

機上ドプラレーダ用空中線

河 津 祐 元
伊 藤 益 敏
井 上 昭

Airborne Doppler Radar Antenna

By

Sukemoto KAWAZU, Masutoshi ITO,
and Akira INOUE

Abstract: Many types of antennas have been developed for airborne Doppler radars; for example, a parabolic antenna, a slot array antenna or a lens antenna is used depending upon the system employed.

General survey on these antennas is stated briefly, and further discussions on the slot array antenna are made together with a new proposal of feeding system and its experimental results.

The new feeding system is a type of circulating feed, in which the radio energy usually consumed in a dummy load at the array termination is made available for radiation by feeding it back to the input-port through a proper phase shifter and a coupler, and by circulating it in the loop.

The amount of improvement in the performance by using this new system is discussed, showing the theoretical relations of actual gain and directivity versus loading ratio of the slots.

These considerations are confirmed by experiments with an antenna trially made. Some points to be considered in future are also discussed.

For the slot array antenna, considerations are also given of the error in velocity measurement caused by fluctuation of the antenna pattern due to frequency and temperature variation. The amount of the error is estimated to be 5×10^{-3} by temperature variation of $\pm 50^\circ\text{C}$.

概 要

機上ドプラレーダ用アンテナとしては、それぞれのレーダシステムに応じて、パラボラアンテナ、アレイアンテナ、レンズアンテナ等種々のアンテナが用いられている。

ここでは、これらアンテナの一般的検討を行ない、更にその一つの形式であるアレイアン

テナについての検討および新しい給電法を用いて試作したアレイアンテナについて報告する。

まずアレイアンテナにおける輻射量と利得および指向特性の関係を明らかにした。そして指向特性を良好に保って利得を増加させる方法として循環型給電法を提示した。これはアンテナ、移相器、結合器によって閉ループを作って電力を循環させ、従来無反射終端に吸収させていた電力を回収しようとするものである。

ついでこの考えにもとづいて試作したアレイアンテナの実験結果を示し、その動作を確認すると共に問題点を明らかにした。

また電波発射方向の変動は速度誤差となるが、周波数および温度の変化した場合についてこれを検討した。特に温度変化の影響は $\pm 50^\circ\text{C}$ の温度変化で 5×10^{-3} 程度の速度誤差となり、システムの誤差を考える際考慮すべきであることを示した。

目 次

- | | |
|-----------------|-------------------|
| 1. はしがき | 5. アンテナの特性と速度測定誤差 |
| 2. 機上ドプラレーダ用空中線 | 5.1. 周波数変動によるもの |
| 3. 循環型アレイアンテナ | 5.2. 温度変化によるもの |
| 4. 試作結果 | 6. 結 言 |
| 4.1. 設 計 | 附 録 |
| 4.2. 試作結果 | |

1. は し が き

現在機上ドプラレーダ用として使用されている空中線には、パラボラアンテナ、レンズアンテナ、導波管アレイアンテナ等がある。そしてこれら空中線はそれぞれの特徴により、レーダシステムと関連して選ばれている。

ここに報告する空中線は、導波管アレイ型であるが、給電方法に新しい進行波循環給電を採用し、アレイ数の削減、指向特性を良好に保つこと、電波の利用率の向上等をはかっている。ここではその原理および構成と試作結果について述べる。

また機上ドプラレーダでは、電波の発射方向の変動は速度誤差となるが、アレイアンテナを使用した場合について、その影響を検討した。

2. 機上ドプラレーダ用空中線 [1][3][4]

機上ドプラレーダは電波を Fig. 1 のごとく、前後左右に切り換えて発射する。そして電波の発射角度とドプラ周波数との間には次の関係がある*。

$$f_d = \frac{2V}{\lambda} \cos \gamma \quad (2-1)$$

したがって発射電波の広がり、ドプラ信号スペクトラムの広がりをもたらすことになる。

* γ は一般に速度ベクトルとビームとの間の角度であって、必ずしも発射角度（アンテナ面からの角度）ではない。また地上にかかれた γ 一定（すなわち f_d 一定）の軌跡は双曲線であって isodops と呼ばれている。

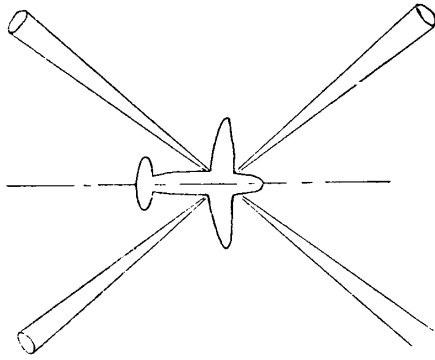


Fig. 1. Beam configuration.

すなわち Fig. 2 に示すように発射電波のビーム幅 $2\Delta\gamma$ とスペクトラムの Q との間にはおおむね次の様な関係がある [2].

$$Q = \frac{f_d}{2\Delta f_d} = \frac{\sqrt{2}}{2(\Delta\gamma) \tan \gamma} \quad (2-2)$$

ここでドプラレーダで通常使われるファンビーム（楕円形ビーム）とペンシルビーム（円形ビーム）について考える。まず両アンテナの利得* はいずれもその開口面積によって決定される。そしてペンシルビームのビーム幅は開口の直径 D によって定まり、ファンビームのビーム幅 $2\Delta\gamma, 2\Delta\theta$ はそれぞれに対応する辺 a, b の長さによって決定される。したがって利得の等しい二つのアンテナを考えた際、ファンビームを使って $2\Delta\gamma$ を小さく、 $2\Delta\theta$ を大きくした方がペンシルビームを使うより高い信号の Q を得ることが出来る。しかしビームが isodops からはずれた場合（すなわち偏流角のある場合）には Q が低下するのは明らかである。

