電磁パルス発生用急峻波電源

正員 四蔵 達之* 非会員 佐久間政喜*
非会員 園田 利明** 非会員 井口 良夫**

Nanosecond Rise Time Generator for Electro-Magnetic Pulse

Tatsuyuki Shikura*, Member, Masaki Sakuma*, Non-member,
Toshiaki Sonoda**, Non-member, Yoshio Iguchi**, Non-member

We have developed an electro-magnetic pulse simulator for the radiated susceptibility tests that can generate three kinds of electro-magnetic pulses including nanosecond rise time and high electric field pulse. This paper describes simulated and measured results for the fastest rise time voltage generator of this simulator. A new circuit of the voltage generator has developed to stabilize the output voltage waveform and the effect of the connection geometry between the generator and an antenna is estimated by using transient electro-magnetic analysis program based on method of moment by triangular patch modeling.

キーワード：電磁ノイズ，電磁パルス，ナノ秒立ち上がり，過渡電磁界解析

Keywords: electromagnetic noise, electromagnetic pulse, nanosecond rise time, transient electromagnetic analysis

1. まえがき

今日の電子化社会においては，電子機器の対電磁ノイズ対策は極めて重要な課題であるが，特に，例えばSF₆ガス絶縁開閉装置の断路器サージ等のような，立ち上がり時間がnsオーダの急峻なパルス波によって発生する過渡的な電磁波に対する検討は必ずしも十分とは言えない⁽¹⁾。このような背景から，筆者等は，放射感受性試験を行うための電磁パルス発生装置を開発した。電磁パルス発生装置の主要部分は，パルス状電磁波を放射するためのアンテナとアンテナに電圧を印加するためのパルス電源に大別されるが，ここでは，主に，急峻な電圧を発生するパルス電源についての検討結果を報告する。

nsオーダの急峻な高電圧パルスを発生させる場合，電圧発生部分の3次元形状を考慮する必要がある。そのためには，モーメント法⁽²⁾やFDTD法⁽³⁾，等による過渡電磁界解析技術が有効であり，高電圧分野への適用例が各所で

報告されている^{(4)~(6)}。本論文では，初めに，回路シミュレーションにより各部の概略定数を把握し，出力波形安定化のための新たな回路構成について検討した。次いで，筆者らが開発したモーメント法による過渡電磁界解析プログラムを使用した，本電源とアンテナの接続部分が出力波形に及ぼす影響の検討内容と実測との比較結果を報告する。

2. 試験装置の概要

2.1 構成及び仕様 電磁パルス発生装置では，表1に示すように波形A~Cの3種類の二重指数関数で近似される波形を発生させることを目標とした。波形Cは先に述べた急峻なパルス電磁波用の波形であり，波形Aはμsオーダの波形として雷インパルス波形に対応，波形Bはこれらの中間の波形パラメータとした波形であり，放射性ノイズの波形の影響を検討できるように設定している。

図1に電磁パルス発生装置の構成を示す。装置全体をで

表1 電磁パルス発生装置の出力波形仕様

Table 1. Specification of an EMP simulator.

Waveform	Rise time*1 / Pulse width*2	Voltage	E-field
A	1.2 μs ± 30% / 50 μs ± 30%	> 250kV	50kV/m
B	200ns ± 30% / 5 μs ± 30%		
C	< 10ns / 150ns ± 30%		

*1:10-90%, *2:50-50%

* 富士電機アドバンストテクノロジー（株）情報通信制御部
〒191-8502 日野市富士町1

Information & Control Technology Department, Fuji Electric
Advanced Technology Co., Ltd.
1, Fuji-machi, Hino 191-8502

** 防衛庁技術研究本部

〒154-8511 東京都世田谷区池尻1-2-24

Technical Research and Development Institute, Japan Defense
Agency

1-2-24, Ikejiri, Setagaya-ku, Tokyo 154-8511

きるだけ小型・小数量な構成とするために、波形 A, B は同一構成でインパルス発生器内部の回路定数の変更のみで対応し、波形 C はインパルス発生器にピーキング回路を接続して波形を急峻化する構成とした。パルス電源における充電電圧の設定や各部へのトリガ指令等、制御装置からの信号は全て光信号で送られる。また、各部のギャップで使用しているガスの圧力制御は、ガス制御装置からガスチューブを通じて行うようになっており、制御装置とガス制御装置の 2 つを測定室内に設置して、電圧発生部やアンテナから測定系へのノイズの影響を受けにくい構成としている。

