

No.
8

グリーン・ エレクトロニクス

Green Electronics

付属デバイス“PrestoMOS”を実際に使いながら学ぶ…

特集

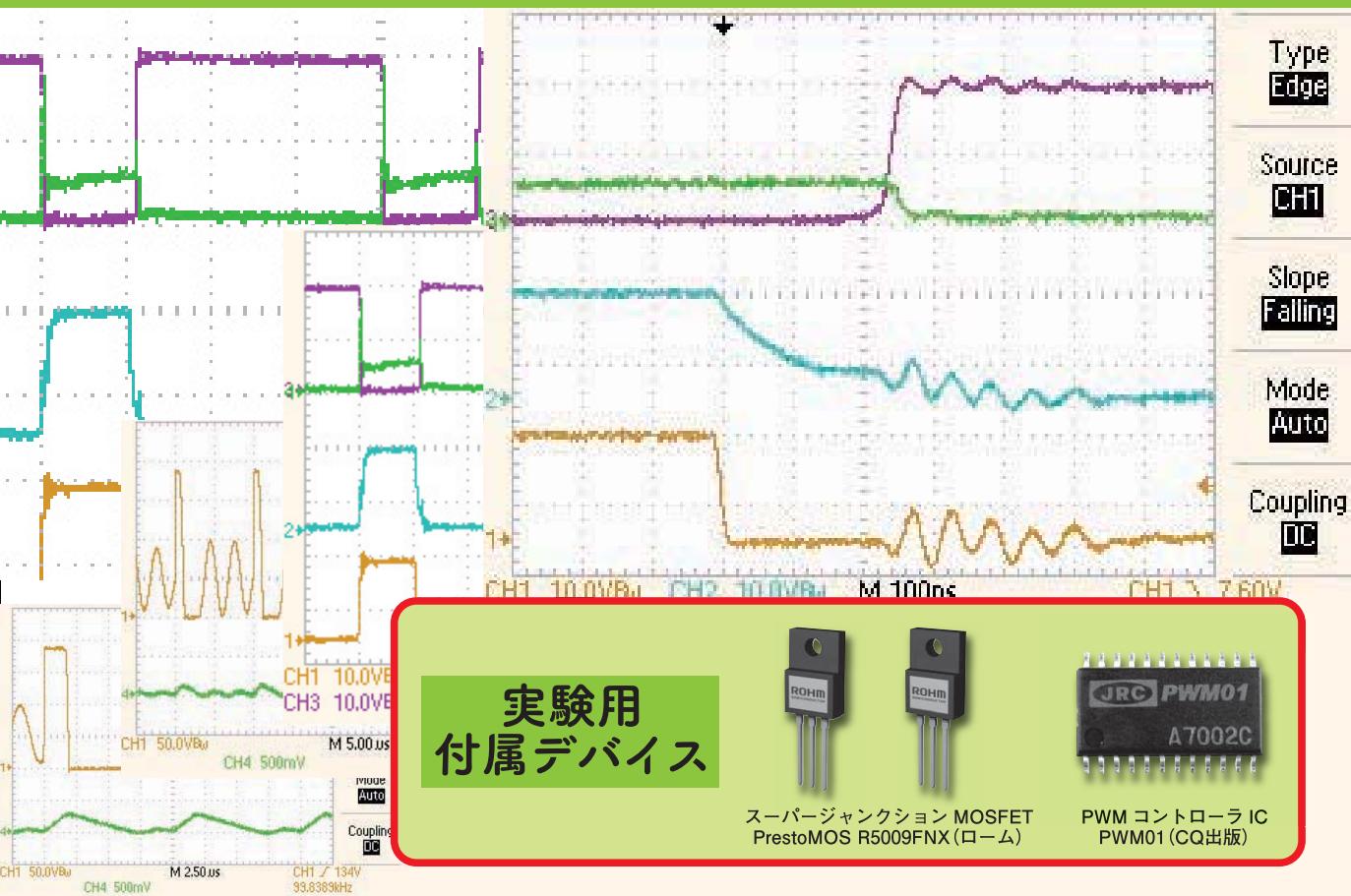
高速&高耐圧！ パワーMOSFETの活用法

■付属デバイス ▶PrestoMOS R5009FNX(ローム)×2個, PWM01(CQ出版)×1個

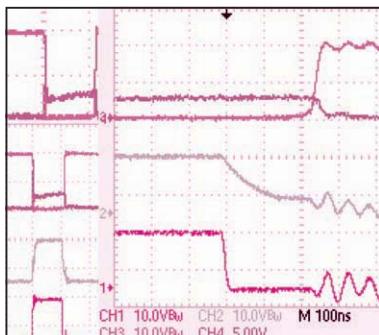
●PWM01とR5009FNXによるインバータ回路の設計



デバイス付属

Type
EdgeSource
CH1Slope
FallingMode
AutoCoupling
DC

プロローグ



高耐圧と高速性を両立させた新しい
スーパージャンクションMOSFET

PrestoMOSの特徴とラインナップ

ローム株式会社

“PrestoMOS(プレスト注1・モス)”は、スーパージャンクションMOSFET(SuperJunction MOSFET)の高耐圧、低オン抵抗、低容量特性に加えて、内蔵しているダイオード(ボディ・ダイオード)の逆回復時間 t_{rr} が速い製品です(図1)。

通常のスーパージャンクションMOSFETは、構造的にボディ・ダイオードの t_{rr} が遅く、MOSFETとしての性能が高くても使用できない回路やセットが多数ありました。

例として、

- インバータ照明

注1:Presto:「きわめて速く」を表すイタリア語由来の音楽用語

- インバータ家電のモータ・ドライバ
- 太陽光発電パワー・コンディショナ
- EV/HEVのインバータ
- 液晶テレビ

などがあげられます。

上記の回路にスーパージャンクションMOSFETを使用し、機器の省エネルギー化に貢献するという点が、ロームにおける製品コンセプトとなっています。

PrestoMOSの製品ラインナップを表1に、パッケージの外観を写真1に示します。

現在、ロームでは需要に応じたドレン電流/パッケージ展開や、基本性能を向上した第2世代のプロセス開発に取り組んでいます。



大好評「高速スイッチング・高耐圧 MOSFET」シリーズ、
フルラインアップ！ 高速trrタイプも新登場！

概要

スイッチング電源のPFC回路やメインスイッチ回路向に好評の「高速スイッチング・高耐圧MOSFETシリーズ」のラインアップを拡充しました。面実装パッケージの「CPT3(D-PAK)」「LPT3(D2-PAK)」や端子挿入パッケージの「TO-2PF」を新たにラインアップ。更に、電源一体型インバータなどに最適な、高速trrタイプ「PrestoMOS™」も新登場！高速スイッチング及び内部Diの高速trr化により、高効率・低損失化、更に、電源基板の小型化に貢献します。

