

数MHzのハード・スイッチング用 eGaN® FETファミリーの紹介



Michael de Rooij, Ph.D., Johan Strydom, Ph.D.; Efficient Power Conversion Corporation

窒化ガリウム・トランジスタの超高速スイッチング能力は現在、サブナノ秒程度のスイッチング遷移速度を備えたEPC8000シリーズの製品化によって、一段上のレベルに到達しています。これらのデバイスは、10 MHz以上のハード・スイッチング用途に利用可能です。図1は、新しいEPC8000のデバイス実装面（パンプ側）の写真です。

このアプリケーション・ノートでは、当社のEPC8000シリーズのデバイスを説明し、いくつかの重要な機能に焦点を当て、このトランジスタのファミリーが高周波用途に適していることを示します。これは、2つの応用例、すなわち、10 MHzの包絡線追跡コンバータと、6.78 MHzのD級ワイヤレス・パワー伝送システムで示します。結論として、小信号RF特性も示します。

デバイス・ファミリーEPC8000の概要

表1は、EPC8000ファミリーのデバイスの一覧表です。さまざまな重要な特性を挙げています。これらのトランジスタは、オン抵抗 $R_{DS(on)}$ の値が125 mΩから530 mΩの範囲で、ブロッキング電圧は、40 V、65 V、100 Vの3種類があります。業界をリードするEPCのエンハンスメント・モードGaN技術で作られたEPC8000ファミリーのデバイスは、高周波用途での使用を容易にするための追加機能を備えるように設計されています。以下に、最も重要な機能をまとめました。

1. **ゲートの戻り（ソース）を分離**: ゲート回路用に分離したゲートの戻り（ソース）は、デバイス内部の共通ソース・インダクタンスを制限し

ます。共通ソース・インダクタンスの低減は、高周波特性には重要です。共通ソース低減の効率への影響は、よく知られています [1,2]。したがって、設計者は、ループ・インダクタンスを減少させることに集中できます [2]。

- 低インダクタンスのゲート**: ゲート回路のためのより広いはんだバーが、ゲート回路のインダクタンスを著しく低減するので、ゲート・ドライバへの接続速度を速くします。
- 高いdv / dt耐性**: dv / dt耐性のための重要な基準はミラー比です。これは、ゲートがどの程度の大きさのdv / dtで反転してオンしてしまうかの感度を示す指標です。超高速EPC8000ファミリーのデバイスのミラー比 (Q_{GD}/Q_{GS1}) は、0.38以下にまで低減され、業界標準の1を十分下回っています。
- ゲート回路とドレイン回路を直角にレイアウト**: ゲートとドレインのはんだバーは、最適な電流経路が互いに対して90度になるように設計されています。これは、ドレイン回路の電流とゲート回路の電流の相互作用を大きく低減し、デバイスの共通ソース・インダクタンス (CSI) を効果的に減少させます。

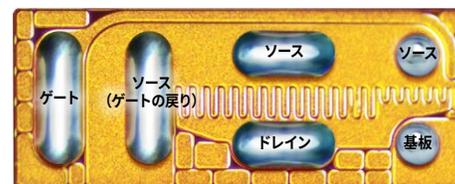


図1: EPC8000シリーズeGaN FETの実装面。

- 内部の寄生インダクタンスが小さい**: 内部の経路は、高周波用途を考慮して設計されているので、内部の寄生インダクタンスは、ドレイン回路とゲート回路の両方とも最小化されています。
- Q_{GD} を低減**: EPC8000ファミリーは、低電流用途を対象とし、特性を最大化するために、ミラー電荷を低減して電圧遷移時間を短くすることによって、スイッチング特性を改善しています。これは、 Q_{GS2} 損失とdi / dt損失のわずかな増加を伴いますが、全体として、全スイッチング損失は、依然として、ほぼ変わりません（詳細は図2参照）。

EPC8000ファミリーのデバイスは、低電力、小型、高周波の用途向けに設計されています。

型番	BV _{DSS} (V)	R _{DS(on)} の最大値 (mΩ) (V _{GS} = 5 V, I _D = 0.5 A)	ピークI _D の最小値 (A) (パルス、25°C、 T _{pulse} = 300 μs)	電荷の標準値 (pC)					容量の標準値 (pF) (V _{DS} = BV/2、V _{GS} = 0 V)		
				Q _G	Q _{GD}	Q _{GS}	Q _{OSS}	Q _{RR}	C _{ISS}	C _{OSS}	C _{RSS}
EPC8004	40	125	7.5	358	31	110	493	0	45	17	0.4
EPC8009	65	138	7.5	380	36	116	769	0	47	17	0.4
EPC8002	65	530	2	141	9.4	59	244	0	21	5.9	0.1
EPC8010	100	160	7.5	354	32	109	1509	0	47	18	0.2