ここでは、回路構成に工夫を凝らした波形 C のみを示し、以下本論文では、この波形に関する種々の検討結果について述べる。

2・2 インパルス発生器 図 2 にインパルス発生器の概略構成図を示す。主コンデンサ C_m 、ギャップスイッチ G_m からなる主回路要素と抵抗 R_t 及びコンデンサ C_t で構成されるトリガ系で構成されており、段数は 7 としている。 C_m, L_m の各値は、波形 A ~ C 毎に設定される。ギャップスイッチは中間電極にトリガパルスを加えて動作させる電界歪型とし、絶縁媒体として乾燥空気を流入させている。ギャップスイッチの DC 耐圧は 50 kV である。

2・3 ピーキング回路 図 3 にピーキング回路の概略構造を示す。コンデンサとギャップスイッチの主回路要素とギャップスイッチのトリガとして用いるレーザ光を導

入するためのミラー等の光学系を円筒状容器内に収納している。ピーキング回路は、インパルス発生器の出力波形を急峻にする働きを持つため、低インダクタンス化が必要となる。容器内及びギャップ内は SF_6 ガスを絶縁媒体として使用し、特にギャップは間隙を一定として、ガス圧力を変えることで自爆電圧を制御している。レーザ光源は、出力約 50 mJ の YAG レーザを用い、窓から収納容器内に入射し、中心導体内に内蔵したミラーで光軸を中心導体軸と平行となるように変える。レーザトリガによるギャップの動作については、レーザ焦点位置により放電遅れ時間やジッタ等の特性が変わることが知られている⁽⁷⁾が、ここでは、ギャップ間隙のほぼ中心に焦点が合うようにレンズを調整している。コンデンサとして、純水を使用した水コンデンサの使用も考えられるが、メンテナンス性や純水の循環装置が必要となること、等を考慮して、今回は円柱形セラミックコンデンサを複数個直並列接続して使用することにした。

2・4 アンテナ パルス電源と接続して電磁波を発生させるアンテナの形状を図 4 に示す。このアンテナはストリップラインアンテナと呼ばれ、伝送路として銅線ワイヤーで構成された上下 2 組の導体を平行に配置し、端部はパルス電源又は終端抵抗を接続するために導体間隔及び幅を絞り込んだ形状をしている。このアンテナにパルス電源から電圧を加えると、印加電圧に対応した波形・振幅を持つ電磁波が他端の整合抵抗に向かって伝播する。平行部

図 1 電磁パルス発生装置の構成

Fig. 1. Block-diagram of an EMP simulator.

図 2 インパルス発生器回路

Fig. 2. Circuit of the impulse generator.

図 3 ピーキング回路構成

Fig. 3. Construction of the peaking circuit.

図 4 ストリップラインアンテナ

Fig. 4. Stripline antenna.

が作る空間内が被試験体を置く試験領域である。

3. シミュレーション

3.1 回路解析

(1) 電源回路定数 電源設計の手始めとして、市販の回路シミュレーションソフトを使用して、装置を等価回路で模擬して電源回路定数の概算値を求めた。図5に計算で使った等価回路を示す。 C_g は7段分の合成キャパシタンス、 L_g は回路のインダクタンス、 R_g は放電抵抗、7個のギャップは一括して1つのスイッチ SW_g で模擬する。ピーキング回路は、コンデンサ C_p と配線等の残留インダクタンス L_p 及びギャップを模擬するスイッチ SW_p で構成する。アンテナは特性インピーダンス $Z (= 100 \Omega)$ 、伝播時間 $t_a (= 25 \text{ ns})$ の無損失分布定数線路 T_L で模擬し、端部は抵抗 R_L で終端する。

