

省エネルギーのための電子技術専門誌

グリーン・ Green Electronics エレクトロニクス

No.
18

従来の MOSFET と同じように使える!
高安全性・高信頼性ノーマリ OFF 型誕生!

超スリム・パワエレ
時代到来

特集

30MHz/10kW スイッチング! 超高速 GaN トランジスタの実力と応用

- ① 実験ビフォー・アフタ! GaN vs SiC vs Si
- ② あと 1%! 効率 99% の 300W 超小型インバータの製作

第2特集 1/3 サイズダウン! SiC トランジスタで作る 5kW 超小型インバータ



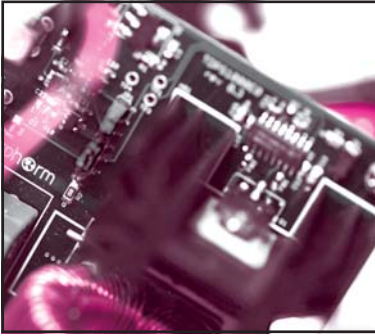
SiC



GaN

見本

第1章



基本構造から応用製品まで

GaNパワー・デバイスの現状

小林 由布子

Yuko Kobayashi

窒化ガリウム (GaN) は昨年のノーベル賞受賞で脚光を浴びたとおり、白色LED、青色レーザー、信号機(青信号)、照明などの光用途ではさまざまな場面で実用化されています。

また、表1に示すように、ワイド・バンドギャップ材料であるため、発光素子が実現された時期とほぼ同時期からパワー・デバイス応用が長年研究されており、高周波パワー・アンプとしてはすでに実用されています。トランジスタとして比較した場合も、GaNを用いた

高電子移動度トランジスタ (HEMT: High Electron Mobility Transistor) はSiに比べて絶縁破壊耐圧が10倍と高耐圧で、SiCに比べるとキャリア移動度が高く高速です。よって、さまざまな周波数帯において応用分野が存在します。

GaNは従来から高出力というキーワードで開発が進められていましたが、近年、最も活発に研究開発されているのは100 MHz以下のパワー・エレクトロニクス応用です(図1)。これまで、Siトランジスタであるゆる電源装置の高効率化/小型化が進められてきました。しかし、近年急速に多種多様なモバイル機器の普及や自然エネルギーの活用が進められてきており、より高効率で高電力密度な電源の開発が求められるようになってきました。そのブレイクスルーとして注目されているのがGaNパワー・トランジスタです。

GaNを使うことにより、小さなチップでも高耐圧で低オン抵抗のトランジスタができ、高速に動作するのでスイッチング・スピードを速くすることができます。この二つの効果により、従来のSi-MOSFETに比べて消費電力を下げるのが可能となり、また電源装置の小型化が可能となります(図2)。

表1 各材料の物性値比較

	Si	SiC	GaN	影響を受ける特性
バンドギャップ [eV]	1.1	3.2	3.4	動作温度 動作電圧(耐圧)
絶縁破壊電圧 [MV/cm]	0.3	3.0	3.3	動作電圧(耐圧) オン抵抗
電子濃度 $\times 10^{12}$ [cm ⁻²]	1	1	10	電流密度
キャリア移動度 [cm ² /V·s]	1300	600	1500	動作速度
電界飽和速度 $\times 10^7$ [cm/s]	1.0	2.0	2.7	動作周波数

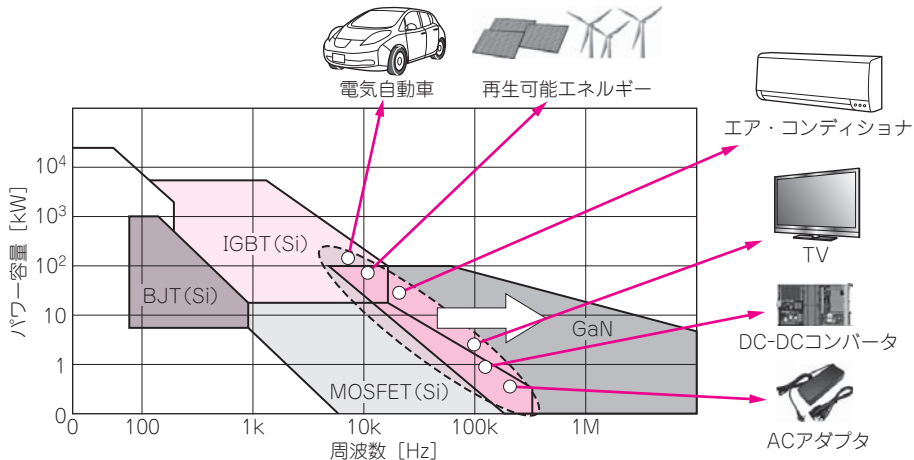


図1 周波数帯と製品電力

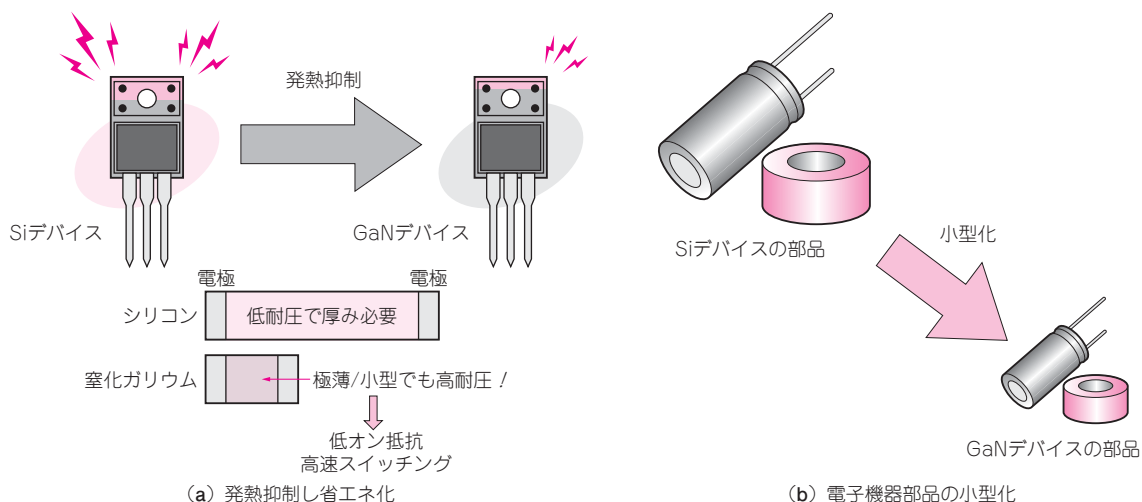


図2 GaNを使う効果

図3に示すYole Developmentの2014年のレポート⁽¹⁾では、GaNパワー・デバイスの市場は2016年に本格的に立ち上がり、2018年もしくは2019年にEV(Electric Vehicle)とHEV(Hybrid Electric Vehicle)がGaNを採用しはじめるならば、2020年までの年平均成長率(CAGR)は80%で拡大、GaNデバイス市場規模は6億米ドルに達するであろうと予測されており、その市場規模も期待されています。