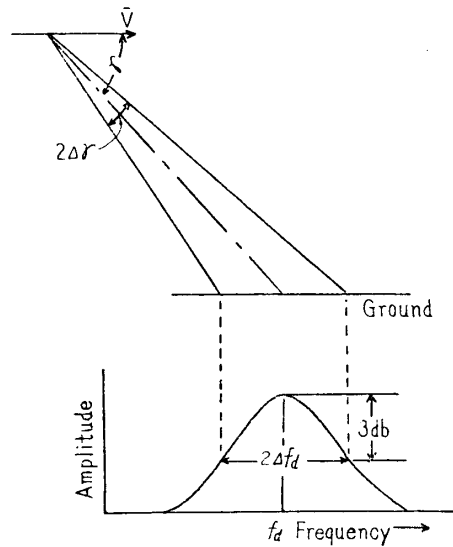
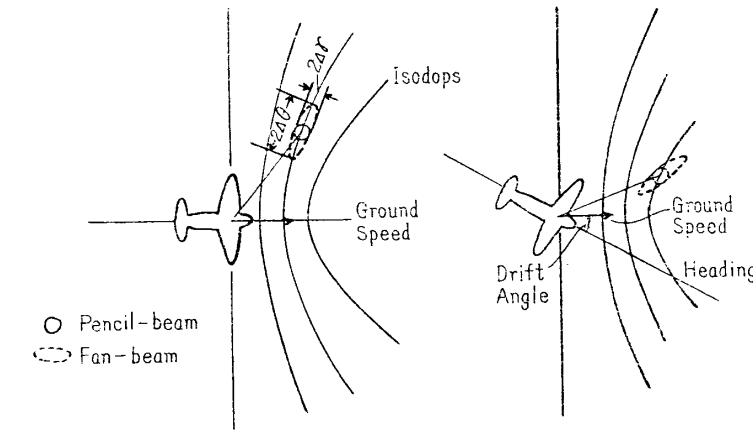


Fig. 2. Illustrating the relationship between antenna beam and Doppler frequency spectrum.



(a) Illumination pattern (with no drift angle) (b) Illumination pattern (with a drift angle)

Fig. 3. Comparison of fan-beam and pencil-beam.

したがってファンビームを利用する場合は、一般にサーボ系を用いてアンテナを機械的に回転させ常にビームが isodops の上に乗るようにしている。そしてこれをアンテナ安定化方式と呼び、これに反しアンテナを固定した方式をデータ安定化方式と呼んでいる。しかし偏流

* 本節において利得というのは指向性利得 (directivity gain) を示し 3 にいうアンテナの効率 (actual gain) と区別する。

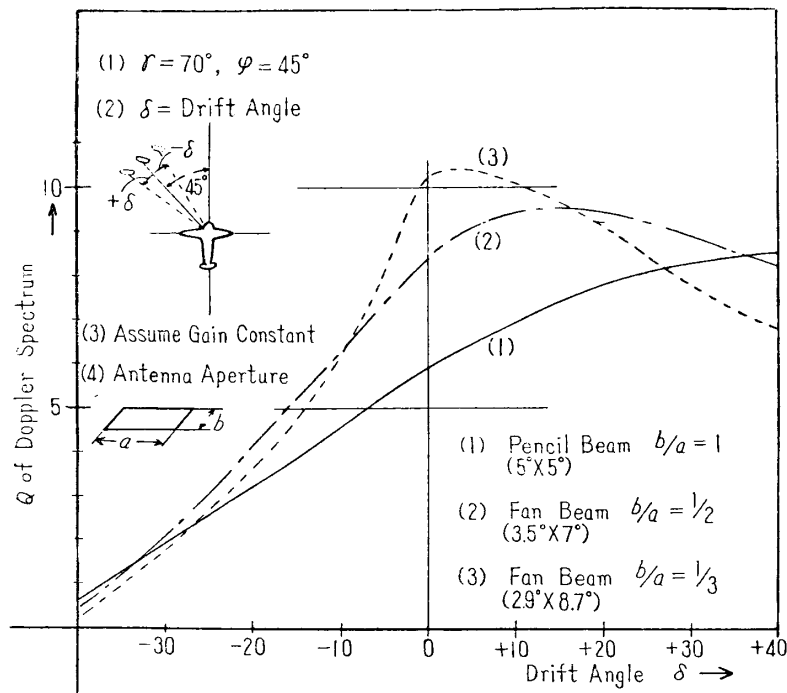


Fig. 4. An effect of drift angle on the Q of Doppler spectrum.

角が比較的少なくある程度の Q の低下が許容されるなら、ファンビームでも必ずしも空中線安定方式とする必要はない。またファンビームではビームの広がり大きいので発射電波は時間的にも、位置的にも広がり altitude hole や信号の drop out 等の影響が小さい利点がある。

次にそれぞれのビームに対応したアンテナ系としては、ファンビームでは一般に導波管アレイアンテナが、またペンシルビームではパラボラアンテナおよびホーン給電レンズアンテナが多く使用されている。そこでこれらアンテナをその構造上から比べてみよう。まず主輻射の方向はアレイアンテナでは、素子間隔によってのみ定まり取り付けは平面的である。これに反しパラボラアンテナおよびホーン給電のレンズアンテナではアンテナの立体的位置によって主輻射の方向が定まるため、その角度設定は複雑である。そしてアンテナ系全体の位置変動のみでなく、反射器と一次輻射器およびレンズとホーンの相対的位置変動も発射角の変動をもたらすから、この取り付けはもとより振動等にも注意が必要であろう。次にビームの切換機構としては、アレイアンテナでは数本のアレイの給電方向および相互の位相を切りかえている。またホーン給電レンズアンテナでは、1個のレンズを用いこれを照射するためにそれぞれのビームに対応した3個または4個のホーンを配置しこれらホーンを順次切りかえて給電する。なおパラボラアンテナの切換機構としては、オフセットした一次輻射器を用いる方法等が考えられるが、実際には余り使用されていない。これは同じペンシルビームを得る方法としてはホーン給電レンズアンテナの方が切換機構、重量等の点ですぐれていると思われる。最後にアンテナ形状としては、利得が同じなら開口面積は等しいが、アレイアンテナでは導波管系のみによって作られるため極めて薄くすることが出来る。これに反し

パラボラアンテナおよびホーン給電レンズアンテナではその構造上ある程度の厚みを必要とする。

以上述べた様に構造上から見た場合、アレイアンテナは多くの利点を持っている。しかしアレイアンテナを用いてファンビームとした場合は、システムとして空中線安定方式が要求される。したがって空中線安定方式とデータ安定方式のシステムとしての優劣が問題になる。しかしペンシルビームを用いる場合でも、アレイアンテナを横方向に多数並べるか、あるいはアレイアンテナとレンズを組み合わせればペンシルビームとすることも出来るから、方式のいかんにかかわらずアレイアンテナは有用なものと思われる。

