

TR-O-0067

48

スロット結合型円形マイクロストリップアンテナの
端子間相互結合特性

村上 康

1994. 3. 31

ATR光電波通信研究所

スロット結合型円形マイクロストリップアンテナ
の端子間相互結合特性

(株) エイ・ティ・オール光電波通信研究所
無線通信第一研究室
村上 康

あらまし

スロット結合型マイクロストリップアンテナは小型・低姿勢であり、多層構造に適している。またアンテナ部と給電線路部が接地導体に形成されたスロットによってのみ結合されるため、アンテナ部と給電線路部が独立に設計することができるために、将来のアクティブアンテナ用素子アンテナとして有望である。

一方、移動体衛星通信用アンテナにおいては円偏波励振が大きな問題である。円偏波の軸比を広帯域にするためには、互いに直交する方向から90度位相差をつけて励振する直交2点給電を行う必要がある。この際、端子間の相互結合により励振される円偏波の軸比が劣化することが知られている。しかしながら、スロット結合型マイクロストリップアンテナの端子間相互結合特性について詳細に検討した例はみられない。

本稿においては、まず始めにスロット結合型マイクロストリップアンテナにおいてスロットの位置と励振される高次モードとの関係を理論的に明らかにし、加えてこの結果をもとにスロット結合を用いた2周波共用マイクロストリップアンテナを提案している。続いて直交2点給電したスロット結合マイクロストリップアンテナの端子間相互結合特性について、スペクトル領域法を用いた理論解析及び実験により検討を行い、種々のアンテナパラメータの端子間相互結合特性に与える影響について明らかにした。

スロット結合型円形マイクロストリップアンテナ の端子間相互結合特性

目 次

第1章	はじめに	1
第2章	解析方法		
	2. 1	スペクトル領域法 2
	2. 2	スロット結合型MSAへの適用 3
第3章	二周波共用型MSA		
	3. 1	スロット結合型MSAの高次モード特性 7
	3. 2	二周波共用型MSAの特性 7
第4章	直交2点給電スロット結合型MSAの端子間相互結合特性		
	4. 1	実験値との比較 12
	4. 2	スロット長とスロットオフセットの影響 15
	4. 3	給電線路の特性インピーダンスの影響 17
	4. 4	円形パッチの半径の影響 17
	4. 5	実験 19
第5章	まとめ	21
	謝辞	21
	参考文献	22
	Appendix	25

1 はじめに

スロット結合型マイクロストリップアンテナ^[1]（以降スロット結合型MSA）は低姿勢、軽量、搭載される面にアンテナをフィットさせる（conformality）ことができるなどの特徴をもつ。また、アンテナ部と給電部は接地導体板に形成された給電用のスロットのみにより結合するためにスロット付近以外においては独立に設計することができる。そのため、スロット結合型MSAは増幅器・移相器などを搭載したMMICとアンテナ素子を一体化したアクティブフェーズドアレーアンテナ用素子として非常に有望である。

スロット結合型MSAを移動体衛星通信用アンテナ^{[2]-[4]}に用いようとしたとき、円偏波の励振方法には大別して2つある。1つはパッチアンテナに切り欠きを入れたりあるいは縮退分離用回路を付加したりして、縮退分離により直交する2つの偏波の励振振幅が同じで、励振位相が 90° 異なるようにする1点給電方式^{[5]-[8]}であり、他方は互いに直交する方向から 90° の位相差をつけて直交する2つのモードを励振させる直交2点給電方式^{[9]-[10]}である。1点給電方式では給電系を簡略化できるという特徴をもつが軸比の周波数帯域が狭く、2dB以下の軸比の帯域は一般的には1%程度である。一方、直交2点給電方式を用いると軸比の帯域を広くすることができるが、2端子間に相互結合が生じるために励振される円偏波の軸比が劣化することが知られている。この端子間の相互結合については、同軸給電の場合には理論的・実験的に検討がなされている^[11]。しかしながら、スロット結合型MSAについては、実験的な検討はなされているがその理論的検討はなされていない。

また、これまで数種のスロット結合型MSAによる2周波共用あるいは偏波共用アンテナが提案されている^{[12]-[14]}。これらは一層構造と多層構造に分類できる。一層構造では放射導体としては同じパッチを用いるために、どうしても端子間の相互結合が大きく、そのために端子間のアイソレーションを取るためには大きく重いダイプレクサが必要である。一方、後者では構造上、積層した上のアンテナと下のアンテナに給電しなければいけないために給電回路が複雑になるという欠点がある。

本稿では、スロット結合型MSA、特にスロット結合型円形MSAについてスペクトル領域法を用いた理論解析及び実験的な検討によりその性質を明らかにすることを目的とする。

第2章では解析手法であるスペクトル領域法について若干の説明を行い、次にスロット結合型MSAのモデル化について説明する。

第3章では、スロットをパッチ中心からのオフセットしていった場合の円形放射導体上に励振される高次モードとの関係を明らかにする。また、上記の結果を基に、2周波共用あるいは偏波共用のスロット結合型円形MSAの提案を行う。

第4章では、スロット結合型円形MSAを直交2点給電した際についての解析を行い、種々のアンテナ・パラメータの端子間相互結合特性への影響について議論する。またこの結果より、軸比の良い円偏波を励振させるための指針について議論する。

第5章では、第4章での結果を用いて実際にアンテナを試作し、第4章での主張が正しいことを示す。

最後に第6章において、得られた成果のまとめを行う。

2 解析方法

2.1 スペクトル領域法

スペクトル領域法^{[15]-[21]}は、マイクロストリップ線路、コプレーナ線路の伝搬定数、固有電磁界等の多層形平面回路を計算する手法として発達してきた。近年はこうした無限長の線路から有限長の線路より構成される共振器あるいはパッチアンテナ (MSA 等) の共振周波数や電磁界解析にも応用されてきている。

この解析手法の特徴を挙げると以下のようなようになる。

- ・ 数値計算に至るまでの代数計算に比重があるために効率よく解析できる
- ・ ガラーキン法を用いるため、用いられる行列の大きさにより精度を上げることができる
- ・ 多層基板など構造が複雑になっても、数値処理に余り影響を与えない

一方、上記の特徴により以下に示すような適用制限がある。

- ・ ストリップ導体は厚さ 0 の完全導体でなければならない
- ・ 基板の横方向の不連続が許されない
- ・ 基板面に垂直な方向の金属板およびスルーホールが扱えない

そのためスロット結合型 MSA などに適した解析方法であるといえる。

詳細な数学的な取扱いは付録に譲るが、ここではアンテナの解析では一般的となっているモーメント法との比較を行う。一般に電流源 $J(x', y')$ による電界は

$$E(x, y) = \int_{V'} G(x, y; x', y') J(x', y') dV' \quad (1)$$

と表される。ここで、 $G(x, y; x', y')$ はグリーン関数である。これがガラーキン法を適用すると、

$$\int_V w(x, y) E(x, y) dV = \int_V \int_{V'} w(x, y) G(x, y; x', y') J(x', y') dV' dV \quad (2)$$

重み関数 $w(x, y)$ として電流源 $J(x', y')$ の展開関数が用いられる。 $J(x', y')$ を展開関数 $J_n(x', y')$ で展開すると、

$$J(x', y') = \sum_n I_n J_n(x', y') \quad (3)$$

(2) 式は (4) 式のように行列表示することができる。

$$[Z_{nm}][I_n] = [\delta_i] \quad (4)$$

但し、

$$Z_{nm} = \int_V \int_{V'} J_m G(x, y; x', y') J_n dV' dV \quad (5)$$

δ_i は励振源では 1、その他では 0 である。(4) 式において、グリーン関数が波数空間で表示されていると、

$$Z_{nm} = \frac{1}{4\pi^2} \int_V J_m(x, y) dV \int_{V'} J_n(x', y') dV' \int \int_{-\infty}^{\infty} G(k_x, k_y) e^{jk_x(x-x') + jk_y(y-y')} dk_x dk_y \quad (6)$$

ここでパーシバルの定理を用いて、積分の入れ換えを行うと、

$$\begin{aligned} Z_{nm} &= \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_V J_m e^{jk_x x + jk_y y} dV \right] g(k_x, k_y) \left[\int_{V'} J_n e^{-jk_x x - jk_y y} dV \right] dk_x dk_y \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} F^*(J_m) G(k_x, k_y) F(J_n) dk_x dk_y \end{aligned} \quad (7)$$

