

## 論文

## マイクロストリップアンテナにより構成されるビーム可変平面アレーアンテナ

浦田 育彦<sup>†</sup> 羽石 操<sup>†a)</sup> 木村 雄一<sup>†</sup>

Beam-Adjustable Planar Arrays Composed of Microstrip Antennas

Yasuhiko URATA<sup>†</sup>, Misao HANEISHI<sup>†a)</sup>, and Yuichi KIMURA<sup>†</sup>

あらまし 給電されたマイクロストリップアンテナ（以後、MSA）とリアクティブ素子が装荷された無給電 MSA よりなるビーム可変平面アレーアンテナ（以後、BA-MSAA）の構成法と放射特性について考察を加え、その設計基礎資料を得た。すなわち、(1) スタック化 1 次元 BA-MSAA の放射特性をシミュレーション・実験両面より検討を加え、その設計基礎資料を得た。また、(2) 主給電 MSA の周囲に無給電 MSA を X 字型に配列する 2 次元 BA-MSAA の特性についても考察を加え、その設計基礎資料を得るとともに、その妥当性を実験により検証した。

キーワード ビーム可変アンテナ、マイクロストリップアンテナ、平面アンテナ、シミュレータ、可変リアクタンス素子

## 1. ま え が き

無線通信システムの高度化に伴い、指向性を電子的に制御するアンテナ系への要求が高まりつつある [1],[2]。

このような要求を満たすアンテナとして、アダプティブアンテナ [3] や DBF (Digital Beam Forming) [4] 等が研究されている。しかし、アダプティブアンテナや DBF 等においては、その受信信号処理システムが複雑であるため、そのコストは一般に高価になる。一方、低コスト化、低消費電力化を志向した指向性可変アンテナとしては、エスパアンテナがあり、鋭意研究がなされている [1],[2],[5]。しかし、このエスパアンテナにおいては、素子アンテナとして線状アンテナを用いるため、ロープロファイル性においてやや難点がある。一方、ロープロファイル性に優れているマイクロストリップアンテナ（以後、MSA と略記）を素子アンテナとして用いる指向性可変アンテナに関する研究例

もある [6] ~ [9]。すなわち、主給電 MSA 素子とリアクティブ素子装荷無給電 MSA 素子を同一平面上に配置し、このアンテナ系を用いてアダプティブアレーを構成するもの [6],[7]、及び、無給電 MSA 素子にマイクロストリップ線路または同軸線路により構成される開放スタブを装荷し、その開放スタブにより構成されるリアクタンス成分を調整することにより主給電 MSA 素子の指向性を制御するもの [8],[9] 等がある。

本論文では、まず、主給電 MSA と可変リアクタンス装荷無給電 MSA により構成されるビーム可変平面アレーアンテナ（以後、BA-MSAA と略記）に着目し、その BA-MSAA に無給電 MSA を重層的に装荷するスタック化 BA-MSAA の構成法と放射特性についてシミュレーション・実験の両面より検討を加える。次いで、主給電方形 MSA と無給電方形 MSA を同一平面上において X 字型に配列する 2 次元 BA-MSAA を考察対象に選び、その設計基礎資料を得る。なお、表 1 にはエスパアンテナと本論文の研究対象である MSA を素子とするビーム可変平面アレーアンテナ (BA-MSAA) の特長を比較したものを示す。ここに、適合性に優れる項目を印、適合性に劣る項目を×印、また、その中間領域と考えられる項目を印で表示した。両者は主給電素子と可変リアクタンス素子を装荷した複数の

<sup>†</sup> 埼玉大学工学部電気電子システム工学科、さいたま市  
Dept. of Electrical and Electronic Systems, Saitama University, 255 Shimo-okubo, Sakura-ku, Saitama-shi, 338-8570 Japan

a) E-mail: haneishi@ees.saitama-u.ac.jp

無給電素子により構成され、相互結合を利用して空間的に電力合成を行う点では本質的に同じであるが、エスパアンテナは水平面内での全方位指向性制御を可能とするのに対し、MSA を素子とするビーム可変平面アレーアンテナでは半空間内での 2 次元指向性制御を可能とするものである。また、エスパアンテナにおいては線状素子のリング状の配列軌跡に対応する配列リング径を大きくすることにより、多素子化・高利得化が容易である。一方、MSA を素子とするビーム可変平面アレーアンテナについてはロープロファイル性に優れ、かつ、アンテナ系及びリアクタンス制御回路を含め平面回路との整合性に優れる。したがって、アンテ

ナ系と給電系を含めたシステムを非常にコンパクトに実現可能とする。また、本研究における主要な考察事項は、(1) 供試 BA-MSAA のリターンロス特性の広帯域化及び利得特性の高利得化を実現させるために有効と考えられるスタック化 1 次元配列 BA-MSAA に着目し、その構成法と特性をモーメント法による電磁界シミュレータ IE3D[10] により検討を加え、かつ、その設計基礎資料を得るとともに、それらの妥当性を実験により検討したこと。(2) 2 次元領域において指向性制御を可能とする X 字形配列 BA-MSAA の特性についてもシミュレーション・実験両面より検討を加え、このアンテナ系を構成する際重要となる設計パラメータを明らかにしたことなどである。

これらの結果より、本供試 BA-MSAA は、簡易構造を有するビーム可変平面アンテナとして有用な形式になり得ることが明らかにされた。

## 2. 供試アンテナの基本構成

供試 BA-MSAA の基本構成を図 1 及び図 2 に示す。まず、図 1 に示すスタック化 1 次元 BA-MSAA について述べる。これは、同一素子形状、同一素子間隔 ( $0.4\lambda_0$ :  $\lambda_0$  は設計中心周波数  $f_0 = 5.00$  GHz における

表 1 エスパアンテナと BA-MSAA の特長の比較  
Table 1 Comparison of key features between ESPAR antennas and BA-MSAAs.