表1

表のデータは変更されることがあります。www.epc-co.com/epc/jpのプロダクト・セクションを参照してください。

EPC8000を使って設計

このセクションでは、EPC8000シリーズのデバイスの優れた電気的特性を十分に活用する助けとなるように、いくつかの簡単な設計手順を説明します。

図3は、ゲートの戻り経路の詳細に関する新しいEPC8000デバイスの概略図です。戻り経路のパツ

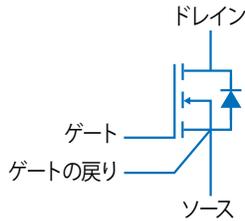


図3: EPC8000ファミリーのデバイスの記号。

ドは、デバイスの内部でソースに接続されていますが、図4(左)に示すように、フローティングと見なされなければならないので、ゲート・ドライバのグラウンドだけに接続し、決して回路のグラウンドに接続しないでください。dv/dtとdi/dtが大きいと、スイッチングの過渡時に、グラウンドを基準にして、大きな電圧(約10V)がこのノードに現れる可能性があるため、ゲート・ドライバに対するグラウンド・バウンス条件を正確に作ります。図4(右)は、ハイサイドとローサイドの両方のFETに対してハーフブリッジのゲート・ドライバLM5113を使ったときに、ゲートの戻りに正確に適用する方法を示します。または、ゲート・ドライバの電源を主電源から完全に絶縁することもできます。

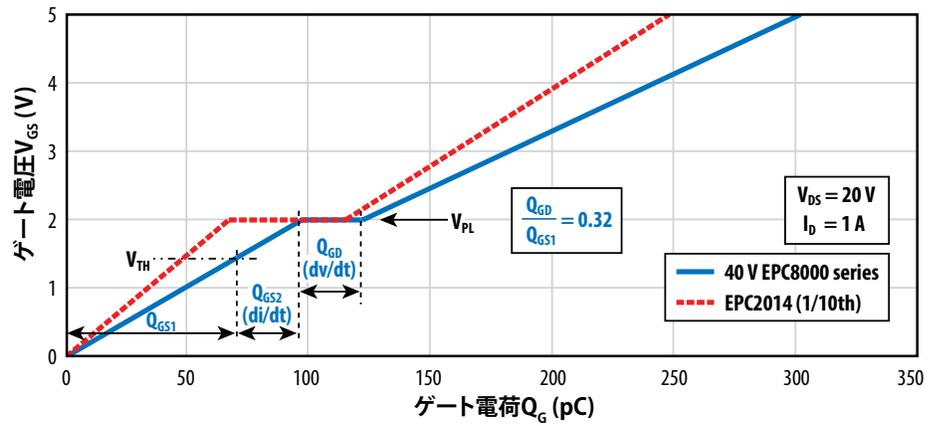


図2: EPC8000シリーズとEPC20147とのゲート電荷の比較。

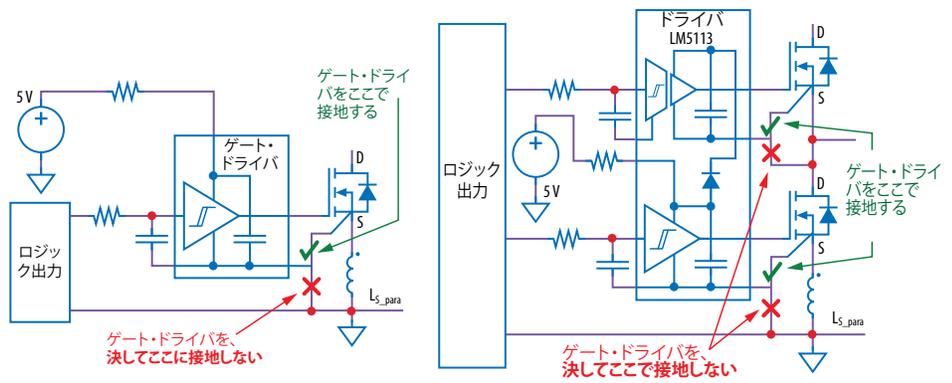


図4: EPC8000シリーズのFETを使ったときのゲート・ドライバの正しいグラウンド接続。

グラウンド・バウンスの問題は現在、ゲート自体よりもゲート・ドライバを駆動する信号に影響を与えるので、ゲートを誤ってトリガーしないように同様な注意を払わなければなりません。図5は、ゲート・ドライバの入力とそのローカルなグラウンドの間に小さなコンデンサを接続し、小さい抵抗を介して信号を供給することによって、グラウンド・バウンスの影響を低減できることを示しています。ゲート・ドライバの入力は、ヒステリシスを持ち、グラウンド・バウンス電圧の残りの部分を克服し、誤ったトリガーを防止できるでしょう。

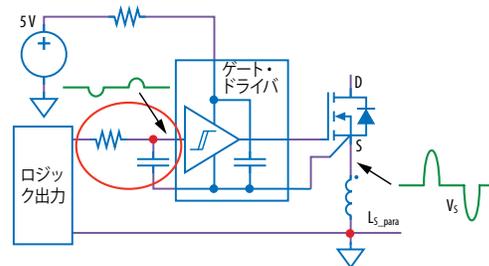


図5: ゲート駆動信号に対するグラウンド・バウンスの影響を低減するための推奨方法。

図6に示すように、EPC8000シリーズのFETは、フットプリントが新しくなっています。推奨されるプリント回路基板のレイアウトとステンシル情報は、www.epc-co.comで利用できるデータシートに記載されています。

他のすべての点において、EPC8000シリーズのFETは、任意の前世代のeGaⁿ FETとほぼ同じ方法で取り扱うことができます。

次は、耐圧65VのEPC8000シリーズのデバイスを使う包絡線追跡コンバータ、およびEPC8004を用いた電圧モードのD級ワイヤレス・パワー伝送システムのパワー段の一例です。

