

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 780 396**

51 Int. Cl.:

H02M 3/335 (2006.01)

H02M 1/00 (2006.01)

H02M 3/337 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **31.05.2016 PCT/EP2016/062304**

87 Fecha y número de publicación internacional: **15.12.2016 WO16198290**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **31.05.2016 E 16726104 (9)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **29.01.2020 EP 3308454**

54 Título: **Convertidor de potencia CC/CC de puente dual**

30 Prioridad:

09.06.2015 EP 15171230

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

25.08.2020

73 Titular/es:

**CONSTRUCTIONS ELECTRONIQUES +
TÉLÉCOMMUNICATIONS (100.0%)
Rue du Charbonage 12
4020 Wandre, BE**

72 Inventor/es:

**BLEUS, PAUL;
JOANNES, THIERRY;
MILSTEIN, FRANÇOIS y
FREBEL, FABRICE**

74 Agente/Representante:

LEHMANN NOVO, María Isabel

ES 2 780 396 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Convertidor de potencia CC/CC de puente dual

Campo de la invención

5 La presente invención se refiere una nueva operación de convertidor de potencia CC/CC de alta frecuencia basada en la topología de convertidor CC/CC de puente dual activo de fase bidireccional única dada a conocer en la patente de EE.UU. N° 5,027,264.

Estado de la técnica

10 En la FIG. 1 se muestra una topología de hardware para un convertidor de potencia CC/CC dado a conocer en la patente de EE.UU. N° 5,027,264. Como se detalla en la figura, el convertidor de potencia comprende:

15 - un convertidor 100 de entrada, adaptado para recibir una tensión 10 de entrada de CC desde una fuente de CC que tiene un primer terminal 11 y un segundo terminal 12 y que contiene un circuito de puente completo controlado por compuerta compuesto de un primer medio puente, que comprende un primer conmutador S₁ y un segundo conmutador S₂, dicho primer conmutador S₁ está conectado entre el primer terminal 11 y un terminal 13 común entre el primer conmutador S₁ y el segundo conmutador S₂, y dicho segundo conmutador S₂ está conectado entre el segundo terminal 12 y dicho terminal 13 común, entre el primer conmutador S₁ y el segundo conmutador S₂, y un segundo medio puente, que comprende un tercer conmutador S₅ y un cuarto conmutador S₆, dicho tercer conmutador S₅ está conectado entre el primer terminal 11 y un terminal 14 común, entre el tercer conmutador S₅ y el cuarto conmutador S₆, y dicho cuarto conmutador S₆ está conectado entre el segundo terminal 12 y dicho terminal 14 común, entre el tercer conmutador S₅ y el cuarto conmutador S₆;

20 - un transformador 200 que tiene un bobinado 210 primario, un bobinado 220 secundario y una inductancia, L₁, de fuga, visto desde el primario, el primario 210 está conectado entre el terminal 13 común, entre el primer conmutador S₁ y el segundo conmutador S₂, y el terminal 14 común, entre el tercer conmutador S₅ y el cuarto conmutador S₆, para recibir la salida del convertidor 100 de entrada;

25 - un convertidor 300 de salida conectado al secundario 220 del transformador 200 para convertir la tensión de CA en el secundario a una tensión 20 de salida de CC entre un tercer terminal 21 y un cuarto terminal 22, el convertidor 300 de salida, que comprende un primer condensador C₃ y un segundo condensador C₄ en serie, dicho primer condensador C₃ está conectado entre el tercer terminal 21 y un terminal 15 común, entre el primer condensador C₃ y el segundo condensador C₄, y dicho segundo condensador C₄ está conectado entre el cuarto terminal 22 y dicho terminal 15 común, entre el primer condensador C₃ y el segundo condensador C₄, y que comprende un circuito de medio puente controlado por compuerta, compuesto de un quinto conmutador S₃ y un sexto conmutador S₄, estando dicho quinto conmutador S₃ conectado entre el tercer terminal 21 y un terminal 16 común, entre el quinto conmutador S₃ y el sexto conmutador S₄, y dicho sexto conmutador S₄ está conectado entre el cuarto terminal 22 y el terminal 16 común, entre el quinto conmutador S₃ y el sexto conmutador S₄, el secundario del transformador 220 está conectado entre el terminal 16 común, entre el quinto conmutador S₃ y el sexto conmutador S₄, y el terminal 15 común, entre el primer condensador C₃ y el segundo condensador C₄.

30

35

40 El principio básico de funcionamiento consiste en el control de los conmutadores en modo todo o nada con ciclos de trabajo de 50 %. Se proporciona una tensión V_{in} de CC a un puente completo de entrada que tiene conmutadores S₁, S₂, S₅ y S₆ en el lado primario del transformador 1:n. La tensión en el secundario de los transformadores se proporciona a un medio puente de salida con conmutadores S₃, S₄ que suministra la tensión V_{out} de salida de CC. Los condensadores C₃ y C₄ constituyen un divisor capacitivo, de modo que V_{mid} = V_{out} / 2, donde V_{mid} es la tensión en la unión de los dos condensadores C₃ y C₄.

En el nivel del puente completo, se tiene:

- 50 % del tiempo, S₁, S₆ están ENCENDIDOS y S₂, S₅ están APAGADOS: V₁ es igual a +V_{in};
- 50 % del tiempo, S₁, S₆ están APAGADOS y S₂, S₅ están ENCENDIDOS: V₁ es igual a -V_{in}.

45 En el nivel del medio puente, se tiene:

- 50 % del tiempo, S₃ está ENCENDIDO y S₄ está APAGADO: V₂ es entonces igual a +V_{out} / 2n;
- 50 % del tiempo, S₃ está APAGADO y S₄ está ENCENDIDO: V₂ es igual a -V_{out} / 2n.

50 El control de corriente se opera al actuar sobre el desplazamiento (φ) de fase entre los comandos del puente completo y los comandos del medio puente. En la FIG. 2 se representa la variación temporal de las tensiones V₁, V₂ y la corriente I_{L1}, en el caso donde V_{in} = V_{out} / 2n, en donde I_{L1} es la corriente de inductancia de fuga del transformador y/o una corriente de inductancia externa.

Intervalos de tiempo

5 En el intervalo dt_1 de tiempo, V_1 y V_2 son iguales y positivas y la corriente I_L es positiva y constante. La potencia transmitida es entonces positiva: $P = V_1 \cdot I_L$. En el intervalo dt_2 de tiempo, V_1 es negativa y V_2 es positiva, por lo tanto, la corriente I_L disminuye. En este intervalo de tiempo, la potencia promedio transmitida es cero. Sin embargo, las corrientes no son cero y, por lo tanto, contribuyen a las pérdidas en el convertidor. En el intervalo dt_3 de tiempo, V_1 y V_2 son iguales y negativas, por lo tanto, la corriente I_L es negativa y constante. La potencia transmitida es entonces positiva: $P = V_1 \cdot I_L$. En el intervalo dt_4 de tiempo, V_2 es negativa y V_1 es positiva, por lo tanto la corriente I_L aumenta. En este intervalo de tiempo, la potencia promedio transmitida es cero. De nuevo, las corrientes no son cero y, por lo tanto, contribuyen a las pérdidas del convertidor.

10 Condición para la operación ZVS

La ventaja de la topología anterior reside en la utilización de conmutadores que tienen pérdidas durante el ajuste de ENCENDIDO que son extremadamente débiles, gracias a las conmutaciones ZVS (conmutación de tensión cero) (véase la FIG. 3). Sin embargo, incluso en este caso, son necesarias corrientes mínimas para asegurar las conmutaciones ZVS.

15 En el nivel del medio puente, i_1 tiene que ser positiva y mayor que $+ I_{HB_ZVS_limit}$. Además, i_3 tiene que ser negativa y menor que $- I_{HB_ZVS_limit}$.

