

# Capítulo 1

## Llaves completamente controlables mediante electrodo de comando

### 1.1. Introducción

En los convertidores de potencia implementados con tiristores como llaves basta con determinar el momento de encendido de cada dispositivo. El apagado se produce al llevar la corriente de carga a cero, ya sea por una disminución de la carga o por el encendido de otro tiristor que, de acuerdo a las condiciones del circuito, toma la corriente de carga del primer tiristor, que naturalmente se apaga. Este proceso está descrito en el Capítulo 3 y es típico en los convertidores alimentados con tensión alterna que además basan su funcionamiento en las inversiones de polaridad de la misma (convertidores conmutados por la red de *CA*)

Los convertidores que funcionan a partir de fuentes de tensión continua (inversores, convertidores *DCDC*) requieren por el contrario llaves electrónicas capaces de cortar una corriente distinta de cero en el instante conveniente para la operación del circuito. El electrodo de comando (como el gate del tiristor) debe poder ser utilizado para este propósito. Llamaremos a estos dispositivos llaves completamente controlables mediante electrodo de comando o simplemente "llaves apagables".

### 1.2. Llave apagable básica

En prácticamente todos los convertidores prácticos las llaves empleadas tienen las siguientes características básicas:

- 1) Tres conexiones o electrodos, dos de potencia y uno de comando.
- 2) Capacidad de bloqueo de la tensión continua de trabajo del convertidor con una sola polaridad, que llamamos positiva y que define los electrodos de potencia como positivo y negativo.
- 3) Conducción comandable en un solo sentido que definimos como positivo, y que coincide con el sentido de positivo a negativo definido por la capacidad

de bloqueo de tensión del dispositivo. La corriente que eventualmente circula en este sentido puede ser conectada o cortada mediante el electrodo de comando.

4) Señal de comando aplicada entre el electrodo de comando y el electrodo negativo.



### Bloqueo inverso y conducción inversa

En la mayor parte de las aplicaciones e implementaciones el dispositivo incluye además conducción no controlada en sentido inverso. Esto permite que sea utilizado en aplicaciones donde no se produce polarización en sentido inverso (figura 1.1 a) y en las que cuando se produce se requiere que haya conducción (figura 1.1 b).

Hay aplicaciones en que se requiere llaves apagables con capacidad de bloqueo en sentido inverso, como los llamados inversores desde fuente de corriente (CSI - *Current Source Inverters*). Estos inversores se emplean en aplicaciones de alta potencia y se implementan con dispositivos que tienen caracterizado el bloqueo inverso (figura 1.1 a), como algunos tipos de GTO (Capítulo 5) o mediante un diodo en serie con una llave que sí tiene conducción inversa (figura 1.1 c).

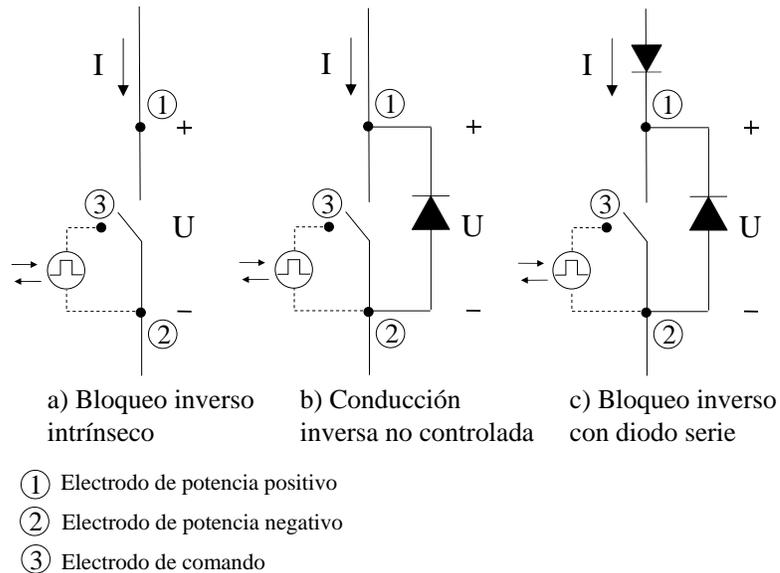


Figura 1.1: Llave apagable básica



### 1.3. Conmutación con carga inductiva limitada en tensión

La carga cuya corriente debe ser controlada por la llave apagable es, la mayor parte de las aplicaciones, lo que se llama "carga inductiva limitada en tensión por una fuente de tensión de impedancia interna cero". La expresión en inglés es "clamped inductive load". En este texto, exclusivamente por comodidad y sin pretender que sea idiomáticamente correcta, utilizaremos la expresión "carga inductiva clampeada" para referirnos a este tipo de carga. Su caracterización se presenta mediante dos configuraciones de convertidores usuales.

#### 1. Inversor de salida sinusoidal - Carga inductiva clampeada I

Consideremos la rama de inversor controlado por PWM (pulse width modulation) de la figura 1.2. Abriendo y cerrando las llaves  $Q_1$  y  $Q_2$  alternadamente, se puede generar entre A y N una tensión alterna con valor de fundamental controlado y eliminación o atenuación de un cierto número de armónicos. La carga del inversor se conecta a los puntos A y N. La tensión generada  $U_{AN}(t)$  se muestra en la figura 1.2. En gran parte de las aplicaciones, como por ejemplo alimentación controlada de motores de inducción o generación de tensión alterna sinusoidal para energía eléctrica auxiliar (UPS de salida sinusoidal) la carga del inversor puede modelarse en cada fase como una inductancia en serie seguida de una FEM sinusoidal (la FEM del motor o la tensión de salida del inversor sobre un condensador de filtro). Las llaves  $Q_1$  y  $Q_2$  se prenden y apagan de manera de cambiar la polaridad de la tensión  $U_{AN}(t)$  (que puede valer sólo  $U_d/2$  ó  $-U_d/2$ ) un número de veces relacionado con la cantidad de armónicos a eliminar (figura 1.3). En particular, si en un período de la fundamental generada se hace cambiar la polaridad de  $U_{AN}(t)$   $4n$  veces, ajustando los instantes de inversión de polaridad se puede determinar la amplitud y frecuencia de la fundamental generada y eliminar o atenuar  $n - 1$  armónicos.

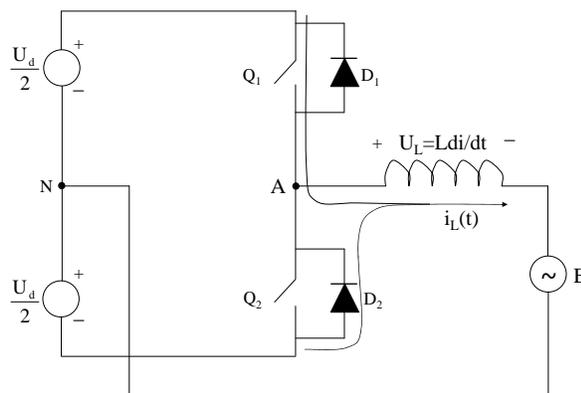


Figura 1.2: Rama de inversor PWM con carga inductiva - Esquema

Con la carga L - E la corriente es prácticamente una senoide de frecuencia igual a la fundamental  $f$  de la tensión generada y con un rizado superpuesto

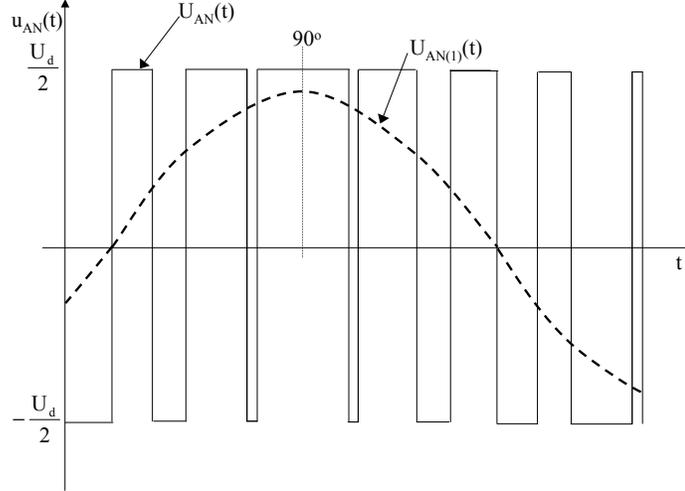


Figura 1.3: Tensión de salida de rama de inversor PWM de la figura 1.2

de frecuencia fundamental  $p * f$  (figura 1.4), siendo  $p$  el número de veces que la llave  $Q_1$  y  $Q_2$  prenden en un período de la tensión fundamental generada.

Con esta forma de onda de la corriente, la misma prácticamente nunca cambia de sentido durante el proceso de prendido o apagado de las llaves.

Si  $p * f \gg f$ , se puede incluso suponer que la corriente cambia muy poco entre un encendido y un apagado consecutivos de la llave.

Normalmente  $p * f$ , que llamamos frecuencia base de la modulación por ancho de pulso (PWM) es entre 10 y 1000 veces la fundamental, lo cual justifica la suposición.

Analicemos el comportamiento de las llaves alrededor de los instantes  $\tau_1$  y  $\tau_2$  señalados en la figura 1.4. Antes de  $\tau_1$  la llave  $Q_1$  está prendida y la corriente  $i_L$  tiene el sentido positivo indicado en la figura 1.2, es decir, saliente del punto  $A$ . La corriente está circulando por  $Q_1$ . En  $\tau_1$  se genera el comando de apagado de  $Q_1$  y el de prendido para  $Q_2$ . Como el sentido de la corriente no cambia (lo mantiene la  $L$ ) la corriente sigue circulando enteramente por  $Q_1$ , porque no tiene otro camino.  $Q_1$  se está apagando y por lo tanto se está creando una tensión rápidamente creciente entre sus bornes de potencia, la tensión de bloqueo. Cuando esta tensión llega aproximadamente a  $U_d + U_F$  (donde  $U_F$  es la caída de tensión de un diodo en conducción), el potencial del punto  $A$  llega a un valor  $-(U_d/2 + U_F)$  y el diodo  $D_2$  se polariza en directo. En ese momento se produce la conmutación de la corriente de salida de  $Q_1$  a  $D_2$ ; a partir de allí toda la corriente pasa por  $D_2$ .

