

■4 群 (通信工学) -2 編 (アンテナ・伝搬)

5 章 平面アンテナ

(執筆者：山本 学) [2010年3月 受領]

■概要■

平面アンテナの代表例として、マイクロストリップアンテナ (Microstrip Antenna) がある。マイクロストリップアンテナは、誘電体基板と、その両面に印刷配線された放射素子と地導体板を構成要素とする平面アンテナである。半導体素子を製造する場合と同様に、フォトリソグラフィ技術を駆使することにより、低コストで同じアンテナを大量に生産することが可能である。また、半導体素子やマイクロ波素子を放射素子と同一の基板上に配置できることから、近年、アクティブアンテナやインテグレートッドアンテナの基本素子として注目を集めている。

マイクロストリップアンテナの概念が初めて提案されたのは 1950 年代であるが、当初は注目を集めることはなかった。しかし、1970 年代にロケットのテレメトリーが VHF 帯から S バンドに移行し、S バンドで使用可能な高速飛翔体用アンテナの開発が必要になったことをきっかけとして、マイクロストリップアンテナに対する期待が急速に高まった。以来、広帯域化、円偏波の励振、非接触な給電構造の実現などを目的として、放射素子の形状、給電技術、基板構造などに関する研究が広く行われてきた。

【本章の構成】

本章では、代表的な平面アンテナとしてマイクロストリップアンテナをとりあげ、方形マイクロストリップアンテナの動作原理及び諸特性 (5-1 節)、円形マイクロストリップアンテナの基本特性 (5-2 節)、給電方法 (5-3 節)、円偏波技術 (5-4 節)、アレー化技術 (5-5 節) について概説する。

■4群 - 2編 - 5章

5-1 方形マイクロストリップアンテナ

(執筆: 山本 学) [2010年3月受領]

マイクロストリップアンテナは、1970年前半の Munson や Howell による研究^{1), 2)}を端緒に発展した平面アンテナであり、その概念は1953年、Deschampsにより初めて示された³⁾。マイクロストリップアンテナの基本構造を図5・1(a)に示す。誘電体基板の表面と裏面にそれぞれ板状の放射素子と地導体板が配置されている。多様な形状の放射素子が利用可能であるが、設計・製作が容易であることと、良好な放射特性が得られることから、一般に方形や円形の放射素子が用いられる。本節では、方形の放射素子を有するマイクロストリップアンテナの動作原理及び諸特性について述べる。

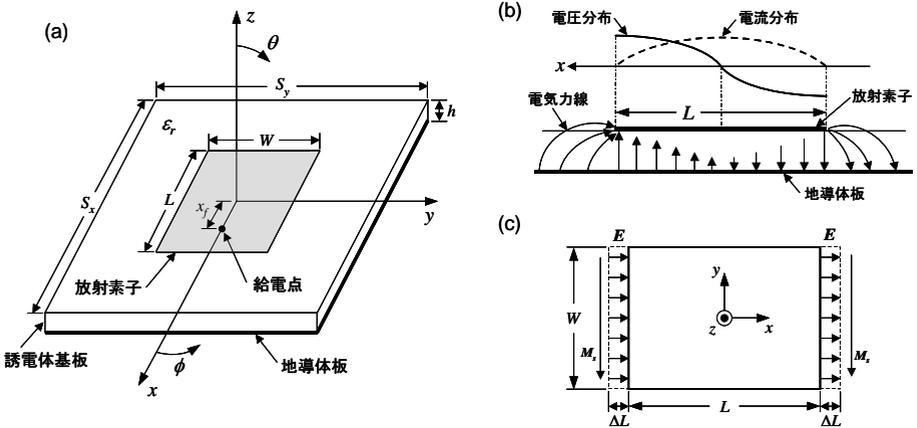


図 5・1 (a) 方形マイクロストリップアンテナの基本構造, (b) 放射素子の長手方向に沿った電界分布及び電圧・電流分布, (c) 等価スロットモデル

5-1-1 動作原理

図5・1(a)に示すように、方形マイクロストリップアンテナ(Rectangular Microstrip Antenna)は、長さが L 、幅が W で両端が開放されたマイクロストリップ線路と同等の構造を有しており、 L が $1/2$ 波長の整数倍に一致する周波数で共振する開放型共振器である⁴⁾。開放型共振器では、共振器外部への放射に起因する共振器の Q の低下が生じる。両端開放のマイクロストリップ線路を共振器として動作させる場合には、放射による Q の低下を回避するために高誘電率の誘電体基板が用いられ、かつ、基板の厚さ h と線路幅 W は波長に対して十分小さくなるように設定される。一方、低誘電率の誘電体基板を使用するとともに、 W と h を波長に対して比較的大きな値とすれば放射量が増加する現象を放射素子として応用したものがマイクロストリップアンテナである。