En el nivel del puente completo, i_2 tiene que ser positiva y mayor que $+ I_{FB_ZVS_limit}$. Además, i_4 tiene que ser negativa y menor que $- I_{FB_ZVS_limit}$.

20 Para obtener conmutaciones ZVS, la corriente no debería cambiar su signo y ser mínima, de modo que el conmutador se abre de forma natural. $I_{HB_ZVS_limit}$ y $I_{FB_ZVS_limit}$ son las corrientes mínimas para garantizar las conmutaciones ZVS y dependen concretamente de las capacidades parásitas en paralelo con las conmutaciones y de los “tiempos muertos” entre las conmutaciones de una misma rama.

Influencia de las tensiones de entrada y de salida en la forma de la corriente I_L

En caso de que $n \cdot V_{in} > V_{out} / 2$ (FIG. 4)

25 Las corrientes de conmutación al nivel del medio puente son más débiles en valor absoluto que las corrientes de conmutación al nivel del puente completo.

La condición para garantizar la operación ZVS y el nivel del medio puente es:

$$\varphi_{HB_ZVS_limit} = \frac{4I_{HB_ZVS_limit} \cdot f \cdot L - V_{out}/2 + nV_{in}}{2nV_{in}} - \frac{L \cdot V_{out}}{L_m \cdot 4n \cdot V_{in}} \quad (Ec. 1)$$

30 con $L = L_1 \cdot n^2$, $I_{HB_ZVS_limit}$ visto desde el lado medio puente y L_m siendo la propia magnetización del transformador vista desde el lado medio puente.

En caso de que $n \cdot V_{in} < V_{out} / 2$ (FIG. 5)

Las corrientes de conmutación al nivel del puente completo son más débiles en valor absoluto que las corrientes de conmutación al nivel del medio puente.

La condición para garantizar la operación ZVS al nivel del puente completo es:

$$\varphi_{FB_ZVS_limit} = \frac{4I_{FB_ZVS_limit} \cdot f \cdot L + V_{out}/2 - nV_{in}}{V_{out}} \quad (Ec. 2)$$

35 con $L = L_1 \cdot n^2$ y $I_{FB_ZVS_limit}$ visto desde el lado del medio puente.

En resumen, cuanto más diferente es $n \cdot V_{in}$ de $V_{out} / 2$, más disminuye la zona de operación ZVS.

La potencia transmitida es

$$P_{out} = \frac{nV_{in}V_{out}}{4fL} \varphi(1 - |\varphi|) \quad (\text{Ec. 3})$$

La potencia es proporcional a las tensiones de entrada (V_{in}) y de salida (V_{out}). La potencia es inversamente proporcional a la frecuencia. La influencia del desplazamiento de fase en la potencia de salida se da en la FIG. 6. Se señala que φ se expresa en porcentaje de π .

Zona de operación y comparación entre corrientes RMS

Para $n.V_{in} = V_{out} / 2$, se tiene:

$$I_{transfo_RMS} = \left(\frac{V_{out}}{4fL}\right) \cdot \varphi \cdot \left(\sqrt{\frac{2\varphi}{3}} + 1 - \varphi\right) \quad (\text{Ec. 4})$$

El gráfico de la FIG. 7 corresponde a un convertidor dimensionado para obtener una potencia de sobrecarga del 150 % con un desplazamiento de fase del 27 % de π . Este gráfico resalta que:

1) la corriente en el transformador aumenta más rápidamente que la corriente de salida. Las pérdidas son proporcionales a I^2 , por lo que este tipo de topología pierde su atractivo para un desplazamiento de fase superior al 25 % de π .

2) por debajo de un desplazamiento de fase del 7 %, las corrientes de conmutación ya no son lo suficientemente altas para garantizar la operación ZVS. De ello se deduce que las pérdidas son mucho mayores a alta frecuencia que, en algunos casos, puede conducir a la destrucción de los conmutadores (tal como los MOSFET). En caso de tal dimensionamiento, esta topología se vuelve prácticamente inutilizable por debajo de la mitad de la potencia nominal ($P_n/2$). Además, como se explicó anteriormente, cuando la tensión de entrada $n.V_{in}$ es diferente de $V_{out} / 2$, ZVS se reduce mucho.

En conclusión, esta topología es bidireccional y presenta un rango de operación para el cual las corrientes de circulación son débiles y para el cual la operación de los conmutadores es en modo ZVS. Desafortunadamente, este rango de operación es algo limitado y representa un problema real en el uso del convertidor en un rango de tensión de entrada grande y en una capacidad de sobrecarga de hasta 200 %.

Se espera utilizar una serie de métodos para aliviar las limitaciones antes mencionadas del convertidor:

A) utilizar una inductancia variable.

Esto permite extender el rango de operación ZVS y reducir las corrientes de circulación a alta potencia. Pero esto no resuelve el problema al cien por cien y la inductancia variable crea un costo adicional para el convertidor.

B) variar el desplazamiento de fase entre las dos ramas del conmutador del puente completo.

Esto permite extender ligeramente el rango de operación ZVS para tensiones tales como $n.V_{in} > V_{out}$. Pero esto está lejos de resolver el problema al cien por cien.

C) para las potencias bajas, variar el ciclo de trabajo de las diferentes ramas.

Ya existen numerosos modos de operación (triángulo, trapezoidal, etc.). En algunos casos, puede ser que todos los conmutadores estén abiertos y se deba establecer un sistema de detección de tensiones bajas (punto mínimo del valle) para garantizar pérdidas mínimas de conmutación.

Este método permite utilizar un convertidor de baja potencia y esto con pérdidas de conmutación reducidas (no siempre perfectamente ZVS). Al estar los comandos PWM en un ciclo de trabajo variable, un comando aislado es complicado y generará un costo adicional sobre un comando aislado en un ciclo de trabajo fijo del 50 %.

También se debe tener en cuenta que un comando en un ciclo de trabajo fijo del 50 % permite realizar fácilmente una configuración APAGADO del MOSFET con una tensión negativa (configuración APAGADO -2V, configuración ENCENDIDO 10V).

El documento US2014/0092634 A1, da a conocer un método de control mixto para un convertidor resonante, un sistema convertidor resonante y un controlador mixto. Cuando el convertidor resonante opera en un caso en el que la ganancia de tensión es menor que un valor predeterminado, el método incluye: establecer una frecuencia de inicio de control mixto, una frecuencia de parada de control mixto y una pendiente de un ángulo de desplazamiento de fase; detectar una frecuencia de operación del convertidor; calcular un retardo de tiempo de desplazamiento de fase de acuerdo con la pendiente, la frecuencia de inicio de control mixto, la frecuencia de parada de control mixto y una frecuencia resonante del convertidor resonante; y, de acuerdo con el retardo de tiempo, las frecuencias de inicio y

parada de control mixto, generar una señal de control para ajustar la frecuencia de operación y el ángulo de desplazamiento de fase del convertidor resonante. La presente solicitud puede lograr una ganancia de tensión relativamente baja y una pequeña pérdida de circuito, por lo que la eficiencia del circuito puede mejorarse.

Objetivos de la invención

- 5 La presente invención pretende proporcionar una solución que permita superar los inconvenientes de la técnica anterior cuando se opera una topología de convertidor CC/CC de puente dual de monofásico, como la descrita en la patente de EE.UU N° 5,027,264.

10 En particular, la invención pretende proporcionar un método de operación de dicho convertidor en una amplia gama de tensiones de entrada y en la capacidad de sobrecarga de hasta aproximadamente 200 %, en la que las corrientes de circulación siguen siendo aceptables y con la operación del conmutador permaneciendo en el modo ZVS para todo el rango de operación, incluso a potencia cero.

Resumen de la invención

15 La presente invención proporciona un método para controlar un convertidor de potencia CC/CC de puente dual de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 1. Las realizaciones preferidas se definen en las reivindicaciones dependientes.

