



Title	16素子スロットアレイアンテナの給電回路および放射指向性
Author(s)	木村, 憲一; Kimura, Kenichi; 中岡, 快二郎 他
Citation	北海道大學工学部研究報告, 76, 55-65
Issue Date	1975-08-20
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/41290">https://hdl.handle.net/2115/41290</a>
Type	departmental bulletin paper
File Information	76_55-66.pdf



## 16素子スロットアレイアンテナの 給電回路および放射指向性

木村 憲一\* 中岡快二郎\*  
伊藤 精彦\* 松本 正\*

(昭和49年12月27日受理)

### The Radiation Pattern and Feeding Circuit of 16 Elements Slot Array Antenna

Kenichi KIMURA Kaijiro NAKAOKA  
Kiyohiko ITOH Tadashi MATSUMOTO

(Received December 27, 1974)

#### Abstract

Various workers have investigated the antenna synthesis theory for a considerable length of time. Theoretical current amplitude and phase on array elements can be obtained from a designed radiation pattern. As to the method of production, numerous arguments have been set forth. However, theories applied to the slot antenna have apparently not been published to date compared with studies on dipole antenna.

We have investigated, slot antennas having fabricated metallized dielectric substrates; the so-called printed slot antenna.

In this report, utilizing the above, we have designed and developed a 16 elements printed slot array antenna at X band. It was shown that experimental values agreed well with the theoretical results.

#### 1. 諸 言

アンテナの指向性合成理論は、古くから多くの研究者によって研究され、ほぼ完成されている<sup>1)</sup>。そして設計通りの放射パターンを与えるようアレイ各素子上の電流の振幅、位相が理論的に求められる。またその実現方法に関しても、種々の方法が研究されている<sup>2)</sup>。しかしながら、それらは素子アンテナとしてダイポールアンテナを利用したものが多く、スロットアンテナを利用したものは余り見られない。その理由として、スロットアンテナは、理論および実験等について蓄積された資料が少ないために、扱いにくいことが揚げられる。

筆者等は、以前からスロットアンテナの研究を続けているが、最近プリント基板を利用して作ったスロットアンテナを考察し、研究している<sup>3,4)</sup>。このアンテナは、給電法としてストリップ線路とスロットとの結合を利用したもので、アンテナと給電線とが一体化されており、プリントド・スロット・アンテナと呼ばれている。

\* 電子工学科電波伝送工学講座

今回、このアンテナを利用して、X Bandにおいて一様分布をもった16素子アレイアンテナを設計、試作し良好な結果を得たので、その指向性および給電回路について報告する。

## 2. アレイアンテナの給電回路

### 2.1 整合回路の設計

アレイアンテナの給電回路には、広い周波数帯域で、各アンテナ素子に電力を供給する必要がある。このため分岐回路、整合回路等が用いられる。ストリップ線路で整合回路を作るには、1/4波長変成器が適している。この変成器を多段連続し、広帯域化したものに二項変成器、チェビシェフ変成器などがある。これらについて、その設計法および特徴を以下にする。

#### i) 1/4波長変成器

Fig. 1のように、二つの特性インピーダンスの異なる線路を $z_0$ 、 $z_L$ とし、整合回路の特性インピーダンスを $z_1$ とする。整合回路の長さは中心周波数の1/4波長である。ここで $z_1$ を次のように設計すると、整合が容易に得られる。

$$z_1 = \sqrt{z_0 z_L} \quad (1)$$

Fig. 1は端子 $aa'$ での反射係数の周波数特性である。

この変成器の特徴は、整合線路の長さが短かくてよいため、アレイアンテナなどでスペースが限られたところを使用することができる。しかしFig. 1より、完全整合は中心周波数のみで得られ、周波数が変化すると反射が生じ、広帯域特性にできないという欠点がある。

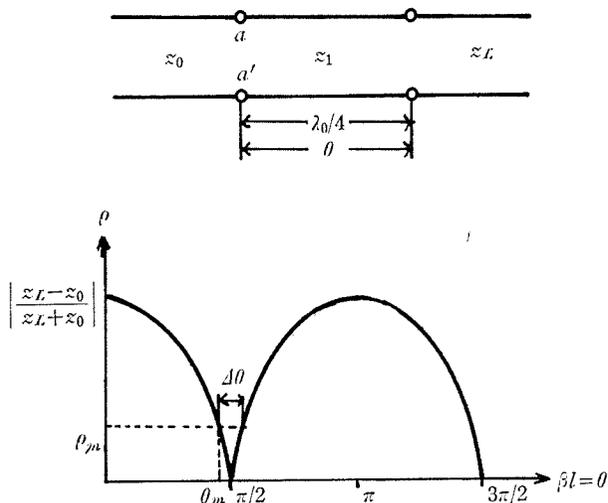


Fig. 1. Quarter-wave impedance matching circuit and Reflection coefficient versus frequency.

