

UNIVERSIDAD DE OVIEDO

LECCIÓN :

Protección eléctrica de semiconductores:

Redes de ayuda a la conmutación disipativas y no disipativas

Presentada por:
Alberto Martín Pernía

Gijón, Mayo de 1999

ÍNDICE

1.	INTRODUCCIÓN	2
2.	FUNCIÓN Y TIPOS DE REDES DE AYUDA A LA CONMUTACIÓN	3
2.1	Justificación	3
2.2	Clasificación	8
3.	SNUBBERS DE TENSION DISIPATIVOS.....	11
3.1	Snubber de tensión RC.....	11
3.1.1	Introducción.....	11
3.1.2	Análisis de funcionamiento	14
3.1.3	Ejemplos de aplicación	22
3.2	Snubber de tensión RCD.....	24
3.2.1	Introducción.....	24
3.2.2	Análisis de funcionamiento	26
3.2.3	Análisis de pérdidas	31
3.2.4	Snubber de enclavamiento de tensión RCD.....	36
4.	SNUBBERS DE CORRIENTE DISIPATIVOS	40
4.1	Snubber de corriente RLD	40
4.1.1	Análisis de funcionamiento	41
4.1.2	Análisis de pérdidas	44
4.2	Snubber de corriente con inductancia saturable	46
5.	SNUBBER UNIFICADO.....	48
6.	SNUBBERS NO DISIPATIVOS.....	49
6.1	Snubber no disipativo de tensión	49
6.2	Snubber no disipativo de corriente	57
6.3	Snubber no disipativo unificado	61
7.	BIBLIOGRAFÍA	62
7.1	Textos	62
7.2	Artículos y seminarios.....	63

1. INTRODUCCIÓN:

El tema elegido está incluido en la lección 10 del programa de Electrónica de Potencia, contenida a su vez en el Tema II *Dispositivos Semiconductores de Potencia*. El índice establecido para la lección 10 es el siguiente:

Lección 10: Protección eléctrica de semiconductores

10.1.- Redes de ayuda a la conmutación: disipativas y no disipativas

10.2.- Otros métodos de supresión de transitorios: varistores

10.3.- Protección ante sobrecorrientes: fusibles

El tiempo estimado para el desarrollo de la mencionada lección es de 2 horas. Utilizaremos una de ellas para dar una visión introductoria del apartado 10.1 referente a las Redes de ayuda a la conmutación. La hora restante se emplearía en finalizar la lección con otros aspectos de la protección eléctrica de los semiconductores, como son el empleo de fusibles, varistores, etc.

El objetivo perseguido en esta lección es dar una visión general de las mencionadas técnicas de protección de semiconductores de forma que el alumno pueda entender su necesidad e iniciarse en su diseño, adquiriendo los conceptos necesarios para poder profundizar posteriormente en el tema, a través de la bibliografía existente.

2. FUNCIÓN Y TIPOS DE REDES DE AYUDA A LA CONMUTACIÓN

2.1 Justificación

Los semiconductores presentan unos límites muy estrictos en cuanto a valores máximos de tensión corriente y potencia soportadas, que si son superados podrían provocar la destrucción del dispositivo. Cuando se diseña un circuito se ha de poner especial cuidado en que sus componentes puedan resistir las condiciones de trabajo más desfavorables que tengan lugar, tanto durante su funcionamiento normal como ante determinadas acciones ajenas a la propia operación normal del circuito (sobretensiones espúreas, cortocircuitos externos, etc.).

Los circuitos de ayuda a la conmutación conocidos comúnmente como “*snubber*” son una parte esencial en muchos de los circuitos electrónicos de potencia. Básicamente podemos considerarlos como un conjunto de componentes (pasivos y/o activos) que se incorporan al circuito de potencia para reducir en el dispositivo semiconductor el estrés eléctrico durante las conmutaciones y asegurar un régimen de trabajo seguro.

En el diseño de los circuitos de potencia son varios los objetivos que deben permanecer constantemente en la mente del diseñador:

- *Minimizar el tamaño del equipo*
- *Mantener un alto rendimiento*
- *Ajustarse al coste que el mercado reclama*

A la vista de los cuales parece poco viable el tratar de solventar los problemas de estrés eléctrico (sobretensión, elevadas pérdidas en conmutación, etc.) que aparecen en aquellos circuitos de potencia donde se incorporan dispositivos semiconductores trabajando en conmutación, con la selección de un dispositivo capaz de soportar elevadas magnitudes

de tensión y corriente. En cualquier caso la decisión última dependerá del coste y la disponibilidad de semiconductores con los requerimientos eléctricos necesarios, comparados con el coste y la complejidad del snubber apropiado en cada aplicación.

La función principal que desarrollan los circuitos de ayuda a la conmutación es **absorber la energía procedente de los elementos reactivos** del circuito durante el proceso de conmutación controlando parámetros tales como la evolución de la tensión o corriente en el interruptor, o bien limitando los valores máximos de tensión que ha de soportar. Se incrementa de esta forma la fiabilidad de los semiconductores al reducirse la degradación que sufren debido a los aumentos de potencia disipada y de la temperatura de la unión.

Por ejemplo, si la temperatura de la unión se duplica en un MOSFET, la resistencia de conducción puede llegar a crecer un 50%, aumentando considerablemente las pérdidas en conducción con el consiguiente deterioro del dispositivo. La tasa de averías puede aumentar en más de 100 veces a causa del incremento en la temperatura de la unión T_j .

Cuando se diseña una red de protección adecuadamente el interruptor tendrá que disipar menores picos de potencia, tensión y corriente, todo ello a costa de **incrementar la circuitería y la complejidad del circuito**.

En la figura que se muestra a continuación podemos observar la evolución de las tensiones y corrientes más significativas de un convertidor reductor considerando la presencia de capacidades parásitas en el MOSFET y diodo, así como inductancias parásitas. Debido a la existencia de estos elementos parásitos y del propio comportamiento de los semiconductores, nos encontramos con la desagradable presencia de sobretensiones y oscilaciones de alta frecuencia que provocan una importante reducción del rendimiento así como una muy probable ruptura por sobretensión del interruptor.

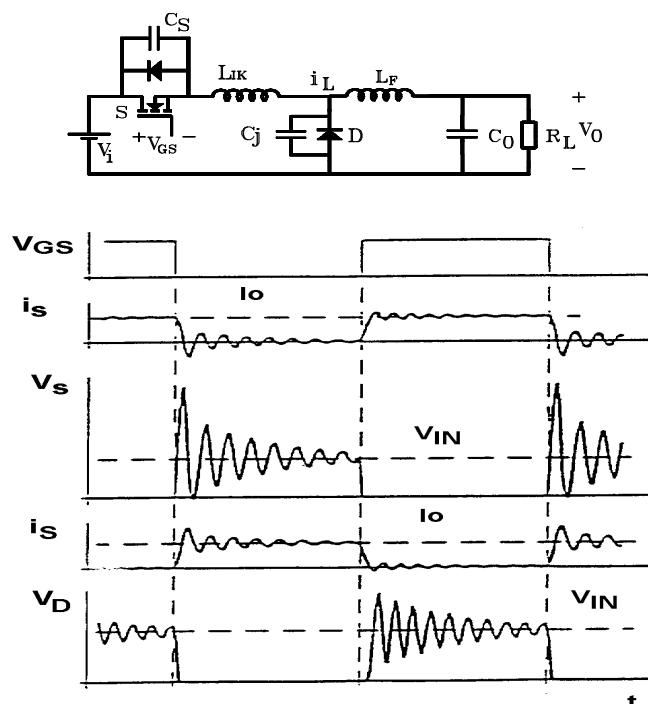


Figura 2.1 Oscilaciones presentes en un convertidor reductor ante la presencia de elementos parásitos.

De una forma más simplificada podemos considerar el circuito de la figura 2.2, en el que se ha representado la conmutación de un transistor sobre un circuito inductivo caracterizado por la fuente de corriente I_0 . Durante el proceso de entrada en conducción del transistor, es el diodo el que debe salir de conducción, pero como consecuencia del fenómeno de recuperación inversa presente en dicho diodo, se provocará un aumento en la corriente de colector del transistor. De forma similar tenemos un aumento de la tensión soportada por el transistor durante en apagado del mismo como consecuencia del retraso en la entrada en conducción del diodo, o la presencia de inductancias parásitas en serie con el interruptor, L_σ en cuyo caso la tensión en el interruptor puede expresarse como:

$$V_{CE} = V_i - L_s \cdot \frac{di_c}{dt} \quad (2.1)$$

Debido a que el término diferencial es negativo, puesto que el interruptor está siendo bloqueado, aparece la sobretensión en el colector.

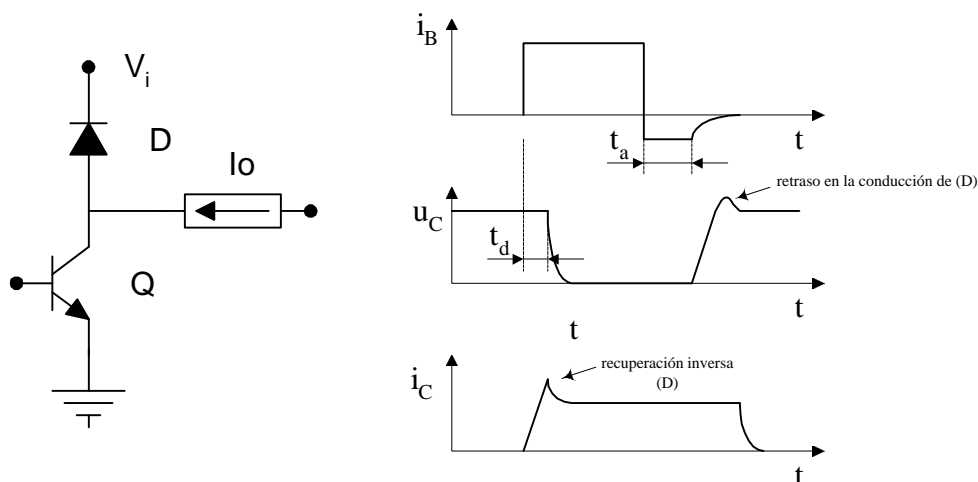


Figura 2.2 Conmutación de un transistor bipolar con carga inductiva

Si representamos la evolución de la tensión y corriente en el transistor sobre el área de trabajo seguro (SOA) podríamos encontrarnos con que en algunos puntos puede ser superada con la consiguiente destrucción del interruptor. En la figura 2.3 se muestra en línea de puntos la evolución ideal de la conmutación suponiendo que no existen inductancias parásitas ni corriente de recuperación en el diodo. En ambos casos se observa que durante las conmutaciones el transistor disipa elevados picos de potencia, debido a que coexisten tensión y corriente en él.

La potencia disipada en el transistor durante las conmutaciones considerando que éstas siguen la evolución marcada por la línea de puntos indicada en la figura 2, puede ser estimada mediante las expresiones:

$$P_{ON} = \frac{1}{2} \cdot V_i \cdot I_o \cdot \frac{t_{ON}}{T} \quad (\text{Encendido}) \quad (2.2)$$

$$P_{OFF} = \frac{1}{2} \cdot V_i \cdot I_o \cdot \frac{t_{OFF}}{T} \quad (\text{Apagado}) \quad (2.3)$$

donde t_{ON} y t_{OFF} se corresponden con la duración de cada etapa en el proceso de encendido y apagado respectivamente.

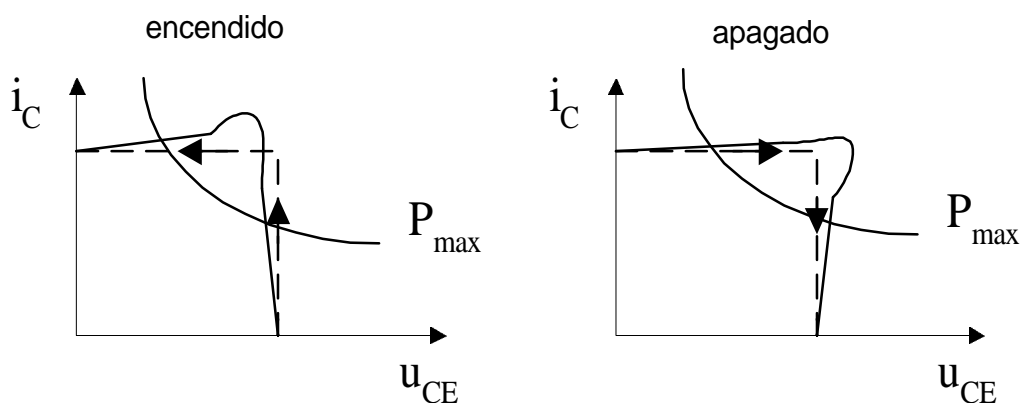


Figura 2.3 Conmutación del interruptor

Nos encontramos por lo tanto con un serio problema al que se presentan varias soluciones. Una de ellas consistirá en incorporar redes de ayuda a la conmutación pero no es la única, también podríamos acudir a topologías capaces de incorporar los elementos parásitos presentes en el circuito como parte integrante de la propia topología de potencia, estaríamos haciendo referencia a los convertidores de tipo resonante, cuasi-resonante conmutados a corriente cero (ZCS) o a tensión cero (ZVS), o bien a los convertidores con transiciones resonantes (ZVT) como ejemplos más característicos.

Centrándonos en los *snubbers*, éstos consiguen reducir el estrés eléctrico en los semiconductores durante el proceso de conmutación cuando trabajan en un convertidor electrónico, de varias formas:

1. **Limitando el pico máximo de tensión** aplicado al interruptor durante el transitorio que aparece en el proceso de apagado.

2. **Limitando el pico máximo de corriente** a través del interruptor durante proceso de encendido.
3. **Limitando la pendiente de la corriente (di/dt)** que circula por el interruptor en el proceso de encendido.
4. **Limitando la pendiente de la tensión (dv/dt)** en el interruptor durante el proceso de apagado.

2.2 Clasificación

En una primera clasificación podemos diferenciar los *snubbers* que absorbiendo la energía procedente de las reactancias presentes en el circuito **controlan la evolución de la tensión o la corriente en el interruptor** que conmuta. Como regla general incorporaremos un condensador en paralelo junto con otros componentes, para controlar la evolución de la tensión en el interruptor y una bobina en serie para el control de la corriente. En la figura 2.4 se muestra de forma simplificada como un snubber de tensión incorpora un condensador como elemento almacenador de energía mientras que en el de corriente será una bobina la que tenga esa misión. *Las redes asociadas al condensador y bobina determinarán como se carga el condensador o la bobina y como se realiza el proceso de descarga.*

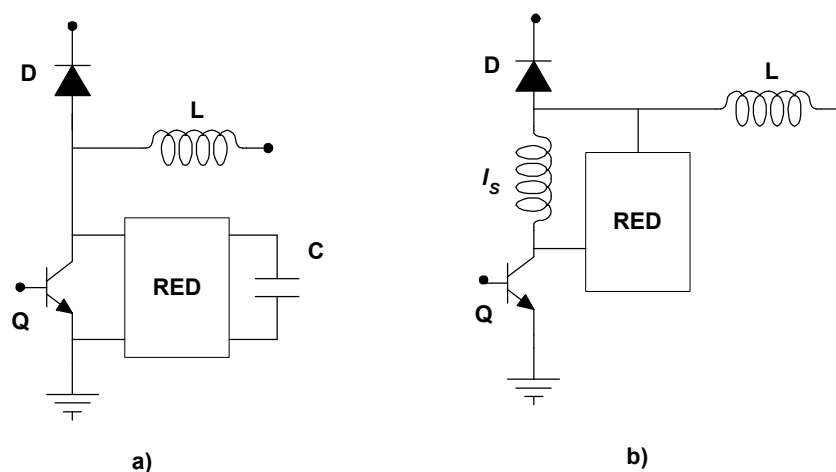


Figura 2.4 a) snubber de apagado, b) snubber de encendido

Otra posible clasificación hace referencia a si la energía almacenada en los snubbers se disipa en una resistencia, en cuyo caso los denominaremos **snubber disipativo**, o en cambio dicha energía se transfiere a la fuente primaria o a la carga, siendo denominados en este caso, **snubbers no disipativos** a pesar de que no son ideales y por lo tanto también presentan pequeñas pérdidas.