Breve descripción de los dibujos

La FIG. 1 representa esquemáticamente un convertidor CC/CC de puente dual activo bidireccional con puente completo en el lado de entrada y medio puente en el lado de salida.

20 La FIG. 2 representa el circuito equivalente y la variación temporal de las tensiones primaria y secundaria y de la corriente primaria.

La FIG. 3 representa las corrientes en la operación de conmutación, especialmente en relación con el modo ZVS.

La FIG. 4 muestra la influencia de las tensiones de entrada y de salida en la forma de corriente en el caso $n * V_{in} > V_{out} / 2$.

25 La FIG. 5 muestra la influencia de las tensiones de entrada y de salida en la forma de corriente en el caso $n * V_{in} < V_{out} / 2$.

La FIG. 6 muestra la variación de la potencia de salida con el ángulo de desplazamiento de fase en el rango $(-\pi, +\pi)$.

La FIG. 7 muestra la influencia del desplazamiento de fase en la potencia de salida y la corriente RMS del transformador.

30 La FIG. 8 representa el modo de operación ZVS de la invención, con reducción de corriente y aumento de frecuencia del transformador.

La FIG. 9 muestra la definición de los desplazamientos de fase entre las dos ramas del puente completo y entre el medio puente y el puente completo, respectivamente.

La FIG. 10 muestra la sobreexcitación de la corriente sin carga gracias al desplazamiento de fase adicional.

35 La FIG. 11 muestra el efecto de la resonancia en la potencia de salida como una función de la relación f_0/f y para diferentes ángulos de desplazamiento de fase.

La FIG. 12 muestra el efecto beneficioso de la operación de resonancia en la forma de corriente del transformador.

La FIG. 13 muestra un ejemplo de variación de desplazamientos de frecuencia y de fase de acuerdo con la potencia de salida del convertidor.

40 La FIG. 14 muestra la eficiencia del convertidor a tensión nominal (p. ej., $50 V_{in}/400 V_{out}$) como una función de la potencia de salida.

La FIG. 15 muestra un ejemplo de variación de desplazamientos de frecuencia y de fase de acuerdo con la potencia de salida, cuando el convertidor se utiliza en modo rectificador.

Descripción de una realización preferida de la invención

5 A continuación, se presenta un nuevo método para utilizar el convertidor de potencia para reducir las limitaciones del convertidor mencionadas anteriormente.

La idea base de la presente invención es no entrar en la zona «no ZVS». La anulación de potencia se realizará obteniendo un desplazamiento de fase del 100 % de π . Sin embargo, en este punto de operación, las corrientes en el transformador y en los conmutadores son, de manera habitual, aproximadamente 4,8 veces mayores que las corrientes presentes en la potencia nominal (FIG. 7). Las pérdidas de I^2 son, por lo tanto, demasiado grandes.

Tres técnicas permitirán la disminución de estas corrientes en caso de aumento del desplazamiento de fase:

1) aumentar la frecuencia al mismo tiempo que el desplazamiento de fase y esto para mantenerse en el límite de la zona de ZVS.

La FIG. 8 describe este modo de operación enfocándose en la reducción de corriente en el transformador mientras la frecuencia aumenta. En el punto 1, el convertidor opera a la potencia máxima y a la frecuencia nominal. La disminución del desplazamiento de fase a frecuencia constante permite la reducción de potencia hasta el límite de operación ZVS (punto 2). El aumento de frecuencia en el mismo tiempo que aumenta de nuevo el desplazamiento de fase y luego permite disminuir de nuevo la potencia de salida hasta el punto 3. Cabe señalar que el movimiento desde el punto 2 al punto 3 es un modo de operación en el límite de la zona de ZVS. El aumento del desplazamiento de fase a frecuencia constante permite entonces alcanzar el punto 4, que representa un modo de operación a potencia cero. El aumento de la frecuencia en un factor 4 ha permitido, por lo tanto, disminuir la corriente en el transformador y también en los conmutadores en un factor 4 (punto A -> punto B).

2) variar el desplazamiento de fase entre ambas ramas de conmutación del puente completo.

Las simulaciones muestran que la adición de este desplazamiento de fase del punto 3 de la figura 8 permite una reducción adicional de las corrientes en el transformador y en los conmutadores en el modo de operación del convertidor a baja potencia. A continuación se muestra un algoritmo empírico simple, que permite jugar en el desplazamiento de fase del puente (φ_{FB}) completo cuando el desplazamiento de fase del medio puente (φ_{HB}) supera el 35 %:

$$\begin{aligned} & \text{Si } (\varphi_{HB} > 0,35) \text{ entonces } \varphi_{FB} = 1 + \varphi_{HB} - 0,35; \\ & \text{en caso contrario } \varphi_{FB} = 1 \quad \text{(Ec. 5)} \end{aligned}$$

La Figura 9 muestra las definiciones de los diversos desplazamientos de fase considerados aquí, cuando el desplazamiento de fase se hace variar entre las diferentes ramas del puente completo. φ_{FB} es el desplazamiento de fase entre las tensiones al cuadrado de las respectivas primera rama (V_{FB1}) y segunda rama (V_{FB2}) del puente completo. Los bordes ascendentes de las señales se utilizan para este fin. φ_{HB} es el desplazamiento de fase entre la tensión diferencial $V_{FB1} - V_{FB2}$, que también es la tensión en el primario del transformador (V_1) y la tensión V_{HB} del medio puente. El punto de referencia convencional en la tensión diferencial, que es una señal cuadrática escalonada, se toma como el origen de la frecuencia fundamental (sinusoidal) de esta señal. Como antes el desplazamiento de fase del puente completo era del 100 %, ahora puede aumentar hasta el 165 % utilizando el algoritmo anterior para un modo de operación sin carga del convertidor. Esto implica una reducción en un factor $\sim 1,38$ de la corriente de circulación sin carga en el convertidor. La FIG. 10 muestra cómo se recorta la corriente sin carga gracias a este desplazamiento de fase adicional (la flecha muestra la reducción de la conmutación de corriente). Las corrientes de conmutación se reducen considerablemente (factor ~ 2) y la forma de la corriente es más sinusoidal, lo que reduce las pérdidas en el magnetismo. La introducción del desplazamiento de fase entre las ramas del puente completo permite una mejor transferencia de potencia en el sistema.

3) dimensionar el convertidor para aproximar la frecuencia de resonancia del circuito ($L, C3, C4$)

Al pasar del punto 3 al punto 2, la frecuencia del convertidor se reduce y se puede, mediante un dimensionamiento adecuado de los condensadores $C3, C4$, aproximar la frecuencia ($f_n > f_0$) de resonancia. La expresión de potencia dada anteriormente en (Ec. 3) ya no es correcta porque es demasiado aproximada. Entonces se debe tener en cuenta la frecuencia f_0 de resonancia:

$$P_{out} = \frac{nV_{in}V_{out}}{4fL} \times function(\delta, \varphi) \quad \text{(Ec. 6)}$$

con $\delta = \pi / 2 \times f_0/f$, $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$ y $C = C3 + C4$.

En comparación con la (Ec. 3), que es una expresión de potencia sin tener en cuenta la resonancia, se observa que

$$\frac{nV_{in}V_{out}}{4fL}$$

un factor permanece sin cambios:

Para estimar la influencia de la relación f_0/f en la potencia, el gráfico de la FIG. 11 representa la evolución de la relación r de potencia entre la Ec. 6 y la Ec. 3:

$$r = \text{function}(\delta, \varphi) / \varphi(1 - |\varphi|) \quad (\text{Ec. 7})$$

En particular, la FIG. 11 muestra el efecto de la resonancia sobre la potencia en función de la relación f_0/f :

- cuando la frecuencia del convertidor es mucho mayor que la frecuencia de resonancia, no hay efecto multiplicativo de la potencia y se vuelve a la (Ec. 3) con $r = 1$;

- cuando la frecuencia del convertidor se aproxima a la frecuencia de resonancia, el efecto multiplicativo sobre la potencia es asintótico en $f = f_0$.

