ダイポールアレーアンテナを用いた波形再生による 単一パルス電磁波の2次元到来方向推定

非会員 石 居 正 典 (電気通信大学 電子工学科)

正 員 岩 崎 俊 (電気通信大学 電子工学科)

Two-Dimensional DOA Finding of a Single Short Pulse by the Waveform Reconstruction Using a Dipole Array Antenna.

Masanori Ishii, Non-member, Takashi Iwasaki, Member (Department of Electronic Engineering The University of Electro-Communications)

This paper presents a method for finding the two-dimensional direction of arrival (DOA) of a single short pulse. The method is based on a waveform reconstruction using complex antenna factors (CAFs) with incident angle dependence. In order to apply the technique to an arbitrary polarized pulse, three dipole antennas are adopted as an antenna system instead of two square loop antennas already reported. The results of a simulation and an experiment show the possibility to use the dipole array antenna in the two-dimensional DOA finding.

キーワード：到来方向推定、単発パルス、ダイポールアレーアンテナ、波形再生、複素アンテナ係数

1. はじめに

近年、不要な外来電磁波によるデジタル機器等の誤動作障害が問題となっている。これを未然に防ぐためには、この不要電磁波の発信源を特定することが有用である。そのためには、その到来方向を推定する必要がある。これまで、ns から μ s オーダのパルス幅を持つ、単発の超短パルス状電磁界の到来方向を推定するために、アンテナの感度を示す係数である複素アンテナ係数が、アンテナの形状によっては各角度方向ごとに異なることを利用し、各角度方向ごとに再生された到来電磁波の電界波形の比較による到来方向推定法が検討されている⁽¹⁾。

しかしこれまでは、方形の半ループアンテナ⁽¹⁾や変形モノポールアンテナ⁽²⁾を用いたグラウンドプレーン上における2次元での到来方向推定であったため、到来波の偏波はグラウンドプレーンに垂直な方向に限定されていた。

そこで、楕円偏波など一定方向の直線偏波以外の偏波面を持つ到来波に対しても受信アンテナに平行な方向の偏波成分を受信することで、適用可能なダイポールアレーアンテナを用いる方法をシミュレーションと実験により検討する⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

2. 到来方向推定法の基本的な原理

図1に示すような受信アンテナシステムを考える。ここで、複素アンテナ係数 (Complex Antenna Factor: CAF)

図1 アンテナシステム

Fig. 1. Antenna system for detection.

は、図1に示すように、入射電界と整合出力電圧の比で定義される⁽³⁾。一般に、複素アンテナ係数は、周波数に依存し、また、アンテナの構造によっては到来電界の入射角および偏波方向によって変化する。

2次元的な方向について考えると、角周波数が ω で、かつ到来波のアンテナへの入射角が θ のときの複素アンテナ係数 $F_c(\omega; \theta)$ は次のように表わせる。

$$F_c(\omega; \theta) = \frac{E(\omega; \theta)}{V_0(\omega)}, \dots\dots\dots (1)$$

式(1)において、 $E(\omega; \theta)$ は、アンテナへの到来電磁界パルスの電界成分であり、また、 $V_0(\omega)$ は、整合出力電圧である。

式(1)は、時間領域では、次の式(2)に示すように表われる。

$$e(t; \theta) = f_c(t; \theta) * v_0(t). \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $e(t; \theta)$ は電界波形、 $f_c(t; \theta)$ はアンテナ系のインパルス応答、 $v_0(t)$ は整合出力電圧波形、 $*$ は畳み込み積分を示している。また、時間領域における関数 $e(t; \theta)$ 、 $f_c(t; \theta)$ 、 $v_0(t)$ は、それぞれ、 $E(\omega; \theta)$ 、 $F_c(\omega; \theta)$ 、 $V_0(\omega)$ とフーリエ変換対をなしている。ここで、畳み込みの定理から、式(2)は、次の式(3)のように書ける。

$$e(t; \theta) = \mathcal{F}^{-1} [F_c(\omega; \theta) \mathcal{F} \{v_0(t)\}], \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $\mathcal{F}$ と $\mathcal{F}^{-1}$ は、それぞれ、フーリエ変換と逆フーリエ変換を表している。複素アンテナ係数 $F_c(\omega; \theta)$ は、周波数領域で測定されるため、実際の波形再生は式(3)によって行われる。