	ESPAR	BA-MSAA
水平面内 全方位指向性制御	○	×
半空間内 2 次元指向性制御	△	○
多素子化・高利得化	○	△
ロープロファイル性、 平面回路との整合性	△	○

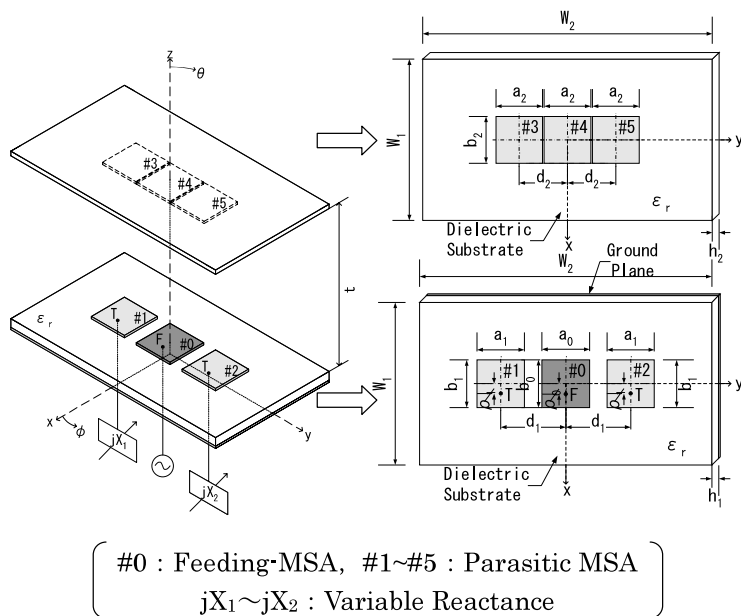


図 1 供試 1 次元ビーム可変アレーの基本構成

Fig. 1 Basic configuration of a one-dimensional beam-adjustable array ( $d_1=0.4\lambda_0$ ,  $d_2=0.3\lambda_0$ ,  $W_1=\lambda_0$ ,  $W_2=1.8\lambda_0$ ,  $a_0=b_0=17.7$ ,  $a_1=b_1=17.5$ ,  $a_2=b_2=17.6$ ,  $\rho_0=3.8$ ,  $\rho_1=3.6$ ,  $h_1=1.2$ ,  $h_2=0.6$ ,  $t=2.35$  unit:[mm]  $\epsilon_r=2.6$ ).

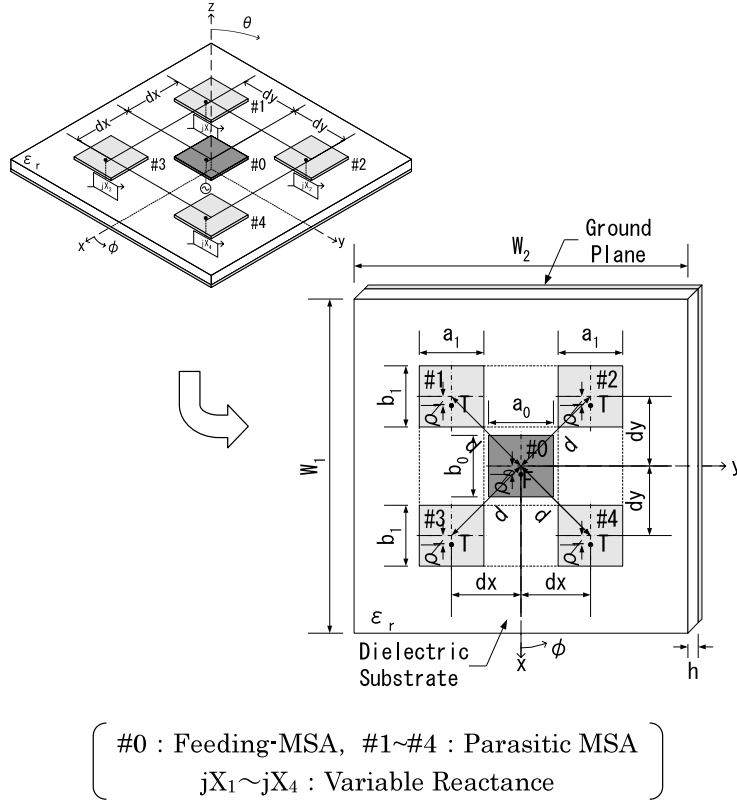


図2 供試2次元ビーム可変アレーの基本構成

Fig. 2 Basic configuration of a two-dimensional beam-adjustable array ( $d_x=d_y=0.3\lambda_0$ ,  $d=\sqrt{2}d_x\approx 0.42\lambda_0$ ,  $W_1=W_2=1.6\lambda_0$ ,  $a_0=a_1=17.6$ ,  $b_0=b_1=18.6$ ,  $\rho_0=2.67$ ,  $\rho_1=2.76$ ,  $h=1.2$  unit:[mm]  $\epsilon_r=2.6$ ).

自由空間波長)を有する無給電MSA素子(#1及び#2)と、この無給電MSAと同一平面状に配列された方形の主給電MSA素子(#0)よりなる。また、無給電MSAの整合点(入力インピーダンス $Z_{in}$ が50 $\Omega$ となる給電点T)には、可変リアクタンス素子 $jX_1$ 及び $jX_2$ が装荷され、そのリアクタンス成分の値を制御することにより主給電MSA素子の指向性を制御するものである。なお、本供試アンテナにおいては、高利得化及びリターンロス特性の広帯域化を達成させるため、PTFE基板( $\epsilon_r=2.6$ ,  $\tan\delta=1.8\times 10^{-3}$ )の基板背面に構成された同一素子形状、同一素子間隔( $0.3\lambda_0$ )の諸元を有する無給電素子(#3, #4, #5)が厚さ $t=2.35$ mmの空気層を介して、通常のBA-MSAAの上面にスタック化されている。なお、シミュレーション結果によると、スタック間隔 $t=2.35$ mm及びその近傍の値において、 $\text{VSWR}\leq 2.0$ の帯域幅(BW)及び利得としては、それぞれ4%及び9.4dBi程度の値が得

られた。一方、 $t$ を増加させると、BWは低下傾向にあり、利得については上昇するものの徐々に飽和する傾向にあった。したがって、アンテナ全体の厚さとBW、利得とのかねあいを考慮に入れ、本実験ではスタック間隔 $t$ を $t=2.35$ mmと設定した。また、付録において詳述する可変リアクタンス素子は、厚さ0.6mmのPTFE基板により構成されており、この可変リアクタンス回路は、下層の無給電素子部#1及び#2の整合点Tの位置に接続されており、その接続には給電用ピン(直径1.2mm)が供されている。なお、この可変リアクタンス回路の回路部基板の接地導体は、その上部にある#1及び#2の無給電素子に対応するアンテナ部基板(PTFE基板)の接地導体と密着配置することも可能であるが、本実験においては、ネットワークアナライザにより入力インピーダンスを定量化する際の容易さを考慮に入れ、OSMコネクタを介して両者を接続している。なお、供試BA-MSAAの主要な寸法諸元