高速trrタイプ・高耐圧:PrestoMOS™シリーズ

高速スイッチング・高耐圧MOSFETシリーズ

PrestoMOS™ 特長 セット/使用回路例 ラインアップ

特長

<PrestoMOS™とは>

Presto: “きわめて速く”を表すイタリア語を用いた音楽用語。

Fast1 高速trr

trr: 320ns→60~70ns
※測定条件 di/dt=100 μs Ir=8A(定格電流)
特許オノンによるトランジスタレベル作成技術を開発！

Fast2 低Qg

新規高耐圧プロセスにより
低Qgを実現！

図1 ロームのウェブ・サイトの「新商品情報」で紹介されている“PrestoMOS”
<http://www.rohm.co.jp/ad/hvmos2/>

表1 PrestoMOSの製品ラインナップ(ローム)

形名	V_{DSS} [V]	I_D [A]	$R_{DS(on)}$ [Ω]typ	Q_g [nC]typ	t_{rr} [ns]typ	パッケージ
R5009FNX	500	9	0.65	18	78	TO220FM
R5011FNX		11	0.4	30	85	
R5016FNX		16	0.25	46	100	
R6008FNJ	600	8	0.73	20	67	LPTS
R6008FNX		8	0.73	20	67	TO220FM
R6012FNJ		12	0.39	35	75	LPTS
R6012FNX		12	0.39	35	75	TO220FM
R6015FNX		15	0.27	42	90	
R6020FNX		20	0.19	65	105	
R6025FNZ		25	0.14	85	120	TO-3PF
R6025FNZ1		25	0.14	85	120	TO-247
R6046FNZ		46	0.075	150	145	TO-3PF
R6046FNZ1		46	0.075	150	145	TO-247

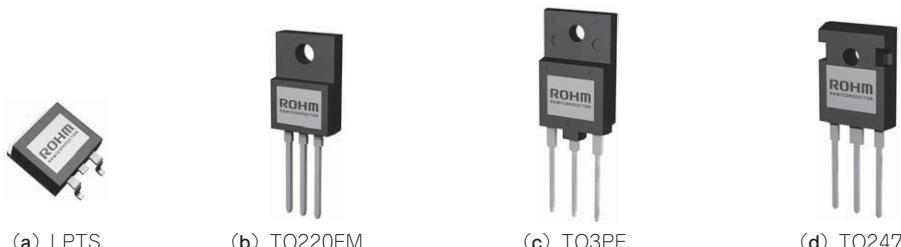


写真1 表1の「パッケージ」の外観

従来のスーパージャンクションMOSFETでの問題点…ボディ・ダイオード

プレーナ型MOSFETに対して、低オン抵抗、高速スイッチングが可能なスーパージャンクションMOSFETが各メーカーから商品化されています。

スーパージャンクションMOSFETは、プレーナ型MOSFETよりFET部は高性能なため、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)に対して、低電流域の効率、高速性能、部品点数の削減(外付けファスト・リカバリ・ダイオードの削除)といったメリットについては、プレーナ型MOSFETより顕著になります。

こういったメリットがありながら、これまでインバータにスーパージャンクションMOSFETは使用されませんでした。その理由は、スーパージャンクションMOSFETにおけるボディ・ダイオードの t_{rr} 特性が悪いということです。

インバータ回路においてボディ・ダイオードの t_{rr} は重要視されており、上記のデメリットのためにインバータ市場へのスーパージャンクションMOSFET適用は見送られてきました。

PrestoMOSのメリット

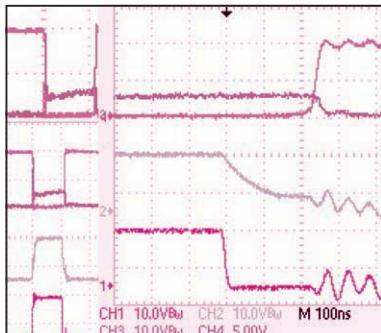
PrestoMOSは、ロームの固有技術により、スーパージャンクションMOSFETでありながらボディ・ダイオードの t_{rr} が高速化されています。

このため、インバータ回路における短絡問題をクリアしつつ高効率化に貢献できます。特に、出力電力が比較的小さく、スイッチング周波数が高い冷蔵庫向けや、一定の定格電力以下のエアコンに対しては市場実績も積まれ始めています。

インバータ家電のモータは定常状態で使用する場合、デバイスには低い電流(1~2 A程度)しか流れず、日本で法令化された省エネルギー基準においても、この点がセットの省エネルギー指標として重視されつつあり、セットを購入する顧客視点からみてもスーパージャンクションMOSFETの優位性はあがっています。

IGBTと比較して、順方向スイッチング特性や、 t_{rr} の di_r/dt が高速化されているため、デバイスの配置(回路インダクタンスの低減)、ゲート・ドライブ回路の最適化などの調整が必要ですが、PrestoMOSは省エネルギー機運の高まる市場ニーズに合ったデバイスと言えるでしょう。

第1章



ボディ・ダイオード特性を向上させた
スーパージャンクションMOSFETが登場

MOSFETのボディ・ダイオードの 重要性

森田 浩一
Morita Kouichi

パワー・エレクトロニクスで使われる半導体素子は、パワー回路の一部をON/OFFすることによって電力をコントロールする重要な役割を担っています。そして、スイッチング素子にはいくつかの種類があり、スピードの速いもの遅いものによって、各用途に応じた使いかたがされています。

一般的にはスイッチング周波数を高くしたほうが小型化できるため、できるだけ高周波にして小型の機器を作ろうとします。しかし、スイッチング素子のターン・オン/ターン・オフのスピードは理想的ではなく、nsからμsオーダの遅延をもっています。

