

低コストの共鳴ワイヤレス・ パワー用 eGaN[®] FET



Yuanzhe Zhang博士、アプリケーション・エンジニアリング部門ディレクター、Michael de Rooij博士、アプリケーション・エンジニアリング部門バイス・プレジデント

共鳴ワイヤレス・パワー・システムは、高い周波数 (6.78 MHzまたは13.56 MHz) に同調された疎結合の高共鳴コイルを使います。AirFuelアライアンスは、共鳴ワイヤレス・パワーのアプリケーション向けの規格を開発しています。給電機器から受電機器までの距離、給電機器上の受電機器の方向、1個の給電機器上の複数の受電機器、より大きい給電能力、利用の単純性、不完全な配置など、使い勝手の問題に対処しています。

EPCのeGaN[®] FETは、所定のオン抵抗 $R_{DS(on)}$ において、同等のMOSFETよりも実装面積が小さく、逆回復電荷 Q_{RR} がゼロで、大幅に小さい容量とインダクタンスを備えています。これによって、6.78 MHzの高共鳴ワイヤレス・パワー伝送などのより高いスイッチング周波数が要求される多くのアプリケーションが実現可能になります。

このアプリケーション・ノートでは、6.78 MHzで疎結合の高共鳴ワイヤレス・パワーのアプリケーションにEPC2037を使った差動E級アンプを紹介いたします。EPC2037のチップ写真を図1、その仕様を表1に示します。ゲート電荷と寄生成分を非常に小さく抑え込んでいます。この結果、専用のゲート・ドライバ・チップは必要なく、論理回路で直接駆動することができます。

E級アンプ設計の基礎

シングルエンドのE級アンプの回路図が図2です。接地基準のトランジスタ (Q_1)、RFチョーク (L_{RFck})、追加したコイル (L_e)、シャント・コンデンサ (C_{sh}) で構成されています。アンプの負荷 (Z_{Load}) は、給電コイルを表し、誘導性であると仮定しています。コイルの同調のために、コンデンサ (C_s) が直列に接続されています。同調され

たコイルの抵抗が R_{Load} です。このアンプは、デューティ比を50%に固定した固定周波数で動作します。理想的な動作の下でのトランジスタの電圧と電流の波形を図3に示します。最適動作点におけるゼロ電圧スイッチング (ZVS) とゼロ電流スイッチング (ZCS) なので、このE級アンプは、高効率です (通常は90%をかなり上回ります)。

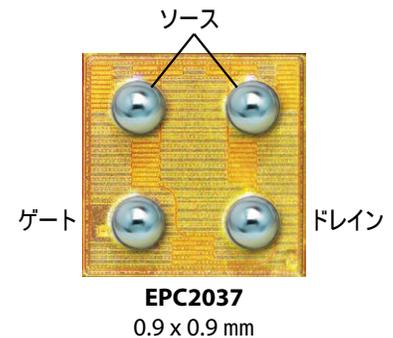


図1 eGaN FETのEPC2037の実装面積: 0.9 x 0.9 mm

型番	V_{DS} (V)	$R_{DS(on)}$ @5V (m Ω)	Q_G @5V 標準値 (pC)	Q_{GS} 標準値 (pC)	Q_{GD} 標準値 (pC)	Q_{OSS} (pC)	I_D (A)	パッケージ (mm)
EPC2037	100	550	115	32	25	600	1.7	BGA 0.9 x 0.9