Finalmente podemos distinguir los snubbers según controlen la pendiente de subida de la tensión en el interruptor (**turn-off** snubber o de apagado) o en cambio la enclaven a un valor máximo determinado (**voltage clamp** snubber). Los snubbers de corriente pueden incluirse en el primer tipo (controlan la pendiente de subida de la corriente, **turn-on** snubber o de encendido).

Aunque a lo largo de la exposición trataremos los distintos tipos de circuitos de ayuda a la conmutación de forma independiente, no será extraño encontrarnos con la necesidad de combinar algunos de ellos para poder controlar la tensión y corriente en el interruptor.

A modo de resumen indicaremos a continuación la utilidad prevista según el tipo de snubber utilizado:

Snubbers que controlan la pendiente de subida de la

tensión

- Reducen la potencia disipada y el estrés en el interruptor durante el apagado
- Previenen sobretensiones y rizados de alta frecuencia
- Reducen el EMI al minimizar el ruido de alta frecuencia

corriente

- Reducen la potencia disipada y el estrés en el interruptor durante el encendido
- Reduce el efecto del pico de recuperación inversa del diodo

Snubbers con enclavamiento de la tensión

- Reducen el pico de tensión soportado por el interruptor
- Reducen el pico de potencia disipada durante el apagado
- Reducen el rizado de alta frecuencia durante el apagado

Los circuitos mencionados pueden ser disipativos o no disipativos. *Los no disipativos reducen la potencia disipada en el snubber aumentando notablemente el rendimiento del convertidor.*

Antes de comenzar con la descripción de cada tipo básico de snubber es conveniente mencionar la **dualidad** existente en su principio de funcionamiento. *Un snubber que controla la tensión en el interruptor durante el apagado provocará un pulso de corriente cuando se proceda al encendido del mismo. Y por el contrario un snubber que controla la corriente en el interruptor durante el encendido, ocasionará un pulso de tensión sobre el interruptor durante su apagado.* En convertidores con transistores conmutando alternativamente (por ejemplo en un convertidor push-pull) que incorporen snubbers de tensión se observará como cuando en uno de ellos la evolución de la tensión es controlada por el snubber (durante el proceso de apagado), en el otro se producirá un pico de corriente al entrar en conducción.

3. SNUBBERS DE TENSIÓN DISIPATIVOS

Como ya se mencionó anteriormente los circuitos de ayuda a la conmutación o snubbers de tipo disipativo, eliminarán la energía absorbida durante las conmutación disipándola en una resistencia.

3.1 Snubber de tensión RC

3.1.1 *Introducción*

Consta de una resistencia y un condensador que serán colocados en paralelo con el dispositivo. A pesar de su sencillez este circuito permite amortiguar las posibles resonancias parásitas y controlar la pendiente de la tensión en el semiconductor. En la figura 3.1 se muestra la red RC aplicada a un circuito genérico con un interruptor en conmutación. La incorporación de la red RC permitirá reducir las pérdidas en el paso a bloqueo. Si los valores de R y C se escogen adecuadamente las pérdidas en conmutación podrían verse reducidas hasta un 40 %, incluyendo las presentes en la resistencia R.

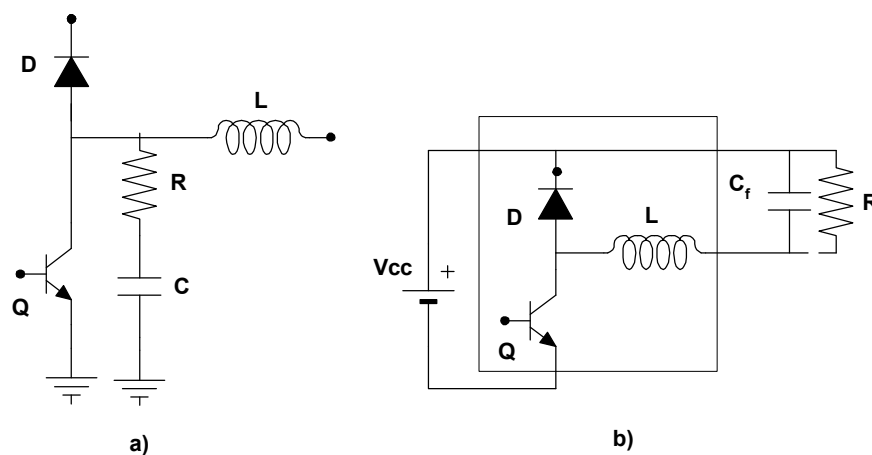


Figura 3.1 a) Emplazamiento del snubber RC en un circuito genérico, b) convertidor reductor

Para minimizar la disipación de potencia durante el bloqueo del interruptor, la resistencia del snubber tendría que tener un bajo valor óhmico, y así proporcionar una forma de onda de tipo capacitivo limitándose la subida de la tensión en el interruptor hasta que quede totalmente bloqueado. Por el contrario, durante la conmutación hacia saturación, la resistencia del snubber debería ser una alta impedancia para limitar la corriente a través del interruptor, como consecuencia de la descarga del condensador, hasta que la tensión él llegue a cero, minimizando así la disipación de potencia durante el intervalo de conducción. **En la figura 3.2 se indica la evolución de la tensión y corriente deseable en el interruptor** y que trataremos de obtener con los distintos circuitos que se van a plantear posteriormente..

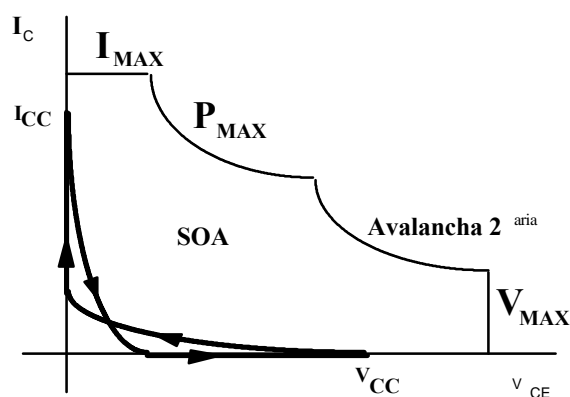


Figura 3.2 Evolución de las conmutaciones en el interruptor, al incorporar un snubber.

La principal **aplicación de la red RC es atenuar las resonancias** provocadas por los elementos parásitos en el circuito de potencia o la corriente de recuperación inversa del diodo D. En la figura 3.3 se incluye una inductancia parásita en serie con el interruptor, que podría ser la inductancia de dispersión del transformador de aislamiento, junto con la capacidad de salida del interruptor. Estos nuevos elementos entrarán en resonancia provocando sobretensión en el interruptor y oscilaciones de alta frecuencia si no hay snubber. Cuando incorporamos la red RC, las oscilaciones se verán atenuadas siempre que los valores de R y C sean escogidos adecuadamente.

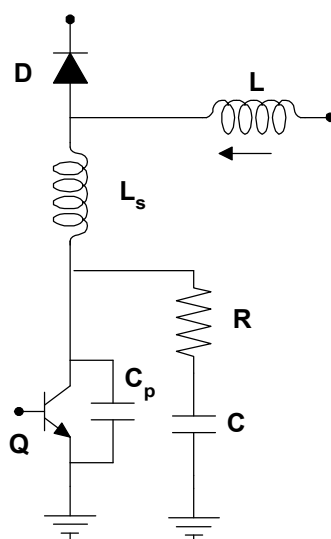


Figura 3.3 Presencia de una inductancia parásita L_s junto con el snubber RC

La estimación de los valores de R y C puede realizarse a partir del resto de los componentes del circuito. Normalmente la capacidad dominante en el circuito es la capacidad de salida del interruptor, y su valor lo podemos obtener de las hojas de características del fabricante. El valor que asignaremos a la capacidad del snubber será generalmente de dos a cuatro veces la capacidad del interruptor, teniendo en cuenta que la disipación de potencia en la resistencia R aumenta al aumentar el valor de C . *A la resistencia R le asignaremos el valor que tenga la impedancia característica del circuito resonante.*

$$R \approx \sqrt{\frac{L_s}{C_p}} \quad (3.1)$$

$$C = (2 \div 4) \cdot C_p \quad (3.2)$$

Los valores de R y C estimados mediante las expresiones (3.1) y (3.2) pueden ser considerados en la práctica como punto de partida, para posteriormente ser ajustados experimentalmente. A continuación estudiaremos con más profundidad el cálculo de este tipo de snubber .

3.1.2 Análisis de funcionamiento

Aunque el snubber RC no es el circuito más apropiado para facilitar las conmutaciones de un transistor, si **tiene especial utilidad como snubber de diodos y tiristores**, para suprimir sobretensiones y reducir la derivada de tensión durante el apagado. La figura 3.4, se corresponde con el esquema eléctrico de un convertidor CC/CC reductor, aunque puede ser extensible a otros convertidores, donde se ha incorporado una inductancia parásita L_σ en serie con el diodo y un circuito de ayuda a la conmutación RC en paralelo con el diodo. Dicho circuito estará encargado de la protección del diodo ante la sobretensión que la inductancia L_σ provocará durante el bloqueo de éste.

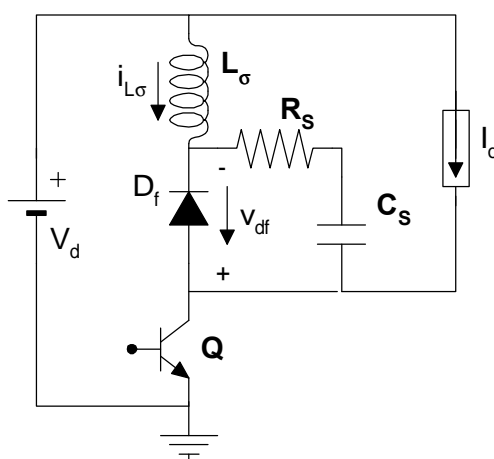


Figura 3.4 Convertidor reductor con inductancia parásita y snubber RC en el diodo

Para facilitar el estudio del circuito previo, vamos a considerar que la evolución de la corriente a través del diodo es la indicada en la figura 3.5. También consideraremos que el apagado del diodo se produce instantáneamente una vez alcanzada la corriente máxima durante el pico de recuperación inversa del diodo.

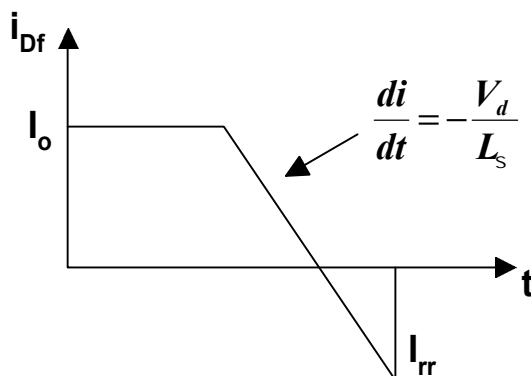


Figura 3.5 Evolución de la corriente durante el apagado del diodo D_f

Como primera aproximación de cálculo, **supongamos que el snubber carece de resistencia ($R_s=0$)**. En este caso, el circuito equivalente que resulta se muestra en la figura 3.6 (considerando $R_s=0$). Puesto que asumimos el bloqueo instantáneo del diodo una vez alcanzado el pico de corriente de recuperación inversa I_{rr} , la corriente inicial a través de la inductancia L_σ es precisamente I_{rr} . En cambio el condensador C_s parte inicialmente con una tensión nula.

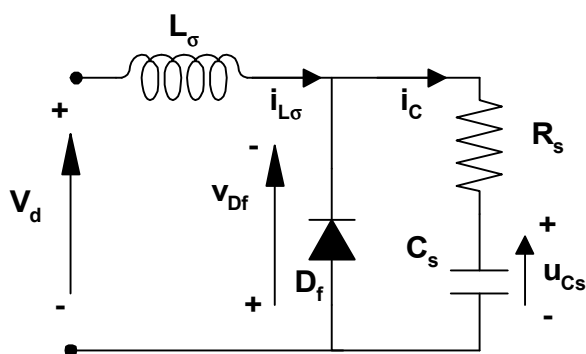


Figura 3.6 Circuito equivalente

Con estas hipótesis de partida, podemos plantear la ecuación diferencial que rige el comportamiento del circuito anteriormente indicado (fig. 3.6):

$$L_s \cdot \frac{di_{L_s}}{dt} + v_{C_s} = Vd \quad (3.3)$$

por otra parte tenemos que

$$C_s \cdot \frac{dv_{C_s}}{dt} = i_{L_s} \quad (3.4)$$

La solución de estas ecuaciones diferenciales por cualquiera de los métodos mencionados en el apartado 1.4 (*Resolución de ecuaciones diferenciales*) del programa propuesto para la asignatura de Electrónica de Potencia, nos conduce a las expresiones que definen la evolución de la corriente y tensión en el snubber incorporado:

$$i_{L_s}(t) = I_{rr} \cdot \cos(\omega_o t) + \frac{Vd}{Z_o} \cdot \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.5)$$

$$v_{C_s}(t) = Vd - Vd \cdot \cos(\omega_o t) + I_{rr} \cdot Z_o \cdot \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.6)$$

siendo

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_s \cdot C_s}} \quad ; \quad Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (3.7)$$

Si definimos el término C_B como:

$$C_{base} = L_s \cdot \left(\frac{I_{rr}}{Vd} \right)^2 \quad (3.8)$$

podemos expresar la ecuación (3.6) de la forma:

$$v_{C_s}(t) = Vd \cdot (1 - \cos(\omega_o t)) + \sqrt{\frac{C_{base}}{C_s}} \cdot \text{sen}(\omega_o t) \quad (3.9)$$

siendo el valor máximo de la tensión que soportaría el diodo (asumiendo que $R_s=0$):

$$V_{C_s,max} = Vd \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{C_{base}}{C_s}} \right) \quad (3.10)$$

A la vista de esta última ecuación, podemos afirmar **que valores reducidos del condensador C_s provocarían elevadas sobretensiones en el diodo**. Las formas de onda de la corriente y la tensión en el condensador C_s pueden verse en la figura 3.7.

