

Leistung wirksam erhöht

PowerTrench-MOSFETs ermöglichen höhere Leistungsdichte. Eine neue Power Trench-Power-MOSFETs-Familie kombiniert kleinere Q_{SYNCH} -Werte und eine Body-Diode mit Soft-Reverse-Recovery-Eigenschaften mit hoher Schaltgeschwindigkeit, um einen höheren Wirkungsgrad in asynchronen Gleichrichtungsanwendungen zu gewährleisten.

Won-suk Choi, Sung-mo Young,
Dong-wook Kim

■ Beim Umstieg von einem Papier-basierenden auf ein digitales Informationsmanagement spielen Datenzentren für die Datenverarbeitung, Speicherung und Vernetzung in Unternehmen, Forschungseinrichtungen und Behörden eine immer wichtigere Rolle. Allerdings verursacht die Energieversorgung und Kühlung dieser Datenzentren stetig steigende Kosten. Da sich durch kleinere Stromversorgungen mit hohem Wirkungsgrad deutliche Kosteneinsparungen erreichen lassen, hat die Erhöhung der Systemeffizienz und der Leistungsdichte der in den modernen Daten- und Telekommunikationstechnik verwendeten Energieversorgungssysteme höchste Priorität. Ein wichtiger Baustein auf der Sekundärseite von Schaltnetzteilen ist der Synchrongleichrichter, weil sich damit der Wirkungsgrad der Wandlungsstufen auf Grund geringerer Leitungsverluste und Schaltverluste verbessern lässt. Besonders in Anwendungen mit kleinen Spannungen und hohen Strömen, wie Server-Stromversorgungen oder Telekommu-

nikationsgleichrichter, ist diese Topologie sehr verbreitet. Damit lassen sich die sonst benötigten Schottky-Gleichrichter ersetzen und der Spannungsabfall reduzieren (Bild 1). Power-MOSFET-Transistoren haben in den letzten zehn Jahren eine umfassende Entwicklung durchlaufen und ermöglichen nun neue Topologien und Stromversorgungen mit hoher Leistungsdichte. Es sind MOSFETs für kleine und mittlere Spannungen erhältlich, wobei entscheidende Leistungsverbesserungen durch die Trench-Gate-Technologie gegenüber der bisher üblichen Planar-Technologie erreicht wurden. Trench-Gate-MOSFETs gehören zu den am häufigsten verwendeten Leistungsbauteilen in Anwendungen mit kleinen und mittleren Spannungen. Bei diesen Trench-MOSFETs liegt die Gate-Struktur in einem Trench-Bereich, der in die Bauteilstruktur geätzt wird. Der spezifische Durchlasswiderstand verbesserte sich durch diese neue Technologie um etwa 30 Prozent, da die Kanaldichte erhöht sowie die JFET-Widerstandskomponente beseitigt werden kann. Bei einer synchronen Gleichrichtung lassen sich die Leistungsverluste senken, wenn das Produkt aus

Widerstand und Drain-Strom des MOSFETs kleiner ist als die Dioden-Durchlassspannung. Allerdings ist bei einem Synchrongleichrichter der geringe Durchlasswiderstand nicht die einzige Anforderung für den Leistungsschalter. Um die Ansteuerungsverluste zu reduzieren, sollte auch die Gate-Ladung möglichst gering sein. Zudem reduziert die Soft-Reverse-Recovery-Charakteristik der Body-Diode durch die Dämpfung der Spannungsspitzen die Snubber-Verluste. Darüber hinaus entstehen Schaltverluste aufgrund der Ausgangsladung (Q_{OSS}) und der Reverse-Recovery-Ladung (Q_{rr}). Deswegen ist die Systemeffizienz der synchronen Gleichrichtung bei MOSFETs für kleine und mittlere Spannungen direkt von bestimmten Parametern abhängig, wie $R_{\text{DS(ON)}}$, Q_{G} , Q_{OSS} , Q_{rr} und der Reverse-Recovery-Charakteristik. Die neuen Power-MOSFETs für mittlere Spannungen, namens PowerTrench-MOSFET, wurden speziell für eine synchrone Gleichrichtung optimiert. Sie erlauben damit einen höheren Wirkungsgrad und eine größere Leistungsdichte in Server-Stromversorgungen oder Telekommunikationsgleichrichtern.

