

論 文

コンピュータ・シミュレーションによる静電気放電の 伝搬特性の解析

樋 口 弘 志*, 前 田 宗 雄*, 山 内 健 次*, 高 橋 伸 雄*

(1989年5月16日受理)

Computer Simulation Analysis of Electrostatic Discharge in Electronic Equipment Systems

H. HIGUCHI*, M. MAEDA*, K. YAMAUCHI* and N. TAKAHASHI*

(Received May 16, 1989)

This paper investigates the propagation characteristics of electrostatic discharge caused by machines or human bodies in electronic equipment systems. The propagating waveform and voltage were experimentally observed and simulated by computer. The results show that the energy from a normal electrostatic discharge (3000 to 10000 V) in electronic equipment systems are in excess of the order of 10^{-3} Joules which will damage bipolar Schottky type logic devices.

1. まえがき

電子機器システム等に利用されている論理用半導体デバイスは5V系の電源電圧が主流である。最近の低電力化の傾向により、3.3V系の電源電圧が検討されている。このように近年情報処理エネルギー密度が年々小さくなって静電気放電(Electrostatic Discharge: ESD)を含めた環境電磁エネルギー密度に影響されるようになってきた。特に、静電気放電による電子機器システムおよびそれらに使用されている電子部品への障害は増加の一途にある。とりわけ能動素子である半導体デバイスは影響を受けやすい。

生産工場や事務現場および流通経路における静電気放電は一般に人工的な発生と考えられている。すなわち、人体あるいは生産工場の自動化システムで帯電した静電気が電子部品等に放電して損傷や破壊などの障害を与える。しかし、現状では人体の帯電から放電に至る伝搬経路そして消滅までの定性的かつ定量的な解明が十分になされていない。電子機器システムのアース・グランドとして一般的に用いられている一点接地方式では人体等から電子機器システムへの放電は筐体や共通グランド系を経てアース・グランドに、あるいは電子回路グランド系

を経てシステムの電子回路に放電される。筐体やグランド系は直流や比較的低い周波数領域においては交流インピーダンスが小さいので静電気はアース・グランドに放電される。しかしながら、静電気は極めて短時間に放電されるので高周波として取り扱われ、筐体やグランド・ワイヤは分布定数回路系となり、放電の伝搬電圧は過渡現象としてシステムの電子回路へ影響を与える。

本論文では、モデル実験から静電気放電の伝搬電圧更に能動素子である半導体デバイスについての影響を求めた。これにより、簡略化された分布定数回路を設定してコンピュータ・シミュレーションによる解析を行った。これらのモデル実験の結果とコンピュータのシミュレーションの結果とを総合的に考察することにより電子機器システムへ放電された静電気の伝搬特性とエネルギー等の関係を明らかにした。図1は人体に帯電した静電気が電子機器システムへ放電したときの伝搬経路の様子を示す。

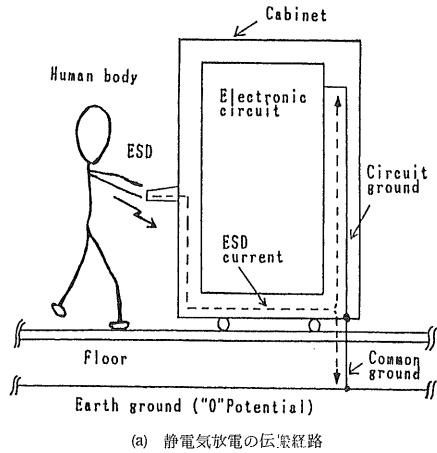
2. 人体の帯電現象と等価回路

近年、衣服に化学繊維が履物の靴底には合成ゴムなどの高分子化合物が多量に利用されるようになり、従来よりも静電気が人体に帯電するようになってきた。また、人体は電気的に非常に複雑な非線形回路であり、基本的には接地への容量をもつ抵抗体である。この人体が帶電性の着衣、履物でカーペットなどの上を歩行すると最高40kV程度の静電気が人体に帯電する。一般に人体の静

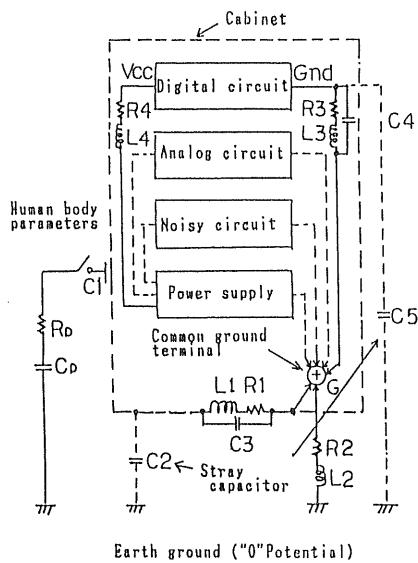
* キーワード：静電気放電、雪崩降伏、表皮効果、電気的オーバー・ストレス、ホット・スポット

* 姫路工業大学 (671-22 姫路市書写 2167)

Himeji Institute of Technology, 2167 Shosha,
Himeji, 671-22 Japan



(a) 静電気放電の伝搬経路



(b) 電気的等価回路

図 1 電子装置システムにおける静電気放電の伝搬経路例
Fig. 1 Propagating paths of electrostatic discharge in electronic equipment system.