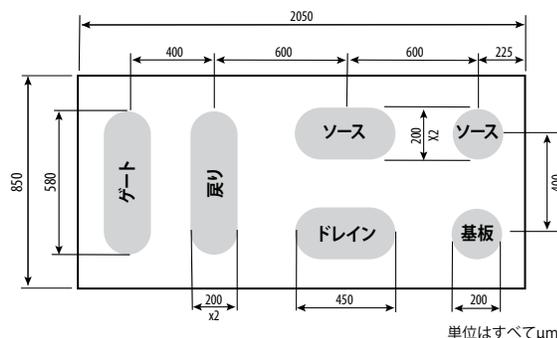


図6: EPC8000シリーズのFETのフットプリント (はんだバンブ側)。

設計例: 10 MHzの包絡線追跡コンバータ

この最初の例では、10 MHzで動作する42 V ~20 Vの40 Wバック・コンバータに耐圧65 VのEPC8000シリーズのデバイスを搭載したときの例で説明します。この基本的なパワー回路が図7です。ここで、 $L_{Buck} = 2.2 \mu H$ (IHLP1616BZ01)、 $C_{out} = 2 \times 4.7 \mu F$ (CGA4J3X5R1V475M125AB)。主電源 (V_{DD}) のバス・コンデンサは100 nF (C1005X5R1H104K050BB) でした。この回路基板は、最高の効率を確保するために最適なレイアウト技術を用いて設計しました [2]。低インダクタンスの電源バス・コンデンサの選択

は、最適なレイアウトを使った場合でも、非常に重要です。

図8は、EPC8000シリーズのデバイスとゲート駆動ICのLM5113を搭載した評価基板EPC9025の写真です。右の写真は、ゲート駆動ICを備えたパワー回路の拡大写真です。ゲート回路のインダクタンスを低く維持するために、並列接続されたサイズ0201の2つの抵抗を並べてゲート抵抗用に使い、ゲート駆動ICをデバイスの極めて近くに配置しました。このコンバータが占める面積は、SO-8パッケージの実装面積よりも小さいことに注目してください。

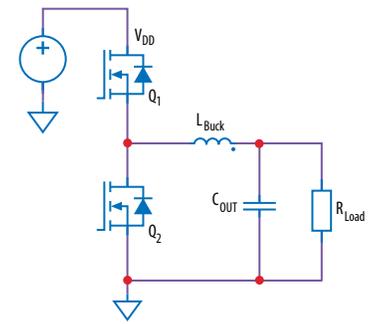


図7: 包絡線追跡のバック・コンバータの回路図。

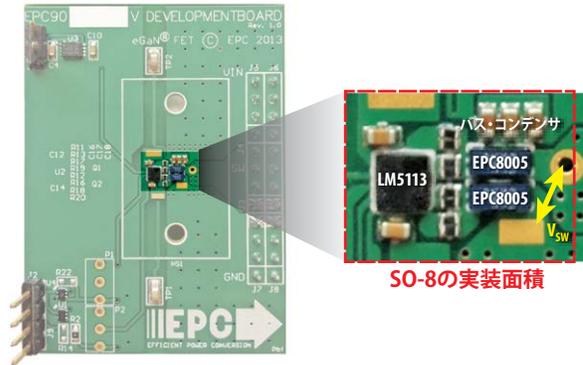


図8: EPC8000シリーズのデバイスとゲート・ドライバLM5113を搭載した評価基板の写真。

図9は、最適レイアウト技術を用いたプリント回路基板のレイアウト設計です。左側の設計は部品層 (表面) 用です。ゲート回路の電流をドレイン回路の電流と、どのようにして直交させているかに注意してください。右側は、内部の第1層の設計で、主に電流の戻り経路に使われています。この戻り経路は、2つの層の同じ場所で電流が逆方向に流れるので、磁束を打ち消し合い、各回路の経路における寄生インダクタンスの値を低減しているにも注意してください。

このコンバータは、10 MHz動作と5 MHz動作の両方でテストしました。得られた効率を図10に示します。このプロットから、10 MHz動作でピーク効率87%、5 MHz動作で92%の素晴らしい特性が得られていることがわかります。5 MHz動作に使われたコイルは、10 MHz動作のものと同じであり、より最適なコイルを選べば、さらなる改善が可能です。図11に、 $V_{IN} = 42 V$ 、 $I_{OUT} = 2 A$ におけるスイッチ・ノードの立ち上がりエッジの電圧波形を示します。スイッチング時間は全体で約1.2 nsであり、 di/dt と dv/dt の両方の事象を区別することができます。遷移の完了時に、最小限の電圧オーバーシュートであることにも注意してください。

