

GaN-HEMTs in Class-E-Leistungsverstärkern:

Drahtlos komfortabler laden

Höherer Wirkungsgrad, kürzere Ladezeit und höhere Leistungsdichte – diese Anforderungen stellen Kunden an Halbleiterbausteine für drahtlose Ladesysteme. Mit GaN-HEMTs lässt sich dies in Class-E-Hochfrequenz-Leistungsverstärkern erreichen.

Von Milko Paolucci und Peter Green

Drahtlose Ladetechnologie existiert schon seit geraumer Zeit, doch erst in den letzten Jahren kommt sie häufiger zum Einsatz, denn die Verbreitung induktiver drahtloser Ladesysteme steigt. Damit drahtlose Ladesysteme jedoch allgemein akzeptiert werden und dem Endbenutzer einen höheren Komfort bieten – beispielsweise eine freiere Positionierung der zu ladenden Geräte – müssen die drahtlosen Ladesysteme weiterentwickelt werden. Wahrscheinlich werden in Zukunft magnetische Resonanzsysteme zum Einsatz kommen. Für letztere sind hohe Frequenzen von mehreren Megahertz erforderlich – eine erhebliche Herausforderung für die auf Silizi-

um basierende Standard-Leistungshalbleitertechnik in Sender und Empfänger.

Systeme auf Basis von GaN-Leistungshalbleitern, beispielsweise Class-E-HF-Leistungsverstärker bieten diverse Vorteile bei der Realisierung drahtloser Ladesysteme. Dies ist deswegen von Interesse, weil die Class-E-Verstärkertopologie neben der Class-D-Verstärkertopologie von der Air Fuel Alliance für die drahtlose Energieübertragung gemäß Basisspezifikation vorgeschlagen wurde.

Bis heute basieren die meisten drahtlosen Ladesysteme auf induktiver Kopplung (Qi) und arbeiten mit Frequenzen zwischen 100 und 300 kHz. Dieses Konzept wird zwar am häufigsten genutzt, erlaubt jedoch nur die

Aufladung eines einzelnen Geräts, das zudem sehr nahe zum Ladegerät und in einer bestimmten Anordnung dazu angeordnet sein muss. Alternative Technologien werden verstärkt untersucht, beispielsweise Class-D- und Class-E-Resonanzverstärker, da diese durch Resonanzkopplung flexiblere Konstruktionen für die drahtlose Leistungsübertragung ermöglichen. Wie erwähnt, sind solche Topologien nicht neu und werden bereits erfolgreich in HF-Anwendungen eingesetzt, die allgemein als Verstärker bezeichnet werden. Mit diesen Topologien lassen sich hohe Wirkungsgrade bei Betriebsfrequenzen von 1 bis 10 MHz erreichen. Diese Leistungsverstärker werden im Sendeteil eines drahtlosen Energieübertragungssystems wie in **Bild 1** eingesetzt.

Bei der drahtlosen Aufladung mit resonanter Kopplung im von der Air Fuel Alliance vorgeschlagenen Frequenzband bei 6,78 MHz wird aufgrund der resonanten induktiven Kopplung mit hohem Q-Faktor der Resonatoren eine Energieübertragung über wesentlich größere Distanzen mit deutlich schwächerem Magnetfeld in der Peripherie möglich. Resonatoren erlauben daher eine Nahfeldaufladung nach dem Prinzip „Drop and Go“ und haben in puncto Benutzererlebnis deutliche Vorteile gegenüber induktiven Lösungen.

