

## オン・セミコンダクターの モータ制御用IGBTと フリーホイール・ダイオード



ON Semiconductor®

[www.onsemi.jp](http://www.onsemi.jp)

### APPLICATION NOTE

#### 要約

モータ制御にIGBTを使用するには、いくつかの特質が必要であり、これらは2つのカテゴリに分類できます。短絡定格と安全動作領域(SOA)はデバイスの堅牢性を示すものです。また、導通損失とスイッチング・エネルギー損失はデバイスの効率の目安となるものです。このアプリケーション・ノートでは、オン・セミコンダクターのIGBTとフリーホイール・ダイオードについて検討します。また、モータ駆動用のIGBTを選択するときに、耐久性の問題、損失の問題がどのように関わってくるかについても示します。モータ制御ならではの特殊性もいくつかありますので、それについても検討します。

#### はじめに

IGBT(絶縁ゲート・バイポーラ・トランジスタ)は、入力インピーダンスの高い、大きなバイポーラ電流を流せる、という2つの特徴を備えた少数キャリア・デバイス的一种です。IGBTは、入力特性がMOSトランジスタ、出力特性がバイポーラ・トランジスタのようなものですので、電圧制御型のバイポーラ・デバイスと見なせません。このMOS入力とバイポーラ出力は1個の半導体チップ上に造り込まれますが、十分なスイッチング特性を發揮させるには通常、逆並列ダイオード(フリーホイール・ダイオード)を追加する必要があります。ただし例外的にフリーホイール・ダイオードが不要な場合もあります。フリーホイール・ダイオードは、同じ半導体チップ上に造り込む、同じパッケージ内に実装する、あるいはIGBTパッケージの外付ダイオードとすることができます。

IGBTは1980年代中頃に登場し、パワー半導体デバイスの歴史において重要な節目となりました。今や、中～大規模電力(数kW～数MW級)のパワー・エレクトロニクス分野においてきわめて人気の高いデバイスとなっており、DC/AC駆動装置や電源システムに広く応用されています。IGBTはパワー・エレクトロニクスの多くの分野に適していますが、中でも高ダイナミック・レンジ制御と低ノイズが必要なパルス幅変調(PWM)サーボや三相駆動といった用途に適しています。また、無停電電源(UPS)やスイッチング電源(SMPS)のように、スイッチング周波数が高い電源回路にも使用できます。動的性能と動的効率を改善する効果や可聴ノイズ・レベルを低減する効果もあります。また、共振コンバータ回路にも適しています。低導通損失と低スイッチング損失を実現した最適化IGBTも入手できます。

IGBTの一般的な用途の1つは、電圧源インバータ(VSI)回路のスイッチング素子です。一般にインバータは電源やモータ制御に使用されます。このようなコンバータにIGBTを使用する主な利点は、コンバータの簡素化・モジュール化が図れること、ゲート・ドライブが容易であること、安全動作領域(SOA)が広いこと、スナバ回路が不要であること、スイッチング損失が低いこと、過電流と短絡に対する保護特性に優れていること、パワー・コンバータの電氣的・機械的構造が簡素化されることです[1]。IGBTはこれらの利点によって、普及に弾みがつき有望なデバイスとなっています。

#### 電気駆動装置

コンセントに直接つなぐACモータ駆動装置は、基本的に出力周波数は一定ですが、インバータなどのパワー・エレクトロニクス・デバイスから出力される電圧は、電圧値も周波数も可変なので、供給電力周波数とは異なる周波数でACモータを回転させるのに使われます。

モータ制御には主に、可変電圧、可変位相、可変周波数インバータが使用されます。パワー・コンバータの目的は、電圧と周波数を可変式にし、DCリンク回路からAC出力波形を供給することです。このDCリンクには多くの場合、可変式AC-DCコンバータまたは非可変式AC-DCコンバータから電力が供給されます。電圧と周波数が可変式の波形が必要となるのは、可変速度駆動装置、UPS、アクティブ・フィルタ、補償装置などを稼働させる場合ですが、他にも様々な用途があります。

パルス幅変調による可変速度モータ駆動装置はIGBTに最適な用途です。この用途では、Figure 1、Figure 2に示すとおり、IGBTはモータに供給される電圧にパルス幅変調をかけるパワー・スイッチとして使用されます。モータの速度、位置、電磁トルクを制御することが目的です。一般にIGBTは全波整流ラインで動作させる必要があります。そのため、230 VACライン電圧入力の場合は600 V定格、575 VACライン電圧入力の場合は1,200 V定格のデバイスが必要になる可能性があります。効率に優れたこの種の高周波駆動装置の設計にはIGBTが適しています。

IGBTには、「高電圧をブロックする」「スイッチング周波数が高い」「導通損失が小さい」という特長があるためです。モータ駆動装置に使用するデバイ

スは、頑丈かつ保護機構が作動するまで障害に耐えることができなければなりません。短絡に強いデバイスは、安全で確実なモータ駆動を実現します。

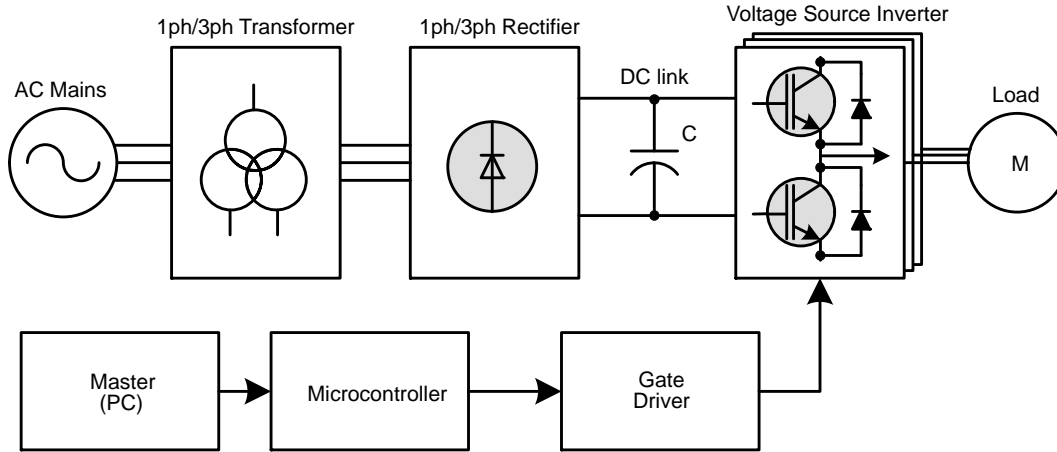


Figure 1. Typical AC Motor Drive Application

広く使用されている最も一般的なコンバータの回路構成例をFigure 1とFigure 2に示します。Figure 1は電気駆動装置の一般的なブロック図です。Figure 2は電力回路構成をより具体的に示したものです。三相ブリッジ・インバータのフロント・エンドにダイオード整流器を配置した構成となっています。この整流器(単相または三相)は、AC入力をレギュレーションされていないDC電圧に変換します。DCリンクに乗った高調波はLCフィルタまたはCフィルタで除去され、平滑なDC電圧がインバータに供給されます。インバータは、電気機械などの負荷に適した三相ACを生成する手段として、3つのハーフブリッジまたはフェーズ・レグで構成されます。DC電源の代替電源には、バッテリー、燃料電池、太陽光電池などがあります。どの代替DC電源の場合も、DC電圧は通常は安定化されません。バッテリー電源のインバータ駆

動装置は、電気自動車やハイブリッド自動車の駆動装置に広く使用されています。フロント・エンドにダイオード整流器があるため、このコンバータ・システムは電力再生ができないことに注意してください。フィルタ・キャパシタCは、整流器、インバータのいずれかで発生する高調波も抑えます。

この回路構成は、AC出力波形のタイプに従って電圧源インバータ(VSI)とみなすことができます。電圧源インバータでは、独立して制御されるAC出力が電圧波形となります。これらの回路構成は電圧源として動作するため、最も広く使用されています。これは電気駆動装置などの多くの用途で電圧源が必要とされており、かつインバータの代表的な用途が電圧源であるためです。VSIの代表的な回路構成をFigure 1とFigure 2に示します。

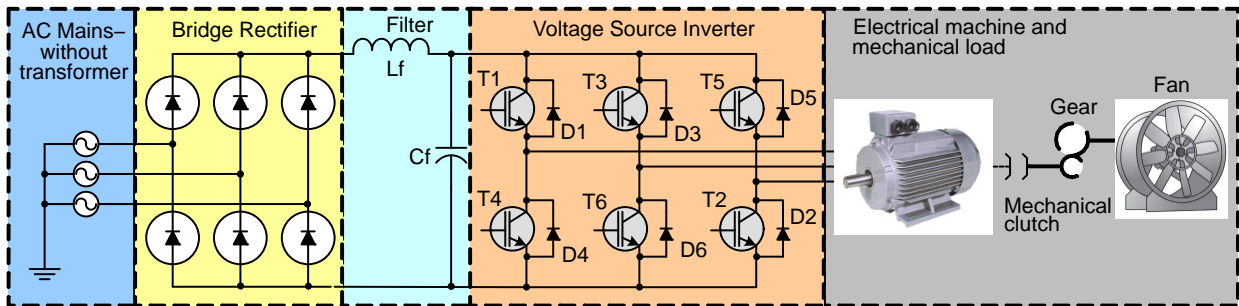


Figure 2. Common Topology of Motor Drive

**電力入力部の回路構成**

コンセント電圧は、通常ダイオード・ブリッジで構成されるライン整流器によって整流されます。現在は電力の品質と力率の改善が重視されるため、より電源として使いやすい、例えばPFCを搭載したようなAC-DCコンバータに関心が移っています。

これなら、ライン電流をアクティブ・フィルタに通すと同時に、回生ブレーキ・システムで発生した電力を電源側に戻すことが可能です。

同じDC電力を出力するとしたら、単相ダイオード整流器には相当高いトランスVA定格が必要なのが明らかです。したがって単相ダイオード整流器は、

低～中電力用途にしか向きません。15 kW以上の電力を出力する場合は、三相または多相ダイオード整流器を採用すべきです。Figure 2に示すダイオード・ブリッジ整流器は、安定化されていないDC電圧を生成するのにきわめて重要です。ダイオード整流器はシンプルですが、「ライン電流のひずみが大きい」「基本波力率が悪い」という欠点があるため、力率の悪化を招きます。これらの問題に対処するために、ライン電流のアクティブ波形整形に基づく様々な力率補正(PFC)手法を紹介します。力率コントローラも、IGBTが重要な役割を果たす用途の1つです。

フィルタは、負荷にかかるDC出力電圧を平滑にする手段として整流回路によく使用されます。フィルタ・キャパシタは、容量が通常2～20 mFとかなり大きい場合コストがかかります。フィルタは、インダクタ入力DCフィルタとキャパシタ入力DCフィルタの2つに分類されます。インダクタ入力DCフィルタのほうが、整流電流の波形率が小さくなりトランスの動作効率が向上するため、大電力用途に好まれます。キャパシタ入力DCフィルタは、容積効率を高く

することができますが、過大なターンオン電流と繰り返しサージ電流が必要です。そのため、キャパシタ入力DCフィルタは小電力システムにしか適していません。

### PWM電圧源インバータ(VSI)

一般にインバータには2つの基本型があります。1つは電圧源インバータ(VSI)です。DCリンクにキャパシタを使用し、スイッチング電圧波形をモータ端子に出力するインバータです。もう1つは電流源インバータ(CSI)です。DCリンクにインダクタを使用し、スイッチング電流波形をモータ端子に出力するインバータです。CSインバータは、短絡やノイズの多い環境に影響を受けにくいいため、外乱に強く信頼性が高くなっています。VSインバータは、パルス幅変調(PWM)を利用することにより効率的でスムーズな動作が可能になるうえに、トルク脈動やコギングとは無縁ですので、CSインバータに比べて一般的です[1]。またVSIのほうが周波数が高く、たいていは同一定格のCSI駆動装置に比べて安価です。

