

パワーMOSFET シリーズ

インバータ回路におけるスイッチング素子の逆回復特性の重要性と PrestoMOS™ の有用性について

インバータ回路とは電力変換方式の 1 つであり、直流(DC)から交流(AC)に変換する回路のことを指します。インバータ回路が最も多く使用される用途としてモーター駆動が挙げられます。モーター駆動用途でのインバータ回路は動作電圧や周波数を調節することでモーターのトルクや回転速度を制御します。モーターを駆動するためのインバータ回路のスイッチング素子には MOSFET や還流用 Diode 付の IGBT が用いられており、最近では SiC MOSFET が採用されるケースも増えてきています。この理由としてインバータ回路の動作上、内蔵されている Diode の逆回復特性が損失に大きく影響することが挙げられます。本アプリケーションノートではインバータ回路の動作において、スイッチング素子に内蔵されている Diode の逆回復特性の重要性および Body Diode の逆回復特性が業界最高クラスの性能を有する Super Junction MOSFET(以下 SJMOS)である PrestoMOS™ の有用性について説明します。

インバータ回路の種類と通電方式について

インバータ回路の種類は主に単相インバータ回路と三相インバータ回路の 2 つに分類されます。単相インバータ回路の回路図と出力電流の概略波形をそれぞれ図 1、2 に示します。単相インバータ回路は直流を単相交流に変換する構成となっているので、一般家庭の商用電源用途を想定したパワーコンディショナーや無停電電源(UPS)等に用いられています。

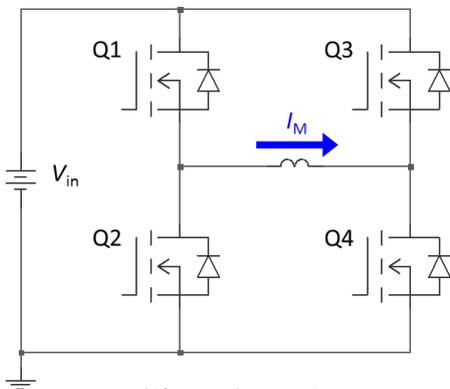


図 1. 単相インバータ回路図

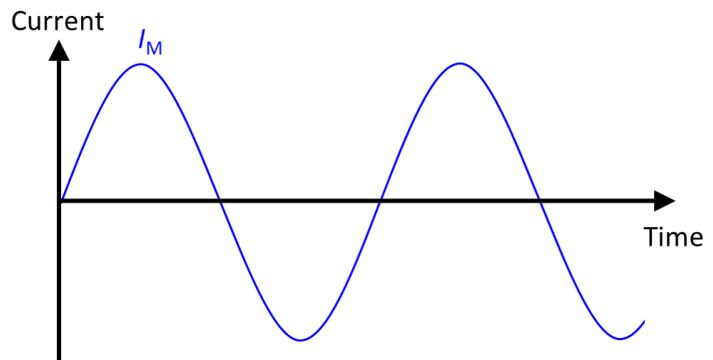


図 2. 単相インバータ回路の出力電流の概略図

次に三相インバータ回路の回路図と出力電流の概略波形をそれぞれ図 3、4、5 に示します。

図 4、5 は、それぞれ正弦波駆動(180°通電)と矩形波駆動(120°通電)の電流波形です。

三相インバータ回路は直流を三相交流に変換する構成となっており、エアコンのコンプレッサーや電気自動車等のモーターを駆動させるために用いられています。

単相インバータ回路でもモーターを駆動することは可能です。しかしながら、単相インバータ回路の構成上、負荷の電力が必ず 0W になる期間が存在します。これにより、モーターのトルクの変動が大きくなってしまい、モーターの振動や駆動音が増大してしまいます。これに対して、三相インバータ回路は三相のいずれかに常に電流が流れる制御方式であるので負荷の電力の変動が単相インバータ回路と比較して小さいため、安定したトルクを供給することができ、振動や騒音を抑えることができます。この理由からモーター駆動には三相インバータ回路が用いられます。

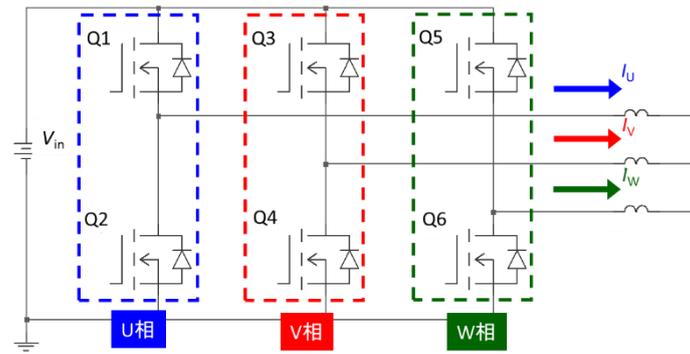


図 3.三相インバータ回路図

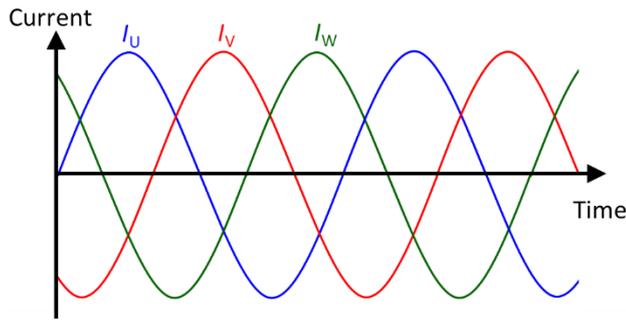


図 4.三相インバータ回路の出力電流波形の概略図(180°通電)

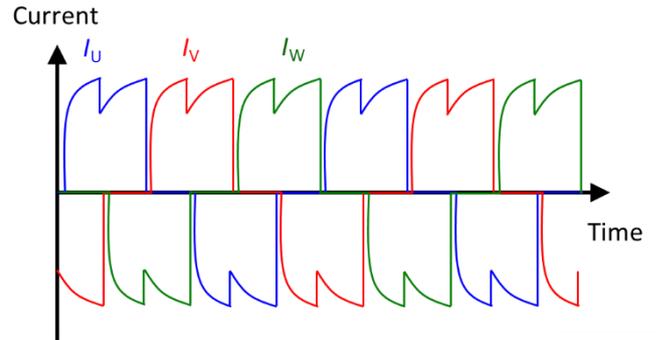


図 5.三相インバータ回路の出力電流波形の概略図(120°通電)