となる。(7) 式が(4) 式に入るのがスペクトル領域法である。

2.2 スロット結合型 MSA への適用

図 1 にマイクロストリップ給電スロット結合型 MSA を示す。この場合、図 2 に示すような電流及び磁流によりモデル化を行う。境界条件としては、

- ・パッチ上での電界の接線成分が 0
- ・マイクロストリップ導体上の接線成分が 0
- ・スロット上で磁界の接線成分の連続性

である。スロット上での電界の接線成分の連続性はスロットの上下に流れる磁流の向きを逆にすることで満足させている。

次にパッチ上、マイクロストリップ上の電流及びスロット上の磁流の展開関数について説明する。円形パッチ上に流れる電流としては円形 MSA のモード展開関数を用いて、

$$\vec{J}^P(\rho, \phi) = \sum_{n,m} [\vec{\rho} \beta_{nm} J'_m(\beta_{mn}\rho) \cos m\phi - \vec{\phi} \frac{m}{\rho} J_m(\beta_{mn}\rho) \sin m\phi] \quad (8)$$

$$\vec{J}^P(\rho, \phi) = \sum_{n,m} [\vec{\rho} \beta_{nm} J'_m(\beta_{mn}\rho) \sin m\phi + \vec{\phi} \frac{m}{\rho} J_m(\beta_{mn}\rho) \cos m\phi] \quad (9)$$

$$J'_m(\beta_{mn} R_p) = \frac{\partial J_m}{\partial \rho} \Big|_{\rho=R_p} = 0 \quad (10)$$

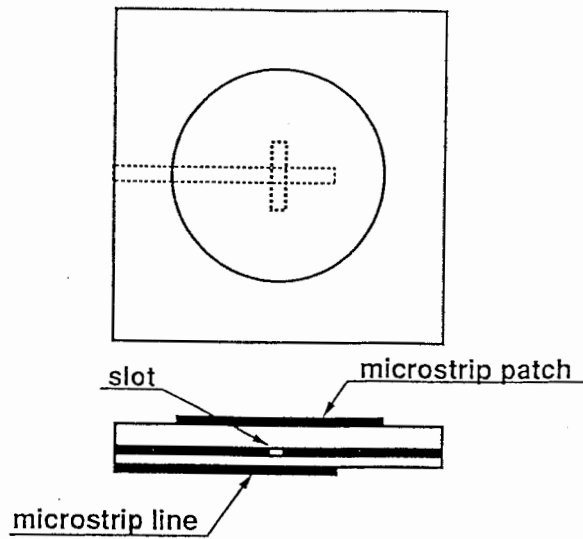


図1. マイクロストリップ給電スロット結合型MSA

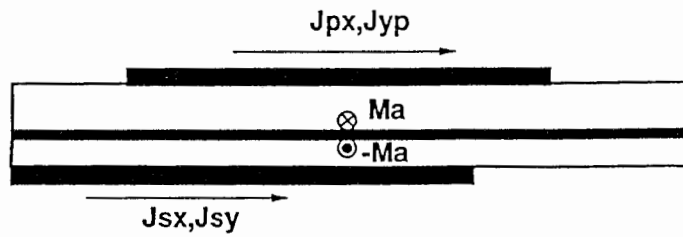


図2. 電流及び磁流のモデル化

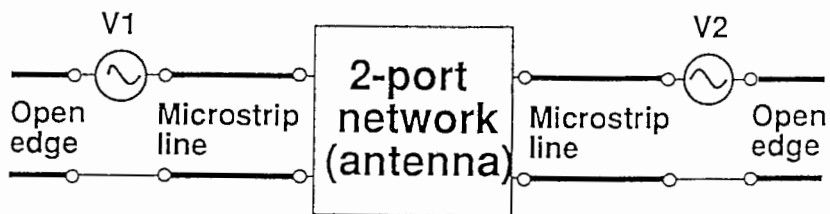


図3. 直交2点給電型MSAの等価回路表示

ここで、 $J_m(\cdot)$ は第 1 種 m 次ベッセル関数である。(8) 式は x 軸に対して対称なモードであり、(9) 式は x 軸に対して反対称なモードである。これ以降便宜上 (8) 式に対応するモードを TM_{nm}^P モード、(9) 式に対応するモードを TM_{nm}^O モードと呼ぶこととする。

マイクロストリップ導体上の電流は一般に用いられている区分正弦波 (PWS: piecewise sinusoidal) 関数で展開する。 x 方向を向いた幅 w_s の線路上を流れる電流については、

$$\begin{aligned} J_{xn}(x) &= \frac{\sin k_e(h_s - |x - x_n|)}{\sin(k_e h_s)} & |x - x_n| < h_s \\ &= 0 & \text{otherwise} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} J_{xn}(y) &= \frac{1}{w_s} & |y - y_n| < W_s/2 \\ &= 0 & \text{otherwise} \end{aligned} \quad (12)$$

と表される。ここで k_e はマイクロストリップ線路を伝搬する擬 TEM モードの伝搬定数、 h_s は分割したセグメントの長さである。実際の計算においては h_s を管内波長の $1/20$ 以下にしてある。

最後にスロット上の磁流について述べる。スロット上の磁流もマイクロストリップ導体上の電流と同様に PWS モードで展開する。 y 軸に平行に幅 w_a のスロットが形成されている場合、

$$\begin{aligned} M_{yn}(y) &= \frac{\sin k_a(h_s - |y - y_n|)}{\sin(k_a h_a)} & |y - y_n| < h_a \\ &= 0 & \text{otherwise} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} M_{yn}(x) &= \frac{1}{w_s} & |x - x_n| < W_s/2 \\ &= 0 & \text{otherwise} \end{aligned} \quad (14)$$

と表される。ここで k_a はスロット内の実効波数であり、一般的にはこの部分の実効誘電率は上下の基板の誘電率の相加平均を用いる。また h_a はセグメント長である。一般にはスロットは 1PWS モードで十分であるが、場合によっては数モード必要となる場合もある。

尚、式 (11)-(14) はそれぞれ x 方向、 y 方向成分について述べたものであるが、各々が y 方向、 x 方向成分であっても単に座標系が変わるだけである。

マイクロストリップ線路を PWS モードで展開しているので、アンテナの励振源としてデルタギャップジェネレータを用いる。励振源はアンテナあるいはスロットの影響がないように、これらから十分離れたところに置くものとする。アンテナのインピーダンス、反射損失特性はストリップ導体上に流れる電流の定在波比及び電流の振幅が最小となる点から参照面までの距離によって計算することができる。

ここで、1 点給電型 MSA であれば問題はないのであるが、2 点給電型 MSA を解析しよう

とし2つある励振源のうち一方のみを励振した場合には、他方の線路は有限の長さをもつ開放スタブにみえるために得られた値の精度が悪化する。このことを簡略化された等価回路で表すと図3のようになる。

よってこれを避けるために、マイクロ波回路(特に導波管回路)の解析で用いられる2つの励振源を同相及び逆相励振させ、これら2つの結果より実際の値を求める手法を導入する。これにより、 S_{11} (反射損失)、 S_{12} (相互結合量)は式(15)(16)を用いて求めることができる。

$$S_{11} = \frac{S_{11(even)} + S_{11(odd)}}{2} \quad (15)$$

$$S_{12} = \frac{S_{11(even)} - S_{11(odd)}}{2} \quad (16)$$

実際の計算においては、計算時間を短くするため線路間の相互作用は無視した。この量は実際に非常に小さく特性にはほとんど影響を与えない。また、開放スタブは実験のうえでは交差しないようにスロットからある長さの地点で直角に曲げている。しかしながら計算機上では開放スタブは直線であり且つ交差しないという仮定をしている。

3 二周波共用型MSA

3.1 スロット結合型MSAの高次モード特性

本節では図4に示すようなスロット結合型MSAにおいて、スロットの配置とパッチ上に励振される高次モードとの関係について考察する。

第2章で示した通りスペクトル領域法を適用すると、被積分関数は波数空間で表される。ここで、(7)式を次のように座標変換を行うと二重の無限積分が一重の有限積分で表される。

$$\begin{aligned} Z_{nm} &= \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} F^*(J_m)G(k_x, k_y)F(J_n)dk_x dk_y \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{\infty} \int_0^{2\pi} F^*(J_m)G(\alpha, \beta)F(J_n)\beta d\alpha d\beta \end{aligned} \quad (17)$$

ここで、 $k_x = \beta \cos \alpha$ 、 $k_y = \beta \sin \alpha$ である。 α について注目し、 k_x 、 k_y 軸に対する対称性及び反対称性を用いると(17)式の積分が

- ・第1、第2象限のみの積分
- ・第1象限のみの積分
- ・0

となる。よってこの対称性を用いることにより、スロットのオフセット方向と円形パッチ上に励振される高次モード、特に偶数次モードとの関係を理論的に求めることができる。

図4(a)のスロット結合型MSAの場合、Y軸に反対称なモードが励振される。(8)(9)式の表式を用いると、 TM_{11}^P 、 TM_{21}^O 、 TM_{41}^O などのモードが励振される。一方、図4(b)の場合にはX軸に対称なモード(TM_{11}^P 、 TM_{21}^P 、 TM_{41}^P)が励振される。図4(b)のスロット結合型MSAで励振されるモードは同軸給電時に励振されるモードと同じである。一方図4(a)で励振されるモードのうち偶数次モードは図4(b)で励振されるモードと直交関係にある。