このターン・オン/ターン・オフのスピード(スイッチング・スピード)によってスイッチング・ロスが発生するため、周波数を上げすぎるとスイッチング・ロスが増えて効率が悪くなり、発熱して信頼性が悪くなったりします。

スイッチング素子の選択

スイッチング素子はパワーを扱うところをON/OFFするので、まず最初にOFF時の耐圧があることと、ON時に電流が流せることが必要です。特にスイッチをOFFしたときはサージ電圧が出やすく、予期しない高圧のサージ電圧が発生します。それでもスイッチング素子の耐圧を越さないようにすることが必要です。

そして、スイッチがONしたときの抵抗(オン抵抗)は0Ωが理想ですが、現実にはオン抵抗があるので、そのオン抵抗でオーム損が発生し、温度が上昇します。

次に、スイッチがONからOFFへ、OFFからONへ移る瞬間ですが、まったくの瞬時に移るわけではなく、非常に短いけれど有限の時間で移ります。そして、その移動の時間のなかでは、あたかもスイッチの端子間に抵抗があり、その抵抗の抵抗値が変化していくように変化します。

このとき、スイッチング素子には電圧もかかるつて電流が流れることになり、その電圧と電流を乗算したロスを発生します。これをスイッチング・ロスと言

います。

一般的なDC-DCコンバータで、トランジスタで絶縁されたスイッチング・コンバータのMOSFETの電圧と電流のスイッチング波形を図1に示します。電圧と電流が同時に変化しています。そして、この電流と電圧を乗じた波形がロス波形となります。

スイッチング・ロス P_1 は、スイッチング周波数を f とすると、次式で表されます。

$$P_1 = \frac{1}{6} (V_{pf} I_{pf} t_f + V_{pr} I_{pr} t_r) f$$

そして、ターン・オン/オフのスピードが速ければ速いほど発生ロスを小さくでき、その回数が少なければ少ないほど(周波数が低ければ低いほど)スイッチング・ロスは小さくできます。スイッチ全体のロスのうち、このスイッチング・ロスの比率がかなりを占めるので、スイッチング素子の使用周波数を十分に考慮して、使用するスイッチング素子の種類を選択する必要があります。

一般家庭で使われる家電機器でのスイッチング素子のおもなものはMOSFETとIGBTです。そこで、MOSFETとIGBTの違いを理解する必要があります。

● MOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)

MOSFETは、電界効果トランジスタ(Field-Effect Transistor : FET)の一種で、N型MOSFETとP型MOSFETがあります。回路記号を図2に示します。

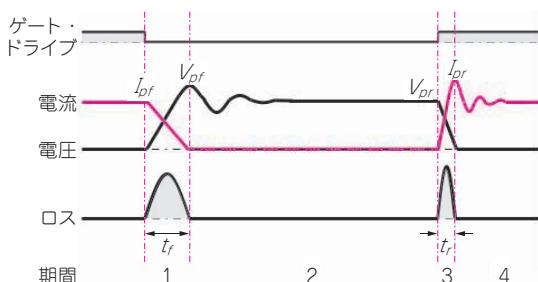


図1 スイッチング素子のスイッチング・ロス

パワー・スイッチとして使われているのはコストが安く、オン抵抗が小さいN型MOSFETなので、以下N型MOSFETで述べます。

MOSFETはドレイン(drain; D)、ソース(source; S)、ゲート(gate; G)といった3つの電極からなり、ゲート-ソース間にプラスの電圧を印加すると、一定電圧(閾値電圧)以上でドレイン(D)からソース(S)にドレイン電流が流れます。

MOSFETの出力特性は図3のようになります。ゲート-ソース間電圧 V_{GS} として閾値電圧以上を印加すれば、ドレイン-ソース間電圧が0Vから線形にドレイン電流が流れはじめます。ゲート信号を高くするとONの電圧も多少下がってきます。また、多数キャリア・デバイスであるため、高速スイッチングが可能です。

MOSFETの特徴をあげると、次のようにになります。

- (1) 電圧駆動型デバイスである
- (2) 数多キャリア・デバイスなのでスイッチング・スピードが速い
- (3) ドレイン電流はドレイン-ソース間電圧が0Vから流れる
- (4) 大電流時のオン抵抗がトランジスタやIGBTに比べて大きい
- (5) ソース-ドレイン間にボディ・ダイオードが内蔵されている

● IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタともいい、

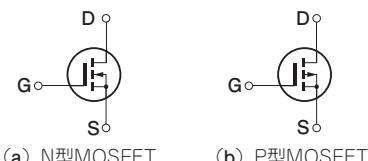


図2 MOSFETの回路記号(エンハンスマント型)

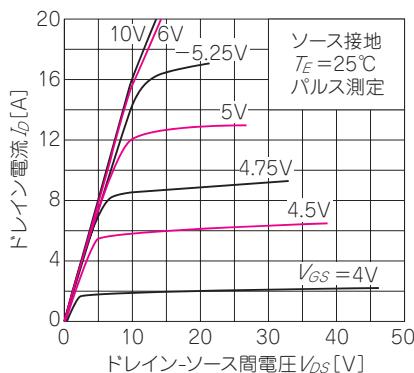


図3 MOSFETの I_D - V_{DS} 特性の例(2SK1170, 400V/20A)

図4に回路記号と内部等価回路を示します。IGBTはMOSFETと同じく、電圧駆動でドライブできます。等価回路を見ると、PNPトランジスタをMOSFETで駆動したものです。

特性は図5のようになります。構造は縦型MOSFETのドレインN型層に正孔注入用のP型層を加えた構造をしており、トランジスタやサイリスタと同じ伝導度変調特性をもつため、同じチップ面積でもMOSFETよりも多くの電流が流せます。このため、MOSFETに比べて高耐圧で、大電流の低周波負荷を制御できます。

しかし、ONしたときに図4(b)の等価回路のPNPトランジスタのベース電圧が残るため、ONしたときの電圧が1V近く残ってしまうので低圧を扱うには不適です。

端子の名称はエミッタ(emitter; E)、ゲート(gate; G)、コレクタ(collector; C)と呼ばれています。寄生サイリスタを内蔵しているので、アプリケーションによってはラッチアップ対策が必要になります。