- (a) Example of electrostatic discharge paths.
- (b) Equivalent circuit of electrostatic discharge paths.

電容量は $100 \text{ pF} \sim 200 \text{ pF}$ と考えられ、帶電電圧は 1000 V から 10000 V 程度である。人体の静電容量を 200 pF とすると帶電するエネルギーは 10^{-5} J から 10^{-3} J である。一方、電子機器システムに使用されているバイポーラ系の半導体デバイスは 10^{-4} J 以下のエネルギーで破壊され、特にバイポーラ・ショットキ系論理デバイスは 10^{-6} J から 10^{-7} J のオーダで損傷や破壊されることを筆者らは報告している¹⁾。この破壊のエネルギーの計算は次式で与えられる。

$$E_D = (1/2) C_D V_D^2 \quad (1)$$

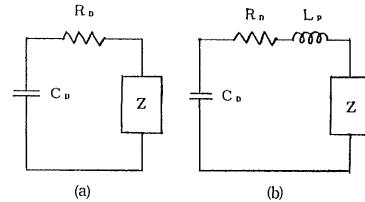


図 2 簡略化した人体の等価回路例

(a) RC 等価回路

(b) 寄生インダクタンスを考慮した RCL 等価回路

Fig. 2 Equivalent circuit of simplified human body.

(a) Equivalent circuit of $R_D C_D$.(b) Equivalent circuit of $R_D C_D L_p$ induced parasitic inductance.

ここで、 C_D は放電体の容量、 V_D は放電の電圧である。このように、帯電した静電気が生産工場の工程や事務現場などの電子機器システム等に放電したとき、これらの機器の電子部品に損傷や破壊あるいはシステム等には誤動作や雑音などの障害を与えることがある。人体帶電等による静電気放電は極めて短時間であるため解析は困難であったが、最近は多くの研究者から静電気放電のシミュレーション試験の研究が報告されている。原理としては実際に最も頻度の高い人体を帶電のモデルとし、これを CR または CRL で等価的に電子回路で近似させている^{2,3)}。図 2 は簡略化した人体の等価回路例を示す。 C_D と R_D は人体のパラメータで、一般的に $C_D=100 \text{ pF}$ と $R_D=1.5 \text{ k}\Omega$ がよく用いられている。この値は半導体デバイスでも静電気放電の評価の一つの方法として IEC 推奨規格 (TC-47) や MIL 規格 (MIL-STD-883) で採用されている。 L_p は人体が被放電体 Z に接触したときの寄生インダクタンスである。また工業用プロセス計測およびコントロール等における静電気放電の評価試験には IEC 推奨規格 (TC-65, Pub. 801-2) があり $C_D=150 \text{ pF}$ と $R_D=330 \Omega$ が用いられている。 $R_D=330 \Omega$ は鍵や金属質の道具を持った人体の放電抵抗と規定している。しかしここでは人体等に帶電した静電気放電を例として評価試験を行ったので人体帶電のパラメータとして一般的な $C_D=100 \text{ pF}$ と $R_D=1.5 \text{ k}\Omega$ を本論文は採用した。

3. 実験方法

3.1 モデル実験

図 3 は静電気が電子機器システムに放電したときディジタル回路系のグランドに流れる放電電流や伝搬電圧等を測定する実験システムである。

本実験システムは図 1(b) をモデル化したもので、次の 4 つのブロックからなる。

(1) 高圧放電回路系

モデル実験に使用したインパルス性の放電電圧 $U(t)$

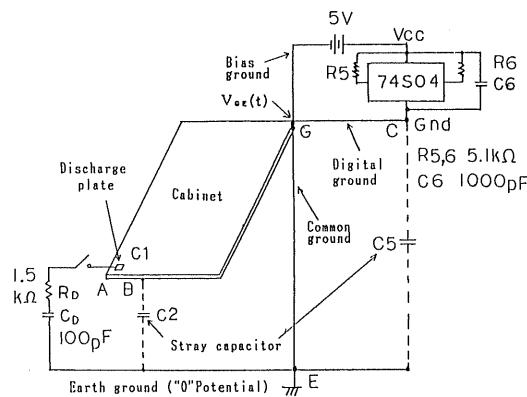


図 3 モデル実験装置の概要

Fig. 3 Schematic diagram for trial apparatus.