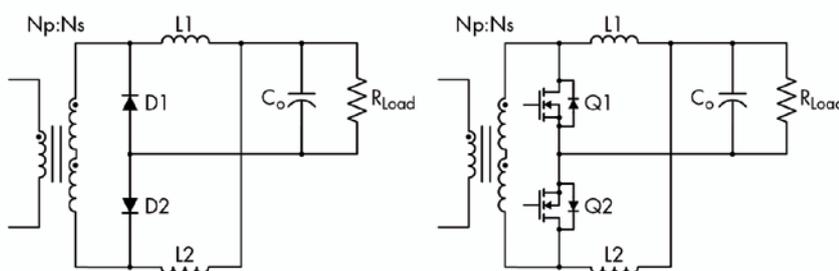


Bild 1: Dioden-Gleichrichtung und synchrone Gleichrichtung

KONTAKT

Fairchild Semiconductor
Oskar-von-Miller-Strasse 4e
82256 Fürstenfeldbruck
Tel.: +49 8141 61020
Fax: +49 8141 6102100
www.fairchildsemi.com

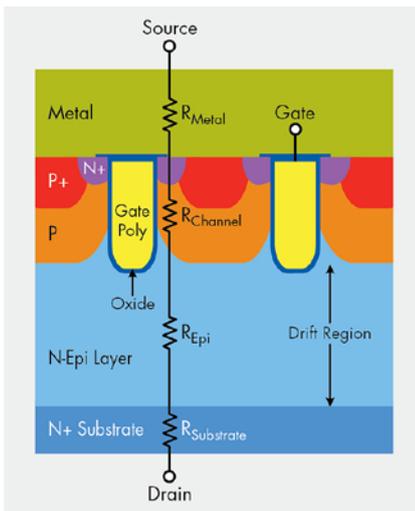


Bild 2: Konventioneller Trench-Gate-MOSFET

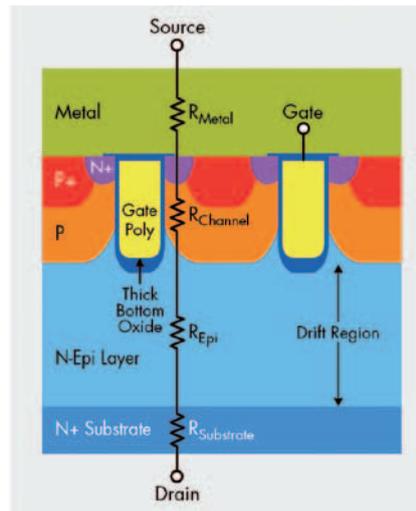


Bild 3: Trench-Gate-MOSFET mit dickem Oxid am Boden

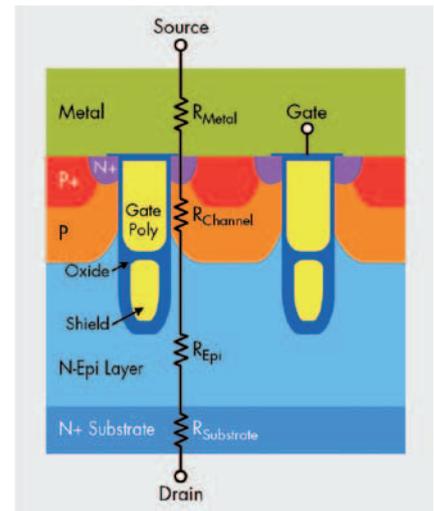


Bild 4: Trench-Gate-MOSFET mit zusätzlicher Schirmelektrode

Optimierte Power-MOSFETs für synchrone Gleichrichtung

Der $R_{DS(ON)} \times Q_G$ -FOM-Wert wird normalerweise als der wichtigste Indikator für die Leistungsfähigkeit von MOSFETs in getakteten Stromversorgungen betrachtet. Daher sind einige neue Technologien entwickelt worden um den $R_{DS(ON)} \times Q_G$ -FOM-Wert zu verbessern. Während die MOSFET-Technologien und die Zellenstrukturen in den letzten Jahren dramatische Innovationen erfahren haben, lässt sich die vertikale Zellstruktur von MOSFETs in drei Strukturtypen einstufen: Planar, Trench und Lateral. Unter diesen drei Strukturen spielen MOSFETs mit der Trench-Gate-Struktur mittlerweile die wichtigste Rolle bei leistungsfähigen diskreten Power-MOSFETs mit $BV_{DSS} < 200V$. Sie werden hauptsächlich auf Grund des besonders niedrigen Durchlasswiderstands ausgewählt, zudem gewährleistet diese Technologie einen ausgezeichneten $R_{DS(ON)} \times Q_G$ -FOM-Wert über das gesamte BV_{DSS} -Spektrum. Die Trench-Gate-Struktur ermöglicht eine deutliche Reduzierung des Kanalwiderstands ($R_{channel}$) und des JFET-Widerstands (R_{JFET}), die hauptsächlich den Durchlasswiderstand von Niederspannungs-MOSFETs ($BV_{DSS} < 200V$) bestimmen. Der interessanteste Vorteil der Trench-Gate-Struktur ist die Fähigkeit den $R_{DS(ON)}$ zu reduzieren indem der kürzest mögliche Strompfad (Senkrechte) von Drain zu Source realisiert wird, dadurch kann die Zelldichte erhöht werden, ohne dass ein JFET-Pinch-off-Effekt auftritt. Der Anteil der einzelnen Bereiche am Widerstand ist sehr unterschiedlich und hängt vom Design und BV_{DSS} ab. Für geringe Leitungsverluste ist ein niedriger

