

21 Reducción del transformador trifásico en régimen permanente senoidal equilibrado

Para trabajar con el transformador trifásico en régimen permanente equilibrado se ha de reducir el esquema. Al reducirlo se convierte en un esquema fase-neutro, como muestra la figura 21.1.

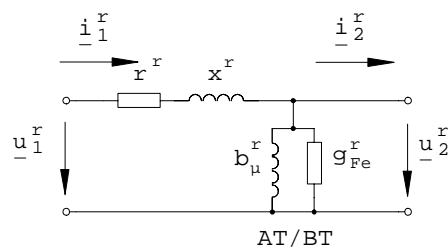


Fig. 21.1 Esquema reducido del transformador trifásico real en régimen permanente senoidal equilibrado

Una consideración se debe tener en cuenta: las tensiones de los devanados de un transformador monofásico ideal solamente pueden estar en fase o en contrafase (desfasadas 180° , por ejemplo en la figura 6.1 considerando la tensión entre $2'$ y 2), mientras que en el transformador trifásico se pueden conseguir otros desfases entre primario y secundario. Estos desfases se denotan mediante el índice horario. No es necesario considerar este desfase en el esquema reducido, pero sí al volver al esquema trifásico.

Por ello, el desfase total entre tensiones de primario y secundario en carga es la suma de:

- el desfase del índice horario, y
- el desfase del esquema reducido (provocado por las impedancias del circuito).

Otra observación se ha de realizar. Como el esquema reducido corresponde a una fase, las tensiones y corrientes que se obtengan serán las de una fase, mientras que las de las otras dos fases serán iguales en módulo y desfasadas 120° y 240° .

21.1 Elección de los valores base

Las bases que se deben elegir para reducir un esquema con un transformador trifásico ideal han de cumplir condiciones semejantes a cuando se reduce un transformador monofásico ideal:

- que la potencia base (S_b) sea única para todo el circuito,
- que las tensiones base de cada lado del transformador (U_{b1} , U_{b2}) cumplan la relación de transformación del transformador ideal ($U_{b1}/U_{b2}=r_t$).

A partir de la potencia y tensiones base elegidas, se obtienen las corrientes e impedancias base de cada lado del transformador. También se pueden calcular las admitancias base. *La expresión de la corriente base cambia con respecto a la reducción del transformador monofásico, ya que aparece un $\sqrt{3}$* .

POTENCIA TRIFÁSICA	S_b (VA)	
POTENCIA DE FASE	$S_{b,F} = \frac{S_b}{3}$ (VA)	
TENSIÓN DE LÍNEA (FASE-FASE)	U_{b1} (V)	$\left(\frac{U_{b1}}{U_{b2}} = r_t \right)$ U_{b2} (V)
TENSIÓN DE FASE	$U_{b1,F} = \frac{U_{b1}}{\sqrt{3}}$ (V)	$\left(\frac{U_{b1,F}}{U_{b2,F}} = r_t \right)$ $U_{b2,F} = \frac{U_{b2}}{\sqrt{3}}$ (V)
CORRIENTE DE LÍNEA	$I_{b1} = \frac{S_b}{\sqrt{3} U_{b1}}$ (A)	$I_{b2} = \frac{S_b}{\sqrt{3} U_{b2}}$ (A)
IMPEDANCIA DE FASE EN Y	$Z_{b1} = \frac{U_{b1}^2}{S_b}$ (Ω)	$Z_{b2} = \frac{U_{b2}^2}{S_b}$ (Ω)
ADMITANCIA DE FASE EN Y	$Y_{b1} = \frac{1}{Z_{b1}} = \frac{S_b}{U_{b1}^2}$ (Ω^{-1})	$Y_{b2} = \frac{1}{Z_{b2}} = \frac{S_b}{U_{b2}^2}$ (Ω^{-1})

Se ha de observar que los valores base corresponden a:

- una potencia trifásica (o una potencia monofásica),
- una tensión compuesta o de línea (fase-fase) (o una tensión de fase),
- una impedancia de una fase en estrella, y
- una corriente de línea.

Por ello,

- para reducir una carga P-Q (potencia trifásica) se divide su valor por la potencia base trifásica, o si se prefiere se divide la potencia de una fase por la potencia base de fase:

$$s^r = \frac{S}{S_b} = \frac{S/3}{S_{b,F}} \quad (21.1)$$

- para reducir una tensión de línea se divide por la tensión base, o si se prefiere, se divide la tensión de fase por la tensión base de fase; por ejemplo una tensión de línea situada en el primario del transformador U_j :

$$u_1^r = \frac{U_1}{U_{b1}} = \frac{U_1/\sqrt{3}}{U_{b1,F}} \quad (21.2)$$

- cuando una impedancia está en conexión triángulo, se ha de pasar a su estrella equivalente ($Z_Y = Z_D/3$) para poder ser reducida al dividir por la impedancia base, y
- para reducir una corriente de línea se divide por la corriente base.

La conexión del transformador (en Y o D) no importa, ya que normalmente se tienen datos nominales S_n , U_{n1} , U_{n2} , r_t y valores de fase r , x , g_{Fe} y b_μ .

¿Cómo se opera con el esquema reducido?

Se opera exactamente igual que con cualquier circuito monofásico. Por ejemplo, la potencia que entrega el secundario del transformador de la figura 21.1 es:

$$s_2^r = \underline{u}_2^r \left(\underline{i}_2^r \right)^* \Rightarrow s_2^r = u_2^r i_2^r \quad (21.3)$$

Y al deshacer la reducción, esta potencia puede ser trifásica o por fase, según lo que más nos interese. Si se multiplica por S_b será una potencia trifásica y si se multiplica por $S_{b,F}$ será la potencia de una fase:

$$\underline{S}_2 = \underline{s}_2^x S_b \quad \text{potencia trifásica}$$

$$\underline{S}_{2,F} = \frac{\underline{S}_2}{3} = \underline{s}_{2,F}^x S_{b,F} \quad \text{potencia de una fase} \quad (21.4)$$

Al deshacer la reducción de una tensión, esta tensión puede ser de línea o de fase, según lo que más nos interese. Si se multiplica por U_b será una tensión de línea y si se multiplica por $U_{b,F}$ será una tensión de fase. Lo que no nos proporciona el esquema es el ángulo de la tensión de línea (sí el de la tensión de fase), pero es un ángulo que carece de importancia. Por ejemplo la tensión \underline{u}_2^x de la figura 21.1:

$$\underline{U}_2 = \underline{u}_2^x U_{b2} \quad \text{tensión de línea}$$

$$\underline{U}_{2,F} = \underline{u}_{2,F}^x U_{b2,F} \quad \text{tensión de fase} \quad (21.5)$$

Una corriente se convierte en una corriente de línea al deshacer la reducción. Una corriente de primario, por ejemplo:

$$\underline{I}_1 = \underline{i}_1^x I_{b1} \quad (21.6)$$

Al deshacer una impedancia reducida, se obtiene una impedancia por fase (impedancia de una fase de una estrella equivalente)

$$\underline{Z}_2 = \underline{z}_2^x Z_{b2} \quad (21.7)$$

El desfase entre u_2^r e i_2^r en la figura 21.1 corresponde al desfase de la carga, es decir al desfase entre la tensión de fase y la corriente de línea (cuando la carga está conectada en estrella). Lo mismo sucede con el ángulo entre u_1^r e i_1^r , que corresponde al desfase entre la tensión de fase y la corriente de línea del primario. Otro ángulo importante es el desfase entre u_1^r y u_2^r , que es el desfase entre tensiones de línea o entre tensiones de fase de ambos devanados.

Reducción de circuitos con varios transformadores trifásicos

Para reducir circuitos que contienen varios transformadores trifásicos, se procede igual que en el caso monofásico, es decir, se elige una potencia base y tantas tensiones base como niveles de tensión haya, y de manera que cumplan las relaciones entre niveles de tensión.

21.2 Bases referidas al propio transformador

Al igual que en el caso monofásico, de entre todas las bases posibles, las *bases referidas al propio transformador* (p.u., reducción al 1º y reducción al 2º) son las más utilizadas, y especialmente la primera de ellas. Los valores base que se deben emplear son:

Reducción a valores en p.u. (por unidad)

POTENCIA TRIFÁSICA	$S_b^{p.u.} = S_n$ (VA) (potencia nominal del transformador)	
TENSIÓN DE LÍNEA (FASE-FASE)	$U_{b1}^{p.u.} = U_{n1}$ (V) (tensión nominal del primario)	$U_{b2}^{p.u.} = U_{n2}$ (V) (tensión nominal del secundario)
CORRIENTE DE LÍNEA	$I_{b1}^{p.u.} = \frac{S_n}{\sqrt{3}U_{n1}} = I_{n1}$ (A) (corriente nominal primario)	$I_{b2}^{p.u.} = \frac{S_n}{\sqrt{3}U_{n2}} = I_{n2}$ (A) (corriente nominal secundario)
IMPEDANCIA DE FASE EN Y	$Z_{b1}^{p.u.} = \frac{U_{n1}^2}{S_n}$ (Ω)	$Z_{b2}^{p.u.} = \frac{U_{n2}^2}{S_n}$ (Ω)

Reducción al primario

POTENCIA TRIFÁSICA	$S_b' = 1$ (VA)	
TENSIÓN DE LÍNEA (FASE-FASE)	$U_{b1}' = 1$ (V)	$U_{b2}' = \frac{1}{r_t} = \frac{U_{n2}}{U_{n1}}$ (V)
CORRIENTE DE LÍNEA	$I_{b1}' = \frac{1}{\sqrt{3}}$ (A)	$I_{b2}' = \frac{r_t}{\sqrt{3}}$ (A)
IMPEDANCIA DE FASE EN Y	$Z_{b1}' = 1$ (Ω)	$Z_{b2}' = \left(\frac{1}{r_t}\right)^2 = \left(\frac{U_{n2}}{U_{n1}}\right)^2$ (Ω)

Reducción al secundario

POTENCIA TRIFÁSICA	$S_b'' = 1 \text{ (VA)}$		
TENSIÓN DE LÍNEA (FASE-FASE)	$U_{b1}'' = r_t = \frac{U_{n1}}{U_{n2}} \text{ (V)}$	$\left(\frac{U_{b1}''}{U_{b2}''} = r_t \right)$	$U_{b2}'' = 1 \text{ (V)}$
CORRIENTE DE LÍNEA	$I_{b1}'' = \frac{1}{\sqrt{3} r_t} \text{ (A)}$		$I_{b2}'' = \frac{1}{\sqrt{3}} \text{ (A)}$
IMPEDANCIA DE FASE EN Y	$Z_{b1}'' = (r_t)^2 = \left(\frac{U_{n1}}{U_{n2}} \right)^2 \text{ (}\Omega\text{)}$		$Z_{b2}'' = 1 \text{ (}\Omega\text{)}$

Ejemplo.-

Sea el transformador de 500 kVA, 24/0.4 kV de la figura 21.2. Supongamos que las impedancias del esquema equivalente del transformador reducidas a p.u. y las bases empleadas son las mostradas en la figura. Se desea hallar el valor real de las impedancias vistas desde el primario o desde el secundario (equivalente a calcular las impedancias reducidas al primario o al secundario).

