

間接 ESD に伴う電磁パルスの測定と解析

正員 馬杉 正男[†] 正員 村川 一雄[†]
 正員 桑原 伸夫[†] 正員 雨宮不二雄^{††}

Measurement and Analysis of Electromagnetic Pulses due to Indirect ESD

Masao MASUGI[†], Kazuo MURAKAWA[†], Nobuo KUWABARA[†]
 and Fujio AMEMIYA^{††}, Members

あらまし 静電気放電に伴って放射される電磁波は広い周波数帯域を有する高速の電磁パルスであり、電子装置の誤動作の原因となっている。現状では高速の電磁パルスを測定する手段が十分に確立されておらず、周波数領域上で行われることが多かった。しかし、装置を効果的に防護する手法を検討するためには、時間領域における波形測定も重要な課題である。本論文では、バイコニカルアンテナ等の EMI 評価用の広帯域アンテナを広範囲の周波数領域をカバーするように複数使用し、時間領域における電磁パルスの測定を試みた。ところで、アンテナで電磁パルス波形を再現するためには、位相成分を含めたアンテナ係数が必要である。本論文では、エネルギースペクトルで電磁パルスを評価する方法によりアンテナ係数の位相項を用いずにその評価が可能であることを示した。ここで、既知の電磁パルスの測定波形をもとに、エネルギー量の相対的な値を比較した結果、2~6 dB 程度の精度を目安に波形の評価ができることがわかった。そして、放電電圧と電磁エネルギーの関係を求め、放電電圧が低い場合ほど、より高い周波数成分のエネルギーの割合が増加することを示した。

キーワード 静電気放電, 電磁障害, 電磁パルス, 間接 ESD

1. まえがき

静電気放電 (Electrostatic Discharge; 略して ESD) は、帯電した人体等から発生し、その際に流れる電流や放射される電磁パルスは、電子装置の誤動作や電子素子の絶縁破壊などを引き起こす障害原因となっている⁽¹⁾。近年の半導体素子の高速化や低電力化に伴って、電子装置の電磁パルスに対する耐力が低下していることから、静電気放電による電磁障害問題は今後ともますます重要な課題になると考えられる。

静電気放電は、直接 ESD と間接 ESD に大別される⁽²⁾。直接 ESD は帯電した人体や絶縁物体と半導体素子およびそれらを用いた電子装置の間で放電が発生し、その放電電流により電磁障害を引き起こす現象であり、放電による半導体素子等への障害発生メカニズムを解明するための研究などが進められてき

た^{(3),(4)}。

また、間接 ESD は帯電した物体間で放電が発生する際に放射される電磁波が周りに影響を与える現象であり、放電時に放射される電磁パルスの伝搬メカニズム等の検討が行われてきた^{(5)~(7)}。しかし、間接 ESD に伴って放射される電磁波は、直流成分から数 GHz 以上に及ぶ周波数帯域を有する高速のインパルスであることから測定が困難であり⁽⁸⁾、その特性は十分に把握されていない。

従来、間接 ESD に伴う電磁パルス (以下、静電気パルス) に関しては、周波数領域における測定等を通してその特性を把握する試みが行われてきた⁽⁹⁾。ところが、これまでの測定では、使用されてきたセンサの周波数特性が明らかになっておらず、測定結果は静電気パルスの周波数成分等の特性を十分明らかにするものではなかった。また、周波数領域測定用の測定器は、連続波形を対象として基本的に設計されており、静電気パルスのような単発現象を測定するためには、複数回にわたって放電を発生させて測定する必要がある。従って、単発の現象である静電気パルスの個々の事象を正確に検出できないことから、時間領域における測

[†] NTT 通信網総合研究所, 武蔵野市
 NTT Telecommunication Networks Laboratories, Musashino-shi, 180 Japan

^{††} NTT 技術協力センタ, 武蔵野市
 NTT Technical Assistance & Support Center, Musashino-shi, 180 Japan

定が望まれてきた。

時間領域における測定を行うためには、広い周波数帯域で一様な感度を有するアンテナが必要である。そしてこのような目的のために、電気光学効果を利用したセンサ等の検討が進められてきている⁽¹⁰⁾。しかし、この種の電界センサは、検出感度が 10 V/m 程度であり、静電気パルスの測定に使用するためには、更に検出感度の改善が必要である。

本論文では、バイコニカルアンテナなどの EMI 評価用の広帯域アンテナを複数組み合わせ、間接 ESD で発生する静電気パルスのエネルギースペクトルを求めることにより、その特性を評価する方法を示している。エネルギースペクトルを求める際には、アンテナのもつ位相項が不要となるため、位相情報が無いアンテナで測定したパルス波形に対しても、静電気パルスの周波数成分を解析することができる。

