



UNIVERSIDAD NACIONAL
DE MAR DEL PLATA



FACULTAD
DE INGENIERIA

TRABAJO FINAL DE GRADO
DE INGENIERÍA ELECTROMECÁNICA

Diseño y simulación de dos transformadores de distribución de 250 [kVA]: uno con núcleo de hierro silicio y otro con núcleo de vidrio metálico



Autores:

PÉREZ, José Agustín

VIZZOTTI, Gastón

Director:

Mg. Ing. DIMENNA, Claudio Oscar

Co-Director:

Dr. Ing. MACRI, Mario Guillermo

Comisión evaluadora:

Ing. Agüero, Carlos Alberto

Ing. Garín, Eduardo

Ing. Stecca, Juan Carlos

Agosto 2015



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).

Agradecimientos

En primer lugar hacemos referencias a las personas más allegadas a nosotros. Gracias familia por estar presente durante ésta carrera.

Luego resaltamos la importancia de la educación pública y gratuita que nos permitió no conformarnos con poco y nos dio las herramientas y los medios para buscar nuestro propio destino. Muchas gracias Facultad de Ingeniería.

Finalmente, pero no menos importante, hacemos una mención especial al director y co-director de nuestra tesis. Muchísimas gracias Mg. Ing. Claudio Dimenna y Dr. Ing. Mario G. Macri, por estar siempre presente y por la ayuda que nos brindaron durante el desarrollo de éste proyecto.

Resumen

En el siguiente trabajo final se introdujeron los conceptos necesarios para el diseño de dos transformadores de distribución de 250 [kVA] de potencia, uno con núcleo tradicional de hierro silicio con grano orientado y el otro con un novedoso material magnético blando que es conocido como vidrio metálico de interesantes propiedades magnéticas.

Los mismos se los diseña para operar con media tensión de alimentación, 13200 Volts en el primario y con conexión en triángulo. Con respecto al secundario se conectará en estrella y reducirá la tensión a 400 Volt entre fases.

Luego de obtener el diseño del núcleo y los bobinados de cada uno de los transformadores, se plantea un modelo matemático para simular en el entorno Simulink de Matlab, estudiando su comportamiento ante diferentes solicitaciones eléctricas.

En el primer capítulo introductorio, se desarrollaron los conceptos y el estudio del transformador como máquina eléctrica, su núcleo magnético y bobinados, aspectos constructivos. Además se concluye esta sección con una breve explicación del entorno Simulink y conocimientos necesarios para desarrollar el modelado de las máquinas en cuestión.

En el segundo capítulo se desarrolla el diseño de núcleo y arrollamientos de ambos transformadores, calculando datos característicos de cada uno y su rendimiento.

En el tercer capítulo se identifican los parámetros necesarios para realizar dichas simulaciones, como por ejemplo inductancias magnetizantes, mutuas y de dispersión. Se halló la curva de magnetización característica a través de los catálogos de los materiales magnéticos para cada modelo. Todos los datos obtenidos se volcaron en el modelo matemático de los modelos bajo estudio.

Luego de consolidar los datos en el modelo, en el cuarto capítulo se analizó los resultados de las simulaciones de carga nominal, corriente de conexión, funcionamiento en vacío, carga desbalanceada y cortocircuito monofásico. Se relevaron formas de onda, espectro de frecuencia, valores eficaces y tasa de distorsión de armónicos.

Finalmente en el quinto capítulo, a partir de toda la información recopilada, se compararon las prestaciones de cada máquina.

ÍNDICE

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN.....	8
1.1 Transformadores.....	8
1.1.1 Transformador ideal	8
1.1.2 Transformador real en vacío	10
1.1.3 Transformador real con carga	11
1.1.4 Flujos y reactancias.....	13
1.1.4.1 Autoinductancias e inductancia mutua	13
1.1.4.2 Reactancia de dispersión.....	14
1.1.5 Circuitos equivalentes	15
1.2 Núcleo magnético	17
1.2.1 Leyes físicas existentes en un transformador	17
1.2.2 Ley de Hopkinson.....	19
1.2.3 Ciclo de histéresis	19
1.2.4 Pérdidas magnéticas.....	21
1.2.5 Materiales para núcleos magnéticos.....	22
1.2.6 Núcleos de hierro-silicio	22
1.2.7 Hierro Amorfo.....	24
1.2.7.1 Historia	24
1.2.7.2 Composición química	26
1.2.7.3 Fabricación	26
1.2.7.4 Propiedades mecánicas.....	27
1.2.7.5 Propiedades magnéticas	28
1.3 Bobinas y rendimiento.....	33
1.3.1 Bobinas	33
1.3.2 Pérdidas en los bobinados.....	34
1.3.3 Rendimiento	35
1.3.4 Variación del rendimiento	35
1.4 Aspectos constructivos de los transformadores.....	36
1.4.1 Diseño tradicional de núcleos de hierro silicio.....	36
1.4.2 Diseños de núcleos de metal amorfo	37

1.4.2.1	Núcleo Cruciforme	37
1.4.2.2	Núcleo Toroidal	38
1.4.2.3	Núcleo con Gaps Distribuidos	39
1.4.2.4	Núcleo con Junturas Traslapadas	41
1.4.2.5	Configuración EVANS	42
1.4.3	Factor de apilamiento.....	43
1.4.4	Factor de utilización de sección transversal de columna.....	44
1.5	Simulink.....	46
1.5.1	Modelado de un transformador monofásico sin saturación magnética..	47
1.5.2	Modelado de la saturación magnética	49
1.5.3	Modelado de un transformador trifásico con saturación magnética	52
CAPÍTULO 2: DISEÑO		56
2.1	Diseño de transformador con núcleo de Hierro Silicio.....	57
2.1.1	Dimensionamiento del núcleo.....	57
2.1.1.1	Carga lineal	58
2.1.1.2	Inducción	59
2.1.1.3	Coeficiente C de utilización	59
2.1.1.4	Largo de la columna	60
2.1.1.5	Ancho de ventana	60
2.1.2	Cálculo de los arrollamientos	61
2.1.2.1	Corrientes de los arrollamientos.....	61
2.1.2.2	Cantidad de vueltas en los arrollamientos.....	61
2.1.2.3	Largo de las bobinas.....	62
2.1.2.4	Calentamiento de los arrollamientos:.....	62
2.1.3	Disposición de los bobinados	63
2.1.4	Ilustración	65
2.1.5	Cálculo de pérdidas	66
2.1.5.1	Pérdidas en el núcleo	66
2.1.5.2	Pérdidas en el cobre.....	66
2.1.6	Rendimiento	68
2.1.7	Resumen de resultado.....	69

2.2	Diseño de transformador con núcleo de metal amorfo	70
2.2.1	Dimensionamiento del núcleo.....	70
2.2.1.1	Sección de Hierro amorfo	71
2.2.2	Ilustración	73
2.2.3	Cálculo de pérdidas	75
2.2.3.1	Pérdidas en el núcleo	75
2.2.3.2	Pérdidas en el cobre	76
2.2.4	Rendimiento	77
2.2.5	Resumen de resultado.....	78
CAPÍTULO 3: SIMULACIONES.....		79
3.1	Cálculo de las variables eléctricas de cada transformador.....	79
3.1.1	Transformador de Fe-Si	79
3.1.1.1	Calculo de las resistencias (R_1 y R'_2).....	79
3.1.1.2	Cálculo de la inductancia magnetizante L_m	79
3.1.1.3	Calculo de las inductancias de dispersión (L_{il}).....	81
3.1.1.4	Calculo de la inductancia mutua (LM).....	83
3.1.2	Transformador Amorfo.....	83
3.1.2.1	Calculo de las resistencias (R_1 y R'_2).....	83
3.1.2.2	Calculo de la inductancia magnetizante (L_m)	83
3.1.2.3	Calculo de las inductancias de dispersión (L_{il}).....	85
3.1.2.4	Calculo de la inductancia mutua (LM).....	86
3.1.2.5	Resumen comparativo	87
3.2	Modelado de la saturación magnética del núcleo.....	88
3.2.1	Pasos realizados.....	88
3.2.2	Gráficos V vs. i_{ex}	89
3.2.3	Procedimiento para determinar la saturación en cada columna.....	91
3.2.4	Curvas resultantes	92
3.3	Modelos en Simulink.....	94

CAPÍTULO 4: ANÁLISIS DE RESULTADOS	100
4.1 Simulación a carga nominal	103
4.1.1 Transformador con núcleo de Fe-Si.....	104
4.1.2 Transformador con núcleo de metal amorfo	109
4.2 Simulación de corriente de conexión	114
4.2.1 Transformador con núcleo de Fe-Si.....	118
4.2.2 Transformador con núcleo de metal amorfo	121
4.3 Simulación en vacío	123
4.3.1 Transformador con núcleo de Fe-Si.....	123
4.3.2 Transformador con núcleo de metal amorfo	126
4.4 Simulación con carga desbalanceada	129
4.4.1 Transformador con núcleo de Fe-Si.....	130
4.4.2 Transformador con núcleo de metal amorfo	134
4.5 Simulación de cortocircuito monofásico	138
4.5.1 Transformador con núcleo de Fe-Si.....	139
4.5.2 Transformador con núcleo de metal amorfo	144
CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES	148
CAPÍTULO 6: BIBLIOGRAFÍA.....	153
CAPÍTULO 7: ANEXO I.....	155
CAPÍTULO 8: ANEXO II	168

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1 Transformadores

En este apartado mencionaremos ciertas propiedades básicas de estas máquinas que nos ayudaran a concretar el objetivo de este trabajo final.

En principio, como encontramos en La norma IRAM 2099 establece las prestaciones y condiciones de funcionamiento, el transformador es el aparato estático destinado a transformar un sistema primario de corriente alternada, en otro sistema de intensidad y tensión generalmente diferentes. Se trata entonces de una máquina exclusivamente alternada, y su amplio desarrollo y aplicación se ha debido a la diversidad de tensiones que requiere la técnica. El transformador puede elevar o disminuir las tensiones alternadas a voluntad, adaptando una instalación o aparato a las condiciones óptimas de funcionamiento. Es una máquina muy simple y de elevado rendimiento, por lo que resulta de gran interés industrial.

Desde el punto de vista funcional podemos definirlo diciendo que se trata de un circuito magnético laminado, encargado de enlazar magnéticamente los bobinados, y agregando que el principio de funcionamiento reposa en la producción de fuerzas electromotrices en dichas bobinas, a causa del flujo magnético alternado. Generalmente, se denomina al bobinado por donde ingresa la energía como primario, y por donde egresa se lo llama secundario, ambos enlazados por un núcleo en común en el cual existe el flujo magnético ϕ que establece la vinculación electromagnética.

1.1.1 Transformador ideal

Comenzando el estudio con un transformador ideal, llamando así considerando que la máquina no posee resistencia en sus arrollamientos, núcleo magnético sin pérdidas, flujo sin dispersión y con reluctancia nula en el núcleo, se obtiene la relación de transformación K como:

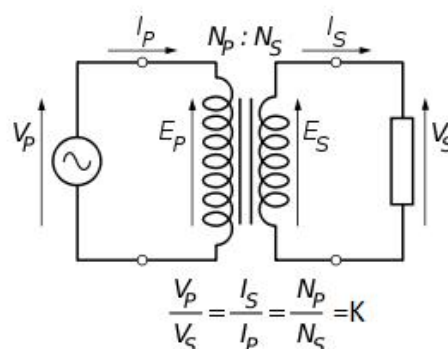


Figura 1.1 Transformador monofásico, relación de transformación.

Siendo:

- V_p , I_p y N_p : tensión, corriente y número de vueltas en la bobina primaria, respectivamente.
- V_s , I_s y N_s : tensión, corriente y número de vueltas en la bobina secundaria, respectivamente.

Al aplicar una tensión U_1 al primario del transformador ideal, circularía una corriente infinita ya que la resistencia es nula. Pero la aparición de la corriente origina el flujo magnético ϕ , y éste da lugar a que se induzca en la bobina primaria una fuerza electromotriz e_1 . Esta f.e.m. inducida es la reacción del circuito a la tensión U_1 que es la acción, tratándose de una máquina ideal, la acción es igual y opuesta a la reacción.

$$= - \quad 1.1$$

Este flujo magnético ϕ creado, es abrazado también por el secundario, por lo que se induce en él una f.e.m. e_2 . A circuito abierto se obtiene:

$$= \quad 1.2$$

Estas fuerzas electromotrices se relacionan con el flujo a través de la ley de Faraday-Lenz, donde N_1 y N_2 son el número de espiras de estos arrollamientos.

$$= - \quad 1.3$$

$$= - \quad 1.4$$

A este estado de circuito abierto se lo llama "en vacío" concepto que es posible extender a cualquier máquina que se halla en marcha, pero aún no suministra energía.

Al conectar una carga en los bornes del secundario y como existe una tensión U_2 , circulará una corriente i_2 que modifica el estado electromagnético anterior. Dicha corriente al circular por el secundario de N_2 espiras, produce en el bobinado un flujo que se opone al principal ϕ existente. Pero para mantener el equilibrio, el flujo principal debe conservar su valor para que en todo momento se cumpla la ecuación 1.1, razón por la cual el bobinado primario se ve forzado a permitir el paso de una corriente i_1' adicional que origina un flujo igual y opuesto al que origina i_2 .

Este proceso es automático y se realiza de por sí para mantener el equilibrio, entonces se saca como conclusión que el flujo en el núcleo es de valor eficaz constante y que la f.m.m. $i_2 N_2$ se opone a otra igual $i_1' N_1$.

De la segunda conclusión podemos establecer que:

$$= - \quad 1.5$$

$$= - \quad 1.6$$

Es importante destacar, que estas relaciones certifican que las potencias instantáneas del primario y del secundario son numéricamente iguales. El signo negativo señala que una es potencia entregada y otra absorbida, siendo ambas iguales si la máquina es ideal.

$$= - \quad 1.7$$

O sea:

$$= - \quad 1.8$$

Si proseguimos con el desarrollo, ahora no teniendo en cuenta la suposición de la reluctancia nula, podemos escribir la expresión del flujo instantáneo como la siguiente:

$$= \quad 1.9$$

Siendo la corriente magnetizante, en donde el flujo se encuentra en fase con la corriente que lo produce. Su expresión instantánea tiene la expresión:

$$= \dot{a} \quad 1.10$$

Y las fuerzas electromotrices instantáneas e_1 e_2 serán:

$$= - \dot{a} \quad 1.11$$

$$= - \dot{a} \quad 1.12$$

1.1.2 Transformador real en vacío

Si ahora se conecta un transformador real a la red, sin carga en el secundario, comenzara a circular por el primario de este una corriente de vacío I_0 . La misma tiene dos componentes: una es la corriente magnetizante anteriormente descrita, en fase con el flujo que crea y otra corriente que está en fase con la tensión debida a las pérdidas en el núcleo magnético, producto de ser una máquina real. Esta corriente de pérdidas i_p corresponde al producto:

$$= \quad 1.13$$

La suma vectorial de la corriente de pérdidas I_p y la magnetizante dan lugar a la corriente de vacío. La potencia activa absorbida (P_o) en este estado de carga, es numéricamente igual a las pérdidas en el hierro más las del efecto Joule en el primario:

$$= + \quad 1.14$$

Donde r_1 es la resistencia efectiva del bobinado primario. Al decir esto, se admite el hecho real e inevitable de que esta resistencia origina una caída óhmica de tensión:

$$= \quad 1.15$$

En una de las suposiciones del transformador ideal se estableció que el flujo solo existía en el núcleo. Esto no ocurre en la realidad, ya que no es posible encauzarlo totalmente por el hierro. Sucede que en ambos bobinados, parte de las líneas de campo se dispersa cerrándose por el aire, como muestra Figura 1.2:

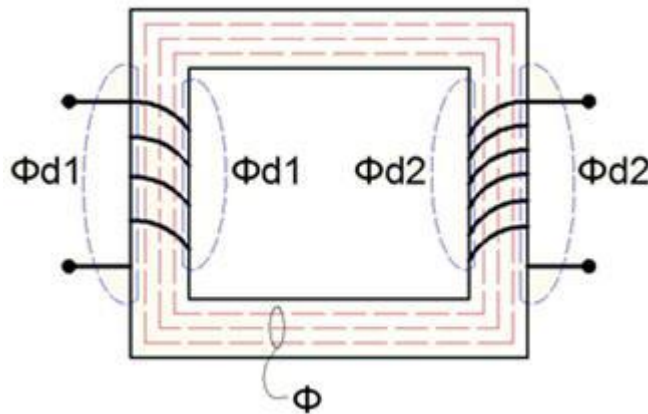


Figura 1.2 Flujos de dispersión a través del aire en un transformador.

Estos flujos dispersos generan una caída inductiva de tensión, donde X_{l1} es la reactancia de dispersión del primario.

$$= \quad 1.16$$

Finalmente, ya no se cumple la ecuación 1.1 porque la tensión U_1 aplicada no solo debe compensar a E_1 sino que también a las dos caídas 1.15 y 1.16.

$$= (+) - \quad 1.17$$

1.1.3 Transformador real con carga

Al conectar un elemento de consumo en el secundario, circulará por ese arrollamiento la corriente i_2 que ocasionará los siguientes efectos:

- Caída de tensión por resistencia del bobinado.
- Caída de tensión por reactancia de dispersión del secundario.
- Efecto desmagnetizante en el núcleo.

Los dos primeros son similares a los vistos para el arrollamiento primario, y conducen a una tensión en bornes distinta que la expresada en la ecuación 1.2. En realidad:

$$= (\quad + \quad) - \quad \quad \quad 1.18$$

El tercer efecto ya se trató en la sección 1.1.1 de transformador ideal con carga. A continuación se ejemplificara en la Figura 1.3 un diagrama fasorial de un transformador monofásico real para una carga típica resistiva-inductiva. [1]

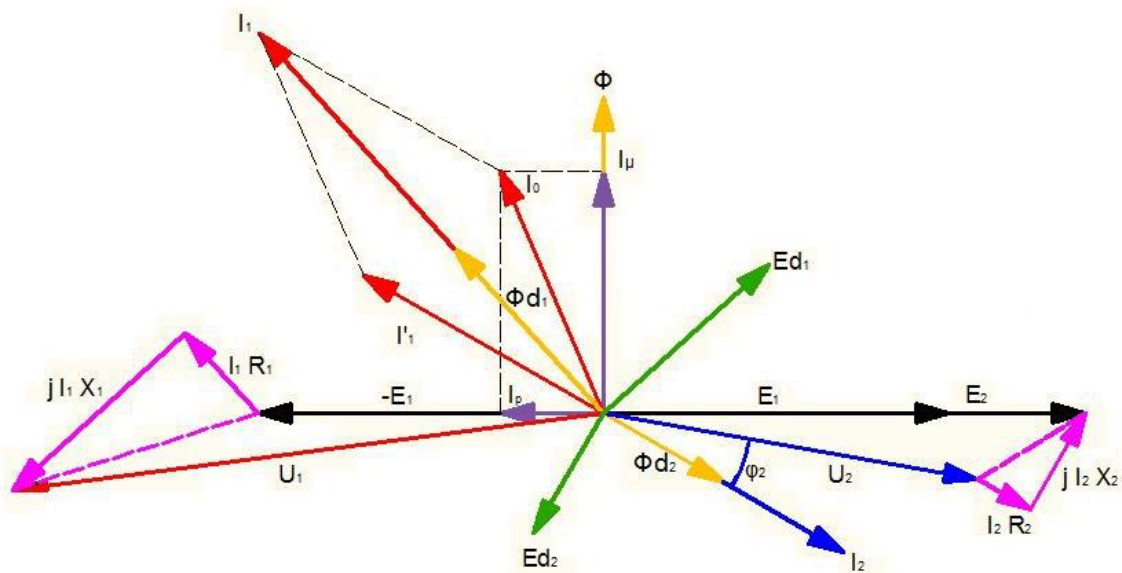


Figura 1.3 Diagrama fasorial carga RL

1.1.4 Flujos y reactancias

1.1.4.1 Autoinductancias e inductancia mutua

Según la Figura 1.2, existen tres flujos magnéticos perfectamente definidos, el flujo principal que concatena ambos bobinados y los flujos de dispersión a través del aire de ambos bobinados.

Cuando circula una corriente variable por el primario i_1 , se produce el flujo ϕ_{11} que origina la f.e.m. e_{11} :

$$e_{11} = -N_1 \frac{d\phi_{11}}{dt} = -N_1 \frac{d}{dt} (L_{11} i_1) = -L_{11} \frac{di_1}{dt} \quad 1.19$$

Dónde:

$$\phi_{11} = L_{11} i_1 \quad 1.20$$

Al coeficiente L_{11} de la ecuación 1.20 se lo denomina autoinductancia de la bobina. Una parte del flujo ϕ_{11} llega por el núcleo al segundo bobinado e induce una f.e.m. e_{12} en sus N_2 espiras. A esta parte del flujo principal se denomina ϕ_{12} .

$$e_{12} = -N_2 \frac{d\phi_{12}}{dt} = -N_2 \frac{d}{dt} (M_{12} i_1) = -M_{12} \frac{di_1}{dt} \quad 1.21$$

Llamando:

$$M_{12} = \frac{e_{12}}{di_1/dt} \quad 1.22$$

Este coeficiente de la ecuación 1.22 se lo denomina inductancia mutua del primario respecto al secundario.

Por análogas formas se obtiene:

$$L_{22} = \frac{e_{22}}{di_2/dt} \quad 1.23$$

$$M_{21} = \frac{e_{21}}{di_2/dt} \quad 1.24$$

La ecuación 1.23 representa la autoinductancia del secundario y la 1.24 la inductancia mutua del secundario con respecto al primario.

Los valores de L_{11} y L_{22} dependen de la geometría y material del núcleo de las respectivas bobinas, y M_{12} y M_{21} de la forma, posición relativa y material que las enlaza. Se puede agregar que:

$$M_{12} = M_{21} \quad 1.25$$

1.1.4.2 Reactancia de dispersión

Siguiendo con el cálculo, a la hora de analizar las reactancias de dispersión se debe saber que estos flujos dispersos son numéricamente muy inferiores al principal y que dependen de la geometría de los bobinados. Por ejemplo se desarrollará el cálculo de la dispersión en transformadores de bobinados de columna concéntricos el cual será útil para el desarrollo de este trabajo final. [2]

En primer lugar se considera que los arrollamientos primario y secundario de una misma fase van montados en forma concéntrica sobre una columna como se puede observar en la Figura 1.4. El flujo de dispersión se muestra en dicha figura. La sección cilíndrica por la generatriz AA asimila el conjunto de cada bobinado primario o secundario al de una serie de espiras alojadas en ancha ranura, y a los efectos prácticos de la reluctancia, el circuito puede considerarse limitado a las entrecaras y cuerpos de las bobinas recorridos por el flujo en cuestión paralelamente al eje de la columna, es decir, a la dirección del flujo disperso.

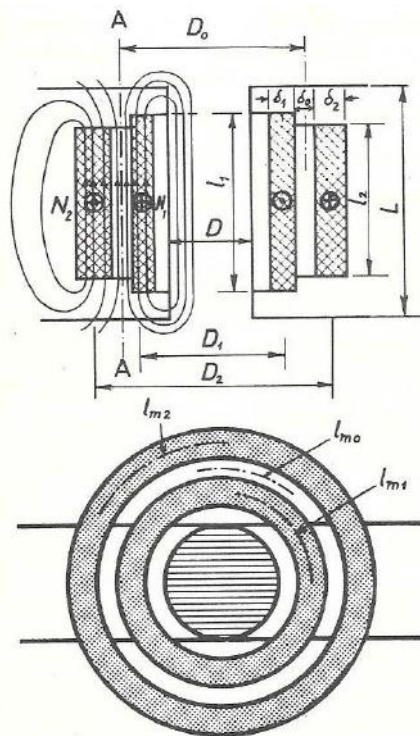


Figura 1.4 Dispersión de transformadores de bobinados concéntricos. [2]

Asignando a cada arrollamiento la mitad de la permeancia correspondiente a la corona central entre ambas, donde el flujo es de concatenación íntegra con todas las espiras, la permeancia de dispersión del bobinado primario vendrá dada por:

$$= \frac{1}{\mu_0 \mu_r} + \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \quad [—] \quad 1.26$$

Donde l_0 y l_1 son las circunferencias medias caracterizadas por los respectivos subíndices numéricos: cero para la entrecara y 1 para el arrollamiento primario. l_1 es una longitud equivalente para las líneas medias de fuerza, aproximadamente:

$$l_1 = l_0 + \left[\frac{d}{2} \right] \quad 1.27$$

Designando N_1 al número total de espiras del primario, la inductancia de dispersión por fase, con todas las dimensiones lineales en centímetros está dada por:

$$L_{d1} = \frac{4\pi \times 10^{-9}}{9} \times 10^9 \times N_1^2 \times \left[\frac{d}{2} \right] \quad 1.28$$

$$L_{d1} = \frac{4\pi \times 10^{-9}}{9} \times 10^9 \times N_1^2 \times \left(\frac{d}{2} + \frac{d}{2} \right) \left[\frac{d}{2} \right] \quad 1.29$$

Y la reactancia por dispersión será:

$$X_{d1} = \omega L_{d1} \quad 1.30$$

Análogamente, cambiando los subíndices "1" por "2" se obtendrá las expresiones para el bobinado secundario.

1.1.5 Circuitos equivalentes

Para los cálculos numéricos se prefiere el uso del llamado "circuito equivalente". Es este un circuito eléctrico de igual comportamiento que el transformador. El análisis se reduce entonces a la solución de un sencillo caso de circuitos eléctricos alimentados por corriente alterna.

Partamos suponiendo que tenemos un transformador real. Dicha máquina tiene resistencia y reactancia de dispersión en ambos bobinados. Además, al poseer un núcleo magnético recorrido por un flujo variable, existirá una corriente magnetizante y una corriente de pérdidas relacionada a las existentes en el núcleo I_p .

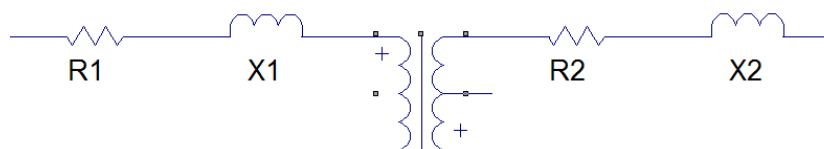


Figura 1.5 Circuito con resistencias y reactancias, con núcleo magnético.

Como se desea representar todo por medio de elementos eléctricos, colocamos una resistencia de conductancia G_0 cuya potencia sea igual a la de pérdidas en el núcleo, y

una bobina de susceptancia G_{01} , capaz de tomar de la línea una corriente totalmente inductiva. Si se emplean estos dos elementos, carece de sentido representar el núcleo, reemplazándolo por un acoplamiento ideal M , cuya única función es modificar las fuerzas electromotrices.

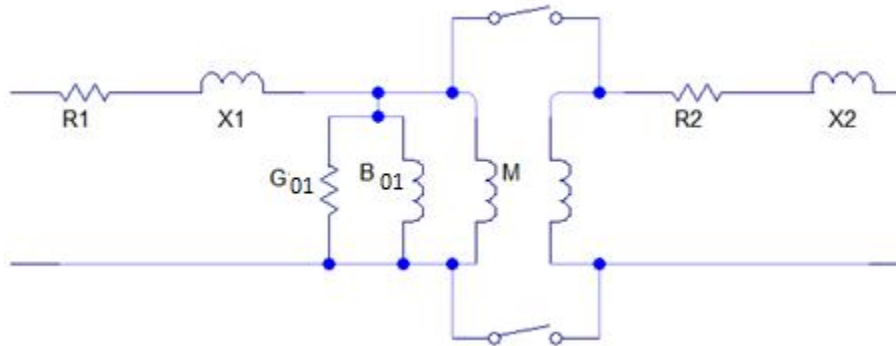


Figura 1.6 Circuito equivalente, con acoplamiento M .

Luego, a M se la puede suprimir, operación que es posible si se refieren los valores del secundario al primario adecuadamente, a través de la relación de transformación.

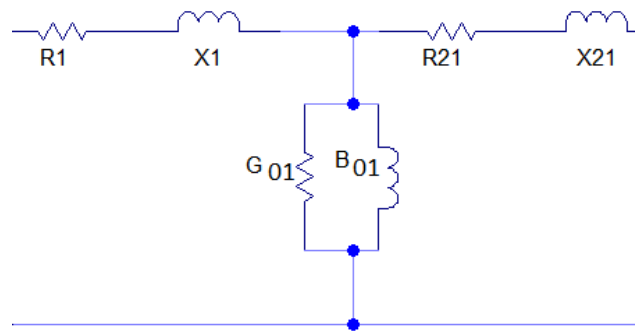


Figura 1.7 Circuito eléctrico en vacío, R_2 y X_{21} referidos al primario.

Tenemos ya el circuito equivalente referido al primario (Figura 1.7) y con él se puede operar en forma simple. Como se observa en la Figura 1.8 se ubican los elementos de la carga también referidos y se realiza el cálculo de cualquier magnitud, ya que la malla es perfectamente determinable. Cabe aclarar que se puede hacer la referencia a cualquiera de los bobinados, tanto primario como se explicó, o también referido al secundario.

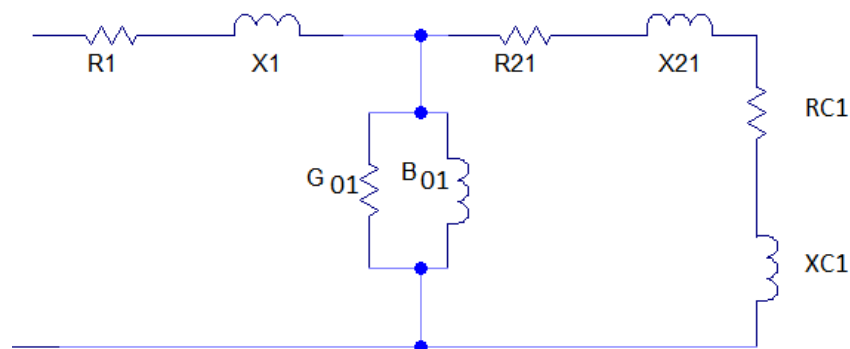


Figura 1.8 Circuito eléctrico con carga, valores referidos al primario.

1.2 Núcleo magnético

El núcleo de hierro del transformador es el encargado de encausar las líneas de flujo magnético a través de las bobinas. Generalmente están compuestos de algún material ferromagnético que posee alta permeabilidad magnética y una relación no lineal entre la inducción magnética y la intensidad de campo magnético. Las aleaciones más comúnmente usadas son las de hierro silicio, pero ante la aparición de nuevas tecnologías que permiten el desarrollo de la fabricación de las aleaciones de metal amorfo, hacen posible considerarlo como un material de aplicación para núcleos magnéticos.

En esta sección describiremos las leyes físicas que rigen el comportamiento magnético en el núcleo y también estos distintos materiales anteriormente mencionados.

1.2.1 Leyes físicas existentes en un transformador

Si partimos de un caso básico como el de la Figura 1.9, donde se observa un núcleo magnético rectangular con un devanado de N vueltas de alambre arrollado en una de las columnas del núcleo, el campo magnético producido por la corriente i permanecerá dentro del núcleo, considerando que no existen dispersiones (caso ideal).

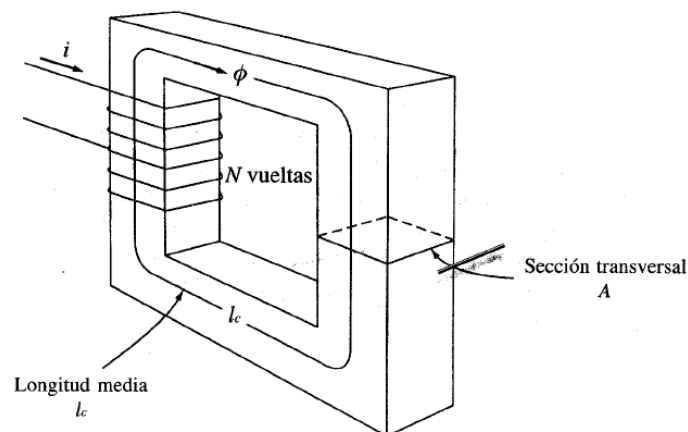


Figura 1.9 Esquema básico de un transformador

Aplicando la ley de Ampere para este caso se obtiene el vector H intensidad de campo magnético que se establece a partir de la corriente eléctrica que circula por el arrollamiento.

=

1.31

$$= \frac{1}{\mu_0} [-] \quad 1.32$$

Dónde:

- H: Intensidad de campo magnético en [—]
- N: número de vueltas del arrollamiento
- I: corriente eléctrica en Amper
- : longitud media del circuito magnético en metros

La inducción magnética B generada corresponde a la suma de los efectos que producen el vector intensidad de campo magnético H y el vector intensidad de magnetización M, el cual corresponde a la magnetización del material dentro del arrollamiento. La unidad de inducción B en el SIMELA (Sistema Métrico Legal Argentino) es el Tesla y se obtiene de la siguiente manera:

$$= (\mu_0 + \mu) = \quad 1.33$$

Donde μ_0 permeabilidad del vacío y μ la permeabilidad del material. Estas se relacionan a través de la permeabilidad relativa la cual depende de la susceptibilidad magnética :

$$= \mu_r \cdot \mu_0 \quad 1.34$$

Reemplazando en la ecuación 1.33 de la inducción magnética:

$$= (\mu_0 + \mu) = \mu_0 + \mu_r \cdot \mu_0 = \mu_0 (1 + \mu_r) \quad 1.35$$

Entonces: $\mu_r = 1 + \chi$ y $\mu = \mu_0 (1 + \chi)$

La permeabilidad relativa es adimensional y es una medida de la intensidad de campo magnético inducido.

Teniendo la inducción magnética sobre una sección transversal plana se puede obtener el flujo magnético que la atraviesa, que está determinado por:

$$= \mu H N I \quad 1.36$$

La unidad del flujo magnético es el Weber donde $1 \text{ Wb} = 1 \text{ T} \cdot \text{m}^2$.

1.2.2 Ley de Hopkinson

Todos los conceptos hasta aquí expuestos son bien conocidos en Física y prosiguiendo con nuestro propósito de repasar elementos necesarios tomemos la ecuación 1.31 y la reemplazamos en la 1.36.

$$= \dots = \dots \quad 1.37$$

Reordenando

$$= \frac{\dots}{\dots} \quad 1.38$$

Al valor $N \cdot i$ se lo llama potencial magnético o fuerza magnetomotriz, es la fuente que produce el flujo magnético en un circuito magnético. La fuerza magnetomotriz de un circuito magnético se puede expresar en términos del flujo magnético Φ y la reluctancia magnética R_m , dando lugar a la conocida ley de Hopkinson de los circuitos magnéticos.

$$= \dots \quad 1.39$$

Donde $\dots = \dots \quad 1.40$

Esta ecuación se puede entender como una analogía a la ley de Ohm ($V = R I$). El flujo magnético es directamente proporcional a la fuerza magnetomotriz que lo origina e inversamente proporcional a la reluctancia del circuito magnético, la cual depende de la longitud del circuito, el área transversal del circuito y la permeabilidad magnética del material del que está hecho. El flujo magnético sería el equivalente a la corriente eléctrica y la reluctancia magnética a la resistencia eléctrica.

1.2.3 Ciclo de histéresis

Es el ciclo característico que se obtiene del proceso de magnetizar y desmagnetizar cíclicamente un material ferromagnético. La curva de histéresis (B-H) muestra la relación instantánea entre la densidad de flujo B y la intensidad magnética H a lo largo de un ciclo completo. Un material dado puede tener distintas curvas (B-H) para cada valor distinto de la densidad de flujo máximo en los extremos del lazo. La siguiente figura representa un ciclo de histéresis típico:

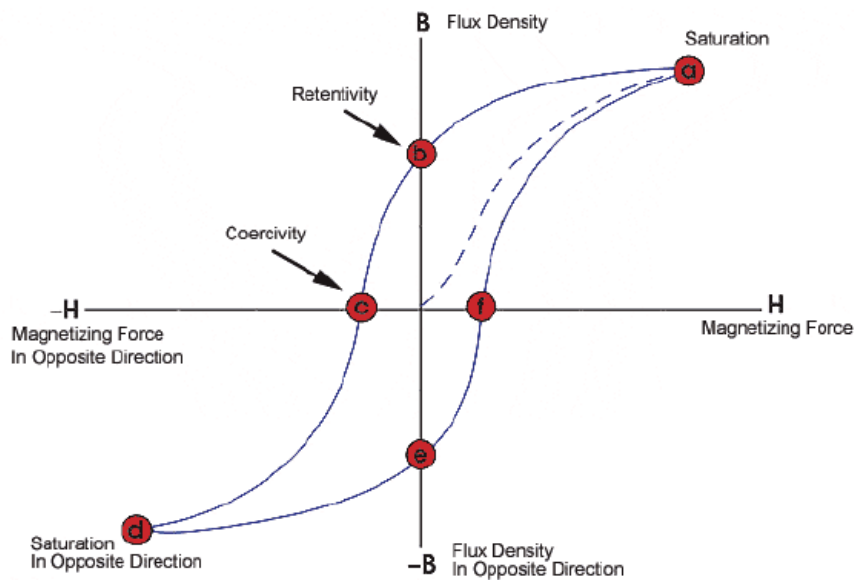


Figura 1.10 Ciclo de histéresis típico

En dicha Figura 1.10, en la que se ha representado el conocido ciclo de histéresis partiendo de un valor nulo en el origen de coordenadas, hacemos crecer la intensidad de campo H hasta alcanzar $H_{\text{máx}}$ con lo que se logra una inducción magnética de saturación $B_{\text{máx}}$ que determina el punto "a". La curva que comienza en el origen de coordenadas y llega hasta el punto "a" (línea punteada) es la curva virgen de magnetización, o curva de primera magnetización. Si a partir de ese valor disminuimos la intensidad de campo, hasta la anulación de la intensidad, realizaremos el tramo "ab", en donde llegando al punto "b" de la curva notamos que aunque el campo magnético es nulo, la inducción no se anuló. A este valor se lo conoce como magnetismo remanente.

Si proseguimos ahora con valores negativos crecientes de intensidad de campo, llegamos al punto "c" en donde la inducción magnética se anula. A este punto "c" se lo llama fuerza coercitiva y representa la intensidad de campo que se debe aplicar al material para reducir a cero su inducción. Luego, siguiendo con el aumento negativo de campo H , llegamos al punto "d", hasta alcanzar la cantidad $H_{\text{máx}}$, con lo que se describe la curva "cd". Finalmente, si volvemos a incrementar el campo H positivamente describiremos la curva "defa", completando el ciclo de Histéresis.

Es evidente que para lograr esta trayectoria, se debe estar operando con energías, donde se deduce fácilmente que el área encerrada por el ciclo, es la energía que se requiere en la orientación y reorientación de los dominios magnéticos del material ferromagnético.

1.2.4 Pérdidas magnéticas

Las pérdidas fijas no dependen del grado de carga y corresponden prácticamente a las producidas en el núcleo magnético del transformador. En el mismo ocurren dos fenómenos, las pérdidas por histéresis y las pérdidas por corrientes parásitas o de Foucault. [3]

En el primer caso, el fenómeno de la histéresis provoca en los materiales ferromagnéticos, un ciclo de magnetización en el cual estos materiales tienden a retener algún grado de magnetización después de la exposición a algún campo magnético externo. Debido a esto es necesaria cierta inversión de energía para superar esta oposición y cambiar cíclicamente el campo magnético producido por los cambios en la polaridad en el devanado primario. El valor de las pérdidas por histéresis, por unidad de peso es:

$$= \quad \quad \quad 1.41$$

Dónde:

- : Frecuencia en Hz
- B: inducción magnética en T
- : constante de proporcionalidad del material

En el caso de las corrientes de Foucault, son el resultado de la inducción en las láminas de hierro del núcleo, por la tensión alterna conectada al devanado primario. Si el núcleo fuese macizo las corrientes se cerrarían a través de trayectorias concéntricas y el efecto sería parecido a un corto circuito en el devanado secundario. Por este motivo el núcleo es laminado. El valor de estas pérdidas, por unidad de peso es:

$$= (\quad) \quad \quad \quad 1.42$$

Dónde:

- : Frecuencia en Hz
- B: inducción magnética en T
- : : constante de proporcionalidad del material
- d es el espesor individual de las chapas en mm.

1.2.5 Materiales para núcleos magnéticos

Los materiales magnéticos que se utilizan en los núcleos de los transformadores son llamados “blandos”, indicando la aptitud que tiene el material de magnetizarse y desmagnetizarse en presencia o no de un campo magnético externo (a diferencia de los imanes duros, comúnmente llamados imanes, en los cuales se busca que siempre la imanación quede inalterable). El proceso de imanación y desimanación de los materiales magnéticamente blandos debe ocurrir 100 veces en un segundo si la frecuencia de la red eléctrica es de 50 Hz. Los parámetros típicos que definen a este tipo de material son:

- bajo campo coercitivo, H_c
- alta inducción de saturación, $B_{m\acute{a}x}$
- alta permeabilidad, μ
- baja magnetostricción, μ

A continuación se detallará más en profundidad aspectos relacionados con estos materiales, principalmente las aleaciones de hierro silicio y vidrios metálicos.

1.2.6 Núcleos de hierro-silicio

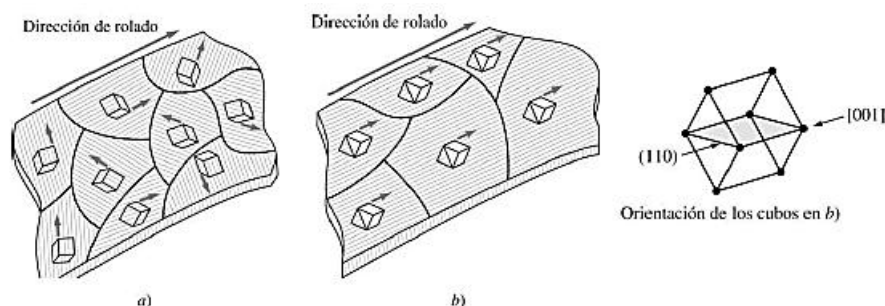
Los materiales magnéticos blandos de utilización más amplia son las aleaciones de hierro con 3 a 4 por ciento de silicio. Hacia 1900 se empleaban aceros al bajo y medio carbono para dispositivos de aplicaciones eléctricas de baja frecuencia como transformadores, motores y generadores. Sin embargo, con estos materiales magnéticos, las pérdidas del núcleo resultaron relativamente altas. Agregar alrededor de 3 a 4 % de silicio al hierro para formar aleaciones de Fe-Si tiene varios beneficios en la reducción de las pérdidas del núcleo en materiales magnéticos:

1. El silicio aumenta la resistividad eléctrica del acero al bajo carbono y reduce de este modo las pérdidas por corrientes parásitas.
2. El silicio disminuye la energía de magnetoanisotropía del hierro e incrementa la permeabilidad magnética, haciendo disminuir las pérdidas en el núcleo por histéresis.
3. Las adiciones de silicio disminuyen también la magnetostricción y reducen las pérdidas de energía por histéresis, así como el ruido del transformador (“zumbido”).

Sin embargo, respecto a las desventajas, el silicio disminuye la ductilidad del hierro, por lo que sólo puede alearse con éste alrededor de 4 por ciento de silicio. Este último también disminuye la inducción por saturación y la temperatura de Curie del hierro.

Una disminución adicional en las pérdidas de energía por corrientes parásitas en los núcleos de transformador se logró utilizando una estructura laminada (hojas apiladas). En un núcleo de transformador eléctrico moderno, se apila una multitud de chapas delgadas de hierro-silicio de aproximadamente 0.010 a 0.014 pulgadas (0.025 a 0.035 cm) de espesor, una encima de la otra con una delgada capa de aislante entre ellas. El material aislante se recubre en ambos lados de las placas de hierro-silicio y evita que las corrientes parásitas desviadas fluyan perpendicularmente a las placas.

Otra disminución adicional en las pérdidas de energía de los transformadores se llevó a cabo en 1940 produciendo hojas de hierro-silicio de grano orientado. Usando una combinación de laminado en frío y tratamientos de recristalización, otorga la ventaja de conseguir una mayor permeabilidad a lo largo de ciertas direcciones cristalográficas. [4]



Textura (110) [001] de orientación a) aleatorio y b) preferencial en una placa de hierro policristalino de 3 a 4% de silicio. Los cubos pequeños indican la orientación de cada grano.

Figura 1.11 Orientación de los dominios magnéticos en la dirección de laminación [4]

Tabla 1.1 Algunos materiales magnéticos [4]

Material y composición	Inducción por saturación B_s (T)	Fuerza coercitiva H_c (A/cm)	Permeabilidad relativa inicial μ_i
Hierro magnético, placa de 0.2 cm	2.15	0.88	250
Si/Fe (rolado en frío M36 (aleatorio))	2.04	0.36	500
M6 (110) [001], 3.2% Si/Fe (orientado)	2.03	0.06	1 500
45 Ni-55 Fe (Permaloy 45)	1.6	0.024	2 700
75 Ni-5 Cu-2 Cr-18 Fe (Mumetal)	0.8	0.012	30 000
79 Ni-5 Mo-15 Fe-0.5 Mn (Supermaloy)	0.78	0.004	100 000
48% MnO-Fe ₂ O ₃ , 52% ZnO-Fe ₂ O ₃ (Ferrita suave)	0.36		1 000
36% NiO-Fe ₂ O ₃ , 64% ZnO-Fe ₂ O ₃ (Ferrita suave)	0.29		650

Fuente: G. Y. Chin y J. H. Wernick, "Magnetic Materiales, Bulk," vol. 14: Kirk-Othmer Encyclopedia of Chemical Technology, 3a. ed., Wiley, 1981, p. 686.

1.2.7 Hierro Amorfo

Los vidrios metálicos o aleaciones de hierro amorfo son relativamente una nueva clase de materiales metálicos cuya característica dominante es una estructura no cristalina, a diferencia de las aleaciones de metales normales que tienen una estructura cristalina. Los átomos de los metales normales y aleaciones, cuando se enfrían desde el estado líquido, se ordenan ellos mismos en una red cristalina ordenada. La Tabla 1.2 lista las composiciones químicas de algunos vidrios metálicos de interés industrial. Estos materiales tienen importantes propiedades magnéticas blandas y consisten esencialmente en varias combinaciones de metales ferromagnéticos, como el hierro, cobalto y níquel con metaloides como el boro y el silicio. Las aplicaciones para estas aleaciones incluyen transformadores de baja pérdida en el núcleo, sensores magnéticos y cabezas de grabación.

Tabla 1.2 Datos de algunos vidrios metálicos [4]

Aleación (atómica %)	Inducción por saturación B_s (T)	Permeabilidad máxima	Aplicaciones
Fe ₇₈ B ₁₃ Si ₉	1.56	600 000	Transformadores eléctricos, bajas pérdidas en el núcleo
Fe ₈₁ B _{13.5} Si _{3.5} C ₂	1.61	300 000	Transformadores de pulsos, interruptores magnéticos
Fe ₆₇ Co ₁₈ B ₁₄ Si ₁	1.80	4 000 000	Transformadores de pulsos, interruptores magnéticos
Fe ₇₇ Cr ₂ B ₁₆ Si ₅	1.41	35 000	Transformadores de corriente, núcleos de sensado
Fe ₇₄ Ni ₄ Mo ₃ B ₁₇ Si ₂	1.28	100 000	Bajas pérdidas en el núcleo a altas frecuencias
Co ₆₉ Fe ₄ Ni ₁ Mo ₂ B ₁₂ Si ₁₂	0.70	600 000	Sensores magnéticos, cabezas de grabación
Co ₆₆ Fe ₄ Ni ₁ B ₁₄ Si ₁₅	0.55	1,000 000	Sensores magnéticos, cabezas de grabación
Fe ₄₀ Ni ₃₈ Mo ₄ B ₁₈	0.88	800 000	Sensores magnéticos, cabezas de grabación

Fuente: Metglas Magnetic Alloys, Allied Metglas Products.

A continuación se detallará sobre cuestiones relevantes sobre este tipo de material y su utilización en núcleos de transformadores.

1.2.7.1 Historia

Los primeros vidrios metálicos se produjeron hacia 1960 cuando el grupo de Duwez (Klement et al 1960) del California Institute of Technology (CALTech), se encontraban investigando sobre la retención de fase en aleaciones del tipo Cu-Ag, Ag-Ge y Au-Si. El método de fabricación consistía en eyectar la aleación fundida sobre una superficie fría dando lugar a una fina capa de metal rápidamente solidificada.

Enfriando rápidamente una aleación de Au₈₀Si₂₀ obtuvieron el inesperado resultado de un sólido con estructura atómica desordenada. En la Figura 1.12 se esquematiza el proceso de obtención de un vidrio metálico en un diagrama TTT (tiempo-temperatura-transformación) tal como se muestra en la curva (a), en donde T_m y T_g son las temperaturas del líquido (melt) y de transformación vítrea (glass) respectivamente.

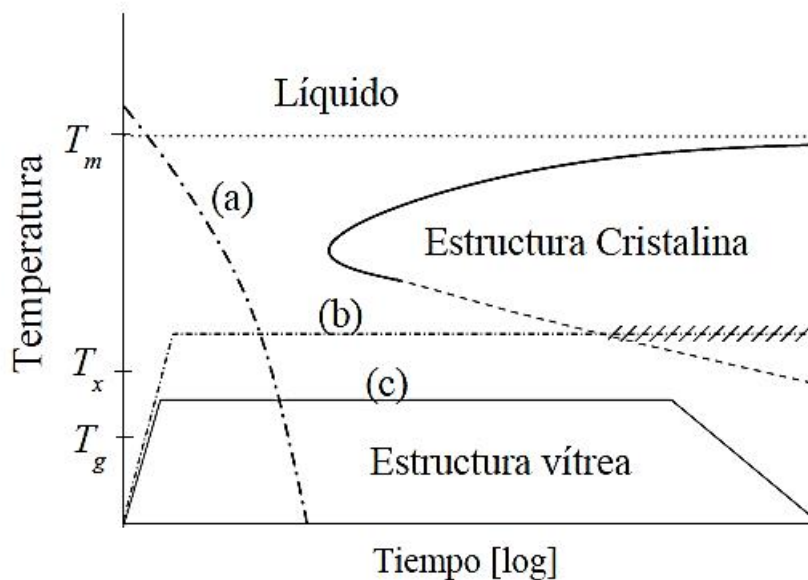


Figura 1.12 Diagrama TTT típico para un hierro amorfo [5]

El material permanece en un equilibrio metaestable; por lo tanto, si es sometido a un tratamiento térmico éste puede inducir la cristalización hacia otras fases estables o metaestables como muestra el tratamiento térmico indicado con la curva (b) de la Figura 1.12: en este tratamiento, el material cristaliza en la región de la curva que está rayada. Por el contrario, en la región indicada entre T_x y T_g , el material, en estado plasto-viscoso, puede ser conformado sin perder su característica de amorfo (curva (c)).

Lograr amorfizar una aleación metálica no siempre resulta fácil; para ello es necesario la combinación de dos factores: 1) una velocidad de enfriamiento suficientemente rápida para “congelar” la estructura desordenada que posee el material fundido, y 2) elementos inhibidores de la cristalización en la composición química de la aleación.

En el caso mencionado del experimento con la aleación Au80Si20, la primera condición se cumple al ser eyectado el material sobre la superficie fría lo que resulta en una velocidad de enfriamiento del orden de 10^6 °C/seg, y la segunda condición viene dada por el contenido del 20% de Si.

Siete años después, el mismo grupo de CALTech desarrolló una aleación amorfa de mucha importancia tecnológica de composición química Fe80P13C7 (Duwez y Lin 1967) y por primera vez se realiza buena aleación amorfa económica. A la vez era la primera aleación amorfa ferromagnética. Entre las distintas propiedades de este nuevo tipo de material podemos citar su capacidad de conducir corriente eléctrica (aunque en un orden de magnitud menor a la de los cristalinos), poseer un ferromagnetismo blando muy atractivo superior al de las aleaciones tradicionales y una excelente

resistencia a la corrosión. Desde el punto de vista del comportamiento mecánico, la capacidad de deformación plástica se ve afectada por el desorden atómico que impide el libre movimiento de las dislocaciones. También por esta razón, la resistencia mecánica es muy superior a la de los metales convencionales, acercándose al límite teórico de su resistencia máxima.

Estos materiales se comenzaron a fabricar comercialmente en 1971 con la aleación Metglas® 2826 (Fe₄₀Ni₄₀P₁₄B₆) de la Allied Signal, Inc. Alrededor de 1972, Chen y Polk intentaron, con algún grado de dificultad, crear una cinta de dicha aleación. Ellos encontraron que, con la adición de elementos tales como aluminio, silicio, entre otros, se podía mejorar enormemente la formación de la cinta amorfa. Este descubrimiento fue inesperado, ya que la solubilidad sólida del silicio en metales de transición, como el hierro, es alta, lo que sugería la formación estable de fases cristalinas, más que de fases amorfas. El hallazgo se convirtió en poco tiempo en una patente registrada. [5]

1.2.7.2 Composición química

La fórmula general definida en la patente de Chen y Polk para una aleación amorfa térmicamente estable es la siguiente:

Dónde:

M = uno o más metales de los siguientes tipos: hierro, níquel, cobalto, vanadio, cromo

Y = uno o más metales de los siguientes tipos: fósforo, boro, carbono

Z = uno o más metales de los siguientes tipos: aluminio, silicio, estaño, antimonio, germanio, indio, berilio.

a, b, c = porcentaje (atómico) de los elementos M, Y, Z respectivamente.

Con respecto a los factores detallados en minúscula, estos varían entre 60 ≤ 90, 10 ≤ 30 y 0,1 ≤ 15, respectivamente. La suma de a, b y c debe ser 100.

La formación apropiada para núcleos de transformadores eléctricos está basada en la combinación de hierro ≤ boro ≤ silicio. [6]

1.2.7.3 Fabricación

Los métodos de producción resultan de tipo de la colada continua, con planarflow casting y melt spinning entre los más importantes, y consisten en el enfriamiento sobre una rueda fabricada de un material de alta conductividad térmica y que gira a una

velocidad tangencial de unos 40 m/seg de un chorro de la aleación fundida (Fig. 2). De esta manera se obtienen cintas o chapas de material amorfo directamente desde el estado líquido con un espesor de entre 20 a 60 μm , y de ancho de hasta 213 mm. Cabe destacar que este método de fabricación evita todo el proceso de deformación plástica con los grandes trenes laminadores y tratamientos térmicos intermedios utilizados en chapas tradicionales. [5]

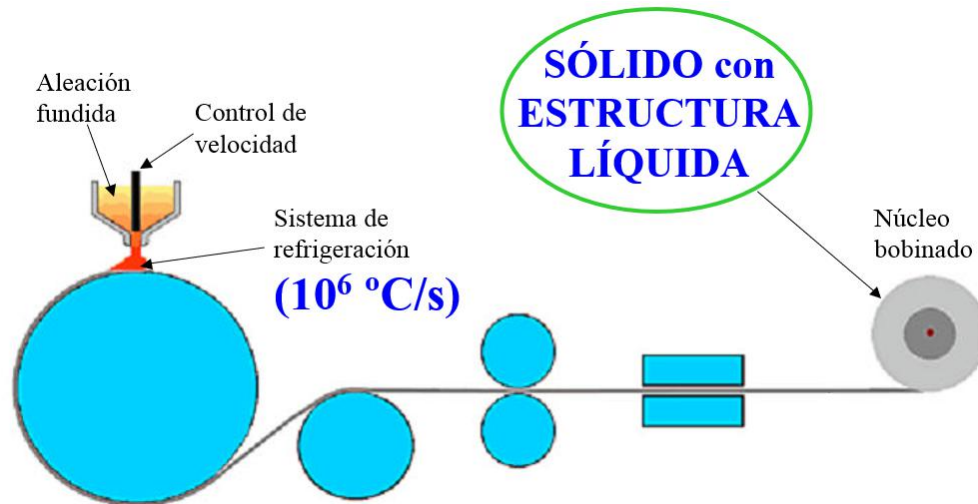


Figura 1.13 Proceso de elaboración de cinta amorfa.

