabla 1.Límite de distorsión de corriente para Sistemas de Distribución General (120 V a 69 kV). 22

Tabla 2.Límite de distorsión de corriente para Sistemas de Subtransmisión General (de 69.001 kV a 161 kV). 23

Tabla 3.Límites de distorsión de corriente para Sistemas de Transmisión General (>161 kV). 23

Tabla 4.Límites de distorsión de Voltajes IEEE Std. 519-2014. 23

Tabla 5. Límites para el Pst. 27

Tabla 6. Límites para la relación $V2/V1$. 28

Tabla 7. Límites para la Distorsión Armónica. 28

Tabla 8. Fenómenos principales que originan disturbios electromagnéticos, clasificación IEC. 29

Tabla 9. Categorías y características de fenómenos electromagnéticos en sistemas de potencia (Estándar IEEE 1159- 1995). 30

Tabla 10. Valores medidos de voltaje secundario antes variación de voltaje primario con condensador resonante de 144 uF a 160 V CVT basado en ferroresonancia a 60 Hz. 82

Tabla 11. Valores medidos de voltaje primario-secundario Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia con carga luminaria LED 5 W. 83

Tabla 12. Valores medidos primario-secundario Factor de Cresta y THD con carga luminaria LED 5 W. 83

Tabla 13. Resultados prueba Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia en vacío con condensador electrolítico de 177 uF a 160 V. 84

Tabla 14. Resultados prueba Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia con carga luminaria incandescente de 70 W. 85

Tabla 15. Valores medidos de Factor de Cresta y THD de voltaje en primario-secundario Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia con carga luminaria incandescente 70 W. 86

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.Normas relevantes en Colombia sobre calidad de potencia. 21

Figura 2.Mapa conceptual CREG 070-1998. 22

Figura 3. Mapa conceptual NTC 1340-2004. 24

Figura 4. Mapa conceptual CREG 024-2005. 25

Figura 5. Mapa conceptual de la NTC 5001-2008. 26

Figura 6. Mapa conceptual CREG 065-2012. 27

Figura 7. Transitorio impulsivo producido por una descarga electrostática.[12]. 32

Figura 8. Transitorio oscilatorio de frecuencia media causado por switcheo de capacitores.[20]. 33

Figura 9. Transitorio oscilatorio de baja frecuencia debido a la energización de un banco de capacitores.[20]. 33

Figura 10. Transitorio oscilatorio de baja frecuencia originado por ferroresonancia de un transformador en vacío. [20]. 34

Figura 11. Interrupción momentánea debida a una falla y subsecuente operación del reconectador.[20]. 35

Figura 12. Sag instantáneo causado por una falla línea a tierra.[20]. 36

Figura 13. Sag de tensión temporal causado por arranque de motor. 36

Figura 14 Swell instantáneo de tensión causado por un fallo línea a tierra.[20]. 37

Figura 15. Forma de onda convencional de un sobrevoltaje.[12]. 38

Figura 16. Gráfica de bajo voltaje.[12]. 39

Figura 17. Voltajes trifásicos balanceados de secuencia positiva.[12]. 40

Figura 18. Onda sinusoidal con offset de CD.[12]. 41

Figura 19. Ejemplo de aparición de muescas de voltaje (notching) originadas por un convertidor trifásico.[12]. 42

Figura 20. Ruido superpuesto de una onda de voltaje a 60 Hz.[12]. 43

Figura 21. Corriente de un horno de arco.[12]. 44

Figura 22. Circuito resonante en serie.[22]. 45

Figura 23. Forma de onda de corriente, en el momento de ferroresonancia.[22]. 46

Figura 24. Modelo de transformador ferroresonante. 47

Figura 25. Circuito equivalente de transformador ferroresonante.[3]. 47

Figura 26 Modelo de transformador ferro-resonante. 49

Figura 27. Circuito equivalente de transformador ferroresonante. 50

Figura 28. Circuito equivalente simplificado transformador ferroresonante. 50

Figura 29. Estructura de transformador ferroresonante. 55

Figura 30. Circuito magnético equivalente transformador ferroresonante. .. 56

Figura 31. Circuito magnético equivalente de Thévenin transformador ferroresonante. 56

Figura 32. Circuito magnético equivalente simétrico del Transformador Ferroresonante. 56

Figura 33. Curva de magnetización para acero eléctrico grano no orientado.[26]. 58

Figura 34. Trayectoria de flujo de un transformador ferroresonante operando en región lineal. 59

Figura 35. Trayectoria de flujo de transformador ferroresonante operando en región de saturación. 60

Figura 36. Circuito magnético equivalente de Thévenin de un transformador ferroresonante operando en la región de no saturación. 60

Figura 37. Circuito magnético equivalente de Thévenin de un transformador ferroresonante operando en la región de saturación. 60

Figura 38. Circuito eléctrico prueba en vacío transformador ferroresoante a 60 Hz sin condensador resonante. 70

Figura 39. Circuito eléctrico prueba de cortocircuito 12 de transformador ferroresonante a 60 Hz sin condensador resonante. 71

Figura 40. Circuito eléctrico prueba de cortocircuito 13 transformador ferroresonante sin condensador resonante. 73

Figura 41. Circuito eléctrico prueba de cortocircuito 23 transformador ferroresonante sin condensador de resonancia. 74

Figura 42. Voltaje primario vs voltaje secundario Transformador de Voltaje Constante en vacío. 82

Figura 43. Voltaje primario vs voltaje secundario Transformador de Voltaje Constante con carga. 83

Figura 44. Voltaje primario vs voltaje secundario Transformador de Voltaje Constante mejorado en vacío. 84

Figura 45. Voltaje primario vs voltaje secundario Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia mejorado con carga. 85

RESUMEN

Este trabajo de tesis realiza un diseño e implementación de transformador ferroresonante a 60 Hz. Se presenta el análisis de circuito equivalente eléctrico y magnético para su diseño, consecuentemente se exponen las pruebas de vacío y cortocircuito en los respectivos devanados para poder calcular el condensador resonante del transformador. En una última parte se presentan los resultados de voltaje secundario ante variaciones de voltaje primario y se establece el modo de funcionamiento del dispositivo implementado.

Palabras clave: Ferroresonancia, Transformador de Voltaje Constante (CVT),

Transformador ferroresonante y Regulador de Voltaje Constante.

ABSTRACT

This thesis work performs a design and implementation of ferroresonant transformer at 60 Hz. The electrical and magnetic equivalent circuit analysis is presented for its design, consequently the vacuum and short circuit tests are exposed in the respective windings in order to calculate the transformer resonant capacitor. A final part presents the secondary voltage results against primary voltage variations and sets the operating mode of the implemented device.

Keywords:

Ferroresonance. Constant Voltage Transformer. Ferroresonant transformer. Constant Voltage Regulator.

1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad se pueden encontrar sistemas eléctricos de potencia dependiendo del escenario con preocupantes variaciones de valor RMS de voltaje, distorsión armónica, transitorios, entre otros. Lo anterior conlleva a una deficiencia en la calidad del suministro eléctrico. Es deseable que los usuarios finales de equipos sensitivos reciban un suministro de alta calidad y así no se vea afectados por estos fenómenos electromagnéticos.

El transformador de voltaje constante basado en ferroresonancia es un dispositivo que puede dar un aporte al mejoramiento de calidad de suministro eléctrico, ya que tiene una regulación con funcionamiento no lineal, regulación de línea, reducen armónicos, limitan la corriente, entre otros.

En este trabajo de tesis se diseña e implementa un transformador de voltaje constante basado en ferroresonancia. En una primera parte se da un concepto de calidad de la energía eléctrica y las normas relacionadas con calidad de la potencia en Colombia. Seguidamente se caracterizan los fenómenos electromagnéticos eléctricos, se expone un concepto de estos fenómenos, su representación gráfica, posibles causas y posibles soluciones a los mismos.

Seguidamente se da un concepto de ferroresonancia, se presenta el transformador ferroresonante, su circuito equivalente, su funcionamiento, ventajas y desventajas y que fenómenos electromagnéticos solucionan o mitigan este tipo de dispositivos.

En una parte posterior se diseña el transformador mediante el análisis del circuito eléctrico y magnético, en el cual se dimensionan las ecuaciones para el condensador resonante, inductancia de magnetización, longitud del entrehierro, entre otras.

Por último, se calculan el número de vueltas del devanado primario, secundario y terciario, así como, el calibre de estos. Se realizan pruebas de vacío y cortocircuito primario secundario, primario terciario y secundario terciario; necesarias para la obtención del valor de capacitancia resonante. Se hacen mediciones de voltaje secundario ante el cambio de voltaje primario y poder definir el funcionamiento del dispositivo implementado.

2 OBJETIVOS

2.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia.

2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. Establecer la metodología de diseño del Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia.

2. Diseñar el circuito magnético y eléctrico del Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia.

3. Validar el funcionamiento del Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia mediante pruebas con carga y variaciones de voltaje de entrada.

3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

3.1 DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

En la actualidad se tiene una calidad de la energía eléctrica en diferentes escenarios con buena calidad y mala para el usuario final, con problemáticas cada vez más visibles para este. Esto se debe a la implementación de dispositivos de electrónica de potencia o cargas no lineales que han llevado a una desestabilización de la energía eléctrica. Existen diversos dispositivos en el medio ingenieril que conlleva a un mejoramiento o mitigación de problemas de la calidad de la energía eléctrica que pueden dar una solución eficaz a la problemática que existen en el área de calidad, pero se debe tener en cuenta que algunos de estos equipos pueden ser costosos o difíciles de construir. El equipo Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia es un dispositivo que ayuda al mejoramiento de la calidad eléctrica, el cual puede ser un dispositivo un poco más económico comparados con otros dispositivos de alto costo y su construcción sea un poco menos compleja que estos. El enfoque de este proyecto es que los usuarios finales tengan un acercamiento a esta tecnología y se empiecen a familiarizar con ella, debido a que la mayoría de los usuarios no conocen estos tipos de instrumentos que pueden al final prevenir daño en sus equipos y ahorrarle un dinero o tener una mejor conciencia hacia la calidad eléctrica.

3.2 JUSTIFICACIÓN

El propósito del proyecto es realizar un Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia y así existan instrumentos o equipos los cuales lleven a cabo mitigación o mejoramiento a los problemas existentes en la calidad de la energía eléctrica, solucionando problemas como, por ejemplo: regulación con funcionamiento no lineal, mitigación de SAG de tensión, elevaciones de voltaje, regulación de tensión, atenuación de tensión transitoria, reducen armónicos, limitan la corriente, entre otros. El aporte que da este proyecto al área de ingeniería será tener un documento el cual hable de forma ingenieril del diseño e implementación de un transformador ferroresonante de potencia.

4 CAPÍTULO 1 MARCO CONCEPTUAL

En los siguientes trabajos se puede observar el estado del arte basados en artículos científicos, tesis, documentos, entre otros.

- M. Ángel and L. Therán, “Regulador Ferroresonante como Equipo Acondicionador Voltaje,” 2017.

En este trabajo de tesis se diseña e implementa un equipo acondicionador de potencia ferroresonante con devanados aislados y condensador de resonancia en el devanado primario. Se estudia la ferroresonancia en transformadores para lograr un buen diseño, posteriormente se implementa por medio del programa Simulink. En una última parte se construye el equipo y se hacen las pruebas correspondientes.[1].

- Y. Zhilichev, “Models of ferroresonant transformers,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 6, pp. 2631–2639, 2014.

En este artículo científico se analiza un transformador ferroresonante con base al circuito magnético equivalente usando sus ecuaciones de campo magnético. Se muestra un análisis de Fourier que nos da un método fiable para la predicción de tensión y corriente de salida en cargas resistivas o reactivas.[2].

- 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.

Este artículo científico presenta un diseño e implementación de transformador ferroresonante para lograr atenuación de ruido de alta frecuencia y regulación de la tensión de línea de CA. El transformador ferroresonante puede evitar que la sobretensión de línea dañe las farolas LED, cuando la tensión de entrada es superior a la nominal, una parte del flujo primario fluye a través de la derivación magnética, no llegando al devanado secundario manteniendo la tensión de salida y alcanzando una regulación de tensión de línea de CA.[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.

En el artículo científico se expone el diseño y la construcción de un Transformador de Voltaje Constante mediante estructuras de núcleo de Tranformador de Potencia.[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.

El documento presenta un informe del modelo de transformador de voltaje constante, también expone un circuito eléctrico equivalente que se relaciona con la estructura física, describe métodos para extraer resistencias de devanado, inductancias de fuga y bucles de histéresis y como encajar este en una sola pieza. [5].

- P. G. Khorasani and A. Deihimi, “A new modeling of matlab transformer for accurate simulation of ferroresonance,” *POWERENG 2009 - 2nd Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives Proc.*, pp. 529–534, 2009.

Es artículo describe varios tipos de núcleos de transformadores y sus comportamientos magnéticos, se examinan las simulaciones de ferroresonancia para modelos propuestos como para modelos de transformadores existentes en Matlab/Simulink.[6].

- T. Van Craenenbroeck, I. Van Den Broek, R. Belmans, K. Van Wijmeersch, and J. Declercq, “Analysis and design of a three-phase constant voltage transformer based on ferroresonance,” *IEE Conf. Publ.*, vol. 2, no. 482, pp. 18–21, 2001.

En este documento se presenta la operación de un Transformador trifásico de Voltaje Constante y el modelo se utiliza en simulaciones. Se construye un prototipo de baja potencia para validar las ecuaciones de diseño.[7].

- Y. I. Tygai and A. B. Besarab, “The mathematical model of voltage transformers for the study of ferroresonant processes,” *2014 IEEE Int. Conf. Intell. Energy Power Syst. IEPS 2014 - Conf. Proc.*, pp. 77–80, 2014.

Se desarrolla un modelo matemático de transformador de tensión electromagnética, las propiedades ferromagnéticas de este se describen utilizando el modelo Jiles-Atherton. Este modelo permite considerar la interacción fase a fase durante la ferroresonancia.[8].

- Y. N. Ryzhkova and S. A. Tsyruk, “Ferroresonance suppression in distribution networks,” *2016 2nd Int. Conf. Ind. Eng. Appl. Manuf. ICIEAM 2016 - Proc.*, pp. 1–4, 2016.[9].
- J. N. Sakamuri, D. J. Yesuraj, and S. R. Joshi, “Simulation and testing of novel Ferro-Transient Suppression Circuit for CVT,” *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, vol. 2015-September, no. 1, 2015.

En el artículo científico se simula un Transformador de Voltaje Constante (CVT) para condiciones de ferroresonancia y respuesta transitoria, usando circuitos de supresión de Ferroresonancia Activa y Pasiva (FSC). El trabajo propone un nuevo FSC electrónico para suprimir ferroresonancia y oscilaciones de respuesta transitoria en un CVT.[10].

4.1 CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA

Cuando nos referimos a calidad de la energía eléctrica esta se asocia a la forma de onda en las líneas de distribución del sistema eléctrico de energía que alimenta los sectores residenciales, comerciales e industriales. Cuando la forma de onda se deforma genera efectos indeseados tanto a los dispositivos conectados al mismo punto de conexión, como los sistemas que dependen de estos dispositivos; sistemas de control, protección o producción. Los efectos principales que genera una forma de onda deformada se pueden mencionar: pérdida de información en dispositivos informáticos, funcionamiento incorrecto de dispositivos medidores de

energía, paros no programados en los sistemas de protección, control y producción, picos no deseados de potencia eléctrica, mal funcionamiento en dispositivos electromecánicos.[11].

La deformación de la forma de onda es un cambio en la forma sinusoidal de esta, debido a perturbaciones electromagnéticas producidas por diferentes causas como, por ejemplo, maniobras en la red eléctrica, descargas atmosféricas, funcionamiento de accionamientos electromecánicos de alta potencia, entre otros. Una causa frecuente de la deformación de la forma de onda es la distorsión armónica, debido a cargas no lineales conectadas al sistema que consumen corriente de forma no sinusoidal.[11].

Según el libro Calidad de la Energía Eléctrica de Miguel Angel Sánchez Cortés, se encuentra que un problema de calidad de la potencia eléctrica es cualquier problema de potencia expresado en desviaciones de voltaje, corriente o frecuencia que provocan una falla o mal funcionamiento del equipo del usuario.[12].

Del concepto anterior, se puede derivar la ecuación de calidad de la potencia:[12].

$$Disturbio\ eléctrico + Trayectoria + Equipo\ vulnerable = Problema\ de\ calidad\ de\ la\ potencia$$

También se fija que calidad del suministro es igual a calidad del voltaje de alimentación. El voltaje de buena calidad se caracteriza por: valor RMS del voltaje constante, frecuencia constante, ausencia de distorsión armónica, ausencia de ruido, no tiene muescas y/o transitorios, y en voltajes trifásicos no existe desbalance.[12].

Se considera calidad de voltaje como sinónimo de calidad del suministro, debido a que en un sistema de alimentación sólo se puede controlar la calidad del voltaje, no se tiene control sobre las corrientes extraídas por cargas particulares, de esta forma los estándares en el área de calidad de la energía eléctrica están enfocados a mantener el voltaje de alimentación dentro de unos límites.[12]

4.1.1 NORMAS RELACIONADAS CON LA CALIDAD DE POTENCIA EN COLOMBIA

El marco regulatorio lo establecen distintos entes como se observa en la figura 1, entre lo más importante está el Instituto Colombiano de Normas Técnicas y Certificación (Icontec), Comisión de Regulación de Energía y Gas (Creg). El primero es una organización que se encarga de la normalización en el país para el desarrollo sostenible de las organizaciones. De gran beneficio son la Normas Técnicas Colombianas (NTC), referentes a calidad de la potencia: NTC 5000 y NTC 5001. Por otro lado, la Creg tiene como objetivo principal garantizar la calidad, cobertura del suministro y expansión de los servicios de energía eléctrica, gas natural y gas licuado en el territorio nacional.[11].

Figura 1.Normas relevantes en Colombia sobre calidad de potencia.

4.1.1.1 Creg Resolución No. 070 de 1998

El reglamento de Distribución norma la actividad de transmisión Regional y/o Distribución Local de energía eléctrica, basados en principios de eficiencia, calidad y neutralidad.[13].

Se denomina el reglamento de distribución de energía eléctrica. Abarca temas como las condiciones de conexión para cargas, generadores, operación de STR (Sistema de Transmisión Regional) y SDL (Sistema de Transmisión Local), entre otros. Es de gran utilidad el capítulo 6.2 el cual abarca el tema de Calidad de la Potencia Suministrada. En la figura 2 se puede observar un mapa conceptual de la resolución CREG 070 del año 1998.[11].

Los límites armónicos están establecidos en la normativa IEEE Std 519 del año 1992. Se recomienda que las mediciones de armónicos deben ser realizadas de vez en cuando, para establecer el comportamiento del sistema y el rendimiento de los equipos. [14].

Los límites mostrados a continuación, de las tablas de distorsión de corriente de ser usados como valores “peor caso” para operaciones normales, para períodos cortos con condiciones inusuales, los límites no deben exceder el 50% de los mismos.[14].

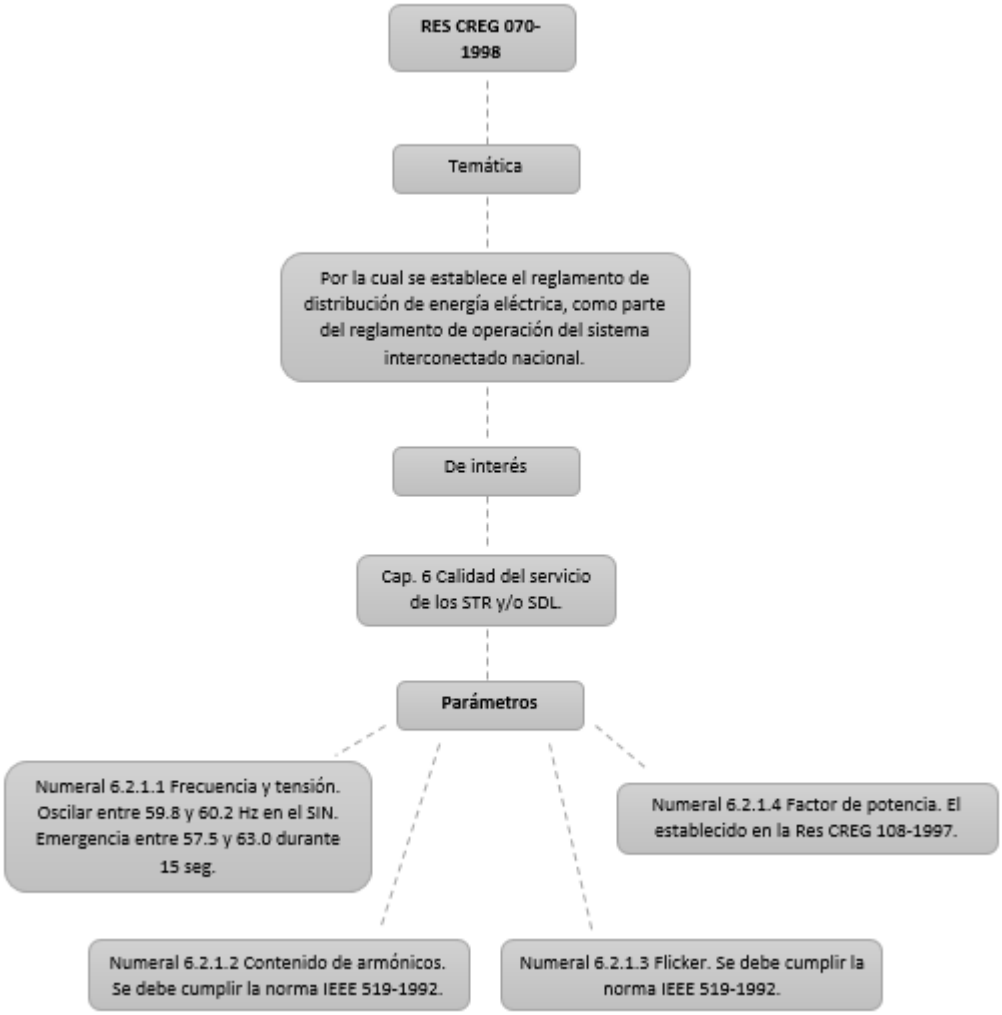


Figura 2.Mapa conceptual CREG 070-1998.

4.1.1.1.1 Límites de distorsión de corriente

Las siguientes tablas son adaptadas para rectificadores de 6 pulsos y situaciones generales de distorsión.[14].

ARMÓNICAS INDIVIDUALES (IMPARES)						
ISC/IL	**h<11**	**11<=h<17**	**17<=h<23**	**23<=h<35**	**35<=h**	**THD**
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Tabla 1.Límite de distorsión de corriente para Sistemas de Distribución General (120 V a 69 kV).

ARMÓNICAS INDIVIDUALES (IMPARES)						
ISC/IL	h<11	11<=h<17	17<=h<23	23<=h<35	35<=h	THD
<20	2.0	3.5	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	2.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50-100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100-1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

Tabla 2.Límite de distorsión de corriente para Sistemas de Subtransmisión General (de 69.001 kV a 161 kV).

ARMÓNICAS INDIVIDUALES (IMPARES)						
ISC/IL	h<11	11<=h<17	17<=h<23	23<=h<35	35<=h	THD
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
>=50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Tabla 3.Límites de distorsión de corriente para Sistemas de Transmisión General (>161 kV).

Observaciones que rigen las tablas 1,2 y 3:[14].

- Las armónicas pares están restringidas al 25% de los armónicos de las tablas impares.
- No se admiten distorsiones de corriente que generen corriente continua.
- Isc: Máxima corriente de cortocircuito en el punto de conexión común (PCC).
- IL: Máxima corriente demandada por la carga en el PCC.

4.1.1.1.2 Límites de distorsión de Voltaje para Distribuidor

VOLTAJE BUS A PCC	DISTORSIÓN INDIVIDUAL DE VOTAJE (%)	DISTORSIÓN TOTAL DE VOLTAJE (%)
Menor a 1 (kV)	5.0	8.0
1 (kV) a 69 (kV)	3.0	5.0
69.001 (kV) a 161 (kV)	1.5	2.5
161.001 (kV) y màs	1.0	1.5

Tabla 4.Límites de distorsión de Voltajes IEEE Std. 519-2014.

4.1.1.1.3 Flicker

Es una sensación particular de inestabilidad de la sensación visual impulsada por un estímulo luminoso cuya luminancia cambian con el tiempo. Los indicadores de severidad del parpadeo luminoso (flicker) son:[15].

- Pst: índice de perceptibilidad de flicker de corto tiempo, se basa en tiempos de observación de 10 minutos, utilizado para el dimensionamiento/ especificación de equipos.
- Plt: índice de perceptibilidad de flicker de largo tiempo: se agregan 12 períodos de corto tiempo (2 horas), se utiliza como indicador de la calidad de la tensión.

4.1.1.1.4 Factor de potencia

En la prestación del servicio público domiciliario de energía eléctrica, se regulará el factor de potencia de los usuarios no residenciales, y de los residenciales conectados a un nivel de tensión superior a 1 kV. El factor de potencia inductiva de la instalación deberá ser mayor o igual a 0.90, cuyas instalaciones violen este límite deberán instalar equipos apropiados para controlar y medir la potencia reactiva.[16].

4.1.1.2 Norma Técnica Colombiana NTC 1340

En el año 2004 la NTC 1340 abordo conceptos mínimos de calidad de la potencia, entre sus temáticas más importantes se encuentran tensiones y frecuencias nominales en sistema de energía eléctrica en redes de servicio público. En la figura 3 se puede observar un mapa conceptual de la misma.[11].

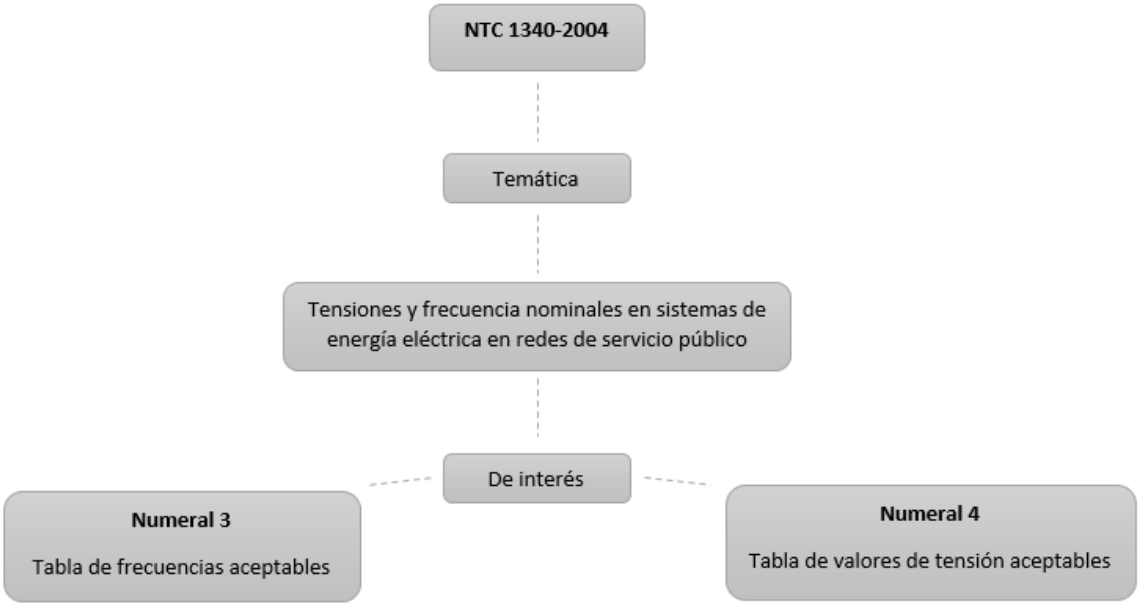


Figura 3. Mapa conceptual NTC 1340-2004.

4.1.1.3 Creg Resolución No. 024 de 2005

Resolución del año 2005 el cual modifica las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicable a los servicios de Distribución de Energía Eléctrica. En la figura 4 se aprecia un mapa conceptual de la Resolución No. 024 de 2005.[17].

4.1.1.3.1 Artículo 1º. Definiciones

P_{ST}(Percibility Short Time): indicador de perceptibilidad de un sistema, ante fluctuaciones de tensión durante un período de tiempo de 10 minutos, se obtiene de forma estadística a partir del tratamiento de la señal de tensión.[17].

T_{HDV} (Total Harmonic Distortion of Voltage): indicador de la distorsión armónica total de voltaje, relacionado con la onda estándar, expresada en porcentaje (%).[17].

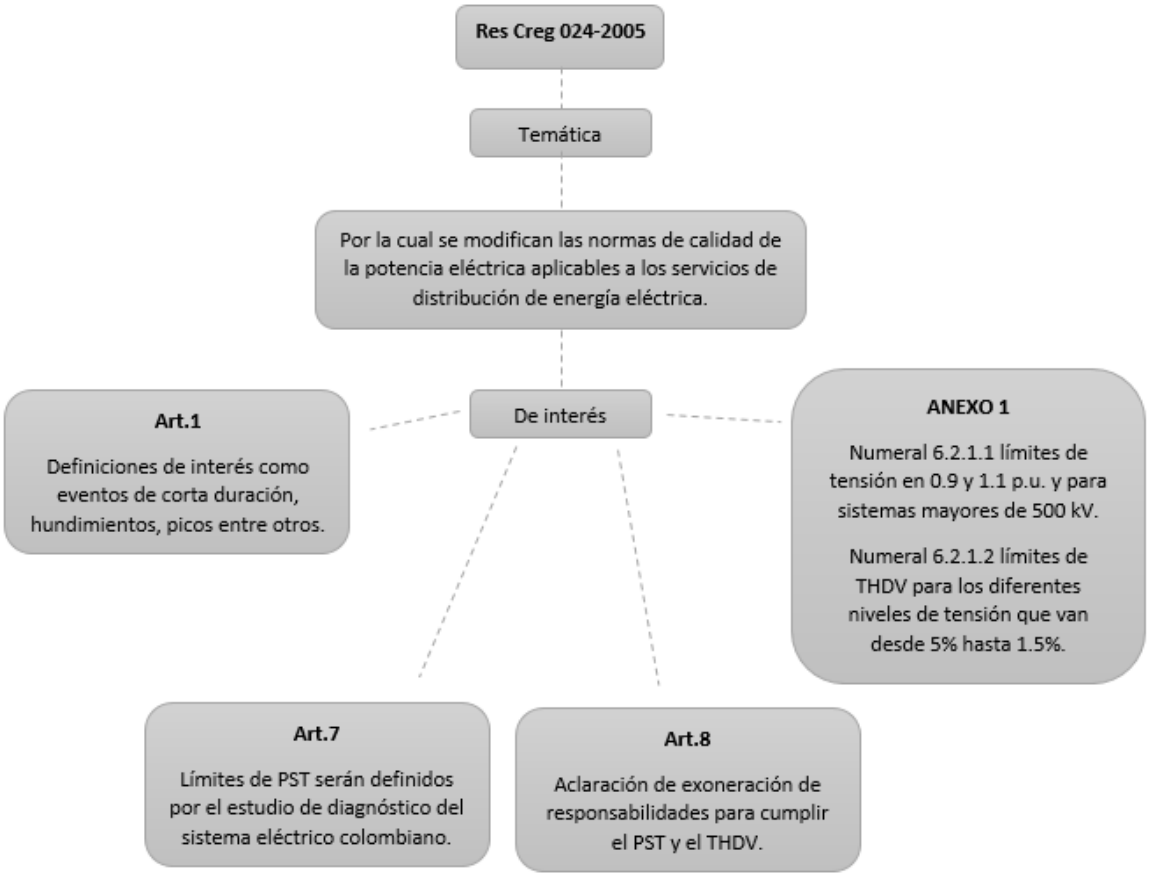


Figura 4. Mapa conceptual CREG 024-2005.

4.1.1.3.2 Artículo 8º. Aclaración

El cumplimiento de los indicadores P_{ST} y T_{HDV} no exime al OR (Operador de Red) de las responsabilidades resultantes del daño ocasionado a equipos de los usuarios generados por la anomalía.[17].

