



Title	ストリップ線路によって励振されたスロットアンテナ
Author(s)	中岡, 快二郎; Nakaoka, Kaijiro; 木村, 憲一 他
Citation	北海道大學工学部研究報告, 71, 115-125
Issue Date	1974-06-25
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/41220">https://hdl.handle.net/2115/41220</a>
Type	departmental bulletin paper
File Information	71_115-126.pdf



# ストリップ線路によって励振されたスロットアンテナ

中岡快二郎\* 木村憲一\* 伊藤精彦\* 松本 正\*

(昭和48年10月30日受理)

## Slot Antenna Excited by a Strip Transmission Line

Kaijiro NAKAOKA, Ken-ichi KIMURA, Kiyohiko ITOH

and Tadashi MATSUMOTO

(Received October 31, 1973)

### Abstract

Recently, antennae fabricated on metallized dielectric substrates, printed-antennae, have attracted special interest. This type of antenna has an advantageous point in that it is used in common with Microwave Integrated Circuits.

Printed antennae can be classified into the following two types (models) according to their structure; these are cases utilizing linear antenna and slot antenna. We have continued our investigation on the later antenna namely a printed slot antenna. As a result of our series of studies it was clarified that the most difficult problem in the development of this antenna was the feeding-method. To solve this problem, we have previously proposed a method utilizing a slot transmission line as the feeder line, and in the present paper we have proposed a method utilizing coupling between the transverse magnetic field of a unbalanced strip line and slot. As reports of this type of theoretical and experimental study have apparently not been published to date, we have performed a few experiments on the feeding method. As a result, it was noted that this method extremely enhanced the matching between a slot antenna and a strip feeder line. Therefore in this report we described our detailed experimental results on the input impedance of a printed slot antenna.

We are of the opinion that our experimental results may be applied extensively in the designing of a printed slot antenna array in the future.

### 1. 緒 言

最近、プリント基板を利用した printed antenna が注目され、開発されて来ている。このアンテナの特徴は、アンテナが同一平面内に収められるため、MIC (Microwave Integrated Circuit) と容易に結合できる点などにある。printed antenna には、基板上に線状アンテナを作り、これを利用する方法と、スロットアンテナを利用する方法の二通りがある。導体平板上にアンテナを製作する場合、スロットアンテナの方が適していると考えられる。したがって、当研究室では、従来より後者の方法について研究を行ってきたが、この種のアンテナで問題となる点は、給電法にあることが分った。printed antenna は、一般に photoetching によってアンテナ部と給電部とが同時に製作される。この点が長所の一つであるから当然同軸線路は、給電線として不向であることが理解される。そこで筆者等は、最初に、スロット伝送線路を利用する方法を提案した。<sup>1)</sup> この方法によれば、プリント基板の片側への一度の印刷で、アンテナ部と給電部とが同時に作ら

\*電子工学科 電波伝送講座

れるという長所がある一方、スロット線路の製作に相当な精度が必要とされる難点がある。

次に、ストリップ線路の利用が考えられる。すなわちプリント基板の表裏にそれぞれスロットアンテナとストリップ給電線を印刷する方法である。これについては既に吉村氏によって16素子のアレイが作られている。<sup>2)</sup> この場合、給電は、ストリップ線路の終端とスロット部の長い方の縁とを短絡することにより行なわれている。この方法に従いアンテナを作る場合、表裏への印刷に加えて、短絡の作業が必要となる。これは、多素子アレイの製作の場合、かなり面倒な作業になると考えられる。これを解決するものとして、ストリップ線路の横磁界とスロットとの結合を利用する方法がある。これに関して、Oliner<sup>3)</sup>、Breithaupt<sup>4)</sup>、Lagerlöf<sup>5)</sup>等は、トリプレートストリップ線路の途中に、直列にスロットが装荷されていると考え、そのコンダクタンスを計算し、実験によって確かめている。(しかし、これらの結果は、スロットをアンテナとして積極的に利用する目的で研究されたものではないため、アンテナの設計資料としては不十分なものである。) またトリプレートストリップ線路を利用した場合、スロットアンテナの輻射は一般に少なく、また帯域幅も狭く実用的ではない。トリプレート線路のかわりに不平衡型ストリップ線路を利用する方法が提案され得るが、これに関しては理論的にも、実験的にもほとんど研究されていない。したがって、本報告は不平衡ストリップ線路の途中に挿入されたスロットアンテナの特性を明らかにしている。

## 2. スロットアンテナの構造および給電法の説明

Fig. 1は、今考えているスロットアンテナの給電部の外形およびその断面を表わしている。ここで、 $a$ : スロット長、 $b$ : 誘電体の厚み、 $c$ : スロットの中心から測ったオフセットの位置、 $d$ : スロット幅、 $w$ : ストリップ線路の幅としている。また、ストリップ線路は、スロット部の任意の箇所を横切り、任意の長さの所で開放終端されているものとする。したがって、 $l$ は $2-2'$ から終端までの長さを表わす。

