

第 1 章

IGBTの基礎知識

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor, 絶縁ゲート型バイポーラ・トランジスタ)は、MOSFETとバイポーラ・トランジスタの長所を活かしたパワー半導体デバイスです。パワー半導体デバイスとは、電源やモータ制御などのように電力を消費する電子回路で使用される半導体素子です。ディスクリートのパワー半導体デバイスとしては、整流ダイオード、トランジスタ、サイリスタなどがありますが、IGBTはトランジスタに分類されます。

これらのパワー半導体デバイスは、電流あるいは電圧をON/OFFすることによって電力をコントロールすることが重要な役割になります。このときのスイッチング速度は、主として直流から低周波領域ではサイリスタが、中速度ではバイポーラ・トランジスタが、そして高速度ではMOSFETが使用されています。このスイッチング速度は、効率の向上と装置の小型化の要求により高速化が進んでいます。IGBTは、バイポーラ・トランジスタとMOSFETの中間に位置しており、モータ可変速駆動装置や産業用ロボット装置、コンピュータの無停電電源装置(UPS)など、スイッチング周波数が数kHz～20kHz程度の中容量の装置に使われています。

最近では、小容量(家庭用・業務用エアコン、冷蔵庫のコンプレッサ駆動など)から大容量では電車のモータ駆動装置など、我々の周りのいろいろな電気機器にIGBTが使われるようになってきました。

1.1

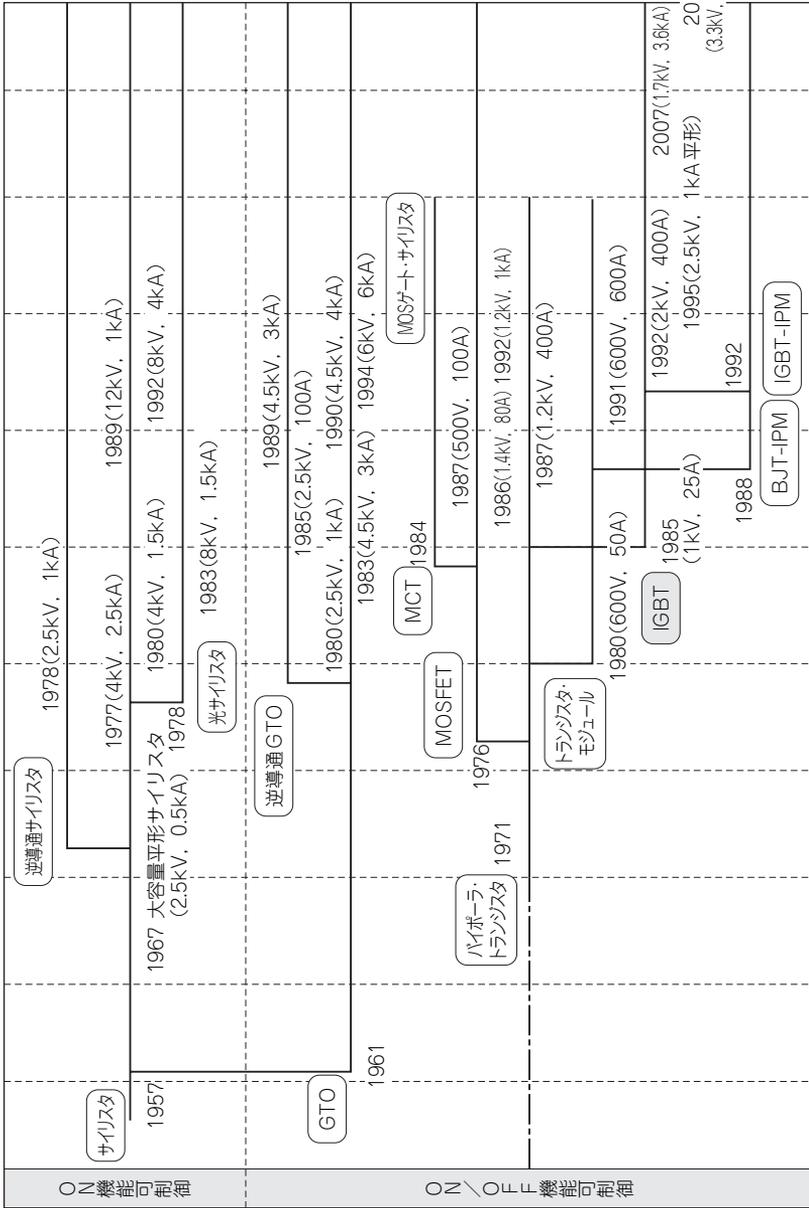
パワー半導体デバイスの種類

パワー・エレクトロニクスは、パワー半導体デバイスを用いて電力を変換する技術として発展してきました。本節では、パワー・エレクトロニクスのキー・パーツであるパワー半導体デバイスの代表例とその動作や機能について説明します。

