

IGBT技術とアプリケーションの概要: IGBTの使い方

IGBT技術とアプリケーションの概要:IGBTの使い方

概要

ソーラインバータ(太陽光発電用インバータ)、UPS (無停電電源装置)、モータ駆動、誘導加熱、溶接、 自動車、電車などのアプリケーションにおいて、高 性能電力変換装置が急増しており、システム性能を 最適化するために、IGBTの特性を理解し最大限活用 することへの関心が再燃しています。効率と熱的性 能は、信頼性や耐久性と共にIGBTの主要指標です。 新たなアプリケーション要件や新技術が市場に登場 しており、パワーエレクトロニクスを取り巻く状況 は変化し続けています。いわゆるワイドバンドギャ ップ技術(SiCやGaNに基づく)が知られつつあり、パ ワーエレクトロニクス設計者の多くが、新たな設計 の際に、この新技術の利用法を調査しています。し かし、シリコン技術は、現在の設計にとっても今な お盤石なソリューションです。本書では、IGBTに関 する枠組み、すなわち、大電力、高電圧設計におけ るIGBTの使い方を重点的に紹介します。また、電力 用シリコン技術と一般的なトポロジ/アプリケーシ ョンの概要を説明します。大電力アプリケーション の一般的なシステム要件についても考察します。さ らに、各エンドアプリケーションには、IGBTの特性 に関してさまざまな要件があることを示します。最 後の部分では、IGBTの設計に関するいくつかの実用 上の課題について、特にゲート駆動を中心に取り上 げます。

キーワード: IGBT、高電圧、ゲート駆動

はじめに

過去20年の間に、パワーエレクトロニクス分野で は、パワースイッチングからアプリケーションの設 計や制御まで多くの変化が起きました。20年前、シ リコントランジスタ技術ではバイポーラ接合トラン ジスタ(BJT)が主流でした。BJTは、ほとんどのアプ リケーションで(主に使いやすいという理由から)電 力用の金属酸化物半導体電界効果トランジスタ (MOSFET)に、大電流と高電圧が必要なアプリケ ーションでは絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (IGBT)に置き換えられました。MOSFETやバイポー ラトランジスタと異なり、IGBTは、スイッチング速 度、ソフトネス性と制御性、導通損失、短絡耐量お よびパルス電流耐量を、デバイスおよびプロセスの パラメータの小変更によって幅広く調整できるた め、特定のアプリケーション要件に適合させること ができます。

最近の技術進化と価格低下により、IGBTが使用される分野が拡大しました(Figure 1参照)。

10年前、IGBT技術は、MOSFETが高価すぎるか、またはその短所(内在するボディダイオードや低周波動作における性能限界など)の理由で選択できないアプリケーションでしか使用されませんでした。現在では、産業用(高電圧)が急増していることや、電気自動車市場の急成長が期待されることから、IGBT技術とパッケージへの投資がさらに活発化しています。

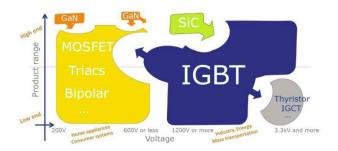


Figure 1. Power Switch Environment [1]

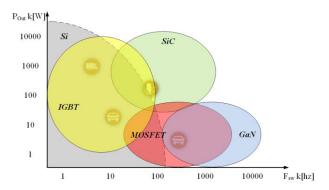


Figure 2. Range of Operation of Silicon and Wide Band Gap Devices

過去10年間にわたるIGBTの開発において、トレンチ構造からフィールドストップへ、そしてこれらを組み合わせた構造など、技術面で大きな進展があったことは素晴らしいことです。この進化によってIGBTの持つ本来の性能、すなわち高電圧、大電流密度、優れたスイッチング性能、堅牢性がいっそう際立ちます。当初、IGBTはパワーMOSFET技術から生まれましたが、エピタキシーで形成され、パンチスルー(PT)[3]として知られる技術を使用していました。

絶縁ゲートバイポーラトランジスタ

IGBTは、交互の4層(P-N-P-N)からなるパワー半導体トランジスタの一種で、金属-酸化物-半導体(Metal-Oxide-Semiconductor, MOS)ゲート構造によって再生動作を行わずに制御されます。

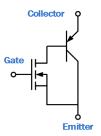


Figure 3. IGBT - Darlington Structure

IGBTは、高電圧PNPバイポーラトランジスタとパワーMOSFETによるダーリントン構成で表すことができます(Figure 3参照)。このパワーデバイスの背景にある考え方は、パワーMOSFETの電流処理能力を強化する上での困難を克服することです。IGBTの最初の概念は、日本特許S47-21739 [2]で1968年に山上氏により提示され、それ以来、多くの構造が提案されました。最初の構想はプレーナ技術に基づくものでした。Figure 4は、寄生素子も含めたIGBTの構造を示しています。最も一般的なIGBTの構造は、Figure 5 [3][4][5]に示すパンチスルー(PT)型とノンパンチスルー(NPT)型です。

