Hocheffiziente GaN-HEMT-Doherty-Verstärker für die neue Breitband-Zellulartechnik

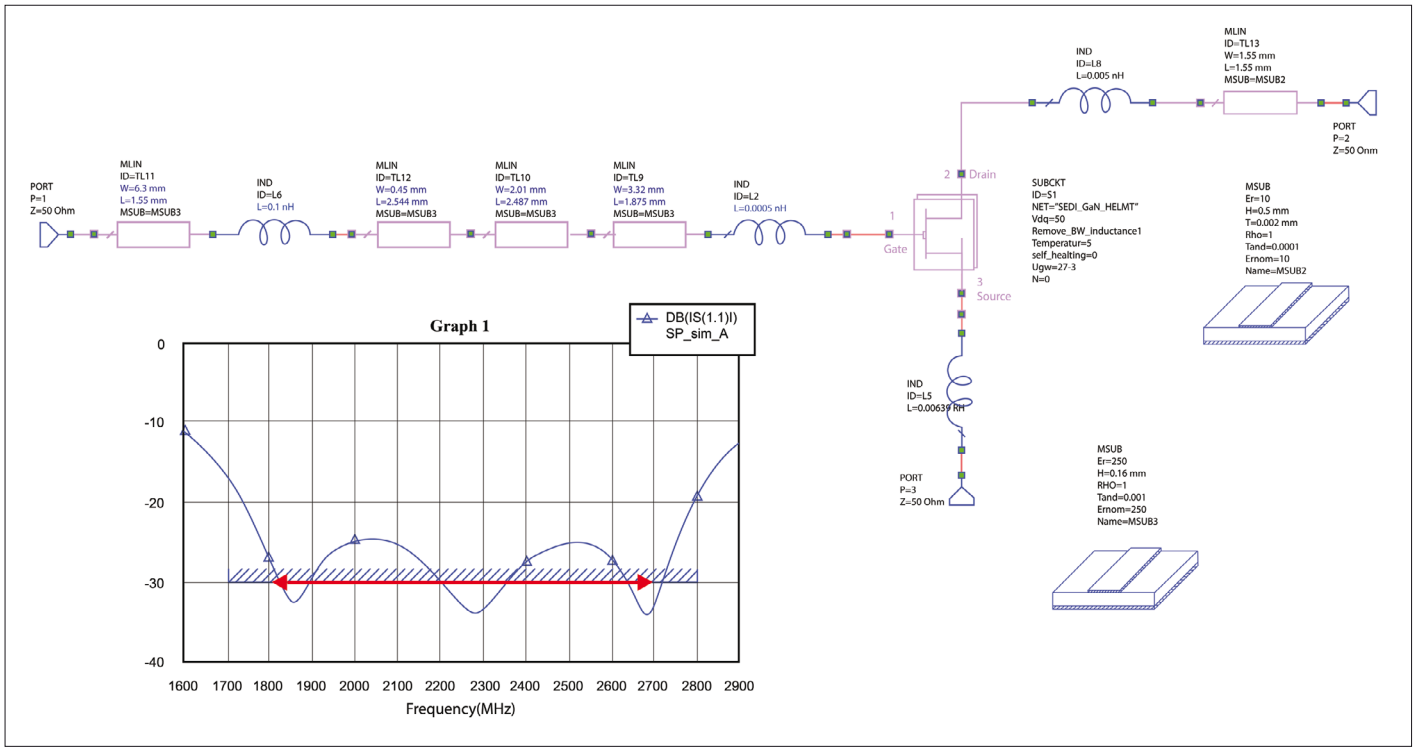

Bild 1: Ersatzschaltung des Halbleiterverstärkers im Gehäuse und seine Eingangs-Rückdämpfungs-Performance (dB(\|S11\|)

Diese Applikationsschrift schildert den Entwurf einer innovativen Doherty-Verstärker-Architektur unter Nutzung einer hocheffizienten 200-W-Galliumarsenid-HEMT-Technologie für den Bereich 1,8...2,7 GHz, welche durchschnittliche Effizienzgrade von 50...60% für Ausgangsleistungen bis 100 W erreicht und signifikant Kosten, Größe und Leistungsaufnahme der Sender reduziert. Die Entwickler nutzten die NI AWR Design Environment Platform, im Besonderen Microwave Office Circuit Design Software.

Die kommenden 4G/5G-Telekommunikationsssysteme erfordern Leistungsverstärker, welche den Betrieb mit hoher Effizienz in einem breiten Frequenzbereich gestatten, um Multiband- und Multistandard-Betrieb zu ermöglichen. In diesen Systemen wird man eine erweiterte Bandbreite und höhere Datenraten gegenüber aktuellen Standards vorfinden. Das Sendesignal ist gekennzeichnet durch ein hohes Peak-to-Average-Leistungsverhältnis (PAPR). Daher ist es wichtig, eine hohe Effizienz auch beim maximalen Wert der Ausgangsleistung sicherzustellen. Bei geringen Leistungen besteht typisch ein 6-dB-Backoff-Bereich über eine große Bandbreite.

Das neue Konzept

Eine kürzlich veröffentlichte Arbeit aus diesem Bereich umfasst einen konventionellen Doherty-Verstärker mit einem Viertelwellen-Impedanztransformator und einem Viertelwellen-Ausgangs-Combiner. Die gemessene Power-Added Efficiency (PAE) von 31%, bei Backoff-Leistungsleveln von 6...7 dB der Leistung bei Sättigung von etwa 43 dBm, wurde über den Frequenzbereich von 1,5 bis 2,14 GHz erreicht [1]. Um die Breitbandigkeit eines konventionellen Doherty-Verstärkers zu erhöhen, kann ein Ausgangsnetzwerk aus zwei Viertelwellen-Impedanz-Invertern bei reduzierten Impedanz-Transformationsverhältnissen eingesetzt werden [2]. Für eine breitbandige Kombination kann eine ausgangsseitige Viertelwellenleitung durch eine Multisection-Übertragungsleitung ersetzt werden, welche aus Leitungsstücken mit verschiedenen Wellenwiderständen und elektrischen Längen besteht. Dann gelingt z.B. die Abdeckung des Bereichs 2,2...2,96 GHz [3].