アンテナを製作するに当たって使用したプリント基板は、誘電体がユーピロンの両面銅張板である。比誘電率は2.8前後で銅箔の厚みは0.036mmになっている。また誘電体の厚み $b$ は、以下の実験ではすべて0.2cmのものを使用している。スロット長 $a$ は、3.2GHz近辺で共振するように、すべて3.6cmにしてある。また $d=0.2$ cmである。 $w$ は、線路の特性インピーダンスが50オームになるように選ぶが、今の場合0.53cmになっている。

Fig. 2は、このスロットアンテナの給電部の等価回路を示している。ストリップ線路とスロットとは、理想変成器を介して結合しているものと考えられる。こ

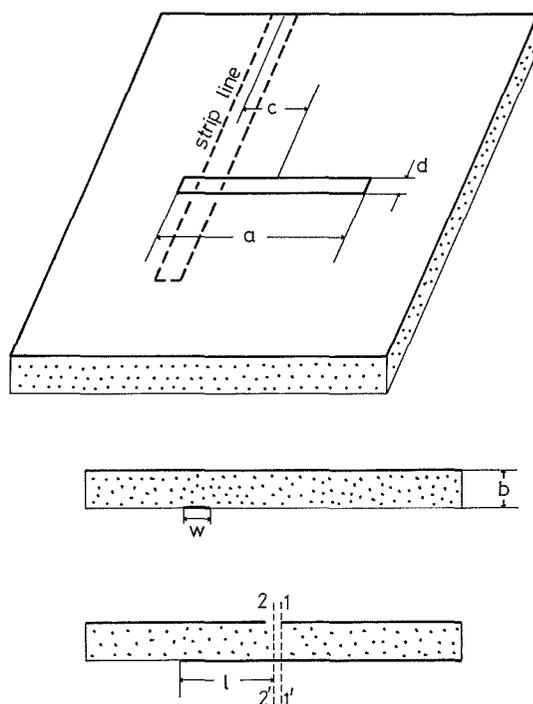


Fig. 1 Structure of this slot antenna and cross-sectional view

ここで  $Y_s$  はスロット自身の放射アドミタンスを、 $Z_0$  はストリップ線路の特性インピーダンスを表わしている。また  $l$  は前記の通りである。

給電は次のように行なわれるものと考えられる。ストリップ線路は TEM mode のみを伝送し、高調波は cut-off 以下にあるものとしよう。理論的には、ストリップ線路中にも高調波は存在し得るが、接地板が  $w$  に比べて充分大きいと、TEM mode のみが伝搬すると考えてよい。スロットとストリップ線路の結合は、dominant mode

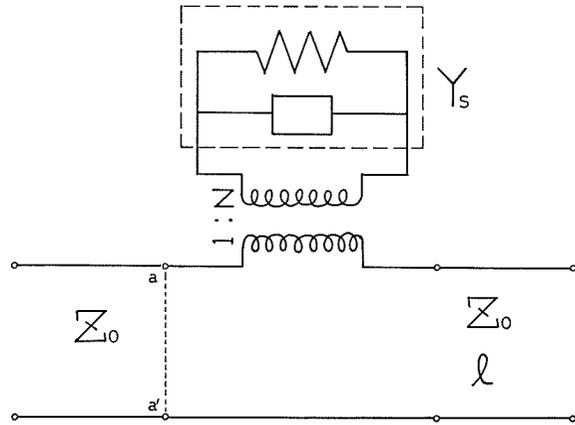


Fig. 2 Equivalent circuit for the feeding point

の横磁界によって生ずる。したがってストリップ線路の終端を開放して、線路上に定在波を立て、 $l=(2n+1)\lambda_g/4$  とすれば、スロット近傍の横磁界は最大になり結合も大になることが予想される。逆に、 $l=n\lambda_g/2$  のときは、磁界は最小（電界は最大）になり結合はなくなる。ここで  $\lambda_g$  は、スロット長が  $a$ （たとえば 3.6 cm）のとき、丁度共振を起こす周波数のストリップ上での伝搬波長を表わしている。これらのことより、実際に使用するプリント基板上に作った不平衡ストリップ線路の位相定数  $\beta_g(\lambda_g)$  を、あらかじめ決定しておく必要がある。正確な  $\epsilon_r$  が分らないから計算から求めることが出来ないため、実験により決定した。その結果、 $\lambda/\lambda_g=1.578$  すなわち波長短縮率は 0.634 になった。以下述べる考察においては、すべてこの値を使用している。

また、 $l$  を 4 分の 1 波長の奇数倍に選んだとしても、中央給電を行なうか、オフセット給電を行なうかによって、その特性は大きく異なる。実際スロットアンテナの中央給電における入力インピーダンスは非常に高い。そのため、たとえ  $l$  を適当な値に選んだとしても、50 オーム給電線とスロットとの整合はとれない。整合をとるためにはオフセット給電を行なえばよいことは分っている。以上のことから、実験は中央給電とオフセット給電の二つの場合に分けて行なった。

入力インピーダンスの測定に関して、このスロットアンテナの場合、どの点から見たインピーダンスかが問題となるが、以下の実験においては、すべて 1-1' 点からストリップ線路の開放端を見たインピーダンスを、このアンテナの入力インピーダンスとしている。