Se concluye que:

**I. Al aplicársele comando de apagado, la tensión en los terminales de potencia de la llave  $Q_1$  sube y además  $Q_1$  mantiene toda la corriente de carga hasta que la tensión llegue al valor final de bloqueo ( $U_d + U_F$ ), impuesta por el circuito.**

### 1.3. CONMUTACIÓN CON CARGA INDUCTIVA LIMITADA EN TENSIÓN<sup>5</sup>

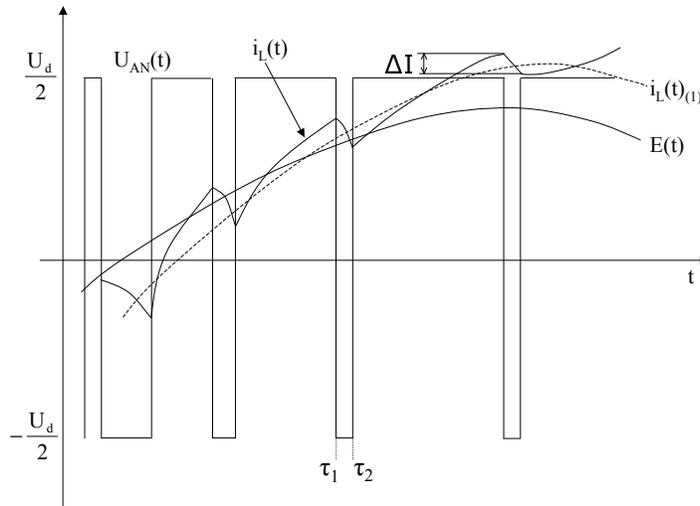


Figura 1.4: Rama de inversor PWM con carga inductiva - Formas de onda de tensión y corriente

En el instante  $\tau_2$ , con la corriente  $i_L(t)$  pasando por  $D_2$  y con  $Q_1$  bloqueando  $U_d + U_F$  en directo, se aplica comando de encendido a  $Q_1$ .

La corriente  $i_L(t)$  empieza a conmutar de  $D_2$  a  $Q_1$ . El potencial de  $A$  permanece en aproximadamente  $-U_d/2$  (estrictamente en  $-(U_d/2 + U_F)$ ) mientras  $D_2$  conduce. Recién cuando toda la corriente  $i_L(t)$  pasa a ser conducida por  $Q_1$ ,  $Q_2$  se polariza en inverso y el potencial de  $A$  sube hasta que la tensión inversa del diodo llega a  $(U_d + U_F)$ . La tensión sobre  $Q_1$  baja de  $(U_d + U_F)$  al valor de conducción.

Se concluye que:

**II. Al aplicársele comando de encendido, la corriente por  $Q_1$  sube y además la tensión sobre  $Q_1$  se mantiene en el valor de bloqueo impuesto por el circuito, en este caso  $(U_d + U_F)$ , hasta que la corriente de carga  $i_L(t)$  circula en su totalidad por  $Q_1$ .**

Tanto en el encendido como en el apagado la tensión sobre la llave y la corriente sobre la misma llegan simultáneamente a sus valores máximos impuestos por el circuito. El comportamiento sintetizado en *I.* y *II.* corresponde una llave conectando y desconectando lo que llamaremos una “carga inductiva clampeada”.

## 2. Convertidor *DC/DC* tipo boost - Carga inductiva clampeada II

La figura 1.5 representa un convertidor *DCDC* tipo “boost” o chopper elevador. La llave controlable se prende y apaga con un período  $T$ . Convierte una tensión  $U_d$  en una tensión mayor  $U_o$ , controlada por el ciclo de trabajo



## 6CAPÍTULO 1. LLAVES COMPLETAMENTE CONTROLABLES MEDIANTE ELECTRODO DE COMANDO

$\delta = (\text{tiempo de conducción de } Q \text{ en cada período})/(\text{Período } T)$ .

La figura 1.6 muestra las formas de onda de la tensión sobre la llave y de la corriente sobre la inductancia, así como la deducción de la transferencia del circuito.

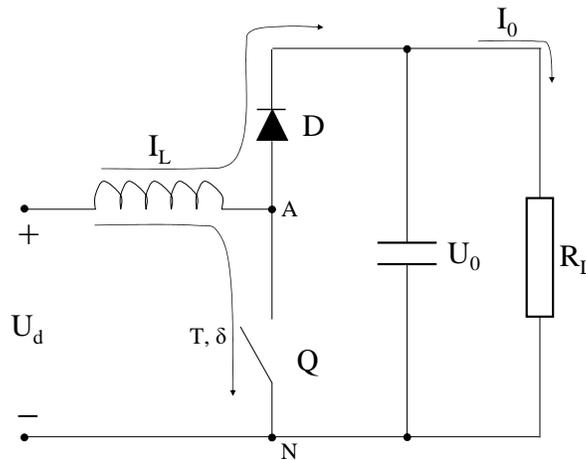


Figura 1.5: Convertidor DCDC tipo "boost" - Esquema

La corriente de entrada  $i_L(t)$  circula por la llave encendida un tiempo  $\tau$ . Al recibir  $Q$  el comando de apagado la tensión  $U_{AN}$  crece, pero la corriente mantenida por la inductancia sigue circulando enteramente por  $Q$ . Recién cuando la tensión  $U_{AN}$  llega a un valor  $U_o + U_F$  el diodo se polariza en directo y se produce la conmutación de la corriente de  $Q$  a  $D$ . Cuando  $Q$  vuelve a prender, comienza la conmutación de corriente de  $D$  a  $Q$ . La corriente por la llave crece, pero la tensión se mantiene en  $U_o + U_F$  (o  $U_o$  si se considera un diodo ideal) mientras haya corriente por el diodo. Recién cuando la corriente del diodo se anula y toda la corriente  $i_L(t)$  circula por  $Q$ , el diodo se polariza en inverso y la tensión  $U_A$  sobre  $Q$  cae al valor de conducción. Aquí también, tanto en el encendido como en el apagado, hay un instante en la conmutación en que la llave conduce la totalidad de la corriente teniendo entre sus electrodos de potencia la tensión que debe bloquear de acuerdo al circuito externo.

La mayor parte de las llaves apagables de los convertidores trabajan con este tipo de carga. Por lo tanto, para estudiar el funcionamiento de llaves apagables por electrodo de comando reales, alcanza con emplear el modelo de la figura 1.7.

Durante la conmutación (prendido o apagado) se puede considerar ~~la corriente~~ como proveniente de una fuente de corriente, ya que es sostenida por una inductancia, y la tensión fija como proveniente de una fuente de tensión. El diodo con el cual la llave conmuta la corriente queda en paralelo con la fuente de corriente, con el cátodo a la tensión  $U_d$ .

#### 1.4. FORMAS DE ONDA Y POTENCIA DISIPADA EN LA LLAVE. RELACIÓN CON “RATINGS” Y “CARACTERÍSTICAS”

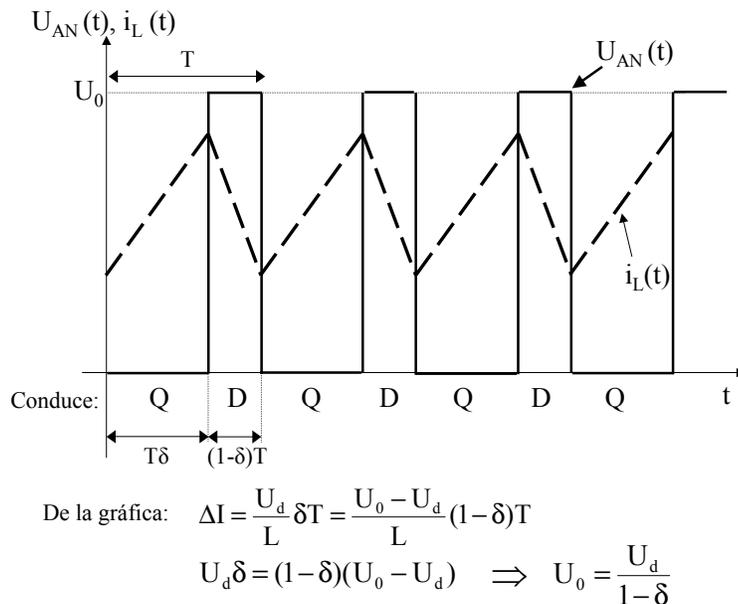


Figura 1.6: Convertidor DCDC tipo “boost” - Formas de onda y transferencia

#### 1.4. Formas de onda y potencia disipada en la llave. Relación con “Ratings” y “Características”

Las tensiones de bloqueo y las corrientes de conducción en las llaves reales están limitadas por valores llamados “ratings” en las hojas de datos, valores que dependen del uso y de diversas condiciones. Existen además dos limitaciones importantes relacionadas con la conmutación: *la temperatura*, que depende de la potencia disipada en el dispositivo y *la zona de operación segura*, que comprende los puntos en un diagrama Corriente-Tensión en los cuales el dispositivo puede funcionar en forma permanente o transitoria sin dañarse. La característica principal de la conmutación inductiva clampeada es la ocurrencia simultánea de tensiones y corrientes máximas de acuerdo al circuito, lo cual supone por un lado una contribución adicional a la potencia disipada, y por otro puntos de trabajo cercanos a los límites de la zona de operación segura.

El comportamiento de la llave real en los estados de conducción, corte y en las transiciones entre ambos estados se caracteriza mediante parámetros denominados “características” en las hojas de datos.

Las características más importantes son:

- los tiempos de prendido y apagado
- la caída de tensión en conducción
- la corriente de fugas en estado de bloqueo

Estos parámetros definen las formas de onda de corriente y tensión sobre una llave funcionando en un convertidor, permiten calcular la potencia disipada

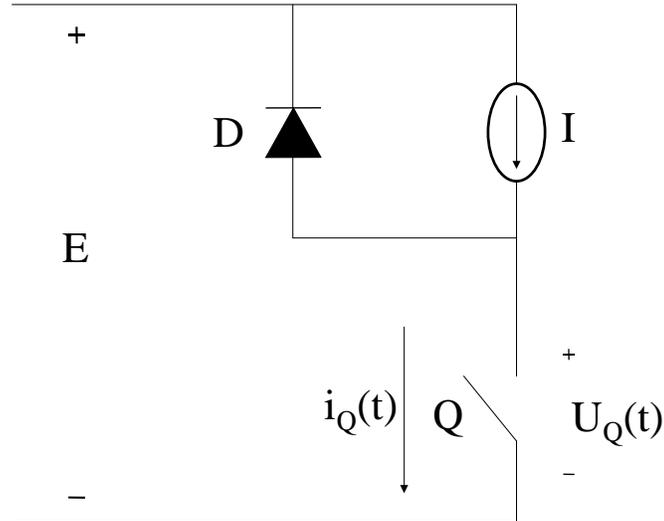


Figura 1.7: Circuito de conmutación con carga inductiva clampeada

y por lo tanto determinan el grado de aproximación a una llave real de un dispositivo ideal en una aplicación dada.