Im vorliegenden Fall wurde die breitbandige Anpassung durch Anwendung einer vereinfachten Realfrequenztechnik mit den gewünschten frequenzabhängigen optimalen Impedanzen erreicht. Dennoch machte eine nichtlineare Optimierung des gesamten Doherty-Verstärkersystems das Design komplizierter in Bezug auf die Schaltungssimulation und resultierte in einem ausreichend großen

Quelle.
Design of a High-Efficiency Broadband GaN HEMT Doherty Amplifier for New-Generation Cellular Transmitters, AWR Application Note

Ins Deusche übertragen von Frank Sichla

National Instruments
www.ni.com/awr

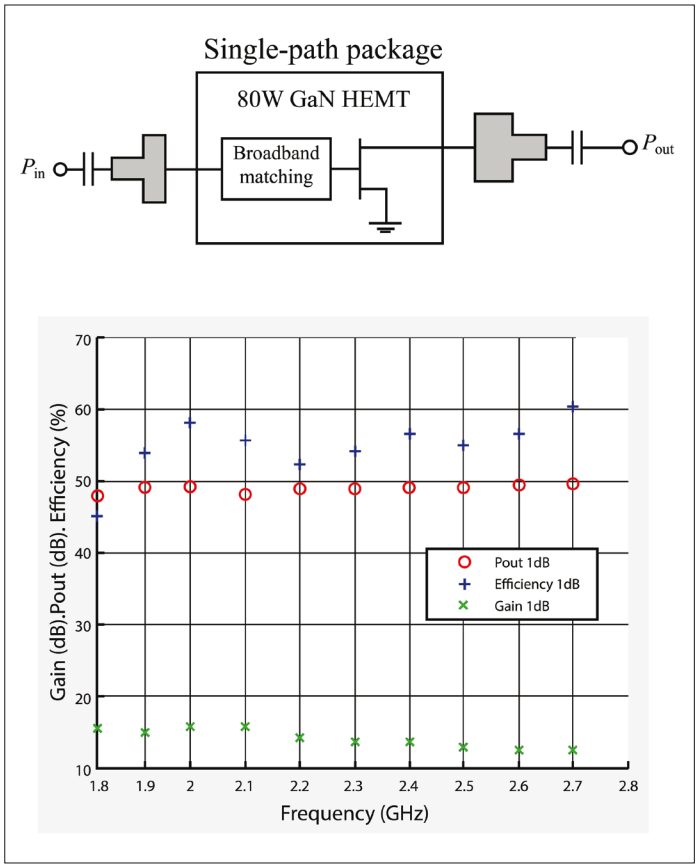

Bild 2: Single-ended-Klasse-AB-Verstärker mit Anpassungsnetzwerk

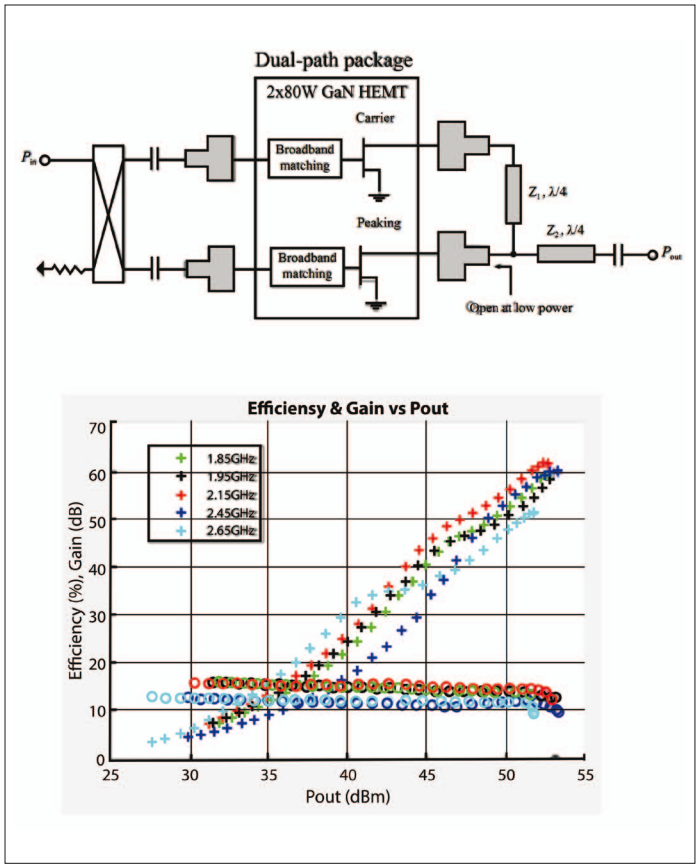

Bild 3: Schaltung und Performance eines zweistufigen Doherty-Amplifiers

Format der endgültigen Board-Implementation.

Ein anderes Beispiel zeigt ein PA-Design mit hoher Spitzenleistung von 350 W, welche im niedrigeren Frequenzband von 760 bis 960 MHz erreicht wurde, unter Nutzung eines modifizierten Kombinationsschemas mit zwei Viertelwellenleitungen im Peaking Path [4]. Unter Nutzung einer asymmetrischen Doherty-Architektur wurden eine Sättigungsleistung von über 270 W und eine lineare Verstärkung von über 13 dB, bei einer Drain-Effizienz von mehr als 45%, an 8-dB-Backoff-Punkten im Bereich 2,5...2,7 GHz erreicht [5].

Gerät im Gehäuse (Packaged Device)

Ein Multiband-Doherty-Verstärker lässt sich realisieren, wenn alle Komponenten des Verstärkers so dimensioniert sind, dass ihre korrespondierenden Eigenschaften über die erforderliche Bandbreite bestehen bleiben. In diesem Fall sollten die Träger- und Peaking-Verstärker eine hohe Breitbandeffizienz aufweisen. Dazu werden ihre Eingangsanpassungen zum Beispiel so breitbandig wie möglich ausgelegt, und die Anpassschaltung zur Last kann grundsätzlich eine Tiefpass- oder HF-Leitungsstruktur mit zwei oder drei Anpasssektionen aufweisen. Daher war es sehr wichtig bei den Anpassschaltungen, dass diese teilweise innerhalb der Geräteumhäusung (Device Package) implementiert wurden, um eine durchschnittliche Ausgangsleistung von 40 W und höher zu erreichen, besonders bei Eingangs-Anpassschaltungen mit Blick auf sehr geringe Geräteimpedanz innerhalb der gewünschten Bandbreite.

Bild 1 zeigt das Ersatzschaltbild des Gerätes in der Gehäuseumhüllung mit Eingangsanpassschaltung und die Kleinsignal-S11-Parameter am Eingang des internen Eingangsnetzwerks, einschließlich Gehäuserahmen (Leadframe). Hier repräsentiert das Sumitomo-50-V-Device sechs Basis-15-W-GaN-HEMT-Zellen, parallelgeschaltet und in der Lage, mehr als 80 W Sättigungs-Ausgangsleistung in der geforderten Bandbreite von 1,8 bis 2,7 GHz zu liefern. Der dreiteilige Microstrip-Transformator wurde mit einem 0,16 mm dicken Aluminiumsubstrat mit einer Permittivität von 250 ausgeführt, um eine kompakte Struktur zu erhalten. Durch diese Struktur wurde es möglich, die Impedanz am Gate (bare Transistor Die) auf ~10 Ohm an der Referenzfläche am Gehäuse-Eingang (Package Input) zu bringen. Verglichen mit einer Umgebung mit 10 Ohm Impedanz, wurde eine Rückflussdämpfung von 25 dB im gewünschten Frequenzbereich erreicht.

