

Capítulo 5

ANÁLISIS DE INVERSORES DE ALTA FRECUENCIA Y MÉTODOS DE CONTROL PROPUESTOS

En el presente capítulo se van a analizar las topologías que proporcionen a las lámparas de alta intensidad de descarga las formas de onda descritas en el capítulo anterior. Además de las topologías de potencia, es necesario analizar qué tipo de control es más adecuado para obtener estabilidad, sencillez en el diseño y en la implementación del circuito, así como buenas características ante variaciones en la carga (envejecimiento de lámparas de alta intensidad, calentamiento tras el arranque, dispersión en las características, etc.). Se justificará que las topologías más adecuadas para obtener las formas de onda mencionadas anteriormente están formadas por una familia determinada de inversores controlados en corriente que han sido estudiados en diferentes trabajos previos, aunque no específicamente para evitar resonancias acústicas. De este modo, se llega a las topologías inversoras de 1, 2 y 4 interruptores en modo corriente, así como los diferentes métodos de control utilizados. También se van a deducir algunas características necesarias que van a tener que presentar las etapas anteriores al inversor analizado para lograr un correcto funcionamiento del sistema lámpara-balasto.

Índice del Capítulo

5.1	INTRODUCCIÓN	5-4
5.2	METODOLOGÍA A EMPLEAR PARA EL ANÁLISIS DE LOS INVERSORES	5-7
5.2.1	DEFINICIÓN DE PARÁMETROS DE INTERÉS	5-8
5.2.2	PROCEDIMIENTO DE DISEÑO	5-9
5.2.3	NORMALIZACIÓN DE VARIABLES	5-10
5.3	INVERSOR DE 1 INTERRUPTOR (REDUCTOR-ELEVADOR).....	5-13
5.3.1	ANÁLISIS DEL INVERSOR	5-15
5.3.2	FORMA DE ONDA DE POTENCIA	5-19
5.3.3	PARÁMETROS NOMINALES	5-21
5.3.4	EJEMPLO DE DISEÑO	5-23
5.3.5	MÉTODOS DE CONTROL EN CADENA ABIERTA.....	5-25
5.3.5.1	Control por Frecuencia de Conmutación - Ciclo de Trabajo (f-D).....	5-26
5.3.5.2	Control por Corriente Máxima por el Interruptor- Tiempo de Apagado del Interruptor ($I_{M\ MAX} - T_{OFF}$).....	5-30
5.3.5.3	Control por Corriente Máxima por la Bobina - Tiempo de Apagado del Interruptor ($I_{L\ MÁX} - T_{OFF}$)	5-35
5.3.5.4	Control por Corriente Máxima por la Bobina - Rizado de Corriente por la Bobina ($I_{L\ MÁX} - \Delta I_L$)	5-39
5.3.6	CONCLUSIONES	5-43
5.3.7	MODIFICACIONES AL SISTEMA DE CONTROL.....	5-46
5.4	INVERSOR DE 2 INTERRUPTORES (MEDIO PUENTE ALIMENTADO EN CORRIENTE).....	5-53
5.4.1	ANÁLISIS DEL INVERSOR	5-55
5.4.2	PARÁMETROS NOMINALES	5-64

5.4.3	MÉTODOS DE CONTROL.....	5-66
5.4.3.1	Control por Frecuencia de Conmutación (f).....	5-67
5.4.3.2	Control por Corriente Máxima por la Bobina, ($I_{L\text{ MAX}}$).	5-69
5.4.3.3	Control por Rizado de Corriente por la Bobina, (ΔI_L)	5-75
5.4.4	CONCLUSIONES.....	5-77
5.4.5	MODIFICACIONES A LOS CONTROLES PROPUESTOS.....	5-78
5.5	INVERSOR DE 4 INTERRUPTORES (PUENTE COMPLETO ALIMENTADO EN CORRIENTE).....	5-83
5.6	RESULTADOS DEL ANÁLISIS Y CONCLUSIONES	5-87
5.7	REFERENCIAS.....	5-91

5.1 INTRODUCCIÓN

Como se ha justificado previamente [4], [6], [7], [8], para minimizar el riesgo de aparición de resonancias acústicas en lámparas de alta intensidad de descarga, es preciso alimentar la lámpara de manera que en el espectro en frecuencia de la potencia entregada a la misma, no aparezca ninguna componente superior al 5% de la potencia media (valor de continua). Este límite del 5% es el más restrictivo de todos. Teóricamente, si la potencia en una frecuencia es menor siempre que el 5% de la potencia media, no se tendrán resonancias acústicas nunca (al menos en las lámparas de descarga empleadas actualmente), aún cuando esta frecuencia sea una de las frecuencias principales de resonancia.

Para ello pueden utilizarse diversas topologías, basadas, a su vez, en distintos métodos de distribución de potencia. De todas las posibilidades comentadas en el estado del arte, deben escogerse las topologías que presenten menor complejidad (lo que va a implicar a la larga un menor coste del sistema).

Una lámpara de descarga puede considerarse como una carga pasiva con una dinámica muy lenta, cuyos posibles modos de funcionamiento son muy limitados (funcionamiento en régimen permanente, calentamiento, etc.). Por ello, no parece justificable realizar un balasto complicado para alimentar este tipo de cargas. Las estrategias de alimentación con modulación de la potencia instantánea (modulación con ruido blanco [7], inserción de armónicos [2]), y seguimiento en tiempo real (Realimentación del control, cambio de frecuencias, etc.), presentan una evidente complejidad a la hora de la implementación práctica. Como métodos de caracterización y estudio de resonancias acústicas en laboratorio son métodos muy potentes y versátiles; sin embargo, no resultan prácticos a la hora de implementar balastos comerciales.

Por ello se buscan soluciones topológicas sencillas, con un control simple que no implique modulación ni complejidad excesiva en el control. La solución lógica es, por tanto, el balasto de continua (o de onda cuadrada a baja frecuencia, en torno a 400 Hz) [9], [10]. Este balasto consigue estabilizar el funcionamiento de la lámpara evitando los problemas principales que se tienen a frecuencias de red. Sin embargo, el balasto resultante acaba siendo de 3 etapas (una etapa rectificadora, otra de estabilización y adecuación de niveles de continua, y una etapa final inversora), lo que multiplica el número de interruptores controlados presentes. Además, a estas frecuencias de en torno a 400 Hz, los elementos reactivos resultantes son de considerable tamaño.

La siguiente solución trata de encontrar topologías que, operando a frecuencias usuales en iluminación electrónica (entre 25 kHz y 100 kHz), proporcionen formas de onda de potencia adecuadas. Estos inversores deben partir de un bus de continua, de modo que se consiga la estabilidad de la lámpara con dos etapas alimentando desde red.

Basándose en inversores no resonantes sin modulación y en cadena abierta (buscando sencillez de funcionamiento), pueden obtenerse una serie de formas de onda que han sido analizadas en el capítulo 3. En este capítulo se van a estudiar estas formas de onda de salida, no ya en función de sus características en el espectro de frecuencia, sino en cuanto a parámetros utilizables de cara al diseño del equipo de potencia.

Así, obtendremos la forma de onda en función de los diferentes parámetros de diseño (valores de los componentes pasivos utilizados, valores de parámetros de la lámpara, métodos de control, frecuencia de conmutación, especificaciones del equipo, etc.)

Los inversores utilizados se presentan en la figura 5.1. Pueden observarse los inversores de un interruptor (reductor-elevador con interruptor referido a masa), de dos interruptores (el medio puente alimentado en corriente con interruptores referidos a masa) y el de cuatro interruptores (puente completo alimentado en corriente).

Se comenzará analizando cada uno de los inversores para luego estudiar de qué manera influye el control implementado en cada uno de ellos. Finalmente se tomará el control más adecuado que garantice estabilidad del sistema y que posibilite cierto control sobre resonancias acústicas (poco rizado de potencia instantánea en la carga).

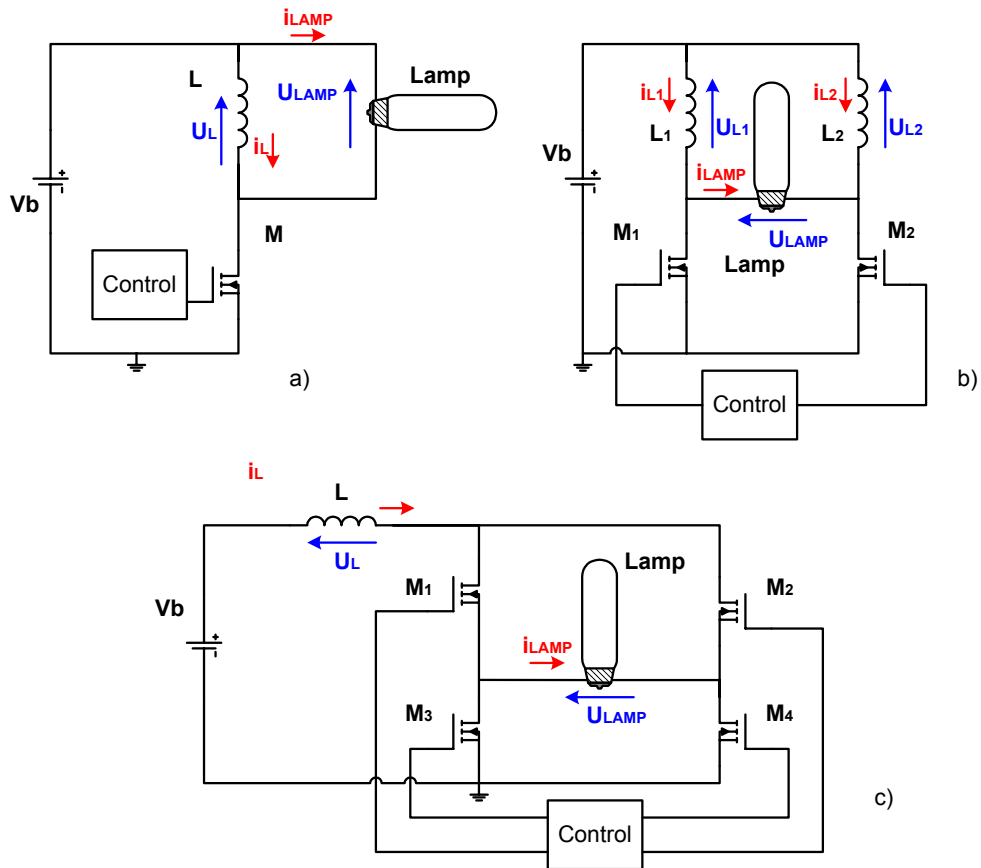


Figura 5.1. Inversores estudiados. a) Reductor-elevador funcionando como inversor. b) Medio Puente en corriente. c) Puente Completo alimentado en corriente

5.2 METODOLOGÍA A EMPLEAR PARA EL ANÁLISIS DE LOS INVERSORES

En el presente punto se considera la metodología que se aplicará en el estudio y análisis de las diversas topologías elegidas.

Los objetivos fundamentales de la alimentación de lámparas de descarga a alta frecuencia, son el mantenimiento del flujo luminoso constante, y la no aparición de resonancias acústicas en la lámpara. Un tercer objetivo conveniente es que el sistema incorpore protecciones ante sobrecorriente (previniendo una eventual inestabilidad).

Para la regulación del flujo luminoso, y dado que éste es proporcional a la potencia entregada a la lámpara ([3], [4], [6]), se pretende analizar el comportamiento de la potencia media entregada a la lámpara para las diversas topologías y los diversos métodos de control empleados.

En cuanto a la aparición de resonancias acústicas, se ha demostrado que interesa la menor variación posible de potencia instantánea en la lámpara (rizado de potencia en la carga), que será función también tanto de la topología empleada como del método de control.

En el capítulo 3, se han obtenido las características que deben presentar las formas de onda obtenidas de los diversos inversores analizados de manera que cumplan el requerimiento del rizado de potencia del 5% (resonancias acústicas); por tanto, se trata ahora de analizar qué formas de onda producen los inversores analizados, y cómo pueden expresarse estas formas de onda en función de los diversos métodos de control, de manera que pueda obtenerse el requerimiento de potencia instantánea de manera práctica en función de los parámetros de cada método de control.

A continuación es necesario calcular cómo varían estas especificaciones, tanto de potencia media (flujo luminoso constante) como de potencia instantánea (resonancias acústicas) a lo largo de la vida útil del sistema lámpara-balasto (variaciones inherentes al envejecimiento de la lámpara, etc.), y poder calcular así los límites de diseño de cada topología.

Entonces se podrá elegir qué topología será más adecuada según qué aplicaciones.

Para el análisis de los inversores se realizan una serie de simplificaciones:

1. La carga equivalente que presenta la lámpara en alta frecuencia es resistiva pura. Es decir, la corriente y la tensión por la lámpara son siempre proporcionales [11].

2. La corriente media por la lámpara es siempre cero. Es decir, no existe componente de continua en la forma de onda resultante de corriente (o tensión) por la lámpara.
3. El bus de continua es una fuente ideal de tensión (rizado nulo) y de potencia infinita.

5.2.1 Definición de Parámetros de Interés

Por un lado interesa conocer la *potencia media entregada a la lámpara*, definida como

$$P_{LAMP\ AVG} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} U_{LAMP}(t) \cdot i_{LAMP}(t) \cdot dt \quad \text{ec. (5.1)}$$

donde

- $U_{LAMP}(t)$ es la tensión instantánea en bornes de la lámpara;
- $i_{LAMP}(t)$ es la corriente instantánea por la lámpara;
- T_S es el período de conmutación;

Esta potencia media será expresada en función de parámetros de diseño, tales como valor del bus de continua, valor de los elementos reactivos, etc. También estará expresada en función de parámetros de control (dependiendo del método de control utilizado en cada caso), así como de la carga equivalente que presente la lámpara e cada instante (envejecimiento, calentamiento, etc.)

Por otro lado, es necesario definir un parámetro que dé idea del rizado de potencia instantánea que se tiene en un periodo de conmutación. A tal fin, y puesto que la potencia instantánea puede expresarse como

$$p_{LAMP}(t) = R_{LAMP} \cdot i_{LAMP}^2(t) \quad \text{ec. (5.2)}$$

se define un *rizado de corriente absoluta por la lámpara*, que puede obtenerse sencillamente si se tiene en cuenta que se define como el rizado, en un periodo, de la forma de onda correspondiente al valor absoluto de la corriente instantánea por la lámpara, con respecto al valor máximo de la misma. Así,

$$\Delta i_{LAMP} = \frac{\max(|i_{LAMP}(t)|) - \min(|i_{LAMP}(t)|)}{\max(|i_{LAMP}(t)|)} \quad \text{ec. (5.3)}$$

En la figura 5.2 puede verse un ejemplo de cómo obtener éste valor de rizado de corriente absoluta por la carga.

La definición de este rizado se hace así debido a que en circunstancias determinadas (que se aclararán posteriormente a lo largo de este capítulo), este rizado absoluto de corriente por la carga coincide con el rizado de corriente por la bobina, parámetro considerado generalmente como fundamental a la hora de diseñar inductancias.

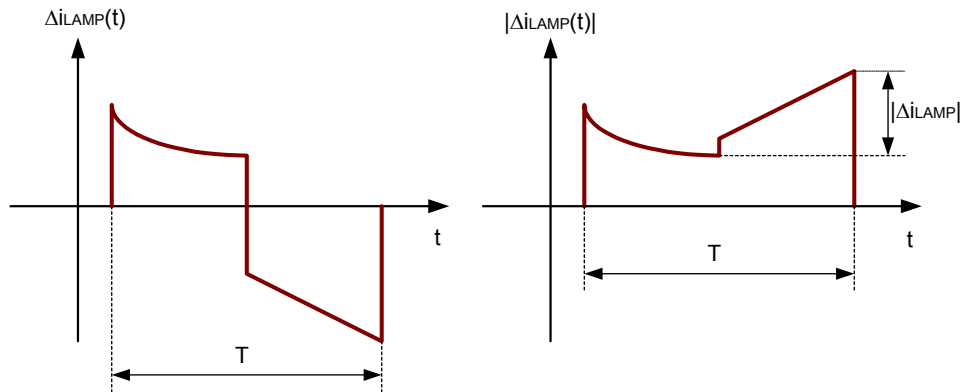


Figura 5.2 Definición del rizado de corriente absoluta a partir de la corriente instantánea por la carga

5.2.2 Procedimiento de Diseño

El diseño de los inversores se realiza partiendo de una serie de datos iniciales para obtener unos parámetros constructivos del circuito (ver figura 5.3). Los datos iniciales de los que se parte engloban, entre otros, las características propias de la lámpara, tal y como vienen definidas por el fabricante:

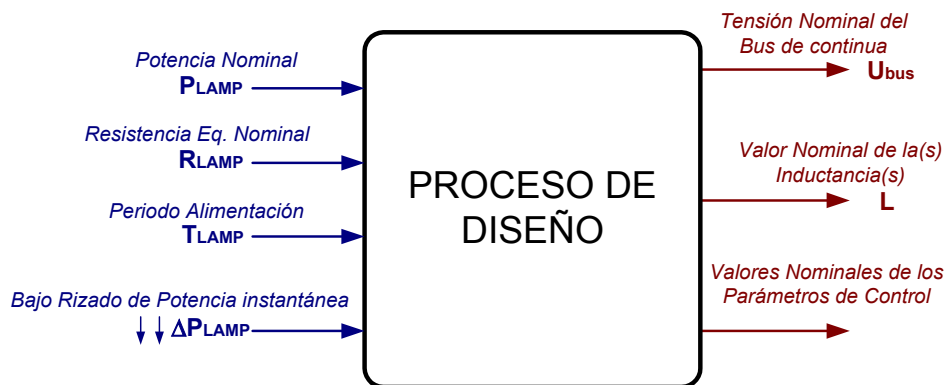


Figura 5.3 Procedimiento de diseño de los inversores electrónicos

- Potencia nominal de la lámpara, P_{LAMP}
- Resistencia equivalente (en alta frecuencia) de la lámpara, R_{LAMP} . Esta resistencia se mide directamente en la lámpara, anotando los valores de corriente y tensión eficaces y obteniendo el cociente.

El inversor electrónico proporciona una forma de onda de alimentación de la lámpara de alta frecuencia. Puede emplearse como tercer parámetro de diseño esta propia frecuencia (o un parámetro equivalente, el periodo):

- Periodo de la forma de onda de alimentación de la lámpara, T_{LAMP} .

Por último, los inversores se diseñarán teniendo en cuenta que ninguna componente en frecuencia de la potencia por la lámpara debe superar el valor del 5% con respecto a la potencia media. Del capítulo 3, dedicado al análisis de las formas de onda, pueden obtenerse determinados márgenes de variación de determinados parámetros que fijarán, para los valores nominales, el rizado absoluto de corriente.

Por otra parte, los parámetros constructivos obtenidos en el diseño, proporcionan el valor del bus de continua, los valores de las inductancias presentes en el inversor, así como los valores nominales de los parámetros de control necesarios. Estos parámetros de control varían según el método de control implementado. Si se trata, por ejemplo, de un control por corriente máxima por la bobina y tiempo de apagado ($I_{L\ MAX}-T_{off}$) para el inversor de un interruptor, los valores que se obtendrían serían la propia corriente máxima por la bobina y el tiempo de apagado del transistor.

5.2.3 Normalización de Variables

Para poder realizar un análisis que pueda extrapolarse a diferentes valores de parámetros iniciales (por ejemplo, lámparas de distintas potencias nominales), es conveniente realizar algún tipo de normalización que permita extrapolar los resultados obtenidos sin más que realizar luego la desnormalización. Estos métodos de normalización se utilizan de manera habitual en diseño electrónico [1], [3].

La base de la normalización serán parámetros de la lámpara nueva en régimen nominal permanente alimentando a alta frecuencia. Así, se tiene que la impedancia que presenta la lámpara es una resistencia.

El presente diseño trata de asegurar que las formas de onda que proporciona el circuito sean prácticamente cuadradas. Para ello, el comportamiento de las inductancias de los inversores (figura 5.1), debe ser parecido al de fuente de corriente. Es decir, los parámetros eléctricos de las inductancias deben ser prácticamente constantes con respecto al periodo de conmutación, T . Como se justificará más adelante, interesa que el ciclo de trabajo sea siempre, para cualquier inversor, de en torno a $D=0,5$ (lo que implica que en el inversor de dos interruptores $L_1=L_2$).

Surge así la necesidad de hacer:

$$\tau = \frac{L}{R_{LAMP-NOM}} \gg T = \frac{1}{f_c} \quad \text{ec. (5.4)}$$

donde f_c es a frecuencia de conmutación, L es el valor de la inductancia, y τ es la constante de tiempos de la descarga $R_{LAMP-NOM} \cdot L$.

La ecuación (5.4) puede expresarse en función de un parámetro k , de manera que:

$$\tau = \frac{L}{R_{LAMP-NOM}} = k \cdot T = \frac{k}{f_c} \quad \text{ec. (5.5)}$$

Este parámetro k se obtiene de fijar la condición de rizado absoluto de corriente por la carga.

Por tanto, los parámetros base de la normalización son los siguientes:

- **Potencia Base:** $P_B = P_{NOM}$; es la potencia nominal de la lámpara (característica del fabricante)
- **Impedancia Base:** $R_B = R_{LAMP-NOM}$; es la impedancia que presenta la lámpara nueva (envejecida 100 horas) cuando es alimentada a potencia nominal a alta frecuencia (equivalente resistivo).
- **Inductancia Base:** L_B ; es la inductancia del inversor. Se obtiene directamente de la ecuación (5.5) al despejar la inductancia:

$$L_B = R_{LAMP-NOM} \cdot \tau = \frac{R_{LAMP-NOM} \cdot k}{f_c} \quad \text{ec. (5.6)}$$

De estos valores base se derivan los demás parámetros necesarios para llevar a cabo la normalización:

- **Tensión Base:** U_B ; se obtiene a partir de la potencia y la impedancia base:

$$U_B = \sqrt{P_B \cdot R_B} \quad \text{ec. (5.7)}$$

- **Corriente Base:** I_B ; se obtiene a partir de la potencia y la impedancia base:

$$I_B = \sqrt{\frac{P_B}{R_B}} \quad \text{ec. (5.8)}$$

- **Periodo Base:**

$$T_B = \frac{L_B}{R_B} \quad \text{ec. (5.9)}$$

□ Frecuencia Base:

$$\omega_B = \frac{1}{T_B} \quad \text{ec. (5.10)}$$

A partir de estos valores base puede llevarse a cabo la normalización del cualquier circuito. En particular, para los inversores estudiados, pueden observarse las variables utilizadas en el análisis.

Nombre de la Variable	Símbolo de la Variable sin Normalizar	Variable Base	Símbolo de la Variable Normalizada
Tensión	U	U_B	M
Corriente	I	I_B	j
Potencia	P	$P_B = P_{NOM}$	Π
Resistencia	R	$Z_B = R_{LAMP-NOM}$	Q
Inductancia	L	L_B	λ
Frecuencia Angular	ω	ω_B	Ω
Tiempo	t	T_B	ψ
Periodo	T	T_B	Ψ

Tabla 5.1 Variables y símbolos empleados en el análisis

El procedimiento de diseño esbozado anteriormente puede presentarse ahora con variables normalizadas. El planteamiento sería entonces el de la figura 5.4.

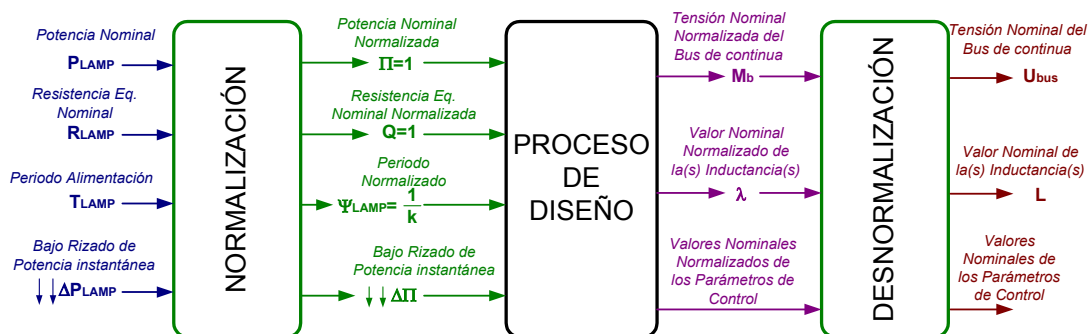


Figura 5.4. Procedimiento de diseño con normalización de variables (más genérico)

5.3 INVERSOR DE 1 INTERRUPTOR (REDUCTOR-ELEVADOR)

El primer inversor que se analiza es el de la figura 5.1.a), que ha sido utilizado anteriormente en la literatura [3], [5], [14]. Para realizar un análisis de la topología, se recurre a la nomenclatura de la figura 5.5.

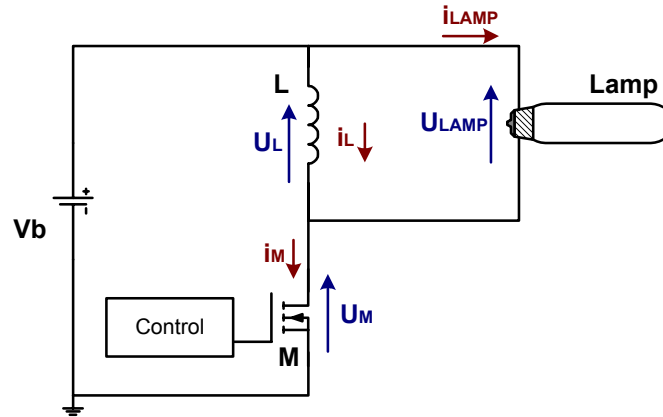


Figura 5.5 Inversor Reductor-Elevador. Referencias para tensión y corriente (sin normalizar)

Un inversor más genérico sería el de la figura 5.6, que incluye un transformador (cuya inductancia magnetizante, L , se emplea como elemento reactivo de almacenamiento de energía) de relación de transformación $1:n$.

Si se refieren todos los parámetros eléctricos del circuito al secundario, el diagrama obtenido puede verse en la figura 5.6.b). Este diagrama es igual al diagrama del circuito sin transformador de la figura 5.5. Simplemente ha de tenerse en cuenta que, en la figura 5.6.b), se cumple que los parámetros eléctricos referidos al primario están relacionados por el valor n (relación de transformación) con los valores referidos al secundario:

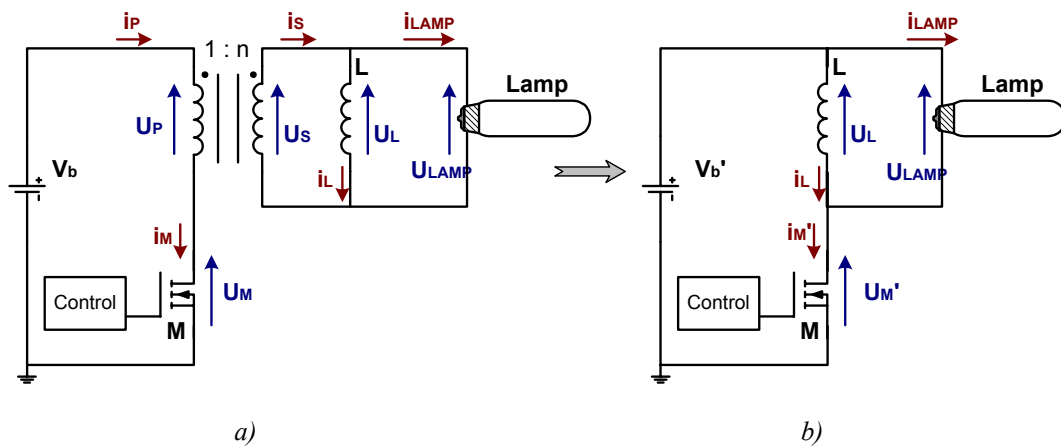


Figura 5.6. Inversor genérico con transformador de relación $1:n$.
a) diagrama eléctrico del circuito con transformador.
b) diagrama eléctrico referido al secundario.

$$i_{pri}(t) = i_{sec}'(t) = \frac{i_{sec}(t)}{n} \quad \text{ec. (5.11)}$$

$$u_{pri}(t) = u_{sec}'(t) = n \cdot u_{sec}(t) \quad \text{ec. (5.12)}$$

Es decir, puede estudiarse el circuito sin el transformador sin perder por ello generalidad. Además, el análisis resulta más sencillo. El empleo del transformador está justificado en equipos que partan de unos órdenes tensión de bus muy diferentes a los órdenes de tensión que va a demandar la lámpara.

Por otra parte, es necesario realizar la normalización de las variables del circuito. Así, el circuito con parámetros normalizados puede verse en la figura 5.7.a).

Dependiendo de si el interruptor M del inversor se encuentra en saturación (ON) o en corte (OFF), tendremos dos modos topológicos de conducción distintos, que pueden observarse en la figura 5.7.b) y 5.7.c), respectivamente.

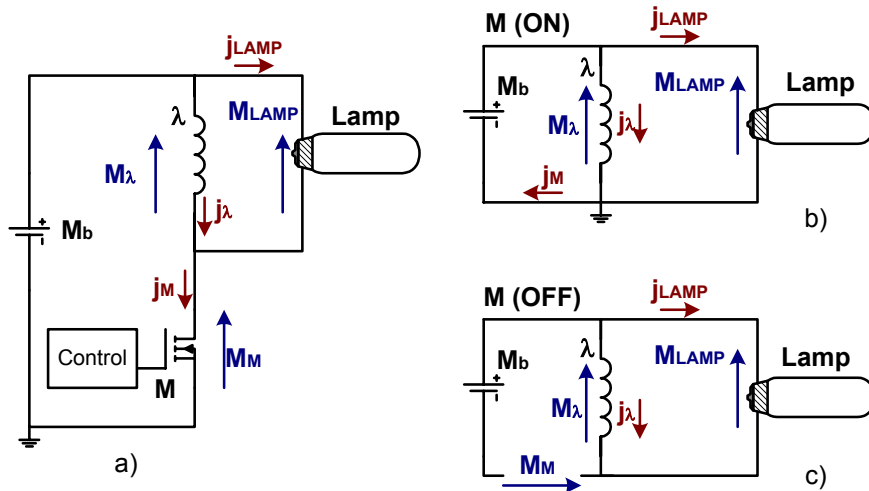


Figura 5.7 Inversor Reductor-Elevador con parámetros normalizados.

- a) Referencias para tensión y corriente.
- b) Modo de conducción con el interruptor saturado (M ON).
- c) Modo de conducción con el interruptor en corte (M OFF).