ここでは、既知の電極パルスを用いて、使用した EMI 評価用のアンテナによる電磁パルス波形のエネルギー成分の変動量を解析すると共に、この測定方法を用いて、間接 ESD に伴って放射される静電気パルスのエネルギー量と放電電圧の関係を明らかにした。

2. 静電気パルスの測定方法

間接 ESD は大半が過渡現象であり、発生波形、振幅等の特性を明確にするためには、時間領域での測定が必要となる。時間領域における測定を行うためには、広い周波数領域にわたって、一様な感度をもつアンテナが必要であり、この条件を満たすものとして、電気光学効果を利用したセンサが報告されている⁽¹⁰⁾。しかし、この種のセンサはピーク値が 10 V/m 程度の強度の電磁波にしか適用できないことから、静電気パルスの測定に使用するためには更に感度の改善が望まれている。また、バイコニカルアンテナ等の EMI 評価用のアンテナは、感度の点では問題ないが、周波数帯域が狭い点と、電界強度を換算する際に用いる電界強度とアンテナの出力電圧の変換係数（以下、アンテナファクタと呼ぶ）の位相項を求めることができないために、静電気パルスの時間波形を再現できないといった問題点がある。

ところが、静電気パルスのエネルギースペクトルに着目した場合、アンテナファクタの位相項が得られなくても間接 ESD 等の電磁パルスの特性を求めることができる。本章では静電気パルスの測定・解析方法を示すと同時に、既知のパルスを使用することにより、そ

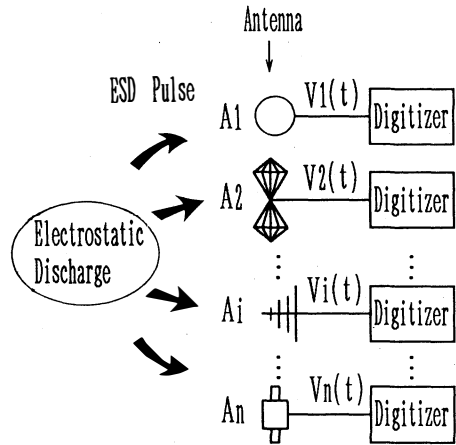


図 1 静電気パルス測定系
Fig. 1 Measurement system for ESD pulse.

の測定および解析方法の検証を行った。

2.1 静電気パルスの測定系

図 1 に静電気パルスの測定系を示す。同図に示すように、放射された静電気パルスを、測定対象周波数帯域の異なる複数の EMI 評価用のアンテナで同時に測定することにより、各アンテナで検出された測定データから静電気パルスのエネルギースペクトルを求めることができる。

今、間接 ESD により静電気パルスが生じ、そのときアンテナ A_i の端子で検出した電圧を $v_i(t)$ とすると、静電気パルスの電界強度 $\epsilon(t)$ は

$$\epsilon(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A_{fi}(\omega) V_i(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (1)$$

$$V_i(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} v_i(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (2)$$

与えられる⁽¹¹⁾。ここで、 $A_{fi}(\omega)$ は使用したアンテナのアンテナファクタであり、式(3)で表現される。

$$A_{fi}(\omega) = A_{ai}(\omega) \exp[j\phi_i(\omega)] \quad (3)$$

なお、 $A_{ai}(\omega)$ は、アンテナファクタの大きさであり、通常アンテナのカタログに記載されている値である。また、 $\exp[j\phi_i(\omega)]$ はアンテナファクタの位相成分である。

次に、エネルギースペクトル $P(\omega)$ は、静電気パルスの電界強度の周波数スペクトル $E(\omega)$ の関数として次式で定義することができる⁽¹²⁾。

$$P(\omega) = |E(\omega)|^2 = |A_{ai}(\omega) V_i(\omega)|^2 \quad (4)$$

式(4)はアンテナファクタの振幅成分のみでエネルギー

ースペクトルが得られることを示している。

同一の静電気パルスを n 個の複数のアンテナで測定した場合、エネルギースペクトル(周波数領域： $\omega si \sim \omega ei$) は式(5)となる。

$$P(\omega) = \sum_{i=1}^n \{u(\omega - \omega si) - u(\omega - \omega ei)\} A_{ai}(\omega)^2 \times \left| \int_{-\infty}^{\infty} vi(t) \exp(-j\omega t) dt \right|^2 \quad (5)$$