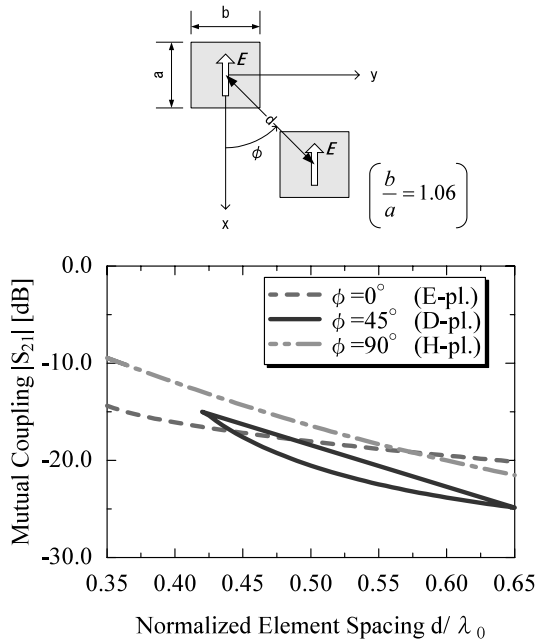
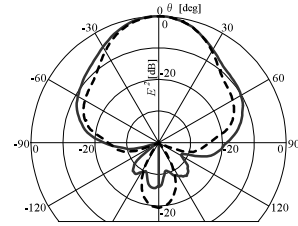


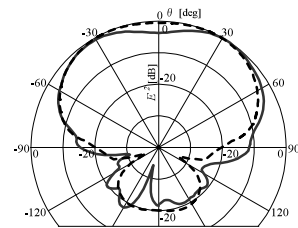
図3 2素子長方形MSAアレーの素子間相互結合量  
Fig. 3 Mutual couplings between two rectangular MSAs.  
( $a=17.6$ ,  $b=18.6$ ,  $h=1.2$  unit:[mm],  $\epsilon_r=2.6$ ,  
 $f_0=5.00$  [GHz]).

は図1に提示してある。

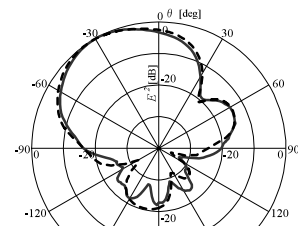
次いで、 $xz$ 面、 $yz$ 面及び対角面( $\phi = 45^\circ$ )、すなわち2次元領域において指向性を制御することができる2次元BA-MSAAの基本構成について述べる。これは、図2に示すように、主給電長方形MSA(#0)の周囲に同一素子形状、同一素子間隔の4素子無給電長方形MSA(#1~#4)を同一平面上においてX字形に対称配列したものである。なお、この種のビーム可変アレーを設計する際には、素子間相互結合量が設計基礎量となるので[8]、1層構造のPTFE基板の同一平面上に構成された長方形MSAの素子間相互結合を求め、図3の計算結果を得た[11]。無給電素子をX字形に配列すれば、図3に示すように素子間相互結合量を均一に、すなわち、各無給電MSA素子に対し均等な結合量の設定が可能になるといった利点を生ずる。一方、無給電素子をE面方向及びH面方向に配列する十字形配列BA-MSAAの場合には、図3に示すように、E面配列とH面配列において、その結合量に差異を生じるので、指向性を2次元的に可変する場合には、難点を有することが予想される。そこで、本研究においては、X字形配列BA-MSAAを供試アンテナとして用



(a)  $\tilde{X}_1 = 0.6, \tilde{X}_2 = 0.6$   
Gain : 9.44 [dBi] (Exp.)



(b)  $\tilde{X}_1 = -0.6, \tilde{X}_2 = -0.6$   
Gain : 6.76 [dBi] (Exp.)



(c)  $\tilde{X}_1 = 1.0, \tilde{X}_2 = -1.0$   
Gain : 9.15 [dBi] (Exp.)

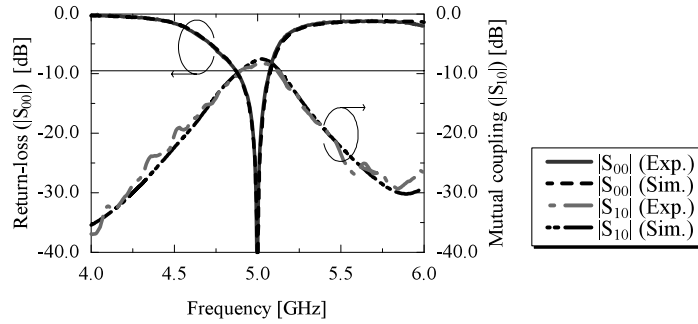
図4 H面放射パターンの一例 ( $f=5.00$  [GHz])

Fig. 4 Typical radiation patterns of a test array in H-plane ( $f=5.00$  [GHz]).

いた。また、無給電MSA素子部に装荷される可変リアクタンス素子 $jX_1, jX_2, jX_3, jX_4$ としては、1次元BA-MSAAの場合と同様な可変リアクタンス回路によるものを用いた。なお、各種測定は主としてCバンドにて行った。

### 3. 供試アンテナの特性

本章では、1次元BA-MSAAと2次元BA-MSAAの放射特性について考察を加え、この種のアンテナ系に関する設計基礎資料を得る。



(a) With dummy load

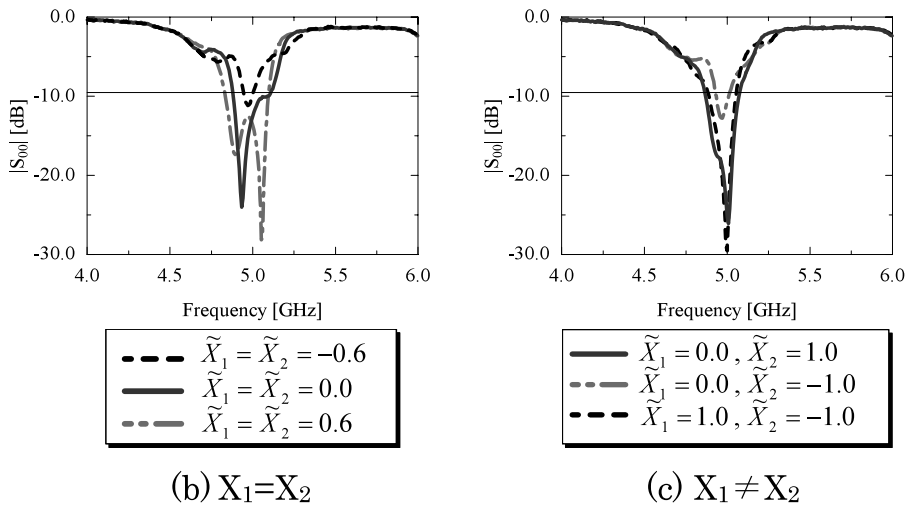
(b)  $X_1=X_2$ (c)  $X_1 \neq X_2$ 

図5 供試1次元ビーム可変アレーのリターンロス及び相互結合量の一例

Fig. 5 Typical return-loss and mutual coupling characteristics of a one-dimensional beam-adjustable array.