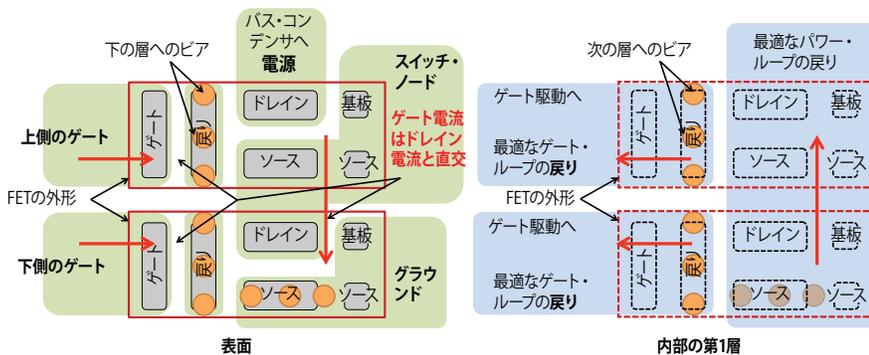


図9: EPC8000シリーズのFETファミリーを使ったハーフブリッジ構成用の最適レイアウト設計。左は、表面 (部品) 層、右は、内部の第1層

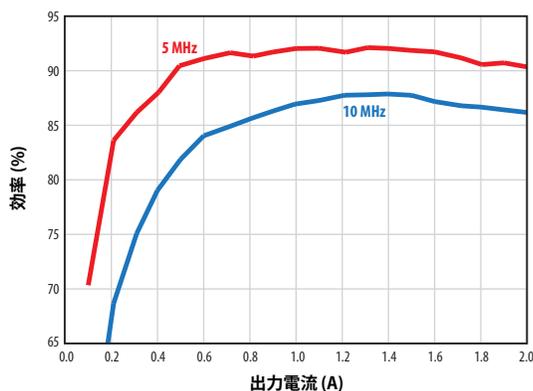


図10: 包絡線追跡コンバータの5 MHz動作時および10 MHz動作時の効率のプロット。

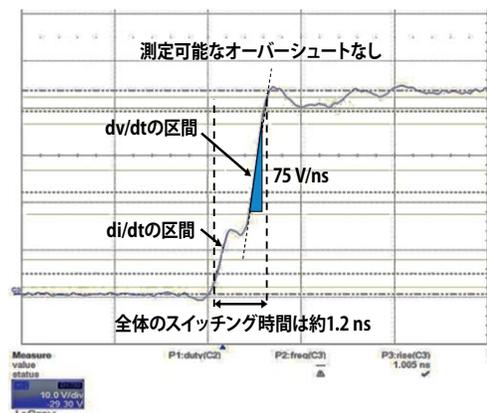


図11: 包絡線追跡コンバータのスイッチ・ノードの電圧波形。

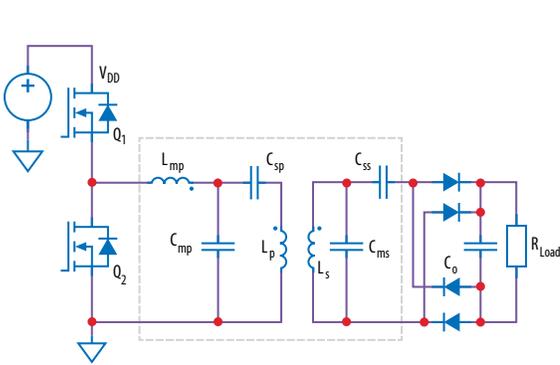


図12: 電圧モードのD級ワイヤレス・パワー伝送のパワー・コンバータの回路図。

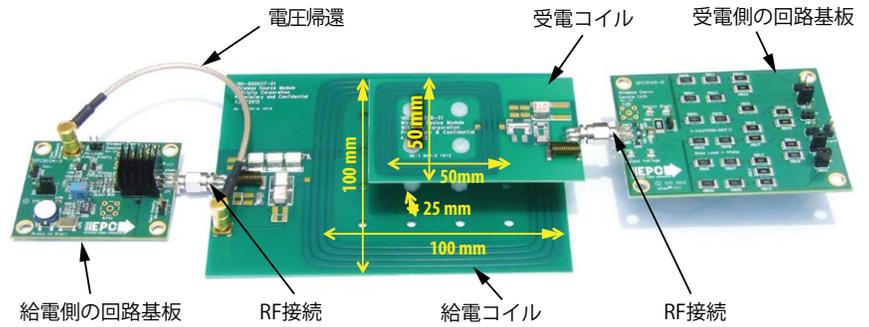


図13: ワイヤレス伝送システムの実験装置の写真。

設計例: 6.78 MHzの電圧モードD級ワイヤレス・パワー伝送

次の例は、6.78 MHzの電圧モードD級ワイヤレス・パワー伝送コンバータです。このシステムは、以前、EPC2014[11,12]を使って実証されました。EPC2014は、このデモに使用可能な最小のデバイスであり、FETの正しいサイズを選択で特性が改善できることをこの時点で注記しました。この例では、同一のコイルと負荷の組み合わせが使われ、電力変換段だけを、2個のEPC8004を搭載したEPC9024に置き換えました。図12に、パワー段の基本的な回路図を示します。

図13は、ワイヤレス・パワー伝送システムの写真です。このシステムは、給電側の回路基板、給電コイル、受電コイル、および、デバイス負荷で構

成されています。FETのEPC8004は、回路基板EPC9024 (図8参照) に実装され、ゲートの駆動信号は、位相追跡制御回路を使う電圧帰還制御信号から生成しました。

EPC8004ベースの無線システムは、入力電源電圧を8 V から24 Vまで変化させてテストしました。その効率を図14に示します。EPC2014 (16 mΩ) と比べて、EPC8004 (125 mΩ) の $R_{DS(on)}$ の値が大きいかかわらず、全体にわたって、EPC2014ベースのバージョンよりも効率が少なくとも2%は向上しています。これは主に、 C_{GD} (オフ時) に関連する損失の低減によるものです。前述のように、無線システムは、より小さいFETを使うことによって、損失が低減することを示しています。図14から、効率は最も大きな出力電力でピークに達し、EPC2014ベースのシ