図5はスロットオフセットとセカンドモードの振幅の関係を示したものである。実線は TM_{21}^O モードの振幅、破線は TM_{11}^P モードの振幅を示している。両振幅ともスロットが中心にある時の TM_{11}^P モードの振幅で規格化している。このときMSAは1.585GHzで共振するようにしている。両モードともスロットが円形パッチの中心にある場合には励振されなく、オフセットが大きくなるに従い、振幅も大きくなる。これは他の偶数次モードにもいえることである。

3.2 二周波共用MSAの特性

3.1節よりスロットオフセットの仕方により異なる高次モードが励振されることになる。このことはスロットの配置を最適化することにより、高アイソレーション特性をもつ2周波共用あるいは偏波共用アンテナを実現できることになる。

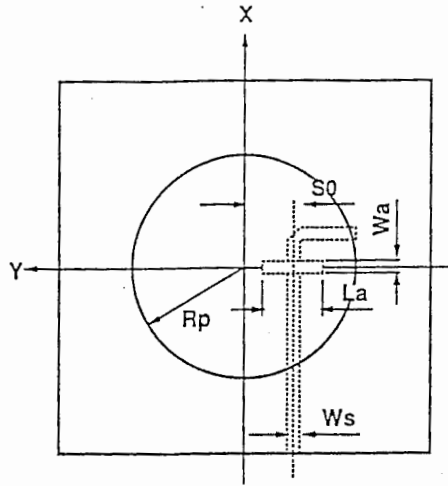


図4 (a) スロット結合型MSA (スロットオフセット: Y軸)

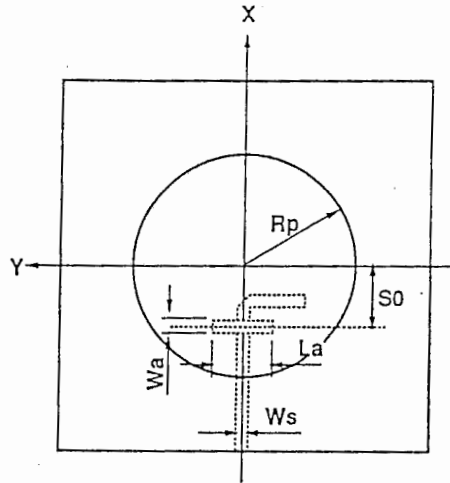


図4 (b) スロット結合型MSA (スロットオフセット: X軸)

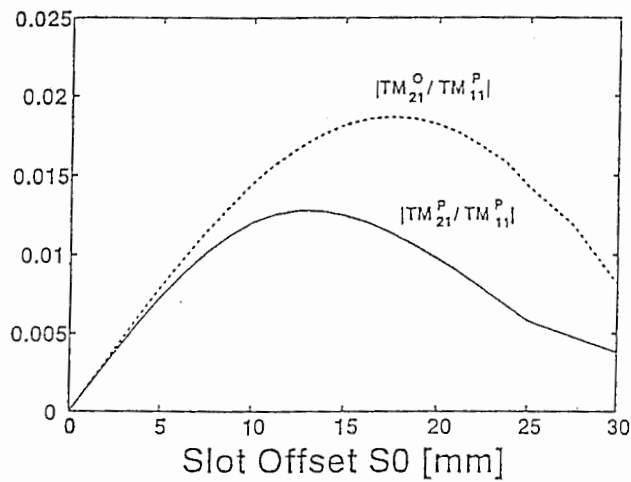


図5 オフセットによるセカンドモードの励振特性
 $\epsilon_{rp} = \epsilon_{rs} = 2.62$, $d_s = 0.8\text{mm}$, $d_p = 3.2\text{mm}$, $W_s = 2.24\text{mm}$,
 $W_a = 1.5\text{mm}$, $L_a = 18.0\text{mm}$, $L_s = 21.0\text{mm}$, $R_p = 32.0\text{mm}$

本節では図6に示すようなスロット結合型MSAを提案する。このアンテナは2つのスロットが各々 90° 異なる TM_{11} モード励振を行いつ互いが異なるセカンドモードを励振するために端子間の相互結合量を大幅に低減することができる。その結果、高アイソレーション特性をもつ2周波共用あるいは偏波共用アンテナとなる。

図7(a)は端子1が励起されたときに励振されるセカンドモード、図7(b)は端子2が励起されたときのセカンドモードである。またスペクトル領域法による解析により、スロット1からスロット2は全く見えないことがわかった。このことより、スロット2の大きさは S_{11} 特性には影響を与えないことになる。一方、スロット2からスロット1をみた場合には、スロット2上には反対称なモードのみが励振されることがわかった。この反対称モードはスロット2の給電用マイクロストリップ線路と結合しないことより次のことがいえる。スロット2の大きさにより S_{22} 特性は影響を受けるがアイソレーション特性には影響を与えないことがわかる。

図8に二周波共用アンテナのSパラメータの実測値及び計算値を示す。実線が実測値、破線が計算値である。端子1の共振周波数の実測値は $1.575GHz$ 、端子2は $1.495GHz$ である。計算においては、円形パッチ上を(8)(9)式のモード、スロット上の磁流及びマイクロストリップ線路上の電流はPWSモードで展開した。またスロット2は1PWSモードで展開、スロット1は3PWSモードで展開した。図8より計算値と実測値はよく一致している。但し、誘電率を2.6から2.62に変えている。このシフトは実測値と計算値の間の周波数シフトのみの相殺するために行ったものである。

また、2端子間のアイソレーションとして実測値で $35dB$ 以上と良好な値が得られている。このとき円形パッチの無負荷 Q は40程度である。尚、図8中にアイソレーションの計算値が記されていないが、これは理論上このアンテナの場合には、端子間の相互結合が生じないことになるからである。

図9は $1.595GHz$ 時に端子1を励振した場合の放射パターンである。一方、図10は $1.495GHz$ で端子2を励振した際の放射パターンである。両者とも交差偏波成分が $-20dB$ 以下と良好な特性を得ている。

図11は2つの端子の共振周波数を変化させたときの各共振周波数での端子間相互結合量の実測値を示したものである。この測定においては端子1側の共振周波数は固定し、端子2側のスロット長及び開放スタブ長を調整し、共振周波数差を得ている。図11より2端子間のアイソレーションは共振周波数差に無関係に $35dB$ 以上あることがわかる。このことより、二周波共用アンテナが本質的に高アイソレーション特性をもつことが確認された。

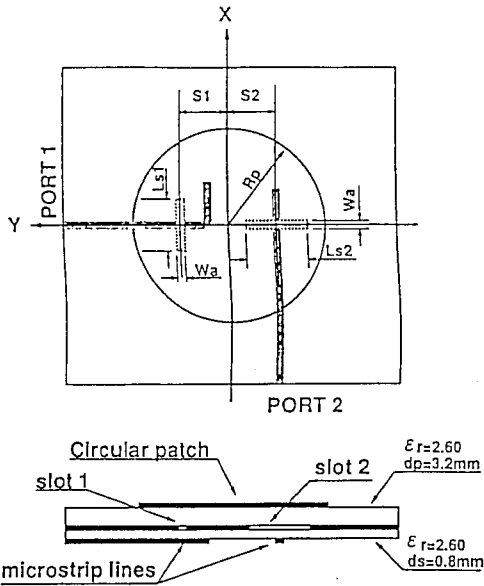


図6 2周波共用（偏波共用）スロット結合型MSA

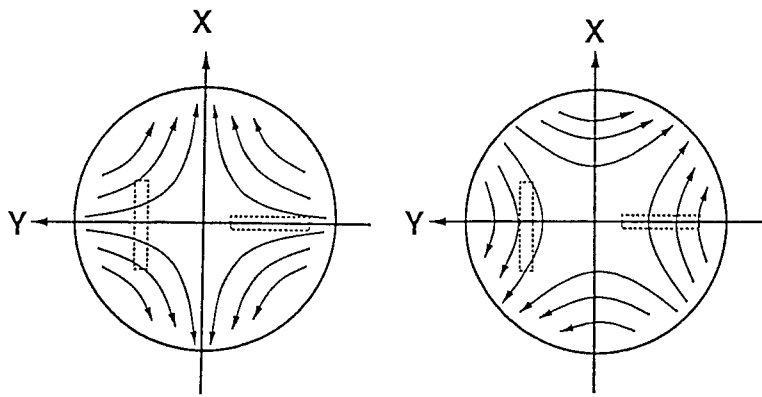


図7 スロットの位置とセカンドモードの関係
(a) 端子1励振時 (b) 端子2励振時

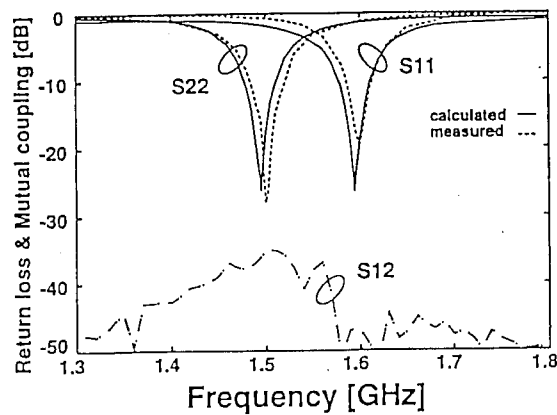


図8 2周波共用型MSAのSパラメータ特性
 $W_a = 1.5\text{mm}$, $L_{a1} = 25.0\text{mm}$, $L_{a2} = 27.5\text{mm}$, $S_1 = S_2 = 20.0\text{mm}$,
 $L_{s1}(\text{openstub}) = 26.5\text{mm}$, $L_{s2}(\text{openstub}) = 10.0\text{mm}$

