Schnell geschaltet

Das Schaltverhalten moderner IGBT optimieren

Schnell schaltende Bipolartransistoren mit integriertem Gate (IGBT) sind eine Voraussetzung, um dynamische Leistungsverluste zu reduzieren. Ein typisches System besteht aus etlichen parallel geschalteten Leistungshalbleitern, die einige Tausend Ampere bei Zwischenkreisspannungen im Kilovoltbereich schalten. Die entstehende Verlustleistung stellt Applikationsingenieure vor nicht unerhebliche Probleme, weshalb kurze Schaltzeiten eine Kernforderung sind. Hier bietet Semikron einen Lösungsansatz.

Autor: Stefan Schuler

Applikationsingenieure fordern höhere Schaltgeschwindigkeiten bei gleichzeitig niedrigeren dynamischen Verlusten. Hintergrund ist die für ein sinusförmiges Ausgangssignal notwendige minimale Pulsbreitenmodulationsfrequenz (PWM-Frequenz) für eine hinreichend gute Approximation. Höhere Taktungen reduzieren die Oberwellen, die Verluste und mechanische Belastungen in den Antrieben verursachen. Moderne schnell schaltende IGBT eröffnen neue Möglichkeiten, jedoch auch neue Probleme, die insbesondere die Höhe der Ausschaltspannungsspitzen betreffen.

Richtiges Ausschalten will beherrscht sein

Schnelles Ausschalten von Leistungsmodulen ist erwünscht, generiert aber Probleme: neben einer höheren EMV-Belastung entstehen Spannungsspitzen an dem Leistungshalbleiter, der ausgeschaltet wird. Bei Überschreiten der zulässigen Sperrspannung kann der Halbleiter zerstört werden und einen Brückenschluss verursachen. Bild 1 zeigt eine Halbbrücke mit montierter Kurzschlussinduktivität L_B zwischen positiver Zwischenkreisspannung und dem Mittelabgriff AC. Wird hier der Transistor T_2 eingeschaltet, so steigt zunächst der Strom I_{ZK} kontinuierlich an (Masche I):

$$I_{ZK} = \frac{U_{ZK}}{R_{ZK}} \cdot \left(1 - e^{-t/\tau}\right)$$

mit

$$\tau = \frac{L_{ZK} + L_B + L_{Modul}}{R_{ZK}}$$

Während des Ausschaltens (Masche II) muss I_{ZK} innerhalb der Ausschaltzeit von T_2 zu Null werden. Das in L_{ZK} gespeicherte Magnetfeld versucht den Strom aufrecht zu erhalten, was nur möglich ist, wenn dieser vom Snubber-Kondensator C_{ZK} übernommen wird. Da es sich bei dieser Kombination um ein schwingfähiges Gebilde handelt, stellt sich eine abklingende Sinusüberlagerung ein, die der Resonanzfrequenz von L_{ZK}, C_{ZK} und R_{ZK} entspricht:

$$f_{Res,ZK} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_{ZK} C_{ZK}}} \cdot \sqrt{1 - \frac{C_{ZK} R_{ZK}^2}{4 L_{ZK}}}$$

Die in der Induktivität L_{ZK} gespeicherte magnetische Energie lädt den Snubber auf die Spannung $U_{ZK}+\hat{A}$ bis zum Zeitpunkt $t = \pi/2$ auf. Gleichzeitig wird der vormalige Strom durch die Kurzschlussinduktivität L_B auf die Diode D_1 kommutiert. Aufgrund dieser Stromeinprägung und der Vorwärtserholzeit der Diode stellt sich zusätzlich eine additive Spannungskomponente ein. Nicht zuletzt müssen diejenigen Teile des Stromzweiges betrachtet werden, die nach dem Schaltvorgang eine offene Masche darstellen. Parasitäre Induktivitäten, zusammengefasst in L_{Modul}, sorgen aufgrund des *di/dt* für eine hohe Spannungsspitze, die sich ebenfalls überlagert.

