

CIRCUITO DE AYUDA A LA CONMUTACIÓN DE TRANSISTORES

Las redes de ayuda a la conmutación sirven para proteger a los transistores mediante la mejora de su trayectoria de conmutación. Hay tres tipos básicos de estas redes.

- Redes de bloqueo o apagado
- Redes de disparo o encendido
- Redes de sobre tensión

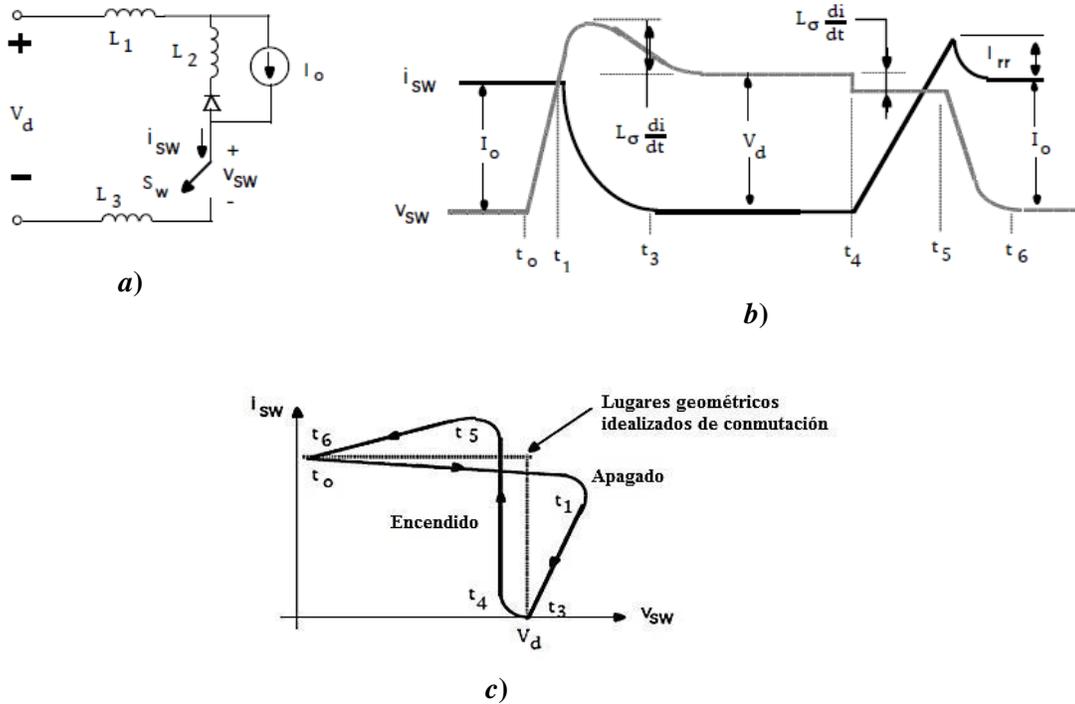


Fig. 3 a) Circuito de un convertidor reductor con inductancia parasita, contando explícitamente con b) las formas de onda de corriente y tensión durante el encendido y apagado.

Para explicar la necesidad de estas redes se muestra un convertidor sin ningún circuito de ayuda a la conmutación en la Fig. 3a 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

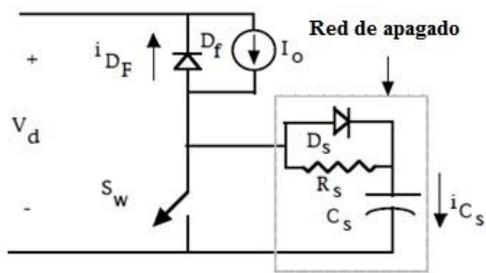
$$V_{CE} = V_d - L_\sigma \frac{di_c}{dt} \quad (8)$$

Donde $L_{\sigma} = L_1 + L_2 + \dots$ la presencia de inductancias parasitas produce una sobre tensión, pues $\frac{di_c}{dt}$ 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 (8) aún es válida pero debido a un $\frac{di_c}{dt}$ positivo, el voltaje del transistor V_{CE} es un poco menor que V_d . Debido a la corriente de recuperación reversa del diodo de libre circulación, i_c excede a I_{σ} . 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.