L を $1/2$ 波長とした場合について、放射素子近傍における電界分布と電圧・電流分布を図5・1(b)に示す。放射素子の両端で振幅がゼロ、中央で振幅が最大の電流定在波が生じる。また、

電流定在波と電圧定在波の位相は1/4波長だけ異なることから、放射素子の両端で振幅最大、中央でゼロの電圧分布となる。更に、放射素子と地導体板間に生じる電界強度と電圧振幅は比例関係にあるから、電界強度は放射素子の両端で最大、中央でゼロとなる。このとき、放射素子端部から素子の外側に広がって分布するフリッジング電界が生じる。図5・1(c)に示すように、アンテナ上部から見たフリッジング電界の x 成分は放射素子の両端で同方向の分布となっている。 x 方向の電界は y 方向の磁流と等価であるから、放射素子の両端に磁流 M_s が存在し、これらを波源とした放射が生じると考えることができる。すなわち、方形マイクロストリップアンテナを2素子のスロットから成るアレーアンテナに置き換えて取り扱うことが可能である。このような方形マイクロストリップアンテナのモデル化は等価スロットモデルと呼ばれ、アンテナ諸特性の解析に用いられる。

5-1-2 共振周波数

図5・1(b)に示すような電界分布の電磁界は、方形マイクロストリップアンテナの TM_{10} モードと呼ばれる⁵⁾。図5・1(b)には幅方向に対する(y 方向)分布が示されていないが、 TM_{10} モードの電磁界は y 座標に依存せず、幅方向に対して一様な分布となる。 TM_{10} モードで動作する方形マイクロストリップアンテナの共振周波数 f_r は次式で与えられる⁵⁾。

$$f_r = \frac{c_0}{2L_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5 \cdot 1)$$

ここで、 c_0 は真空中の光速、 ϵ_r は誘電体基板の比誘電率である。また、 L_e はフリッジング電界の影響を考慮に入れた場合の等価的な放射素子長であり、次式のように表される^{5),6)}。

$$L_e = L(1+\Delta) \frac{\sqrt{\epsilon_{re}(L)\epsilon_{re}(W)}}{\epsilon_r} \quad (5 \cdot 2)$$

上式の Δ と $\epsilon_{re}(x)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$\Delta = \frac{h}{L} \left[0.882 + \frac{0.164(\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r^2} + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi \epsilon_r} \left\{ 0.758 + \ln \left(\frac{L}{h} + 1.88 \right) \right\} \right] \quad (5 \cdot 3)$$

$$\epsilon_{re}(x) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{x} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (5 \cdot 4)$$

式(5・1)～(5・4)を用いることにより、 TM_{10} モードで動作する方形マイクロストリップアンテナの共振周波数を求めることができる。

5-1-3 放射指向性

誘電体基板及び地導体板が無限の広がりを持つものとして、図5・1(c)に示す等価スロットモデルを用いて方形マイクロストリップアンテナの放射電界を求めると、次に示す結果が得られる^{7),8)}。

$$E_{\theta} = -j \frac{2V_0}{\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{\sin \phi}{\sin \theta \cos \phi} \sin \left(\frac{k_0 W}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \cos \left(\frac{k_0 L}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \quad (5 \cdot 5)$$

$$E_{\phi} = -j \frac{2V_0}{\pi} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \frac{\cos \theta}{\sin \theta} \sin \left(\frac{k_0 W}{2} \sin \theta \cos \phi \right) \cos \left(\frac{k_0 L}{2} \sin \theta \sin \phi \right) \quad (5 \cdot 6)$$