### 3. 入力インピーダンスの測定および結果の検討

#### (1) 中央給電

中央給電であるから、パラメータ  $c$  は  $c=0$  であり、残りのパラメータはすべて前記の通りとした。 $l$  は 4 cm から 0 cm まで変化させて測定をした。 $a=3.6$  cm のとき、半波長共振する周波数は 3.2 GHz 近辺であり、前記の波長短縮率を考慮することにより、ストリップ線路上では  $\lambda_g/4=1.485$  cm となる。すなわち  $l$  を 1.485 cm をにすれば、スロット上での横磁界は最大となり結合も大きくなるはずである。

ここでストリップ線路の開放端について考えてみよう。開放端には電荷が集中し、そのため容量が大きくなる。その容量分だけ等価的に開放端を伸ばして考える必要がある。文献 [6], [7] 等により、その伸長分  $\Delta l$  は理論的、実験的に評価されている。その結果によると、 $w/h=2.5$  のとき、 $\Delta l/h=0.5$  で与えられるから、今の場合  $\Delta l=0.1$  cm になる。この程度であれば、 $\Delta l$  を無

理に考えなくても大きな違いはないものと考えられる。

したがって、正確には  $l=1.38$  cm にすることで、スロット上での横磁界は最大となる。Fig. 3 に  $l=1.35$  cm のときの入力インピーダンスを示す。また、 $l=1.65$  cm のときの入力インピーダンスを Fig. 4 に示す。Fig. 3, Fig. 4 に示すように、 $l$  を 1~1.65 cm の間で変化させてもほとんど同じ軌跡を描く。予想通り中央給電のときは、入力インピーダンスは非常に高く、当然整合はとれない。

Fig. 3 の a 点における周波数に注意してみよう。a 点のインピーダンスは  $Z_a=50+jX$  であり、もし  $l$  の長さを適当に変えて  $+jX$  を打ち消すようにすれば、a 点は 0 点にきて、50 オーム整合が可能になることが予想される。Fig. 5 は、 $l$  を 3.65 cm にしたときの結果で、上記の通り整合が可能であることを示している。但し整合周波数は 2.78 GHz で、Fig. 3 の a 点の周波数ではなく、b 点の周波数になっている。b 点のインピーダンスは  $Z_b=20+j125$  である。 $l=3.85$  cm (端効果および 1-1' 点からのインピーダンスを考える) のとき、2.78 GHz での  $Z'=-jZ_0 \cot \beta l$  を計算すると、 $Z'=-j120$  になる。これが  $Z_b$  に直列に加わるから、 $Z=Z_b+Z'=20+j5$  になり、ほぼ純抵抗になる。20 オームと 50 オームの差は、実際には線路に損失があるためスミス図表上で軌跡が動くとき内側に回りこむこと、および  $l$  が変わるため結合量も変化することなどのために生じたと考えられる。

また、中央励振の場合、整合がとれたとしても、帯域幅は常非に狭く実用的ではない。従ってやはりオフセット給電を行なわなければいけない。

## (2) オフセット給電

### i) 入力インピーダンスについて

同軸線路を使用した場合のオフセット給電法の基本的な考え方、およびそれを誘電体充填 shallow-cavity-backed スロットアンテナに適用した例は、文献 [8], [9] に報告されている。それらの結果から、今考えているアンテナについても  $c$  の変化により入力インピーダンスは大幅に変わるものと考えられる。したがって、最初に  $l$  を一定の長さにしておき、 $c$  を変えた実験を行なった。アンテナの各寸法は前記の通りで、 $l$  は 1.43 cm 一定とし、 $c$  を 0.9, 1.55, 1.8 cm と変えている。その結果を Fig. 6 に示す。整合のとれるのは  $c=1.55$  cm のときで、これは文献 [9] の結果とほぼ一致している。

上記の実験結果より、50 オーム給電線との整合が可能なのは  $c=1.55$  cm のときであることが分った。したがって、次は  $c=1.55$  cm 一定として  $l$  を可変としたとき、入力インピーダンスはどのように変化するかを調べる。

Fig. 7 は、 $l$  が 7.4 cm および 6.06 cm のときの入力インピーダンスの軌跡を示す。最初に軌跡 A について調べる。3.2 GHz でのストリップ上の伝搬波長  $\lambda_g$  は 5.94 cm になるから  $\lambda_g/4=1.485$  cm となる。軌跡 A は  $l=7.4$  cm のときの軌跡であるが実際には、開放端効果を考慮して  $l_e=7.5$  cm になるから両者は非常によく一致する。よって、開放端から  $5\lambda_g/4$  の所は横磁界が最大の所で当然結合は大きく、輻射も大きい。

次に  $l=6.06$  cm のときの軌跡 B について考える。このとき 3.1~3.2 GHz 近辺の周波数帯ではほとんど輻射はない。3.2 GHz での  $\lambda_g$  は 5.94 cm で、端効果を考えた  $l$  の長さは  $l_e=6.16$  cm となり、 $\lambda_g$  とほぼ一致する。したがってこの場合は、スロット近傍に磁界はなく結合はない。ゆえに輻射も存在しない。しかし 3.8 GHz では輻射している。これは、3.85 GHz での  $\lambda_g$  は 4.94 cm となるから、 $5\lambda_g/4=7.4125$  cm となる。この場合  $l_e=6.16$  cm であるから 3.85 GHz の周波数では、 $l_e$  は 丁度  $5\lambda_g/4$  になっており、磁界は最大になり結合は起こりやすくなる。しかし、