Para ello habrá que multiplicar por las respectivas bases. Por ejemplo, la resistencia de pérdidas en el cobre, r , en valor real en el secundario (reducida al secundario):

$$R'' = Z_{b2} \cdot r = 0.32 \cdot 0.016 = 5.12 \text{ m}\Omega \quad (21.8)$$

donde R'' corresponde a la resistencia de una fase (en Y).

Si la tensión del secundario vale $u_2 = 0.9$ p.u., entonces, la tensión real es:

$$\begin{aligned}
 U_{2,F} &= U_{b2,F} \cdot u_2 = \left(\frac{400}{\sqrt{3}} \right) \cdot 0.9 = 207.8 \text{ V} \quad \text{Tensión de fase} \\
 U_2 &= U_{b2} \cdot u_2 = 400 \cdot 0.9 = 360 \text{ V} \quad \text{Tensión de línea} \\
 &\left(U_2 = \sqrt{3} U_{2,F} \right) \quad \blacksquare
 \end{aligned} \quad (21.9)$$

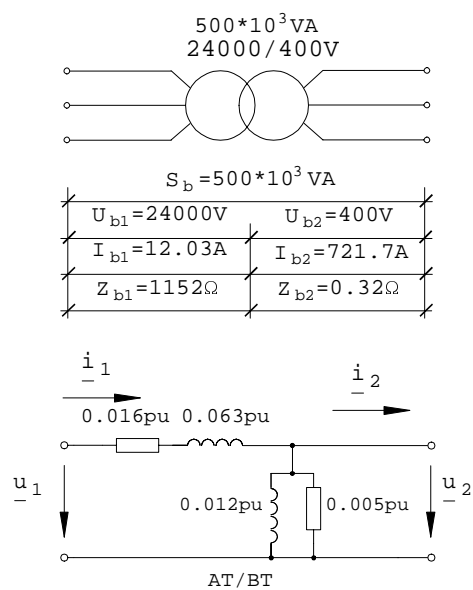


Fig. 21.2 Reducción a p.u. de un transformador trifásico

22 Índice horario

En un transformador monofásico las tensiones del primario y del secundario solamente pueden estar en fase (desfase 0°) o en contrafase (desfase 180°). En un transformador trifásico, las tensiones pueden tener otros desfases. Como las bobinas van montadas en columnas, las tensiones de las bobinas de cada columna estarán en fase o en contrafase. Al realizar las conexiones (estrella, triángulo o zigzag) en el primario y secundario, aparecen desfases diferentes según la conexión.

El *índice horario* es el ángulo de la tensión entre dos fases del primario con la tensión entre las fases de igual nombre del secundario. Por ejemplo entre \underline{U}_{AB} y \underline{U}_{ab} en la figura 22.1.

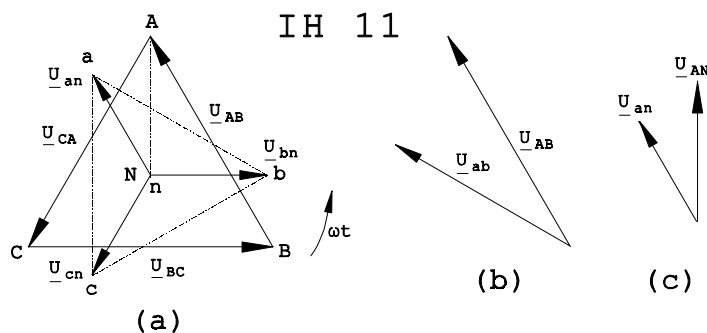


Fig. 22.1 Índice horario: (a) triángulos de tensiones, (b) desfase entre tensiones compuestas, y (c) desfase entre tensiones sencillas

Este ángulo también se puede medir entre las tensiones sencillas de una fase del primario y la misma fase del secundario (aunque si los devanados no tienen neutro, se trata de la tensión entre una fase y un neutro imaginario situado en el centro de gravedad de tensiones). Por ejemplo entre \underline{U}_{AN} y \underline{U}_{an} en la figura 22.1.

El índice horario se refiere a un transformador alimentado por el lado de tensión más elevada con un sistema trifásico simétrico de secuencia directa. Nótese también que el índice horario representa el desfase entre tensiones de primario y secundario cuando el *transformador está en vacío*.

Debido a las simetrías de los sistemas trifásicos, se puede deducir que cualquier desfase será múltiplo de $\pi/6$ sea cual sea la conexión. Como hay entonces 12 desfases posibles, se han asimilado a un reloj que con la manecilla larga en las 12, dirección del fasor de la tensión entre dos fases del lado de tensión más elevada, y la manecilla corta en la dirección del fasor de la tensión entre las mismas fases del lado de tensión más baja. Por ejemplo, un desfase de $11\pi/6$ corresponde a un índice horario 11.

El grupo de conexión de un transformador indica el tipo de devanados y el índice horario del mismo. Suele constar de dos letras y un número:

- la primera letra indica la conexión del devanado de más alta tensión (independientemente de si trabaja como primario o como secundario),
- la segunda letra indica la conexión del devanado de menor tensión, y
- el número es el índice horario (entre 0 y 11).

La primera letra se pone con mayúscula y la segunda con minúscula. Por ejemplo, un transformador *Yd11* tiene su devanado de más alta tensión en estrella y el de menor tensión en triángulo y el desfase que existe entre las tensiones compuestas (o sencillas) es de $11\pi/6$.

Otra nomenclatura más completa del grupo de conexión consiste en añadir una *N* (o *n*) después de la letra del devanado correspondiente si el neutro está accesible en la placa de conexiones. Por ejemplo, *Dyn11*, *YNd6*, etc.

El índice horario es muy importante al conectar transformadores en paralelo, ya que dos tensiones en paralelo del mismo valor eficaz y diferente ángulo suponen un cortocircuito. Por eso, es condición indispensable que *dos transformadores en paralelo tengan el mismo índice horario*.

Ejemplo.-

Vamos a determinar el grupo de conexión del transformador trifásico de 3 columnas de la figura.

Cada una de las tres columnas tiene un flujo común para los devanados primario y secundario. Despreciando las caídas de tensión internas, y fijándonos, por ejemplo, en la columna A (flujo ϕ_a) y en la posición de los terminales correspondientes, se tiene que:

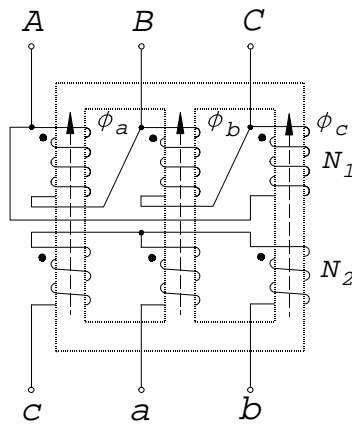


Fig. 22.2 Transformador trifásico conexión Dy

$$u_{AB}(t) = N_1 \frac{d\phi_a}{dt} \tag{22.1}$$

$$u_{nc}(t) = N_2 \frac{d\phi_a}{dt}$$

por lo que \underline{U}_{AB} y \underline{U}_{nc} tienen la misma fase, lo cual escribimos de la siguiente forma:

$$fase(\underline{U}_{AB}) = fase(\underline{U}_{nc}) \tag{22.2}$$

Ahora se trata de dibujar un diagrama fasorial que cumpla la relación 22.2. Comenzamos dibujando el triángulo del lado de alta tensión. Después se dibuja la estrella del lado de baja tensión, imponiendo la condición 22.2, es decir, su fasor \underline{U}_{nc} debe llevar la misma dirección que el fasor \underline{U}_{AB} .