いま、 $\theta = \theta_n$ 方向から到来する電磁界パルスを考える。アンテナ系の複素アンテナ係数

$$F_c(\omega; \theta_k) \quad (k = 1, 2, \dots, n, \dots, N)$$

は、 θ_n を含む N の異なった角度においてあらかじめ測定して求めておく。測定される整合出力電圧 $v_0(t)$ から再生される N 個の再生波形は、次式で表せる。

$$e(t; \theta_k) = \mathcal{F}^{-1} [F_c(\omega; \theta_k) \mathcal{F} \{v_0(t)\}] \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$(k = 1, 2, \dots, n, \dots, N)$$

このとき、再生された N 個の再生波形のなかで、 $e(t; \theta_n)$ のみが、正しい再生波形であるはずである。しかし、この正しい再生波形はわかっていない。そこで、もう一つアンテナを設置し、同時に、同様の波形再生をそのアンテナの複素アンテナ係数を用いて行えば、実際の到来方向である $\theta = \theta_n$ 方向で同一の再生波形が得られる。これによって到来方向 θ_n が決定できる。

3. 方形ループアンテナを用いた従来の方法

到来波の再生波形の比較から到来方向を推定する上記の方法は、グランドプレーン上における半方形ループアンテナやモノポールアンテナを用いた2次元の到来方向推定の検討であったため⁽¹⁾⁽²⁾、到来波の偏波は垂直偏波のみに限られている。

しかしながら、到来波の偏波面は一般的に任意である。自由空間中での任意の偏波面を持つ電磁波の2次元の到来方向推定に方形ループアンテナ等を適用した場合、一般にCAFも偏波に依存する。したがって、ある特定の偏波に対して求められた2つの方形ループアンテナのCAFでは、到来方向推定が不可能である。

このことを確認するために、図2に示すように、自由空間中で直交して配置された2つの方形ループアンテナに、偏波面が z 軸に平行な($\varphi=0^\circ$)パルスと、 z 軸から $\varphi=30^\circ$ 傾

図2 方形ループアンテナによるDOAでの配置図

Fig. 2. Square loop antennas for detection.

いたパルスが到来した場合の推定シミュレーションをモーメント法⁽⁶⁾を用いて行った。なお、3アンテナ法⁽³⁾によりあらかじめ求めておく2つの方形ループアンテナのCAF²は、 z 軸に平行な偏波に対するものである。ここで、CAFの2乗値を用いているのは、3アンテナ法からCAFを求める際に、CAFの位相が $-90^\circ \sim +90^\circ$ の値しか得られないためである⁽¹⁾。この結果、到来波の自己コンボリューション波形を再生・比較することになる。

到来波の偏波面が z 軸に平行な場合の2つの方形ループアンテナでの再生波形の比較を図3に、 z 軸から 30° 傾

図3 到来波の偏波面が z 軸に平行な場合の再生波形の比較

Fig. 3. Reconstructed waveforms in the case of $\varphi=0^\circ$.

図4 到来波の偏波面が z 軸から 30° 傾いた場合の再生波形の比較

Fig. 4. Reconstructed waveforms in the case of $\varphi=30^\circ$.

た場合の再生波形の比較を図4に示す。

図3、図4のように、同じ偏波に対するCAF²を用いて到来波の波形再生を行っても、到来波の偏波面によって再生波形は大きく変化してしまうので、これまで用いられていた方形ループアンテナは、自由空間中での到来方向推定には使用できない。

4. ダイポールアレーアンテナ

以上の問題に対処するため、単一偏波成分のみを受信する3本のダイポールアンテナの出力を組合せて計算機処理を行い、方形ループアンテナの動作を模擬する。

図5 (a) 方形ループアンテナと (b) ダイポールアレーアンテナ

Fig. 5. (a) Square loop antenna, and (b) a dipole antenna pair to simulate the loop antenna.

〈4・1〉 方形ループアンテナとダイポールアレーアンテナ
本手法による到来方向の推定では、受信アンテナのCAFが周波数と方向によって大きく異なることが望まれる。そのようなCAFを持つアンテナとしては1波長共振周波数付近と低周波における指向性が大きく異なるループアンテナが良く知られている⁽⁶⁾。

しかし、3節でも述べたように、方形ループアンテナのCAFは、到来電界の偏波面に依存する。これは、図5-(a)に示すように、到来電界が直線偏波の場合、方形ループアンテナのx軸に平行なエレメントでは到来電界EのうちE_x成分を受信し、一方でz軸に平行なエレメントでは到来電界EのうちE_z成分を受信するためである。到来波の偏波は一般的には未知である。方形ループアンテナでは、到来波の偏波面によって波形再生が変化するため、波形再生を利用する本手法による到来方向推定法には適さない。