También se ve en la figura que el efecto del desplazamiento de fase en esta relación es débil.

En la concepción del convertidor de acuerdo con la invención, se optó práctica y ventajosamente por no ir más allá de la relación $f_0/f = 0,75$ a fin de no sobrecargar los condensadores C3, C4 de resonancia. Sin embargo, esto permite multiplicar la potencia por un factor $\sim 2,2$. Por lo tanto, para mantener una potencia máxima del módulo idéntica al origen, se tiene que aumentar la misma en la serie L en un factor $\sim 2,2$. Este aumento del valor de inductancia tiene un efecto beneficioso en la operación a baja potencia y sin carga (operación entre el punto 3 y 4 @ $4 f_n$). Las corrientes RMS en el transformador y los conmutadores serán por lo tanto 2,2 veces más débiles (el efecto de resonancia es insignificante @ $4 f_n$).

Los otros efectos beneficiosos del uso de la resonancia en esta topología son (véase la FIG. 12.):

- reducción de las corrientes de conmutación causando menos pérdidas en la apertura del conmutador;
- corriente más sinusoidal, por lo tanto, con menos armónicos a alta frecuencia causando menos pérdidas de cobre en el magnetismo;
- menor proporción entre corriente de circulación y corriente útil.

A modo de conclusión, mientras que la persona experta en la técnica estaba fuertemente desalentada de cancelar la potencia al optar por « desplazamiento de fase π » en la topología de convertidor a causa de que las corrientes de circulación eran demasiado altas en el magnetismo y los conmutadores ($\sim 4,8 I_n$), sin embargo, los inventores han descrito las siguientes condiciones para reducir estas corrientes de circulación sin carga y de baja potencia:

- aumentar la frecuencia hasta un factor 4 (o más, dependiendo del diseño particular) induciendo una reducción por un factor 4 de la corriente de circulación sin carga;
- actuar sobre el desplazamiento de fase del puente completo: hasta 165 % (o un poco más, dependiendo del diseño particular) induciendo una reducción de un factor 1,38 en la corriente de circulación sin carga;
- utilizar el efecto de resonancia que, al tiempo que aumenta la potencia de salida para una inductancia dada, permite aumentar el valor de la inductancia en serie por un factor de 2,2 causando la reducción de un factor 2,2 de la corriente de circulación sin carga.

Sobre sin carga, la corriente de circulación será por tanto aproximadamente $4,8 \times I_n / (4 \times 1,38 \times 2,2) = 0,4 I_n$. En términos de pérdida en I^2 , esto representa solo el 16 % de las pérdidas necesarias para la potencia nominal.

El prototipo muestra, sin embargo, que las pérdidas reales son más bien alrededor de aproximadamente el 30 % de las pérdidas presentes a potencia nominal. Esta diferencia proviene esencialmente de un aumento de las pérdidas de cobre y de la conmutación durante el aumento de frecuencia en un factor 4.

Para una potencia deseada se tiene que calcular la frecuencia y el desplazamiento de fase óptimos con el fin de operar con corrientes mínimas de conmutación para asegurar las conmutaciones de ZVS. Por lo tanto, se puede garantizar cero pérdidas en la configuración ENCENDIDO de los conmutadores y las pérdidas más débiles en la configuración APAGADO de los conmutadores.

En el caso del convertidor probado específicamente, la frecuencia de resonancia es de aproximadamente 56 kHz. Se decidió limitar la frecuencia entre 75 kHz y 350 kHz. La FIG. 13 muestra un ejemplo de desplazamiento de frecuencia y de fase en función de la potencia del convertidor.

El rendimiento del convertidor de la invención se da a la tensión nominal y en función de la potencia de salida, sin tener en cuenta el consumo del control (FIG. 14). El rendimiento supera el 98 % entre 900 W y 1600 W.

La operación en modo rectificador, por lo tanto, con un comportamiento de rectificador CA/CC, es similar pero con un desplazamiento de fase del medio puente que varía entre π y 2π . La FIG. 15 muestra la variación de parámetros en función de la potencia.

5 El experto en la materia entenderá que el alcance de la presente invención se puede aplicar o generalizar a una operación de convertidor de potencia CC/CC de alta frecuencia en base a la topología de convertidor CC/CC de puente dual activo bidireccional monofásico, en donde tanto el convertidor de entrada como el de salida son convertidores de puente completo. En este caso, los condensadores C_3 y C_4 de la FIG. 1 se reemplazarán por conmutadores adicionales (que pueden denominarse, por ejemplo, S_7 y S_8). En este caso, C_2 posiblemente desempeña el papel de condensador de resonancia.

10 El experto en la técnica también comprenderá que el alcance de la presente invención se puede aplicar o generalizar a una operación de convertidor de potencia CC/CC de alta frecuencia basado en la topología de convertidor CC/CC bidireccional de puente activo dual monofásico, en donde tanto el convertidor de entrada como el de salida son convertidores de medio puente. En este caso, los conmutadores S_5 y S_6 de la FIG. 1 se reemplazarán por condensadores adicionales (que pueden denominarse, por ejemplo, C_5 y C_6).