1.2.7.4 Propiedades mecánicas

La resistencia de un metal cristalino está limitada por la presencia de defectos en su estructura llamados dislocaciones. Los vidrios metálicos no poseen estos defectos y alcanzan valores de resistencia y límite elástico que llegan al teórico, asociado con los enlaces atómicos.

Otra característica es la deformación máxima antes de romperse. La nula deformación plástica de los vidrios metálicos influye en los valores de límite elástico y la resistencia máxima a fractura, que pueden ser muy similares, dependiendo de la aleación. El hecho de que sean muy poco dúctiles no permite crear piezas de diversas formas (materiales poco maleables), siendo una gran limitación para su aplicación en diversos sectores. Un material dúctil se caracteriza por realizar una deformación plástica (permanente) antes de su rotura. En aplicaciones estructurales es fundamental que el elemento "avise" antes de que se pueda producir un accidente, variando su forma y siendo detectable a tiempo. Los vidrios metálicos, en cambio, son rígidos y se rompen súbitamente, cosa que no es deseable, siendo esta una característica que limita mucho su uso en aplicaciones industriales. La deformación plástica en los cristales se basa en la propagación de las dislocaciones, cuando un material se deforma, crea nuevas dislocaciones. Llega un punto en el que hay tantas, que se bloquean unas a otras,

haciendo imposible su propagación. Las dislocaciones que aparecen pueden generarse en cualquier parte del material, una vez ya deformado.

A causa de la falta de movimiento de las dislocaciones, el material se endurece, haciéndose más resistente y difícil de deformarlo. Por el contrario, los metales amorfos se caracterizan por la concentración de tensiones en zonas bien localizadas, llamadas bandas de cizalladura (en inglés, shearbands), desprendiendo altas temperaturas debido a la rotura de enlaces, y en muchos casos produciendo la fundición del material en esa zona. Podrá existir deformación en cualquier parte del material, pero cualquier tensión afectará mucho más a las bandas ya formadas.

A pesar de que estos materiales son poco dúctiles, muchos son resistentes a la fractura (altos valores de resistencia máxima). Otro inconveniente es que son poco resistentes a la fatiga (creación y propagación de grietas soportando varios ciclos de carga) comparado con los materiales cristalinos. Esto se debe a que no hay ningún componente microestructural que frene el crecimiento de las fisuras.

Otra propiedad interesante de estas aleaciones de metal amorfo es que algunas de éstas son resistentes al agua salada y al ácido sulfúrico, incluso mucho más que los aceros inoxidable policristalinos. [7]

1.2.7.5 Propiedades magnéticas

A pesar del tremendo interés reciente en las propiedades mecánicas de los vidrios metálicos, las aplicaciones más comunes en el mundo real de estos materiales hacen uso de las novedosas propiedades magnéticas de algunas aleaciones amorfas basadas en Hierro, Níquel y Cobalto. A continuación destacaremos sus principales características que hacen interesante su aplicación en transformadores eléctricos.

- **Transición y saturación magnética**

Cuando un material magnético es magnetizado por un campo externo H , una inducción magnética B aparece en el material. Cuando la intensidad de campo externo aumenta hasta cierto valor, la inducción magnética alcanza la saturación $B_{m\acute{a}x}$. El valor $B_{m\acute{a}x}$ tiene dependencia con la temperatura, y adopta un valor prácticamente igual a cero cuando alcanzan la llamada temperatura de Curie. A partir de esta temperatura el material ferromagnético deja de comportarse como tal y pasa a ser paramagnético. Esto sucede debido a que con el incremento de la temperatura los dominios magnéticos se desvían de su orientación y pasan distribuirse aleatoriamente.

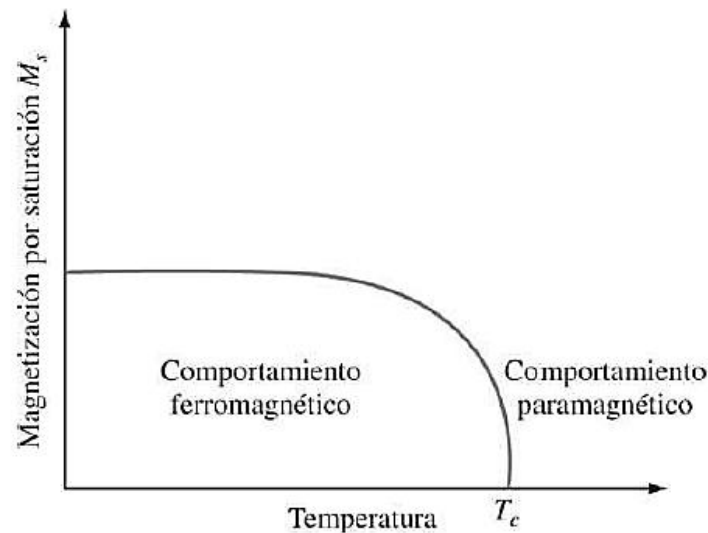


Figura 1.14 Comportamiento magnético según la temperatura [5]

Así, $B_{m\acute{a}x}$ y T_c son las cantidades básicas que caracterizan el ferromagnetismo de un material; obviamente, mientras mayores sean estos valores, mejor es el material para aplicaciones como núcleos de transformadores. En la Tabla 1.3 se observa los valores característicos de algunos vidrios metálicos.

Tabla 1.3 Inducción de saturación M_s , campo coercitivo H_c , Temperatura de Curie T_c , permeabilidad máx. μ_r . [5]

Composición de Vidrios Metálicos	$\mu_0 M_s$ [Tesla]	H_c [A/m]	T_C [°C]	μ_r máx
$Fe_{80}B_{20}$	1.6	6	378	23 000
$Fe_{81}B_{13.5}Si_{3.5}C_2$	1.6	6.4	370	23 000
$Fe_{40}Ni_{38}Mo_4B_{18}$	0.88	8	353	65 000
Co based	0.6	1.5	250	45 000

Si bien la saturación magnética de estas aleaciones no es tan buena como la de los elementos puros, la falta de una estructura cristalina puede ser una ventaja importante. En particular, las aleaciones amorfas tienden a presentar una baja coercitividad porque no hay límites entre los granos cristalinos que impida el movimiento del campo magnético y porque no hay anisotropía magnetocristalina.

- **Anisotropía Magnética**

Tanto el campo coercitivo como la permeabilidad están gobernados por la anisotropía magnética. Es decir, las propiedades magnéticas no son iguales en todas las direcciones del material, de manera tal que si se lo imana en una dirección responderá distinto a que si se lo imana en otra. Hay varios factores que causan la anisotropía. La primera de ellas, llamada anisotropía magnetocristalina, radica en la misma estructura ordenada que poseen los metales tradicionales en donde una dirección no es equivalente a cualquier otra. Esta anisotropía magnetocristalina resulta despreciable

en los vidrios metálicos ya que todas las direcciones de imanación le resultan equivalentes. En la Figura 1.15 se representa un material cristalino con cuatro direcciones privilegiadas (o equivalentes) en las cuales el vector imanación prefiere orientarse y un material amorfo sin ninguna preferencia por alguna dirección. [5]

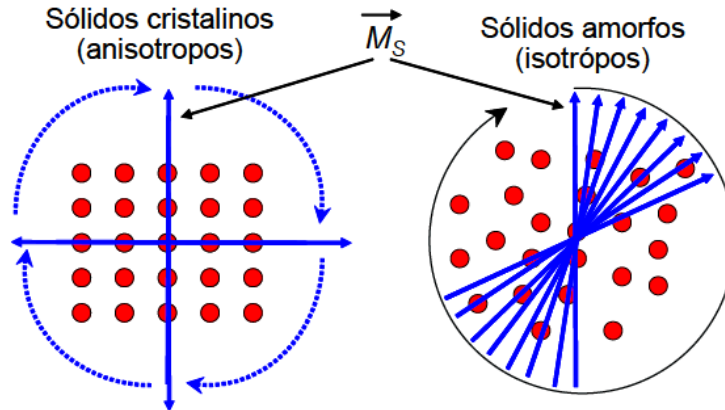


Figura 1.15 Anisotropía en materiales cristalinos y amorfos. [5]

- **Magnetoestricción**

Cuando un material se magnetiza, sus dimensiones cambian ligeramente y la muestra se expandirá o contraerá en la dirección de magnetización. Esta deformación elástica reversible inducida magnéticamente ($\Delta l/l$) se denomina magnetoestricción y es del orden de 10^{-6} . El níquel, por ejemplo, a la inducción de saturación se contrae unos 40 ppm en la dirección de magnetización y se expande en la dirección transversal a ésta. La energía debida a los esfuerzos mecánicos de la magnetoestricción se llama energía magnetoestrictiva. El origen de la magnetoestricción está relacionado con el cambio en la longitud de enlace entre átomos, cuando el momento dipolar de su spin electrónico está rotando para la alineación durante la magnetización. Los dipolos pueden atraerse o repelerse uno a otro, dando lugar a la contracción o expansión del material durante la imanación.

La reducción de este fenómeno está estrechamente relacionada con el aumento de la permeabilidad inicial del material.

Para las aleaciones amorfas el material revela una magnetoestricción positiva de $23 \cdot 10^{-6}$, para aleaciones de base de hierro. La misma dependerá de la temperatura y de la proporción de Si en la composición química de la aleación. A continuación en la Figura 1.16 se exponen dichos efectos para una aleación FE-CU-NB-SI-B:

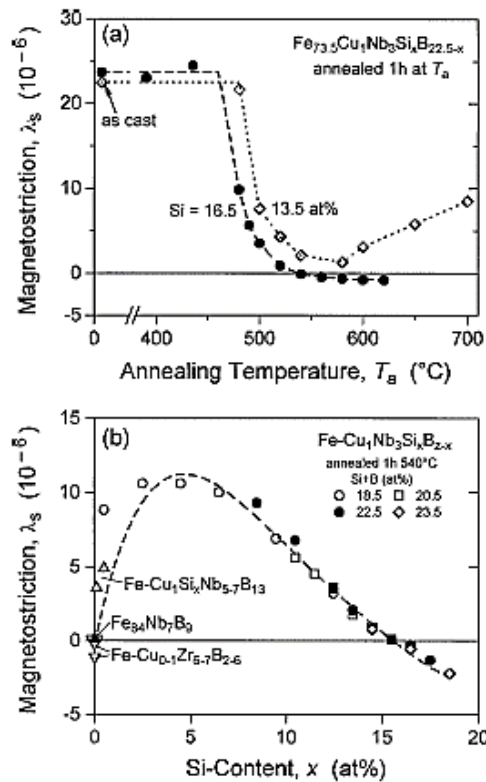


Figura 1.16 Magnetostricción en función de la temperatura y el porcentaje de Silicio. [5]

Correspondientemente con lo expuesto en la Figura 1.16 se observa que para un 16 % de contenido de Si la magnetostricción es aproximadamente cero. A pesar de esto, la no siempre la permeabilidad máxima ocurre cuando λ_s es cero, sino que con un contenido menor de silicio, aproximadamente 13%. Esto indica la presencia de cierta anisotropía adicional contribuida por el aumento en el contenido de silicio. Entonces los beneficios de poseer una magnetostricción cercana a cero se ven limitados por un notable aumento de la anisotropía magnética. [8]

- **Pérdidas magnéticas**

Si bien la saturación magnética de estas aleaciones no es tan buena como la de los elementos puros, la falta de una estructura cristalina puede ser una ventaja importante. En particular, las aleaciones amorfas tienden a presentar una baja coercitividad porque no hay límites entre los granos cristalinos que impida el movimiento del campo magnético y porque no hay anisotropía magnetocristalina. Además, si bien los metales amorfos son eléctricamente conductores, su resistencia al flujo de corriente es generalmente más grande que la de las aleaciones cristalinas. Esto ayuda a minimizar las pérdidas de corriente que ocurren debido a la rápida magnetización y desmagnetización del material.

Las propiedades magnéticas de un material ferromagnético, están en parte relacionadas con la facilidad de magnetización, los metales amorfos son más fáciles de magnetizar que los metales cristalinos. La facilidad de magnetización en un material se refleja en la relación entre la inducción magnética (B) y el campo magnético aplicado (H). La Figura 1.17 ilustra la curva B vs H del amorfo Fe₈₀B₁₃Si₉ y del acero de grano orientado de silicio. La estrechez de la curva para el metal amorfo, la alta permeabilidad (B/H), y el bajo componente de histéresis de las pérdidas magnéticas (según lo medido por el área dentro de la curva BH) indican la relativa facilidad de magnetización.

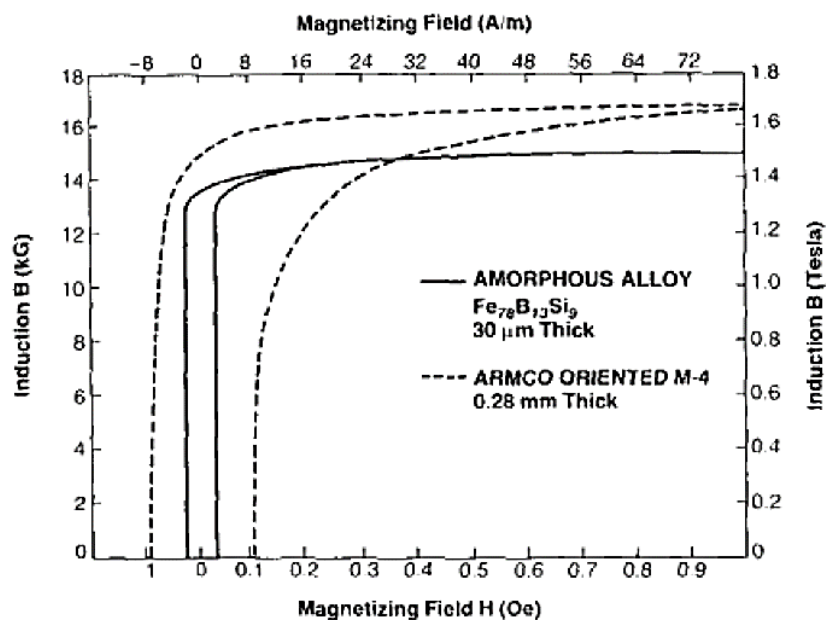


Figura 1.17 Comparación de fuerza coercitiva entre M-4 y aleación amorfa. [5]

La corriente de Foucault es también reducida al mínimo en metales amorfos. El desorden atómico y el alto contenido soluto (metaloides y componentes no metálicos) de los metales amorfos limitan el libre camino de los electrones, lo que resulta en resistividad eléctrica de dos a tres veces mayor que en las aleaciones cristalinas. El fino espesor de los metales amorfos, generalmente 25 micrones (μm), en comparación a 200 micrones del acero de grano orientado de silicio, aumenta la resistencia eléctrica total. Alta resistencia eléctrica en el componente magnético suprime las pérdidas magnéticas por corriente de Foucault.

En consecuencia a la superposición de estas disminuciones en las pérdidas anteriormente descritas en los fenómenos tanto por histéresis como por corrientes de Foucault, las pérdidas totales en el núcleo del transformador se ven ampliamente reducidas como se puede observar en la Tabla 1.4 donde se compara las pérdidas de un transformador de núcleo de FeSi, comparado con un metal amorfo comercial. [5]

Tabla 1.4 Comparativa entre pérdidas de transformadores de núcleos de hierro silicio y amorfos. [5]

Potencia [kVA]	Pérdidas núcleo FeSi [W]	Pérdidas núcleo Amorfo [W]	Fabricante
10	40	13.5	Osaka Transf.
10	40	11	Westinghouse
15	50	14	Allied y MIT
25	85	28	General Electric
25	85	16	Prototype Allied

1.3 Bobinas y rendimiento

1.3.1 Bobinas

Los bobinados de un transformador son un componente fundamental del mismo y por lo general poseen dos, primario y secundario. Se llama primario al bobinado por el cual ingresa la energía, mientras que por el secundario se dirige hacia la carga. Ambos se encuentran vinculados a través del flujo magnético que circula en el núcleo del transformador.

El bobinado primario es el encargado de generar la fuerza magneto motriz responsable de generar el dicho flujo magnético. La FMM se produce al circular la corriente del devanado primario I_1 a través de las N_1 vueltas del mismo.

El material conductor utilizado para los arrollamientos dependerá del tipo de aplicación, pero en cualquier caso las vueltas individuales de este deben estar eléctricamente aisladas unas de otras. En el caso de los transformadores de distribución, los devanados suelen fabricarse de cobre o aluminio, debidamente aislados con papel u otro material similar. Las formas del bobinado dependerán fuertemente del diseño impuesto en el núcleo. En el caso de los transformadores tipo núcleo de ventana, en cada columna existirán dos bobinas; los arrollamiento primario y secundario forman bobinas concéntricas. También existen variantes del tipo concéntrico, como puede ser que los arrollamientos pueden estar constituidos por bobinas delgadas (galletas) colocadas una encima de otra e intercalando bobinas primarias con secundarias.

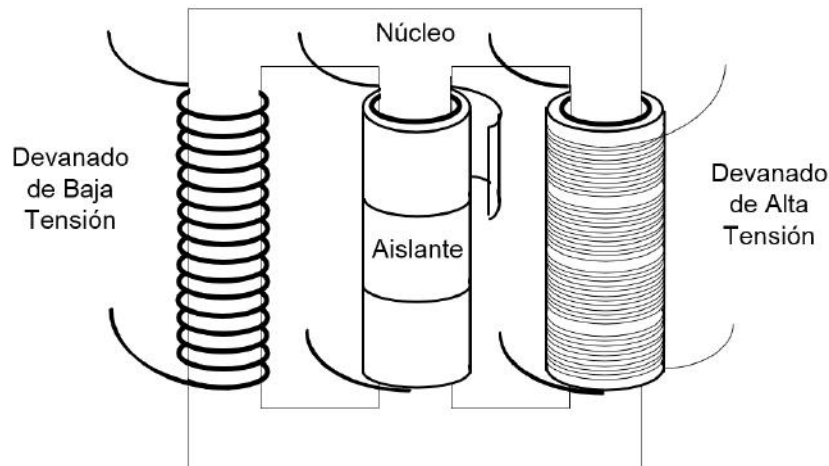


Figura 1.18 Montaje de bobinados concéntricos

En general, para transformadores de distribución, como se aprecia en la Figura 1.18 se bobina el devanado secundario (baja tensión) sobre la pierna del núcleo, y sobre esta el devanado primario (alta tensión). Esto se debe al hecho de aumentar las distancias eléctricas del arrollamiento de alta tensión con respecto a la columna. A su vez, los conductores se bobinan sobre un cilindro base en forma de capas; esto es, una técnica de enrollado helicoidal, donde el conductor es bobinado en forma continua al largo deseado, en forma de hélice.

1.3.2 Pérdidas en los bobinados

Las pérdidas variables del transformador se producen por efecto Joule en los arrollamientos tanto primario como secundario, como tales dependen del porcentaje de carga que esté consumiendo el transformador.

$$= - \quad 1.43$$

Siendo:

- i : corriente en Amper
- ρ : resistividad del cobre
- L : largo del conductor
- S : sección recta del conductor

1.3.3 Rendimiento

El transformador como toda máquina eléctrica real, posee pérdidas que hacen que su rendimiento difiera del ideal. El mismo queda afectado por estas pérdidas donde se cumple que la potencia útil, que es la que se entrega a la carga, es la potencia absorbida que ingresa por el primario, menos las pérdidas en el hierro y en los arrollamientos. [3]

$$P_{\text{útil}} = P_{\text{absorbida}} - P_{\text{pérdidas}} \quad 1.44$$

Finalmente el rendimiento η será la tasa entre la potencia útil y la absorbida:

$$\eta = \frac{P_{\text{útil}}}{P_{\text{absorbida}}} \cdot 100 \% \quad 1.45$$

1.3.4 Variación del rendimiento

Resulta interesante ver como varia el rendimiento en función del grado de carga de un transformador. Para ello es importante tener en claro las expresiones de la potencia eléctrica:

$$P_{\text{potencia monofásica}} = \dots \quad 1.46$$

$$P_{\text{potencia trifásica}} = \dots \quad 1.47$$

Como por lo general la tensión y el factor de potencia son aproximadamente constantes podemos escribir que la potencia útil es:

$$P_{\text{útil}} = \dots \quad 1.48$$

Además, por parte de las pérdidas fijas P_f podemos afirmar que son las existentes en el núcleo y que no dependen de la carga resultando una constante $P_f = P_{fe}$. En cambio las pérdidas variables en el bobinado son función de la corriente, resultando:

$$P_{\text{variables}} = \dots = \dots \quad 1.49$$

Finalmente el rendimiento en función de la carga posee la siguiente expresión:

$$\eta = \frac{P_{\text{útil}}}{P_{\text{absorbida}}} = \frac{\dots}{\dots} \quad 1.50$$

Resulta que el rendimiento es función de la potencia, donde su valor máximo se encuentra en el punto de carga en donde sus pérdidas fijas y variables son iguales:

$$\frac{d\eta}{dP} = \frac{+ \dots - (\dots)}{(\dots)} = 0 \quad 1.51$$

$$+ + \cdot - - \cdot \cdot = - \cdot = \quad 1.52$$

$$= \cdot = \quad 1.53$$

1.4 Aspectos constructivos de los transformadores

1.4.1 Diseño tradicional de núcleos de hierro silicio

Las construcciones típicas de estos circuitos magnéticos se realizan apilando varias láminas delgadas aisladas unas de otras por un barniz adecuado. Las formas que tienen los núcleos son sumamente variables según la aplicación; no obstante, se pueden establecer dos tipos principales, llamados ventana y acorazado. [3]

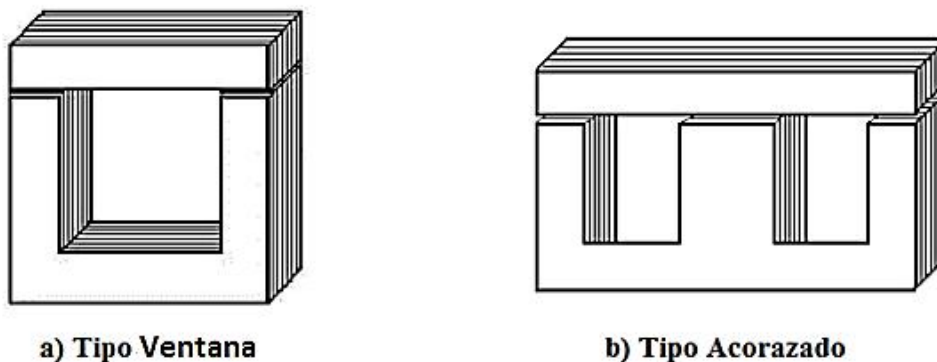


Figura 1.19 Núcleos magnéticos.

En el tipo ventana Figura 1.19 (a), las bobinas se encuentran enrolladas en torno a dos columnas de un núcleo magnético de forma rectangular. Este núcleo no es macizo, sino que se encuentra formado por un paquete de chapas superpuestas, aisladas eléctricamente entre sí. Nótese que esta construcción se realiza con un paquete de láminas en forma de \square U y un paquete superior en forma de \square I, donde las láminas se colocan alternadas y sucesivas, de modo de minimizar pérdidas.

En el tipo acorazado Figura 1.19 (b), las bobinas se enrollan en torno a la columna central de un núcleo conformado por tres piernas. En este caso, el armado del núcleo se realiza con paquetes de láminas en forma de \square E y un paquete superior en forma de \square I, colocándose en forma alternada para evitar que las juntas coincidan.

En general, debido a los procesos de construcción de los transformadores, es necesario que el circuito magnético se encuentre abierto (para el montaje de las bobinas particularmente), por lo que no se pueden utilizar columnas y yugos de una sola pieza. Para ello, los fabricantes de transformadores ubican las laminaciones alternadas para

minimizar flujos dispersos por entrehierros y al estar aisladas las chapas, se evitan cortocircuitos entre láminas, que aumentarían las pérdidas de Foucault. Esto explica la disposición de láminas vecinas alternadas y la aislación de fábrica de la laminación.

1.4.2 Diseños de núcleos de metal amorfo

El diseño de un transformador con un material relativamente nuevo como lo es el acero amorfo representa todo un desafío a nivel teórico así como práctico, ya que como se introdujo en la sección de fabricación de éste material (1.2.7.3), el mismo se obtiene en cintas de espesor y anchos definidos.

Existe un gran número de diseños distintos que pueden ser más o menos aptos para construir un transformador de distribución con núcleo de metal amorfo. A continuación se discutirá algunos de las posibles configuraciones consideradas prácticas. [6]

1.4.2.1 Núcleo Cruciforme

Este concepto ha sido usado en transformadores grandes por muchos años. Básicamente se ensamblan múltiples bucles de material amorfo, de dimensiones variables, de manera tal de que la sección transversal de las columnas del núcleo se aproxime a una configuración circular (Figura 1.20). Dependiendo de factores económicos, se utilizan de 5 a 9 bucles, resultando en un factor de espacio del 84 % a 90%. Un diseño tipo cruciforme resulta en un núcleo con mínimo contenido de material, pero doble en el número de vueltas comparado con un diseño tipo del núcleo. Las bobinas se enrollan en cilindros seccionados directamente sobre el núcleo ensamblado. Este diseño resulta en un buen desempeño tanto del núcleo como de las bobinas. Los núcleos son enrollados, ensamblados y templados con pocas perturbaciones. Sin embargo, esta configuración requiere de una cuba de mayores dimensiones, la cual contiene más aceite. El sistema de sujeción de la parte activa también es un tema complejo, pues se debe evitar inducir tensiones mecánicas al núcleo. Los conductores de las bobinas, así como las cables de las derivaciones y salidas hacia los aisladores deben tener un diseño tal de minimizar las protuberancias en los enrollados y alrededores. El trabajo de montaje del núcleo y bobinas son más complicadas que para otras configuraciones (por ejemplo, diseño de núcleos con gaps distribuidos).

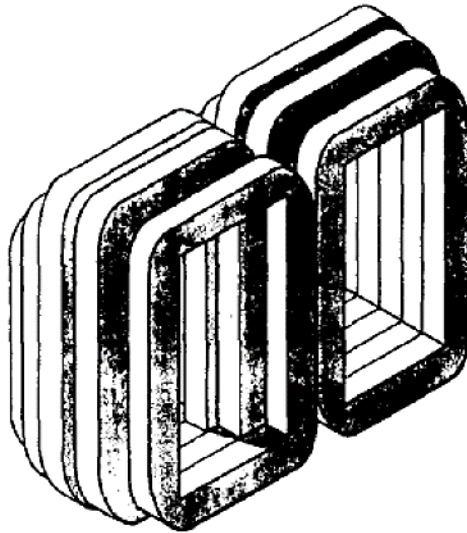


Figura 1.20 Núcleo cruciforme. [6]

1.4.2.2 Núcleo Toroidal

Las configuraciones toroidales como la Figura 1.21 suelen utilizarse en pequeños autotransformadores y transformadores para instrumentación. El núcleo es enrollado con una tira continua de metal amorfo. Este núcleo es templado, y múltiples secciones de la bobina son enrolladas alrededor de la columna de sección rectangular y con forma de anillo alrededor del núcleo. Dado que el núcleo no tiene cortes ni juntas, las bobinas se enrollan con una maquina bobinadora, la cual pasa a través de la ventana del núcleo una vez por cada vuelta. El rendimiento del núcleo con este diseño es excelente por no tener entrehierros. Un toroide sin perturbaciones magnéticas es la configuración ideal, donde el núcleo es soportado en su borde, reduciendo tensiones mecánicas.

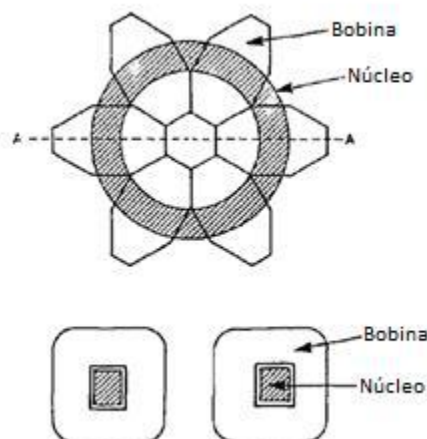


Figura 1.21 Núcleo toroidal. [6]

1.4.2.3 Núcleo con Gaps Distribuidos

El diseño de núcleo tipo enrollado con gaps distribuidos (Figura 1.22) y devanados prebobinados constituye una configuración de parte activa muy efectiva en cuanto al costo. Ha sido usado en transformadores de distribución con aceros al silicio de grano orientado por más de 45 años.

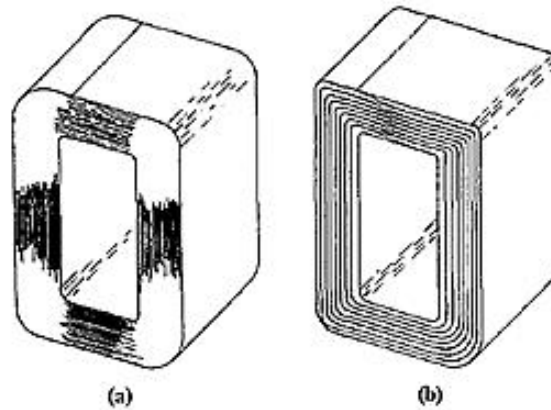


Figura 1.22 Núcleos con gaps distribuidos. [6]

El proceso de fabricación de un núcleo de metal amorfo con esta configuración es tal como sigue: un núcleo redondo con forma de ventana es enrollado, cortado y ensamblado mediante un patrón de junta tipo escalonado (Figura 1.23); esta estructura que se forma exhibe una ventana rectangular en la zona central. En las dos columnas del núcleo se montan las bobinas de baja y alta tensión, respectivamente.

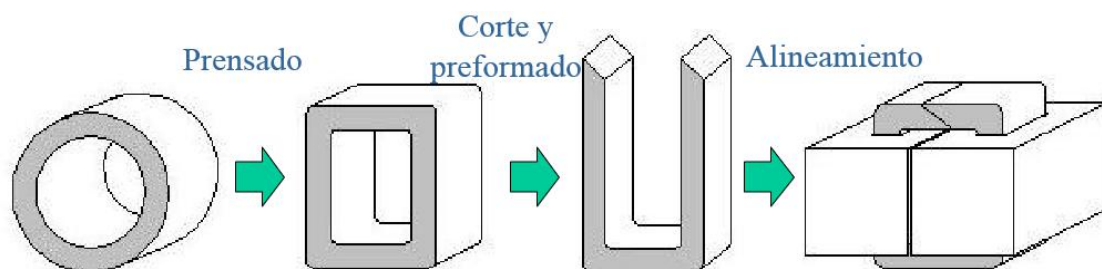


Figura 1.23 Proceso de conformado de núcleo tipo ventana.

El rendimiento del núcleo con gaps distribuidos es más pobre que el diseño cruciforme o toroide, pues el núcleo debe ser intervenido para encajar el núcleo con las bobinas. Este bajo desempeño se produce porque esta distorsión ocurre después de que el núcleo ha sido templado. Debido a la fragilidad y al calibre fino del metal amorfo, se requiere un extremo cuidado y precisión para atar el material amorfo; mientras que el desempeño de las bobinas es idéntico al de los transformadores actuales de acero al silicio convencional, pues prácticamente no hay cambios en el diseño en los

arrollamientos. El proceso de corte del material amorfo constituye, definitivamente, el mayor problema para los fabricantes.

El transformador es construido inicialmente enrollando la cinta de metal amorfo dentro de un toroide (Figura 1.24). En seguida se da forma de ventana presándolo (Figura 1.25), luego un número de laminaciones son levantados del toroide y son cortados quedando un patrón de juntura de gaps escalonados como se observa en la Figura 1.26.



Figura 1.24 Toroide construido a partir de cinta de metal amorfo.

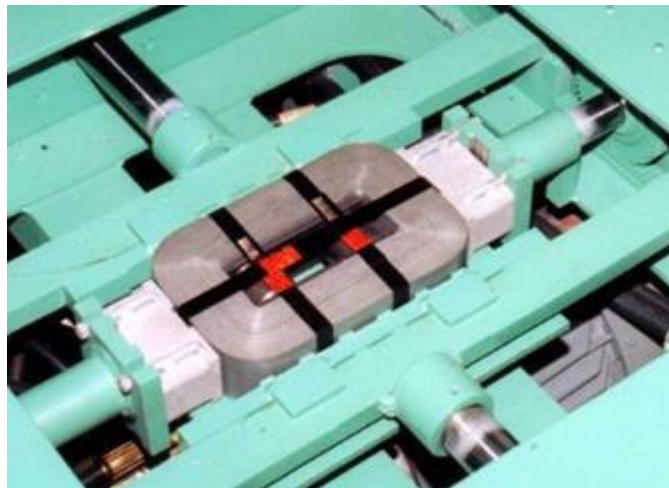


Figura 1.25 Toroide presado.

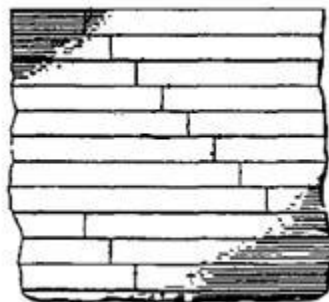


Figura 1.26 Gaps distribuidos. [6]

Cuando el toroide cortado es reensamblado como núcleo, las laminaciones se empalman juntas. El diseño final con un núcleo amorfo se puede observar en la Figura 1.27. Nótese que las bobinas se montan en las dos columnas del núcleo, utilizando el espacio que se forma con la ventana rectangular central.

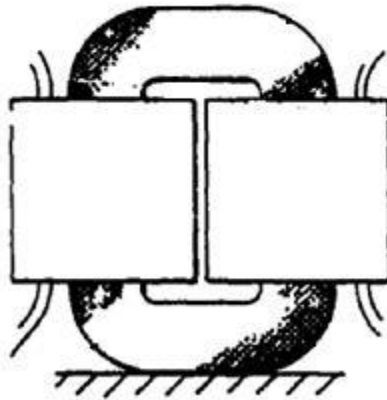


Figura 1.27 Configuración de núcleo. [6]

1.4.2.4 Núcleo con Junturas Traslapadas

Este concepto se diferencia del diseño de gaps distribuidos en los métodos de junta de las laminaciones y en la construcción misma del núcleo. En la configuración de juntas traslapadas, los paquetes de cintas se superponen unas con otras en vez de unirse en sus extremos. El núcleo se construye ensamblando varias cintas amorfas de igual longitud y sosteniéndose entre sí temporalmente.

Cada paquete ensamblado se forma alrededor de un perfil rectangular; luego de que todos los paquetes son montados y sujetos, el conjunto pasa al proceso de templado. Posterior a esto, el núcleo es insertado en el conjunto de las bobinas.

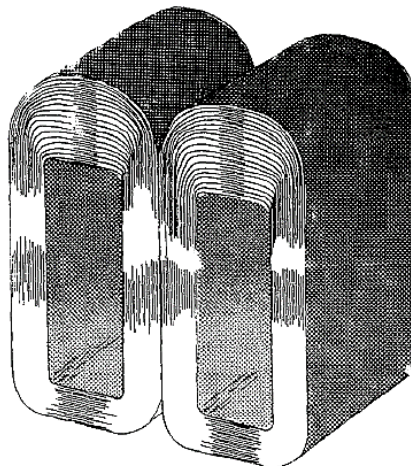


Figura 1.28 Núcleo de juntas traslapadas. [6]

El funcionamiento del núcleo y de las bobinas debiese ser bueno, aunque se estima que el costo extra de material amorfo es de 5% con respecto al núcleo de gaps distribuidos (esto debido a la longitud adicional de cinta que es necesario para realizar el traslape entre los paquetes de láminas). Este traslape provoca también un incremento en la dimensión vertical del núcleo, lo que consecuentemente induce un aumento en el volumen de la cuba y del líquido aislante.

Para fabricar un transformador con estas características se requiere el desarrollo de un método eficiente para cortar material amorfo y un método para apilar los paquetes cortados. Una ventaja de este diseño es que la tolerancia en la longitud de corte puede ser mucho mayor que en el caso de gaps distribuidos.

El diseño utilizado comercialmente difiere del recientemente descrito, básicamente en que los gaps son distribuidos con tal de disminuir la acumulación de rebabas provocada por el apilamiento de las láminas.

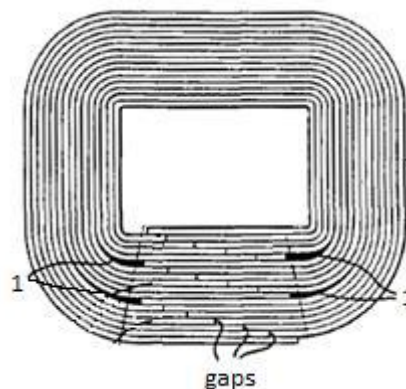


Figura 1.29 Detalle de unión de juntas traslapadas. (1) espacios de aire en el núcleo. [6]

1.4.2.5 Configuración EVANS

Es posible fabricar un transformador trifásico a partir de distintas variantes de unión de transformadores monofásicos. Los más usuales corresponden a la configuración tipo Evans, donde se utiliza núcleos de tres columnas ilustrado en la Figura 1.30 a, y núcleos de acorazados en la parte b de la misma figura.

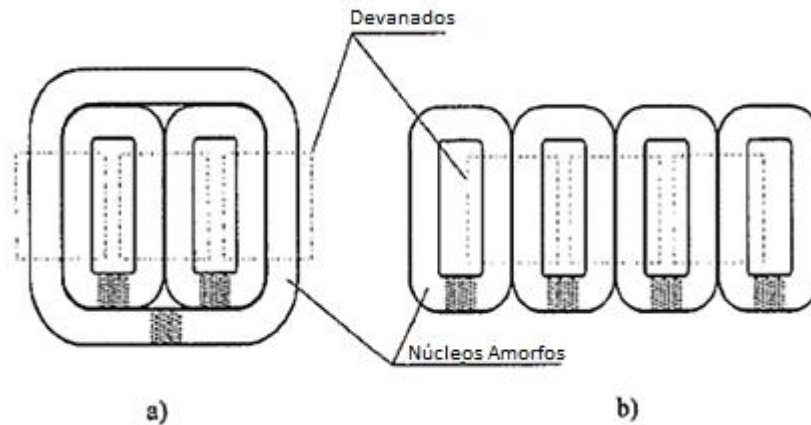


Figura 1.30 Configuración Evans para núcleos de: a) ventana, b) acorazado. [6]

1.4.3 Factor de apilamiento

Este factor es un número adimensional función de la delgada lámina de barniz aislante con la que se recubren las chapas o cintas de hierro, y de efectos constructivos debido a que en la práctica el prensado del núcleo no es perfecto. Dicho factor relaciona la sección neta (S_n) de material que se calcula para cada columna, con la sección geométrica (S_g), que se utiliza para el desarrollo del diseño del núcleo magnético y, posteriormente, de las bobinas.

=

1.54

Ya que el metal amorfo está moldeado en forma definitiva en su espesor, la aleación puede presentar una superficie áspera y espesores no uniformes a lo largo y a lo ancho; situación que definitivamente no sucede en los aceros al silicio tradicionales, los cuales son laminados hasta obtener el espesor final de longitud fija.

La combinación de delgadez, superficie áspera y variaciones en el espesor del metal amorfo afectan directamente el factor de apilamiento que se puede obtener en la construcción del núcleo; en las aleaciones amorfas convencionales es del orden del 80 % 85%, comparado con el factor de apilamiento del acero al silicio, que es del orden del 93 % 98%.

Consecuentemente, un núcleo de metal amorfo requerirá cerca del 13% adicional de área transversal que los aceros convencionales, para obtener la misma área efectiva. El núcleo resultante muestra la tendencia a que algunas láminas resbalen y se junten con laminaciones adyacentes, lo que indica la necesidad de un soporte adecuado para dicho núcleo.

En los últimos años el factor de apilamiento del metal amorfo ha sido mejorado notablemente mediante técnicas novedosas; por ejemplo, mediante la aplicación de

adhesivos especiales entre las distintas laminaciones o grupos de estos, o formando laminas más gruesas que las convencionales, utilizando un método especial de apilamiento, considerando n grupos de láminas. Además, nuevas tecnologías en maquinarias han permitido la fabricación de láminas con superficies menos ásperas y de espesores cada vez más mayores y uniformes.

Todos estos desarrollos han permitido, por ejemplo, la construcción de transformadores amorfos cuyos núcleos presentan factores de apilamiento de 87%, acercándose rápidamente al 90% en estudios preliminares.

1.4.4 Factor de utilización de sección transversal de columna

Debido al factor de apilamiento que se desarrolló en 1.4.3 la sección neta del núcleo difiere de la sección geométrica de acuerdo a la Ec. 1.54.

Normalmente, esta sección de hierro se dispone escalonada por paquetes de diferente ancho generando escalones, e inscrita en un círculo, para poder dar a las bobinas la forma cilíndrica. Es decir, existe un factor de relación entre la sección de la columna de hierro y la sección del diámetro circunscrito que denominaremos factor de forma ff . Cabe destacar que la cantidad de escalones que poseerá la sección depende de la potencia aparente del transformador.

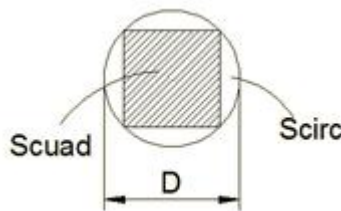


Figura 1.31 Sección transversal de columna.

Dicha relación para una sección de columna cuadrada vale:

$$= \frac{S_{cuad}}{S_{circ}} \tag{1.55}$$

$$= \frac{a^2}{\frac{\pi D^2}{4}} = \frac{4a^2}{\pi D^2} \tag{1.56}$$

Por lo tanto se puede expresar a la sección cuadrada como:

$$a = \frac{D}{2} \sqrt{\frac{4 S_{cuad}}{\pi D^2}} = \frac{D}{2} \sqrt{\frac{4 S_{cuad}}{\pi D^2}} \tag{1.57}$$

Luego, reemplazando la Ec. 1.57 en la Ec. 1.54 la sección neta de columna valdrá:

$$= \quad = \quad = \quad \text{---} \quad \mathbf{1.58}$$

Agrupando los factores de la Ec. 1.58 llegamos al factor de utilización ϕ de la columna:

$$= \text{---} \quad \mathbf{1.59}$$

En el ANEXO I Figura 7.1 se muestran los factores de utilización para las distintas configuraciones de escalones para núcleos tradicionales de Fe-Si. [9]

1.5 Simulink

Como se mencionó previamente, un transformador consiste en dos o más devanados aislados, de cierta resistencia y autoinductancia, que se encuentran acoplados por inducción mutua, es decir mediante flujos magnéticos mutuos los cuales deben ser variables en el tiempo para que exista acción transformatriz.

Este vínculo magnético define los valores de las inductancias, y dependerá de la naturaleza del circuito magnético: es decir de su reluctancia, la cual es función del material empleado, y además del flujo disperso existente, el cual presenta en general una reluctancia diferente a la del flujo mutuo. Por otra parte la inductancia de dispersión y magnetizante es función del cuadrado del número de espiras, pero la inductancia mutua depende del producto de los números de espiras.

Desde un punto de vista energético se lo puede definir como un conversor electromagnético de la energía, que transmite energía eléctrica con ciertos valores de tensión y corriente en uno de sus devanados denominado primario (por donde ingresa la energía), en general, a valores diferentes de tensión y corriente, en los demás devanados que denominados secundarios.

El comportamiento transitorio de las variables del transformador dependerá entonces de los valores de los parámetros del mismo: resistencias, autoinductancias e inductancias mutuas, pero además de los parámetros de la carga en el secundario.

1.5.1 Modelado de un transformador monofásico sin saturación magnética

Se partió del circuito equivalente de un transformador monofásico de dos devanados.

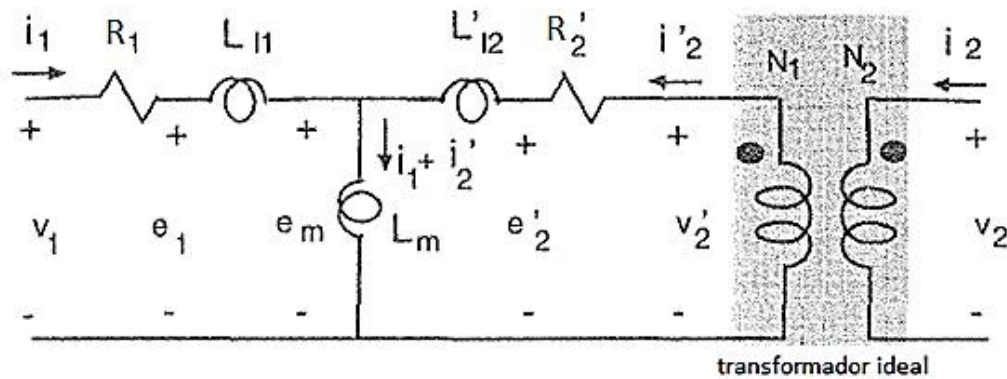


Figura 1.32 Circuito equivalente transformador monofásico. [11]

Dónde:

- v_1, v'_2 : tensión primaria y secundaria referida al primario.
- i_1, i'_2 : corriente primaria y secundaria referida al primario.
- e_1, e'_2 : fuerza electro motriz (fem) primaria y secundaria referida al primario.
- R_1, R'_2 : resistencia del bobinado primario y secundario referida al primario.
- L_{11}, L'_{12} : inductancia de dispersión del bobinado primario y secundario referida al primario.
- i_m : corriente magnetizante.
- L_m : inductancia magnetizante.
- e_m : fem magnetizante.

Ecuaciones de equilibrio de tensiones.

$$\left\{ \begin{array}{l} + \\ = \\ + \end{array} \right. = \left. \begin{array}{l} = - \\ = - \end{array} \right. + \tag{1.60}$$

Recordando que la fem es generada por la variación del flujo magnético (Ψ) en función del tiempo y en sentido opuesto. Es decir.

$$= - \tag{1.61}$$

Aplicando la ecuación 1.61 anterior dentro del equilibrio de tensiones 1.60, se obtiene.

$$\left\{ \begin{array}{l} = - + \\ = - (- +) \end{array} \right. \tag{1.62}$$

Finalmente, se refiere uno de los dos bobinados en función del otro para poder posicionarnos en alguno de los lados del transformador monofásico. En este caso, se refirió al bobinado secundario en función del devanado primario.

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = -\dot{V}_2 + \dot{V}_m \\ \dot{V}_2 = -\dot{V}_1 + \dot{V}_m \end{cases} \quad 1.63$$

Una vez definida la ecuación anterior, se centró el interés en los flujos magnéticos. Se sabe que el flujo magnético en su totalidad, se puede descomponer en dos partes, el flujo magnetizante (Ψ_m) y el flujo disperso (Ψ_l). Es decir:

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_1 = \dot{\Psi}_m + \dot{\Psi}_{l1} \\ \dot{\Psi}_2 = \dot{\Psi}_m + \dot{\Psi}_{l2} \end{cases} \quad 1.64$$

Despejando las corrientes de cada bobinado, se obtiene el siguiente sistema de ecuaciones.

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = -\dot{V}_2 + \dot{V}_m \\ \dot{V}_2 = -\dot{V}_1 + \dot{V}_m \end{cases} \quad 1.65$$

De éste modelo, se obtiene las ecuaciones que dan como salidas las corrientes del transformador monofásico.

Ahora, se reemplazan los valores de las corrientes en el sistema de ecuaciones de equilibrio de tensiones y despejando la derivada del flujo magnético en función del tiempo, se obtienen el sistema de ecuaciones que modelan el funcionamiento del transformador monofásico en función de las tensiones de los devanados.

$$\begin{cases} \dot{V}_1 = -\dot{V}_2 + \dot{V}_m \\ \dot{V}_2 = -\dot{V}_1 + \dot{V}_m \end{cases} \quad 1.66$$

Ahora, se realiza el análisis sobre el flujo magnetizante.

$$\dot{V}_m = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \quad 1.67$$

Reemplazando los valores de las corrientes y despejando, se llegó a la siguiente expresión.

$$\dot{V}_m = \frac{\dot{V}_1 + \dot{V}_2}{2} = \frac{\dot{V}_1 + \dot{V}_2}{2} \quad 1.68$$

Donde L_M es la inductancia mutua entre los devanados.

Finalmente esquematizando las ecuaciones anteriores en bloques de funciones en el entorno Simulink se modeliza un transformador monofásico como se muestra a

continuación. Allí puede verse que las tensiones primarias y secundarias referidas al primario son los valores de entrada y las corrientes primarias y secundarias referidas al primario las variables de salida. [10]

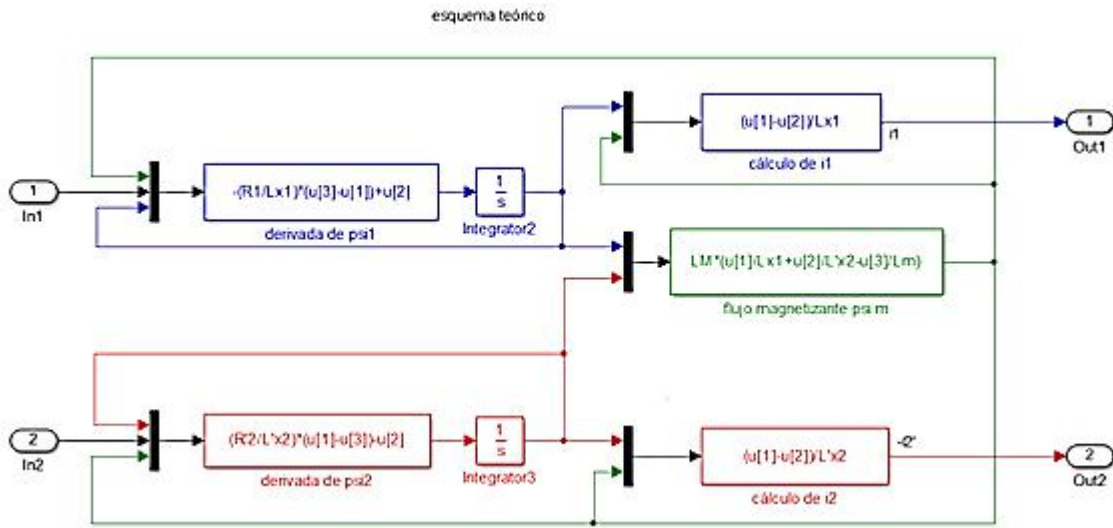


Figura 1.33 Modelo matemático de un transformador monofásico en Simulink. [10]

1.5.2 Modelado de la saturación magnética

La saturación magnética de las laminaciones afecta principalmente el valor de la inductancia magnetizante, siendo despreciable en primera aproximación el efecto en las inductancias de dispersión dado que el circuito magnético del flujo disperso es principalmente el aire. Por ello a efectos de la simulación, se considera la saturación debida al solamente al flujo magnetizante.

La saturación del núcleo puede ser determinada a partir de la característica de vacío $v_1 = f(I_m)$ del transformador, la cual da la relación entre valores eficaces del voltaje aplicado al primario (v_1) y de la componente magnetizante (I_m) de la corriente de vacío o de excitación (I_{ex}).

Cuando el flujo de excitación es senoidal:

$$v_1 = \omega \int i_m dt = \omega \int \frac{1}{\omega} \sin(\omega t) dt = -\cos(\omega t) \tag{1.69}$$

$$i_m = \frac{1}{\omega} \sin(\omega t) \tag{1.70}$$

Entonces queda:

$$\omega = \frac{1}{i_m} \tag{1.71}$$

Al realizar el ensayo en vacío de un transformador monofásico, se obtiene la curva de tensión en función de la corriente de excitación. Al dividir la tensión en cada punto, por ω , se puede construir el gráfico de la Figura 1.34.

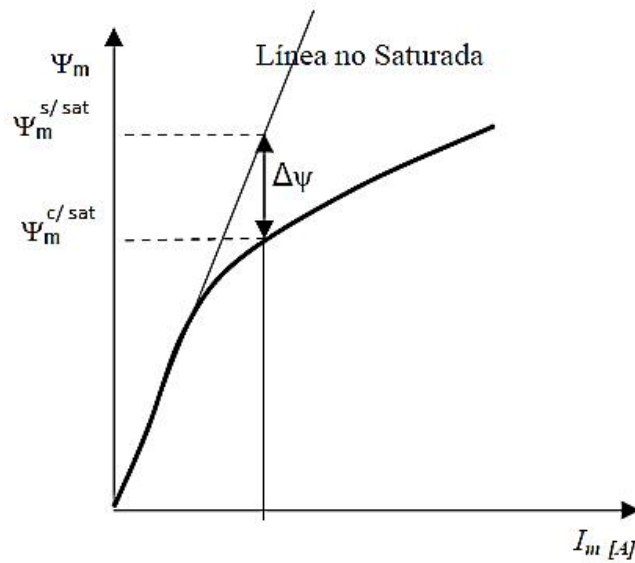


Figura 1.34 Curva de saturación magnética. [11]

La pendiente m es igual al valor del flujo sin saturación sobre la corriente de excitación.

$$m = \frac{\Psi_m^{s/sat}}{I_m} \tag{1.72}$$

En la práctica, se tomó el valor más chico del flujo con saturación y se lo dividió por la corriente de excitación que corresponde a ese valor.

Entonces, la relación entre el flujo con saturación magnética y el flujo sin saturación queda definido a través del $\Delta\Psi$. Es decir:

$$\Psi_m^{s/sat} = \Psi_m^{c/sat} + \Delta\Psi = \left(\frac{\Psi_m^{s/sat}}{I_m} - \frac{\Psi_m^{c/sat}}{I_m} \right) I_m + \Psi_m^{c/sat} \tag{1.73}$$

Reemplazando los valores de las corrientes del sistema de ecuaciones de la sección anterior (Ec. 1.65) y despejando el flujo magnético con saturación, se obtuvo la siguiente ecuación:

$$\Psi_m^{s/sat} = \left(\frac{\Psi_m^{s/sat}}{I_m} + \frac{\Psi_m^{c/sat}}{I_m} - \frac{\Delta\Psi}{I_m} \right) I_m \tag{1.74}$$

Puede verse que el flujo magnético, queda en función de los flujos de los flujos de cada devanado del transformador y del $\Delta\Psi$ ($\Psi_m = (\Psi_1, \Psi_2, \dots)$).

Luego, la curva de la saturación magnética, queda de la siguiente manera.

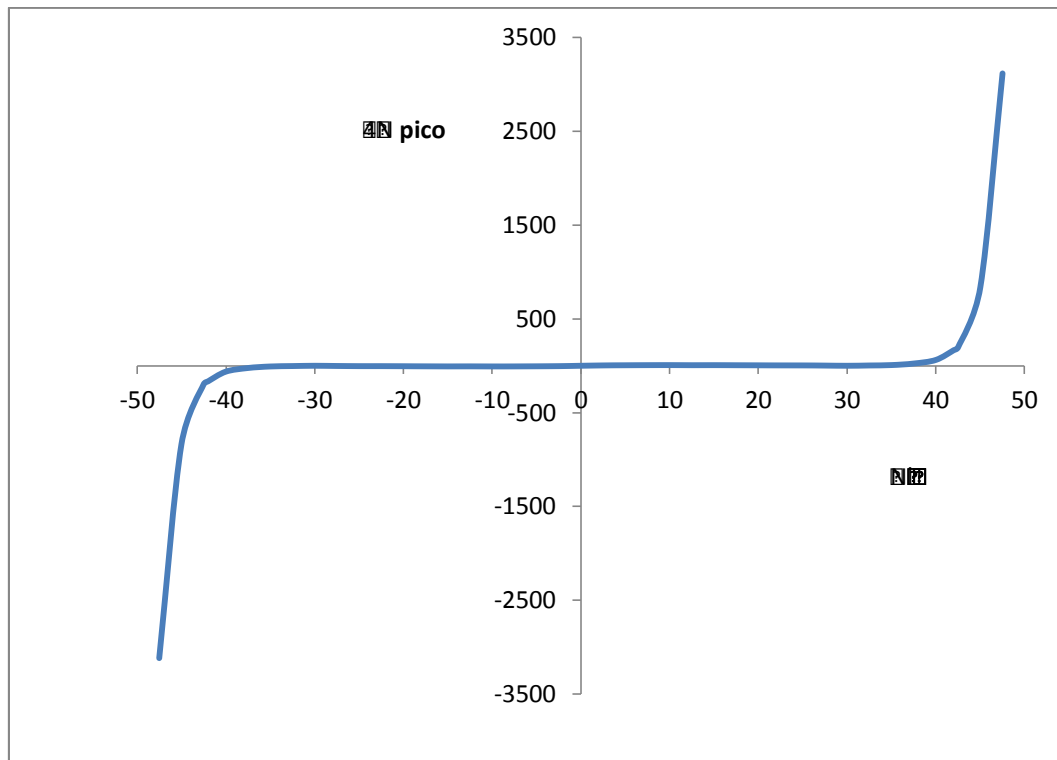


Figura 1.35 Curva $\Delta\Psi$ vs. Ψ pico.