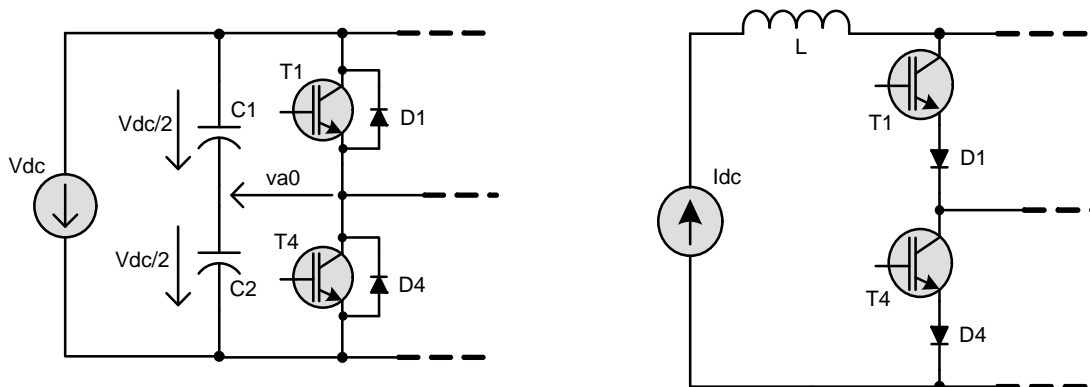


Figure 3. Voltage (Left) and Current (Right) Type of Half-bridge Converters

一般に電圧源PWMコンバータは、まずACからDCへ変換し、そのDCを可変周波数ACに変換するという2段階でAC-AC変換を行います。コンバータの基本回路構成をFigure 3に示します。VSIは名前のお通り、入力されたDC電圧をAC電圧に変換して出力します。出力されるAC電圧と周波数は、用途に応じて可変式の場合と一定の場合があります。「コンバータ」という一般名で呼ばれている理由は、同一回路がインバータとしても整流器としても動作できることにあります。電圧供給方式のインバータは、入力端にしっかりした電圧源が必要です。燃料電池や太陽電池アレイなども電圧源として利用できます。インバータの出力は、単相、多相のどちらでもよく、方形波、正弦波、PWM波、ステップ波、準方形波のいずれも可能です。

電圧供給方式のコンバータではDC電圧が供給されるので、パワー半導体デバイスは常に順方向バイアスが印可されます。したがって、IGBTのような自己制御型順方向ブロッキング・デバイスまたは非対称ブロッキング・デバイスが適しています。デバイスの両端には、逆流する誘導電流を通す経路としてフリーホイール・ダイオード(逆並列ダイオード)が必ず接続されます。電圧供給方式コンバータの持つ重要な特性の1つは、出力波形として整形したAC電圧波形が負荷パラメータに影響されないことです。典型的なPWM出力のライン電圧と相電圧を相電流と合わせて、Figure 4およびFigure 5に示します。

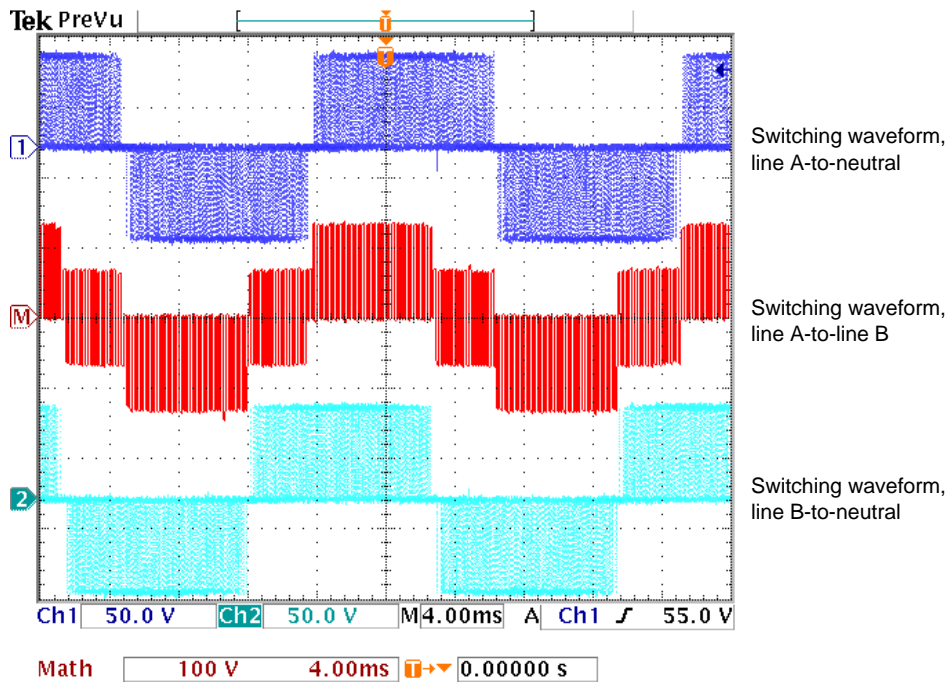


Figure 4. Phase-to-Neutral and Phase-to-Phase Switching Waveforms

#### モータ駆動におけるIGBT

信頼できるパワー・コンバータを設計するうえで重要な問題の1つは、パワー・スイッチの信頼性です。これらの用途に使用するデバイスは、頑丈かつ保護機構が作動するまで障害に耐えることができなければなりません。インバータはハード・スイッチングを行う代表例です。このスイッチング動作では、スイッチング・ストレスもスイッチングに伴う電力損失も、PWMのスイッチング周波数に比例して大きくなります。

IGBTは、すでにモータ制御用トランジスタとして選択される存在になっています。その理由は、同じチップ・サイズของMOSFETに比べて大きな電流が流せることや、駆動装置の回路構成がバイポーラ・トランジスタよりも有利になることなどです。そのうえ、多くの例のIGBTは、 $V_{CEsat}$ による導通損失が、MOSFETの $R_{DSon}$ と比べて、小さくなる。(これは、一つには、MOSFETの損失がドレイン電流の二乗を主とするのに、IGBTの損失はコレクタ電流を主とするためです。)

IGBTの欠点の1つは、内部のPNPトランジスタに蓄積された電荷によって発生する「テール時間」です。テール時間に流れるテール電流によって、無駄な順方向電圧降下が生じます。各デバイスは、導通損失とスイッチング損失に関して効率的な動作ができるよう最適化が図られます。テール時間の問題はスイッチング速度も左右します。モータ・コントローラは4~20 kHzのスイッチング周波数で動作する傾向にありますが、人の可聴域を考慮して20 kHzが好まれます。現在、テール時間300 ns未満のIGBTが開発中で、これらのデバイスは15kHzでも良好に動作します。テール時間が短くなって $V_{CE}$ が低下すれ

ば、IGBTはさらに高い周波数で動作でき、モータ制御や電源用途で既存のMOSFETと十分に競争できるようになります。現在そのための取り組みが進行中です。

大部分のモータ駆動装置は絶縁トランスが不要ですので、スイッチング周波数を可聴域より高くしてもほとんどメリットはありません。なぜなら、モータにはフィルタ・インダクタンスが内在していて、周波数を高くしても効率の高いモータが設計できる見込みがないからです。

#### 逆並列ダイオード

フリーホイール・ダイオードは、パワー・スイッチのコレクタ端子とエミッタ端子の間に並列に配置されます。逆流電流が流れるようにするためです。このダイオードが必要である理由は、誘導性負荷電流をスイッチ・オフしたときに高いピーク電圧が生じてパワー・スイッチを破壊するおそれがあることです。1相あたりのインバータ出力の基本構成をFigure 5に示します。アッパー・サイド、ロー・サイドのパワー・デバイスT1、T4と、フリーホイール・ダイオードD1、D4で構成されています。構造的な違いのため、IGBTにはMOSFETに形成されるような寄生ダイオードは存在しません。最適な方法は、IGBTと同一パッケージ内にダイオードを実装することです。

この問題に対処するためのIGBTはすでにオン・セミコンダクターが製造しています。これらのデバイスは、エネルギー回生システムのような用途に非常に効果的であり、モータ制御装置の設計者に支持されています。逆並列ダイオードもスイッチング・デバイス自体と同様に、漏れ電流が少ないこと、順方



向電圧降下が小さいこと、スイッチング速度が速いことが求められます。ダイオードの順方向電圧降下とダイオードを流れる平均電流との積が、そのダイオードで発生する導通損失の総量です。この導通損失だけでなく、逆回復電流が大きいとその分だけスイッチング損失が増えるおそれがあります。大きな逆回復電流に起因するもう1つの影響は、スイッチング周波数と、スイッチングによって生じるリングング波形の周波数の両周波数でEMIが発生することです。EMIを除去するには、回路にフィルタを追加する必要があります。各パーツを同じパッケージ内

に実装すれば、リングングの一因となる寄生インダクタンスは大幅に減少します。また、このような形態のパッケージ品を設計に使用すれば、電力損失が減少すると同時に設計効率も向上します。

インバータ・レグの1相あたりの基本構成と、インバータ出力電圧波形をFigure 5に示します。電圧波形は、スイッチング状態と電流の向きに応じて変化します。インバータ出力の1相あたりの基本構成は、アッパー・サイド、ロー・サイドのパワー・デバイスT1、T4、および逆並列ダイオードD1、D4です。

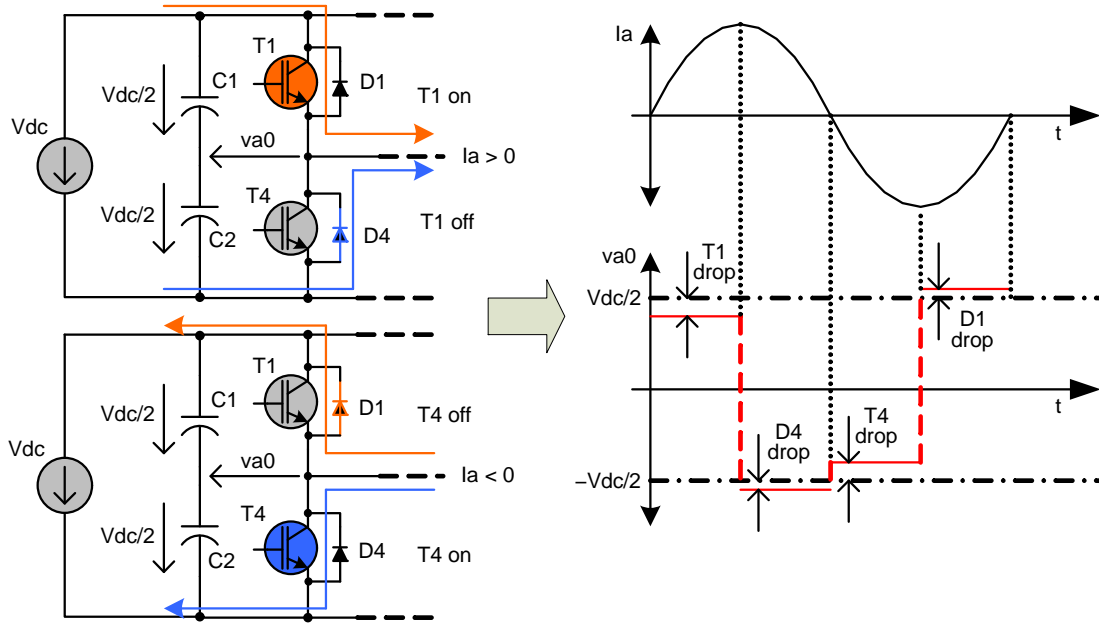


Figure 5. Fundamental Topology of a Voltage Half-bridge Inverter and Center-tapped Inverter Output Voltage. Left: Switching States and Current Direction. Right: Output Voltage and Line Current

**パルス幅変調(PWM)**

普通、1つのインバータ・レグに使用される2個のパワー・スイッチは、一方がオンなら他方は必ずオフになります。したがって、インバータ回路は3個(三相インバータの場合、Figure 2参照)の2ポジション・スイッチに単純化することができます。正負いずれかのDCバス電圧が短時間、モータのいずれかの相に印加されます。パルス幅変調(PWM)とは、スイッチングされる電圧パルス幅を変化させることにより様々な出力周波数と出力電圧を生成する方法のことです。PWMで生成される出力電圧の平均値は、各PWM周期における基準電圧を一定の率で調整した値に等しくなります。