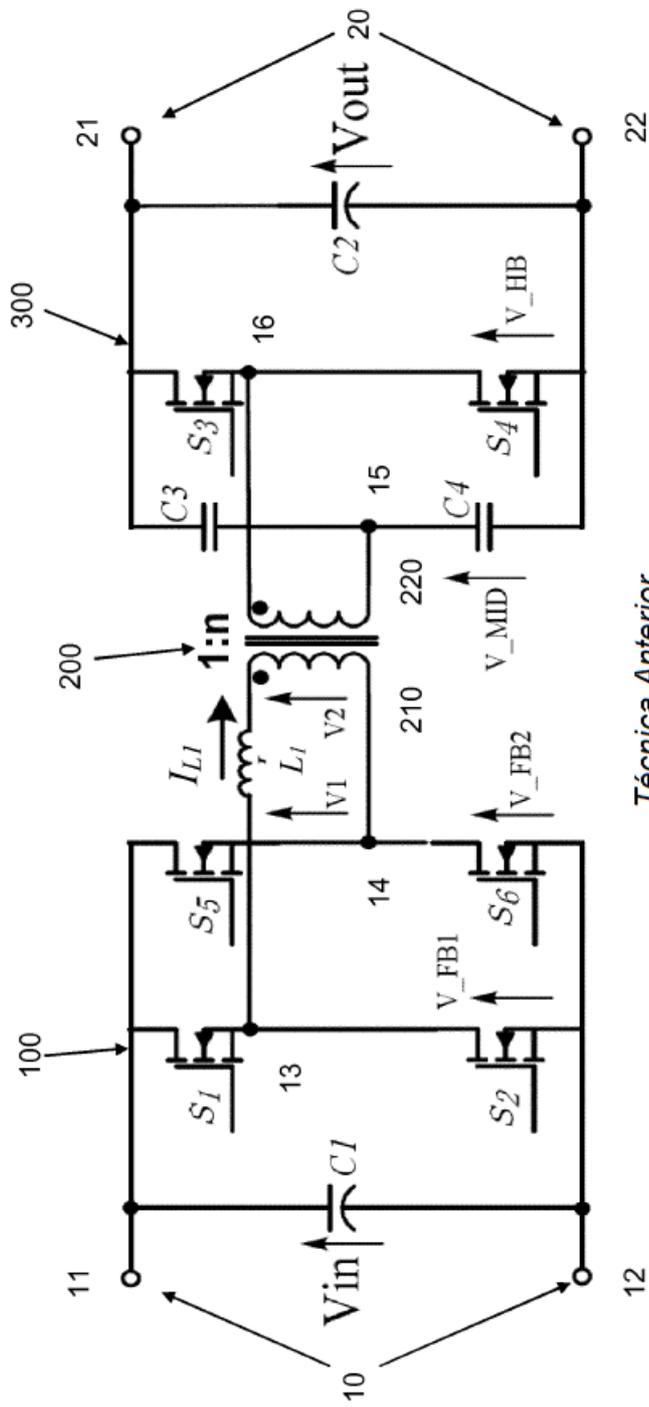
15

REIVINDICACIONES

1. Un método para controlar un convertidor de potencia CC/CC de puente dual de alta frecuencia, de frecuencia (f_N) nominal y potencia (P_N) nominal, en un amplio rango de tensiones de entrada y con capacidad de sobrecarga de energía de hasta 200 %, dicho convertidor de potencia CC/CC que comprende:
- 5 - un convertidor (100) de entrada adaptado para recibir una tensión (10) de entrada de CC desde una fuente de CC, que tiene un primer terminal (11) y un segundo terminal (12), y que contiene un circuito de puente completo controlado por compuerta compuesto de un primer medio puente, que comprende un primer conmutador (S_1) y un segundo conmutador (S_2), dicho primer conmutador (S_1) está conectado entre el primer terminal (11) y un terminal (13) común, entre el primer conmutador (S_1) y el segundo conmutador (S_2), y dicho segundo conmutador (S_2) está conectado entre el segundo terminal (12) y dicho terminal (13) común, entre el primer conmutador (S_1) y el segundo conmutador (S_2), y un segundo medio puente, que comprende un tercer conmutador (S_5) y un cuarto conmutador (S_6), dicho tercer conmutador (S_5) está conectado entre el primer terminal (11) y un terminal (14) común, entre el tercer conmutador (S_5) y el cuarto conmutador (S_6), y dicho cuarto conmutador (S_6) están conectados entre el segundo terminal (12) y dicho terminal (14) común, entre el tercer conmutador (S_5) y el cuarto conmutador (S_6);
 - 10 - un transformador (200) que tiene un bobinado (210) primario, un bobinado (220) secundario y una inductancia L_1 de fuga, visto desde el primario, el primario (210) está conectado entre el terminal (13) común, entre el primer conmutador (S_1) y el segundo conmutador (S_2), y el terminal (14) común, entre el tercer conmutador (S_5) y el cuarto conmutador (S_6), para recibir la salida del convertidor (100) de entrada;
 - 15 - un convertidor (300) de salida conectado al secundario (220) del transformador (200) para convertir la tensión de CA en el secundario a una tensión (20) de salida de CC entre un tercer terminal (21) y un cuarto terminal (22), el convertidor (300) de salida comprende un primer condensador (C_3) y un segundo condensador (C_4) en serie, dicho primer condensador (C_3) está conectado entre el tercer terminal (21) y un terminal (15) común, entre el primer condensador (C_3) y el segundo condensador (C_4), y dicho segundo condensador (C_4) está conectado entre el cuarto terminal (22) y dicho terminal (15) común, entre el primer condensador (C_3) y el segundo condensador (C_4), y que comprende un circuito de medio puente controlado por compuerta, compuesto de un quinto conmutador (S_3) y un sexto conmutador (S_4), dicho quinto conmutador (S_3) está conectado entre el tercer terminal (21) y un terminal (16) común, entre el quinto conmutador (S_3) y el sexto conmutador (S_4), y dicho sexto conmutador (S_4) está conectado entre el cuarto terminal (22) y el terminal (16) común, entre el quinto conmutador (S_3) y el sexto conmutador (S_4), el secundario del transformador (220) está conectado entre el terminal (16) común, entre el quinto conmutador (S_3) y el sexto conmutador (S_4), y el terminal (15) común, entre el primer condensador (C_3) y el segundo condensador (C_4),
 - 20 - medios de control conectados a las puertas de los conmutadores (S_1, S_2, S_5, S_6) del convertidor de entrada y a las puertas de los conmutadores (S_3, S_4) del convertidor de salida, respectivamente, para controlar la conmutación del conmutador del convertidor de entrada en el llamado modo de conmutación de tensión cero, para convertir la tensión de la fuente de CC en una tensión de salida de CA a una frecuencia seleccionada en la salida del convertidor de entrada, y para controlar la conmutación de los conmutadores del convertidor de salida en el denominado modo de conmutación de tensión cero, para convertir la tensión de entrada de CA a la frecuencia seleccionada en la entrada del convertidor de salida a una tensión de CC en la salida del convertidor de salida, la conmutación del convertidor de entrada y del conmutador de salida está controlada para proporcionar un desplazamiento de fase entre tensiones en el primario y el secundario del transformador,
 - 25 dicho método comprende un paso de variación, en un rango hasta el valor de π radianes, de un primer desplazamiento φ_{HB} de fase entre la tensión entregada por dicho puente completo y la tensión entregada por dicho medio puente, en donde la frecuencia f de operación se hace variar simultáneamente con dicho primer desplazamiento φ_{HB} de fase, para minimizar las pérdidas del conmutador en el convertidor CC/CC durante la operación.
2. El método para controlar un convertidor de potencia CC/CC de puente dual de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 1, en donde, además, se induce un segundo desplazamiento φ_{FB} de fase, es decir, un desplazamiento de fase dentro del puente completo, entre las tensiones entregadas respectivamente por los dos medios puentes o ramas que constituyen el puente completo, modificando así el primer desplazamiento φ_{HB} de fase entre la tensión entregada por el puente completo y la tensión entregada por el medio puente.
3. El método para controlar un convertidor de potencia CC/CC de puente dual de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 1 o 2, en donde, además, la frecuencia f de operación disminuye hacia la frecuencia f_0 de resonancia LC del convertidor.
4. El método para controlar un convertidor de potencia CC/CC de puente dual de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 1, en donde la frecuencia f de operación se incrementa hasta 4 veces la frecuencia (f_N) nominal.
5. El método para controlar un convertidor de potencia CC/CC de puente dual de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 1, en donde la frecuencia f de operación se hace variar de modo que $f_0/f < 0,75$, siendo f_0 la frecuencia de resonancia LC del convertidor.

6. El método para controlar un convertidor de potencia CC/CC de puente dual de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 1, en donde el segundo desplazamiento φ_{FB} de fase, es decir, el desplazamiento de fase dentro del puente completo, es de hasta el 165 % de π en la operación sin carga del convertidor.

5 7. El método para controlar un convertidor de potencia CC/CC de puente dual de alta frecuencia de acuerdo con la reivindicación 6, en donde el segundo desplazamiento φ_{FB} de fase, es decir, el desplazamiento de fase dentro del puente completo, se rige por el siguiente algoritmo cuando el primer desplazamiento φ_{HB} de fase, es decir, el desplazamiento de fase entre el medio puente y el puente completo, supera el 35 %:
Si ($\varphi_{HB} > 0,35$) entonces $\varphi_{FB} = 1 + \varphi_{HB} - 0,35$; en caso contrario $\varphi_{FB} = 1$.