$R_{DS(ON)}$ -Wert unentbehrlich, dagegen sind zur Verbesserung des FOM Kompromisse bei der Trench-Tiefe und Breite möglich um die Struktur zu optimieren. Es wurden zudem Variationen der standardmäßigen Trench-Gate-Zelle entwickelt, um einen niedrigeren Widerstand zu gewährleisten und gleichzeitig den FOM-Wert zu verbessern. Die konventionelle Trench-Gate-Struktur ermöglicht einen niedrigeren Durchlasswiderstand indem das Verhältnis von Breite und Länge des Kanals erhöht wird (Bild 2). Ein verbessertes Schaltverhalten und ein höheres Verhältnis von C_{GS} zu C_{GD} lässt sich durch eine dicke Oxidschicht unterhalb der Trench-Struktur erreichen (Bild 3). Damit lässt sich nicht nur die Kapazität zwischen Gate und Drain (C_{GD}) reduzieren, sondern dies verbessert auch den Widerstand in der Driftregion. Zudem lässt sich damit der Durchlasswiderstand von der Gate-Ladung entkoppeln weil durch ein dünnes Gate-Oxid ein niedrigerer V_{th} -Wert erreicht und somit der Durchlasswiderstand gesenkt werden kann. Gleichzeitig wird durch die dickere Oxidschicht unter dem Trench ein geringerer C_{GD} gewährleistet. Ein anderes Konzept wurde ursprünglich für Hochspannungs-Bauteile entwickelt, wird jetzt aber ebenso bei Niederspannungs-Bauteilen verwendet: der Einsatz eines Ladungsgleichgewichts oder Super-Junction-Bauteilstrukturen. Beim Ladungsgleichgewicht-Ansatz lässt sich eine zweidimensionale Ladungskopplung in der Driftregion erreichen. Die neusten Power-MOSFETs für mittlere Spannungen von Fairchild nutzen die Shielded-Gate-Struktur, bei der die Schirmelektrode mit der Source verbunden wird (Bild 4). Die Schirmelektrode bildet mit

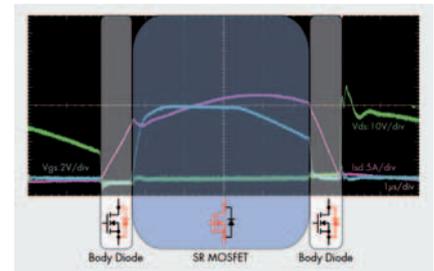


Bild 5: Power-MOSFET-Signale bei synchrone Gleichrichtung

dem dickeren Oxid zwischen Elektrode und Driftregion ein Ladungsgleichgewicht für die Driftregion. Dadurch ist eine höhere Dotierung in der Driftregion möglich, was den Driftwiderstand reduziert. Gegenüber der vorherigen Generation konnte sowohl der spezifische Widerstand der neuen Power-MOSFETs für mittlere Spannungen, als auch die bereits sehr gute Schaltcharakteristik weiter verbessert werden. Neben $R_{DS(ON)}$ und Q_G gewinnen andere Parameter, wie die Reverse-Recovery der Body-Diode, der interne Gate-Widerstand und die Ausgangsladung des MOSFET (Q_{OSS}) bei einer synchronen Gleichrichtung an Relevanz. Die Bedeutung dieser Verlustkomponenten steigt mit höheren Schaltfrequenzen und höheren Ausgangsströmen. Die Mittelspannungs-MOSFETs von Fairchild wurden sowohl im Hinblick auf eine minimale Reverse-Recovery der Diode, als auch auf eine minimale Ausgangskapazität optimiert.

