

Stand und Entwicklungstendenzen bei schnellen Dioden

Prof. Dr. Josef Lutz, Technische Universität Chemnitz
Fakultät ET/IT, Reichenhainer Str. 70, 09126 Chemnitz Email: jlu@infotech.tu-chemnitz.de

Das Problem Soft-Recovery-Verhalten von schnellen Dioden wurde gelöst. Im wesentlichen gibt es zwei Konzepte, das CAL Konzept (Controlled Axial Lifetime) und das Emcon-Konzept (Emitter Controlled), und Beide bewegen sich bezüglich des Trade-off aus Durchlaßspannung und Schalteigenschaften auf das mit dem Halbleitermaterial Silizium physikalisch Mögliche zu. Im Verständnis der dynamischen Robustheit wurden Fortschritte erreicht. Aus dem neuen Halbleitermaterial SiC sind erste Dioden kommerziell erhältlich, die als Schottky-Dioden durch ihre extrem niedrigen Schaltverluste insbesondere bei hohen Schaltfrequenzen große Vorteile bringen.

Soft-Recovery

Schnelle Dioden müssen in den meisten Anwendungen Soft-Recovery-Verhalten aufweisen: Bei Kommutierung darf der Strom in Rückwärtsrichtung nicht scharf abreißen (snappig), sondern er muß sanft auslaufen (soft), um induzierte Spannungsspitzen und Oszillationen zu vermeiden. Dazu muß der Abbau der in der Diode gespeicherten Ladung beherrscht werden. Die Lösung dieses Problems hat einige Zeit gedauert [1].

Bild 1 zeigt den Vorgang (a) in einer snappigen Diode und in einer Soft-Recovery-Diode (b). Die Verteilung der freien Ladungsträger im Durchlaßfall ist für den Zeitpunkt t_0 angegeben. Bei Kommutierung wird die Ladung zur negativ gepolten Anode durch den Löcherstrom und zur positiv gepolten Kathode durch den Elektronenstrom ausgeräumt (t_2, t_3, \dots). In der snappigen Diode (a) ist der Ladungsträgerberg kurz nach t_4 erschöpft, zwischen t_4 und t_5 kommt es zu einem sprunghaften Wechsel vom Zustand mit gespeicherter Ladung zum Zustand ohne gespeicherte Ladung – im äußeren Kreis ein abrupter Abriß des Rückstroms. In der Soft-Recovery-Diode (b) ist auch in der Endphase (t_5, t_6) noch ein Ladungsträgerberg vorhanden, der zu einem sanften Ausklingen des Rückstroms führt.

Dieses Verhalten muß erreicht werden, ohne große Abstriche in anderen Parametern der Dioden (Durchlaßspannung, gespeicherte Ladung) in Kauf zu nehmen. Es haben sich zwei Lösungen durchge-

setzt, die miteinander im Wettbewerb sind: Eine vertikal (axial) eingestellte Trägerlebensdauer in der Diode, und eine Kontrolle über einen Emitter einer definierten reduzierten Löcherinjektion, der die Verteilung der Ladungsträger an der p-Seite in definierter Weise absenkt ähnlich Bild 1b.