Técnica Anterior

FIG.1

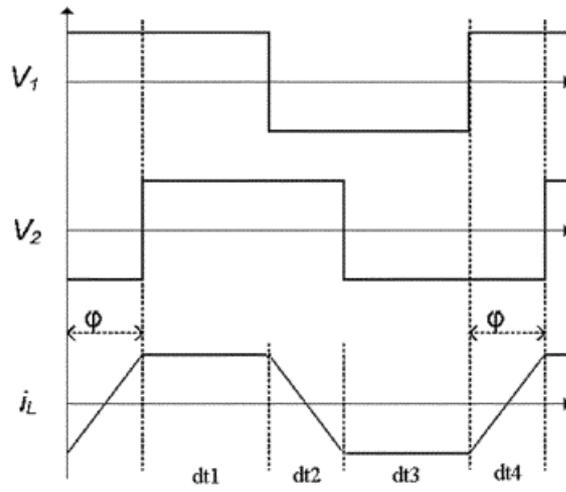
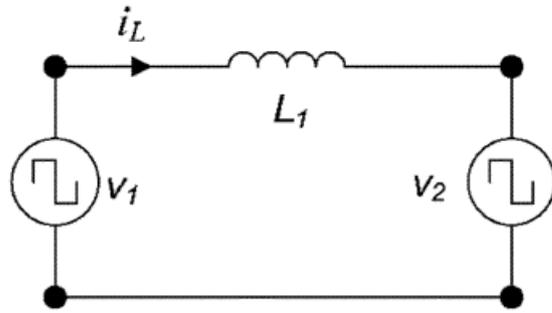


