



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA - SISTEMAS ELÉCTRICOS DE POTENCIA

**MODELO DE TRANSFORMADOR PARA ANÁLISIS Y
OBTENCIÓN DE LA CORRIENTE INRUSH**

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
ING. MIGUEL EDUARDO VÁZQUEZ OJEDA

TUTOR PRINCIPAL:
DR. VICENTE TORRES GARCÍA
Facultad de Ingeniería

CIUDAD UNIVERSITARIA, CDMX, ENERO 2024



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

Agradecimientos

Por fin he finalizado una etapa y un proyecto más en mi vida. Este ha sido un proceso de esfuerzo y trabajo, pero también de alegría y aprendizaje. Esto no hubiera sido posible sin el apoyo y la ayuda de varias personas a las cuales quiero agradecer.

Primeramente, quiero agradecer a mi madre, Cecilia Ojeda, que ha sido fundamental en mi vida y que gracias a ella he logrado muchas cosas. Mi padre, Gerardo, y a mis abuelos, que aunque ya no están conmigo físicamente, sus enseñanzas fueron parte de mi crecimiento. Espero que estén orgullosos de mí por este logro. Agradecido por el apoyo a mi asesor, el

Dr. Vicente Torres, quien me guió para poder realizar este trabajo. Su orientación ha sido importante porque es la segunda investigación que realizamos. También quiero agradecer mis sinodales, por tomarse el tiempo de revisar este trabajo y por sus comentarios y sugerencias, que me ayudaron a mejorarlo. A mis profesores de maestría por compartir su conocimiento. A mis compañeros de maestría, José, Alan, María José y Leo, por ser buenos amigos y por

su apoyo y ayuda en algunos temas de las materias. A los que me hicieron recordar que lo mejor de ir a la Universidad es convivir con tus amigos, por eso gracias a Martín, Jesús, Adrián, Andrea, Stephanie y Gerardo por estar en las buenas y en los malos momentos, por todas esas risas e historias que compartimos. Y por último me quiero agradecer a mí por no

rendirme, a pesar que muchas veces quise tirar la toalla. A pesar de los momentos malos, seguí adelante. Por aferrarme, y por fin logré algo que de niño solo lo soñaba, y que ahora ya no es un sueño se ha vuelto una realidad y por estas razones me siento orgulloso de mí porque sé que puedo lograr esto y más cosas.

Resumen

Los transformadores eléctricos de grandes dimensiones juegan un papel fundamental en el sistema eléctrico de potencia. Su finalidad es transmitir la energía eléctrica desde las plantas generadoras, elevando los niveles de voltaje, y posteriormente reducirlos para los centros de carga de una forma económica y eficiente.

Como es sabido, cualquier equipo eléctrico en donde se llevan a cabo maniobras de conexión, ya sea por puesta en servicio o por operación normal, presentan ciertas características que deben de analizarse. En el transformador hay una de ellas que es concerniente a este trabajo es la energización debido a que aparece un fenómeno transitorio.

Al energizar un transformador aparece el fenómeno transitorio denominado corriente de Irrupción o corriente de irrupción por su nombre en inglés, esta corriente tiene una magnitud varias veces mayor a la corriente nominal del transformador, su forma de onda es asimétrica con semiciclos positivos o semiciclos negativos, que se amortiguan con el tiempo y además tiene un alto contenido armónico con compones pares e impares.

La magnitud en sus primeros ciclos llega a ser similar a los de una falla eléctrica. Esto puede accionar a la protección diferencial, aunque existen restricciones que evita la operación como es bloqueo por segunda armónica. También, la presencia de la corriente de irrupción afecta el aislamiento interno de los devanados.

Con la finalidad de analizar el fenómeno, se utilizan mediciones reales de un evento con un analizador de calidad de la energía, el Hioki PQ3100. Se visitaron dos subestaciones donde se llevo a cabo la energización de transformadores de gran capacidad. Así mismo se pudieron obtener las corriente de irrupción para su análisis.

En la primera subestación su transformador tiene como características 85/23 [kV], $\Delta - Y$, a 30 [MVA] se conecto al sistema para remplazar a otro transformador, su energización se realizo por el lado secundario. De igual manera, en la segunda subestación, el transformador que se energizo por primera vez, sus características son 230/16.5/16.5 [kV], $Y - Y - \Delta$, a 60 [MVA].

Después de medir las corrientes de irrupción de los transformadores, se analizaran su comportamiento y validar con la teoría e información que describe este fenómeno. Se aplica

la transformada discreta de Fourier para conocer el alto contenido armónico, en donde se observo que la segunda armónica es mayor que las demás armónicas.

Finalmente, se llevo a cabo el modelado de las corriente de irrupción utilizando los modelos SAT Y BCTRAN del transformador en la plataforma ATP/EMTP con la finalidad de reproducir las señales medidas y obtener herramientas confiables para que posteriormente puedan realizarse pruebas de estudio para la protección diferencial y la coordinación de protecciones.

Contenido

1. Introducción	1
1.1. Introducción	1
1.2. Estado del arte	2
1.3. Planteamiento del Problema	5
1.4. Justificación	6
1.5. Hipótesis	7
1.6. Objetivos	7
2. Transformadores	8
2.1. Introducción	8
2.2. El Transformador	8
2.2.1. Flujo magnético	11
2.2.2. Circuito equivalente en estado estable	12
2.2.3. Curva de Saturación	14
2.2.4. Corrientes de un transformador	15
2.3. Transformador de corriente	16
3. Corriente de Irrupción	17
3.1. Introducción	17
3.2. Modelado de la corriente de irrupción	18
3.2.1. Características y factores de la corriente de irrupción	20
3.2.2. Cálculo analítico de la corriente de irrupción	22
3.2.3. Modelo propuesto de la corriente de irrupción	24
3.3. Consecuencias de la corriente de irrupción	25
3.4. Mitigación de la corriente de irrupción	26
4. Transformada de Fourier	28
4.1. Transformada Discreta de Fourier	28
4.2. Transformada Rápida de Fourier	29

5. Mediciones y simulación de la corriente irrupción de un Transformador de potencia	30
5.1. Medición de la corriente de irrupción en transformadores	30
5.1.1. Características del analizador de calidad de la energía Hioki PQ3100 .	30
5.1.2. Medición de la corriente de irrupción de un transformador de 30 [MVA]	32
5.1.3. Medición de la energización del transformador de 60 [MVA] (Primera Energización)	35
5.1.4. Medición de la energización del transformador de 60 [MVA] (Segunda Energización)	38
5.2. Modelado y Simulación de la corriente de irrupción	42
5.2.1. Software ATPDraw	42
5.2.2. Modelo del Transformador	43
5.2.3. Simulaciones de la corriente de irrupción	48
6. Conclusiones	59
6.1. Propuesta de Trabajo a futuro	61
A. Transformada Taylor-Fourier	68

Lista de Figuras

2.1. Transformador.	9
2.2. Conexiones del transformador trifásico: a) conexión Estrella-Estrella, b) conexión Delta-Delta, c) conexión Estrella-Delta, d) conexión Delta-Estrella.	9
2.3. Tipo acorazado.	10
2.4. Tipo columna: a) Tres piernas, b) Cinco piernas.	10
2.5. Flujos magnéticos del Transformador.	12
2.6. Circuito equivalente del transformador.	13
2.7. Curva de saturación típica.	14
2.8. Curva de histéresis.	15
2.9. Corrientes características del transformador: a) Corriente de pérdidas parásitas, b) Corriente de magnetización y c) Corriente de excitación	15
3.1. Flujo máximo, operación en la región de saturación y elevación de la corriente de irrupción.	20
3.2. Corriente de irrupción	21
3.3. Contenido armónico	21
3.4. Cruce por cero de la onda de voltaje, 2 veces el flujo magnético.	22
3.5. Circuito del Transformador del devanado primario	24
5.1. Hioki PQ3100.	31
5.2. Medición de la corriente de irrupción.	32
5.3. Corriente de irrupción del transformador de 30 [MVA]: a) fase A, b) fase B y c) fase C.	33
5.4. Voltaje del transformador de 30 [MVA].	33
5.5. Contenido armónico de la corriente de irrupción: fase A, b) fase B, c) fase C.	34
5.6. Medición de la energización del transformador de 60 [MVA].	36
5.7. Voltaje del transformador de 60 [MVA].	36
5.8. Corriente de irrupción primera energización: a) fase A, b) fase B, c) fase C.	37
5.9. Contenido armónico en el último ciclo: a) Fase A, b) fase B, c) fase C.	38
5.10. Medición de la segunda energización del transformador de 60 [MVA].	39

5.11. Voltaje de la segunda energización del transformador de 60 [MVA].	39
5.12. Corriente de irrupción de la segunda de energización de 60 [MVA].	40
5.13. a) Contenido armónico fase A, b) Contenido armónico fase fase B y c) Conte- nido armónico fase fase C	41
5.14. Modelo del transformador saturable: a) Modelo monofásico y b) modelo trifásico	45
5.15. Modelo BCTRAN	47
5.16. Inductancias no lineales	48
5.17. Modelo saturable del transformador de 30 [MVA].	49
5.18. Curva de saturación del transformador de 30 [MVA]	50
5.19. Comparación de la corriente irrupción medida y simulada del transformador de 30 [MVA]: a) fase A, b) fase B, c) fase C.	51
5.20. Contenido armónico de la señal medida y la señal simulada: a) fase A medida, b) fase B medida, c) fase C medida, d) fase A simulada, e) fase B simulada, f) fase C simulada.	52
5.21. Curva de saturación del transformador de 60 [MVA]	54
5.22. Modelo del transformador: a) Saturable, b) BCTRAN.	55
5.23. Comparación de la corriente de irrupción medida, BCTRAN y saturable del transformador de 60 [MVA]: a) fase A, b) Fase B, c) Fase C.	56
5.24. Contenido armónico de las señal medida y las señales del modelo de 60 [MVA]: a) fase A medida, b) fase B medida, c) fase C medido, d) fase A BCTRAN, e) fase B BCTRAN, h) fase C BCTRAN, c) fase A saturable, f) fase B saturable, i) fase C saturable.	57
A.1. Corriente de irrupción de la fase B transformador de 30 [MVA] con Taylor- Fourier.	71
A.2. Corriente de irrupción de la fase C transformador de 60 [MVA] con Taylor- Fourier.	72

Lista de Tablas

1.1. Parámetros para el modelo del transformador	3
3.1. Tiempos de cierre controlado	27
5.1. Parámetros del Transformador 30 [MVA]	32
5.2. Magnitudes de los armónicos de las corrientes de irrupción del Transformador de 30 [MVA].	35
5.3. Parámetros del transformador 60 [MVA]	35
5.4. Magnitud promedio de los armónicos de las corrientes de irrupción del transformador de 60 [MVA] (segunda energización).	42
5.5. Impedancia del equivalente de Thévenin.	49
5.6. Tiempos de cierre	49
5.7. Curva de saturación transformador de 30 [MVA]	50
5.8. Magnitud promedio del contenido armónico.	53
5.9. Porcentaje de la segunda armónica.	53
5.10. Curva de saturación del transformador de 60 [MVA]	54
5.11. Tiempo de cierre de los interruptores	55
5.12. Equivalente de Thévenin	55
5.13. Magnitud promedio del contenido armónico.	58
5.14. Porcentaje de la segunda armónica.	58

1. Introducción

1.1. Introducción

El transformador es una máquina eléctrica importante para el Sistema Eléctrico de Potencia (SEP), su principal función es elevar o reducir los niveles de voltaje y corriente de la red eléctrica para transmitir o distribuir la energía de manera eficiente [1]. El principio de funcionamiento es por inducción electromagnética. Al aplicar un voltaje en lado primario o secundario del transformador se origina un flujo magnético, el cual es dependiente del tiempo, funcionando únicamente con corriente alterna (CA) [2]. Los transformadores está compuesto por dos o más devanados y por un núcleo de material ferromagnético. En el SEP se pueden encontrar transformadores monofásicos y trifásicos, en donde los transformadores trifásicos o banco de transformadores monofásicos, tienen diferentes conexiones, por ejemplo, Delta-Estrella (Δ -Y), Delta-Delta ($\Delta - \Delta$), Estrella-Delta ($Y - \Delta$), Estrella-Estrella ($Y - Y$) [1–3].

El transformador, al igual que otros equipos eléctricos, puede presentar fenómenos transitorios causados por cambios repentinos en la operación. Estas perturbaciones son causadas por maniobras, la conexión y desconexión de cargas, fallas externas e internas, etc. También existe transitorios que aparecen en condiciones normales de operación, como la corriente de irrupción o también llamada corriente de *Inrush* (por su nombre en inglés, *Inrush current*). Esta corriente se presenta durante la energización de un transformador sin carga y es provocada por la saturación del núcleo del transformador, elevando la magnitud de la corriente de excitación, obteniendo una corriente con una magnitud varias veces mayor a la corriente nominal del transformador [4].

La importancia de estudiar y analizar la corriente de irrupción, se debe a que la magnitud de los primeros picos alcanzan magnitudes similares a la de una corriente de falla, lo que pudiera provocar el disparo erróneo de la protección diferencial del transformador. Como consecuencia, esto interrumpe la continuidad de la energía eléctrica y afecta la confiabilidad del sistema. Además, si la corriente de irrupción es frecuente puede afectar la parte interna del transformador, ya que el aislamiento en los devanados se va deteriorando por el estrés mecánico y térmico.

Las características de la corriente de irrupción es la forma de onda y su contenido armónico, que consiste de armónicas tanto pares como impares. En donde la segunda armónica tiene una magnitud mayor que las demás armónicas siguientes. Esta segunda armónica es de gran importancia para el bloqueo de la protección diferencial durante la energización del transformador y operen de forma correcta.

En la metodología propuesta se lleva a cabo mediciones durante la energización de un transformador con el analizador de calidad de energía. Para después realizar un análisis de la señal aplicando la transformada discreta de Fourier. Y utilizando el modelo saturable y el modelo BCTRAN del transformador, se simula la corriente de irrupción para comparar con la medida. Esto con la finalidad de diseñar herramienta que ayuden a realizar estudios de protecciones eléctricas.

1.2. Estado del arte

La transmisión y distribución de la energía eléctrica de manera eficiente y económica se debe principalmente al uso del transformador. La ausencia y falla de este equipo eléctrico provocaría afectaciones en la red eléctrica, tomando un papel importante en el sistema eléctrico. Además, la pérdida total de este elemento eléctrico resultaría en costo por remplazo y por energía no suministrada.

La protección diferencial (87T), cuando no es correctamente ajustada, puede dar lugar a disparos innecesarios, sacando de operación el equipo y poniendo en riesgo la confiabilidad del sistema. En este sentido, uno de los problemas mas estudiados que activa las protección diferencial de forma errónea es la corriente de irrupción. A continuación se describe algunas de las técnicas de investigación y aplicaciones para evitar este fenómeno.

En [5], se realiza un modelo del transformador para realizar diferentes pruebas. Con la obtención de la corriente de irrupción, crean una función de detección para la protección diferencial fallas en los devanado. Esto es necesario para que la protección del transformador pueda actuar correctamente durante una falla y no durante la energización.

Realizar pruebas en un transformador en operación es algo complicado, dado que, interrumpir la operación limita la confiabilidad y calidad en el sistema eléctrico. Por esta razón, es necesarios desarrollar un modelo, ya que con el se puede realizar pruebas sin afectar la red eléctrica. En [4], con un modelo de elementos finitos del transformador, se obtiene la corriente de irrupción. Esta corriente afecta a las protecciones del transformador y al sistema por su alto valor de componentes armónicas. Además, se analiza la corriente de irrupción, considerando la curva de saturación como el parámetro más importante para el modelo.

La curva de saturación se obtiene por la relación entre el flujo magnético y la corriente o la relación entre el voltaje y la corriente y se calcula de una curva típica, partiendo de las características del transformador a modelar. En el circuito eléctrico equivalente del transformador, la curva de saturación se representa utilizando inductancias no lineales. En [6], se utilizan la corriente de irrupción para obtener el punto máximo de la curva de saturación del transformador, basándose en el primer pico de la corriente de irrupción.

Para el desarrollo del modelo es necesario considerar diferentes parámetros. En [7], desarrollan una metodología que modelan únicamente un devanado del transformador, para un amplio rango de frecuencias que permitieron evaluar el esquema de protección para diferentes eventos transitorios.

Los fenómenos transitorios en transformadores pueden involucrar diferentes frecuencias, por tal razón, se debe realizar un modelo específico para cada evento transitorio como se observa en la Tabla 1.1. Un modelo puede ser aplicado para altas o bajas frecuencias, dependiendo del fenómeno a analizar. Por ejemplo, en [8], se utiliza un modelo para fenómenos transitorios de baja frecuencia, el cual considera los siguientes parámetros: la curva de saturación del núcleo, las pérdidas en el núcleo y la corriente de Eddy. Estos parámetros serán importante para los modelos del transformador, porque la corriente de irrupción es de baja frecuencia y la curva de saturación es fundamental para obtenerla.

Tabla 1.1.: Parámetros para el modelo del transformador

Parámetros	Transitorios a baja frecuencia	Transitorios de frente lento	Transitorios de frente rápido	Transitorios de frente muy rápido
Impedancia de corto circuito	Muy importante	Muy importante	Importante	Despreciable
Saturación	Muy importante	Muy importante	Despreciable	Despreciable
Pérdidas en el hierro	Importante	Importante	Despreciable	Despreciable
Corriente de Eddy	Muy importante	Importante	Despreciable	Despreciable
Acoplamiento Capacitivo	Despreciable	Importante	Muy importante	Muy importante

En [9], se muestra que la corriente de irrupción tiene una magnitud varias veces mayor a la magnitud de la corriente nominal, lo que ocasiona el disparo en falso de la protección diferencial. Los autores proponen una estrategia de configuración en la protección, bajo las condiciones de cambio de tiempo de cierre del interruptor, carga del generador, carga del transformador auxiliar y remanencia del núcleo del transformador de conexión.

El desarrollo de un modelo es con el objetivo de realizar pruebas y eventos sin afectar la operación del sistema, por ejemplo, obtener la corriente de irrupción, para analizar y conocer sus características. Con la finalidad de desarrollar métodos de mitigación o bloqueo, para evitar el disparo en falso de la protección diferencial (87T).

El disparo en falso de las protección no es el único efecto negativo causado por la corriente de irrupción. Su presencia desgasta el aislamiento entre los devanados, reduciendo la vida útil del transformador, teniendo afectaciones, como pérdidas eléctricas y económicas por las interrupciones en el sistema eléctrico y el alto costo para sustituirlo.

Los autores en [10], utilizan el modelo propuesto por Jiles-Artherton, que consideran el ciclo de histéresis en el núcleo. Sin embargo, para utilizar o aplicar este modelo, es necesario conocer las características y datos de los materiales ferromagnéticos del núcleo, que solamente el fabricante dispone, dificultando su modelado. También hay modelos como en [11], que son numérico en el dominio del tiempo, que ayuda a simular la corriente de irrupción del transformador. En donde el núcleo es analizado por su característica no lineal, y se representa con un polinomio. Cuanto mayor sea el orden del polinomio, mejor se representara la curva de saturación.

Al igual que el modelo Jiles-Artherton, los modelos numéricos son complejos. Una alternativa es la solución numérica por medio de programas especializados, como lo son: ATP/EMTP, PSCAD y Simulink. En [12], se comparan los diferentes modelos de ATPDraw, destacando el modelo BCTRAN, que es un modelo no lineal que utiliza matrices para representar la relación de acoplamiento entre los devanados y es utilizado para los transitorios de baja frecuencia.

En este sentido, el modelo BCTRAN [13], se basa en un circuito eléctrico de inductancias y auto-inductancias que sirven para la representación de la histéresis y la saturación del núcleo, por medio de inductancias no lineales que se conectan de forma externa al transformador. Otros autores proponen una extensión del modelo para transformadores de devanados múltiples [14]. Los parámetros para el modelo se pueden adquirir con la información de la placa de datos y pruebas en terminales del transformador. En [15], menciona que el modelo BCTRAN es muy útil para estudios de transitorios como son la corriente de irrupción y los fenómenos por ferorresonancia, y utiliza las diferentes inductancias no lineales de ATPDraw.

Cabe mencionar que un modelo adecuado logra reconstruir la corriente de irrupción para su análisis, por ejemplo, en [16], se obtiene la corriente de irrupción, utilizando el modelo propuesto, donde se realizan diferentes cierres del interruptor con ángulos de 0° a 90° para conocer el comportamiento de la corriente y observar si hay cambios en su forma de onda. En [17], se busca mitigar la corriente de irrupción con ayuda del flujo residual del transformador, debido a los daños internos en el aislante de los devanados del transformador (como se ha mencionado). Además, se menciona que el contenido armónico de la corriente de irrupción se conforma por componentes de corriente directa y componentes armónicos pares e impares, en donde la segunda, tercer y cuarta armónica son las que predominan.

Una de las prácticas más comunes en la protección por relevadores es la restricción o bloqueo por la segunda armónica, la cual se aplica en la protección diferencial. Con la segunda armónica se configura la protección para en caso de que haya un energización, esta no opere. En [18], utilizan el contenido armónico para identificar la corriente de irrupción y diferenciarla de una falla en el transformador.

En [19], se propone un algoritmo para el cálculo de la segunda armónica, que se basa en la rotación de fasores de la componente fundamental y segunda armónica. Por otra parte, en [20], se observa que existe la ultra-saturación, en donde la segunda armónica tiene un porcentaje menor provocando errores en la protección y esto hace que se busque otras armónicas que permitan identificar la corriente de irrupción.

En [21], se estudia un modelo de histéresis de transformador, realizando cierres de tiempo óptimo para mitigar la corriente de irrupción. La mitigación es por medio del uso de relevadores de cierre sincronizado, fusibles de gran tamaño y elementos pasivos. En cuanto a la evaluación del flujo residual con precisión es complicada por los efectos de las corrientes de Foucault en el núcleo y la histéresis de los materiales magnéticos.