#### ii) 二項変成器（最平たん変成器）

この変成器は、1/4波長変成器を多段連続にし広帯域化したものであり、多段にするほど効果がある。しかし、スペースが問題となるアレイアンテナの給電回路では、2段位で充分である。ここでは2段二項変成器の設計法を影像パラメータで示す。

各線路の特性インピーダンスを $z_0$ 、 $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_L$ とし、変成部の長さは中心周波数の1/4波長である。 $aa'$ 端、 $bb'$ 端での影像インピーダンスは(2)、(3)式で表わされる。

$$z_{Ia} = z_1 \sqrt{\frac{z_2 - z_1 \tan^2 \beta l}{z_1 - z_2 \tan^2 \beta l}} \tag{2}$$

$$z_{Ib} = z_2 \sqrt{\frac{z_1 - z_2 \tan^2 \beta l}{z_2 - z_1 \tan^2 \beta l}} \tag{3}$$

(ただし,  $\beta = 2\pi/\lambda$ ,  $l = \lambda_0/4$ )

中心周波数  $f_0$  では, 完全整合が可能で,  $z_0 = z_{Ia}$ ,  $z_L = z_{Ib}$  より (4), (5) 式が得られる。

$$z_1 = z_0^{3/4} z_L^{1/4} \tag{4}$$

$$z_2 = z_0^{1/4} z_L^{3/4} \tag{5}$$

端子  $aa'$  での反射係数の周波数特性は, Fig. 2 のようになり, 一段 1/4 波長変成器に比べかなり広帯域になっている。比帯域幅は (6) 式で与えられる。

$$\frac{4f}{f_0} = \frac{2(f_0 - f_m)}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \cos^{-1} \left| \frac{2\rho_m}{\ln(z_L/z_0)} \right|^{1/2} \tag{6}$$

(ただし,  $\rho_m$ : 最大反射係数)

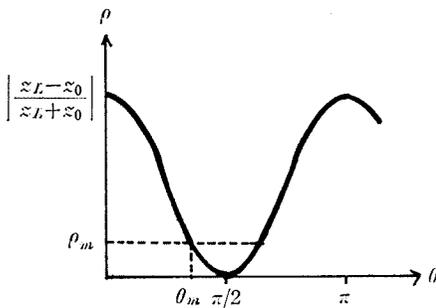
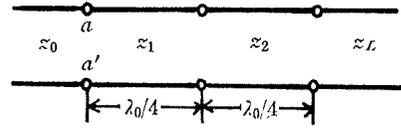
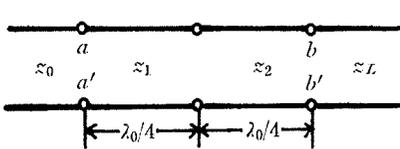


Fig. 2. Binomial impedance matching circuit and Reflection coefficient versus frequency.

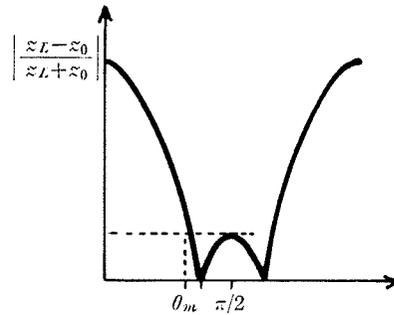


Fig. 3. Tschebyscheff impedance matching circuit and Reflection coefficient versus frequency.

iii) チェビシェフ変成器

この変成器は, 二項変成器よりも通過帯域幅を増加させることができるが, 反射係数が等リプル特性をもっている。このため中心周波数で, 必ずしも整合がとれるとは限らない。この変成器の設計は小反射理論で求められる。各段での反射係数を  $\rho_0, \rho_1, \rho_2$  とし, 変成器は対称 ( $\rho_0 = \rho_2$ ) とする。 $aa'$  端での全反射係数  $\Gamma$  は (7) 式で表わされる。

$$\Gamma = \rho_0 + \rho_1 e^{-2j\theta} + \rho_2 e^{-4j\theta} = e^{-2j\theta} (2\rho_0 \cos 2\theta + \rho_1) \tag{7}$$

一方, この変成器の全反射係数はチェビシェフ多項式で表わされ,  $\theta = 0$  のときの反射係数  $\Gamma = (z_L - z_0)/(z_L + z_0)$  を用いて, (8) 式となる。

$$\Gamma = e^{-2j\theta} \frac{z_L - z_0}{z_L + z_0} \frac{T_2(\cos \theta / \cos \theta_m)}{T_2(1 / \cos \theta_m)} \tag{8}$$

通過帯域内では、 $T_2(\cos \theta / \cos \theta_m)$  の最大値は1であり、(9)式が得られる。

$$\rho_m = (z_L - z_0) / (z_L + z_0) T_2(\sec \theta_m) \quad (10)$$

(7), (8), (9)式より、全反射係数を等しく置いて(10)式となり、係数比較で $\rho_0, \rho_1$ が求まる。(11)式。

$$\begin{aligned} 2\rho_0 \cos 2\theta + \rho_1 &= \rho_m T_2(\cos \theta / \cos \theta_m) \\ &= \rho_m \sec^2 \theta_m \cos 2\theta + \rho_m (\sec^2 \theta_m - 1) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\rho_0 = \rho_m \sec^2 \theta_m / 2, \quad \rho_1 = \rho_m (\sec^2 \theta_m - 1) \quad (11)$$