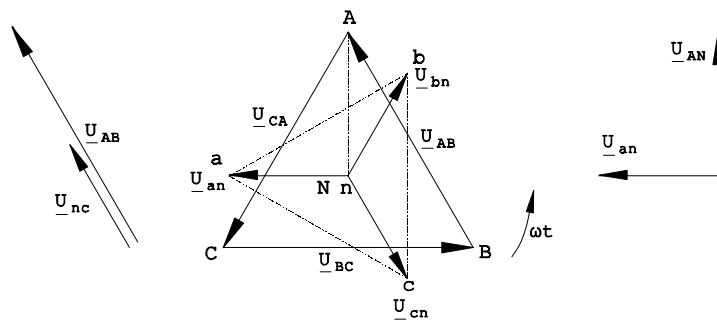


Fig. 22.3 Diagrama fasorial

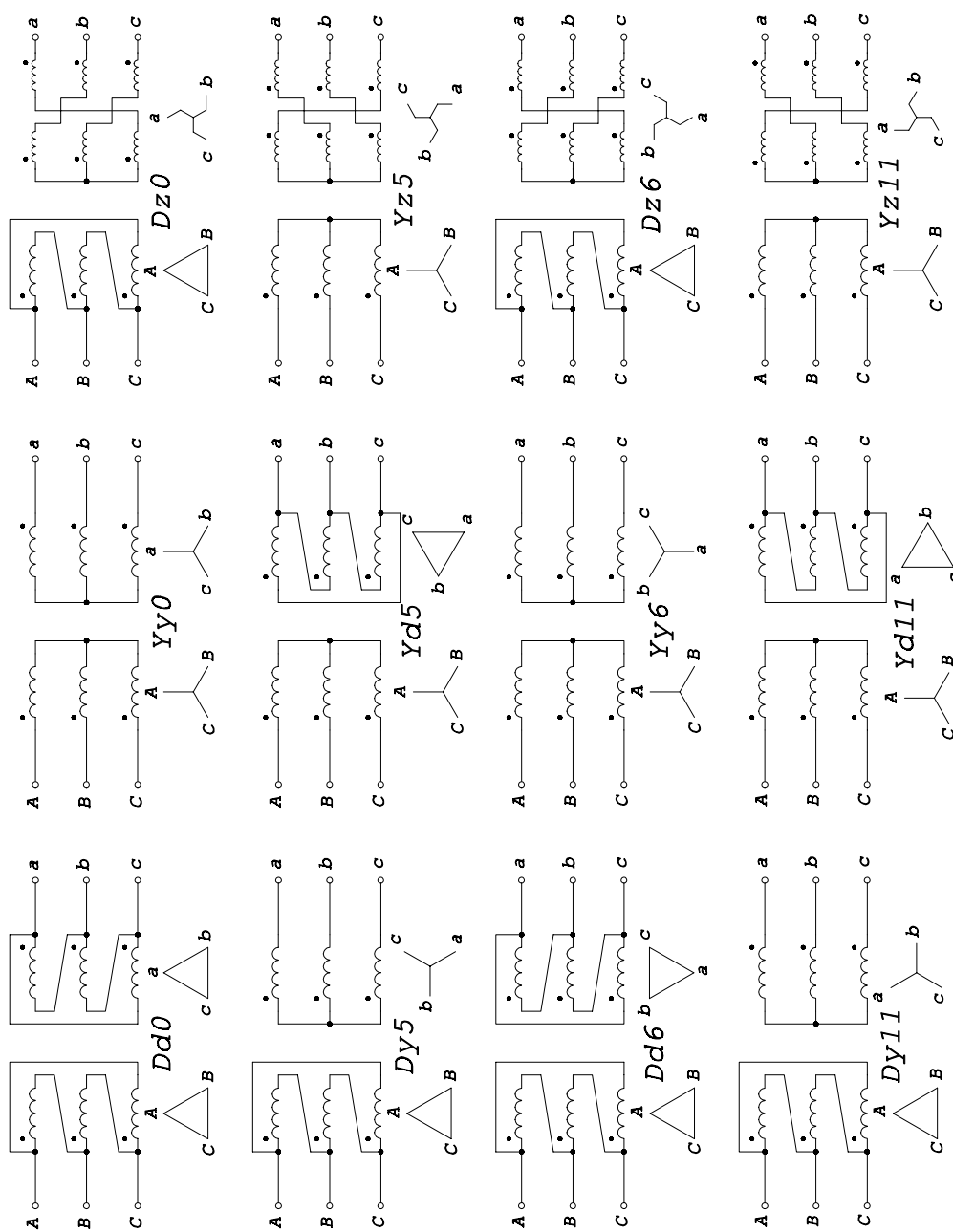


Fig. 22.4 Grupos de conexión utilizados normalmente

El índice horario es el desfase entre tensiones análogas de primario y secundario. Por ejemplo, nos podemos fijar en \underline{U}_{AN} y \underline{U}_{an} . El desfase es 9.

También nos podríamos haber fijado en \underline{U}_{AB} y \underline{U}_{ab} . Colocando figuradamente \underline{U}_{AB} sobre las 12 horas, el desfase vuelve a ser de 9.

Entonces, el grupo de conexión es $Dy9$.

Se ha de tener en cuenta que la estrella de la figura 22.5 también cumple la ecuación 22.2, pero no es válida ya que es de secuencia inversa. ■

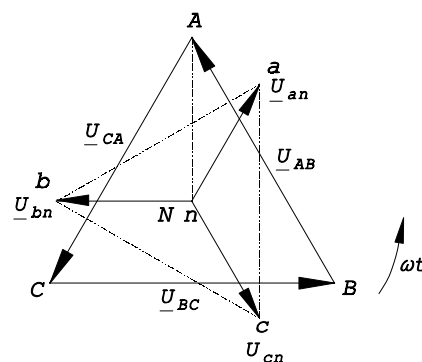


Fig. 22.5 Estrella de secuencia inversa no válida como solución

Los grupos de conexión utilizados normalmente son los que se muestran en la figura 22.4. De estos grupos de conexión se pueden conseguir otros desfases diferentes rotando las fases o cambiando la secuencia de fases de alimentación. Rotando las fases se consigue aumentar el desfase en un múltiplo de 4. Por ejemplo, del índice 0 se obtienen el 4 y el 8, del 5 se obtienen el 9 y el 1, del 6 se obtienen el 10 y el 2, y del 11 se obtienen el 3 y el 7.

Cambiando la secuencia de fases de la alimentación (también cambia la del secundario), se obtiene el índice simétrico respecto del eje 0-6. Por ejemplo, del índice 5 se obtiene el 7, del 11 se obtiene el 1 y el 0 y el 6 no cambian.

22.1 Desfase total entre tensiones de primario y de secundario en un transformador trifásico en carga

El desfase total entre las tensiones de primario y de secundario de un transformador trifásico en carga viene dado por la suma de:

- el desfase en vacío (que se mide mediante el índice horario), llamado también desfase del circuito magnético, y
- el desfase obtenido del esquema en carga (desfase provocado por las impedancias del circuito), llamado también desfase del circuito eléctrico.

El índice horario también se puede añadir en el esquema del transformador trifásico en carga. Consúltese el anexo 4.

Ejemplo.-

Calcular el desfase total entre tensiones primarias y secundarias del transformador trifásico de la figura 22.2 (tiene un índice horario 9), suponiendo que al resolver su esquema reducido en p.u. con carga (Fig. 22.6) se obtiene que

$$\underline{u}_1 = 1 \angle 0 \quad , \quad \underline{u}_2 = 0.95 \angle -0.3 \quad (22.3)$$

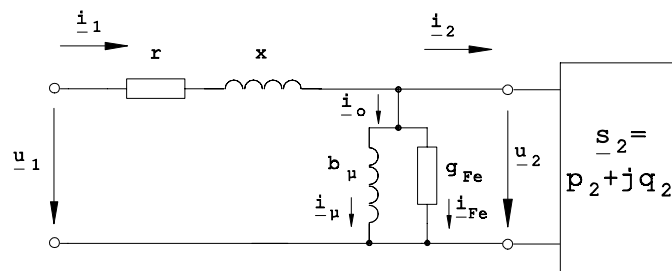


Fig. 22.6 Esquema fase-neutro reducido en p.u. de un transformador trifásico en carga

Como el desfase entre \underline{u}_1 y \underline{u}_2 es igual al desfase entre \underline{U}_{AN} y \underline{U}_{an} o entre \underline{U}_{AB} y \underline{U}_{ab} , el desfase total (vacío más carga) entre \underline{U}_{AN} y \underline{U}_{an} es:

$$\frac{9 \pi}{6} + 0.3 = 5.01 \text{ rad} \quad (22.4)$$

\underline{U}_{AN} adelanta en 5.01 radianes a \underline{U}_{an} . **■**

23 Aplicaciones del transformador

Una posible clasificación de los transformadores es por aplicaciones:

- Transformador de potencia.

- Transformadores de medida:
 - Transformador de tensión.
 - Transformador de intensidad.

- Transformadores para regulación de la tensión:
 - Autotransformador.
 - Regulador de inducción.
 - Transformador con tomas.

- Transformadores especiales:
 - Transformador con varios arrollamientos.
 - Transformador en V.
 - Transformador trifásico-monofásico.
 - Transformador trifásico-exafásico y trifásico-dodecafásico.

- Transformadores para otras aplicaciones:
 - Transformador de aislamiento.
 - Transformador de impedancias.
 - Transformador de frecuencia variable.

23.1 Transformador de potencia

El transformador de potencia está diseñado para transmitir potencia de un circuito a otro. Su utilidad básica reside en la elevación o reducción de la tensión para que el transporte y el consumo de la energía eléctrica se realicen a las tensiones más adecuadas.

La elevación de la tensión se hace para disminuir las pérdidas por efecto Joule que se producen en las líneas de transmisión, ya que al aumentar la tensión de transporte (para una potencia transmitida fija), la intensidad disminuye y con ella, las pérdidas.

La disminución de la tensión es también necesaria ya que la mayoría de los aparatos consumidores de energía eléctrica (comenzando por los domésticos) son de bajas tensiones por seguridad de las personas.

El transformador de potencia puede trabajar con el secundario en vacío (sin cargas conectadas). Sin embargo, no tolera el secundario en cortocircuito. En vacío cumple aproximadamente la relación de transformación:

$$r_t = \frac{N_1}{N_2} \approx \frac{U_1}{U_{2, \text{vacío}}} \quad (23.1)$$

La potencia que puede transmitir un transformador de potencia está limitada por su capacidad de pasar al medio ambiente el calor que produce internamente las pérdidas en el cobre y en el hierro, sin sobrepasar un temperatura que estropee sus materiales, principalmente sus aislantes.

23.2 Transformadores de medida

Los transformadores de medida están diseñados como aparatos auxiliares para realizar medidas de tensiones e intensidades, por lo que la potencia que pueden transmitir es muy pequeña (usualmente entre 10 y 400 VA).

Transformador de tensión

Los transformadores de tensión están orientados a la medida de tensiones, por lo que se diseñan para que cumplan lo más fielmente posible la relación de tensiones:

$$r_t = \frac{N_1}{N_2} \approx \frac{U_1}{U_2} \quad (23.2)$$

Para ello, se construyen con pequeña resistencia en el cobre y poco flujo de dispersión (r y x pequeñas), y se les hace trabajar en la zona lineal. Como su funcionamiento normal es próximo a trabajar en vacío (con el secundario abierto), ya que alimentan usualmente voltímetros, o bobinas voltimétricas de vatímetros, es más fácil que se cumpla la ecuación 23.2. Los transformadores de tensión tienen muchas espiras, ya que las tensiones que soportan, al menos el devanado primario, son elevadas.

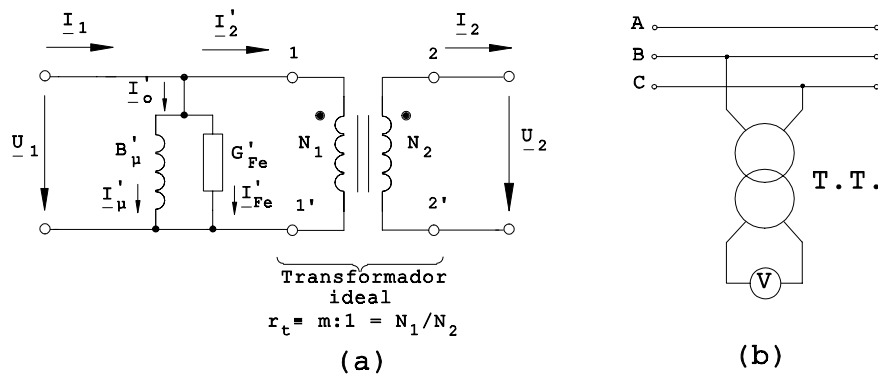


Fig. 23.1 Transformador de medida de tensión: (a) esquema equivalente que se pretende conseguir, y (b) conexión del mismo

Su necesidad es evidente si se desea medir la tensión en una línea de alta tensión, ya que los voltímetros disponibles normalmente sólo llegan a los 500 V. Además, resulta más económica la construcción de transformadores de tensión que la de aparatos de medida distintos para cada escala de medidas. También se utilizan para alimentar circuitos auxiliares de protección de las redes de transporte de energía, circuitos que absorben muy poca potencia.

