電力用半導体IGBTのスイッチング特性

正員 河村 壽三 (福岡工大) 正員 岡田 武夫

Switching Characteristics of Power Semiconductor Device, IGBT
Toshimi Kawamura, Member (Fukuoka Institute of Technology) and Takeo Okada, Member

Switching characteristics of the power semiconductor device, IGBT were tested and discussed through the structure of IGBT as well as the circuit simulation. The IGBT has been considered as a very useful device because of its small input power and low on-resistance which is recently applied on power conversion systems.

Under these circumstances its switching characteristics should be recognized precisely and the principles to application on the real circuits are also necessary. It was made clear that the electric oscillation or voltage spike across the device would occur by the stray inductances located at the lead wires and sometimes that would be harmful.

キーワード: 電力用半導体, スwitching, ミラー効果, シミュレーション

1. まえがき

インバータやモータドライブ装置などの電力変換装置に使用される電力素子は装置の小形化, 低騒音化, 高効率化あるいは高精度化などの面からの厳しい要求に適應するため, ますます高速化が要求されてきている。

最近MOSFETの高速性とバイポーラトランジスタの高伝導性を兼ね備えた素子としてIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)が登場し現在電力変換装置の分野で用途を拡大しつつある。本研究はIGBTの高速応答性を実験的に調べ, その機構を考察することを目的としたものである。特に電力変換素子として使用する場合はスイッチング用途が主体であるので, ターンオン, ターンオフ特性を正確に把握することが大切である。本論文ではターンオン及びターンオフについての実験結果と物理モデルに基づく等価回路による解析結果, 並びにこれらのSPICEによるシミュレーション及び検討結果について報告する。

2. スwitching特性

IGBTの一般的な内部構造とその等価回路を図1に示す。パワーMOSFETのドレイン側に p^+ 層を一層設けた構造になっているため, IGBTはパワートランジスタ(以下BJTという)の高耐圧, 大電流特性とパワーMOSFETの制御の容易性と高速スイッチング特性を兼ね備えた素子として評価されている。

測定回路を図2に示す⁽¹⁾。任意波形発生器(AG-2200形, 横河製)により5nsの分解能を持つ任意時間幅の1Vの矩形波が発生され, レベルコンバータにより5Vに変換される。この

電圧はホトカプラを通してゲートドライブ回路に加えられ, 最大で+15V, -5Vの矩形波に整形されてゲート抵抗 R_g を通してIGBTのゲートに加えられる。IGBTはこの期間導通し, 予め主回路に挿入された4000 μ Fのコンデンサに充電された電荷はコレクタ抵抗 R_c を通して放電される。

図1: IGBTデバイスの断面図と等価回路

Fig. 1 Cross section of device, IGBT and its equivalent circuit.

ゲート電圧, ゲート電流, コレクタ電圧, コレクタ電流などの各波形の観測には4チャンネル・デジタルオシロスコープ(DL-2200形, 横河製)を使用した。なお電流の測定には変流器(110形, ピアソン製)を使用した。試験条件を単純化するために, コレクタ回路, ゲート駆動回路ともできるだけ無誘導化し, 純抵抗回路にした。実験のための可変部分はゲート抵抗 R_g 及びコレクタ抵抗 R_c である。

3. 通常のゲート抵抗駆動の場合⁽²⁾⁻⁽⁴⁾

<3.1> ターンオン特性 実験を10A級のMOSFETと50A級のIGBTについて行った。IGBTについての代表的な実測波形例を図3に示す。この波形の特徴から図3のように τ_1, τ_2, τ_3 及び τ_4 の各領域に分けて検討し、IGBTの内部で生じている物理現象と関連づけて考察を加える。

図 2: スイッチング特性測定装置

Fig. 2 Measuring apparatus of switching characteristics.

図 3: ターンオン実測波形例

Fig. 3 Example of observed turn-on wave-forms.