La Figura 1.35 tiene como valor de entrada al flujo magnético (eje de las abscisas), y entrega como salida el valor del delta flujo (eje de las ordenadas), que al pasar por la memoria, sumo o resta el valor de salida en el instante n con el valor del instante anterior ($\Delta\Psi_{tn} \pm \Delta\Psi_{t(n-1)}$). Luego, por la Ec. 1.74, al generar el lazo de realimentación que aparece en la Figura 1.36, se puede obtener el flujo magnético con saturación, al ingresar las tres señales en el bloque que resuelve la ecuación que modela el funcionamiento real del mismo.

Cabe aclarar, que como el valor original del flujo con saturación ($\Psi_{c/sat}$), se estimó de los valores eficaces de tensión. Se necesitó multiplicar al valor de salida de la curva por $\bar{2}$ para que sea posible modelar con los valores picos de las formas de ondas resultantes de dicha saturación.

Finalmente, el esquema en Simulink se muestra a continuación. [10] [11]

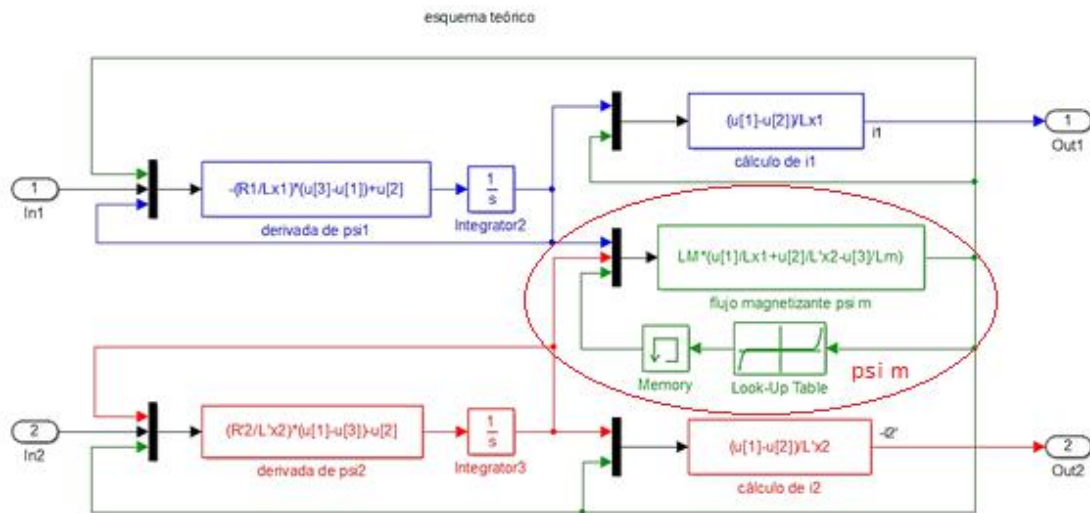


Figura 1.36 Modelo matemático de un transformador monofásico con saturación magnética en Simulink. [11]

1.5.3 Modelado de un transformador trifásico con saturación magnética

Dado que existe una asimetría magnética en el núcleo, las columnas laterales tienen distinta característica de magnetización que la columna central. Por ello para implementar la simulación del transformador trifásico de columnas considerando la saturación magnética se utilizó el bloque de transformador monofásico, para reproducir un transformador trifásico mediante un banco de transformadores monofásicos (todos con igual reluctancia). Para simular el transformador de la Fig. 1.36 será necesario tener en cuenta las diferentes reluctancias entre columnas.

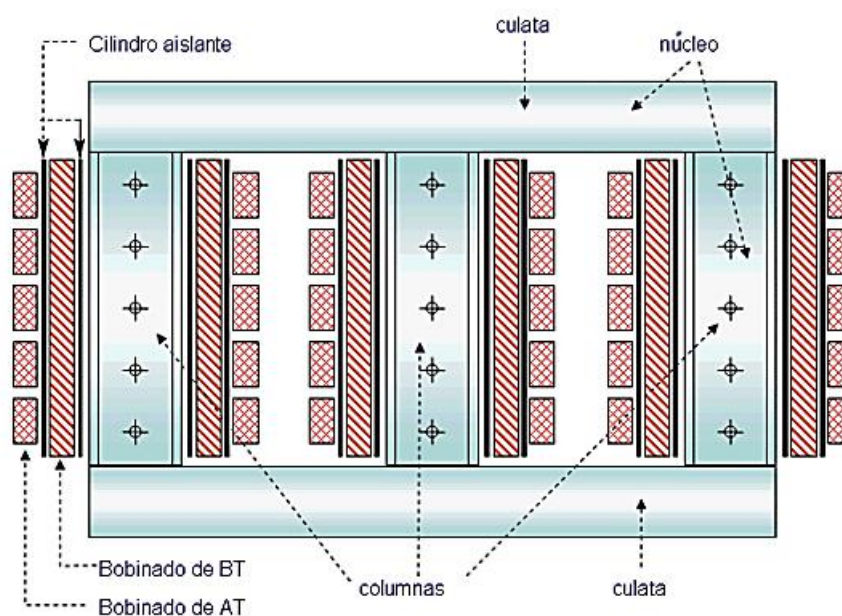


Figura 1.37 Transformador trifásico con núcleo tipo ventana. [10]

Para este esquema de conexión, se partió de cada modelo monofásico y se tuvo en cuenta las consideraciones necesarias para su comportamiento como un transformador trifásico.

Las ecuaciones para los devanados primarios de cada bloque de transformador monofásico fueron:

Tensiones primarias de línea:

$$\left\{ \begin{array}{l} = - \\ = - \\ = - \end{array} \right. \quad 1.75$$

El esquema de modelado se detalla a continuación.

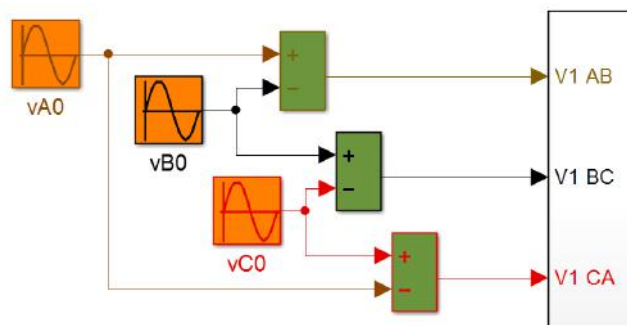


Figura 1.38 Conexión de las tensiones de fase

Cada generador, se programó a un valor pico de la tensión de fase del primario ($\sqrt{2}$ 7622 [V]), y cada generador se encuentra desfasado 120° con respecto a los otros dos.

Corrientes primarias de línea:

$$\left\{ \begin{array}{l} = - \\ = - \\ = - \end{array} \right. \quad 1.76$$

El esquema se conecta de la siguiente manera.

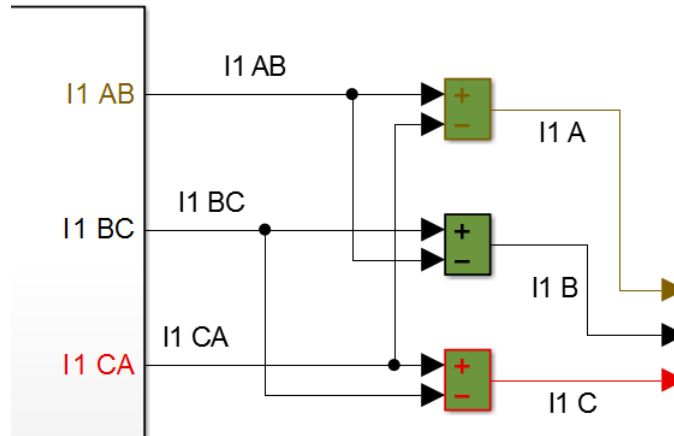


Figura 1.39 Corrientes de fase y línea.

Tensiones secundarias:

$$\left\{ \begin{array}{l} = - \\ = - \\ = - \end{array} \right. \quad 1.77$$

En el entorno Simulink, se conectó de la siguiente manera.

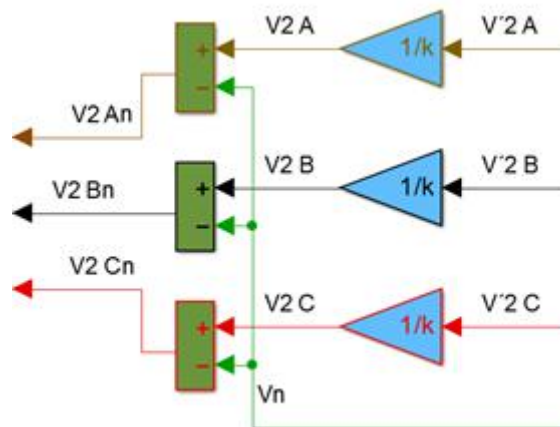


Figura 1.40 Esquema de tensiones secundarias y de neutro.

Cabe aclarar que como los valores del devanado secundario que entrega el modelo son referidos al bobinado primario. Para poder analizar dichos valores desde los resultados reales que entrega el devanado secundario, se afecta a cada tensión referida al primario, por el valor inverso de la relación entre espiras (1/k).

Donde la tensión de tierra es:

$$= (+ +) \quad 1.78$$

En el modelo matemático, se implementó de la siguiente manera.

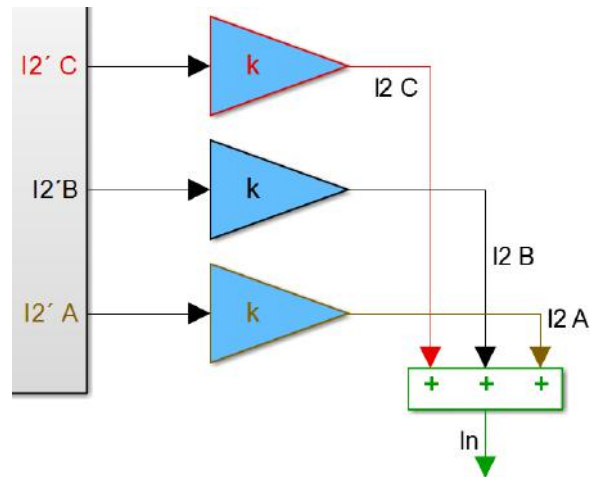


Figura 1.41 Esquema de conexión, corriente de neutro.

En este caso, el transformador entrega los valores de corrientes referidos al devanado primario. Para poder analizar los resultados reales, se multiplicó a cada corriente por la relación entre espiras (k) del modelo en estudio.

La resistencia de neutro, o tierra, se le estimó un valor razonable. En este caso, fue de $0,8 [\Omega]$.

Finalmente, para poder simular el modelo como un transformador trifásico, y no como un banco de transformadores monofásico. Se modificaron las inductancias magnetizantes de cada columna en función de su corriente de excitación, considerando que las columnas laterales tienen una reluctancia magnética mayor a la reluctancia de la columna central.

En el 3.2.3 se desarrollará el procedimiento empleado.

CAPÍTULO 2: DISEÑO

En este capítulo se desarrollarán los diseños de dos transformadores de distribución igual potencia, 250 kVA, pero con distinto material en cada uno de sus núcleos. Los mismos serán diseñados con el fin de reducir de media a baja tensión.

El primero de ellos poseerá un núcleo de hierro al silicio con grano orientado, mientras que en el segundo su núcleo será de metal amorfo, un material relativamente nuevo, el cual presenta interesantes propiedades magnéticas.

La configuración de los mismos será estrella-triángulo como se muestra en la Figura 2.1:

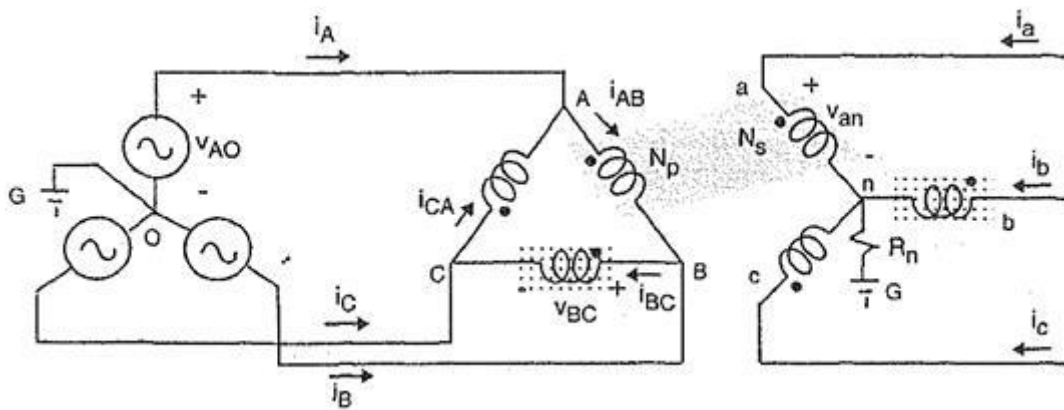


Figura 2.1 Esquema de conexión estrella triángulo.

Cabe destacar que en ambos diseños y por la configuración que mantienen, el bobinado primario estará sometido a una tensión de 13200 volts de línea, mientras que el secundario tendrá una tensión de trabajo de 231 volts de fase. Este último voltaje se impone por el hecho de que se debe aumentar la tensión del secundario debido a las caídas debidas a la distribución de la corriente hacia las cargas.

Con las tensiones de cada arrollamiento ya fijadas, la relación de transformación para ambas máquinas valdrá:

$$= \frac{V_{AO}}{V_{an}} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_a}{I_A} = \frac{I_b}{I_B} = \frac{I_c}{I_C} = \quad 2.1$$

En las siguientes secciones se desarrollara el diseño del núcleo y arrollamientos de cada uno con el fin de observar las ventajas que presenta el transformador de vidrio metálico, y brindar los parámetros necesarios para su simulación. Nos basaremos en el desarrollo que se describe en la BIBLIOGRAFÍA [3] y [9]

2.1 Diseño de transformador con núcleo de Hierro Silicio

En la siguiente sección se desarrollaran los cálculos pertinentes para el diseño y construcción de un transformador de las siguientes características:

Tabla 2.1 Datos generales, transformador con núcleo FeSi

Datos generales						
kVA	Tipo	Cosφ	Refrigeración	Aislación	Servicio	Frecuencia
250	Trifásico	0.8	Aire	Aceite	Continuo	50 Hz

Datos de alta tensión		
Conductores x Ulínea (kV)	Material	Conex
3x13,2	Cobre	D

Datos de baja tensión		
Conductores x Ulínea (kV)	Material	Conex
3x0,4+N	Cobre	Y

2.1.1 Dimensionamiento del núcleo

Esta sección se encuentra fundamentada por el capítulo de “Dimensionado de los transformadores” citado en la BIBLIOGRAFÍA. [9]

Comenzaremos con el diseño del núcleo para un transformador trifásico de 250 kVA, el cual corresponderá a un núcleo tipo ventana, ilustrado en la Figura 1.19.

En primera instancia calcularemos el diámetro circunscripto de las columnas, aplicando la ecuación

$$\text{Diámetro de columna } D = \sqrt[4]{\dots} = 15.9[\text{cm}]$$



Figura 2.2 Sección preliminar

Luego adoptaremos una sección cuadrada de columna de 11 cm de lado, con el fin de facilitar la manufactura de las chapas de grano orientado.

Ancho de columna adoptado 11 cm $D=15.56[\text{cm}]$

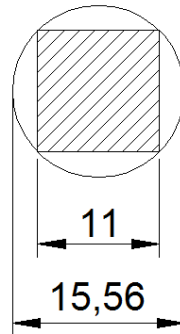


Figura 2.3 Sección adoptada previo a la utilización del k_0 recomendado para un transformador de 250 [kVA]

Siguiendo con el diseño, en el caso de los yugos se los diseñaran un 10% más altos con el fin de evitar el fenómeno de ruido por magnetotricción, con una dimensión de 12 cm.

2.1.1.1 Carga lineal

La carga lineal de trabajo q es la cantidad de Amper-vuelta aceptable que puede haber por centímetro de columna. La misma siempre influye sobre la reactancia de cortocircuito del transformador y sobre el calentamiento de los bobinados. Para estimarla ingresaremos con la potencia nominal según el gráfico Figura 2.4.

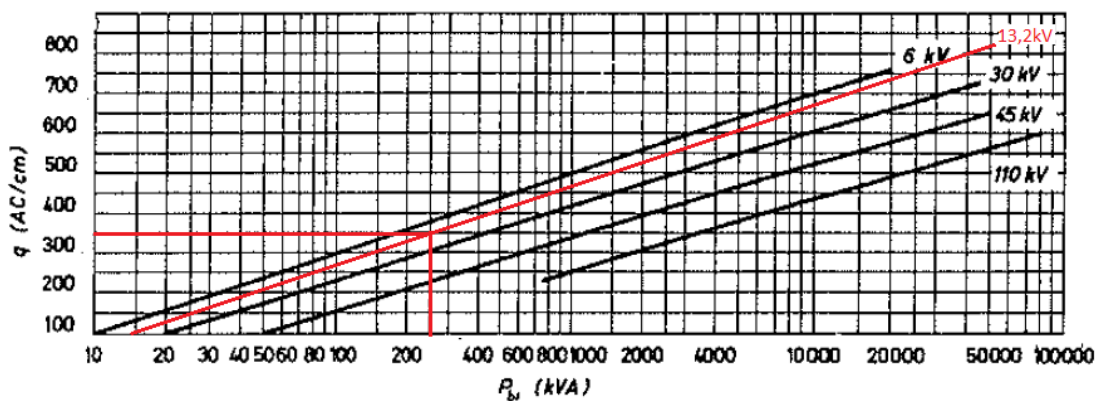


Figura 2.4 Carga lineal en función de la potencia, para distintas tensiones. [9]

Luego, el valor máximo es de 350 [Av/cm]. Adoptamos una carga lineal de:

$$l_1 = 300 \text{ [—]}$$

2.1.1.2 Inducción

De igual manera que para la carga lineal, se recomienda una cierta inducción de trabajo para cada potencia nominal:

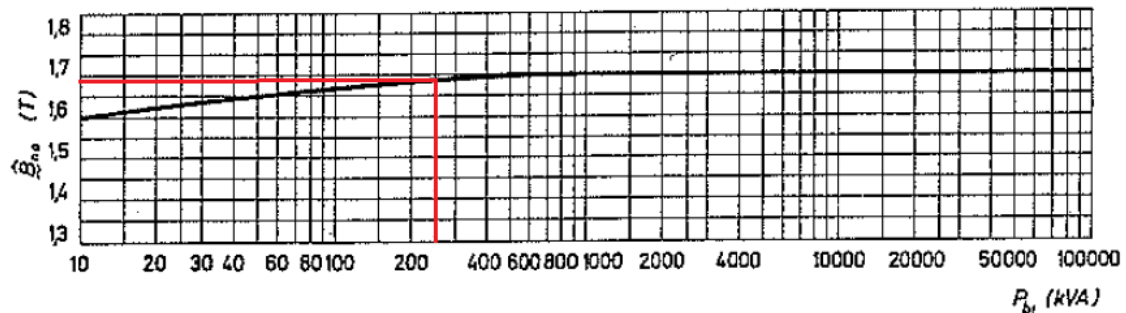


Figura 2.5 Inducción en función de la potencia [kVA] a 50 Hz. [9]

Inducción de trabajo adoptada $B_n = 1,68 \text{ [T]}$

2.1.1.3 Coeficiente C de utilización

Procedemos a calcular el coeficiente C del transformador, el cual es una medida de la potencia aparente admisible por volumen de hierro, el cual nos servirá para luego obtener la longitud de las columnas del núcleo.

$$C = \frac{P_n}{V_{Fe} \cdot f \cdot B_n} \quad 2.2$$

Dónde:

- α_0 es el factor de utilización de la columna
- f es la frecuencia en Hz
- l_1 es la carga lineal
- B_n es la inducción magnética

Para nuestro caso de una potencia de 250 [kVA], el ANEXO I Tabla 7.1 se recomienda el uso de 3 escalones, en donde $\alpha_0 = 0,61$

$$C = \frac{0,61 \cdot 250 \cdot 300}{22,5 \cdot 100} \cdot 1,68 = 6,832 \text{ [—}_3\text{]}$$

2.1.1.4 Largo de la columna

Conociendo las variables del coeficiente de utilización y el diámetro circunscrito de la sección de la columna, se calcula la longitud de la misma:

$$L = \frac{P}{n \cdot C \cdot D^2} = \frac{250}{3 \cdot 15,56^2 \cdot \frac{6,832}{3} \cdot \frac{1}{1000}} = 50,38 \text{ [cm]} \quad 2.3$$

Dónde:

- P es la potencia en kVA
- n es número de columnas
- D es el diámetro de la columna
- C es el coeficiente del transformador

$$L = \frac{250}{(15,56)^2 \cdot \frac{6,832}{3} \cdot \frac{1}{1000}} = 50,38 \text{ [cm]}$$

Se adopta un largo de columna de 51 centímetros.

2.1.1.5 Ancho de ventana

Con los valores del diámetro D y de la longitud L por columna ya determinados, el ancho de ventana "a" debe ser tal que permita el alojamiento de los bobinados, guardando las distancias eléctricas que las tensiones exijan. En el grafico de la Figura 2.6 se puede estimar un valor tentativo de ancho de ventana.

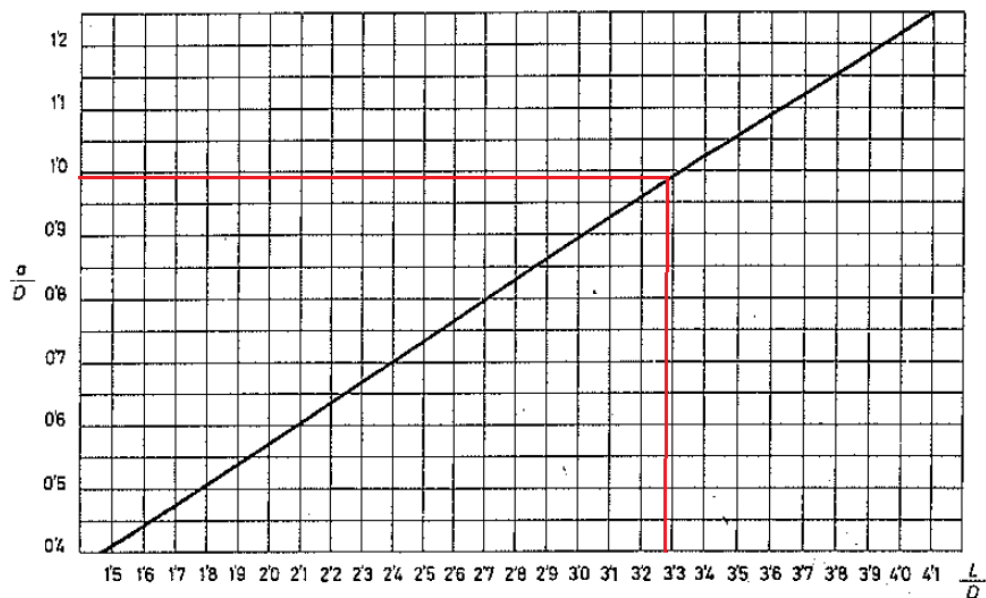


Figura 2.6 Dimensiones básicas de un transformador trifásico de columnas. [9]

Para la relación de $k = 3,28$ del gráfico se obtiene una relación $k = 1$ dando como resultado:

$$a = 1 \cdot D = 15,56[\text{cm}]$$

Se adopta 16[cm] como ancho de ventana.

2.1.2 Cálculo de los arrollamientos

Previo al inicio de los cálculos necesarios para el diseño de los arrollamientos del transformador debe contarse, además de la sección de hierro calculada, de la tensión a la cual estarán sometidas las bobinas del primario y del secundario. La fem que se inducirá puede ser calculada como:

$$E = \frac{4,44 \cdot f \cdot N \cdot \Phi_m}{10^8} \quad 2.4$$

Dónde:

- f es la frecuencia en Hz.
- N son las vueltas del arrollamiento en cuestión.
- Φ_m es el factor de utilización de columna.
- B es la inducción de trabajo en T.
- D diámetro circunscripto en cm.

2.1.2.1 Corrientes de los arrollamientos

Primario

$$I_1 = \frac{250000[\text{VA}]}{13200[\text{V}]} = 19,01[\text{A}]$$

Secundario

$$I_2 = \frac{250000[\text{VA}]}{3.400[\text{V}]} = 73,53[\text{A}]$$

2.1.2.2 Cantidad de vueltas en los arrollamientos

La cantidad de vueltas responde a la expresión despejada a partir de la ecuación 2.4.

$$N = \frac{10^8 \cdot E}{4,44 \cdot f \cdot B \cdot D} \quad 2.5$$

Primario

$$1 = \frac{13200}{0,61 \cdot 1,68 \cdot \left(\frac{15,56}{6,71}\right)^2} = 2395,3 \quad \square \quad \text{se adopta } 1 = 2396$$

Secundario

$$2 = \frac{231}{0,61 \cdot 1,68 \cdot \left(\frac{15,56}{6,71}\right)^2} = 41,92 \quad \square \quad \text{se adopta } 2=42$$

2.1.2.3 Largo de las bobinas

Teniendo en cuenta la carga lineal fijada anteriormente, se calcula el largo estimado para cada bobina:

$$= \text{---} [\text{---}] \quad 2.6$$

Primario

$$1 = \frac{1 \cdot 1}{300} = \frac{2396 \cdot 6,31}{300} = 50,39 [\quad]$$

Secundario

$$2 = \frac{2 \cdot 2}{300} = \frac{42 \cdot 361}{300} = 50,54 [\quad]$$

El largo de las columnas era de 51 cm, por lo tanto hay que aumentar el largo a 56 cm por las distancias de seguridad.

2.1.2.4 Calentamiento de los arrollamientos:

Es vital definir una densidad de corriente adecuada para los bobinados del transformador. La misma será óptima cuando la máquina funciona con una sobre elevación de temperatura de alrededor de 50 ° centígrados.

Se adopta una densidad de corriente de $3 \frac{\text{---}}{2}$ recomendada para transformadores con refrigeración por aceite.

Del ANEXO I Tabla 7.2 se adoptaron los diámetros y cantidades de conductores del siguiente cálculo.

Primario

$$d_1 = \frac{1}{1} = \frac{6,31 [\text{mm}^2]}{3 [\frac{\text{mm}^2}{\text{mm}^2}]} = 2,1 [\text{mm}^2]$$

Su diámetro de conductor adoptado será de 1,65[mm].

Secundario

$$d_2 = \frac{2}{2} = \frac{361 [\text{mm}^2]}{3 [\frac{\text{mm}^2}{\text{mm}^2}]} = 120,33 [\text{mm}^2]$$

Se adopta una configuración de dos conductores en paralelo de 9 [mm] de diámetro cada uno.

2.1.3 Disposición de los bobinados

En primera instancia se bobinarán las espiras del secundario sobre un tubo de prespan, en donde su diámetro interior será el circunscripto a la columna de hierro.

Adoptando la disposición concéntrica, se bobinara el primario sobre el arrollamiento secundario, guardando las debidas distancias eléctricas. Este bobinado de alta tensión será dividido en partes reducidas, llamadas galletas, las cuales no deben superar los 2000 volts de tensión cada una.

Con respecto a las distancias eléctricas, cabe destacar que se deben tener en cuenta las existentes entre:

- Yugo y bobina, $O=25$ mm
- Bobinados, $j= 10$ mm
- Galletas, $a= 4$ mm

Las mismas fueron extraídas del ANEXO I Figura 7.3, Figura 7.4 y Figura 7.5.

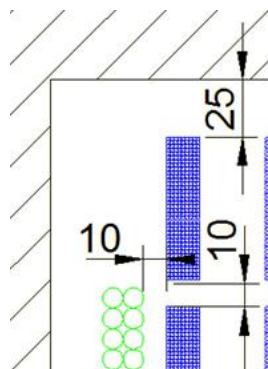


Figura 2.7 Distancias eléctricas [mm] en los bobinados de AT y BT

Definiendo 14 galletas para la bobina de alta, procedemos a calcular la cantidad de vueltas por cada una, y la cantidad de capas en las mismas:

Nº de vueltas por bobina = $2396/7 = 342,28$ espiras

Es decir, 5 galletas de 342 vueltas y 2 con 343. Continuando con el procedimiento, calcularemos el espacio disponible para cada galleta suponiendo una separación de 10 milímetros entre cada una:

$L_{\text{columna}} - 2 \cdot D_{\text{yugo}} - 6 \cdot D_{\text{galletas}} = 560 \text{ mm} - 2 \cdot 25 \text{ mm} - 6 \cdot 10 \text{ mm} = 450 \text{ mm}$

$L_{\text{galletas}} = 450 \text{ mm} / 7 = 64,28 \text{ mm}$

Finalmente la galleta queda de la siguiente manera, con 9 capas de 19 espiras cada una:

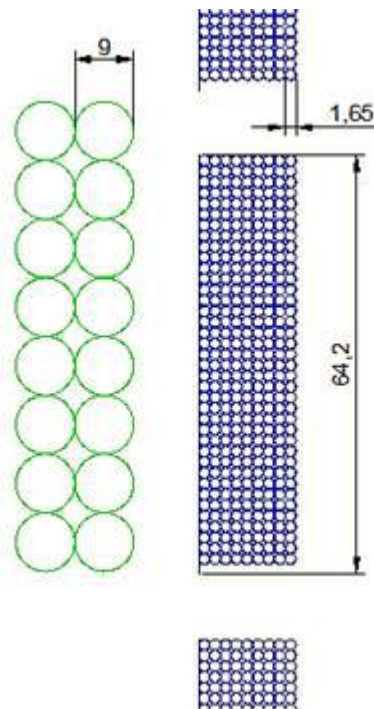


Figura 2.8 Detalle del bobinado primario en milímetros.

2.1.4 Ilustración

Finalmente el transformador quedó de la siguiente manera:

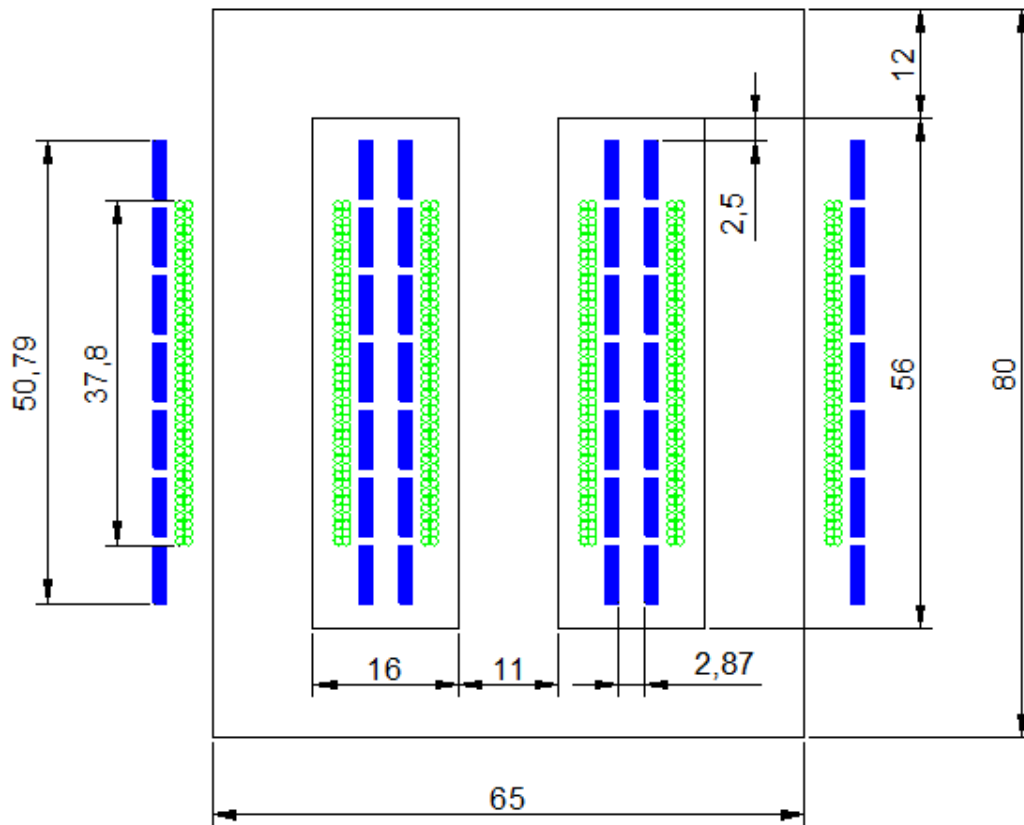


Figura 2.9 Transformador con núcleo de hierro silicio, 250 [kVA]

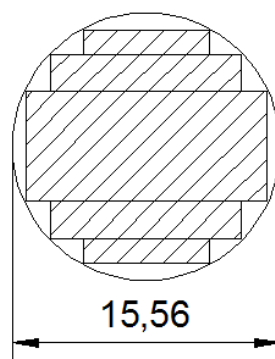


Figura 2.10 Sección y geometría final de hierro [cm]

2.1.5 Cálculo de pérdidas

2.1.5.1 Pérdidas en el núcleo

Para la construcción de este transformador se utilizará chapa de grano orientado tipo M-5 de 0,30 mm de espesor.

De la Figura 7.2 del ANEXO I, se obtiene que las pérdidas en el hierro por unidad de peso para 1,68 [T] y 50 [Hz] valen:

$$= 1,2 \text{ —}$$

Densidad M-5

$$= 7,65 \left[\frac{\text{—}}{3} \right]$$

$$\text{Cantidad de chapas} = \frac{11}{0,03 \cdot 0,93} = 394 \text{ chapas}$$

Ahora calcularemos el volumen de hierro silicio del núcleo, para obtener el peso y por consiguiente sus pérdidas.

$$V = (65 \cdot 80 - 2 \cdot 56 \cdot 16) \cdot 11 \text{ cm} = 37488 \text{ }^3$$

$$\text{Peso} = 7,65 \frac{\text{—}}{3} \cdot 37488 \text{ }^3 = 286,8 \text{ kg de chapa}$$

$$= 1,2 \text{ —} \cdot 286,8 = 344,2$$

2.1.5.2 Pérdidas en el cobre

Para esta etapa, se prosiguió a partir del cálculo de ambos valores en función de la espira media de cada bobinado. Los datos iniciales en centímetros se resumen en el siguiente gráfico.

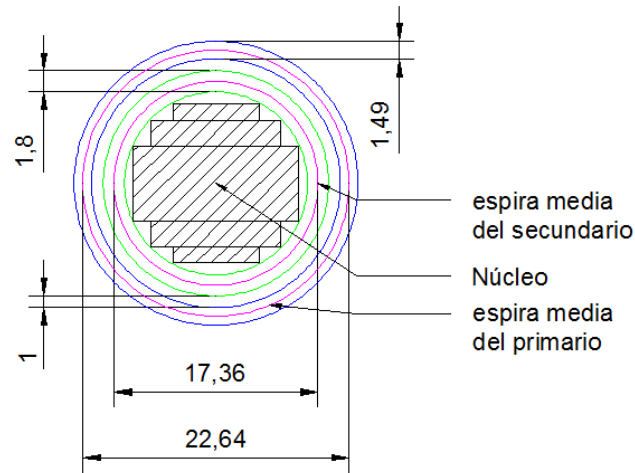


Figura 2.11 Detalle de los bobinados en corte, dimensiones en [cm]

Datos:

Tabla 2.2 Datos del transformador de Fe-Si obtenidos en la sección 2.1

Resistividad del Cu a 75°C [Ω·m]	Corriente nominal [A]		Cant. espiras		Diam. Espira media [mm]		Sección del Conductor [mm ²]	
	I_1	I_2	N_1	N_2	Φ_1	Φ_2	S_1	S_2
0,0215	6,31	361	2396	42	226,4	173,6	2,138	127

Cabe aclarar, que la temperatura de trabajo se obtuvo del ANEXO I de la Figura 7.9 a).

El desarrollo siguió los siguientes pasos, y es análogo para ambos bobinados.

Largo de la espira media = 2.7

Largo total = 2.8

Resistencia = 2.9

Finalmente, las resistencias de cada arrollamiento son:

$$R_1 = \dots [\] \quad R_2 = \dots [\]$$

Pérdidas por fase y por arrollamiento:

$$P_{cu1} = I_1^2 R_1$$

$$P_{cu2} = I_2^2 R_2$$

$$P_{cu3} = I_3^2 R_3$$

Pérdida total Cu=3. $P_{cu} = 3 \cdot P_{cu1} + 3 \cdot P_{cu2} = 3552 [W]$

2.1.6 Rendimiento

Utilizando la expresión 1.45, y considerando que la carga posee un $\cos \phi$ de 0,8 que se mantiene fijo, se realiza el cálculo del rendimiento en función de la carga:

Tabla 2.3 Resumen de las pérdidas del núcleo de Fe-Si

POTENCIA APARENTE	250000
PÉRDIDAS EN EL NÚCLEO	344W
PÉRDIDAS EN EL COBRE AL 100%	3552W
$\cos \phi$	0,8

Tabla 2.4 Variación del rendimiento en función de la carga

% de carga	Pcu[W]	Ptotales[W]	P. Activa[W]	Rendimiento[%]
2	1,4216	345,4216	4000	92,05
10	35,54	379,54	20000	98,14
20	142,16	486,16	40000	98,80
30	319,86	663,86	60000	98,91
40	568,64	912,64	80000	98,87
50	888,5	1232,5	100000	98,78
60	1279,44	1623,44	120000	98,67
70	1741,46	2085,46	140000	98,53
80	2274,56	2618,56	160000	98,39
90	2878,74	3222,74	180000	98,24
100	3554	3898	200000	98,09
110	4300,34	4644,34	220000	97,93
120	5117,76	5461,76	240000	97,77

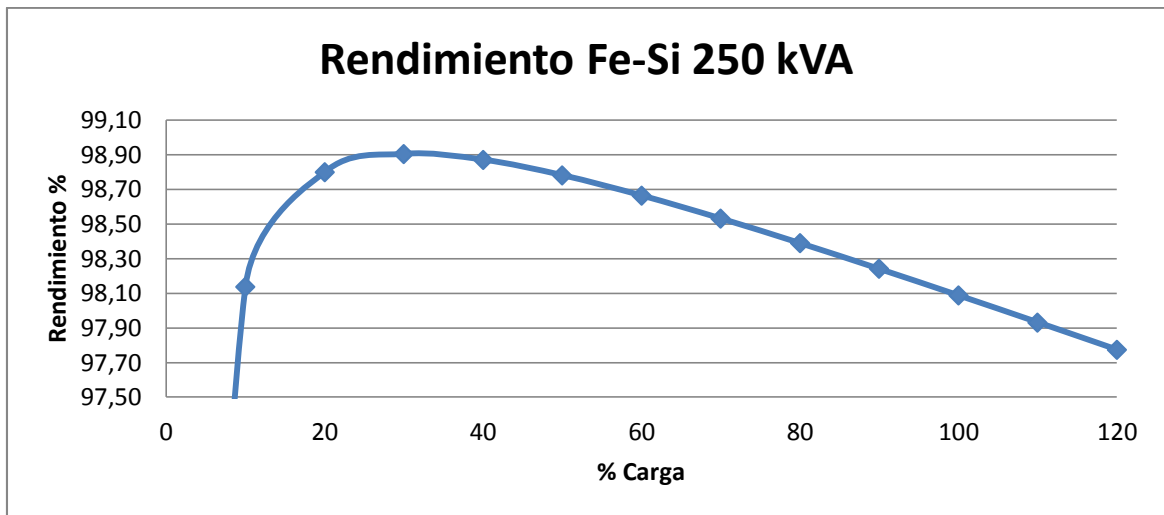


Figura 2.12 Rendimiento en función de la carga para $\cos \varphi = 0,8$.

En la Figura 2.12 se observa el rendimiento del transformador en función de la carga, en donde también pueden destacarse valores relevantes, como un rendimiento de 98,1 % a plena carga y un rendimiento máximo de 98,9% al 31% de la carga.

2.1.7 Resumen de resultado

Tabla 2.5 Características de transformador de núcleo Fe-Si

Datos nominales	Primario	Secundario
Tensión [V]	13200	231
Conexión	Δ	Y
Corriente [A]	6,31	361
Sección de Cu [mm ²]	2,138	2 x 63,6174
Diámetro del conductor [mm]	1,65	2 x 9
N	2396	42
Pérdida F_e [W]		344,2
Pérdida C_u [W]/fase	682	502
Rendimiento [%]		98,1

2.2 Diseño de transformador con núcleo de metal amorfo

Los datos de diseño del mismo, son análogos al transformador con núcleo de Fe-Si.

Tabla 2.6 Datos iniciales para el diseño del transformador de núcleo de vidrio metálico

Datos generales						
kVA	Tipo	Cosφ	Refrigeración	Aislación	Servicio	Frecuencia
250	Trifásico	0.8	Aire	Aceite	Continuo	50 Hz

Datos de alta tensión		
Conductores x Ulínea (kV)	Material	Conex
3x13,2	Cobre	D

Datos de baja tensión		
Conductores x Ulínea (kV)	Material	Conex
3x0,4+N	Cobre	Y

2.2.1 Dimensionamiento del núcleo

Como se está diseñando con un material vanguardista el núcleo, la metodología del proyecto es diferente al cálculo anterior.

En primera instancia, se adopta un diseño de núcleo de gaps distribuidos (Figura 1.22) y una configuración trifásica tipo Evans (Figura 1.30-a). Dado que esta configuración, posee tres columnas y dos yugos, en donde junto a los arrollamientos prebobinados concéntricos para cada columna, formaran un circuito magnético análogo al transformador de núcleo de Fe-Si tradicional. Por lo tanto el mismo responderá naturalmente a las mismas leyes y ecuaciones desarrolladas en la sección 2.1.

Luego se mantuvo la misma cantidad de vueltas y mismo flujo magnético, con el fin de evidenciar las diferencias entre ambos núcleos. Se mantuvo la densidad de carga lineal q , debido a que el metal amorfo trabaja a una temperatura incluso menor que el hierro silicio, ya que tiene menores pérdidas.

Dado que son de la misma potencia y tienen las mismas corrientes y frecuencias de excitación. Entonces,

$$= , \quad \text{á} \quad \text{2.10}$$

Dónde:

- - =

- $\dots =$
- $\dots =$

Una vez definido este valor de flujo, se prosiguió a dimensionar el núcleo de metal amorfo. Dado que los datos de tensión y cantidad de espiras del secundario son datos, del catálogo del metal amorfo tipo Metglas 2605SA1 ubicado en el ANEXO I Tabla 7.3, se determinó la inducción de diseño.

$$= 1,35 []$$

El factor de apilamiento se extrajo de la Tabla 7.5 del ANEXO I.

$$= 0,84$$

2.2.1.1 Sección de Hierro amorfo

Una vez expuestas todas las condiciones de diseño, continuamos con el cálculo de la sección transversal del núcleo de vidrio metálico, partiendo de la premisa de trabajar con iguales flujos:

$$\dots =$$

$$\dots = \dots \cdot 0 \cdot 2 = 1,68 \cdot 0,61 \cdot 0,1556 \cdot 2 = 0,0248$$

$$= \dots = \dots$$

Sabiendo que S_g es la superficie geométrica resulta:

$$= \frac{0,0248}{1,35 \cdot 0,84} = 0,02187 \text{ }^2$$

Luego, teniendo en cuenta que las cintas de Metglass tienen un ancho nominal determinado, adoptamos el mismo de 14,22 mm; quedando de esta manera definida las dimensiones de la sección de la columna.

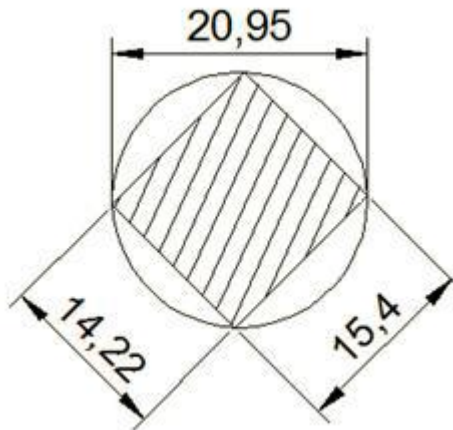


Figura 2.13 Sección de columna de metal amorfo, en cm.

Una vez obtenida la sección del núcleo, se procede a continuar el diseño, el cual corresponderá al tipo EVANS Figura 1.30. Para ello, ya se cuenta con el largo de la columna de 56 cm, donde se ubicarán los bobinados de baja y alta. En cuanto a la sección del yugo, debido a la configuración adoptada, tendrá la misma sección que la columna. Finalmente solo resta definir un ancho de ventana acorde a las dimensiones de los bobinados, donde se respeten las distancias eléctricas y se pueda construir con comodidad.

De esta manera, primero se calcularán los arrollamientos para ello, como se advirtió anteriormente, poseerán las mismas características que para el transformador de Hierro Silicio, con respecto a corrientes, secciones, número de vueltas y distancias eléctricas, conforme a lo expuesto en la sección 2.1.2.

Cabe destacar, que en este caso las espiras medias de los arrollamientos serán de mayor diámetro, debido al aumento en la sección de las columnas del transformador de hierro amorfo, con respecto al anteriormente diseñado de Fe-Si.

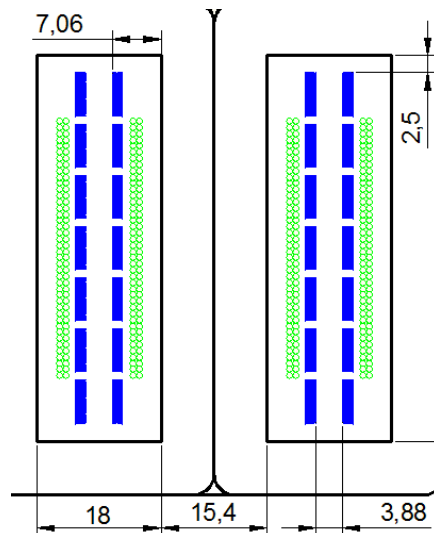


Figura 2.14 Detalle de los bobinados en el transformador de metal amorfo, en cm.

En la se observa que los bobinados concéntricos se extienden 7,06 cm a partir de la columna, motivo por el cual necesitaremos como mínimo un ancho de ventana de 18 cm, para de esta manera conseguir que las bobinas quepan correctamente.

2.2.2 Ilustración

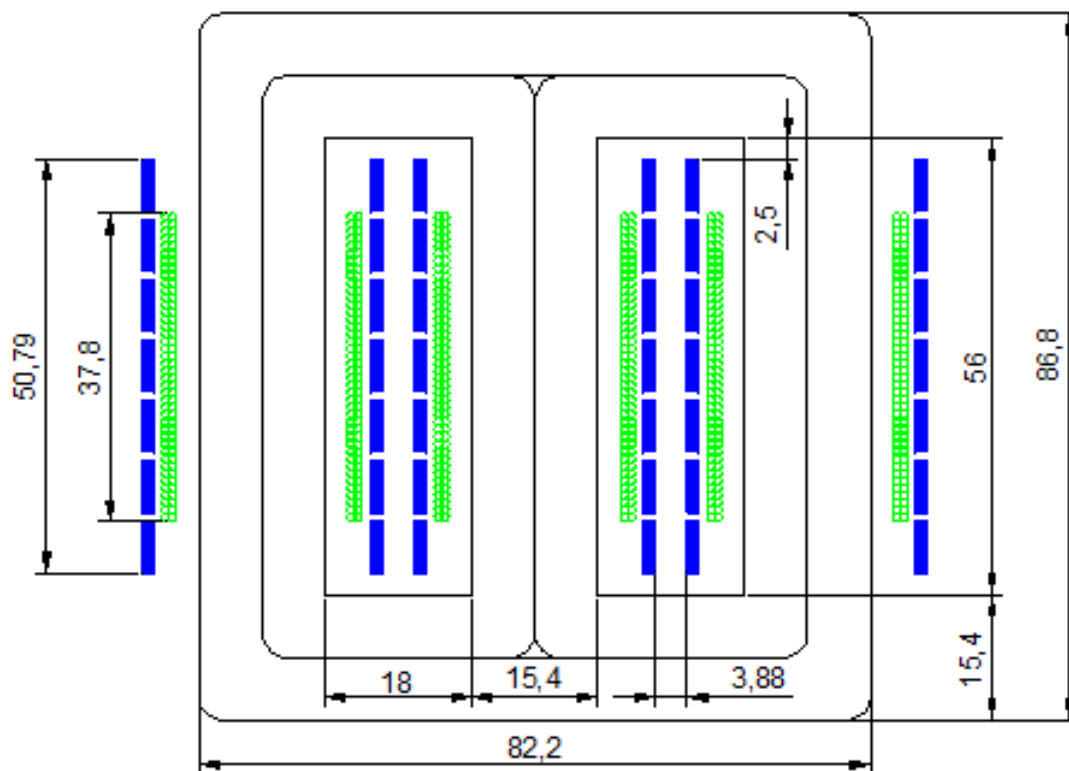


Figura 2.15 Núcleo de hierro amorfo para un transformador de 250 kVA, dimensiones en cm.

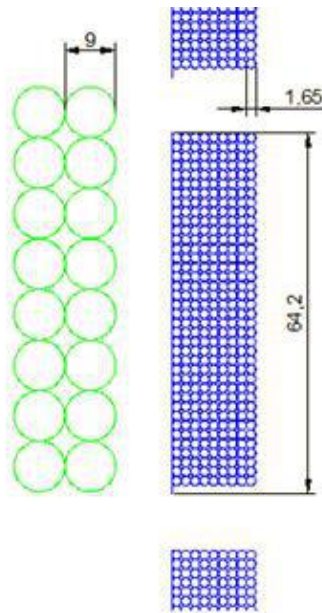


Figura 2.16 Detalle de los bobinados de AT y BT, en mm.

2.2.3 Cálculo de pérdidas

2.2.3.1 Pérdidas en el núcleo

Para la construcción de este transformador se utilizará vidrio metálico de la marca METGLAS tipo 2605SA1 de 25 ± 4 de espesor.

De la inducción Figura del ANEXO I, se obtiene que las pérdidas en el hierro por unidad de peso para 1,35 [T] y 50 [Hz] valen:

$$= 0,12 \text{ ---}$$

Teniendo en cuenta la extrema dificultad para lograr una perfecta unión de los gaps de las láminas de hierro amorfo, tomaremos las pérdidas por kilo un 25% más grande, de modo que:

$$= , \text{ ---}$$

Densidad Metglas 2605SA1

$$= , \text{ [---]}$$

Calcularemos el volumen de hierro, para luego obtener el peso y así finalmente las pérdidas en el núcleo magnético.

$$V = (86,8 \cdot 82,2 - 2 \cdot 56 \cdot 18) \cdot 14,22 \text{ cm} = 72792 \text{ }^3$$

$$\text{Luego } = \text{ } \text{ } = 523 \text{ []}$$

$$\text{Finalmente } \acute{e} = \text{ } \text{ } \acute{e} = , \text{ []}$$

2.2.3.2 Pérdidas en el cobre

Para esta etapa, se prosiguió a partir del cálculo de ambos valores en función de la espira media de cada bobinado. Los datos iniciales se resumen en el siguiente gráfico.

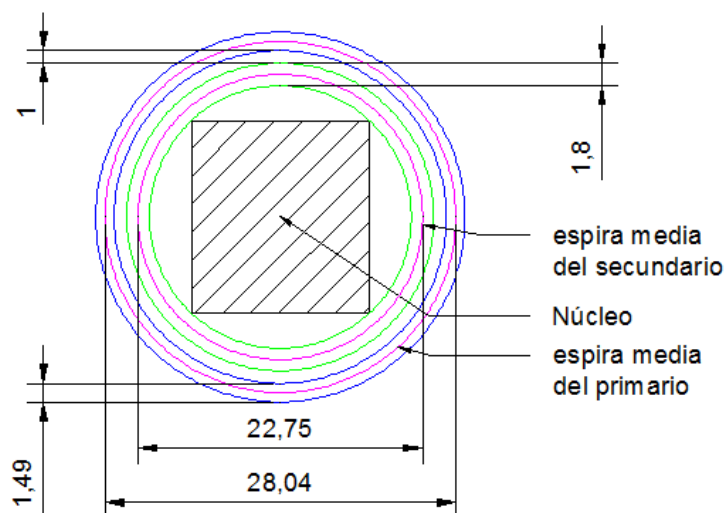


Figura 2.17 Vista en corte de los arrollamientos para el diseño de vidrio metálico, en cm.

El desarrollo siguió los siguientes pasos, y es análogo para ambos bobinados. Es importante resaltar que para este caso, la temperatura del cobre es menor, ya que al tratarse de un núcleo de vidrio metálico, este posee menores pérdidas, generando que el mismo se encuentre a una temperatura algo menor, comparada con el anteriormente desarrollado de hierro silicio. Por este motivo, se definió una temperatura de trabajo de 50°C. En el ANEXO I Figura 7.9 se observa la imagen termográfica de un ensayo a los dos tipos de núcleos justificando esta temperatura de diseño. [12]

Tabla 2.7 Datos del arrollamiento del transformador amorfo.

Resistividad del Cu a 50°C ρ_{Cu} [mΩ/m]	Corriente nominal [A]		Cant. espiras		Diam. Espira media [mm]		Sección del Conductor [mm ²]	
	I_1	I_2	N_1	N_2	Φ_1	Φ_2	S_1	S_2
0,0192	6,31	361	2396	42	280,4	227,5	2,138	127

El desarrollo siguió los siguientes pasos, y es análogo para ambos bobinados.

Largo de la espira media = 2.11

Largo total = 2.12

Resistencia = — 2.13

Finalmente, las resistencias de cada arrollamiento son:

$$= \dots [\] \quad = \dots [\]$$

Pérdida

$$\dot{e} = \dots^2$$

$$\dot{e} = \dots [\]$$

$$\dot{e} = \dots [\]$$

$$\text{Pérdida total Cu=3. } \dot{e} \quad +3. \dot{e} \quad = 4026[\text{W}]$$

2.2.4 Rendimiento

Utilizando la expresión 1.45, y considerando que la carga posee un \cos de 0,8 que se mantiene fijo, se realiza el cálculo del rendimiento en función de la carga:

Tabla 2.8 Pérdidas transformador con núcleo de hierro amorfo.

POTENCIA APARENTE	250000W
PÉRDIDAS EN EL NÚCLEO	78,5W
PÉRDIDAS EN EL COBRE AL 100%	4026W
\cos	0,8

Tabla 2.9 Rendimiento en función de la carga, para el transformador de hierro amorfo.