よって、最大反射係数 $\rho_m$ が与えられると、(9), (11)式より通過帯域 $\theta_m$ 、反射係数 $\rho_0, \rho_1$ が決まり、(12)式によって特性インピーダンス $z_1, z_2$ が設定される。また、比帯域幅は(13)式である。

$$z_1 = z_0 \frac{1 + \rho_0}{1 - \rho_0}, \quad z_2 = z_1 \frac{1 + \rho_1}{1 - \rho_1} \quad (12)$$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2(f_0 - f_m)}{f_0} = 2 - \frac{4}{\pi} \theta_m \quad (13)$$

## 2.2 分岐回路と整合回路の特性

アレイアンテナの放射指向性が理論値通りのものとなるためには、各アンテナ素子に定まった電力分配を行う必要がある。このため分岐回路・整合回路の特性が問題となる。以下にこれらについての考察を行う。分岐回路については、分岐点での整合条件から、分岐後の各線路の特性インピーダンスはかなり高いものになる。このことは、給電線をストリップ線路で作った場合、非常に細い線路となる。たとえば0.3 mmのプリント基板( $\epsilon_r = 2.5$ )で100オームの線路は0.2 mmである。このためわずかな製作誤差によっても、線路のインピーダンスの値がかなり変化し、分岐点での不整合が生じ望ましくない。これを解決するため、分岐後直ちに整合回路を挿入し、高インピーダンス線路を省くことである (Fig. 4)。たとえば、50オームの線路から等振幅分割を行うと、分岐後の線路は100オームとなるべきところ84.0オーム、59.5オームの1/4波長変成器(二項変成器)でよい。

また分岐回路を、ストリップ線路のT分岐を用いることも可能だが、分岐点での容量性不連続や、整合回路としての1/4波長変成器の長さの不明確さのため望ましくない。このため分岐部を、T分岐からY分岐にすることが考えられる。以上のことについて実験で確かめた。

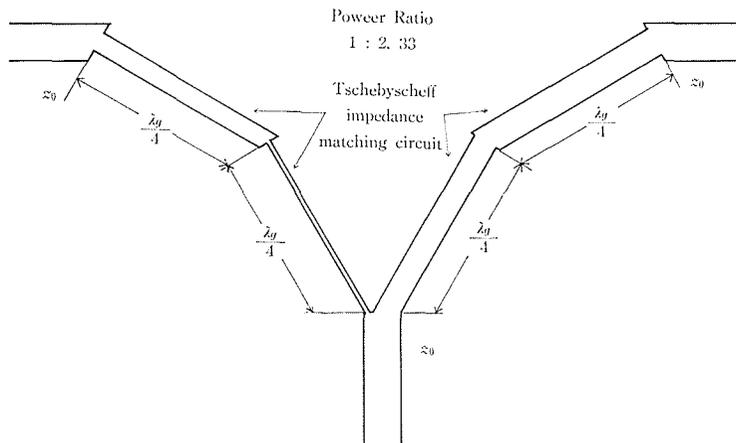


Fig. 4. Y junction and matching circuit.

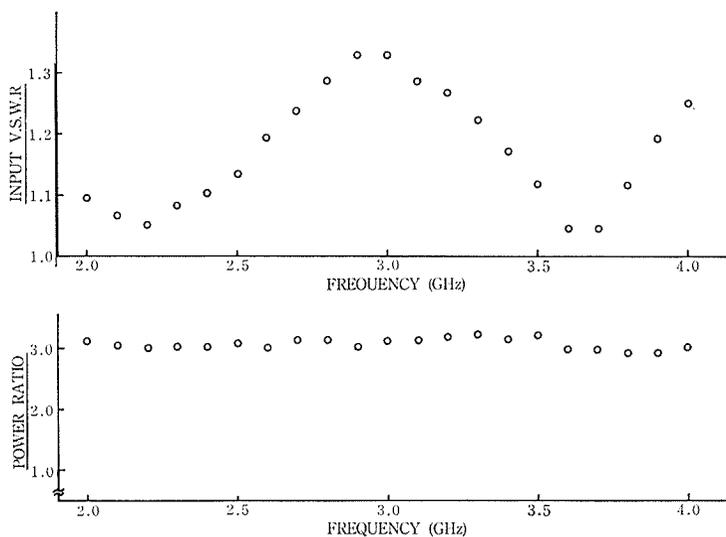


Fig. 5. Input V.S.W.R. and Power ratio of Y junction and matching circuit at 3 GHz band.