5.3.1 Análisis del Inversor

Suponiendo régimen permanente y componentes ideales, se puede realizar el análisis de la etapa de potencia. Se supone que la fuente de entrada V_b es un bus de continua sin rizado de tensión y de potencia infinita. El valor del bus normalizado será entonces

$$M_b = \frac{V_b}{U_B} \quad \text{ec. (5.13)}$$

es decir, se calcula el valor por unidad del bus de continua, utilizando como valor base el de la ecuación (5.7).

Se supone también que la carga equivalente que presenta la lámpara de alta intensidad de descarga es resistiva pura, para el margen de frecuencias que se van a manejar en este estudio (entre 25 kHz y 100 kHz). Se denota R_B como la impedancia equivalente que presenta dicha lámpara.

Llamando D al intervalo de tiempo en un periodo en el cual el interruptor se encuentra encendido, se tiene que la inductancia y la lámpara están conectadas en paralelo a la fuente de continua. Normalizando,

$$Q = \frac{R_{LAMP}}{R_B} \quad \text{ec. (5.14)}$$

$$\lambda = \frac{L}{L_B} \quad \text{ec. (5.15)}$$

De la figura 5.7:

$$M_\lambda = \lambda \cdot \frac{dj_\lambda}{d\psi} \quad \text{ec. (5.16)}$$

$$M_{LAMP} = j_{LAMP} \cdot Q \quad \text{ec. (5.17)}$$

$$M_{LAMP} = M_\lambda = M_b \quad \text{ec. (5.18)}$$

$$j_b = j_{LAMP} + j_\lambda \quad \text{ec. (5.19)}$$

Por otra parte, para el intervalo en el cual se tiene el interruptor en corte, se tiene el esquema equivalente de la figura 5.7.c):

$$M_{\lambda} = \lambda \cdot \frac{dj_{\lambda}}{d\psi} \quad \text{ec. (5.20)}$$

$$M_{LAMP} = j_{LAMP} \cdot Q \quad \text{ec. (5.21)}$$

$$M_{LAMP} = M_{\lambda} \quad \text{ec. (5.22)}$$

$$0 = j_{LAMP} + j_{\lambda} \quad \text{ec. (5.23)}$$

Operando con estas ecuaciones se tiene que, para el intervalo en el que M está saturado, la bobina se carga linealmente a tensión constante, y que la corriente por la carga es continua en este intervalo.

Cuando el interruptor se corta, la corriente por la bobina se descarga exponencialmente por la resistencia equivalente de la lámpara (descarga R-L de primer orden).

Se obtienen así las formas de onda que pueden verse en la figura 5.8.

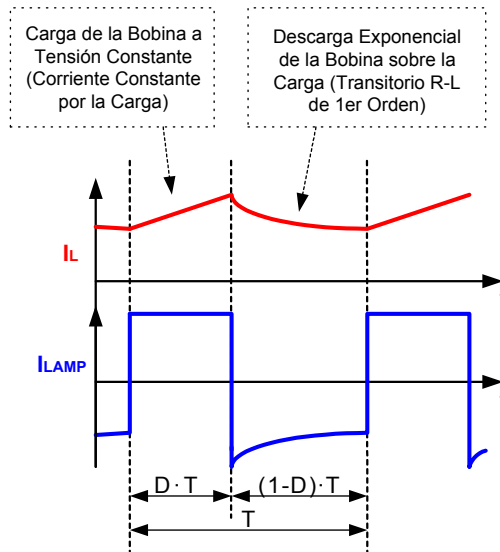


Figura 5.8. Formas de onda de la corriente en la bobina y en la carga para el reductor elevador

De las ecuaciones (5.16) y (5.18), integrando, se llega a la expresión de la corriente por la bobina mientras el interruptor está encendido:

$$j_{\lambda}(\psi) = j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \psi \quad \text{si } 0 < \psi < D \cdot \Psi \quad \text{ec. (5.24)}$$

Además, el valor de la corriente máxima por la bobina se tiene para $t = D \cdot \Psi$, de donde, a partir de (5.24), se obtiene:

$$j_{\lambda MAX} = j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot D \cdot \Psi \quad \text{ec. (5.25)}$$

El valor de la corriente por la carga viene expresado por (5.17), sin más que reordenar:

$$j_{LAMP}(\psi) = \frac{M_b}{Q} \quad \text{si } 0 < \psi < D \cdot \Psi \quad \text{ec. (5.26)}$$

Ahora bien, cuando el interruptor se apaga, la situación varía, y las ecuaciones que expresan estas corrientes cambian.

La corriente por la bobina experimenta una descarga exponencial a través de la resistencia equivalente de la lámpara, por lo que:

$$j_{\lambda}(\psi) = j_{\lambda MAX} \cdot e^{-\frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau}} \quad \text{si } D \cdot \Psi < \psi < \Psi \quad \text{ec. (5.27)}$$

donde la constante $\tau = \frac{\lambda}{Q}$ indica la constante de tiempos de la descarga exponencial.

La corriente por la carga coincide ahora con la corriente por la bobina (salvo el signo, según las referencias de la figura 5.5), por lo que:

$$j_{LAMP}(\psi) = -j_{\lambda MAX} \cdot e^{-\frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau}} \quad \text{si } D \cdot \Psi < \psi < \Psi \quad \text{ec. (5.28)}$$

Por tanto, pueden expresarse las formas de onda de corriente y tensión en los elementos del inversor según las fórmulas de la tabla 5.2.

	Tiempo de Encendido $0 < \psi < D \cdot \Psi$	Tiempo de Apagado $D \cdot \Psi < \psi < \Psi$
Corriente por la Bobina	$j_{\lambda}(\psi) = j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \psi$	$j_{\lambda}(\psi) = j_{\lambda MAX} \cdot e^{-\frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau}}$
Tensión en la Bobina	$M_{\lambda}(\psi) = M_b$	$M_{\lambda}(\psi) = -j_{\lambda MAX} \cdot Q \cdot e^{-\frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau}}$
Corriente por la Lámpara	$j_{LAMP}(\psi) = \frac{M_b}{Q}$	$j_{LAMP}(\psi) = -j_{\lambda MAX} \cdot e^{-\frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau}}$
Tensión en la Lámpara	$M_{LAMP}(\psi) = M_b$	$M_{LAMP}(\psi) = -j_{\lambda MAX} \cdot Q \cdot e^{-\frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau}}$
Corriente por el Interruptor	$j_M(\psi) = \frac{M_b}{Q} + j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \psi$	0
Tensión en el Interruptor	0	$M_M(\psi) = M_b + j_{\lambda MAX} \cdot Q \cdot e^{-\frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau}}$
Corriente entregada por la fuente	$j_b(\psi) = \frac{M_b}{Q} + j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \psi$	0

Tabla 5.2: Expresiones de Corrientes y Tensiones en un Periodo de Conmutación

Las formas de onda presentan un aspecto como el de la figura 5.9.

Multiplicando tensiones y corrientes instantáneas, puede obtenerse la expresión de la potencia instantánea entregada a la lámpara:

$$\Pi_{\text{LAMP}}(\psi) = \frac{M_b^2}{Q} \quad \text{si } 0 < \psi < D \cdot \Psi \quad \text{ec. (5.29)}$$

$$\Pi_{\text{LAMP}}(\psi) = j_{\lambda \text{MAX}}^2 \cdot Q \cdot e^{-2 \cdot \frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau}} \quad \text{si } D \cdot \Psi < \psi < \Psi \quad \text{ec. (5.30)}$$

Si se integra en un periodo de conmutación, la potencia media resulta:

$$\Pi_{\text{LAMP AVG}} = \frac{1}{\Psi} \left(\int_{\psi=0}^{\psi=D \cdot \Psi} \frac{M_b^2}{Q} \cdot d\psi + \int_{\psi=D \cdot \Psi}^{\psi=\Psi} j_{\lambda \text{MAX}}^2 \cdot Q \cdot e^{-2 \cdot \frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau}} \cdot d\psi \right)$$

$$\Pi_{\text{LAMP AVG}} = \frac{M_b^2 \cdot D}{Q} + \frac{j_{\lambda \text{MAX}}^2 \cdot \lambda}{2 \cdot \Psi} \cdot \left(1 - e^{-2 \cdot \frac{(1-D) \cdot \Psi}{\tau}} \right) \quad \text{ec. (5.31)}$$

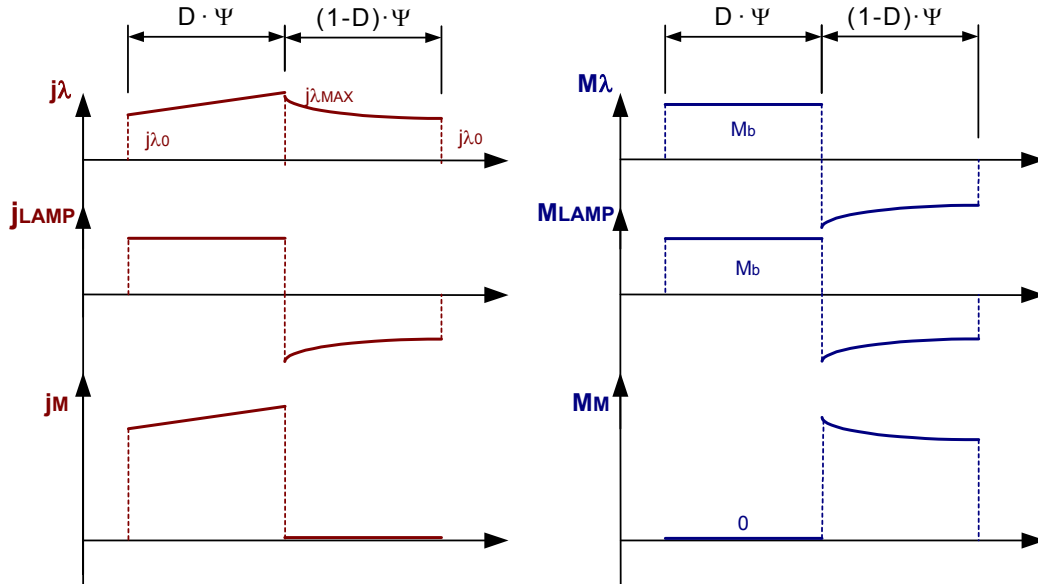


Figura 5.9. Principales formas de onda de tensión y corriente normalizadas en el inversor de un interruptor.

Puede calcularse el rizado como

$$D = \frac{1}{1 - \frac{\Psi_{\text{off}} \cdot Q \cdot M_b}{\left(1 - e^{-\frac{\Psi_{\text{off}} \cdot Q}{\lambda}} \right) \cdot \lambda \cdot (M_b - j_{M \text{MAX}} \cdot Q)}} \quad \text{ec. (5.32)}$$

El rizado absoluto de corriente por la carga, parámetro interesante a la hora de analizar el comportamiento del inversor frente a resonancias acústicas, puede obtenerse a partir del rizado de corriente por la inductancia, que se define como:

$$\Delta j_{\lambda} = \frac{j_{\lambda MAX} - j_{\lambda 0}}{j_{\lambda MAX}} = 1 - e^{-\frac{\Psi \cdot (1-D)}{\tau}} \quad \text{ec. (5.33)}$$

5.3.2 Forma de Onda de Potencia

Este parámetro Δj_{λ} , definido en la ecuación anterior, viene expresado en valores por unidad. Téngase en cuenta que Δj_{λ} es el rizado de corriente por la bobina (relación de corrientes inicial y final de la descarga de la bobina).

Con la variación de parámetros Δj_{LAMP} (rizado absoluto de corriente en la lámpara) y D (ciclo de trabajo), puede obtenerse la zona de seguridad teórica ante resonancias acústicas.

Lo que en realidad interesa, por tanto, es el rizado absoluto de la corriente por la carga, que puede ser distinto del rizado de corriente por la bobina definido en la ecuación (5.33). Esto es debido a que, dependiendo de las diferentes relaciones posibles entre los parámetros del circuito, la forma de onda de corriente por la carga puede presentar diferentes aspectos, tal y como se muestra en la figura 5.10.

En la figura 5.10.a) se muestra el caso normalmente considerado. El rizado de corriente por la bobina *coincide* con el rizado de corriente por la carga. Esto se da cuando el valor absoluto de la corriente por la lámpara al conducir el interruptor (M ON, ecuación (5.26)) se encuentra comprendida entre los valores máximo y mínimo de la corriente por la bobina ($j_{\lambda MAX}$ y $j_{\lambda 0}$, respectivamente). Así, puede expresarse esta condición como

$$|j_{\lambda 0}| < |j_{LAMP \text{ NOM}}| < |j_{\lambda MAX}| \quad \text{ec. (5.34)}$$

Para el caso contemplado en la figura 5.10.b), se tiene que el rizado de corriente por la bobina, ecuación (5.33), es *menor* que el rizado real sobre la carga, por lo que no puede utilizarse el valor del rizado por la bobina como parámetro para calcular el primer armónico de la potencia. Este caso se da cuando la carga es baja (Q_{LAMP} bajas). La expresión matemática sería

$$|j_{\lambda 0}| < |j_{\lambda MAX}| < |j_{LAMP \text{ NOM}}| \quad \text{ec. (5.35)}$$

El último caso considerado es el correspondiente a la figura 5.10.c). Se tiene una situación parecida a la del caso anterior, pero ahora es debido a que hay demasiada carga en el inversor. La corriente cuando el interruptor permanece encendido disminuye, por lo que llega a ser menor que $j_{\lambda 0}$, valor mínimo de la corriente

por la bobina. Así, el rizado de corriente por la carga vuelve a ser *mayor* que el rizado obtenido directamente de la bobina. Matemáticamente;

$$|j_{LAMP\ NOM}| < |j_{\lambda 0}| < |j_{\lambda MAX}| \quad \text{ec. (5.36)}$$

Así, hay que tener en cuenta que la ecuación (5.33) define el rizado de corriente por la bobina, que sólo en ocasiones es igual al rizado de la corriente absoluta por la carga. En estos casos (figura 5.10.a) puede emplearse la gráfica de la figura 4.8 (capítulo 4) para calcular el primer armónico de potencia.

5.3.3 a) $|I_{LMIN}| < |I_{LAMPNOM}| < |I_{LMAX}|$ b) $|I_{LMIN}| < |I_{LMAX}| < |I_{LAMPNOM}|$ c) $|I_{LAMPNOM}| < |I_{LMIN}| < |I_{LMAX}|$

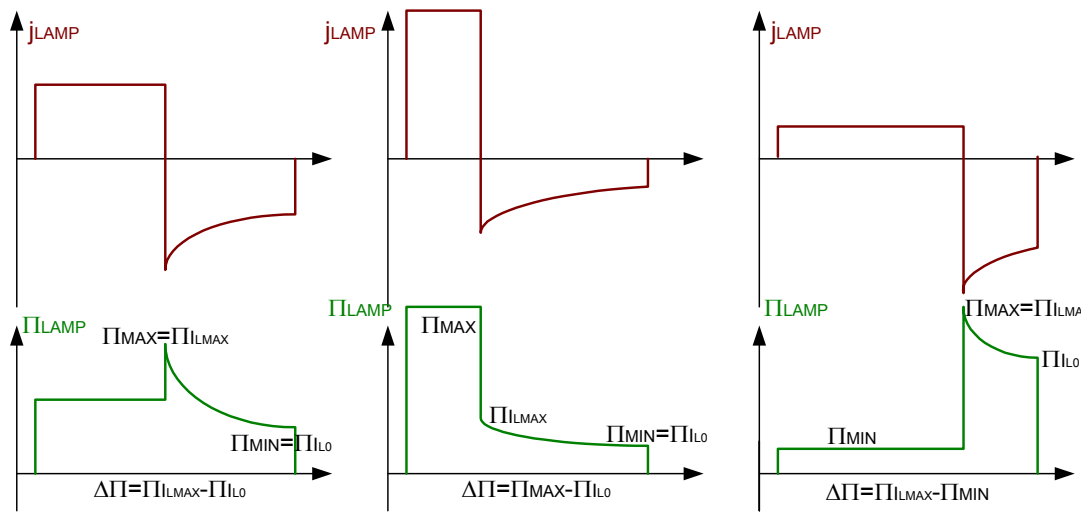


Figura 5.10. Diferentes aspectos de la forma de onda de corriente y de potencia por la carga en el inversor considerado.

Parámetros Nominales

Para empezar con el análisis, es preciso partir de unos valores *nominales* para los parámetros manejados.

Los valores nominales de resistencia equivalente y de potencia media entregada a la lámpara serán los valores base obtenidos de las características de la propia lámpara:

$$R_{NOM} = R_B \Rightarrow Q_{NOM} = 1 \quad \text{ec. (5.37)}$$

$$P_{NOM} = P_B \Rightarrow \Pi_{NOM} = 1 \quad \text{ec. (5.38)}$$

Ahora bien, la potencia instantánea durante el intervalo de conducción del interruptor (M ON) viene dada por la expresión (5.29). Puesto que $Q_{NOM}=1$ y $\Pi_{NOM}=1$, puede obtenerse el valor del bus de continua nominal como:

$$\Pi_{NOM} = \frac{M_{b\,NOM}^2}{Q_{NOM}} \Rightarrow M_{b\,NOM} = \sqrt{\Pi_{NOM} \cdot Q_{NOM}} \Rightarrow M_{b\,NOM} = 1 \quad \text{ec. (5.39)}$$

El rizado de potencia instantánea será mínimo cuando el ciclo de trabajo sea 0,5. De aquí:

$$D_{NOM} = 0,5 \quad \text{ec. (5.40)}$$

Falta definir el valor de k , valor que relaciona la constante de tiempos de la descarga con la frecuencia de conmutación (ecuación (5.5)). Para ello es preciso fijar un límite en el rizado de la forma de onda de corriente por la bobina. De la gráfica de la figura 4.8 (capítulo 4), un valor del 5% del primer armónico de potencia respecto del de continua se obtiene para un rizado de corriente por la bobina del 20% (ó 0,20 p.u.). Para el máximo valor de resistencia equivalente posible (lámpara vieja, en torno a $2 \cdot R_{LAMP-NOM}$), se obtiene, de la ecuación (5.33)

$$\Delta j_{\lambda\,LAMP-VIEJA} = 1 - e^{-\frac{\Psi \cdot (1-D) \cdot 2}{\tau}} \Rightarrow 0,20 = 1 - e^{-\frac{0,5 \cdot 2}{k}} \Rightarrow k \geq 5 \Rightarrow k_{NOM} = 5 \quad \text{ec. (5.41)}$$

Lo que arroja un rizado absoluto de corriente por la carga nominal de:

$$\Delta j_{\lambda\,NOM} = 0,10 \quad \text{ec. (5.42)}$$

Como la inductancia base L_b es igual a la propia inductancia del inversor (es decir, $\lambda=1$), el valor del periodo nominal será, normalizando en la ecuación (5.5):

$$\Psi_{NOM} = \frac{\lambda}{Q_{NOM} \cdot k_{NOM}} \Rightarrow \Psi_{NOM} = \frac{1}{5} = 0,2 \quad \text{ec. (5.43)}$$

Puesto que el estudio se realiza en régimen permanente, la corriente inicial y final de cada periodo debe ser la misma. Así, igualando las ecuaciones (5.25) y (5.27) en $\psi=0$ y $\psi=\Psi$, se obtiene la expresión de la corriente máxima y mínima por la bobina:

$$j_{\lambda \text{ MAX}} = \frac{\frac{M_b \cdot D \cdot \Psi}{\lambda}}{1 - e^{-\frac{\Psi \cdot (1-D)}{\tau}}} \quad \text{ec. (5.44)}$$

$$j_{\lambda 0} = j_{\lambda \text{ MAX}} \cdot e^{-\frac{\Psi \cdot (1-D)}{\tau}} \quad \text{ec. (5.45)}$$

Fácilmente puede hallarse que

$$j_{\lambda \text{ MAX NOM}} \cong 1,05 \quad \text{ec. (5.46)}$$

$$j_{\lambda 0 \text{ NOM}} \cong 0,95 \quad \text{ec. (5.47)}$$

Por otra parte, la corriente máxima por el interruptor en funcionamiento nominal, podría calcularse de la expresión de la tabla 5.2 como:

$$j_{M \text{ MAX NOM}} = \frac{M_b}{Q} + j_{\lambda 0 \text{ NOM}} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot D \cdot \Psi \Rightarrow j_{M \text{ MAX NOM}} \cong 2,05 \quad \text{ec. (5.48)}$$

valor que se toma como el nominal de diseño.

Así, se tienen ya todos los parámetros necesarios para definir el estado nominal del inversor.

5.3.4 Ejemplo de Diseño

Se plantea un ejemplo de diseño para comprobar los órdenes de magnitud de los valores del inversor. Se dispone en el laboratorio de lámparas de halogenuros metálicos POWERSTAR HQI-T 70W/WDL UVS de OSRAM. La potencia nominal de estas lámparas es de 70W.

Ensayando las mismas a alta frecuencia se obtiene una resistencia equivalente (lámpara nueva) de en torno a unos 100Ω . Por tanto, se conocen dos de los datos de diseño, $P_{NOM}=70\text{ W}$, $R_{LAMP-NOM}=100\ \Omega$:

$$P_B = P_{NOM} = 70\text{ W} \quad \text{ec. (5.49)}$$

$$R_B = R_{LAMP-NOM} = 100\ \Omega \quad \text{ec. (5.50)}$$

En el caso de los tres inversores de la figura 5.1, la frecuencia de conmutación de los semiconductores coincide con la frecuencia de la onda de alimentación de la lámpara. Como frecuencia de conmutación se escoge, para este ejemplo, $f_c=50\text{ kHz}$. De ahí, y mediante la ecuación (5.6), puede calcularse el valor de la inductancia base del diseño,:

$$L_B = \frac{R_{LAMP-NOM} \cdot k}{f_c} = \frac{100\Omega \cdot 5}{50\text{kHz}} = 10\text{ mH} \quad \text{ec. (5.51)}$$

Con los valores base de L_B , R_B y P_B , pueden calcularse los demás valores base necesarios (ecuaciones de la (5.7) a la (5.10)):

Magnitud	Valor Base	Símbolo
Potencia	70 W	P_B
Resistencia	$100\ \Omega$	R_B
Inductancia	10 mH	L_B
Periodo	$100\ \mu\text{s}$	T_B
Tensión	84 V	V_B
Corriente	1,2 A	I_B

Tabla 5.3. Valores base y símbolos para el inversor planteado (lámpara POWERSTAR HQI-T 70W/WDL UVS de OSRAM, frecuencia de conmutación de 50 kHz).

Con estos valores base, puede procederse a la normalización del circuito. Los valores de los parámetros eléctricos normalizados que se obtendrían del funcionamiento nominal pueden observarse en la tabla 5.4, así como los correspondientes valores reales.

Por tanto, restaría únicamente decidir el método de control que debe emplearse para gobernar el inversor.

	Valor Normalizado NOMINAL	Valor Real NOMINAL		Valor Normalizado NOMINAL	Valor Real NOMINAL
Potencia entregada a la lámpara	$\Pi_{LAMP}=1$	$P_{LAMP}=70 \text{ W}$	Bus de continua	$M_b=1$	$U_{BUS}=84 \text{ V}$
Resistencia de la lámpara (nueva)	$Q_{LAMP}=1$	$R_{LAMP}=100 \Omega$	Corriente máxima por la bobina	$j_{\lambda \text{ MAX}}=1,05$	$i_{L \text{ MAX}}=1,26 \text{ A}$
Inductancia	$\lambda=1$	$L=10 \text{ mH}$	Rizado de corriente por la bobina	$\Delta j_{\lambda}=0,1$	$\Delta i_L=0,12 \text{ A}$
Frecuencia de Conmutación	$\omega_c=5$	$f_c=50 \text{ kHz}$	Corriente máxima por el interruptor	$j_M \text{ MAX}=2,05$	$i_M \text{ MAX}=2,46 \text{ A}$
Periodo	$\Psi_c=0,2$	$T_c=20 \mu\text{s}$	Tiempo de ENCENDIDO del interruptor	$\Psi_{ON \text{ NOM}}=0,1$	$T_{on \text{ NOM}}=10 \mu\text{s}$
Ciclo de trabajo	$D=0,5$	$D=0,5$	Tiempo de APAGADO del interruptor	$\Psi_{ON \text{ NOM}}=0,1$	$T_{off \text{ NOM}}=10 \mu\text{s}$

Tabla 5.4. Valores normalizados, valores Base y valores reales de parámetros en un inversor de un interruptor funcionando en régimen nominal de diseño.

5.3.5 Métodos de Control en Cadena Abierta

En primer lugar, se realizará el análisis del comportamiento del circuito para diferentes estrategias de control. Las magnitudes susceptibles de utilizarse como parámetros de control son tensiones (en el bus de continua, en la carga, etc.), corrientes (máximas, mínimas, rizados, etc.), tiempos (de apagado o encendido del transistor, frecuencias, ciclos de trabajo), potencias (media por la carga, etc.).

El método de control más utilizado en general para el gobierno de equipos electrónicos es un control en modo tensión. Las variables de control son la frecuencia (o el periodo) de conmutación y el intervalo de conducción (ciclo de trabajo del transistor). Es decir, las ecuaciones del circuito van a quedar expresadas en función del periodo de conmutación T (normalizando, ψ), y del ciclo de trabajo D .

Sin embargo este método de control no implementa ninguna protección intrínseca (no se impone ninguna limitación a la corriente por la lámpara, por la bobina o por el interruptor), y además no presenta estabilidad, como se verá en los siguientes puntos. Surge la necesidad entonces de tener en cuenta otros métodos de control

Otra familia de variables de control es, como se ha mencionado, los tiempos. Tanto el tiempo de encendido (D) como el de apagado ($1-D$) del interruptor pueden considerarse como variables de control. Por tanto, utilizando estas variables más las anteriores, pueden tenerse otro tipo de controles en modo corriente. Así, los métodos posibles de control a priori son:

- ❑ Control por frecuencia y ciclo de trabajo
- ❑ Control por corriente máxima y tiempo de encendido
- ❑ Control por corriente máxima y tiempo de apagado
- ❑ Control por corriente máxima y frecuencia
- ❑ Control por corriente máxima y corriente mínima

Así, en los siguientes puntos se analizará la viabilidad de estos métodos de control así como las características del sistema que se obtienen a partir de los mismos.

Durante el tiempo de encendido del interruptor, se tiene que la corriente aumenta linealmente por la carga, por lo que la corriente máxima se tiene durante este subintervalo. No tiene sentido, por tanto, controlar ambos parámetros (corriente máxima y tiempo de encendido), por lo que este control no se analizará.

Por otra parte, las corrientes que se controlan pueden ser por la carga, por el interruptor o por la bobina. Las corrientes por la carga (máxima, mínima, etc.) son siempre complicadas de medir, por lo que se descartan para el control.

En el interruptor, la medida de la corriente mínima es complicada, puesto que la forma de onda de corriente por el mismo no es continua (ver figura 5.9). Así, sólo se analizará corriente máxima por el interruptor.

Así, los métodos de control que finalmente se analizarán son:

- Control por frecuencia / ciclo de trabajo
- Control por corriente máxima por la bobina / tiempo de encendido
- Control por corriente máxima por el interruptor / tiempo de apagado
- Control por corriente máxima por la bobina / corriente mínima por la bobina

5.3.5.1 Control por Frecuencia de Conmutación - Ciclo de Trabajo (f-D)

Este control fija una frecuencia de funcionamiento (y por tanto el periodo de conmutación) así como el ciclo de trabajo, definido como la parte del periodo de conmutación durante el cual el interruptor permanece encendido.

Se van a plantear variaciones de potencia media y rizado de corriente para diferentes valores de ciclo de trabajo y de frecuencia. Para ello se cuenta como parámetros fijos la inductancia λ , la carga Q y la tensión del bus de continua M_b .

5.3.5.1.1 Variación de Potencia Media

En primer lugar es preciso expresar la potencia media (obtenida en la ecuación (5.31)) en función únicamente de la carga Q , y de los parámetros de control del presente método, que son el ciclo de trabajo, D y el periodo, Ψ . Sustituyendo la expresión (5.44) en la ecuación (5.31), se llega a:

$$\Pi_{LAMP\,AVG} = M_b^2 \cdot D \left(\frac{1}{Q} + \frac{D \cdot \Psi \cdot 1 + e^{-\frac{\Psi \cdot (1-D) \cdot Q}{\lambda}}}{2 \cdot \lambda \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Psi \cdot (1-D) \cdot Q}{\lambda}} \right)} \right) \quad \text{ec. (5.52)}$$

Para estudiar el comportamiento del inversor con cualquier método de control, se representan las diferentes características potencia-resistencia que pueden obtenerse variando los parámetros de control. En la figura 5.11 se representan diferentes características obtenidas manteniendo el ciclo de trabajo para distintos valores del periodo normalizado.

Puede observarse cómo la potencia normalizada es prácticamente independiente del periodo normalizado. Por otra parte, la característica obtenida es semejante a la de una hipérbola equilátera (fuente de tensión).

En la figura 5.12 se representan características potencia-resistencia (Π - Q) obtenidas en este caso al fijar el periodo de conmutación, Ψ , y asignar distintos valores al ciclo de trabajo D . Se obtiene, en cada caso, una característica de fuente de tensión, al igual que antes. Sin embargo existe mucha dependencia entre el aspecto de esta característica y el valor del ciclo de trabajo seleccionado.

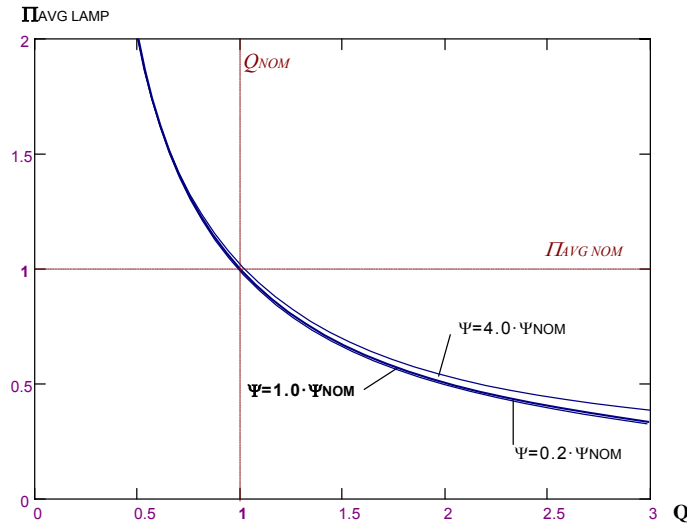


Figura 5.11 Potencia Media Normalizada ($\Pi_{LAMP AVG}$) por la lámpara en función de la carga normalizada (Q) y del periodo normalizado (Ψ).