三相インバータを動作させるための通電方式としては、表 1 のように、矩形波駆動(120°通電)、正弦波駆動(三相変調、二相変調)などが挙げられます。図 5 の電流波形のような 120°通電のメリットとしては、半波 180°区間のうち 120°のみスイッチングするため、スイッチング損失が低減するというメリットがあります。その反面、相電流が矩形波状になるため、高調波の増大、モーター効率の悪化といったデメリットがあります。それに対して、正弦波駆動は、相電流が基本周波数に近似するため、高調波が低減できるメリットがあります。

しかし、半波 180°区間全てでスイッチングするので、AC 周波数 1 周期あたりのスイッチング回数が増加するため、スイッチング損失が増大するといったデメリットがあります。

表 1.各種通電方式とその特徴

	矩形波駆動 (120°通電)	正弦波駆動 (三相変調)	正弦波駆動 (二相変調)
スイッチング損失	小	大	中
出力AC高調波	大	小	小
モーター効率	低	高	高
制御	容易	やや難しい	難しい

本アプリケーションノートでは、モーター駆動でよく用いられる正弦波駆動(三相変調)方式に着目し、PrestoMOS™の有用性について確認します。

三相変調インバータ回路の基本動作

図 6 に、U 相における三相変調インバータ回路のタイミングチャートを示します。U 相のプラス極性時、High Side(Q1)が励磁を行うため、U 相電流のピークに近づくにつれてデューティが増加し、マイナス極性に近づくほどデューティが減少し、還流動作を行います。

U 相のマイナス極性時はその逆で、Low Side(Q2)が励磁を行い、プラス極性で還流動作を行います。この駆動パターンでは、V 相、W 相も同様の PWM 動作および還流動作を行っているため、High Side、Low Side 共に常にスイッチングしている事が特徴です。

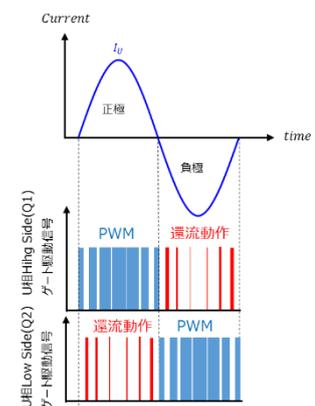


図 6.三相変調インバータ回路(U 相)のタイミングチャート

そのため、AC 出力のどのタイミングにおいても三相全てがスイッチングしているので、三相変調と呼ばれます。

このとき、各スイッチングのタイミングにおけるデューティ $D(t)$ は、インバータ出力 AC 周波数 f および位相差 θ を用いて、以下の式で表されます。

$$D(t) = D_{\max} \sin(2\pi ft + \theta) \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 D_{\max} は AC 出力のピークにおけるデューティであり、変調率と呼ばれます。

図 7 に、U 相電流ピーク付近(プラス極性)における U 相の相電流波形 Q1、Q2、Q3、Q4、Q5、Q6 のゲート駆動波形を示します。

U 相電流ピーク付近では、励磁スイッチ(※1)である U 相 High Side(Q1)が ON してから OFF し、再び ON するまでの区間を(1)～(13)までの動作モードに分けて説明する事ができます。

※1:インダクタにエネルギーを蓄積するためのスイッチ

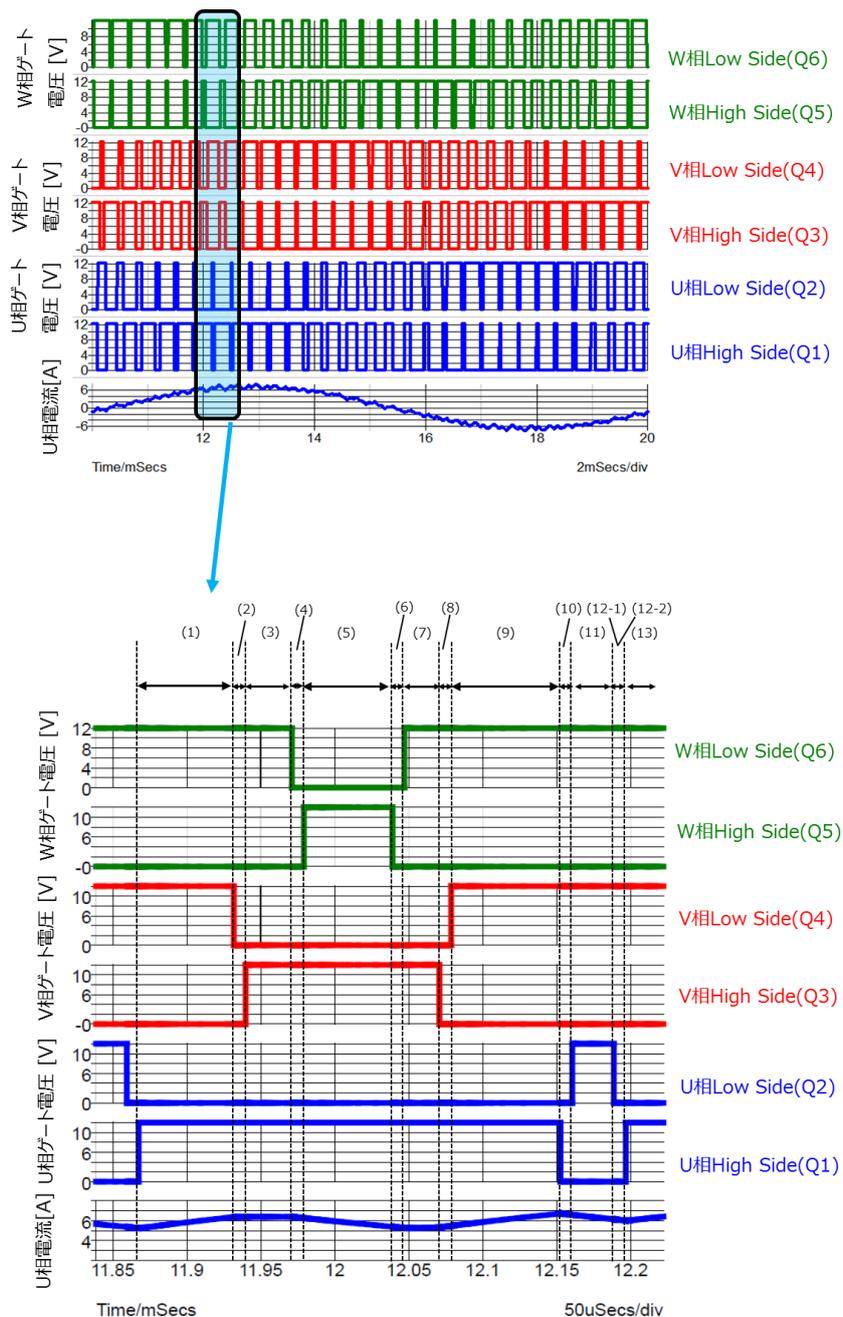
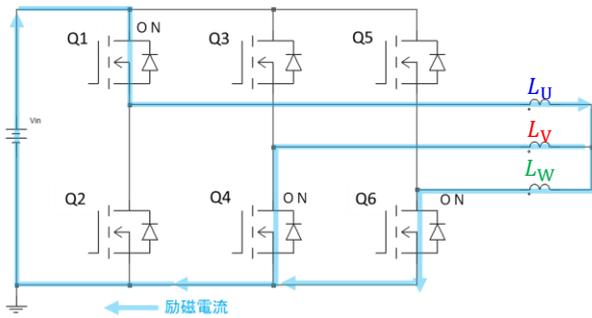