#### 1.4.1. Formas de onda

Estudiaremos la conmutación en el circuito de la figura 1.7. La llave se abre y cierra según un comando periódico de período  $T$ . El tiempo de conducción es  $\delta T$ , siendo  $\delta$  el ciclo de trabajo con  $0 < \delta < 1$ .  $E$  representa una fuente de tensión o un condensador de valor suficientemente grande como para mantener una tensión fija con impedancia interna muy baja. Para simplificar consideraremos en principio que para el diodo se cumple que  $U_F = 0$ .

En la figura 1.8 se presentan en forma esquemática las formas de onda de la corriente y la tensión en la llave durante el encendido y el apagado.

En la primera parte de la figura 1.8, la llave está apagada por lo que la corriente que circula por la misma es nula y la tensión que tiene aplicada en bornes de potencia es  $E$ . La corriente circula por el diodo  $D$ .

Cuando se da la orden de encendido de la llave, comienza a aumentar la corriente que circula por la misma y a disminuir la que circula por el diodo. Este último permanecerá conduciendo hasta que su corriente se anule y se polarice en inverso. A partir de este momento, la corriente  $I$  circula totalmente por la llave, la cual tiene una caída de tensión en conducción que está expresada en la figura 1.8 como  $U_{cond}$ .

En este modelo la llave soporta tensión máxima y corriente máxima si-

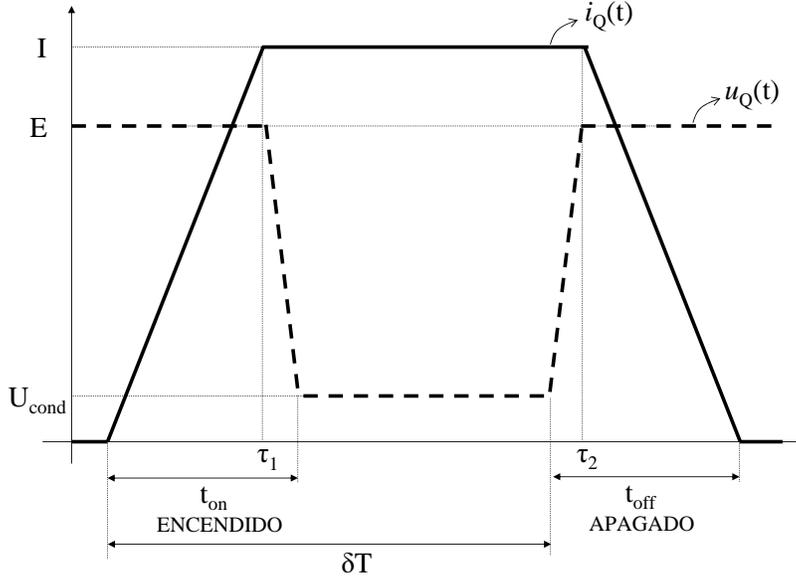


Figura 1.8: Formas de onda en la conmutación

multáneamente en los instantes  $\tau_1$  y  $\tau_2$ , lo cual es característico de la carga inductiva clampeada.

La parte más a la derecha de esta figura representa el proceso del apagado de la llave. Una vez dada la señal para el apagado la tensión sobre la llave comienza a aumentar. Cuando esta tensión llega al valor  $E$  el diodo se polariza en directo y se produce la conmutación de la corriente de la llave al diodo.

**Nota sobre el empleo de  $U_F$  en las consideraciones sobre carga inductiva clampeada**

La tensión  $U_F$  sobre el diodo en conducción usualmente toma valores entre 0,5V y 2V aproximadamente, según el tipo de diodo y la corriente que conduce. Se puede modelar como (según lo visto en el capítulo 2):

$$U_F = U_0 + R_F \times I_F \tag{1.1}$$

Siendo  $U_0$  una constante relacionada con la diferencia de potencial en la juntura y  $R_F$  la resistencia óhmica que presenta la capa menos dopada y más ancha del diodo en estado de conducción.

En general  $U_F \ll E$

En este capítulo hemos optado por tener en cuenta  $U_F$  solamente para el análisis del funcionamiento del modelo. En lo que tiene que ver con formas de onda y con los cálculos de disipación que siguen consideramos que el diodo es ideal, por lo tanto  $U_F = 0$

### 1.4.2. Potencia disipada

Una de las diferencias fundamentales entre la llave ideal y la llave real es que la llave real disipa potencia en forma de calor. Las formas de onda del modelo nos permiten realizar un cálculo aproximado de la potencia disipada.

La potencia instantánea disipada es  $p(t) = u_Q(t) \cdot i_Q(t)$ , función periódica con período  $T$ .

La potencia media es la integral de esta expresión en un período (energía disipada) multiplicada por la frecuencia. Suponemos  $U_{cond} \ll E$  y  $t_{on}, t_{off} \ll \delta T$ . En estas condiciones podemos considerar la energía disipada en un período como la suma de las energías disipadas en el encendido, en el apagado, en conducción y en corte.

La energía disipada en estado de corte consiste en la corriente de fugas multiplicada por la tensión bloqueada, y a efectos prácticos puede considerarse nula.

Pérdidas (energía disipada) en el encendido:

$$W_{ON} = \int_0^{t_{ri}} \left[ \frac{E \cdot I \cdot \eta}{t_{ri}} \right] d\eta + \int_{t_{ri}}^{t_{ri}+t_{fv}} \left[ I \cdot \left( E - \frac{E(\eta - t_{ri})}{t_{fv}} \right) \right] d\eta \quad (1.2)$$

$$W_{ON} = \frac{1}{2} E \cdot I \cdot t_{ri} + \frac{1}{2} E \cdot I \cdot t_{fv} = \frac{1}{2} E \cdot I (t_{ri} + t_{fv}) = \frac{1}{2} E \cdot I \cdot t_{on} \quad (1.3)$$

donde  $t_{ri}, t_{fv}$  son los tiempos de subida de la corriente y de bajada de la tensión, respectivamente. ( $t_{on} = t_{ri} + t_{fv}$ )

Pérdidas en el apagado:

$$W_{OFF} = \int_0^{t_{rv}} \left[ \frac{E \cdot I \cdot \eta}{t_{rv}} \right] d\eta + \int_{t_{rv}}^{t_{rv}+t_{fi}} \left[ E \cdot \left( I - \frac{I(\eta - t_{rv})}{t_{fi}} \right) \right] d\eta \quad (1.4)$$

$$W_{OFF} = \frac{1}{2} E \cdot I \cdot t_{rv} + \frac{1}{2} E \cdot I \cdot t_{fi} = \frac{1}{2} E \cdot I (t_{rv} + t_{fi}) = \frac{1}{2} E \cdot I \cdot t_{off} \quad (1.5)$$

donde  $t_{rv}, t_{fi}$  son los tiempos de subida de la tensión y de bajada de la corriente respectivamente ( $t_{off} = t_{rv} + t_{fi}$ ).

Pérdidas en conducción:

$$W_{COND} = U_{cond} \cdot I \cdot \delta T \quad (1.6)$$

Sumando las energías y multiplicando por la frecuencia se obtiene la ecuación 1.7 que expresa la potencia total disipada.

$$P = \frac{1}{2} E I t_{on} f + \frac{1}{2} E I t_{off} f + U_{cond} I \delta T f \quad (1.7)$$

Es evidente que en el último término de la ecuación 1.7  $Tf = 1$

La figura 1.9 muestra la potencia instantánea disipada en la llave.

La expresión de la potencia permite identificar los parámetros que caracterizan una llave real y tener un criterio para la selección de la llave apropiada para cada aplicación. En aplicaciones de baja frecuencia se buscará un dispositivo con baja caída de tensión de conducción, tratándose de que se cumpla que  $U_{cond} \ll E$ . En frecuencias altas se cuidará especialmente que se cumpla que  $t_{on}$  y  $t_{off} \ll \delta T$ .

#### 1.4. FORMAS DE ONDA Y POTENCIA DISIPADA EN LA LLAVE. RELACIÓN CON “RATINGS” Y “CARACTER

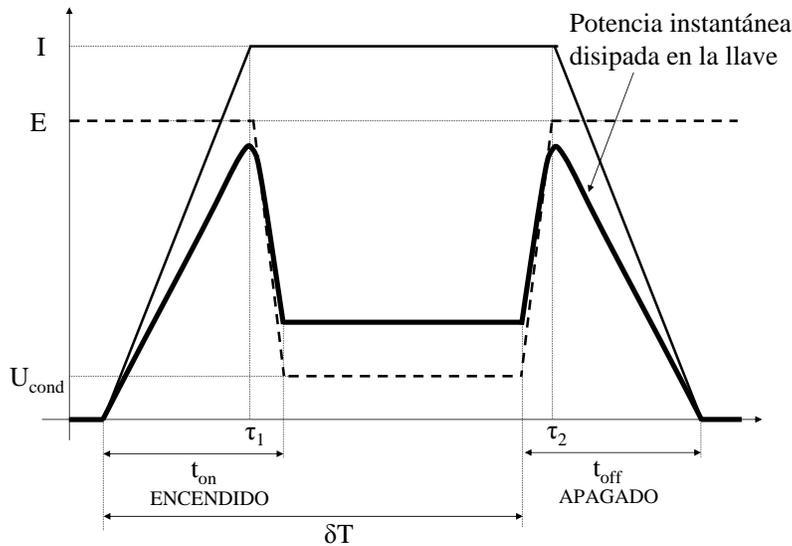


Figura 1.9: Potencia y formas de onda en la conmutación

#### 1.4.3. Trayectorias de encendido y apagado

Es útil representar el proceso de encendido y apagado en un diagrama tensión - corriente. Usualmente se representa con la corriente en las ordenadas y la tensión en las abscisas. Las trayectorias se muestran en la figura 1.10. Se muestra además la trayectoria correspondiente a una carga resistiva pura. Si se sustituye el diodo y la fuente de corriente por una resistencia  $R$  entre la fuente y el borne positivo de la llave, la trayectoria tiene la ecuación:

$$U_Q = E - R * I_Q \quad (1.8)$$

En el mismo diagrama pueden representarse los valores de corriente y tensión que el dispositivo puede soportar sin daños, y que definen lo que se llama zona de operación segura del dispositivo, que abreviamos como *SOA* (safe operating area). Los límites de esta zona varían con la temperatura y eventualmente con el tiempo en que el dispositivo permanece en un estado, usualmente en forma no repetitiva. En algunos casos los límites son distintos para el encendido y para el apagado.

