

Universidad Técnica Federico Santa María

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Valparaíso - Chile



“ANÁLISIS DE LA FACTIBILIDAD TÉCNICA DE LA CONEXIÓN DE UN FILTRO PASIVO EN UN DEVANADO ADICIONAL DE UN EQUIPO TRANSFORMADOR-RECTIFICADOR DE ALTA CORRIENTE PARA LA MITIGACIÓN DE ARMÓNICAS”.

RODRIGO ALEJANDRO URRUTIA POZO

MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA

Profesores Guías

Alejandro Angulo Cárdenas

Ricardo Fuentes Fuentealba

7 de agosto de 2024

Universidad Técnica Federico Santa María

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Valparaíso - Chile



“ANÁLISIS DE LA FACTIBILIDAD TÉCNICA DE LA CONEXIÓN DE UN FILTRO PASIVO EN UN DEVANADO ADICIONAL DE UN EQUIPO TRANSFORMADOR-RECTIFICADOR DE ALTA CORRIENTE PARA LA MITIGACIÓN DE ARMÓNICAS”.

RODRIGO ALEJANDRO URRUTIA POZO

2024

Material de referencia, su uso no involucra responsabilidad del autor o de la Institución.

Agradecimientos

Gracias a mi familia. A mis primos, que con su ejemplo me señalaron el camino y me impulsaron a seguirlo. A mi hermano que eligió mi mismo camino por lo que permanentemente pude contar con su compañía. A mis padres, por la tranquilidad que significó proveerme siempre todo aquello que necesité para vivir. Y a mi abuelo Gonzalo recientemente fallecido, por ser una inspiración de lo que significa ser ingeniero, y a quien espero la culminación de mi carrera brinde un poco más de tranquilidad en su descanso.

Gracias a mis amigos. A mis amigos más antiguos cuya amistad ha sido una certeza en la cual apoyarme cuando el futuro me parecía incierto. Y a mis otros amigos por ser un espacio donde distraerme, divertirme, y compartir; y por la amistad desinteresada que me ofrecieron y la confianza que depositaron en mí que nos llevó a emprender juntos aventuras más y menos serias, con las que conseguí muchas cosas que sin duda me ayudaron a llegar hasta estas instancias.

Gracias a ANID, que por medio del proyecto basal FB0008 “Advanced Center for Electrical and Electronic Engineering, AC3E” y el proyecto Fondecyt Regular N° 1210625, ha colaborado en el desarrollo de este trabajo.

Gracias a la Universidad por contar con las instalaciones y el personal para permitir relacionarnos con tantas personas profundamente motivadas por el saber científico, experimentar, y facilitar el acceso al conocimiento.

Y finalmente y por sobre todas las cosas, gracias a mis profesores quienes son merecedores de mi más absoluto respeto y admiración, que son y serán siempre un ejemplo y una inspiración, y lograron sacar lo mejor de mí y me enseñaron todo lo que sé. Gracias especialmente a mis profesores guías por su apoyo y su infinita paciencia.

Índice general

1. Introducción	5
1.1. Soluciones alternativas	6
1.2. Solución propuesta	6
2. Marco Teórico	9
2.1. Conexión ANSI 46	9
2.2. Límites armónicos	13
2.3. Diseño de filtros pasivos	15
2.3.1. Filtro de ajuste simple	16
2.3.2. Filtro de doble ajuste	17
2.3.3. Filtro de tipo C	18
2.4. Dimensionamiento de transformador	20
2.4.1. Núcleo	20
2.4.2. Devanados	20
2.4.3. Transformador de cuatro devanados	24
3. Conexión ANSI 46 tradicional	27
3.1. Modelamiento del sistema	27
3.1.1. Carga	27
3.1.2. Rectificador	29
3.1.3. Controlador	29
3.1.4. Transformador	29
3.1.5. Reactor de Interfase	31
3.1.6. Sistema de potencia	31

ÍNDICE GENERAL

3.2. Funcionamiento normal	31
3.3. Diseño de filtros armónicos pasivos	33
3.4. Funcionamiento con Filtros	35
4. Conexión Propuesta	37
4.1. Diseño de la conexión nueva	37
4.1.1. Diseño del Transformador de cuatro devanados	37
4.1.2. Diseño iterativo	41
4.2. Validación del Transformador	43
5. Conclusiones y comentarios	49
Referencias	53
Anexos	54
A. MATLAB diseño de filtros	55
B. MATLAB diseño de transformador	58
C. MATLAB ensayo de cortocircuito	61

Índice de figuras

1.1. Configuración ANSI 46, con los filtros conectados de manera tradicional.	6
1.2. Configuración propuesta, con los filtros conectados en un devanado adicional del transformador.	7
2.1. Conexión ANSI 46 ideal.	10
2.2. Formas de onda ideales para la conexión ANSI 46 con conmutación natural.	12
2.3. Filtro sintonizado de ajuste simple.	16
2.4. Obtención de un filtro de doble ajuste a partir de dos filtros de ajuste simple.	18
2.5. Obtención de un filtro de tipo C a partir de un filtro de ajuste simple.	19
2.6. Corrientes y fmm para un par de bobinas concéntricas acopladas magnéticamente. . .	21
2.7. Circuito equivalente del transformador de cuatro devanados.	26
3.1. FFT de la tensión de línea en el PCC para el caso sin filtros.	32
3.2. FFT de la corriente de línea en el PCC para el caso sin filtros.	32
3.3. Impedancia armónica del sistema y los filtros.	35
3.4. FFT de la tensión de línea en el PCC con los filtros conectados.	36
3.5. FFT de la corriente de línea en el PCC con los filtros conectados.	36
4.1. Diseño del transformador de cuatro devanados.	40
4.2. Diagrama de bode de los filtros conectados directamente al transformador de cuatro devanados.	44
4.3. FFT de la tensión en el PCC utilizando el transformador de cuatro devanados.	45
4.4. FFT de la corriente en el PCC utilizando el transformador de cuatro devanados.	45
4.5. Ensayos de cortocircuito del transformador de cuatro devanados en FEMM.	46
4.6. FFT de la tensión en el PCC utilizando el transformador de la validación electromagnética.	47

4.7. FFT de la corriente en el PCC utilizando el transformador de la validación electro-
magnética. 47

Índice de Tablas

2.1. Límites de distorsión de Tensión [1].	14
2.2. Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución generales (120 V hasta 69000 V) [1].	14
2.3. Límites de distorsión de corriente para sistemas de subtransmisión generales (69001 V hasta 161000 V) [1].	14
2.4. Límites de distorsión de corriente para sistemas de transmisión generales (<161 kV), generación distribuida y cogeneración [1].	15
3.1. Valores nominales para el diseño de la carga de <i>electrowinning</i>	28
3.2. Valores nominales para el diseño del transformador de la conexión ANSI 46.	29
3.3. Impedancias entre devanados para el transformador de 3 devanados	30
3.4. Resistencias e inductancias de las bobinas para el transformador de 3 devanados	31
3.5. Resultados de la simulación para el caso sin filtros	32
3.6. Parámetros para el diseño de los filtros de ajuste simple.	33
3.7. Cálculo de las reactancias de los filtros de ajuste simple.	33
3.8. Componentes de los filtros de ajuste simple.	34
3.9. Componentes del filtro de doble ajuste para quinta y séptima armónicas.	34
3.10. Componentes del filtro de tipo C para undécima armónica.	34
3.11. Resultados de la simulación para el caso con filtros	35
4.1. Parámetros de diseño del núcleo para el transformador de cuatro devanados.	38
4.2. Parámetros de diseño de los devanados para el transformador de cuatro devanados.	38
4.3. Parámetros obtenidos del diseño del transformador de cuatro devanados.	41
4.4. Resultados de la simulación utilizando el transformador de cuatro devanados obtenido.	41
4.5. Diseño iterativo de los filtros y el transformador de cuatro devanados.	42

ÍNDICE DE TABLAS

4.6. Componentes del filtro de doble ajuste para quinta y séptima armónicas para el transformador de cuatro devanados.	43
4.7. Componentes del filtro de tipo C para décimo primera armónica para el transformador de cuatro devanados.	43
4.8. Diseño final del transformador de cuatro devanados.	43
4.9. Resultados de la simulación utilizando el diseño final conjunto del transformador de cuatro devanados y sus filtros.	44
4.10. Comparación entre inductancias de cortocircuito analíticas y simuladas.	45
4.11. Inductancias circuitales equivalentes de la simulación electromagnética.	46
4.12. Resultados de la simulación utilizando el transformador de la validación electromagnética.	47
5.1. Resumen de los resultados de las simulaciones.	49
5.2. Valores nominales del transformador de cuatro devanados de la conexión propuesta. .	50

Resumen

En esta memoria se analizó desde el punto de vista técnico la factibilidad de la conexión de filtros armónicos pasivos directamente en un devanado adicional del transformador de un rectificador ANSI 46, conformando una configuración alternativa para el suministro de corriente continua sin que las armónicas de corriente provenientes de los devanados secundarios sean transferidas hacia el primario del transformador.

La entrega de potencia en los procesos industriales que requieren altos niveles de corriente continua se realiza en la actualidad generalmente a través de convertidores estáticos a base de semiconductores de potencia. Entre ellos, las configuraciones doble estrella con reactor de interfase como la conexión ANSI 46, son ampliamente ocupadas debido a que presentan una menor corriente efectiva por tiristor para una misma corriente de carga respecto de otras configuraciones con el mismo número de pulsos, como las conexiones puente y hexafásica. No obstante, debido a la utilización de componentes no lineales la operación de los convertidores genera armónicas, por lo que suelen conectarse filtros armónicos para mitigarlas de modo de disminuir su flujo hacia el sistema. Sin embargo las armónicas igualmente circulan por el transformador del rectificador causando problemas armónicos, lo que ha conducido al planteamiento de conexiones alternativas que buscan evitarlo.

Para desarrollar la configuración propuesta se realizó una revisión bibliográfica del funcionamiento teórico de la conexión ANSI 46 tradicional, deduciendo las ecuaciones que gobiernan su comportamiento. Resultó evidente la generación de armónicas por lo que se consultaron los límites admisibles en la norma pertinente, así como el diseño de filtros armónicos pasivos para su mitigación. Por último se revisó la obtención del circuito equivalente de un transformador a partir de sus dimensiones constructivas para el diseño del transformador de cuatro devanados requerido.

A modo de verificar el funcionamiento de la conexión tradicional se simuló en PLECS una planta conformada por una carga de *electrowinning* alimentada mediante un rectificador ANSI 46. Un análisis armónico reveló que la tensión y la corriente en el PCC excedieron los límites permitidos por la norma por lo que se diseñó un banco de filtros armónicos pasivos, optando por filtros sintonizados para las primeras armónicas y un filtro pasa altos para las de mayor orden. En consecuencia se diseñaron un filtro de doble ajuste sintonizado a las quinta y séptima armónicas, y uno de tipo C, a la undécima. Por medio de una nueva simulación se corroboró que la conexión de los filtros redujo la inyección de corrientes armónicas por las líneas hacia el sistema hasta niveles admisibles.

Tras establecer el comportamiento tradicional, se procedió al desarrollo de la conexión propuesta. El transformador de cuatro devanados se diseñó seleccionando el valor de inductancia deseado calculado a partir de las dimensiones físicas del equipo cumpliendo con los requerimientos de tensión

y corriente. No obstante, dada la interdependencia de sus parámetros, éste se realizó en conjunto con el rediseño de los filtros pasivos. Después su funcionamiento se simuló en PLECS. Se realizaron tres iteraciones de este proceso hasta obtener corriente de diseño por los devanados del transformador a la vez que niveles armónicos en el PCC dentro del rango admisible, que acabaron con un devanado primario de menor corriente en el transformador y un banco de filtros de menor potencia. El diseño final del transformador se validó simulando los ensayos de cortocircuito en FEMM, donde las inductancias obtenidas resultaron casi idénticas a las teóricas.

Finalmente se comparó la operación de la planta alimentada mediante ambas conexiones. Se observó que la conexión propuesta mitigó las armónicas en forma similar a la conexión tradicional utilizando filtros más pequeños, además de reducir las corrientes por el devanado primario del transformador, y por los filtros. Por ello se concluyó que conectar los filtros directamente en un devanado adicional del transformador del rectificador constituye una alternativa técnicamente factible que no sólo logra disminuir las armónicas que circulan por el devanado primario del transformador al filtrarlas directamente, sino que además mejora la eficacia del filtrado por lo que permite disminuir la potencia de los filtros, y con ello la corriente por los equipos.

Abstract

This thesis analyzes the technical factibility of directly connecting passive harmonic filters to an additional winding of an ANSI 46 transformer, resulting in a novel configuration for dc current supply preventing the reflection of load harmonic currents to the primary of the transformer.

Power for industrial processes of high dc demand is often supplied from static converters based off of power semiconductors nowadays. Out of them, six phase double wye configurations such as ANSI 46 are widely employed because of their lower RMS current compared to different six pulse configurations such as six phase double-way (bridge) and six phase star. Nonetheless, due to nonlinear components converter operation generates harmonics, thus harmonic filters are often connected to mitigate their flow towards the system. Though harmonics still flow through the rectifier transformer causing harmonic problems, so alternative connections have been presented to avoid it.

To develop the novel configuration traditional ANSI 46 connection theory was reviewed and its equations were deduced. Harmonic generation became apparent so the proper standard was consulted for the harmonic limits alongside passive harmonic filter design for their control. Lastly, the deduction of the transformer equivalent circuit from its dimensions was reviewed for the four-winding transformer design.

To verify the traditional connection operation a plant consisting of an ANSI 46 rectifier and an electro-winning load was simulated in PLECS. Harmonic analysis revealed PCC voltage and current both exceeded standard harmonic limits so passive harmonic filters were designed, considering tuned filters for the lowest order harmonics and a high-pass filter for the higher ones. Hence a double tuned filter was designed tuned to both fifth and seventh harmonics, and a C-type filter tuned to the eleventh. A new simulation showed the filter connection reduced harmonic current injection to the system below the allowed limits.

After establishing the base behaviour the novel connection was developed. Its three-phase four-winding transformer was designed by selecting the desired inductance value calculated from its dimensions subject to the constraints imposed by voltage and current requirements, which was carried out alongside the passive filter redesign due to the interdependence of their parameters. Then it was simulated in PLECS. It took three iterations until reaching design current through the transformer windings and harmonic measurements within the limits simultaneously. The result was a lower current primary winding and a lower power filter bank. The transformer final design was validated simulating its short circuit tests in FEMM, whose short circuit inductances resulted almost identical to the ones previously calculated.

Finally the plant operation using both configurations was compared. The novel connection mitigated the harmonics to a similar degree as the traditional connection while utilizing a smaller filter, besides it reduced transformer primary winding and filter currents too. This drew to the conclusion that filter direct connection to an additional transformer winding is a technically feasible option which not only reduces the harmonics flowing through the transformer primary winding by directly filtering them, but further enhances the filtering effectiveness allowing for the use of lower power filters, thus lowering equipment current.

Capítulo 1

Introducción

Existe actualmente una gran variedad de procesos industriales cuyo funcionamiento requiere de altos niveles de corriente continua, la que es suministrada mediante rectificadores de alta corriente. Comúnmente, estas aplicaciones ocupan rectificadores tiristorizados con control de fase basados en semiconductores de potencia [2].

Una configuración muy empleada entre estos rectificadores es la llamada doble estrella con reactor de interface, como es la conexión ANSI 46, que consiste de un transformador con su primario conectado en estrella, y dos secundarios en estrellas antiparalelas que alimentan el rectificador [3]. La principal ventaja de esta configuración frente a otras muy comunes de seis pulsos (hexafásica y puente) consiste en que la corriente efectiva por cada tiristor es la más baja para una misma corriente total en la carga [4].

No obstante, debido a la no linealidad del convertidor, se genera una gran cantidad de corrientes armónicas que fluyen hacia el sistema como resultado de su operación [5], lo que causa problemas operacionales tanto en el sistema como en el convertidor mismo [6], como disminución del rendimiento y distorsión de la red que afecta la operación de equipos de medición y protección.

Para asegurar la calidad del suministro la norma pertinente [1] impone límites sobre el nivel de armónicas que un cliente puede inyectar en su punto de conexión (*Point of Common Coupling*, PCC). En caso de excederse, el cliente debe realizar una mitigación armónica que le permita cumplir con estos aspectos normativos.

Frente a la necesidad de limitar las corrientes armónicas inyectadas hacia la red los filtros armónicos pasivos destacan como una opción atractiva, pues constituyen una solución sencilla, económica y confiable para disminuirlas.

Los filtros para convertidores se ubican siempre en el lado primario del transformador del convertidor (lado del sistema) [5], como se muestra en la Fig. 1.1. De este modo la calidad de la potencia de la red puede mejorarse de manera efectiva. Sin embargo, ello necesariamente implica que las corrientes armónicas penetran el transformador, que es el equipo electromagnético más importante. Como resultado, éste será inevitablemente afectado por los efectos adversos generados por las armónicas, lo que ocasiona una serie de problemas, incluyendo *derating*, incremento en las pérdidas, aumento de la

temperatura, vibración y ruido, aumento en el costo operacional, disminución de la eficiencia, estrés en el aislamiento y reducción de la vida útil, entre otros [6].