Nach dem Faraday'schen Gesetz wird in einer Drahtspule eine elektrische Spannung erzeugt, wenn sich der Magnetfluss durch diese Spule ändert. Bei

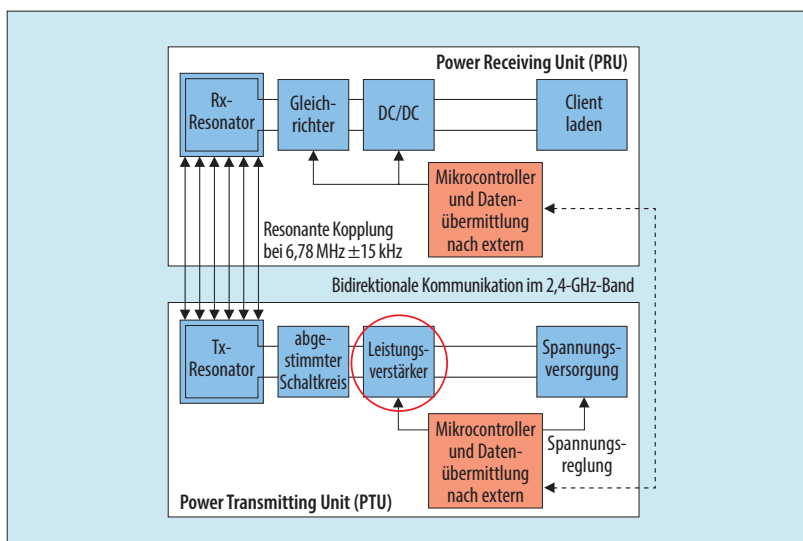


Bild 1. Blockschaltung eines Systems zur drahtlosen Energieübertragung, bestehend aus Empfangs- und Sendeeinheit.

(Bildquellen: Infineon)

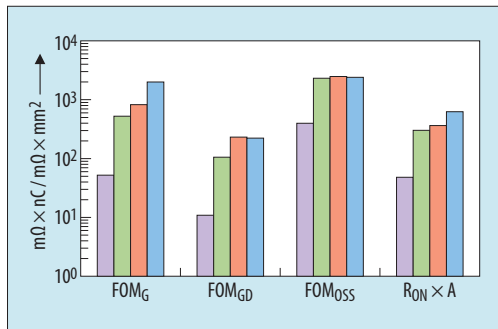


Bild 2. Vergleich der Gütezahlen von GaN (violett) und Silizium (verschiedene Anbieter, dargestellt in Grün, Orange und Blau).

der drahtlosen Leistungsübertragung erregt ein HF-Leistungsverstärker eine Sendeeinheit (PTU), bestehend aus einer Spule in einem abgestimmten Schwingkreis, um ein veränderliches Magnetfeld zu erzeugen. Eine auf die gleiche Frequenz abgestimmte Spule in einem Schwingkreis befindet sich auch in der Empfangseinheit (PRU) in dem betreffenden Magnetfeld, sodass eine Spannung induziert wird. Diese Spannung hängt von der Schnelligkeit der Änderung des Magnetfelds und der Anzahl der Windungen ab. Die von der Empfängerspule gelieferte Energie wird gleichgerichtet und in eine Spannung umgewandelt, wie sie das aufzuladende portable Gerät benötigt. Die Kopplung hängt vom Abstand der beiden Spulen ab und wird durch den Kopplungsfaktor k definiert. Bei einem Kopplungsfaktor k von unter 0,5 handelt es sich um ein lose gekoppeltes System wie bei der Kopplung mit magnetischem Resonator. Bild 1 zeigt die Blockschaltung des Systems mit PTU und PRU, wobei Mikrocontroller mit Bluetooth-Datenübertragung zur Anforderung und Regelung der Energiemenge für die aufzuladenden Geräte verwendet werden.

Warum sollten nun für Leistungsanwendungen GaN-Materialien verwendet werden, beispielsweise zur drahtlosen Aufladung? Die relativ neue GaN-Technologie hat ihre Vorteile in HF-Systemen bereits bewiesen. Da inzwischen deutliche Verbesserungen der Gütezahlen erreicht wurden, wird GaN für viele Leistungsanwendungen interessant.