% de carga	Pcu[W]	Ptotales[W]	P. Activa[W]	Rendimiento[%]
1	0,4	78,9	2000	96,20
10	40,3	118,8	20000	99,41
20	161,0	239,5	40000	99,40
30	362,3	440,8	60000	99,27
40	644,2	722,7	80000	99,10
50	1006,5	1085,0	100000	98,93
60	1449,4	1527,9	120000	98,74
70	1972,7	2051,2	140000	98,56
80	2576,6	2655,1	160000	98,37
90	3261,1	3339,6	180000	98,18
100	4026,0	4104,5	200000	97,99
110	4871,5	4950,0	220000	97,80
120	5797,4	5875,9	240000	97,61

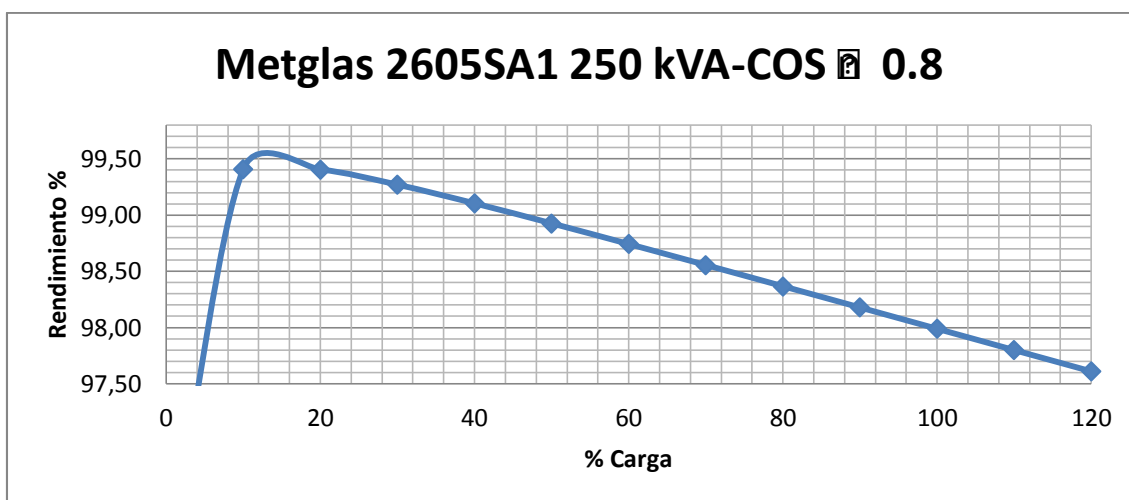


Figura 2.18 Rendimiento en función de la carga del transformador de hierro amorfo de 250 kVA, para una carga con $\cos \phi = 0,8$.

En la Figura 2.18 se observa el rendimiento del transformador de núcleo amorfo en función de la carga, en donde también pueden destacarse valores relevantes, como un rendimiento de 98% a plena carga y un rendimiento máximo de 99,44% al 14% de la carga.

2.2.5 Resumen de resultado

Tabla 2.10 Características del transformador con núcleo de vidrio metálico.

Datos nominales	Amorfo	
	Primario	Secundario
Tensión [V]	13200	231
Conexión	Δ	Y
Corriente [A]	6,31	361
Sección de Cu [mm ²]	2,138	2 x 63,6174
Diámetro del conductor [mm]	1,65	2 x 9
N	2396	42
Pérdida F_e [W]	78,5	
Pérdida C_u [W]	754	588
Rendimiento [%]	98	

CAPÍTULO 3: SIMULACIONES

Esta parte, se divide en tres secciones. Primero, se calcularon los valores de resistencias (R), inductancias magnetizantes (L_m), inductancias de dispersión (L_{ii}), la inductancia mutua (LM) de cada modelo como transformadores monofásicos y de sus valores referidos a una de las bobinas (en nuestro caso a la primaria).

Segundo, se realizó un desarrollo para modelar la saturación magnética que tendría cada uno de los modelos monofásicos, pero considerando sus distintas corrientes de excitación que tendrían cada columna de un transformador trifásico.

Finalmente, se montaron los tres modelos monofásicos y se conectaron de forma Δ-Y, como son los dos transformadores trifásicos a comparar.

3.1 Cálculo de las variables eléctricas de cada transformador

3.1.1 Transformador de Fe-Si

3.1.1.1 Cálculo de las resistencias (R₁ y R₂)

Para el cálculo de éstas variables, se utilizaron los datos de las resistencias ya calculados en la sección 2.1.5.2.

$$R_1 = 2396 \text{ } [\Omega] \quad R_2 = 0,0039 \text{ } [\Omega]$$

Luego se relacionó el valor del secundario referido al primario. De la siguiente manera.

$$R_2' = \frac{1}{2} = \frac{2396}{42} \text{ } [\Omega] = 57$$

$$R_2 = \frac{2}{2} \text{ } [\Omega] = 114 \text{ } [\Omega]$$

3.1.1.2 Cálculo de la inductancia magnetizante L_m

En primera instancia, se necesitó de la corriente de excitación. Para ello, hubo que realizar una serie de pasos previos para determinar la corriente de excitación de cada columna del transformador trifásico. [13]

De la Figura 7.7 del ANEXO I, se ingresó con el valor de 16,8[kG] (1,68 [T]) y se obtuvo el valor de 1,7 [Oe] = 135,3 [A/m].

Con ambos valores de inducción y campo magnético, se realizó el cociente entre ellos para obtener la permeabilidad absoluta (μ).

$$= - \quad \text{?} \quad = 0,0124 \text{ [—]}$$

Con dicho valor, y la geometría del núcleo, se pudo calcular las reluctancias del circuito magnético, tanto la lateral como la central.

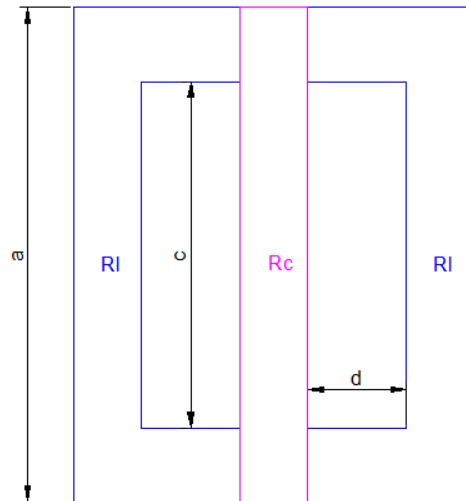


Figura 3.1 Parámetros geométricos de las reluctancias

Donde:

- $a=0,8$ [m];
- $c=0,56$ [m];
- $d=0,16$ [m];
- R_c =Reluctancia central;
- R_l =Reluctancia lateral.

Aplicando las siguientes fórmulas y recordando que la sección efectiva era de $147,7$ [cm²], se calcularon los valores de las reluctancias parciales (R_c y R_l).

$$= \frac{+(-)/2}{\text{?}} = 3707,6 \text{ [—]}$$

$$= \frac{2 + +(-)/2}{\text{?}} = 5452,3 \text{ [—]}$$

Con dichos valores, se calcularon los valores de las reluctancias totales de la parte central como de la lateral del núcleo. Dichos valores son la suma de la principal, más el paralelo de las otras dos.

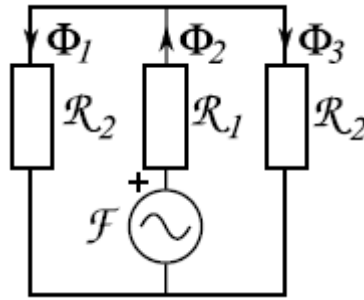


Figura 3.2 Circuito magnético para la columna central

$$= \quad + \quad // \quad = \quad + \frac{\quad}{2} \quad \text{[]}$$

$$= \quad + \quad // \quad = \quad + \frac{\quad}{+} \quad \text{[]}$$

Ahora se encuentra en condiciones de estimar el valor de cada corriente de excitación. Para ello aplicamos la Ley de Hopkinson de conservación de la Fuerza Magneto Motriz (Fmm) y recordamos que el flujo en el punto de trabajo es de 0,0248[Wb].

$$= \quad = \quad = \frac{\quad}{2396} \quad \left\{ \begin{array}{l} = \frac{\quad}{2396} = \quad , \text{ []} \\ = \frac{\quad}{2396} = \quad , \text{ []} \end{array} \right.$$

Una vez que se hallaron los valores de corrientes que se buscaban, se realizó el cálculo de las inductancias magnetizantes de ambas columnas (central y lateral).

$$= \quad \left\{ \begin{array}{l} = \quad , \text{ []} \\ = \quad , \text{ []} \end{array} \right.$$

Sabiendo las reactancias y que la frecuencia de excitación es de 50[Hz], se llega al resultado buscado.

$$= \quad = \frac{\quad}{2} \quad \left\{ \begin{array}{l} = \quad , \text{ []} \\ = \quad , \text{ []} \end{array} \right.$$

3.1.1.3 Calculo de las inductancias de dispersión (L_{il})

Como se poseen todos los datos del diseño del transformador, dichos valores se calcularon como **bobinados de columnas concéntricos**. Del siguiente gráfico, se extrajeron todos los valores para la deducción. [12]

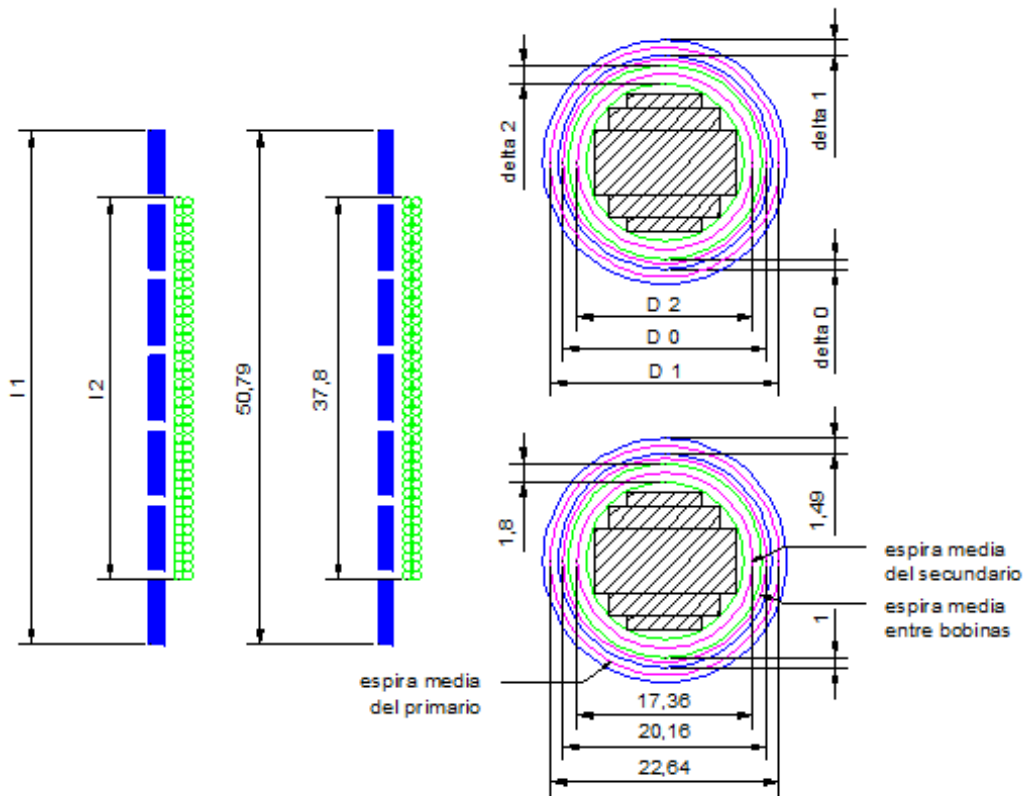


Figura 3.3 Detalle geométrico para los bobinados del transformador con núcleo de Fe-Si.

En primer lugar se calcularon las longitudes de cada espira media (L_{m_i}). Sabiendo que $L_{m_i} = \pi \cdot D_i$.

$$L_0 = 63,3 [\text{cm}] \quad L_1 = 71,1 [\text{cm}] \quad L_2 = 54,5 [\text{cm}]$$

Después, se calcularon las longitudes equivalentes (L) para las líneas medias de fuerza.

$$L = \frac{L_0}{2} + 2 \cdot L_1 \quad \left\{ \begin{array}{l} L_1 = 53,8 [\text{cm}] \\ L_2 = 41,4 [\text{cm}] \end{array} \right.$$

Luego, se obtuvieron los valores de las permeancias de dispersión (Λ) de cada bobina.

$$\Lambda_1 = \left(\frac{L_0}{2} + \frac{L_1}{3} \right) / \mu_0 \quad \left\{ \begin{array}{l} \Lambda_1 = 1,25 [\text{H}] \\ \Lambda_2 = 1,56 [\text{H}] \end{array} \right.$$

Finalmente, las inductancias de dispersión resultaron ser.

$$L_{d1} = 4 \cdot 10^{-9} \cdot \Lambda_1^2 \quad \left\{ \begin{array}{l} L_{d1} = 0,000000002 [\text{H}] \\ L_{d2} = 0,000000003 [\text{H}] \end{array} \right.$$

$$L_2 = L_2 + L_1^2 = \dots, [\text{---}]$$

En este caso, las bobinas de alta y baja son iguales para las tres columnas. Por ese motivo, es que solo se calculó una dispersión.

3.1.1.4 Cálculo de la inductancia mutua (LM)

Dicha variable depende solo de las dispersiones y de la magnetizante. Como la inductancia magnetizante de la columna central, es distinta de las laterales, se tendría una inductancia mutua para cada columna.

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} \quad \left\{ \begin{array}{l} = \dots, [\dots] \\ = \dots, [\dots] \end{array} \right.$$

3.1.2 Transformador Amorfo

3.1.2.1 Cálculo de las resistencias (R_1 y R_2)

Para el cálculo de éstas variables, se utilizaron los datos de las resistencias ya calculados en la sección 2.2.3.2.

$$R_1 = \dots, [\dots] \quad R_2 = 0,0045 [\dots]$$

Luego se relacionó el valor del secundario referido al primario. De la siguiente manera.

$$R_2' = \frac{R_2}{2} = \frac{2396}{42} \quad \Omega = 57$$

$$L_2 = \dots^2 \quad \Omega = \dots, [\dots]$$

3.1.2.2 Cálculo de la inductancia magnetizante (L_m)

Utilizando la misma serie de pasos que en la sección 3.1.1 se repite el proceso para encontrar la inductancia magnetizante del transformador de metal amorfo. Se procede a calcular la corriente de excitación de cada columna del transformador trifásico.

De la curva de saturación Figura 7.8 del ANEXO I, se ingresó con el valor de 1,35[T] y se obtuvo el valor de 14[A/m].

Con ambos valores de inducción y campo magnético, se realizó el cociente entre ellos para obtener la permeabilidad absoluta (μ).

$$\mu = \frac{B}{H} \quad \Omega = 0,0964 [\text{---}]$$

Con dicho valor, y la geometría del núcleo, se pudo calcular las reluctancias del circuito magnético, tanto la lateral como la central.

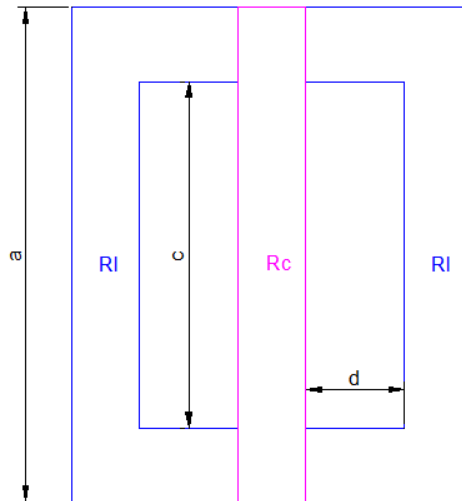


Figura 3.4 Parámetros geométricos de las reluctancias.

Dónde:

- $a=0,868[m]$;
- $c=0,56[m]$;
- $d=0,18[m]$;
- R_c =Reluctancia central;
- R_l =Reluctancia lateral

Aplicando las siguientes fórmulas y recordando que la sección efectiva era de $218,7[cm^2]$, se calcularon los valores de las reluctancias parciales (R_c y R_l).

$$= \frac{c}{2} \quad \text{[?]} \quad = 403,06 \text{ [—]}$$

$$= \frac{2 + \frac{c}{2}}{d} \quad \text{[?]} \quad = 606,28 \text{ [—]}$$

Con dichos valores, se calcularon los valores de las reluctancias totales de la parte central como de la lateral del núcleo. Es la suma de la principal, más el paralelo de las otras dos.

$$= \frac{1}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_l}} \quad \text{[?]} \quad = \text{ , [—]}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_l}} \quad \text{[?]} \quad = \text{ , [—]}$$

Ahora si nos encontramos en condiciones de estimar el valor de cada corriente de excitación. Para ello aplicamos la Ley de Hopkinson de conservación de la Fuerza

Magneto Motriz (Fmm) y recordamos que el flujo en el punto de trabajo es de 0,0248[Wb].

$$= \frac{F_{mm}}{2396} = \dots \quad \left\{ \begin{array}{l} = \frac{F_{mm}}{2396} = \dots, [\dots] \\ = \frac{F_{mm}}{2396} = \dots, [\dots] \end{array} \right.$$

Una vez que se hallaron los valores de corrientes que se buscaban, se realizó el cálculo de las inductancias magnetizantes de ambas columnas (central y lateral).

$$= \frac{L_m}{2} \quad \left\{ \begin{array}{l} = \dots, [\dots] \\ = \dots, [\dots] \end{array} \right.$$

Sabiendo las reactancias y que la frecuencia de excitación es de 50[Hz], se llega al resultado buscado.

$$= \frac{L_m}{2} = \frac{L_m}{2} \quad \left\{ \begin{array}{l} = \dots, [\dots] \\ = \dots, [\dots] \end{array} \right.$$

3.1.2.3 Calculo de las inductancias de dispersión (Li)

Como se poseen todos los datos del diseño del transformador, dichos valores se calcularon como bobinados de columnas concéntricas. Del siguiente gráfico, se extrajeron todos los valores para la deducción.

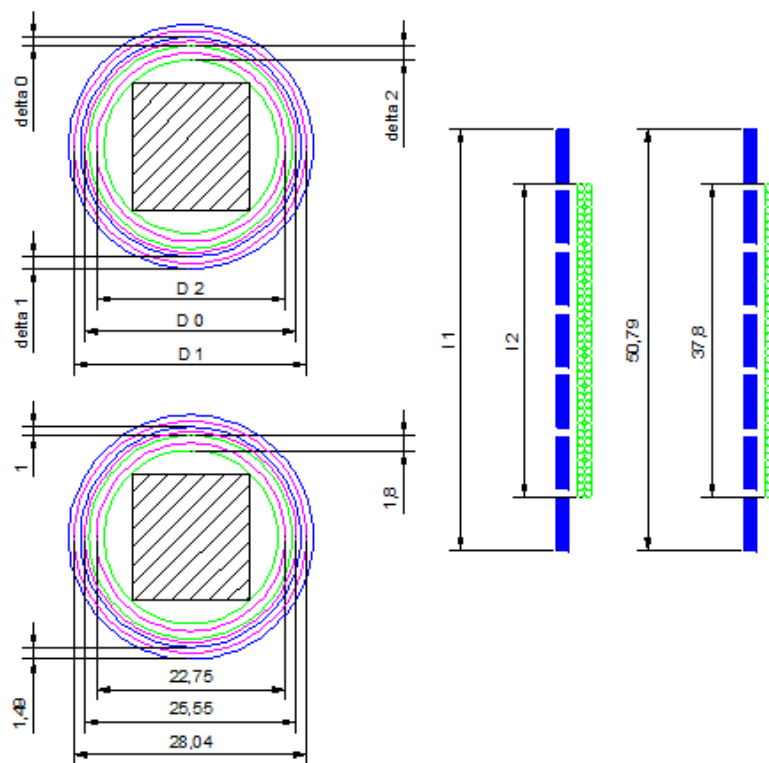


Figura 3.5 Geometría para los bobinados del transformador con núcleo de vidrio metálico.

En primer lugar se calcularon las longitudes de cada espira media (l_{m_i}). Sabiendo que $l_{m_i} = \pi \cdot D_i$.

$$l_0 = 80,3[\text{ m}] \quad l_1 = 88,1[\text{ m}] \quad l_2 = 71,5[\text{ m}]$$

Después, se calcularon las longitudes equivalentes (L) para las líneas medias de fuerza.

$$L = \frac{l_0}{2} + 2 \cdot \begin{cases} l_1 = 53,8[\text{ m}] \\ l_2 = 41,4[\text{ m}] \end{cases}$$

Luego, se obtuvieron los valores de las permeancias de dispersión (Λ) de cada bobina.

$$\Lambda_1 = \left(\frac{l_0}{2} + \frac{l_1}{3} \right) / \begin{cases} \Lambda_1 = 1,56[\text{ ---}] \\ \Lambda_2 = 2,01[\text{ ---}] \end{cases}$$

Finalmente, las inductancias de dispersión resultaron ser.

$$L_1 = 4 \cdot 10^{-9} \cdot \Lambda_1^2 = \dots, [\text{ ---}]$$

$$\Lambda_2 = 2 \cdot \Lambda_1^2 = \dots, [\text{ ---}]$$

En este caso, las bobinas de alta y baja son iguales para las tres columnas. Por ese motivo, es que solo se calculó una dispersión.

3.1.2.4 Cálculo de la inductancia mutua (LM)

Al igual que para el transformador de Fe-Si esta variable depende solo de las dispersiones y de la magnetizante. Como la inductancia magnetizante de la columna central, es distinta de las laterales, se tendría una inductancia mutua para cada columna.

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} \quad \begin{cases} L_{12} = \dots, [\text{ ---}] \\ L_{23} = \dots, [\text{ ---}] \end{cases}$$

3.1.2.5 Resumen comparativo

Para clarificar los valores de cada núcleo, se realizó la siguiente tabla.

Tabla 3.1 Parámetros necesarios para la simulación de ambos transformadores

Valores		Fe - Si		Amorfo	
		primario	secundario	primario	secundario
R_1		17,14	0,0039	18,95	0,0045
R_2		12,62		14,77	
Lm [Hy]	Central	630,7		5748,1	
	Lateral	529,7		4784,7	
L_x [mHy]		89,9	0,0345	112,5	0,0445
L_{x2} [mHy]		112,2		144,7	
LM [mHy]		49,9		63,3	

3.2 Modelado de la saturación magnética del núcleo

Para poder completar el modelo en el entorno Simulink, se carga la tabla que permite emular la curva de saturación magnética.

Dicha curva, se extrae del ensayo en corto circuito del transformador. En éste caso, se buscó una forma de reconstruir la tabla ($U=f(I)$), a partir de los datos del fabricante del material.

3.2.1 Pasos realizados

Para llegar a la curva de tensión en función de la corriente de excitación, se siguieron una serie de pasos análogos a la sección 3.1.1.2 y la 3.1.2.2. Cuando se calculó la corriente de excitación, para luego llegar a la inductancia magnetizante de la columna.

La Figura 7.7 del ANEXO I fue el punto de partida para el Fe – Si, y la Figura 7.8 lo fue para el metal amorfo. La serie de pasos a seguir es la siguiente:

- Se realizó una tabla de la inducción magnética en función del campo magnético (B vs H), punto a punto.
- Luego, con la inducción magnética, el factor de utilización y el diámetro, se generó otra columna del flujo magnético de cada punto.

$$= \quad 3.1$$

- Después, se generó otra columna en la tabla que sea la fuerza electro motriz (Fem). A partir del flujo y los otros datos ya estimados.

$$= \quad 3.2$$

- Luego, se calculó la permeabilidad absoluta (μ) para cada punto de la curva.

$$= \quad 3.3$$

- Después, se calcularon las reluctancias magnéticas laterales y centrales. A partir de la geometría del núcleo, y de su sección del hierro.

$$= \frac{+ (-)}{\quad} \quad 3.4$$

$$= \frac{+ + (-)}{\quad} \quad 3.5$$

- Con dichas reluctancias, se averiguaron los valores de las reluctancias magnéticas totales de cada columna del núcleo.

$$= + // = + - \quad 3.6$$

$$= + // = + \frac{\quad}{+} \quad 3.7$$

- Finalmente se pudieron hallar los valores de las corrientes de excitación de cada punto de la curva de saturación magnética.

$$= = = \frac{\quad}{\quad} \left\{ \begin{array}{l} = \frac{\quad}{\quad} \\ = \frac{\quad}{\quad} \end{array} \right. \quad 3.8$$

3.2.2 Gráficos V vs. I_{ex}

Luego de realizar el procedimiento anterior, para cada punto de la curva de primera imanación, y para cada material del núcleo. Se pudo estimar el ensayo de vacío del transformador a partir de la Tabla 7.9 y la Tabla 7.10 del ANEXO I. Así se llegó a las siguientes figuras.

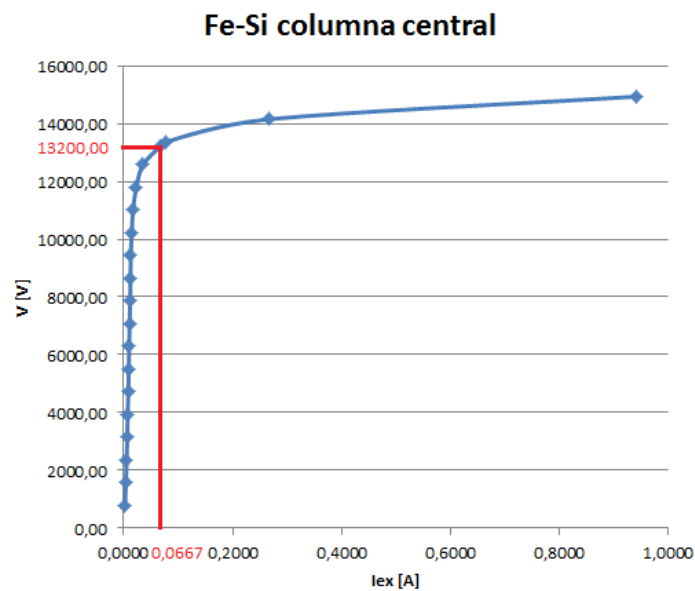


Figura 3.6 Curva de saturación de la columna central del transformador de Fe-Si

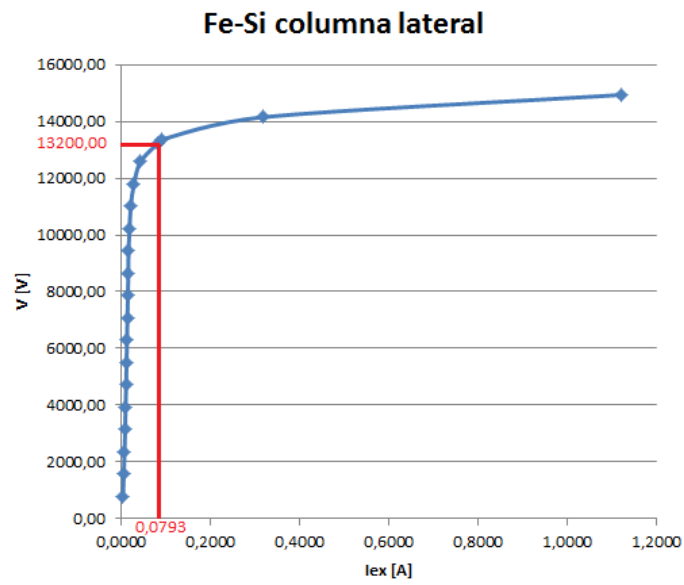


Figura 3.7 Curva de saturación de la columna lateral del transformador de Fe-Si

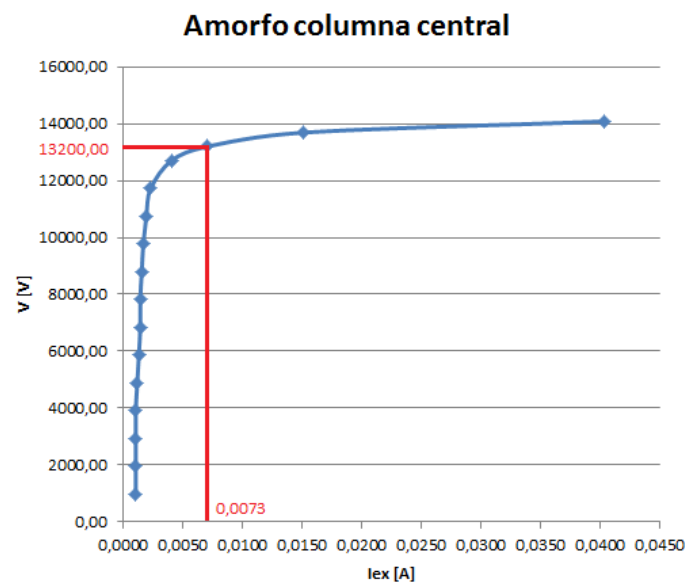


Figura 3.8 Curva de saturación de la columna central del transformador de Amorfo

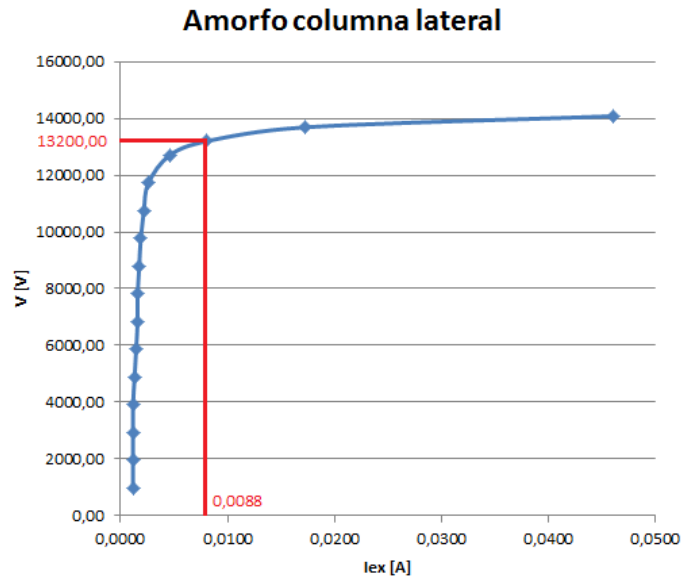


Figura 3.9 Curva de saturación de la columna lateral del transformador de Amorfo

3.2.3 Procedimiento para determinar la saturación en cada columna

Partiendo de los curvas de tensión en función de la corriente de excitación, se siguieron los siguientes pasos.

- Se determinó un valor de flujo con saturación ($\Psi_{c/sat}$) a partir de la fem y la frecuencia de excitación. Donde $\Psi_{c/sat}=f(I_{ex})$

$$/ = - = \text{---} \tag{3.9}$$

- Con el primer punto de la curva y la intersección con los ejes ortogonales, se determinó la pendiente de la recta entre esos puntos. Para así construir una curva análoga a la anterior, pero sin considerar el codo de saturación.

$$= \frac{/}{\text{---}} \tag{3.10}$$

- Después, se determinó una curva sin la saturación magnética (curva lineal $\Psi_{s/sat}$). Donde se multiplicó la pendiente de ésta curva por cada valor de la corriente de excitación.

$$/ = \tag{3.11}$$

- Luego, se calculó la diferencia ($\Delta\Psi$) punto a punto entre la curva con y sin saturación.

$$= / - / \tag{3.12}$$

- Finalmente, a la diferencia entre curvas, se la recalculó en cada punto pero para su valor pico. Ya que en el entorno Simulink se trabajó los valores picos de la excitación.

$$= - \quad 3.13$$

- Por último, como los valores hallados son representativos al primer cuadrante, y la excitación es una fuente senoidal, para que sea posible seguir el funcionamiento en los ciclos negativos de la excitación. Se repitieron los valores, tanto de $\Psi_{c/sat}$ como de Ψ_{pico} , en el tercer cuadrante.

Cabe aclarar, que tanto para el núcleo de Fe-Si, como para el Amorfo, ambos valores picos de cada columna dieron lo mismo en cada punto (queda la misma curva de $\Delta\Psi=f(\Psi_{c/sat})$ en la columna central como en la lateral). Eso se debe a que al calcular la pendiente en cada columna (a), como al calcular la curva sin la saturación ($\Psi_{s/sat}$), se divide y luego se multiplica por la corriente de excitación en cada punto. Por ende las diferencias entre las curvas, como los valores pico, para la columna central y para las laterales son iguales.

En otras palabras, el sistema es linealmente dependiente. Como se muestra en la ecuación 3.13.

$$\begin{cases} = / / \\ = / / \end{cases} = \quad 3.14$$

En éste caso, los valores que representan la diferencia entre el funcionamiento que tiene que tener la columna central, con respecto a las laterales, se debe a las distintas inductancias magnetizantes (L_m) que tiene cada columna. [10]

3.2.4 Curvas resultantes

Después de todos los desarrollos anteriores, se obtuvo el resultado buscado. Las siguientes curvas, resumen los valores que se cargaron en la tabla look-up table. En el eje de abscisas se cargaron los valores de entrada ($\Psi_{c/sat}$) y el eje de salida representa los valores de salidas (Ψ_{pico}) que se adicionan al valor anterior del flujo magnético, a través del bloque de memoria.

El esquema en el modelo Simulink es el siguiente.

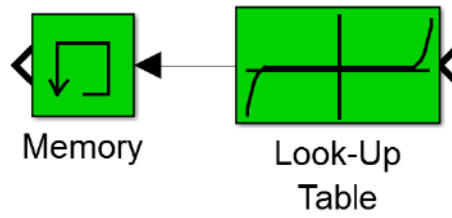


Figura 3.10 Ilustración de los bloques de saturación magnética y memoria del programa Simulink.

Las curvas a cargar en el bloque, resultaron ser.

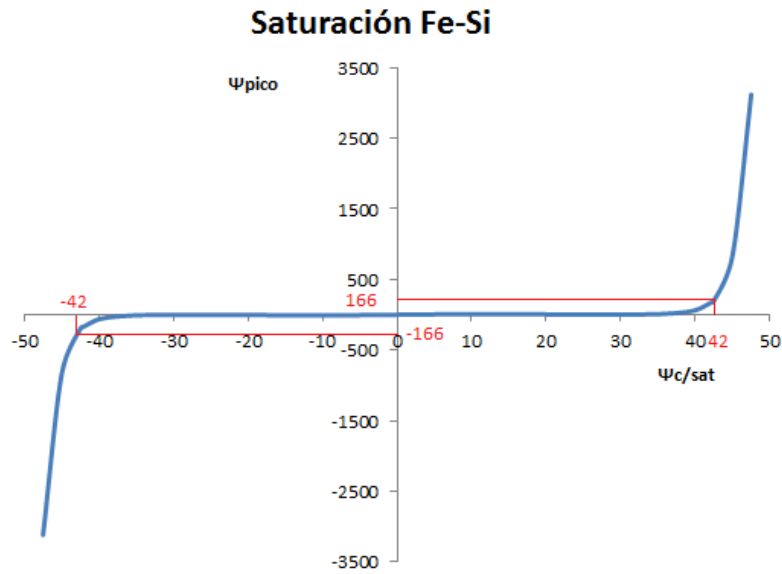


Figura 3.11 Curva de saturación obtenida para el Fe-Si

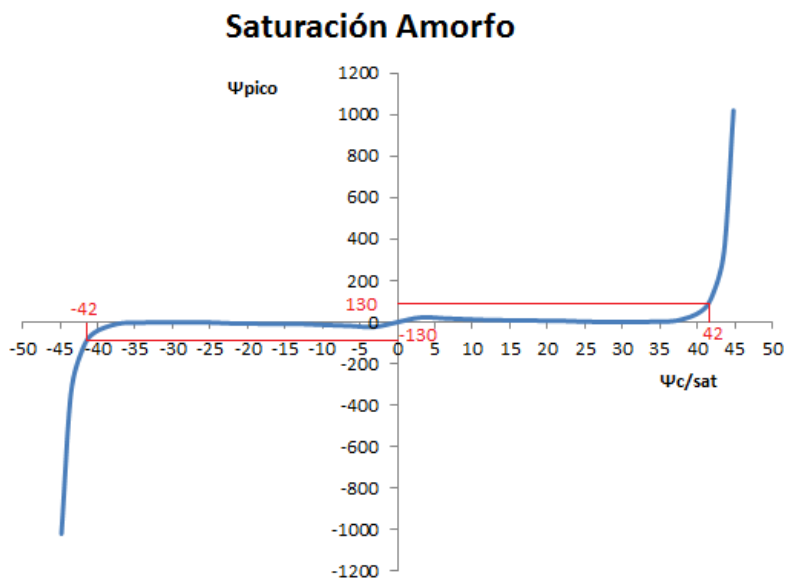


Figura 3.12 Curva de saturación obtenida para el metal amorfo

3.3 Modelos en Simulink

Para finalizar el capítulo, a continuación se muestran los modelos monofásicos (subsistemas) de cada transformador, y como se lo conectó para realizar los transformadores trifásicos.

Para refrescar las ubicaciones de los datos en cada bloque, primero se muestra un esquema genérico de los valores de cada transformador y cada columna.

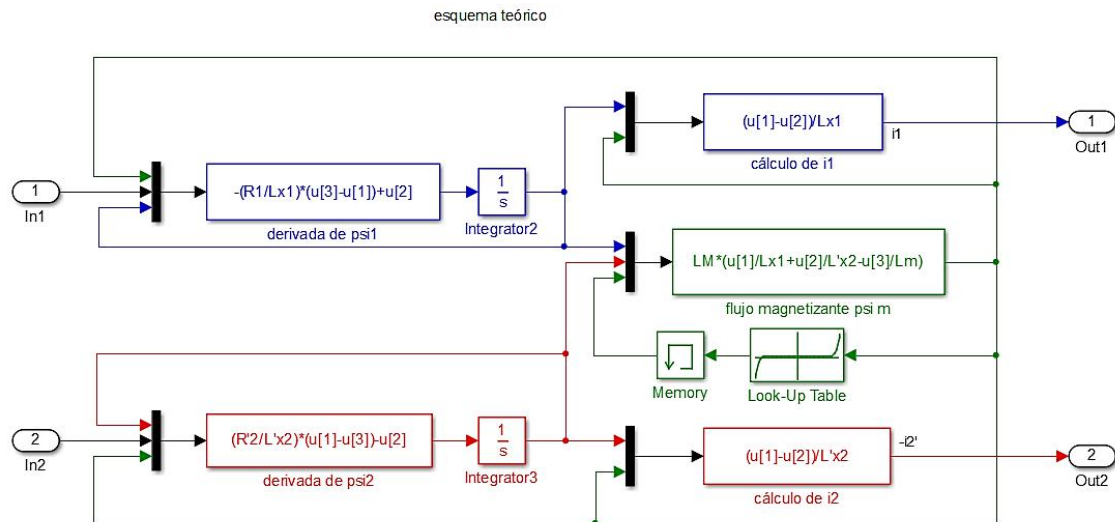


Figura 3.13 Esquema genérico de cada columna.

Para el transformador de Fe-Si, los dos modelos para cada columna son.

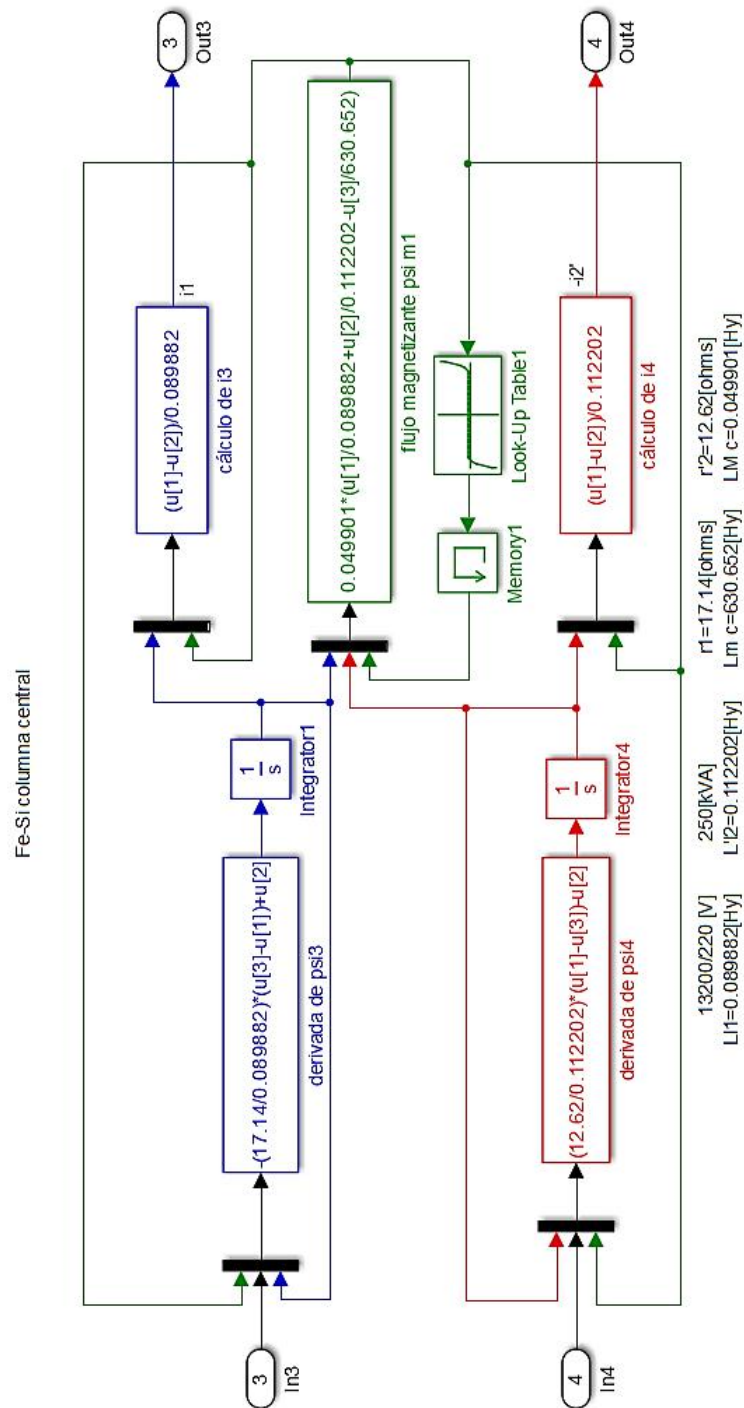


Figura 3.14 Modelo de Simulink, columna central, núcleo de Fe-Si.

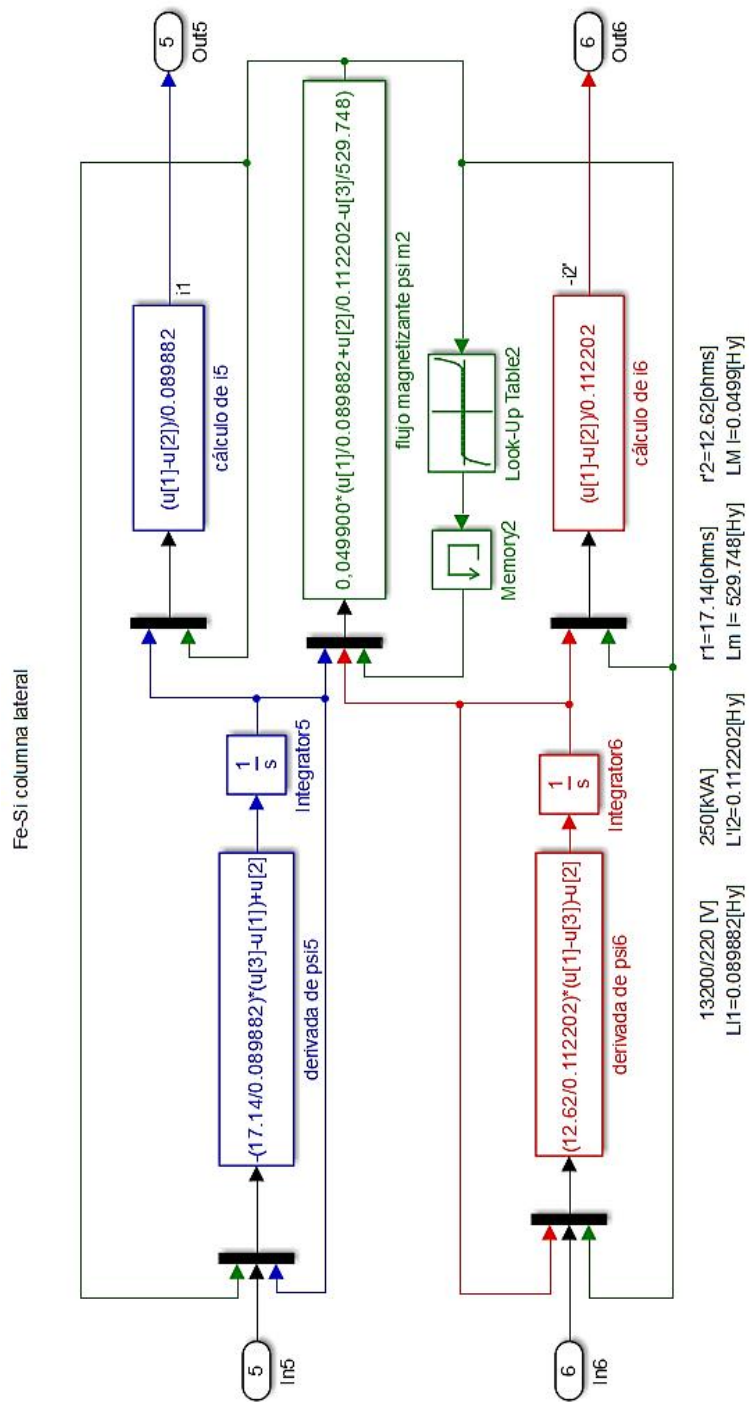


Figura 3.15 Modelo de Simulink, columna lateral, núcleo de Fe-Si.

Para el núcleo de metal Amorfo, éstos son los modelos simulados:

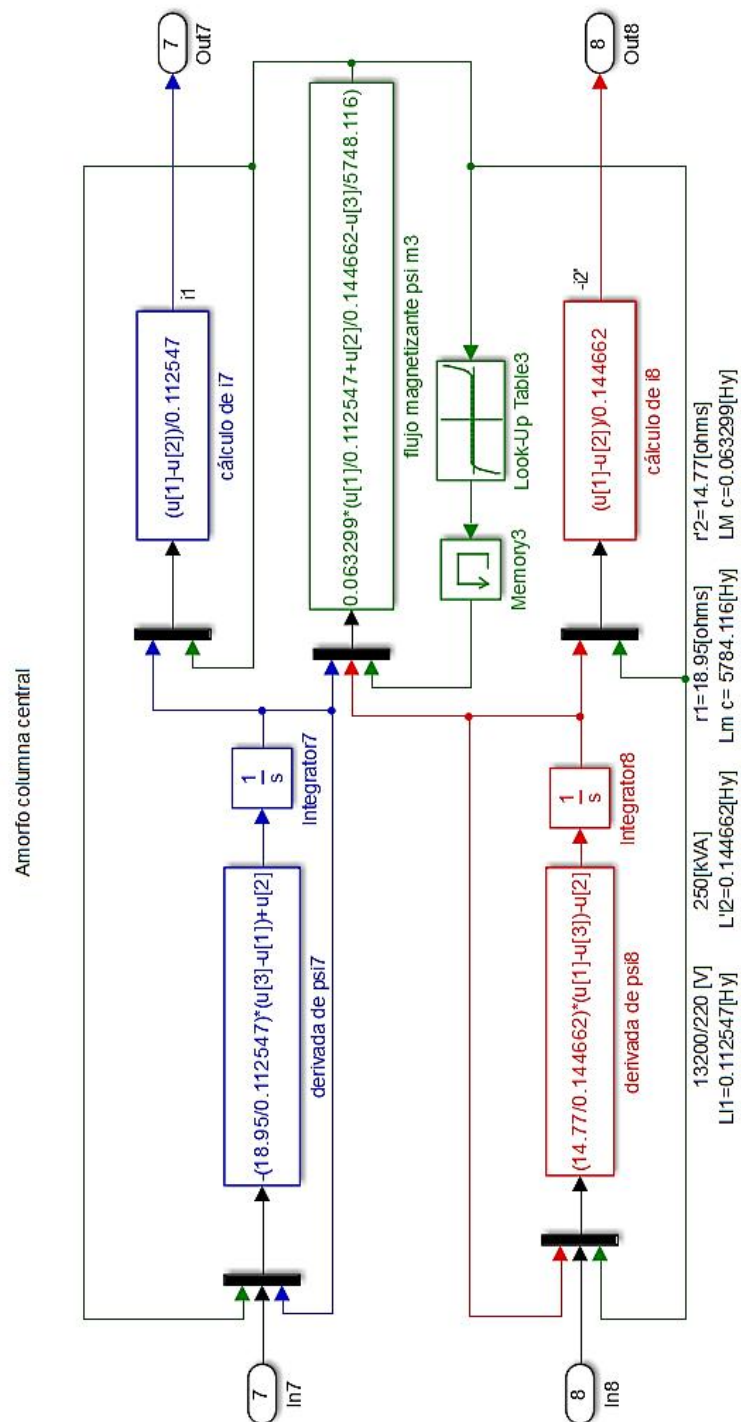


Figura 3.16 Modelo de Simulink, columna central, núcleo de metal amorfo.

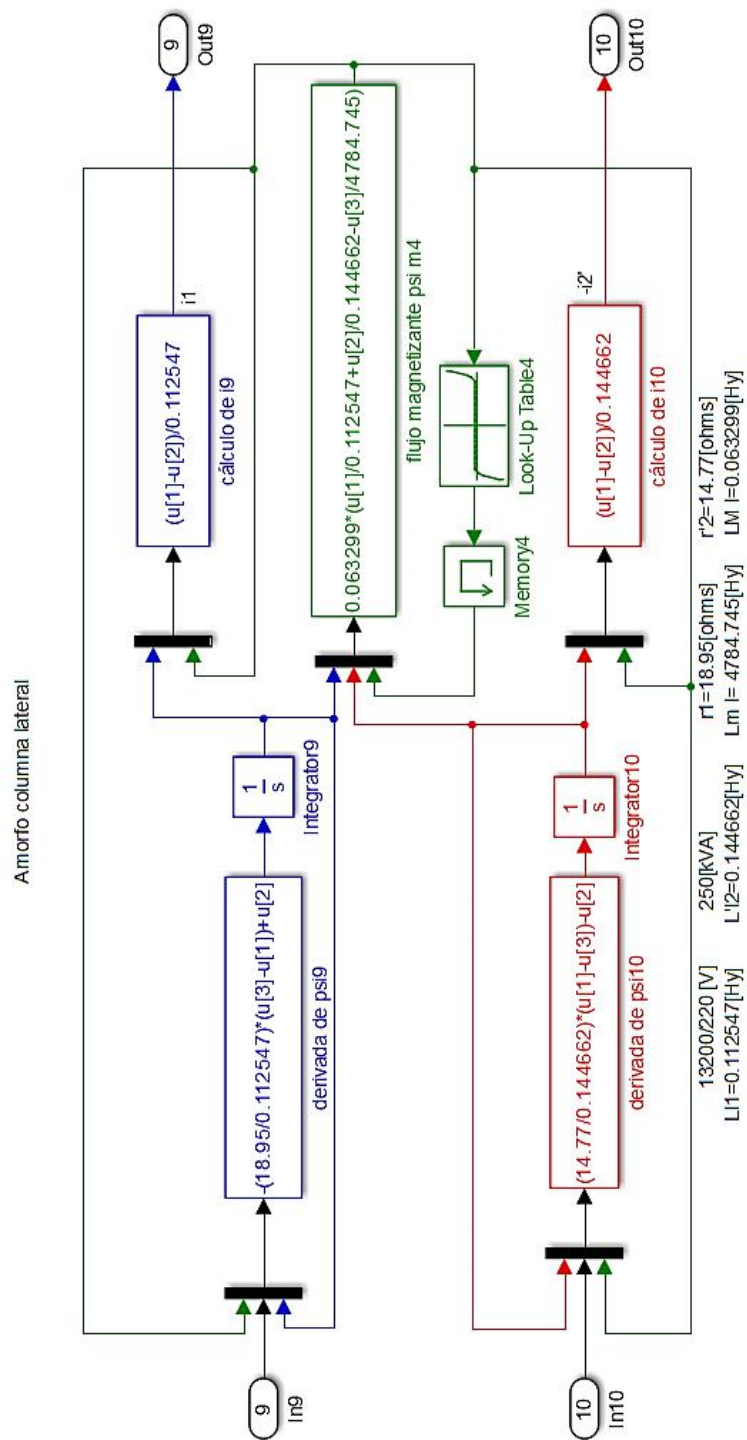


Figura 3.17 Modelo de Simulink, columna lateral, núcleo de metal amorfo.

Como ya se mencionó, la diferencia entre la columna central con las laterales, viene dada por la inductancia magnetizante de cada columna (L_m). Por eso, cuando se carga cada uno de los tres subsistemas, la diferencia radica en el bloque del flujo magnetizante, donde allí se coloca el valor que corresponde a la columna central o la lateral.

Cada modelo monofásico se visualizará de la siguiente manera.

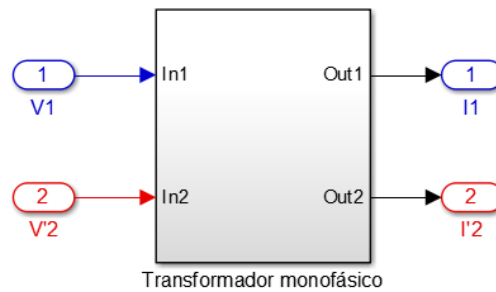


Figura 3.18 Bloque que representa a cada columna, como un transformador monofásico.

Finalmente, el modelo trifásico para cada núcleo se configuró de la siguiente manera.

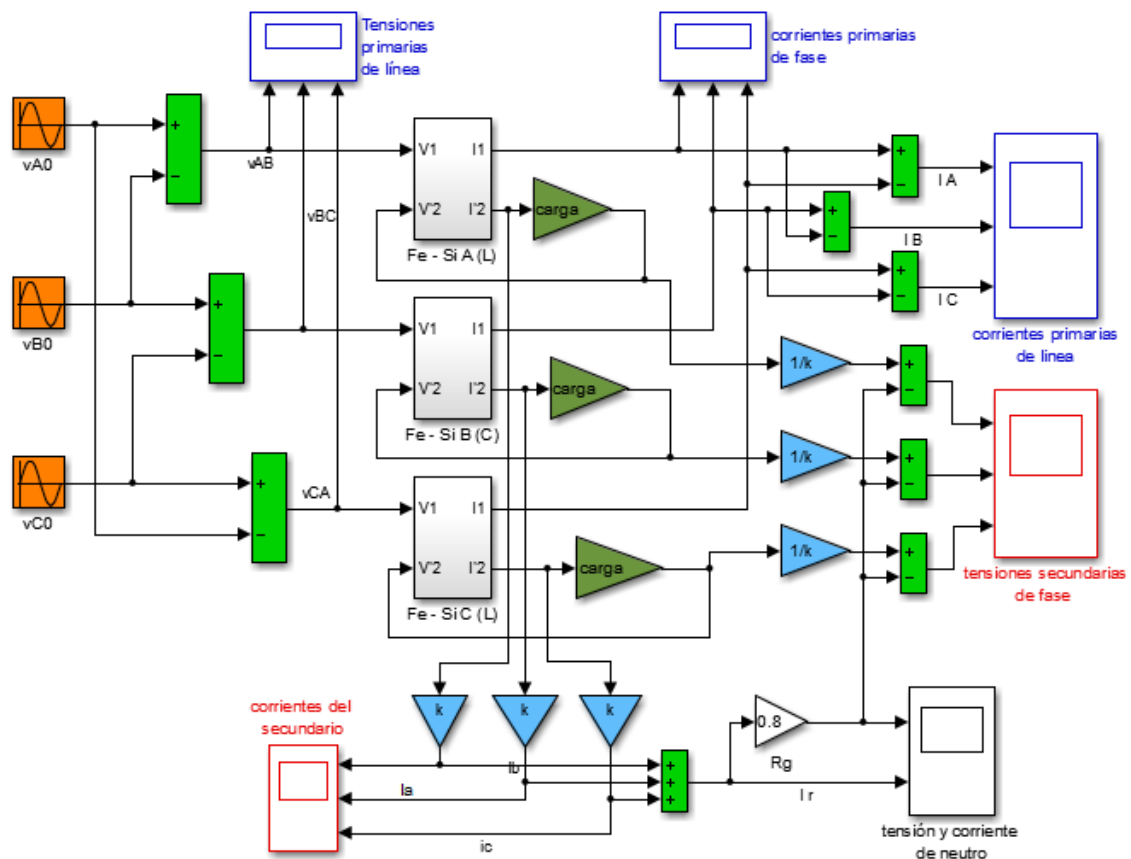


Figura 3.19 Modelo Simulink de transformador trifásico con núcleo de hierro silicio.

CAPÍTULO 4: ANÁLISIS DE RESULTADOS

Previo a todos los resultados, se decidió simplificar el esquema en Simulink, para visualizar de manera más simple los distintos modelos.

En primer lugar, se creó otro subsistema que englobe a los tres transformadores monofásicos. Éste se lo llamó transformador trifásico, y consta de seis entradas y seis salidas de datos. Las entradas son las tensiones y las salidas son las corrientes de cada fase, los valores de baja tensión se encuentran referidos al lado de alta tensión.