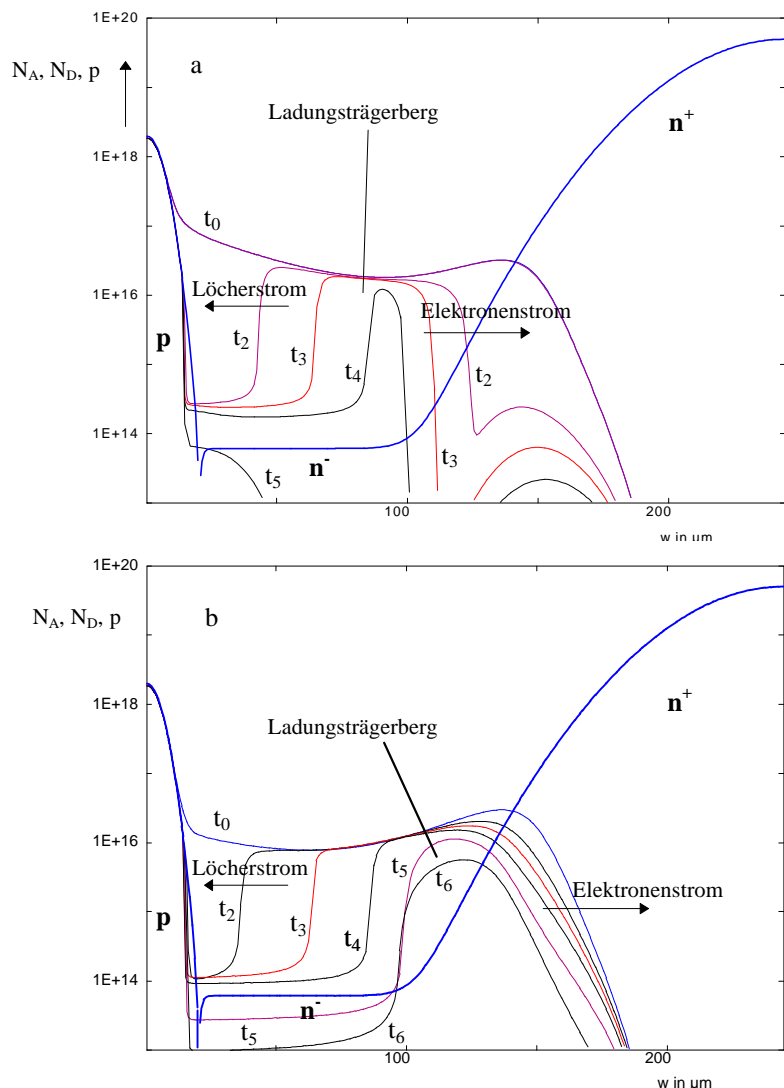


Bild 1: Abbau der gespeicherten Ladung in einer Diode mit snappigem (a) und in einer Diode mit Soft-Recovery-Schaltverhalten (b)

Fortschritte bei der CAL-Diode

Die Technologie, ein axiales Profil der Trägerlebensdauer einzustellen (CAL: Controlled Axial Lifetime) wurde von Semikron eingeführt [2] und hat seither große Erfolge erzielt. Neue Entwicklungen optimieren die Diode in Bezug auf das Zusammenwirken mit den IGBTs neuer Generation unter Berücksichtigung der Gesamtverluste im System. Bild 2 zeigt die Durchlasskennlinie der neuen CAL HD-Diode im Vergleich zur bisherigen CAL-Diode [3], jeweils für Chips einer Fläche von 61mm^2 .

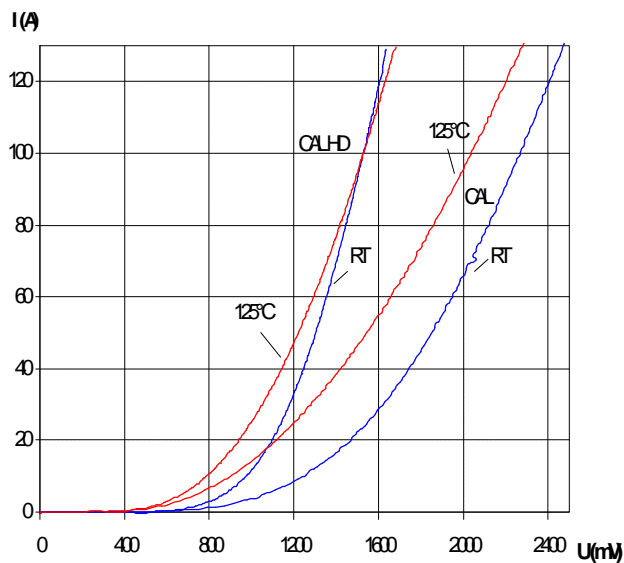


Bild 2: CAL-Dioden, Durchlasskennlinien bei RT und 125°C

Die um mehr als 0,5V niedrigere Durchlassspannung der CAL-HD-Diode geht auf Kosten der Speicherladung, die bei der CAL HD Diode von $11\mu\text{C}$ auf $18\mu\text{C}$ angestiegen ist. In der Gesamtbilanz aller Verluste in IGBT und Diode ist allerdings die CAL-HD-Diode noch bis zu Schaltfrequenzen von 7kHz im Vorteil.