IGBTの特徴を下記に示します。

- (1) 電圧駆動型デバイスである
- (2) 低電流域では0.7~1.5V程度のドロップ電圧がある
- (3) 大電流域では伝導度変調によりON電圧が低い
- (4) ターン・オフしたあとにテール電流が流れるためロスが多い

* * *
IGBTのスイッチング電流とMOSFETのスイッチ

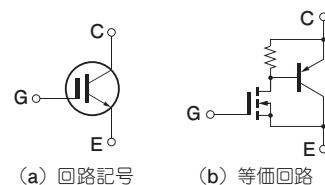


図4 IGBTの回路記号と等価回路

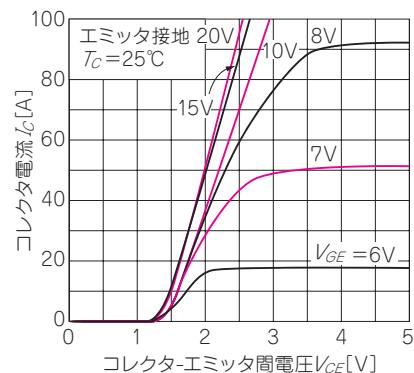
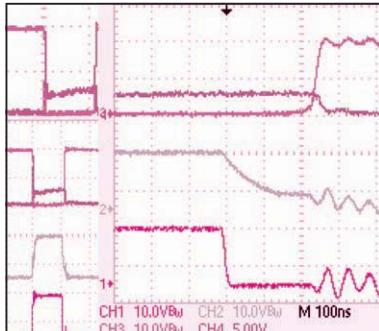


図5 IGBTの I_C - V_{CE} 特性(GT30J121)

第2章



降圧/昇圧コンバータのスイッチング素子を例にして パワー・エレクトロニクス回路で半導体素子に求められる特性

田本 貞治
Tamoto Sadaharu

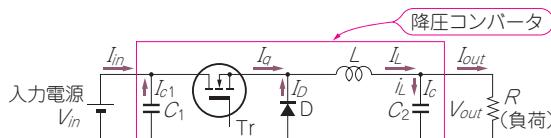
この章では、パワー・エレクトロニクス回路で使用するスイッチング素子の特性について探っていきます。まず始めに、実際のパワー・エレクトロニクス回路にはどのような回路が使われるか見ていきましょう。

そして、実際に回路を組み立てて動作させてみます。実験で得られた特性から、パワー・エレクトロニクス回路に必要なスイッチング素子の特性について考えることにします。

代表的な役割は電力変換

パワー・エレクトロニクス回路の代表的な役割は**電力変換**と言えるでしょう。電力変換としては、

- (1) 電圧を下げる
- (2) 電圧を上げる
- (3) 交流を直流に変換する



降圧コンバータは入力コンデンサ C_1 、トランジスタ Tr 、ダイオード D 、チョーク・コイル L 、出力コンデンサ C_2 の5点の部品で構成する

図1 降圧コンバータの基本回路

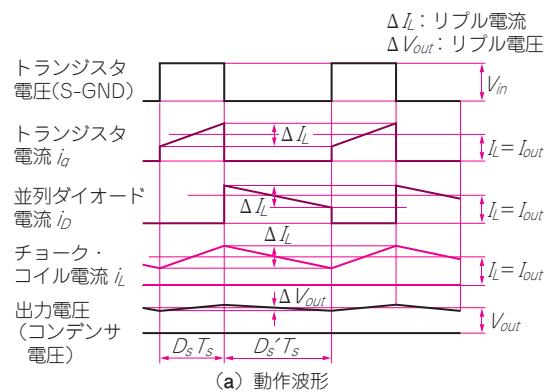


図2 降圧コンバータの動作原理

(4) 直流を交流に変換するなどの回路が考えられます。

まず、これらの回路のなかから動作がわかりやすい(1)の電圧を下げる回路と、(2)の電圧を上げる回路に着目して、具体的な回路と動作原理を見ていきましょう。

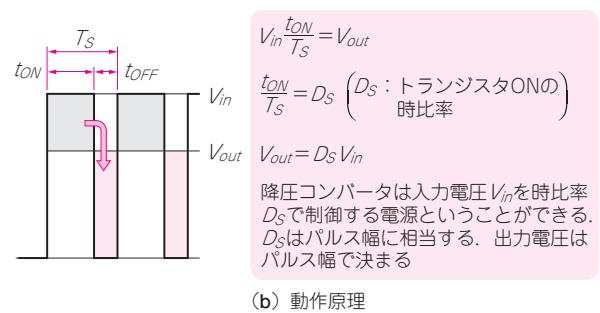
● 電圧を下げる降圧コンバータ

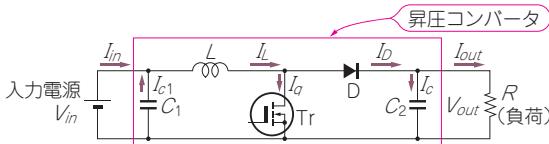
電圧を下げる回路としては、図1の降圧コンバータが使用されます。この回路は、入力にコンデンサ C_1 を接続し、その後に直列にスイッチング・トランジスタ Tr 、並列にダイオード D を接続します。さらに、直列にチョーク・コイル L と並列にコンデンサ C_2 を接続した回路構成となっています。

図2の動作原理のように、トランジスタ Tr をON/OFFすることによって、入力電圧より低い電圧に変換できます。スイッチング周期を T_S 、トランジスタのON時間を t_{ON} とすると、出力電圧は t_{ON}/T_S の比で決まります。トランジスタのON時間 t_{ON} は、ゼロからスイッチング周期 T_S 間の時間が適用できるので、出力電圧は0Vから入力電圧までの電圧に変換することができます。

● 電圧を上げる昇圧コンバータ

電圧を上げる回路には、図3の昇圧コンバータが使





昇圧コンバータは入力コンデンサ C_1 、チョーク・コイル L 、トランジスタTr、ダイオードD、出力コンデンサ C_2 の5点の部品で構成する

図3 昇圧コンバータの基本回路

用されます。この回路は、入力側にコンデンサ C_1 を接続し、その後に直列にチョーク・コイル L 、並列にトランジスタTrを接続します。さらに、直列にダイオードDと並列にコンデンサ C_2 が接続された回路となっています。

