

GaNの信頼性と寿命の予測: フェーズ15



Ricardo Garcia, Siddhesh Gajare, Ph.D., Angel Espinoza, Max Zafrani, Alejandro Pozo, Ph.D., Shengke Zhang, Ph.D., Efficient Power Conversion

多くの多様なアプリケーションでGaNデバイスの採用を加速するためには、信頼性統計の継続的な蓄積と、集積回路 (IC) を含む GaNデバイスの故障の基本的な物理的の調査が必要です。実験室で得られたデータを確認するか、ミッションの耐久性に関する新たな疑問に耳を貸すか、実際の世界の経験からの情報を探することも必要です。このフェーズ15の信頼性レポートは、故障するまでテストするという方法を使った継続的な作業を文書化し、太陽光発電用オプティマイザ、Lidar (光による検出と距離の測定) 用センサー、およびDC-DCコンバータに対する特定の信頼性指標と予測を追加します。

追加の標準認証テストが必要

標準の品質認証テストに加えて、故障するまでのテストをするのは、なぜですか？

半導体の標準的な品質認証テストでは通常、データシートに指定されている限界、またはその近くで、長期間、または特定のサイクル数でデバイスにストレスを加えます。標準的な品質認証テストの目標は、テストされた比較的多数の部品グループにおいて故障をゼロにすることです。

この種の品質認定テストは、特定のテスト条件に合格した部品のみを報告するため、不十分です。部品を故障点までテストすることによって、データシートの制限との間のマージンの量を理解することができ、さらに重要なことは、固有の故障メカニズムを理解することができます。固有の故障メカニズム、故障の根本原因、および時間、温度、電気的または機械的ストレスに対するこのメカニズムの振る舞いを知ることによって、製品の安全な動作寿命を、より一般的な一連の動作条件で決定できます (半導体デバイスが故障するまでテストするという方法の優れた説明については、参考文献 [1] を参照してください)。

GaNパワー・デバイスに対する主なストレス条件と固有の故障メカニズム

GaNパワー・デバイスが遭遇する主なストレス条件は何ですか？各ストレス条件に対する固有の故障メカニズムは何ですか？

すべてのパワー・トランジスタと同様に、主なストレス条件には、電圧、電流、温度、湿度、および、さまざまな機械的ストレスがあります。ただし、これらのストレス条件を適用する多くの方法があります。例えば、GaNトランジスタの電圧ストレスは、ゲート端子からソース端子 (V_{GS}) へ、および、ドレイン端子からソース端子 (V_{DS}) へ印加することができます。例えば、これらのストレスは、直流バイアスとして継続的に加えること、オンとオフを繰り返すこと、高速パルスとして加えることもできます。電流ストレスは、直流の連続電流またはパルス電流として加えることができます。熱ストレスは、一定期間、所望の極端な温度でデバイスを動作させることによって連続的に加えること、または、温度をさまざまな方法で循環させることができます。

かなりの数の故障が発生する所まで、これらの各条件でデバイスにストレスをかけることによって、テスト対象のデバイスの主な固有の故障メカニズムを決めることができます。妥当な時間で故障を発生させるためには、ストレス条件は通常、製品のデータシートの制限を大幅に超える必要があります。ある過

度のストレス条件が、通常の動作中に決して遭遇することがない故障メカニズムを引き起こさないように注意しなければなりません。過度のストレス条件が故障を引き起こさないことを確認するために、故障した部品は、故障の根本原因を特定するために、慎重に調べる必要があります。根本的な原因を検証することによってのみ、さまざまなストレス条件下でのデバイスの動作を完全に理解することができます。eGaN®デバイスの固有の故障モードについての理解が深まるにつれて、2つの事実が明らかになったことに注目してください；(1) eGaNデバイスはSiベースのMOSFETよりも丈夫であり、(2) 極端な、または長期の電気的ストレス条件下でeGaNデバイスの寿命を予測するとき、MOSFETの固有の故障モデルは有効ではありません。

表1の左側の列には、組み立て中または動作中にトランジスタが受ける可能性のあるさまざまなストレス源がすべてリストされています。左から3番目の列にリストされているさまざまなテスト方法を使って、デバイスを故障する点に到達させることで、固有の故障メカニズムを発見できます。このレポートの執筆時点で確認された故障メカニズムを右側の列に示しています。

ストレス源	デバイス/ パッケージ	テスト方法	固有の故障メカニズム
電圧	デバイス	HTGB	絶縁破損 (TDDb)
		HTRB	しきい値シフト
		ESD	$R_{DS(on)}$ シフト 絶縁破壊
電流	デバイス	直流電流 (EM)	エレクトロマイグレーション サーモマイグレーション
電流+電圧 (電力)	デバイス	SOA	熱暴走
		回路の短絡	熱暴走
電圧の立ち上がり/ 降下	デバイス	ハードスイッチングの 信頼性	$R_{DS(on)}$ シフト
電流の立ち上がり/ 降下	デバイス	パルス回路 (Lidarの信頼性)	問題なし
温度	パッケージ	HTS	問題なし
湿度	パッケージ	MSL1	問題なし
		H3TRB	問題なし
		AC	問題なし
		はんだ付け性	はんだ腐食
		uHAST	柱状突起の形成/腐食
機械的/熱機械的	パッケージ	TC	はんだ疲労
		IOL	はんだ疲労
		曲げカテスト	層間剥離
		曲げカテスト	はんだ強度
		曲げカテスト	圧電効果
		チップのせん断 パッケージ圧力	はんだ強度 フィルムの欠け

表1: GaNトランジスタのストレス条件と固有の故障メカニズム

このレポートの焦点と構造

このレポートで説明されている最初のトピック (セクション1) は、GaNデバイスのゲート電極に影響を与える固有の故障メカニズムです。このセクションでは、フェーズ14のレポート [2] で最初に導き出された物理ベースの寿命モデルの概要を示します。

2番目のトピック (セクション2) では、動的オン抵抗 $R_{DS(on)}$ の原因となる固有のメカニズムをまとめました。ゲート・ストレスのセクションと同様に、動的 $R_{DS(on)}$ の作業は、 $R_{DS(on)}$ の変化に関連するeGaNトランジスタのすべての既知の動作を説明するフェーズ14のレポートの物理ベースのモデルの開発を通じて強化されます。したがって、このモデルは、より複雑なミッション・プロファイルにおける寿命の予測に最も役立ちます。

セクション3は、GaNデバイスの安全動作領域 (SOA) に焦点を当てています。このテーマは、シリコン・ベースのパワーMOSFETで広く調査されており、高いドレイン・バイアス条件下での有用性を制限する2次破壊メカニズムが観測されています [3]。いくつかのGaN製品は、データシートのSOA全体にわたって徹底的にテストされ、その後、安全マージンの調査で故障させました。すべての場合において、データは、データシートのSOA内で動作するときにGaNトランジスタが故障しないことを示しています。

セクション4では、eGaNデバイスが回路の短絡条件下で破壊されるまでテストします。この目的は、壊滅的な故障が発生する前に、どのくらいの時間、どのようなエネルギー密度に耐えられるかを判断することです。この情報は、回路設計に短絡保護を含める必要のある産業用パワー・モーター駆動の技術者にとって不可欠です。

セクション5では、ウェハー・レベルのチップスケール・パッケージ (WLCSP: wafer level chip-scale package) の機械的圧力テストの問題を説明します。チップせん断 (面内圧力) に対する故障するまでのテストの結果は、MIL-STD-883Eの推奨値を超える耐久性を実証しています。背面 (面外) 圧力テストは、パッケージが不具合なく400 psiの能力があることを示しています。曲げ力テストでは、はんだ接合の耐久性を調べ、デバイスの電気的パラメータを変調する可能性のある任意の圧電効果を探ります。すべてのデバイスは、テスト規格Q200-005Aに基づいて4 mmのたわみ (250 N) に合格し、最初の不具合は、6 mmのたわみで発生しました。電気的パラメータの変化は、観測されませんでした。このセクションの終わりに、デバイスを物理的に破壊するために必要な曲げ力が、圧電的に生成された場の変調によって電気的特性を変化させるために必要な力よりも、はるかに小さいことが示されています。

セクション6では、温度サイクルと、自己発熱に基づく温度サイクルの両方によって発生する熱機械的応力の問題について説明します。寿命予測を実験的に求めるために、アンダーフィル製品を広範に調査しました。このセクションの最後にある有限要素解析で、実験結果を説明し、主な材料特性に基づいてアンダーフィルを選択するためのガイドラインを示します。

セクション7から9で、EPCはアプリケーション固有のミッション・プロファイルを使って、デバイスをテストし、モデル化しました。例えば、GaNデバイスは、自動運転車、トラック、ロボット、民生用電子機器、ドローンで使われるLidar (光による検出と距離の測定) 機器に広く採用されています。GaNデバイスの高速スイッチング速度、小型、大パルス電流能力によって、より高い解像度で、より遠くを「見る」というLidarシステムの能力が強化されます。Lidarシステムでは、シリコンで経験したことのない動的な電圧と電流 (di/dt および dv/dt) の限界を押し上げます。フェーズ14の信頼性レポートでは、GaNデバイスが13兆パルス以上 (一般的な自動車の寿命の約3倍) にわたって、故障や重大なパラメータのドリフトなしで合格したことを文書化しました。

このフェーズ15のレポートでは、データシートの制限を超えたストレスがかかった場合でも、GaN ICが高度な耐久性を備えていることを確認する品質認定試験と、故障するまでのテストに関する新しいデータが報告されています。

セクション8では、EPCの寿命モデルの広範なライブラリーを適用して、屋根の上の太陽光発電設備の厳しい要件の下で、1%以下の故障率で25年以上のGaNデバイスの寿命を実証しています。

最後から2番目のセクション (セクション9) では、DC-DCバック (降圧型) ・コンバータと同期整流器のGaNデバイスの以前に報告したモデリングをまとめて、極端な繰り返し電圧オーバーシュート条件下でのGaNパワー・デバイスの劣化を予測します。

目次

1. セクション1:ゲートの電圧／温度ストレス	4
2. セクション2:ドレインの電圧／温度ストレス	5
2.1 物理ベースの動的オン抵抗 $R_{DS(on)}$ と寿命モデル	6
2.2 スイッチング周波数とスイッチング電流の影響	6
2.3 より高いストレス電圧の影響	7
2.4 物理ベースの動的 $R_{DS(on)}$ モデルの結論	8
3. セクション3:安全動作領域	8
4. セクション4:短絡の耐久性テスト	9
5. セクション5:機械的応力	12
5.1 チップのせん断テスト	12
5.2 背面圧力テスト	12
5.3 曲げ力テスト	13
6. セクション6:熱機械的応力	13
6.1 適切なアンダーフィルを選択する基準	14
6.2 温度サイクル下でのアンダーフィルの調査	14
6.3 断続動作寿命の調査	15
6.4 アンダーフィルを選択するためのガイドライン	16
7. セクション7:GaNオン・シリコンのレーザー・ドライバの信頼性テスト結果	16
7.1 大電流パルス下での長期安定性	16
7.2 GaNオン・シリコンのモノリシック・レーザー・ドライバIC	17
7.2.1 品質認定テストの概要	17
7.2.2 故障するまでテストするという方法	19
7.2.3 Lidar (光による検出と距離の測定)用途向けeToFレーザー・ドライバICの主なストレス源	19
7.2.4 V_{DD} 、論理電源電圧	20
7.2.5 V_D 、レーザー駆動電圧	23
7.2.6 動作周波数	24
8. セクション8:故障するまでテストする方法を使って、太陽光発電用途でeGaNデバイスが25年以上使えるかどうかを正確に予測する	24
8.1 ゲートのストレス	25
8.2 ドレインのストレス	25
8.3 熱機械的応力	26
8.4 宇宙線	29
9. セクション9:DC-DCコンバータ	30
9.1 電流依存のホット・エレクトロンのトラップ・モデル	30
9.2 48V入力、12V出力のLLC同期整流器	31
9.2.1 40VのGaNトランジスタ:事例1と2	32
9.2.2 30VのGaNトランジスタ:事例3と4	32
9.3 48V入力、12V出力のバック・コンバータ	33
9.3.1 ローサイドGaNトランジスタ	33
9.3.2 ハイサイドGaNトランジスタ	35
9.4 現実世界の重要な使用事例へのモデルの適用のまとめ	36
10. まとめ	36
参考文献	36

セクション1:ゲートの電圧/温度ストレス

フェーズ14の信頼性レポートに示されている作業に基づいて、p-GaNゲートに適用可能な寿命方程式を導出するためのすべての数学的要素がそろいました:

$$MTTF = \frac{Q_c}{G} = \frac{qQ_c}{\alpha_n n} = \frac{A}{(1-c\Delta T)} \exp\left[\left(\frac{B}{V+V_0}\right)^m\right] \quad \text{式1}$$

以下にリストしたパラメータを使います:

$$\begin{aligned} m &= 1.9 \\ V_0 &= 1.0 \text{ V} \\ B &= 57.0 \text{ V} \\ A &= 1.7 \times 10^{-6} \text{ s} \\ c &= 6.5 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1} \end{aligned}$$

寿命方程式(式1)は、図1のEPC2212のごく最近測定された加速データに対してプロットされています。この適合を生成するために、AとBを除く式1のすべてのパラメータを固定しました。この結果として得られたBの最適適合は、(ゲートの厚さで除算して電界に変換した場合)、 $b_n = 7.6 \times 10^6 \text{ V/cm}$ の値になり、Ooi氏の値 $7.2 \times 10^6 \text{ V/cm}$ [4]と非常によく一致しています。

図2は、 -75°C 、 25°C 、 125°C での寿命方程式の温度依存性を示しています。温度依存性(パラメータcに含まれる)は、データに適合せずに、Ozbekから直接得られます。高温では平均故障時間(MTTF: Mean Time to Failure)がわずかに大きくなることに注意してください。これは、フェーズ14のレポートで報告された測定データと一致しています。

このゲート寿命モデルは、代表的なGaN製品(EPC2212)の加速ゲート・テストを通じて特定された独自の特性のすべての視点を含めることによって開発されました。図1のデータは、ゲート・バイアスを最大定格電圧($V_{GS} = 6\text{V}$)以下に維持する場合、eGaNデバイスは、連続直流バイアス下で10年間の寿命の間、故障率が1 ppm以下にならなければなりません。この予想された結果は、ゲートの故障に関するEPCの現場での経験と一致しています。

1.2 ゲート寿命モデルの物理ベースの導出に関する結論

GaNトランジスタのゲート寿命の衝突電離モデル(式1)は、観測された多くの要因をうまく説明しています:

- MTTFの正の温度係数(これは、故障の半導体物理では珍しいことです)。
- ゲート・バイアスによる非常に高い加速、およびゲート・バイアスの減少時における指数関数よりも急な加速。
- ブレークダウンをはるかに下回る公称電界強度での高品質 Si_3N_4 膜による誘電体破壊(正孔注入と隣接するp-GaN領域からのトラップの結果として)。

この寿命方程式は、MOSFET用に開発された標準的な信頼性モデルの本体から単純に借用したものではありません。その代わりに、これは、特にGaNトランジスタに適用可能な故障の根本的な物理から構築された最初のゲート寿命モデルを表しています。

故障するまでの時間と V_{GS} の関係

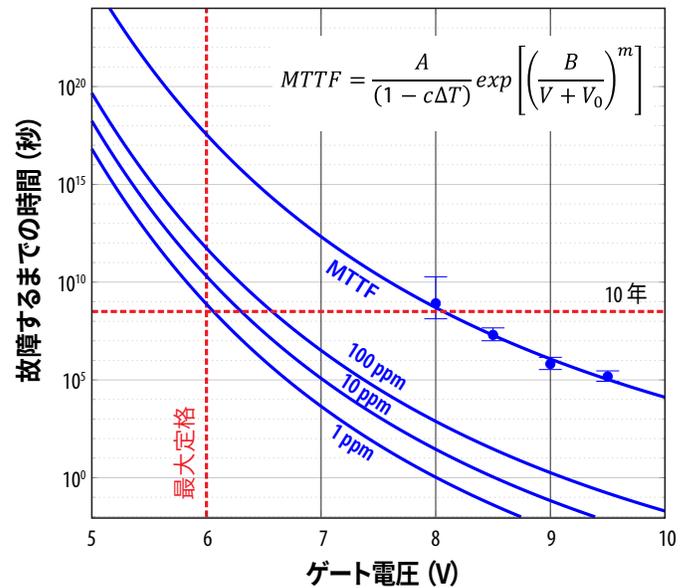


図1: 25°C でのEPC2212のMTTF(最近の測定)と V_{GS} の関係(およびエラー・バー)は、4つの異なる電圧レグについて示されています。実線は、衝突電離寿命モデルに対応しています。100 ppm、10 ppm、1 ppmの故障するまでの時間の外挿も示しました。

MTTFとゲート電圧の関係

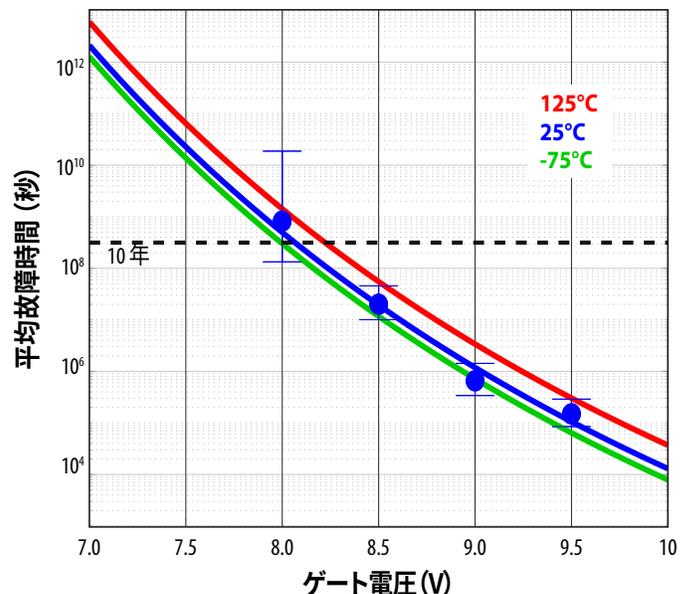


図2: 4つの異なるゲート・バイアスで測定されたEPC2212 (25°C)のMTTF。青色の線は寿命モデル。赤色と緑色の線は、それぞれ 125°C と -75°C での寿命モデルの予測です。

セクション2:ドレインの電圧/温度ストレス

同じ故障するまでのテストは、他のすべてのストレス条件に適応させることができます。例えば、GaNトランジスタのユーザーに共通する懸念の1つは、動的オン抵抗 $R_{DS(on)}$ です。これは、デバイスが高いドレイン-ソース間電圧 V_{DS} に曝されると、トランジスタのオン抵抗が増加する状態です。この状態をテストする従来の方法は、最大定格温度（通常 150°C ）で最大定格の直流電圧 V_{DS} を印加することです。一定時間（通常は1000時間）経過しても故障がない場合、製品は合格であると見なされます。

フェーズ14のレポートに示されているように、オン抵抗 $R_{DS(on)}$ を増加させる支配的なメカニズムは、チャネル近くでトラップ状態にある電子のトラップです。トラップされた電荷が蓄積されると、オン状態の2次元電子ガス（2DEG）から電子が枯渇し、 $R_{DS(on)}$ が増加することになります。

図3は、eGaNトランジスタのEPC2016Cの拡大画像で、 $1\sim 2\ \mu\text{m}$ の光学範囲での熱放射を示しています。この部分のスペクトル放射は、ホット・エレクトロンと一致しており、デバイス内のそれらの位置は、デバイスがドレイン-ソース間バイアス下にあるときの最も高い電界の位置と一致しています。

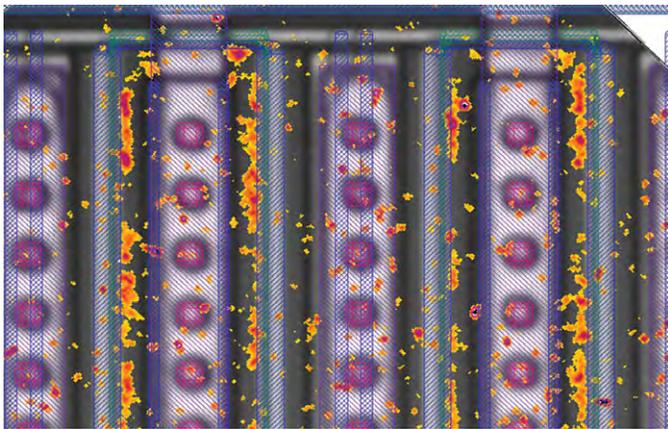
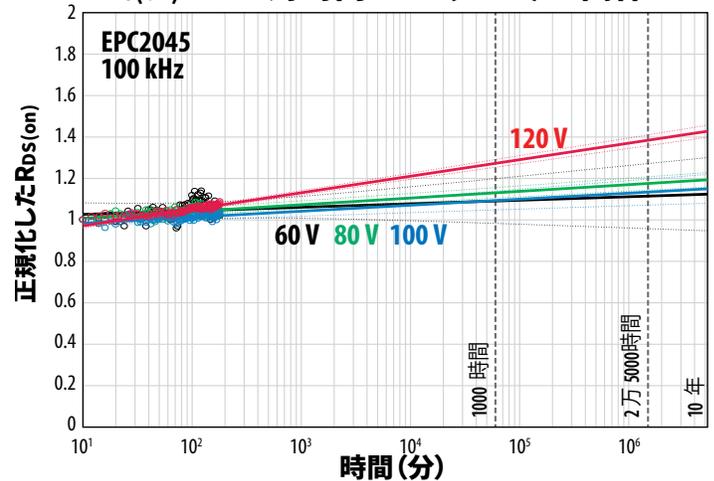


図3: ホット・エレクトロンと一致する $1\sim 2\ \mu\text{m}$ の波長範囲 (SWIR: 短波長赤外線) での発光を示す EPC2016C (eGaN FET) の拡大画像。SWIR発光 (赤色-オレンジ色) は、通常の (可視波長) 顕微鏡画像に重ね合わされています

デバイスのこの領域のホット・エレクトロンがトラップされた電子の源であることを知っているため、動的オン抵抗を最小化する方法のより深い理解は、設計とプロセスを改善することから得られます。ホット・エレクトロンの一般的な振る舞いを理解することによって、より広い範囲のストレス条件にわたって、それらの振る舞いを一般化することができます。

図4は、第5世代GaNトランジスタ EPC2045 [5] のオン抵抗 $R_{DS(on)}$ が、さまざまな電圧ストレスのレベルと温度で、時間と共に大きくなり、ホット・エレクトロンのトラップがドレイン付近のピーク電界で加速されるという知識に基づいて設計されていることを示しています。上のグラフのデバイスは、 25°C 、電圧 $60\text{ V}\sim 120\text{ V}$ でテストされています (EPC2045の $V_{DS(max)}$ は 100 V)。横軸は、時間を分単位で表しており、右端は10年です。下のグラフは、さまざまな温度で 120 V のバイアスを加えたときの $R_{DS(on)}$ の変化を示しています。直観に反する結果は、温度が低いほどオン抵抗が速く増加することです。これは、ホット・キャリア注入と一致します。これは、特定の電界によって、より大きな運動エネルギーに加速されるため、ホット・エレクトロンが低温での散乱イベントの間でさらに移動するためです。この結

$R_{DS(on)}$ シフト対時間と V_{IN} (25°C) の関係



$R_{DS(on)}$ シフト対温度の関係

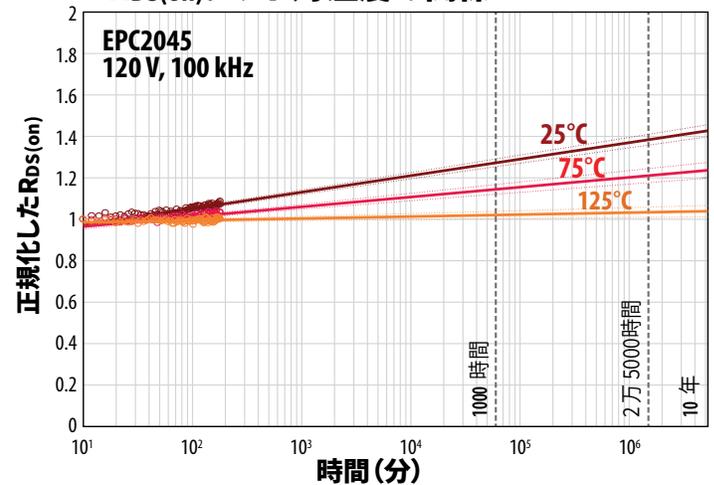


図4: さまざまな電圧ストレスのレベルと温度での第5世代eGaN FET (EPC2045) の経時的な $R_{DS(on)}$ 上のグラフでは、デバイスは、 25°C 、電圧 $60\text{ V}\sim 120\text{ V}$ でテストされました。下のグラフは、さまざまな温度での 120 V での $R_{DS(on)}$ の変化です。

果、電子はトラップされやすい別の層に到達することができます。デバイスが最大の電圧と温度でテストされる従来のテスト方法では、デバイスの信頼性を判断するには不十分である可能性があることを示唆しています。

HTRB (高温逆バイアス) の結果の最初の出版物 [2,6] では、平均故障時間MTTFは 35°C や 150°C と比べて 90°C で最高になることが見つけましたが、これは、当時は謎でした。今、この結果が、うまく理解できるようになりました。このデバイスが直流バイアス下で加熱されると、漏れ電流が増加します。ただし、ホット・キャリアの平均自由行程が短いため、利用可能な電子の増加が相殺され、時間の経過と共に、室温から 90°C まで $R_{DS(on)}$ が上昇しますが、その後は、より高い温度で減少し始めます——これも直観に反する結果です。これらの結果の最初の発表は、多くの疑問や懐疑論と共に、GaNコミュニティの大きな関心事となりました。

2.1 物理ベースの動的 $R_{DS(on)}$ と寿命モデル

EPCは、表面トラップへのホット・キャリア散乱の基本的な物理から、GaNTランジスタの動的 $R_{DS(on)}$ 効果を説明するための第一原理数学モデルをフェーズ14の信頼性レポートで報告しました。このモデルは、次のすべての現象をうまく予測します：

- $R_{DS(on)}$ は、時間と共に増加します
- 時間経過に伴う $R_{DS(on)}$ の傾きは、負の温度係数を持ちます（つまり、高温での傾きが小さくなります）
- スイッチング周波数は傾きに影響を与えませんが、垂直方向のオフセットが小さくなります
- スイッチング電流は傾きに影響を与えません
- 誘導性ハードスイッチングと抵抗性ハードスイッチングの違いは無視できるほど小さい

時間、温度、ドレイン電圧の関数としての $R_{DS(on)}$ 増加の最終的な数学的モデルが式2です。

$$\frac{\Delta R}{R} = a + b \log \left(1 + \exp \left(\frac{V_{DS} - V_{FD}}{\alpha} \right) \right) \sqrt{T} \exp \left(\frac{\hbar \omega_{LO}}{kT} \right) \log(t) \quad \text{式2}$$

独立変数：

V_{DS} = ドレイン電圧 (V)

T = デバイス温度 (K)

t = 時間 (分)

パラメータ：

a = 0.00 (単位なし)

b = 2.0E-5 (K^{-1/2})

$\hbar \omega_{LO}$ = 92 meV

V_{FD} = 100 V (第5世代の100 V製品にのみ適当)