Der in Bild 2 ersichtliche Temperaturgang der Durchlassspannung – positiv für Ströme $>100\text{A}$ – ist wichtig für die Parallelschaltung: Bei positivem Temperaturgang balancieren sich Stromunterschiede aus, bei stark negativem Temperaturgang besteht die Gefahr thermischer Instabilität. Der Temperaturgang ist verursacht durch die Temperaturabhängigkeit der Beweglichkeiten und durch die Temperaturabhängigkeit der Einfangquerschnitte der Rekombinationszentren. Er kann durch die Zusammensetzung der Rekombinationszentren eingestellt werden. Die Eigenschaften der strahlungsinduziert entstehenden Zentren, die sich stark von den bekannten Rekombinationszentren Gold und Platin unterschei-

den, sind inzwischen für den in der Anwendung interessanten Temperaturbereich charakterisiert und es ist eine physikalische Simulation möglich [4], was eine weitere Optimierung der CAL-Dioden möglich macht.

Auf dieselbe Technologie wird bei neuen Dioden von ABB [5] gesetzt, ebenso bei Hochleistungsdioden ($4,5\text{kV}/2,5\text{kA}$) von EUPEC [6]. Auch Mitsubishi nutzt das Wirkprinzip bei neuen Bauelementen [7].

Dioden mit reduziertem p-Emitterwirkungsgrad – die Emcon-Diode

Die Emcon-Diode hat mit der Emcon HE Diode große Fortschritte gemacht [8]. Sie geht den Weg, durch Reduzierung des p-Emitterwirkungsgrads die Ladungsträgerverteilung so zu steuern, daß ein Soft-Recovery-Verhalten entsteht. Ein Beispiel des Schaltverhaltens zeigt Bild 3. Im Schalt-

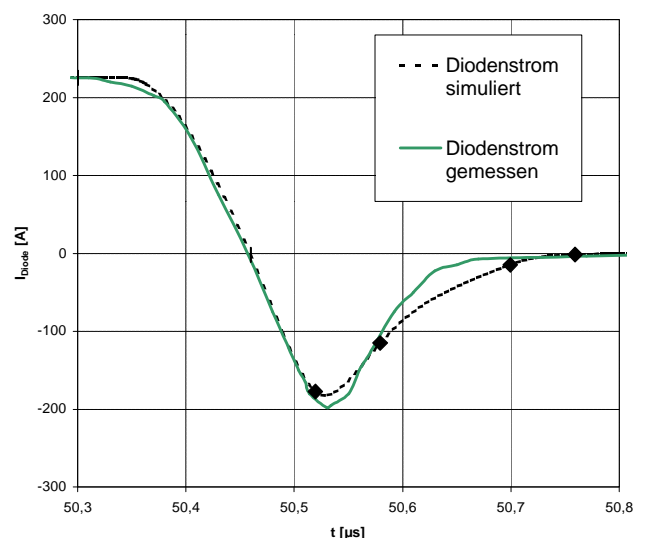


Bild 3: Schaltverhalten der Emcon HE Diode. Zwischenkreis 600V, Nennstrom 225A, 25°C; Schalter: Infineon IGBT3

verhalten bei üblichen Bedingungen sind CAL- und Emcon HE Dioden kaum zu unterscheiden. Beide weisen Soft-Recovery-Verhalten auch bei kleinen Strömen auf.

Der Kompromiß der gegensätzlichen Anforderungen niedrige Speicherladung und niedrige Durchlassspannung ist ein Kriterium zur Beurteilung des Gesamtverhaltens der Diode. Bild 4 vergleicht Meßergebnisse von Dioden der CAL Technologie und von Dioden der Emcon HE Technologie, die aktive Fläche ist jeweils ca. 44mm^2 . Die Meßbedingungen sind identisch. Man sieht, daß beide gänzlich verschiedenen Technologien auf ähnlichen Trade-off

hinauslaufen. Man scheint sich einer Grenze anzunähern. Anforderung ist, daß die Dioden unter allen relevanten Bedingungen Soft-Recovery-Verhalten aufweisen.

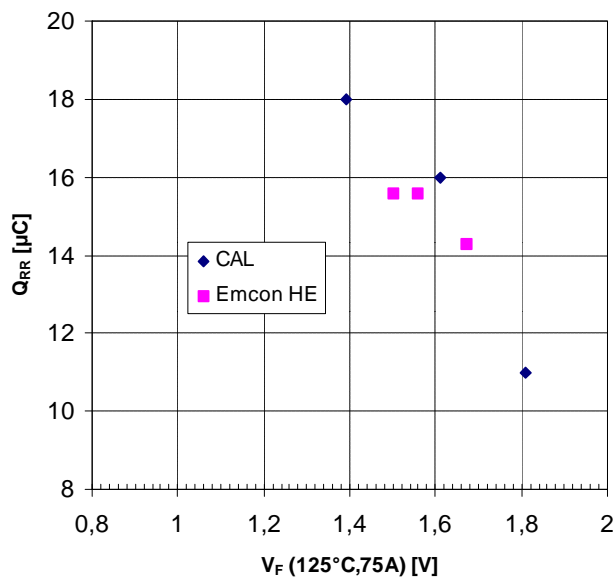


Bild 4: Durchlaßspannung und Speicherladung für Freilaufdioden vom CAL-Typ und vom Emcon HE Typ