ここで、 $u(\omega)$ は単位ステップ関数である。式(5)はバイコンカルアンテナのような広帯域のアンテナを、その使用周波数帯域が互いに異なるように複数配置し、その時間応答波形によりエネルギースペクトルを求めれば、広い周波数帯域にわたって、静電気パルスのもつエネルギースペクトルを求めることができることを示している。

ところで、解析の際に時間領域の打ち切りを行うと、鋭い不連続が発生し、周波数領域においてサイドローブが発生する。この打ち切りによる誤差を小さくするため、ここではハニング関数⁽¹³⁾を窓関数として使用した。ハニング関数を使用した場合、打ち切り時間幅を T とするとエネルギースペクトルは、次式(6)で与えられる。

$$P(\omega) = \sum_{i=1}^n \{u(\omega - \omega si) - u(\omega - \omega ei)\} A_{ai}(\omega)^2 \times \left| \int_0^T x(t) vi(t) \exp(-j\omega t) dt \right|^2 \quad (6)$$

ここで、 $x(t)$ はハニング関数であり、式(7)で表現できる。

$$x(t) = 0.5 \{1 - \cos(2\pi t/T)\} \quad (7)$$

本論文では、複数に分けた周波数帯域ごとにエネルギー量を求め、その比を求めることにより静電気パルス波形の評価を行う方法をとる。今、解析対象とする周波数帯域を $\omega si \sim \omega ei$ とした場合、この帯域に含まれる電磁エネルギー量 E を式(8)のように定義する。

$$E_i = \int_{\omega si}^{\omega ei} P(\omega) d\omega \quad (8)$$

2.2 測定結果

2.1 で述べた測定・解析方法の妥当性を明らかにするため、ここでは、既知の電磁パルスを複数の EMI 評価用アンテナで測定して、本論文の波形評価方法の妥当性を検証した。

測定系を図2に示す。同図に示すように、電波半無響室の金属グランド面上に逆円錐型のアンテナ(以下、インバーテッドコーンアンテナと呼ぶ)⁽¹⁴⁾を設置し、パルスをこのアンテナに印加して電磁パルスを発生させた。インバーテッドコーンアンテナは金属大地

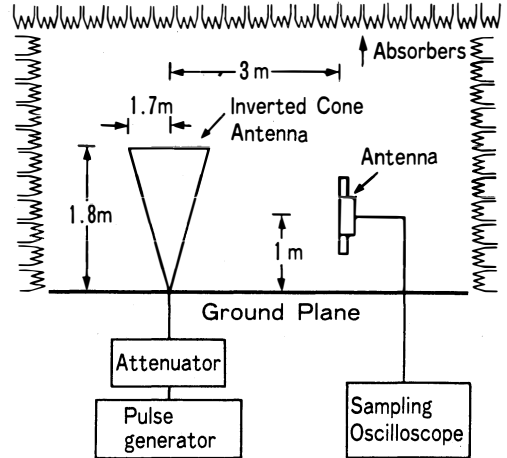


図2 インバーテッドコーンアンテナからの電磁パルス測定系

Fig. 2 Measurement system geometry for electromagnetic pulse from inverted cone antenna.

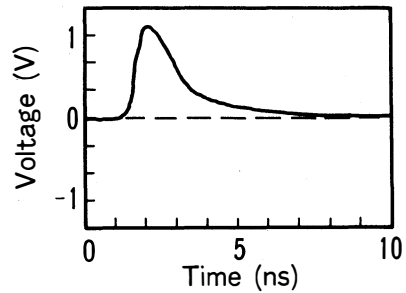


図3 入力パルス波形

Fig. 3 Input pulse wave.

面に傘を逆さに立てた形状をしており、高さ1.8m、頂上の半径1.7mで、円すいの大地面に対する開き角はインピーダンスが 50Ω となるように設計されている。また、設計上の帯域幅は $30 \sim 500 \text{ MHz}$ である。

インバーテッドコーンアンテナに印加したパルス波形(半値幅約2ns)を図3に示す。この際、アンテナとパルスジェネレータの間に挿入した減衰器により、波高値を $1 \sim 100 \text{ V}$ の範囲で調整した。また、パルスの繰返し周期は 10 kHz である。なお、アンテナに印加されるパルスとアンテナから放射された電磁パルス波形の測定は、サンプリングオシロスコープを用いた。

次に、インバーテッドコーンアンテナに図3に示すパルス(波高値 100 V) を印加したとき、 LiNbO_3 光変調器を用いた電界センサ⁽¹⁰⁾ を使用して測定した電磁パルス波形を図4に示す。但し、同図においてピーク値を1として規格化してある。ここで使用した電界セ

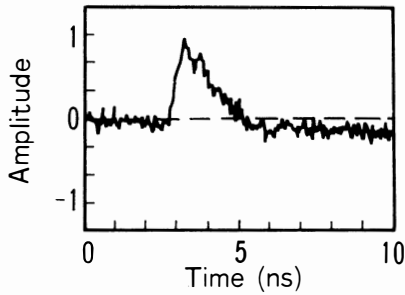


図 4 電界センサにより検出された電磁パルス
Fig. 4 Obtained electromagnetic pulse by the electric field sensor.