ここで、 V_0 は給電電圧によって決まる定数である。また、 r はアンテナから観測点までの距離、 k_0 は自由空間での平面波の波数である。

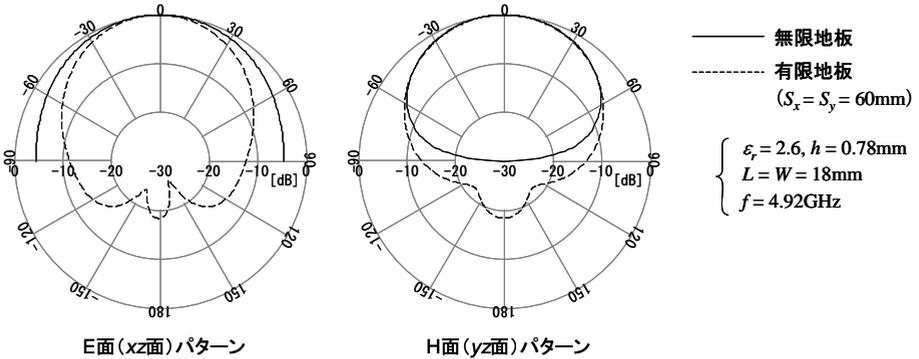


図 5・2 方形マイクロストリップアンテナの放射指向性の一例

式(5・5)と(5・6)を用いて計算された方形マイクロストリップアンテナの放射指向性の一例を図 5・2 に実線で示す。ただし、E 面パターンは xz 面 ($\phi=0$) 内での E_{θ} 成分を、H 面パターンは yz 面 ($\phi = \pi/2$) 内での E_{θ} 成分をそれぞれ最大振幅で規格化し、仰角 θ に対してプロットしたものである。放射強度はアンテナに対して垂直な方向(図 5・1(a)の $+z$ 方向)で最大となり、E 面パターンに比べて H 面パターンのビーム幅が小さくなることが確認できる。ここで参考のために、誘電体基板と地導体板が有限の場合について数値シミュレーション (FDTD 法) を行うことにより得られた放射指向性を図 5・2 に破線で示す。有限寸法の誘電体基板と地導体板の端部で生じる回折現象⁸⁾により、アンテナ背面にも放射が生じることと、放射パターンの形状が変化することが分かる。

5-1-4 入力インピーダンス

放射素子の共振周波数における入力抵抗 R_m は、次式で近似的に与えられる^{5),7)}。

$$R_m \approx \left(\frac{R_r}{2} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi x_f}{L} \right) \quad (0 \leq x_f \leq L/2) \quad (5 \cdot 7)$$

ここで、 R_r は放射素子端部でのフリッジング効果に起因する放射抵抗であり、次式のように近似的に表される⁷⁾。

$$\left. \begin{aligned}
 R_r &= 90 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right)^2 && (W \leq 0.35\lambda_0) \\
 R_r &= \frac{1}{\left(\frac{W}{120\lambda_0} - \frac{1}{60\pi^2} \right)} && (0.35\lambda_0 < W \leq 2\lambda_0) \\
 R_r &= 120 \left(\frac{\lambda_0}{W} \right) && (W > 2\lambda_0)
 \end{aligned} \right\} \quad (5 \cdot 8)$$

式(5.7)より，入力抵抗は放射素子の中心 ($x = 0$) で最小，放射素子端部 ($x = L/2$) で最大となることが分かる。放射素子端部での R_m は一般に $300 \sim 500 \Omega$ となることが知られている。したがって，特性インピーダンスが 50Ω の給電線路との整合を得るためには，式(5.7)より $x_f = 0.15L$ 程度の位置に給電点を配置すればよいことが分かる。

■4 群 - 2 編 - 5 章

5-2 円形マイクロストリップアンテナ

(執筆: 山本 学) [2010年3月 受領]

円形マイクロストリップアンテナ (Circular Microstrip Antenna) の構造を図 5・3(a) に示す。放射素子が円形であることを除けば、方形マイクロストリップアンテナと同一の基本構造である。円形マイクロストリップアンテナは TM_{11} モードと呼ばれる電磁界分布で動作させるのが一般的である⁸⁾。図 5・3(a) に示すように、放射素子の中心を通る x 軸上で同軸給電した場合、 TM_{11} モードで動作する円形マイクロストリップアンテナ上の電流分布は図 5・3(b) に示すようになる⁹⁾。このとき、アンテナ正面方向 (+ z 方向) での主偏波は x 軸に平行となる。 TM_{11} モードを基本モードとする円形マイクロストリップアンテナの共振周波数 f_r は次式で与えられる^{5), 8)}。

$$f_r = \frac{\chi_{11} c_0}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \tag{5・9}$$

上式において c_0 は真空中の光速、 $\chi_{11}=1.841$ は 1 次の第 1 種ベッセル関数 $J_1(x)$ の 1 番目の根である。また、 a_e は放射素子端部でのフリッジング効果の影響を考慮した場合の放射素子の等価半径であり、次式で与えられる。

$$a_e = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left(\ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726 \right)} \tag{5・10}$$