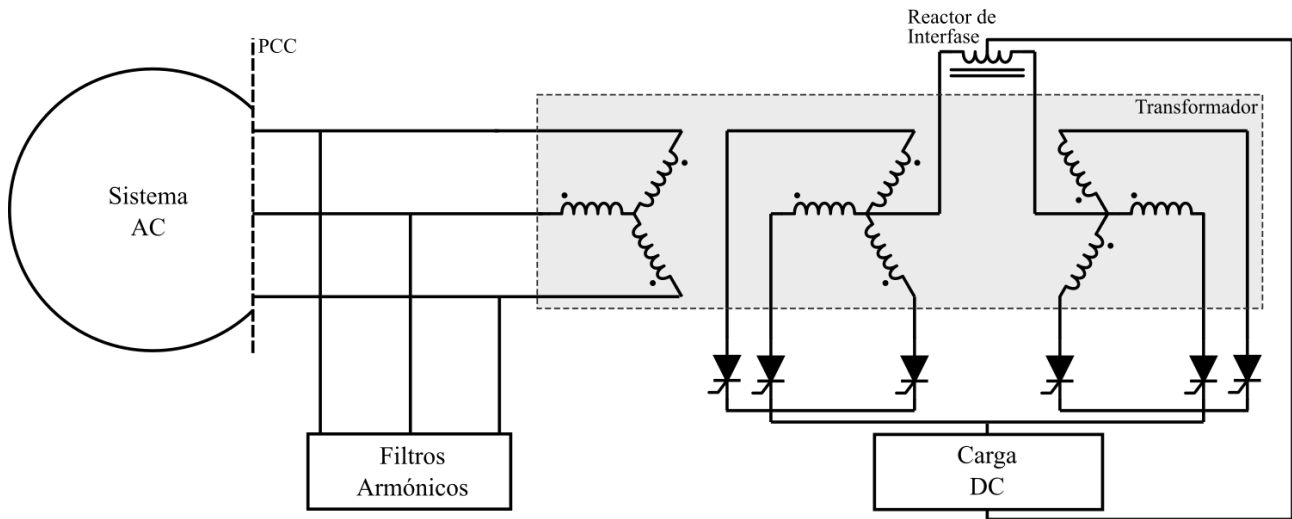


Figura 1.1: Configuración ANSI 46, con los filtros conectados de manera tradicional.

1.1. Soluciones alternativas

Se hallan en la literatura configuraciones distintas desarrolladas con el objetivo de mitigar las armónicas de manera satisfactoria, disminuyendo simultáneamente su impacto en el transformador.

En [5] se propone un transformador, cuyo secundario presenta una configuración de delta alargado. Ello permite evitar la circulación de corrientes armónicas en el devanado primario, mediante la cancelación de ampere-vuelta armónicos entre las partes común y extendida del devanado secundario, para un diseño adecuado de impedancia de cortocircuito y filtros, conectados al devanado secundario común.

En [6] se considera la conexión en paralelo de dos transformadores, uno Estrella-estrella y el otro Estrella-delta, que en conjunto conforman un sistema rectificador de 12 pulsos. El artículo propone la inclusión de un devanado adicional en delta en ambos transformadores, a ser conectados en paralelo, y en cuya interfase se conectan filtros armónicos. Con ello se logra que las corrientes armónicas deseadas se generen en los devanados adicionales por inducción electromagnética, las que reflejadas al devanado primario cancelan las armónicas reflejadas desde los secundarios.

1.2. Solución propuesta

Como una solución alternativa, en esta memoria se analizará desde el punto de vista técnico la conexión de los filtros armónicos directamente en un devanado adicional del transformador del con-

vertidor. La conexión preliminarmente propuesta se ilustra en la Fig. 1.2. El objetivo principal de este trabajo no sólo apunta a mejorar la calidad de la potencia en el PCC, sino que también intenta contrarrestar los efectos negativos que las corrientes armónicas que fluyen a través del transformador producen en él.

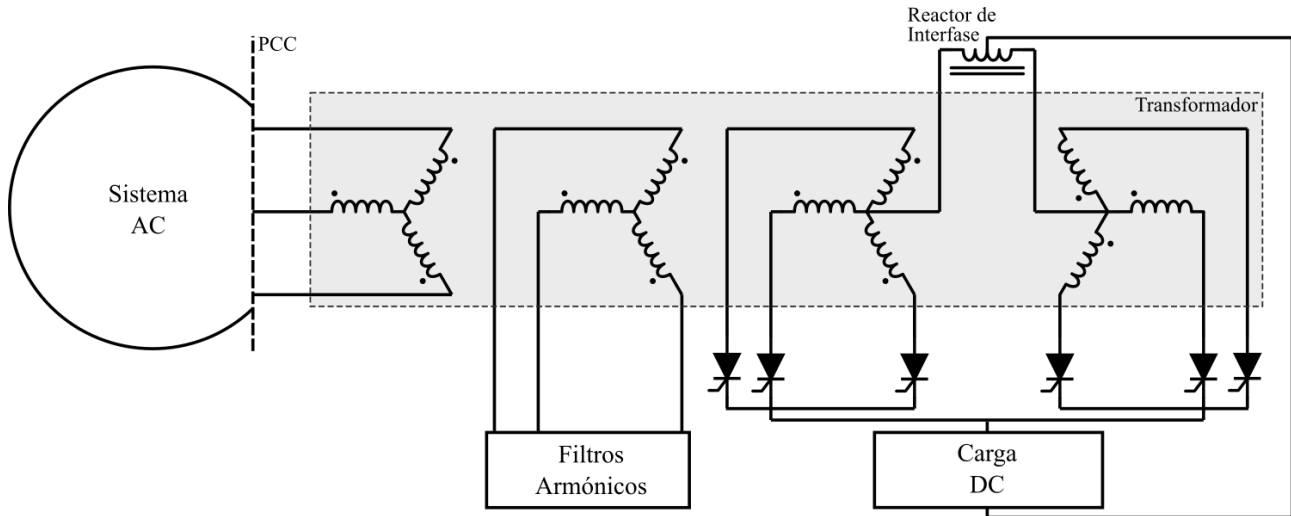


Figura 1.2: Configuración propuesta, con los filtros conectados en un devanado adicional del transformador.

Objetivo principal

El objetivo principal de este estudio consiste en analizar técnicamente la conexión de filtros armónicos en un cuarto devanado de un transformador-rectificador con conexión ANSI 46, comparando su desempeño frente a una conexión tradicional.

Objetivos específicos

- Revisar en la literatura las prácticas tradicionalmente utilizadas para el diseño y la aplicación de filtros armónicos pasivos en equipos transformador-rectificador, inicialmente dimensionando uno para un dispositivo específico tipo ANSI 46 con el fin de servir como caso de contrastación con la propuesta subsecuente.
- Basado en la literatura pertinente a los flujos de ventana, desarrollar un modelo circuital para un transformador de cuatro devanados a partir de sus dimensiones constructivas, con el propósito de diseñar un transformador-rectificador considerando uno de sus devanados dedicado al filtrado.
- Diseñar un filtro para conectar directamente al cuarto devanado de un transformador, sensibilizándolo respecto a las características constructivas del transformador.

- Realizar experimentos computacionales que permitan comparar la calidad de la solución propuesta en términos de indicadores eléctricos operacionales y armónicos.

Estructura del documento

Este documento se divide en 5 capítulos que muestran el desarrollo de la configuración propuesta basada en la conexión ANSI 46, hasta el estudio y la comparación de sus funcionamientos. Su estructura es como sigue:

- El capítulo 2 contiene una revisión bibliográfica de la conexión ANSI 46, y de las distintas etapas para el diseño de la configuración propuesta; incluyendo límites armónicos permisibles, diseño de filtros pasivos para mitigación armónica, y dimensionamiento de transformadores.
- En el capítulo 3 se presentan las simulaciones del funcionamiento de un rectificador ANSI 46 tradicional, y el diseño de los filtros armónicos pasivos para el control de su inyección de armónicas hacia el sistema.
- La conexión propuesta se diseña en el capítulo 4. Para ello se establecen los criterios de diseño del transformador de cuatro devanados, y se itera sobre éste en conjunto con el rediseño de los filtros pasivos conectados directamente, revisándolo mediante simulaciones. Se incluye además la validación electromagnética del diseño final del transformador mediante elementos finitos.
- Ambas conexiones se comparan en el capítulo 5, tras lo que se presentan las conclusiones del estudio.

Capítulo 2

Marco Teórico

Este capítulo explica el funcionamiento teórico de los equipos en los que se basa la conexión propuesta a partir de sus fundamentos físicos, y presenta las regulaciones que deben ser consideradas para su implementación en los casos donde corresponde.

El capítulo comienza con la introducción del rectificador ANSI 46 en que se basa la configuración propuesta, mostrando el diagrama de la conexión y describiendo su operación. Esto permite el planteamiento de las ecuaciones que gobiernan su funcionamiento, de cuya resolución se deducen las formas de onda ideales de tensión y corriente en el rectificador y en la carga.

Dada la naturaleza no sinusoidal de la corriente del rectificador que evidencia un alto contenido armónico, a continuación se revisa la normativa de generación de armónicas verificando los indicadores relevantes y sus límites permitidos.

Con el objetivo de asegurar el cumplimiento de dichos límites se estudian los filtros armónicos pasivos. Se presentan diferentes topologías mencionando sus características de filtrado, y un procedimiento de diseño a partir de los requerimientos de potencia y frecuencia de sintonización del filtro.

Finalmente se deduce el circuito equivalente de un transformador a partir de sus dimensiones constructivas mediante el análisis de los flujos en la ventana para el diseño del transformador de cuatro devanados requerido por la conexión propuesta.

2.1. Conexión ANSI 46

La conexión ANSI 46 se utiliza para el suministro de altos niveles de corriente continua mediante un rectificador doble estrella con reactor de interfase. Esta configuración consiste en un transformador con su primario conectado en estrella. Su secundario lo conforman dos estrellas antiparalelas cuyos neutros se unen a través de un reactor de interfase con punto medio. Cada estrella secundaria alimenta un rectificador trifásico de media onda desfasados en medio ciclo que se conectan en paralelo formando un sistema de seis pulsos. La entrega de corriente continua se realiza desde los cátodos de los rectificadores hacia el punto medio del reactor de interfase. El diagrama de la conexión se muestra en la Fig. 2.1.

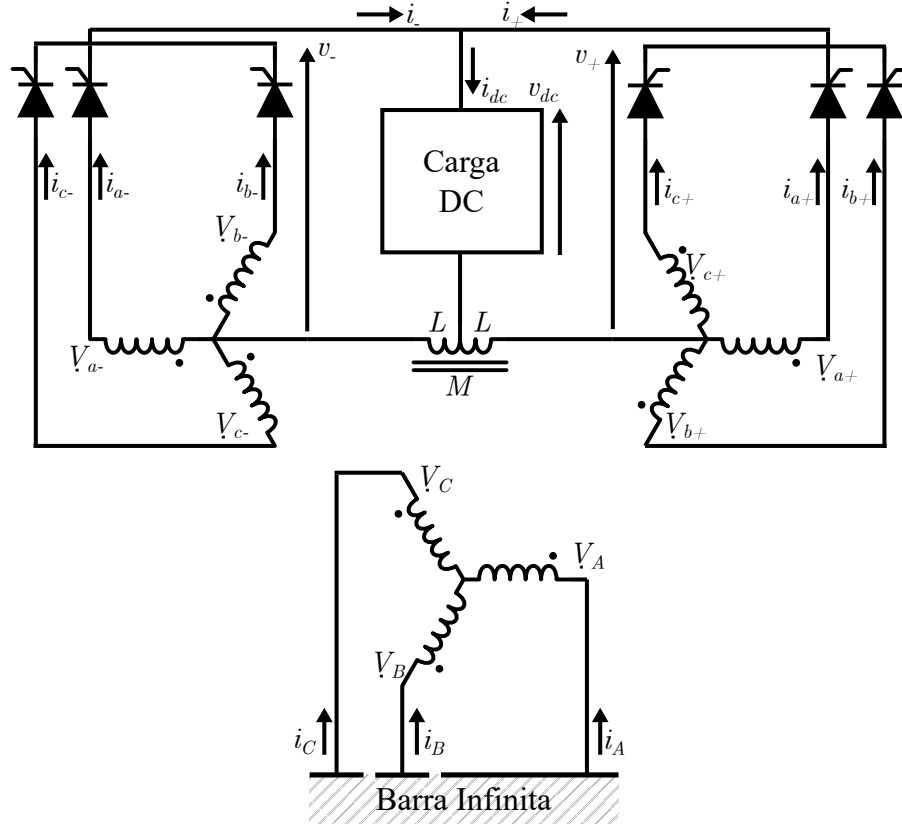


Figura 2.1: Conexión ANSI 46 ideal.

Para niveles bajos de corriente de carga la configuración se comporta como un rectificador hexafásico. No obstante, al aumentar la corriente, ambos grupos se desacoplan funcionando como dos rectificadores trifásicos en paralelo desfasados en 180° con tensiones de fase alternadas cada 60° debido a que el reactor de interfase mantiene una corriente circulante entre ellos. De este modo se logra la operación simultánea de ambos grupos trifásicos que entran en un régimen de conmutación permanente [4]. En consecuencia la corriente de carga es suministrada por la operación conjunta de ambos rectificadores, lo que implica una disminución de la corriente RMS suministrada por cada rectificador, de modo que la corriente efectiva por cada tiristor disminuye.

La suma de las tensiones del rectificador por las ramas de la carga y de ambos grupos trifásicos en paralelo se plantea en 2.1.

$$v_+ - L \frac{di_+}{dt} + M \frac{di_-}{dt} = v_{dc} = v_- - L \frac{di_-}{dt} + M \frac{di_+}{dt} \quad (2.1)$$

A su vez las corrientes cumplen 2.2.

$$i_{dc} = i_+ + i_- \quad (2.2)$$

Al derivar 2.2 resulta 2.3

$$\begin{aligned}\frac{di_{dc}}{dt} &= \frac{di_+}{dt} + \frac{di_-}{dt} = 0 \\ \Rightarrow \frac{di_+}{dt} &= -\frac{di_-}{dt}\end{aligned}\quad (2.3)$$

asumiendo i_{dc} corriente continua ideal.

Sumando las tensiones de ambas ramas secundarias en 2.1 y combinando con 2.3 se obtiene 2.4

$$\begin{aligned}v_+ + v_- - L \left(\frac{di_+}{dt} + \frac{di_-}{dt} \right) + M \left(\frac{di_-}{dt} + \frac{di_+}{dt} \right) &= 2v_{dc} \\ \Rightarrow v_{dc} &= \frac{v_+ + v_-}{2}\end{aligned}\quad (2.4)$$

donde se aprecia que sobre la carga se aplica el promedio de las tensiones de ambos grupos rectificadores. Resolviendo para las tensiones secundarias se obtiene la tensión media en la carga de 2.5

$$v_{dc} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \hat{v}_{sf} \cos(\alpha) \quad (2.5)$$

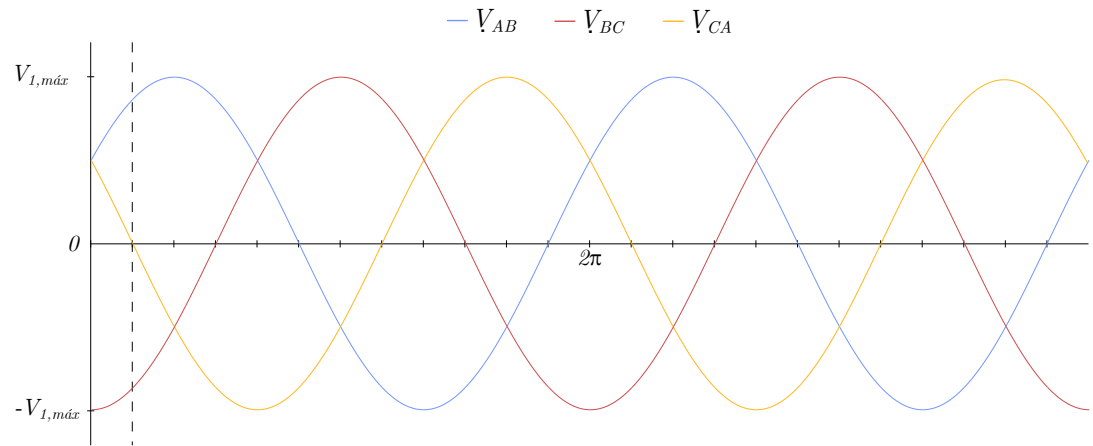
donde α es el ángulo de disparo del rectificador y $\hat{v}_{sf} = \sqrt{2}||V_{sf}|| = (\sqrt{2}/\sqrt{3})||V_s||$ el valor máximo de la tensión de fase del secundario, que para $\alpha = 0^\circ$ resulta en $v_{dc} = 1,17v_{sf}$ [3].

Por otro lado restando las tensiones secundarias en 2.1 se obtiene 2.6, donde v_L corresponde a la tensión a través del reactor de interfase.

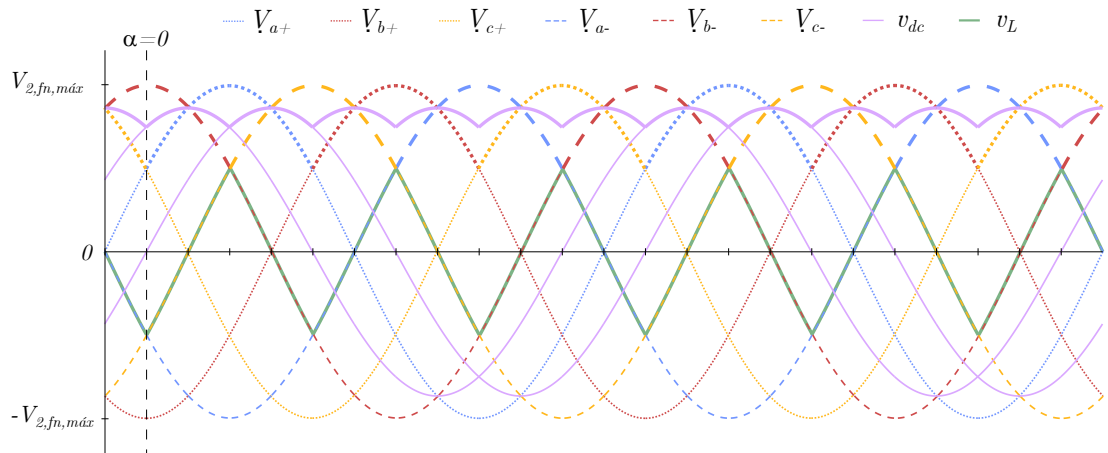
$$\begin{aligned}v_+ - v_- + L \left(\frac{di_-}{dt} - \frac{di_+}{dt} \right) + M \left(\frac{di_-}{dt} - \frac{di_+}{dt} \right) &= 0 \\ \Rightarrow v_+ - v_- &= (L + M) \left(\frac{di_+}{dt} - \frac{di_-}{dt} \right) \\ \Rightarrow v_L = v_+ - v_- &= 2(L + M) \frac{di_+}{dt}\end{aligned}\quad (2.6)$$

Para un subintervalo de conmutación, la corriente puede calcularse integrando 2.6 como se muestra en 2.7 evaluando para la condición $i_+(0) = 0$.

