International
IOR Rectifier

APPLICATION NOTES

Savings tips that add value to your designs.

INTERNATIONAL RECTIFIER¥APPLICATION ENG¥233 KANSAS ST.¥EL SEGUNDO,CA.90245¥TEL(310)322-3331¥FAX(310)322-3322

AN-990AJ

IGBTの応用特性

(HEXFREDはInternational Rectifier社の商標)

By Steve Clemente

訳：アイアールファーイースト株式会社

概要

このアプリケーションノートでは、IGBT電力調節回路を設計する際、通常遭遇する主な問題について解説している。この文書は、AN-983A「IGBTの特性」の姉妹編であるが、AN-983Aの場合、素子の応用よりもその詳細に重きをおいて記述している。このノートの主要なテーマは、実際の応用時の、導通の計算とスイッチングの損失についてである。ここでは素子最適化法の使用が推奨されており、そのためのツールが提供されている。最後に、並列の素子で電流を分配する際の問題について分析し、均衡のとれた動作を実現するメカニズムについて洞察をおこなう。

1. ゲート駆動の条件

A. スイッチングの損失に対するゲート駆動回路のインピーダンスの影響

ゲート駆動回路は、直接IGBTのMOSFETチャンネルを制御し、またMOSFETのドレイン電流により、バイポーラ部のベース電流を制御する。IGBTのターンオン特性の大部分がMOSFET部により決定されるので、ターンオン時の損失は、ゲート駆動インピーダンスによって重大な影響を受ける。一方で、ターンオフ特性は主に少数キャリア再結合メカニズムによって決定されるのであるが、このメカニズムは、MOSFETターンオフの影響を間接的に受けるに過ぎない。ゲート駆動インピーダンスの増加によって、ミラー効果が長くなり、蓄積時間と同様の下降時間に遅れが生じる。この遅れについて、図1で47オームのゲート抵抗を入れて強調して表示している。全体のスイッチング損失に対する、ゲート駆動インピーダンスの影響は、IGBTの基本設計とその速度によって変わってくる。ターンオン損失の影響は、速度に関係なく、IR社製のすべてのIGBTでかなりの量になる。ターンオフ損失の影響は、素子の速度によって変動する。IGBTが速いほど、ゲート駆動インピーダンスに対する感度は大きくなる。どのような場合も、ゲート駆動インピーダンスが高くなると、周辺部で影響が現れる。つまり同じ量の駆動インピーダンスが加わるとき、ゲート駆動インピーダンスがすでに高い場合は、効果が小さくなる。

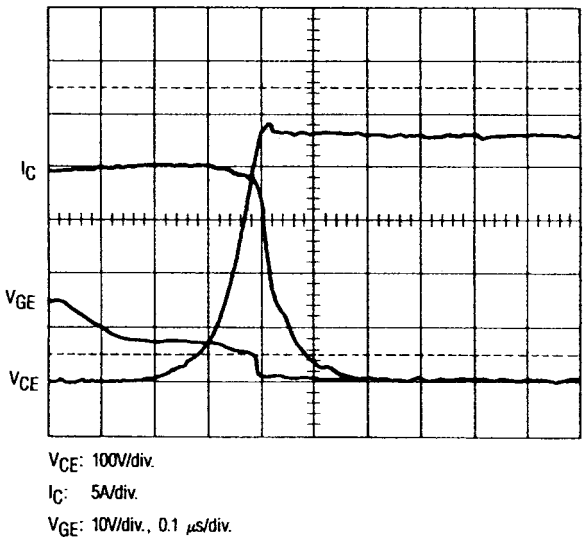


図1　47オームのゲート抵抗がある場合のIRGBC40Fのターンオフ波形。ミラー効果があるときの電流波形のターンオフに遅れがあることに注意。

標準的な素子の全体のスイッチング損失は、ゲート駆動回路の特性によって周辺部で影響を受け、一方でウルトラファーストIGBTの感度が高くなり、インピーダンスの低いゲート駆動からもっとも恩恵を受けるということになる。スイッチングエネルギーの、ゲート駆動抵抗に対する特定の依存関係については、データシートの図9に示している。

B. ノイズの感度に対するゲート駆動インピーダンスの影響

注[1]で説明したように、ノイズ感度を下げてdv/dt誘導によるターンオン(1)の危険性を小さくするため、非常に小さいインピーダンスで、ゲートをエミッターにショートさせなければならない。対ノイズ性能を向上させるため、しばしば負のゲートバイアスを使用する。別の方法で効果的なものとして、ゲート駆動に並列トラックやツイストしたワイヤーを使用して、ゲートの蓄電/放電ループのインダクタンスを最小化するようなレイアウトを設計する方法もある。この方法は、この問題を処理するという点で、負のバイアスと同じくらい有効であって、絶縁された負の電源を提供する必要もなくなる。多くの場合、dv/dt誘導ターンオフの内包量の効果、つまり電流の消失が若干増加することにより、負のゲートバイアスの複雑さを克服する、非常に魅力的な選択肢になる。

C. 「ダイナミックラッチング」に対するゲート駆動インピーダンスの影響

メーカーによっては、「ダイナミックラッチアップ」起こる可能性を小さくするため、特に短絡電流をオフにするとき、ゲート抵抗を非常に大きくするよう奨めるところもある(注[6]、I.d節参照)。こうすることにより、スイッチングのエネルギーとdv/dt誘導ターンオフの感度を高くすることができる。これらの条件下では、負のゲートバイアスが必要になることもある。IR社製のIGBTでは、ゲート抵抗を使用しなくてもラッチは起こらないが、これらの抵抗を追加する実際的な意味があり、主にダイオードの逆回復によるターンオン時の電流スパイクを減らすことによりリンギングを減らすことを目的にして、ゲート抵抗が使用される。この抵抗は、注[4]で説明したように、アンチパラレルダイオードを使用して、ターンオフ損失とdv/dt誘導ターンオンの量を減らすことにより、安全にバイパスできる。ほとんどの応用例の場合、図2の回路により、単純かつ安価かつ高性能に、これらの応用例のゲート駆動要件を満たすことができる。

1: MOSゲートトランジスタでは、ミラーコンデンサとゲート・ソース間/エミッターコンデンサで構成される容量性ディバイダを使用して、コレクター/ドレイン上で現れるdv/dtをゲートに結合させる。ゲートが一様にクランプされない場合、dv/dtが十分大きければ、スレッショルドより大きなゲート電圧になり、トランジスタに導通される。ゲートに導通するとき、導通するdv/dtがクランプされるため、ゲート電圧がスレッショルドより大きくならない。最終的な結果は、「上下短絡」電流の制限された量になり、電力消失も増加する。

D. 短絡性能を向上させるためのゲート電圧の使用

ゲート端末を、IGBTの短絡耐性性能を制御するために使用することができる。ゲート駆動電圧が低いとコレクター電流と電力損失が小さくなるが、一方で導通の降下が大きくなる。もう1つの方法として、簡単な回路を使用し、ゲート電圧を短絡のはじめの状態から1-3us以内で下げることもできる。注[7]では、この機能を実現する方法の一例を示している。 MOSゲートドライバ集積回路は、ゲート電圧による電流制御機能と短絡防止機能に使用することができる。一例を図3で示し、注[10]でそれについて説明している。

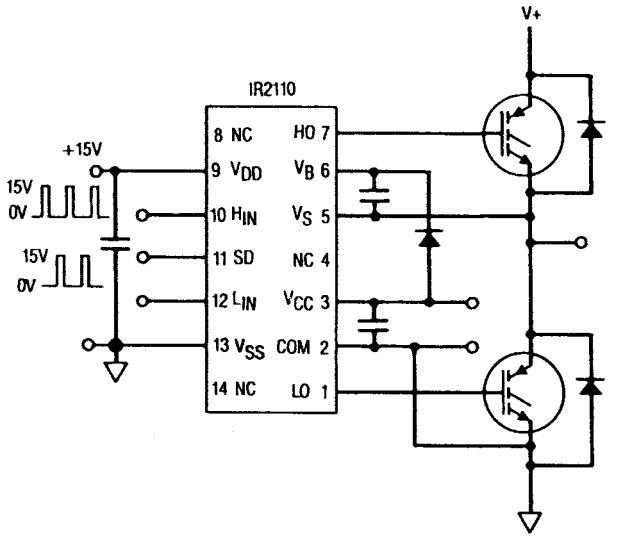


図2 IR2110は、単純で高性能、かつ安い経費で、ハーフブリッジの駆動についての問題を解消。

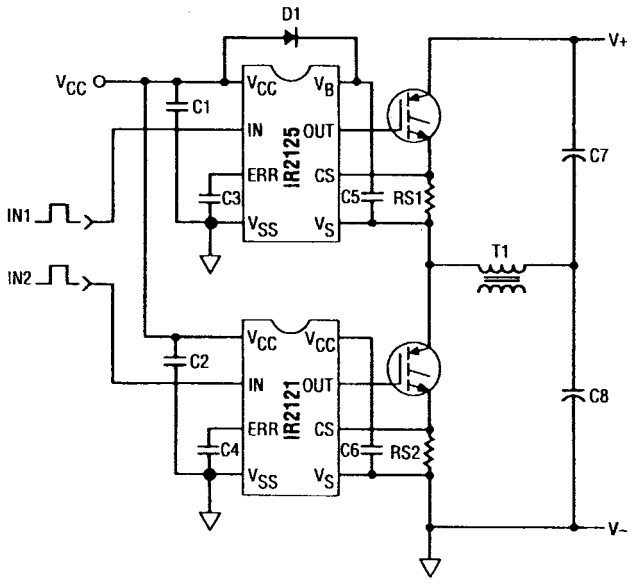


図3. MOSゲートドライバICを使用した短絡防止機能。

E.　ゲート駆動回路のインピーダンスに対する「コモンエミッターインダクタンス」の寄与

「コモンエミッターインダクタンス」は、コレクター回路やゲート回路と共通のインダクタンスである(図4a)。このインダクタンスは、コレクター回路からゲート回路への、Ldic/dtと比例したフィードバックを確立する。このインダクタンスによって発生する電圧は、ターンオンの瞬間に印加されたゲート電圧から引かれ、ターンオフ時に追加される。そうすることで、スイッチングの速度が遅くなる。この現象は、ミラー効果が、電圧のdv/dtではなくコレクター電流のdv/dtと比例するという点を除き、ミラー効果と似ている。どちらの場合も、そのフィードバックがIGBTの順伝達コンダクタンスと比例しており、同じチップサイズのMOSFETよりも順伝達コンダクタンスがはるかに大きくなる。0.5A/nsのdic/dtはフィードバックメカニズムによりターンオンプロセスが遅くなってdic/dtが制限される以外は、IGBT回路とまったく共通で、共通のエミッターインダクタンスの20nHでは、10V程度の電圧を期待することができる。共通のエミッターインダクタンスを、すでにパッケージで用意されているものに追加する必要はない。図4bの様に、エミッターピンに接続しているセパレートワイヤーが、エミッターとゲートのリターンのために必要になる。ゲート駆動パスのインダクタンスを最小限にするためには、ゲートリードとゲートリターンリードをツイストにして、パラレルトラックにつながなければならない。こうすることにより、dv/dt誘導ターンオンに対して頑丈となり、ゲート内のリンギングを削減することができる。