の発生には、直流高圧電源 HV (KT-30K1, 東和計測製) と人体容量 C_D と放電抵抗 R_D を用いた。本論文では $C_D=100 \text{ pF}$ と $R_D=1.5 \text{ k}\Omega$ を使用し、このとき放電電圧の最高波高値は 30 kV で放電時の時定数 τ_A は 150 nS ($\tau_A=C_D \cdot R_D$) で一定とした。

(2) 筐体系

筐体系の大きさは幅 570 mm, 長さ 1800 mm, 厚み 2 mm の銅板製である。この筐体の表面には厚さ 30 μm のメラミン系樹脂 (Melamine Formaldehyde Resin, 比誘電率 $\epsilon_r=3.5$, 絶縁破壊強度 $E_B=9 \text{ kV/mm}$) が焼き付け塗装されている。この実験では帶電した人体を想定しているので放電は人体の指先が筐体に接触した時発生すると仮定している。したがって筐体の一端の表面に人体の接触部分に相当する大きさとして 10 mm × 10 mm の銅製の電極板をはりつけ、そこから対角線の方向に共通のグランド端子 G を設定した。

(3) グランド系

共通のグランド端子 G から長さ 5 m の編み組銅線 (太さ 1 mm × 50 芯) を共通グランド GE としてアース・グランド E に接地する。同じように、グランド端子 G からディジタル回路系のグランド GC として長さ 3 m, 太さ 3 mm の銅線を半導体デバイスであるバイポーラ・ショットキ TTL74SO4 の Gnd に接続されている。

(4) 半導体デバイス 74SO4 とバイアス電源回路系

半導体デバイス 74SO4 は +5 V バイアス電源回路に接続されており、バイアス電源回路のグランドは共通グランド端子 G 点に接地されている。このバイアス用電源線は長さ 3.5 m, 太さ 2 mm の銅線である。また、半導体デバイスの周辺回路は実際の応用例と同じくするために Vcc-Gnd 間には高周波成分吸収用の 1000 pF のバイパス・コンデンサ、入力と出力には論理の反転を防ぐため Vcc に 5.1 k Ω のプル・アップ (Pull up) 抵抗を

接続した。

以上により構成された実験システムで放電電極に人体帶電に相当する放電電圧 $U(t)$ 300~3000 V を加え共通グランド GE における伝搬電圧と半導体デバイス 74SO4 に対する影響を調べた。この実験の電流と電圧の電気的測定と解析にはオシロスコープ (7912AD, テクトロニクス製), トランジェンド・ディジタイザ (P-6105, テクトロニクス製), パルス測定器 (EP-50K, パルス電子製), 電流プローブ (P-6021, テクトロニクス製), カーブ・トレーサ (576, テクトロニクス製) そして半導体デバイス 74SO4 のチップの物理的解析には走査形電子顕微鏡 (Scanning Electronic Microscope : SEM T-330, 日本電子製) を使用した。

3.2 コンピュータ・シミュレーション

1. まえがきで述べたように人体等に帶電した静電気は極めて短時間に放電されるので、被放電体のインピーダンス系は分布定数回路として取り扱うことができる。したがって図 3 の人体等からの電子機器システムへ放電される伝搬回路は図 4 に示す等価回路で表すことができる。図 4 のコンピュータ・シミュレーション回路に用いた各パラメータの値は図 3 のモデル実験の回路の各パラメータをインピーダンス・アナライザ (4192A, YHP 製) とカーブ・トレーサ (576, テクトロニクス製) で実測したものである。表 1 はその実測例を示す。

半導体デバイス 74SO4 の等価回路とパラメータの決定

半導体デバイス 74SO4 の Vcc-Gnd 間の等価回路とパラメータの決定は図 5 のカーブ・トレーサによる V-I の降伏特性より決定した。74SO4 の逆方向バイアス領域の降伏電圧は 15 V 以上で発生する雪崩降伏 (Avalanche break down) である。この状態が長く保持されると 2 次降伏 (Secondary break down) に突入する。この降伏電圧は 14 V 付近である。また、逆方向バイアス動作領域は 0.6 V から 15 V 付近までである。この場合の動作領域は機能動作でなく過電圧が Vcc-Gnd 間に加わった場合に電気的に損傷や破壊を伴わない領域であ

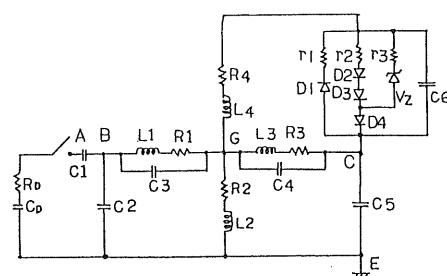


図 4 コンピュータ・シミュレーション回路

Fig. 4 Computer simulation circuit.