#### 1.4.4. Sobretensiones y sobrecorrientes en la conmutación inductiva clampeada

En principio basta elegir el dispositivo a emplear o los valores máximos de tensión y corriente de la aplicación de manera que las trayectorias de conmutación queden dentro de la *SOA*. En la práctica se deben considerar sin embargo otros factores. En primer lugar se debe tener en cuenta que la disi-

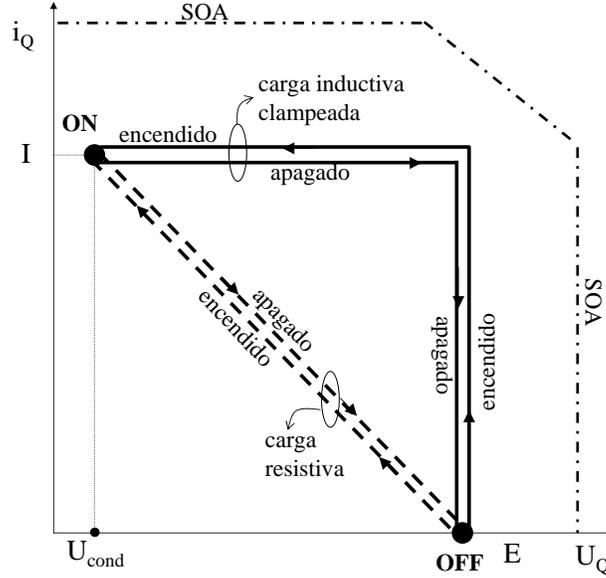


Figura 1.10: Trayectorias

pación en el encendido y el apagado es mayor cuanto más alejadas de los ejes estén las trayectorias correspondientes. Esta disipación puede ser la dominante en equipos que trabajan a frecuencias muy altas, como inversores *PWM* o convertidores *DCDC*.

En segundo lugar las trayectorias pueden apartarse fuertemente de la forma "rectangular" de la figura 1.10.

### Sobrecorriente en el encendido

Supongamos que en la figura 1.7 que representa el modelo utilizado para estudiar la conmutación inductiva clampeada tenemos un diodo real. Cuando en el encendido la corriente por la llave llega al valor  $I$  de la fuente de corriente la corriente del diodo se anula. Como se trata de un diodo real, los portadores almacenados mantienen la conducción y al igual que en un tiristor empieza a circular la corriente de recuperación inversa que, si bien en un diodo rápido como el que se usa en estas aplicaciones tiene muy corta duración (entre decenas y centenas de *ns*), puede tener valores de pico  $I_{RM}$  (corriente inversa máxima - max. reverse current) del orden de la corriente de carga. Por lo tanto la corriente máxima por la llave en el encendido puede llegar a

$$I_{Q_{pico}} \approx I + I_{RM} \quad (1.9)$$

Este valor que puede hacer que la trayectoria salga de la zona de operación segura.

### Sobretensión en el apagado

Consideremos la figura 1.11. Representa el modelo utilizado para estudiar la conmutación inductiva clampeada, pero en el que se toma en cuenta las inductancias parásitas de todos los conductores en serie con la llave, representadas por  $L_\lambda$ .

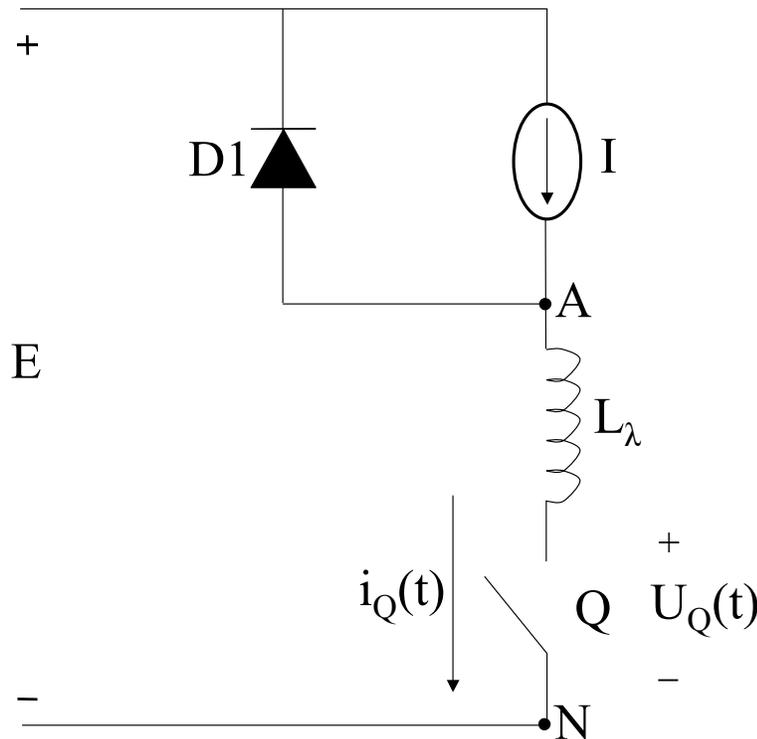


Figura 1.11: Llave con inductancia parásita serie

En el encendido la inductancia retrasa algo la subida de la corriente con respecto a la bajada de la tensión debido a la tensión adicional  $L_\lambda di/dt$  que tiende a bajar la tensión sobre la llave con corriente creciente.

En el apagado, la corriente baja con el diodo en conducción, por lo tanto la tensión en el punto  $A$  se mantiene en un valor  $U_{AN} \approx E + U_F$ . La corriente rápidamente descendente genera en la inductancia parásita una tensión  $\Delta U_L \approx L_\lambda \cdot I/t_{fi}$ . La tensión máxima sobre la llave llega a

$$U_{Q_{pico}} \approx E + U_F + \Delta U_L \quad (1.10)$$

Consideramos  $U_F$  constante para simplificar el análisis <sup>1</sup>.

<sup>1</sup>En realidad la tensión sobre el diodo en el momento en que empieza a conducir es, durante un tiempo muy corto, bastante mayor que la tensión  $U_F$  estacionaria para una corriente dada.

*Ejemplo:* El convertidor Boost de la figura 1.5 tiene una tensión de salida de 100 V. La llave tiene un tiempo de caída de corriente en el apagado de 35 ns. Los conductores en serie con la llave tienen una inductancia serie de 100 nH (correspondiente a unos 10 cm de conductor por ejemplo en circuito impreso). Estimar la tensión sobre la llave si en el momento del apagado circula una corriente de 20 A por la misma (se considera que el diodo es ideal).

$$U_{Q_{pico}} \approx 100V + 100nH * 20A/35ns = 157V \quad (1.11)$$

En las figuras 1.12 y 1.13 se representan las trayectorias de la conmutación inductiva clampeada tomando en cuenta la recuperación inversa del diodo y la inductancia parásita en serie con la llave.

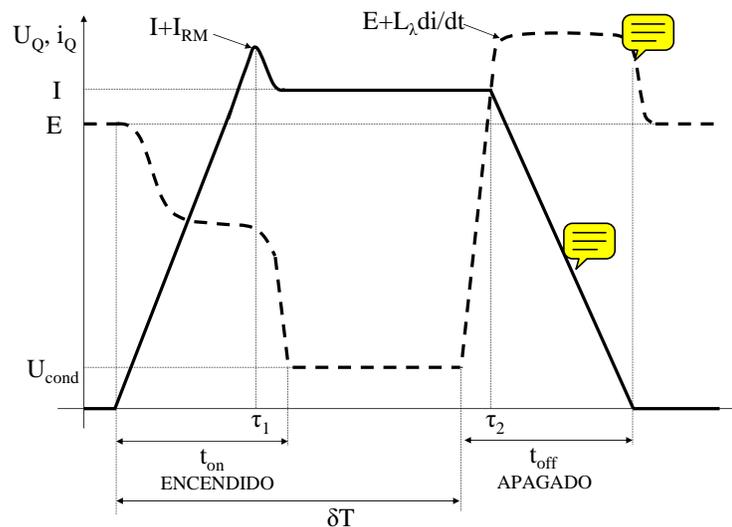


Figura 1.12: Formas de onda del circuito de la figura 1.11 considerando un diodo real

Cuando el diodo se apaga y pasa a bloqueo inverso, también está expuesto a sobretensiones causadas por la corriente de recuperación inversa y su efecto sobre las eventuales inductancias parásitas en serie con el diodo.

### Sobretensiones debidas a resonancias parásitas

Debido a su estructura, los diodos, tiristores y llaves apagables tienen capacidades entre los tres electrodos de conexión (los dos de potencia y el de comando). Las conmutaciones excitan circuitos resonantes parásitos como el formado por las inductancias parásitas del circuito y la capacidad entre los electrodos de potencia de la llave, muchas veces llamada capacidad de salida. Las resonancias

se debe al efecto de la resistencia óhmica de la zona  $n^-$  del diodo cuando todavía no entró en estado de alta inyección y es mucho mayor que la resistencia  $R : F$  empleada en el modelo (Mohan, Underland & Robbins 1995)

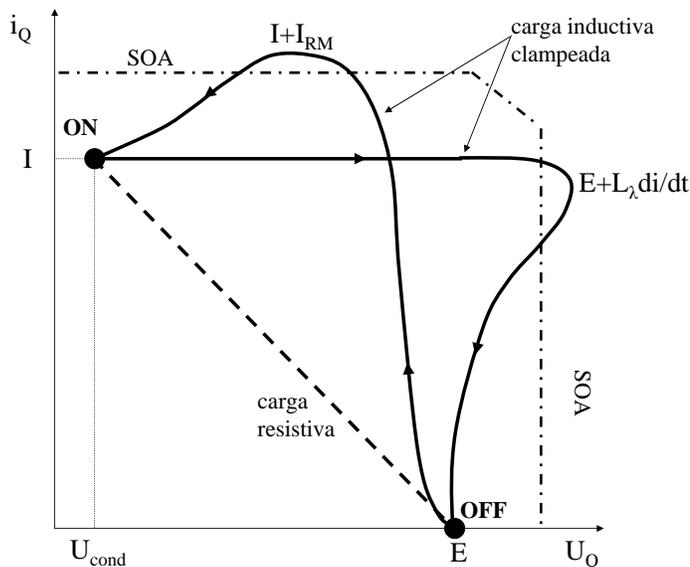


Figura 1.13: Formas de onda del circuito de la figura 1.11 considerando un diodo real.

producen fundamentalmente sobretensiones en el apagado, con oscilaciones de muy alta frecuencia y amplitud que puede exceder largamente el valor debido a  $L_\lambda di/dt$ .