Bild 2 zeigt die Verbesserungen der GaN-Technologie im Vergleich zu den auf Silizium basierenden Standardlösungen verschiedener Anbieter. Durch die logarithmische Skala lässt sich der

Quantensprung besser erkennen, den die GaN-Technologie ermöglicht. Alle Leistungskennzahlen liegen bei Lösungen auf Silizium-Basis um fast eine Größenordnung höher.

Anforderungen von Class-E-Leistungsverstärkern

Der Single-Ended-Class-E-HF-Leistungsverstärker besteht aus einer HF-Induktivität L_1 , die einen nahezu reinen Gleichstrom für den als Schalter benutzten FET Q_1 , den Schwingkreis und die Last liefert (Bild. 3). Q_1 schaltet bei 6,78 MHz mit einer festen Einschaltzeit von 50 Prozent. Wenn der Schwingkreis auf die gleiche Frequenz abgestimmt ist, liegt am Drain eine Sinushalbwellenspannung mit einem maximalen Spitzenwert beim 3,56-fachen der Eingangsgleichspannung U_{IN} an, die unmittelbar vor dem Beginn des nächsten Schaltzyklus auf Null fällt, die also mit Zero Voltage Switching (ZVS) arbeitet. Dazu muss die Lastimpedanz eine rein ohm'sche Last sein. Zwischen dem Leistungsverstärker und dem Senderesonator ist eine Impedanzschaltung vorgesehen, die alle reaktiven Elemente unterdrücken soll.

Die Werte für L_2 , C_1 und C_2 werden unter Berücksichtigung der Resonanzfrequenzen der beiden Schaltzustände bestimmt. Wenn der Schalter gesperrt ist, liegt C_1 parallel zur Kapazität zwischen Drain und Source von Q_1 und beeinflusst so die obere Resonanzfrequenz. Für die untere Resonanzfrequenz spielen nur L_2 und C_2 eine Rolle. Für die spannungslose Umschaltung muss die Schaltfrequenz zwischen der oberen und der unteren Resonanzfrequenz liegen, und die Summe der Perioden eines Halbzyklus jeder Resonanzfrequenz muss etwa der Periode der Schaltfrequenz entsprechen.

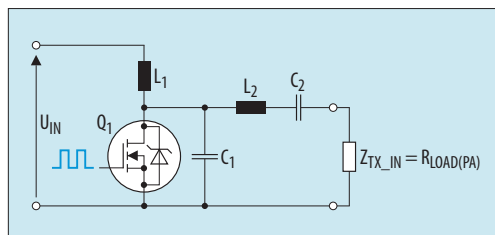


Bild 3. Die Hauptelemente eines Single-Ended-Class-E-HF-Verstärkers.

POWER UP YOUR PROJECT.

Professional Power Supplies

GRÖSSTE AUSWAHL AN HOCHLEISTUNGSNETZTEILEN, AUCH BIDIREKTIONAL

Neu auf der electronica:

- › Einblick in die Weiterentwicklung der TC.GSS Geräte von Regatron
- › Neue Spannungsvarianten der SM15k-Geräte von Delta Elektronika

NEU



electronica 2018
13. – 16. November 2018
Neue Messe München
Halle A5, Stand 218



Was zeichnet die CoolGaN-HEMTs von Infineon aus?

Das anhaltende Wachstum der Weltbevölkerung und die Beschleunigung der sozialen Entwicklung führen zu einer immer höheren Nachfrage nach Elektronik. Die steigende Umweltbelastung hingegen macht es erforderlich, mit weniger Energie mehr zu erreichen. Seit Jahren suchen Ingenieure nach Möglichkeiten, das Schaltkreis-Design mit vorhandenen Siliziumhalbleitern zu verbessern und erreichen immer wieder höhere Wirkungsgrade durch neues Design. Zwar konnten in der Vergangenheit auf diese Weise Fortschritte erzielt werden, doch die Technik ist inzwischen annähernd ausgereizt, sodass nach anderen Möglichkeiten gesucht wird, um den Wirkungsgrad zu erhöhen.