すなわちゲート電圧に着目すると、 τ_1 はゲート駆動電圧が印加されてゲート極からゲート部に存在する静電容量に R_g を通じて充電電流が流れ、ゲート電圧が導通閾(しきい)値に達する期間であり、ターンオン遅延時間を形成する。次に若干の過渡状態のある短い期間 τ_2 があってこのとき実際にターンオンが始まって、コレクタ電流 I_c が立ち上がりコレクタ電圧 V_c は立ち下がりを示す。しかしこれは完全に終わることなく、引き続きゲート電圧がほぼ閾値に保たれている期間 τ_3 に引き継がれてコレクタ電圧、コレクタ電流は定常値に向かう。この間ゲート流入電流がかなりの期間一定値で持続する。その後ゲート電圧が比較的緩慢にゲート駆動電圧に達する期間 τ_4 がある。

ターンオン時間 T_{on} は主として τ_1 と τ_2 及び τ_3 との和で与えられる。この時間はゲート抵抗 R_g の値に大きく影響される。試験に用いたMOSFETとIGBTについて、コレクタ電源電圧100V、コレクタ電流10Aの条件下で R_g を10 Ω から

300 Ω まで変化させたときの T_{on} の特性を図4に示す。 T_{on} は R_g に対して概して単調な特性を示した。

図 4: ターンオン時間の変化

Fig.4 Variation of turn-on time.

図 5: ミラー効果等価回路

Fig.5 Equivalent circuit for Miller effect.

ターンオンの機構を考察するためにIGBTやMOSFETの小信号等価回路を考えると簡単には図5のように示される。素子の導通以前の状態は τ_1 に相当し、この期間はゲート駆動電圧は主にコンデンサ C_{ge} を充電する。素子の導通により V_c が時間的に変化する期間が τ_2, τ_3 であり、 R_g を通じて充電電流が流入しゲート側から素子を見たキャパシタンスが見かけ上大きく変化していることを示し、この変化はミラー効果として真空管の動特性の解析でよく知られた現象である。このとき C_{in} はコレクタ電圧のフィードバックの影響により次式で示される。

$$C_{in} = C_{ge} + C_{cg}(1 + g_m R_c)$$

すなわち C_{cg} は $(1 + g_m R_c)$ 倍だけ増加したことになる。ここで g_m は素子の相互コンダクタンス、 R_c はコレクタ側の負荷抵抗である。一例として $g_m = 5 \text{ A/V}$ 、 $R_c = 10 \Omega$ とすると C_{cg} は約50倍になる。

期間 τ_4 に達すると素子は完全にオン状態となり、MOSFETやIGBTのようにMOSゲートを有する場合には C_{cg} に空乏層容量を含むのでコレクタ・ゲート間の電位差の縮小とともに C_{in} は急速に増大を示し、これがゲート電圧の緩慢な動作の原因であると考えられる。

期間 τ_1 において、各試料につき動作条件を変えて実測波形からそれぞれの C_{in} の値を計算した。この値はMOSFETでは1300pFから2700pFまで変化し、IGBTでは5000pFから8000pFまで変化した。カタログ値はそれぞれ1500pF及び5000pFとされており、ほぼ妥当なものと思われる。また期

ラー効果はゲート部とコレクタ間の静電的結合によるフィードバック効果によるものが主たるものと考えられ、またこれが実測波形からも裏付けられた。更に一般に別途ゲート部とエミッタ間にも固定化されたコンデンサがあってこれもゲート電圧の変化に伴って充放電を繰返す。

図 7: IGBT のシミュレーション回路
Fig.7 Equivalent circuit for IGBT simulation.

図 8: ターンオン・シミュレーション波形
Fig.8 Example of turn-on simulation.

図 9: ターンオフ・シミュレーション波形
Fig.8 Example of turn-off simulation.