ステムの効率は、潜在的に、さらに向上する可能性があることが分かります。22 V入力で、15 W負荷を駆動するときの無線システムの損失の内訳が図15です。EPC8004は導通損失が大きいです。EPC2014はスイッチング損失が大きくなっています。ただし、EPC8004の全損失は、同じ動作条件のEPC2014よりも小さくなります。

図16は、EPC8004ベースのコンバータとEPC2014ベースのコンバータのスイッチ・ノードの立ち上がり波形です。この測定では、EPC8004のソリューションは、はるかに高速にスイッチングすることが分かります。これは、最適なレイアウト技術と合わせてデバイスEPC8004の多くの新しい重要な機能に起因しています。

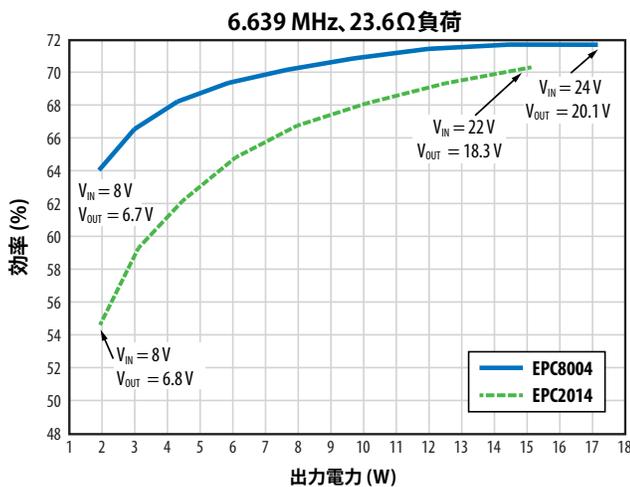


図14: EPC8004およびEPC2014のFETを使った場合の無線コンバータの効率のプロット。

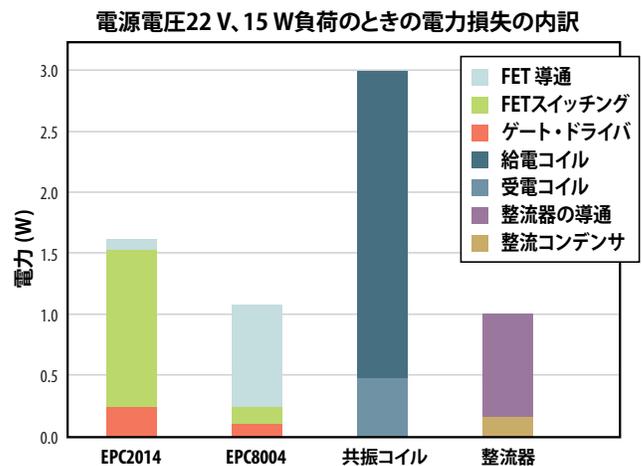


図15: 無線エネルギー伝送システムにおけるEPC2014とEPC8004の損失の内訳の比較。

小信号RF特性：EPC8002

この時点まで、EPC8000シリーズFETのスイッチング周波数特性が高いことが示されました。同じような定格のLDMOS FETと比べてブロッキング電圧が高いことによって、eGaN FETは、RF用途に使われたとき、同等のLDMOSデバイスよりも、高いレベルの反射エネルギーを吸収する能力があります。これは、RFデバイスとしてeGaN FETをテストするようにEPCに求められたので、eGaN FETであるEPC2012に対する結果を公表しています[17]。このセクションでは、周波数範囲200 MHz～3 GHzにおけるEPC8002デバイスのRFテストを行い、これを実施する方法と共に、RF用途にこのデバイスを応用する方法も説明します。

EPC8000シリーズのFETは、その小さなサイズと、従来とは異なるRFパッケージによって、ゲート回路とドレイン回路を接続するために、プリント回路基板の設計にテーパを採用する必要があります。デバイスEPC8002を評価するために使われる設計が図17で、公知の伝送線路インピーダンスに接続するためのテーパ設計を備えています。ここで使った基板は、高周波数で低損失になるように選択した厚さ30ミル (1ミル = 0.0254 mm) の米ロジャース社の4350[18]でした。EPC8002を使うような設計でも、接続するためにテーパが必要になるので、図17に、基準面までのこれに関連するすべてのデータを示します。

EPC8002は、図18に示すRFテスト治具に実装され、米South West Microwave社のRF用SMAコネクタ[19]にゲートとドレインを接続するために50 Ωのマイクロストリップ伝送ラインを使って設計しました。そして、ゲートとドレインのバイアスは、そのパルス特性の定格で選んだ米エアロフレックス社のバイアス・テューブ [20]を使って供給されました。FETの冷却を強化するために、米Wakefield-Vette社の熱伝導材 [21] を備えたデバイスの表面にヒートシンクが追加されました。EPC8002は、チップスケールの形態なので、熱に対する能力が制限され、ヒートシンクを使わなければなりません。しかし、RFバイアス条件が依然としてFETの熱特性の限界を超えてしまいますが、そのようなものとして、テストは、オン時間220 μs、繰り返し周波数10 Hzのパルス・モードで実施しました。これは、効果的に平均消費電力を500 mW以下に低減し、さらに、データを捕捉する装置のための十分な時間を提供しました。