なお現在用いられているアンテナの二三の例を表1に示した。使用周波数は 13,500 Mc ないしは 8,800 Mc である。またこれらで使われる切換器はフェライトスイッチである。

表 1. 機上ドプラレーダアンテナの例

アンテナ型式	口 径	ビームの数	安定方式	機器型式
paraboloid	24"×30"	2	データ	AN/APN-67
lens & reflector	12"×24"	3	"	AN/APN-79
lens with three feed	12"×18"	3	"	AN/APN-105
linear array	14 $\frac{3}{8}$ "×28 $\frac{1}{2}$ "	4	アンテナ	AN/APN-81
linear array	24"×10"	4	"	DIAN
planer array	27"×24"	4	"	AN/APN-102
planer array	—	4	データ	DRA-12

3. 循環型アレイアンテナ

現在機上ドプラレーダに用いられているアレイアンテナは、そのほとんどが給電方向の異なる2本のアレイによって前後のビーム切りかえを行なっている。またそれぞれのアンテナは進行波給電であって、終端負荷に無駄な電力を与えている。しかし終端負荷に与える電力を減らすことは開口分布の傾きがはげしくなることを意味している。開口分布の傾斜の影響は、開口能率と指向特性に現われる。そこでこれらの関係を求めてみる。

まずアンテナから実際に輻射される電力は

$$P_{\text{rad}} = P_0(1 - e^{-2\alpha}) \quad (3-1)$$

あるいは

$$\beta = P_{\text{rad}}/P_0 = 1 - e^{-2\alpha} \quad (3-2)$$

開口能率は

$$\eta = \frac{\left(\int_0^1 e^{-\alpha x} dx\right)^2}{\int_0^1 e^{-2\alpha x} dx} = \frac{2(1 - e^{-\alpha})}{\alpha(1 + e^{-\alpha})} \quad (3-3)$$

ここに α は末端より給電するアレイの各素子の電界分布を表わす減衰定数、すなわち開口分布は $e^{-\alpha x}$ ($x=0\sim 1$) なる形で与えられるとするときの指数とする。

さてここで実際上のアンテナ効率を G とすれば次式で表わされる。

$$G = \eta \times \beta = 2(1 - e^{-\alpha})^2 / \alpha \quad (3-4)$$

(3-4) 式を横軸に β を取って Fig. 5 に示した。また減衰定数 α と放射率 β の関係および α とそれを決定する各素子の正規化したアドミタンス g との関係 (ただし g を一様とした場合, n はスロットの数) を Fig. 6 に示した。

次に開口分布に傾斜のある場合の指向性を考える。ここでは計算が容易な様に開口分布を直線の傾斜として近似し, 規準化した角度

$$u = \pi a \sin \theta / \lambda$$

を用いてその指向特性を求めれば

$$\begin{aligned} g(u) &= \frac{a}{2} \int_{-1}^1 e^{jux} dx + \frac{a\delta}{2} \int_{-1}^1 x e^{jux} dx \\ &= \frac{a}{2} \left\{ \frac{\sin u}{u} + \frac{j\delta}{u} \left[\frac{\sin u}{u} - \cos u \right] \right\} \end{aligned} \quad (3-5)$$

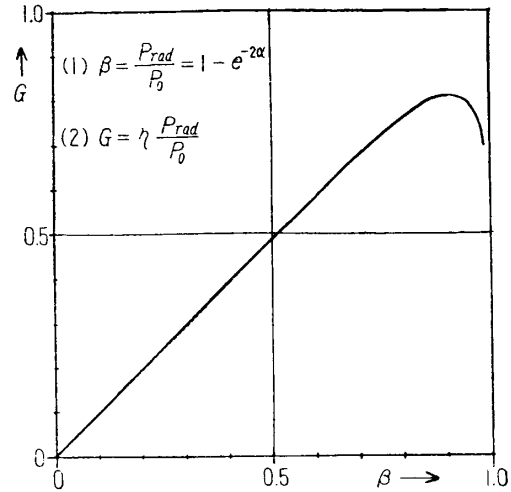


Fig. 5. Gain vs. radiating ratio β in the waveguide slot array.

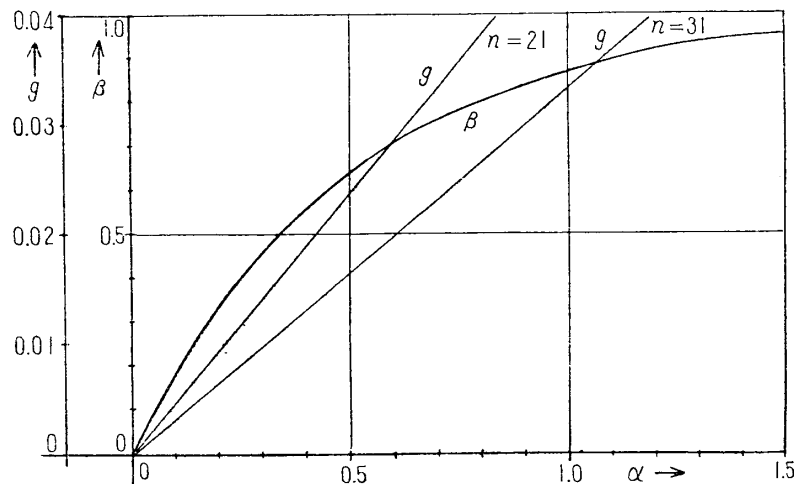


Fig. 6. Radiating conductance of waveguide slot (g) and radiating ratio of waveguide slot array (β) as a function of attenuation constant (α).