デバイス構造

● GaN HEMTの一般的な構造

図4に一般的なSi-MOSFETとGaN-HEMTの断面図を示します。従来、基地局向けなどの高周波用途ではSiC基板が用いられていました。しかし、電源用途においては大口径低コスト基板での製造が望ましいで

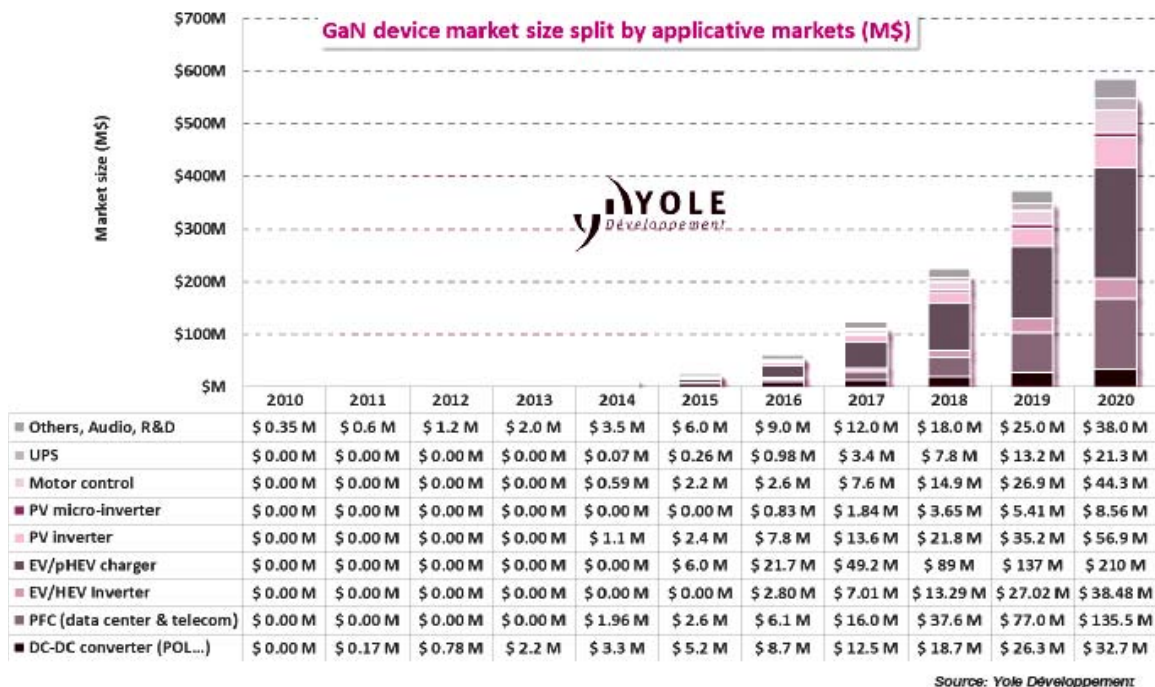
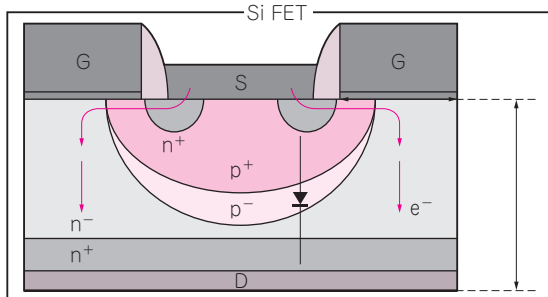
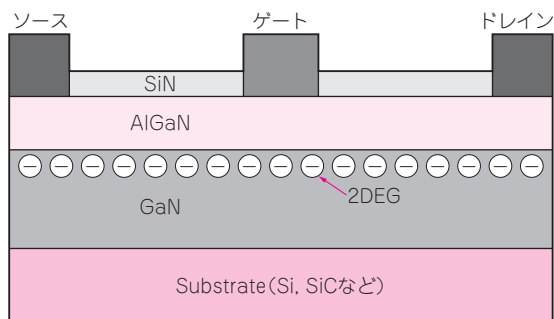


図3⁽¹⁾ GaNのマーケティング予測



● ボディ・ダイオードの生成も容易

(a) Si



- 2DEG(2次電子ガス)の電子が移動することで電流が流れる
- $V_{th} > 0$ にするにはゲートで2DEGを抑える必要がある(GaNの特性を抑える方向)で難しい
- ボディ・ダイオードがない

(b) GaN

図4 SiとGaNの断面図

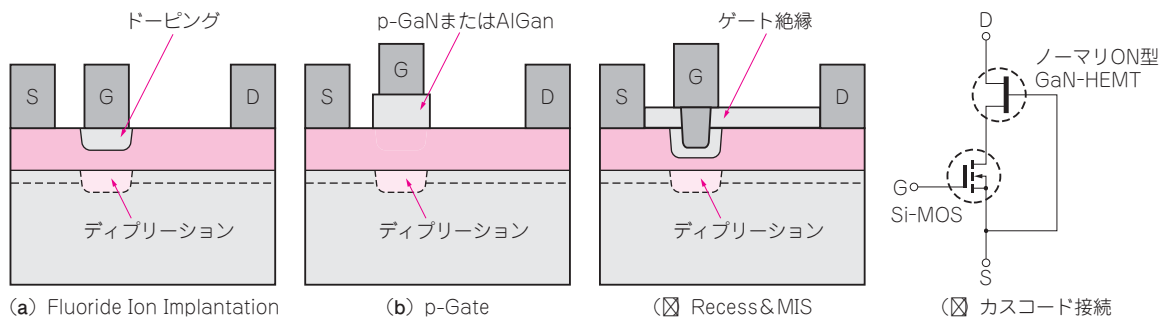


図5 各種ノーマリOFF構造

す。よって近年では、6インチ以上の口径をもつSi基板を用いることが一般的となりました。

そのSi基板上に窒化アルミニウム・ガリウム (AlGaIn) と組み合わせて AlGaIn/GaNヘテロ構造を形成し、2次電子ガス層(2DEG)を発生させます。この2DEGにある電子が高速に移動するので、GaN-HEMTは高速スイッチング・デバイスとされています。