そこで、図5-(b)に示すような2本のダイポールアンテナを組にする方法を考える。これらの2本のダイポールアンテナは、到来電界EのうちE_z成分のみを受信する。受信された2つの出力成分の位相差φを周波数によって変化させ、コンピュータでソフトウェア的に合成して1つの合成アンテナとし、方形ループアンテナの動作を模擬する。ただし、この方法では到来パルスが完全にx軸方向に偏波している場合には、適用できない。

〈4・2〉 ダイポールアレーアンテナの構成 本論文での到来方向推定の検討では、図6の右方に示すような、#1, #2, #3の3本のダイポールアンテナからなるダイポールアレーアンテナを考える。

図6 ダイポールアレーアンテナの構成図

Fig. 6. Dipole array antenna for detection.

図6に示すように、#1と#2が張る面と#2と#3が張る面が直交するように、ダイポールアンテナ#1, #2, #3を配置する。さらに、これら#1, #2, #3のうち、#1と#2の対、#2と#3の対をそれぞれ1つの合成アンテナと見なす。

この際、#1, #3に対する、#2の位相差が、低周波成分では-180°、#1, #2, #3のダイポールアンテナの共振周波数付近では0°となるよう直線的に位相差を変化させる。この処理は波形測定後に行う。具体的には2つの出力波形をそれぞれフーリエ変換し、一方の波形に周波数に依存した位相差φ(ω)を与え、合成した後でフーリエ逆変換する。

5. シミュレーション

〈5・1〉 シミュレーション方法 図6に示すような自由空間中における配置で、長さl_t=60cmの送信アンテナ#0にパルス幅が2nsのガウシアンパルスを入力することで到来波としてのパルス状電磁波を発生させる。受信アンテナの長さl_rは60cm、間隔dを30cm、送・受信アンテナ間の距離Lは100mとし、モーメント法を用いてシミュレーションを行う。

以下の式(5)を用い、2つの合成アンテナ対#1#2および、#2#3でそれぞれ波形再生し、それら2つの再生波形を比較することで方向推定のシミュレーションを行う。

$$\begin{aligned}
& e(t; \theta_n) * e(t; \theta_n) \\
&= \mathcal{F}^{-1} [F_c^2(\omega; \theta_i)_{\#k\#l} S^2(\omega; \theta_n)_{\#k\#l} \mathcal{F}\{v_{in}(t)\}^2] \\
& \quad (i = 1, 2, \dots, n, \dots, N) \\
& \quad (k, l) = (1, 2), (2, 3) \\
& \quad \dots \dots \dots (5)
\end{aligned}$$

式 (5) において、 $e(t; \theta_n)$ は θ_n 方向から到来した電界、 $F_c(\omega; \theta_i)_{\#k\#l}$ は 3 アンテナ法で得られるそれぞれの合成アンテナの θ_i 方向の CAF、 $S(\omega; \theta_n)_{\#k\#l}$ は #0 のダイポールアンテナとそれぞれの合成アンテナの間の透過 S パラメータであり、モーメント法により計算した S パラメータから付録 2 の式 (付 20) と式 (付 21) を用いて得られる。また、 $v_{in}(t)$ は入力ガウシアンパルスである。波形再生は、2 つのそれぞれの合成アンテナについて行われる。

〈5・2〉シミュレーション結果 図 7 に示すように、実際に到来した方向の CAF² で再生した波形はシミュレーションによる結果であるため完全に一致している。また、図 8、図 9 に示すように、到来した方向から 45° ずれた方向の CAF² と、90° ずれた方向の CAF² とで再生した波形はそれぞれ一致しないことが確認できる。なおこれらの波形は、DC-1.5GHz の帯域で再生された波形である。

図 7 正しい到来方向の CAF² による再生波形
Fig. 7. Self-convolution waveforms 1 (appropriate reconstruction).

図 8 到来方向から 45° ずれた方向の CAF² による再生波形
Fig. 8. Self-convolution waveforms 2 (inappropriate reconstruction).

図 9 到来方向から 90° ずれた方向の CAF² による再生波形
Fig. 9. Self-convolution waveforms 3 (inappropriate reconstruction).