α = 10 (V)

k = ボルツマン定数=0.0862 meV/K

多くのユーザーは、特定の品質または信頼性の要件を満たすために、特定の使用条件下での寿命の見積もりが必要で、 $R_{DS(on)}$ が初期値から20%上昇する時間を $\langle t \rangle$ として（ハードスイッチング条件下での）寿命を定義することによって、簡単な方法で反転して次の式3が得られます：

$$\langle t \rangle = \exp \left[\frac{(0.2 - a)}{b \log \left(1 + \exp \left(\frac{V_{DS} - V_{FD}}{\alpha} \right) \right) \sqrt{T} \exp \left(\frac{\hbar \omega_{LO}}{kT} \right)} \right] \text{ (分)} \quad \text{式3}$$

この式は、動作電圧と温度の関数として、ハードスイッチング条件下で予想されるMTTFを与えます。通常、最悪の場合の値（最高電圧、最低温度）が下限を提供するために使われます。これまでと同様に、寿命の単位は分です。寿命の他の定義を適用して、式3から抽出することもできます。

2.2 スイッチング周波数とスイッチング電流の影響

これまでの分析では、 $R_{DS(on)}$ 増加特性に対するスイッチング周波数 (f) とスイッチ電流 (I) の影響は無視してきました。この電流は、ハードスイッチング遷移中に高電界領域に注入される電子の数に直接影響を与えるため、ホット・キャリア密度に線形の影響を及ぼします。同様に、スイッチング周波数は、所定の時間間隔においてドレインで見られるホット・キャリア・パルスの数を決定するため、表面トラップ率にも線形の影響を及ぼします。

表面トラップ率が周波数 (f) と電流 (I) の両方に線形に比例すると仮定すると、 f と I の影響が式4に含まれています。ここで、1つのスイッチング条件 (f_1, I_1) から別の (f_2, I_2) への $R_{DS(on)}$ の増加に関連する簡単なスケールリング項が導かれます。

$$R(t; f_2, I_2) = R(t; f_1, I_1) + b \left(\log \left(\frac{f_2}{f_1} \right) + \log \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \right) \quad \text{式4}$$

数学的には、スイッチング周波数や電流を変える影響は、単に $R_{DS(on)}$ の増加曲線が垂直方向にわずかにオフセットするだけです。このオフセットは f と I の対数に依存するため、これらの変数への依存性は基本的に弱くなります。さらに、このオフセットは $\log(t)$ 増加特性の全体的な傾き b に依存します。したがって、FETが $R_{DS(on)}$ の上昇が小さい（傾き b が小さい）条件下で動作している場合、周波数や電流を変えた影響は無視できます。

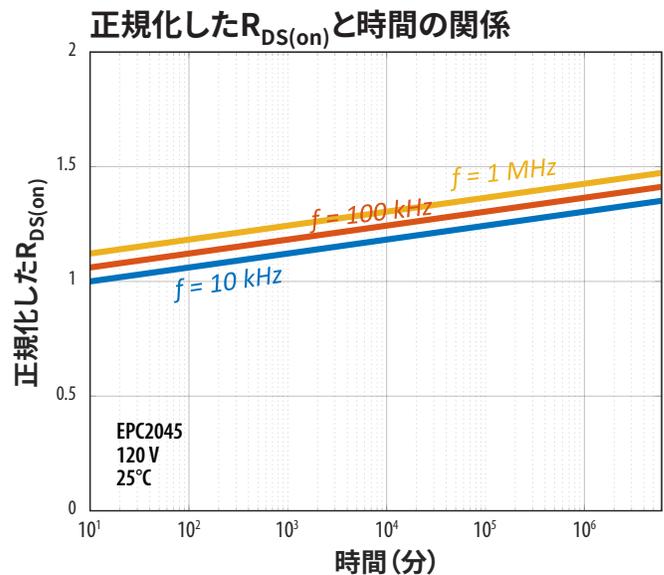


図5: 2桁にわたる3つの異なるスイッチング周波数での正規化した $R_{DS(on)}$ と時間の関係。周波数変化の影響は、増加特性の小さな垂直オフセットであることに注意してください。同じオフセットが異なるスイッチ電流で発生します。

図5は、10 kHzから1 MHzまでの3つの異なるスイッチング周波数でのEPC2045の正規化した $R_{DS(on)}$ と時間の関係です。このグラフは単に、垂直方向に互いにオフセットされていることに注意してください。異なるスイッチ電流を比較した場合も同じです。オフセットは f (または I) の対数として変化するため、スイッチング周波数 (または電流) の10倍の増加でさえ、測定と予測で±10%の雑音が発生するため、実験的に観測することは困難です。

2.3 より高いストレス電圧の影響

トラップした電荷の量が2DEGで利用可能な電子の数に近づく場合（表面トラップ電荷 Q_S は、内蔵の2DEGの圧電電荷 Q_P に近づく場合）、式2で使われた単純化のための仮定は、もはや無効になります。この状況は、デバイスが設計限界をはるかに超える電圧になっている場合に発生する可能性があります。図6に、75°Cと125°Cにおいて、最大150VでテストしたEPC2045の結果を示します。単純なlog（時間）依存で発生する直線外挿が適用できなくなったことに注意してください。 Q_P の非常に小さい一部がトラップされたという単純化のための仮定をしないと、 Q_S となり、式5に示すように、次の結果が得られます。拡張されたパラメータのリストを使って式5を計算すると、図6の実線が得られ、この物理ベースのモデルの有効性と適用可能性のさらなる証拠が得られます。

$$\frac{\Delta R}{R} = a_1 \left[\frac{a_2 \Psi \log(1 + a_3 t / \Psi)}{1 - a_2 \Psi \log(1 + a_3 t / \Psi)} \right]$$

ここで：
 $\Psi \equiv \frac{qF\lambda}{\beta}$ $a_1 \equiv \frac{C}{Q_P}$ $a_2 \equiv \frac{1}{Q_P}$ $a_3 \equiv B$ 式5

次の拡張されたパラメータのリストを使います：

- $a_1 = 0.6$ (単位なし)
- $a_2 = b/a_1$ ([7] から $b = 2.0E-5 K^{-1/2}$)
- $a_3 = 1000$ ($K^{1/2} \text{分}^{-1}$)
- $b = 2.0E-5$ ($K^{-1/2}$)
- $\hbar\omega_{L0} = 92 \text{ meV}$
- $V_{FD} = 100 \text{ V}$ (第5世代の100V製品のものに該当)
- $\alpha = 10$ (V)
- $T =$ デバイス温度 (K)
- $t =$ 時間 (分)

2.3.1 200Vのモデル

同様の分析を200VのGaNトランジスタについても展開しました。この結果の変数は次のとおりです：

- $a_1 = 0.6$ (単位なし)
- $a_2 = 2.8 \cdot b/a_1$ ([7] から $b = 2.0E-5 K^{-1/2}$)
- $a_3 = 1000$ ($K^{1/2} \text{分}^{-1}$)
- $b = 2.0E-5$ ($K^{-1/2}$)
- $\hbar\omega_{L0} = 92 \text{ meV}$
- $V_{FD} = 100 \text{ V}$ (EPC2045、EPC2204、EPC2218、EPC2071、EPC2302などの第5世代の100V製品のものに該当)
- $\alpha = 25$ (V) (第5世代の200Vの製品のものに該当)
- $T =$ デバイス温度 (K)
- $t =$ 時間 (分)

図7は、200Vのデバイスの変数を使った式2の結果です。これらの計算結果を、実際の測定値と比較しました。左側は、3種の電圧に対する第5世代の定格200VのEPC2215の正規化した $R_{DS(on)}$ です。最高電圧の280Vは、最大定格を40%上回ります。右側は、2種の異なる温度、および最大定格電圧でのモデルと比較した測定値です。

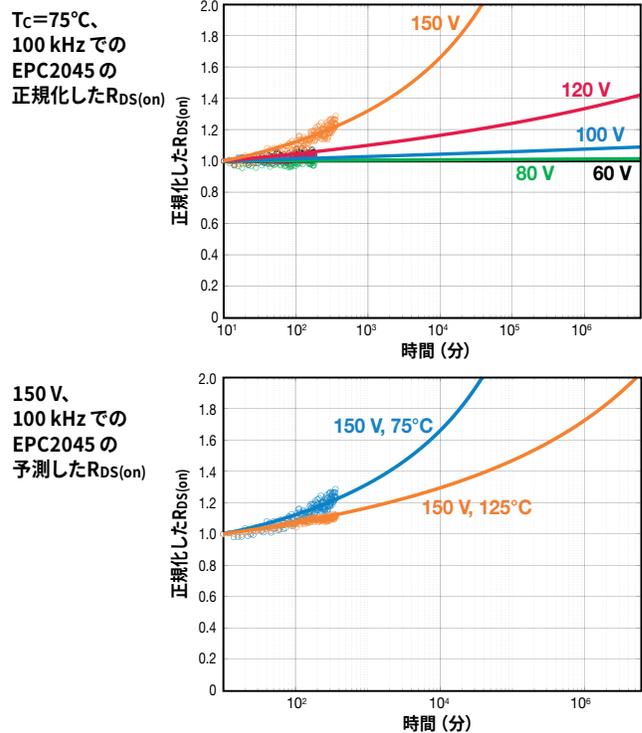


図6：設計定格の150%までのさまざまな電圧（上図）と、同じく設計定格の150%の2種類の異なる温度（下図）でのハードスイッチング回路の100VのEPC2045 デバイス。実線はモデルの予測値、点は測定点を表します。

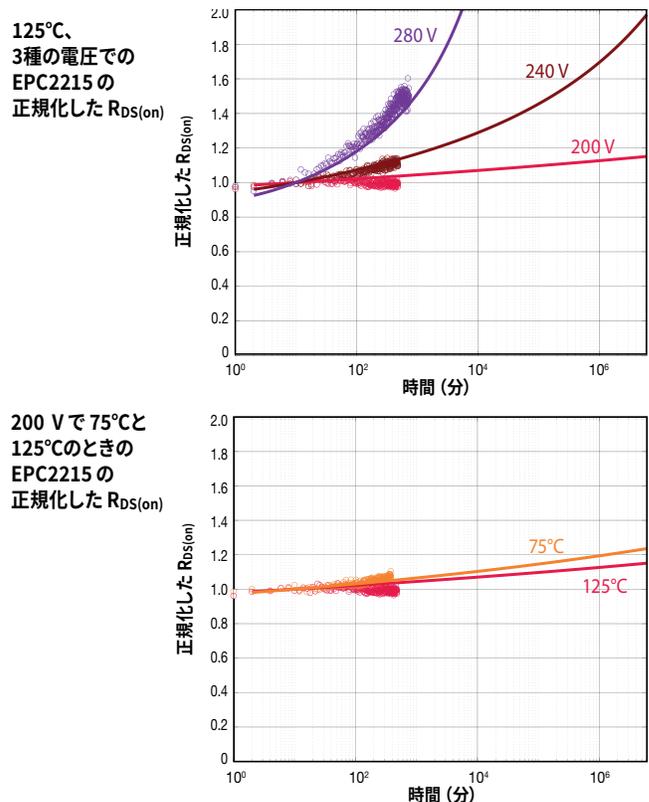


図7：（上図）3種の電圧での200VのEPC2215の正規化した $R_{DS(on)}$ 。280Vは最大定格電圧よりも40%高いことに注意してください。75°Cと125°Cの200VにおけるEPC2215（下図）。実線は200Vデバイスの変数を使った式20の結果であり、点は実際の測定値です。

2.4 物理ベースの動的 $R_{DS(on)}$ モデルの結論

EPCは、ハードスイッチング条件下でのGaNTランジスタの $R_{DS(on)}$ の増加を説明するために、物理ベースの第一原理モデルを開発しました。このモデルは、ホット・エレクトロンが表面電位を越えて表面誘電体の伝導帯に注入されるという仮定に基づいて予測されています。この中に入ると、電子はすぐに、深い中間ギャップ状態に陥り、永久にトラップされていると見なされます（トラップ解除なし）。ホット・エレクトロンは、スイッチング遷移中に生成されます。ここでは、高注入電流と高電界の過渡的な組み合わせによって、高エネルギー領域への長い末端を持つホット・キャリアのエネルギー分布が発生します。

このモデルによって、以下の結果が予測されます：

- $R_{DS(on)}$ は、時間と共に増加します。
- 時間経過にわたる $R_{DS(on)}$ の傾きは、負の温度係数を持ちます（つまり、温度が上昇するにつれて、傾きが小さくなります）。
- スwitching周波数は傾きに影響を与えませんが、垂直方向のオフセットが小さくなります。
- スwitching電流は傾きに影響を与えません。

この時間依存は、2つの絡み合った効果を伴う急速な自己消光電荷トラップの力学に起因します：(1) エネルギーが指数関数的なホット・エレクトロンのエネルギー分布；および(2) 誘電体への電子注入の障壁を着実に高くする蓄積表面電荷 Q_S です。これらの効果の組み合わせは、電荷が蓄積するにつれて、トラップ速度が指数関数的に遅くなることにつながります。トラップされた電荷の数が2DEGで利用可能な電子の数に近づく、 $R_{DS(on)}$ は、直線的に $\log(\text{時間})$ 依存よりも速く上昇ようになります。ただし、このトラップ・メカニズムは、真の $\log(\text{時間})$ 依存性に従って続きます。

負の温度依存性は、ホット・キャリアのエネルギー分布に対するLO-フォノン散乱の影響の結果です。低温では、散乱が減少すると平均自由行程が改善され、電子が電界内で、より高いエネルギーを獲得できるようになります。

数学モデルの主要なパラメータは、ドレイン電圧と温度の範囲にわたるEPC2045の測定結果と適合しました。このモデルによって、ユーザーは、ドレイン電圧、温度、スイッチング周波数、スイッチング電流の4つの主要な入力変数の関数として、長期的な $R_{DS(on)}$ の増加を予測できます。このモデルは、ユーザーが任意の条件下での寿命を予測できるように、単純なMTTF方程式を提供するように適応されています。

セクション3：安全動作領域

安全動作領域（SOA）テストは、GaNTランジスタを指定されたパルスの長さで大電流（ I_D ）と高電圧（ V_{DS} ）に同時に曝します。主な目的は、データシートのSOAグラフ内のすべての点（ I_D 、 V_{DS} ）でトランジスタが不具合なく動作できることを確認することです。安全領域の外側で故障するまでテストすることによって、安全マージンを調査するためにも使えます。SOAテスト中、チップ内の大きな電力消費によって、接合部温度が急激に上昇し、温度の傾きが大きくなります。電力またはパルス持続時間が十分に大きい場合、デバイスは、単純に過熱して壊滅的に故障します。これは、熱過負荷故障として知られています。

Si MOSFETでは、SOAテストで2次降伏（またはSpírito効果 [2]）として知られる別の故障メカニズムが観測されています。高 V_D および低 I_D で発生するこの故障モードは、接合部温度としきい値 V_{TH} の間の不安定なフィードバックによって引き起こされます。パルス期間中に接合部温度が上昇すると、 V_{TH} が低下し、パルス電流が大きくなる可能性があります。電流が大きくなると、温度がより速く上昇し、正のフィードバック・ループが形成され、熱暴走と最終的な故障につながります。この調査の目的は、Spírito効果がGaNTランジスタに存在するかどうかを判断することです。

直流または長期間パルスの場合、トランジスタのSOA能力は、デバイスの放熱に大きく依存します。これは、真のSOA能力を評価するための大きな技術的課題となる可能性があり、多くの場合、特殊な水冷ヒートシンクが必要になります。ただし、パルスが短い（1 ms以下）、放熱はSOA特性に影響しません。短い時間では、接合部で発生する熱が外部の任意のヒートシンクに拡散するための十分な時間がないためです。代わりに、すべての電力は、GaN膜と、近くのシリコン基板の温度（熱容量）を高くすることに変換されます。このため、SOAテストは、2つのパルス幅、すなわち、1 msと100 μ sで実施しました。

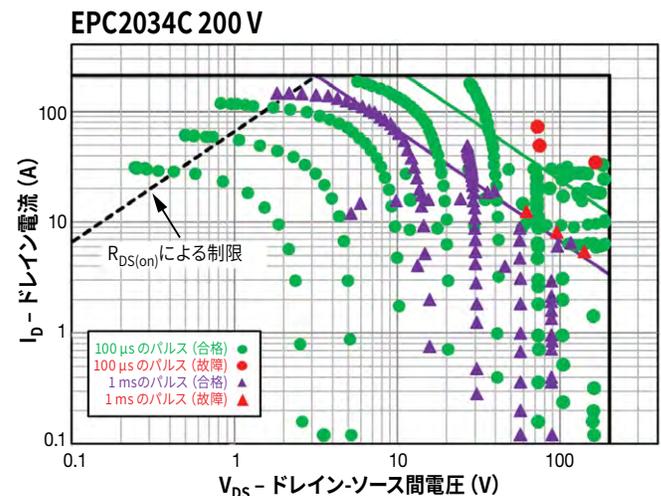


図8：EPC2034CのSOAプロット。「 $R_{DS(on)}$ による制限」の線は、150°Cでの $R_{DS(on)}$ のデータシートの最大仕様に基づいています。1 ms（紫色の三角形）と100 μ s（緑色の点）のパルスの測定値を一緒に示しています。故障は、赤色の三角形（1 ms）または赤色の点（100 μ s）で示します。すべての故障は、データシートのSOA領域の外側で発生することに注意してください。

図8は、200 VのEPC2034 CのSOAデータです。このプロットでは、個々のパルス・テストは、（ I_D 、 V_{DS} ）空間の点で表されています。これらの点は、データシートのSOAグラフに重ね合わされています。100 μ sと1 msの両方のパルス・データを一緒に示しました。緑色の点は、部品が合格した100 μ sのパルスに対応し、赤色の点は部品が故障した場所を示します。低 V_{DS} から V_{DSmax} （200 V）までの範囲すべてで、SOAの広い領域が故障なしという調査結果でした（すべて緑色の点）。すべての故障（赤色の点）はSOAの外側で発生し、データシートのグラフの緑色の線で示されています。同じことが1 msのパルス・データ（紫色と赤色の三角形）にも当てはまります；つまり、すべての故障は、データシートのSOAの外側で発生しました。

図9は、車載品質AEC認定のEPC2212（第4世代の車載用100V）、EPC2045（第5世代の100V）、およびEPC2014C（第4世代の40V）の追加した3種の部品のSOAデータです。すべての場合において、データシートの安全動作領域は、故障なしで調査されており、すべての故障はSOA制限の外、多くの場合、この制限よりもかなり外側で発生しています。

データシートのSOAグラフは、関連するすべての層を含むデバイスの熱モデルと、その熱伝導率および熱容量を使って、有限要素解析で生成されます。過渡シミュレーションに基づいて、SOAの制限は、単純な基準によって決定されます：すなわち、与えられたパルス持続時間に対して、消費電力は、パルスの終了前に接合部温度が150°Cを超えないようにしなければなりません。この基準によって、SOAグラフの45度の緑色の線（100 μ s）と紫色の線（1 ms）で示される一定の電力に基づく制限になります。このアプローチの結果は、この調査の広範なテスト・データによって証明されるように、保守的な安全動作領域を定義するデータシートのグラフになります。パワーMOSFETでは、同じ定電力アプローチによって、熱的不安定性（Spurto効果）が原因で故障が早期に発生する高電圧領域での能力の過大評価につながります。

故障の正確な物理は、まだ決められませんが、この調査の主な結果は明らかです——GaNトランジスタはデータシートのSOA内で動作すれば故障しません。

セクション4：短絡の耐久性テスト

短絡の耐久性とは、オン（導通）状態のときに、パワー・コンバータで発生する可能性のある意図しない故障状態に耐えるFETの能力のことです。このような事象の場合、そのデバイスには、トランジスタの固有の飽和電流と、故障の場所とアプリケーションによって変わる回路の寄生抵抗によってのみ制限される電流と全バス電圧の組み合わせが加わります。短絡状態が保護回路によって抑制されない場合、極端な電力消費は最終的にトランジスタの熱故障につながります。短絡テストの目的は、これらの条件下で部品が生き残ることができる「耐性時間（耐えられる時間）」を定量化することです。

一般的な保護回路（IGBTゲート・ドライバの不飽和保護など）は2~3 μ sの過電流状態を検出して対応することができます。したがって、GaNトランジスタが約5 μ s以上のクランプされていない短絡状態になったとしても、耐えることができることが望ましいと言えます。

短絡の耐久性の評価に用いられる2つの主なテスト回路は以下です [8]：

- ・ハードスイッチ故障（HSF：Hard-switched fault）：ドレイン電圧が印加された状態でゲートがオン（およびオフ）に切り替えられます
- ・負荷時故障（FUL：Fault under load）：ゲートがオンのときにドレイン電圧がオンに切り替えられます

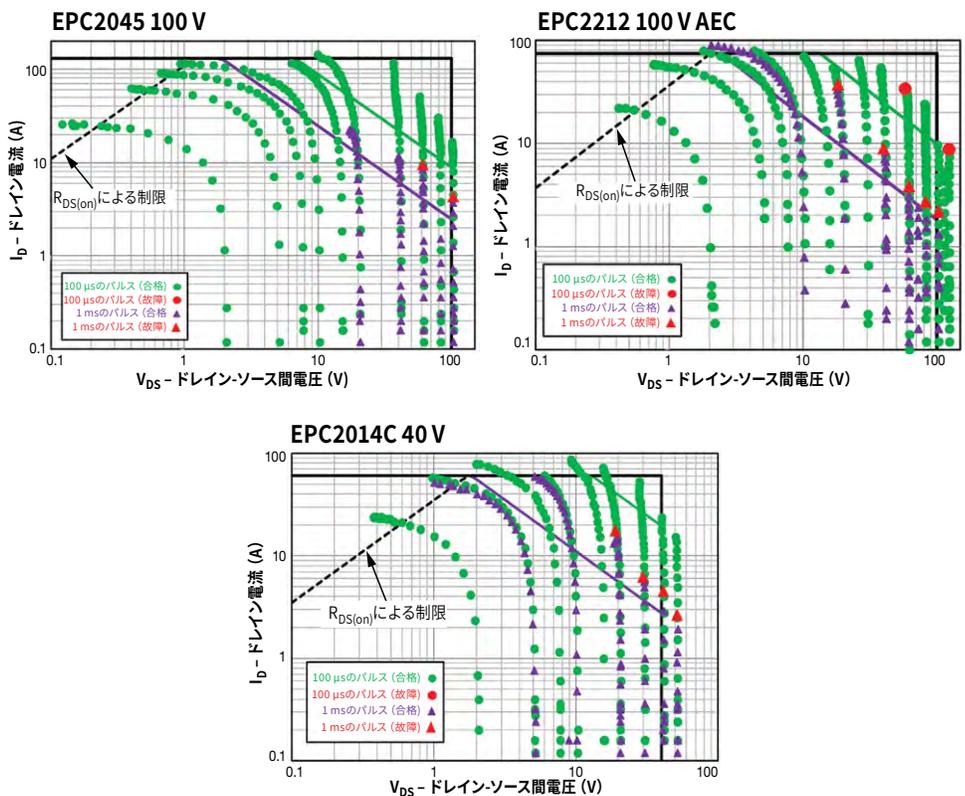


図9：EPC2045（左上）、EPC2212（右上）、EPC2014C（下）のSOAプロット。「 $R_{DS(on)}$ による制限」の線は、150°Cでの $R_{DS(on)}$ のデータシートの最大仕様に基づいています。1 ms（紫色の三角形）と100 μ s（緑色の点）のパルスの測定値が一緒に示されています。故障は、赤色の三角形（1 ms）または赤色の点（100 μ s）です。すべての故障は、データシートのSOA領域の外で発生することに注意してください。

この調査では、両方の故障モードでデバイスをテストし、耐性時間に有意差は見られませんでした。したがって、この説明の残りの部分では、FULの結果に焦点を当てることにしました。ただし、HSFテストから、GaNトランジスタは、シリコン・ベースのIGBTで発生する可能性のあるラッチやゲート制御の損失がなかったことに注意することが重要です [9]。GaNデバイスに寄生のバイポーラ構造がないことから、これは予想された結果です。このトランジスタが壊滅的に故障する時間まで、ゲートをローに切り替えることで短絡を完全に抑えることができます。これは、保護回路設計にとって有利な機能です。

2種類の代表的なGaNトランジスタをテストしました：

- 1) EPC2203 (80V)：第4世代の車載品質（AEC）のデバイス
- 2) EPC2051 (100V)：第5世代のデバイス

これらのデバイスは、製品ファミリーの中で最も小さいので、選ばれました。短絡評価に必要な大電流にして、テストを簡素化しました。ただし、単純な熱スケールリングの議論に基づいて、耐性時間は、他のファミリー内のデバイスと同じであると予想されます。このEPC2203の結果は、EPC2202、EPC2206、EPC2201、EPC2212にも対応します；EPC2051はEPC2045とEPC2053にも当てはまります。

図10は、増加する一連のドレイン電圧に対する EPC2203 の負荷時の故障データです。6 V (データシート最大値) の V_{GS} 、および $10 \mu s$ のドレイン・パルスにおいて、このデバイスは、60 V の V_{DS} まで、まったく故障しませんでした。これらの条件下では、1.5 kW 以上が面積 $0.9 \text{ mm} \times 0.9 \text{ mm}$ のチップで消費されます。より高い V_{DS} では、電流はパルス中に時間と共に減衰するように見えます。これは、デバイス内の接合部温度の上昇の結果であり、永久的な劣化を意味するものではありません。

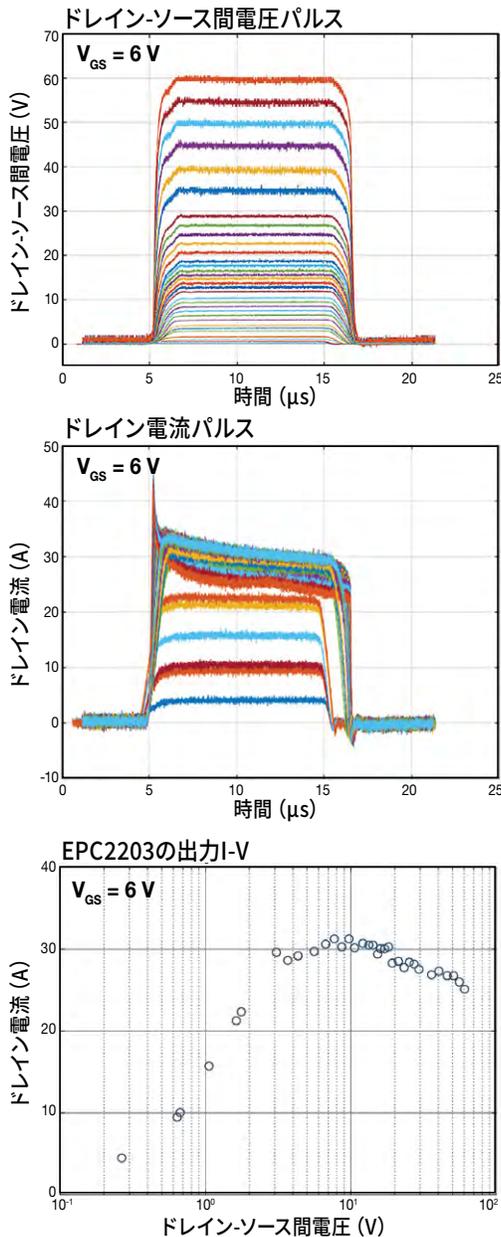


図10: 増加する一連のドレイン電圧における EPC2203 の負荷時故障テスト (FUL) の波形。ドレイン・パルスは、幅 $10 \mu s$ で $V_{GS} = 6 \text{ V}$ です。このデバイスは、このパルス幅に対して、故障しませんでした。(上の図) V_{DS} 対時間。 V_{DS} は、デバイスの端子で直接、ケルビン検出しました。(中央の図) I_{DS} 対時間。 I_{DS} は、自己発熱によって、時間の経過と共に減少することに注意してください。(下の図) このテスト・シーケンスの結果の出力曲線。ドレイン電流は、パルス期間中の平均電流として報告されます。より高い V_{DS} でのデバイスの加熱によって、ドレイン電流は飽和領域で反転します。

