

論 文

円偏波円環マイクロストリップアンテナにおけるインピーダンス
整合スタブの動作解析正 員 石井 望[†] 正 員 伊藤 精彦[†]Analysis on the Mechanism of a Tuning Stub for Circular-Polarized Annular
Microstrip AntennaNozomu ISHII[†] and Kiyohiko ITOH[†], *Members*

あらまし プロープ給電型のマイクロストリップアンテナでは、入力インピーダンスにプロープの自己インダクタンスが加わり、設計周波数においてリアクタンスが0の状態で作動することができない場合が多い。パッチの周囲に付加した整合スタブによって、この余分なリアクタンス分を相殺する方法が提案されているが、その動作原理について解析的に考察した例は少ない。本論文では、この整合スタブが1点給電型の円偏波円環マイクロストリップアンテナを設計する際に付加される縮退分離用の金属片と形状的に類似していることに着目して、これら二つの金属片ならびに給電ピンの影響について、固有関数展開法および摂動法を用いて解析を行っている。その結果、整合スタブの付加により二つの主モードの励振振幅比を変化させ、入力インピーダンスの位相を制御できることを明らかにしている。更に、円偏波を発生させるための二つの金属片の面積や位置についての設計についても言及している。

キーワード 円環マイクロストリップアンテナ, 円偏波, 整合スタブ, 固有関数展開法, 摂動法

1. ま え が き

近年、移動通信分野は飛躍的な発展を遂げているが、そのキーデバイスであるアンテナに対しては、いっそうの小形・軽量化あるいは低姿勢化が要求されている。マイクロストリップアンテナは低姿勢で軽量であって、プリント回路製作技術を用いて大量かつ安価に製作できるため、アンテナ単体およびアレー化した際の特性の研究に多くの労力が払われている^{(1),(2)}。また周辺RF回路技術の向上に伴い、マイクロストリップアンテナに関する研究は、インテグレートドアンテナを構成する素子としての研究に主眼が推移しつつある⁽²⁾。すべてのRF段およびベースバンド回路を集積化したインテグレートドアンテナでは、近接結合あるいは開口結合といった非接触型の給電方式が採用されると思われるが、今のところ、プロープ給電をはじめとする接触型の給電方式が実際にマイクロストリップアンテナ/アレーにおいて用いられている場合が多

い。従来から知られているように、接触型の給電方式を採用している多くのマイクロストリップアンテナ/アレーでは、給電部分における電磁界の乱れを考慮に入れず設計されることが多く、設計後、プロトタイプを製作し、カットアンドトライ方式で不都合な点を補正するのが一般的である。中でも、プロープ給電では、プロープの自己インダクタンスが問題となる⁽³⁾。このように給電部分で局所的にリアクタンスを有するマイクロストリップアンテナをリアクタンスが0の整合状態で動作させるために、リアクタンス相殺用の金属片をパッチの縁に付加することがある⁽⁴⁾⁻⁽⁶⁾。プロープ給電の場合、パッチの縁において電界が最も大きくなる点に金属片を加える。この金属片は、伝送線路で整合をとるために挿入されるスタブに類似した動作を行うため、単にスタブとも言われる⁽⁴⁾。このスタブを付加することで、パッチ内部の電氣的蓄積エネルギーが増え、給電インピーダンスに対して容量的に作用する。従って、スタブ片の大きさを適当に決めることによって、プロープによるインダクタンスを相殺し、リアクタンスが0という状態でアンテナを動作させることができる。しかしながら、このスタブの動作原理をプロープ

[†] 北海道大学工学部電子工学科, 札幌市
Faculty of Engineering, Hokkaido University, Sapporo-shi, 060
Japan

のインダクティブ効果を含めて統一的に解析を行っている例は少ない⁽⁶⁾。

このスタブの動作原理を明確にするために、本論文では1点給電型の円偏波マイクロストリップアンテナについて考察を行う。円偏波を発生させるためには、二つの直交した電界ベクトルをアンテナ上で、空間的・時間的に $\pi/2$ の位相差を付けて励振すればよい。このためには、給電線路より2点で強制的に給電する方法と、縮退モードを分離し1点で給電する方法の二つがある。後者の方法では、パッチの形状が正方形、円形/円環の場合、2重に縮退している主モードを分離するために、給電点から 45° のパッチの縁の点に金属片を付け加えたり、パッチの一部をはく離することがよく行われる⁽⁷⁾⁻⁽⁹⁾。このような縮退分離素子としての金属片とリアクタンス相殺用のスタブは、パッチの縁に付加するという点で類似している一方で、配置される点によって動作が本質的に異なることは非常に興味深い。パッチに縮退分離用の金属片を付け加えたときの動作および設計法については、既に固有関数展開法と変分原理に基づく摂動法を併用して行われている⁽⁷⁾⁻⁽⁹⁾。そこで本論文では、更にプローブの給電ピンおよびリアクタンス相殺スタブを付加した場合に解析手法を拡張して、円偏波発生時におけるスタブの効果と円偏波発生用の金属片と対比させて検討する。