図 7.U 相電流ピーク付近における各スイッチ(Q1～Q6)のゲート駆動波形

U相から見た電流経路の変化について、次の図8～図10で説明します。(U相ピーク付近)

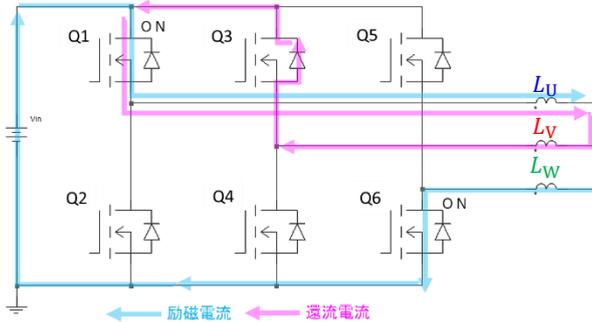
Mode(1)



Mode (1)

- Q1、Q4 及び Q6 が ON、Q2、Q3 及び Q5 が OFF です。
- Q4 及び Q6 のドレイン電位が 0V になります。
- Q2 のドレイン電位が V_{in} となり、U 相のインダクタ L_U には、 V_{in} の電圧が印加されます。
- L_U に励磁電流が流れる事により、 L_U にエネルギーが蓄積されます。

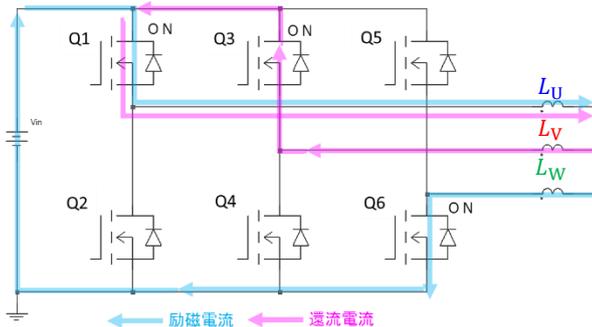
Mode(2)



Mode (2)

- Q1、Q6 が ON、Q2、Q3、Q4 及び Q5 が OFF です。
- Q6 のドレイン電位は引き続き 0V の状態です。
- L_U の励磁電流によって励磁されていた L_V は、Q4 が OFF した事により Q3 の Body Diode を ON する事によって還流電流が流れます。
- この還流電流と、 L_W への励磁電流により L_U に励磁電流と還流電流が流れます。

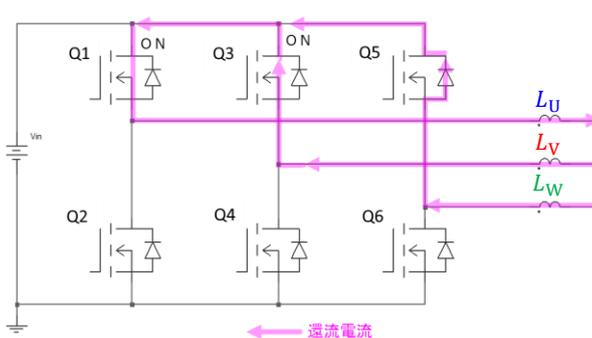
Mode(3)



Mode (3)

- Q1、Q3 及び Q6 が ON、Q2、Q4 及び Q5 が OFF です。
- Q6 のドレイン電位は引き続き 0V の状態です。
- Q3 が ON し、Q3 の Body Diode を流れていた還流電流は、Q3 のチャネルへ流れることにより、同期整流動作となります。
- 引き続き L_U に励磁電流と還流電流が流れます。

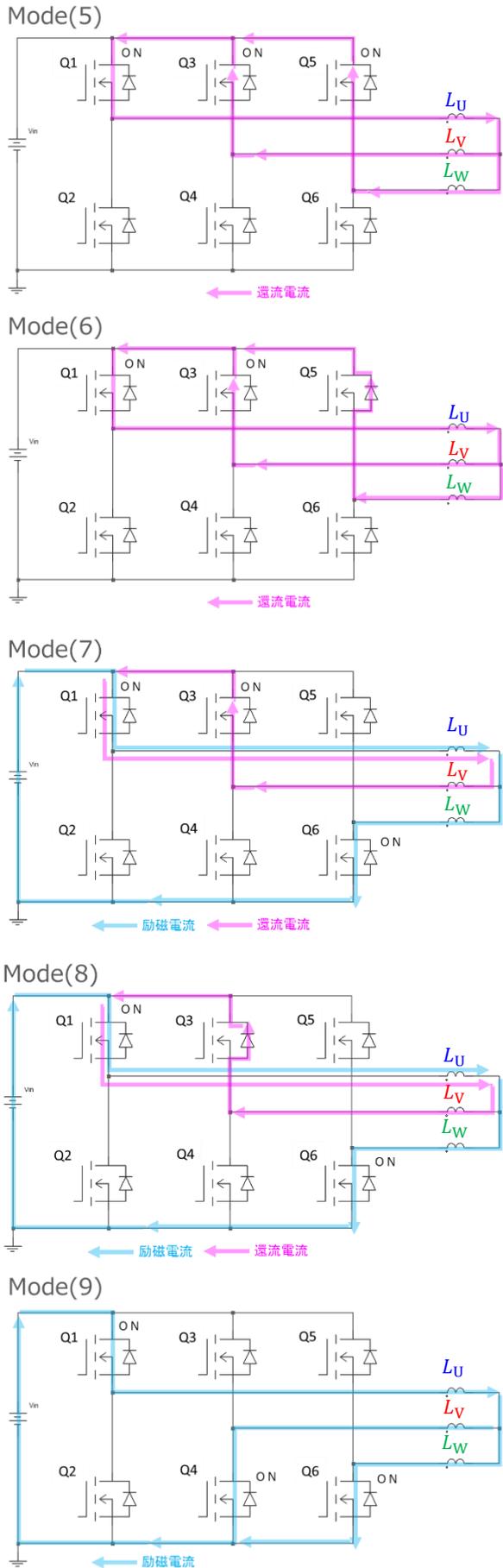
Mode(4)