PT型IGBTは、エピタキシャル成長により高濃度ドープされたp+基板に形成されます。この基板では、ターンオフ期間の電流テールが長いため、ターンオフ損失(Eoff)が大きくなります。PT型IGBTのスイッチング性能は、白金の拡散または放射線照射により少数キャリアのライフタイムを制御することによって向上できます。しかし、この方法は飽和電圧が負の温度係数を持つ原因となります。

NPT型IGBTは、イオン注入により低濃度ドープされたP層を持つn-基板に形成されます。ブレークダウン電圧を高く保つために厚い基板が使用されるため、IGBTの開発コストが増加します。NPT技術では、後にIGBTの構造のためにフロートゾーン(FZ)シリコン基板が導入され、さらに基板裏面を薄くしてp+のコレクタ領域を形成するようになりました。この技術により、スイッチング損失と導通損失を比較的低いレベルにまで低減し、IGBTデバイスとシステムレベルの性能を向上することができました。

最も革新的な構造は、明らかに約10年前のフィールドストップ(FS)技術の導入です。

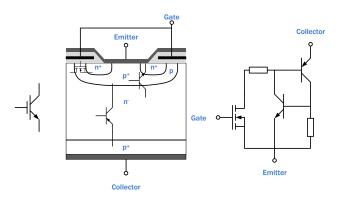


Figure 4. IGBT with Parasitic Structure

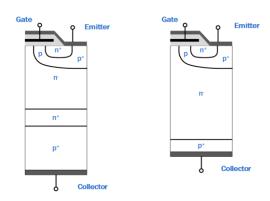


Figure 5. Left) Punch-through (PT) IGBT; Right) Non-punch-through (NPT) IGBT

FS構造をFigure 6に示します。FSは、NPT型とPT 型IGBT構造の特徴、すなわち、NPT型の裏面のイオ ン注入によるp+層とPT型のNバッファ層を組み合わ せた技術です。FS IGBTでは空乏層はパンチスルー しないのに対し、PT型IGBTではNバッファ層をパン チスルーすると考えられます。FS IGBTにおける大 きな変化点は、薄膜技術によってドリフト領域を薄 化したことと、p+層を堅牢で厚さの薄い低濃度ドー プのpアノード層に置き換えたことです。これらの 改良により、導通損失とスイッチング損失のトレー ドオフが解消でき、最先端のNPT型およびPT型の IGBT[6]と比べても優れた性能が実現できました。 FS技術により、極めて薄くしたシリコンチップと同 等の高電圧動作が可能になります。厚さを低減する ことにより、 E_{off} と VCE_sat の低減も同時に実現でき ました。

FS IGBTの最初の発表以来、過去10年間に、物理特性の詳細評価と回路レベルのモデリングの他、さまざまなプロセスとデバイスの改良がありました。

その後、トレンチゲートの導入により性能が向上しました。従来のプレーナIGBTにおいては、電流集中がJFET効果を発生させ、 V_{CE_sat} の上昇を招いていました。この効果はトレンチ構造の導入によって緩和できます。また、エミッタ近傍のNドリフト領域の自由キャリア密度が増加し、 V_{CE_sat} の低減に寄与します。さらに、トレンチゲート構造の採用により、寄生NPNトランジスタの影響を抑制しやすくなります。

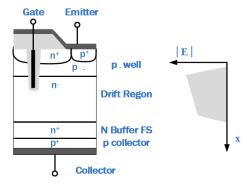


Figure 6. Field Trench Stop IGBT Structure

デバイスが薄くなるほど熱抵抗も低くなり、より 小さなチップサイズで同一の電流定格(標準的な技術 に比べ、このパワーデバイスの電力密度が増加)を実現できます[7] [8]。

Factors	Punch Through (PT)	Non-Punch Through (NPT)	Field Stop	
			Planar Gate	Trench Gate
V _{CE_sat}	Low Strong negative temperature coefficient	Medium Positive temperature coefficient	Low Positive temperature coefficient	Lower - Same V _{GE} allows to modulate a much greater drift region area leading a lower R _{DS(ON)}
E _{on}	Main loss contribution comes from $E_{off},$ so rarely considered		Lower E _{OFF} in newer devices so E _{on} losses now is more important	Lower - Higher Cell density
E _{off}	High/Medium (Depends on Current Tail)		Low	
	Short duration, high amplitude current tail. Large increase of current tail at high temperatures	Long duration, low amplitude current tail, almost independent of temperature	Short duration, low amplitude current tail, almost independent of temperature	
Short Circuit	Limited	Yes	Yes	Yes