Hybride Optimierung von schnellen Dioden

Man kann diese Grenzen durch Maßnahmen der Parallel- und Serienschaltung in gewissem Rahmen verschieben. Die Hybrid-Diode [9] besteht aus Parallelschaltung einerseits einer Diode, die so dünn wie möglich gemacht ist – auch als „Punch-through (PT)-Diode bezeichnet, und andererseits einer Soft-Recovery-Diode. Man erhält bei richtiger Abstimmung damit die Durchlaßspannung einer PT-Diode bei gleichzeitigem Soft-Recovery-Verhalten. Das Konzept bewährt sich in batteriegetriebenen Elektrofahrzeugen mit MOS-FETs als Schalter.

Die Tandem-Diode besteht aus einer Serienschaltung von schnellen Dioden. Ein Beispiel [10] gibt Bild 5. Eine 300V-Diode kann man z. B. auf sehr niedrige Speicherladung auslegen. Durch Reihenschaltung zu einer 600V-Diode sollte der Rückstrom nicht ansteigen. Allerdings nimmt man die doppelte Schleusenspannung in Kauf. Auf Beschaltungsmaßnahmen kann bei modernen Bauelementen in diesem Spannungsbereich verzichtet werden. In Anwendungen bei sehr hohen Schaltfrequenzen steht

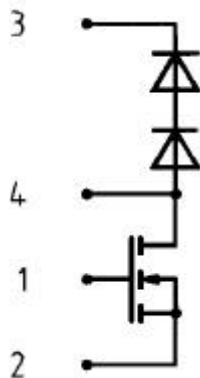


Bild 5: Hochsetzsteller mit Tandem-Diode

die Tandem-Diode in Wettbewerb zu SiC-Schottky-Dioden.

Dynamische Robustheit

Eins der Hauptprobleme der schnellen Dioden der vergangenen Jahre war ihre Zuverlässigkeit. Das Problem kam auf, als die ersten schaltenden Bauelemente mit steilen Schaltflanken zur Anwendung kamen. Bei den zugehörigen Freilaufdioden traten plötzliche Felddausfälle auf. Im Labor konnten einzelne Dioden bei hoher Kommutierungsteilheit und Spannungen deutlich unter der spezifizierten Sperrspannung zerstört werden.

Im Wettbewerb um die besten Dioden war daher die *dynamische Robustheit* ein Merkmal. Sie kennzeichnet die Fähigkeit der Diode, hohen Zwischenkreisspannungen und hohen Kommutierungsteilheiten gewachsen zu sein. Sie erlaubt dem Anwender, den IGBT steil anzusteuern, um die Einschaltverluste zu vermindern.

Bei steiler Kommutierung und hoher Zwischenkreisspannung fließt in der Diode noch ein Löcherstrom, während sie gleichzeitig mit Spannung beaufschlagt wird (siehe Bild 1). Für die effektive Dotierung gilt

$$N_{\text{eff}} = N_D + p$$

Die erhöhte effektive Dotierung vermindert die Avalanche-Spannung, es setzt dynamischer Avalanche ein. Moderater dynamischer Avalanche – **dynamischer Avalanche der ersten Art** – ist unkritisch. Die erzeugten Elektronen fließen durch die Raumladungszone, und damit gilt

$$N_{\text{eff}} = N_D + p - n_{\text{av}} ,$$

die hohe Löcherdichte wird teilweise kompensiert, d.h. der dynamische Avalanche ist selbststabilisierend, wie schon von Schlangenotto [11] vorausgesagt. Voraussetzung ist allerdings, daß keine Schwachstellen im Design des Chips vorliegen, z. B. erhöhte Stromdichten an den Rändern der aktiven Fläche [12].