En [22], se menciona que la saturación de los Transformadores de corriente (TC's) afectan al funcionamiento de la protección diferencial, esto se debe, a que las mediciones mostradas tienen magnitudes menores a los valores reales provocando que no haya disparos en una falla o que las mediciones no sean de todas correctas. Y En [23], se menciona que los TC's convencionales utilizan un núcleo ferromagnético, como los transformadores de potencia o distribución. Por lo tanto, están sujetos a la saturación del núcleo, esta saturación es provocada por el flujo residual y la componente de corriente directa. La saturación de los TC's afecta en el análisis de la corriente de irrupción, en su contenido armónico.

Los modelos de los transformadores son de gran utilidad debido a que nos permitirán evaluar las condiciones operativas del Sistema Eléctrico de Potencia sin la necesidad de afectar la operación. Como la simulación de la corriente de irrupción, que tiene características como lo son: una forma de onda asimétrica, con una magnitud similar a una falla, y un contenido con armónicas pares e impares. Para el modelo es importante considerar la no linealidad del núcleo por la saturación de este, que es provocado por el aumento del flujo magnético que circula.

1.3. Planteamiento del Problema

El sistema eléctrico trabaja la mayor parte del tiempo en estado estable, sin embargo, es sabido que existen cambios durante la conexión y desconexión de carga, maniobras o bien por fallas. En este sentido, una de las maniobras, es el cierre de interruptores para la conexión del

transformador al sistema, cuando se energiza por primera vez o bien después de haber salido de operación el transformador, aparece la corriente de irrupción. La corriente de irrupción tiene afectaciones tanto en el transformador como en el sistema, debido a sus altas magnitudes de corriente y su alto contenido.

Las altas magnitudes de esta corriente se pueden interpretar como una falla interna en el transformador, provocando la operación de la protección diferencial (87T). Pero para que no pase esto, se utiliza el contenido armónico de la señal para generar un bloqueo. Sin embargo, este bloqueo puede fallar ocasionado la interrupción en la operación del sistema. El alto contenido armónico de la corriente genera un estrés térmico y mecánico en los devanados del transformador y la presencia constante va desgastando el aislante del transformador, disminuyendo la vida útil de este. Además, el contenido armónico tiene afectaciones en la onda de energía que se transmite, generando afectaciones en la calidad de la energía.

1.4. Justificación

La corriente de irrupción en transformadores, es varias veces mayor que la corriente nominal. Incluso puede alcanzar magnitudes similares a la magnitud de una corriente de falla, en este sentido la correcta discriminación entre una corriente de irrupción y una falla debe ser evaluada por la protección diferencial.

El transformador al ser un equipo importante donde una salida de operación puede afectar la confiabilidad, por esta razón, es necesario llevar a cabo pruebas en diferentes escenarios. La conexión de un transformador es por medio de maniobras de los interruptores. Esta conexión se realiza por las siguientes razones: ejecución de programas de mantenimiento, remplazo o modernización de equipos, desconexión por falla de equipo, etc.

La energización del transformador suele verse obligada para contrarrestar consecuencias relacionadas con: indispensabilidad de algún elemento de la red, condición N-1, afectaciones a un bloque de carga considerable, afectaciones de una gran cantidad de usuarios. Dada las condiciones anteriores, la maniobra de energización de un transformador es una condición necesaria en el SEP, es importante conocer el comportamiento de la corriente de irrupción.

Pero no siempre es factible contar con un registro de medición de la corriente de irrupción en su primera energización. En la practica suele verse restringida y una manera de contar con la información es usar los modelos del transformador y ejecutar serie de simulaciones. Este motivo es la principal justificación para el estudio de la corriente de irrupción mediante el modelo y la simulación para comparar con las mediciones.

Sin embargo, es sabido que no siempre es factible hacer pruebas de este tipo en el sitio. Entonces, un modelo y la simulación se vuelven herramientas importantes para reproducir

todos los posibles eventos de operación y así poder realizar una correcta coordinación de protección.

1.5. Hipótesis

Las mediciones de la corriente de irrupción en un transformador, nos proporcionan las formas de onda con ciertas características como son: onda asimétrica con semiciclos positivos o negativos. Sin embargo, se puede presentar con forma de onda simétrica. La señal se amortigua con el tiempo y su contenido armónico con componentes pares e impares, en donde la segunda es mayor que las demás armónicas. Por medio de los modelos del transformador se pueden reconstruir la señales medidas y observar su forma de onda. Después se aplica la transformada discreta de Fourier, en donde el contenido armónico de la señales simuladas se debe comportar de la misma forma que el contenido armónico de la señal medida.

1.6. Objetivos

Objetivo General:

Medición, análisis, modelado y simulación de la corriente de irrupción utilizando los modelos del transformador de ATPDraw y la Transformada Discreta de Fourier.

Objetivos Específicos:

- Realizar mediciones de la energización de un transformador de 30 [MVA] a 85/23 [kV] $\Delta - Y$ para obtener la corriente de irrupción y conocer su forma de onda.
- Realizar mediciones de la energización de un transformador de 60 [MVA] a 230/16.5 [kV] $Y - Y$ para obtener la corriente de irrupción y conocer su forma de onda.
- Analizar la corriente de irrupción con la transformada discreta de Fourier para conocer su contenido armónico.
- Simular la corriente de irrupción con modelo Saturable y el modelo BCTRAN del transformador del software ATPDraw comparar con la mediciones de la corriente de irrupción.

2. Transformadores

2.1. Introducción

Los transformadores en el Sistema Eléctrico de Potencia, son importantes en la transmisión y distribución, ya que permiten transmitir la energía eléctrica de una manera eficiente y económica y se clasifican en transformadores de distribución y de potencia. El de distribución es aquel que tiene una capacidad menor o igual a 5 [MVA] y el de potencia tiene una capacidad mayor a 5 [MVA] y niveles de voltaje mayores a 69 [kV] y en la subestación puede funcionar como elevador o reductor [1,17,24]. Y Los parámetros para un modelo se obtienen de la placa de datos del transformador. Sin embargo, en el caso de la curva de saturación se obtiene de una curva típica partiendo de los parámetros del transformador a modelar.

2.2. El Transformador

El transformador es una máquina eléctrica estática que consta de dos o más devanados y un núcleo ferromagnético, los devanados están acoplados por el flujo magnético [25–27], como se muestra en la Figura 2.1. Los devanados se dividen por primario y secundario: el primario (devanado A) se conecta a la fuente de voltaje y el secundario (devanado B) es el que entrega el voltaje a la red para su transmisión o distribución [24]. También existen transformadores con tres devanados, se usan para la conexión de tres circuitos con diferentes voltajes. El tercer devanado es comúnmente destinado para la alimentación de los servicios propios de una subestación eléctrica [25].

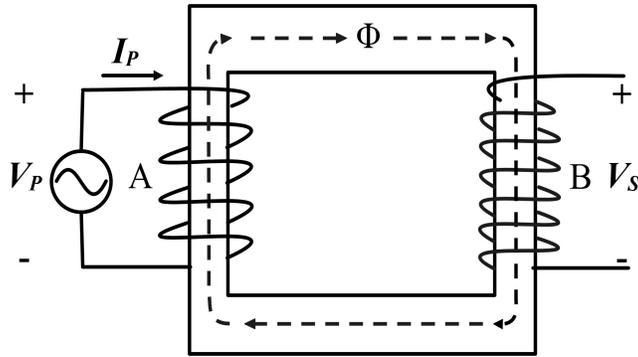


Figura 2.1.: Transformador.

Por eficiencia y economía la energía se transmite o se distribuye utilizando sistemas trifásicos en vez de monofásicos, ya sea por medio de tres transformadores monofásicos se forma un banco o se diseña transformador trifásico, en donde los 6 devanados comparten el mismo núcleo [1, 25, 26]. Un transformador trifásico tiene una ventaja económica, al ser un solo núcleo para las tres fases a comparación con tres unidades monofásicas se requiere un mayor espacio en la subestación. Sin embargo, los bancos de transformadores monofásicos tiene como ventaja, solo requerir una unidad monofásica auxiliar en caso de pérdida de una fase o por mantenimiento, a diferencia de la unidad trifásica que se utiliza otro transformador con las mismas características y implicando un mayor costo [28].

Ya sea un banco o un transformador trifásico cada fase tiene un devanado primario y secundario, los devanados se pueden conectar de forma independiente ya sea en configuración delta (Δ) ó configuración estrella (Y) [1]. Las cuatro conexiones más comunes del transformador se muestran en la Figura 2.2.

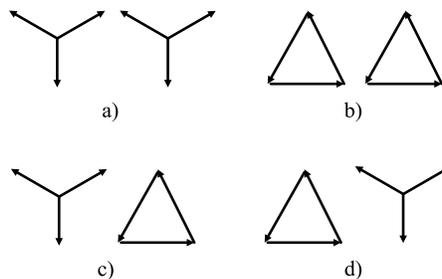


Figura 2.2.: Conexiones del transformador trifásico: a) conexión Estrella-Estrella, b) conexión Delta-Delta, c) conexión Estrella-Delta, d) conexión Delta-Estrella.

La conexión estrella proporciona un punto neutro para tener tanto voltajes de línea como de fase. Una conexión Y – Y, los voltajes de línea del primario y secundarios, no tiene

desplazamiento entre ángulos de fase [1]. La conexión $\Delta - Y$ se utiliza para reducir los niveles de voltaje para su distribución, la conexión $Y - \Delta$ para elevar los niveles de voltaje, la $\Delta - \Delta$ no tiene aterrizamiento y es útil para cargas desbalanceadas [25].

Los devanados de un transformador están hechos de materiales que puedan conducir corriente y disipar el calor. El núcleo de un transformador está hecho de láminas o chapas de materiales como lo son acero al silicio y hierro, experimenta pérdidas por histéresis y corriente parásitas, es importante considerar el tipo de material para la curva de saturación [26,27,29].

Hay dos tipos de estructuras para la construcción del transformador acorazado y tipo columna. En el tipo acorazado, el conductor de los devanados es rodeado por el núcleo, como se muestra en la Figura 2.3. Este tipo de diseño es utilizado comúnmente para suministrar energía a bajo voltaje y gran corriente [3,24,30]. En el tipo núcleo, los devanados rodean el núcleo y tiene una alta reluctancia [28]. Para los transformadores de potencia se emplea la estructura tipo núcleo y es común encontrar con 3 o 5 piernas, por el número de terminales, como se muestran en la Figura 2.4.

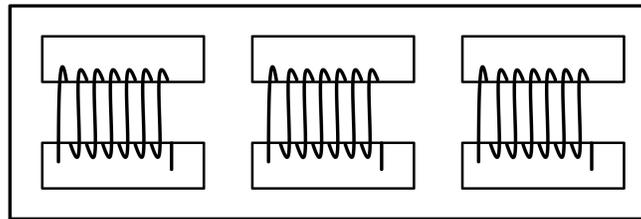


Figura 2.3.: Tipo acorazado.

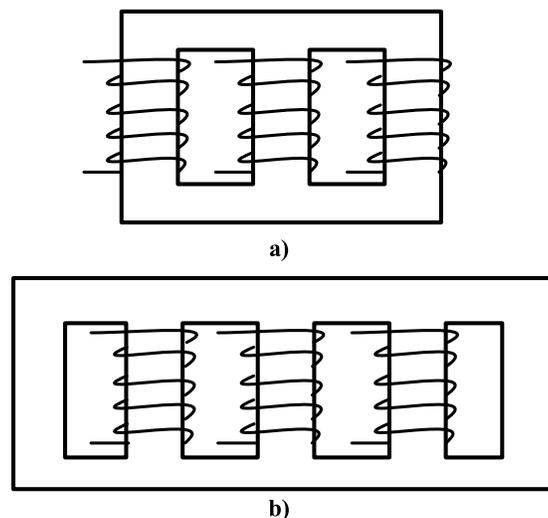


Figura 2.4.: Tipo columna: a) Tres piernas, b) Cinco piernas.

El principio de funcionamiento de un transformador se basa en la ley de Faraday, esta ley establece que, si un flujo variante en el tiempo atraviesa una espira de alambre-conductor (bobina), se inducirá un voltaje directamente proporcional a la tasa de cambio del flujo con respecto al tiempo [2].

$$e_{ind} = -\frac{d\lambda}{dt} \quad (2.1)$$

En donde:

- e_{ind} : Voltaje que se induce al devanado.
- λ : es el enlace de flujo, por la interacción entre las vueltas del devanado.

Y el flujo promedio esta dado por:

$$e_{ind} = -N\frac{d\Phi}{dt} \quad (2.2)$$

En donde:

- N : Número de vueltas del transformador.
- Φ : Flujo que circula en la bobina.

El signo menos proviene de la ley de Lenz, indica que la dirección del voltaje inducido en el devanado es tal que, si los extremos del devanado estuvieran en corto circuito, se produciría una corriente que generaría un flujo magnético opuesto al flujo magnético inicial. Por esta razón la ley de Faraday tiene un signo negativo [2].

Por otra parte, al utilizar materiales ferromagnéticos para la construcción del núcleo del transformador, tiene como ventaja un flujo mayor al aplicar una fuerza magnetomotriz. Sin embargo, el flujo no debe sobrepasar la región lineal de la curva de saturación del núcleo, cuando sobrepasa la región lineal entra a un estado de saturación [2].

2.2.1. Flujo magnético

En el diseño de los devanados, no existe una conexión física entre el devanado primario y secundario, su conexión es por medio del flujo magnético que se encuentra circulando en el núcleo [2, 3, 25]. En este sentido, el flujo total en el devanado primario esta dado por la ecuación (2.3)

$$\Phi_{TP} = \Phi_M + \Phi_{DP} \quad (2.3)$$

En donde:

- Φ_{TP} : flujo total primario.
- Φ_M : flujo mutuo, que circula en el núcleo.
- Φ_{DP} : flujo de dispersión que circula en el devanado.

El flujo mutuo circula por el núcleo y une ambos devanados, mientras el flujo disperso solo pasa a través de un devanado, esto quiere decir que solo circula por el devanado primario más no por el devanado secundario, como se muestra en la Figura 2.5 [2,3,24]. El flujo magnético circula en el aire sin importar si el circuito este abierto o cerrado. [30].

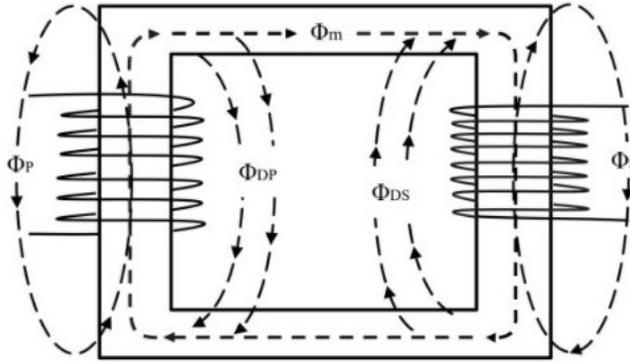


Figura 2.5.: Flujos magnéticos del Transformador.

También existen flujos magnéticos referidos en lado secundario del transformador, como se observa en la Figura 2.5, y por lo tanto se tiene en la siguiente ecuación (2.4):

$$\Phi_{TS} = \Phi_M + \Phi_{DS} \quad (2.4)$$

2.2.2. Circuito equivalente en estado estable

Para efectos de estudios se representa el transformador por medio de un circuito eléctrico equivalente, simplificando el análisis del elemento eléctrico. El equivalente se compone de elementos resistivos e inductivos. El circuito equivalente es útil para estudios de estado estable [26]. En la Figura 2.6 se muestra un circuito equivalente.

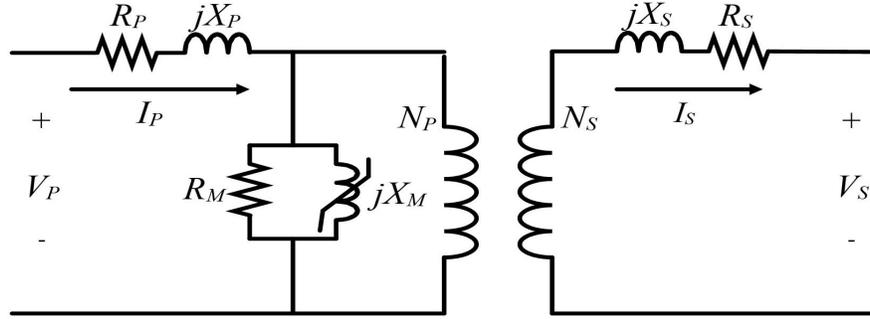


Figura 2.6.: Circuito equivalente del transformador.

En donde:

- V_P y V_S : voltaje primario y voltaje secundario respectivamente.
- I_P y I_S : corriente primaria y corriente secundaria respectivamente.
- R_P y X_P : Resistencia y reactancia inductiva lineal del devanado primario.
- R_S y X_S : Resistencia y reactancia inductiva lineal del devanado secundario.
- R_M : resistencia magnética o de pérdidas en el núcleo.
- X_M : reactancia inductiva no lineal que representa la curva de saturación del núcleo.
- N_P y N_S : número de vueltas de los devanados primario y secundario.

El flujo de dispersión primario produce una reactancia inductiva primaria jX_P y el flujo de dispersión en el secundario produce la reactancia inductiva secundaria jX_S . El conductor con el que se construye los devanados tienen resistencia, por lo tanto, R_1 y R_2 representa la resistencia de los devanados primarios y secundario respectivamente [31]. Las pérdidas en el núcleo se representan con R_m y la curva de saturación por X_m [27].

Al ser una máquina estática, no hay pérdidas mecánicas, alcanzado un rendimiento (eficiencia) del 98 %. Pero hay pérdidas eléctricas que se dan en el núcleo del transformador y en los devanados modificando la relación de transformación [24]. Las pérdidas son eléctricas por resistencia y reactancia de dispersión, y las pérdidas magnéticas por histéresis y por corrientes parásitas [32].

2.2.3. Curva de Saturación

Los materiales ferromagnéticos por sus características se utilizan para la construcción de máquinas eléctricas. La inductancia no lineal tiene como característica una curva que se forma por la relación flujo-corriente (como incrementa la corriente el flujo aumentará). Esta curva de saturación es mostrada en la Figura 2.7. Como se puede observar se divide en dos regiones, la región lineal y la región no lineal ó saturable [1].

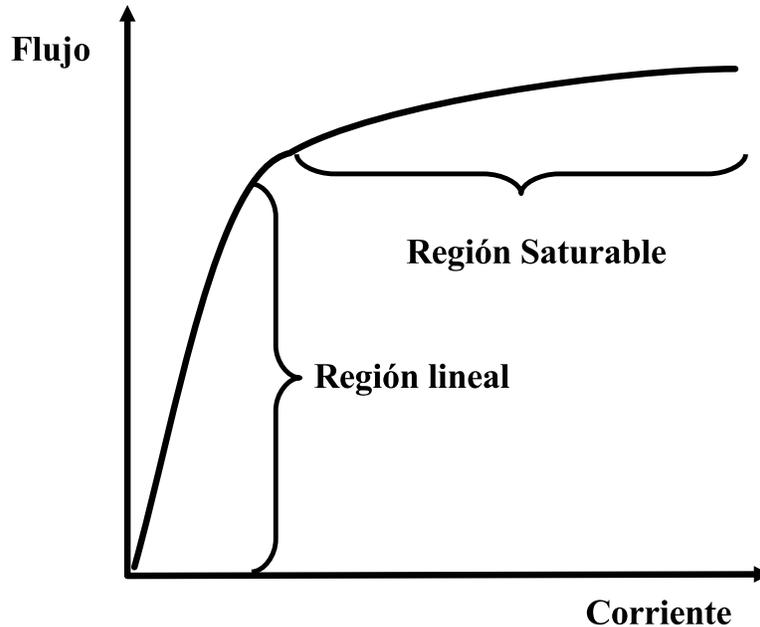


Figura 2.7.: Curva de saturación típica.

La curva de saturación proviene de la curva de histéresis. La curva de histéresis se representa en la Figura 2.8. La histéresis ocurre cuando el material ferromagnético es sometido a corriente alterna. La histéresis es la relación entre la magnetización del material y el campo magnético aplicado [1].

El flujo magnético remanente o residual, perdura en ciertos materiales (materiales ferromagnéticos), después de desaparecer el campo magnético al que fueron sometidos (en este caso cuando un transformador se desconecta). El flujo remanente de un transformador puede alcanzar el 90 % del flujo nominal.

Generalmente la curva de saturación, no esta disponible en la placa de datos. Sin embargo, puede ser obtenida a partir de valores típicos de una curva normalizada, por ejemplo, tomando en cuenta las características del núcleo ferromagnético y la impedancia de los devanados. La curva se construye entre la relación de corriente y flujo magnético o corriente y voltaje. Esto para estudio de transitorios o pérdidas por histéresis [6].

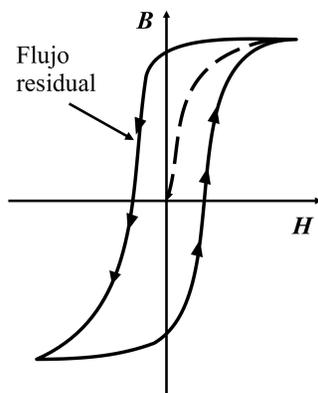


Figura 2.8.: Curva de histéresis.

2.2.4. Corrientes de un transformador

Cuando un transformador está operando de forma normal y sin carga, su operación se encuentra en la región lineal de la curva de saturación. En condiciones de vacío hay una corriente muy pequeña, suele ser menor al 5 % de la corriente nominal del transformador, la cual es llamada corriente de excitación o corriente de vacío. La corriente de excitación es la suma de la corriente de magnetización y la corriente de pérdidas en el núcleo como se muestra en la Figura 2.9 [2, 13].