La tensión normalizada del secundario es de 110 V. En la elección de un transformador de tensión se ha de tener en cuenta el error cometido en la relación de transformación (error de relación) y el desfase introducido entre las tensiones de primario y secundario (error de fase). Estos errores de relación y de fase vienen indicados en sus placas de características.

Transformador de intensidad

Los transformadores de intensidad están diseñados para la medida de intensidades, por lo que se procura que cumplan lo más fielmente la relación de corrientes:

$$\frac{1}{r_t} = \frac{N_2}{N_1} \approx \frac{I_1}{I_2} \quad (23.3)$$

Para conseguirlo, se construyen con núcleos de muy buena calidad (de pocas pérdidas y permeabilidad relativa elevada, g_{Fe} y b_{μ} pequeños) y se les hace trabajar en la zona lineal. Los transformadores de intensidad tienen pocas espiras, ya que las caídas de tensión que producen, para no desvirtuar el circuito, deberán ser muy próximas a cero. Si la intensidad del primario es muy elevada, el primario puede tener una sola espira (se hace pasar el conductor una sola vez por el interior de un núcleo toroidal).

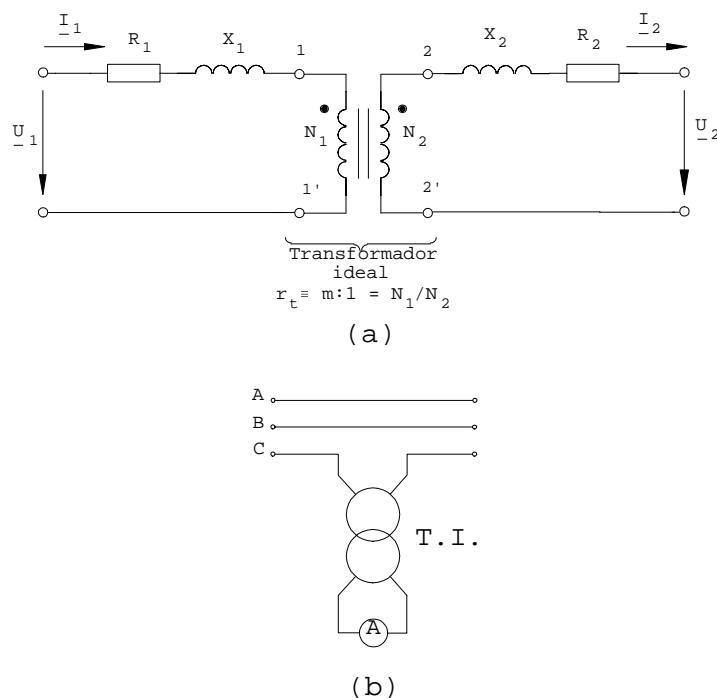


Fig. 23.2 Transformador de medida de intensidad: (a) esquema equivalente que se pretende conseguir, y (b) conexión del mismo

Este transformador tiene que trabajar siempre con el secundario cortocircuitado a través de amperímetros (de resistencia interna muy pequeña) o bobinas amperimétricas de vatímetros (ídem), y no puede dejarse abierto ya que la tensión inducida en él puede ser peligrosa para la seguridad de las personas y del propio transformador (no posee un aislamiento preparado para elevadas tensiones entre espiras, por lo que se perforaría).

La intensidad normalizada del secundario es de 5 A. Al elegir un transformador de intensidad ha de considerarse el error cometido en la relación de transformación (error de relación) y el desfase introducido entre las intensidades de primario y secundario (error de fase).

23.3 Transformadores para regulación de la tensión

Los transformadores se pueden utilizar como elementos para regular pequeñas variaciones de tensión.

Autotransformador

Este tipo de transformador ya ha sido estudiado. Su principal característica es que posee el primario y el secundario unidos eléctricamente, lo que permite un considerable ahorro en los componentes constructivos (comparado con un transformador convencional de similar potencia transmitida). Su utilidad está limitada a relaciones de transformación próximas a la unidad.

Regulador de inducción

Los reguladores de inducción son básicamente autotransformadores en los cuales la bobina del secundario puede girar respecto al primario, con lo que puede variarse de forma continua el acoplamiento magnético entre ambos y obtener una variación continua de la relación de transformación. Un ejemplo de regulador de inducción podría ser una máquina de inducción con el rotor bobinado y bloqueado en una determinada posición.

Transformador con tomas

Un transformador con tomas tiene distintas conexiones (o tomas) en uno de los devanados, de forma que al hacer contacto con cada una de ellas, el número de espiras efectivo del devanado es distinto, característica que permite poseer distintas relaciones de transformación en forma discreta.

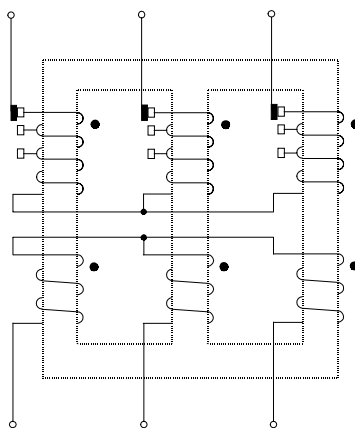


Fig. 23.3 Transformador trifásico con tomas

23.4 Transformadores especiales

Transformador con varios arrollamientos

Se trata de un transformador con varios devanados, de los cuales uno de ellos se utiliza como primario y los otros como secundarios. Permite realizar simultáneamente mediante un solo transformador las transformaciones a dos o más tensiones secundarias. Una de sus utilidades es para compensación de reactiva: se colocan las baterías de condensadores en el tercer devanado, que se puede diseñar a la tensión nominal de las mismas.

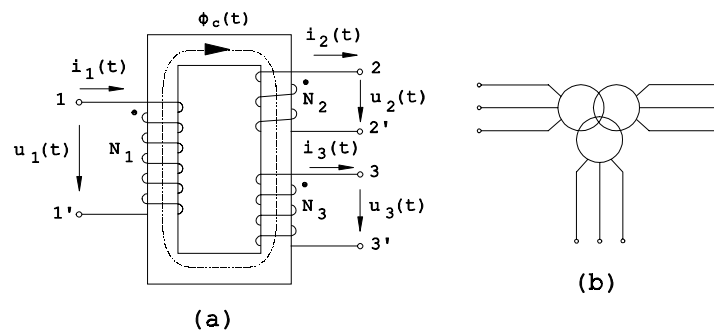


Fig. 23.4 (a) Transformador de dos secundarios, y (b) símbolo utilizado en un diagrama para un transformador trifásico de dos secundarios

La potencia del primario es igual a la suma de las máximas potencias secundarias que se pueden obtener simultáneamente.

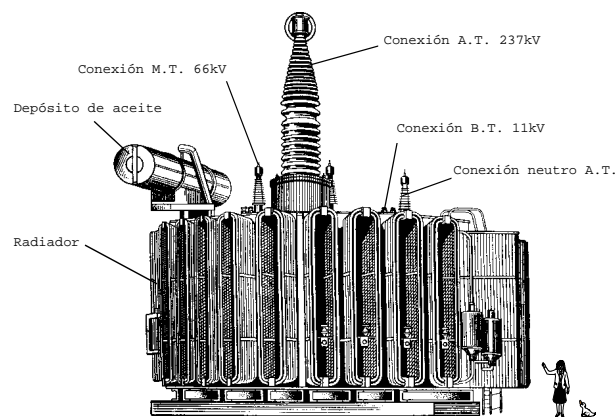


Fig. 23.5 Transformador monofásico de dos secundarios

Transformador en V

Un transformador trifásico se puede construir mediante tres transformadores monofásicos en conexión *Dd*. La eliminación de uno de ellos da lugar a la conexión en *Vv*. Como las prestaciones de esta conexión son inferiores a las del transformador trifásico, sólo se recomienda utilizarla en caso de avería o en situaciones especiales.

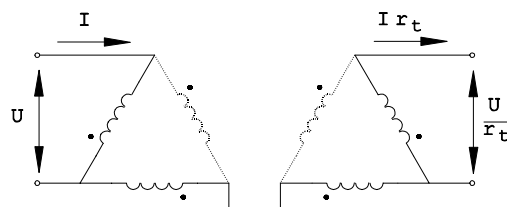


Fig. 23.6 Transformador en conexión *Vv*

Transformador trifásico-monofásico

Este transformador se utiliza cuando hay que alimentar un sistema monofásico de gran potencia a partir de una red trifásica. El problema que se presenta es que un consumo trifásico equilibrado consume una potencia instantánea constante, mientras que el consumo monofásico del secundario consume una potencia instantánea fluctuante. Este problema se puede tratar de solucionar en parte mediante almacenamientos de energía (bobinas, condensadores, volantes de inercia,...). Por ello, generalmente se admiten repartos imperfectos de la carga monofásica entre las tres fases del primario.

Transformador trifásico-exafásico y trifásico-dodecafásico

La utilidad de estos transformadores se debe a que el contenido de armónicos de la tensión continua procedente de la rectificación de un sistema exafásico (6 tensiones desfasadas 60°) o dodecafásico (12 tensiones desfasadas 30°) es inferior al que resulta de un sistema trifásico. El rizado obtenido con el sistema dodecafásico es lógicamente inferior al del exafásico.

23.5 Transformadores para otras aplicaciones

Transformador de aislamiento

Cuando es interesante aislar un circuito del resto de la red (por ejemplo parte de la instalación eléctrica de una empresa), se utiliza un transformador cuya única finalidad es separar eléctricamente primario y

secundario (sólo están unidos magnéticamente). Estos transformadores pueden ser de relación de transformación unitaria. Ejemplos de aplicación son los utilizados en la instalación eléctrica de un quirófano y en los equipos electrónicos.

Transformador de impedancias

En ciertos casos puede ser interesante que una carga conectada a una fuente de tensión con impedancia interna no nula presente una impedancia distinta de su valor real. Intercalando un transformador se puede conseguir que la impedancia del conjunto transformador-carga vista desde la fuente tenga el valor deseado.