円環マイクロストリップアンテナは円環の内側を短絡する内部短絡型⁽¹⁰⁾と単に開放したままのリング型⁽⁹⁾に大別されるが、本論文では専らリング型について扱う。以降では、二つの金属片をパッチ外周に付加した場合の円偏波発生条件について議論し、整合点で円偏波動作させるための二つの金属片の面積の設計する手順を導く。また、リアクタンス相殺用の金属片の動作機構を数値解析例により検討する。その結果、円偏波発生用とリアクタンス相殺用の金属片のみの摂動の場合、円偏波を発生させるためには、各モードの共振周波数における結合度が異なっている必要があることがわかる。更に、この結合度の割合は、適当な近似のもとで、金属片の面積の簡単な比で表せることを示す。

2. 解析手法の概略

2.1 摂動がない場合

図1に示す円環パッチに摂動スタブ若しくはピンが付加されていない場合、主モードである TM_{11} モードは2重に縮退しており、その固有関数は、

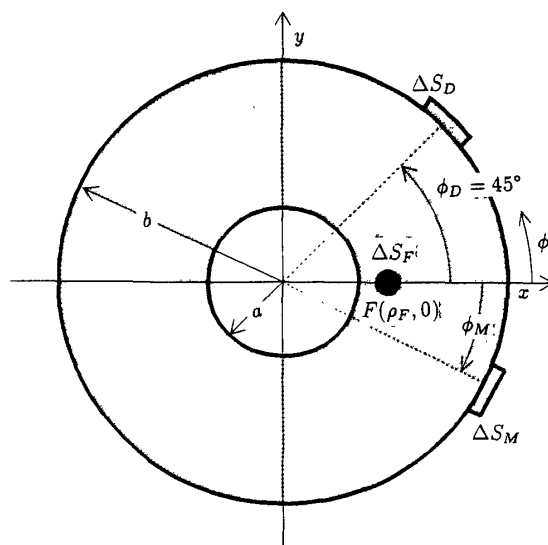


図1 円環マイクロストリップアンテナ
Fig. 1 An annular microstrip antenna.

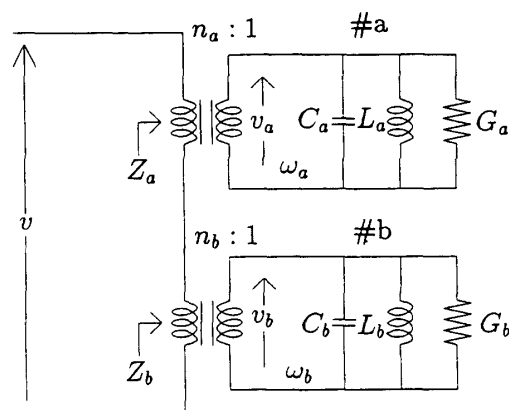


図2 円環マイクロストリップアンテナの等価回路
Fig. 2 An equivalent circuit for the annular microstrip antenna.

$$\varphi_a = f(\rho) \cos \phi \quad (1)$$

$$\varphi_b = f(\rho) \sin \phi \quad (2)$$

で与えられる^{(11),(12)}。但し、 $f(\rho)$ は ρ のみの関数であつて、規格化定数 A を用いて、

$$f(\rho) = A [J_1(k\rho) Y_1'(ka) - Y_1(k\rho) J_1'(ka)] \quad (3)$$

で表されるものとする。ここで、 $J_1(x)$ 、 $Y_1(x)$ はそれぞれ1次の第1種、第2種ベッセル関数である。また、固有値 k は次式を満たす最も小さな正根で与えられる。

$$J_1'(ka) Y_1'(kb) - Y_1'(ka) J_1'(kb) = 0$$

これらの固有関数により、円形パッチの等価回路は図2のように表現できる。アンテナに給電部で電圧 v_f が印加される場合に各並列共振回路に誘導される電圧 v_a 、 v_b は、

$$v_{(i)} = \frac{n_{(i)}}{y_{(i)}} v_f \quad (4)$$

となる。ここで、 n_a, n_b は各共振回路との巻き比に対応しており、パッチの面積を S , 給電点を $F(\rho_f, \phi_f)$ とするとき、

$$n_{(i)} = \sqrt{S} \varphi_{(i)}(\rho_f, \phi_f) \quad (5)$$

で与えられる⁽⁸⁾。また、 y_a, y_b は各共振回路のアドミタンスであって、次で与えられる。

$$y_{(i)} = G_{(i)} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L_{(i)}} \\ = C \left[\frac{\omega_{(i)}}{Q_0} + j \left(\omega - \frac{\omega_{(i)}^2}{\omega} \right) \right] \quad (6)$$

ここで、 Q_0 はパッチの無負荷 Q , $\omega_{(i)} = k_{(i)}/\sqrt{\mu\epsilon}$ は各共振回路の共振角周波数、 $C = \epsilon S/h$ はパッチの静電容量に対応し、 $L_{(i)} = 1/\omega_{(i)}^2 C$, $G_{(i)} = C/Q_0$ とする。また、 μ, ϵ はそれぞれ誘電基板内での透磁率、誘電率とする。各共振回路が単位電圧で励振されたときの遠方界⁽¹¹⁾を $e_{\theta, (i)}, e_{\phi, (i)}$ で表すことにすれば、アンテナ全体としての遠方界は、

$$E_{(i)} = \left(\frac{n_a}{y_a} e_{(i), a} + \frac{n_b}{y_b} e_{(i), b} \right) v_f$$