PWMには各種の方式があります。よく知られているものとしては、正弦波PWM、ヒステリシスPWM、空間ベクトル変調(SVM)、最適PWMなどがあります。最適PWMは、選択的高調波除去、効率改善、トルク脈動の極小化など、特定の性能基準の最適化を図ることを基本とする手法のことです。正弦波PWMおよびヒステリシスPWMはアナログ的な手法で実現できますが、それ以外のPWMはマイクロプロセッサを使用する必要があります。

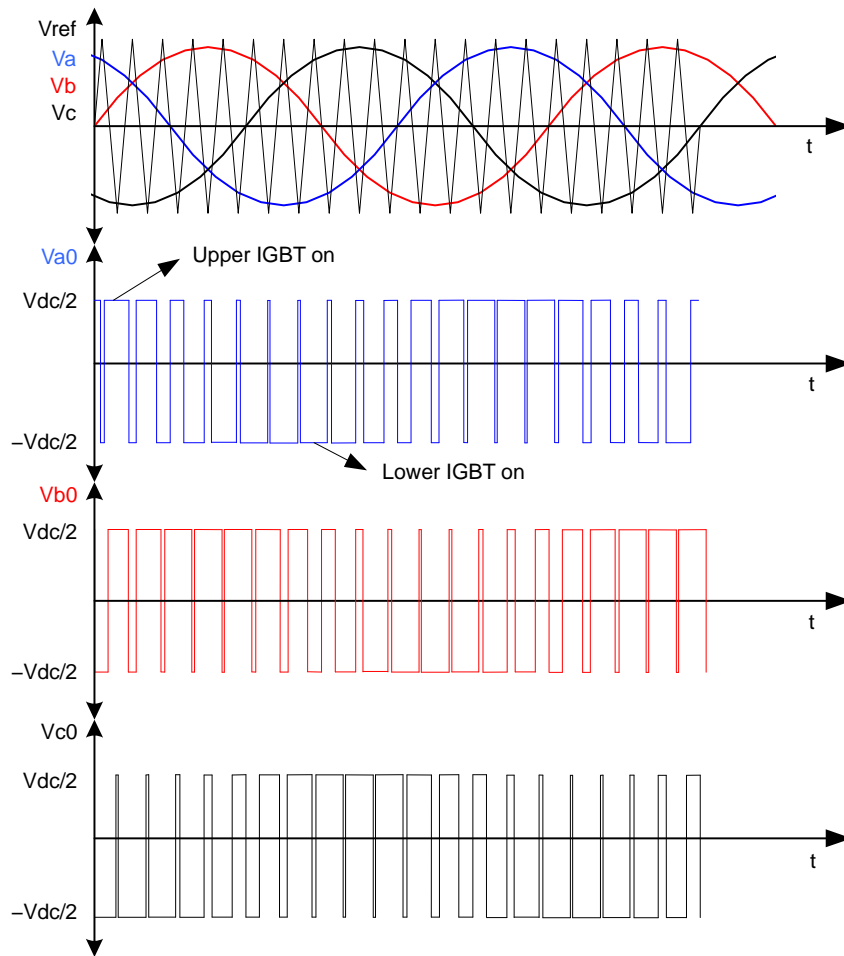


Figure 6. The Rule of Sinusoidal PWM Generation (SPWM)

Figure 6に示すように、相ごとにノコギリ波の搬送波と基準電圧が比較され、一定のPWMパルスが三相すべてに生成されます。この変調方式は「正弦波PWM」と呼ばれます(「自然標本化PWM」とも呼ばれる)。その理由は、パルス幅が、基準信号における角度位置の正弦波関数になっているためです。PWM周波数は搬送波周波数と同一ですが、通常は基準電圧の周波数よりかなり高いため、PWMの1周期の時間くらいでは基準電圧はほとんど変化しません。スイッチング状態に応じて、正負いずれかの側のDCバス電圧が各相に印加されます。変調段では、反対側のDCバス電圧と基準電圧が乗算されます。その結果、モータ巻線に直接印加される大きなパワー・パルスまでスイッチング信号を増幅するという、インバータによる最終的な増幅処理が補償されます。

#### 電気機械および機械的負荷

電気的エネルギーを機械的エネルギーに、あるいはその逆に変換する電気機械は、駆動システムの中

核を成す存在です。駆動システムは、ポンプ、ファン、製紙工場、繊維工場、エレベータ、電気自動車、地下鉄、家電製品、風力発電システム、サーボ、ロボット工学、コンピュータ周辺機器、製鋼所、セメント工場、船舶動力など、多様な用途に幅広く使用されています。機械は、電氣的、機械的、熱的に複雑な構造物です。しかし機械の進化は、パワー半導体デバイスやパワー・エレクトロニクス・コンバータの進化に比べて緩やかでした[1]。

あらゆる種類の交流機の中でも、工業分野では誘導機、特にかご形が最もよく使用されています。これらの機械は、経済性、堅牢性、信頼性が非常に高く、1馬力以下から数メガワット級まで各種提供されています。小出力の機械は単相方式で提供されますが、可変速駆動装置で一番よく使用されているのは多相(三相)方式の機械です[1]。Figure 7に典型的な誘導機を示します。Figure 8には、機械から負荷までの標準的な機械的結合を示します。



Figure 7. The Typical Induction Machine Construction

モータが接続される機械的負荷には、単純なものや複雑なものがあります。Figure 8は機械的負荷の一例です。慣性Jを持つ機械ロータが、機械速度 $\omega$ 、瞬時位置 $\theta$ で動作しながら、トルクTを生み出します。モータ・シャフトは通常、機械的クラッチによって接続されます。モータ速度はギアの機械的結合によって変化します。2次ギアが負荷(この例ではファン)に連結されています。この例に示した各機械的負荷の特徴は、速度( $T \approx \omega^2$ )に対してトルクが放物線的に変化することです。

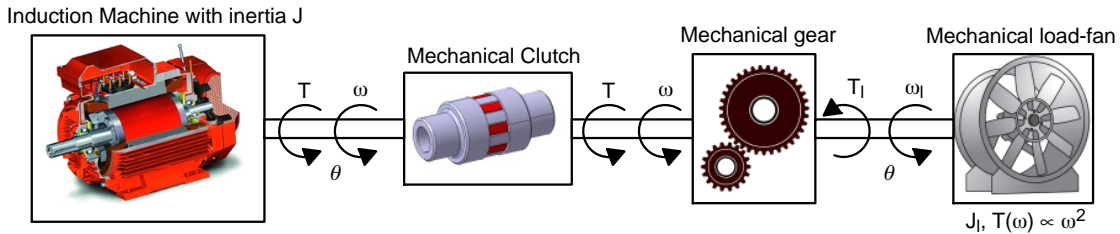


Figure 8. Simple Mechanical Load for a Motor

モータ制御用IGBT

「ターンオフ時のスイッチング損失(E<sub>sw(off)</sub>)」「オン状態での電圧降下(V<sub>CEsat</sub>)」「IGBTのチップ・デザインにおける堅牢性」、この三者は基本的に相容れないことがよく知られています。標準的な工業用IGBTは、一般的なスイッチング周波数が10 kHz以下のモータ駆動などの用途に最適化されているのが普通です。これらの用途では導通損失が支配的になる傾向があるので、IGBTチップは基本的にV<sub>CEsat</sub>が低くなるように最適化されます。その他、白物家電用電気駆動装置などの用途では、システム全体の可聴ノイズを低減するために、さらに高い動作周波数が必要になることもよくあります。これらの高周波数を利用する用途では、ダイナミック損失が支配的になって、IGBTの最大スイッチング周波数が制限されることが多くなります。

ハード・スイッチングとスイッチング損失

IGBTをモータ制御に用いる場合、連続負荷電流での抵抗性・誘導性負荷のハード・スイッチングが必要になる場合がほとんどです。すなわち、負荷の時定数(L/R)がスイッチング周波数の周期(1/f<sub>sw</sub>)よりもはるかに長いということです[4]。モータ制御にIGBTを利用する代表例が、ハード・スイッチングを応用した電圧源インバータ(VSI)です。

ハード・スイッチング・インバータのデバイス波形(Figure 9でIGBTのターンオンとターンオフを参照)には、好ましくない現象がいくつかあります。これらは以下のとおり要約できます[1]。

(a)スイッチング損失：ターンオンおよびターンオフ・スイッチングのどちらも、電圧波形と電流波形が重なっているため、Figure 9の演算トレース(M)に示すとおりに大きなパルス状の電力損失が生じます。各サイクルで失われるエネルギー量は一定なので、スイッチング周波数が高くなるほど、スイッチング電力損失が増大します。

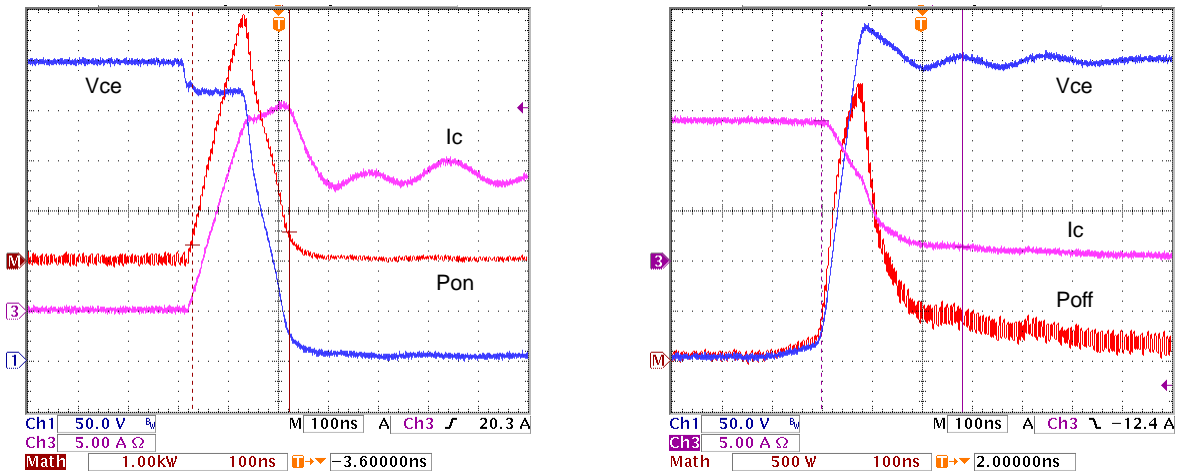


Figure 9. IGBT Turn-on and Turn-off Dynamics. Blue: Vce, Pink: Ic, Red: Ploss

スイッチング損失による電力損失は次式で求められます。

$$P_{SW} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{SW} \quad (\text{eq. 1})$$

もう1つの問題は、損失が増えると冷却システムに負担がかかることです。実際、インバータのPWMスイッチング周波数を高くできない理由はスイッチング損失です。**(b) デバイス・ストレス**：ハード・スイッチングの場合、スイッチング軌跡が電圧電流(VA)エリアの中で、デバイスにストレスがかかるアクティブ領域内を移動します。ハード・スイッチング動作が長引くと、デバイスの信頼性が損なわれるおそれがあります。これがハード・スイッチング用途でパワー・デバイスに堅牢性が求められる理由の1つです。データ・シートの安全動作領域(SOA)曲線は、デバイスが損傷するおそれのある動作限界を示しています。**(c) EMI問題**：dv/dtおよびdi/dtが大きい場合、あるいは高速デバイスのスイッチング遷移によって寄生リンギングが現れる場合は、EMI問題が生じるおそれがあります。EMIは制御回路とその周辺装置に影響を与えるおそれがあります。寄生漏れインダクタンスや結合インダクタンスも、値は小さくても誘導電圧(L×di/dt)が大きいため、EMIの発生源になり得ます。同様に、大きなdv/dt過渡が発生すると、寄生容量を通じて制御回路内にコモン・モード結合電流(C×dv/dt)が流れることがあります。**(d) 機械の絶縁に対する影響**：固定子巻線絶縁体の全体のdv/dtが高いと、大きな変位電流(C×dv/dt)が生じる可能性があり、それによって機械の絶縁性能が劣化する場合があります。**(e) 機械の軸受電流**：最近、スイッチング・デバイスにIGBTを用いたPWMインバータ駆動装置が機械の軸受電流問題を起こすことが判明しました。これはIGBTの高速スイッチングのためです。IGBTをスイッチングさせると、大きなdv/dtが生じ、機械のシャフトと絶縁軸受の浮遊容量を通じて電流(=C×dv/dt)がグラウンドに流れることとなります。この電流が軸受の寿命を縮めます。**(f) 機械端子への過電圧**：PWMインバータは長いケーブルで機械に連結しなければならないことがよくあります。インバータ出力端でdv/dtが高いと高周波の進行波が反射し、機械端子電圧が上昇します。機械端子には、回路の浮遊寄生成分のために高周波リンギングが生じます。その結果生じる大きな過電圧がモータの絶縁を破壊しかねません。Figure 12の三角形からわかるように、最適化にはハード・スイッチングのいくつかの特性が関係しています。