F.ゲート電荷対入力キャパシタンス

IGBTでは、[1]や[2]のパワーMOSFETの場合と同じような一般的な考察をおこなうことができる。入力キャパシタンスの概念について熟知しているようであれば、この節はとばしてもかまわない。入力キャパシタンスは、しばしば以下の2つの目的で使用される。-スイッチング性能の長所の図式として -ゲート駆動回路の設計をおこなうときの基準として、どちらの場合もデータシートのキャパシタンス値を使用すると、間違った結果になる。図5のように、IGBTキャパシタンスは、電圧がそれに関連していない限り、キャパシタンスの数値がそれ自体大して意味がないと言っても良いくらい、コレクター電圧によって大きく変化する。

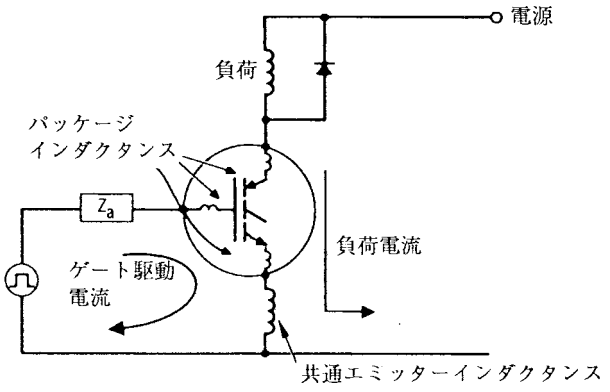


図4A「コモンエミッターインダクタンス」は、コレクター電流およびゲート駆動電流と共通のインダクタンスである。

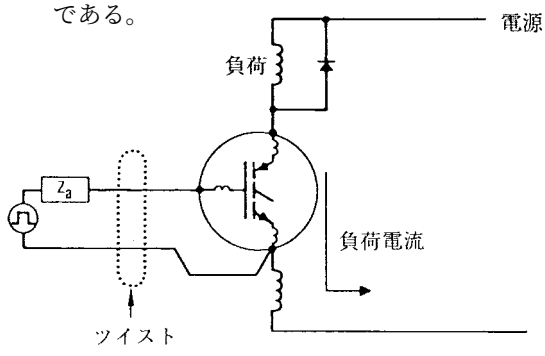


図4B「コモンエミッターインダクタンス」は、セパレートワイヤーをエミッターピンに接続して、一方をエミッターに、もう一方をゲート駆動リターンにつなげることにより除去することができる。

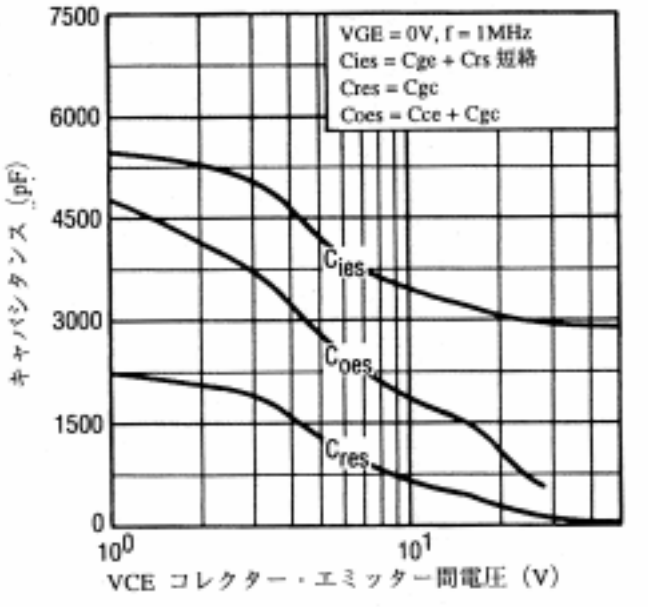


図5　典型的なキャパシタンス対VCE、IRGPC50U。コレクター電圧によるCresとCissの変化により、キャパシタンスの概念は事実上意味がなくなる。

電圧依存を無視しても、入力キャパシタンスは、スイッチング性能の長所についての良好な図式にはならないし、またMOSFETやIGBTの場合もそうである。MOSFETに関する限り、低い入力キャパシタンスを持つ素子は、スレッシュホールド、順伝達コンダクタンス、全体のゲート電荷によって、高い

入力キャパシタンスを持つ素子より速度が遅くなることがある(注[2]の図6参照)。この顕著な例として、入力キャパシタンスが大きいにもかかわらず、ロジックレベルの素子が標準ゲートの素子より高速になる場合がある[3]。少数キャリア素子であるIGBTの特殊なケースとして、スイッチング動作が注入と再結合によって決定され、ターンオン動作のみがゲート駆動の条件によって非常に大きな影響を受けるという場合がある。ゲート駆動回路の設計ガイドラインに、入力キャパシタンスでは、ゲート駆動条件を実際より小さく見積もるというものがある。通常、1回のスイッチング操作でゲートが必要とする電荷は、データシートの値より2倍から3倍大きい入力キャパシタンスの値に対応している。注[2]で説明しているように、これは入力キャパシタンスのミラー構成要素による。このため、入力キャパシタンスに基づいて設計されたゲート駆動回路は通常不適切で、スイッチング性能は劣悪なものになって、ノイズの感度も下がり、故障の原因となる。ゲート駆動回路のサイズ決定は、注[2]で説明しているように、データシートで指定されているゲート電荷を使用して、もっと適切におこなわなければならない。

Ⅱ.スイッチングの方法と安全動作領域についての考察

高レベルの電圧と電流を使用する場合、少数キャリア素子では、ダイで電流の分配が均一でなくなる場合があり、安全限界をオーバーして、素子の事故が起こる可能性が出てくる。電流の分配は、それに関連するdi/dtの信号によってさまざまな形をとる。そのため、この限界を表現するための便利な手段として考案された安全動作領域曲線(SOA)は、しばしば「順バイアスされたSOA」と「逆バイアスされたSOA」とに区別される。順バイアスされたSOA曲線は、クラスAまたはクラスBの動作に適用されるか、短絡時(この場合クラスB動作の極端なケースと考えることができる)に適用される。パルス動作の熱限界は、過渡熱抵抗曲線がこの同じ情報をもっとわかりやすく正確な形で提供する場合でも、この曲線で判別出来る。これらの条件でおこなう操作は、最大接合温度定格以内で、指定されたICMとV(BR)CESまでは保証される。そのため、FBSOA曲線は「水平」であって、データシートから省略されている。逆方向バイアスされたSOAは、クランプ回路付き誘導負荷をスイッチオフするときに印加される。これには、短絡条件からのターンオフも含まれる。図6は、逆方向バイアスされたSOAの重要性を示している。クランプ回路付き誘導負荷のターンオフの間、トランジスタの電圧は、コレクター電流が一定の場合、VCE(sat)の低い値から電源電圧まで変動する。ダイオードの降下により、コレクター電流が電源電圧を越えたら、ダイオードは導通を始め、それによってトランジスタから誘導電流を受ける。そのため、電源電圧を受け取らない限り、動作地点の軌道が、一定の電流ラインに沿って変動する。この動作地点では、電圧の行き過ぎ量が通常発生するが、その大きさは浮遊インダクタンスLSの量とターンオフスピードによって変動する。スイッチングの軌道の詳細については、注[15]で説明している。

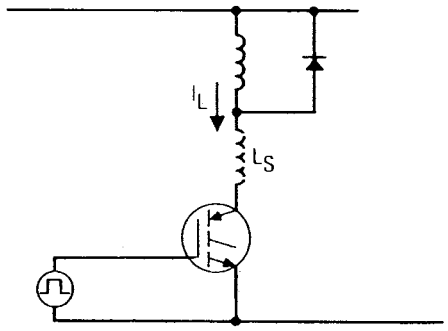


図6a 典型的なクランプ付き誘導負荷。

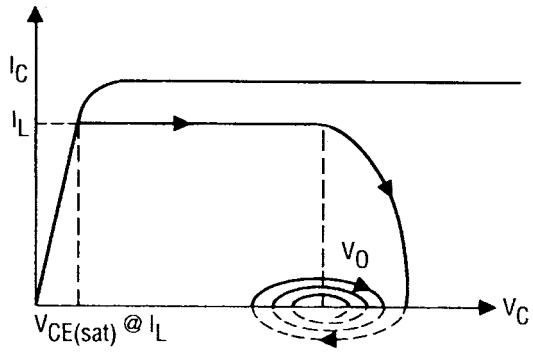


図6b ターンオフ過渡の間、動作地点の軌道はSOA曲線と交差する。二次降伏により、軌道の自由な展開に対して制限が設けられる。

負荷電流の整流を安全におこなうために、すべての軌道がターンオフSOA内に収まって、SOAに対する制限が、誘導負荷のターンオフ性能の制限に変換されるようにすることが望ましい。二次降伏制限より軌道が下がるようにするため、負荷の形式をとるスナバーが、バイポーラトランジスタと組み合わせて使用されている。IR社製のIGBTでは、バイポーラ部のベースが広く(そのため)ゲインが低いことにより、データシートの図12で示されているように、二次降伏が発生するのは、実際的な応用のときに通常発生するものよりずっと高い電流レベルと電圧レベルになる。その値は125℃で印加され、また負荷の形式をとるスナバーは、スイッチングの軌道がターンオフSOAの中に制限されている限り必要でないことに注意する。誘導性負荷のターンオフの間、バイポーラモードの素子は、ブロッキング性能の部分的な損失を受けるが、これは二次降伏と多くの面で似ている。この現象は、ラテラルの熱による不安定性ではなく、ベース部分(13)の少数キャリアの過度な集中によるものと一般的に説明されている。IR社製のIGBTの場合、記述の時点では、この現象が発生するとき、データシートで発表さているSOA制限を完全に越えている。スナバー

は、負荷の形式以外の形でも、行き過ぎ量の制限やEMIの削減に使用することができる。この機能については、SOAに関連していないが、[11]で詳細に記述している。

Ⅲ.導通の損失

任意の時間内に、IGBTで放散するエネルギーは以下の式で求めることができる。E= VCE(i)i(t)dt 0 ただしtはパルスの長さであり、必要であれば、電力は(エネルギーx周波数)で求められる。トランジスタがオフの場合、i(t)=0で損失は無視することができる。残念ながら、スイッチングの一瞬の間の電圧と電流の関係を表す簡単な式はない。そのため分析する場合便利なように、導通の損失およびスイッチングの損失について、若干人為的な区別おこなうようにする。導通の損失について、スイッチング損失の規格化の定義と同じように、ターンオン間隔の終わりとターンオフ間隔の始まりの間に発生する損失と定義する。ターンオンエネルギーは、テスト電流の5%からテスト電圧の5%まで計測され、ターンオフエネルギーはテスト電圧の5%から計測されるため、導通の損失は、IGBTの電圧がテストの5%より低い場合または電源電圧より低い場合に発生する(E節の注６を参照)。 上記の式の関数VCE(i)は、IGBTの導通の動作を表す。IR社では、導通の損失を以下の方法で規格化している。-データシート内の表の情報を使用 -データシート内のグラフを使用 -表1のモデルパラメータを使用