と記述できる。この結果を用いて指向性や偏波特性⁽¹³⁾の計算を行える。

図1に示すように給電点 $F(\rho_f, \phi_f)$ が $(\rho_f, 0)$ であるとき、金属片がない場合、式(2)より $\varphi_b(\rho_f) \equiv 0$ となり、 φ_a モードのみ励振される。

2.2 摂動を加えた場合

次にパッチにスタブおよび給電ピンを負荷した場合の固有値・固有関数の変化を摂動法によって算出する^{(14), (15)}。十分に小さな摂動 $\Delta S (\ll S)$ が与えられたとき、固有値が k'_a, k'_b , 固有関数が φ'_a, φ'_b と変化するものとする。このとき、新固有関数 $\varphi'_i (i=a, b)$ を摂動前の固有関数 φ_a, φ_b の線形和で記述する。

$$\varphi'_i = c_i \varphi_a + d_i \varphi_b \quad (7)$$

摂動後のパッチに周囲が磁気壁若しくは電気壁であると仮定すると、 φ'_i は次式が新固有値に関して変分表現となる必要がある。

$$[k'^2] = \frac{\int_{S+\Delta S} |\nabla_i \varphi'_i|^2 ds}{\int_{S+\Delta S} |\varphi'_i|^2 ds} \quad (8)$$

式(8)に式(7)を代入し、 c_i, d_i に関する極値条件から、 k'^2 に関する2次方程式

$$\det \begin{bmatrix} k^2 + q_{aa} - k'^2(1 + p_{aa}) & q_{ab} - k'^2 p_{ab} \\ q_{ab} - k'^2 p_{ab} & k^2 + q_{bb} - k'^2(1 + p_{bb}) \end{bmatrix} = 0 \quad (9)$$

が得られる⁽⁷⁾。ここで、

$$p_{ij} = \int_{\Delta S} \varphi_i \varphi_j ds \quad (10)$$

$$q_{ij} = \int_{\Delta S} \nabla_i \varphi_i \cdot \nabla_j \varphi_j ds \quad (11)$$

とする。式(9)より、 c_i と d_i の比が求まり、 $S + \Delta S$ の領域で新固有関数 φ'_i を規格化することにより、 c_i, d_i の値を確定することができる⁽¹⁵⁾。

今、給電ピンが $(\rho_f, 0)$ にパッチ上で ΔS_F の面積だけ存在し、摂動スタブが $(b, \pi/4)[\phi_D = \pi/4]$ に $\Delta S_D, (b, \phi_M)$ に ΔS_M の面積だけ付加されている場合を考える。但し、 $|\Delta S_F|, |\Delta S_D|, |\Delta S_M| \ll S$ と仮定する。このとき、式(10)、式(11)より、 $p_{aa} \sim q_{bb}$ を計算すると、

$$p_{aa} = (\Delta S_D/2 + \Delta S_M \cos^2 \phi_M) [f(b)]^2 - \Delta S_F [f(\rho_f)]^2 \quad (12)$$

$$p_{bb} = (\Delta S_D/2 + \Delta S_M \sin^2 \phi_M) [f(b)]^2 \quad (13)$$

$$p_{ab} = (\Delta S_D/2 + \Delta S_M \sin \phi_M \cos \phi_M) [f(b)]^2 \quad (14)$$

$$q_{aa} = (\Delta S_D/2 + \Delta S_M \sin^2 \phi_M) [f(b)/b]^2 - \Delta S_F [f'(\rho_f)]^2 \quad (15)$$

$$q_{bb} = (\Delta S_D/2 + \Delta S_M \cos^2 \phi_M) [f(b)/b]^2 - \Delta S_F [f(\rho_f)/\rho_f]^2 \quad (16)$$

$$q_{ab} = -(\Delta S_D/2 + \Delta S_M \sin \phi_M \cos \phi_M) [f(b)/b]^2 \quad (17)$$

を得る。これらを式(9)に代入して、新固有値 k'_a, k'_b を求めることで、摂動後の円環パッチ上に生じる電磁界分布を確定することができる。また摂動後の円環パッチの等価回路は図2において、固有値・固有関数を置き換えるだけで得られる。以降では、' を付けることで摂動後の量であることを区別する。

3. インダクタンス相殺スタブの動作原理の検討

3.1 円偏波発生条件とインダクタンス相殺スタブの関係

円偏波放射は $v'_a/v'_b = \pm j$ のとき実現されるから、式(4)、式(6)より円偏波放射条件として、

$$Q^2 (\omega_a'^2 - \omega_b'^2)^2 = \left(\frac{n'_b}{n'_a} \omega_a'^3 + \frac{n'_a}{n'_b} \omega_b'^3 \right) \left(\frac{n'_b}{n'_a} \omega'_a + \frac{n'_a}{n'_b} \omega'_b \right) \quad (18)$$