表 1 伝搬回路と半導体デバイスのパラメータ

Table 1 Values of measured parameter for propagation circuit and semiconductor devices.

パラメータ名	値	パラメータの構成
ストレ・キャパシタ	C_2 120 pF	筐体-アース・グランド間容量
筐体系のパラメータ	C_1 100 pF	放電電極-筐体間容量
	L_1 1.2 μ H	筐体の寄生インダクタンス
	R_1 3 Ω	筐体の高周波抵抗
	C_3 47 pF	筐体の寄生容量
共通グランド系のパラメータ	L_2 2.4 μ H	共通グランドの寄生インダクタンス
	R_2 0.5 Ω	共通グランドの高周波抵抗
デジタル系グランドのパラメータ	L_3 1.5 μ H	デジタル・グランドの寄生インダクタンス
	R_3 0.8 Ω	デジタル・グランドの高周波抵抗
	C_4 22 pF	デジタル・グランドの寄生容量
ストレ・キャパシタ	C_5 100 pF	デジタル・グランド-アース・グランド間容量
電源回路系のパラメータ	L_4 2.1 μ H	+5V バイアス電源の寄生インダクタンス
	R_4 1.8 Ω	+5V バイアス電源の高周波抵抗
半導体デバイスのパラメータ	r_1 2 Ω	順方向領域動抵抗
	D_1 0.6 V	順方向降伏電圧 (Ep _i 寄生ダイオード)
	r_2 166.7 Ω	逆方向動作領域動抵抗
	D_2 0.6 V	逆方向動作領域ダイオード電圧
	D_3 0.6 V	逆方向動作領域ダイオード電圧
	D_4 0.6 V	逆方向動作領域ダイオード電圧
	r_3 0.8 Ω	逆方向領域雪崩降伏動抵抗
	V_2 15 V	逆方向雪崩降伏電圧

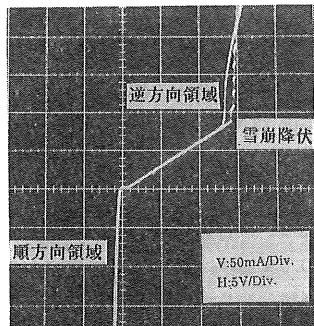


図 5 カーブ・トレーサによる半導体デバイス 74SO4 の Vcc-Gnd 間の V-I 特性

Fig. 5 Curvetracer characteristic of V-I between Vcc and Gnd for semiconductor device 74SO4.

る。一方、順方向バイアス領域では -0.6 V 付近から降伏が発生する。したがって、Vcc-Gnd 間の逆方向バイアス領域で 15 V 以上、順方向バイアス領域では -0.6 V 以上印加された場合に損傷や破壊の原因である降伏が発生するとの仮定で等価回路とパラメータの値を決定しコンピュータ・シミュレーションを行った。

図 6 は図 4 のコンピュータ・シミュレーション回路と

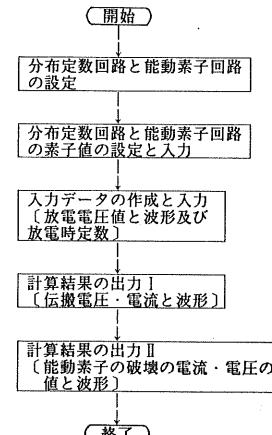


図 6 コンピュータ・シミュレーション試験のフロー・チャート

Fig. 6 Flow chart of computer simulation test.

表 1 のパラメータの実測値を用いてコンピュータ (HPC 9000, Model-330C, HP 製) によるシミュレーション試験のフロー・チャートを示したものである。

4. 実験結果と考察

4.1 放電電圧の伝搬特性とエネルギー

図7と図8は放電時定数 $\tau_A = 150\text{nS}$ のとき放電電圧 $U(t) = 5000\text{V}$ を印加したときのモデル実験とコンピュータ・シミュレーションの共通グランドGEにおける伝搬電圧の様子を示す。