Figure 7. IGBT Technologies Assessments

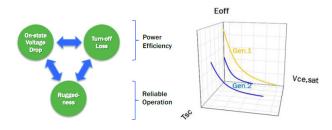


Figure 8. Left) The IGBT Triangle; Right) Trade Off Relationship

現在ではIGBTについて、デバイスの物理的構造と調整方法に関する理解が非常に深まりました。このため、ほとんどのIGBTメーカでは、アプリケーションに合わせたデバイス設計が行われています。つまり、所定のアプリケーションに対して最高の効率を実現するために、トレードオフカーブが最適化されているのです。Figure 8とFigure 9に、IGBT三角形による最適化の原理とトレードオフの例を示します。パラメータの最適化の例を以下に示します。

- 導通損失低減とエネルギー処理の堅牢性向上のためのメサ加工
- 目標のBV(ブレークダウン電圧)の達成とスイッチングの高速化のためのドリフト領域の調整
- ・ 堅牢性の向上とエネルギー損失低減のためのバッファとアノードのバランス
- 個別パッケージまたはモジュールの適用のための 上、下部の金属層の調整
- 低容量化と信頼性向上のためのゲート設計

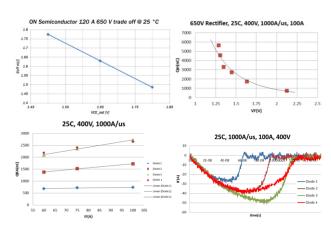


Figure 9. Examples of IGBT and Antiparallel Diode Possible Trade Off

アプリケーションの概要

以下のセクションでは、関連するアプリケーションのいくつかについて、特にIGBTの最適化を中心に説明します。

溶接

現在、市場では、溶接機にはかなりの割合でインバータが使われています。溶接用インバータは、従来の溶接トランスに代わるもので、出力電力の制御面でメリットがあります。直流出力電流により、溶接プロセスを高い精度で制御できます。さらに、直流出力電流は、交流電流に比べ危険性が少ないことに加え、アーク消滅を回避できます。インバータ機のもう一つのメリットは軽いことで、これはSPMS

がトランスを使った古くからのソリューションに比べ電力密度が高く軽量であるためです。Figure 10に溶接機のシステムブロックダイアグラムを示します。電力段は、単相または3相タイプが可能で、交流入力を直流のバス電圧に変換し絶縁型インバータに供給します。最も一般的な出力電圧は30 Vですが、開放負荷動作時には直流60 Vまで上昇する可能性があります。アーク開始時には、ほぼ0 V (短絡条件と同様)まで低下します。

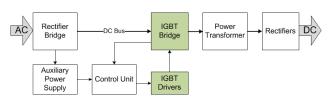


Figure 10. System Block Diagram of Welding Machines

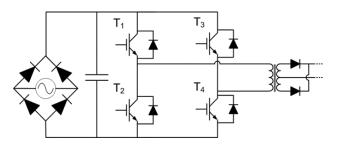


Figure 11. Full-bridge Topology



Figure 12. Waveform of a Full-bridge Welding Machine

(The blue trace represents the collector voltage across one of the IGBTs (100 V/div); The red is the gate voltage across the gate driving circuit; The green trace represents the collector current across one of the IGBTs)

溶接機用インバータの最も一般的なトポロジはフルブリッジ、ハーフブリッジ、2スイッチフォワードです。Figure 11、Figure 12、Figure 13、Figure 14、Figure 15、およびFigure 16に上記のトポロジと通常動作時の波形を示します[9][10]。

溶接向けアプリケーションにおける最も一般に使用されている制御方法は定電流法です。デューティ比は負荷レベル/出力電圧によって変化します。

フルブリッジとハーフブリッジトポロジの最も一般的なIGBTのスイッチング周波数は、20~50 kHzです。よく使われる周波数は30 kHz前後です。2スイッチフォワードトポロジにおけるスイッチング周波数は60 kHz以上を目標とします。

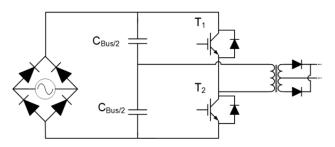


Figure 13. Half-bridge Topology



Figure 14. Waveform of a Half-bridge Welding Machine

(The collector voltage across one of the IGBTs appears in blue (100 V/div) while the red trace depicts the gate voltage across the gate driving circuit; The green curve represents the collector current across one of the IGBT)

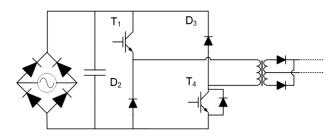


Figure 15. Double Switches Forward Topology



Figure 16. Waveform of a Two-switch Forward Welding Machine

(The blue curves is the collector voltage across one of the IGBTs (100 V/div); the red waveform is the gate voltage across the gate driving circuit; The green trace shows the collector current across one of the IGBTs)