図4の動作原理のようにトランジスタをON/OFFすることによって、入力電圧より高い電圧を出力することができます。スイッチング周期を T_S 、トランジスタのOFF時間 t_{OFF} とすると、出力電圧は t_{OFF}/T_S の比で決まります。したがって、トランジスタのOFF時間 t_{OFF} はゼロから T_S までの時間が適用できるので、出力電圧は入力電圧から無限大の電圧まで出力できることになります。

しかし、実際にはOFF時間をゼロにすることは、トランジスタがスイッチングせずONしたままになることを意味しますので、チョーク・コイルが飽和して過電流が流れ出力できないどころか、トランジスタを過電流で壊してしまいます。したがって、 t_{OFF} はゼ

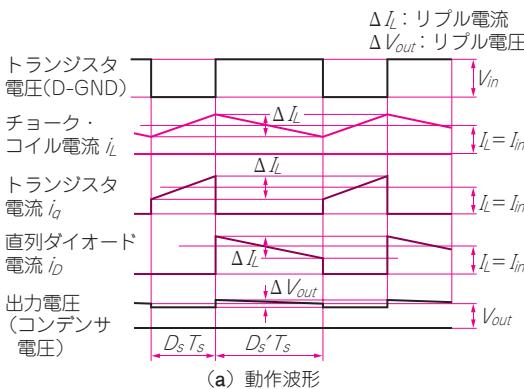


図4 昇圧コンバータの動作原理

口すなわち t_{ON} を無限大にすることはできず、有限な値になるため、出力電圧も有限な値に収まります。

降圧コンバータを製作して動作させてみる

図1の降圧コンバータを実際に製作して動作させてみることにします。パワー・エレクトロニクス回路ですから、あまり低い電圧で動作させても役に立ちません。そこで、比較的高い電圧を降圧させる回路とします。

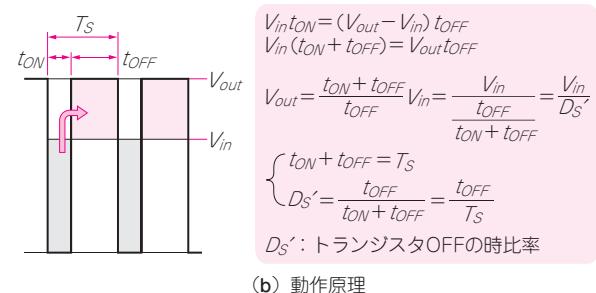
● コンバータの仕様を決めて以降のためにきちんと回路設計する

表1にこのコンバータの概略仕様を示します。

このコンバータでは、入力電圧をDC 180 Vとしています。この電圧は、AC 100 Vの商用電圧をPFC(効率改善回路)を使用して昇圧した電圧に相当します。出力電圧はDC 48 Vとして、バッテリの充電などのいろいろな用途に使える電圧とします。

出力電流は、本稿で使用するMOSFETに適した2.5 Aに設定しています。この仕様を適用したコンバータの回路図を図5に示します。

以降の章では、このコンバータをベースにしてMOSFETの使いかたを解説していきます。そのため、回路の設計値が必要になる場合がいろいろと出てきます。そこで、回路定数の設計値の概要を表2に示しておきます。

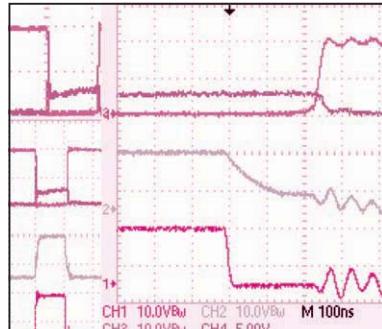


(b) 動作原理

表1 降圧コンバータの仕様

No.	項目	仕 様	備 考
1	定格入力電圧	DC 180 V	AC 100 Vの整流電圧を想定
2	入力電圧変動範囲	DC 160 V～DC 200 V	-
3	定格出力電圧	DC 48 V	よく使われる電圧に設定
4	定格出力電流	2.5 A	-
5	定格出力電力	120 W	-
6	スイッチング周波数	100 kHz	MOSFETで可能な周波数

第3章



パワー・エレクトロニクス回路の変換効率を改善させる

同期整流回路とスイッチング・トランジスタの要求事項

田本 貞治
Tamoto Sadaharu

第2章で説明した降圧コンバータや昇圧コンバータの変換効率が改善できる回路として、ダイオードの代わりにMOSFETを使用する同期整流コンバータがよく知られています。

この章では、同期整流コンバータの動作原理を解説し、このコンバータに要求されるMOSFETの内蔵ダイオードの特性を探っていきます。また、トランジスタとダイオードを使用した降圧コンバータとトランジスタを2個使用した同期整流コンバータでは異なったふるまいがあることを説明し、同期整流コンバータの理解を深めます。

同期整流コンバータにはどのようなMOSFETを採用すればよいか

ここでは、変換効率が良好と言われる同期整流型コンバータにどのようなMOSFETを使用すれば高効率コンバータが実現できるか、異なるトランジスタを使用しながら順を追って実験で確かめていきます。そのなかで、どのようなMOSFETを採用すればよいかを

表1 同期整流コンバータに使用するトランジスタの特性

No.	項目	記号	単位	2SK2640	R5009FNX
1	ドレイン-ソース間電圧	V_{DSS}	V	500	500
2	ゲート-ソース間電圧	V_{GSS}	V	± 30	± 30
3	ドレイン電流	I_D	A	± 10	± 9
4	ドレイン電流(パルス)	$I_D(\text{pulse})$	A	± 40	± 36
5	許容損失	P_D	W	50	50
6	ゲート閾値電圧	$V_{GS(\text{th})}$	V	4.0	3.0
7	ドレイン-ソース間オン抵抗	$R_{DS(\text{ON})}$	Ω	0.73	0.65
8	入力容量	C_{iss}	pF	950	630
9	出力容量	C_{oss}	pF	180	400
10	帰還容量	C_{rss}	pF	80	25
11	ターン・オン遅延時間	$t_d(\text{ON})$	ns	25	24
12	上昇時間	t_r	ns	70	20
13	ターン・オフ遅延時間	$t_d(\text{OFF})$	ns	70	50
14	下降時間	t_f	ns	45	40