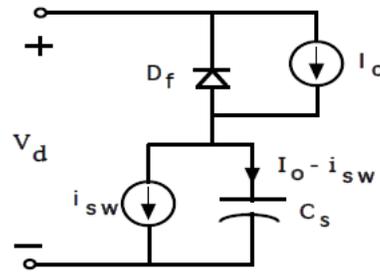
Estas formas de onda de conmutación se representan por los lugares geométricos de conmutación como los que se muestran la Fig. 3c. Las líneas punteadas representan los lugares geométricos de conmutación idealizados tanto para el encendido como para el apagado, a partir de la suposición de cero inductancias 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_{σ} .

Una suposición importante que simplifica el análisis es que la corriente del transistor cambia de forma lineal con el tiempo con un $\frac{di}{dt}$ constante, lo que solo esta dictado por el transistor y su circuito de accionamiento base.

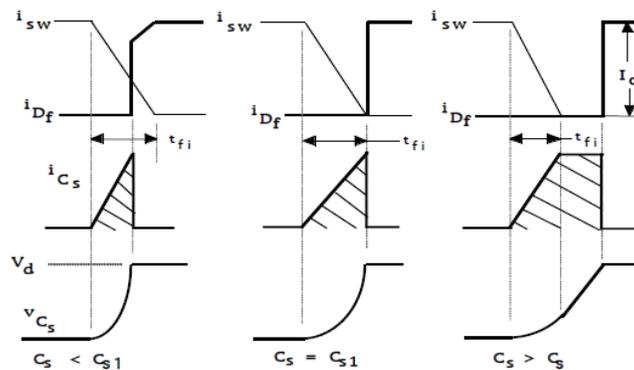
REDES DE BLOQUEO O APAGADO



a)



b)



c)

Fig. 4 a) Circuito del snubber de apagado b) su circuito equivalente durante el transitorio y c) 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.

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 Fig. 4a, 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 $\frac{di}{dt}$ constante e $(I_o - i_c)$ fluyen en el capacitor a través del diodo del red D_s . Por lo tanto, para un tiempo de caída de corriente de t_{fi} la corriente en el capacitor se escribe como

$$i_{Cs} = \frac{I_o t}{t_{fi}} \quad 0 < t < t_{fi} \quad (9)$$

Donde i_{Cs} 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

$$V_{Cs} = V_{CE} = \frac{1}{C_s} \int_0^t i_{Cs} dt = \frac{1}{C_s} \int_0^t \frac{I_o t}{t_{fi}} dt = \frac{I_o t^2}{2C_s t_{fi}} \quad (10)$$

Que es válido durante el tiempo de caída de la corriente siempre que el voltaje del capacitor sea menor o igual a V_d . El circuito equivalente se muestra en la Fig. 4b. Las formas de tensión y corriente se muestran en la figura Fig. 4c 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 capacitor 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 capacitor y el transistor a V_d , e i_{Cs} cae a cero debido a que $\frac{dv_{Cs}}{dt}$ es igual a cero.

El siguiente conjunto de formas de onda en la Fig. 4c se traza para un valor de $C_s = C_{s1}$, que causa que el voltaje del capacitor alcance a V_d exactamente en el tiempo de caída t_{fi} ; C_{s1} se calcula mediante la sustitución de $t = t_{fi}$ y $V_{Cs} = V_d$ en la ecuación (10) teniendo lo siguiente:

$$C_{s1} = \frac{I_o t_{fi}}{2V_d} \quad (11)$$

Para una capacitancia $C_s > C_{s1}$, la formas de onda de la Fig. 4c 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 capacitor es exactamente igual a I_o y los voltajes del capacitor y del transistor incrementan de forma lineal hasta llegar V_d . Los lugares geométricos de conmutación de bloqueo con los tres valores de C_s que se usan en la Fig. 4 se muestran en la Fig. 5

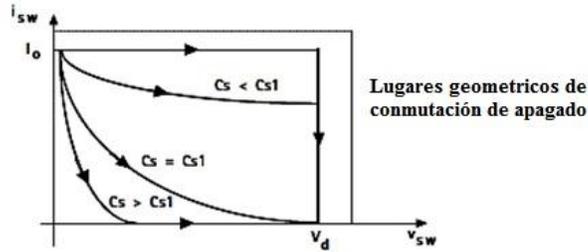


Fig. 5 Trayectoria de conmutación durante el apagado con varios valores de la capacitancia del snubber C_s .