### 3.1 1次元BA-MSAAの特性

無給電素子に接続されたリアクタンス素子の規格化リアクタンス（特性インピーダンス  $Z_0 = 50\Omega$  で規格化、また、リアクタンス値はアンテナ部の接地導体を基準面とする値） $\tilde{X}_1, \tilde{X}_2$  を変え、図1に示すBA-MSAAの主給電MSA素子の指向性制御を行った。これらの結果の一例を図4に示す。すなわち、付加リアクタンス値を対称値に設定すれば、図4(a), (b)に示すように対称パターンが得られ、付加リアクタンスの値を非対称に設定すれば、図4(c)に示すように非対称パターン、すなわち、ビームがチルトしたパターンが得られた。また、付加リアクタンスの値を左右の無給電MSAにおいて反転装荷すれば、ビームチルトパター

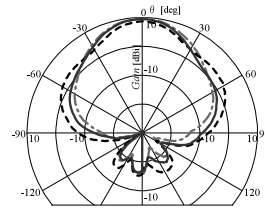
ンの最大放射方向の位置が反転することも明らかにされた。すなわち、付録に示す回路を用いて、バラクタダイオードのバイアス電圧を変え、付加リアクタンス成分を適切な値に設定すれば、その指向性を所望の形状に制御できることが明らかにされた。なお、シミュレーション値は実験値とよい一致をみた。また、本供試BA-MSAAの利得の測定結果の一例を図4に示した。これより利得はビーム形状に応じて6.8 dBiから9.4 dBi程度の値を示すことが明らかにされた。なお、この利得の実測値は計算値と約1 dBの範囲内で一致した。

次いで、無給電MSA（#1, #2）に整合負荷を接続した場合の供試BA-MSAAについて、その主給電

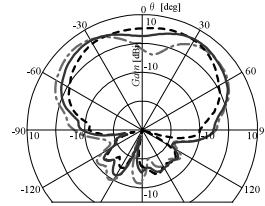
MSA#0 より見たリターンロス特性  $|S_{00}|$  及び主給電 MSA#0 と無給電 MSA#1 との間の相互結合量  $|S_{10}|$  を測定及びシミュレーションにより求め、図 5(a) の結果を得た．図に示すようにシミュレーションによるリターンロス及び相互結合量の計算値は、設計上有意味な範囲で実測値とよい一致をみた．また、本供試スタック化 1 次元 BA-MSAA においては、図 5(a) に示すように  $VSWR \leq 2.0$  の帯域として、4% 程度の値が得られた．なお、同一素子形状、同一素子間隔を有するスタック化されていないアンテナ系の帯域幅、すなわち、BW ( $VSWR \leq 2.0$ , ダミーロード 装荷時) の計算値は、2% 程度であり、利得は正面方向において最大で 7.9 dBi 程度 (計算値) であった．これに対して、本供試 BA-MSAA のようにスタック化されたアンテナ系の BW は 4% 程度、利得は正面方向で 9.4 dBi 程度となり、スタック化されていない場合に比べ、相対的に BW の広帯域化と高利得化が達成された．次いで、無給電 MSA (#1, #2) に可変リアクタンス素子を接続し、そのリアクタンスの値 ( $jX_1, jX_2$ ) を変化させた場合の供試 BA-MSAA の主給電 MSA におけるリターンロス特性を測定し、図 5(b),(c) の実測結果を得た．図 5(b) は付加リアクタンスを対称値に設定した場合で、図 5(c) は非対称に設定した場合であるが、ともに設計周波数及びその近傍の周波数領域においてリターンロスの最小値が存在し、かつ、それらの最小値はともに  $-10$  dB 以下であることが明らかにされた．

なお、1 次元 BA-MSAA の  $VSWR \leq 2.0$  の周波数領域における放射パターンを実験的に求め、その代表的なパターンを図 6 に示した．供試 1 次元 BA-MSAA の場合には、図のように共振周波数 (5.00 GHz) 近傍の周波数領域、すなわち、共振点を含む 2% の周波数領域においては、最大放射方向  $\theta_{\max}$  はほとんど変化せず、ほぼ一定値を示した．なお、これらの放射パターンは、パターンの最大値では規格化せず、いわゆる、利得パターンとしての表現法を採用している．

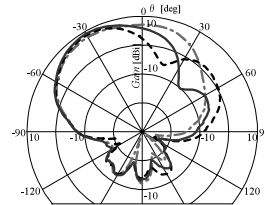
次いで、無給電 MSA 素子 #1 に装荷される規格化リアクタンス成分  $\tilde{X}_1$  の値を  $\tilde{X}_1 = 1.0$  に固定し、#2 の無給電 MSA に装荷される規格化リアクタンスの値  $\tilde{X}_2$  を変え、指向性のピーク値に対応する方向、すなわち、最大放射方向  $\theta_{\max}$ 、利得及び 3 dB ビーム幅の値をシミュレーションより求め、図 7 の結果を得た．図のように、リアクタンス成分  $\tilde{X}_2$  の値を負から正の値に制御することにより、指向性の最大放射方向  $\theta_{\max}$  も負から正の角度領域へ連続的に制御可能であることが明ら



(a)  $\tilde{X}_1 = 0.6, \tilde{X}_2 = 0.6$  (5.00GHz)



(b)  $\tilde{X}_1 = -0.6, \tilde{X}_2 = -0.6$  (5.00GHz)



(c)  $\tilde{X}_1 = 1.0, \tilde{X}_2 = -1.0$  (5.00GHz)

図 6 供試 1 次元ビーム可変アレーの H 面放射パターンの周波数特性 (実測値)

Fig. 6 Measured frequency dependence of H-plane patterns for a one-dimensional beam-adjustable array.