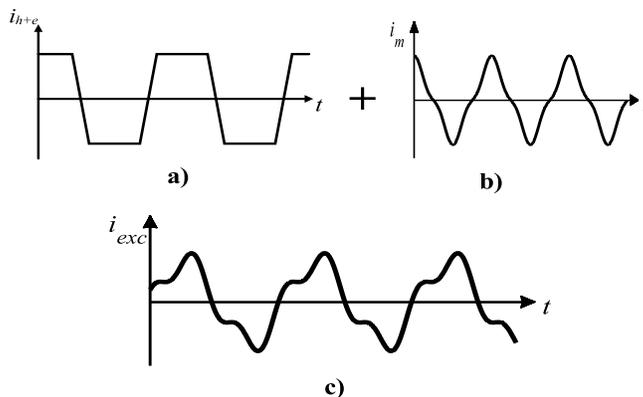


Figura 2.9.: Corrientes características del transformador: a) Corriente de pérdidas parásitas, b) Corriente de magnetización y c) Corriente de excitación

La corriente de excitación se puede calcular como:

$$i_{exc} = i_m + i_{h+e} \quad (2.5)$$

En donde:

- La corriente de magnetización i_m : es el que produce el flujo mutuo en el núcleo
- La corriente de pérdidas en el núcleo i_{h+e} que compensa la histéresis y pérdidas por corriente Foucault.

La corriente de excitación de un transformador, a un voltaje nominal, produce componentes armónicas. Esto se debe a la histéresis (la relación de la densidad de flujo magnético y la intensidad del campo magnético es lineal), existiendo una relación en el flujo y la corriente de magnetización [31]. La forma de onda de la corriente es simétrica, la onda simétrica no tiene armónicos pares. Cuando el transformador opera en la región de saturable la corriente de excitación incrementa teniendo como componentes armónicas, la fundamental y la tercer armónico [26].

2.3. Transformador de corriente

También existen otros tipos de transformadores, como lo son los transformadores de medición. Estos se usan para detectar voltaje (los transformadores de potencial) o corriente (transformadores de corriente) [26]. Los transformadores de corriente (TC's) tiene el mismo principio de funcionamiento de un transformador. Los TC's son utilizados para reducir niveles altos de magnitud de corriente a niveles pequeños para los equipos de medición y las protecciones puedan medir. Las señales de las corrientes en el lado secundario deben ser reproducciones exactas de las señales del lado primario.

Al igual que un transformador de potencia, consta de un devanado primario, devanado secundario y un núcleo magnético, el núcleo es de hierro, para la conexión de los devanados es flujo magnético. Pero por la no linealidad del núcleo puede retener grandes niveles de flujo, provocando una saturación en el transformador de corriente. La saturación en el TC, ocasiona ruido en las mediciones de la corriente, afectando al funcionamiento de la protección diferencial. La saturación aparece por una corriente de corto circuito o por la corriente de irrupción [33].

Hasta aquí se ha descrito el principio de funcionamiento del transformador, los diferentes modelos utilizados para su representación en el estado estable así, como algunas ventajas y desventajas. En este sentido y con el objetivo de llevar a cabo un análisis adecuado en la siguiente sección se hablará de su comportamiento en estado transitorio, en especial de los fundamentos de la corriente de irrupción.

3. Corriente de Irrupción

3.1. Introducción

Algunos fenómenos transitorios que generan sobrecorriente en los transformadores, es por fallas internas (fallas en los devanados) y por fallas externas (falla en las terminales), etc. Estos activan las protecciones del transformador, mitigando las fallas y evitar la expansión por el sistema. Sin embargo, no solo las fallas eléctricas en el transformador pueden activar las protecciones de sobrecorrientes en el transformador, existe un transitorio de nombre corriente de irrupción, que aparece cuando se energiza un transformador [4].

Esta corriente es un transitorio de baja frecuencia con una magnitud varias veces mayor a la corriente nominal del transformador [11]. La corriente de irrupción aparece por la saturación en el núcleo del transformador, debido al aumento del flujo magnético que circula en este, elevando la corriente de excitación dando lugar a la corriente de irrupción [13, 34].

La corriente de irrupción es un fenómeno que ocurre en un corto periodo de tiempo, y alcanza magnitudes altas, que puede ser interpretadas como una falla, provocando el disparo erróneo de la protección diferencial, teniendo afectaciones como la interrupciones en el sistema, caídas de voltaje y pérdidas de elementos [13].

Otra afectación es el desgaste en el aislamiento de los devanados, por el estrés térmico y mecánico, que sufre el transformador con la presencia de la corriente de irrupción. Además, esta corriente también puede afectar a los transformadores que operan en paralelo al transformador que se va energizar, dando a lugar a un transitorio de nombre Sympathetic Inrush, que de igual forma pueden provocar el disparo de la protección diferencial [4, 9, 17].

Una vez establecidas las condiciones del fenómeno, es importante llevar a cabo una correcta coordinación y evaluación de las protecciones. Sin embargo, debido a la complejidad que se tiene al hacer pruebas con equipos de tales dimensiones, se desarrollan metodologías y modelos que permiten hacer una correcta evaluación del equipo sin la necesidad de afectarlo directamente.

3.2. Modelado de la corriente de irrupción

El núcleo de un transformador está diseñado para no saturarse en condiciones de operación estable, en otras condiciones de operación normal, como es la energización del transformador, el núcleo pudiera saturarse, generando una corriente muy alta en magnitud. Cuando se realiza la conexión del transformador hay un cambio abrupto en el voltaje de entrada del transformador, causando la saturación [13, 34, 35].

Si se energiza el transformador cuando la forma de onda de voltaje cruza por cero se puede alcanzar un flujo magnético máximo teórico. En otras palabras, si los interruptores cierran en un cruce por cero, el flujo magnético mutuo ϕ_M eleva su magnitud a un valor máximo teórico, pasando de la región lineal a la región de saturación del transformador durante un periodo de tiempo [4, 13].

El flujo máximo es el mecanismo de generación de la corriente de irrupción en el transformador, porque es la causante de la saturación en el núcleo. De forma matemática se expresa a continuación. Partiendo de la ecuación (3.1), que es el principio del funcionamiento del transformador, en donde un flujo magnético que recorre una bobina induce un voltaje, suponiendo que solo tenemos un flujo inicial y no hay uno opuesto despreciamos el signo negativo.

$$V_{ind} = N \frac{d\Phi_T(t)}{dt} \quad (3.1)$$

En donde:

- V_{ind} : es el voltaje inducido en la bobina.
- N : Es el número de vueltas.
- $\frac{d\Phi_T(t)}{dt}$: es la derivada del flujo total del transformador respecto al tiempo.

Si el transformador es alimentado por una fuente de corriente alterna senoidal, la ecuación de voltaje de entrada es (3.2).

$$V(t) = V \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.2)$$

- $V(t)$: es el voltaje de entrada senoidal.
- V : Es la magnitud o amplitud del voltaje.
- ω : el ángulo de la velocidad del voltaje de entrada.
- α : ángulo de fase del voltaje de entrada.

Recordando que la energización de un transformador es sin carga [13], igualamos la ecuación (3.1) y la ecuación (3.2), despejamos el flujo total y obtenemos la ecuación (3.3).

$$V \sin(\omega t + \alpha) = N \frac{d\Phi_T(t)}{dt} \quad (3.3)$$

Despejamos de la ecuación (3.3) el flujo magnético, para obtener la ecuación (3.4), en donde se observa que existe una integral, la cual sus intervalos son desde un tiempo 0 a hasta un tiempo (t) en el cual exista el cierre de interruptores.

$$\Phi(t) = \frac{1}{N} \int_0^t V \sin(\omega t + \alpha) dt \quad (3.4)$$

Se resuelve la integral de la ecuación anterior para obtener:

$$\Phi_T(t) = -\frac{V}{N\omega} [\cos(\omega t + \alpha) - \cos(0)] \quad (3.5)$$

$$\Phi_T(t) = \frac{V}{N\omega} [1 - \cos(\omega t + \alpha)] \quad (3.6)$$

A partir de la ecuación (3.6), se conoce si habrá una saturación en el núcleo y depende de la siguiente condición. Si $\omega t + \alpha = \pi$, es el cruce por cero de la onda de voltaje senoidal, de entrada, dando como resultado la ecuación:

$$\Phi_T(t) = \frac{V}{N\omega} [1 + 1] \quad (3.7)$$

En donde $\frac{V}{N\omega}$ es igual al flujo magnético mutuo del transformador Φ_M , por lo tanto:

$$\Phi_T(t) = 2\Phi_M \quad (3.8)$$

Y en la práctica se considera el flujo remanente (Φ_r) del transformadores por lo tanto el flujo máximo es en la ecuación (3.9)

$$\Phi_T(t) = 2\Phi_M + \Phi_r \quad (3.9)$$

Entonces se puede suponer que la corriente de irrupción está relacionado con el ángulo de cierre del voltaje y del flujo máximo.

De forma gráfica en la Figura 3.1, se observa una onda senoidal de voltaje que es proporcionado por una fuente de energía que se conecta al transformador. Como se ha mencionado, la corriente de magnetización del transformador en estado estable tiene una magnitud menor al 5% de la corriente nominal. Si al hacer el cierre de los interruptores caen en un cruce por cero respecto a la onda de voltaje que esta entrando, el flujo magnético aumentara dos veces

su magnitud, provocando la saturación del núcleo del transformador generando la corriente de irrupción.

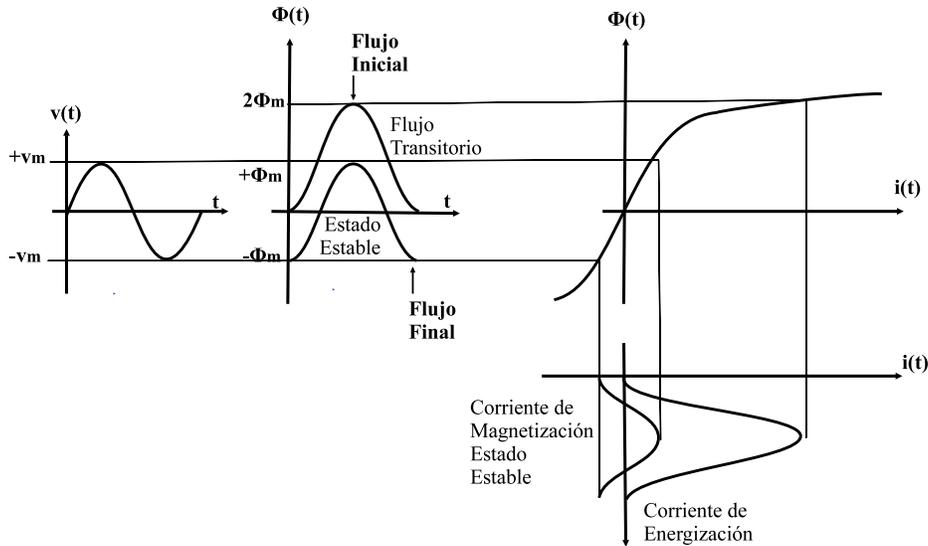


Figura 3.1.: Flujo máximo, operación en la región de saturación y elevación de la corriente de irrupción.

3.2.1. Características y factores de la corriente de irrupción

- La corriente de irrupción es un fenómeno transitorio de baja frecuencia [14].
- Es un fenómeno no lineal [35].
- La forma de onda de la corriente de irrupción de un transformador es asimétrica, que se polariza hacia un solo lado del eje de coordenadas (debido a las características de la histéresis) [19], como muestra en la Figura 3.2.
- La magnitud de la corriente es varias veces mayor a la corriente nominal llegando a tener valores similares a una falla eléctrica interna o externa de del transformador [17].
- La magnitud depende del flujo residual y la constante de tiempo del circuito de los parámetros RL del transformador [17]
- La corriente irrupción contiene componentes de corriente directa y armónicos par e impar en descomposición en donde las armónicas segunda, tercera y cuarta son predominantes, como se observa en la Figura 3.3. [17].

- El amortiguamiento de la corriente de irrupción puede variar, dependiendo de la relación X/R del sistema [17].
- La simulación de la corriente de irrupción es muy compleja y en ese sentido el modelado juega un papel importante y se requiere que se represente el comportamiento no lineales de los efectos de la saturación, magnetización y pérdidas en el núcleo. [35]

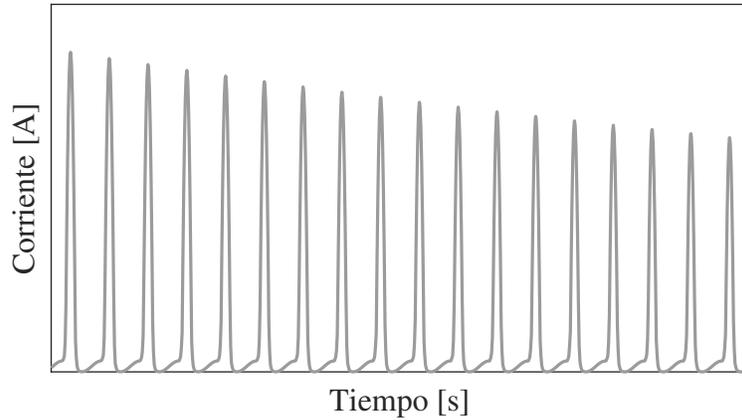


Figura 3.2.: Corriente de irrupción

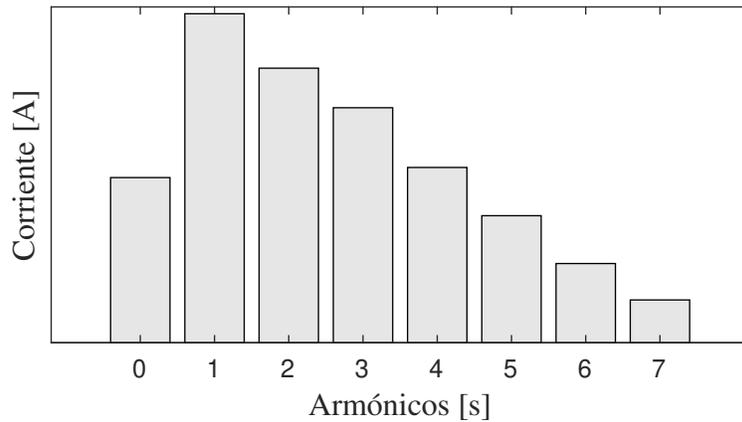


Figura 3.3.: Contenido armónico

El comportamiento de la corriente de irrupción depende de ciertos factores [35, 36]:

- Capacidad del transformador.
- El ángulo inyección de voltaje en el instante de la energización.

- Magnitud y polaridad del flujo remanente.
- Resistencia total del devanado primario.
- Impedancia del punto de conexión.
- Inductancia y geometría del núcleo del transformador
- La máxima capacidad de transferencia de flujo magnético en el material del núcleo.
- La polaridad del flujo magnético durante la energización después de salir de operación el transformador.
- El flujo magnético en el devanado, cuando el transformador se energiza. Suponiendo que el voltaje y el flujo inician en un mismo punto, como se ve en la Figura 3.4, cuando el interruptor cierra en un cruce por cero respecto a la onda de voltaje, el flujo aumenta su magnitud.

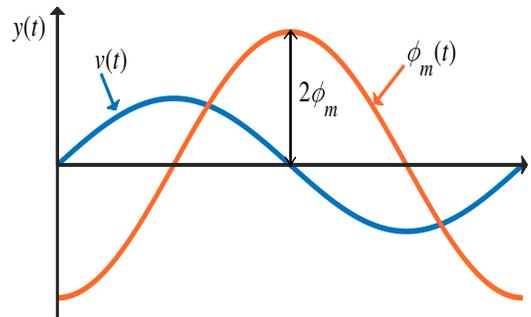


Figura 3.4.: Cruce por cero de la onda de voltaje, 2 veces el flujo magnético.

3.2.2. Cálculo analítico de la corriente de irrupción

Las formulas analíticas para el cálculo de la corriente de irrupción en el tiempo, que proponen los autores, Bertagnolli, Specht y Holcomb, derivan de la teoría del transformador monofásico [35]. Bertagnolli propone una ecuación relativamente simple, que se basa en una caída exponencial de la corriente de irrupción. La ecuación (3.10) es útil para cálculos manuales por su simplicidad [35].

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}} \left(\frac{2 \cdot B_n + B_r - B_s}{B_n} \right) \cdot \exp -\frac{t}{\tau} \text{ [A]} \quad (3.10)$$

$$\tau = \frac{2 \cdot L}{R} \quad (3.11)$$

En donde

- V : Voltaje de entrada.
- R : Resistencia del devanado.
- L : Inductancia en el devanado.
- B_n : Densidad de flujo nominal en el núcleo.
- B_r : Densidad de flujo remanente.
- B_s : Densidad de flujo saturable (2 veces el flujo nominal).
- τ : Constante de tiempo.

La fórmula analítica propuesta por Specht, es más precisa debido a que la componente de la corriente directa de flujo remanente, sólo se considera durante la saturación del núcleo ($B_n > B_s$) [35]

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left(1 - \frac{B_s + B_n - B_r}{B_n} \right) \quad (3.12)$$

$$B_r(t) = B_r - B_n \cdot \frac{R}{L} \cdot 2(\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (3.13)$$

Y Holcomb propone la ecuación (3.14), la cual se utiliza par calcular de forma analítica una forma de onda aproximada a la corriente de irrupción [35].

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \cdot \left(\sin(\omega t - \phi) - \exp^{-\frac{R}{L}(t_0 - t_s)} \sin(\omega t_s - \phi) \right) \quad (3.14)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \quad (3.15)$$

En donde

- t_s : es el instante en el núcleo comienza a saturarse.
- t_0 : es el tiempo cuando la corriente de irrupción llega en cada ciclo.

Las ecuaciones de Bertagnolli (3.10) y Specht (3.12), solo generan los puntos de los picos de la corriente de irrupción y la ecuación Holcomb (3.14) reconstruye la forma de onda aproximadamente. Los fabricantes suelen utilizar estas ecuaciones para conocer el primer pico de la corriente de irrupción y su tiempo de caída de la corriente que es útil para el diseño y la elección de materiales de cada transformador que se construya [35].

3.2.3. Modelo propuesto de la corriente de irrupción

Como se observa en las ecuaciones anteriores, es necesaria los datos de estudio de la densidad de flujo del núcleo del transformador, que a menudo solo conoce el fabricante. Por esta razón, partiendo del circuito eléctrico de un transformador se plantean 2 ecuaciones, en donde la referencia es el devanado primario únicamente, porque la corriente solo aparece en el devanado que se energiza. En la Figura 3.5 se muestra el circuito solo del lado primario del transformador, se considera la resistencia e inductancia del devanado y la inductancia no lineal que nos representan el núcleo.

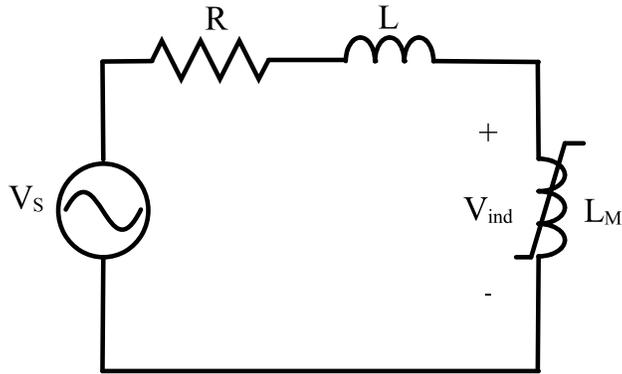


Figura 3.5.: Circuito del Transformador del devanado primario

Aplicando ley de voltajes de Kirchhoff obtenemos la ecuación de voltaje (3.16)

$$V_S = V_R + V_L + V_{ind} \quad (3.16)$$

En donde:

- V_S : Voltaje de la fuente.
- V_R : Voltaje de la resistencia.
- V_L : Voltaje de la inductancia.
- V_{ind} : Voltaje inducido.

La ecuación (3.16) en el dominio del tiempo es:

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{d\lambda(t)}{dt} = V_m \sin(\omega t + \theta) \quad (3.17)$$

Se despeja la diferencial de λ de la ecuación (3.17) para obtener:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = V_m \sin(\omega t + \theta) - Ri(t) - L \frac{di(t)}{dt} \quad (3.18)$$

Y la relación de la corriente con el flujo se expresa en la ecuación (3.19), en donde el flujo se representa como un polinomio de tercer grado. En [11], menciona que la curva de saturación se expresa con polinomio, y entre mayor orden mayor exactitud sera a la curva. Para este caso, representamos la curva con un ecuación de tercer orden, y la a es un coeficiente de un punto del la curva de saturación [37]:

$$i(t) = a\lambda(t)^3 \quad (3.19)$$

La ecuación (3.19)

$$\frac{di(t)}{dt} = 3a\lambda(t)^2 \quad (3.20)$$

Se sustituye la ecuación (3.19) y la ecuación (3.20) en la ecuación (3.18) para obtener:

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = V_m \sin(\omega t + \theta) - aR\lambda(t)^3 - 3aL\lambda(t)^2 \quad (3.21)$$

La ecuación (3.20) y la ecuación (3.21) forman un sistema de ecuaciones diferenciales. El cual se resuelve con MATLAB y se gráfica los resultados.

$$\frac{d\lambda(t)}{dt} = V_m \sin(\omega t + \theta) - aR\lambda(t)^3 - 3aL\lambda(t)^2 \quad (3.22)$$

$$\frac{di(t)}{dt} = 3a\lambda(t)^2 \quad (3.23)$$

3.3. Consecuencias de la corriente de irrupción

La corriente de irrupción, provoca daños al transformador como a los elementos conectados [36]:

- Los armónicos afectan al transformador con sobrecalentamiento, daño al aislamiento y fallas.
- Una incorrecta operación de la protección diferencial. La alta magnitud de corriente activa la protección, ocasionando disparos en falso, consecuentemente los interruptores se abren interrumpiendo la continuidad del suministro de energía eléctrica.

- Daños en el devanado que se energiza, se reduce el aislamiento y estrés mecánico en el devanado, por la presencia de la corriente de irrupción.
- Daños al equipo eléctrico, la magnitud alta de la corriente de irrupción, estresa el aislamiento de los equipos eléctricos involucrados.