Mode (4)

- Q1、Q3 が ON、Q2、Q4、Q5 及び Q6 が OFF です。
- L_U の励磁電流によって励磁されていた L_W は、Q6 が OFF した事により Q5 の Body Diode を ON する事によって還流電流が流れます。
- これにより、 L_V 、 L_W が還流状態となり、この還流電流の合成電流によって L_U に流れる電流は保持されます。

図 8.Mode(1)～(4)における三相変調インバータ
の電流経路(U相電流ピーク付近)



Mode (5)

- ・Q1、Q3 及び Q5 が ON、Q2、Q4 及び Q6 が OFF です。
- ・Q5 が ON し、Q5 の Body Diode を流れていた還流電流は、Q5 のチャネルへ流れることにより、同期整流動作となります。
- ・このとき、引き続き L_V 、 L_W が還流状態となり、 L_U に流れる電流は保持されます。

Mode (6)

- ・Q1、Q3 が ON、Q2、Q4、Q5 及び Q6 が OFF です。
- ・まず Q5 が OFF することにより、還流電流が再び Q5 の Body Diode に流れ、Mode(4)と同様の電流経路で還流電流が流れます。

Mode (7)

- ・Q1、Q3 及び Q6 が ON、Q2、Q4 及び Q5 が OFF です。
- ・再び Q6 が ON する事で、Q6 のドレイン電位は 0V に引き下げられます。
- ・Q6 のドレイン電位が引き下げられる事で、再び L_U の端子間に V_{in} の電圧が印加されます。
- ・Mode(3)と同様の電流経路となり、 L_U に還流電流と励磁電流が流れます。

Mode (8)

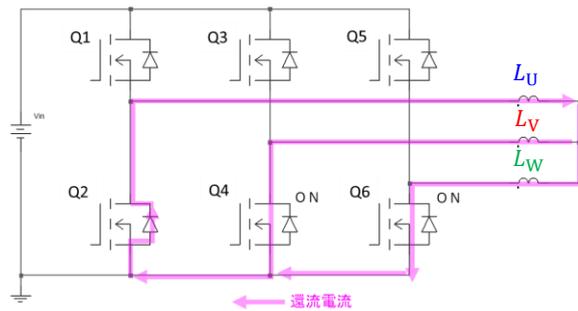
- ・Q1、Q6 が ON、Q2、Q3、Q4 及び Q5 が OFF です。
- ・再び Q3 が OFF する事で、還流電流が Q3 の Body Diode に流れます。
- ・Mode(2)と同様の電流経路となり、引き続き L_U に還流電流と励磁電流が流れます。

Mode (9)

- ・Q1、Q4 及び Q6 が ON、Q2、Q3 及び Q5 が OFF です。
- ・再び Q4 が OFF する事で、Q4 のドレイン電位が 0V に引き下げられます。
- ・Mode(1)と同様の電流経路となり、還流電流が流れなくなります。
- ・ L_U 、 L_V 、 L_W が励磁状態となり、再び大きな励磁電流が L_U に流れ、 L_U にエネルギーが蓄積されます。

図 9.Mode(5)～(9)における三相変調インバータの電流経路(U 相電流ピーク付近)

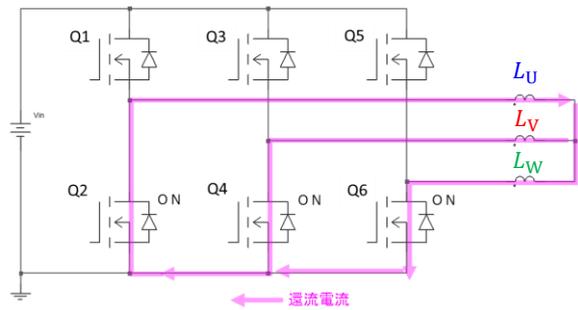
Mode(10)



Mode (10)

- Q4、Q6 が ON、Q1、Q2、Q3 及び Q5 が OFF です。
- Q1 が OFF する事により、 L_U に流れていた励磁電流が流れなくなります。
- この時、 L_U はエネルギーを保持しているため、Q2 の Body Diode を ON させて還流電流が流れます。

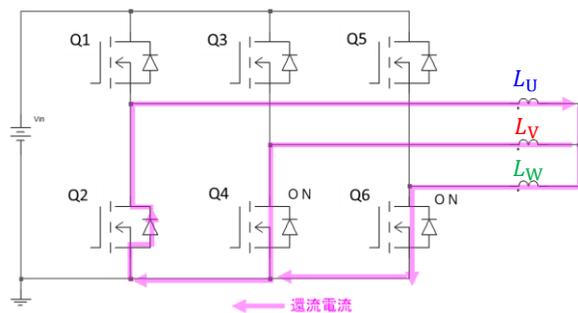
Mode(11)



Mode (11)

- Q2、Q4 及び Q6 が ON、Q1、Q3 及び Q5 が OFF です。
- Q2 が ON することにより、Q2 の Body Diode に流れていた還流電流を Q2 のチャネルに流すことにより、同期整流動作となります。
- 引き続き、 L_U は蓄積したエネルギーを放出させて、還流電流が流れます。