(3-5) 式を用いて $\beta=0.9$ および 0.5 の場合の指向特性を計算し Fig. 7 に示した。ただし対数減衰を直線減衰で近似しているから δ は次式によって決定した (Fig. 8)。

$$e^{-\alpha} = (1 - \beta)^{1/2} = (1 - \delta) / (1 + \delta) \quad (3-6)$$

さてここで次の如きアンテナを考える。まず1本のアレイの給電方向を切りかえて前後にビームを切りかえるようにする。更に従来終端負荷に与えていた電力を移相器および結合器を通して再び入力端に帰還する。

このようにすれば, 2本のアンテナを使用した場合に比べてアンテナ面積は半分となり, また開口分布を一様にしたままで, 放射電力を増加させることが出来る。Fig. 9において,

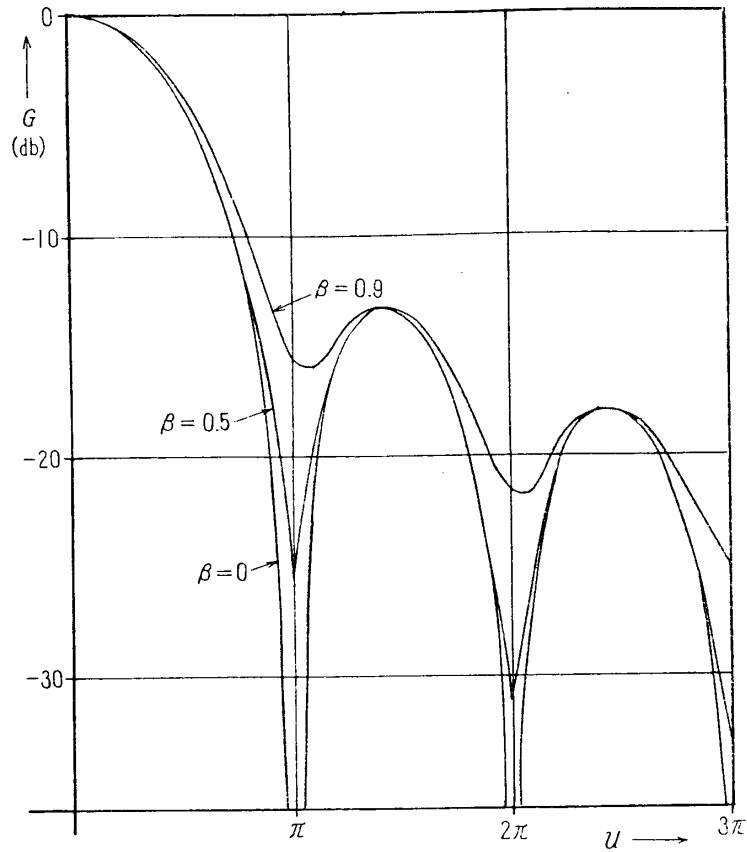


Fig. 7. Estimated radiation pattern of the tapered excitation.

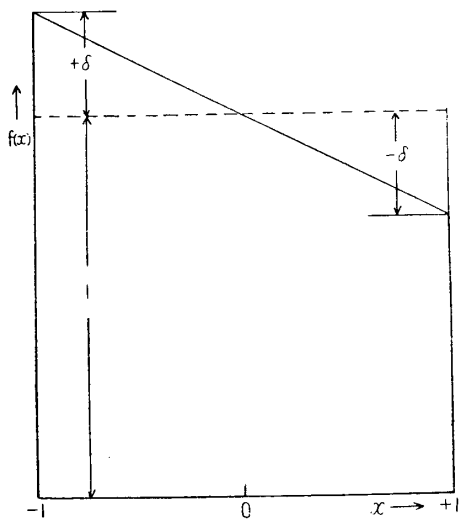


Fig. 8. Aperture distribution along the array. (The exponential attenuation is approximated by a linear one.)

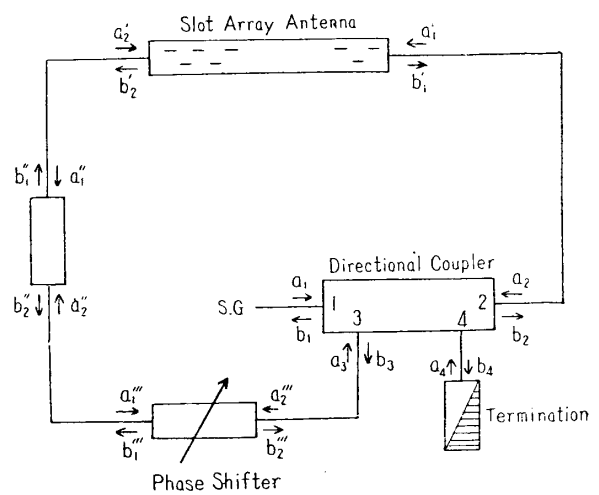


Fig. 9. Circulating feed system.

入力端 1 より入った電力は結合器を通りアレイに給電される。そしてこの電力の 1 部はアレイで輻射され、残りは移相器、結合器を通過して再び入力端にもどされる。この時入力端 1 より入って端子 4 にあらわれる電力と、端子 3 より入って端子 4 にあらわれる電力は逆相で大きさが等しくなる様調整される。したがってこの状態で端子 4 には電力はあられず、入力端より入った電力のすべてがアレイより輻射される。

今方向性結合器の結合度 S とアレイの輻射による減衰量 β' との関係を求めると次のごとくなる。

まず方向性結合器の S 行列は次の通りである [5]。

$$[S]_{\text{coup}} = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & 0 \\ 0 & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & 0 & S_{34} & 0 \end{pmatrix} \quad (3-7)$$

ここで対角線の零は主管および側管がすべて整合をとってあることを示し、他の零は端子 1 と 3, 2 と 4 の間に結合がないことを示す。また回路に損失がないということから

$$S_1 = |S_{12}| = |S_{34}| \quad S_2 = |S_{14}| = |S_{23}| \quad (3-8)$$

更に基準面を適当に取って次のごとく表わせる。

$$[S]_{\text{coup}} = \begin{pmatrix} 0 & S_1 & 0 & jS_2 \\ S_1 & 0 & jS_2 & 0 \\ 0 & jS_2 & 0 & S_1 \\ jS_2 & 0 & S_1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3-9) \quad (\text{ただし } S_1^2 + S_2^2 = 1)$$

同様にアレイおよび移相器の S 行列は次のごとく表わせる。

$$[S]_{\text{array}} = \begin{bmatrix} 0 & \beta' \\ \beta' & 0 \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

$$[S]_{\text{ph. shifter}} = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\phi} \\ e^{j\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

更に Fig. 9 において途中の導波管での移相遅れを一括して

$$[S]_{\text{wave guide}} = \begin{bmatrix} 0 & e^{j\phi_1} \\ e^{j\phi_1} & 0 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