Breitband-Performance

Generell lässt sich ein Multiband-Impedanztransformator für einen breiten Einsatzfrequenzbereich durch eine Konfiguration mit N (N größer als 2) kaskadierten Übertragungsleitungen mit verschiedenen Wellenwiderständen repräsentieren [6]. Ein Beispiel wäre die Anpassung der Ausgangsimpedanz von 25 Ohm an die Lastimpedanz von 50 Ohm. Dann könnte der Ausgangstransformator mit zwei Microstrip-Leitungen realisiert werden, wobei die Impedanz der ersten Viertelwellensektion 30 Ohm und die Impedanz der zweiten 42 Ohm betragen würde. In diesem Fall wären eine Amplitudenvariation von ±0,5 Ohm sowie eine Phasenvariation von ±1° der Eingangsimpedanz im Bereich 2...2,8 GHz erreichbar, bei simultaner Einbeziehung der Bereiche 2,1 GHz (2,11...2,17 GHz) und 2,6 GHz (2,62...2,69 GHz) für die Wideband Code-Division Multiple-Access-/Long-Term-Evolution-Bänder (WCDMA/LTE) [7]. Gleichzeitig werden eine Amplitudenvariation von ±1 Ohm und eine Phasenvariation von ±2° erzielt, bei einer 1-GHz-Bandbreite von 1,9 bis 2,9 GHz, was bedeutet, dass

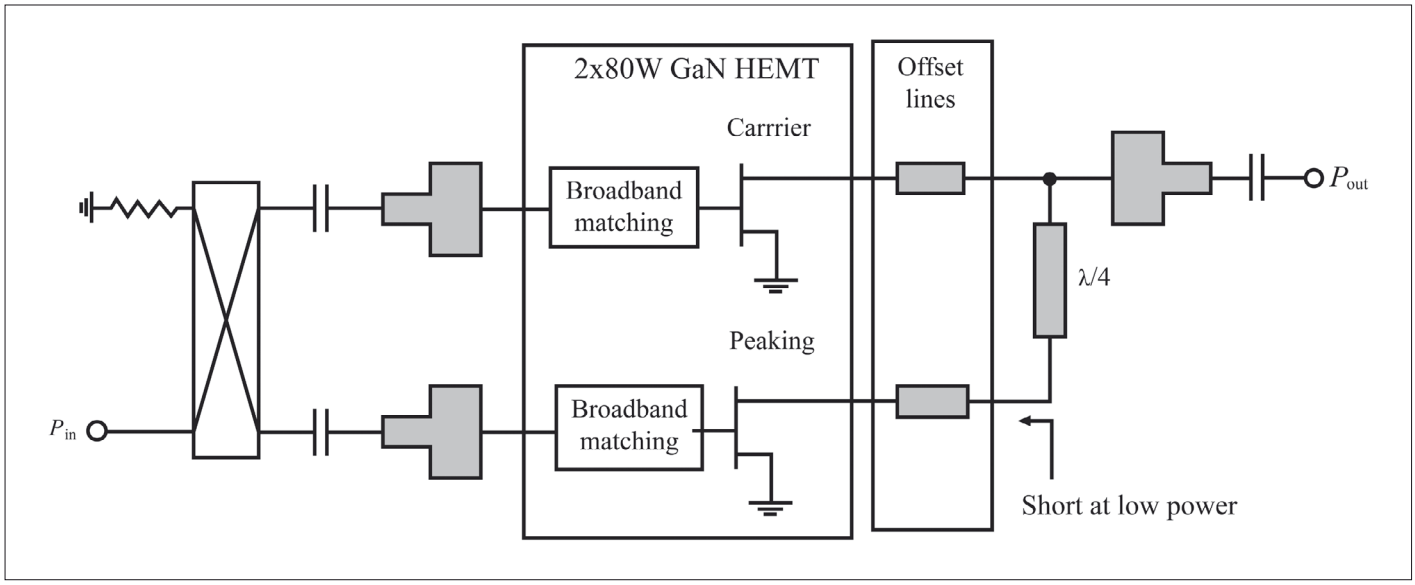

Bild 4: Blockdiagramm eines zweistufigen, breitbandigen und invertierenden Doherty-Amplifiers

die Reduzierung der Mittenfrequenz 2,3 GHz in einer simultanen Triband-Arbeitsweise bei Einschluss der zusätzlichen Frequenz 1,8 GHz (1805...1880 MHz) für die digitalen Zellularsystem (DCS) zur WCDMA/LTE-Bandbreite resultiert.

Bild 2a zeigt den vereinfachten Schaltplan eines Single-ended-80-W-GaN-HEMT-Verstärkers, der in Class-AB-Betrieb mit externem Eingangs- und Ausgangs-Matching-Netzwerk im Bereich von 1,7 bis 2,7 GHz arbeitet. Hier sind Input- und Output-Anpassschaltungen implementiert auf RO4350-Substrat (Rogers Corporation) und repräsentieren den zweistufigen Microstrip-Line-Transformator mit zwei verschiedenen Wellenwiderständen und verschiedenen Teillängen zur Anpassung auf der fundamentalen Frequenz. Erreicht wird hier eine P1dB-Ausgangsleistung von mehr als 48 dBm bei einer Leistungsverstärkung von über 12 dB sowie einer Drain-Effizienz von über 52% (Messwerte im Bereich 1,8...2,7 GHz), siehe Bild 2b.

Zuvor wurden Drain-Effizienz-Werte von über 60% zwischen 1,9 und 2,9 GHz mit einem 45-W-GaN-HEMT CGH40045F erreicht, unter Einsatz einer simplifizierten Real-Frequency-Technik, um die optimalen Impedanzen und Bauteilwerte für höchste Effizienz im Einsatzfrequenzbereich festzulegen [8].

Breitbandiger zweistufiger Doherty-Verstärker

Um die Arbeitsbandbreite zu maximieren, war es wichtig, die Güte zu minimieren (loaded Q Factor, 1 bedeutet unendliche Bandbreite). In Doherty-Konzepten, wo ein Viertelwellen-Transformator erforderlich ist, beginnt der loaded Q Factor bei 2. Daher ist es möglich, einen Breitbandbetrieb zu erreichen, indem man loaded Q entsprechend optimiert. Der klassische zweistufige Doherty Amplifier hat eine limitierte Bandbreitenfähigkeit in seiner Lowpower-Region, weil es notwendig ist, Impedanzen im Bereich 25...100 Ohm anzupassen, wenn der Peaking Amplifier ausgeschaltet ist; dies resultiert in einem loaded Q Factor von 1,73 bei einem um 3 dB reduzierten Ausgangsleistungs-Pegel, was ausreichend hoch ist für Breitbandbetrieb. Jedoch ist es möglich, bei High-power-Pegeln, wegen der breitbandigen Impedanztransformation am Ausgang des Träger- und Peaking-Verstärkers und dem Einsatz einer breitbandigen Ausgangs-Viertelwellen-Transformation, die Frequenzbandbreite zu maximieren.