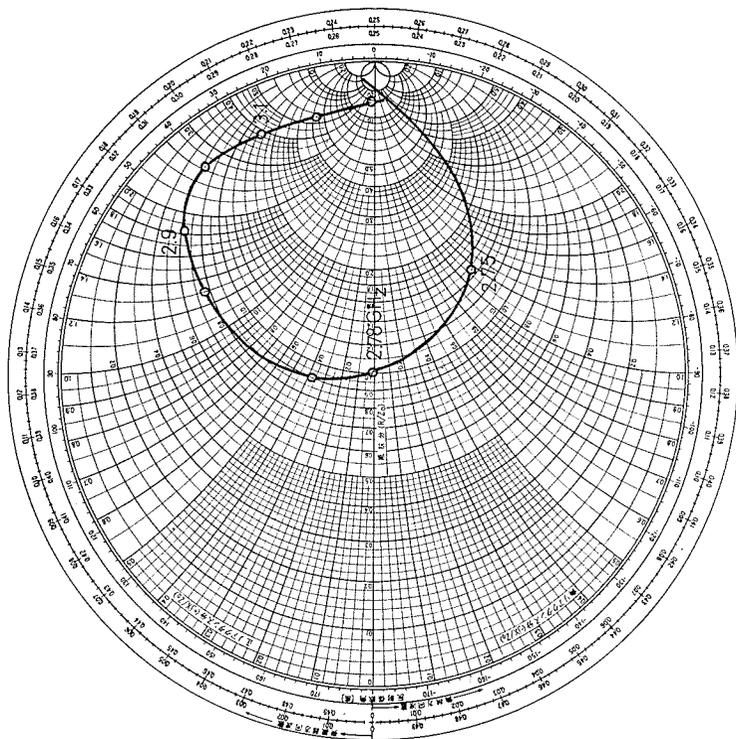


Fig. 5 Smith-chart plots of input impedance normalized to 50 ohm  
 $a=3.6, b=0.2, c=0, d=0.2, l=3.65$  (cm)

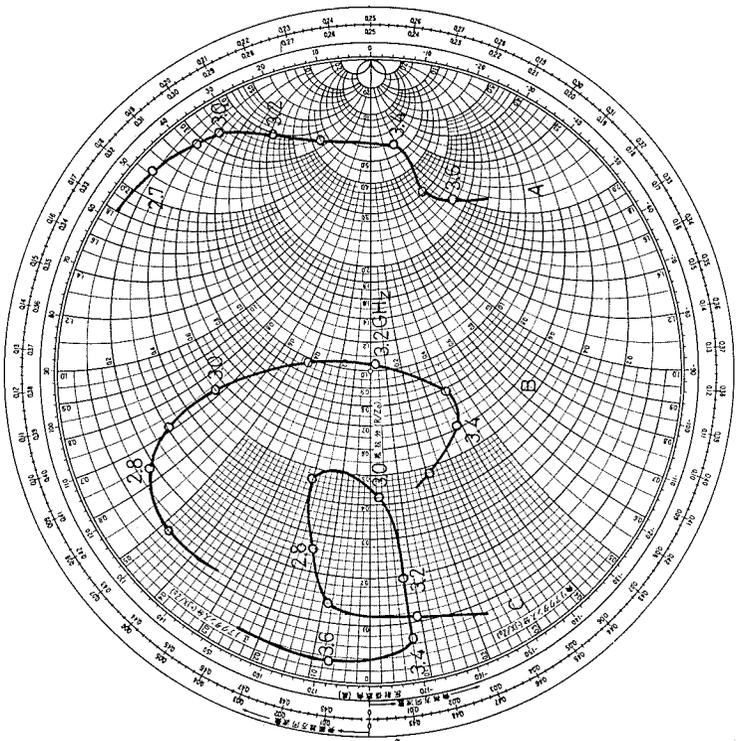


Fig. 6 Smith-chart plots of input impedance normalized to 50 ohm  
 $[a=3.6, b=0.2, d=0.2, l=1.43$  (cm)  
 A;  $c=0.9$  cm, B;  $c=1.55$  cm, C;  $c=1.8$  cm