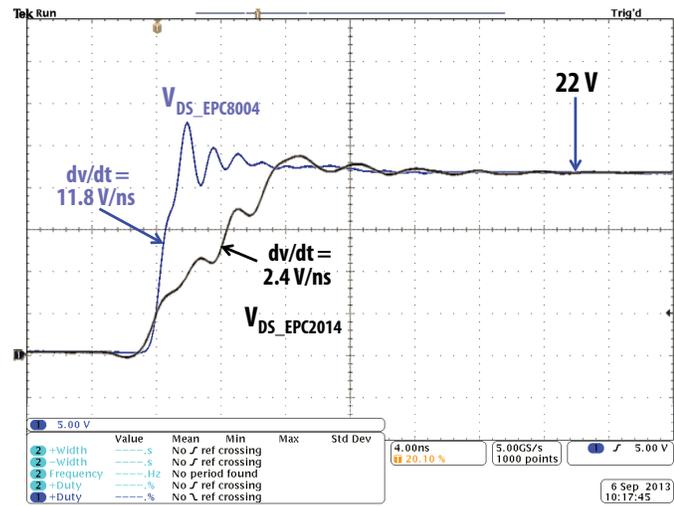


図16：EPC8004 (青色) ベースとEPC2014 (黒色) ベースの無線コンバータのスイッチ・ノードの立ち上がりエッジの電圧波形。

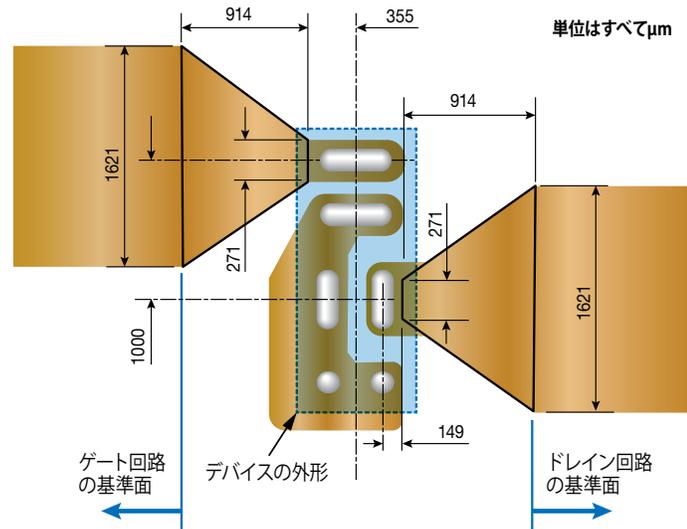


図17：ゲート回路とドレイン回路を接続するためのテーパを備えたEPC8002のプリント回路基板設計。

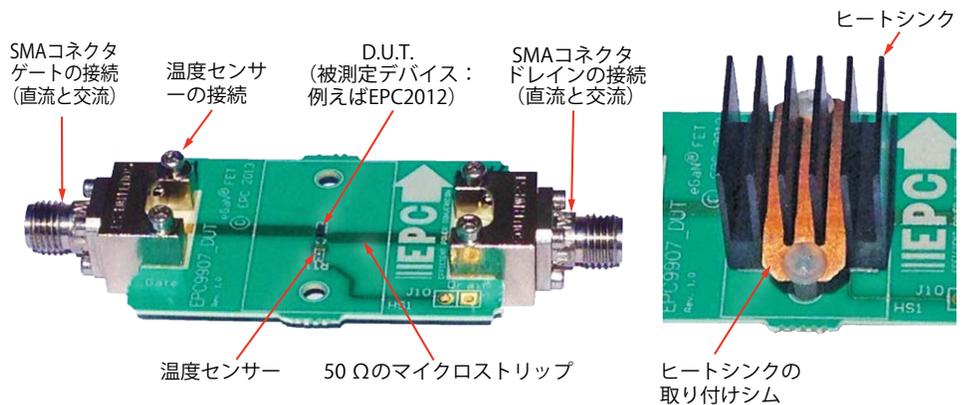


図18：EPC8002の小信号RFテスト治具の写真 (実装されたヒートシンクを右の画像に示します)。

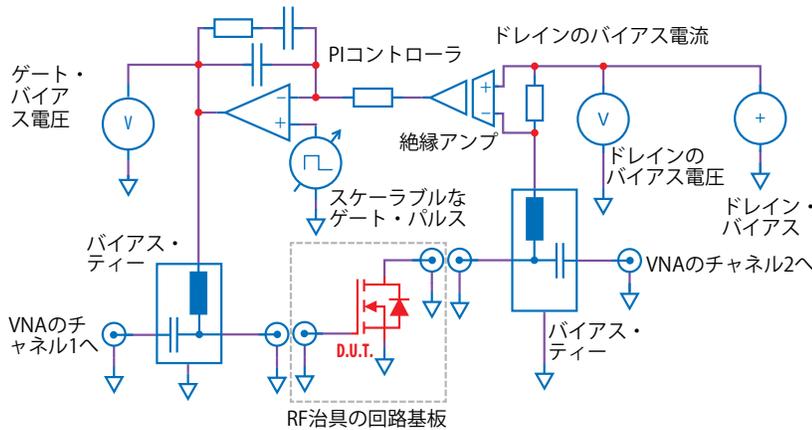


図19: パルス化された小信号RFのSパラメータ測定のための基本的なテスト治具の回路図。

$V_{DSQ} = 30\text{ V}$
 $I_{DQ} = 200\text{ mA}$

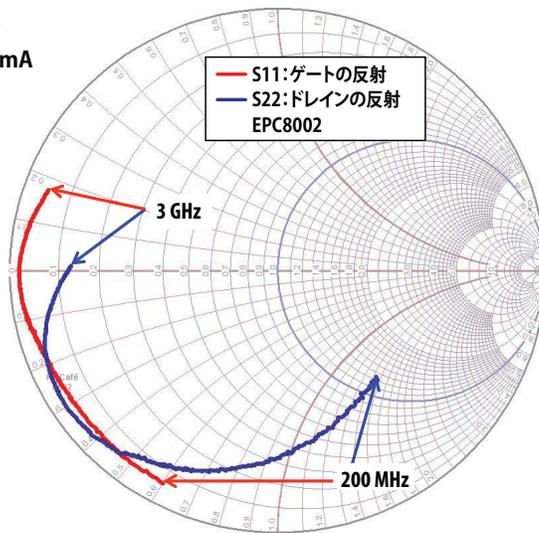


図20: 周波数範囲200 MHz~3 GHzにおけるEPC8002のSパラメータのプロット。

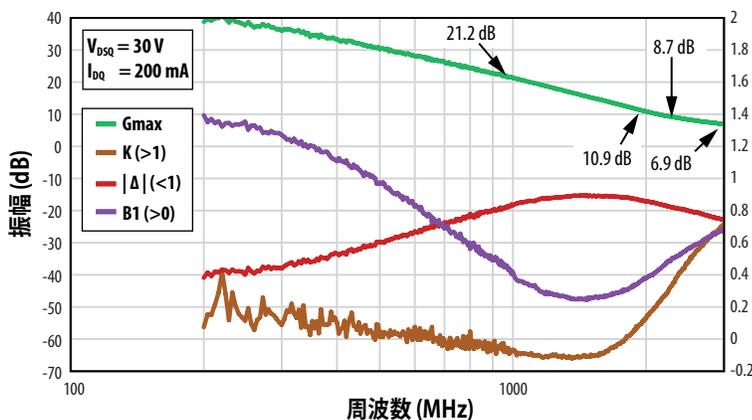


図21: 安定性マーカーとEPC8002の最大利得のプロット。

パルスのオン時間間、ゲート電圧を制御するために特別なコントローラが開発されました。このコントローラは、ドレイン電流を測定し、ドレイン電流を設定値に維持するためにゲート電圧を安定化します。パルス・コントローラの回路ブロック図を図19に示します。この専用コントローラは、オン時間の間、デバイスの安定性を維持し、バイアス・テスターのコイルはクランプされていないので、ドレイン電流がこのコイルに電圧オーバーシュートを発生させないように、十分ゆっくりと確実にオフするために必要でした。さらに、このコントローラは、ゲート電圧が決して5 Vを超えないよう確実に制御しました。

DUT (被測定デバイス) のSパラメータを測定する前に、VNAを較正しなければなりません。較正にはTRL (Thru-Reflect-Line) 法 [23] を利用しました。これに関する較正プロセスは、文献に詳しく書かれており、[23、24] に記載されたものと同様です。較正目的のために、EPCは、RFテスト治具の設計に基づく較正基準のセットも開発し、VNAを較正するためにテスト前に使いました。