A. データシートパラメータからの電圧降下の計算

データシート内の表の情報では、グラフを使用して、導通の損失の計算に必要な情報を生成するときの制限ポイントがいくつか設けられている。データシートの値から、任意の電流、温度における最大の電圧降下を求めるとき、以下の２段階の手順でこれをおこなうことができる。最初の手順として、希望する電流レベルで、データシートの図５の曲線を補間することによってティピカル値を求める。そのあと、最大値を求めるため、適当な接合温度定価における電圧降下の値をこの曲線から読み取り、電気特性表にある最大値とティピカル値の間の割合をそれにかける。ゲート駆動電圧が15Vでない場合、さらに修正が必要な場合もある。必要な修正をおこなう場合は、データシートの図2と図3を使用することができる。導通間隔の間で電流の波形が一定でない場合、平均値をとったりRMS値を求めたりするのではなく、もっと小さな間隔に分けて、それぞれの小間隔ごとに損失を計算し、その結果を合計する必要がある。正弦波、三角形、台形などのように、電流の波形について、単純な数式がない場合のもう一つの有効な手段として、導通モデルを利用し、上記の積分を使用して導通を損失を計算する方法がある。

B. 導通モデル

積分の解法では、電流の波形と電圧降下を示す数式が必要になる。以下の式は、電流の関数として電圧降下を表すもので、この式から得られる値は、一般的な精度としては十分なものである。

$$V_{CE}=V_t+aI^b$$

モデルの精度およびそれを導く方法についての情報は、付録1に記載されている。IR社製IGBTの３つの系列に関する特定のパラメータについて表1に示す。モデルのパラメータには、温度についての単純な線型回帰を代入している。

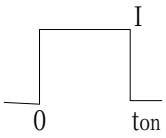
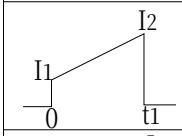
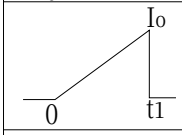
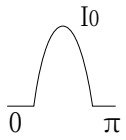
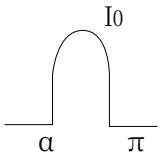
表１ IR社製IGBTの導通モデルのパラメータ

$$V_{CE}=(V_1+V_2T)+(a_1+a_2T)I^{(b_1+b_2T)} \quad T\text{in}°C$$

部品番号	V_1	V_2	a_1	a_2	b_1	b_2
IRGBC20F	0.905	-2.06E-03	0.241	7.08E-04	0.649	5.11E-04
IRGBC20S	0.810	-1.66E-03	0.173	2.90E-04	0.721	4.79E-04
IRGBC20U	1.071	-2.40E-03	0.669	-1.28E-03	0.353	2.29E-03
IRGBC30F	0.911	-1.98E-03	0.115	4.19E-04	0.721	2.95E-04
IRGBC30S	0.840	-1.64E-03	0.100	1.38E-04	0.760	5.10E-04
IRGBC30U	1.175	-2.75E03	0.307	-3.13E-04	0.504	1.56E-03
IRGBC40F	0.901	-1.93E-03	0.072	2.17E-04	0.731	3.13E-04
IRGBC40S	0.824	-1.67E-03	0.052	6.52E-05	0.776	4.24E-04
IRGBC40U	1.171	-2.55E-03	0.320	-1.08E-03	0.419	2.24E-03
IRGPC40F	0.901	-1.93E-03	0.072	2.17E-04	0.731	3.13E-04
IRGPC40S	0.824	-1.67E-03	0.052	6.52E-05	0.776	4.24E-04
IRGPC40U	1.171	-2.55E-03	0.320	-1.08E-03	0.419	2.24E-03
IRGPC50F	0.871	-1.92E-03	0.045	1.19E-04	0.751	2.87E-04
IRGPC50S	0.820	-1.69E-03	0.033	3.42E-05	0.794	4.09E-04
IRGPC50U	1.099	-2.39E-03	0.202	-6.99E-04	0.466	1.92E-03

導通の動作が表Ｉのモデルにより正確に表現されていると仮定して、5つの単純な電流波形に対する導通エネルギーを計算するための式を、表Ⅱに示す。Ｖ節、VI節で紹介しているように、このモデルは、次の節で説明するコンパニオンスイッチングモデルと同様に、素子を最適化するため比較評価をおこなうときに使用すると非常に便利である。VI節では、任意の動作条件で接合温度定価の計算を簡略化して自動化するためにそのモデルを使用する方法を示す。

表II 単純な波形の導通エネルギー

電流波形	数式	$E=\int V_{CE}(i)i(t)dt, V_{CE}(i)=Vt+ai^{b} E=\int \left[V_t i(i)+ai(t)^{(b+1)} \right] dt$
	$I(t)=I$	$E=\int_0^{ton} (IVt+aI^{(b+1)})dt=(IVt+aI^{(b+1)})ton$
	$i(t)=I_1+(I_2-I_1)\frac{t}{t_1}$	$E=\int_0^{t1} Vt(I1+\frac{(I2-I1)}{t1}t)+a(I1+\frac{(I2-I1)}{t1}t)^{(b+1)}dt=Vt\frac{(I1-I2)}{2}t1+\frac{I2^{(b+2)}-I1^{(b+2)}}{(I2-I1)}\frac{at1}{(b+2)}$
	$I(t)=I\frac{t}{t_1}$	$E=\int_0^{t1} (VtI\frac{t}{t1}+a(I\frac{t}{t1})^{(b+1)})dt=\frac{1}{2}IVtt_1+\frac{at1}{b+2}^{(b+1)}$
	$I(t)=I_0\sin\omega t$	$E=\int_0^{T/2} (V_T I0\sin\omega t+aI0\sin^{(b+1)}\omega t)dt=\frac{2I0}{\omega}\left[Vt+\frac{\sqrt{\pi}}{2}a\frac{\Gamma(\frac{b+2}{2})}{\Gamma(\frac{b+3}{2})} \right]$
	$i(t)=I_0\sin\omega t$	for $\alpha=\frac{\pi}{2}$ $E=\frac{I0}{\omega}\left[Vt+\frac{\sqrt{\pi}}{2}a\frac{\Gamma(\frac{b+2}{2})}{\Gamma(\frac{b+3}{2})} \right]$ otherwise $E=\frac{I0}{\omega}\left[Vt(1+\cos\alpha)+a\int_\alpha^\pi \sin^{(b+1)}\alpha\, d\alpha \right]$

IV. ハードスイッチングにおける損失

導通の損失と同様に、「ハードスイッチング」動作を以下の方法で規格化している。

- データシート内の表の情報を使用
- データシート内のグラフを使用
- 表IIIのモデルパラメータを使用

表III IR 社製 IGBT のスイッチングモデルのパラメータ

$E_{ON}=(h_1+h_2T)I^{(k_1+k_2T)}$ $E_{off}=(m_1+m_2T)I^{(n_1+n_2T)}$

Tin °C, E in mJ

部品番号	h_1	h_2	k_1	k_2	m_1	m_2	n_1	n_2
IRGBC20F	1.17E-02	2.21E-05	1.195	-1.53E-04	-9.18E-04	1.02E-03	1.358	-2.41E-03
IRGBC20S	1.67E-02	2.78E-06	1.178	3.41E-04	2.05E-01	2.51E-03	1.090	-5.96E-04
IRGBC20U	1.43E-02	9.73E-06	1.110	1.21E-04	-1.02E-02	3.58E-04	1.543	-3.75E-03
IRGBC30F	4.44E-03	2.65E-06	1.503	-1.59E-04	-1.29E-02	1.02E-03	1.498	-2.71E-03
IRGBC30S	5.21E-03	2.96E-06	1.467	1.22E-04	1.58E-01	2.75E-03	1.096	-6.94E-04
IRGBC30U	3.80E-03	1.18E-05	1.542	-6.01E-04	-2.05E-02	4.18E-04	1.880	-5.34E-03
IRGBC40F	3.34E-03	-1.10E-06	1.584	6.37E-04	-2.47E-02	1.04E-03	1.470	-2.65E-03
IRGBC40S	1.58E-03	2.08E-05	1.802	-1.25E-03	1.71E-01	3.23E-03	1.070	-6.23E-04
IRGBC40U	1.30E-03	1.08E-05	1.791	-8.66E-04	-1.38E-02	2.74E-04	1.829	-4.60E-03
IRGPC40F	3.34E-03	-1.10E-06	1.584	6.37E-04	-2.47E-02	1.04E-03	1.470	-2.65E-03
IRGPC40S	1.58E-03	2.08E-05	1.802	-1.25E-03	1.71E-01	3.23E-03	1.070	-6.23E-04
IRGPC40U	1.30E-03	1.08E-05	1.791	-8.66E-04	-1.38E-02	2.74E-04	1.829	-4.60E-03
IRGPC50F	5.40E-03	-1.40E-05	1.558	6.42E-04	-3.53E-02	1.12E-03	1.490	-2.81E-03
IRGPC50S	3.61E-03	2.61E-07	1.670	1.65E-04	1.44E-01	3.91E-03	1.079	-7.42E-04
IRGPC50U	4.52E-03	-6.10E-06	1.616	1.87E-04	-1.14E-02	2.13E-04	1.946	-4.82E-03

E節の注[6]で説明しているように、データシートで報告されるスイッチングエネルギーは、理想的なダイオードを使用して動作させているクランプ回路付き誘導負荷をシミュレートテスト回路に対する特定の参照値になっている。そのためこれには、ターンオン時にすべての負荷電流が流れるときのIGBTにおける損失と、フライホイールダイオードの逆回復電流が含まれていない。そのため、すべてのターンオン損失やすべてのスイッチング損失を求めるためには、2つの構成要素について計算をおこなわなければならない。

- 理想的なダイオードを使用した場合のターンオン損失またはすべての損失
- フライホイールダイオードの逆回復電流によるIGBT内のその他のターンオン損失

以下の節では、これらの2つの構成要素について計算する方法を紹介する。通常フライバックコンバーター内にあるアクティブな素子にはターンオン損失がなく、また過渡を回復することもない。一方のレッグを鑑みてもう一方のレッグの出力をシフトするフェーズによって出力電圧とデューティサイクルが制御される場合、これらのブリッジ回路でも同じことが言え、両者とも 50% のデューティサイクルになる。

A. データシートの情報による理想的なダイオードを使用した場合のスイッチング損失の計算

任意の電流および温度で理想的なダイオードを使用した場合の全体のスイッチング損失は、オン状態の電圧降下を取得するための手順と似た3ステップの手順をおこなったあと、データシートの情報を使用して得ることができる。最初に、データシートの図10で必要な電流の曲線を補間するか、図10で適当な温度の別の曲線を描くことにより、データシートの図11から読み取った値を使用してティピカル値を取得する。このティピカル値に、最大値とティピカル値の割合(この値はスイッチング特性の表にある)をかけることによって、この値から最大値を取得することができる。最後に、スイッチングエネルギーが電圧と比例しているため、その結果を、実際の回路電圧とテスト電圧の割合に応じて変更する(通常、素子の定格電圧の80%)。ゲート抵抗を計算する場合、さらに修正をおこなう必要がある。この場合、データシートの図9を利用することができる。