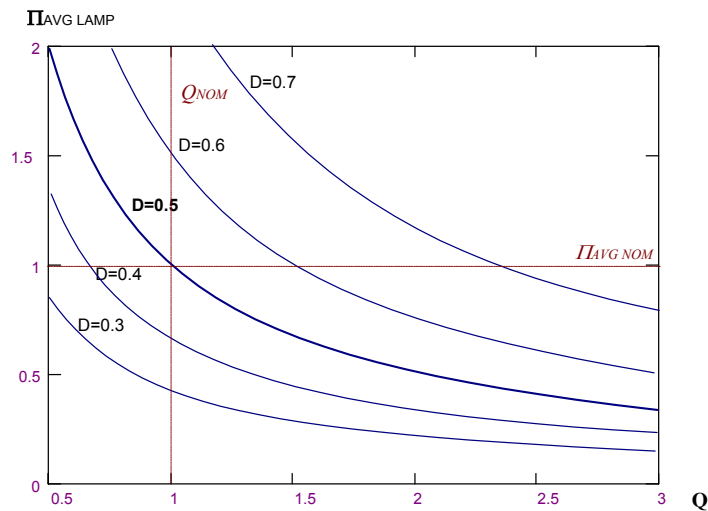


Figura 5.12 Potencia Media Normalizada ($\Pi_{LAMP AVG}$) por la lámpara en función de la carga normalizada (Q) y del Ciclo de Trabajo (D).

5.3.5.1.2 Variación del Rizado Absoluto de Corriente

Por otra parte, puede observarse cómo va a ser el valor del rizado absoluto de corriente por la lámpara, para tener una aproximación del comportamiento ante resonancias acústicas.

Para ello puede emplearse, de manera análoga al caso de la potencia media, una característica que relacione el rizado absoluto de corriente por la lámpara (Δj_{LAMP}), frente a la propia carga equivalente que presente la lámpara (Q).

En la figura 5.13 se muestran diferentes características Δj_{LAMP} - Q , obtenidas al fijar el ciclo de trabajo, D , y dar distintos valores al periodo normalizado Ψ . Puede observarse cómo el rizado de corriente crece al aumentar la carga. Además, cuanto menor es el período normalizado (mayor frecuencia), el tiempo de descarga de la bobina es menor, y por consiguiente el rizado de corriente por la carga también va a ser menor. En este sentido interesan frecuencias de conmutación elevadas.

También puede representarse características Δj_{LAMP} - Q si se fija el periodo de conmutación, Ψ , y se dan distintos valores al ciclo de trabajo D . En ese caso se obtienen representaciones análogas a las de la figura 5.14.

El rizado absoluto obtenido es mínimo con ciclo de trabajo $D=0,5$. Esto se debe a que con este rizado, en general, la forma de onda de corriente por la lámpara es del tipo analizado en la figura 5.10.a). Es decir, para $D=0,5$ (y valores muy próximos), el rizado de corriente por la bobina coincide con el rizado de corriente por la carga, y además se trata del mínimo rizado posible. Al aumentar o disminuir el ciclo de trabajo, la forma de onda tomará el aspecto de las figuras 5.10.b) o 5.10.c), lo que finalmente lleva a un aumento del rizado de corriente por la carga.

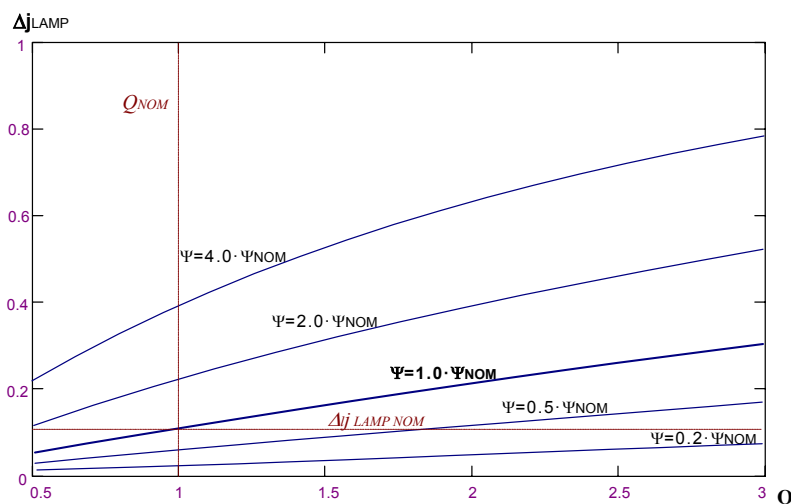


Figura 5.13 Rizado de corriente por la carga (Δj_{LAMP}) en función de la carga normalizada (Q) y del periodo normalizado (Ψ)

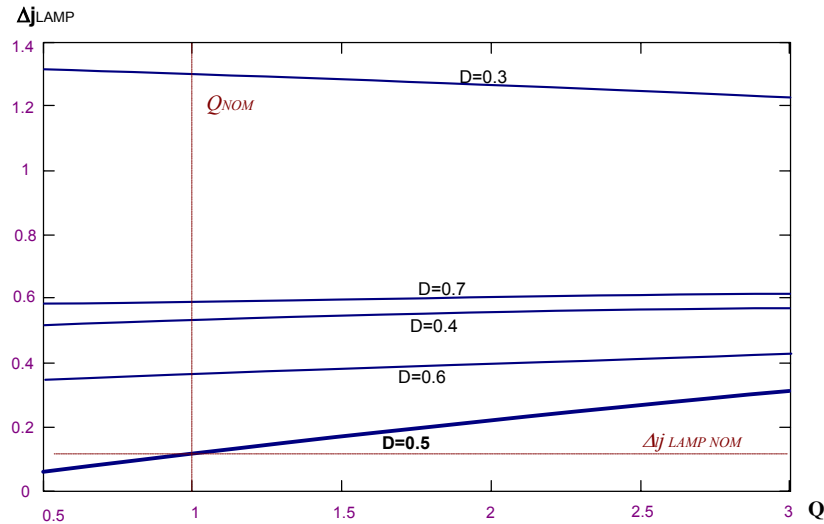


Figura 5.14 Rizado de corriente por la carga (Δj_{LAMP}) en función de la carga normalizada (Q) y del ciclo de trabajo (D)

5.3.5.1.3 Análisis de Estabilidad: La Característica Π - Q

La estabilidad del sistema balasto-lámpara puede analizarse mediante la característica potencia-resistencia de salida del inversor, bajo una serie de circunstancias explicadas en el capítulo dedicado a estabilidad [12]. Tanto en la figura 5.11 como en la figura 5.12, se puede observar la característica potencia-resistencia (Π - Q) del inversor con control frecuencia-ciclo de trabajo. Puede observarse cómo el inversor se comporta como fuente de tensión, lo que provoca que el sistema balasto-lámpara no sea estable.

No pueden alimentarse lámparas de descarga con sistemas que presenten una característica de salida similar a la de una fuente de tensión.

5.3.5.2 Control por Corriente Máxima por el Interruptor- Tiempo de Apagado del Interruptor ($I_{M \text{ MAX}} - T_{\text{OFF}}$)

Se van a plantear variaciones de potencia media y rizado absoluto de corriente para diferentes valores de $I_{M \text{ MAX}}$ y de T_{OFF} (normalizando, $j_{M \text{ MAX}}$ y Ψ_{off}). Para ello se toman como parámetros fijos la inductancia λ , la carga Q_{LAMP} y la tensión del bus de continua M_b .

La corriente que se compara con un valor máximo (j_{MAX}) es la corriente por el interruptor. Colocando entre la fuente (o la base) del transistor y masa una pequeña resistencia de medida (*shunt*), se obtiene fácilmente una tensión proporcional a la corriente por el transistor (ver figura 5.15).

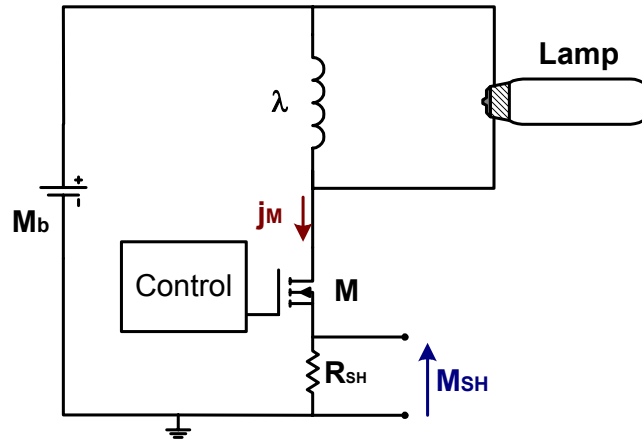


Figura 5.15. Medida de corriente por el interruptor a través de resistencia de medida.

5.3.5.2.1 Variación de la Potencia Media

Ahora la ecuación a representar se obtendría de la ecuación (5.31) que expresa la potencia media entregada a la lámpara, sin más que ponerla en función de la corriente máxima por el interruptor, $j_{M \text{ MAX}}$ y del tiempo de apagado, Ψ_{off} .

Se obtiene la ecuación (5.53), que relaciona el valor de la potencia media normalizada ($\Pi_{\text{LAMP AVG}}$), entregada por el inversor considerado para el presente método de control, en función de parámetros constructivos y de parámetros propios del control.

$$\Pi_{\text{LAMP AVG}} = \frac{\frac{\lambda \cdot M_b \cdot (M_b - j_{M \text{ MAX}} \cdot Q)^2}{2 \cdot Q} \left[\left(1 + e^{-\frac{\Psi_{\text{off}}}{\lambda} \cdot Q} \right) - \frac{2 \cdot M_b}{(M_b - j_{M \text{ MAX}} \cdot Q)} \right]}{\frac{\Psi_{\text{off}} \cdot Q \cdot M_b}{1 - e^{-\frac{\Psi_{\text{off}}}{\lambda} \cdot Q}} - (M_b - j_{M \text{ MAX}} \cdot Q) \lambda} \quad \text{ec. (5.53)}$$

Para observar la variación de la potencia media se representa ésta en función de la carga normalizada, Q , y del tiempo de apagado normalizado, Ψ_{off} . Se obtiene entonces la gráfica de la figura 5.17. Se ha fijado un valor de $j_{M\ MAX}$, representando diferentes características Π - Q para distintos valores del tiempo de apagado Ψ_{off} . La potencia media, Π , alcanza un máximo para cargas altas (existe un límite en la potencia entregada).

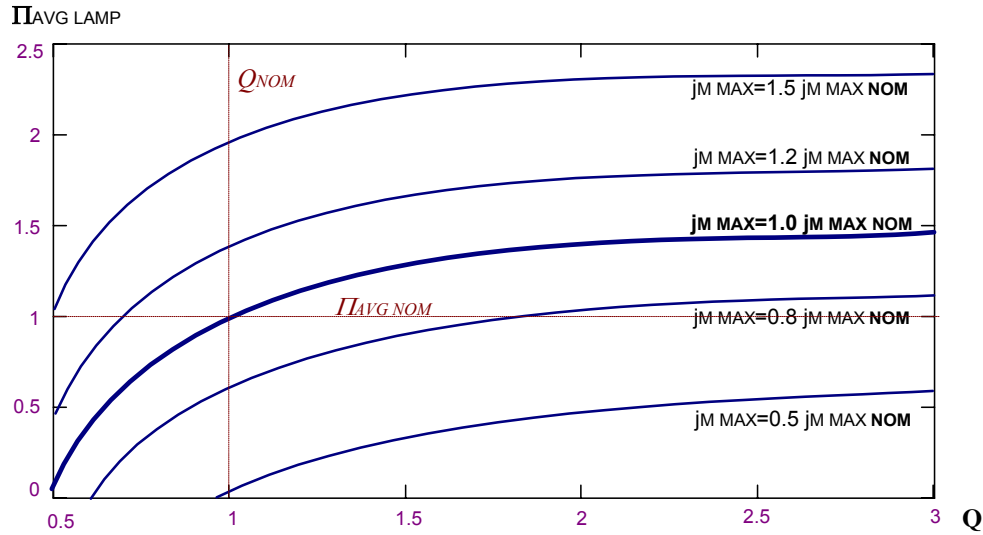


Figura 5.16 Potencia Media Normalizada ($\Pi_{LAMP\ AVG}$) entregada a la lámpara en función de la carga normalizada (Q) y de la corriente normalizada máxima por el interruptor (j_{MM}).

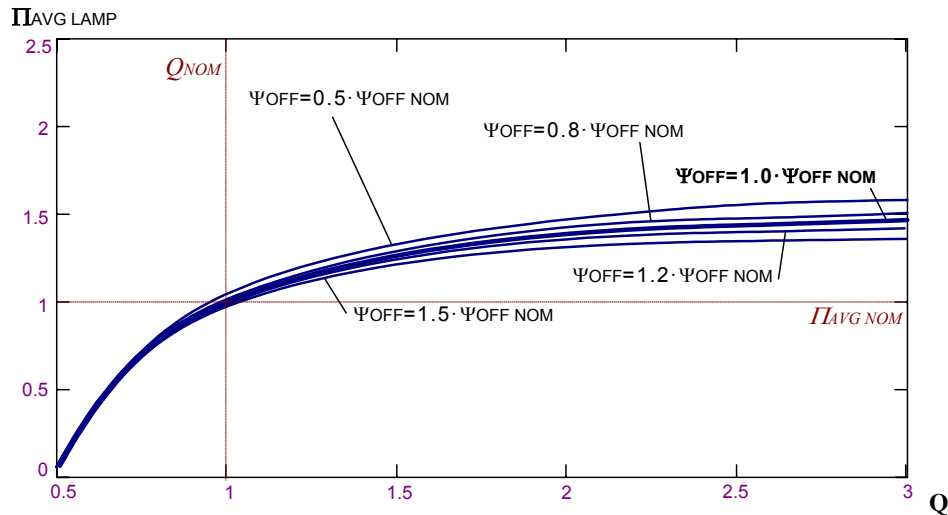


Figura 5.17 Potencia Media Normalizada ($\Pi_{LAMP\ AVG}$) por la lámpara en función de la carga normalizada (Q) y del tiempo de apagado normalizado (Ψ_{off}).

El comportamiento ante variaciones de corriente máxima es distinto. En este caso se fija un valor de Ψ_{off} y se calculan características potencia-resistencia (Π - Q) con diferentes valores de corriente máxima por el interruptor, $j_{M\ MAX}$. En la

figura 5.16 puede observarse cómo al aumentar $j_{M\ MAX}$, la potencia media aumenta de manera prácticamente lineal.

Es decir, la potencia media puede ajustarse fácilmente variando el valor de comparación de la corriente máxima por el interruptor.

5.3.5.2.2 Variación del Rizado de Corriente

Análogamente a lo realizado en el apartado anterior, puede calcularse la expresión del rizado absoluto de corriente (Δj_{LAMP}), en función de los parámetros de control del presente método de gobierno.

En primer lugar, se fija la corriente máxima y se calcula la curva rizado absoluto-resistencia ($\Delta j_{LAMP}-Q$) para diferentes valores de Ψ_{off} . En la figura 5.18 puede observarse cómo el rizado absoluto de corriente, Δj_{LAMP} , es prácticamente independiente del tiempo de apagado. Para las variaciones de Ψ_{off} manejadas, la variación de rizado es muy pequeña.

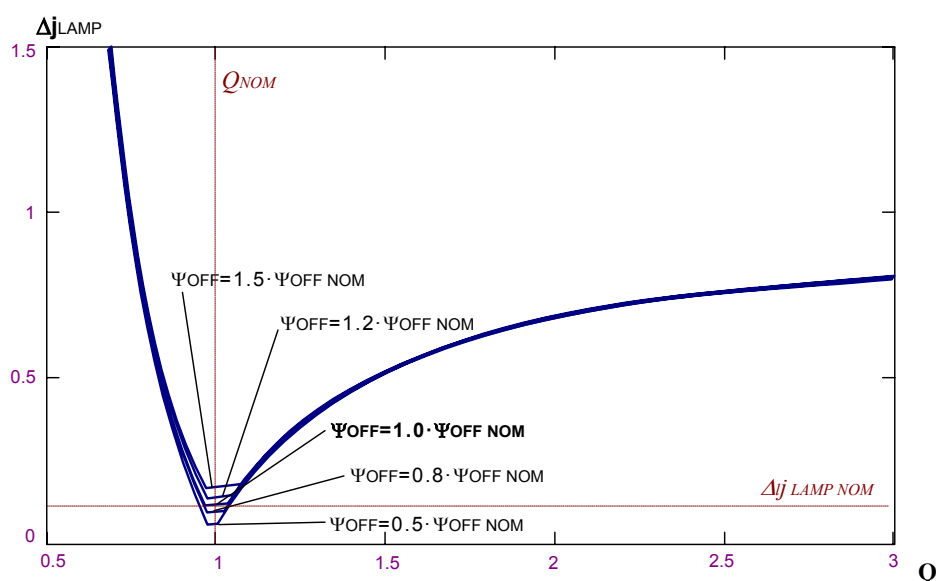


Figura 5.18 Rizado de corriente por la carga (Δj_{LAMP}) en función de la carga normalizada (Q) y del tiempo de apagado normalizado (Ψ_{off})

El aspecto de la gráfica, con tres zonas distintas separadas por dos puntos de variación brusca, tiene que ver con el aspecto de la forma de onda de la potencia instantánea. Si el aspecto de esta forma de onda es semejante a la de la figura 5.10.a), entonces el rizado absoluto de corriente por la carga y el rizado de corriente en la bobina coinciden. Además, el valor de este rizado es el mínimo posible. Puede observarse además cómo el margen de cargas para el cuál se tiene rizado mínimo, es prácticamente independiente de Ψ_{off} . Este comportamiento del rizado respecto del valor de la carga se ilustra en la figura 5.19.

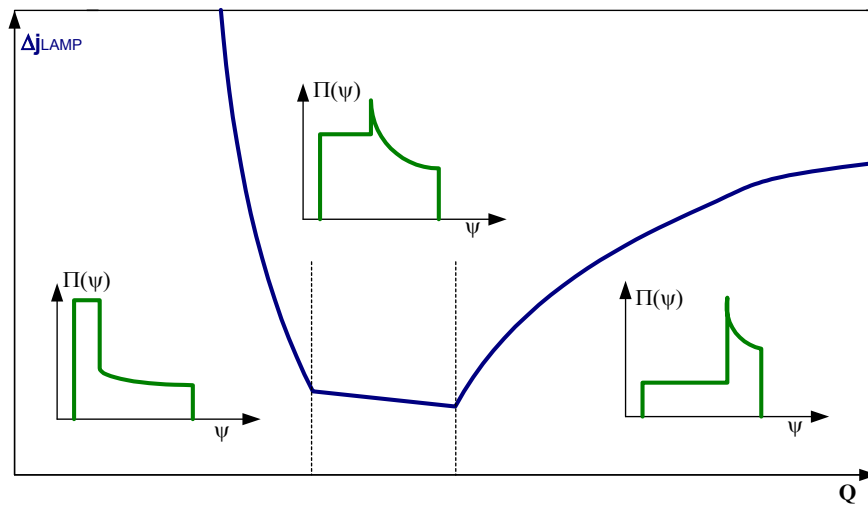


Figura 5.19. Característica Rizado absoluto de corriente por la lámpara - Resistencia equivalente de la misma en función del aspecto de la potencia instantánea.

Cuando el parámetro que varía es la corriente máxima por el interruptor, la gráfica obtenida es la de la figura 5.20.

Puede observarse cómo al variar la corriente máxima, existe siempre una zona de rizado mínimo. Sin embargo, para distintas corrientes máximas, la carga a la que se tiene éste rizado mínimo es distinta.

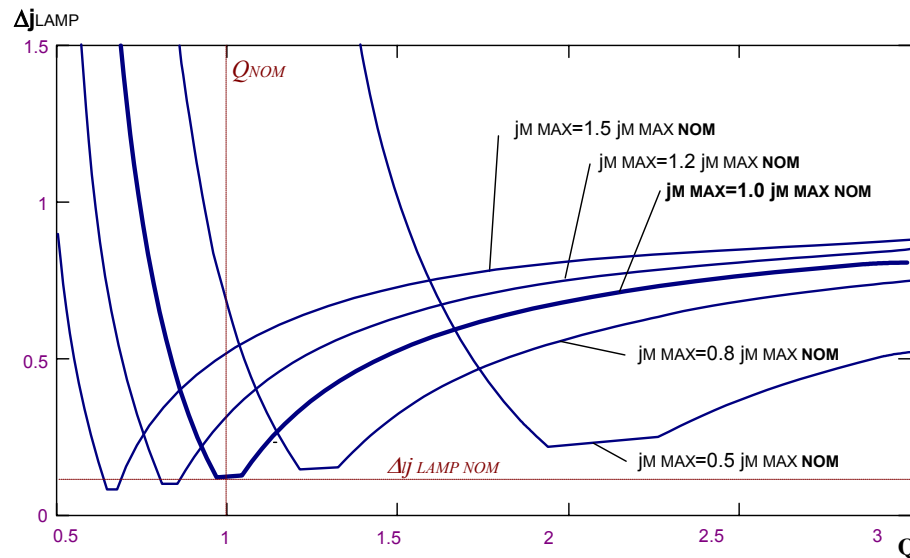


Figura 5.20 Rizado de corriente por la carga (Δj_{LAMP}) en función de la carga normalizada (Q) y de la corriente máxima por el interruptor ($j_{M\ MAX}$)

Así, manteniendo constantes los parámetros de control ($j_{M\ MAX}$ y Ψ_{off}), al envejecer la lámpara el rizado aumenta de manera considerable, por lo que no es un buen método de alimentación si se pretenden evitar resonancias acústicas.

5.3.5.2.3 Análisis de Estabilidad: La Característica Π -Q

Para el control de corriente por el interruptor máxima - tiempo de apagado, en el inversor considerado, la característica Potencia media - Resistencia (Π -Q) es la que se puede ver en las figuras 5.17 y 5.16. Puede observarse cómo existe un máximo de la potencia media para una determinada carga equivalente.

Realizando un diseño adecuado, se puede lograr que el inversor trabaje como fuente de potencia o como fuente de corriente. Si se pretenden valores razonables de inductancia, rizado, etc., el comportamiento que se obtiene es el de fuente de corriente (figura 5.21).

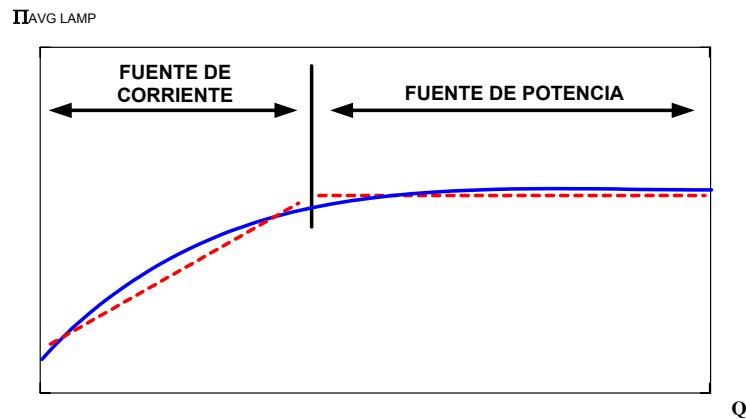


Figura 21. Característica Π -Q del control considerado.

5.3.5.3 Control por Corriente Máxima por la Bobina - Tiempo de Apagado del Interruptor ($I_{L \text{ MÁX}} - T_{\text{OFF}}$)

El siguiente método de control a considerar sería aquel que controla directamente la corriente máxima por la carga. Medir parámetros eléctricos en la carga es un proceso complejo. La carga es una lámpara de descarga, y por tanto estará sometida inicialmente a los esfuerzos de tensión y corriente del arranque, por lo que cualquier subcircuito de medida debe ser considerablemente sobredimensionado.

Teniendo en cuenta que $j_{\lambda \text{ MÁX}} = j_{\text{LAMP MÁX}}$ (al menos cuando la forma de la potencia instantánea es la del caso a) ó c) de la figura 5.10), puede tomarse como variable la propia corriente por la bobina.

Así, el control que se estudia es el de corriente máxima por la bobina y tiempo de apagado (normalizando, $j_{\lambda \text{ MÁX}} - T_{\text{off}}$). Este control es, por tanto equivalente al control por corriente máxima por la lámpara y tiempo de apagado del interruptor, pero más general que este último.

Para medir esta corriente debe optarse por una de las dos opciones siguientes:

- ❑ Referir la inductancia y la lámpara a masa y utilizar medida resistiva de la corriente por la bobina, con lo que es preciso un transformador de pulsos en el gobierno del interruptor
- ❑ Referir el interruptor a masa, con lo que es necesario un transformador de corriente (que puede ser un devanado auxiliar en el núcleo de la inductancia) para medir la corriente por la bobina.

En cualquier caso la medida del parámetro de corriente se complica.

5.3.5.3.1 Variación de la Potencia Media

Para realizar el análisis del comportamiento del sistema ante variaciones de los parámetros de control, se toma, como en el caso anterior, la fórmula de la potencia media, ecuación (5.31), y se halla su expresión en función de los parámetros de control, en este caso $j_{\lambda \text{ MÁX}}$ (corriente normalizada máxima en la bobina) y Ψ_{off} (tiempo normalizado de apagado del interruptor).

Operando puede llegarse a:

$$\Pi_{\text{LAMP AVG}} = \frac{\frac{j_{\lambda \text{ MÁX}} \cdot \lambda \cdot M_b^2}{Q^3} \left[1 + \frac{Q \cdot j_{\lambda \text{ MÁX}}}{2 \cdot M_b} \left(1 + e^{-\frac{\Psi_{\text{off}} \cdot Q}{\lambda}} \right) \right]}{\frac{\Psi_{\text{off}} \cdot M_b}{1 - e^{-\frac{\Psi_{\text{off}} \cdot Q}{\lambda}}} + j_{\lambda \text{ MÁX}} \cdot \lambda} \quad \text{ec. (5.54)}$$

En primer lugar, se mantiene constante el tiempo de apagado, Ψ_{off} , y se calculan diferentes características Π - Q (potencia-resistencia) para distintos valores de la corriente máxima por la bobina ($j_{\lambda MAX}$). El resultado puede verse en la figura 5.22. La potencia media permanece prácticamente invariable en un amplio margen de valores de carga Q (comportamiento como fuente de potencia). Además, el propio valor de potencia media es bastante lineal con respecto de la corriente máxima $j_{\lambda MAX}$, como en el caso del control anterior.

La representación de esta ecuación en función de la carga normalizada, Q , para varios valores de la corriente normalizada puede observarse en la figura 5.22. Nótese cómo la potencia media permanece prácticamente invariable en un amplio margen de valores de carga Q , que es precisamente lo que se intenta conseguir (comportamiento como fuente de potencia). Además, el propio valor de potencia media es bastante lineal con respecto de la corriente máxima $j_{\lambda MAX}$, lo que puede ser interesante a la hora de operar a potencias distintas de la nominal (calentamiento, etc.).

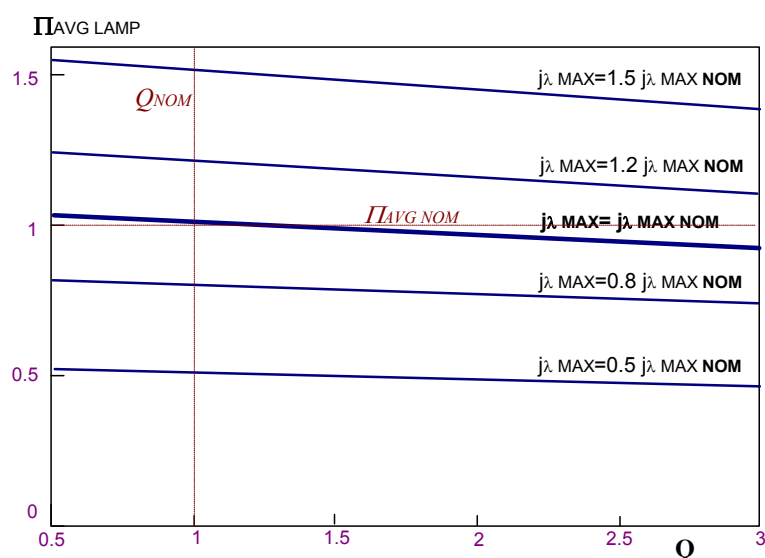


Figura 5.22. Potencia Media Normalizada ($\Pi_{LAMP AVG}$) por la lámpara en función de la carga normalizada (Q), para distintos valores de la corriente máxima normalizada por la bobina ($j_{\lambda MAX}$)

Es preciso ver también el comportamiento de la potencia media con respecto al tiempo de apagado (Ψ_{off}), que es el otro parámetro independiente de diseño.

En la figura 5.23 se muestra esta dependencia de la potencia media. Puede observarse cómo la potencia es bastante constante ante variaciones en la carga (hecho que se veía también en la gráfica anterior), y también ante variaciones en el tiempo de apagado.

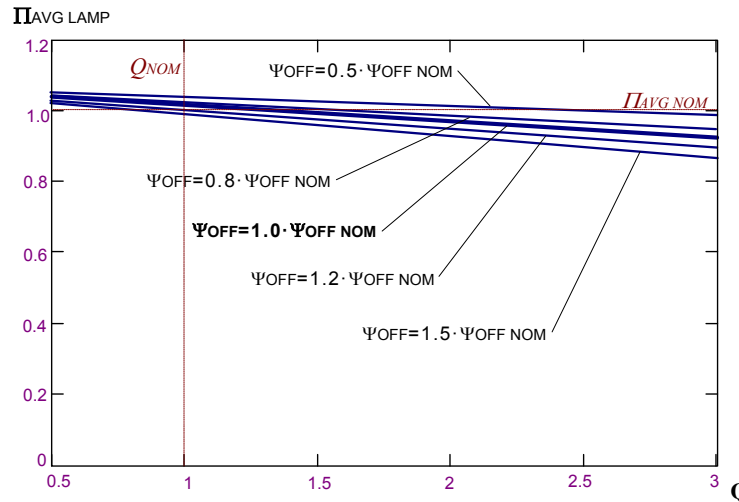


Figura 5.23 Potencia Media Normalizada ($\Pi_{LAMP AVG}$) entregada a la lámpara en función de la carga normalizada (Q), para distintos valores del tiempo de apagado normalizado (Ψ_{off}).

5.3.5.3.2 Variación del Rizado de Corriente

En la figura 5.24 se presentan diferentes características rizado absoluto por la lámpara-resistencia ($\Delta j_{LAMP}-Q$), que se han obtenido para distintos valores de la corriente máxima por la bobina, ($j_{\lambda MAX}$), manteniendo constante el tiempo de apagado (Ψ_{off}). Puede observarse cómo la variación es bastante compleja, teniéndose de nuevo diferentes márgenes de funcionamiento debidos a las diferentes posibilidades de aspecto de la forma de onda de potencia instantánea obtenidos en la figura 5.10.