Figure 17にフルブリッジ溶接機におけるスイッチング時の転流の詳細な波形を示します。

Figure 18にフルブリッジ溶接機におけるIGBTの損失の構成比を示します。この図から得られる要点を以下に示します。

- 導通損失の損失全体に対するウェイトは高くない
- Eonはデータシートの値、すなわち低インダクタンス/長いデッドタイム/不連続な導通時間(DCM)によるゼロ電流スイッチング(ZCS)よりはるかに小さい。ダイオードがEonに与える影響は無視できる
- E_{off} はIGBTの損失の支配的な部分である。 V_{CE_sat} に起因する導通損失はデューティ比が低いため重要ではない
- *Eon*が低いことと同じ理由により、逆回復損失はダイオードによる損失の主要部分である。溶接機アプリケーションに対しては*VF*の重要性は低い

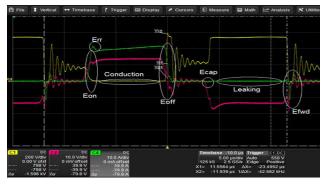


Figure 17. Switching Waveforms for a Full-bridge Welding Machine

(C1 collector voltage across one of the IGBTs (200 V/div); C2 is the gate voltage across the gate driving circuit (10 V/div); C4 collector current across one of the IGBTs (10 A/div). Time scale 5 μ s/div)

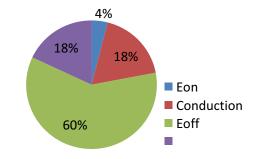


Figure 18. IGBT Losses Distribution in a Full-bridge Welding Machine 5 kW. Nominal ac 230 V Input. Output Current Full Load (250 A)

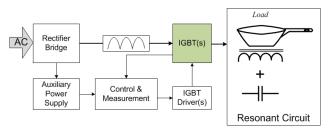


Figure 19. System Block Diagram of Welding Machines

IH(誘導加熱)システム

IHクッキングヒータの基本原理は、電線コイルを励起し、このコイルに近接して置かれた高透磁率材料の鍋に電流の循環を起こす(または結合する)ことです。これはトランスの動作に近く、コイルが一次側、鍋の底が二次側として働くと考えることができます。発生する熱の大部分は、鍋の底の層で発生する渦電流の循環によるものです[11]。

米国エネルギー省(DoE)によると、IHクッキングヒータのエネルギー伝達効率は約90%で、IH式ではないスムーストップの電気コンロの71%と比べ、同じ量の熱伝達に対して約20%の省エネルギーになるとのことです[12]。

Figure 19にIHクッキングヒータのブロックダイアグラムを示します。基本的には、インバータによって銅線のコイルに電流を流し、鍋の底を貫く電磁場を発生させ、電流を誘起します。発生する熱はジュールの法則に従い、誘導電流の2乗にR(鍋の抵抗)をかけたものになります。

IH用コンバータに対する主な要件は以下のとおりです。

- 高周波スイッチング
- 1に近い力率
- 幅広い負荷範囲

IHアプリケーションの最も一般的な出力電力制御は、可変周波数方式に基づく方法です。これは、負荷や電源ライン周波数が変化する場合に適用される基本的な方法です。この方法の主なデメリットは、出力電力を広範囲に制御するために周波数変化を大きくする必要があることです。

IHの最も一般的なトポロジは共振タンクに基づくものです。共振コンバータによる主なメリットは、効率を損なわずに動作可能なスイッチング周波数の範囲を広くできることです。ゼロ電流スイッチング(ZCS)やゼロ電圧スイッチング(ZVS)などさまざまな制御技術が、共振コンバータの電力損失の低減に利用できます。

最も一般的なトポロジは、共振ハーフブリッジ (RHB)コンバータおよび疑似共振インバータ[13]です。Figure 20とFigure 21に、共振ハーフブリッジのトポロジ構造と正常動作時の波形を示します。この構成のメリットは、広範囲の負荷に対して動作可能なことで、最大の電力を供給できる可能性もあります。大抵の設計では、RHBはいわゆる誘導領域で動作します。そのため、IGBTは逆並列ダイオードが導通状態になるときにターンオンし、 E_{on} に対してZCS /ZVSとなります。

RHBの主な特性は以下の一覧のとおりです。

- ピーク電力はIGBTのスイッチング周波数が共振周波数に近い場合に得られる
 - ◆ Eonは、ZCS/ZVSにより非常に低い
 - ◆ E_{on}でのダイオードのフリーホイール損失は非常に低い
- 高い共振電流のスイッチングによりクッキングヒータが低電力レベルで動作する場合にはEoffは増加する
- 鍋の材料は共振特性とダイオードのフリーホイー ル損失/ストレスに影響する