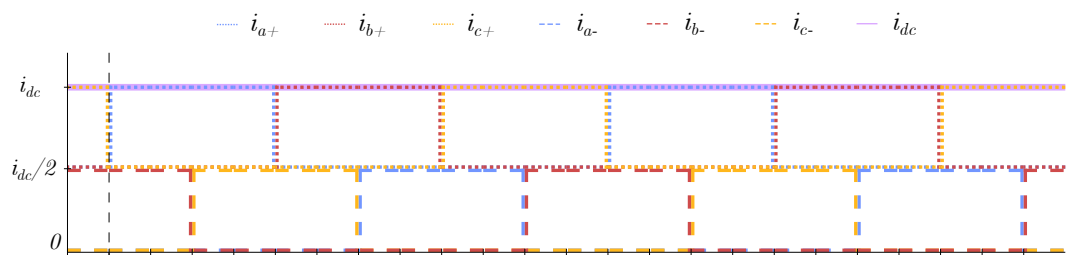
$$\begin{aligned}i_+ &= \frac{\hat{v}}{2(L + M)} \int \text{sen}(\omega t + \alpha) dt \\ \Rightarrow i_+ &= \frac{\hat{v}}{2(L + M)\omega} (\cos(\alpha) - \cos(\omega t + \alpha))\end{aligned}\quad (2.7)$$



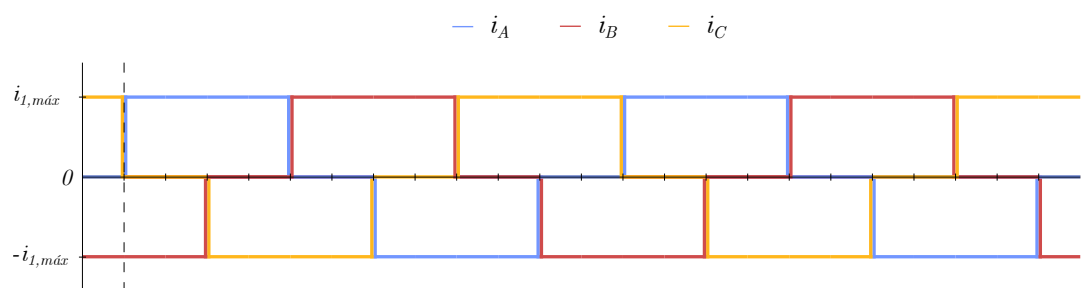
(a) Tensión de línea en el primario del transformador.



(b) Tensiones al lado secundario del transformador.



(c) Corrientes al lado secundario del transformador.



(d) Corriente de línea en el primario del transformador.

Figura 2.2: Formas de onda ideales para la conexión ANSI 46 con conmutación natural.

La condición para pasar del modo hexafásico a doble estrella se cumple cuando se extiende el ángulo de conmutación hasta $\mu = 60^\circ$ durante la conducción de cada grupo trifásico como se plantea en 2.8, donde la corriente que circula en ese instante se conoce como corriente crítica I_c y corresponde al valor para el cual ambas estrellas se desacoplan cambiando el modo de funcionamiento de hexafásico a doble estrella.

$$I_c = \frac{\hat{v}}{2(L + M)\omega} (\cos(\alpha) - \cos(\mu + \alpha))$$

$$\Rightarrow \cos(\mu + \alpha) = \cos(\alpha) - \frac{2I_c(L + M)\omega}{\hat{v}} \quad (2.8)$$

Las formas de onda de las tensiones y las corrientes de la conexión ANSI 46 para su funcionamiento doble estrella ideal, es decir, considerando corriente de carga constante y conmutación instantánea dentro de cada grupo, se muestran en la Fig. 2.2. Se observa que ambos grupos secundarios comparten la corriente de carga de forma simétrica desfasados en medio período de conmutación, por lo que al reflejarlas, la corriente en el primario del transformador no es sinusoidal sino que presenta una forma escalonada, lo que implica la presencia de armónicas.

2.2. Límites armónicos

La operación de equipamiento no lineal altera la naturaleza sinusoidal de la corriente, introduciendo armónicas que circulan por el sistema y causan caídas de tensión armónicas al interactuar con la impedancia del sistema a la frecuencia correspondiente a medida que se propagan. Todo ello puede provocar problemas armónicos al sistema y a los usuarios, e interferencia con circuitos de comunicación.

Los rectificadores de onda completa generan idealmente armónicas de la forma

$$h = np \pm 1 \quad (2.9)$$

donde h es el índice u orden de la armónica y p es el número de pulsos, con n natural, llamadas armónicas características.

La norma IEEE-519 [1] establece límites sobre la generación de armónicas, cuya medición debe realizarse en el *point of common coupling* (PCC) de manera de asegurar un nivel máximo de inyección de armónicas hacia el sistema, y aplican tanto sobre las magnitudes individuales como sobre la distorsión de la onda. El *Total Harmonic Distortion* (THD) se utiliza para cuantificar el efecto de las armónicas sobre la tensión del sistema, mientras que el *Total Demand Distortion* (TDD) lo hace para la corriente. Sus expresiones se muestran en 2.10 y 2.11 respectivamente, y corresponden a la razón

entre el valor RMS del contenido armónico de la onda respecto del valor efectivo de la componente fundamental expresado como porcentaje de esta última.

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \cdot 100 \% \quad (2.10)$$

$$\text{TDD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \cdot 100 \% \quad (2.11)$$

Los límites de distorsión de tensión se muestran en la tabla 2.1.

Tabla 2.1: Límites de distorsión de Tensión [1].

Voltaje de Barra en el PCC	Distorsión individual de tensión (%)	Distorsión total de tensión THD (%)
69 kV y menor	3,0	5,0
69,001 kV hasta 161 kV	1,5	2,5
161,001 kV y mayor	1,0	1,5

Los límites de distorsión de corriente se muestran en las tablas 2.2, 2.3 y 2.4

Tabla 2.2: Límites de distorsión de corriente para sistemas de distribución generales (120 V hasta 69000 V) [1].

I_{sc}/I_L	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 < 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 < 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 < 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Tabla 2.3: Límites de distorsión de corriente para sistemas de subtransmisión generales (69001 V hasta 161000 V) [1].

I_{sc}/I_L	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
20 < 50	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
50 < 100	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
100 < 1000	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
> 1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0

Tabla 2.4: Límites de distorsión de corriente para sistemas de transmisión generales (<161 kV), generación distribuida y cogeneración [1].

I_{sc}/I_L	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≥ 50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

donde I_{SC} es el cortocircuito máximo en el PCC y I_L es la corriente de carga para la demanda máxima (componente fundamental) en el PCC.

2.3. Diseño de filtros pasivos

Los filtros armónicos pasivos constituyen un mecanismo sencillo, económico y altamente eficaz de mitigación armónica [7]. Se conforman mediante la conexión de elementos pasivos, donde sus componentes y topología dictan su respuesta en frecuencia. La razón entre la reactancia y la resistencia del filtro se llama factor de calidad q_f y determina la agudeza del filtrado. En función de ella se clasifican en filtros sintonizados caracterizados por un alto factor de calidad que implica un filtrado pronunciado para una armónica en específico, y de banda ancha que presentan una baja impedancia en un amplio rango de frecuencias y utilizan factores de calidad bajos. De este modo el filtro puede diseñarse para presentar una baja impedancia a las frecuencias de interés ofreciendo un camino preferencial para la circulación de armónicas evitando que fluyan hacia el sistema.

El filtrado sobre un espectro variado de armónicas suele llevarse a cabo mediante la conexión en paralelo de múltiples filtros conformando un banco donde cada rama está asociada con una potencia y frecuencia. Adicionalmente los filtros entregan potencia reactiva a frecuencia fundamental, lo que contribuye a la compensación de factor de potencia de desfase en la barra donde se conectan [1].

La norma IEEE-1531 [8] contiene un procedimiento de diseño de filtros armónicos pasivos. En él señala que una vez seleccionados la potencia y la armónica de sintonización del filtro, la reactancia capacitiva a frecuencia fundamental para un filtro sintonizado a la armónica h se obtiene como

$$X_C = \left(\frac{h^2}{h^2 - 1} \right) X_{\text{eff}} \quad (2.12)$$

donde

$$X_{\text{eff}} = \frac{V^2}{Q_{\text{eff}}} \quad (2.13)$$

La reactancia inductiva a frecuencia fundamental se calcula como

$$X_L = \frac{X_C}{h^2} \quad (2.14)$$

donde X_{eff} es la reactancia efectiva del filtro armónico, Q_{eff} es la potencia reactiva efectiva del filtro armónico, V es la tensión nominal de línea del sistema, X_C es la reactancia capacitiva del capacitor del filtro a frecuencia fundamental, X_L es la reactancia inductiva del inductor del filtro a frecuencia fundamental, y h es el orden de la armónica.

Los filtros generalmente se sintonizan levemente por debajo de la armónica que se desea filtrar [1] para evitar problemas de resonancia, y desintonización producto de variación en los valores de los componentes por motivos de fabricación o deterioro. Esto puede calcularse aplicando un factor de desintonización δ según 2.15

$$h_f = h(1 + \delta) \quad (2.15)$$

donde h es la armónica que se desea filtrar, y h_f es la armónica de sintonización utilizada en el diseño del filtro, de modo que para δ negativos h_f estará levemente por debajo de la armónica de filtrado.

Así, las potencias calculadas permiten la determinación de los componentes para la construcción del filtro.

2.3.1. Filtro de ajuste simple

En la Fig. 2.3 se muestra el circuito para el filtro sintonizado de ajuste simple, cuya función consiste en filtrar una única armónica. Su topología corresponde a una única rama compuesta por la conexión en serie de un condensador y un inductor, que se diseñan de manera de resonar a la frecuencia de sintonización, por lo que provee un camino preferencial para la circulación de esa armónica de modo que la impedancia del filtro presenta un valor mínimo donde la corriente armónica está sólo limitada por la resistencia del filtro.

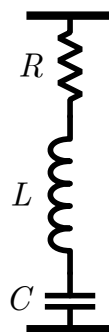


Figura 2.3: Filtro sintonizado de ajuste simple.

La capacitancia C se obtiene de la reactancia capacitiva X_C según 2.16.

$$C = \frac{1}{\omega X_C} \quad (2.16)$$

La inductancia L se obtiene de la reactancia inductiva X_L según 2.17.

$$L = \frac{X_L}{\omega_0} \quad (2.17)$$

La reactancia a la frecuencia de resonancia X_0 se calcula de 2.18

$$X_0 = h\omega_0 L \quad (2.18)$$

de la que se obtiene la resistencia R aplicando el factor de calidad del filtro q_f según 2.19.

$$q_f = \frac{X_0}{R} = \frac{h\omega_0 L}{R}$$

$$\Rightarrow R = \frac{X_0}{q_f} \quad (2.19)$$

2.3.2. Filtro de doble ajuste

El filtro de doble ajuste presenta una baja impedancia para dos armónicas por lo que permite el filtrado de ambas a la vez.

La impedancia de la conexión de dos filtros de ajuste simple puede aproximarse por un filtro de doble ajuste sujeta a las siguientes relaciones entre sus componentes [9].

$$C_1 = C_a + C_b \quad (2.20)$$

$$C_2 = \frac{C_a C_b (C_a + C_b) (L_a + L_b)^2}{(L_a C_a - L_b C_b)^2} \quad (2.21)$$

$$L_1 = \frac{L_a L_b}{L_a + L_b} \quad (2.22)$$

$$L_2 = \frac{(L_a C_a - L_b C_b)^2}{(C_a + C_b)^2 (L_a + L_b)} \quad (2.23)$$

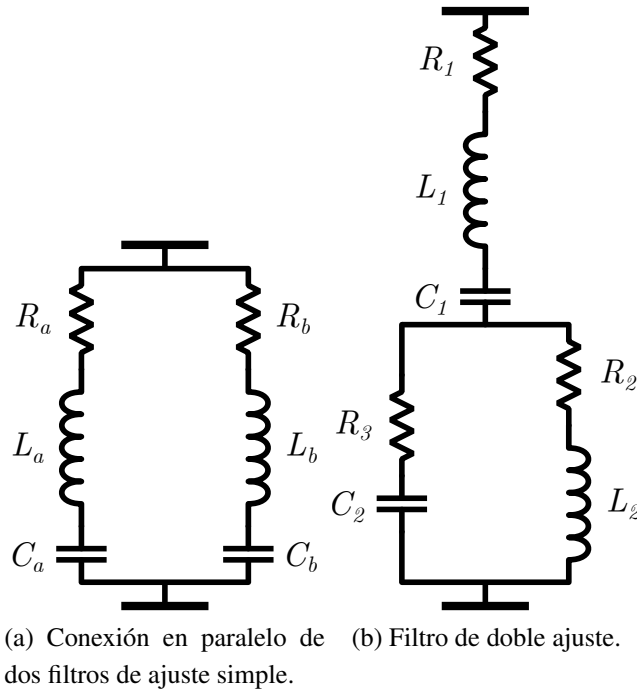


Figura 2.4: Obtención de un filtro de doble ajuste a partir de dos filtros de ajuste simple.

$$R_2 = R_a \left[\frac{a^2(1-x^2)}{(1+ax^2)^2(1+x^2)} \right] + R_b \left[\frac{1-x^2}{(1+ax^2)^2(1+x^2)} \right] + R_1 \left[\frac{(1-x^2)(1-ax^2)}{(1+x^2)(1+ax^2)} \right] \quad (2.24)$$

donde

$$a = \frac{C_a}{C_b} \quad (2.25)$$

y

$$x = \sqrt{\frac{L_b C_b}{L_a C_a}} \quad (2.26)$$

R_1 se determina por la menor resistencia del inductor L_1 , que puede obtenerse ocupando el factor de calidad.

2.3.3. Filtro de tipo C

El filtro de tipo C es un filtro pasa altos cuya característica de filtrado se encuentra entre los filtros pasa altos de segundo y tercer orden por lo que permite filtrar todas las armónicas a partir de aquella

a la que está sintonizado. No obstante presenta menores pérdidas a frecuencia fundamental debido a su topología.

El diseño de este filtro puede obtenerse a partir de los parámetros de un filtro de ajuste simple diseñado para la misma tensión V , potencia reactiva Q y armónica de sintonización h [10].

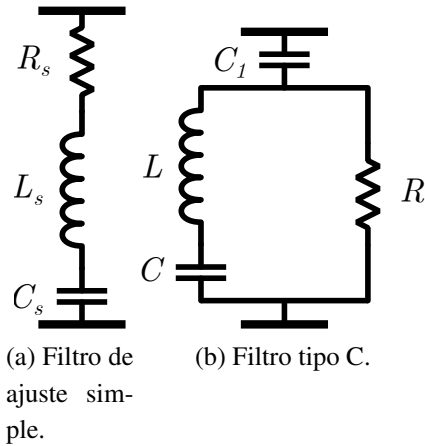


Figura 2.5: Obtención de un filtro de tipo C a partir de un filtro de ajuste simple.

L se obtiene del filtro de ajuste simple según 2.27.

$$L = L_s \quad (2.27)$$

C_s se separa en las capacitancias C y C_1 conectadas en serie, donde C se especifica de manera de resonar con L_s a frecuencia fundamental ω_0 .

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} \quad (2.28)$$

$$\frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_s}$$

$$\Rightarrow C_1 = \frac{1}{\frac{1}{C_s} - \frac{1}{C}} \quad (2.29)$$

R se calcula ocupando el factor de calidad del filtro

$$q_f = \frac{R}{X_{L-C}} = \frac{R\omega_0 C}{\omega_0^2 LC - 1}$$

$$\Rightarrow R = \frac{q_f \cdot V^2}{h \cdot Q} \quad (2.30)$$

2.4. Dimensionamiento de transformador

El transformador es un equipo electromagnético compuesto por dos o más conductores enrollados alrededor de un núcleo ferromagnético común. La circulación de corriente por las bobinas impone un flujo magnético en el núcleo que las enlaza a todas induciendo tensión, lo que permite la transferencia de potencia eléctrica entre redes de distintos niveles de tensión y corriente sin necesidad de una conexión física entre ellas.

El dimensionamiento eléctrico del transformador permite relacionar sus partes activas con las características eléctricas. De este modo la sección del núcleo debe asegurar el flujo necesario; mientras que la geometría y la ubicación de los devanados determinan las medidas de la ventana a la vez que permiten calcular la dispersión, y dependen del número de vueltas y la sección del conductor derivados de los requerimientos de tensión y corriente respectivamente.

2.4.1. Núcleo

Las dimensiones del núcleo atienden a motivos económicos una vez que se han satisfecho los requerimientos técnicos [11]. El cálculo de la tensión requerida para establecer una determinada densidad de flujo a una determinada frecuencia se muestra en 2.31

$$V = 4,44NfB_{\max}S_{\text{Fe}} \quad (2.31)$$

donde N es el número de vueltas, f la frecuencia en Hz, B_{\max} la densidad de flujo en el núcleo en Wb / m^2 , y S_{Fe} el área efectiva del núcleo en m^2 . Actualmente las propiedades de laminación permiten el uso del material a $1,5 \text{ Wb} / \text{m}^2$ [12].

El área del círculo circunscrito S_0 y el área correspondiente al hierro S_{Fe} están relacionados por el factor de relleno del núcleo f_m que depende de la forma de la sección de éste.

$$S_0 = \frac{S_{\text{Fe}}}{f_m} \quad (2.32)$$

2.4.2. Devanados

La determinación de las inductancias de dispersión de un transformador de n devanados a partir de sus dimensiones se obtiene de la superposición de los flujos que ocupan los distintos volúmenes de la ventana [13].

