

# Circuitos de ayuda a la conmutación de transistores

**Circuitos de ayuda a la conmutación en transistores** 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.

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. Las redes de ayuda a la conmutación sirven para proteger a los transistores mediante la mejora de su trayectoria de conmutación. Los tres tipos principales de estas redes son: redes de bloqueo o apagado, redes de disparo o encendido y redes de sobre tensión.<sup>[1][2]</sup>

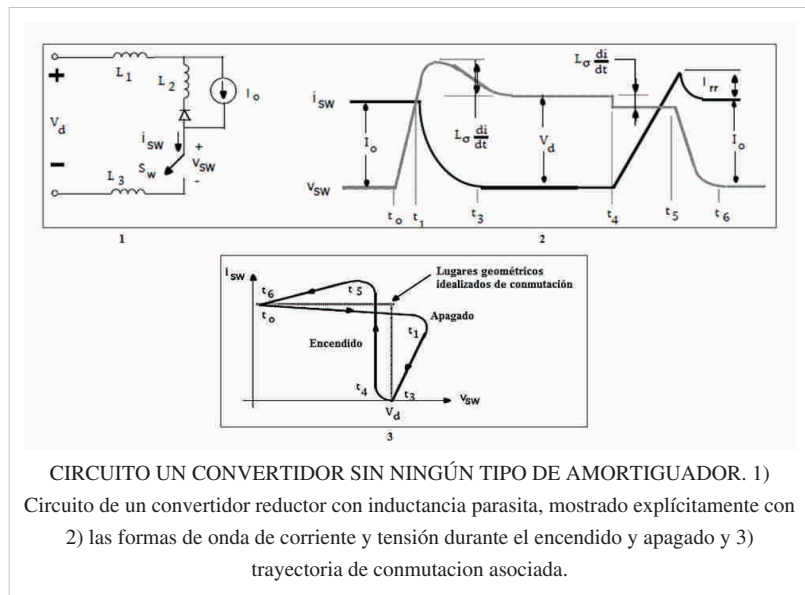
## Fundamentos

Para explicar la necesidad de estas redes se muestra un convertidor sin ningún circuito de ayuda a la conmutación en la figura donde las inductancias parasitas en las diferentes partes del circuito se ilustran de forma explícita. El análisis que sigue es para todos los interruptores controlados, como MOSFET, IGBT, BJT de potencia, GTO o dispositivos más recientes como el MCT. En principio el transistor conduce e  $i_c = I_o$ . Durante la conmutación del apagado, en  $t = t_0$ , el voltaje del transistor empieza a

subir, pero las corrientes en diferentes partes de circuito permanecen iguales hasta  $t_1$ , cuando empieza a conducir el diodo de libre circulación. Luego, la corriente del transistor empieza a disminuir y la velocidad con que disminuye se determina por las propiedades del transistor y su accionamiento base. El voltaje del transistor se expresa como:

$$V_{CE} = V_d - L_{\sigma} \frac{di_c}{dt}$$

Donde  $L_{\sigma} = L_1 + L_2 + \dots$  la presencia de inductancias parasitas produce una sobre tensión, pues  $di_c/dt$  es negativo. En  $t_3$ , al final del tiempo de caída de corriente, el voltaje baja a  $V_d$  y permanece en ese valor. Durante la transición del encendido, la corriente del transistor empieza a subir en  $t_4$  con una velocidad dictada por las propiedades del



transistor y el circuito de accionamiento base. La ecuación (1) aún es válida pero debido a un  $di/dt$  positivo, el voltaje del transistor VCE es un poco menor que  $V_d$ . Debido a la corriente de recuperación reversa del diodo de libre circulación,  $i_c$  excede a  $I_o$ . El diodo de libre circulación se recupera en  $t_5$  y el voltaje a través del interruptor controlado disminuye a cero en  $t_6$  con una velocidad impuesta por las propiedades del dispositivo. Estas formas de onda de conmutación se representan por los lugares geométricos de conmutación como los que se muestran en la figura 3. Las líneas punteadas representan los lugares geométricos de conmutación idealizados tanto para el encendido como para el apagado, a partir de la suposición de cero inductancias parasitas y de que no hay ninguna corriente de recuperación reversa a través de diodo. Ellas muestran que el transistor sufre grandes esfuerzos en el encendido y apagado cuando tanto su voltaje como su corriente están al mismo tiempo, lo que causa una alta disipación instantánea de potencia. Además, las inductancias parasitas generan una sobretensión más allá de  $V_d$ , y de la corriente de recuperación reversa causando una sobre corriente más allá de  $I_o$ . Una suposición importante que simplifica el análisis es que la corriente del transistor cambia de forma lineal con el tiempo con un  $di/dt$  constante, lo que solo esta dictado por el transistor y su circuito de accionamiento base.