## 1.5. Circuitos de ayuda a la conmutación (“snubbers”)

En un circuito práctico con componentes reales interesa modificar las formas de onda de corriente y tensión características de la conmutación inductiva clampeada. Hay dos objetivos básicos:

- Mantener los puntos de operación dentro de la zona de operación segura, limitando sobretensiones y sobrecorrientes.
- Disminuir la disipación de potencia en la llave durante la conmutación evitando que valores altos de tensión y corriente ocurran simultáneamente.

Para cumplir con estos objetivos se usan circuitos de 4 tipos básicos:

- Amortiguador de oscilaciones, generalmente basado en un condensador en serie con una resistencia.
- Limitador del valor máximo de pendiente de subida de la corriente sobre la

llave durante el encendido. A este circuito se le llama **circuito de ayuda al encendido** o **"snubber de encendido"**.

- Limitador del valor máximo de tensión sobre la llave. A este circuito se le suele llamar **"clamp" de tensión**.
- Limitador del valor máximo de la pendiente de subida de la tensión sobre la llave durante el apagado. A este circuito se le llama **circuito de ayuda al apagado** o **"snubber de apagado"**.

En lo que sigue se presentan las implementaciones básicas de estos circuitos y se analiza con cierto detalle el circuito de ayuda al apagado por su importancia conceptual y por ser uno de los más empleados.

### 1.5.1. Circuito RC de amortiguación de oscilaciones.

El circuito  $RC$  de amortiguación de oscilaciones se muestra en la figura 1.14. Su función es modificar el circuito oscilante introduciendo un elemento disipativo adecuadamente dimensionado y que sólo actúa en los transitorios rápidos. En esta figura se muestra además la capacidad parásita de salida, que es una característica de la llave, y la inductancia parásita serie  $L_\lambda$  del circuito, que genera sobre la llave una sobretensión no limitada por el diodo  $D_1$ . La oscilación de la tensión durante la conmutación, que produce sobretensiones elevadas por encima del valor  $E$ , se debe fundamentalmente a resonancias entre estos componentes parásitos. El circuito  $RC$  debe ser dimensionado de tal forma que elimine o atenúe las sobretensiones con un mínimo de disipación de energía en la resistencia.

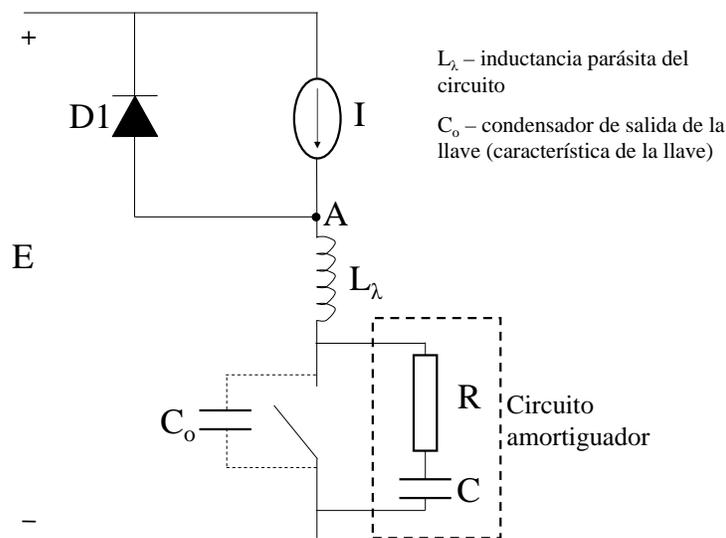


Figura 1.14: Circuito RC

En general es difícil calcular los valores de  $RC$  y debe hacerse un ajuste experimental a partir de la estimación de los valores de los componentes que producen la resonancia. La capacidad de salida de la llave está generalmente indicada en su hoja de datos. La inductancia puede estimarse analizando los conductores, midiendo la frecuencia de oscilación sin snubber a tensión reducida en un prototipo, o calculando la inductancia de fugas de transformadores presentes.

A continuación se enumeran algunas reglas de diseño dadas por fabricantes de componentes (Todd 1994):

- El condensador debe ser lo suficientemente grande como para limitar la frecuencia de la oscilación, pero no debe tener un valor demasiado alto, a efectos de limitar la disipación de potencia en la resistencia. Se recomienda empezar el diseño con un valor 2 a 4 veces mayor que la capacidad parásita del componente.
- Se recomienda un valor inicial de la resistencia igual a la impedancia característica del circuito resonante original  $Z_C = (L_\lambda/C_o)^{1/2}$ .
- La resistencia debe ser dimensionada teniendo en cuenta que, en cada período, el condensador se carga y descarga a través de la misma. En la resistencia se disipa, tanto en la carga como en la descarga, la energía final almacenada en el condensador, por lo tanto  $P_R = 2 * (1/2) * C * V_C^2 * f$ , siendo  $f$  la frecuencia de funcionamiento y  $V_C$  la tensión máxima a la que se cargará el condensador. En el circuito de la figura 1.14 puede tomarse  $V_C \approx E$ .

### 1.5.2. Circuito de ayuda al encendido (turn on snubber)

El circuito de ayuda al encendido se utiliza fundamentalmente para reducir la potencia disipada en la llave durante el encendido y eventualmente para limitar la corriente inversa del diodo de clamp  $D_1$  (figura 1.15).

Una implementación común consiste en conectar una inductancia  $L$  en serie con la llave. Al cerrar la llave la tensión cae inmediatamente sin necesidad de que el diodo llegue al corte. La corriente sube con una cierta pendiente  $di_Q/dt$  que se puede suponer constante. La tensión en los bornes de potencia de la llave queda, despreciando  $U_F$ , en:

$$U_Q = U_{AN} = E - L \frac{di_Q}{dt} \quad (1.12)$$

Se distinguen dos formas de operación según el valor de la inductancia  $L$ .

Para valores bajos de  $L$ , durante el encendido la tensión sobre la llave toma un valor  $U_Q > 0$  y la inductancia no tiene una tensión impuesta por una fuente fija. En ese caso la derivada de la tensión está determinada por la llave y su circuito de driver, y puede considerarse que es igual a la del circuito sin snubber. La pendiente vale entonces:

$$\frac{di_Q}{dt} = \frac{I}{t_r} \quad (1.13)$$

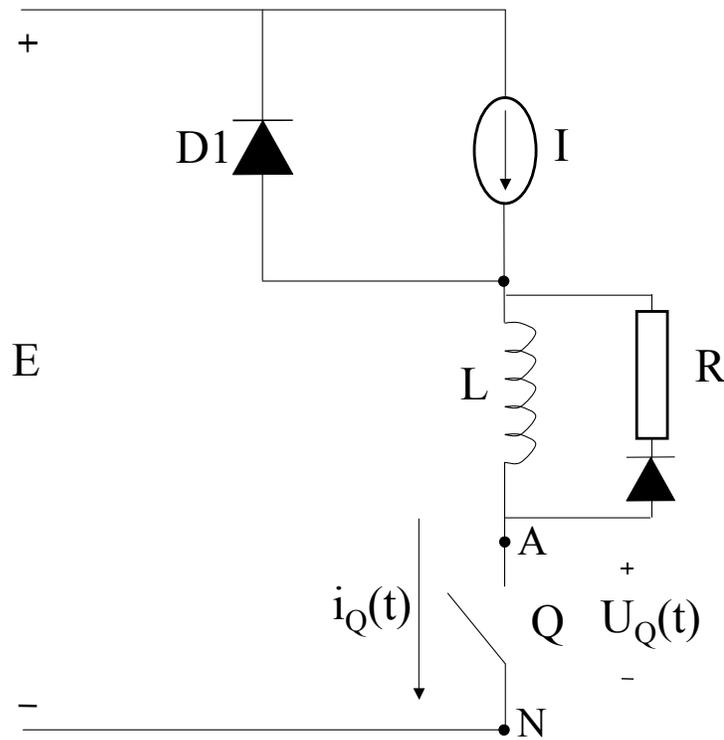


Figura 1.15: Circuito de ayuda al encendido - esquema

siendo  $I$  el valor final de la corriente y  $t_r$  el tiempo de subida característico de la llave.

La tensión sobre la llave vale entonces:

$$U_Q = E - L \frac{I}{t_r} \quad (1.14)$$

Este comportamiento se da para valores de la inductancia tales que  $LI/t_r < E$  (figura 1.16 a). El valor límite de la inductancia lo llamamos:

$$L_1 = \frac{Et_r}{I} \quad (1.15)$$

Si la inductancia  $L > L_1$ , entonces toda la tensión  $E$  (considerando  $D_1$  ideal) queda aplicada sobre  $L$ , y la derivada  $di_Q/dt$  queda limitada a:

$$\frac{E}{L} = \frac{I}{t_r} \quad (1.16)$$

y por lo tanto controlada por  $L$ . La corriente de recuperación inversa del diodo es proporcional a  $\sqrt{di_Q/dt}$  (Robbins 1997) por lo tanto para  $L > L_1$  se reduce el pico de corriente correspondiente (figura 1.16 b).