Sittig und Oetjen [13] fanden aber heraus, daß ab einer bestimmten Stromdichte im dynamischen Avalanche, etwa 80A/cm², physikalisch bedingt eine Filamentierung auftreten muß: Die Kennlinie des dynamischen Avalanche weist einen schwach negativen differentiellen Widerstand auf. Dieser dynamische Avalanche soll als **dynamischer Avalanche der zweiten Art** bezeichnet werden. Die stromführende Fläche zerfällt nun in Bereiche mit Stromdichten <100A/cm² und Filamente mit 1000 - 1500A/cm² Stromdichte. Diese Situation kann durchaus zum Ausfall von Dioden führen, z.B. wenn die Dotierung der p-Zone nicht hoch

genug ist und der durch die p-Anode fließende Elektronenstrom einen Teil der p-Dotierung kompensieren kann. Allerdings gibt es Mechanismen, die dem entgegenwirken:

- im Filament steigt die Temperatur, was die Avalanche-Spannung anhebt und dem Mechanismus entgegenwirkt
- das Filament führt zu einer schnellen lokalen Ausräumung des Ladungsträgerbergs an dieser Stelle, was der Ursache des Avalanche entgegenwirkt.

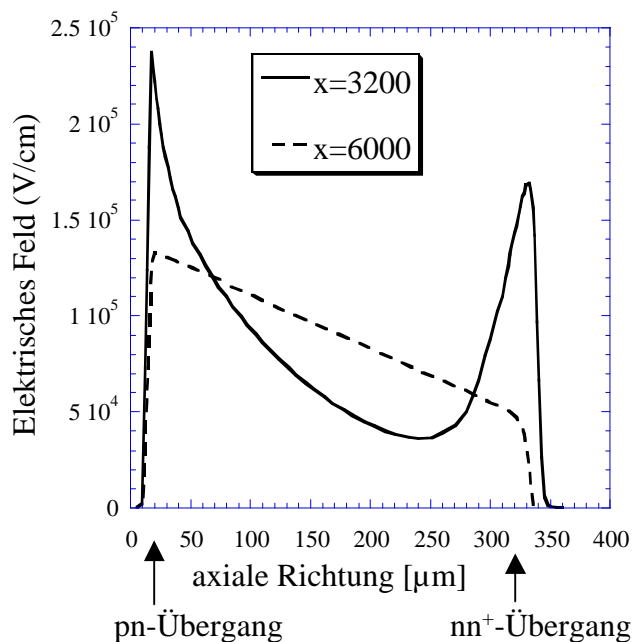


Bild 6: Simulierter Feldverlauf in einer 3.3kV Diode bei extrem starken dynamischen Avalanche

Bei der Suche nach der Ausfallgrenze der auf 3.3kV ausgelegten CAL-Dioden stieß man auf den Zustand, in dem der nn⁺-Übergang von Ladungsträgern frei wird, während am pn-Übergang noch dynamischer Avalanche herrscht. Wird auch am nn⁺-Übergang ein elektrisches Feld aufgebaut und dort die Avalanche-Bedingung erreicht, so setzt dynamischer Avalanche von beiden Seiten ein [14]. Dieser Zustand – **dynamischer Avalanche der dritten Art** – ist ähnlich dem Zünden eines Thyristors und nicht mehr zu überstehen. Bild 6 zeigt diesen Vorgang für eine auf 3.3kV ausgelegte Freilaufdiode in 2-dimensionaler Simulation mit AVANT Medici. Für die laterale Koordinate steht x, dargestellt ist der Feldverlauf in axialer Richtung für zwei verschiedene Orte. Die Stelle x = 6000 entspricht dem größten Teil des Bauelements. Hier sind die freien Ladungsträger bereits verschwunden. Der Feldverlauf entspricht dem statischen Fall. Aber an der Stelle x = 3200 ist ein

Filament übrig geblieben, der Feldverlauf dort weist eine Feldspitze am pn- und eine am nn⁺-Übergang auf – ein hängematten-ähnlicher Feldverlauf entsprechend dem 2. Durchbruch, wie er in [15] beschrieben ist.

Die Grenze, an der man diesen Zustand erreicht, kann durch geeignete Design-Maßnahmen verschoben werden. Damit läßt sich erwarten, daß auch für hohe Sperrspannungen von 4,5kV und 6,5kV robuste Freilaufdioden für die neuen IGBTs zur Verfügung stehen werden.