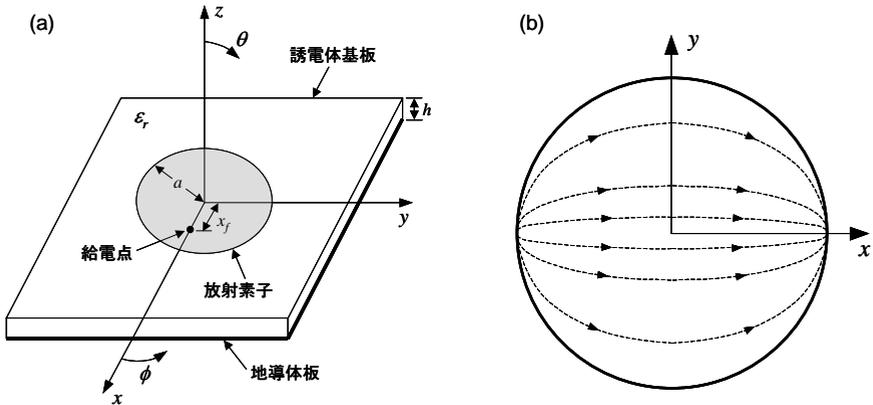


図 5・3 (a) 円形マイクロストリップアンテナの基本構造. (b) TM_{11} モードで動作する円形マイクロストリップアンテナの電流分布

誘電体基板と地導体板が無限の広がりを持っている場合、 TM_{11} モードで動作する円形マイクロストリップアンテナの放射電界は次式で表される⁸⁾。

$$E_{\theta} = -jV_0 k_0 a \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \cos \phi J_1'(k_0 a \sin \theta) \quad (5 \cdot 11)$$

$$E_{\phi} = jV_0 \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \sin \phi \frac{\cos \theta}{\sin \theta} J_1(k_0 a \sin \theta) \quad (5 \cdot 12)$$

ここで、 V_0 は給電電圧によって決まる定数、 r はアンテナと観測点との距離、 k_0 は自由空間での平面波の波数である。円形マイクロストリップアンテナのE面及びH面放射パターンは、方形マイクロストリップアンテナのそれらとほぼ同一の形状となることが知られている。

■4群 - 2編 - 5章

5-3 マイクロストリップアンテナの給電方法

(執筆者：山本 学) [2010年3月 受領]

マイクロストリップアンテナの給電方法は、直接給電方式と電磁結合給電方式に大別される^{6)~8)}。本節では、これら給電方式の代表例として、背面同軸給電方式、共平面給電方式、スロット結合給電方式及び近接結合給電方式をとりあげ、それらの特徴について解説する。

5-3-1 直結給電方式

図5・4(a)に示す背面同軸給電 (Coaxial Feed) は、マイクロストリップアンテナの給電方法として最も基本的なものである。本方式は、地導体板と誘電体基板を貫く同軸線路やコネクタを用いてアンテナ背面から放射素子に給電するものであり、プローブ給電またはピン給電方式とも呼ばれる。同軸線路やコネクタの内導体と外導体はそれぞれ放射素子と地導体板に接続されている。給電点を放射素子上の適切な位置に設定することにより、インピーダンス整合を得ることができる。本方式を用いる場合、同軸線路の中心導体を通すためのスルーホール加工や、同軸線路と放射素子とのハンダ付けによる接合が必要となるため、製作工程が煩雑となる。このため、主に単体のマイクロストリップアンテナの給電法として用いられることが多い。