〈5・3〉シミュレーションによる分解能の検討 2 つの合成アンテナから再生される 2 つの波形を定量的に比較することで、角度分解能についての検討を行った。0° 方向からの到来に対して、1 周 360° 方向を 5° おきに求めておいた CAF² を用いて到来波の波形再生を行った。ここで、再生される各方向の 2 つの再生波形を $W_1(t; \theta)$, $W_2(t; \theta)$ としたとき、式 (6) によって、2 つの波形の一致度を定量的に表すことにした。

$$D(\theta) = \sum_{t=1}^n |W_1(t; \theta) - W_2(t; \theta)| \dots \dots \dots (6)$$

(6) 式において 2 つの再生波形が一致したとき、すなわち、到来方向の CAF² で 2 つの波形が再生されたとき $D(\theta) = 0$ となる。得られた $D(\theta)$ を図 10 に示す。なお、図 10 では、

図 10 0° 方向から到来した時の 2 次元方位分解能
Fig. 10. Two dimensional resolution for the 0° direction.

$\log_{10} D(\theta)$ の値を表示している。このとき、実際の到来方向では本来 $D(\theta) = 0$ であるが、計算機の計算誤差から $D(\theta) \approx 0$ となるため、 $D(\theta)$ の値が 0 に限りなく近い値で得られている。

図 10 からわかるように、到来方向である 0° 方向と、そ

れから $\pm 5^\circ$ ずれた方向(5° 及び 355°)の $D(\theta)$ では大きな差見られたため、 $\pm 5^\circ$ の分解能は得られていることがわかる。

図6からわかるように、このダイポールアレーアンテナの構造は、アドコックアンテナ⁽⁷⁾とよく似ているが、本論文で目的としている単一のパルス電磁波の到来方向推定には、そのまま干渉計の原理を用いることはできない。そこで、CAFの周波数特性が到来角度によって異なることを利用した波形再生を行っている。評価基準として式(6)を用いた場合、図10のように、2つの波形が一致した場合のヌルサーチを行っていることになる。

〈5・4〉 シミュレーションによる測定系のノイズによる影響の検討 到来波の観測システムにおける熱雑音等のノイズが、どの程度到来波の再生波形に影響を与えるかをシミュレーションにより検討した。

ノイズとしては、図6における $\#1$, $\#2$, $\#3$ のアンテナへの出力電圧波形のピーク値に対して、 $\pm \alpha\%$ ($\alpha=5, 10, 20$)の大きさのものを計算機上でランダム関数により加えた。

図11は、ノイズのない場合の再生波形である図7に対して、 $\pm 10\%$ のノイズを加えた場合に、 $150\sim 350\text{MHz}$ の帯域で再生された到来波の波形を比較したものである。図11からわかるように、波形再生の帯域を、 $\#1, \#2, \#3$ のダイポールアンテナの共振周波数(約 250MHz)付近で狭く設定すれば、 $\pm 10\%$ ものノイズを加えた場合においても、良く一致することがわかる。なお、ノイズが $\pm 5\%$ のときは $100\sim 400\text{MHz}$ 、 $\pm 20\%$ のときは $200\sim 300\text{MHz}$ の帯域で再生すれば2つの波形が一致することも確認できた。

図11 $\pm 10\%$ のノイズを付加した場合における正しい到来方向のCAF²による再生波形の比較

Fig. 11. The reconstructed waveforms (appropriate reconstruction) with noise (peak-peak $\pm 10\%$).

6. 実験

〈6・1〉 実験方法 ダイポールアレーアンテナを用いた自由空間中の2次元到来方向の推定実験を、六面電波暗室内で行った。図12に示すように長さが60cmの半波長ダイポールアンテナに、パルス幅が約2nsのパルスをパルスジェネレータで給電し、パルス状の電磁波を発生させた。受信アンテナの要素に平行な偏波成分を持つ電磁波

図12 実験配置図

Fig. 12. Experiment setup.

が到来した場合と、エレメントに平行でない偏波成分を持つ電磁波が到来した場合の実験を行うために、送信アンテナを図12に示すように z 軸に対して平行な($\varphi=0^\circ$)場合と 30° 傾けた($\varphi=30^\circ$)場合の2通りについて到来方向推定実験を行った。ただし、パルスジェネレータとダイポールアンテナの間には、アンテナからの反射のバッファ用に6dBのアッテネータを入れている。また、受信アンテナにはシミュレーションと同様に、長さが60cmの3本の半波長ダイポールアンテナを配置した。なおこれらのダイポールアンテナは、送信用のダイポールアンテナから、図12に示すように1m離れた位置に配置した。このため、送・受信アンテナ間の干渉による影響で、再生波形が若干劣化している。

