

GAN VERBESSERT CLASS-D-TOPOLOGIE

EFFIZIENTER OHNE KABEL

Das kabellose Laden portabler Geräte macht konventionelle Ladenetzteile, -kabel und -stecker überflüssig. Bisher war allerdings die übertragene Leistung zu gering und die Handhabung umständlich. In den Griff kriegen, lässt sich das mit GaN-HEMTs. Bei der Umsetzung müssen Entwickler aber einige Punkte beachten.

TEXT: Milko Paolucci, Peter Green, Stefan Schaecher, alle Infineon Technologies **BILDER:** Infineon Technologies; iStock, ArtHead-

Kabellose Ladesysteme, die zurzeit für Smartphones, Tablets und andere Geräte verfügbar sind, basieren meist auf dem induktiven Verfahren gemäß dem Qi-Standard. Dabei erfolgt eine induktive Kopplung bei Frequenzen im Bereich 100 bis 300 kHz. Mit diesem System ist nur das Laden eines einzigen Gerätes möglich, das genau auf das Ladegerät ausgerichtet und in dessen unmittelbarer Nähe platziert werden muss. Angesichts des wachsenden Interesses an der kabellosen Energieübertragung werden alternative Topologien wie Class D oder Class E Resonant für Entwickler immer interessanter, da sie dank der resonanten Kopplung Vorteile aufweisen. Diese Class-D- oder Class-E-Topologien sind nicht neu und kommen bereits in HF-Anwendungen zum Einsatz. Hauptvorteil dieser Topologien ist der hohe erreichbare Wirkungsgrad bei Betriebsfrequenzen im MHz-Bereich.

Die Air Fuel Alliance schlägt für kabellose Ladesysteme ein Verfahren mit einer Schaltfrequenz von 6,78 MHz im ISM-Band vor. Bei diesem ist durch resonante Kopplung mit Resonatoren mit hohem Q-Faktor eine Energieübertragung über wesentlich größere Distanzen und mit deutlich schwächeren Magnetfeldern möglich. Dadurch können mehrere Geräte gleichzeitig und unabhängig von ihrer Ausrichtung aufgeladen werden.

Nach dem Faradayschen Gesetz entsteht in einer Drahtspule ein elektrisches Potenzial, wenn sich der Magnetfluss durch diese Spule ändert. Bei der kabellosen Energieübertragung treibt ein HF-Leistungsverstärker eine Leistungsübertragungseinheit (PTU), bestehend aus einer Spule in einem abgestimmten Schwingkreis, um ein sich änderndes Magnetfeld zu erzeugen. In einer Empfangseinheit (PRU), ebenfalls bestehend aus einer Spule in einem auf die gleiche Frequenz abgestimmten Schwingkreis, wird durch dieses Magnetfeld eine Spannung induziert. Diese Spannung hängt von der Änderungsgeschwindigkeit des Magnetfelds und der Anzahl der Wicklungen ab. Die von der Empfängerspule gelieferte Energie wird gleichgerichtet und in eine für das aufzuladende Gerät geeignete Spannung umgewandelt. Die

Kopplung hängt vom Abstand zwischen den beiden Spulen ab. Der Kopplungsfaktor k zeigt die Art der Kopplung an. Bei $k < 0,5$ handelt es sich um ein lose gekoppeltes System, wie bei der magnetischen Resonanz-Kopplung. Zur Regelung der Energiemenge für die aufzuladenden Geräte werden Mikrocontroller mit Bluetooth-Datenbindung verwendet.

Die nebenstehende Abbildung zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild für einen Class-D-Verstärker. Zum besseren Verständnis der Funktion des Class-D-Verstärkers ist es hilfreich, das Blockschaltbild in zwei Hauptblöcke zu unterteilen:

- Die Schalter: diese erzeugen eine periodische Rechteckspannung mit der Amplitude V_{IN} .
- Der Filter: Der LC-Filter erzeugt aus dem eingehenden Rechtecksignal eine Sinuswelle mit der gleichen Frequenz und unterdrückt soweit wie möglich die Harmonischen. Der LC-Resonator blockiert außerdem die Gleichspannung, sodass an der Last nur ein Wechsellspannungssignal von fast null anliegt.