スイッチング損失とは、ターンオンおよびターンオフ・スイッチング遷移中に消費される電力損失のことです。PWMのスイッチング周波数が高いと、大きな損失が生じるおそれがあるので熱設計で考慮しなければなりません。スイッチング損失を求める最も正確な方法は、スイッチング遷移中のIcとVceの両波形をプロットすることです(Figure 9、Figure 10参照)。ポイントごとに両方の波形の積をとれば、瞬時的な電力波形が得られます。

大部分のオシロスコープにはこの乗算を実行できる演算機能が備わっています。この機能があれば、スイッチング遷移中のエネルギーが求められるので、そのエネルギーとスイッチング周波数の積をとると、スイッチング遷移中の電力損失が得られます。

#### 導通損失

導通損失とは、IGBTまたはFWDがオン状態で電流が流れているときに発生する損失のことです。導通時の全電力損失は、オン状態電圧とオン状態電流の積で計算されます。PWMの場合、平均電力損失を求めるには導通損失にデューティ比を乗算する必要があります。導通損失の1次近似は、IGBTのV<sub>CEsat</sub>の定格値とデバイスの平均電流の期待値との積で求められます。ただし、ほとんどのアプリケーションで実際の損失はこれより小さくなります。これはI<sub>c</sub>の定格値よりも電流が少ない場合、V<sub>CEsat</sub>はデータ・シート値よりも低いからです。IGBTおよびFWDの導通損失は、モータ制御装置全体の損失にとって大きな部分を占めています。これらの損失は、V<sub>CEsat</sub>およびV<sub>f</sub>パラメータからほぼ読み取れます。スイッチング周波数が比較的低いため、可能な限りV<sub>CEsat</sub>を小さくしています。短絡能力を強化するために、しばしば順方向電圧降下とスイッチング速度のトレードオフが図られます。

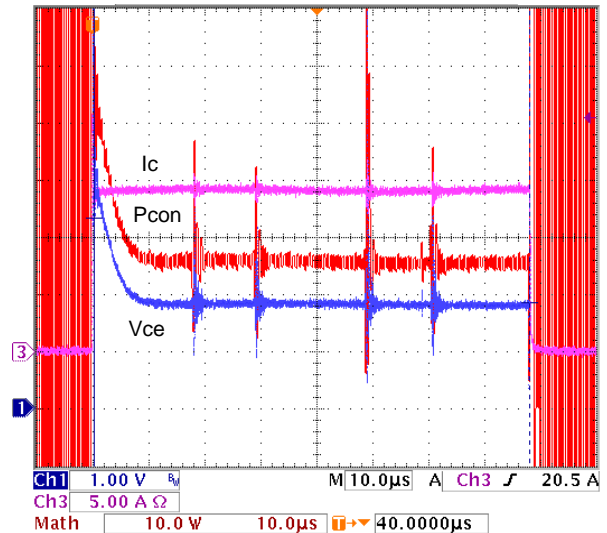


Figure 10. IGBT Conduction Dynamics  
Blue: Vce, Pink: Ic, Red: Ploss

フリーホイール・ダイオードの導通損失は、データ・シートのV<sub>f</sub>値とダイオードの期待平均電流の積で概算できます。

閾値電圧、キャリア寿命、デバイス厚などのIGBTのプロセス・パラメータを変化させれば、SOA、オン状態電圧、スイッチング時間の様々な組み合わせが可能です。ただし、2つ以上の性能パラメータを同時に最適化できることはほとんどありません[2]。これがV<sub>CEsat</sub>がプロセス最適化のための3要素の1つである理由です。



### ハード・スイッチングにおけるFWDの重要性

長い間、高速ダイオードの重要性は軽視されてきました。従来は、フリーホイール・ダイオードを使用するとIGBTスイッチの性能が損なわれていたからです[4]。しかし、オン・セミコンダクターのフリーホイール・ダイオードは重要な役割を果たしており、IGBTと同様の最適化プロセスが具体化されています(Figure 12を参照)。まず、効率の観点からいえば、全電力損失の大部分は導通損失です。この部分の損失を非常によく表す指標が順方向電圧降下( $V_f$ )なので、 $V_f$ は最適化プロセスで考慮すべき重要な要素の1つです。

IGBTがターンオンするとすぐに、フリーホイール・ダイオードは整流動作を行い、短時間だけ逆回復

電流が流れます。ターンオン中は、IGBTがフリーホイール・ダイオードの逆電流を引き継ぎます。不都合なことに、IGBTにピーク逆電流が流れている間、IGBTの電圧はDCリンク電圧レベルのままです(Figure 9を参照)。これがIGBTのターンオン損失が最大になる瞬間です。つまり、逆回復時間がIGBTのターンオンに直接影響を及ぼすということです。また、逆回復電流が急峻に変化するとシステムのノイズが多くなるため、この逆回復動作は円滑かつソフトでなければなりません。すなわち、Figure 12からわかるように、回復電流も最適化プロセスで考慮すべき要素の1つであるということです。

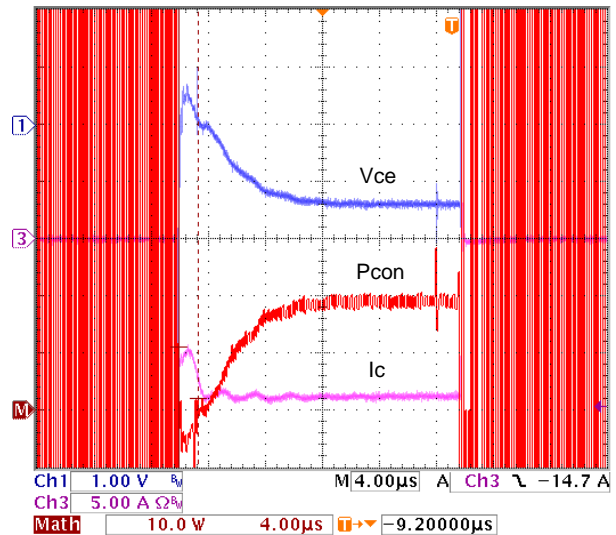
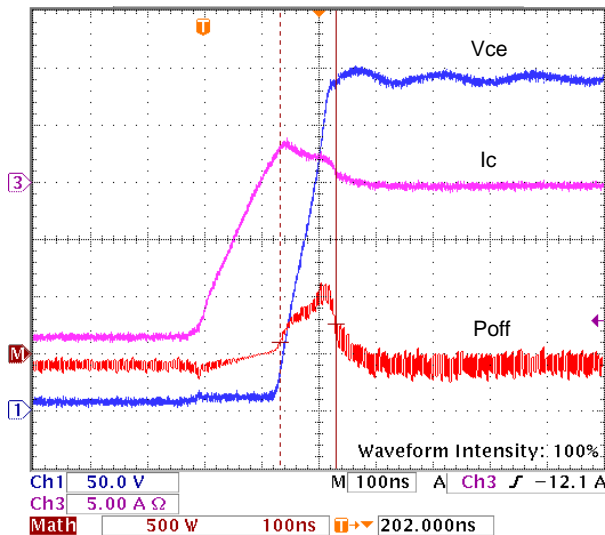


Figure 11. FWD Turn-off and Conduction Dynamics. Blue: Vce, Pink: Ic, Red: Ploss

フリーホイール・ダイオードにとって同様に重要な要件が動的耐久性です。Figure 11を見ると、DCリンク電圧のほぼ全部がフリーホイール・ダイオードにかかり、大きなテール電流が流れたままであることがわかります。IGBTのスイッチングが非常に速い場合、逆電流とテール電流が上昇し、同時にIGBTのブレークダウン電圧が低下し、電流がフリーホイール・ダイオードを流れるようになり、 $dv/dt$ はそれぞれ高くなります。電流を運ぶ電荷キャリアの密度は最初のドーピング密度よりも高くなるため、フリーホイール・ダイオードはターンオフ中に電子なだれを起こします。これにより今度は、接合部のキャリアが尽きるまでブレークダウン電圧が低下し、キャリアが尽きるとブレークダウン電圧は通常レベルに戻ります。フリーホイール・ダイオードの動的耐久性は、整流動作時の高 $di/dt$ および高DCリンク電圧に対する対応能力として定義されます[4]。

### IGBTの堅牢性と信頼性

前述のとおり、IGBTはハード・スイッチング時にはVceとIcの関係がほぼ矩形特性となる状況に対処できなければなりません。SOA (安全動作領域)図は、

パワー・スイッチング・デバイスが破壊故障を起こさずに動作できる電流-電圧-電力境界として定義されます。IGBTの安全動作領域は、IGBTが壊れずに動作できる最大コレクタ・エミッタ間電圧Vceおよび最大コレクタ電流Icによって定義されます。IGBTの堅牢性と信頼性は、いくつかのSOA曲線によって数値化できます。スイッチング、オン状態、単発パルス動作、それぞれのSOA曲線があります。短絡能力は、短絡安全動作領域(SCSOA)で示されます。スイッチング能力は、順方向バイアス安全動作領域(FBSOA)、逆バイアス安全動作領域(RBSOA)、非クランプ誘導スイッチング(UIS)で示されます。FBSOAは誘導性負荷と組み合わせる場合に重要な特性であり、RBSOAはターンオフ遷移時に重要です。UISは高速スイッチング回路で重要です。以下、それぞれの定義を簡単に述べます。

- SCSOA : コレクタ・エミッタ間電圧とコレクタ電流が非常に大きいときに、一定時間内にゲート電圧でトランジスタを制御できる能力のこと。
- FBSOA : 規定の飽和コレクタ電流値で許容できる最大コレクタ・エミッタ間電圧のこと。

- **RBSOA** : ターンオフ・モードのときに、非常に大きなコレクタ・エミッタ間電圧とコレクタ電流にトランジスタが耐えられる能力のこと。
- **UIS** : UIS試験を行うと、非クランプ誘導負荷によってアバランシェモードになったときに安全に処理できるエネルギー量がわかります。

オン・セミコンダクターは、堅牢性、信頼性のあらゆる側面についてIGBTの最適化を図っています。短絡能力は、IGBTをブリッジとして利用するとき重要な特徴の1つです。その理由は、モータ相に接続されたIGBTの両端にかかるDC電圧の短絡経路としてIGBTが使用されることがあるからです。IGBTは、用途ごとに異なる時間にわたって、このような短絡に耐えることができなければなりません。また、電気駆動装置は非常に苛酷な条件で使用されることが多く、そのぶんIGBTにかかるストレスも大きくなります。オン・セミコンダクターは、モータ制御用、およびその他のブリッジ用として、最長短絡時間10  $\mu$ sのIGBTを設計しました。

**IGBTのトレード・オフ**

オン・セミコンダクターは、同じパッケージ内にフリーホイール・ダイオード(FWD)を実装した、耐圧600 Vの新世代IGBTを開発しました。TO-247パ

ッケージのような標準的なディスクリット・パッケージとしてすでに販売されています。このIGBTは、特にモータ制御用として高まる要件を満たすために開発された技術基盤をベースにしています。この種の用途に対して可能な限り高い妥協点を探すべく、セル構造、製造プロセス、出発原料を最適化しています。Figure 12に示す三角形は、IGBTおよびそのフリーホイール・ダイオードの設計に絡むトレードオフ・プロセスを図式化したものです。三角形の3つの頂点はそれぞれ、導通損失、スイッチング損失、堅牢性を表しています。