表1 EPC2037の仕様

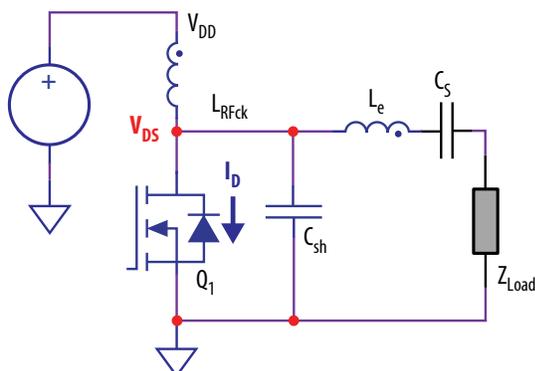


図2 シングルエンドE級アンプの回路図

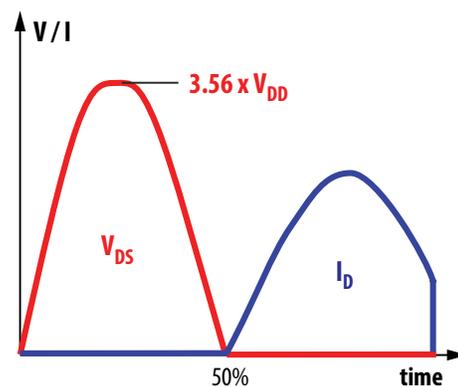


図3 E級アンプのFETの理想的な電圧と電流の波形

しかし、トランジスタに加わる電圧ストレスは、電源電圧よりも高くしています。理想的な動作のために、図3に示すような電源電圧の3.56倍の電圧をかけましたが、負荷インピーダンスが変化すると7倍もの高い電圧になります。したがって、高効率にもかかわらず、ワイヤレス・パワー・システムで一般的に要求される広い負荷インピーダンス範囲で動作するE級アンプを設計することは難しくなります。

RFチョークを備えたE級アンプの設計方程式は、よく知られており [1]、以下のようにまとめられます：

$$\begin{aligned} \omega \cdot L_{RFck} / R_{Load} &\rightarrow \infty \\ \omega \cdot C_{sh} \cdot R_{Load} &= 0.1836 \\ P_{Load} \cdot R_{Load} / V_{DD}^2 &= 0.5768 \\ \omega \cdot L_e / R_{Load} &= 1.152 \end{aligned}$$

R_{Load} 、 P_{Load} 、および動作周波数が与えられると、電源電圧 (V_{DD})、追加したコイル (L_e)、シャント・コンデンサ (C_{sh}) の値を計算することができます。

RFチョークは、アンプのパラメータの偏差が無視できるような大きさであれば十分です。[2]の分析に沿って、次のように書くことができます。

$$\omega \cdot L_{RFck} / R_{Load} > 22$$

3番目の式から、負荷抵抗が固定されている場合、出力電力が電源電圧で制限されていることが分かります。

差動E級アンプ

図4に示すように、トランジスタに加わる電圧ストレスを増加させることなく、より大きい出力電力を得るために、差動E級構成を考慮する必要があります。理想的なスイッチ (図3の Q_1) は、実

際のeGaN FETによって置き換えられることに注意してください。この結果、等価シャント容量は、FETの出力容量 (C_{OSSQ}) とシャント・コンデンサ (C_{sh}) の合計になります。 Q_1 と Q_2 は、相補信号によって駆動されます。設計目的のために、この回路は、半回路解析に従って単純化することができます。まず、負荷 (および、直列同調コンデンサ C_s) を2つの部分に分割すると、図5に示すような対称回路が得られます。次に、回路を半分取ると、図6になります。したがって、差動E級アンプの設計では、シングルエンド構成の場合、追加部品 (L_e 、 C_{sh}) は、 $Z_{Load} / 2$ 、または、同様に $R_{Load} / 2$ 、そして $P_{Load} / 2$ で設計されたものと同じです。

