CUANDO un dispositivo de potencia es apagado abruptamente, la energía atrapada en la inductancia parásita del circuito es disipada en el dispositivo de conmutación, causando un sobreimpulso de tensión a través del dispositivo.

La magnitud de este voltaje transitorio es proporcional al valor de la inductancia parásita y a la tasa de caída de la corriente de apagado. En particular, los módulos IGBT de gran capacidad conmutan una gran cantidad de energía en un periodo de tiempo corto dando lugar a transitorios de voltaje potencialmente destructivos.

Los módulos de alta corriente normalmente consisten en numerosos IGBT integrados en paralelo. Cada chip individual conmuta su porción de corriente de carga a una di/dt que está determinada por el circuito controlador de compuerta. Estrés

La corriente total y la di/dt vista desde el circuito externo de potencia es la suma de las corrientes y di/dts a través de cada integrado IGBT.

Las di/dts producidas pueden ser fácilmente de unos pocos miles de A/μs. Por tanto, es necesario prestar la debida atención para proteger a estos dispositivos de la destrucción [1].

Un sobrepico de voltaje similar al que ocurre en el apagado del dispositivo puede ocurrir en la recuperación inversa del diodo de corrida libre conectado en paralelo al IGBT. Considérese el polo inversor de la Fig. 1. Supóngase que el IGBT inferior está apagado y que la corriente de carga está circulando a través del diodo de corrida libre del IGBT superior. Cuando el dispositivo inferior se enciende, la corriente en el diodo de corrida libre del dispositivo superior disminuye a medida que la corriente de carga comienza a conmutar al dispositivo inferior y se vuelve negativa durante la recuperación en inversa del diodo de corrida libre. Cuando el diodo de corrida libre se recupera, la corriente en el bus se reduce rápidamente a cero.

La situación es similar a la operación de apagado descrita en el párrafo anterior. La inductancia parásita del circuito desarrolla un sobreimpulso de tensión igual a V = L X di/dt en oposición a la corriente decreciente. En este caso, la di/dt está relacionada con la característica de recuperación del diodo de corrida libre.

Conocidos en la literatura como circuitos de amortiguamiento o de frenado o snubbers, generalmente se utilizan como circuitos de protección para controlar los sobrepicos de tensión debidos al apagado y a la recuperación del diodo de corrida libre y para proteger de esta manera al transistor de los esfuerzos a los que se ve sometido durante la conmutación.

También se los utiliza para reducir las pérdidas de potencia en el transistor durante la conmutación (aunque no necesariamente las pérdidas totales de conmutación). El uso de tales circuitos de protección permite una operación segura aún más rápida logrando confinar el lugar geométrico de operación dentro de los límites nominales del Área de Operación Segura (SOA, por sus siglas en inglés1).

Es importante aclarar que los transistores IGBT esencialmente no requieren circuitos auxiliares de conmutación [2], pero las imperfecciones de los circuitos como las inductancias parásitas ya mencionadas o la recuperación en inversa del diodo de corrida libre, llevan al uso de estos circuitos de protección para mejorar el desempeño del transistor.

Este artículo trata acerca de dos de los más comunes tipos de snubbers, los cuales son: la red de amortiguamiento resistor–capacitor (RC) y la red de apagado resistor–capacitor–diodo (RCD). Se examinarán estas dos configuraciones y se discutirán las ventajas y desventajas de estos circuitos utilizados en los convertidores de potencia para proteger a los dispositivos IGBT.

Por medio de la simulación de un convertidor Buck-Boost con un IGBT como interruptor, se estudia y comprueba el efecto que produce una red snubber en el SOA del transistor.