の様に表わす。

(3-9)~(3-12) 式および Fig. 9 より次の関係式が得られる。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = [S]_{\text{coup}} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

$$\begin{bmatrix} b_1' \\ b_2' \end{bmatrix} = [S]_{\text{array}} \begin{bmatrix} a_1' \\ a_2' \end{bmatrix} \quad \text{ただし } b_2 = a_1', a_2 = b_1' \quad (3-14)$$

$$\begin{bmatrix} b_1'' \\ b_2'' \end{bmatrix} = [S]_{\text{wave guide}} \begin{bmatrix} a_1'' \\ a_2'' \end{bmatrix} \quad \text{ただし } b_2' = a_1'', a_2' = b_1'' \quad (3-15)$$

$$\begin{bmatrix} b_1''' \\ b_2''' \end{bmatrix} = [S]_{\text{ph. shifter}} \begin{bmatrix} a_1''' \\ a_2''' \end{bmatrix} \quad (3-16)$$

ただし $b_2'' = a_1'''$, $a_2'' = b_1'''$, $b_2''' = a_3$, $a_2''' = b_3$

ここで完全に整合が取れた状態で, $b_4 = 0$ とする条件を求めると次のようになる。

$$S_2 = \beta' \text{ および } \phi + \phi_1 = -\pi/2 \quad (3-17)$$

$$\text{または } \beta = 1 - \beta'^2 = 1 - S_2^2 = S_1^2 \quad (3-18)$$

この時循環させない場合に比べて効率は増加する。

$$\text{効率の増加 } \Delta G = 10 \log \frac{1}{1 - \beta'^2} \quad (3-19)$$

次にビーム切換機構を含めた構成図を Fig. 10 に示す。切換器ⅡおよびⅢは連動であって、アレイへの給電方向を変えて前後のビーム切りかえを行なうものであり、切換器Ⅰは点線と実線のアレイ相互の位相を変えて、左右にビームを切りかえるものである。この時のビーム発射方向を同図(b)に示す。

4. 試作結果

4.1. 設計

循環型アレイを次のごとき要領で製作した。

(a) スロット相互の間隔。正負交互に給電されたアレイの輻射電界は次式で与えられる (Fig. 11)。

$$|D| = \left| \cos \frac{n\psi}{2} / \cos \frac{\psi}{2} \right| \quad (4-1)$$

ただし n ……スロットの数,

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \gamma + \frac{2\pi d}{\lambda_g}$$

D の最大値は $\psi = \pi$ の場合に生じるから、スロット相互の間隔は次式で決定される。

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2(\cos \gamma + \lambda/\lambda_g)} \quad (4-2)$$

(b) スロットの数。導波管にあけるスロットの数は主ビームの幅によって決定される。今電力半値幅を $\theta_{3\text{db}}$ とすれば、次の関係がある。

$$\theta_{3\text{db}} \doteq \frac{0.9}{\sin \gamma} \frac{\lambda}{nd} \quad (4-3)$$

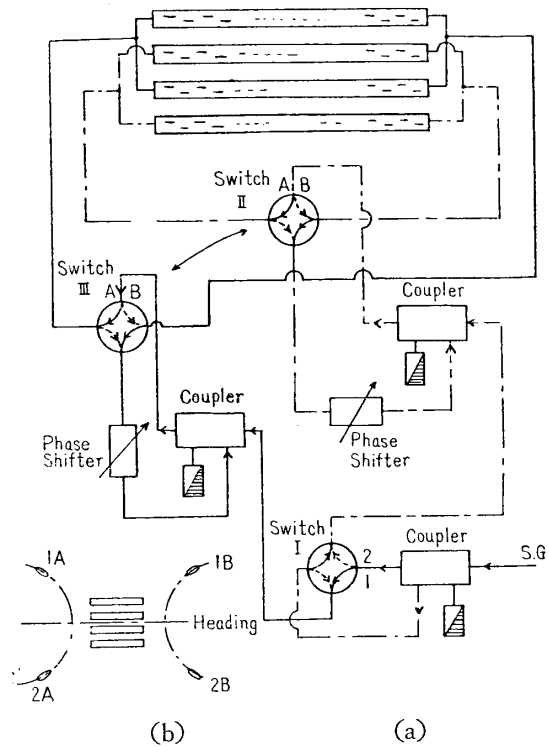


Fig. 10. Block diagram of the antenna system with the circulating feed.

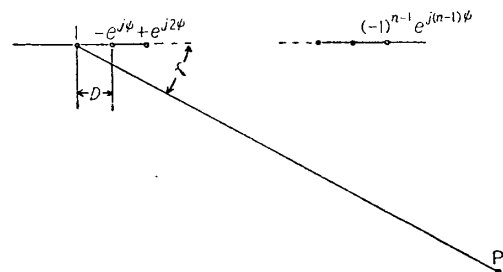


Fig. 11. Linear array geometry.

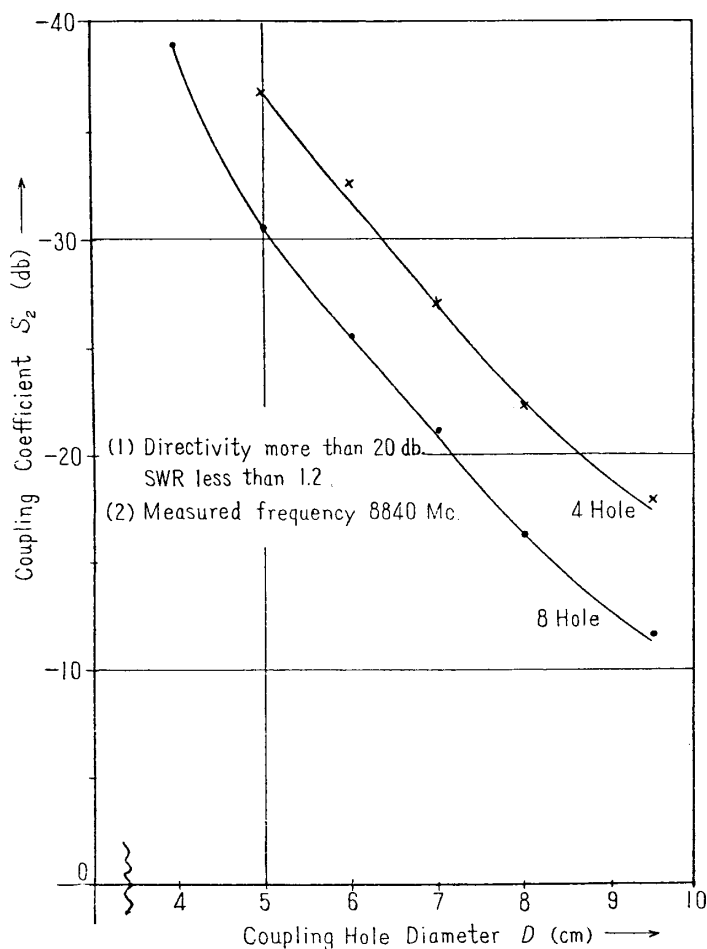


Fig. 12. Coupling coefficient vs. hole diameter.