を得る。また円偏波を放射する周波数 f_c は、

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{n'_b}{n'_a} \omega_a'^3 + \frac{n'_a}{n'_b} \omega_b'^3 \right) / \left(\frac{n'_b}{n'_a} \omega'_a + \frac{n'_a}{n'_b} \omega'_b \right)} \quad (19)$$

と与えられる。従来の円偏波発生条件は $|n'_a/n'_b| \approx 1$ と

いう関係をあらかじめ利用して導出されている⁽⁸⁾。しかしながら、整合スタブ ΔS_M および給電ピン ΔS_F の影響も併せて解析を行う場合、二つの巻き比の大きさが同じであるという前提が崩れるために、上記のように円偏波発生条件を拡張しておく必要がある。

給電ピンの面積 ΔS_F および位置 $F(\rho_F, 0)$ はあらかじめ与えられるので、この場合、 $\Delta S_D, \Delta S_M, \phi_M$ が設計パラメータとなる。給電ピンの存在によって $\phi=0$ 方向の電界が遮られるので、この方向では磁氣的蓄積エネルギーが増加する。従って、 $\phi_M=0$ の位置に整合スタブ $\Delta S_M (>0)$ に配置して電氣的蓄積エネルギーを増加させることで、給電点 $F(\rho_F, 0)$ における過剰インダクタンスを相殺することが可能となる。これにより、リアクタンスが0の状態円偏波を発生することができる。整合状態で動作させるためには入力抵抗が給電線路の特性抵抗 (50Ω) と一致している必要があるが、これは給電点の位置 ρ_F を適当に選ぶことによって実現できる。以上より、最終的に円偏波発生条件(18)より決定すべき量は $\Delta S_D, \Delta S_M$ となる。これらはミュラ一法等を用いて数値的に決定できる。

3.2 解析例

本節では、給電ピンならびに二つの金属片を円環パッチ外周に取り付けたときの固有値・固有関数を解析的に厳密に導出し、整合点での円偏波放射に関して電磁界モードの重ね合せにより議論する。解析モデルは、図1において $a=7.0[\text{mm}]$, $b=4.3a$ で、基板は誘電定数 $\epsilon_r=2.6$, 誘電正接 $\tan \delta=1.8 \times 10^{-3}$ で厚さ $h=1.56[\text{mm}]$ とし、導体部分の導電率が $1.0 \times 10^7 [\text{S/m}]$, $F(\rho_F, 0)=(1.25a, 0)$ において背面よりプローブ給電を行うものとする。

3.2.1 給電ピンのみの効果

式(12)~(17)において $\Delta S_D=\Delta S_M=0$ として、給電ピンのみの効果について検討する。実際に式(9)を解いて固有値・固有関数を求めると、

$$k_a'^2 = \frac{k^2 - \Delta S_F [f'(\rho_F)]^2}{1 - \Delta S_F [f(\rho_F)]^2} \quad (20)$$

$$\phi_a' = f(\rho) \cos \phi \quad (21)$$

および、

$$k_b'^2 = k^2 - \Delta S_F [f(\rho_F)/\rho_F]^2 \quad (22)$$

$$\phi_b' = \frac{f(\rho) \sin \phi}{\sqrt{1 - \Delta S_F [f(\rho_F)]^2}} \quad (23)$$

となる。給電点の方向は $\phi=0$ であるから、 $n_b'=0$ となり、上記の二つのモードのうち ϕ_a' のみが励振されることになる。 $\rho_F \approx a$ の場合、摂動前の固有値 k よりも

摂動後の固有値 k_a が大きくなるため、給電ピンの存在はパッチの共振周波数を高くする方向に寄与することがわかる。従って、摂動前、すなわち、 ΔS_F がない場合の共振周波数では、この円環アンテナはインダクティブな傾向を示すと言える。このように、プローブのインダクタンスは給電ピンの摂動効果で説明できる⁽¹⁶⁾。

3.2.2 二つの金属片による摂動後の固有モード

以下の議論では断らない限り、給電ピンの効果を無視する ($\Delta S_F=0$)。摂動後の固有値 k'^2 は式(9)の2次方程式に式(12)~(17)を代入して解くことにより、

$$k'^2_{(3)} = \frac{k^2 + [f(b)/b]^2 (\alpha \pm \beta)/2}{1 + [f(b)]^2 (\alpha \mp \beta)/2} \quad (24)$$

と与えられる。ここで、

$$\alpha = \Delta S_D + \Delta S_M$$

$$\beta = \sqrt{(\Delta S_D)^2 + (\Delta S_M)^2 + 2\Delta S_D \Delta S_M \sin 2\phi_M}$$

とする。 $\beta \neq 0$ のとき、 $k_a'^2 > k_b'^2$ となって、摂動により縮退が分離される。固有関数は

$$\begin{aligned} \phi'_{(3)} &= f(\rho) \frac{\mp \gamma \cos \phi + (\beta \pm \Delta S_M \cos 2\phi_M) \sin \phi}{\sqrt{2\beta \{1 + [f(b)]^2 (\alpha \mp \beta)/2\} (\beta \pm \Delta S_M \cos 2\phi_M)}} \\ &\quad (25) \end{aligned}$$