3.4. Mitigación de la corriente de irrupción

Es necesario mitigar o bien hacer un bloqueo para que la protección no opere cuando se energiza el transformador. Existen tecnologías, métodos o estrategias para mitigar la corriente de irrupción en los transformadores que se mencionan a continuación [17]:

- Un método de mitigación es por medio de resistencias de pre-inserción (Por sus siglas en inglés PIR). Las resistencias de tamaño relativamente grande se conectan en paralelo al interruptor, aunque es común este método es muy poco confiable [17, 35]. Las resistencias no son económicas y para controlar una reducción efectiva de la corriente de irrupción se logra bajo las condiciones de una elección óptima del valor de resistencia y el tiempo de pre-inserción [35].
- El método de mitigación por solución de compromiso, es en la que al cerrar en el pico más alto del voltaje de entrada, el flujo magnético total es menor, y no se consideran los flujos residuales (componentes de caída mínima del circuito R-L). Esto da como resultado un nivel moderado de la corriente de irrupción [17, 35].
- El método de mitigación por medio del cambiador de Tap del transformador. Este realiza la energización con el mayor número de vueltas en el devanado, para una menor densidad de flujo magnético.
- Switcheo controlado, es muy útil para mitigar la corriente. Mejora el rendimiento del interruptor, reduciendo el costo de mantenimiento y alargando la vida del transformador, dado que existe una reducción en las tensiones mecánicas internas. Además no existe interrupciones en el sistema, porque evita el falso disparo de la protección diferencial y es una alternativa fiable y económica [17, 35]. Algunos tiempos de cierre teóricos para las diferentes conexiones del transformador se muestra en la Tabla. 3.1.
- Energización de fase secuencial, en donde se utiliza una resistencia del neutro limitando la corriente de irrupción [36].

Tabla 3.1.: Tiempos de cierre controlado

Conexión	Interruptor fase A	Interruptor fase B	Interruptor fase c
$\Delta - \Delta$	$t_a = 0$ [s]	$t_b = 0.0028$ [s]	$t_c = 0.0069$ [s]
$\Delta - Y$	$t_a = 0$ [s]	$t_b = 0.0028$ [s]	$t_c = 0.0069$ [s]
Y- Δ	$t_a = 0.0041$ [s]	$t_b = 0.0083$ [s]	$t_c = 0.0083$ [s]
Y - Y	$t_a = 0.0041$ [s]	$t_b = 0.0083$ [s]	$t_c = 0.0083$ [s]

Una forma de bloquear la corriente de irrupción es por medio o para diferenciar de una corriente de falla, se utiliza la segunda armónica, dado que tiene una mayor magnitud respecto a las demás. Sin embargo, hay inconvenientes cuando el TC's se satura porque aumenta o disminuye el valor de la segunda armónica y puede fallar la restricción.

Hasta aquí se mencionan las características y ecuaciones de la corriente de irrupción, como se observa, se deben considerar varios parámetros. Y en cuanto a los daños que puede ocasionar se proponen técnicas para mitigar o bien eliminar esta corriente. Para la protección, se menciona que hay componentes armónicos que pueden ser útiles para la discriminación de la corriente de irrupción respecto a una falla.

4. Transformada de Fourier

4.1. Transformada Discreta de Fourier

La transformada discreta de Fourier es una herramienta matemática utilizada en aplicaciones para procesamiento de señales. Principalmente en el filtrado y análisis espectral, otra aplicación del DFT, es la estimación de las componentes armónicas se superponen a la componente fundamental de la señal eléctrica a 50 o 60 [Hz] [38].

Una secuencia periódica puede ser representada por series de Fourier, de igual forma puede ser aplicada para secuencias de duración infinita, esto se le conoce como la transformada discreta de Fourier (TDF). Una secuencia de duración finita de largo N puede ser representada por una secuencia periódica con periodo N , un periodo que es idéntico a la secuencia de duración finita [39].

Considerando una secuencia de duración finita $x(n)$ de largo N de forma que $x(n)=0$, excepto en un intervalo de $0 \leq n \leq (N-1)$. La secuencia periódica corresponde a un periodo N , para el cual $x(n)$ es un periodo y se tiene la siguiente ecuación [39]:

$$\tilde{x}(n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n+rN) \quad (4.1)$$

Para mantener una reiteración entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia, se utilizan los coeficientes de Fourier asociados con la secuencia finita correspondientes a un periodo de $\tilde{X}(k)$, obteniendo:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn} \quad (4.2)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k)W_N^{-kn} \quad (4.3)$$

Las ecuaciones (4.2) y (4.3) se conocen como la transformada discreta de Fourier, con la ecuación (4.2) representa la transformada de análisis y la (4.3) la transformada de síntesis [39].

El problema de utilizar la TDF para realizar la estimación de armónicos muchas señales

no cumplen con la periodicidad siendo esto una limitante, ya que esto puede producir errores en la estimación de los armónicos debido al proceso de discretización de la señal dentro de la ventana de tiempo, teniendo pérdida de sincronización en el proceso de muestreo. Por tal razón, solo estima por mediante un promedio constante durante la ventana de tiempo, truncando las fluctuaciones que se desea capturar [38, 40].

4.2. Transformada Rápida de Fourier

El algoritmo de la transformada rápida de Fourier (FFT) puede reducir el tiempo necesario para encontrar la transformada discreta de Fourier de varios minutos a segundos. La FFT es un algoritmo eficiente para calcular la TDF, el tiempo del cálculo de la DFT es proporcional a n , en donde n es la longitud de la señal [41].

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) \exp^{-j2\pi nk/N} \quad (4.4)$$

$$W = \exp^{-j2\pi nk/N} \quad (4.5)$$

La FFT es utilizada para análisis de señales en el dominio de la frecuencia. Útil para el análisis de señales, para conocer su contenido armónico dado que identifica las frecuencias de las componentes de un señal o la frecuencia fundamental de una señal.

Las herramientas mostradas son útiles para el procesamiento de señales y nos permiten calcular los fasores de voltajes y corrientes, en los relevadores de protección se sabe de la utilidad de la DFT. Sin embargo, cuando las señales ya no son periódicas. Cuando se presenta un cambio en las condiciones del sistema ya sea por maniobras, fallas, energización de equipo o alguna otra perturbación, las señales presentan características que pueden ser observables con mayor precisión utilizando técnicas como Taylor-Fourier que se muestra, en el apéndice de este trabajo.

5. Mediciones y simulación de la corriente irrupción de un Transformador de potencia

5.1. Medición de la corriente de irrupción en transformadores

Las mediciones en un sistema eléctrico de potencia son importantes para tener un monitoreo de todos los elementos que conforman la red eléctrica y mantenerlos en operación continua y estable. Los datos de entrada principales son el voltaje, la corriente y la frecuencia. El objetivo es mantenerlos dentro de los límites establecidos.

Sin embargo, existen perturbaciones que afectan la estabilidad del sistema, como la conexión y desconexión de cargas, las sobrecargas y hasta eventos climáticos. Estos fenómenos son de importancia, dado que se estudian para tener respuesta oportunas y eliminarlos de forma rápida para evitar afectaciones en toda la red.

En la actualidad el objetivo es tener continuidad y confiabilidad en el suministro de energía, la corriente de irrupción puede afectar a este objetivo. La medición de la corriente de irrupción es importante, porque al analizarla se puede obtener información que nos puede ayude a mejorar las técnicas de restricción de la protección o mitigar para evitar el fallo de esta.

5.1.1. Características del analizador de calidad de la energía Hioki PQ3100

Los analizadores de la calidad de la energía son instrumentos de medición de potencia para medir sistemas monofásicos o trifásicos. Con el cual se puede monitorear y registrar anomalías del sistema eléctrico, como lo son caídas de voltaje, parpadeo, armónicos u otros problemas eléctricos. Las tendencias y las perturbaciones de energía se registran los parámetros de forma simultánea.

5.1.2. Medición de la corriente de irrupción de un transformador de 30 [MVA]

El transformador de 30 [MVA], está instalado en una subestación reductora, sus niveles de voltaje son de 85 [KV] a 23 [KV], siendo 23 [KV] el nivel de distribución. Su puesta operación fue a través de la energización en el lado secundario. Las características del transformador de la placa de datos, se muestra en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1.: Parámetros del Transformador 30 [MVA]

Potencial Nominal	30	MVA
Voltaje nominal	85/23	kV
Corriente nominal	203.77/753.07	A
Corriente en vacío	0.75	%
Pérdida sin carga	25.752	kW
Pérdida con carga	230.731	kW
Condición de uso	Intemperie	
Grupo de Conexión	YN yn0+d	

En la Figura 5.2, se muestran las corrientes medidas durante la energización del transformador. Estas tres corrientes de irrupción tiene una forma de onda asimétrica con polaridad negativa o positiva, que se amortiguan con el tiempo. Además, la corriente de irrupción de la fase A es mayor magnitud respecto a las fases B Y C.

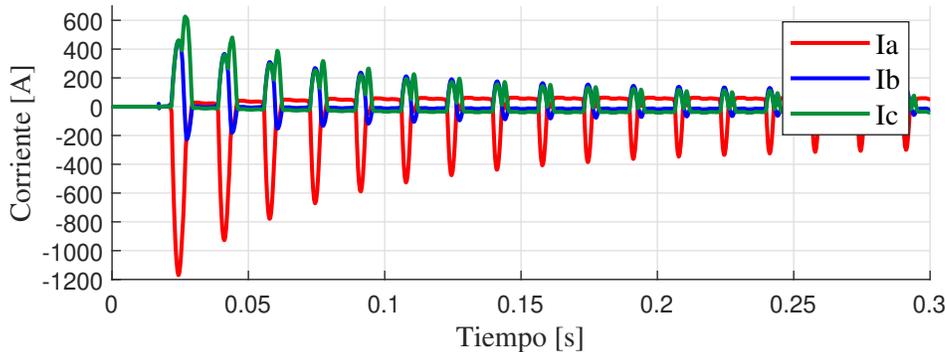


Figura 5.2.: Medición de la corriente de irrupción.

En la Figura 5.3 a), se observa la corriente de irrupción de la fase A, con un sentido negativo y su primer pico alcanza una magnitud de -1170 [A], esta corriente es la de mayor magnitud respecto a las demás fases esto se debe a que su interruptor es el mas cercano en un cruce por cero de la onda de voltaje. En la Figura 5.3 b), se muestra la corriente de irrupción de la fase B, con polaridad positiva y su primer pico, alcanza una magnitud de 450 [A], esta

señal tiene un característica particular que tiene picos en el eje negativo con magnitudes menor a lado positivo. Por último la corriente de irrupción de la fase C, con sentido positivo y una magnitud de 626 [A], como se observa en la Figura 5.3 c). En donde también los picos presenta perturbaciones.

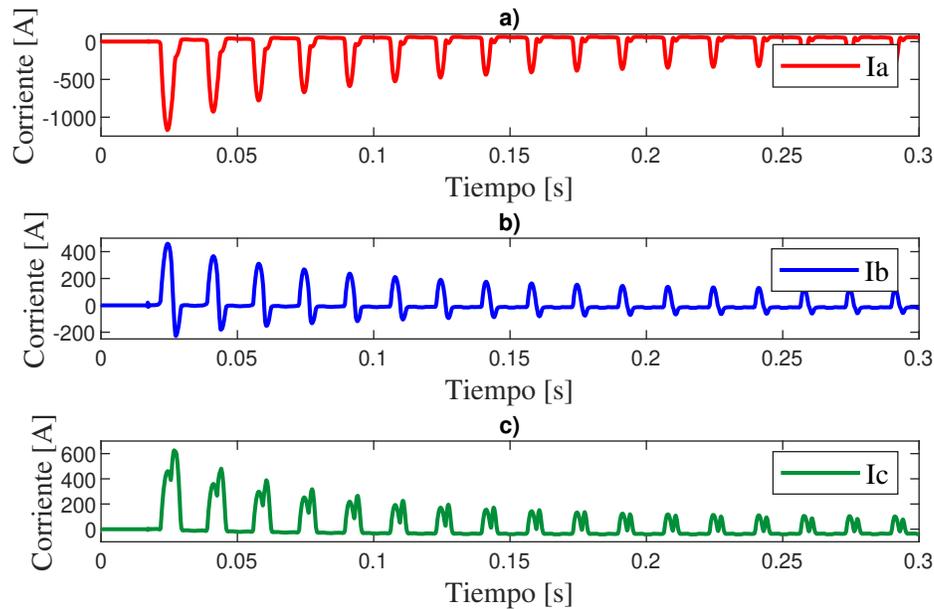


Figura 5.3.: Corriente de irrupción del transformador de 30 [MVA]: a) fase A, b) fase B y c) fase C.

En la Figura 5.4 se observa los voltajes del devanado que se está energizando. Se observa que la fase B Y C muestran una muy ligeramente magnitud menor en los primeros ciclos, un efecto que tiene la presencia de la corriente de irrupción es provocar caídas de voltaje. El cierre de los interruptores ocasiona distorsión en las señales.

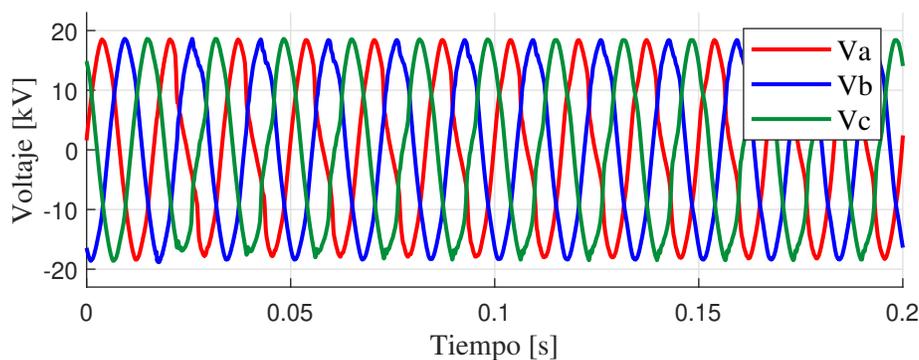


Figura 5.4.: Voltaje del transformador de 30 [MVA].

Utilizando la transformada discreta de Fourier (TDF) de ATPDraw, se analizan las señales de la corriente, para obtener su contenido armónico. En la Figura 5.5 a) se observa el contenido armónico de la corriente de la fase A, con armónicas pares como impares. La segunda armónica es mayor respecto a las otras, y con una magnitud menor que la fundamental.

El contenido armónico de la corriente de la fase B, se observa en la Figura 5.5 b), en donde se observa que la segunda armónica tiene mayor magnitud que la fundamental, debido a la forma de onda con picos positivos y picos negativos. En [42], menciona que la magnitud de un segundo armónico puede ser mayor cuando hay una saturación en el transformador de corriente ó por la presencia de capacitancias en el sistema que alimenta al transformador.

El contenido armónico de la fase C se muestra en la Figura 5.5 c), en donde se observa que la fundamental es mucho más grande de todo el contenido armónico. La segunda armónica es menor que la fundamental, aunque mayor que las demás armónicas. Por último, se observa que la cuarta armónica es mayor que la tercera, en algunas configuraciones para la protección también se usa el bloqueo por cuarta armónica.

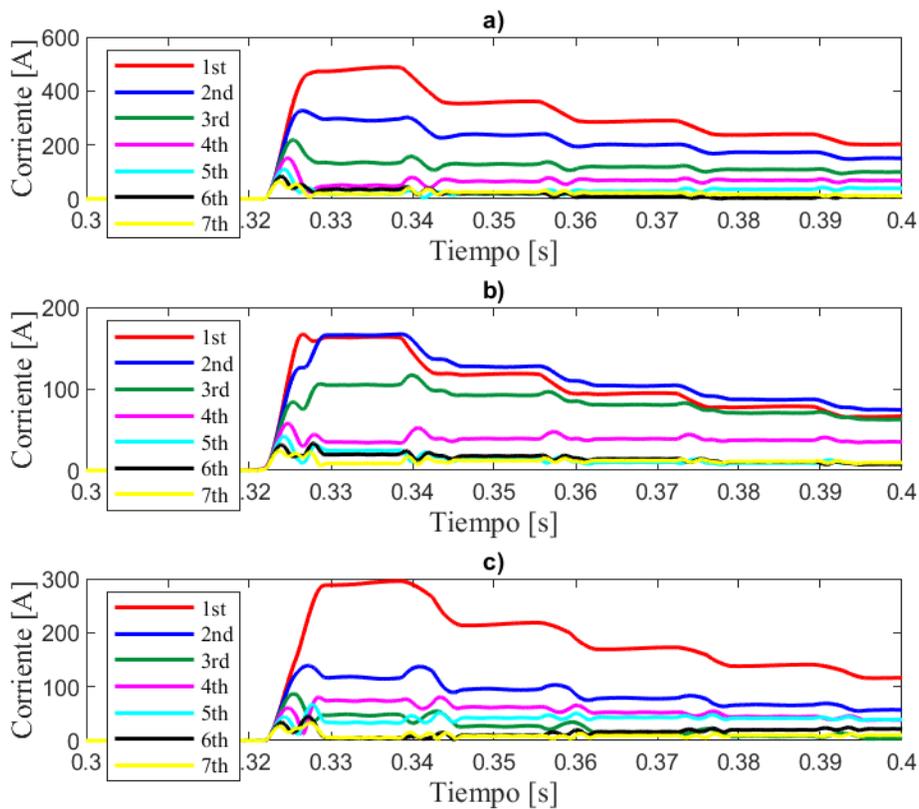


Figura 5.5.: Contenido armónico de la corriente de irrupción: fase A, b) fase B, c) fase C.

En la Tabla 5.2, se muestra las magnitudes promedios de los armónicos de las tres fases. En donde se observa que el orden en magnitud del contenido armónico de la fase A de mayor a menor, es el siguiente: fundamental, segunda armónica, tercera armónica y cuarta armónica. Sin embargo en la fase B la segunda armónica es mayor que la fundamental. Algo similar en la fase C, en donde la cuarta armónica es mayor que la tercera.

Tabla 5.2.: Magnitudes de los armónicos de las corrientes de irrupción del Transformador de 30 [MVA].

ϕ	A	B	C
1o [A]	306.8446	101.6919	182.9951
2o [A]	208.5153	108.9649	84.6593
3o [A]	117.6985	80.6852	24.7435
4o [A]	64.0776	37.04017	53.2240
5o [A]	28.9923	13.6536	39.3871
6o [A]	17.1255	14.5339	14.8829
7o [A]	20.7958	11.1828	9.4222

5.1.3. Medición de la energización del transformador de 60 [MVA] (Primera Energización)

El segundo transformador analizado tiene una capacidad de 60 [MVA] con los niveles de voltaje 230/16.5/16.5 [KV], es un transformador perteneciente a una subestación reductora. Sus parámetros se muestran en la Tabla 5.3. Este transformador se instaló recientemente en una subestación nueva. El transformador se energiza por primera vez por el devanado de 230 kV que es el de alta y primario.

Tabla 5.3.: Parámetros del transformador 60 [MVA]

Potencial Nominal	60/60/12	MVA
Voltaje nominal	230/16.5/16.5	KV
Corriente nominal	150/2099/19.9	A
Corriente sin carga	0.05	%
Pérdida sin carga	25.752	KW
Pérdida con carga	230.731	KW
Condición de Uso	Intemperie	
Grupo de Conexión	YN yn0+d	

En la Figura 5.6, se muestra la primera energización del transformador. La medición dura pocos ciclos porque la protección diferencial detectó la energización como una condición de

falla, por las altas magnitudes que presenta la corriente. Por esta razón hubo un disparo en falso, interrumpiendo la continuidad del suministro de energía.

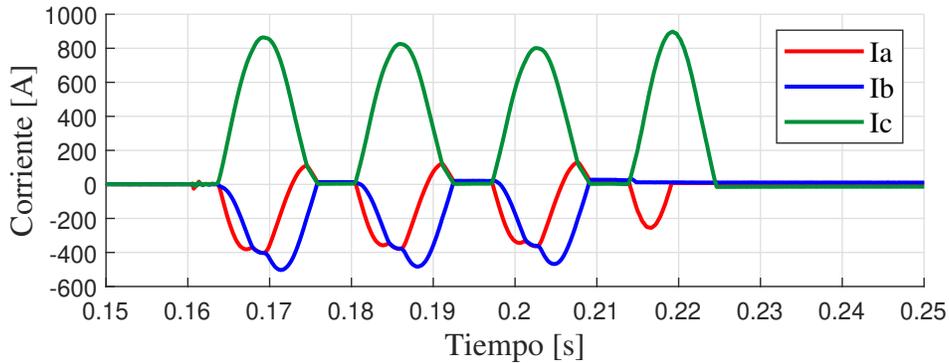


Figura 5.6.: Medición de la energización del transformador de 60 [MVA].

El voltaje durante la energización se muestra en la Figura 5.7 en donde observamos que el tiempo en donde aparece el transitorio, los ciclos de la fase C se atenúa muy poco respecto a las demás fases. Además, las señales presentan pequeñas perturbaciones causadas por la corriente de irrupción.

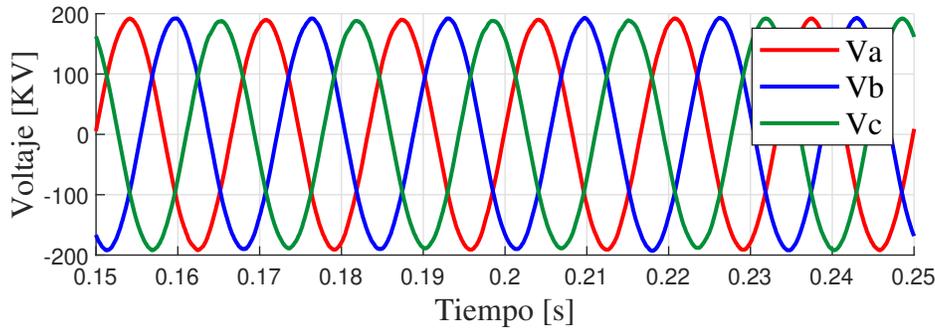


Figura 5.7.: Voltaje del transformador de 60 [MVA].