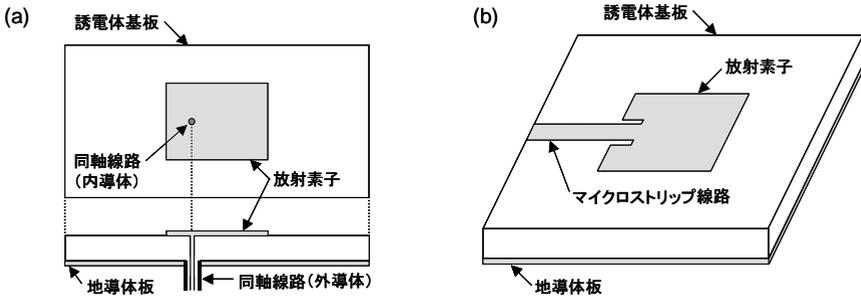


図5・4 直結給電方式。(a)背面同軸給電、(b)共平面給電

図5・4(b)に示す共平面給電 (Coplanar Microstrip Feed) は、放射素子と同一面上に配置されたマイクロストリップ線路で放射素子に給電する方式である。放射素子の端部から内部領域に向けて、線路と平行な切込部を設け、その切込部の先端部にマイクロストリップ線路を接続し、先端部分の位置を調整することにより整合をとることができる。あるいは、給電点を放射素子の端部に配置し、主給電線路と給電点との間に1/4波長整合回路を挿入することにより、インピーダンス整合を得ることも可能である。本給電法において、アンテナ特性の広帯域化のために低誘電率かつ波長に対して厚い基板を用いると、マイクロストリップ線路からの不要放射が大きくなり、放射指向性が乱れることや、給電損失増加による放射効率低下などが問題となる。

5-3-2 電磁結合給電方式

背面同軸給電や共平面給電などの直結給電方式が有する欠点・問題点を解消できる給電法として、図 5・5 に示す電磁結合給電方式がある。図 5・5(a) に示すスロット結合給電 (Slot-coupled Microstrip Feed) では、放射素子とマイクロストリップ線路が個別の誘電体基板上に形成されており、地導体板を挟み込む形で誘電体基板が密着配置されている。地導体板に空けられたスロットを介して、放射素子とマイクロストリップ線路を電磁結合させることによって放射素子が励振される。マイクロストリップ線路をスロット直下から 1/4 波長程度離れた位置で開放とし、スロットの寸法を調整することにより、インピーダンス整合をとることが可能である^{5), 10)}。スロットの形状は長方形とするのが一般的であるが、結合度の改善を目的として、ドッグボーン型など、長方形以外のスロットが用いられることもある⁵⁾。

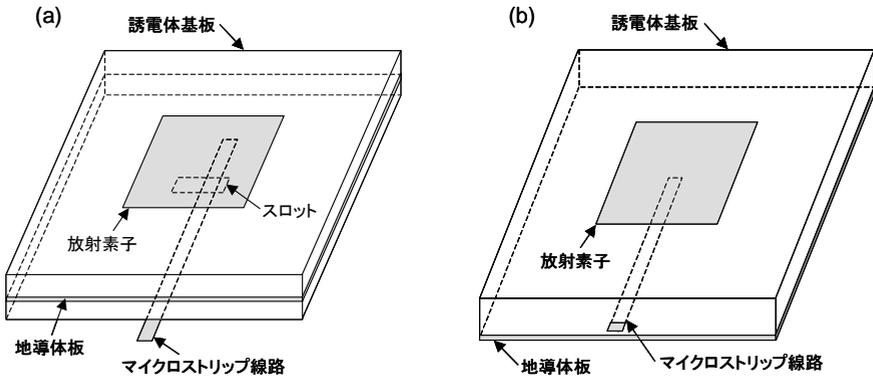


図 5・5 電磁結合給電方式. (a)スロット結合給電. (b)近接結合給電

スロット結合給電方式の利点として、放射素子と給電線路が地導体板により分離される構造であることから、給電線路からの不要放射による放射指向性の劣化が生じにくいことがあげられる。また、放射素子とマイクロストリップ線路のそれぞれに対して適当な誘電率の誘電体基板を使い分けることができる。更に、給電線路と放射素子とのハンダ付けなどによる物理的な接続部分が存在しないことから機械的に強固な構造となり、アンテナの信頼性向上が期待される。

なお、スロット結合給電のための給電線路として、マイクロストリップ線路の他に、遮蔽構造のトリプレート線路を用いることも可能である。マイクロストリップ線路の代わりにトリプレート線路を用いる利点として、回路基板などとの多層化が容易であることや、給電線路からの不要放射抑制によるアンテナ放射効率の改善が可能であることなどがあげられる。一方で、電磁結合用のスロットにより、トリプレート線路の地導体板間を伝搬する不要モード (平行平板モード) が励振され、それによってアンテナ特性の劣化が生じることがある。このため、スロット結合給電方式でトリプレート線路を使用する場合には、平行平板モード抑制のための対策をとることが求められる¹¹⁾。

図 5・5(b) に示す近接結合給電 (Proximity Coupled Microstrip Feed) では、放射素子が形成された誘電体基板と、マイクロストリップ線路のストリップ導体と地導体板が配置された誘