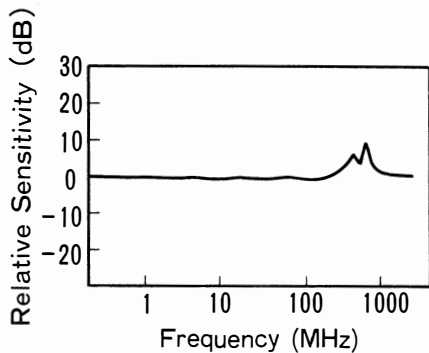


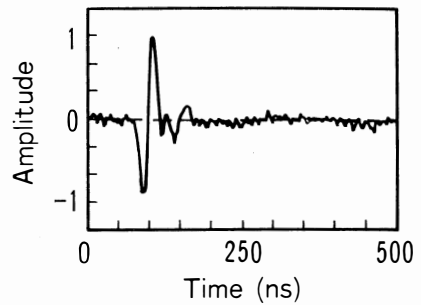
図 5 電界センサの周波数特性
Fig. 5 Frequency response of the electric field sensor.

ンサの周波数特性を図5に示す。同図に示すように、この電界センサは、広い周波数帯域にわたって、ほぼ一定の周波数特性を有していることがわかる。図4に示す電磁パルス波形と図3に示す入力波形がほぼ同じであることから、この電界センサによりインバーテッドコーンアンテナから放射された電磁パルス波形がほぼ正確に測定されていると考えられる。

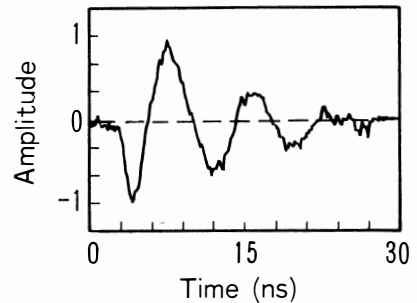
更に、EMI 評価用のアンテナで検出した電磁パルス波形を図6(a)~(c)に示す。なお、同図ではピーク値を1として規格化してある。測定にはループアンテナ、バイコニカルアンテナ、ダブルリッジガイドアンテナを使用した。但し、いずれも垂直偏波成分を測定するように設定されており、また、インバーテッドコーンアンテナには波高値1Vのパルスを印加した。図6より、EMI 評価用のアンテナでは、電磁パルスを振動波形として検出し、時間領域で電磁パルス波形を再現できないことがわかる。

2.3 測定方法の確認

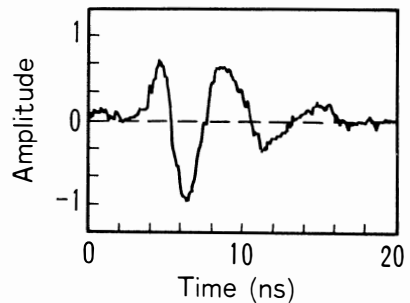
図6の測定結果より、EMI 評価用のアンテナではパ



(a) Loop antenna



(b) Biconical antenna



(c) Double ridged guide antenna

図 6 ループアンテナ、バイコニカルアンテナ、ダブルリッジガイドアンテナにより検出された電磁パルス

Fig. 6 Obtained electromagnetic pulses by a loop antenna, a biconical antenna and a double ridged guide antenna.

ルス波形を時間領域において正確に再現できないことが確認できた。従って、パルス波形をEMI 評価用のアンテナを用いて測定する場合には、本論文で用いる波形の評価方法がどの程度の信頼性を有しているのかをあらかじめ検証しておく必要があると考えられる。

以下、2.1で述べた波形評価方法の妥当性を検証する。波形評価方法を検証する手段として、送信アンテナ

表 1 使用したアンテナの特性と解析条件

アンテナの種類	カタログ上の周波数特性	解析対象周波数領域	波形処理の時間幅
ループアンテナ	10K~30MHz	1~30MHz	1000 ns
バイコンカルアンテナ	30~300MHz	30~200MHz	100 ns
ダブルリッチドガイドアンテナ	200M~2GHz	200~750MHz	100 ns

