

INTEGRACIÓN MAGNÉTICA EN CONVERTIDORES ESTÁTICOS

Hernán Emilio Tacca
htacca@fi.uba.ar

LABCATYP, Depto. de Electrónica, Facultad de Ingeniería, Universidad de Buenos Aires

Resumen : Se presenta un método de modelación de circuitos magnéticos que permite integrar en un único núcleo de múltiples ramas, varios componentes magnéticos. De esta manera, el volumen y el peso de los componentes magnéticos se ve reducido ya que tanto algunos bobinados como segmentos del núcleo resultan compartidos en su utilización, siendo así mejor aprovechados. Las dos formas básicas de integrar magnéticamente componentes son descriptas e ilustradas mediante ejemplos de aplicación a convertidores de estructuras muy divulgadas para el control de potencia.

Palabras clave : convertidores eléctricos estáticos, componentes magnéticos, integración magnética.

Abstract : This work introduces a method to model magnetic circuits, allowing magnetic integration of multiple components into a single core with multiple legs. By this way, the magnetic component volume and weight are reduced because several coils and core legs may be shared by more than one component. Two alternative procedures are proposed to do magnetic integration and they are explained through application examples using widely known converter topologies.

1. INTRODUCCIÓN

Existen dos alternativas no excluyentes para reducir el peso y el volumen de los componentes magnéticos utilizados en los convertidores estáticos de energía eléctrica :

Una primera consiste en incrementar la frecuencia de conmutación para reducir el tamaño de cada componente.

Otra , es integrar en un único núcleo varios componentes. Lo cual permite , a veces, aprovechar un mismo bobinado como parte de componentes distintos, o bien , servirse de elementos parásitos como componentes o fracción de ellos.

Para comprender los principios de la integración magnética, se estudiará primero la modelización de circuitos magnéticos utilizando analogías eléctricas.

El método de modelación se introducirá analizando el caso típico de un circuito magnético de tres mallas (núcleo con shunt magnético).

2. NÚCLEOS CON SHUNT MAGNÉTICO. CIRCUITOS EQUIVALENTES [1][5][7]

2.1 Analogía de reluctancias

En un circuito magnético, el flujo y la fuerza magnetomotriz se relacionan mediante la ley de Hopkinson [1], que se expresa por : $\Phi = f.m.m./\mathfrak{R}$

donde, Φ es el flujo magnético.

$f.m.m.$ es la fuerza magnetomotriz, $f.m.m. = NI$.

\mathfrak{R} es la reluctancia, $\mathfrak{R} = l_m / \mu_o \mu_r S_m$, siendo l_m la longitud del circuito magnético, S_m la sección del núcleo, μ_o la permeabilidad del vacío y μ_r la permeabilidad relativa del material ferromagnético.

En la fig. 1 se muestra un circuito magnético de 3 mallas con bobinados en las columnas del núcleo.

Los puntos de fase homóloga pueden determinarse fácilmente utilizando la "regla de la mano derecha" conjuntamente con los criterios siguientes [7] :

1) Las tensiones inducidas en dos bobinados debido a variaciones del flujo mutuo (flujo concatenado por ambos bobinados) tendrán la misma fase en los terminales marcados como de fase homóloga.

2) Corrientes entrantes a los puntos de fase homóloga (definidas positivas) generan $f.m.m.$ aditivas con igual signo y el flujo mutuo se refuerza.

3) Si un bobinado está abierto y las corrientes entrantes por los terminales marcados como de fase homóloga tienen derivada positiva, la tensión inducida en el bobinado abierto será positiva en el terminal marcado.

Nótese que existiendo más de una malla, las referencias de fase entre bobinados no son únicas y los puntos de fase homólogos deben ser marcados fijando un bobinado como referencia.

En la fig. 1 se encierra con una circunferencia la marca de fase del bobinado tomado como referencia (así, por ejemplo, el círculo lleno corresponde a las fases de los arrollamientos referidas al bobinado 1).

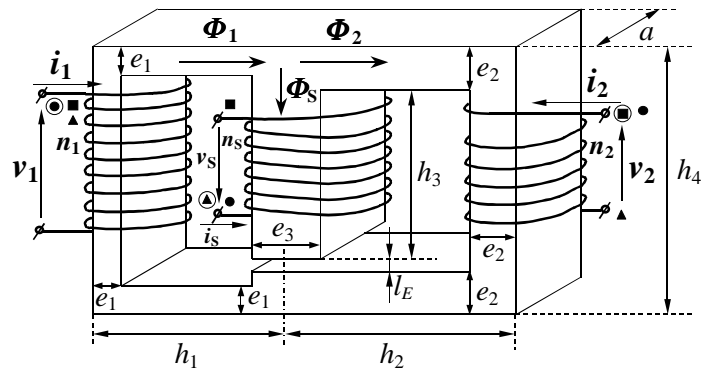


Fig. 1 : Núcleo con derivación de flujo magnético.