種々の条件にて計算した結果、表1の波形仕様を満たす回路定数の一例を表2に示す。なお、時間 t_d はスイッチ SW_g と SW_p の動作時間差である。表2においてで囲った値に関して以下にその詳細検討結果を述べる。

(2) 波形のバラツキと安定化 表2に示した時間差 t_d は遅延パルサ等の機器を使用した場合の設定値であるが、実際には多数のギャップスイッチを使用することになるので、ギャップ動作時間のバラツキの影響を検討しておく必要がある。図6に、 t_d を変えた場合の出力電圧(C_g の充電電圧値で規格化)と出力波形のパルス幅の関係を示す。 t_d が10 ns 変化しただけで、出力電圧は約5%、パルス幅は約12%変化する。図7に、 t_d を変えた場合の出力電圧波形を示す。 t_d が大きくなるにつれ、ピークから急激に下降し(図中A部)、その後なだらかに減衰する(図中B部)波形となる。これは、A部は、図5の C_p から右側の回路定数で決まり、B部は C_p から左側の定数で決まることによるものと考えられる。表1の波形仕様を満足させる回路定数は表2で示した値以外の組合せでも実現できる可能性があ

図5 電源の等価回路

Fig. 5. An equivalent circuit of the generator.

表2 回路定数

Table 2. Circuit's constant.

Waveform	C_g nF	L_g μH	R_g Ω	C_p nF	L_p μH	t_d ns	R_L Ω
A	70	600	10	—	—	—	900
B	70	8.5		—	—	—	100
C	2.0	20		1.0	<0.5	240	100

るが、上記のような時間差 t_d の変化による出力電圧やパルス幅変化の様相は変わらない。時間差のバラツキ要因としては、ギャップの動作時間のバラツキ(ジッタ)が最も大きいと考えられる。一般に電界歪型ギャップはジッタが少ないことが知られている⁽⁸⁾。しかし、本電源のように、複数個のギャップ全てのジッタを全体として10 ns まで小さくするためには、ギャップの主電極とトリガ電極の最適配置やトリガ系定数及び構成の最適化等、複雑な設計が必要となる。また、放電の繰り返しで電極表面が損傷しジッタが増加することも考えられる。そこで、ギャップのジッタを含む時間差が多少変化しても安定した出力波形が得られる新たな構成を検討した。図8にこの回路構成を示す。

先の回路と異なる点は、抵抗 R_c とスイッチ SW_c を付加し、 C_p から右側の回路で出力波形を概略確定させたことである。すなわち、 R_c によって、 C_p への充電時定数を数百 ns とすることで、 SW_g と SW_p の動作時間差 t_{d1} に数十 ns のバラツキがあっても出力波形に影響を及ぼさない。図9に各部の計算電圧波形、表3に回路定数をそれぞれ示す。ここで、 t_{d2} は SW_p と SW_c の動作時間差である。

SW_c が動作しない場合($t_{d2} = \infty$)、 C_g には電荷が放電されずに残り(残留電圧 V_a)、アンテナには、 V_a を抵抗 R_c と R_L とで分圧した電圧に相当する電圧 V_b が発生するが、

図6 遅延時間の影響

Fig. 6. Relation between t_d and output voltage, pulse width.

図7 t_d を変えた場合の出力電圧波形例

Fig. 7. Output voltage waveforms for various t_d .

図 8 等価回路

Fig. 8. An equivalent circuit of the modified generator.

図 9 各部の電圧波形

Fig. 9. Calculated voltage waveforms.

表 3 波形 C の回路定数

Table 3. Circuit's constant for the modified generator for waveform C.