見ていきます。

● 同期整流型コンバータの実験を行うまえに…トランジスタを変更した降圧コンバータの実験

第2章では、図5(p.13)に示す降圧コンバータを適用し、最初に特性の良くないトランジスタを使用して実験を行いました。ここでは、もう少し高速に動作するトランジスタを使用して実験を行います。

ここで使用するトランジスタは2SK2640(富士電機)で、その特性を表1に、第2章で使用したR5009FNXと比較して示します。なお、降圧コンバータの仕様は第2章の表1と同じとします。また、トランジスタを除く使用部品も第2章の表3と同じとして、同じ入出力条件で動作させてコンバータの特性を比較します。

2SK2640を使用した降圧コンバータの動作実験結果を表2に示します。第2章の表5のR5009FNXを使用した実験と比較すると、変換効率はやや悪いですが、同じような結果が得られました。当然ですが、トランジスタのスイッチング特性がおおむね同じなので、同じような結果になったわけです。

この実験におけるトランジスタのドレイン-ソース間電圧とドレイン電流の波形を図1に示します。図1(a)が測定回路です。トランジスタがONのときの拡大波形を図1(c)に、トランジスタがOFFのときの拡大波形を図1(d)に示します。

高速動作できるMOSFETを使用したのでスイッチング特性は良好ですが、第2章で実験したR5009FNXと比較するとターン・オン時間とターン・オフ時間は少し大きいので、そのぶん変換効率も悪くなっています。

表2 入出力特性の測定結果

No.	項目	単位	測定値	備考
1	入力電圧	V_{DC}	180.1	-
2	入力電流	A_{DC}	0.7310	-
3	入力電力	W	131.65	-
4	出力電圧	V_{DC}	48.15	-
5	出力電流	A_{DC}	2.51	抵抗負荷
6	出力電力	W	120.86	-
7	変換効率	%	91.8	-

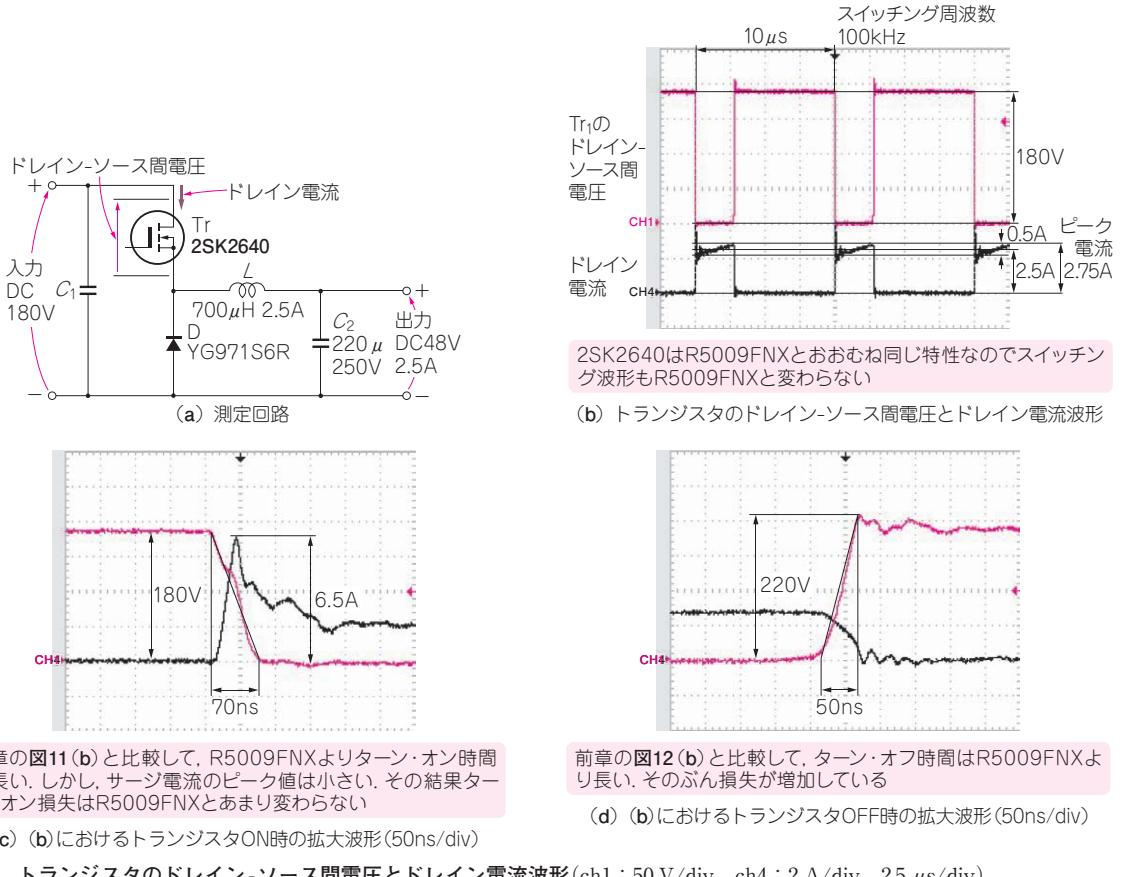


図1 トランジスタのドレイン-ソース間電圧とドレイン電流波形(ch1 : 50 V/div, ch4 : 2 A/div, 2.5 μs/div)

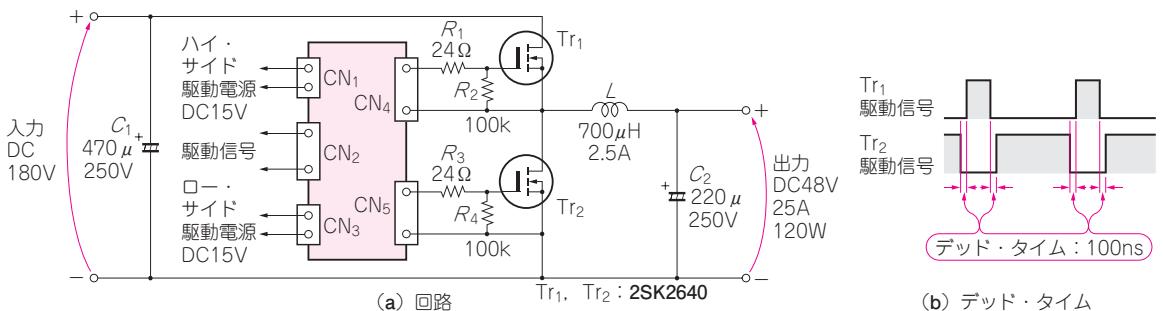


図2 同期整流型コンバータの回路

● 降圧コンバータを同期整流コンバータに変更する(その1)