Para resolver el circuito magnético las corrientes y los flujos en las figuras pueden ser inicialmente asignados con sentido arbitrario. Luego al plantear las ecuaciones de mallas y de nodos deberá tenerse en cuenta el signo de las $f.m.m.$ utilizando la regla de la mano derecha y el sentido de circulación adoptado como positivo para el flujo (por ejemplo, el sentido de las agujas del reloj). Así, si en una rama del núcleo el bobinado allí alojado aporta una $f.m.m.$ generando circulación de flujo en sentido positivo, dicha $f.m.m.$ se adiciona con signo positivo.

Adviértase, sin embargo, que una corriente entrante por el terminal opuesto al que de acuerdo a regla de la mano derecha produciría un flujo circulante con sentido de circulación negativo

, contribuirá con una *f.m.m.* positiva.

Para evitar confusiones es aconsejable sistematizar el procedimiento, lo que puede hacerse de diversas maneras. Por ejemplo, puede procederse según la secuencia siguiente:

- 1) Numerar las mallas de 1 a *n*.
- 2) Adoptar en la malla 1 un bobinado como *primario* para servir de referencia.
- 3) Adoptar un sentido de circulación como positivo, por ejemplo, el de las agujas del reloj.
- 4) En la malla 1 representar el flujo en la rama del núcleo donde esté alojado el bobinado adoptado como primario, asignándole el sentido que coincida con el sentido de circulación positivo para la malla 1.
- 5) Marcar el punto de fase de manera tal que de acuerdo con la regla de la mano derecha una corriente entrante por el terminal marcado genere un flujo con el sentido antes asignado.
- 6) Sucesivamente tomar cada uno de los restantes arrollamientos y considerando la malla que permite circulación de flujo con el bobinado primario, dibujar el flujo en cada rama con sentido tal que la circulación sea positiva. Inmediatamente, aplicando la regla de la mano derecha, marcar el punto de fase de forma tal que una corriente entrante por el mismo produzca flujo con el sentido previamente determinado. Finalizado este procedimiento, se tendrán enfasados todos los arrollamientos con respecto al primario elegido.
- 7) Finalmente, aplicando las reglas de determinación de fases homólogas pueden hallarse las otras referencias de fases de los bobinados entre sí. Aunque esto último, en primera instancia, no es imprescindible para resolver el circuito magnético.

De acuerdo con la ley de Hopkinson, el circuito magnético de la fig. 1 puede modelarse con el circuito análogo de la fig. 2, donde :

$$\mathfrak{R}_A = l_A / \mu_o \mu_r S_{mA} \quad (1.a)$$

$$\mathfrak{R}_B = l_B / \mu_o \mu_r S_{mB} \quad (1.b)$$

$$\mathfrak{R}_S = \frac{l_E}{\mu_o S_{mS}} + \frac{l_S}{\mu_o \mu_r S_{mS}} = \frac{l_E}{\mu_o S_{mS}} \left(1 + \frac{l_S}{\mu_r l_E} \right) \quad (1.c)$$

siendo, la longitud de los trayectos magnéticos recorridos por Φ_1 , Φ_2 , Φ_S y sus respectivas secciones :

$$\Phi_1 : l_A = 2 \left(h_1 - \frac{e_1}{2} \right) + (h_4 - e_1) ; S_{mA} = e_1 \cdot a$$

$$\Phi_2 : l_B = 2 \left(h_2 - \frac{e_2}{2} \right) + (h_4 - e_2) ; S_{mB} = e_2 \cdot a$$

$$\Phi_S : l_S = h_3 + e_2 ; S_{mS} = e_3 \cdot a$$

Planteando las ecuaciones de malla y de nodo :

$$\Phi_1 \mathfrak{R}_A + \Phi_S \mathfrak{R}_S = n_1 i_1 + n_S i_S \quad (2.a)$$

$$-\Phi_S \mathfrak{R}_S + \Phi_2 \mathfrak{R}_B = +n_2 i_2 - n_S i_S \quad (2.b)$$

$$+\Phi_1 - \Phi_2 - \Phi_S = 0 \quad (2.c)$$

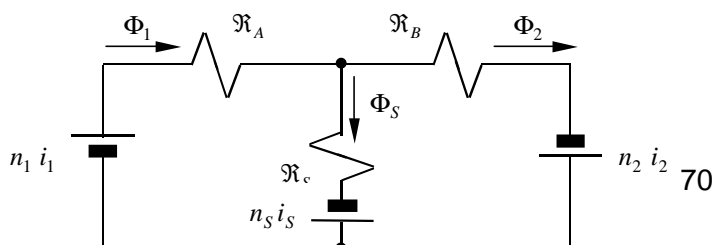


Fig. 2 : Modelo circuital en la analogía de reluctancias.