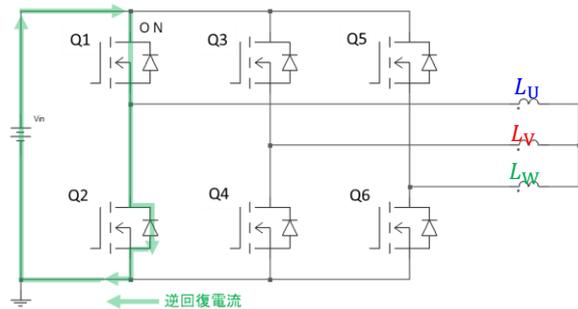
Mode(12-1)



Mode (12-1)

- Q4、Q6 が ON、Q1、Q2、Q3 及び Q5 が OFF です。
- Q2 が OFF することにより、再び還流電流が Q2 の Body Diode に流れます。
- 引き続き、 L_U は蓄積したエネルギーを放出させて、還流電流が流れます。

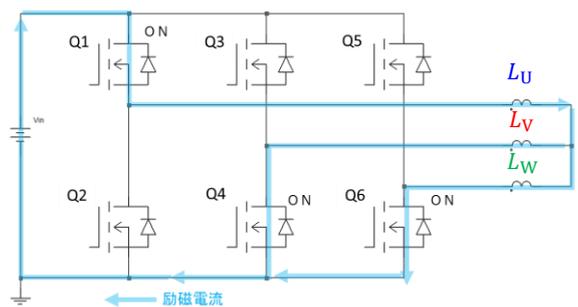
Mode(12-2)



Mode (12-2)

- Q4、Q6 が ON、Q2、Q3 及び Q5 が OFF です。
- Q1 が OFF 状態からターン ON する Mode です。
- Q2 の Body Diode 還流中に Q1 がターン ON するため、Q1 のチャネルと Q2 の Body Diode の逆回復電流が発生します。この逆回復電流により、ターン ON のスイッチングロスが発生します。
- 逆回復電流が流れ終わり、Body Diode が OFF したあと、Mode(13)に移行します。

Mode(13)



Mode (13)

- Q1、Q4 及び Q6 が ON、Q2、Q3 及び Q5 が OFF です。
- 逆回復電流が流れ終わり、Mode(1)と同様の経路で電流が流れます。
- L_U に励磁電流が流れる事により、 L_U にエネルギーが蓄積されます。

図 10. Mode(10)～(13)における三相変調インバータの電流経路(U 相電流ピーク付近)

以上の動作モードより、Mode(12-2)のような Body Diode の逆回復電流が発生しますが、これらは Q1～Q6 の全てのスイッチングデバイスで発生するので、逆回復特性に注意が必要となります。逆回復電流により考えられる悪影響は、以下の通りです。

(i).逆回復電流(ピーク電流)が大きい場合

例えば Mode(12-2)のように、Q1 がターン ON した時には Q2 の逆回復電流が流れます。逆回復電流ピーク I_{rr} が大きいと、Q1 に過大な電流が流れます。このとき、チップの定格を超えると(電流密度が大きくなると)MOSFET の D-S 間がショート破壊を起こし、アーム短絡状態となるため、Q1、Q2 双方の MOSFET が破壊する可能性があります。

(ii).逆回復時間が長い場合

Body Diode の逆回復電流が流れる時、Mode(12-2)において Q2 の Body Diode が導通している時は、Q1 の D-S 間は V_{in} 分の電圧が印加されています。

このとき、ターン ON のスイッチング波形は、図 11 のようになります。

逆回復時間 t_{rr} が長いほど、ターン ON するとき、Q1

のドレイン電流 $I_D(t)$ が流れている時間とドレイン-ソース間電圧 $V_{DS}(t)$

が印加されている時間が長くなります。

この時のスイッチング損失 P_{SW} は、スイッチング 1 周期を T_S として、次の式で表されます。

$$P_{SW} = \frac{1}{T_S} \int I_D(t) \times V_{DS}(t) dt \dots\dots\dots (2)$$

(2)式より、 $I_D(t)$ と $V_{DS}(t)$ の積に時間をかけた面積分が損失のエネルギー E_{ON} となるので、逆回復が遅いほどスイッチング損失が増大します。

インバータ回路の場合、インダクタに流れている電流が正弦状に変化するため、

スイッチングのタイミングによってターン ON の逆回復電流が変化します。

正弦波のピーク付近ほど逆回復電流が大きくなります。

したがって、正弦波のピーク付近のスイッチングでは、逆回復電流による損失が大きくなるので、この特性による損失の影響に注意する必要があります。

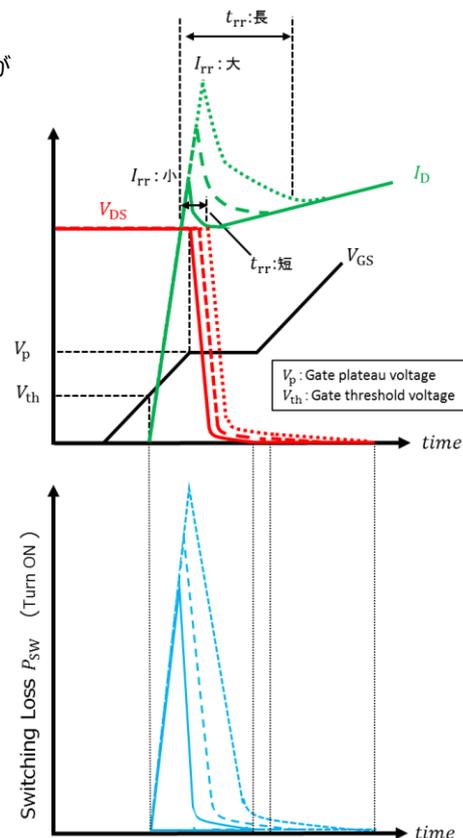


図 11.MOSFET ターン ON 波形(L 負荷動作時)

以上のように、逆回復時間や逆回復電流が大きいことにより、インバータ回路においてデメリットとして働きます。逆回復時間が小さく、かつ逆回復電流ピークの小さい PrestoMOS™ を用いることにより、インバータ回路での損失を低減し、スイッチング素子の破壊を防止する事ができます。インバータ回路の単アーム評価では、一般的にダブルパルス試験回路が用いられます。このダブルパルス回路により、PrestoMOS™ と通常の SJMOS との損失比較を行う事で、PrestoMOS™ の優位性を確認します。