B. スイッチングモデルによる理想的なダイオードを使用した場合のスイッチング損失の計算

以下で概説する方法をもっと簡単におこなう方法として、IR社製IGBTの3つの系列の特定のパラメータと一緒に、表IIIのような単純なモデルを利用する方法がある。これらのパラメータで計算した損失の場合、以下の事項が前提になっている。 −定格V(BR)CESの80%の値と等しい電源電圧 −データシートの回路と同等のゲート駆動回路 −理想的なダイオード 異なるゲート駆動インピーダンスを考慮するために、結果は、適当な電源電圧に対して線的に変動しなければならず、またデータシートの図9に従って変動しなければならない。2度目の線形回帰(付録1参照)によって得られるモデルパラメータの精度は、70°C(+-5-10%)以上の温度のとき良好であるが、60°C(-15-20%、場合によっては25°Cで負の数が得られる)以下の温度では精度が低下する。幸いにもこの範囲の精度は、電力素子の最大動作温度からはだいぶ離れているため、さして重要ではなくなる。

C. ダイオードの逆回復電流の寄与

連続電流モードにおける典型的なクランプ回路付き誘導負荷の場合、スイッチのターンオンにより、フライホイールダイオードで逆回復が発生し、ターンオンする素子内では大きな電流スパイクが発生する(図7)[5]。こうすることにより、前の節の計算およびデータシートの規格化に関して、IGBTのターンオン損失が増加する。一方でダイオードの順回復には、ターンオフ損失に対して二次電流の影響があるが、ここではその分析をおこなわない。

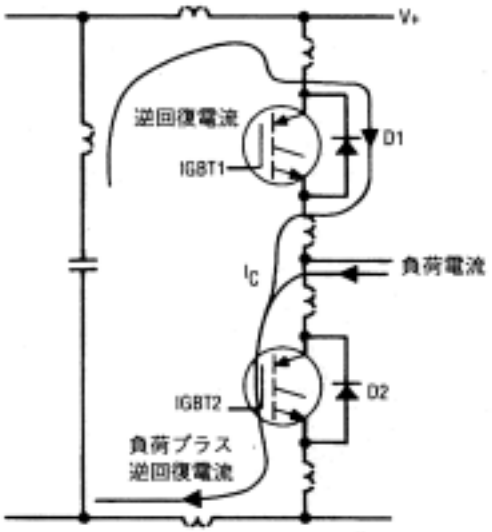


図7a 浮遊回路インダクタンスを示す、典型的なクランプ回路付き誘導負荷。負荷電流は、IGBT2のターンオンの前にD1を流れる。IGBT2は、ターンオンのときに負荷電流とD1の逆回復電流を受ける。

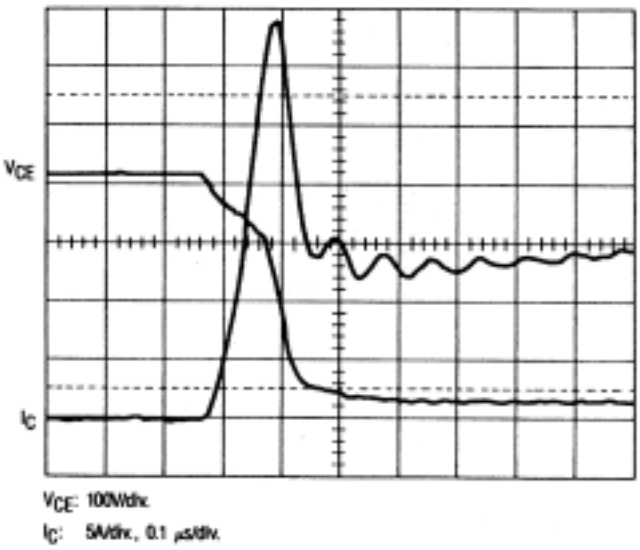


図7b IGBT2のターンオン電流。

これらの損失については、ターンオン速度di/dt、浮遊インダクタンス、ダイオード特性など数多くの要因によって変動するため、簡単な式を使用することができない。ただし前提条件を単純化することによって、いくつかの式が使用できる。以下は、taの間ダイオードにかかる電圧が0Vに近くなり、tbの間に電源電圧まで上がるということを前提にしている。

$$E=V_{IL}\left[\left(1+\frac{1}{2}\frac{Irr}{I_L}\right)ta+\frac{1}{4}\frac{Irr}{I_L}tb\right]$$

$$=V\left(I_L ta+Qa+\frac{1}{2}Qb\right) \qquad 4$$

ただしVとILは、電源電圧と負荷電流で、Irrはピーク逆回復電流、taとtbは、trrの2つの構成要素、QaとQbはそれに対応する電荷を表す。最初の2つの項は、ta時の損失を表し、一方が負荷電流、もう一方が逆回復電流によるものである。3つ目の項はtb時の損失を表すが、その一部はIGBT、一部はダイオードにある。

この近似値の限界は、taのとき電圧がダイオードで立ち上がりを始める(IGBTで下降)ということである。実際、電圧は逆回復電流のdi/dt=0の地点(taの終了時点)で電源電圧になる。そのため、正当な値より大きな値が得られることになる。

電圧が2/3taで立ち上がりを始めると仮定すると、以下の式が使用できる。

$$E=\frac{2}{3}V_L\left(\frac{1}{3}\frac{I_{rr}}{I_L}+1\right)t_a$$

ゲート駆動抵抗が増えることにより、ピーク逆回復電流が下がる。しかしながら、taが長くなるのと同様に、電流立ち上がり時間が長くなるため、IGBTのターンオンエネルギーは損失する。

V. 条件とスイッチング損失の間のトレードオフ:素子の最適化

異なる素子やテクノロジーを比較するために、シリコンの設計者は図8のような電圧降下対電流密度の曲線に頼りがちである。これらの曲線は、素子の動的な動作を無視し、また典型的なスイッチモードの応用例では、温度上昇の重大な部分がスイッチング損失によるものであるため、素子を選択するときに使用するのは、それほど奨められない。

さらにこの曲線からは、電流密度が高いときに動作するテクノロジーの方が優れているということもしばしば推論される。特定の応用例の場合、高い電流密度で動作するということは、チップサイズが小さく、またその結果熱抵抗が高くなるということを意味する。全体の損失が同じであれば、動作接合温度定価が高くなって、マイナスの作用が伴うことになる。

そのため、特定の熱設計の場合には、高い電流密度の動作は、熱抵抗の高いことが、損失の低いことによって埋め合わされる場合のみ有効になる。これらの考察を定量化するために、典型的なスイッチモード環境におけるさまざまな電力素子を比較するための簡単な方法が開発された。この方法では、熱の制約、導通、スイッチング損失など、すべての重大な状況が斟酌されている。

異なるIGBTの特性を比較するためのベンチマーク回路として、クランプ回路付き誘導負荷を使用して動作させる一般的なハーフブリッジが選択された。動作条件を図9に紹介する。動作条件はどれも決定的なものではなく、必要に応じて変更することができる。フライバックまたは共振回路をハーフブリッジの位置に使用して、特定の応用例だけに限られた結果を取得することができる。

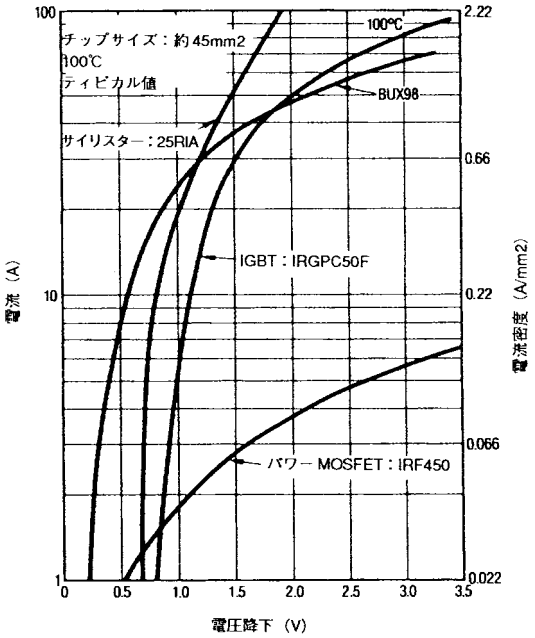


図8 テクノロジーは違うがチップサイズが似ている素子の誘導特性。

この図は、高いスイッチング周波数が、2つの電流出力にどの程度影響を与えるかについて、はっきりと正確に示すための方法を示す。ある応用例に最適な素子を選択するための簡単な方法もこれによって見つけることができるが、その方法は動作周波数で最高の出力電流を出すものになる。

熱の制約が正しく動作条件内に要因化して取り込まれたら、このグラフにより重要な応用情報が提供される。モーター制御の場合、基本となるRMS構成要素はトルクと直接関係する。一方、電源では、矩形波のRMSの全体の内容がパワーに影響する。両者間の割合は1.11になる。

図9のグラフは、比較的簡単なテスト回路で生成することができるが、ここでは前の節で紹介したモデルと、図10のようなスプレッドシートを利用している。上から順に入力をおこない、動作を評価する接合温度定価で適当なものとして、IGBTモデルパラメータを最初に入力する。(2)

2:図10のスプレッドシートにあるモデルパラメータは、示されている温度で計測して得られたものである。これらは、表Ⅰと表Ⅲでリストされているものとは違うこともある。表Ⅰと表Ⅲでリストされているものは、温度範囲全体の線形回帰から割り出されている(付録1参照)。

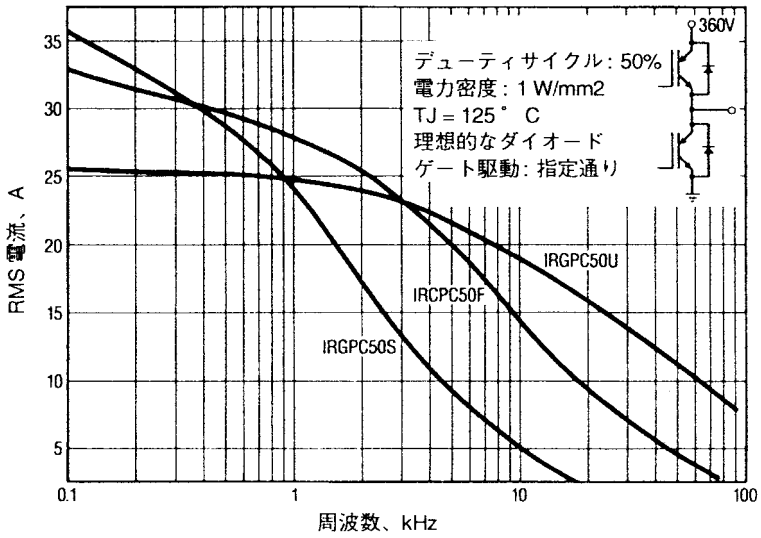


図 9 表で示した条件で動作した場合における、同じサイズ、同じパッケージ、異なるスピードを持つ 2 種類の IGBT を使用したハーフブリッジの RMS 電流対周波数。

部品番号:IRGPC40U IGBT

モデル Tj=125

導通モデル:	Vt=0.86	a=0.1834	b=0.6999
ターンオンモデル、理想的なダイオード:		h=0.0028	k=1.6741
ターンオフモデル:		m=0.018	n=1.2486