### Red de bloqueo o apagado

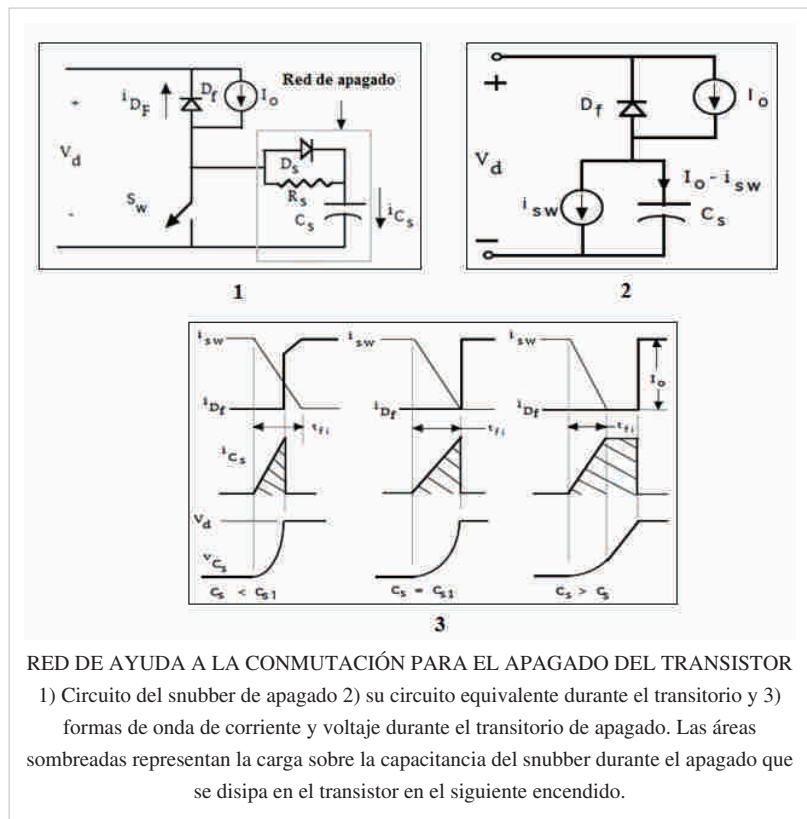
Para evitar problemas en el apagado, la meta de una red de bloqueo es proveer un voltaje cero a través del transistor mientras la corriente se apaga. Esto se logra mediante la conexión de una red RCD a través del transistor, como se muestra en la figura 1, donde desde un principio se ignoran las inductancias parasitas para así facilitar la explicación. Antes del apagado, la corriente del transistor es  $I_o$  y el voltaje del transistor es esencialmente cero. En el apagado en la presencia de esta red, la corriente del transistor  $i_c$  disminuye con un  $di/dt$  constante e ( $I_o - i_c$ ) fluyen en el condensador a través del diodo del red  $D_s$ . Por lo tanto, para un tiempo de caída de corriente ( $t_{fi}$ ) la corriente en el condensador se escribe como:

$$i_{C_s} = \frac{I_o t}{t_{fi}} \quad 0 < t < t_{fi} \quad (2)$$

Donde  $i_{C_s}$  es cero antes del apagado en  $t = 0$ . El voltaje del condensador, que es el mismo que el voltaje a través del transistor cuando  $D_s$  conduce, se describe como:

$$V_{C_s} = V_{CE} = \frac{1}{C_s} \int_0^t i_{C_s} dt = \frac{1}{C_s} \int_0^t \frac{I_o t}{t_{fi}} dt = \frac{I_o t^2}{2C_s t_{fi}} \quad (3)$$