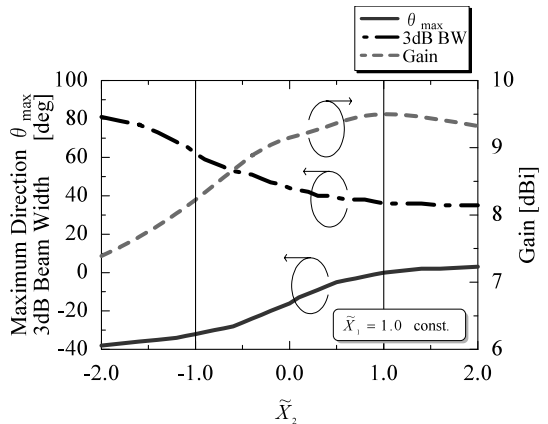


図 7 付加リアクタンス  $\tilde{X}_2$  と最大放射方向  $\theta_{\max}$ , 3 dB ビーム幅及び利得との関係

Fig. 7 Relations of maximum direction  $\theta_{\max}$ , 3 dB beam width and gain to normalized reactance  $\tilde{X}_2$  ( $f_0 = 5.00$  [GHz],  $\tilde{X}_1 = 1.0$  const.).

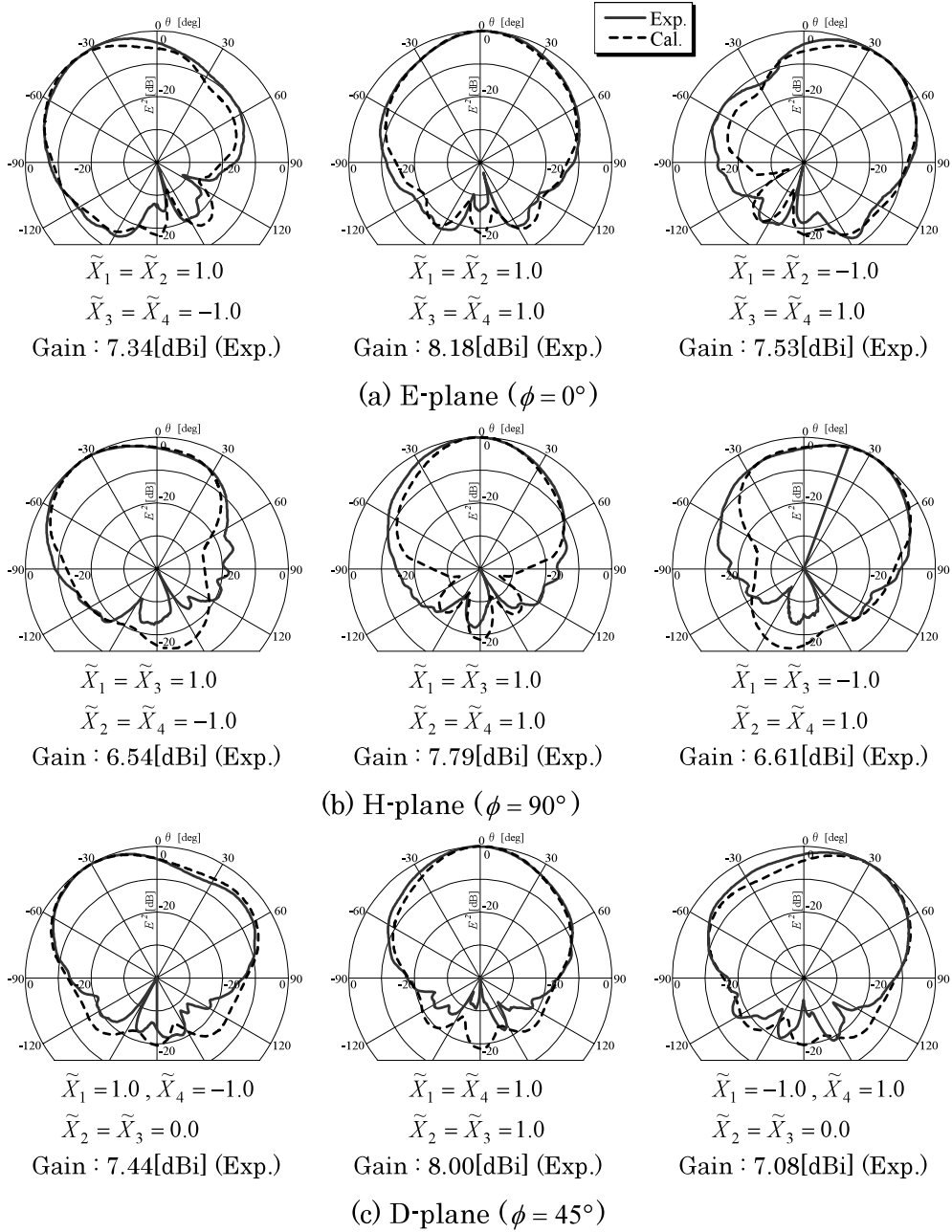


図8 2次元ビーム可変アレーの放射パターンの一例

Fig.8 Typical radiation patterns of a 2-D beam-adjustable array ( $f=4.98$  [GHz]).

かにされた．なお， $\tilde{X}_2$ の値を $\tilde{X}_2 = 1.0$ に固定し， $\tilde{X}_1$ の値を制御すれば，図7と同様に $\theta_{\max}$ の値を正の値から負の値へ制御することも可能である．

### 3.2 2次元BA-MSAAの特性

ここでは，E面( $\phi = 0^\circ$ , xz-pl.)，H面( $\phi = 90^\circ$ , yz-

pl.)及びD面( $\phi = 45^\circ$ , 対角面)において指向性を制御することができ，かつ，図2にその構成図と寸法諸元を提示した2次元BA-MSAAの特性について述べる．E面，H面及びD面における代表的な指向性を図8(a),(b),(c)に示す．ここに，各放射パターンは各々の