Den Spannungsverlauf im Blickfeld

Der Spannungsverlauf U_{CE} an Transistor T_2 während des Ausschaltens, wie Bild 2 zeigt, besteht aus drei Anteilen:

$$u_{CE} = U_{ZK} + u_{Modul} + u_{ZK}$$

1. Der konstanten Zwischenkreisspannung U_{ZK}
2. Der Spannungsverlauf u_{Modul} beim Abschalten durch hohes *di/dt* an L_{Modul}, sowie einem hohen *di/dt* an der Freilaufdiode D_1
3. Oszillation zwischen Snubber und Zwischenkreisinduktivität, hervorgerufen durch deren Resonanz und der in L_{ZK} gespeicherten Energie. Die parasitäre Induktivität des Snubbers und seiner Zuleitungen L_{Sn} verursacht eine geringfügig höhere Amplitude der Sinuswelle bis $t = \pi/2$, weil diese zum Zeitpunkt des Ausschaltens noch ungeladen ist.

all-electronics.de
ENTWICKLUNG. FERTIGUNG. AUTOMATISIERUNG

Entdecken Sie weitere interessante Artikel und News zum Thema auf all-electronics.de!

Hier klicken & informieren!

Die Anteile sollen anhand einer realen U_{CE}-Kurve bestimmt werden. Dabei ist der Beitrag U_{ZK} zum Zeitpunkt des Ausschaltbeginns zunächst Null, da der Snubber noch auf Zwischenkreisspannung geladen ist und eine Energieübertragung vom parasitären L_{ZK} erst beginnt. Die von der parasitären Modulinduktivität, und der Vorwärtserholzeit der Diode verursachte Spannung ist eine Funktion von *di/dt* und an das Ausschaltverhalten von T_2 gekoppelt. Der einzig beeinflussbare Parameter des *di/dt* ist die Schaltzeit, da die Stromhöhe lastbedingt vorgegeben ist. Sobald der Ausschaltvorgang beendet ist, verschwindet dieser Spannungsanteil wieder. Nur der Ausschwingvorgang des Zwischenkreises ist noch zu beobachten.

Den Einfluss des Zwischenkreises nicht unterschätzen

Die parasitäre Zwischenkreisinduktivität verursacht eine Spannungsspitze. Diese soll durch einen direkt am Modul angebrachten Snubber-Kondensator minimiert werden. Der Spannungsverlauf u_{ZK} während des Ausschaltens lässt sich durch einen mit einer Exponentialfunktion abklingenden Sinus modellieren:

$$u_{ZK} = U_{ZK} + \hat{A} * \sin(\omega_{Res} t + \varphi) * e^{-t/T_2}$$

Die Amplitude der einhüllenden $\hat{A}$ ist eine Funktion des vom Zwischenkreis bereitgestellten Stromes kurz vor dem Abschalten von T_2, sowie dem konstanten Anteil der ZK-Spannung. Die magnetische Energie, die in der parasitären Zwischenkreisinduktivität L_{ZK} anfangs gespeichert ist, pendelt periodisch und aufgrund der Verluste in R_{ZK} mit abklingender Intensität zum Snubber C_{ZK} und zurück. Die effektive Kapazität der Zwischenkreiskondensatoren ist gegenüber C_{ZK} hinreichend groß und lässt sich vernachlässigen. Zum Zeitpunkt $t = \pi/2$, wenn sich die gesamte Energie W_L in C_{ZK} befindet, kann die Amplitude $\hat{A}$ bestimmt werden:

$$\hat{A} = \sqrt{\frac{L_{ZK} * I_{max}^2}{C_{ZK}} + U_{ZK}^2} - U_{ZK}$$

Den Einfluss des Moduls berücksichtigen

Im Leistungsmodul selbst stellen sich die Verhältnisse anders dar. Hier sind aus Gründen des Bauraums und der Betriebssicherheit keine Snubber montiert. Die modulinternen parasitären Induktivitäten, wie Stromschienen, DCB-Layout und Bonddrähte müssen deshalb konstruktiv minimiert sein. Darüber hinaus lässt sich die Ausschaltspannungsspitze nur durch eine geeignete Modulation der Schaltzeit beeinflussen, da ihre Höhe vom *di/dt* abhängt:

$$u_{Modul} = -L_{Modul} * \frac{\partial i}{\partial t} + u_{D1}$$

$$\text{mit} \quad u_{D1} = f(t, i_{ZK})$$

In der Formel ist als weitere Komponente die Diodenspannung u_{D1} aufgeführt. Diese auch als Vorwärtserholzeit bezeichnete Spannung entsteht, wenn in die in Flussrichtung gepolte Diode ein hoher Strom mit einem hohen *di/dt* eingeprägt wird. Das ist beispielsweise bei dem Freilaufstrom einer induktiven Last der Fall. Bild 3 zeigt den Spannungsverlauf einer Leistungsdiode bei verschieden stark eingeprägten Strömen, der nach etwa zehn bis 20 Nanosekunden sein Maximum erreicht und danach auf die normale Flussspannung abfällt. Die maximale Spannung kann einige hundert Volt erreichen.

Parameter bestimmen

Wie lassen sich die wichtigsten Kenngrößen bestimmen? Das lässt sich anhand der Kurve in Bild 2 aufzeigen. Diese wurde an einem kleinen experimentellen Aufbau mit einem 200-Volt-Zwischenkreis, einem Snubber von 0,68 Mikrofarad und einer Kurzschlussinduktivität von 350 Mikrohenry aufgenommen. Zur Bestimmung der Zeitkonstanten τ für die gewählte Zwischenkreisspannung entnimmt man der Kurve zwei Messpunkte:

$$\tau = \frac{t_2 - t_1}{\ln(U_1 - U_{ZK}) - \ln(U_2 - U_{ZK})}$$

$$\tau = 3{,}872\,\mu s$$

→

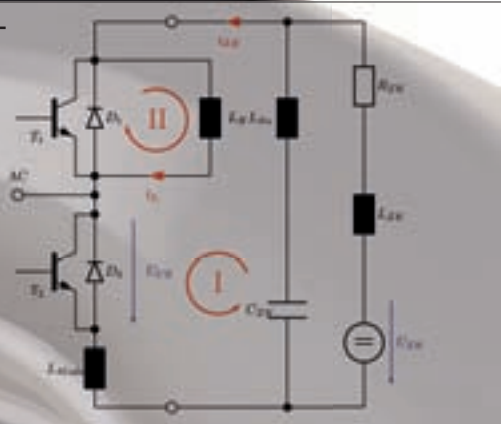


Bild 1: Zwischenkreis und Halbbrücke mit Kurzschlussinduktivität L_B. Wenn T_2 eingeschaltet wird, steigt i_{ZK} an.

Auf einen Blick

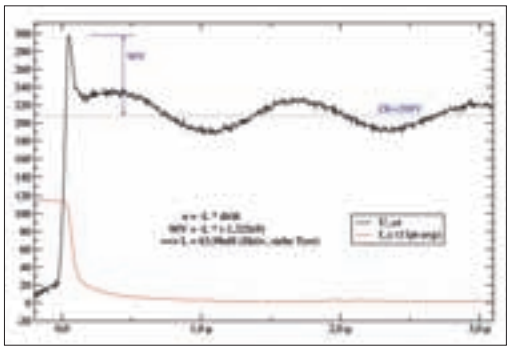
Auf die Schaltung kommt es an

Um in einer Applikation die dynamischen Verluste von IGBT so niedrig wie möglich zu halten, kommen schnell schaltende Typen zum Einsatz. Aber: richtiges Schalten will gelernt sein. Ansonsten kann die Leistungskomponente schnell zerstört werden. Da das natürlich nicht im Sinn des Entwicklers ist, gilt es einige Herausforderungen, wie Spannungsverlauf oder die Einflüsse von Zwischenkreis und Modul, zu meistern.

infoDIREKT www.elektronikjournal.com 103ejl1110

Vorteil Wer das Schalten eines modernen IGBT beherrscht, kann die Verlustleistung erheblich senken.