También se optó por una diferenciación por colores según la fase. Para ello se eligieron los colores normalizados según la Asociación Electrotécnica Argentina. Ésos son: marrón, negro, rojo y verde. Cada uno representa la línea A, B, C y tierra respectivamente.

El esquema de conexión quedó de la siguiente manera.

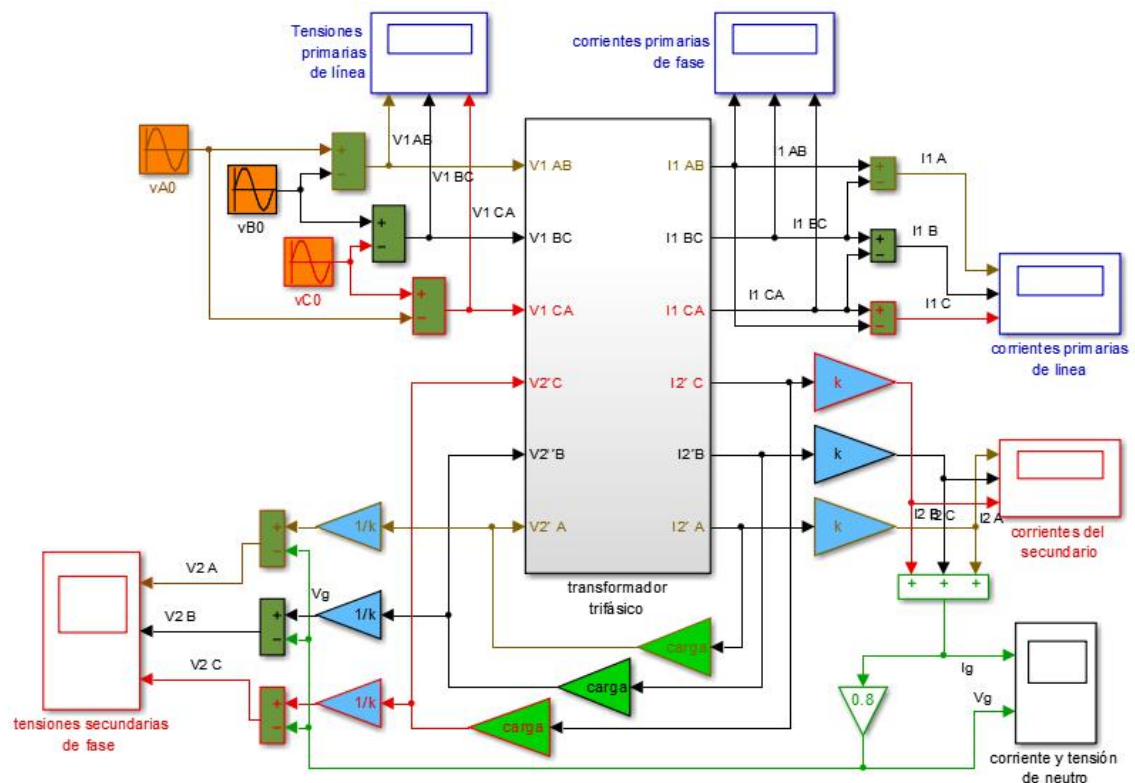


Figura 4.1 Esquema de conexión del transformador en entorno Simulink.

El bloque Transformador trifásico, se conformó como se observa en la Figura 4.2:

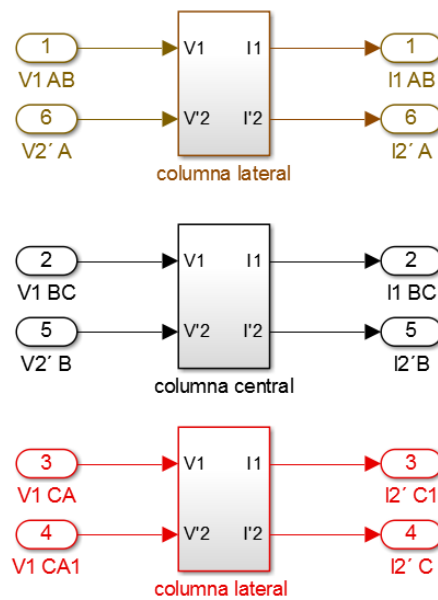


Figura 4.2 Bloque de transformador trifásico.

Puede verse que el orden de las ubicaciones de las entradas y las salidas fue modificado para facilitar la conexión de los bloques ubicados fuera del subsistema. Mientras los valores del bobinado de alta corresponden al orden 1, 2 y 3, los valores del arrollamiento de baja, fueron invertidos. Es decir, A, B y C obedecen los valores de entradas y salidas 6, 5 y 4 respectivamente.

A continuación en la Figura 4.3 se muestra la tensión primaria de alimentación que se utilizarán en los modelos a simular. La misma posee un valor pico de $13200 \sqrt{2}$ [V].

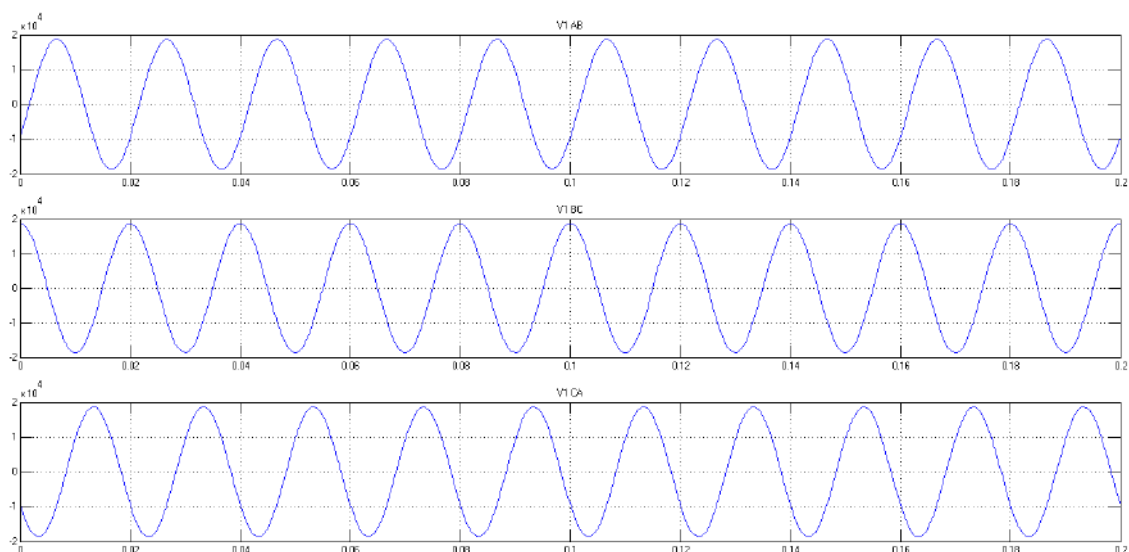


Figura 4.3 Tensiones pico primarias en [V].

También, se desarrolló un subsistema, denominado Analizador de Redes, a través del cual se analizan las componentes de los armónicos, el valor eficaz y la Distorsión de

Armónicos Total porcentual (THD%), presentes en cualquier línea trifásica a la que se conecte.

Dicho bloque se esquematizó de la siguiente manera.

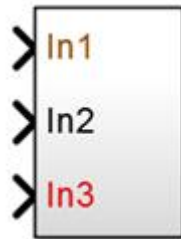


Figura 4.4 Bloque analizador de redes.

En el ANEXO II se desarrolla la configuración y los bloques que se utilizaron.

Y la salida de cada osciloscopio vectorial se visualizará de la siguiente manera.

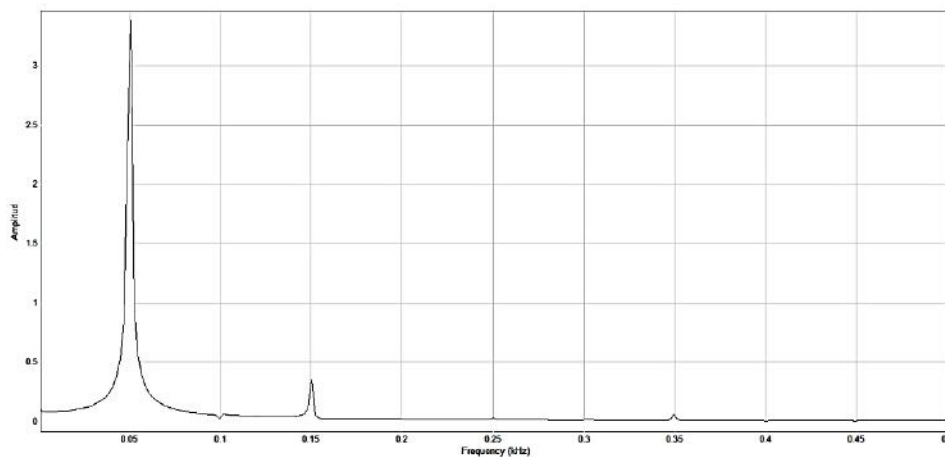


Figura 4.5 Ejemplo de espectro de frecuencias.

Cabe aclarar que los valores registrados en cada espectro analizado son valores pico de cada componente fundamental.

4.1 Simulación a carga nominal

Previo a la simulación, se calculó el valor de la carga que haría trabajar a los transformadores en valores nominales de corriente y de tensión. Para ello se realizó el siguiente razonamiento.

$$= \frac{13200}{6,31} = 2091,9 [\Omega]$$

Para ello, en las ganancias que estaban determinadas para fijar el valor de la carga, se colocaron el valor anterior. Quedando de la siguiente manera.

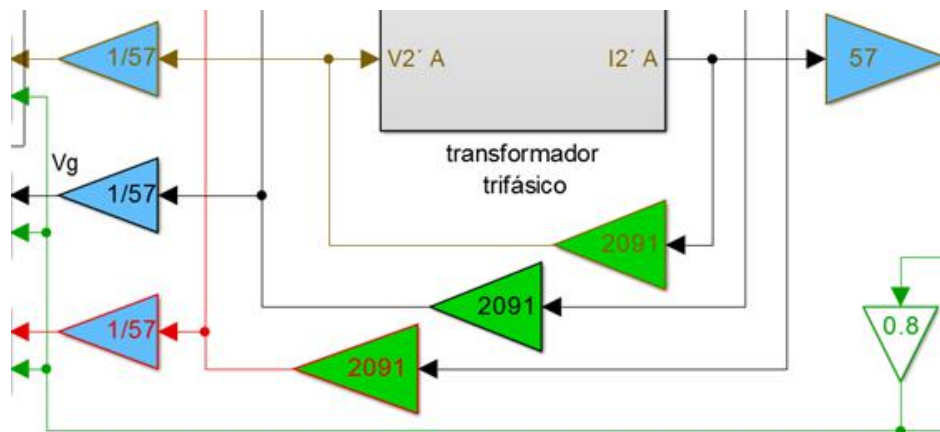


Figura 4.6 Valor de la carga en el esquema Simulink.

Entonces, se simularon ambas máquinas con una carga simétrica de 2091,9[Ω]. Los resultados se muestran a continuación, en donde se nombrará al primario con el índice 1, y en el caso del secundario con el 2.

4.1.1 Transformador con núcleo de Fe-Si

Corriente de fase del primario

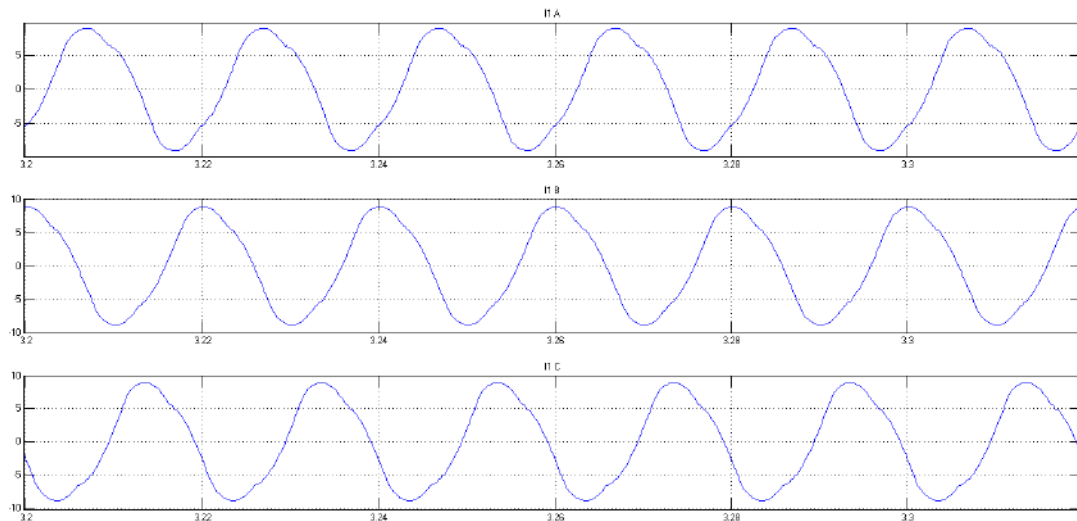


Figura 4.7 Corrientes de fase (1) en [A], carga nominal, Fe-Si.

Espectro de la corriente de fase del primario

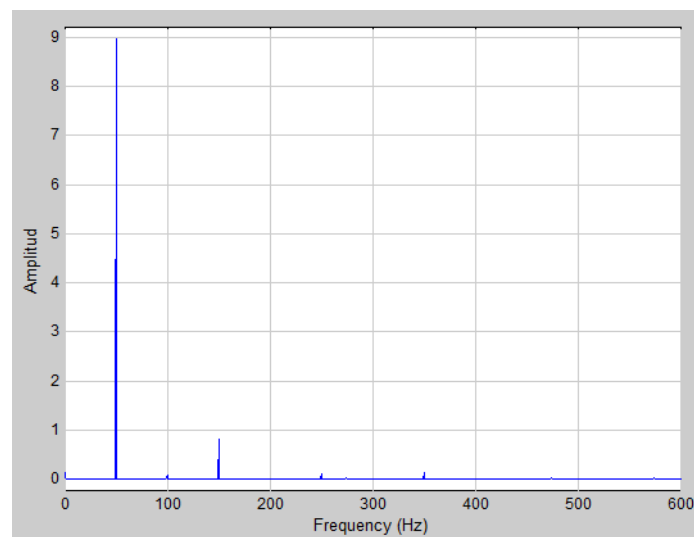


Figura 4.8 Espectro de corriente de fase (1) en [A], carga nominal, Fe-Si.

Dado que el espectro de cada fase es similar, se colocó uno solo para visualizar la presencia del tercer armónico dentro del triángulo.

En la siguiente se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.1 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de la corriente de fase (1) en [A], carga nominal, Fe-Si.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	6,35	6,32	6,34
THD%	9,21	7,92	9,38

Corrientes de línea del primario

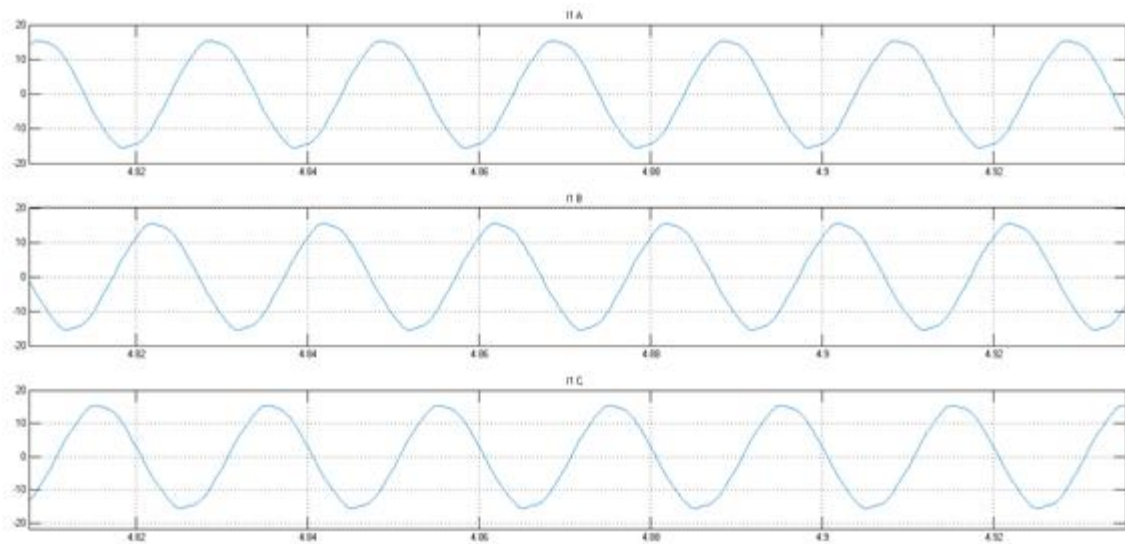


Figura 4.9 Corrientes de línea (1) en [A], carga nominal, Fe-Si.

Espectro de la corriente de línea del primario

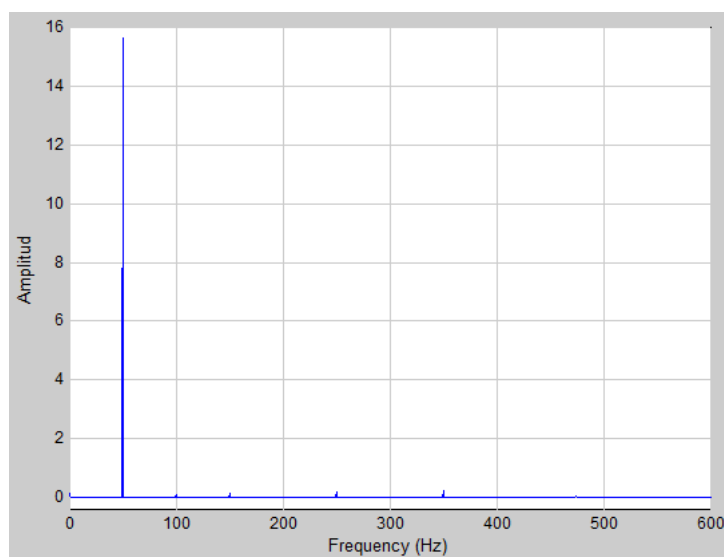


Figura 4.10 Espectro de corriente de línea (1) en [A], carga nominal, Fe-Si.

Dado que el espectro de cada línea es similar, se colocó uno solo para visualizar la atenuación del tercer armónico fuera del triángulo.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.2 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de la corriente de línea (1) en [A], carga nominal, Fe-Si

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	11,02	10,83	10,95
THD%	1,52	2,15	1,59

Corrientes del secundario

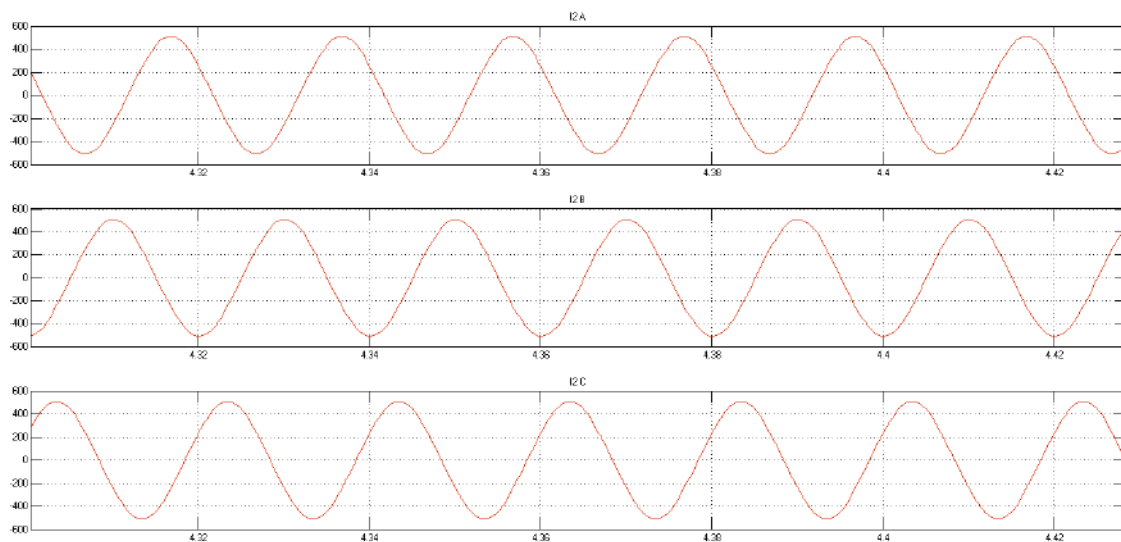


Figura 4.11 Corrientes de fase (2) en [A], carga nominal, Fe-Si.

Espectro de las corrientes del secundario

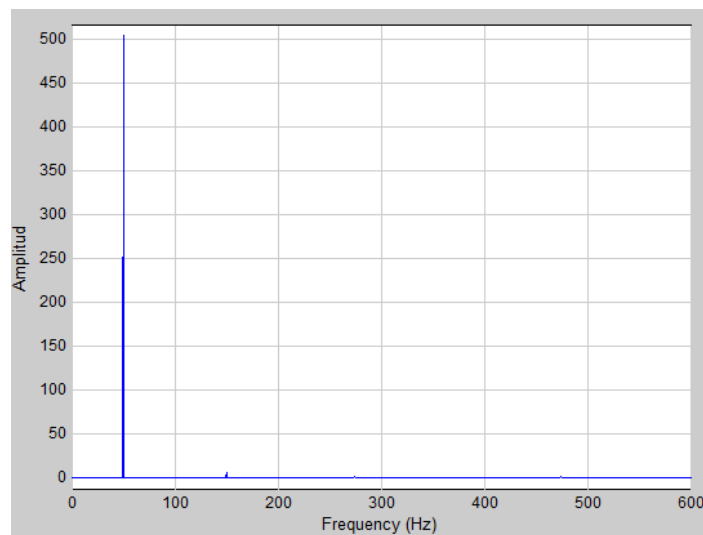


Figura 4.12 Espectro de corriente de fase (2) en [A], carga nominal, Fe-Si.

Dado que el espectro de cada fase es similar, se colocó uno solo.

En la siguiente Tabla 4.3 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.3 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de la corriente de fase (2) en [A], carga nominal, Fe-Si.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	358,21	358,35	358,19
THD%	0	0	0

Tensiones del secundario

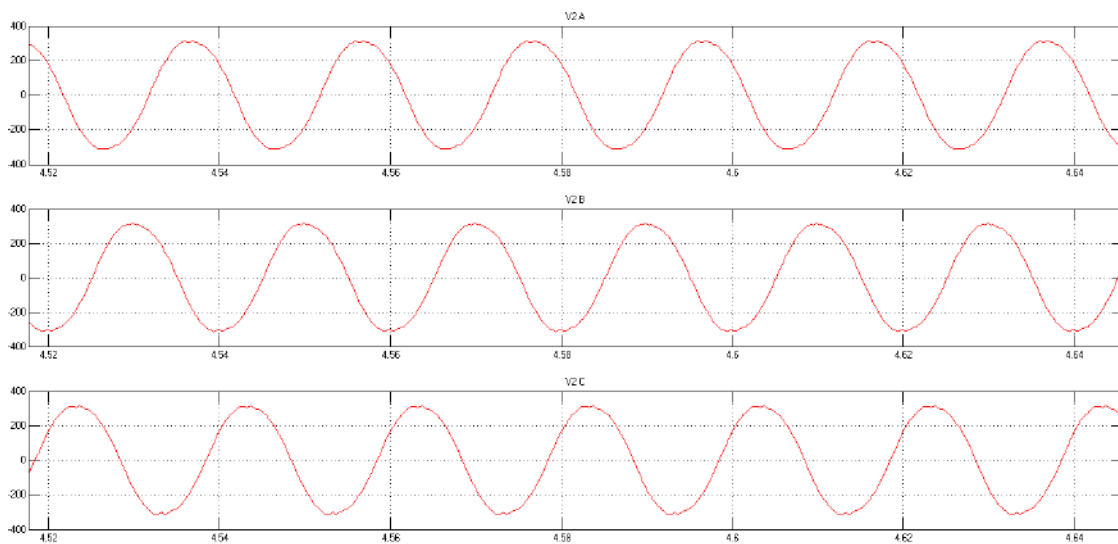


Figura 4.13 Tensiones de fase (2) en [V], carga nominal, Fe-Si.

Espectro de tensiones del secundario

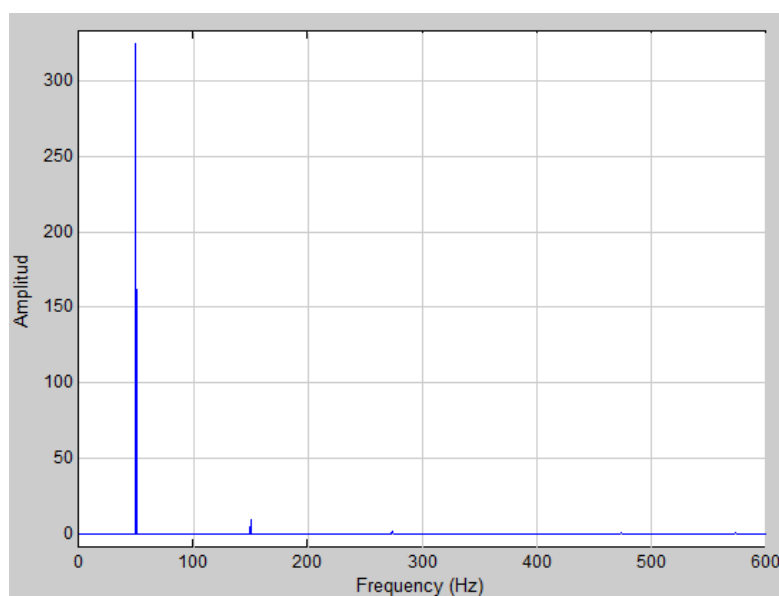


Figura 4.14 Espectro de tensión de fase (2) en [V], carga nominal, Fe-Si.

Dado que el espectro de cada fase es similar, se colocó uno solo.

En la siguiente Tabla 4.4 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de tensión de cada fase.

Tabla 4.4 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de la tensión de fase (2) en [V], carga nominal, Fe-Si.

Magnitud	Fase A	Fase B	Fase C
V_{RMS} [V]	230,5	230,45	230,58
THD%	0	0	0

4.1.2 Transformador con núcleo de metal amorfo

Corriente de fase del primario

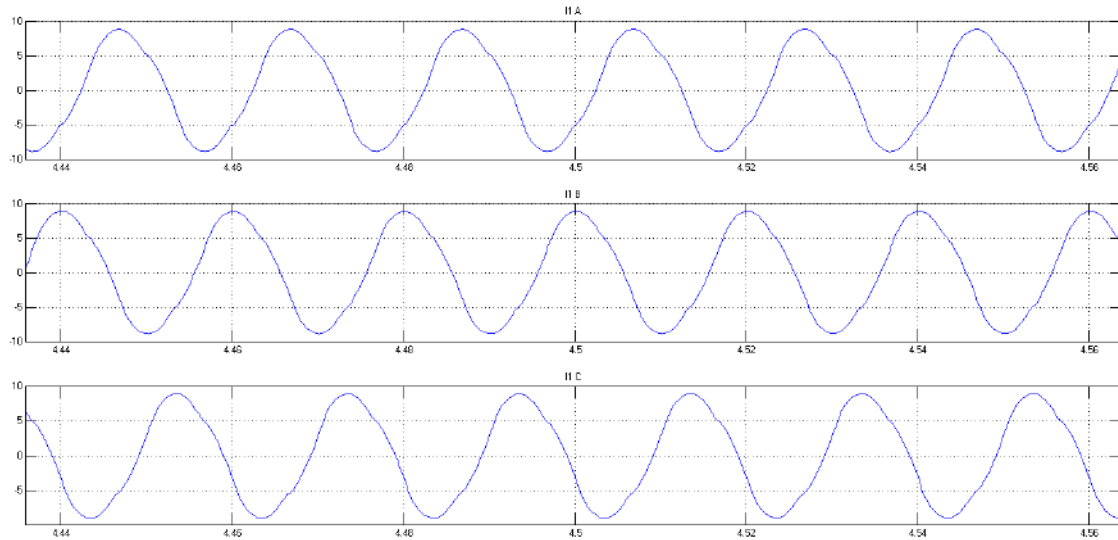


Figura 4.15 Corrientes de fase (1) en [A], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Espectro de la corriente de fase del primario

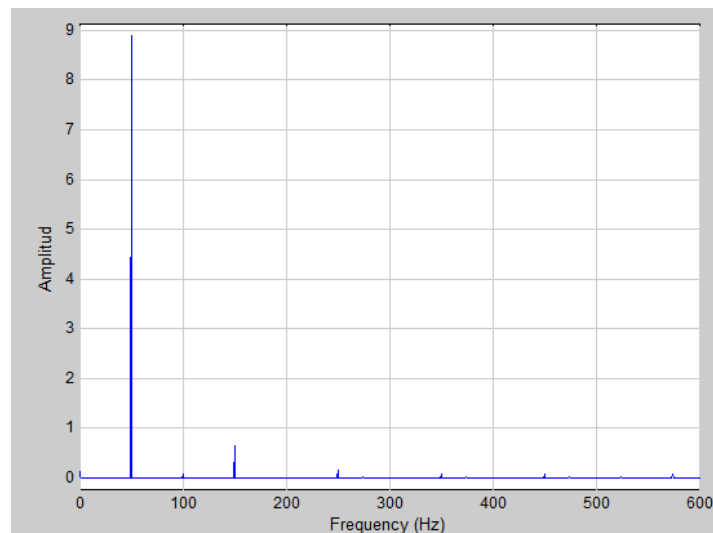


Figura 4.16 Espectro de corriente de fase (1) en [A], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Dado que el espectro de cada fase es similar, se colocó uno solo para visualizar la presencia del tercer armónico dentro del triángulo.

En la siguiente Tabla 4.5 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.5 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de la corriente de fase (1) en [A], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	6,29	6,28	6,29
THD%	7,63	6,26	7,66

Corrientes de línea del primario

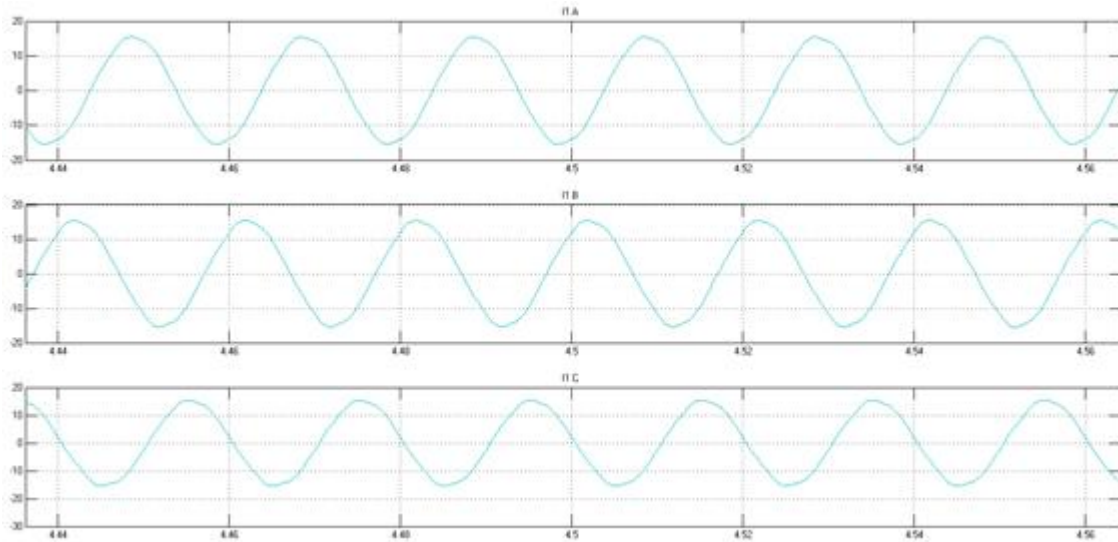


Figura 4.17 Corrientes de línea (1) en [A], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Espectro de la corriente de línea del primario.

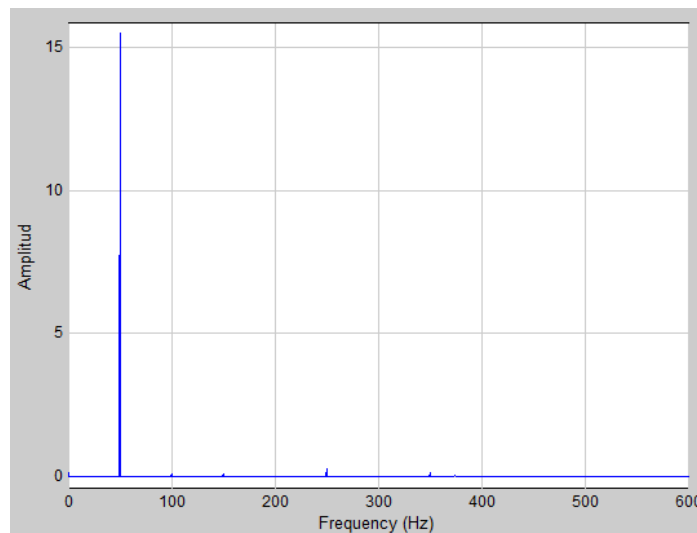


Figura 4.18 Espectro de corriente de línea (1) en [A], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Dado que el espectro de cada línea es similar, se colocó uno solo para visualizar la atenuación del tercer armónico fuera del triángulo.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.6 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de la corriente de línea (1) en [A], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	10,92	10,8	10,86
THD%	1,84	2,13	1,96

Corrientes del secundario

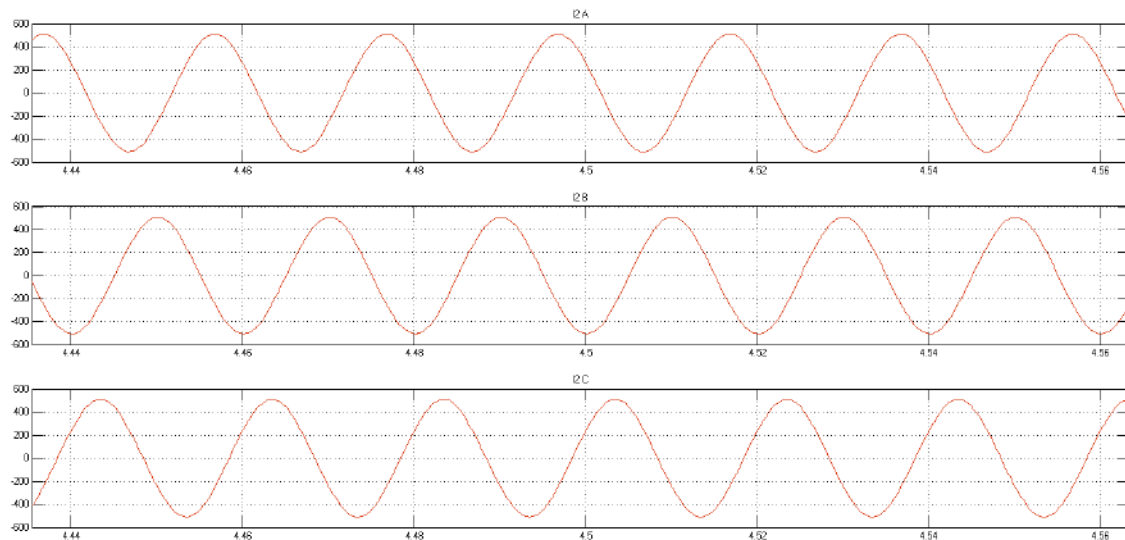


Figura 4.19 Corrientes de fase (2) en [A], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Espectro de las corrientes del secundario

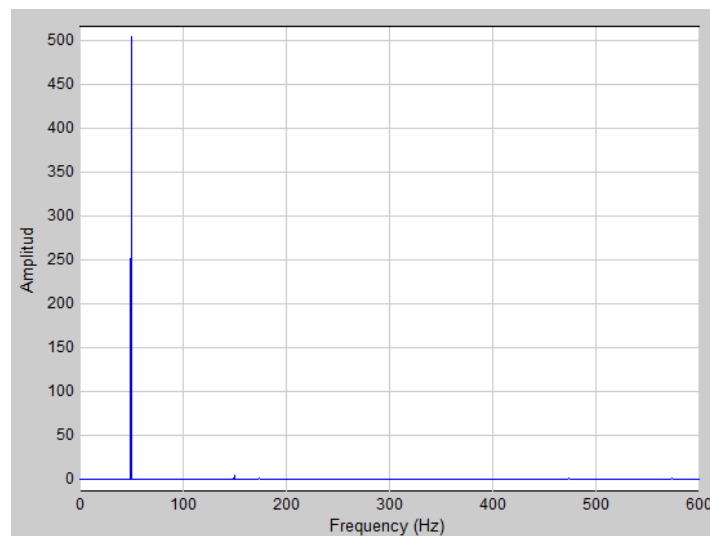


Figura 4.20 Espectro de corriente de fase (2) en [A], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Dado que el espectro de cada fase es similar, se colocó uno solo.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.7 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de la corriente de fase (2) en [A], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	358,28	358,38	358,25
THD%	0	0	0

Tensiones del secundario

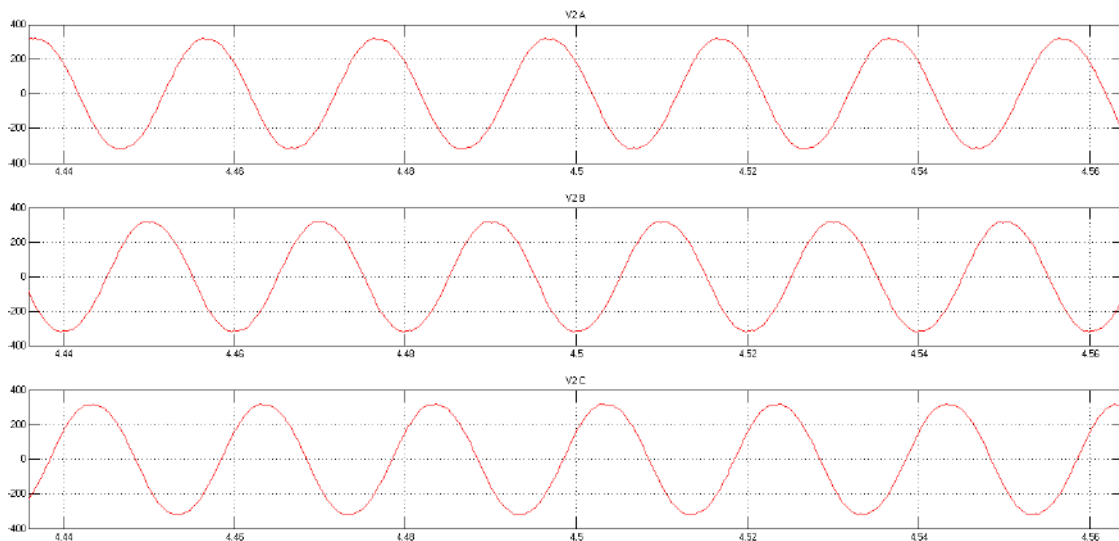


Figura 4.21 Tensión de fase (2) en [V], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Espectro de tensiones del secundario

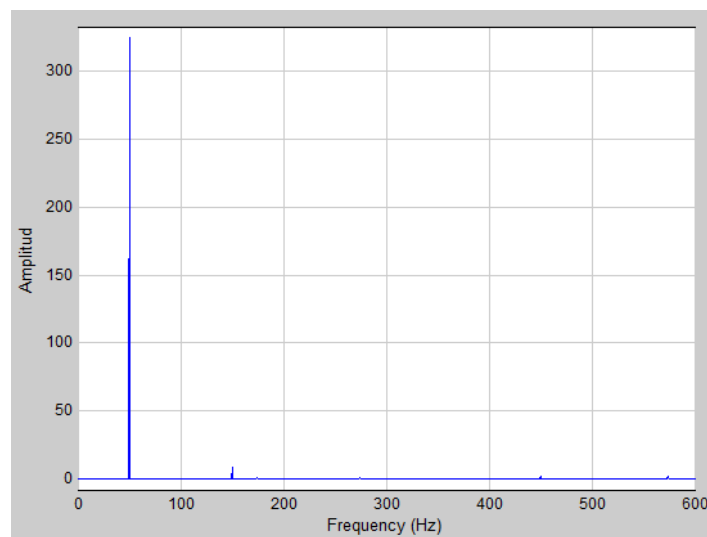


Figura 4.22 Espectro de tensión de fase (2) en [V], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Dado que el espectro de cada fase es similar, se colocó uno solo.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de tensión de cada fase.

Tabla 4.8 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de la tensión de fase (2) en [V], carga nominal, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Fase A	Fase B	Fase C
V_{RMS} [V]	230,55	230,55	230,64
THD%	0	0	0

4.2 Simulación de corriente de conexión

En este caso, se trabajó con una carga trifásica equilibrada lo suficientemente grande como para poder realizar el modelado. Se optó por una carga tal que genere un valor semejante a la corriente de excitación:

$$= \frac{13200}{0,01 \cdot 6,31} = 209,2 [\text{A}]$$

Finalmente se adoptó por 200000[Ω].

El esquema de las cargas quedó de la siguiente manera.

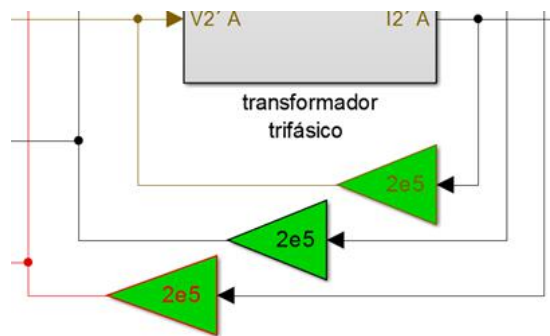


Figura 4.23 Carga resistiva simulando secundario en vacío.

A modo de aclaración, se agregó una secuencia de la evolución temporal de la corriente de conexión en vacío, hasta llegar a la forma de onda obtenida luego del efecto transitorio. Solo se expone la evolución del transformador de Fe-Si, debido a que ambos poseen un comportamiento similar.

Corrientes de Fase del primario.

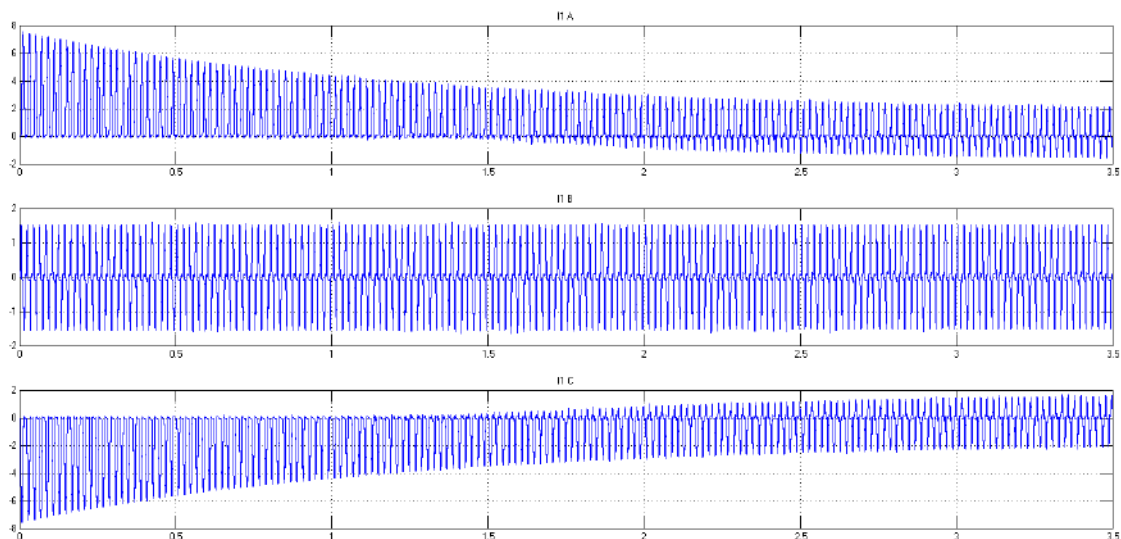


Figura 4.24 Evolución de la corriente de conexión de fase (1) en [A].

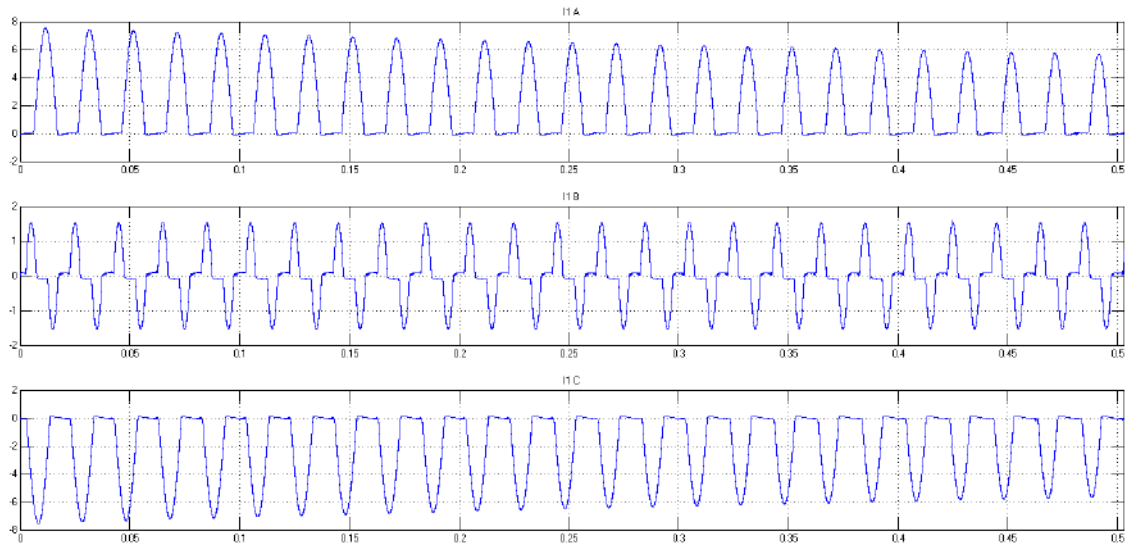


Figura 4.25 Evolución de la corriente de conexión de fase (1) en [A], entre 0 y 0,5 segundos.

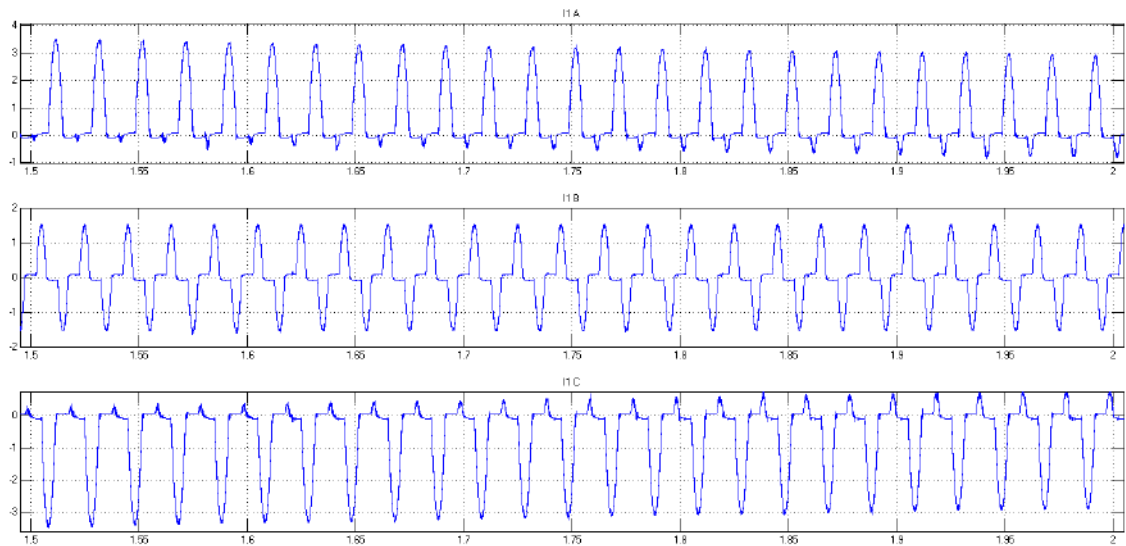


Figura 4.26 Evolución de la corriente de conexión de fase (1) en [A], entre 1,5 y 2 segundos.

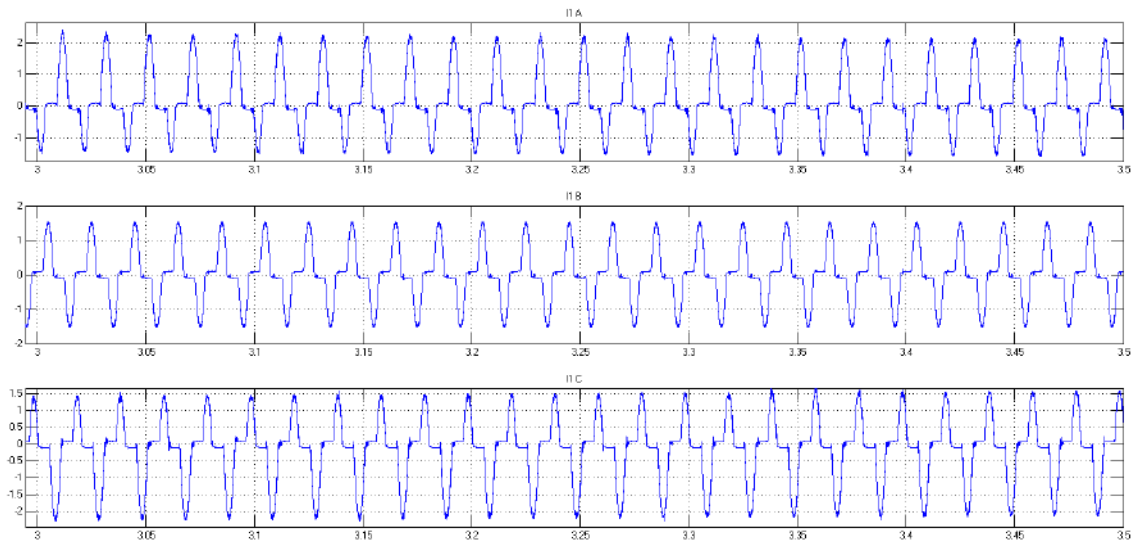


Figura 4.27 Evolución de la corriente de conexión de fase (1) en [A], entre 3 y 3,5 segundos.

Las corrientes de línea del primario, también evolucionan de una forma análoga. A continuación se describen los mismos intervalos de tiempo que con la corriente de fase del primario.

Corrientes de línea del primario

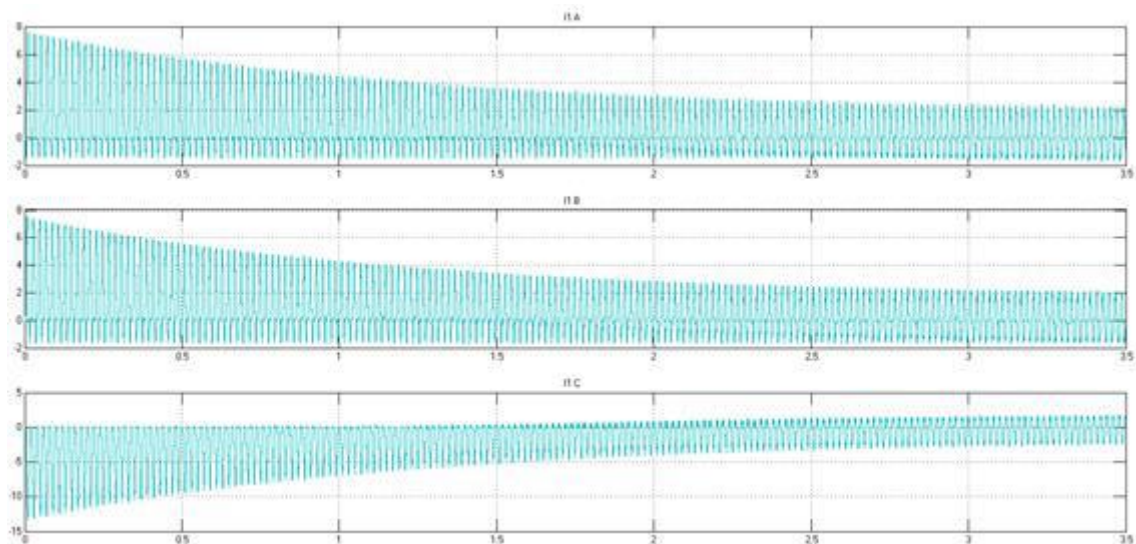


Figura 4.28 Evolución de la corriente de conexión de línea (1) en [A].

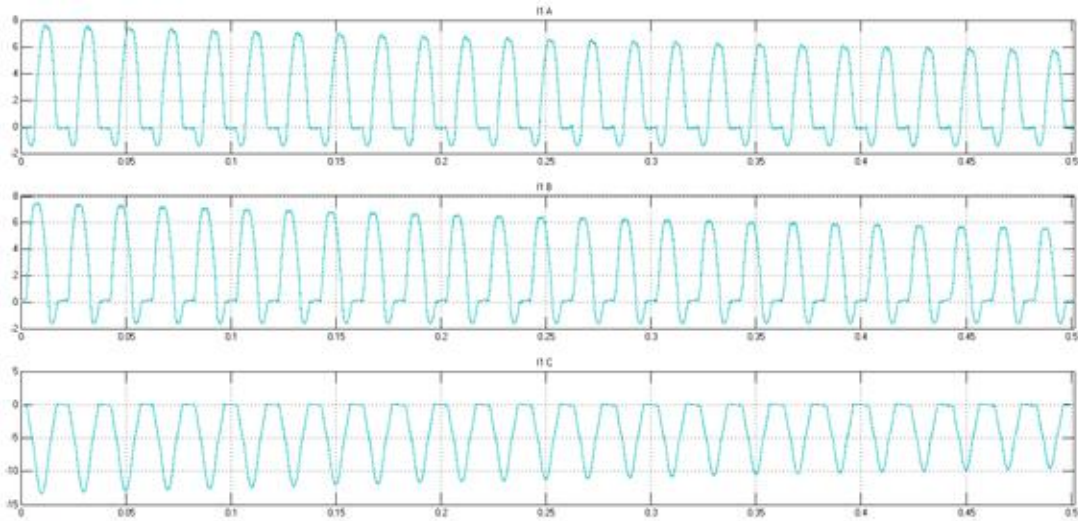


Figura 4.29 Evolución de la corriente de conexión de línea (1) en [A], entre 0 y 0,5 segundos.

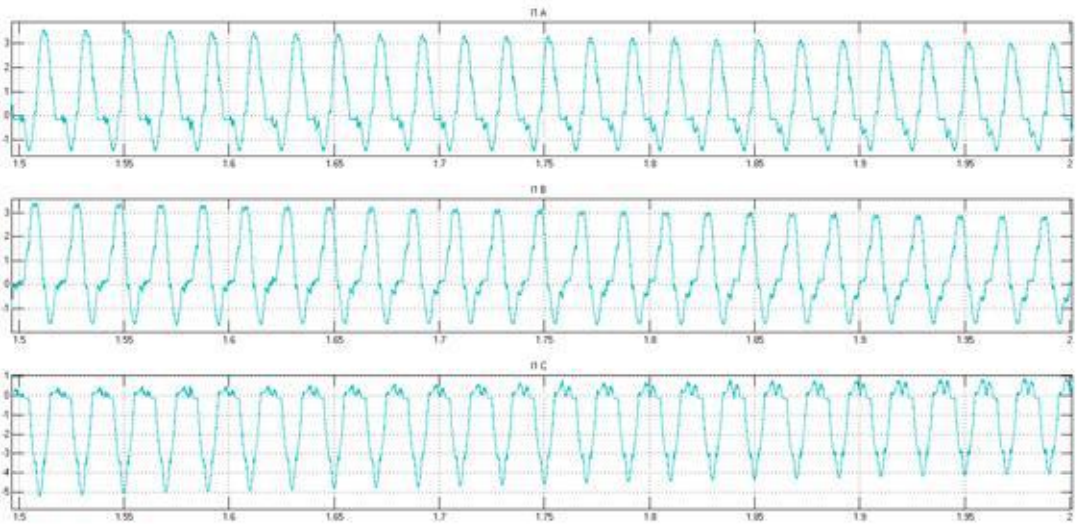


Figura 4.30 Evolución de la corriente de conexión de línea (1) en [A], entre 1,5 y 2 segundos.