より長いパルス幅 ($25 \mu s$) を使うと、その部品は、最終的に熱過負荷で故障します。代表的な波形が図11です。故障時は、ドレイン電流の急峻な上昇によって示されます。この事象の後、デバイスは永久に損傷します。この耐性時間は、パルスの開始から故障するまでの時間で測定されます。

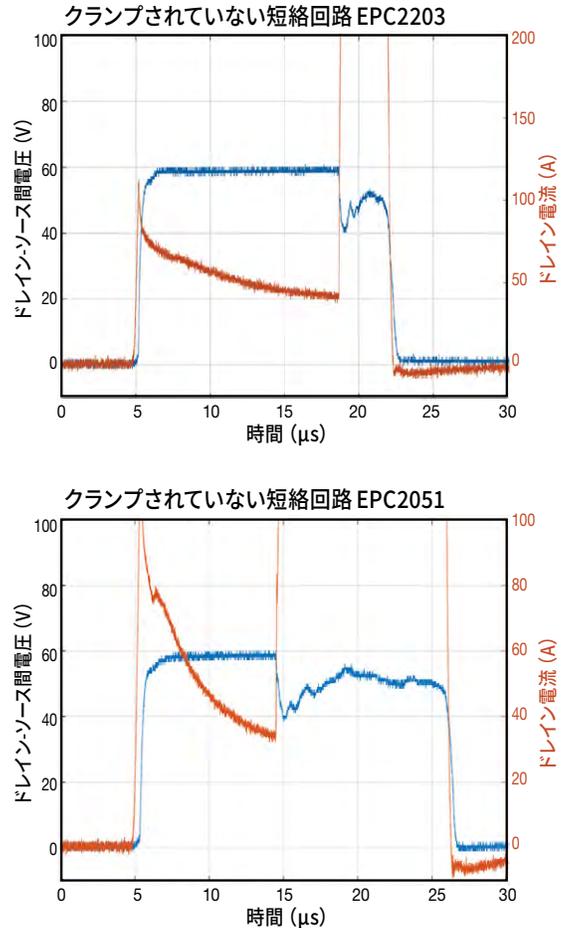


図11: $V_{DS} = 60 \text{ V}$ 、 $V_{GS} = 6 \text{ V}$ 、ドレイン・パルス幅 $25 \mu s$ での EPC2203 (上図) と EPC2051 (下図) の標準的な負荷時故障テストの波形。ドレイン電流の急峻な上昇は、壊滅的な熱故障のときの時間を示しています。

耐性時間に関する統計を収集するために、このアプローチを使って、8 個の部品の群を故障するまでテストしました。この結果が表2です。EPC2203 は、5 V (推奨ゲート駆動電圧) と 6 V ($V_{GS(max)}$) の両方でテストし、平均耐性時間は、それぞれ $20 \mu s$ と $13 \mu s$ でした。飽和電流が高いため、6 V での寿命が短いことに注意してください。EPC2051 は、6 V での EPC2203 と比べて、故障するまでの時間がわずかに短くなっています ($9.3 \mu s$)。これは、第5世代の製品におけるより積極的なスケールアップと電流密度のために、予想通りです。ただし、すべての場合において、この耐性時間は、ほとんどの短絡保護回路が応答して、デバイスの故障を防ぐために十分な長さです。さらに、この耐性時間は、部品間のばらつきが小さいことを示しています。

表2の下の方は、チップ面積に対するパルスの電力とエネルギーを示しています。これらの量と故障するまでの時間との関係を理解するために、時間依存の熱伝導をシミュレーションし、短絡パルス期間中の接合部温度の上昇 ΔT_j を決定しました。この結果が図12です。

短絡パルス $V_{DS} = 60V$	EPC2203 (Gen 4)		EPC2051 (Gen 5)	
	$V_{GS} = 6V$	$V_{GS} = 5V$	$V_{GS} = 6V$	$V_{GS} = 5V$
平均TTF (μs)	13.1	20.0	9.33	21.87
標準偏差 (μs)	0.78	0.37	0.21	2.95
最小TTF (μs)	12.1	19.6	9.08	18.53
平均パルス電力 (kW)	1.764	1.4	3.03	2.03
エネルギー (mJ)	23.83	27.6	27.71	42.49
チップ面積 (mm ²)	0.9025		1.105	
平均電力/面積 (kW/mm ²)	1.95	1.55	2.74	1.84
エネルギー/面積 (mJ/mm ²)	26.4	30.59	25.08	38.46

表2: EPC2203 および EPC2051 の短絡耐性時間の統計

注: 各条件の8個のデバイスから得られた統計。耐性時間は、平均値の周りに密に分布しています。平均パルス電力とエネルギーは、母集団内の標準的な部品に対応します。

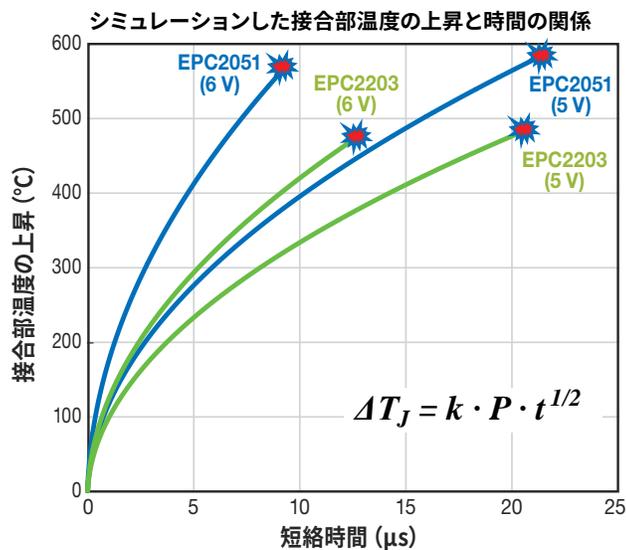


図12: 5Vと6Vの V_{GS} でのEPC2051とEPC2203の両方に対する短絡パルス中の時間に対するシミュレーションした接合部温度の上昇。測定された故障時間は赤色のマーカーで示しています。EPC2203は、約475°Cの ΔT_j で壊滅的に故障することに対し、EPC2051は約575°Cで故障することに注意してください。シミュレーションした ΔT_j は、方程式に示されているように、時間に対する単純な平方根依存性(熱拡散)によく適合します。Pは単位面積当たりの平均電力を示し、 $k=6.73 \times 10^{-5} K m^2 / W s^{1/2}$ です。

パルス期間中の非常に高い電力密度によって、GaN層と、その近くのシリコン基板が急速に加熱されます。パルスが短く、熱伝導が比較的遅いため、半導体の厚さが薄いこと(深さ約100 μm 以下)だけが、エネルギーを吸収する助けになります。この温度は、時間の平方根(熱拡散の特性)で上昇し、パルス電力に線形に

比例します。図12に示されているように、EPC2203の場合、5Vと6Vの両方の条件において、接合部温度の上昇が同じ約475°Cで故障します。同じことがEPC2051にも当てはまり、両方の条件で、約575°Cの同じ ΔT_j で故障します。これらの結果から、3つの重要な結論が導き出されます:

- 1) これらのデバイスの場合、故障するまでの時間は、消費電力の2乗に反比例します(P^{-2})。これは、持続時間が約1ms以下の短絡パルスおよびSOAパルスに適用されます。
- 2) 大電力パルスに起因する固有の故障モードは、ある臨界値を超える接合部温度に直接関連しています。
- 3) ワイド・バンドギャップeGaNデバイスは、シリコン・デバイスが、フリー・キャリアの熱暴走のために完全に対応できない接合部温度(400°C以上)に耐えることができます。

デバイスがこれらの極端な条件に繰り返し耐えられるかどうかを確認するために、データシートに記載されているパルス電流の最大定格の約2倍のデバイス電流を発生させる短絡条件下で、いくつかの部品に50万周期以上を加えました。このテストの設定では、直流5Vまたは6Vのゲート・バイアスをテスト対象デバイス(DUT)のゲートに印加しました。ドレイン・バイアスは直流10Vに設定し、60mFのコンデンサをドレイン電源の両端に接続しました。DUTと直列の低 $R_{DS(on)}$ のハイサイド・トランジスタが、電流の無制限の流れを制御しました。次に、制御トランジスタに1Hzで5 μs のパルスを加えて、チャンネルが再び平衡するまでの時間を与えました。表3は、テストされたさまざまなタイプのデバイス、データシートのパルス電流の最大定格、テスト開始時の各周期中にデバイスを介してパルス化された短絡電流の量を示しています。

デバイス	種類	データシートのパルス電流 (A)	V_{GS}	平均値 (A)	標準偏差 (A)
EPC2203	80 V AEC Gen4	17	5	35	2.4
			6	43	2.5
EPC2212	100 V AEC Gen4	75	5	124	2.1
			6	160	3.5
EPC2051	100 V Gen5	37	5	68	1.0
			6	87	1.3
EPC2052	100 V Gen5	74	5	147	1.6
			6	163	2.2
EPC2207	200 V Gen5	54	5	99	4.7
			6	132	5.0

表3: 極端なパルス短絡電流、通常はデータシートの最大制限の2倍でテストされたデバイス

表4は、EPC2051の主なデバイス・パラメータです。これは、表3と図12で使われているものと同じ型番のデバイスです。データシートの最大定格の2倍を超える85Aの50万パルスという極端な条件下でさえも、すべての電気的特性がデータシートの仕様の範囲内に収まっています。ただし、 V_{TH} のわずかな増加に従って、時間の経過と共にDUTによって「消費」される短絡電流の量がわずかに減少しました。この50万パルスのシーケンスの後、この部品は175°Cで、バイアスなしで10分間、アニールしました。表4の右側の列に示されているように、電気的パラメータと短絡電流は、繰り返しパルスのストレスを受ける前のそれらの値の近くまで回復しました。この回復は、大電流パルスの繰り返しによる恒久的な損傷が発生しなかったことを示しています。

EPC2051	t=0	10万パルス	50万パルス	175°Cで10分間のアニール後
V_{TH} (V)	1.8	2	2.1	1.8
I_{GSS} (μ A)	11	33	55	23
I_{DSS} (μ A)	7	5.5	5.1	5.6
$R_{DS(on)}$ (m Ω)	22	22.3	22.3	22
$I_{short\ circuit}$	84	77	74	82

表4: パルス・テストの開始時、10万パルス後、50万パルス後、および175°Cで10分間のアニールの後のEPC2051の主なデバイス・パラメータ。デバイス・パラメータは常に、データシートの制限内に収まりました。

セクション5: 機械的応力

製品の最終的な寿命、または、特定のアプリケーションでのその適合性は、遭遇する機械的応力によって制限される場合があります。このセクションでは、最も一般的な機械的応力源であるチップのせん断、背面圧力、曲げ力を特徴づけ、ウエハー・レベルのチップスケール・パッケージ (WLSCP) が、通常を組み立て、または取り付け条件下において、耐久性があることを実証します。

5.1 チップのせん断テスト

チップせん断テストの目的は、eGaNデバイスをプリント回路基板に実装するために使われるはんだ接合の耐性を評価することです。この判断は、チップがプリント回路基板から受けるせん断の面内力を実装したデバイスに加えたときに基づいています。すべてのテストは、軍用テスト規格MIL-STD-883E, Method 2019 [12]に準拠しています。

図13に、選択した4種のGaNトランジスタのテスト結果を示します。各製品について10個の部品をテストしました。テストした最小のチップは、EPC2036/EPC2203で、チップ面積が0.81 mm²で、直径200 μ mのはんだボールは、わずか4個です。予想通り、この製品のせん断強度は、最小でしたが、図13に示すように、MIL規格で指定された最小の力の要件を超えています。テストした最大のチップはEPC2206で、チップ面積13.94 mm²のランド・グリッド・アレイ (LGA) の製品です。EPC2206は、最小の力の要件の10倍以上になっています。サイズの分散内のEPC2212 (100V, LGA) とEPC2034C (200V, BGA) の2つの製品を追加でテストしました。いずれの製品も、最小の力を大幅に上回りました。

図13の結果は、ウエハー・レベルのチップスケール・パッケージのGaN製品がすべて、最も厳しい条件下で、環境せん断力に対して機械的に丈夫であることを示しています。

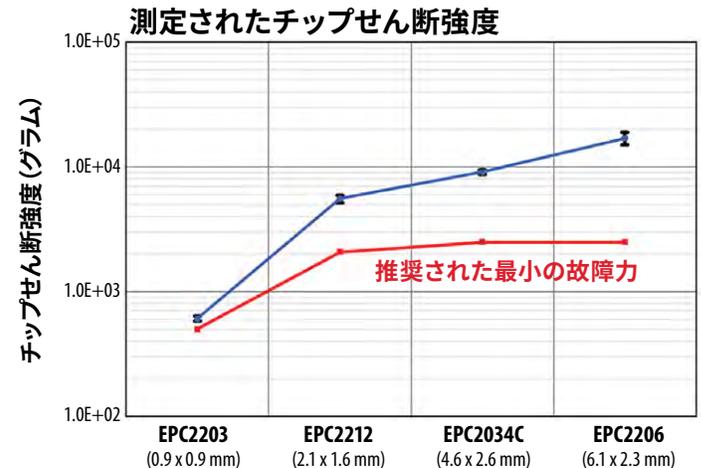


図13: せん断強度を測定すると同時に、GaNトランジスタのさまざまなチップ・サイズとはんだ構成で、故障するまでテストしました。この結果は黒色の点で示しています。赤色の点は、MIL-STD-883E, Method 2019 の下での推奨される最小のチップせん断強度です。

5.2 裏面圧力テスト

GaNデバイスの機械的丈夫さのもう1つの重要な側面は、裏面圧力をどれだけうまく処理できるかです。これは、チップの裏面の放熱が必要なアプリケーションにとって重要な考慮事項です。組み立て中に、安全な「ピック・アンド・プレース」配置の力を決めるためにも重要です。

最大400 psiの裏面圧力テストを実施しました。この圧力は、加えられた力をチップ面積で割って計算します。図44は、使用した実験室用圧力テスターです。負荷速度を0.6 mm/分にして、チップの裏側に直接圧力を加えました。この圧力テストの前後に、合格または不合格を判断するためにパラメータ・テストを実施しました。続いて、部品を60 V_{DS} 、85°C、相対湿度85%で300時間の高温高湿逆バイアス (H3TRB) ・テストに曝しました。H3TRBは、圧力テストによる機械的損傷 (内部亀裂) によって引き起こされた潜在的な故障があったかどうかを判断するときに有効です。

EPC2212 (100V, LGA) とEPC2034C (200V, BGA) をテストし、両方とも400 psiに合格しました。このデータは表5に含まれています。これらの結果は、eGaN FETには、プリント回路基板の組み立て工場通常使われる裏面圧力を処理するための十分なマージンがあることを示しています。これらの部品は400 psiに耐えましたが、EPCは、最大裏面圧力を50 psi以下に制限することを推奨しています。

製品	サンプル・サイズ	チップ面積	裏面圧力	印加した力	圧力テスト後のパラメータ・テストにおける故障	300時間後のH3TRBテスト後の故障
EPC2212 (LGA)	16	2.1 x 1.6 mm	400 psi	9.3 N (2.1 ボンド)	0/16	0/16
EPC2034C (BGA)	16	4.6 x 2.6 mm	400 psi	33.0 N (7.4 ボンド)	0/16	0/16

表5: eGaNデバイスの圧力テストの結果

注: 小型および比較的大型の eGaN デバイスは、高い裏面圧力下でテストされ、機械的故障はありませんでした。温度、湿度、バイアスの下でのストレス・テスト後の故障はありませんでした。

5.3 曲げ力テスト

曲げ力テストの目的は、取り扱い、組み立て、または操作中に発生する可能性のあるプリント回路基板のたわみに耐える GaN トランジスタの能力を判断することです。このテスト規格は、表面実装の受動部品 (AEC-Q200) [13] 向けに開発されましたが、多くのユーザーは、2 つの主な理由から GaN トランジスタの曲げ力に関心を持っています：

1. ウエハー・レベルのチップスケール・パッケージ (WLCSP) のはんだ接合の耐久性；
2. デバイスのパラメータ値を変え、望ましくない回路動作にさせる可能性のあるトランジスタ内の圧電効果です。

これらの関心に対応するために、AEC-Q200-005Aテスト規格 [14] に従って、4 個の EPC2206 で曲げ力テストを実施しました。デバイスは、FR4 プリント回路基板 (長さ100 mm×幅40 mm×厚さ1.6 mm) の中央付近に実装されています。両端がしっかりと固定されている状態で、デバイスの反対側に圧力が加えられているので、プリント回路基板が上向きにたわみます。この屈曲状態で 60 秒間保持した後、すべてのデバイスの電気的パラメータを測定します。

表 6 は、テスト対象の 4 個のデバイスすべての正規化した $R_{DS(on)}$ と基板のたわみの関係を示しています。すべてのデバイスが 2 mm のテスト条件に合格しました。2 個のデバイスは 6 mm のたわみで故障しましたが、残りの 2 個は 8 mm まで生き残りました。事後分析によって、故障モードは、はんだ接合部の亀裂であり、ゲート接続がオープンになりました。故障するまで加えても、 $R_{DS(on)}$ は基板のたわみに対して、感知できるほどの反応を示しませんでした。同じことが、しきい電圧 V_{TH} や漏れ電流 I_{DSS} のような他の電気的特性でも観察されました。

	0 mm	2 mm	4 mm	6 mm	8 mm
DUT1	1.00	1.01	1.00	0.98	0.98
DUT2	1.00	1.02	1.01	故障	-
DUT3	1.00	1.01	1.03	故障	-
DUT4	1.00	0.99	0.99	1.03	1.04

表6: 曲げ力テスト中の 4 個のデバイスの正規化した $R_{DS(on)}$ と基板のたわみ

注: 値は、屈曲していない場合の $R_{DS(on)}$ に正規化しています。4 個のデバイスのうち 2 個は、6 mm のたわみで故障しましたが、残りの 2 個のデバイスは 8 mm で生き残りました。どのデバイス・パラメータでも、応力への大きな反応は見られませんでした。

セクション6: 熱機械的応力

WLCSP 封止の GaN トランジスタは、AEC または JEDEC の規格に従ってテストすると、優れた熱機械的信頼性を備えていることがわかります。これは、「パッケージ」の本質的な単純さ、および、ワイヤー・ボンド、異種材料、成形材料を使っていないことによるものです。まとめると、すべての WLCSP の GaN トランジスタは、ベア・チップ形式で -40°C ~ 150°C で利用できると言えます。

部品レベルの信頼性に加えて、IPC-9592 のような業界固有の他の規格や、プリント回路基板に実装された部品にシステムや基板レベルのテストを課す OEM (相手先ブランドによる生産) 環境要件があります。これらの中には、GaN トランジスタなどの表面実装部品、特に部品と基板の間のはんだ接合に深刻な熱機械的応力を誘発する組み合わせが常に存在します。例えば、IPC-9592 規格の最も厳しい温度サイクル要件 (クラス II、カテゴリ 2) では、サンプル数 30 ユニットで、 -40°C ~ 125°C を 700 サイクル実施して、故障しないことが要求されます。はんだ装着の信頼性は、プリント回路基板のレイアウト、設計と材料、アセンブリ工程、動作中の放熱ソリューション、アプリケーションの性質など、デバイスによらないいくつかの要因に依存します。したがって、特定のアプリケーションにおいて、故障するまでの時間を予測するための正確なモデルを提供することは、実現不可能で非現実的と言えます。それにもかかわらず、過去に、EPC は、歪みエネルギー密度と疲労寿命の相関関係に基づいて、はんだ接合の故障するまでの時間を予測するモデルを公開しました [15]。

さまざまな条件下におけるより多くの温度サイクルと断続動作寿命 IOL (電力温度サイクルとも呼ばれます) の結果を示します。さらに、このセクションでは、アンダーフィル材を使って、はんだ接合の信頼性を向上させる方法に関するデータと分析を提供します。アンダーフィルは一般に、表面実装デバイスを最も過酷な環境条件に曝す可能性のあるアプリケーションで使われます。

WLCSP 封止の GaN トランジスタの適切な動作を保証するために、アンダーフィルは必要ないことを強調することが重要です。実際、製品の品質認定中に、ほとんどの信頼性テストを実施するために、被試験デバイスは、アンダーフィルなしで FR4 基板に実装しています。このテストのリストには、HTRB (High Temperature Reverse Bias: 高温逆バイアス)、HTGB (High Temperature Gate Bias: 高温ゲート・バイアス)、H3TRB (High Temperature High Humidity Reverse Bias: 高温高湿度逆バイアス)、uHAST (Unbiased highly accelerated test: バイアスなしの高加速試験)、MSL1 (Moisture Sensitivity Level 1: 耐湿性レベル1)、IOL (Intermittent Operating Life: 断続動作寿命)、HTOL (High Temperature Operating Life: 高温動作寿命)、ELFR (Early Life Failure Rate: 初期寿命故障率)、HTS (High Temperature Storage: 高温保存)、および、多くの場合 TC (Temperature Cycling: 温度サイクル) が含まれます。とはいえ、アンダーフィルは、チップとプリント回路基板の間の熱膨張係数 (CTE: coefficient of thermal expansion) の不一致に起因するはんだ接合への応力を軽減するため、基板レベルの信頼性を向上させるために使えるかもしれません。さらに、アンダーフィルは、厳しい沿面距離とクリアランス要件がある場合に、汚染保護と、電気的絶縁の強化に貢献します。最後に、アンダーフィルは、使われる材料の熱伝導率が空気よりも大きい場合、接合部から基板への熱インピーダンスの低減にも役立ちますが、通常の熱伝導性材料 TIM (thermal interface material) ほどは、大きくはありません。アンダーフィル材料の選択を誤ると、はんだ接合の信頼性も低下する可能性があることに注意してください。したがって、このセクションでは、シミュレーションと実験結果に基づいたガイドラインを提供します。

6.1 適切なアンダーフィルを選択するための基準

アンダーフィル材の選択では、材料のいくつかの重要な特性と、チップとはんだの相互接続も考慮しなければなりません。まず第1に、アンダーフィル材のガラス転移温度 Tg は、アプリケーションの最大動作温度よりも高くなければなりません。次に、アンダーフィルの CTE は、はんだ接合の余分な引張/圧縮応力を回避するために、両方が同じ速度で膨張/収縮しなければならないため、はんだの CTE にできるだけ近くなければなりません。参考までに、一般的な鉛フリーSAC305 や Sn63/Pb37 の CTE は約 23 ppm/°Cです。ガラス転移温度Tgを超えて動作すると、CTE が劇的に大きくなることに注意してください。Tg と CTE に加えて、ヤング率も重要です。非常に硬いアンダーフィルは、はんだバンプのせん断応力を減らすことに役立ちますが、このセクションの後半で示すように、デバイスの角の応力が増加します。低粘度 (チップの下のアンダーフィルの流れを改善するため) と高い熱伝導率も望ましい特性です。表7は、この調査でテストしたアンダーフィルの主な材料特性を比較しています。

メーカー名	型番	CTE (ppm/C)			貯蔵弾性率 (DMA) @ 25°C (N/mm ²)	粘度 @ 25°C	ポアソン比	体積抵抗率	熱伝導率	絶縁耐力
		Tg (TMA) [C]	Tg以下	Tg以上						
独ヘンケルの LOCTITE	ECCOBOND-UF 1173	160	26	103	6000	7.5 Pa·S				
ナミックス	U8437-2	137	32	100	8500	40 Pa·S	0.33	>1E15 Ω-cm	0.67 W/m·K	
ナミックス	XS8410-406	138	19	70	13000	30 Pa·S				
米 MASTERBOND	EP3UF	70	25-30	75-120	3400	10-40 Pa·S	0.3	>1E14 Ω-cm	1.4 W/m·K	450 V/ミル
米 AI TECHNOLOGY	MC7885-UF	236	20		7500	10 Pa·S		>1E14 Ω-cm	1 W/m·K	750 V/ミル
AI TECHNOLOGY	MC7885-UFS	175	25		7500	10 Pa·S		>1E14 Ω-cm	2 W/m·K	1000 V/ミル

表7: アンダーフィルの材料特性

6.2 温度サイクル下でのアンダーフィルの調査

このセクションでは、前述のリストのアンダーフィル材を使った場合と使わない場合の2つの異なる条件下でのさまざまな GaN トランジスタの温度サイクル (TC) の結果を示します。2つの温度サイクル範囲でテストしました: (i) -40°C~125°C; (ii) -55°C~150°Cです。すべての場合において、部品は2層、厚さ1.6mmのFR4基板で構成されるDUTのカードやクーポンに実装しました。はんだペースト SAC305 と水溶性フラックスを使って、アンダーフィルの前にフラックス洗浄プロセスを実施しました。EPC2701C と EPC2053 の温度サイクル・データを表8~11に示し、EPC2206の結果を図14のワイブル・プロットで示します。

製品/DOE	EPC2001C										
	状態	300 サイクル	550 サイクル	850 サイクル	1000 サイクル	1250 サイクル	1550 サイクル	1750 サイクル	1950 サイクル	2150 サイクル	2450 サイクル
ストレス条件: -40°C ~125°C											
アンダーフィルなし	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	2/32 故障	5/32 故障	8/32 故障	15/32 故障	20/32 故障	26/32 故障
	継続中	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障						
独ヘンケルの UF1137_H	継続中	0/40 故障	0/40 故障	0/40 故障	0/40 故障	0/40 故障					
米 Master bond の EP3UF_M	継続中	0/40 故障	0/40 故障	14/40 故障	31/40 故障						
MC7685-UFS	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	1/32 故障	2/32 故障	2/32 故障	2/32 故障	6/32 故障	14/32 故障
MC7885-UF	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	1/32 故障	4/32 故障
ナミックスの 8410-406B	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障
ナミックスのU8437-2_N	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障
	継続中	0/80 故障	0/80 故障	0/80 故障	0/80 故障	0/80 故障					

表8: 温度サイクル-40°C~125°CのEPC2001Cの結果

製品/DOE	EPC2053										
	状態	300 サイクル	550 サイクル	850 サイクル	1000 サイクル	1250 サイクル	1550 サイクル	1750 サイクル	1950 サイクル	2150 サイクル	2450 サイクル
ストレス条件: -40°C ~125°C											
アンダーフィルなし	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	2/32 故障	3/32 故障	3/32 故障	3/32 故障
ヘンケルのUF1137_H	継続中	0/40 故障	0/40 故障	0/40 故障	0/40 故障	0/40 故障					
Master bondのEP3UF_M	継続中	1/40 故障	7/40 故障	15/40 故障	25/40 故障	39/40 故障					
MC7685-UFS	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	1/32 故障	17/32 故障	32/32 故障	32/32 故障			
MC7885-UF	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	1/32 故障	1/32 故障	1/32 故障
ナミックスの 8410-406B	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障
ナミックスのU8437-2_N	完了	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障	0/32 故障
	継続中	0/40 故障	0/40 故障	0/40 故障	0/40 故障	0/40 故障					