図20は、周波数範囲200 MHz~3 GHz、バイアスが $V_{DSQ} = 30\text{ V}$ 、 $I_{DQ} = 200\text{ mA}$ のときのスミス・チャート上におけるゲート (S11) とドレイン (S22) の反射の結果を示します。この結果は、明らかに、全周波数範囲にわたって非常に安定した特性を示しています。

図21は、テストされた周波数範囲にわたって利用可能な最大利得のプロットで、スミス・プロットと同じバイアス条件です。このプロットは、EPC8002が全周波数範囲にわたって非常に良好な利得が得られることを示しています。図21には、安定性マーカーも示しました。EPC8002の高利得によって、すべてのマーカーは、条件付きで安定なことを示していることがわかります。無条件で安定なEPC8002搭載アンプを設計するためには、特別な測定が必要になります。

まとめ

このアプリケーション・ノートでは、新しい第3世代eGaN FETのEPC8000シリーズを紹介しました。第3世代のデバイスは、既存のGaNトランジスタが提供する利点に加えて、これらのFETが提供する高性能を最大限に活用するためのいくつかの新しい機能を備えています。これらの機能には、過渡電圧のスイッチング損失の低減するための Q_{GD} の低減、高い dv/dt 耐性を提供するミラー比の改善、ゲートとドレインの両方の回路への接続を改善した低インダクタンスのパッド、CSIをより低減するためにゲート回路とドレイン回路との間で電流の流れを直交させること、および、CSIをより低減するためにゲートの戻り接続を分離すること、などがあります。

10 MHzで動作するハード・スイッチングのバック・コンバータ、および、スイッチングの過渡電圧の測定がサブナノ秒程度だった6.78 MHzで動作するワイヤレス・パワー伝送システムで実証された

ように、これらの新しいFETは非常に高速です。EPC8000ファミリーは、スイッチングFETとして設計されたにもかかわらず、低いGHz帯で十分に高い利得を備え、非常に良好な小信号RF特性も