電体基板が重層化されている。マイクロストリップ線路のストリップ導体を放射素子の下部に延長し、放射素子とマイクロストリップ線路を電磁結合させることにより、放射素子を励振している。放射素子に対するストリップ導体の挿入長を調整し、適切な値に設定することによってインピーダンス整合を得ることが可能である。

■4群 - 2編 - 5章

5-4 マイクロストリップアンテナの円偏波技術

(執筆者：山本 学) [2010年3月 受領]

衛星通信や移動体通信に加えて、ETCやGPSなどの交通・運輸向無線システムの発展とともに、円偏波平面アンテナ (Circular Polarized Planar Antenna) が注目されるようになってきた。マイクロストリップアンテナは、円偏波平面アンテナの放射素子として広く用いられている。マイクロストリップアンテナに円偏波を放射させる方法は、二点給電方式と一点給電方式の二つに大別される。本節では、これらのマイクロストリップアンテナの円偏波技術について概説する。

5-4-1 二点給電方式

マイクロストリップアンテナに円偏波を放射させる手法の一つとして、二点給電方式がある。図5・6に示すように、方形または円形マイクロストリップアンテナを空間的に直交する二つの給電点 F_1 と F_2 で給電した場合、互いに直交する二つの電流 (モード) が放射素子上に励振される。これらの電流の振幅が互いに等しく、かつ位相差が $\pi/2$ となるように F_1 と F_2 で給電することにより、円偏波を発生させることができる。このような条件を実現することが可能な給電法として、図5・6に示すように、二分配回路と位相調整回路 (給電線路長を調整) を用いて、等振幅かつ位相差が $\pi/2$ の二信号を発生させ、これらを二つの給電点 F_1 と F_2 に与える方法がある。この他に、3 dB ハイブリッド素子を用いて二つの給電点を励振する方法もある^{5), 8)}。二点給電方式の利点として、後述の一点給電方式に比べて、軸比などの周波数特性が一般に広帯域であることがあげられる。一方で、二分配回路や3 dB ハイブリッドなどの外部回路が必要であるため、給電系が複雑になることは本方式の欠点である。

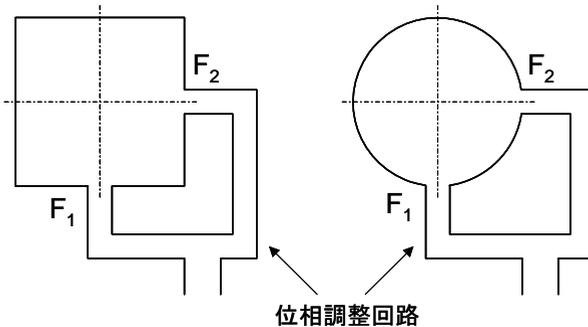


図5・6 二点給電方式による円偏波マイクロストリップアンテナの一例

5-4-2 一点給電方式

図5・7(a)に示す一点給電方式は、二分配回路や3 dB ハイブリッドなどの位相調整回路を用いることなく、マイクロストリップアンテナに円偏波を放射させる方法である。外部回路が不要であることから給電系が単純な構成で済むことや、二点給電方式に比べて給電系の設計