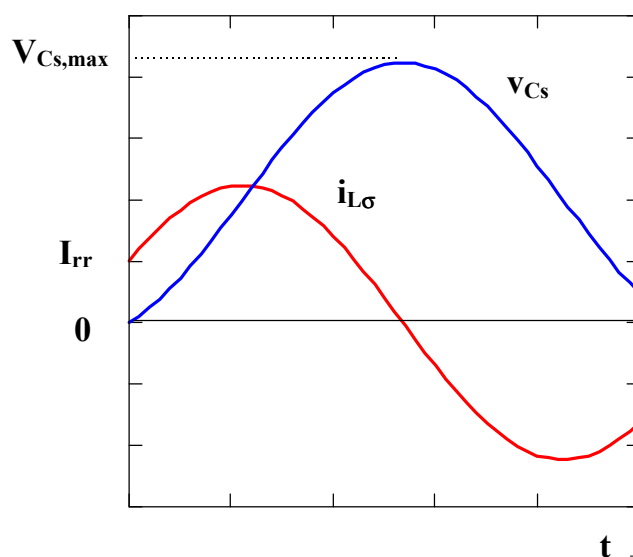


Figura 3.7 Evolución de la corriente y tensión en C_s

Puesto que el circuito considerado no presenta ninguna resistencia serie ($R_s=0$), las oscilaciones de tensión y corriente que aparecen no están amortiguadas y si el circuito

exterior no cambia entraríamos en un régimen oscilatorio. Para evitar esta situación añadiremos la resistencia R_S al snubber, tal y como se presenta en la figura 3.4.

El circuito equivalente que se propone en la figura 3.6 sigue siendo válido, pero considerando ahora la presencia de R_S . Las expresiones que definen dicho circuito son:

$$Vd = L_S \cdot \frac{di_{L_S}}{dt} - v_{df}(t) \quad (3.11)$$

$$v_{df}(t) = -R_S \cdot i_{L_S} - \frac{1}{C_S} \cdot \int i_{L_S}(t) \cdot dt \quad (3.12)$$

La ecuación diferencial que rige ahora el comportamiento del mencionado circuito se deduce de (3.11) y (3.12) siendo la siguiente:

$$L_S C_S \frac{d^2 v_{df}}{dt^2} + R_S C_S \frac{dv_{df}}{dt} + v_{df} = -Vd \quad (3.13)$$

Las condiciones iniciales tanto para la bobina como para el condensador siguen siendo las ya mencionadas previamente, $v_c(0)=0$, $i_{L_S}(0)=I_{rr}$. Resolviendo la ecuación (3.13) se deduce la evolución temporal de la tensión en el semiconductor v_{df} :

$$v_{df}(t) = Vd - (Vd - R_S I_{rr}) \cdot \left(\cos \omega t - \frac{a}{\omega} \sin \omega t \right) \cdot e^{-at} + \frac{I_{rr}}{\omega C_S} \cdot e^{-at} \cdot \sin \omega t \quad (3.14)$$

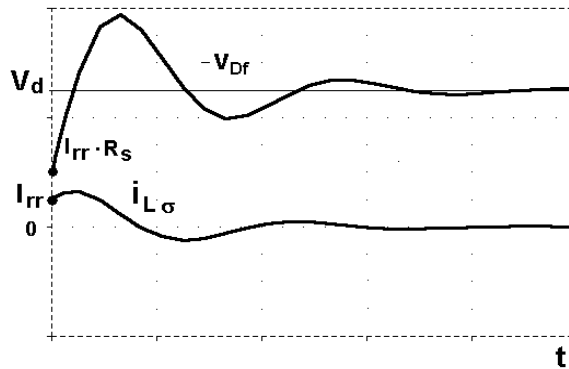


Figura 3.8 Evolución de la tensión en el diodo D_f y la corriente en L_σ

siendo a el coeficiente de amortiguamiento y w la frecuencia natural amortiguada.

$$a = \frac{R_s}{2 \cdot L_s} \quad w = \sqrt{w_o^2 - a^2} \quad (3.15)$$

$$\frac{dv_{df}(t)}{dt} = (Vd - R_s I_{rr}) \cdot \left(2 \cdot a \cdot \cos wt + \frac{w^2 - a^2}{w} \sin wt \right) \cdot e^{-at} + \frac{I_{rr}}{C_s} \cdot e^{-at} \cdot \left(\cos wt - \frac{a}{w} \sin wt \right) \cdot e^{-at} \quad (3.16)$$

Sin más que derivar en (3.14) determinaremos la variación de la tensión en el semiconductor (3.16). A partir de (3.14) y (3.16) se pueden obtener los valores de R_s y C_s adecuados para limitar tanto la tensión máxima como la derivada de la tensión en el semiconductor.

Igualando a cero la expresión (3.16) obtendríamos el instante en que se produce el valor máximo de la tensión, por otra parte, con dicho dato y sustituyendo en (3.14) conoceríamos la amplitud máxima de la tensión. Pues bien, si asignamos a C_s el valor C_B ($C_s = C_{base}$), la **mínima sobretensión** se obtendrá cuando $R_s = 1.3 \cdot R_{base}$ ($R_{base} = Vd/I_{rr}$), y el valor de la tensión en el semiconductor bajo estas condiciones será aproximadamente: $V_{df} \approx 1.5 \cdot Vd$.

La energía que se disipa en la resistencia R_s durante el apagado del transistor podemos calcularla como:

$$W_R = \frac{1}{2} L_s I_{rr}^2 + \frac{1}{2} C_s V_d^2 \quad (3.17)$$

Al final de las oscilaciones que se establecen durante la conmutación el condensador quedará cargado con una energía igual a:

$$W_{C_s} = \frac{1}{2} C_s V_d^2 \quad (3.18)$$

Esta energía se disipará a través de la resistencia y el diodo cuando éste entre nuevamente en conducción. Por lo tanto, la energía total disipada en el conjunto diodo más circuito RC, suponiendo una entrada en conducción instantánea para el diodo, vendrá definida por la expresión:

$$W_{tot} = W_R + W_{C_s} = \frac{1}{2} L_s I_{rr}^2 \left(1 + 2 \frac{C_s}{C_{base}} \right) \quad (3.19)$$

Recopilando la información hasta aquí obtenida en forma de gráfico, podemos facilitar el diseño del circuito RC estudiado. Así, en la figura 3.9 se muestra en función del condensador seleccionado, la energía total disipada en el conjunto semiconductor+snubber, la resistencia optima que genera la menor sobretensión en el diodo y el valor de dicha sobretensión en el caso de que la resistencia utilizada sea la óptima.

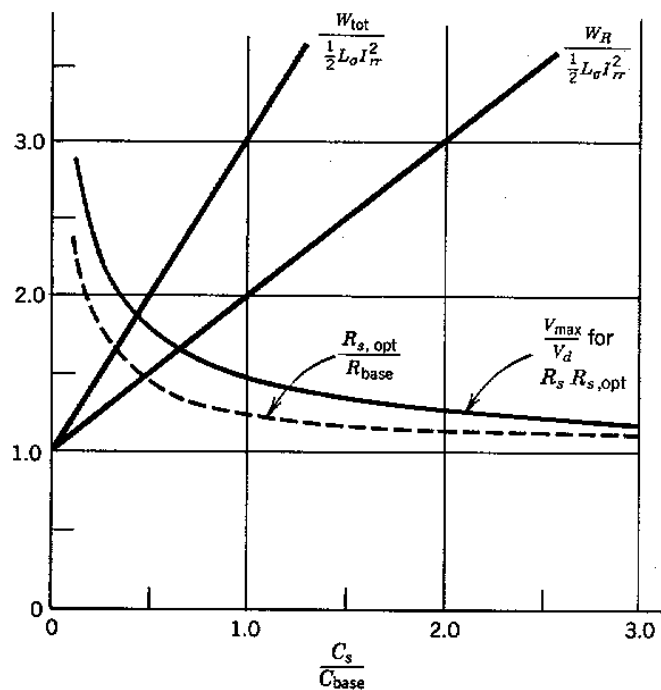


Figura 3.9 Energía disipada y tensión máxima en el diodo (V_{max}/V_d) para cada valor óptimo de la resistencia R_S en función de la capacidad C_S .

A la vista del gráfico anterior podemos extraer algunas **conclusiones**:

- *Las pérdidas aumentan linealmente con la capacidad C_S*
- *La tensión máxima decrece ligeramente al aumentar C_S*

Por lo tanto parece aconsejable que el valor del condensador C_S sea **próximo a C_{base}** , con el objeto de no incrementar excesivamente las pérdidas totales en el circuito. La resistencia R_S quedará definida por la línea punteada correspondiente a aquellos valores de R_S que minimizan la sobretensión en el diodo ($R_{S, opt} = 1.3 R_{base}$).

3.1.3 Ejemplos de aplicación

Los circuitos de ayuda a la conmutación del tipo RC tienen un interesante campo de aplicación en la atenuación de las oscilaciones que se presentan durante el apagado de diodos y tiristores, controlándose con estos snubbers la evolución de la tensión soportada por el semiconductor.

En la figura 3.10 (a) se muestra un convertidor flyback. Cuando el interruptor está cortado el diodo conduce transfiriendo energía a la carga, en el momento en que el transistor entra en conducción la tensión aplicada al diodo lo sacará de conducción estableciéndose un circuito equivalente idéntico al considerado en la figura 3.6, ver fig.3.10 (b).

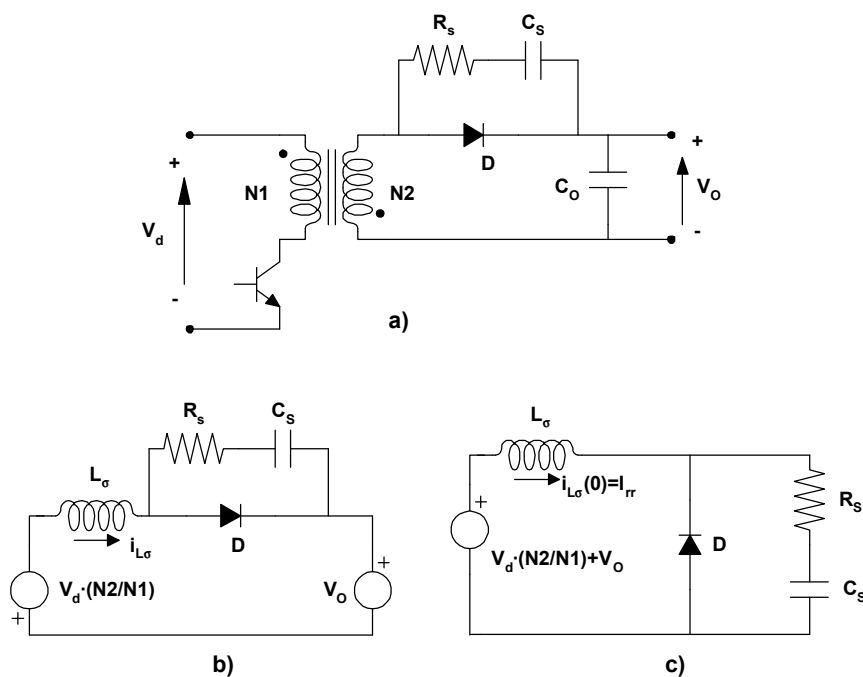


Figura 3.10 a) Convertidor flyback ,b) circuito equivalente desde el secundario, c) circuito equivalente después de apagarse el diodo D.

Un ejemplo similar lo podemos encontrar en convertidores del tipo push-pull, medio puente o puente completo con transformador de toma media trabajando en modo de

conducción continuo. Los dos diodos conducirán alternativamente dependiendo de la polaridad de la tensión aplicada al primario del transformador. En este caso la inductancia serie presente en el circuito proviene de la inductancia de dispersión del transformador.

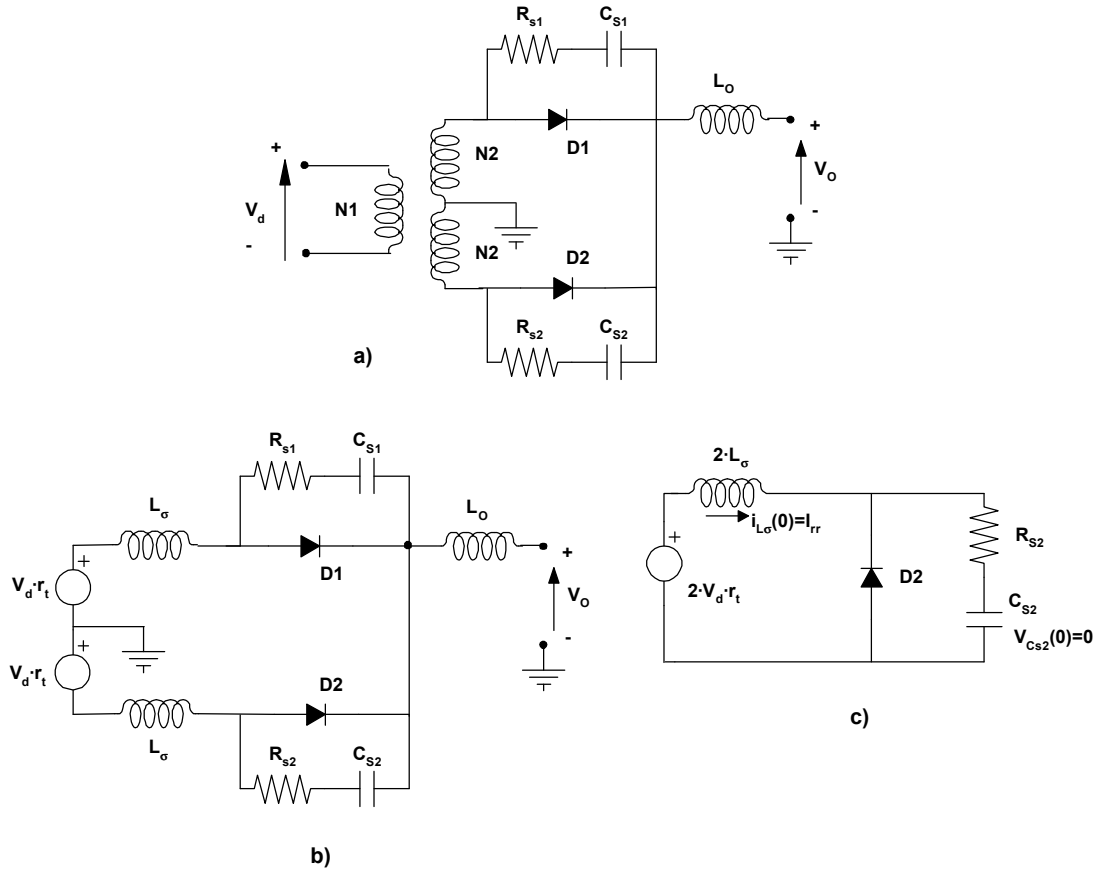


Figura 3.11 a) Rectificador con transformador de toma media, b) circuito equivalente desde el secundario, c) circuito equivalente después de apagarse el diodo D2.

Aunque en el presente apartado se ha relacionado genéricamente el snubber RC con la supresión de transitorios durante la conmutación de diodos, todo lo expuesto puede ser aplicable a circuitos donde el semiconductor que conmuta es un tiristor.