En la figura 5.25 pueden verse las características rizado absoluto-resistencia ($\Delta j_{LAMP}-Q$), que se obtienen para distintos valores del tiempo de apagado (Ψ_{off}), fijando el valor de la corriente máxima por la bobina ($j_{\lambda MAX}$). Como en el caso anterior, la característica no varía demasiado en función del tiempo de apagado.

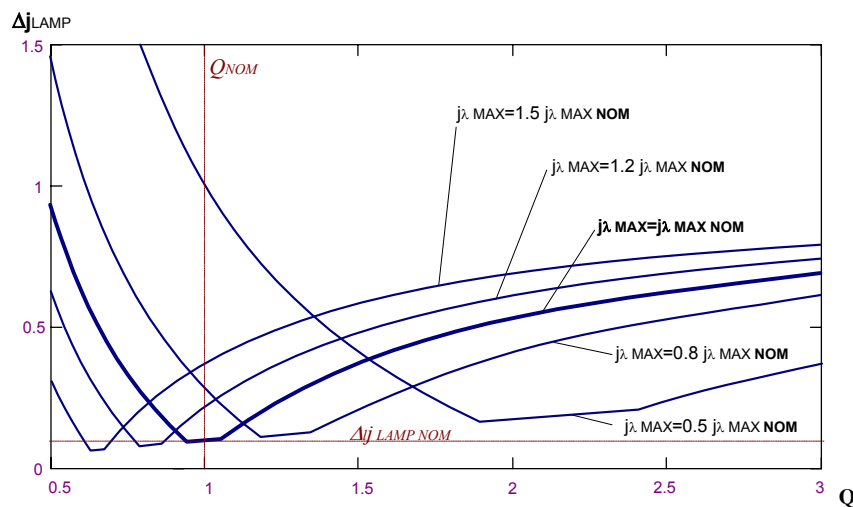


Figura 5.24 Rizado de corriente absoluta por la lámpara, Δj_{LAMP} , en función de la carga normalizada, Q , y de la corriente máxima por la bobina, $j_{\lambda MAX}$.

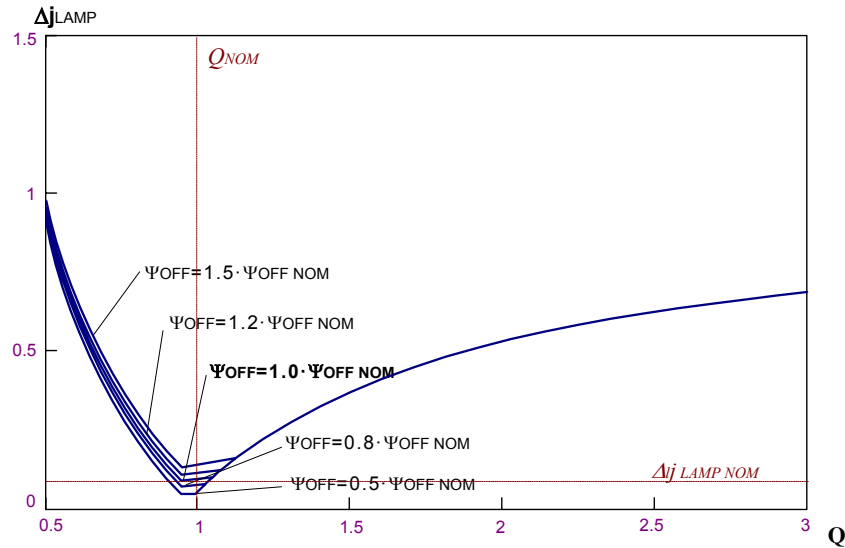


Figura 5.25 Rizado de corriente absoluta por la lámpara, Δj_{LAMP} , en función de la carga normalizada, Q , y del tiempo de apagado normalizado del interruptor, Ψ_{off} .

5.3.5.3.3 Análisis de la Estabilidad: La Característica Π - Q

Tanto en la figura 5.22 como en la figura 5.23, puede observarse la característica Π - Q del inversor de un interruptor controlado por corriente máxima por la bobina y tiempo de apagado del interruptor.

Se observa cómo para márgenes de variación de la carga relativamente elevados (hasta el 300%), la potencia máxima varía en torno a un 10%. Puede considerarse en la práctica como una fuente de potencia.

Sin embargo, el rizado absoluto de corriente, como se ha visto anteriormente, no permanece constante con la variación de carga, por lo que este sistema de control no es adecuado para alimentación de lámparas de descarga (al menos empleado directamente).

5.3.5.4 Control por Corriente Máxima por la Bobina - Rizado de Corriente por la Bobina ($I_{L \text{ MÁX}} - \Delta I_L$)

El último método de control que se estudia para el inversor reductor-elevador trabajando como es el control por corriente máxima-corriente mínima. Este método de gobierno implementa directamente un control del rizado por la bobina (puesto que el rizado por la bobina se define como la diferencia de la corriente máxima y la mínima por la misma). Por tanto, para que el método se identifique más fácilmente con dicha característica, puede estudiarse directamente como control por corriente máxima por la bobina-rizado en la bobina ($j_{\lambda \text{ MÁX}} - \Delta j_{\lambda}$).

Ahora bien, lo que interesa en realidad es minimizar el rizado por la carga. Para poder asegurar que $\Delta j_{\lambda} = \Delta j_{LAMP}$, es preciso que el inversor trabaje en la zona a) de la figura 5.10. Como esto no siempre ocurre, es previsible que las gráficas del rizado absoluto presenten diferentes zonas, al igual que ocurría con los dos controles en modo corriente anteriores.

Cabe decir además que al medir parámetros eléctricos por la bobina, se tienen de nuevo las dos opciones de medida planteadas en el caso del control por corriente máxima por la bobina y tiempo de apagado ($j_{\lambda \text{ MÁX}} - \Psi_{off}$):

- Referir la inductancia a masa (medida resistiva), que implica transformador de pulsos para el transistor.
- Referir el interruptor a masa, con lo que es necesario un transformador de corriente de medida.

5.3.5.4.1 Variación de la Potencia Media

Nuevamente, es necesario expresar la potencia normalizada media en función de los parámetros del diseño, que en el caso de este método de control son la corriente máxima por la bobina ($j_{\lambda \text{ MÁX}}$), y el rizado normalizado de corriente por la bobina (Δj_{λ}), tal y como se definió en la ecuación (5.33). Operando, puede llegarse a la siguiente expresión:

$$\Pi_{LAMP \text{ AVG}} = \frac{Q \cdot j_{\lambda \text{ MÁX}} \cdot (2 - \Delta j_{\lambda}) + 2 \cdot M_b}{\frac{2 \cdot Q}{M_b} - \frac{\ln[(1 - \Delta j_{\lambda})^2]}{j_{\lambda \text{ MÁX}} \cdot \Delta j_{\lambda}}} \quad \text{ec. (5.55)}$$

En la figura 5.26 se representan las distintas características potencia-resistencia (Π - Q) que, fijando el rizado absoluto de corriente por la bobina (Δj_{λ}), se obtienen para distintos valores de la corriente máxima por la bobina ($j_{\lambda \text{ MÁX}}$). Puede

observarse cómo la potencia media permanece prácticamente invariable para el margen de cargas analizado (comportamiento como fuente casi ideal de potencia). Además, al igual que en los casos anteriores, de control por corriente máxima (tanto por la bobina como por el interruptor) y tiempo de apagado, existe una clara linealidad entre la corriente máxima por la bobina y la potencia entregada a la lámpara.

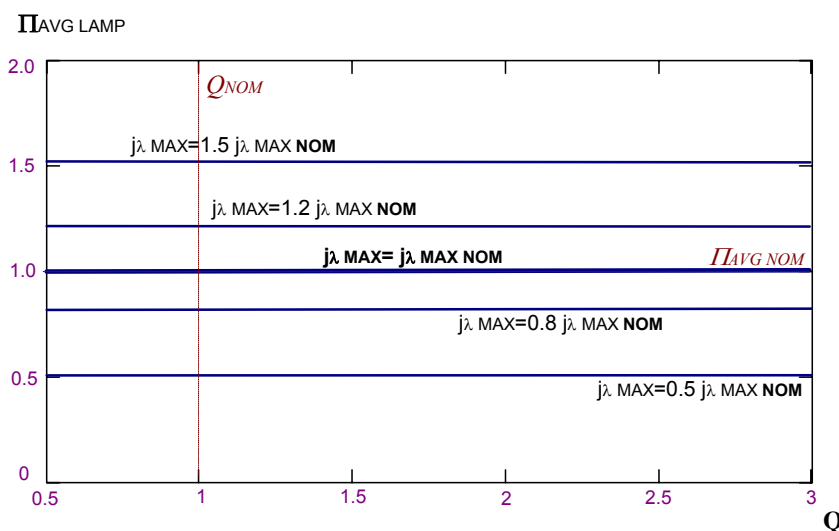


Figura 5.26. Variación de la Potencia Media, $P_{i_LAMP \text{ AVG}}$, en función de variaciones de carga normalizada, Q , para diferentes valores de la corriente máxima normalizada por la bobina, $j_{\lambda \text{ MAX}}$.

Fijando ahora la corriente máxima por la bobina y variando el rizado de corriente por la misma, se obtiene una expresión gráfica que puede observarse en la figura 5.27. La variación de la potencia media es proporcional al valor del rizado de corriente.

5.3.5.4.2 Variación del Rizado de Corriente

Una vez más, es necesario también comprobar la variación del rizado de corriente por la carga en función de los parámetros de control y de la carga Q que presenta la lámpara. Así, en la figura 5.28, se representa la variación del rizado de corriente absoluta por la carga, Δj_{LAMP} , en función de la carga normalizada, Q , para distintos valores de la corriente máxima por la bobina, $j_{\lambda \text{ MAX}}$.

Puede observarse cómo para cada valor de $j_{\lambda \text{ MAX}}$, el rizado de corriente absoluta presenta un mínimo para un pequeño margen de valores de Q , correspondiendo con el caso a) de la figura 5.10. En este instante, el rizado de corriente por la carga coincide con el parámetro de control del sistema, Δj_{λ} , por lo que puede fijarse directamente este rizado de corriente por la carga. Sin embargo, esta situación se tiene sólo para un margen de valores relativamente pequeño de Q .

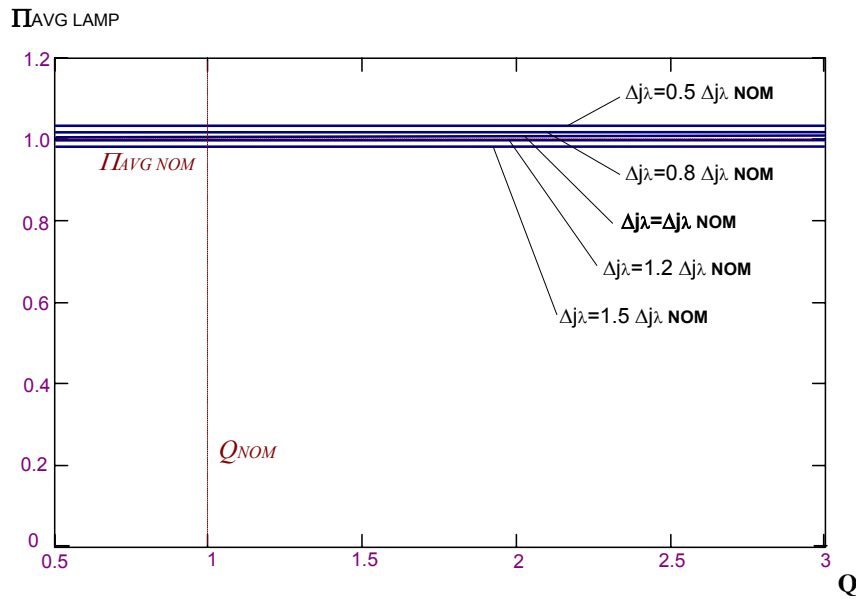


Figura 5.27. Variación de la Potencia Normalizada Media, $\Pi_{LAMP\ AVG}$, en función de variaciones de

Si se analiza el comportamiento del rizado de corriente absoluta por la carga en función del rizado de corriente en la bobina, Δj_{λ} , manteniendo constante la corriente máxima por la bobina, $j_{\lambda\ MAX}$, (figura 5.29), puede verse éste fenómeno de manera más clara. Cuando la potencia instantánea a lo largo de un periodo presenta la forma de la figura 5.10.a), entonces el rizado de corriente absoluta en la carga, Δj_{LAMP} , coincide con el rizado de la corriente por la bobina, Δj_{λ} . Es el caso de la zona plana intermedia de la figura 5.29, donde se tiene que $\Delta j_{\lambda} = \Delta j_{LAMP}$, para cualquier Q . En cambio, para formas de la potencia como las de las figuras 5.10.b) y 5.10.c), el rizado es claramente distinto, y además la dependencia ya no es lineal.

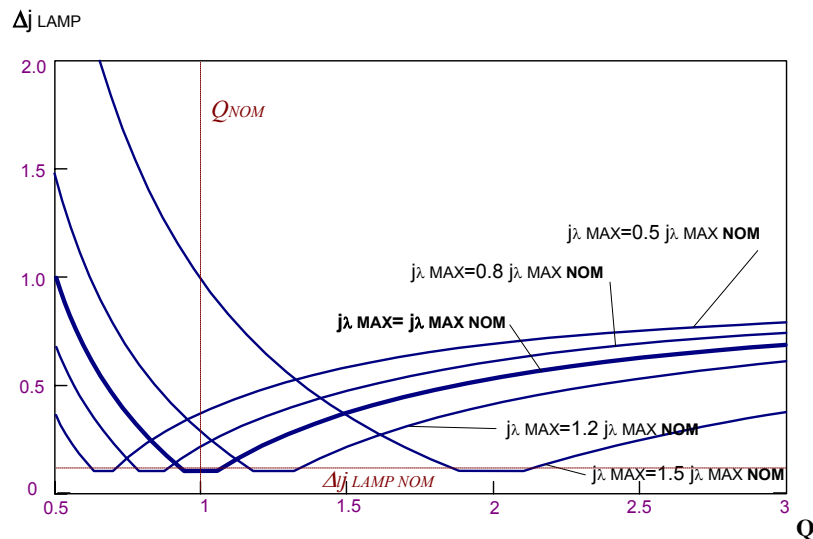


Figura 5.28. Rizado Normalizado Absoluto en la carga, Δj_{LAMP} , en función de variaciones de carga normalizada, Q , para diferentes valores de la corriente máxima normalizada por la bobina, $j_{\lambda\ MAX}$.

Por tanto, el sistema de control no es adecuado para los objetivos que se han trazado al principio del capítulo.

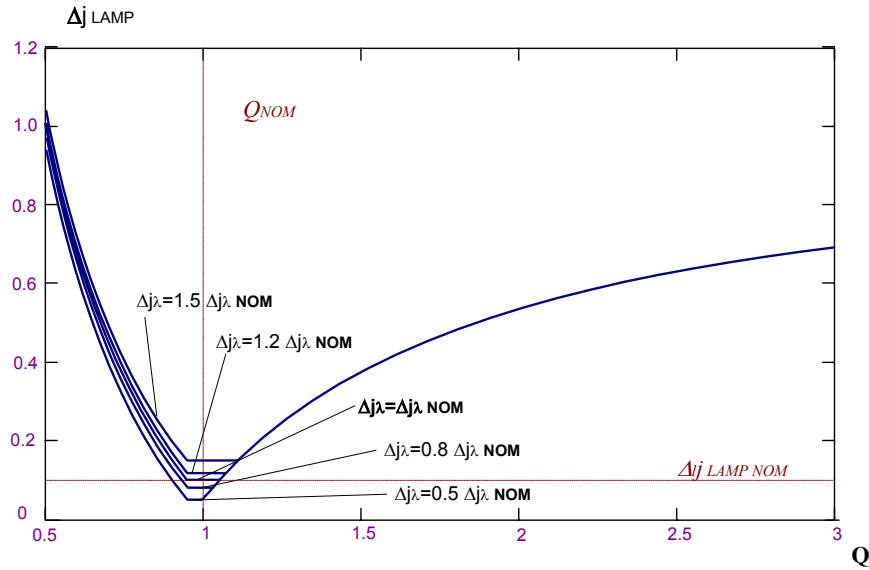


Figura 5.29 Rizado Normalizado Absoluto en la carga, Δj_{LAMP} , en función de variaciones de carga normalizada, Q , para varios valores del rizado de corriente por la bobina, Δj_λ .

5.3.5.4.3 Análisis de Estabilidad: Característica Π - Q

El sistema se comporta como una fuente de potencia prácticamente perfecta, tal y como se muestra en las figuras 5.26 y 5.27, al menos para los valores de diseño utilizados en este tipo de aplicaciones (rizado de corriente *en la bobina* relativamente pequeño).

Por tanto, con este comportamiento Π - Q , es obvio que el sistema sería en principio estable. Si embargo, cuando la carga crezca y el rizado de corriente por la bobina comience a ser elevado, es previsible que aparezcan resonancias acústicas que hagan inestable la descarga.

5.3.6 Conclusiones

Se han analizado los métodos de control para el inversor de un interruptor. Exceptuando el control por frecuencia-duty, todos ellos presentan estabilidad (característica I - Q de fuente de corriente o fuente de potencia). Sin embargo, el rizado absoluto de corriente, no se mantendrá constante en general en el funcionamiento normal de la lámpara. Recuérdese que la carga equivalente que exhibe la lámpara, presenta variaciones del orden del 100% en el permanente a lo largo de la vida de la misma. Además, durante el calentamiento, se parte de valores de carga en torno a $0.2 \cdot Q_{NOM}$ al arrancar la lámpara, que va evolucionando (durante pocos minutos) hasta el valor del permanente. Por tanto, si se diseña para la carga nominal de lámpara nueva ($Q = Q_{NOM} = 1$), se tendrá un rizado elevado ante cargas del orden del doble (lámpara vieja) o del orden de la décima parte (lámpara fría), situación completamente inadecuada para evitar resonancias acústicas.

Cabe pensar entonces en realizar modificaciones al control de manera que sea posible mantener el rizado absoluto de corriente por la carga en valores bajos, para cualquier valor de resistencia equivalente que presente la lámpara.

Para ello va a revisar de qué manera influye esta carga equivalente en el rizado absoluto de corriente. Además se analizará qué otros parámetros influyen en el rizado, buscando, si es posible, compensar de manera sencilla esta variación con la carga. De la ecuación (5.33), que expresa el rizado por la bobina, se tiene que este rizado va a depender fuertemente de la carga equivalente que presente la lámpara, del valor de la inductancia, del valor del bus de continua, etc. La manera más inmediata de independizar este rizado absoluto de la carga sería hacerlo nulo. Es lo que se tiene cuando la inductancia aumenta hasta valores infinitos. Esta condición podría expresarse como

$$\lambda \rightarrow \infty \Rightarrow \Delta j_{\lambda} = 0 \quad \text{ec. (5.56)}$$

La inductancia infinita puede modelarse como una fuente de corriente. En la figura 5.30 puede verse el esquema del inversor idealizado que representaría esta condición de rizado nulo.

Bajo esta condición, puede calcularse la expresión de la potencia media (que se cumplirá aproximadamente en el caso real para valores de rizado bajos). Como se deduce del hecho de tener un valor de la inductancia infinita, de la ecuación (5.25), se tiene que

$$j_{\lambda 0} = j_{\lambda \text{ MAX}} \quad \text{ec. (5.57)}$$

Del subintervalo en el que permanece apagado el interruptor, puede deducirse que

$$j_{\lambda} = j_{\text{LAMP}} \quad \text{ec. (5.58)}$$

y si λ es una fuente de corriente, entonces

$$j_{\lambda} = j_{\text{LAMP}} = \frac{M_b}{Q_{\text{LAMP}}} \quad \text{ec. (5.59)}$$

puesto que la corriente por la inductancia debe permanecer constante durante el periodo Ψ , y en particular en los instantes en torno a $\psi = D \cdot \Psi$ (fuente de corriente). Por tanto, puede calcularse la expresión de la potencia media en la carga con esta idealización:

$$\Pi_{\text{LAMP AVG}} = \frac{1}{\Psi} \left(\int_{\psi=0}^{\psi=D \cdot \Psi} \frac{M_b^2}{Q} \cdot d\psi + \int_{\psi=D \cdot \Psi}^{\psi=\Psi} \frac{M_b^2}{Q} \cdot d\psi \right) = \frac{M_b^2}{Q} \quad \text{ec. (5.60)}$$

Además,

$$\Pi_{\text{LAMP AVG}} = j_{\lambda}^2 \cdot Q \quad \text{ec. (5.61)}$$

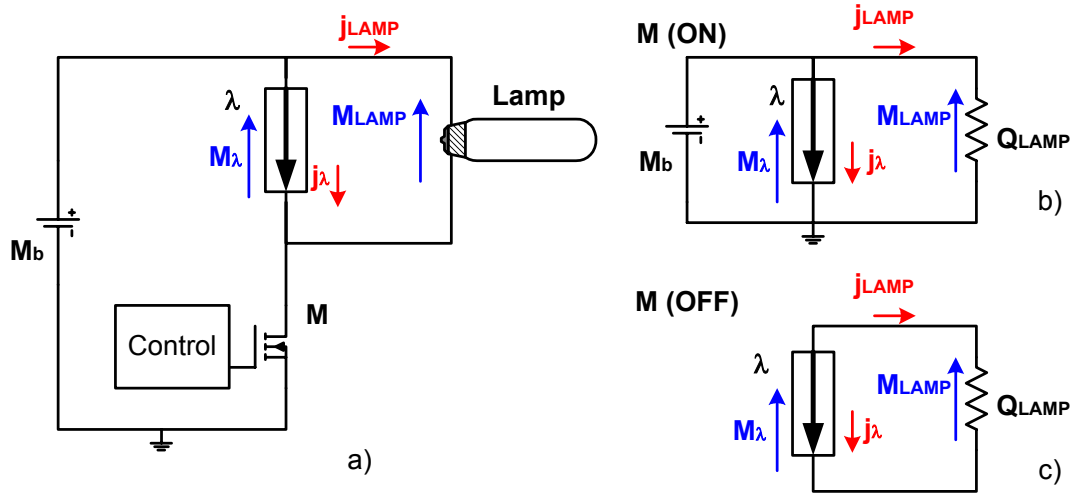


Figura 5.30 Inversor de un interruptor con inductancia infinita

La ecuación (5.60) es muy importante. Relaciona la potencia media entregada a la carga con la carga equivalente que presenta la propia lámpara para el inversor de inductancia infinita. La ecuación (5.60) se cumple muy aproximadamente también para rizados de corriente por la bobina muy bajos.

En el caso ideal, la corriente por la carga cuando el interruptor permanezca encendido, coincide con la corriente cuando el interruptor está apagado. Por tanto, de las simplificaciones esbozadas en el punto 5.2 del presente capítulo, se llega fácilmente a que $D=0,5$.

Entonces, suponiendo que el rizado sea muy bajo (se cumple muy aproximadamente (5.60)) y que las variaciones de carga serán lentas, *puede actuarse en el control para que el inversor trabaje siempre en condiciones de rizado muy bajo*.

Si el sistema está funcionando en equilibrio con un rizado muy pequeño, se tendrá un ciclo de trabajo $D \approx 0,5$ y $II \approx 1$. Si la carga varía, por la ecuación (5.32), se tiene una variación del ciclo de trabajo. El rizado entonces aumentará de una manera muy importante. Además, en general la potencia media variará al variar la carga.

De la ecuación (5.60), puede deducirse que existe un nuevo valor del bus de continua que ajusta la potencia media al valor nominal. Ahora bien, para que el sistema vuelva a una situación análoga a la anterior ($II=1$, $D \approx 0,5$), hay que tener en cuenta la ecuación (5.61). *También es necesario variar la corriente por la carga*.

Puesto que los inversores analizados en modo corriente presentan todos ellos estabilidad, estas variaciones del valor del bus y de la corriente por la carga, no deben aportar una influencia sensible en la dinámica de la característica II - Q de salida del propio inversor.

Una conclusión importante es que estas modificaciones al método de control pueden aplicarse únicamente a los métodos de control que presenten control de la corriente máxima como parámetro (o tengan una relación lineal con la misma). Así, los únicos controles de los estudiados que admiten control por corriente son el control por *corriente máxima por la bobina*- T_{off} , el control por *corriente máxima por el interruptor*- T_{off} y el control por *corriente máxima - corriente mínima por la bobina*.

De cara a una implementación sencilla, el método de control más simple es el de control de corriente máxima por el transistor y tiempo de apagado ($j_{M\ MAX} \cdot Y_{off}$). Interesa que el interruptor esté referido a masa para gobernarlo fácilmente (figura 5.5). Puede entonces medirse la corriente por el interruptor mediante una resistencia de medida, R_{SH} , entre masa y el interruptor. De este modo no es preciso utilizar devanados auxiliares para medir corriente por la bobina ó transmitir los pulsos de gobierno (mediante un transformador de impulsos).

5.3.7 Modificaciones al Sistema de Control.

En definitiva, se dispone, para el control por corriente máxima y tiempo de apagado, de un sistema como el que puede verse en la figura 5.31. El inversor con control $I_{M\ MAX}-T_{off}$ puede considerarse como un sistema con varias entradas (el bus de continua, la referencia de corriente máxima, la referencia del tiempo de apagado y la propia carga equivalente de la lámpara) y dos salidas que interesa controlar, la potencia media y el ciclo de trabajo.

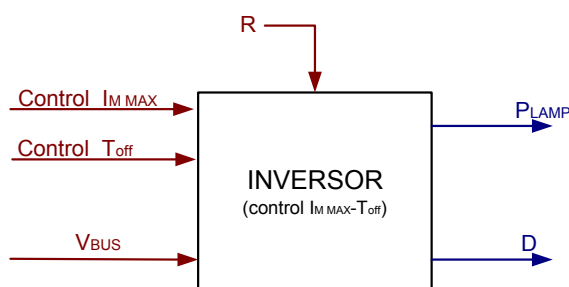


Figura 5.31. Inversor de un interruptor como sistema con múltiples entradas y salidas

En general, el bus de continua proviene de una etapa previa que adapta la tensión de la fuente (baterías de continua, tensión de red, etc.), a los valores calculados en el diseño. Por ello puede englobarse el inversor y la etapa previa de generación del bus en un sistema como el de la figura 5.32.

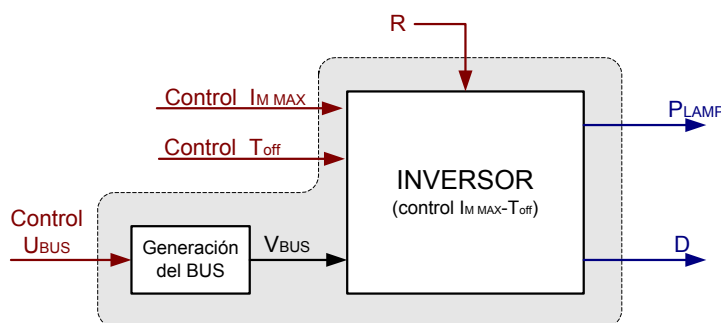


Figura 5.32. Sistema formado por el inversor y la etapa previa de generación del bus de continua

De las gráficas estudiadas anteriormente se deduce que la característica potencia-resistencia (I^2R -Q) de los dos controles que conllevan tiempo de apagado Ψ_{off} , es bastante insensible con respecto a variaciones moderadas del mismo. En principio y para simplificar el análisis, se desprecian estas variaciones con lo que se propondrá un método de control basado en variar simplemente los valores de la corriente máxima por el interruptor y el bus de continua, dejando constante el valor del tiempo de

apagado T_{off} . Posteriormente se verificará si es cierto que no influye significativamente en los resultados obtenidos.

Por tanto, es necesario implementar un sistema de control que corrija los valores de corriente máxima por el interruptor, $i_{M\ MAX}$, y del valor del bus de continua, V_{BUS} , en función de la carga, de modo que la potencia permanezca constante e igual a la nominal, con un ciclo de trabajo en torno a $D=0,5$, de modo que el rizado absoluto de corriente sea mínimo.

De la figura 5.16, que relaciona las características potencia-resistencia de este control con diferentes valores de la propia corriente máxima por el interruptor, puede apreciarse una relación lineal de la potencia media con la corriente máxima. Por tanto, puede implementarse un lazo de realimentación negativa que, ante variaciones en la potencia, actúe sobre la referencia de corriente para mantener la potencia constante. El parámetro del bus de continua serviría para equilibrar el ciclo de trabajo mediante otro lazo de realimentación (figura 5.33).

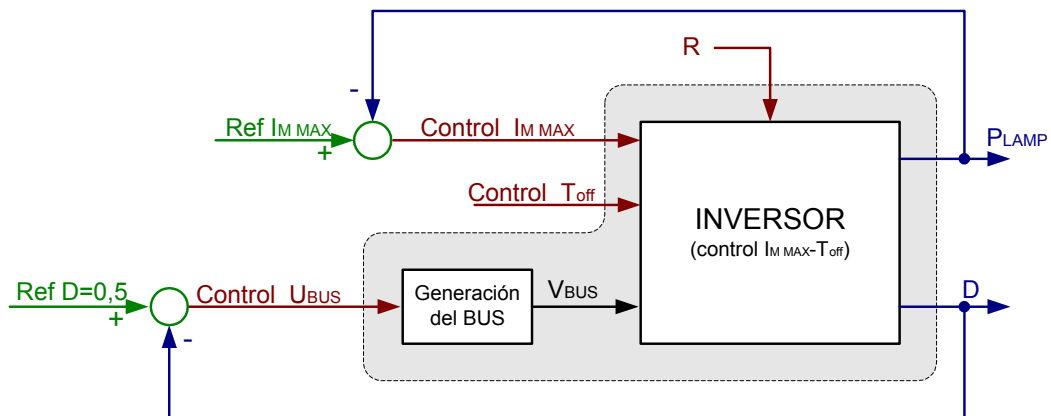


Figura 5.33. Bucles de realimentación en el inversor de un interruptor.

Sin embargo, estos lazos de realimentación presentan problemas a la hora de ser implementados. Teniendo en cuenta que hay que estudiar la dinámica de la lámpara, la dinámica del inversor, la dinámica de los dos lazos y la dinámica de la etapa de generación del bus, el cálculo de la estabilidad del nuevo sistema, con dos lazos de realimentación, se complica sobremanera.