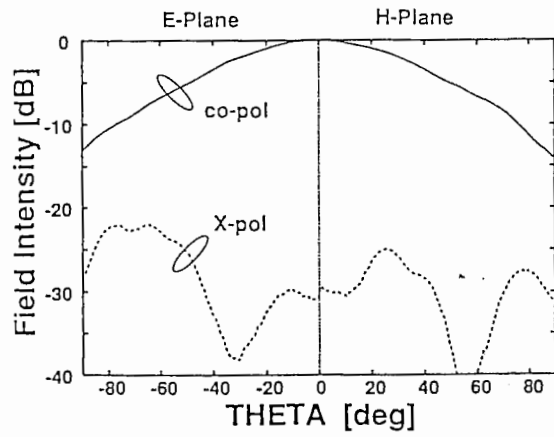


図9 端子1 励振時の放射パターン (1.595GHz)

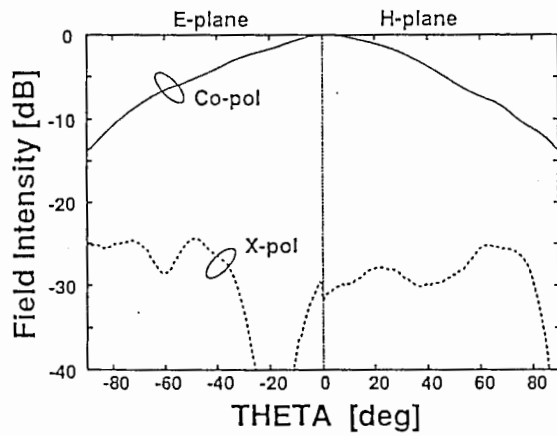


図10 端子2 励振時の放射パターン (1.495GHz)

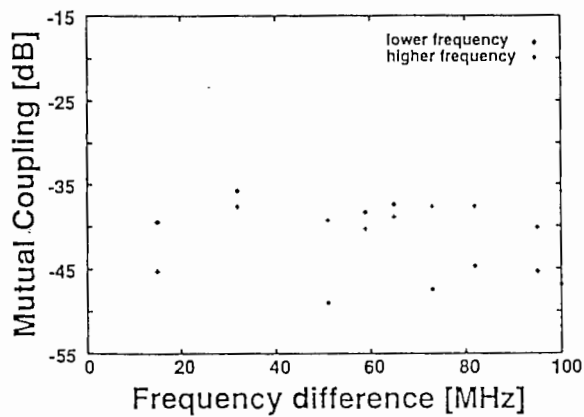


図11 共振周波数差による相互結合特性量の変化

4 直交2点給電スロット結合型MSAの端子間相互結合特性

4.1 実験値との比較

本節においては図12(a)(b)に示す2つのアンテナについて解析結果と実験値との比較を行い、第2章で説明した計算方法の正当性を確認する。ここで便宜上図12(a)のタイプをTYPE-I、図12(b)をTYPE-IIとする。この2つのタイプの相違点は、TYPE-Iでは2つのスロットと円形パッチの径方向に沿って、形成され、TYPE-IIでは両方とも周方向に沿って形成されている点である。

図13ではTYPE-Iにおいて、 S_{11} 、 S_{12} の計算値と実測値との比較を行っており、他方図14ではTYPE-IIにおいて行っている。両タイプとも計算値と実測値がよく一致していることがわかる。計算においては、誘電率を2.60(カタログ値)から2.62に動かしている。この変更は第3章同様実測値と計算値の間の周波数シフトをなくするためである。また、実験においては開放スタブはスロットから10mmのところまで直角に曲げることにより、開放スタブが物理的に交差することを防いでいる。

解の収束性については次のようにすることで解決することができた。円形パッチ上の電流モードとしては表1に示すように、両タイプとも最低次モードから10モードずつ考慮することで十分な解が得られた。また、マイクロストリップ導体上の電流についてはセグメント長 h_s を管内波長の1/40にすることで十分な精度を得ることができた。

図15、16では直交2点給電スロット結合型MSAのS-パラメータについて少し詳しく議論する。図15、16中実線は2つのスロット間の相互作用及び円形パッチの高次モードによる端子間相互結合の両方を考えた場合の値である。よって実線は図13、14の計算値と同じである。次に破線は円形パッチの高次モードによる端子間相互結合のみを考察し、スロット間の相互作用を無視したときの計算値を表す。一方一点鎖線はスロット間の相互作用のみを考察し、高次モードによる相互結合を無視した場合の計算値である。図15、16両図より、スロット間の相互作用よりも高次モードによる端子間結合が大きく、高次モードが端子間の相互結合特性に大きな影響を与えることがわかる。

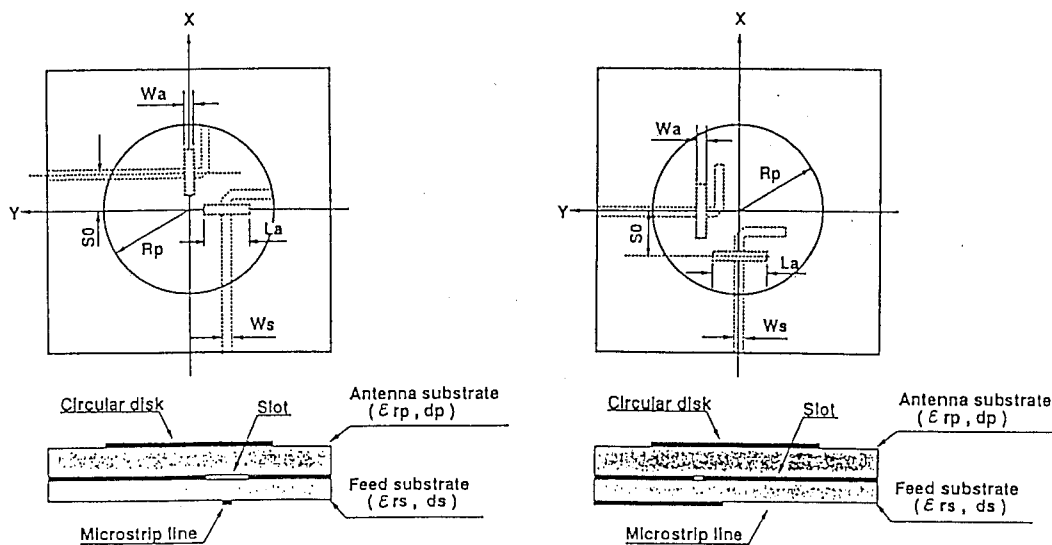


図12 直交2点給電スロット結合型MSA (a) TYPE-I (b) TYPE-II

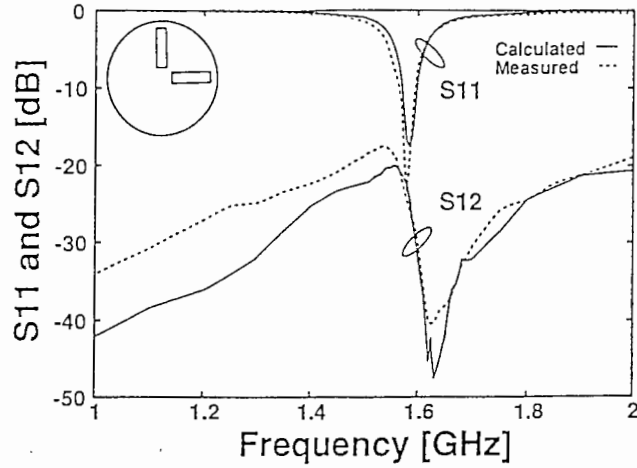


図 1 3 実験値と計算値の比較 (TYPE-I)

$\epsilon_{rp} = \epsilon_{rs} = 2.62, d_s = 0.8\text{mm}, d_p = 3.2\text{mm}, W_s = 2.24\text{mm}, W_a = 1.5\text{mm},$
 $L_a = 21.0\text{mm}, S_0 = 20.0\text{mm}, L_s = 21.0\text{mm}, R_p = 32.0\text{mm}.$