示しました。さらに、RF用途にeGaN FETを採用する設計を支援するために、基準面の設計も示しました。

参考文献

- [1] M. Pavier, A. Woodworth, A. Sawle, R. Monteiro, C. Blake, and J. Chiu, "Understanding the effect of power MOSFET package parasitic on VRM circuit efficiency at frequencies above 1 MHz," in Proc. PCIM Eur., May 2003, pp. 279–284.
- [2] D. Reusch, J. Strydom, "Understanding the Effect of PCB Layout on Circuit Performance in a High Frequency Gallium Nitride Based Point of Load Converter," Applied Power Electronics Conference, APEC 2013, pp.649-655, 16-21 March 2013.
- [3] J.T. Strydom, "eGaN® FET- Silicon Power Shoot-Out Volume 8: Envelope Tracking," Power electronics magazine, April 2012, <http://powerelectronics.com/gan-transistors/egan-fet-silicon-power-shoot-out-volume-8-envelope-tracking>
- [4] J. Strydom, "eGaN® FET- Silicon Power Shoot-Out Volume 11: Optimizing FET On-Resistance," Power Electronics Technology, Oct. 2012, http://powerelectronics.com/discrete-semis/gan_transistors/egan-fet-silicon-power-shoot-out-volume-11-optimizing-fet-on-resistance-1001/
- [5] EPC8005のデータシート、<http://www.epc-co.com/epc/Products/eGaNfets/EPC8005.aspx>
- [6] Alex Q. Huang, "New Unipolar Switching Power Device Figures of Merit," IEEE Electron Device Lett., vol. 25, pp. 298-301, 2004.
- [7] Yucheng Ying, "Device selection criteria----based on loss modeling and Figure of Merit," Thesis of Master of Science in Electrical Engineering of Virginia Tech, 2008.
- [8] ハーフブリッジ・ドライバ LM5113TM, <http://www.ti.com/product/lm5113>
- [9] D. Čučak, M. Vasić, O. García, J. A. Oliver, P. Alou, J. A. Cobos et al, "Application of eGaN FETs for highly efficient Radio Frequency Power Amplifier," Conference on Integrated Power Electronics Systems, CIPS 2012, paper P22, March 2012.
- [10] M. Norris and D. Maksimovic, "10 MHz Large Signal Bandwidth, 95% Efficient Power Supply for 3G-4G Cell Phone Base Stations," Applied Power Electronics Conference, APEC 2012, pp. 7-13, Feb. 2012.
- [11] M. A. De Rooij and J. T. Strydom, "eGaN® FETs in Low Power Wireless Energy Converters," Electro-Chemical Society transactions on GaN Power Transistors and Converters, 2013, Vol. 50, No. 3, pp 377 - 388
- [12] M. de Rooij, J. Strydom, "eGaN® FET- Silicon Power Shoot-Out Volume 9: Low Power Wireless Energy Converters," Power Electronics Technology, June. 2012, <http://powerelectronics.com/discrete-power-semis/egan-fet-silicon-shoot-out-vol-9-wireless-power-converters>
- [14] http://en.wikipedia.org/wiki/ISM_band
- [15] Kalyan Siddabattula, "Wireless Power System Design Component And Magnetics Selection," Texas Instruments presentation on wireless technology, http://e2e.ti.com/support/power_management/wireless_power/m/mediagallery/526153.aspx
- [16] EPC8004のデータシート、www.epc-co.com/epc/Products/eGaNfets/EPC8004.aspx
- [17] M. de Rooij, J. T. Strydom, "The eGaN® FET- Silicon Power Shoot-Out Vol. 14: Part 1: eGaN FET small signal RF Performance," Power Electronics Technology, June 2013
- [18] Rogers 4350 material specifications, www.rogerscorp.com
- [19] SMA connector End Launch 292-05A-5, www.southwestmicrowave.com
- [20] Bias Tee 8860SFM2-12, www.aeroflex.com
- [21] Wakefield Engineering thermal interface material P/N 173-7-1212A, <http://www.wakefield.com>
- [22] EPC8002のデータシート、www.epc-co.com/epc/Products/eGaNfets/EPC8002.aspx
- [23] Engen, G.F., Hoer C.A., "Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, December 1979.
- [24] Agilent Network Analysis Applying the 8510 TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements Product Note 8510-8A
- [25] J. M. Rollett, "Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports", IRE Transactions on Circuit Theory, Vol. 9, Issue 1, March 1962, pp 29 – 32
- [26] S. J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas", Chapter 13, <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [27] J. Fleury, O. Bernard, "Designing and Characterizing TRL Fixture Calibration Standards for Device Modeling," Applied Microwave & Wireless Technical Note 13, 2001, ISSN 1075-0207, pg 26 - 55
- [28] http://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_amplifier
- [29] R. C. Hejhall, "RF Small Signal Design Using Two-Port Parameters," Motorola application note AN215A, 1993.
- [30] www.microwaves101.com
- [31] Ken Payne, "Practical RF Amplifier Design Using the Available Gain Procedure and the Advanced Design System EM/Circuit Co-Simulation Capability", Agilent Technologies White Paper, 2008, www.agilent.com
- [32] G. Gonzales, "Microwave Transistor Amplifiers", Second Edition 1997, Prentice Hall ISBN 0-13-254335-4
- [33] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", Third Edition 2005, J. Wiley ISBN 0-471-44878-8
- [34] www.rfcafe.com
- [35] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij, Y. Ma, "GaN Transistors for Efficient Power Conversion", First Edition, ISBN 978-0-615-56925-3
- [36] ATS-54150K-C2-R0 datasheet, Advanced Thermal Solutions, www.qats.com