Existen muchos tipos diferentes de circuitos que se utilizan en los convertidores de potencia, controladores de motores y otros dispositivos de potencia. Afortunadamente, todos esos circuitos diferentes tienen en común una red y formas de onda asociadas con los dispositivos semiconductores que se utilizan

como llaves; cuatro de los más usados se muestran en la Fig. 1. Estos tienen la misma red interruptor–diodo–inductor como se muestra en líneas punteadas. El comportamiento de esta red es el mismo en todos estos circuitos, lo que implica que simplemente se debe resolver sólo un problema de diseño de snubber para un circuito y aplicar esta solución al resto de los problemas. Esto simplifica abismalmente el problema y permite generalizar las técnicas de diseño de snubbers. El circuito que se utiliza para llevar a cabo el análisis y diseño de una red snubber es el

Las transiciones de encendido y apagado en los dispositivos semiconductores requieren tiempos de decenas de nanosegundos a microsegundos. Durante estas transiciones de conmutación, pueden ocurrir grandes pérdidas de potencia instantáneas en los dispositivos semiconductores. Aun cuando los tiempos de conmutación de los semiconductores son cortos, las pérdidas de potencia promedio resultantes pueden ser significativas. En los convertidores con transistores IGBT, las pérdidas debido a los tiempos de conmutación del transistor son particularmente significativas en el fenómeno observado de corriente “de cola” durante la transición de apagado. Este fenómeno se debe a la recombinación lenta de la carga minoritaria almacenada en la región n del IGBT. Esto provoca que la corriente de colector decaiga paulatinamente luego de que el voltaje de compuerta se haya removido.

Considérense las formas de onda de la Fig. 3 que ocurren durante la transición de apagado del transistor en el convertidor de la Fig. 2. Este contiene un diodo ideal y un IGBT no ideal (físico) a los fines de investigar solamente las pérdidas de conmutación debido a los tiempos de transición del IGBT.

Para simplificar, las formas de onda se dibujan aproximadas mediante líneas por tramo. El diodo y el inductor le presentan al transistor una carga inductiva fija (*clamped inductive load*). Con una carga como esta, el voltaje *v*A (t) y la corriente *i*A (t) del transistor no cambian simultáneamente.

El diodo inicialmente está polarizado en inversa, y el voltaje vA (t) aumenta aproximadamente desde cero hasta Vin. El intervalo de longitud (t1 - t0) es el tiempo requerido para que el circuito controlador de compuerta cargue la capacitancia compuerta–colector del IGBT. En el instante t = t1, la tensión en el IGBT alcanza Vin, el diodo se polariza en directa, y la corriente comienza a conmutar del IGBT al diodo. El intervalo (t2 - t1) es el tiempo requerido para que el controlador de compuerta descargue la capacitancia compuerta–emisor del IGBT al valor umbral que cause que el MOSFET efectivo del circuito equivalente del IGBT (véase [3]), pase al estado de apagado.

Este tipo de conmutación, comúnmente conocida como “conmutación dura” (hard switching), expone al transistor a un alto esfuerzo debido a que debe soportar simultáneamente el voltaje máximo y la corriente máxima. Esto también conduce a grandes pérdidas de conmutación. Un circuito de protección altera de forma ventajosa las formas de onda de la corriente y la tensión del transistor modificando así la trayectoria de conmutación I-V del IGBT. Por ello, la razón que más motiva colocar circuitos snubbers es para limitar el voltaje pico a través del dispositivo y reducir las pérdidas de conmutación durante el apagado. Los datos necesarios para llevar a cabo el diseño son los valores de tensión máxima a los bornes del transistor y de la corriente que circulará a través de él, que para este caso son Vin e IL respectivamente.

Cuando se trata de un snubber para auxiliar el apagado del dispositivo, que es el caso que se analizará, la acción del circuito conlleva energía temporal almacenada en un capacitor.

Para restablecer el capacitor, lo que se utiliza es un resistor que disipa la energía almacenada en forma de calor. Debido a que solo intervienen elementos pasivos y que la energía no se restituye al circuito, los circuitos snubbers de este tipo se clasifican en pasivos. Estos son los que se estudiarán a continuación.

La red RC es el circuito de ayuda a la conmutación más simple y se conecta en paralelo con el IGBT (Fig. 4a). Reduce el voltaje pico en el apagado del transistor y amortigua las oscilaciones parásitas. Se caracteriza por tener inductancias series bajas y una alta corriente nominal transitoria.