3.2 Snubber de tensión RCD

3.2.1 Introducción

Este tipo de circuitos encuentran un amplio campo de aplicación en la protección de interruptores, como es el caso de los transistores bipolares que se irán mostrando en las sucesivas figuras. Podemos distinguir dos utilidades en los circuitos RCD (resistencia condensador y diodo):

- *Control de la pendiente de subida de la tensión en el interruptor durante el transitorio de apagado.*
- *Enclavamiento de la tensión en el interruptor.*

Comenzaremos estudiando el modo de trabajo del snubber RCD para el control de la evolución de la tensión (de drenador o colector) en el interruptor. Típicas aplicaciones las encontramos en convertidores cc/cc como el elevador (boost), el de retroceso (flyback) o el directo (forward). En la figura 3.12 se muestra la disposición del snubber RCD sobre el interruptor.

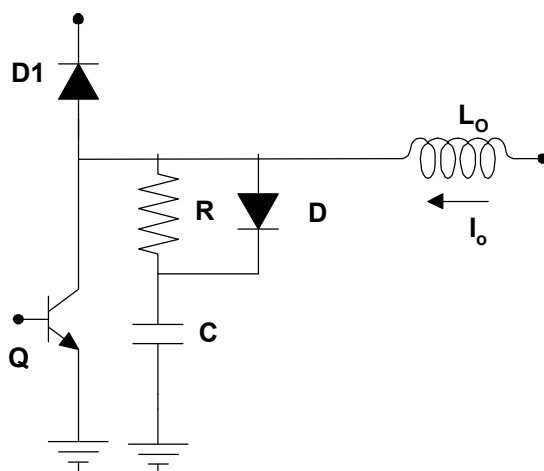


Figura 3.12 Snubber RCD

Durante el apagado del transistor el snubber se lleva la mayor parte de la corriente transfiriéndose una gran parte de la disipación de potencia que tendría que soportar el transistor sin snubber, a este último. La fiabilidad del interruptor aumenta puesto que el pico de potencia que ha de disipar se reduce y las oscilaciones de alta frecuencia provocadas por los elementos parásitos del circuito se ven amortiguadas.

A partir de la figura 3.12, se puede entender el funcionamiento básico del circuito de ayuda a la conmutación RCD. Cuando el transistor se apaga, la corriente que procede de la bobina es conducida a través del diodo D hacia el condensador del snubber C. La tensión en dicho condensador aumentará hasta alcanzar la tensión de alimentación del circuito, momento en que el diodo principal D1 entraría en conducción para llevarse la corriente de la bobina.

Cuando el interruptor entra en conducción el condensador del snubber se descarga a través de la resistencia R y del propio interruptor. Una condición de diseño importante es que el condensador C se descargue totalmente durante la conducción del transistor para poder comenzar el siguiente periodo de conmutación con condiciones iniciales de tensión nulas. Por lo tanto, la constante de tiempo RC en el mencionado snubber, debe ser menor que el periodo de conmutación ya que se ha de dar tiempo suficiente al condensador C para cargarse y descargarse en cada ciclo de trabajo. A la vista de lo mencionado hasta el momento podemos concluir que el circuito RCD interviene solo durante las conmutaciones.

Un punto a tener en cuenta en el diseño de este tipo de circuitos ha sido ya mencionado anteriormente pero conviene remarcar que durante la conducción del transistor, la corriente de descarga del condensador C se superpone a la corriente principal que proviene de la bobina L_o . Otro factor destacable consiste en la limitación que el snubber provoca sobre el modo de trabajo del convertidor donde se ha implantado dicho snubber. Si el tiempo de conducción del transistor es demasiado estrecho, el condensador C no tendrá tiempo suficiente para descargarse totalmente, perdiéndose las condiciones iniciales

requeridas para el correcto funcionamiento de la red de ayuda a la conmutación. Una situación típica en la que podemos encontrarnos con esta limitación, es la presencia de una condición de sobrecorriente demandada por la carga.

3.2.2 Análisis de funcionamiento

En el estudio que se realiza a continuación se supondrá que las evoluciones de la tensión y corriente durante las conmutaciones son lineales. También, se suponen despreciables las inductancias parásitas que pudieran existir en el circuito con el objeto de facilitar el análisis del mismo.

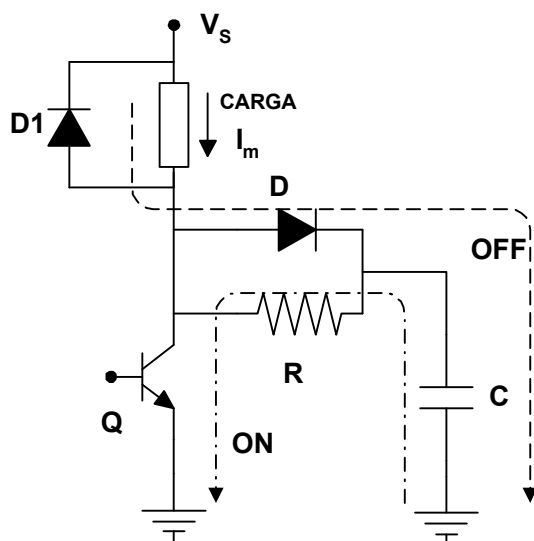


Figura 3.13 Conexión del snubber RCD a un circuito conmutado genérico.

Antes del apagado del transistor, la corriente que está conduciendo consideraremos que tiene el valor I_m , y la tensión que soporta será cero. Durante el apagado del transistor, la corriente de colector (i_c) se reduce linealmente hasta su completa extinción, por lo que la corriente ($I_m - i_c$) circulará a través del diodo D cargando el condensador del snubber C .

En la figura 3.14 se muestran las tres posibles evoluciones que podemos encontrar durante el apagado del transistor, dependiendo del valor que tome el condensador del snubber.

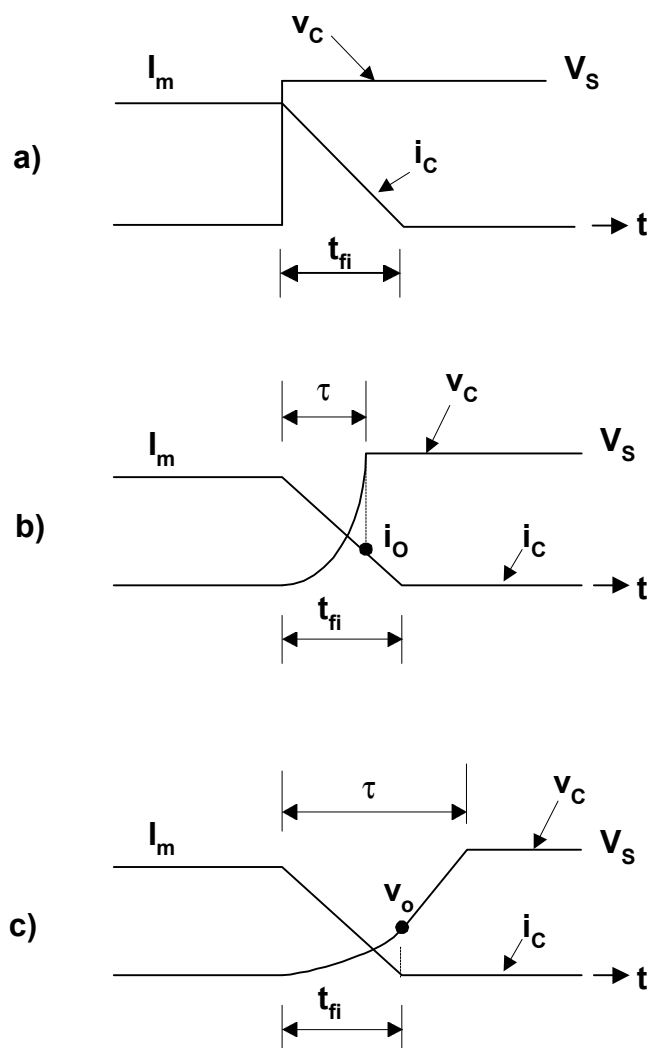


Figura 3.14 Formas de onda en el transistor durante el apagado según el valor del condensador C_s . a) C despreciable, b) C de valor reducido, c) C de valor elevado.

Tal y como se indica en la figura 3.14, la tensión en el condensador C , que coincide con la que soporta el interruptor tendrá dos evoluciones diferentes según si el valor capacitivo C es reducido o no. Este hecho se traduce en que el condensador finalizará su

carga antes de que se haya extinguido la corriente por el transistor (C de reducido valor) o en caso contrario se alcanzará la tensión máxima después del bloqueo total del transistor. Tenemos por lo tanto tres posibles situaciones:

a) Condensador **C se carga instantáneamente** (C tiene un valor despreciable)

En este caso la evolución de la tensión y corriente en el transistor se aproxima por las curvas mostradas en la figura 3.14 a), y la energía disipada durante la conmutación tomará el valor:

$$W = \frac{1}{2} \cdot V_S \cdot I_m \cdot t_{fi} \quad (3.20)$$

b) **C se carga en un tiempo τ inferior a t_{fi}** (valor de C es reducido)

En este caso, la tensión máxima V_S se alcanza en un tiempo (τ) inferior a t_{fi} , la corriente por el condensador C durante el apagado del transistor pasará por dos etapas:

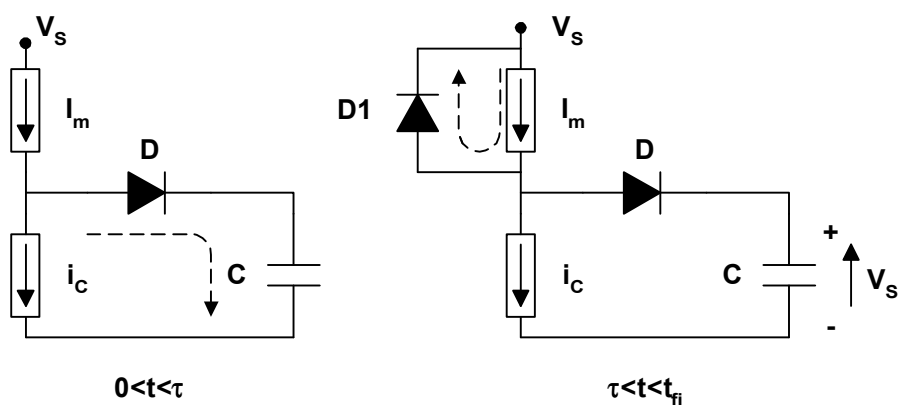


Figura 3.15 Etapas durante el apagado del transistor

Mientras el condensador no alcance el valor de tensión V_S el diodo D1 estará polarizado inversamente y la corriente a través de C tendrá la expresión:

$$i_C = \frac{I_m \cdot t}{t_{fi}} \quad 0 < t \leq t \quad (3.21)$$

Una vez que el condensador C tiende a superar la tensión V_m el diodo D1 comienza a conducir la corriente de la carga quedando enclavada la tensión en C al valor V_S . La evolución de la tensión en él queda definida con la expresión:

$$v_C = v_{CE} = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_C \cdot dt = \frac{I_m \cdot t^2}{2 \cdot C \cdot t_{fi}} \quad 0 < t \leq t \quad v_C = V_S \quad t > t \quad (3.22)$$

A partir de esta igualdad (3.22) podemos deducir el tiempo (τ) necesario para cargar el condensador C hasta la tensión de alimentación V_S :

$$t = \sqrt{\frac{2 \cdot C \cdot t_{fi} \cdot V_S}{I_m}} \quad (3.23)$$

c) **C se carga en un tiempo τ superior a t_{fi}** (valor de C es elevado)

Ante esta situación el proceso de carga del condensador C pasa por las dos etapas que aparecen en la figura que se muestra a continuación:

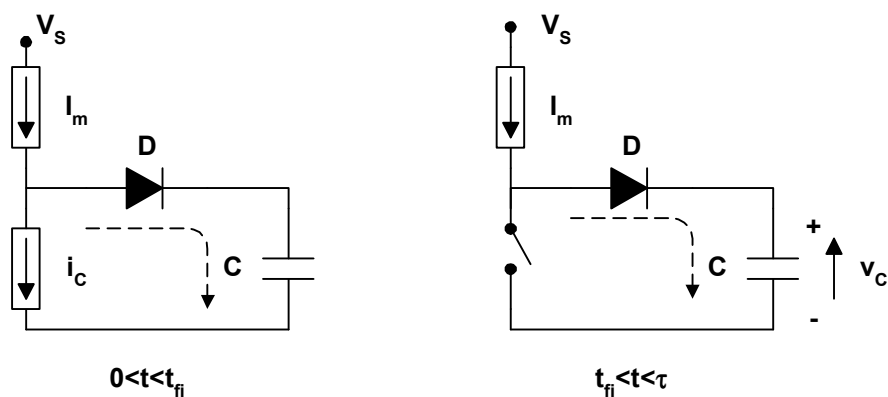


Figura 3.16 Etapas durante el apagado del transistor

Durante la primera etapa, la corriente conducida por dicho condensador, coincide con la expresión (3.21) previamente mencionada. Una vez que el transistor ha dejado de conducir totalmente, toda la corriente que circula por la carga ahora pasará por el condensador del snubber. Esta situación se mantiene hasta que la tensión en C alcanza el valor V_s , momento en el que el diodo D1 comienza a conducir, enclavando la tensión del interruptor al mencionado valor.

Conocida la evolución temporal de la tensión en C:

$$v_C = v_{CE} = \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_C \cdot dt = \frac{I_m \cdot t^2}{2 \cdot C \cdot t_{fi}} \{0 < t \leq t_{fi}\} \quad v_C = \frac{I_m \cdot t_{fi}^2}{2 \cdot C} + \frac{I_m}{C} (t - t_{fi}) \{t_{fi} < t < \tau\}$$

(3. 24)

podemos, de forma similar a como ya se hizo en el apartado b), calcular el tiempo τ necesario para que se alcance la tensión V_s en el interruptor:

$$t = \frac{V_s \cdot C}{I_m} + \frac{1}{2} \cdot t_{fi}$$

(3. 25)

3.2.3 Análisis de pérdidas

Con la incorporación del snubber RCD, las pérdidas en el interruptor se verán reducidas, pero no podemos olvidar que el propio circuito de ayuda a la conmutación presenta sus propias pérdidas.

Después del apagado del transistor, el condensador se carga a la tensión del bus V_S . Esta energía se disipa posteriormente sobre la resistencia del snubber al activar el transistor. No obstante existe un rango de valores de C en el cual las pérdidas totales snubber+transistor son inferiores a las pérdidas que presentaría el transistor sin dicho snubber.