4.1.1.3.3 Anexo 1

Las tensiones en estado estacionario a frecuencia de potencia (60 Hz) no pueden ser menor a 0.9 p.u. de la tensión nominal ni mayores a 1.1 p.u. durante un período superior a un minuto. En sistemas con tensión nominal mayor o igual a 500 kV no pueden ser superiores a 1.05 p.u. de la tensión nominal durante un período superior a un minuto.[17].

4.1.1.4 Norma Técnica Colombiana NTC 5001

Norma Técnica Colombiana del año 2008 de calidad de la potencia eléctrica, establece límites y metodología de evaluación en un punto de conexión común. En la figura 5 se puede observar un mapa conceptual de la NTC 5001.[11].

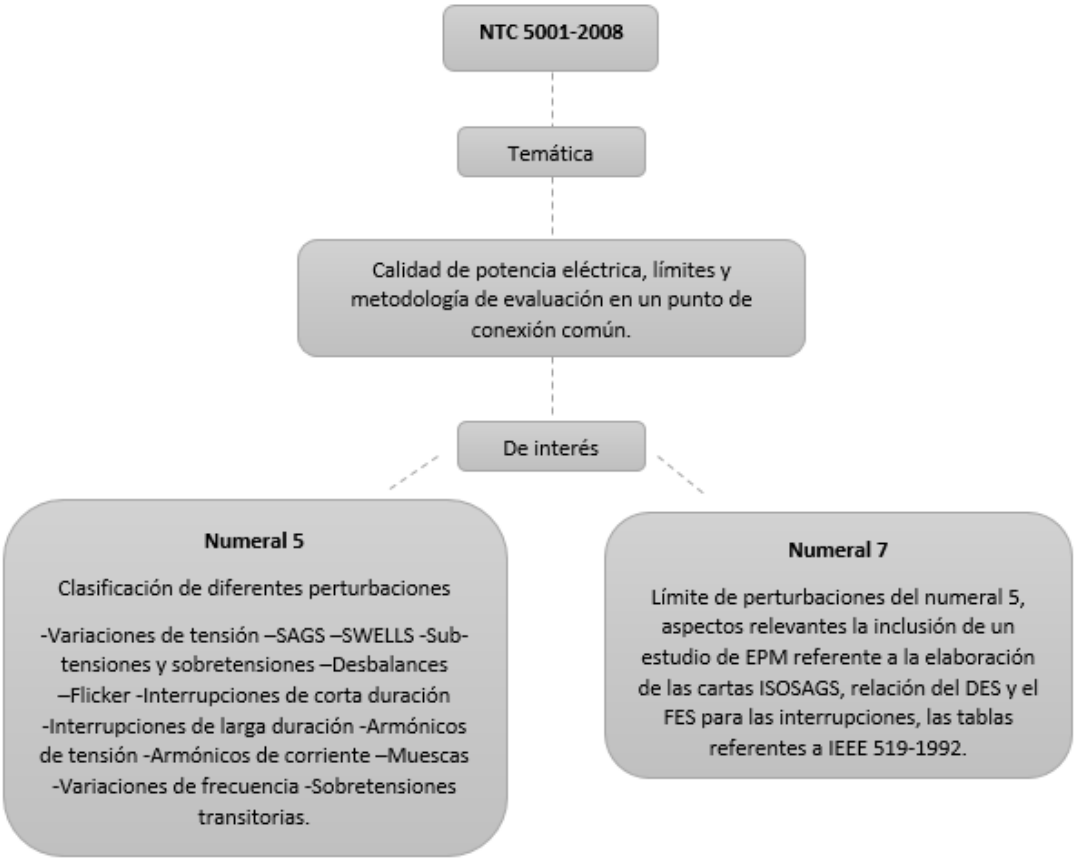


Figura 5. Mapa conceptual de la NTC 5001-2008.

Donde,

D_{ES}: Indicador de Duración Equivalente de las Interrupciones del Servicio.[18].

F_{ES}: Indicador de Frecuencia Equivalente de las Interrupciones del Servicio.[18].

4.1.1.5 Creg Resolución No. 065 del 2012

Resolución que pretende establecer las normas de calidad de la potencia eléctrica aplicable al Sistema Interconectado Nacional (SIN).[19].

Esta resolución tiene en cuenta indicadores de desviación de frecuencia, flicker, desviación de tensión, distorsión total de demanda (TDD), desbalances y distorsión armónica de tensión (THDV) y corriente (THDI), establece límites de indicadores y como se deben medir.[11].

4.1.1.5.1 Artículo 2. Indicadores de la calidad de la potencia y métodos de medida

Parámetros técnicos de referencia para estimar la calidad de la potencia en el Sistema Interconectado Nacional son: desviación de la frecuencia, desviación estacionaria de la tensión eficaz, severidad del parpadeo de corta duración - P_{st}, relación de tensión de secuencia negativa y positiva - V_2/V_1, distorsión armónica

total de tensión - T_{HDV}, distorsión armónica total de corriente - T_{HDI}, y la distorsión total de demanda - T_{DD}. Deben ser medidos según el ANEXO 1 de la Resolución No. 065 del 2012.[19].

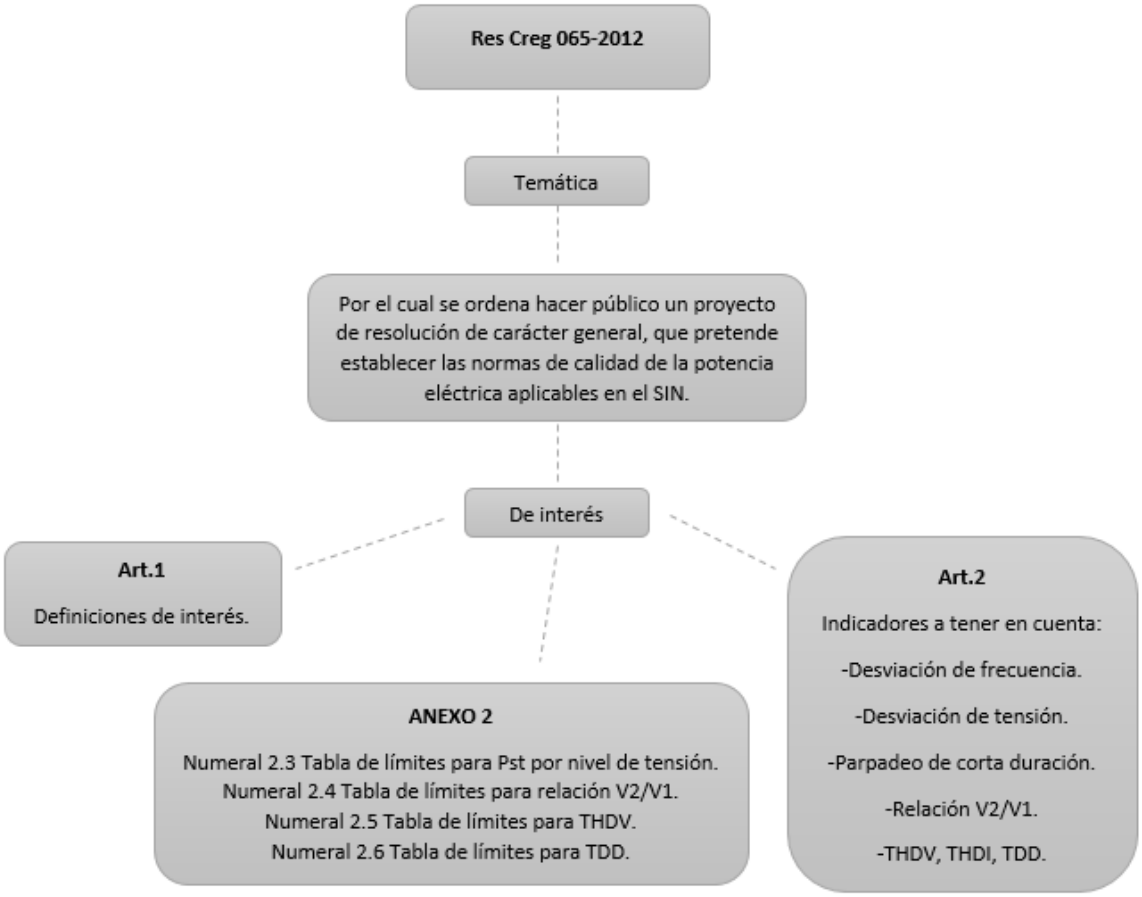


Figura 6. Mapa conceptual CREG 065-2012.

4.1.1.5.2 ANEXO 2. Límite de los indicadores de la calidad de la potencia

4.1.1.5.2.1 Severidad del parpadeo de corta duración, P_{st}.

El Percentil 95 de las mediciones de P_{st} en cualquier punto del SIN, durante una semana, no debe superar los valores establecidos en la siguiente tabla. En el cálculo del Percentil 95 se deben usar valores de P_{st} medidos en cada fase.[19].

NIVEL DE TENSIÓN	Pst_95
1	1.0
2	1.0
3	0.9
4	0.9
STN	0.8

Tabla 5. Límites para el P_{st}.

Donde,[19].

$Nivel\ de\ tensión_1$: Sistemas con tensión nominal menor a 1 kV.

$Nivel\ de\ tensión_2$: Sistemas con tensión nominal mayor o igual a 1 kV y menor de 30 kV.

$Nivel\ de\ tensión_3$: Sistemas con tensión nominal mayor o igual a 30 kV y menor de 57,5 kV.

$Nivel\ de\ tensión_4$: Sistemas con tensión nominal mayor o igual a 57,5 kV y menor a 220 kV.

$Sistema\ de\ Transmisión\ Nacional$(STN): Sistemas con tensión nominal mayor o igual a 220 kV.

4.1.1.5.2.2Relación de tensión de secuencia negativa y positiva - V_2/V_1.

El Percentil 95 de las mediciones de la relación de secuencia negativa y positiva en cualquier punto del SIN, durante una semana, no debe superar los valores de la siguiente tabla 6.[19].

NIVEL DE TENSIÓN	Relación V2/V1_95
1	2.0%
2	2.0%
3	2.0%
4	1.5%
STN	1.5%

Tabla 6. Límites para la relación V_2/V_1.

4.1.1.5.2.3Distorsión armónica total de tensión, T_{HDV}.

El Percentil 95 de las mediciones de la distorsión armónica total de tensión y de la distorsión armónica individual en cualquier punto del SIN, durante una semana, no debe superar los valores de la siguiente tabla.[19].

Nivel de tensión	THDV_95	Distorsión armónica individual
1	5.0%	3.0%
2	5.0%	3.0%
3	5.0%	3.0%
4	2.5%	1,50%
STN	1,50%	1.0%

Tabla 7. Límites para la Distorsión Armónica.

4.2 CATEGORIZACIÓN DE LOS FENÓMENOS ELECTROMAGNÉTICOS DE CALIDAD DE LA ENERGÍA ELÉCTRICA

El término calidad de la energía eléctrica hace referencia a una amplia variedad de fenómenos electromagnéticos que caracterizan al voltaje y la corriente en momento dado y en una localidad específica del sistema eléctrico de potencia.[12].

4.2.1 FENÓMENOS ELECTROMAGNÉTICOS

La Comisión Electrotécnica Internacional (IEC) clasifica los fenómenos electromagnéticos en varios grupos, como se observa en la tabla 8. Los términos de alta y baja frecuencia no se definen en términos de una gama de frecuencias específica, sino que tienen por objeto indicar la diferencia relativa en el contenido principal de frecuencias de los fenómenos enumerados en estas categorías.[20].

Los fenómenos observados en la tabla 8 pueden ser descritos, además listando las cualidades apropiadas. Para fenómenos en estado estacionario las siguientes cualidades pueden usarse: amplitud, frecuencia, espectro, modulación, impedancia fuente, profundidad de la muesca, área de la muesca.[12].

Para fenómenos que no están en la categoría de fenómenos en estado estacionario, otras cualidades pueden ser necesarias: razón de elevación, amplitud, duración, espectro, frecuencia, razón de ocurrencia, potencial de energía, impedancia de fuente.[12].

Fenómenos conducidos de baja frecuencia	Armónicos, Interarmónicos
	Sistema de sañalización
	Fluctuaciones de Voltaje
	Depresiones (dips) e interrupciones de Voltaje
	Desbalance de Voltaje
	Variaciones de frecuencia
	Voltajes inducidos de baja frecuencia
	Corriente directa en redes de alterna
Fenómenos radiados de baja frecuencia	Campos magnéticos
	Campos eléctricos
Fenómenos conducidos de alta frecuencia	Voltajes o corrientes inducidos de onda continua
	Transitorios unidireccionales
	Transitorios oscilatorios
Fenómenos radiados de alta frecuencia	Campos magnéticos
	Campos eléctricos
	Campos electromagnéticos
	Ondas continuas
	Transitorios
Fenómenos de descarga electrostática	_
Pulso electromagnético nuclear	_

Tabla 8. Fenómenos principales que originan disturbios electromagnéticos, clasificación IEC.

Esta categorización se efectúa en función de las componentes de la frecuencia que se encuentran en las señales de voltaje durante el fenómeno, la duración del fenómeno, y la magnitud típica del voltaje. Estos fenómenos son causados principalmente por:[12].

- Factores externos al sistema de potencia. Ejemplo, los rayos causan transitorios impulsivos de gran magnitud.

Categorías	Contenido espectral típico	Duración típica	Magnitud de Voltaje típica
1.0 Transitorios			
1.1 Impulsivos			
1.1.1 Nanosegundos	5 ns de elevación	<50 ns	
1.1.2 Microsegundos	1 µs de elevación	50 ns - 1 ms	
1.1.3 Milisegundos	0.1 ms de elevación	> 1 ms	
1.2 Oscilatorios			
1.2.1 Baja Frecuencia	< 5 kHz	0.3 - 50 ms	0 - 4 pu
1.2.2 Frecuencia Media	5 - 500 kHz	20 µs	0 - 8 pu
1.2.3 Alta Frecuencia	0.5 - 5 MHz	5 µs	0 - 4 pu
2.0 Variaciones de corta duración			
2.1 Instantáneas			
2.1.1 Interrupción		0.5 - 30 ciclos	< 0.1 pu
2.1.2 Sag		0.5 - 30 ciclos	0.1 - 0.9 pu
2.1.3 Swell		0.5 - 30 ciclos	1.1 - 1.8 pu
2.2 Momentáneas			
2.2.1 Interrupción		30 ciclos - 3 seg	< 0.1 pu
2.2.2 Sag		30 ciclos - 3 seg	0.1 - 0.9 pu
2.2.3 Swell		30 ciclos - 3 seg	1.1 - 1.4 pu
2.3 Temporal			
2.3.1 Interrupción		3 seg - 1 min	< 0.1 pu
2.3.2 Sag		3 seg - 1 min	0.1 - 0.9 pu
2.3.3 Swell		3 seg - 1 min	1.1 - 1.2 pu
3.0 Variaciones de larga duración			
3.1 Interrupción, sostenida		> 1 min	0.0 pu
3.2 Bajos Voltajes		> 1 min	0.8 - 0.9 pu
3.3 Sobrevoltajes		> 1 min	1.1 - 1.2 pu
4.0 Desbalance en el Voltaje		Estado estable	0.5 - 2 %
5.0 Distorsión de la forma de Onda			
5.1 Componente de directa (DC offset)		Estado estable	0 - 0.1 %
5.2 Armónicas	De la armónica 0 a la 100	Estado estable	0 - 20 %
5.3 Interarmónicas	0 - 6 kHz	Estado estable	0 - 2 %
5.4 Muescas en el Voltaje		Estado estable	
5.5 Ruido	Banda Ancha	Estado estable	0 - 1 %
6.0 Fluctuaciones de Voltaje	< 25 Hz	Intermitente	0.1 - 7 %
7.0 Variaciones de la frecuencia		< 10 s	

Tabla 9. Categorías y características de fenómenos electromagnéticos en sistemas de potencia (Estándar IEEE 1159- 1995).

- Maniobras en el sistema. Un ejemplo tradicional es el switcheo de capacitores que ocasionan transitorios oscilatorios.
- Fallas, por ejemplo, ocasionadas por descargas atmosféricas sobre líneas aéreas o fallas en aislamiento de conductores. Las depresiones

de voltaje (Sag) y las interrupciones son fenómenos relacionados con fallas.

- Cargas que utilizan electrónica de potencia e inducen armónicas a la red.

En la tabla 9 se muestra la categorización de los fenómenos electromagnéticos utilizados por la comunidad de calidad de la energía eléctrica.[20].

4.3 DESCRIPCIONES DETALLADAS DE LOS FENÓMENOS ELECTROMAGNÉTICOS

4.3.1 TRANSITORIOS

Su nombre evoca la noción de un acontecimiento indeseable pero momentáneo en naturaleza. La definición primaria usa la palabra rápido y habla de frecuencias de hasta 3 MHz. Otro término utilizado en los estándares IEEE que es sinónimo de transitorio es la palabra surge.[20].

Otra definición expresada en el libro Calidad de la Energía Eléctrica define transitorio, como un disturbio subcíclico en la forma de onda de CA caracterizado por una discontinuidad rápida de la forma de onda, que puede ser de polaridad opuesta o misma polaridad a la forma de onda. Los transitorios ocurren cuando hay un cambio repentino en el voltaje o corriente del sistema de potencia. Los transitorios se clasifican en dos categorías, oscilatorios e impulsivos.[12].

4.3.1.1 Transitorio Impulsivo

Es un cambio repentino a frecuencia diferente de potencia (60 Hz) en la condición de estado estacionario de un voltaje o una corriente, unidireccional en polaridad.[20].

Los transitorios impulsivos se caracterizan por sus tiempos de subida y bajada; estos fenómenos pueden ser descritos por su contenido espectral. Ejemplo, un transitorio impulsivo de 1.2/50 µs 2000 V sube a su pico de 2000 V en 1.2 µs, y luego disminuye a la mitad de su valor de pico en 50 µs. El origen más común de transitorio impulsivo es la descarga atmosférica.[20].

A continuación, se presenta algunas fuentes, efectos y posibles soluciones a transitorios impulsivos.[12].

Fuentes: Descargas atmosféricas, descargas electrostáticas, switcheo de cargas, conexión/desconexión (switcheo) de capacitores.

Método de caracterización: Magnitud pico, tiempo de elevación, duración.

Efectos: Destruyen los chips de computadoras y reguladores de televisores, pérdida de datos, posible daño a los equipos, el sistema se detiene.

Ejemplos de soluciones acondicionadores de potencia: Apartarrayos, supresores de sobrevoltajes transitorio (TVSS), filtros, transformadores de aislamiento, regulador de voltaje ferroresonante.

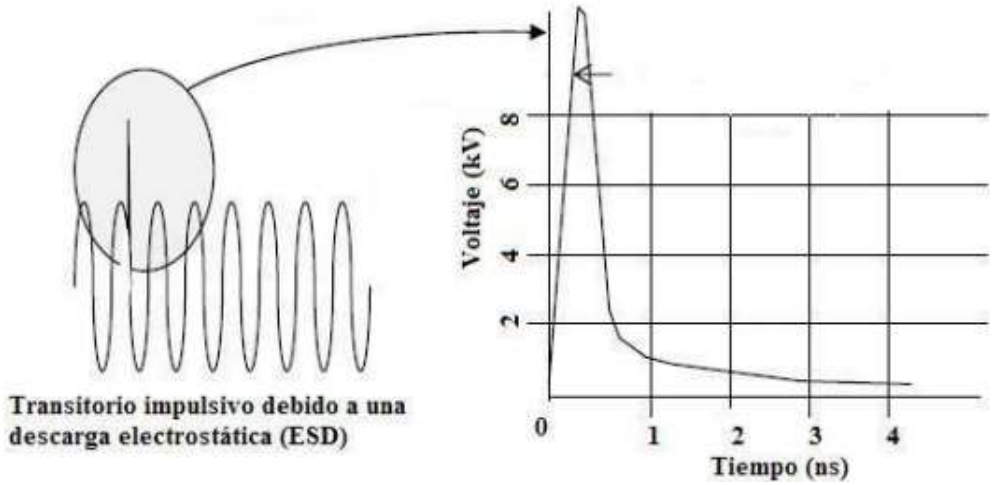


Figura 7. Transitorio impulsivo producido por una descarga electrostática.[12].

4.3.1.2 Transitorio Oscilatorio

Es un cambio repentino a frecuencia diferente de la de potencia en la condición de estado estacionario del voltaje, la corriente, que contiene valores de polaridad positiva y negativa a la forma de onda.[12].

Consiste en una tensión o corriente cuyo valor instantáneo cambia rápidamente de polaridad, se describe por su contenido espectral, duración y magnitud. Los transitorios oscilatorios con una componente de frecuencia primaria superior a 500 kHz y una duración medida en microsegundos se considera transitorio oscilatorio de alta frecuencia, estos transitorios son ocasionados por algún tipo de evento de conmutación. Los transitorios oscilatorios de alta frecuencia son muchas veces el resultado de la respuesta de un sistema local a un transitorio impulsivo.[20].

Los dispositivos electrónicos de potencia ocasionan transitorios de tensión oscilatoria como resultado de circuitos de conmutación y de circuitos amortiguadores RLC.[20].

Un transitorio con una componente de frecuencia primaria entre 5 kHz y 500 kHz con una duración en las decenas de microsegundos es llamado transitorio de frecuencia media.[12].

Un transitorio con una componente de frecuencia primaria menor a 5 kHz, y una duración de 0.3 ms a 50 ms se encuentra en la categoría de transitorio de baja frecuencia. La energización de banco de capacitores resulta en un transitorio oscilatorio de voltaje con una frecuencia primaria entre 300 y 900 Hz. En la figura 9 se observa un transitorio oscilatorio debido a la energización de banco de capacitores. [20].

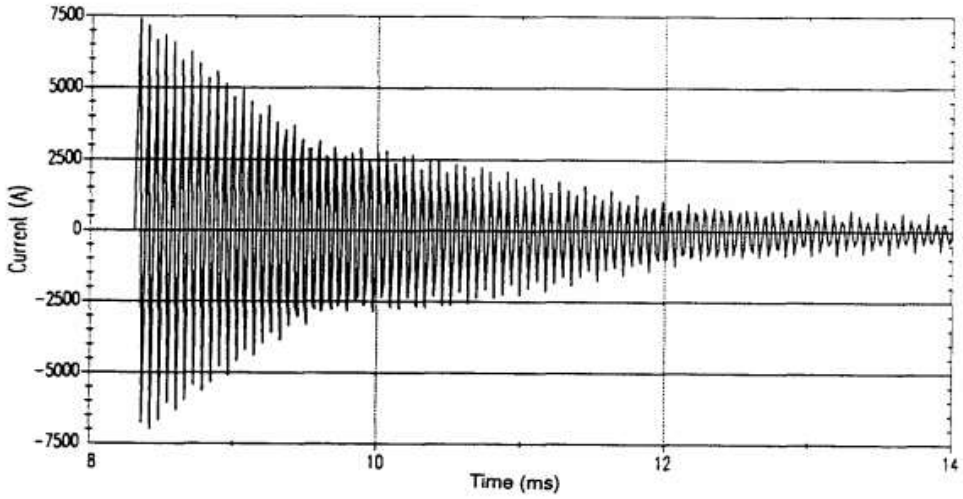


Figura 8. Transitorio oscilatorio de frecuencia media causado por switcheo de capacitores.[20].

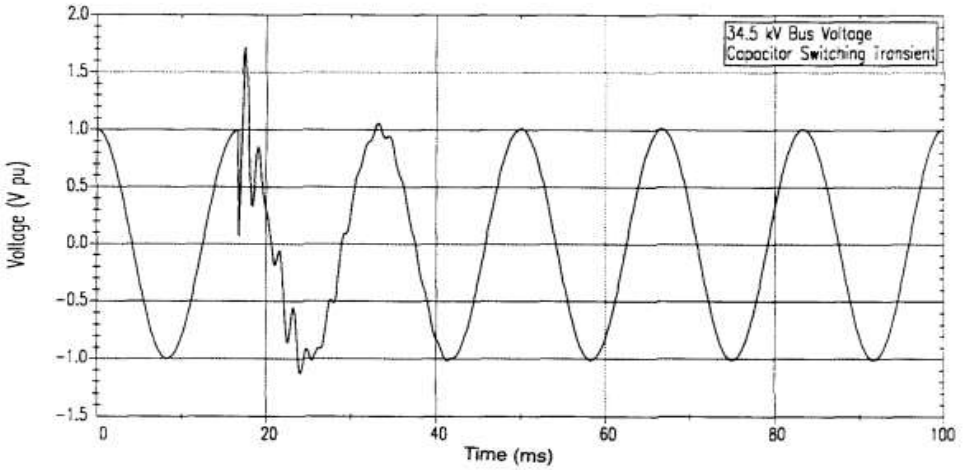


Figura 9. Transitorio oscilatorio de baja frecuencia debido a la energización de un banco de capacitores.[20].

Se pueden encontrar transitorios oscilatorios con frecuencias principales inferiores a 300 Hz en los sistemas de distribución, debidos a la ferroresonancia y la energización de transformadores como se observa en la figura 10.[20].

Posteriormente, se presentan fuentes, efectos y posibles soluciones para transitorios oscilatorios.[12].

Fuentes: Switcheo de líneas y/o cables, switcheo de capacitores, switcheo de cargas, fallas remotas en el sistema.

Método de caracterización: Formas de onda, magnitud pico, componentes de la frecuencia.

Efectos: Destruyen los chips de computadoras y reguladores de televisores, pérdida de datos, posible daño a los equipos.

Ejemplos de soluciones acondicionadores de potencia: Apartarrayos, supresores de sobrevoltaje transitorio, filtros, transformadores de aislamiento, UPS.

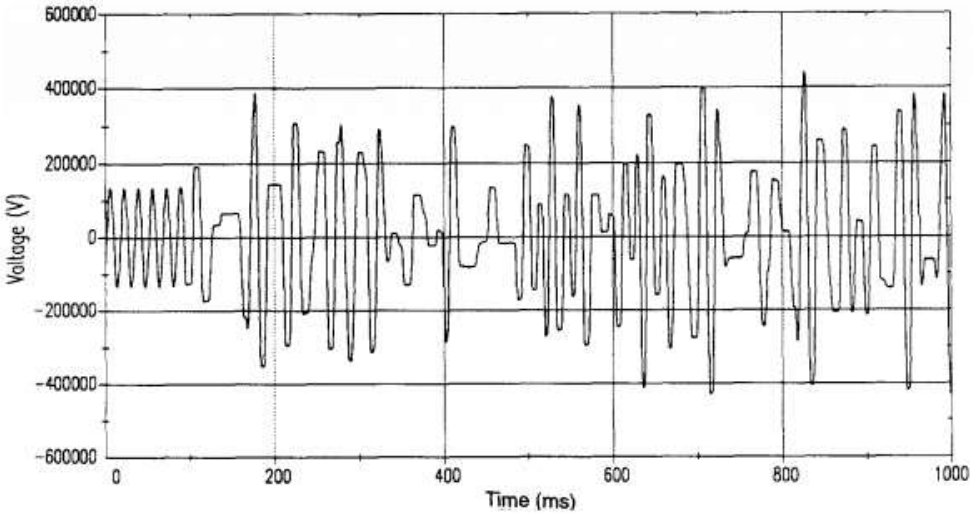


Figura 10. Transitorio oscilatorio de baja frecuencia originado por ferroresonancia de un transformador en vacío. [20].

4.3.2 VARIACIONES DE CORTA DURACIÓN Y LARGA DURACIÓN

4.3.2.1 Interrupción

Se crea una interrupción de corta duración cuando la tensión de alimentación o la corriente de carga se reducen a menos de 0.1 pu durante un período de tiempo menor a 1 minuto. Las interrupciones pueden ser ocasionada por fallas en el sistema eléctrico, fallas en el equipo o fallas en el control. Las interrupciones se miden por su duración y pueden ser instantáneas, momentáneas, temporales o sostenidas.[20].

La disminución a cero de la tensión de alimentación durante un período de tiempo superior a un minuto es considerada interrupción sostenida. Las interrupciones mayores a un minuto son de naturaleza permanente y requieren intervención manual para su reparación.[20].

La duración de una interrupción debida a una falla en el sistema eléctrico está determinada por los dispositivos de protección y el evento particular que ocasiona la falla. En la figura 11 se aprecia una interrupción momentánea durante la cual la tensión cae durante aproximadamente 2.3 segundos. En el diagrama de forma de onda de este acontecimiento la tensión instantánea puede no caer a cero inmediatamente después de la interrupción de la tensión de la fuente, esta tensión residual es debida al efecto de retroceso de los motores de inducción en el circuito interrumpido.[20].

A continuación, se presenta fuentes, efectos y posibles soluciones a interrupciones en los sistemas eléctricos.[12].

Fuentes: Protecciones del sistema (Interruptores, fusibles), mantenimiento.

Método de caracterización: Duración.

Efectos: Pérdida de producción, salida de operación del equipo.

Ejemplos de soluciones acondicionadores de potencia: Tecnologías de almacenamiento de energía, fuentes de potencia ininterrumpible (UPS), generación de respaldo.

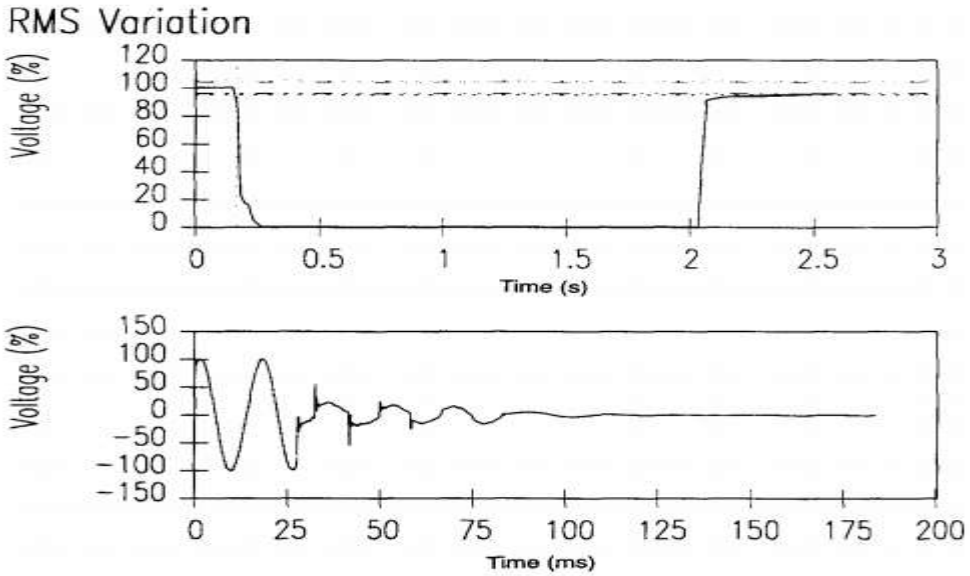


Figura 11. Interrupción momentánea debida a una falla y subsecuente operación del reconectador.[20].

4.3.2.2 Sags (dips)

Reducción instantánea del valor RMS del voltaje o de la corriente de CA entre 0.1 pu y 0.9 pu a frecuencia de potencia con duración entre medio ciclo y un minuto.[12].

La magnitud del decaimiento es expresada como porcentaje del voltaje nominal. Ejemplo, la expresión ‘una depresión al 20%’ significa que el voltaje de línea se reduce 20% del valor normal, no que se reduce en un 20%.[20].

Las caídas de tensión suelen estar relacionadas a fallos del sistema, también pueden ser ocasionadas por conmutación de cargas pesadas o arranque de grandes motores. La figura 12 se aprecia una caída de voltaje típica que se asocia con una falla de línea a tierra.[20].

Las caídas de voltaje también pueden ser ocasionadas por grandes cambios en la carga o por el arranque de un motor. A modo de ejemplo, un motor de inducción necesita seis a diez veces la corriente a plena carga durante el arranque, esta corriente causa una caída de voltaje. La figura 13 ilustra el efecto de un arranque de motor grande.[20].