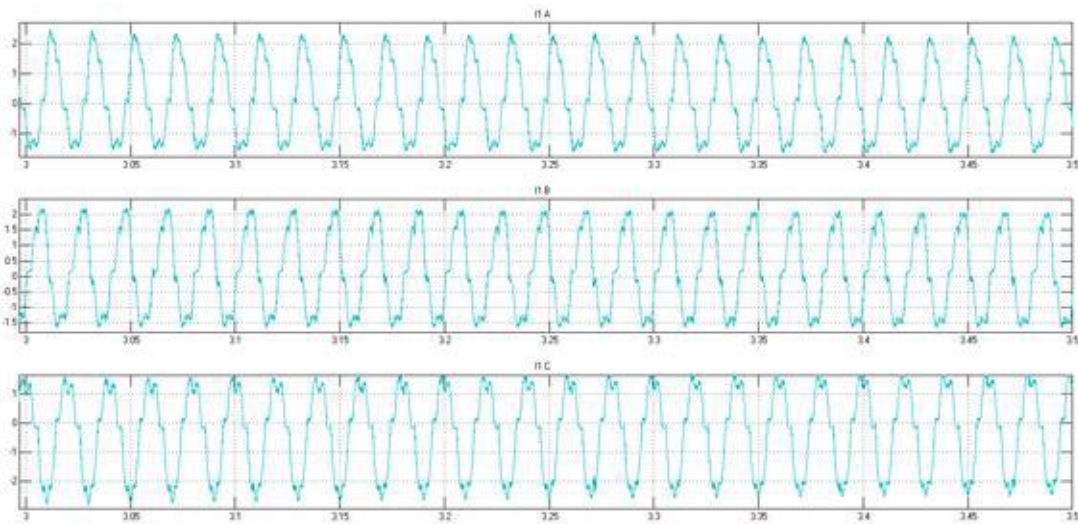


Figura 4.31 Evolución de la corriente de conexión de línea (1) en [A], entre 3 y 3,5 segundos.

El tiempo de interés para la simulación de cada transformador fue de diez ciclos (0,2 segundos). Los resultados obtenidos se resumen a continuación.

4.2.1 Transformador con núcleo de Fe-Si

Corriente de fase del primario

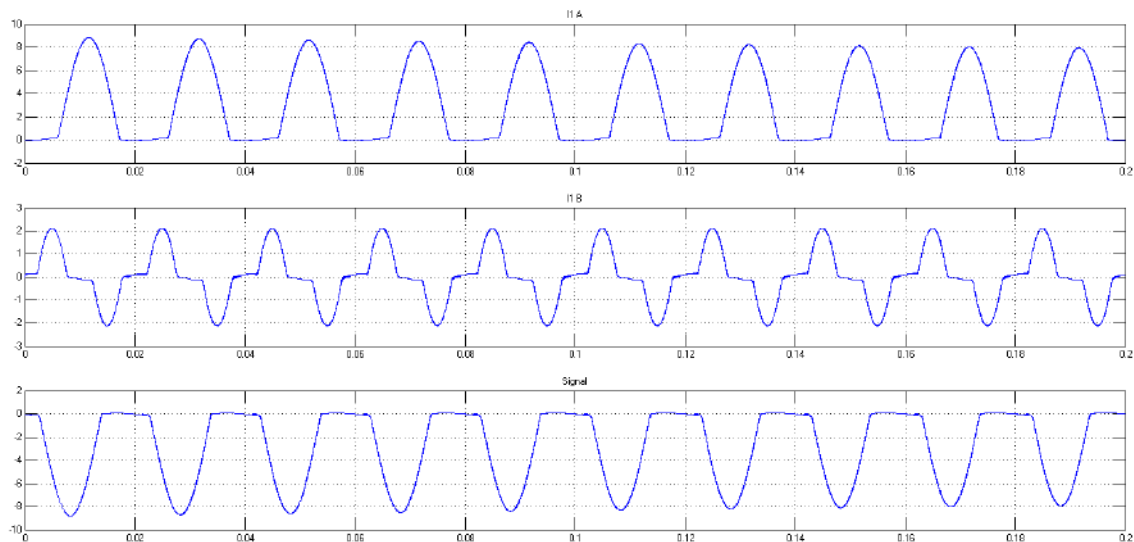


Figura 4.32 Corrientes de fase (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de Fe-Si.

Espectro de la corriente de fase del primario

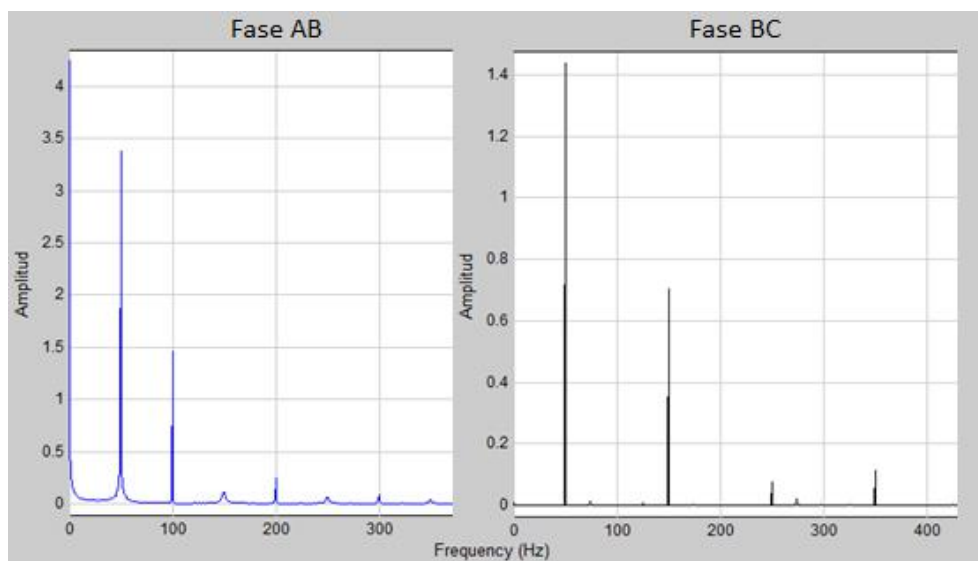


Figura 4.33 Espectro de corrientes de fase (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de Fe-Si.

El espectro de Fourier correspondiente a la otra columna lateral, que sería la fase CA, posee la misma distribución que la fase AB.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.9 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	4,06	1,14	4,06
THD%	38,04	49,60	38,02

Corrientes de línea del primario

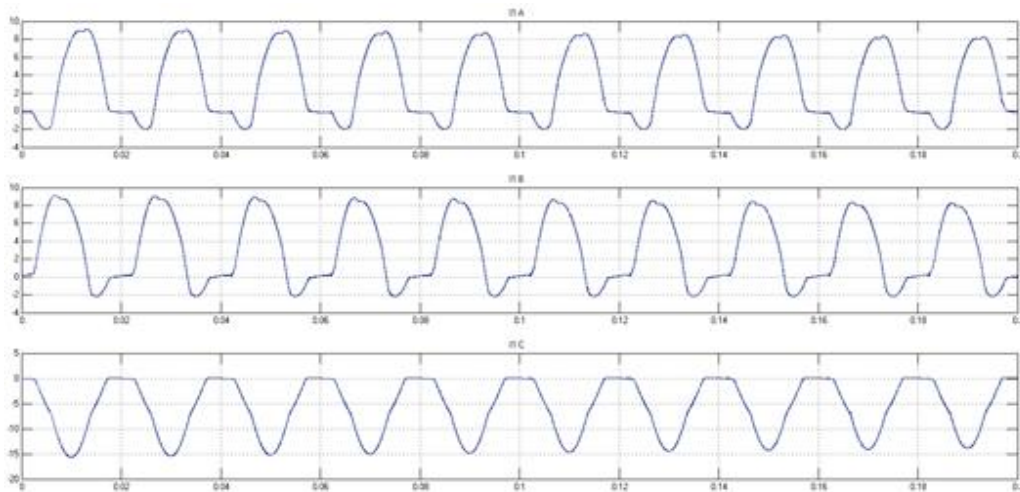


Figura 4.34 Corrientes de línea (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de Fe-Si.

Espectro de la corriente de línea del primario.

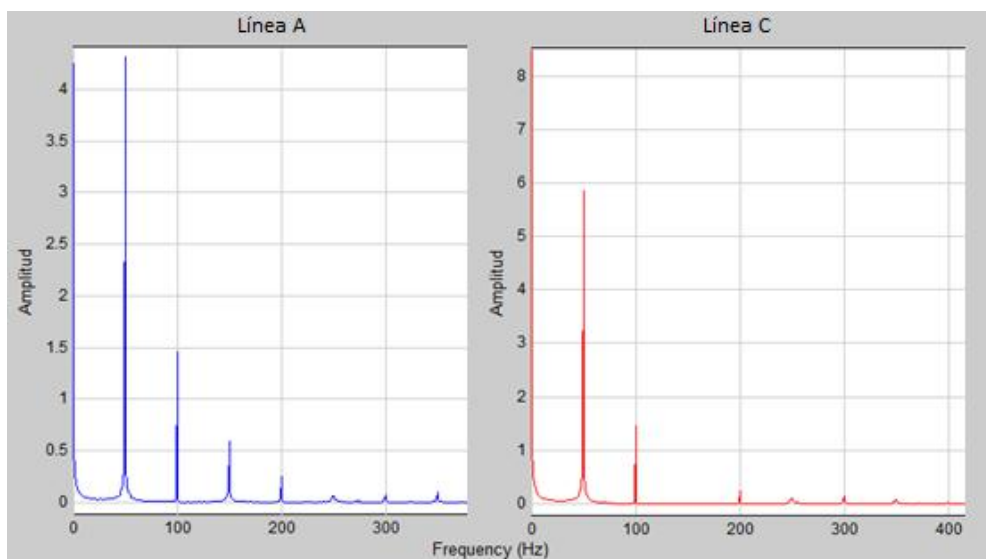


Figura 4.35 Espectro de corrientes de línea (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de Fe-Si.

El espectro de Fourier correspondiente a la línea B, posee la misma distribución que la línea A.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.10 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de línea (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	4,58	4,54	7,36
THD%	35,07	37,65	22,09

4.2.2 Transformador con núcleo de metal amorfo

Corriente de fase del primario

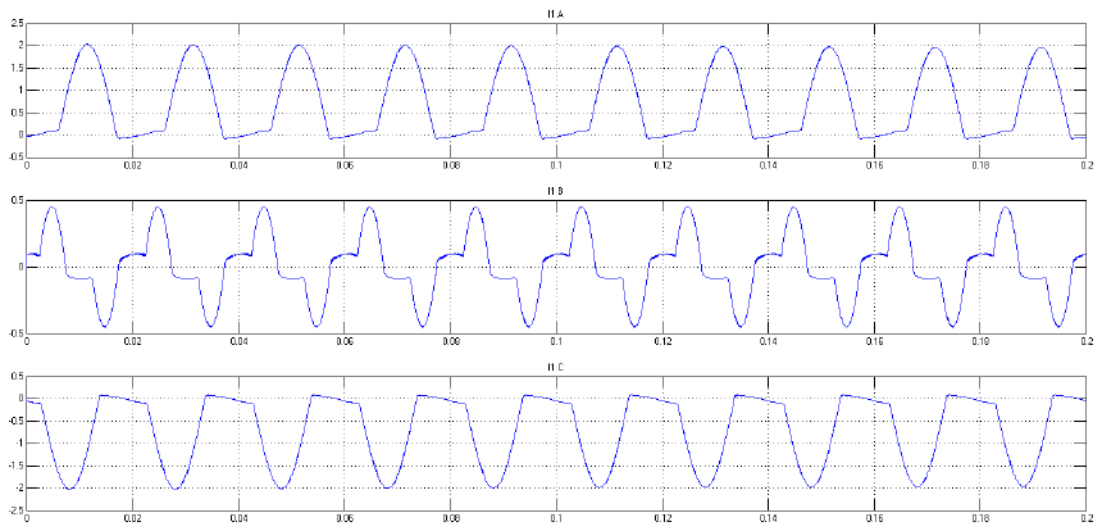


Figura 4.36 Corrientes de fase (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de metal amorfo.

Espectro de la corriente de fase del primario

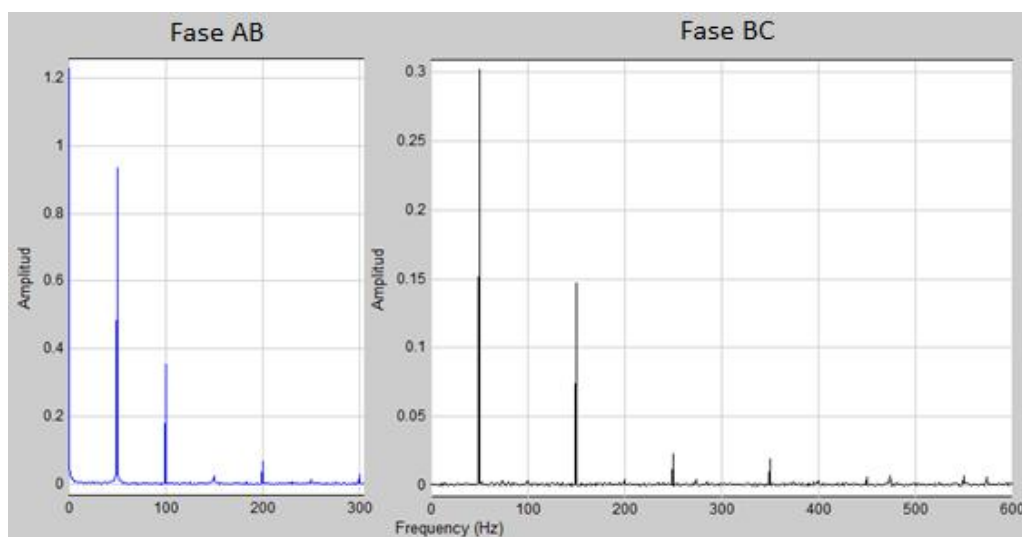


Figura 4.37 Espectro de corrientes de fase (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de metal amorfo.

El espectro de Fourier correspondiente a la otra columna lateral, que sería la fase CA, posee la misma distribución que la fase AB. En la siguiente Tabla 4.11 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase

Tabla 4.11 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	1,00	0,23	0,99
THD%	19,34	33,46	17,8

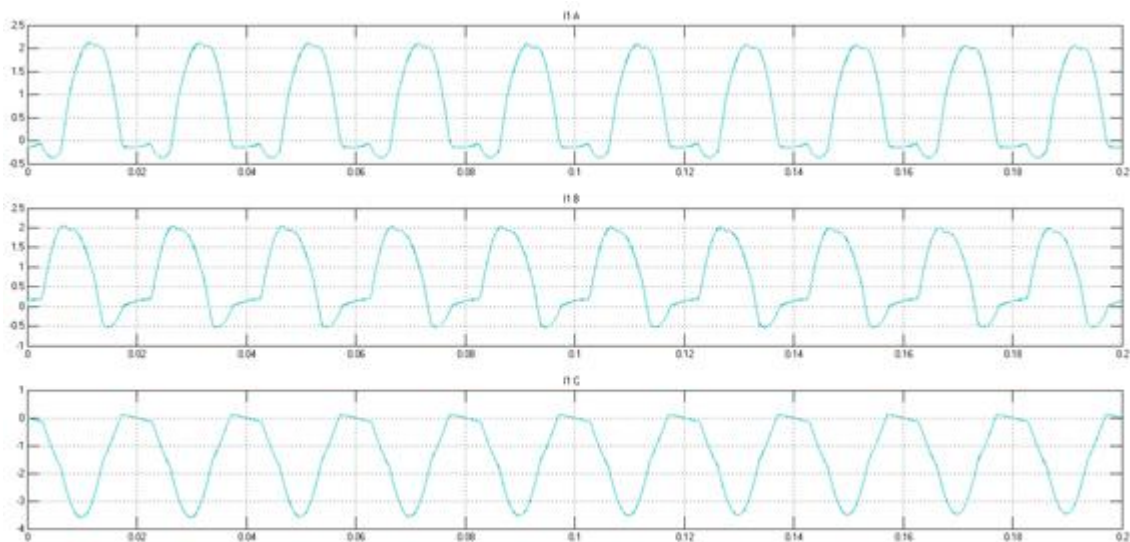
Corrientes de línea del primario

Figura 4.38 Corrientes de línea (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de metal amorfo.

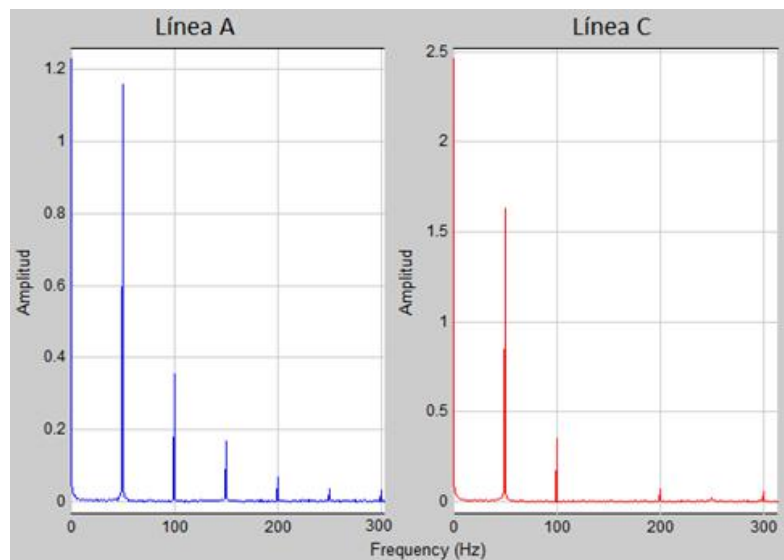
Espectro de la corriente de línea del primario.

Figura 4.39 Espectro de corrientes de línea (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de metal amorfo.

El espectro de Fourier correspondiente a la línea B, posee la misma distribución que la línea A.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.12 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de línea (1) en [A], corrientes de conexión, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	1,12	1,07	1,83
THD%	18,07	19,37	0,00

4.3 Simulación en vacío

Para éste caso, se utilizaron los mismos valores que la simulación de corriente de conexión. La diferencia radica en que el tiempo de la simulación en éste caso, fue de 5 segundos. Ya que el interés radicaba en saber que pasa en el momento posterior al transitorio.

4.3.1 Transformador con núcleo de Fe-Si

Corriente de fase del primario

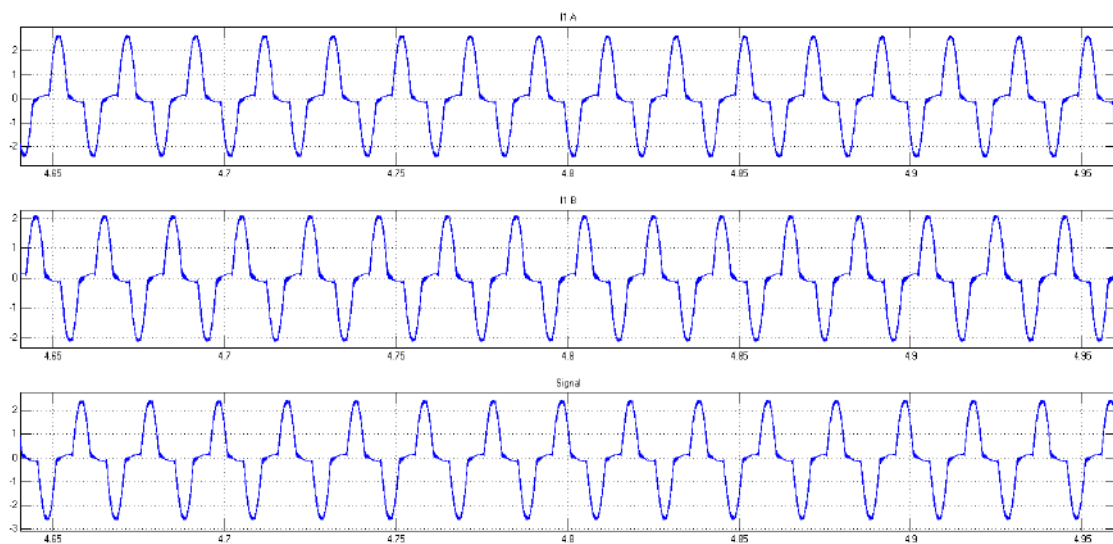


Figura 4.40 Corrientes de fase (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de Fe-Si.

Espectro de la corriente de fase del primario

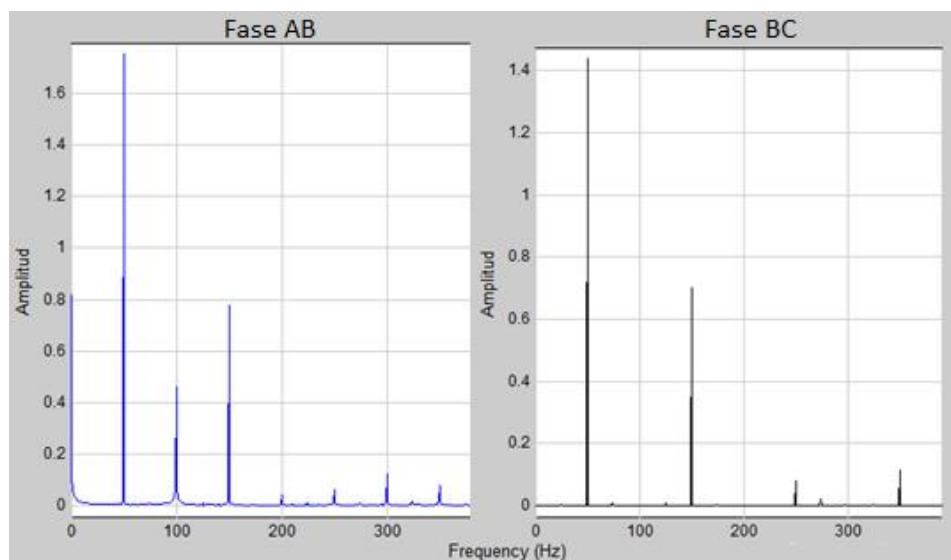


Figura 4.41 Espectro de corrientes de fase (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de Fe-Si.

El espectro de Fourier correspondiente a la otra columna lateral, que sería la fase CA, posee la misma distribución que la fase AB.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.13 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	1,37	1,13	1,37
THD%	49,99	49,57	49,98

Corrientes de línea del primario

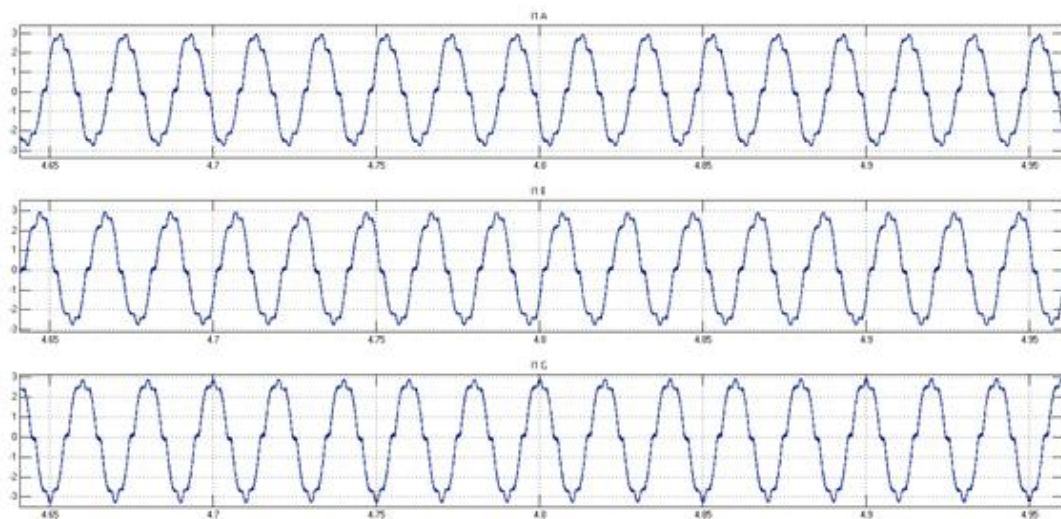


Figura 4.42 Corrientes de línea (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de Fe-Si.

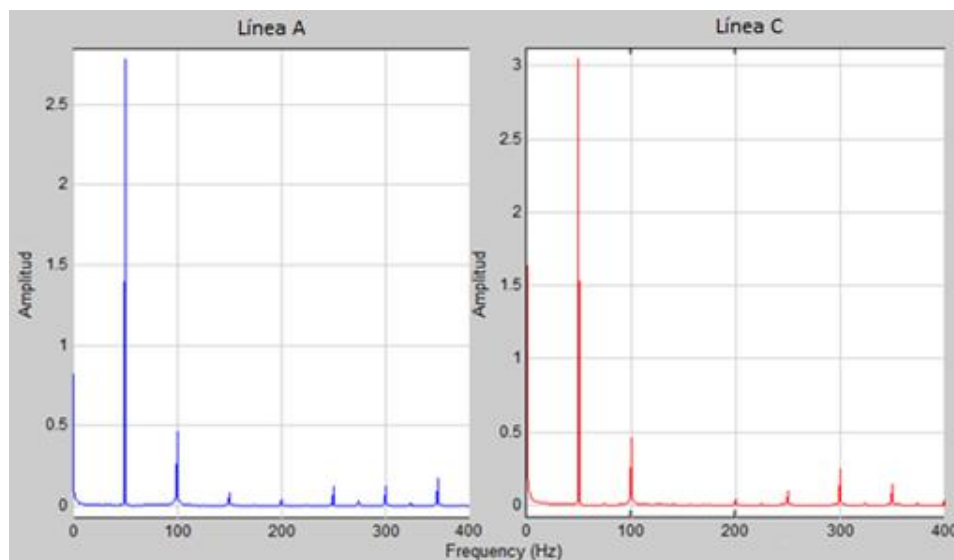
Espectro de la corriente de línea del primario.

Figura 4.43 Espectro de corrientes de línea (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de Fe-Si.

El espectro de Fourier correspondiente a la línea B, posee la misma distribución que la línea A.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.14 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de línea (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	1,96	1,95	2,15
THD%	12,03	12,26	11,27

Cabe aclarar que el tiempo de simulación fue de cinco segundos, entonces, los valores eficaces obtenidos, contemplan el estado transitorio. Por tal motivo, es que las corrientes de fase y de línea del primario son valores superiores a los de excitación.

4.3.2 Transformador con núcleo de metal amorfo

Corriente de fase del primario

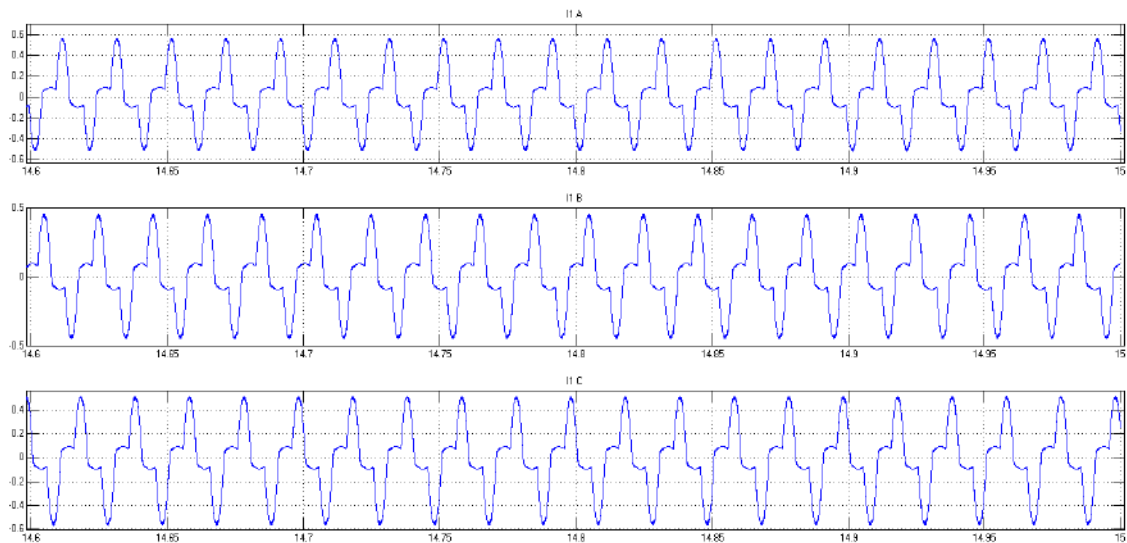


Figura 4.44 Corrientes de fase (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de metal amorfo.

Espectro de la corriente de fase del primario

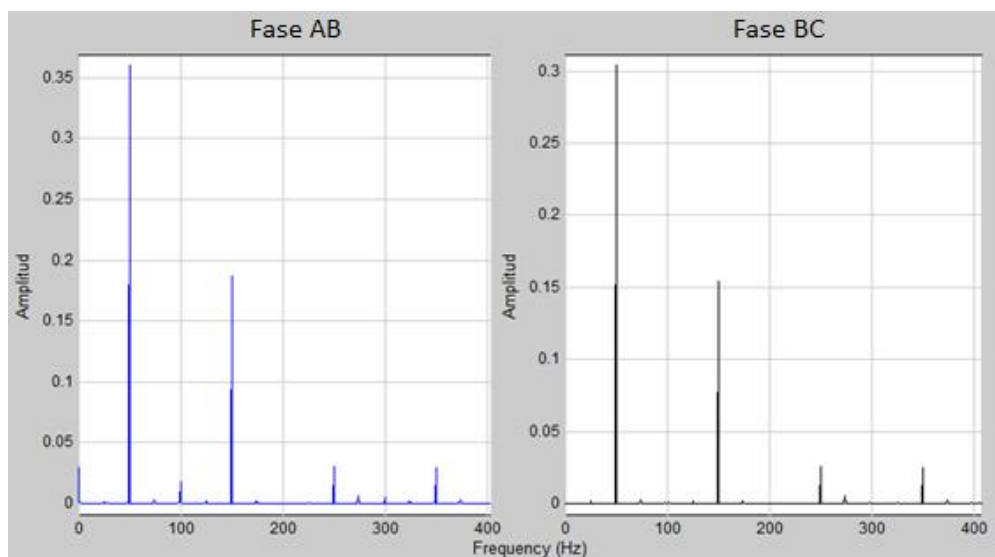


Figura 4.45 Espectro de corrientes de fase (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de metal amorfo.

El espectro de Fourier correspondiente a la otra columna lateral, que sería la fase CA, posee la misma distribución que la fase AB.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.15 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	0,29	0,24	0,29
THD%	53,43	52,15	53,44

Corrientes de línea del primario

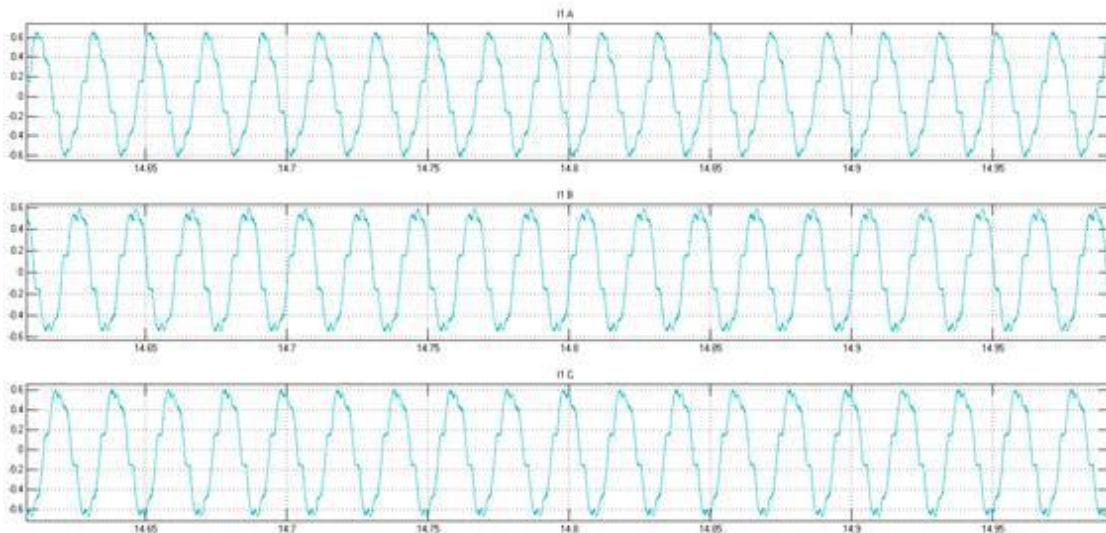


Figura 4.46 Corrientes de línea (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de metal amorfo.

Espectro de la corriente de línea del primario.

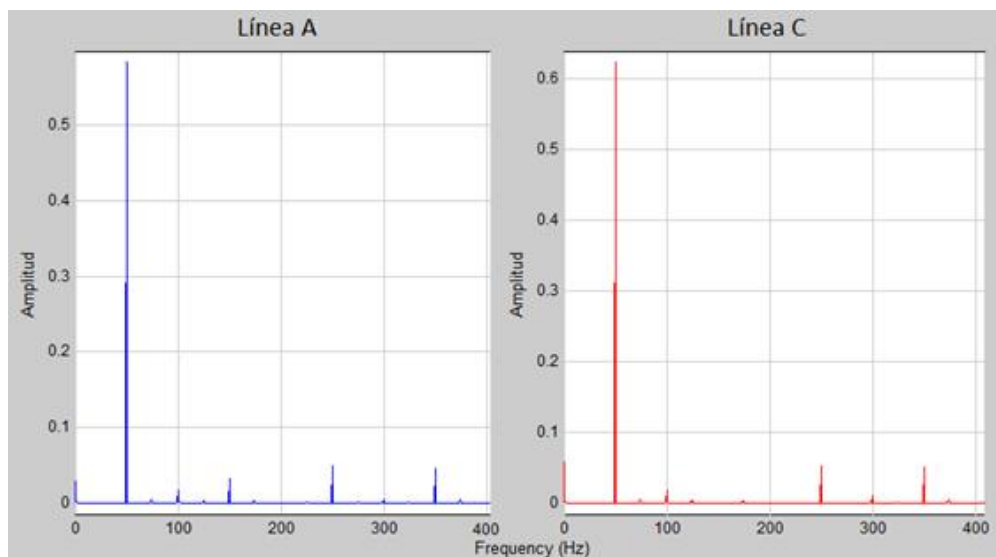


Figura 4.47 Espectro de corrientes de línea (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de metal amorfo.

El espectro de Fourier correspondiente a la línea B, posee la misma distribución que la línea A.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.16 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de línea (1) en [A], simulación en vacío, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	0,42	0,41	0,45
THD%	12,95	13,30	12,02

Cabe aclarar que el tiempo de simulación fue de cinco segundos, entonces, los valores eficaces obtenidos, contemplan el estado transitorio. Por tal motivo, es que las corrientes de fase y de línea del primario son valores superiores a los valores de excitación.

4.4 Simulación con carga desbalanceada

Para éste caso se optó por una carga desbalanceada en las tres fases, y para que los valores difieran entre las mismas, se colocaron valores de cargas que correspondan: a la corriente nominal, a un cincuenta por ciento de la corriente nominal, y a un diez por ciento de dicha corriente.

De la sección de simulación a carga nominal, se sabe que el valor de la carga debe ser de 2091[Ω]. Los otros dos valores se calcularon de la siguiente manera.

$$50\% \text{ de } I_n \quad \text{?} \quad 50\% = \frac{I_n}{2} = \frac{13200}{6,31/2} \quad \text{?} \quad 50\% = 4183[\Omega]$$

$$10\% \text{ de } I_n \quad \text{?} \quad 10\% = \frac{I_n}{10} = \frac{13200}{6,31/10} \quad \text{?} \quad 10\% = 20919[\Omega]$$

Luego, en las ganancias que estaban determinadas para fijar el valor de la carga, se colocaron los valores anteriores como se muestra en la Figura 4.48.

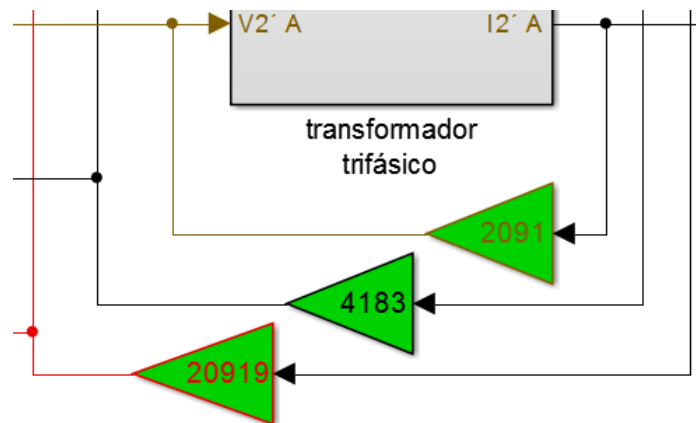


Figura 4.48 Cargas desbalanceadas en esquema de Simulink.

Entonces, se simularon ambas máquinas con los valores calculados. La distribución de las cargas en el secundario fue: 2091[Ω] en la fase A, 4183[Ω] en la fase B y de 20919[Ω] en la fase C.

A continuación se detallan los resultados en ambos transformadores.

4.4.1 Transformador con núcleo de Fe-Si

Corriente de fase del primario

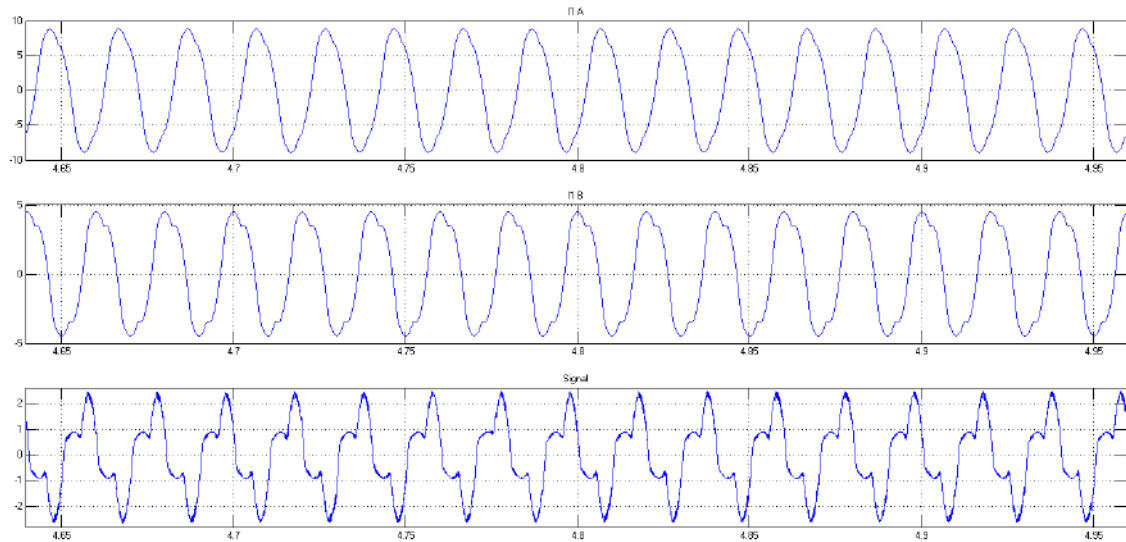


Figura 4.49 Corrientes de fase (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

Espectro de la corriente de fase del primario

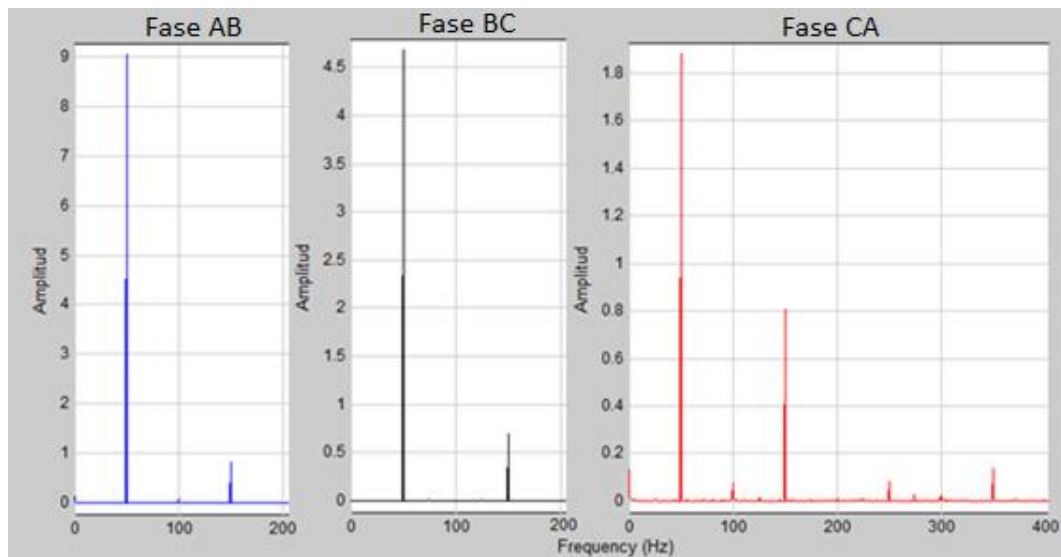


Figura 4.50 Espectros de corrientes de fase (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

En la siguiente Tabla 4.17 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.17 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	6,43	3,34	1,47
THD%	9,21	15,18	41,62

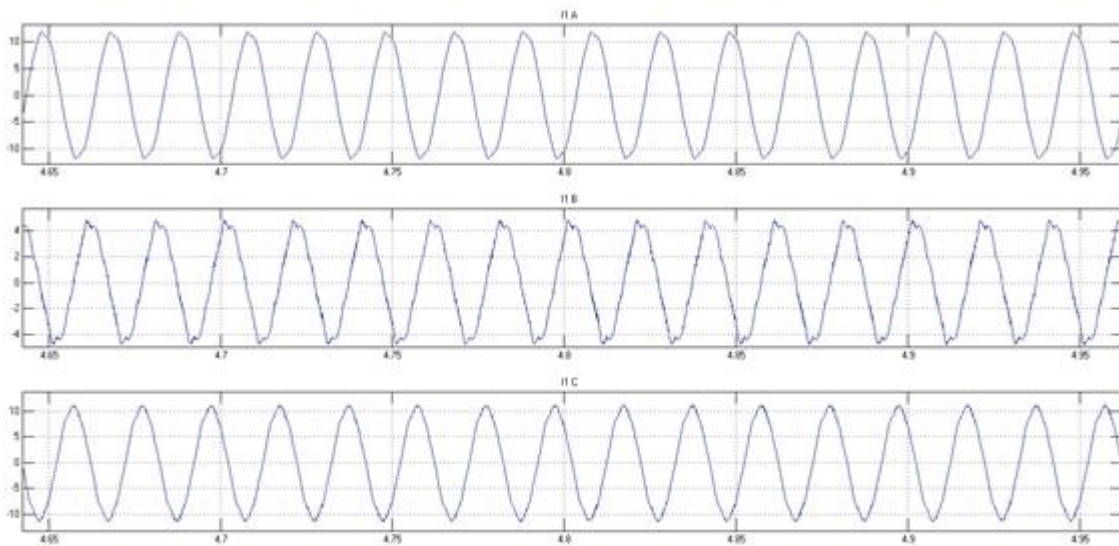
Corrientes de línea del primario

Figura 4.51 Corrientes de línea (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

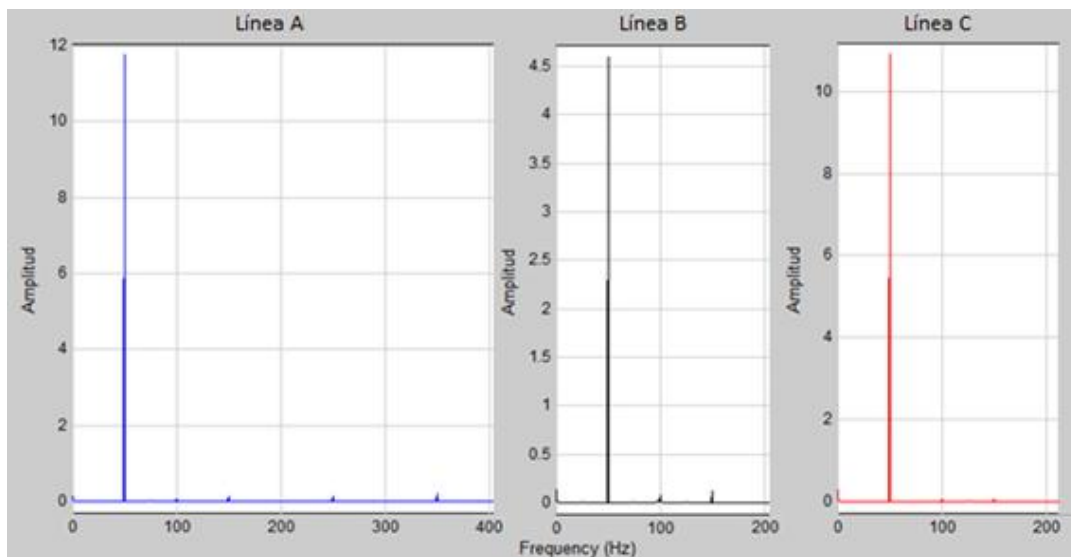
Espectro de la corriente de línea del primario.

Figura 4.52 Espectro de corrientes de línea (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

En la siguiente Tabla 4.18 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.18 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de línea (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	8,31	3,24	7,74
THD%	2,56	0,00	0,00

Corrientes del secundario

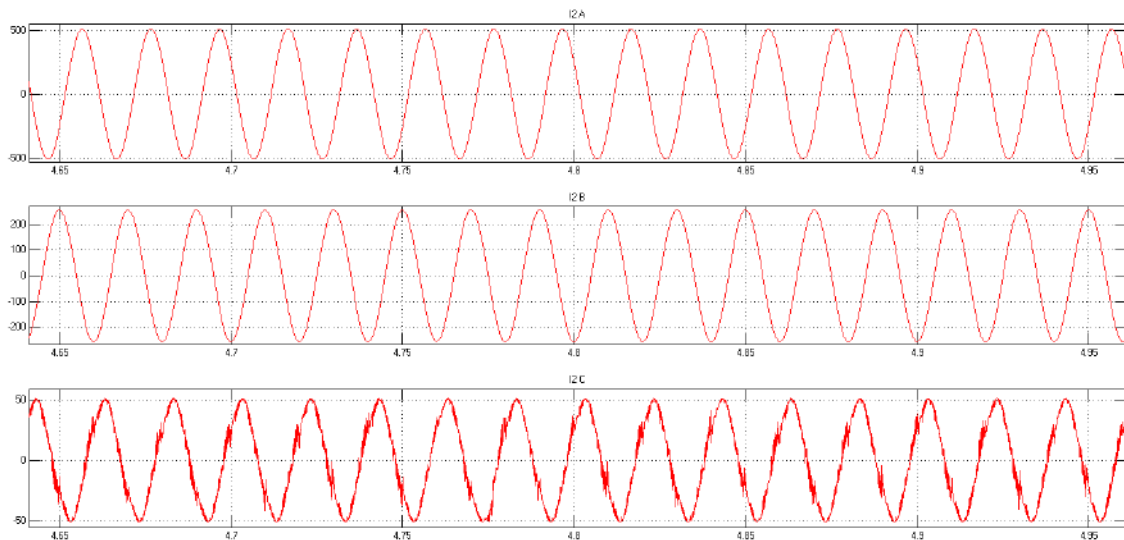


Figura 4.53 Corrientes de fase (2) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

Espectro de las corrientes del secundario

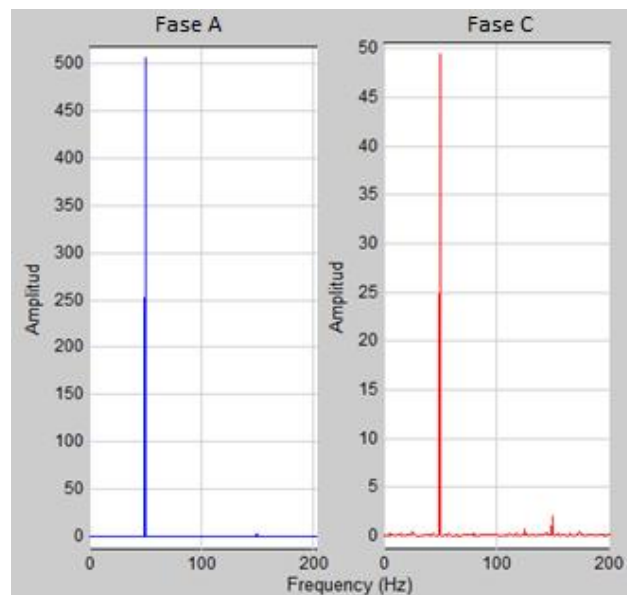


Figura 4.54 Espectro de corrientes de fase (2) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

El espectro de la fase B es igual al de la fase A, con la diferencia de que el valor pico de A, es el doble que el valor pico de B. En la Tabla 4.19 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.19 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (2) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	358,20	179,90	33,91
THD%	0,39	0,36	0,00

Tensiones del secundario

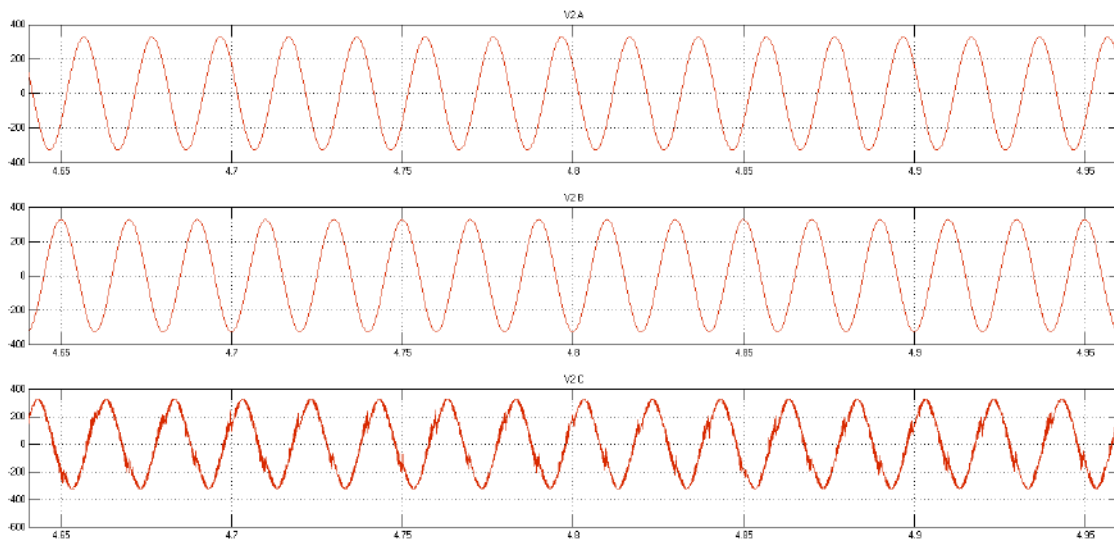


Figura 4.55 Tensiones de fase (2) en [V], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

Espectro de tensiones del secundario

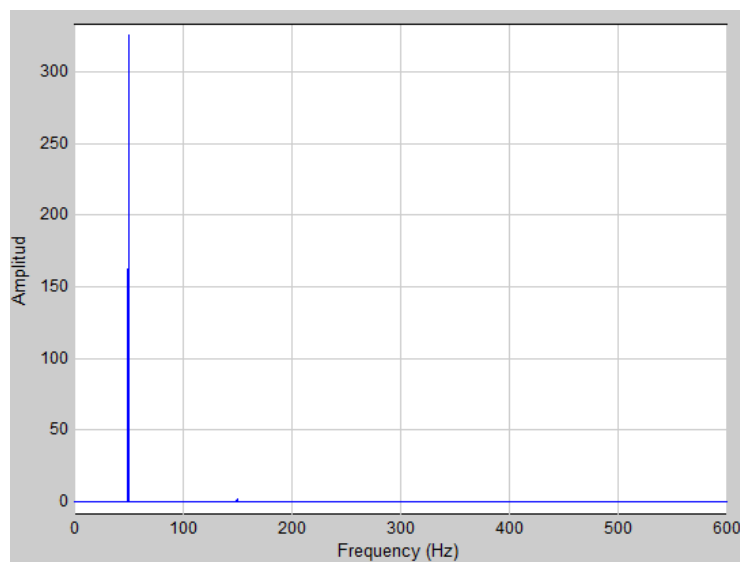


Figura 4.56 Espectro de tensiones de fase (2) en [V], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

Dado que el espectro de cada fase es similar, se colocó uno solo.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de tensión de cada fase.

Tabla 4.20 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de tensión de fase (2) en [V], simulación carga desbalanceada, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Fase A	Fase B	Fase C
V_{RMS} [V]	230,57	230,89	214,73
THD%	0,39	0,37	0,00

4.4.2 Transformador con núcleo de metal amorfo

Corriente de fase del primario

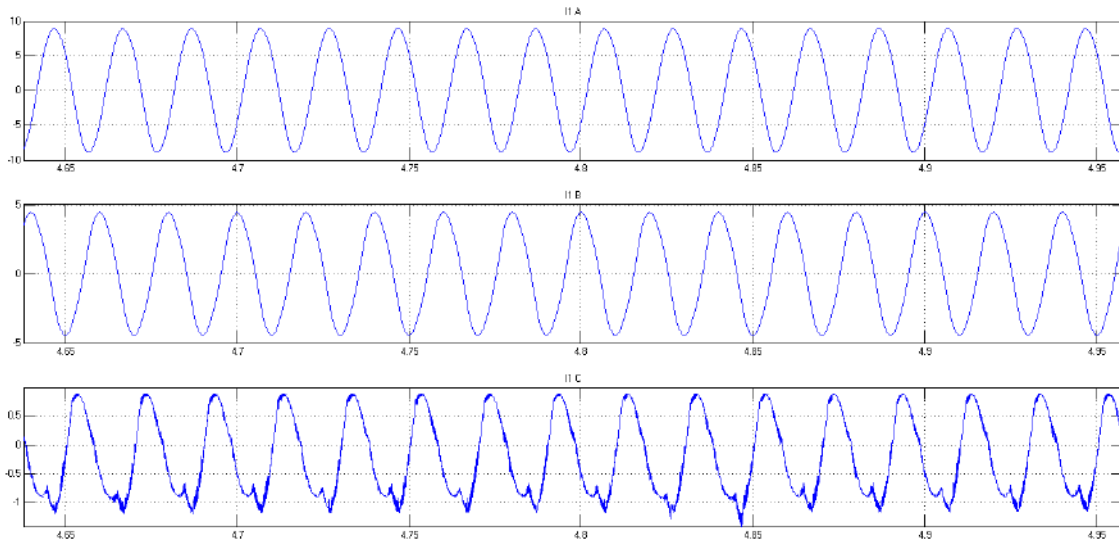


Figura 4.57 Corrientes de fase (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

Espectro de la corriente de fase del primario

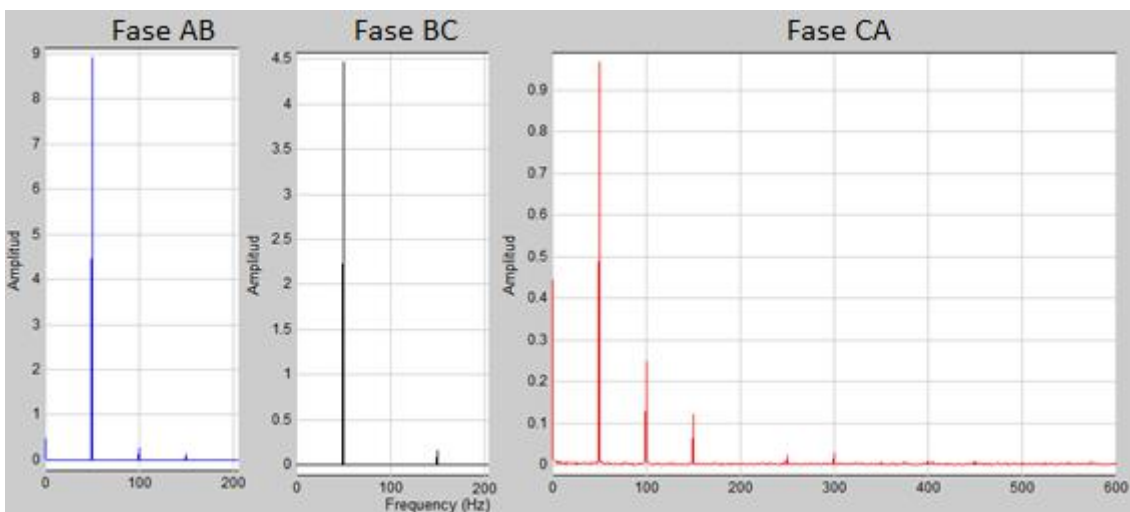


Figura 4.58 Espectro de corrientes de fase (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.21 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	6,35	3,23	1,11
THD%	3,05	3,53	7,96

Corrientes de línea del primario

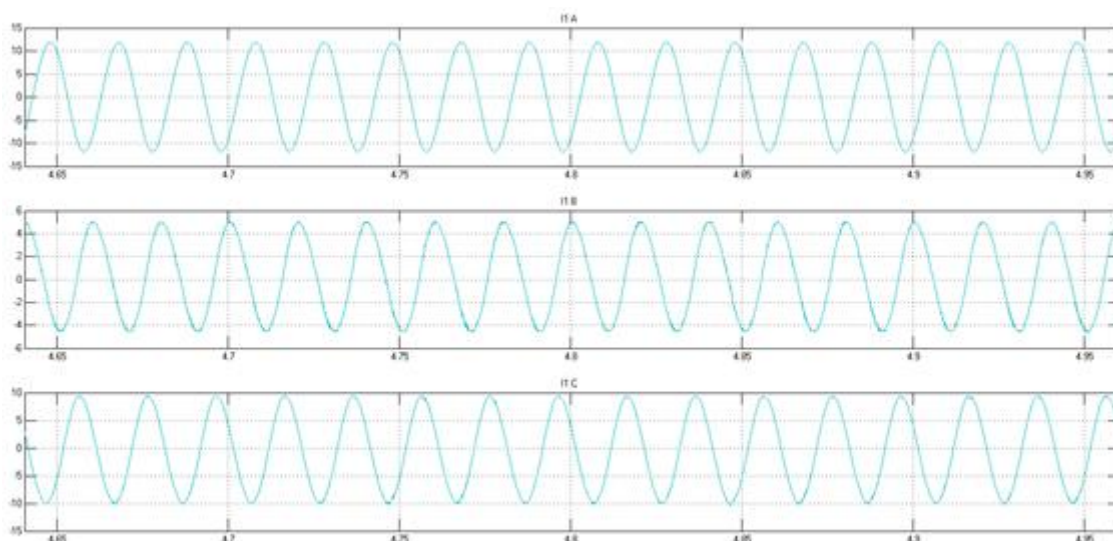


Figura 4.59 Corrientes de línea (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

Espectro de la corriente de línea del primario.