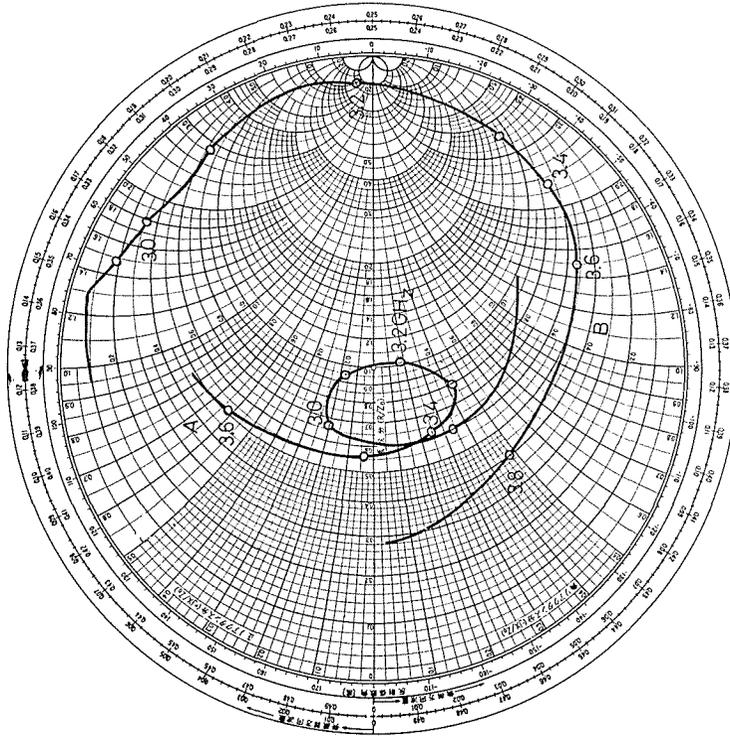


Fig. 7 Smith-chart plots of input impedance normalized to 50 ohm  
 $a=3.6$ ,  $b=0.2$ ,  $c=1.55$ ,  $d=0.2$  (cm)  
 A;  $l=7.4$  cm, B;  $l=6.06$  cm

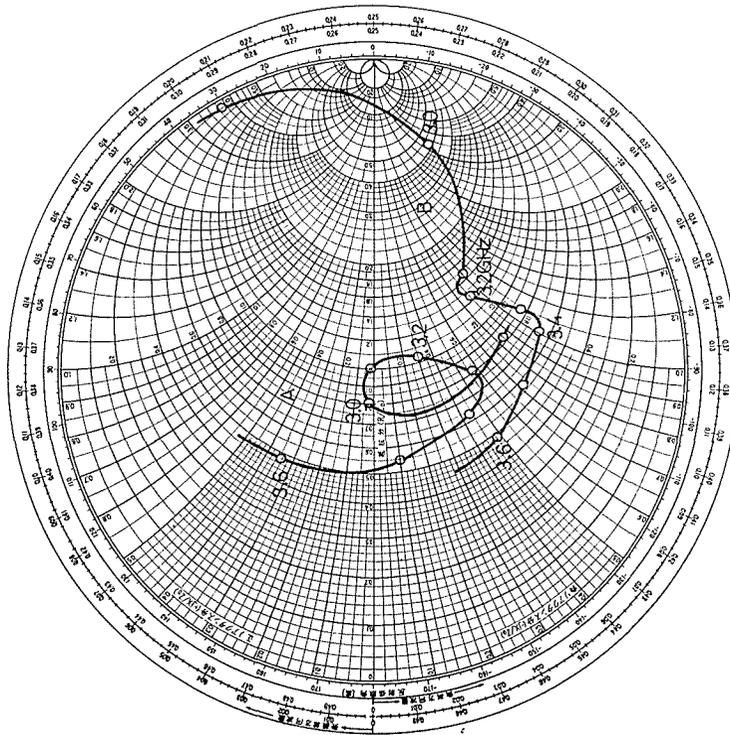


Fig. 8 Smith-chart plots of input impedance normalized to 50 ohm  
 $a=3.6$ ,  $b=0.2$ ,  $c=1.55$ ,  $d=0.2$  (cm)  
 A;  $l=7.28$  cm, B;  $l=6.72$  cm

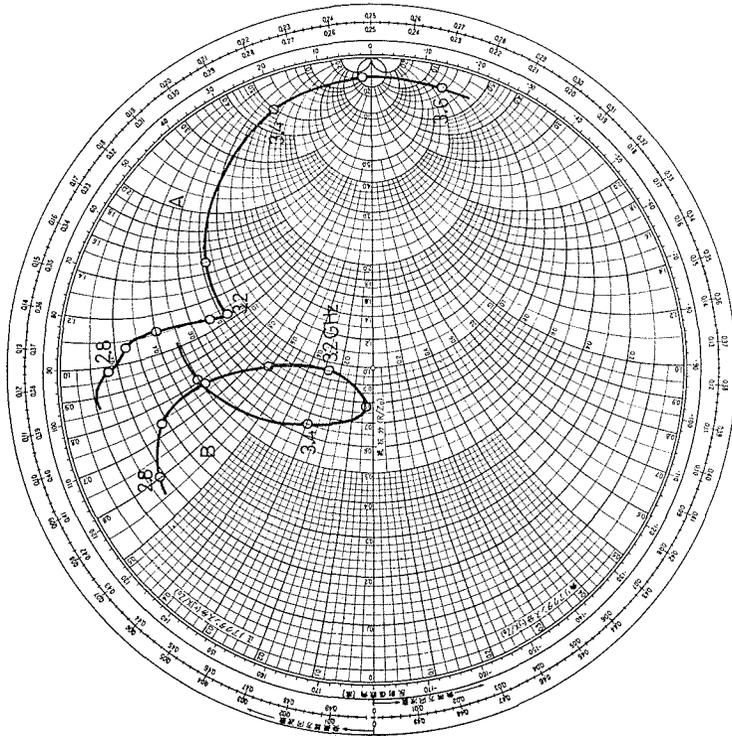


Fig. 9 Smith-chart plots of input impedance normalized to 50 ohm  
 $a=3.6, b=0.2, c=1.55, d=0.2$  (cm)  
 A ;  $l=$  cm, 5.47 B ;  $l=4.88$  cm,