図1-1に、主なパワー半導体デバイスの発展のようすを示します。サイリスタは、水銀整流器に代わるパワー半導体デバイスとして高耐圧化、大容量化が進められ、さらに高電圧パワー半導体デバイスとして光サイリスタや、ON/OFF制御が可能

見本

1960 1965 1970 1975 1980 1985 1990 1995 2000 2005 2010[年]



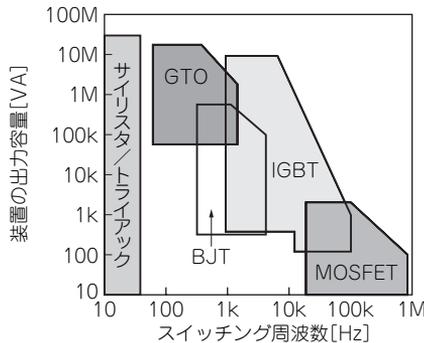
【図 1-1】 パワー半導体デバイスの発展⁽¹⁾

なGTOに分化しました。一方、三極真空管に代わって登場したバイポーラ・トランジスタ(BJT)は、1970年代にON/OFF制御が可能なデバイスとして中小容量の電力変換装置に適用されました。その後、MOSFETを電力用途に改良したパワーMOSFET(以下、MOSFET)が開発されました。1980年代に入り、MOSゲート制御動作とバイポーラ・トランジスタ動作を併せ持ったIGBTが開発され、大容量でありながら高速スイッチング特性を両立させたパワー半導体デバイスが登場しました。

また、性能の向上に加えて、使いやすさを追求して保護回路や駆動回路までシステム化したパワーICやIPM(Intelligent Power Module)などのパワー半導体デバイスが開発されました。今後もさらに、パワー半導体デバイスの性能向上とシステム化は進んでいくと考えられます。

図1-2は、各パワー半導体デバイスの動作周波数と変換器出力容量を示したものです。サイリスタは、スイッチング速度は低いのですが、数10MVAという大電力装置に適用できます。MOSFETは、スイッチング速度が20kHz以上の高周波領域で、数kVA以下の小容量の装置に適用されています。IGBTは、高速スイッチング動作と大電力容量を備えた素子で、その適用範囲が拡大しつつあり、従来はサイリスタやGTOが使用されていた数MVAの大容量装置にも応用されています。

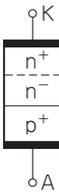
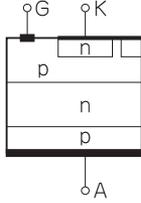
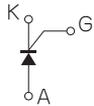
表1-1に、主なパワー半導体デバイスの構造、シンボルおよび電気的特性の数値例を示します。ダイオードは、電流の方向が一方向で、順電圧がかかるとONします。サイリスタは、順電圧がかかって制御信号を加えるとONしますが、一度ONすると信号を取り除いてもONし続けます。バイポーラ・トランジスタ、MOSFET、IGBT、GTOなどは、制御信号によってONもOFFもできます。



[図1-2] パワー半導体デバイスの適用領域

見本

[表 1-1] 主なパワー半導体デバイスの構造と等価回路

| | | ダイオード | サイリスタ |
|-----------|--------------|---|---|
| 接合構造 | |  |  |
| シンボル | |  |  |
| 電気的特性の数値例 | オン電圧[V] | 1.8 | 2.5 |
| | スイッチング時間[μs] | — | 400 |
| | 定格電圧[V] | 4000 | 4000 |
| | 定格電流[A] | 1600 | 3000 |

1.2

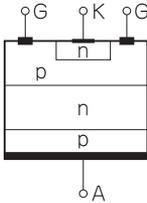
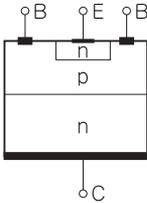
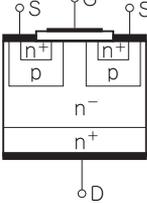
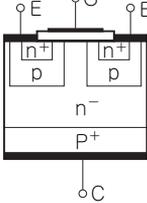
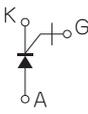
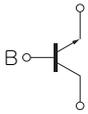
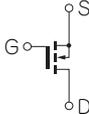
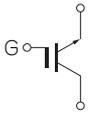
パワー半導体デバイスの構造と特徴