ナであるインバーテッドコーンアンテナに入力するパルス波形の半値幅を変化させたときに得られる電磁パルスの電磁エネルギー量 E の比を用いる。ここで、電磁エネルギーの比 C_i は式(9)で定義することができる。

$$C_i = 10 \log |E_{i1}/E_{i2}| \quad (i=1, 2, 3) \quad (9)$$

但し、式(9)において E_{i1}, E_{i2} はパルス幅がそれぞれ t_1, t_2 の場合に得られた電磁エネルギー量であり、 $i=1, 2, 3$ はそれぞれ解析対象とする周波数領域が3種類あることを意味する。このエネルギー比 C_i は、パルス幅の異なる二つの波形が、解析対象とする各周波数領域に対応する振動成分をどの程度含んでいるかを比較した値に相当するものと考えられる。

なお、使用したアンテナのカタログ上の周波数帯域と解析対象とした周波数帯域などの解析条件を表1に示す。但し、表1において、電磁パルスの処理時間幅は、解析対象とする周波数帯域の周波数分解能を考慮して決定した。

ところで、図4の測定結果が示すように、使用した電界センサを用いれば、ほぼ正確にパルス波形を検出できると考えられる。従って、この電界センサにより検出した電磁パルスにより計算される電磁エネルギー量 E は、ほぼ実際の値に等しい参考値とみなすことができる。そこで、電界センサと各 EMI 評価用のアンテナによる測定波形をもとにエネルギー比 C_i を求め、両者を比較すれば、本論文における波形評価方法がどの程度正確であるかを測る一つの尺度を得ることができると考えられる。また、この際、送信用アンテナとして使用したインバーテッドコーンアンテナへの入力波形についても、同様にエネルギー比 C_i を参考値として求め、各 EMI 評価用のアンテナによる計算結果との比較を試みる。

入力するパルス幅を $t_1=2$ ns, $t_2=10$ ns としたと

表 2 パルスの半値幅を変化させたときのエネルギー比 C_i の比較

解析対象周波数領域 (MHz)	エネルギー比 C_i (dB)		
	入力波形	電界センサの検出波形	EMI用アンテナの検出波形
1~30	-13	-16	-10
30~200	4	4	2
200~750	11	10	8

きの EMI 評価用のアンテナによるエネルギー比 C_i を計算し、入力波形と電界センサの検出波形それぞれによる値の比較を行った結果を表2に示す。表2の結果より、各 EMI 評価用のアンテナによるエネルギー比 C_i と電界センサによるエネルギー比 C_i が、1~30 MHz においては 6 dB 程度、30~200 MHz と 200~750 MHz においては 2 dB 程度の差で一致していることがわかる。このとき、電界センサと入力波形によるエネルギー比 C_i の値には 1~3 dB 程度の差が見られるが、電界センサの測定誤差等の要因を考慮すれば、インバーテッドコーンアンテナからはほぼ入力波形に等しい電磁パルスが放射されていると仮定してよいと考えられる。

以上により、電磁パルス波形を振動波形として検出する EMI 評価用のアンテナを使用した場合でも、電磁エネルギー量の比に注目して解析を行えば、各周波数帯域別に 2~6 dB 程度の精度を目安としてパルス波形の特性を評価できることがわかった。

3. 静電気パルスの測定と解析

EMI 評価用のアンテナを使用した場合でも、間接 ESD 等で発生する電磁パルスの電磁エネルギー量の比を用いて、その波形の評価を行うことが可能であることがわかった。そこで本章では、この方法を用いて測定した静電気パルスの電磁エネルギー量と放電電圧の関係を求めた。

3.1 間接 ESD に伴う静電気パルスの測定

静電気パルスの測定系を図7に示す。静電気放電は帯電物体が別の物体に接触、あるいは近づいたときに発生する。しかし、その波形や大きさ等に再現性がなく測定が困難であるため、ここでは、間接 ESD の発生源として静電気放電器を使用した。静電気放電器はあらかじめコンデンサを充電し、放電間引き部の距離を短くすることにより放電を発生させるものであ