(c) 結合度と輻射量. 輻射量は個々のスロットの輻射インピーダンスとスロットの数によって決定される (前節 Fig. 6 参照). なおスロットの輻射量は一般にスロットの位置によって調整するが, ここにはスロットの長さを変えて調整した例を附図に示す. 次に方向性結合器の結合度とアンテナの輻射量の間関係は (3-18) 式で与えられる. 使用した方向性結合器は, 主導波管と副導波管の仕切り板を自由に取りかえられる様にし, この板にあける結合穴の直径をかえて結合度を調整した. その特性を Fig. 12 に示す.

4.2. 試作結果

上記の方針に従って, 次のごときアレイを試作した.

ビーム幅 $\sim 5.4^\circ$, 主輻射の方向 $\sim 71^\circ$, 素子数 ~ 21 , 輻射率 $\beta\sim 0.2$, 素子間隔 ~ 1.7 cm, 全長 ~ 47 cm, 使用波長 ~ 3.4 cm, 使用導波管 \sim WRJ-10.

指向特性の測定結果を Fig. 13 に, また前後にビームを切りかえた場合を Fig. 14 に示す. Fig. 14 は屋内で指向特性自記記録装置を用いて測定したため, サイドローブレベルその他の点で Fig. 13 と相違がある.

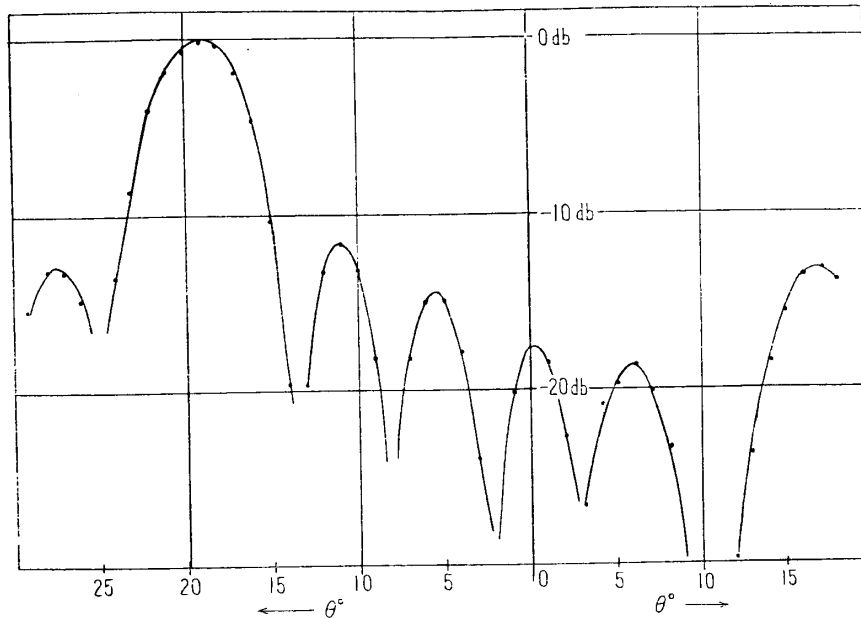


Fig. 13. Radiation pattern of an experimental 21 elements array.

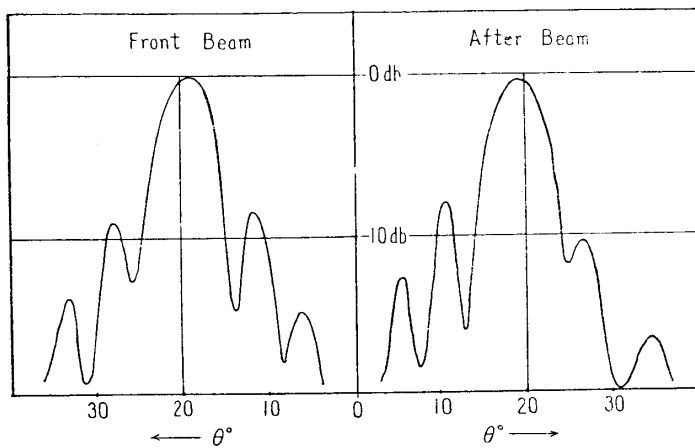


Fig. 14. Front and after-beam of the experimental array.

点にサイドローブが現われるが Fig. 13 ではこれは -13 db 以下である。この様な結果から、計算値と実験値の違いは導波管系の損失が、全輻射量に対し無視出来なくなったためのものと考えられる。

5. アンテナの特性と速度測定誤差

機上ドプラレーダにおいて速度 V は次式で与えられる。

$$V = \frac{\lambda f_a}{2 \cos \gamma} \quad (5-1)$$

したがって速度の誤差率は次式で与えられる。

なおこのアレイの β は 0.2 であって、(3-19) 式より利得の増加は 7 db と計算される。一方実験では利得の増加は 3.5 db にとどまった。実験では結合器の無反射終端の代わりに、そこへ電力計を接続しこの電力が最少となるよう移相器を調整した。この時電力計の指示は入力 -15 db 以下であった。また反射波が存在すれば、当然主輻射の対象

$$\left| \frac{\Delta V}{V} \right| = \left| \frac{\Delta \lambda}{\lambda} \right| + \left| \frac{\Delta f_d}{f_d} \right| + \left| \frac{\Delta \cos \gamma}{\cos \gamma} \right| \quad (5-2)$$

ここでは空中線として導波管アレイを使用した場合について、(5-2) 式第 3 項を検討することとする。

導波管アレイの輻射方向は、周波数、管内波長、素子間隔によって決定される。したがってそのいずれが変動した場合にも輻射方向は変動する。以下それぞれの場合についてわけて考察する。