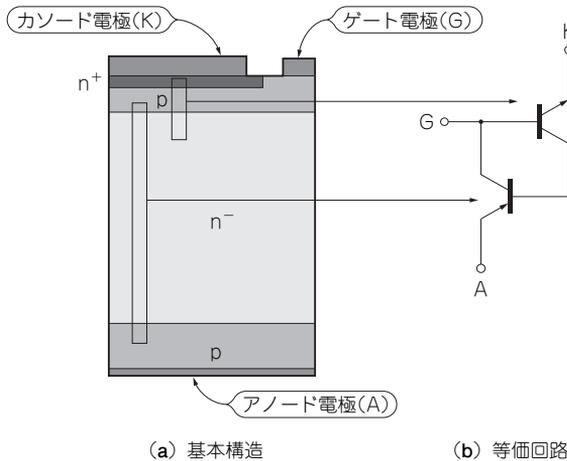
本節では、サイリスタ、バイポーラ・トランジスタ、MOSFETそしてIGBTのそれぞれの構造と特徴、動作原理について説明します。

● サイリスタ

サイリスタは、図 1-3 に示すようにPNPNの4層構造になっており、等価回路に示すように、上面側のNPNトランジスタと下面側のPNPトランジスタが組み合わされた構造と考えることができます。アノード電極(A)とカソード電極(K)を順バイアスした状態で、ゲート電極(G)とカソード電極(K)間に正の電圧を印加すると、上面側のNPNトランジスタにベース電流が流れて、このトランジスタがONします。すると、カソード側n⁺層から、ゲートp層を通してn⁻層に電子電流が流れます。この電子電流は、下面側のPNPトランジスタにとってはベース電流になるため、これがONし、アノード側p層からゲート側p層に正孔(ホール)電流が流れます。すると、この電流は再び上面のNPNトランジスタのベース電流に重畳されます。

このように、サイリスタは上面側のNPNトランジスタと、下面側のPNPトラン

| GTO | BJT | MOSFET | IGBT |
|---|---|---|--|
|  |  |  |  |
|  |  |  |  |
| 3.5 | 2.5(ダーリントン) | 5(0.1Ω) | 2.2 |
| 25 | 18 | 0.35 | 1.5 |
| 4500 | 1200 | 500 | 1200 |
| 3000 | 600 | 50 | 400 |



【図1-3】サイリスタの構造と等価回路

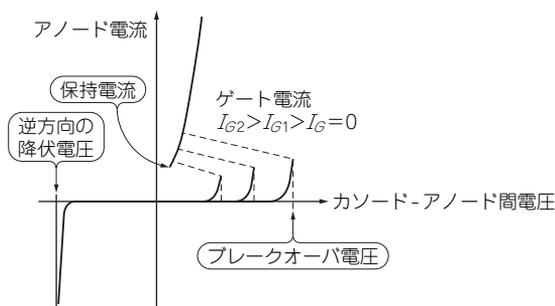
ジスタの出力電流がお互いのベース電流となるので、最初に上面側のNPNトランジスタをONさせるだけのパルス状の電流(トリガ電流)を流してやれば、導通状態に移行させることができます。また、導通後は両方のトランジスタが飽和状態に遷

見本

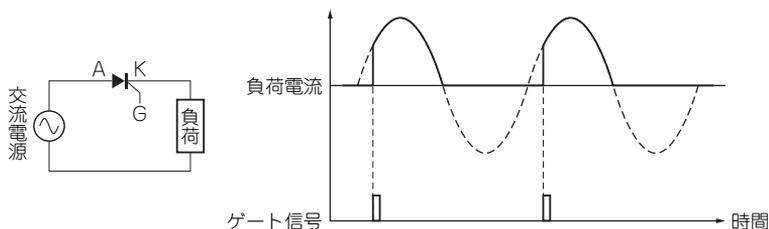
移するので、非常に低いON電圧になります。図1-4に、サイリスタのI-V特性を示します。

サイリスタは、この低いON電圧を活かして、主に高電圧・大電流の用途に用いられます。しかしながら、一般的なサイリスタは外部からの制御信号でOFFにできる自己消弧能力を持たないため、導通を停止(ターンオフ)させるためには、印加電圧を反転させるなどしてアノードとカソード間の電流を一定値以下にする(これを保持電流と呼ぶ)必要があります。転流回路と呼ばれる付加回路を追加することで直流の制御は可能ですが、回路が複雑になる上に、転流回路で損失も発生するため、通常は図1-5のような交流の電力制御に使用されます。

一方、自己消弧能力を持つサイリスタにGTO(Gate Turn Off thyristor)があります。GTOはカソードを細かく分割し、その周りをゲートで囲むことにより、ゲートを逆バイアスしたときにキャリアを引き抜きやすいように工夫した構造になっています。しかしながら、ターンオフのためには負荷電流の数分の一という非常に大きなゲート電流を流す必要があります。このため、制御回路が高価になり、かつ損失や発熱も大きくなるという問題があるので、近年はIGBTに置き換えられつつあります。