Si-MOSFETは内部にNPN構造ができるためボディ・ダイオードが内蔵されているように見えますが、GaN-HEMTにはボディ・ダイオードはありません。

また、GaN-HEMTは常に2DEGが発生する構造なので、ゲート電圧が0ボルトでも電流が流れるノーマリON型デバイスとなります。ノーマリON型(ディプリーション型とも呼び、この型のGaNをD-mode GaNと表現する)は、閾値電圧(V_{th})が負の値であるため、ゲート電圧にマイナスの電圧をかけるまでOFFしないという特徴があります。

電源素子として使用されているMOSFETのほとんどは、ノーマリOFF型(エンハンスメント型とも呼び、この型のGaNをE-mode GaNと表現する)なので、MOSFETからGaNに置き換えていくには、 V_{th} が1.5V

以上のノーマリOFF型デバイスであることが望ましく、この大きな特徴がこれまでなかなか実用に至らない原因でした。

● ノーマリOFFにするために

図5にGaN-HEMTをノーマリOFF型にするための例を示します。特にゲート周りの構造について、各研究機関からさまざまな構造が提案されています。

- (a) F注入ゲート構造
- (b) p-GaNゲート構造
- (c) リセス・ゲート構造

この3手法は、いずれもゲート下だけ2DEGの発生を、ゲート電圧でコントロールできるように工夫した構造です。現時点ではこれらの手法では V_{th} が1V前後と、電源素子として使用するには低すぎる V_{th} となってしまう、ノーマリOFF型ではあるものの、なかなか実用しづらい特性です。

そのため、GaN-HEMTそのものはノーマリON型で使用できるように、回路で工夫させたものがカスコード接続のGaN-HEMTです。

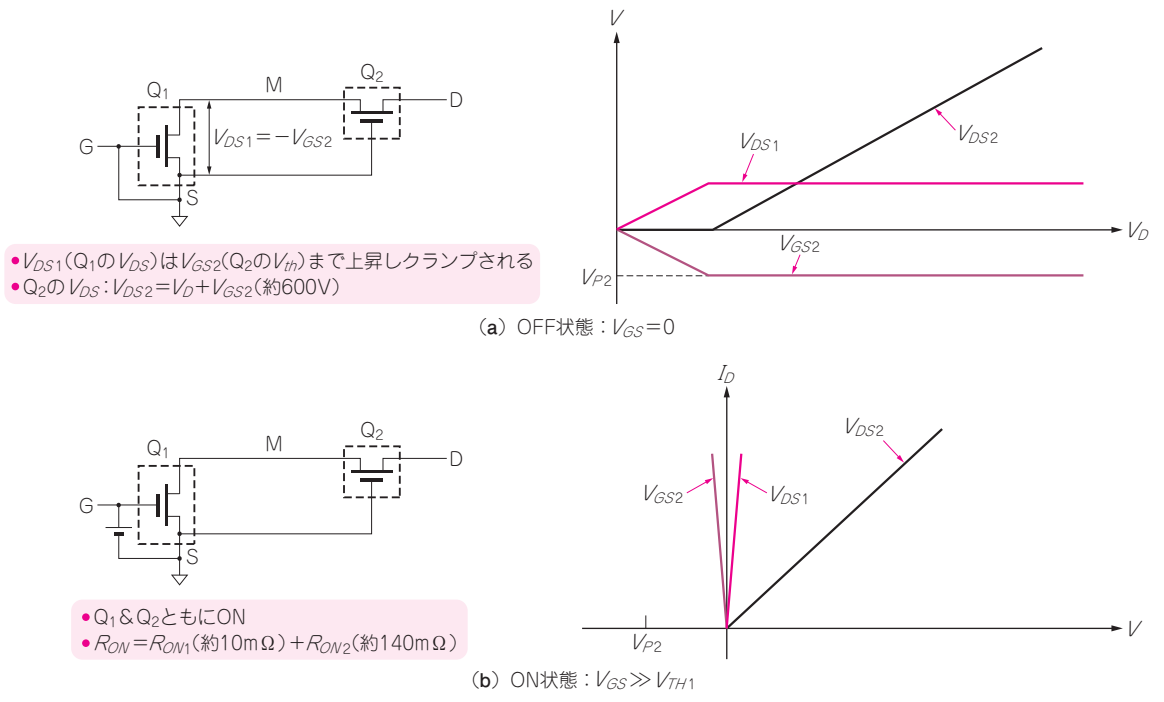


図6 カスコード接続の動作

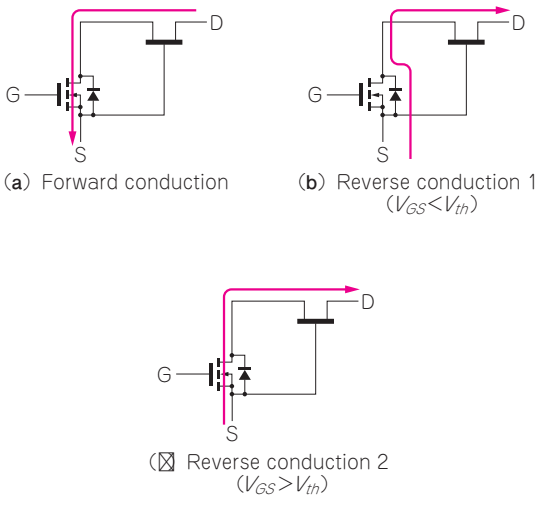
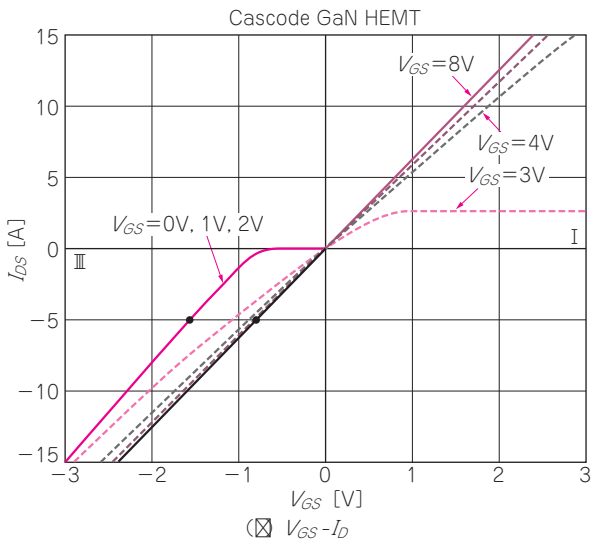