Seit dem Aufkommen der Halbleiterelektronik war Silizium das bevorzugte Material für Leistungssysteme, jetzt allerdings kommt mit SiC und GaN eine neue Generation von Materialien mit großer Bandlücke auf den Markt, die signifikante Möglichkeiten für Leistungssysteme eröffnet. Diese Technologien sind der Schlüssel für den nächsten großen Schritt auf dem Weg zu einer energieeffizienteren Welt, da sie zu einem höheren Wirkungsgrad, geringeren Abmessungen, geringerem Gewicht sowie niedrigeren Kosten führen.

Gegenüber aktuellen Silizium-Leistungshalbleitern ist die Durchbruchfeldstärke der CoolGaN-Enhancement-Mode-HEMTs (E-Mode) von Infineon zehnmal höher und

die Elektronenmobilität doppelt so hoch. Sowohl die Ausgangsladung als auch die Gate-Ladung sind zehnmal niedriger als bei Silizium und die Umkehr-Erholungsladung ist fast Null, was insbesondere für den Hochfrequenzbetrieb wichtig ist. GaN ist eine bestens geeignete Technologie für Halbleiterschalter sowie resonante Topologien und ermöglicht neue Konzepte bei der Strommodulation. Die GaN-Lösungen von Infineon basieren auf einem besonders robusten und leistungsfähigen Konzept – dem E-Mode-Konzept mit hoher Ein- und Abschaltgeschwindigkeit. CoolGaN-Produkte adressieren mit ihrer hohen Leistungsfähigkeit und Robustheit diverse Systeme und Anwendungen wie Server, Telekommunikationsanwendungen, drahtlose Ladegeräte, Netzteile sowie Audiosysteme.

GaN-Bauelemente sind von Natur aus Normally-On-Bausteine, da der 2DEG-Kanal im GaN/AlGaIn-Hetero-Übergang sofort verfügbar ist. In der Leistungselektronik sind jedoch Normally-Off-Bausteine in zahlreichen Anwendungen gewünscht. Es gibt zwei Möglichkeiten, dieses Ziel zu erreichen: Die sogenannte Kaskodenschaltung oder die Realisierung eines echten monolithischen Enhancement-Mode-Bausteins. Infineon konzentriert sich mit seinen 400- und 600-V-CoolGaN-Bausteinen auf das E-Mode-GaN-Konzept.

Die geringeren Schaltverluste durch GaN

ermöglichen kleinere und leichtere Designs. Ein Halbleiterbaustein im SMD-Gehäuse ermöglicht einerseits einen kompakten und modularen Aufbau, andererseits werden kleinere Kühlkörper und weniger Komponenten benötigt. Außerdem kann sich durch den Wechsel zu höheren Schaltfrequenzen bei bestimmten Anwendungen die Größe der gegebenenfalls benötigten passiven Bauteile reduzieren. Auf Systemebene ermöglicht die höhere Leistungsdichte von GaN-basierten Netzteilen eine höhere installierte Rechenleistung bei gleichen Abmessungen.

Um eine exakte Prognose der Lebensdauer zu erleichtern, hat Infineon einen hochkomplizierten, aber präzisen Qualifizierungsplan entwickelt, der vier Schlüsselbereiche berücksichtigt: das erwartete Profil, die Leistungsanforderungen der Anwendung, die während der Produktentwicklung gesammelten Zuverlässigkeitsdaten sowie Alterungsmodelle. Während des Qualitätsmanagement-Prozesses für CoolGaN wird nicht nur der Halbleiterbaustein getestet, sondern auch dessen Verhalten in der Anwendung. Die Leistungsfähigkeit von CoolGaN liegt über der Leistung anderer GaN-Produkte auf dem Markt. CoolGaN-Bausteine haben eine voraussichtliche Lebensdauer von mehr als 15 Jahren bei einer Ausfallrate unter 1 FIT.