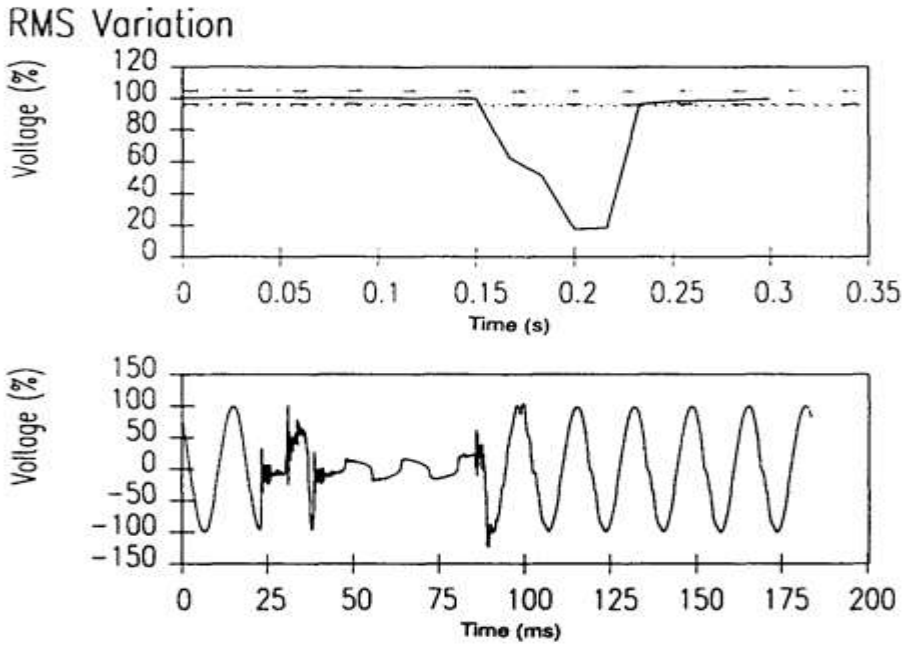


Figura 12. Sag instantáneo causado por una falla línea a tierra.[20].

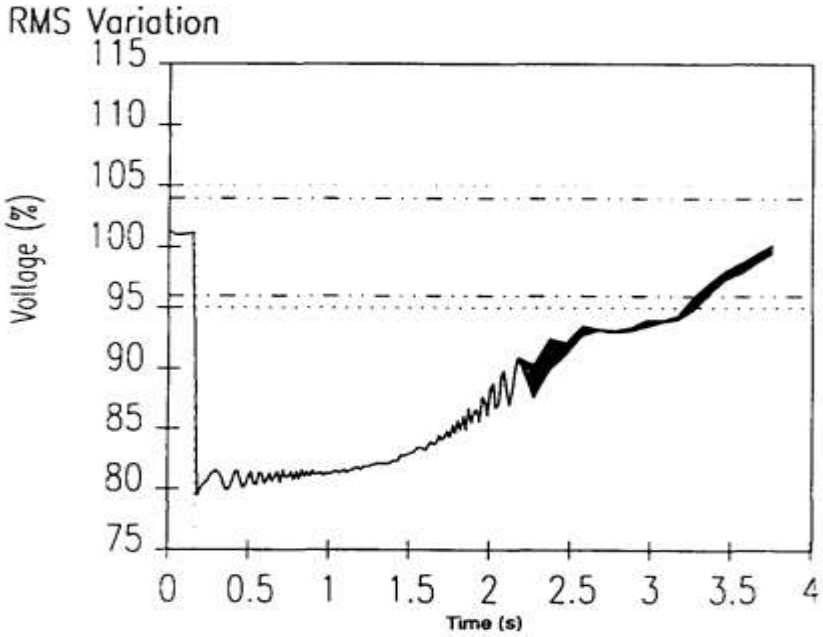


Figura 13. Sag de tensión temporal causado por arranque de motor.

Seguidamente se presenta fuentes, efectos y posibles soluciones a sags del voltaje.[12].

Fuentes: Fallas remotas en el sistema, sistemas de protección (interruptores, fusibles), mantenimiento, arranque de motores grandes.

Método de caracterización: Valor eficaz contra tiempo, magnitud, duración.

Efectos: Sobrecalentamiento de motores, fallos en computadoras, el sistema se bloquea, errores y pérdida de datos, el sistema deja de operar, salida de ASD (Impulsores de velocidad ajustable).

Ejemplo de soluciones acondicionadores de potencia: Transformadores ferroresonantes, tecnología de almacenamiento de energía, fuentes de potencia ininterrumpible (UPS).

4.3.2.3 Swells

Aumento instantáneo del valor RMS del voltaje o la corriente de CA entre 1.1 y 1.8 pu a frecuencia de potencia con una duración entre medio ciclo y un minuto.[12].

Los swells se asocian con condiciones de falla en el sistema, pero son mucho menos comunes que los sags de tensión. Puede producirse un swell debido a un fallo de línea a tierra en el sistema, provocando un aumento temporal de la tensión en el sistema, también puede ser producido por la desconexión de una carga grande o por la conexión de una batería de condensadores grande. En la figura 14 se aprecia un aumento de voltaje causado por una falla línea a tierra.[20].

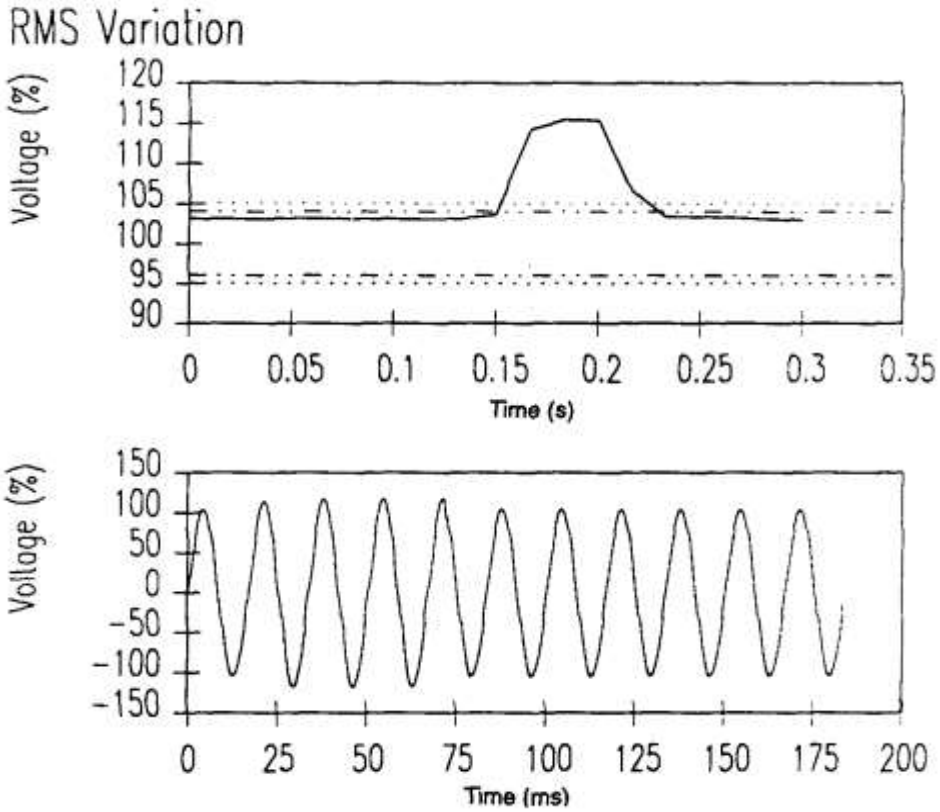


Figura 14 Swell instantáneo de tensión causado por un fallo línea a tierra.[20].

Posteriormente se presenta fuentes, efectos y posibles soluciones a swells del voltajes.[12].

Fuentes: Fallas remotas en el sistema, sistemas de protección (interruptores, fusibles), mantenimiento.

Método de caracterización: Valor eficaz contra tiempo, magnitud, duración.

Efectos: Sobrecalentamiento de motores, fallos en computadoras, salida de ASD (Impulsores de velocidad ajustable).

Ejemplos de soluciones acondicionadores de potencia: Transformadores ferroresonantes, tecnología de almacenamiento de energía, fuentes de potencia ininterrumpible (UPS).

4.3.2.4 Sobrevoltaje

Aumento en el valor RMS del voltaje de CA mayor al 110% a frecuencia de potencia con duración mayor a un minuto. Son comunes que se produzcan por variaciones en la carga y por operaciones de conmutación en el sistema.[12].

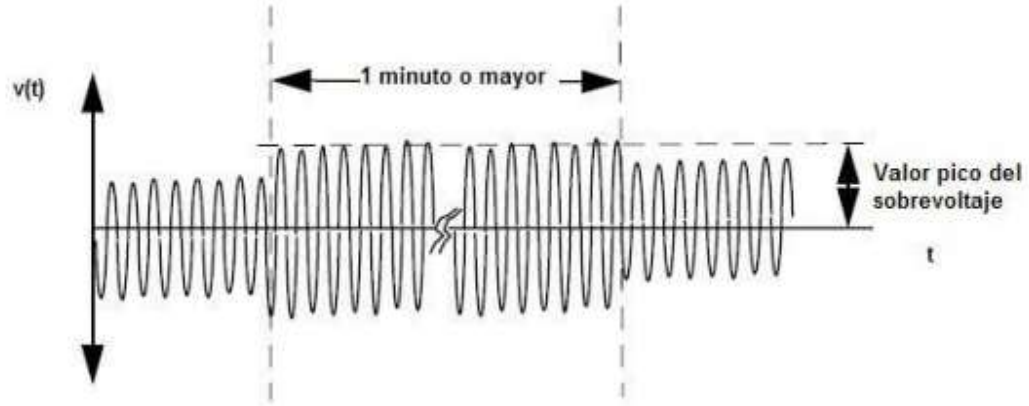


Figura 15. Forma de onda convencional de un sobrevoltaje.[12].

A continuación, se presentan fuentes, efectos y posibles soluciones a sobrevoltajes.[12].

Fuentes: Arranque de motores, variaciones de carga, tiro de carga.

Método de caracterización: Valor eficaz contra tiempo, estadísticas.

Efectos: Se acorta la vida de los motores y de los filamentos de las lámparas.

Ejemplo de soluciones acondicionadoras de potencia: Reguladores de voltaje, transformadores ferroresonantes.

4.3.2.5 Bajo voltaje

Reducción del valor RMS del voltaje a menos del 90% del valor nominal de CA a frecuencia de potencia con duración de más de un minuto.[12].

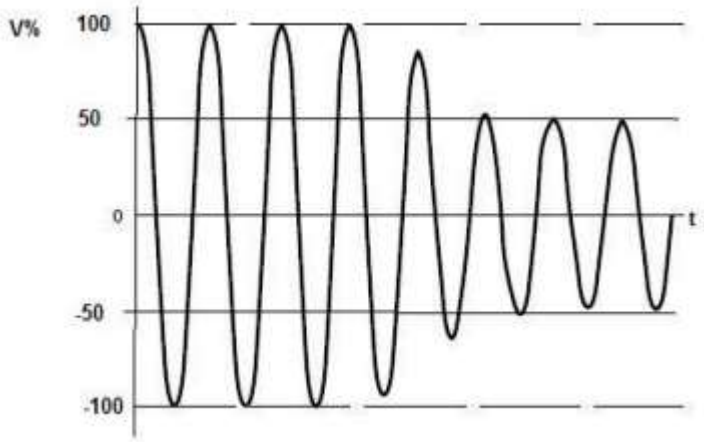


Figura 16. Gráfica de bajo voltaje.[12].

Los usuarios finales saben que el voltaje está bajo cuando la intensidad de una fuente luminosa disminuye y los motores giran más lento. Los bajos voltajes son causados por maniobras (switcheo) opuestos a los eventos que causan sobrevoltajes. Una entrada de carga grande o una desconexión de un banco de capacitores grande puede ocasionar un bajo voltaje. Sobrecargas en el sistema de distribución de un usuario también puede causar este fenómeno electromagnético. Los bajos voltajes pueden resultar en el equipo de cómputo sensitivo lea datos incorrectamente y que los motores tienda a pararse funcionando de manera inadecuada. [12].

A continuación, se presentan fuentes, efectos y posibles soluciones a bajos voltajes.[12].

Fuentes: Arranque de motores, variaciones de carga, tiro de carga.

Método de caracterización: Valor eficaz contra tiempo, estadísticas.

Efectos: Se acorta la vida de los motores y de los filamentos de las lámparas.

Ejemplo de soluciones acondicionadoras de potencia: Reguladores de voltaje, transformadores ferroresonantes.

4.3.3 DESBALANCE DE VOLTAJE

Un sistema trifásico de energía eléctrica está equilibrado, balanceado, si los voltajes y las corrientes trifásicas tienen la misma amplitud y un desplazamiento de fase de 120° entre sí. Si no se cumple las características anteriores se dice que el sistema esta desbalanceado, desequilibrado o es asimétrico.[12].

El desbalance de voltaje se define según la Asociación Eléctrica Nacional de Fabricantes (NEMA); como la máxima desviación del promedio de los voltajes o corrientes trifásicas, dividida entre el promedio de los voltajes o corrientes trifásicas expresada en porcentaje.[21].

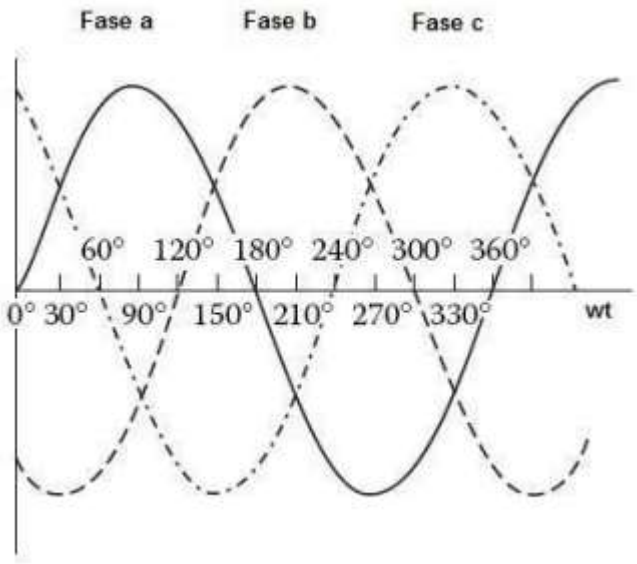


Figura 17. Voltajes trifásicos balanceados de secuencia positiva.[12].

El desbalance de voltaje es más inflexible usando componentes simétricas. Por ejemplo, el desbalance de secuencia negativa, el cual es la razón de la componente de secuencia negativa y la componente de secuencia positiva expresada en porcentaje. El desbalance de secuencia cero es la razón de la componente de secuencia cero y la componente de secuencia positiva expresada en porcentaje.[12].

La mayoría de los equipos como motores pueden soportar un desbalance de 2%, en caso de sobrepasar este valor los motores y transformadores se van a sobrecalentar. Entre las fuentes principales de desbalances menores al 2% se incluyen banco de capacitores operando de manera incorrecta, conectar más carga monofásica en una fase que en otra, entre otros.[12].

4.3.4 DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA

La distorsión de la forma de onda se determina como una distorsión en estado estacionario de una sinusoide ideal a frecuencia de potencia evidenciada principalmente por el contenido espectral de la desviación.[12].

Existen cinco tipos principales de distorsión de la forma de onda:

- Offset de CD.
- Armónicas.
- Interarmónicas.
- Muescas.
- Ruido.

4.3.4.1 Componente de directa

La presencia de un voltaje de CD o una corriente de CD en sistemas de CA se conoce como offset de CD. La presencia de este fenómeno es causada por

disturbios geomagnéticos o por asimetría de convertidores electrónicos de potencia. El offset de CD puede polarizar núcleos de transformadores provocando saturación en operación normal, derivando en un mayor calentamiento en el transformador y reduciendo la vida útil del mismo.[12].

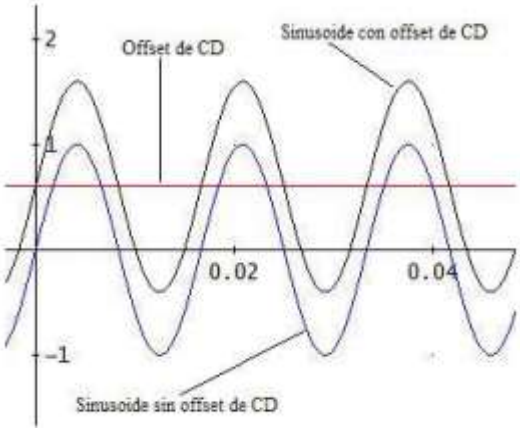


Figura 18. Onda sinusoidal con offset de CD.[12].

4.3.4.2 Armónica

Componente sinusoidal de una onda periódica con relación a una frecuencia que es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental. Ejemplo, para un sistema eléctrico de 60 Hz, la tercera armónica corresponde a una frecuencia de 180 Hz, la frecuencia de sexta armónica 360 Hz, entre otras.[12].

Entre las fuentes principales de distorsión armónica encontramos cargas no lineales, resonancia en el sistema; provocando sobrecalentamiento en motores y transformadores, disparo de relevadores de protección, mala operación de medidores. Los filtros activos y pasivos, transformadores K-nominados pueden ser acondicionadores de potencia dando una solución efectiva al contenido armónicos en los sistemas de potencia.[12].

Los niveles de distorsión armónica se pueden caracterizar por el espectro armónico completo con magnitudes y ángulos de fase de cada componente armónico individual. Es común usar una sola cantidad, la distorsión armónica total como medida de la magnitud de distorsión armónica.[20].

4.3.4.3 Interarmónicos

Los voltajes o corrientes que cuentan con componentes de frecuencia que no son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental se les conoce como interarmónicos. Pueden aparecer como frecuencias discretas o como un espectro de banda de ancha. Los interarmónicos pueden aparecer en redes de cualquier nivel de voltaje, siendo su principal fuente los convertidores de frecuencia estáticos, los cicloconvertidores, los hornos de inducción y dispositivos de arco. Este fenómeno puede ser apreciado en lámparas incandescentes y/o fluorescentes.[12].

4.3.4.4 Muescas (notching)

Es un disturbio periódico de la forma de onda de voltaje, este es de polaridad opuesta a la forma de onda ocasionado por operación con dispositivos de electrónica de potencia cuando la corriente es conmutada de una fase a otra.[20].

Las muescas de voltaje pueden ocasionar errores de frecuencia o de tiempo en dispositivos de electrónica de potencia que cuentan cruces por cero para derivar la frecuencia o tiempo al fabricar cruces adicionales por cero. Un ejemplo de aparición de muescas en el voltaje se obtiene en un convertidor trifásico que produce corriente CD continua. Las muescas se describen a detalle en la norma IEEE 519-1992.[12].

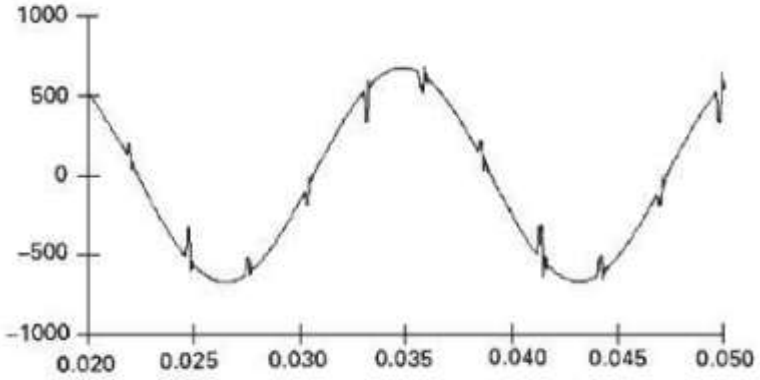


Figura 19. Ejemplo de aparición de muescas de voltaje (notching) originadas por un convertidor trifásico.[12].

Las muescas aparecen cuando la corriente conmuta de una fase a otra, durante este instante existe un cortocircuito momentáneo entre dos fases, llevando el voltaje tan cerca de cero como lo permita el sistema.[12].

4.3.4.5 Ruido

Señales eléctricas no deseadas que ocasionan efectos indeseados en los circuitos de los sistemas de control en que ocurren, con un contenido espectral de banda ancha de hasta 200 kHz, superpuestas al voltaje del sistema de potencia en los conductores de fase o en los conductores neutros o en las líneas de señal.[20].

El ruido puede ser ocasionado por dispositivos de electrónica de potencia, equipos de arco, cargas con rectificadores de estado sólido, circuitos de control, arranque de motores grandes y fuentes de potencia conmutadas. El ruido es exacerbado por un sistema de puesta a tierra inadecuado. El ruido afecta a dispositivos electrónicos como controladores programables o microcomputadoras, provocando errores de datos, ruido en monitores, errores de control de proceso. El ruido puede ser corregido utilizando filtros, transformadores de aislamiento, puesta a tierra adecuados, entre otros.[12].

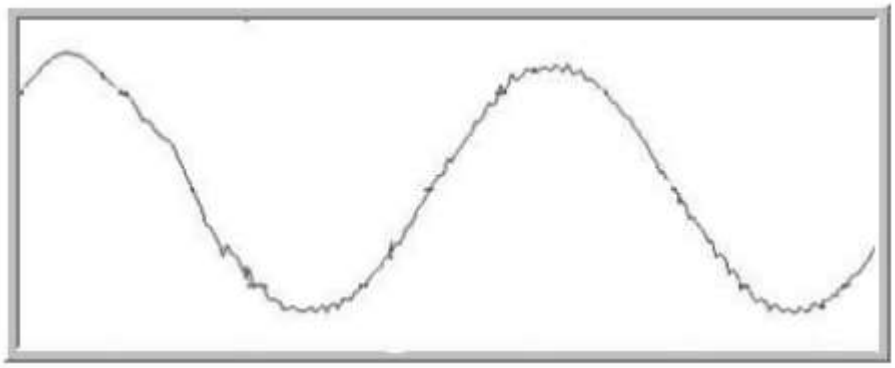


Figura 20. Ruido superpuesto de una onda de voltaje a 60 Hz.[12].

4.3.5 FLUCTUACIONES DE VOLTAJE FLICKER

Es el efecto más notorio de variaciones de voltaje, ocurre cuando el voltaje aplicado a lámparas varía a baja frecuencia, haciendo que la intensidad lumínica de las lámparas varíe y por lo tanto estas "parpadeen". El parpadeo se debe a la energización de cargas de gran tamaño que necesitan una corriente elevada al momento del arranque, un ejemplo de carga que provoca parpadeo están los elevadores, hornos de arco y soldadoras de arco.[12].

Según la IEEE las fluctuaciones de voltaje son una serie de cambios en el voltaje o variación cíclica de la envolvente de voltaje. Es un fenómeno en el cual la magnitud de voltaje cambia de manera perceptible al ojo humano. El flicker son cambios rápidos en el voltaje dentro de los límites permitidos de magnitud de voltaje.[12].

El parpadeo se da en sistemas débiles para la cantidad de potencia para la carga, obteniendo una razón de cortocircuito baja. Esto con variaciones de corriente a través de un período de tiempo corto resulta en parpadeo.[12].

Los hornos de arco son conocidos por causar parpadeo, ya que, los electrodos energizados del horno producen fluctuaciones en el voltaje cuando funden la carga metálica. En el instante de la fundición los electrodos ocasionan arcos eléctricos que varían en longitud y se mueven alrededor del arco, la variación en las características de los arcos eléctricos ocasiona que el voltaje de línea fluctúe. Las fluctuaciones de voltaje que producen los hornos de arco afectan el alumbrado no solo dentro de la planta si no fuera de ella.[12].

El parpadeo de voltaje es el cambio en el voltaje mediante el valor nominal expresado en porcentaje. fv es el factor flicker.[12].

$$fv = \frac{\Delta V}{V_n} * 100 = \frac{V_{máx} - V_{mín}}{V_n} * 100$$

Expresado anteriormente, las fluctuaciones de voltaje ocasionan que las lámparas parpadeen rápidamente, este cambio ocurre a frecuencias de 6 a 8 Hz, siendo perceptibles al ojo humano causando dolor de cabeza, irritabilidad y estrés en las personas. Para minimizar los impactos ocasionados por las fluctuaciones de voltaje se encuentran los capacitores estáticos, dispositivos de conmutación

basados en electrónica de potencia e incrementar la capacidad del sistema, compensadores estáticos de VAR, entre otros.[12].

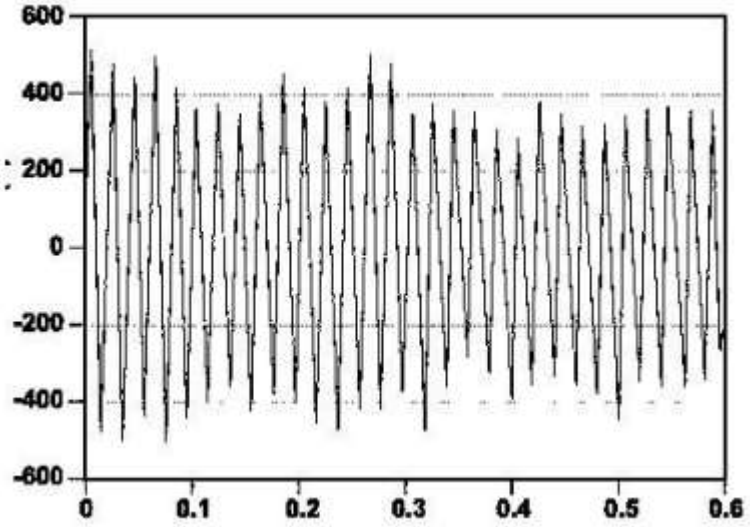


Figura 21. Corriente de un horno de arco.[12].

4.3.6 VARIACIONES DE LA FRECUENCIA

Son las desviaciones de la frecuencia fundamental del sistema eléctrico de su valor nominal (60 Hz o 50 Hz). La frecuencia del sistema está relacionada con la velocidad angular de los generadores que alimenta al sistema. Se encuentran variaciones pequeñas en la frecuencia a medida que el balance dinámico entre carga y generación cambia. Las variaciones de frecuencia que están por fuera de los límites aceptados son causadas normalmente por fallas en la red de transmisión, que provocan la salida de grandes bloques de carga o en caso menos ocurridos la salida de unidades generadoras.[20].

Las frecuencias altas tienen un impacto negativo sobre la vida esperada de las turbinas de centrales térmicas, mientras que las frecuencias bajas ocasionan daños en los equipos de consumo como motores, bombas, aparatos electrónicos, entre otros.[12].

4.4 TRANSFORMADOR FERRORESONANTE

4.4.1 FERRORESONANCIA

De acuerdo con el diccionario de ingeniería eléctrica es un fenómeno resonante que implica una inductancia variable con la saturación. Ocurre por la interacción de la capacitancia del sistema con la inductancia, ejemplo, un transformador en circuito abierto. Otro concepto de ferroresonancia es un tipo de resonancia irregular, que involucra características no lineales de inductores de núcleo de hierro. Es un fenómeno indeseable en sistemas de suministro de energía, pero, que puede ser apreciada en tecnologías como transformadores de voltaje constante (CVT) para el mejoramiento de calidad de la energía.[12].

También es un caso especial de resonancia en serie, que acontece en circuito como se aprecia en la figura 22, en donde la resistencia es despreciable y las magnitudes de la reactancia capacitiva e inductiva se acercan en su valor, al tener signos opuestos, la impedancia total vista por la fuente se reduce, ocasionando corrientes elevadas que pueden provocar desconexión del circuito o voltajes elevados tanto X_c como en X_l. La característica del inductor establece la diferencia entre resonancia simple y ferroresonancia.[22].

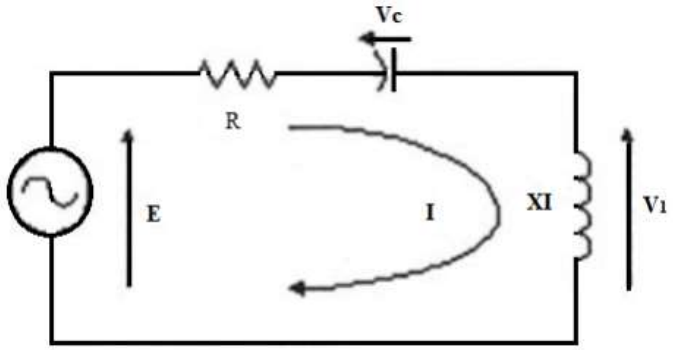


Figura 22. Circuito resonante en serie.[22].

La ferroresonancia se obtiene en condiciones de línea abierta, esta terminología son situaciones del sistema de distribución, donde la línea de alimentación no tiene continuidad del servicio, provocada por una desconexión. Una de las causas de condiciones de línea abierta que resultan en ferroresonancia es maniobra normal con aparatos mono-polares, ejemplo, interruptores utilizados para energizar o des-energizar banco de transformadores.[22].

Una ferroresonancia no deseada mencionada anteriormente, puede resultar en un voltaje mayor que el normal en los devanados de un transformador. Estos sobrevoltajes resultan en operación de apartarrayos, daño al transformador, y en peligro de choque eléctrico. Las siguientes circunstancias se combinan para producir ferroresonancia:[12].

- Transformador sin carga.
- Circuito abierto en una de las terminales primarias del transformador y al mismo tiempo una terminal energizada.
- Localización del punto de desconexión si no está cerca del transformador.
- Un voltaje entre el conductor de la terminal desconectada y la tierra, entre otros.

La ferroresonancia puede ocurrir en sistemas no aterrizados de distribución, también en líneas aéreas cuando el punto abierto está alejado del transformador. Los escenarios convencionales para ferroresonancia se tienen switcheo monofásico remoto de un transformador en vacío, operación remota de un fusible primario en una fase, entre otros.[12].

Los indicadores de ferroresonacia son:[12].

- Ruido audible.
- Sobrecalentamiento.
- Sobrevoltajes altos y falla de los apartarrayos.
- Flicker.

Entre las consecuencias de ferroresonancia en transformadores se encuentra distorsión de la forma de onda de voltaje y corriente, sobrecalentamiento de núcleo de transformadores. Cuando el transformador se encuentra bajo el fenómeno de ferroresonancia, este trabaja en la zona de saturación y una de sus consecuencias es la distorsión de la forma de onda de corriente como se observa en la figura 23.[22]

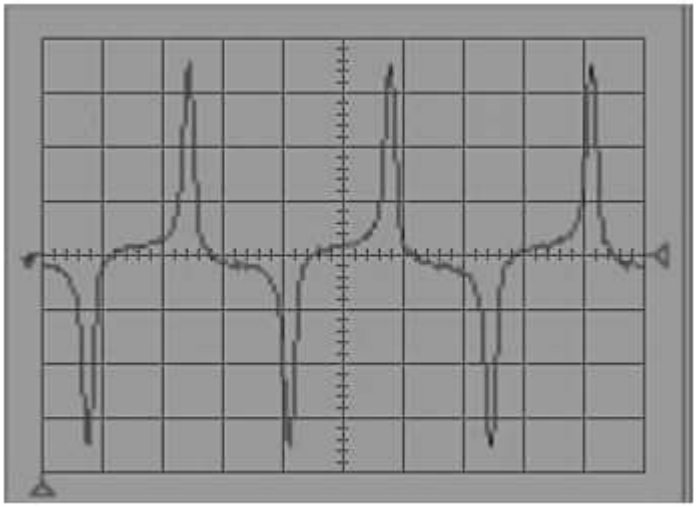


Figura 23. Forma de onda de corriente, en el momento de ferroresonancia.[22].

La ferroresonacia puede ser reducida o eliminada evitando la condición de fase abierta, limitando los sobrevoltajes, usando interruptores, restauradores o seccionalizadores de operación en grupo en el primario de transformadores, los dispositivos de interrupción de corriente estén cerca del transformador, entre otros.[12].

4.4.2 TRANSFORMADOR FERRORESONANTE

Los transformadores ferroresonantes se usan como reguladores en fuentes de suministro electrónicas para conseguir una regulación de tensión CA y limitación de corriente, suprimiendo y derivando las corrientes de sobretensión y, de entrada. Un modelo de transformador ferroresonante se observa en la figura 24.[3].