図7 カスコード型GaN HEMT

● カスコード型GaN-HEMT

図6にカスコード接続のOFF時とON時の電圧電流を示します。OFFのとき [図6(a)] は見かけの V_{DS} が上昇するにつれて、 Q_1 の V_{DS} が Q_2 の $V_{th} (< 0)$ にマイナスを掛けた値まで上昇し、クランプされます。ONのとき [図6(b)] は Q_1 と Q_2 のON抵抗の合成になります。このとき、 Q_2 の V_{gs} が Q_1 のON電圧ぶんだけマイナスに振れますが、 Q_2 の $V_{th} (< 0)$ に対してマージンがあれば、ON中に誤動作しません。この Q_1



をノーマリOFFの低耐圧Si-MOSFET、 Q_2 をゲート構造が通常の絶縁ゲート構造のままのノーマリON型GaN-HEMTにしたものが、カスコード接続型GaN-HEMTです。

図7にカスコード型GaN-HEMTを示します。ゲート駆動に低耐圧Si-MOSFETの特性を利用できるため、高耐圧Si-MOSFETに比べ低ゲート容量(Q_g)、低逆回復電荷(Q_{rr})の特性で、GaNの高速性を損なうことなく高速動作が可能になります。

また、還流電流は $V_{GS} < V_{th}$ のときはSi-MOSFETのボディ・ダイオードを通して電流が流れるので、外付け還流ダイオードは不要となります。

このようなカスコード型GaN-HEMTを採用しているのはTransphorm, rfmd(Qorvo), Infineonなどで、そのうちTransphormは600Vのカスコード型デバイスの量産を開始しています。

デバイス性能

● パッケージ性能比較

表2に単体ノーマリOFF型GaNとカスコード型GaNの性能を示します。ノーマリOFF型のなかでもpGaNショットキーのゲート構造が最も市場に出回っていますが、この構造はゲート・リークが高く、 V_{th} が低めで、ゲート電圧の最大定格も ± 6 V前後と印加できる電圧範囲が限られており、専用ドライバが必要となることも多いです。

GaN-HEMTはボディ・ダイオードをもたないため、外付け還流ダイオードも必要です。しかし、単体で製造できるぶん、チップ・サイズが小さくON抵抗も低く、パッケージ製造コストが高くないというメリットがあります。

一方、カスコード型GaNは低耐圧Si-MOSFETをゲート駆動に使えるため、ゲート・ドライバは従来品を使用することができ、ゲート電圧範囲もあまり気にする必要がありません。Siのボディ・ダイオードが使えるため、外付け還流ダイオードは不要です。しかし、パッケージ内に複数チップを内蔵させるため、パッケージ製造コストが高くなり、ワイヤによる内部寄生インダクタンスの考慮が必要となります。

表3にSi-MOSFETとカスコード型GaNを比較しました。Si-MOSFETは高速スイッチングに最適化され、ユーザに広く使用されているInfineonのCoolMOS IPP60R160P6、カスコード型GaNはTransphormのTPH3006PSです。カスコード型GaNはゲート容量 Q_g

表2 単体ノーマリOFF型GaNとカスコード型GaNの比較

	単体ノーマリOFF型GaN	カスコード型GaN
V_{DS} [V]	600	600
$I_D@25^\circ\text{C}$ [A]	15	17
ゲート構造	pGaNショットキー構造	MIS構造
V_{GSS} [V]	± 6 V(推定)	± 18 V
$V_{th}(\text{typ})$ [V]	1.2	1.8
I_{GSS}	高め	低め
外付け還流ダイオード	必要	不要(LV-MOSのBody-Di使う)
$R_{ON}@25^\circ\text{C}$ [m Ω] (typ)	71	150
R_{ON_stress} ($V_{DS}=600$ V)	~ 142 (約2倍に増加)	< 175 (増加は15%程度)
Q_g [nC]	9	6.2
コスト(Si-MOSFET比)	ウェーハ製造コストで若干上がる	ウェーハ製造コストだけでなく、パッケージ組み立てコストも上がる
内部インダクタンス		ワイヤが多くなるので内部インダクタンス増加

従来のMOSFET用ドライバが使える

表3 Si-MOSFETとカスコード型GaNトランジスタの比較

記号	パラメータ	単位	Si-MOSFET IPP60R160P6 (Infineon)	カスコード型GaN TPH3006PS (Transphorm)
V_{DSS}	Drain to Source Voltage	V	600	600
$R_{DS(ON)}$	Static on Resistance	ohm	0.144 ⁽¹⁾	0.15 ⁽²⁾
Q_g	Total Gate Charge	nC	44 ⁽³⁾	6.2 ⁽⁴⁾
Q_{gd}	Gate to Drain Charge	nC	15 ⁽³⁾	2.2 ⁽⁴⁾
$C_{o(er)}$	Output Capacitance energy related	pF	72 ⁽⁵⁾	56 ⁽⁶⁾
$C_{o(tr)}$	Output Capacitance time related	pF	313 ⁽⁵⁾	110 ⁽⁶⁾
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	nC	5300 ⁽⁷⁾	54 ⁽⁸⁾
t_{rr}	Reverse Recovery Time	ns	350 ⁽⁷⁾	30 ⁽⁸⁾