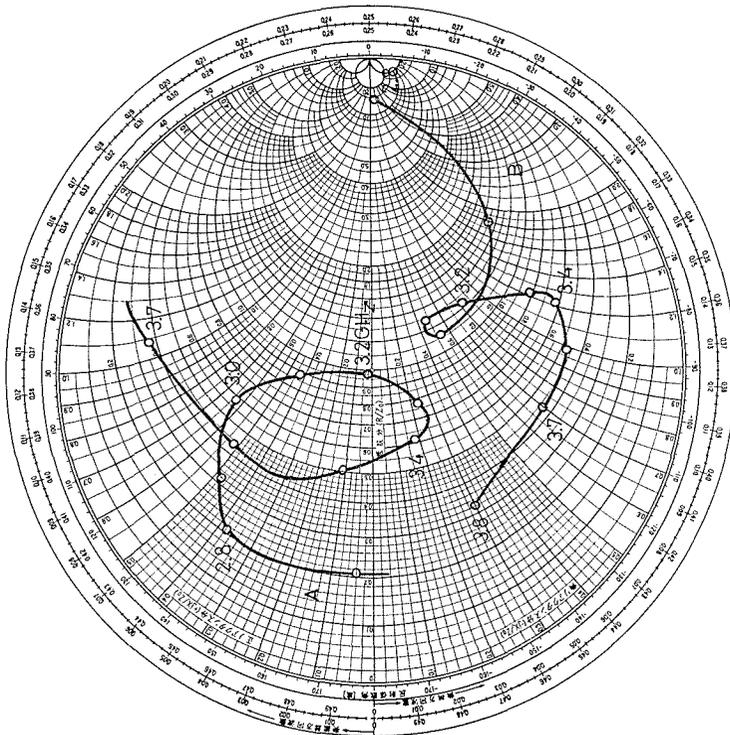


Fig. 10 Smith-chart plots of input impedance normalized to 50 ohm  
 $a=3.6, b=0.2, c=1.55, d=0.2$  (cm)  
 A ;  $l=4.54$  cm, B ; 3.64 cm

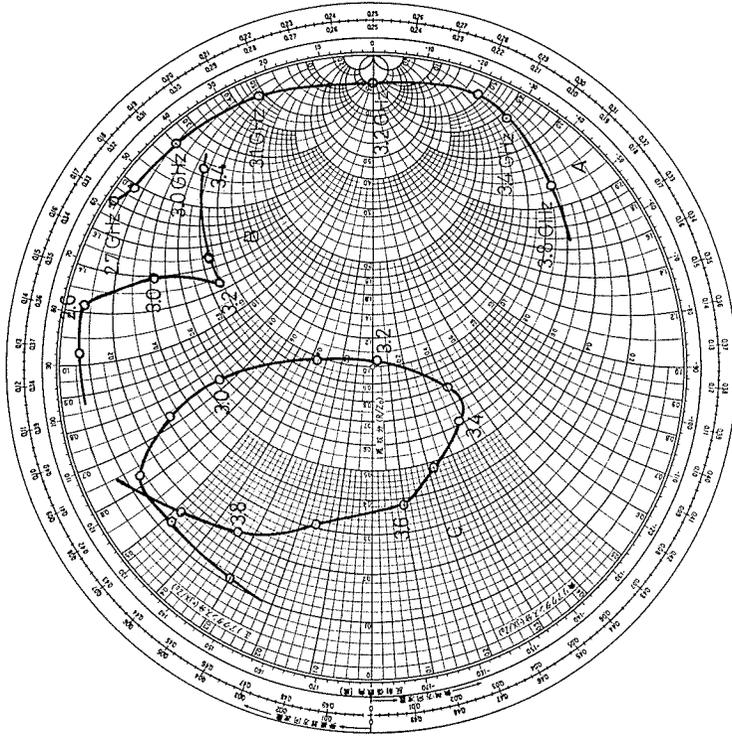


Fig. 11 Smith-chart plots of input impedance normalized to 50 ohm  
 $a=3.6$ ,  $b=0.2$ ,  $c=1.55$ ,  $d=0.2$  (cm)  
 A;  $l=3.03$ , B;  $l=2.45$ , C;  $l=1.43$  (cm)