キャリア注入効率を上げて、寿命を縮めれば、スイッチング損失は減りますが、それでは導通損失が増えてしまいます。短絡に耐えられる能力は、短絡電流を低減する設計に変更すれば改善されます。しかし、スイッチング損失の場合と同様、短絡定格を改善すれば導通損失が増加してしまいます[6]。

とはいえ、導通損失を低減しながら他の2つの要素に悪影響を及ぼさない設計パラメータがあります。それをオン・セミコンダクターのIGBTで実現しました。その結果、オン・セミコンダクターのIGBTは、超高速スイッチング速度を達成しながら、低い導通損失と高い短絡能力を維持しています。

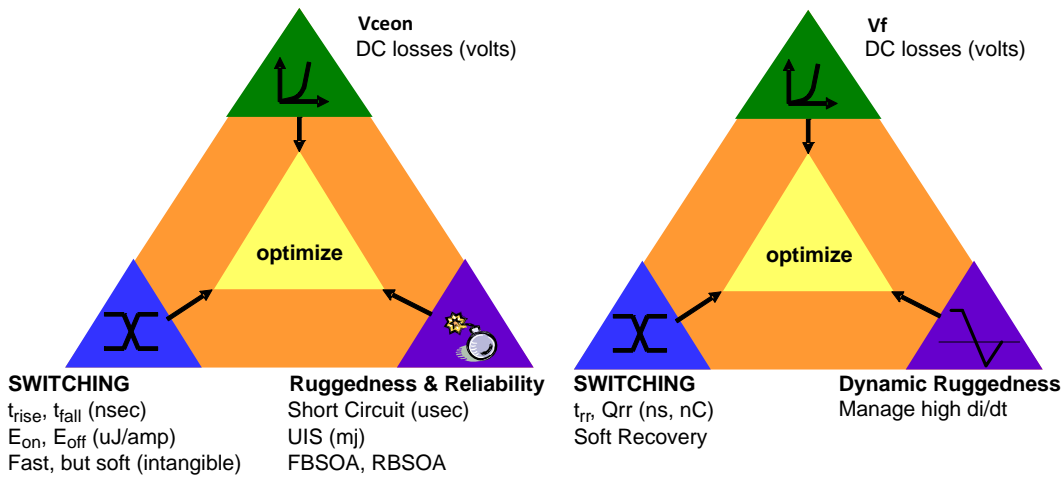


Figure 12. The IGBT and FWD Trade-off Triangle

フリーホイール・ダイオードはモータ駆動装置に不可欠な要素です。オン・セミコンダクターは最近、フリーホイール・ダイオードの回復動作の速度およびソフトネスの改良に向けて非常に大きな一歩を踏み出しました。求められる電流およびdi/dt範囲全体にわたって、スイッチング速度の高速化と回復動作のソフト化のために最適化を図っています。これらの特性は、IGBTのターンオン損失とEMIの発生を低減するだけでなく、その他の過渡電流も小さくする効果があります。

**IGBT製品を比較するためのモータ駆動装置試験構成**

モータ制御システムに用いるIGBTとフリーホイール・ダイオードの目的は、DCバス電圧を正弦波に変

換することです。負荷に与えられるAC波形は周波数範囲1.0~120 Hzです。このAC波形は、IGBTを4.0~20 kHzのPWM周波数でスイッチングして生成されます。代表的な出力電圧波形をFigure 4とFigure 15に示します。

最近のIGBT開発では、モータ駆動装置で利用する際に、順方向電圧降下(VCEsat)特性とテール時間によるスイッチング速度制限との間のトレードオフに焦点を当ててきました。テール時間は、IGBT内部のバイポーラ接合トランジスタに蓄積される電荷と関係があり、VCEsatの増大を犠牲にすれば短縮できます。一般に、キャリアが増えると、VCEsatは小さくなりますが、スイッチング速度が遅くなります。逆に、

キャリアが減ると、 $V_{CEsat}$ は大きくなるがスイッチング速度が上がります。これまでに短絡能力を強化しながら、スイッチング時間と順方向電圧降下の両方の最適化を目指した技術開発がいくつか行われてきました。以下、可変速モータ駆動装置に使用されるいくつかのIGBT製品の性能を考察してみます。オフラインの3 kWモータ制御試験ベッドを使用して、600 V、15 AのIGBTの性能を試験しました。

### 3 kW可変速駆動装置の試験構成

最近、オン・セミコンダクターからIGBTの新シリーズが発売されました。その中には、定格600 V、15 AのIGBTが含まれています。これは単相の120 Vrmsまたは230 Vrmsの工業用駆動装置向けのデバイスです。これらのIGBTは、モータ制御用に高耐久化が図られており、短絡電流に10  $\mu$ s耐えられる仕

様になっています。これらのIGBT 6個が、動作周波数10 kHz、三相、3 kWの可変速モータ・コントローラのブリッジ回路に組み込まれました。ついで、試験システムを使用して、様々な世代のIGBTが評価されました。Figure 13は、電圧周波数(VF)制御方式(オープンループまたはクロードループ)、磁界方向制御方式、直接トルク制御方式のいずれかを用いた試験システムのブロック図です。全体の試験ベッドは、モータ駆動システムと負荷駆動システムに分けることができます。両者はクラッチで機械的に連結されています。エネルギーは、誘導機によって電気的エネルギーから機械的エネルギーに変換されます。この機械的エネルギーは、もう1つの負荷誘導機(発電機)によって電気的エネルギーに回生された後、連結されている負荷デバイスによって熱エネルギーとして放散されます。

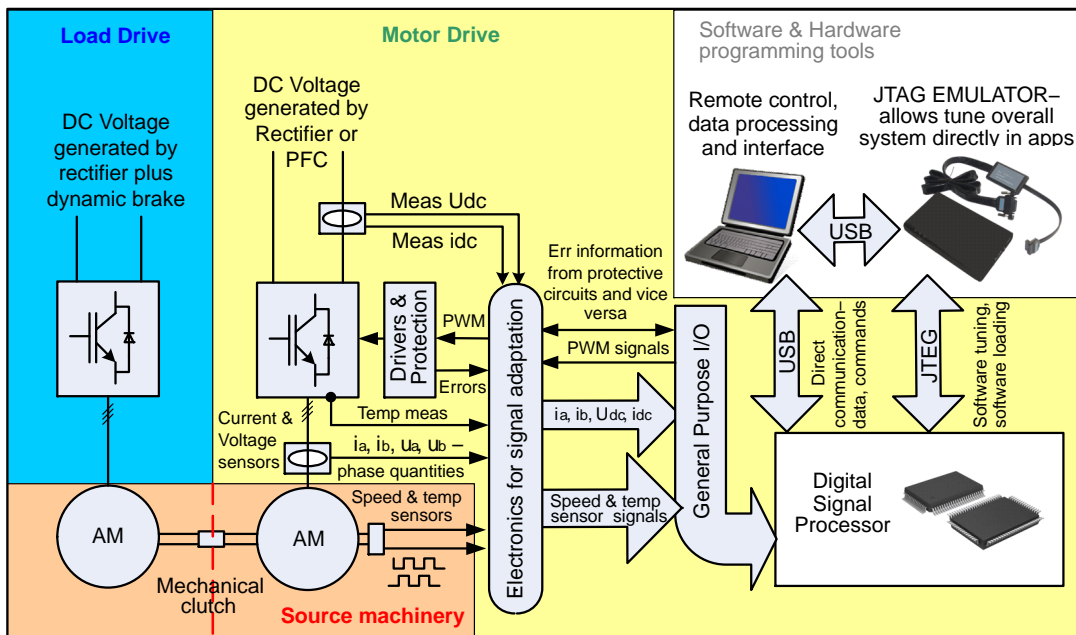


Figure 13. Block Structure of Laboratory Test Set-up

モータ駆動技術は多くの学問分野にまたがる複雑な技術の1つです。モータ駆動技術を極めるには、パワー半導体デバイス、コンバータ回路、電気機械、機械工学、制御電子回路、マイクロプロセッサ、DSP、ASIC、制御理論、パワー・システム、CAD、コンピュータシミュレーションの知識が必要です。電磁干渉やこのようなシステムの受動素子に関する知識だけでなく、それに伴う専門的設計、製造、試験技法に関する知識も同様に重要です[1]。

検出パラメータが複雑で多数あるため、信号処理回路に特に注意することが大切です。モニタする必要がある信号には、電圧、電流、アナログ、デジタル、直交など、様々な形式があります。電気駆動装置を適切に機能させるには、複数の信号を検出、処理、変換し、さらに十分保護することが必要です[3]。システムのフロー・ブロック図をFigure 13に示します。この図はオン・セミコンダクターのIGBTの

ラボで使用している試験ベンチの基本構成でもあります。最新のモータ制御システムはほとんどが、マイクロコントローラまたはDSPを使用してモータ信号の処理とIGBTスイッチの制御を行っています。

### モータ駆動装置に利用するIGBTの試験

オン・セミコンダクターの新しいIGBTの効率を理解する手段として、そのIGBTを三相モータ駆動システムに組み込み、管理された動作条件下で波形と温度の測定と分析を行いました。動的測定として、IGBTのコレクタ電流とコレクタ・エミッタ間電圧値をオシロスコープで測定しました(測定方法の詳細はFigure 14を参照)。これらの値は、ACライン電流の正弦波の半周期分のピーク付近で測定したものです(Figure 15を参照)。各データは、オシロスコープで測定した後、PCで処理しています。

## AND9088/D

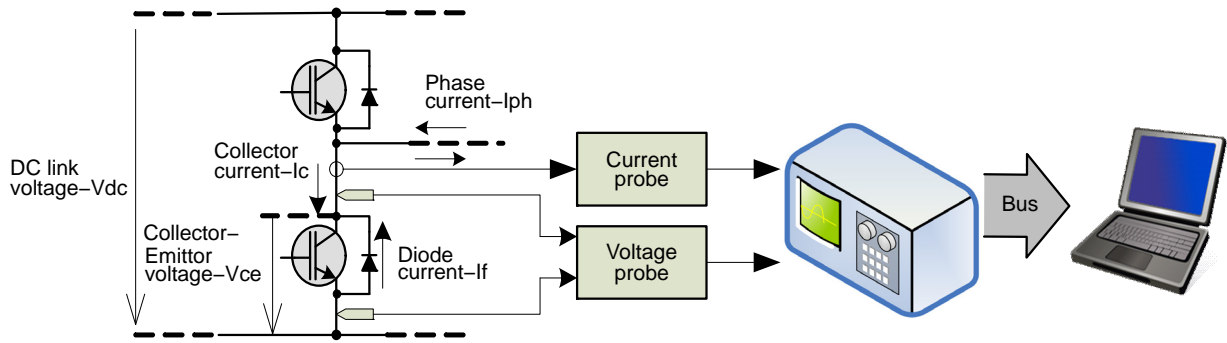


Figure 14. The Measurement Block Structure

スイッチング周期1回分の時間で計算された損失エネルギーについて各IGBTを比較します。つまりこのエネルギーは、1サイクル分のスイッチング波形のピーク値を表しているということです。測定条件は、 $V_{dc} = 300\text{ V}$ 、 $I_c = 14\text{ A}$  (約3 kW出力に相当)、 $R_g = 22\ \Omega$ 、 $V_{GE} = 15\text{ V}$ 、 $f_{sw} = 10\text{ kHz}$ 、 $T_j \approx 100^\circ\text{C}$ の値で一定に保ちます。どのIGBT製品についても、同じ試験条件、同じ試験構成で測定値を取得しました。

コントローラのAC波形が変動するため、IGBT全体の電圧降下を測定するのは困難です。そのため、Figure 14に示した差動法を使用して $V_{CEsat}$ を測定しました。比較用にデバイスの動作温度を測定するために、IRカメラを使用してIGBTのケース温度を検知しました。