ダイオードモデル Tj=125

導通モデル:	Vt=1.00	a=0.040	b=1.000	
スイッチモデル:	PeakIrr/If=1.00		ta=0.035	tb=0.030μs

スイッチングパラメータの電圧			480	V			
動作電圧			360	V			
熱抵抗j-c			0.77	K/W			
熱抵抗c-s			0.24	K/W			
熱抵抗s-a			1.5	K/W			
許容電力消失			27.89	Ta=55			
平衡損失の電流			13.85	1E-05			
ピーク電流	A	13.85	8.00	10.00	15.00	17.50	19.50
導通の損失							
電圧降下	V	2.01	1.65	1.78	2.08	2.22	2.33
損失	W	13.94	6.58	8.89	15.60	19.42	22.68
(50% デューティサイクル)							
スイッチング損失							
ターンオン	mJ	0.1685	0.0673	0.0977	0.1927	0.2494	0.2990
理想的なダイオード							
ダイオードによるIGBT損失	mJ	0.2991	0.1728	0.2160	0.3240	0.3780	0.4212
ターンオフ損失	mJ	0.3595	0.1812	0.2394	0.3972	0.4815	0.5512
ダイオード、	mJ	0.0374	0.0216	0.0270	0.0405	0.0473	0.0527
スイッチング損失							
まとめ:							
導通の損失	W	13.94	6.58	8.89	15.60	19.42	22.68
スイッチング損失、	mJ	0.53	0.25	0.34	0.59	0.73	0.85
理想的ダイオード							
極の RMS 電流(基本)	A	12.46	7.20	9.00	13.50	15.75	17.55
周波数、	kHz	26.41	85.74	56.33	20.82	11.58	6.12
理想的なダイオード							
スイッチング損失、	mJ	0.83	0.42	0.55	0.91	1.11	1.27
実際のダイオード							
周波数、	kHz	16.86	50.57	34.34	13.44	7.64	4.09
実際のダイオード							

図 10 出力電流対周波数曲線を計算するためのスプレッドシート。

次にダイオードモデルを入力し、これが、ダイオードの逆回復による IGBT のターンオン損失の計算に使用される。ダイオードの導通モデルは、補間のため、および導通の損失を計算するために入力することもできる。これは、IGBT の損失に影響を与えることはないが、損失全体や効率などに関連する便利な情報を得ることができる。次にスイッチング損失モデルの参照電圧(通常素子の定格電圧の 80%)を入力し、そのあと、整流された 220V ラインで、約 360V になる実際の動作電圧を入力する。

最後に熱情報を熱抵抗および周辺温度の形式で入力し、そこから許容電力消失が計算される。

「平衡損失の電流」の値は、特定の熱動作条件で導通の損失がスイッチング損失と等しくなるような電流になる。対応する周波数は、「周波数、理想的なダイオード」の下の最初の列の下側にある。これらの値は、スプレッドシートにある「ソルバー」機能を使用して計算し、電流値の右側にある数値に対応した正確な値になる。

スプレッドシートの残りの値は、さまざまなレベルの電流で損失の計算をおこなう。損失は、導通とスイッチングの 2 つのクラスに分けられる。スプレッドシート内の式については、次の節で説明する。

すべての損失は一番下でまとめられている。これらの値は、データシートの図1に報告される電流対周波数グラフを生成するのに使用される。

ダイオードが IGBT と同じパッケージに入っている場合、その損失は、メインスイッチング素子の損失と分離することができない。この場合、熱情報と許容電力消失については、両方の素子を組み合わせたものに相当する。損失には、両方の素子の、導通の損失とスイッチングの損失が含まれ、式はそれに従って変更しなければならない。

Ⅵ. 分析:一定の動作条件における接合温度と電力消失の計算方法

前の節で、温度や周波数の異なるさまざまな素子の特性を比較するための応用関連ツールを紹介した。この節では、電力素子の動作条件、特に特定の応用環境における接合温度定価を分析するための別のツールを紹介する。温度が導通の損失とスイッチング損失に影響を与え、それが今度は温度に影響を与えるため、直接的な数学的解決は不可能になる。しかしながら、Ⅲ節とⅣ節で紹介したモデルを繰り返し適用し、ほとんどのスプレッドシートにある「ソルバー」機能を使用することによって、特定の動作条件の規格化を比較的簡単に表現することができる。

図11は、そのようなスプレッドシートの例を示している。ここでは、異なるが関連のある2つの設問に対して解答を見つけられるよう設計されている。1つ目の設問は、一定の接合温度および一連の動作条件で特定のIGBTから取得できる最大電流は何かということである。2つ目の設問は、一定の電流値に対する接合温度はどうなるかということである。換言すれば、電流と温度は互いに依存しているので、いずれかの値を指定して、もう一方の計算をおこなえるようにしなければならないということになる。

そのためスプレッドシートは垂直に2つに分割される。1つは接合温度に使用し、もう1つは電流に使用する。またスプレッドシートは水平方向に、熱動作条件、素子モデル、電気動作条件の3つに大きく分割される。分析の一部として、導通の損失とスイッチング損失が計算され、同時に応用に関連する出力パラメータが出力される。それぞれの入力値は明らかな値である。

固定温度の動作では、モデルパラメータも固定される。一方で、接合温度が不明な場合、モデルパラメータも不明になる。そのため、右部分の上にある妥当な接合温度から始めることにより、モデルパラメータが計算されて、下の段階で新しい接合温度が得られる。この手順は、上の温度を下の温度で置き換えることにより、繰り返される。繰り返しは何度もおこなう必要はないが、プロセスを簡単なマクロで自動化することもできる。

スプレッドシートには、ゲート駆動回路が、データシート(およびモデル)の規格化に使用されたものと異なる抵抗を持つという事実を斟酌するための修正要因も含まれる。多くの回路で「極性のあるゲート抵抗」、つまりパラレルダイオードの抵抗があるため、2ラインがこの目的で使用され、1つはターンオンに、もう1つはターンオフエネルギーに使用される。これら2つのラインの入力については、データシートの図9から得られる。この数値はターンオンの損失とターンオフの損失で区別されないが、これを分けることによって両方に対して近似値が提供される。素子の規格化に使用するゲート駆動回路が非常に堅牢でなければならないことを憶えておく。分析する応用例で弱いゲート駆動しかない場合、実際のゲート抵抗の値に内部インピーダンスが付加されることになる。

部品番号:IRGPC50U

熱動作条件

周辺温度	℃	60.0			
熱抵抗j-c	℃/W	0.640			
熱抵抗c-s	℃/W	0.240			
熱抵抗s-a	℃/W	1.400			

状態Tjの許容電流状態電流の接合温度定価

電力消失	W	28.5		29.16	
接合温度定価	℃	125.0		126.50	

IGBTモデル

Vt、Vt1、Vt2	V	0.8000		0.7958	1.0994	−2.40E-03
a、a1、a2	Ohm	0.1120		0.1136	0.2021	−7.00E-04
b、b1、b2		0.7117		0.7085	0.4656	1.92E-03
h、h1、h2	mJ/A	0.0038		0.0037	0.0045	−6.10E-06
k、k1、k2		1.6376		1.6399	1.6162	1.87E-04
m、m1、m2	mJ/A	0.0128		0.0155	−1.0994	2.13E-04
n、n1、n2		1.3382		1.3360	1.9457	−4.82E-03
参照電圧	V	480		480		

ダイオードモデル

Vt		0.8		0.8	
a,b		0.04	1	0.04	1
Irr/Irの割合		1		1	
ta,tb	μS	0.04	0.03	0.04	

電気的動作条件矩形波形、クランプ回路付き誘導負荷

スイッチング電圧	V	360		360
動作周波数	kHz	40		40
デューティサイクル		0.45		0.45
ピーク電流	A	9.82		9.82
ピーク電流の電圧降下	V	1.37		1.37
導通の損失	W	6.05		6.05
ターンオン損失	W	4.76		4.76
ゲート抵抗の修正要因		1.00		1.00
修正ターンオン損失	W	4.76		4.76
ターンオフ損失	W	8.14		9.87
ゲート抵抗の修正要因	W	1.00		1.00
修正ターンオフ損失		8.14		9.87
ダイオードリカバリー	W	9.55		8.48
によるターンオン損失				
全体の損失	W	28.50		29.16
接合温度定価	℃			126.49

RMS電流、基本	A	8.84		8.84
RMS電流、全体	A	9.82		9.82
出力電圧、RMS基本	V	162.00		162.00
出力電力、基本	kVA	1.59		1.59
出力電力、全体	kVA	1.77		1.77

・データ入力済み

図11　クランプ回路付き誘導負荷におけるIGBTの動作条件の分析。

接合温度の電流は、「ソルバー」機能によって得られるが、下にある全体の損失が上にある許容電力消失と等しくなるまで電流が変動する。

右側のスプレッドシートは、熱暴走のチェックのような、さまざまなタイプの分析をおこなうときに使用できる。これは、スプレッドシートの最上にある周辺温度の増加と新しい接合温度の計算によって簡単におこなうことができる。熱暴走の場合、そのあとの繰り返しにより、接合温度がどんどん高くなる。

このスプレッドシートにより、出力時の短絡のように、接合温度がたとえば150℃まで許容できる場合、一時的な性質の影響要因下のような、同じ回路内の異なる動作ポイント上で

分析をおこなうことが可能になる。この場合、デューティサイクルは低くなり、ピーク電流は高くなることが多い。
付録1で、線形回帰から得られるモデルパラメータは、固定温度で計測して得られたモデルパラメータより精度が低いと述べている。このトレースが図11にあり、そこではスプレッドシートの左側で固定温度パラメータが使用され、右側で線形回帰係数によりパラメータが計算されている。結果として、動作条件がスプレッドシートの両側で同じであるにも関わらず、1.5℃の接合温度の矛盾がある。
スプレッドシートにはいくつかの式があるが、それらのほとんどについては説明の必要がない。上から次のようになっている。

-電力消失:接合および周辺間の温度上昇と熱抵抗の割合。

-モデルパラメータが入力されるか(左側の列)、または表Ⅰおよび付録1で説明したような方法で計算される(右側の列)。

- ピーク電流は左側の列では未知の値で、ソルバー機能を使用して計算され、許容電力消失(上部)を含んだ損失全体(下部)と同じ値になる。右側の列では、単純な入力値になる。

-モデルにより電圧降下が計算される。(Ⅲ.B節)。

-導通の損失は、特定の応用によって変動する。表Ⅱでは、いくつかの共通な式を紹介している。

- ターンオン損失とターンオフ損失は、表Ⅱおよび付録1で説明している通りに計算される。

- ゲート抵抗の修正値は、判明しているゲート駆動インピーダンス値の場合、データシートの図9から得られた増倍率になる。

- ダイオードリカバリーによるターンオン損失は、Ⅳ.C節で説明した方法で計算することができる。

- 全体の損失は、導通の損失とスイッチング損失の合計になり、これにはダイオードリカバリーによる損失も含まれる。

- 出力電流の基本素子のRMS値は、出力波形によって変動する。矩形波の場合、ピーク値の0.9倍になる。

- 矩形波の全体のRMS素子は1になる。

- 出力電圧の基本素子のRMS値は、矩形波の場合、DCリンク電圧の半分の0.9倍になる。

Ⅶ. 熱設計についての注意

バイポーラトランジスタの場合、実際的な回路の基本的な制限値が制限ゲインになるが、IGBT、パワーMOSFET、サイリスタなどは、これとまったく異なり熱によって制限を受ける。そのため、熱設計が良いことが、良いコスト効率で利用するためのキーとなる。
熱設計の目的が、接合を一定の温度以下に保つヒートシンクの選択にある場合、以下の式により解答が得られる。

$$R\theta S\text{-}A = \frac{\Delta T}{PD} - R\theta J\text{-}C - R\theta C\text{-}S$$