Antes de proceder con el cálculo de la potencia disipada en el interruptor y snubber, se define el factor:

$$k = \frac{t}{t_{fi}} \quad (3.26)$$

Para evaluar las pérdidas consideraremos como en el apartado anterior dos casos posibles:

a) **C se carga en un tiempo τ inferior a t_{fi}** (valor de C es reducido)

La energía que el transistor ha de disipar durante el transitorio del apagado la podemos obtener a partir de la expresión:

$$W_t = \int_0^{t_{fi}} u_{CE} \cdot (I_m - i_C) \cdot dt = \int_0^t u_{CE} \cdot (I_m - i_C) \cdot dt + \int_t^{t_{fi}} V_S \cdot (I_m - i_C) \cdot dt \quad (3.27)$$

Evaluando las integrales definidas e incorporando el parámetro k llegamos a la expresión:

$$W_t = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot V_S \cdot t_{fi} \cdot \left(1 - \frac{4}{3} \cdot k + \frac{k^2}{2} \right) \quad (3.28)$$

El condensador por su parte manejará la energía definida por:

$$W_C = \int_0^t u_C \cdot i_C \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot V_S \cdot t_{fi} \cdot \left(\frac{k^2}{2} \right) \quad (3.29)$$

Las pérdidas totales transistor+snubber las calcularemos sumando las dos expresiones previas:

$$W_T = W_t + W_C = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot V_S \cdot t_{fi} \cdot \left(1 - \frac{4}{3} \cdot k + k^2 \right) \quad (3.30)$$

b) C se carga en un tiempo τ superior a t_{fi} (valor de C es elevado)

En este caso (ver fig.3.14) podemos seguir los mismos pasos indicados en el apartado a) para deducir:

- Energía disipada en el transistor:

$$W_t = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot V_S \cdot t_{fi} \cdot \left(\frac{1}{6 \cdot (2 \cdot k - 1)} \right) \quad (3.31)$$

- Energía disipada en el snubber:

$$W_C = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot V_S \cdot t_{fi} \cdot \left(k - \frac{1}{2} \right) \quad (3.32)$$

El balance energético total lo obtenemos fácilmente como:

$$W_T = W_t + W_C = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot V_s \cdot t_{fi} \cdot \left(\frac{k^2 - k + \frac{1}{3}}{k - \frac{1}{2}} \right) \quad (3.33)$$

Utilizando las expresiones previamente calculadas, podemos realizar un gráfico (figura 3.17) que nos muestre las pérdidas en los distintos elementos (snubber y transistor) en función del parámetro k, el cual depende del valor de condensador C seleccionado.

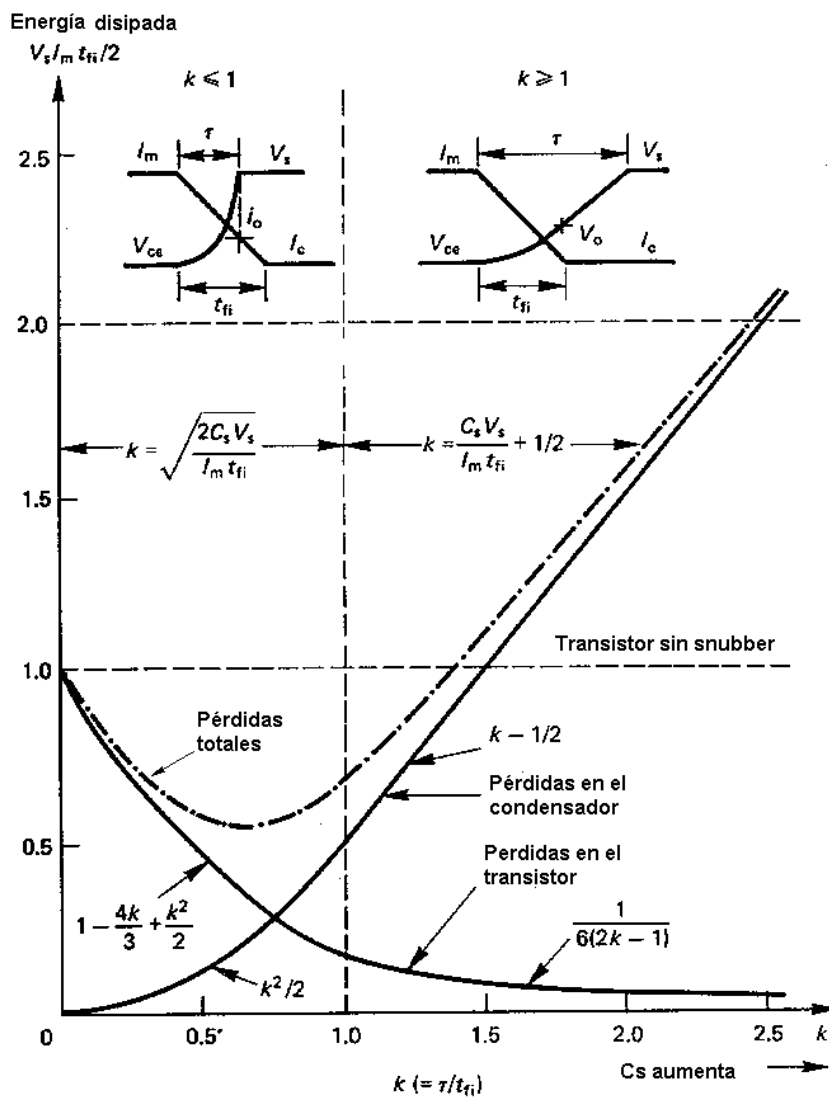


Figura 3.17 Evolución de las pérdidas en función del parámetro k

De la figura anterior se pueden extraer importantes conclusiones. En primer lugar se observa la presencia de un mínimo en la disipación de energía para un determinado valor de k , es decir, para un valor de C que podríamos considerar óptimo. Pues bien si calculamos **el valor de k que minimiza la función de pérdidas totales** definida por las ecuaciones (3.30) y (3.33) obtendremos:

$$k_{opt} = \frac{t}{t_{fi}} = \frac{2}{3} \quad (3.34)$$

El valor mínimo de la energía total disipada se obtiene sustituyendo en (3.30) $k=k_{opt}$. El resultado es una **disipación de potencia 5/9 inferior** a la que se tendría si no se hubiera colocado ningún circuito de ayuda a la conmutación en el interruptor.

Finalmente de las expresiones (3.23) y (3.34) se deduce el valor óptimo (minimiza la disipación de potencia) para el condensador del snubber.

$$C_{opt} = \frac{2}{9} \cdot \frac{I_m \cdot t_{fi}}{V_S} \quad (3.35)$$

Una vez seleccionado el condensador C necesitamos definir que resistencia R se ha de incorporar para completar el diseño de la red RCD. Para ello, no podemos olvidar tres puntos importantes:

1. La energía almacenada en el condensador C se disipa básicamente en la resistencia R durante el encendido del transistor, por lo que ésta ha de soportar sin deteriorarse la potencia:

$$P_R = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_S^2 \cdot f_C \quad (3.36)$$

2. Por otra parte para obtener un funcionamiento correcto del snubber, se ha de dar tiempo suficiente a C para descargarse durante el tiempo de conducción del transistor. El mínimo tiempo que se considera aceptable para permitir la descarga de C es de cinco veces la constante de tiempo RC. De donde podemos estimar que:

$$R = \frac{t_{ON(minimo)}}{5 \cdot C} \quad (3.37)$$

3. También hay que tener en cuenta el pico de corriente que aparece en el instante inicial de la descarga de C sobre el interruptor, ya que éste se suma a la corriente del transistor durante el encendido.

$$I_{pico} = \frac{V_S}{R} + I_m < I_{MAX_{transistor}} \quad (3.38)$$

El diseño del snubber se realiza considerando, dentro del rango de funcionamiento del circuito donde se encuentra el interruptor, el punto de trabajo de máxima potencia, es decir cuando la corriente I_m sea máxima. De esta forma se conseguirá no solo reducir las pérdidas cuando el circuito convertidor se haya sometido a la máxima sollicitación de potencia, sino que gracias a la distribuir de pérdidas, entre el transistor y la resistencia R del snubber, se hace más eficiente la disipación del calor generado.

Como resultado de la utilización de el snubber de apagado RCD, la trayectoria seguida durante este transitorio por la tensión y corriente en el interruptor pueden observarse en la figura adjunta, en función del valor que tome el condensador C reflejado a través del parámetro k.

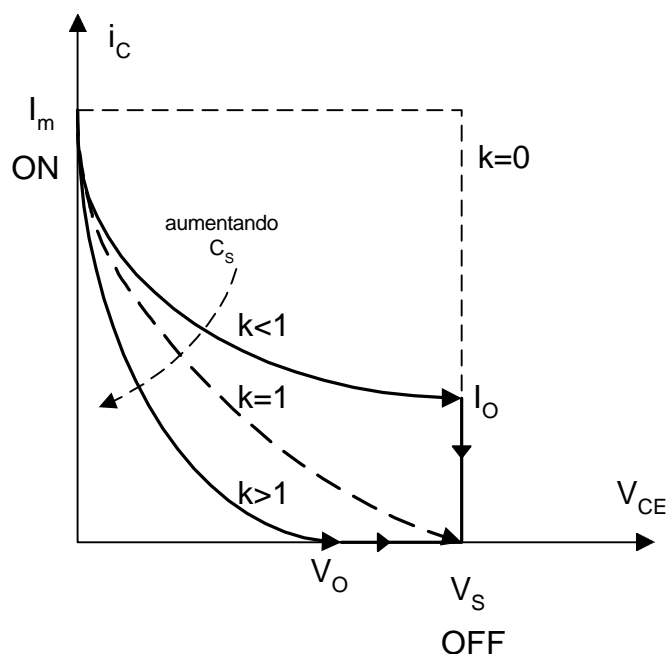


Figura 3.18 Trayectoria seguida por la tensión y corriente en el transistor durante el apagado.

3.2.4 Snubber de enclavamiento de tensión RCD

Las inductancias parásitas en serie con el interruptor pueden producir sobretensiones excesivas durante el apagado, provocando la destrucción del mismo. Para limitar estas sobretensiones podemos añadir al interruptor un snubber RCD con la disposición que se muestra en la figura:

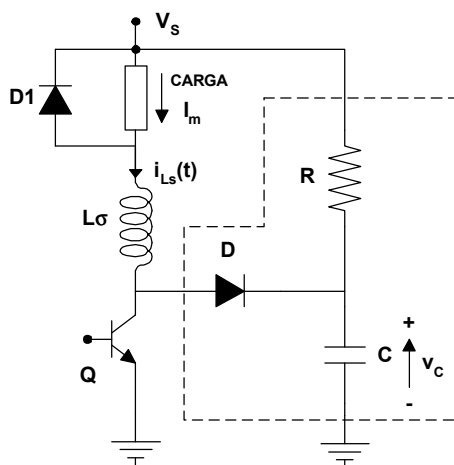


Figura 3.19 Snubber de sobretensión

Para describir el modo de trabajo de este tipo de snubbers, nos fijaremos en la figura anterior. Inicialmente el transistor esta conduciendo y la tensión en el condensador permanece a V_S hasta que el transistor se apaga (suponiendo un tiempo de caída de la tensión en él despreciable). En este momento la corriente a través de la inductancia parásita L_σ es precisamente la corriente que circula por la carga inductiva I_m . El circuito equivalente que resulta es el mostrado en la figura 3.20.

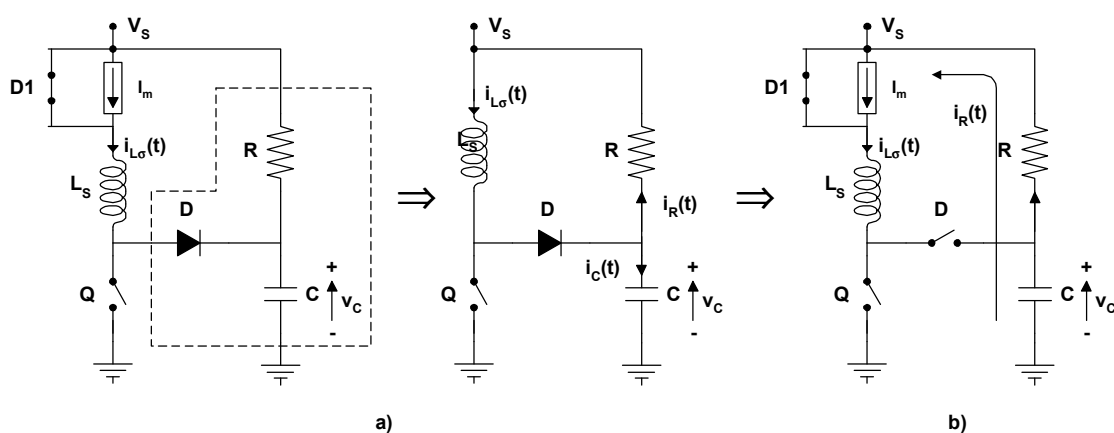


Figura 3.20 Circuitos equivalentes durante el apagado del transistor: a) D conduce, b) D pasa al estado de bloqueo

A partir del instante en que el transistor deja de conducir, la energía almacenada en la inductancia parásita se transfiere a través del diodo D al condensador incrementándose su tensión. Las ecuaciones diferenciales que rigen el comportamiento del circuito durante la descarga de la inductancia parásita son las siguientes:

$$V_S = v_C(t) + L_s \cdot \frac{di_{L_s}(t)}{dt} \quad (3.39)$$

$$i_C(t) = i_{L_s}(t) + \frac{V_S - v_C(t)}{R} \quad (3.40)$$

Resolviendo las ecuaciones diferenciales anteriores podemos determinar la evolución de la corriente por la inductancia L_σ y la tensión en el condensador hasta el instante (t_1) en que deja de conducir el diodo D, es decir hasta que la corriente por L_σ tiende a invertirse.

$$i_{L_\sigma}(t) = I_m \cdot \frac{w_o}{w} \cdot e^{-at} \cdot \cos(wt - f) \quad (3.41)$$

$$v_C(t) = V_S + \frac{I_m}{w \cdot C} \cdot e^{-at} \cdot \text{sen}(wt) \quad (3.42)$$

siendo

$$a = \frac{1}{2RC}; \quad w_o = \frac{1}{\sqrt{L_s C}}; \quad w = \sqrt{w_o^2 - a^2}; \quad f = \arctg\left(\frac{a}{w}\right) \quad (3.43)$$

Una vez que el diodo D deja de conducir el condensador del snubber comenzará a descargarse sobre la resistencia R hasta alcanzar nuevamente la tensión de alimentación V_S .

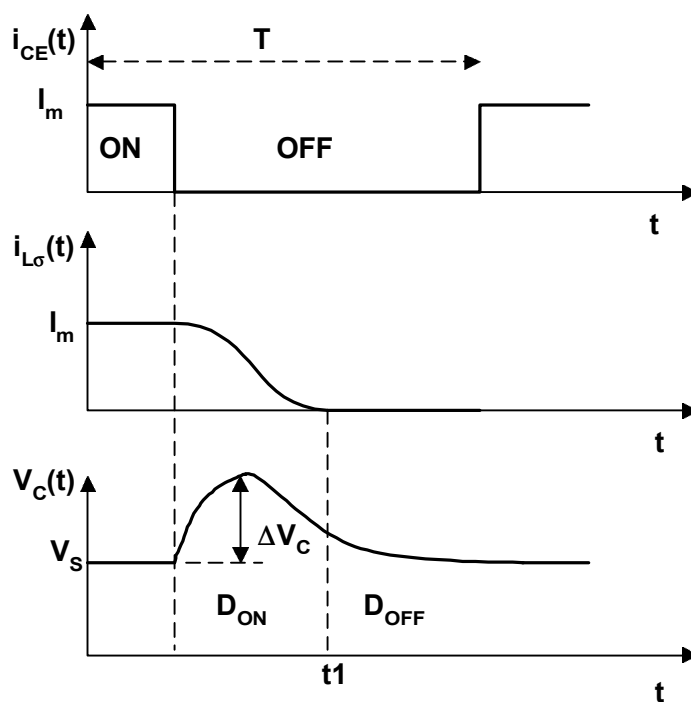


Figura 3.21 Formas de onda en el snubber

Si admitimos que el producto de RC es un valor elevado, la tensión máxima en el condensador será:

$$\Delta v_C = v_{C_{max}} - V_S = I_m \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C}} \quad (3.44)$$

de donde podemos deducir el valor del condensador C adecuado para obtener una sobretensión máxima admisible (Δv_C) en el condensador y por tanto en el transistor:

$$C = L_s \cdot \frac{I_m^2}{\Delta v_C^2} \quad (3.45)$$

La resistencia se calcula de manera que el condensador alcance la tensión del bus de alimentación antes del comienzo del siguiente ciclo:

$$R = \frac{T_{OFF} - t_1}{5 \cdot C} \quad (3.46)$$

La potencia que se disipará en la resistencia R depende de la energía almacenada en la inductancia de dispersión, y de la frecuencia de trabajo del circuito:

$$P_R = \frac{1}{2} \cdot L_s \cdot I_m^2 \cdot f_s \quad (3.47)$$

Una filosofía similar y más utilizada en convertidores cc/cc consistiría, partiendo del mismo esquema mostrado anteriormente, en utilizar un condensador en el snubber de enclavamiento tal que la constante de tiempo RC se muy superior al periodo de conmutación del interruptor. Para que el circuito entre en régimen permanente se ha de cumplir que la corriente media por el diodo coincida con la corriente media por la resistencia R. De esta condición se obtendría fácilmente el valor de la tensión de enclavamiento que fija el condensador.