Bild 3a zeigt die Schaltung eines konventionellen zweistufigen Doherty Amplifiers, implementiert auf einem 20-mil messenden RO4350-Substrat und basierend auf zwei 80-W-GaN-

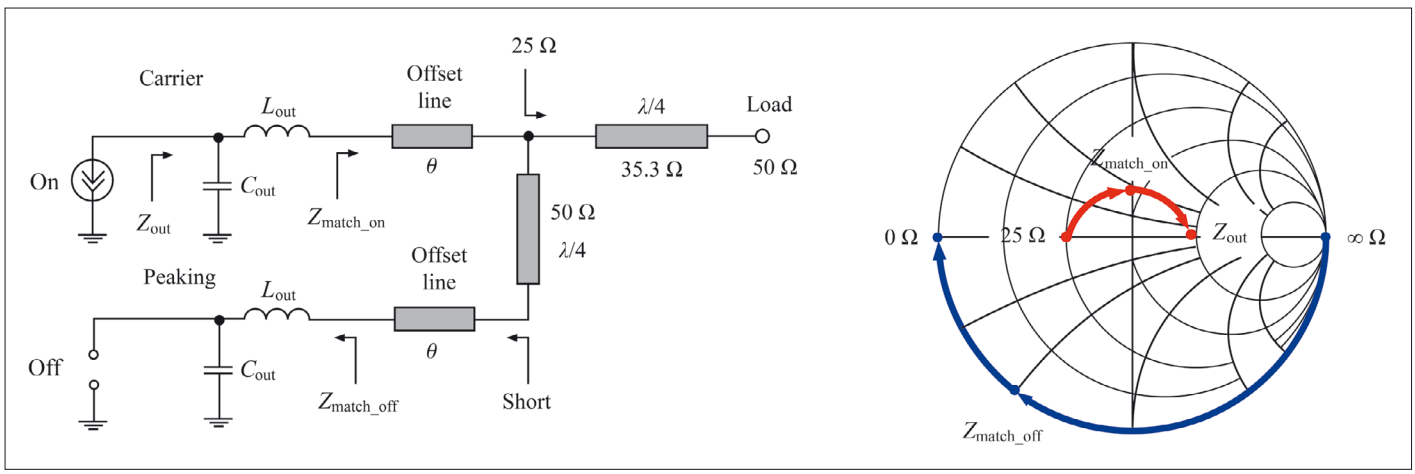

Bild 5: Last-Anpassschaltung und Impedanzen

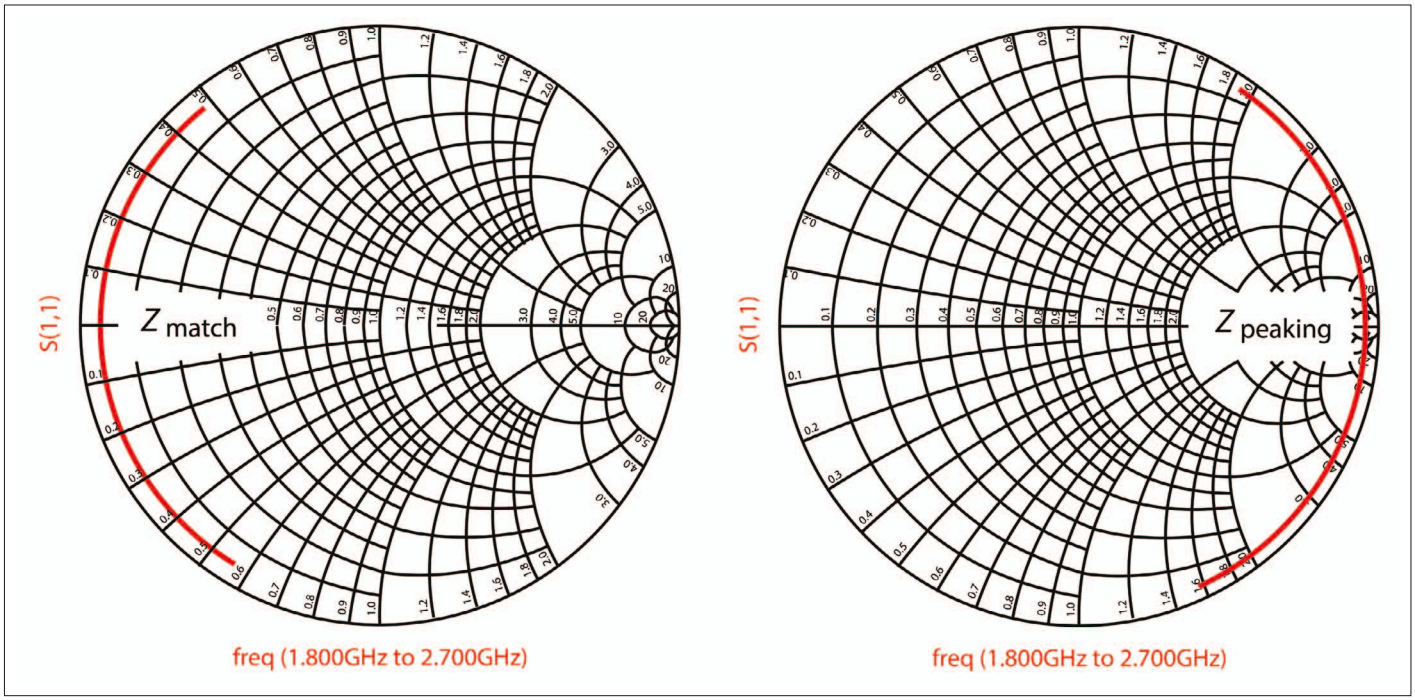

Bild 6: Impedanzen für den Peaking-Verstärker

HEMTs mit interner Eingangsanpassung in einem metall-keramischen Flansch-Gehäuse. Die Anpassschaltungen an Input & Output basieren vollständig auf Microstrip-Leitungen, wie oben beschrieben. Als Eingangs-Splitter wird ein breitbandiger Coupled-Line-Koppler von Anaren, Modell X3C17A1-03WS (max. Phasenunbalance ±5° und Amplitudenunbalance ±0,5 dB im Bereich 690...2700 MHz) eingesetzt.

Bild 3b stellt die gemessene Leistungsverstärkung und Drain-Effizienz eines solchen GaN-HEMT-Doherty-Verstärkers im gewünschten Frequenzbereich bei fünf Inband-Frequenzen dar. In diesem Fall beträgt die Leistungsverstärkung mehr als 9 dB, erreicht zwischen 1,8 und 2,7 GHz. Gleichzeitig liegt die Drain-Effizienz bei 60% bei der Sättigungsleistung P3dB (ausgenommen sind High-Bandwidth-Frequenzen) und zwischen 40% und 50% bei 6 dB Backoff bei der Ausgangsleistung.

In Hinblick auf die Bandbreitenbegrenzungen bei der konventionellen Struktur ist der Doherty-Effekt nicht so stark über die Bandbreite mit mehr Ausprägung auf niedrigeren Frequenzen.