Leistungsverluste bei synchroner Gleichrichtung

Die Verluste in Leistungsschaltern lassen sich hauptsächlich in Leitungs- und

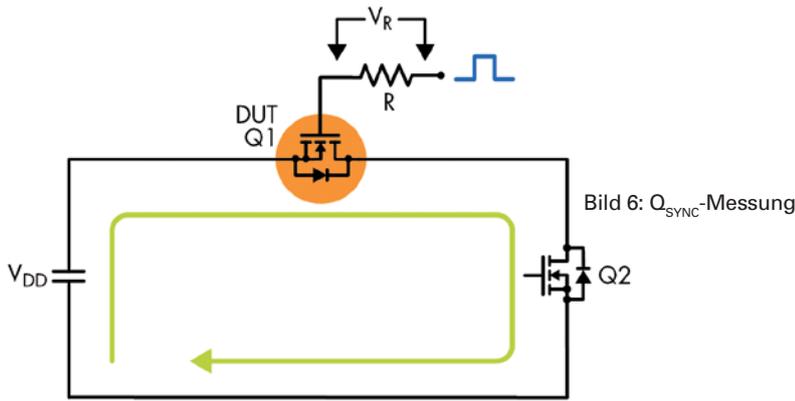
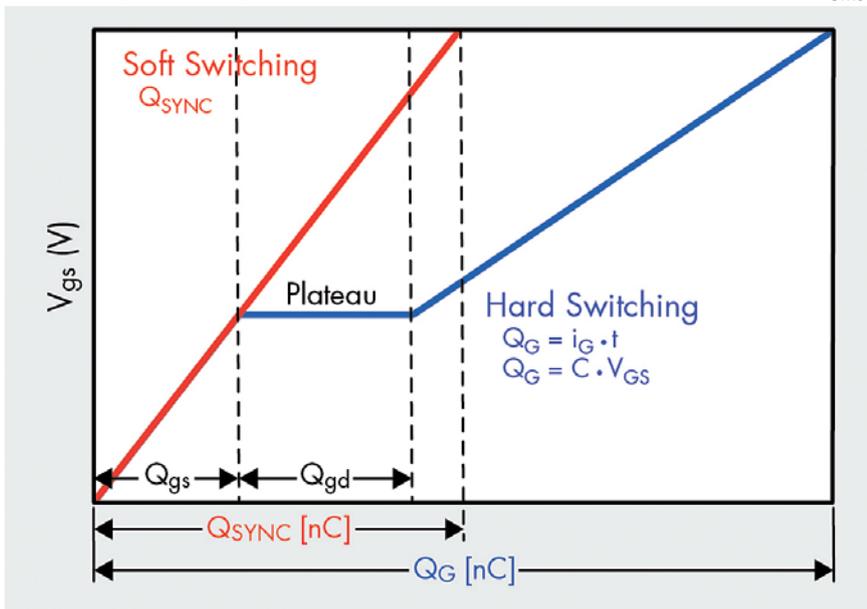


Bild 6: Q_{SYNC} -Messung

Bild 7: Definition von Q_{SYNC}



Schaltverluste unterscheiden. Es gibt auch kapazitive Verluste auf Grund der Ausgangskapazität, Sperrverluste aufgrund von Leckströmen, sowie Reverse-Recovery-Verluste und Ansteuerungsverluste. Diese Verluste werden oft bei Anwendungen mit hohen Spannungen und hoher Leistung vernachlässigt, obwohl bekannt ist, dass in Anwendungen mit einigen Watt die kapazitiven Verluste mehr als 50 Prozent der gesamten Leistungsverluste ausmachen können. Es ist außerdem zu beachten, dass ein fehlerhaftes Bauteil mit hohem Leckstrom besonders bei hohen Umgebungstemperaturen einen thermischen Ausfall verursachen kann. In Niederspannungsanwendungen können die Ansteuerungsverluste einen Großteil der gesamten Leistungsverluste ausmachen, da Schalter für kleine Spannungen im Gegensatz zu Hochspannungsschaltern sehr niedrige Leitungsverluste aufweisen. Bei geringer Last sind die Leitungsverluste minimal und die Ansteuerungsverluste überwiegen. Mit der Einführung neuer Wirkungsgrad-Richtlinien, wie

der Climate Savers Computing Initiative, werden die Ansteuerungsverluste zum entscheidenden Faktor für den Wirkungsgrad bei kleinen Lasten. [1] Die Ansteuerungsverluste lassen sich mit folgender Gleichung berechnen.

$$P_{\text{drive}} = Q_g \cdot V_{\text{gs}} \cdot f_s \quad \text{Formel 1}$$

Die Schaltfrequenz und Gate-Ansteuerungsspannung sind Design-Parameter, wogegen der Gate-Ladungswert im Datenblatt zu finden ist. Bei einer synchronen Gleichrichtung ist ein entscheidender Unterschied gegenüber einem Diodengleichrichter, dass das MOSFET ein bidirektionales Bauteil ist. Im Allgemeinen fließt der Strom durch den MOSFET im durchgeschalteten Zustand von der Source zum Drain und im Sperrzustand durch die Body-Diode (Bild 5). Da bei der synchronen Gleichrichtung die Body-Diode vor dem Gate geschaltet wird, ermöglicht der synchrone Schalter ein Schalten im Nulldurchgang der Spannung. Da im Soft-Switching-Betrieb beim

Ein- und Ausschalten eine synchrone Gleichrichtung erfolgt ist dV_{ds}/dt gleich Null. Dadurch ist der kapazitive Strom von C_{GD} (wegen dV_{ds}/dt) auch gleich Null.