(1) $V_{GS}=10$ V, $I_D=9$ A, $T_j=25^\circ\text{C}$, Typical値

(2) $V_{GS}=8$ V, $I_D=11$ A, $T_j=25^\circ\text{C}$, Typical値

(3) $V_{DD}=400$ V, $I_D=11.3$ A, $V_{GS}=0\sim 10$ V

(4) $V_{DD}=100$ V, $I_D=11$ A, $V_{GS}=0\sim 4.5$ V

(5) $V_{GS}=0$ V, $V_{DS}=0\sim 400$ V

(6) $V_{GS}=0$ V, $V_{DS}=0\sim 480$ V

(7) $V_R=400$ V, $I_F=11.3$ A, $di/dt=100$ A/ns

(8) $V_R=480$ V, $I_F=11$ A, $di/dt=450$ A/ns

や出力容量が小さく、逆回復特性が桁違いに小さいので、ゲート・ドライブ損失やスイッチング損失が小さくなるのが容易に予想されます。

● スwitching特性

図8⁽²⁾、図9にスイッチング波形の概略を示します。スイッチングの遷移時間(t_r , t_f)が速ければ、スイッチング損失は小さくなります。IGBTはターンオフ時の電流テール時間(t_{tail})があるため、スイッチング損失は大きくなってしまいます。

t_r , t_f に関するトランジスタのパラメータは、それぞれ入力容量 C_{iss} と出力容量 C_{oss} ですが、特にターンオフのスイッチング損失 E_{off} に関する出力容量を $C_{o(er)}$ と定義し、データシートに記載されることがあり

ます。最近のSi-MOSFETや新デバイスのSiCやGaNは低スイッチング損失をアピールするため、データシートに $C_{o(er)}$ が記載されていることが多くなっています。

表4におもなパラメータの比較、図10に容量の電圧依存グラフの比較を示します。比較に用いたのは、FRD内蔵IGBTのRJH60F3DPQ-A0(ルネサス エレクトロニクス)、高速Si-MOSFET IPP60R160C6 (Infineon)、SiC MOSFET SCT2120AF(ローム)、カスコード型GaN TPH3006PS(Transphorm)です。また、容量値だけでなく、 E_{oss} (出力容量の蓄積エネルギー)や E_{off} の V_{DS} 依存性グラフが掲載されていることもあるので、この値を使ってスイッチング損失を見積もることができます。

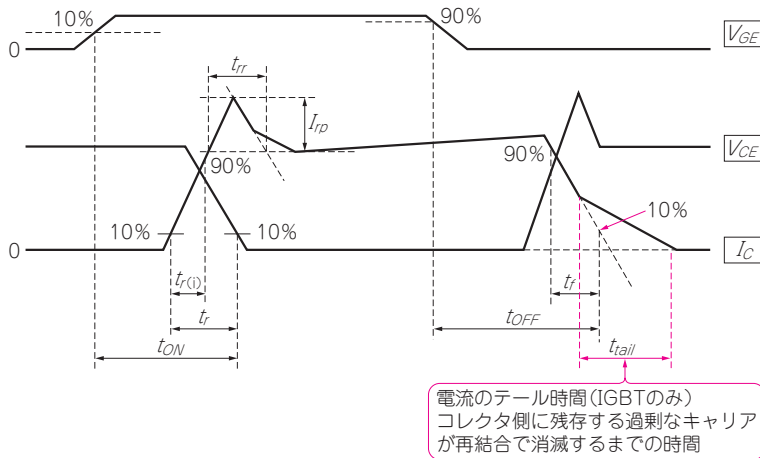


図8⁽²⁾ IGBTスイッチング波形とパラメータ

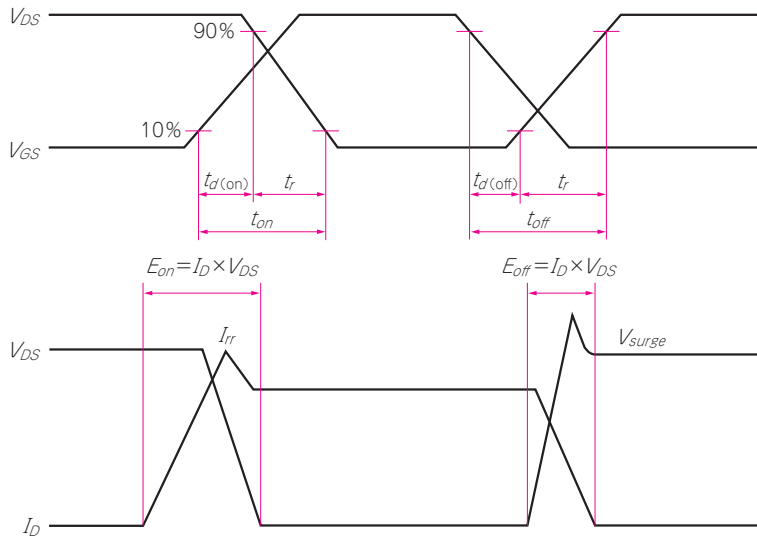
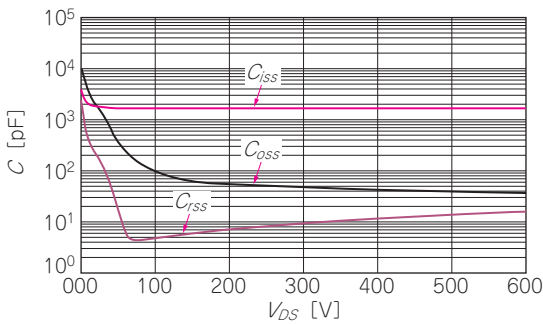