Wenn die Resonanz des Schwingkreises höher ist als die Schaltfrequenz, erreicht die Drain-Spannung einen höheren Spitzenwert, der bis auf das Siebenfache von U_{IN} steigen kann und vor dem Beginn des nächsten Schaltzyklus auf Null fällt, sodass die Body-Diode während der Zwischenphase leitfähig wird. Wenn andererseits die Resonanzfrequenz des Schwingkreises unter der Schaltfrequenz liegt, wird die Drain-Spannung zu Beginn des nächsten Schaltzyklus nicht Null. Dies führt zu einem harten Schaltverhalten mit sehr hohen Verlusten bei 6,78 MHz.

Um einen höheren Wirkungsgrad des Leistungsverstärkers zu erreichen, muss der Schwingkreis korrekt abgestimmt sein und der Ausgangsstrom darf nicht zu hoch sein, da es sonst durch den Widerstand zu Leistungsverlusten in L_2 kommt und durch den Skin-Effekt Wirbelstromverluste auftreten, die bei

6,78 MHz signifikant hoch sind. Die PRU (Power Receiving Unit) und die Impedanzschaltung sollten dann so ausgelegt sein, dass der Wert Z_{TX_IN} für die Last des Leistungsverstärkers hoch ist.

Die GaN-Technologie bietet auch für Class-E-Leistungsverstärker-Designs spezifische Vorteile. Getestet wurde ein Class-E-Leistungsverstärker mit einer Nennleistung von 16 W, der auf dem OptiMOS-3-Schalter BSC12DN20NS3 (200 V, 125 mΩ) basiert. Um das Verhalten und den Wirkungsgrad des Leistungsverstärkers zu bewerten, wurde eine ohm'sche Last verwendet und es wurden Messungen bei 25 Ω, 15 Ω und 5 Ω vorgenommen. In jedem der drei Fälle lag der Wirkungsgrad bei 91 bis 92 %. Die Wellenformen für 25 Ω sind in **Bild 4** dargestellt. Die rote Linie zeigt die Wellenform der Drain-Spannung. Es fällt auf, dass die Wellenform keine

reine Sinushalbwellenform ist, sondern einen verzögerten Anstieg bei niedrigeren Spannungen aufweist. Dadurch wird verhindert, dass die Spannung ganz auf Null fällt, bevor der nächste Schaltzyklus beginnt, und es kommt zu einem harten Schaltverhalten. Verursacht wird dieser Effekt durch die Kapazität C_{oss} des MOSFETs bei der oberen Resonanzfrequenz des Schwingkreises. Bei Silizium-MOSFETs steigt die Kapazität C_{oss} bei niedrigeren Spannungen signifikant an und führt zu dieser Verzerrung. Obgleich der Schwingkreis mit akzeptablem Wirkungsgrad arbeitet und die durch das harte Schaltverhalten verursachten Schaltverluste nicht groß sind, ist dieses Verhalten trotzdem problematisch. Der Schwingkreis muss neu abgestimmt werden. Dies führt zu einer höheren Spitzenspannung, die die maximal mögliche Leistung und den Ausgangs-

impedanzbereich reduziert, in dem der Leistungsverstärker arbeiten kann, ohne dass die Avalanche-Nennspannung BV_{DSS} des MOSFETs erreicht wird.

Mit Hilfe derselben Schaltung wurde ein GaN-HEMT mit denselben Nennwerten für BV_{DSS} und $R_{DS(on)}$ getestet (Bild 5). Bild 6 vergleicht die C_{OSS} -Kennlinie der beiden Leistungsschalterarten auf einer logarithmischen Skala. Es ist erkennbar, dass beim GaN-Schalter der Anstieg der Drain-Source-Spannung deutlich geringer ist als bei dem MOSFET, obwohl im Datenblatt der Wert U_{DS} der halben BV_{DSS} fast gleich ist.