4. SNUBBERS DE CORRIENTE DISIPATIVOS

En este apartado se presentarán algunas alternativas de circuitos de ayuda a la conmutación capaces de *controlar la evolución de la corriente a través del interruptor* durante el encendido. Este tipo de circuitos pueden ser identificados en la bibliografía inglesa como *turn-on snubbers* .

4.1 Snubber de corriente RLD

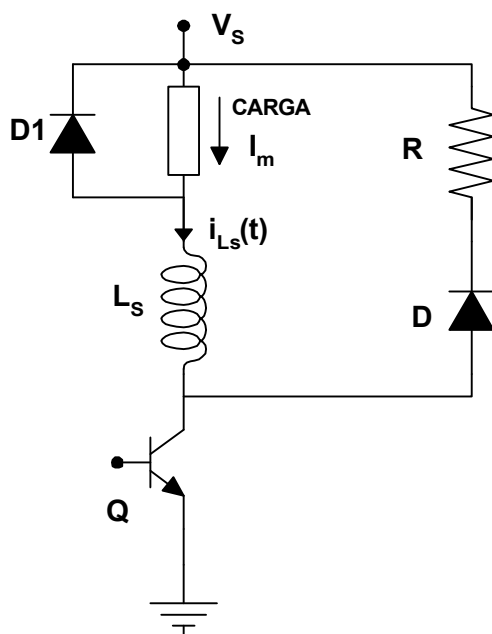


Figura 4.1 Snubber de encendido

Aunque existe la alternativa de utilizar solamente una bobina y una resistencia para configurar un circuito de ayuda al encendido (LR), debido a su escasa utilidad en circuitos de potencia por las elevadas pérdidas que genera, estudiaremos el snubber RLD mostrado en la figura 4.1.

El snubber de encendido mostrado en la figura anterior, reduce las pérdidas de entrada en conducción en alta frecuencia, limitando también la presencia del pico de recuperación inversa del diodo.

4.1.1 Análisis de funcionamiento

Para explicar su funcionamiento partiremos de una situación en la que el transistor está bloqueado soportando la tensión de alimentación. Cuando se provoca la entrada en conducción del transistor, se supone que la tensión entre colector y emisor sufre una evolución lineal hacia cero alcanzándose este punto transcurrido un tiempo t_{fv} . Se nos presenta una situación dual a la estudiada en el apartado 3.2.2, la bobina L_S limita la tasa de crecimiento de la corriente de colector mientras disminuye la tensión colector-emisor. Una vez que se supera el tiempo de entrada en conducción, el transistor quedará conduciendo la corriente I_m y soportando cero voltios en extremos. Posteriormente durante el proceso de bloqueo del interruptor, la bobina descargará la energía en ella almacenada $\left(\frac{1}{2} \cdot L_S \cdot I_m^2\right)$ sobre la resistencia R.

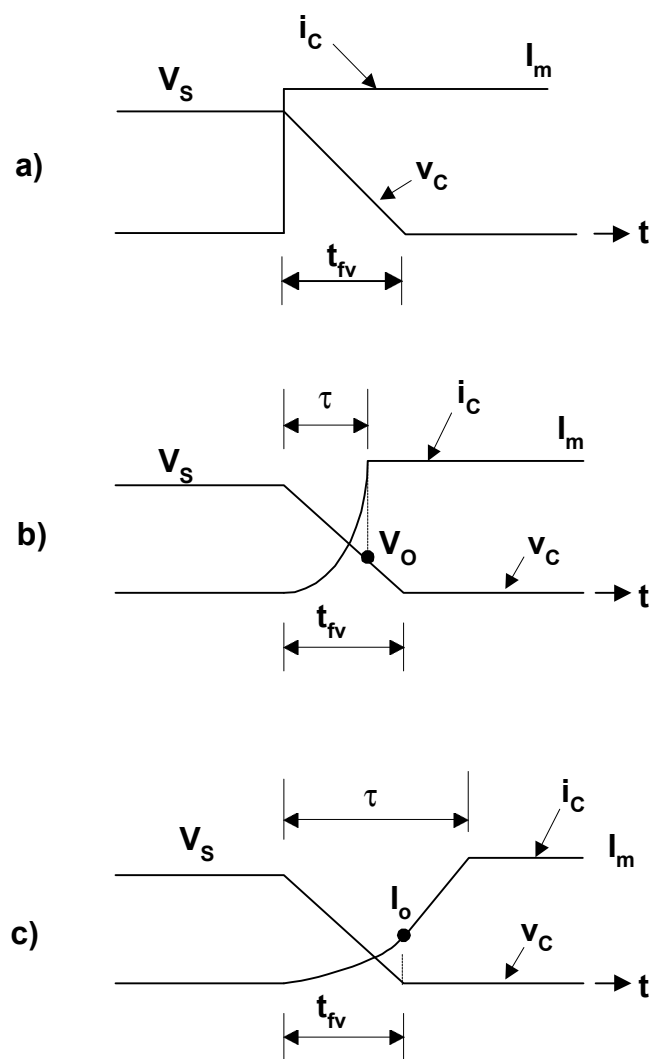


Figura 4.2 Formas de onda en el transistor durante el encendido según el valor de la inductancia L_S

Podemos encontrarnos nuevamente con tres posibles situaciones dependiendo del valor que tome la inductancia L_S , tal y como se indica en la figura anterior:

a) **La corriente de colector evoluciona hacia I_m instantáneamente** (L_S despreciable)

En este caso la evolución de la tensión (v_c) y corriente (i_c) en el interruptor coincidiría con las curvas indicadas en la figura 4.2(a). La energía disipada en el interruptor durante la conmutación será:

$$W = \frac{1}{2} \cdot V_S \cdot I_m \cdot t_{fv} \quad (4.1)$$

- b) **La corriente de colector alcanza el valor I_m transcurrido el tiempo τ .** (valor de L_S es reducido)

Durante el tiempo τ , la evolución de la corriente de colector (i_C) depende de la tensión de alimentación y de la que soporta el interruptor:

$$i_C = \int_0^t \frac{V_S - v_C(t)}{L_S} \cdot dt = \frac{V_S \cdot t^2}{2 \cdot L_S \cdot t_{fv}} \quad (4.2)$$

Transcurrido el tiempo τ la corriente i_C queda enclavada a I_m .

- c) **La corriente de colector alcanza el valor I_m transcurrido un tiempo τ superior a t_{fv} .** (valor de L_S es elevado)

En este caso el proceso de carga de la bobina L_S pasa por dos etapas. Durante el intervalo $0 < t < t_{fv}$ se carga soportando la tensión $V_S - v_C(t)$ ya que el transistor no está totalmente saturado. En la segunda etapa $t_{fv} < t < \tau$ el transistor está completamente saturado por lo que la bobina continúa cargándose hasta alcanzar la corriente I_m , la tensión a la que se ve sometida durante esta segunda etapa es precisamente la tensión de alimentación V_S . A partir de este momento el circuito queda enclavado con $i_C = I_m$, y $u_C = 0$ hasta que se provoque el bloqueo del interruptor.

Siguiendo el mismo proceso desarrollado ya en el apartado 3.2.2.c podemos determinar la evolución de la corriente a través de la bobina y del transistor:

$$i_C = i_{L_S} = \frac{1}{L_S} \cdot \int_0^t v_L \cdot dt = \frac{V_S \cdot t^2}{2 \cdot L_S \cdot t_{fv}} \quad \{0 < t \leq t_{fv}\} \quad i_C = \frac{V_S \cdot t_{fv}}{2 \cdot L_S} + \frac{V_S}{L_S} (t - t_{fv}) \quad \{t > t_{fv}\} \quad (4.3)$$

4.1.2 Análisis de pérdidas

A la vista de lo anteriormente expuesto podemos deducir que las expresiones calculadas para el snubber de tensión del tipo RCD son reproducibles en este caso sin más que sustituir el tiempo t_{fi} por t_{fv} , por lo que la energía que debe ser disipada por el conjunto transistor+snubber dependiendo del caso en que nos encontremos será:

- a) **La corriente de colector alcanza el valor I_m transcurrido el tiempo τ .** (valor de L_S es reducido)

$$W_T = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot V_S \cdot t_{fv} \cdot \left(1 - \frac{4}{3} \cdot k + k^2 \right) \quad (4.4)$$

siendo

$$k = \frac{t}{t_{fv}} \leq 1 \quad (4.5)$$

- b) **La corriente de colector alcanza el valor I_m transcurrido un tiempo τ superior a t_{fv} .** (valor de L_S es elevado)

$$W_T = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot V_S \cdot t_{fv} \cdot \left(\frac{k^2 - k + 1/3}{k - 1/2} \right) \quad (4.6)$$

siendo

$$k = \frac{t}{t_{fv}} > 1 \quad (4.7)$$

Como vemos son las mismas fórmulas que para el snubber de apagado, por lo que las **pérdidas totales mínimas** se obtendrán también cuando $k_{opt}=2/3$. El valor de inductancia que se obtiene es esas condiciones es:

$$L_{S\ opt} = \frac{2}{9} \cdot \frac{V_S \cdot t_{fv}}{I_m} \quad (4.8)$$

Como **conclusiones** podemos mencionar que :

1. La energía almacenada en la bobina se disipará en la resistencia R y en el diodo de libre circulación D durante el apagado del transistor. La potencia disipada en R será:

$$P_R = \frac{1}{2} \cdot L_S \cdot I_m^2 \cdot f_s \quad (4.9)$$

2. La resistencia se calcula para eliminar toda la energía de L_s durante el tiempo de apagado del interruptor, estimándose su valor en:

$$R = \frac{5 \cdot L_S}{t_{OFF\ min}} \quad (4.10)$$

3. El interruptor debe soportar en durante el transitorio de apagado una sobretensión debido a la descarga de la inductancia L_S sobre la resistencia R:

$$\Delta v_{CE} = V_S + I_m \cdot R \quad (4.11)$$

En la figura 4.3 se indican las trayectorias seguidas por la tensión y corriente en el interruptor durante el encendido, en función del valor de L_S seleccionado.

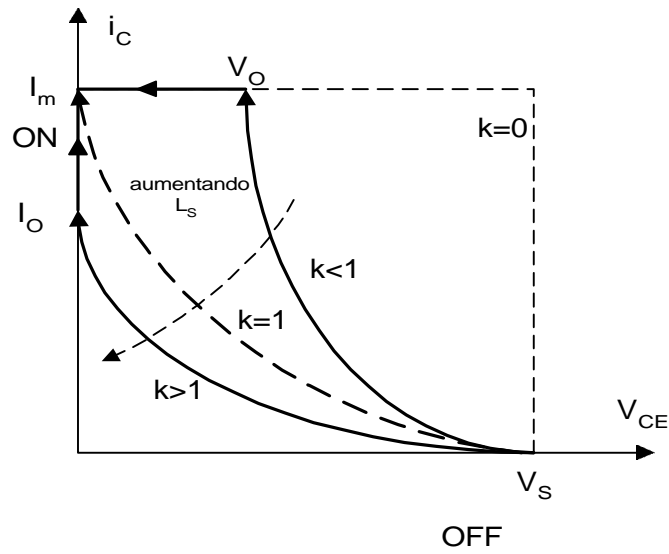


Figura 4.3 Trayectorias seguidas por la tensión y corriente en el transistor en función del valor de L_s

4.2 Snubber de corriente con inductancia saturable

El objetivo de un snubber de corriente (o de encendido) es lograr que la tensión del transistor disminuya a cero mientras la corriente de colector sea reducida. Este efecto puede conseguirse empleando una inductancia saturable:

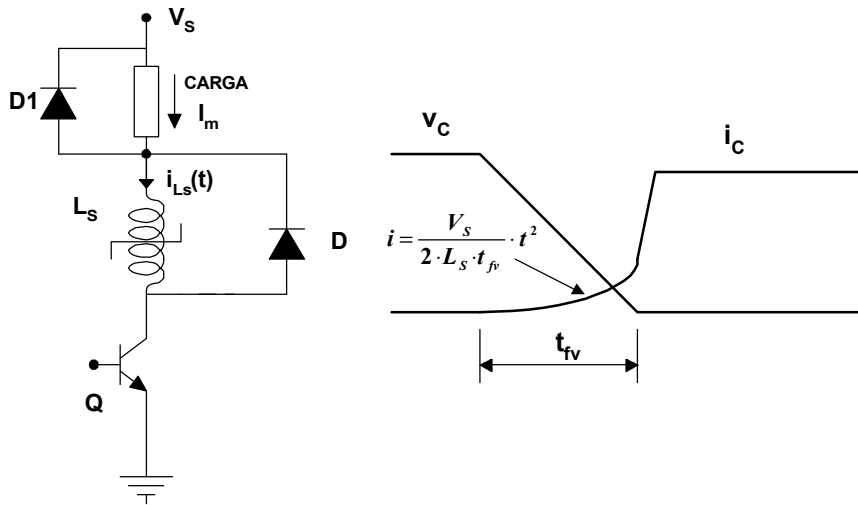


Figura 4.4 Snubber de encendido con inductancia saturable

La inductancia saturable del circuito se diseña de modo que alcance la saturación después que la tensión en el interruptor ha llegado a cero. Antes de la saturación, la inductancia presenta una elevada impedancia y solo fluye una pequeña corriente magnetizante. Una vez alcanzado el paso por cero de la tensión en el colector del transistor, la inductancia se saturará presentando una impedancia despreciable por lo que la evolución de la corriente hacia I_m será muy rápida. Se consigue de esta forma minimizar la presencia de corriente cuando el transistor soporta tensión y reducir las pérdidas en el circuito.

La curva de conmutación en este tipo de circuitos se aproxima notablemente a los ejes, lo que se traduce en bajas pérdidas de conmutación.