C_g nF	L_g μ H	R_g Ω	R_c Ω	C_p nF	L_p μ H	t_{d1} μ s	R_L Ω
70	8.5	10	500	1.3	0.5	3.4	100

V_b は V_{RL} のピーク値の 1/2 以下であるので、パルス幅にはほとんど影響しない。しかし、コンデンサ C_g には充電電荷の大部分が残留した状態となるので、安全性などを考慮して、スイッチ SW_c を動作させて ($t_{d2} = 150$ ns), C_g の電荷を放電させる。また、先に述べたとおり、出力波形が C_p から右側の回路で確定するので、表 3 に示すように、 C_g は波形 A, B の場合と同じ値とすることができるので、コンデンサ切り替え作業が不要となる。また、 t_{d2} については、スイッチ SW_c を対アース間に入れること及び数十 ns のジッタが許容できることにより、トリガ回路が電界歪型ギャップに比べ簡易な構成で済むトリガトロン型スイッチが使用できる。

トリガトロン型スイッチのトリガ方法として、パルス

(a) Trigger method by pulse transformer

(b) Trigger method by PFN

図 10 トリガトロン型スイッチのトリガ方法

Fig. 10. Trigger method of a triggertron switch.

ランスやサイラトロンを用いた方法がある。この方法を本電源に適用すると、図 10(a) のような構成が考えられる。このような構成の場合、パルストランスの 1 次側に接続されているコンデンサを充電するための DC 電源とパルストランス 1 次側のサイリスタ等の半導体素子を ON させるためのトリガ指令伝送用 E/O-O/E 変換器が必要となる。また、サイリスタ等のデバイスを ON させる信号は数 V レベルであるので、ノイズによる誤動作を避けるための対策を施す必要がある。同図 (b) は今回適用した回路構成を示す。トリガユニットとして、コンデンサ C_t とインダクタ L_t を複数段組み合わせることにより時間遅延を発生させることができるので、(a) の方法に比べて光伝送器が少なく済む。さらにこのトリガユニットの電圧を、インパルス発生器各段のコンデンサへの充電と同じ充電装置から取り入れる構成としているので、DC 電源等の別電源が不要となる。

図 11 ピーキング回路解析モデル

Fig. 11. Calculation model of the peaking circuit.

3.2 電磁界解析によるピーキング回路出力構造の解析

図 8 の等価回路における伝送線路入力端電圧の立ち上がり時間は、伝送線路のインピーダンス Z とインダクタンス L_p で決まる。回路計算の結果から、表 3 のとおり、10 ns 以下の立ち上がり時間を得るためには、 L_p は約 $0.5 \mu\text{H}$ 以下にする必要がある。インダクタンスを小さくするには回路構造を同軸形状にすることが望ましい。この時、負荷も同軸形状をしている場合には発生電圧 2 MV で立ち上がり数 ns の報告⁽⁹⁾があるが、今回の場合、ピーキング回路の負荷となるアンテナは図 4 に示したように入力部分が平行形状となっているため、接続部分の形状によってはアンテナに印加される電圧波形が変歪したり、立ち上がりが鈍化してしまう可能性がある。そこで、ここでは、対象物を三角形要素でモデル化して計算する過渡電磁界解析プログラム（概要を付録に示す）によりこれらの問題を解析した。ところで、ピーキング回路の出力電圧の立ち上がり時間は、図 3 に示したコンデンサ支持板より左側の構造で決まるので、計算では図 11(a) に示すようにこの部分のみをモデル化した。コンデンサは平板で模擬し、容器の軸方向に 4 並列設置する。また、ギャップ及び中心導体は中空円筒で模擬し、ギャップ間隙の位置に相当する要素に立ち上がり 2 ns、電圧 1 V のステップ電圧を印加する。

同図 (b) ~ (d) に出力波形を検討するための計算モデルを示す。モデル A, B, C の順に低圧側接続部分の幅を広くした構成となっており、モデル C では収納容器円周の半分を導体で接続した構造である。いずれの場合も、負荷として平行平板線路（幅 400 mm、高さ 255 mm、長さ 2 m）を接続する。線路の他端は、値を変えて計算した結果、反射波が最小となった抵抗値（ 135Ω ）で終端している。これらの構成において、平行平板線路の入力端に発生する電圧波

図 12 接続幅を変えた場合の電圧波形

Fig. 12. Calculated voltage waveforms in different connection geometry.