Bild: braverabbit - Fotolia



Bilder: Semikron

Bild 2: Spannung u_{CE} und Strom i_C an T_2.

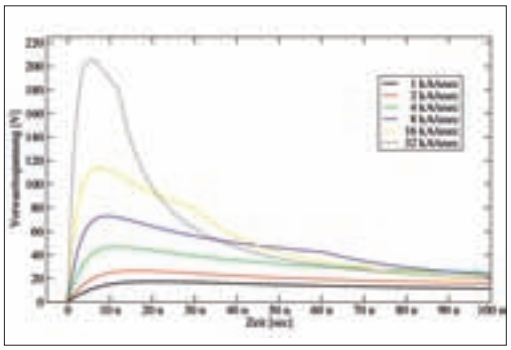


Bild 3: Vorwärtserholzeiten einer Leistungsdiode bei verschiedenen di/dt.

Aus der Frequenzbestimmung (f_R = 763,5 Kilohertz) lässt sich die parasitäre Zwischenkreisinduktivität mit Hilfe der Resonanzbedingung für einen seriellen Schwingkreis errechnen. Dabei sind R_{ZK}, L_{ZK} und Snubber C_{ZK} in einer Masche:

$$L_{ZK} = \frac{1}{\omega_{Res}^2 C_{ZK} + \frac{1}{4R_{ZK}^2 C_{ZK}}} = 62{,}3\,nH$$

Der Verlustwiderstand errechnet sich zu:

$$R_{ZK} = \frac{2L_{ZK}}{\tau} = 0{,}032\,\Omega$$

Die Güte des Reihenschwingkreises beträgt schließlich:

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \omega_0 \cdot \frac{L_{ZK}}{R_{ZK}} = 9{,}29$$

Viel eleganter und genauer lassen sich ω, τ, U_{ZK} und Amplitude $\hat{A}$ mit dem Kurvenauswerteprogramm Xmgrace bestimmen. Dazu wird nachstehende Formel an einen Bereich zwischen Spannungsspitze und nach einigen Schwingungen angefittet:

y = a0 + a1 * sin(a2*g0.s1.x-a3) * exp(-(g0.s1.x-a3)/a4)

Die Parameterergebnisse nach 20 Iterationen für diesen nichtlinearen Fit zeigt die nachfolgende Tabelle:

a0	U_{ZK}	208,3 V
a1	Amplitude $\hat{A}$	44,4 V
a2	Resonanz ω_0	4,797e6 Hz
a3	Zeitoffset	362,4e-6 s
a4	Zeitkonstante τ	3,64e-6 s

Den Modulanteil analysieren

Der Anteil des Moduls an der Überspannung lässt sich in zwei Schritten bewerkstelligen: zuerst durch Differenzierung der Kollektorstromkurve $i_{C(xmgrace)}$. Dann muss die neue Kurve durch Skalierung in die erste u_{CE}-Spannungsspitze passend eingefügt werden. Der gefundene negative Skalierungsfaktor entspricht dabei nicht der parasitären Modulinduktivität, weil noch der Einfluss der Diode berücksichtigt werden muss. Deshalb kommt der Begriff fiktive Modulinduktivität $L_{Modul,fikt.}$ zum Tragen:

$$u_{Modul} = -L_{Modul} \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + u_{D1}(i,t) \quad L_{Modul,fikt.} = 64\,nH$$ (ermittelter, fiktiver Wert!)