図9 MOSFETのスイッチング波形とパラメータ

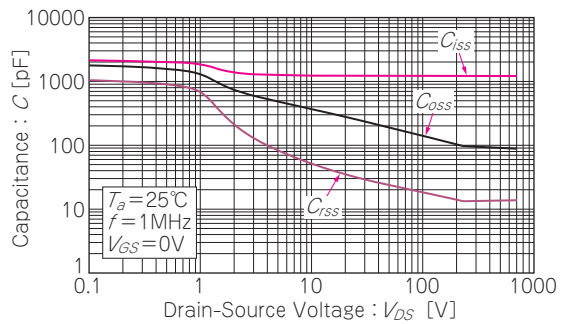
表4 スwitchング遷移時間に影響するパラメータ

項目	単位	IGBT (FRD内蔵) RJH60F3DPQ-A0 (ルネサス)	Si-MOSFET IPP60R160C6 (Infineon)	SiC-MOSFET SCT2120AF (ローム)	カスコード型 GaN TPH3006PS (Transphorm)	条件
V_{DS}	V	600	650	650	600	
$R_{DS(ON)}$	Ω	-	0.14	0.12	0.15	$T_j = 25^\circ\text{C}$
I_D	A	40	23.8	29	17	$T_c = 25^\circ\text{C}$
C_{iss}	pF	1260	1660	1230*	740	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 100\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$
C_{oss}	pF	25*	100	138*	133	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 100\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$
$C_{o(er)}$	pF	記載なし	66(0-480V)	115(0-300 V)	56(0-480 V)	$V_{GD} = 0\text{ V}, V_{DS}$ はカッコ内
t_r	ns	96(400 V, 30 A)	13(400V, 11.3A)	31(300 V, 10 A)	3(480 V, 11 A)	
t_f	ns	92(400 V, 30 A)	8(400V, 11.3A)	19(300 V, 10 A)	3.5(480 V, 11 A)	
Q_{rr}	nC	記載なし	8200	53	54	
T_{rr}	ns	90 (20 A, 100 A/ μ s)	460(400 V, 11.3 A, 100 A/ μ s)	33(400 V, 10 A, 160 A/ μ s)	30(480 V, 11 A, 450 A/ μ s)	

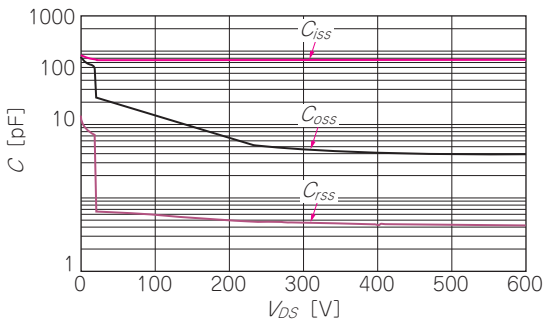
*グラフから目読み



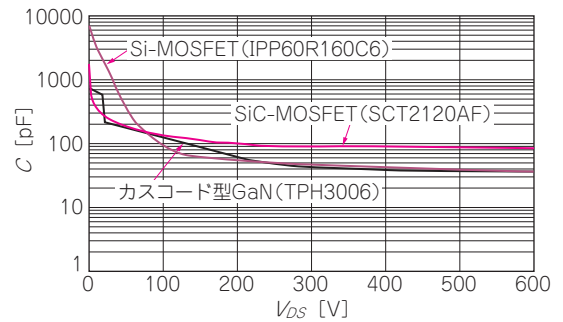
(a) Si-MOSFET
IPP60R160C6(Infineon)



(b) SiC-MOSFET
SCT2120AF(ローム)



(\boxtimes) カスコード型 GaN
TPH3006PS(Transphorm)



(\boxtimes) C_{oss} のみ比較

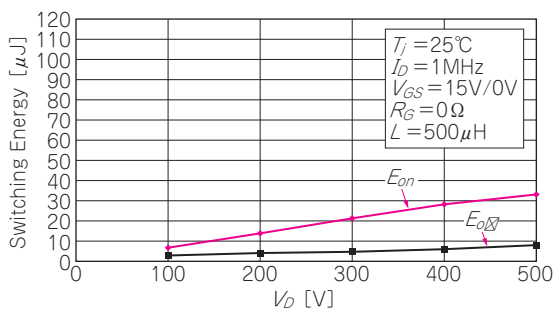
図10 各種トランジスタの容量特性

図11にカスコード型 GaN(前出 TPH3006PS)のシミュレーション・データと SiC(前出 SCT2120AF)のスイッチング損失を比較します。GaNのほうがより高速で、スイッチング損失を極限まで小さくすることができるが示されています。

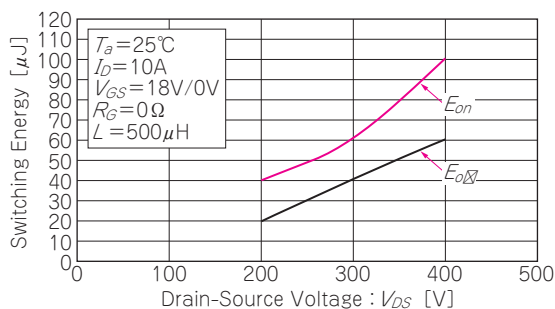
これまで遷移時間の速さに関するパラメータについて記述してきましたが、図8や図9に示したように、ターンオン時の損失 E_{on} には遷移時間 t_r のみならず、ターンオン時に発生するピーク電流の大きさも影響し

ます。このピーク電流は図12に示すように、ハイ・サイドにあるダイオード成分の逆回復電流がロー・サイドに流れ込むことにより発生するものです。そのため、昇圧ダイオードやハイ・サイドのボディ・ダイオードの逆回復特性が良いかどうか、スイッチング損失に影響してきます。

逆回復特性を表すおもなパラメータは逆回復時間(t_{rr})や逆回復電荷量(Q_{rr})です。図13に高速 Si-MOSFET のなかでも低 Q_{rr} の SPA20N60CFD(Infineon) とカス



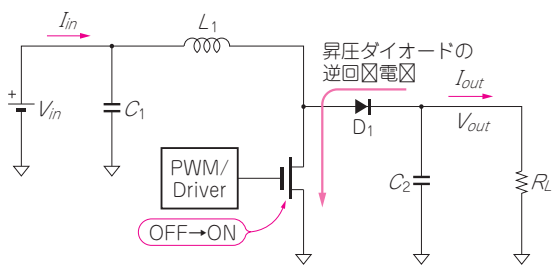
(a) カスコード型GaN
TPH3006PS(Transphorm)



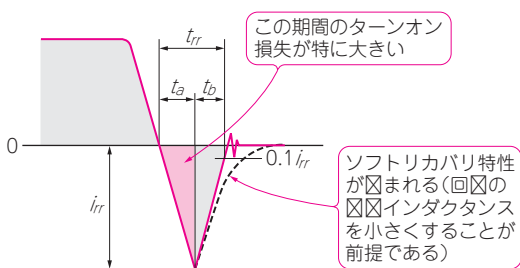
(b) SiC-MOSFET
SCT2120AF(ローム)