が容易であることなどが本方式の長所である。

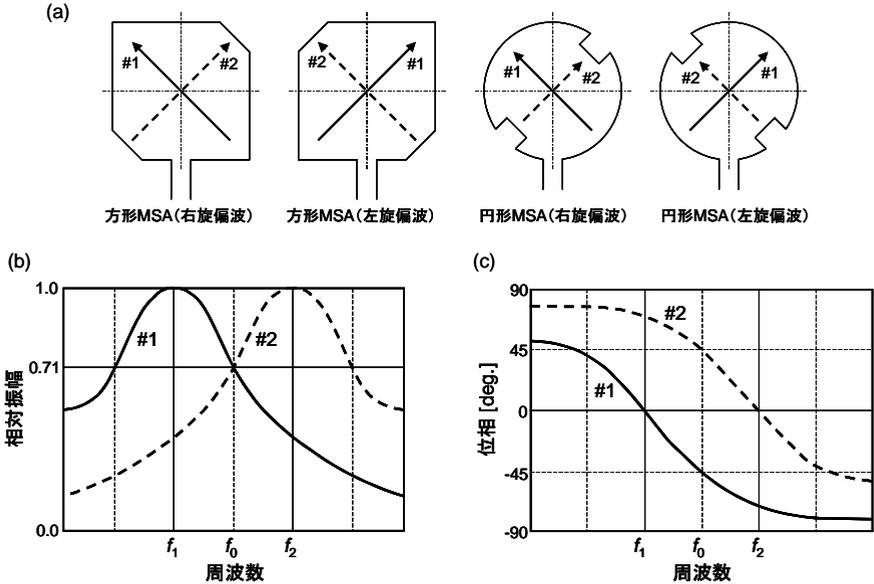


図 5-7 (a) 一点給電方式による円偏波マイクロストリップアンテナの代表例。(b) 二つのモードの振幅特性。(c) 二つのモードの位相特性。

図 5-7(a)に示すように、方形または円形マイクロストリップアンテナに切込みを入れた場合、基本モードの縮退が解けることにより、互いに直交する二つの電流(#1モードと#2モード)がアンテナ素子上に励振される。このような切込みは縮退分離素子あるいは摂動素子と呼ばれる。放射素子に切込みが入れられたことにより、#2モードの電流が流れる経路の長さは、#1モードのそれに比べて短くなる。したがって、両モードの共振特性を比較した場合、図 5-7(b)に示すように、#1モードの共振周波数 f_1 は、#2モードの共振周波数 f_2 よりも低くなる。ここで、同図のように、二つのモードの共振特性が、共振時の振幅に対して倍となる周波数 f_0 で交点を持つように切込みの面積が設定されると、図 5-7(c)に示すように、 f_0 における#1と#2モード間の位相差は $\pi/2$ 前後の値となる。これらのモードを波源とする放射界が空間的に合成されることにより円偏波が生成される。図 5-7(a)に示すように、右旋偏波が放射されるように設定された縮退分離素子の位置を給電点に対して対称な位置に配置することにより、左旋偏波を発生させることが可能である。

以上のように本方式では、二つのモードの共振周波数近傍で振幅と位相の周波数特性が大きく変化することを用いて円偏波を発生させている。このため、本方式において良好な円偏波が得られる帯域幅は一般に狭帯域となる。なお、本項では、縮退分離素子として放射素子の一部に切込みを入れた場合について説明したが、突起素子やスリットを付加するなど、縮退分離素子の形状とその設計法については多くの研究例が報告されている^{5)~8)}。

■4群 - 2編 - 5章

5-5 マイクロストリップアンテナのアレー化技術

(執筆者：山本 学) [2010年3月 受領]

適当な間隔で配置された複数のアンテナ素子と、それらを励振するための給電回路から成るアンテナをアレーアンテナと呼ぶ。マイクロストリップアンテナは平面アレーアンテナの基本素子として広く用いられている。本節では、マイクロストリップアンテナのアレー化技術について、給電方式の観点から概説する。

5-5-1 直列給電形アレー

図5・8に示すように、給電線路に沿って複数の放射素子を適当な間隔で配置することにより構成されたアレーアンテナを直列給電形アレー (Series-fed Array Antenna) と呼ぶ。本構成法によるアレーアンテナは、給電線路の終端条件によって、レゾナントアレー (定在波形) とノンレゾナントアレー (進行波形) に大別される^{12),13)}。レゾナントアレーは、給電線路の終端を開放または短絡としたものであり、一般に主ビームが給電線路に対して垂直な方向(ブロードサイド)を向くアレーアンテナとして用いられる。ノンレゾナントアレーは、給電線路を整合負荷で終端したものであり、主ビーム方向をブロードサイドからチルトさせたアレーアンテナとして用いられるのが一般的である。レゾナントアレーは少ない素子数でも整合が得られ、放射効率が良いといった利点を有する。一方、ノンレゾナントアレーは、放射素子数が多い場合に有効であり、レゾナントアレーに比べて一般に広帯域な特性となる。