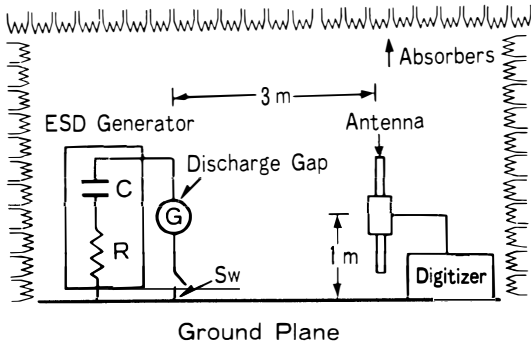
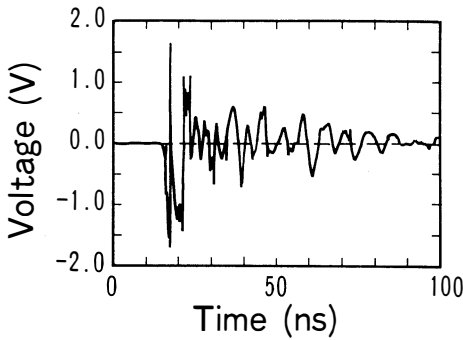
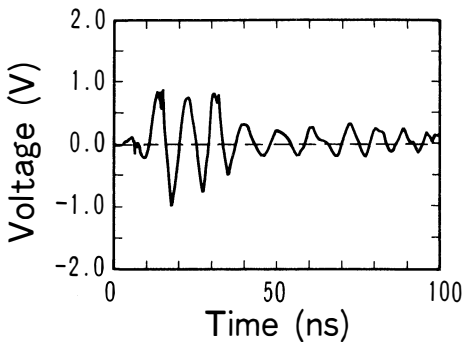


図 7 静電気パルス測定系
Fig. 7 Measurement setup for ESD pulse.



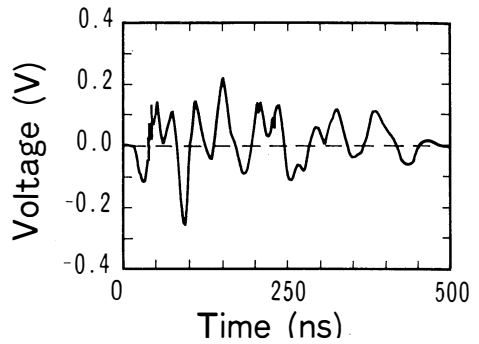
(a) Discharge Voltage=2(kV)



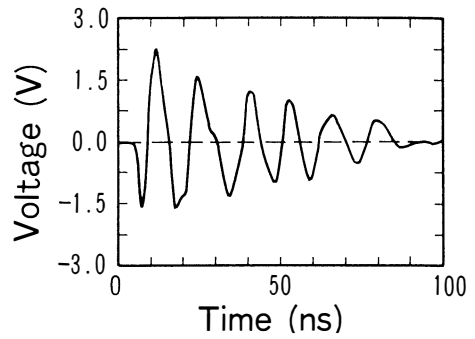
(b) Discharge Voltage=20(kV)

図 8 ダブルリッジドガイドアンテナにより検出された静電気パルス
Fig. 8 Obtained ESD pulses by a double ridged guide antenna.

る⁽¹⁵⁾。その際、放電間げき部の近づく速度により、発生する静電気パルスの強度等が異なることが知られている^{(2),(7)}。従って放電の再現性を得るために、静電気放電器を充電（極性：正）した後に一方の電極部を緩や



(a) Loop antenna



(b) Biconical antenna

図 9 ループアンテナとバイコニカルアンテナにより検出された静電気パルス
Fig. 9 Obtained ESD pulses by a loop antenna and a biconical antenna.

かに他方に接近させて発生させる方法をとった。また、放電間げき部は金属大地面に対して垂直になるよう配置し、測定系を電波半無響暗室内に組んだ。更に、各 EMI 評価用のアンテナは垂直偏波成分を測定するように設定した。なお、測定は大気温度 $20 (\pm 2)^\circ\text{C}$ 、相対湿度 $50 (\pm 5)\%$ の環境下で行った。

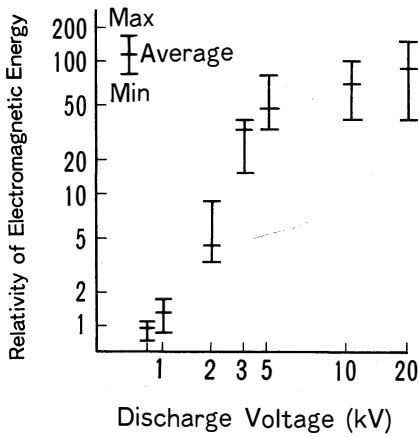
図 7 の測定系のもとで、放電電圧が 2 kV、20 kV の場合について、ダブルリッジドガイドアンテナにより測定した静電気パルスの波形例を図 8 に示す。同図より、放電電圧 2 kV の波形に激しいひげ状の振動が生じているのに対して、放電電圧 20 kV の波形では、あまり激しい振動成分が観測されることがわかる。