電力消失については、図11のスプレッドシートの左側部分を使用して計算することができる。
一般的に、熱設計の目的は、素子とヒートシンクの最良の組み合わせを選択することであり、図11のスプレッドシートの右側部分を繰り返し使用することによって、その解答を得ることができる。
データシートの値に近い熱抵抗のケース・シンクを得るためには、締め付けトルクを、データシートで指定されている最大値に近づける必要がある。締め付けトルクが大きすぎると、パッケージが曲がり、チップが裂ける可能性も出てくる。逆に締め付けトルクが不十分であれば、放熱性能が下がる。
短時間のパルスによる温度上昇は、過渡熱抵抗曲線(データシートの図6)を使用して計算することができる。アプリケーションノートAN-949[9]の「ピーク電流定格」節に、詳細な手順が記述されている。この節は、もともとHEXFETについてのものであるが、この点については、IGBTにも同じように適用することができる。
短パルス(50μs以下)の場合、過渡熱抵抗曲線で計算された温度上昇は、ともすれば控え目なものになりやすい。温度上昇をもっと正確に計算する方法については、注[8]で説明している。

Ⅷ. 並列接続のガイドライン

素子が並列で動作しているときは、それぞれのユニットが制限内で動作できるように素子間で分配するよう十分注意しなければならない。
この観点から見たもっとも重要なパラメータは、電圧、電流、接合温度の3つになる。電圧の不均衡については、質的な方法を使用して、他の一般的な考察と一緒に次の節で簡単に検査をおこなう。電流および温度の不均衡の影響については、後の節で詳細に分析をおこなう。

A.　一般的な並列接続のガイドライン

一般的に素子が並列の場合、電圧は均等になる。しかしながら過渡の条件下では、均等でない浮遊インダクタンスにおけるdi/dtの結果により素子の間で電圧の差が出てくることがある。

典型的な電力回路の浮遊インダクタンスは、図12で示したように、置かれた場所によって異なる結果になる。並列の場合と共通になっているエミッターとコレクターのインダクタンスの結果については、[11]と(14)で分析しているので、ここでは扱わない。

それぞれのコレクターと直列になっているときの、浮遊インダクタンスにおける10%の不均衡は、10%のdi/dt不均衡と組み合わされて、ターンオフ時に見られる行き過ぎ量における20%の不均衡に変換される(81対121V)。これらの差を最小にするために、di/dtと浮遊インダクタンスの両方を一致させる必要があるが、行き過ぎ量がIGBTの定格を越えない場合は、ターンオフ損失における差異も無視することができる。

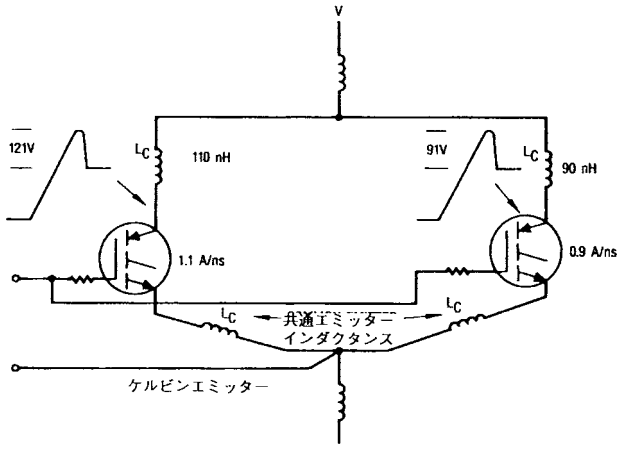


図12　di/dtおよび浮遊インダクタンスが異なる場合のコレクター電圧に対する効果。

一方、共通エミッターインダクタンスのスイッチングエネルギーに対する影響は決して無視できるものではないが、それについてはI.E節で説明している。また、共通ソースインダクタンスが低い方のIGBTは、もう一方のIGBTの前にオフになり、ターンオフ過渡の間すべての負荷電流がもう一方にかかるようになる[12]。つまり、共通エミッターインダクタンスの値が一致しない限り、並列のIGBTのスイッチモード操作が保証されないということになる。

最終的に、並列のIGBTの場合、パワーMOSFETのように、それぞれのゲート抵抗がない状態で寄生の発振が見られる。この発振の原因は注[12]、図17で説明しているものと同じである。以上をまとめると、IGBTの並列接続では、以下の一般的なガイドラインを守らなければならない。

- 寄生の発振が発生する危険性を避けるため、それぞれのゲート抵抗を使用する。
- 共通エミッターインダクタンスを一様にして、動作周波数で、全体のスイッチング損失にそれほど大きな影響を与えない程度までそれを削減する。
- 最大の動作電流で行き過ぎ量が受け入れられる程度になるまで、浮遊インダクタンスを削減する。レイアウトを狭くして浮遊素子を最小限にし、素子を対称的な配置にして接続をルーティングすることにより、浮遊素子を一様にする。

これらのガイドラインにより、レイアウトによる電圧やスイッチングの不均衡が、IGBT自身による不均衡に関してはごくわずかになる。これらについては次の節で説明する。

B.　電流と温度による不均衡

この節では、IGBT自身、および周波数とデューティサイクルの結果による、一定の状態の導通と温度の不均衡について調べる。

代数式の複雑さのため、一般に適用できる直接的な独立した形式の解法は不可能になる。しかしながら、Ⅲ節やⅣ節で示した、モデルやスプレッドシートを使用することにより、一定の応用環境で、2つの並列IGBTについて動作条件を確立できるようになった。その結果、特定の応用に対して固有のものではあるが、効果のある要因について洞察がおこなえるようになり、それぞれに効果をもたらすようになった。

1．IGBTの選択基準

この分析に関する限り、異なる3群から選んだ15の素子のうちから2つのIGBT(IRGPC50U)が選択された。2つのIGBTは、電圧降下の分配の両極にあり、一方がもっとも高く(IGBT1)、もう一方がもっとも低いものである(IGBT2)。両方のIGBTが温度と電流のすべての範囲で、それぞれ最高値と最低値を維持するため、温度と電流は要因ではなくなる。

両方のIGBTに対して、導通とスイッチングのパラメータが生成され、動作条件を計算するときに使用されるスプレッドシートに、全体の平均のパラメータと一緒にリストされる。以下の節でおこなわれる分析は、2つの両極の値に基づいているが、実際のIGBTは、その他の素子の中から選択される。予想されることであるが、導通特性が良いIGBTは、その分スイッチング特性が悪くなる。

同じ選択肢から、極端な導通動作およびスイッチング動作を持つ、2つの架空のIGBTのモデルを構築することができる。ただしこれは、導通特性とスイッチング特性の基本的なトレードオフになり、素子自体につきまとうある種の葛藤としてこれまで存続してきたものである。

2.熱システム

2つのIGBTにより生成された熱はシンクに送られ、最終的に共通の周辺部に送られる。ここでは共通ヒートシンクと分離ヒートシンクの2つの場合について説明する(図13)。
共通ヒートシンクでは、2つの筐体の間で温度の差を制限するための熱結合を確立する。あとで見るように、熱結合が密な場合、同じスプレッダー上に取り付けられた匡体の場合と同じで、温度の差は数℃程度になる。

3.安定状態の動作条件

並列にするとき、IGBTの電圧降下は同じ値になる。そのため導通特性が良い方のIGBTでは、もう一方と電圧降下を同じにするため、負荷電流の分配が大きくなる。
その電力消失と接合温度定価は、これから見ていくように熱設計に応じた量だけ高くなる。
あるセットの熱条件と共通電流の場合、図14のように、スプレッドシートを使用して、それぞれの電流と接合温度定価を計算することができる。動作ポイントを確立するために、以下のようにしてスプレッドシートを使用する。
-妥当な接合温度定価を動作条件の一番上に入れる。
-その温度のモデルパラメータが計算される。
-「ソルバー」機能により電流の不均衡が計算される。この関係性を示す式は付録2にある。
-2つのIGBTの接合と共通シンクの間の、導通の損失と温度上昇を計算する。
-共通シンクと周辺部との間の温度上昇について計算する。
-両方の接合温度を計算する。
-接合温度を入力し、計算したものをボックスの一番上に入れ、2つの温度が同じになるまでこれを繰り返す。もちろんこのプロセスも、図の一番下に示したような簡単なマクロで自動化することができる。
この分析の結果については図15に示す。電流が低い場合、導通の不均衡を、100%近くにすることができる。つまりIGBTが電流全体をとることもできるが、動作は制限内に収まる。負荷電流が増加するに従って電流の不均衡が減り、IGBTが共通ヒートシンクに取り付けられている限り、両者の温度差は+-10℃以内に収まる。分離ヒートシンクを使用すると、大きな電流不均衡が起こり、温度差も非常に大きくなる。

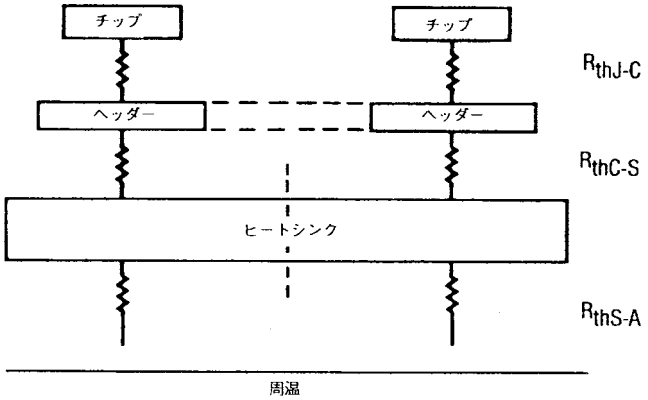


図13　並列IGBTの熱システムの特性。

IGBTモデルパラメータ

	IGBT1 高降下	IGBT2 低降下	公称値
VT1	1.1784	1.0128	1.0994
VT2	-0.0024	-0.0023	-0.0024
a1	0.3804	0.106	0.2021
a2	-0.0019	-7E-05	-0.0007
b1	0.3111	0.6148	0.4656
b2	0.0029	0.001	0.0019

応用環境

電流	25	
Ta	45	
Rth s-a	1.20	
Rth subus-sink	0.35	
Rth j-subs	0.30	(1チップ)

動作条件

Tj	107.79	112.38	109.9
Vt	0.9197	0.7543	0.8356
a	0.1756	0.0984	0.1252
b	0.6194	0.7222	0.6765
DeltaI	39.98%	5.00-39.98%	
I	7.50	17.50	12.50
電圧降下	1.53	1.53	1.53
導通の損失W	11.49	26.80	19.09
DaltaTj-subs	3.45	8.04	5.73
DaltaTsubs-a	59.35	59.17	
Tj	107.79	112.38	109.90
%	-1.91%	2.26%	0 %