Fig. 4 はストリップ線路を用いた Y 分岐回路および整合回路を示す。整合回路にチェビシェフ変成器 ( $\rho_m=0.1$ , 最大 V.S.W.R. 1.22) を用い、電力分配比を 1:2.33 の場合を示す。中心周波数を 3.2 GHz としたときのこの分岐・整合回路を、厚さ 1.2 mm のプリント基板 (ファイバークラス・ラミネート  $\epsilon_r=2.6$ ) に試作し、その特性を測定した。その結果は Fig. 5 である。周波数 2~4 GHz にかけて、入力 V.S.W.R. はチェビシェフ多項式とほぼ同型であり、最大 V.S.W.R. で 1.33 である。また両端子への電力透過比は、周波数によらずほぼ 1:3.0 と一定な値が得られた。

次に、中心周波数を 10.5 GHz にした場合の分岐・整合回路を、厚さ 0.3 mm のプリント基板

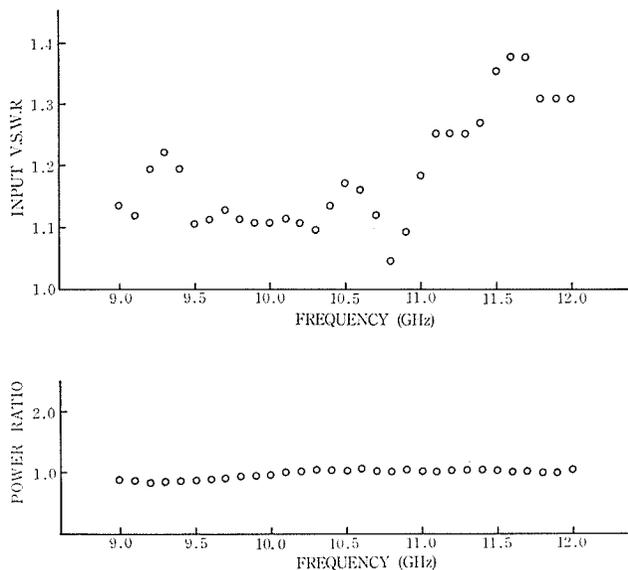


Fig. 6. Input V.S.W.R. and Power ratio of Y junction and matching circuit at 10 GHz band.

( $\epsilon_r=2.5$ ) 上に試作, 実験を行なった。電力分配は等振幅分配とした。その結果は Fig. 6 に示す。一般に 10 GHz 帯での入力特性を良くすることはかなり難しいが, Y 分岐および 2 段整合回路を用いると Fig. 6 のように良特性が得られる。

このように, 分岐回路として Y 分岐を用い, 整合回路を分岐後直ちに挿入することにより, 非常に良好な入力特性が得られる。よってこれらは, アレイアンテナの給電回路に適している。

### 2.3 Y 分岐回路の可逆性について

アレイアンテナの送受信可逆性に関する Y 分岐回路の可逆性について考察する。Fig. 7 のような分岐回路を考え, アンテナを送信アンテナとした場合, 電力は端子 ① より入り Y 分岐を通過して端子 ②, ③ に  $1:n$  の割合で分配される。分岐点での整合条件から  $z_1, z_2$  は (14) 式になる。

$$z_1 = (n+1)z_0, \quad z_2 = (n+1/n)z_0 \quad (14)$$

次にアンテナを受信アンテナとした場合を考える。一般に無損失な 3 端子対網では, 完全整合は不可能であることはよく知られている。このため端子 ②, ③ よりの入力, 不整合によって端子 ① にすべて表われないのであれば, このアンテナの送受信可逆性が成立しなくなる。しかし特殊な条件下では, 端子 ②, ③ からの入力はすべて端子 ① に出てくることを示し, アンテナの送受信可逆性を確かめる。

Fig. 7 の Y 分岐の S マトリックスは次のようになる。

$$(S) = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1/\sqrt{n+1} & \sqrt{n}/\sqrt{n+1} \\ 1/\sqrt{n+1} & -n/n+1 & \sqrt{n}/n+1 \\ \sqrt{n}/\sqrt{n+1} & \sqrt{n}/n+1 & -1/n+1 \end{pmatrix}$$

各端子での入力波を  $a_1, a_2, a_3$ , 出力波を  $b_1, b_2, b_3$  とすると

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = (S) \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix}$$

の関係が成立する。特殊な条件として, 端子 ① には入力がなく ( $a_1=0$ ), 端子 ②, ③ への入力は同相で, 端子 ③ は端子 ② の  $n$  倍 ( $a_2=a, a_3=\sqrt{n}a$ ) のときの各端子への出力を求める。

$$\begin{cases} b_1 = S_{12}a_2 + S_{13}a_3 = \sqrt{n+1}a \\ b_2 = S_{22}a_2 + S_{23}a_3 = 0 \\ b_3 = S_{32}a_2 + S_{33}a_3 = 0 \end{cases}$$

このことは, 端子 ②, ③ への出力がなく (整合), 端子 ① へは全入射電力である  $|b_1|^2 = (n+1)a^2$  が得られる。ゆえに完全整合の不可能な Y 分岐を含む給電回路をもつアレイアンテナにおいても, 送受信可逆性が成立する