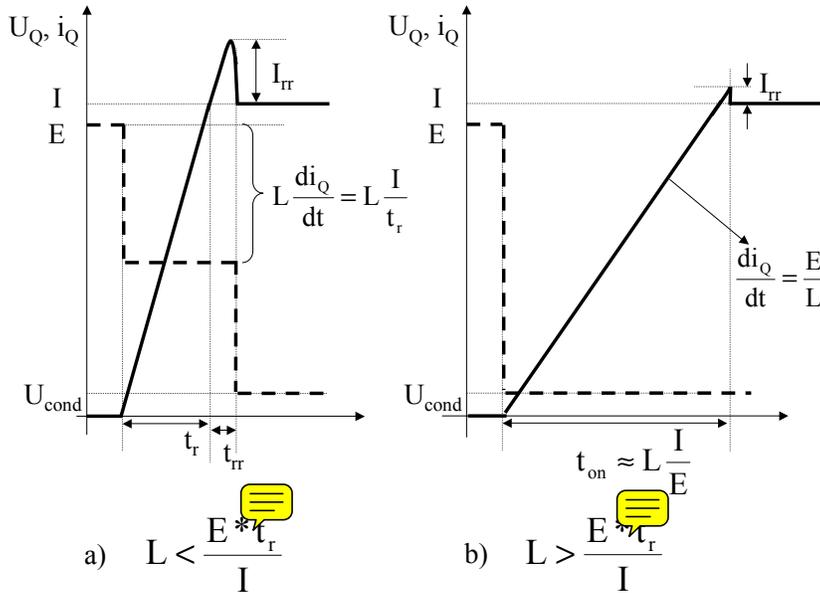


Figura 1.16: Circuito de ayuda al encendido - formas de onda de tensión y corriente

La inductancia del snubber incide en el apagado de la misma forma que una inductancia parásita, por lo tanto produciría una sobretensión inaceptable. El circuito se complementa por lo tanto con una resistencia en serie con un diodo según la figura 1.15. La sobretensión en el apagado queda limitada al producto del valor máximo de la corriente por la resistencia  $R$ .

La figura 1.17 muestra las formas de onda en el encendido y apagado (para  $L < L_1$ ) en un circuito sin inductancia parásita (se supone  $U_F = 0$ ).

La potencia disipada en la resistencia será  $P \approx 1/2LI^2f$  siendo  $I$  la corriente de la fuente.

La elección del valor de  $L$  del snubber es naturalmente un compromiso entre varios factores tales como reducción de potencia disipada, necesidad de reducir  $I_{rr}$ , sobretensión máxima tolerada en el apagado. Factores importantes para decidir su empleo son su volumen y costo ya que  $L$  debe estar dimensionada para toda la corriente de carga.

La figura 1.18 muestra la trayectoria en el diagrama  $U_Q - I_Q$  durante el encendido con y sin snubber de encendido.

Una variante del snubber de apagado consiste en utilizar una inductancia

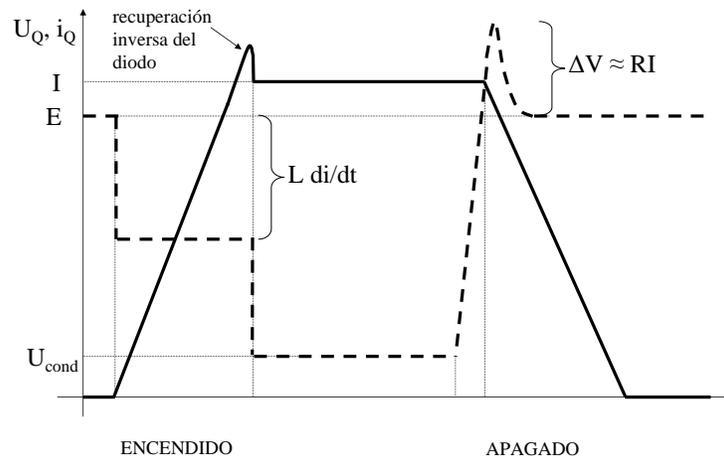


Figura 1.17: Circuito de ayuda al encendido - formas de onda de tensión y corriente en el encendido y apagado

saturable, que sea lineal a bajas corrientes, cuando comienza a conducir el dispositivo, y que sature cuando la corriente crece. De esa forma se evita el alto costo, peso y volumen que implica el uso de una inductancia que sea lineal en todo el rango de corriente de la aplicación.

### 1.5.3. Circuito limitador de sobretensión (clamp de sobretensión)

En muchas aplicaciones, para proteger la llave alcanza con limitar las sobretensiones producidas por inductancias parásitas, de manera que las formas de onda durante el apagado se acerquen a las de una conmutación inductiva clampeada ideal. Se asegura que las trayectorias queden dentro de la zona de operación segura. Este procedimiento es aplicable a dispositivos en los cuales una tensión y una corriente del orden de las nominales del circuito aplicadas simultáneamente no crean problemas adicionales a la disipación de potencia, la cual, con un adecuado dimensionado, puede ser manejada por el dispositivo.

El condensador está siempre cargado a una tensión de valor  $E$ . En el apagado, cuando la tensión de la llave llega a un valor apenas mayor que  $E$ , la corriente mantenida por la inductancia parásita circula por el diodo hacia el condensador, transfiriéndoles su energía. Dimensionando adecuadamente el condensador puede limitarse la sobretensión. Luego del transitorio de apagado el condensador descarga el exceso de energía a través de la resistencia  $R$ , volviendo al valor  $E$ . El dimensionado se puede realizar estableciendo la sobretensión admisible y utilizando la expresión de la energía almacenada en las inductancias parásitas. (Mohan et al. 1995)

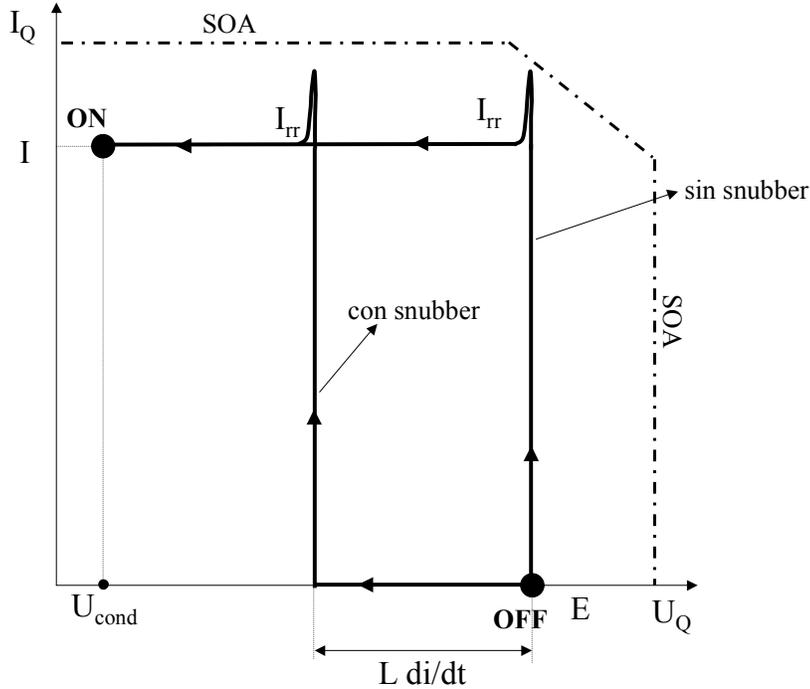


Figura 1.18: Trayectorias durante el encendido con y sin snubber de encendido

#### 1.5.4. Circuito de ayuda al apagado (snubber de apagado)

En la figura 1.13 se puede apreciar que si las curvas de apagado y encendido se parecieran a las del tipo resistivo bajaría la disipación en las transiciones y las trayectorias del punto de operación estarían más alejadas de los límites de la zona de operación segura, por lo que sería mucho menos probable que la influencia de efectos parásitos hiciera que se operara fuera de dicha zona.

El objetivo del snubber es entonces retrasar la subida de la tensión de manera que comience a subir recién cuando la corriente empieza a bajar, (como sucede con carga resistiva) y disminuir su pendiente de manera que la trayectoria del apagado se acerque al eje horizontal de tensión e incluso, si el diseño lo permite, coincida en parte con el mismo. El circuito se muestra en la figura 1.20.

Nota: este circuito no debe confundirse con el limitador de sobretensiones de la figura 1.19.

Antes del apagado la llave está cerrada, y la tensión del condensador es igual a la caída de tensión sobre la llave en conducción, debido a la resistencia que permite su descarga. Se supone en este caso que la llave estuvo cerrada el tiempo suficiente como para que el condensador se haya descargado totalmente a través de la misma y de la resistencia. Simplificaremos el análisis asumiendo que esa tensión es cero. Los diodos se considerarán ideales y se asumirá que en el apagado la corriente cae en forma lineal desde el valor  $I$  hasta cero en un tiempo  $t_f$  (tiempo de caída, fall time, ver figura 1.21).

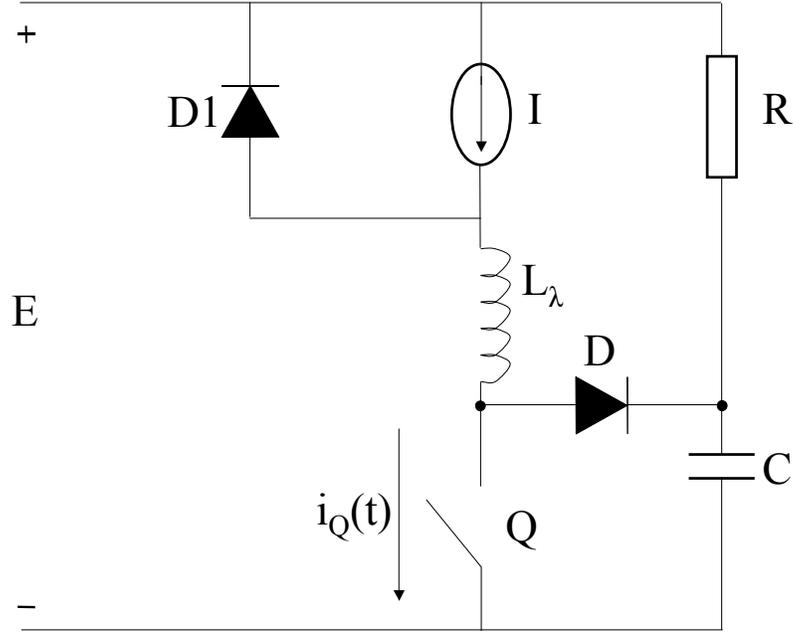


Figura 1.19: “Clamp” de sobretensiones

Al abrirse la llave la tensión  $U_Q$  tiende a subir. Como el condensador está descargado el diodo  $D$  se polariza en directo y empieza a conducir. La corriente  $I$  de la fuente de corriente del modelo, que sin snubber hubiera seguido circulando por la llave, comienza a circular por el diodo cargando el condensador. La tensión  $U_Q$  sobre la llave es prácticamente igual a la tensión  $U_C$  que va tomando el condensador. La corriente por la llave cae con pendiente constante  $I/t_f$  del valor  $I$  hasta cero. Entre 0 y  $t_f$  la corriente por el condensador vale

$$I_C = I - I_Q = I - \left(I - \frac{It}{t_f}\right) = \frac{It}{t_f} \quad (1.17)$$

La tensión sobre la llave entre 0 y  $t_f$  es entonces

$$u_Q(t) = u_C(t) = \frac{Q_C(t)}{C} = \frac{1}{C} \int_0^t \frac{I\eta}{t_f} d\eta = \frac{1}{2} \frac{It^2}{Ct_f} \quad (1.18)$$

la tensión sobre la llave aumenta entonces cuadráticamente con el tiempo.