Die Drain-Wellenform für GaN ist deutlich sinusförmiger als beim MOSFET-Beispiel. Das harte Schaltverhalten tritt nicht auf und die Spitzenspannung entspricht der 3,56-fachen Spannung von U_{IN} , das heißt, die Schaltung arbeitet im theoretischen Optimum. Dies erlaubt den Betrieb in einem größeren Arbeitsbereich. Darüber hinaus lässt sich der Schwingkreis in der Praxis leichter abstimmen und hat eine geringere Toleranz- und Temperaturdrift.

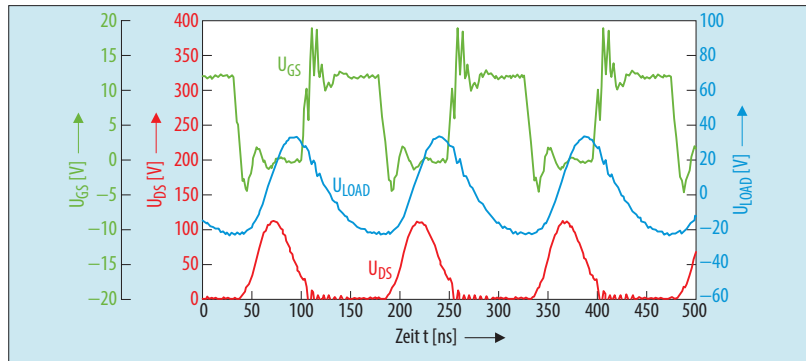


Bild 4. Wellenformen eines Single-Ended-Class-E-Verstärkers auf Basis eines Silizium-MOSFETs.

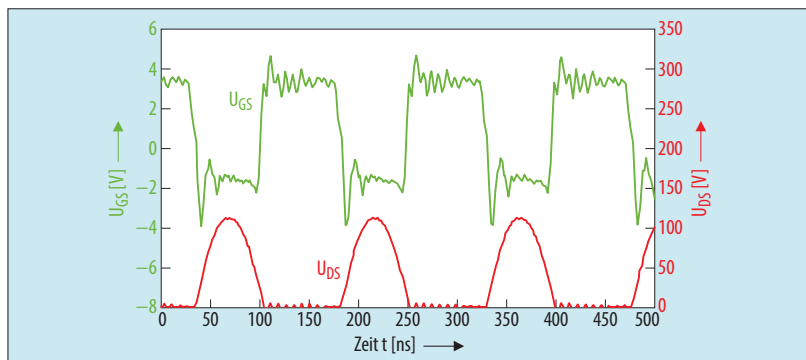


Bild 5. Wellenformen eines Single-Ended-E-Mode-Verstärkers mit GaN-HEMT.

MESSBAR MEHR GUTE LAUNE: MIT UNSEREN MULTIMETERN.

MACHEN AN JEDER STELLE SPASS.

Hier stimmt es an jeder Stelle – und das bei einem Angebot an digitalen Tisch- und System-Multimetern mit bis zu 7 ½ Stellen. Mit hoher Genauigkeit und Auflösung, geringstem Drift und der Möglichkeit zu Messungen über lange Zeiträume. Da bleiben keine Wünsche offen.

Die richtige Anlauf-Stelle für Sie: www.datatec.de/dmm

Das perfekte Stellen-Angebot: Die Truevolt-Multimeter 344xxA von Keysight mit bis zu 7 ½ Stellen und einzigartiger Kombination von Ziffern-, Balken- und Histogramm-Darstellung.