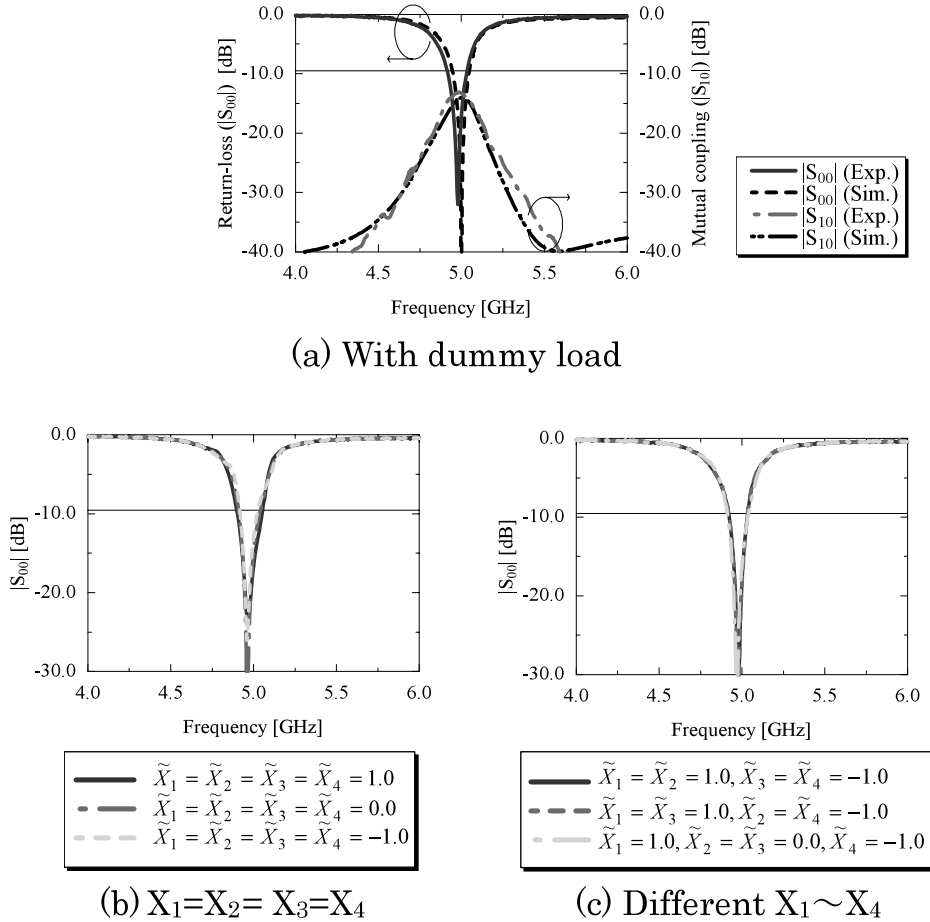


図9 供試2次元ビーム可変アレーのリターンロス及び相互結合量の一例  
Fig.9 Typical return-loss and mutual coupling characteristics of a two-dimensional beam-adjustable array.

最大値で規格化してある．なお，図8(a)に示すE面指向性においては，無給電MSA#1と#2の規格化付加リアクタンスの値を正值に設定し，かつ，#3，#4素子のそれらを負の値に設定すれば，ビームの最大放射方向 $\theta_{\max}$ は負の角度領域の値をとることが明らかにされた．図8(b)に示すH面指向性においては，無給電MSA#1と#3の規格化付加リアクタンスの値を正值に設定し，かつ，#2，#4素子のそれらを負の値に設定すれば，最大放射方向 $\theta_{\max}$ が，E面の場合と同様に負の角度領域における値をとることが明らかにされた．なお，D面の場合も同様に，#1及び#4無給電MSA素子の規格化付加リアクタンスの値を各々正及び負の値に設定し，かつ，#2及び#3のそれらの値を各々同一の値に設定すれば，E面，H面の場合と同様に，ビ-

ームの最大放射方向 $\theta_{\max}$ の値が負の角度領域に設定できることが明らかにされた．また，同図に示すように，無給電MSAに装荷される規格化付加リアクタンスの値を反転装荷すれば，最大放射方向 $\theta_{\max}$ の位置も反転し，しかも，規格化付加リアクタンスの値を#1～#4の各素子において，同一の値に設定すれば，図8に示すように最大放射方向 $\theta_{\max}$ は $\theta_{\max}=0^\circ$ の値をとり，ボアサイト方向にピーク値を有する指向性を実現させることができる．なお，供試2次元BA-MSAAの指向性のシミュレーション値は，図8に示すように，実測値と設計上有意な範囲でよい一致をみた．

次いで，無給電MSA（#1～#4）に整合負荷を接続した場合の供試BA-MSAAについて，その主給電MSA#0より見たリターンロス特性及び主給電



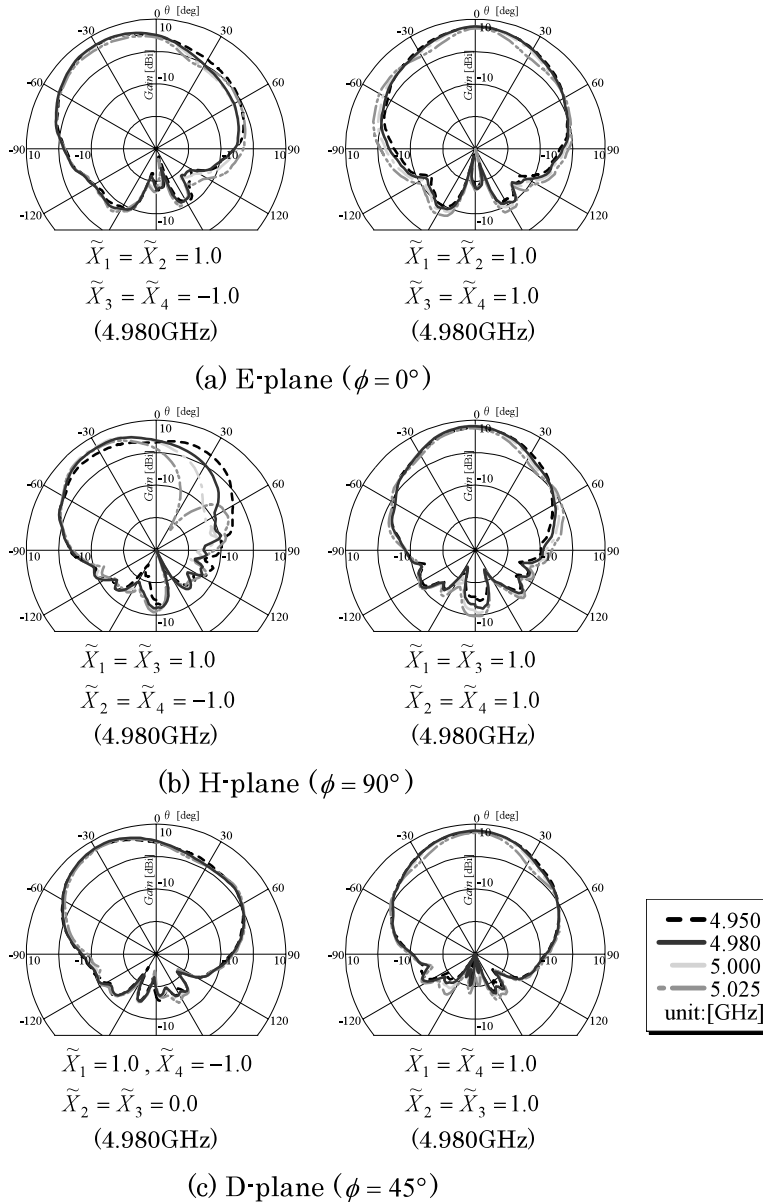


図 10 供試 2 次元ビーム可変アレーの放射パターンの周波数特性 (実測値)

Fig. 10 Measured frequency dependence of radiation patterns for a 2-D beam-adjustable array.