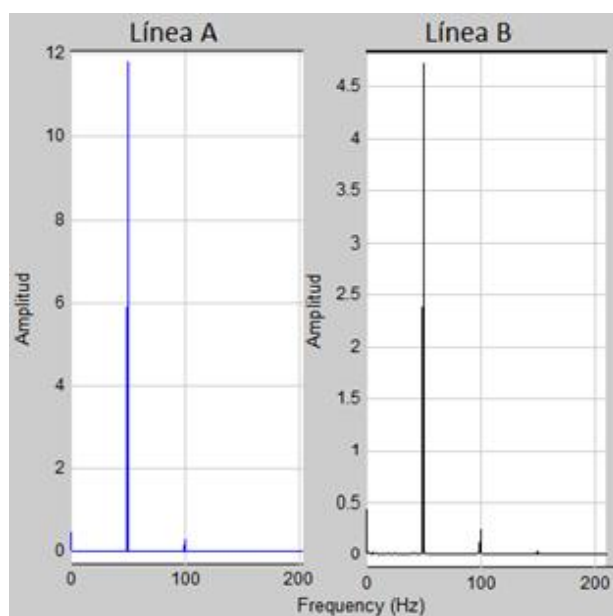


Figura 4.60 Espectro de corrientes de línea (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

El espectro de la línea C es similar al de la línea B. la diferencia radica en el valor pico de la fundamental. En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.22 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de línea (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	8,28	3,20	7,31
THD%	2,07	0,00	0,00

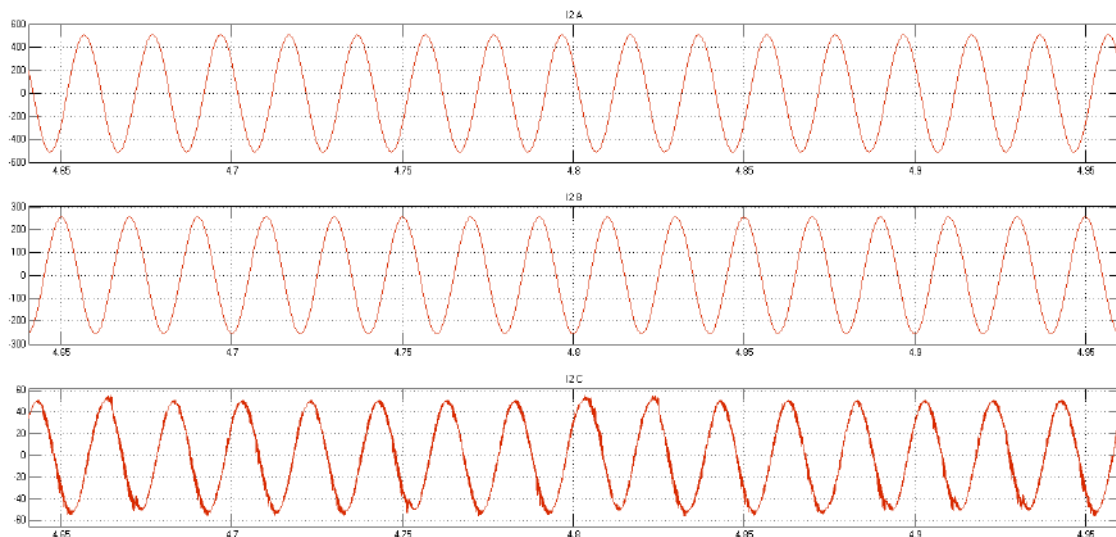
Corrientes del secundario

Figura 4.61 Corrientes de fase (2) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

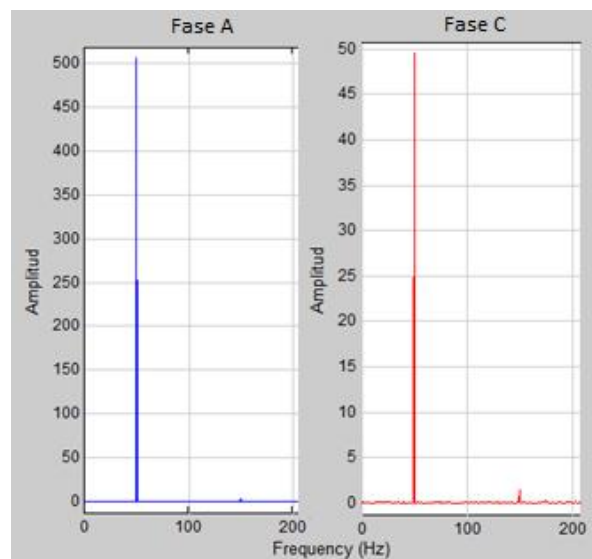
Espectro de las corrientes del secundario

Figura 4.62 Espectro de corrientes de fase (2) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

El espectro de la fase B es igual al de la fase A, con la diferencia de que el valor pico de A, es el doble que el valor pico de B.

En la siguiente Tabla 4.23 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.23 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (1) en [A], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	358,25	179,39	34,74
THD%	0,06	0,11	0,00

Tensiones del secundario

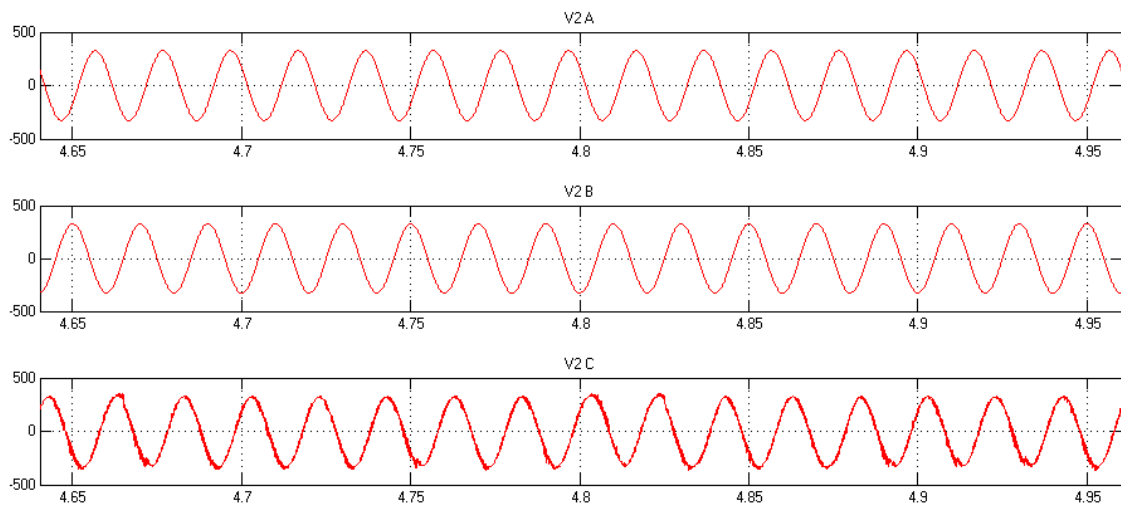


Figura 4.63 Tensiones de fase (2) en [V], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

Espectro de tensiones del secundario

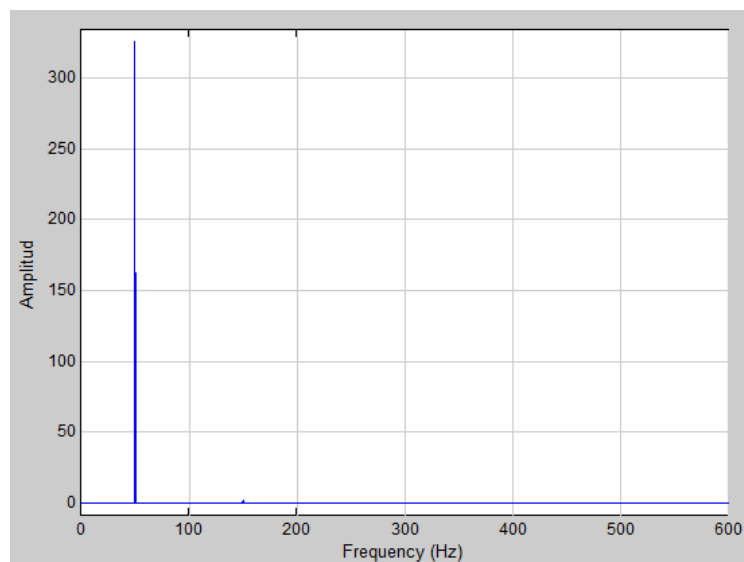


Figura 4.64 Espectro de Tensión de fase (2) en [V], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

Dado que el espectro de cada fase es similar, se colocó uno solo.

En la siguiente Tabla 4.24 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de tensión de cada fase.

Tabla 4.24 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de tensiones de fase (2) en [V], simulación carga desbalanceada, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Fase A	Fase B	Fase C
V_{RMS} [V]	230,56	230,96	221,75
THD%	0,06	0,11	0,00

4.5 Simulación de cortocircuito monofásico

Se eligió modelar el caso del cortocircuito monofásico, porque se lo considera el más probable que ocurra en una línea trifásica.

Para que el entorno Simulink permita ésta simulación, es necesario que la carga en el cortocircuito tenga un valor superior a cero. Si no fuese así, la corriente tendería a infinito, lo que daría una indeterminación en el modelo matemático que no permitiría llevar a cabo la simulación.

Para evitar el inconveniente recién mencionado, se colocó una carga en una de las fases del secundario, tal que, diera una corriente diez mil veces el valor de la corriente nominal de fase del primario.

$$= \frac{13200}{10000} = \frac{13200}{6,31 \cdot 10000} \quad \text{[A]} \quad = 0,2 \text{ [A]}$$

Luego, en la ganancia que estaba determinada para fijar el valor de la carga en la fase A, se colocó el valor anterior. Quedando de la siguiente manera.

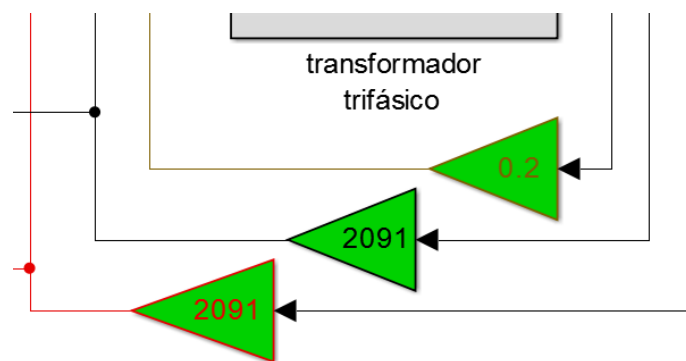


Figura 4.65 Carga de cortocircuito en esquema Simulink.

Cabe aclarar, que como se está simulando el cortocircuito fase A con tierra, se conectó dicha fase en el centro de estrella. La siguiente Figura 4.66 detalla lo anteriormente descrito.

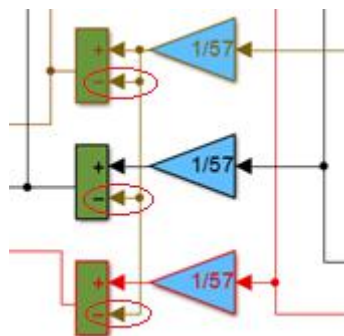


Figura 4.66 Conexión de corto circuito (cable marrón).

El tiempo de la simulación fue de diez ciclos (0,2 segundos), ya que el interés se centra en el estado transitorio. A continuación se detallan los resultados de las simulaciones.

4.5.1 Transformador con núcleo de Fe-Si

Corriente de fase del primario

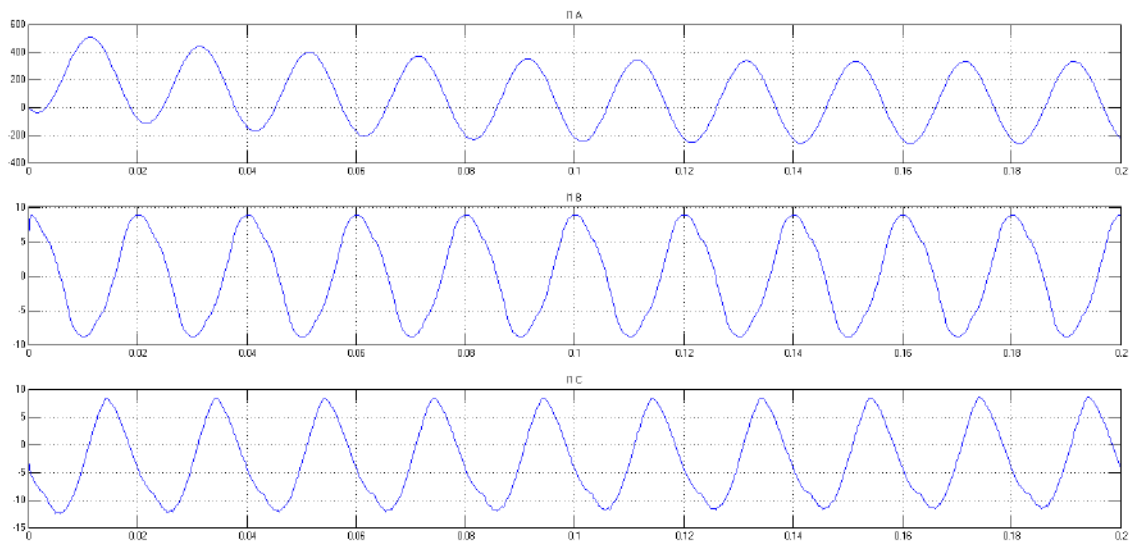


Figura 4.67 Corrientes de fase (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

Espectro de la corriente de fase del primario

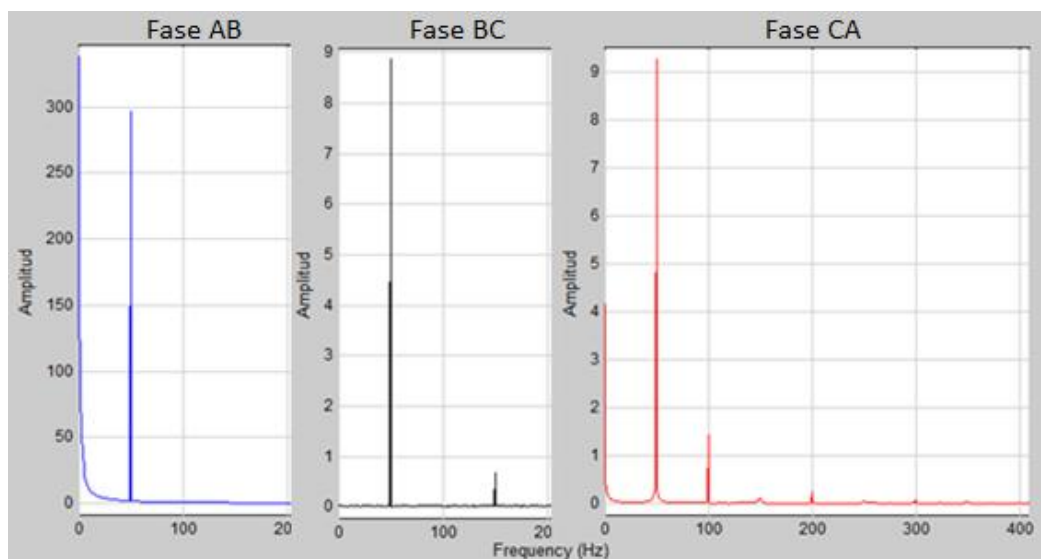


Figura 4.68 Espectro de corrientes de fase (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

En la siguiente Tabla 4.25 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.25 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	212,01	6,29	7,21
THD%	0,63	6,76	14,90

Corrientes de línea del primario

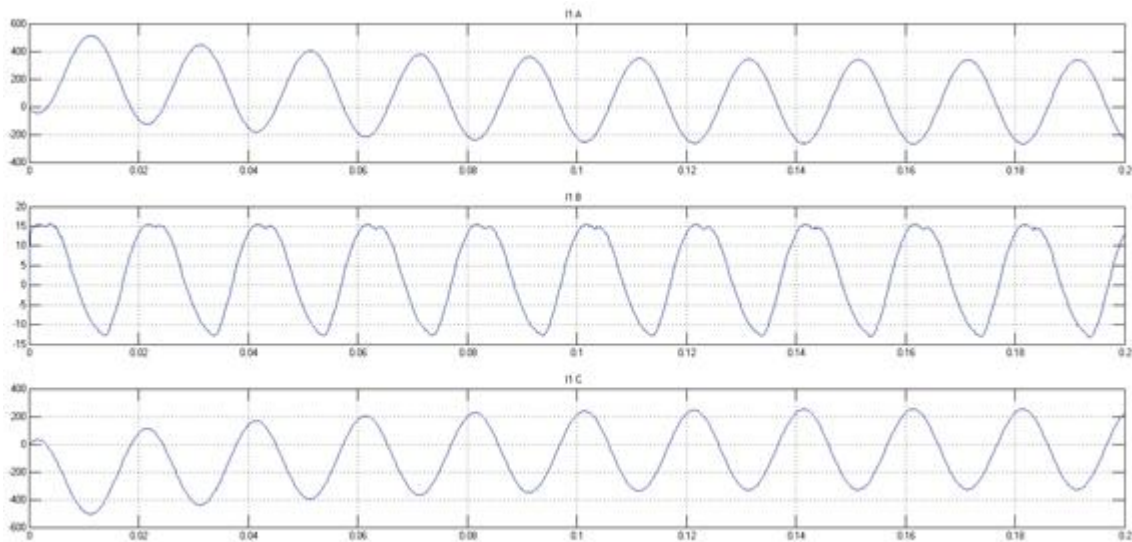


Figura 4.69 Corrientes de línea (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

Espectro de la corriente de línea del primario.

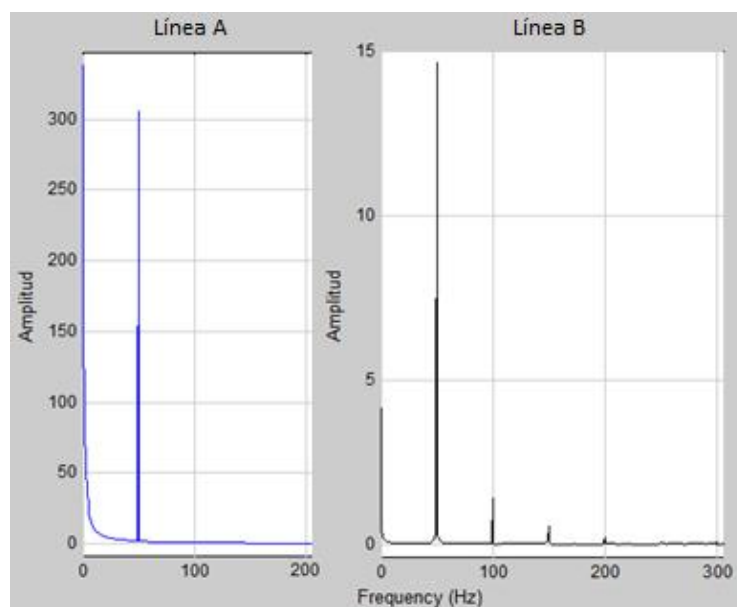


Figura 4.70 Espectro de corrientes de línea (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

El espectro de la línea C es similar al de la línea A.

En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.26 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de línea (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	217,98	10,56	209,31
THD%	0,65	10,85	0,79

Corrientes del secundario

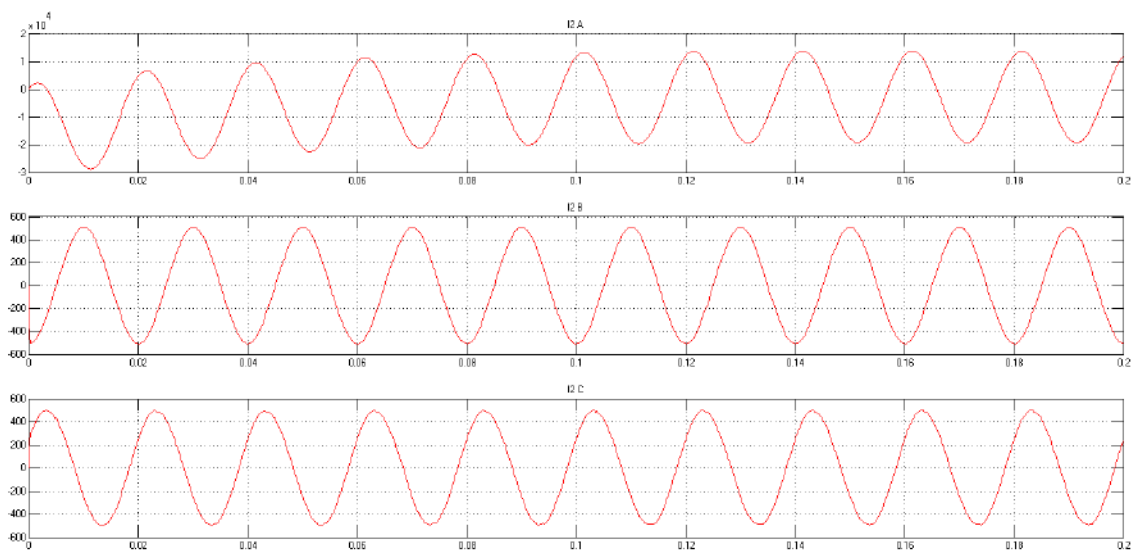


Figura 4.71 Corrientes de fase (2) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

Espectro de las corrientes del secundario

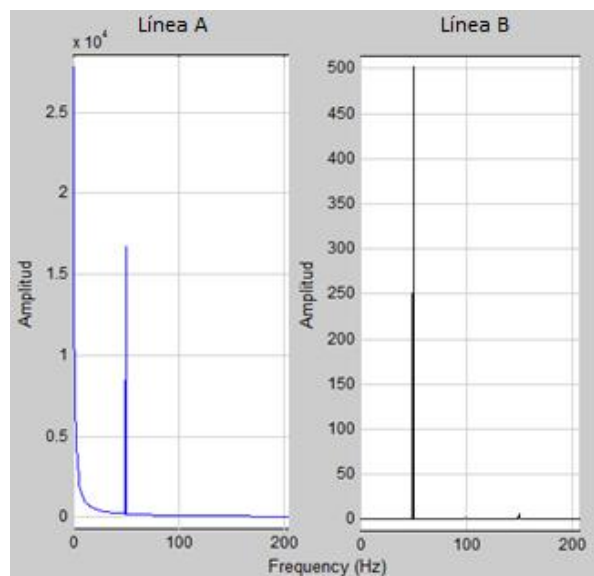


Figura 4.72 Espectro de corrientes de fase (2) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

El espectro de la línea C es similar al de la línea B. En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.27 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (2) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	12094,17	358,08	356,27
THD%	0,62	0,00	0,00

Tensiones del secundario

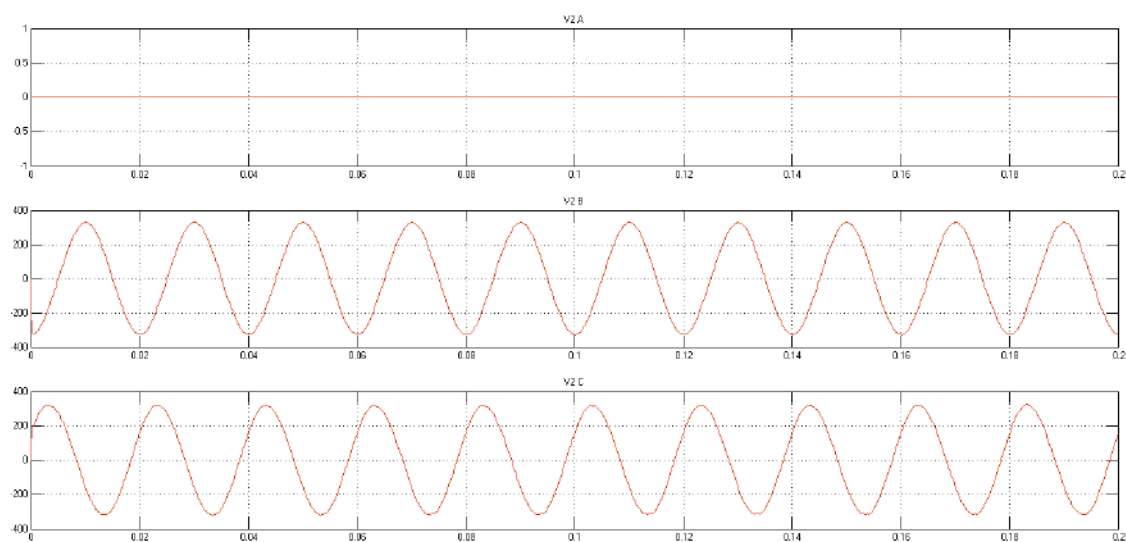


Figura 4.73 Tensiones de fase (2) en [V], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

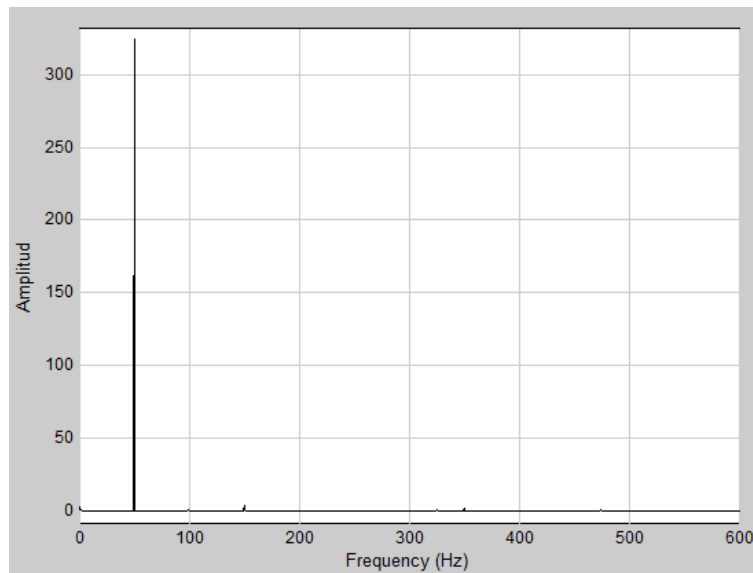
Espectro de tensiones del secundario

Figura 4.74 Espectro de tensiones de fase (2) en [V], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

Dado que el espectro de la fase C es similar, se colocó uno solo de los dos. Como era de esperar la tensión de la fase en cortocircuito tiene tensión cero.

En la siguiente Tabla 4.28 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de tensión de cada fase.

Tabla 4.28 4.29 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de tensiones de fase (2) en [V], simulación cc. Monofásico, Transformador de Fe-Si.

Magnitud	Fase A	Fase B	Fase C
V_{RMS} [V]	0,00	231,11	228,70
THD%	0,00	0,00	0,00

4.5.2 Transformador con núcleo de metal amorfo

Corriente de fase del primario

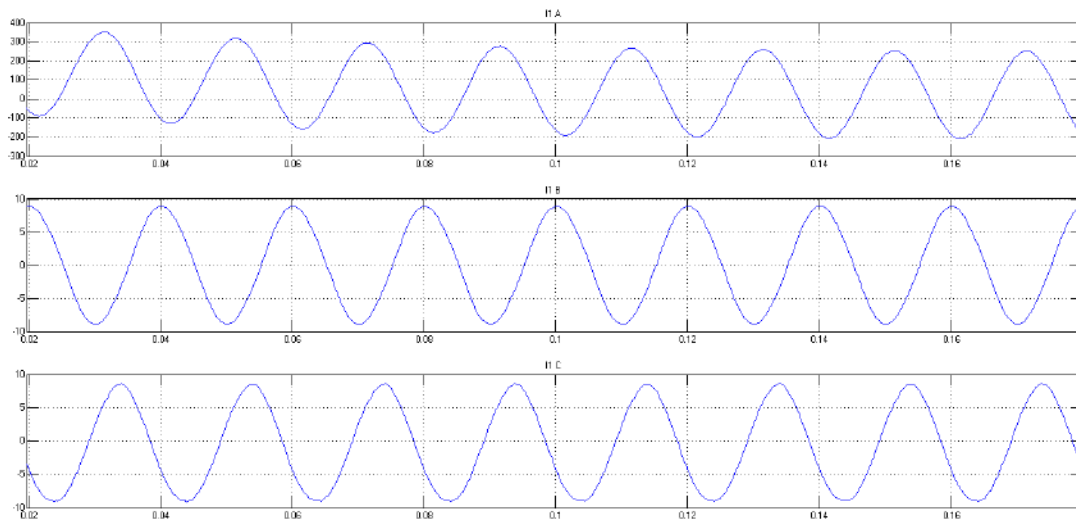


Figura 4.75 Corrientes de fase (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

Espectro de la corriente de fase del primario

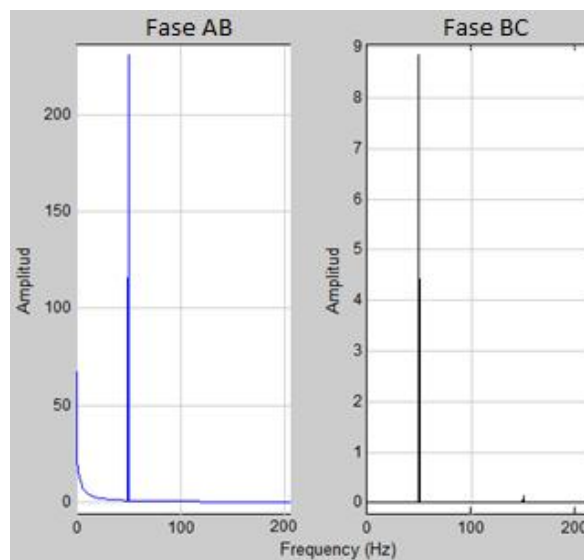


Figura 4.76 Espectro de corrientes de fase (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

En la siguiente Tabla 4.30 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada fase.

Tabla 4.30 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Fase AB	Fase BC	Fase CA
I_{RMS} [A]	171,77	6,25	6,82
THD%	1,45	0,35	2,8

Corrientes de línea del primario

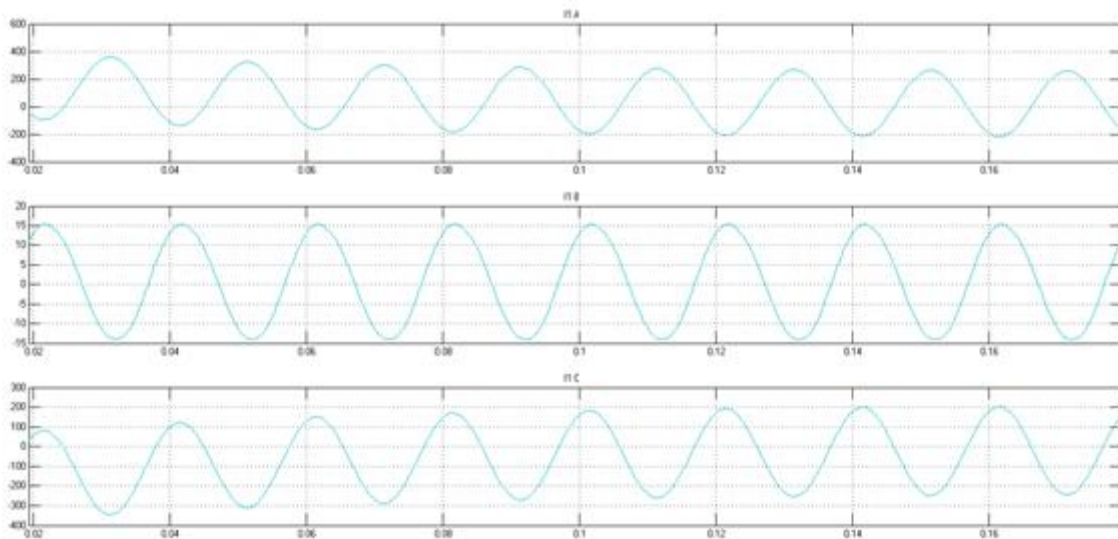


Figura 4.77 Corrientes de línea (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

Espectro de la corriente de línea del primario

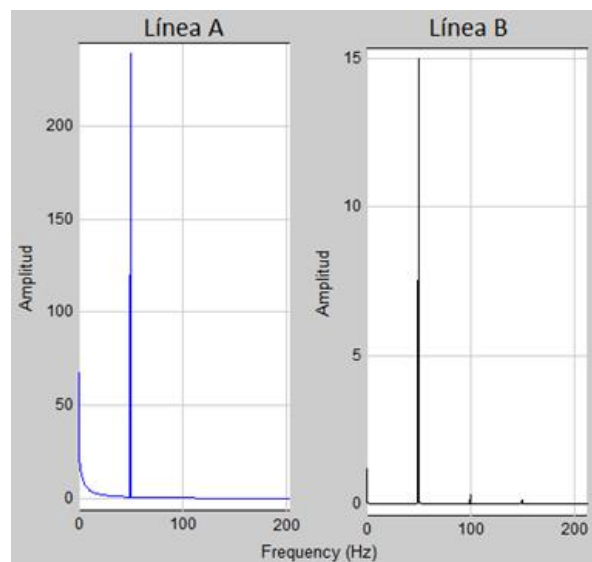


Figura 4.78 Espectro de corrientes de línea (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

El espectro de la línea C es similar al de la línea A. En la siguiente Tabla 4.31 se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.31 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de línea (1) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	177,44	10,28	169,06
THD%	1,46	2,00	1,44

Corrientes del secundario

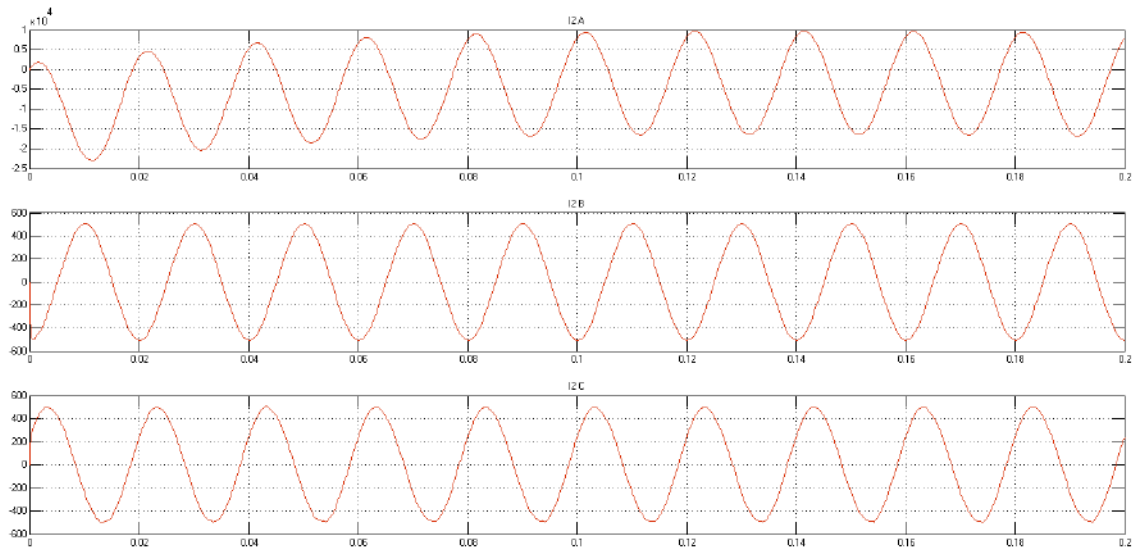


Figura 4.79 Corrientes de fase (2) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

Espectro de las corrientes del secundario

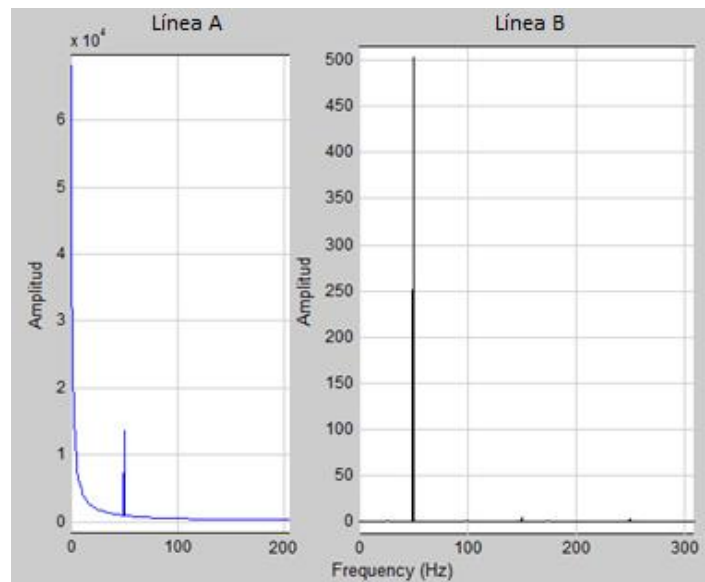


Figura 4.80 Espectro de corrientes de fase (2) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

El espectro de la línea C es similar al de la línea B. En la siguiente tabla se resumen los valores de THD% y valores eficaces de corriente de cada línea.

Tabla 4.32 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de corrientes de fase (2) en [A], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Línea A	Línea B	Línea C
I_{RMS} [A]	9352,81	358,22	356,21
THD%	0,84	0,00	0,00

Tensiones del secundario

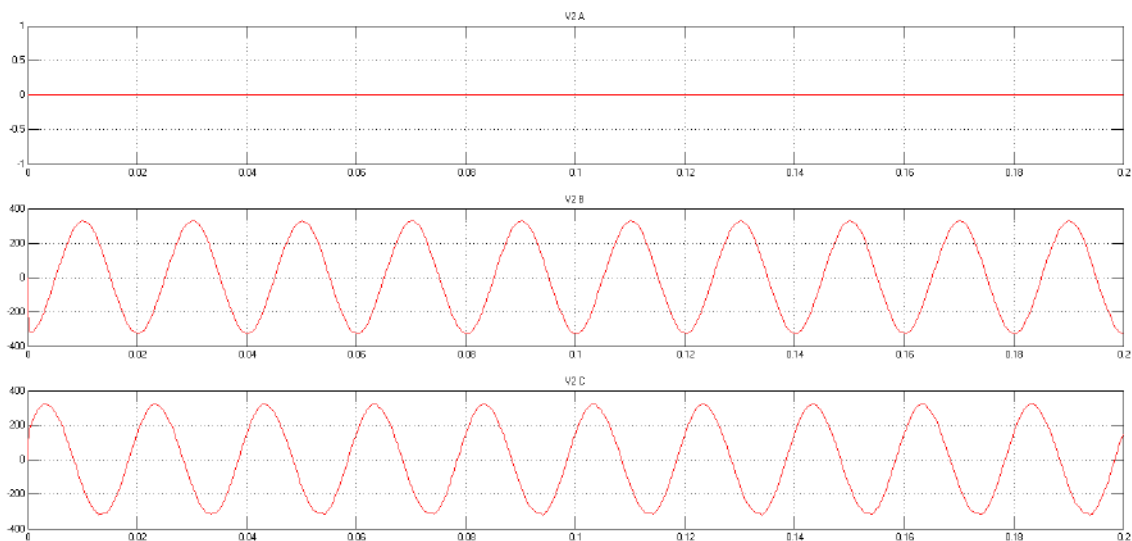


Figura 4.81 Tensiones de fase (2) en [V], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

Espectro de tensiones del secundario

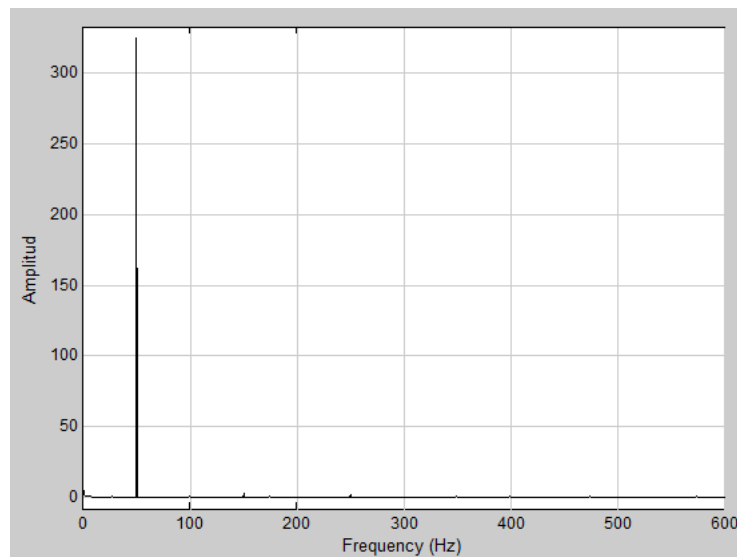


Figura 4.82 Espectro de Tensión de fase B (2) en [V], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

Dado que el espectro de la fase C es similar, se colocó uno solo de los dos. Como era de esperar la tensión de la fase en cortocircuito tiene tensión cero. En la siguiente se resumen los valores de THD% y valores eficaces de tensión de cada fase.

Tabla 4.33 Tasa de distorsión armónica y valor eficaz de tensiones de fase (2) en [V], simulación cc. Monofásico, Transformador de metal amorfo.

Magnitud	Fase A	Fase B	Fase C
V_{RMS} [V]	0,00	231,06	228,76
THD%	0,00	0,00	0,00

CAPÍTULO 5: CONCLUSIONES

Luego de haber realizado los correspondientes diseños y simulaciones de los transformadores de distribución de 250 kVA, se pueden establecer ciertas observaciones a partir del estudio realizado.

En primera instancia, dado a la menor inducción de trabajo a la que se hace trabajar el transformador de núcleo amorfo y su menor factor de apilado, conlleva a un aumento de un 80% de la sección de columna y por consiguiente un aumento de masa del 82% en el núcleo. Además debido a este aumento en la sección, el diámetro de la espira media también aumento respecto del transformador de Fe-Si, resultando en un 27% mayor cantidad de cobre. En la Tabla 5.1 se comparan las principales características.

Tabla 5.1 Datos nominales de los transformadores diseñados.

Datos nominales	Fe - Si		Amorfo	
	Primario	Secundario	Primario	Secundario
Tensión [V]	13200	231	13200	231
Conexión	Δ	Y	Δ	Y
Corriente [A]	6,31	361	6,31	361
Sección de Fe [cm ²]	121		218,7	
Sección de Cu [mm ²]	2,138	2 x 63,6174	2,138	2 x 63,6174
Diámetro del conductor [mm]	1,65	2 x 9	1,65	2 x 9
N	2396	42	2396	42
Masa Fe [kg]	286,8		523	
Masa Cu [kg]	97,8	78,2	121,3	102,5
Pérdida Fe [W]	344,2		78,5	
Pérdida Cu [W]	682	502	754	588
Rendimiento [%] a carga nominal	98,1		98	

A la hora de evaluar el rendimiento de cada transformador, puede verse que el de núcleo de vidrio metálico, pese a tener mayor cantidad de material magnético, sus pérdidas fijas son 77% más bajo que el de Fe-Si, debido a las excelentes propiedades magnéticas del 2605SA1 respecto de la chapa M-5. A su vez, se observa que las pérdidas en el cobre son alrededor del 27% mayor que en la máquina de núcleo amorfo.

Ambos efectos combinados resultan en mejor rendimiento del núcleo amorfo hasta alrededor de 75% de carga, como se puede discernir en la Figura 5.1. Además, debido a las pérdidas inferiores en el núcleo, el mismo posee un pico de rendimiento mayor que el que alcanza el de hierro silicio.

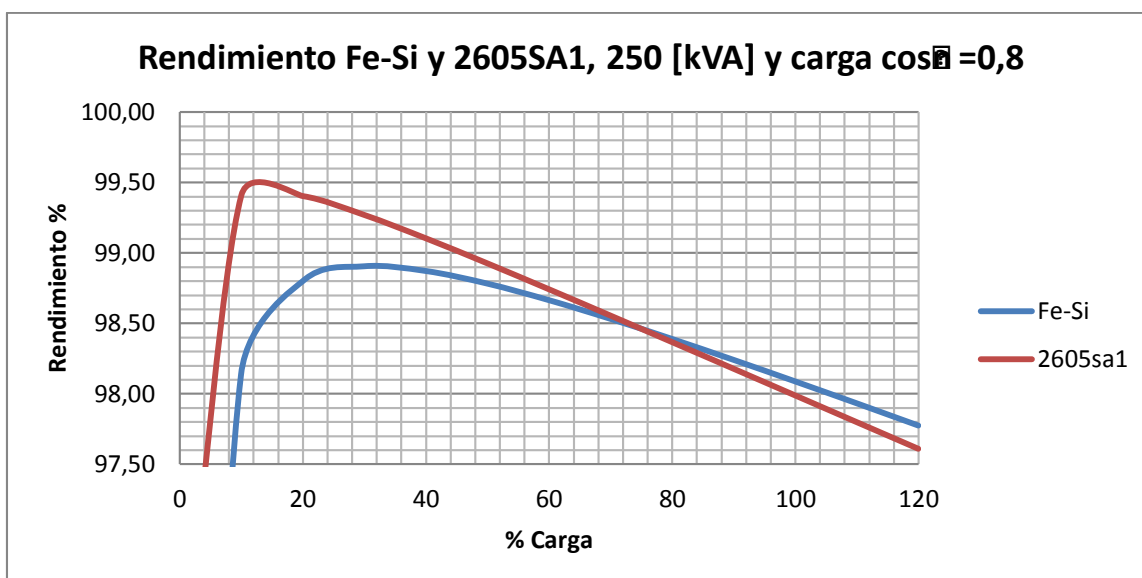


Figura 5.1 Rendimiento de ambos transformadores en función de la carga.

A partir de la Figura 5.1, se podría tratar de evitar el cruce de las curvas de rendimiento para obtener un rendimiento superior la máquina con núcleo de vidrio metálico en todo porcentaje carga. Para lograrlo, se debería por ejemplo inferir en reducir las pérdidas variables del mismo.

Continuando con las conclusiones del estudio, en segunda instancia se destacaran aspectos relevantes, realizando comparaciones de las simulaciones realizadas en el entorno Simulink entre ambos transformadores diseñados. Comenzando con el análisis de la simulación a carga nominal, resumido en la Tabla 5.2, se observa un comportamiento similar para los dos transformadores aunque, por parte del de hierro silicio, un contenido superior de tercer armónico dentro del triángulo del primario.

Tabla 5.2 Valor eficaz y contenido armónico de los transformadores a carga nominal.

Simulación con carga nominal resistiva					
Descripción	Detalle	Fe-Si		Amorfo	
		RMS	THD [%]	RMS	THD [%]
I₁ de fase [A]	AB	6,35	9,21	6,29	2,28
	BC	6,32	7,92	6,28	1,59
	CA	6,34	9,38	6,29	3,33
I₁ de línea [A]	A	11,02	1,52	10,92	0,00
	B	10,83	2,15	10,80	2,32
	C	10,95	1,59	10,86	1,16
I₂ de fase [A]	A	358,21	0	358,28	0
	B	358,35	0	358,38	0
	C	358,19	0	358,25	0
V₂ de fase [V]	A	230,50	0	230,55	0
	B	230,45	0	230,55	0
	C	230,58	0	230,64	0

Analizando ahora los resultados de la simulación realizada para estudiar las corrientes de conexión de los diseños (Tabla 5.3), se distingue el menor contenido armónico y valor eficaz de las corrientes del primario para el transformador con núcleo metglas 2605SA1. Esto se debe a la influencia de una mayor resistencia en los bobinados puesto que poseen mayor tamaño, y también a la menor corriente magnetizante que requiere este material.

Tabla 5.3 Corrientes de conexión de ambos transformadores.

Simulación corriente de conexión					
Descripción	Detalle	Fe-Si		Amorfo	
		RMS	THD [%]	RMS	THD [%]
I₁ de fase [A]	AB	4,06	38,04	1,00	19,34
	BC	1,14	49,60	0,23	33,46
	CA	4,06	38,02	0,99	17,80
I₁ de línea [A]	A	4,58	35,07	1,12	18,07
	B	4,54	37,65	1,07	19,37
	C	7,36	22,09	1,83	0,00

Para la simulación en vacío, se puede observar en la Tabla 5.4 el principal beneficio de muy bajas pérdidas magnéticas para el transformador con núcleo de metal amorfo, ya que las corrientes de vacío correspondientes al mismo son alrededor del 25%, comparadas con el núcleo de hierro silicio para esta potencia. Esto es coherente ya que se mantiene la misma proporción para las pérdidas fijas de cada una de las máquinas.

Tabla 5.4 Corrientes de vacío del arrollamiento primario con ambos transformadores.

Simulación en vacío					
Descripción	Detalle	Fe-Si		Amorfo	
		RMS	THD [%]	RMS	THD [%]
I₁ de fase [A]	AB	1,37	49,99	0,29	53,43
	BC	1,13	49,57	0,24	52,15
	CA	1,37	49,98	0,29	53,44
I₁ de línea [A]	A	1,96	12,03	0,42	12,95
	B	1,95	12,26	0,41	13,30
	C	2,15	11,27	0,45	12,02

Siguiendo con el análisis de los resultados de Simulink, para el caso de la simulación con carga desbalanceada resumida en la Tabla 5.5, en donde ambos transformadores se los solicito de igual manera 100%, 50% y 10% de carga para la fase A, B y C del secundario, respectivamente. De estos resultados, se observa en la corriente de la fase C primaria un mayor consumo de corriente, con alto contenido armónico en el transformador con núcleo de Fe-Si. Esto se justifica debido a la influencia de la

corriente magnetizante, la cual es mucho mayor de la que requiere el transformador con núcleo amorfo, consolidando la ventaja de este último.

Tabla 5.5 Corrientes y tensiones para carga desbalanceada.

Simulación con carga desbalanceada					
Descripción	Detalle	Fe-Si		Amorfo	
		RMS	THD [%]	RMS	THD [%]
I ₁ de fase [A]	AB	6,43	9,21	6,35	3,05
	BC	3,34	15,18	3,16	3,53
	CA	1,47	41,62	0,72	7,96
I ₁ de línea [A]	A	8,31	2,56	8,28	2,07
	B	3,24	0,00	3,20	0,00
	C	7,74	0,00	6,86	0,00
I ₂ de fase [A]	A	358,20	0,39	358,25	0,06
	B	179,90	0,31	179,39	0,11
	C	33,91	0,00	34,74	0,00
V ₂ de fase [V]	A	230,57	0,39	230,56	0,06
	B	230,89	0,37	230,96	0,11
	C	214,73	0,00	221,75	0,00

Con respecto a la simulación de cortocircuito monofásico, se observa en la Tabla 5.6 una corriente un 20% mayor del hierro silicio respecto que el de amorfo. Este hecho corresponde a una mayor resistencia por parte de los bobinados y una oposición mayor por parte de la inductancia magnetizante.

Tabla 5.6 Cortocircuito monofásico de ambos transformadores

Simulación de cortocircuito monofásico					
Descripción	Detalle	Fe-Si		Amorfo	
		RMS	THD [%]	RMS	THD [%]
I ₁ de fase [A]	AB	212,01	0,63	171,77	1,47
	BC	6,29	6,76	6,25	0,35
	CA	7,21	14,90	6,82	2,80
I ₁ de línea [A]	A	217,98	0,65	177,44	1,46
	B	10,56	10,85	10,28	2,00
	C	209,31	0,79	169,06	1,44
I ₂ de fase [A]	A	12094,17	0,62	9352,81	1,40
	B	358,08	0,00	358,22	0,00
	C	356,27	0,00	356,21	0,00
V ₂ de fase [V]	A	0,00	0,00	0,00	0,00
	B	231,11	0,00	231,06	0,00
	C	228,70	0,00	228,76	0,00

Para finalizar, en general los resultados del diseño son coherentes con los transformadores disponibles en el mercado en tamaño y prestaciones. Esto puede observarse en el ANEXO I, Tabla 7.7 para el Fe-Si y Tabla 7.6 para el vidrio metálico.

Las simulaciones reflejan el comportamiento esperado de los transformadores ante las distintas situaciones modeladas, justificando el uso del vidrio metálico en términos de eficiencia.

Como contingencia podemos señalar que en las simulaciones donde la corriente del primario es baja (conexión, vacío o carga baja) la aparición de un armónico de doble frecuencia, el cual se acentúa en la corriente de fase primaria de las columnas laterales, luego filtrándose hacia las corrientes de línea. La aparición del mismo proviene del modelo matemático, con la función de limitar el pico de corriente de conexión.

CAPÍTULO 6: BIBLIOGRAFÍA

[1] APUNTES DE CÁTEDRA MAQUINAS ELÉCTRICAS I UNMDP FACULTAD DE INGENIERÍA, Dr. Ing. Mario Guillermo Macri, 2011.

[2] CALCULO INDUSTRIAL DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS TOMO I: FUNDAMENTOS DEL CÁLCULO, Juan Martin Corrales, Capítulo 6: circuito electromagnético de dispersión, pág. 277, 1976.

[3] TRANSFORMADORES, SU CÁLCULO Y CONSTRUCCIÓN, Ing. Juan Carlos Stecca Mg. Ing. Claudio Dimenna, 2014.

[4] FUNDAMENTOS DE LA CIENCIA E INGENIERÍA DE MATERIALES, William F. Smith Javad Hashemi, cuarta edición, Capítulo 11: Materiales magnéticos, 2006.