※LTspiceでのシミュレーション結果

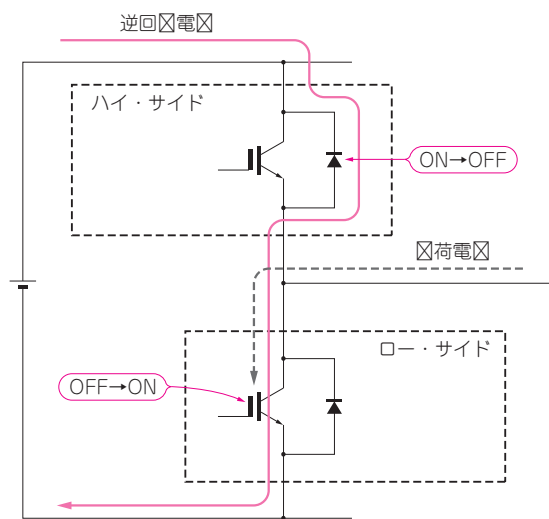
図11 (1), (2) スイッチングエネルギー比較



(a) チョッパ回路の場合

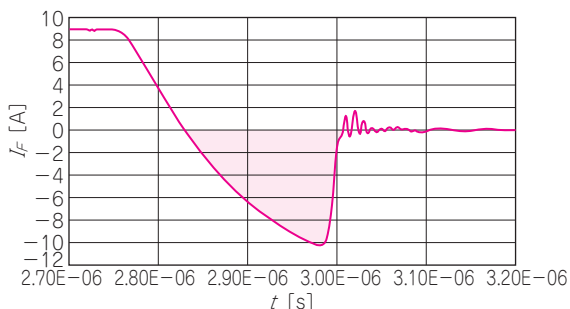


(a) ダイオードの逆回復特性



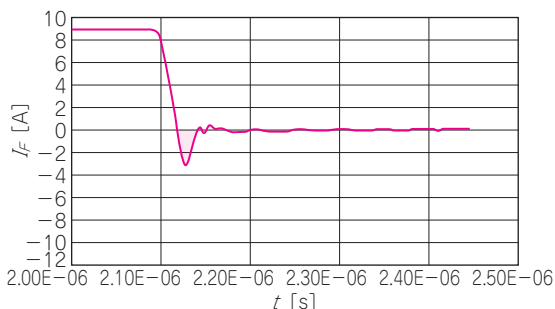
(b) ハーフ・ブリッジの場合

図12 ダイオードの逆回復特性の影響



$Q_{rr} = 1000\text{nC}$ at 9A, 400V
100A/ μs

(a) 低 Q_{rr} のSi-MOSFET
SPA20N60CFD(Infineon)



$Q_{rr} = 54\text{nC}$ at 9A, 400V
450A/ μs

(b) カスコード型GaN
TPH3006PS(Transphorm)

図13 Bodyダイオードの逆回復特性比較

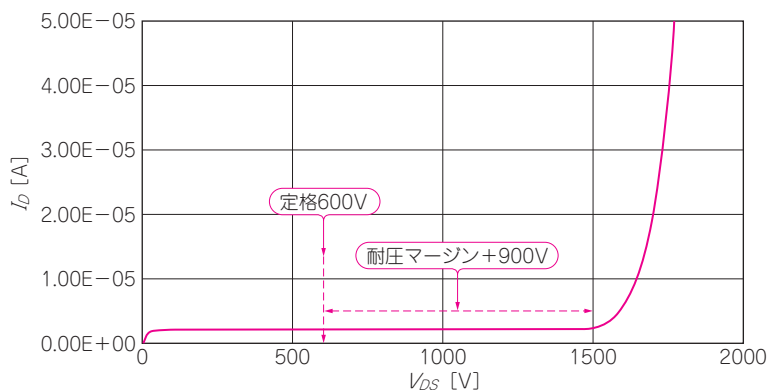
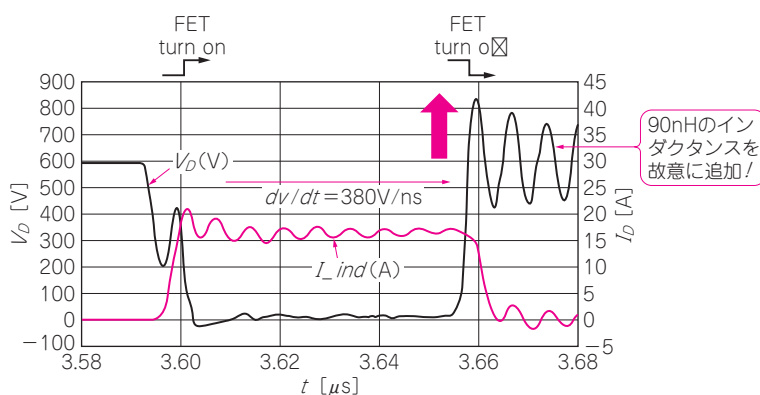


図14 カスコード型Ga_Nの耐圧(TPH3006, Transphorm)



TPH3006PSは定格600Vだが、850Vのピーク電圧が加わっても破壊しない

図15 ドレイン側の寄生インダクタンスによるサージ

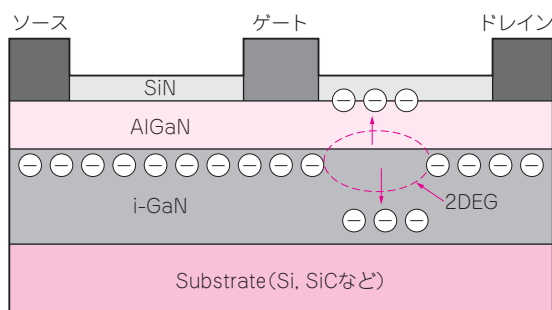


図16 電流コラプス現象の概略図

コード型 GaN-HEMT TPH3006PS(Transphorm)の逆回復特性を示します。Si-MOSFETの Q_{rr} は低くても $1\mu\text{C}$ (1000 nC)程度ですが、カスコード型Ga_Nは約50 nCと1/20の特性で、逆回復電流が非常に小さいことがわかります。