表9: 温度サイクル-40°C~125°CのEPC2053の結果

製品/DOE	EPC2001C					
	状態	300 サイクル	600 サイクル	900 サイクル	1100 サイクル	1300 サイクル
ストレス条件: -55°C~150°C						
アンダーフィルなし	完了	0/16 故障	0/16 故障	1/16 故障	1/16 故障	2/16 故障
ヘンケルの UF1137_H	継続中	0/20 故障	0/20 故障	0/20 故障	1/20 故障	
Master bondの EP3UF_M	継続中	0/20 故障	0/20 故障	4/20 故障	6/20 故障	
MC7685-UFS	完了	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	1/16 故障	1/16 故障
MC7885-UF	完了	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障
ナミックスの 8410- 406B	完了	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障
ナミックスのU8437- 2_N	完了	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障
	継続中	0/20 故障	0/20 故障	0/20 故障	0/20 故障	

表10: 温度サイクル-55°C~150°CのEPC2001Cの結果

製品/DOE	EPC2053					
	状態	300 サイクル	600 サイクル	900 サイクル	1100 サイクル	1300 サイクル
ストレス条件: -55°C ~150°C						
アンダーフィルなし	完了	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	1/16 故障
ヘンケルのUF1137_H	継続中	0/20 故障	0/20 故障	0/20 故障	0/20 故障	
Master bondの EP3UF_M	継続中	5/20 故障	15/20 故障			
MC7685-UFS	完了	1/16 故障	9/16 故障	13/16 故障		
MC7885-UF	完了	2/16 故障	1/16 故障	7/16 故障		
ナミックスの 8410-406B	完了	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障
ナミックスのU8437-2_N	完了	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障	0/16 故障

表11: 温度サイクル-55°C~150°CのEPC2053の結果

両方の温度範囲で、ナミックスのアンダーフィル (U8437-2_N と 8410-406B) は、アンダーフィルがない場合と比べて、寿命に大きな利点があります。同じことが独ヘンケル (UF1137_H) にも当てはまります。一方、米 Master BondのEP3UF は信頼性を低下させることが分かりました。これは主にガラス転移温度 Tg が低いためであり、当社のすべての調査では、Tg をはるかに超えてアンダーフィルを実施したからです。ただし、材料特性に基づく、Master Bond の EP3UF は 70°C以下にとどまるアプリケーションに適した候補かもしれません。

温度サイクルのワイブル・プロット

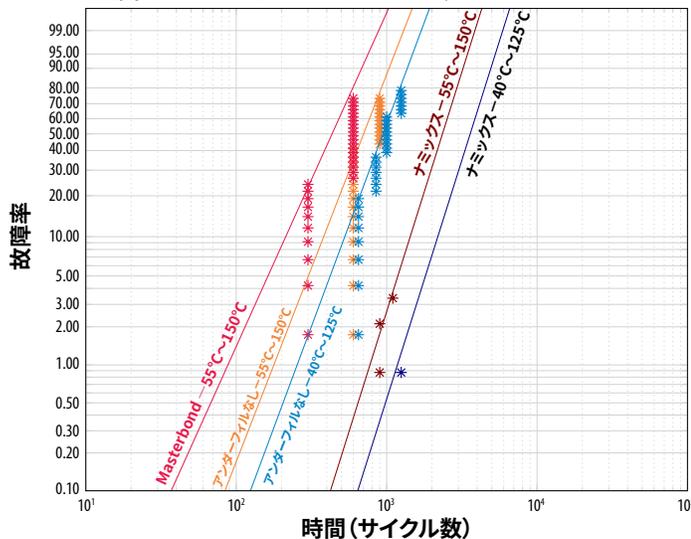


図14: EPC2206 の温度サイクル結果のワイブル・プロット

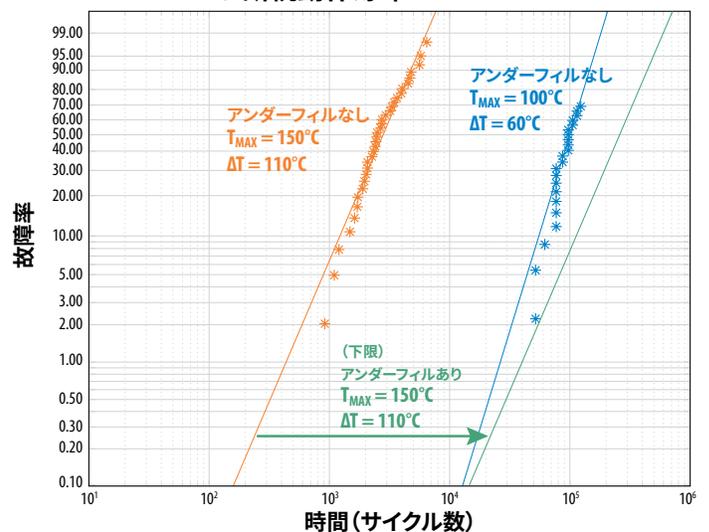
6.3 断続動作寿命の調査

温度サイクルTCでは、デバイスとプリント回路基板の両方が、周囲温度を循環させるチャンバ内に配置され、アセンブリ全体にわたって等温温度変化になるようにします。断続動作寿命 (IOL: Intermittent Operating Life) では、デバイス内部で電力を消費することによって温度上昇を実現します。したがって、IOLでは、デバイスと、チップの近くのプリント回路基板のみの温度が変わります。この結果、GaN トランジスタとプリント回路基板の間の CTE (熱膨張率) の不一致に起因するはんだ接合の応力は、温度サイクルの場合ほど大きくありません。ただし、完全なサイクルを完了する時間は、TCよりもはるかに速くなります (IOL は、電力温度サイクルとしても知られているかもしれません)。

図 15 は、2つの異なる条件下で、故障するまでテストした EPC2206 の 32 個のサンプル群の結果です。すべての場合において、各サイクルは、30 秒の加熱期間と、それに続く、さらに 30 秒の冷却期間で構成しました。図 16 で、青色の情報は 40°Cと100°Cの間で循環したデバイスを示し、オレンジ色の情報は40°Cと 150°Cの間で循環したデバイスを示しています。いずれの場合も、はんだ疲労が唯一の故障メカニズムであるため、ワイブル適合の傾きは、ほぼ同じでした。ただし、平均故障時間は、各サイクル中に到達したT_{max}とΔTによって強く加速されました。

さらに、アンダーフィルにナミックスの U8437-2 を使った部品の 3 番目の群で、40°C~150°Cの間で循環を開始しました。5 万 3000 サイクル後、故障は観測されませんでした。図 16 の緑色の線は、5 万 3001 サイクル後に、1 つの故障を想定しているため、このアンダーフィルの性能の下限と見なすことができます。明らかに、TC の調査で分かったように、ナミックスのアンダーフィルは、周期的な温度ストレス下での寿命の大幅な改善 (100倍以上) に貢献することが分かりました。

EPC2206 の断続動作寿命



注: アンダーフィル(ナミックスの U8437-2)を使った部品は、5 万 3000 サイクル後も故障が発生せずに、まだテスト中なので、緑色のワイブル「適合」は下限を表します。

図15: EPC2206 の断続動作寿命の結果のワイブル・プロット。アンダーフィル(ナミックスの U8437-2)を使った部品は、5 万 3000 サイクル後も故障が発生せずに、まだテスト中なので、緑色のワイブル「適合」は下限を表すことを記しておきます。

6.4 アンダーフィルを選択するためのガイドライン

eGaN FET で使うアンダーフィルを選択するための主なガイドラインが以下です：

- アンダーフィルの CTE は、はんだ接合部の CTE (24 ppm/°C) を中心として、16~32 ppm/°C の範囲内でなければなりません。チップとプリント回路基板の間のマッチングをより良くするため、この範囲内のより小さい値を推奨します。
- ガラス転移温度 (T_g) は、最大動作温度を十分に上回っていなければなりません。T_g を超えて動作すると、アンダーフィルは剛性を失い、はんだ接合部を保護しなくなります。
- 6~13 GPa の範囲のヤング (または貯蔵) 弾性率。弾性率が小さすぎると、アンダーフィルは、それに対応して、はんだ接合部からの応力を緩和しません。大きすぎると、大きな応力がチップの端に集中し始めます。

この調査の実験結果から、ヘンケルの UF1137_H、およびナミックスの 8410-406B と U8437-2_N のアンダーフィルは、eGaN FET に使ったときに、熱機械的信頼性を大幅に向上させます。

セクション7: GaN オン・シリコンのレーザー・ドライバの信頼性テスト結果

7.1 大電流パルス下での長期安定性

このテスト方法の概念は、実際の Lidar 回路の部品に、最終的なミッション・プロファイルを十分に上回るパルスの総数をストレスとして与えることです。自動車用 Lidar のミッション・プロファイルは、ユーザーごとに異なります。標準的な自動車のプロファイルでは、100 kHz のパルス繰り返し周波数 (PRF)、1 日当たり 2 時間の動作で、15 年の寿命が必要になります。これは、合計約 4 兆の Lidar パルスに相当します。いくつかの最悪のシナリオ (高い使用頻度) では、耐用年数に 10~12 兆パルスが必要になることもあります。

このテスト方法は、システム性能とデバイス特性の安定性を検証するために、完全なミッション・プロファイルの最後を十分に超えるまでデバイスの母集団をテストすることによって、Lidar ミッションでの eGaN デバイスの寿命を直接実証します。

多数のパルスを得るために、部品は、通常の Lidar 回路よりも、はるかに高いパルス繰り返し周波数 (PRF) で連続的にストレスが加えられます。

この調査では、EPC2202 (80 V) と EPC2212 (100 V) の 2 種の一般的な AEC 品質の部品をテストしました。2 種とも 4 個の部分を同時にテストしました。ストレス期間中、2 つの重要なパラメータをすべてのデバイスで継続的にモニターします：(1) ピーク・パルス電流と、(2) パルス幅です。これらのパラメータは、Lidar システムの範囲と分解能の両方にとって重要です。

図16 と 17 は、最初の 13 兆パルスにわたるこのテストの結果です。パルスの累積数は、一般的な自動車の寿命をはるかに超えており、最悪の使用条件をカバーしています。パルスの幅や振幅のいずれにも劣化やドリフトが観測されていないことに注目してください。これは、eGaN デバイスの状態を間接的にモニターするものですが、Lidar の性能に悪影響を与える劣化メカニズムが発生していないことを示しています。

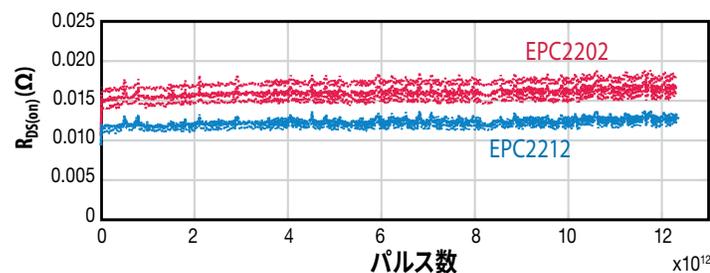
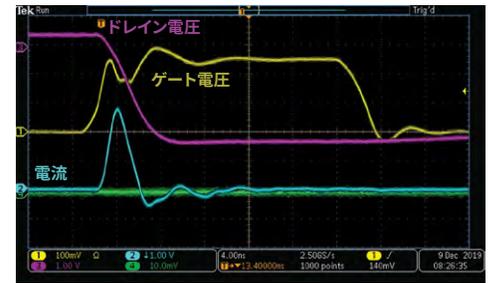


図 17 : Lidar 信頼性テスト期間中の $R_{DS(on)}$ と V_{TH} の長期安定性。これらのパラメータは、Lidar ストレスを短時間中断することによって、すべての部品について 6 時間間隔で測定しました。 V_{TH} は、一連のゲート電圧で $R_{DS(on)}$ を測定することによって推測されたことに注意してください。4 個の EPC2202 (赤色) デバイスと 4 個の EPC2212 (青色) デバイスのデータを重ね合わせてプロットしています。使用頻度の高い条件における自動車の寿命に対応する 13 兆パルスにわたって、これらの重要なパラメータの安定性が優れていることに注目してください。



AEC-Q101 シリーズのディスクリート FET

- 8 サンプル (7000 時間以上)
- 故障ゼロと完璧なパルス安定性

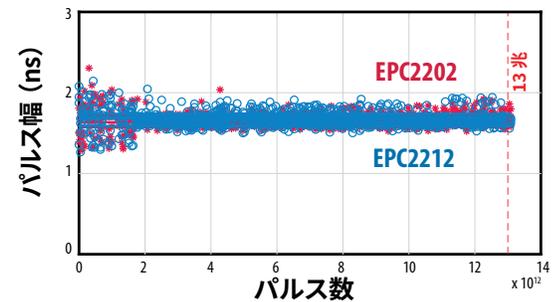
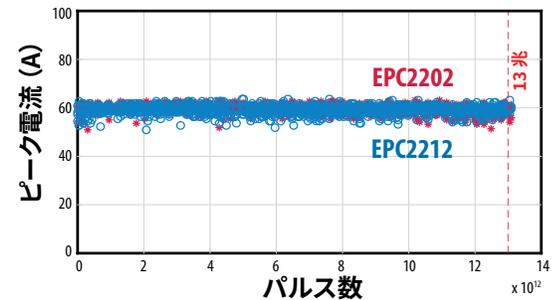


図 16 : Lidar の 13 兆パルスにわたるパルス幅 (下の図) とパルスの高さ (中央の図) の長期安定性。4 個の EPC2202 (赤色) と 4 個の EPC2212 (青色) のデータが重ねてプロットされています。

過酷な使用条件における自動車の寿命に相当するパルスの総数にわたって、これらの重要なパラメータが優れた安定性を示していることに注目してください。

7.2 GaN オン・シリコンのモノリシック・レーザー・ドライバIC

eGaNトランジスタを使ったマルチチップのディスクリット・ソリューションは、実装面積が小さく、スイッチング特性が優れているという利点があるため、飛行時間 (ToF: time of flight) 型 Lidar (光による検出と距離の測定) システムに広く採用されています。EPC は最近、高速 GaNドライバとディスクリット GaNトランジスタを統合した GaNレーザー駆動 IC の新しい製品ファミリーを発表しました (図 18 を参照)。この集積化したモノリシック Lidar ソリューションは、既存のディスクリット・ソリューションよりも、さらに高い性能、より小さな形状、そして、より低いコストを提供します。この結果、ロボット、監視システム、ドローン、自動運転車、掃除機など、より幅広い Lidar アプリケーションが可能になります。

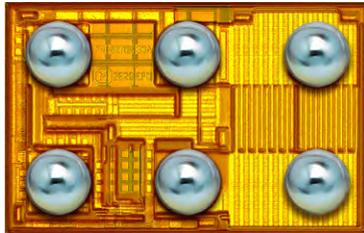


図18: eToF™集積回路の EPC21601 には、ドライバとパワーFET が搭載されています。

集積化 GaN レーザー駆動 IC 製品の最初の 2 品種の製品 (EPC21601 と EPC21701) は現在生産中です。表 12 に、最初の 2 品種の品質認定した IC 製品の主な仕様をまとめました。

型番	チップ面積 (mm×mm)	主な仕様
EPC21601	S (1.5 X 1)	40 V、15 A、3.3 V 論理の eToF レーザー駆動 IC
EPC21701	S (1.7 X 1)	80 V、15 A、3.3 V 論理の eToF レーザー駆動 IC

表12: EPC のレーザー駆動 IC の初期の製品ファミリー

7.2.1 品質認定テストの概要

EPC21601 と EPC21701 は、JEDEC 規格 JESD47K に従って、さまざまなストレス・テストを受けました。このストレス・テストには以下があります：

- ・高温動作寿命 (HTOL: High Temperature Operating Life) : 部品は、 $T_J = 125^\circ\text{C}$ での最大推奨動作条件に 1000 時間曝されます。
- ・高温高湿バイアス (THB: Temperature Humidity Bias) : 部品は、周囲温度 85°C 、相対湿度 (RH: relative humidity) 85% に 1000 時間曝されながら、最大推奨動作条件でテストされます。
- ・高温保存寿命 (HTSL: High Temperature Storage Life) : 部品は 150°C で 1000 時間ベークされます。

ストレス・テスト	型番	チップ面積 (mm×mm)	テスト条件	故障数	全サンプル数(サンプル数×ロット数)	継続時間 (時間)
HTOL	EPC21601	S (1.5 x 1)	$T_J = 125^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = 5.5\text{ V}$ 、 $V_{D_DC} = 30\text{ V}$ 、 $R_{LOAD} = 2\ \Omega$ 、 $V_{IN} = 3.3\text{ V}_{p-p}$ (10パルス・バースト; バースト周波数 = 1 kHz、パルス周波数 = 25~30 MHz)	0	77 x 3	1000
HTOL	EPC21701	S (1.7 x 1)	$T_J = 125^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = 5.5\text{ V}$ 、 $V_{D_DC} = 60\text{ V}$ 、 $R_{LOAD} = 4\ \Omega$ 、 $V_{IN} = 3.3\text{ V}_{p-p}$ (10パルス・バースト; バースト周波数 = 1 kHz、パルス周波数 = 25~30 MHz)	0	77 x 3	1000

表13: 高温動作寿命テスト

- ・プレコンディショニング (PC: Preconditioning) : 部品は、次の手順を順番に実行されます：(1) 125°C で最小 24 時間ベーク；(2) 耐湿性レベル1 (MSL1: Moisture Sensitivity Level 1) 条件 (以下の MSL1 の詳細を参照)；(3) 3 回リフローする。
- ・バイアスなしの高加速試験 (uHAST: Unbiased Highly Accelerated Test) : 部品は、 130°C 、相対湿度 85%、蒸気圧 33.3 psia の非結露多湿環境で 96 時間ストレスを受けます。
- ・温度サイクル (TC) : 部品は、 -40°C から $+125^\circ\text{C}$ までの極端な低温と高温に交互に曝され、合計 850 サイクル実施します。
- ・耐湿性レベル1 (MSL1: Moisture Sensitivity Level 1) : 部品は湿気、温度、および 3 サイクルのリフローに曝されます。MSL1 は、最も厳しい耐湿性レベルであり、 85°C 、湿度 85% で 168 時間維持する必要があります。
- ・静電気放電 (ESD) の特性: 部品は、人体モデル (HBM: Human Body Model) とデバイス帯電モデル (CDM: Charged Device Model) の両方に基づいてテストされ、静電気放電イベントに対するデバイスの感受性を評価します。

この品質認定でテストされたすべてのデバイスは、外観の目視検査を受けました。光学顕微鏡を使ってチップを検査し、組み立て、輸送、または不適切な取り扱いに起因するチップスケール・パッケージへの物理的損傷の兆候 (エッジの欠けや亀裂など) をチェックしました。損傷した部分は、テストの母集団から取り除きました。

製品のデータシートに記載されている仕様への準拠を検証するために、ストレスの前後ですべてのサンプルに対して、 25°C でパラメータ測定を実施しました。測定したパラメータには、ドライバ (V_{DD} ピン) の静止電流と動作電流、しきい電圧やドレイン・ソース間漏れ電流、論理入力信号 (V_{IN}) に対する入力しきい電圧とヒステリシスなどの出力トランジスタの直流における静的パラメータが含まれます。

すべての品質認定テストにおいて、部品は、4 層、厚さ 1.6 mm の高 Tg の FR-4 アダプター・カードに実装しました。部品をアダプター・カードに取り付けるために、水溶性 (W/S) フラックスを備えたタイプ 4 の SAC305 はんだペーストを使用しました。組み立て後、フラックス残留物を脱イオン (DI: deionized) 水を使って洗浄しました。

7.2.1.1 高温動作寿命 (HTOL: HIGH TEMPERATURE OPERATING LIFE)

部品は、推奨最大動作温度、推奨最大動作電圧で 1000 時間のストレス期間に曝しました。表 13 に示すように、EPC21601 と EPC21701 について、それぞれ 3 つのロットで、1 ロット当たり 77 サンプルをテストしました。このテストは JESD22-A108 に準拠して実施しました。

7.2.1.2 高温高湿バイアス (THB: TEMPERATURE HUMIDITY BIAS)

部品は、推奨最大動作電圧 (EPC21601 の場合は $V_{D_DC} = 30$ V、EPC21701 の場合は $V_{D_DC} = 60$ V、 $V_{DD} = 5.5$ V)、85°C、相対湿度 85% に 1000 時間のストレス期間に曝しました。この結果を以下の表 14 に示します。3 つのロットと、1 ロット当たり 25 個のサンプルをテストしました。このストレス・テストは JESD22-A101 に準拠して実施しました。

ストレス・テスト	型番	チップ面積 (mm×mm)	テスト条件	故障数	全サンプル数 (サンプル数×ロット数)	継続時間 (時間)
THB	EPC21601	S (1.5 x 1)	$T_A = 85^\circ\text{C}$, $R_H = 85\%$, $V_{DD} = 5.5$ V, $V_{D_DC} = 30$ V, $V_{IN} = 0$ V	0	25 x 3	1000
THB	EPC21701	S (1.7 x 1)	$T_A = 85^\circ\text{C}$, $R_H = 85\%$, $V_{DD} = 5.5$ V, $V_{D_DC} = 60$ V, $V_{IN} = 0$ V	0	25 x 3	1000

表14: 高温高湿バイアス・テスト

7.2.1.3 高温保存寿命 (HTSL: HIGH TEMPERATURE STORAGE LIFE)

EPC21601 の 3 ロットと EPC21701 の 1 ロット (1 ロット当たり 25 個の部品) を周囲温度 150°C に合計 1000 時間曝しました。

ストレス・テスト	型番	チップ面積 (mm×mm)	テスト条件	故障数	全サンプル数 (サンプル数×ロット数)	継続時間 (時間)
HTS	EPC21601	S (1.5 x 1)	$T_A = 150^\circ\text{C}$ 空気、バイアスなし	0	25 x 3	1000
HTS	EPC21701	S (1.7 x 1)		0	25 x 1	1000

表15: 高温保存寿命

7.2.1.4 バイアスなしの高加速テスト (uHAST: Unbiased Highly Accelerated Test)

EPC21601 の 3 ロットと EPC21701 の 1 ロット (1 ロット当たり 25 個の部品) を、以下の表 16 にまとめたように、周囲温度 130°C、相対湿度 85%、蒸気圧 33.3 psia に 96 時間曝しました。

ストレス・テスト	型番	チップ面積 (mm×mm)	テスト条件	故障数	全サンプル数 (サンプル数×ロット数)	継続時間 (時間)
uHAST	EPC21601	S (1.5 x 1)	$T_A = 130^\circ\text{C}$, $R_H = 85\%$, $V_p = 33.3$ psia、バイアスなし	0	25 x 3	96
uHAST	EPC21701	S (1.7 x 1)		0	25 x 1	96

表16: バイアスなしの高加速テスト

7.2.1.5 温度サイクル (TC)

EPC21601 の 3 ロットと EPC21701 の 1 ロット (1 ロット当たり 25 個の部品) を、 -40°C と 125°C の間の温度サイクルを合計 850 サイクル実施します。JEDEC 規格 JESD22-A104 に準拠しています。最小滞留時間は 5 分で、加熱/冷却の速度は毎分約 15°C でした。

ストレス・テスト	型番	チップ面積 (mm×mm)	テスト条件	故障数	全サンプル数 (サンプル数×ロット数)	継続時間 (時間)
TC	EPC21601	S (1.5 x 1)	$T_A = -40^\circ\text{C}$ から $+125^\circ\text{C}$ 、バイアスなし	0	25 x 3	850
TC	EPC21701	S (1.7 x 1)		0	25 x 3	850

表17: 温度サイクル・テスト

7.2.1.6 耐湿性レベル1 (MSL1: Moisture Sensitivity Level 1)

部品は、鉛フリーはんだに関する IPC/JEDEC 共同規格 J-STD-020 に準拠した MSL1 条件に曝されました。

ストレス・テスト	型番	チップ面積 (mm×mm)	テスト条件	故障数	全サンプル数 (サンプル数×ロット数)	継続時間 (時間)
MSL1	EPC21601	S (1.5 x 1)	$T_A = 85^\circ\text{C}$, $R_H = 85\%$ 、3 回のリフロー	0	25 x 3	168
MSL1	EPC21701	S (1.7 x 1)		0	25 x 3	168

表18: 耐湿性レベル・テスト

7.2.1.7 静電気放電 (ESD) の感度

EPC21601 の 1 ロットと EPC21701 の 1 ロットについて、人体モデル (HBM: human body model) を使った ESD 感度テストを実施しました。テストは JS-001-2017 JEDEC 規格に従って実施しました。デバイスのパラメータは、ESD テストの前後で測定しました。この結果が以下の表 19 です。EPC21701 は、定格 500 V で HBM に合格し、EPC21601 は定格 250 V で HBM に合格しました。

デバイス帯電モデル (CDM: Charged Device Model) の定格は、デバイスの合計パッケージ・サイズに大きく依存します。小さい部品は、大きな部品と比べて、特定の電圧において CDM 損傷の影響を受けにくくなります [16]。EPC21601 と EPC21701 は、どちらもパッケージのないチップスケール・パッケージ (CSP) 製品です。加えて、両方のデバイスのアクティブなチップ面積は非常に小さく、それぞれ測定値で 1.87 mm² と 1.65 mm² です。CDM テストは以前、EPC21601 や EPC21701 よりも大幅に大きなチップ・サイズの EPC の大量の CSP 製品に対して実施され、一貫して 1 kV の CDM 定格がテストされました。したがって、EPC21601 と EPC21701 は両方とも、マトリックスによって 1 kV の CDM 定格が可能でなければなりません。

ストレス・テスト	型番	チップ面積 (mm×mm)	テスト条件	故障数	全サンプル数(サンプル数×ロット数)
ESD-HBM	EPC21601	S (1.5 x 1)	250 V	0	3 x 1
ESD-HBM	EPC21701	S (1.7 x 1)	500 V	0	3 x 1

表19 静電気放電 (ESD) の感度

7.2.2 故障するまでテストするという方法

標準の品質認定テストの目標は、長期間または一定のサイクル数にわたってテストした比較的大きな数の部品グループにおいて、故障がゼロになることです。このテストから合格するまでのアプローチの課題は、品質認定テストの結果を、さまざまなミッション・プロファイルに適用したり、その結果を使って特定の動作条件での寿命を正確に予測したりすることが難しいことです。

したがって、データシートの制限と所定のミッション・プロファイルの間のマージン量を理解できるようになるため、故障点までのデバイスのテストが妥当と言えます。次に、本質的な根本的な故障メカニズムを理解するために故障解析を実施することも同様に重要です。基本的な根本原因を理解することで、より一般的な一連の動作条件に対して、製品の安全な動作寿命を決定できます。

7.2.3 Lidar (光による検出と距離の測定) 用途向けeToFレーザー・ドライバICの主なストレス要因

GaN ゲート・ドライバと eGaN パワー・トランジスタをチップスケール・パッケージに統合することで、寄生インダクタンスが大幅に低減され、速度、最小パルス幅、消費電力がさらに改善できます。デバイスの多くは集積化されており、直接アクセスできないため、主要なストレス要因を分離するという課題も生じます。この調査の最初のステップは、Lidar 用途の端の動作条件で IC デバイスが遭遇する主要なストレス要因を特定することです。

EPC21601 と EPC21701 は両方とも、それぞれ 1.5 × 1.0 mm と 1.7 × 1.0 mm のチップスケール BGA の形状で販売しています。レーザー・ドライバ IC のパッケージ技術は、EPC のディスクリート・パワー・トランジスタに長年使われてきたため、IC 製品のパッケージ関連の信頼性は、以前のフェーズの信頼性試験レポートおよび関連出版物でカバーされていました [2,6,17~22]。