Si el valor de  $C$  es suficientemente grande, en el instante  $t_f$  la tensión sobre el condensador y sobre la llave llega a un valor  $U_{C0} < E$ . Como la corriente por la llave se anula en ese instante y el diodo  $D1$  no conduce pues sigue polarizado en inverso (con tensión inversa  $(E - U_{C0})$ ), toda la corriente constante  $I$  va al condensador, que a partir de ese momento se carga linealmente.(figura 1.21)

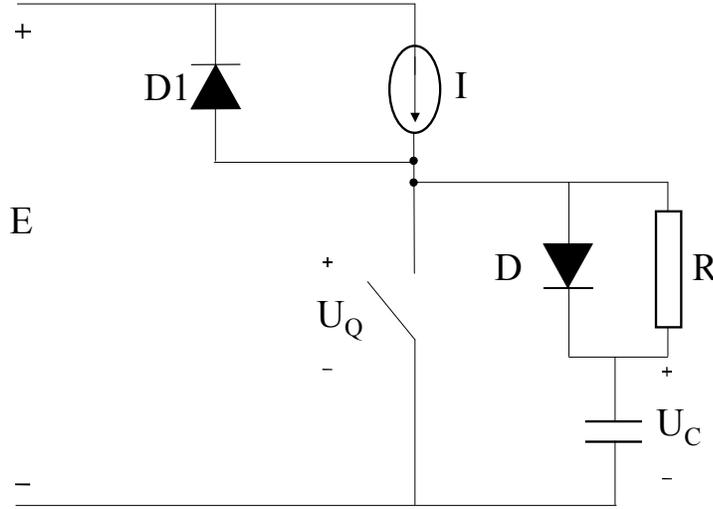


Figura 1.20: Circuito de ayuda al apagado (“turn off snubber”)

$$u_Q(t) = u_C(t) = U_{C0} + \frac{\Delta Q_C(t)}{C} = U_{C0} + \frac{I(t - t_f)}{C} \quad (1.19)$$

Cuando la tensión de la llave y del condensador llega a  $E$  (tensión constante) la corriente por el condensador se anula y conmuta al diodo  $D1$ , que se polariza en directo y empieza a conducir, completándose la conmutación de la llave al diodo.

La figura 1.22 muestra la trayectoria de apagado con snubber.  
Se obtiene:

- Menor disipación en la llave al disminuir drásticamente el valor de la tensión durante el tiempo de apagado  $t_f$ .
- Mejor trayectoria, más alejada de los límites de una eventual zona de operación segura.

El funcionamiento del snubber depende de la selección del valor de sus componentes pasivos. El diodo se selecciona de acuerdo a los valores de corriente y tensión previstos. Un criterio para dimensionar el condensador consiste en elegir a qué valor llega la tensión  $U_Q(t)$  en el instante en que se anula la corriente por la llave. El criterio consiste entonces en elegir el valor  $U_{C0}$  (la performance de un tipo de llaves reales, el *GTO*, depende de cómo se elija este valor).

De acuerdo con 1.18, si en  $t_f$  la tensión sobre el condensador vale  $U_{C0}$ , el valor de la capacidad debe ser

$$C = \frac{1}{2} \frac{t_f I}{U_{C0}} \quad (1.20)$$

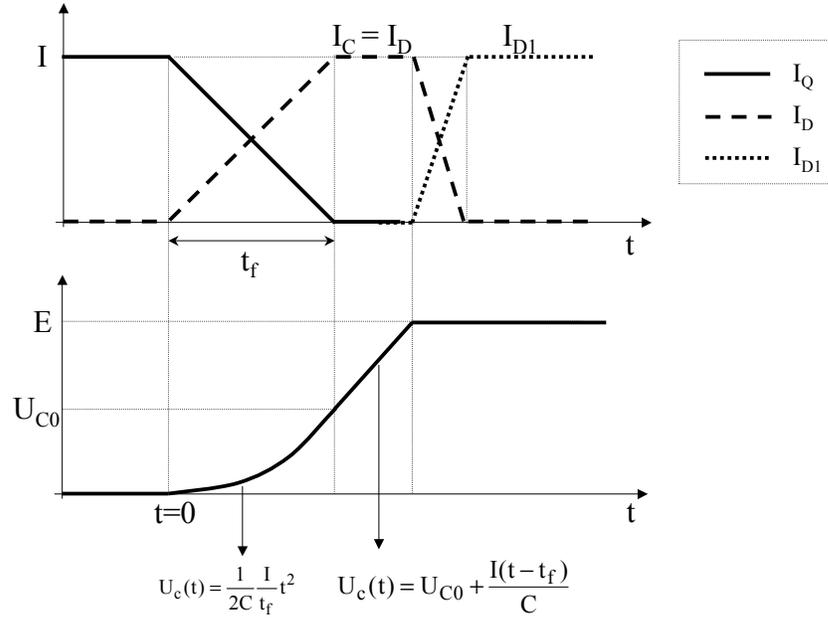


Figura 1.21: Formas de onda en el apagado con snubber

A mayor capacidad se tiene menor  $U_{C0}$  y por lo tanto menor disipación y mayor distancia de los límites de la *SOA*.

Para dimensionar la resistencia se debe tener en cuenta su función, que consiste en descargar el condensador a través de la llave en el encendido, de manera que tenga tensión prácticamente cero en el momento del apagado, permitiendo el funcionamiento del snubber. Para su valor en Ohms se deben tener en cuenta dos factores:

1) Mientras la llave está apagada, el valor de la tensión del condensador es  $E$ . Por lo tanto, en el encendido, a la corriente  $I$  que circulará por la llave se le sumará la que se genera por la descarga del condensador, que tendrá un pico de valor  $E/R$  que debe ser acotado convenientemente al elegir  $R$ . En general se trata de que la sobrecorriente sea a lo sumo del orden de la recuperación inversa del diodo  $D1$ , lo cual en diseños usuales lleva a que (Mohan et al. 1995)

$$\frac{E}{R} < 0,2I \quad (1.21)$$

2) Para un correcto funcionamiento del snubber, el condensador debe poder descargarse durante el tiempo de conducción de la llave, que en general varía en un rango muy amplio en relación al período de funcionamiento impuesto por la aplicación. Un ejemplo típico es el inversor controlado mediante *PWM*. Un condensador que se descarga a través de una resistencia se puede considerar descargado luego de tres constantes de tiempo. La resistencia debe tener

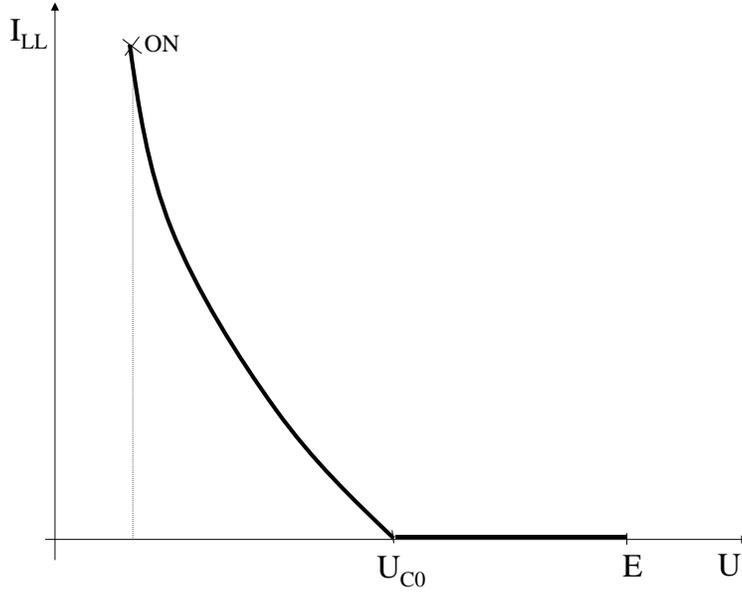


Figura 1.22: Trayectoria con snubber

entonces un valor suficientemente bajo como para que se cumpla que

$$3RC < \delta_{min}T \quad (1.22)$$

siendo  $\delta_{min}$  el ciclo de trabajo mínimo y  $T$  el período de funcionamiento de la llave.

Dado que las dos condiciones pueden ser contradictorias ya que por ejemplo el valor mínimo de la primera puede no cumplir la segunda, la determinación del valor de  $R$  es un compromiso que puede llegar a implicar que para períodos de conducción muy cortos el condensador no se descargue totalmente.

El dimensionado completo de la resistencia implica el cálculo de la potencia disipada, que es igual a la energía almacenada en el condensador multiplicada por la frecuencia:

$$P_R = \frac{1}{2}CE^2f \quad (1.23)$$

Las expresiones 1.22 y 1.23 muestran que un valor demasiado alto de  $C$ , si bien mejora las condiciones de operación de la llave, puede ser contraproducente para el funcionamiento general del circuito. En particular puede ser complicado montar una resistencia que disipe demasiada potencia. En muchas aplicaciones es importante además mejorar el rendimiento general del convertidor.

Si disminuimos el valor del condensador aumenta la tensión  $U_{C0}$ . Puede suceder que la tensión del condensador y por lo tanto de la llave llegue al valor

$E$  para  $t < t_f$ , es decir antes de que se anule la corriente por la llave. La figura 1.23 muestra las formas de onda de las corrientes y la tensión para este caso. Se asume que la conmutación entre  $D$  y  $D1$  es prácticamente instantánea.