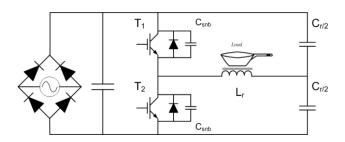


Figure 20. Resonant Half-bridge Topology for Induction Cooking Applications

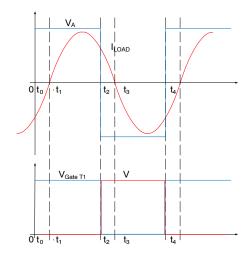


Figure 21. Resonant Half-bridge Inverter and its Waveforms

(The red trace shows the current into the resonant coil, L_r , The blue trace represents the voltage between point A and B; The lower graph shows the gate signal for T_1 and T_2)

Figure 22と Figure 23にシングルエンド擬似共振インバータ(QR)のトポロジ構造と正常動作時の波形を示します。このコンバータの主なメリットは低コストです。低電力から中電力範囲(ピーク電力2 kWまで)に最適です。動作周波数は20~35 kHzの範囲です。オンフェーズ期間に、エネルギーの一部が負荷に伝達され、一部が共振タンクに蓄えられます。オフフェーズ期間に、共振タンクに蓄えられたエネルギーが負荷に伝達されます。ある L_r と C_r に対するレギュレーションの範囲(最大 - 最小電力)は、IGBTの電圧と電流ストレスの最大値によって制限されます。理想状態では、IGBTは $V_{CE}=0$ Vのときにターンオンし、 E_{on} に対してZVSとなります。

QRコンバータの主な特性は以下の一覧のとおりです。

- ピーク電力はVBRおよび共振タンクの設計により 制限される
 - ◆ E_{off} は電力レベルに比例して変化する
 - ◆ E_{on} は無くなり、ダイオードのフリーホイール 損失は最小になる

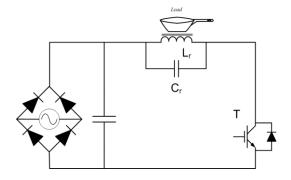


Figure 22. QR Topology for Induction Application

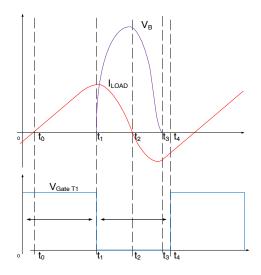


Figure 23. QR Single – End Inverter and its Associated Waveforms

(Upper graph: current into the resonant coil L_r appears in the red curve while the voltage across T_1 is the purple curve. The lower graph shows the gate signal for T_1)

Figure 24にQR動作モードを示します。QRモードでは、負荷が軽い場合や鍋を持ち上げた場合に周波数が高くなります。軽負荷ではZVSが失われ、 E_{on} が大幅に増加します。

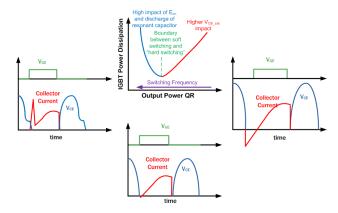


Figure 24. QR Operation Mode Left) Light Load; Center) Mid Load; Right) Heavy Load. Top) IGBT Losses for Different Load Conditions

$$I_c = C_r \times \frac{dV_{ce}}{dt}$$
 (eq. 1)

パルススキップは、この領域に入らないための別 の制御法です。

負荷が重くなると周波数が低くなります。IGBTは ZVSに近い動作を維持しますが、ダイオードには大きな電流が流れます。抵抗が低い鍋は、これと同じ影響をダイオードに与える場合があります。

UPS、太陽光発電、モータ駆動向けハーフブリッジ

ハーフブリッジコンバータ(HB)は、パワーエレクトロニクスの分野で最もよく使われているトポロジで、特に、無停電電源装置(UPS)、ソーラインバータ、およびモータ駆動のアプリケーションで普及しています。HBの出力電圧は、Figure 25に示すようにスイッチング状態と電流の極性によって決まります。誘導性負荷であることを考慮すると、電流は少ます。特別します。負荷が正の電流($I_g>0$)を引き込むと、 I_1 を通じて流れ、エネルギーを負荷に供給します(V_g)。逆に、負荷電流 I_g が負の場合、電流は D_1 を通じて流入し、直流電源にエネルギーが戻ります。同様に、 I_4 がオンの場合(I_1 がオフの場合)、電圧-I/2 V_{bus} が負荷に印加され電流が減少します。 I_g が正の場合、電流は D_4 を通じて流れ、エネルギーがバス電源に戻ります(Figure 27参照)。