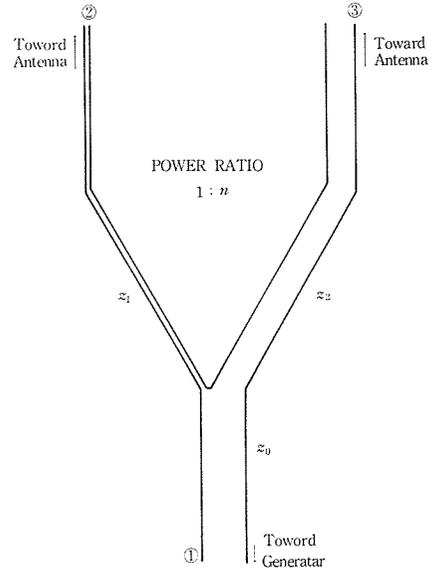


Fig. 7. Y junction.

#### 2.4 16 素子スロットアレイアンテナの 給電回路および入力特性

特性の良い Y 分岐・整合回路を利用して、16 素子スロットアレイアンテナを試作した。その給電回路は Fig. 8 に写真を示す。ここに用いられている整合回路は、中心周波数(今の場合 10.5 GHz) で完全整合が可能で、広帯域特性の二項変成器である。また使用している基板は 0.3 mm で、50 オーム線路の幅は 0.8 mm となり、分岐後の高インピーダンス線路の幅はかなり細くなり、製作精度が要求される。このため今回の給電回路の設計は、分岐前後の線路の特性インピーダンスを常に 25 オームにし、アンテナへの給電線路だけが 50 オームになるようにした。さらにスロットアンテナへの給電法については文献(3)によっている。

Fig. 9 はこのアレイアンテナの入力特性を示している。これによると 9.8~12.0 GHz にわたって、V.S.W.R. 2.0 以内とかなり良好な結果であることが明らかである。

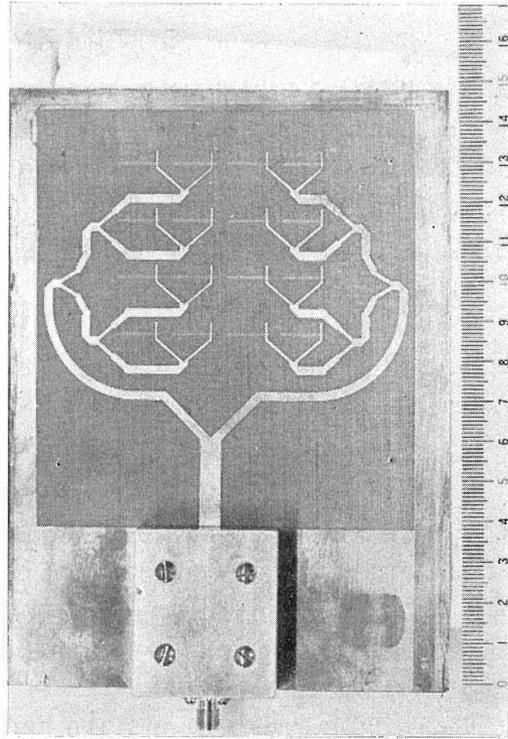


Fig. 8. 16 elements slot array antenna at 10 GHz band.

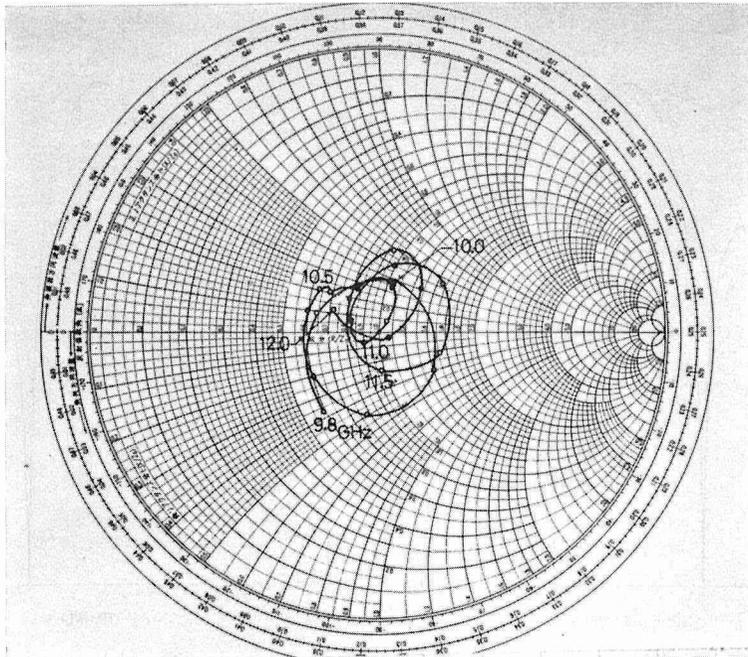


Fig. 9. Swept frequency measurements of input impedance of 16 elements slot array antenna.