[図1-4] サイリスタのI-V特性



[図1-5] サイリスタを使った交流の電力制御

見本

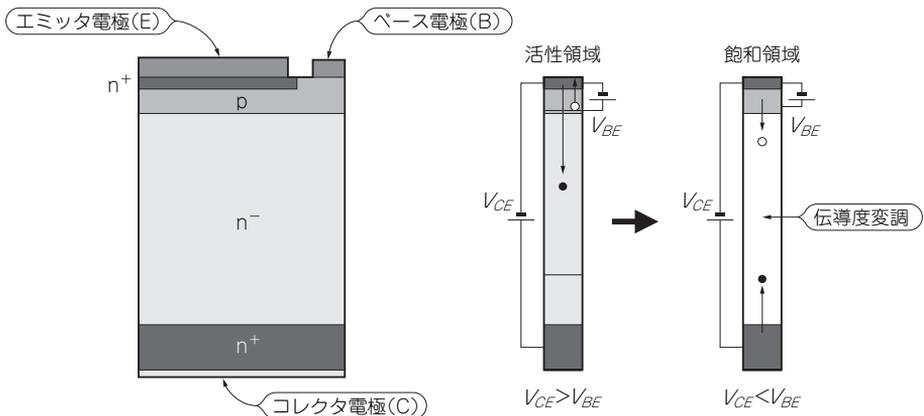
● バイポーラ・トランジスタ

バイポーラ・トランジスタの動作原理については、すでに多くの著書で解説されているので、ここではスイッチング素子として用いた場合の動作に限定して解説します。図1-6に、バイポーラ・トランジスタの基本構造の概略図を示します。

まず、ON状態への移行について説明します。コレクタ電極(C)とエミッタ電極(E)を順バイアスした状態で、ベース電極(B)とエミッタ電極(E)間に正の電圧を印加すると、ベースからエミッタにホール電流が流れ、それに応じてエミッタからベースに電子が注入されます。この電子はベース層中を拡散し、これがコレクタ-ベース間の接合に達するとドリフトでコレクタに達し、トランジスタはON状態に遷移します。

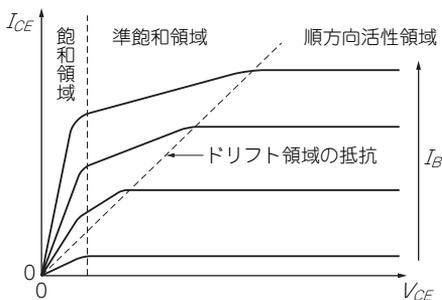
トランジスタがON状態に移行すると、コレクタ-エミッタ間の電圧は低下し、最終的にベース-エミッタ間の電圧よりも低くなります(飽和状態)。その結果、ベース-コレクタ間も順バイアスされるので、ベースからコレクタ側にもホールが注入され、電圧を支えるドリフト層部分の抵抗が大幅に下がります(これを伝導度変調と呼ぶ)。このため、サイリスタと同様に、導通時の損失を低くすることが可能になります。

次に、OFF状態への移行について説明します。ベース-エミッタ間の電圧を0Vあるいは負の電圧を印加してベース電流の供給を止めると、素子内の蓄積キャリアは減少し、最終的にベース-コレクタ間が逆バイアスされ、トランジスタはオフ状態になります。このように、バイポーラ・トランジスタは自己消弧能力があるため



[図1-6] バイポーラ・トランジスタの構造

見本



【図1-7】バイポーラ・トランジスタのI-V特性
(B. J. Baliga 著, 「Power Semiconductor Devices」,
PWS Publishing, 1996より引用)

直流回路へ容易に適用できます。

図1-7に、バイポーラ・トランジスタのI-V特性を示します。出力電流はベース電流によって変化し、かつこれが飽和することがわかります。したがって、素子自身に電流制限機能を持たせることができるため、サイリスタと比べて特に短絡時の破壊耐量を拡大させることができます。また、コレクタ側にPN接合を持たないため、接合電圧が生じないという利点があります。この結果、電流が $V_{CE}=0V$ から立ち上がるため、特に低電流領域の導通損失を小さくすることができます。