HBは、Figure 28に示すように4つの象限で動作することができます。

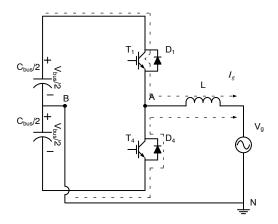


Figure 25. Half-bridge – Operating Waveforms for Positive Current Output

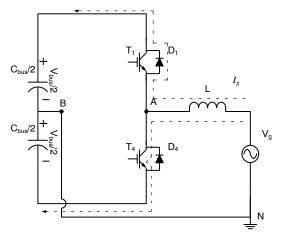


Figure 26. Half-bridge – Operating Waveforms for Negative Current Output

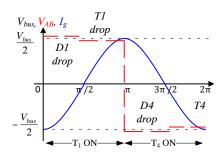


Figure 27. Half-bridge Operating Modes

4つの象限で動作中、下記に示すようにIGBTの特性のさまざまな面がストレスを受けます。

- \mathcal{A} \mathcal{A}
- 整流器モードではV_F
- リアクタンスモードでは E_{on}/E_{off}

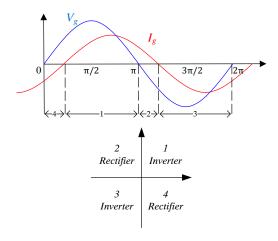


Figure 28. Half-bridge Four-quadrants Operations

時間間隔4および2では電力は負で、この負の電力は無効電力と呼ばれます。無効電力はモータ駆動などでは一般的で、コンバータの皮相電力を増加させます。コンバータは無効電力を取り込み、誘導性負荷を適切に駆動できる必要があります。ほとんどの国の電力網では、新たな太陽光発電装置(ソーラインバータ)の増加に対応可能な更新はされていません。そのため、太陽光が最も強い時間帯に、すべての発電装置から電力線に給電する際、サブノードで過電圧が起きやすくなります。したがって、新たなソーラインバータは無効電力を発生させて過電圧を吸収できなければなりません。

Figure 29とFigure 30に、モータ駆動と太陽光発電/ UPSのアプリケーションでの典型的なスイッチング 波形を示します。

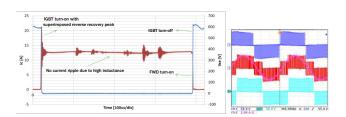


Figure 29. Switching Waveforms in Motor Drive Applications

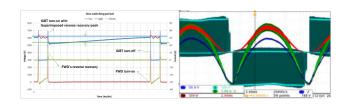


Figure 30. Switching Waveforms in Motor Drive Applications

モータ駆動アプリケーションの主な特性は以下のとおりです。

- 誘導性の高負荷では、電流リップルが観察されない
- 逆回復電流が大きいためE_{on} は、一般にE_{off} よりも高い
- スイッチング周波数が低い場合には導通損失が高くなる
- 常にハードスイッチングである

太陽光発電、UPSに適したインバータの主な特性は以下の一覧のとおりです。

- 駆動アプリケーションに比べ電流リップルは高い (30%まで)
- IGBTのターンオンと順方向ダイオード(FWD)のターンオフは、それぞれ同じIGBTのターンオフと FWDのターンオンに比べ低電流で起こっている (上の波形では10-Aの差)
- *E_{off}* はさらに重要である
- ターンオフ電流が大きいため、ターンオフ時の過 電圧が高くなる

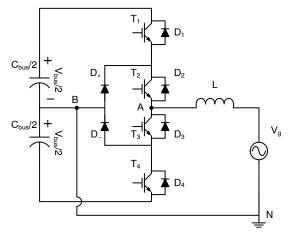


Figure 31. I-Type Converter

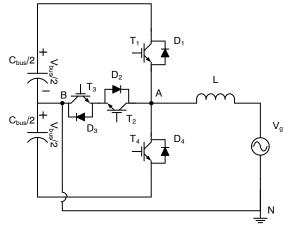


Figure 32. T-Type Converter

大電力変換向けの新たなトポロジ

古くから使われているHBには、以下に示すいくつかの欠点があります。

- 標準的なハーフブリッジコンバータには出力電圧 のレベルが2つしかない
- dV/dtが高いために受動および能動部品にストレスを与える
- *dV/dt* が高いためにスイッチング損失が大きい
- *dV/dt* が高いためにゲート駆動が難しい
- 電圧パターンのためにリップル電流が大きい
- *dV*/*dt* が高いためにEMIが高い
- 電圧への対応(高電圧バスでは使用できない)
- デバイスの直列接続により実装が複雑になる
- スイッチング損失が高い
- 熱的バランスが取りにくい
- 高性能フィルタが必要である