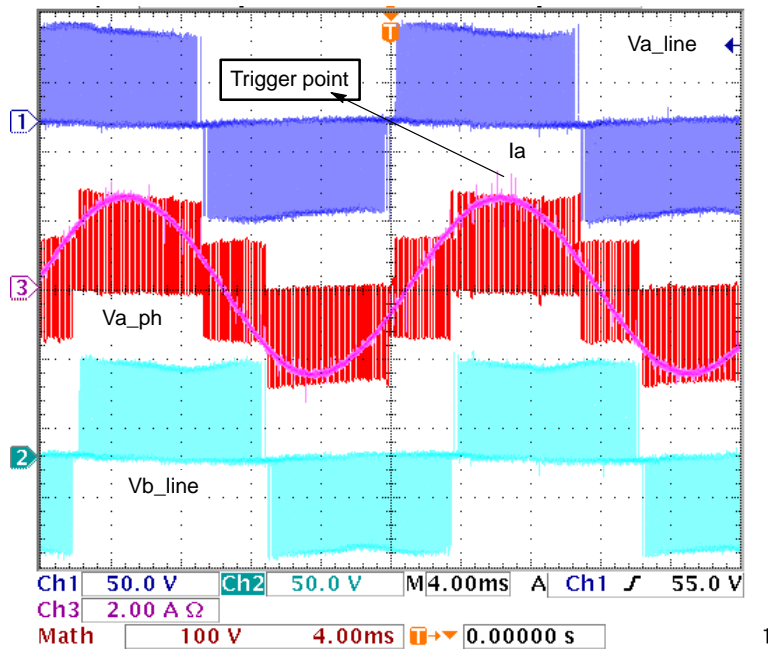


Figure 15. Output Line (Blue and Turquoise) and Phase Voltages (Real Value should be  $V_{ph}/3$ ) together with Phase Current (Pink Waveform)



### IGBTおよびFWDの損失の評価

既存の半導体スイッチング製品を使用するときには、理想的なスイッチは存在しないので、目的の用途に最適で効率損失が最も少ないデバイスを選択しなければなりません。

IGBTのようなパワー・デバイスを比較する方法の1つは、電力損失またはエネルギー損失を比較する

ことです。パワー・スイッチング・デバイスにおける電力損失には、導通損失、オフ状態のブロッキング損失、ターンオン・スイッチング損失、ターンオフ・スイッチング損失があります。実際には、ブロッキング損失は無視されます。

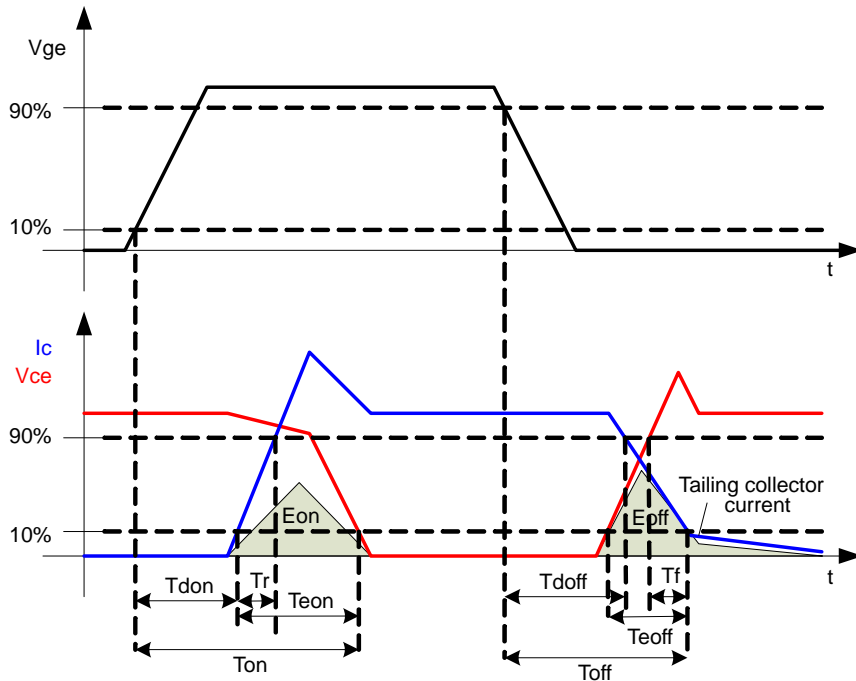


Figure 16. IGBT Current and Voltage Turn-on and Turn-off Waveform Parameters

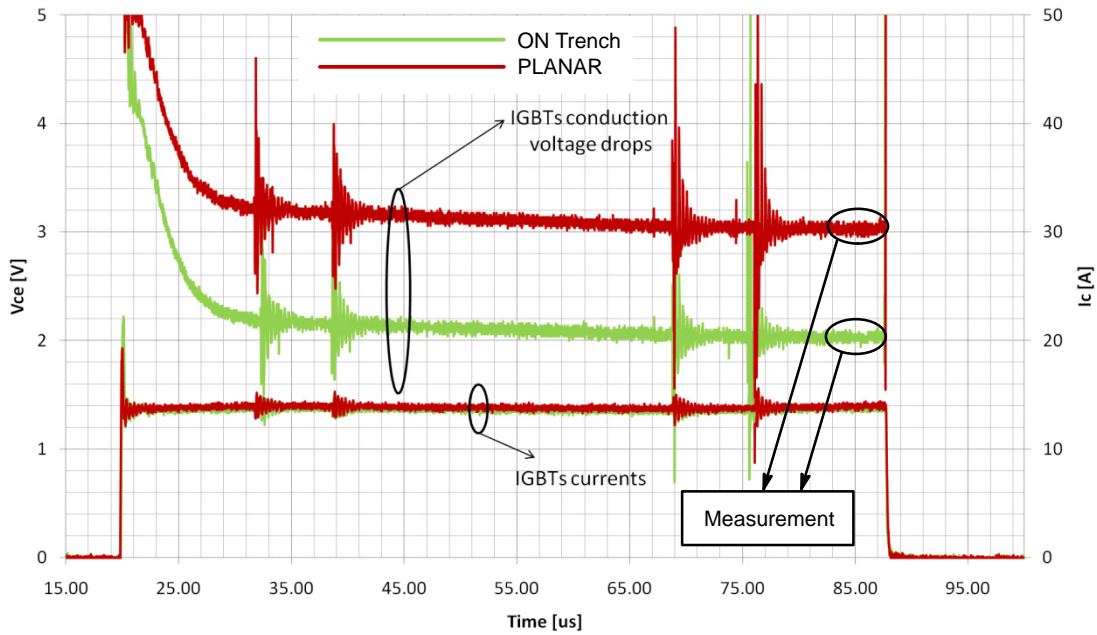
ターンオン・エネルギー損失 $E_{on}$ は、 $I_c$ が10%レベルに達した時点から $V_{ce}$ が90%レベルに低下した時点までの電力損失波形( $P(t) = I_c(t) \cdot V_{ce}(t)$ )の面積として定義されます。ターンオン・エネルギー損失量は主に、フリーホイール・ダイオードの逆回復動作に依存します[5]。IGBTのターンオンおよびターンオフ中の基本的なターンオンおよびターンオフ・パラメータをFigure 16に示します。ターンオフ・エネルギー損失 $E_{off}$ は、 $V_{ce}$ が10%レベルに達した時点から $I_c$ が90%レベルに低下した時点までの電力損失波形( $P(t) = I_c(t) \cdot V_{ce}(t)$ )の面積として定義されます[5]。

### IGBTおよびFWDの導通損失の評価

導通電力損失は、デバイス電流と順方向飽和電圧の積として簡単に求まります。ブロッキング損失

は、ブロッキング電圧と漏れ電流の積です[1]。VSIに用いるIGBTの導通損失は $V_{CEsat}$ だけで決まるわけではありませんが、この電圧値は、結果として生じる導通損失を非常によく表す指標です。Figure 17はIGBTの導通中の波形です。この図を見ると、コレクタ・エミッタ間電圧、コレクタ電流、そして結果として得られた $V_{CEsat}$ を計算した時間間隔がわかります。Figure 17は、標準的なプレーナ型とオン・セミコンダクターのトレンチ型(パンチ・スルーがない)で、結果として得られた飽和電圧を比較した図です。静的測定ではなく、モータ制御装置を動かして測定したものです。両者の飽和電圧の違いが大きく、このオシロスコプのスクリーン・ショットではっきりわかります。

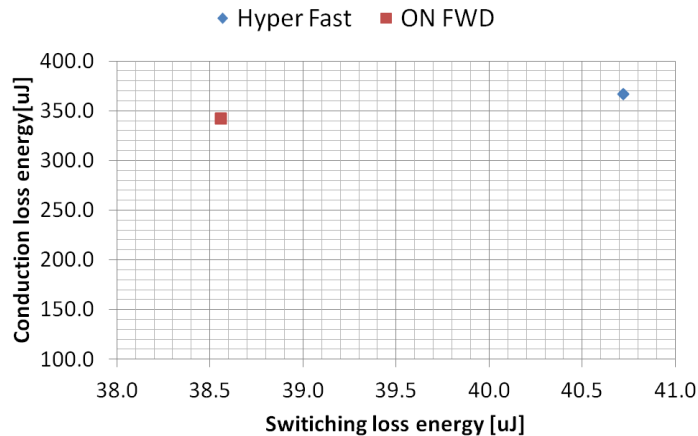
## AND9088/D



**Figure 17. Conduction Dynamics Comparison of ON Semiconductor First and Second Generation Trench with Planar Technologies**

これはすべての製品を対象に、実際の使用状態で電流と時間の関数として $V_{CEsat}$  (温度は $100^{\circ}C$ )を測定した図です。グラフからわかるように、新しいIGBTは $V_{CEsat}$ が大きく低下しています。 $V_{CEsat}$ の代表値が低下しただけでなく、プロセス関連パラメータのばらつきが少ないため、オン・セミコンダクターのIGBTはより積極的な仕様を設定することが可能となりました。注目すべきは、これらのモータ制御用IGBTのスイッチング速度の犠牲なしでこの改良を実現したことです。

最新の高速スイッチング・デバイスには、フリーホイール・ダイオードとして高速ダイオードが必要です。スイッチがターンオンするたびに、フリーホイール・ダイオードは導通状態からブロッキング状態に切り替わります。これらのダイオードは超高速でなければなりません、回復動作がソフトであることや順方向電圧が低いことも必要です。IGBTコンバータのフリーホイール・ダイオードは、モータ、発電機、モータ兼発電機のどれで使用されるのかに応じて、様々な要求事項に対応できなければなりません。



**Figure 18. Trade-offs between Conduction and Switching Losses**

$V_{CEsat}$ と同じように、VSIに使用されるフリーホイール・ダイオード(FWD)の導通損失は $V_f$ だけで決まるわけではありませんが、この電圧値は結果的に生じる導通損失を表すのに非常によい指標です。インバータ動作では力率が正( $\cos(\theta)>0$ )であり、 $m \cdot \cos(\theta) = 1$ の場合に半導体素子の電力損失が限界に達します( $m$ は変調指数)。この場合、フリーホイール・ダイオードの損失は最小ですが、オン状態の損失(したがってIGBT全体の損失)はすでに最大値に達しています。整流器動作( $\cos(\theta)<0$ )では、 $m \cdot \cos(\theta) = -1$ の場合に半導体素子の電力損失が限界に達します。この場合、フリーホイール・ダイオードの損失は最大ですが、オン状態の損失(したがってIGBT全体の損失)はすでに最小値に達しています。この理由から、オン・セミコンダクターは $V_f$ とスイッチング性能と両方の最適化を図っています。スイッチング装置におけるフリーホイール・ダイオードの性能図(Figure 18)は、オン・セミコンダクターの最適化ダイオードとハイパファースト・ダイオードを比較したものです。モータ制御ではスイッチング性能が重要なので、電圧降下を考慮してスイッチング損失の最適化を図ります。