Breitbandiger Zweistufen-Doherty-Verstärker

Bild 4 zeigt das Schaltungsdiagramm einer invertierenden, breitbandigen Doherty-Amplifier-Konfiguration mit einem Impedanztransformator auf Basis einer Viertelwellenleitung, angeschlossen am Ausgang des Peaking Amplifiers. Solch eine Architektur kann sehr hilfreich sein, falls es in einer Lowpower-Region einfacher und leichter ist, einen Kurzschluss herbeizuführen, statt den Ausgang des Peaking Amplifiers leerlaufen zu lassen. Dies hängt aber von der Charakteristik des Transistors ab, speziell von den parasitären Kapazitäten im Transistormodell, welches von der Peripherie (der Größe) abhängig ist.

Je größer die Transistorperipherie, umso mehr Leistung kann geliefert werden, aber es ergeben sich auch größere Kapazitätswerte. Diese sind überdies frequenzabhängig, was bei den Impedanzanpassungs-Kriterien für breitbandige PAs zu beachten ist [9]. In diesem Fall wird eine Viertelwellenleitung genutzt, um die sehr geringe Output-Impedanz nach der Phasen-Offset-

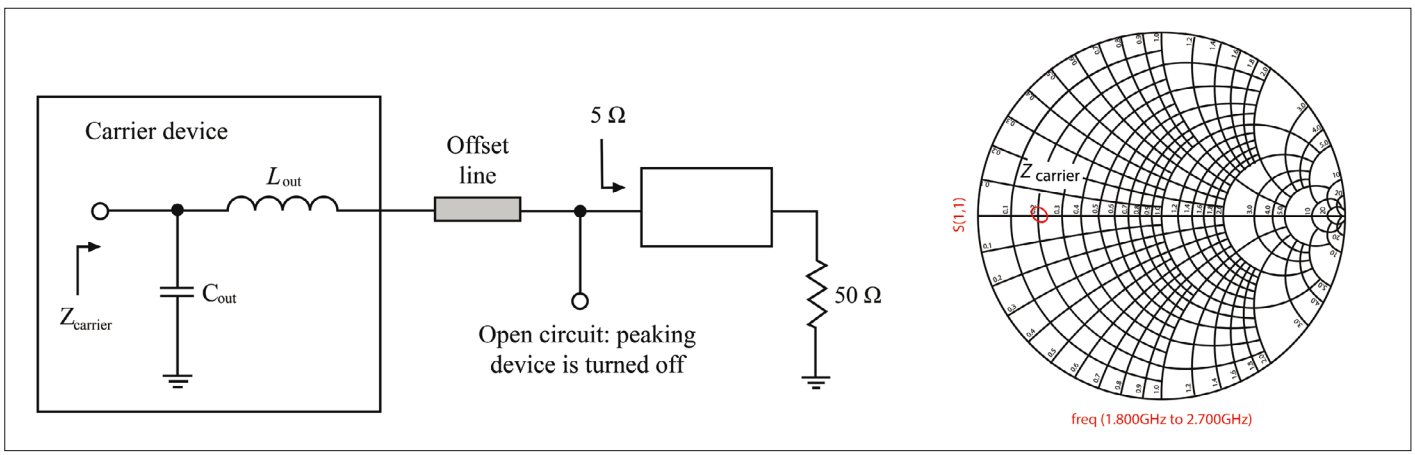

Bild 7: Anpass-Netzwerk und Lastimpedanz für den Träger-Verstärker

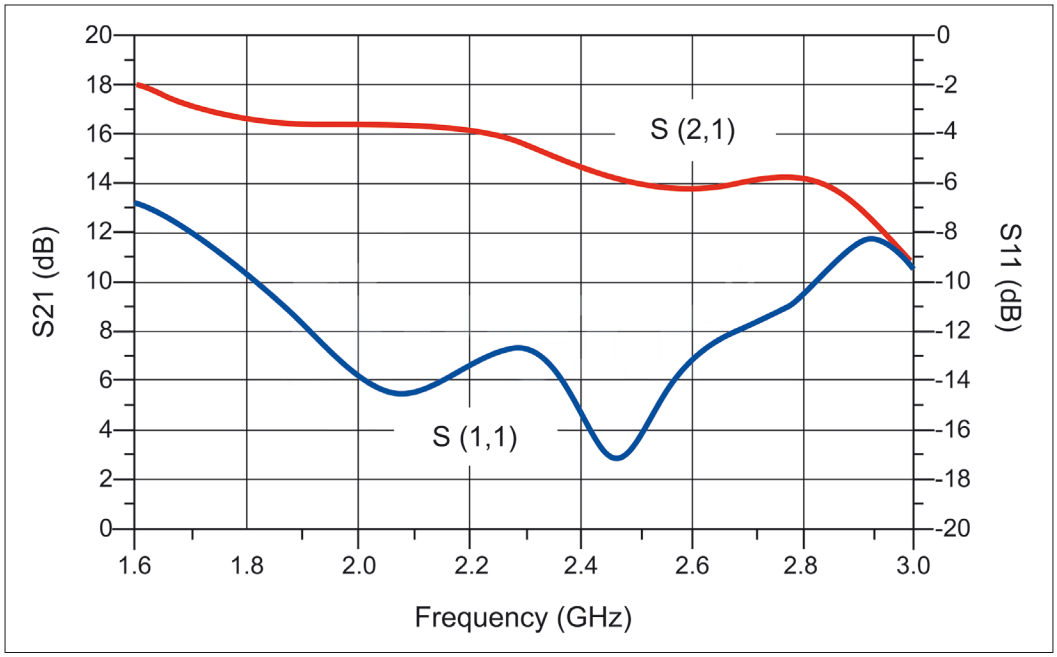

Bild 8: Simulierte Kleinsignal-S-Parameter über der Frequenz

Leitung auf eine hohe Impedanz zu transformieren, aus Sicht der Lastverbindung. Zieht man die parasitären Elemente der Gehäuseumhüllung des Peaking Amplifiers in Betracht, so kann eine optimierte Output-Anpassschaltung und eine vernünftige Phasen-Offset-Leitung entwickelt werden, um die Ausgangsleistung des Peaking-Verstärkers in der Highpower-Region zu maximieren und sich einer Kurzschlusssituation in der Low-power-Region anzunähern [10].