### 3. アレイアンテナの放射指向性

#### 3.1 点波源列からの放射指向性

Fig. 10 に示すように、 $n$  個の直線上等間隔点波源列の指向性は、アンテナ素子の指向性  $f(\varphi)$  と (15) 式で表わされる配列係数  $D(\varphi)$  との積である。(指向性乗積の理)

$$\begin{aligned} D(\varphi) &= A_0 + A_1 e^{j\psi} + A_2 e^{2j\psi} + \dots + A_{n-1} e^{j(n-1)\psi} \\ &= \sum_{\nu=0}^{n-1} A_{\nu} e^{j\nu\psi} \end{aligned} \quad (15)$$

ここに  $\psi$  は全位相差であり (16) 式で与えられる。ただし  $\delta$  は隣接した 2 つの波源の位相差である。

$$\psi = (2\pi/\lambda) d \cos \varphi - \delta \quad (16)$$

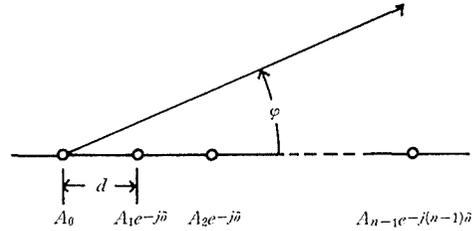


Fig. 10. Equispaced linear array of  $n$  radiators.

#### 3.2 16 素子スロットアレイアンテナの放射指向性

スロットアレイアンテナの設計は次のように決めた。① 各スロットアンテナは同相励振 ( $\delta=0$ ) で、中心周波数 10.5 GHz において半波長共振している。② アンテナ間隔は中心周波数の半波長である。③ 振幅分布は一様分布とする ( $A_0=A_1=A_2=A_4$ )。試作を行なったスロットアレイアンテナは Fig. 8 に示す。

Fig. 11, 12, 13 に周波数  $f=10.5, 11.0, 12.0$  GHz におけるこのアレイアンテナの  $E$  面,  $H$  面指向性の測定結果を、理論値とともに示す。(角度は直線列に垂直の方向を  $\theta=0^\circ$  とする。すなわち  $\theta=\varphi-90^\circ$ )。これによると主ローブに対しては、周波数の変化によらず  $0^\circ$  方向が最大となっており、半値角、零方向などが理論値とよく一致している。 $f=12.0$  GHz の  $E$  面指向性で若干主

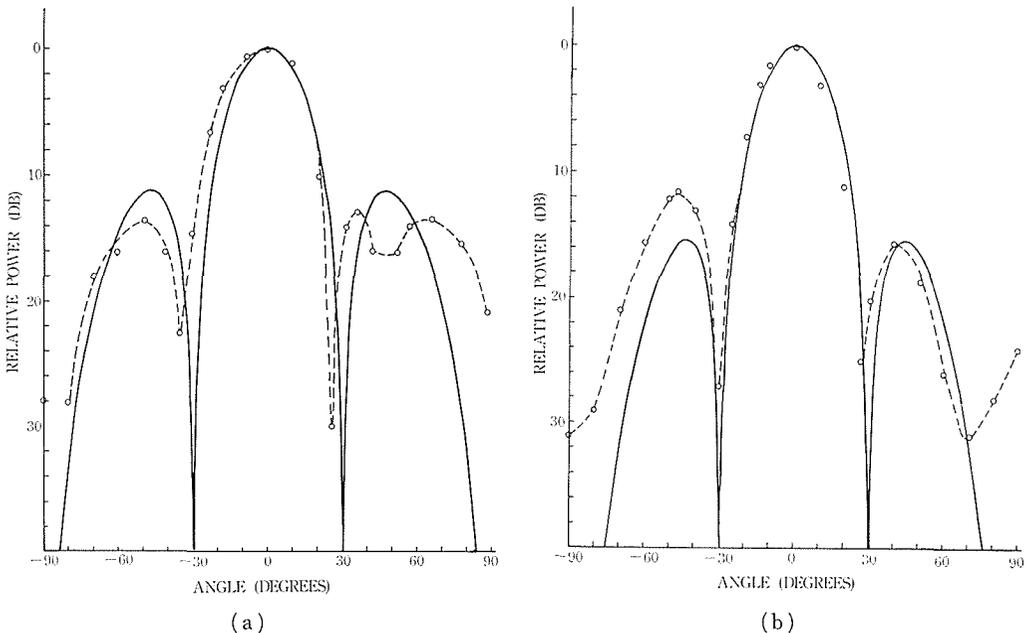


Fig. 11. (a) E-plane (b) H-plane radiation patterns of 16 elements slot array antenna at 10.5 GHz, — calculated;  $\cdots\circ\cdots$  measured.