Puede intentar buscarse simplificaciones al control por doble lazo de realimentación. De los dos lazos de control que pueden verse en la figura 5.33, el más crítico es el que mantiene el ciclo de trabajo en su valor nominal ($D \approx 0,5$). Si el ciclo de trabajo se aleja de este valor, el riesgo de aparición de resonancias acústicas aumenta enormemente. El hecho de que la potencia media no sea exactamente igual a la nominal no es excesivamente peligroso de cara al funcionamiento de la lámpara (el

fabricante suele proporcionar un margen de variación de la potencia nominal en torno a un $\pm 10\%$). Por tanto, podría intentarse eliminarse el bucle superior de realimentación (que controla la potencia media). Lo inmediato es buscar algún tipo de estimador de la potencia media, en función de parámetros de control en la entrada, de manera que, sin realimentar, pueda calcularse una referencia de corriente que proporcione la potencia nominal.

Suponiendo que el sistema funciona siempre bajo condición de muy bajo rizado de corriente (inductancia infinita), entonces se cumplen las ecuaciones (5.59), (5.60), y (5.61). Reordenándolas puede llegarse a:

$$\Pi_{LAMP\,AVG} = \frac{M_b^2}{Q} = j_\lambda^2 \cdot Q \Rightarrow \Pi_{LAMP\,AVG} = M_b \cdot j_\lambda \quad \text{ec. (5.62)}$$

Es decir, la potencia media es igual a la tensión del bus multiplicada por la corriente por la bobina (y por la carga).

Puede calcularse entonces la corriente por el interruptor para el caso de inductancia infinita (operando en la expresión correspondiente de la tabla 5.2):

$$j_M = 2 \cdot j_\lambda \quad \text{ec. (5.63)}$$

de donde, finalmente,

$$\Pi_{LAMP\,AVG} = \frac{1}{2} \cdot M_b \cdot j_M \quad \text{ec. (5.64)}$$

Si el valor de la referencia de corriente, $Ref\,I_{M\,MAX}$, es proporcional al valor real de comparación de la corriente máxima, entonces puede obtenerse un estimador de la potencia media que se entrega a la lámpara. Utilizando este estimador, se obtiene un diagrama de control como el de la figura 5.34.

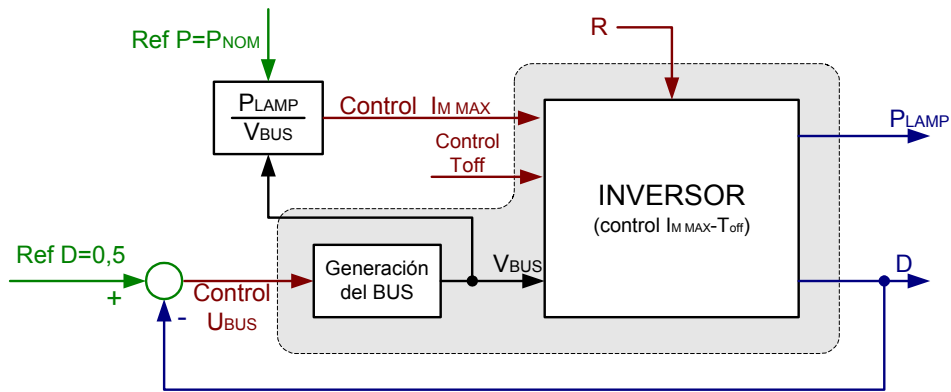


Figura 5.34. Control del inversor mediante un lazo y un estimador de la corriente máxima.

En este diagrama, se calcula una referencia para la corriente máxima a partir de una referencia externa de la potencia y del valor del bus de continua. Por tanto, se tiene un solo bucle de realimentación.

El bloque que calcula esta referencia de corriente es un divisor analógico, elemento difícil de implementar y caro. Sería más conveniente realizar esta estimación mediante un bloque multiplicador analógico (tipo AD566), mucho más sencillo de implementar y más barato. Se llega entonces al esquema de regulación finalmente propuesto, que puede observarse en la figura 5.35.

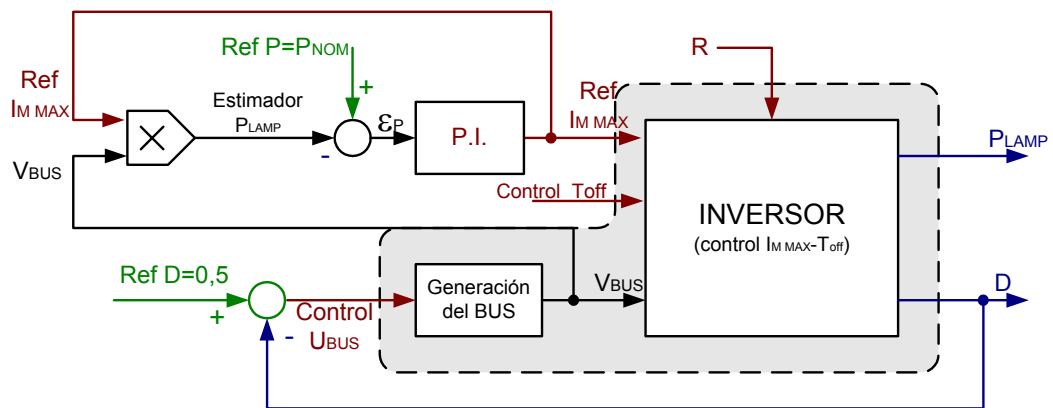


Figura 5.35. Diagrama de control propuesto para el inversor de un interruptor.

Mediante el multiplicador analógico, se obtiene un estimador de la potencia media entregada a la lámpara, al multiplicar el valor del bus de continua por el de la referencia de corriente. Este estimador de la potencia se compara con una referencia externa, obteniéndose un error de potencia, ε_P . Este error se integra (mediante un regulador P.I.) para producir el valor de referencia de corriente, $Ref\ I_{M\ MAX}$, necesario para que la potencia estimada sea igual a la referencia de potencia.

Esta referencia de corriente, $Ref\ I_{M\ MAX}$, puede ser directamente el valor que se compare con la corriente máxima por el interruptor, con lo que, obviamente, se asegura proporcionalidad entre la referencia y el valor real de la corriente.

Simplemente restaría definir brevemente cómo se realizará el control del bus de continua. Puede implementarse un sencillo control mediante otro regulador P.I. que minimice el error entre el propio bus de continua y el valor de referencia que se obtiene a partir del ciclo de trabajo del inversor. Si, por ejemplo, se implementa un elevador para proporcionar el valor adecuado del bus de continua a partir de un valor inferior (por ejemplo, de los 12 V ó 42 V de una batería de automoción a los 80-100 V del bus de continua necesario para la alimentación de una lámpara de halógenos de 70 W), puede emplearse un control como el de la figura 5.36.

Debido a que los dos integradores introducen una dinámica (derivada de la constante de tiempos de cada integrador), es preciso realizar un diseño de estos integradores de manera que no influyan en la dinámica del sistema. El inversor con control en modo corriente puede suponerse prácticamente instantáneo (con respecto a la frecuencia de conmutación) [3], [12]. Por otra parte, el límite inferior a esta dinámica lo determina la lámpara, y puede fijarse en unos cientos de hertzios [3], [4], [6], [12].

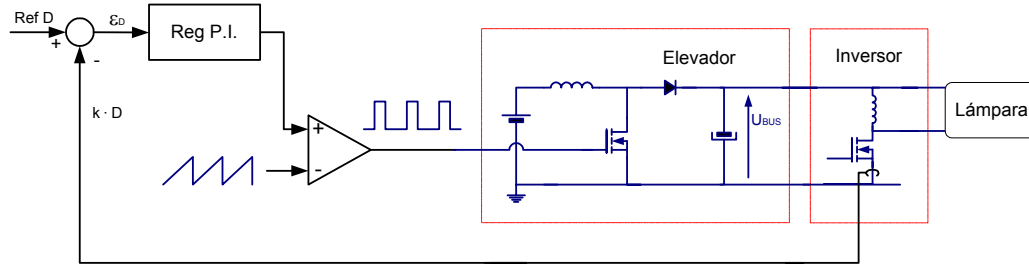


Figura 5.36. Control del bus de continua.

Así, si las constantes de tiempos están en frecuencias lo suficientemente alejadas de ambos límites (el inferior de unos cientos de hertzios, el superior del orden de la frecuencia de conmutación), puede suponerse que esta realimentación será transparente para el inversor y para la lámpara.

El resultado de implementar este control puede verse en las gráficas de las figuras 5.37 y 5.38. En la primera de ellas se observa la potencia media normalizada empleando la modificación propuesta al control $I_{M \text{ MAX}} - T_{\text{off}}$ (normalizando, $j_{M \text{ MAX}} - \psi_{\text{off}}$), variando el bus de continua y el nivel de corriente máxima, pero manteniendo constante el tiempo de apagado. Se observa cómo en este caso el comportamiento es prácticamente de fuente de potencia, para todo el margen de cargas considerado.

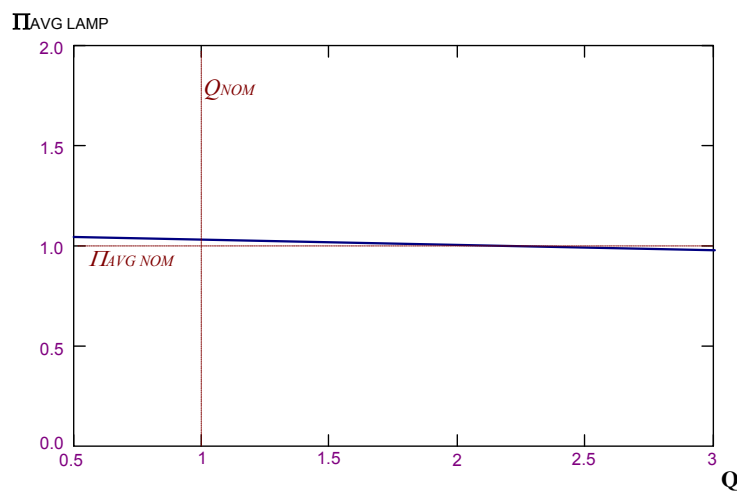


Figura 5.37 Potencia media normalizada por la carga, $\Pi_{\text{AVG LAMP}}$, en función de la resistencia equivalente que presenta la lámpara, Q , con el control propuesto basado en variación del bus y de la corriente máxima por la carga.

En la figura 5.38 se observa el rizado absoluto de corriente por la carga, Δj_{LAMP} , ante el margen de cargas estudiado. Se comprueba que el rizado es sensiblemente menor que en el caso del control sin modificación de parámetros (ver figuras 5.18 y 5.20). Existe, sin embargo, una carga Q para la cual comienza a aumentar este rizado de manera significativa. Esto es debido a que, en realidad, ψ_{off} debería variar también con la carga Q para tener situación de rizado mínimo. De todos modos, los rizados absolutos que se obtienen al despreciar esta variación son perfectamente admisibles, por lo que, buscando la mayor sencillez en el control no se implementará esta variación de ψ_{off} con Q en el control del inversor.

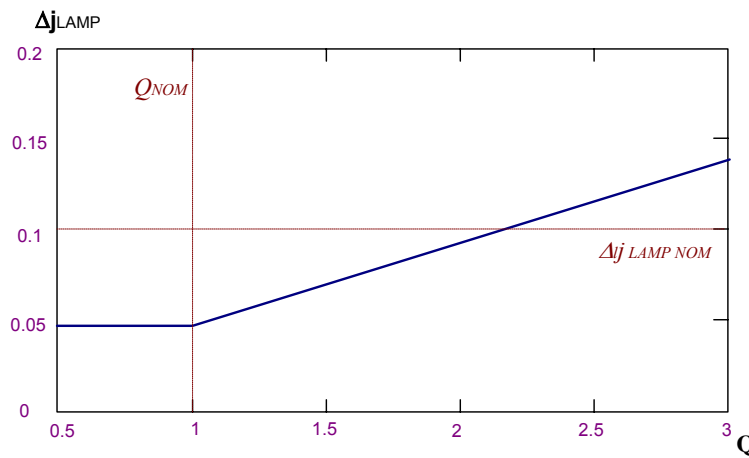


Figura 5.38. Rizado absoluto de corriente por la carga, Δj_{LAMP} , en función de la carga equivalente que presenta la lámpara, Q , con el control propuesto basado en variación del bus y de la corriente máxima por la carga.

Un último aspecto de este control viene de observar la propia frecuencia de conmutación obtenida. En la figura 5.39, pueden observarse las evoluciones del periodo normalizado, ψ , para los métodos de control basados en corriente máxima por el interruptor-tiempo de apagado. La figura 5.39.a) muestra dicha evolución para el control realimentado, mientras que la figura 5.39.b) muestra lo propio para el control sin variar parámetros en función de Q . Puede observarse cómo, en el caso original, la frecuencia sufría variaciones del orden del 400% para el margen de cargas estudiado, mientras que en el caso de utilizar realimentación, la frecuencia permanece prácticamente invariable.

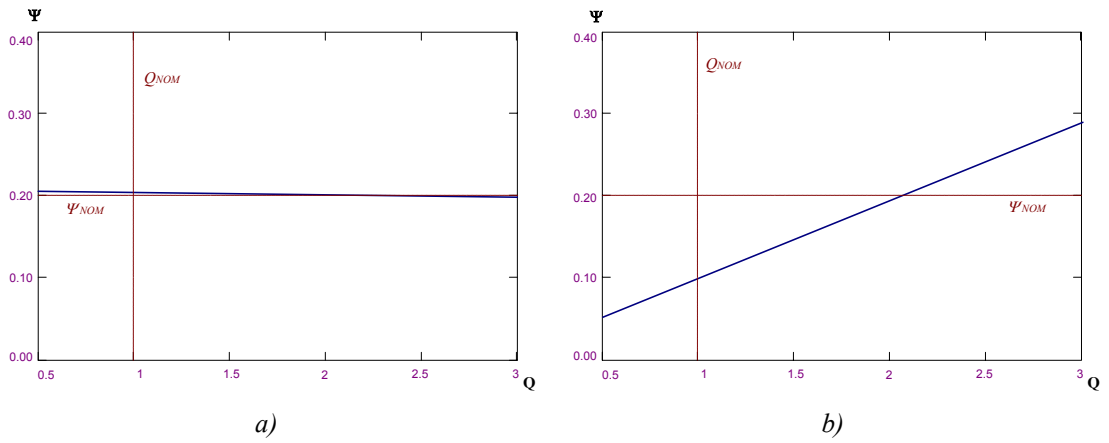


Figura 5.39. Evoluciones del período normalizado, Ψ , para los métodos de control basados en corriente máxima por el interruptor, $j_{M\ MAX}$, y tiempo de apagado, Ψ_{off} .
a) Con modificación de parámetros de M_b y $j_{M\ MAX}$ buscando minimizar rizado (realimentación).
b) Control original sin realimentación

5.4 INVERSOR DE 2 INTERRUPTORES (MEDIO PUENTE ALIMENTADO EN CORRIENTE)

El inversor de dos interruptores analizado en el presente punto es un inversor en medio puente alimentado en corriente. Dicho inversor puede observarse en la figura 5.40.

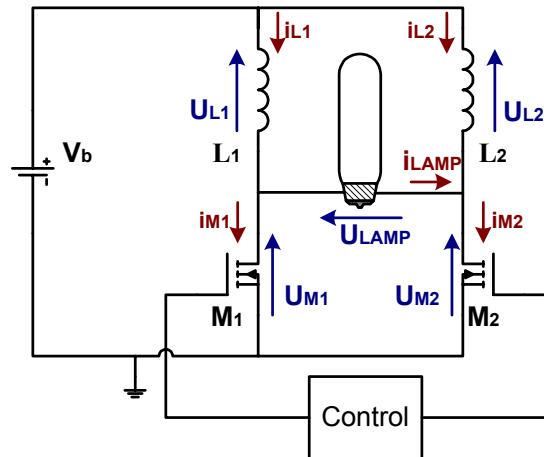


Figura 5.40. Inversor Medio Puente en Corriente. Referencias para tensión y corriente (sin normalizar)

Análogamente a lo realizado con el inversor de un interruptor, podría analizarse un inversor más genérico que incluyese un transformador (1:n), de manera que fuese posible adecuar cualquier tensión de entrada a los valores de tensión que demanda la lámpara.

El inversor resultante puede observarse en la figura 5.41.a). Al contrario que en el caso de un interruptor, ahora las inductancias L_1 y L_2 no pueden integrarse en el transformador, por lo que la inductancia magnetizante del transformador debe ser tal que pueda despreciarse frente a los valores de L_1 y L_2 .

Refiriendo tensiones y corrientes al secundario, se obtiene el diagrama de la figura 5.41.b). Como puede observarse, es el mismo diagrama que el de la figura 5.40 si se tienen en cuenta las relaciones:

$$i_{pri}(t) = i_{sec}'(t) = \frac{i_{sec}(t)}{n} \quad \text{ec. (5.65)}$$

$$u_{pri}(t) = u_{sec}'(t) = n \cdot u_{sec}(t) \quad \text{ec. (5.66)}$$

$$L_1' = n^2 \cdot L_1 \quad L_2' = n^2 \cdot L_2 \quad \text{ec. (5.67)}$$

Puede, de manera análoga a lo analizado para el inversor de un solo interruptor, estudiarse el circuito sin el transformador sin perder generalidad.

Al igual que en el caso del inversor con un solo interruptor, se va a proceder al análisis genérico de la etapa de potencia, para luego analizar los diferentes métodos de control posibles. Para ello, se va a seguir la nomenclatura (incluyendo los signos) de la figura 5.42.a). En esta figura ya se ha realizado la normalización.

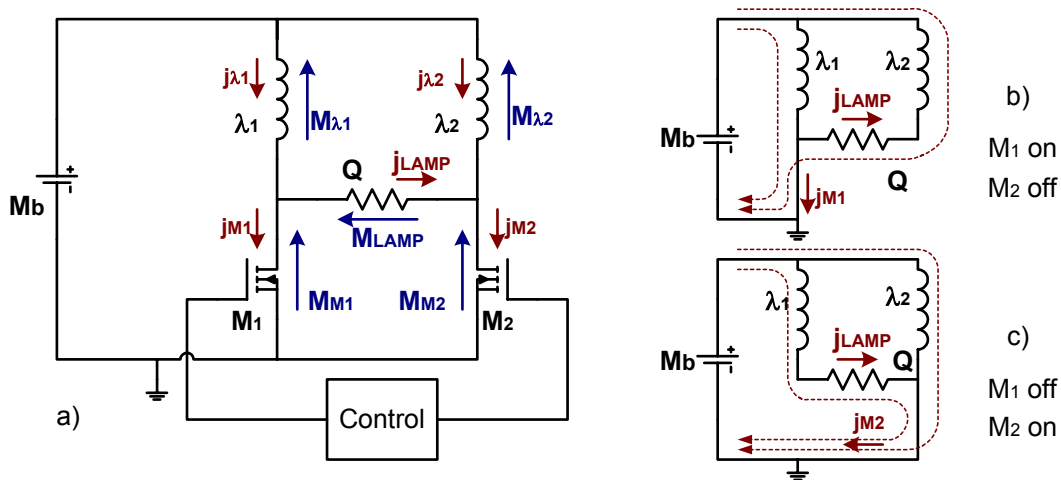


Figura 5.42.a) Etapa de Potencia del Inversor de 2 interruptores (Medio Puente Alimentado en Corriente). Variables Normalizadas. b) Modo I de Conducción; S_1 ON, S_2 OFF. c) Modo II de Conducción; S_1 OFF, S_2 ON.

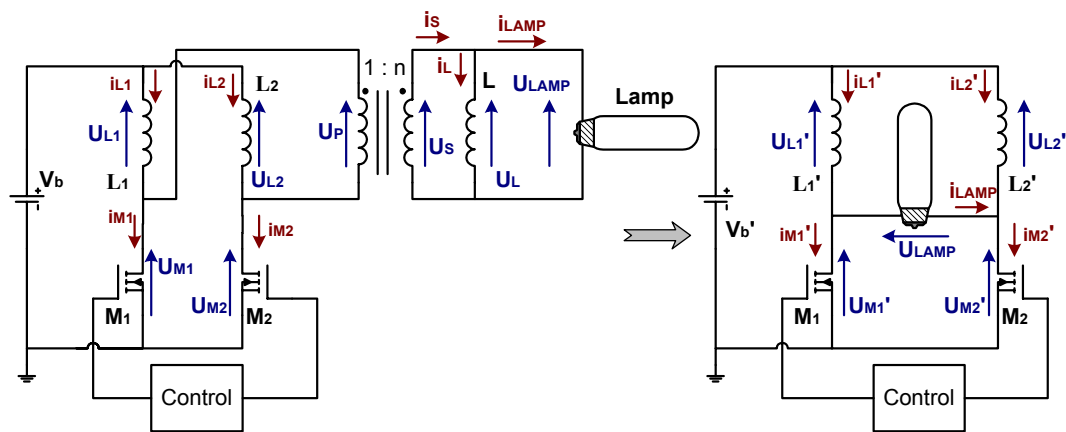


Figura 5.41. Inversor genérico con transformador de relación 1:n.

a) *diagrama eléctrico del circuito con transformador*

b) diagrama referido al secundario

Por tanto, puede comenzarse con el análisis de la topología empleada.

5.4.1 Análisis del Inversor

Se parte de los mismos supuestos empleados en el análisis de la topología de un solo interruptor, es decir:

- Régimen permanente
- Componentes ideales (lo que implicará que $\lambda_1 = \lambda_2$)
- La fuente de entrada, M_b , (V_b antes de la normalización), es una fuente de tensión continua de potencia infinita
- La carga equivalente que presenta la lámpara de descarga es resistiva pura en el margen de frecuencias del análisis (entre 25 kHz y 100 kHz).

Se sigue la misma notación que en el caso del inversor de un solo interruptor (ver tabla 5.1)

Nombre de la Variable	Símbolo de la Variable sin Normalizar	Variable Base	Símbolo de la Variable Normalizada
Tensión	U	U_B	M
Corriente	I	I_B	j
Potencia	P	$P_B = P_{NOM}$	Π
Resistencia	R	$Z_B = R_{LAMP-NOM}$	Q
Inductancia	L	L_B	λ
Frecuencia Angular	ω	ω_B	Ω
Tiempo	t	T_B	ψ
Periodo	T	T_B	Ψ

Tabla 5.1 Variables y símbolos empleados en el análisis

Si se observa el circuito de la figura 5.42, puede verse una simetría en los dos modos topológicos (figura 5.42.a) y 5.42.b). En ambos subcircuitos, se tiene una fuente de tensión que alimenta a una carga, formada por una inductancia en paralelo con la suma serie de la carga equivalente de la lámpara y otra inductancia.

Si se suponen inductancias iguales (caso práctico), entonces para que las formas de onda sean equivalentes a las mostradas en el capítulo 3, es preciso que el ciclo de trabajo sea siempre $D=0,5$; de este modo se asegura simetría en las formas de onda.

Las relaciones que se van a cumplir durante todo el periodo son:

$$M_{\lambda 1} = \lambda_1 \cdot \frac{dj_{\lambda 1}}{d\psi} \quad \text{ec. (5.68)}$$

$$M_{\lambda 2} = \lambda_2 \cdot \frac{dj_{\lambda 2}}{d\psi} \quad \text{ec. (5.69)}$$

$$M_{LAMP} = j_{LAMP} \cdot Q \quad \text{ec. (5.70)}$$

$$M_b = M_{\lambda 1} + M_{M1} = M_{\lambda 2} + M_{M2} \quad \text{ec. (5.71)}$$

$$M_{\lambda 1} = M_{\lambda 2} - M_{LAMP} \quad \text{ec. (5.72)}$$

$$M_{M1} = M_{M2} + M_{LAMP} \quad \text{ec. (5.73)}$$

$$j_{\lambda 1} = j_{LAMP} + j_{M1} \quad \text{ec. (5.74)}$$

$$j_{\lambda 2} = j_{M2} - j_{LAMP} \quad \text{ec. (5.75)}$$

El ciclo de trabajo es, como se ha justificado anteriormente, $D=0,5$. Llamando MODO I al semiperiodo durante el que el interruptor M_1 permanece cerrado y M_2 permanece abierto, se tiene lo siguiente:

$$M_{M1} = 0 \quad \text{ec. (5.76)}$$

$$j_{M2} = 0 \quad \text{ec. (5.77)}$$

por tanto

$$j_{M1} = j_{\lambda 1} - j_{LAMP} \quad \text{ec. (5.78)}$$

y además, de las ecuaciones (5.75) y (5.77),

$$j_{M1} = j_{\lambda 1} + j_{\lambda 2} \quad \text{ec. (5.79)}$$

Como la tensión en el interruptor 1 es nula, entonces el bus de continua alimenta directamente a la bobina λ_1 , por lo que esta se carga linealmente a tensión constante. Esto se obtiene de las ecuaciones (5.71) y (5.68), aplicando la condición de la ecuación (5.76):

$$M_b = \lambda_1 \cdot \frac{dj_{\lambda 1}}{d\psi} \quad \text{ec. (5.80)}$$

Al integrar esta ecuación para este semiperiodo, se llega a:

$$j_{\lambda 1}(\psi) = j_{\lambda 1\ 0} + \frac{M_b}{\lambda_1} \cdot \psi \quad \text{ec. (5.81)}$$

donde $j_{\lambda 1\ 0}$ es la corriente inicial por la bobina λ_1 , es decir,

$$j_{\lambda 1\ 0} = j_{\lambda 1}(0) \quad \text{ec. (5.82)}$$

y puede definirse $j_{\lambda 1 \text{ MAX}}$ como la corriente máxima por la bobina.

$$j_{\lambda 1} (D \cdot \Psi) = j_{\lambda 1 \text{ MAX}} \quad \text{ec. (5.83)}$$

Por otra parte, la bobina λ_2 está en serie con la lámpara, por lo que las ecuaciones de tensiones y corrientes que gobiernan la lámpara son:

$$M_b = M_{\lambda 2} - M_{\text{LAMP}} \quad \text{ec. (5.84)}$$

$$j_{\text{LAMP}} = -j_{\lambda 2} \quad \text{ec. (5.85)}$$

Así, la evolución de la corriente por la lámpara experimenta un transitorio exponencial de primer orden, puesto que se cumple:

$$M_b = \lambda_2 \cdot \frac{dj_{\lambda 2}}{d\psi} + j_{\lambda 2} \cdot Q \quad \text{ec. (5.86)}$$

ecuación diferencial de primer orden. La solución es, por tanto,

$$j_{\lambda 2}(\psi) = \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda 2 \text{ MAX}} \right) e^{-\frac{\psi - D \cdot \Psi}{\tau_2}} \quad \text{ec. (5.87)}$$

donde

$$\tau_2 = \frac{\lambda_2}{Q} \quad \text{ec. (5.88)}$$

Así, durante el MODO I, se tiene que las formas de onda por λ_1 , λ_2 y Q son las que pueden apreciarse en la figura 5.43:

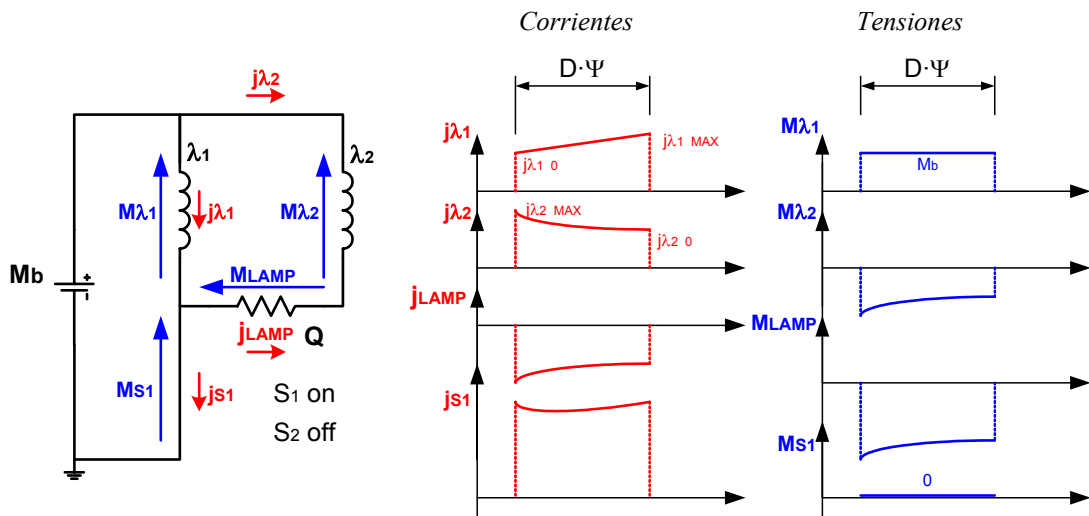


Figura 5.43 Principales formas de onda en el inversor considerado para el MODO I (S_1 ON, S_2 OFF)

Para el otro semiperiodo, es decir, durante el MODO II, (cuando M_1 OFF y M_2 ON), las ecuaciones que pueden aplicarse son exactamente análogas a las ecuaciones de la (5.76) a la (5.88), simplemente intercambiando los subíndices "1" por subíndices "2", es decir:

$$M_{S2} = 0 \quad \text{ec. (5.89)}$$

$$j_{S1} = 0 \quad \text{ec. (5.90)}$$

Por tanto,

$$j_{S2} = j_{\lambda 2} + j_{LAMP} \quad \text{ec. (5.91)}$$

$$j_{S2} = j_{\lambda 1} + j_{\lambda 2} \quad \text{ec. (5.92)}$$

Nuevamente,

$$M_b = \lambda_2 \cdot \frac{dj_{\lambda 2}}{d\psi} \quad \text{ec. (5.93)}$$

por lo que

$$j_{\lambda 2}(\psi) = j_{\lambda 2 \ 0} + \frac{M_b}{\lambda_2} \cdot \psi \quad \text{ec. (5.94)}$$

donde $j_{\lambda 2 \ 0}$ es la corriente inicial por la bobina λ_2 , es decir,

$$j_{\lambda 2 \ 0} = j_{\lambda 2}(D \cdot \Psi) \quad \text{ec. (5.95)}$$

y puede definirse $j_{\lambda 2 \ MAX}$ como la corriente máxima por la bobina.

$$j_{\lambda 2}(\Psi) = j_{\lambda 2 \ MAX} \quad \text{ec. (5.96)}$$

Así, es ahora la inductancia λ_2 la que experimenta una carga lineal.