Sustituyendo $\Phi_S = \Phi_1 - \Phi_2$ de la ecuación 2.c en las expresiones 2.a y 2.b, se obtiene en forma matricial :

$$\begin{pmatrix} (\mathfrak{R}_A + \mathfrak{R}_S) & -\mathfrak{R}_S \\ \mathfrak{R}_S & -(\mathfrak{R}_B + \mathfrak{R}_S) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} n_1 i_1 + n_S i_S \\ -n_2 i_2 + n_S i_S \end{pmatrix} \quad (3)$$

Utilizando la matriz inversa se despeja :

$$\begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} (\mathfrak{R}_B + \mathfrak{R}_S) & -\mathfrak{R}_S \\ \mathfrak{R}_S & -(\mathfrak{R}_A + \mathfrak{R}_S) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_1 i_1 + n_S i_S \\ -n_2 i_2 + n_S i_S \end{pmatrix} \quad (4)$$

donde : $\Delta = \mathfrak{R}_A \mathfrak{R}_B + \mathfrak{R}_A \mathfrak{R}_S + \mathfrak{R}_B \mathfrak{R}_S$

2.2 Analogía de permeancias [7]

Se define la permeancia *Y* como : $Y = 1/\mathfrak{R}$.

Respetando las relaciones establecidas por el sistema 4, es posible establecer una analogía de permeancias, donde el flujo es la magnitud análoga de la tensión y la fuerza magnetomotriz es análoga de la corriente. El circuito equivalente utilizando esta analogía se muestra en la fig. 3, allí se constata que los elementos análogos de las resistencias son las permeancias.

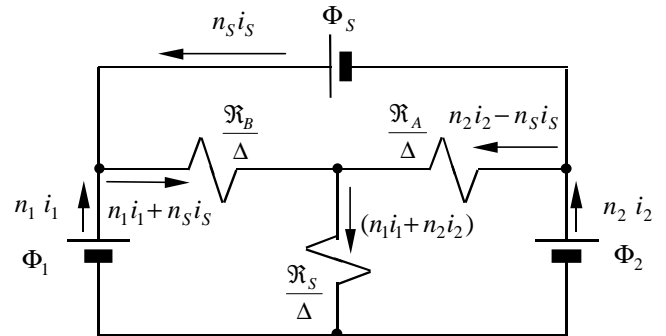


Fig. 3 : Modelo circuital equivalente T en la analogía de permeancias.

Derivando miembro a miembro el sistema 4 se tiene :

$$\begin{pmatrix} d\Phi_1/dt \\ d\Phi_2/dt \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} (\mathfrak{R}_B + \mathfrak{R}_S) & -\mathfrak{R}_S \\ \mathfrak{R}_S & -(\mathfrak{R}_A + \mathfrak{R}_S) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_1 \frac{di_1}{dt} + n_S \frac{di_S}{dt} \\ -n_2 \frac{di_2}{dt} + n_S \frac{di_S}{dt} \end{pmatrix} \quad (5)$$

Del sistema anterior, se deduce :

$$\frac{d\Phi_1}{dt} = \frac{v_1}{n_1} = \frac{\mathfrak{R}_B + \mathfrak{R}_S}{\Delta} n_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{\mathfrak{R}_S}{\Delta} n_2 \frac{di_2}{dt} + \frac{\mathfrak{R}_B}{\Delta} n_S \frac{di_S}{dt} \quad (6.a)$$

$$\frac{d\Phi_2}{dt} = \frac{v_2}{n_2} = \frac{\mathfrak{R}_S}{\Delta} n_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{\mathfrak{R}_A + \mathfrak{R}_S}{\Delta} n_2 \frac{di_2}{dt} - \frac{\mathfrak{R}_A}{\Delta} n_S \frac{di_S}{dt} \quad (6.b)$$

Multiplicando miembro a miembro ambas expresiones 6.a y 6.b, por n_1 se obtiene :

$$v_1 = \left(\frac{\mathfrak{R}_B + \mathfrak{R}_S}{\Delta} n_1^2 \right) \frac{di_1}{dt} + \left(\frac{\mathfrak{R}_S}{\Delta} n_2 n_1 \right) \frac{di_2}{dt} + \left(\frac{\mathfrak{R}_B}{\Delta} n_S n_1 \right) \frac{di_S}{dt} \quad (7.a)$$

$$\frac{n_1}{n_2} v_2 = \left(\frac{\mathfrak{R}_S}{\Delta} n_1^2 \right) \frac{di_1}{dt} + \left(\frac{\mathfrak{R}_A + \mathfrak{R}_S}{\Delta} n_2 n_1 \right) \frac{di_2}{dt} - \left(\frac{\mathfrak{R}_A}{\Delta} n_S n_1 \right) \frac{di_S}{dt} \quad (7.b)$$