これらを勘案して IGBT の等価回路を作成すると図 7 のようになり、このときベース部とゲート間には MOS ゲートの有する酸化膜容量の他に、ゲートが負バイアス時には空乏層容量も直列に加わる。空乏層容量 C_{dep} は空乏層厚みに反比例し、一般に次式で与えられる。

$$C_{dep} = C_{dep_0} / \sqrt{V - \phi} \quad (1)$$

ただし、 C_{dep_0} は $V - \phi = 1 \text{ V}$ のときの空乏層容量で逆バイアス ($V - \phi$ で評価) 1V 時に呈する値である。なお ϕ は接合部の有する電位差で、pn 接合で約 0.7V 程度、絶縁物半導体間ではほぼ零と考えられている。

したがってゲート下の酸化膜容量を C_{ox} とするとミラー効果を与えるフィードバック・コンデンサ C_{bg} は

$$C_{bg} = \frac{C_{ox} \cdot C_{dep}}{C_{ox} + C_{dep}} \quad (2)$$

で決定され、 C_{dep} の値はベース・ゲート間電圧 V_{bg} で与えられることになる。

この回路を用いて代表的な回路パラメータについてターンオン及びターンオフ時のシミュレーションの結果は図 8 及び図 9 のようになり、ゲート電圧が閾値に達してから著しくミラー容量が増大し、ゲート電圧の上昇を妨げるようにフィードバック電圧が出現する状態をよく表している。

しかし、実際の測定波形を詳細に見ると多くの場合、前述のように、ゲート電圧が閾値に達して電流変化が起きるとき若干の付加的な波形が現れる (期間 τ_2 及び σ_2)。この現象は負荷電流の時間的な変化率が大きい程顕著になる傾向を示す。したがって、筆者らはこれは配線等に存在する漂遊インダクタンスによるものと考えた。試験装置には漂遊インダクタンスが最小になるように配慮を加えたが、完全に零にすることは不可能であり、モジュール内配線によるものも無視できないものと考えられる。このような不確定性の大きな現象を取扱うにはやはりシミュレーションは強力なツールになり得る。

IGBT の電流回路で漂遊インダクタンスの挿入される可能性の高い個所はコレクタ側とエミッタ側の 2 箇所である。これにゲート駆動回路も加わる。コレクタ側のそれはミラー・コンデンサと結合して振動を発生する可能性があり、エミッタ側のものは誘導電圧がゲート電圧に重畳して一種のフィードバック効果を起こさせる。漂遊インダクタンスの評価は困難なことが多いが、一般的に考えて数十 nH から数百 nH と評価できよう。

このような考察に鑑み、先ず電流急変の起こり易いターンオフ時についてエミッタ側に漂遊インダクタンスを挿入してシミュレートしたのが図 10 である。

ターンオフ時は MOSFET 部の電流が先ずオフするのでその後 BJT 部のテイル電流に急峻に切替わる。そのときゲート電圧に一種のジャンプが起こりコレクタ側漂遊インダクタンスと相俟って電圧・電流に振動現象が現れる。ゲート電圧のジャンプはエミッタ側の漂遊インダクタンスによるもので、コレクタ電圧・電流の振動はコレクタ側漂遊インダクタンス

とミラー・コンデンサ及びゲート・エミッタ間コンデンサの直列回路によるものであることが分かった。更に特徴的なことはエミッタ側漂遊インダクタンスにはターンオフ時間を遅らせる効果があることである。

図 10: 漂遊インダクタンスの影響

Fig.10 Simulation results accounting stray inductance.

4. 低ゲート抵抗駆動の場合

ゲート抵抗を 10Ω 以下に下げ、かつ負荷電流を定格以上に上げて測定すると各電極における電圧・電流が次第に激しい振動波形を示すようになる。この現象は特にターンオフ時に顕著で、その一例を図 11 に示す。このような領域での使用は好ましくはないが、IGBT の動作をより深く理解し、またシミュレーションの精度を上げるのに役立つものと思われる。

図 11: 低ゲート抵抗駆動大電流の場合の実測波形例

Fig.11 Example of wave-forms under the condition of low gate resistance and large current.