Alt-s　(forb35,1,6,1,b37)
7

Iterate　{/Math;Solve Go}
{/Block;Valuesk}b29..d29～
b17～

図14　2つの並列のIGBTで動作条件を確立するために使用するスプレッドシート。モデルパラメータが最上にある。すべての選択肢のパラメータも参照のためにリストされている。

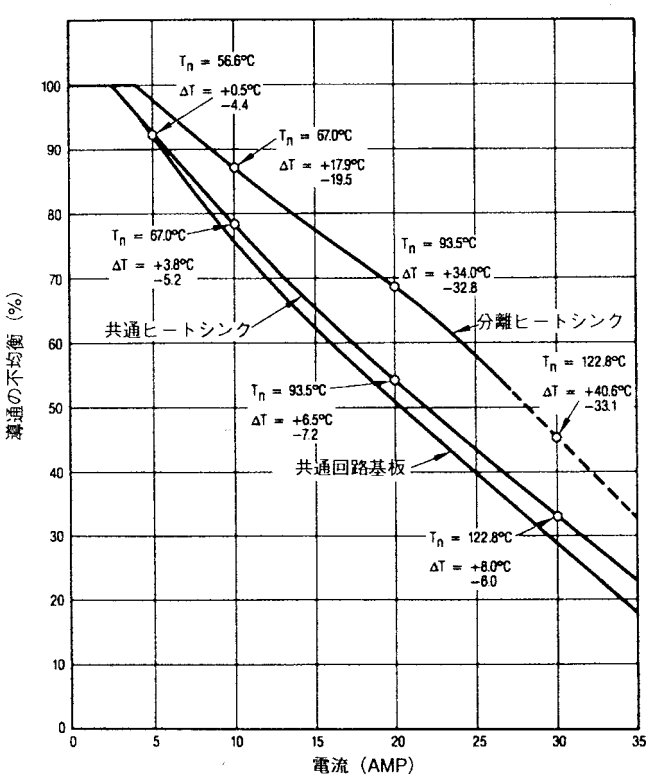


図15　3つの異なる熱設計に対する電流の関数としての、2つの並列IGBTの導通の不均衡。

不均衡をチェックする第1の要因は、2つの接合の間の熱フィードバックである。高い電力消失のある接合では、シンク温度が上がり、そのあともう一方の接合温度が、接合間の熱抵抗に反比例した分だけ上がる。筐体の間の熱の結合が密であれば、温度差はそれほど大きくなくなる。

電流の不均衡を小さくする第2の要因は、電圧降下の温度係数である。両者とも負の数であるが、低い電圧降下を持つIGBTには、低い温度係数がある。電流と温度が増加するとき、その電圧降下はほとんど変化しないが、ほとんど電流が通らなかったIGBTの電圧降下は大幅に下がり、それによって電流のギャップが、温度と同じように小さくなる。

第3の均衡メカニズムがあり、コレクター電流が増加するとき、2つのIGBTの電圧降下が分散値の平均値に収束する。これは本質的に、高い方の電流を下げて、不均衡を是正する方法である。

4.周波数とデューティサイクルの効果

実際の応用の場合、IGBTは一定の周波数で動作し、双方の素子における損失には、スイッチングの構成要素がある。電流の高いIGBTも、高い方の電流のスイッチングをおこなう。そのため、スイッチング損失と同じように導通も高くなる。前にも述べたように、この同じIGBTでスイッチング動作が悪くなると、スイッチング損失がさらに大きくなるという事実により、損失における不均衡はいっそう大きくなる。

IGBTモデルパラメータ

	IGBT1 高降下	IGBT2 低降下	公称値
VT1	1.1784	1.0128	1.0994
VT2	-0.0024	-0.0023	-0.0024
a1	0.3804	0.106	0.2021
a2	-0.0019	-7E-05	-0.0007
b1	0.3111	0.6148	0.4656
b2	0.0029	0.001	0.0019
p1	-0.0033	-0.005	-0.0031
p2	0.0001	0.0002	0.0002
q1	1.8428	1.7941	1.7994
q2	-0.0027	-0.0029	-0.0026

応用環境

デューティサイクル	0.5		
作動電圧	350		
ピーク	44.43Irms、	極、基本	40.0
Ta	45		
Rths-a	1.20		
Rthc-s	0.24		
Rthj-c	0.54		
周波数(kHz)	0.4		

動作条件

Tj	115.64	123.13	118.43
Vt	0.9009	0.7296	0.8152
a	0.1607	0.0976	0.1192
b	0.6418	0.7325	0.693
p	0.0127	0.0186	0.0148
q	1.5305	1.4407	1.4915
I	16.15-27.31%	28.28	22.21
電圧降下	1.86	1.86	
導通の損失W	15.01	26.29	20.41
スイッチング損失W	0.27	0.69	0.45
DeitaTj-subs	9.78	17.26	13.35
DaltaTsubs-a	60.85	60.07	
Tj	115.62	123.11	118.42
%	-2.37%	3.95%	0%
DaltaT	-2.8℃	4.7℃	0

図16　スイッチモードで動作する2つの並列IGBTの動作条件を計算するためのスプレッドシート。

このように再生プロセスでは、導通の損失が低いIGBTの接合温度がすぐに定格の制限よりも高くなる状態にあるように見え、また再生プロセスが動作周波数により加速されるようにも思われる。しかし実際には、今から説明するように、そのようなことは起こらず、また周波数も均衡のとれた動作に寄与する。

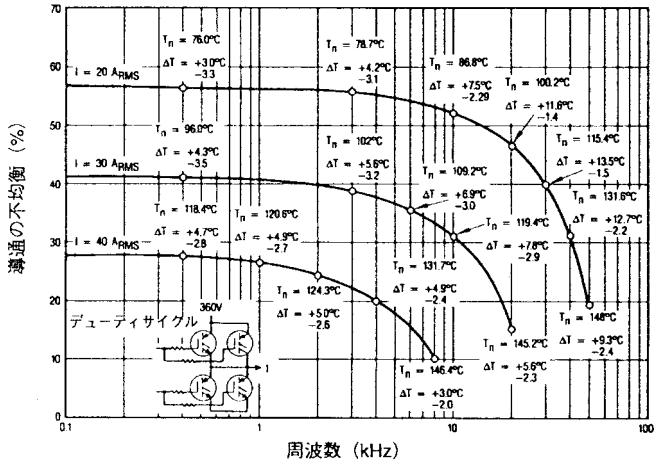
もう1つの不均衡の要因は、以下の計算では無視しているが、クランプ回路付き誘導負荷があると、最後にオフになったIGBTがすべての負荷電流を通さなくするという事実による。このターンオフによる不均衡は、素子のターンオフ時間がそれぞれの浮動インダクタンスと比べて短い場合に限り、無視することができる。これは、それぞれの浮動インダクタンスが、この不均衡のソースを下げる傾向にあるためである。

動作条件は、図14と同じようなスプレッドシートを使用して計算することができる。ただし、スイッチング損失の場合、

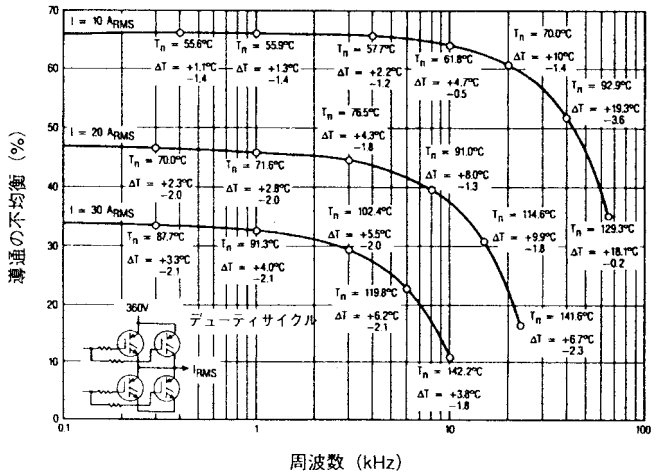
エントリーを追加する必要がある(図16)。電流と温度の不均衡の曲線は、図17aのように、一般的な「ハーフブリッジ」回路の場合に生成される。これらの曲線から、以下のことがわかる。

1. 周波数が増加するにつれて、電流の不均衡が小さくなる。小さくなる割合は、周波数が高くなるほど大きくなる。
2. 電流が増加するにつれて、不均衡の度合いが小さくなる。この結果は、前の節で調べた事項と一致している。
3. 周波数が増加するにつれて、温度差も大きくなり、急速に激減する。

この場合のキーになる均衡メカニズムは、動作の安定状態モードの場合と同様、電圧降下のさまざまな温度係数になる。前の節で見てきたように、電流の増加は温度の上昇につながり、温度の上昇は電圧降下の縮小につながる。また電圧降下は、電圧降下の高い方のIGBTで大きくなる。そのため温度の上昇は、電流の不均衡の縮小につながる。



a.50%のデューティサイクル



b.20%のデューティサイクル

図17　並列で動作する2つのIGBTの周波数の関数としての、電流と温度の不均衡。

スイッチングの損失により、両方のIGBTの接合温度が上昇し、電流の不均衡の縮小につながる。しかしながら、温度上昇の幅は、導通とスイッチング損失が高いため、電流が高い方のIGBTで高くなる。これにより、均衡メカニズムに遅れが生じ、図17からわかるように、10kHzと30kHzの間で温度差が大きくなる(I=20ARMS)。

熱結合と温度係数における差により、電流の不均衡が少しずつ減小する。これにより、電流の高い方のIGBTについて、導通の損失とスイッチング損失が小さくなり、それによって指数関数の割合で、均衡のとれた動作条件に近づく。

ここまで、特定のIGBTで電流の均衡ポイントが150℃よりやや高い温度で発生することをモデル化してきた。このポイントでは、スイッチング損失が異なるため、温度の差がまだ残っている。さまざまな特性を持つIGBTが、もっと低い温度で電流の均衡に至り、その温度を超えると再び不均衡になるというのも、十分あり得ることである。

デューティサイクルがもっと低い場合の動作も、出力電流の電流不均衡がもっと低くなるという点を除いて、これまで説明したもの(図17b)とあまり違っていない。これは、3番目の均衡メカニズムによるものであるが、これにより電圧降下がもっと高い電流で収束することになる。同じ出力電流でもっと低いデューティサイクルを持つものを生成するとき、もっと高いピーク電流が必要になるが、本質的に電流分配性能が向上する。

C.　結論

前の節でおこなった分析は、IGBTのある特定のタイプで、しかも特定の動作モードに制限されるが、結果として、記述の時点では、IR社製IGBTの他の系列でも同様に使用できるものである。これらは次のようにまとめることができる。

1. 並列のIGBTは、実際の応用の場合、電流の低い方で50%から70%程度の電流になり、不均衡として動作する。一方、温度の不均衡は、同じヒートシンクを使用している場合、一般的に10℃以内になる。

2. 以下の3つの均衡メカニズムにより、電流の不均衡を小さくする。
   －熱フィールドバック
   －電圧降下についてのさまざまな温度係数
   －高い電流で電圧降下特性を収束