Reordenando las expresiones precedentes :

$$v_1 = \left(\frac{\mathfrak{R}_S}{\Delta} n_1^2 \right) \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} \right) + \left(\frac{\mathfrak{R}_B}{\Delta} n_1^2 \right) \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{n_S}{n_1} \frac{di_S}{dt} \right) \quad (8.a)$$

$$\frac{n_1}{n_2} v_2 = \left(\frac{\mathfrak{R}_S}{\Delta} n_1^2 \right) \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} \right) + \left(\frac{\mathfrak{R}_A}{\Delta} n_1^2 \right) \left(\frac{n_2}{n_1} \frac{di_2}{dt} - \frac{n_S}{n_1} \frac{di_S}{dt} \right) \quad (8.b)$$

Definiendo :

$$L_m \Big|_1 = \frac{\mathfrak{R}_S n_1^2}{\Delta} \quad : \text{ inductancia de magnetización referida al primario } n_1$$

$$L_{f1} = \frac{\mathfrak{R}_B}{\Delta} n_1^2 \quad : \text{ inductancia de fugas del primario}$$

$$L_{f2} = \frac{\mathfrak{R}_A}{\Delta} n_2^2 \quad : \text{ inductancia de fugas del secundario } n_2$$

$$L_{f2} \Big|_1 = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 L_{f2} = \frac{\mathfrak{R}_A}{\Delta} n_1^2 \quad : \text{ inductancia de fugas del secundario referida al primario}$$

$$v_2 \Big|_1 = \frac{n_1}{n_2} v_2 \quad : \text{ tensión del secundario referida al primario}$$

$$i_2 \Big|_1 = \frac{n_2}{n_1} i_2 \quad : \text{ corriente del secundario referida al primario}$$

$$v_S \Big|_1 = \frac{n_1}{n_S} v_S \quad : \text{ tensión del bobinado sobre el shunt magnético referida al primario}$$

$$i_S \Big|_1 = \frac{n_S}{n_1} i_S \quad : \text{ corriente del bobinado sobre el shunt magnético referida al primario}$$

Sustituyendo las definiciones anteriores , las expresiones 8.a y 8.b quedan :

$$v_1 = L_m \Big|_1 \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2 \Big|_1}{dt} \right) + L_{f1} \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_S \Big|_1}{dt} \right) \quad (9.a)$$

$$v_2 \Big|_1 = L_m \Big|_1 \left(\frac{di_1}{dt} + \frac{di_2 \Big|_1}{dt} \right) + L_{f2} \Big|_1 \left(\frac{di_2 \Big|_1}{dt} - \frac{di_S \Big|_1}{dt} \right) \quad (9.b)$$

Las ecuaciones 9.a y 9.b corresponden al modelo circuital de la fig. 4 , que contiene la estructura T característica del circuito equivalente de un transformador.

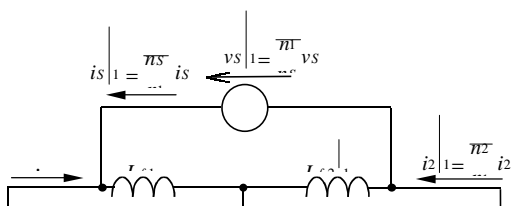


Fig. 4 : Circuito eléctrico equivalente T , referido al primario.

2.3 Obtención directa del circuito eléctrico equivalente a partir de la analogía de permeancias

El circuito de la fig. 4 hubiera podido obtenerse simplemente escalando las magnitudes del circuito equivalente de permeancias, para obtener así , magnitudes eléctricas. O sea, en el circuito de la fig. 3 habría que multiplicar :

- a) Las permeancias por n_1^2 , para obtener inductancias.
- b) Los flujos por n_1 , para poder reemplazarlos por tensiones.
- c) Las fuerzas magnetomotrices por $1/n_1$, para obtener corrientes.

Con este procedimiento más simple, el circuito de la fig. 4 hubiera podido obtenerse en forma directa, por inspección, a partir de la fig. 3 .

NOTA : Si en vez de operar con n_1 , se hubiese optado por n_2 , se habría obtenido el circuito equivalente eléctrico referido al bobinado secundario n_2 .

3. OBTENCIÓN DEL CIRCUITO EQUIVALENTE APLICANDO CRITERIOS DE DUALIDAD

El modelo de permeancias es la analogía dual del modelo de reluctancias, lo que induce a tratar de obtener el circuito equivalente de permeancias directamente a partir del circuito equivalente de reluctancias aplicando dualidad. El circuito dual de la fig. 2 se muestra en la fig. 5 y corresponde a una estructura π , que es la dual de la estructura T. Allí :

$$Y_A = \frac{1}{\mathfrak{R}_A} \quad ; \quad Y_B = \frac{1}{\mathfrak{R}_B} \quad ; \quad Y_S = \frac{1}{\mathfrak{R}_S}$$

Las ecuaciones de este circuito son :

$$n_1 i_1 + n_S i_S = \frac{\Phi_1}{Y_A} + \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{Y_S} \quad (10.a)$$

$$-n_2 i_2 + n_S i_S = -\frac{\Phi_2}{Y_B} + \frac{\Phi_1 - \Phi_2}{Y_S} \quad (10.b)$$

par de ecuaciones que expresado matricialmente concuerda con el sistema 3 .