Teóricamente, un snubber puramente capacitivo alcanzaría los objetivos de protección requeridos, pero se añade una resistencia en serie para reducir la magnitud de la corriente cuando el capacitor está descargándose y para disipar la energía oscilatoria generada en el apagado cuando tiende a ocurrir un sobrevoltaje y lograr así amortiguar cualquier oscilación. Cuando se aplica a IGBTs de gran capacidad, la resistencia del snubber debe ser baja. En consecuencia, sin embargo, lo anterior hace que las condiciones de carga en el encendido sean más severas.

Un método de cálculo para hallar RS y CS es el que se desarrolla a continuación, y es sino el método más sencillo de diseño. Primeramente, se deben considerar la capacitancia parásita debido al diseño y montaje del circuito y la capacitancia de juntura del dispositivo (obtenida de su hoja de datos). A la suma de estos valores se la denota como CP. Para lograr un amortiguamiento considerable se hace CS > CP. Una primera buena opción es hacer que CS sea igual al doble de la suma de la capacitancia de salida del IGBT más la capacitancia de montaje estimada. RS se selecciona tal que RS = Vin/IL. Esto significa que el escalón de voltaje inicial debido a la corriente que pasa por RS no es mayor que el voltaje fijo de entrada. La energía disipada en RS puede ser estimada a partir de la energía máxima almacenada en CS:

formula

Esta es la cantidad de energía disipada en RS cuando CS es cargada y descargada de modo que la disipación promedio de potencia para una frecuencia de conmutación f dada, es:

Formula

Dependiendo de la cantidad de oscilaciones, la disipación de energía real será un tanto mayor que este valor. Es de notar además que la energía disipada es independiente del valor de la resistencia. La resistencia del snubber determina el tiempo sobre el cual la energía es disipada.

En el caso de que este procedimiento sencillo y práctico no logre limitar suficientemente el voltaje pico, el valor de CS se puede incrementar, pero si aún esto no resuelve la dificultad, se debe recurrir a un método más optimizado que utiliza curvas de diseño basadas en parámetros tales como el voltaje máximo de sobrepico permitido y la inductancia parásita del circuito (véase [2], [4]).

Cuando el dispositivo se enciende, CS se descarga a través de RS lo que produce un impulso de corriente en el interruptor en adición a la circulación normal de corriente. Este es un pulso transitorio corto que rápidamente decae, pero puede aumentar sustancialmente la corriente de encendido y por ende esto debería tenerse en cuenta. Se debe remarcar que la red snubber RCD analizada en la Sec. II-C también presenta este impulso de corriente en el encendido, pero el tal puede ser controlado de una manera mucho más fácil porque el valor de RS no tiene que ser optimizado para máximo amortiguamiento utilizando las técnicas de diseño más complejas.

Los snubbers RC son muy útiles para aplicaciones de baja o media potencia ya que cuando el nivel de potencia es más de unos pocos cien vatios, las pérdidas en el snubber pueden ser excesivas, y se necesitan considerar otros tipos de snubber.

La combinación resistencia–capacitor–diodo de la Fig. 4b propone una forma de conexión de la red al dispositivo que no es única, tal como se analiza en [1], [5] acerca de snubbers para inversores con IGBT. La topografía que se analizará aquí es un snubber que, en forma similar a la red de la Sec. II-B, suprime cualquier sobretensión en el apagado para reducir las pérdidas de conmutación en el apagado con una eficiencia en la media, empero, tiene varias ventajas por encima de la red RC:

además de limitar el voltaje pico, el circuito puede reducir las pérdidas totales del circuito, incluyendo las pérdidas de conmutación y del snubber;

se logran mejores líneas de carga, permitiendo que la línea de carga pase bien dentro del recinto del SOA;

para un valor dado de CS, las pérdidas totales serán menores.