Auf Grund dieser Reihenfolge sollte der Gate-Ladungswert in der Formel 1 sorgfältig ausgewählt werden. Da über dem synchronen Schalter während der Einschalt-Transienten keine Spannung anliegt, tritt hier kein „Miller Effekt“ auf. [2] Deswegen entspricht die jeweilige Gate-Ladung ungefähr einem Wert, der sich aus der gesamten Gate-Ladung (Q_G) abzüglich des Gate-Drain-Anteils (Q_{DG}) errechnet. Dies erlaubt eine gute Abschätzung der Ansteuerungsverluste, allerdings entspricht in der Praxis der Gate-Ladungswert in synchronen Schaltern nicht der einfachen $Q_G - Q_{\text{GD}}$ -Abschätzung weil bei Synchrongleichrichtern zwischen Drain und Source eine negative Vorspannung anliegt, für die Messung der im Datenblatt angegebenen Werte von Q_G und Q_{GD} aber eine positive Vorspannung genutzt wird. Auch ist die Kurve von Q_{SYNC} unterhalb von V_{th} ähnlich der Steilheit über V_{th} , da die Drain-Source-Spannung bei Synchrongleichrichtern in beiden Bereichen während des Schaltens im Spannungsnulldurchgang auf dem Wert Null liegt. Die Gate-Ladung Q_{SYNC} sowie die entsprechenden Ansteuersignale Q_1 und Q_2 lassen sich bei der synchronen Gleichrichtung mit einer einfachen Schaltung messen (Bild 6).

Durch den bekannten Wert des Widerstands errechnet sich Q_{SYNC} nach der Formel 2. Dies ermöglicht eine genauere Abschätzung der Leistungsverluste für die Gate-Ansteuerung. Ein Bauteil mit kleinerem Q_{SYNC} bietet damit eine bessere Leistung für die synchrone Gleichrichtung. Wie in Bild 7 dargestellt, gibt es bei einem Power-MOSFET keine Plateauregion der Gate-Source-Spannung für synchrone Gleichrichtung.

$$Q_{\text{sync}} = \frac{1}{R} \cdot \int V_R(t) dt \quad \text{Formel 2}$$

Bei einer synchronen Gleichrichtung ist C_{GS} (Ciss-Crss) ein entscheidender Faktor um Q_{SYNC} zu reduzieren. Wie in Bild 8 dargestellt, wurde C_{GS} von 3,6 mOhm bei PowerTrench-MOSFET gegenüber einem optimiertem Design eines vergleichbaren am Markt erhältlichen Produkts mit 4,5 mOhm deutlich reduziert. Wie Tabelle 1 zeigt wurde Q_{SYNC} von 3,6 mOhm bei einem Power Trench-MOSFET gegenüber anderen am Markt erhältlichen Bauteilen mit 4,5 mOhm und 3,0 mOhm um 22 Prozent beziehungs-

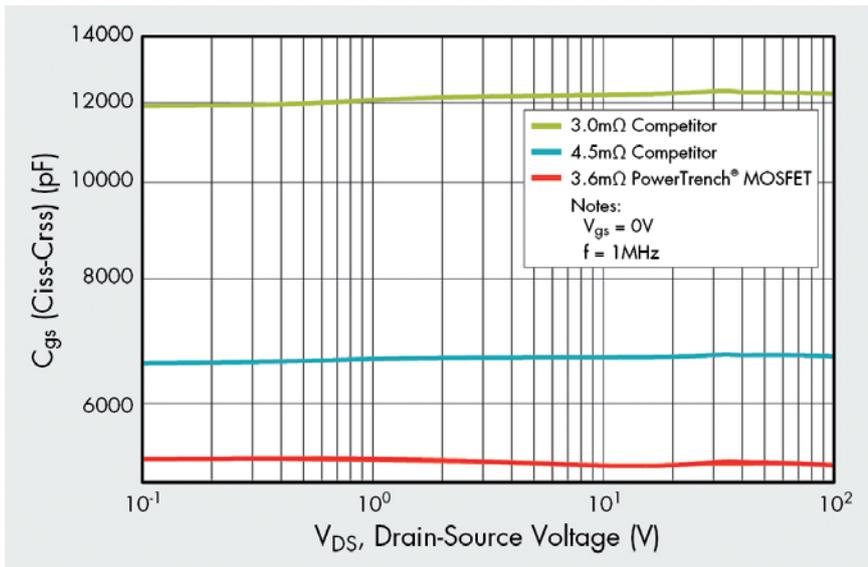


Bild 8: Gate-Source-Kapazität eines 100V/3,6 mOhm PowerTrench-MOSFET und von Produkten von Mitbewerbern