En la figura 24, se puede contemplar el núcleo del transformador ferro-resonante, el cual cuenta con un devanado primario, dos devanados secundarios, uno para la carga y otro para el condensador de resonancia C_e y una derivación magnética en color azul-amarillo, la cual separa los devanados primario y secundario. El elemento de ruido de alta frecuencia por encima de 60 Hz puede ser limitado con el condensador de resonancia.[3].

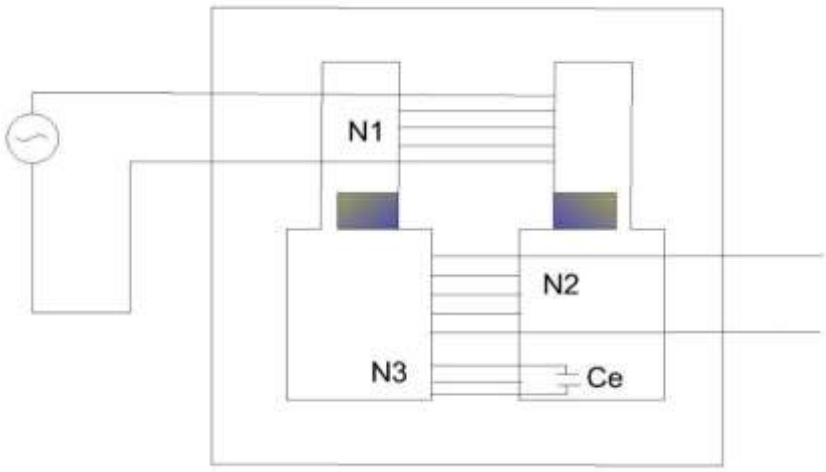


Figura 24. Modelo de transformador ferroresonante.

El circuito equivalente del transformador ferroresonante se observa en la figura 25.

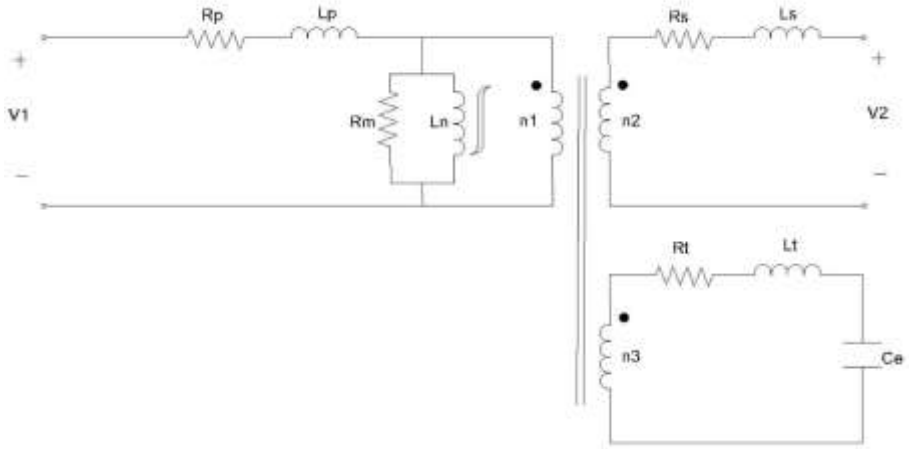


Figura 25. Circuito equivalente de transformador ferroresonante.[3].

Las aplicaciones de los transformadores ferroresonantes se tienen especialmente donde la fiabilidad y la capacidad de regulación contra los cambios de tensión en la línea son primordiales. Este transformador es un mal regulador para los cambios de frecuencia, esto puede ser utilizado para obtener un control de voltaje de salida en caso de conversión CC a CC.[23]. Seguidamente se mencionan algunas aplicaciones.

- Acondicionadores de línea para protección de equipos sensible a transitorios, ruidos y sobretensiones de línea, fuentes de alimentación, cargadores de baterías, inversores, pre-reguladores para fuentes de alimentación de iluminación.[24].

4.4.2.1 Principio de funcionamiento

El principio de funcionamiento de un transformador ferroresonante es el aprovechamiento de la saturación magnética. Para una buena propiedad reguladora, se cambia el flujo secundario en un estado saturado a otro en cada medio ciclo. Así para una frecuencia dada el voltaje de salida permanecerá igual sin importar los cambios en el voltaje de entrada, siempre que el núcleo secundario se sature cada medio ciclo. Para limitar la corriente de entrada, el núcleo secundario debe operar saturado y el primario insaturado. Estos dos requisitos se logran mediante la implementación de un shunt magnético y la puesta en marcha de un condensador en el núcleo secundario.[23].

Con el shunt magnético o derivación magnética y un espacio de aire apropiado, proporcionan una trayectoria para que una porción del flujo primario se devuelva sin acoplar el flujo secundario, de igual manera para el flujo secundario sin acoplar el primario. Con el condensador en el núcleo secundario, el flujo secundario está en fase con el flujo magnetizante y se añade en el núcleo secundario, saturando el núcleo secundario y el primario permaneciendo insaturado.[23].

Los transformadores ferroresonantes su núcleo secundario trabaja por encima del punto del “codo” o “rodilla” de la curva de magnetización en estado saturado.

4.4.2.2 Ventajas

- Excelente regulación de voltaje cuando la corriente RMS de carga es constante o cambia lentamente.[25].
- A prueba de cortocircuitos.[25].
- Una pérdida de tensión durante 2-4 ms no ocasionara ningún cambio en la tensión de salida, esto se debe, que durante el período de interrupción el circuito resonante continúa suministrando corriente de carga necesaria.[25].
- Provee cierta atenuación de ruido en modo común.[25].
- Las cargas conectadas al transformador ferroresonante reciben protección contra tensión transitoria.[25].

4.4.2.3 Desventajas

- El núcleo del transformador funciona en saturación, este funciona a una temperatura elevada debido a la potencia disipada en el núcleo.[25].
- Produce un zumbido audible.[25].
- El transformador ferroresonante tiene un espacio de aire en el núcleo que irradia un campo magnético variable en el tiempo relativamente grande. Los elementos sensibles a campos magnéticos deben mantenerse alejados del transformador.[25].
- Ocupa un mayor espacio comparados con transformadores normales de tamaño similar.[25].

5 CAPÍTULO 2 MODELADO DE TRANSFORMADOR FERRORESONANTE A 60 HZ

Los transformadores ferro-resonantes o Transformadores de Voltaje Constante (CVT), son usados para alcanzar regulación con operación no lineal, mitigar un SAG de voltaje o caída de tensión entre 0.1 a 0.9 p.u, atenuación de tensión transitoria, reducción de armónicos y limitan la corriente. En la figura 26 se observa el modelo de un transformador ferro-resonante.

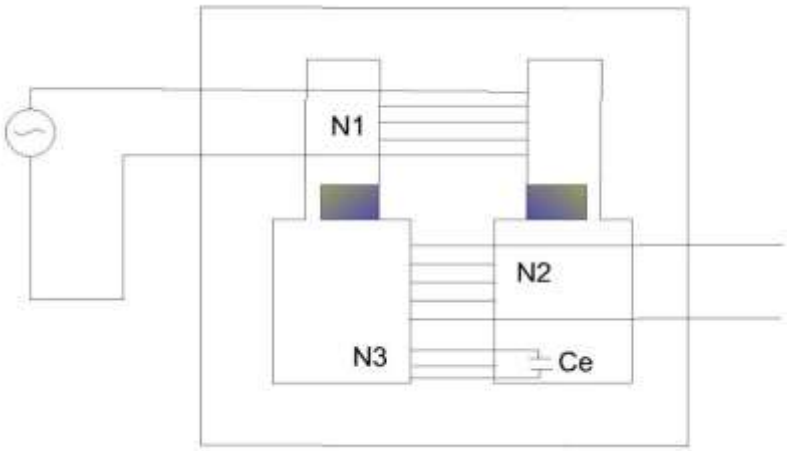


Figura 26 Modelo de transformador ferro-resonante.

En la figura 26, se puede contemplar el núcleo del transformador ferro-resonante, un devanado primario, dos devanados secundarios, uno para la carga y otro para el condensador de resonancia C_e y una derivación magnética en color azul-amarillo, la cual separa los devanados primario y secundario.

5.1 ANÁLISIS CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DE TRANSFORMADOR FERRO-RESONANTE A 60 HZ

Un circuito equivalente del transformador ferro-resonante se observa en la figura 27, el cual cuenta con sus respectivas resistencia de pérdidas en el cobre e inductancia de dispersión para cada uno de los devanados; también se puede observar la resistencia de pérdidas en el núcleo R_m, la inductancia de magnetización L_n, las respectivas relaciones de transformación de los devanados y por último el condensador de resonancia C_e. Se simplifica el circuito equivalente de la figura 27 para hallar el condensador resonante C_e, como se puede examinar en la figura 28.

Los valores del condensador en paralelo C_o y la resistencia R_1 se pueden hallar de acuerdo a las ecuaciones (17) y (22) respectivamente, la frecuencia de resonancia f_e es calculada de acuerdo a los valores del condensador en paralelo C_o y la inductancia de magnetización L_n. Para establecer la máxima ganancia de tensión se fija la frecuencia de resonancia f_e. Se puede calcular el condensador de resonancia C_e como se observa en la ecuación (49).

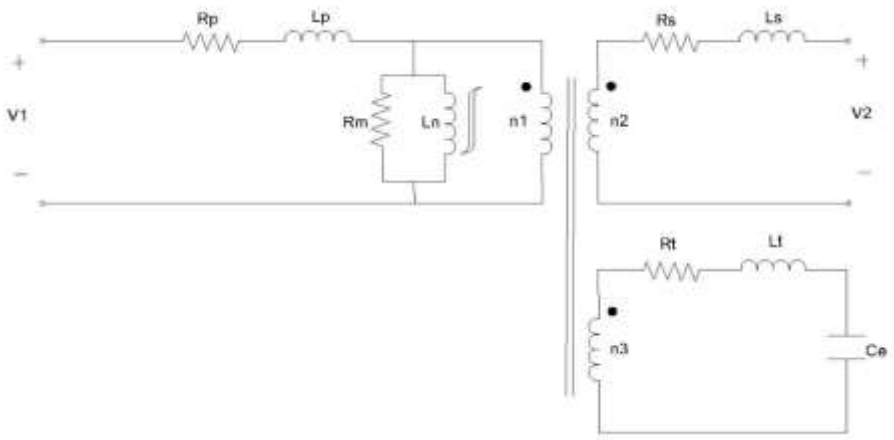


Figura 27. Circuito equivalente de transformador ferroresonante.

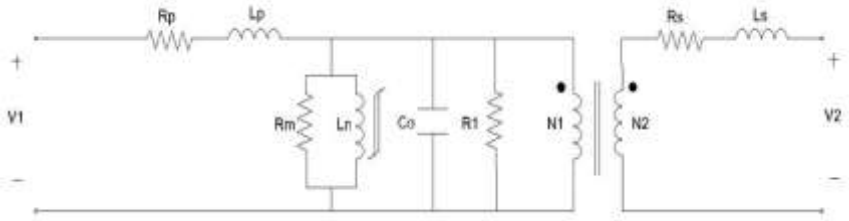


Figura 28. Circuito equivalente simplificado transformador ferroresonante.

Se iguala el circuito terciario en serie a su equivalente en paralelo como se observa en la ecuación (1), esto para calcular la fórmula del condensador en paralelo C_o y la resistencia en paralelo R_1.

$$R_t + (X_{Lt} - X_{Ce}) * i = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{X_{Co} * i}}, (1)$$

$$R_t + (X_{Lt} - X_{Ce}) * i = \frac{R_1 * X_{Co} * i}{R_1 + X_{Co} * i} * \frac{R_1 - X_{Co} * i}{R_1 - X_{Co} * i}, (2)$$

$$R_t + (X_{Lt} - X_{Ce}) * i = \frac{R_1 * {X_{Co}}^2}{{R_1}^2 + {X_{Co}}^2} + \frac{{R_1}^2 * X_{Co} * i}{{R_1}^2 + {X_{Co}}^2}, (3)$$

Se divide la parte imaginaria sobre la parte real de la ecuación (3).

$$\frac{(X_{Lt} - X_{Ce}) * i}{R_t} = \frac{\frac{{R_1}^2 * X_{Co} * i}{{R_1}^2 + {X_{Co}}^2}}{\frac{R_1 * {X_{Co}}^2}{{R_1}^2 + {X_{Co}}^2}}, (4)$$

$$\frac{(X_{Lt} - X_{Ce})}{R_t} = \frac{R_1}{X_{Co}}, (5)$$

Después del procedimiento anterior se procede a calcular el condensador en paralelo y la resistencia en paralelo C_o y R_1 respectivamente. Se selecciona la parte imaginaria de la ecuación (3) para hallar C_o.

$$(X_{Lt} - X_{Ce}) * i = \frac{{R_1}^2 * X_{Co} * i}{{R_1}^2 + {X_{Co}}^2}, (6)$$

$$\frac{(X_{Lt} - X_{Ce})}{{R_1}^2} = \frac{X_{Co}}{{R_1}^2 + {X_{Co}}^2}, (7)$$

De acuerdo a la ecuación (5) se despeja R_1 para reemplazarla en la ecuación anterior.

$$\frac{(X_{Lt} - X_{Ce})}{\frac{(X_{Lt} - X_{Ce})^2 * {X_{Co}}^2}{{R_t}^2}} = \frac{X_{Co}}{{R_1}^2 + {X_{Co}}^2}, (8)$$

$$\frac{{R_t}^2}{(X_{Lt} - X_{Ce}) * {X_{Co}}^2} = \frac{X_{Co}}{{R_1}^2 + {X_{Co}}^2}, (9)$$

De la ecuación (5) se despeja X_{Co} para reemplazarla en la ecuación anterior.

$$\frac{{R_t}^2}{(X_{Lt} - X_{Ce}) * \frac{{R_1}^2 * {R_t}^2}{(X_{Lt} - X_{Ce})^2}} = \frac{X_{Co}}{{R_1}^2 + {X_{Co}}^2}, (10)$$

$$X_{Co} = \frac{(X_{Lt} - X_{Ce}) * ({R_1}^2 + {X_{Co}}^2)}{{R_1}^2}, (11)$$

$$X_{Co} = (X_{Lt} - X_{Ce}) + (X_{Lt} - X_{Ce}) * \frac{{X_{Co}}^2}{{R_1}^2}, (12)$$

Conforme a la ecuación (5) se despeja $\frac{X_{Co}}{R_1}$ y se sustituye en la ecuación previa.

$$X_{Co} = (X_{Lt} - X_{Ce}) + (X_{Lt} - X_{Ce}) * \frac{{R_t}^2}{(X_{Lt} - X_{Ce})^2}, (13)$$

$$X_{Co} = \frac{{R_t}^2 + (X_{Lt} - X_{Ce})^2}{(X_{Lt} - X_{Ce})}, (14)$$

Para referir del devanado terciario al primario, la reactancia del condensador en paralelo se multiplica por la relación de transformación primaria-terciaria elevada al cuadrado ${n_{13}}^2$.

$${X_{Co}}' = \frac{{n_{13}}^2 * ({R_t}^2 + (X_{Lt} - X_{Ce})^2)}{(X_{Lt} - X_{Ce})}, (15)$$

La reactancia capacitiva de un condensador se puede expresar de acuerdo a la siguiente ecuación, para finalmente hallar la ecuación del condenador en paralelo C_o.

$$X_C = \frac{-i}{w * C} = X_{Co}{}' = \frac{-1}{2 * \pi * f_e * C_o}, (16)$$

$$C_o = \frac{(X_{Ce} - X_{Lt})}{2 * \pi * f_e * n_{13}{}^2 * [R_t{}^2 + (X_{Lt} - X_{Ce})^2]}, (17)$$

A continuación, se desarrollan las ecuaciones para hallar la resistencia R_1. Esto se logra mediante la ecuación (3) separando la parte real de esta ecuación.

$$R_t = \frac{R_1 * X_{Co}{}^2}{R_1{}^2 + X_{Co}{}^2}, (18)$$

$$\frac{R_1{}^2}{X_{Co}{}^2} + 1 = \frac{R_1}{R_t}, (19)$$

Mediante la ecuación (5) se reemplaza en la ecuación anterior para despejar R_1.

$$\frac{(X_{Lt} - X_{Ce})^2}{R_t{}^2} + 1 = \frac{R_1}{R_t}, (20)$$

$$R_1 = \frac{R_t{}^2 + (X_{Lt} - X_{Ce})^2}{R_t}, (21)$$

Se multiplica R_1 por la relación de transformación al cuadrado $n_{13}{}^2$ para referirla del devanado terciario al primario como se observa en la siguiente ecuación.

$$R_1{}' = \frac{n_{13}{}^2 * [R_t{}^2 + (X_{Lt} - X_{Ce})^2]}{R_t}, (22)$$

A continuación, se halla la frecuencia de resonancia f_e mediante las siguientes ecuaciones. Para que el circuito este en resonancia se quiere que el paralelo entre la reactancia del capacitor en paralelo C_o y la reactancia de magnetización X_{Ln} tienda a infinito, por lo tanto, se tiene:

$$Z = \frac{X_{Co}{}' * X_{Ln}}{X_{Co}{}' + X_{Ln}}, (23)$$

$$X_{Co}{}' + X_{Ln} = 0, (24)$$

$$X_{Ln} = -X_{Co}{}', (25)$$

$$2 * \pi * f_e * L_n = \frac{1}{2 * \pi * f_e * C_o}, (26)$$

$$L_n * C_o = \frac{1}{(2 * \pi * f_e)^2}, (27)$$

$$\sqrt{L_n * C_o} = \frac{\sqrt{1}}{\sqrt{(2 * \pi * f_e)^2}}, (28)$$

$$f_e = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_n * C_o}}, (29)$$

Conforme a las ecuaciones expresadas anteriormente se puede hallar el condensador de resonancia C_e. Primeramente se despeja el condensador en paralelo $C_o$de la ecuación (27).

$$C_o = \frac{1}{(2 * \pi * f_e)^2 * L_n}, (30)$$

$$C_o = \frac{1}{2 * \pi * f_e * X_{Ln}}, (31)$$

Se halla la reactancia del condensador en paralelo como se aprecia en la siguiente ecuación.

$$X_{Co}{}' = \frac{-1}{2 * \pi * f_e * C_o}, (32)$$

$$X_{Co}{}' = \frac{-1}{2 * \pi * f_e * \left(\frac{1}{2 * \pi * f_e * X_{Ln}}\right)}, (33)$$

$$X_{Co}{}' = -X_{Ln}, (34)$$

Seguidamente se des-referencia la reactancia del condensador en paralelo $X_{Co}{}'$, debida a que esta se encuentra referenciada en el circuito primario. Se divide por la relación de transformación $n_{13}{}^2$ al cuadrado para des-referenciar del circuito primario al terciario.

$$X_{Co} = \frac{X_{Co}{}'}{n_{13}{}^2}, (35)$$

$$X_{Co} = \frac{-X_{Ln}}{n_{13}{}^2}, (36)$$

Se reemplaza la reactancia del condensador en paralelo X_{Co} en la ecuación (14) y así poder calcular el condensador resonante C_e.

$$\frac{-X_{Ln}}{n_{13}{}^2} = \frac{R_t{}^2 + (X_{Lt} - X_{Ce})^2}{(X_{Lt} - X_{Ce})}, (37)$$

$$(X_{Lt} - X_{Ce})^2 + \frac{X_{Ln} * (X_{Lt} - X_{Ce})}{n_{13}{}^2} + R_t{}^2 = 0, (38)$$

Como se observa la ecuación (38) se asemeja a una ecuación cuadrática de una variable o ecuación de segundo grado, por lo tanto, se calcula las soluciones o raíces mediante la siguiente ecuación.

$$ax^2 + bx + c = 0, (39)$$

$$x = \frac{-b \overset{+}{_} \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}, (40)$$

Por consiguiente, se obtiene $x = X_{Lt} - X_{Ce}$; $a = 1$; $b = \frac{X_{Ln}}{{n_{13}}^2}$; $c = {R_t}^2$.

$$X_{Lt} - X_{Ce} = \frac{\frac{-X_{Ln}}{{n_{13}}^2} \pm \sqrt{\frac{{X_{Ln}}^2}{{n_{13}}^4} - 4 * 1 * {R_t}^2}}{2 * (1)}, (41)$$

$$X_{Lt} - X_{Ce} = \frac{\frac{-X_{Ln}}{{n_{13}}^2} \pm \frac{\sqrt{{X_{Ln}}^2 - 4 * {n_{13}}^4 * {R_t}^2}}{{n_{13}}^2}}{2}, (42)$$

$$X_{Lt} - X_{Ce} = \frac{-X_{Ln} * {n_{13}}^2 \pm {n_{13}}^2 * \sqrt{{X_{Ln}}^2 - 4 * {n_{13}}^4 * {R_t}^2}}{{n_{13}}^4 * 2}, (43)$$

$$X_{Lt} - X_{Ce} = \frac{-X_{Ln} \pm \sqrt{{X_{Ln}}^2 - 4 * {n_{13}}^4 * {R_t}^2}}{{n_{13}}^2 * 2}, (44)$$

$$X_{Lt} * {n_{13}}^2 * 2 - X_{Ce} * {n_{13}}^2 * 2 = -X_{Ln} \pm \sqrt{{X_{Ln}}^2 - 4 * {n_{13}}^4 * {R_t}^2}, (45)$$

$$X_{Ce} = \frac{X_{Ln} + X_{Lt} * {n_{13}}^2 * 2 \pm \sqrt{{X_{Ln}}^2 - 4 * {n_{13}}^4 * {R_t}^2}}{{n_{13}}^2 * 2}, (46)$$

Se aplica la fórmula de reactancia capacitiva en el dominio de la frecuencia para calcular el condensador resonante C_e.

$$X_{Ce} = \frac{1}{2 * \pi * f_e * C_e}, (47)$$

$$C_e = \frac{1}{2 * \pi * f_e * \left(\frac{X_{Ln} + X_{Lt} * {n_{13}}^2 * 2 \pm \sqrt{{X_{Ln}}^2 - 4 * {n_{13}}^4 * {R_t}^2}}{{n_{13}}^2 * 2} \right)}, (48)$$

$$C_e = \frac{{n_{13}}^2}{\pi * f_e * \left(X_{Ln} + 2 * {n_{13}}^2 * X_{Lt} + \sqrt{{X_{Ln}}^2 - 4 * {n_{13}}^4 * {R_t}^2} \right)}, (49)$$

Donde,

$X_{Lt} = 2 * \pi * f_e * L_t, (50)$

$X_{Ln} = 2 * \pi * f_e * L_n, (51)$

$n_{13} = \frac{n_1}{n_3}, (52)$

5.2 ANÁLISIS CIRCUITO MAGNÉTICO EQUIVALENTE DE TRANSFORMADOR FERRO-RESONANTE A 60 HZ

En la figura 29, se puede observar la estructura del transformador ferro-resonante, el cual cuenta con letras A, que denotan el ancho en las trayectorias del núcleo. La letra L_g, especifica la longitud media de las partes del núcleo en sus respectivos devanados, ya sea primario, secundario o shunt magnético. En la figura 30 se aprecia el circuito magnético equivalente del transformador ferro-resonante, de acuerdo a esta ilustración, se puede modelar el circuito magnético equivalente de Thévenin dado en la figura 31.

Para obtener el circuito magnético equivalente de Thévenin del transformador ferroresonante que se observa en la figura 31, el circuito magnético equivalente de la figura 30 se debe analizar como un circuito magnético simétrico como se aprecia en la figura 32. A este circuito de la figura 32 se aplican leyes de Kirchoff tanto de voltaje (L_{VK}) como de corriente (L_{CK}) y mediante caídas de potencial de la fuerza magnetomotriz se pueden hallar las respectivas reluctancias del núcleo del circuito equivalente de Thévenin.

Como se aprecia en la ecuación (53), la fuerza magnetomotriz ₣ es igual al flujo ϕ multiplicado por la reluctancia R. Se aplica la ecuación (53) para las tres mallas existentes en la figura 32 y como resultados se obtienen las ecuaciones (54) a (56), también se aplica análisis nodal como se plantea en la ecuación (57).

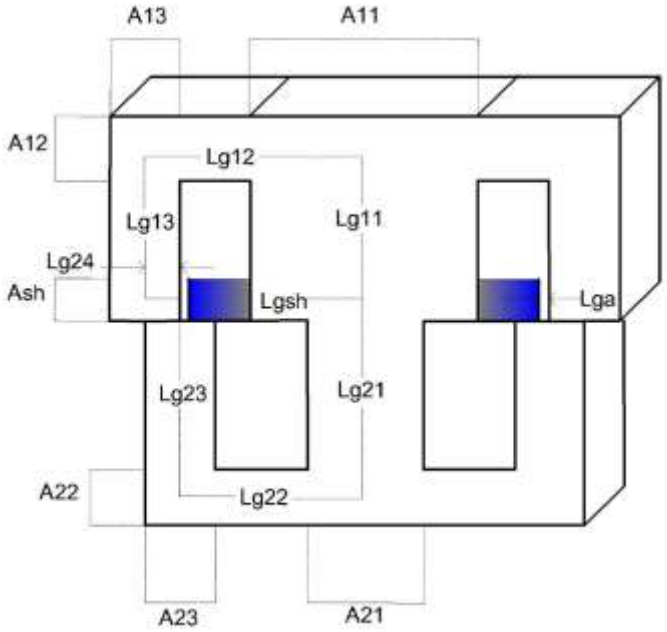


Figura 29. Estructura de transformador ferroresonante.

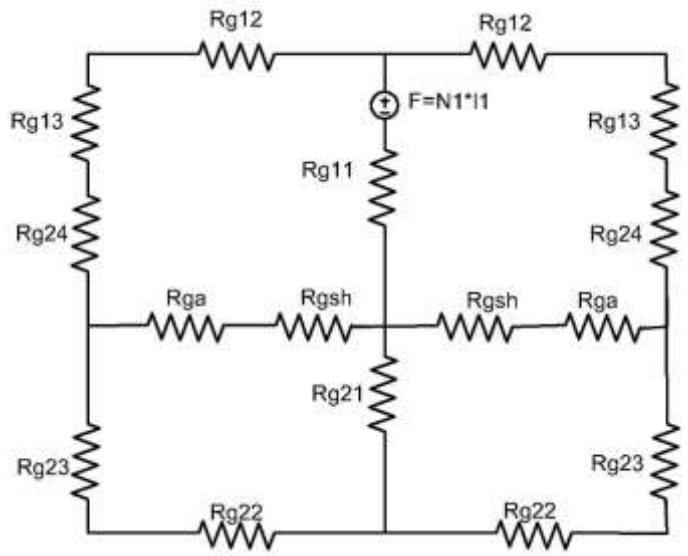


Figura 30. Circuito magnético equivalente transformador ferroresonante.

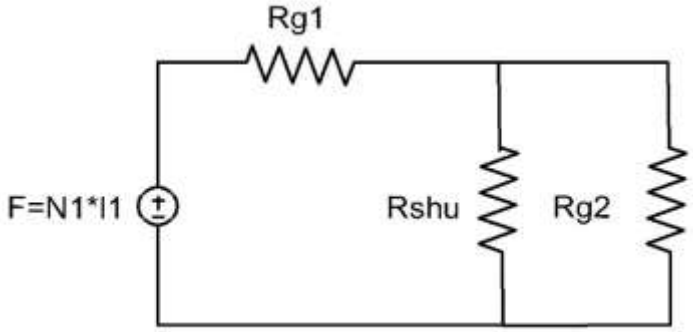


Figura 31. Circuito magnético equivalente de Thévenin transformador ferroresonante.

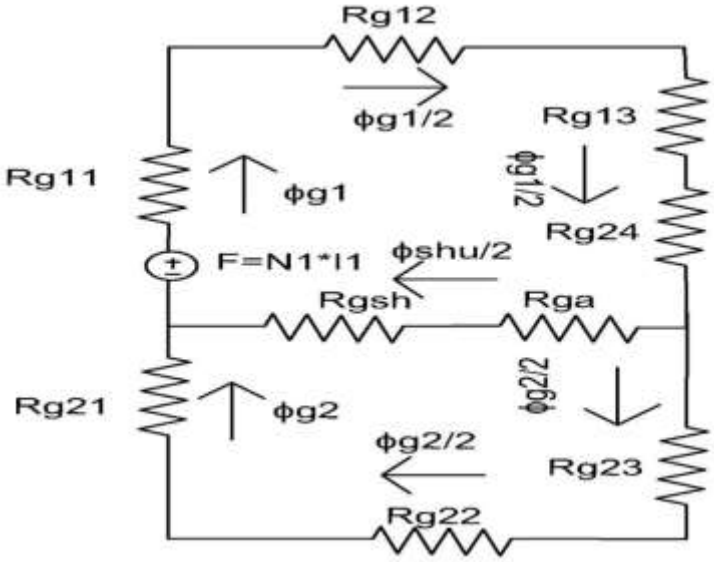


Figura 32. Circuito magnético equivalente simétrico del Transformador Ferroresonante.

$$₣ = \phi R, (53)$$

$$₣ = \phi_{g1}\left(R_{g11} + \frac{R_{g12} + R_{g13} + R_{g24}}{2}\right) + \phi_{shu}\left(\frac{R_{gsh} + R_{ga}}{2}\right), (54)$$

$$₣ = \phi_{g1}\left(R_{g11} + \frac{R_{g12} + R_{g13} + R_{g24}}{2}\right) + \phi_{g2}\left(\frac{R_{g23} + R_{g22}}{2} + R_{g21}\right), (55)$$

$$\phi_{shu}\left(\frac{R_{gsh} + R_{ga}}{2}\right) = \phi_{g2}\left(\frac{R_{g23} + R_{g22}}{2} + R_{g21}\right), (56)$$

$$\phi_{g1} = \phi_{shu} + \phi_{g2}, (57)$$

Donde,

$$R_{g1} = R_{g11} + \frac{R_{g12} + R_{g13} + R_{g24}}{2}, (58)$$

$$R_{shu} = \frac{R_{gsh} + R_{ga}}{2}, (59)$$

$$R_{g2} = \frac{R_{g23} + R_{g22}}{2} + R_{g21}, (60)$$

De acuerdo a las ecuaciones (53) a (60) se pueden establecer las reluctancias R_{g1}, R_{shu} y R_{g2}, ecuaciones (63), (64) y (66) respectivamente del circuito magnético equivalente de Thévenin del transformador ferroresonante. Para obtener estas ecuaciones se debe tener en cuenta la ecuación de reluctancia magnética R.

$$R = \frac{L}{\mu * A}, (61)$$

Donde,

L es la longitud media de la trayectoria magnética,

μ es la permeabilidad magnética del núcleo,

A es el área de la trayectoria magnética.

$$R_{g1} = \frac{L_{g11}}{\mu * (A_{11} * t)} + \frac{L_{g12}}{\mu * (2 * A_{12} * t)} + \frac{L_{g13}}{\mu * (2 * A_{13} * t)} + \frac{L_{g24}}{\mu * (2 * A_{sh} * t)}, (62)$$

$$R_{g1} = \frac{L_{g11}}{\mu * (A_{11} * t)} + \left[\sum_{i=2}^{3} \frac{L_{g1i}}{\mu * (2 * A_{1i} * t)}\right] + \frac{L_{g24}}{\mu * (2 * A_{sh} * t)}, (63)$$

$$R_{shu} = \frac{L_{gsh} - L_{ga}}{\mu * (2 * A_{sh} * t)} + \frac{L_{ga}}{\mu_o * (2 * A_{sh} * t)}, (64)$$

$$R_{g2} = \frac{L_{g21}}{\mu * (A_{21} * t)} + \frac{L_{g22}}{\mu * (2 * A_{22} * t)} + \frac{L_{g23}}{\mu * (2 * A_{23} * t)}, (65)$$

$$R_{g2} = \frac{L_{g21}}{\mu * (A_{21} * t)} + \left[\sum_{i=2}^{3} \frac{L_{g2i}}{\mu * (2 * A_{2i} * t)}\right], (66)$$

Donde,

i es el i^{th} de la trayectoria magnética,

L_{g11} es la longitud media de la trayectoria magnética primaria vía 1,

L_{g1i} es la longitud media de la trayectoria magnética primaria vía i,

L_{g21} es la longitud media de la trayectoria magnética secundaria vía 1,

L_{g2i} es la longitud media de la trayectoria magnética secundaria vía i,

L_{g24} es la longitud media de la trayectoria magnética primaria vía 4,

L_{ga} es la longitud del entrehierro magnético en derivación,

L_{gsh} es la longitud media de la trayectoria del shunt magnético, igual a L_{g12}.