En la Fig. 2.6 se muestra un par de bobinas concéntricas alrededor de un núcleo de material ferromagnético acopladas magnéticamente donde los flujos son de forma trapezoidal y se cierran necesari-

riamente hacia afuera de la ventana.

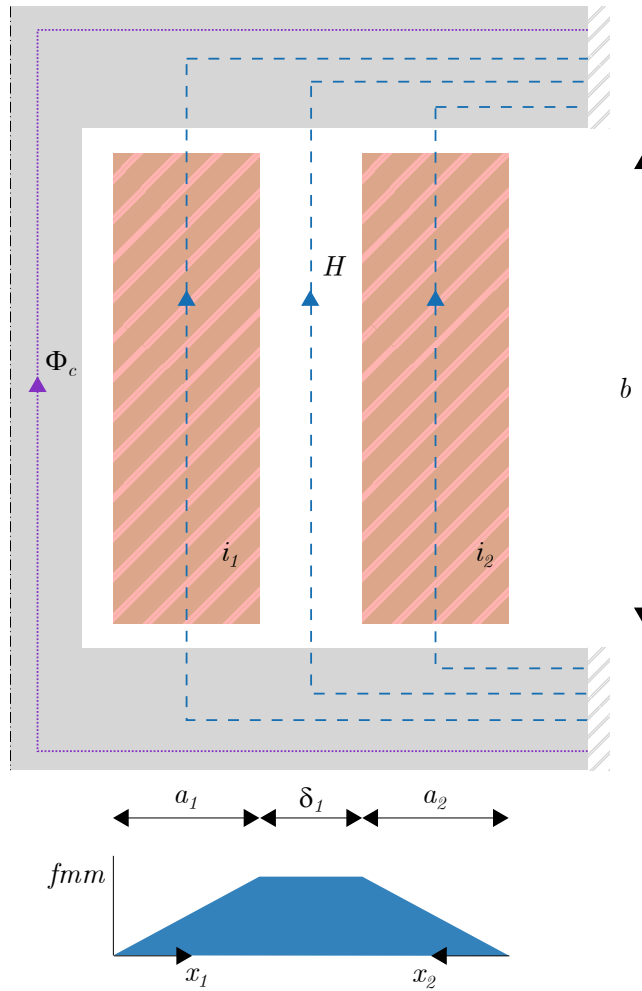


Figura 2.6: Corrientes y fmm para un par de bobinas concéntricas acopladas magnéticamente.

Puede determinarse que la intensidad del campo magnético en el volumen ocupado por la bobina interior 1 está dada por

$$H_1 = -\frac{N_1 i_1 x_1}{b a_1} \quad (2.33)$$

El elemento diferencial de flujo está dado por

$$d\Phi_1 = \mu_0 H_1 l_{m1} dx_1 \quad (2.34)$$

Para el elemento de área se ha considerado que un largo promedio de las espiras de la bobina 1 abraza

$$N_{x1} = N_1 \frac{a_1 - x_1}{a_1} \quad (2.35)$$

vueltas por lo que el flujo enlazado por la bobina interior vale

$$\begin{aligned}\Psi_{11} &= -\mu_0 \frac{l_{m1}}{ba_1^2} N_1^2 i_1 \int_0^{a_1} x_1 (a_1 - x_1) dx_1 \\ \Rightarrow \Psi_{11} &= -\mu_0 \frac{l_{m1}}{b} N_1^2 \frac{a_1}{6} i_1\end{aligned}\quad (2.36)$$

En forma análoga se logra para la bobina exterior 2 el campo

$$H_2 = \frac{N_2 i_2}{b} \frac{x_2}{a_2} \quad (2.37)$$

el diferencial de flujo

$$d\Phi_2 = \mu_0 H_2 l_{m2} dx_2 \quad (2.38)$$

y el elemento de área

$$N_{x2} = N_2 \frac{x_2}{a_2} \quad (2.39)$$

con lo que se calcula el enlace de flujo parcial correspondiente a esa bobina como

$$\begin{aligned}\Psi_{22} &= -\mu_0 \frac{l_{m2}}{ba_2^2} N_2^2 i_2 \int_0^{a_2} x_2^2 dx_2 \\ \Rightarrow \Psi_{22} &= \mu_0 \frac{l_{m2}}{b} N_2^2 \frac{a_2}{3} i_2\end{aligned}\quad (2.40)$$

En el volumen entre las dos bobinas la intensidad del campo magnético es constante y vale

$$H_\delta = \frac{N_2 i_2}{b} \quad (2.41)$$

El flujo que entra al yugo desde el espacio entre las bobinas

$$\Phi_\delta = \mu_0 H_\delta l_m \delta_1 \quad (2.42)$$

abraza todas las vueltas del devanado exterior, por lo que el correspondiente enlace de flujo parcial es

$$\Psi_\delta = \mu_0 \frac{l_m}{b} N_2^2 \delta_1 i_2 \quad (2.43)$$

El flujo que penetra al yugo desde el espacio ocupado por la bobina interior 1

$$\Phi = \mu_0 \frac{H_1(a_1)}{2} l_{m1} a_1 \quad (2.44)$$

también enlaza todas las vueltas del devanado exterior 2 y el correspondiente enlace de flujo parcial es

$$\Psi_{21} = -\mu_0 \frac{l_{m1}}{b} N_1 N_2 \frac{a_1}{2} i_1 \quad (2.45)$$

Al sumar todos los enlaces de flujo parciales respectivos se obtiene el correspondiente enlace de flujo total para cada uno de los devanados.

Por lo tanto el flujo enlazado por la bobina interior vale

$$\Psi_1 = \Phi_c N_1 + \Psi_{11} \quad (2.46)$$

mientras que la bobina exterior enlaza

$$\Psi_2 = \Phi_c N_2 + \Psi_{21} + \Psi_\delta + \Psi_{22} \quad (2.47)$$

Finalmente, el valor de la inductancia de dispersión total entre ambos devanados referida al primario L_σ debe ser el término que acompaña a la corriente en la diferencia

$$\Psi_1 - \Psi_2 = L_\sigma i_1 \quad (2.48)$$

que representa la pérdida de enlace de flujo, donde $\Psi'_2 = \frac{N_1}{N_2} \Psi_2$ es el flujo enlazado por el devanado 2 referido al devanado 1, y recordando que $N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0$.

El análisis anterior puede generalizarse para obtener las inductancias de dispersión de un transformador de cualquier número n de devanados. Para ello se procede convenientemente de la siguiente manera:

1. Todos los devanados se consideran reemplazados por devanados equivalentes de N_1 vueltas por las que circulan corrientes equivalentes

$$i'_i = \frac{N_i}{N_1} i_i \quad (2.49)$$

2. Se desprecia la corriente magnetizante con lo que se cumple

$$\sum_{i=1}^n i'_i = 0 \quad (2.50)$$

3. Se asume que la corriente equivalente en cada devanado es la suma de componentes ficticias correspondientes a cada par de ese devanado y otro, lo que permite concebir los enlaces de flujo parcial para las distintos volúmenes de la ventana como la superposición de fmm debidas a las componentes de corrientes

$$i_{ij} = -i_{ji} \quad (2.51)$$

4. Se determinan los enlaces de flujo de cada devanado considerando que cada par de corrientes ficticias aporta enlaces de flujo parciales análogos a los del caso de dos devanados.

Luego, para el enlace de flujo creciente debido a la corriente en el propio devanado se tiene

$$\Psi_+ = -K_i \frac{a_i}{6} i_{ij} \quad (2.52)$$

con

$$K_i = \mu_0 N_1^2 \frac{l_{mi}}{b} \quad (2.53)$$

Para el enlace de flujo decreciente debido a la corriente en el propio devanado

$$\Psi_- = -K_i \frac{a_i}{3} i_{ij} \quad (2.54)$$

Para el flujo neto que ingresa al yugo desde la bobina i

$$\Phi_i = -\frac{K_i a_i}{N_1} a_{ij} \quad (2.55)$$

y para el flujo en el espacio entre las bobinas

$$\Phi_\delta = -\frac{K_i}{N_1} \delta_i a_{ij} \quad (2.56)$$

Con estos elementos se calcula el enlace de flujo neto Ψ'_i de cada devanado equivalente de N_1 vueltas.

2.4.3. Transformador de cuatro devanados

Para el cálculo de las inductancias de dispersión del transformador de cuatro devanados se aplica el procedimiento explicado en 2.4.2 para $n = 4$.

Se obtiene el sistema de corrientes

$$\begin{aligned}
 i_1 &= i_{12} + i_{13} + i_{14} \\
 i'_2 &= -i_{12} + i_{23} + i_{24} \\
 i'_3 &= -i_{13} - i_{23} + i_{34} \\
 i'_4 &= -i_{14} - i_{24} - i_{34}
 \end{aligned} \tag{2.57}$$

El devanado interior 1 enlaza al flujo de la columna y además posee tres enlaces de flujo parciales de tipo Ψ_+ por lo que el enlace de flujo resultante es 2.58

$$\Psi_1 = \Psi_c - K_1 \frac{a_1}{6} (i_{12} + i_{13} + i_{14}) \tag{2.58}$$

con $\Psi_c = \Phi_c N_1$.

Los devandos 2, 3 y 4 también enlazan el flujo de la columna y enlaces debidos a *fmm* crecientes, pero además enlazan flujos del tipo Ψ_- , Φ_i y Φ_δ . Sus enlaces de flujo totales son 2.59, 2.60 y 2.61 respectivamente.

$$\Psi'_2 = \Psi_c - \left(K_1 \frac{a_1}{2} + K_1 \delta_1 + K_2 \frac{a_2}{3} \right) (i_{12} + i_{13} + i_{14}) - K_2 \frac{a_2}{6} (i_{13} + i_{14} + i_{23} + i_{24}) \tag{2.59}$$

$$\begin{aligned}
 \Psi'_3 = \Psi_c - & \left(K_1 \frac{a_1}{2} + K_1 \delta_1 + K_2 \frac{a_2}{2} \right) (i_{12} + i_{13} + i_{14}) \\
 & - \left(K_2 \frac{a_2}{2} + K_2 \delta_2 + K_3 \frac{a_3}{3} \right) (i_{13} + i_{14} + i_{23} + i_{24}) \\
 & - K_3 \frac{a_3}{6} (i_{14} + i_{24} + i_{34})
 \end{aligned} \tag{2.60}$$

$$\begin{aligned}
 \Psi'_4 = \Psi_c - & \left(K_1 \frac{a_1}{2} + K_1 \delta_1 + K_2 \frac{a_2}{2} \right) (i_{12} + i_{13} + i_{14}) \\
 & - \left(K_2 \frac{a_2}{2} + K_2 \delta_2 + K_3 \frac{a_3}{2} \right) (i_{13} + i_{14} + i_{23} + i_{24}) \\
 & - \left(K_3 \frac{a_3}{2} + K_3 \delta_3 + K_4 \frac{a_4}{3} \right) (i_{14} + i_{24} + i_{34})
 \end{aligned} \tag{2.61}$$

Definiendo las inductancias

$$\begin{aligned}
 L_{vi,i} &= K_i \frac{a_i}{6} \\
 L_{vi,i+1} &= K_i \left(\frac{a_i}{2} + \delta_i \right) + K_{i+1} \frac{a_{i+1}}{2}
 \end{aligned} \tag{2.62}$$

y reemplazando junto con 2.57 en 2.58, 2.59, 2.60 y 2.61 se logra 2.63.

$$\begin{aligned}
 \Psi_1 &= \Psi_c - L_{v11}i_1 \\
 \Psi'_2 &= \Psi_c - L_{v12}i_1 - L_{v22}i'_2 \\
 \Psi'_3 &= \Psi_c - L_{v12}i_1 - L_{v23}(i_1 + i'_2) - L_{v33}i'_3 \\
 \Psi'_4 &= \Psi_c - L_{v12}i_1 - L_{v23}(i_1 + i'_2) - L_{v34}(i_1 + i'_2 + i'_3) - L_{v44}i'_4
 \end{aligned}
 \tag{2.63}$$

De estos enlaces de flujo e incluyendo las resistencias de las bobinas referidas al devanado de N_1 vueltas

$$R'_i = \left(\frac{N_1}{N_i} \right)^2 R_i
 \tag{2.64}$$

se plantean las ecuaciones de equilibrio para los devanados

$$V_i = R'_i i'_i + \frac{d\Psi'_i}{dt}
 \tag{2.65}$$

que cumplen con el circuito equivalente de la Fig. 2.7.

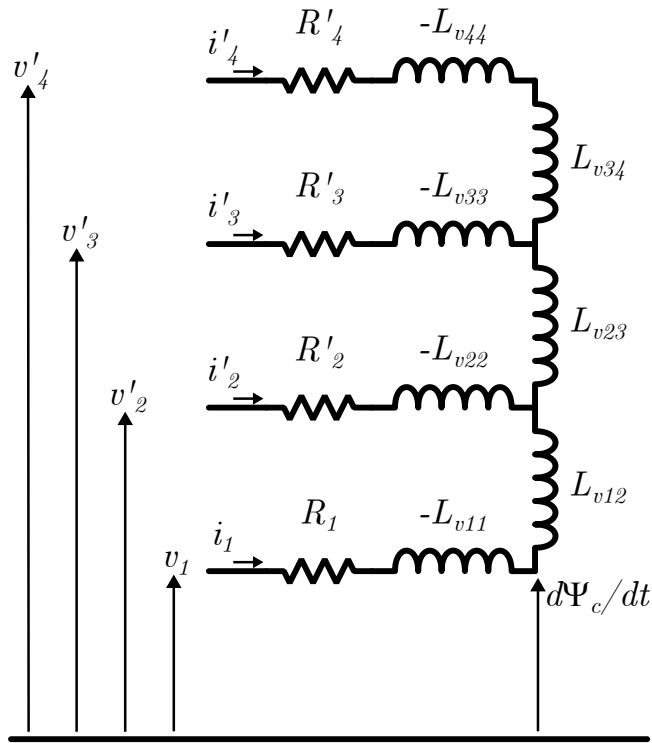


Figura 2.7: Circuito equivalente del transformador de cuatro devanados.

Capítulo 3

Conexión ANSI 46 tradicional

En este capítulo se implementa en PLECS un modelo circuital de una planta compuesta por una carga de corriente continua alimentada a través de un rectificador ANSI 46 tradicional conectado a un alimentador. El sistema se simula de manera de obtener las formas de onda relevantes para la cuantificación de la corriente absorbida y la verificación de los indicadores armónicos.

Se comienza describiendo los elementos que conforman el sistema bajo análisis y desarrollando un modelo circuital para su implementación, tras lo que se realiza la simulación desde donde se obtienen las formas de onda de tensión y corriente en las distintas etapas.

Aplicando una descomposición armónica se obtienen los espectros armónicos de la tensión y la corriente en el punto de suministro (*Point of Common Coupling*, PCC), donde se demuestra un exceso a los límites de la norma, por lo que se diseñan filtros para mitigarlas hasta un nivel admisible.

Finalmente se simula la operación de la planta con los filtros conectados verificando el cumplimiento del contenido armónico de la norma.

3.1. Modelamiento del sistema

Para simular el funcionamiento de la conexión ANSI 46 se implementa un modelo en PLECS que consiste en una carga de corriente continua de 145 kW y 14 V alimentada desde un alimentador trifásico de 480 V a 60 Hz a través del rectificador.

A continuación se presenta la obtención del modelo circuital del sistema a analizar.

3.1.1. Carga

La carga corresponde a una serie de celdas de *electrowinning* con los datos nominales de la tabla 3.1.

Tabla 3.1: Valores nominales para el diseño de la carga de *electrowinning*.

Parámetro	Valor
$V_{\text{carga}} (V_{\text{dc}})$	14
$P_{\text{carga}} (\text{kW})$	145

Su modelo se obtiene de [14] según

$$V_{\text{cell}} = V_{\text{reaction}} + \sum (V_{\text{pol}}) + I_{\text{dc}} \cdot R_{\text{cell}} \quad (3.1)$$

donde cada celda presenta una tensión de operación de

$$V_{\text{cell}} = 2 \text{ V} \quad (3.2)$$

y el producto $I_{\text{dc}} R_{\text{cell}}$ corresponde a pérdidas. De este modo el número de celdas resulta

$$n = V_N / V_{\text{cell}} = 7 \text{ celdas} \quad (3.3)$$

La corriente continua total se calcula como

$$I_N = P_N / V_N = 10357 \text{ A}_{\text{dc}} \quad (3.4)$$

Por otro lado, la tensión interna ideal de reacción de cada celda necesaria para la electrólisis tiene un valor de 1,45 V, sin embargo en la práctica se aplica una sobretensión de 0,55 V para producir la reacción. La tensión de reacción de celda se modelará con una fuente de tensión ideal, cuyo valor se calcula como

$$V_{\text{carga}} = 1,45n = 10,15 \text{ V} \quad (3.5)$$

Por su parte las pérdidas totales se modelan mediante una resistencia que se obtiene según

$$\begin{aligned} I_{\text{dc}} R_{\text{carga}} &= 0,55n = 3,85 \\ \Rightarrow R_{\text{carga}} &= 3,85 / I_{\text{dc}} = 0,3717 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (3.6)$$

con $I_{\text{dc}} = I_N$ y

$$R_{\text{cell}} = R_{\text{carga}} / n \quad (3.7)$$

3.1.2. Rectificador

El rectificador de la conexión ANSI 46 se representa mediante un grupo hexafásico de tiristores ideales con sus ánodos alimentados desde ambos secundarios del transformador y sus cátodos conectados al terminal positivo común de la carga, manejados por un circuito de disparo de seis pulsos.

En equipos reales la tensión interna de un tiristor en conducción es del orden de 2 V y se le conecta un fusible ultra-rápido en serie. La caída de tensión en el fusible es del orden de 50 mV.