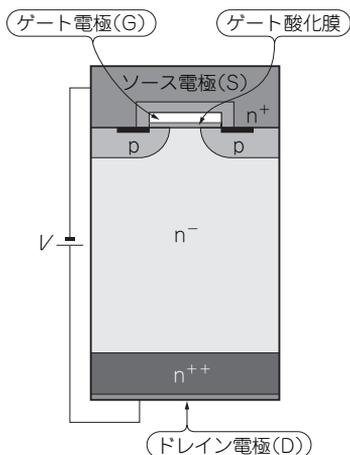
このような特徴から、バイポーラ・トランジスタは比較的小容量でスイッチング周波数の低いアプリケーションに用いられてきました。しかしながら、サイリスタと同様にベースを電流駆動する必要があるため、制御回路が高価になること、二次降伏(ブレイクダウン後に降伏電圧がさらに下がる現象)が生じるため、安全動作領域が狭いことなどから、MOSFETやIGBTへの置き換えが進んでいます。

● MOSFET

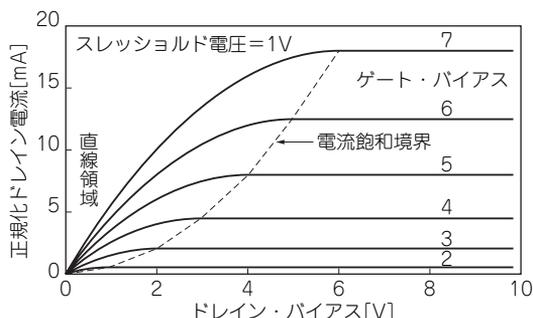
パワー半導体デバイスとして用いられるMOSFETも、ロジックICに用いられるMOSFETも動作原理は同じです。ただし、単位面積あたりの電流を大きくするために、縦型の素子が主流であることと、高い電圧を支えるために、厚くて濃度の低いドリフト層を持っています。図1-8に、パワーMOSFETの基本構造を示します。ドレイン電極(D)とソース電極(S)の間を順バイアスした状態で、ゲート電極(G)に正の電圧を印加すると、酸化膜下に電子の層(チャンネル)が誘起され、ソース領域とドリフト領域が電気的につながり、電流が流れるようになります。ゲート電圧を0V、または負の電圧を印加するとチャンネルが消滅するため、素子はOFF状態になります。

図1-9に、MOSFETのI-V特性を示します。ON時はドリフト層-チャンネル-ソー





【図1-8】 MOSFETの構造



【図1-9】 MOSFETのI-V特性(B. J. Baliga 著, 「Power Semiconductor Devices」, PWS Publishing, 1996より引用)

ス領域の抵抗体となるため、電流は $V_{DS}=0V$ から直線的に立ち上がります。また、ゲート電圧によって、I-V特性の傾きと飽和電流が変化することが分かります。

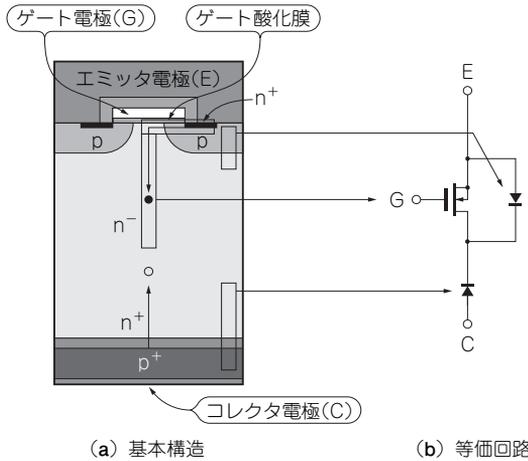
このようにMOSFETでは、ゲートに印加する電圧によってドレイン-ソース間の電流を制御することができます。したがって、ゲートの制御回路はMOSFETのゲート容量を充電/放電するための電流を流すだけの能力があればよく、サイリスタやバイポーラ・トランジスタに比べて、この制御回路を著しく小型・低損失化することが可能になります。また、ドリフト層へのキャリアの蓄積がないため、スイッチングを非常に高速化することができます。サイリスタやバイポーラ・トランジスタでは実現できない100kHz以上のスイッチングも可能になります。その反面、キャリアの蓄積がないため、高耐圧化するためにドリフト層の濃度を薄く、厚さを厚くしていくと、それがそのままON抵抗に反映されて、導通損失が著しく大きくなるという問題があります。

以上の得失から、MOSFETは主に600V以下の素子耐圧で、かつスイッチング周波数の高い領域のアプリケーションに用いられます。

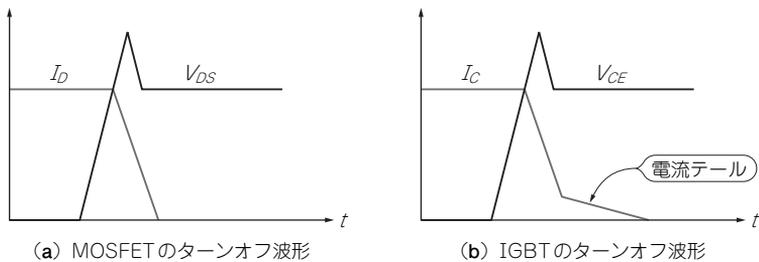
● IGBT

前述したように、MOSFETはゲートを電圧で駆動できること、出力電流が飽和特性を示すこと、二次降伏がないため安全動作領域が広いことなど、スイッチング素子として優れた特性を持ちます。このため、バイポーラ・トランジスタに置き換