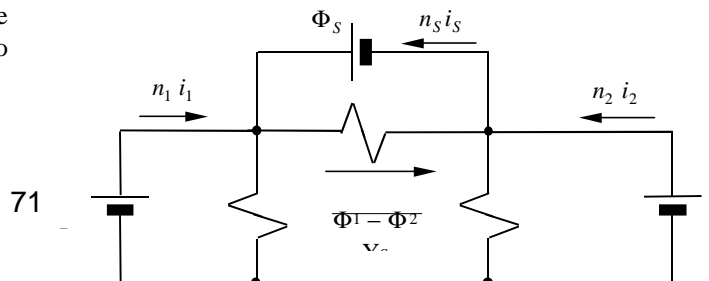


Fig. 5 : Circuito eléctrico equivalente π en la analogía de permeancias (obtenido por aplicación de las reglas de dualidad).

Se ve así, que el circuito eléctrico equivalente π puede obtenerse cambiando escalas en el circuito de la fig. 5, conforme al procedimiento descrito en la sección precedente. El circuito resultante se da en la fig. 6, siendo :

$$L_\epsilon = n_1^2 Y_A = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}_A} \quad (11.a)$$

$$L_\pi = n_1^2 Y_B = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}_B} \quad (11.b)$$

$$L_\mu = n_1^2 Y_S = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}_S} \quad (11.c)$$

Aplicando las reglas de transformación de redes π a T puede verificarse que ambos modelos circuitales son equivalentes y pueden utilizarse indistintamente, según cual sea más conveniente para cada problema.

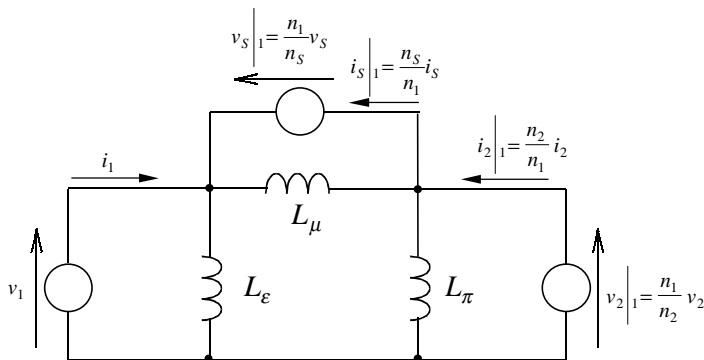


Fig. 6 : Circuito eléctrico equivalente π , obtenido a partir del modelo π de la analogía de permeancias.

4. RESUMEN : PROCEDIMIENTO RÁPIDO

Dado un circuito magnético, para obtener el circuito eléctrico equivalente se debe proceder de la siguiente manera :

- Plantear por inspección el modelo circuital equivalente de reluctancias y calcular las reluctancias componentes, en base a las dimensiones y parámetros físicos correspondientes.
- A partir del modelo circuital precedente, obtener, mediante la aplicación de las reglas de dualidad, el circuito equivalente de permeancias.
- Hacer los cambios de escala citados en la sección 3, para obtener un primer circuito equivalente eléctrico.
- En caso de que la estructura obtenida no sea la más conveniente, aplicar las reglas de transformación de redes eléctricas que correspondan (por ejemplo, para transformación de red Thevenin a Norton, de estructura π a T, de circuito en estrella a triángulo, etc.).

5. FORMAS DE INTEGRACIÓN MAGNÉTICA [6-11]

Existen dos alternativas de aplicación para la integración

magnética, basadas en estrategias diferentes :

a) Una posibilidad es utilizar el circuito eléctrico equivalente, insertándolo en la estructura del convertidor, tratando de aprovechar todos los componentes de ese circuito. En algunos casos, hay elementos parásitos que generan estructuras de conversión parásitas cuya influencia debe ser analizada [6].

b) La otra alternativa es integrar los componentes magnéticos de manera tal que, pese a compartir un mismo núcleo, queden magnéticamente desacoplados. De esta manera, los componentes integrados se conectan simplemente en lugar de los originales, sin implicar modificación alguna en la estructura de conversión.

Generalmente, para desacoplar los componentes sus arrollamientos deben dividirse en dos o más secciones a ser luego interconectadas con la fase apropiada. Esto complica la fabricación del componente magnético integrado resultante.