Que es válido durante el tiempo de caída de la corriente siempre que el voltaje del condensador sea menor o igual a  $V_d$ . El circuito equivalente se muestra en la figura 2. Las formas de tensión y corriente se muestran en la figura 3 para tres valores de la capacitancia de la red de ayuda a la conmutación  $C_s$ . Para un  $C_s$  pequeño, el valor voltaje del



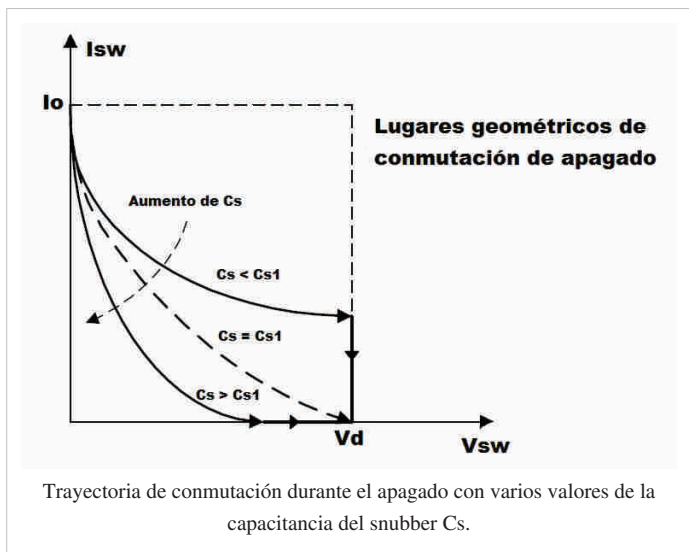
RED DE AYUDA A LA CONMUTACIÓN PARA EL APAGADO DEL TRANSISTOR  
 1) Circuito del snubber de apagado 2) su circuito equivalente durante el transitorio y 3) formas de onda de corriente y voltaje durante el transitorio de apagado. Las áreas sombreadas representan la carga sobre la capacitancia del snubber durante el apagado que se disipa en el transistor en el siguiente encendido.

condensador alcanza a  $V_d$  antes de que se termine el tiempo de caída de corriente. En ese momento se enciende el diodo de libre circulación  $D_f$  y sujeta el condensador y el transistor a  $V_d$ , e  $i_C$  cae a cero debido a que  $dv_C/dt$  es igual a cero. El siguiente conjunto de formas de onda en la figura 3 se traza para un valor de  $C_s=C_{s1}$ , que causa que el voltaje del condensador alcance a  $V_d$  exactamente en el tiempo de caída ( $t_{fi}$ );  $C_{s1}$  se calcula mediante la sustitución de  $t = t_{fi}$  y  $V_C=V_d$  en la ecuación (3) teniendo lo siguiente:

$$C_{s1} = \frac{I_o t_{fi}}{2V_d} \quad (4)$$

Para una capacitancia  $C_s > C_{s1}$ , la formas de onda de la figura 3 muestran que el voltaje en el transistor sube poco a poco y tarda más que  $t_{fi}$  para alcanzar  $V_d$ . Más allá de  $t_{fi}$ , la corriente del condensador es exactamente igual a  $I_o$  y los voltajes del condensador y del transistor incrementan de forma lineal hasta llegar  $V_d$ .

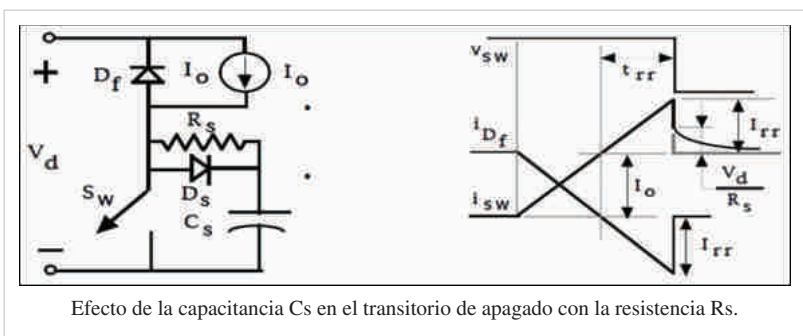
La resistencia  $R_s$  se debe seleccionar de manera que la corriente pico a través de ella será menor con la corriente de recuperación reversa  $I_{rr}$  del diodo de circulación libre es decir,



$$\frac{V_d}{R_s} < I_{rr} \quad (5)$$

El diseñador de circuitos suele limitar  $I_{rr}$  a  $0.2I_o$  o menos de modo que la ecuación (5) se vuelve aproximadamente:  $\frac{V_d}{R_s} = 0.2I_o$  (6)