これら3つの受信ダイポールアンテナから出力される電圧値 $v_1(t; \theta)$, $v_2(t; \theta)$, $v_3(t; \theta)$ を観測するために、デジタルオシロスコープ(周波数帯域:DC $\sim 1.5\text{GHz}$, 4GSa/s)を用いた。これらの電圧値 $v_1(t; \theta)$, $v_2(t; \theta)$, $v_3(t; \theta)$ から付録1の式(付9)と式(付10)を用いて合成される電圧値 $v_0(t; \theta)_{\#1\#2}$, $v_0(t; \theta)_{\#2\#3}$ と、事前に3アンテナ法による測定で求めておいたそれぞれの合成ダイポールアンテナ $\#1\#2$, $\#2\#3$ の複素アンテナ係数の2乗値 $F_c^2(\omega; \theta)_{\#1\#2}$, $F_c^2(\omega; \theta)_{\#2\#3}$ を用いて到来電磁界の自己コンボリューション波形を以下に示す式(7)から再生し、比較したものを図13から図18に示す。

$$e(t; \theta_i) * e(t; \theta_i) = \mathcal{F}^{-1} \left[F_c(\omega; \theta_i)_{\#k\#l}^2 \mathcal{F} \{ v_0(t; \theta_i)_{\#k\#l} \}^2 \right] \\ (i = 1, 2, \dots, n, \dots, N) \quad (k, l) = (1, 2), (2, 3) \dots \dots \dots (7)$$

ここで、式(7)において、 $e(t; \theta_n)$ は θ_n 方向から到来した電界、 $F_c(\omega; \theta_i)_{\#k\#l}$ はそれぞれの合成アンテナの θ_i 方向のCAF、 $v_0(t; \theta_i)_{\#k\#l}$ はデジタルオシロスコープで記録された各チャンネルの電圧値をそれぞれの合成アンテナ $\#1\#2$, $\#2\#3$ に対応させて合成した出力電圧値である。この波形再生は、2つのそれぞれの合成アンテナについて行われ、再

生波形の一致した方向が推定到来方向となる。

なお、波形再生に用いた全ての複素アンテナ係数の2乗値は、距離1mでネットワークアナライザにより測定したSパラメータを付録2の式(付18)と式(付19)を用いて合成した透過Sパラメータから3アンテナ法で求めたものである。

〈6・2〉 実験結果

〈6・2・1〉 $\varphi=0^\circ$ の場合 図13から図15に示すように、実際に到来した方向のCAF²で再生した波形は一致し、到来した方向から45°ずれた方向のCAF²と、90°ずれた方向のCAF²とで再生した波形はそれぞれ一致しないことが実験でも確認できる。

なおこれらの波形は、100MHz~400MHzの帯域で再生された波形である。これは、測定に用いたネットワークアナライザとデジタルオシロスコプの感度の相違から、この他の帯域のデータは波形再生に利用できないためである。

〈6・2・2〉 $\varphi=30^\circ$ の場合 $\varphi=30^\circ$ の場合についても、 $\varphi=0^\circ$ の場合と全く同条件で、到来方向推定実験を行った。結果を図16から図18に示す。

結果を図16から図18に示す。これらの結果からわかるように、 $\varphi=0^\circ$ の場合と同様に、実際に到来した方向のCAF²

図15 到来方向から90°ずれた方向のCAF²による再生波形($\varphi=0^\circ$)

Fig. 15. Self-convolution waveforms 3 (inappropriate reconstruction) ($\varphi=0^\circ$).

で再生した波形は一致し、到来した方向から45°ずれた方向のCAF²と、90°ずれた方向のCAF²とで再生した波形はそれぞれ一致しないことが確認できる。

7. おわりに

パルス幅がnsからμsオーダーである単発の電磁パルスの2次元到来方向推定の方法として、到来波の再生波形を比

図13 正しい到来方向のCAF²による再生波形($\varphi=0^\circ$)

Fig. 13. Self-convolution waveforms 1 (appropriate reconstruction) ($\varphi=0^\circ$).

図14 到来方向から45°ずれた方向のCAF²による再生波形($\varphi=0^\circ$)

Fig. 14. Self-convolution waveforms 2 (inappropriate reconstruction) ($\varphi=0^\circ$).

図16 正しい到来方向のCAF²による再生波形($\varphi=30^\circ$)

Fig. 16. Self-convolution waveforms 1 (appropriate reconstruction) ($\varphi=30^\circ$).

図17 到来方向から45°ずれた方向のCAF²による再生波形($\varphi=30^\circ$)

Fig. 17. Self-convolution waveforms 2 (inappropriate reconstruction) ($\varphi=30^\circ$).

図 18 到来方向から 90° ずれた方向の CAF^2 による再生波形 ($\varphi=30^\circ$)

Fig. 18. Self-convolution waveforms 3 (inappropriate reconstruction) ($\varphi=30^\circ$).