En la fig. 7 se muestra el principio básico para desacoplar magnéticamente dos bobinados. Asumiendo idénticas reluctancias hacia izquierda y derecha, el flujo debido a la corriente del bobinado 2 deberá distribuirse en partes iguales a través de las ramas izquierda y derecha del bobinado 1. Como éstas secciones tienen la misma cantidad de espiras conectadas en serie los flujos originados por el bobinado 2 generarán tensiones opuestas (que se cancelarán) en ambas secciones del bobinado 1. Por su parte, el flujo originado por la sección izquierda del bobinado 1 debe necesariamente ser tomado por la sección derecha pues las f.m.m. de ambas secciones son iguales y siendo las reluctancias iguales los flujos deberán ser idénticos. En consecuencia, el flujo debido al bobinado 1 no será concatenado por el bobinado 2, no pudiendo inducir allí tensión alguna.

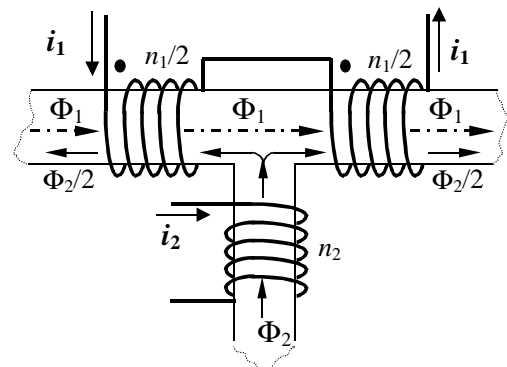


Fig. 7 : Desacoplamiento magnético de bobinados.

Este procedimiento puede ser extendido a más de dos bobinados incrementando la cantidad de ramas en el núcleo y el número de secciones de los bobinados involucrados.

Esta forma de desacoplar bobinados es válida en tanto ninguna de las ramas del circuito magnético involucradas se sature, pues en tal caso, las necesarias suposiciones de igual reluctancia dejarán de ser válidas y algunos bobinados pueden acoplarse magnéticamente entre sí. Esto que, para el caso aquí tratado, debe ser evitado, puede por el contrario, ser de interés en el caso de amplificadores magnéticos [2][3] y de otros reguladores o convertidores con núcleo saturable [12]. En estos casos, por medio de una o más ramas que se saturan mediante arrollamientos de control, puede variarse el grado de acoplamiento entre diferentes bobinados y en consecuencia, modificarse la estructura del circuito magnético.

Para ilustrar las dos alternativas de integración propuestas, ambas se aplicarán sucesivamente a un convertidor forward.

6. CONVERTIDORES FORWARD MAGNÉTICAMENTE INTEGRADOS

6.1 Primer método : Inserción del circuito equivalente [7][13]

La fig. 8.a muestra la disposición de los bobinados en el núcleo y la fig. 8.b da el circuito eléctrico equivalente utilizando el circuito equivalente π directamente obtenido por inspección.

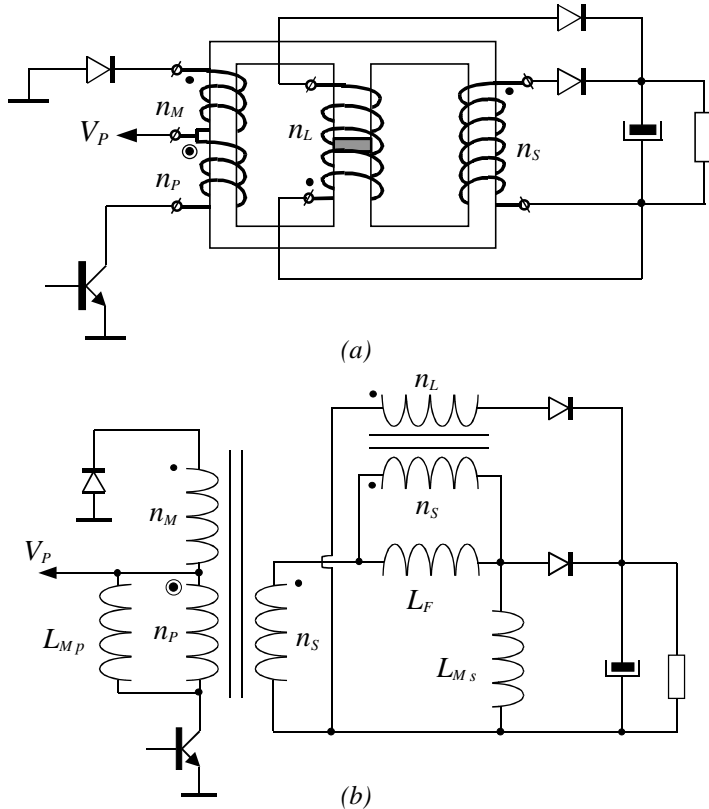


Fig. 8 : Convertidor forward magnéticamente integrado aprovechando el circuito equivalente, (a) detalle del circuito magnético, (b) circuito eléctrico equivalente.

El funcionamiento es similar al del clásico montaje forward aún cuando su estructura circuital no es exactamente la misma.