A_{1i} es el ancho de la trayectoria magnética del núcleo en el devanado primario vía i,

A_{2i} es el ancho de la trayectoria magnética del núcleo en del devanado secundario vía i,

A_{sh} es el ancho de la trayectoria de la derivación magnética o shunt magnético,

t es el grosor del núcleo,

μ es la permeabilidad del núcleo, y

μ_o es la permeabilidad del vacío.

A continuación, se presenta la curva de magnetización para “chapas” magnéticas de acero eléctrico de grano no orientado 35PN250. En esta figura se puede observar el “codo” o “rodilla” de la curva de magnetización (Curva B-H), el cual separa la zona de operación lineal y zona de operación en saturación de los transformadores.

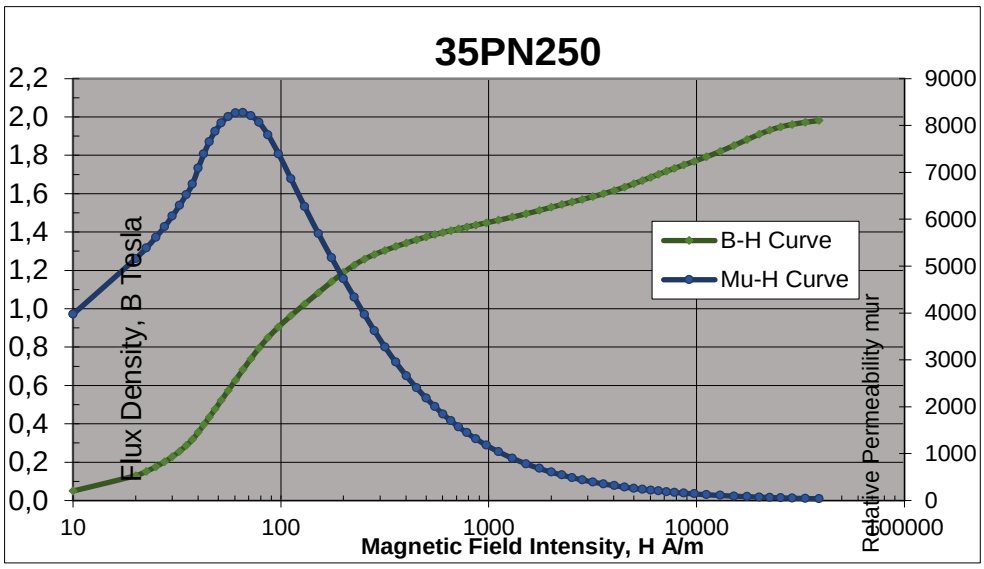


Figura 33. Curva de magnetización para acero eléctrico grano no orientado.[26].

De acuerdo con la ley de Faraday, la tensión nominal secundaria V_{2rod} se puede observar en la ecuación (67), con la ecuación (67) mediante la relación de transformación se puede hallar la tensión nominal primaria V_{1rod}, para obtener el punto de "rodilla" (V_{1rod} , V_{2rod}) en la curva de magnetización que separa la zona lineal de la zona de saturación, operando en el codo o rodilla de esta curva observada en la figura 33.

$$V_{2rod} = \frac{N_2 * 4.44 * B_{máx} * f_e * A_2}{10^4}, (67)$$

$$A_2 = A_{21} * t = \frac{V_{2rod} * 10^4}{N_2 * 4.44 * B_{máx} * f_e}, (68)$$

$$V_{1rod} = \frac{N_1}{N_2} * V_{2rod}, (69)$$

En la figura 34 se puede observar la trayectoria del flujo del transformador ferroresonante trabajando en la zona lineal de la curva de magnetización cuando el voltaje de entrada V_1 es menor voltaje nominal primario V_{1rod}. De igual forma en la figura 35 se observa la trayectoria del flujo cuando el transformador trabaja en la zona de saturación debido a V_1 es mayor voltaje nominal primario V_{1rod}. Para nuestro caso, el transformador su núcleo secundario va a operar en saturación, debido a que el voltaje V_1 es mayor o igual al voltaje nominal primario V_{1rod}, en caso de que el voltaje V_1 sea menor, el núcleo secundario no va a estar saturado y sus trayectorias de flujo serán como se observa en la figura 34.

En la figura 36 se observa el circuito magnético equivalente de Thévenin de un transformador ferroresonante operando en la región lineal de la curva de magnetización, esto cuando V_1 es menor voltaje nominal primario V_{1rod}, de igual forma en la figura 37 se puede ver el circuito operando en la zona de saturación cuando V_1 es mayor o igual al voltaje nominal primario V_{1rod}.

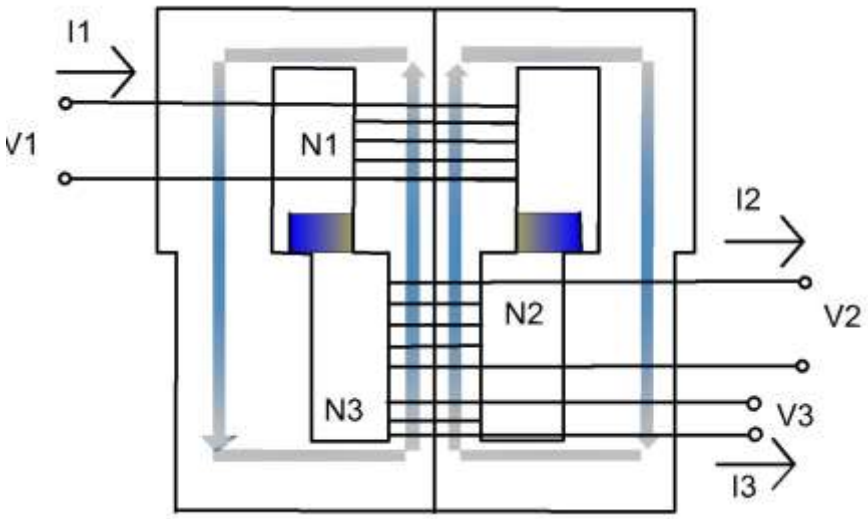


Figura 34. Trayectoria de flujo de un transformador ferroresonante operando en región lineal.

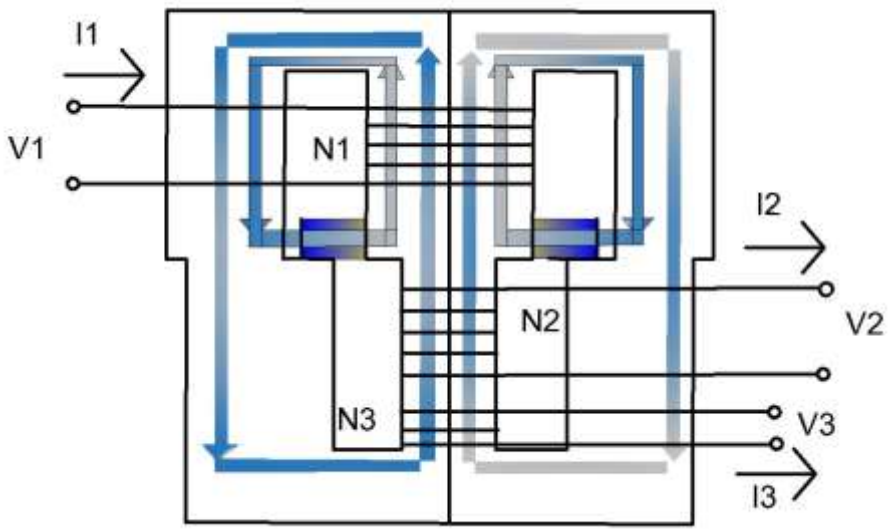


Figura 35. Trayectoria de flujo de transformador ferroresonante operando en región de saturación.

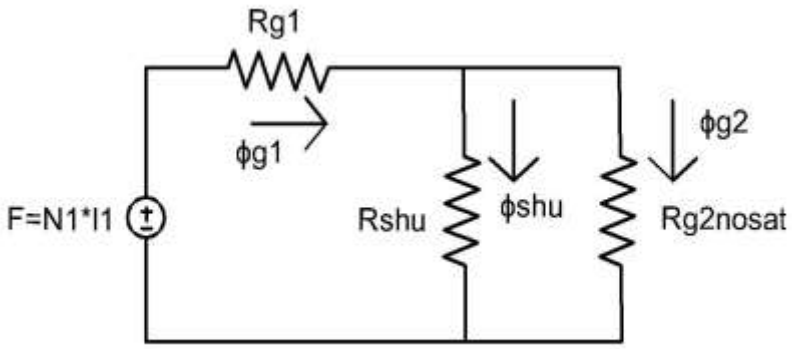


Figura 36. Circuito magnético equivalente de Thévenin de un transformador ferroresonante operando en la región de no saturación.

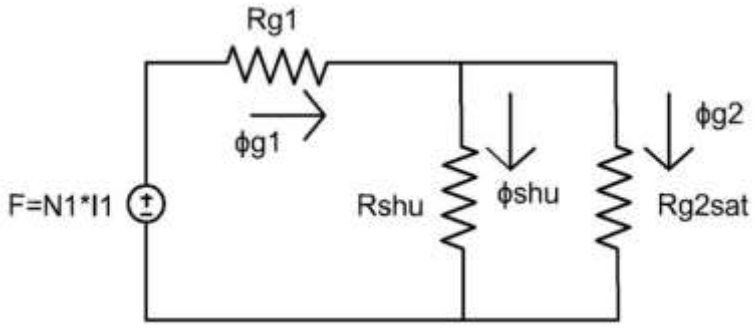


Figura 37. Circuito magnético equivalente de Thévenin de un transformador ferroresonante operando en la región de saturación.

La relación de división K_{ns} del flujo magnético Φ_{g1} y Φ_{g2} se observa en la ecuación (74), esto para la ocasión donde el transformador su núcleo secundario no trabaja en saturación y de forma contraria cuando el núcleo secundario del

transformador opera en saturación se encuentra la relación de división K_{ss} en la ecuación (75).

Como se aprecia en la ecuaciones (74) y (75), la relación de división K_{ns} y K_{ss} es la división entre $\frac{\phi_{g2}}{\phi_{g1}}$, esto se puede calcular mediante la ecuación (57) y (56). Despejando de la ecuación (57) ϕ_{shu} y reemplazando en la ecuación (56), se obtiene una nueva ecuación (56), se despeja $\frac{\phi_{g2}}{\phi_{g1}}$ en esta nueva ecuación como se puede observar a continuación para hallar la relaciones de división.

$$(\phi_{g1} - \phi_{g2})\left(\frac{R_{gsh} + R_{ga}}{2}\right) = \phi_{g2}\left(\frac{R_{g23} + R_{g22}}{2} + R_{g21}\right), (70)$$

Se reemplaza la ecuación (59) y (60) en la ecuación (70), simplificando la misma y posteriormente hallar las relaciones de división.

$$(\phi_{g1} - \phi_{g2})(R_{shu}) = \phi_{g2}\left(R_{g2}\right), (71)$$

$$\phi_{g1} * R_{shu} = \phi_{g2}\left(R_{shu} + R_{g2}\right), (72)$$

$$\frac{\phi_{g2}}{\phi_{g1}} = \frac{R_{shu}}{R_{shu} + R_{g2}}, (73)$$

$$K_{ns} = \frac{\phi_{g2}}{\phi_{g1}} = \frac{R_{shu}}{R_{shu} + R_{g2nosat}}, (74)$$

$$K_{ss} = \frac{\phi_{g2}}{\phi_{g1}} = \frac{R_{shu}}{R_{shu} + R_{g2sat}}, (75)$$

Donde,

$R_{g2nosat}$ es la reluctancia magnética R_{g2} en la ecuación (66) con la permeabilidad μ y μ_o en la región lineal, y R_{g2sat} es la reluctancia magnética R_{g2} con la permeabilidad μ y μ_o en la región de saturación.

La relación de conversión de tensión de la región lineal a la región de saturación se puede hallar dividiendo V_2 sobre V_1 de acuerdo con la ley de Faraday, como se observa en la ecuación (76).

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{4.44 * N_2 * \phi_{g2} * f_e}{4.44 * N_1 * \phi_{g1} * f_e}, (76)$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{N_2 * \phi_{g2}}{N_1 * \phi_{g1}}, (77)$$

Reemplazando la ecuación (74) en la ecuación (77) se obtiene la siguiente ecuación.

$$V_2 = \frac{N_2}{N_1} * K_{ns} * V_1 = S_{ns} * V_1, (78)$$

Donde,

$$S_{ns} = \frac{N_2}{N_1} * K_{ns}, (79)$$

Se procede a calcular la pendiente S_{ns}.

$$S_{ns} = \frac{N_2}{N_1} * K_{ns} = \frac{N_2}{N_1} * \frac{R_{shu}}{R_{shu} + R_{g2nosat}}, (80)$$

De acuerdo a las ecuaciones (64) y (65) se puede hallar la relación de división K_{ns}, teniendo en cuenta sus reluctancia magnéticas con permeabilidad en la región lineal.

$$K_{ns} = \frac{\dfrac{L_{gsh} - L_{ga}}{\mu * (2 * A_{sh} * t)} + \dfrac{L_{ga}}{\mu_o * (2 * A_{sh} * t)}}{\dfrac{L_{gsh} - L_{ga}}{\mu * (2 * A_{sh} * t)} + \dfrac{L_{ga}}{\mu_o * (2 * A_{sh} * t)} + \dfrac{L_{g21}}{\mu * (A_{21} * t)} + \dfrac{L_{g22}}{\mu * (2 * A_{22} * t)} + \dfrac{L_{g23}}{\mu * (2 * A_{23} * t)}}, (81)$$

$$K_{ns} = \frac{\dfrac{\left(L_{gsh} - L_{ga}\right) * \mu_o * (2 * A_{sh} * t) + L_{ga} * \mu * (2 * A_{sh} * t)}{\mu * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2}}{\begin{gathered}\left(\left(L_{gsh} - L_{ga}\right) * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)\right) * \mu^3 * A_{21} * t * 4 * A_{22} * t * A_{23} * t + \\ L_{ga} * \mu^4 * (2 * A_{sh} * t) * A_{21} * t * 4 * A_{22} * t * A_{23} * t + \\ L_{g21} * \mu^3 * 4 * A_{22} * t * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * A_{23} * t + \\ L_{g22} * \mu^3 * A_{21} * t * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * 2 * A_{23} * t + \\ L_{g23} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * A_{21} * t * 2 * A_{22} * t\end{gathered}}{\mu^4 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * A_{21} * t * 4 * A_{22} * t * A_{23} * t}, (82)$$

Aplicando la ley de extremos y medios se obtiene la siguiente ecuación.

$$K_{ns} = \frac{\begin{gathered}\left(\left(L_{gsh} - L_{ga}\right) * \mu_o * (2 * A_{sh} * t) + L_{ga} * \mu * (2 * A_{sh} * t)\right) * \\ \mu^3 * 4 * A_{21} * t * A_{22} * t * A_{23} * t\end{gathered}}{\begin{gathered}\left(\left(L_{gsh} - L_{ga}\right) * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)\right) * \mu^3 * A_{21} * t * 4 * A_{22} * t * A_{23} * t + \\ L_{ga} * \mu^4 * (2 * A_{sh} * t) * A_{21} * t * 4 * A_{22} * t * A_{23} * t + \\ L_{g21} * \mu^3 * 4 * A_{22} * t * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * A_{23} * t + \\ L_{g22} * \mu^3 * A_{21} * t * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * 2 * A_{23} * t + \\ L_{g23} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * A_{21} * t * 2 * A_{22} * t\end{gathered}}, (83)$$

Se cancela la expresión $(2 * A_{sh} * t)$ en la ecuación (83) y se obtiene la siguiente ecuación.

$$K_{ns} = \frac{\left(\left(L_{gsh} - L_{ga}\right) * \mu_o + L_{ga} * \mu\right) * \mu^3 * 4 * A_{21} * t * A_{22} * t * A_{23} * t}{\begin{gathered}\left(L_{gsh} - L_{ga}\right) * \mu_o * \mu^3 * 4 * A_{21} * t * A_{22} * t * A_{23} * t + \\ L_{ga} * \mu^4 * 4 * A_{21} * t * A_{22} * t * A_{23} * t + L_{g21} * \mu^3 * \mu_o * 8 * A_{22} * t * A_{sh} * t * A_{23} * t + \\ L_{g22} * \mu^3 * \mu_o * 4 * A_{21} * t * A_{sh} * t * A_{23} * t + L_{g23} * \mu^3 * \mu_o * 4 * A_{sh} * t * A_{21} * t * A_{22} * t\end{gathered}}, (84)$$

Dividir arriba y abajo de la fracción por $\mu^3 * 4 * A_{21} * t * A_{22} * t * A_{23} * t$ de la ecuación (84) para así obtener la siguiente ecuación.

$$K_{ns} = \frac{\left(L_{gsh} - L_{ga}\right) * \mu_o + L_{ga} * \mu}{\left(L_{gsh} - L_{ga}\right) * \mu_o + L_{ga} * \mu + L_{g21} * \mu_o * 2 * \frac{A_{sh} * t}{A_{21} * t} + L_{g22} * \mu_o * \frac{A_{sh} * t}{A_{22} * t} + L_{g23} * \mu_o * \frac{A_{sh} * t}{A_{23} * t}}, (85)$$

Donde,

$$m = \frac{A_{sh} * t}{A_{21} * t} = \frac{A_{shu}}{A_2}, (86)$$

$$A_{21} * t = A_{22} * t = A_{23} * t, (87)$$

Aplicando las ecuaciones (86) y (87) en la ecuación (85) se obtiene la siguiente ecuación de la relación del flujo magnético K_{ns}.

$$K_{ns} = \frac{L_{gsh} * \mu_o + L_{ga}(\mu - \mu_o)}{L_{gsh} * \mu_o + L_{ga}(\mu - \mu_o) + L_{g21} * \mu_o * 2 * m + L_{g22} * \mu_o * m + L_{g23} * \mu_o * m}, (88)$$

Reemplazando la ecuación (88) en la ecuación (79) se obtiene la pendiente en la zona lineal.

$$S_{ns} = \frac{N_2}{N_1} * \frac{L_{gsh} * \mu_o + L_{ga}(\mu - \mu_o)}{L_{gsh} * \mu_o + L_{ga}(\mu - \mu_o) + L_{g21} * \mu_o * 2 * m + L_{g22} * \mu_o * m + L_{g23} * \mu_o * m}, (89)$$

Podemos hallar el área de la sección transversal A_2 en la ecuación (90), el área de la sección transversal A_{shu} en la ecuación (86) y A_1 en la ecuación (91). También se calcula la longitud del espacio de aire de la derivación magnética y el inductor magnetizante.

$$A_2 = A_{21} * t = \frac{V_{2rod} * 10^4}{4.44 * B_{máx} * f_e * N_2}, (90)$$

$$A_1 = A_{11} * t = n * A_2, (91)$$

De acuerdo a la ecuación (88) se despeja L_{ga} para hallar la longitud del entrehierro magnético, como se observa en la ecuación (93).

$$K_{ns}\left(L_{gsh} * \mu_o + L_{ga}(\mu - \mu_o) + L_{g21} * \mu_o * 2 * m + L_{g22} * \mu_o * m + L_{g23} * \mu_o * m\right) = L_{gsh} * \mu_o + L_{ga}(\mu - \mu_o), (92)$$

$$L_{ga} = \frac{L_{gsh} * \mu_o - K_{ns}\left(L_{gsh} * \mu_o + L_{g21} * \mu_o * 2 * m + L_{g22} * \mu_o * m + L_{g23} * \mu_o * m\right)}{K_{ns} * (\mu - \mu_o) - (\mu - \mu_o)}, (93)$$

Mediante la ecuación (94) se puede calcular la inductancia de magnetización como se muestra a continuación.

$$L = \frac{N^2}{R}, (94)$$

Por medio del circuito observado en la figura 36 se calcula la inductancia de magnetización L_n.

$$L_n = \frac{{N_1}^2}{R_{g1} + R_{shu} \| R_{g2nosat}}, (95)$$

De acuerdo a las ecuaciones (62), (64) y (65) se puede calcular la ecuación (95). Primeramente se procede a calcular el circuito paralelo $R_{shu} \| R_{g2nosat}$, como se muestra a continuación.

$$R_{shu} \| R_{g2nosat} = \frac{\left(\frac{L_{gsh} - L_{ga}}{\mu * (2 * A_{sh} * t)} + \frac{L_{ga}}{\mu_o * (2 * A_{sh} * t)}\right)\left(\frac{L_{g21}}{\mu * (A_{21} * t)} + \frac{L_{g22}}{\mu * (2 * A_{22} * t)} + \frac{L_{g23}}{\mu * (2 * A_{23} * t)}\right)}{\frac{L_{gsh} - L_{ga}}{\mu * (2 * A_{sh} * t)} + \frac{L_{ga}}{\mu_o * (2 * A_{sh} * t)} + \frac{L_{g21}}{\mu * (A_{21} * t)} + \frac{L_{g22}}{\mu * (2 * A_{22} * t)} + \frac{L_{g23}}{\mu * (2 * A_{23} * t)}}, (96)$$

$$R_{shu} \| R_{g2nosat} = \frac{\left(\frac{(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * (2 * A_{sh} * t) + L_{ga} * \mu * (2 * A_{sh} * t)}{\mu * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2}\right) \left(\frac{L_{g21} * \mu^2 * 4 * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + L_{g22} * \mu^2 * (A_{21} * t) * (2 * A_{23} * t) + L_{g23} * \mu^2 * 2 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t)}{\mu^3 * 4 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) * (A_{23} * t)}\right)}{\frac{(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * \mu^3 * 4 * (2 * A_{sh} * t) * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + L_{ga} * \mu^4 * 4 * (2 * A_{sh} * t) * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + L_{g21} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * 4 * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + L_{g22} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * (A_{21} * t) * 2 * (A_{23} * t) + L_{g23} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * 2 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t)}{\mu^4 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * 4 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) * (A_{23} * t)}, (97)$$

$$R_{shu} \| R_{g2nosat} = \frac{\left((L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * (2 * A_{sh} * t) + L_{ga} * \mu * (2 * A_{sh} * t)\right) \left(L_{g21} * \mu^2 * 4 * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + L_{g22} * \mu^2 * (A_{21} * t) * (2 * A_{23} * t) + L_{g23} * \mu^2 * 2 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t)\right)}{(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * \mu^3 * 4 * (2 * A_{sh} * t) * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + L_{ga} * \mu^4 * 4 * (2 * A_{sh} * t) * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + L_{g21} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * 4 * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + L_{g22} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * (A_{21} * t) * 2 * (A_{23} * t) + L_{g23} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)^2 * 2 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t)}, (98)$$

De la ecuación (98) se cancela la expresión $(2 * A_{sh} * t)$.

$$R_{shu} \| R_{g2nosat} = \frac{\begin{gathered}(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * L_{g21} * \mu^2 * 4 * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + \\ L_{ga} * \mu^3 * L_{g21} * 4 * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + \\ (L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * L_{g22} * \mu^2 * (A_{21} * t) * (2 * A_{23} * t) + \\ L_{ga} * \mu^3 * L_{g22} * (A_{21} * t) * (2 * A_{23} * t) + \\ (L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * L_{g23} * \mu^2 * 2 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) + \\ L_{ga} * \mu^3 * L_{g23} * 2 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t)\end{gathered}}{\begin{gathered}(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * \mu^3 * 4 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + \\ L_{ga} * \mu^4 * 4 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + \\ L_{g21} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t) * 4 * (A_{22} * t) * (A_{23} * t) + \\ L_{g22} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t) * (A_{21} * t) * 2 * (A_{23} * t) + \\ L_{g23} * \mu^3 * \mu_o * (2 * A_{sh} * t) * 2 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t)\end{gathered}}, (99)$$

Se divide en ambos lados de la fracción (99) por $\mu^3 * 4 * (A_{21} * t) * (A_{22} * t) * (A_{23} * t)$.

$$R_{shu} \| R_{g2nosat} = \frac{\begin{gathered}\frac{(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * L_{g21}}{\mu * (A_{21} * t)} + \frac{L_{ga} * L_{g21}}{(A_{21} * t)} + \frac{(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * L_{g22} * 0.5}{\mu * (A_{22} * t)} + \\ \frac{L_{ga} * L_{g22} * 0.5}{(A_{22} * t)} + \frac{(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * L_{g23} * 0.5}{\mu * (A_{23} * t)} + \frac{L_{ga} * L_{g23} * 0.5}{(A_{23} * t)}\end{gathered}}{\begin{gathered}(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o + L_{ga} * \mu + \frac{L_{g21} * \mu_o * (2 * A_{sh} * t)}{(A_{21} * t)} + \\ \frac{L_{g22} * \mu_o * (A_{sh} * t)}{(A_{22} * t)} + \frac{L_{g23} * \mu_o * (A_{sh} * t)}{(A_{23} * t)}\end{gathered}}, (100)$$

Las ecuaciones (86) y (87) se reemplazan en la ecuación (100).

$$R_{shu} \| R_{g2nosat} = \frac{\begin{gathered}\frac{(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * L_{g21}}{\mu * (A_{21} * t)} + \frac{L_{ga} * L_{g21}}{(A_{21} * t)} + \frac{(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * L_{g22} * 0.5}{\mu * (A_{22} * t)} + \\ \frac{L_{ga} * L_{g22} * 0.5}{(A_{22} * t)} + \frac{(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o * L_{g23} * 0.5}{\mu * (A_{23} * t)} + \frac{L_{ga} * L_{g23} * 0.5}{(A_{23} * t)}\end{gathered}}{\begin{gathered}(L_{gsh} - L_{ga}) * \mu_o + L_{ga} * \mu + L_{g21} * \mu_o * 2 * m + \\ L_{g22} * \mu_o * m + L_{g23} * \mu_o * m\end{gathered}}, (101)$$

$$R_{shu} \| R_{g2nosat} = \frac{\begin{gathered}(L_{gsh}-L_{ga})*\mu_o*L_{g21}*(A_{21}*t)*\mu^2*(A_{22}*t)^2*(A_{23}*t)^2+\\ L_{ga}*L_{g21}*\mu^3*(A_{21}*t)*(A_{22}*t)^2*(A_{23}*t)^2+\\ (L_{gsh}-L_{ga})*\mu_o*L_{g22}*0.5*(A_{22}*t)*\mu^2*(A_{21}*t)^2*(A_{23}*t)^2+\\ L_{ga}*L_{g22}*0.5*\mu^3*(A_{22}*t)*(A_{21}*t)^2*(A_{23}*t)^2+\\ (L_{gsh}-L_{ga})*\mu_o*L_{g23}*0.5*(A_{23}*t)*\mu^2*(A_{21}*t)^2*(A_{22}*t)^2+\\ L_{ga}*L_{g23}*0.5*\mu^3*(A_{23}*t)*(A_{21}*t)^2*(A_{22}*t)^2\end{gathered}}{\begin{gathered}\mu^3*(A_{21}*t)^2*(A_{22}*t)^2*(A_{23}*t)^2\\ (L_{gsh}-L_{ga})*\mu_o+L_{ga}*\mu+L_{g21}*\mu_o*2*m+\\ L_{g22}*\mu_o*m+L_{g23}*\mu_o*m\end{gathered}}, (102)$$

$$R_{shu} \| R_{g2nosat} = \frac{\begin{gathered}(L_{gsh}-L_{ga})*\mu_o*L_{g21}*(A_{22}*t)*(A_{23}*t)+\\ L_{ga}*L_{g21}*\mu*(A_{22}*t)*(A_{23}*t)+\\ (L_{gsh}-L_{ga})*\mu_o*L_{g22}*0.5*(A_{21}*t)*(A_{23}*t)+\\ L_{ga}*L_{g22}*0.5*\mu*(A_{21}*t)*(A_{23}*t)+\\ (L_{gsh}-L_{ga})*\mu_o*L_{g23}*0.5*(A_{21}*t)*(A_{22}*t)+\\ L_{ga}*L_{g23}*0.5*\mu*(A_{21}*t)*(A_{22}*t)\end{gathered}}{\begin{gathered}(L_{gsh}-L_{ga})*\mu_o*\mu*(A_{21}*t)*(A_{22}*t)*(A_{23}*t)+\\ L_{ga}*\mu^2*(A_{21}*t)*(A_{22}*t)*(A_{23}*t)+\\ L_{g21}*\mu_o*2*m*\mu*(A_{21}*t)*(A_{22}*t)*(A_{23}*t)+\\ L_{g22}*\mu_o*m*\mu*(A_{21}*t)*(A_{22}*t)*(A_{23}*t)+\\ L_{g23}*\mu_o*m*\mu*(A_{21}*t)*(A_{22}*t)*(A_{23}*t)\end{gathered}}, (103)$$

Conforme a la ecuación (62) se resuelve R_{g1} como se aprecia a continuación.

$$R_{g1} = \frac{\begin{gathered}L_{g11}*\mu^3*8*(A_{12}*t)*(A_{13}*t)*(A_{sh}*t)+\\ L_{g12}*\mu^3*4*(A_{11}*t)*(A_{13}*t)*(A_{sh}*t)+\\ L_{g13}*\mu^3*4*(A_{11}*t)*(A_{12}*t)*(A_{sh}*t)+\\ L_{g24}*\mu^3*4*(A_{11}*t)*(A_{12}*t)*(A_{13}*t)\end{gathered}}{\mu^4*8*(A_{11}*t)*(A_{12}*t)*(A_{13}*t)*(A_{sh}*t)}, (104)$$

$$R_{g1} = \frac{\begin{gathered}L_{g11}*(A_{12}*t)*(A_{13}*t)*(A_{sh}*t)+\\ L_{g12}*0.5*(A_{11}*t)*(A_{13}*t)*(A_{sh}*t)+\\ L_{g13}*0.5*(A_{11}*t)*(A_{12}*t)*(A_{sh}*t)+\\ L_{g24}*0.5*(A_{11}*t)*(A_{12}*t)*(A_{13}*t)\end{gathered}}{\mu*(A_{11}*t)*(A_{12}*t)*(A_{13}*t)*(A_{sh}*t)}, (105)$$

Se reemplazan las ecuaciones (103) y (105) en la ecuación (95) y así poder dimensionar la inductancia magnetizante L_n.

6 CAPÍTULO 3 DISEÑO

6.1 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE TRANSFORMADOR FERRORESONANTE A 60 HZ

De acuerdo a la ley de Faraday se puede calcular el número de vueltas del devanado primario N_1, el número de vueltas del devanado secundario N_2 como se observa en las ecuaciones (67) y (69), de igual forma el número de vueltas del devanado terciario N_3. Mediante el área del núcleo del transformador ferroresonante y los voltajes V_{1rod}, V_{2rod}, y V_3 se calcula el número de vueltas de los devanados como se aprecia a continuación.

$$V_{1rod} = \frac{N_1 * 4.44 * B_{máx} * f_e * A_1}{10^4}, (106)$$

Donde,

$B_{máx} = 1\ Tesla, (107)$

$A_1 = (2.4\ cm * 3.2\ cm) = 7.68\ cm^2, (108)$

$V_{1rod} = 100\ V, (109)$

Se reemplazan las ecuaciones (107), (108) y (109) en la ecuación (106) para obtener el número de vueltas del devanado primario.

$$N_1 = 488.77 \approx 489\ Vueltas, (110)$$

Seguidamente se calcula la corriente del devanado primario por medio de la siguiente ecuación.

$$I_p = \frac{S}{V_{1rod}} = 0.13 * 1.25 = 0.1625\ A, (111)$$

Donde,

$S = (2.4\ cm\ * 1.5\ cm)^2 = 12.96\ VA \approx 13\ VA, (112)$

Se calcula la sección transversal de los conductores teniendo en cuenta la máxima densidad de corriente permisible. Para el caso de un transformador con una potencia aparente menor a $50\ VA$ la densidad de corriente σ es igual a 4 (A/mm^2).

$$A(mm^2) = \frac{0.1625\ A}{4\ \left(\frac{A}{mm^2}\right)}. = 0.0406\ mm^2, (113)$$

De acuerdo a la tabla de hilos de cobre y aluminio esmaltados se selecciona un conductor calibre 29 A.W.G.[27]. Se estima la longitud del conductor primario mediante la siguiente ecuación.

$$l_p = N_1(2a + 2p) * 1.4 = 76.6752\ m \approx 77\ m, (114)$$

En el cual, a es el ancho del núcleo del devanado primario y p la profundidad del mismo.