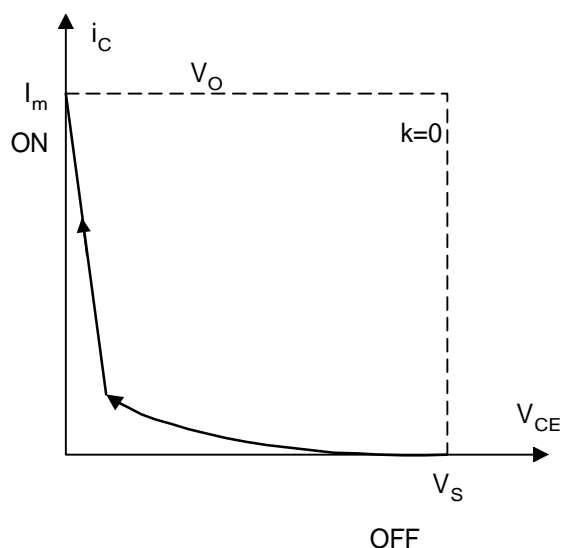


Figura 4.5 Trayectoria de la corriente y tensión en el interruptor del snubber con inductancia saturable.

5. SNUBBER UNIFICADO: DE ENCENDIDO Y APAGADO

Podemos plantearnos el incorporar el snubber de tensión RCD y corriente RLD en un solo snubber, tal y como se muestra en la figura 5.1

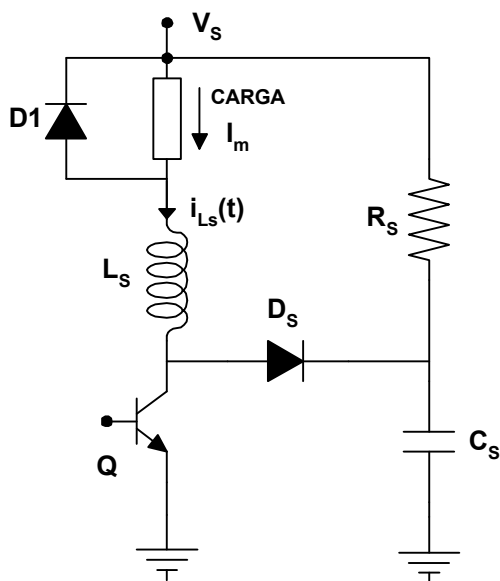


Figura 5.1 Snubber unificado

Los componentes de este circuito L_s , C_s , R_s se diseñan siguiendo los pasos anteriormente indicados para cada tipo de snubber considerado por separado. La potencia que ahora ha de disipar la resistencia R_s depende de la energía almacenada por los dos elementos reactivos, es decir:

$$P_{R_s} = \frac{1}{2} \cdot (L_s \cdot I_m^2 + C_s \cdot V_s^2) \cdot f_s \quad (5.1)$$

6. SNUBBERS NO DISIPATIVOS

Como hemos visto hasta el momento los snubbers disipativos modifican la evolución de la tensión y corriente en el interruptor mediante el almacenamiento temporal de energía en elementos reactivos como, condensador o bobina. Esta energía posteriormente se disipa en una resistencia. Cuando el circuito trabaja en altas frecuencias las pérdidas generadas pueden llegar a ser inaceptables, desaconsejando el uso de los snubbers disipativos.

Una posible alternativa a estos circuitos la encontramos en los snubbers no disipativos. Podríamos definirlos básicamente como aquellos circuitos que reciclan la energía en ellos almacenada devolviéndola a la fuente de entrada, a la carga o manteniéndola en circulación hasta el comienzo del siguiente ciclo.

Los principios básicos de los snubbers no disipativos coinciden en general con los mencionados anteriormente para los disipativos. Aunque son numerosas las topologías que has sido desarrolladas en este campo, nos centraremos en algunos ejemplos donde no se incluyen elementos activos, como transistores.

6.1 Snubber no disipativo de tensión

El circuito que se muestra a continuación esta pensado para controlar la evolución de la tensión en el interruptor, no permitiendo el enclavamiento de la misma.

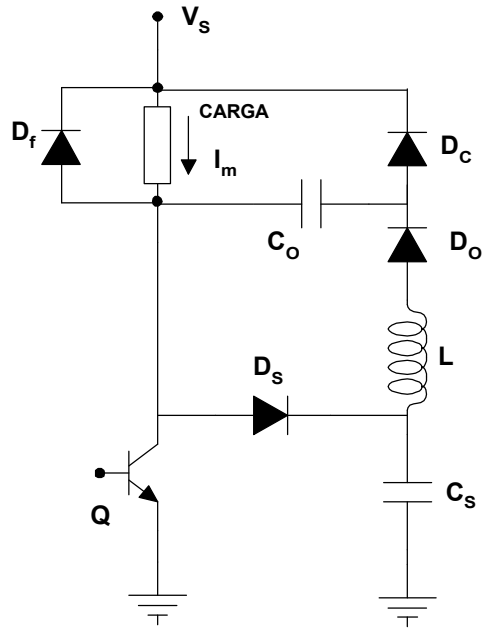


Figura 6.1 Snubber de tensión no disipativo

Comenzaremos el análisis del circuito cuando el *transistor entra en conducción*. Las condiciones iniciales de las que partimos son: condensador C_o y la bobina L descargados, mientras que el condensador C_s esta cargado a la tensión de alimentación V_s . El circuito que muestra esta situación lo tenemos en la figura 6.2.

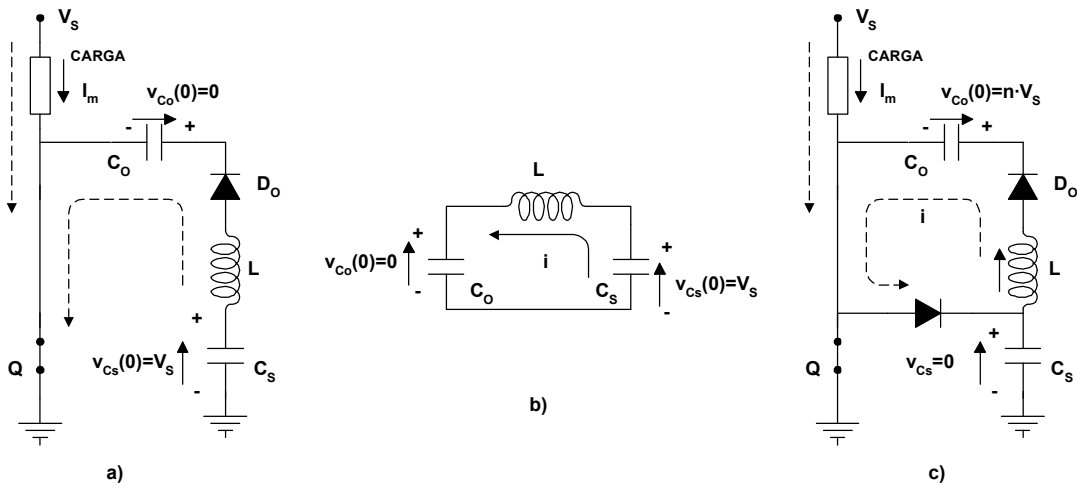


Figura 6.2 Etapas durante el encendido del transistor

Inicialmente nos encontramos con que los diodos D_f , D_C y D_S están polarizados inversamente por lo que resolviendo el circuito resonante de la figura 6.2(b) obtendremos la evolución de la corriente a través de la bobina y de los dos condensadores:

$$i = \frac{V_s}{Z} \cdot \sin(\omega t) \quad (6.1)$$

donde

$$Z = \sqrt{\left(1 + \frac{1}{n}\right) \cdot Z_o} \quad (6.2)$$

$$\omega = \sqrt{\left(1 + \frac{1}{n}\right) \cdot \omega_o} \quad (6.3)$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_o}} \quad (6.4)$$

$$n = \frac{C_s}{C_o} \quad (6.5)$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_o}} \quad (6.6)$$

La tensión en el condensador C_s decrece según la expresión:

$$v_{C_s} = V_s \left(1 - \frac{1}{1+n} \cdot (1 - \cos(\omega t)) \right) \quad (6.7)$$

mientras que la tensión en el condensador C_0 aumenta de acuerdo con la ecuación:

$$v_{C_0} = \frac{V_S \cdot n}{1+n} \cdot (1 - \cos(\omega t)) \quad (6.8)$$

De la ecuación (6.7) se deduce una importante condición de diseño: **para que el condensador C_S se descargue totalmente**, el parámetro n ha de ser menor o igual a la unidad.

$$n \leq 1$$

Si $n \leq 1$, C_S se descargará hasta alcanzar cero voltios quedando enclavado a ese valor por la presencia del diodo D_S , mientras que C_0 continua cargándose hasta que la corriente por la bobina se anule. La evolución de la corriente durante esta última etapa definida por el circuito equivalente de la figura 6.2(c) puede expresarse como:

$$i = \frac{V_S}{Z_0} \cdot \sin(\omega_0 t + f) \quad f = -\tan^{-1} \sqrt{\frac{1-n^2}{n}} \quad (6.9)$$

La tensión final alcanzada por el condensador C_0 es:

$$V_{C_0(MAX)} = \sqrt{n} \cdot V_S \quad (6.10)$$

En la figura 6.2 se muestran las evoluciones de la corriente y la tensión en los dos condensadores.

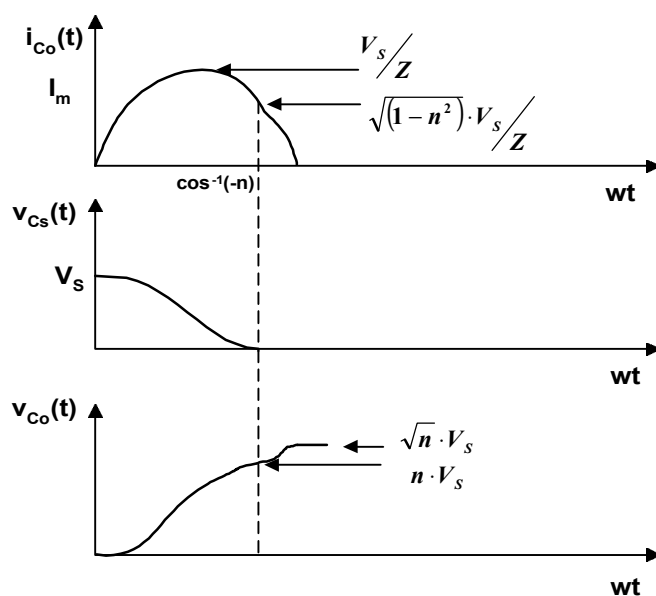


Figura 6.3 Evolución de la corriente y la tensión en los condensadores C_0 y C_s

Transcurrido el tiempo de conducción del transistor, entramos en el *proceso de apagado*. Supondremos como en los casos anteriores que la corriente en el transistor evoluciona linealmente hacia cero durante el tiempo t_{fi} . La transferencia de energía durante el proceso de apagado sigue la evolución indicada por las flechas en la figura 6.4

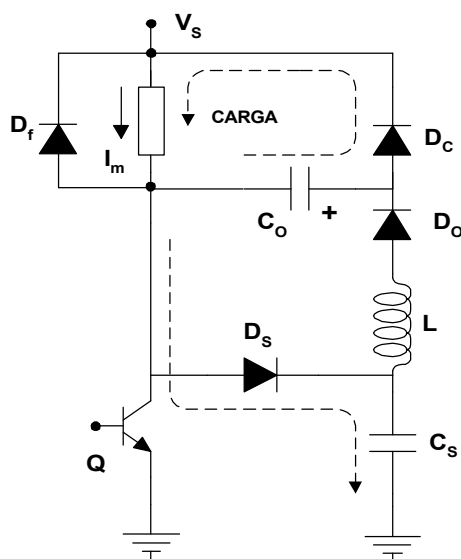


Figura 6.4 Evolución de la corriente en los condensadores

Durante el tiempo t_{fi} el circuito evolucionará por tres etapas que describiremos a continuación:

- Etapa I

Inicialmente D_C no conduce puesto que al estar C_S descargado la tensión anodo-catodo en dicho diodo es negativa. Por lo tanto tenemos al condensador C_S cargándose a través del diodo D_S tal y como se estudió en el apartado 3.2.2.b. D_C entrará en conducción y provocará el paso a la etapa II cuando la tensión en $C_S = (1-\sqrt{n}) \cdot V_S$, mientras tanto, C_O se mantiene con la tensión $(\sqrt{n}) \cdot V_S$. La evolución de la tensión en C_S es la siguiente:

$$V_{C_S} = \frac{I_m}{2 \cdot C_S} \cdot t^2 \quad (6.11)$$

Etapa II

D_C entra en conducción por lo que el condensador C_O comienza a descargarse sobre la carga, mientras que C_S continua aumentando su tensión. El circuito equivalente se muestra en la figura 6.4.

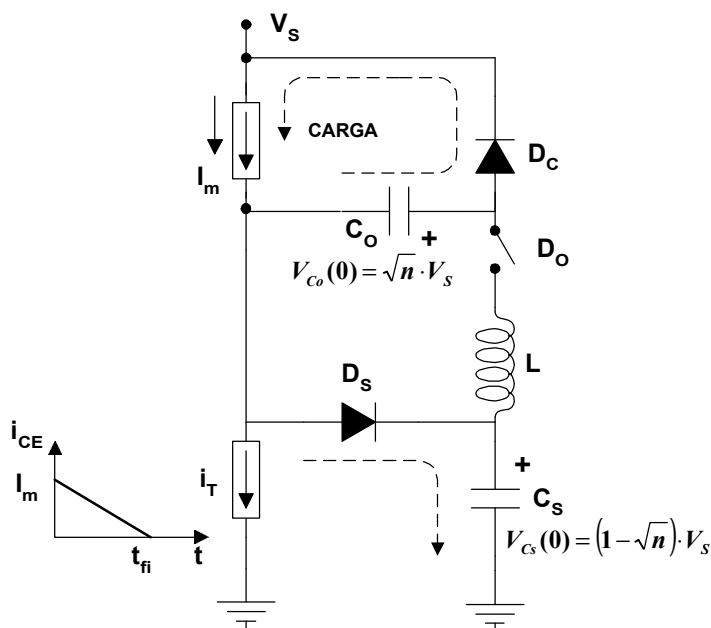


Figura 6.5 Circuito equivalente de la etapa II

Las condiciones que han de satisfacerse en este caso son:

$$V_s = v_{C_s} + v_{C_o} \quad (6.12)$$

$$I_m = i_{C_o} + i_{C_s} + \left[I_m \cdot \left(1 - \frac{t}{t_{fi}} \right) \right] \quad (6.13)$$

siendo t_o el tiempo que dura la etapa I y t_{fi} el tiempo que tarda en extinguirse la corriente (i_T) en el transistor. Las evoluciones de la tensión y corriente que resultan válidas en esta etapa son:

$$v_{C_s} = \frac{n}{n+1} \cdot \frac{I_m}{C_s} \cdot \left[\frac{t^2 - t_o^2}{2 \cdot t_{fi}} \right] + (1 - \sqrt{n}) \cdot V_s \quad (6.14)$$

$$i_{C_s} = \frac{n}{n+1} \cdot I_m \cdot \frac{t}{t_{fi}} \quad (6.15)$$

$$i_{C_o} = \frac{i_{C_s}}{n} \quad (6.16)$$

Una vez que el condensador C_o esté descargado totalmente, la tensión en C_s continuará aumentando hasta alcanzar el valor V_s de igual forma a como sucedía en el apartado 3.2.2.b . La situación final de la etapa la tendremos con C_o descargado, C_s cargado a la tensión V_s y el diodo D_f conduciendo la corriente procedente de la carga I_m .