形を計算した。

図 12 に計算結果を示す。接続板の幅が狭いモデル A の場合は、立ち上がり後 2 ns 程度までは急峻に立ち上がるが、その後はなだらかに増加するため、印加電圧に達するまで 10 ns 程度の時間を要している。これは、接続部分のインピーダンスが大きいために線路に電圧が加わり難くなるためである。しかし、接続幅を広くしていくと立ち上がり直後の電圧が大きくなり、モデル C のように円周の半分まで接続幅を広くすると、立ち上がり後 6 ns 程度で印加電圧に達することができており、この時の立ち上がり時間は約 2.4 ns となる。この立ち上がり時間は、図 8 の回路でインダクタンス L_p を変えて伝送線路 T_L の入力端電圧波形の立ち上がり時間を計算した結果から、 $L_p \approx 0.2 \mu\text{H}$ に相当し、目標値である $0.5 \mu\text{H}$ 以下を達成できることがわかる。

4. 実測結果

図 13 に、急峻波電圧の測定系を示す。分圧器の信号をアッテネータを介して E/O-O/E 変換器で光信号に変換して測定する。同図 (b) に分圧器の構造を示す。ナイロンチューブ内に封入されている硫酸銅水溶液で分圧し、さらに分圧比を大きくするために、 $2 \text{ k}\Omega$ の抵抗と分圧器の負荷となる同軸アッテネータのインピーダンス 50Ω とで分圧する。図 14 に測定系の応答特性を示すが、約 3.4 ns の応答時間が得られている。

図 15 に、パルス電源をアンテナに接続して測定した、インパルス発生器及びピーキング回路の出力電圧波形を示す。電圧 255 kV、立ち上がり時間 6 ns、が得られた。インパルス発生器出力電圧の立ち上がりからピーキング回路出力に電圧が現れるまでの時間は $3.4 \mu\text{s}$ であり、表 3 の設計値どおりの結果が得られている。また、図 9 で示したような残留電圧が見られず、トリガトロン型スイッチが動作していることがわかる。

図 16 に 5 回の放電波形を重ね書きした結果を示す。電圧値は、ほぼ一定の値が得られ、また、パルス幅の変化は、106 ~ 126 ns であり、表 1 の仕様を満足する結果が得られ

(a) Block-diagram of the voltage measurement

(b) Divider

図 13 電圧波形測定構成

Fig. 13. Experimental setup for the voltage measurement.

図 14 電圧測定系応答特性

Fig. 14. Step response of the voltage measurement.

ている。

5. まとめ

本論文では、 ns オーダの急峻なパルス状電磁波を発生させるための電磁パルス発生装置のパルス電源に関する回路構成と出力波形との関係を検討し、さらに、モーメント法を適用した過渡電磁界解析プログラムを用いてパルス電源と電磁波放射アンテナの接続部が波形に及ぼす影響を検討し、以下の結論を得た。

(1) ピーキング回路として、波形の急峻化だけでなく出力パルス波形を確定させるように、インパルス発生器の出力から充電抵抗でピーキング回路のコンデンサを充電し

(a) Output voltage waveforms

(b) Expanded waveform of peaking circuit

図 15 出力電圧波形例

Fig. 15. Typical measured voltage waveforms.

図 16 出力電圧波形の 5 回重ね書き

Fig. 16. Overwritten traces of the output voltage for 5 shots.

て出力させる構成とすることにより、安定した出力波形が得られた。

(2) インパルス発生器残留電荷を放電させるトリガトロン型スイッチに対するトリガ電圧発生及び遅延時間確保の方法として、インダクタ及びコンデンサで構成した回路を新規に適用し、この回路の電圧をインパルス発生器の充電ラインから引き込む構成としたことにより、トリガに必要な E/O-O/E 変換器や DC 電源等を無くすることが可能となった。

(3) ピーキング回路の出力構造が波形に及ぼす影響を過渡電磁界解析によりシミュレーションした結果、円周の半分程度まで接続部分を広げると、アンテナに急峻な電圧波形を供給できることがわかった。