ダブルパルス試験による PrestoMOS™ と通常の SJMOS の損失比較(実測定結果)

図 12 にダブルパルス試験回路を示します。

Low Side の MOSFET(Q2)を ON/OFF させ、Q1 に還流させてスイッチング損失を測定します。ダブルパルス回路の測定原理は、以下の通りです。

- ① Q2 を ON し、L1 に電流を流し、エネルギーを L1 に蓄積します。
- ② Q2 を OFF し、L1 から Q1 の Body Diode に還流電流を流す事で、L1 に蓄積したエネルギーを放出します。(このとき、ターン OFF 損失を測定します。)
- ③ Q1 の Body Diode 還流中に Q2 をターン ON し、逆回復電流が流れている時のターン ON 損失を測定します。(電流プローブと電圧プローブで測定します。)

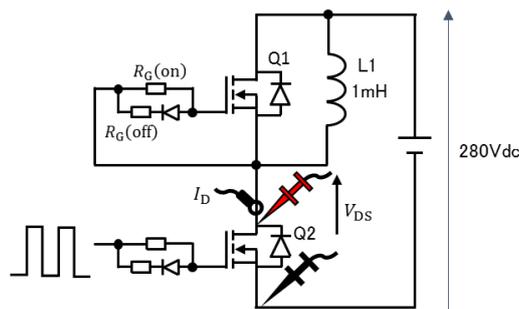


図 12.ダブルパルス試験測定回路

※ダブルパルス試験測定回路の詳細な動作原理については、[1]の参考資料をご参照ください。

評価対象デバイスとして、PrestoMOS™ である R6030JNx と、通常の SJMOS である R6030KNx を比較しました。

また、他社品についても比較評価しました。図 12 の測定回路で、測定条件は次の通りです。

- (1) Low Side スwitching (High Side 還流)
- (2) ゲート駆動電圧 V_{GS} : 0V to 12V
- (3) 電源電圧 V_{in} : 280Vdc
- (4) インダクタ L_1 : 1mH
- (5) 定常時ドレイン電流 I_D : 2A, 4A, 6A, 8A, 10A
- (6) ゲート抵抗 R_G (on) : デバイスにより変更 (ターン ON の di/dt を、100A/us に合わせるため)
R6030JNx : 60Ω (180Ω を 3 並列) / R6030KNx : 180Ω
- (7) ゲート抵抗 R_G (off) : 22Ω

ダブルパルス試験にて実測定したターン ON のスイッチング電流波形と、電圧波形をそれぞれ図 13、14 に示します。

また、ターン OFF のスイッチング電流波形と、電圧波形をそれぞれ図 15、16 に示します。

これらの波形は、定常時ドレイン電流 I_D が 6A の時のものです。

R6030KNx と比較して、R6030JNx の方がターン ON 時の逆回復電流が非常に小さく、かつ逆回復時間も早い事が分かります。

これにより、後述するターン ON 損失を大幅に削減する事が可能です。

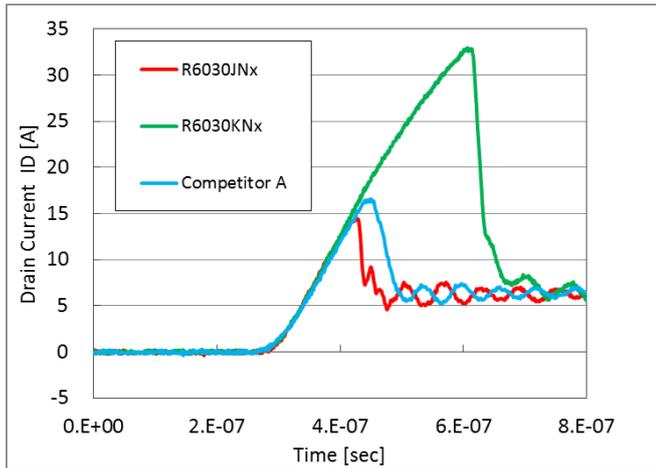


図 13. ターン ON スwitching 波形 (ドレイン電流)

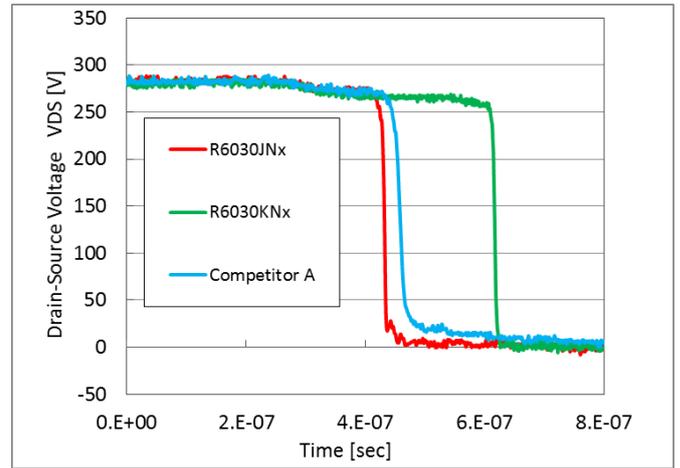


図 14. ターン ON スwitching 波形 (ドレインドレイン-ソース間電圧)

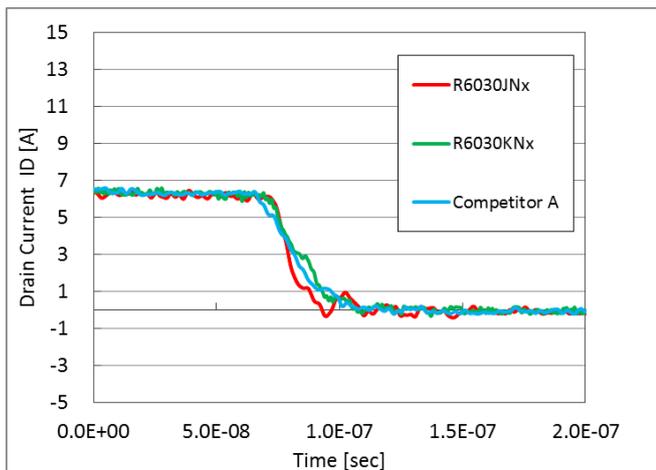


図 15. ターン OFF スwitching 波形 (ドレイン電流)