FIG. 2

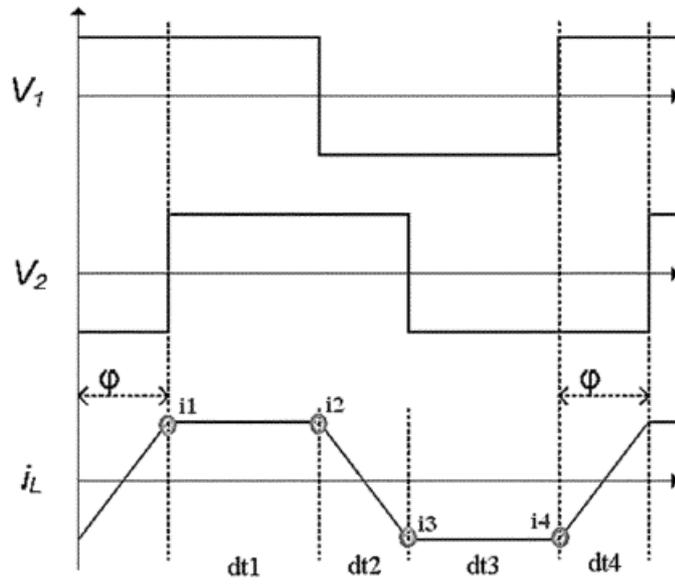


FIG. 3

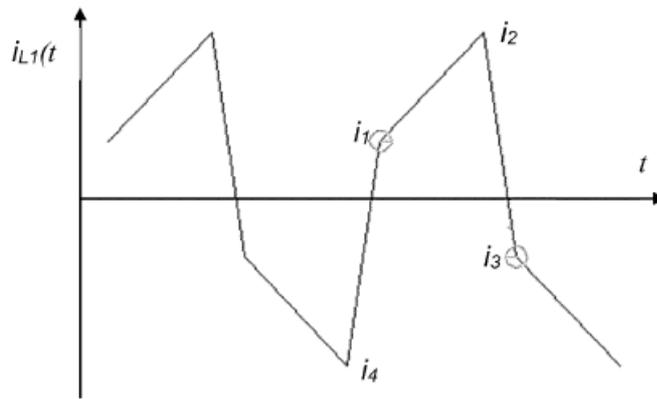


FIG. 4

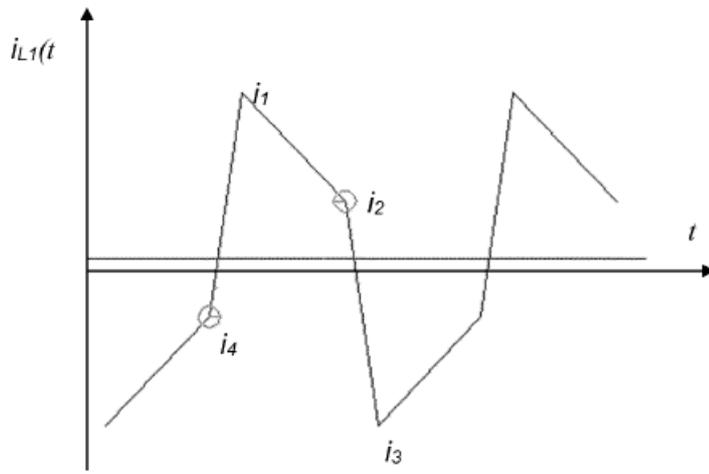


FIG. 5

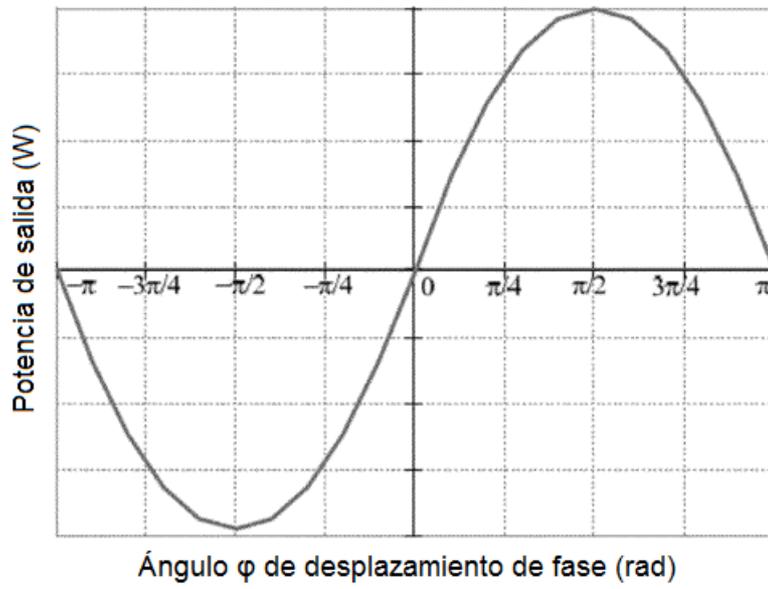


FIG. 6

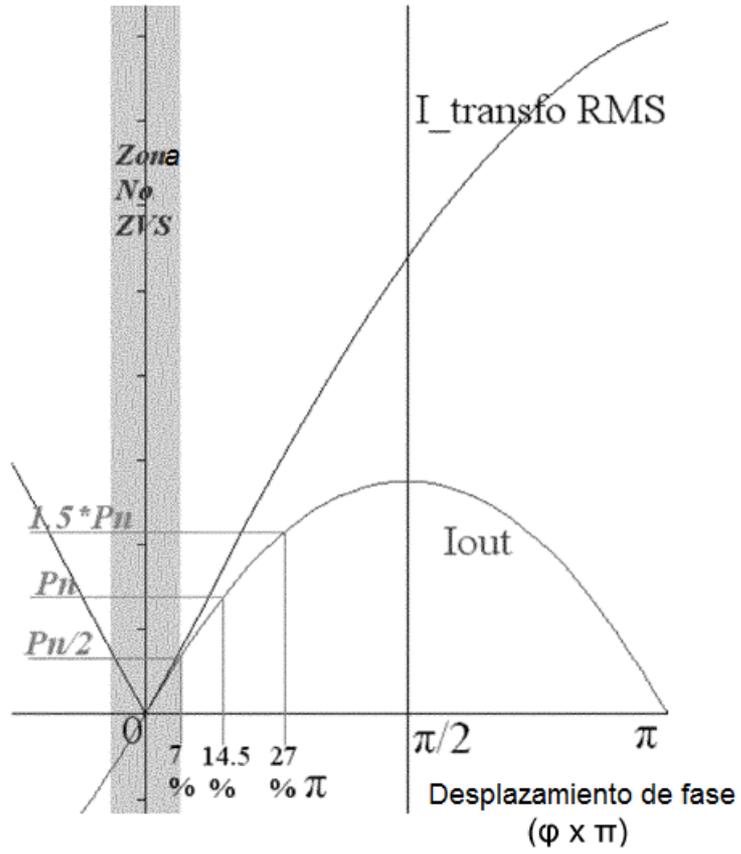


FIG. 7

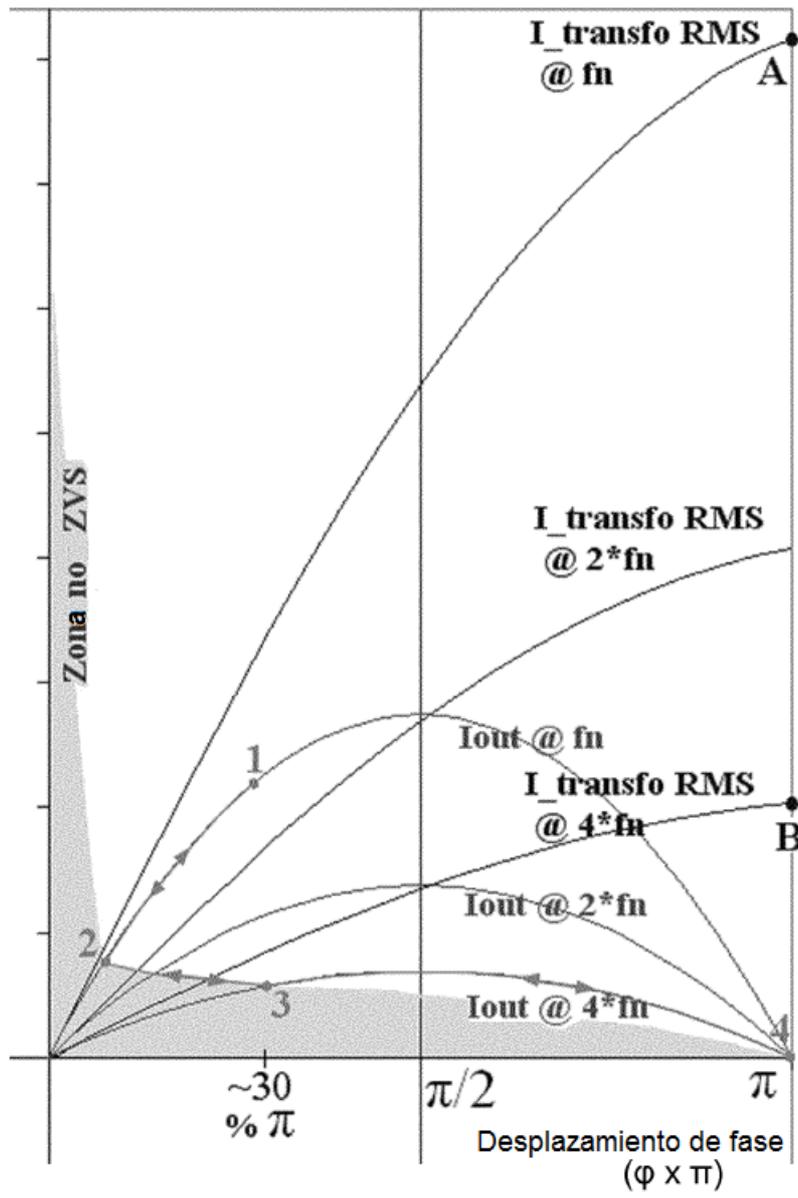


FIG. 8

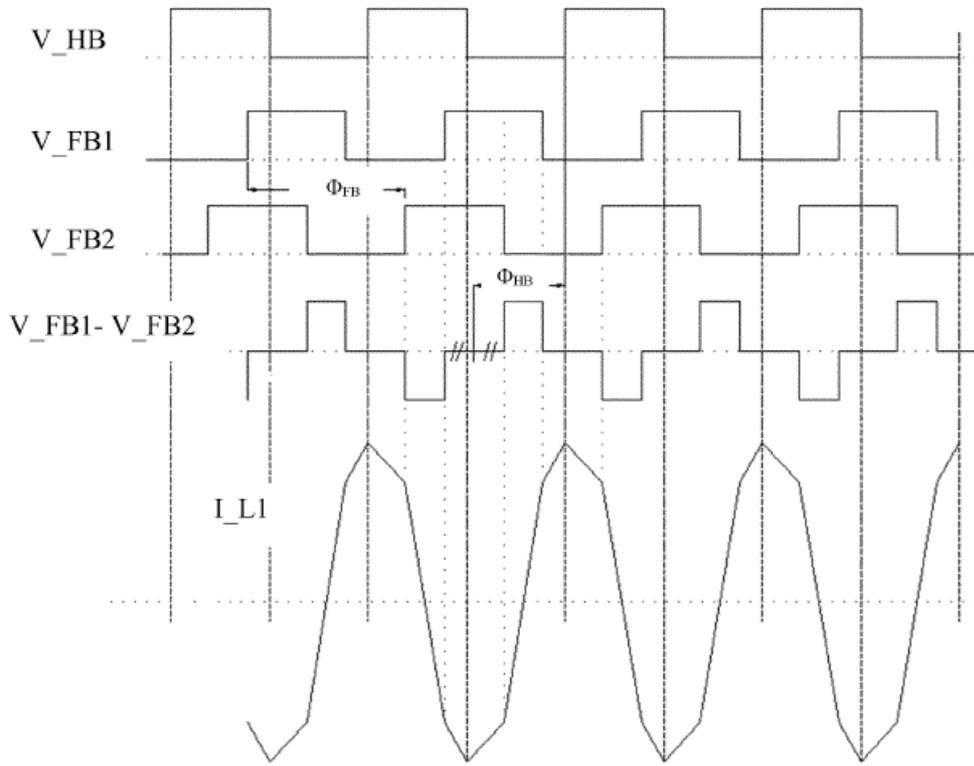