それでは、ここから降圧コンバータを同期整流型に変更して実験を行います。なお、同期整流コンバータに使用するトランジスタは、前の実験と同じ2SK2640とします。同期整流コンバータの回路図を図2に示します。これは、前章の図1(p.11)に示した回路のダイオードDをMOSFET(2SK2640)に置き換えたものです。

MOSFETはゲートに電圧を加えるとドレイン-ソース間の抵抗が減少して電流が流れやすくなり、ゲートに印加した電圧を取り去るとドレイン-ソース間の抵

抗が増加して電流を遮断します。ゲートに電圧を加えたときのドレイン-ソース間の抵抗が $R_{DS(ON)}$ ということになります。したがって、 $R_{DS(ON)}$ が小さければ電力損失も小さくでき、変換効率が改善されます。

降圧コンバータは第2章の図2の原理で動作します。トランジスタがONすると、入力電源からトランジスタTr、チョーク・コイルLを介して負荷に電流を流します。トランジスタがOFFすると、チョーク・コイルは電流を流し続けようとするため、ダイオードが導通して、ダイオードD、チョーク・コイル、負荷の経路で電流を循環させて電流を流し続けます。ここで、

付属デバイス活用企画

DC200Vを50Hz/60HzのAC100Vに変換する PWM01とR5009FNXによるインバータ回路の設計

荒木 邦彌

Araki Kuniya

本誌付属のD級アンプ用制御IC“PWM01”と、逆回復時間(t_{rr})が速いMOSFET“R5009FNX”を採用したインバータを紹介します。

本稿で紹介するのは、図1に示すように、バッテリをエネルギー源にして、AC 100 V, 50 Hz/60 Hzの商用電源を供給するシステムのDC-ACインバータ部分です。12～48 Vのバッテリの電圧は、絶縁型のDC-DCコンバータでDC 200 Vに変換され、インバータに供給されます。インバータでは、そのDC 200 Vを50 Hz/60 Hz, AC 100 Vに変換します。

本インバータの主要定格と特長を以下に記します。

定格出力：200 VA

出力波形：正弦波

定格出力電圧電流：AC 100 V, 2 A

出力周波数：50 Hz または 60 Hz

負荷力率許容範囲：0～±1

過電流保護：定格出力電流の1.3倍で定電流に移行。自動復帰

電力変換方式：三角波比較3値PWM型フル・ブ

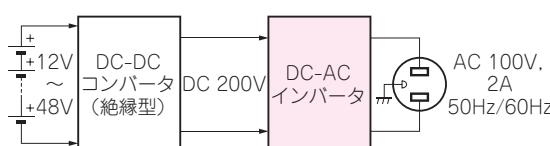


図1 バッテリから商用電源を供給するDC-ACインバータ

リッジ方式

スイッチング周波数：約100 kHz

回路構成と使用部品

● D級パワー・アンプとOSCを組み合わせたインバータ

D級アンプ用制御IC PWM01は、工業用スイッチング・パワー・アンプ用に開発されたパルス幅変調(Pulse Width Modulation: PWM)フル・ブリッジ方式の制御用アナログICです(詳細は本稿のAppendixを参照)。

図2がインバータのブロック図です。OSCは50 Hz/60 Hzの発振器です。その出力をPWM01とMOSFETで構成したフル・ブリッジの電力変換器からなるD級パワー・アンプで200 VAまで増幅します。

D級パワー・アンプには3個のフィードバック・ループがあります。内側から、電流状態フィードバック(以下: ISFB)、電圧状態フィードバック(VSFB)とPI(比例・積分)制御ループ(PICL)です。

ISFBは、 L_1 , L_2 , C から構成するローパス・フィルタのインダクタ電流をCTで検出してフィードバックします。VSFBとPICLは、出力端子を差動アンプ(Diff Amp)でセンシングしてフィードバックします。

これらの3ループの働きで、広範囲の負荷変動に対する安定な出力状態と安定な過電流保護を実現してい

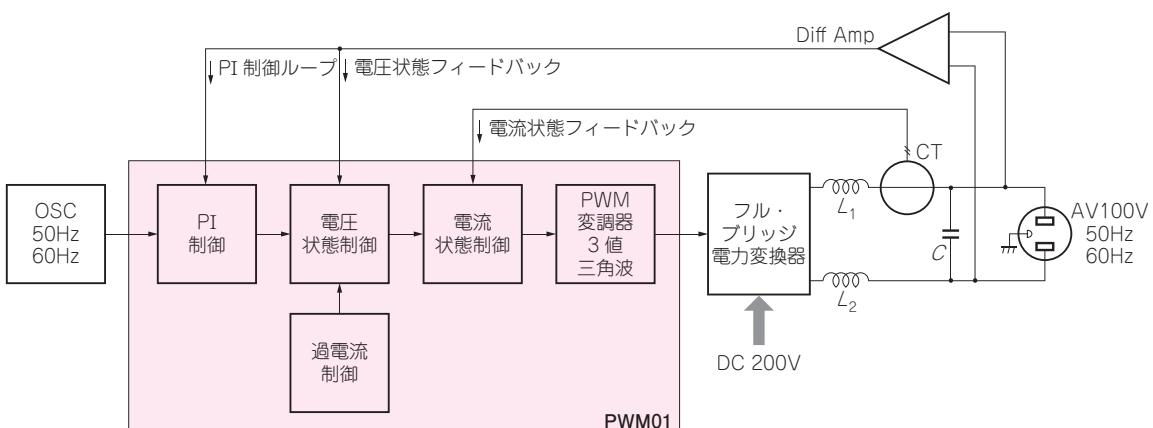


図2 PWMフル・ブリッジのD級パワー・アンプとOSCを組み合わせたインバータ

ます。力率0～1.0の範囲のLCR負荷に対して100%（200 VA）のパワーを出力できます。

過電流保護は定格電流出力の約1.3倍から定電流出力に移行し、出力短絡状態でも定電流状態を維持します。負荷電流が定格値内に戻れば、スムーズに定電圧出力状態に復帰します。定電圧→定電流→定電圧への移行はスムーズで、過電圧、過電流の発生はほとんどありません。