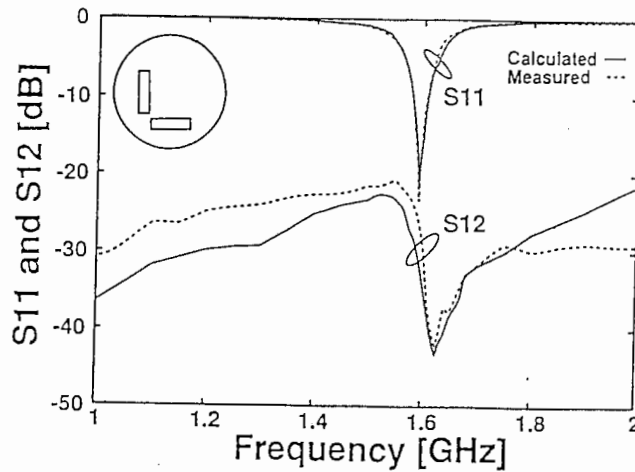


図 1 4 実験値と計算値の比較 (TYPE-II)

$\epsilon_{rp} = \epsilon_{rs} = 2.62, d_s = 0.8\text{mm}, d_p = 3.2\text{mm}, W_s = 2.24\text{mm}, W_a = 1.5\text{mm},$
 $L_a = 25.0\text{mm}, S_0 = 20.0\text{mm}, L_s = 26.5\text{mm}, R_p = 32.0\text{mm}.$

Expansion modes for TYPE-I	$TM_{11}^P, TM_{12}^P, TM_{31}^P,$ $TM_{11}^O, TM_{12}^O, TM_{31}^O,$ $TM_{21}^O, TM_{22}^O,$ TM_{41}^O, TM_{42}^O
Expansion modes for TYPE-II	$TM_{11}^P, TM_{12}^P, TM_{31}^P,$ $TM_{11}^O, TM_{12}^O, TM_{31}^O,$ $TM_{21}^P, TM_{22}^P,$ TM_{41}^P, TM_{01}^P

表 1 円形パッチ導体上の展開モード

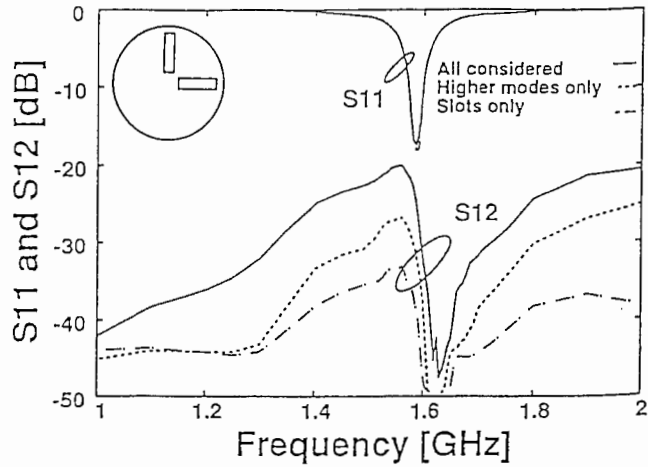


図 1 5 高次モードとスロット間相互結合の影響 (TYPE-I)

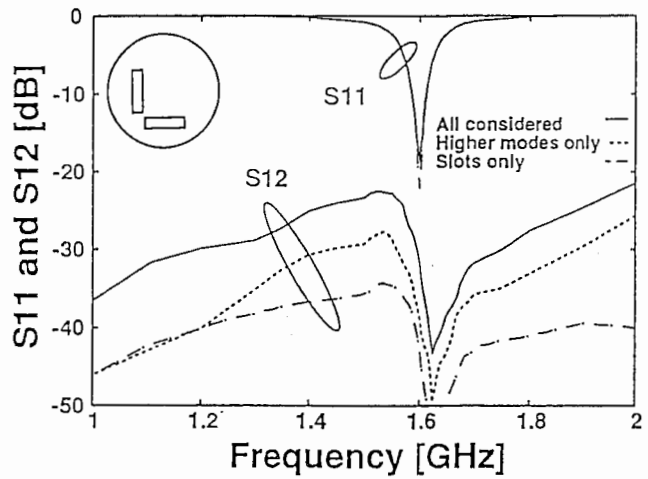


図 1 6 高次モードとスロット間相互結合の影響 (TYPE-II)

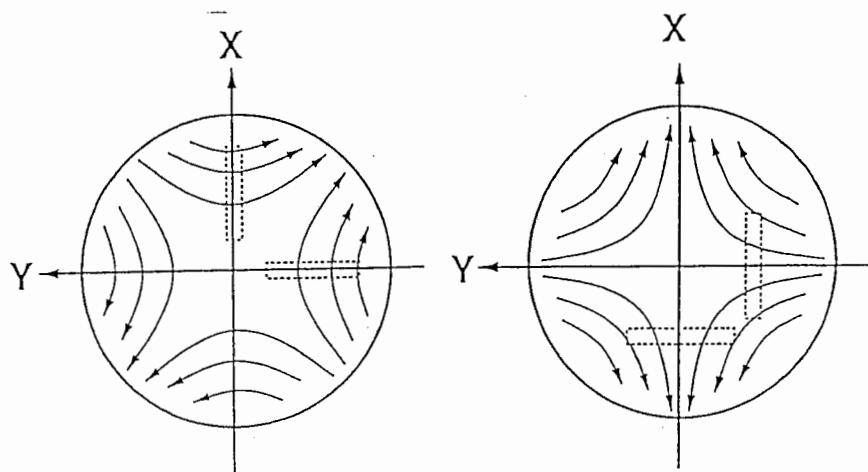


図 1 7 セカンドモードとスロット配置の関係
(a) TYPE-I, (b) TYPE-II

図 13、14 より TYPE-I が TYPE-II よりも高い相互結合を示すことがわかる。この結果はセカンドモードとスロットの配置を考えることにより説明することができる。図 17(a) は TYPE-I に対するセカンドモード (TM_{21}^O モード) とスロットの配置を示したものである。TYPE-I の場合にはセカンドモードの電流方向をスロット上の磁流が直交するようになっており、このとき電流と磁流は一番強く結合する^[22]。一方、図 17(b) は TYPE-II についてセカンドモード (TM_{21}^P モード) とスロットの配置を示したものである。TYPE-II ではスロット上で必ずしもセカンドモードの電流と磁流と直交していないことがわかる。よって TYPE-I が TYPE-II よりも端子間の相互結合が強いことになる。

4.2 スロット長とスロットオフセットの影響

4.1 節の結果より、TYPE-II の方が端子間の相互結合量が小さいことより本節以降 TYPE-II のみについて考察する。

図 18 はスロット長を変化させた場合の S-パラメータの変化の計算値を示したものである。開放スタブ長 L_s は与えられたスロット長で最良のインピーダンス整合が得られるように調整してある。この図より、スロット長が長くなるに従い、各共振周波数は VSWR が最小となる周波数と定義している。

図 18 の結果より、給電線路側の誘電率を高くし、給電線路と整合するために必要なスロット長を小さくすることにより、端子間の相互結合量を低減できるのではないかと推論することができる。図 19 は給電線路側の誘電体を変化させたときの S-パラメータの変化の計算値を示したものである。ここで各スロット長を開放スタブ長は、1.60GHz 付近で共振するように調整してある。各パラメータは表 2 に示してある。図 19 より給電線路側の誘電体の誘電率は相互結合量にほとんど影響を与えないことになる。この理由として図 19 のように給電線路側の誘電率を変えたときに、スロットの物理長は小さくなるが、電気長は必ずしも短くならないためであると考えることができる。

図 20 は円形パッチの中心からのスロットのオフセット量を変化させたときの S-パラメータの変化の計算値を示したものである。図 18 同様開放スタブはベストマッチングできるようにその長さを調整してある。図 20 よりスロットが円形パッチの中心に近づくに従い、共振周波数は低くなりかつ共振周波数における相互結合量が大きくなることがわかる。

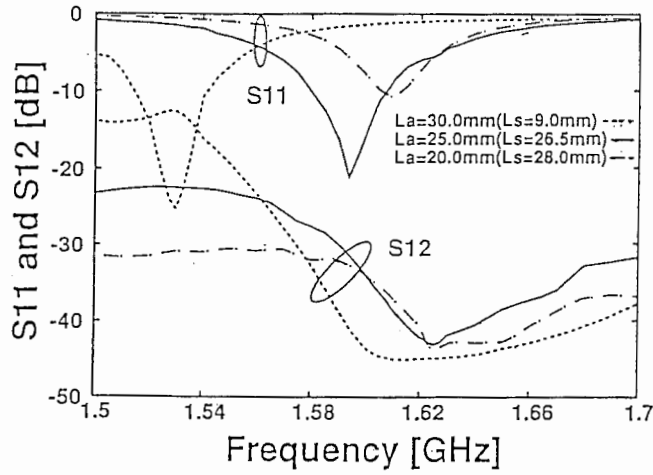


図18 スロット長を変化させた場合の特性の変化 (TYPE-I I)