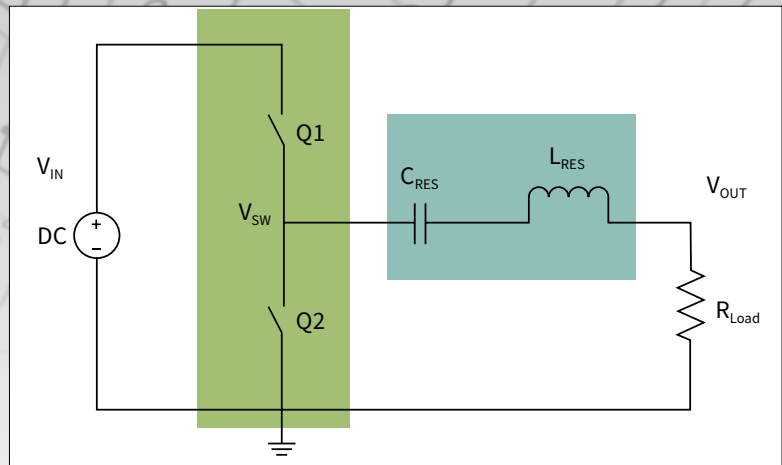
Ausgehend von dieser vereinfachten Funktionsbeschreibung lässt sich die Spannung an der Last einfach aus dem Sinuswellenstrom der ersten Oberwelle des Filters berechnen. Bei der Resonanzfrequenz ist die Impedanz des LC-Filters Null. Die Ausgangsspannung (Spitze-Spitze) an der Last beträgt unter Berücksichtigung der ersten Oberwelle:

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN} * 2}{\pi}$$

Für die Ausgangsleistung ergibt sich daher:

$$P_{OUT} = \frac{V_{OUT}^2}{R_{LOAD}}$$

Für die Funktionsweise eines Class-D-Leistungsverstärker sind vor allem die Schalter (hellgrüner Bereich) und der Filter (dunkelgrüner Bereich) relevant.



Beim Entwurf eines Senders zur kabellosen Übertragung der Ladeenergie ist normalerweise die Ausgangsleistung der Sendespule eine der Design-Vorgaben und die Eingangsspannung einer der Design-Parameter. Mit der angegebenen zweiten Gleichung lässt sich die Eingangsspannung bestimmen, die für die Ladeenergie erforderlich ist, falls die Ausgangsleistung bekannt ist. Dabei geht man von einem Wirkungsgrad von 100 Prozent aus.

$$V_{IN} = \left(\frac{\pi}{2} \sqrt{P_{OUT} R_{LOAD}} \right)$$

Die Class-D-Topologie arbeitet mit ZVS-Kommutierung (Zero Voltage Switching) beim Einschalten, da die Betriebsfrequenz 6,78 MHz beträgt. Damit können die Kommutierungsverluste sehr hoch und der Wirkungsgrad niedrig sein. Der Wirkungsgrad hängt auch von der Eingangsspannung ab. Sendantennen sind normalerweise nicht in der Lage, hohe Ströme zu übertragen. Typische Ströme für Sendantennen liegen im Bereich von 1 bis 2 A. Deshalb müssen relativ hohe Eingangsspannungen von 50 bis 100 V verwendet werden. Die Kombination aus hoher Spannung und hoher Schaltfrequenz erfordert daher einen ZVS-Betrieb. Eine der häufigsten Methoden zur Implementierung des ZVS-Betriebs ist die Verwendung eines zusätzlichen seriellen LC-Netzwerkes, um einen Dreieck-Strom zu erzeugen, der höher ist als der Ladestrom.

Um den ZVS-Betrieb zu garantieren, muss der auf diese Weise erzeugte Strom den Mittelpunkt der Halbbrücke (VSW) vor dem Ende der Totzeit durchlaufen. Damit ergibt sich für die Class-D-Schalttopologie folgende Regel:

$$T_{COM} = \frac{Q_{OSS}}{\Delta I}$$

Hierbei ist Q_{OSS} die ermittelte Ausgangsladung des Schalters bei der Eingangsspannung und ΔI der durch das ZVS-Netz