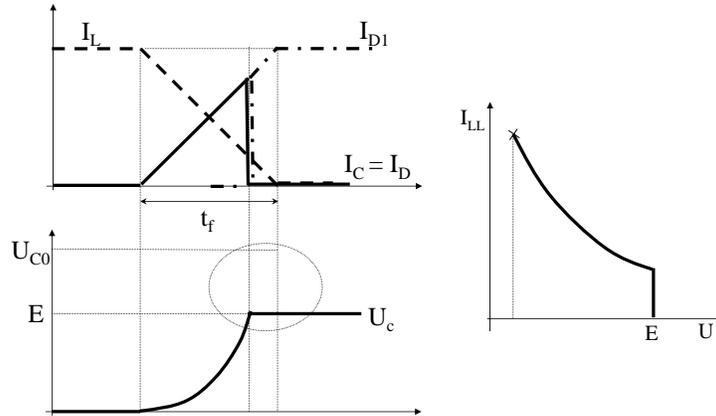


Figura 1.23: Formas de onda cuando  $U_{C0} > E$

La tensión en el condensador nunca llega al valor  $U_{C0}$  correspondiente al valor de su capacidad, pues al alcanzar la tensión  $E$ , la corriente deja de circular por  $D$  y empieza a conducir  $D1$ , que termina la conmutación con la llave conduciendo finalmente toda la corriente de carga.

Se puede calcular un valor  $C = C1$ , para el cual la corriente por la llave llegue a cero cuando la tensión de la misma llegue al valor  $E$ .

La figura 1.24 muestra las trayectorias para los tres casos.

Desde el punto de vista térmico, lo que se logra con el snubber es que parte de las pérdidas de la llave en conmutación inductiva clampeada las disipe una resistencia. Es de interés analizar qué sucede con las pérdidas totales en el apagado. La energía disipada en el apagado sin snubber se estima como  $W_{(C=0)} = 1/2 E \cdot I \cdot t_f$  (energía con  $C$  del snubber igual a cero) y es decreciente con el aumento del condensador. Por otro lado la energía disipada en la resistencia es directamente proporcional al valor del condensador. Si la energía de apagado de la llave decrece lo suficientemente rápido la energía total puede presentar un mínimo. En todo caso queda claro que un valor muy grande de  $C$  disminuye el rendimiento general del dispositivo tomado en su totalidad (incluyendo los snubbers).

El uso de circuitos de ayuda al apagado está determinado por el tipo de componente y por la aplicación. Componentes que no lo requieren desde el punto de vista de su zona de operación segura pueden necesitarlos para disminuir

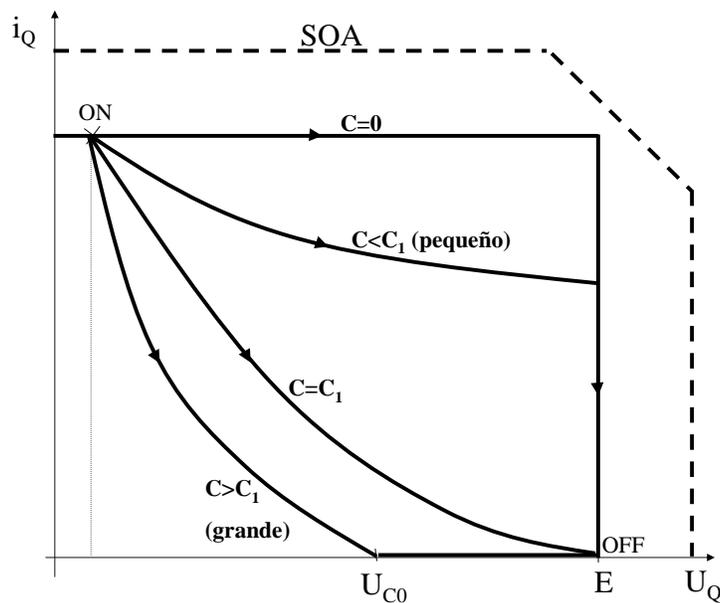


Figura 1.24: Trayectorias durante el apagado para varios valores del condensador del snubber (adaptado de Mohan et al. 1995)

las pérdidas en una aplicación concreta. En el *GTO* el valor del condensador determina la corriente que el dispositivo es capaz de cortar.



### 1.5.5. Snubbers no disipativos

Las exigencias de mayor rendimiento y mayor densidad de potencia sobre los convertidores han impulsado el desarrollo de snubbers no disipativos. La potencia almacenada en los condensadores necesarios para controlar la tensión durante el apagado no se disipa en este caso en una resistencia, sino que, mediante circuitos pasivos o activos se la almacena transitoriamente en una inductancia a la cual se la desmagnetiza contra una fuente de tensión, que puede ser por ejemplo el condensador de alimentación de entrada de un convertidor por fuente de tensión.

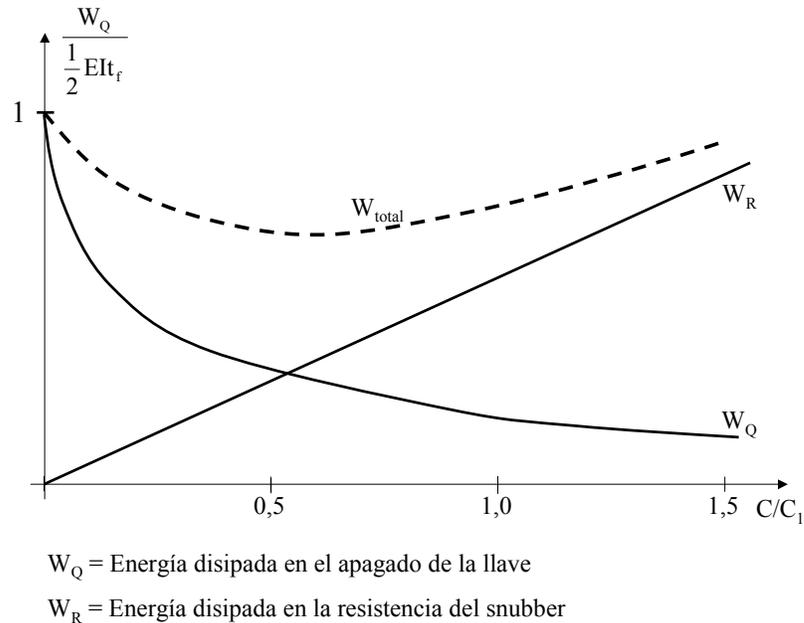


Figura 1.25: Energía de apagado de una llave con snubber en función del valor de la capacidad del snubber (adaptado de Mohan et al. 1995)

## 1.6. Llaves apagables de uso corriente

Las llaves de uso práctico que se emplean y que se analizarán con cierto detalle son las siguientes.

1. GTO (**G**ate **T**urn **O**ff thyristor) y GCT (**G**ate **C**ontrolled **T**hyristor o **G**ate **C**ommutated **T**hyristor)

Consiste en un tiristor modificado de manera que pueda ser apagado a través del gate. Se modifica la estructura de manera de minimizar la resistencia lateral en la zona del gate. De esta forma se lo puede apagar con una corriente inversa de gate de muy corta duración pero del orden de la corriente de ánodo. Se emplea en inversores de gran potencia. Su capacidad de bloqueo llega a varios miles de V y su capacidad de corriente a varios miles de A. El GCT (de Gate Commutated Thyristor, tiristor conmutado por gate) es una variante del GTO desarrollada para optimizar su funcionamiento y simplificar el diseño de potencia de un convertidor. Consiste esencialmente en un módulo compuesto por un GTO de gate modificado y estructura general optimizada y un circuito de comando (driver) capaz de generar las corrientes de encendido y apagado correspondientes. Al conjunto de GTO modificado y driver se lo denomina también IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor). El IGCT es

uno de los dispositivos de elección para implementación de convertidores de alta potencia (cientos de MW) como los utilizados en sistemas FACTS (Flexible AC Transmission Systems)

2. Transistor bipolar BJT (**B**ipolar **J**unction **T**ransistor)

Es una versión modificada del transistor bipolar de potencia que permite bloquear tensiones de hasta 1200 V y conducir corrientes de hasta 600 A. Fue el componente que permitió el desarrollo de convertidores para uso relacionado con la red de baja tensión (220 V, 380 V), tales como fuentes, inversores para fuentes de alimentación ininterrumpida (*UPS*, uninterruptible power supply) y para controles de motores y aplicaciones similares, desarrollo que tuvo lugar entre 1970 y 1990. Si bien ha sido desplazado por el *MOSFET* en fuentes y convertidores *DCDC* y por el *IGBT* en inversores de potencia para control de motores y *UPS*, quedando solamente para algunas aplicaciones especiales, muchos conceptos importantes relacionados con las llaves apagables derivan de su desarrollo. Sus características eléctricas básicas de operación intervienen fuertemente en el funcionamiento de los otros dispositivos de conmutación de potencia. Corresponde entonces incluir una presentación de sus aspectos principales.

3. Transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor MOSFET (**M**etal **O**xide **S**emiconductor **F**ield **E**ffect **T**ransistor).

Es un transistor *MOS* modificado para funcionar como llave apagable, que se caracteriza por su velocidad de conmutación y su control de gate, más simple que el requerido por los otros dispositivos nombrados. Es el componente de elección para aplicaciones en baja tensión y en potencias de hasta 10 kW, tales como convertidores *DCDC*, inversores desde fuentes de baja tensión y fuentes conmutadas. Los dispositivos disponibles comercialmente bloquean tensiones de más de un kV (dispositivos de algo más de 30 A) y controlan corrientes de hasta algunas centenas de A (dispositivos que bloquean hasta 60 V), con tiempos de conmutación del orden de las decenas de ns.

4. Transistor bipolar de compuerta aislada IGBT (**I**nsulated **G**ate **B**ipolar **T**ransistor)

Es una estructura que combina el *MOSFET* con el *BJT*. Tiene las ventajas de comando de un *MOSFET* aunque no es tan rápido (Sus tiempos de conmutación se miden generalmente en centenas de ns) y tiene además pérdidas en conducción comparables a las de un transistor bipolar, mucho más bajas que las de un *MOSFET*. Bloquea tensiones desde cientos de V a varios kV y controla corrientes de hasta algunos kA. Es el dispositivo de elección para inversores, tanto para los utilizados en control de motores y UPS de todo porte, como para los empleados en transmisión en corriente continua y alta tensión de potencias de hasta cientos de MVA. En estas aplicaciones compite con el *GCT*.



# Bibliografía

Mohan, N., Underland, T. & Robbins, W. (1995). *Power Electronics - Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, Inc.

Robbins, P. W. (1997). Snubber circuits, *University of Minnesota* .

Todd, P. C. (1994). Snubber circuits: Theory, design and application, *Application note - Unitrode Corp. - Texas Instruments Literature* .