Um das Arbeitsprinzip eines invertierenden Doherty Amplifiers besser zu verstehen, sollte man die Last-Anpasschaltung in Bild 5a für den Moment betrachten, in dem der Peaking Amplifier ausgeschaltet ist. In einem Gebiet mit niedriger Leistung wird die Phasenjustierung der Offset-Leitung, bei einer gewissen elektrischen Länge, den Peaking Amplifier wie ein Kurzschluss belasten. Die Anpassschaltung, in Verbindung mit der Phasen-Offset-Leitung, erfordert eine Impedanztransformation von 25 Ohm auf die hohe Ausgangsimpedanz Zout, welche der Träger-Verstärkerausgang am 6-dB-Leistungs-Backoff-Punkt sieht (idealerweise gleich 100 Ohm mit dem Viertelwellen-Transformator), wie Bild 5b zeigt. In diesem Fall verwandelt der Transformator den Kurzschluss ins andere Extrem, also eine unendlich hohe Impedanz, sodass ein Abfließen der Leistung in den Peaking-Pfad im ausgeschalteten Zustand des Peaking-Transistors verhindert wird. In einer High-Power-Region arbeiten sowohl Träger- als auch Peaking-Amplifier in einer 50-Ohm-Umgebung parallel, und die Ausgangs-Viertelwellenleitung mit ihren 35,3 Ohm Wellenwiderstand transformiert die resultierenden 25 Ohm auf die erforderlichen 50 Ohm der Last. Auf Grundlage dieser Konfiguration wurde der breitbandige, invertierende GaN-HEMT-Doherty-Verstärker, mit einer durchschnittlichen Drain-Effizienz von 47%, einer durchschnittlichen Ausgangsleistung von 38 dBm,einer Sättigungsleistung von 44 dBm sowie einer Leistungsverstärkung von über 11 dB, entwickelt. Ausgelegt für den Bereich 1,8...2,7 GHz, arbeitet der Verstärker mit zwei 10-W-Cree-GaN-HEMTs CGH40010P [7, 11]. Anmerkung: In einem symmetrischen Doherty-Amplifier beträgt der Dynamikbereich für maximale Effizienz 6 dB. Daher beginnt die maximale Effizienz bei 6 dB, ausgehend von der Sättigungsleistung, hier also bei 38 dBm.

Die Impedanzverhältnisse an verschiedenen Punkten der Last-Anpassschaltung des Peaking-Amplifies im ausgeschalteten Zustand zeigt Bild 6, wobei Zmatch in Bild 6a eine geringe Reaktanz am Ausgang der Anpassschaltung über den erforderlichen Frequenzbereich von 1,8 bis 2,7 GHz darstellt. In Bandmitte liegt sie nahe Null. Setzt man gleichzeitig eine Viertelwellen-Transformationsleitung für die Highband-Frequenzen ein, so bedeutet das praktisch einen Leerlauf

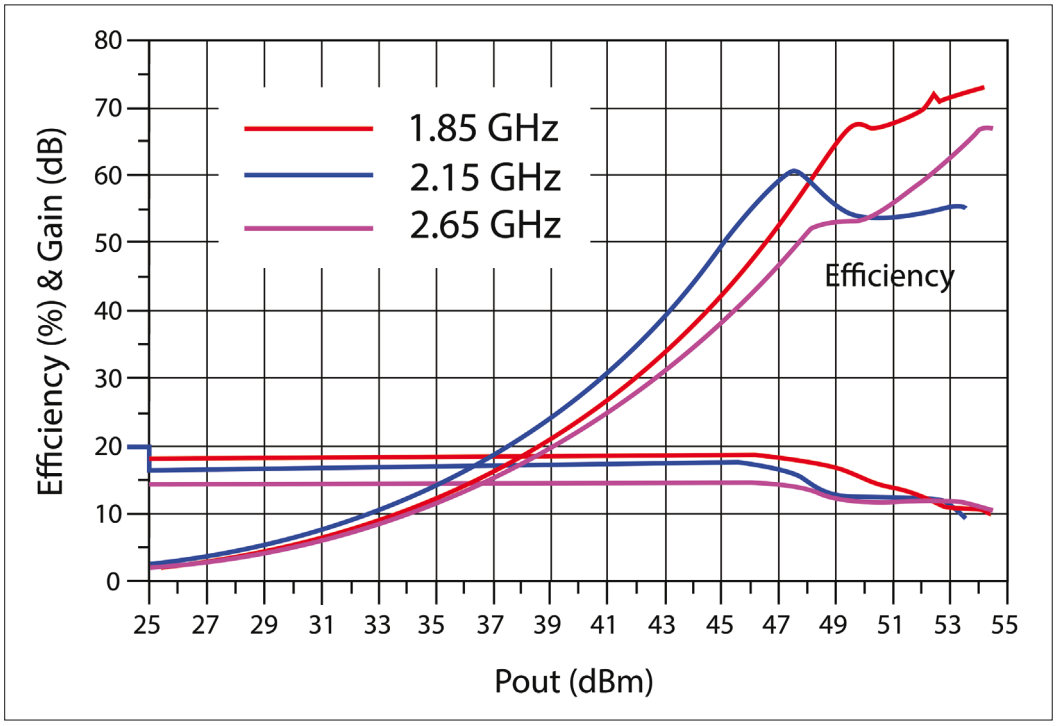

Bild 9: Simulierte Leistungsverstärkung und Drain-Effizienz eines zweistufigen,invertierenden Breitband-Doherty-Verstärkers

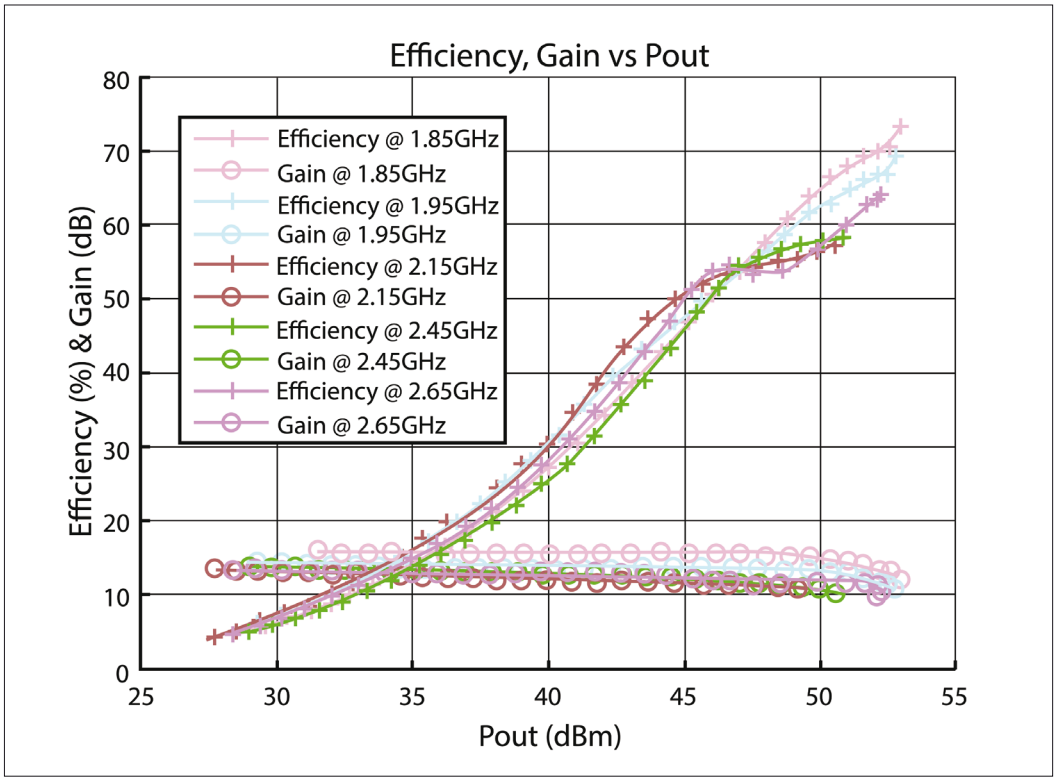

Bild 10: Testverhalten des zweistufigen, invertierenden Breitband-Doherty-Verstärkers

bei diesen Frequenzen mit ausreichend hohen induktiven und kapazitiven Reaktanzen in der gesamten genutzten Bandbreite, dargestellt anhand von Zpeaking in Bild 6b. Daher ist es möglich, die Breitband-Performance von solch einer invertierten Doherty-Struktur tatsächlich in der Praxis zu erreichen.