Durante la conducción del transistor, la energía es transferida hacia la salida a través de la inductancia de alisado, que a su vez almacena energía. Además, se acumula energía en las inductancias de magnetización primaria y secundaria.

Luego del bloqueo del transistor, la energía acumulada en la inductancia de alisado es transferida hacia la carga a través del transformador $n_L : n_S$. Por su parte, la energía acumulada en las inductancias de magnetización es devuelta hacia la fuente primaria a través del transformador principal.

6.2 Segundo método : Desacoplamiento magnético de bobinados

La fig. 9.a muestra la forma de integrar el transformador y el inductor de alisado desacoplándolos magnéticamente.

El inductor está desacoplado de los bobinados ubicados en la malla externa y su polaridad de conexión es indistinta.

Si bien el esquema no difiere del montaje forward clásico (fig. 9.b), nótese la mayor complejidad de realización de los bobinados respecto del caso precedente.

Ambos métodos de integración pueden, en ciertos casos, combinarse. A continuación se dará un ejemplo de ello.

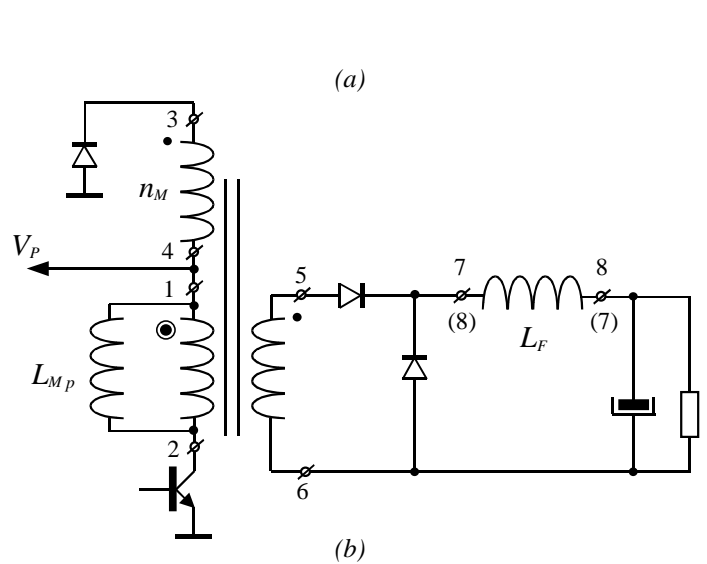


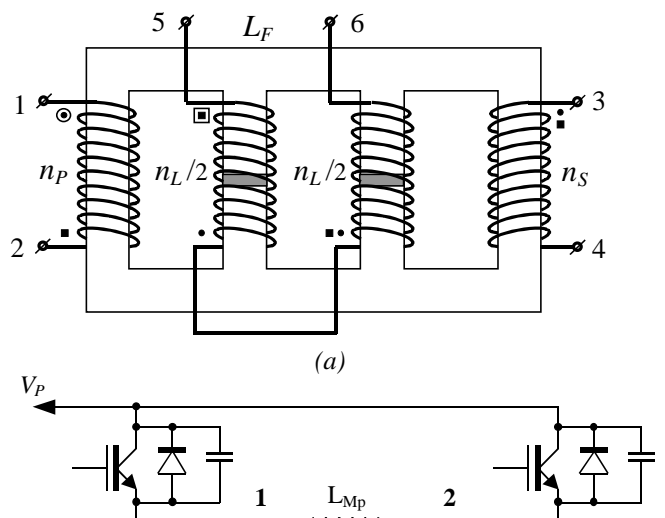
Fig. 9 : Convertidor forward magnéticamente integrado desacoplando bobinados, (a) detalle del circuito magnético, (b) circuito eléctrico equivalente.

7. CONVERTIDOR ZVS EN PUENTE COMPLETO [14]

La fig. 10 muestra un convertidor en puente completo con conmutación por cruce por cero de tensión (Zero Voltage Switched). En este caso, el inductor auxiliar de conmutación L_x se obtiene mediante la introducción del shunt magnético mientras que el inductor de alisado se implementa en las dos columnas centrales, quedando así desacoplado de la malla externa.

El factor de servicio de la tensión de salida se regula variando el desfase de las señales de control de ambos semipuentes.

Durante el bloqueo, efectuado a corriente constante, la corriente es tomada por el correspondiente capacitor de conmutación adoptado de capacidad suficiente para que la tensión entre sus terminales casi no crezca durante el tiempo de bloqueo del transistor involucrado. Al término de la conmutación la corriente circula por diodos de rueda libre. En consecuencia, la puesta en conducción del transistor opuesto (en la misma rama del puente) se hace también con tensión prácticamente nula entre sus terminales.



algunos casos, las restricciones impuestas por los entrehierros necesarios, complicarán la estructura requerida para el núcleo, debiendo incrementarse su complejidad, agregando ramas que al aumentar el número de mallas del circuito magnético, brindan adicionales grados de libertad para resolver el problema.