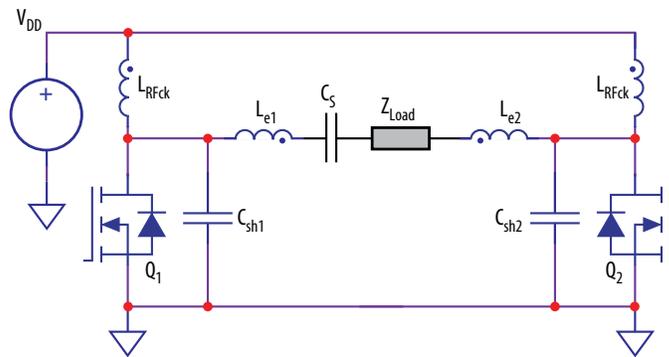


図4 差動E級アンプの回路図

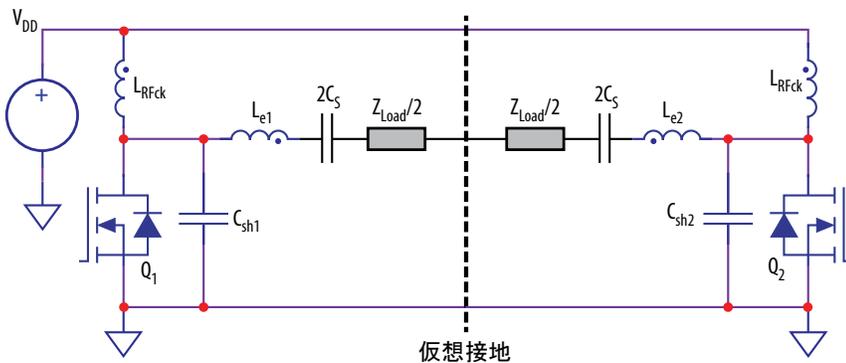


図5 差動E級アンプの半回路解析

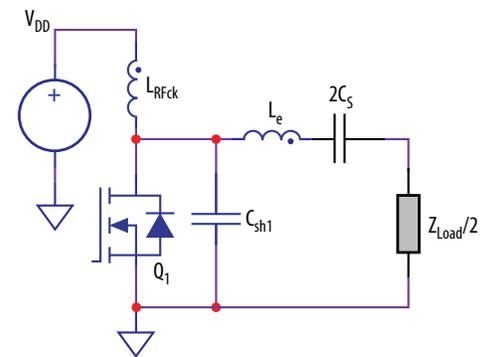


図6 差動E級アンプを設計するための等価回路

差動E級アンプの修正された設計方程式を以下に示します。

$$\begin{aligned} \omega \cdot C_{sh} \cdot R_{Load} &= 0.3672 \\ P_{Load} \cdot R_{Load} / V_{DD}^2 &= 2.3072 \\ \omega \cdot L_e / R_{Load} &= 0.5762 \\ \omega \cdot L_{RFck} / R_{Load} &> 11 \end{aligned}$$

R_{Load} 、 P_{Load} 、および動作周波数が与えられたシングルエンドE級アンプの場合と同様に、電源電圧 (V_{DD})、追加コイル (L_e)、およびシャント・コンデンサ (C_{sh}) の値を計算することができます。この式の C_{sh} は、実際のシャント・コンデンサ (C_{sh1} または C_{sh2}) とFETの出力容量 (C_{OSSQ}) の合計です。

$$C_{OSSQ} = \frac{1}{V_{DD}} \int_0^{V_{DD}} C_{OSS}(v_{DS}) dv_{DS}$$

したがって、実際のシャント・コンデンサ (C_{sh1} および C_{sh2}) の値は次のようになります。

$$C_{sh1} = C_{sh2} = C_{sh} - C_{OSSQ}$$

公称負荷と理想的な動作

上述のように、この設計方程式には、以下の議論において $R_{Load,N}$ として示される仕様上の公称負荷抵抗が必要です。ただし、アンプから見た R_{Load} の実際の値は、 $R_{Load,N}$ とは異なることがあります。したがって、アンプは、 R_{Load} のある範囲に対応しなければなりません。例えば、AirFuelのクラス2[3]の標準コイルの1つの場合、要求される負荷範囲 R_{Load} は、6.5Ω~70Ωです。

$R_{Load} \neq R_{Load,N}$ の場合、逆方向の導通損失またはスイッチング損失 (C_{OSS}) のいずれかによって、アンプの効率が低下します[4]。したがって、目標は、 R_{Load} の全範囲での損失が最小になるように最適な公称 $R_{Load,N}$ を選択することです。仕様上の各 $R_{Load,N}$ に対して、 L_e と C_{sh} の値は、設計方程式に従って計算され、これを表2にまとめました。

EPC2037のデバイス・モデルによるLTSpiceシミュレーションは、最適な $R_{Load,N}$ を決めることに役立ちます。図4の差動E級アンプは、所望の R_{Load} 範囲に対してシミュレーションされ、FETの損失が記録されます。例として図7に示すように、20Ωの $R_{Load,N}$ は、大きな R_{Load} 値でFET損失が急激に増加するため、良い選択ではありません。最適な $R_{Load,N}$ は、40Ω~50Ωの間であり、この結果、FETの損失は、広い範囲にわたって最も低くなります。より小さいステップでさらにシミュレーションすると、最適な $R_{Load,N} = 42Ω$ が得られます。

$R_{Load,N} [\Omega]$	$L_{e1}, L_{e2} [nH]$	$C_{sh1}, C_{sh2} [pF]$
20	270	417
30	406	272
40	541	201
50	677	159