5.1. 周波数変動によるもの

主輻射の方向は (4-2) 式で与えられるので、これを遮断周波数 λ_c を用いて書きかえる。

$$\cos \gamma = \frac{\lambda}{2d} - \frac{\lambda}{\lambda_g} = \frac{\lambda}{2d} - \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2} \quad (5-3)$$

したがって

$$\frac{d(\cos \gamma)}{d\lambda} = \frac{1}{2d} - \frac{\lambda}{\lambda_c^2} \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \quad (5-4)$$

ただし $\lambda_c = 2a$, $a =$ 導波管幅。

これより

$$\frac{\Delta \cos \gamma}{\cos \gamma} = \frac{1}{\cos \gamma} \left\{ \frac{\lambda}{2d} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \right\} \frac{\Delta \lambda}{\lambda} \quad (5-5)$$

1 例として試作アレイアンテナを取れば、(4. 参照) 次式になる。

$$\frac{\Delta \cos \gamma}{\cos \gamma} \doteq 0.6 \frac{\Delta \lambda}{\lambda} \quad (5-6)$$

クライストロンの周波数変動を 10^{-4} 程度とすれば、これは 6×10^{-5} 程度となり極めて小さなものである。

5.2. 温度変化によるもの

温度変化による主輻射方向変動は、温度変化に伴う管内波長の変動および素子間隔の変動の二つに分けて考えねばならない。

(a) 管内波長変動によるもの。まず温度変化による管内波長の変動を求める。管内波長は次式で与えられる。

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}} \quad (5-7)$$

これより

$$\frac{d\lambda_g}{d\lambda_c} = - \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^3 \left\{ 1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_g} \right)^2 \right\}^{3/2} \quad (5-8)$$

したがって

$$\frac{\Delta \lambda_g}{\lambda_g} = \left\{ 1 - \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2 \right\} \frac{\Delta \lambda_c}{\lambda_c} \quad (5-9)$$

次に管内波長の変動による $\cos \gamma$ の変動は (5-3) 式より

$$\frac{d \cos \gamma}{d\lambda_g} = - \frac{\lambda}{\lambda_g^2} \quad (5-10)$$

したがって

$$\frac{\Delta \cos \gamma}{\cos \gamma} = \frac{-1}{\cos \gamma} \left\{ \frac{\lambda}{\lambda_g} - \frac{\lambda_g}{\lambda} \right\} \frac{\Delta \lambda_c}{\lambda_c} \quad (5-11)$$

同じく試作アレイアンテナを取って考えると

$$\frac{\Delta \cos \gamma}{\cos \gamma} \doteq 2.5 \frac{\Delta \lambda_c}{\lambda_c} \quad (5-12)$$

導波管の熱膨張係数を $2 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ とし、外気温度変化を $-40^{\circ} \sim +55^{\circ}$ とすれば、この値は 5×10^{-3} となりかなりの大きさとなる。

(b) 素子間隔の変動によるもの。(5-3)式において素子間隔が変動した場合について考える。

$$\frac{d(\cos \gamma)}{d(d)} = \frac{-\lambda}{2d^2} \quad (5-13)$$

したがって

$$\frac{\Delta \cos \gamma}{\cos \gamma} = \frac{-\lambda}{2d \cos \gamma} \cdot \frac{\Delta d}{d} \quad (5-14)$$

試作アンテナについてこの値は(5-15)式のごとくなり、上記(a)の管内波長の変動によるものとほぼ同じ程度である。

$$\frac{\Delta \cos \gamma}{\cos \gamma} \doteq 3.6 \frac{\Delta d}{d} \quad (5-15)$$

6. 結 言

機上ドプラレーダ用アンテナについて一般的に概略的検討を加え、その一つの形式であるアレイ型アンテナの一改良法を考案し、これを実験的に研究した。この研究は小型で性能のよいものを得る目的でなされたものである。本実験では一様分布型アンテナのみを取り扱ったが、特にサイドローレベルを低下せしめた分布等の設計の際、このような循環型アンテナ系は有用なものであると考えられる。またアレイアンテナを機上ドプラレーダに使用する際には、温度変化に伴う誤差が 5×10^{-3} 程度に達する可能性があるから、システムの他の部分との関連において考慮する必要がある。

最後に本研究を進めるに当って終始御指導を賜った岡田実教授を始め、有益な御助言、討論をしていただいた丹羽登、田宮潤、東口実助教授に深く感謝致します。

1961年11月4日 計測部

参 考 文 献

- [1] F. B. Berger: "The Design of Airborne Doppler Velocity Measuring Systems" Trans. IRE, Vol. ANE-4, No. 3, (Sept. 1957).
- [2] 田宮: "各種機上ドプラレーダの性能の評価" 本集報, p. 510.
- [3] H. Saltzmann & G. Stavis: "A Dual Beam planar Antenna for Janus Type Doppler Navigation Systems", IRE N.C.R. (1958 Pt. 1).

- [4] J. W. Crompton: "The Design of Cylindrical Metal-Plate Microwave Lenses fed by Non-Resonant slotted Waveguide Arrays", P.I.E.E. (May 1960).
- [5] 例えば電気通信学会編 "通信工学を理解するための数学".
- [6] A. A. Oliner: "The Impedance Properties of Narrow Radiating Slots in the Broad Face of Rectangular Waveguide. Part I. II". Trans. IRE, Vol. AP-5, (Jan. 1957).
- [7] 河津・稲毛・江戸: "マイクロ波微小反射係数測定器", 信学誌 43, 11, p. 179, (昭 35/11).