Para encontrar el número de vueltas del devanado secundario se aplica la ley de Faraday.

$$V_{2rod} = \frac{N_2 * 4.44 * B_{máx} * f_e * A_2}{10^4}, (115)$$

Donde,

$B_{máx} = 2\ Teslas, (116)$

$A_2 = (2.4\ cm * 1.5\ cm) = 3.6\ cm^2, (117)$

$V_{2rod} = 190\ V, (118)$

$$N_2 = 989.9311 \approx 990\ vueltas, (119)$$

Se calcula la corriente del devanado secundario, y así poder estimar el calibre del conductor.

$$I_s = \frac{S}{V_{2rod}} = 0.0684 * 1.25 = 0.0855\ A, (120)$$

Se calcula la sección transversal del conductor secundario teniendo en cuenta la máxima densidad de corriente permisible.

$$A(mm^2) = \frac{0.0855\ A}{4\ \left(\frac{A}{mm^2}\right).} = 0.0213\ mm^2, (121)$$

De acuerdo a la tabla de hilos de cobre y aluminio esmaltados se selecciona un conductor calibre 33 A.W.G.[27]. Se estima la longitud del conductor secundario mediante la siguiente ecuación.

$$l_s = N_2(2a + 2p) * 1.7 = 131.274\ m \approx 132\ m, (122)$$

En el cual, a es el ancho del núcleo del devanado secundario y p la profundidad del mismo.

Se halla el número de vueltas del devanado terciario como se aprecia en la ecuación (127).

$$V_3 = \frac{N_3 * 4.44 * B_{máx} * f_e * A_3}{10^4}, (123)$$

Donde,

$B_{máx} = 2\ Teslas, (124)$

$A_3 = (2.4\ cm * 1.5\ cm) = 3.6\ cm^2, (125)$

$V_3 = 40\ V, (126)$

$$N_3 = 208.4065 \approx 209\ vueltas, (127)$$

Se calcula la corriente del devanado terciario, seguidamente se dimensiona el calibre del conductor.

$$I_t = \frac{S}{V_3} = 0.325 * 1.25 = 0.4062\ A, (128)$$

Se calcula la sección transversal del conductor terciario teniendo en cuenta la máxima densidad de corriente permisible.

$$A(mm^2) = \frac{0.4062\ A}{4\ \left(\frac{A}{mm^2}\right).} = 0.1015\ mm^2, (129)$$

De acuerdo a la tabla de hilos de cobre y aluminio esmaltados se selecciona un conductor calibre 26 A.W.G.; pero se debe tener en cuenta este devanado es de compensación, por lo tanto, el conductor se dimensiona del mismo tamaño del devanado secundario.[27]. Se estima la longitud del conductor terciario mediante la siguiente ecuación.

$$l_t = N_3(2a + 2p) * 1.7 = 27.7134\ m \approx 28\ m, (130)$$

Después se calcula la longitud del entrehierro magnético L_{ga} mediante la ecuación (93).

$$L_{ga} = \frac{L_{gsh} * \mu_o - K_{ns}\left(L_{gsh} * \mu_o + L_{g21} * \mu_o * 2 * m + L_{g22} * \mu_o * m + L_{g23} * \mu_o * m\right)}{K_{ns} * (\mu - \mu_o) - (\mu - \mu_o)} = 0.4372\ cm = 4.372\ mm, (131)$$

Conforme al núcleo del transformador se puede establecer,

$L_{gsh} = 4\ cm, (132)$

$L_{g21} = 8\ cm, (133)$

$L_{g22} = 3\ cm, (134)$

$L_{g23} = 8\ cm, (135)$

$\mu_o = 4 * \pi * 10^{-7}\frac{H}{m}, (136)$

Conforme a la figura 33, curva de magnetización para acero eléctrico grano no orientado, se asumen las “chapas” magnéticas del transformador ferroresonante son de material grano no orientado de acero eléctrico. Mediante la siguiente ecuación se puede hallar la permeabilidad magnética del núcleo utilizando la figura 33.

$$\mu = \frac{B}{H} = \frac{0.739 - 1{,}407}{72 - 651} = 1.1537\ X10^{-3}\frac{H}{m}, (137)$$

Por medio de la ecuación (74) se puede hallar la relación de división K_{ns} del flujo magnético.

$$K_{ns} = \frac{\Phi_{g2}}{\Phi_{g1}} = \frac{B_{máx} * A_2}{B_{máx} * A_1} = 0.9375, (138)$$

A través de la ecuación (86) se puede calcular m.

$$m = \frac{A_{sh}}{A_{21}} = 1, (139)$$

Donde,

$A_{sh} = 1.5\ cm, (140)$

$A_{21} = 1.5\ cm, (141)$

Seguidamente se procede a realizar la prueba de vacío y prueba de cortocircuito al transformador ferroresonante. Con estas pruebas se puede dimensionar el condensador resonante C_e.

6.1.1 PRUEBA DE VACÍO

Se alimenta el transformador en vacío preferiblemente por el lado de baja tensión, de tal manera que la tensión aplicada sea la nominal y manteniendo en circuito abierto el devanado secundario y terciario. Se toman medidas de voltaje en vacío V_o, potencia activa en vacío P_o y por último la corriente de vacío I_o.

$$V_o = 100.1\ V, (142)$$

$$P_o = 21\ W, (143)$$

$$I_o = 1.152\ A, (144)$$

$$cos_{\theta o} = \frac{P_o}{V_o * I_o} = 0.1821, (145)$$

$$sen_{\theta o} = sen * cos^{-1} * \left(\frac{P_o}{V_o * I_o}\right) = 0.9832, (146)$$

$$I_{fe} = I_o * cos_{\theta o} = 0.2097\ A, (147)$$

$$I_u = I_o * sen_{\theta o} = 1.1326\ A, (148)$$

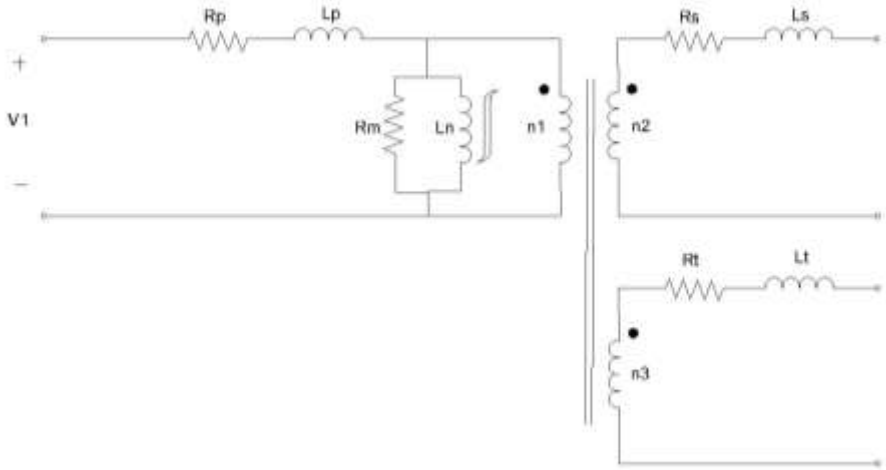


Figura 38. Circuito eléctrico prueba en vacío transformador ferroresoante a 60 Hz sin condensador resonante.

$$R_m = \frac{V_o}{I_{fe}} = 477.3485\ \Omega, (149)$$

$$X_{ln} = \frac{V_o}{I_u} = j\ 88.3807\ \Omega, (150)$$

Se calcula la inductancia magnetizante L_n por medio de la reactancia magnetizante X_{ln}.

$$L_n = \frac{j\ 88.3807\ \Omega}{j\ 2 * \pi * 60} = 0.2344\ H, (151)$$

6.1.2 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 12

Se alimenta el transformador por el devanado primario y se cortocircuita el devanado secundario, se aumenta la tensión hasta que circule la corriente nominal primaria, se mide la corriente, el voltaje y la potencia activa.

$$I_{ns} = \frac{(2.4\ cm * 1.5\ cm)^2}{190\ V} = 0.0682\ A, (152)$$

Se refiere la corriente nominal secundaria I_{ns} del devanado secundario al devanado primario dividiendo la misma por la relación de transformación primaria secundaria.

$$I_{ns}{}' = \frac{0.0682\ A}{\frac{489}{990}} = 0.138\ A, (153)$$

Valores medidos de voltaje, corriente y potencia activa.

$$P_{ccps=}\ 0.3\ W, (154)$$

$$V_{ccps=}\ 8.8\ V, (155)$$

$$I_{ccps=}\ 0.138\ A, (156)$$

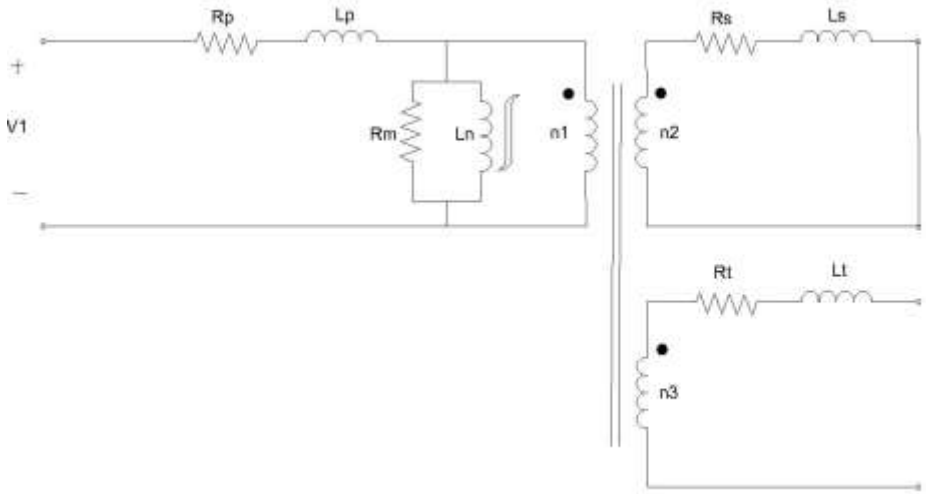


Figura 39. Circuito eléctrico prueba de cortocircuito 12 de transformador ferroresonante a 60 Hz sin condensador resonante.

$$cos_{\theta cc} = \frac{P_{ccps}}{V_{ccps} * I_{ccps}} = 0.247, (157)$$

$$sen_{\theta cc} = sen * cos^{-1}\left(\frac{P_{ccps}}{V_{ccps} * I_{ccps}}\right) = 0.969, (158)$$

$$V_{rccps} = V_{ccps} * cos_{\theta cc} = 2.1736\ V, (159)$$

$$V_{xccps} = V_{ccps} * sen_{\theta cc} = 8.5272\ V, (160)$$

$$R_{ccps} = \frac{V_{rccps}}{I_{ccps}} = 15.7507\ \Omega, (161)$$

$$X_{ccps} = \frac{V_{xccps}}{I_{ccps}} = j\ 61.7913\ \Omega, (162)$$

$$Z_{ccps}{}^{p} = 15.7507\ \Omega + j\ 61.7913\ \Omega, (163)$$

6.1.3 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 13

Se alimenta el transformador por el devanado primario y se cortocircuita el devanado terciario, se aumenta la tensión hasta que circule la corriente nominal primaria, se mide la corriente, el voltaje y la potencia activa.

$$I_{nt} = \frac{(2.4\ cm * 1.5\ cm)^2}{16\ V} = 0.324\ A, (164)$$

Se referencia la corriente nominal terciaria del devanado terciario al devanado primario mediante la relación de transformación de número de vueltas.

$$I_{nt}{}' = \frac{0.324\ A}{\frac{489}{209}} = 0.1384\ A, (165)$$

Seguidamente se procede a medir valores de corriente, voltaje y potencia activa.

$$P_{ccpt=}\ 0.5\ W, (166)$$

$$V_{ccpt=}\ 10.2\ V, (167)$$

$$I_{ccpt=}\ 0.13\ A, (168)$$

$$cos_{\theta cc} = \frac{P_{ccpt}}{V_{ccpt} * I_{ccpt}} = 0.377, (169)$$

$$sen_{\theta cc} = sen * cos^{-1}\left(\frac{P_{ccpt}}{V_{ccpt} * I_{ccpt}}\right) = 0.9262, (170)$$

$$V_{rccpt} = V_{ccpt} * cos_{\theta cc} = 3.8454\ V, (171)$$

$$V_{xccpt} = V_{ccpt} * sen_{\theta cc} = 9.4472\ V, (172)$$

$$R_{ccpt} = \frac{V_{rccpt}}{I_{ccpt}} = 29.58\ \Omega, (173)$$

$$X_{ccpt} = \frac{V_{xccpt}}{I_{ccpt}} = j\ 72.6707\ \Omega, (174)$$

$$Z_{ccpt}{}^{p} = 29.58\ \Omega + j\ 72.6707\ \Omega, (175)$$

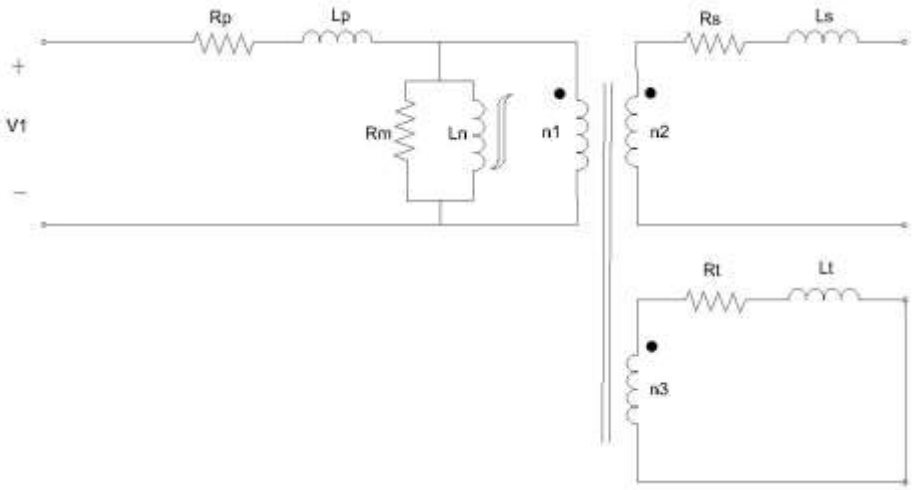


Figura 40. Circuito eléctrico prueba de cortocircuito 13 transformador ferroresonante sin condensador resonante.

6.1.4 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 23

Se alimenta el transformador por el devanado secundario y se cortocircuita el devanado terciario, se aumenta la tensión hasta que circule la corriente nominal secundaria, se mide la corriente, el voltaje y la potencia activa.

$$I_{nt} = \frac{(2.4\ cm * 1.5\ cm)^2}{40\ V} = 0.324\ A, (176)$$

Se referencia la corriente nominal terciaria del devanado terciario al devanado secundario mediante la relación de transformación secundaria terciaria.

$$I_{nt}{}' = \frac{0.324\ A}{\frac{990}{209}} = 0.0684\ A, (177)$$

Seguidamente se toman datos de mediciones de corriente, voltaje y potencia activa.

$$P_{ccst=}\ 0.4\ W, (178)$$

$$V_{ccst=}\ 9.4\ V, (179)$$

$$I_{ccst=}\ 0.06\ A, (180)$$

$$cos_{\Theta cc} = \frac{P_{ccst}}{V_{ccst} * I_{ccst}} = 0.7092, (181)$$

$$sen_{\Theta cc} = sen * cos^{-1}\left(\frac{P_{ccst}}{V_{ccst} * I_{ccst}}\right) = 0.705, (182)$$

$$V_{rccst} = V_{ccst} * cos_{\theta cc} = 6.6664\ V, (183)$$

$$V_{xccst} = V_{ccst} * sen_{\theta cc} = 6.627\ V, (184)$$

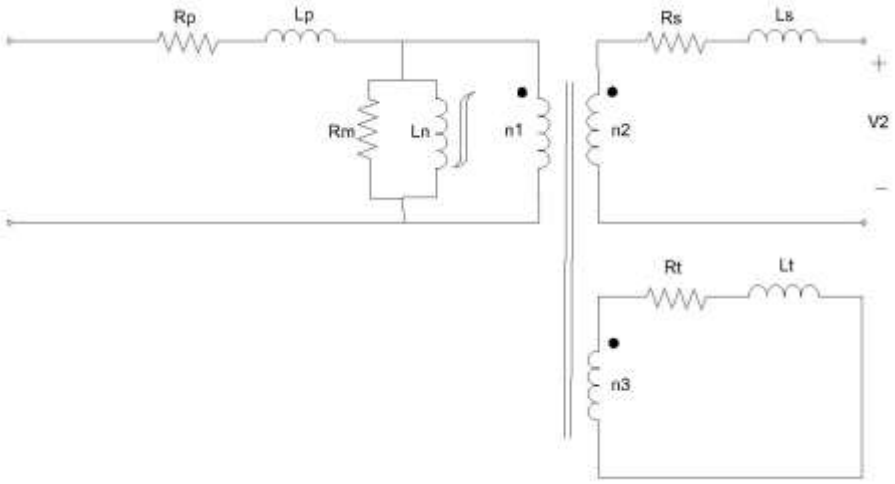


Figura 41. Circuito eléctrico prueba de cortocircuito 23 transformador ferroresonante sin condensador de resonancia.

$$R_{ccst} = \frac{V_{rccst}}{I_{ccst}} = 111.1066\ \Omega, (185)$$

$$X_{ccst} = \frac{V_{xccst}}{I_{ccst}} = j\ 110.4\ \Omega, (186)$$

$$Z_{ccst}{}^{s} = 111.1066\ \Omega + j\ 110.4\ \Omega, (187)$$

Se referencia la impedancia de cortocircuito secundaria terciaria vista desde el secundario al devanado primario mediante la relación de transformación al cuadrado primaria secundaria.

$$Z_{ccst}{}^{p} = (n_{12})^2 (R_{ccst} + X_{ccst}) = 27.1073\ \Omega + j\ 26.9349\ \Omega, (188)$$

Para resolver el sistema de ecuaciones se refieren todas las impedancias en un mismo lado, para nuestra ocasión se refirió todas las impedancias al circuito primario.

$$Z_{ccps}{}^{p} = 15.7507\ \Omega + j\ 61.7913\ \Omega, (189)$$

$$Z_{ccpt}{}^{p} = 29.58\ \Omega + j\ 72.6707\ \Omega, (190)$$

$$Z_{ccst}{}^{p} = 27.1073\ \Omega + j\ 26.9349\ \Omega, (191)$$

El sistema anterior de ecuaciones se resuelve de modo fasorial obteniendo las siguientes expresiones.

$$Z_{p}{}^{p} = \frac{1}{2}\left(Z_{ccps}{}^{p} + Z_{ccpt}{}^{p} - Z_{ccst}{}^{p}\right) = 9.1117\ \Omega + j\ 53.7635\ \Omega, (192)$$

Se calcula la inductancia de dispersión primaria L_p por medio de la inductancia primaria.

$$L_p = \frac{j\ 53.7635\ \Omega}{j\ 2 * \pi * 60} = 0.1426\ H, (193)$$

$$Z_s{}^p = \frac{1}{2}\left(Z_{ccps}{}^p + Z_{ccst}{}^p - Z_{ccpt}{}^p\right) = 6.639\ \Omega\ +\ j\ 8.0277\ \Omega, (194)$$

$$Z_t{}^p = \frac{1}{2}\left(Z_{ccpt}{}^p + Z_{ccst}{}^p - Z_{ccps}{}^p\right) = 20.4683\ \Omega + j\ 18.9071\ \Omega, (195)$$

Se des referencian las impedancias secundaria y terciaria del transformador ferroresonante, ya que estas están vistas desde el lado primario, por lo tanto, se referencia a su respectivo devanado.

$$Z_s = \frac{Z_s{}^p}{(n_{12})^2} = 27.2116\ \Omega + j\ 32.9036\ \Omega, (196)$$

Se calcula la inductancia de dispersión secundaria L_s mediante la impedancia secundaria.

$$L_s = \frac{j\ 32.9036\ \Omega}{j\ 2 * \pi * 60} = 0.0872\ H, (197)$$

$$Z_t = \frac{Z_t{}^p}{(n_{13})^2} = 3.739\ \Omega + j\ 3.4538\ \Omega, (198)$$

Se calcula la inductancia de dispersión terciaria L_t mediante la impedancia terciaria.

$$L_t = \frac{j\ 3.4538\ \Omega}{j\ 2 * \pi * 60} = 0.0091\ H, (199)$$

Por medio de las pruebas realizadas de circuito abierto y cortocircuito expresadas anteriormente, se puede calcular el condensador resonante C_e de la ecuación (49).

$$C_e = \frac{n_{13}{}^2}{\pi * f_e * \left(X_{Ln} + 2 * n_{13}{}^2 * X_{Lt} + \sqrt{X_{Ln}{}^2 - 4 * n_{13}{}^4 * R_t{}^2}\right)} = 141.9977\ uF, (200)$$

Seguidamente se dimensiona un transformador ferroresonante basado en ferroresonancia teniendo en cuenta que tanto el núcleo primario y secundario sean del mismo material.

6.2 DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE TRANSFORMADOR FERRORESONANTE A 60 HZ MEJORADO

Mediante el área del núcleo del transformador ferroresonante, los voltajes V_{1rod}, V_{2rod}, V_3 y la ley de Faraday se calcula el número de vueltas de los devanados como se aprecia a continuación.

$$V_{1rod} = \frac{N_1 * 4.44 * B_{máx} * f_e * A_1}{10^4}, (201)$$

Donde,

$B_{máx} = 0.8\, Tesla, (202)$

$A_1 = (2\, cm * 10cm) = 20\, cm^2, (203)$

$V_{1rod} = 120\, V, (204)$

$$N_1 = 281.3488 \approx 282\, Vueltas, (205)$$

Posteriormente se calcula la corriente del devanado primario.

$$I_p = \frac{S}{V_{1rod}} = 0.8333 * 1.25 = 1.0416\, A, (206)$$

Donde,

$S = (2\, cm\ * 5\, cm)^2 = 100\, VA, (207)$

Se calcula la sección transversal de los conductores teniendo en cuenta la máxima densidad de corriente permisible. Para el caso de un transformador con una potencia aparente igual a $100\, VA$ la densidad de corriente σ es igual a 3.5 (A/mm^2).

$$A(mm^2) = \frac{1.0416\ A}{3.5\ \left(\frac{A}{mm^2}\right)}. = 0.2976\, mm^2, (208)$$

De acuerdo a la tabla de hilos de cobre y aluminio esmaltados se selecciona un conductor calibre 22 A.W.G.[27]. Se estima la longitud del conductor primario mediante la siguiente ecuación.

$$l_p = N_1(2a + 2p) * 1.4 = 94.752\, m \approx 95\, m, (209)$$

En el cual, a es el ancho del núcleo del devanado primario y p la profundidad del mismo.

Para encontrar el número de vueltas del devanado secundario se aplica la ley de Faraday.

$$V_{2rod} = \frac{N_2 * 4.44 * B_{máx} * f_e * A_2}{10^4}, (210)$$

Donde,

$B_{máx} = 1.5\, Teslas, (211)$

$A_2 = (2\, cm * 5\, cm) = 10\, cm^2, (212)$

$V_{2rod} = 130\, V, (213)$

$$N_2 = 325.1142 \approx 326\, vueltas, (214)$$

Se calcula la corriente del devanado secundario.

$$I_s = \frac{S}{V_{2rod}} = 0.7692 * 1.25 = 0.9615\, A, (215)$$

Se calcula la sección transversal del conductor secundario teniendo en cuenta la máxima densidad de corriente permisible.

$$A(mm^2) = \frac{0.9615\ A}{3.5\ \left(\frac{A}{mm^2}\right)}. = 0.2747\ mm^2, (216)$$

De acuerdo a la tabla de hilos de cobre y aluminio esmaltados se selecciona un conductor calibre 22 A.W.G.[27]. Se estima la longitud del conductor secundario mediante la siguiente ecuación.

$$l_s = N_2(2a + 2p) * 1.7 = 77.588\ m \approx 78\ m, (217)$$

Se calcula el número de vueltas del devanado terciario.

$$V_3 = \frac{N_3 * 4.44 * B_{máx} * f_e * A_3}{10^4}, (218)$$

Donde,

$B_{máx} = 1.5\ Teslas, (219)$

$A_3 = (2\ cm * 5\ cm) = 10\ cm^2, (220)$

$V_3 = 50\ V, (221)$

$$N_3 = 125.0439 \approx 126\ vueltas, (222)$$

Se calcula la corriente del devanado terciario, seguidamente se dimensiona el calibre del conductor.

$$I_t = \frac{S}{V_3} = 2 * 1.25 = 2.5\ A, (223)$$

Se calcula la sección transversal del conductor terciario teniendo en cuenta la máxima densidad de corriente permisible.

$$A(mm^2) = \frac{2.5\ A}{3.5\left(\frac{A}{mm^2}\right)}. = 0.7142\ mm^2, (224)$$

De acuerdo a la tabla de hilos de cobre y aluminio esmaltados se selecciona un conductor calibre 18 A.W.G.; pero se debe tener en cuenta este devanado es de compensación, por lo tanto, el conductor se dimensiona del mismo tamaño del devanado secundario.[27].

$$l_t = N_3(2a + 2p) * 1.7 = 29.988\ m \approx 30\ m, (225)$$

Seguidamente se calcula la longitud del entrehierro magnético L_{ga}.

$$L_{ga} = \frac{L_{gsh} * \mu_o - K_{ns}\left(L_{gsh} * \mu_o + L_{g21} * \mu_o * 2 * m + L_{g22} * \mu_o * m + L_{g23} * \mu_o * m\right)}{K_{ns} * (\mu - \mu_o) - (\mu - \mu_o)} = 1.1313\ cm, (226)$$

Conforme al núcleo del transformador se puede establecer,

$L_{gsh} = 12{,}5\ cm, (227)$

$L_{g21} = 20\ cm, (228)$

$L_{g22} = 10\ cm, (229)$

$L_{g23} = 20\ cm, (230)$

$\mu_o = 4 * \pi * 10^{-7} \frac{H}{m}, (231)$

Conforme a la figura 33, se asumen las “chapas” magnéticas del transformador ferroresonante son de material grano no orientado de acero eléctrico. Mediante la siguiente ecuación se puede hallar la permeabilidad magnética del núcleo utilizando la figura 33.

$$\mu = \frac{B}{H} = \frac{0.739 - 1{,}407}{72 - 651} = 1.1537\ X10^{-3} \frac{H}{m}, (232)$$

Se halla la relación de división K_{ns} del flujo magnético, de igual forma de calcula m.

$$K_{ns} = \frac{\Phi_{g2}}{\Phi_{g1}} = \frac{B_{máx} * A_2}{B_{máx} * A_1} = 0.9375, (233)$$

$$m = \frac{A_{sh}}{A_{21}} = 1, (234)$$

Donde,

$A_{sh} = 5\ cm, (235)$

$A_{21} = 5\ cm, (236)$

Seguidamente se procede a realizar la prueba de vacío y prueba de cortocircuito al transformador ferroresonante. Con estas pruebas se puede dimensionar el condensador resonante C_e.

6.2.1 PRUEBA DE VACÍO

Se toman medidas de voltaje en vacío V_o, potencia activa en vacío P_o y por último la corriente de vacío I_o.

$$V_o = 120.4\ V, (237)$$

$$P_o = 20\ W, (238)$$

$$I_o = 1.651\ A, (239)$$

$$cos_{\theta o} = \frac{P_o}{V_o * I_o} = 0.1006, (240)$$

$$sen_{\theta o} = sen * cos^{-1} * \left(\frac{P_o}{V_o * I_o}\right) = 0.9949, (241)$$

$$I_{fe} = I_o * cos_{\theta o} = 0.166\ A, (242)$$

$$I_u = I_o * sen_{\theta o} = 1.6425\ A, (243)$$

$$R_m = \frac{V_o}{I_{fe}} = 725.3012\ \Omega, (244)$$

$$X_{ln} = \frac{V_o}{I_u} = j\ 73.3028\ \Omega, (245)$$

6.2.2 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 12

$$I_{ns} = \frac{(2\ cm * 5\ cm)^2}{130\ V} = 0.7692\ A, (246)$$

Se refiere la corriente nominal secundaria I_{ns} del devanado secundario al devanado primario.

$$I_{ns}{}' = \frac{0.7692\ A}{\frac{282}{326}} = 0.8892\ A, (247)$$

Valores medidos de voltaje, corriente y potencia activa.

$$P_{ccps=}\ 5\ W, (248)$$

$$V_{ccps=}\ 33.3\ V, (249)$$

$$I_{ccps=}\ 0.876\ A, (250)$$

$$cos_{\theta cc} = \frac{P_{ccps}}{V_{ccps} * I_{ccps}} = 0.1714, (251)$$

$$sen_{\theta cc} = sen * cos^{-1}\left(\frac{P_{ccps}}{V_{ccps} * I_{ccps}}\right) = 0.9852, (252)$$

$$V_{rccps} = V_{ccps} * cos_{\theta cc} = 5.7076\ V, (253)$$

$$V_{xccps} = V_{ccps} * sen_{\theta cc} = 32.8071\ V, (254)$$

$$R_{ccps} = \frac{V_{rccps}}{I_{ccps}} = 6.5155\ \Omega, (255)$$

$$X_{ccps} = \frac{V_{xccps}}{I_{ccps}} = j\ 37.4510\ \Omega, (256)$$

$$Z_{ccps}{}^{p} = 6.5155\ \Omega + j\ 37.4510\ \ \Omega, (257)$$

6.2.3 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 13

Se mide corriente, voltaje y potencia activa.

$$I_{nt} = \frac{(2\ cm * 5\ cm)^2}{50\ V} = 2\ A, (258)$$

Se referencia la corriente nominal terciaria del devanado terciario al devanado primario.

$$I_{nt}{}' = \frac{2\ A}{\frac{282}{126}} = 0.8936\ A, (259)$$

$$P_{ccpt=}\ 6\ W, (260)$$

$$V_{ccpt=}\ 34.2\ V, (261)$$

$$I_{ccpt=}\ 0.87\ A, (262)$$

$$cos_{\theta cc} = \frac{P_{ccpt}}{V_{ccpt} * I_{ccpt}} = 0.2016, (263)$$

$$sen_{\theta cc} = sen * cos^{-1}\left(\frac{P_{ccpt}}{V_{ccpt} * I_{ccpt}}\right) = 0.9794, (264)$$

$$V_{rccpt} = V_{ccpt} * cos_{\theta cc} = 6.8947\ V, (265)$$

$$V_{xccpt} = V_{ccpt} * sen_{\theta cc} = 33.4954\ V, (266)$$

$$R_{ccpt} = \frac{V_{rccpt}}{I_{ccpt}} = 7.9249\ \Omega, (267)$$

$$X_{ccpt} = \frac{V_{xccpt}}{I_{ccpt}} = j\ 38.5004\ \Omega, (268)$$

$$Z_{ccpt}{}^{p} = 7.9249\ \Omega + j\ 38.5004\ \Omega, (269)$$

6.2.4 PRUEBA DE CORTOCIRCUITO 23

$$I_{nt} = \frac{(2\ cm * 5\ cm)^2}{50\ V} = 2\ A, (270)$$

$$I_{nt}{}' = \frac{2\ A}{\frac{326}{126}} = 0.773\ A, (271)$$

Seguidamente se toman datos de mediciones de corriente, voltaje y potencia activa.

$$P_{ccst=}\ 4.9\ W, (272)$$

$$V_{ccst=}\ 5.98\ V, (273)$$

$$I_{ccst=}\ 0.826\ A, (274)$$

$$cos_{\theta cc} = \frac{P_{ccst}}{V_{ccst} * I_{ccst}} = 0.992, (275)$$

$$sen_{\theta cc} = sen * cos^{-1}\left(\frac{P_{ccst}}{V_{ccst} * I_{ccst}}\right) = 0.126, (276)$$

$$V_{rccst} = V_{ccst} * cos_{\theta cc} = 5.9321\ V, (277)$$

$$V_{xccst} = V_{ccst} * sen_{\theta cc} = 0.7534\ V, (278)$$

$$R_{ccst} = \frac{V_{rccst}}{I_{ccst}} = 7.1817\ \Omega, (279)$$

$$X_{ccst} = \frac{V_{xccst}}{I_{ccst}} = j\ 0.9121\ \Omega, (280)$$

$$Z_{ccst}{}^{s} = 7.1817\ \Omega + j\ 0.9121\ \Omega, (281)$$

Se referencia la impedancia de cortocircuito secundaria terciaria vista desde el secundario al devanado primario.

$$Z_{ccst}{}^{p} = (n_{12})^2 (R_{ccst} + X_{ccst}) = 5.3739\ \Omega + j\ 0.6825\ \Omega, (282)$$

Para resolver el sistema de ecuaciones se refieren todas las impedancias en un mismo lado, para nuestra ocasión se refirió todas las impedancias al circuito primario.

$$Z_{ccps}{}^{p} = 6.5155\ \Omega + j\ 37.4510\ \ \Omega\ , (283)$$

$$Z_{ccpt}{}^{p} = 7.9249\ \Omega + j\ 38.5004\ \Omega, (284)$$

$$Z_{ccst}{}^{p} = 5.3739\ \Omega + j\ 0.6825\ \Omega, (285)$$

El sistema anterior de ecuaciones se resuelve de modo fasorial obteniendo las siguientes expresiones.

$$Z_p{}^{p} = \frac{1}{2}\left(Z_{ccps}{}^{p} + Z_{ccpt}{}^{p} - Z_{ccst}{}^{p}\right) = 4.5332\ \Omega + j\ 37.6344\ \Omega, (286)$$

$$Z_s{}^{p} = \frac{1}{2}\left(Z_{ccps}{}^{p} + Z_{ccst}{}^{p} - Z_{ccpt}{}^{p}\right) = 1.9822\ \Omega -\ j\ 0.1834\ \Omega, (287)$$

$$Z_t{}^{p} = \frac{1}{2}\left(Z_{ccpt}{}^{p} + Z_{ccst}{}^{p} - Z_{ccps}{}^{p}\right) = 3.3916\ \Omega + j\ 0.8659\ \Omega, (288)$$

Se des referencian las impedancias secundaria y terciaria del transformador ferroresonante, ya que estas están vistas desde el lado primario, por lo tanto, se referencia a su respectivo devanado.

$$Z_s = \frac{Z_s{}^{p}}{(n_{12})^2} = 2.649 - j\ 0.245\ \Omega, (289)$$

$$Z_t = \frac{Z_t{}^{p}}{(n_{13})^2} = 0.677\ \Omega + j\ 0.1728\ \Omega, (290)$$

Por medio de las pruebas realizadas de circuito abierto y cortocircuito expresadas anteriormente, se puede calcular el condensador resonante C_e de la ecuación (49).

$$C_e = \frac{n_{13}{}^{2}}{\pi * f_e * \left(X_{Ln} + 2 * n_{13}{}^{2} * X_{Lt} + \sqrt{X_{Ln}{}^{2} - 4 * n_{13}{}^{4} * R_t{}^{2}}\right)} = 179.5266\ uF, (291)$$

7 CAPÍTULO 4 IMPLEMENTACIÓN Y VALIDACIÓN

La construcción del transformador ferroresonante a 60 Hz se puede observar en el Anexo A.