Etapla III

Si el condensador C_s no ha alcanzado la tensión V_s antes de que la corriente a través del transistor pase por cero, entraremos en la etapa III. El circuito equivalente válido en situación se muestra en la figura 6.6.

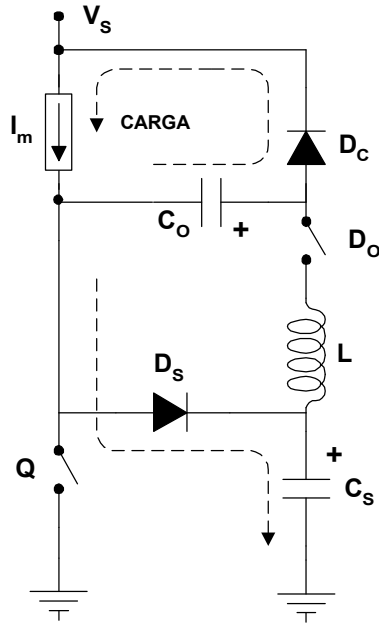


Figura 6.6 Circuito equivalente de la etapa III

C_0 continuará descargándose a través de D_C hasta que la tensión en él sea cero mientras que C_S se cargará a la tensión V_S con lo que el diodo D_f finalmente conducirá la corriente de la carga I_m .

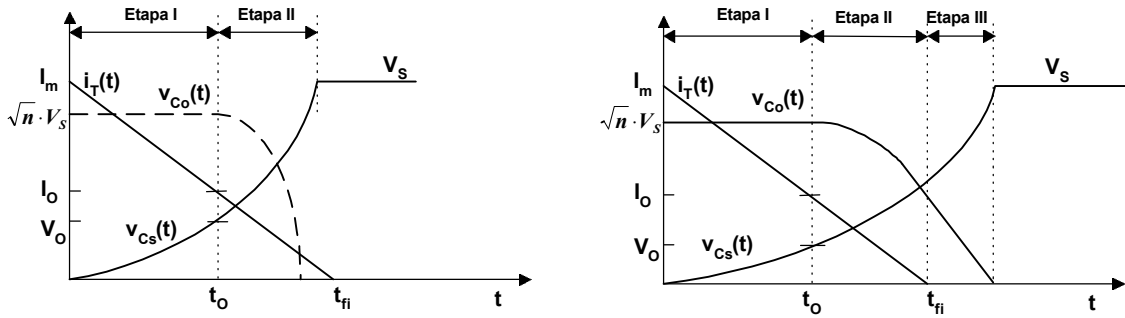


Figura 6.7 Evolución temporal de la corriente en el transistor y las tensiones en los condensadores C_S y C_0

Las condiciones que definen esta etapa son:

$$V_s = v_{C_s} + v_{C_o} \quad (6.17)$$

$$I_m = i_{C_o} + i_{C_s} \quad (6.18)$$

de donde se deduce que

$$i_{C_s} = \frac{n}{n+1} \cdot I_m \quad (6.19)$$

$$i_{C_o} = \frac{i_{C_s}}{n} \quad (6.20)$$

Puesto que la energía almacenada por los condensadores se recupera sin que sea disipada en ningún elemento resistivo, el circuito no presenta una limitación en cuanto a poder utilizar valores elevados en los condensadores, y cuanto mayor sean estos, menores pérdidas aparecerán durante el apagado. El problema se presenta debido a que con niveles de corriente bajos en la carga, el tiempo de descarga del condensador C_o puede ser elevado limitando el correcto funcionamiento del snubber.

6.2 Snubber no disipativo de corriente

El principio básico de funcionamiento de un snubber de corriente consiste en almacenar energía en una bobina durante la entrada en conducción del interruptor para de esta forma controlar la evolución de la corriente que circula por él. Los snubbers no disipativos tienen por lo tanto el mismo principio de funcionamiento que sus homólogos disipativos, también incorporan una bobina en serie con el transistor para realizar el mencionado control de la evolución de la corriente en él durante su entrada en conducción. La particularidad que diferencia a unos de otros es que los snubbers de corriente no disipativos transfieren la energía almacenada en la bobina a la carga o a la fuente de entrada en cada ciclo, en vez de disiparla en una resistencia como ocurre con los disipativos.

Aunque son varias las posibles topologías que cumplen con la función de suavizar la evolución de la corriente en el transistor, a modo de ejemplo analizaremos la indicada en la figura 6.8.

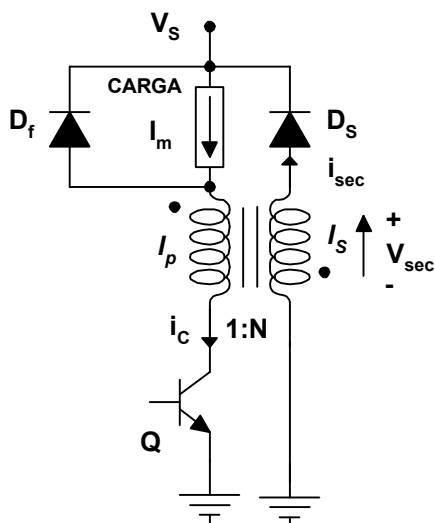


Figura 6.8 Snubber de corriente no disipativo

Uno de los métodos más sencillos para recuperar la energía de una bobina consiste en incorporar en el dispositivo magnético un devanado adicional (fig. 6.8). Esto nos permite enviar por medio del segundo devanado la energía almacenada en el primario a cualquier punto del circuito y controlar la sobretensión en el interruptor mediante la relación de espiras y la tensión sobre la que se descarga el inductor.

El diseño de este tipo de snubber es sencillo, la bobina en serie con el interruptor se diseña de igual forma que se analizó en el apartado 4. Cuando se produce el apagado del transistor comenzará a circular corriente por el secundario, puesto que el flujo en el núcleo magnético no puede sufrir variaciones bruscas. El devanado secundario devuelve la energía almacenada en la bobina del primario a la entrada, a través del diodo D_s para evitar la circulación de corriente en sentido contrario.

La selección de la relación de espiras entre primario y secundario N determinará la tensión que ha de soportar el transistor durante el tiempo de apagado:

$$V_{CE} = V_S \cdot \left(1 + \frac{1}{N}\right) \quad (6.21)$$

La relación de transformación deberá ser elevada para minimizar el rango de tensión máxima en el transistor. Por otra parte durante la conducción del transistor se induce en el secundario la tensión $N \cdot V_S$. El diodo D_S , a través del cual se conduce la corriente por el secundario, deberá soportar una tensión inversa de:

$$V_D = V_S \cdot (1 + N) \quad (6.22)$$

Por lo tanto si tratamos de reducir la tensión máxima en el transistor aumentando N , aumentaremos la tensión máxima de bloqueo en el diodo y vice versa.

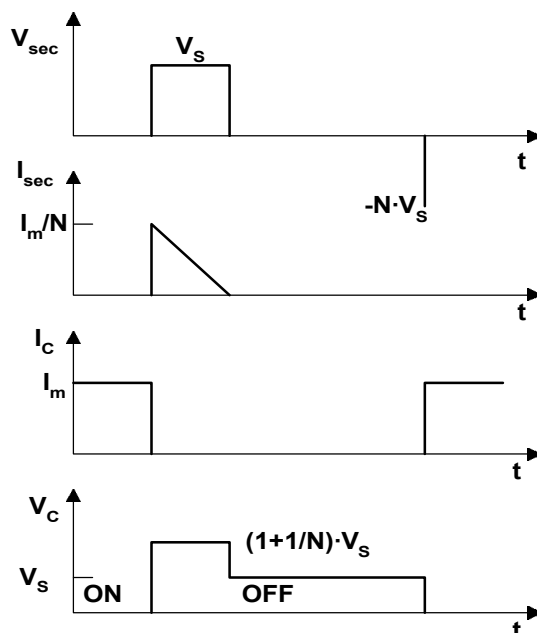


Figura 6.9 Formas de onda en el snubber de corriente no disipativo

A las ya mencionadas restricciones respecto al diseño de la relación de transformación N , hemos de añadir una nueva como consecuencia del tiempo requerido para la descarga de energía almacenada en la bobina del primario a través del secundario. Tengamos en cuenta que durante el tiempo que circula corriente por el secundario, la tensión a la que se ve sometido dicho devanado es la tensión de alimentación V_S , por lo tanto de $v = L \cdot di/dt$ deducimos que la evolución de la corriente será lineal y decreciente desde un valor I_m/N hasta cero.

Si hacemos el balance energético, energía almacenada en el primario=energía devuelta a través del secundario, podremos deducir el tiempo (t_{ft}) necesario para resetear el núcleo magnético, es decir el tiempo necesario para devolver a la fuente de alimentación de entrada toda la energía que se almacenó en la bobina del primario durante la conducción del transistor.

$$\frac{1}{2} \cdot l_p \cdot I_m^2 = V_S \cdot \frac{I_m}{N} \cdot \frac{t_{ft}}{2} \Rightarrow t_{ft} = l_p \cdot \frac{I_m}{V_S} \cdot N \quad (6.23)$$

A la vista de la expresión anterior podemos decir que cuanto menor sea la relación de transformación N menor será el tiempo empleado en la descarga de la bobina l_p a través del secundario y mayor podrá ser la frecuencia de conmutación del transistor. En el análisis se supone que el tiempo de caída de la corriente en el colector es despreciable comparado con la descarga del núcleo magnético. La conclusión que podemos obtener en cuanto a la selección de la relación de transformación N es que se ha de acudir a una solución de compromiso que dependerá de cada caso en concreto.

El mayor problema que podemos encontrarnos en este tipo de snubber es la presencia la inductancia de dispersión entre primario y secundario. Esta inductancia puede causar elevados picos de tensión en el interruptor. Este tipo de snubber ha sido utilizado

eficientemente con convertidores de alta potencia donde los tiempos de subida y bajada son altos incluyéndose también un snubber de tensión.

6.3 Snubber no disipativo unificado

Finalmente podríamos pensar en fundir los snubbers de tensión y corriente no disipativos para aprovechar las ventajas de cada uno de ellos durante las transiciones de apagado y encendido respectivamente. En la figura adjunta se muestra una posible alternativa de snubber unificado y los caminos a través de los cuales se libera la energía almacenada en el snubber.

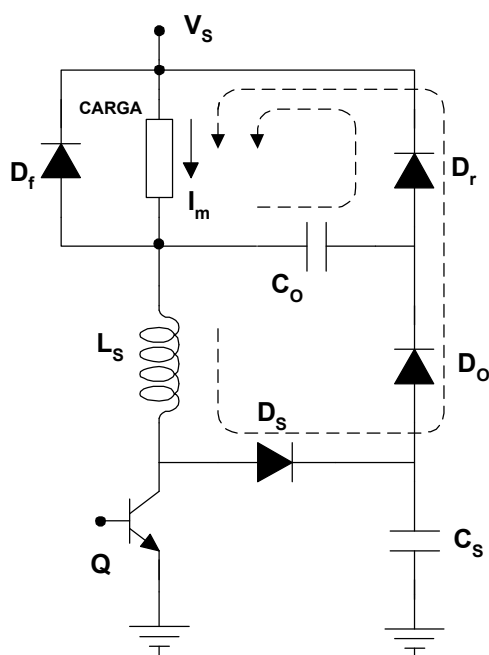


Figura 6.10 Snubber unificado no disipativo

Se puede observar (fig. 6.10) como el condensador C_o y la bobina L_s transfieren la energía en ellos almacenada de forma paralela, quedando la bobina sometida a la tensión v_{C_o} . A medida que C_o se descarga, la tensión en L_s decrece hasta llegar a cero, momento en el que la carga queda cortocircuitada por el diodo de libre circulación.

7. BIBLIOGRAFÍA

7.1 Textos

- [1] *NED MOHAN, TORE M. UNDELAND y WILLIAM P. ROBBINS.*
Power Electronics: Converters, Applications and Design.
John Wiley and Sons. 1989.

- [2] *JOHN G. KASSAKIAN, M.F. SCHLECHT y G.C. VERGHESE.*
Principles of Power Electronics.
Addison-Wesley Publishing Company. 1991.

- [3] **B. W. WILLIAMS**
Power Electronics, Devices, Drivers, Applications and Passive Components.
Macmillan Press LTD, 1987

- [4] *M. H. RASHID.*
Power Electronics: Circuits, Devices and Applications.
Prentice-Hall, Inc., 1988.

- [5] **RUDOLF P. SEVERNS y GORDON E. BLOOM**
Modern Dc to Dc Switchmode Power Converter Circuits.
E. J. Bloom Associates Inc., 1985

- [6] *P. R. K. CHETTY.*
Switch-Mode Power Supply Design.

- [7] **S.A. GUALDA, S. MARTÍNEZ y P.M. MARTÍNEZ.**
Electrónica Industrial: Técnicas de Potencia.
Editorial Marcombo. 1992.

7.2 Artículos y Seminarios

- [8] UNITRODE
Product & Applications Handbook, 1993/1994
- [9] LLOYD H. DIXON Jr.
Power Supply Design Seminar,
UNITRODE, 1990
- [10] SAM BEM-YAAKOV Y GREGORY IVENSKY
Passive Lossless Snubbers for High Frequency PWM Converters
Seminario impartido en Applied Power Electronics Conference and Exposition,
APEC'99
- [11] CHING-JUNG TSENG Y CHERN-LIN CHEN
Passive Lossless Snubber dor dc/dc Converters
Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'98, pp: 1049-1054
- [12] RAY L. LIN, YIQING ZHAO Y FRED C. LEE
Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber
Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'98, pp: 1063-1069
- [13] MILAN M. LOVANOVIC Y YUNGTAEK JANG
A New, Soft-Switched Boost Converter with Isolated Active Snubber
Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'98, pp: 1084-1090
- [14] CHARL G. STEYN
Analysis and Optimization of Regenerative Linear Snubbers
IEEE Transactions on Power Electronics vol. 4, n°:3,July 1989

- [15] GUICHAO HUA Y FRED C. LEE
Soft-Switching PWM Techniques and their Applications
European Power Electronics and Applications, EPE'93, pp: 87-92
- [16] Y. ZHU
Soft switched PWM Converters with Low Commutation Loss Usign an Active
Snubber
Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'99, pp: 589-595
- [17] D. H. LEE, F. C. LEE
Novel Zero-Voltage-Transition and Zero-Current-Transition Pulse-Width-
Modulation Converters
Power Electronics Specialists Conference PESC'97, pp:233-239
- [18] S. R. SANDERS, A. WU
Active Clamp Circuits for Switchmode Regulators Supplying Microprocessor Loads
Power Electronics Specialists Conference PESC'97, pp:1179-1185
- [19] D. WENG, MATSUSHITA
A low-Current-Stress ZVT PWM Dc-Dc Converter Using a Saturable Core Reactor
Power Electronics Specialists Conference PESC'97, pp:1408-1414
- [20] K. M. SMITH, K. SMEDLEY
Lossless, Passive Soft Switching Methods for Inverters and Amplifiers
Power Electronics Specialists Conference PESC'97, pp:1431-1439