Ahora, en la Figura 5.8 a) se muestra la corriente de la fase A, en donde su primer pico alcanza una magnitud de -402 [A] y tiene un sentido negativo. Además, se observa que hay pequeñas perturbaciones en los semiciclos, esto se debe al cierre de los interruptores y ruido en la parte de la instrumentación. Se observa en la fase B su primer pico tiene una magnitud de -502 [A] y tiene un sentido negativo, como se ve en la Figura 5.8 b). Por último en la fase C se muestra en la Figura 5.8 c), tiene un sentido positivo y su primer su magnitud es de 864 [A]. Sin embargo, podemos ver que el último pico es mayor que el primero.

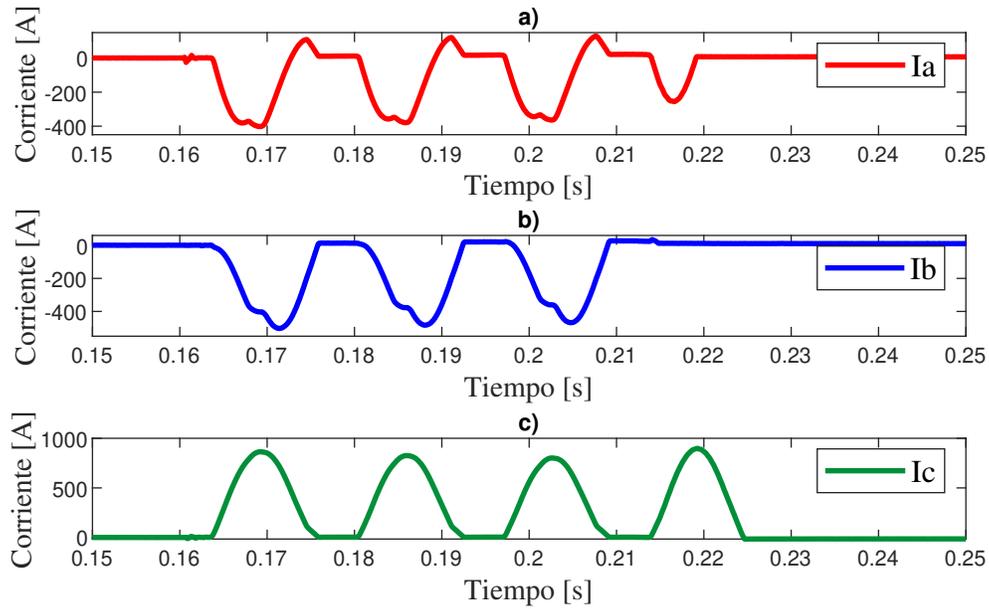


Figura 5.8.: Corriente de irrupción primera energización: a) fase A, b) fase B, c) fase C.

Las señales de corriente mostradas en la Figura 5.8, tiene pocos ciclos, por la la operación de la protección. Aplicando el análisis de TDF, en último ciclo se obtiene el contenido armónico que se muestra en la Figura 5.9. Esto es para conocer si las corrientes son fallas o son corriente de irrupción, esto como se ha mencionado, por la alta magnitud se confundió como una falla.

En la Figura 5.9 a), es el contenido armónico de la corriente de la fase A, en donde hay una armónica fundamental mayor que las demás, un segunda armónica mayor que la tercera y cuarta. Este contenido es una característica de la corriente de irrupción. Por lo tanto, se puede concluir que no es una corriente de falla, sino, una corriente de irrupción.

En la Figura 5.9 b), se muestra el contenido armónico de la corriente de la fase B. La primera barra es la armónica fundamental y la siguiente la segunda armónica. La magnitud de la segunda armónica es similar a la tercera, con un valor de 19 % respecto a la fundamental. Se plantea que la protección diferencial operó porque el porcentaje de la segunda armónica no es con la cual se configuró la protección.

En la Figura 5.9 c), se muestra el contenido armónico de la corriente de irrupción de la fase C. Se identifica que es corriente de irrupción porque existe una fundamental, una segunda, una tercera y una cuarta armónica. Sin embargo por la fase B la protección las interpretó como fallas.

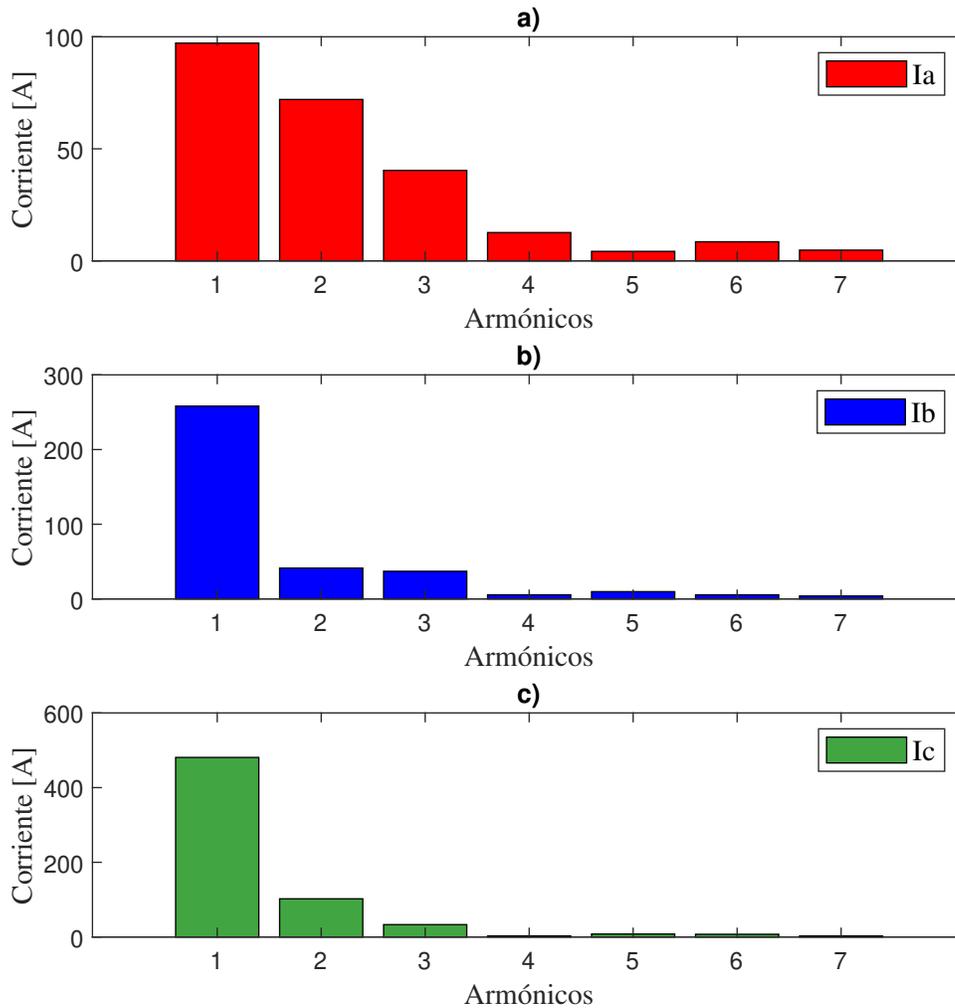


Figura 5.9.: Contenido armónico en el último ciclo: a) Fase A, b) fase B, c) fase C.

5.1.4. Medición de la energización del transformador de 60 [MVA] (Segunda Energización)

Esta segunda energización se muestra en la Figura 5.10. En este evento el transformador se conectó de forma correcta a la red, no hubo operación de la protección diferencial. En esta energización se observó algún comportamiento diferente a las anteriores, como es el caso de la fase C que en ven ciclos con amortiguamiento. Y su magnitud son menores a la primera energización del transformador de 60 [MVA].

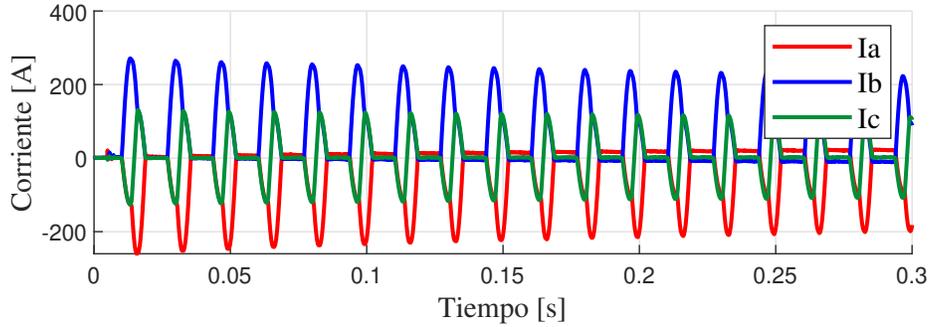


Figura 5.10.: Medición de la segunda energización del transformador de 60 [MVA].

En la Figura 5.11 se muestra la medición del voltaje en el lado primario del transformador en la segunda energización. Esta medición no presenta atenuaciones ni perturbaciones, nada que afecte al sistema. Probablemente porque la corriente de la energización es menor, no provocando afectaciones.

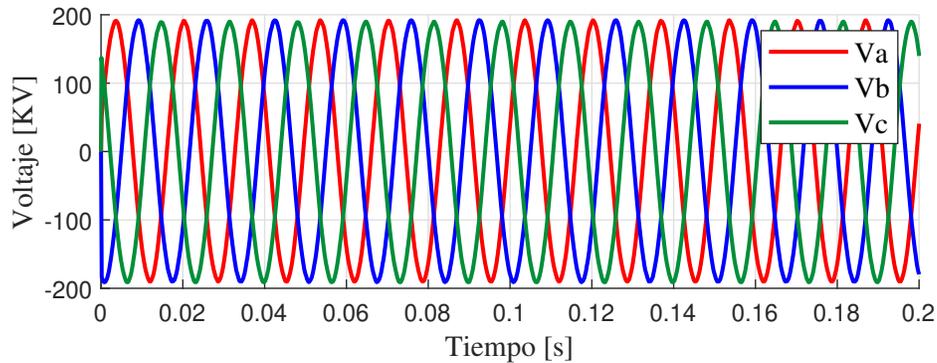


Figura 5.11.: Voltaje de la segunda energización del transformador de 60 [MVA].

En la Figura 5.12 a), se muestra la corriente de la fase A, en donde se observa que su sentido es negativo, su forma de onda asimétrica con semi-ciclos negativos que se amortigua con el tiempo, el primer pico tiene una magnitud de -259 [A], una magnitud mayor a la corriente nominal. En la Figura 5.12 b), se muestra la corriente de la fase B, la magnitud de su primer pico es de 271 [A], siendo la fase con mayor magnitud, y su sentido es positivo. Y a diferencia de las fases A y B la corriente de la fase C su forma de onda es senoidal con un ligero amortiguamiento, como se observa en la Figura 5.12 c). Su ciclo oscila entre -126 a 131 [A], algo diferente a las formas de onda de la corriente de irrupción. La forma de onda que presenta puede deberse a que hay elementos adyacentes que afecten en la forma de onda de la corriente.

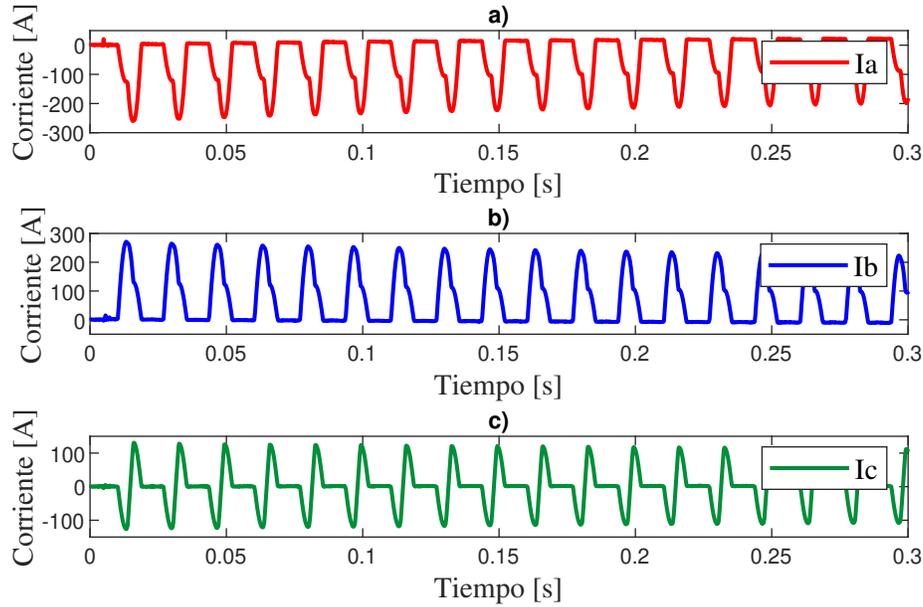


Figura 5.12.: Corriente de irrupción de la segunda de energización de 60 [MVA].

Aplicando DFT para el análisis a la señal de la corriente de irrupción, se obtiene el contenido armónico que se muestra en la Figura 5.13. De forma general las tres corrientes tienen contenido armónico, con armónicas pares e impares. En la Tabla 5.4, se muestra el valor promedio de los 7 armónicos de cada fase.

En la Figura 5.13 a), se muestra el contenido armónico de la Fase A de la corriente de irrupción. La fundamental es la de mayor magnitud con 101.1372 [A], la segunda con 44.0488 [A] menor que la fundamental pero mayor que la tercera y cuarta, dado que estas dos últimas tienen una magnitud de 22.6498 [A] y 15.3124 [A] respectivamente.

En la Figura 5.13 b), se muestra el contenido armónico de la corriente de irrupción de la fase B. La fundamental tiene una magnitud de 109.9191 [A], recordando que la fase B es donde alcanzó una mayor magnitud. La segunda armónica tiene una magnitud de 49.5396 [A], la tercera armónica su magnitud 19.0782 [A] y la cuarta armónica su magnitud 10.6124 [A], cumpliendo con la característica teórica de la corriente de irrupción.

Por último tenemos el contenido armónico de la corriente de irrupción que se muestra en la Figura 5.13 c). En donde se observa que la fundamental no es la mayor magnitud, sino que la segunda armónica tiene mayor magnitud, con una magnitud de 55.1058 [A], la fundamental su magnitud es de 45.0677 [A]. Como se menciona anteriormente, esto posiblemente sea por la saturación de los TC's. Además, se observa que la tercera tiene una magnitud alta destacando a las otras armónicas siguientes.

Si se quitara la segunda armónica, dejando solo la fundamental se puede decir que en vez de una corriente irrupción, es una corriente de excitación, porque el interruptor cerro en el punto más alto o bajo de la onda de voltaje y el contenido armónico de una corriente de excitación consta de una fundamental y una tercera armónica. Solo que por la saturación tiene una magnitud similar a la magnitud de la corriente nominal.

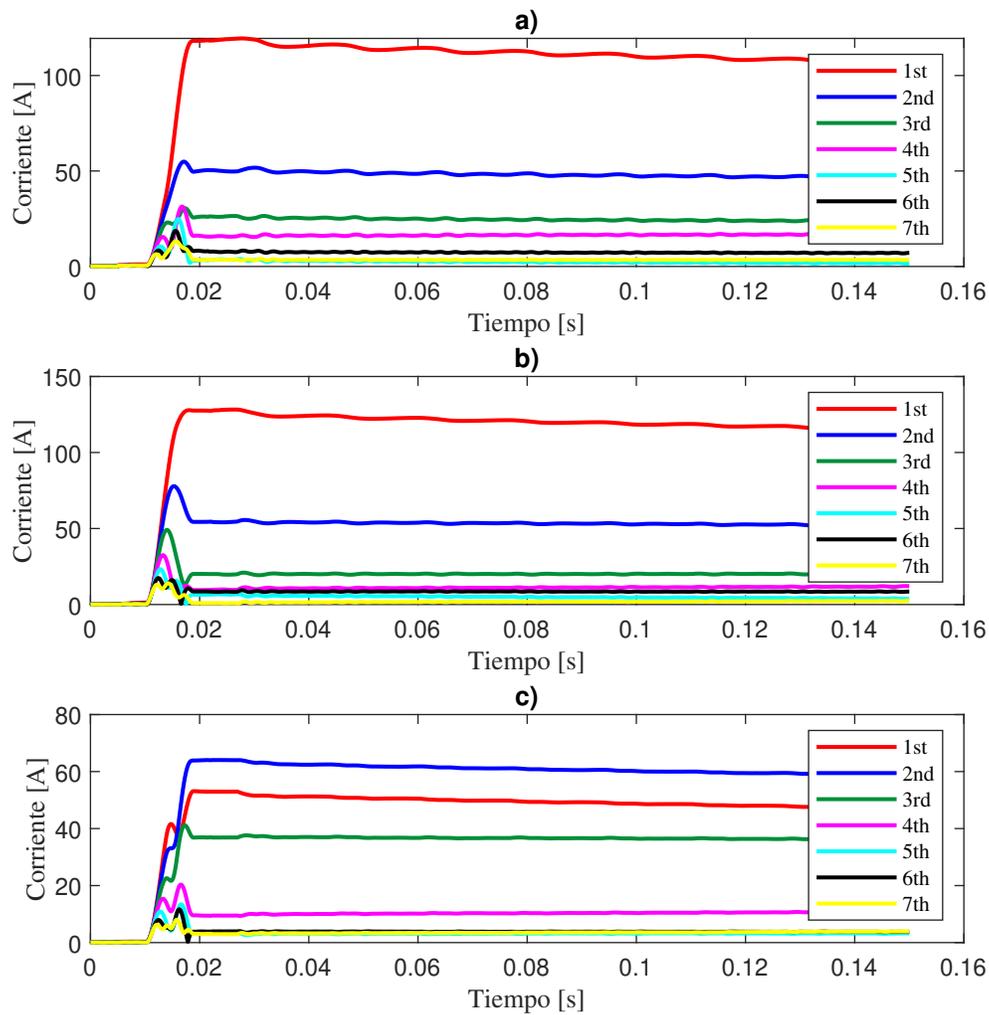


Figura 5.13.: a) Contenido armónico fase A, b) Contenido armónico fase fase B y c) Contenido armónico fase fase C

Tabla 5.4.: Magnitud promedio de los armónicos de las corrientes de irrupción del transformador de 60 [MVA] (segunda energización).

ϕ	A	B	C
1o [A]	101.1372	109.9191	45.0677
2o [A]	44.0488	49.5396	55.1058
3o [A]	22.6498	19.0782	33.3807
4o [A]	15.3124	10.6124	9.7183
5o [A]	2.666	5.0456	3.1917
6o [A]	6.9278	8.0723	3.6736
7o [A]	3.4866	2.0494	3.3461

Una vez analizadas las señales obtenidas con el medidor, se utilizan como bases de partida y referencia para reconstruir o reproducir y comprobar con el modelado de los elementos BCTRAN y Saturable de ATP/EMTP.

5.2. Modelado y Simulación de la corriente de irrupción

5.2.1. Software ATPDraw

ATPDraw es un procesador gráfico derivado del programa de transitorios eléctricos EMTP, aunque de uso libre, para la simulación digital de fenómenos transitorio en sistemas eléctricos. En donde el usuario puede construir, modelar o desarrollar uno o múltiples circuitos para la simulación de los diferentes fenómenos eléctricos, como fallas, maniobras y perturbaciones, así como redes complejas y sistemas de control.

ATPDraw incluye diferentes modelos de elementos, como lo son: máquinas rotativas, transformadores, pararrayos, líneas de transmisión y cables. Y una interfaz con los módulos de programa TACS (Análisis transitorio de sistemas de control) Y MODELS (su lenguaje de simulación) permitiendo el desarrollo de sistemas de control y componentes con características no lineales.

La biblioteca de ATPDraw consta de los siguientes componentes:

- Elementos R, L, C lineales, acoplados y desacoplados.
- Líneas y cables de transmisión con parámetros distribuidos y dependientes de la frecuencia.
- Resistencias e inductancias no lineales, inductor de histéresis, resistencia variable en el tiempo, resistencia controlada por TACS/MODELS.

- Transformadores, incluyendo modelos con saturación e histéresis.
- Interruptores ordinarios, interruptores dependientes del tiempo y dependientes del voltaje.
- Diodos, tiristores, triacs e interruptores controlados por TACS/MODELS
- Fuentes analíticas, escalón, rampa, senoidal, funciones de sobretensiones exponencial, fuentes definidas por TACS/MODELS.
- Máquinas rotativas: máquina síncrona trifásica, modelo de máquina universal.
- Componentes eléctricos que el usuario puede realizar a base de MODELS.

5.2.2. Modelo del Transformador

El modelo del transformador es útil para el desarrollo de simulaciones de fenómenos transitorios. El modelo se puede separar en dos partes, la primera es la representación de los devanados y por otra parte, la representación del núcleo de hierro. La primera parte sus elementos son lineales, resistencias e inductancias (valores constantes) y la segunda sus elementos no lineal (variantes en el tiempo) y ambas dependientes de la frecuencia [43].

Uno de los modelos clásicos del transformador, considera las impedancias de los devanados, la impedancia del núcleo y la corriente de excitación [25]. Sin embargo, existe una complejidad cuando el núcleo se satura, se crean diferentes rutas de flujo magnético, por lo tanto la representación del núcleo debe ser una inductancia no lineal para una representación más cercana al circuito equivalente del transformador [13].

El objetivo de este trabajo es estudiar y analizar el fenómeno transitorio de baja frecuencia, la corriente de irrupción, por las afectaciones al sistema eléctrico. Para el modelo que permite simular la corriente de irrupción, será necesario considerar los parámetros y características, como son, la impedancia de corto circuito, la curva de saturación y las pérdidas en el hierro.

Los desafíos en un modelo del transformador para la obtención de la corriente de Irrupción [35]:

- La representación correcta del comportamiento de saturación del núcleo.
- Modelado no lineal y de histéresis del núcleo.
- La representación de las pérdidas en el núcleo.
- Determinar las condiciones iniciales del flujo residual.