KEYSIGHT
TECHNOLOGIES
Premium Plus Distributionspartner



KEYSIGHT
TECHNOLOGIES

ROHDE & SCHWARZ

GW INSTEK

electronica
inside tomorrow
in München | 13. - 16.11.18
Halle: A3 | Stand: 207

Ihr Spezialist für
Mess- und Prüfgeräte

MESSBAR MEHR.
dataTec

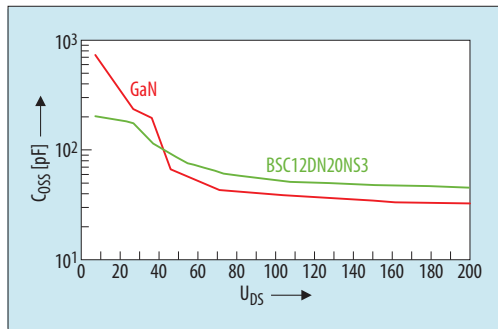


Bild 6. Die Kapazität C_{oss} in Abhängigkeit von der Drain-Source-Spannung U_{DS} im Fall des Silizium-MOSFETs BSC12DN20NS3 und eines GaN-HEMTs.

Entscheidende GaN-Eigenschaften für Drahtlos-Systeme

Die Vorteile von GaN-Lösungen für die drahtlose Energieübertragung lassen sich wie folgt zusammenfassen:

Geringere Gate-Ladeverluste

GaN-Bauelemente werden in der Regel mit einer Gate-Spannung von 5 V angesteuert, Standard-Silizium-MOSFETs in der Regel mit etwa 10 V. Die Gate-Ladung Q_G von GaN-Bauelementen liegt bei etwa einem Fünftel der Gate-Ladung von Si-MOSFETs bei vergleichbaren Werten für $R_{DS(on)}$ und U_{BRR} . Dies führt zu einem deutlich niedrigeren Gate-Steuerstrom und deutlich geringeren Verlusten im Gate-Steuerschaltkreis. Um den Gate-Ladeverlust zu minimieren, sollte nicht nur auf niedrige Werte für Q_G geachtet, sondern auch eine Halbleiterbauelemente-Technologie mit niedriger Gate-Schwellsenspannung gewählt werden, sodass mit niedrigeren Steuerspannungen gearbeitet werden kann und so die Gesamtverluste der Steuerschaltung reduzieren kann.

Die Gate-Ladeverluste lassen sich wie folgt berechnen:

$$P_{GATE} = Q_{G_SYNC} \cdot f_{SW} \cdot U_{dr}$$

Dabei ist Q_{G_SYNC} die Gate-Ladung bei der Spannung U_{dr} ohne Q_{GD} , da eine spannungslose Umschaltung angenommen wird. Dabei ist f_{SW} die Schaltfrequenz und U_{dr} die Steuerspannung.

Verluste durch die Body-Diode

GaN-HEMTs haben zwar im Gegensatz zu Si-MOSFETs keine Body-Diode wie MOSFETs, verhalten sich jedoch ähnlich wie eine Diode. Eine weitere wichtige Ursache für Systemverluste ist die Vorlaufspannung der Body-Diode, die bei GaN-Bauteilen tatsächlich höher ist. Bei der Class-E-Topologie wird eine Leitfä-

higkeit der Diode durch korrekte Abstimmung des Schwingkreises vermieden.

$$P_{DT} = U_{SD} \cdot I_{OUT} \cdot f_{SW} \cdot T_{DT}$$

Für die Bewertung der Verluste durch die Body-Diode muss der richtige Wert für U_{SD} berechnet werden, der sich je nach Strom und Temperatur ändert.

Design drahtloser Ladesysteme mit GaN

Im vorhergehenden Abschnitt wurde erläutert, warum die GaN-Technologie viele Chancen zur Erhöhung des Gesamtwirkungsgrads im System eröffnet. Diesen Vorteilen stehen jedoch einige Eigenschaften der GaN-Technologie entgegen, die beim System-Design berücksichtigt werden müssen:

Exaktheit der Steuerspannung

Wie im Datenblatt angegeben, liegt die absolute maximale Nennspannung U_{GS} für MOSFETs üblicherweise bei ± 20 V. Dadurch hat der Konstrukteur einen gewissen Spielraum, um den Spannungsregler der Steuerstufe relativ einfach und kostengünstig auszulegen.