と与えられる。ここで、 $\gamma = \Delta S_D + \Delta S_M \sin 2\phi_M$ とする。更に、給電点 F が $(\rho_F, 0)$ であるときの各モードに関する巻き比は、

$$|n_{(3)}|^2 = \frac{S|f(\rho_F)|^2 \gamma^2}{2\beta \{1 + [f(b)]^2 (\alpha \mp \beta)/2\} (\beta \pm \Delta \cos 2\phi_M)} \quad (26)$$

と与えられる。この巻き比は給電電圧の各モードの励振電圧への結合の割合を表しており、金属片の大きさや位置によって変化する。

3.2.3 円偏波発生用金属片 ΔS_D のみによる摂動

$\Delta S_D (>0)$ のみがパッチの縁に付いている場合の固有値および固有関数は、式(24)、式(25)において $\Delta S_M=0$ とおくことにより、

$$k_a'^2 = k^2 + [f(b)/b]^2 \Delta S_D/2$$

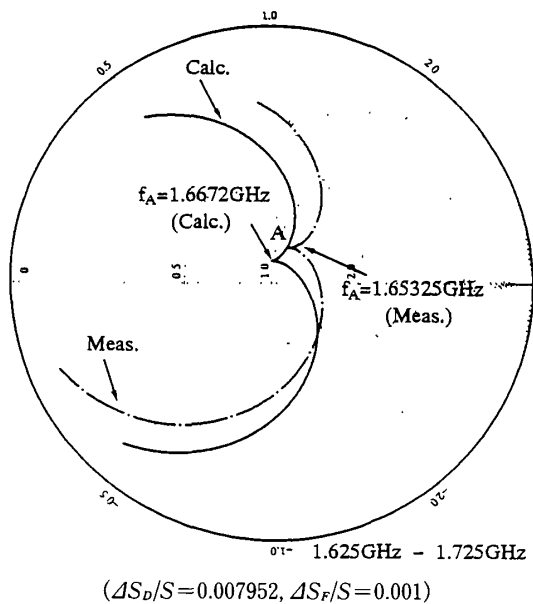
$$\phi_a' = f(\rho) \sin(\phi - \pi/4)$$

および

$$k_b'^2 = \frac{k^2}{1 + [f(b)]^2 \Delta S_D/2}$$

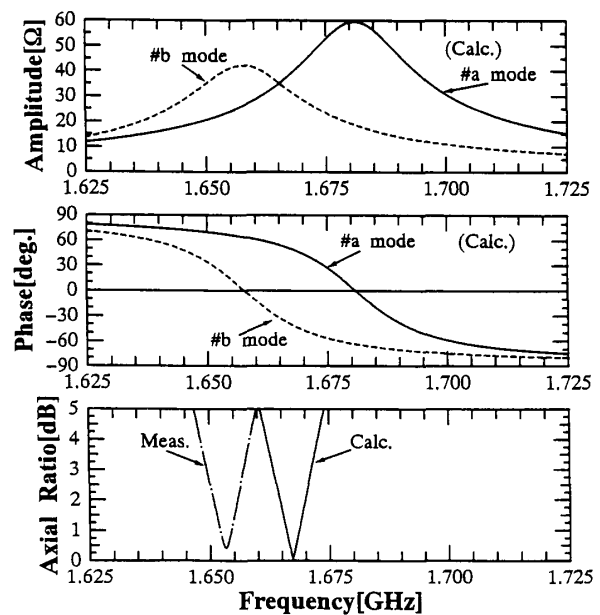
$$\phi_b' = \frac{f(\rho) \cos(\phi - \pi/4)}{\sqrt{1 + [f(b)]^2 \Delta S_D}}$$

となる。 ϕ_a' モードでは、固有値が摂動前よりもやや大きな値をとり、固有関数は $\phi=3\pi/4$ の方向で最大となる、つまり、金属片 ΔS_D に対して直交する方向で電界

図3 インピーダンス特性 (ΔS_D のみ)Fig. 3 An impedance locus for a single stub. (only ΔS_D)

が最大となっている。一方、 ϕ_b モードでは、固有値が摂動前よりも小さくなり、固有関数が $\phi = \pi/4$ で最大となる、つまり、 ΔS_D のある方向で最大となっている。このモードの固有値、すなわち、共振周波数が小さくなるのは摂動した分だけ共振長が増えたためである。また、これらのモードの結合比は $|n_a|^2 : |n_b|^2 \approx 1 : 1$ であって、これらのモードがほぼ等量に励振されている。

今プローブの短絡ピンの面積が $\Delta S_F/S = 0.001$ (S は摂動前のパッチの面積)であるとして、円偏波発生条件より ΔS_D の面積を求めると、 $\Delta S_D/S = 0.007952$ となる。このときの入力インピーダンスを2.で述べた方法で計算すると、図3のようになり、 $f_A = 1.6672$ GHzで複共振が生じ、円偏波を放射することがわかる⁽⁷⁾。この複共振は、 ϕ_a モードと ϕ_b モードの巻き比を考慮したインピーダンス Z_a, Z_b を重ね合わせることで説明でき、周波数 f_A において等振幅で位相差が $\pi/2$ となるように励振されるとき、軸比が0 dBとなる⁽⁷⁾。この様子を図4に示す。今の場合、周波数 f_A において軸比が0 dBとなっており、 $|Z_a| \approx |Z_b|$ かつ $\angle Z_a = 50.0^\circ$ 、 $\angle Z_b = -39.8^\circ$ であって、アンテナ全体でのインピーダンスの位相は $\angle Z = \arg(e^{j\angle Z_a} + e^{j\angle Z_b}) = 5.1^\circ$ となり、誘導的な傾向を示す。なお、このアンテナのインピーダンスおよび軸比に関する測定値を図3、図4に併せて示しておく。