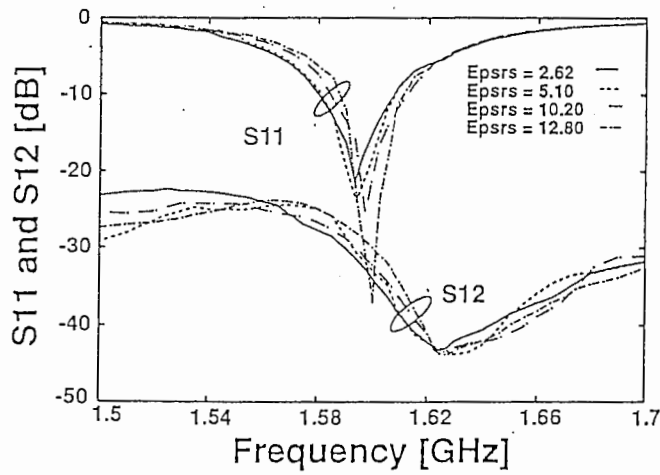


図19 給電線路側の誘電率を変化させた場合の特性の変化 (TYPE-I I)

ϵ_{rs}	2.62	5.10	10.20	12.80
W_s (mm)	2.24	1.55	0.865	0.695
L_a (mm)	25.0	22.5	21.0	20.0
Stub length L_s (mm)	26.5	15.8	10.0	8.4
Resonant Freq.(GHz)	1.590	1.593	1.600	1.605
ϵ_{rp}	2.62			
d_s (mm)	0.80			
d_p (mm)	3.20			
W_a (mm)	1.50			
S_0 (mm)	20.0			
R_p (mm)	32.0			

表2 図19のアンテナパラメータ

4.3 給電線路の特性インピーダンスの影響

図 21 に給電線路の特性インピーダンスがアンテナの S-パラメータに及ぼす影響を示す。各特性インピーダンス時のアンテナパラメータを表 3 に示す。このときスロット長は参照面をスロット直下においたときのアンテナの入力インピーダンスの最大値が給電線路の特性インピーダンスに等しくなるように調整してある。一方、開放スタブは最大のインピーダンス整合が得られるようにその長さを調整している。図 21 の結果より特性インピーダンスが高くなるに従い、共振周波数は低くなり、共振周波数における相互結合量は大きくなる。そのため、相互結合量を低く抑えるには給電線路の特性インピーダンスはできるだけ低くする必要がある。

同軸給電方式の MSA の場合、2 端子間の結合量を低減させるあるいは給電回路を単純化する目的でいわゆる 100Ω 線路と単純な T-接合を用いた 100Ω 給電法がよく用いられる。しかしながら本節で得られた結果より、100Ω 給電法はスロット結合型 MSA には適さないことがわかった。

4.4 円形パッチの半径の影響

図 13-16、図 18-21 をみると、相互結合量は、スロットの配置、スロット長、円形パッチ中心よりスロットのオフセット量、給電線路側の誘電率に無関係に 1.62GHz 付近で最小値を得ている。円形マイクロストリップ共振器の特性を考慮すると、この周波数は最低次モードである TM_{110} モードの共振周波数にほぼ一致することがわかる。この共振周波数 f_0 は次式で表される [23]。

$$f_0 = \frac{1.8412C_0}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_{rp}}} \quad (18)$$

$$a_e = r_p \left[1 + \frac{2d_p}{\pi R_p \epsilon_{rp}} \left(\ln \frac{\pi R_p}{2d_p} + 1.7726 \right) \right]^{1/2} \quad (19)$$

ここで C_0 は自由空間での光速である。

図 22 は円形パッチの半径を変化させたときのアンテナの S-パラメータ特性を示している。このとき円形パッチの半径以外のパラメータは図 14 の値に固定した。図 22 より相互結合量が最小となる周波数は円形パッチが大きくなるに従い、下がることになる。表 4 は計算で得られた相互結合量が最小となる周波数と (18) 式より得られた f_0 の比較を行っている。

両者の差は 1 % 以下である。それゆえ端子間相互結合量が最小となる周波数はスロット長、円形パッチからのスロットのオフセット量、給電線路側の誘電体の誘電率、給電線路の特性インピーダンス、スロットの配置に無関係に円形マイクロストリップ共振器の TM_{110} モードの共振周波数に一致することがわかる。

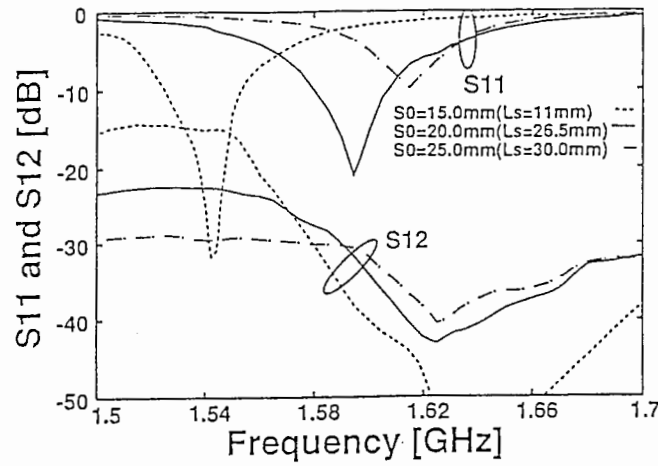


図20 スロットオフセットを変化させた場合の特性の変化 (TYPE-I I)

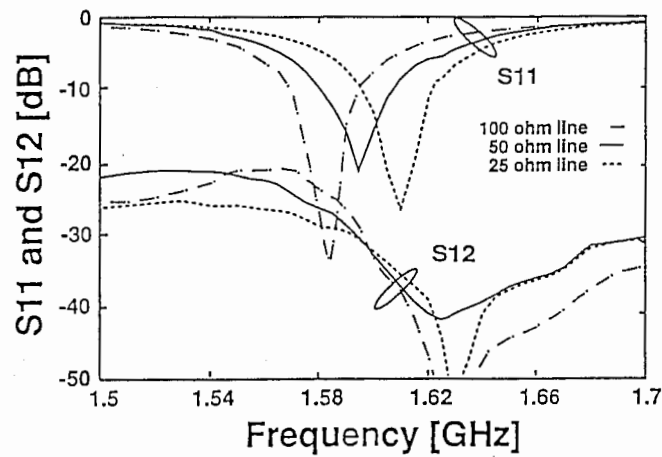


図21 給電線路の特性インピーダンスを変化させたときの特性の変化

Impedance (Ω)	25.0	50.0	100.0
W_s (mm)	5.70	2.24	0.64
L_a (mm)	20.0	25.0	28.0
Stub length L_s (mm)	17.0	26.5	21.0
ϵ_{rs}	2.62		
ϵ_{rp}	2.62		
d_s (mm)	0.80		
d_p (mm)	3.20		
W_a (mm)	1.50		
S_0 (mm)	20.0		
R_p (mm)	32.0		

表3 図21のアンテナパラメータ

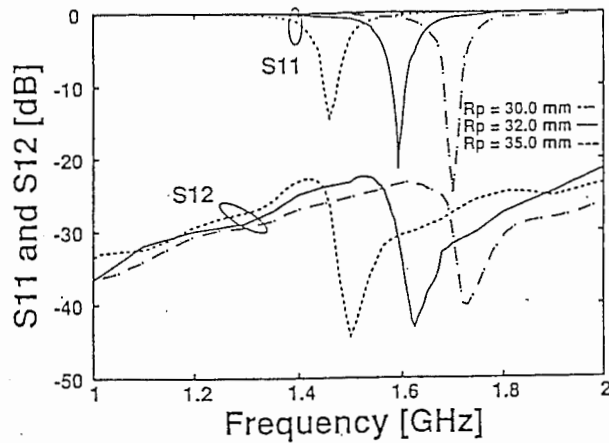


図 2.2 円形パッチの半径を変化させたときの特性の変化

$R_p(mm)$	30.0	32.0	35.0
Resonant Freq.(GHz)	1.702	1.590	1.465
Lowest S_{21} (GHz)	1.732	1.623	1.496
f_0 (GHz)	1.720	1.617	1.483

表 4 図 2.2 における相互結合が最小となる周波数と f_0 の比較

4.5 実験

前節までで得られた結果より、端子間相互結合量を低減させる条件を得ることができる。それは；

- ・スロット長を短くする
- ・スロットのオフセット量を大きくする
- ・給電線路の特性インピーダンスを低くする

ことにより共振周波数を f_0 に近づけることである。

この条件を満足させるように直行交 2 点給電型 MSA を L 帯において設計した。図 23 には設計したアンテナの S-パラメータの計算値及び実験値を示している。給電線路の特性インピーダンスは整合を得るために 25Ω とした。計算値、実験値とも共振周波数付近での相互結合量は -35dB 以下であり、良好な値を得ている。この値は同軸給電型 MSA の値とほぼ同じである。実験値と計算値の差は製作誤差などによるものと考えられることができる。