これらの検討から、電磁パルス発生装置用の急峻波電源を開発することに成功した。被試験装置が大型になるとアンテナを大きくしなければならない。このため、同一試験電界を得る場合には、急峻波電源の発生電圧も増加させる必要があり、通常、インパルス発生器の段数を増やすことで対応する。この結果、インパルス発生器で使用するギャップスイッチの数が増えるので、従来の回路構成では、出力電圧やパルス幅の変化がさらに大きくなるという欠点がある。今回得られた方法によれば、大型の発生装置にも適用可能であり、より幅広い電子装置の耐電磁パルス性能検証及び耐性向上に貢献することができる。

(平成 15 年 4 月 1 日受付, 平成 15 年 11 月 27 日再受付)

文 献

- (1) 四蔵達之・森田 公:「各種電磁ノイズのスペクトル分布」, 平成元年電気学会全国大会, No.1144 (1989)
- (2) R.F. Harrington: "Matrix Methods for Field Problems", *Proc. IEEE*, Vol.55, No.2, pp.136-149 (1967)
- (3) K.S. Yee: "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", *IEEE, Trans. Antennas Propagat.*, Vol.AP-14, No.3, pp.302-307 (1997)
- (4) 加藤正平・石曾根孝之・岡部成光・萬屋鶴夫:「新しいサージ解析法と高電圧工学への応用」, 電気学会高電圧研資, HV-91-19 (1991)
- (5) T. Shikura and M. Miyamoto: "Examples of Surge Analysis In GIS", *Proc. of 1997 Annual Conference of Power & Energy Society, IEE Japan*, No.644, pp.1071-1072 (1997) (in Japanese)
四蔵達之・宮本昌広:「GIS におけるサージ伝搬解析」, 平成 9 年電気学会電力・エネルギー部門大会, No.644, pp.1071-1072 (1997)
- (6) K. Tanabe: "A Method for computational analysis of transient resistance for grounding systems based on the FD-TD method", *T. IEE Japan*, Vol.120-B, No.8/9, pp.1119-1126 (2000-8/9) (in Japanese)
田辺一夫:「FD-TD 法に基づく電力設備の過渡接地抵抗解析手法」, 電学論 B, 120, 8/9, pp.1119-1126 (2000-8/9)
- (7) H. Okuda, K. Katayama, X. Wang, K. Masugata, and K. Yatsui: "Control of SF₆ Discharge Gap Switch by XeCl Excimer Laser", *T. IEE Japan*, Vol.110-B, No.7, pp.598-602 (1990-7) (in Japanese)
奥田尚登・片山和久・王 効軍・升方勝己・八井 淨:「エキシマレーザによる SF₆ 放電ギャップスイッチの制御」, 電学論 B, 110, 7, pp.598-602 (1990-7)
- (8) 「大電流技術の現状と展望」, 電気学会技術報告 (II 部), No.228 (1986)
- (9) G.F. Basov, A.N. Bastrikov, B.M. Koval'chuk, V.V. Kremnev, and E.V. Kumpyak: "High-Power Megavolt Pulse Generator with Nanosecond Rise Time", *Instrum. Experimental Tech.*, Vol.38, No.2, Part2, pp.220-223 (1995)

付 録

1. 三角形要素近似による電磁界解析手法の概要

(1) 電界積分方程式 完全導体面 S において、物理量の時間依存性が正弦波である場合を考える。 S 上の電流 J_s による任意の観測点 r の電界 E_s は、磁気ベクトルポテンシャル A と電気スカラーポテンシャル Φ を用いると、

(付 1) 式のように表される。

$$E_s(r) = -j\omega A(r) - \nabla\Phi(r) \cdots \cdots \cdots \text{(付 1)}$$

ここで、

$$A(r) = \frac{\mu}{4\pi} \iint J(r') \frac{e^{-jkR}}{R} dS' \cdots \cdots \cdots \text{(付 2)}$$

$$\Phi(r) = \frac{1}{j4\pi\omega\epsilon} \iint J(r') \frac{e^{-jkR}}{R} dS' \cdots \cdots \cdots \text{(付 3)}$$