図4 各モードのインピーダンスおよび軸比特性 (ΔS_D のみ)Fig. 4 Frequency characteristics of each mode impedance and axial ratio for a single stub. (only ΔS_D)

3.2.4 インダクタンス相殺用スタブ ΔS_M を付加したときの摂動

$\Delta S_M (> 0)$ を $\phi = \phi_M$ に付けた場合について考える。まず、 ΔS_M のみを付加したときの動作を明らかにするために、 $\Delta S_D = \Delta S_F = 0$ を仮定する。このときの固有値・固有関数は、

$$k_a''^2 = k^2 + [f(b)/b]^2 \Delta S_M / 2$$

$$\varphi_a'' = f(\rho) \sin(\phi - \phi_M)$$

および

$$k_b''^2 = \frac{k^2}{1 + [f(b)]^2 \Delta S_M / 2}$$

$$\varphi_b'' = \frac{f(\rho) \cos(\phi - \phi_M)}{\sqrt{1 + [f(b)]^2 \Delta S_M}}$$

となる。この場合、 ΔS_M の位置 ϕ_M によらず、固有値 $k_a''^2, k_b''^2$ は一定となる。また、 φ_a'' は $\phi = \phi_M + \pi/2$ の方向で電界が最大となるモードで、その共振周波数は摂動前より大きくなる。一方、 φ_b'' は $\phi = \phi_M$ で電界が最大となるモードで、共振周波数は摂動前より小さくなる。

$\phi_M = 0$ のとき、 $\phi = \pi/2$ の方向に φ_b'' モード(共振周波数が低い方)と $\phi = 0$ の方向に φ_a'' モード(共振周波数が高い方)が存在し得るが、 $\phi = 0$ に給電点があるため、 φ_b'' モードのみが励振される。これより ΔS_D と ΔS_M で摂動したとき、このモードは ΔS_D のみで生じるモードのうち共振周波数の低い φ_b'' とのみ結合する。従っ

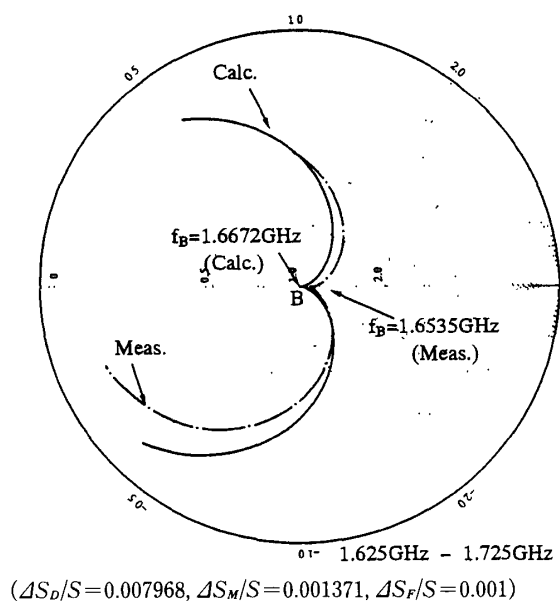


図5 インピーダンス特性 ($\Delta S_D + \Delta S_M(\phi_M = 0)$)
Fig. 5 An impedance locus for two stubs. ($\Delta S_D + \Delta S_M(\phi_M = 0)$)

て、 ΔS_D の寄与が ΔS_M のそれに比べて十分大きい場合、アンテナ全体では $\phi = \pi/4$ 方向のモードが $\phi = 3\pi/4$ 方向のモードよりも多く励振されることが予想される。

次に給電ピンを考慮して計算した入力インピーダンスを図5に、各モードの巻き比を含めたインピーダンスの振幅と位相、ならびに、軸比特性を図6に示す。ここで、給電ピンの面積を $\Delta S_F/S = 0.001$ として、円偏波発生条件(18)より $\Delta S_D/S = 0.007968$, $\Delta S_M/S = 0.001371$ とした。これらの図より、 ΔS_M により ΔS_F のインダクタンス効果が相殺され、両モードがほぼ等振幅励振されることがわかる。この結果、両モードの振幅が同一となる複共振状態が $f_B = 1.6682$ GHz で生じ、その点で両モードの合成位相が0となり、インピーダンスは実数となる。すなわち、リアクティブエネルギーが0となる。このように、給電ピン ΔS_F の誘導的な効果が相殺するように ΔS_D , ΔS_M を条件(18)により決定することで、整合点での円偏波の発生が実現できる(図5)。今の場合、周波数 f_B において、 $|Z_a| \approx |Z_b|$ かつ $\angle Z_a = 45.2^\circ$, $\angle Z_b = -44.8^\circ$ であって、入力インピーダンスの位相は $\angle Z = \arg(e^{j\angle Z_a} + e^{j\angle Z_b}) \approx 0^\circ$ となり、リアクタンスが0となっている。図5、図6には測定値も併せて示してある。これら測定値は計算値よりも周波数が低目ではあるが、整合スタブの追加により、ほぼ整合状態で円偏波発生が可能であることが実験的にも確認できる。