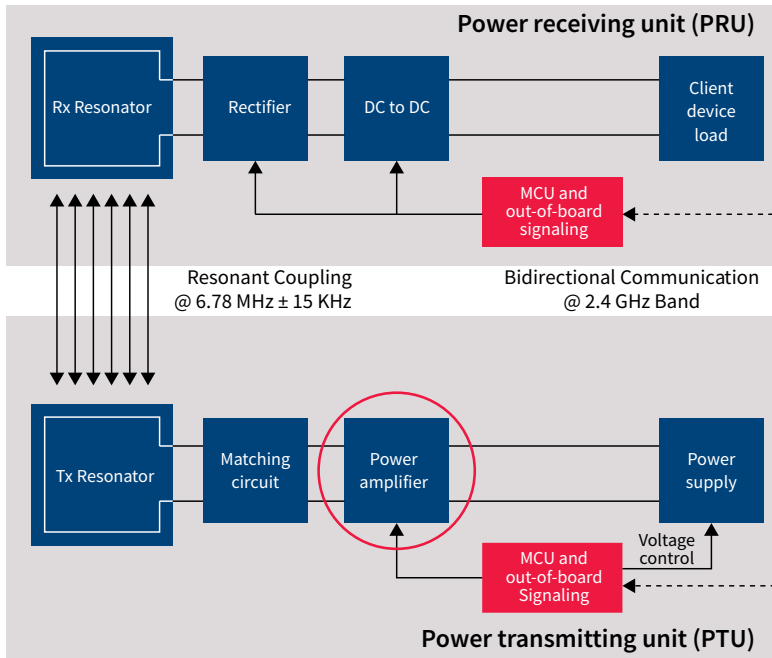
erzeugte Ripple-Strom (LZVS + CZVS). Je niedriger die Ausgangsladung des Schalters ist, desto niedriger ist der ZVS-Ripple-Strom. Bei fixiertem Ripple-Strom ist deshalb die Ausgangsladung geringer und eine ZVS-Übertragung lässt sich einfacher gewährleisten. Die Leistungsverluste im ZVS-Netzwerk sind die dominierenden Verluste. Sie können wie folgt berechnet werden:

$$P_{ZVS} = I_{ZVS_RMS}^2 ESR_{ZVS}$$

Hierbei ist I_{ZVS_EFF} der Effektivstrom durch das ZVS-Netz und ESR_{ZVS} der äquivalente parasitäre Widerstand des ZVS-Netzwerkes. Er wird hauptsächlich von der ZVS-Induktivität bestimmt. Der ZVS-Betrieb hängt vom Scheinwiderstand der Last ab. Dadurch ist eine entsprechende Impedanz-Anpassung im Netz erforderlich. Das System erhält den ZVS-Betrieb innerhalb definierter Grenz-Impedanzwerte aufrecht. Diese werden als Impedanz-Box bezeichnet. Es sollten vorzugsweise elektronische Schalter mit einer niedrigen Gate-Drain-Ladung Q_{GD} verwendet werden. Dadurch lassen sich geringere Verluste beim Nicht-ZVS-Betrieb erreichen.

Auf Systemebene entstehen Verluste hauptsächlich durch den Gleichstromwiderstand der ZVS-Induktivität und durch andere Widerstände im ZVS-Pfad. Auf diese entfallen zusammen mehr als 50 Prozent der Verluste. Sobald eine bestimmte ZVS-Induktivität ausgewählt ist, können diese Verluste zum Ripple-Strom und damit auch der Ausgangsladung Q_{OSS} in Bezug gebracht werden. Eine Verringerung der Ausgangsladung Q_{OSS} reduziert die Verluste deutlich. Die restlichen Verluste sind gleichmäßig zwischen dem oberen und dem unteren Schalter verteilt, weil bei dieser Topologie mit einem Taktverhältnis von 50 Prozent gearbeitet wird.

Auf Bausteinebene entstehen Verluste vor allem durch die Gate-Ladung Q_G . Daher muss ein Baustein mit einer niedrigen



Die Leistungsübertragungseinheit (PTU) erzeugt ein Magnetfeld, das in der Spule der Empfangseinheit (PRU) eine Spannung induziert. Sie muss danach in eine für das zu ladende Gerät passende Spannung umgewandelt werden.

Gate-Ladung und einer niedrigen Schwellenspannung, gewählt werden. Dadurch sinkt die Treiberspannung und die Ansteuerungsverluste reduzieren sich. GaN bietet im Vergleich zu Si geringere Verluste. Durch GaN lassen sich die Leistungsverluste um etwa 30 Prozent reduzieren. Die Bauelementefläche ist bei GaN außerdem nur halb so groß. Ihre Leistungsdichte ist somit größer. GaN-Bauelemente bieten außerdem für Class-D-Schalttopologie weitere Vorteile.