このアンテナの共振周波数 1.625GHz でのスピリニア放射パターンを図 24 に示す。ボアサイト方向の軸比は 1dB 以下であった。この実験においては、接地導体及び基板の大きさは $130\times 130\text{mm}$ とした。

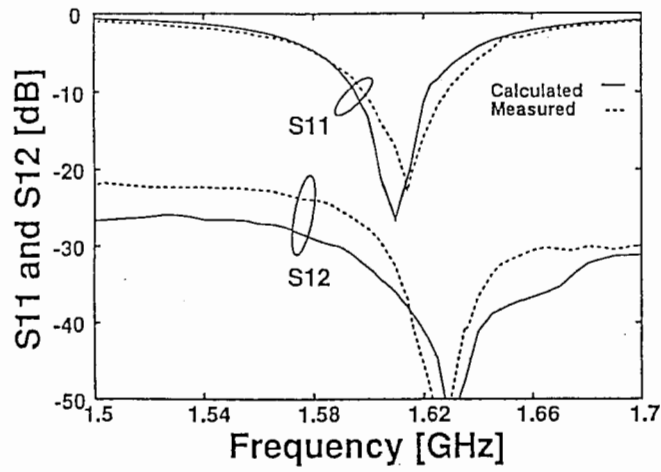


図 2 3 低い端子間相互結合を有するスロット結合型MSAの特性

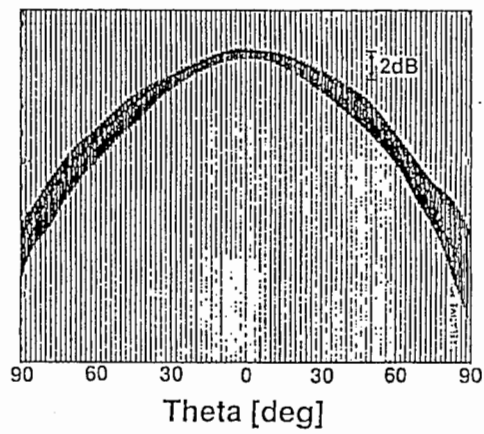


図 2 4 図 2 3 のスロット結合型MSAの放射パターン (1.625GHz)

5 まとめ

本論文では、スロット結合型円形マイクロストリップアンテナについて、スペクトル領域法を用いた理論計算及び実験により検討、特に円形パッチ上に励振される高次モード及び直交2点給電した際の端子間の相互結合特性に注目し、検討を行った。

第3章で示した通り、スロット結合型MSAにおいてスロットの配置により異なる偶数次モードが励振すること理論的に解明し、この結果を用いて、2周波共用あるいは偏波共用アンテナを提案した。このアンテナは各端子間のアイソレーションが、端子間の共振周波数に無関係に35dB以上得られる。また放射パターンの交差偏波成分も-20dB以下と良好な特性を得ている。

第4章においては、第2章で説明した計算方法を用いて、直交2点給電スロット結合型MSAについて考察した。様々なアンテナパラメータの端子間相互結合特性に及ぼす影響について明らかにした。

この結果を用いて、2端子間の相互結合量を低減する条件を示すことができた。それは、

- ・スロット長をできるだけ短くすること
- ・スロットのオフセット量をできるだけ大きくすること
- ・給電線路の特性インピーダンスを低くすること

により、アンテナの共振周波数を円形マイクロストリップ共振器の TM_{110} の共振周波数(f_0)に近づけることである。

実際に上記の条件を満たすようにスロット結合型MSAの設計を行い、共振周波数付近で端子間の相互結合量として-35dB以下、正面方向の軸比1dB以下を得た。この値は同軸給電型MSAをほぼ同等の値である。

謝辞

本研究を遂行するにあたり、御指導、御助言いただいた猪股社長、唐沢室長、藤瀬前室長（現在、KDD研究所）、千葉主任研究員、中條前主任研究員（現在、郵政省通信総合研究所関西支所）をはじめとする無線通信第一研究室の研究員各位に感謝する。

[参考文献]

- [1] Pozar, D. M., "Microstrip Antenna Aperture Coupled to a Microstrip Line," *Electron. Lett.*, 21, 2, pp.49-50, Jan. 1985.
- [2] Ohmori, S., Tanaka, K., Yamamoto, S., Matsunaga, M. and Tsuchiya, M., "A Phased Array Tracking Antenna for Vehicles(in Japanese)," *IEICE Tech. Rept.*, AP90-75, pp.33-40, Oct. 1990.
- [3] Densmere, A. C. and Huang, J., "Microstrip Yagi Antenna for Mobile Satellite Service," 1991 Int. IEEE Antennas Propag., Soc. Symp. Dig., pp.616-619, June 1991.
- [4] Densmere, A. C., Jammjad, V., Wu, T. K. and Woo, K., "The ACTS Mobile Terminal reflector Antenna System," *SATCOM Quarterly*, pp.1-7, Oct. 1992.
- [5] Tsutsumi, T., Tsuda, S., Matsui, A. and Haneishi, M., "Radiation Properties of Circularly Polarized Microstrip Ring Antenna Excited by Dominant Mode", *Proc. of ISAP'92*, pp.805-808, Sept. 1992.
- [6] Aksun, M. I., Chuang, S. L. and Lo, Y. T., "On Slot-Coupled Microstrip Antennas and Their Applications to CP Operation -Theory and Experiment," *IEEE Antennas and Propag.*, AP-38, pp.1224-1230, Aug. 1990.
- [7] Iwasaki, H. and Kawabata, K., "A Circular Microstrip Antenna with a Cross Slot for Circular Polarization," *IEICE E74*, 10, Oct. 1991.
- [8] Shoki, H., Kawabata, K. and Iwasaki, H., "A Circular Polarized Slot-Coupled Microstrip Antenna using a Parasitically Excited Slot," 1991 Int. IEEE Antennas Propag. Soc. Symp. Dig., pp.1114-1117, June 1991.
- [9] Adrian, A. and Schaubert, D. H., "Dual Aperture-Coupled Microstrip Antenna for Dual or Circular Polarization," *Electron. Lett.*, 23, 23, pp.1226-1227, Nov. 1987.
- [10] Aksun, M. I., Wang, Z. H., Chuang, S. L. and Lo, Y. T., "Circular Polarization Operation of Dual-Slot fed Microstrip Antennas," 1989 Int. IEEE Antennas Propag. Soc. Symp. Dig., pp.640-643, June 1989.
- [11] Haneishi, M. and Suzuki, Y., "Circular Polarization and Bandwidth", *Handbook of Microstrip Antennas*, ed. James, J. R. and Hall, P. S., ch.4, Peter Pergrinus Ltd. 1989.
- [12] Iwasaki, H., Shigihara, M. and Yasukawa, k.: 'A Slot-Coupled Microstrip Antenna for Dual-Frequency Use', *Tech. Rep. of IEICE of Japan*, 1988, AP-88-19, pp.67-72 (in Japanese)

- [13] Adrian, A. and Schaubert, D. H.: 'Dual Aperture-Coupled Microstrip Antenna for Dual or Circular Polarization', *Electron. Lett.*, Nov. 1987, 23, (23), pp.1226-1227
- [14] Shoki, H., Kawabata, K., Iwasaki, H. and Yasukawa, K.: 'A Multi-layered Microstrip Array Antenna', *Proc. of ISAP Japan*, 1989, 2A1-2, pp.221-224
- [15] Aberle, J. T. and Pozar, D. M., "Analysis of Infinite Arrays of One- and Two-Probe-Fed Circular Patches," *IEEE Antennas and Propag.*, AP-38, 4, pp.421-432, Apr. 1990.
- [16] Sullivan, P. L. and Schaubert, D. H., "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna," *IEEE Antennas and Propag.*, AP-34, 8, pp.977-984, Aug. 1986.
- [17] Pozar, D. M., "Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas," *IEEE Antennas and Propag.*, AP-34, 12, pp.1439-1446, Dec. 1986.
- [18] Davidovitz, M. and Lo, Y. T., "Rigorous Analysis of a Circular Patch Antenna Excited by a Microstrip Transmission Line," *IEEE Antennas and Propag.*, AP-37, 8, pp.949-958, Aug. 1989.
- [19] Das, N. K. and Pozar, D. M., "Multiport Scattering Analysis of General Multilayered Printed Antennas Fed by Multiple Feed Ports:Part I - Theory," *IEEE Antennas and Propag.*, AP-40, 5, pp.469-481, May 1992.
- [20] Das, N. K. and Pozar, D. M., "Multiport Scattering Analysis of General Multilayered Printed Antennas Fed by Multiple Feed Ports:Part II - Applications," *IEEE Antennas and Propag.*, AP-40, 5, pp.482-491, May 1992.
- [21] Jackson, R. W. and Pozar, D. M., "Full-Wave Analysis of Microstrip Open-End and Gap Discontinuities," *IEEE Microwave Theory and Tech.*, MTT-33, 10, pp.1036-1042, Oct. 1985.
- [22] Antar, Y. M. M., Bhattacharyya, A. K. and Ittipiboon, A., "Microstrip-Slotline Transition Analysis Using the Spectrum Domain Technique," *IEEE Microwave Theory and Tech.*, MTT-40, 3, pp.515-523, March 1992.
- [23] Deneryd, A. G., "Analysis of the Microstrip Disk Antenna Element," *IEEE Antennas and Propag.*, AP-27, 5, pp.660-644, Sept. 1979.
- [24] Murakami, Y., Chujo, W., Chiba, I. and Fujise, M., "Dual slot-coupled microstrip antenna for dual frequency operation", *Electronics letters*, Vol.29, No.22, pp.1906-1907, October 1993.