附 録

導波管アレイを設計、製作する上で、導波管スロットの特性を正確に知ることは重要である。従来導波管スロットに関しては、その共振状態が多く取り扱われており、非共振状態を含めた一般的性質については A. A. Oliner [6], ほか二三の報告があるに過ぎない。

筆者等はアレイ設計の資料とするため、「微小反射係数測定法」を用いてスロットの特性を精密に測定したので、ここに附記することとする。

(1) 測定法 [7]. Fig. A-1 において δ 回路網の反射量の大きさと位置を調整し 2 の出力を零とする。この時被測定反射係数 Γ_4 はあらかじめ較正されている δ 回路網の反射量の大きさと位置から求められる。 δ 回路網としては定在波測定器の探針の代わりに誘電体棒を取り付けて使用した。

(2) スロット特性の測定例.
スロットの輻射コンダクタンスを調整する方法として、スロットをアルミ箔でおおって、その長さを変える方法を用いた。この特性を Fig. A-2 に示す。この様な方法によると当然輻射の位相が変化するので、これを測定し Fig. A-3 の結果を得た。これによると輻射コンダクタンス g を 0.1~0.01 の範囲 ($l=15\text{ mm} \sim 10\text{ mm}$) で調整しようとするれば位相は $2\pi \times 0.13$ 程度変化する。これは我々の場合の様な一様分布のアレイでは問題がないが、輻射量を変える最適分布の場合等では、位相も同時に変

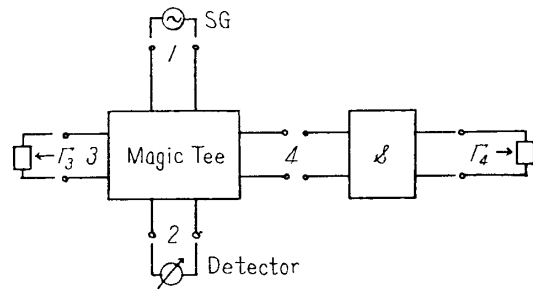


Fig. A-1. Arrangement for the measurement.

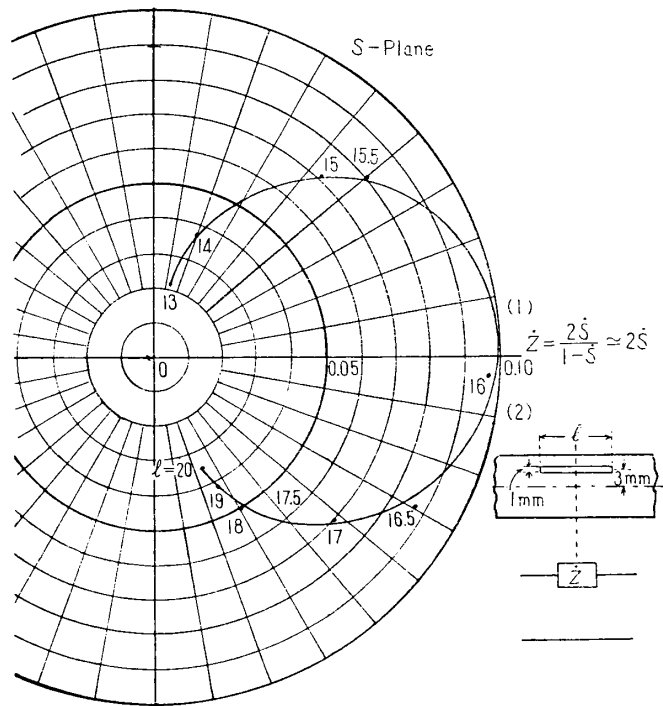


Fig. A-2. Radiation impedance of a waveguide slot vs. slot length.

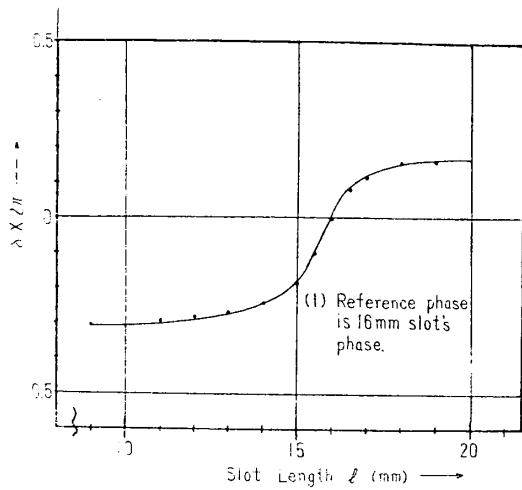


Fig. A-3. Phase angle of slot radiation vs. slot length.

化するので、これを考慮せねばならない。

また多素子アレイでは、スロット相互の間の相互インピーダンスのため輻射コンダクタンスが変化し、振幅、位相分布に影響を与えることとなる。そこでこれを次の様な方法で測定した。まず Fig. A-4 に示すよう完全導体を反射板として用い、これによる影像とスロット自身との相互コンダクタンスを測定した。この場合測定されるコンダクタンスは次式で与えられる。

$$\dot{G} = \dot{G}_0 - \dot{G}_m(x)$$

ただし G_m = 相互コンダクタンス, G_0 = スロットコンダクタンス, x = スロット間の距離。

ここで負符号は、スロットが磁流アンテナと考えられるのに対し、反射板として完全導体を用いていることによる。

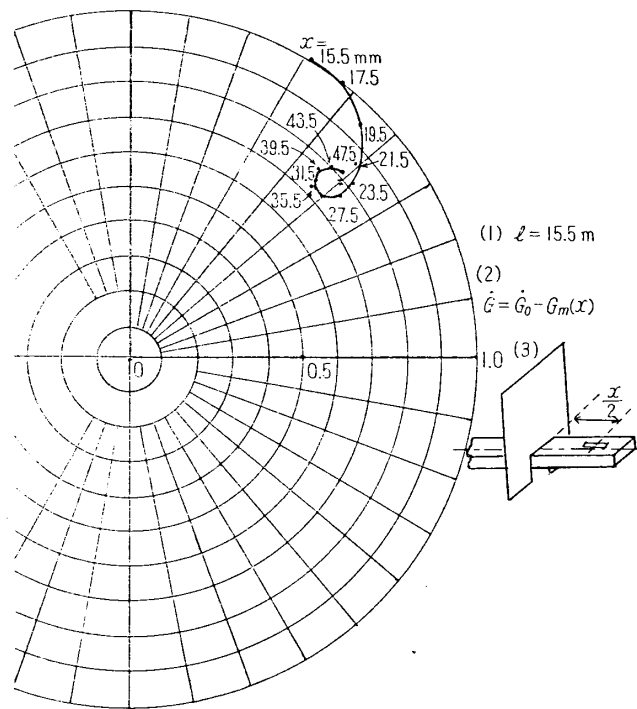


Fig. A-4. Mutual impedance of waveguide slots as a function of slot distance.

(附録終り)