Schottky-Dioden aus SiC

SiC verfügt in der genutzten 4H-Version über eine Bandlücke von 3,26eV. Das hat, realisiert man eine pn-Übergang, eine hohe Schleusenspannung im Bereich von 3V zur Folge. Die damit verbundenen Durchlaßverluste wären ein Nachteil, aber man kann das umgehen. Diese Schleusenspannung tritt nicht auf bei unipolaren Bauelementen wie MOSFET und JFET. Bei der Schottky-Diode entsteht eine niedrigere, durch den Schottky-Übergang bedingte Schleusenspannung.

Nach der einfachen Gleichung für Schottky-Übergänge unter Vernachlässigung ohm'scher Anteile aus [16]

$$j = j_s \cdot \left(e^{\frac{q \cdot U}{k \cdot T}} - 1 \right) \text{ mit } j_s = A^* \cdot T^2 \cdot e^{-\frac{q \cdot U_{BN}}{k \cdot T}}$$

A*: Richardson-Konstante
120 A/cm²K² für Si [16]
400A/cm²K² für SiC [17]

erhält man bei RT die Kennlinien, wie sie in Bild 7 verglichen sind für PtSi auf Si mit der Barrierenhöhe U_{BN} = 0,85eV und Ti auf SiC mit U_{BN} = 1,27eV. Bei 10A/cm² findet sich für diesen

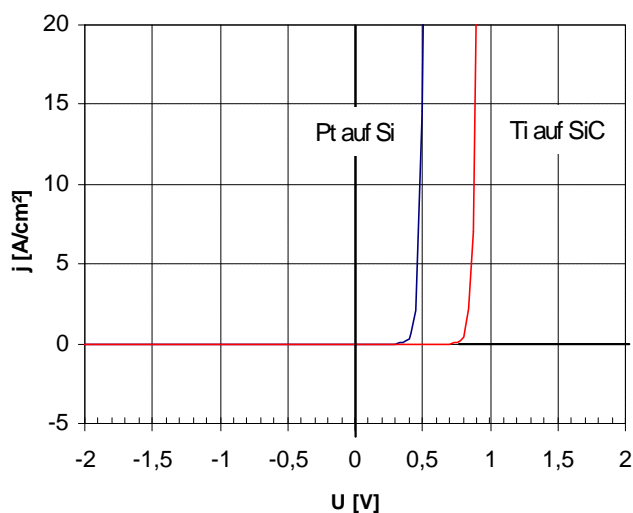


Bild 7: Schleusenspannung für Schottky-Dioden aus Si und aus SiC

idealisierten Fall eine Schleusenspannung von ca. 0,9V, was akzeptabel wird.

Die Durchlaßspannung läßt sich in Schleusenspannung und differentiellen Widerstand zerlegen

$$U_F = U_S + R_{diff} \cdot I_F$$

und der differentielle Widerstand berechnet sich bei einem unipolaren Bauelement nach

$$R_{diff} = \frac{w_B}{q \cdot m_n \cdot N_D \cdot A}$$

Nun werden unipolare Bauelemente aus SiC aufgrund der um den Faktor 10 höheren Durchbruchfeldstärke in der Mittelzone w_B gegenüber Si etwa um den Faktor 8 dünner gemacht und gleichzeitig höher dotiert, was bei der gegenüber Si nur um 20% schlechteren Elektronenbeweglichkeit μ_n insgesamt zu einem drastisch niedrigeren spezifischen Widerstand führt. Der Vorteil der unipolaren Bauelemente - keine Speicherladung - bleibt damit erhalten.

gen mit schnellen bipolaren Si-Dioden überlegen [18]. Der höhere Aufwand und Preis einer SiC Diode läßt sich durch andere mögliche Vereinfachungen im Schaltkreis wieder kompensieren, so daß die SiC Dioden ihren Markt finden.

Die verwendete Ti-Barriere liesse sich aber für Bauelemente bis über 2000V Sperrspannung noch einsetzen. Bild 8 aus [19] zeigt die Kennlinie einer SiCED Schottky Diode für 1200V bei einer aktiven Fläche von 10mm² bei 25°C und bei 125°C. Bei 25°C erkennt man die mit Bild 7 übereinstimmende Schleusenspannung. Bei höherer Temperatur nimmt der differentielle Widerstand zu aufgrund der mit der Temperatur sinkenden Beweglichkeiten.