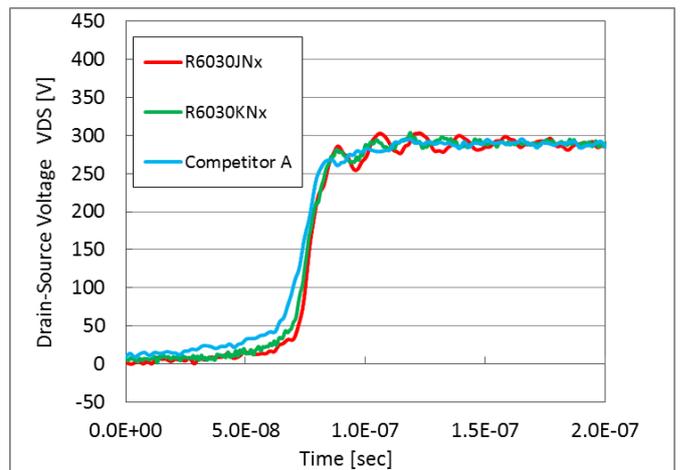


図 16. ターン OFF スwitching 波形 (ドレインドレイン-ソース間電圧)

次に、スイッチング損失測定結果について示します。

ターン ON 時にスイッチが消費するエネルギー E_{ON} (図 17) とターン OFF 時にスイッチが消費するエネルギー E_{OFF} (図 18) について比較しました。その結果、スイッチング波形通り、R6030JNx の損失が小さくなりました。

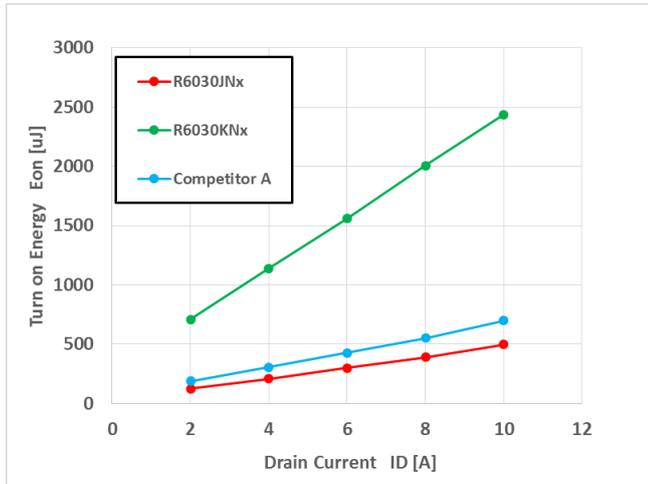


図 17.ターン ON スwitching 損失

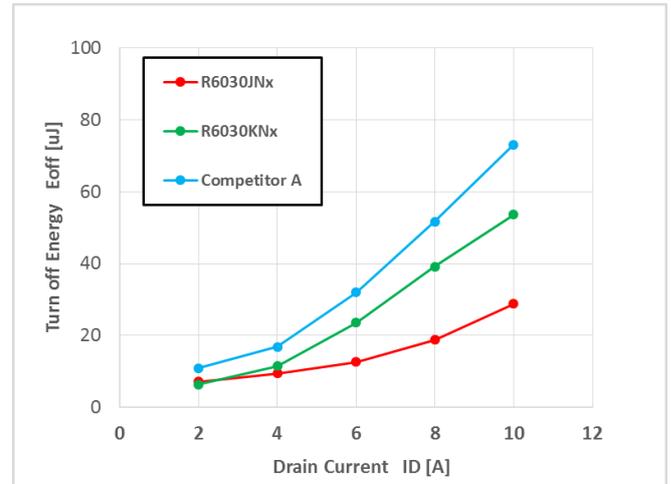


図 18.ターン OFF スwitching 損失

三相インバータ回路による PrestoMOS™ と通常の SJMOS の効率比較(シミュレーション)

PrestoMOS™ の有用性を確認するために、三相インバータ回路で、シミュレーションを用いて効率比較を行いました。

三相インバータ回路(三相変調)のシミュレーション回路図を、図 19 に示します。

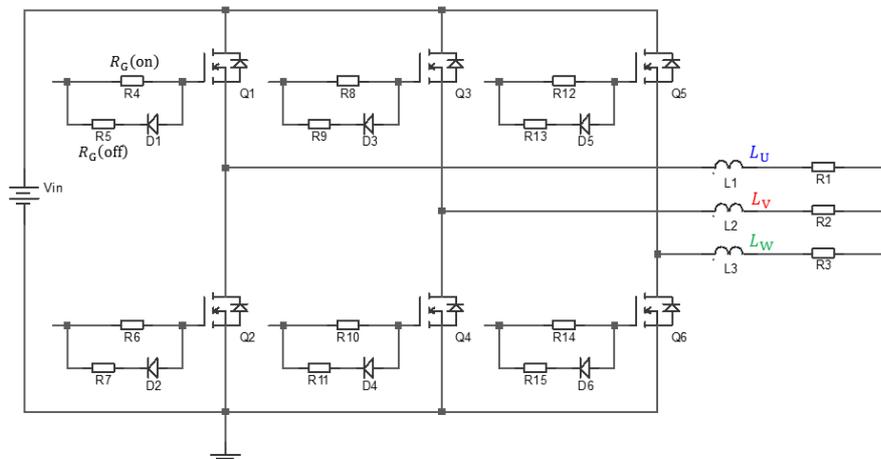


図 19.三相インバータのシミュレーション回路図

また、シミュレーション条件は、ダブルパルス試験回路で用いた条件より、以下の通りです。

- (1) ゲート駆動電圧 V_{GS} : 0V to 12V
- (2) 電源電圧 V_{in} : 280Vdc
- (3) インダクタ $L_U/L_V/L_W$: 8mH
- (4) スwitching 周波数 f_{sw} : 5kHz
- (5) ゲート抵抗 $R_G(on)$: デバイスにより変更(ターン ON の di/dt を、100A/us に合わせるため)
R6030JNx : 60Ω(180Ωを 3 並列) / R6030KNx : 180Ω
- (6) ゲート抵抗 $R_G(off)$: 22Ω
- (7) 出力電力 P_{OUT} : 100W、300W、500W、700W、1000W