● MOSFETの逆回復時間が変換効率を左右する

電力変換器の主回路は、MOSFET R5009FNXを4個使ったフル・ブリッジ構成です。MOSFETのD級パワー・アンプでの課題の一つにMOSFET内部（寄生）ダイオードの逆回復時間(t_{rr} : reverse recovery time)があります。

フル・ブリッジ、ハーフ・ブリッジを問わず、DCをACに変換するインバータには、ローパス・フィルタのインダクタンス電流と負荷からの回生電流を電源に環流するための逆導通ダイオード（フライホイール・ダイオードとも言う）が必要です。MOSFETに寄生する内部ダイオードは、この用途に最適なのです。外部にダイオードを附加する必要がないためです。

しかし、この逆導通ダイオードの t_{rr} の長さが問題なのです。高速スイッチングのインバータ／コンバータでは、この t_{rr} がスイッチング損失^{*1}を決定する最大の要因だからです。

一般の高圧MOSFETの t_{rr} は500 ns以上です。付属デバイスR5009FNXの t_{rr} は、typ : 78 ns, max : 108 ns ($I_S = 9 \text{ A}$, $di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$)と高速で、それを特長

*1:スイッチング回路の変換効率を決める損失には、MOSFETのON抵抗(R_{ON})によるオーミック損失と、ON→OFF、OFF→ONに遷移するタイミングで発生するスイッチング損失がある。

の第一に挙げています（R5009FNXの詳細は特集第1章を参照）。

ここで、R5009FNXの t_{rr} 特性をSPICEでシミュレーションしてみましょう。R5009FNXのSPICEモデルは、ベンダのウェブ・サイトからダウンロードしたもので、実は、ダイオードの t_{rr} のモデル化はSPICEでは得意なものの一つと言われています。正確な t_{rr} モデルは少ないのです。それを考慮しながら見てください。

シミュレーション回路は図3です。図4、図5がシミュレーション結果です。

図3はハーフ・ブリッジのPWM電力変換器です。変調波形(Vcar)は三角波で100 kHz, ±10 Vです。U1はコンパレータです。U2, U3, U4はデッド・タイム(t_D , Q_1 , Q_2 ともOFFとなる時間)の発生回路で、U2の遅延時間が t_D になります。 $t_D = 500 \text{ ns}$ に設定しています。U5, U6はMOSFET Q1, Q2のゲート・ドライバです。出力は0～12 Vです。

入力信号(Vin)はDCの-8.65 Vです。R1の両端に-75 Vを出力しています。したがって、L1には上側と下側の矢印の電流が流れています。

下側矢印の電流はQ2がON, Q1がOFFのタイミング、上矢印の電流はデッド・タイム時とQ1がON, Q2がOFFのタイミングに流れます。

図4のシミュレーション結果にその状態が示されています。Q2がON→OFF→ONまでの波形です。VgsQ1, Q2/VはQ1Q2のゲート・ドライブ波形、Vsw/Vはスイッチング波形(Q1ソース, Q2ドレン), Id_Q2/AはQ2のドレン電流、Id_Q1/AはQ1のドレン電流、Power(Q2)/kWはQ2の損失の瞬時波形です。図5は、図4の191 μs付近の拡大図です。

図4、図5の191 μs付近に注目してください。Q2が189.75 μs付近からOFFしており、再びONになる瞬

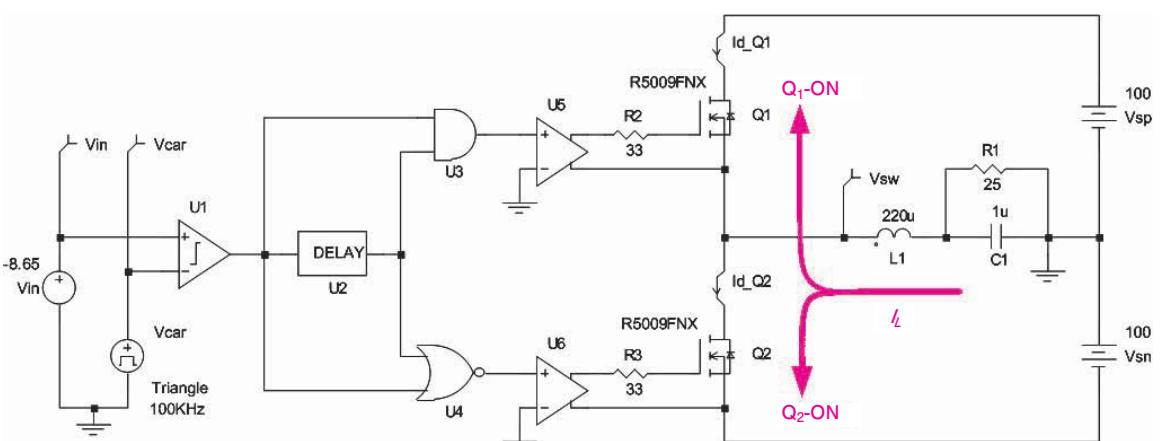


図3 MOSFET（R5009FNX）の内部（寄生）ダイオードの逆回復特性をシミュレーションする
インダクタ電流 I_L は、Q2がOFFになるとQ1の内部ダイオードの順方向に流れる。その電流はQ1のチャネルがOFFになっても流れ続ける

見本

このPDFは、CQ出版社発売の「グリーン・エレクトロニクス No.8」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下さい。

内容 <http://shop.cqpub.co.jp/hanbai/books/MSP/MSPZ201206.htm>

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



グリーン・エレクトロニクス

Green Electronics Series

[テクノロジカル技術 増刊] SPECIAL

グリーン・エレクトロニクス

No.8

CQ出版社

〒170-8461 東京都墨田区東鷹1-14-2
☎(03)5395-2141(取次部)

定価3,780円

本体3,600円

雑誌 16712-06

© 2012.9.22



4910167120625

03600