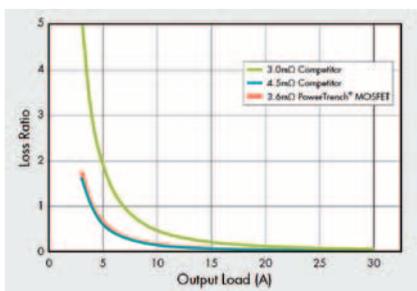


Bild 9: Vergleich der Verlustverhältnisse [Ansteuerungsverluste / Leitungsverluste] in Abhängigkeit von der Ausgangslast

weise 59 Prozent reduziert. Bild 9 zeigt das berechnete Verlustverhältnis zwischen Ansteuerungsverlust und Leitungsverlust in einer 27-V-Synchrongleichrichtungsstufe mit einer Gate-Ansteuerspannung von 10 V und einer Schaltfrequenz von 100 kHz. Mit zwei synchronen Schaltern sind die Ansteuerungsverluste bei dem 3,0-mOhm-Bauteil eines Konkurrenten und einer Last von 10 Prozent rund doppelt so hoch.

Die im Datenblatt angegebenen Werte für die Reverse-Recovery-Zeit (T_{rr}) und Reverse-Recovery-Ladung (Q_{rr}) der Diode werden im Allgemeinen für Verlustberechnungen als Parameter bei den

Schaltverlusten genutzt. Bei der Verwendung des Datenblattwerts von Q_{rr} für Verlustberechnungen ist allerdings einiges zu beachten: Der Reverse-Recovery-Strom einer Body-Diode ist von vielen Parametern abhängig, wie Durchlassstrom (I_p), Reverse-Recovery (d_{rr}/d_t), DC-Busspannung und Sperrschichttemperatur (T_j). Eine Erhöhung einer dieser Parameter führt normalerweise auch zu einer Erhöhung von Q_{rr} . Die im Datenblatt zugrunde liegenden Bedingungen sind üblicherweise niedriger als die typischen Betriebsbedingungen eines Wandlers. Da Schaltwandler versuchen den Power-MOSFET so schnell als möglich zu schalten, kann die Flankensteilheit (d_{rr}/d_t) bis zu zehnmal höher sein als bei den im Datenblatt zugrunde liegenden Bedingungen, was bei einer synchronen Gleichrichtung eine Erhöhung von Q_{rr} zur Folge hat. Die Ausgangsladung Q_{oss} und die Reverse-Recovery-Ladung Q_{rr} verursachen auch Verluste beim Ausschalten. Deswegen lassen sich die durch C_{oss} und Q_{rr} verursachten Leistungsverluste mittels Formel 3 und Formel 4 berechnen:

$$P_{\text{coss}} = 0,5 Q_{\text{oss}} \cdot V_{\text{ds}} \cdot f_s \quad \text{Formel 3}$$

$$P_{\text{Qrr}} = Q_{\text{rr}} \cdot V_{\text{ds}} \cdot f_s \quad \text{Formel 4}$$

Tabelle 1. Vergleich wichtiger Spezifikationswerte

Testobjekt (DUT)	Q_{sync}	Q_{G}	Q_{GS}	Q_{GD}	Q_{rr}
100V/3,6 mOhm Power Trench® MOSFET	58,7nC	78,8nC	22,1nC	20,0nC	285nC
100V/4,5 mOhm (bester Mitbewerber)	75,2nC	95,85nC	29,7nC	20,7nC	306nC
100V/3,0 mOhm (bester Mitbewerber)	142,2nC	176,9nC	42,5nC	42,5nC	366,5nC