Bild 7a zeigt das Last-Netzwerk als äquivalente Schaltung für einen Trägerverstärker mit seinem Frequenzverhalten der Impedanz Zcarrier, welche das Träger-Device sieht, wobei die reale Komponente leicht um 10 Ohm variiert, siehe Bild 7b. Dies bedeutet, dass unter Einbeziehung der Ausgangs-Shunt-Kapazität Cout von etwa 5 pF und der seriellen Ausgangsinduktivität Lout, hervorgerufen durch die Verbindungen und Gehäuse-Leadframe-Induktivität, die vom Device gesehene Impedanz eine Multi-Harmonischen-Stromquelle auf der Grundfrequenz innerhalb der Bandbreite von 1,8 bis 2,7 GHz darstellt. Diese ist um das Zweifache von ursprünglich 5 Ohm am Eingang des breitbandigen Ausgangs-Impedanz-Transformators angestiegen. Diese Impedanz ist nun hoch genug, um eine hohe Effizienz bei Backoff-Ausgangsleistungen sicherzustellen. In diesem Fall bilden die Ausgangskapazität und die parasitäre Induktivität einen Tiefpass in L-Struktur mit Anpasspotential. Diese Anpasssektion erhöht die Lastimpedanz bei höheren Harmonischen (2. und höher); diese sieht das Device an der Stromquelle.

Simulation & Test

Bild 8 zeigt die Simulationsergebnisse für die Kleinsignalparameter S11 und S21 über der Frequenz. Dies demonstriert die Breitbandigkeit eines modifizierten, invertierenden Transmissionline-GaN-HEMT-Doherty-Verstärkers für den Frequenzbereich 1,6 bis 3 GHz, mit einer Leistungsverstärkung von über 11 dB. In Bild 9 sieht man die simulierte Großsignalverstärkung und Drain-Effizienz eines Transmissionline-GaN-HEMT-Dreiband-Doherty-Verstärkers auf Basis von 20-mil-RO4350-Substrat bei folgenden Betriebsbedingungen:

- Träger-Gate-Bias Vgc = -2,5 V
- Peaking-Gate-Bias Vgp = -5,5 V
- Versorgungsspannung Vdd = 50 V
- Ausgangsleistung: über 53 dBm
- lineare Leistungsverstärkung: über 10 dB, im Bereich 1,8...2,7 GHz

Gleichzeitig wurde die - Drain-Effizienz mit über 50% bei Sättigung und 7 dB Backoff der Ausgangsleistung auf 1,85, 2,15 und 2,65 GHz simuliert bzw. mit maximaler Drain-Effizienz von mehr als 70% bei einer Spitzenleistung von 52,5 dBm und geringer Bandfrequenz. Die Niveaus der Drain-Effizienz lagen etwa 50% über dem gesamten gewünschten Frequenzbereich, wenn diese Leistungspegel auf ~46 dBm reduziert wurden (der maximalen Backoff-Ausgangsleistung von etwa 6 dB).

Der Testaufbau eines invertierenden Doherty-Verstärkers für 1,8 bis 2,7 GHz auf Basis von zwei 80-W-GaN-HEMTs mit interner Eingangsanpassung in geflanschten Gehäusen aus Metall/Keramik entstand auf einem 20-mil-RO4350-Substrat, um drei Schlüsselfrequenzen in den Mobile/Cellular-Bändern zu erfassen. Ein breitbandiger 90°-Hybridkoppler von Anaren X3C17A1-03WS übernimmt die Teilung der Eingangsleistung, bei einer maximalen Phasen-Unbalance von ±5° und einer maximalen Amplituden-Unbalance von ±0,5 dB im Frequenzbereich 690...2700 MHz. Die Eingangs-Anpassschaltung, das Ausgangs-Anpassnetzwerk und die Beschaltung für Gate- und Drain-Bias (mit Bypass-Kondensatoren an beiden Enden) basieren vollständig auf Microstriplines mit verschiedenen elektrischen Längen und Wellenwiderständen.

Bild 10 zeigt in einer Grafik den gemessenen Verlauf der Leistungsverstärkung und Drain-Effizienz eines Transmissionline-GaN-HEMT-Doherty-Amplifiers für eine Bandbreite, die fünf Schlüsselfrequenzen umfasst. In diesem Fall beträgt die Leistungsverstärkung über 9 dB im Bereich 1,8...2,7 GHz. Gleichzeitig ergeben sich eine Drain-Effizienz von mehr als 55% bei der Sättigungsleistung P3dB bzw. von etwa 50% bei 7 dB Backoff im gewünschten Frequenzbereich. Eine maximale Drain-Effizienz von über 70% konnte zudem bei Frequenzen unter 1,95 GHz und Peak-Effizienz-Punkten erreicht werden, bei maximaler Backoff-Ausgangsleistung von etwa 6 dB über den ganzen Frequenzbereich. Die Testbedingungen für die gleichzeitige Übertragung im globalen 4-Träger-System für mobile Kommunikation (GSM) und eines 10-MHz-LTE-Signals mit einem PAR von 8 dB sind in Tabelle 1 dargestellt. Im Endeffekt wurde eine Drain-Effizienz von 51% mit einer mittleren Gesamtausgangsleistung von 45,5 dBm (18,2 W für das GSM-Signal und 17 W für das LTE-Signal) erreicht, unter Nutzung eines digitalen Inhouse-Vorverzerrungskonzepts zur Linearisierung (Digital Predistortion, DPD). Bild 11 zeigt die