次に、図 9 (a)、(b) は放電電圧が 2 kV の場合について、ループアンテナとバイコニカルアンテナによる測定結果を示す。同図の測定結果は、これらのアンテナでは、あまり激しい振動成分を検出できないことを示している。また、各種の放電電圧による測定結果が

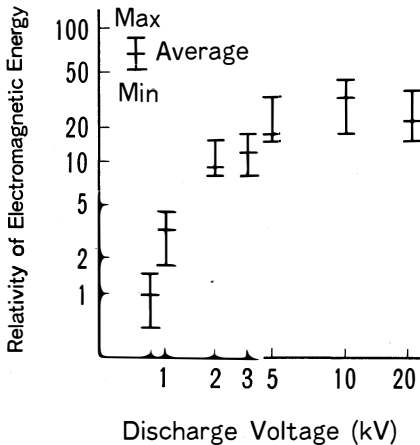
らも、放電電圧による波形振動の特徴の差があまり明確に見られないことがわかった。

3.2 静電気パルスの電磁エネルギー量の比較

ここでは、図7に示す測定系で得られた静電気パルスの電磁エネルギーと放電電圧の関係を求めた。表1に示す解析条件のもとで、周波数領域別に放電電圧とエネルギー量の相対値の関係を求めた結果を図10(a)~(c)に示す。測定では、放電電圧を0.5, 1, 2, 3, 5, 10, 20 kVと変化させ、またばらつきを考慮する意味からそれぞれ5回ずつ放電を行った。なお、同図において放電電圧が0.5 kVの場合の値を1として規格化した。



(a) Frequency range = 1 ~ 30 MHz



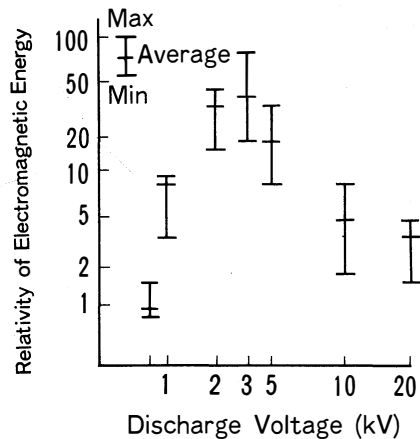
(b) Frequency range = 30 ~ 200 MHz

同図より、ばらつきが見られるが、それぞれの電磁エネルギー量 E の最大値を与える放電電圧が、同図(a), (b)では10~20 kV付近、同図(c)では2, 3 kV付近にあることを示している。この結果は、前章で検証した EMI 測定用のアンテナによる測定のばらつきを考慮しても、電磁エネルギー量 E の最大値を与える放電電圧が、周波数帯域が高い場合に、低い値に移行することを示していると考えられる。

実機を使用した実験により、間接 ESD に関しては、放電電圧が低いほど電子装置に対する妨害波作用が強くなる場合があることが知られている⁹⁾。図10に示すように、間接 ESD に伴う静電気パルスは周波数が高い領域ほど、放射されるエネルギー量の最大値を与える放電電圧は低下する傾向にある。高い周波数成分を含む電磁波ほど、電子装置内部に侵入しやすくなることを考慮すれば、このことが、電子装置の誤動作の発生レベルが放電電圧に比例しない要因の一つであると考えられる。

4. むすび

本論文では、間接 ESD に伴う静電気パルスの時間領域の測定と解析を行った。静電気パルスのような単発の現象を時間領域において測定することは重要な課題であり、本論文では、広い周波数帯域をカバーするように、複数の EMI 評価用アンテナを用い、静電気パルスをそのエネルギースペクトルで評価する方法を考案した。



(c) Frequency range = 200 ~ 750 MHz

図10 静電気パルスの放電電圧と電磁エネルギー量の相対値の関係
Fig. 10 Relation between discharge voltage and relativity of electromagnetic energy of ESD pulses.

ここで、既知の電磁パルスにより、アンテナの周波数帯域内に含まれるエネルギーを求め、波形の違いをその比で評価した。その結果、EMI 評価用のアンテナでは 2~6 dB 程度の誤差が目安として、電磁パルスを評価できることがわかった。

この方法を用いて、間接 ESD の電磁エネルギー量と放電電圧の関係を求めた結果、静電気パルスの電磁エネルギー量は、低い放電電圧ほど高周波領域におけるエネルギー量の割合が増加することがわかった。実機を用いた実験結果より、放電電圧と装置への妨害作用が比例しない場合があることが知られており、電磁波はその周波数が高くなるほど、電子装置内部に侵入しやすくなることが言える。このことは、間接 ESD の際の帯電電圧の大きさとその電子装置への妨害作用が必ずしも比例しない現象を説明しているものと考えられ、本論文で示した測定方法が間接 ESD の解明に有効であることを示している。