MSA#0 と無給電 MSA#1 との間の相互結合量を測定及びシミュレーションにより求め、その結果を図 9 に示す。図に示すようにシミュレーションによるリターンロス及び相互結合量の計算値は、設計上有意な範囲で実測値とよい一致をみた。

また、付加リアクタンスの変化に伴う入力インピー

ダンスの変化の様相を実験により求め、図 9(b), (c) の結果を得た。これより、本アンテナ系においては、付加リアクタンスの変化に伴う入力インピーダンスの変化が僅少であることが示された。

なお、2次元BA-MSAAの $VSWR \leq 2.0$ の周波数領域における放射パターンを実験的に求め、その代表的

なパターンを図10に提示した．供試2次元BA-MSAAの場合には，図のように共振周波数(4.98 GHz)近傍の1.5%程度の周波数領域においては，最大放射方向 $\theta_{\max}$ はほぼ一定値を示した．なお，図6及び図10に示すように，H面方向においては，周波数変化に伴うパターンの劣化が，他の面に比べ相対的に顕著であった．これらの結果より，本BA-MSAAは帯域がそれほど要求されない狭帯域な用途においては，有効なアンテナ系とみなすことができる．なお，これらの放射パターンは，最大値で規格化せず，利得パターンとしての表現法を採用している．また，リアクタンスの値としては共振周波数である5.00 GHz(1次元BA-MSAA)及び4.98 GHz(2次元BA-MSAA)における値に固定し，パターンの周波数特性を実験により求めた．

次いで，無給電MSA素子#1，#2に装荷される規格化リアクタンス成分 $\tilde{X}_1, \tilde{X}_2$ の値を $\tilde{X}_1 = \tilde{X}_2 = 1.0$ に固定し，#3，#4の無給電MSAに装荷される規格化リアクタンスの値 $\tilde{X}_3, \tilde{X}_4$ を変え，E面の指向性を制御した場合の最大放射方向 $\theta_{\max}$ ，利得及び3dBビーム幅の値，及び，無給電MSA素子#1，#3に装荷される規格化リアクタンス成分 $\tilde{X}_1, \tilde{X}_3$ の値を $\tilde{X}_1 = \tilde{X}_3 = 1.0$ に固定し，#2，#4の無給電MSAに装荷される規格化リアクタンスの値 $\tilde{X}_2, \tilde{X}_4$ を変え，H面指向性を制御した場合の最大放射方向 $\theta_{\max}$ ，利得及び3dBビーム幅の値をシミュレーションより求め，図11の結果を得た．図のように，E面指向性制御の場合には，リアクタンス成分 $\tilde{X}_3$ 及び $\tilde{X}_4$ の値を負から正の値に制御することにより，指向性の最大放射方向 $\theta_{\max}$ をE面内において負から正の角度領域の値へ，H面指向性制御の場合には，リアクタンス成分 $\tilde{X}_2$ 及び $\tilde{X}_4$ の値を負から正の値に制御することにより，最大放射方向 $\theta_{\max}$ をH面内において負から正の角度領域の値へ連続的に制御可能であることが明らかにされた．なお，図7及び図11に規格化付加リアクタンスと最大放射方向 $\theta_{\max}$ ，3dBビーム幅及び利得の関係を示したが，本実験で供した規格化リアクタンスの可変範囲は $-1.0 \leq \tilde{X} \leq 1.0$ なる範囲であった．

これらのことより，この種のBA-MSAAは，ビーム可変用の平面アンテナとして有用な一形式となり得ることが明らかにされた．

#### 4. む す び

本論文では，主給電MSAと無給電MSAよりなるビーム可変平面アレーアンテナ(BA-MSAA)に着目

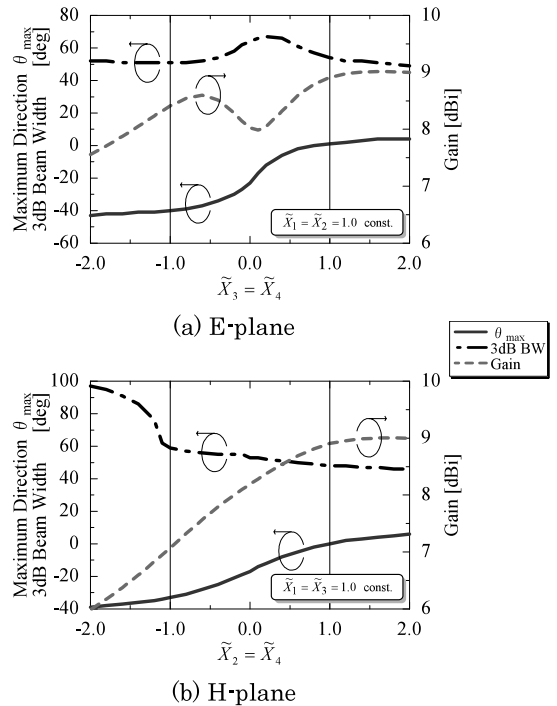


図11 付加リアクタンス $\tilde{X}_2, \tilde{X}_3, \tilde{X}_4$ と最大放射方向 $\theta_{\max}$ ，3dBビーム幅及び利得との関係

Fig.11 Relations of maximum direction  $\theta_{\max}$ ，3dB beam width and gain to normalized reactances  $\tilde{X}_2, \tilde{X}_3$  and  $\tilde{X}_4$  ( $f_0=5.00$  [GHz],  $\tilde{X}_1=\tilde{X}_2=1.0$  const. (E-pl.),  $\tilde{X}_1=\tilde{X}_3=1.0$  const. (H-pl.)).