3.1.3. Controlador

El controlador de corriente de la carga coordina el ángulo de disparo de los tiristores. Se implementa como un controlador *PI* de la forma [15]

$$C_{PI} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_r s} \right) \quad (3.8)$$

alimentado con la señal de error entre la consigna de corriente de carga nominal respecto de la medición de corriente. De la síntesis del controlador se obtuvieron la ganancia $K_p = -1/21000$ con un valor negativo dada la característica decreciente de la realimentación de corriente, y una constante de tiempo rápida de valor $T_r = 0,01$.

3.1.4. Transformador

El transformador de la conexión ANSI 46 es un transformador *Yyn6yn12* con los datos nominales de la tabla 3.2

Tabla 3.2: Valores nominales para el diseño del transformador de la conexión ANSI 46.

Parámetro	Valor		
Devanado (-)	<i>P</i>	<i>s1</i>	<i>s2</i>
S_{tr} (kVA)	190	135	135
V_{tr} (V)	480	26	26
n_{tr} (vueltas)	39	2	2

alimentado desde el primario, y cuyos secundarios se conectan a los ánodos de los tiristores del rectificador, separándolos en dos grupos trifásicos desfasados en medio ciclo.

El transformador se modela mediante su impedancia de cortocircuito e ignorando la rama magnetizante. La reactancia de dispersión se calcula según [16] ocupando la impedancia de cortocircuito

correspondiente a BIL < 110 kV [17] de valor 5,5 % [18], y con el devanado de mayor tensión (primario) ubicado en la segunda posición (devanado central) [19]. Así, para el cálculo se consideran 2 transformadores en paralelo de potencia

$$S_{12} = S_{23} = 190/2 = 95 \text{ kVA} \quad (3.9)$$

lo que da una impedancia de

$$Z_{12} = Z_{23} = 5,5 \% \cdot (190/95) = 11 \% \quad (3.10)$$

entre el devanado central y los extremos, mientras que para la impedancia entre ambos extremos se ocupó

$$Z_{13} = 125 \% (Z_{12} + Z_{23}) = 27,5 \% \quad (3.11)$$

Luego, usando la impedancia base del primario de valor

$$Z_{B2} = \frac{V_{B2}^2}{S_{B2}} = 1,2126 [\Omega] \quad (3.12)$$

se obtienen las impedancias entre devanados referidas al primario de la tabla 3.3.

Tabla 3.3: Impedancias entre devanados para el transformador de 3 devanados

Devanados	Impedancia (Ω)
Z_{12}	0.1334
Z_{23}	0.1334
Z_{13}	0.3335

De ellas se calculan las impedancias de cada devanado usando 3.13 [13].

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{2} (+Z_{12} - Z_{23} + Z_{13}) \\ Z_2 &= \frac{1}{2} (+Z_{12} + Z_{23} - Z_{13}) \\ Z_3 &= \frac{1}{2} (-Z_{12} + Z_{23} + Z_{13}) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Finalmente se calculan las resistencias y reactancias de dispersión referidas al primario asumiendo una razón $R/X = 20 \%$ para los devanados y recordando que $L = X/\omega_0$, obteniendo los valores de la tabla 3.4.

Tabla 3.4: Resistencias e inductancias de las bobinas para el transformador de 3 devanados

Devanado	Resistencia (mΩ)	Inductancia (mH)
1	8.3264	0.4417
2	1.6653	-0.0883
3	8.3264	0.4417

3.1.5. Reactor de interfase

El reactor de interfase, que une los neutros de ambos secundarios del transformador, se modeló mediante un par de inductores mutuamente acoplados, cuyas inductancias se calcularon usando 2.8, para $\alpha = 0$ y $\mu = \pi/3$. Con ello resulta

$$2(L + M) = \frac{1}{2\omega} \frac{v_{2f}^2}{I_C} = 27,18 \cdot 10^{-6} \quad (3.14)$$

utilizando $I_C = 10\%I_{dc} = 1035,7$ A. Luego, asumiendo $M = L/2$, resulta $L = 9,06\mu\text{H}$ y $M = 4,53\mu\text{H}$.

En equipos de potencia industrial la inductancia total presenta valores de 150 a 200 μH aproximadamente.

3.1.6. Sistema de potencia

El sistema aguas arriba se representa mediante un equivalente *Thevenin* conectado en el PCC, donde el voltaje *Thevenin* se modela como una fuente de tensión trifásica de valor nominal $V_{sys} = 480$ V igual a la tensión nominal del transformador, y la impedancia de *Thevenin* se obtiene de $Z_{sys} = S_{sc}/V_{sys}^2$ asumiendo una capacidad de cortocircuito de $S_{sc} = 25$ pu respecto de la potencia del transformador, y una razón $R/X = 10$ [20]; que dan una resistencia de $R_{sys} = 4,8265$ mΩ en serie con una inductancia de $L_{sys} = 0,1280$ mH por fase.

En una planta industrial de electroobtención real la potencia de cortocircuito trifásico en el PCC es del orden de 100 a 200 MVA .

3.2. Funcionamiento normal

Se simuló la operación del circuito implementado en PLECS para obtener los voltajes y corrientes en los distintos puntos de la planta. Adicionalmente se analizaron armónicamente la tensión y la corriente en el PCC, donde dada la corriente de carga obtenida aplican los límites armónicos de la tabla 2.2 para el rango $20 < 50$. Los resultados pertinentes se resumen en la tabla 3.5.

Tabla 3.5: Resultados de la simulación para el caso sin filtros

Medición	Valor
α	($^{\circ}$) 20
i_{dc}	(A) 10360
i_s	(A) 2929
i_P	(A) 212
v_{PCC}	(V) 471
i_{PCC}	(A) 212
THD _{PCC}	(%) 5,7
TDD _{PCC}	(%) 23,2

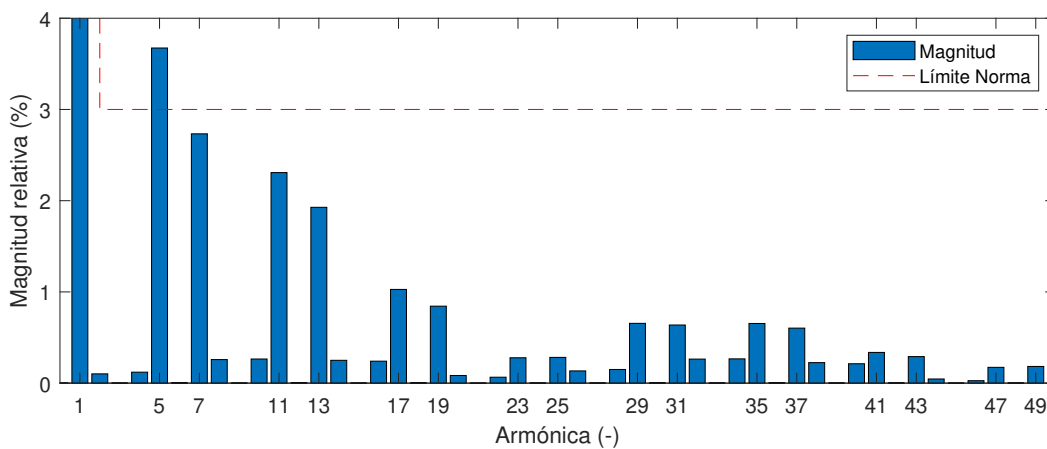


Figura 3.1: FFT de la tensión de línea en el PCC para el caso sin filtros.

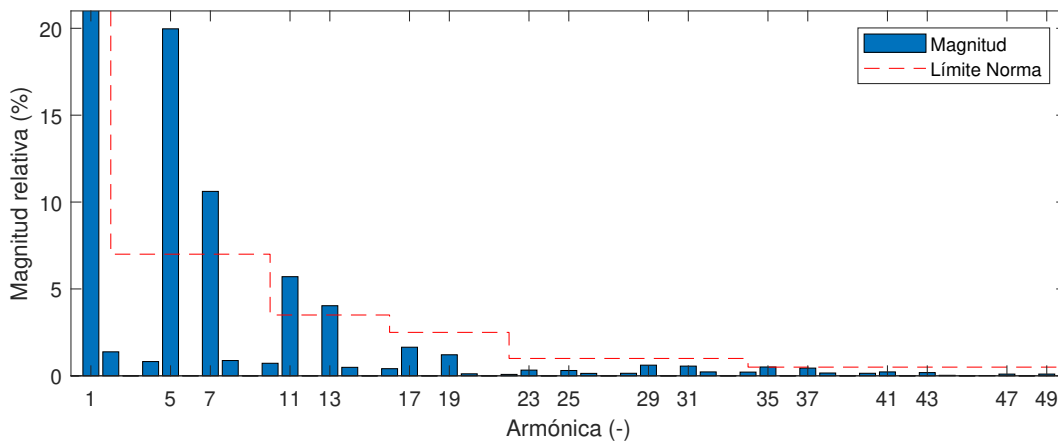


Figura 3.2: FFT de la corriente de línea en el PCC para el caso sin filtros.

En las Fig. 3.1 y 3.2 se muestran los espectros armónicos de la tensión y la corriente en el PCC respectivamente, junto con el límite permitido correspondiente. Se observa que se componen princi-

palmente de una fundamental acompañada de armónicas características, donde la magnitud decrece con la frecuencia. Se menciona además que la pequeña presencia de armónicas adicionales puede atribuirse a error numérico de la simulación. No obstante, resulta evidente que el contenido armónico excede los límites admisibles.

3.3. Diseño de filtros armónicos pasivos

Dado que la inyección de armónicas de la planta hacia el sistema excede los límites permitidos se procede a diseñar filtros armónicos para mitigarlas.

Se opta por priorizar el filtrado de las tres primeras armónicas, que son a la vez las de mayor magnitud [7]. Para la quinta y séptima armónicas se usará un filtro de doble ajuste, mientras que se ocupará un filtro pasa altos para la undécima y superiores.

El diseño comienza con 3 filtros de ajuste simple para las armónicas $h = 5, 7, 11$. Para lograr un adecuado nivel de filtrado se asume como potencia del banco de filtros $Q_F = 105 \% S_{tr}$ de la potencia del transformador, repartida asimétricamente asignando mayor relevancia a la quinta armónica. Se ocupará un factor de desintonización de $\delta = -2,5 \%$ [21] y un factor de calidad $q_f = 20$ para los filtros que componen el filtro sintonizado; mientras que para el filtro pasa altos se utilizará $\delta = -15 \%$ y $q_f = 2$. De este modo los parámetros de diseño quedan como en la tabla 3.6.

Tabla 3.6: Parámetros para el diseño de los filtros de ajuste simple.

Parámetro	$h = 5$	$h = 7$	$h = 11$
$V(\text{kV})$	0,480	0,480	0,480
$Q(\text{MVar})$	0,1197	0,0399	0,0399
$\delta(\%)$	-2,5	-2,5	-15
$q_f(-)$	20	20	2

Aplicando el procedimiento descrito en 2.3 se calculan la armónica de sintonización y consecuentemente las reactancias de los filtros obteniendo los valores de la tabla 3.7.

Tabla 3.7: Cálculo de las reactancias de los filtros de ajuste simple.

Parámetro	$h = 5$	$h = 7$	$h = 11$
$h_f(-)$	4,875	6,825	9,35
$X_{\text{eff}}(\Omega)$	1,9248	5,7744	5,7744
$X_C(\Omega)$	2,0094	5,9011	5,8413
$X_L(\Omega)$	0,0845	0,1267	0,0668

Tabla 3.8: Componentes de los filtros de ajuste simple.

Componente	$h = 5$	$h = 7$	$h = 11$
$R(\Omega)$	$2,0609 \cdot 10^{-2}$	$4,3232 \cdot 10^{-2}$	$3,1237 \cdot 10^{-1}$
$L(\text{mH})$	$2,2427 \cdot 10^{-1}$	$3,3605 \cdot 10^{-1}$	$1,7724 \cdot 10^{-1}$
$C(\mu\text{F})$	$1,3201 \cdot 10^3$	$4,4950 \cdot 10^2$	$4,5411 \cdot 10^2$

Tabla 3.9: Componentes del filtro de doble ajuste para quinta y séptima armónicas.

Componente	Valor
R_1 (Ω)	$1,3785 \cdot 10^{-2}$
R_2 (Ω)	$1,0590 \cdot 10^{-2}$
R_3 (Ω)	0
L_1 (mH)	$1,3451 \cdot 10^{-1}$
L_2 (mH)	$1,1984 \cdot 10^{-2}$
C_1 (μF)	$1,7696 \cdot 10^3$
C_2 (μF)	$1,5678 \cdot 10^4$

A partir de las reactancias utilizando 2.3.1 se calculan los componentes preliminares de los filtros sintonizados que se muestran en la tabla 3.8.

Finalmente se diseñan el filtro de doble ajuste a partir de los filtros de quinta y séptima armónicas siguiendo el procedimiento descrito en 2.3.2, cuyo resultado se muestra en la tabla 3.9 donde R_3 se asume igual a 0; y el filtro tipo C para la undécima armónica según el procedimiento de 2.3.3, cuyo resultado se muestra en la tabla 3.10.

La impedancia armónica de los filtros se muestra en la Fig. 3.3. Se observa la disminución de la magnitud de la impedancia en las armónicas de filtrado, donde el mínimo se encuentra a una frecuencia levemente menor. Se observa también que la impedancia del filtro a la frecuencia de sintonización es significativamente menor que la impedancia del sistema, lo que implica que la mayor parte de la corriente armónica circulará hacia el filtro en vez de hacia el sistema. Se nota además la característica pasa altos del filtro de tipo C, pues su impedancia se mantiene constante para armónicas mayores.

Tabla 3.10: Componentes del filtro de tipo C para undécima armónica.

Componente	Valor
R (Ω)	1,2352
L (mH)	$1,7724 \cdot 10^{-1}$
C (μF)	$3,9700 \cdot 10^4$
C_1 (μF)	$4,5936 \cdot 10^2$

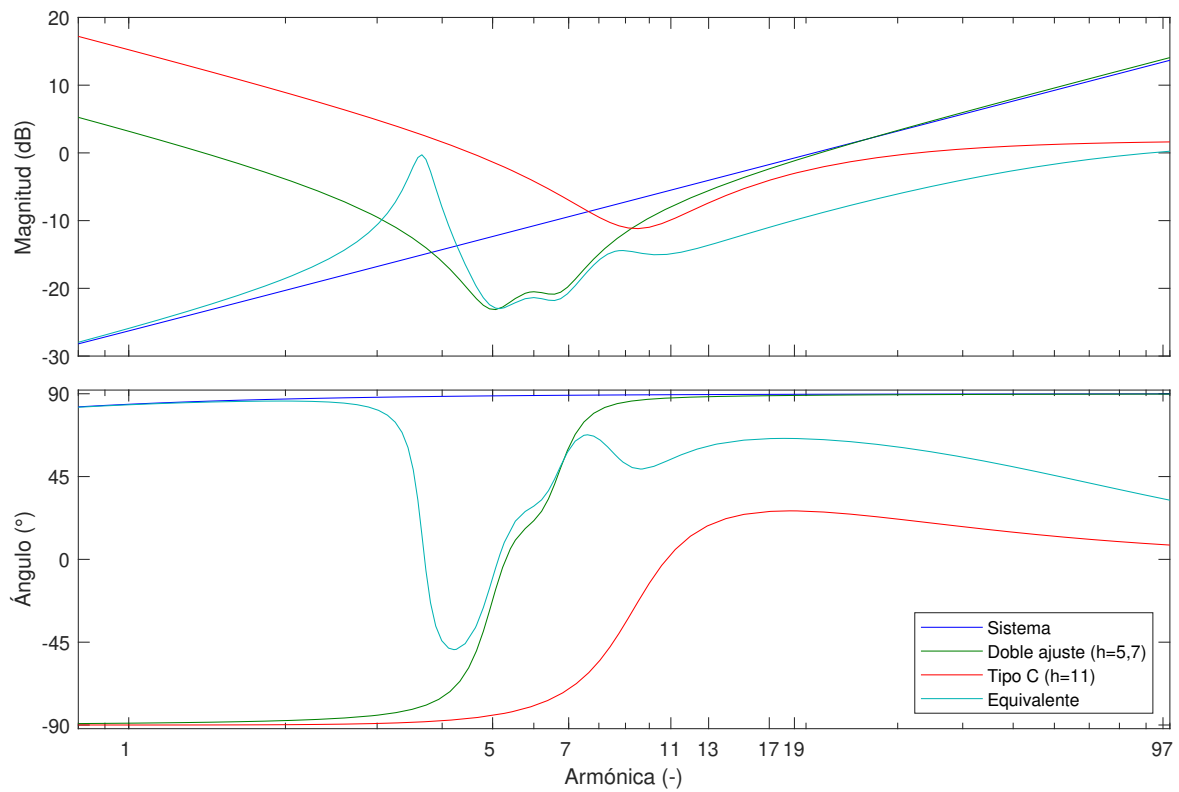


Figura 3.3: Impedancia armónica del sistema y los filtros.

3.4. Funcionamiento con Filtros

Tabla 3.11: Resultados de la simulación para el caso con filtros

Medición	Valor
α	(°) 27
i_{dc}	(A) 10363
i_s	(A) 2950
i_P	(A) 214
i_F	(A) 250
v_{PCC}	(V) 489
i_{PCC}	(A) 221
THD_{PCC}	(%) 2,2
TDD_{PCC}	(%) 7,8

Se implementaron los filtros diseñados en el sistema modelado en PLECS conectados en el lado primario del transformador del rectificador y se realizó una nueva simulación. La tabla 3.11 muestra los resultados obtenidos. Además los espectros armónicos de la tensión y la corriente en el PCC se presentan en las Fig. 3.4 y 3.5 respectivamente.

Se comprueba que la conexión de los filtros aguas arriba de la planta reduce el flujo de armónicas hacia el sistema de modo que los índices armónicos, así como las armónicas individuales, presentan magnitudes dentro del rango admisible.