Die SiC-Bauelemente stehen heute erst am Anfang. Es gibt noch ein beträchtliches Potenzial an Optimierung. Es könnten verschiedene Barrieren für die jeweilige Spannungsanforderung entwickelt werden, wie das auch bei Si üblich ist. Für höhere Sperrspannungen gibt es das Konzept der Merged-pin-Schottky (MPS) Diode, bei der schmale p-Zonen den Durchgriff des Felds zum

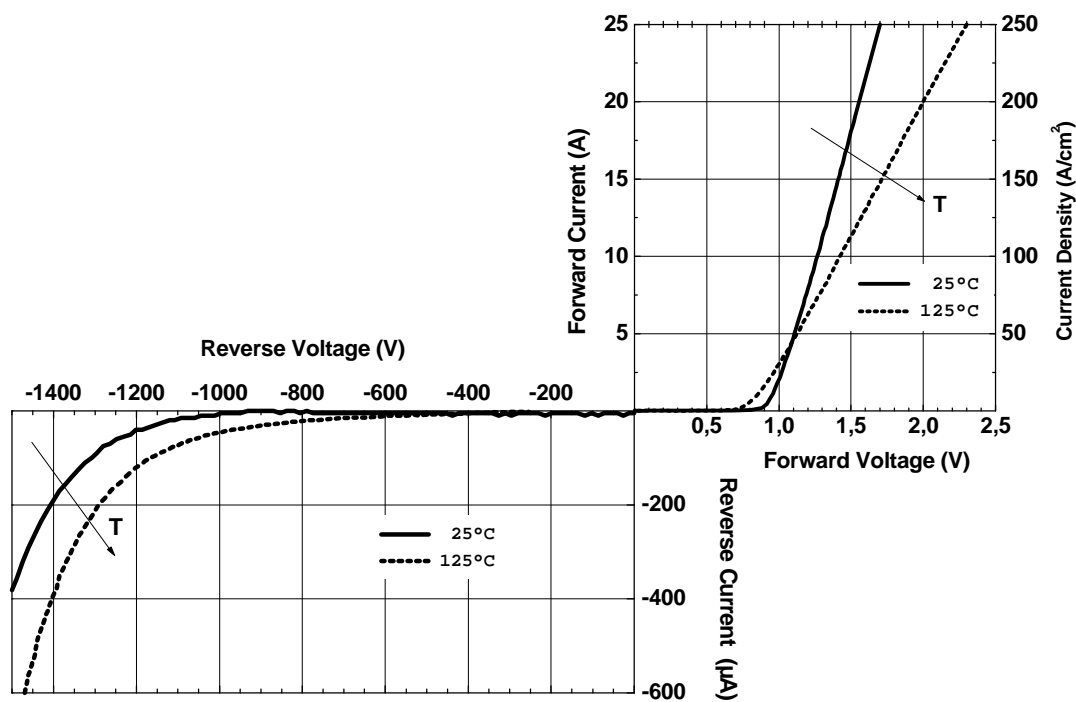


Bild 8: Kennlinie einer 1200V SiC-Schottkydiode bei 25°C und bei 125°C . Die aktive Fläche beträgt 10mm².

Die ersten SiC Schottky Dioden wurden von Infineon auf den Markt gebracht, sie sind auf 300V bis 600V spezifiziert. Die bei der Kommutierung auftretende Ladung in Rückwärtsrichtung ist kapazitiv bedingt. Sie ist temperaturunabhängig. Die SiC-Schottky-Dioden sind in Anwendungen, die sehr hohe Schaltfrequenzen erfordern (Schaltnetzteile, Leistungsfaktorkorrektur) allen Lösun-

Schottky-Kontakt verhindern [20]. Weiterhin sind aus SiC schaltende Bauelemente mit drastisch reduzierter Durchlaßspannung möglich. Insbesondere ist es aufgrund der Halbleitereigenschaften möglich, Bauelemente für Sperrschicht-Temperaturen deutlich höher als 200°C herzustellen und damit die Leistungsdichten in Leistungsbaulementen noch wesentlich zu erhöhen.

Um das zu realisieren, müssen aber neue Lösungen der Aufbau- und Verbindungstechnik gefunden werden.