同図からもわかるように伝搬電圧の波形は印加の放電電圧が正の単一の減衰パルスにもかかわらず、減衰振動の関数形をなしている。これは放電電圧の伝搬経路が受動素子で分布定数回路を構成しており、伝搬電圧が過渡特性となつたためである。その伝搬電圧を $V_{GE}(t)$ とすると、波形より次式で表すことができる。

$$V_{GE}(t) = B \exp(-t/\tau_B) \sin \omega_B t \quad (2)$$

ここで、 B は回路素子や放電電圧で決定される定数、 t は時間、 τ_B は減衰振動の時定数、 ω_B は主振動角周波数である。

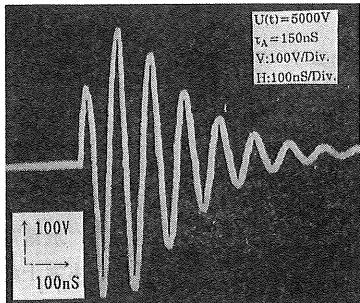


図7 モデル実験の共通グランドGEにおける伝搬電圧波形 $V_{GE}(t)$

Fig. 7 Propagation voltage waveform $V_{GE}(t)$ of common ground GE in model experiment.

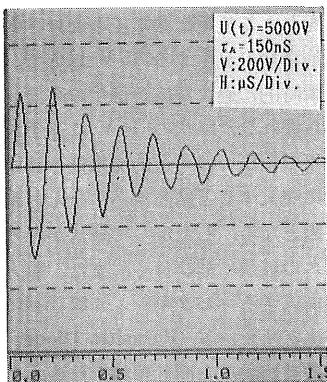


図8 コンピュータ・シミュレーションの共通グランドGEにおける伝搬電圧波形 $V_{GE}(t)$

Fig. 8 Propagation voltage waveform $V_{GE}(t)$ of common ground GE in computer simulation circuit.

図9(a)は放電電圧を300Vから30kVまでモデル実験(□と△印)とコンピュータ・シミュレーション(●と×印)に印加した場合に伝搬の最大ピーク電圧の伝搬特性の様子を示す。伝搬電圧は減衰振動しているため、正極性と負極性のピーク電圧が得られる。

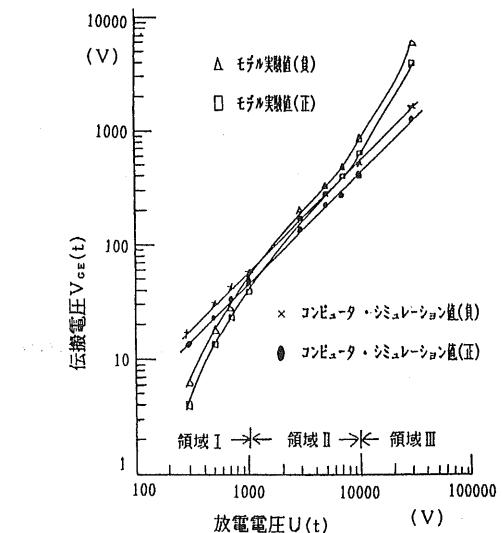
図9(b)は図9(a)に示した伝搬電圧の特性を(1)式について数値計算し、それをプロットしたものである。これによると正の場合のエネルギーは放電電圧が300Vから30kVの範囲においてはモデル実験値では

$$E_{D+}(t) = 8.0 \times 10^{-10} \text{ J} \sim 1.8 \times 10^{-3} \text{ J}$$

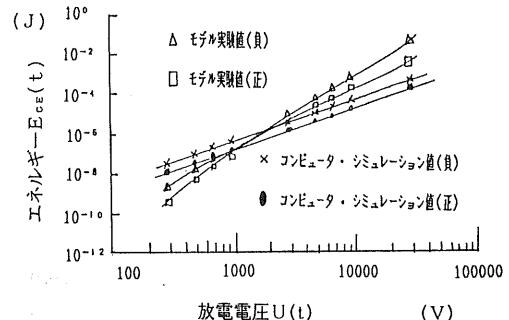
そしてコンピュータ・シミュレーションでは

$$E_{D+}(t) = 1.6 \times 10^{-8} \text{ J} \sim 2.5 \times 10^{-4} \text{ J}$$

である。放電電圧が負の単一の減衰パルスのときも、正の場合とほぼ同じ結果が得られた。



(a) 共通グランドGEにおける伝搬電圧 $V_{GE}(t)$ の特性



(b) 共通グランドGEにおけるエネルギー $E_{GE}(t)$ の伝搬特性

図9 共通グランドGEにおける伝搬特性

Fig. 9 Propagating characteristic of common ground GE.
(a) Characteristic of propagation voltage $V_{GE}(t)$.
(b) Characteristic of propagation energy $E_{GE}(t)$.