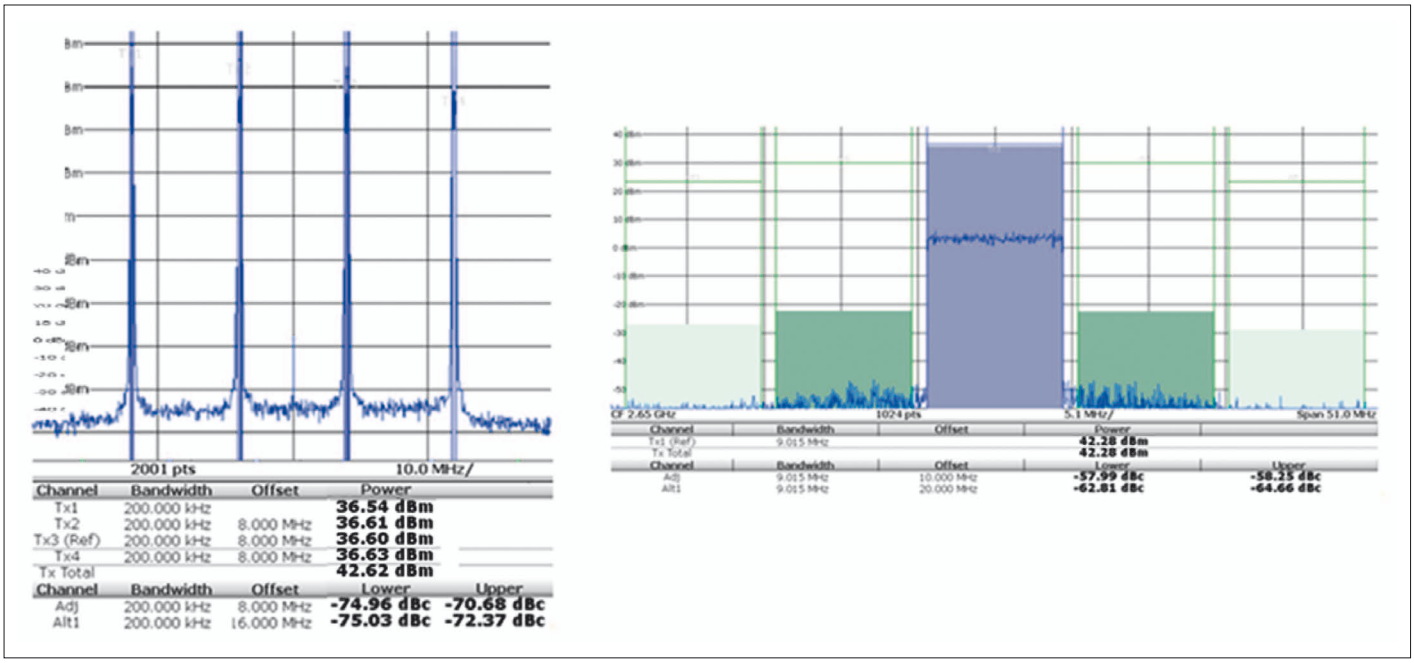

Bild 11. Dualband-DPD-Linearisierung des zweistufigen,invertierenden Breeitband-Doherty-Vertärkers: a) 4-Carrier-GSM-Signal, b) 10-MHz-LTE-Signal

spektrale Performance nach der Dualband-DPD-Linearisierung des zweistufigen,invertierenden Doherty-Breitband-Verstärkers:

- Bild 11a: Für das 4-Carrier-GSM-Signal mit einem Out-of-Band-Intermodulations-Level unter -70 dBc
- Bild 11b: Für das 10-MHz-LTE-Signal mit einem ACLR-Wert (Adjacent Channel Leakage Ratio)unter -57 dBc.

Zusammenfassung

Die 4G/5G-Telekommunikations-Systeme der nächsten Generation erfordern neue Leistungsverstärker-Architekturen, die mit hohem Wirkungsgrad über breite Frequenzbereiche hinweg arbeiten können, um gleichzeitigen Multi-Band- und Multi-Standard-Betrieb realisieren zu können.

Dieser Applikationsbericht stellt ein innovatives Doherty-Verstärker-Designkonzept vor, das unter Verwendung der Schaltungs-Design-Software „Microwave-Office 2“ entstand und bei neuen Verstärker-Designs durch Nutzung der 200-W-GaN-HEMT-Technologie nicht nur Ausgangsleistungen bis zu 200 W,bei Wirkungsgraden von 50 - 60%, sondern auch eine Reduzierung der Kosten und Abmessungen sowie des Leistungsverbrauchs ermöglichte.

Test Conditions	
DUT	1.8-2.7 GHz 2 x 80 W GaN HEMT
Signals Tested:	1850 4C GSM + 2650 10 MHz LTE
GSM 4xCarrier Power	42.62 dBm (18.2 W)
LTE 10 MHz 1 Carrier Power 8 dB PAR	42.3 dBM (17 W)
Composite Signal PAR	7.1 dB
Total RF Power	35.2 W (45.5dBm)
Drain Efficiency	51 %

Tabelle 1: Testbedingungen bei gleichzeitiger Signalübertragung

Referenzen

[1] K. Bathich, A. Z. Markos, and G. Boeck, “A wideband GaN Doherty amplifier with 35% fractional bandwidth,” Proc. 40th Europ. Microwave Conf., pp. 1006-1009, 2010.

[2] K. Bathich, D. Gruner, and G. Boeck, “Analysis and design of dual-band GaN HEMT based Doherty amplifier,” Proc. 6th Europ. Microwave Integrated Circuits Conf., pp. 248-251, 2011.

[3] G. Sun and R. H. Jansen, “Broadband Doherty power amplifier via real frequency technique,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-60, pp. 99-111, Jan. 2012.

[4] D. Y. Wu, J. Annes, M. Bokatius, P. Hart, E. Krvavac, and G. Tucker, “A 350 W, 790-to-960 MHz wideband LDMOS Doherty amplifier using a modified combining scheme,” 2014 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1-4.

[5] N. Yoshimura, H. Umeta, N. Watanabe, H. Deguchi, and N. Ui, “A 2.5-2.7GHz broadband 40W GaN HEMT Doherty amplifier with higher than 45% drain efficiency for multi-band application,” 2012 IEEE Radio and Wireless Symp. Dig., pp. 53-56.

[6] C. Monzon, “A small dual-frequency transformer in two sections,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-51, pp. 1157-1161, Apr. 2003.

[7] A. Grebennikov, RF and Microwave Power Amplifier Design, 2nd edition, McGraw-Hill, 2015.

[8] D. Y. Wu, F. Mkadem, and S. Boumaiza, “Design of broadband and highly efficient 45W GaN power amplifier via simplified real frequency technique,” 2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1090-1093.

[9] L. F. Cygan, “A high efficiency linear power amplifier for portable communications applications,” 2005 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symp. Dig., pp. 153-157.

[10] G. Ahn, M. Kim, H. Park, S. Jung, J. Van, H. Cho, S. Kwon, J. Jeong, K. Lim, J. Y. Kim, S. C. Song, C. Park, and Y. Yang, “Design of a high-efficiency and high-power inverted Doherty Amplifier,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-55, pp. 1105-1111, June 2007.

[11] A. Grebennikov, “Multiband Doherty amplifiers for wireless applications,” High Frequency Electronics, vol. 13, pp. 30-46, May 2014. ◄