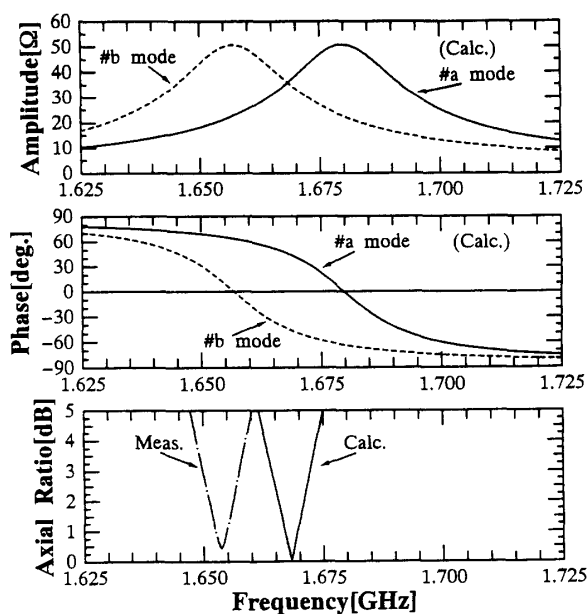


図6 各モードのインピーダンスおよび軸比特性 ($\Delta S_D + \Delta S_M(\phi_M = 0)$)
Fig. 6 Frequency characteristics of each mode impedance and axial ratio for a single stub. ($\Delta S_D + \Delta S_M(\phi_M = 0)$)

以上を $\phi_M \neq 0$ の場合に拡張する。 ΔS_M を付加したことにより新たに生じる電界は、 ϕ'_a が最大となる $\phi = 3\pi/4$ の方向と ϕ'_b が最大となる $\phi = \pi/4$ の方向の成分に分解できる。このとき、各方向成分は電界のその方向への正射影で与えられ、共振周波数の高い ϕ'_a モードに対して $\sin^2 \phi_M$ 、低い ϕ'_b モードに対して $\cos^2 \phi_M$ という割合でエネルギー的に結合すると考えられる。このことは ϕ_M の位置によりモード結合の割合を制御できることを意味している。具体的には、これらの二つのモードが等振幅で励振されるとき合成位相を正・負と変化させることで、系全体のインピーダンスを誘導的あるいは容量的にすることができることを示唆している。今の場合、 $\Delta S_M > 0$ の付加により、インピーダンス ($\Delta S_F = 0$ を仮定) に対して、 $-\pi/4 < \phi_M < \pi/4$ で容量的、 $\pi/4 < \phi_M < 3\pi/4$ で誘導的な効果を示す。例えば $\phi_M = \pi/2$ の場合、 $\phi_M = 0$ のときと反対に、共振周波数の高いモードが ϕ'_a モードと ΔS_M の寄与により生じ、低いモード (ϕ'_b モード) よりも多く励振されるため、 ΔS_M は誘導的な作用をする。 $\Delta S_D/S = 0.0080$, $\Delta S_M/S = 0.0034$, $\Delta S_F = 0$ と固定して ϕ_M を変化させたときの正面方向での軸比が最小となる周波数でのインピーダンスの計算結果を表1に示す。

$\Delta S_D \gg \Delta S_M$ という近似を行うと、このモード結合の様子は解析的にも説明できる。このとき、 $\beta \approx \gamma$ となる

表 1 軸比最小点におけるインピーダンス
($\Delta S_D/S=0.0080$, $\Delta S_M/S=0.00340$, $\Delta S_F=0$)

ϕ_M	f_c [GHz]	$Z[\Omega]$	AR[dB]
-45°	1.66848	76.1 + j 0.0	4.8
-30°	1.67095	66.3 - j20.1	4.0
-15°	1.67278	51.8 - j23.4	2.0
0°	1.67347	42.9 - j18.1	0.1
15°	1.67285	37.7 - j11.0	1.7
30°	1.67107	34.5 - j 4.8	2.7
45°	1.66862	33.4 + j 0.3	3.1
60°	1.66615	34.5 + j 5.4	2.7
75°	1.66432	37.6 + j11.4	1.7
90°	1.65363	42.8 + j18.4	0.1
105°	1.65425	51.8 + j23.6	2.1
120°	1.66603	66.3 + j20.2	4.0
135°	1.66848	76.1 + j 0.0	4.8

ことに注意すると、式(26)より、

$$|n_a|^2 \approx B \left\{ \left(1 - \frac{\Delta S_M}{\Delta S_D} \right) + 2 \frac{\Delta S_M}{\Delta S_D} \sin^2 \phi_M \right\} \quad (27)$$

$$|n_b|^2 \approx B \left\{ \left(1 - \frac{\Delta S_M}{\Delta S_D} \right) + 2 \frac{\Delta S_M}{\Delta S_D} \cos^2 \phi_M \right\} \quad (28)$$