表2 異なる $R_{Load,N}$ に対する L_e と C_{sh} の値。

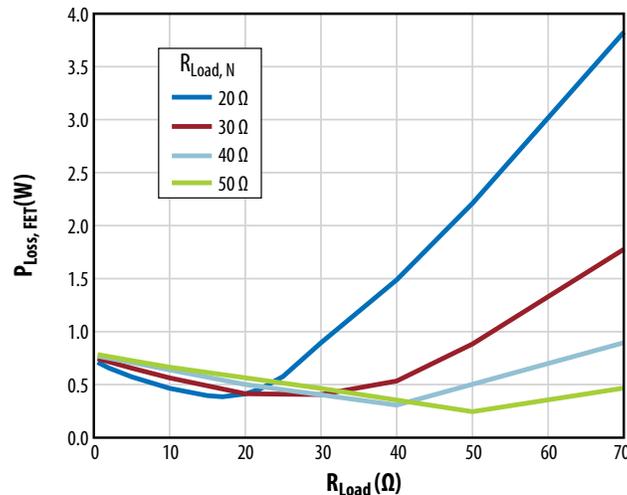


図7 異なる公称 $R_{Load,N}$ を備えた差動E級アンプの R_{Load} の範囲に対してシミュレーションしたFETの損失

アンプのテスト

差動E級アンプは、開発基板EPC9051を使って構成されています。構成されたアンプの写真を図8に示します。各部件の値は、 $L_e = 568 nH$ (専用の空芯コア)、 $C_{sh} = 200 pF$ (米ビシエイ社のVJ0505シリーズ)、 $L_{RFck} = 47 \mu H$ (米コイルクラフト社の1812PS) です。このテストでは、空芯コイルを使っていますが、適切な薄型フェライト・コイルを使うこともできます。AirFuelクラス2 [3] 規格では、負荷の反射リアクタンスは、-65jΩ ~ 5jΩ、または、相対範囲で70jΩという仕様です。スミス・チャート上でのインピーダンスの回転によって、この代わりに-30jΩ~

+40jΩでテストすることにしました。離散的なプログラムブル負荷 [4] を利用して、最初に無線電力を送信せずにアンプをテストします。デバイスの温度が100°C以上に達するか、またはドレイン電圧が82 V以上に達するかしたときに、テストは止めます。ヒートシンクが取り付けられておらず、強制空冷も実施していないことに注意してください。要求される全インピーダンス範囲にわたって測定されたアンプ全体の効率が図9です。ゲート駆動の測定された電力消費は、わずか13 mWです。温度が100°Cを超えているので、-30jΩの65Ωでの最後のデータ点は実施しません。

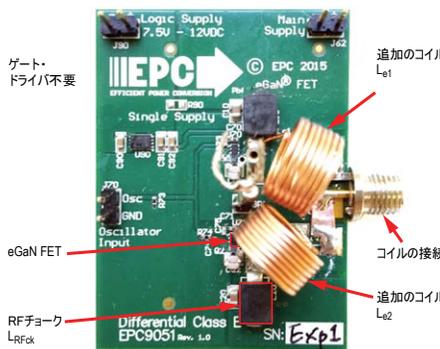


図8 差動モードE級構成の開発基板EPC9051。

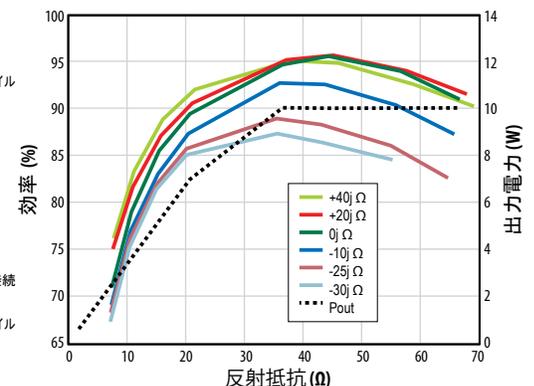


図9 要求されるインピーダンス範囲全体にわたるゲート・ドライバの損失を含むアンプ全体の効率の測定値。

ワイヤレス・パワー伝送テスト

次に、このアンプは、同調されたクラス2のコイルに接続され、無線電力を送送するときにテストされます。テストのセットアップの写真が図10です。AirFuel規格では、受電機器の位置が指定されていないため、2つの異なる受電コイルの向きが考慮されます。給電コイルと受電コイルとの間の距離は9mmです。