Hay una desventaja, sin embargo. Debido al diodo a través de RS, el valor efectivo para RS, durante la carga de CS, es esencialmente cero. Este no es el valor óptimo y, por lo tanto, para un valor dado de CS, el valor pico en el dispositivo será más grande que aquel que se obtendría para un snubber RC optimizado.

Considérese el comportamiento de la red. Inicialmente, el IGBT está encendido y conduce la corriente de la carga. Cuando el transistor se está desactivando y la tensión en él aumenta, el diodo de protección DS se polariza en directa y el capacitor comienza a cargarse. Así, la corriente de carga conmuta del IGBT a la rama paralela DS - CS, por lo que la corriente de colector disminuye simultáneamente con la dv=dt del colector–emisor; de esta forma, se retrasa la transición de la tensión de nivel bajo a nivel alto. Mientras más grande es el valor del capacitor, el voltaje colector–emisor crece más lento para un valor de corriente de carga dado, y aún más importante, el apagado ocurre sin la condición de tensión de fuente máxima y corriente de carga máxima simultáneas. De esta manera se reducen las pérdidas en el apagado del IGBT. Las características de la corriente de colector y del voltaje colector–emisor corresponden entonces a una conmutación suave. El efecto de la reducción de las pérdidas de potencia, realizable a cierta capacidad, depende en alto grado de la estructura específica del transistor (IGBT NPT (Non-Punch-Through), IGBT PT (Punch-Through)2). En el final de la conmutación de voltaje, el diodo DS se encenderá con pérdidas bajas y asumirá el control de la corriente de la capacidad del snubber; con el siguiente encendido del IGBT, la energía almacenada por la capacidad de la red será descargada por la resistencia RS.

Entonces, en base a la descripción anterior, la clave está en lograr que el voltaje a los bornes del IGBT aumente lentamente mientras la corriente a través de él disminuye. La velocidad de subida de la tensión en bornes del transistor la determina el tamaño del capacitor CS. Un capacitor pequeño hace que la tensión llegue a Vin antes de que la corriente del transistor sea cero, mientras que valores grandes de capacidad hacen que la tensión tarde más en alcanzar Vin. La energía absorbida por el transistor durante la conmutación disminuye a medida que aumenta el valor del capacitor.

El valor del capacitor se elige en base a la tensión deseada para el instante en el que la corriente del transistor llegue a cero. Si Vf es la tensión deseada del capacitor cuando la corriente del transistor llega a cero, tal que Vf <=Vmax, entonces CS se calcula de la siguiente manera [6]:

donde tf es el tiempo de caída de la corriente del dispositivo. En el caso que se opte por que la tensión del interruptor alcance su valor final vA (t) = Vin (ver Fig. 3), al mismo tiempo que la corriente toma el valor cero, entonces Vf = Vin = Vmax, y se tendrá así una primera aproximación a un valor óptimo de CS. Conforme Vf se hace más pequeña que Vin el valor del capacitor aumenta.

La constante de tiempo RC del circuito snubber debe asegurar que luego del encendido el capacitor se descarga antes de que se requiera el siguiente encendido del transistor. Si ton es el tiempo mínimo de conducción o de encendido, luego ton >= 5\*RS\*CS es un intervalo de tiempo suficiente para asegurar las correctas condiciones iniciales del circuito snubber. Por lo tanto, si se supone que al transcurrir cinco constantes de tiempo el capacitor se ha descargado por completo, se puede hallar el valor de RS despejando, tal que:

El capacitor se descarga a través de la resistencia y del transistor cuando el transistor entra en conducción. La energía almacenada en el capacitor es igual a la descripta en la Ec. 1 de la red de la Sec. II-B, y se transfiere mayoritariamente a la resistencia. Pero, la potencia absorbida, que es la energía por unidad de tiempo, es menor en comparación, pues la resistencia sólo interviene durante la descarga del capacitor. La potencia desarrollada es igual a:

donde f es la frecuencia de conmutación. La potencia absorbida por el transistor es más baja para una capacidad grande, pero la potencia absorbida por la resistencia snubber es mayor en este caso. La potencia total para la puesta al corte del transistor es la suma de las potencias del transistor y del circuito snubber. El uso de la red snubber puede reducir el total de pérdidas de conmutación, pero quizás lo más importante es que el circuito snubber reduce las pérdidas en el transistor y, por tanto, las necesidades de refrigeración del dispositivo. El transistor es más propenso a fallar y es más difícil de refrigerar que la resistencia, por lo que el circuito snubber hace que el diseño sea más fiable.