上記の欠点を克服するために、マルチ電圧レベルの新たなトポロジが設計されパワーエレクトロニクスの分野で使用されてきました。最も一般的な構造は、I型およびT型と呼ばれるコンバータです。これらのトポロジは、より高いバス電圧で動作できます。有効な出力状態数が増えたことにより、フィルタの部品に印加される電圧を低減でき、フィルタの損失とサイズを大幅に小さくできます。スイッチング損失も著しく減少しますが、導通損失は若干増加します(高周波数に適する)。これらのトポロジでは、いわゆるオフサイクル(Figure 33参照)期間に中性点に接続することにより、単極性のスイッチングが可能です。

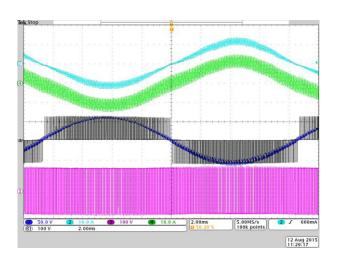


Figure 33. Comparison between a Classical Half-bridge and a Three-level Converter in Terms of Voltage and Current Output

(Light blue: output current of a three-level topology; In green, output current of a HB converter; In black: output voltage of a three-level converter and in purple, output voltage of an HB converter)

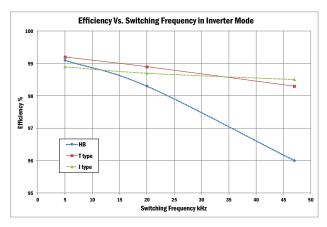


Figure 34. Efficiency versus Switching Frequency in Inverter Mode. Comparison between an HB, I–Type and T–Type [14]

なお、多くの利点の他、マルチレベルトポロジに は以下に示すような課題があります。

- コンデンサの電圧バランス アクティブ制御で対応
- 一定の動作条件下で損失の分布がアンバランス
- 変調度/デューティ比への依存性
- 制御が複雑
- 中~低電力領域(<10kW)でのマルチレベルコンバータの利用可否は半導体と制御技術の進歩に依存
- より優れた最適化技術が必要

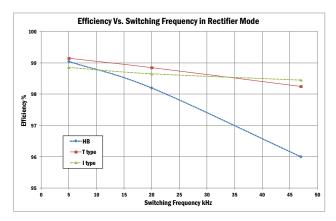


Figure 35. Efficiency versus Switching Frequency in Rectifier Mode. Comparison between an HB, I–Type and T–Type [14]

I型とT型の各トポロジにはそれぞれ利点があり、 欠点は動作条件に依存します。T型は低周波数で優れており、HBに比ベスイッチング損失が低くなります。一方、I型(NPC)は高周波数で性能が高くなります。別の解釈として、半導体の改良によって遷移点(I型とT型の効率のカーブの交点)を右にシフトさせることができます。同様に、より高い直流リンク電圧により遷移点を低周波側にシフトさせることがで きます。一般に、3レベルインバータにより効率向上と動作周波数増加が実現できるのは事実です。整流器モードでは、T型は中間の周波数で、I型は高周波数で高性能になり、熱的バランスも良くなります。主なデメリットの1つは、制御回路が複雑になり、半導体部品点数が増える(チップ面積が増えるとは限らない)ことです。

結論

IGBTは市場に出てからしばらく経ちましたが、こ の技術は今なお高電圧、大電流アプリケーションに 最適です。古くからのアプリケーションだけでな く、新たなアプリケーションにおいてもIGBTの利用 が増加しています。これは、新しい技術によって 100 kHzまでのスイッチングが可能であるという事実 によるものです。このため、アプリケーション要件 を十分理解し、IGBTの正しいトレードオフを選択す ることが重要です。Figure 36は、同一周波数で動作 するさまざまなトポロジ((A)ウィーントポロジ[15]、 (B)ハーフブリッジ、(C) フルブリッジ)において、所 定のIGBTでどのように損失の構成比に差が生じるか を示しています。同一のトポロジにおいてさえ、動 作点によって構成比が変化します。Figure 37は、T型 トポロジにおける外側(AとC)および内側(BとD)の IGBTのインバータモード(AとB)および整流器モード (CとD)での損失の構成比を示しています。システム 要件と測定システムを理解することは、IGBTを用い た高信頼性設計にとって重要です。最新のIGBTとト ポロジにより可能になる非常に高い効率の実現に取 り組んでいる場合には、よりいっそう重要です。設 計段階で解析と測定に時間をかけることにより、目 的のアプリケーションに最適なIGBTを選択すること ができます。

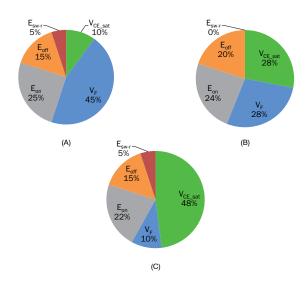


Figure 36. Losses Distribution of a Given IGBT Operating in the Vienna Topology, Half-bridge and Full-bridge