較する手法が既に提案されているが、これまでは到来波があらかじめ決められた一定方向の直線偏波を持つ場合に限定されていた。

そこで本論文では、3本のダイポールアンテナのうち2本ずつを組合せることにより、方形ループアンテナの動作を模擬したダイポールアレーアンテナを採用した。これにより、受信アンテナの要素に平行な直線偏波成分のみを受信し、波形再生を行うことを新たに提案した。さらに、シミュレーションと実験によりこの方法で2次元の到来方向推定が可能であることを示した。

本手法を3次元へ拡張するには、このシステムを複数個組み合わせる方法が考えられるが、複雑になるため、その簡単化が今後の課題として挙げられる。

付 記

本研究は日本学術振興会未来開拓学術研究推進事業「電磁波の雑音レベルの低減」によるものである。

(平成13年2月22日受付, 同13年6月21日再受付)

文 献

- (1) Masanori Ishii and Takashi Iwasaki, "A Method for Finding the Direction of Arrival of a Single Short Pulse by the Waveform Reconstruction", IEICE Trans. Commun., Vol.E83-B, No.3, pp.453-459, March (2000).
- (2) 大石 直俊, 石居 正典, 岩崎 俊, "変形モノポールアンテナを用いたパルス電磁波の到来方向の推定", 電気学会 計測研究会 IM-00-19
- (3) S.Ishigami, H.Iida, and T.Iwasaki, "Measurements of complex antenna factor by the near-field 3-antenna method", IEEE Trans. on Electromagn. Compat., Vol.38, No3, pp.424-432, Aug.(1996)
- (4) 石居 正典, 岩崎 俊, "複合ダイポールアンテナを用いた単パルス電磁波の到来方向推定法", 信学ソサイエティ大会, B-4-20, pp.234, Sep.(2000)
- (5) 石居 正典, 岩崎 俊, "垂直偏波成分の波形再生による単パルス電磁波の到来方向推定", 信学技報, EMCJ2000-96, Nov.(2000)
- (6) W. L. Stutzman and G. A. Thiele, "Antenna Theory and Design", John Wiley & Sons (1981).
- (7) 奥澤 隆志, "標準無線工学 空中線系と電波伝搬", CQ 出版社 (1983).

付 録

1. 受信出力電圧の合成方法

受信ダイポールアンテナ#1, #2, #3の開口を、#1, #2, #3とし、計算機上で作り出される合成ダイポールアンテナ#1#2, #2#3の開口を#4, #5とする合成アンテナを構成するための5開口回路を、図1のように示す。

付図1 合成出力電圧の計算のための5開口回路

app. Fig. 1. 5-port circuit for combining output voltages.

付図1において、 $a_i(\omega)$, $b_i(\omega)$ ($i = 1, \dots, 5$) は、各開口への入射波と反射波を表している。また、行列 $[R(\omega)]$ は電圧を合成するためのパラメータで構成される行列である。ここで、#1, #2, #3のアンテナに励起される入射波を、 $a_{Gi}(\omega)$ ($i = 1, 2, 3$)、合成回路からアンテナの接続されている開口を見たときの反射係数を、 Γ_{Gi} ($i = 1, 2, 3$) とすると、次の3つの式が得られる。

$$a_1(\omega) = a_{G1}(\omega) + \Gamma_{G1}b_1(\omega) \quad \text{..... (付 1)}$$

$$a_2(\omega) = a_{G2}(\omega) + \Gamma_{G2}b_2(\omega) \quad \text{..... (付 2)}$$

$$a_3(\omega) = a_{G3}(\omega) + \Gamma_{G3}b_3(\omega) \quad \text{..... (付 3)}$$

入射波 $a_i(\omega)$ と反射波 $b_i(\omega)$ の関係式は、行列 $[R(\omega)]$ を用いて次のように表せる。

$$\begin{bmatrix} b_1(\omega) \\ \vdots \\ b_5(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11}(\omega) & \cdots & R_{15}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{51}(\omega) & \cdots & R_{55}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(\omega) \\ \vdots \\ a_5(\omega) \end{bmatrix} \quad \text{(付 4)}$$