3. 熱結合が密であるほど、不均衡は小さくなる。分離ヒートシンク上で並列IGBTを動作させるのは避けるようにする。

4. 電圧降下についてのさまざまな温度係数のため、接合温度定価が増加すると、不均衡が小さくなる。周波数が増大しても、同じ理由により同じ結果になる。

5．収束する動的抵抗によって、電流が増加すると不均衡が小さくなる。これは温度の上昇も招くが、その結果不均衡はさらに小さくなる。

6．特定の出力電流で、デューティサイクルが小さくなると、ピーク電流が高くなり、そのため不均衡が小さくなる。

注

[1] AN-937A:『Gate Drive Characteristics and Requirements (ゲート駆動の特性と要件)』

[2] AN-944:『A New gate Charge Factor(新しいゲート電荷要因)』

[3] C.F.Wheatley、H.R.Ronan共著、「Switching Waveforrn of the L2FET(L2FETのスイッチング波形)」、『IEEE Transactions on Power Electronics April 1987』p.81

[4] AN-978:『High Voltage Floating MOS-Gate Drive IC(高圧フローティングのMOSゲート駆動IC)』

[5] AN-967:『Using HEXFET ⅠⅡ in PWM Invertes for Motor Drives and UPS Systems(モーター駆動のWMインバーターとUPSシステムにおけるHEXFET ⅠⅡの使用)』

[6] AN-983A:『IGBTの特性』

[7] AN-984:『IGBTの短絡保護』

[8] S.Clemente著、「Transient Thermal」Response of Power Semiconductors to Short Power Pulses(短電力パルスに対する電力半導体の過渡熱抵抗)」、『Proceedings of the European Power Conference,Florence 1991』

[9] AN-949:『Current rating,SOA and High Frequency Switchng Performance(電流の定格、SOA、高周波スイッチングの特性)』

[10] International RectifierデータシートPD-6.017およびPD-6.018

[11] AN-936:『Do's and Don'ts of Using Power HEXFETs(電力HEXFETを使用した場合におこなうことおよびおこなってはならないこと)』

[12] AN-941:『A Chopper for Motor Speed Control(モータースピード制御のためのチョッパー)』

[13] Dan Y.Chen著、「Nondestructive RBSOA characterization of IGBTs and MCTs(IGBTとMCTについての非破壊RBSOAの規格化)」、『VP1 Current,Fall91』

[14] AN-947:『Understanding HEXFET switching performance (HEXFETスイッチング特性の理解)』

[15] S.M.Clemente、A.Isidori、B.R.Pelly共著、「Analysis and characterization of power MOSFET switching performance (電力MOSFETのスイッチング特性の分析と規格化)」、『Proceedings of Powercon 8,1981,H2』

付録1:　モデルパラメータを引き出すときに使用する曲線一致方式についての解説

Ⅲ節で紹介した導通モデルは、精度と簡略性の基本的な要件を満たしている。表Ⅱのように、簡単な積分をおこなって、共通波形の導通の損失について独立した形式の式を提示する。

モデルのパラメータは、表A.1のように、異なる3ロットから選んだIGBTの、特定の温度における平均と標準偏差から抽出される。

表A.1　異なる3ロットから選んだIGBTの導通特性データ

VCE(ON)
素子　　BC40F
ロット#S：　FS4
　　FQ8
　　FS3
温度100℃

Ic(A)>	0.6	8	16	32	50
1	0.694	1.127	1.418	1.925	2.460
2	0.678	1.114	1.413	1.940	2.500
3	0.677	1.097	1.382	1.885	2.400
4	0.685	1.112	1.399	1.899	2.420
5	0.711	1.178	1.485	2.010	2.570
6	0.743	1.263	1.604	2.190	2.630
7	0.732	1.223	1.541	2.090	2.670
8	0.723	1.206	1.524	2.080	2.660
9	0.746	1.264	1.602	2.190	2.810
10	0.731	1.223	1.543	2.090	2.670
11	0.694	1.157	1.470	2.010	2.600
12	0.714	1.193	1.513	2.060	2.650
13	0.714	1.189	1.506	2.050	2.650
14	0.700	1.147	1.512	1.980	2.550
15	0.706	1.151	1.470	1.990	2.560
最小	0.677	1.097	1.382	1.885	2.400
最大	0.746	1.264	1.604	2.190	2.830
平均	0.710	1.176	1.492	2.026	2.600
標準偏差	0.021	0.051	0.066	0.091	0.122
平均+6標準偏差	0.838	1.484	1.888	2.572	3.331
平均-6標準偏差	0.581	0.868	1.097	1.480	1.869

aとbとを計算するとき、モデルは以下のように演算をおこなう。

$Vce=Vt+ I^{b}$

$Vce-Vt=a\ I^{b}$

$In(Vce-Vt)=In\ a+b\ In I$　上記の最後の式は、IとVce-Vtの自然対数に対してそのまま代入したものである。最小二乗法を使用すると、Inのaとbの値が、以下の式で得られる。

$$b=\frac{n\Sigma\{(In I)_i \chi [In(Vce-V\upsilon]_i\}-[\Sigma(In I)_i]\chi\Sigma[In(Vce-V\upsilon_i]}{n\Sigma(In I)_i^{2}-[\Sigma(In I)_i]^{2}}$$

$$In\ a=\frac{\Sigma In(Vce-V\upsilon)_i}{n}-b\ \frac{\Sigma(In I)_i}{n}$$

$a=e^{In}\ a$

Vtの値は、約0.035a/mm2の電流密度で電圧降下として定義されているが、これは表A.1のIGBTでは、0.6Aに対応する。このことを頭に入れておく。表A.2では計算とエラーが表示される。

表A.2に入力した値は、表A.1の平均値に対応する。平均プラス3シグマの値が入力されていれば、モデルパラメータは入力されたデータに対応する。

表A.2　電圧降下パラメータの計算

A	V	Vcal	V-Vcal	エラー	V・Vt	In(V・Vt)	In(I)	(XiYi)
0.60	0.71	0.77	-0.645	-9.08%				
8.00	1.18	1.17	0.0026	0.22%	0.4660	-0.7636	2.0794	-1.5878
16.00	1.49	1.50	-0.0035	-0.23%	0.7820	-0.2459	2.7726	-0.6818
32.00	2.03	2.04	-0.0155	-0.76%	1.3160	0.2746	3.4657	0.9517
50.00	2.60	2.58	0.0198	0.76%	1.8900	0.6366	3.9120	2.4903
				n=	4	-0.0983	12.2298	1.1724
						Sum Yi	Sum Xi	Sum XiYi
b=0.7614 Ina=2.3524						Varian 0.4837		
a=0.0951								

このプロセスをさまざまな温度で繰り返すことにより、モデルパラメータのセットを得ることができる。セットのそれぞれの要素により、特定の温度における特定のIGBTの正確なモデルが提供される。

残念ながら、ほとんどの設計上の問題で、接合温度がわからないままになっており(図11、図14、図16参照)、固定温度パラメータの場合は、表A.2からわかるようにあまり便利ではない。これらのパラメータに単純な温度依存があると仮定すると、表A.3のように線形回帰がおこなわれている。
これにより、図11、図14、図16で動作条件を分析したときの電流と温度の関数として、電圧降下の式が与えられる。表A.3のように、線形回帰で得られたパラメータの精度は数%以内である。

スイッチングモデルのパラメータも、同じタイプの式を用いて、非常に似た方式(ただしスレッシュホールドは除く)で得られる。温度係数を計算するための線形回帰の精度は、いくつかのIGBT、特に標準と高速の場合には受け入れられるものであるが、超高速の場合、係数回帰はもっと正確なものになる。単純化するために、表Ⅰと表Ⅲには線形回帰のみをリストする。

表A.3　電圧降下パラメータの温度係数に対する線形回帰

温度	a	a(計算)	エラー	b	b(計算)	エラー	Vt	Vt Cale	エラー
25		0.0778			0.7391		0.85		
50	0.0814	0.0832	-2.23%	0.7523	0.7469	0.72%	0.80	0.80	-0.40%
75	0.0899	0.0886	1.27%	0.7496	0.754	-0.69%	0.76	0.76	0.28%
100	0.0951	0.0941	1.13%	0.7614	0.7626	-0.16%	0.71	0.71	0.34%
125	0.1009	0.0995	1.40%	0.7668	0.7704	-0.48%	0.66	0.66	0.26%
150	0.1030	0.1049	-1.86%	0.7829	0.7783	0.59%	0.61	0.61	-0.49%
500	0.4703			3.8129			3.5380	6.83E-02	
(XiYi)=	48.3873		(XiYi)=	383.2507			(XiYi)=	341.7250	
Sxi ∧2=	56250								

a=a1+a2 ° T	a1=0.0724	a2=2.17E-04
b=b1+B2 ° T	b1=0.7313	b2=3.13E-04
Vt=Vt1+Vt2 ° T	Vt1=0.9008	Vt2=-1.9E-03

付録2　並列IGBTの動作ポイントを特定するための式

ⅡX.B.1節とB.2節で説明したシステムの場合、図16の上部の2つのボックスにリストされているパラメータはわかっているが、3番目のボックスにリストされているパラメータは計算されるものである。IGBT間の電流の分配を決定する2つの基本,的な制約は、以下のようなものになる。
- 2つのIGBTの電圧降下は同じものになる。
- 電流の合計は、負荷電流と同じになり等しくなる。

これら2つの制約を電圧降下モデルに当てはめると、以下を得ることができる。

$$V_{ce-1}=V_{ce-2}$$

$$V_{T-1}+a_{-1}I_{-1}^{(b-1)}=V_{T-2}+a_{-2}I_{-2}^{(b-2)}$$

$$\left(\frac{I_L}{2}+\triangle I\right)=\exp\left\{\frac{1}{b_{-2}}\ln\left[\frac{V_{T-1}-V_{T-2}}{a_{-2}}+\frac{a_{-1}}{q_{-2}}\left(\frac{I_L}{2}+\triangle I\right)^{(b-1)}\right]\right\}$$

ただし、ダッシュのあとの索引でIGBTを特定し、ダッシュの前の索引でモデルパラメータを特定する。たとえばVT1-2は、2番目のIGBTの最初のスレッショルドパラメータ(図14参照)を表す。
知られていないキーは、△1、T-1、T-2で、その他に式が2つ必要になる。これらの式は、熱の式から得ることができる。

$$T_{-2}=T_A+I_L\left(V_{T-2}-a_{-2}I_{-2}^{(b-2)}\right)\theta SA$$

$$+\left(I_{-2}V_{T+2}+a_{-2}I_{-2}^{(b-2+1)}\right)\theta js$$

$$T_{-1}=T_A+I_L\left(V_{T-2}-a_{-2}I_{-2}^{(b-2)}\right)\theta SA$$

$$+\left[I\left(V_{T-2}+a_{-2}I^{(b-2)}\right)-\left(I_{-2}V_{T-2}+a_{-2}I_{-2}^{(b-2+1}\right]\theta js$$

これらの式のうち最初のものは、ボックスにあるパラメータを用いて、動作条件ボックスの右側のセルで「ソルバー」機能を使用して計算される。電流と温度について計算を続けることにより、最終結果が得られる。これらの計算では、全体の精度に対する最小限の影響についての最初の式で以下のように単純化がおこなわれる。

$$V_{T-1}-V_{T-1}=\left(V_{T2-1}-V_{T2-2}\right)\left(T_1-T_2\right)$$