4.2 モデル実験値とコンピュータ・シミュレーション値との比較

コンピュータ・シミュレーション試験の有効性を確認するため、図3および図4の回路と図9(a)のコンピュータ・シミュレーション値を比較した。図9(a)の放電電圧の伝搬特性からわかるように、印加した放電電圧の大きさにより実験値はコンピュータ・シミュレーション値に對して比較的良く一致する領域（図9(a)の領域IIで1000~10000V付近）と一致しない領域（図9(a)の領域Iで1000V付近以下と領域IIIの10000V付近以上）が表れた。これは以下の理由が考えられる。

(1) 領域I（放電電圧が1000V付近以下の場合）

放電電圧が比較的低い（1000V程度以下）場合は静電気放電の周波数スペクトラムは2GHzにも達する⁴⁾。しかし、放電電圧が高くなるとスペクトラムは低域へ移行する。したがって、図3の筐体とグランド系から成る伝搬回路は高周波電流が流れ、高周波電流は表皮効果（Skin Effect）により導体表面に集中して流れるので実効的に抵抗値は増加する。表皮効果による表皮の深さ（Skin Depth） δ は次式で与えられる。

$$\delta = \sqrt{2/\omega\mu\sigma} \quad (3)$$

ここで、 ω は導体表面に流れる高周波電流の角周波数、 μ は透磁率、 σ は導電率である。

表2は(3)式を用いて、図3の伝搬回路で使用されている銅と鋼系の表皮の深さ δ を周波数60Hzから10GHzに対して計算したものである。これより、筐体の鋼板（厚さ2mm）デジタル電子回路系のグランド・ワイヤ（銅線の太さ3mm）および共通グランド・ワイヤ（編み組銅線の編み目の太さ1mm）にはごく表面近傍にしか高周波電流が流れないことが理解できる。また、筐体に塗られているメラミン系樹脂の塗料による容量 C_1 も高周波電流により寄生インダクタンスと寄生抵抗

表2 銅と鋼系の表皮の深さ

Table 2 Skin depth of copper and steel.

周波数 (Hz)	銅 (μm)	鋼 (μm)
60	8.5×10^3	864.0
10^3	2.1×10^3	203.0
10^5	203.2	20.0
10^6	76.2	7.6
10^7	20.3	2.0
10^8	6.6	0.75
5×10^8	3.1	0.32
10^9	2.0	0.23
10^{10}	0.6	0.07

が発生する。

(2) 領域II（放電電圧が1000V付近から10000V付近の場合）

塗料のメラミン系樹脂の絶縁破壊の強度はカタログ仕様では9kV/mmである。モデル実験の筐体に塗られたメラミン系樹脂の厚さは平均30μm程度であるので、30μmの厚さの絶縁耐圧はせいぜい300Vから400V程度である。実力値を高く見積もっても500V程度である。したがって、500V以上の放電電圧が加わった場合はメラミン系樹脂の絶縁劣化が進行する。同時に放電電圧が高くなると放電電圧の周波数スペクトラムは高い周波数成分が減ってくるので表皮効果や高周波抵抗による影響は少なくなってくると推定される。

(3) 領域III（放電電圧が10000V付近以上の場合）

この領域では筐体の塗料であるメラミン系樹脂の絶縁破壊が進行して放電による伝搬電圧が指數関数的に増大している。そのためモデル実験値はコンピュータ・シミュレーション値よりもはるかに大きくなつたと考えられる。

4.3 能動素子への影響

半導体デバイスのVcc-Gnd（電源-グランド）間に静電気放電や電気的オーバーストレスが加わった場合、電流はデバイス内の最小インピーダンス経路を流れる。したがってデバイス内のどの素子もその時の状態によって損傷、破壊される可能性がある。特に、放電電圧の極性により逆方向バイアスによる降伏は最も素子が損傷や破壊されやすい。

本実験に使用した半導体デバイス74SO4のVcc-Gnd間の絶対最大定格はカタログ仕様では7Vである。しかし、この絶対最大定格7Vは実際のデバイス74SO4の素子の損傷や破壊に結び付く値ではない。実際に素子に損傷や破壊を与える放電伝搬電圧の大きさは逆方向バイアスでは雪崩降伏の発生する15V以上で、この状態が長く続くと瞬時に過大電流が寄生の高周波発振の現象を伴いながら流れ2次降伏の14Vに達する。一般に、雪崩降伏以下の電圧では可逆的で損傷や破壊は伴わないが2次降伏に突入すると結晶構造になんらかの痕跡が残り劣化の原因となる。したがって降伏が繰り返し発生するとデバイスの破壊に結び付く。また、順方向バイアスでは素子を構成するエピタキシャル層(Epitaxial Layer)で多くの寄生ダイオード(Parasitic Diode)が発生するため通常の熱破壊現象と同じ理論となる。このときの降伏の値は-0.6V付近から急激に電流が流れる。図5のカーブ・トレーサによるV-I特性はこれらの現象の様子を表したものである。