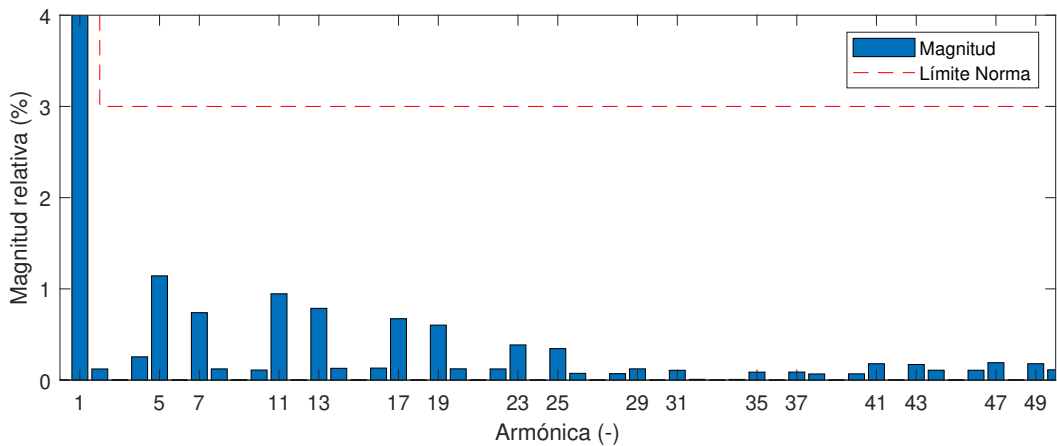


Figura 3.4: FFT de la tensión de línea en el PCC con los filtros conectados.

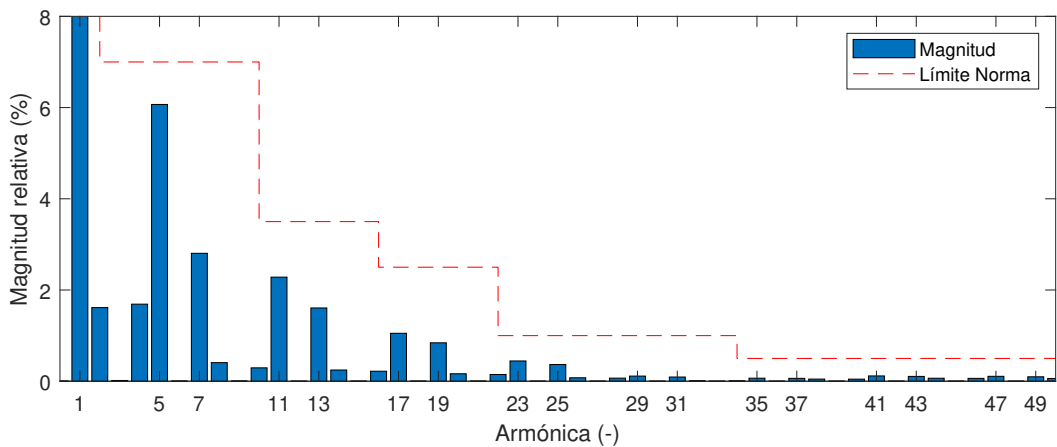


Figura 3.5: FFT de la corriente de línea en el PCC con los filtros conectados.

Capítulo 4

Conexión Propuesta

En este capítulo se estudia la configuración propuesta como alternativa a la conexión ANSI 46 tradicional, utilizándola en reemplazo del transformador-rectificador y los filtros para la alimentación de una carga de corriente continua y la consiguiente mitigación de sus armónicas. El análisis se realiza obteniendo un modelo circuital e implementándolo en PLECS para una nueva simulación del sistema del capítulo 3, verificando los niveles de corriente e indicadores armónicos resultantes.

La nueva conexión consiste en modificar el transformador del rectificador ANSI 46 agregándole un cuarto devanado donde conectarle directamente los filtros. El diseño de este transformador de cuatro devanados posibilita el cálculo de sus inductancias de dispersión de modo de obtener una representación circuital para la simulación de su funcionamiento. No obstante, dada su conexión directa con los filtros que afecta la característica de filtrado, ambos se diseñan en conjunto en un proceso iterativo.

El diseño final del transformador se valida con *software* de elementos finitos.

4.1. Diseño de la conexión nueva

La conexión propuesta se basa en el nuevo transformador de cuatro devanados por fase: un devanado primario de alimentación, dos devanados secundarios para los rectificadores de media onda, y un cuarto devanado para la conexión directa de los filtros. De este modo funciona como el transformador-rectificador de la conexión ANSI 46 a la vez que está conectado a los filtros por lo que la mitigación armónica se realiza directamente en el transformador.

4.1.1. Diseño del Transformador de cuatro devanados

El nuevo transformador se diseña basado en el caso de tres devanados estudiado en 3.1 considerando un cuarto devanado para la conexión de los filtros, lo que establece el voltaje nominal del nuevo devanado $V_{tr4} = 480 \text{ V}$ y número de vueltas $n_{tr4} = 39$ análogos al caso anterior para mantener la tensión de los filtros.

Por motivos de aislamiento el devanado más interno suele ser el de menor tensión. Además, dado que la inductancia aumenta a mayor radio, resulta conveniente conectar la alimentación al devanado más externo. Por último, se decide conectar los filtros en el devanado adyacente a la alimentación puesto que por él circula la corriente del PCC para asegurar un buen filtrado como en el caso de tres devanados.

Los parámetros de diseño se resumen en las tablas 4.1 y 4.2 asumiendo un factor de relleno del núcleo $f_m = 85\%$, una densidad de corriente $J = 1,5 \text{ A/mm}^2$ y un factor de laminado $f_l = 70\%$. Adicionalmente se considera como corriente de diseño aquella obtenida de la simulación para el caso de tres devanados.

Tabla 4.1: Parámetros de diseño del núcleo para el transformador de cuatro devanados.

Parámetro	Valor
$B(\text{Wb/m}^2)$	1,5
$f_m(\%)$	85

Tabla 4.2: Parámetros de diseño de los devanados para el transformador de cuatro devanados.

Parámetro		Rectificador	Rectificador	Filtro	Alimentación
Devanado	—	1	2	3	4
V_{tr4}	(V)	26	26	480	480
n_{tr4}	—	2	2	39	39
J	(A/mm ²)	1,5	1,5	1,5	1,5
f_l	(%)	70	70	70	70
I_{tr4}	(A)	2950	2950	250	214

De la tensión y número de vueltas del devanado de alimentación se calcula la sección de la columna, y de ella su radio utilizando las ecuaciones del apartado 2.4.1, que resultan en $r_{Fe4} = 84 \text{ mm}$.

La densidad de corriente J se define como

$$J_i = \frac{I_{tr4,i}}{A_i} \quad (4.1)$$

de modo que la sección del conductor i -ésimo A_i se calcula de la corriente y densidad de corriente del devanado respectivo como

$$\Rightarrow A_i = \frac{I_{tr4,i}}{J_i} \quad (4.2)$$

que da secciones de 1967 mm^2 , 1967 mm^2 , 167 mm^2 y 143 mm^2 en orden desde el más interno hacia el exterior. Para los devanados que alimentan los rectificadores, dado el nivel de corriente y la sección

obtenida para el conductor así como también el número de vueltas se asume fleje de cobre de la sección resultante; mientras que para la alimentación y los filtros se busca un conductor AWG de calibre similar. Así, el tercer devanado ocupa 350 MCM y el cuarto 300 MCM.

Por otro lado la sección del devanado cumple con

$$A_i = f_l \frac{a_i b}{n_i}$$

$$\Rightarrow a_i = \frac{n_i A_i}{f_l b} \quad (4.3)$$

con lo que se puede obtener el ancho de los devanados a_i dada su altura b .

En la Fig. 4.1a se ha graficado el ancho de los devanados para un rango de altura $1(2r_{Fe4}) \leq b \leq 5(2r_{Fe4})$. De ellos se calculan las inductancias equivalentes utilizando las fórmulas desarrolladas en 2.4.2 asumiendo 6 mm de separación entre devanados y hacia el núcleo [11], mostradas en la Fig. 4.1b; a partir de las que se calculan las inductancias entre terminales de la Fig. 4.1c usando 4.4.

$$L_{cc12} = -L_{v11} + L_{v12} - L_{v22}$$

$$L_{cc13} = -L_{v11} + L_{v12} + L_{v23} - L_{v33}$$

$$L_{cc14} = -L_{v11} + L_{v12} + L_{v23} + L_{v34} - L_{v44}$$

$$L_{cc23} = -L_{v22} + L_{v23} - L_{v33}$$

$$L_{cc24} = -L_{v22} + L_{v23} + L_{v34} - L_{v44}$$

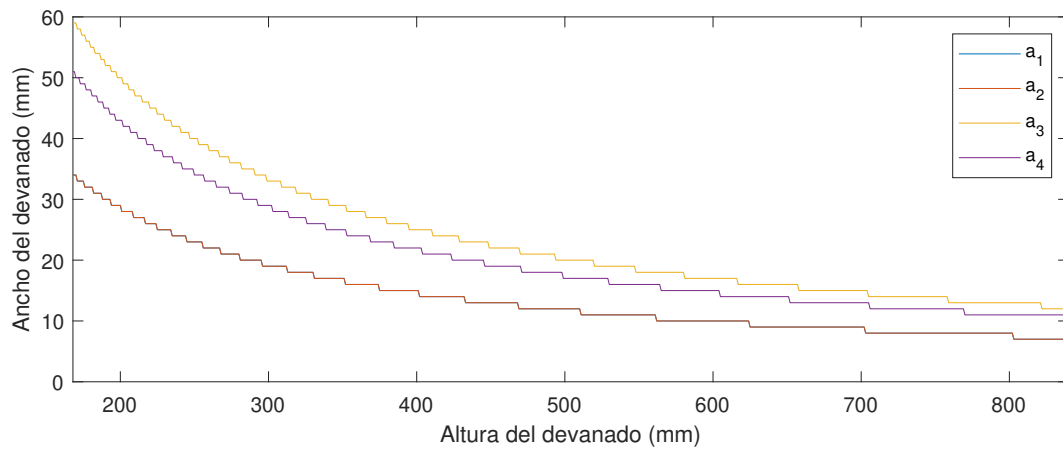
$$L_{cc34} = -L_{v33} + L_{v34} - L_{v44} \quad (4.4)$$

Se selecciona como la altura de los devanados $b = 303$ mm de manera de obtener inductancias con un valor cercano a las del caso de tres devanados a la vez que la columna posea una constitución esbelta para que las fórmulas analíticas sigan siendo válidas.

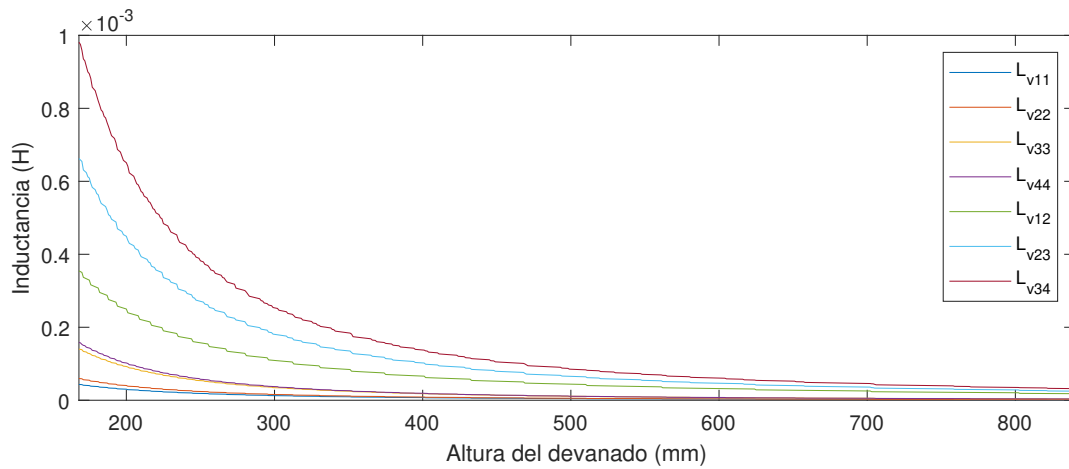
La determinación de las dimensiones de los devanados permite el cálculo de sus resistencias, que se obtienen a partir de los valores provistos para los conductores normados, y de 4.5 para los flejes utilizando $\rho_{Cu} = 0,0172 \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$. Los parámetros del transformador diseñado reflejados al primario se presentan en la tabla 4.3.

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (4.5)$$

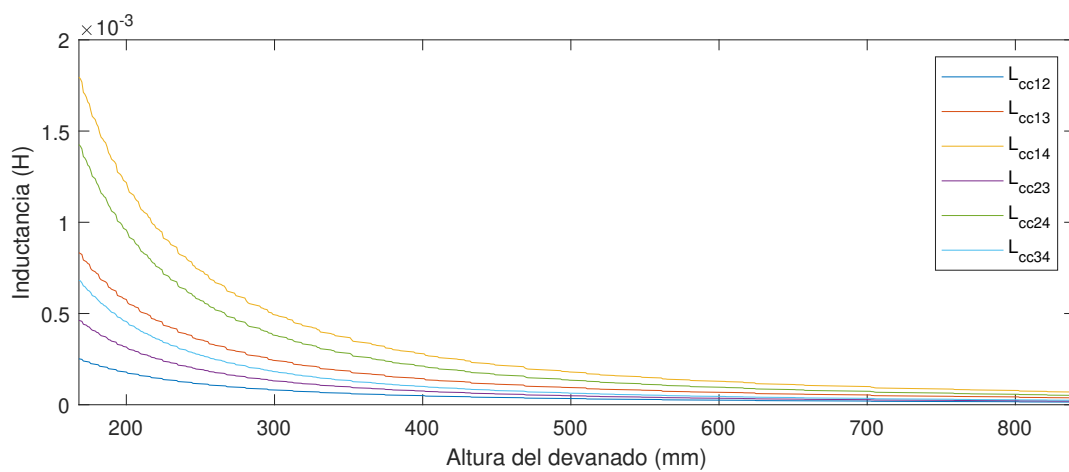
Por último se simula el sistema en PLECS utilizando el transformador diseñado con los filtros conectados directamente. Los resultados obtenidos se resumen en la tabla 4.4.



(a) Cálculo del ancho de los devanados del transformador de cuatro devanados.



(b) Inductancias de diseño del transformador referidas al devanado de alimentación.



(c) Inductancias de dispersión referidas al devanado de alimentación.

Figura 4.1: Diseño del transformador de cuatro devanados.

Tabla 4.3: Parámetros obtenidos del diseño del transformador de cuatro devanados.

i		1	2	3	4
a_i	(mm)	19	19	33	28
L_{vii}	(mH)	0,0125	0,0156	0,0341	0,0357
L_{vii+1}	(mH)	0,1080	0,1788	0,2466	
R_i	(m Ω)	4,0585	5,0782	4,0255	5,7751

Tabla 4.4: Resultados de la simulación utilizando el transformador de cuatro devanados obtenido.

	Medición	Valor
α	($^\circ$)	33
i_{dc}	(A)	10368
i_s	(A)	2973
i_P	(A)	215
i_F	(A)	257
v_{PCC}	(V)	488
i_{PCC}	(A)	215
THD_{PCC}	(%)	1,4
TDD_{PCC}	(%)	5,7

Se aprecia que al tener los filtros conectados directamente al transformador tanto las corrientes de alimentación como la de los filtros disminuyeron. Del mismo modo se redujeron los índices armónicos respecto al caso de tres devanados por lo que se encuentran dentro de los límites, lo que puede interpretarse como una mejora en la efectividad del filtrado.

4.1.2. Diseño iterativo

La conexión directa de los filtros diseñados para el caso de tres devanados al transformador nuevo excede la mitigación armónica requerida, por lo que existe un margen para disminuir el filtrado manteniendo niveles armónicos admisibles. No obstante, el hecho de que el transformador-rectificador de la conexión nueva está directamente conectado a los filtros implica que la corriente de alimentación del transformador ya no depende únicamente de la corriente de carga, sino que también de la corriente de los filtros; y a su vez cambiar la corriente de diseño de los devanados altera los parámetros de cortocircuito del transformador modificando la característica de filtrado.

Para tener en consideración la interdependencia de sus parámetros el rediseño de los filtros será realizado en conjunto con el del transformador en un proceso iterativo, verificando tanto los niveles de corriente como los niveles armónicos por medio de simulaciones. Las etapas del procedimiento se enumeran a continuación:

1. Diseño de los filtros armónicos.
2. Simulación del funcionamiento con los filtros para la verificación de los niveles armónicos. Obtención de las corrientes por los rectificadores, la alimentación y los filtros.
3. Diseño del transformador de cuatro devanados utilizando las corrientes obtenidas.
4. Simulación del funcionamiento del transformador para la verificación de los niveles de corriente por sus devanados, y cumplimiento de los niveles armónicos.
5. Si no se cumple alguno de los criterios se debe volver a comenzar. El diseño termina cuando se cumplen simultáneamente tanto los niveles de corriente por los devanados como los niveles armónicos en el devanado de alimentación alimentado desde el PCC.

Los filtros se diseñan siguiendo el procedimiento utilizado en 3.3, por otro lado el transformador se diseña como en 4.1.1.

Las iteraciones del diseño y simulación de la conexión propuesta se muestran en la tabla 4.5, donde la iteración 0 corresponde a los diseños presentes.

Tabla 4.5: Diseño iterativo de los filtros y el transformador de cuatro devanados.

iter.	Q_F (MVar)			b, a_i (mm)					I_{tr4} (A)			TDD _{PCC} (%)
	Q_{F05}	Q_{F07}	Q_{F11}	b	a_1	a_2	a_3	a_4	I_P	I_s	I_F	
0	0,1197	0,0399	0,0399	303	19	19	33	28	215	2973	257	5,7
1	0,0969	0,0323	0,0323	303	19	19	28	28	195	2970	208	6,9
2	0,0912	0,0304	0,0304	298	19	19	24	24	192	2971	195	7,5

Se observa que se redujo la potencia de los filtros, lo que a su vez redujo las corrientes por los devanados de alimentación y del filtro logrando disminuir la sección de los devanados del transformador, manteniendo los niveles armónicos por debajo de los límites de la norma.