見本



[図 1-10] IGBTの構造と等価回路



[図 1-11] IGBTとMOSFETのターンオフ波形の比較

えられて適用範囲が拡大していますが，唯一の欠点として伝導度変調効果を利用しない素子であるため，高耐圧化した場合の導通損失が著しく大きくなるという問題があります。

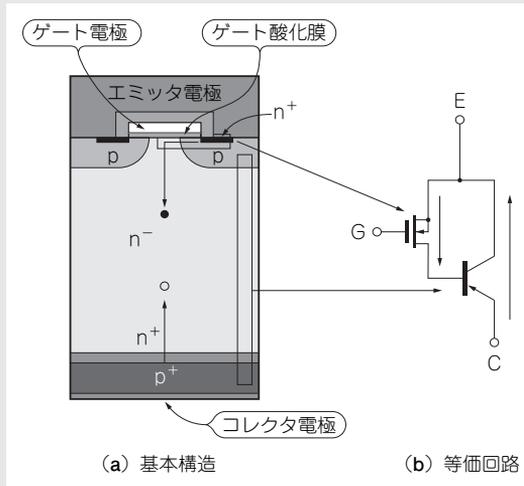
そこで，この欠点を補うために開発されたのが，IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)です．**図 1-10**にIGBTの基本構造を示しますが，その構造はMOSFETのドレイン側にp層を追加しただけの非常にシンプルなものですが，これを等価回路で表すと，ちょうどMOSFETにPINダイオードを直列に接続した形になることが分かります。

動作原理を簡単に示すと，コレクタ電極(C)-エミッタ電極(E)間を順バイアスした状態で，上面側のMOSFETをONさせると，下面側のダイオードのPN接合が

見本

IGBTの等価回路の表記について

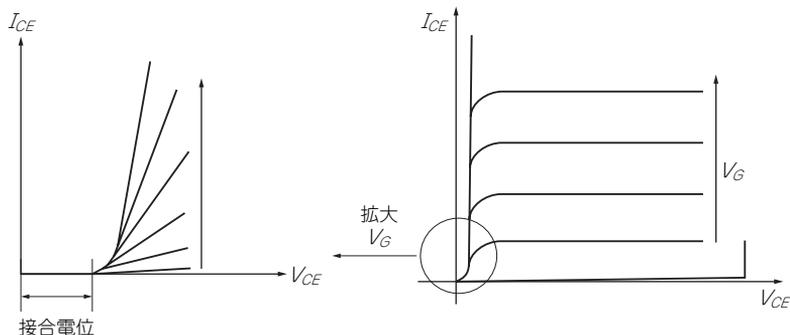
従来、IGBTの等価回路は図1-AのようにMOSFETとPNPトランジスタの組み合わせで表記されてきました。上面側のMOSFETがONすると、この電子電流がベース電流となって下面側のPNPトランジスタが動作するというものです。このため、当初IGBTはバイポーラ・トランジスタと同様に安全動作領域が狭く、また2,000V以上の耐圧を持つデバイスは作れないといわれていました。しかしながら、実際のIGBTはバイポーラ・トランジスタの10倍以上の破壊耐量を持ち、耐圧クラスも6,500Vのデバイスが商品化されています。また、このモデルで計算されるON時のキャリア分布より、実デバイスの方がよりダイオードに近い理想的な分布になることも分かってきました。以上のことから、最近ではIGBTの等価回路は本文中で示したような「MOSFET」と、部分的にカソード側にp層を持つ「不完全なPINダイオード」との直列モデルが正しいものとして認識されつつあります。



【図1-A】 PNPトランジスタ表記のIGBTの等価回路

順バイアスされ、p層からホールが注入してドリフト層が伝導度変調されます。また、MOSFETをOFFさせると上面側のPN接合が逆バイアスされるので、下面側のダイオードからのホール注入も止まります。すなわち、MOSFETのゲートの電圧駆動と、バイポーラ・トランジスタやサイリスタの伝導度変調効果のよいところ

見本



【図 1-12】 IGBT の I - V 特性

(B. J. Baliga 著, 「Power Semiconductor Devices」, PWS Publishing, 1996 より引用)