Los componentes en los circuitos snubbers pueden sufrir bastante estrés y por tanto deben seleccionarse con algo de cuidado.

Una de las razones primarias para utilizar snubbers es la presencia de inductancias parásitas en el circuito que generan picos de voltaje y oscilaciones parásitas debido a la acción de conmutación. Inductancias parásitas grandes conducen a componentes del snubber grandes y a mayor disipación. Por ello, antes de abordar realmente el diseño del snubber, es importante tomar los recaudos necesarios para minimizar las inductancias parásitas del circuito y es clave diseñar el layout con cuidado.

Los requerimientos del snubber RC hacen necesario el uso de resistores del tipo carbono para baja inductancia, por debajo de unos pocos vatios, o de resistores del tipo de película metálica para altas potencias. La corriente alta y los requerimientos de baja inductancia también se pueden satisfacer utilizando capacitores de polipropileno con grandes dv/dt nominales típicamente de cientos de V/us [2].

El requisito de baja inductancia para las resistencias en los snubber RCD también es algo deseable, pero, no es tan crítico, ya que el efecto de una pequeña cantidad de inductancia sirve para incrementar ligeramente el tiempo de restablecimiento del capacitor, y reducir de alguna manera la corriente pico en el dispositivo durante el encendido. Pero, la elección normal para RS es usualmente la misma que antes: composición de carbón o película metálica.

Una caída de tensión en directa transitoria en el diodo snubber es un factor que puede causar un voltaje de pico en el apagado del IGBT. El tiempo de recuperación en inversa del diodo (trr) puede afectar la acción del snubber. Si este es demasiado largo, entonces la pérdida de disipación de potencia también será mucho mayor durante la conmutación de alta frecuencia. Si la recuperación en inversa de los diodos snubbers es demasiado “dura” (característica hard recovery), entonces el voltaje de colector a emisor del IGBT oscilará drásticamente.

Por lo tanto, el diodo snubber que se selecciona tiene un voltaje en directa transitorio bajo y es de recuperación rápida y suave; normalmente se usan diodos rápidos o ultra rápidos con un trr < 100ns [4].

El transistor IGBT elegido es el IRG4B40W. El modulador que excita a la compuerta del transistor se simula para simplificar el circuito y su análisis. En la Fig. 5 se muestra el circuito final.

El diodo DS de la red snubber debe supeditarse a los valores máximos de corriente y tensión picos a los cuales esté expuesto durante la conmutación del IGBT y a las características exigidas en la Sec. II-D. En base a los datos de diseño del convertidor se selecciona el diodo MUR240 que cumple con las exigencias de tensión y corriente y cuya tecnología es la de un diodo rápido (Ultra Fast Diode).

Las Ecs. 3 y 4 permiten hallar valores de CS y RS respectivamente para construir la red. Según la Ec. 3 hallar

CS requiere conocer tf, que para este caso en lugar de usar el valor especificado por el fabricante, se calcula en base a la simulación del circuito pero sin la red snubber. El tiempo de caída de la corriente del transistor medido es de tf = 273; 2ns.