- Acoplamiento magnético y eléctrico en un transformador polifásico.
- Estimación de los parámetros del modelo.
- Obtención de mediciones para la verificación de un modelo.

Modelo Saturable

El modelo saturable de un transformador de dos o tres devanados es el más básico y utilizado, para el análisis y estudios en diferentes casos. Este modelo incluye un inductor para la representación de la característica de saturación en el núcleo. El modelo trifásico se basa en un transformador tipo núcleo de tres piernas, ideal para el flujo magnético del entrehierro.

El modelo saturable de ATPDraw se desarrolló para transformadores monofásico de N-devanados que se basa en la representación de un circuito en conexión estrella. El devanado primario se representa como una rama R-L desacoplado y una rama de magnetización para la representación de la saturación del núcleo del transformador. El modelo se puede implementar con o sin la representación del núcleo saturable [28, 29, 43].

$$\left[\frac{di}{dt} \right] = [L]^{-1}[v] - [L]^{-1}[R][i] \quad (5.1)$$

Los efectos de saturación o histéresis se agregan mediante un inductor no lineal. Los parámetros de entrada son: la impedancia de cada devanado, los niveles de voltaje (para la relación del transformador) y la curva de saturación [29, 43]. El modelo Saturable se limita a módulos monofásicos, y se extendió a unidades trifásicas mediante la reluctancia. Por otra parte, la conexión trifásica también se puede llevar a cabo por bancos de transformadores, como desventaja no se puede tener un acoplamiento mutuo entre las fases [28, 29].

El modelo tiene limitaciones importantes, como son:

- No se puede utilizar para más de tres devanados, dado que es un circuito en estrella y no es válido [28, 43].
- La reactancia inductiva no lineal (X_m) con la resistencia magnética (R_m) en paralelo son conectados en estrella para tener un nodo en común pero no siempre es la mejor opción [28, 43].
- Las unidades trifásicas se modelan mejor con matrices de susceptancias por tal razón es mejor usar el modelo BCTRAN [28]

En la Figura 5.14, se muestra el modelo del transformador saturable del software ATPDraw. En la Figura 5.14 a) es el modelo monofásico y la Figura 5.14 b) muestra el modelo trifásico, desarrollado para el acoplamiento magnético entre los devanados, ambas se basaran en la conexión estrella de un transformador. El modelo trifásico es para sustituir al banco de transformadores monofásicos.

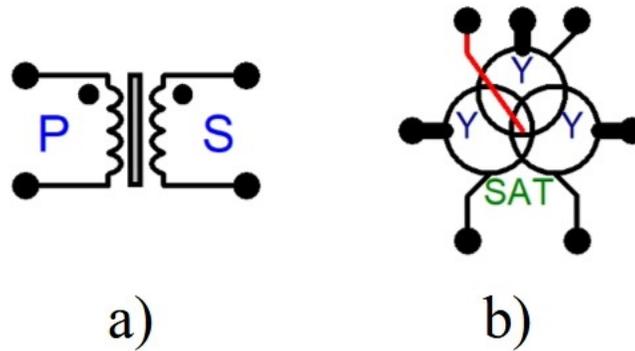


Figura 5.14.: Modelo del transformador saturable: a) Modelo monofásico y b) modelo trifásico

Los datos de entrada del modelo del transformador son los siguientes:

- I_0 : La corriente de magnetización del núcleo en estado estable.
- F_0 : Flujo magnético en el núcleo en estado estacionario o estable.
- R_{mag} : Resistencia magnética del núcleo que representa las pérdidas del cobre (normalmente conectado a lado primario).
- R_P y L_P : Resistencia e Inductancia del devanado primario.
- R_S y L_S : Resistencia e Inductancia del devanado secundario.
- V_P : Voltaje nominal del lado primario.
- V_S : Voltaje nominal del lado secundario.
- f : La frecuencia del sistema.
- La curva de saturación se ingresa con la relación corriente/flujo o la relación corriente/voltaje.

Los datos requeridos para un modelo trifásico de dos devanados o tres, son el voltaje nominal y la impedancia de los devanados que se obtiene de la placa de datos del transformador. Es importante mencionar que la capacidad del transformador para el modelo saturable no es necesaria. La corriente y el flujo de magnetización se obtienen por medio de cálculos matemáticos, y la curva de saturación se obtiene de una relación típica y de las condiciones iniciales de la corriente y el flujo o corriente y voltaje (para representar del núcleo).

Modelo BCTRAN

El modelo BCTRAN es utilizado para cualquier número de devanados tanto para unidades monofásicas y trifásicas [28]. El modelo lleva a cabo la implementación de un modelo matricial del transformador, parte del modelo saturable y es útil para fenómenos de baja frecuencia [29]. Este modelo es una representación no lineal simplificada de los transformadores en forma de matrices e impedancias en derivación y hace un acoplamiento mutuo entre los devanados, por lo tanto, las ecuaciones de estado representan transformadores multifásicos y devanados múltiples y se expresan utilizando la matriz de impedancia de la rama [8, 43]

$$[V] = [Z][I] \quad (5.2)$$

Para el cálculo del dominio del tiempo, la ecuación (5.2) se reescribe como:

$$[v] = [R][i] + [L] \left[\frac{di}{dt} \right] \quad (5.3)$$

En donde $[R]$ y $[L]$ es la matriz de impedancia de los devanados representando la parte real e imaginaria. Los parámetros pueden obtenerse de las pruebas de excitación y placa de datos. Este modelo incluye el acoplamiento entre fases [43]. Para estudios de corrientes de excitación, se usa la matriz de admitancia [43]. Dando como resultado la siguiente ecuación.

$$[I] = [Y][V] \quad (5.4)$$

Para el calculo de corriente en el dominio del tiempo, la matriz se divide entre los parámetros resistivos e inductivos, como se observo en la ecuación 5.1. En donde, además se debe incluir los efectos de saturación e histéresis, siendo representados por medio de inductancias no lineales que se conecta de forma externa a las terminales del devanado apropiado para el estudio. El núcleo conectado de forma externa no siempre es correcto topológicamente pero es útil para algunos casos [8, 29, 43].

El modelo BCTRAN se muestra en la Figura 5.15, este modelo es útil para estudiar fenómenos transitorios de baja frecuencia. Sus datos de entrada son los mismos que en el modelo saturable, y a diferencia del anterior, los datos de la capacidad del transformador son necesarios, tanto para modelos con dos o tres devanados y la característica no lineal del transformador se conecta de forma externa.

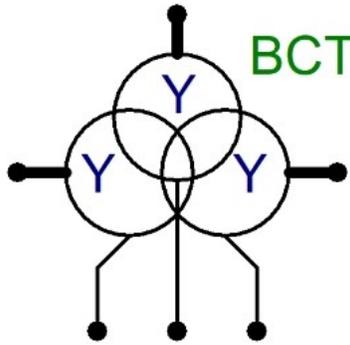


Figura 5.15.: Modelo BCTRAN

Los datos de entrada para el modelo BCTRAN son los siguientes:

- Número de fases del transformador.
- Número de devanados.
- Tipo de núcleo.
- Frecuencia del sistema.
- Voltaje nominal del devanado primario y secundario. En caso de la existencia de un devanado terciario su voltaje nominal.
- La potencia o capacidad del transformador y en caso de un tercer devanado, se requiere la potencia del tercer devanado.
- Las conexiones de los devanados.
- Porcentaje de corriente de excitación.
- Pérdidas en circuito abierto y en cortocircuito.
- Porcentaje de impedancia de los devanados.

El núcleo se conecta de forma externa al transformador y se representa por medio de inductancias no lineales o un inductor con característica de histéresis. En la biblioteca de ATPDraw, el inductor Type 96 sirve para la representación de la histéresis en el núcleo y el inductor Type 93 para tener la característica de saturación (curva de saturación), ambas inductancias no lineales se muestran en la Figura 5.16.

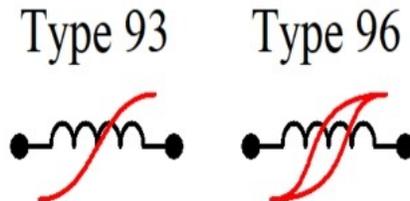


Figura 5.16.: Inductancias no lineales

Los modelos anteriores sirven para la simulación de la corriente de irrupción, que es un transitorio de interés por las afectaciones que tiene al transformador y a la red eléctrica, por ejemplo, causar disparo erróneo en la protección diferencial. En algunos trabajos citados, como: [4, 9, 35], realizan la simulación de la corriente de irrupción usando modelos del transformador para conocer, el comportamiento.

5.2.3. Simulaciones de la corriente de irrupción

Modelo del transformador de 30 [MVA]

Con los datos de placa del transformador de potencia de 30 [MVA], el modelo saturable de ATPDraw y más elementos eléctricos, se obtendrá y reconstruirá la corriente de irrupción que se medio del transformador con el analizador de calidad de la energía Hioki PQ3100. Para conocer si es igual o hay factores externos que afecten el comportamiento de la corriente de irrupción.

Como se observa en la Figura 5.17, no se modela todo la subestación, solo los elementos conectados al transformador. En el lado secundario se conecta un fuente de 23 [kV], esto se debe a que este transformador se energizo en el lado secundario. Se conecta un equivalente de Thévenin, un elemento importante para obtener la corriente de irrupción, sus datos se muestran en la Tabla 5.5.

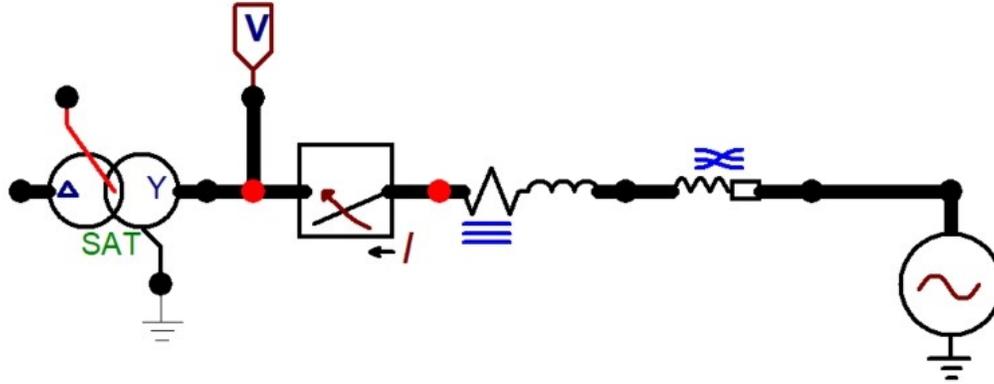


Figura 5.17.: Modelo saturable del transformador de 30 [MVA].

Tabla 5.5.: Impedancia del equivalente de Thévenin.

R_0	0.0272	Ohm/m
X_{L0}	0.4873	Ohm/m
R_1	0.0305	Ohm/m
X_{L1}	0.5229	Ohm/m

El cierre de los interruptores juega un papel importante para la magnitud y existencia de la corriente de irrupción en los transformadores. Recordando que un cierre en un cruce por cero respecto a la onda de voltaje de entrada, ocasiona que se sature el núcleo y esto provoque que la corriente de excitación eleve su magnitud convirtiéndose en una corriente de irrupción. En este caso para la reconstrucción de las corrientes y reproducir, se proponen los cierres en diferentes tiempos, mostrados en la Tabla 5.6.

Tabla 5.6.: Tiempos de cierre

Int_1	0.3170	[s]
Int_2	0.3169	[s]
Int_3	0.3200	[s]

Un dato necesario para el modelo saturable del transformador es la curva de saturación, es necesaria para obtener la corriente de irrupción. La curva para el transformador de 30 [MVA], se obtiene a partir de sus parámetros y usando la curva típica de saturación, la cual se muestra en la Tabla 5.7 y la curva de saturación del transformador se muestran en la Figura 5.18.

Tabla 5.7.: Curva de saturación transformador de 30 [MVA]

I[A]	Flujo
0.215842	79.767
0.334776	159.535
0.462936	239.392
0.612483	279.185
1.247835	319.069
2.650839	339.011
18.413226	368.924
114.285515	398.836
583.40967	418.778

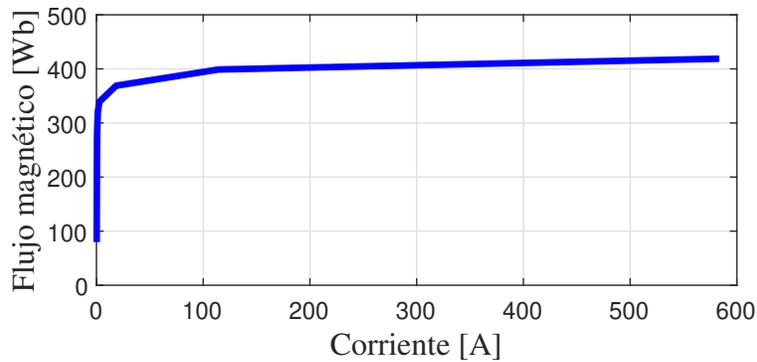


Figura 5.18.: Curva de saturación del transformador de 30 [MVA]

En la Figura 5.19, se muestran las señales obtenidas por el modelo saturable y haciendo la comparación de las señales medidas. Se observaron algunas diferencias pero un comportamiento similar. La señal de la corriente de irrupción medida es la de color rojo y la señal simulada del modelo saturable del transformador es la color azul.

En la Figura 5.19 a), se observa la comparación entre la corriente de irrupción medida y la corriente que se obtiene del modelo saturable de la fase A. El tiempo de cierre es importante para la replicación de la señal, por lo que el interruptor del modelo cierra en 0.3170 [s], dado que la corriente medida aparece alrededor de 0.32 [s]. Sin embargo la corriente simulada se amortigua más rápido.

En la fase B ocurre lo mismo que en la fase A, como se ve la Figura 5.19 b), la señal que se obtiene del modelo tiene el mismo comportamiento que la señal medida. Sin embargo, con el paso del tiempo sus ciclos tienen magnitud respecto a la medida, amortiguándose más rápido. Para obtener la señal de la corriente simulada, el interruptor cerró en 0.3169[s], un cierre similar al interruptor que en la fase A.

Para reconstrucción de la señal de la corriente de irrupción de la fase C, el interruptor cierra en 0.32 [s]. La señal toma un comportamiento similar a la medida, como se ve en la Figura.5.19 c), y su amortiguamiento es más rápido. La tres señales tiene el mismo sentido y alcanza magnitud similares.

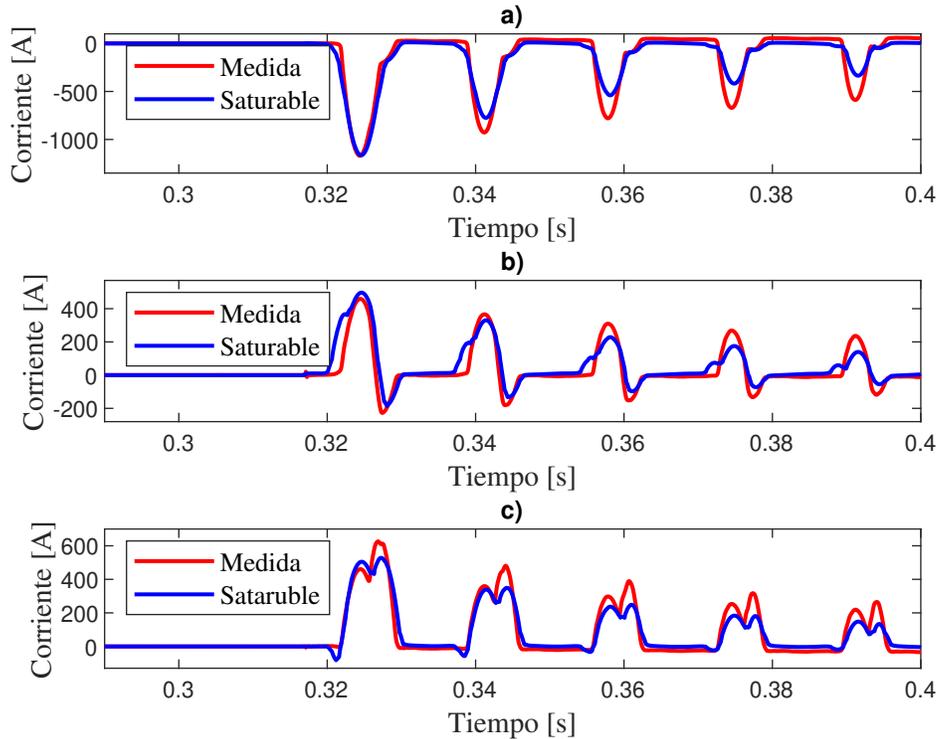


Figura 5.19.: Comparación de la corriente irrupción medida y simulada del transformador de 30 [MVA]: a) fase A, b) fase B, c) fase C.

En la comparación de las señales, falta las corrientes de irrupción por parte del modelo BCTRAN. La representación del núcleo se hace por medio de un arreglo de inductancias no lineales que tiene como dato la curva de saturación, que se conectan de forma externa, ya sea en el lado primario o secundario.

Como la energización se realiza por el lado secundario, las inductancias se conectan de ese lado. Sin embargo, la curva de saturación que se usa para el modelo no es de útil porque logra hacer la simulación de la saturación del núcleo en la energización. Posiblemente porque la relación corriente-flujo se basa en la lado de alta voltaje, y a diferencia de modelo saturable, el modelo no considera la interacción del núcleo para devanados por lo que no es capaz de reproducir la saturación del núcleo cuando se energiza por el lado secundario.

Como se observa en las señales de corriente de irrupción, su forma de onda es simétrica y no senoidal. Aplicando la transformada discreta de Fourier (TDF) a toda la señal medida como simulada. Se obtiene el contenido armónico para su comparación y conocer similitudes o diferencias.

En la Figura 5.20 a), se muestra el contenido armónico de la corriente de irrupción medida de la fase A. En donde se observa armónicos pares e impares. La segunda armónica es mayor respecto a las demás armónicas y a la fundamental. El contenido armónico de la fase A simulada, se observa en la Figura 5.20 d), tiene un comportamiento similar al contenido armónico de la señal medida con una fundamental mayor, segunda, tercera y cuarta. Sin embargo, con magnitudes menores: la fundamental medida su promedio es de 306.8446 [A], la fundamental simulada 258.4885 [A]; la segunda armónica de la señal medida 208.5153 [A] y de la simulada 153.5271 [A] y así con las magnitud promedio de las demás armónicas, como se observa en la Tabla 5.8.

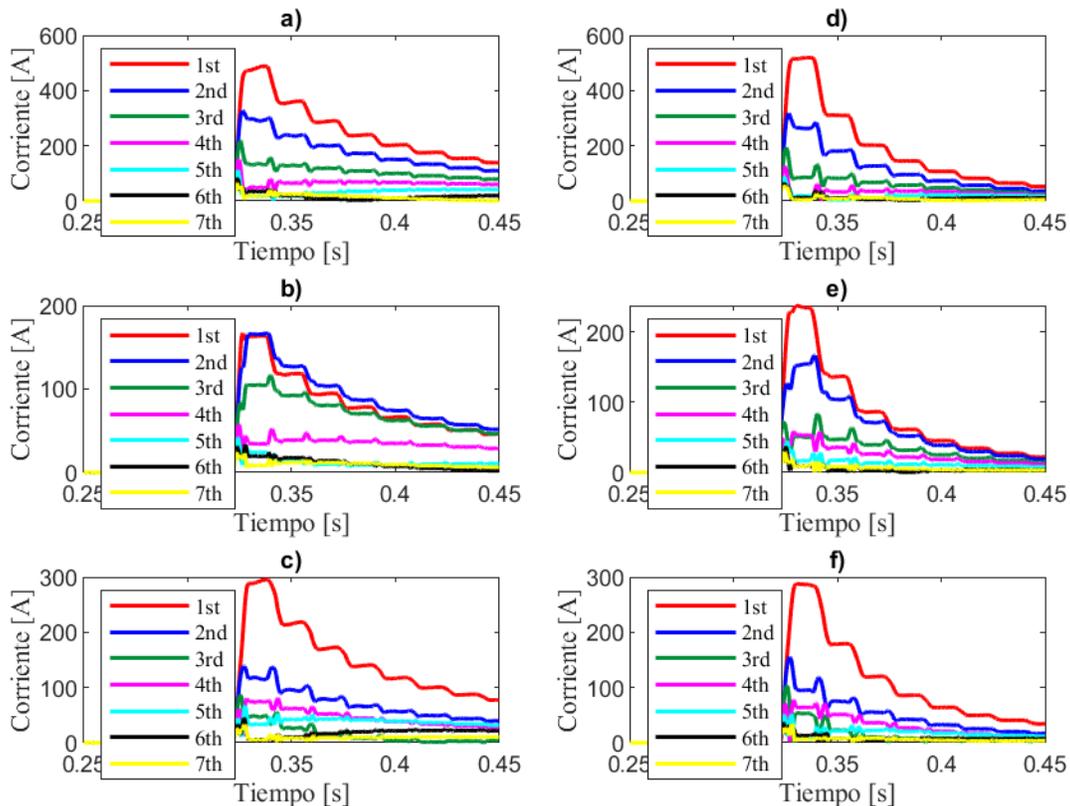


Figura 5.20.: Contenido armónico de la señal medida y la señal simulada: a) fase A medida, b) fase B medida, c) fase C medida, d) fase A simulada, e) fase B simulada, f) fase C simulada.

El contenido armónico de la corriente de irrupción de la fase B medida, se observa en la Figura 5.20 b), y como se ha mencionó la segunda armónica es mayor a la fundamental. Sin embargo, el contenido armónico de la fase B simulada, que se muestra en la Figura 5.20 e), su segunda armónica es menor que la fundamental. Como se menciona en [42] que una magnitud mayor de la segunda armónica respecto a la fundamental. Se puede deber a la saturación del TC´s o por capacitancias en la fuente de voltaje. Otra hipótesis puede ser que al no existir una saturación o efectos capacitivos en la simulación, no existió una magnitud mayor de la segunda respecto a la fundamental.