シミュレーション結果から、正常動作時と同様エミッタ側漂遊インダクタンスの効果は、比較的僅かなインダクタンスでもターンオフ時にはスイッチングを遅延させる作用がより顕著である。すなわち電流がオフ期間に入ると電流の時間的

変化率が大きくなり、そのときゲート電圧へのフィードバック効果が重畳してゲート電圧の低下を妨げ、且つゲート駆動回路に振動電流を生ずる。この振動の評価は簡単には回路の共振鋭度 (quality factor) Q で行うことができる。回路定数 LCR (直列) が与えられると

$$Q = \sqrt{L/C}/R$$

であるから、例として $R = 5\Omega$, $C = 1\text{nF}$, $L = 400\text{nH}$ であると $Q \approx 4$ となり、減衰係数は必ずしも小さくない。ゲート回路においては R_g と C_{gs} が関係する。

一方オフ期間の末期は MOSFET 電流が完全にオフし、BJT のテイル電流に切り替わる。このときの BJT 電流変化率によるエミッタ側漂遊インダクタンス誘導電圧はコレクタ回路の Q の低さから振動を起こさせるものと考えた。この効果は単純に模擬すると特にゲート電圧において著しく現れる。しかし実電流波形は図 11 からこの想定値より少ないことが分かった。これは振動電流回路にかなりのダンピングがあることを示す。ダンピングを起こさせる要素は、この回路には実回路としてベース部が含まれていることからベース抵抗に起因するものと思われる。この振動時期はテイル電流期間であるから、シミュレーション上のテイル電流回路の抵抗と同程度の抵抗をミラー・コンデンサ回路にも与える必要がある。

テイル電流は前述のようにベース部の過剰キャリアによるものであるから一般には複雑な挙動を示すが、簡単には過剰キャリアの電荷密度 Q_B が与えらるとキャリアの易動度 μ_B に対して

$$R_{eff} \propto 1/\mu_B Q_B$$

と考えてよい。すなわちこの回路の実効抵抗は動的で電流依存性があり、ほぼエミッタ電流値 I_e に反比例する。テイル初期電流は静的には次式で与えられる。すなわち定常電流を I_c として、

$$I_{ct} = \alpha I_c \quad (3)$$

ただし α は BJT 部のコレクタ・エミッタ電流伝達率である。IGBT の場合、一般に α の値は低く約 $1/4$ 程度に採られているから、実効抵抗として数 Ω から数十 Ω 程度と考えられる。電流依存性を考慮したテイル電流回路の実効抵抗のシミュレーション式として、

$$R_t = (V_{ct}/I_{ct})(I_{ct}/I_e) \equiv (V_{ct}/I_e). \quad (4)$$

ただし V_{ct} はテイル電流初期時のコレクタ電圧で $V_{ct}/I_{ct} \equiv R_{ct}$ はテイル電流初期時の抵抗値を与えている。もし負荷回路が抵抗 R_c のみであると振動電流回路の Q は容易に 10 程度になり得て解析上激しい振動が予想されたのに対して、この実効抵抗を導入することにより容易に $Q = 1$ 程度に近づき得る。

これらのことは経験と一致する。

以上を勘案して行ったシミュレーション結果が図12である。なおこれらの回路要因をすべて含むシミュレーション回路を図13に示す。

以上のように漂遊インダクタンスの入り得る個所が3つあり、その要因につき考察とシミュレーションを試みた。実際にはこの3つが互いに競合ないし結合することがあり得る。これは現象を複雑にするが上述の考察にしたがって分析を行えば主たる漂遊インダクタンスの存在ないしはその効果が各々分離できるものと思われる。なおシミュレーション結果から実回路のゲート信号接地帰路にもかなりの漂遊インダクタンスのあることがうかがわれた。

図12: 低ゲート抵抗駆動大電流の場合のシミュレーション波形例

Fig.12 Example of the simulation under the condition of low gate resistance and large current.