が得られる。但し、 B は定数とし、 $\Delta S_F=0$ を仮定する。式(27)、式(28)において $2\Delta S_M/\Delta S_D$ を含む項が ΔS_M の寄与を表しており、先の議論と同様に、 ϕ'_a モードは $\sin^2 \phi_M$ 、 ϕ'_b モードは $\cos^2 \phi_M$ の形で結合していることがわかる。特に $\phi_M=0$ のときは、 $|n_a|^2 : |n_b|^2 \approx (\Delta S_D + \Delta S_M) : (\Delta S_D - \Delta S_M)$ となり、 ϕ'_a モードが多く励振される。このように、モードの結合は主として摂動金属片の面積 ΔS_D 、 ΔS_M と位置 ϕ_M に関する比較的簡単な関係で支配されている。

4. むすび

本論文では、プローブ給電型マイクロストリップアンテナの設計上問題となるプローブのインダクタンス分を相殺するための一手法である整合スタブ付加について、その動作原理を解析的に検討した。スタブを電界の強い部分に配することでインダクタンス分を相殺できるのは、各モードの励振振幅比が共振周波数の低いモードが大きく、アンテナ全体のインピーダンスの位相を負の方向に変化させるためであることが明らかとなった。このことは、スタブの付加により電氣的蓄積エネルギーが増加したことと対応しており、直観的なイメージと符合している。更に、円偏波発生用の金属片を合わせて付加した場合に円偏波発生条件を適用

し、金属片の設計する手順について示した。

文 献

- (1) 伊藤精彦, 手代木扶: “薄型アンテナの現状と動向”, 信学論(B), **J71-B**, 11, pp. 1217-1227 (1988-11).
- (2) Mailloux R. J.: “Antenna Array Architecture”, Proc. IEEE, **80**, 1, pp. 163-172 (1992).
- (3) Carver K. R. and Mink J. W.: “Microstrip Antenna Technology”, IEEE Trans. Antennas and Propagation, **AP-29**, 1, pp. 2-24 (1981).
- (4) Pozar D. M.: “Tuning Stubs for Microstrip Patch Antenna”, IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, **29**, 6, pp. 26-28 (1987).
- (5) Plessis du M. and Cloete J. H.: “Tuning Stubs for Microstrip Patch Antenna”, 1993 IEEE AP-S International Symposium Digest, **2**, pp. 964-967 (1993).
- (6) Park I., Mittra R. and Aksun I.: “Analysis of Microstrip Patch Antenna with Tuning Stubs Using the Closed-Form Green’s Function”, 1993 IEEE AP-S International Symposium Digest, **3**, pp. 1442-1445 (1993).
- (7) 羽石 操, 吉田信一郎: “1点給電による方形マイクロストリップ円偏波アレーの一設計法”, 信学論(B), **J64-B**, 4, pp. 225-231 (1981-04).
- (8) 羽石 操, 吉田信一郎, 岡 信之: “バックフィード形1点給電によるマイクロストリップ円偏波用円板アンテナ”, 信学論(B), **J63-B**, 6, pp. 559-565 (1980-06).
- (9) 堤 智行, 津田信一郎, 羽石 操: “リングマイクロストリップアンテナの放射特性”, 信学’92春大, B-82.
- (10) 新井宏之, 金田久美子, 後藤尚久: “円環アンテナの入力インピーダンス特性”, 信学技報, **A・P88-80** (1988).
- (11) Lee K. F. and Dahele J. S.: “Handbook of Microstrip Antennas”, chapter 3, Peter Peregrinus, London (1989).
- (12) Bahl I. J. and Bhartia P.: “Microstrip Antennas”, chapter 3, Artech House, Dedham, MA (1980).
- (13) Balanis C. A.: “Antenna Theory”, John Wiley & Sons, New York (1982).
- (14) Morse P. M. and Feshbach H.: “Methods of Theoretical Physics, part II”, McGraw-Hill, New York (1953).
- (15) 大越孝敬, 三好旦六: “平面回路”, オーム社(1975).
- (16) 大嶺裕幸, 砂原米彦: “境界要素法を用いた1点給電円偏波マイクロストリップアンテナの解析”, 信学技報, **A・P93-100** (1993).

(平成6年5月16日受付, 8月25日再受付)



石井 望

平1 北大・工・電子卒。平3 同大大学院修士課程了。同年北大・工・電子助手、現在に至る。この間、小形アンテナの数値解析ならびに測定に従事。IEEE 会員。



伊藤 精彦

昭38 北大・工・電気卒。昭40 同大大学院修士課程了。同年北大・工・電子・講師、昭41 同助教授、昭54 同教授、現在に至る。この間、電磁波、アンテナ、情報伝送、放送衛星による時刻と周波数の精密比較、スーパーリゾリューション法を用いた電磁波測定、太陽発電衛星等の研究に従事。昭43 年度米沢賞、平3 SPS 論文賞各受賞。昭45~46 米国シラキュース大にてアンテナシステムに関する研究に従事。IEEE、テレビジョン学会各会員。工博。