また、 r' は導体上の点を示し、 $R = |r - r'|$, $k = \omega\sqrt{\epsilon\mu}$, である。

今、完全導体の表面において、電界の接線成分がゼロとなるように境界条件を定めると、入射電界 E_i は (付 4) 式のように表される。

$$E_i = j\omega A + \nabla\Phi \cdots \cdots \cdots \text{(付 4)}$$

(付 4) 式は、導体表面における入射電界と導体電流の関係を表すものであり、プログラムでは、モーメント法を用いて本式の計算を行う。

(2) マトリクス解法 モーメント法とは、線形オペレータ L , 未知関数 f , 既知関数 ϕ に関する線形方程式 (付 5) を解く一般解法である。

$$Lf = \phi \cdots \cdots \cdots \text{(付 5)}$$

この場合、 L は積分演算子、 f は導体電流、 ϕ は入射電界である。まず、 L の定義域内の適当な N 個の展開関数 F_n ($n = 1, 2, \dots, N$) を用いて未知関数 f を (付 6) 式のように近似する。

$$f \approx \sum_{n=1}^N \alpha_n F_n \cdots \cdots \cdots \text{(付 6)}$$

(付 6) 式を (付 5) 式に代入すると (付 7) 式を得る。

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n Lf_n \approx g \cdots \cdots \cdots \text{(付 7)}$$

この時、残差 R_N は (付 8) 式で表される。

$$R_N = g - \sum_{n=1}^N \alpha_n Lf_n \cdots \cdots \cdots \text{(付 8)}$$

次に L の値域内の適当な M 個の関数 W_m (重み関数) をとり、 W_m と R_N の内積 $\langle W_m, R_N \rangle$ が 0 となるようにすると (付 9) 式を得る。

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \langle W_m, Lf_n \rangle = \langle W_m, g \rangle \cdots \cdots \cdots \text{(付 9)}$$

(付 9) 式をマトリクス方程式で書くと、(付 10) 式のようになる。

$$A\alpha = B \cdots \cdots \cdots \text{(付 10)}$$

(付 10) 式のマトリクス方程式を α について解くと、 f を近

付図1 三角形対
app. Fig. 1. Triangle pair.

似的に求めることができる。

ここでは、(付6)式に対応する展開関数 F_n 及び重み関数 W_m として、付図1に示す三角形対において、次のようなベクトル関数 F_n を用いる。

$$F_n(\mathbf{r}') = \begin{cases} \ell_n \rho_{n+} / 2S_{n+}; & \mathbf{r}' \text{ on } T_{n+} \\ \ell_n \rho_{n-} / 2S_{n-}; & \mathbf{r}' \text{ on } T_{n-} \end{cases} \dots\dots\dots (\text{付11})$$

ここで、 S_n は三角形の面積、 ℓ_n は三角形対の共通辺の長さ、 $\rho_{n\pm}$ は三角形内の局所的な位置ベクトルで、符号は三角形 T_{n+} 、 T_{n-} の量であることを示す。

三角形対要素 k にインピーダンス Z_L を装荷する場合は、マトリクス A の対角要素 Z_{kk} に Z_L を加えて次のように修正する。

$$Z_{kk}' = Z_{kk} + Z_L \dots\dots\dots (\text{付12})$$

また、時間波形は、上記で得られた周波数毎のデータをフーリエ逆変換して求める。

四 蔵 達 之 (正員) 1964年3月31日生。1986年3月横浜国立大学電気工学科卒業，同年富士電機(株)入社。現在，富士電機アドバンステクノロジー(株)主として，EMC・高周波電磁界解析技術の研究開発に従事。

佐久間 政 喜 (非会員) 1974年10月14日生。1993年3月君津商業高等学校卒業，同年富士電機(株)入社。現在，富士電機アドバンステクノロジー(株)主として，電磁応用機器，電磁界解析技術の研究開発に従事。

園 田 利 明 (非会員) 1965年9月23日生。1997年3月東海大学工学部機械工学科卒業。1987年防衛庁技術研究本部入庁，主として，通信・EMCの研究開発に従事し，現在に至る。

井 口 良 夫 (非会員) 1953年5月24日生。1976年3月日本工業大学工学部電気工学科卒業。同年防衛庁技術研究本部入庁，主として，通信・EMCの研究開発に従事し，現在に至る。