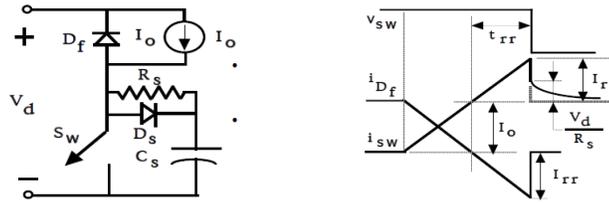


Fig. 6 Efecto de la capacitancia C_s en el transitorio de apagado con la

En la Fig. 6 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,

$$\frac{V_d}{R_s} < I_{rr} \quad (12)$$

El diseñador de circuitos suele limitar I_{rr} a $0.2I_o$ o menos de modo que la ecuación (12) se vuelve aproximadamente

$$\frac{V_d}{R_s} = 0.2I_o \quad (13)$$

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 capacitor 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

$$P_{R_s} = \frac{C_s(V_d)^2}{2} f_s \quad (14)$$

Donde f_s es la frecuencia de conmutación

Y la potencia disipada por el transistor con el snubber de bloqueo es

$$P_Q = \frac{I_o^2 t_{fi}^2 f_s}{24 C_{s1}} \quad (15)$$

REDES 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 Fig. 7a suponiendo que se pueden agrupar las inductancias parasitas en una equivalente L_σ . Al principio, el transistor conduce y el voltaje V_{Cov} a través del capacitor 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_σ es en esencia I_o 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 Fig. 7b, donde la combinación de D_f , I_o aparece como cortocircuito y el transistor es un circuito abierto. Ahora la energía almacenada en las inductancias parasitas se transfiere al capacitor de sobretensión C_{ov} a través del diodo D_{ov} , y la sobretensión ΔV_{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 Fig. 7c.

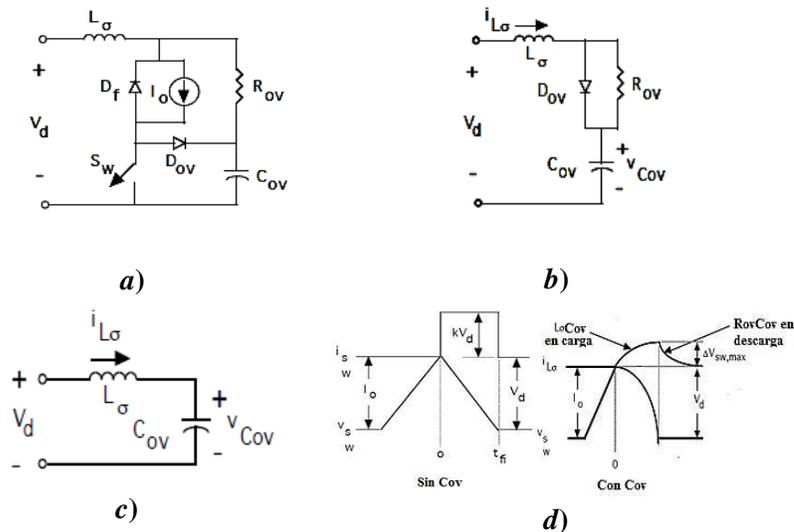


Fig. 7 a) Snubber de sobretensión y b), c) su circuito equivalente durante el apagado del transistor. d) El voltaje V_{sw} con el snubber y sin él.