El diseño final de los filtros se presenta en las tablas 4.6 y 4.7. Por su parte el diseño final del transformador de cuatro devanados se muestra en la tabla 4.8, donde para los devanados en la tercera y cuarta posición se ocupó conductor AWG de 250 MCM.

La impedancia de la conexión de la alimentación y los filtros directamente al transformador se grafica en la Fig. 4.2.

Los resultados de la simulación utilizando el transformador y los filtros obtenidos del proceso iterativo se resumen en la tabla 4.9. Adicionalmente los espectros armónicos de la tensión y la corriente en el PCC se muestran en las Fig. 4.3 y 4.4 respectivamente.

Puede comprobarse que la configuración propuesta utilizando los equipos diseñados cumple con la mitigación armónica necesaria demandando una menor corriente de alimentación respecto de la

Tabla 4.6: Componentes del filtro de doble ajuste para quinta y séptima armónicas para el transformador de cuatro devanados.

Componente	Valor
R_1 (Ω)	$1,8093 \cdot 10^{-2}$
R_2 (Ω)	$1,3800 \cdot 10^{-2}$
R_3 (Ω)	0
L_1 (mH)	$1,7654 \cdot 10^{-1}$
L_2 (mH)	$1,5729 \cdot 10^{-2}$
C_1 (μF)	$1,3483 \cdot 10^3$
C_2 (μF)	$1,1945 \cdot 10^4$

Tabla 4.7: Componentes del filtro de tipo C para décimo primera armónica para el transformador de cuatro devanados.

Componente	Valor
R (Ω)	1,6212
L (mH)	$2,3262 \cdot 10^{-1}$
C (μF)	$3,0247 \cdot 10^4$
C_1 (μF)	$3,4999 \cdot 10^2$

Tabla 4.8: Diseño final del transformador de cuatro devanados.

i		1	2	3	4
a_i	(mm)	19	19	24	24
L_{vii}	(mH)	0,0127	0,0159	0,0245	0,0293
L_{vii+1}	(mH)	0,1098	0,1513	0,1983	
R_i	(m Ω)	4,1266	5,1634	5,4366	6,5097

conexión tradicional, lo que permite disminuir la corriente por los devanados del transformador y los filtros.

4.2. Validación del Transformador

El dimensionamiento físico del transformador de cuatro devanados se completa añadiendo el devanado de regulación del primario de $\pm 10\%$ en 4 etapas de $2,5\%$ en la posición más externa [16] y con la misma separación de 6 mm.

El diseño terminado se implementa en FEMM con el objetivo de comprobar el comportamiento electromagnético del transformador mediante elementos finitos. Para ello se simulan los ensayos de cortocircuito para cada par de devandos, alimentando uno con corriente nominal y verificando tensión

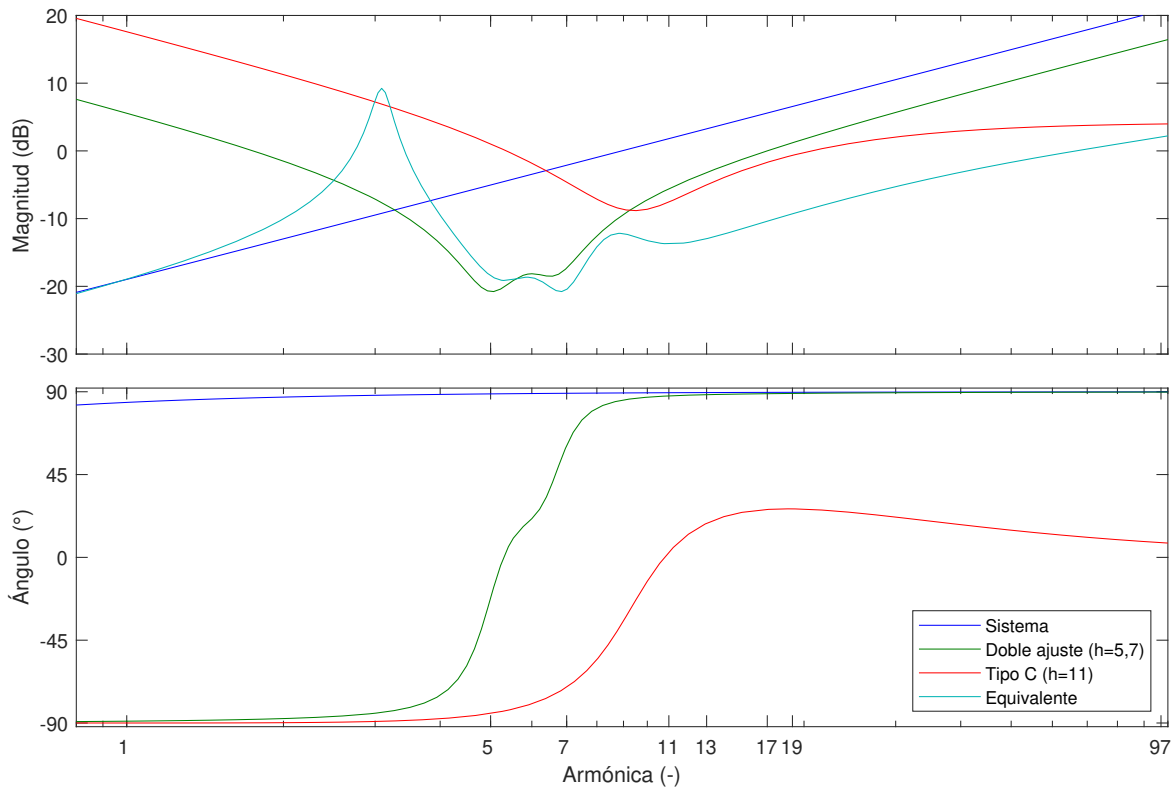


Figura 4.2: Diagrama de bode de los filtros conectados directamente al transformador de cuatro devanados.

Tabla 4.9: Resultados de la simulación utilizando el diseño final conjunto del transformador de cuatro devanados y sus filtros.

Medición	Valor
α	(°) 31
i_{dc}	(A) 10366
i_s	(A) 2971
i_P	(A) 192
i_F	(A) 195
v_{PCC}	(V) 484
i_{PCC}	(A) 192
THD_{PCC}	(%) 1,9
TDD_{PCC}	(%) 7,5

0 en el otro, mostrados en la Fig. 4.5. De este modo pueden obtenerse las inductancias de cortocircuito medidas desde los terminales, que se presentan en la tabla 4.10 en comparación con las inductancias analíticas correspondientes calculadas utilizando 4.4, donde no se aprecian diferencias significativas.

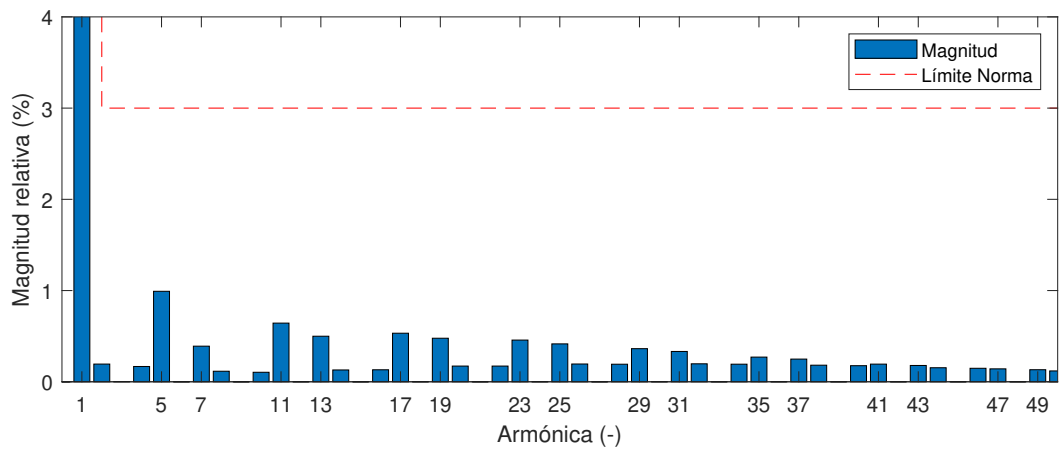


Figura 4.3: FFT de la tensión en el PCC utilizando el transformador de cuatro devanados.

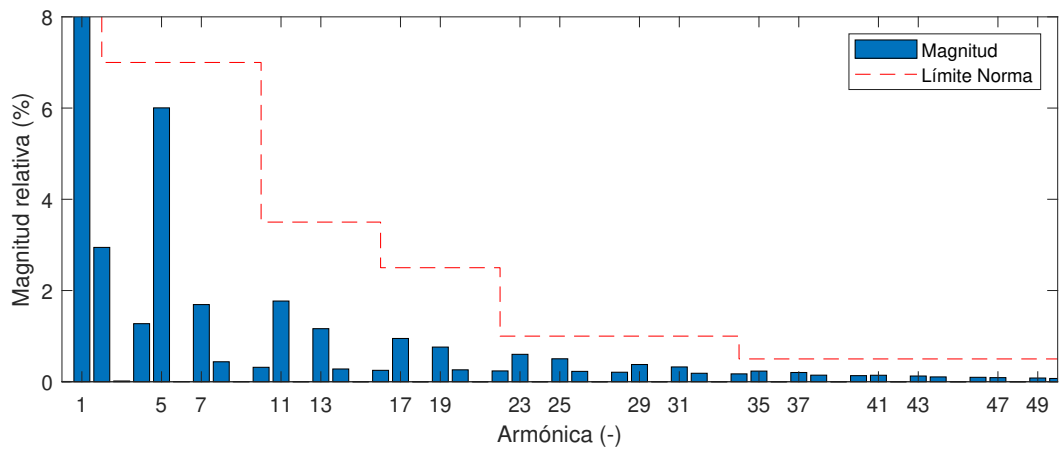
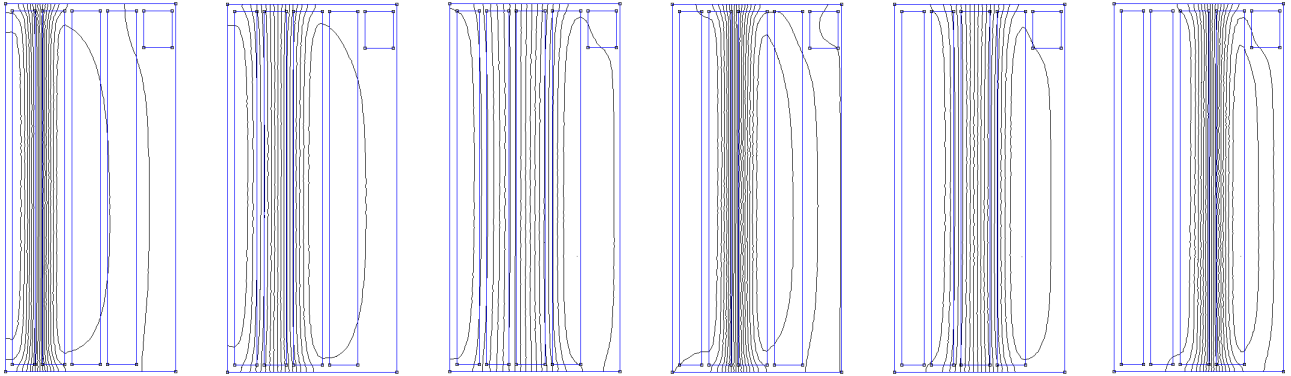


Figura 4.4: FFT de la corriente en el PCC utilizando el transformador de cuatro devanados.

Tabla 4.10: Comparación entre inductancias de cortocircuito analíticas y simuladas.

Inductancia de cortocircuito (mH)	Teórico	FEMM	Error (%)
L_{cc12}	0,0812	0,0817	1
L_{cc13}	0,2239	0,2206	1
L_{cc14}	0,4173	0,4094	2
L_{cc23}	0,1109	0,1088	2
L_{cc24}	0,3043	0,2975	2
L_{cc34}	0,1444	0,1414	2

Inversamente puede despejarse de 4.4 la red equivalente para las inductancias obtenidas de la si-



(a) Alimentado 1, cortocircuito 2. (b) Alimentado 1, cortocircuito 3. (c) Alimentado 1, cortocircuito 4. (d) Alimentado 2, cortocircuito 3. (e) Alimentado 2, cortocircuito 4. (f) Alimentado 3, cortocircuito 4.

Figura 4.5: Ensayos de cortocircuito del transformador de cuatro devanados en FEMM.

mulación electromagnética que resulta en 4.6, cuyos valores se muestran en la tabla 4.11.

$$\begin{aligned}
 -L_{v11} + L_{v12} &= \frac{1}{2}(L_{cc12} - L_{cc24} + L_{cc14}) \\
 -L_{v22} &= \frac{1}{2}(L_{cc12} - L_{cc14} + L_{cc24}) \\
 L_{v23} &= -\frac{1}{2}(L_{cc12} + L_{cc13} + L_{cc24} + L_{cc34}) + L_{cc14} + L_{cc23} \\
 -L_{v33} &= \frac{1}{2}(L_{cc34} - L_{cc14} + L_{cc13}) \\
 -L_{tr44} + L_{v34} &= \frac{1}{2}(L_{cc34} - L_{cc13} + L_{cc14})
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Tabla 4.11: Inductancias circuitales equivalentes de la simulación electromagnética.

Inductancia (mH)	Valor
$-L_{v11} + L_{v12}$	0,096782
$-L_{v22}$	-0,015059
L_{v23}	0,147486
$-L_{v33}$	-0,023658
$-L_{tr44} + L_{v34}$	0,165080

Finalmente puede simularse en PLECS el sistema utilizando las inductancias del circuito equivalente del transformador validado electromagnéticamente con los filtros conectados directamente.

Los resultados de la simulación se resumen en la tabla 4.12. Los espectros armónicos la tensión y la corriente de línea se grafican en las Fig. 4.6 y 4.7 respectivamente.

Tabla 4.12: Resultados de la simulación utilizando el transformador de la validación electromagnética.

Medición	Valor
α	($^{\circ}$) 31
i_{dc}	(A) 10366
i_s	(A) 2970
i_P	(A) 192
i_F	(A) 195
v_{PCC}	(V) 484
i_{PCC}	(A) 192
THD_{PCC}	(%) 2
TDD_{PCC}	(%) 7,5

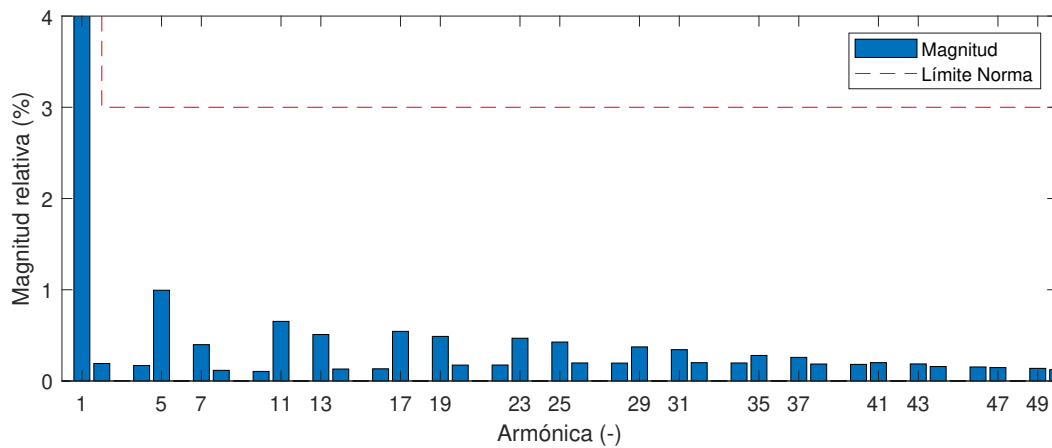


Figura 4.6: FFT de la tensión en el PCC utilizando el transformador de la validación electromagnética.

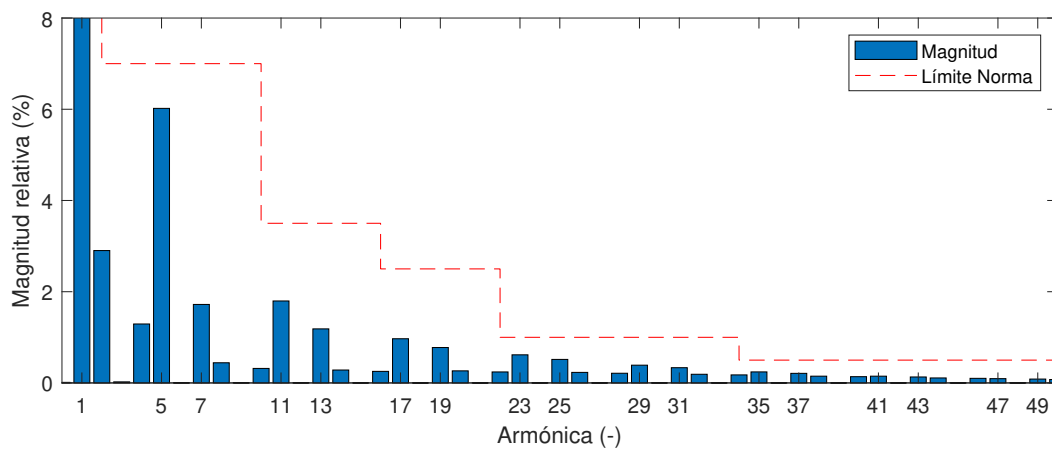


Figura 4.7: FFT de la corriente en el PCC utilizando el transformador de la validación electromagnética.

Debido a que las inductancias de dispersión resultantes del diseño iterativo coincidieron ampliamente con aquellas obtenidas mediante elementos finitos ambas simulaciones no presentaron diferencias significativas, de modo que los indicadores relevantes mostraron valores satisfactorios validando el diseño del transformador que se da por finalizado.