図10(a)と(b)は放電定数 $\tau_A=150\text{ nS}$ で放電電圧5000V

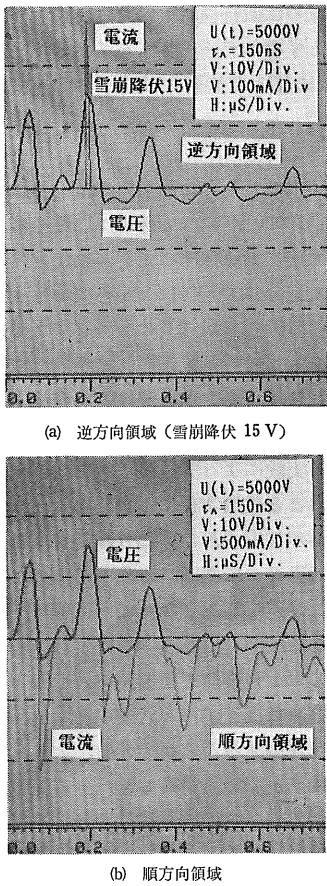


図 10 コンピュータ・シミュレーションによる半導体デバイス 74SO4 の電圧と電流波形

Fig. 10 Voltage and current waveform of semiconductor device 74SO4 by computer simulation.

- (a) Reverse region (Avalanche break down 15V).
- (b) Forward region.

を電子機器システムに印加したときの半導体デバイスのコンピュータ・シミュレーションによる電圧と電流の波形である。これからわかるように放電電圧が逆方向バイアス領域では 15 V あるいはそれ以上加わり、雪崩降伏が発生した。そして安全動作領域の電流 87 mA をはるかに越えて 250 mA が流れた。また、順方向バイアス領域でも -0.6 V 以上の降伏電圧が発生して破壊が伴う過大電流 (1200 mA) が流れた。次にこれらの損傷や破壊のエネルギーについて考える。半導体デバイスに加わるエネルギーを $E_S(t)$ とすると Alexander⁵⁾ や生岩⁶⁾によれば次式で与えられる。

$$E_S(t) = \int_0^{\tau_S} V_S(t) \cdot I_S(t) dt \quad (4)$$

ここで $V_S(t)$ は半導体デバイスに加わった電圧、 $I_S(t)$ は流れる電流、 τ_S は短絡持続時間である。飽和電流に

達するまでの時間が十分に早いものと仮定すれば (4) 式は次式で近似できる。

$$E_S(t) \approx V_S(t) \cdot I_S(t) \cdot \tau_S \quad (5)$$

となる。(5) 式内で半導体デバイスが損傷あるいは破壊したとすると、そのときのエネルギー $E_D(t)$ は

$$E_D(t) \approx V_D(t) \cdot I_D(t) \cdot \tau_C \quad (6)$$

で与えられる。ここで $V_D(t)$ と $I_D(t)$ は損傷あるいは破壊時における電圧と電流で τ_C はそのときの飽和持続時間である。

図 10(a) の電圧と電流および (6) 式からこの半導体デバイス 74SO4 が損傷あるいは破壊になったときのエネルギーはコンピュータ・シミュレーションによると逆方向バイアス領域では

$$E_{D+}(t) = 3.75 \times 10^{-7} J \quad (7a)$$

である。この値は雪崩降伏電圧が 15 V で発生し損傷あるいは破壊になるとの仮定でコンピュータ・シミュレーションを行ったが、実際には 2 次降伏領域に突入してからである。(7a) 式の値は単体の 74SO4 の場合の損傷あるいは破壊エネルギー $10^{-7} J \sim 10^{-6} J$ とほぼ同じである。

一方、順方向バイアス領域では損傷および破壊のエネルギーは図 10(b) と (6) 式より

$$E_{D-}(t) = 1.06 \times 10^{-7} J \quad (7b)$$

である。しかし順方向バイアス領域の降伏電圧は多くの寄生ダイオードから構成されており、このエピタキシャル層から成る寄生ダイオードはパルス幅が 100 nS 以下では導通しないので (7b) は順方向バイアス領域での正確な損傷および破壊のエネルギーではない。低電圧で大電流での破壊耐量はデバイスの構造に対応するので順方向バイアス領域における損傷や破壊のエネルギーはパッケージのボンド・ワイヤの電流容量、ダイ・アタッチの熱ヒート・シンク、パッケージ材料等およびチップの構造に影響されるので逆方向バイアス領域よりもはるかに大きいエネルギーが必要である。次に図 4 の実際のモデル実験から放電電圧による半導体デバイス 74SO4 の Vcc-Gnd 間に対する影響を調べた。図 11 は放電時定数 $\tau_A = 150$ nS で放電電圧 5000 V を印加したとき、半導体デバイス 74SO4 が伝搬電圧によって損傷を受け、破壊されたチップの SEM 解析写真である。この解析結果から静電気放電による損傷よりも過渡的な電気的オーバ・ストレスが原因と考えられる破壊跡が観察された。一般に静電気放電の損傷はホット・スポット (Hot Spot) やホワイト・スペア (White Spear) 等の特有の破壊跡が見られるが、しかし図 11 から判断すると人体等のインパルス性の静電気放電が電子機器システムの筐体やグランド系の分布定数回路で過渡的な振動電圧となって半導体デバイス 74SO4 に繰り返し加わり、雪崩降伏や 2 次降