A continuación, se expone una serie de resultados obtenidos con el condensador resonante implementado en el transformador ferroresonante, se mide voltaje primario y voltaje secundario a variaciones de voltaje primario.

Como se puede observar en la tabla 10, la relación de transformación de voltaje (100-190 V) no se está cumpliendo, de igual forma la regulación de tensión no se cumple. Lo anterior es debido a los flujos dispersos existentes en el Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia y los entrehierros o espacios de aire que se forman entre las uniones de las "chapas" magnéticas del mismo. También se debe tener en cuenta el entrehierro magnético calculado, se utiliza una permeabilidad del núcleo para acero eléctrico grano no orientado para calcular el mismo; esto resulta en un dimensionamiento de entrehierro que no puede ser el ideal, ya que, el material magnético trabajado puede que no sea el asumido.

Tabla 10. Valores medidos de voltaje secundario antes variación de voltaje primario con condensador resonante de 144 uF a 160 V CVT basado en ferroresonancia a 60 Hz.

V PRIMARIO (V)	V SECUNDARIO (V)
20	19.2
40.2	38
60.4	56
80.8	73.6
100.5	91
120.4	107.4
140.8	123
160.1	138.4

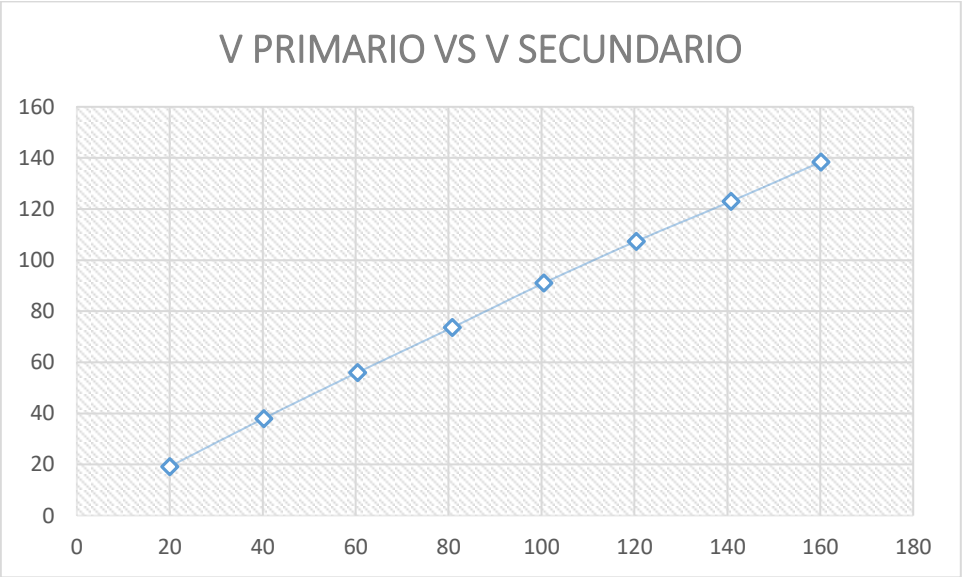


Figura 42. Voltaje primario vs voltaje secundario Transformador de Voltaje Constante en vacío.

Como se observa en la figura 42 y 43 se tiene un comportamiento lineal y no un comportamiento esperado con separación entre zona lineal y saturación del Transformador, esto es debido, a que el núcleo primario y secundario se utilizaron

dos tipos de materiales diferentes, los cuales hicieron que el núcleo secundario no llegará a saturarse.

Tabla 11. Valores medidos de voltaje primario-secundario Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia con carga luminaria LED 5 W.

V PRIMARIO (V)	V SECUNDARIO (V)
20.3	19.3
40.6	37.7
60.7	53
80.5	73.1
100.1	90.2
120.5	105.3
140.8	121.5
160.6	136
PRUEBA CON CARGA LUMINARIA LED 5 W	

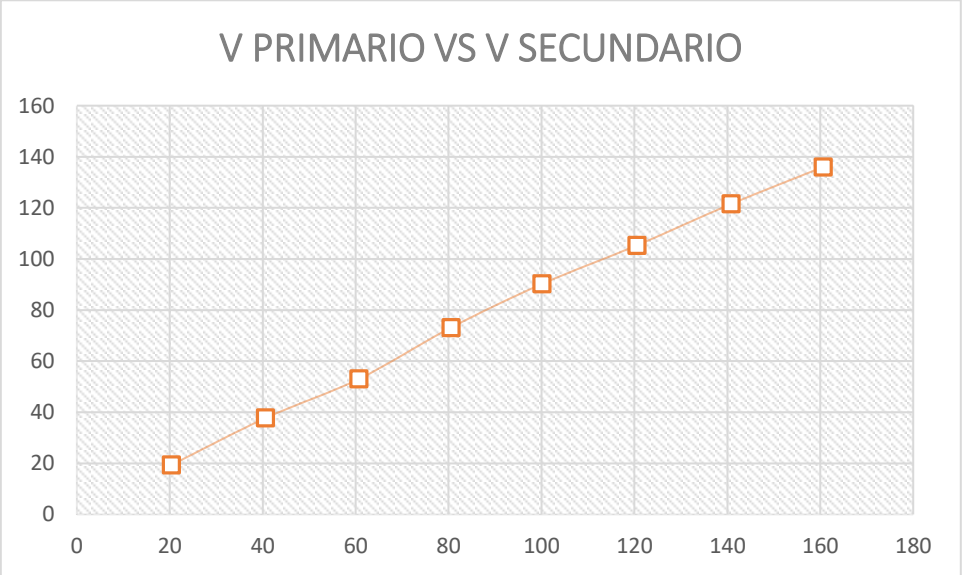


Figura 43.Voltaje primario vs voltaje secundario Transformador de Voltaje Constante con carga.

Se muestran valores medidos de factor de cresta (CF) en la entrada y salida del Transformador de Voltaje Constante y de igual forma valores de entrada y salida de THD (Total Harmonic Distotrion).

Tabla 12. Valores medidos primario-secundario Factor de Cresta y THD con carga luminaria LED 5 W.

F.C ENTRADA	F.C SALIDA
1.5 CF	1.5 CF
ARMÓNICOS V ENTRADA	**ARMÓNICOS V SALIDA**
4.6 THD	24.9 THD

Como se observa en la tabla 12 se tiene la distorsión de la forma de onda periódica de sus características ideales con el factor de cresta está un poco por encima del valor nominal de una sinusoide ideal que sería un valor de 1.4, la cual

sería la razón entre el valor pico y el valor RMS. Por otra parte, se tiene valores de THD de voltaje en la alimentación cumpliendo con el límite establecido de THD según la normativa IEEE Std. 519-2014, de forma contraria se encuentra el voltaje de alimentación de la carga luminaria LED la cual es un dispositivo que contribuye con una distorsión de la forma de onda de voltaje ocasionando un THD por encima del límite permitido.

La construcción del Transformador de Voltaje Constante mejorado a 60 Hz se puede observar en el Anexo B.

A continuación, se pueden apreciar una serie de resultados obtenidos con el Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia mejorado.

Tabla 13. Resultados prueba Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia en vacío con condensador electrolítico de 177 uF a 160 V.

V PRIMARIO (V)	V SECUNDARIO (V)
20.7	24.5
40.2	46.9
60.6	69.4
80.6	92.5
100.8	115
120.5	130.1
140.3	134.8
160.6	139.4
PRUEBA CONDENSADOR ELECTROLÍTICO 160 V 177 uF	

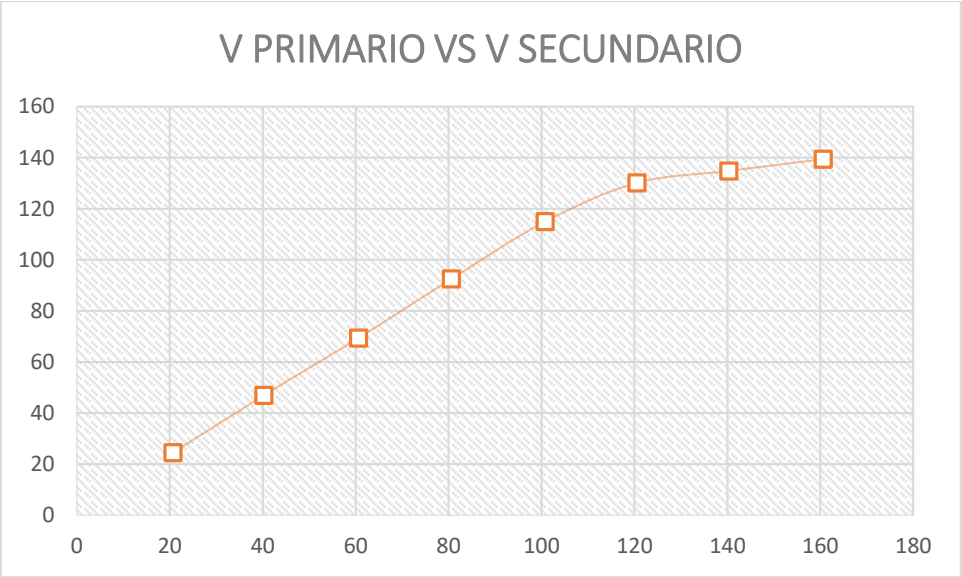


Figura 44. Voltaje primario vs voltaje secundario Transformador de Voltaje Constante mejorado en vacío.

Como se observa en la tabla 13 se tiene una regulación de voltaje por encima del nominal con cambios de aproximadamente cuarenta voltios en entrada, la salida

cambia nueve voltios en su valor nominal, logrando que elevaciones de voltaje o sobrevoltajes de entrada no afecten de gran forma la carga alimentada a la salida.

Las evidencias de las mediciones realizadas en la tabla 13 se pueden observar en el Anexo C.

Los resultados de prueba realizada Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia alimentando carga luminaria incandescente de 70 W se pueden apreciar en la tabla 14, sus evidencias se encuentran en el Anexo C.

Tabla 14. Resultados prueba Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia con carga luminaria incandescente de 70 W.

V PRIMARIO (V)	V SECUNDARIO (V)
20.4	15
40	34.1
60.2	54
80.6	74
100.7	93.3
120.5	110.8
139.9	124.6
160.5	130.3
PRUEBA CON CARGA LUMINARIA INCANDESCENTE 70 W	

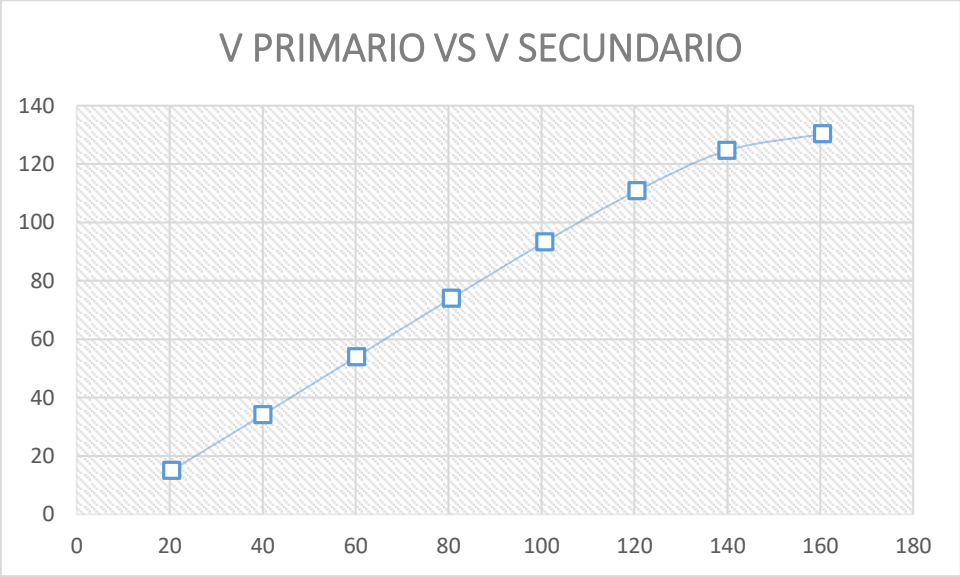


Figura 45. Voltaje primario vs voltaje secundario Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia mejorado con carga.

Como se observa en la figura 44 y 45 se puede observar el “codo” o “rodilla” de las curvas “V PRIMARIO VS V SECUNDARIO” el cual separa la zona lineal de la zona de saturación, pudiendo evidenciar el comportamiento adecuado del Transformado de Voltaje Constante basado en ferroresonancia mejorado. Estas gráficas indican que ante variaciones de voltaje primario el voltaje secundario no cambiara de una manera abrupta debido a que su núcleo secundario está saturado.

Valores medidos de Factor de Cresta y THD (Total Harmonic Distortion) de Voltaje, las evidencias se observan en el Anexo C.

Tabla 15. Valores medidos de Factor de Cresta y THD de voltaje en primario-secundario Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia con carga luminaria incandescente 70 W.

F.C ENTRADA	**F.C SALIDA**
1.4 CF	1.4 CF
ARMÓNICOS V ENTRADA	**ARMÓNICOS V SALIDA**
4 THD	2.7 THD

Se puede apreciar en la tabla 15 el factor de cresta es el adecuado para una sinusoide ideal el cual su valor es igual a 1.4. De igual forma se puede observar que los límites de THD cumplen con los establecidos en la normativa vigente.

8 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- Se estableció la metodología de diseño del Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia, en una primera parte se hizo un análisis del circuito eléctrico equivalente y se pudo establecer las ecuaciones de dimensionamiento de condensador resonante C_e, seguidamente se realizó un análisis del circuito magnético equivalente la cual resulto en la ecuación de longitud del entrehierro necesarias para el diseño del mismo.
- Se diseñó el circuito magnético y eléctrico equivalente del Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia, el cual se desarrollaron ecuaciones necesarias para el dimensionamiento de elementos importantes para la construcción e implementación del mismo.
- Se validó el funcionamiento del Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia mediante realización de pruebas en vacío, pudiendo observar una regulación de tensión ante elevaciones de voltaje o sobrevoltajes, de igual forma se realizó pruebas con carga luminaria incandescente de 70 W logrando una regulación de tensión como la observada en la prueba de vacío. También se realizaron pruebas mediante el osciloscopio FLUKE 125 Industrial Scopemeter, de Factor de Cresta y THD de voltaje, arrojando resultados dentro de los límites establecidos para pruebas con luminarias incandescentes y resultados fuera de los límites con luminarias LED, esto debido al tipo de luminaria utilizada.
- Se deben tener en cuenta, la estructura de núcleo especial del Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia como se observa en la figura 24, la cual cuenta con un núcleo compacto y una derivación magnética. Para nuestro proyecto el núcleo se realizó mediante la unión de varios núcleos pudiendo ocasionar espacios de aire en las uniones de los mismos, provocando que las ecuaciones calculadas no sean tan precisas. También se debe tener en cuenta que los núcleos utilizados sean del mismo material, ya que, este fue un error cometido en una primera implementación del Transformador de Voltaje Constante, logrando que el núcleo secundario no se saturara. Se recomienda el uso de chapas magnéticas de grano no orientado.
- El condensador utilizado para las pruebas realizadas fue un condensador electrolítico por el costo de este, el cual no es el conveniente para pruebas en corriente alterna, se recomienda la utilización de condensadores en A.C.
- Se logró obtener regulación de tensión ante elevaciones de voltaje o sobrevoltajes logrando saturar el núcleo secundario del Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia mejorado validando ecuaciones de diseño y, logrando así mantener el voltaje de salida ante estos fenómenos electromagnéticos como se observa en las figuras 44 y 45.

9 BIBLIOGRAFÍA

[1] M. Ángel and L. Therán, “Regulador Ferroresonante como Equipo Acondicionador Voltaje,” 2017.

[2] Y. Zhilichev, “Models of ferroresonant transformers,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 29, no. 6, pp. 2631–2639, 2014.

[3] 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.

[4] 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.

[5] 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.

[6] P. G. Khorasani and A. Deihimi, “A new modeling of matlab transformer for accurate simulation of ferroresonance,” *POWERENG 2009 - 2nd Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives Proc.*, pp. 529–534, 2009.

[7] T. Van Craenenbroeck, I. Van Den Broek, R. Belmans, K. Van Wijmeersch, and J. Declercq, “Analysis and design of a three-phase constant voltage transformer based on ferroresonance,” *IEE Conf. Publ.*, vol. 2, no. 482, pp. 18–21, 2001.

[8] Y. I. Tygai and A. B. Besarab, “The mathematical model of voltage transformers for the study of ferroresonant processes,” *2014 IEEE Int. Conf. Intell. Energy Power Syst. IEPS 2014 - Conf. Proc.*, pp. 77–80, 2014.

[9] Y. N. Ryzhkova and S. A. Tsyruk, “Ferroresonance suppression in distribution networks,” *2016 2nd Int. Conf. Ind. Eng. Appl. Manuf. ICIEAM 2016 - Proc.*, pp. 1–4, 2016.

[10] J. N. Sakamuri, D. J. Yesuraj, and S. R. Joshi, “Simulation and testing of novel Ferro-Transient Suppression Circuit for CVT,” *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, vol. 2015-Septe, no. 1, 2015.

[11] H. E. Rojas Cubides, E. Rivas Trujillo, and A. A. Jaramillo Matta, “Aspectos técnicos y normativos para el monitoreo y medición de armónicos,” *Ingeniería*, vol. 19, no. 2, pp. 6–11, 2014.

[12] M. Angel and S. Cortés, “I n s t i t u t o T e c n o l ó g i c o d e P u e b l a Calidad de la Energía Eléctrica,” 2009.

[13] Ministerio de Minas y Energía, “Reglamento de distribución de energía eléctrica. Anexo general (Resolución CREG. No. 070).,” 1998.

[14] D. E. A. E. N. Redes and P. R. D. E. L. O. S. E. Stándares, “NORMAS (GUIAS) SOBRE LIMITES DE ARMONICAS EN REDES ELECTRICAS,” pp. 63–77.

[15] G. García Chavez, “Normatividad internacional en instalaciones de sistemas

solares fotovoltaicos," p. 157, 2018.

[16] L. C. D. R. D. E. Y. GAS, "Resolución No. 108 Julio 03 de 1997," 1997. [Online]. Available: http://apolo.creg.gov.co/Publicac.nsf/Indice01/Resolución-1997-CR108-97. [Accessed: 06-Oct-2019].

[17] CREG. Comisión de Regulación de Energía y Gas, "Resolución CREG 024 de 2005," *Resolución CREG-024*, p. 10, 2005.

[18] LA COMISIÓN DE REGULACIÓN DE ENERGÍA Y GAS, "Resolución No. 089 Diciembre 22 de 1999." [Online]. Available: http://apolo.creg.gov.co/Publicac.nsf/1c09d18d2d5ffb5b05256eee00709c02/0489fc30037a26cd0525785a007a6404?OpenDocument. [Accessed: 06-Oct-2019].

[19] CREG, "Resolución CREG 065 de 2012," *2012*. pp. 1–34, 2012.

[20] I. S. ASSOCIATION, *Ieee Standard 1159 - 1995*. 1995.

[21] "Desbalance de Voltaje." [Online]. Available: https://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/6596/1/T2146.pdf. [Accessed: 06-Nov-2019].

[22] J. A. Corea Araujo, "Análisis del Fenómeno de Ferroresonancia en Transformadores de Potencia," *Program*, p. 109, 2011.

[23] I. T. O. N. M- and G. No, "A New Approach in the Analysis and Design of a Ferroresonant Transformer," vol. M, no. August 1960, pp. 28–31, 1967.

[24] "Custom Ferroresonant Transformers | General Transformer Corporation, USA." [Online]. Available: http://generaltransformer.com/ferroresonant-transformers/. [Accessed: 25-Sep-2019].

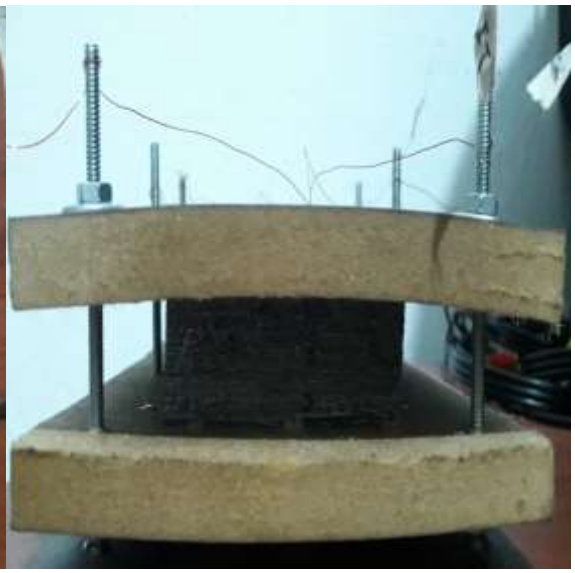
[25] "Ferroresonant Transformer – Voltage Disturbance." [Online]. Available: http://voltage-disturbance.com/power-engineering/ferroresonant-transformer/. [Accessed: 24-Sep-2019].

[26] "Free BH Curves - Magweb." [Online]. Available: https://magweb.us/free-bh-curves/. [Accessed: 11-Nov-2019].

[27] Elementos magnéticos Navarra S.L., "Hilos De Cobre Y Aluminio Esmaltados: Características Físicas Y Eléctricas," vol. 1, no. d, p. 1.

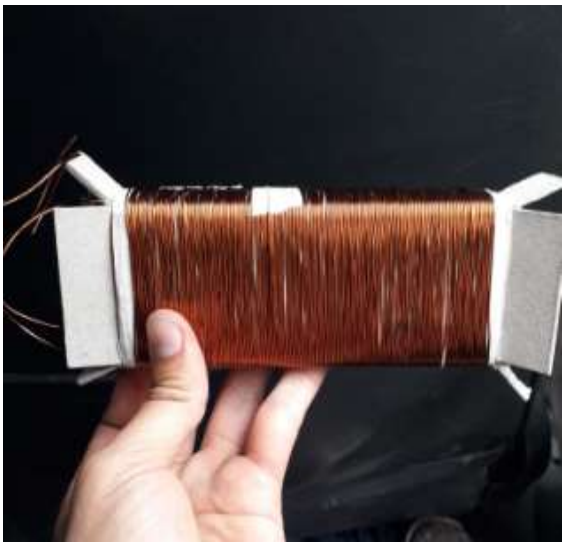
10 ANEXO A

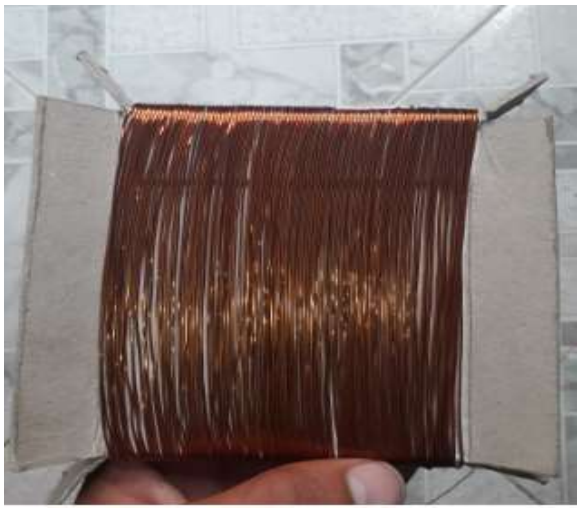
Construcción Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia.

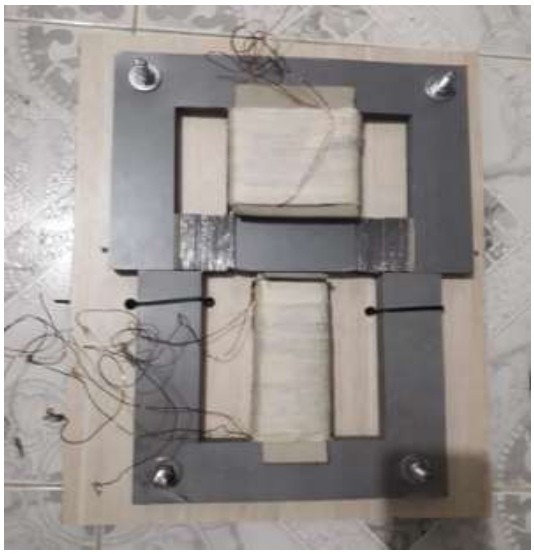
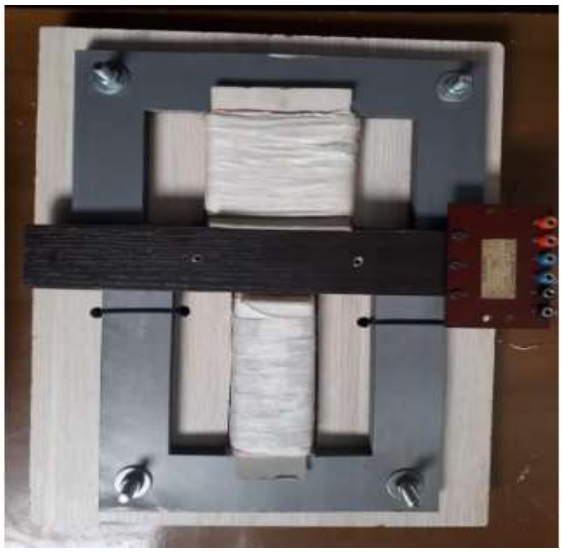
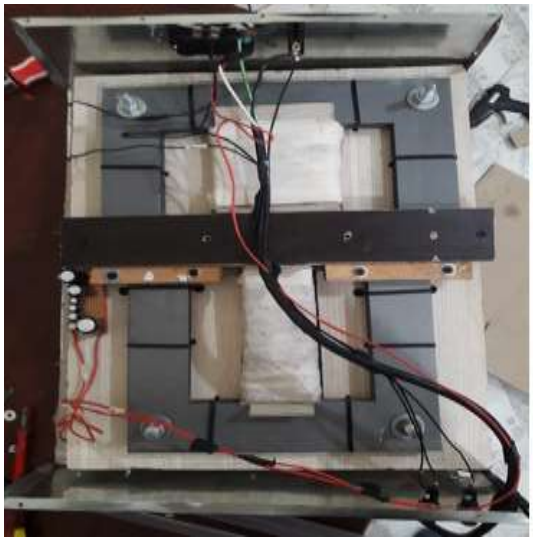


11 ANEXO B

Construcción Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia mejorado.