En la Figura 5.20 c), se muestra el contenido armónico de la fase C medida y comparándola con el contenido armónico de la fase C simulada, tiene un comportamiento similar. En donde ambos contenidos la cuarta armónica es mayor que la tercera. Pero el contenido de la corriente simulada es de menor magnitud.

En la Tabla 5.8, se muestran la magnitud promedio del contenido armónico de la señal medida y la señal simulada. En donde tiene el mismo orden en magnitudes, a excepción de la fase B de la señal medida que la segunda armónica es mayor que la fundamental. La segunda armónica es un dato importante para la protección diferencial, dado que con esta armónica se puede bloquear la operación y no se active durante la energización. Esta se configura con un porcentaje que ayuda a diferenciar de una falla, en la Tabla 5.9 se muestran los porcentajes de la segunda armónica respecto a la fundamental

Tabla 5.8.: Magnitud promedio del contenido armónico.

ϕ	Medida A	Medida B	Medida C	SAT A	SAT B	SAT C
1o [A]	306.8446	101.6919	182.9951	258.4885	113.9009	147.6786
2o [A]	208.5153	108.9649	84.6593	153.5271	86.6339	65.1705
3o [A]	117.6985	80.6852	24.7435	73.5203	42.5825	22.5307
4o [A]	64.0776	37.04017	53.2240	34.3850	31.8674	40.8240
5o [A]	28.9923	13.6536	39.3871	18.8495	13.6536	39.3871
6o [A]	17.1255	14.5339	14.8829	11.9748	5.8660	9.4151
7o [A]	20.7958	11.1828	9.4222	10.8155	8.0479	8.1011

Tabla 5.9.: Porcentaje de la segunda armónica.

ϕ	Medida A	Medida B	Medida C	SAT A	SAT B	SAT C
2o [%]	67.95	107.15	46.26	59.39	76.06	44.12

Modelo del transformador de 60 [MVA]

Con el modelo saturable y con el modelo BCTRAN, se reconstruye la señal medida del transformador de 60 [MVA]. Los datos de placa del transformador se usan en los modelos y la curva de saturación que se muestra en la Tabla 5.10 y en la Figura 5.21. En la Figura 5.22 a), se observa el modelo saturable, en donde el lado primario se conecta la fuente de voltaje, el equivalente de Thévenin que sus datos se muestran en la Tabla 5.12. En la figura 5.22 b), el modelo del transformador BCTRAN, en donde tiene lo mismos elementos conectados en el modelo saturable, con la diferencia que tiene el arreglo de inductancias no lineales conectadas al lado primario. El arreglo de inductancias lineales tiene una conexión estrella para que sea correcta el modelo del núcleo y se agrega la curva de saturación del transformador.

Tabla 5.10.: Curva de saturación del transformador de 60 [MVA]

I[A]	Flujo
0.018422	124.616
0.029446	249.232
0.03951	373.847
0.052274	436.115
0.1065	498.463
0.226242	529.617
1.571522	576.348
12.3143	623.079
49.742517	654.233

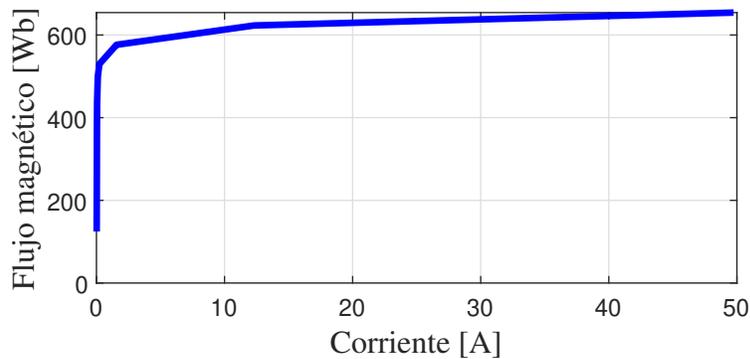


Figura 5.21.: Curva de saturación del transformador de 60 [MVA]

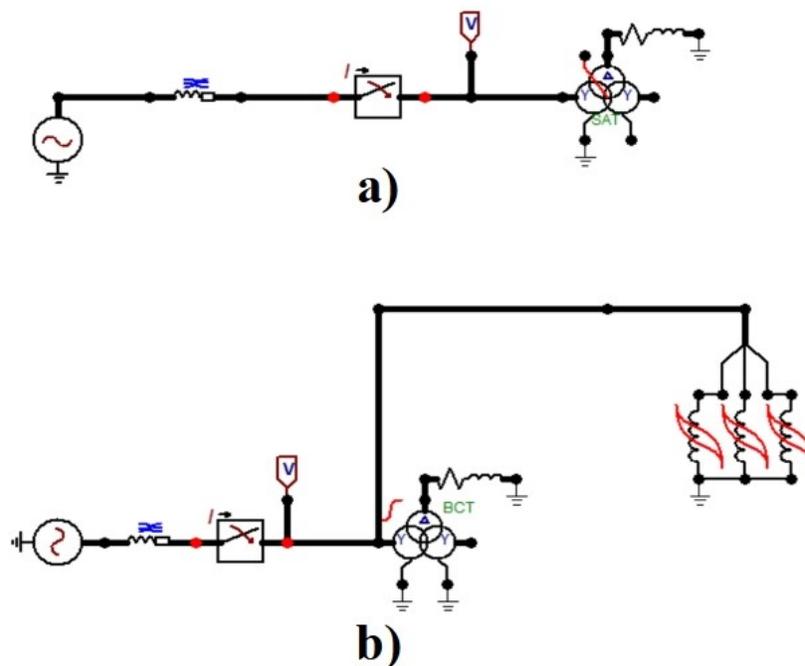


Figura 5.22.: Modelo del transformador: a) Saturable, b) BCTRAN.

Tabla 5.11.: Tiempo de cierre de los interruptores

	Saturable	BCTRAN	
Int_1	0.0075	0.00605	[s]
Int_2	0.004	0.00729	[s]
Int_3	0.0062	0.0069	[s]

Tabla 5.12.: Equivalente de Thévenin

R_0	1.197	Ohm/m
X_{L0}	7.973	Ohm/m
R_1	1.249	Ohm/m
X_{L1}	7.049	Ohm/m

En la Figura 5.23 a) se muestra la corriente de irrupción medida y la corriente de irrupción que se reconstruyó con el modelo BCTRAN y el modelo saturable de la fase A. Se observa que la corriente del modelo BCTRAN tiene magnitud similar a la medida. Sin embargo, Esta señal no se amortigua de la misma manera que la corriente medida, su amortiguamiento es más lento. La señal de la corriente de irrupción del modelo saturable su magnitud de sus picos es menor con respecto a la corriente medida y la corriente del modelo BCTRAN y también

como en el modelo bctran su amortiguamiento es lento. Para obtener la señal en el modelo BCTTRAN su cierre fue de 0.0065 [s] y el modelo saturable 0.0075 [s].

En la Figura 5.23 b), se observa las corriente de irrupción de la fase b medida, modelo BCTTRAN y modelo Saturable. Las tres señales tienen el un similar comportamiento, con magnitudes casi iguales y el mismo sentido para obtener esto el cierre de sus interruptores se realizo en 0.00729 [s] para el modelo BCTTRAN y 0.004 [s] para el modelo satuable, tiempos muy diferentes. Sin embargo, la forma de onda de las señales de los modelos es un poco diferente a la señal medida, esto se puede ser por el ruido que presenta la señal medida y las perturbaciones deformando la señal.

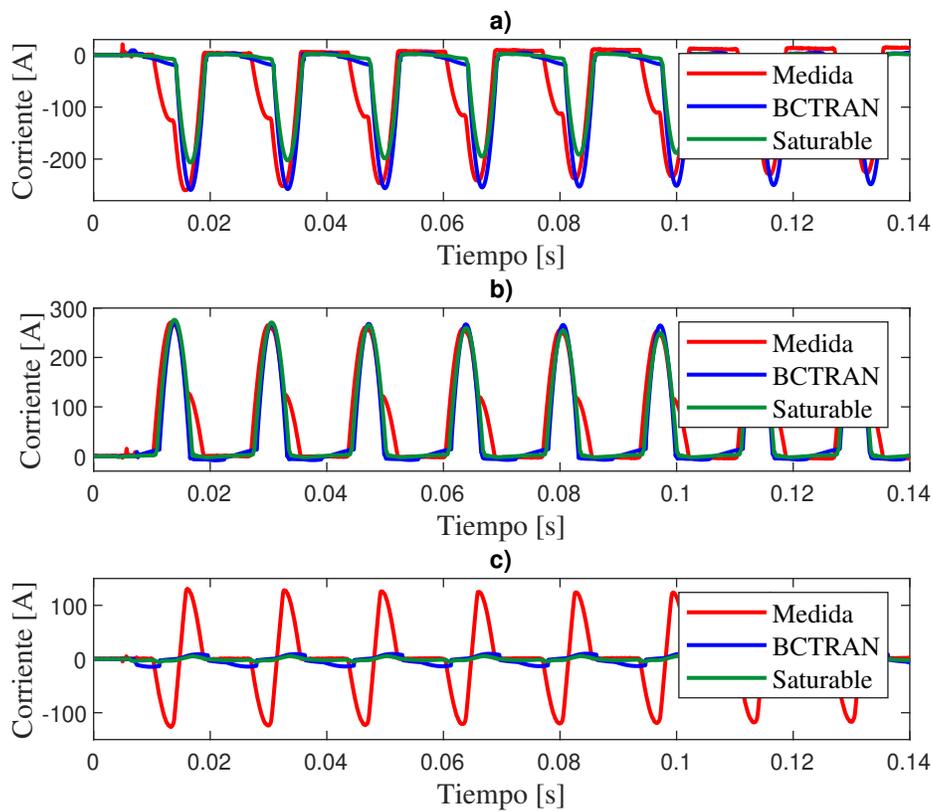


Figura 5.23.: Comparación de la corriente de irrupción medida, BCTTRAN y saturable del transformador de 60 [MVA]: a) fase A, b) Fase B, c) Fase C.

La fase C de la corriente de irrupción medida tiene un comportamiento diferente a las otras corrientes de irrupción, como se observa en la Figura 5.23 c). Su forma de onda de la corriente no tiene semi-ciclos, con los modelos BCTTRAN y saturable se trata de reconstruir la señal medida. Sin embargo, esto no es posible dado que no se consideraron los TC's, la

longitud del cable y el equivalente de Thévenin lo que genero que no tuvieran magnitudes una alta magnitud en la fase los modelos. La forma de onda de esta señal posiblemente a que el interruptor de esta fase cierra en un punto máximo o mínimo de la onda de voltaje y por la saturación en el núcleo, la fase alcanza esa magnitud y también se puede considerar que los elementos adyacentes al transformador tenga afectaciones.

Se aplica la TDF para el análisis de las corrientes de irrupción de los modelos, se obtienen el contenido armónico que se muestra en la Figura 5.24. En donde se hace una comparación entre los armónicos de las señales resultantes por los modelos y la señales medidas. Y en la Tabla 5.13, se muestran los valores promedio de la armónicas.

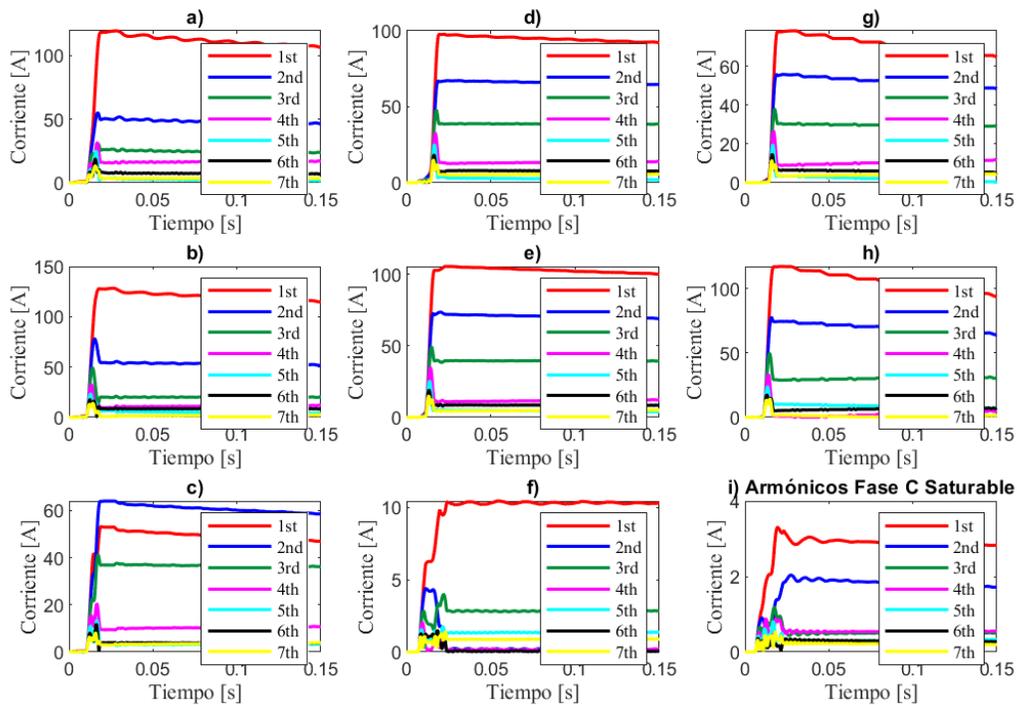


Figura 5.24.: Contenido armónico de las señal medida y las señales del modelo de 60 [MVA]: a) fase A medida, b) fase B medida, c) fase C medido, d) fase A BCTRAN, e) fase B BCTRAN, h) fase C BCTRAN, c) fase A saturable, f) fase B saturable, i) fase C saturable.

Las Figuras 5.24 a), d) y g), son el contenido armónico de la fase A de la señal medida, BCTRAN y saturable respectivamente. El comportamiento de su contenido armónico de las tres señales es similar. Para la fase B se muestra en las Figura 5.24 b), e) y h), en donde su contenido armónico se comporta de manera similar.

En la Figura 5.24 c), se muestran el contenido armónico de la señal real de la fase C, en donde la segunda armónica tiene una magnitud mayor a la fundamental y su contenido es de armónicas pares e impares. En la Figura 5.24 f) se muestra el contenido armónico de la fase C del modelo BCTRAN, en donde se observa que existe una fundamental y una tercera armónica, algo similar al contenido de la corriente de excitación. si observamos la fase C de modelo Saturable de la figura 5.24 i) tiene contenido de armónico pares e impares similar a la medida pero de menor magnitud.

Tabla 5.13.: Magnitud promedio del contenido armónico.

ϕ	Medida A	Medida B	Medida C	SAT A	SAT B	SAT C	BCT A	BCT B	BCT C
1o [A]	101.1372	109.9191	45.0677	63.7554	96.4314	2.6846	84.5784	93.3484	9.4066
2o [A]	44.0488	49.5396	55.1058	46.5409	63.7946	1.6521	58.8928	64.3359	0.4629
3o [A]	22.6498	19.0782	33.3807	26.7279	27.9928	0.4993	34.8502	36.2129	2.6555
4o [A]	15.3124	10.6124	9.7183	9.6010	2.7980	0.5204	12.3638	11.0614	0.2139
5o [A]	2.666	5.0456	3.1917	2.0738	8.2785	0.3033	2.7465	4.4822	0.3033
6o [A]	6.9278	8.0723	3.6736	5.5101	6.1583	0.2683	7.2008	8.0043	0.2683
7o [A]	3.4866	2.0494	3.3461	3.8420	1.1561	0.2129	5.1106	4.5873	0.2129

En la Tabla 5.14, se muestra el valor porcentual de la segunda armónica de todas las señales. En donde la fase C de la señal medida la segunda es un valor mayor a la fundamental, con un porcentaje de 122.27% y la fase C del modelo BCTRAN, su segunda armónica tiene un porcentaje de 4.92%.

Tabla 5.14.: Porcentaje de la segunda armónica.

ϕ	Medida A	Medida B	Medida C	SAT A	SAT B	SAT C	BCT A	BCT B	BCT C
2o [%]	43.55	45.06	122.27	72.99	66.15	61.53	69.63	68.92	4.92

La corriente nominal en el transformador de 30 [MVA] del lado secundario es 753.07 [A], la magnitud de la fase A es 1.55 veces mayor a la nominal, en la fase B su magnitud es menor a la corriente nominal de la misma manera que la corriente de la fase C. Para el transformador de 60 [MVA] la corriente nominal en el lado primario, en donde se energizo es de 150 [A]. Para la primera energización la fase A su corriente es mayor 2.68 veces, la fase B es mayor 3.34 veces y la fase C es mayor por 5.76 veces mayor. En la segunda energizacion las corrientes son menores respecto a la primera pero aun así mayores a la nominal, la fase A 1.72 veces mayor, la fase B 1.80 veces mayor, solo la fase C es menor a la nominal.

6. Conclusiones

El transformador es muy importante en un sistema eléctrico de potencia, dado que su funcionamiento es esencial, y la pérdida de operación tiene afectaciones en la red eléctrica. La importancia de estudiar su energización, se debe a la magnitud de la corriente de irrupción. Esta corriente es un transitorio con una magnitud varias veces mayor a la corriente nominal, el cual puede provocar el disparo erróneo de la protección diferencial y además su aparición constante puede deteriorar el aislamiento de los devanados del transformador.

La principal causa de la existencia de esta corriente es la saturación del núcleo del transformador, por el aumento del flujo magnético que circula en el núcleo (pasando de la región lineal de operación a la región de saturación). La saturación se debe al cierre del interruptor en cruce por cero o cercano a este, respecto a la onda de voltaje de entrada.

Como se observó en la energización del transformador de 30 [MVA] y en la primera energización del transformador de 60 [MVA]. La primera energización del transformador de 60 [MVA], donde la protección diferencial operó. Esto se debe a que la corriente de irrupción fue interpretada como una falla, para evitar esto en la protección diferencial usan el bloqueo de la segunda armónica. Sin embargo, las segunda energización del transformador de 60 [MVA], las magnitudes de las corrientes de irrupción son menores a la primera energización.

Esto se debe a dos razones, primero el ángulo de cierre de los interruptores respecto a la onda de voltaje que energiza el devanado, entre más alejado sea el cierre de un cruce por cero de la onda de voltaje, la magnitud es menor de la corriente. Esto también da el sentido de polaridad, si se acerca a la cresta de la onda, es positivo, pero si se acerca al valle de la onda, la polaridad es negativa.

La segunda, es el flujo remanente, es aquel flujo que existe después de desconectar el transformador de la red y el sentido que circule cuando el transformador se energiza hace que aumente o disminuye la magnitud del flujo y por ende la magnitud de nuestra corriente de irrupción se ve afectada. Entonces la magnitud de una corriente depende de la capacidad del transformador y nivel de voltaje del devanado que se está energizando, pero también del cierre del interruptor y si en este existe un flujo remanente.

Las corrientes medidas presentaron las características comunes que se menciona en la

teoría, que alcanza grandes magnitudes, su forma de onda simétrica y que se amortigua con el tiempo. Sin embargo, la fase C de la segunda energización del transformador de 60 [MVA]. La forma de onda de esta corriente es senoidal, pero la consideramos corriente de irrupción por el comportamiento y su contenido armónico. Esta forma de onda puede ser que su cierre no fue en un cruce por cero por al existir una saturación en el núcleo, existió una magnitud bastante mayor a una corriente de excitación o errores en la medición.

Por esta razón, es importante realizar un análisis para conocer el contenido armónico de la señal, y la corriente de irrupción tiene como característica armónicos pares e impares, en donde la segunda, tercera y cuarta armónica destacan respecto a las demás armónicas. Esto se obtuvo con el uso de la transformada discreta de Fourier.

En el trabajo se utilizaron dos modelos que ofrece el software ATPDraw, para simular las señales medidas del transformador. Su parametrización se realizó con la placa de datos del transformador en cuestión. Además la curva de saturación se obtiene de una relación flujo-corriente de una curva típica de un material ferromagnético como el acero al silicio, usando los datos de flujo inicial y corriente del transformador. En la teoría se mencionaba que el modelo saturable tenía complicaciones para trabajar fenómenos de baja frecuencia y que el modelo BCTRAN era más efectivo. Pero para este trabajo el modelo saturable fue más fácil usar para la reconstrucción de la señal, porque a diferencia del modelo BCTRAN, el núcleo tiene interacción en ambos devanados.

Las señales simuladas no fueron iguales a las reales, porque influyen factores externos y que no se consideran en la simulación. Uno es el flujo remanente del transformador, la saturación de los TC's, los elementos adyacentes al transformador, que afectan el amortiguamiento de la corriente y también el ruido que existe por parte de la medición y el tiempo exacto en el que cerró el interruptor. A pesar de ello, los primeros ciclos de la corriente, tiene un comportamiento similar, aunque se amortigua más rápido o más lento las señales simuladas. Reforzando que los modelos son de gran utilidad para estudios. Y si se contara con más datos de la subestación, la simulación sería más exacta a la medida.

De igual forma se aplica un análisis a las señales reales simuladas, en donde a excepción de la corriente de la fase C del modelo BCTRAN, su contenido se componía de pares e impares. La segunda armónica es la que más mayor magnitud a las demás pero menor a la fundamental. No obstante, se observó armónicas que era mayores a la fundamental ó en el caso de la mala operación de la protección la segunda tenía una magnitud similar a la tercera, esto confunde a la protección porque se configura a un porcentaje de la segunda y si no es similar a este porcentaje esta operará de forma errónea. En el caso de que la segunda su porcentaje sea mayor o menor al configurado esto puede ocasionar que no opere de forma

correcta nuestra protección.

6.1. Propuesta de Trabajo a futuro

Con las señales medidas se aplica la transformada de Taylor-Fourier, dado que, es una herramienta que nos servirá para la configuración y coordinación de la protección diferencial. En primera estancia nos ayuda para el análisis de la señal. Esta transformada reconstruye la señal medida, eliminando el ruido y evitando la menor pérdida de información posible y optimizando, trabajando de forma fasorial. La configuración de la protección pasa de datos porcentuales a su configuración por magnitud para. En este sentido, con que la magnitud de la segunda, tercer y cuarta armónica sea diferente a cero la protección hará el bloqueo.