ローブがずれているが、これは角度に対する測定誤差が考えられる。Table 1 に  $f=11.0$  GHz での  $E$  面,  $H$  面指向性の測定値と計算値を半値角, 最大サイドローブレベル, 零方向について比較している。ただし,  $E$  面指向性で  $90^\circ$  方向が乱れている。この原因としては同軸/マイクロストリップ変換器 (文献5) 参照) の存在である。変換器の高さは全体で  $3$  cm になっており,  $10$  GHz

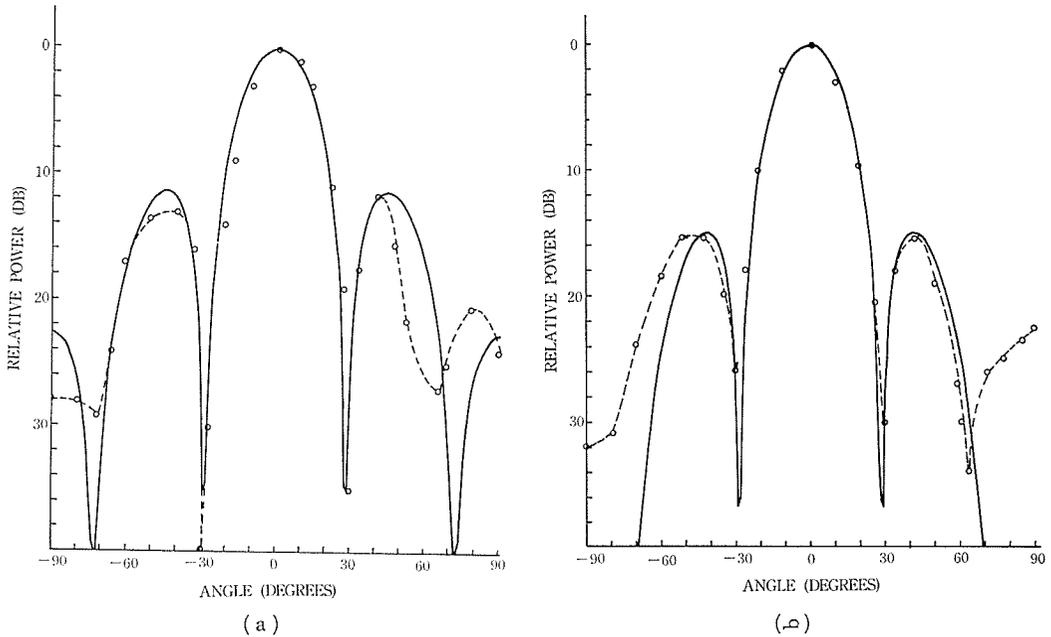


Fig. 12. (a) E-plane (b) H-plane radiation patterns of 16 elements slot array antenna at 11.0 GHz, — calculated;  $\cdots\circ\cdots$  measured.

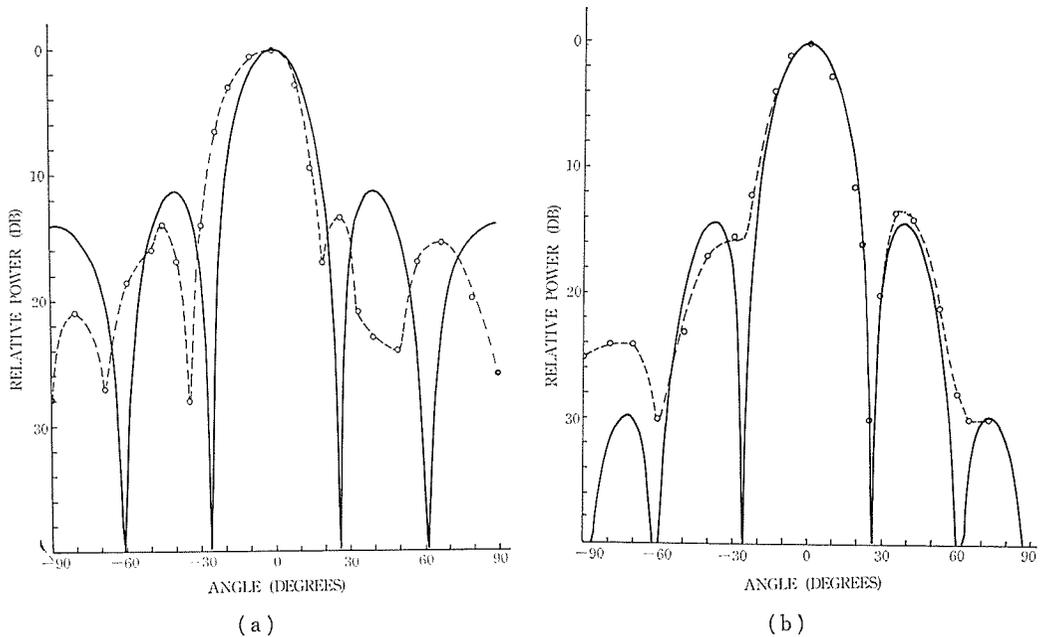
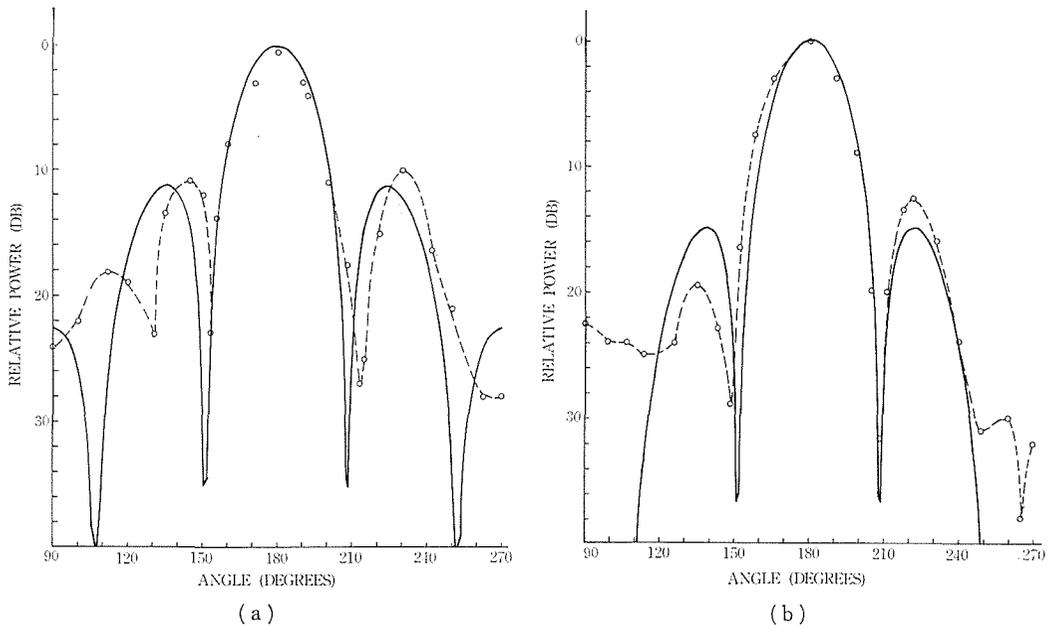