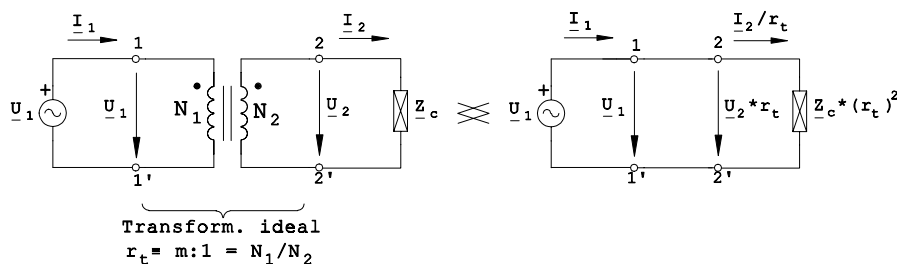


Fig. 23.7 Reducción al primario de una impedancia en el secundario de un transformador ideal

Vamos a calcular cuánto vale la impedancia que se ve a través de un transformador. Sea la impedancia Z_c conectada en el secundario del transformador ideal de la figura. Como:

$$Z_c = \frac{U_2}{I_2} \quad (23.4)$$

la impedancia que se ve desde el primario será el cociente (U_1/I_1) :

$$Z_{\text{vista primario}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2 r_t}{(I_2/r_t)} = r_t^2 \frac{U_2}{I_2} = r_t^2 Z_c \quad (23.5)$$

Lo que se ha hecho es pasar la impedancia del circuito secundario al primario, quedando el transformador cortocircuitado. Es un ejemplo de la reducción al primario que se ha descrito anteriormente (Fig. 10.3).

Transformador de frecuencia variable

Los transformadores de frecuencia variable se utilizan en circuitos electrónicos para transformar señales de frecuencias elevadas (en el rango de las audiofrecuencias, desde 20 Hz hasta 20 kHz), es decir, mucho mayores de los 50 Hz industriales. Estos transformadores tienen núcleos de ferrita, que son materiales ferromagnéticos de mala conductividad eléctrica para limitar las pérdidas por Foucault. Los que se utilizan en electrónica para transmitir flancos de subida y bajada rápidos se llaman de impulsos.

Las prestaciones que se esperan de este tipo de transformadores son que al variar la frecuencia en un rango amplio el voltaje de salida sea instantáneamente proporcional al voltaje de entrada (los voltajes se deben amplificar por igual y con desfase nulo para todas las frecuencias). Estas características son demasiado ideales para poderlas conseguir en la realidad, ya que a bajas frecuencias las reactancias de dispersión ($L_{d1}\omega$, $L_{d2}\omega$) son casi despreciables y en cambio, es muy importante la reactancia de magnetización ($M_{\mu}'\omega$), mientras que a altas frecuencias el efecto de la inductancia de magnetización es despreciable y las reactancias de dispersión son elevadas. A frecuencias intermedias, no se comete mucho error despreciando ambas inductancias. A frecuencias elevadas, el efecto de las capacidades entre espiras y entre devanados puede no ser despreciable (estas capacidades aparecen en su esquema equivalente).

Anexo 1 Esquemas equivalentes de dos bobinas acopladas. Relación entre los parámetros de las bobinas y los del transformador monofásico

En este anexo vamos a encontrar las ecuaciones de dos bobinas acopladas, dibujaremos después varios esquemas equivalentes y por último se mostrarán las relaciones de sus coeficientes con los del esquema equivalente del transformador monofásico real.

Ecuaciones de dos bobinas acopladas

Sea el acoplamiento magnético de la figura A1.1, cuyos flujos son:

ϕ_1	<i>flujo por espira concatenado por la bobina 1 (flujo total)</i>
ϕ_{d1}	<i>flujo por espira concatenado solamente por la bobina 1 (flujo de dispersión)</i>
ϕ_{11}	<i>flujo por espira concatenado por la bobina 1 debido a i_1</i>
ϕ_{12}	<i>flujo por espira concatenado por la bobina 1 debido a i_2</i>
ϕ_c	<i>flujo por espira concatenado por las bobinas 1 y 2 (flujo común)</i>
ϕ_2	<i>flujo por espira concatenado por la bobina 2 (flujo total)</i>
ϕ_{d2}	<i>flujo por espira concatenado solamente por la bobina 2 (flujo de dispersión)</i>
ϕ_{22}	<i>flujo por espira concatenado por la bobina 2 debido a i_2</i>
ϕ_{21}	<i>flujo por espira concatenado por la bobina 2 debido a i_1</i>

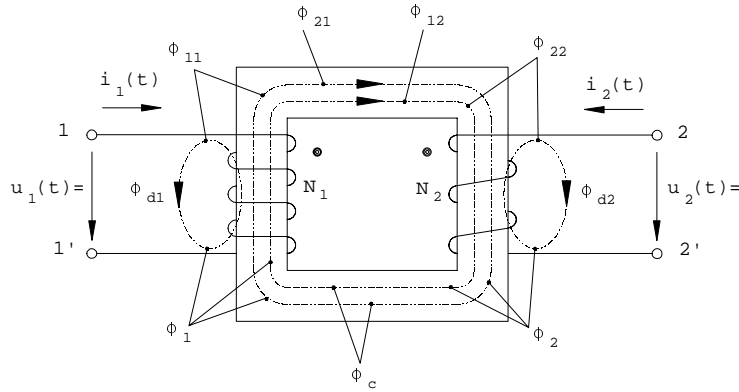


Fig. A1.1 Bobinas acopladas magnéticamente y flujos concatenados

Se observa que se cumple:

$$\begin{aligned}\phi_1 &= \phi_{11} + \phi_{12} = (\phi_{d1} + \phi_{21}) + \phi_{12} = \phi_{d1} + (\phi_{21} + \phi_{12}) = \phi_{d1} + \phi_c \\ \phi_2 &= \phi_{22} + \phi_{21} = (\phi_{d2} + \phi_{12}) + \phi_{21} = \phi_{d2} + (\phi_{12} + \phi_{21}) = \phi_{d2} + \phi_c\end{aligned}\tag{A1.1}$$

Para deducir las ecuaciones del transformador monofásico real se empleó la expresión 4.1, que corresponde a la última parte de la igualdad A1.1, mientras que para deducir las de las bobinas acopladas se empleará la primera parte de la igualdad,

$$\begin{aligned}\phi_1 &= \phi_{11} + \phi_{12} \\ \phi_2 &= \phi_{22} + \phi_{21}\end{aligned}\tag{A1.2}$$

Las expresiones 4.1 y A1.2 son análogas, pero conducen a coeficientes diferentes. En el caso de las bobinas acopladas se obtienen los coeficientes de autoinducción L_1 , L_2 y el de inducción mutua M , y en el del transformador real (donde también es necesario conocer los números de espiras N_1 y N_2) se llega a las inductancias de dispersión L_{d1} , L_{d2} y a la de magnetización M_μ' .

El flujo total concatenado por cada bobina es:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= N_1 \phi_1 = N_1 (\phi_{11} + \phi_{12}) = \psi_{11} + \psi_{12} \\ \psi_2 &= N_2 \phi_2 = N_2 (\phi_{21} + \phi_{22}) = \psi_{21} + \psi_{22}\end{aligned}\tag{A1.3}$$

Supongamos que los tres caminos magnéticos (el común y los dos de dispersión) son lineales. En tal caso habrá una relación lineal entre flujos e intensidades:

$$\begin{aligned} \psi_{11} &= L_1 i_1 & , & & \psi_{12} &= M_{12} i_2 \\ \psi_{21} &= M_{21} i_1 & , & & \psi_{22} &= L_2 i_2 \end{aligned} \tag{A1.4}$$

Se puede demostrar que se cumple que: $M = M_{12} = M_{21}$.

Aplicando la ley de inducción de Faraday,

$$u(t) = N \frac{d\phi}{dt} = \frac{d\psi}{dt} \tag{A1.5}$$

al no haber resistencia en los devanados, u_1 y u_2 coinciden con las tensiones en bornes de las bobinas, luego:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \frac{d\psi_1}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \\ u_2(t) &= \frac{d\psi_2}{dt} = M \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} \end{aligned} \tag{A1.6}$$

El coeficiente de acoplamiento k mide el grado de acoplamiento entre los dos devanados (indica cuanto flujo de dispersión hay). Se define como

$$M = k \sqrt{L_1 L_2} \tag{A1.7}$$

El coeficiente de acoplamiento, k , es adimensional y puede valer entre 0 y 1.

Esquemas equivalentes de dos bobinas acopladas

Las relaciones tensión-corriente de dos bobinas acopladas (Ec. A1.6) se pueden representar mediante el esquema eléctrico de la figura A1.2a.

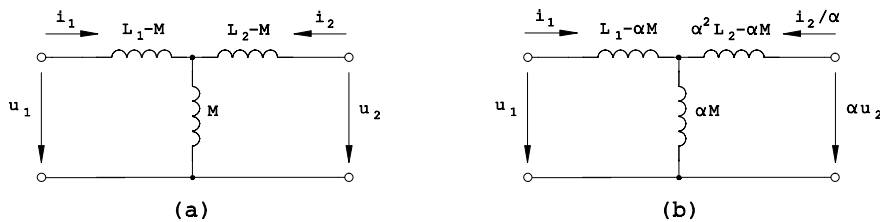


Fig. A1.2 Circuitos eléctricos que cumplen las ecuaciones de dos bobinas acopladas

Este esquema eléctrico está formado por tres bobinas, y por lo tanto se podría construir físicamente. Pero no siempre será posible hacerlo, ya que si $L_1 < M$ o si $L_2 < M$ habrá una bobina con coeficiente de inducción negativo.