Dies trifft für GaN nicht zu. Die absolute maximale Nennspannung ist in diesem Fall auf 5 bis 6 V begrenzt. Begründet ist das vor allem durch die Diodeneigenschaften der Gate-Struktur. Wenn während des Betriebs die Gate-Source-Spannung diesen Grenzwert übersteigt, kann der Halbleiterbaustein im Extremfall schwer beschädigt werden. Im günstigsten Fall nimmt die Lebensdauer ab. Aus diesem Grund muss der Spannungsregler, der die Steuerspannung liefert, sehr sorgfältig ausgewählt werden. Eine Lösung, die mit Silizium-Halbleitern funktioniert, ist möglicherweise für GaN nicht geeignet.

Gate-Strom

Das Verhalten unterscheidet sich von Silizium-Halbleitern, bei denen das Gate über einen Gate-Oxid-Isolator gesteuert wird. Die Gate-Verbindung für GaN-Systeme ist eine Schottky-Diode, deren Leckstrom folglich nicht im Nanoampere-Bereich, sondern im Milliampere-Bereich liegt. Bei der Auswahl der Gate-Steuerspannung und der Steuernetzkomponenten sollte sorgfältig gearbeitet werden.

Systemfläche

Wie bereits erläutert, erlaubt die GaN-Technologie eine höhere Leistungsdich-

te wegen des niedrigeren Werts für das Produkt aus $R_{DS(on)}$ und Fläche. Dies führt zu einer hohen Leitfähigkeit des Elektronengases (2DEG) und ist sehr attraktiv, wenn die Leistungsdichte der Anwendungen erhöht werden soll – bringt jedoch einige Probleme mit sich. Die kleinere Fläche bedeutet auch, dass die Kontaktfläche zum Abführen der Verlustleistung aus dem Halbleiterbaustein kleiner ist. Während der Entwurfsphase ist die Auslegung der Stromanschlüsse zwischen den Systemen und der Platine problematischer und die Wärmebeständigkeit des Systems eventuell schlechter. Da der wichtigste Faktor für die Wärmebeständigkeit die Verbindung mit der Umgebung ist, die vor allem von den Eigenschaften der Platine abhängt, dürften die kleineren Abmessungen des GaN-Systems keinen wesentlich höheren Wärmewiderstand erzeugen.

In jedem Fall muss bei der Konstruktion der Platine sorgfältig darauf geachtet werden, dass der Wärmewiderstand minimal bleibt, da die kleinere Fläche des GaN-Systems teilweise die Vorteile der Technologie kompensiert. *ih*



Milko Paolucci

schloss im Jahr 2000 sein Studium der System- und Signaltechnik am Polytechnikum Mailand ab. Seit 2006 ist er als Applikationsingenieur bei Infineon tätig und beschäftigt sich

dort mit MOSFET-Technologien für unterschiedliche Anwendungsfelder und Spannungsklassen. Vor seiner Zeit bei Infineon arbeitete er als Applikationsingenieur bei STMicroelectronics.



Peter Green

verfügt über mehr als 30 Jahre Erfahrung in der Elektronikindustrie. Mehr als 17 Jahre davon arbeitete er als Applikationsingenieur bei International Rectifier bzw. nach der Akquisition

bei Infineon. Green hat sich auf Schaltnetzteile und Beleuchtung spezialisiert. Momentan leitet er die Arbeitsgruppe „Renewable Energy Applications“ bei Infineon in El Segundo, Kalifornien, die sich mit Themen wie UPS und Wireless Charging beschäftigt. Er ist Absolvent des Queen Mary College der Universität London. An der University of Wisconsin Madison erwarb er seinen Master in Elektrotechnik.