受電機器の向きAが最初に考慮されます。受電機器の基板上の整流器の損失を含めたシステム全体の効率は、図11に示すように、同調した給電コイルの異なるリアクタンスでの出力電力範囲についても測定されます。許容される最大直流負荷電力は6.5Wです。図11の効率曲線は、ピーク効率75%でほとんど変動していません。

図12に示すように、受電機器の向きBのシステム全体の効率も測定されます。軽い負荷時で、向きBのピーク効率は、わずかに高くなりますが、大出力での効率は、向きAに比べて低くなります。給電コイルの電流とFETのドレイン電圧の波形の例を図13に示します。

比較：差動E級とZVSのD級

E級アンプ（向きA）のシステム全体の効率と、選択された負荷リアクタンスでのZVSのD級アンプ（アンプ基板EPC9510を備えたEPC9114）の効率 [6] との比較を図14に示します。ZVSのD級アンプは、わずかに高いピーク効率が得られますが、効率は、より大きく変動します。AirFuelクラス2規格に容易に適合できますが、ハーフブリッジeGaNのドライバが必要です。これに対し、差動E級アンプは、要求されるインピーダンス範囲96%が得られます。

結論

このアプリケーション・ノートでは、ワイヤレス・パワー・システムに適した差動E級アンプを紹介しました。差動E級アンプの基礎とeGaN FETのEPC2037 [5] を使った設計手順、およびAirFuelクラス2の互換性のテスト結果を示しました。

ゲート電荷が小さく、入出力容量が低いeGaN FET[7] は、特性が向上され続けており、さらに6.78 MHzのワイヤレス・パワー伝送のアプリケーションのコストを削減できます。



図10 ワイヤレス・パワー伝送用のシステム・テストのセットアップ：クラス2の給電コイルとカテゴリ-3の受電コイルを備えた差動E級アンプ (EPC9051)。受電コイルの2つの可能な向き。