Ahora, λ_1 está en serie con la lámpara, por lo que las ecuaciones de tensiones y corrientes que gobiernan la lámpara son:

$$M_b = M_{\lambda 1} + M_{LAMP} \quad \text{ec. (5.97)}$$

$$j_{LAMP} = j_{\lambda 1} \quad \text{ec. (5.98)}$$

Así, la evolución de la corriente por la lámpara experimenta como antes un transitorio exponencial de primer orden, puesto que se cumple:

$$M_b = \lambda_1 \cdot \frac{dj_{\lambda 1}}{d\psi} + j_{\lambda 1} \cdot Q \quad \text{ec. (5.99)}$$

ecuación diferencial de primer orden, cuya solución es, de nuevo,

$$j_{\lambda 1}(\psi) = \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda 1 \text{ MAX}} \right) e^{-\frac{\psi - \Psi}{\tau_1}} \quad \text{ec. (5.100)}$$

donde

$$\tau_1 = \frac{\lambda_1}{Q} \quad \text{ec. (5.101)}$$

Las formas de onda por los elementos del circuito pueden observarse, para este otro semiperiodo, en la figura 5.44.

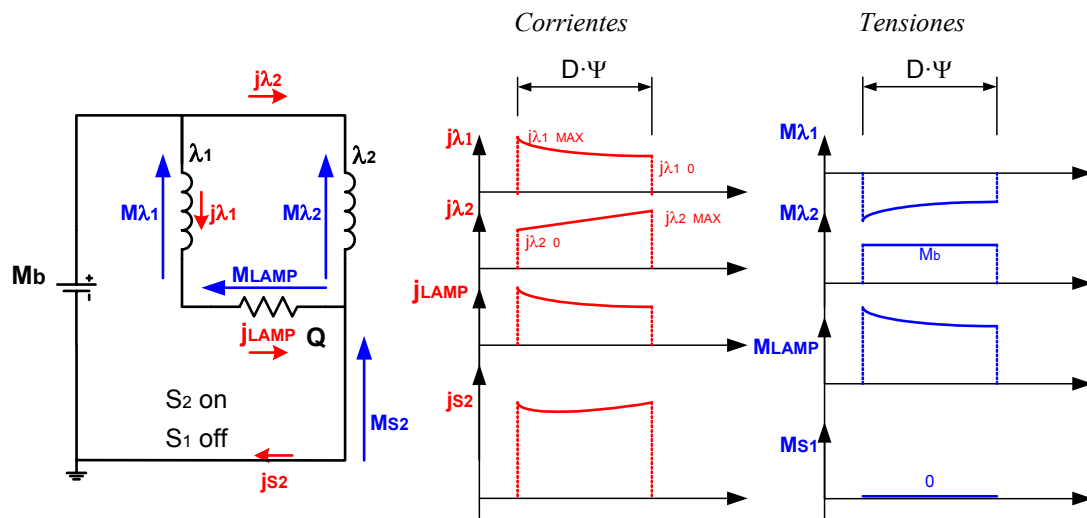


Figura 5.44 Principales formas de onda para el MODO II (S_2 ON, S_1 OFF)

Si se tienen en cuenta las consideraciones realizadas al comienzo del presente análisis, se supone $\lambda_1 = \lambda_2$, y además $D = 0,5$. Por tanto, puede considerarse que $\tau_1 = \tau_2$. Así, puede fácilmente demostrarse que en el permanente, debe cumplirse que

$$j_{\lambda 1 0} = j_{\lambda 2 0} = j_{\lambda 0} \quad \text{ec. (5.102)}$$

$$j_{\lambda 1 \text{ MAX}} = j_{\lambda 2 \text{ MAX}} = j_{\lambda \text{ MAX}} \quad \text{ec. (5.103)}$$

es decir, las condiciones mínimas y máximas de las dos inductancias son iguales.

A partir de todas estas ecuaciones, puede obtenerse finalmente las formas de onda presentes en todos los elementos del circuito inversor durante el ciclo completo de conmutación. Estas formas de onda se representan esquemáticamente en la figura 5.45.

Por otra parte, una vez se han obtenido las expresiones de las corrientes y tensiones en el circuito para cada modo topológico, además de las condiciones

iniciales para cada semiperiodo, puede expresarse el valor de la corriente en la bobina λ_1 durante un periodo completo de conmutación como:

$$j_{\lambda 1}(\psi) = \begin{cases} j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \psi & \text{si } 0 < \psi < \frac{\Psi}{2} \\ \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}} & \text{si } \frac{\Psi}{2} < \psi < \Psi \end{cases} \quad \text{ec. (5.104)}$$

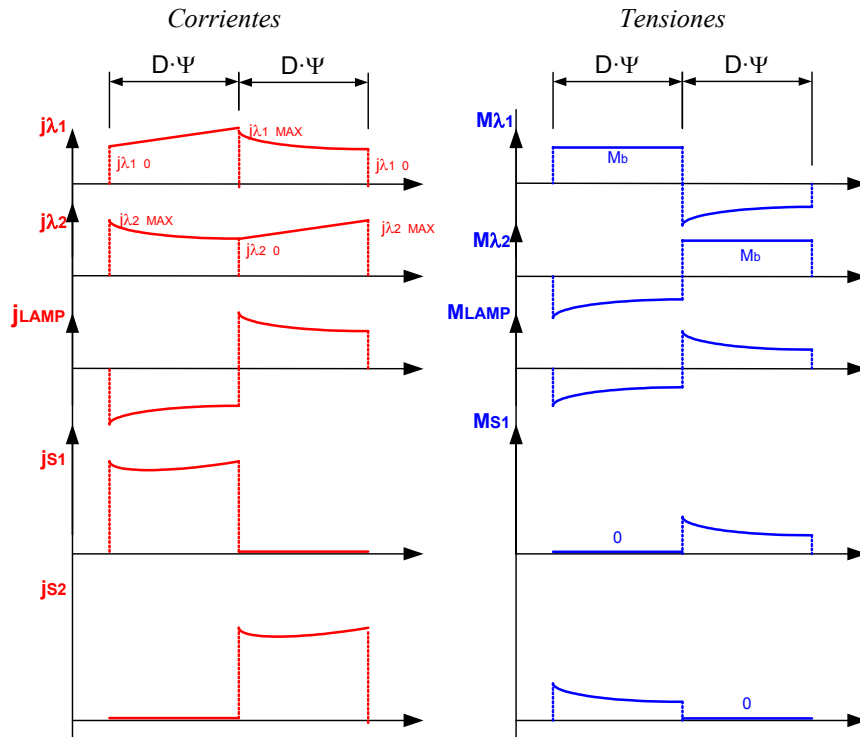


Figura 5.45 Principales formas de onda en el inversor considerado en un periodo de conmutación.

Análogamente, la corriente por λ_2 puede denotarse por

$$j_{\lambda 2}(\psi) = \begin{cases} \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi}{\tau}} & \text{si } 0 < \psi < \frac{\Psi}{2} \\ j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \left(\psi - \frac{\Psi}{2} \right) & \text{si } \frac{\Psi}{2} < \psi < \Psi \end{cases} \quad \text{ec. (5.105)}$$

En las ecuaciones (5.104) y (5.105), se ha hecho uso de las igualdades expresadas en ec. (5.102) y ec. (5.103), así como del hecho de que

$$\lambda_1 = \lambda_2 \Rightarrow \frac{\lambda_1}{Q} = \frac{\lambda_2}{Q} \Rightarrow \tau_1 = \tau_2 = \tau \quad \text{ec. (5.106)}$$

Por tanto, la corriente por la carga puede expresarse fácilmente como:

$$j_{LAMP}(\psi) = \begin{cases} -\frac{M_b}{Q} + \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda MAX}\right) e^{-\frac{\psi}{\tau}} & \text{si } 0 < \psi < \frac{\Psi}{2} \\ \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda MAX}\right) e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}} & \text{si } \frac{\Psi}{2} < \psi < \Psi \end{cases} \quad \text{ec. (5.107)}$$

Como la lámpara presenta un equivalente resistivo a estas frecuencias de funcionamiento, se tiene:

$$M_{LAMP}(\psi) = \begin{cases} -M_b + (M_b - Q \cdot j_{\lambda MAX}) e^{-\frac{\psi}{\tau}} & \text{si } 0 < \psi < \frac{\Psi}{2} \\ M_b - (M_b - Q \cdot j_{\lambda MAX}) e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}} & \text{si } \frac{\Psi}{2} < \psi < \Psi \end{cases} \quad \text{ec. (5.108)}$$

La potencia instantánea que absorbe la carga es:

$$\Pi_{LAMP}(\psi) = Q \cdot j_{LAMP}(\psi)^2 \quad \text{ec. (5.109)}$$

$$\Pi_{LAMP}(\psi) = Q \cdot \left[\frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda MAX} \right) e^{-\frac{\psi}{\tau}} \right]^2 \quad \text{ec. (5.110)}$$

Puesto que hay simetría respecto al semiperiodo, se tiene que la potencia presenta una frecuencia fundamental *doble* de la de conmutación. Por ello, la definición de potencia instantánea de la ec. (5.110) tiene sentido teniendo en cuenta que el periodo de esta potencia es igual a $\frac{\Psi}{2}$.

La potencia media se expresa entonces según:

$$\Pi_{LAMP AVG} = \int_{\psi=0}^{\psi=\frac{\Psi}{2}} \Pi_{LAMP}(\psi) \cdot d\psi \quad \text{ec. (5.111)}$$

Operando puede llegarse a:

$$\Pi_{LAMP AVG} = \frac{M_b^2}{Q} + \frac{1 + e^{-\frac{\Psi}{2\tau}} - 4 \cdot \frac{M_b}{M_b - j_{\lambda MAX} \cdot Q}}{Q^2 \cdot \Psi} \cdot \frac{\lambda \cdot (M_b - j_{\lambda MAX} \cdot Q)^2 \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Psi}{2\tau}}\right)}{1} \quad \text{ec. (5.112)}$$

Es preciso expresar los parámetros $j_{\lambda 0}$ y $j_{\lambda MAX}$ en función de elementos del circuito.

Dados: M_b , valor del bus de continua; λ , valor de inductancia; Q , valor de resistencia equivalente que presenta la lámpara; y Ψ , valor del periodo de conmutación, entonces el valor de $j_{\lambda MAX}$ queda delimitado al fijar $\Pi_{LAMP AVG}$ como la potencia nominal de la lámpara (despejando $j_{\lambda MAX}$ en la ecuación (5.112)). Puede llegarse entonces a que:

$$j_{\lambda MAX} = \frac{M_b}{Q} \cdot \frac{-\left(1 - e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}\right) + 2 \cdot \sqrt{1 - \frac{1 + e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}}{1 - e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}} \cdot \frac{\Psi \cdot Q}{4 \cdot \lambda \cdot M_b^2} \cdot (M_b^2 - \Pi_{LAMP AVG} \cdot Q)}}{1 + e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}} \quad \text{ec. (5.113)}$$

Además, otra expresión de la corriente máxima por la inductancia que va a ser útil es la siguiente:

$$j_{\lambda MAX} = \frac{\frac{M_b}{Q} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}\right) + \frac{M_b \cdot \Psi}{2 \cdot \lambda}}{1 - e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}} \quad \text{ec. (5.114)}$$

ecuación esta que se obtiene de hacer que $j_{\lambda}(\psi=0)=j_{\lambda}(\psi=\Psi)$, en la que no aparece la expresión de la potencia media $\Pi_{LAMP AVG}$.

Por otra parte, calculando la corriente en una bobina para $\psi=\Psi/2$ (por ejemplo en la ecuación (5.104) ,puede definirse lo siguiente.

$$j_{\lambda 0} = j_{\lambda MAX} - \frac{M_b \cdot \Psi}{\lambda \cdot 2} \quad \text{ec. (5.115)}$$

El rizado de corriente por la bobina se define entonces como

$$\Delta j_{\lambda 0} = \frac{j_{\lambda MAX} - j_{\lambda 0}}{j_{\lambda MAX}} = \frac{1}{\frac{2 \cdot \lambda}{Q \cdot \Psi} + \frac{1}{1 - e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}}} \quad \text{ec. (5.116)}$$

Resumiendo, se pueden expresar las formas de onda de corriente y tensión en los elementos del inversor según las fórmulas de la tabla 5.5.

	Semiperiodo Inicial $0 < \psi < 0,5 \cdot \Psi$	Semiperiodo Final $0,5 \cdot \Psi < \psi < \Psi$
Corriente por la Bobina λ_1	$j_{\lambda 1}(\psi) = j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \psi$	$j_{\lambda 1}(\psi) = \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}}$
Corriente por la Bobina λ_2	$j_{\lambda 2}(\psi) = \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi}{\tau}}$	$j_{\lambda 2}(\psi) = j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \left(\psi - \frac{\Psi}{2} \right)$
Tensión en la Bobina λ_1	$M_{\lambda 1}(\psi) = M_b$	$M_{\lambda 1}(\psi) = (M_b - j_{\lambda \text{ MAX}} \cdot Q) \cdot e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}}$
Tensión en la Bobina λ_2	$M_{\lambda 2}(\psi) = (M_b - j_{\lambda \text{ MAX}} \cdot Q) \cdot e^{-\frac{\psi}{\tau}}$	$M_{\lambda 2}(\psi) = M_b$
Corriente por la Lámpara	$j_{\text{LAMP}}(\psi) = -\frac{M_b}{Q} + \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi}{\tau}}$	$j_{\text{LAMP}}(\psi) = \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}}$
Tensión en la Lámpara	$M_{\text{LAMP}}(\psi) = -M_b + (M_b - Q \cdot j_{\lambda \text{ MAX}}) \cdot e^{-\frac{\psi}{\tau}}$	$M_{\text{LAMP}}(\psi) = M_b - (M_b - Q \cdot j_{\lambda \text{ MAX}}) \cdot e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}}$
Corriente por el Interruptor M_1	$j_{M1}(\psi) = j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \psi + \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi}{\tau}}$	0
Corriente por el Interruptor M_2	0	$j_{M2}(\psi) = j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \left(\psi - \frac{\Psi}{2} \right) + \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}}$
Tensión en el Interruptor M_1	0	$M_{M1}(\psi) = M_b - (M_b - Q \cdot j_{\lambda \text{ MAX}}) \cdot e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}}$
Tensión en el Interruptor M_2	$M_{M2}(\psi) = M_b - (M_b - Q \cdot j_{\lambda \text{ MAX}}) \cdot e^{-\frac{\psi}{\tau}}$	0
Corriente entregada por la fuente	$j_{M1}(\psi) = j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \psi + \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi}{\tau}}$	$j_{M2}(\psi) = j_{\lambda 0} + \frac{M_b}{\lambda} \cdot \left(\psi - \frac{\Psi}{2} \right) + \frac{M_b}{Q} - \left(\frac{M_b}{Q} - j_{\lambda \text{ MAX}} \right) \cdot e^{-\frac{\psi - \frac{\Psi}{2}}{\tau}}$

Tabla 5.5. Principales formas de onda en el circuito.

5.4.2 Parámetros Nominales

Es necesario, nuevamente, definir los parámetros nominales de funcionamiento del inversor. Realizando un proceso análogo al empleado en el inversor de un solo interruptor, puede llegarse a:

$$R_{NOM} = R_B \Rightarrow Q_{NOM} = 1 \quad \text{ec. (5.117)}$$

$$P_{NOM} = P_B \Rightarrow \Pi_{NOM} = 1 \quad \text{ec. (5.118)}$$

Para obtener qué valor del bus conviene tomar como nominal, es necesario notar que el inversor se diseña de manera que el rizado de corriente es relativamente pequeño. En el límite, las inductancias pueden considerarse como fuentes de corriente ($\lambda \rightarrow \infty$). Si esto es así, entonces la corriente permanecerá prácticamente constante en cualquier inductancia a lo largo de todo el periodo de conmutación. Si además la potencia que se entrega a la lámpara es la nominal, entonces se cumple que:

$$\Pi_{LAMP\,AVG\,NOM} = j_{LAMP\,NOM} \cdot M_{LAMP\,NOM} \quad \text{ec. (5.119)}$$

Por otra parte, la potencia que entrega la fuente puede expresarse como

$$\Pi_{FTE\,NOM} = (j_{\lambda 2\,NOM} + j_{\lambda 2\,NOM}) M_{b\,NOM} \quad \text{ec. (5.120)}$$

Al tratarse de inductancias infinitas (e iguales), entonces se cumple que:

$$j_{LAMP\,NOM} = j_{\lambda 1\,NOM} + j_{\lambda 2\,NOM} \quad \text{ec. (5.121)}$$

por lo que, igualando las potencias, se llega finalmente a que:

$$M_{b\,NOM} = \frac{1}{2} \cdot M_{LAMP\,NOM} \quad \text{ec. (5.122)}$$

Así, el valor de la tensión del bus que se tomará como nominal es la mitad de la tensión nominal de la lámpara, que viene definida como

$$M_{LAMP\,NOM} = \sqrt{\Pi_{NOM} \cdot Q_{NOM}} \quad \text{ec. (5.123)}$$

por lo que:

$$M_{b\,NOM} = \frac{\sqrt{\Pi_{NOM} \cdot Q_{NOM}}}{2} \Rightarrow M_{b\,NOM} = 0,5 \quad \text{ec. (5.124)}$$

Falta definir el valor de k , valor que relaciona la constante de tiempos de la descarga con la frecuencia de conmutación (ecuación (5.5)). Para ello es preciso fijar

un límite en el rizado de la forma de onda de corriente por la bobina. De la gráfica de la figura 4.13 (capítulo 4), un valor del 5% del primer armónico de potencia respecto del de continua se obtiene para un rizado de corriente por la bobina del 7,5% (ó 0,075 p.u.). Para el máximo valor de resistencia equivalente posible (lámpara vieja, en torno a $2 \cdot R_{LAMP-NOM}$), se obtiene, de la ecuación (5.116):

$$\Delta j_{\lambda LAMP VIEJA} = \frac{1}{k + \frac{1}{1 - e^{-\frac{1}{k}}}} \Rightarrow 0,075 = \frac{1}{k + \frac{1}{1 - e^{-\frac{1}{k}}}} \Rightarrow k \geq 7 \Rightarrow k_{NOM} = 7 \quad \text{ec. (5.125)}$$

Lo que arroja un rizado absoluto de corriente por la carga nominal de:

$$\Delta j_{\lambda NOM} = 0,075 \quad \text{ec. (5.126)}$$

Como la inductancia base L_b es igual a la propia inductancia del inversor (es decir, $\lambda=1$), el valor del periodo nominal será, normalizando en la ecuación (5.5):

$$\Psi_{NOM} = \frac{\lambda}{Q_{NOM} \cdot k_{NOM}} \Rightarrow \Psi_{NOM} = \frac{1}{7} = 0,14 \quad \text{ec. (5.127)}$$

Puesto que el estudio se realiza en régimen permanente, la corriente inicial y final de cada periodo debe ser la misma. Así, de la ecuación (5.114) se llega a:

$$j_{\lambda MAX NOM} = 1,02 \quad \text{ec. (5.128)}$$

Por otra parte, de la ecuación (5.115), se obtiene:

$$j_{\lambda 0 NOM} = 0,95 \quad \text{ec. (5.129)}$$

5.4.3 Métodos de Control

Análogamente a lo realizado para el inversor de un interruptor (reductor-elevador actuando como inversor), se realizará un estudio y análisis del comportamiento del circuito para diferentes estrategias de control.

Por las mismas causas que en el caso del inversor de un interruptor, es preciso implementar métodos de control que impliquen una limitación de la corriente por la carga, con lo que se logra realizar una estabilización del sistema, a la vez que se incorpora una protección intrínseca.

La principal cuestión a tener en cuenta a la hora de realizar el estudio del presente inversor es el hecho de que al fijar el valor del ciclo de trabajo, una vez que se han fijado los valores tales como M_b , λ , etc., característicos del sistema, entonces solo queda un parámetro de control sobre el que actuar. Es decir, solo existe un grado de libertad a la hora de controlar el inversor.

Por tanto, los controles que pueden darse son:

- ❑ Control por frecuencia (o período)
- ❑ Control por corriente máxima (en bobina, carga o interruptor)
- ❑ Control por corriente mínima (en bobina, carga o interruptor)
- ❑ Control por rizado absoluto de corriente (en bobina, carga o carga)

Los métodos de control que midan corriente por la carga (máxima, mínima o rizado) quedan descartados al igual que en el caso anterior. Por otra parte, los métodos de corriente mínima no implementan ningún tipo de protección ante sobrecorrientes, por lo que también quedan descartados.

Así, en los siguientes puntos se analizará la viabilidad de los métodos de control restantes, así como las características del sistema que se obtienen.

5.4.3.1 Control por Frecuencia de Conmutación (f)

Puesto que el ciclo de trabajo será siempre de $D=0,5$, al fijar la frecuencia de conmutación de los interruptores, Ω , queda determinado el punto de trabajo del inversor.

Análogamente se estudiarán variaciones en la potencia media y en el rizado absoluto en función de la variación de carga.

5.4.3.1.1 Variación de Potencia Media

En este caso, fijado un inversor, el comportamiento del mismo varía en función de la carga y de la frecuencia de conmutación. Por coherencia con los métodos de control estudiados en el caso anterior, se utiliza como parámetro el periodo normalizado, Ψ , y no la frecuencia normalizada, Ω .

La característica potencia-resistencia normalizadas del presente control puede observarse en la figura 5.46. Se tiene que la potencia media es prácticamente independiente del periodo normalizado, Ψ , para determinados valores de parámetros del circuito, la potencia media no depende de la frecuencia de conmutación.

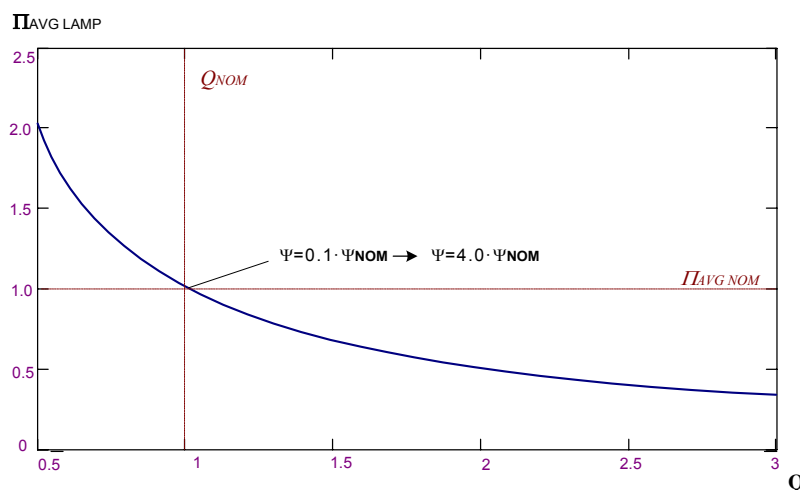


Figura 5.46 Potencia media normalizada entregada a la lámpara, $\Pi_{LAMP AVG}$, en función de la carga equivalente, Q , para distintos valores del periodo normalizado, Ψ .

5.4.3.1.2 Variación del Rizado Absoluto de Corriente

Puede verse también cómo resulta la expresión del rizado absoluto de corriente por la carga, tal y como se ha definido en la ecuación (5.3). En la figura 5.47 se presenta la característica rizado absoluto-resistencia en la carga. Al aumentar este periodo, el rizado aumenta.

Se observa cómo esta dependencia del rizado de corriente por la lámpara con la carga normalizada no presenta, como en el caso del inversor de 1 interruptor, distintas regiones con diferentes pendientes claramente diferenciadas. Esto se debe a que en el caso del inversor en medio puente, el rizado de corriente absoluta por la carga es siempre igual al rizado de corriente por la bobina, como puede deducirse de la ecuación (5.107).

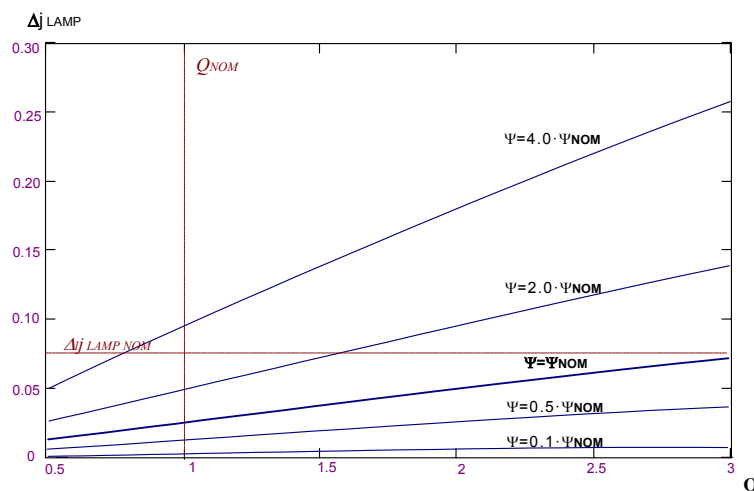


Figura 5.47 variación del rizado absoluto de corriente, Δj_{LAMP} en función de la carga, Q , y del periodo normalizado, Ψ

Es decir, la potencia instantánea presenta siempre un aspecto similar al de la figura 5.48.

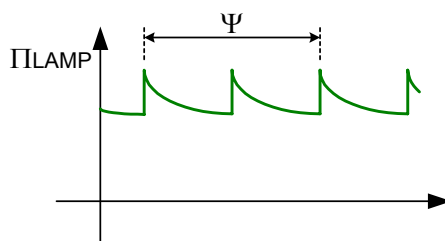


Figura 5.48 Aspecto de la forma de onda de potencia instantánea normalizada entregada a la carga en el inversor considerado

5.4.3.1.3 Análisis de Estabilidad: La Característica Π - Q

Resta realizar un análisis de la característica potencia-resistencia (Π - Q) del balasto obtenido al implementar el inversor en medio puente en corriente controlado por frecuencia. Para ello se toma un valor de Ψ en la gráfica 5.46.

Puede observarse cómo el comportamiento de este inversor es de fuente de tensión. Por tanto, no puede emplearse como inversor que garantice estabilidad por sí mismo.

5.4.3.2 Control por Corriente Máxima por la Bobina, ($I_{L \text{ MAX}}$).

El siguiente método de control considerado es el que utiliza como parámetro de control la corriente máxima por la bobina, denotada por $j_{\lambda \text{ MAX}}$. Puesto que la corriente de carga de una bobina es igual a la corriente de descarga de la otra (ver ecuaciones en tabla 5.5), y se tiene siempre que la carga está en serie con una de las dos bobinas, entonces la corriente máxima por una bobina es también la corriente máxima por la carga (ver ecuaciones (5.104), (5.105) y (5.107)). De hecho, este método de control podría considerarse también como control de corriente máxima por la carga.

Esto implica que se implementa una limitación de la corriente directamente por la carga.

Puesto que el ciclo de trabajo es $D=0,5$ y que $\lambda_1=\lambda_2$, la corriente máxima por las bobinas va a ser la misma, como puede verse en la ecuación (5.103). Resta ver, como en todos los métodos de control analizados, el comportamiento tanto de la potencia media como del rizado absoluto de corriente por la carga, en función de la carga normalizada equivalente que presenta la lámpara, Q , para distintos valores del parámetro de control.

5.4.3.2.1 Variación de Potencia Media

Para obtener la expresión de la potencia media por la carga en función del parámetro de control, hay que tener en cuenta la ecuación (5.112), y poner todos los parámetros que no sean de diseño en función del parámetro de control del que se dispone, que en este caso es $j_{\lambda \text{ MAX}}$.

Así, habría que expresar Ψ en función de $j_{\lambda \text{ MAX}}$. Sin embargo, no es posible obtener esta expresión de manera explícita. Si se representa Ψ (periodo normalizado) en función de $j_{\lambda \text{ MAX}}$, se llega a la ecuación (5.130):

$$\Psi = 2 \cdot \lambda \cdot \left(\frac{j_{\lambda \text{ MAX}}}{M_b} - \frac{1}{Q} \right) \left(1 - e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}} \right) \quad \text{ec. (5.130)}$$

Operando numéricamente, y fijando la corriente máxima por la bobina, se llega a una representación como la de la figura 5.49 .

Esto implica que para cargas equivalentes bajas, es decir, si Q es pequeña, el periodo tiende a hacerse nulo (frecuencia infinita).

Se puede calcular cuál será este valor de la corriente de la ecuación (5.130), haciendo $\Psi=0$. Se obtiene

$$\frac{\Psi}{1 - e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}} = 2 \cdot \lambda \cdot \left(\frac{j_{\lambda \text{ MAX}}}{M_b} - \frac{1}{Q} \right) \quad \text{ec. (5.131)}$$

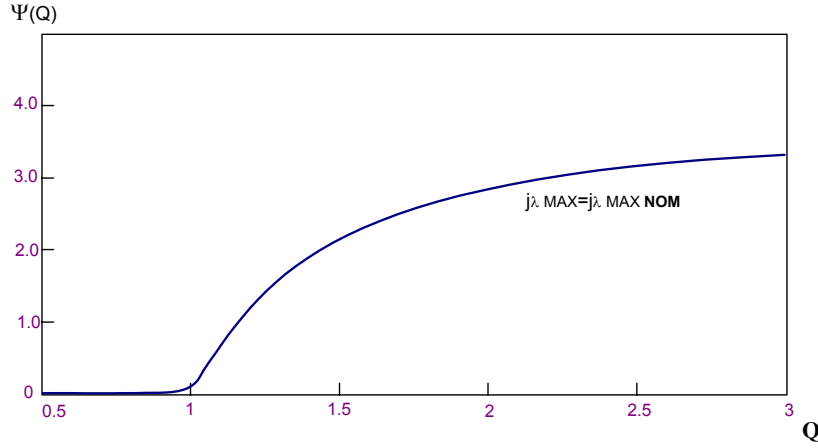


Figura 5.49 Periodo normalizado, Ψ , en función de la carga normalizada, Q , para la corriente máxima normalizada nominal.