FIG. 9

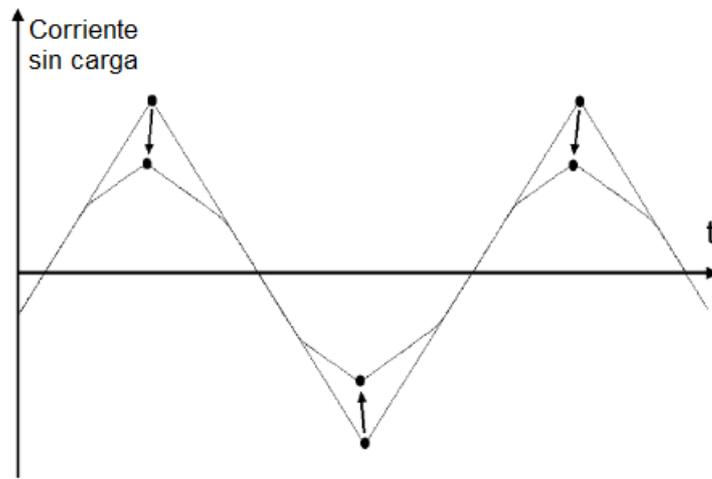


FIG. 10

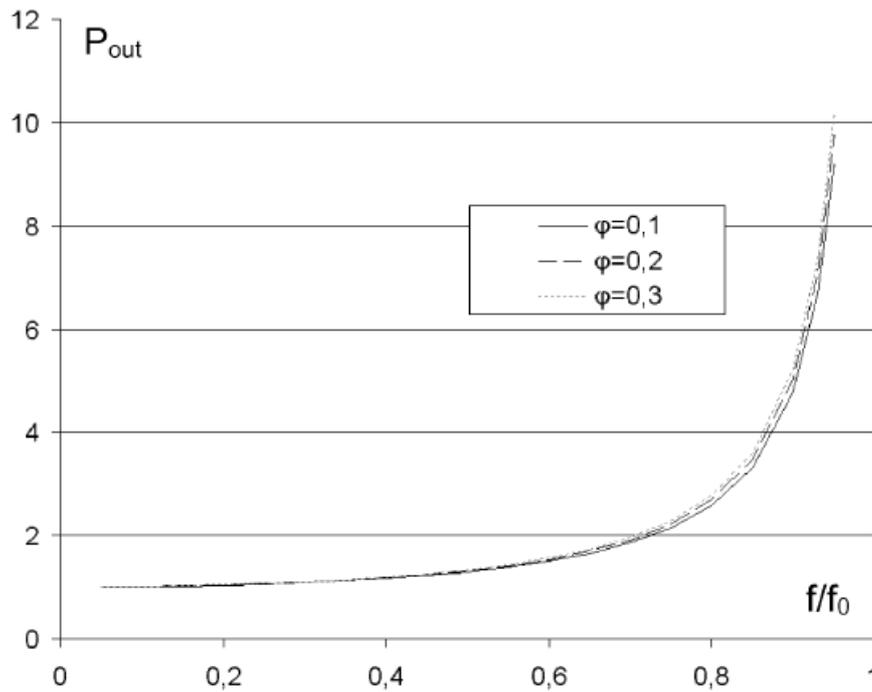


FIG. 11

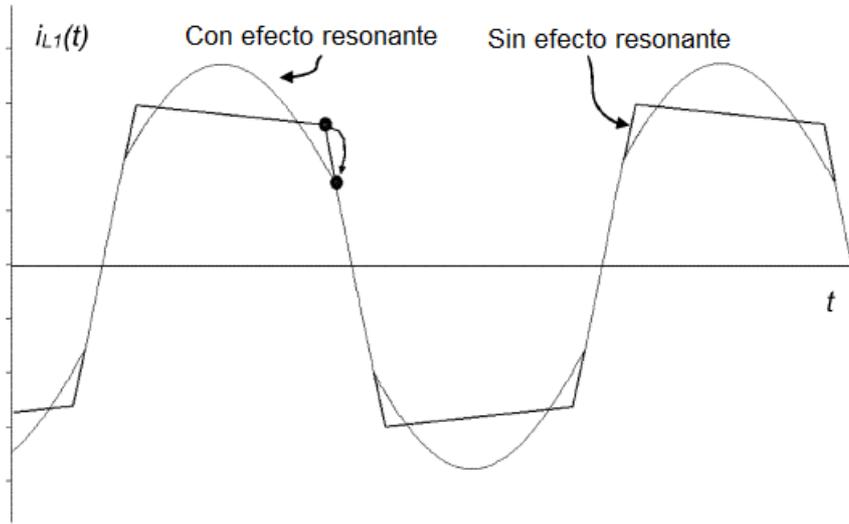


FIG. 12

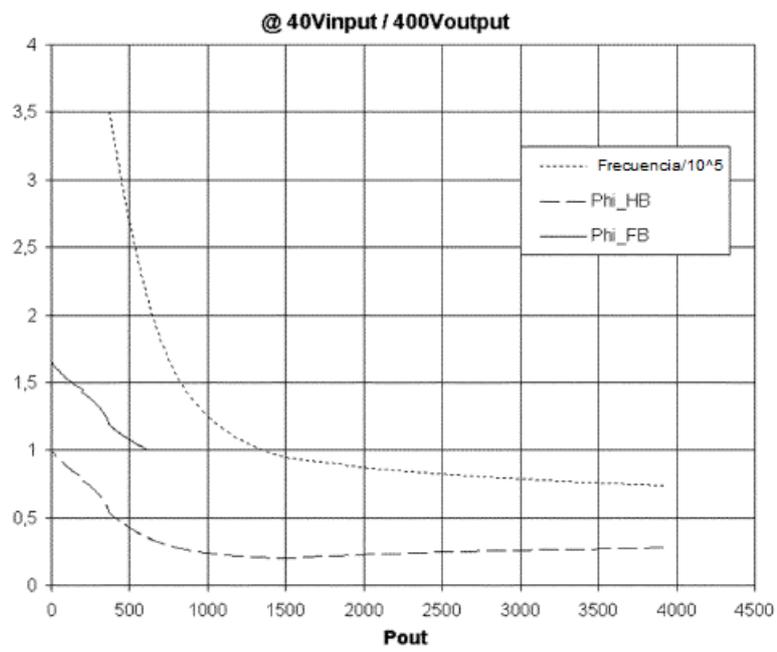


FIG. 13

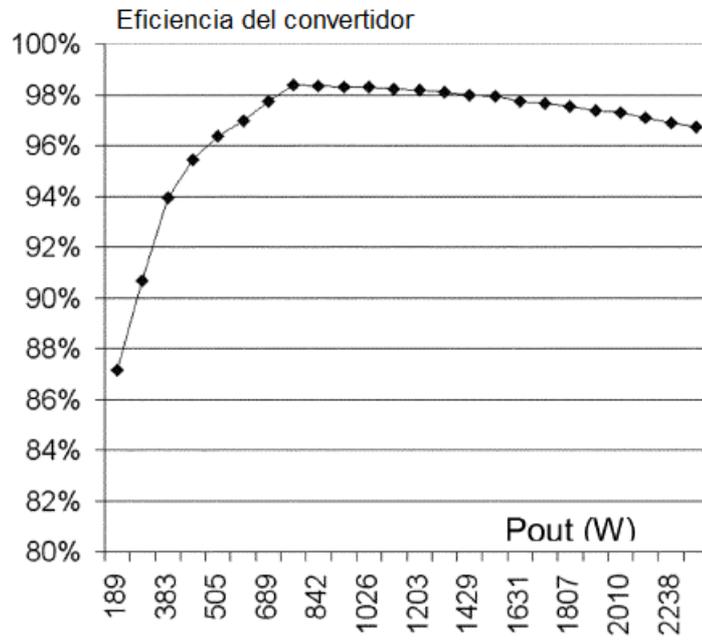


FIG. 14

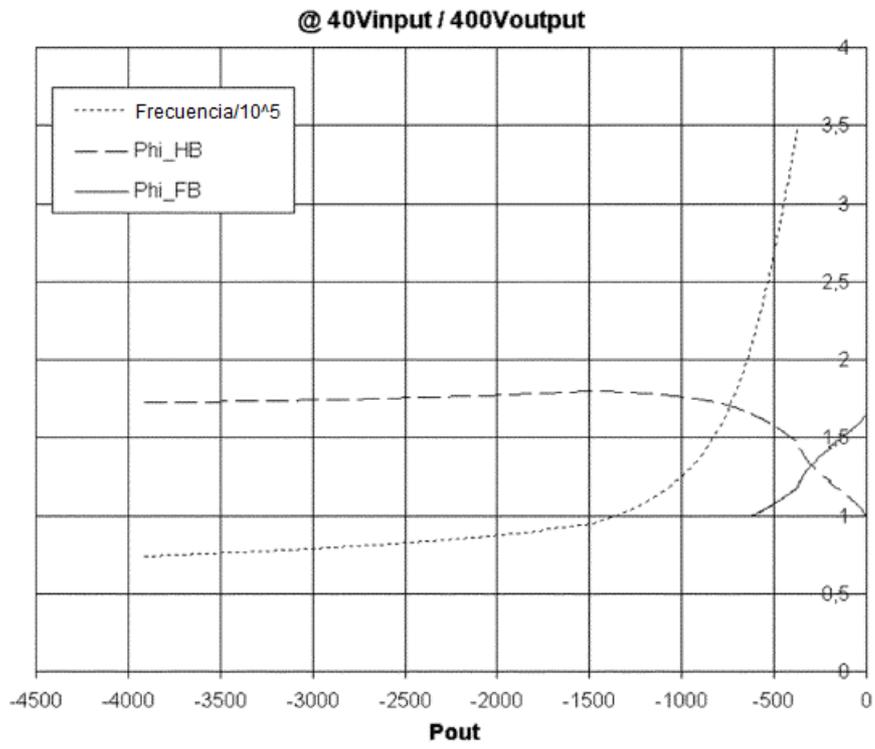


FIG. 15