を取ったデバイスが IGBT といえます。

しかしながら、伝導度変調効果で ON 電圧を下げているため、OFF 時にはドリフト層に溜まったキャリアを吐き出す必要があります。図 1-11 は、IGBT と MOSFET のターンオフ時の波形を比較したものです。図のように IGBT ではターンオフの後半に電流が流れ続ける期間があることが分かります。これは、ドリフト層内に蓄積したキャリアが再結合で消滅するまで流れる電流で「テール電流」と呼ばれています。このため、IGBT では ON 電圧とターンオフ時のスイッチング損失はトレードオフの関係にあり、このトレードオフをいかに改善するかが IGBT の特性向上のポイントになります。

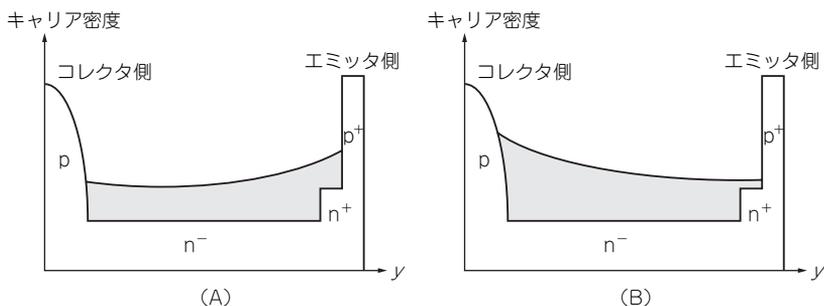
また、サイリスタと同様、コレクタ側に PN 接合を持つために ON 電圧に必ず接合電位が重畳されます。図 1-12 に IGBT の I - V 特性を示しますが、電流は $V_{CE} = 0V$ ではなく、接合電位(シリコンの場合、約 $0.6V$)を超えた点から立ち上がっていることが分かります。このため、低い耐圧の領域ではむしろ V_{CE} が $0V$ から立ち上がる MOSFET やバイポーラ・トランジスタの方が有利になるため、IGBT は主に $600V$ 以上の高い素子耐圧を必要とするアプリケーションで用いられます。

1.3

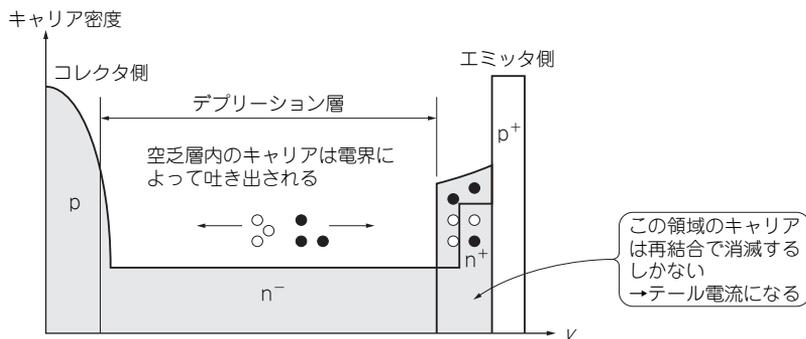
IGBT の最新技術

前節で説明したように、IGBT は伝導度変調効果で ON 電圧を下げているため、ドリフト層に蓄積されたキャリアによって生じるテール電流によってターンオフ損失が増加します。

見本



[図 1-13] IGBTの蓄積キャリア分布



[図 1-14] ターンオフ中の蓄積キャリアの振る舞い

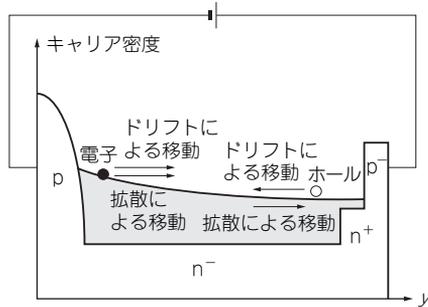
テール電流を減らすためには、例えばドリフト層中にわざと欠陥を作ってライフタイムを下げることによりキャリアの消滅速度を速める方法がありますが、そうすると導通損失が増大するという問題があります。IGBTの特性改善の歴史は、この導通損失とターンオフ損失のトレードオフ改善の歴史そのものでした。

● IGBTの理想的なキャリア分布

それでは、どのようなキャリア分布がIGBTの特性改善にとって有効なのでしょう。図 1-13 に示すように、エミッタ側が高く、コレクタ側が低い分布 (A) と、逆にエミッタ側が低く、コレクタ側が高い分布 (B) を考えます。