Con base a las ecuaciones anteriores se indica que la inclusión de la resistencia  $R_s$  tiene los siguientes efectos benéficos durante el encendido del transistor:



- Toda la energía del condensador se disipa en la resistencia  $R_s$ , la cual es más fácil de enfriar que el transistor.
- Ninguna disipación de energía adicional ocurre en el transistor debido al snubber de apagado.
- La corriente pico que el transistor debe conducir no se incrementa debido al snubber de apagado.

La potencia disipada por  $R_s$  es:

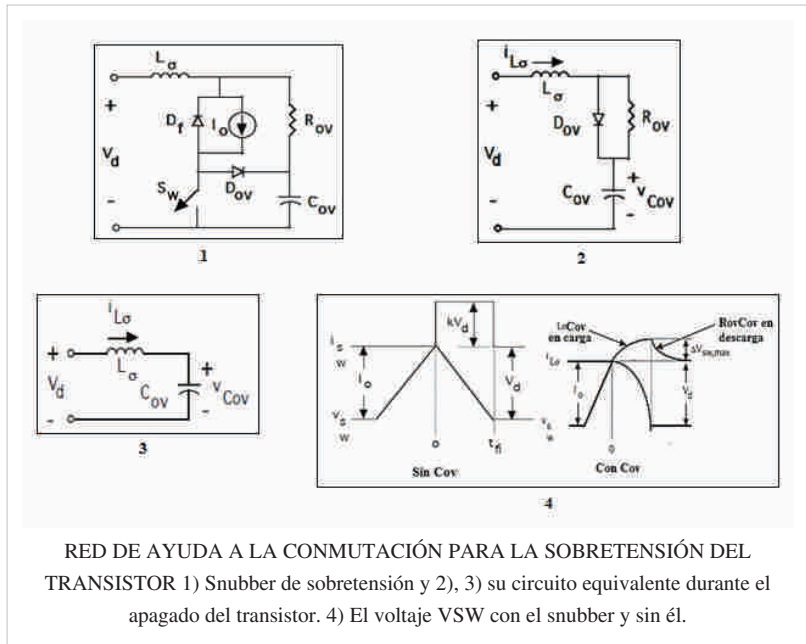
$$P_{Rs} = \frac{C_s(V_d)^2}{2} f_s$$

Donde fs es la frecuencia de conmutación; la potencia disipada por el transistor con el snubber de bloqueo es:

$$P_Q = \frac{I_0^2 t_f^2 f_s}{24C_{s1}}$$

### Red de sobretensión

En la descripción del snubber de apagado ignoramos las inductancias parasitas, y por lo tanto no hubo sobretensión. Las sobretensiones en el apagado debido a inductancias parásitas, se reducen por medio de un snubber de sobre tensión como el de la figura 1 suponiendo que se pueden agrupar las inductancias parasitas en una equivalente  $L_\sigma$ . Al principio, el transistor conduce y el voltaje  $V_{Cov}$  a través del condensador del snubber de sobretensión es igual a  $V_d$ . Durante el apagado, si suponemos que el tiempo de caída de corriente del transistor es breve, la corriente a través de  $L_\sigma$  es en esencia  $I_0$  cuando la corriente del transistor se reduce a cero, y la corriente de salida se mueve entonces en circulación libre a través del diodo de circulación libre  $D_f$ , En esta fase, el circuito equivalente que se muestra en la figura 2, donde la combinación de  $D_f$ ,  $I_0$  aparece como cortocircuito y el transistor es un circuito abierto. Ahora la energía almacenada en las inductancias parasitas se transfiere al condensador de sobretensión  $C_{ov}$  a través del diodo  $D_{ov}$ , y la sobretensión  $\Delta V_{sw}$  a través del transistor que es la misma tensión en  $C_{ov}$ , se obtiene mediante la sustitución del condensador precargado por su circuito equivalente que se muestra en la figura 3.