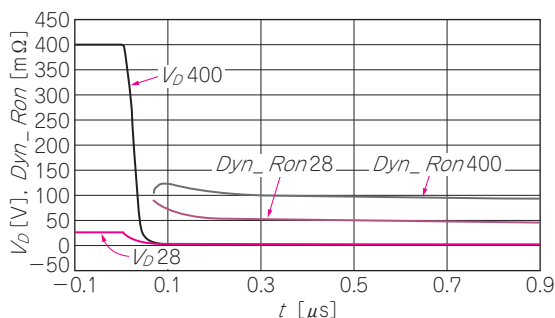
表4に示しましたが、SiCもGa_Nと同等の特性を持っています。IGBT自体はボディ・ダイオードをもたないので、用途に応じてさまざまなダイオードがパッ

ケージに内蔵されています。高速スイッチング目的のIGBTにはファスト・リカバリ・ダイオードが内蔵されることが多かったのですが、近年ではより高速なSiC-SBDを内蔵しているハイブリッド・モジュールも発売されています。

● 耐圧と動的性能

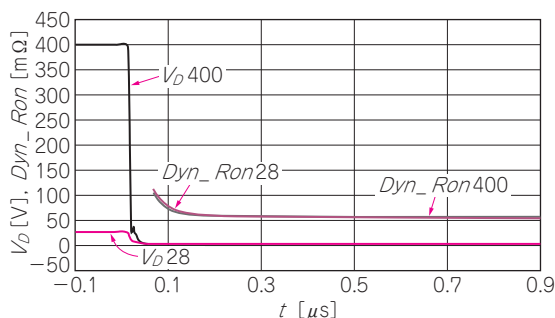
図14に600 Vカスコード型Ga_N TPH3006(Transphorm)の耐圧性能を示します⁽³⁾。アバランシェ耐量がGa_Nにはないと言われていたのですが、600 V品に対して十分なマージンのある実耐圧をもたせることで解決しています。ドレイン側に寄生インダクタンス90 nHを追加し、意図的にターンオフ時の V_{DS} サージを発生させたとしても(図15)、定格に対して十分に耐圧マージンを取っていれば、サージによって破壊されません⁽⁴⁾。

従来Ga_N HEMTでは電流コラプスと呼ばれるON抵抗変動が懸念されていました。図16に電流コラプス現象の概略図を示します。ドレイン-ソース間の高



49mΩ→91mΩ (+86%)

(a) 電流コラプスが発生する例



55mΩ→59mΩ (+7%)

(b) 電流コラプスが発生しない例

図17 動的オン抵抗の波形

電圧負荷により、2DEGの一部電子がトラップされてしまう現象です。これにより電流が流れにくくなり、ON抵抗の増加につながってしまいます。

図17に動的ON抵抗の評価結果を示します。動的ON抵抗とは、OFFでドレイン電圧をかけたあと、ONにしてからns~μsレベルでのON抵抗測定を行うことです。MHz以上の高速駆動で使用したい場合は、このようなns~μsレベルでの評価が重要となります。

図17(a)には動的ON抵抗が変動する例、図17(b)にはほぼ変動しない例を示しています。図17(a)のように約2倍に上昇してしまえば、電源回路での定常損失に大きく影響するので要注意です。

また、図18にカスコード型GaN(前出TPH3006)の動的ON抵抗の電圧依存データを示します。400Vのドレイン電圧までの変動率が1.2倍以内であり、測定系の限界である1000Vまで動的ON抵抗に問題がないことを証明できています。600Vぎりぎりではなく、600V品に対しての十分なマージンを有しているデバイスが完成しています⁽³⁾。

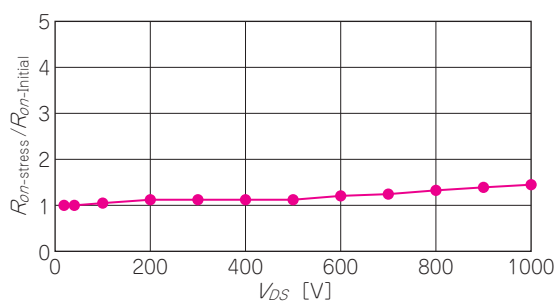
GaNを搭載した回路

GaNパワー・デバイスを搭載した回路実証例を紹介します。

● ゲート抵抗とdv/dt, di/dt

図19に、ゲート抵抗を20Ωまで振ったときのdv/dtとdi/dtの値をSi-MOSFETと比較しました⁽⁵⁾。カスコード型GaNはSi-MOSFETよりも高速で、特にdi/dtは約10倍となっています。ゲート抵抗を20Ωまで増やしても減少率が小さく、高速なままです。

そもそもゲート抵抗でドレイン電圧のdv/dtを調整できる原理は、C_{gd}のミラー効果によるもので、この



- ON時5Aのスイッチング
- Turn-on後0.5μs時点でのR_{on}上昇率
- 400Vまでで1.2倍以下の変動

図18 カスコード型GaNの動的オン抵抗 (TPH3006PS, Transphorm)

C_{gd}が小さければミラー容量も小さいので、dv/dtはあまり遅くなりません。Si-MOSFETのC_{gd}は数十pFありますが、GaNは数pFと1桁小さいので、ゲート抵抗の効果も1/10となります [図20中の式(1)]。

よって、GaNにおいてはdv/dt, di/dtはSiよりも1桁速いものとして設計する必要があります。これらのパラメータは寄生素子の影響が大きくなることを示します [式(2)]。dv/dtと寄生容量により電圧サージ、di/dtと寄生インダクタンスにより電圧サージが発生します。GaNを搭載するにあたって、これらの寄生成分は極力小さくする必要があります。

$$\Delta v = L \frac{dv}{dt} \dots\dots\dots (2)$$

$$\Delta i = C \frac{di}{dt}$$

● バック・コンバータ：IGBT + SiC-SBDと比較

図21にバック・コンバータの例を示します。IGBTブリッジと還流ダイオードにSiCのショットキーを組み合わせたもの [図21(a)] と、カスコード型GaNの

このPDFは、CQ出版社発売の「グリーン・エレクトロニクス No.18」の一部見本です。

内容・購入方法などにつきましては以下のホームページをご覧ください。

内容 <http://shop.cqpub.co.jp/hanbai/books/MSP/MSPZ201506.htm>

購入方法 <http://www.cqpub.co.jp/order.htm>

CQ出版社

見本