Partiendo de los modelos, se usaran para realizar pruebas a los diferentes métodos de mitigación de la corriente de irrupción. En donde destaca el switcheo controlado, porque, es un método económico. Sin embargo los cierres deben ser exacto para poder mitigar la corriente, ocupando interruptores electrónicos y con gran precisión.

Referencias

- [1] T. Gönen, *Electrical Machines with Matlab*, 2nd ed. CRC Press, 2012.
- [2] S. J. Chapman, *Máquinas Eléctricas*, 5th ed. Mc Graw Hill, 2012.
- [3] J. F. Mora, “Transformadores,” in *Máquinas Eléctricas*. Mc Graw Hill, 2008, pp. 181–270.
- [4] T. Bao Doan and C. Phi Do, “Calculation of the magnetic field and inrush current in a three-phase transformer,” in *2020 Applying New Technology in Green Buildings (ATiGB)*, 2021, pp. 94–99, notas y observaciones*.
- [5] A. Dolgicers and J. Kozadajevs, “Experience of transformer’s inrush current modeling for the purposes of relay protection,” in *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2015, pp. 153–156.
- [6] A. E. Lazzareti, P. A. B. Block, M. D. Teixeira, M. R. Sans, L. F. R. B. Toledo, V. S. Borges, R. C. Scholz, and J. M. S. C. Cruz, “Modeling of the saturation curve of power transformers for eletromagnetic transient programs,” in *2014 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition - Latin America (PES TD-LA)*, 2014, pp. 1–6.
- [7] F. Nasirpour, A. Heidary, M. G. Niasar, A. Lekić, and M. Popov, “High-frequency transformer winding model with adequate protection,” *Electric Power Systems Research*, vol. 223, p. 109637, 2023. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779623005266>
- [8] L. M. Lobo, “Modelo de transformadores en saturación utilizando funciones de cálculo de parámetros en emtp-rv,” *Revista Ingeniería*, vol. 24, no. 2, 2014.
- [9] J. Yang, S. Liu, Y. Fang, Z. Xiong, and X. Li, “A simulation calculation method for suppressing the magnetizing inrush current in the setting of the overcurrent protection of the connecting transformer in the hydropower station,” in *2020 5th International*

- Conference on Mechanical, Control and Computer Engineering (ICMCCE)*, 2020, pp. 197–202.
- [10] H. A. Halim, T. Dao, B. Phung, and D. Zhang, “Hysteretic iron-core modelling for inrush current transients using jiles-atherton model,” in *2016 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, 2016, pp. 1–4.
- [11] Z. Taghikhani, M. A. Taghikhani, and G. Gharehpetian, “Inrush current modeling of three-limb core-type power transformers based on efficient analytical-numerical hybrid method,” *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 117, p. 105694, 2020.
- [12] K. Wang, Y. Long, G. Li, W. Sima, and M. Yang, “An improved bctran model of three-phase three-limbs transformer in offshore wind power systems,” in *2022 IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Applications (ICHVE)*, 2022, pp. 1–4.
- [13] R. Hongtao, “Simulation analysis of inrush current in no load closing of transformer in hydropower station,” *Energy Reports*, vol. 7, pp. 1175–1181, 2021.
- [14] M. Yang, R. Kazemi, S. Jazebi, D. Deswal, and F. de León, “Retrofitting the bctran transformer model with nonlinear magnetizing branches for the accurate study of low-frequency deep saturating transients,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 5, pp. 2344–2353, 2018.
- [15] H. Høidalen, A. Lotfi, S. Zirka, Y. Moroz, N. Chiesa, and B. Mork, “Benchmarking of hysteretic elements in topological transformer model,” *Electric Power Systems Research*, vol. 138, pp. 33–40, 2016, special Issue: Papers from the 11th International Conference on Power Systems Transients (IPST). [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779616300451>
- [16] D. B. Yapa, D. Y. Benthavithana, N. Rathnaweera, T. Wimalarathna, J. R. Lucas, and R. Samarasinghe, “Determination of magnetization characteristics of a three-phase transformer using inrush current waveform,” in *2020 IEEE Electric Power and Energy Conference (EPEC)*, 2020, pp. 1–6.
- [17] U. Parikh and B. R. Bhalja, “Mitigation of magnetic inrush current during controlled energization of coupled un-loaded power transformers in presence of residual flux without load side voltage measurements,” *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 76, pp. 156–164, 2016.

- [18] M. Raichura, N. Chothani, D. Patel, and K. Mistry, “Total harmonic distortion (thd) based discrimination of normal, inrush and fault conditions in power transformer,” *Renewable Energy Focus*, vol. 36, pp. 43–55, 2021. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1755008420300661>
- [19] J. Chai, Y. Zheng, and S. Pan, “Rotating phasor-based algorithm for the identification of inrush currents of three-phase transformers,” *Electric Power Systems Research*, vol. 214, p. 108936, 2023.
- [20] B. Kasztenny, N. Fischer, and Y. Xia, “A new inrush detection algorithm for transformer differential protection,” in *12th International Conference on Developments in Power System Protection*, 2014, pp. 1–6.
- [21] E. Cardelli and A. Faba, “Numerical modeling of transformer inrush currents,” *Physica B: Condensed Matter*, vol. 435, pp. 116–119, 2014.
- [22] K. Kumar, G. B. Kumbhar, and S. Mahajan, “A new efficient algorithm to detect current transformer saturation,” in *2016 IEEE Power and Energy Society General Meeting (PESGM)*, 2016, pp. 1–5.
- [23] L. Alderete, M. Tavares, and F. Magrin, “Hardware implementation and real time performance evaluation of current transformer saturation detection and compensation algorithms,” *Electric Power Systems Research*, vol. 196, p. 107288, 2021. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779621002698>
- [24] M. Álvarez Pulido, *Transformadores*. MARCOMBO, 2009.
- [25] A. E. Fitzgerald, J. Charles Kingsley, and S. D. Umans, “Transformers,” in *Electric Machinery*. Mc Graw Hill, 2003, pp. 57–104.
- [26] S. Nasar and L. Unnewehr, “Transformadores,” in *Electromecánica y Máquinas Eléctricas*. Limusa, 1997, pp. 83–139.
- [27] T. Wildi, *Máquinas Eléctricas y Sistemas de Potencia*. Pearson Educación, 2007.
- [28] N. Chisea, “Power transformer modelling advanced core model,” Tesis de Maestria, Politecnico di Milano, June 2005.
- [29] S. D. Cho, “Parameter estimation for transformer modeling,” Ph.D. dissertation, Michigan Technological University, Dic 2002.

- [30] P. P. Cruz and J. S. López, “Circuitos magnéticos,” in *Máquinas eléctricas y Técnicas modernas de control*. Alfaomega, xxxx, pp. 1–16.
- [31] P. I. L. Kosow, “Transformadores,” in *Máquinas eléctricas y transformadores*. Prentice-Hall, 1991, pp. 545–656.
- [32] V. P. A. Barrón, “Transformadores,” in *Generadores, motores y transformadores eléctrico*. Alfaomega, 1992, pp. 105–174.
- [33] D. D. Patel, K. D. Mistry, and N. G. Chothani, “Digital differential protection of power transformer using dft algorithm with ct saturation consideration,” in *2016 National Power Systems Conference (NPSC)*, 2016, pp. 1–6.
- [34] U. Rudez and R. Mihalic, “Sympathetic inrush current phenomenon with loaded transformers,” *Electric Power Systems Research*, vol. 138, pp. 3–10, 2016.
- [35] N. Chisea, “Power transformers modeling for inrush current calculation,” Ph.D. dissertation, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, June 2010.
- [36] K. Singh, A. Yadav, G. Singh, and L. Varshney, “Analysis between various mitigation techniques of inrush current in transformer,” in *2021 International Conference on Advance Computing and Innovative Technologies in Engineering (ICACITE)*, 2021, pp. 165–167.
- [37] E. F. Fuchs and M. A. Masoum, *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*, 2nd ed. Academic Press, 2008.
- [38] M. A. M. Villalobos, C. A. D. Gualdrón, J. F. P. Suarez, and G. O. Plata, “Errores en la estimación de armonicos utilizando la transformada discreta fourier,” *Gerenc. Tecnol. Inform.*, vol. 9, pp. 99–110, 2009.
- [39] D. L. G. de la Fraga, “La transformada discreta de fourier y la transformada rápida de fourier,” Master’s thesis, Cinvestav, mayo 2001.
- [40] M. A. Platas-Garza and J. A. de la O Serna, “Dynamic harmonic analysis through taylor–fourier transform,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 3, pp. 804–813, 2011.
- [41] “Transformada rápida de fourier,” in *Revista de la escuela de Fisica*, vol. IV, no. 2, 2016, pp. 4–52.

- [42] V. M. Castillo, G. I. Ospina, and E. Mombello, “Análisis de los modelos de transformadores para la simulación de la protección diferencial,” *Ingenierías*, vol. 46, pp. 65–75, 2010.
- [43] J. A. C. Araujo, “Modeling and analysis of power transformers ferroresonance phenomenon,” Ph.D. dissertation, Department of Electronic, Electric and Automatic Control Engineering. Universitat Rovira I Virgili, Tarragona, May 2015.
- [44] G. Frigo and J. Braun, “Supraharmonic dynamic phasors: Estimation of time-varying emissions,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 71, pp. 1–11, 2022.
- [45] M. R. A. Paternina, J. M. Ramirez, and A. Z. Méndez, “Real-time implementation of the digital taylor–fourier transform for identifying low frequency oscillations,” *Electric Power Systems Research*, vol. 140, pp. 846–853, 2016. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779616301389>

Appendices

A. Transformada Taylor-Fourier

La transformada digital Taylor- Fourier es un método que se basa en el análisis en el tiempo y la frecuencia de señales. Es un banco de filtros máximamente lisos de respuesta finita al impulso (FIR), capaz de estimar mejor las armónicas en el tiempo, dentro de una ventana de tiempo. Obtiene estimaciones fasoriales de forma rápida por una transformación lineal. Se incluye una estimación de la frecuencia de manera instantánea del sistema, así como las primeras derivadas de cada armónica, útiles para detectar los cambios en el sistema [40].

Consideremos una señal genérica que consta de H armónicos en, por lo que se plantea la siguiente función [44]:

$$f(t) = \sum_{h=0}^H A_h \cos(2\pi h f_1 t + \theta_h), t \in \left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{A.1})$$

En donde A_h y θ_h son la amplitud y fase inicial de la h -ésima armónica. $T = 1/(N f_1)$ es el periodo de muestreo, N representa el número de muestras por ciclo, f_1 es la frecuencia nominal del sistema y H el número máximo de armónicas incluidas en el modelo. Es importante mencionar que (A.1) representa un modelo de señal donde tanto la amplitud y la fase de cada armónica son constantes en el tiempo, lo cual se puede interpretar como un modelo de señal estático.

Así, para un tiempo t^* , el fasor asociado con la h -ésima armónica es dada por [44]

$$f_h(t^*) = \frac{A_h(t^*)}{\sqrt{2}} \cdot e^{j(2\pi(f_h(t^*) - m f_1)T + \varphi_h(t^*))} \quad (\text{A.2})$$

Para condiciones de estado estable, esta cantidad puede obtenerse directamente con la Transformada de Discreta de Fourier (DFT). Sin embargo, cuando la amplitud o fase son variantes en el tiempo se pierde precisión en la estimación, ya que la DFT consiste de un modelo de señal estático. Así, para un modelo de señal dinámico, es decir, considerando que tanto la amplitud como la fase de cada armónica son variantes en el tiempo, (A.1) se puede expresar como sigue:

$$f(t) = \sum_{h=0}^H a_h(t) \cos(2\pi h f_1 t + \varphi_h(t)) \quad (\text{A.3})$$

En donde $a_h(t)$ y $\varphi_h(t)$ son variantes en el tiempo. Así, mediante la formulación de Euler [44] se tiene que:

$$f(t) = \sum_{h=-H}^H \alpha_h(t) \cdot e^{j2\pi f_h t} \quad (\text{A.4})$$

$$\alpha_h(t) = a_h(t) \cdot e^{j\varphi_h(t)} \quad (\text{A.5})$$

En donde α_h representa las variaciones de amplitud y fase de la h -ésima armónica, es decir, el fasor dinámico. Basándonos en lo anterior, la transformada de Taylor-Fourier aproxima su modelo a la señal de (A.3) y utilizando la expansión en series de Taylor, se obtiene la siguiente ecuación (A.6) [44]:

$$f(nT) = \sum_{h=-H}^H \sum_{k=0}^K \frac{(nT)^k}{k!} \left[\frac{\alpha_h^{(k)}}{\sqrt{2}} e^{j2\pi f_1 nT} + \frac{\bar{\alpha}_h^{(k)}}{\sqrt{2}} e^{-j2\pi f_1 nT} \right] \quad (\text{A.6})$$

Esta ultima expresión es útil para el cálculo de los armónicos en el tiempo para señales de corriente obtenidas de mediciones. El análisis espectral se realiza mediante un ventana deslizante que avanza cada nueva muestra, proporcionando señales reconstruidas, estimando su amplitud e información de su amortiguación y frecuencia [45].

La DTFT expande el subespacio de Fourier incorporando términos de Taylor mayores que cero. Por lo tanto, se da forma al subespacio de Taylor-Fourier y se abarca utilizando los vectores de la matriz de Fourier como moduladores armónicos de los términos de Taylor incluidos en el polinomio de Taylor. Las señales s proyectadas en el subespacio se expresan [45].

$$\hat{s} = B\hat{\xi} \quad (\text{A.7})$$

En donde B es la matriz de Taylor-Fourier para N filtros.

$$B = (T \quad E^1T \quad E^2T \quad \dots \quad E^NT \quad E^{N-1}T) \quad (\text{A.8})$$

En donde:

- T : representa los primeros $K+1$ términos de la serie de Taylor.
- E^i : es la matriz de las muestras del primer vector de Fourier en diagonal.

$$E^i = \text{diag}(\exp j2\pi f_i t) \quad (\text{A.9})$$

En donde f_i es la i -ésima frecuencia de interés.

$$T = \begin{pmatrix} 1 & t_n & \frac{t_n^2}{2!} \dots \frac{t_n^K}{K!} \end{pmatrix} \quad (\text{A.10})$$

$$\hat{\xi} = \left(\xi \quad \dot{\xi} \quad \ddot{\xi} \quad \dots \quad \xi^{(k)} \right)^T \quad (\text{A.11})$$

$$t_n = nT_s \quad n \in \left[-C\frac{N}{2}, C\frac{N}{2} \right] \quad (\text{A.12})$$

En donde:

- $\hat{\xi}$: es un vector que contiene hasta la K -ésima derivada del fasor dinámico y sus conjugados complejos.
- C : número de ciclos fundamentales que se tiene en cuenta.

La señal \hat{s} , es la combinación lineal de las primeras $(K + 1)$ derivadas de tiempo, que corresponde a cada termino de Taylor para el conjunto definido de armónicos. En su correspondiente frecuencia armónica, la señal s se proyecta hacia el subespacio de Taylor-Fourier como \hat{s} . Una vez que se da forma al subespacio el algoritmo filtrado se realiza usando la solución de mínimos cuadrados [45].

$$\hat{\xi} = [B^H B]^{-1} B^H s = B^+ s \quad (\text{A.13})$$

Para la reconstrucción de la señal, la estimación de su amplitud se expresa con [45]:

$$\hat{a}(t) = 2|\hat{\xi}| \quad (\text{A.14})$$

La representación analítica de la señal reconstruida de la ecuación (A.7), \hat{s} , se puede descomponer como:

$$\hat{s}_j = Re\hat{s}_j + Im\hat{s}_j \quad (\text{A.15})$$

La transformada Taylor-Fourier se utiliza para estimar las amplitudes de las señales y sus derivadas. La frecuencia instantánea y la amortiguación correspondiente a la señal estimada.

El algoritmo Taylor-Fourier, que trabaja mediante un análisis numérico a una síntesis o viceversa, en el procesamiento de señales. El objetivo de este procesamiento es perder la menor cantidad de información, eliminar el ruido de nuestra señal medida y trabajar de forma fasorial, tanto la señal como su contenido armónico.

En la Figura A.1, se muestra la corriente de irrupción de la fase B del transformador de 30 [MVA]. Con el algoritmo se reconstruye la señal, aplicando el procesamiento digital. El algoritmo toma por cada ciclo 128 muestras, 64 positivas y 64 negativas, eliminando el ruido de la señal, sin perder información de la señal medida, útil para la interpretación maquina-hombre, hombre-maquina.

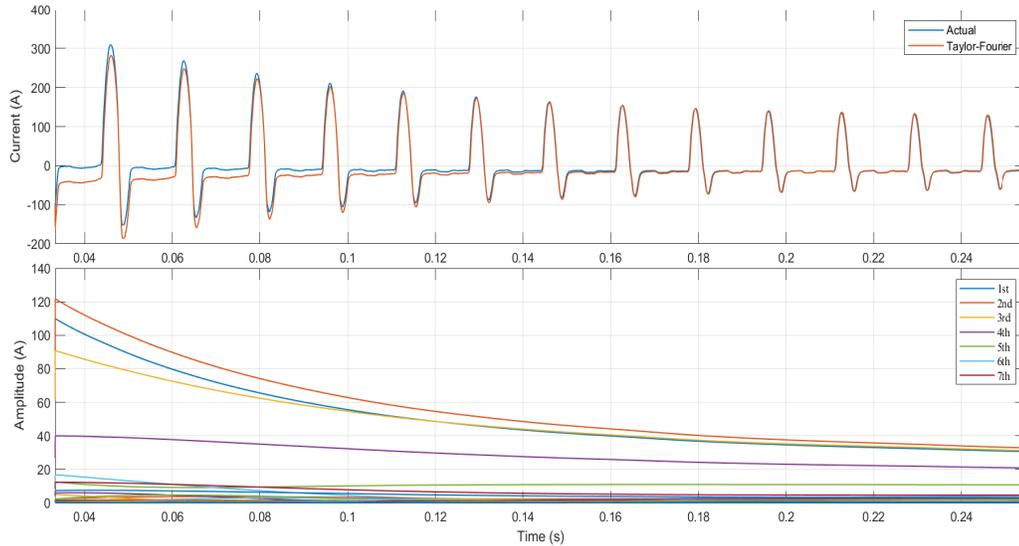


Figura A.1.: Corriente de irrupción de la fase B transformador de 30 [MVA] con Taylor-Fourier.

En donde se observa la reconstrucción de la señal, en los primeros ciclos la señal no es igual a la señal medida, pero al pasar de los ciclos la señal por parte del algoritmo es igual a la medida. El contenido armónico que se obtiene en Taylor-Fourier aparece una segunda armónica mayor a la fundamental como en la aplicación de la TDF. También la tercera y cuarta tiene magnitudes mayores a las demás armónicas.

De igual forma se usa el algoritmo Taylor-Fourier para reconstruir las corrientes de irrupción del transformador de 60 [MVA]. En la figura A.2 la corriente de irrupción de la fase C. Observando que algoritmo la construye desde los primeros ciclos, y su contenido armónico predomina la fundamental, la segunda y la tercera armónica, En donde la segunda es mayor que la fundamental.

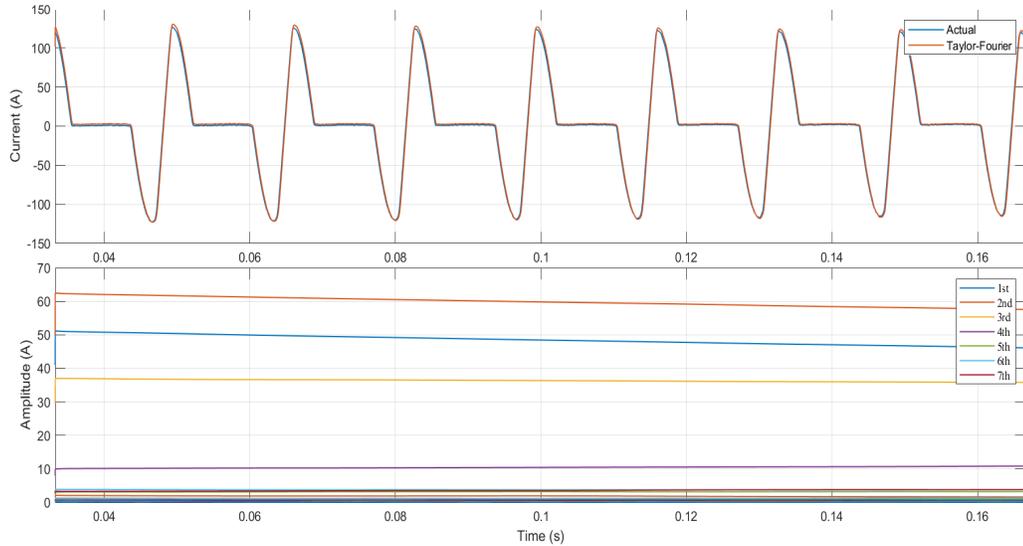


Figura A.2.: Corriente de irrupción de la fase C transformador de 60 [MVA] con Taylor-Fourier.

Como se ha mencionado, la segunda armónica se utiliza para realizar un bloqueo en la protección diferencial cuando esta interprete la energización como una falla. La configuración se realiza con porcentajes predeterminados de la segunda armónica. Sin embargo, como pasó en la primera ennergización esta configuración puede errar. Con el algoritmo Taylor-Fourier en vez de porcentaje se usa la magnitud, entonces aunque la segunda sea muy pequeña aun funcionara el bloqueo.

La reconstrucción de nuestra señal medida por medio de los modelos del transformador, es para tener un modelo lo más cercano al que se encuentra de operación. En el diseño de transformadores la corriente de irrupción la utilizan para construir el transformador con las características necesarias para la aplicación.