Tatsächlich hängt der Spannungsverlauf u_{Modul} nicht nur vom Schaltverhalten des Halbleiters und der parasitären Modulinduktivität ab, sondern auch von der Vorwärtserholzeit der Diode. Also muss $L_{Modul,fikt.}$ noch um die Vorwärtserholzeit der Diode korrigiert werden. Der maximale Anteil der Vorwärtserholzeit an der gesamten Spannungserhöhung soll anhand des maximalen *di/dt* abgeschätzt werden. Unterhalb zehn Kiloampere pro Mikrosekunde kann die Vorwärtserholspannung $U_{fr,max}$ der eingesetzten Standardleistungsdiode gut angenähert werden durch:

$$U_{fr,max} = 6{,}93^{-1} \cdot \left(\frac{\partial i}{\partial t}\right)_{max}^{(0{,}7)}$$

Für ein *di/dt* = 1,3 Kiloampere pro Mikrosekunde in diesem Beispiel sind das 20,5 Volt. So reduziert sich die Spannungsüberhöhung auf etwa 70 Volt. Die Induktivität des Testaufbaus verkleinert sich rechnerisch auf 49,8 Nanohenry. Nach einer Überlagerung beider Kurven erhält man die ursprünglich gemessene Kurve u_{CE} (Bild 4), die ab $t = 0$ gültig ist. Jetzt ist es möglich, den Kurvenverlauf für beispielsweise einen alternativen Snubber zu bestimmen.

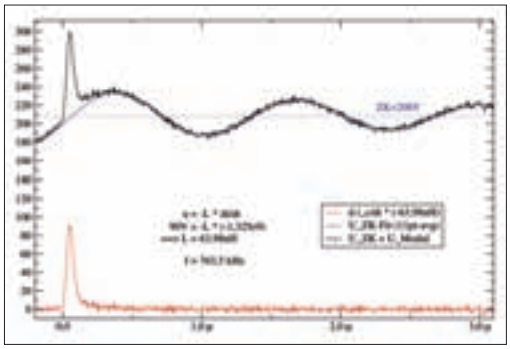


Bild 4: Berechnete Vorläufe von u_{ZK} und u_{Modul} aus u_{CE} und i_C.

Kritisches Verhalten beobachten

Weil sich der Zwischenkreis zusammen mit dem Snubber wie ein Schwingkreis mit der Resonanzfrequenz $f_{Res,ZK}$ verhält, können sich kritische Zustände einstellen. Dies ist beispielsweise der Fall, wenn die Schaltfrequenz ein geradzahliger Teiler von f_0 ist. Tritt dieser Fall ein, wird bei einer ausreichend hohen Güte des Resonanzkreises phasengleich Energie beim nächsten Schaltvorgang in den Snubber eingekoppelt. Das kann bereits nach wenigen Takten zu einer kritischen Spannungsüberhöhung führen. Aufgrund der vergleichsweise niedrigen Güte des gezeigten Versuchsaufbaus ist dieser Effekt ab einer Schaltfrequenz von etwa 30 Kilohertz zu erwarten. Weiterhin kann auch eine ungünstige Zusammenschaltung verschiedener Zwischenkreise und/oder Module zu einer unerwünschten Anregung führen, was der Anwender im Einzelfall überprüfen sollte.

Fazit: Die Analyse einer Messung von u_{CE} und i_C während des Ausschaltvorganges zeigt das Zusammenspiel von parasitärer Zwischenkreis- und Modulinduktivität. Das erleichtert es, Schwachpunkte einer Applikation zu analysieren und Optimierungspotenziale durch eine Simulation auszuschöpfen. Eine Modifikation der Ausschaltgeschwindigkeit reduziert lediglich die durch das Modul generierten Überspannungsspitzen. *(eck)* ■

Der Autor: Stefan Schuler ist Entwicklungsingenieur bei Semikron in Nürnberg.