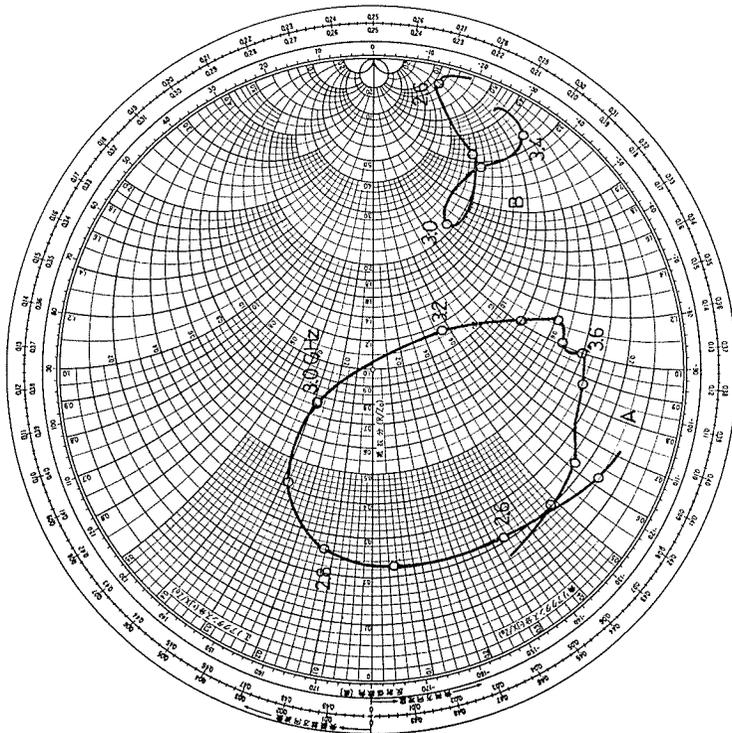


Fig. 12 Smith-chart plots of input impedance normalized to 50 ohm  
 $a=3.6$ ,  $b=0.2$ ,  $c=1.55$ ,  $d=0.2$  (cm)  
 A;  $l=0.85$  cm, B;  $l=0.21$  cm

現在のスロット長  $a=3.6$  cm では、この周波数は半波長共振しないため、当然輻射はそれほど強くなく、また整合もとれないことが理解される。

Fig. 8 の軌跡 A, B は、それぞれ  $l=7.28$  cm,  $l=6.72$  cm, のときの入力インピーダンスを示す。軌跡 A は、 $l$  が共振周波数での  $5\lambda_g/4$  (Fig. 7 の A) より少しずれたときのもので、ストリップ線路とスロットとの結合が弱くなり、輻射が少なくなっていく過程を示している。軌跡 B は、 $l$  が  $5\lambda_g/4$  と  $\lambda_g$  の間のときの軌跡で、Fig. 7 の軌跡 A から軌跡 B への変化の推移経過を示す。

Fig. 9 の軌跡 A および B は、それぞれ  $l=5.47$  cm,  $l=4.88$  cm のときの入力インピーダンスである。この両軌跡 A, B とも、輻射のない  $l=6.06$  cm ( $\lambda_g$ ) から  $l=4.54$  cm ( $3\lambda_g/4$ ) への輻射が行なわれる途中経過を示している。

Fig. 10 の軌跡 A, B は、それぞれ  $l=4.54$  cm,  $l=3.64$  cm のときの入力インピーダンスを示している。軌跡 A は 3.2 GHz でほぼ整合がとれている。この整合周波数での  $\lambda_g$  は前記の通り 5.94 cm である。 $l$  は端効果を考慮して、 $l_e=4.64$  cm となり、 $\lambda_g$  (5.94 cm) の  $3/4$  波長になっている。したがって輻射は強い。軌跡 B は、 $l$  が  $3\lambda_g/4$  から少しずれたときのもので、漸次整合がとれなくなると共に輻射も少なくなっていく様子を表わしている。

Fig. 11 の三軌跡 A, B, C は、それぞれ  $l=3.03$ , 2.45, 1.43 cm のときの入力インピーダンスを示す。軌跡 A において、3.2 GHz 近辺は全然輻射せずスロットを塞いでも軌跡は変化しない。このとき  $l_e=3.13$  cm は丁度共振周波数の  $\lambda_g/2$  になっており、前述  $l=6.06$  cm ( $\lambda_g$ ) と同じで、この事は理解できる。軌跡 B は、 $l$  が  $\lambda_g/2$  より少しずれたときで漸次輻射が始まる過程を示す。また、軌跡 C は、3.2 GHz でほぼ整合がとれた場合を示す。このとき  $\lambda_g/4=1.49$  cm で、端効果を考えた  $l_e=1.53$  cm と非常によく一致している。

Fig. 12 の軌跡 A, B は、それぞれ  $l=0.85$ , 0.21 cm のときの入力インピーダンスを表わしている。軌跡 A, B とも、 $l$  が  $\lambda_g/4$  より短かくなっており、輻射が次第に行なわれなくなっていく様子を示している。この様に  $l$  が 0 に近づくとつれて、スロットとの結合もなくなり、入力インピーダンスは無限大、すなわち開放状態になる。

以上の実験結果より、予想通り  $l$  が  $(2n+1)\lambda_g/4$  なるときは輻射最大になり、整合も完全にとれる。逆に、 $n\lambda_g/2$  の所では輻射は全然存在しない。しかもこれらのことは各点で非常によく一致することが分った。