Spannungsspitzen am Schalter

Um unerwünschte Spannungsspitzen zu minimieren, sollten die Leiterbahnen möglichst kurz und dick sowie Stromschleifen möglichst kurz gehalten werden. Allerdings ist es im Hinblick auf die Größe und die Kosten nicht einfach diese Bedingungen immer zu erfüllen. Manchmal müssen die Entwickler mechanische Strukturen für Wärmesenken und Lüfter berücksichtigen oder aus Kostengründen einseitige Leiterplatten verwenden. Als praktische Alternative eignen sich Spannungsbegrenzungen (Snubber), um die Spannungsspitzen innerhalb der maximalen Drain-Source-Spannung zu halten. Zusätzliche Leistungsverluste sind in diesem Fall unvermeidlich. Außerdem sind die Leistungsverluste aufgrund dieser Snubber bei kleinen Lasten nicht vernachlässigbar. Die Höhe der Spannungsspitzen ist dabei nicht nur von den Leiterplattenparametern sondern auch von den Bauteileigenschaften abhängig. Bei einer Synchrongleichrichtung ist ein wichtiger Bauteilparameter die Softness der Body-Diode während der Reverse-Recovery. Prinzipiell wird die Reverse-Recovery-Charakteristik einer Diode durch das Design bestimmt. Es gibt einige Steuermöglichkeiten, welche die Reverse-Recovery, Sperrschichttemperatur, di/dt und Durchlassstrom beeinflussen. Unter gleichen Bedingungen ist das Verhalten einer Diode aber immer gleich. Deswegen sind die Untersuchungsergebnisse auf Bauteilebene sehr hilfreich, um festzustellen was im System abläuft. Bild 10 zeigt die Reverse-Recovery-Signale von zwei unterschiedlichen Bauteilen mit sehr ähnlicher Spezifikation.

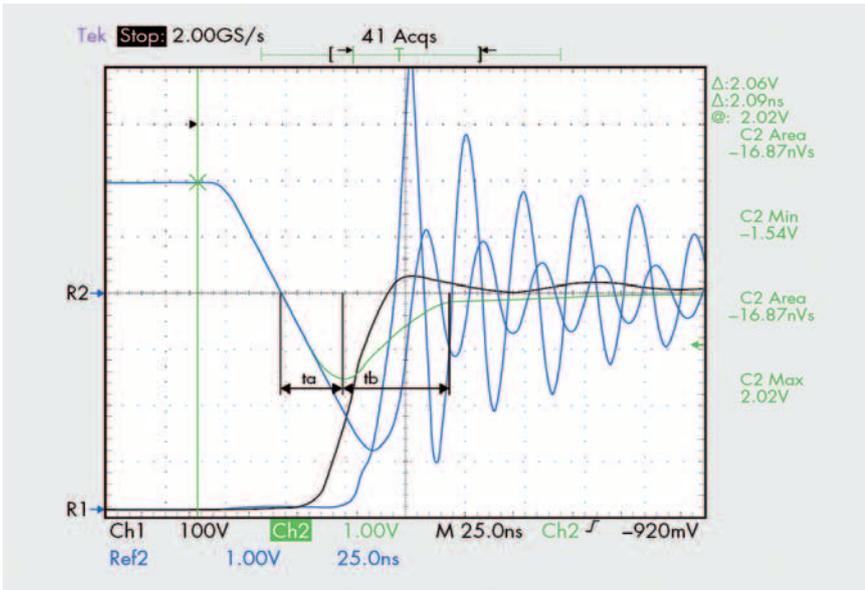


Bild 10: Reverse-Recovery-Signalverlauf in Abhängigkeit von der Softness

Im Reverse-Recovery-Stromverlauf wird die Zeit vom Nulldurchgang bis zum Erreichen des maximalen Sperrstroms mit t_a bezeichnet. Die Zeit vom Maximalwert bis zurück zum Nulldurchgang wird mit t_b bezeichnet. Der Softness-Faktor ergibt sich aus t_b/t_a . Ein Bauteil mit einer Softness größer als 1 wird als „Soft“ und mit einer Softness von weniger als 1 wird als „schnell“ (snappy) bezeichnet. Wie in Bild 10 dargestellt, verursacht eine schnelle Diode eine höhere Reverse-Recovery-Spitzenspannung. Unter gleichen Bedingungen verursachen schnelle Dioden höhere Spannungsspitzen, was zusätzliche Verluste in der Snubber-Schaltung zur Folge hat. Bei kleiner Last kann dies wichtiger sein als ein $R_{DS(on)}$ von weniger als 1 mOhm. Bild 11 zeigt den Signalverlauf im Betrieb von Soft- und schnellen Bauteilen in einem 500-W-PSFB-DC/DC-Wandler mit einer Oszillatorfrequenz von 400 kHz. Die Spitzenspannung liegt bei einem Soft-Bauteil um 10 Prozent niedriger als beim schnellen Bauteil. Die Leistungsverluste in der Snubber-Schaltung sind dadurch um 30 Prozent geringer. Dies erhöht den Wirkungsgrad des Systems bei einer Last von 20 Prozent um 0,5 Prozent (94,81 Prozent gegenüber 94,29 Prozent), obwohl das Soft-Bauteil einen um 25 Prozent höheren $R_{DS(on)}$ als das schnelle Bauteil aufweist. Bei Volllast haben beide Bauteile den gleichen Wirkungsgrad. Ein weiterer Vorteil einer Soft-Body-Diode ist, dass dann Bauteile mit einer niedrigeren Durchbruchspannung genutzt werden können. Da der Durchlasswiderstand bei gleicher Fläche proportional zur Durchbruchspannung ist reduziert dies den Leitungsverlust.