次の図 20 に、効率結果を示します。

また、シミュレーション時の MOSFET1 つあたりの損失を、図 21 に示します。

この結果より、R6030JNx を用いる事により、効率が改善されました。

また、損失結果より、100W 時において 0.5W/pcs の損失が改善され、MOSFET6 つあたりの損失では、3W の損失改善となりました。

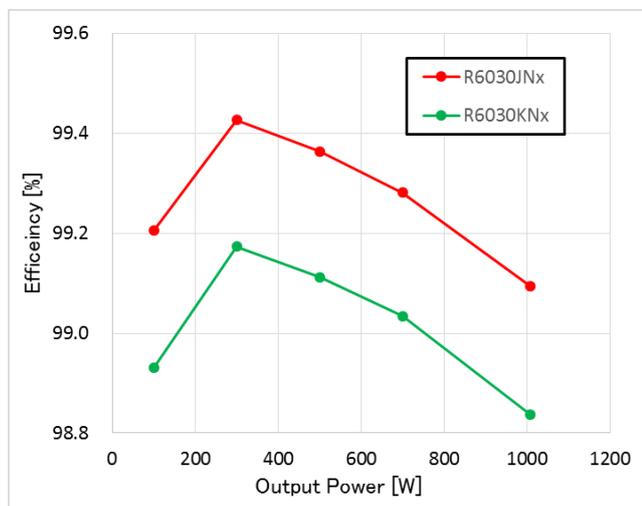


図 20. 効率結果(シミュレーション結果)

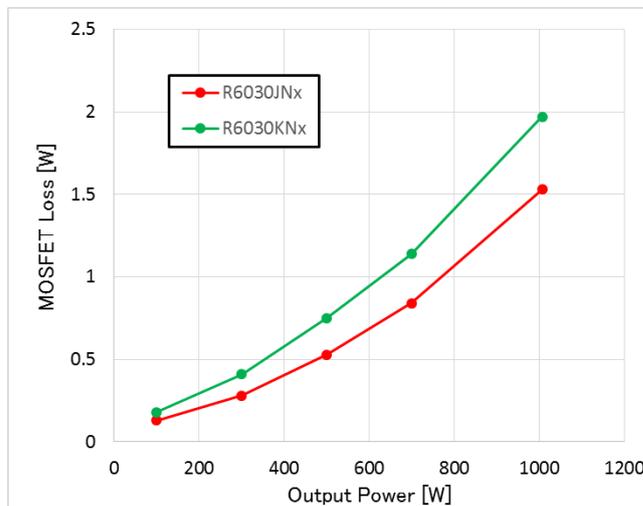


図 21. MOSFET1 つあたりの損失(シミュレーション結果)

まとめ

- ・三相変調インバータ回路では、MOSFET のスイッチング回数が増加するため、軽負荷動作時にスイッチング損失が支配的となり、効率が悪化します。特に、MOSFET がターン ON 時の逆回復電流による損失の影響が大きいため、ターン ON 損失を低減する工夫が必要になります。
- ・ダブルパルス試験結果より、軽負荷(2A)、重負荷(10A)ともに PrestoMOS™ のターン ON 損失が低減できました。これによりスイッチング損失の低減できるので、インバータ回路の効率向上に貢献できます。

参考文献

[1]ダブルパルス試験を用いたPrestoMOS™のデバイス特性の優位性実証, アプリケーションノート(No.60AN116J), ローム株式会社.

ご 注 意

- 1) 本資料の記載内容は改良などのため予告なく変更することがあります。
- 2) 本資料に記載されている内容は製品のご紹介資料です。ご使用に際しては、別途最新の仕様書を必ずご請求のうえ、ご確認ください。
- 3) ロームは常に品質・信頼性の向上に取り組んでおりますが、半導体製品は種々の要因で故障・誤作動する可能性があります。
万が一、本製品が故障・誤作動した場合であっても、その影響により人身事故、火災損害等が起こらないようご使用機器でのディレーティング、冗長設計、延焼防止、バックアップ、フェイルセーフ等の安全確保をお願いします。定格を超えたご使用や使用上の注意書が守られていない場合、いかなる責任もロームは負うものではありません。
- 4) 本資料に記載されております応用回路例やその定数などの情報につきましては、本製品の標準的な動作や使い方を説明するものです。
したがって、量産設計をされる場合には、外部諸条件を考慮していただきますようお願いいたします。
- 5) 本資料に記載されております技術情報は、製品の代表的動作および応用回路例などを示したものであり、ロームまたは他社の知的財産権その他のあらゆる権利について明示的にも黙示的にも、その実施または利用を許諾するものではありません。上記技術情報の使用に起因して紛争が発生した場合、ロームはその責任を負うものではありません。
- 6) 本資料に掲載されております製品は、耐放射線設計はなされていません。
- 7) 本製品を下記のような特に高い信頼性が要求される機器等に使用される際には、ロームへ必ずご連絡の上、承諾を得てください。
・輸送機器（車載、船舶、鉄道など）、幹線用通信機器、交通信号機器、防災・防犯装置、安全確保のための装置、医療機器、サーバー、太陽電池、送電システム
- 8) 本製品を極めて高い信頼性を要求される下記のような機器等には、使用しないでください。
・航空宇宙機器、原子力制御機器、海底中継機器
- 9) 本資料の記載に従わないために生じたいかなる事故、損害もロームはその責任を負うものではありません。
- 10) 本資料に記載されております情報は、正確を期すため慎重に作成したのですが、万が一、当該情報の誤り・誤植に起因する損害がお客様に生じた場合においても、ロームはその責任を負うものではありません。
- 11) 本製品のご使用に際しては、RoHS 指令など適用される環境関連法令を遵守の上ご使用ください。
お客様がかかる法令を順守しないことにより生じた損害に関して、ロームは一切の責任を負いません。
本製品の RoHS 適合性などの詳細につきましては、セールス・オフィスまでお問合せください。
- 12) 本製品および本資料に記載の技術を輸出又は国外へ提供する際には、「外国為替及び外国貿易法」、「米国輸出管理規則」など適用される輸出関連法令を遵守し、それらの定めにしたがって必要な手続を行ってください。
- 13) 本資料の一部または全部をロームの許可なく、転載・複写することを堅くお断りします。



ローム製品のご検討ありがとうございます。
より詳しい資料やカタログなどご用意しておりますので、お問合せください。

ROHM Customer Support System

<http://www.rohm.co.jp/contact/>