Estudiemos esta posibilidad multiplicando la ecuación de la bobina 2 por un coeficiente α :

$$\begin{aligned} u_1 &= L_1 \frac{di_1}{dt} + \alpha M \frac{d(i_2/\alpha)}{dt} \\ \alpha u_2 &= \alpha M \frac{di_1}{dt} + \alpha^2 L_2 \frac{d(i_2/\alpha)}{dt} \end{aligned} \quad (\text{A1.8})$$

Como el coeficiente que acompaña a di_1/dt en la segunda ecuación es αM , para poder representar estas ecuaciones con un circuito eléctrico se necesita αM en la primera ecuación. Esto obliga a que la corriente sea i_2/α . Estas ecuaciones están representadas en el circuito de la figura A1.2b, el cual será realizable físicamente cuando α cumpla

$$\begin{aligned} L_1 &\geq \alpha M \\ \alpha^2 L_2 &\geq \alpha M \end{aligned} \quad (\text{A1.9})$$

Como caso particular se puede elegir un valor de α que elimine una de las tres bobinas. Por ejemplo, si se cumple

$$\alpha^2 L_2 = \alpha M \quad (\text{A1.10})$$

se tiene un circuito donde el efecto de los flujos de dispersión de ambos devanados está concentrado en una inductancia situada en el lado del devanado 1 (Fig. A1.3a) y de valor

$$L_1 - \alpha M = L_1 - \frac{M}{L_2} M = L_1 - \frac{k^2 L_1 L_2}{L_2} = L_1 (1 - k^2) \quad (\text{A1.11})$$

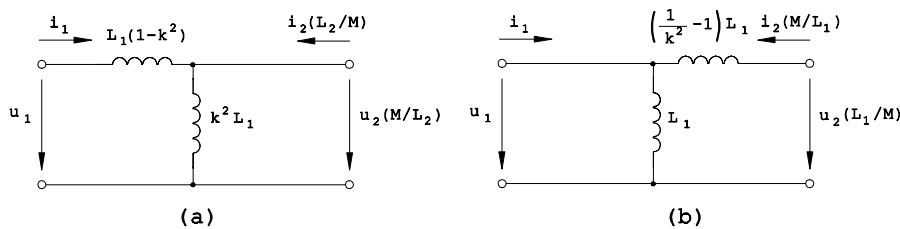


Fig. A1.3 Esquemas de dos bobinas acopladas con el efecto del flujo de dispersión concentrado: (a) en el devanado 1, y (b) en el devanado 2

Y si se cumple

$$L_1 = \alpha M \tag{A1.12}$$

se tendrá todo el flujo de dispersión representado en una bobina situada en el lado del devanado 2 (Fig. A1.3b), y de valor

$$\alpha^2 L_2 - \alpha M = \left(\frac{L_1}{M} \right)^2 L_2 - \frac{L_1}{M} M = \frac{L_1^2 L_2}{k^2 L_1 L_2} = L_1 \left(\frac{1}{k^2} - 1 \right) \tag{A1.13}$$

Otro caso particular es elegir α igual a la relación entre las espiras de las bobinas (lo que se ha llamado relación de transformación en el transformador):

$$\alpha = r_t = \frac{N_1}{N_2} \tag{A1.14}$$

Se llega a un esquema (Fig. A1.4) donde las variables de entrada del segundo devanado son $(u_2 r_t)$ e (i_2/r_t) . Por ello, se trata de un esquema reducido al primario, como el de la figura 4.6, pero considerando nula la resistencia de los devanados ($R_1 = R_2' = 0$). Como las tres bobinas han de ser idénticas, calculando sus valores obtendremos las relaciones entre parámetros:

$$\begin{aligned} L_1 - \alpha M &= L_1 - \frac{N_1}{N_2} M = L_{d1} \\ \alpha^2 L_2 - \alpha M &= r_t^2 \left(L_2 - \frac{N_2}{N_1} M \right) = r_t^2 L_{d2} = L_{d2}' \\ \alpha M &= \frac{N_1}{N_2} M = M_{\mu}' \end{aligned} \tag{A1.15}$$

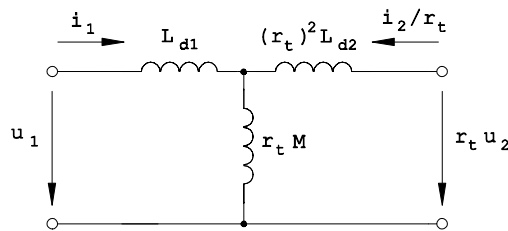


Fig. A1.4 Esquema de dos bobinas acopladas o esquema equivalente de transformador reducido al primario

Otra forma de encontrar las relaciones entre los parámetros de dos bobinas acopladas y los de un transformador monofásico

Deseamos conocer el valor de L_1 , L_2 y M en función de los parámetros que se utilizan en los transformadores.

Para estudiar el circuito magnético de la figura A1.1 se utiliza el símil eléctrico del mismo, que está representado en la figura A1.5:

$$\mathcal{F}_{mm} = Ni \rightarrow E, \quad \phi \rightarrow I, \quad \mathfrak{R}_m \rightarrow R \quad (\text{A1.16})$$

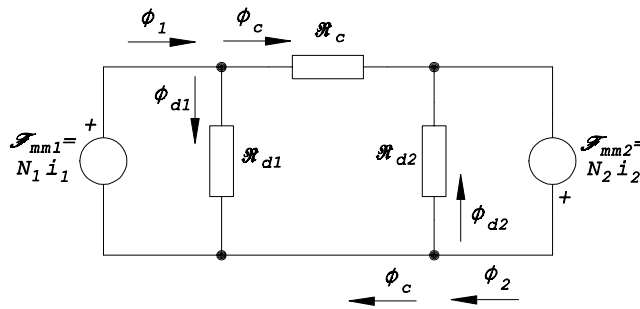


Fig. A1.5 Símil eléctrico del circuito magnético de dos bobinas acopladas

Las ecuaciones que resultan del circuito son:

$$\begin{aligned} \mathcal{F}_{mm1} &= N_1 i_1 = \mathfrak{R}_{d1} \phi_{d1} \\ \mathcal{F}_{mm2} &= N_2 i_2 = \mathfrak{R}_{d2} \phi_{d2} \\ \mathcal{F}_{mm1} + \mathcal{F}_{mm2} &= N_1 i_1 + N_2 i_2 = \mathfrak{R}_c \phi_c \\ \phi_1 &= \phi_{d1} + \phi_c \\ \phi_2 &= \phi_{d2} + \phi_c \end{aligned} \quad (\text{A1.17})$$

por lo que los flujos totales concatenados por las bobinas son:

$$\begin{aligned} \psi_1 &= N_1 \phi_1 = N_1 (\phi_{d1} + \phi_c) = N_1 \left(\frac{\mathcal{F}_{mm1}}{\mathfrak{R}_{d1}} + \frac{\mathcal{F}_{mm1} + \mathcal{F}_{mm2}}{\mathfrak{R}_c} \right) = \\ &= \left(\frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_{d1}} + \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_c} \right) i_1 + \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_c} i_2 = L_1 i_1 + M i_2 \end{aligned} \quad (\text{A1.18})$$

$$\begin{aligned}\psi_2 &= N_2 \phi_2 = N_2 (\phi_c + \phi_{d2}) = N_2 \left(\frac{\mathcal{F}_{mm1} + \mathcal{F}_{mm2}}{\mathfrak{R}_c} + \frac{\mathcal{F}_{mn2}}{\mathfrak{R}_{d2}} \right) = \\ &= \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_c} i_1 + \left(\frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_{d2}} + \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_c} \right) i_2 = M i_1 + L_2 i_2\end{aligned}\quad (\text{A1.19})$$

Entonces:

$$L_1 = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_{d1}} + \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_c}, \quad L_2 = \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_{d2}} + \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_c}, \quad M = \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_c}\quad (\text{A1.20})$$

y como \mathfrak{R}_{d1} y \mathfrak{R}_{d2} corresponden a los flujos de dispersión, entonces:

$$L_1 = L_{d1} + \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_c}, \quad L_2 = L_{d2} + \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_c}, \quad M = \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_c}\quad (\text{A1.21})$$

También se puede eliminar \mathfrak{R}_c poniendo L_1 y L_2 en función de M :

$$L_1 = L_{d1} + M \frac{N_1}{N_2}, \quad L_2 = L_{d2} + M \frac{N_2}{N_1}, \quad M = \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_c}\quad (\text{A1.22})$$

Y como la inductancia de magnetización del transformador referida al primario, M_μ' , se ha definido en la ecuación 4.25 como:

$$M_\mu' = M \frac{N_1}{N_2}\quad (\text{A1.23})$$

con las ecuaciones A1.22 y A1.23 se tienen las relaciones entre los parámetros de las bobinas acopladas y los del transformador.

Despejando M de las expresiones de L_1 y L_2 , y multiplicándolos:

$$M^2 = (L_1 - L_{d1})(L_2 - L_{d2}) = k L_1 L_2 \quad 1 \geq k \geq 0\quad (\text{A1.24})$$

se obtiene el coeficiente de acoplamiento k . En esta expresión se puede observar que si $k=0$ no existe acoplamiento (sólo hay flujos de dispersión), son dos bobinas que no están acopladas. Si $k=1$, el acoplamiento es perfecto (no hay flujos de dispersión).

¿Bobinas acopladas o transformador?

Como ya se ha comentado en repetidas ocasiones bobinas acopladas y transformadores son iguales. Se puede hacer una aclaración: los transformadores son bobinas acopladas con coeficientes de acoplamiento altos, para que la corriente de magnetización no sea muy elevada, mientras que unas bobinas acopladas pueden tener en general cualquier coeficiente de acoplamiento.

¿Por qué en el transformador se trabaja con N_1 y N_2 en lugar de L_1 , L_2 y M como en las bobinas acopladas?

El medio magnético del transformador ideal tiene permeabilidad infinita, luego la reluctancia magnética del circuito del hierro, \mathfrak{R}_c , es nula. Por ello, *no será necesaria corriente alguna para que haya flujo en el núcleo* (Fig. 4.5c). Esto significa que las inductancias propias y mutua de las bobinas acopladas son infinitas ya que:

$$L_1 = L_{d1} + \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_c} = \infty \quad , \quad L_2 = L_{d2} + \frac{N_2^2}{\mathfrak{R}_c} = \infty \quad , \quad M = \frac{N_1 N_2}{\mathfrak{R}_c} = \infty \quad (\text{A1.25})$$

Al ser infinitas, en el transformador ideal no se trabaja con ellas, como en el caso de las bobinas acopladas normales, sino con los números de espiras de cada bobina (N_1 y N_2).

Anexo 2 Estudio transitorio de un circuito con transformadores ideales

El transformador ideal no almacena ni devuelve energía, al contrario de lo que ocurre en condensadores y bobinas. Por ello, la corriente de ambos devanados puede variar bruscamente sin provocar deltas de Dirac en la tensión (a pesar de que sean dos bobinas).

La corriente de una resistencia puede variar bruscamente, pero no en una bobina, ya que un salto en la intensidad

$$u = L \frac{di}{dt} \quad (\text{A2.1})$$

provocará un pico de tensión de valor infinito (delta de Dirac). Lo mismo sucede si se varía bruscamente la tensión de un condensador: se produce una delta de Dirac en la corriente.

Si se ha de analizar el régimen transitorio de un circuito que tenga transformadores ideales, éstos no alteran el orden de la ecuación característica (a pesar de que sean dos bobinas) y, por lo tanto, se puede prescindir de ellos si se desea.

La siguiente figura muestra ejemplos de circuitos que son equivalentes a efectos de calcular su régimen transitorio.