#### ii) 帯域幅についての考察

上記の実験より、 $l$  が  $\lambda_g/4$  の奇数倍のときに、輻射が最大であり整合もとれることが分った。しかし帯域幅については  $l$  の長さによって変化が表われた。ここで帯域幅、比帯域幅とは、すべて V. S. W. R が 1.5 あるいは 2.0 以内に収まる周波数範囲、およびそれを中心周波数で割ったものとする。

Table 1 Relative bandwidth for strip length  $l$

	$l$ /SWR	$5/4\lambda_g$ (7.4 cm)	$3/4\lambda_g$ (4.54 cm)	$1/4\lambda_g$ (1.43 cm)
Bandwidth	SWR 1.5	270 MHz	180 MHz	170 MHz
	SWR 2.0	600 MHz	440 MHz	370 MHz
Relative bandwidth	SWR 1.5	8.4 %	5.6 %	5.3 %
	SWR 2.0	18.7 %	13.7 %	11.5 %

( ) ; measured length  $l$

$l$  の長さを変えて整合をとったときの、帯域幅、比帯域幅の測定結果は Table 1 に示す。

これによると、帯域幅については  $l$  が大きいとき、すなわち  $(2n+1)\lambda_g/4$  の  $n$  が大きくなるにつれて、漸次広がっている。(今回の場合、 $n$  は 0, 1, 2) この原因として、 $l$  が長くなることによって線路の損失が増加することが考えられ得る。

以上のことから、このスロットアンテナを設計する際必要なデータは、誘電体の誘電率と厚さが与えられた場合のストリップ線路の位相定数とスロット伝送線路の位相定数になることが明らかである。これらさえ決定できれば、設計はきわめて容易である。

#### 4. 結 言

printed antenna 用スロットアンテナへの給電法として、ストリップ線路の横磁界とスロットとの結合を利用する方法を提案し、それを実験により確かめた。実験は中央給電とオフセット給電について、それぞれ行なった。

中央給電では、予想通り入力インピーダンスは非常に高く、整合はとれない。しかし、リアクタンス分をもたす様なある適当な長さ  $l$  を用いると、整合は可能となるが、帯域幅が非常に狭い。これは実用性に乏しいことが分かる。

オフセット給電については、 $l$  の長さによって変化が表われた。 $l=(2n+1)\lambda/4$  とした場合、整合が可能となり、輻射も強いものとなった。これは、ストリップ線路の終端開放により、線路上に定在波が生じ、 $l$  が  $\lambda_g/4$  の奇数倍のときには、スロット近傍の横磁界は最大となり、結合は大となるからである。逆に、 $l$  が  $n\lambda_g/2$  のときは、磁界は最小となり結合はなくなる。ゆえに、輻射もないことが実験によって確かめられた。オフセット給電のときの帯域幅も、 $l$  の長さによって変化した。その結果は、整合がとれる  $l$  の長さ  $l=(2n+1)\lambda_g/4$  で、 $n$  の値が大きいほど、帯域幅は広いものとなった。実験範囲内では、 $n=2$  すなわち  $l=5\lambda_g/4$  のときには、比帯域幅が 18.7% と相当広帯域なアステナが製作可能となった。

以上、スロットアンテナへの給電法として、ストリップ線路の横磁界を用いる方法により、アンテナの製作が容易になると共に、スロットとストリップ給電線との整合は非常に容易で、かつ完全にとれることが明らかになった。

#### 文 献

- 1) 中岡快二郎, 伊藤精彦, 松本正: “スロット伝送線路により給電したスロットアンテナについて、昭和 48 年電子通信学会全国大会, 602.
- 2) Yoshimura Y.: “A Microstripline Slot Antenna” IEEE Trans. MTT, November, 1972.
- 3) Oliner, A. A.: “The radiation conductance of a series slot in strip transmission line” IRE Cov. Rec., vol. 2, pt. 8, 1954.
- 4) R. W. Breithaupt: “Conductance data for offset series slots in stripline” IEEE Trans. MTT, vol. MTT-16, pp. 969-970, Nov. 1968.
- 5) Lagerlöf, R.: “Stripline fed slots” Proc. 1971 European Microwave Conf. vol. 1, Aug. 1971.
- 6) Napoli, L. S. and J. J. Hughes: “Foreshortening of microstrip open circuits on aluminasubstrates” IEEE Trans. MTT, vol. MTT-19, pp. 559-561, June, 1971.
- 7) James, D. S. and S. H. Tse: “Microstrip end effects” Electron Letters, pp. 46-47, Jan. 1972.
- 8) 伊藤精彦, 中岡快二郎, 松本正: “薄型空洞スロットアンテナの実験的考察、信学会アンテナ伝搬研究会資料, AP72-32 (1972-06).
- 9) 中岡快二郎, 伊藤精彦, 松本正: “誘電体充填 Shallow-Cavity-Backed Slot Antenna の実験、信学会アンテナ伝搬研究会資料 AP 72-76 (1973-01)
- 10) Cohn, S. B.: “Slot Line on a Dielectric Substrate” IEEE Trans. MTT, vol. MTT-17, pp. 768-778, October 1969.