A partir de las consideración de energía y al notar que  $\Delta V_{C,ov} = \Delta V_{sw}$ , obtenemos:

$$\frac{C_{OV}(\Delta V_{SW,max})^2}{2} = \frac{L_\sigma(I_0)^2}{2}$$

Esta ecuación demuestra que un valor grande de  $C_{ov}$  reduce la sobretensión  $\Delta V_{(sw,max)}$ . Una vez que la corriente a través de  $L_\sigma$  disminuye a cero, puede invertir su sentido debido a la resistencia  $R_{ov}$ , y la sobre tensión en el condensador se reduce a  $V_d$  a través de  $R_{ov}$ . La constante de tiempo de descarga del condensador ( $\tau = R_{ov} \cdot C_{ov}$ ) debe ser lo bastante pequeña para que el voltaje del condensador disminuya aproximadamente a  $V_d$  antes del siguiente apagado del transistor.

Para ayudar a la estimación del valor correcto de  $C_{ov}$  las formas de onda del circuito con el snubber de sobretensión y sin él se muestran en la figura 4. Con la sobretensión observada de  $kV_d$  sin snubber de sobretensión se estima  $L_\sigma$  como:

Si es aceptable una sobretensión por ejemplo de  $\Delta V_{(sw,max)}=0.1V_d$ , y reemplazando en las dos ecuaciones anteriores tenemos por resultado:

$$C_{OV} = \frac{100k(I_O)(t_{fi})}{V_d}$$

O en términos de Cs1:

$$C_{OV} = 200kC_{s1}$$

Lo que demuestra que se necesita de una capacitancia relativamente alta para la protección de sobre tensión en comparación con los valores que se usan en el snubber de bloqueo. Tanto los snubber de apagado como el de protección de sobretensiones deben usarse en forma simultanea.

$$kV_d = \frac{L_\sigma I_O}{t_{fi}}$$

### Red de disparo o encendido

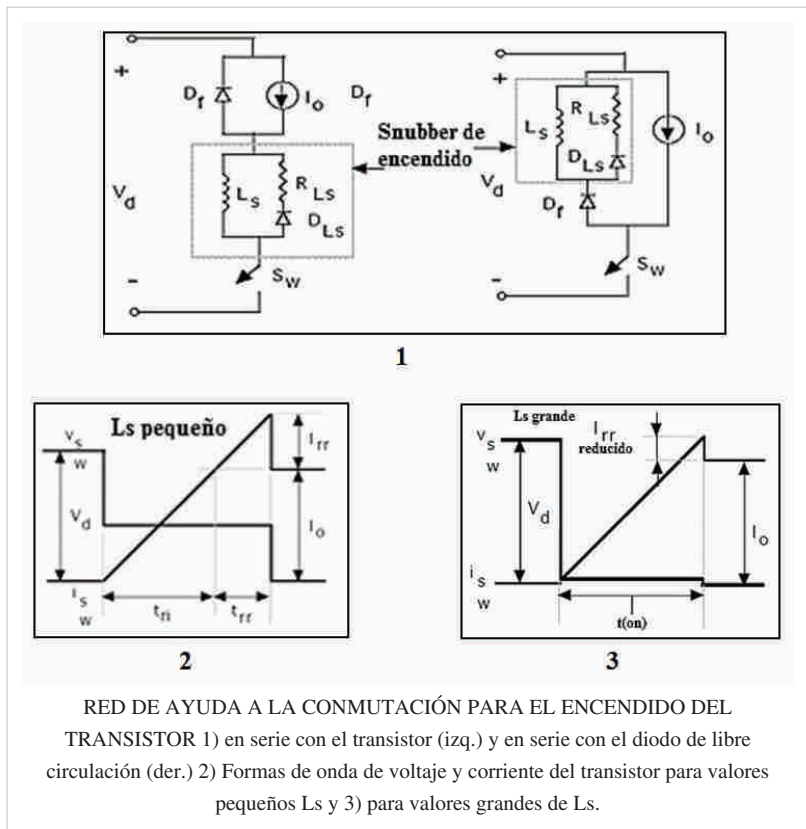
En mayoría de interruptores controlables, como BJT, MOSFET, GTO e IGBT se usan snubber de encendido solo para reducir las pérdidas por conmutación con altas frecuencias y para limitar la máxima corriente de recuperación reversa del diodo. Los snubber de encendido trabajan mediante la reducción de voltaje a través de interruptor (transistor) conforme se acumula la corriente. Un snubber de encendido esta en serie con el transistor como muestra la figura 1, o en serie con el diodo de libre circulación. En ambos circuitos, las formas de ondas de conmutación del encendido y apagado a través de transistor y el diodo de libre circulación son idénticas. La reducción de voltaje del transistor durante el encendido se debe a la caída de voltaje a través de  $L_s$ . Esta reducción esta daba por la siguiente ecuación:

$$\Delta V_{SW} = \frac{L_s I_O}{t_{ri}}$$

Donde  $t_{ri}$  es el tiempo de subida de la corriente, como se ve en la figura 2, para valores pequeños de  $L_s$ . Para valores tan pequeños,  $di/dt$  se dicta solo por el transistor y su circuito de accionamiento base. Y suponemos que es el mismo que sin snubber de encendido. Por lo tanto, la corriente pico de recuperación reversa del diodo es también la misma que sin el snubber de encendido. Si es importante reducir la corriente pico de recuperación reversa del diodo, se logra con un valor grande de  $L_s$ , como se demuestra por las formas de onda en la figura 3.

Para la selección de  $R_L$ s debemos considerar dos factores. Primero durante el apagado del transistor, este snubber de encendido genera una sobretensión al través del transistor dado por:

$$\Delta V_{SW,max} = R_{Ls} I_O$$



En segundo término durante el estado inactivo, la corriente del inductor debe desintegrarse a un valor bajo, por ejemplo,  $0.1I_0$ , por lo que el snubber puede ser efectivo durante el siguiente tiempo de encendido. Por lo tanto el intervalo mínimo para el estado inactivo del transistor es:

$$t_{\text{estado inactivo}} > 2.3 \frac{L_s}{R_{Ls}}$$

La potencia disipada por la resistencia  $R_{Ls}$  es:

$$P_{R_{Ls}} = \frac{L_s(I_0)^2}{2} f_s$$

Y la potencia disipada por el transistor con el snubber de disparo será:

$$P_Q = \frac{(V_d - \Delta V_{SW}) I_0 t_{\tau i} f_s}{2}$$

De este modo, una inductancia grande produce grandes voltajes de encendidos más bajos y perdidos por encendido más bajas. Pero esto causa sobretensiones durante el apagado, alarga el intervalo mínimo requerido en estado inactivo y provoca pérdidas más grandes en el snubber. Por lo tanto,  $L_s$  y  $R_{Ls}$  se deben seleccionar conforme a las soluciones negociadas que acabamos de mencionar, según el procedimiento parecido al que describimos con el snubber de apagado.<sup>[3][4]</sup>

## Referencias

- [1] NED MOHAN, TORE M. UNDELAND y WILLIAM P. ROBBINS. Power Electronics: Converters, Applications and Design.
- [2] JOHN G. KASSAKIAN, M.F. SCHLECHT y G.C. VERGHESE. Principles of Power Electronics.
- [3] ALBERTO MARTÍN PERNÍA Protección eléctrica de semiconductores: Redes de ayuda a la conmutación disipativas y no disipativas .
- [4] B. W. WILLIAMS Power Electronics, Devices, Drivers, Applications and Passive Components. Macmillan Press LTD, 1987.

# Fuentes y contribuyentes del artículo

**Circuitos de ayuda a la conmutación de transistores** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?oldid=58443168> Contribuyentes: Christian1985, Jorgelrm, McZusatz, Mcapdevila, Rillke, Will2788

# Fuentes de imagen, Licencias y contribuyentes

**Archivo:Fundamentos.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Fundamentos.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:Bloqueo.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Bloqueo.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:Ecuacion3.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Ecuacion3.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:Ecuacion4.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Ecuacion4.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:FiguraN.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:FiguraN.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:Ecuacion5.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Ecuacion5.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:Figura222.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Figura222.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:Fig333.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Fig333.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:Ecuacion9.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Ecuacion9.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:Ecuacion10.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Ecuacion10.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

**Archivo:Figura444.jpg** Fuente: <http://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Archivo:Figura444.jpg> Licencia: Creative Commons Attribution-Sharealike 3.0 Contribuyentes: User:Will2788

# Licencia

---

Creative Commons Attribution-Share Alike 3.0 Unported  
[//creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/](http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/)