REFERENCIAS

- [1] G. R. Slemon, "Electric machines and drives", Addison-Wesley Publ., N.Y., 1992, Cap. 7.
- [2] L. Nobsom, "El amplificador magnético y el tiristor", Marcombo S. A., Barcelona, 1974.
- [3] H. R. Ciancaglini, "Los reactores saturables y su utilización como elemento de control", Rev. Telegráfica, Ed. Arbó, Bs. As., 9/1954.
- [4] A. Pressman, "Switching power supply design", McGraw-Hill, N.Y., 1991, Cap. 10.
- [5] H. Tacca, "Conversión estática de la energía eléctrica : Convertidores asimétricos con doble transferencia directa e indirecta", Tesis doctoral, Fac. de Ingeniería, Univ. de Buenos Aires, 24/4/1998.
- [6] H. Tacca, "Single-switch, two-output flyback-forward converter operation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, No. 5, 9/1998.
- [7] G. Bloom and R. Severns, "The generalized use of integrated magnetics and zero-ripple techniques in switch mode power converters", *IEEE PESC 1984*, incluido en *Siliconix MOSPOWER Applications Data Book*, 1984.
- [8] S. Cuk and R. Middlebrook, "A new optimum topology switching DC-to-DC converter", *IEEE PESC 1977*, (IEEE publication 77CH 1213-8 AES), pp. 160-179.
- [9] G. Bloom and A. Eris, "Practical design considerations for a multi-output Cuk converter", *IEEE PESC 1979*, incluido en *Siliconix MOSPOWER Applications Data Book*, 1984.
- [10] M. Ehsani, O. Stielan, J. Van Wyck and I. Pitel, "Integrated reactive components in power electronic circuits", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 8, No. 2, 4/1993.
- [11] A. F. Witulski, "Introduction to modeling of transformers and coupled inductors", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 10, No. 3, 5/1995.
- [12] N. Sun, D. Y. Chen, F. C. Lee, P. M. Gradzki, and M. A. Knights, "Forward converter regulator using controlled transformer", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, No. 2, 3/1996.
- [13] P. Rangel and J. Fagundes, "Integrated magnetic component design in switchmode power converter", *V Congreso Brasileño de Electrónica de Potencia - COBEP'99*, Foz de Iguazu, Brasil, 1999, pp. 737-740.
- [14] R. Tarter, "Solid-state power conversion handbook", J. Wiley & sons, N.Y., 1993, Cap. 10, p. 461.

(b)

Fig. 10 : Convertidor ZVS en puente completo magnéticamente integrado, (a) detalle del circuito magnético, (b) circuito eléctrico equivalente.

Durante el tiempo muerto de la tensión secundaria, necesario para regular la tensión de salida, la corriente primaria no debe anularse (para asegurar conmutaciones ZVS), lo que se logra merced a la inductancia de magnetización primaria L_{M1} y la inductancia auxiliar de conmutación L_x . Esta última, asegura la conservación de la corriente primaria, pues la energía almacenada sólo en la inductancia de magnetización primaria podría resultar insuficiente (con baja carga).

La inductancia de magnetización secundaria L_{M2} no interviene en la transferencia neta de energía hacia la carga, formando con el puente un ondulator parásito con carga puramente inductiva que incrementa las corrientes de circulación por los transistores de potencia. Para reducir su influencia es preciso incrementar su valor, lo que implica aumentar el valor de su contraparte primaria, lo que a su vez reduce la capacidad de almacenar la energía necesaria para garantizar conmutaciones ZVS con baja carga. Por esta razón, se introduce una derivación de flujo mediante el shunt magnético, para proveer la inductancia auxiliar de conmutación L_x (destinada a mantener la corriente en el primario durante el intervalo de tiempo muerto).

8. CONCLUSIONES

Cuando la topología de conversión lo permita, servirse del circuito equivalente eléctrico del circuito magnético compuesto por bobinados acoplados, conduce a realizaciones más simples, pero, frecuentemente, ello origina la aparición de subconvertidores parásitos cuya influencia debe ser analizada, ya que pueden afectar adversamente al convertidor principal.

Cuando el recurso precedente esté impedido por la estructura del convertidor, se deberá desacoplar magnéticamente los componentes necesarios con el fin de que se comporten como elementos aislados. Esto conducirá a realizaciones generalmente más complejas.

En todos los casos es preciso tener presente que los transformadores que deban tener inductancia de magnetización elevada no deberán incluir ningún tramo con entrehierro en el trayecto del camino magnético (espira magnética). Por el contrario, las ramas del núcleo destinadas a servir como derivaciones de flujo magnético (shunts magnéticos) y aquellas destinadas a alojar inductores, deberán tener entrehierro. En