このフェーズ 15 のレポートでは、テストと故障解析の焦点は、IC デバイスのレベルにあります。高温動作寿命 (HTOL) は、Lidar の動作条件を最もよくエミュレートするため (図 19a を参照)、長期間にわたるさまざまな加速バイアス条件と温度の影響を調査するために使うテストとして HTOL を選択しました。

EPC21601 は、EPC21701 よりも数か月早く製品化されたため、この故障するまでのテストの調査のテスト媒体として選択しています。この 2 種類の製品のレーザー・ドライバ回路設計は同じです。両者の主な違いは、出力 GaN トランジスタのドレイン電圧 V_D 定格です。EPC21601 の絶対 V_D 最大定格は 40 V ですが、EPC21701 は 80 V です。

レーザー・ドライバ IC の EPC21601 と同様に、3 つの主なストレス要因を特定し、以下にまとめました：

- V_{DD} は、レーザー駆動回路の低電圧 (LV) GaN FET、および出力トランジスタの高電圧 (HV) GaN FET に駆動電圧を供給する論理電源電圧です。
- V_D は主に、HV 出力 GaN トランジスタのドレイン端子に印加されるレーザー駆動電圧です。
- 動作周波数は、Lidar の動作に影響を与えるもう 1 つのストレス要因です。

7.2.4 V_{DD} 、論理電源電圧

EPC21601 が短いパルスのバーストを生成して動作しているとき、論理電源電圧 (V_{DD}) がレーザー駆動回路の LV GaN FET のゲート端子と HV GaN パワー・トランジスタのゲート端子に印加されます。これは、バースト周波数 1 kHz、非常に小さいデューティ比 (約 0.02%)、高い動作周波数で、すべての GaN FET に対して動的ゲート・テストを実行するのと同様です。パルスが供給されていないとき、デバイスはオフ状態にあり、ゲート・バイアスは、ほぼゼロになります (図 19b を参照)。

品質認定 HTOL テストでは、 V_{DD} は絶対最大定格 5.5 V でバイアスされ、接合部温度 125°C での 1000 時間のテストの後でも、問題は見つかりませんでした。デバイスの丈夫さをテストするために、 V_{DD} 電圧を 7 V と高い値に増やしました。これは絶対最大定格の 125% 以上です。このストレス状態は、ユーザーによる通常動作中の V_{DD} ピンの最悪の過電圧リングング問題に対応します。表 20 に、16 個のデバイスを 7 V の V_{DD} 、接合部温度 125°C で最大 1049 時間テストした結果をまとめました。故障は発生しませんでした。これは、レーザー駆動 IC 製品に、大きなマージンがあることを示しています。

故障がゼロだったため、この結果は、製品にどの程度のマージンが設計されていたか、またはストレス源 V_{DD} の特定のミッション・プロファイルでの寿命を正確に予測するための決定を行うためのものではありません。したがって、デバイスが故障するまでのテストには、より厳しいストレス条件を適用しなければなりません。その目的は、部品を素早く故障させ、故障解析を実施して、根底にある故障モードとメカニズムを理解することです。

V_{DD} ストレスの電圧加速を決定するために、表 21 に示すように、25°C で 8.5 V から 9.5 V までの一連のテストを実施しました。 V_{DD} が 8.5 V のとき、1000 時間を超えた後に合計 3 つの故障が見つかりました。非常に大きな電圧加速である 9.5 V では 305 時間以内に、ほぼすべての部品が故障しました。

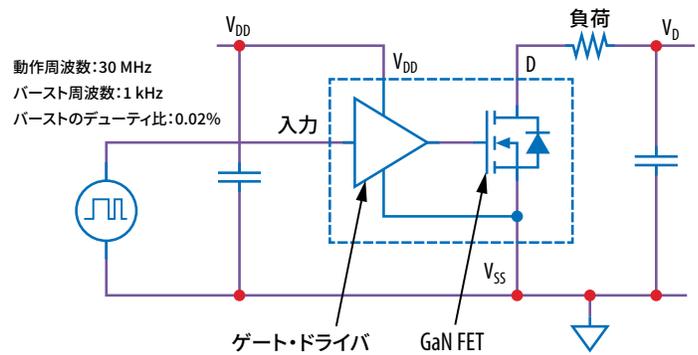


図19a:レーザー駆動集積回路のEPC21601とEPC21701の回路ブロック図

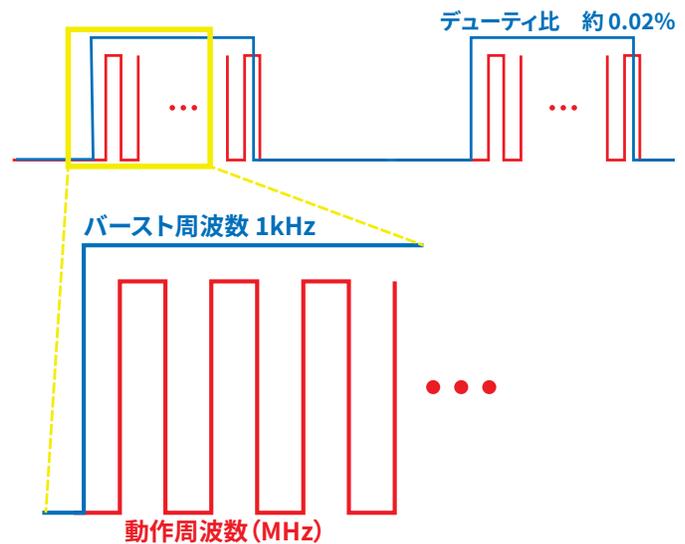


図19b:バースト周波数 (青色) 1 kHz、デューティ比が約 0.02%、MHz オーダーの動作周波数での動作条件の図

ストレス・テスト	型番	テスト条件	故障数	全サンプル数(サンプル数×ロット数)	継続時間 (時間)
HTOL	EPC21601	$V_{DD} = 7\text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}, V_{D_DC} = 30\text{ V}, R_{LOAD} = 2\ \Omega$ $V_{IN} = 3.3\text{ V}_{p-p}$, バースト周波数 = 1 kHz; 動作周波数 = 30 MHz	0	16	1049

表20: EPC21601 の HTOL テスト結果 ($V_{DD} = 7\text{ V}, T_J = 125^\circ\text{C}$)

ストレス・テスト	型番	テスト条件	故障数	全サンプル数(サンプル数×ロット数)	継続時間 (時間)
HTOL	EPC21601	$V_{DD} = 8.5\text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}, V_{D_DC} = 30\text{ V}, R_{LOAD} = 2\ \Omega$ $V_{IN} = 3.3\text{ V}_{p-p}$, バースト周波数 = 1 kHz; 動作周波数 = 30 MHz	3	16	1049
HTOL	EPC21601	$V_{DD} = 9.5\text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}, V_{D_DC} = 30\text{ V}, R_{LOAD} = 2\ \Omega$ $V_{IN} = 3.3\text{ V}_{p-p}$, バースト周波数 = 1 kHz; 動作周波数 = 30 MHz	15	16	305

表21: EPC21601 の HTOL テスト結果 ($V_{DD} = 8.5\text{ V}, V_{DD} = 9.5\text{ V}, T_J = 25^\circ\text{C}$)

V_{DD} を 8.5 V に固定し、25°C と 125°C の 2 つの異なる温度でも、温度加速の影響を調べました。この結果を表 22 にまとめました。顕著な温度加速が示されています。

ストレス・テスト	型番	テスト条件	故障数	全サンプル数(サンプル数×ロット数)	継続時間(時間)
HTOL	EPC21601	$V_{DD} = 8.5 \text{ V}$ 、 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{D_DC} = 30 \text{ V}$ 、 $R_{LOAD} = 2 \Omega$ $V_{IN} = 3.3 \text{ V}_{P-P}$ 、バースト周波数 = 1 kHz; 動作周波数 = 30MHz	3	16	1049
HTOL	EPC21601	$V_{DD} = 8.5 \text{ V}$ 、 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 、 $V_{D_DC} = 30 \text{ V}$ 、 $R_{LOAD} = 2 \Omega$ $V_{IN} = 3.3 \text{ V}_{P-P}$ 、バースト周波数 = 1 kHz; 動作周波数 = 30MHz	15	16	718

表22: $T_J = 25^\circ\text{C}$ および $T_J = 125^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = 8.5 \text{ V}$ での EPC21601 の HTOL テスト結果

故障解析の結果、これらはすべて、データシートの最大制限値 20 mA 超えた静止電流によるソフト・パラメータ障害であることが分かりました [23]。詳細に検査した結果、静止電流がデータシートの制限を超えたのは、指定された Lidar 動作、すなわち、オフ状態時の $V_D = 20 \text{ V}$ 、 $V_{IN} = 3.3 \text{ V}$ 、 $V_{DD} = 5 \text{ V}$ で、故障をテストした場合のみでした。 V_{DD} ピンのみの単純な通常の直流特性評価では、故障モードは明らかになりませんでした。

静止電流のソフト障害が 15 V の V_D で Lidar 動作に曝されたとき、そのパルスの完全性は変わりませんでした。図 20 は、 V_{IN} (EPC21601 への論理入力) の入力信号の波形 (青色) と静止電流障害の V_D からの対応する出力信号の波形 (緑色と黄色) です。ここでは、パルスの歪みやパルスの欠落は観測されませんでした。これは、デバイスが非常に高い V_{DD} ストレスによって損傷した場合でも、依然として機能しており、レーザー・パルスの特性に悪影響がなかったことを示唆しています。



図20: 入力波形 (青色) と静止電流障害に対応する出力波形 (緑色と黄色)

さまざまな電圧と温度でのすべての故障は同様の「ソフトな」電氣的故障を示したため、根底にある根本原因を特定するために物理的な故障解析を実施しました。主にドライバ回路内の LV GaN FET のゲート破壊が、ストレスの電圧や温度に関係なく、すべての故障の唯一の故障メカニズムであることが分かりました。この結果は、パルスの生成時に LV および HV の GaN FET のゲートに、基本的に V_{DD} 電圧が印加されるため、回路解析に基づいて予想できます。

図 21 は、室温での 2 つの異なる V_{DD} 電圧の故障するまでの時間データを示しています。このデータは、最尤推定 (MLE: maximum likelihood estimation) を使った各電圧レグの 2 パラメータのワイブル分布を使って分析しました。適合度はグラフの実線で示されています。故障解析を通じて単一の故障モードが見つかったため、ワイブル形状 (または傾き) パラメータは、すべての電圧レグで同じになるように制約しました。

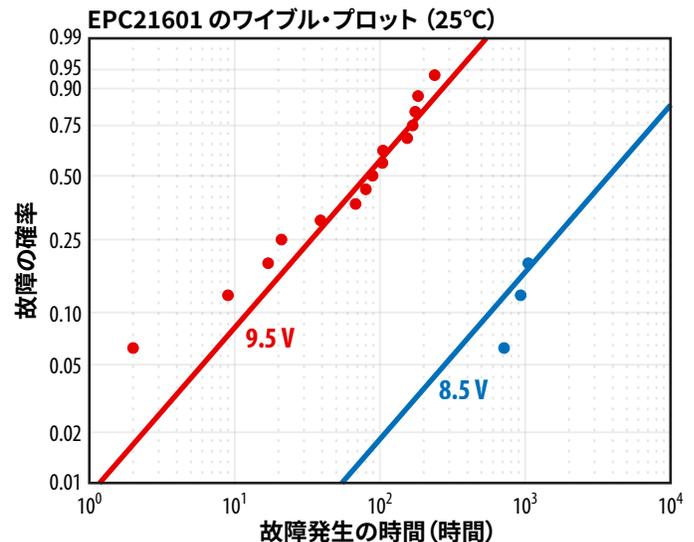


図21: 8.5 V (青色) および 9.5 V (赤色) の V_{DD} での EPC21601 の故障を示すワイブル・プロット。いずれも $T_J = 25^\circ\text{C}$ 。

9.5 V の V_{DD} レッグの計算された平均故障時間 (MTTF: mean-time-to-failure) は約117時間で、これは 4.2×10^5 秒に相当します。フェーズ 14 の信頼性レポート [2] の図 1 と 2 では、25°C における EPC2212 の 9.5 V の直流 V_{GS} テストの MTTF は約 150 秒で、0.02% のバースト・デューティ比でスケールすると 7.5×10^5 秒になります。これは、HTOL テストで使いました。EPC21601 と EPC2212 は同じゲート構造であり、同じゲート製造プロセスを使っています。EPC2212 での静的直流 V_{GS} テストから変換されたこの結果は、基本的に数 100 個の GaN FET の動的加速ゲート・テストを受けた EPC21601 の測定された MTTF に近いものです。

テストの設定と実装の違いによって、2 つの MTTF 値が正確に一致しないことは理解できます。例えば、すべての LV FET のゲートは、非常に短いパルス中に同じ V_{DD} ピンを介して同時にストレスを受け、ゲート上で若干のリングングが発生することが予想されます。これは、EPC2212 の直流加速ゲート・テストの結果と比べて、EPC21601 の MTTF が若干悪いことを説明できます。

EPC21601 と EPC2212 の間の同等の MTTF の結果は、フェーズ 14 の信頼性レポート [2] でゲートの信頼性のために、EPC が開発した物理ベースのモデルの妥当性も裏付けています。電圧加速に関する同じ寿命方程式 (式1) が、2 種類の異なるバイアスでの V_{DD} の測定データに対してプロットされています。

図22 は、25°Cでの EPC21601 の測定した加速データに対する寿命予測を示しています。この適合では、25°C、 V_{DD} の最大電圧定格 5.5 V において、故障率が 1 ppm 以下で、25 年を超える寿命が予測されました。この結果は、静的直流ゲート・バイアス下における 5.5 V でのゲートの外挿した寿命ともよく一致しています。

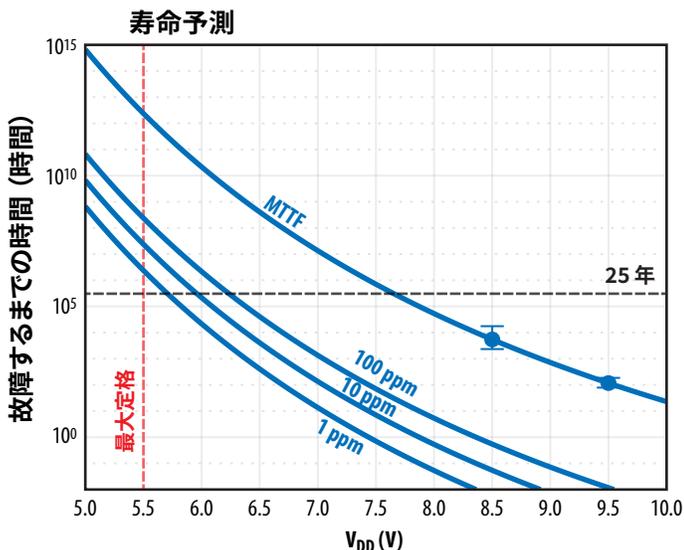


図22: エラー・バーを付けた 2 種類の異なる電圧での EPC21601 の MTTF データを、25°C での V_{DD} に対してプロットしています。実線は衝突電離寿命モデルに対応しています。100 ppm、10 ppm、1 ppm の故障するまでの時間の外挿も示しています。

図23 は、 V_{DD} を 8.5 V に固定したときの 2 種類の異なる温度 (25°C と 125°C) での故障するまでの時間のデータのデータです。このデータでは、最尤法推定 (MLE) を使った各温度レッグの 2 パラメータのワイブル分布を使った分析もしました。故障解析を通じて単一の故障モードが特定されたため、ワイブル形状 (または傾き) パラメータは、両方の温度レッグで同じになるように制限しました。各デバイスの故障するまでの時間は、部品をオープン (125°C レッグ) とマザー・ボードから取り出した後に、完全な ATE ポスト・スクリーニングを実施して記録しました。複数の「ソフト」静止電流故障が、125°C レッグの 72 時間後の同じ最初の読み取り点で見つかりました。ここで、垂直故障データ点の群がワイブル・プロットに示されています。表 22 に示すように、125°C レッグでは 718 時間後に最後の故障が検出されましたが、25°C レッグでは 1000 時間以上のテスト後に測定されたソフト故障は合計 3 件のみでした。

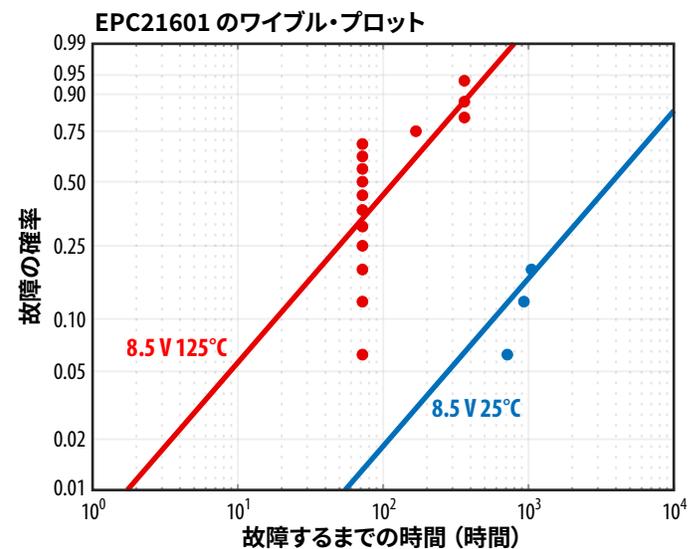


図23: 接合部温度 25°C (青色) および 125°C (赤色)、 $V_{DD} = 8.5$ V における EPC21601 の故障を示すワイブル・プロット。

図24 は、 $V_{DD} = 8.5$ V、25°C および 125°C での MTTF データのアレニウス・プロットです。ここで、アレニウスの式 [24-26] を使って 0.35 eV の活性化エネルギーを計算しました。この結果は、ディスクリート GaN 製品の静的 HTGB テストを実施したときに観測された結果とは異なります。初期故障解析では、25°C または 125°C のテスト温度に関係なく、すべてのソフト静止電流故障の根本的な故障モードとして、同一のゲート破壊が示されました。

温度加速の原因となる故障メカニズムについては、さらなる調査が必要ですが、 V_{DD} ストレス源下でのレーザー・ドライバ IC は非常に丈夫であることが証明されています。

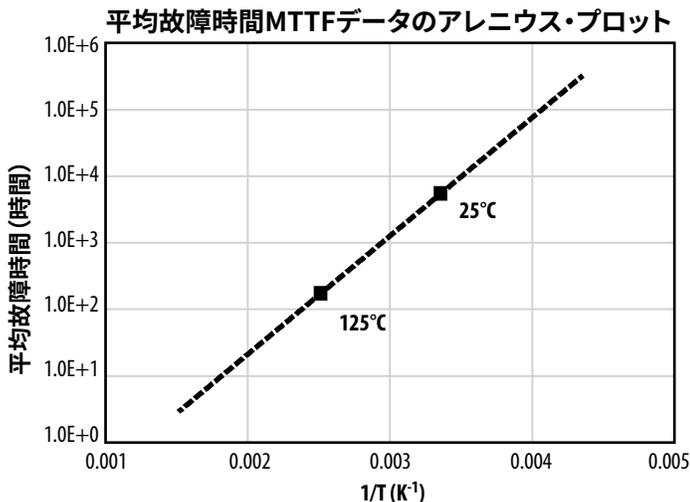


図24: 2種類の異なる温度でのEPC21601のMTTFデータは、 V_{DD} が8.5 Vの T^{-1} (K^{-1}) に対してプロットしています。実線はアレニウスの式に対応しており、0.35 eVの活性化エネルギーが分かりました。

7.2.5 V_D 、レーザー駆動電圧

V_D ピンに接続する回路を詳細に調べると、加速された V_D のHTOLがEPC21601で2つの潜在的な故障モードを引き起こす可能性があります。

1. V_D は主に、HVのGaN FETのドレイン端子に送られます。Lidar動作の性質上、HVの出力FETはほとんどの場合、逆ドレイン・バイアス下にあります。レーザー・パルスが生成されると、HV FETがオンになり、電流が流れます。加速 V_D のHTOLテストは本質的に、高いデューティ比で動的HTRBテストを実施します。したがって、ディスクリットGaNトランジスタに適用される加速ドレイン・バイアス・テストによる固有の故障モードです。
2. V_D ピンは、HVのFETのドレイン・ノードへの接続以外に、レーザー・ドライバ回路の1つのみに関連しますが、デバイスによって生成されるパルスの数を決定します。加速された V_D ストレスによってその経路が損なわれると、パルスの欠落が発生する可能性があります、これはLidar用途にとって、もう1つの重要な故障モードです。

HTOL品質認定テストは、データシート[23]で指定されている最大推奨電圧である30 Vの V_D で実施しました。加速 V_D のHTOLテストのマトリックスを実施し、表23にまとめました。60 Vの V_D が選択されたのは、これが最大推奨電圧定格の2倍であり、非常に加速された条件であるためです。ただし、この電圧は、HVの出力FETの他の既知の固有故障モードを引き起こすほど高すぎるわけではありません。60 Vは、ドライバの設計に対して積極的な故障するまでのテスト条件です。表23は、1000時間を超えるテストの後でも故障が見つからなかったことを示しています。すべての部品は、製品のデータシートに対するATE後のスクリーニングに合格しました。

ストレス・テスト	型番	テスト条件	故障数	全サンプル数 (サンプル数 × ロット数)	継続時間 (時間)
HTOL	EPC21601	$V_{DD} = 60 \text{ V}$ 、 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{D_DC} = 5.5 \text{ V}$ 、 $R_{LOAD} = 2 \Omega$ 、 $V_{IN} = 3.3 \text{ V}_{P-P}$ 、 バースト周波数 = 1 kHz； 動作周波数 = 30 MHz	0	16	1005
HTOL	EPC21601	$V_{DD} = 60 \text{ V}$ 、 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 、 $V_{D_DC} = 5.5 \text{ V}$ 、 $R_{LOAD} = 2 \Omega$ 、 $V_{IN} = 3.3 \text{ V}_{P-P}$ 、 バースト周波数 = 1 kHz； 動作周波数 = 30 MHz	0	16	1005

表23: それぞれ $V_D = 60 \text{ V}$ 、 $T_J = 25^\circ\text{C}$ および $T_J = 125^\circ\text{C}$ でのEPC21601のHTOLテスト結果

部品がデータシートの制限をすべて満たしている場合は、これらの制限内に致命的な故障モードがないことを示しています。上記の2番目の潜在的な故障モードで述べたように、部品にパルスの歪みや欠落が発生する可能性は依然としてあります。ATEに合格したデバイスのパルス波形をさらに検証するために、 $V_D = 60 \text{ V}$ で $T_J = 125^\circ\text{C}$ レグの部品を、60 Vおよび125°Cでテスト・セットアップに再度取り付け、入力と出力のパルス波形を捕捉し、これを図25に示します。

図25は、1000時間以上のHTOLテストの後でも、パルス波形の劣化が観測されなかったことを示しています。HVの出力トランジスタでは、短いパルスが原因でHTOL中に、各パルスの終わりに25 Vを超えるオーバーシュートが発生したことに注意することも重要です。これは、最大推奨バイアスの2倍である60 Vの公称ストレスに加えて、デバイスが V_D に、85 V以上の繰り返し過渡過電圧ストレス (絶対最大定格=40 Vの2倍以上) が加わったことを示唆しています。これは、 V_D ストレス下でのデバイスの優れた耐久性も示しています。

この時点で、最も厳密な極端なテストは、125°Cで60 Vの V_D レグのテスト・マトリックスによってカバーされます。ドレイン・バイアスをさらに増加させると、Lidar用途や、レーザー駆動ICの信頼性の耐久性に適用できないHVのGaNトランジスタに異なる固有の故障メカニズムが発生する可能性があります。すなわち、レーザーの電源電圧 (V_D) テスト・レグでは、故障モードは見つかりませんでした。

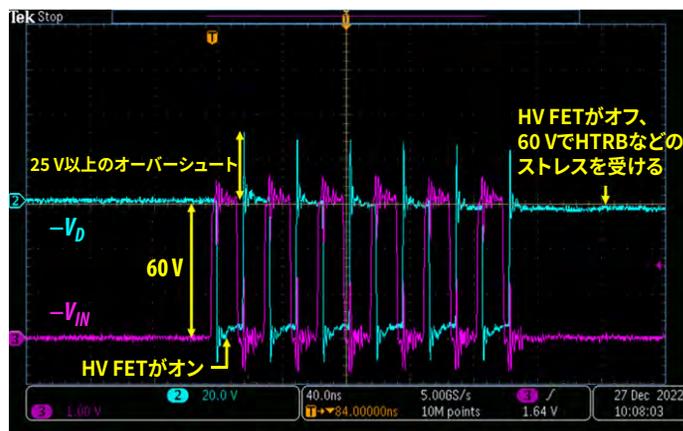


図25: 60 Vの V_D および125°Cで1005時間のHTOLテストを受けた後の代表的な合格部品の出力波形 (青色)。紫色の波形は、 V_{IN} からの対応する入力信号です。HTOLテスト中に、各パルスの終わりに25 Vのオーバーシュートが見られたことに注意してください。

7.2.6 動作周波数

サンプル・サイズが小さい予備的なデバイスの特性評価では、非常に高い動作周波数でテストすると、パルス波形が歪む可能性があることが分かりました。したがって、HTOLテストのどの周波数または期間でも、パルス波形が重大な歪み、またはパルスの欠落を示し始めるかを調査するために役立ちます。

表24に示すように、2種類の高い動作周波数でのテスト・マトリックスを実施しました。48 MHzと96 MHzは、品質認定で使われる最大推奨動作周波数30 MHzよりも、それぞれ160%、および320%高くなります。1400間以上のテストの後でも、故障は発生しませんでした。すべてのパラメータがデータシートの制限内にあり、すべての部品がATEスクリーニング後に合格しました。

ストレス・テスト	型番	テスト条件	故障数	全サンプル数(サンプル数×ロット数)	継続時間(時間)
HTOL	EPC21601	動作周波数 = 48 MHz $V_{IN} = 3.3 V_{p,p}$ 、バースト周波数 = 1 kHz; $V_{D_DC} = 30 V$ 、 $T_J = 25^\circ C$ 、 $V_{D_DC} = 5.5 V$ 、 $R_{LOAD} = 2 \Omega$	0	16	1413
HTOL	EPC21601	動作周波数 = 96 MHz $V_{IN} = 3.3 V_{p,p}$ 、バースト周波数 = 1 kHz; $V_{D_DC} = 30 V$ 、 $T_J = 25^\circ C$ 、 $V_{D_DC} = 5.5 V$ 、 $R_{LOAD} = 2 \Omega$	0	16	1413

表24: 動作周波数48 MHzおよび96 MHz、 $V_D = 30 V$ 、 $T_J = 25^\circ C$ でのEPC21601のHTOLテスト結果

図26は、1413時間の48 MHzのHTOLテスト後の合格したデバイスの代表的な入力波形(紫色)と出力波形(青色)を示しています。波形の歪みやパルスの欠落は、見られませんでした。図27は、1413時間の96 MHzのHTOLテスト後の合格したデバイスの代表的な入力波形(紫色)と出力波形(青色)の図です。波形の歪みやパルスの欠落は、見られませんでした。

これまでのところ、長期間にわたる100 MHz付近のHTOLテストで故障モードは確認されておらず、このことは、レーザー・ドライバIC製品の耐久性をさらに実証しています。