La Fig. 6 muestra la simulación realizada que, como se puede observar, las formas de onda de la transición de apagado son muy similares a aquellas que se muestran en la Fig. 3. La Fig. 7 muestra cinco lugares geométricos distintos de pares de voltaje–corriente del dispositivo. En el primer caso, se muestra en color rojo que, el SOA del dispositivo es un recinto muy semejante a un rectángulo, lo que es de esperarse, ya que la Fig. 6 muestra que efectivamente durante el apagado el transistor disipa una potencia que resulta de la máxima corriente y la máxima tensión posible; el IGBT está sometido a una transición de tipo hard switching. Cuando se coloca la red snubber el recinto se modifica drásticamente. Si se opta por que la tensión del capacitor alcance a Vin cuando la corriente se hace cero (en función del valor de tf), los valores de CS y RS calculados modifican la curva según está marcada en la Fig. 7 como “RCD 1”. Las curvas señaladas como “RCD 2”, “RCD 3” y “RCD 4” se obtienen luego de especificar que la tensión en el capacitor alcance los valores de 200V, 100V y 50V respectivamente. Según la designación de cada curva, en orden de menor a mayor, el valor del capacitor crece en capacidad y la resistencia disminuye en valor.

A partir de la simulación, se puede apreciar como el transistor sin la red snubber está sometido a un gran estrés eléctrico. Pero si bien, cada una de las redes calculadas, modifican el recinto del SOA, no todas lo hacen en aras de conseguir mejores resultados.

Una simulación de las mismas formas de onda que la Fig. 6 pero para cada uno de los casos de las redes mencionadas anteriormente arroja los resultados que se muestran en la Fig. 8. A primera vista, se podría pensar que la potencia disipada en el transistor durante la transición de apagado mejora conforme el capacitor aumenta, y la resistencia disminuye, y verdaderamente este es el caso, y confirma lo dicho en la Sec. II-C. Pero esta es solo una parte del plano.

Cuando se elige Vf = 200V se obtiene CS = 421pF y pareciera que aproximadamente por encima de este valor la curva del recinto empeora. Durante la transición de encendido del dispositivo la curva comienza a desmejorar y se producen picos de corrientes mayores en el encendido, debido a que el capacitor se carga por medio del diodo que tiene una resistencia virtualmente cero. Esto hace que la corriente de carga sea mayor según i = Cdv/dt y por ende la corriente de recuperación en inversa del diodo aumente.

En base a estos resultados, el par RS–CS que mejor modifica el recinto SOA y mejora la transición de apagado del transistor sin empeorar la transición de encendido, es aquel que corresponde a la curva “RCD 2” en color verde, y cuyos valores calculados son:

-CS = 421pF.

-RS = 855

El uso de snubbers se fundamenta en lograr que el transistor no esté sometido a grandes esfuerzos eléctricos durante la conmutación y que las pérdidas de potencia se reduzcan o distribuyan y al menos, aminorar las necesidades de refrigeración del semiconductor. Una red RC o RCD puede afectar el recinto SOA en la transición de apagado del transistor. Esta clase de snubbers se pueden diseñar de forma sencilla y no requieren demasiados pasos de diseño, y se pueden aplicar a distintos convertidores. La red RCD logra mejores resultados y tiene mayores ventajas que la red RC.

Mediante la simulación del convertidor Buck-Boost se llega a tres importantes conclusiones referentes al snubber RCD. En primer lugar, se comprueba que las ecuaciones halladas son prácticas y concluyentes, pero sin duda que, la implementación final también depende de la tecnología usada para cada componente.

La segunda es que, se puede obtener un muy buen resultado calculando CS tan solo con hacer Vf = Vmax, y esto se ve claro en las gráficas, por lo que no reviste la necesidad de ajustar demasiado los componentes del circuito. Pero es cierto que, tf es un parámetro importante y debe conocerse con cierta precisión si se quieren obtener resultados veraces.

Y finalmente, la conclusión más importante es la que se obtiene de analizar distintos pares RS–CS. Existe un punto, en el que el valor de CS comienza a ser contraproducente, ya que la corriente en inversa pico del diodo comienza a ser considerable, afectando de esta manera el encendido del transistor, y finalmente el apagado. Este hecho debe tenerse en cuenta en el diseño.