また、合成回路から合成出力を取り出す開口を見たときの反射係数を、 Γ_{Li} ($i = 4, 5$) とすると、次の2つの式が得られる。

$$a_4(\omega) = \Gamma_{L4}b_4(\omega) \quad \text{..... (付 5)}$$

$$a_5(\omega) = \Gamma_{L5}b_5(\omega) \quad \text{..... (付 6)}$$

これらの式から、 $a_4=a_5=0$ のもとで、 b_4, b_5 を表すと次式のようにになる。

$$\begin{aligned} b_4(\omega) &= R_{41}(\omega)a_1(\omega) + R_{42}(\omega)a_2(\omega) \\ &\quad + R_{43}(\omega)a_3(\omega) \quad \text{..... (付 7)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b_5(\omega) &= R_{51}(\omega)a_1(\omega) + R_{52}(\omega)a_2(\omega) \\ &\quad + R_{53}(\omega)a_3(\omega) \quad \text{..... (付 8)} \end{aligned}$$

本論文においては、2本のダイポールアンテナから1つ

の方形ループアンテナの動作を模擬するため、#1, #3 に対する、#2 の位相差が、低周波成分では -180° 、#1, #2, #3 のダイポールアンテナの共振周波数付近では 0° となるよう直線的に位相差 $\phi(\omega)$ を変化させて多周波に渡って合成する。そこで、今回実際の合成計算に用いる合成アンテナの合成出力電圧値は、式 (付 7) と式 (付 8) から次式のようになる。

$$b_4(\omega) = a_1(\omega) + \exp\{j\phi(\omega)\} a_2(\omega) \quad \dots\dots (付 9)$$

$$b_5(\omega) = \exp\{j\phi(\omega)\} a_2(\omega) + a_4(\omega) \quad \dots\dots (付 10)$$

2. S パラメータの合成方法

送信ダイポールアンテナ #0 と受信ダイポールアンテナ #1, #2, #3 のそれぞれの開口を、#0, #1, #2, #3 とし、また、計算機上で作り出される合成ダイポールアンテナ #1#2, #2#3 の開口を #4, #5 として、付図 2 のように考える。

付図 2 合成 S パラメータの計算のための多開口回路

app. Fig. 2. Multiport circuit for combining S-parameters.

付図 2 において、 $a_i(\omega)$, $b_i(\omega)$ ($i = 0, \dots, 5$) は、各開口への入射波と反射波を表している。また、行列 $[S(\omega)]$ は、#0~#3 のダイポールアンテナ間の S パラメータであり、行列 $[R(\omega)]$ はこの S パラメータから合成アンテナの合成 S パラメータを合成するためのパラメータで構成される行列である。なお、この行列 $[R(\omega)]$ は、式 (付 4) の行列 $[R(\omega)]$ と全く同じものである。

ここで、送信アンテナ #0 に励起される入射波を $a_{G1}(\omega)$ 、アンテナ間の開口回路から送信アンテナの接続されている開口 #0 を見たときの反射係数を、 Γ_{G0} とする。またさらに、合成回路から合成出力を取り出す開口 #4, #5 を見たときの反射係数を、それぞれ Γ_{Li} ($i = 4, 5$) とすると、次の各式が得られる。

$$b_0(\omega) = a_{G0}(\omega) + \Gamma_{G0} a_0(\omega) \quad \dots\dots\dots (付 11)$$

$$\begin{bmatrix} a_0(\omega) \\ \vdots \\ a_3(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{00}(\omega) & \cdots & S_{03}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{30}(\omega) & \cdots & S_{33}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_0(\omega) \\ \vdots \\ b_3(\omega) \end{bmatrix} \quad (付 12)$$

$$\begin{bmatrix} b_1(\omega) \\ \vdots \\ b_5(\omega) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11}(\omega) & \cdots & R_{15}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{51}(\omega) & \cdots & R_{55}(\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1(\omega) \\ \vdots \\ a_5(\omega) \end{bmatrix} \quad (付 13)$$

$$a_4(\omega) = \Gamma_{L4} b_4(\omega) \quad \dots\dots\dots (付 14)$$

$$a_5(\omega) = \Gamma_{L5} b_5(\omega) \quad \dots\dots\dots (付 15)$$

これらの式から、 $a_4 = a_5 = 0$ のもとで、

$$S_{40}(\omega) = \frac{b_4(\omega)}{b_0(\omega)} \Big|_{a_4=0, a_5=0} \quad \dots\dots\dots (付 16)$$

$$S_{50}(\omega) = \frac{b_5(\omega)}{b_0(\omega)} \Big|_{a_4=0, a_5=0} \quad \dots\dots\dots (付 17)$$

を求めれば、それらが、送信ダイポールアンテナと、2 組の合成ダイポールアンテナ #1#2, #2#3 のそれぞれの間の透過 S パラメータを計算するための式になる。