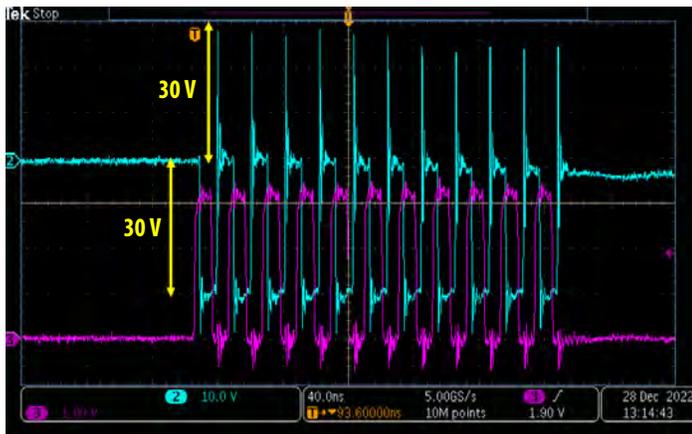


図26: 動作周波数48 MHzで1413時間のHTOLテストを実施した後の合格したデバイスの代表的な入力波形(紫色)と出力波形(青色)。HTOLテスト中に、各パルスの終わりに30 Vのオーバーシュートが見られたことに注意してください。

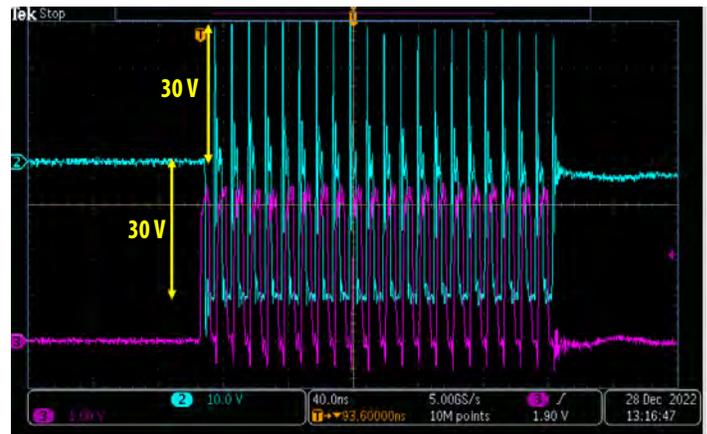


図27: 動作周波数96 MHzで1413時間のHTOLテストを実施した後の合格したデバイスの代表的な入力波形(紫色)と出力波形(青色)。HTOLテスト中に、各パルスの終わりに30 Vのオーバーシュートが見られたことに注意してください。

セクション8: 故障するまでテストする方法を使って、太陽光発電用途でeGaNデバイスが25年以上使えるかどうかを正確に予測

最新のソーラー・パネルには、高い電力密度と、より長い動作寿命が強く求められています。パワー・オプティマイザや、マイクロインバータを内蔵したパネルなどの太陽光発電用途は、太陽光発電の多くのユーザーにとって、ますます一般的な傾向になっており、ここでは低電圧GaNパワー・デバイス($V_{DSMax} < 200 V$)が広く使われています。高電力密度を同じ形状に統合し、寿命を延ばすことが、市場での採用にとって重要な課題となっています。GaNのパワー・トランジスタと集積回路は、太陽光発電システムを、より小型、より低温、より高効率、より信頼性の高いものにするソリューションを提供します。

太陽光発電設備の一般的な要件は、25年を超える信頼性の高い運用です。故障するまでのテスト手法では、非常に加速されたテスト条件下でデバイスにストレスがかかります。この目的は、デバイスを素早く故障させ、故障解析を実施して、根本的な故障モードを特定することです。このアプローチを使うと、固有の故障メカニズムを理解し、すべてのミッション・プロファイルの下で、寿命を正確に予測する物理ベースの数学モデルの開発が可能になります。参考文献 [2,19~22] では、ゲート、ドレイン、熱機械的応力などに関するさまざまな寿命予測が定量化されています。このレポートでは、これらの物理的洞察を使って、それらを太陽光発電用途に固有の要求に適用します。

8.1 ゲートのストレス

この調査で使った代表的なディスクリートGaNデバイス (EPC2212) は、加速されたゲート・バイアス条件における故障するまでのテスト手法が適用され、ゲートの優れた長期信頼性を示しました。この調査で得られた複数の故障に対して故障解析を実施したところ、ゲート金属と金属フィールド・プレートの間に一貫した故障モードが見つかりました。フェーズ14の信頼性レポート [2] の図3で強調されているように、この調査では、間に挟まれた窒化シリコン誘電体がゲート故障の原因となっています。

故障解析で見つかった固有の故障メカニズムに基づいて、すべての観測を説明するための第一原理数学モデルを開発しました。このモデルを使うと、ゲートのさまざまなバイアス、温度、デューティ比での寿命を予測できます。図28は、物理ベースの寿命方程式をEPC2212の加速した測定データに対してプロットしたものです。図28は、EPC2212が、最大定格ゲート電圧 ($V_{GS} = 6V$) での継続的な直流ゲート・バイアスの下で、35年以上の寿命にわたって予測される故障率が1 ppm以下であることを示しています。

ゲート・バイアスを最大定格電圧以下に維持すると、eGaNデバイスは、25年を超える寿命にわたって、故障率が極めて低くなることがデータから分かります。この予測結果は、ゲート故障に関するEPCの現場経験とも一致しています。

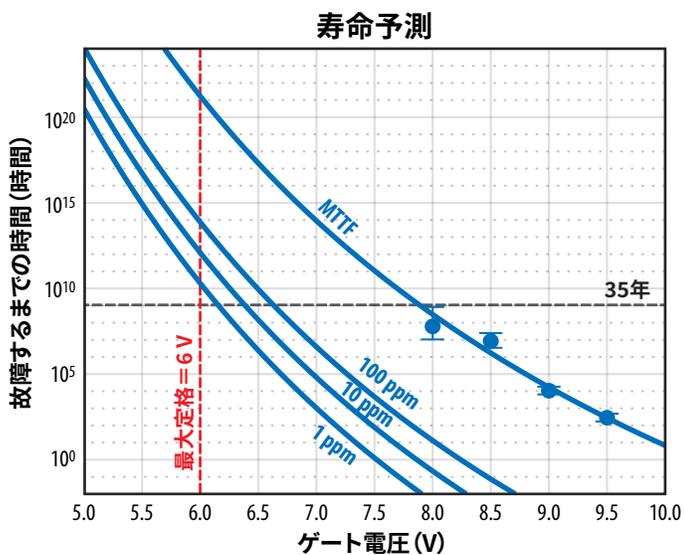


図28：EPC2212の故障するまでの時間と25°Cでの V_{GS} の関係。MTTF（およびエラー・バー）が4つの異なる電圧レグに対して示されています。実線は、[6]で説明されている衝突電離寿命モデルに対応します。

8.2 ドレインのストレス

GaNデバイスは、オン抵抗 $R_{DS(on)}$ が低く、チップ・サイズが小さいため、効率が大幅に向上し、ソーラー・パネルの電力損失が減少します。GaNに関する一般的な懸念事項の1つは動的オン抵抗です。これは、デバイスが高いドレイン・ソース間電圧 (V_{DS}) に曝されると、トランジスタの $R_{DS(on)}$ が増加する現象です。オン抵抗の上昇の原因となる主な固有の故障メカニズムは、チャネル近くのトラップ状態の電子のトラップです[5]。トラップされた電荷が蓄積すると、オン状態において2次元電子ガス (2DEG) から電子が枯渇します。この結果、 $R_{DS(on)}$ が増加します。

ホット・エレクトロンのトラップ・メカニズムを理解することによって、最大定格 V_{DS} [2,6,21,22] 以上で、より多くのホット・エレクトロンを供給して、この故障メカニズムを加速するために、抵抗性ハードスイッチング構成の回路を開発し、実装しました。この開発による特性評価テストの結果を使って、すべてのバイアスおよび温度のストレス条件下で、eGaN FETの動的 $R_{DS(on)}$ 効果を記述する第一原理モデルを開発しました。

フライバックは、太陽光発電用途のマイクロインバータに最もよく採用される回路構成の1つです。1次側のトランジスタを選択する場合、発生するドレイン電圧は主に、(1) バス電圧、(2) フライバック電圧、(3) 設計に由来するインダクタンスによるスパーク雑音の3つの発生源で構成されます。マイクロインバータの標準的なバス電圧は、太陽光発電用途では60 Vです。フライバック電圧は、システムの出力電圧と変圧器の巻数比の積によって決まり、通常はバス電圧よりも低くなります。スパーク雑音とディレーティング（定格低減）にある程度のマージンを追加するために、このような用途で使う太陽光発電のユーザーは、170 Vの最大 V_{DS} 定格を求めることが多いようです。

EPC2059は、170 Vの最大 V_{DS} 定格の製品で、太陽光発電用途におけるマイクロインバータの一般要件を満たしています。図29は、パッケージ温度を80°Cに調整しながら、136 V（ドレイン・バイアスの最大定格170 Vの80%）にして、連続ハードスイッチング下で動作させたEPC2059を示しています。ここで、太陽光発電用途に対して80°Cが公称動作温度と考えられます。図29に示すように、測定データと、対応するモデルは、35年間の連続ハードスイッチングによる $R_{DS(on)}$ の増加が約10%になると予測しています。この外挿は、以前の文献 [2,6,21,22]で詳細に説明されている対数（時間）増加特性に基づいています。

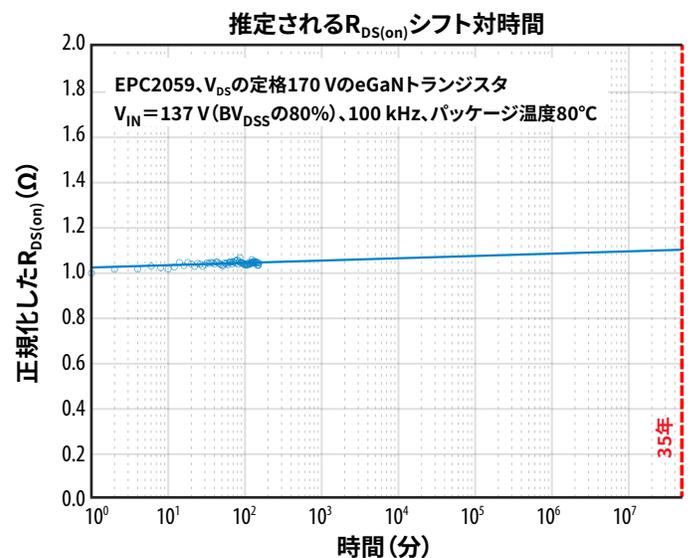


図29：35年間の連続ハードスイッチング動作における定格170 VのデバイスであるEPC2059の予測した $R_{DS(on)}$ シフトは、約10%であると推定されます。

太陽光発電のもう1つの一般的なオプションは、マイクロインバータの1次側（通常はフルブリッジ）でDC-DCコンバータを使うことです。この回路構成は、しばしばパワー・オプティマイザで使われ、その優れた効率によって、太陽光発電事業者による採用が増えています。この用途には、特に100 V定格のEPC2218、EPC2053、EPC2302などのGaNデバイスが適しています。

図30は、複数のEPC2218 (eGaNトランジスタ) が、周囲温度25°Cにおいて、最大定格電圧である100Vのバイアスでの連続抵抗性ハードスイッチング動作下で、1000時間以上テストされたことを示しています。

結論は次の2つです：

1. 35年間にわたる連続ハードスイッチングによるEPC2218の予測した $R_{DS(on)}$ の増加は、約10%になると推定されます。
2. 1150時間のテストは、35年後の予測した $R_{DS(on)}$ において、短時間テスト (5時間) と10%以内で一致しています。寿命予測の変動は、周囲の小さな (そしてランダムな) 温度変動によって引き起こされます。この結果は、 $R_{DS(on)}$ 動作の長期寿命を正確に予測するために短期データを使えるという考えに信憑性を与えます。

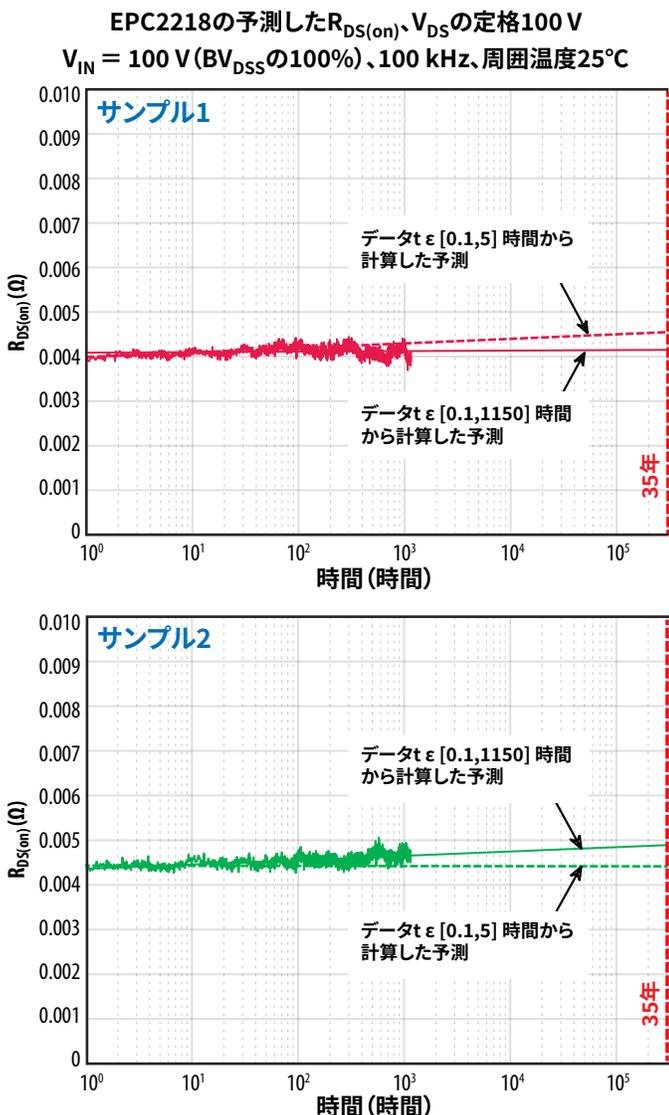


図30：周囲温度および100Vのバイアスで1000時間以上の連続抵抗性ハードスイッチング動作させたEPC2218 (eGaN FET) の2個のサンプルに対する長期の動的 $R_{DS(on)}$ 。短期の適合でも長期の適合と同様の予測になることに注意してください。35年間の予測では、±10%の小さなランダムな差が生じます。

したがって、eGaN デバイスは、25年以上の寿命に対して、動的オン抵抗の良好な耐久性を示します。

8.3 熱機械的応力

熱機械的信頼性も、太陽光発電用途で特に関心のあるもう一つの重要な領域です。ソーラー・パネルは、屋外に設置されており、1日中、周囲の温度が大きく変化します。したがって、ソーラー・パネルのプリント回路基板に実装されたデバイスは、25年間の継続的な周囲温度の変化に耐えられなければなりません。同様の故障するまでのテスト手法を使って、EPC2218の車載品質品であるEPC2218Aの基板レベルの熱機械的信頼性を調査しました。上記で説明したように、EPC2218A、または同等の商用品質の100V定格のデバイスは、太陽光発電用途のパワー・オプティマイザで使う理想的な候補です。

アンダーフィル材の有無にかかわらず、温度サイクル・ストレス条件の3つの異なる組み合わせを調査しました。温度サイクル1 (TC1)：-40°C~125°C、および温度サイクル2 (TC2)：-40°C~105°Cの2つの温度サイクル範囲をテストしました。-40°C~125°C (TC1) の温度範囲で、アンダーフィル材を使ったときと、使わないときの2つの場合を比べました。選択したアンダーフィル材は、以前の調査で優れた性能を示したヘンケルのLOCTITE (型番：ECCOBOND-UF 1173) です [5]。適切なアンダーフィル材を検索するための詳細な選択ガイドラインについては、[6] で説明されています。すべての場合において、部品は、SAC305はんだペーストと水溶性フラックスを使った2層の1.6 mm厚のFR4基板で構成されるDUTカードまたはクーポンに実装しました。アンダーフィルしたデバイスはすべて、アンダーフィルを塗布する前にプラズマ・クリーン・プロセスを受けました。

この調査では、業界標準 (JESD22-A108F [27])、および他のユーザーの仕様に従いました。EPC2218Aの88個のデバイスのグループが各レッグでテストされ、3つのテスト・レッグのすべてに対して、2つの極端な温度で、同じランプ・レートと滞留時間にしました。各温度サイクル間隔後に電気的スクリーニングを実施し、データシートの制限を超えているところを故障の判定に使用しました。電気的故障の主な特徴は、 $R_{DS(on)}$ の増加ですが、デバイスは依然として、通常のトランジスタとして機能しています。電気的テストの不具合をさらに調べるために、物理的な断面作成とSEM (走査型電子顕微鏡) 検査を実施しました。はんだ接合部の亀裂は、分析されたすべての故障を通じて単一の故障モードであることが分かりました

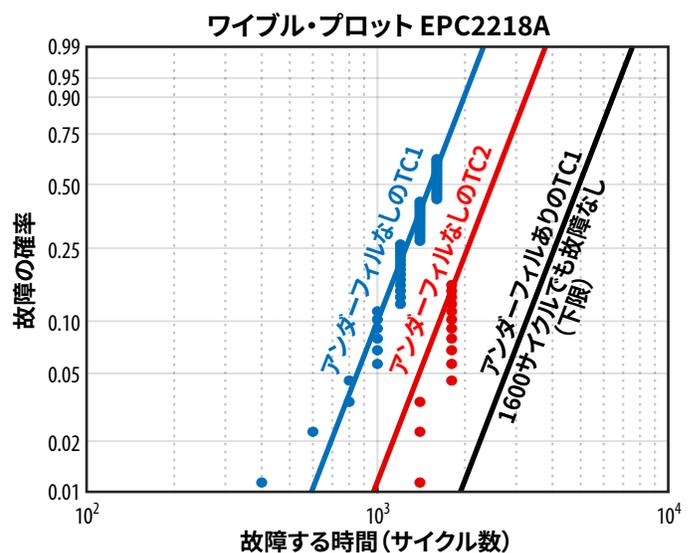


図31：EPC2218Aの温度サイクル結果のワイブル・プロット

図31は、温度サイクル結果の故障のワイブル分布を示しています。故障の分布は、最大最尤推定 (MLE) [28] を利用して、温度サイクルのレグごとに2パラメータのワイブル分布を使って分析しました。適合度はグラフの実線で示されています。

アンダーフィル材なしのTC1 (-40°C~125°C) は、1600サイクルで累積故障率が50%以上に達し、物理的故障解析によって、はんだ接合部の亀裂が、さまざまな読み取り点におけるすべての故障の単一故障モードであることが分かりました。

図31に示すように、アンダーフィル材なしのTC2 (-40°C~105°C) のレグは、1800サイクル終了時に約15%の故障率を示しました。TC2からTC1のテスト条件で強い加速が見られました。いずれの場合のデバイスも、アンダーフィル材は使っていません。

2つの主な故障メカニズムが、大幅な加速による可能性があります。まず、2つのテスト条件の ΔT の違いは、はんだ疲労故障メカニズムの加速につながります。これは、コフィン・マンソン則でうまく説明され、JEDEC [29] およびAEC [30] の規格で広く採用されています。ただし、この故障メカニズムだけでは、観測された加速を説明するためには不十分です。ここでは、2つ目のメカニズムであるはんだ接合部のクリープ故障メカニズムを紹介します。クリープは主に、極度の高温での滞留期間中の影響であると考えられています [31-35]。このクリープ・メカニズムは、次の寿命モデルの開発で説明する活性化エネルギーによって支配されます。

ヘンケルのアンダーフィルを使ったTC1 (-40°C~125°C) を1600サイクル実施した後、電氣的テスト後の絶対 $R_{DS(on)}$ 値および $R_{DS(on)}$ シフトに異常値のデバイスは、見つかりませんでした。調べたすべてのパラメータは、すべての温度サイクル間隔にわたって非常に狭い分布を示しました。物理的断面の作成は、1600サイクルで合格したデバイスからランダムに選択した部品に対して実施しましたが、はんだ接合部の亀裂は観測されませんでした。これは、適切なアンダーフィル材を適用すると、チップスケール・パッケージのデバイスの熱機械的能力を大幅に向上できることを示しています。したがって、アンダーフィルありのTC1のレグに対するワイブル適合の線は、現在のテスト結果に基づく信頼レベルの下限にすぎません。テストは継続しており、故障が特定されるとプロットが更新されます。

基板レベルの温度サイクルに関する主な故障メカニズムを調査して理解することによって、Norris-Landzbergモデル [31] を使って、より一般的な寿命モデルが開発されました。

$$N = A \cdot f^{-\alpha} \cdot \Delta T^{-\beta} \cdot \exp\left(\frac{E_a}{kT_{Max}}\right) \quad \text{式6}$$

ここで、 N は故障するまでのサイクル数、 f はサイクル周波数、 α はサイクル周波数指数であり、この周波数項は使用頻度を表します。この調査では、サイクル頻度は1日当たりのサイクルの総数を数えることによって決定され、サイクル頻度指数 α は-1/3として広く使われています [32~36]。 ΔT は1サイクルの温度変化範囲、 β は温度範囲指数です。この項は、 ΔT の影響を決定するために使われる前述のよく知られたコフィン・マンソン則です [29~31]。温度範囲の指数は通常、約2です。この調査ではSAC305はんだが使われているため、寿命モデルの指数 β は2.3です [28~34]。最後の変数は、各サイクルの最高温度 T_{Max} でのクリープ故障メカニズムに焦点を当てたアレニウス項です。ここで、 E_a は活性化エネルギー、 k はボルツマン定数、 T_{Max} は高温滞留時の最高温度で、単位はケルビン (°K) です。

活性化エネルギーを見つけることは、非常に重要であり、寿命モデルの開発に向けた最後のステップです。表25にリストしたアンダーフィル材を使わない場合のTC1とTC2の平均故障時間 (MTTF) を比較することによって、加速係数を決定しました。この加速係数に基づいて、 T_{Max} での活性化エネルギー (E_a) は0.2 eVと計算されました。

Norris-Landzbergモデルを使って推定した寿命曲線を、 T_{Max} が125°Cと仮定して図32にプロットしました。これは、おそらくクリープ故障メカニズムの最悪のシナリオです。9125サイクルの水平の黒色の破線は、1日当たり1つの熱サイクルを仮定した場合の25年間の連続運転期間を表しています。図32は、高温から低温、またはその逆の60°Cの一定の温度変動下で、25年間連続動作した後、 $R_{DS(on)}$ の値の増加によって、アンダーフィル材を使ったEPC2218Aのわずか0.1%がデータシートの制限を満たさないことを示しています。故障率が1%であれば、76°Cの一定の ΔT に曝されたとき、デバイスの99%は25年間の連続動作に耐えることができます。アンダーフィル材がない場合でさえも、部品の99%は25年間の連続動作で、約50°C固定の ΔT に耐えられるはずですが。

TC条件	T_{min} (°C)	T_{max} (°C)	ΔT (°C)	周波数 (1日当たりのサイクル数)	スロープのパラメータ	特性のワイブル寿命	MTTF (サイクル数)
TC1 アンダーフィルなし	-40	125	165	36	4.5	1649	1505
TC1 アンダーフィルなし	-40	105	145	48	4.5	2663	2430
TC1 アンダーフィルあり	-40	125	165	36	4.5	5410	4442 (1600サイクルで故障なし、下限信頼レベル)

表25: ワイブル・プロットによって決定された温度サイクル・プロファイルと主要パラメータ

EPC2218Aの寿命予測曲線

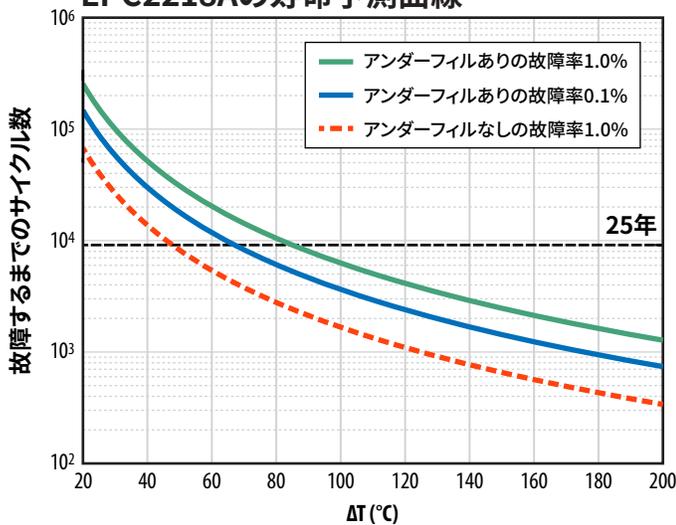


図32: Norris-Landzbergモデルを使ったΔTに対するEPC2218Aの寿命予測曲線

実際のアプリケーションでは、ソーラー・パネルは、変化する周囲温度に曝され、温度変化の量は、季節や場所によって大きく変わります。この結果、熱機械的応力のより一般的な寿命モデルが、25年間の寿命にわたるさまざまなミッション・プロファイルを説明できることが保証されます。式7に示すように、1年の異なる季節におけるさまざまなΔTを考慮して、経験的な数学モデルを以下に開発しました。

$$\frac{1}{N_{Total}} = \frac{a}{N_{\Delta T_a}} + \frac{b}{N_{\Delta T_b}} + \dots + \frac{i}{N_{\Delta T_i}} \tag{式7}$$

ここで、 N_{Total} はサイクル数から計算された合計寿命であり、 $N_{\Delta T_a}$ は ΔT_a の条件における故障するまでのサイクル数に対応し、 a はデバイスが ΔT_a の条件下で動作していた時間の割合、 $N_{\Delta T_b}$ は、条件 ΔT_b に対する故障するまでのサイクル数に対応します。 b はデバイスが ΔT_b の下で動作していた時間の割合、 $N_{\Delta T_i}$ は、条件 ΔT_i に対する故障するまでのサイクル数に対応し、 i はデバイスが ΔT_i の下で動作していた時間の割合です。

このモデルを開発するとき、はんだ接合部の寿命に支配的な要因は主に3つあります。それぞれがモデルに含まれています。

1. 各ミッション・プロファイルの期間を分離する必要があります。この影響は、式7の各項 (a, b, \dots, i など) の分子の分数係数によって説明されます。
2. 各ミッション・プロファイルにおける温度変化 (ΔT) ;この項は、式6のNorris-Landzbergモデルに対応し、図32にプロットしています。はんだ接合部は、デバイスが最大の ΔT に曝される期間中に、最も大きな応力を受けます。これは、故障するまでのサイクル数が最短になることを意味します。デバイス全体の寿命は、基本的に最も応力が大きい期間に支配されます。この影響は、分母に故障するまでのサイクル数の期間 ($N_{\Delta T}$) を代入して、それらを合計することで対処できます。

3. 各サイクルの最高温度の極値、またはベースライン温度;例えば、はんだ接合部は、冬と夏で同じ ΔT が与えられた場合でも、異なる応力レベルに曝される可能性があります。この影響は、式6のアレニウス項に含まれており、最終的には分母の故障するまでのサイクル数の項 ($N_{\Delta T}$) に反映されます。

次に、デバイスの寿命全体にわたって、異なるミッション・プロファイルを適用することによって、式7を使って寿命を推定するために実際の例を調べました。この計算では、アンダーフィルのあるEPC2218Aの故障率0.1%の寿命プロットを使用しました。