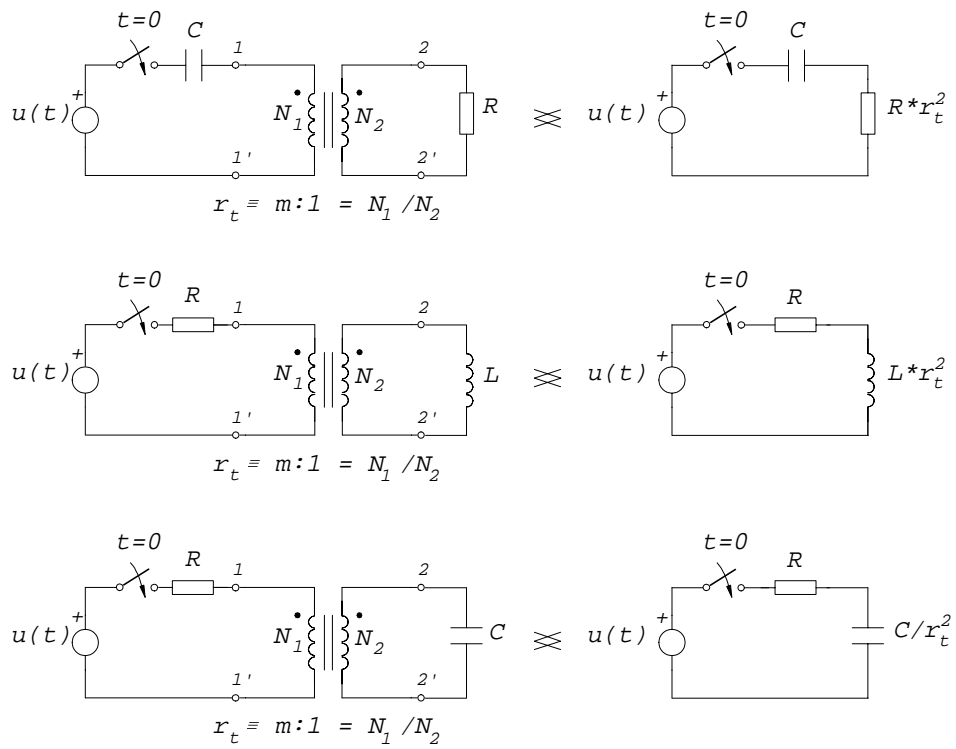


Fig. A2.1 Régimen transitorio en circuitos con transformadores ideales

Anexo 3 Comportamiento no lineal del transformador

El funcionamiento no lineal del transformador se debe a que el núcleo tiene una característica $B-H$ no lineal. Cuando se trabaja en la zona no lineal, se dice que el núcleo está saturado.

El transformador de potencia suele trabajar en el codo de la curva de saturación, lo que hace que absorba armónicos de corriente cuando se alimenta con tensión senoidal.

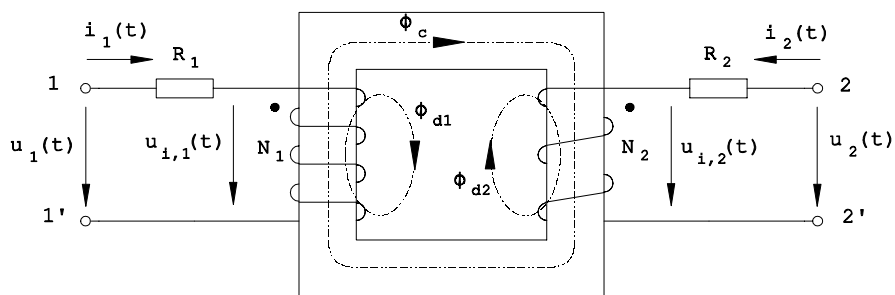


Fig. A3.1 Transformador monofásico

Las ecuaciones tensión-corriente del transformador de la figura A3.1 son:

$$\begin{aligned}
 u_1 &= R_1 i_1 + u_{i,1} = R_1 i_1 + L_{d1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi_c}{dt} \\
 u_2 &= R_2 i_2 + u_{i,2} = R_2 i_2 + L_{d2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\phi_c}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{A3.1}$$

Supongamos primero el transformador en vacío ($i_2 = 0$) alimentado por una tensión senoidal pura. El primario consumirá una corriente $i_1 = i_\mu'$. Como R_1 y L_{d1} son muy pequeñas y la corriente i_μ' también, se puede despreciar la caída de tensión en las mismas:

$$u_1(t) = R_1 i_\mu' + L_{dl} \frac{di_\mu'}{dt} + N_1 \frac{d\phi_c}{dt} \approx N_1 \frac{d\phi_c}{dt} \quad (\text{A3.2})$$

$$u_2(t) = N_2 \frac{d\phi_c}{dt}$$

La primera ecuación indica que el flujo ϕ_c será de forma tal que su derivada sea igual a la tensión. Si la tensión es senoidal pura, el flujo también lo será (retrasado 90°). La segunda ecuación indica que si el flujo es senoidal, la tensión del secundario también lo será. Entonces, independientemente de estar o no trabajando en la zona lineal del núcleo, al alimentar el transformador con tensión senoidal, *el flujo en el núcleo y la tensión inducida en el secundario son senoidales* (siempre que R_1 , L_{dl} e i_μ' sean pequeños, que es lo que normalmente sucede).

Observando la característica no lineal del núcleo, para conseguir un flujo senoidal la corriente debe tener la forma característica en campana de la figura A3.2b. Si se considera el efecto del ciclo de histéresis, la campana deja de ser perfectamente simétrica respecto al eje vertical. Se ha de observar que el flujo y la corriente están desfasados 90° con respecto a la tensión.

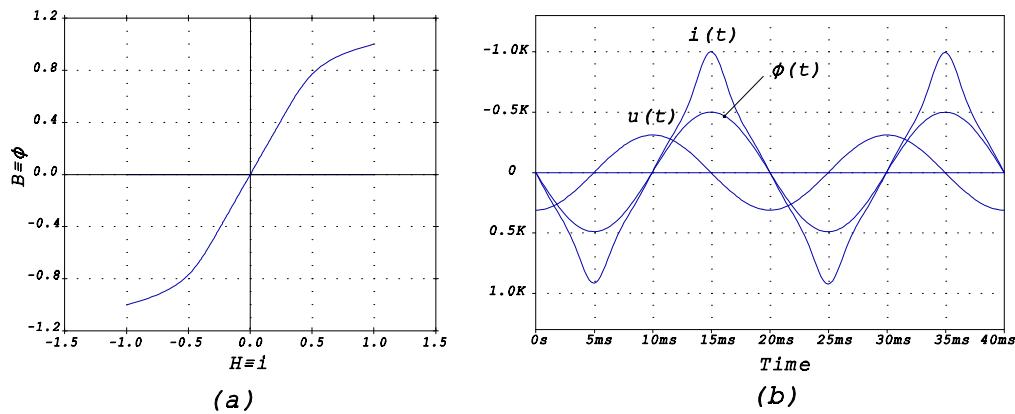


Fig. A3.2 (a) Característica B-H no lineal, y (b) corriente i_μ' necesaria para la creación de un flujo senoidal

Ahora supóngase que el secundario no está abierto, sino que tiene conectado alguna carga lineal (R , L o C lineales), por lo que puede circular una intensidad i_2 en sentido contrario al dibujado en la figura A4.1, es decir, $-i_2$. Si la carga es lineal, como la tensión u_2 es senoidal, la intensidad $-i_2$ también lo será.

Si circula una intensidad $-i_2$ por el secundario, creará una fuerza magnetomotriz de valor $(-N_2 i_2)$, que tiene que ser compensada por un incremento en la intensidad del primario, es decir:

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{F}_{antigua} &= N_1 i_{\mu}' \\ \mathcal{F}_{nueva} &= N_1 i_1 - N_2 i_2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow N_1 i_{\mu}' = N_1 i_1 - N_2 i_2 \quad (\text{A3.3})$$

Es lógico que la fuerza magnetomotriz se conserve aproximadamente, ya que si aumentara, aumentaría el flujo, y aumentaría la tensión inducida en cada bobina, pero u_{i_1} no puede ser, por ejemplo, mayor que u_1 , sino que tiene que tener un valor tal que cumpla la ecuación A3.1.

Si el incremento de i_1 es tal que compense la fuerza magnetomotriz de $-i_2$, como $-i_2$ es senoidal, el incremento de i_1 también lo será. Es decir, que i_1 tendrá una parte senoidal pura (de valor bastante elevado) y una parte (pequeña, i_{μ}') con armónicos.

Entonces se puede decir que el flujo se mantendrá aproximadamente constante en el núcleo tanto en vacío como en carga. La puntualización "aproximadamente" se debe a que en carga, como la intensidad i_1 será normalmente mucho mayor que i_{μ}' , habrá una caída de tensión interna más grande (debida a R_1 y a L_{dl}) y el flujo será tal que se cumpla las ecuaciones A3.1, aunque de valor muy parecido al de vacío.

Por otro lado, la parte de i_1 que compensa a $-i_2$ no deformará la tensión en bornes de la bobina (al pasar por R_1 y L_{dl}), ya que es senoidal, mientras que la parte que corresponde a la magnetización (i_{μ}') deformará algo la tensión por su contenido de armónicos, aunque esta deformación sea insignificante, dado que $i_{\mu}' \ll i_1$.

Aquí se ha hecho el análisis considerando tan sólo la corriente magnetizante i_{μ}' , pero en realidad, la corriente de vacío que absorbe el transformador, i_o' , está algo más deformada debido al ciclo de histéresis, i_{Fe}' . En concreto, el contenido de armónicos típico de la corriente de vacío es:

- tercer armónico, con una amplitud entre el 10% y el 60% de la onda fundamental,
- quinto armónico, con una amplitud entre el 0% y el 30% de la onda fundamental,
- séptimo armónico, con una amplitud entre el 0% y el 20% de la onda fundamental.

El resto de armónicos se pueden despreciar por su pequeña amplitud.

Senoide equivalente

Como ya se ha visto, cuando la tensión impuesta al transformador le hace trabajar fuera de la zona lineal de la curva $B-H$, al imponer una tensión senoidal, la respuesta no lineal del transformador consiste en absorber una intensidad de vacío no lineal, es decir, con armónicos. Para la determinación de los parámetros que caracterizan el hierro, al ser el comportamiento no lineal, se recurre a la definición de la senoide equivalente, es decir, se caracteriza el consumo no lineal con un consumo lineal que absorbe la misma intensidad eficaz y la misma potencia activa.