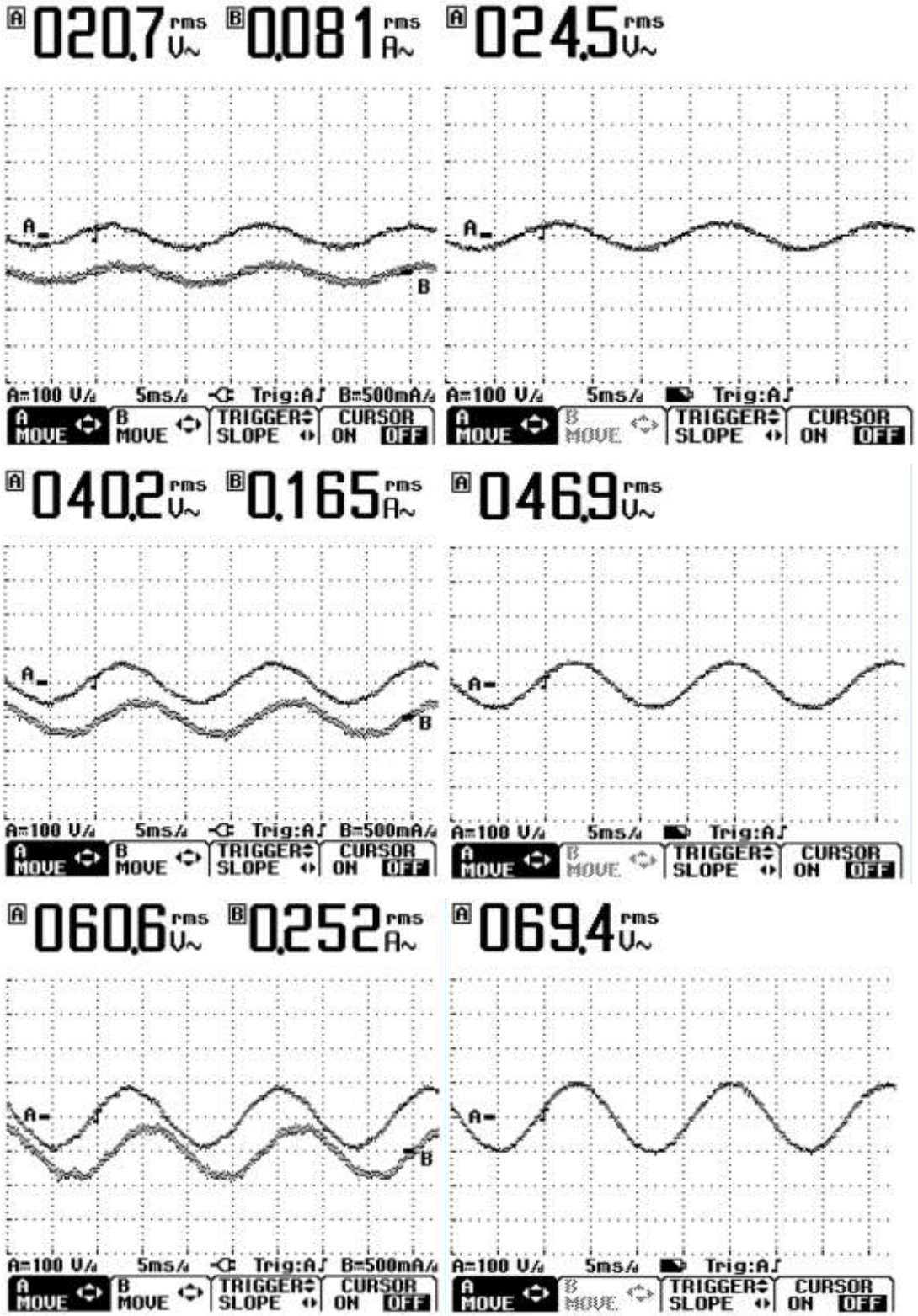


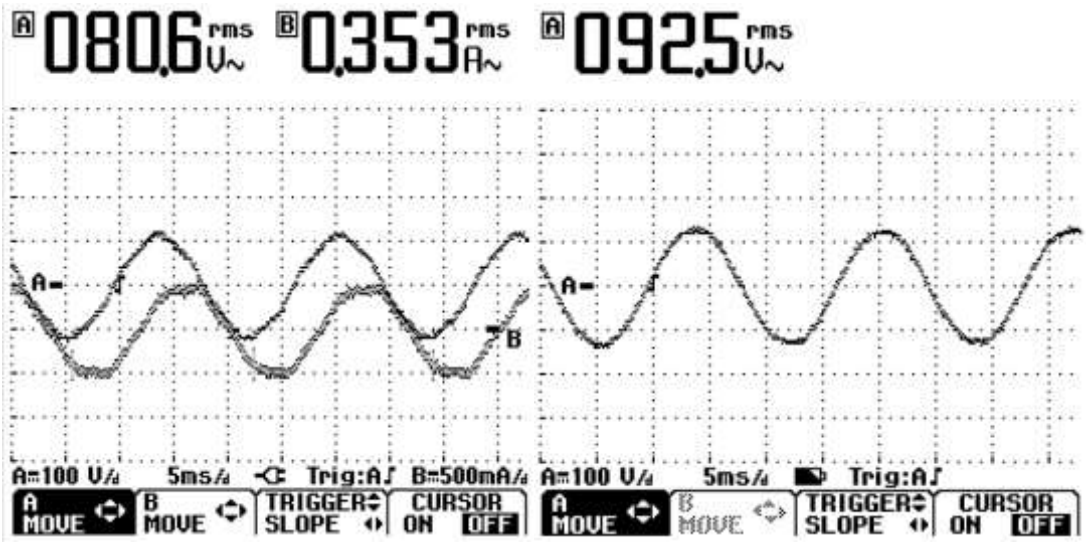


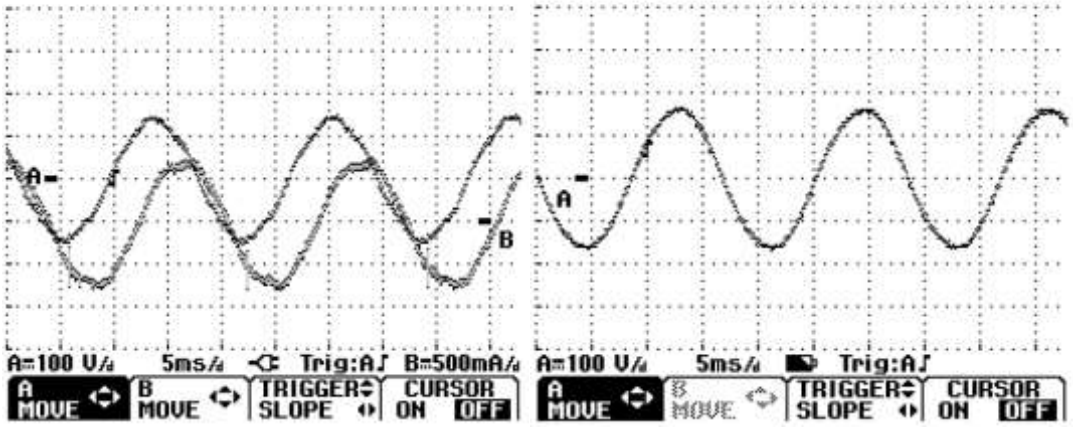




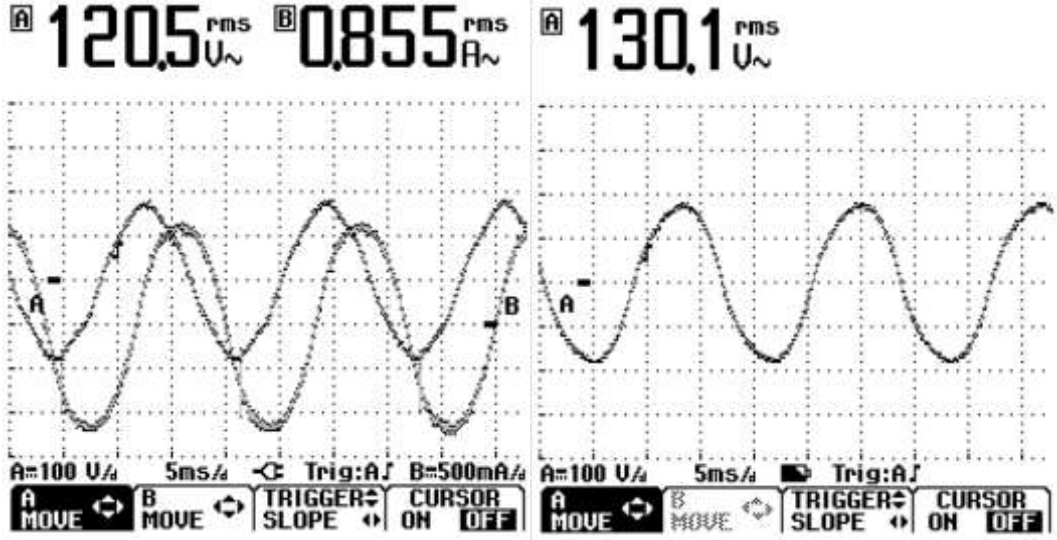
12 ANEXO C

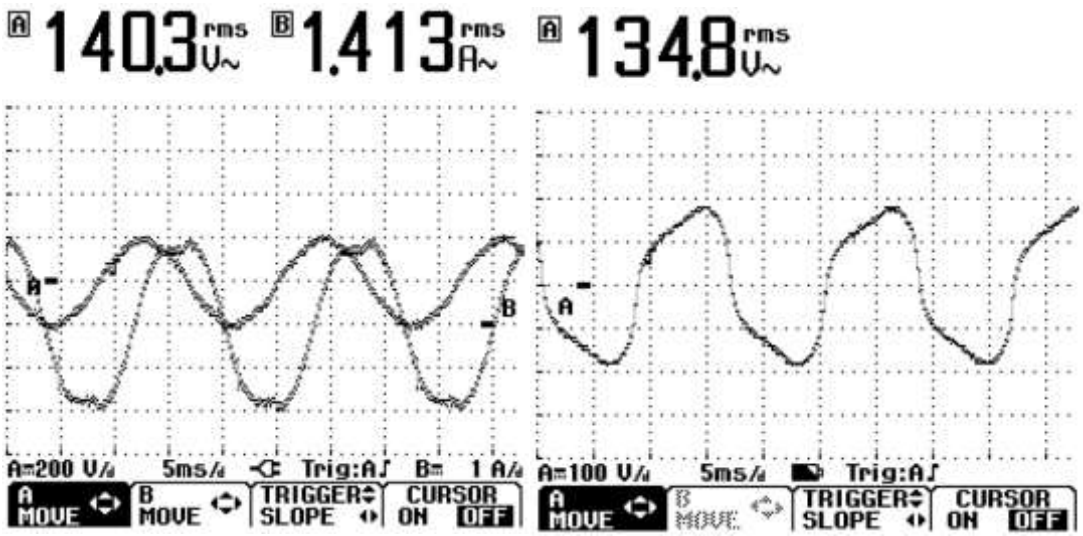
Evidencias valores medidos de corriente y voltaje en lado primario y secundario de Transformador de Voltaje Constante mejorado sin carga.

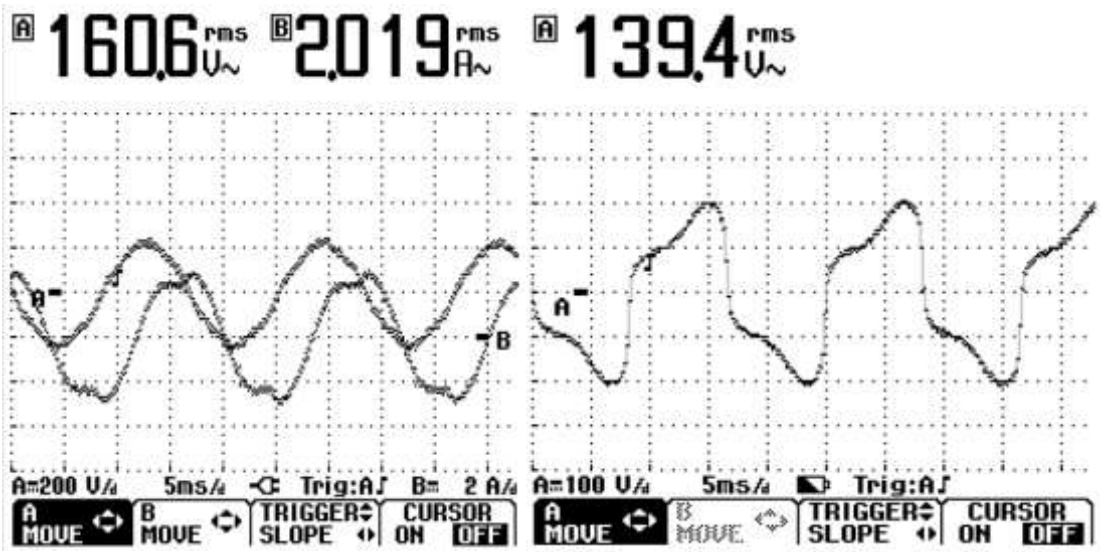



A 080.6 rms V~
B 0.353 rms A~
A 092.5 rms V~
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B=500mA/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF
A=100 V/d 5ms/d Trig:A
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF

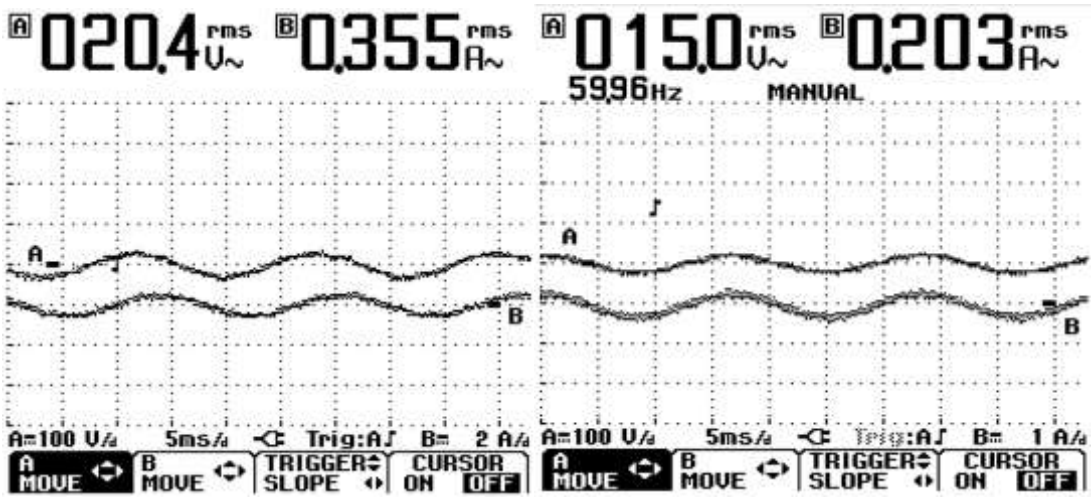

A 100.8 rms V~
B 0.517 rms A~
A 115.0 rms V~
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B=500mA/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF
A=100 V/d 5ms/d Trig:A
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF

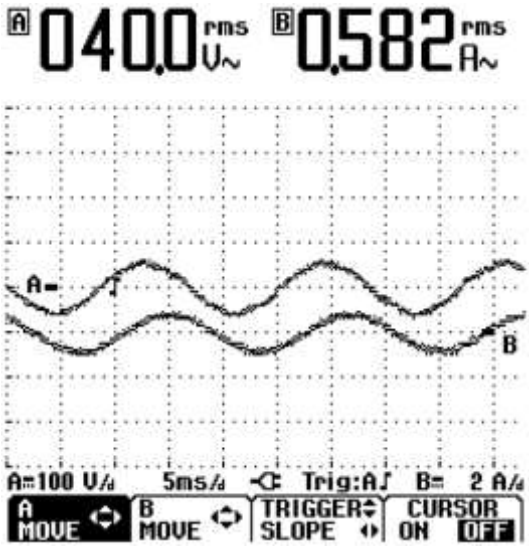

A 120.5 rms V~
B 0.855 rms A~
A 130.1 rms V~
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B=500mA/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF
A=100 V/d 5ms/d Trig:A
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF

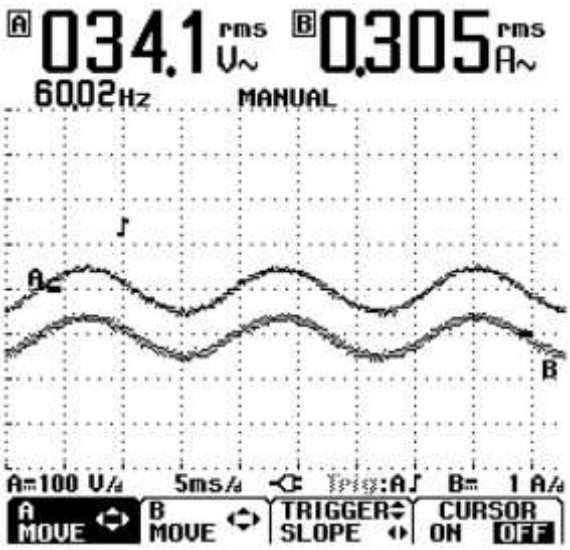


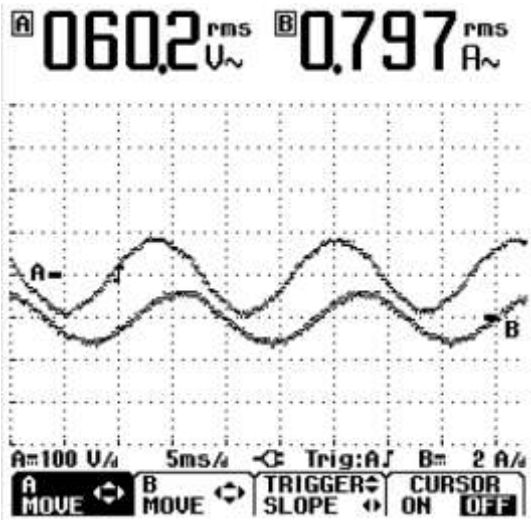


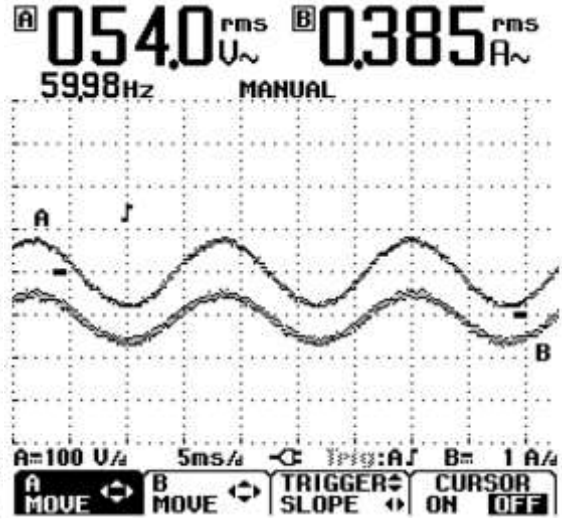
Evidencias valores medidos de corriente y de voltaje lado primario y secundario Transformador de Voltaje Constante basado en ferroresonancia mejorado con carga luminaria incandescente a 70 W.

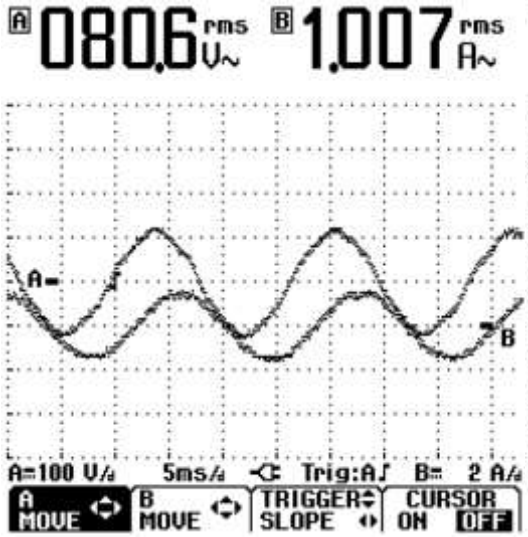


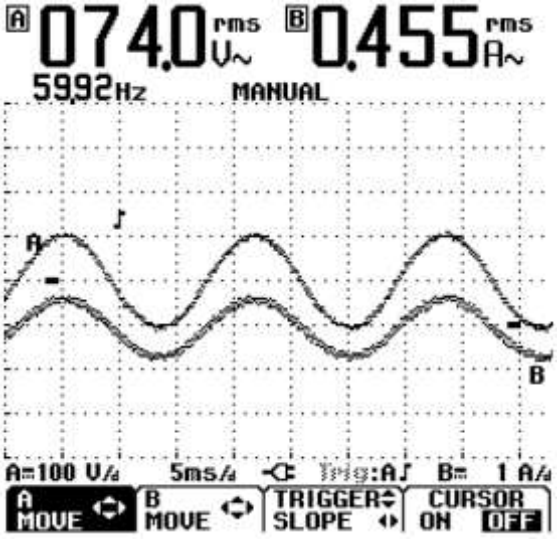

A 040.0 rms V~
B 0.582 rms A~
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 2 A/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF

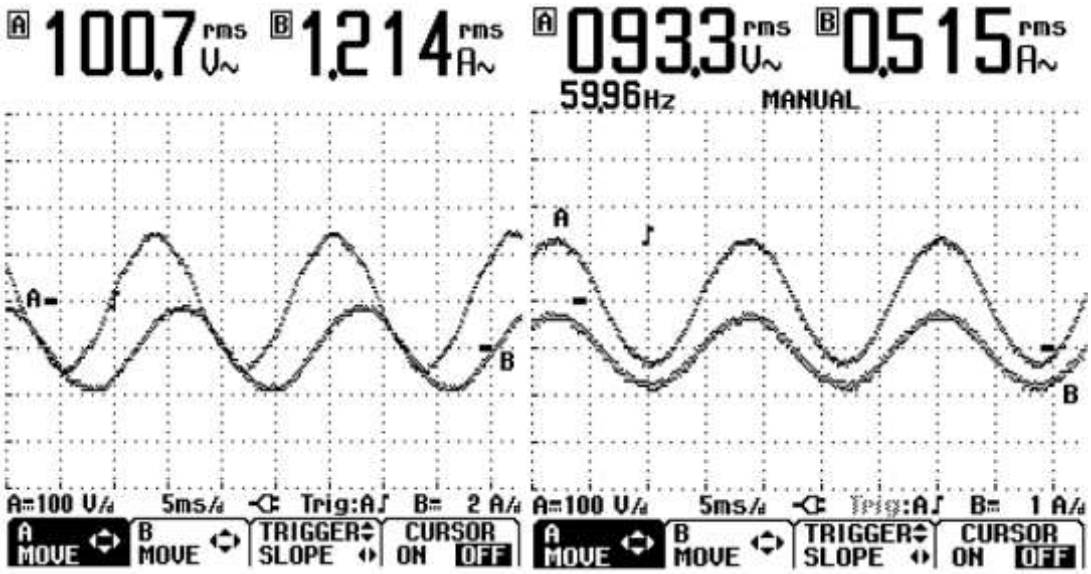

A 034.1 rms V~
B 0.305 rms A~
60.02 Hz
MANUAL
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 1 A/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF

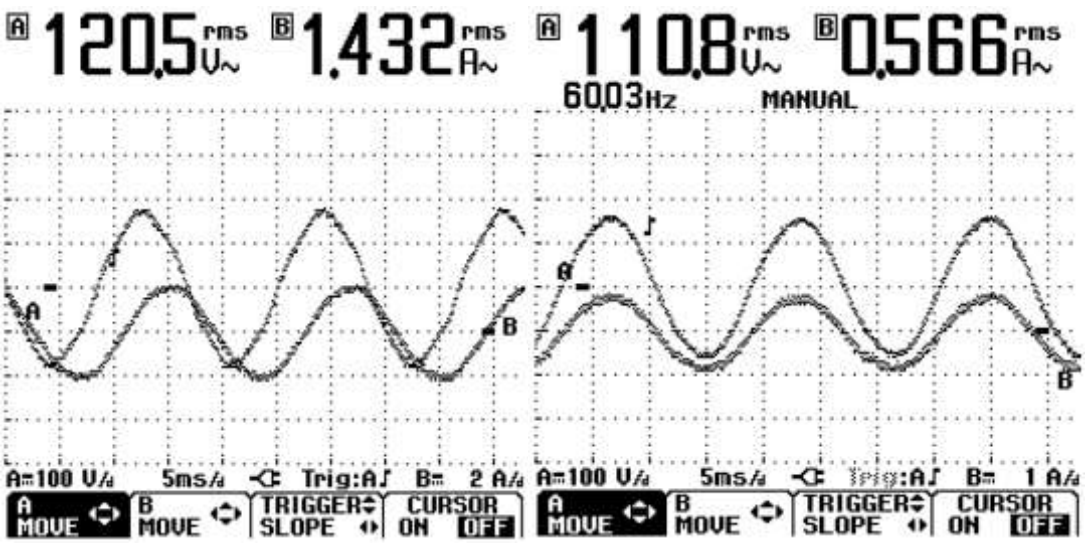

A 060.2 rms V~
B 0.797 rms A~
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 2 A/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF

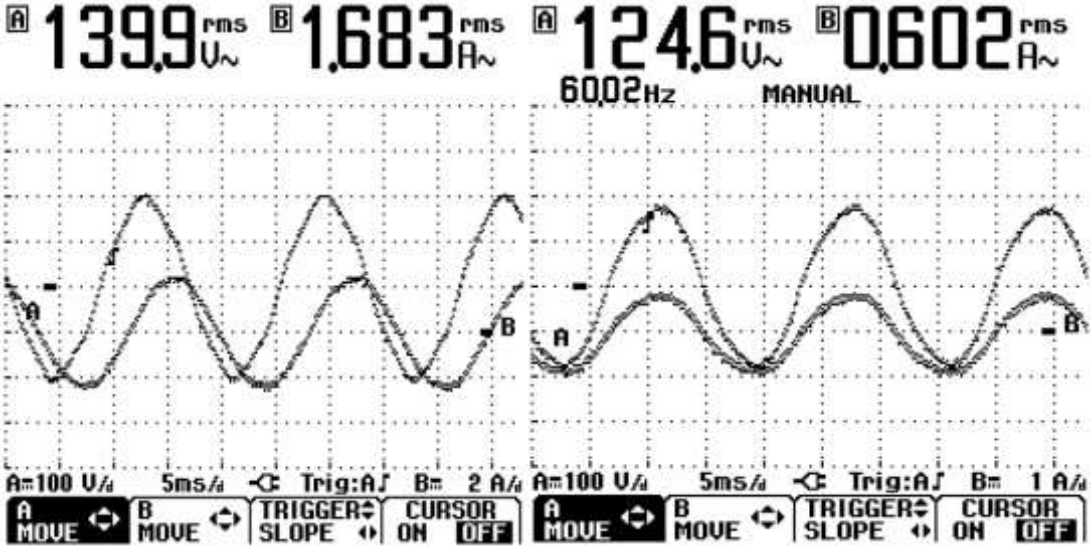

A 054.0 rms V~
B 0.385 rms A~
59.98 Hz
MANUAL
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 1 A/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF

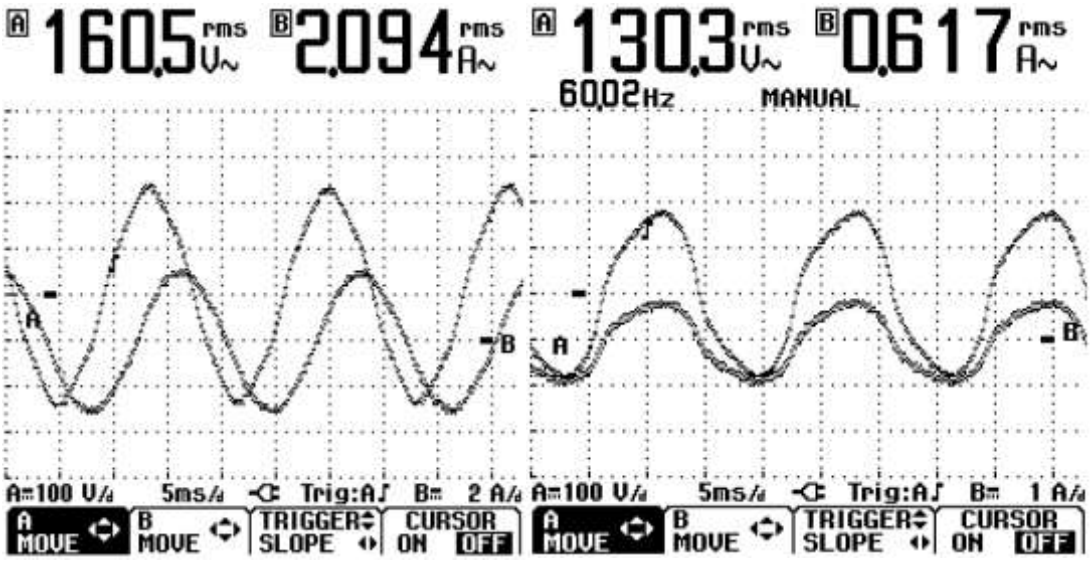
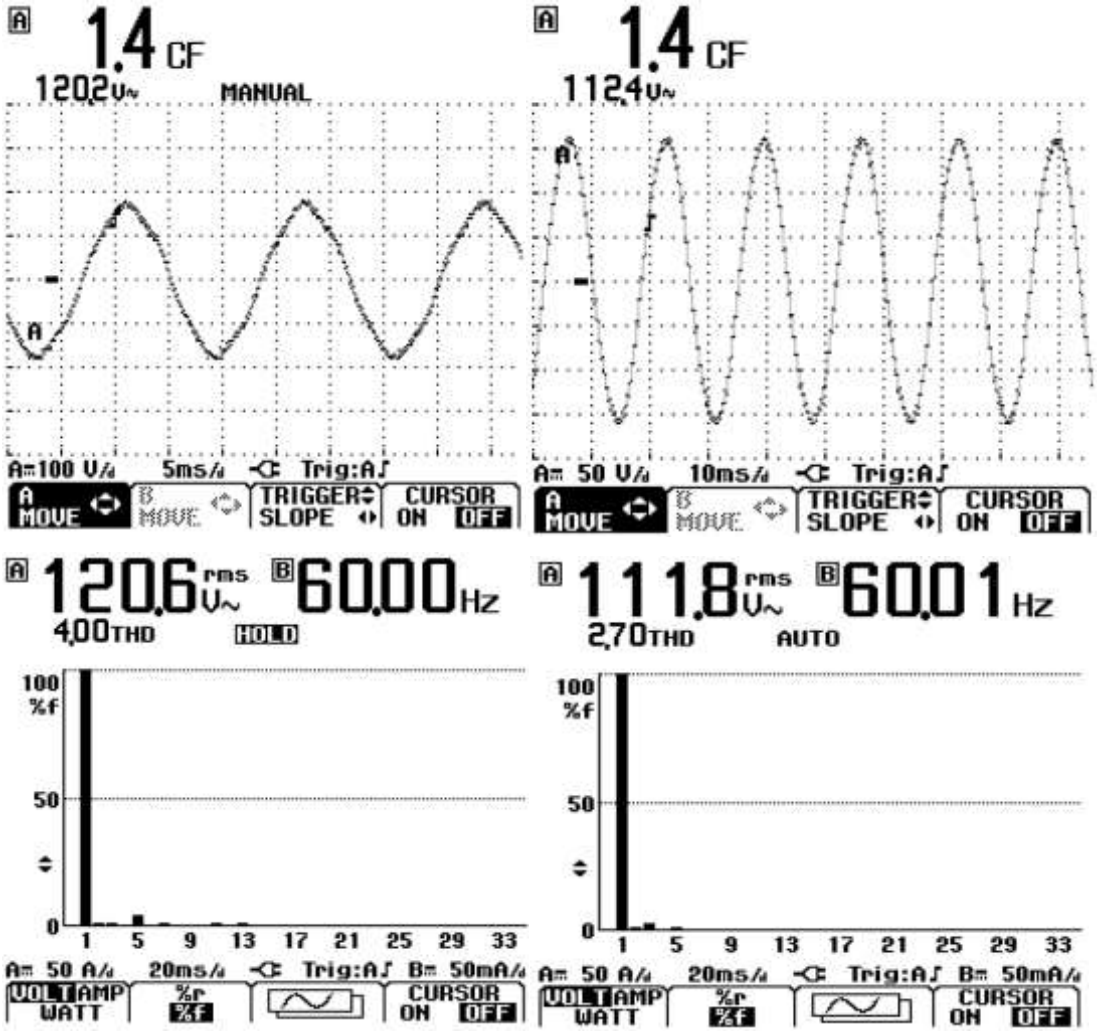

A 080.6 rms V~
B 1.007 rms A~
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 2 A/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF


A 074.0 rms V~
B 0.455 rms A~
59.92 Hz
MANUAL
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 1 A/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF


A 100.7 rms V~
B 1.214 rms A~
A 093.3 rms V~
B 0.515 rms A~
59.96 Hz
MANUAL
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 2 A/d
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 1 A/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF


A 120.5 rms V~
B 1.432 rms A~
A 110.8 rms V~
B 0.566 rms A~
60.03 Hz
MANUAL
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 2 A/d
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 1 A/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF


A 139.9 rms V~
B 1.683 rms A~
A 124.6 rms V~
B 0.602 rms A~
60.02 Hz
MANUAL
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 2 A/d
A=100 V/d 5ms/d Trig:A B= 1 A/d
A MOVE
B MOVE
TRIGGER SLOPE
CURSOR ON OFF



Evidencia valores medidos primario-secundario Factor de Cresta y THD de voltaje Transformador de Voltaje Constante basado en ferrroresonancia mejorado con carga luminaria incandescente de 70 W.