Capítulo 5

Conclusiones y comentarios

En esta memoria se analizó la factibilidad técnica de la conexión directa de los filtros armónicos en un devanado adicional del transformador de la conexión ANSI 46 con el objetivo de reforzar la mitigación de las armónicas y disminuir su impacto en el transformador. Para ello se simuló en PLECS la operación de una planta compuesta por una carga de corriente continua de $10,4 \text{ kA}_{\text{dc}}$ alimentada a través de la configuración propuesta, y se comparó con una conexión ANSI 46 y filtros tradicionales.

El modelo para la simulación de la configuración propuesta se logró mediante el diseño del transformador de cuatro devanados basado en los requerimientos de tensión y corriente de los devanados producto de los elementos conectados, junto con sus correspondientes filtros para mitigación armónica a conectársele directamente. Ambos equipos debieron diseñarse conjuntamente en un proceso iterativo debido a la interdependencia de sus parámetros de modo de asegurar un correcto nivel de filtrado a la vez de no sobrecargar los devanados del transformador. El diseño del transformador resultante de este proceso se validó posteriormente en FEMM.

Los resultados relevantes obtenidos de las simulaciones para corriente de carga nominal se muestran en la tabla 5.1.

Tabla 5.1: Resumen de los resultados de las simulaciones.

Medición		Tres devanados		Cuatro devanados	
		Sin filtro	Con filtro	Analítico	FEMM
α	(°)	20	27	31	31
i_{dc}	(A)	10360	10363	10366	10366
i_s	(A)	2929	2950	2971	2970
i_P	(A)	212	214	192	192
i_F	(A)	0	250	195	195
v_{PCC}	(V)	471	489	484	484
i_{PCC}	(A)	212	221	192	192
THD_{PCC}	(%)	5,7	2,2	1,9	2
TDD_{PCC}	(%)	23,2	7,8	7,5	7,5

Los resultados de la tabla muestran claramente el efecto compensador de los filtros cuya conexión

recuperó la tensión de alimentación del transformador para una corriente de carga prácticamente constante con el consiguiente aumento del ángulo de disparo. Resulta obvia además la mitigación armónica que proveen dada la reducción de los índices armónicos.

Se comprueba que la conexión propuesta diseñada siguiendo el proceso planteado logra mitigar las armónicas hasta niveles aceptables. Más aún, la potencia de los filtros disminuyó reduciendo por consiguiente la corriente por el primario del transformador, lo que permite la utilización de equipos más pequeños.

Se enfatiza el hecho de que la mitigación armónica para el caso de tres devanados ocurre aguas arriba del transformador, por lo que aunque en el PCC se tienen niveles armónicos aceptables las armónicas aún circulan por el devanado primario del transformador. En el caso de cuatro devanados en cambio la lectura en el PCC corresponde necesariamente a las magnitudes en el devanado primario del transformador, lo que indica que las armónicas están siendo compensadas directamente en el transformador. Esto puede interpretarse como que los ampere-vuelta del filtro se encargan de compensar los ampere-vuelta armónicos de la carga.

Sumado a ello, la conexión nueva presenta la ventaja de que puede elegirse libremente la tensión de conexión de los filtros modificando el diseño del cuarto devanado sin necesidad de un transformador adicional.

Se observa además que las simulaciones para el transformador de cuatro devanados obtenidos mediante las fórmulas analíticas y modelado con elementos finitos resultaron casi idénticas puesto que las inductancias obtenidas presentaron diferencias insignificantes lo que corrobora la exactitud del diseño analítico.

Los valores nominales del transformador final se muestran en la tabla 5.2, donde se aprecia que la potencia de los devanados del rectificador se mantuvieron, mientras que se redujo la potencia del devanado de alimentación producto de que ya no conduce armónicas, sino que en cambio éstas ahora circulan por el devanado de los filtros.

Tabla 5.2: Valores nominales del transformador de cuatro devanados de la conexión propuesta.

Parámetro	Rectificador	Rectificador	Filtro	Alimentación
$V(V)$	26	26	480	480
$S(kVA)$	134	134	163	159

Por todo lo anterior se concluye que la conexión propuesta constituye una alternativa técnicamente válida para la rectificación de corriente y entrega de potencia, y que los métodos presentados permiten diseñarla de maner satisfactoria.

Queda como tarea pendiente la determinación de las pérdidas del conjunto transformador-filtro para la comparación de las eficiencias de ambas conexiones, y por consiguiente la evaluación de la factibilidad económica de la configuración propuesta. Finalmente queda pendiente también la repeti-

ción del estudio para la conexión ANSI 45 que presenta el primario del transformador conectado en delta.

Referencias

- [1] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE Std. 519, 2004.
- [2] J. R. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva, E. P. Wiechmann, P. W. Hammond, F. W. Santucci, R. Álvarez, R. Musalem, S. Kouro, and P. Lezana, “Large current rectifiers: State of the art and future trends,” *IEEE*, 2005.
- [3] *IEEE Standard Practices and Requirements for Semiconductor Power Rectifier Transformers*, IEEE Std. C57.18.10, 1998.
- [4] R. Fuentes, “Sobre el reactor de interfase en las configuraciones ansi 45-46.”
- [5] L. Luo, Y. Li, J. Xu, J. Li, B. Hu, and F. Liu, “A new converter transformer and a corresponding inductive filtering method for HVDC transmission system,” *IEEE*, 2008.
- [6] C. Liang, Jiazhu Xu, L. Luo, Y. Li, Q. Qi, P. Gao, Y. Fu, and Y. Peng, “Harmonic elimination using parallel delta-connected filtering windings for converter transformers in HVDC systems,” *IEEE*, 2017.
- [7] A. B. Nassif, W. Xu, and W. Freitas, “An investigation on the selection of filter topologies for passive filter applications,” *IEEE*, 2009.
- [8] *IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters*, IEEE Std. 1531, 2003.
- [9] J. Arrillaga and N. R. Watson, *Power System Harmonics*, 2nd ed. Wiley, 2003.
- [10] Y. Xiao, J. Zhao, and S. Mao, “Theory for the design of C-type filter,” *IEEE*, 2004.
- [11] K. Karsai, D. Kerenyi, and L. Kiss, *Large Power Transformers*. ELSEVIER, 1987.
- [12] I. Daut, S. Hasan, S. Taib, R. Chan, and M. Irwanto, “Harmonic content as the indicator of transformer core saturation,” 2010.
- [13] J. Müller, “Máquinas eléctricas.”
- [14] E. P. Wiechmann, A. S. Morales, and P. Aqueveque, “Improving productivity and energy efficiency in copper electrowinning plants,” *IEEE*, 2010.
- [15] M. E. Salgado, J. I. Yuz, and G. C. Goodwin, *AUTOMATIC CONTROL: A FIRST COURSE*, 2012.

- [16] S. Nambi, J. Kazmierczak, T. Tadlock, and P. Parsan, "Application, selection, and design of three-winding transformers in LNG and petrochemical facilities," *IEEE*, 2020.
- [17] *IEEE Standard for General Requirements for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers*, IEEE Std. C57.12.00, 2021.
- [18] *IEEE Standard Requirements for Liquid-Immersed Power Transformers*, IEEE Std. C57.12.10, 2017.
- [19] R. Fuentes and N. Espinosa, "Primary winding harmonics due to non symmetric power transformer structure in high current ANSI 45-46 configuration," *IEEE*, 2002.
- [20] pscad. Passive filter design. [Online]. Available: https://www.pscad.com/webhelp/Master_Library_Models/Passive/Filters/Passive_Filter_Design.htm
- [21] A. B. Nassif and W. Xu, "Passive harmonic filters for medium-voltage industrial systems: Practical considerations and topology analysis," *IEEE*, 2007.
- [22] *THE SIMULATION PLATFORM FOR POWER ELECTRONIC SYSTEMS*. by Plexim GmbH, 2002-2017, vol. Version 3.5.
- [23] D. Meeker, *Finite Element Method Magnetics: OctaveFEMM*, March 17, 2018.

Anexos

Anexo A

MATLAB diseño de filtros

```
1  %=====
2
3  clear all;
4  close all;
5
6  %=====
7  %constants
8
9  MAX_HARMONIC=100;
10 MAX_HARMONIC_THD=50;
11 PI=pi;
12 f0=60;
13
14 %===== DATA =====
15 %===== filters
16 filters=[
17     5     7    11; %h
18    20    20     2; %qf
19    0.0912 0.0304 0.0304; %Q
20    -2.5   -2.5   -15; %d
21     ];
22
23 %===== CALCULATIONS =====
24 %===== Globals
25
26 w0=2*PI*f0;
27 NATURALS=1:MAX_HARMONIC;
28
29 s=tf('s');
30
31 char_har_n=floor(MAX_HARMONIC/p);
32 CHARACTERISTIC_HARMONIC_N=2*char_har_n;
33 if char_har_n*p+1>MAX_HARMONIC
34     CHARACTERISTIC_HARMONIC_N=CHARACTERISTIC_HARMONIC_N-1;
35 elseif char_har_n*p+p-1<=MAX_HARMONIC
36     CHARACTERISTIC_HARMONIC_N=CHARACTERISTIC_HARMONIC_N+1;
37 end
38 CHARACTERISTIC_HARMONIC_N=CHARACTERISTIC_HARMONIC_N+1;
39
40 CHARACTERISTIC_HARMONIC=zeros(CHARACTERISTIC_HARMONIC_N,1);
41 CHARACTERISTIC_HARMONIC(1)=1;
42 ch=1;
43 for h=1:MAX_HARMONIC
44     if (ismember((h-1)/p,NATURALS) || ismember((h+1)/p,NATURALS))
45         ch=ch+1;
```

Anexos

```
46     CHARACTERISTIC_HARMONIC (ch) =h;
47     end
48 end
49
50 %===== FILTER
51
52 Qfilter=zeros(1,size(filters,2));
53 FILTER_DESIGN=zeros(6,size(filters,2));
54 FILTER_PARAMETERS=-1*ones(size(filters,2),6);
55
56 for f=1:size(filters,2)
57
58     h=filters(1,f);
59     qf=filters(2,f);
60     Q=filters(3,f);
61     Qfilter(f)=Q;
62
63     d_percent=filters(4,f);
64     d=d_percent/100;
65
66     hd=h*(1+d);
67
68     Xeff=(Vsys^2)/Q;
69     X_C=(hd^2)/((hd^2)-1)*Xeff;
70     X_L=X_C/(hd^2);
71
72     C=1/(w0*X_C);
73     Li=X_L/w0;
74
75     X0_h=hd*w0*Li;
76
77     R=X0_h/qf;
78
79     FILTER_DESIGN(1:6,f)=[h; hd; Q; Xeff; X_C; X_L];
80
81     FILTER_PARAMETERS(f,1:6)=[h R Li*10^3 C*10^6 qf d];
82
83 end
84
85 % DOUBLE TUNNED FILTER -----
86 Ra=FILTER_PARAMETERS(1,2);
87 La=FILTER_PARAMETERS(1,3)/10^3;
88 Ca=FILTER_PARAMETERS(1,4)/10^6;
89 qfa=FILTER_PARAMETERS(1,5);
90
91 Rb=FILTER_PARAMETERS(2,2);
92 Lb=FILTER_PARAMETERS(2,3)/10^3;
93 Cb=FILTER_PARAMETERS(2,4)/10^6;
94 qfb=FILTER_PARAMETERS(2,5);
95
96 a=Ca/Cb;
97 x=sqrt((Lb*Cb)/(La*Ca));
98
99 C1=Ca+Cb;
100 C2=(Ca*Cb*(Ca+Cb)*(La+Lb)^2)/(La*Ca-Lb*Cb)^2;
101 L1=(La*Lb)/(La+Lb);
102 L2=(La*Ca-Lb*Cb)^2/((Ca+Cb)^2*(La+Lb));
103 R1=sqrt(L1/C1)/(max(qfa,qfb));
104 R2=Ra*((a^2*(1-x^2))/((1+a*x^2)^2*(1+x^2)))+Rb*((1-x^2)/((1+a*x^2)^2*(1+x^2)))+R1*((1-x^2)*(1-a*x^2))/((1+x^2)*(1+a*x^2));
```

```
105 R3=0;
106
107 DOUBLE_TUNNED_FILTER=[
108     R1 L1*10^3 C1*10^6;
109     R2 L2*10^3 C2*10^6;
110     R3 0      0;
111 ]
112 %C-type filter -----
113 h=FILTER_PARAMETERS(3,1);
114 Ls=FILTER_PARAMETERS(3,3)/10^3;
115 Cs=FILTER_PARAMETERS(3,4)/10^6;
116 qf=FILTER_PARAMETERS(3,5);
117 d=FILTER_PARAMETERS(3,6);
118
119 Lf=Ls;
120 Cf=1/(w0*w0*Lf);
121 Clf=1/(1/Cs-1/Cf);
122 hd=h*(1+d);
123 Rf=(qf*Vsys^2)/(hd*Qfilter(3));
124
125 C_TYPE_FILTER=[
126     Rf Lf*10^3 Cf*10^6;
127     0  0      Clf*10^6;
128 ]
```

Anexo B

MATLAB diseño de transformador

```
1  %=====
2
3  clear all;
4  close all;
5
6  %=====
7  %constants
8
9  PI=pi();
10 MU0=4*PI*10^(-7);
11
12 rho_Cu=0.0172; %[Ohm*mm2/m]
13
14 %=====
15 % Nominal Values
16
17 f0=60; %Hz
18 VN=[26 26 480 480]; %[Vlinea]
19
20 connection=[sqrt(1/3) sqrt(1/3) sqrt(1/3) sqrt(1/3)]; %YNynynyn
21
22 I=[2971 2971 195 192]; %[A]
23
24 %=====
25 % Design parameters
26
27 J=1.5; %[A/mm2]
28 B=1.5; %[T=Wb/m2]
29
30 n=[2 2 39 39];
31
32
33 fm=0.85; %[pu] factor de relleno del nucleo
34
35 fl=[0.70 0.70 0.70 0.70]; %[pu] factor de laminado de las bobinas
36
37 d=[6 6 6 6]; %[mm]
38
39 %=====
40 % Derived quantities
41
42 w0=2*PI*f0; %[rad/s]
43 V=VN.*connection; %[Vfase]
44
45 %=====
```

Anexo B. MATLAB diseño de transformador

```
46 % Core
47
48 Phi=V/4.44./n/f0; %[Wb]
49 q=Phi/B/fm; %[m2]
50 % S0=SFe/fm, donde SFe seccion cruciforme inscrita en una circunferencia.
51
52 rFe_aux=sqrt(q/PI); %[m]
53
54 rFe=max(rFe_aux); %[m]
55
56 %=====
57 % Coil
58
59 rFe_mm=ceil(rFe*1000);
60
61 Acu=n.*I/J./fl; %[mm2]
62
63 d_mm=d(:, :);
64 d=d_mm/1000;
65
66 b_range_mm=[1*(2*rFe_mm):1:10*(2*rFe_mm)]; %[mm]
67
68 a_range_mm=zeros(length(b_range_mm), length(n)); %[mm]
69
70 Lvii=zeros(length(b_range_mm), length(n));
71 Lvij=zeros(length(b_range_mm), length(n)-1);
72
73 Rcu=zeros(length(b_range_mm), length(n));
74 Rcul=zeros(length(b_range_mm), length(n));
75
76 for i=1:length(b_range_mm)
77
78     b_mm=b_range_mm(i); %[mm]
79     a_mm=ceil(Acu/b_mm); %[mm]
80
81     a_range_mm(i, :)=a_mm;
82
83     b=b_mm/1000; %[m]
84     a=a_mm/1000; %[m]
85
86     ri=zeros(1, length(n)); %[mm]
87     re=zeros(size(ri)); %[mm]
88     r_aux=rFe_mm*1; %[mm]
89     for j=1:length(n)
90         r_aux=r_aux+d_mm(j);
91         ri(j)=r_aux*1;
92         r_aux=r_aux+a_mm(j);
93         re(j)=r_aux*1;
94     end
95
96     lmi=2*PI*(ri+re)/2/1000; %[m]
97
98     Rcond=ones(1, 4)*rho_Cu./(b_mm*a_mm./n.*fl); %[Ohm/m]
99     Rcu(i, :)=n.*lmi.*Rcond;
100     Rcul(i, :)=Rcu(i, :).*(n(4)./n).^2; %reflejado al cuarto dev (primario)
101
102     Ki=MU0*(lmi/b)*(n(4)^2);
103
104     Lvii(i, :)=Ki.*a/6;
```

Anexo B. MATLAB diseño de transformador

```
105     Lvi j (i, :) = Ki (1:length(Ki)-1) .* (a (1:length(a)-1) / 2 + d (2:length(d))) + Ki (2:length(Ki)) .* a (2:length(a)
106     end
```

Anexo C

MATLAB ensayo de cortocircuito

```
1 function Is=solve_secondary_current2(Ip,a,tol,maxiter)
2 openfemm;
3 opendocument('c:\\users\\raurr\\Documents\\USM\\Memoria\\simulacion\\ansi46_190kVA_4d.fem');
4 mi_saveas('c:\\users\\raurr\\Documents\\USM\\Memoria\\simulacion\\tmp.fem');
5 Is=-Ip*a;
6 x0=sqrt(2)*[real(Is) imag(Is)]';
7 params.Ip=sqrt(2)*Ip;
8 params.j=sqrt(-1);
9 options=optimset('Algorithm','trust-region-dogleg','TolFun',tol,'TolX',tol,'Display','iter-detailed',
10                 'MaxFunEvals',100,'MaxIter',maxiter);
11 [x,~,~,~]=fsolve(@(x) funCO(x,params),x0,options);
12 Is=(x(1)+params.j*x(2))/sqrt(2);
13 closefemm;
14 % -----
15 function fx=funCO(x,params)
16 j=params.j; Ip=params.Ip;
17 Isr=x(1); Isi=x(2);
18 mi_setcurrent('F',Ip);
19 mi_setcurrent('S',Isr+j*Isi);
20 mi_analyze;
21 mi_loadsolution;
22 mo_aux=mo_getcircuitproperties('S');
23 Vsr=real(mo_aux(2)); Vsi=imag(mo_aux(2));
24 fx=[Vsr
25     Vsi];
26 return
```