ソーラー・パネルは、米国アリゾナ州フェニックスに設置されると仮定すると、太陽に長時間曝される気候に太陽光発電は適していますが、時間の経過と共に極端な温度変化があるため、非常に厳しい熱機械的な要件も要求されます。ここで、2023年の予測を使うと[37]、1月から4月までの平均 ΔT は14.5°C (その期間の1/3) に、5月から8月までの平均 ΔT は20°C (その期間の1/3) に、9月から12月までの ΔT は14.75°C (その時間の1/3) になると予測されます。対応する故障するまでのサイクル数を表26に示します。故障率0.1%の場合、合計寿命は1万5433サイクルと計算されます。1サイクルが1日に相当すると考えると、温度サイクル・ストレスによる故障率が0.1%の場合、寿命は42年と推定されます。

アンダーフィルありで故障率0.1%までのサイクル数	N_{Total}	$N_{\Delta T_a}$ ($\Delta T_a = 44.5^\circ\text{C}$)	$N_{\Delta T_b}$ ($\Delta T_b = 50^\circ\text{C}$)	$N_{\Delta T_c}$ ($\Delta T_c = 44.75^\circ\text{C}$)
	15,433	17,742	13,570	15,086

表26: 実際のアプリケーションにおける各ミッション・プロファイルに対するアンダーフィルありのときの故障率0.1%までのサイクル数

上記の議論に基づいて、実際の太陽光発電用途に、アンダーフィルがあるEPCの100 V定格の第5世代製品のファミリーを利用すると、熱サイクルの信頼性リスクが大幅に軽減され、期待される25年を大幅に超える優れた寿命が得られます。

8.4 宇宙線

ソーラー・パネルは屋外に設置されるため、ソーラー・インバータ用途に使われるデバイスは、宇宙からの宇宙線が発生する高エネルギー粒子の影響を受ける可能性が高くなります。地上の中性子は、Si MOSFETやSiCデバイスなどのパワー・デバイスに壊滅的な故障を引き起こす最も致命的な粒子であることが分かっています [38~40]。調査によれば、MOSFETおよびSiCデバイスの故障率は通常、時間的には一定ですが、電圧と高度に大きく依存し、温度には弱く依存します [38~40]。

図33は、1 cm²当たり最大4×10¹⁵の線量での中性子放射線衝撃下における定格100 Vの GaNデバイスのテスト結果です。ここで、パラメータの平均値の変化は、最小であることが分かりました。流束量4×10¹⁵ n-cm²の生存率は、SiCベース [41] と Siベース [42] の両方のパワー・デバイスについて報告されている値を大幅に上回りました。

中性子衝撃を受けたデバイスの主な故障メカニズムは、高エネルギー中性子が結晶格子内の原子に散乱するための変位損傷です [43]。そして、格子欠陥が残ります。したがって、図33の結果は、GaN結晶およびデバイス構造全体に対する中性子の影響が重要ではないことを示しています。

中性子放射線下でGaNが優れた性能を発揮する理由は、GaNがシリコンに比べて、変位エネルギーのしきい値が、はるかに大きいからです。結晶の変位エネルギーは、結晶要素の結合強度に比例します。図34に示すように、ガリウムと窒素の間の結合エネルギーは、シリコンのパワーMOSFETのシリコン原子間の結合エネルギーよりも非常に大きくなっています [44]。

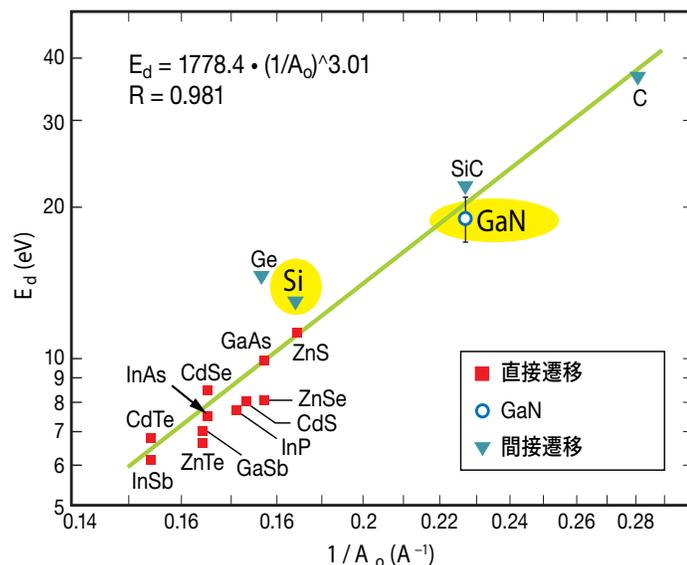


図34: [44] から引用したさまざまな材料の変位エネルギーのしきい値と格子定数の逆数のグラフ。

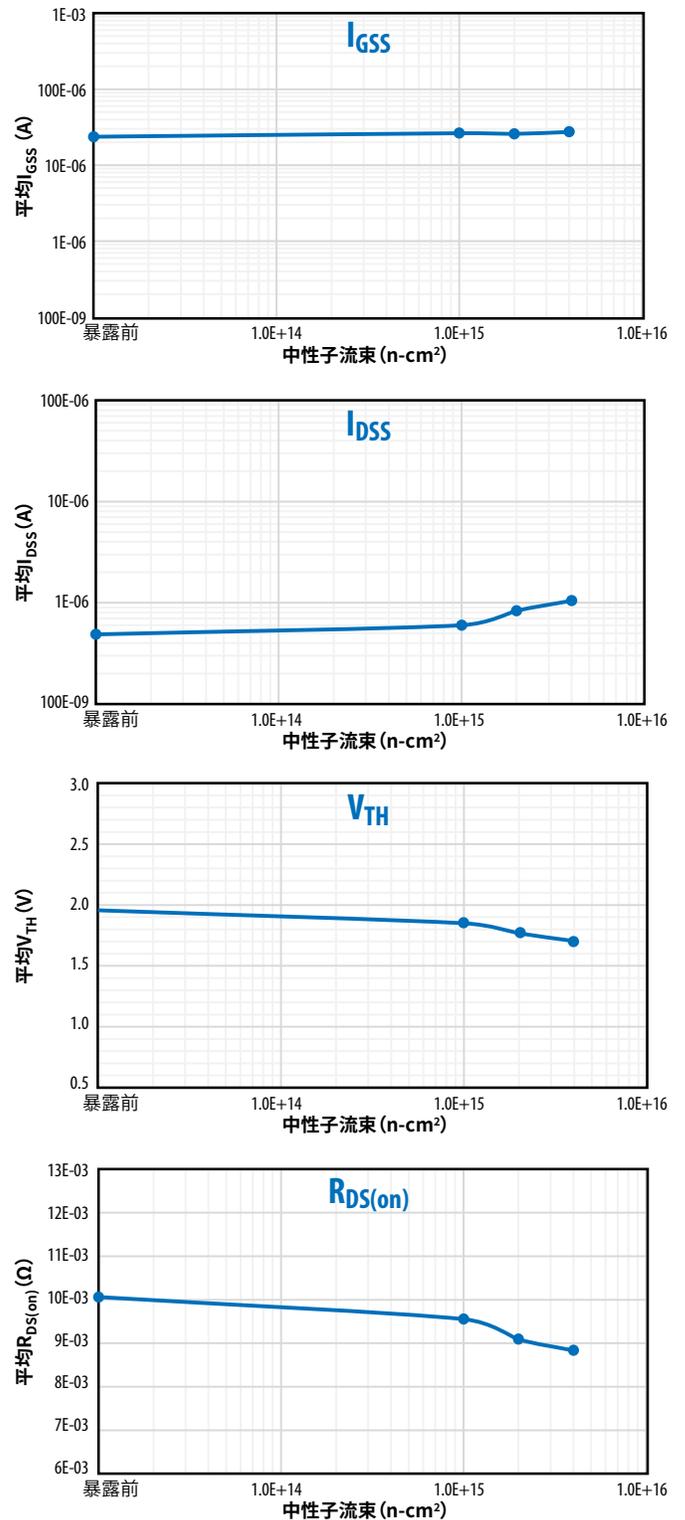


図33: 100 V 定格の eGaN デバイス (FBG10N30 は、EPC2001C と同等の耐放射線版のディスクリート eGaN デバイスを使用) への最大 4×10¹⁵ cm² の線量における中性子放射線の影響。

セクション9: DC-DCコンバータ

このセクションでは、セクション5の動的 $R_{DS(on)}$ モデルを、一般的なDC-DCコンバータの使用例に適用します：(i) 同期整流器と、(ii) ハイサイドFETとローサイドFETの両方を考慮したバック・コンバータです。これらの計算では、2段階のシミュレーション・プロセスを採用しました。

最初のステップでは、実際のレイアウトで発生する主な寄生インダクタンスの影響など、アプリケーション回路の現実的なSPICEモデルを開発しました。これらの寄生成分は、リンギングや電圧オーバーシュートに一次効果を与えるため、FET自体の動的 $R_{DS(on)}$ に影響を与える可能性があります。寄生インダクタンスは、標準的なものから極端なもの（非常に稚拙なプリント回路基板のレイアウトを表す）まで、変えました。SPICEシミュレーションでは、1つのスイッチング・サイクル全体にわたって、細かい時間サンプリングを行い、FET内のチャネル電流とドレイン・ソース間電圧を捕捉しました。

2番目のステップでは、これらの1サイクルの電流-電圧軌跡をホット・エレクトロンのトラップ・モデル (MATLABで実装) にインポートしました。このモデルを使って、最初のスイッチング・サイクルで発生する電荷トラップを計算し、どの時点（例えば、オン時またはオフ時の遷移）で、最も多くの充電が発生するかを決定しました。さらに、10年間の連続動作にわたって発生する累積電荷トラップを決めるために、数兆を超える同一のスイッチング・サイクルを積分しました。瞬間的なトラップ率は、累積トラップ電荷に（非線形に）依存するため、サイクルごとの充電量は一定ではなく、FETがスイッチングするにつれて時間の経過と共に、急速に自己消滅します。充電は時間と共に飽和するだけでなく、スイッチング波形内の最も害を及ぼす領域もデバイスの動作につれて変わる可能性があります。例えば、バック・コンバータのハードスイッチのハイサイドFETの場合です（後で詳しく説明します）。最初は、電荷トラップは主に、オン時の遷移のときの大電流／中電圧の軌跡中に発生します。ただし、長期間の動作の後、このプロセスは完全に停止し、それ以降の充電はすべて、オフ時の遷移のときの低電流／高電圧の軌跡中にのみ発生します。

これらの計算によって、以下の結論が裏付けられます：

48 V入力、12 V出力のLLC同期整流器の場合：

- これらのゼロ電圧スイッチング (ZVS) 条件下では、動的 $R_{DS(on)}$ ($dR_{DS(on)}$) は一般に、非常に安定しています。
- ユーザーは、12 V出力と24 Vのバス電圧での保守的な40 Vのトランジスタの代わりに30 Vのトランジスタの使用を検討できます。

最新世代の100 VのGaNデバイスを使ったバック・コンバータ (ソフトスイッチング) のローサイドFETの場合：

- オン時の遷移のとき、80 Vのバス電圧で50 Vのオーバーシュートがあったとしても、良好な $dR_{DS(on)}$ 。
- 170 Vまでの極端なオーバーシュートは、かなりの $dR_{DS(on)}$ を引き起こす可能性があります。

最新世代の100 VのGaN デバイスを使ったバック・コンバータ (ハードスイッチング) のハイサイドFETの場合：

- 40 V (ピーク電圧130 V) の中程度のオーバーシュートでは主に、オン時の遷移中に電荷トラップが発生し、長期にわたる $dR_{DS(on)}$ は問題ありません。
- 90 V (ピーク電圧170 V) の極端なオーバーシュートでは、電荷トラップはオフ時の遷移後の高電圧リンギングによって支配され、長期的な $dR_{DS(on)}$ が懸念される可能性があります。

9.1 電流依存のホット・エレクトロンのトラップ・モデル

個々のスイッチング・サイクル内での動的電荷トラップをシミュレーションするために、前述した基本的な支配微分方程式に対する2つの単純な一般化を行いました。1つは、瞬間的なトラップ率がチャネル電流 (I) に線形に比例すると仮定したことです。デバイス物理の観点から見ると、この合理的な仮定は、チャネル電子が独立して（相互作用せずに）動作し、それぞれが表面障壁を乗り越えてトラップされるために十分な運動エネルギーを持つ「幸運な」電子になる確率が等しいと言っているのと同じです。2番目の一般化は、時間の積分に関連します。以前の分析では、電流と電圧は時間の経過と共に変化しないと仮定していました。これによって、表面電荷対時間の閉じた形式の解析解を得ることができました。ここで検討するよりも一般的な事例では、スイッチング・サイクルの軌跡全体にわたって電流と電圧の両方が時間と共に変化することが許されています。結果として、閉じた形式の解は存在せず、明確に時間積分する必要があります。以下の式8に示す一般的な解が得られます。スイッチング波形は複雑なので、この積分は数値的に実行しなければなりません。

$$Q_S(t) = B \int_0^t I(t) \exp\left(-\frac{\beta Q_S}{qF(t)\lambda}\right) dt \quad \text{式8}$$

式8は、GaNトランジスタにおける動的 $R_{DS(on)}$ の理論的理解における重要な進歩を表しています。研究者は、電流と電圧の両方がこれらのデバイス内でのホット・エレクトロンのトラップの主な牽引役であることを以前から知っていました。しかし、それらの効果を数学的に組み合わせさせて累積トラップ電荷と動的 $R_{DS(on)}$ を計算する方法は、分かっていません。式8に見られるように、電流の効果は線形ですが、 V_{DS} の効果（電界項 F による）は、非常に非線形で、すでに蓄積されているトラップ電荷 Q_S に依存します。このため、FETがより長い時間スケールで切り替わり、 Q_S が上昇すると、さらなるトラップに寄与できるものは、最も高い電界 F と最も高い V_{DS} の軌跡から生じる最もホットな電子だけになります。この効果は、以降の説明で実際の使用例を分析するにつれて明らかになるでしょう。

次のステップでは、実際の例を検討します。最初の例では、1 MHzで動作する48 V入力、12 V出力のLLC同期整流器を使って、2次側トランジスタの $R_{DS(on)}$ の劣化を評価しました。

9.2 48 V入力、12 V出力のLLC同期整流器

この回路のSPICEモデルは、デモ回路EPC9149 [45] に基づいています。回路とモデルのパラメータを図35に示します。多かれ少なかれオーバーシュートのあるさまざまな波形を生成するために、変圧器の各端子の出力における漏れインダクタンスL1、L2、L3、L4を50 pHから150 pHまで変化させました。図35 (右図) に見られるように、インダクタンス値が高くなると、より大きなリンギングとオーバーシュートが発生します。

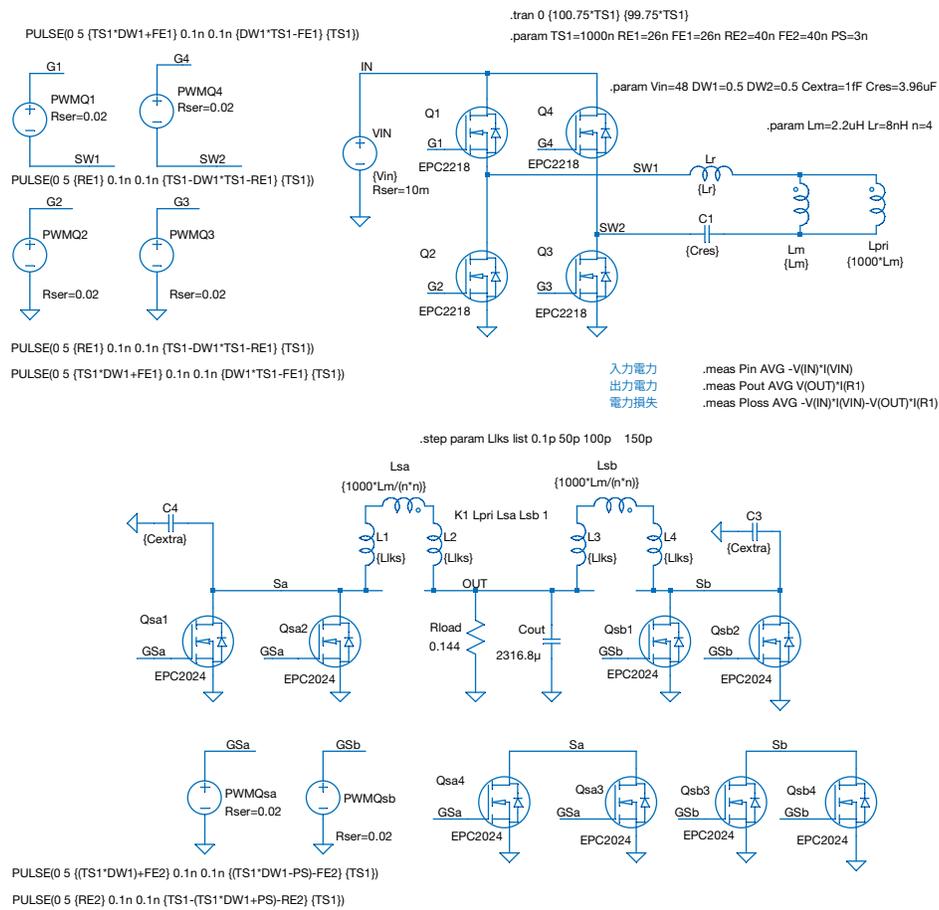


図35: デモ・ボードEPC9149に基づく1 MHzで動作する48 V入力、12 V出力のLLC同期整流器の回路図とSPICEモデルのパラメータ。

オーバーシュートの大小を変数として、40 V定格 (事例1と2) または30 V定格 (事例3と4) のGaNデバイスを使って、4つの異なる事例を調査しました。すべての場合において、eGaN FETには、ZVSのオン時と、ハードスイッチによるオフ時の状況を加えます。最初のサイクルから1000万サイクル目までのスイッチング波形全体のシーケンスについて、電圧、電流、 $dR_{DS(on)}$ を計算しました。図36は、1000万サイクル後の計算された電流波形と電圧波形です。各サイクルを通して、トラップされた電荷の量 Q_S を計算し、その前のすべてのサイクルと合計しました。

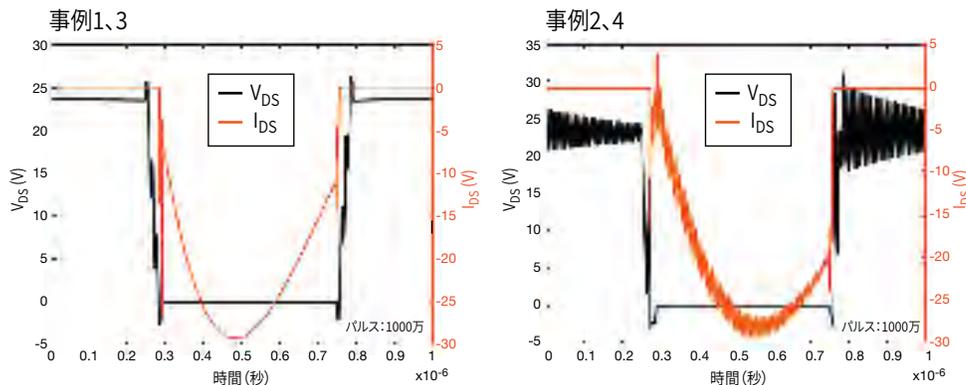


図36: L1~L4のインダクタンス値を50 pHから150 pHに増加させることによって、事例2と事例4でオーバーシュートが大きくなりました。

9.2.1 40 VのGaNトランジスタ：事例1と2

図37に、40 V品を使った計算結果を10年で終了するlog(t)スケール上にプロットしました。いずれの事例も、トラップされた電荷の測定可能な蓄積はなく、したがって $R_{DS(on)}$ の測定可能な劣化はありません。次の2つの事例では、より低い $R_{DS(on)}$ の30 VのGaN FETを使用しました。通常、低電圧部品は40 Vの部品より高効率です。

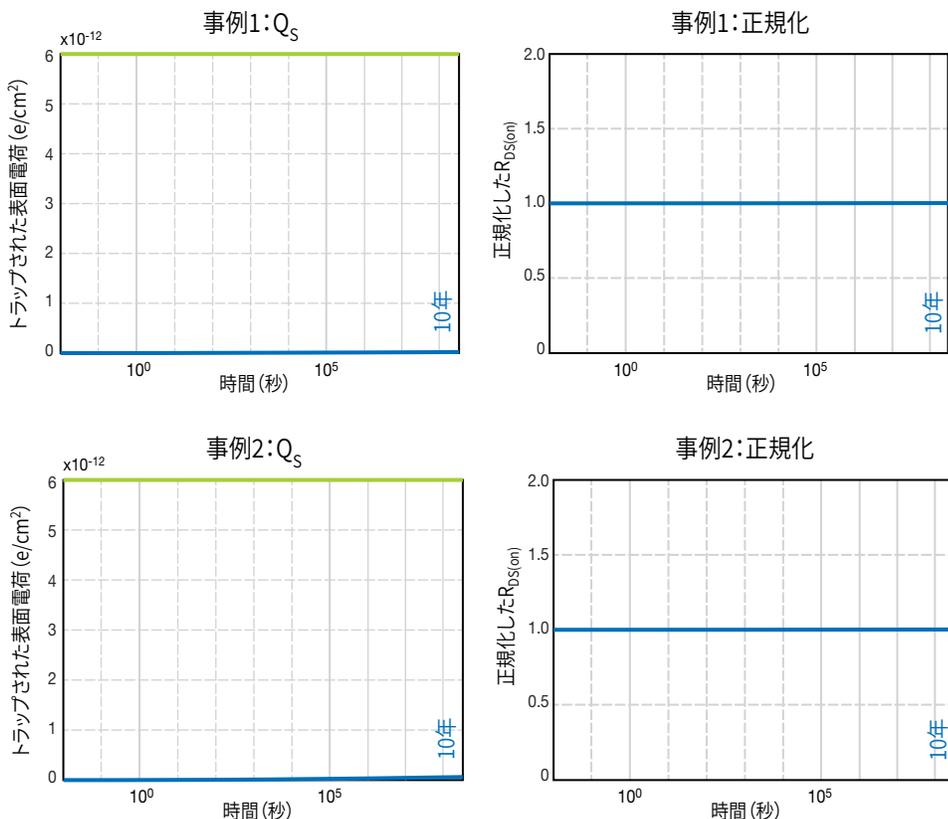


図37: 40 VのEPC2024デバイスの時間経過に伴うトラップ電荷 Q_s (左の上と下の図)、時間経過に伴う正規化した $R_{DS(on)}$ (右の上と下の図)。事例1ではL1~L4 = 50 pHを使用、事例2ではL1~L4 = 150 pHを使用。

9.2.2 30 VのGaNトランジスタ：事例3と4

図38に、30 VのEPC2024 (GaNトランジスタ) を使用したことを除き、事例1と2で使ったものと同じ回路で、10年間で終わるlog(t)スケールでプロットした計算結果を示します。最も極端な事例で、 $R_{DS(on)}$ の劣化は最小の約5%です。結論として、より極端なオーバーシュートがあったとしても、30 Vのデバイスは、この回路で安全に使えるということです。

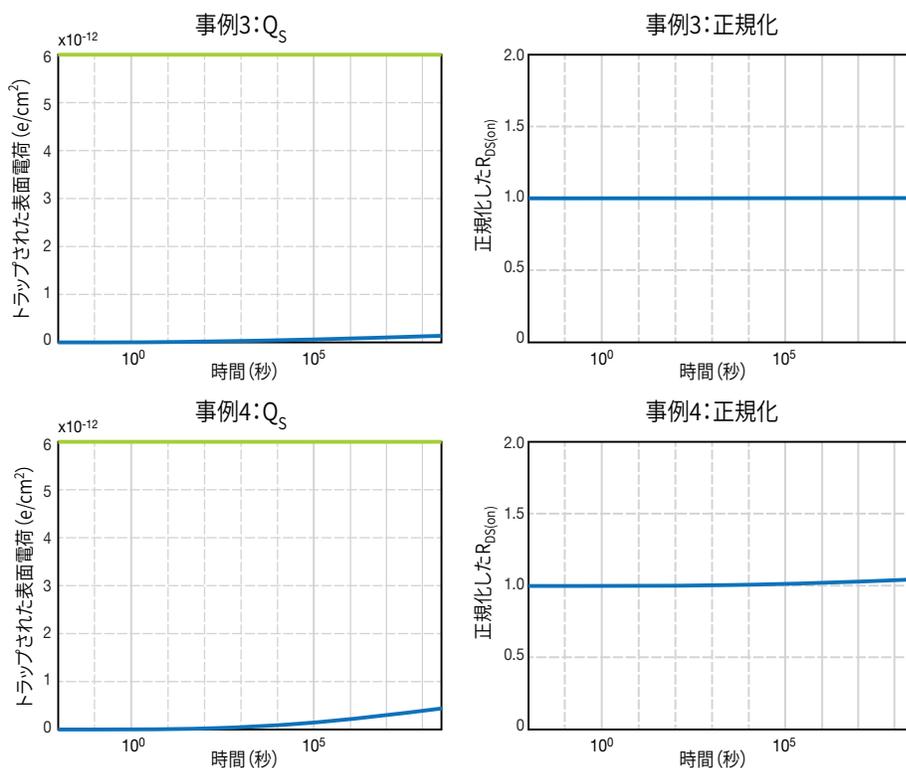


図38: 30 VのEPC2023デバイスの時間経過に伴うトラップ電荷 Q_s (左の上と下の図)、時間経過に伴う正規化した $R_{DS(on)}$ (右の上と下の図)。事例3ではL1~L4 = 50 pHを使用、事例4ではL1~L4 = 150 pHを使用。

9.3 48 V入力、12 V出力のバック・コンバータ

次の例は、500 kHzの電流連続モードで動作する48V入力、12V出力のバック・コンバータの例です。SPICEモデルの回路図を図39に示します。オーバーシュートの量を調整するためにインダクタンスL5を変化させました。最初にローサイドの同期整流FETを調べ、次にハイサイドの制御FETを調べます。いずれのデバイスも100 VのEPC2045 (GaN トランジスタ) です。

9.3.1 ローサイドGaNトランジスタ

図40に、さまざまな寄生インダクタンスを持つコンバータのローサイド同期整流FETの電圧波形と電流波形を示します。いずれの場合も、ローサイド・トランジスタは、ソフトスイッチング過渡現象が生じ、インダクタンスが増加するにつれてオフ時の電圧オーバーシュートが増加します。図40に示すように、L5を変化させることによって、80 Vバス上のオーバーシュートは、ローサイド・トランジスタで50 Vから、ピークは90 V超になりました。170 Vピークのオーバーシュートは、うまく設計されたシステムで発生するものよりも、はるかに大きいことに注意してください。