Por lo tanto, para alcanzar los objetivos deseados, lo más conservador, en base a los resultados, es calcular CS (y RS) en función del valor del voltaje máximo de colector–emisor del transistor, que para el caso analizado es Vin.

El transistor IGBT elegido es el IRG4BC40W. El modulador que excita a la compuerta del transistor se simula para simplificar el circuito y su análisis. En la Fig. 5 se muestra el circuito final.

El diodo $D\_{S}$ de la red snubber debe supeditarse a los valores máximos de corriente y tensión picos a los cuales esté expuesto durante la conmutación del IGBT y a las características exigidas en la ref{seccion:Selección de componentes y diseño}. En base a los datos de diseño del convertidor se selecciona el diodo MUR240 que cumple con las exigencias de tensión y corriente y cuya tecnología es la de un diodo rápido (Ultra Fast Diode).

Las Ecs. 3 y 4 permiten hallar valores de $C\_S$ y $R\_S$ respectivamente para construir la red. Según la Ec. 3 hallar $C\_S$ requiere conocer tf, que, para este caso en lugar de usar el valor especificado por el fabricante, se calcula en base a la simulación del circuito, pero sin la red snubber vista en la figura \ref{fig:tf}.

El tiempo de caída de la corriente del transistor medido es de tf = 289ns.

La figura \ref{fig:Potencia} muestra la potencia disipada en el dispositivo durante el momento de apagado, como se puede observar el IGBT sufre de un gran estrés durante este intervalo debido a que la corriente y tensión son maximas en el mismo instante. Esta situación se ve mejorada en gran medida con el agregado de una red RCD como se puede observar en la figura \ref{fig:potencias}

Una simulación de las mismas formas de onda que la Fig. \ref{fig:tf} pero para cada uno de los casos de las redes mencionadas anteriormente arroja los resultados que se muestran en la Fig. \ref{fig:apagado}. A primera vista, se podría pensar que la potencia disipada en el transistor durante la transición de apagado mejora conforme el capacitor aumenta, y la resistencia disminuye, y verdaderamente este es el caso, y confirma lo dicho en la Sec. II-C. Pero esta es solo una parte del plano.

Cuando se elige $V\_f$ = 200V se obtiene $C\_S$ = 751pF y pareciera que aproximadamente por encima de este valor la curva del recinto empeora. Durante la transición de encendido del dispositivo la curva comienza a desmejorar y se producen picos de corrientes mayores en el encendido, debido a que el capacitor se carga por medio del diodo que tiene una resistencia virtualmente cero. Esto hace que la corriente de carga sea mayor según i = C\*dv/dt y por ende la corriente de recuperación en inversa del diodo aumente.

La Fig. \ref{fig:SOA} muestra cinco lugares geométricos distintos de pares de voltaje–corriente del dispositivo, en la Fig. \ref{fig:zoom} se hace un acercamiento para permitir una mejor visualización de las curvas. En el primer caso, se muestra en color rojo que, el SOA del dispositivo es un recinto muy semejante a un rectángulo, lo que es de esperarse, ya que durante el apagado el transistor disipa una potencia que resulta de la máxima corriente y la máxima tensión posible; el IGBT está sometido a una transición de tipo hard switching. Cuando se coloca la red snubber el recinto se modifica drásticamente. Si se opta por que la tensión del capacitor alcance a $V\_{in}$ cuando la corriente se hace cero (en función del valor de $t\_f$), los valores de $C\_S$ y $R\_S$ calculados modifican la curva según está marcada en la Fig. \ref{fig:zoom} como “RCD 1”. Las curvas señaladas como “RCD 2”, “RCD 3” y “RCD 4” se obtienen luego de especificar que la tensión en el capacitor alcance los valores de 200V, 100V y 50V respectivamente. Según la designación de cada curva, en orden de menor a mayor, el valor del capacitor crece en capacidad y la resistencia disminuye en valor.

A partir de la simulación, se puede apreciar como el transistor sin la red snubber está sometido a un gran estrés eléctrico. Pero si bien, cada una de las redes calculadas, modifican el recinto del SOA, no todas lo hacen en aras de conseguir mejores resultados.