#### IGBTおよびFWDのスイッチング損失の評価

ダイオード内部の蓄積電荷は、導通状態からブロッキング状態に切り替わるときに放電されなければなりません。その結果、ダイオードに逆方向電流が流れます。この電流波形が逆回復動作の特徴です。典型的なターンオフの動作と比較をFigure 19に示します。ここで、ピーク電流、持続時間、電荷が最適な結果を得るための重要な役割を果たしています。Figure 20に、ターンオフ遷移中のシリコン・ダイオードの逆回復動作と基本パラメータを示します。ターンオフ遷移するときの傾き $di/dt$ は、電圧とインダクタンスによって決まります。 $t_0$ の時点で電流がゼロ・レベルより低下し、 $t_w$ の時点でダイオードがブロッキングの動作を開始します。 $trrm$ の時点で逆電流が最大値に達します。 $trrm$ を過ぎると、電流は漏れ電流のレベルに落ち着きます。この電流特性はダイオードによって異なります。電流が急峻に落ち込む動作は、ファースト・リカバリ動作と呼ばれます。電流の落ち込みが急峻でない動作は、ソフト・リカバリ動作と呼ばれます。逆回復時間 $trr$ は、 $t_0$ から、電流が $I_{rrm}$ の20%に達するまでの時間と定義されます。 $trr$ を $t_f$ と $t_s$ とに細分すれば、回復動作の定量値が定義されます[4]。

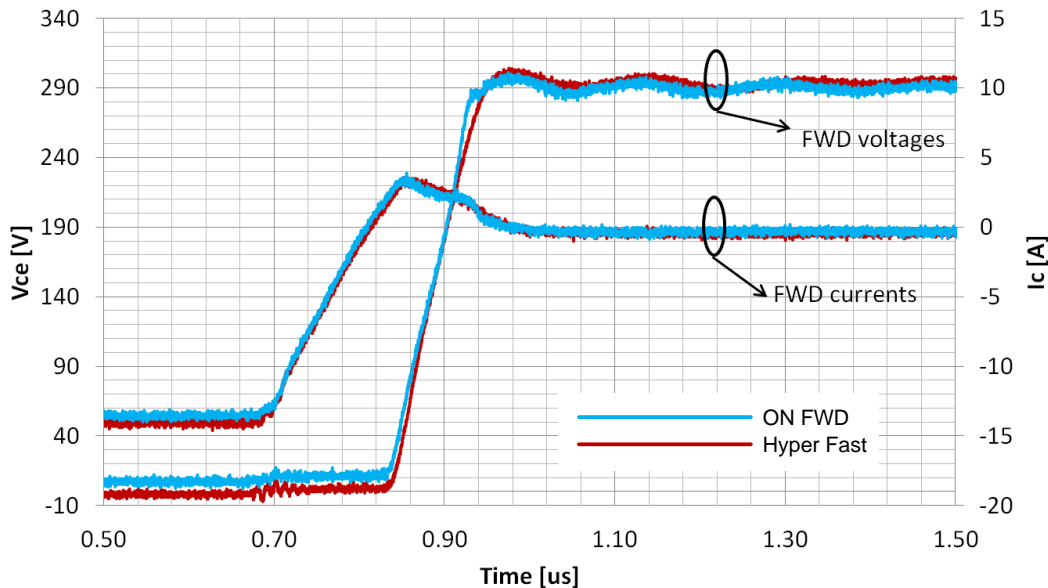


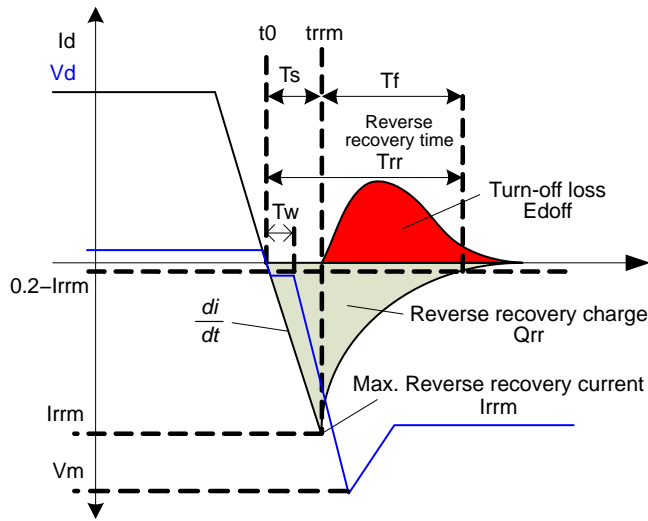
Figure 19. Reverse Recovery of FWDs

ダイオードのターンオン損失は小さいので、ダイオードの逆回復動作はスイッチング損失に大きく影響します。オン・セミコンダクターは、スイッチング損失を最小化するよう取り組んでおり、Figure 21に最適化プロセスの結果を示します。

モータ制御でのスイッチング周期を1回測定すれば、電力損失の内訳について非常に重要なデータが

取得できます。ターンオン損失、逆回復損失、導通損失の影響はきわめて明白です。しかし、Figure 21からわかるとおり、非常に多くの場合、スイッチング損失はダイオードの全電力損失の小さな部分しか占めません。他方、ターンオフ現象はIGBTのターンオン損失に大きく影響します。

## AND9088/D

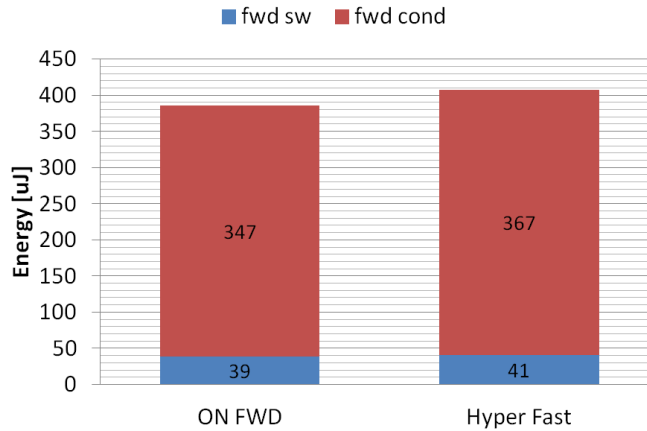


**Figure 20. Current and Voltage Characteristic of the Reverse Recovery Transient of a Soft-recovery Diode and Definition of the Recovery Behavior**

一般に、IGBTのスイッチング損失への影響は逆回復動作のほうが重要です。ソフト・リカバリ係数は回復動作の定量値として定義できます。この係数 $s$ は $s = t_f/t_s$ など、いくつかの方法で計算できますが、普遍的目標は回復時波形が急峻にならずソフトな波

形になることです。つまり $s$ を極力大きな値に保つことです。最適化プロセスでは、スイッチング速度とソフト・リカバリ動作のバランスをとると同時に、順方向電圧降下も極力小さくしなければなりません。

### FWD Switching vs Conduction Energy Losses



**Figure 21. Switching versus Conduction Losses of FWDs**

誘導負荷に利用する場合、IGBTのターンオン・スイッチング損失は、FWDの逆回復動作に大きく左右されます。FWDが回復しDCリンク電圧をすべてブロックし始めた後でないと、ターンオン・プロセスは完了しません。ダイオードの動作が遅く、しかもその逆回復電流過渡現象が負荷に加わると、それだけターンオン・プロセスの時間は長くなります。スイッチング時間は、ゲート入力電圧を高くし、ゲート抵抗を小さくすることにより、IGBTの電流上昇率および対応するFWDの電流減少率を高めることによって短縮できます。逆回復が存在するため、ターン

オン時間の短縮には限界があります。回復動作を高速化するには、危険な回復電圧過渡現象の発生と過度なEMIの生成を回避するためにターンオン時の $di/dt$ を小さくする必要があります。その一方で、FWDの動作をソフトにしたほうが、IGBTのターンオンを高速化できます。したがって、このような用途では、高速でソフトなりカバリ動作を行うFWDが非常に重要です。これは、ダイオードと一緒にパッケージ化した一連の製品を設計することによってオン・セミコンダクターがすでに実現しています。



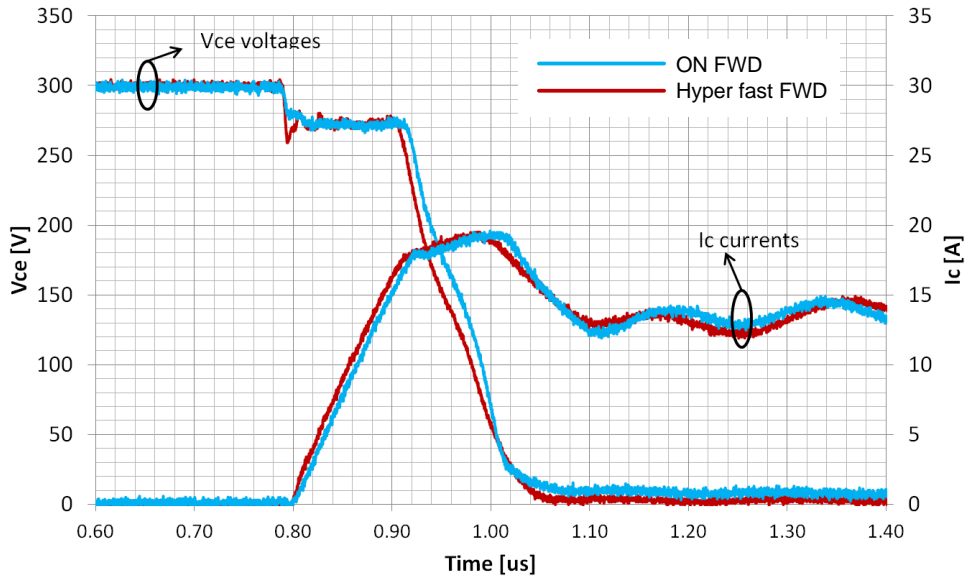


Figure 22. IGBT Turn-on

最適化の目標は、小さな逆電流ピーク値でのターンオンの超高速化です。Figure 22は、IGBTのターンオンに対するダイオードの影響について、オン・セミコンダクターの標準的なフリーホイール・ダイオードとハイパファースト・フリーホイール・ダイオードとを比較した図です。各波形を見ると、ハイパファースト・ダイオードのほうが応答が速く、それだけ電力損失も低いことがわかります。しかしモ

ータ制御に利用する場合は、発電機としての動作中やモータ制動中にダイオードが整流器として動作することがあるため、ダイオードの導通損失が支配的になります。したがって、効率のよいダイオードにとっては、逆回復遷移時の $dv/dt$ とその $dv/dt$ がIGBTのターンオン損失と導通損失とのバランスに及ぼす影響が非常に重要です。このバランスはFigure 18から明らかです。

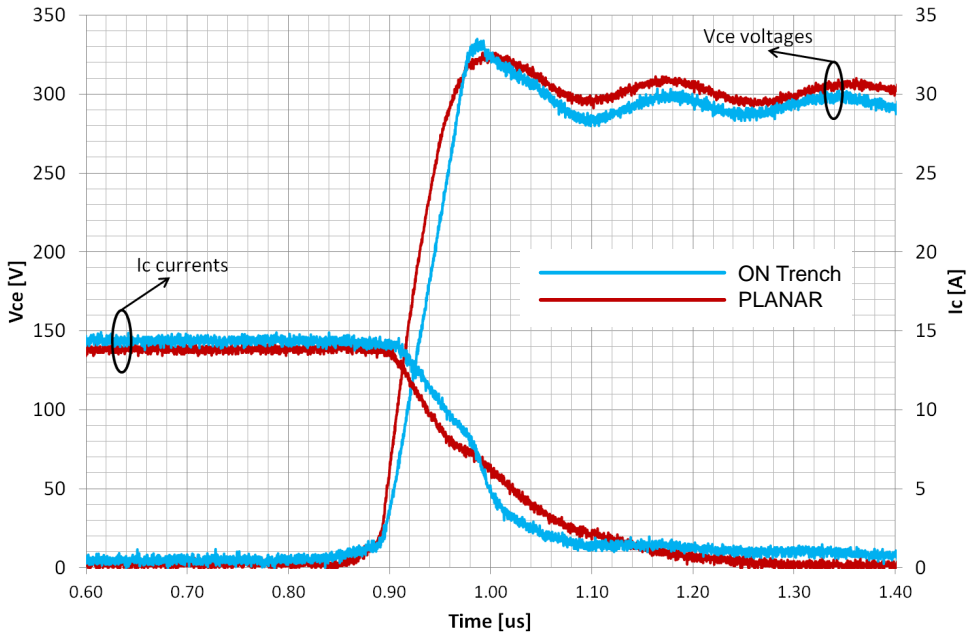


Figure 23. IGBT Turn-off

テール電流はターンオフをMOSFETより遅くする望ましくない特性の1つです。初期のIGBTは、ターンオンはかなり高速でしたが電流の立ち下がり時間はマイクロ秒単位でした。また、テール時間が長い場合、PWMの制御ロジックのデッドタイムを十分長くとらないとテール電流が0になりません。この時間間隔(フリーホイール・ダイオードの逆回復動作によって決まる)によってターンオン時の電力損失が左右されます。IGBTのターンオフ速度は、PNPトランジスタのベースであるNドリフト領域内の蓄積電荷(少数キャリア)の寿命によって制限されます。このベースには物理的にアクセスできないので、外的な手段でNドリフト領域から蓄積電荷を一掃する方法でスイッチング時間を改善することはできません。蓄積電荷を除去できる唯一の方法は、IGBTの内部で再結合することです。再結合時間を高速化する手法としては、寿命を犠牲にする従来の方法や、ターン