[25] Murakami, Y., Chujo, W., Chiba, I. and Fujise, M., "Study on Mutual Coupling between Two Ports of Dual Slot-Coupled Circular Microstrip Antennas", IEICE Trans. Communications (to be published).

Appendix:

A.1 スペクトル領域法

図 A 1 にあるように xy 面に均質な誘電体または金属板が配置され、z 方向に積層している多層基板を考える。このとき、

$$A_z = \frac{\Pi_{mz}}{j\omega\epsilon} \quad (\text{A1})$$

$$F_z = \frac{\Pi_z}{j\omega\mu} \quad (\text{A2})$$

として Helmholtz 方程式を解くものとする。i 番目の層内における Helmholtz 方程式は、

$$\nabla^2 A_z - k_i^2 A_z = 0 \quad (\text{A3})$$

$$\nabla^2 F_z - k_i^2 F_z = 0 \quad (\text{A4})$$

となる。ここで式 (A3)、(A4) を xy 面について Fourier 変換を行う。

$$\int \int_{-\infty}^{\infty} (\nabla^2 A_z - k_i^2 A_z) e^{-jk_x x - jk_y y} dx dy = 0 \quad (\text{A5})$$

$$\int \int_{-\infty}^{\infty} (\nabla^2 F_z - k_i^2 F_z) e^{-jk_x x - jk_y y} dx dy = 0 \quad (\text{A6})$$

このとき放射条件を導入すると、

$$\frac{\partial^2 \tilde{A}_z}{\partial z^2} + k_{zi}^2 \tilde{A}_z = 0 \quad (\text{A7})$$

$$\frac{\partial^2 \tilde{F}_z}{\partial z^2} + k_{zi}^2 \tilde{F}_z = 0 \quad (\text{A8})$$

となる。但し、

$$k_{zi} = \sqrt{(\epsilon_{ri} k_0^2 - k_x^2 - k_y^2)} \quad (\text{A9})$$

である。これは、一次元伝送方程式である。よって、多層基板の場合には、縦続接続された伝送線路を解くことに等価となる (図 A 2 参照)。

図 A 3 のように x 方向に

$$\delta(x, y, z - d)$$

なる電流源がある場合のグリーン関数を求める。

$$\text{Region I : } A_z = a_1 \cos k_{z1} z \quad (\text{A10})$$

$$F_z = b_1 \sin k_{z1} z \quad (\text{A11})$$

$$\text{Region II: } A_z = a_2 e^{-jk_{z2}(z-d)} \quad (\text{A12})$$

$$F_z = b_2 e^{-jk_{z2}(z-d)} \quad (\text{A13})$$

$$k_{z1}^2 = \epsilon k_0^2 - k_x^2 - k_y^2$$

$$k_{z2}^2 = k_0^2 - k_x^2 - k_y^2$$

$Z = d$ における境界条件は

1) 電界の接線成分と H_x の連続性

$$2) H_y^{\text{Region I}} - H_y^{\text{Region II}} = 1$$

この境界条件のもと、 a_1, f_1 を求めると、

$$a_1 = \frac{j\epsilon}{k_x^2 + k_y^2} \frac{k_{z2} k_x}{T_e} \quad (\text{A14})$$

$$f_1 = \frac{\omega\mu k_y}{k_x^2 + k_y^2} \frac{1}{T_m} \quad (\text{A15})$$

$$T_e = k_{z1} \cos k_{z1} d + j k_{z2} \sin k_{z1} d \quad (\text{A16})$$

$$T_m = \epsilon k_{z2} \cos k_{z1} d + j k_{z1} \sin k_{z1} d \quad (\text{A17})$$

となる。よって、 $z = d$ における電界の x 成分 E_x のグリーン関数は次のように求まる。

$$\begin{aligned} E_x|_{z=d} &= G_{xx}^{EJ}(k_x, k_y, z-d) \\ &= -j \frac{Z_0 (\epsilon k_0^2 - k_x^2) k_{z2} \cos k_{z1} d + j (k_0^2 - k_x^2) k_{z1} \sin k_{z1} d}{k_0 T_e T_m} \sin k_{z1} d \end{aligned} \quad (\text{A18})$$

A.2 式 (8)(9) の fourier 変換

ここでは計算の過程は省略するが、式 (8)(9) の円形パッチ上のモードに対して Fourier 変換した際の値を記す。式 (8) に対する Fourier 変換は以下ようになる。まず、 TM_{mn}^P モードについては、

$$\begin{aligned} \tilde{J}^P(\alpha, \beta) &= 2\pi j^{-m+1} J_m(\beta_{mn} R_p) \\ &\times \left\{ \hat{x} \left[\frac{\beta_{mn}^2}{\beta_{mn}^2 - \beta^2} J'_m(\beta R_p) \cos m\alpha \cos \alpha + m \frac{J_m(\beta R_p)}{\beta R_p} \sin m\alpha \sin \alpha \right] \right. \\ &\quad \left. - \hat{y} \left[\frac{\beta_{mn}^2}{\beta_{mn}^2 - \beta^2} J'_m(\beta R_p) \cos m\alpha \sin \alpha - m \frac{J_m(\beta R_p)}{\beta R_p} \sin m\alpha \cos \alpha \right] \right\} \end{aligned} \quad (\text{A19})$$

となる。一方、 TM_{mn}^O モードについては、

$$\begin{aligned}
 \tilde{J}^P(\alpha, \beta) &= 2\pi j^{-m+1} J_m(\beta_{mn} R_p) \\
 &\times \left\{ \hat{x} \left[\frac{\beta_{mn}^2}{\beta_{mn}^2 - \beta^2} J'_m(\beta R_p) \sin m\alpha \cos \alpha - m \frac{J_m(\beta R_p)}{\beta R_p} \cos m\alpha \sin \alpha \right] \right. \\
 &\left. + \hat{y} \left[\frac{\beta_{mn}^2}{\beta_{mn}^2 - \beta^2} J'_m(\beta R_p) \sin m\alpha \sin \alpha + m \frac{J_m(\beta R_p)}{\beta R_p} \cos m\alpha \cos \alpha \right] \right\} \quad (A20)
 \end{aligned}$$

となる。これら式 (A19) 及び式 (A20) の α の k_x 軸、 k_y 軸に対する対称性あるいは反対称性とグリーン関数及びスロットの展開関数の対称性を用いることにより、励振されるモード、励振されないモードを解析的に求めることができる。

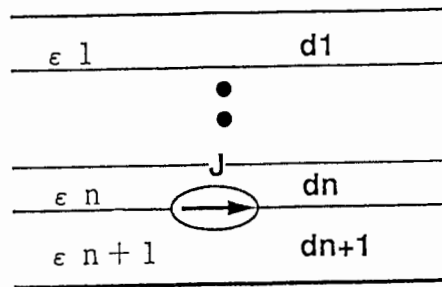


図 A 1. 積層基板の断面図

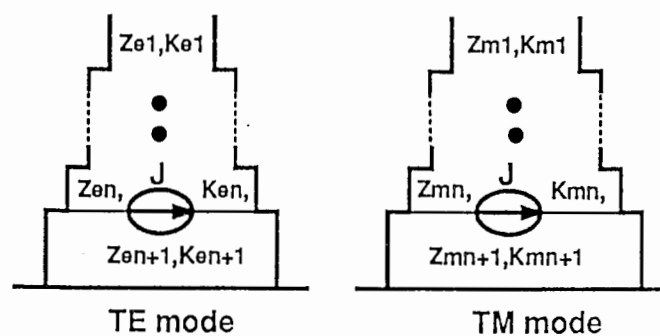


図 A 2. 図 A 1 の積層基板の等価回路

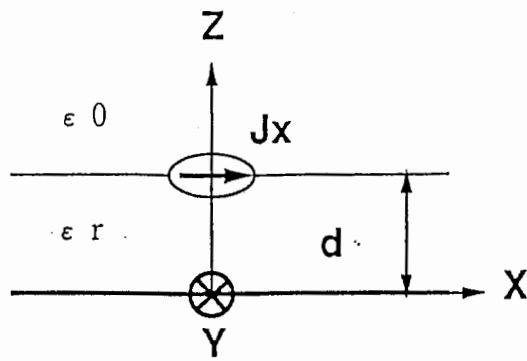


図 A 3. マイクロストリップ線路のグリーン関数