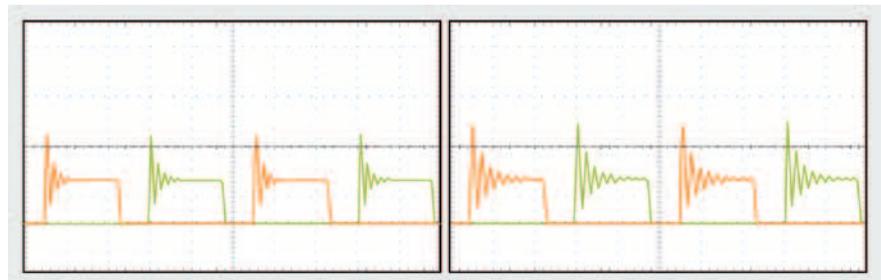
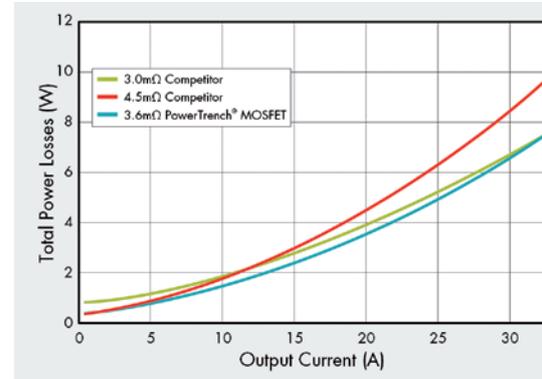


Bild 11: Maximale Drain-Source-Spannung an Power-MOSFETs in einem 500-W-PSFB-DC/DC-Wandler mit Soft-Bauteil (links) und Snappy-Bauteil (rechts)

Fazit

Effiziente Leistungsschalter für eine synchrone Gleichrichtung erfordern mehr als nur einen niedrigen $R_{DS(on)}$ -Wert. Da der Wirkungsgrad bei kleiner Last immer wichtig wird, müssen auch die Gate-Ansteuerungsverluste und die Snubber-Verluste berücksichtigt werden. Folglich sind bei Synchrongleichrichtern niedrige Q_{sync} -Werte und eine Soft-Body-Diode entscheidende Aspekte für einen höheren Wirkungsgrad. Trotzdem ist der $R_{DS(on)}$ -Wert nach wie vor einer der wichtigsten Parameter. Bild 12 zeigt den relativen Leistungsverlust verschiedener Komponenten bei unterschiedlicher Last und unterschiedlichen Bauteilen in einer 800-W-PSFB-Synchrongleichrichtung. Die Gesamt-Leistungsverluste sind bei einem 3,6-mOhm PowerTrench-MOSFET um 43 Prozent geringer als bei einem ähnlichen Bauteil mit 3,0 mOhm. Dies wird auf Grund der geringeren Ansteuerungsverluste und kapazitiven Verluste bei einer Last von 10 Prozent erreicht. Auch gegenüber einem Bauteil eines an-

Bild 12: Vergleich der Verluste bei einem 800-W-Synchrongleichrichter



deren Herstellers mit 4,7 mOhm kann der 3,6-mOhm-PowerTrench-MOSFET die Leistungsverluste reduzieren, die hauptsächlich durch die Leitungsverluste bei Volllast verursacht werden. Die Übersicht der Verluste in Bild 12 zeigt, dass der 3,6-mOhm-PowerTrench-MOSFET durch sein optimales Designs die Leistungsverluste sowohl unter Volllast, als auch unter kleiner Last deutlich reduzieren kann. ■ www.fairchildsemi.com

Literatur

- [1] <http://www.climatesaverscomputing.org>
- [2] "Get rid of the miller effect with zero-voltage switching", Christophe Basso, Power Electronics Technology, November 2004

Autoren:

Won-suk Choi, Sung-mo Young und Dong-wook Kim, Fairchild Korea Semiconductor, HV PCIA PSS Team, Bucheon-si, Republic of Korea, Application Engineering E-Mail: wonsuk.choi@fairchildsemi.com