図 1-14 は、IGBTがターンオフするときの蓄積キャリアの振る舞いです。コレクタ-エミッタ間の電圧上昇に伴って、ドリフト層内に空間電荷領域が広がるため、この領域の蓄積キャリアは電界によって急速に吐き出されます。一方、空間電荷領域が届かないコレクタ側のキャリアは再結合でゆっくりと消滅するため、長いテール電流になる。

見本



【図 1-15】電子とホールの移動方向

ル電流を生じます。したがって、コレクタ側のキャリア密度が高く、エミッタ側のキャリア密度が低い(A)の分布の方が、導通損失とターンオフ損失のトレードオフ改善に有効であることが分かります。

また、(A)の分布では、図 1-15 に示すように電子の拡散とドリフトが同じ方向なのに対し、ホールの拡散とドリフトの方向は逆になっていることが分かります。つまり、キャリアの移動が主に移動度の高い電子によって行われるため、蓄積キャリアの総量が同じであっても、(B)の分布より低い導通損失を実現することが可能になります。

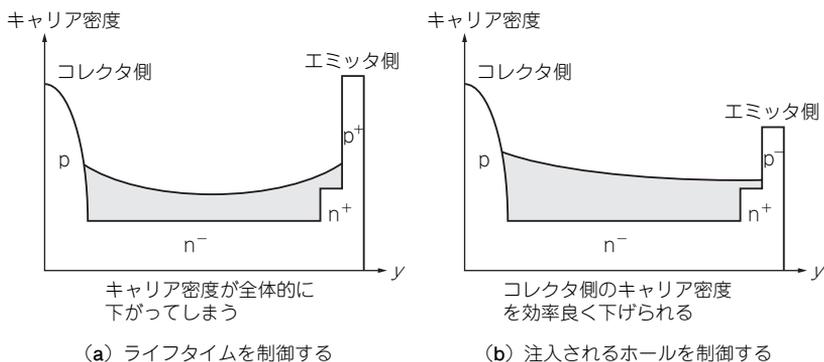
● 理想的なキャリア分布を実現するための技術革新

(1) 低注入コレクタ+Field Stop 構造

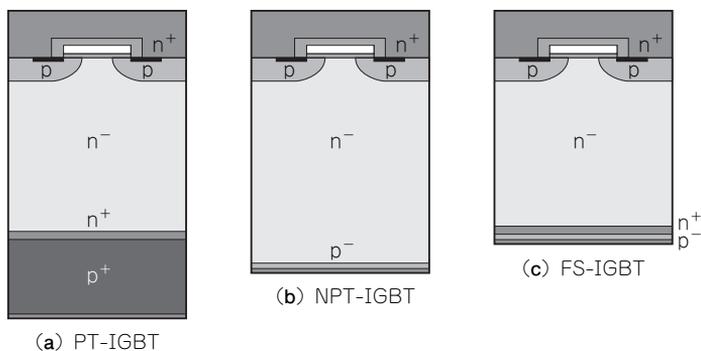
下面側のキャリアの再結合を早める方法として、前述したようにドリフト層内に欠陥を形成してライフタイムを下げる方法がありますが、この方法では図 1-16 に示すように蓄積キャリアが全体的に下がってしまいます。そこで同図(b)に示すように、コレクタ層から注入されるホールを絞ってやれば、下面側のキャリアだけを効果的に下げることができるようになります。コレクタからのホールの注入を抑えるには、コレクタ層の濃度を下げる必要があります。しかしながら、これまでの IGBT は、高濃度の p 型層を基板に持つ EPI ウェハを使っていたため、どうしてもライフタイム制御が必要でした。

これをブレイクスルーしたのが、NPT(Non Punch Through)-IGBT の技術です。図 1-17 に示すように、EPI ウェハを使った IGBT では基板の高濃度 p 層をそのままコレクタ層として用いるのに対し、NPT-IGBT では FZ ウェハを所望の厚さまで薄く削った後、イオン注入によって裏面コレクタ層を形成します。この結果、ライフ

見本



[図 1-16] テール電流を低減する方法



[図 1-17] IGBTの構造の比較

タイム制御を行わなくてもコレクタからのホールの注入量を正確に制御することが可能になりました。

しかしながら、NPT-IGBTでは電界を止める働きをするFS(Field Stop)層を持たないため、その名のとおり、空乏層が下面にパンチ・スルーしないように設計する必要があります。このためEPI-IGBTに比べてドリフト層が厚くなるという問題がありました。

そこで、コレクタ層だけでなく、このFS層もイオン注入で形成したのがFS-IGBTです。FS-IGBTでは、電界を止めるFS層を追加することでEPI-IGBT並みのドリフト層の厚さを実現し、かつNPT-IGBTと同等のコレクタの注入制御を併せ持つことにより、大幅な特性改善を実現しました。

見本