GaN-Leistungsbaulemente werden in der Regel mit einer Gate-Spannung von 5 V angesteuert, normale Si-MOSFETs mit etwa 10 V. Die Gate-Ladung Q_G für GaN-ICs liegt bei etwa einem Fünftel der Gate-Ladung für MOSFETs bei vergleichbarem $R_{DS(on)}$ und V_{BRR} . Das ergibt einen deutlich niedrigeren Gate-Strom und signifikant geringere Verluste im Gate-Treiber-IC. Um die Gate-Ladungsverluste zu minimieren, sollte nicht nur auf niedrige Werte für Q_G geachtet werden, sondern auch eine Bauelemente-Technologie mit niedriger Gate-Schwellenspannung gewählt werden. Damit kann der Entwickler ein niedrigere Treiber-Spannung nutzen und so die Gesamtverluste für die Treiber-Schaltung reduzieren. Die Gate-Ladungsverluste lassen sich wie folgt berechnen:

$$P_{GATE} = (Q_{G_SYNC} * f_{SW} * V_{dr})$$

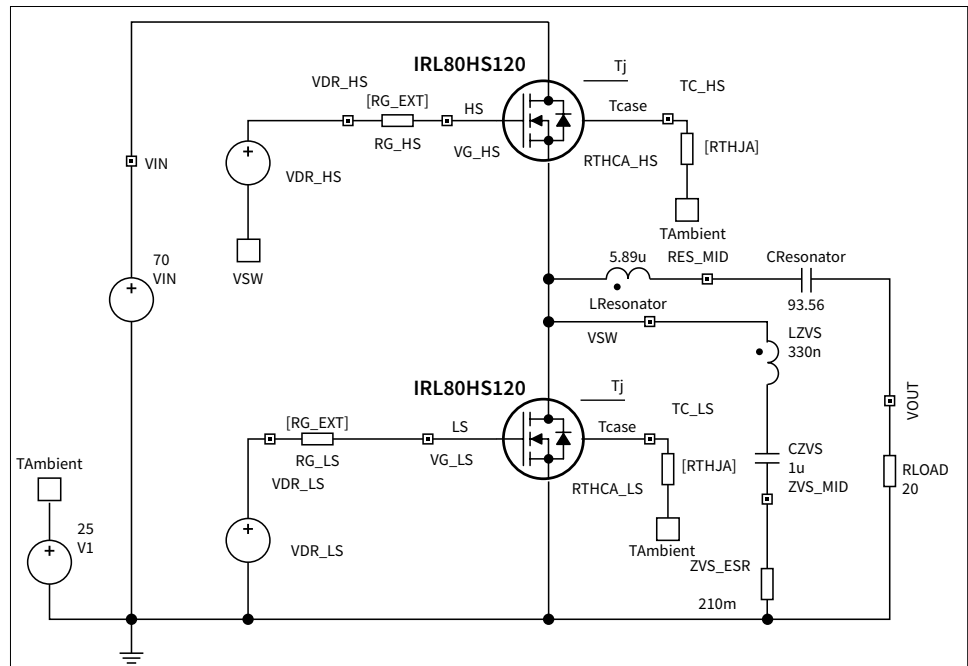
Hierbei ist Q_{G_SYNC} die Gate-Ladung bei der Spannung V_{dr} ohne Q_{GD} , falls ein ZVS-Betrieb vorliegt. f_{SW} ist die Schaltfrequenz und V_{dr} die Treiberspannung.

GaN-HEMTs haben zwar keine Body-Diode wie MOSFETs, verhalten sich jedoch ähnlich wie eine Diode. Eine weitere wichtige Ursache für Systemverluste ist die Vorwärtsspannung der Body-Diode, die bei GaN-Geräten tatsächlich höher ist. Verluste entstehen beim Einschalten durch die ZVS-Kommutierung. Diese können relativ hoch sein, wenn lange Totzeiten ausgewählt werden. Um mit GaN in Class-D-Schaltssystemen die beste Leistung zu erzielen, sollte die Totzeit reduziert werden, um ein Leiten der Body-Diode zu verhindern. Bei der Bewertung der Verluste durch die Body-Diode muss der richtige Wert für V_{SD} berechnet werden, der sich je nach Strom und Temperatur ändert. Er kann mit folgender Formel bestimmt werden:

$$P_{DT} = (V_{SD} * I_{OUT} * f_{SW} * T_{DT})$$

Einen schwierig zu quantifizierenden Einfluss auf die Verluste hat auch die Umkehr-Erholungsladung Q_{RR} , wenn die Body-Diode während der Totzeit leitet. Da GaN-Systeme eigentlich keine Body-Diode aufweisen, ist Q_{RR} null. Die Quantifizierung dieser Verluste ist deswegen schwierig, weil Q_{RR} vor allem von folgenden Betriebsbedingungen abhängt: dem Vorwärtsstrom der Diode, di/dt , der Rückspannung und der Temperatur. Die in den Datenblättern angegebenen Werte beziehen sich auf Messungen unter spezifischen Bedingungen und sind daher für die eigentliche Anwendung kaum relevant. Ungeachtet dessen ergibt sich aus der relativ hohen Schaltfrequenz bei der Energieübertragung mit magnetischen Resonatoren, dass eine niedrigere Q_{RR} zu geringeren Verlusten führt. GaN-Leistungshalbleiter bieten aber nicht

Die Class-D-Topologie arbeitet mit ZVS-Kommutierung. Dabei ergeben sich häufig hohe Kommutierungsverluste und ein geringer Wirkungsgrad.



nur Chancen. Einige ihrer Eigenschaften erfordern besondere Beachtung bei der Systementwicklung.

Die absolute maximale Nennspannung V_{GS} für MOSFETs liegt üblicherweise bei ± 20 V. Dadurch hat der Entwickler einen gewissen Spielraum, um den Spannungsregler der Steuerstufe relativ einfach und kostengünstig auszulegen. Das ist bei GaN nicht der Fall. Die absolute maximale Nennspannung ist auf 5 bis 6 V begrenzt. Das liegt vor allem an den Dioden-Eigenschaften der Gate-Struktur. Wenn während des Betriebs die Gate-Source-Spannung diesen Grenzwert übersteigt, kann es im Extremfall zu schweren Schäden des Bauelementes kommen. Aus diesem Grund muss der Spannungsregler für die Treiberspannung sehr sorgfältig ausgelegt werden. Die Probleme, die Gate-Source-Spannung unter der absoluten maximalen Nennspannung zu halten, hängen nicht nur mit der Genauigkeit des Spannungsreglers zusammen. Entscheidend ist auch der Betrieb während der Totzeit und der erneuten Aufladung des Bootstrap-Kondensators zur Ansteuerung des oberen Schalters bei der Implementierung eines Class-D-Schaltverstärkers.

Aufgrund des Totzeitbetriebs wird der Bootstrap-Kondensator über die Body-Diode des unteren Schalters erneut aufgeladen. Bei GaN-Systemen erfolgt über die Body-Diode bei hoher Vorlaufspannung eine zusätzliche Aufladung des Bootstrap-Kondensators, so dass die absolute maximale Nennspannung des Bauelementes sowohl durch Spannungsspitzen als auch im Dauerbetrieb überschritten werden könnte. Diese Überladung hängt von der Vorwärtsspannung der Bootstrap-Diode, der Drain-Source-Vor-

wärtsspannung der Diode, der Totzeit und der Temperatur ab. Diese müssen genau berücksichtigt werden.

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 Art Schottky-Barriere, deren Leckstrom folglich nicht im Nanoampere-Bereich (nA), sondern im Milliampere-Bereich (mA) liegt. Bei der Auswahl der Gate-Steuerspannung und der Stuenetzkomponenten sollte vorsichtig gearbeitet werden.

GaN-Bauteile besitzen wie erwähnt eine höhere Leistungsdichte durch den niedrigeren FoM-Wert ($R_{DS(on)} \times \text{Fläche}$). Das führt zu einer hohen Leitfähigkeit des Elektronengases (2DEG) und ist für Entwickler sehr attraktiv, die die Leistungsdichte ihrer Anwendungen erhöhen wollen. Es bringt jedoch auch einige Probleme mit sich. Die kleinere Fläche bedeutet auch, dass die Kontaktfläche zur Abfuhr der Verlustleistung in Form von Wärme im Bauelement kleiner ist. Während der Layout-Phase ist die Auslegung der Stromanschlüsse zwischen den Bauelementen und der Platine problematischer und eventuell der Wärmewiderstand schlechter. Da der wichtigste Faktor für den Wärmewiderstand die Sperrschicht zur Umgebung ist, die vor allem von den Eigenschaften der Platine abhängt, sollten die kleineren Abmessungen des GaN-Systems allerdings keinen wesentlich höheren Wärmewiderstand erzeugen. In jedem Fall muss beim Design der Platine sorgfältig darauf geachtet werden, dass der Wärmewiderstand minimal bleibt. Ansonsten wiegt die kleinere Fläche des GaN-Systems teilweise ihre Vorteile wieder auf. □