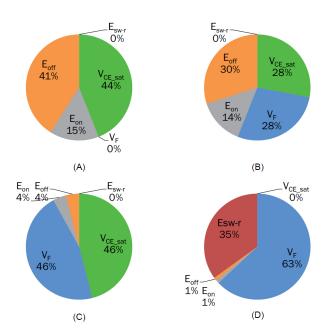


Figure 37. Losses Distribution of a Given IGBT Operating in a T-Type Inverter in the Outer (T_1 and T_4) and Inner (T_2 and T_3) Position in Inverter and Rectifier Mode

参考文献

- [1] P. Gueguen "Si IGBT and SiC: which repartition for power devices?" APEC 2016, March 2016.
- [2] K. Yamagami et al., "Transistors", Jun. 1968.
- [3] N. Iwamuro and T. Laska, "IGBT History, State-of-the-Art, and Future Prospects", in IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 64, no. 3, pp. 741–752, March 2017
- [4] Salih, "IGBT for high performance induction heating applications", IECON 2012 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, vol., no., pp.3274,3280, 25–28 Oct. 2012.
- [5] F. Blaabjerg, U. Jaeger, S. Munk-Nielsen, J.K. Pedersen, "Comparison of NPT and PT IGBT-devices for hard switching applications", Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE, vol., no., pp.1174,1181 vol.2, 2–6 Oct 1994.
- [6] M. Cacciato, A. Consoli, V. Crisafulli, N. Abbate and G. Vitale, "Digital controlled bidirectional DC/DC converter for electrical and hybrid vehicles", Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010, Ohrid, 2010, pp. T9-111-T9-116.
- [7] V. Crisafulli, "A new package with kelvin source connection for increasing power density in power electronics design", 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), Geneva, 2015, pp. 1–8.
- [8] V. Crisafulli and M. Antretter, "Kelvin Source connection for High Current IGBTs. A way to get high energy efficiency", Proceedings of PCIM Europe 2015, Nuremberg, Germany, 2015, pp. 1–7.
- [9] S. Narula, G. Bhuvaneswari and B. Singh, "Isolated bridgeless converter for welding power supply with improved power quality", Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS), 2014 IEEE Students' Conference on, Bhopal, 2014, pp. 1–6.

- [10] C. Klumpner and M. Corbridge, "A two-stage power converter for welding applications with increased efficiency and reduced filtering", 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Cambridge, 2008, pp. 251–256.
- [11] V. Crisafulli, "New IHR Field Stop II IGBT technology, the best efficiency for high frequency Induction Cooking Applications", PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2014, pp. 1–8.
- [12] V. Crisafulli and M. Antretter, "Design Considerations to Increase Power Density in induction cooking applications using the new Field stop II technology IGBTs", Proceedings of PCIM Europe 2015, Nuremberg, Germany, 2015, pp. 1–8.
- [13] AND9166/D onsemi Induction Cooking: Everything you need to know. http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9166— D.PDF
- [14] M. Schweizer, I. Lizama, T. Friedli, J. W. Kolar, Comparison of the Chip Area Usage of 2-level and 3-level Voltage Source Converter Topologies, Proceedings of the 36th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2010), Phoenix, USA, November 7–11, 2010.
- [15] T. B. Soeiro and J. W. Kolar, "Analysis of High-Efficiency Three-Phase Two- and Three-Level Unidirectional Hybrid Rectifiers", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 3589–3601, Sept. 2013.

onsemi, ONSEMI, and other names, marks, and brands are registered and/or common law trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC dba "onsemi" or its affiliates and/or subsidiaries in the United States and/or other countries. onsemi owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of onsemi's product/patent coverage may be accessed at www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf. Onsemi reserves the right to make changes at any time to any products or information herein, without notice. The information herein is provided "as-is" and onsemi makes no warranty, representation or guarantee regarding the accuracy of the information, product features, availability, functionality, or suitability of its products for any particular purpose, nor does onsemi assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. Buyer is responsible for its products and applications using onsemi products, including compliance with all laws, regulations and safety requirements or standards, regardless of any support or applications provided by onsemi. "Typical" parameters which may be provided in onsemi data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. onsemi does not convey any license under any of its intellectual property rights nor the rights of others. onsemi products are not designed, intended, or authorized for use as a critical component in life support systems or any EDA class 3 medical devices or medical devices with a same or similar classification in a foreign jurisdiction or any devices intended for implantation in the human body. Should Buyer pu

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:
Email Requests to: orderlit@onsemi.com

onsemi Website: www.onsemi.com

TECHNICAL SUPPORT North American Technical Support: Voice Mail: 1 800-282-9855 Toll Free USA/Canada Phone: 011 421 33 790 2910