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

$$\frac{C_{OV}(\Delta V_{SW,max})^2}{2} = \frac{L_\sigma(I_o)^2}{2} \quad (16)$$

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_σ 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 capacitor $R_{OV}C_{OV}$ debe ser lo bastante pequeña para que el voltaje del capacitor 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 Fig. 7d. Con la sobretensión observada de kV_d sin snubber de sobretensión se estima L_σ como

$$kV_d = \frac{L_\sigma I_o}{t_{fi}} \quad (17)$$

Si es aceptable una sobretensión por ejemplo de $\Delta V_{SW,max} = 0.1V_d$, ahora haciendo uso de la ecuación (14) sustituimos y tenemos como resultado

$$C_{OV} = \frac{100k(I_o)(t_{fi})}{V_d} \quad (18)$$

O en términos de C_{s1}

$$C_{OV} = 200kC_{s1} \quad (19)$$

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 simultánea

RED DE DIPARO 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 está en serie con el transistor como muestra la Fig. 8a, o en serie con el diodo de libre circulación como se muestra en la Fig. 8b. 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 está dada por la siguiente ecuación:

$$\Delta V_{SW} = \frac{L_s I_o}{t_{ri}} \quad (20)$$

Donde t_{ri} es el tiempo de subida de la corriente, como se ve en la Fig. 8c, para valores pequeños de L_s . Para valores tan pequeños, $\frac{di}{dt}$ 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 Fig. 8d.

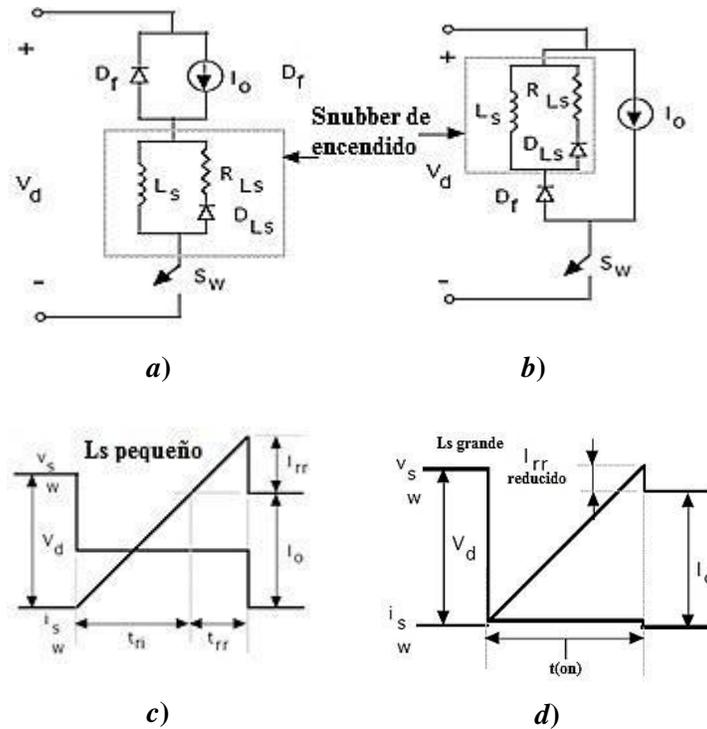


Fig. 7 Snubber de encendido a) en serie con el interruptor controlable (transistor) o b) en serie con el diodo de libre circulación c) Formas de onda de voltaje y corriente del transistor para valores pequeños L_s y d) para valores grandes de L_s

Para la selección de R_{Ls} debemos considerar dos factores. Primero durante el apagado del transistor, este snubber de encendido genera una sobretensión al través del transistor dado por

$$\Delta V_{SW,max} = R_{Ls} I_o \quad (20)$$

En segundo término durante el estado inactivo, la corriente del inductor debe desintegrarse a un valor bajo, por ejemplo, $0.1I_o$, 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

$$t_{estado\ inactivo} > 2.3 \frac{L_s}{R_{Ls}} \quad (21)$$

La potencia disipada por la resistencia R_{Ls}

$$P_{R_{Ls}} = \frac{L_s (I_o)^2}{2} f_s \quad (22)$$

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

$$P_Q = \frac{(V_d - \Delta V_{SW}) I_o t_{ri} f_s}{2} \quad (23)$$

De este modo, una inductancia grande produce grandes voltajes de encendido 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.