図13: 修正シミュレーション用等価回路
Fig.13 Modified simulation circuit.

5. むすび

IGBTのスイッチング現象を最も簡単な回路で動作させることにより把握し、また回路シミュレーションを併用することにより解析した。その結果はつぎのようである。

(i) ゲート下の空乏層を含む静電容量がターンオン、ターンオフ時ともミラー効果を呈する。

(ii) ミラー効果はゲート電圧が閾値に達してから顕著になり、特にターンオフ時にはスイッチング時間を延引する。

(iii) リード部に存在する漂遊インダクタンスは、電気振動の原因となるが、特にターンオフ時に大きな意味を持つ。エミッタ部のそれはスイッチング時間を延引し、コレクタ部のそれはスパイク電圧の原因となる。

これらの結果は電力変換回路の評価や設計に有用であり、今後の行動指針を与えるものと思われる。

終わりに、本研究には三菱電機他の技術者の絶えざる支援と、福岡工大工学研究科生(当時)の黒田匠君、城戸貴信君の研究成果に帰するところ大であったことを付記して感謝の意を表する。

(平成7年6月15日 受付)

文 献

- (1) 河村, 岡田: 「電力用半導体IGBTの駆動特性測定装置」電気関係学会九州支部連合大会論文集, p.199, 1992年10月。
- (2) 岡田, 河村: 「電力用半導体IGBTのターンオン特性」電気関係学会九州支部連合大会論文集, p.200, 1992年10月。
- (3) 岡田, 河村, 黒田: 「電力用半導体IGBTのスイッチング特性I」電気関係学会九州支部連合大会論文集, p.193, 1993年10月。
- (4) 岡田, 河村: 「電力用半導体IGBTのスイッチング特性II」電気関係学会九州支部連合大会論文集, p.194, 1993年10月。
- (5) 岡田, 河村, 黒田: 「電力用半導体IGBTの内部静電容量の電圧依存性について」電気関係学会九州支部連合大会論文集, p.242, 1994年9月。
- (6) 河村, 岡田, 城戸: 「電力用半導体IGBTの内部キャパシタンスのSPICEによる挙動シミュレーション」電気関係学会九州支部連合大会論文集, p.243, 1994年9月。
- (7) 河村, 岡田: 「SPICEによるIGBTの動作シミュレーションについて」電気学会全国大会講演論文集[5], pp.5-2—5-3, 1993年3月。
- (8) 河村, 岡田, 城戸: 「SPICEによるIGBTの動作シミュレーションについて(その2)」電気関係学会九州支部連合大会論文集, p.195, 1993年10月。
- (9) 河村, 岡田: 「SPICEによるIGBTの動作シミュレーションについて(その3)」電気関係学会九州支部連合大会論文集, p.196, 1993年10月。
- (10) 河村, 岡田: 「SPICEによるIGBTの動作シミュレーションについて(その4)」電気関係学会九州支部連合大会論文集, p.244, 1994年9月。
- (11) M.Kimata, M.Koyama, M.Ikeda, R.Uchida, T.Kawamura, and T.Okada. "Smart IGBT model and its application for power converter design." *Conference Record IEEE IAS 29th Annual Meeting*, Vol.II:pp.1168-1173, Oct. 1994.

河村 寿三 (正員) 1932年4月1日生まれ。54年3月大

阪大学電気工学科卒業。同年三菱電機(株)入社。交流電気車用主電動機、核融合用超電導マグネット等の開発に従事。85年より福岡工業大学教授。現在に至る。電気学会、システム制御情報学会の会員。工博。

岡田 武夫 (正員) 1926年1月29日生まれ。48年名古屋

屋大学電気工学科卒業。同年三菱電機(株)入社。放電管、マイクロ波管、直線加速器等の開發生産に従事。82年より立命館大学教授。91年福岡工業大学教授。95年同大学退職。電気学会会員。工博。81年科学技術庁長官賞。