El principal motivo que fundamenta el uso de snubbers es lograr que el transistor no esté sometido a grandes esfuerzos eléctricos durante la conmutación y que las pérdidas de potencia se reduzcan o distribuyan y cuanto menos, aminorar las necesidades de refrigeración del semiconductor. Como se pudo comprobar una red RC o RCD afecta el recinto SOA en la transición de apagado del transistor. Cabe destacar que esta clase de snubbers pueden ser diseñados de manera sencilla y no requieren pasos de diseño complejos y extensos, como asi también tienen la ventaja de poder ser aplicados a distintos convertidores. La red RCD logra mejores resultados y tiene mayores ventajas que la red RC.

Las ecuaciones halladas fueron prácticas y concluyentes, sin embargo, la implementación final también depende de la tecnología utilizada para cada componente.

Mediante la simulación del convertidor Buck-Boost se comprobó que se puede obtener un resultado fiable calculando $C\_S$ solamente teniendo en cuenta $V\_f$=$V\_{max}$, por lo que no es necesario ajustar demasiado los componentes del circuito. A su vez no se debe perder de vista $t\_f$ ya que es un parámetro importante y debe conocerse con cierta precisión si se quieren obtener resultados confiables.

Al analizar distintos pares de valores de la red snubber $R\_S$-$C\_S$ se pudo concluir que existe un punto en el que el valor de $C\_S$ comienza a ser contraproducente. Esto es debido a que la corriente inversa pico del diodo comienza a ser considerable, afectando de esta manera el encendido del transistor, como también el apagado.

Para obtener los mejores resultados el procedimiento es calcular $C\_S$ en función del voltaje máximo de colector-emisor del transistor, y de acuerdo a este valor calcular $R\_S$.

Y. Zhang, S. Sobhani, and R. Chokhawala, “Snubber Considerations for IGBT Applications,” International Rectifier Designer’s Manual, vol. IGBT-3, no. TPAP-5, pp. E135–E144, 1995.

B. W. Williams, “Principles and Elements of Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components,” Glasgow,2006.

R. W. Erickson and D. Maksimovi´c, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. New York: Kluwer Academic Publisher, 2000.

R. Severns, “Design of Snubbers for Power Circuits,” Tech. Rep., Oct. 2007.

J. Alnasseir, “Theoretical and Experimental Investigations on Snubber Circuits for High Voltage Valves of FACTS-Equipment for Over-Voltage Protection,” Ph.D. dissertation, The Faculty of Engineering Science of the Friedrich-Alexander University of Erlangen-Nuremberg, 2007.

D. W. Hart, Electrónica de Potencia. Madrid: Pearson Education, S.A., 2001.

R. C. Oros, “Dispositivos de Potencia & Convertidores de CC y CA,” 2002, apunte de Cátedra.

F. H. M. Sarmiento, “Estudio de eficiencia en los MOSFET e IGBT para su utilización en convertidores de potencia conmutados,” Tecnura (Bogotá), vol. 8, no. 15, pp. 84–96, Dec. 2004.

General Considerations For Igbt And Intelligent Power Modules, Mitsubishi Electric, Sep. 1998.

K. J. Um, Application Note 9020: IGBT Basic II, Fairchild Semiconductor, Apr. 2002.Ω

A snubber net to reduce the stress suffered by the power semiconductor devices will be designed. These nets suppress overcurrents and overvoltages, or improve the $\dfrac{d\_{v}}{d\_{t}}$ and/or the $\dfrac{d\_{i}}{d\_{t}}$ to ease the transient wave reducing stress in the power semiconductors. Although snubbers are available in several configurations, throughout this paper, only passive Snubbers and their improvements in a Buck-Boost converter will be studied.

In order to achieve this goals, the proposed simulations using Orcad Pspice software will be implemented and the I-V characteristics of a IGBT, used as a switch, before and after the connection of the designed net will be analyzed