し，その構成法と放射特性について検討を加え，その設計基礎資料を得た．すなわち，(1) 1次元BA-MSAAに無給電MSAを重層的にスタック化するBA-MSAAに着目し，その放射特性についてシミュレーション・実験両面より検討を加え，その設計基礎資料を得るとともに，それらの妥当性を実験により検証した．次いで，(2) 主給電MSAの周囲に無給電MSAをX字形に配列し，2次元領域において指向性の制御が可能となる，X字形配列BA-MSAAの特性についてもシミュレーション・実験の両面より考察を加え，この種のアンテナ系を構成する際有用となる設計基礎資料を得，その妥当性を実験的に検証した．

これらの結果より，本供試BA-MSAAは，簡易構造を有するビーム可変用の平面アンテナとして有用な一形式となり得ることが明らかにされた．なお，今後の課題としては，X字形配列BA-MSAAのスタック化等，この種のアンテナ系の広帯域化に関するより厳密な検討が必要とされる．

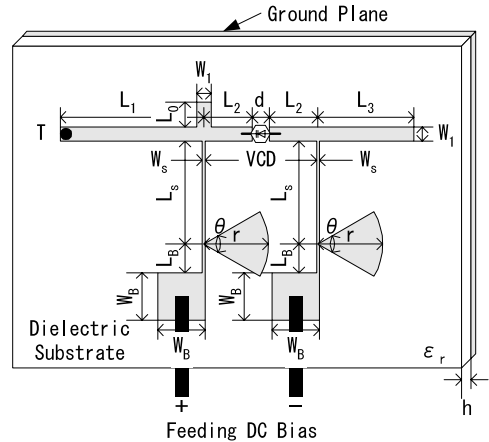
## 文 献

- [1] 秋山 章, 行田弘一, 大平 孝, 安藤 真, “エスパンテナのビーム及びヌル形成能力に関する数値シミュレーション,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2234–2243, Dec. 2002.
- [2] 古樋知重, 大平 孝, “無線アドホックネットワークにおける指向性アンテナの効能に関する考察,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2223–2233, Dec. 2002.
- [3] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 第2章, 科学技術出版, 1999.
- [4] Y. Karasawa, “The software antenna: A new concept of kaleidoscopic antenna in multimedia radio and mobile computing era,” IEICE Trans. Commun., vol.E80-B, no.8, pp.1214–1217, Aug. 1997.
- [5] 橋口正哉, 程 俊, 飯草恭一, E. Taillefer, 平田明史, 大平 孝, “無線アドホックネットワーク用エスパンテナの設計と試作,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2245–2256, Dec. 2002.
- [6] R. J. Dinger, “Reactively steered adaptive array using microstrip patch elements at 4GHz,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-32, no.8, pp.846–856, Aug. 1984.
- [7] R. J. Dinger, “A planar version of a 4.0GHz reactively steered adaptive array,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.427–431, March 1986.
- [8] 羽石 操, 須賀秀和, “可変スタブ装荷非励振素子によるマイクロストリップアンテナのビーム成形,” 信学論 (B), vol.J69-B, no.10, pp.1160–1161, Oct. 1986.
- [9] 矢作和美, 黒田真一, 伊与田郁秀, 羽石 操, “共平面型ビーム成型用マイクロストリップアンテナ,” 信学’89春大, B-42, March 1989.
- [10] IE3D User’s manual (Release6), Zeland Software, 1999.
- [11] 羽石 操, 平澤一紘, 鈴木康夫, 小形・平面アンテナ, pp.165–172, 電子情報通信学会, 1998.

## 付 録

## 可変リアクタンス回路

ここでは、可変リアクタンス回路に着目し、その基本構成とリアクタンス特性について述べる。図A・1に可変リアクタンス回路の基本構成を示す。この回路には、バラクタダイオード (NJX1542) が装荷されており、このダイオードに印加する直流逆バイアス電圧を制御することにより、リアクタンス値を制御するものである。また、この回路は厚さ 0.6 mm の PTFE 基板 ( $\epsilon_r = 2.6$ ,  $\tan \delta = 1.8 \times 10^{-3}$ ) により構成され、無給電素子部への接続には給電用ピン (直径 1.2 mm) が供され、所望のリアクタンス値を得るために、オーブンスタブのスタブ長 ( $L_0$ ) 及びマイクロストリップ線路の線路長 ( $L_1, L_3$ ) 等を適切な値に制御し、所望のリアクタンス値を実現している。また、リアクタンスの値を求める際の基準面としては、アンテナ部の接地導体面を基準面とみなしている。図A・2に、このリアク



(VCD : Variable Capacitance Diode)

図 A・1 可変リアクタンス回路の基本構成

Fig. A・1 Basic configuration of a variable reactance circuit ( $L_0=2.6$ ,  $L_1=15.1$ ,  $L_2=5.1$ ,  $L_3=10.7$ ,  $L_S=10.8$ ,  $L_B=3.0$ ,  $W_1=1.5$ ,  $W_S=0.3$ ,  $W_B=5.0$ ,  $d=1.8$ ,  $r=6.8$ ,  $h=0.6$  unit:[mm],  $\theta=60^\circ$ ,  $\epsilon_r=2.6$ ).

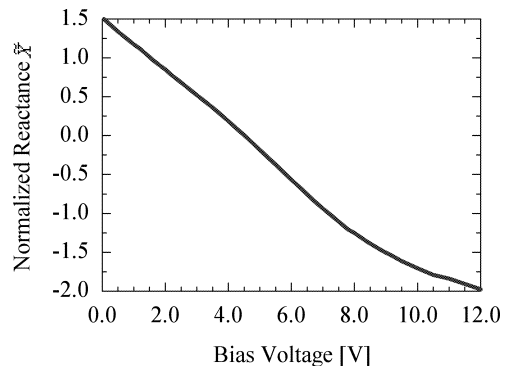
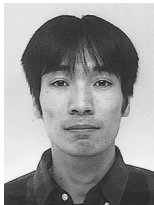


図 A・2 可変リアクタンス回路のリアクタンス特性の一例

Fig. A・2 Typical normalized reactance characteristic as a function of bias voltage ( $f=5.00$  [GHz]).

ンス調整回路のリアクタンス特性の一例を示す。図からもわかるように、バイアス電圧を 0 V から 12 V の間で制御すれば、規格化リアクタンス  $\tilde{X}$  の値を 1.5 から -2.0 まで連続的に制御することが可能であった。

(平成 15 年 4 月 25 日受付, 8 月 15 日再受付)



浦田 育彦（学生員）

平14埼玉大・工・電気電子卒．同年同大大学院修士課程入学．現在，平面アンテナに関する研究に従事．



羽石 操（正員）

昭42埼玉大・理工・電気卒．昭44都立大大学院修士課程了．工博．埼玉大助手，助教授を経て，平2同教授．専門は電磁波工学，特に平面アンテナに関する一連の研究．昭52本会学術奨励賞．



木村 雄一（正員）

平8東工大・工・電気電子卒．同年同大大学院修士課程入学．平13同大学院博士了．博士（工学）．同年埼玉大助手，現在，ミリ波平面アンテナに関する研究に従事．