Sea un transformador que, alimentado con una tensión senoidal U , absorbe una intensidad de vacío i_o' con un contenido de armónicos:

$$I'_{o1}, I'_{o3}, I'_{o5}, I'_{o7}, \dots \quad (\text{A3.4})$$

y consume una potencia activa P . Entonces:

$$I'_{eq} = \sqrt{\sum I_k'^2}, \quad P = UI'_{eq} \cos \varphi_{eq} \quad (\text{A3.5})$$

Tomando como referencia de ángulos la tensión U , se obtiene la intensidad equivalente:

$$I'_{eq} = I'_{eq} \angle -\varphi_{eq} \quad (\text{A3.6})$$

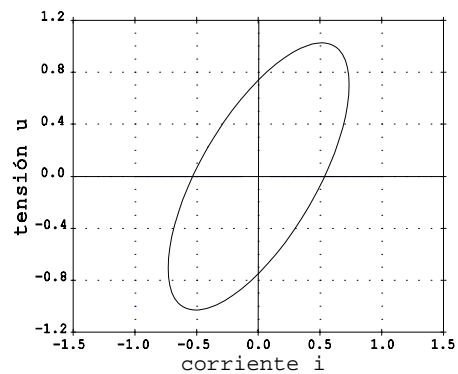
a partir de la cual, se pueden calcular los parámetros del hierro.

$$Y'_o = \frac{I'_{eq}}{U} = \frac{I'_{eq}}{U} \angle -\varphi_{eq} = G'_{Fe} - jB'_\mu \quad (\text{A3.7})$$

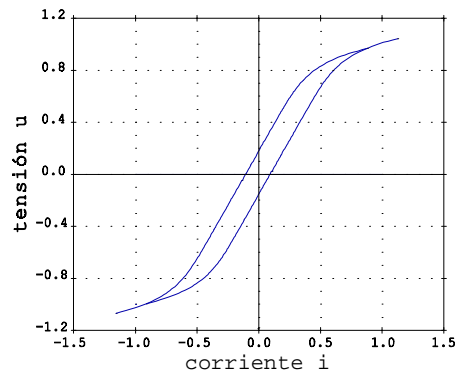
En realidad, el concepto de la senoide equivalente se adopta directamente al realizar el ensayo en vacío, ya que la lectura del amperímetro da el valor eficaz de la intensidad de vacío, es decir, el valor de I'_{eq} . El ángulo φ_{eq} se obtiene de P y de $S = UI'_{eq}$.

Esta forma de trabajar es suficientemente correcta, ya que el grado de saturación depende de la tensión aplicada, y los transformadores trabajan siempre a tensión constante (aproximadamente). Si un transformador trabaja a una tensión distinta a la que se han realizado los ensayos, se ha de volver a caracterizar el hierro (se tienen que volver a calcular G'_{Fe} y B'_μ).

Los componentes G'_{Fe} y B'_μ son lineales, imponiendo una relación tensión-corriente en forma de elipse (la tensión y la corriente serán dos vectores de módulo constante con un desfase constante entre ellos). Esta elipse representa un ciclo de histéresis "lineal". La no linealidad del material es la que deforma la elipse hasta darle la forma característica de la figura A3.3b (en un material no lineal con ciclo de histéresis, la intensidad es un vector de módulo no constante, ya que no es una senoide pura).



(a)



(b)

Fig. A3.3 Característica tensión-corriente de un material con ciclo de histéresis: (a) material lineal, y (b) material no lineal

Anexo 4 Incorporación del índice horario al esquema del transformador trifásico

Añadir el índice horario al esquema de un transformador trifásico supone una complejidad adicional que no es necesaria, ya que se ha explicado cómo calcular sencillamente los desfases reales entre tensiones de primario y secundario. No obstante, algunos autores sí que lo incorporan, motivo por el que aquí también se incluirá.

Se ha de definir un transformador ideal monofásico con relación de transformación compleja.

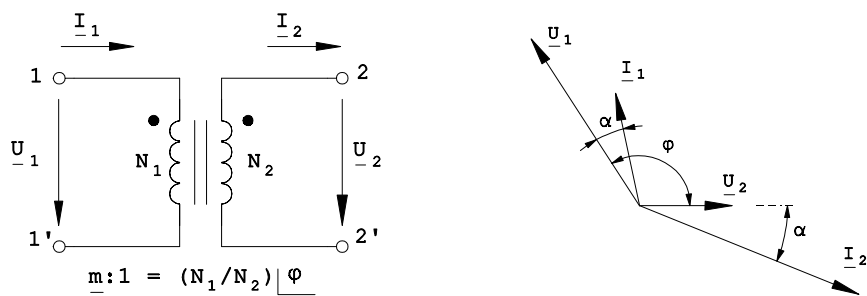


Fig. A4.1 Transformador ideal monofásico con relación de transformación compleja

Este transformador se caracteriza por provocar un desfase φ entre \underline{U}_1 y \underline{U}_2 . Además, no consume potencia activa ni reactiva. Por ello,

$$\left. \begin{array}{l} \text{(Desfase } U_1 - U_2) \\ \text{(Sin consumo de potencia)} \end{array} \right\} \begin{array}{l} \underline{U}_1 = \underline{m} \underline{U}_2 \\ \underline{U}_1 \underline{I}_1^* - \underline{U}_2 \underline{I}_2^* = 0 \end{array} \Rightarrow \underline{I}_1 = \frac{1}{\underline{m}^*} \underline{I}_2 \quad (\text{A4.1})$$

donde \underline{m} es la relación de transformación compleja.

El índice horario se puede añadir al esquema fase-neutro del transformador trifásico o al esquema trifásico. Si se añade al esquema fase-neutro, se utiliza un transformador monofásico ideal de relación de transformación compleja. La relación de transformación compleja debe ser tal que:

- el módulo de la relación de transformación sea la relación de transformación (si es necesaria), y
- el ángulo sea el índice horario.

Un esquema fase-neutro no reducido en T de un transformador trifásico se muestra en la figura A4.2. Este esquema es análogo al de la figura 6.2. La relación de transformación compleja tiene de módulo la relación de transformación del transformador trifásico (normalmente diferente de 1) y de ángulo su índice horario.

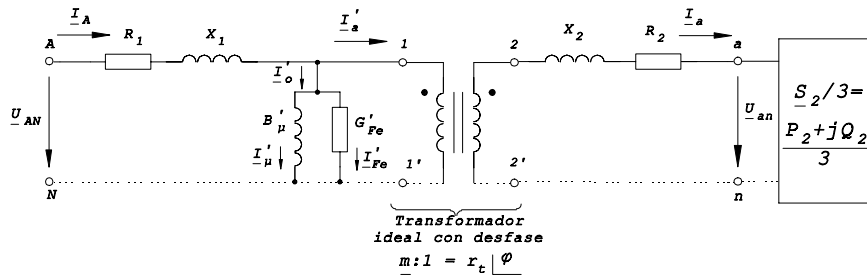


Fig. A4.2 Esquema fase-neutro en T no reducido de un transformador trifásico que incluye el índice horario

Si el transformador hubiera sido un Dyn5 de relación de transformación 11000/400 V,

$$m = 11000/400 \angle 5\pi/6 \tag{A4.2}$$

Si el transformador trifásico se reduce (como se hizo en el capítulo 9 con el monofásico), el transformador ideal pasa a ser de relación de transformación compleja unitaria (de módulo la unidad), y resulta el de la figura A4.3.

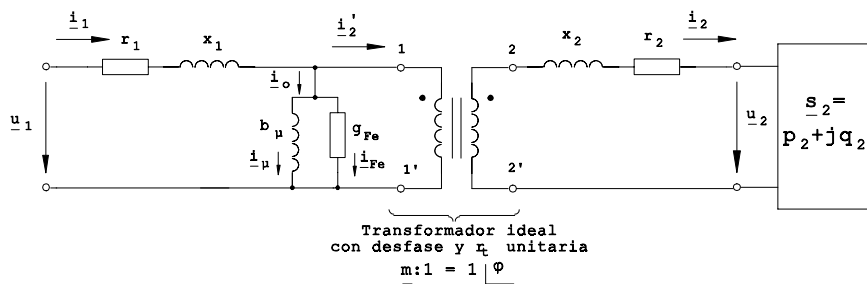


Fig. A4.3 Esquema en T reducido a p.u. de un transformador trifásico que incluye el índice horario

Al igual que en el capítulo 9, se puede pasar a un esquema en L. Como la relación de transformación compleja tiene de módulo la unidad, las impedancias pueden estar a un lado u otro del transformador ideal, y resultan los esquemas en L de las figuras A4.4 y A4.5, que son los esquemas que se utilizan en la práctica.

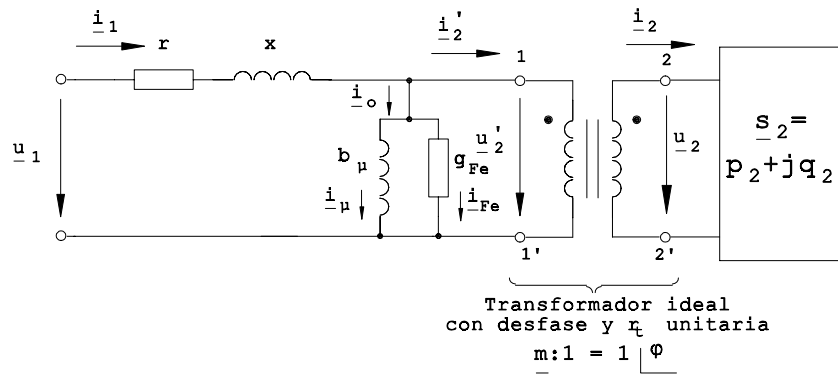


Fig. A4.4 Esquema en L reducido a p.u. de un transformador trifásico que incluye el índice horario (transformador ideal con desfase horario situado entre secundario y carga)

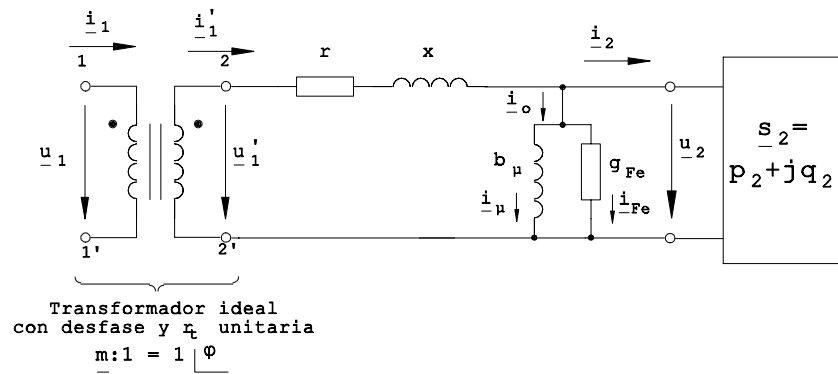


Fig. A4.5 Esquema en L reducido a p.u. de un transformador trifásico que incluye el índice horario (transformador ideal con desfase horario situado entre alimentación y primario)