Tomando límites para $\Psi \rightarrow 0$, se tiene que:

$$\lim_{\Psi \rightarrow 0} \frac{\Psi}{1 - e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}} = \lim_{\Psi \rightarrow 0} 2 \cdot \lambda \cdot \left(\frac{j_{\lambda \text{ MAX}}}{M_b} - \frac{1}{Q} \right) = 2 \cdot \lambda \cdot \left(\frac{j_{\lambda \text{ MAX}}}{M_b} - \frac{1}{Q} \right) \quad \text{ec. (5.132)}$$

Puede demostrarse fácilmente que:

$$\lim_{\Psi \rightarrow 0} \frac{\Psi}{1 - e^{-\frac{\Psi \cdot Q}{2 \cdot \lambda}}} = \frac{2 \cdot \lambda}{Q} \quad \text{ec. (5.133)}$$

Igualando términos en las ecuaciones (5.132) y (5.133), se llega a:

$$j_{\lambda \text{ MAX LIM}} = j_{\lambda 0 \text{ LIM}} = \frac{2 \cdot M_b}{Q_{\text{LIM}}} \quad \text{ec. (5.134)}$$

Este valor, $\frac{2 \cdot M_b}{Q_{\text{LIM}}}$, es el valor de la corriente que se tiene en un inversor ideal

en medio puente en corriente para valores de inductancia *infinitos*:

En efecto, sea el inversor normalizado de la figura 5.50, y sea también $\Pi_{\text{AVG LAMP}}=1$; entonces, si

$$j_{\lambda 1} = j_{\lambda 2} = j_{\lambda} \quad \text{ec. (5.135)}$$

se tiene que para que el rendimiento sea unitario (inversor ideal), debe ser

$$\Pi_{\text{AVG b}} = M_b \cdot 2 \cdot j_{\lambda} = \Pi_{\text{AVG LAMP}} = j_{\lambda}^2 \cdot Q \quad \text{ec. (5.136)}$$

Es decir,

$$j_{\lambda} = \frac{2 \cdot M_b}{Q} \quad \text{ec. (5.137)}$$

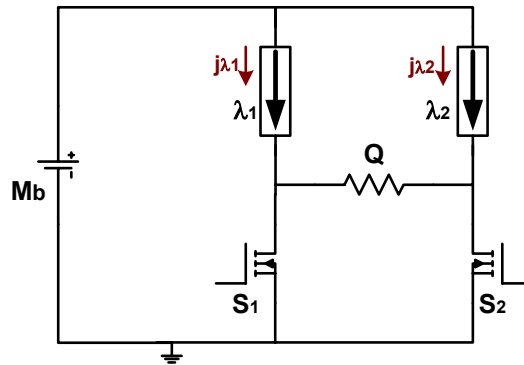


Figura 5.50 Inversor teórico de dos interruptores (medio puente en corriente) con inductancias infinitas

Un modo de expresar esta condición es que, fijada una corriente máxima (es decir, $j_{\lambda \text{ MAX LIM}}$, de la ecuación (5.134)), no puede alimentarse cualquier carga equivalente Q con éste método de control. Existe una Q límite, que puede obtenerse de la ecuación (5.134) como:

$$Q_{\text{LIM}} = \frac{2 \cdot M_b}{j_{\lambda \text{ MAX}}} \quad \text{ec. (5.138)}$$

por debajo de la cual no tiene sentido utilizar este método de control (debe ser $Q > Q_{\text{LIM}}$).

Representando la potencia media normalizada frente a la carga Q (pero con $Q > Q_{\text{LIM}}$ para cada $j_{\lambda \text{ MAX}}$), se obtiene la gráfica de la figura 5.51. Nótese cómo para cada característica determinada, es decir, fijado un valor de $j_{\lambda \text{ MAX}}$, existe un valor de Q por debajo del cuál no puede representarse la potencia media en función de Q .

Este valor es Q_{MIN} , que, como puede verse en la ecuación (5.138), es función, entre otras cosas, del propio parámetro $j_{\lambda \text{ MAX}}$.

Así pues, en el presente método de control es preciso tener en cuenta que el diseño, debe realizarse para un valor de $Q > Q_{\text{LIM}}$, una vez se haya elegido el valor de $j_{\lambda \text{ MAX}}$. Cuando, para esta $j_{\lambda \text{ MAX}}$ dada el valor de Q sea menor de Q_{LIM} , el sistema no podrá alimentarse mediante el método de control por corriente máxima en la bobina. Esto es importante en el caso de lámparas de alta intensidad de descarga, donde el valor de Q tras el arranque puede ser del orden del 10%-20% del valor de Q nominal (normalmente el valor de diseño).

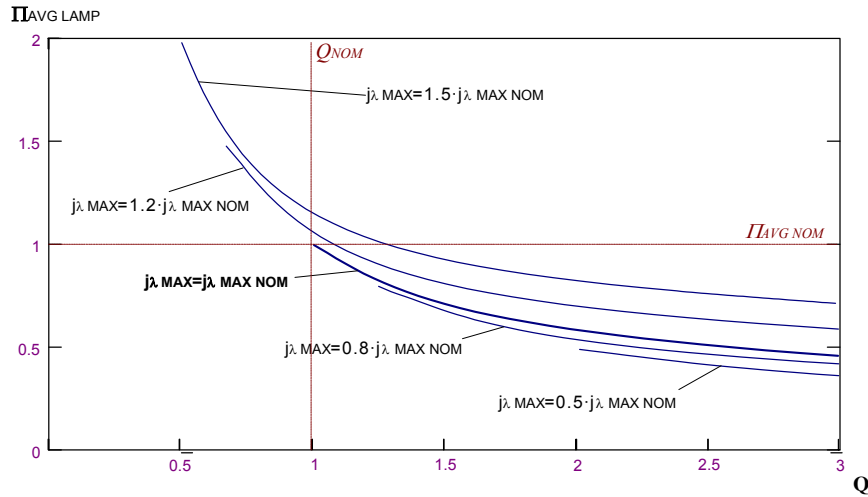


Figura 5.51 Potencia media normalizada entregada a la lámpara, $\Pi_{LAMP AVG}$, en función de la carga equivalente, Q , para distintos valores de la corriente máxima normalizada por la bobina, $j_{\lambda MAX}$.

5.4.3.2.2 Variación del Rizado Absoluto de Corriente

El rizado absoluto de corriente puede expresarse también en función de Q para un valor dado de $j_{\lambda MAX}$. Debe notarse que, al igual que en el caso de la gráfica de la potencia media, la representación del rizado absoluto de corriente en función de la carga tiene sentido únicamente si $Q > Q_{LIM}$.

Así, puede verse la dependencia de este rizado en la gráfica de la figura 5.52.

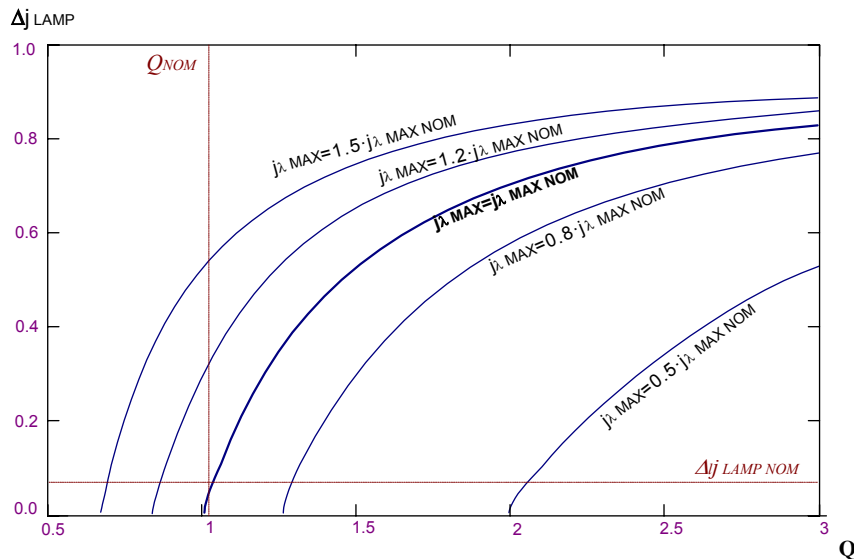


Figura 5.52 Variación del rizado absoluto de corriente, Δj_{LAMP} en función de la carga, Q , para distintos valores de la corriente máxima normalizada, $j_{\lambda MAX}$

Cuando el valor de Q es igual a Q_{LIM} , se degenera en el inversor ideal de la figura 5.50. En este caso, al tratarse de inductancias infinitas (o lo que es equivalente, periodo nulo), el rizado de corriente por la bobina sería nulo (corriente por la bobina

constante), como puede verse en la figura. A medida que Q aumenta, el sistema se aleja del sistema degenerado, con lo que el rizado empieza a tomar valores no nulos.

5.4.3.2.3 Análisis de Estabilidad: La Característica Π - Q

En la figura 5.53 puede verse la característica Π - Q del control por corriente máxima. Cabe preguntarse si el sistema inversor-lámpara es estable o no. En la mencionada figura se han dispuesto también las características de fuente de potencia constante (sistema inversor-lámpara estable) y de fuente de tensión (sistema inversor-lámpara inestable). Como puede verse, el comportamiento del control por corriente máxima es intermedio entre ambos comportamientos ideales.

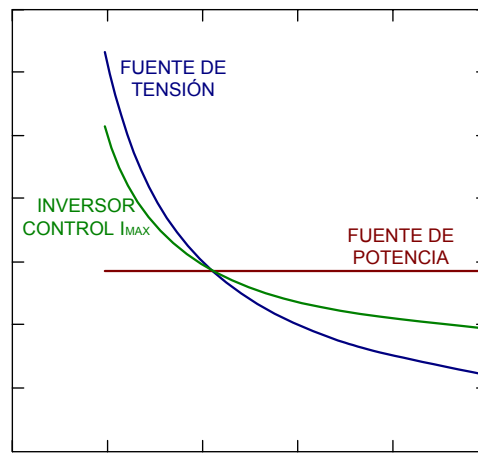


Figura 5.53. Comparativa entre diferentes características Π - Q .

Para ver si efectivamente se trata de un sistema estable, es preciso hallar la característica de la lámpara experimentalmente y luego superponerla en el diagrama Π - Q .

Como se mencionó en el capítulo de estabilidad, si el inversor es lo suficientemente rápido (como es el caso de los controles en modo corriente), basta calcular la pendiente de la curva en el punto nominal y comparar con la pendiente del inversor.

En el caso de una lámpara de halogenuros de 70W, puede suponerse una pendiente en ese punto de $-0,5 \text{ W}/\Omega$ [13]. Normalizando este valor, se tiene que la pendiente es la siguiente:

$$pdte_{LAMP} = -\frac{1W}{2\Omega} \rightarrow pdnorm_{LAMP} = -\frac{\frac{1W}{2\Omega}}{\frac{70W}{100\Omega}} = -0,71 \quad \text{ec. (5.139)}$$

Trasladando este valor al diagrama normalizado, se obtiene el diagrama de la figura 5.54.

Según el criterio de estabilidad presentado en [12] y revisado en el capítulo 4, se observa que el inversor es teóricamente estable para esta lámpara en concreto. No ocurriría lo mismo ante una fuente de tensión (sistema inestable). Sin embargo, aunque haya estabilidad teórica, las pendientes de la característica del balasto y de la lámpara son casi paralelas, lo que hará que se tengan fluctuaciones en la potencia para variaciones pequeñas de carga. Es preciso actuar de algún modo en el control de manera que se asegure una mayor independencia de la potencia con respecto a la cara.

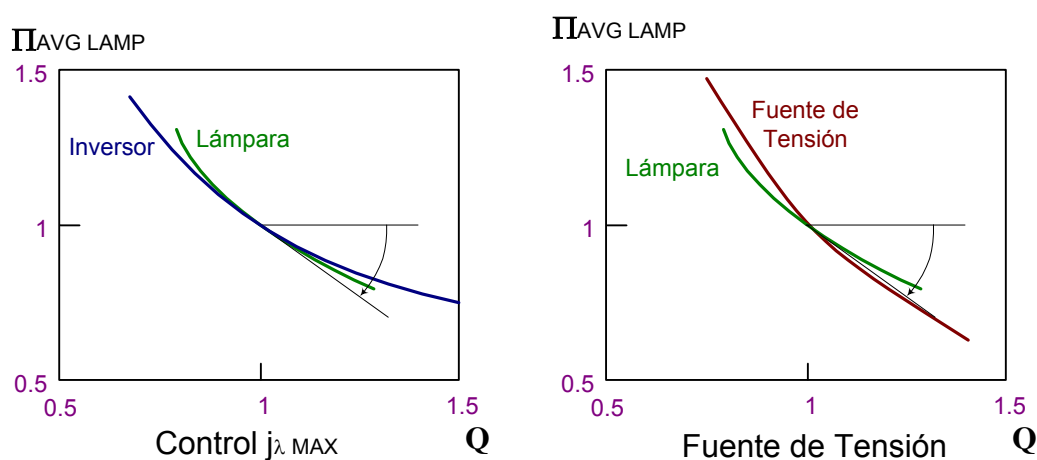


Figura 5.54. Izquierda: Característica Π - Q de un inversor por control $j_{\lambda MAX}$ y pendiente normalizada de una lámpara de halogenuros metálicos de 70 W.

Derecha: Característica Π - Q de una fuente de y pendiente normalizada de una lámpara de halogenuros metálicos de 70 W.

5.4.3.3 Control por Rizado de Corriente por la Bobina, (ΔI_L)

El último control posible en el interruptor es el control por rizado de corriente por la bobina. Por el mismo razonamiento que en el caso anterior, el rizado de corriente por la bobina es también el rizado de corriente por la lámpara, por lo que este rizado por la lámpara (parámetro que juzga el comportamiento ante resonancias acústicas del inversor) es un parámetro de control del sistema.

Así, resta ver la característica potencia-resistencia (I - Q). Para ello, se parte de la ecuación de la potencia media en el inversor mencionado, ecuación (5.112), y se expresa en función del rizado de corriente, Δj_λ . Tras operar, se deduce que no es posible una expresión explícita de la potencia en función de Δj_λ . Las ecuaciones que definen el control son, por tanto:

$$\Pi_{LAMP\ AVG} = \frac{M_b^2}{Q} + \frac{1 + e^{-\frac{\Delta j_\lambda \cdot j_{\lambda\ MAX} \cdot Q}{M_b}} - 4 \cdot \frac{M_b}{M_b - j_{\lambda\ MAX} \cdot Q}}{Q^2 \cdot \frac{\Delta j_\lambda \cdot j_{\lambda\ MAX} \cdot 2}{M_b}} \quad ec. (5.140)$$

$$\frac{(M_b - j_{\lambda\ MAX} \cdot Q)^2 \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Delta j_\lambda \cdot j_{\lambda\ MAX} \cdot Q}{M_b}}\right)}{M_b}$$

y

$$\frac{\Delta j_\lambda}{1 - \frac{M_b}{j_{\lambda\ MAX} \cdot Q}} - \left(1 - e^{-\frac{\Delta j_\lambda \cdot j_{\lambda\ MAX} \cdot Q}{M_b}}\right) = 0 \quad ec. (5.141)$$

Por tanto, para poder trabajar con las expresiones que gobiernan este control, es necesario operar numéricamente.

5.4.3.3.1 Variación de la Potencia Media

Se puede calcular la expresión gráfica de la potencia en función de la carga para distintos valores del rizado, operando numéricamente. Como puede observarse en la figura 5.55, la potencia instantánea varía muy poco con el parámetro de control Δj_λ . Es decir, para un margen de valores determinado del rizado de corriente deseado, la potencia media prácticamente no varía. Esto se debe a que los rizados tomados son muy pequeños (interesa forma de onda cuadrada).

5.4.3.3.2 Variación del Rizado Absoluto de Corriente

En este control por rizado máximo de corriente por la bobina, puede considerarse Δj_{LAMP} como el propio parámetro de control. Es decir, el rizado absoluto de corriente es constante siempre e igual al parámetro de control fijado en el diseño.

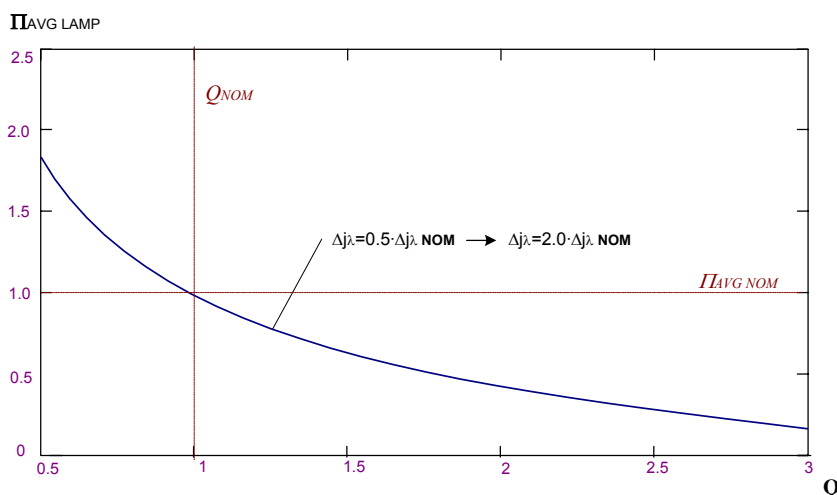


Figura 5.55 Potencia media normalizada entregada a la lámpara, $\Pi_{LAMP AVG}$, en función de la carga equivalente, Q , para distintos valores del rizado de corriente normalizada por la bobina, Δj_λ

No procede, por tanto, estudiar su variación.

5.4.3.3.3 Análisis de Estabilidad: La Característica Π - Q

Como puede verse en la figura 5.55, la característica es de fuente de tensión. Por ejemplo, para

$$Q=0.5 \rightarrow \Pi \cong 2$$

y para

$$Q=2 \rightarrow \Pi \cong 0.5.$$

Esto implica que

$$\Pi \cdot Q \cong \text{cte} \rightarrow \Pi \cong \frac{\text{cte}}{Q}$$

es decir, comportamiento como fuente de tensión.

Por tanto, no puede usarse el inversor de dos interruptores con este método de control como sistema de alimentación de lámparas de alta intensidad de descarga.

5.4.4 Conclusiones

La primera conclusión que puede obtenerse del anterior análisis es la imposibilidad de alimentar lámparas de alta intensidad de descarga con el inversor de dos interruptores con los controles analizados en cadena abierta. En el caso del control por frecuencia y del control por rizado de corriente no hay estabilidad (podría utilizarse un sistema con una etapa previa que proporcionase estabilidad). En el caso de control por corriente máxima por la bobina, aunque hay estabilidad teórica, las pendientes del balasto y de la lámpara son tan próximas en el punto de corte que habrá fluctuaciones en el comportamiento del sistema. Por tanto, cabe pensar en modificaciones al método de control de manera que se obtenga una forma de la curva Π - Q que garantice estabilidad, pudiendo aprovechar así la forma de onda cuasi-cuadrada generada.

Observando la expresión de la potencia genérica para el inversor de dos interruptores (ecuación (5.112))

$$\Pi_{LAMP\,AVG} = \frac{M_b^2}{Q} + \frac{1 + e^{-\frac{\Psi}{2\tau}} - 4 \cdot \frac{M_b}{M_b - j_{\lambda\,MAX} \cdot Q}}{Q^2 \cdot \Psi} \quad ec. (5.142)$$

$$\frac{\lambda \cdot (M_b - j_{\lambda\,MAX} \cdot Q)^2 \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Psi}{2\tau}}\right)}{Q^2 \cdot \Psi}$$

puede determinarse que la potencia es función no sólo de los parámetros de control que se han tenido en cuenta, como son $j_{\lambda\,MAX}$, Δj_{λ} ó Ψ , sino también de otro parámetro eléctrico (y por tanto fácilmente modificable) como es la tensión del bus M_b . Puede pensarse entonces en introducir modificaciones al bus de continua de manera análoga a lo que se hacía en el inversor de un solo interruptor. En este caso, no se busca mejorar el rizado de la lámpara (puesto que la potencia siempre presentará el aspecto de la figura 5.48), sino garantizar estabilidad en el control.

Si se supone que la tensión del bus se obtiene de una etapa previa de rectificación (desde tensión de red, por ejemplo), entonces el valor de este bus puede variar conforme a una referencia. Si esta referencia varía en función de parámetros eléctricos que puedan medirse fácilmente en el balasto, es posible cambiar el aspecto de las gráficas Π - Q .

La modificación propuesta es análoga a la realizada en el caso del inversor de un interruptor.

5.4.5 Modificaciones a los controles propuestos

Interesa realizar modificaciones que transformen la ecuación (5.112) en una ecuación de potencia prácticamente constante. Para hallar de manera sencilla esta nueva expresión, se van a tomar en cuenta una serie de simplificaciones ya adelantadas anteriormente: Se supone que el rizado va a ser muy bajo, en principio, para poder despreciar una serie de términos que en realidad no afectan significativamente (recuérdese que en el diseño se pretenden precisamente inversores de rizados de corriente bajos). Se toma por tanto el caso de inductancias infinitas en el inversor (ver figura 5.56)

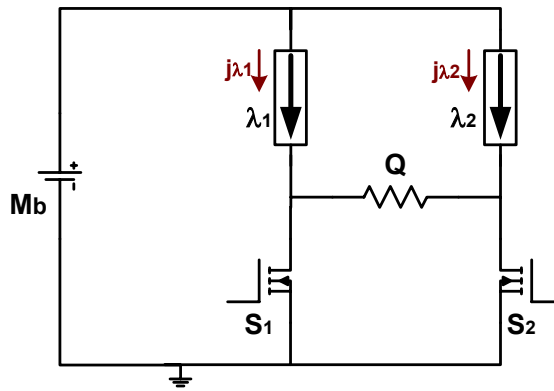


Figura 5.56. Inversor de 2 interruptores con inductancias infinitas.

De la ecuación (5.115), puede llegarse fácilmente a que:

$$\Psi = \frac{\Delta j_{\lambda} \cdot \lambda \cdot 2 \cdot j_{\lambda \text{MAX}}}{M_b} \quad \text{ec. (5.143)}$$

Sustituyendo esta expresión en (5.112), la potencia quedaría como:

$$\Pi_{\text{LAMP AVG}} = \frac{M_b^2}{Q} + \frac{1 + e^{-\frac{\Delta j_{\lambda} \cdot j_{\lambda \text{MAX}} \cdot Q}{M_b}} - 4 \cdot \frac{M_b}{M_b - j_{\lambda \text{MAX}} \cdot Q}}{Q^2 \cdot \frac{\Delta j_{\lambda} \cdot 2 \cdot j_{\lambda \text{MAX}}}{M_b}} \quad \text{ec. (5.144)}$$

$$\frac{1}{(M_b - j_{\lambda \text{MAX}} \cdot Q)^2 \cdot \left(1 - e^{-\frac{\Delta j_{\lambda} \cdot j_{\lambda \text{MAX}} \cdot Q}{M_b}} \right)}$$

De esta expresión es fácil calcular lo que ocurre para rizados de corriente bajos por la bobina (análogo a calcular la potencia media en un inversor con inductancias infinitas). Operando bajo esta condición, se llega a:

$$\Pi_{\text{LAMP AVG}} = \frac{M_b^2}{Q} \quad \text{ec. (5.145)}$$

Es fácil constatar cuál debe ser la variación del bus para obtener potencia constante ante variaciones de carga. Si se pretende que la potencia sea constante para un aumento de la carga normalizada de ΔQ , entonces la tensión del bus debe aumentar en un factor $\sqrt{\Delta Q}$

Además se lleva a una segunda conclusión, y es que no se puede variar únicamente el valor del bus. En efecto, en el inversor se cumple también que

$$\Pi_{\text{LAMP AVG}} = j_{\lambda \text{MAX}}^2 \cdot Q \quad \text{ec. (5.146)}$$

Si aumenta la carga en un factor ΔQ , entonces la corriente por la bobina debe disminuir en un factor $\sqrt{\Delta Q}$ para que se mantenga la potencia constante.

Una conclusión importante es que estas modificaciones al método de control pueden aplicarse únicamente a los métodos de control que presenten corriente máxima como parámetro. El único control de los estudiados que admite control por corriente es el *Control por Corriente Máxima por la Bobina*.

No es posible, por lo tanto, mantener potencia constante variando el bus de continua en un control por frecuencia o en un control por rizado de corriente.

Puesto que la medida directa de la carga equivalente que presenta la lámpara puede resultar muy compleja, se opta por una configuración análoga al método de control propuesto en el caso de un interruptor. Es decir, se plantea el inversor como un sistema con una serie de entradas y salidas. La principal diferencia con el inversor de un solo interruptor es el hecho de que ahora el ciclo de trabajo (parámetro que indirectamente proporcionaba información sobre el rizado) es, para este inversor de dos interruptores, siempre constante e igual a $D \cong 0,5$. Por tanto, es preciso medir directamente el rizado en la propia bobina.

En la figura 5.57 se presenta el sistema formado por el inversor de dos interruptores.

Al igual que en el caso del inversor de un interruptor, puede considerarse como sistema real aquel que engloba la etapa previa de gobierno del bus de continua. Se tiene entonces un sistema como el que puede verse en la figura 5.58.

Puesto que se pretende lograr dos objetivos, potencia media constante y rizado mínimo, en principio deben plantearse dos lazos de realimentación para el control del sistema presentado en la figura 5.58.

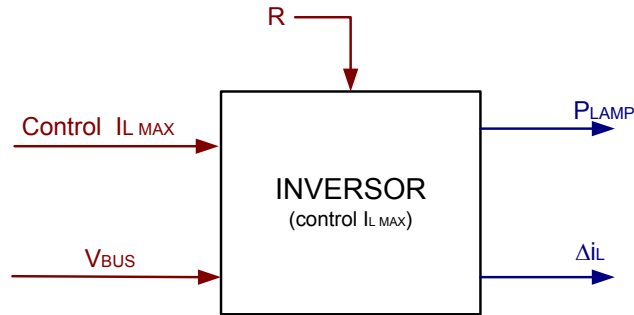


Figura 5.57. Sistema formado por el inversor de dos interruptores, con sus entradas y salidas.

Así se obtendría el esquema de control que se puede observar en la figura 5.59.

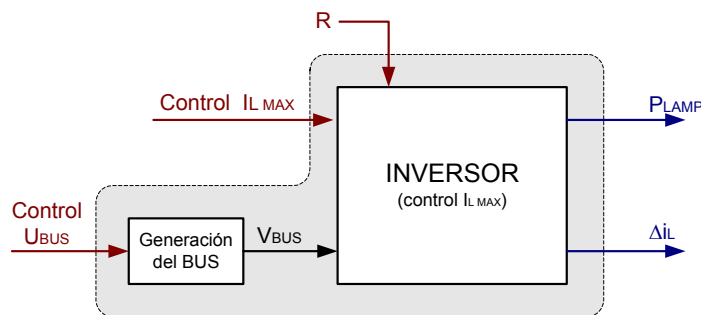


Figura 5.58. Sistema formado por el inversor y la etapa previa de generación del bus de continua

Al igual que en el caso del inversor de un solo interruptor, el tenerse dos lazos de realimentación, la complejidad del estudio y análisis de la dinámica del sistema aumenta considerablemente. Para evitarlo, se trata de encontrar un estimador para la potencia media que entrega el sistema, de manera que no sea necesario implementar el lazo de realimentación superior.

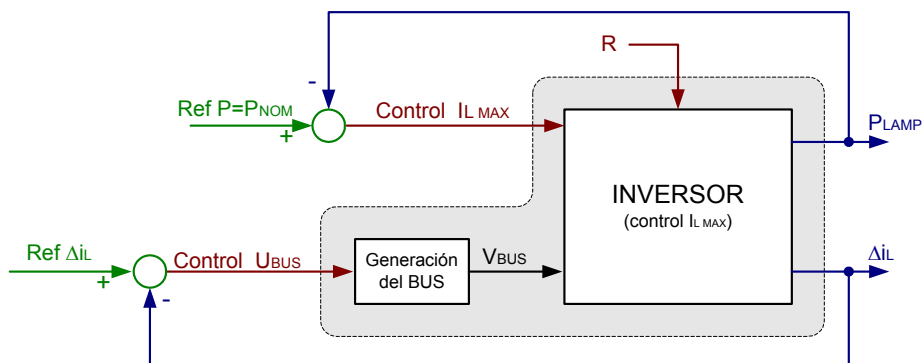


Figura 5.59. Bucles de realimentación en el inversor de dos interruptores.

Suponiendo que el sistema funciona con un rizado de corriente por la carga muy bajo, se van a cumplir las ecuaciones de la (5.143) a la (5.146). Entonces, puede llegarse fácilmente a:

$$\Pi_{LAMP\,AVG} = 2 \cdot M_b \cdot j_{\lambda} \quad \text{ec. (5.147)}$$

Puede emplearse un sistema para calcular este estimador como el que se plantea en la figura 5.60.

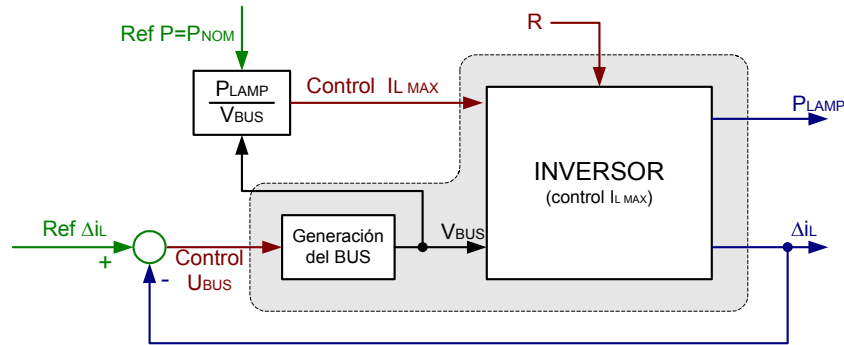


Figura 5.60. Control del inversor mediante un lazo y un estimador de la corriente máxima

Al igual que ocurría para el caso del inversor de un interruptor, es más sencillo implementar otro montaje que prescinda del divisor analógico de la figura 5.60. Si se utiliza un multiplicador analógico, reordenando el esquema puede llegarse al diagrama finalmente implementado, que puede verse en la figura 5.61.

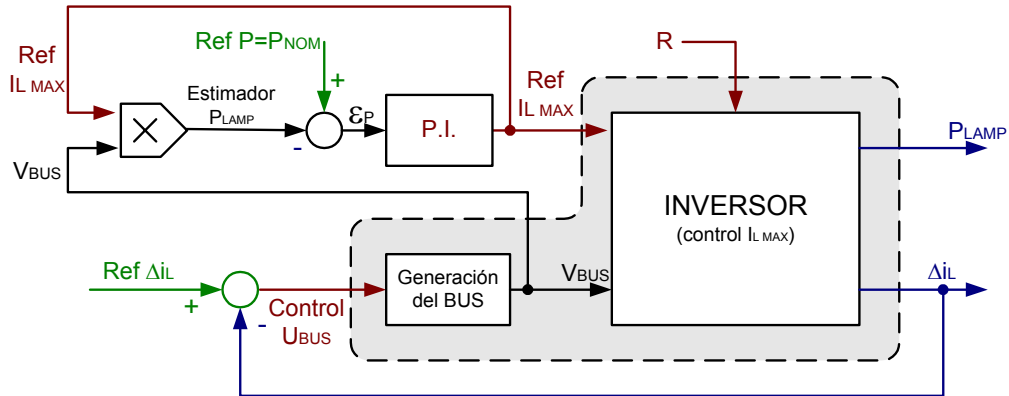


Figura 5.61. Diagrama de control para el inversor propuesto.