静電気放電現象は、電磁環境問題への対策を進めていく上で非常に重要な課題である。今後は、静電気放電の際に放射される電磁エネルギー量が必ずしも放電電圧に比例しない原因等に対して理論的な検討も加えながら研究を進めていく予定である。

謝辞 本研究をを行うにあたり、貴重な御助言を頂いた NTT 通信網総合研究所通信品質研究部浅谷部長、徳田グループリーダ、および通信 EMC 研究グループの皆様へ感謝します。

文 献

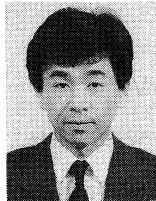
- (1) 関 康雄 (監修): "EOS/ESD ハンドブック", 第 2 章, トリケップス (1989-11).
- (2) 川村雄克: "静電気放電による電磁ノイズの OA 機器に対する影響とその防止対策", 静電気学会誌, 13, 1, pp. 31-36 (1989).
- (3) 樋口浩志, 前田宗雄, 山内健次, 高橋伸雄: "コンピュータシミュレーションによる静電気放電の伝搬特性", 静電気学会誌, 13, 5, pp. 431-438 (1989).
- (4) 長澤庸二: "羽式ノイズシミュレータの放電電流特性", 信学技報, EMCJ87-33 (1987).
- (5) 増田閃一, 菌部 忠, 伊藤嘉苗: "静電気火花によるノイズ電磁界の伝搬特性", 静電気学会誌, 7, 4, pp. 272-278 (1983).
- (6) 馬杉正男, 村川一雄, 桑原伸夫, 雨宮不二雄: "間接 ESD の時間領域における測定", 信学技報, EMCJ90-55 (1990-10).
- (7) 馬杉正男, 村川一雄, 桑原伸夫, 雨宮不二雄: "帯電した銅パイプから放射される電磁パルスの波形解析結果", 信学'91 春大, SB-3-1 (1991-03).
- (8) 本田昌實: "ESD の特徴と計算機に対する影響 (その 1)", 信学技報, EMCJ83-75 (1983).
- (9) 本田昌實: "ESD の特徴と計算機に対する影響 (その 2)", 信学技報, EMCJ83-86 (1984-03).
- (10) 桑原伸夫, 田島公博, 雨宮不二雄: "LiNbO₃ 光変調器を用いた高感度電界センサの感度特性", 信学技報, EMCJ91-6 (1991-04).
- (11) 赤尾保男: "環境電磁工学の基礎", 第 4 章, 電子情報通信学会, 初版 (1991).
- (12) 日野幹雄: "スペクトル解析", 第 1 章, 朝倉書店, 第 11 版 (1984-05).
- (13) 三上直樹: "ディジタル信号処理入門", 第 5 章, CQ 出版社, 初版 (1989-01).
- (14) Kraus J. D.: "Antennas", McGraw-Hill Book Company, Chapter 8 (Aug. 1950).
- (15) 関 康雄 (監修): "EOS/ESD ハンドブック", 第 26 章, トリケップス (1989-11).

(平成 3 年 10 月 18 日受付, 4 年 2 月 18 日再受付)



馬杉 正男

昭 62 慶大・理工・電気卒。平 1 同大大学院修士課程了。同年 NTT 通信網総合研究所入所。以来、電磁パルスの測定・解析および電磁環境モニタリング方法の研究、開発に従事。平 3 年度電気学会論文発表賞受賞。電気学会会員。



村川 一雄

昭 59 熊大・工・電子卒。昭 61 同大大学院修士課程了。同年 NTT 茨城電気通信研究所入所。以来、EMC 計測用の放射アンテナの特性解析、電磁界の測定方法および局舎内の電磁界シミュレーションの研究、開発に従事。現在、NTT 通信網総合研究所研究主任。平 2 年度本会篠原記念賞受賞。



桑原 伸夫

昭 50 静岡大・工・電子卒。昭 52 同大大学院修士課程了。同年日本電信電話公社電気通信研究所入所。以来、通信システムの雷防護、光ファイバの信頼性評価、通信システムの EMI 評価および対策法の研究、開発に従事。現在、NTT 通信網総合研究所主任研究員。IEEE 会員。工博。



雨宮不二雄

昭 46 東北大・工・通信卒。昭 48 同大大学院修士課程了。同年日本電信電話公社電気通信研究所入所。以来、ディジタル電話機、通信装置の EMC 試験・評価および設計対策法の研究、開発に従事。現在、NTT 技術協力センタ主幹技師。