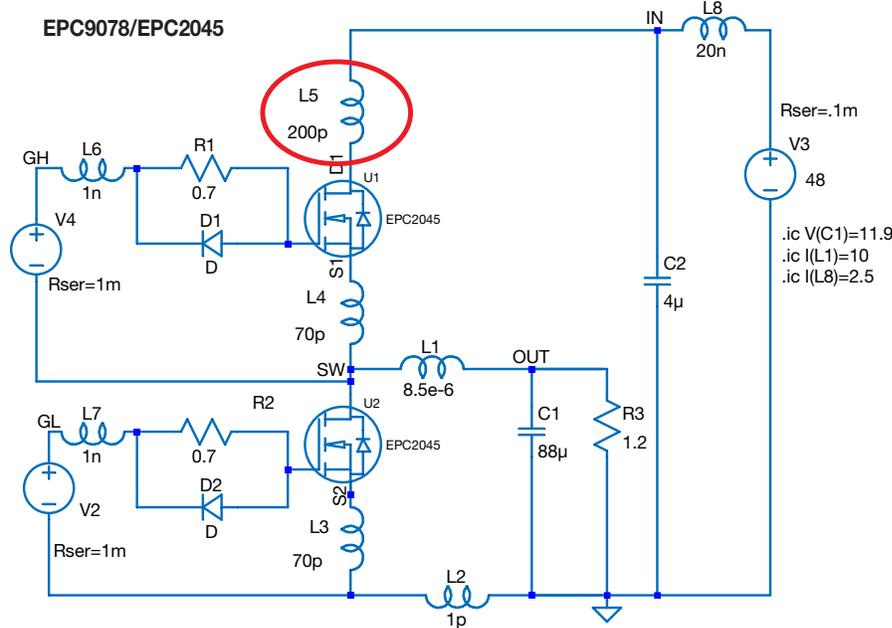


図39: デモ・ボードEPC9078 [46] に基づく500 kHzで動作する48 V入力、12 V出力のバック・コンバータ。異なるオーバーシュート量を生成するために、L5は0.2 nHから1.2 nHまで変えました。

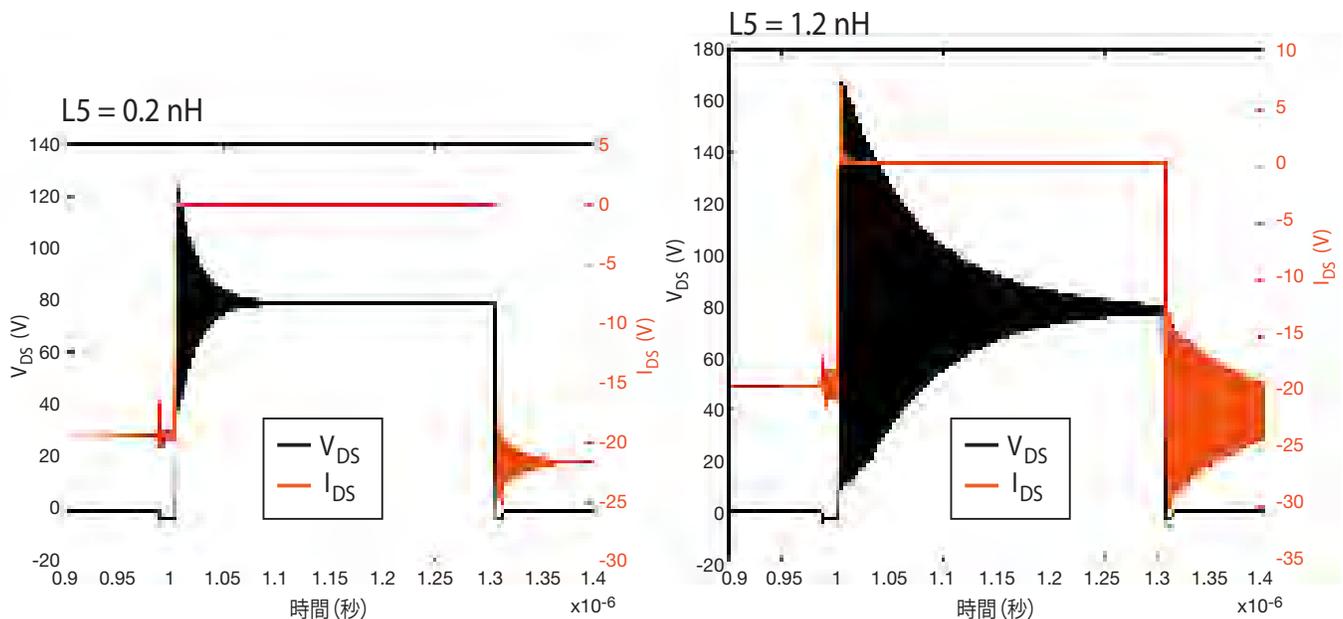


図40: 500 kHzで動作する48 V入力、12 V出力のバック・コンバータ。さまざまなオーバーシュート量を生成するために、L5を0.2 nHから1.2 nHまで変化させました。0.2 nHでは、ローサイド・デバイスで80 VのDCバスよりも50 V大きいピーク・オーバーシュートが発生しました (左図)。一方、1.2 nHのインダクタンスでは90 Vのピーク・オーバーシュートが発生しました。

図41は、最初のサイクルでトラップされた電荷量と1000万回のサイクルでトラップされた累積電荷量を比較したものです（縦軸の5桁の変化とスケールの高分解能に注意してください）。赤色の楕円は、1サイクルから1000万サイクルの間のある時点で特性が変化したことを示しています。実際、これは電子がトラップされるたびに障壁の高さがわずかに増加することによって引き起こされます。これによって、トラップされた最も高いエネルギーの電子以外のすべての電子がトラップされにくくなります。この領域には、いくつかのリングングが含まれていますが、トラップされた電子は、デバイスが名目上オフ状態にあるときの高い V_{DS} と組み合わせられた非常に小さな漏れ電流によるものです。

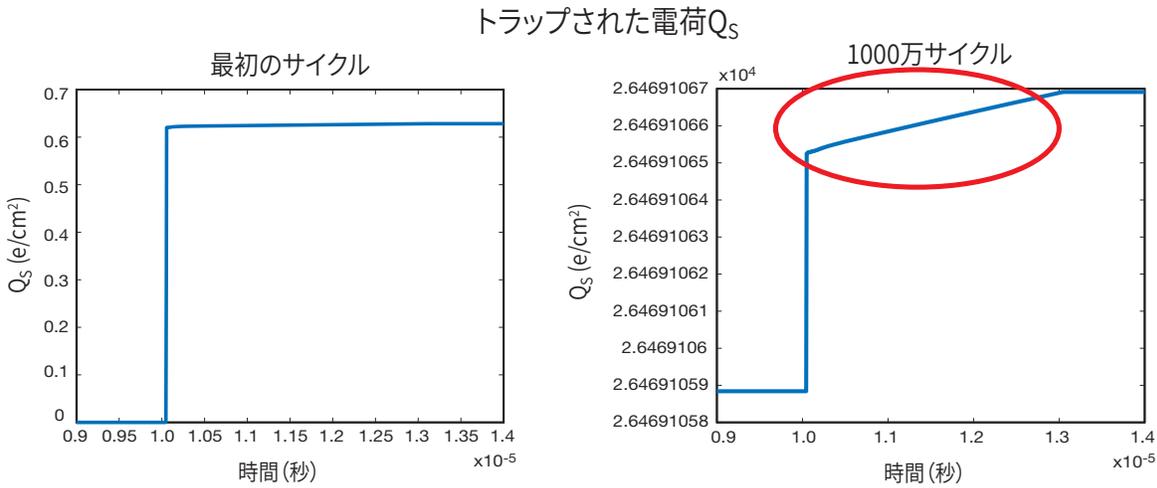


図41：最初のサイクルでトラップされた電荷量 Q_s と1000万サイクルでトラップされた累積電荷量との比較。

これらのデータは、図42のグラフに変換できます。上図の2つは、0.2 nHのインダクタンスの事例の時間経過に伴うトラップ電荷 Q_s （左図）と正規化した $R_{DS(on)}$ （右図）です。下のグラフは、1.2 nHの事例です。130 Vピークのリングングでは $R_{DS(on)}$ の増加は最小限ですが、ピーク電圧が170 Vに達すると、 $R_{DS(on)}$ は、より顕著に変化します。

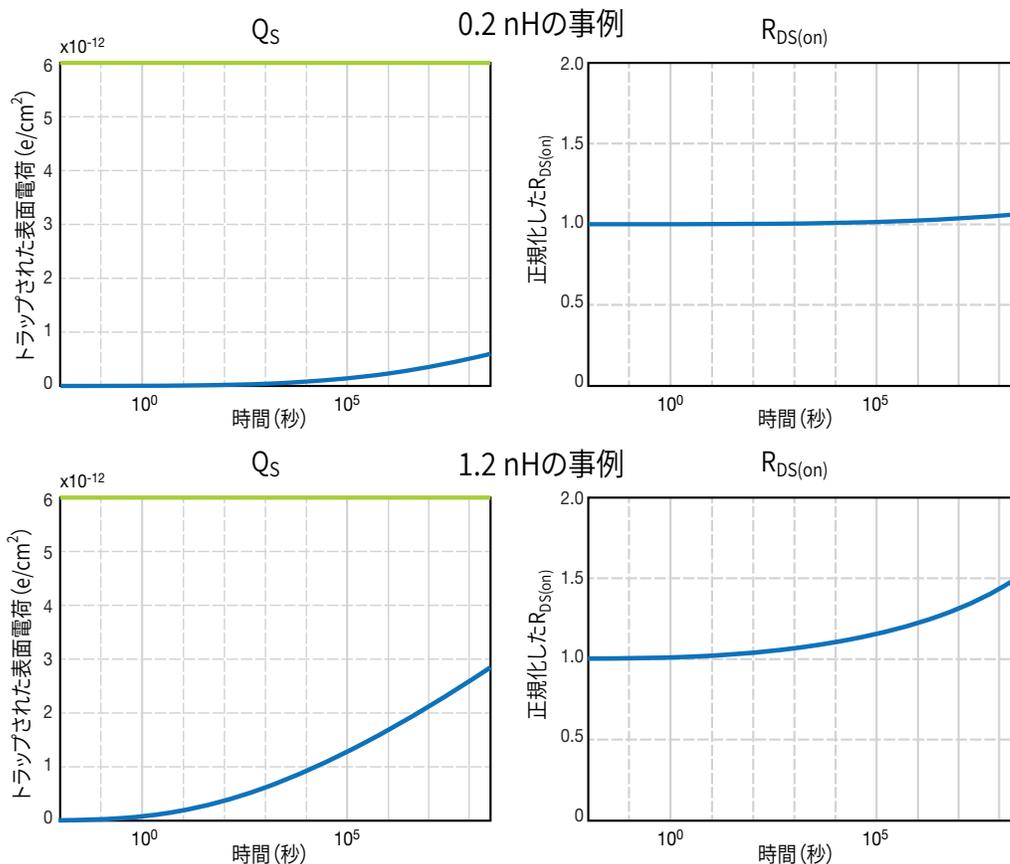


図42：上の2つのグラフは、0.2 nHのインダクタンスの事例の時間経過に伴うトラップ電荷 Q_s （左図）と正規化した $R_{DS(on)}$ （右図）。下の2つのグラフは、1.2 nHの事例です。

9.3.2 ハイサイドGaNトランジスタ

図43の左側は、図39のバック・コンバータ内のハイサイド制御FETの電流波形と電圧波形です。今回は、eGaN FETがオン時とオフ時にハードスイッチングで遷移します。L5のインダクタンスが同じ値 (1.2 nH) の場合、ハイサイド・デバイスのオーバーシュートは、わずかに約40 Vであり、ピーク・オーバーシュート電圧は120 Vになります。右側は、最初のサイクルでトラップされた電荷 (上図) と、1000万サイクル (下図) との比較をグラフに示しています。縦軸の変化に注目すると、ローサイド・トランジスタと同様に、後のサイクルでトラップされた電荷量が増加するにつれて特性が変化します。ローサイド・デバイスでは見られなかった1.3 μs のオフ時のサイクル中に現れる電荷の隆起があります。このサイクルのこの部分では、オフ時の電圧低下中にハイサイド・トランジスタに大きな電流が流れます。したがって、トラップに利用できる高エネルギー電子が大量に供給されます。

インダクタンスが1.2 nHのハイサイド・デバイスのピーク過電圧が120 Vに減少していることから予想されるように、 $dR_{DS(on)}$ の最小の変化は、図44に示すように、両方ともほぼ同じピーク・オーバーシュート電圧なので、0.2 nHの事例の図42と同様になります。

物理ベースのモデルによって、任意の与えられたスイッチング軌跡の電荷トラップを計算できます。シミュレーションによると、電流の影響は小さく、電圧の影響は、はるかに大きいことが分かります。12 V出力のLLC同期整流器では、変圧器の各レッグの漏れインダクタンスを50 pHから150 pHまで変化させると、異なるオーバーシュート量を生じましたが、30 V定格のデバイスを使っている場合でさえも、有意な量の $dR_{DS(on)}$ は発生しませんでした。バック・コンバータでは、ローサイドとハイサイドの両方のトランジスタで、定格100 Vのデバイスにおいて、最大130 Vのピーク・オーバーシュートで $R_{DS(on)}$ の変化は最小限でした。170 Vのピーク過電圧において、この100 Vのデバイスの $R_{DS(on)}$ は、10年間で50%しか劣化しませんでした。

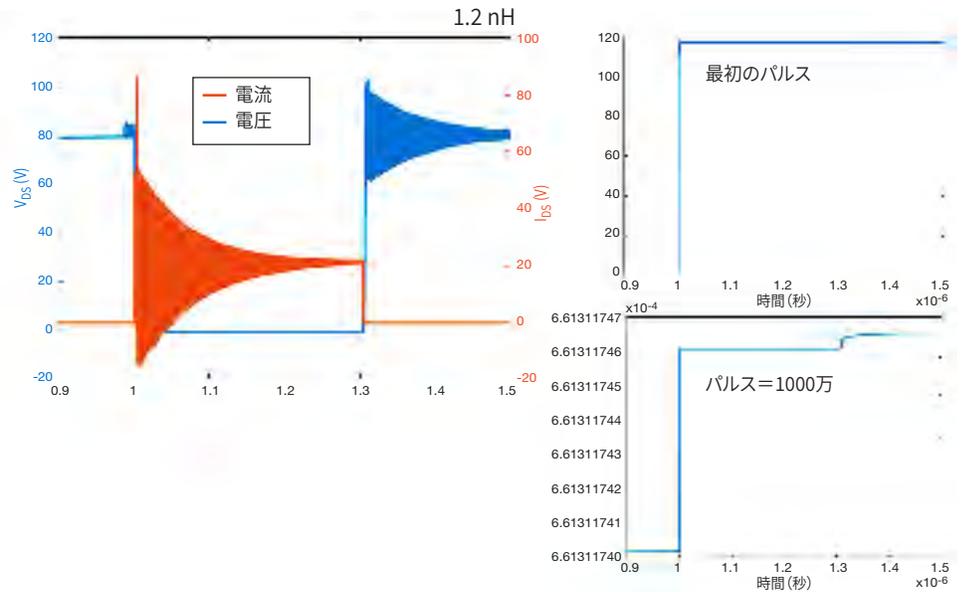


図43: (左図) 図39のバック・コンバータのハイサイド制御FETの電流波形と電圧波形。(右図) トラップされた電荷の最初のサイクル (上図) と、1000万サイクル (下図) との比較。

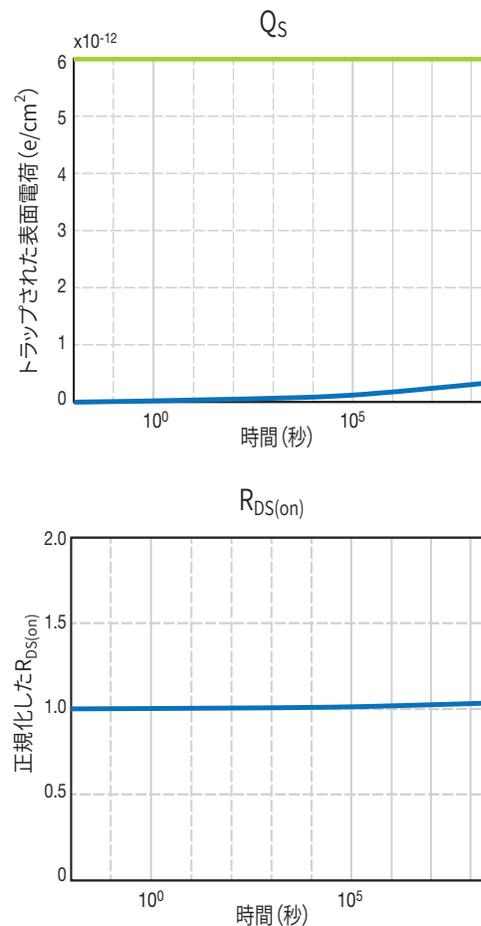


図44: 時間経過に伴うトラップされた電荷 Q_S (上図) と、正規化した $R_{DS(on)}$ (下図)。横軸の目盛りは、右端が10年です。

9.4 現実世界の重要な使用事例へのモデルの適用のまとめ

物理ベースのモデルによって、任意の与えられたスイッチング軌跡の電荷トラップを計算できます。シミュレーションによると、電流の影響は小さく、電圧の影響が、はるかに大きいことがわかります。12 V出力のLLC同期整流器では、変圧器の各レッグの漏れインダクタンスを50 pHから150 pHまで変化させると、異なるオーバーシュート量が生じましたが、30 V定格のデバイスを使ったときでさえ、測定した $R_{DS(on)}$ の増加は、有意ではありませんでした。

バック・コンバータでは、ローサイドとハイサイドの両方のトランジスタで、定格100 Vのデバイスに対して、最大130 Vのピーク・オーバーシュートまで $R_{DS(on)}$ の変化は最小限でした。170 Vのピーク過電圧において、この100 Vのデバイスの $R_{DS(on)}$ は、10年間で50%しか劣化しませんでした。

10. まとめ

GaNデバイスは2010年から量産されており、自動運転車用Lidar、屋根の上のソーラー・パネル、車のヘッドランプ、サーバー用DC-DCコンバータ、人工衛星など、実験室でのテストとユーザーのアプリケーションの両方で非常に高い信頼性が実証されています。故障するまでのテストでは、あらゆるストレス条件における本質的な故障メカニズムとその動作を分離できます。このテストから得られた情報は、実際のさまざまなミッション・プロファイルの下で、デバイスの寿命を予測するために自信を持って使うことができます。

参考文献:

- [1] Handbook for Robustness Validation of Semiconductor Devices in Automotive Applications, Third edition: May 2015, Editor: ZVEI Robustness Validation Working Group, Eds. Published by ZVEI – Zentralverband Elektrotechnik – und Elektronikindustrie e.V. [Online]. Available: https://www.zvei.org/fileadmin/user_upload/Presse_und_Medien/Publikationen/2015/mai/Handbook_for_Robustness_Validation_of_Semiconductor_Devices_in_Automotive_Applications_3rd_edition/_Robustness-Validation-Semiconductor-2015.pdf
- [2] Pozo, A., Zhang, S., Strittmatter, R., 「EPC GaNトランジスタのアプリケーションの準備:フェーズ14テスト」、EPC Corp., 米国カリフォルニア州エルセグンド、信頼性レポート。[オンライン]入手可能:<https://epc-co.com/epc/jp/設計サポート/egan-fetの信頼性/reliabilityreportphase14>
- [3] Spirito, P., Breglio, G., d'Alessandro, V., and Rinaldi, N., "Analytical model for thermal instability of low voltage power MOS and S.O.A. in pulse operation," 14th International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICS; Santa Fe, NM; 4–7 June 2002; pp. 269–272.
- [4] Ooi, T. L. W., et al., "Mean multiplication gain and excess noise factor of GaN and Al_{0.45}Ga_{0.55}N avalanche photodiodes," Eur. Phys. J. Appl. Phys. 92, 10301, 2020.
- [5] Efficient Power Conversion Corporation, "EPC2045 – Enhancement-mode power transistor," EPC2045 datasheet. [Online]. Available: https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/epc2045_datasheet.pdf
- [6] Lidow, A, *GaN Power Devices and Applications*, El Segundo, CA: PCP Press, 2021
- [7] Brazzini, T., et al., "Mechanism of hot electron electroluminescence in GaN-based transistors," *J. Phys. D: Appl. Phys.* 49, 435101, 2016.
- [8] Mishra, S., "Fault current limiting and protection circuit for power electronics used in a modular converter," M.S. thesis, University of Tennessee, Knoxville, TN, 2008. [Online]. Available: https://trace.tennessee.edu/utk_gradthes/468
- [9] Glaser, J., "An introduction to Lidar: A look at future developments," *IEEE Power Electronics Magazine*, March 2017
- [10] Pozo, A., Zhang, S., Strittmatter, R., 「EPC GaNトランジスタのアプリケーションの準備:フェーズ7テスト」、EPC Corp., 米国カリフォルニア州エルセグンド、信頼性レポート。[オンライン]入手可能:<https://epc-co.com/epc/jp/設計サポート/egan-fetの信頼性/reliabilityreportphase7>
- [11] Strittmatter, R., "GaN reliability for automotive: testing beyond AEC-Q," *IEEE APEC Conf., PSMA Industry Session*, Anaheim, 2019.
- [12] Department of Defense Test Method Standard: Mechanical Tests – Die Shear Strength. Mil-Std-883e (Method 2019), May 3, 2018. [Online]. Available: <https://landandmaritimeapps.dla.mil/Downloads/MilSpec/Docs/MIL-STD-883/std883.pdf>
- [13] AEC-Q200 REV D: Stress Test Qualification for Passive Components (base document), Automotive Electronics Council, June 1, 2010, [Online]. Available: www.aecouncil.com
- [14] AEC-Q200-005 Rev A: Board Flex Test, Automotive Electronics Council, June 1, 2010, [Online]. Available: www.aecouncil.com
- [15] Jakubiec, C., Strittmatter, R., Zhou, C., 「EPC GaNトランジスタのアプリケーションの準備:フェーズ9テスト」、EPC Corp., 米国カリフォルニア州エルセグンド、信頼性レポート。[オンライン]入手可能:<https://epc-co.com/epc/jp/設計サポート/egan-fetの信頼性/reliabilityreportphase9>
- [16] ANSI/ESDA/JEDEC JS-002-2014: Charged Device Model (CDM) – Device Level, [Online]. Available: <https://www.jedec.org/standards-documents/docs/js002-2014>
- [17] Pozo, A., Zhang, S., Strittmatter, R., 「EPC GaNトランジスタのアプリケーションの準備:フェーズ10テスト」、EPC Corp., 米国カリフォルニア州エルセグンド、信頼性レポート。[オンライン]入手可能:<https://epc-co.com/epc/jp/設計サポート/egan-fetの信頼性/reliabilityreportphase10>

参考文献(続き):

- [18] Pozo, A., Zhang, S., Strittmatter, R., 「EPC GaNトランジスタのアプリケーションの準備: フェーズ12テスト」, EPC Corp., 米国カリフォルニア州エルセグンド, 信頼性レポート。[オンライン]入手可能: <https://epc-co.com/epc/jp/設計サポート/egan-fetの信頼性/reliabilityreportphase12>
- [19] Meneghini, M., et al., "GaN-based power devices: Physics, reliability, and perspectives," *J. Appl. Phys.* 130, 181101, 2021
- [20] De Santi, C. et al, "Review on the degradation of GaN-based lateral power transistors," *Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, Vol. 1, 100018, 2021
- [21] Lidow, A et al., "Intrinsic Failure Mechanisms in GaN-on-Si Power Transistors", *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 7, no. 4, pp. 28-35, 2020
- [22] Zhang, S. et al, "GaN Reliability and Lifetime Projections", *CIPS 2022; 12th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, pp. 1-7, 2022
- [23] Efficient Power Conversion Corporation, "EPC21601 – eToF Laser Driver IC," EPC21601 datasheet. [Online]. Available: https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC21601_datasheet.pdf
- [24] De Santi, C. et al, "Dynamic Performance Characterization Techniques in Gallium Nitride-Based Electronic Devices," *Crystals*, 11, 1037, 2021
- [25] Wu, Y. et al., "Activation energy of drain-current degradation in GaN HEMTs under high-power DC stress," *Microelectronics Reliability*, 54, pp. 2668–2674, 2014
- [26] Hu, C. et al., "Investigation of a Simplified Mechanism Model for Prediction of Gallium Nitride Thin Film Growth through Numerical Analysis," *Coatings*, 7, 43, 2017
- [27] JEDEC Standard, "Temperature Cycling," Test Method JESD22-A104F, November 2020
- [28] Cramér, H., *Mathematical Methods of Statistics*, Princeton Univ. Press (1946)
- [29] JEDEC Standard, "Stress-Test-Driven Qualification of Integrated Circuits," JESD47L, December 2022
- [30] Automotive Electronics Council, "Failure Mechanism Based Stress Test Qualification For Discrete Semiconductors In Automotive Applications," AEC-Q101-Rev E, March 2021
- [31] Norris, K. C., & Landzberg, A. H., "Reliability of Controlled Collapse Interconnections," *IBM Journal of Research and Development*, 13(3), pp. 266–271, 1969
- [32] Vasudevan, V., and Fan, X., "An Acceleration Model for Lead-Free (SAC) Solder Joint Reliability Under Thermal Cycling," *58th Electronic Components and Technology Conference*, pp. 139–145, 2008
- [33] Sun, F.Q., Liu, J.C., Cao, Z.Q. et al., "Modified Norris–Landzberg Model and Optimum Design of Temperature Cycling Alt," *Strength Mater* 48, pp. 135–145, 2016
- [34] Lall, P., Shirgaokar, A., and Arunachalam, D. "Norris–Landzberg Acceleration Factors and Goldmann Constants for SAC305 Lead-Free Electronics." *ASME. J. Electron. Packag.*, 134(3), 031008, 2012
- [35] Deshpande, A., Jiang, Q., Dasgupta, A., and Becker, U., "Fatigue Life of Joint-Scale SAC305 Solder Specimens in Tensile and Shear Mode," *18th IEEE Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITherm)*, Las Vegas, NV, USA, pp. 1026-1029, 2019
- [36] Cui, H., "Accelerated Temperature Cycle Test and Coffin-Manson Model for Electronic Packaging," in *Annual Reliability and Maintainability Symposium (RAMS)*, pp. 556-560, 2005
- [37] MSN Weather, <https://www.msn.com/en-us/weather/monthlyforecast, January 2023>
- [38] N. Kaminski, A. Kopta, "Failure Rates of HiPak Modules Due to Cosmic Rays," Application Note 5SYA 2042-04, 2011
- [39] Lichtenwalner, D. J. et al., "Gate Bias Effects on SiC MOSFET Terrestrial-Neutron Single-Event Burnout," *Materials Science Forum*, Vol. 1062, pp 463-467, 2022
- [40] Lichtenwalner, D. J. et al., "Accelerated Testing of SiC Power Devices," *IEEE International Integrated Reliability Workshop (IIRW)*, 2020
- [41] Principato F. et al, "Investigation of the Impact of Neutron Irradiation on SiC Power MOSFETs Lifetime by Reliability Tests", *Sensors (Basel)*, 21(16): 5627, Aug. 2021
- [42] Baghaie Yazdi, M. et al, "A concise study of neutron irradiation effects on power MOSFETs and IGBTs", *Microelectronics Reliability* Vol. 62, pp. 74-78, July 2016
- [43] Sonia, G., Brunner, F., Denker, A. et al., "Proton and heavy ion irradiation effects on AlGaIn/GaN HFET devices," *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 53(6), 2006
- [44] Pearton, S.J., Ren, F., Patrick, E., et al., "Review – ionizing radiation damage effects on GaN devices," *ECS J. Solid State Sci. Technol*, 5(2), Q35-Q60, 2015
- [45] Efficient Power Conversion Corporation, "EPC9149 – Evaluation Kit," [Online]. Available: <https://epc-co.com/epc/jp/製品/評価基板/epc9149>
- [46] Efficient Power Conversion Corporation, "EPC9078 – Development Board," [Online]. Available: <https://epc-co.com/epc/jp/製品/デモボード/epc9078-ja-jp>