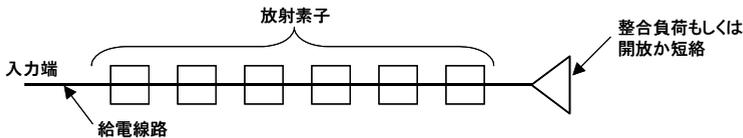


図5・8 直列給電形アレー

5-5-2 並列給電形アレー

図5・9(a)のように、複数の二分配器による分岐構造を有する給電線路と、その終端に接続された複数の放射素子からなるアレーアンテナを並列給電形アレー (Corporate Feeding Array Antenna) と呼ぶ。入力端から各放射素子までの線路長が同一になることから、一般に広帯域なアンテナ特性が得られる。また、直列給電形アレーに比べて放射素子の間隔や位置の設定の自由度が高いといった利点がある。更に、分岐後の線路と放射素子との間に移相器を挿入することにより、主ビーム方向を電子的に走査可能なフェーズドアレーアンテナとして動作させることも可能である。その一方で、放射素子数が多い場合には、入力端から各放射素子までの線路長が長くなるため、給電線路の伝送損失の影響が大きくなり、放射効率の低下が問題となる。また、二分配器やインピーダンス変換器が必要になることから、給電回路の構成が複雑になるといった短所がある。並列給電形アレーの基本構造は、図5・9(a)に示す対称構造であるが、二分配器やインピーダンス整合器の数を減らして給電系の構成をシンプルに

することを目的として、図5・9(b)のような非対称構造が用いられることもある。

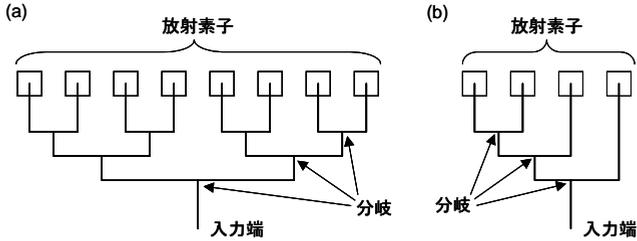


図5・9 並列給電形アレー. (a) 対称構造, (b) 非対称構造

5-5-3 直並列給電形アレー

図5・10のように、複数の分岐構造からなる給電回路を用いて、複数の直列給電系アレーを給電したものを直並列給電形アレーと呼ぶ。直列給電系アレーと並列給電系アレー両者の利点を活かしたアレー構成法であり、これら二つの方式の中間的なアンテナ特性となるのが一般的である。多くの放射素子を用いて高利得アレーを実現する場合に有利な構成法である。

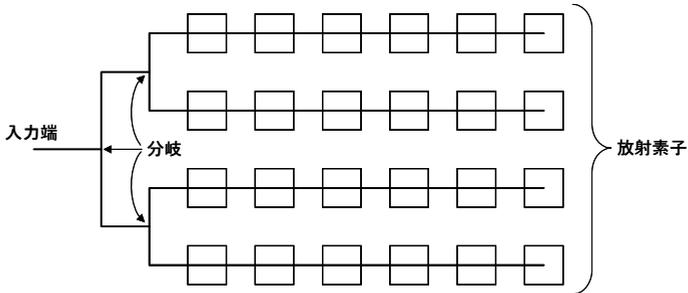


図5・10 直並列給電形アレー

■参考文献

- 1) R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays," IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-22, pp.74-78, 1974.
- 2) J. Q. Howell, "Microstrip Antennas," IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-23, pp.90-93, 1975.
- 3) G. A. Deschamps, "Microstrip Microwave Antennas," 3rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- 4) D. M. Pozar, "Microwave Engineering, 3rd ed.," John Wiley & Sons, 2005.
- 5) R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl and A. Ittipiboon, "Microstrip Antenna Design Handbook," Artech House, 2001.
- 6) J. R. James, P. S. Hall and C. Wood, "Microstrip Antenna: Theory and Design," Peter Peregrinus, 1981.
- 7) G. Kumar and K. P. Ray, "Broadband Microstrip Antennas," Artech House, 2003.
- 8) 羽石 操, 平澤一紘, 鈴木康夫, "小型・平面アンテナ," 電子情報通信学会, 1996.
- 9) 山田裕輔, シャリアル, 大宮 学, 伊藤精彦, "スリット入円形マイクロストリップアンテナの高調波再放射抑圧特性," 信学論(B-II), vol.J81-B-II, pp.575-583, 1998.
- 10) D. M. Pozar, "A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas," IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-34, pp.1439-1446, 1986.

- 11) 山本 学, 伊藤精彦, “トリプレート型スロット結合マイクロストリップアンテナにおけるパラレルプレートモードの抑制,” 信学論(B-II), vol.J80-B-II, pp.333-341, 1997.
- 12) 中岡快二郎, 伊藤精彦, 松本 正, “マイクロストリップラインスロットアレーアンテナ,” 信学論(B), vol.J61-B, pp.943-950, 1978.
- 13) 中岡快二郎, 清水 匡, 伊藤精彦, “ノンレゾナント型マイクロストリップラインスロットアレーアンテナの設計,” 信学論(B), vol.J63-B, pp.1124-1131, 1980.