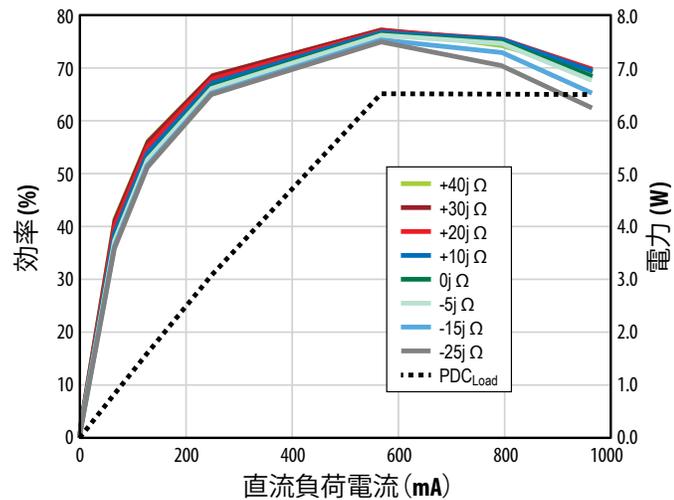


図11 カテゴリ-3の受電機器を備えたシステム全体の効率の測定。向きA

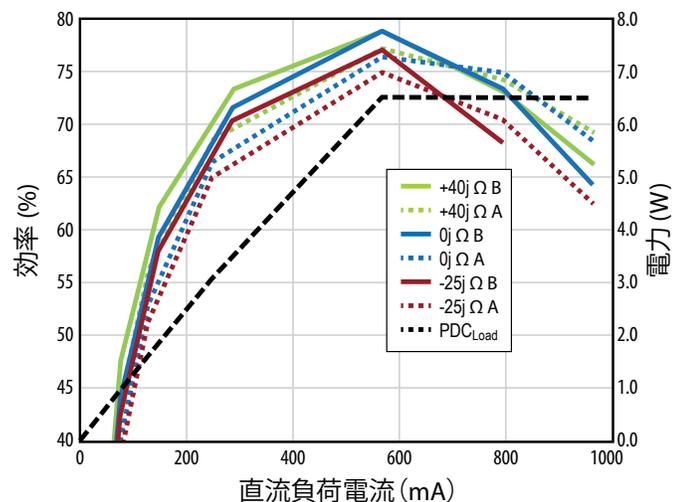


図12 受電コイルの可能な2つの向きの間でのシステム全体の効率の比較

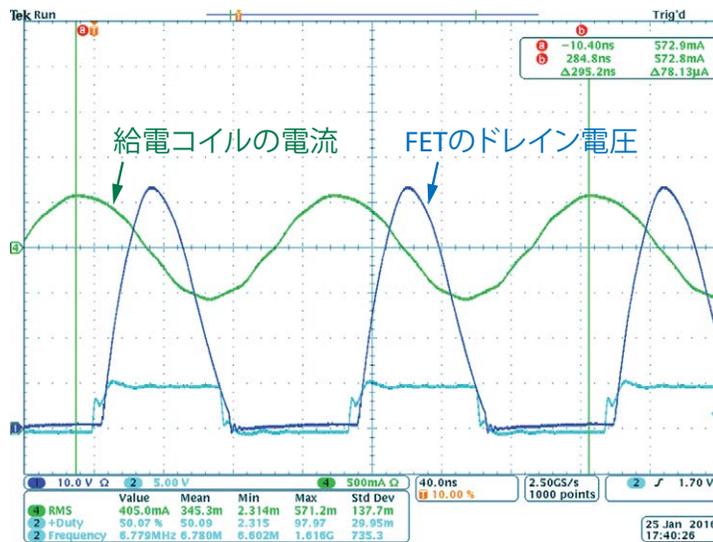


図13 差動E級アンプの給電コイルの電流とFETのドレイン電圧の波形。
 動作条件: 受電コイルの向きA、+20jΩに同調された給電コイル、16.3V入力、
 直流負荷10Ω、直流出力電力6.5W、システム全体の効率75%。

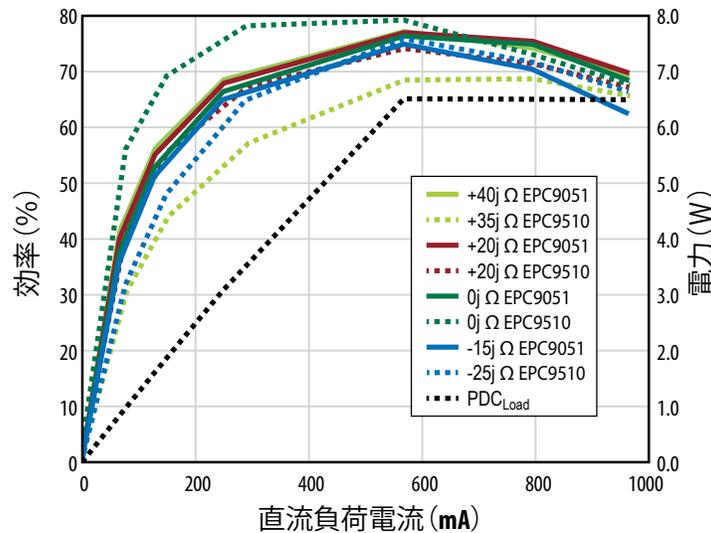


図14 ワイヤレス・パワー・システムにおける差動E級アンプとZVSのD級アンプの効率の比較

参考文献:

[1] F. H. Raab, "Idealized operation of the class E tuned power amplifier," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-24, pp. 725-735, Dec. 1977.

[2] M. Kazimierczuk, "Collector amplitude modulation of the class E tuned power amplifier," IEEE Trans. Circuits Syst., vol. 31, no. 6, pp. 543-549, Jun. 1984.

[3] A4WP PTU Resonator Class 2 Design - Spiral Type 140-90 A4WP standard document RES-14-0008 RES-14-0006 Ver. 1.2 June 26, 2014.

[4] M. A. de Rooij, *Wireless Power Handbook*, Second Edition, El Segundo, October 2015, ISBN 978-0-9966492-1-6.

[5] Efficient Power Conversion, "EPC2037 – Enhancement Mode Power Transistor," EPC2037 datasheet

[6] M. A. de Rooij, "The ZVS Voltage-Mode Class-D amplifier, an eGaN® FET-enabled Topology for Highly Resonant Wireless Energy Transfer," IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC), March 2015.

[7] A. Lidow, J. Strydom, M. de Rooij, D. Reusch, *GaN Transistors for Efficient Power Conversion*, Second Edition, Chichester, United Kingdom, Wiley, ISBN 978-1-118-84476-2.

eGaN® FETは、Efficient Power Conversion Corporationの登録商標です。