これら式 (付 11)~式 (付 15) から、式 (付 16) と式 (付 17) の透過 S パラメータを求める式は、次のように求められる。

$$\begin{aligned} S_{40}(\omega) &= \frac{b_4(\omega)}{b_0(\omega)} \Big|_{a_4=0, a_5=0} \\ &= \left[R_{41}(\omega) \quad R_{42}(\omega) \quad R_{43}(\omega) \right] \\ &\quad \left[I - \begin{bmatrix} S_{00}(\omega) & S_{01}(\omega) & S_{02}(\omega) \\ S_{10}(\omega) & S_{11}(\omega) & S_{12}(\omega) \\ S_{20}(\omega) & S_{21}(\omega) & S_{22}(\omega) \end{bmatrix} \right. \\ &\quad \left. \begin{bmatrix} R_{11}(\omega) & R_{12}(\omega) & R_{13}(\omega) \\ R_{21}(\omega) & R_{22}(\omega) & R_{23}(\omega) \\ R_{31}(\omega) & R_{32}(\omega) & R_{33}(\omega) \end{bmatrix} \right]^{-1} \\ &\quad \left. \begin{bmatrix} S_{10}(\omega) \\ S_{20}(\omega) \\ S_{30}(\omega) \end{bmatrix} \right] \quad \dots\dots\dots (付 18) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_{50}(\omega) &= \frac{b_5(\omega)}{b_0(\omega)} \Big|_{a_4=0, a_5=0} \\ &= \left[R_{51}(\omega) \quad R_{52}(\omega) \quad R_{53}(\omega) \right] \\ &\quad \left[I - \begin{bmatrix} S_{00}(\omega) & S_{01}(\omega) & S_{02}(\omega) \\ S_{10}(\omega) & S_{11}(\omega) & S_{12}(\omega) \\ S_{20}(\omega) & S_{21}(\omega) & S_{22}(\omega) \end{bmatrix} \right. \\ &\quad \left. \begin{bmatrix} R_{11}(\omega) & R_{12}(\omega) & R_{13}(\omega) \\ R_{21}(\omega) & R_{22}(\omega) & R_{23}(\omega) \\ R_{31}(\omega) & R_{32}(\omega) & R_{33}(\omega) \end{bmatrix} \right]^{-1} \\ &\quad \left. \begin{bmatrix} S_{10}(\omega) \\ S_{20}(\omega) \\ S_{30}(\omega) \end{bmatrix} \right] \quad \dots\dots\dots (付 19) \end{aligned}$$

これらの式の中の I は単位行列である。

本論文においては、2 本のダイポールアンテナから 1 つの方形ループアンテナの動作を模擬するため、#1, #3 に対する、#2 の位相差が、低周波成分では -180° 、#1, #2, #3 のダイポールアンテナの共振周波数付近では 0° となるよう直線的に位相差 $\phi(\omega)$ を変化させて多周波に渡って合成する。S パラメータの合成計算に用いる式 (付 18) と式 (付 19) において、行列 $[R(\omega)]$ の各成分は、 $R_{11}(\omega) = R_{12}(\omega) = R_{13}(\omega) = R_{21}(\omega) = R_{22}(\omega) = R_{23}(\omega) = R_{31}(\omega) = R_{32}(\omega) = R_{33}(\omega) = 0$ 、また、 $R_{41}(\omega) = R_{43}(\omega) =$

$R_{51}(\omega) = R_{53}(\omega) = 1$ となり、さらに $R_{42}(\omega) = R_{52}(\omega) = \exp\{j\phi(\omega)\}$ 、と $R_{43}(\omega) = R_{51}(\omega) = 0$ なる。行列 $[S(\omega)]$ の各成分は、モーメント法による計算または、ネットワークアナライザによる測定から求めるパラメータである。

これらの条件から、式(付18)と式(付19)は次のようになる。

$$S_{40}(\omega) = S_{10}(\omega) + \exp\{j\phi(\omega)\} S_{20}(\omega) \cdots (\text{付 } 20)$$

$$S_{50}(\omega) = \exp\{j\phi(\omega)\} S_{20}(\omega) + S_{30}(\omega) \cdots (\text{付 } 21)$$

石 居 正 典 (非会員) 平9電通大・電気通信・電子工卒。平11同大学院博士前期課程修了。現在、同大学院博士後期課程在学中。EMC、アンテナ構成に関する研究に従事。

岩 崎 俊 (正員) 昭45北大・工・電子卒。昭50同大学院博士課程了。同年電子技術総合研究所入所。昭60～61カナダ・トロント大学客員研究員。平元電子技術総合研究所光電波システム研究室室長。平6電気通信大学電子工学科教授。現在に至る。工博。IEEE, 電気学会, 計測自動制御学会各会員。