Zusammenfassung

Schnelle Dioden aus Si haben inzwischen einen hohen Grad an Reife erreicht. Das Reverse-Recovery-Verhalten wird durch verschiedene Lösungen beherrscht. Im Kompromiß zwischen Durchlaßspannung und Schalteigenschaften sieht es so aus, als ob man sich bereits auf die Grenze des aus Si physikalisch Möglichen zubewegt. Das Problem des dynamischen Avalanche in Silizium wird besser verstanden, sehr robuste Dioden auch für höhere Sperrspannungen sind zu erwarten. Aus SiC sind heute Dioden mit vergleichbarer Durchlaßspannung wie aus Si, aber ohne Speicherladung, verfügbar. Das Potenzial dieses neuen Halbleitermaterials ist bei weitem noch nicht ausgeschöpft.

Danksagung

Der Autor bedankt sich für die Diskussionen und die Überlassung von Material und Meßergebnissen bei Dr. A. Mauder und Dr. M. Rupp (Infineon), Dr. A. Lindemann (IXYS), Dr. K.H. Häupl und Dr. B. König (Semikron), Dr. H. Mitlehner und Dr. D. Peters (SiCED)

Literatur

- [1] J. Lutz, P. Nagengast: "Neue Entwicklungen bei schnellen Dioden", ETG-Fachtagung Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen, Bad Nauheim, ETG-Fachbericht 72 (1998)
- [2] J. Lutz, U. Scheuermann: "Advantages of the new Controlled Axial Lifetime diode", Proceedings of the 28th PCIM Conference, Vol. 28, Nürnberg (1994)
- [3] K. Häupl, B. König: „CAL HD - eine angepasste Diode für SPT- und Trench-IGBT's, 30. Kolloquium Halbleiter-Leistungsbaulemente, Freiburg, Okt. 2001
- [4] R. Siemienieć, W. Südkamp, J. Lutz, "Determination of Parameters of Radiation Induced Traps in Silicon", accepted for publication, Solid-State Electronics 2002
- [5] N. Kaminski, N. Galster, S. Linder: „1200V Merged PIN Schottky Diode with Soft Recovery and Positive Temperature Coefficient“, Proceedings of the 8th EPE, Lausanne (1999)
- [6] R. Barthelmeß, M. Beuermann, N. Winter: „New Diodes With Pressure Contact For Hard-Switched High Power Converters“ Proceedings of the 8th EPE, Lausanne (1999)
- [7] H. Iwamoto et al: „A New 1200V PT IGBT Module Using Trench Gate Structure and Local Lifetime Control“, Proceedings of the 8th EPE, Lausanne (1999)
- [8] T. Laska, L. Lorenz, A. Mauder: „The Field Stop IGBT Concept with an Optimized Diode“, Proceedings of the 41th PCIM, Nürnberg 2000
- [9] J. Lutz, A. Wintrich: „The Hybrid Diode - Mode of Operation and Application“, European Power Electronics and Drives Journal Vol. 10 No. 2 (2000)
- [10] IXYS Datenblatt FMD 21-05QC (2000)
- [11] H. Schlangenotto, H. Neubrand: „Dynamischer Avalanche beim Abschalten von GTO-Thyristoren und IGBTs“, Archiv der Elektrotechnik 72, S. 113-123 (1989)
- [12] Y. Tomomatsu et al, Proceedings of the ISPSD, P. 353-356 (1996)
- [13] J. Oetjen et al: „Current filamentation in bipolar devices during dynamic avalanche breakdown“, Solid State Electronics 44, 117-123 (2000)
- [14] M. Domeij, J. Lutz, D. Silber: „Stable and unstable dynamic avalanche in fast Silicon Power Diodes“, Proceedings of the 31th European Solid-State Device Research Conference, p. 263, Nuremberg, September 2001
- [15] H. Egawa: „Avalanche Characteristics and Failure Mechanism of High Voltage Diodes“ IEEE Trans. on Electron Devices, Vol.-ED-13, No 11, p 754 (1966)
- [16] Benda/Govar/Grant: Power Semiconductor Devices, Chichester 1999, S. 63/64
- [17] M. Treu, M. Rupp, H. Kapels, W. Bartsch; Material Science Forum Vols. 353-356 (2001) pp 679-682
- [18] Ilia Zverev et al: „SiC Schottky Rectifiers: Performance, Reliability and key application“, Proceedings of the 9th EPE, Graz (2001)
- [19] D. Peters, K. O. Dohnke, C. Hecht, D. Stephani: „1700V SiC Schottky Diodes scaled up to 25A“, Materials Science Forum Vols. 353-356 (2001) pp. 675-678.
- [20] R. Singh et al, „1500V 4 Amp 4H-SiC JBS Diodes“, Proceedings of the ISPSD 2000, Toulouse (2000)