Al igual que antes, para que este estimador tenga sentido, es preciso que el valor de referencia de corriente máxima, $Ref\ I_{L\,MAX}$, sea proporcional al valor real de comparación de la corriente por la bobina, $I_{L\,MAX}$.

El control del bus de continua se realiza de manera completamente análoga al caso del inversor de un solo interruptor (figura 5.36).

Las consideraciones sobre la dinámica de los integradores también son idénticas al caso de un solo interruptor.

Implementando el método de control propuesto, puede analizarse el comportamiento del sistema obtenido. La característica potencia-resistencia (Π - Q) teórica que se obtiene para este control sería la de una fuente de potencia (figura 5.62).

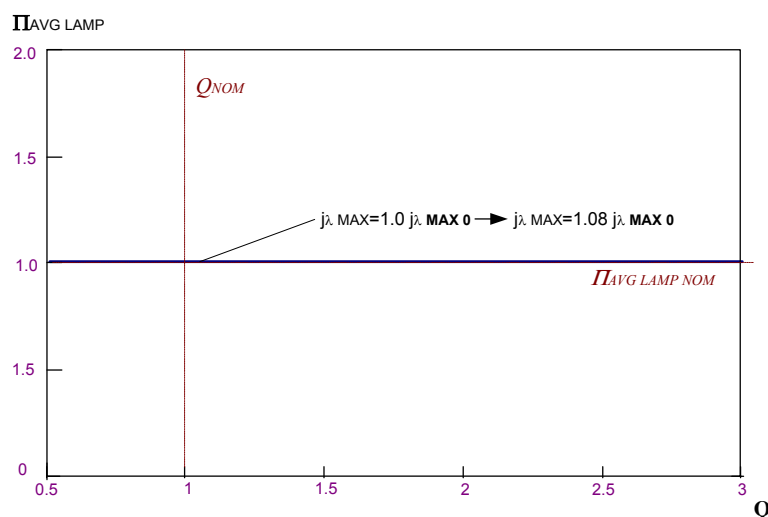


Figura 5.62. Potencia media normalizada entregada a la lámpara, $\Pi_{LAMP AVG}$, en función de la carga equivalente, Q , para distintos valores de la corriente máxima $j_{\lambda MAX}$. Se ha tenido en cuenta la modificación en los parámetros al variar Q .

Por otra parte, el rizado de corriente, para este inversor, puede representarse también gráficamente, obteniéndose la figura 5.63. Puede observarse cómo, para todo el margen de valores de Q considerado, dicho rizado permanece constante.

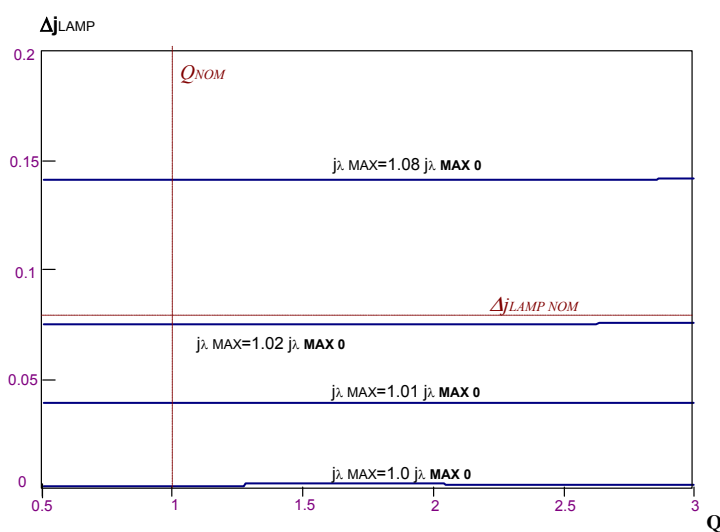


Figura 5.63 Variación del rizado absoluto de corriente, Δj_{LAMP} en función de la carga, Q , para distintos valores de la corriente máxima normalizada, $j_{\lambda MAX}$.

5.5 INVERSOR DE 4 INTERRUPTORES (PUENTE COMPLETO ALIMENTADO EN CORRIENTE)

El último inversor a analizar consta de un puente completo alimentado en corriente, como puede verse en la figura 5.64.

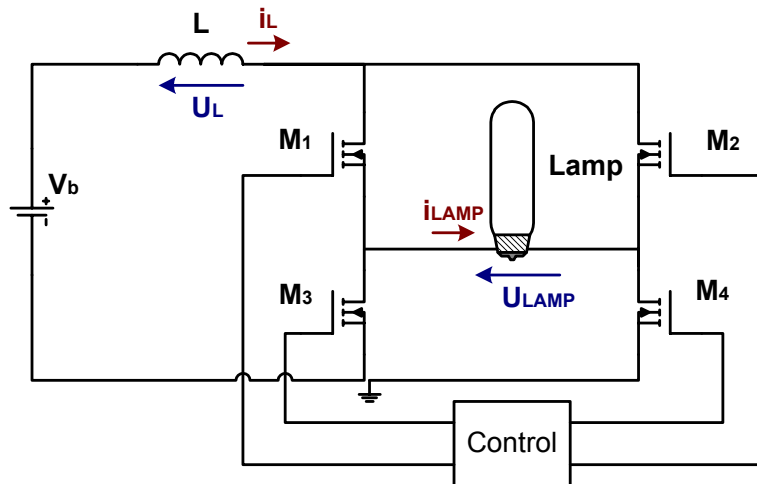


Figura 5.64. Inversor Puente completo en corriente. Referencias para tensión y corriente (sin normalizar)

Como se ha ido viendo a lo largo del capítulo, podría generalizarse este inversor a uno con un transformador $1:n$, tal y como puede observarse en la figura 5.65.

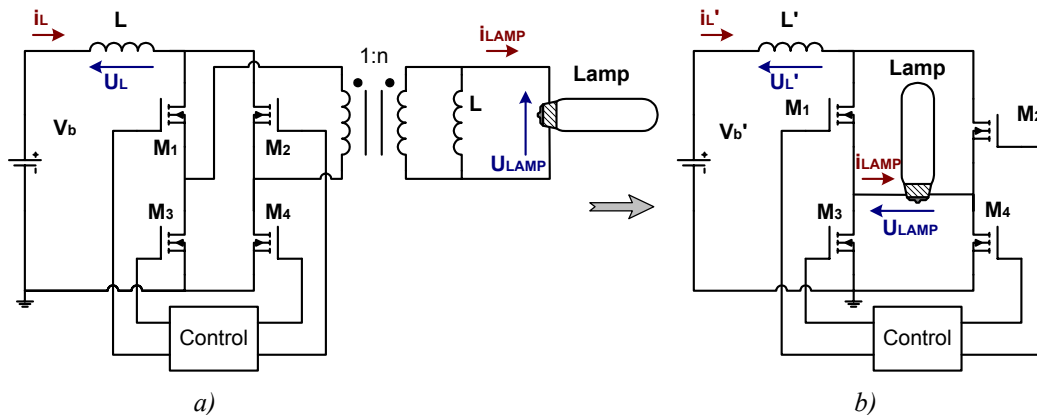


Figura 5.65. Inversor de 4 interruptores genérico con transformador de relación $1:n$.

a) diagrama eléctrico del circuito con transformador.

b) diagrama eléctrico referido al secundario.

Al igual que en el caso de los otros inversores, al referir los valores del primario al secundario, el circuito equivalente obtenido es el de la figura 5.65.b). Este circuito es exactamente igual que el del inversor sin transformador, por lo que puede estudiarse éste último sin pérdida de generalidad.

Pueden definirse tres modos de conmutación en el inversor resultante, modos que pueden observarse en la figura 5.66 (variables normalizadas). Básicamente se definen dos modos principales de conducción, que serían el modo I (M_1 y M_4 ON, M_2 y M_3 OFF; figura 5.66.b), y el modo II (M_1 y M_4 OFF, M_2 y M_3 ON; figura 5.66.c). Sin embargo, es preciso incluir entre ambos modos un tiempo muerto en el que la conducción de ambas ramas se solape.

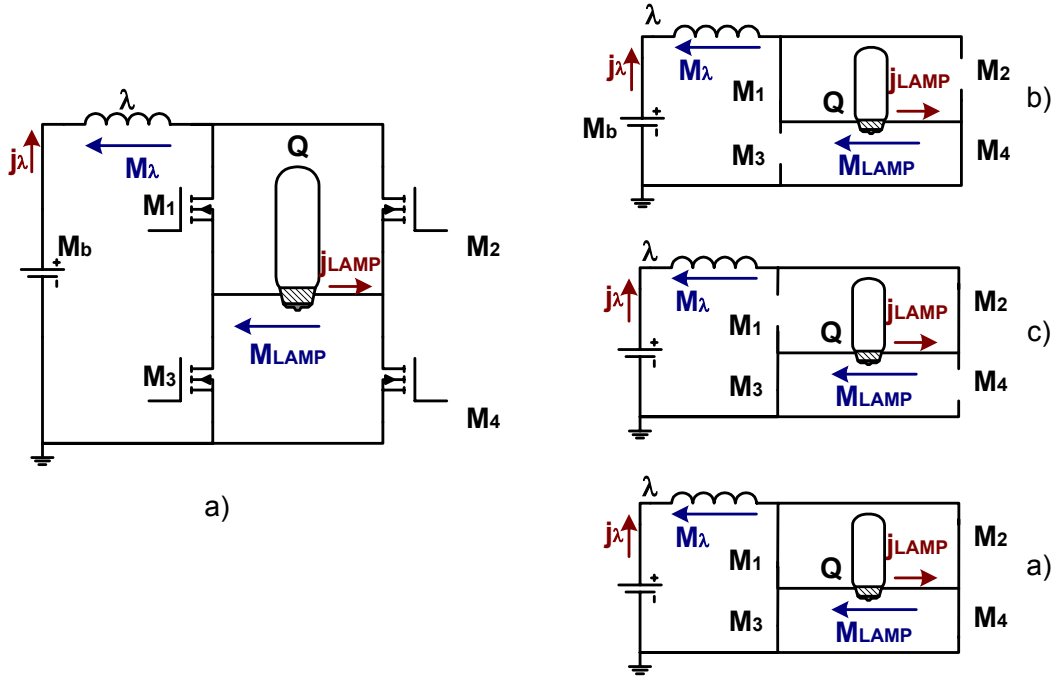


Figura 5.66. Inversor en puente completo con parámetros normalizados.

a) Referencias para tensión y corriente

b) Modo I (M_1, M_4 ON ; M_2, M_3 OFF)

c) Modo II (M_1, M_4 OFF ; M_2, M_3 ON)

d) Tiempo muerto, Modo III, Todos los interruptores ON

Las formas de onda obtenidas pueden apreciarse en la figura 5.67. Como se demostró en la figura 4.3 (capítulo 4), existe un límite en el valor de δ (tiempo muerto) para el cual el primer armónico de la potencia por la carga es igual al 5%. Esto puede expresarse como:

$$\text{si } \delta \leq \delta_{LIM} \rightarrow P_{1^{er} \text{ arm}} \leq 5\% \cdot P_{AVG \text{ LAMP}} \quad \text{ec. (5.148)}$$

De este modo, para minimizar el riesgo de aparición de resonancias acústicas, el tiempo muerto δ , debe ser menor que este δ_{LIM} . Además se demostró que:

$$\delta_{LIM} = 0,024 \quad \text{ec. (5.149)}$$

Por tanto se tiene un límite para este tiempo muerto de en torno al 2,5%.

El valor de la inductancia λ , es lo suficientemente grande como para que la corriente por la misma pueda suponerse constante. La única posibilidad de regulación de potencia en el inversor es mediante un desplazamiento de fase. Este desplazamiento de fase implica aumentar progresivamente el valor del tiempo muerto δ hasta valores muy por encima del límite.

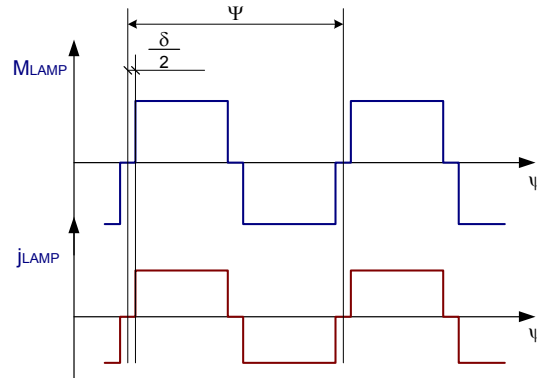


Figura 5.67. Formas de onda de tensión y corriente por la carga.

Por tanto, para realizar algo parecido al análisis de los inversores anteriores (regulación de potencia en función de la variación de la carga que presente la lámpara), es preciso variar la potencia que entrega la propia fuente, M_b . Fijando δ en valores en torno a este 2,5%, es preciso realizar una realimentación y un control de la etapa de entrada al balasto, tal y como se muestra en la figura 5.68.

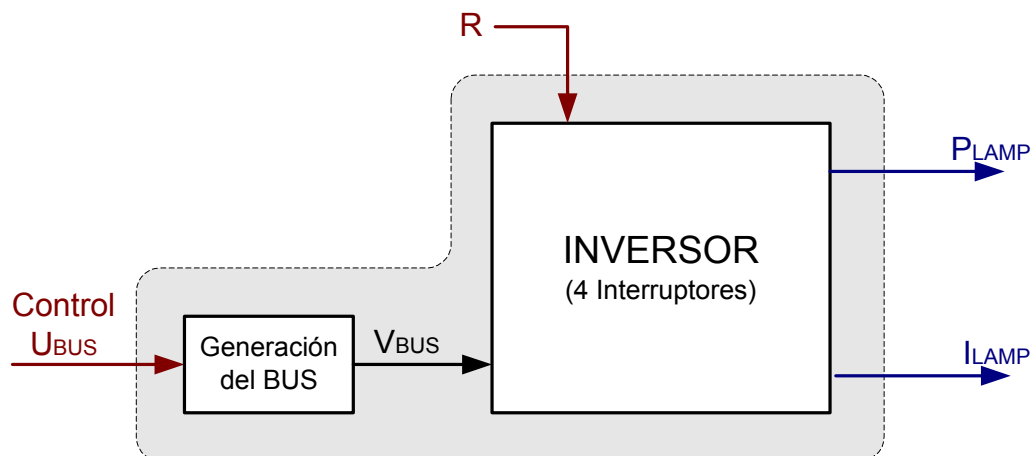


Figura 5.68. Sistema formado por el inversor y la etapa de entrada de generación del bus. Obsérvese cómo en el inversor solo hay una entrada sobre la que pueda actuarse, el bus de continua.

Podría estimarse el valor de la potencia entregada a la lámpara a partir del bus de continua y de la corriente media por la inductancia L (que va a coincidir con la corriente media por la lámpara). En ese caso, puede actuarse de la manera mostrada

en la figura 5.69, buscando un control similar al empleado para los demás inversores estudiados.

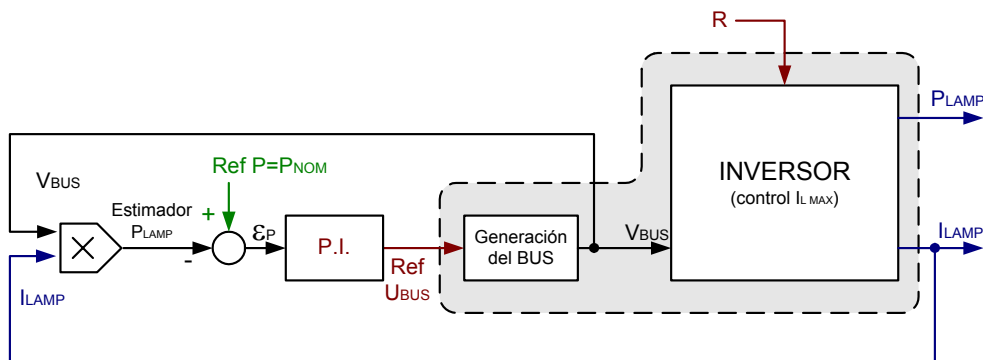


Figura 5.69. Control del inversor de 4 interruptores mediante estimación de la potencia media.

Esto conduce a un estudio diferente al manejado en el presente trabajo, que trata de controlar inversores de alta frecuencia para alimentación de lámparas de descarga partiendo de una cierta fuente de tensión. En este caso el verdadero control se lleva a cabo en la etapa previa de generación del bus de continua, con lo que la problemática del análisis es distinta. No cabe pensar en controles por corriente máxima o por tiempos de conducción, puesto que la forma de onda en la carga queda determinada por el tiempo muerto δ_{LIM} , y el control de esta forma de onda es independiente del resto del circuito (control del puente completo).

Además, hay que tener en cuenta que el propio control de este puente completo presenta una serie de desventajas como son:

- Un elevado número de interruptores controlados
- Es necesario referir al menos dos de las señales de gobierno de transistores a una tensión diferente de masa
- El tiempo muerto implementado presenta un límite relativamente pequeño, hecho que complica el control.

Por tanto, se descarta este control como práctico para alimentar lámparas de descarga a alta frecuencia.

5.6 RESULTADOS DEL ANÁLISIS Y CONCLUSIONES

A partir de los análisis realizados hasta ahora en el presente capítulo, es interesante obtener conclusiones que sirvan para escoger qué inversor y qué control es más adecuado para alimentar lámparas de descarga minimizando el riesgo de aparición de resonancias acústicas.

Por todo lo expuesto anteriormente, existen dos inversores básicos que pueden emplearse;

- El inversor de un interruptor, con control $I_{M\ MAX}-T_{off}$ (por corriente máxima por el interruptor y tiempo de apagado), con realimentación del ciclo de trabajo y estimación de la potencia media (para abreviar, de ahora en adelante *inversor de 1 interruptor*)
- El inversor de dos interruptores, con control $I_{L\ MAX}$ (por corriente máxima por la bobina), con realimentación del rizado de corriente por la bobina y estimación de la potencia (para abreviar, *inversor de 2 interruptores*).

Ambos proporcionan las siguientes características teóricas:

- Mantenimiento del rizado absoluto de corriente en niveles de diseño ante resonancias acústicas.
- Mantenimiento de potencia media constante.
- Fácil control de potencia (durante el arranque, evitando esfuerzos excesivos ante carga baja).
- Frecuencias de conmutación homogéneas durante toda la vida de la lámpara.
- Adaptabilidad a diferentes potencias nominales y tipos de lámparas.

Las diferencias entre ambos hay que buscarlas en la forma de onda de potencia obtenida. Para la misma frecuencia de conmutación, el primer armónico de potencia del inversor de un interruptor presenta una frecuencia mitad que el primer armónico de la potencia de dos interruptores.

Suponiendo $D \approx 0,5$ en el inversor de 1 interruptor, se tiene que durante un semiperiodo, la potencia instantánea es igual a la potencia media. Esto va a influir en que la componente de potencia correspondiente al primer armónico es inferior en este caso que para el inversor de 2 interruptores *si el rizado de corriente por la bobina es el mismo* (ver figura 5.70).

Por tanto, para la misma condición del 5% del primer armónico de potencia (sobre la potencia media) en ambos inversores, el inversor de 1 interruptor presenta

mayor rizado admisible de corriente por la bobina. Esto implica mayor margen de diseño al ahora de definir las inductancias y, a la larga, menor valor de inductancia posible (inductancia más pequeña, más ligera, más barata).

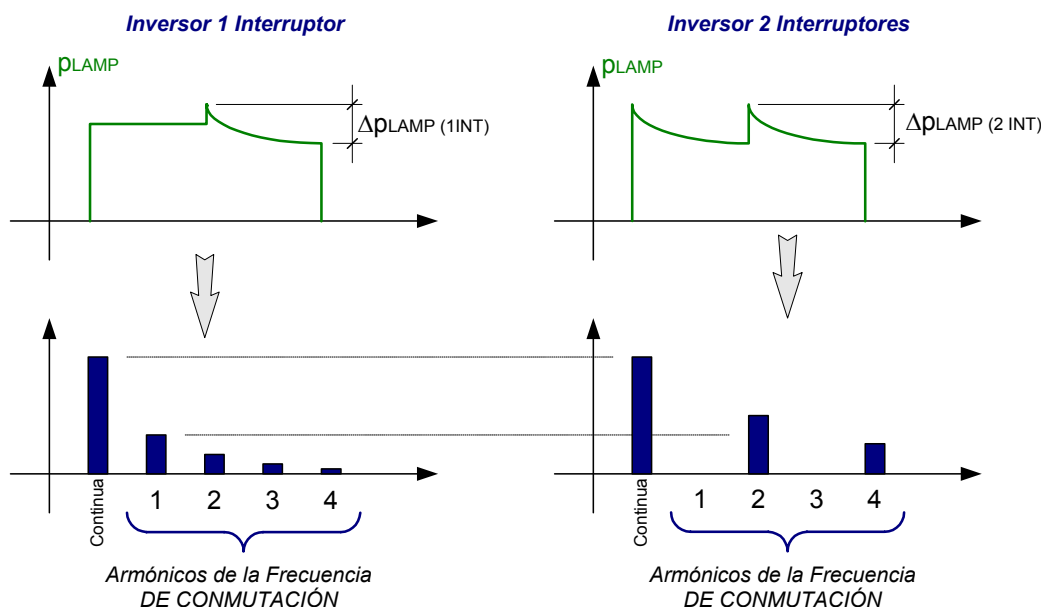


Figura 5.70 Comparativa de espectros en frecuencia de la potencia entregada a la carga para el mismo rizado de potencia instantánea por la carga.

Por otra parte, el inversor de 2 interruptores presenta dos inductancias, L_1 y L_2 . Por sí solo esto ya representa un inconveniente (aumento del número de elementos reactivos). En el presente análisis se ha supuesto que $L_1=L_2$ para poder suponer simetría en la forma de onda. Sin embargo, en la realidad siempre existirán pequeñas dispersiones en los valores constructivos de las inductancias. Para el caso del inversor de dos interruptores, esto va a generar distorsiones en la forma de onda de potencia que implicarán aumentos significativos del rizado de corriente. Puesto que el requerimiento de este rizado era, además, más restrictivo que en el caso del inversor de 1 interruptor (7,5% en el de 2 interruptores frente al 20% en el caso de un interruptor), en principio presenta mayores problemas el inversor de dos interruptores.

Por último, cabe destacar que en el inversor de un interruptor, como puede verse en la figura 5.35, se tiene que medir el ciclo de trabajo, tarea relativamente sencilla utilizando un simple filtro realizado con condensador, diodo y resistencia (buscando la componente de continua de la señal del duty), como se muestra en la figura 5.71.

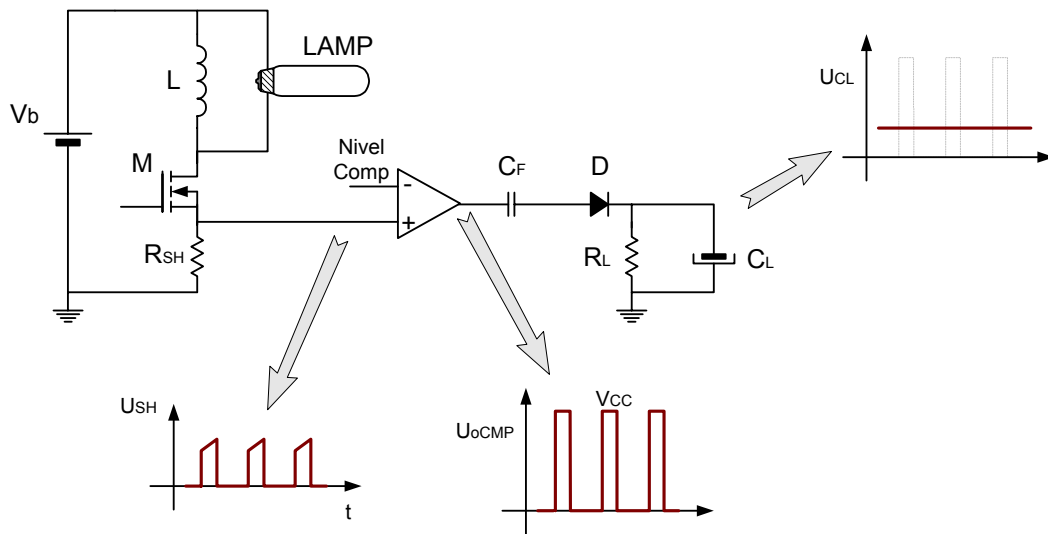


Figura 5.71. Medida del ciclo de trabajo del transistor M. El valor final se obtiene como el valor medio de la forma de onda a la salida de un comparador, que presenta un valor igual al de alimentación del comparador (V_{CC}) cuando el transistor conduce, y un valor nulo (0V) cuando el transistor está cortado.

En el caso del inversor de 2 interruptores, es preciso medir el rizado de corriente. Nótese, además, que este rizado va a presentar un valor relativamente pequeño. Es preciso, entonces emplear un sistema de medida más complejo que anteriormente, sujeto a más errores (transformador de corriente, amplificador, detector de pico, etc.). Para el presente trabajo se sugiere una medida del rizado tal y como se muestra en la figura 5.72.

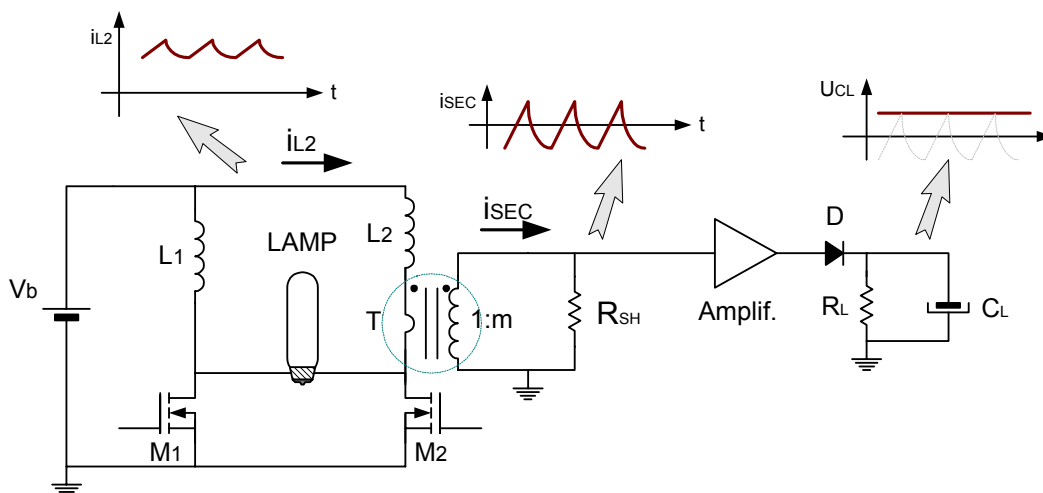


Figura 5.72. Medida del rizado de corriente por la bobina L_2 . Mediante un transformador de corriente, T (que filtra el valor de continua) se obtiene la forma de onda de alterna sobre la resistencia R_{SH} . Este valor se amplifica y se detecta el pico, que es proporcional al rizado.

Obviamente, es mucho más sencillo medir el ciclo de trabajo en el inversor de 1 interruptor. Por ello se escoge este método de control como el óptimo.

El próximo capítulo estará dedicado a la construcción de prototipos y al trabajo en el laboratorio. Se construirá un balasto como el propuesto de 1 interruptor intentando medir su efecto en la aparición de resonancias acústicas. Aunque, por lo dicho anteriormente, se descarta el empleo del inversor de 2 interruptores, también se va a proponer el método de diseño de un balasto basado en un medio puente en corriente, con el método de control propuesto.

5.7 REFERENCIAS

- [1] Alonso, J. M.; "Alimentación de Lámparas de Alta Intensidad de Descarga: Aportaciones en la Optimización del Sistema Electrónico", Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, 1994.
- [2] Alonso, J. M.; García, J.; Rico, M.; Cardesín, J.; Ribas, J.; "Evaluation of High Frequency Sinusoidal Waveform Superposed with 3rd Harmonic for Stable Operation of Metal Halide Lamps", IEEE IAS 2002
- [3] Corominas, E. L.; "Alimentación de Lámparas Fluorescentes Compactas desde Muy Baja Tensión: Aportaciones a la Optimización del Sistema Electrónico", Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, Marzo 1999
- [4] Elembaas, W.; "High Pressure Mercury Vapour Lamps and Their Applications", Philips Technical Library, 1965.
- [5] García, J.; Rico Secades, M.; Jaureguizar, M.; "Balasto Electrónico de Bajo Coste de Dos Etapas para Lámparas de Vapor de Sodio a Alta Presión de 70 W Basado en Inversor Reductor-Elevador con Control en Modo Corriente", XXVIII Simposium Nacional del Alumbrado, CNI, España 2002.
- [6] Groot, J. de; Vliet, J. van; "The High Pressure Sodium Lamp", Philips Technical Library, 1986
- [7] Laskai, L.; Enjeti, P.; Pitel, I.; "White-Noise Modulation of High-Frequency High-Intensity Discharge Lamp Ballasts", IAS 1994.
- [8] Meyer, C.; Nienhuis, H.; "Discharge Lamps", Philips Technical Library, 1988
- [9] Nishimura, Fukuhara, N.; Uchihashi, U.; Fukuhara, M.; "A Study of HID Lamp Life when Operated by Electronic Ballasts", IESNA 1994
- [10] Nishimura, H.; Nagase, H.; Uchihashi, U.; Shiomi, T.; Fukuhara, M.; "A New Electronic Ballast for HID Lamps", IESNA 1987.
- [11] Peng, H.; Ratanapanachote, S.; Enjeti, P.; Laskai, L.; Pitel, I.; "Evaluation of Acoustic Resonance in Metal Halide (MH) Lamps And an Approach to Detect its Occurrence", IAS 1997
- [12] Ribas Bueno, J.; "Control Optimizado de Balastos Electrónicos. Modelado Estático y Dinámico de Inversores Resonantes y Lámparas de Descarga", Tesis Doctoral, Universidad de Oviedo, 2001.
- [13] Ribas, J.; Alonso, J.M.; Calleja, A. J.; López E.; Cardesín, J.; García, J.; Rico, M.; "Small Signal Dynamic Characterization of HID Lamps", IEEE IAS 2002.
- [14] Rico-Secades, M.; García, J.; Cardesín, J.; Calleja, A.; Alonso, J. M.; Ribas, J.; Corominas, E. L.; "Complete Low Cost Two-Stage Ballast for a 70 W High Pressure Sodium Lamp Based on a Current-Mode-Controlled Buck-Boost Inverter", IEEE IAS 2002.