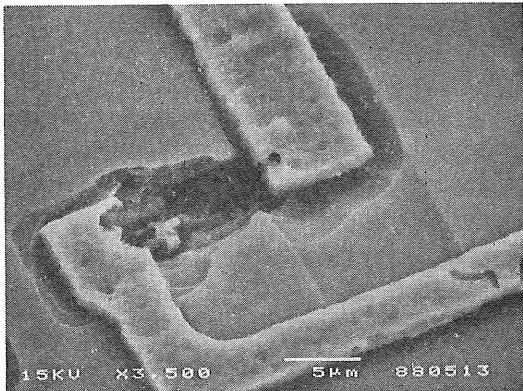


図 11 半導体デバイス 74SO4 の SEM 解析写真

Fig. 11 Picture of SEM analysis for semiconductor device 74SO4.

伏が発生して損傷に至りさらに +5 V 系のバイアス電源がその損傷を大きくし破壊したと考えられる。図 7 と図 8 を比較するとわかるように放電電圧が 5000 V の共通グランド GE 点における伝搬電圧は明らかにモデル実験が高い。それで半導体デバイス 74SO4 に印加される 15 V 以上の振動電圧による雪崩降伏はコンピュータ・シミュレーションでは 1 回のみであったがモデル実験では推定 3 回以上は発生したと考えられる。したがって、破壊跡からのみ判断すると電子機器システムで発生した故障品は電気的オーバー・ストレスが原因になったと考えられるも一理である。

今回のモデル実験とコンピュータ・シミュレーションでは静電気の放電体は人体のパラメータ ($C_D = 100 \text{ pF}$, $R_D = 1.5 \text{ k}\Omega$) を採用したが生産工場のベルトコンベアなどの放電体は人体よりも容量が大きくかつ金属-金属間の放電であり比較的低い電圧で放電時間の長いサージ性パルスの場合が多い。これらの評価には放電時間の長いマシン・パラメータ ($C_D = 200 \text{ pF}$, $R_D = 0 \Omega$) が便利である。

5. あとがき

人体等に帶電した静電気が電子機器システムに放電し

た場合の放電の伝搬特性、エネルギーの大きさおよび能動素子である半導体デバイス・バイポーラ・ショットキ TTL74SO4 に及ぼす影響を実際のモデル実験とコンピュータ・シミュレーションを利用して検討した。そして、次の結果を得た。

(1) 通常、帯電した人体等から放電される静電気は 1000 V から 10000 V 程度であるが、電子機器システムに使用されている半導体デバイスが損傷を受ける静電気放電の放電電圧は 3000 V 以上からでエネルギー値に換算すると大体 $10^{-7} \text{ J} \sim 10^{-6} \text{ J}$ のオーダーである。

(2) 静電気放電の放電電圧の伝搬特性は筐体の塗料による容量と筐体、グランドを流れる高周波電流の表皮効果によって大きく左右される。

(3) モデル実験によって破壊された半導体デバイスは静電気放電による破壊よりも電気的なオーバー・ストレスによる破壊跡が観察された。これは電子機器システムの筐体やグランド系の伝搬回路の分布定数により伝搬電圧が減衰振動的な過渡電圧となって半導体デバイスを破壊したものである。

したがって以上の事柄を把握しておくことにより、人体等から放電されるインパルス性の静電気がどの程度許容されるかを理解することができる。これを電子機器システムや能動素子である半導体デバイス等の設計に対して耐静電気対策の一つの設計指針を与えることができる。

参考文献

- 樋口弘志、大西一巧：電子情報通信学会講演論文集 '87, p. 2-6, 電子情報通信学会 (1987)
- T.J. Tucker : Annals of the New York Academy of Sciences, 152 (1968) 643
- T.S. Speakman : 12th Annual Proc., p. 60, IEEE Reliability Physics (1974)
- 本田昌實、川村雄克：電子通信学会技術研究報告, EMCJ 83-86, p. 13, 電子通信学会 (1983)
- D.R. Alexander : IEEE Trans., CHMT-1, 4 (1985) 345
- 生岩量久、池田弘明：電学誌 C, 108-5 (1988) 347