[5] VIDRIOS METÁLICOS Y ALEACIONES NANOCRISTALINAS: NUEVOS MATERIALES DE ESTRUCTURA AVANZADA, Javier Alberto Moya, cuadernos de la facultad N°4, 2009.

[6] AMORPHOUS ALLOY CORE DISTRIBUTION TRANSFORMERS, H. W. NG, R. Hasegawa, A. C. Lee, L. A. Lowdermilk, Artículo de publicación: Proceedings of the IEEE, Volumen 79, n° 11, Noviembre 1991, páginas 1608 – 1623.

[7] Sitio web: <http://ayudaelectronica.com/metal-glass-propiedades/>;

[8] HANDBOOK OF MAGNETIC MATERIALS, Vol. 10, G. Herzer, Chapter 3, 1997.

[9] CALCULO INDUSTRIAL DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS TOMO II: MÉTODO DE CÁLCULO, Juan Martin Corrales, Capítulo 9: Dimensionado de los transformadores, 1976.

[10] APUNTES DE CÁTEDRA DINÁMICA DE MAQUINAS ELÉCTRICAS UNMDP FACULTAD DE INGENIERÍA, Dr. Ing. Mario Guillermo Macri, 2011.

[11] DYNAMIC SIMULATION OF ELECTRIC MACHINERY USING MATLAB/SIMULINK, Chee-mun ong, 1998.

[12] Pdf: EFICIENCIA EN TRANSFORMADORES, II Jornadas internacionales de Innovacion de Energética, Universidad de Catalunya, 2006.

[13] INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA DE CIRCUITOS Y MÁQUINAS ELÉCTRICAS, Alexandre Wagemakers Francisco J. Escribano, 2013.

CATÁLOGOS CONSULTADOS:

[14]Sitio web: <http://www.hugoconca.com.ar/productos.html>; Catálogo de cobre, 2015.

[15]Pdf: GRAIN-ORIENTED ELECTRICAL STEEL, ATI, Technical data sheet, 2012.

[16]Sitio web: <http://www.metglas.com/assets/pdf/2605sa1.pdf>; Metglas Inc., Hitachi Metals, 2011.

[17]Pdf: AMORPHUS DISTRIBUTION TRANSFORMERS, Catálogo Tatung, 2013.

[18]Pdf: MF TRANSFORMATORI, <http://www.mftrasformatore.it/>, 2014.

CAPÍTULO 7: ANEXO I

Tabla 7.1 Escalones recomendados para determinada potencia en kVA. [9]

Potencia [kVA]	1 a 10	10 a 100	100 a 500	500 a 1000	1000 a 1500	1500 a 10000
Escalones recomendados	1	2	3	4	5	6
Fact. utilización	0,465	0,57	0,61	0,64	0,655	0,67

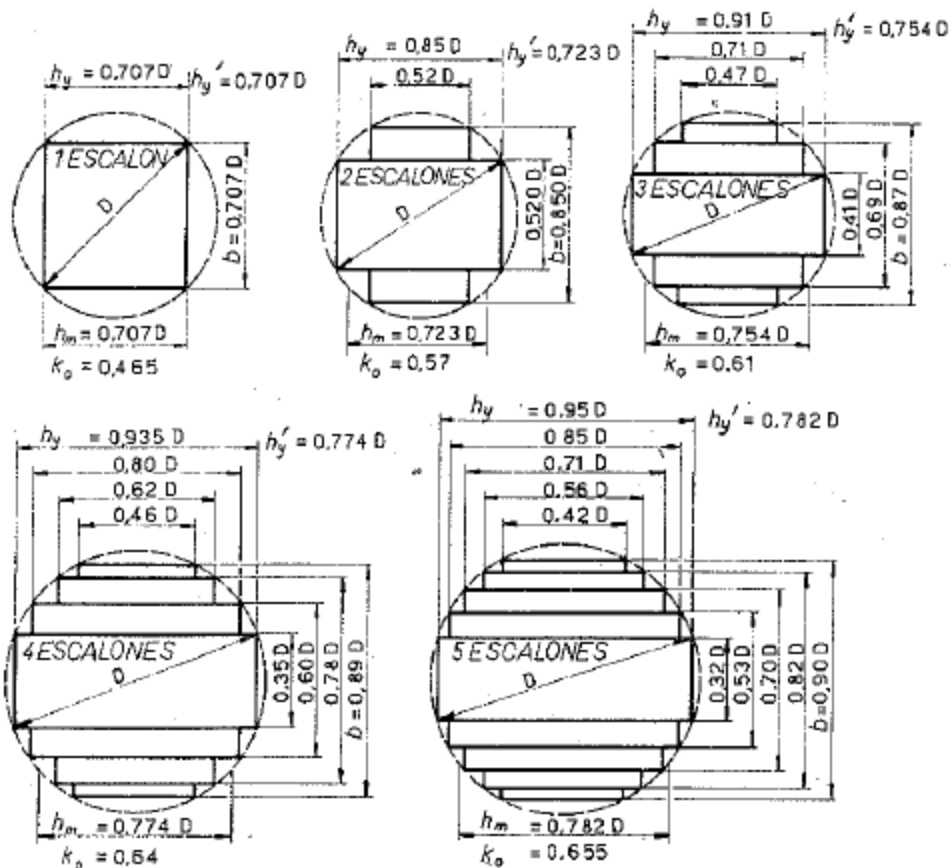


Figura 7.1 Factores de utilización para distintas cantidades de escalones con $fa=0.93$. [9]

Tabla 7.2 Catálogo de alambres esmaltados. [14]

Tabla de Equivalencias
DE ALAMBRES DE COBRE ELECTROLITICO Y ALUMINIO

mm	Sección mm²	Longitud Met x Kg.	Reemplazo en 2 Paralelos	Reemplazo en 3 Paralelos	Res. Eléct. ohm/Mb.	Peso Grs. x Mts.	Calibre B. y S.	Calibre S.W.G	Reemplazo aprox. por aluminio Ø
0,05	0,00196	61349,69	-	-	8,91	0,0163	44	47	-
0,06	0,00283	41493,78	-	-	6,19	0,0241	42	46	-
0,07	0,00385	30120,48	-	-	4,55	0,0332	41	45	-
0,08	0,00503	22883,30	-	-	3,48	0,0437	40	44	-
0,09	0,00696	18018,02	-	-	2,75	0,0566	39	43	-
0,10	0,00785	14306,15	-	-	2,23	0,0699	38	42	-
0,11	0,0095	11834,32	-	-	1,87	0,0845	37	41	-
0,12	0,0113	10000,00	-	-	1,55	0,100	-	40	-
0,13	0,0133	8474,58	-	-	1,26	-	36	39	-
0,14	0,0154	7299,27	-	-	1,137	0,137	35	-	-
0,15	0,0177	6369,43	-	-	0,990	0,157	-	38	-
0,16	0,0201	5586,59	-	-	0,870	0,178	34	-	-
0,18	0,0255	4405,29	-	-	0,688	0,227	33	37	-
0,20	0,0314	3584,23	-	-	0,557	0,279	32	36	-
0,22	0,0380	2958,58	-	-	0,460	-	31	35	-
0,25	0,0491	2288,33	0,17-0,18	0,14-0,15	0,356	0,437	30	33	-
0,28	0,0616	1822,00	-	-	0,284	-	-	-	-
0,30	0,0769	1461,99	0,18-0,25	-	0,248	0,684	-	31	-
0,32	0,0804	1395,00	-	-	0,218	-	-	-	-
0,35	0,0962	1168,23	0,25	0,20	0,182	0,856	27	29	-
0,40	0,1257	893,66	0,28	0,23	0,139	1,119	26	27	-
0,45	0,1590	706,72	0,32	0,25-0,28	0,110	1,145	25	26	-
0,50	0,1963	572,41	0,35	0,28-0,30	0,0891	1,747	24	25	0,65
0,55	0,2376	472,81	0,40	0,32	0,0737	2,115	23	24	0,70
0,60	0,2827	397,46	0,42	0,35	0,0619	2,516	-	23	0,75
0,65	0,3318	338,64	0,45-0,48	0,38	0,0527	2,953	22	-	0,85
0,70	0,3848	291,97	0,50	0,40	0,0455	3,425	21	22	0,90
0,75	0,4418	254,33	0,50-0,55	0,45-0,45-0,40	0,0396	3,932	-	-	0,95
0,80	0,5027	223,51	0,55	0,45	0,0348	4,474	20	21	1,00
0,85	0,5674	198,02	0,60	0,50-0,50-0,45	0,0308	5,050	-	-	1,05
0,90	0,6362	176,62	0,65	0,50	0,0275	5,662	19	20	1,15
0,95	0,7086	158,58	0,65-0,70	0,55	0,0247	6,306	-	-	1,20
1,00	0,7854	143,06	0,70	0,55-0,60	0,0223	6,990	18	19	1,25
1,05	0,8669	129,77	0,75	0,60	0,0202	7,706	-	-	1,35
1,10	0,9503	118,23	0,80	0,65	0,0184	8,458	-	-	1,40
1,15	1,0387	108,18	0,80-0,85	0,65-0,65-0,70	0,0168	9,244	17	-	1,45
1,20	1,1310	99,35	0,85	0,70	0,01547	10,066	-	18	1,50
1,25	1,2272	91,55	0,85-0,90	0,70-0,75-0,75	0,01426	10,922	-	-	1,60
1,30	1,3273	84,65	0,90-0,95	0,75	0,01318	11,813	16	-	1,65
1,35	1,4314	78,50	0,95-1,00	0,75-0,80-0,80	0,01223	12,739	-	17	1,70
1,40	1,5394	72,99	1,00	0,80	0,01137	13,701	-	-	1,75
1,45	1,6513	68,05	1,00-1,05	0,80-0,85-0,85	0,01045	14,696	15	-	1,85
1,50	1,7671	63,59	1,05	0,85	0,00990	15,727	-	-	1,90
1,55	1,8869	59,55	1,10	0,90	0,00930	16,793	-	-	1,95
1,60	2,0106	55,88	1,15	0,90-0,95	0,00870	17,894	14	16	2,00
1,65	2,1382	52,55	1,15-1,20	0,95	0,00818	19,030	-	-	2,10
1,70	2,2698	49,50	1,20	0,95-1,00	0,00771	20,201	-	-	2,20
1,75	2,4053	46,71	1,25	1,00-1,05	0,00725	21,407	-	-	2,20
1,80	2,5447	44,15	1,25-1,30	1,05	0,00687	22,648	13	-	2,30
1,85	2,6880	41,80	1,30	1,05-1,10	0,00617	23,923	-	15	2,40
1,90	2,8353	39,63	1,35	1,10	0,00586	25,234	-	-	2,40
1,95	2,9865	37,62	1,40	1,15	0,00557	26,580	-	-	2,50
2,00	3,1416	35,77	1,40-1,45	1,15	0,00548	27,960	12	14	2,50
2,10	3,4636	32,44	1,45-1,50	1,20	0,00497	30,826	-	-	2,60
2,20	3,8013	29,56	1,55	1,25	0,00453	33,831	-	-	2,80
2,30	4,1548	27,04	1,60-1,65	1,30	0,00413	36,978	11	-	2,90
2,40	4,5239	24,84	1,70	1,40	0,00381	40,263	-	13	3,00
2,50	4,9087	22,89	1,75-1,80	1,45	0,00352	43,687	-	-	3,10
2,60	5,3093	21,16	1,85	1,50-1,55	0,00324	47,253	10	12	3,20
2,70	5,7256	19,62	1,85-1,95	1,55	-	50,958	-	-	3,45
2,80	6,1580	18,25	1,95-2,00	1,55-1,60	0,00280	54,806	-	-	3,50
2,90	6,6052	17,01	2,00-2,10	1,70	-	58,786	9	-	3,70
3,00	7,0686	15,90	1,95-2,30	1,70-1,75	0,00243	62,910	-	11	3,80
3,20	8,0425	13,97	2,20-2,30	1,85	0,00207	-	8	10	4,00
3,50	9,6211	11,68	2,40-2,50	1,90-2,00	0,00179	85,628	7	9	4,50
3,80	11,3412	9,91	2,55-2,80	2,20	-	100,937	-	-	5,00
4,00	12,5664	8,94	2,70-2,90	2,30	0,00137	111,841	6	8	5,00
4,50	15,9043	7,06	-	2,60	0,00108	141,548	5	7	5,50
5,00	19,6350	6,77	3,00-4,00	2,80-2,90	0,00087	174,751	4	6	6,50
5,50	23,760	4,76	3,90	3,00-3,20-3,20	0,00072	-	-	-	7,00
6,00	28,2744	3,97	-	3,40-3,50	0,00061	251,642	3	4	7,50
6,50	33,1831	-	4,60	3,80	-	-	2	-	8,00
7,00	38,4846	-	5,00	3,70-4,00	-	342,507	1	-	9,00
7,50	44,1787	-	5,00-5,50	4,00-4,50-4,50	-	-	-	-	9,50
8,00	50,2656	-	2,24	4,50-4,80	-	-	-	2	10,00
9,00	63,6174	-	1,77	5,50	-	-	-	-	11,50
10,00	78,5400	-	1,43	6,00-8,00	-	-	-	-	12,50

Calculos Auxiliares: $DIAMETRO = \sqrt[3]{(4 \times SECCION) / 3,1416}$ SECCION = 3,1416 x RADIO x RADIO
 Reemplazo de Alambre: Cu x Al: SECCION x mm² x 1,61 = SECCION mm² de Aluminio Al x Cu: SECCION mm² / 1,61 = SECCION mm² de Cobre

Grain-Oriented Electrical Steel

Technical Data Sheet



Transformer Design Data

Nominal 0.012 in. / 0.30 mm M-5 GOES

Typical Core Loss (W/lb. at 60 Hertz) and (W/kg at 50 Hertz)

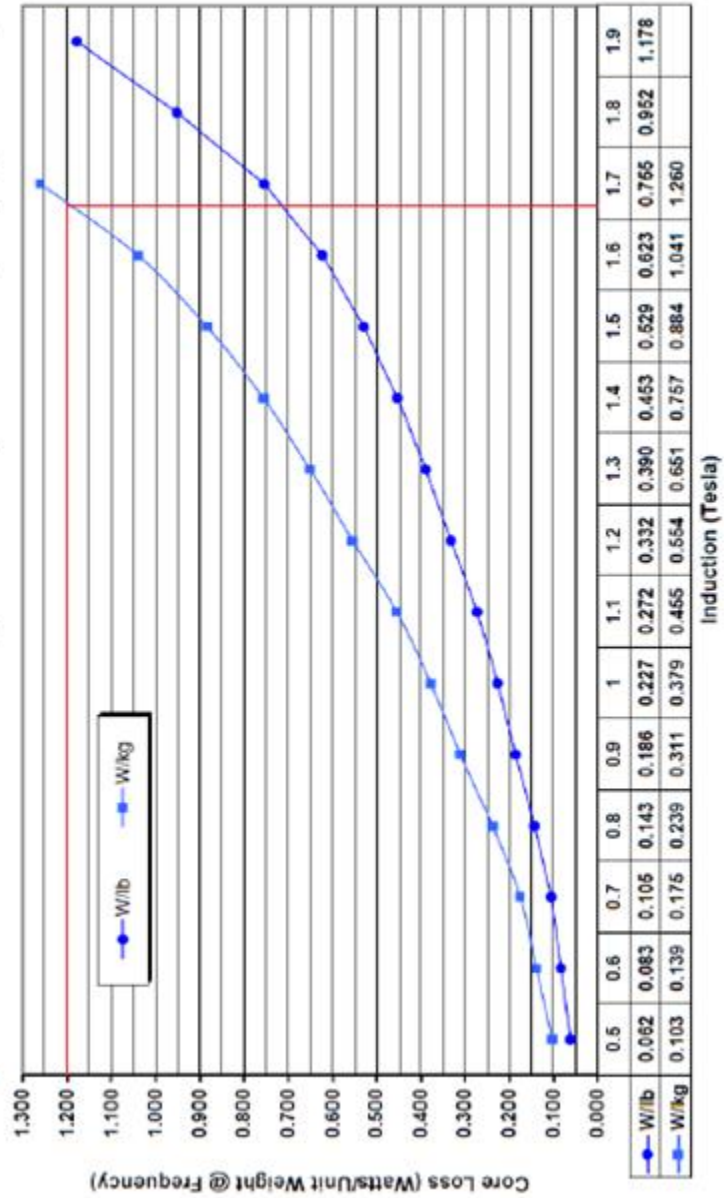


Figura 7.2 Pérdida del Fe-Si en función de la inducción magnética. [15]

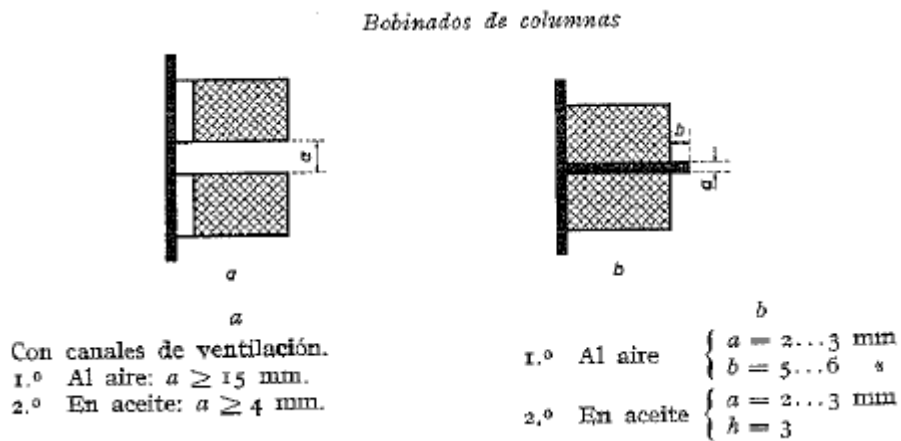


Figura 7.3 Distancia eléctrica entre galletas [9]

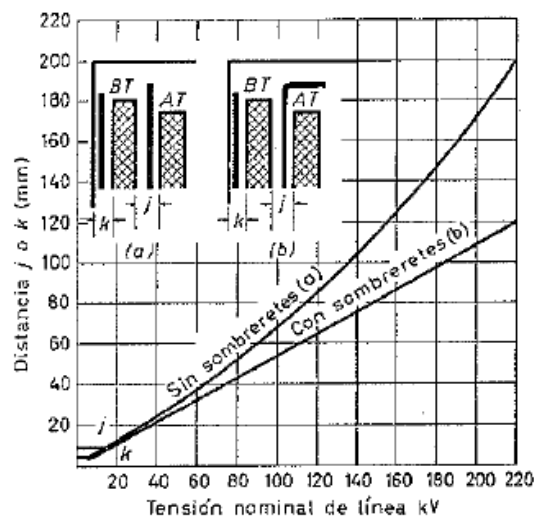


Figura 7.4 Distancia eléctrica entre bobinados y entre bobinado y columna [9]

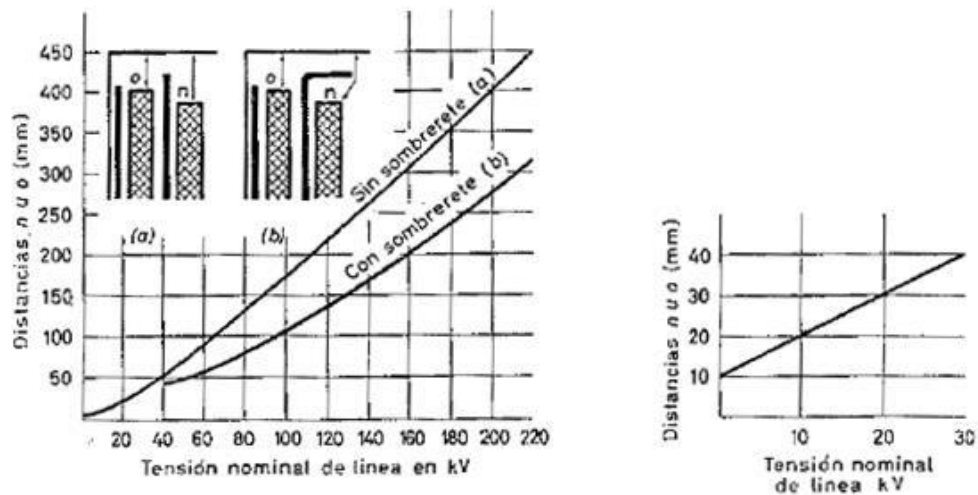


Figura 7.5 Distancia eléctrica entre bobinados y yugos [9]

Tabla 7.3 Especificaciones de las aleaciones de metal amorfo [16]

Alloy		2605SA1	2605HB1M
Induction at 60 Hz and 80 A/m* (T)		≥1.35	≥1.50
Core Loss* (W/kg)	at 60 Hz and 1.3 T	≤0.17	≤0.17
	at 60 Hz and 1.4 T	≤0.20	≤0.20
Exciting Apparent Power* at 60 Hz and 1.4 T (VA/kg)		≤1.10	≤0.50

Tabla 7.4 Propiedades físicas del metal amorfo [16]

Alloy	Density (g/cm ³)	Crystallization Temperature (°C)	Tensile Strength (N/mm ²)	Young's Modulus (GPa)	Vickers Hardness Hv-50 g load	Thermal Expansion Coefficient (x10 ⁻⁶ /°C)
						30 - 300°C
2605SA1	7.18	510	2,000	110	900	7.6
2605HB1M	7.33	489	2,100	120	900	4.3

Tabla 7.5 Dimensiones del metal amorfo y factor de apilamiento [16]

Alloy	Thickness (μm)	Standard Available Widths (mm)			Lamination Factor (%)
		142.2 ± 1.0	170.2 ± 1.1	213.4 ± 1.4	≥84
2605SA1	25 ± 4				
2605HB1M					

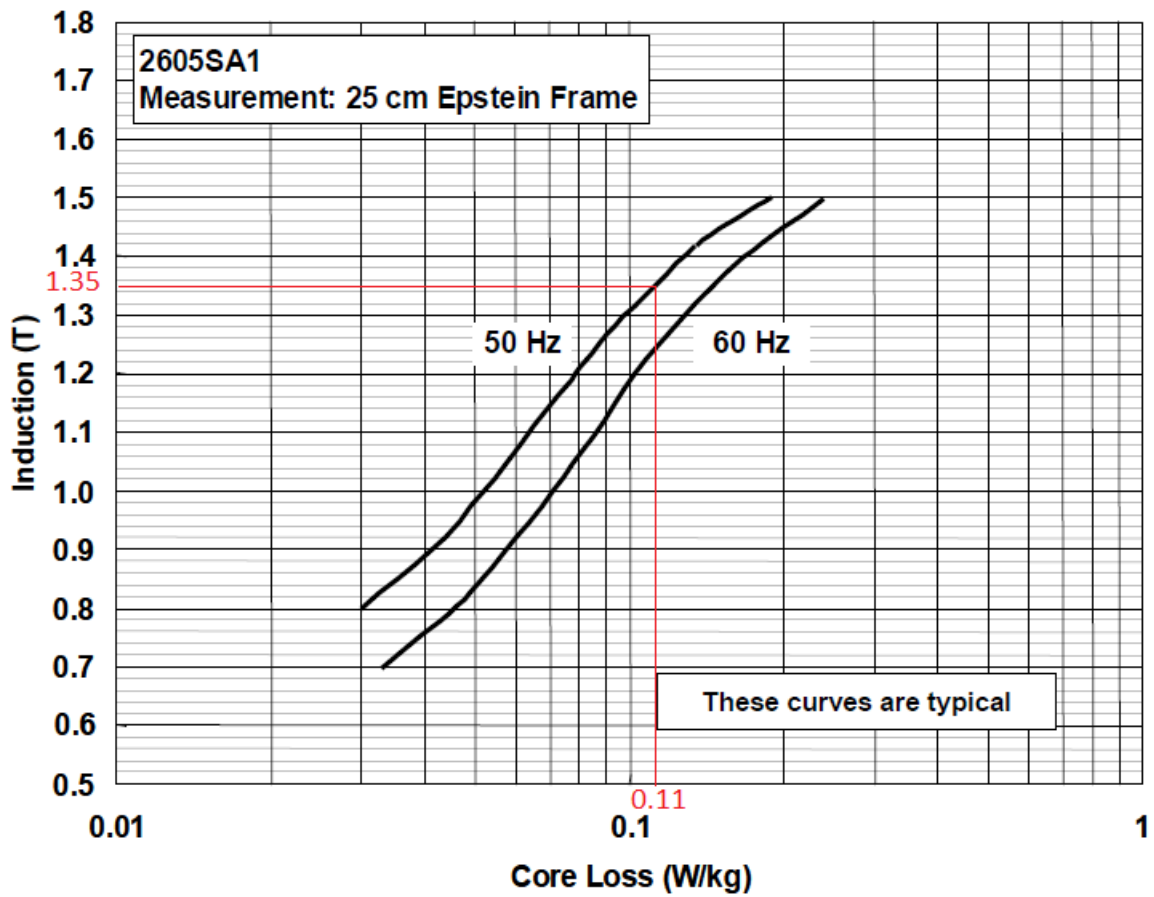


Figura 7.6 Pérdida del metal amorfo en función de la inducción [16]

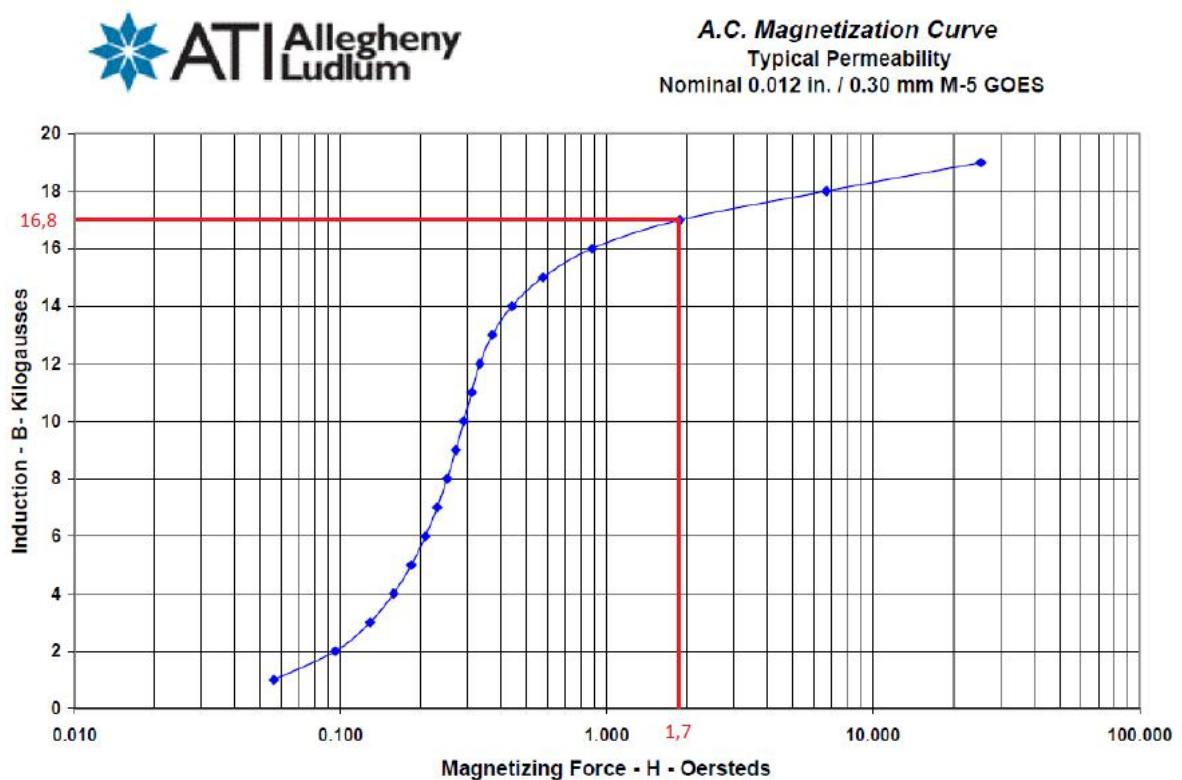


Figura 7.7 Curva de magnetización de Fe-Si [15]

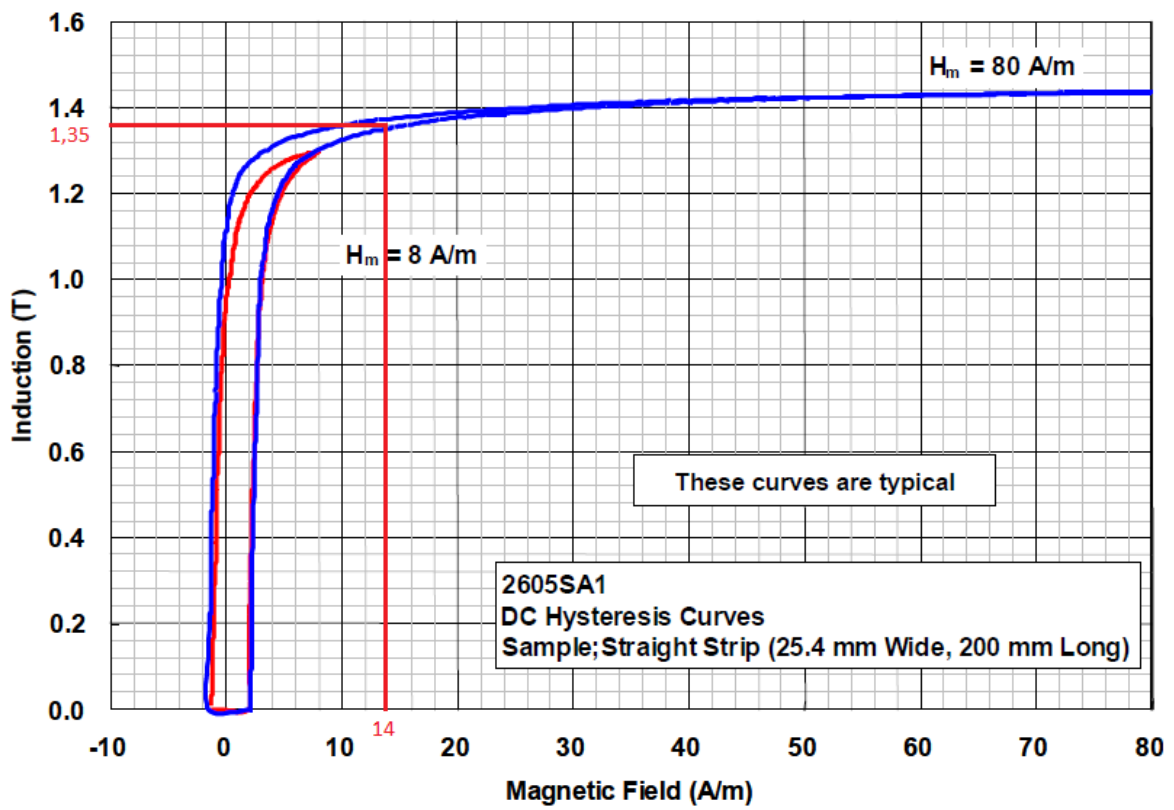
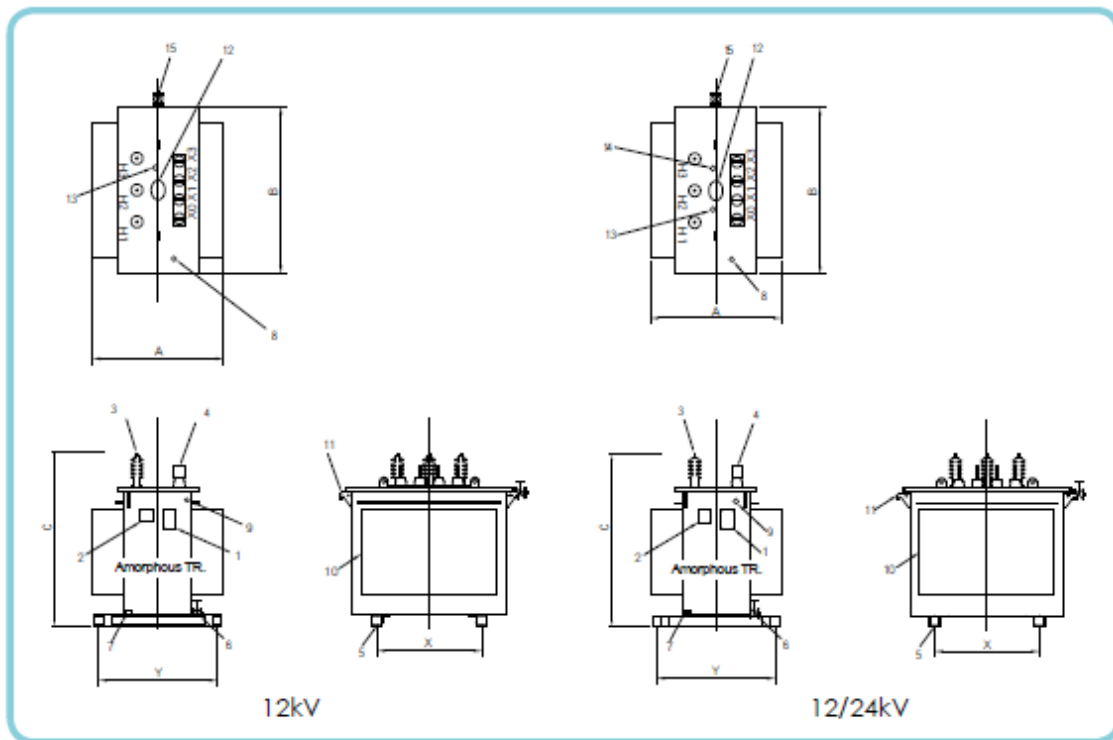


Figura 7.8 Curva de histéresis del Metglas 2605sa1 [16]

Tabla 7.6 Tabla de las dimensiones de transformadores con metal amorfo [17]



★ Positions of accessories are marked in numbers, refer to the table "Accessories of oil immersed Amorphous Distribution Transformer" on P17.

Cap. (kVA)	Primary Voltage (kV)	Secondary Voltage (V)	A (mm)	B (mm)	C (mm)	X (mm)	Y (mm)	Net Weight (kg)	Oil (L)
150	12	380/220	930	1350	1330	650	750	1150	280
	12/24		950	1350	1430	650	750	1120	330
200	12		930	1450	1400	650	750	1550	350
	12/24		950	1500	1500	650	750	1650	380
300	12		1000	1450	1400	650	900	1700	460
	12/24		1030	1450	1500	650	900	1850	500

Tabla 7.7 dimensiones de transformadores de Fe-Si [18]

SIZES AND WEIGHTS (APPROXIMATE)

Hermetically Sealed Transformer **Transformer with conservator**

HERMETICALLY SEALED TRANSFORMER		50	100	160	250	400	630	800	1000	1250	1600	2000	2500
LENGTH (A)	mm	1.000	1.000	1.050	1.150	1.250	1.600	1.750	1.750	1.850	1.900	2.200	2.250
DEPTH (B)	mm	600	600	600	600	600	900	1.000	1.000	1.100	1.100	1.200	1.300
HEIGHT (C)	mm	1.425	1.425	1.425	1.425	1.425	1.500	1.600	1.600	1.600	1.700	2.050	2.250
WHEEL INTERAXIS (D)	mm	400	520	520	520	670	670	820	820	820	820	1.000	1.000
WHEEL DIAMETER	mm	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150
OIL WEIGHT	kg	150	170	210	260	330	510	650	670	670	810	1.050	1.200
TOTAL WEIGHT	kg	710	800	1.025	1.300	1.625	2.300	3.000	3.150	3.250	4.150	5.200	5.850

TRANSFORMER WITH CONSERVATOR		50	100	160	250	400	630	800	1000	1250	1600	2000	2500
LENGTH (A)	mm	1.000	1.000	1.050	1.150	1.250	1.600	1.750	1.750	1.850	1.900	2.200	2.250
DEPTH (B)	mm	600	600	600	600	600	900	1.000	1.000	1.100	1.100	1.200	1.300
HEIGHT (C)	mm	1.525	1.525	1.505	1.545	1.525	1.600	1.820	1.920	1.800	1.900	2.250	2.400
WHEEL INTERAXIS (D)	mm	400	520	520	520	670	670	820	820	820	820	1.000	1.000
WHEEL DIAMETER	mm	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150	150
OIL WEIGHT	kg	150	170	210	260	340	530	670	690	690	830	1.070	1.250
TOTAL WEIGHT	kg	715	810	1.045	1.325	1.650	2.325	3.025	3.175	3.285	4.190	5.250	5.900

Tabla 7.8 Prestaciones de transformadores de Fe-Si [18]

RATED POWER kVA		50	100	160	250	400	630	800	1000	1250	1600	2000	2500
NO-LOAD LOSSES	W	110	180	260	360	520	680	800	940	1.150	1.450	1.800	2.150
LOAD LOSSES AT 75 °C	W	875	1.475	2.000	2.750	3.850	5.600	7.000	9.000	11.000	14.000	18.000	22.000
NO-LOAD CURRENT I ₀	%	1	0,9	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,4	0,4	0,4
SHORT CIRCUIT VOLTAGE V _{cc}	%	4	4	4	4	4	6	6	6	6	6	6	6
INPUT CURRENT I _{E/IN}		11,6	10,6	10,10	9,2	9,4	9	8,4	8,4	8,8	8	7,6	7,5

OUTPUT AT 75°C		50	100	160	250	400	630	800	1000	1250	1600	2000	2500
COSφ 1 100% LOAD	%	98,07	98,37	98,61	98,77	98,92	99,01	99,03	99,02	99,04	99,04	99,02	99,04
COSφ 1 75% LOAD	%	98,22	98,67	98,86	98,99	99,11	99,20	99,22	99,21	99,12	99,22	99,21	99,23
COSφ 0,9 100% LOAD	%	97,86	98,19	98,45	98,64	98,80	98,90	98,93	98,91	98,93	98,94	98,91	98,94
COSφ 0,9 75% LOAD	%	98,25	98,53	98,73	98,88	99,02	99,11	99,13	99,12	99,14	99,14	99,12	99,15

VOLTAGE DROP AT 75 °C		50	100	160	250	400	630	800	1000	1250	1600	2000	2500
COSφ 1 100% LOAD	%	1,81	1,54	1,32	1,17	1,04	1,06	1,05	1,08	1,05	1,05	1,08	1,06
COSφ 0,9 100% LOAD	%	3,17	2,98	2,82	2,71	2,61	3,51	3,5	3,52	3,5	3,5	3,52	3,50

NOISE		50	100	160	250	400	630	800	1000	1250	1600	2000	2500
SOUND POWER LEVEL (L _{wa})	dB(A)	42	44	47	50	53	55	56	58	59	61	63	66

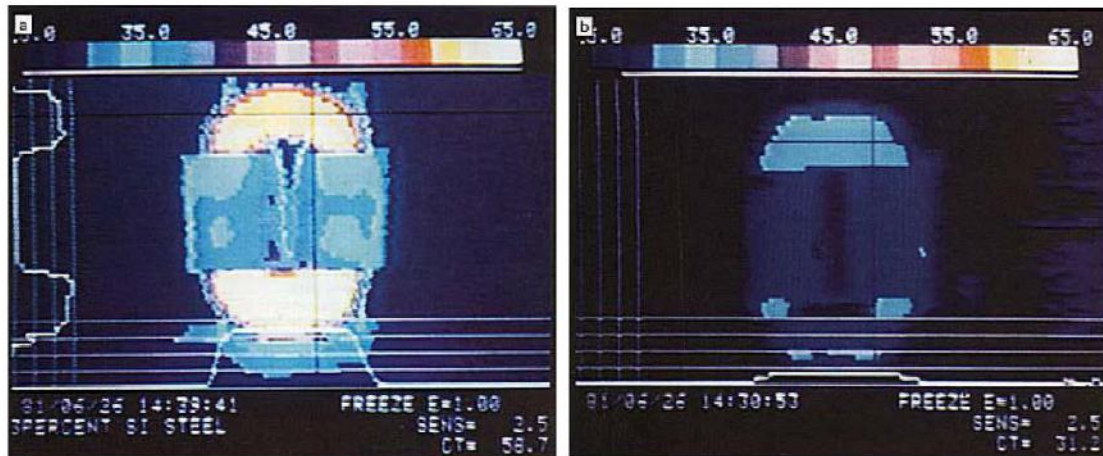


Figura 7.9 Imagen termográfica del núcleo de un transformador. a) de Fe-Si y b) de vidrio metálico [12]

Tabla 7.9 Reconstrucción de la curva de magnetización del Fe-Si

H[Oe]	B[T] o [Wb/m ²]	H[A/m]	$\frac{dB}{dH}$	V1 [V]
0,056	0,1	4,46	0,0015	786,09
0,095	0,2	7,56	0,0030	1572,17
0,130	0,3	10,35	0,0044	2358,26
0,160	0,4	12,73	0,0059	3144,35
0,180	0,5	14,32	0,0074	3930,44
0,210	0,6	16,71	0,0089	4716,52
0,230	0,7	18,30	0,0103	5502,61
0,250	0,8	19,89	0,0118	6288,70
0,270	0,9	21,49	0,0133	7074,78
0,295	1	23,48	0,0148	7860,87
0,310	1,1	24,67	0,0162	8646,96
0,320	1,2	25,46	0,0177	9433,05
0,370	1,3	29,44	0,0192	10219,13
0,430	1,4	34,22	0,0207	11005,22
0,580	1,5	46,15	0,0222	11791,31
0,900	1,6	71,62	0,0236	12577,39
1,700	1,68	135,28	0,0248	13206,26
1,950	1,7	155,18	0,0251	13363,48
6,800	1,8	541,13	0,0266	14149,57
24,000	1,9	1909,86	0,0281	14935,66

Tabla 7.10 Reconstrucción de la curva de magnetización del vidrio metálico

B[T]	H[A/m]	$\frac{dB}{dH}$	V1 [V]	Iex[A]
0,1	2,00	0,0018	977,80	0,003
0,2	2,00	0,0037	1955,60	0,003
0,3	2,00	0,0055	2933,40	0,003
0,4	2,00	0,0073	3911,20	0,003
0,5	2,25	0,0092	4889,00	0,003
0,6	2,50	0,0110	5866,80	0,003
0,7	2,75	0,0129	6844,60	0,004
0,8	2,75	0,0147	7822,40	0,004
0,9	3,00	0,0165	8800,19	0,004
1	3,25	0,0184	9777,99	0,005
1,1	3,75	0,0202	10755,79	0,005
1,2	4,50	0,0220	11733,59	0,006
1,3	8,00	0,0239	12711,39	0,011
1,35	14,00	0,0248	13200,29	0,019
1,4	30,00	0,0257	13689,19	0,042
1,44	80,00	0,0265	14080,31	0,111

Tabla 7.11 Valores calculados de reluctancias magnéticas del núcleo de Fe-Si, la corriente de excitación de cada columna y μ

μ	Rc	RI	Rtc	Rtl	Iexc	Iexl
0,0224	2051,81	3017,37	3560,50	4238,69	0,0022	0,0026
0,0265	1740,38	2559,38	3020,07	3595,32	0,0037	0,0044
0,0290	1587,71	2334,87	2755,15	3279,94	0,0051	0,0061
0,0314	1465,58	2155,27	2543,22	3027,64	0,0063	0,0075
0,0349	1319,02	1939,74	2288,89	2724,87	0,0071	0,0084
0,0359	1282,38	1885,86	2225,31	2649,18	0,0082	0,0098
0,0382	1203,87	1770,40	2089,07	2486,99	0,0090	0,0107
0,0402	1144,99	1683,80	1986,89	2365,34	0,0098	0,0117
0,0419	1099,19	1616,45	1907,41	2270,73	0,0106	0,0126
0,0426	1080,87	1589,51	1875,62	2232,88	0,0116	0,0138
0,0446	1032,57	1518,48	1791,81	2133,11	0,0121	0,0145
0,0471	977,05	1436,84	1695,48	2018,42	0,0125	0,0149
0,0442	1042,82	1533,56	1809,60	2154,28	0,0145	0,0173
0,0409	1125,36	1654,94	1952,83	2324,79	0,0169	0,0201
0,0325	1416,73	2083,42	2458,44	2926,72	0,0227	0,0271
0,0223	2060,97	3030,84	3576,40	4257,61	0,0353	0,0420
0,0124	3707,57	5452,31	6433,73	7659,20	0,0666	0,0793
0,0110	4202,77	6180,55	7293,04	8682,19	0,0764	0,0910
0,0033	13841,60	20355,30	24019,25	28594,35	0,2665	0,3173
0,0010	46281,53	68061,07	80312,06	95609,59	0,9406	1,1197

Tabla 7.12 Valores calculados de reluctancias magnéticas del núcleo del vidrio metálico, la corriente de excitación de cada columna y μ

μ	Rc	RI	Rtc	Rtl	Iexc	Iexl
0,0500	777,32	1169,25	1361,94	1636,16	0,0010	0,0013
0,1000	388,66	584,62	680,97	818,08	0,0010	0,0013
0,1500	259,11	389,75	453,98	545,39	0,0010	0,0013
0,2000	194,33	292,31	340,49	409,04	0,0010	0,0013
0,2222	174,90	263,08	306,44	368,14	0,0012	0,0014
0,2400	161,94	243,59	283,74	340,87	0,0013	0,0016
0,2545	152,69	229,67	267,52	321,39	0,0014	0,0017
0,2909	133,60	200,96	234,08	281,22	0,0014	0,0017
0,3000	129,55	194,87	226,99	272,69	0,0016	0,0019
0,3077	126,31	190,00	221,32	265,88	0,0017	0,0020
0,2933	132,50	199,30	232,15	278,89	0,0020	0,0024
0,2667	145,75	219,23	255,36	306,78	0,0023	0,0028
0,1625	239,18	359,77	419,06	503,43	0,0042	0,0050
0,0964	403,06	606,28	706,19	848,38	0,0073	0,0088
0,0467	832,84	1252,76	1459,23	1753,03	0,0157	0,0188
0,0180	2159,22	3247,91	3783,18	4544,89	0,0418	0,0502

Tabla 7.13 Reconstrucción de la curva de saturación para cargar en el entorno Simulink del Fe-Si

H	B	H	B
2,5022	5,2546	2,7524	3,8925
5,0044	8,9140	3,9097	5,5291
7,5066	12,1982	4,6916	6,6349
10,0087	15,0131	5,0044	7,0773
12,5109	16,8898	4,3788	6,1926
15,0131	19,7047	4,6916	6,6349
17,5153	21,5814	4,0661	5,7503
20,0175	23,4580	3,4405	4,8656
22,5197	25,3346	2,8150	3,9810
25,0219	27,6804	2,6586	3,7598
27,5241	29,0879	1,5639	2,2116
30,0262	30,0262	0,0000	0,0000
32,5284	34,7178	2,1894	3,0963
35,0306	40,3478	5,3171	7,5196
37,5328	54,4226	16,8898	23,8857
40,0350	84,4488	44,4138	62,8106
42,0367	159,5144	117,4777	166,1385
42,5372	182,9724	140,4353	198,6055
45,0394	638,0578	593,0184	838,6547
47,5416	2251,9686	2204,4270	3117,5306

Tabla 7.14 Reconstrucción de la curva de saturación para cargar en el entorno Simulink del metal amorfo

H	B	H	B
3,11	19,15	16,04	22,69
6,22	19,15	12,93	18,28
9,34	19,15	9,82	13,88
12,45	19,15	6,70	9,48
15,56	21,55	5,99	8,46
18,67	23,94	5,27	7,45
21,79	26,34	4,55	6,43
24,90	26,34	1,44	2,03
28,01	28,73	0,72	1,02
31,12	31,12	0,00	0,00
34,24	35,91	1,68	2,37
37,35	43,10	5,75	8,13
40,46	76,61	36,15	51,13
42,02	134,07	92,06	130,19
43,57	287,30	243,73	344,68
44,82	766,14	721,32	1020,10

CAPÍTULO 8: ANEXO II

En el siguiente capítulo, se desarrollarán los pasos y bloques de Simulink utilizados para desarrollar el analizador de redes mencionado en el Capítulo 4 ANÁLISIS DE RESULTADOS, que se utilizó para obtener los espectros de frecuencia, valores eficaces de las ondas y el contenido de armónicos (THD).

En primera instancia se muestra los dos subsistemas generados, que se encuentran dentro del bloque denominado analizador de redes (Figura 4.4). La Figura 8.1 se destaca lo recientemente mencionado.

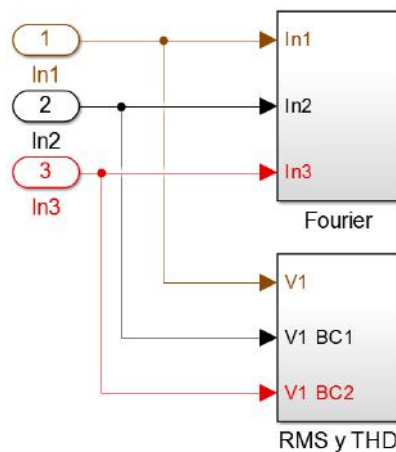


Figura 8.1 Subsistemas que conforman el bloque denominado Analizador de Redes

El bloque que realiza el espectro trifásico de las señales conectadas a él, consta de seis bloques conectados en línea. Ellos son: Zero-Order Hold, Buffer, FFT, Gain, Abs y Vector Scope. La Figura 8.2 se muestra la forma en que se conectaron.

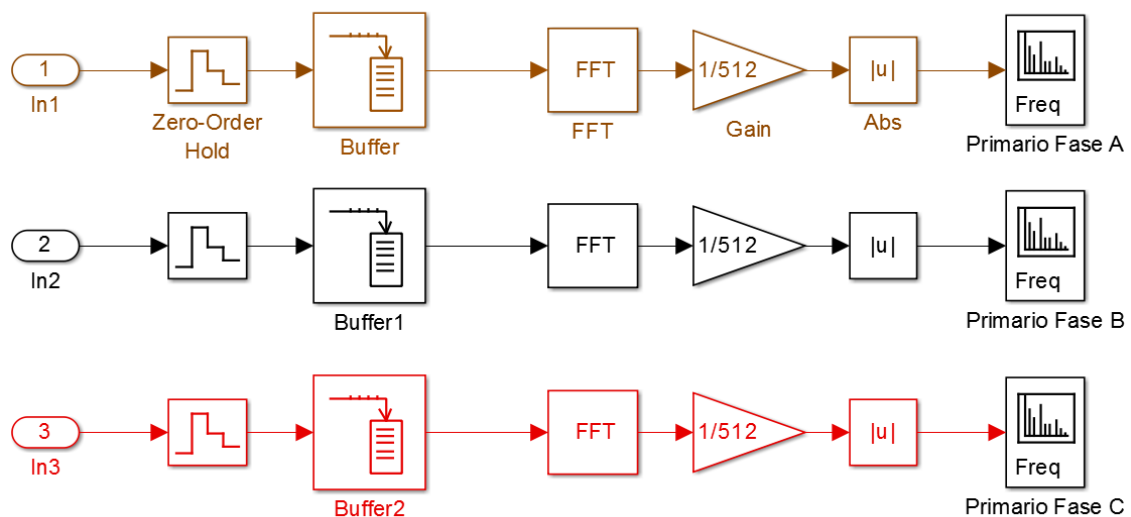


Figura 8.2 Elementos que conforman el subsistema llamado Fourier

- El bloque Zero-Order Hold (bloque de retención de orden cero): se encuentra dentro de la librería **Discrete** del Simulink. Es un bloque con una entrada y una salida de datos, éste retiene el valor que ingresa por un tiempo determinado. En la opción de tiempo de la muestra, se puede configurar cuanto tiempo retiene el valor ingresado.
Para nuestro caso, se optó por un período de 1/1024 segundos. Para el funcionamiento apropiado del bloque, el denominador debe ser un número del resultado de 2^n .
Es decir, lo que se hace es discretizar la señal que ingresa al bloque.
- Buffer: Se encuentra en la librería **Signal Management**. El bloque redistribuye los datos en cada columna de la entrada para producir una salida con un tamaño de trama diferente. Amortiguando una señal a un tamaño de cuadro más grande produce una salida con una frecuencia de imagen más lenta que la de entrada.
El bloque coordina el tamaño y el marco de frecuencia de la salida de buffers no superpuestos de forma que el período de muestreo de la señal es la misma, tanto a la entrada y salida.
- FFT (Fast Fourier Transform): Se lo encuentra en la librería **Transform** y realiza la transformada rápida de Fourier de la señal que ingresa en el mismo.
Los valores de salida son valores complejos.
- Gain (Ganancia): Se ubica en la librería **Math Operations** y su uso se debe a que los valores de salida, de la transformada rápida de Fourier, son valores pico a pico, y como el período de discretización fue de 1/1024 segundos, al dividir a la mitad dicho tiempo, se obtiene el 1/512.
De ésta manera, el espectro de armónico, va a mostrar los valores pico de cada componente senoidal.
- Abs: se encuentra en la librería **Math Operations** y tiene como función que el espectro de Fourier se vea con los valores absolutos de cada uno de los componentes armónicos. Ya que los valores de salida del FFT pertenecen al dominio de los números complejos.
- Vector Scope: se lo puede hallar en la librería **Sinks**, y se le utilizó con el mismo objetivo que se utilizaron los osciloscopios (Scope). En éste caso, la variable que corresponde al eje de las abscisas es la frecuencia en Hertz.

Por otro lado, el subsistema que se denominó RMS y THD se lo compuso de los siguientes elementos: RMS, THD, Gain y Dispaly. En la Figura 8.3 se muestra cómo fue que se conectaron dichos elementos y las tres ramas en paralelo.

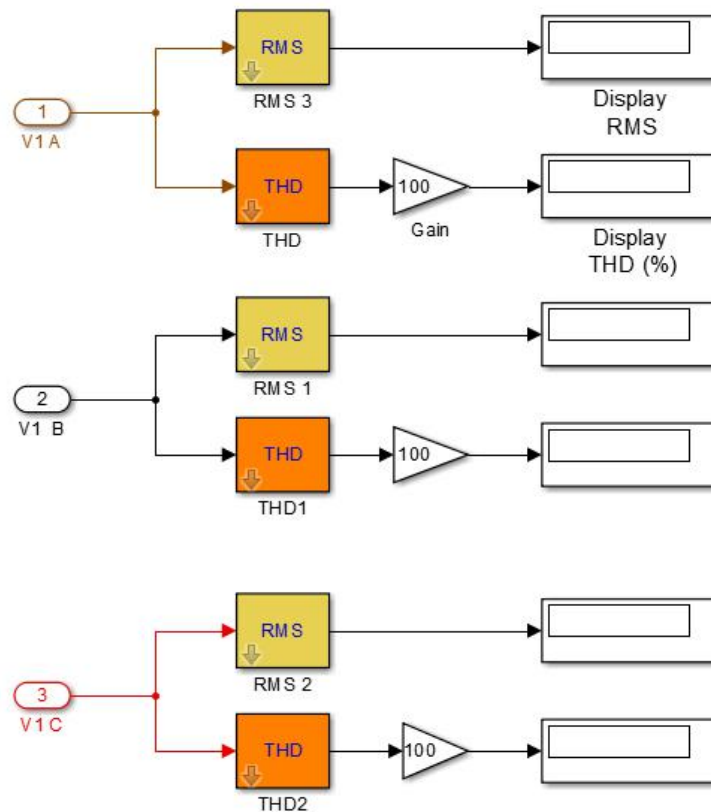


Figura 8.3 Elementos que componen el subsistema llamado RMS y THD

- **RMS (Root Mean Square)**: se ubica en la librería **Control and Measurements** y entrega el verdadero valor eficaz de la señal que ingresa en él.
- **THD (Total Harmonic Distortion)**: Se encuentra en la librería Control and Measurements y cumple la función de calcular el valor de la Distorsión Total de los Armónicos de una señal periódica.
- **Gain (Ganancia)**: Se ubica en la librería **Math Operations** y su aplicación en éste caso se centra en multiplicar por cien el valor de la salida del bloque THD, para que el valor que se lee del Display sea porcentual.
- **Display (visualización)**: También se lo puede encontrar en la **librería Control and Measurements** y su obvia utilización radica en poder visualizar los valores que resultan de los bloques RMS y THD.