Fig. 13. (a) E-plane (b) H-plane radiation patterns of 16 elements slot array antenna at 12.0 GHz, — calculated;  $\cdots\circ\cdots$  measured.

**Table 1.** Radiation characteristic of 16 elements slot array antenna at 11.0 GHz

	Beam width		Maximum side lobe level		Null direction	
	theoretical values	experimental values	theoretical values	experimental values	theoretical values	experimental values
<i>E</i> plane	26.3°	25°	11.3 dB	11.5 dB 13.0 dB	30°, 330°	30°, 331°
<i>H</i> plane	25.0°	22°	15.4 dB	15.5 dB	30°, 330°	30°, 330°



**Fig. 14.** (a) E-plane (b) H-plane patterns radiated to the feeding network side of 16 elements slot array antenna at 11.0 GHz, — calculated; ···· measured.

帯では約一波長に相当し、かなり大きい。従って変換器が反射板のような役割をし、そのため変換器の付いている側とは逆の方向の指向性が乱れる。これは変換器を小さくすることにより改善される。また *H* 面指向性でも  $-90^\circ$  方向に比べ  $90^\circ$  方向が少々乱れている。このことは基板のまがり、測定条件の悪さなどにより生じたものと考えられる。

また相当乱れると予想していた給電回路側の指向性については、Fig. 14に  $f=11.0$  GHz の *E* 面、*H* 面指向性を示す。これによると副ローブは少し乱れているが、主ローブに関しては、表側の指向性と比べて余り大きな変化はなく、半値角は表側と同じであった。

#### 4. 結 言

スロットアンテナを利用したアレイアンテナの各素子に振幅分布を持たせるための給電回路について実験、考察を行い、使用に耐え得る給電回路パターンを開発した。さらにこれを利用して、X Bandでの16素子のアレイアンテナを設計、試作し、その指向性が理論値とかなり良く一

致することを確かめた。

現段階では、アレイ各素子上の振幅のみを考慮して設計、製作を行ってきたが、位相も考えた場合、その給電回路をどのように実現させるかが今後の課題となる。

#### 文 献

- 1) 関口利男, 稲垣直樹: “指向性合成理論”, 信学誌, Vol. 48, pp. 541-551 (昭和40年4月).
- 2) 永井 淳, 田村克彦: “アレイアンテナ上の電流分布実現の一方法”, 電子通信学会アンテナ・伝播研究会資料, AP 68-10 (1968-06).
- 3) 中岡快二郎, 伊藤精彦, 松本 正: “PRINTED SLOT ANTENNA の素子およびアレイについて”, 電子通信学会アンテナ・伝播研究会資料, AP 73-36 (1973-09).
- 4) 木村憲一, 中岡快二郎, 伊藤精彦, 松本 正: “プリントドスロットアレイアンテナについて”, 昭和49年電子通信学会全国大会, 784.
- 5) 中岡快二郎, 木村憲一, 伊藤精彦, 松本 正: “10 GHz 帯プリントドスロットアレイアンテナについて”, 電子通信学会アンテナ・伝播研究会資料, AP 74-59 (1974-11).
- 6) R. E. Collin: “マイクロ波工学”, 近代科学社.