オフ時にN+バッファ層で少数電荷を集める方法がよく使用されます。Figure 23は、オン・セミコンダクターのトレンチ型製品とプレーナ型製品とを比較した図です。波形からわかるように、現行の設計ではデッド時間を非常に短くできるので、スイッチング速度が速いモータ制御用途に適しています。

#### 全損失の評価

新しく従来より優れたIGBTやFWDを最適化するときに、IGBTとFWDで別々にエネルギー損失を測定できれば便利です。加えて、IGBTとFWDの両方とも、ターンオン損失、導通損失、ターンオフ損失などが、スイッチング時間間隔ごとに個別に測定することも望まれます。この測定で、エネルギー損失内訳の情報が得られるので、1スイッチング周期および特定条件におけるパッケージ内部の熱発生がどこで起きているかを知る手がかりとなります。

IGBT Switching vs Conduction Energy Losses

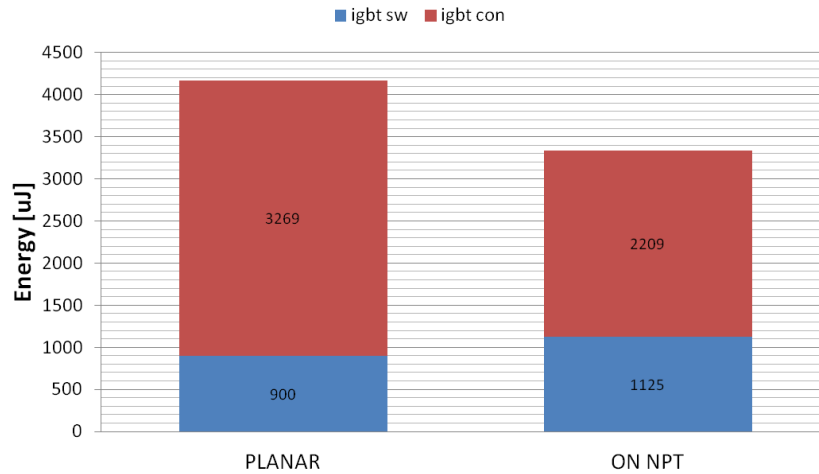
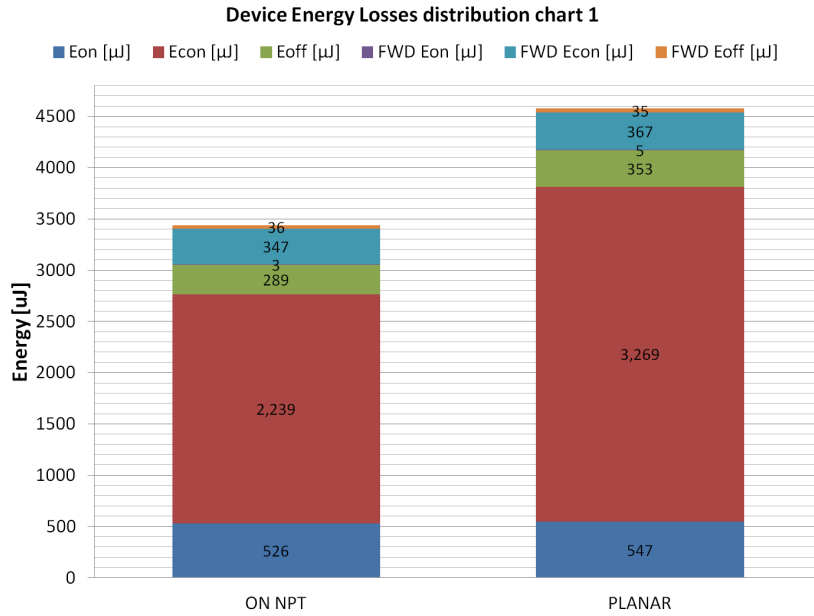


Figure 24. IGBT's Total Losses Distribution

Figure 24は、オン・セミコンダクターのトレンチ型IGBT (FWD付き)と従来のプレーナ型高速IGBT (ハイパファースト・ダイオード付き)について、IGBT全体の電力損失の内訳を示した図です。ダイオードの電力損失の内訳はFigure 21に示してあります。測定は、スイッチング周波数10 kHzで行い、導通損失が支配的という結果になりました。しかし、スイッチング周波数を高くすると(モータ制御では最

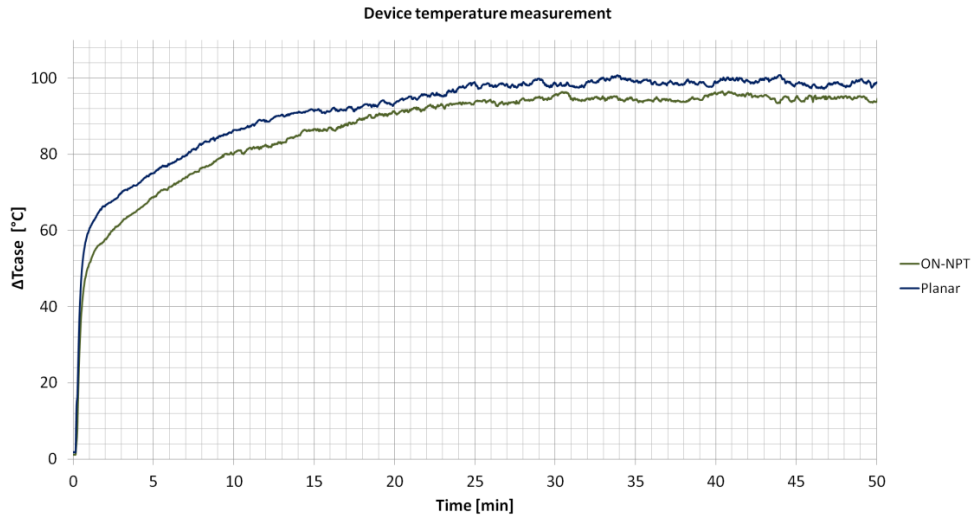
大20 kHz)、導通損失よりもスイッチング損失のほうが支配的になります。IGBTとFWDで別々に損失を測定すれば、損失の内訳を知ることができますので、用途に最適なデバイスを選択するうえで非常に有用です。Figure 25は、IGBTとFWDを組み合わせたときの導通損失とスイッチング損失の内訳を示しています。



**Figure 25. IGBT plus FWD Power Losses Distribution**

一般にパワー・エレクトロニクス回路では、IGBTもダイオードも主にスイッチとして動作します。1回のスイッチング・サイクル内でも、また1回のモータ駆動周期内でも、IGBTとダイオードは様々な静的状態および動的状態になります。どの状態にあっても、電力損失部品またはエネルギー損失部品が1つは存在するので、半導体とその周囲が熱せられます[4]。つまり、1回のモータ駆動周期における全損

失は、すべてのスイッチング周期で生成された損失の総和であるということです。この全損失を電氣的に測定することは非常に困難ですが、全損失を比較する手段として、特定システム内のケース温度を測定することは可能です。その場合、定常状態において、熱抵抗は唯一の比例定数であり、どの測定でも同じです。



**Figure 26. Steady State Temperature Measurement as Total Loss Comparison**

Figure 26は、モータ制御装置に使用したときのオン・セミコンダクターのプレーナ型製品とトレンチ型製品を比較した測定値のグラフです。これを見る

と、どちらの製品の電力損失が低いかを容易に判断できます。

## 参考資料

- [1] Bose, K. Bimal: Power Electronics and Modern Electric Drives. New Jersey: Prentice Hall, 2002. ISBN 0-13-016743-6.
- [2] Rashid, H. M.: Power Electronics Handbook. Academic Press, 2001. ISBN 0125816502.
- [3] Francik, O., Brandstetter, P., Rech, P., Krecek, T.: Facilities for a Digital Signals Processing of AC Drives, In: Applied Electronics 2009, Pilsen, ISBN 978-80-7043-781-0.
- [4] SEMIKRON. Application Manual [online]. c2000. Available from World Wide Web:  
<[http://www.semikron.com/skcompub/en/SID-1FEE9DCF-814E68FB/application\\_manual\\_2000-193.htm](http://www.semikron.com/skcompub/en/SID-1FEE9DCF-814E68FB/application_manual_2000-193.htm)>
- [5] IXYS, “Power Semiconductors Application Notes” IXYS Corporation, 3540 Bassett Street, Santa Clara CA 95054, and Phone: 408-982-0700.
- [6] ON Semiconductor, [AN1541/D](#) – “Introduction to Insulated Gate Bipolar Transistor”. 5005 East McDowell Road Phoenix, AZ 85008 USA.

ON Semiconductor及びON SemiconductorのロゴはON Semiconductorという商号を使うSemiconductor Components Industries, LLC 若しくはその子会社の米国及び/または他の国における商標です。ON Semiconductorは特許、商標、著作権、トレードシークレット(営業秘密)と他の知的所有権に対する権利を保有します。ON Semiconductorの製品/特許の適用対象リストについては、以下のリンクからご覧いただけます。[www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf](http://www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf)。ON Semiconductorは通告なしで、本書記載の製品の変更を行うことがあります。ON Semiconductorは、いかなる特定の目的での製品の適合性について保証しておらず、また、お客様の製品において回路の応用や使用から生じた責任、特に、直接的、間接的、偶発的な損害など一切の損害に対して、いかなる責任も負うことはできません。お客様は、ON Semiconductorによって提供されたサポートやアプリケーション情報の如何にかかわらず、すべての法令、規制、安全性の要求あるいは標準の遵守を含む、ON Semiconductor製品を使用したお客様の製品とアプリケーションについて一切の責任を負うものとします。ON Semiconductorデータシートや仕様書に示される可能性のある「標準的」パラメータは、アプリケーションによっては異なることもあり、実際の性能も時間の経過により変化する可能性があります。「標準的」パラメータを含むすべての動作パラメータは、ご使用になるアプリケーションに応じて、お客様の専門技術者において十分検証されるようお願い致します。ON Semiconductorは、その特許権やその他の権利の下、いかなるライセンスも許諾しません。ON Semiconductor製品は、生命維持装置や、いかなるFDA (米国食品医薬品局)クラス3の医療機器、FDAが管轄しない地域において同一もしくは類似のものと分類される医療機器、あるいは、人体への移植を対象とした機器における重要部品などへの使用を意図した設計はされておらず、また、これらを使用対象としておりません。お客様が、このような意図されたものではない、許可されていないアプリケーション用にON Semiconductor製品を購入または使用した場合、たとえ、ON Semiconductorがその部品の設計または製造に関して過失があったと主張されたとしても、そのような意図せぬ使用、また未許可の使用に関連した死傷等から、直接、又は間接的に生じるすべてのクレーム、費用、損害、経費、および弁護士料などを、お客様の責任において補償をお願いいたします。また、ON Semiconductorとその役員、従業員、子会社、関連会社、代理店に対して、いかなる損害も与えないものとします。ON Semiconductorは雇用機会均等/差別撤廃雇用主です。この資料は適用されるあらゆる著作権法の対象となっており、いかなる方法によっても再販することはできません。

## PUBLICATION ORDERING INFORMATION

## LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA  
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: [orderlit@onsemi.com](mailto:orderlit@onsemi.com)

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free  
USA/Canada  
Europe, Middle East and Africa Technical Support:  
Phone: 421 33 790 2910  
Japan Customer Focus Center  
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative