

マイクロ波回路とアンテナを融合した 高機能平面アンテナの基礎

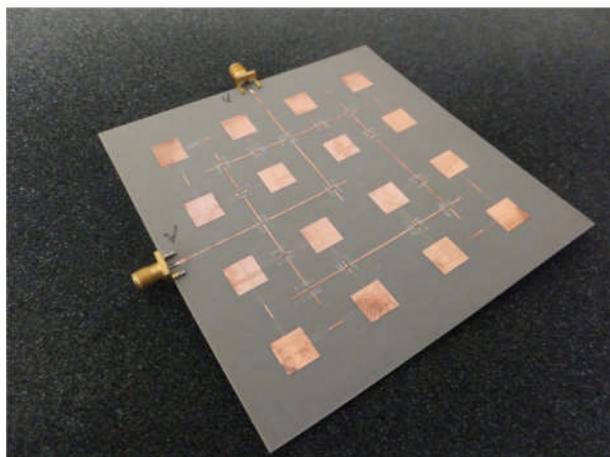
Advanced Planar Antennas Integrated with Microwave Circuits — Design and Applications —

豊田 一彦
Ichihiko TOYODA

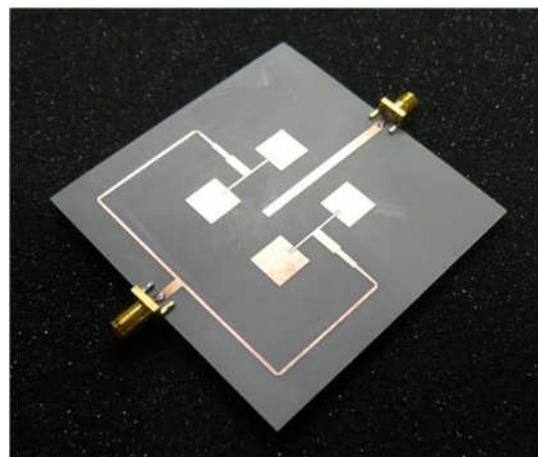
佐賀大学

概要

本講座では、マイクロ波回路とアンテナを一体複合化した高機能アンテナについて解説する。これらのアンテナは、偏波や電波の伝搬方向などの空間パラメータを積極的に利用しようとするものであり、非常にシンプルな構成で機能アンテナを実現している。まず、マイクロ波回路の理解に不可欠な伝送線路の理論について概説し、マイクロ波帯に特徴的な90度ハイブリッド回路やマジックTなどの合成分配回路と小型化に適したマイクロストリップアンテナの基礎について解説する。最後に、マイクロ波機能回路を平面アンテナの給電回路に組み込んだ、指向性や偏波角の制御、あるいは、電波の到来方向推定といった様々な機能を持つ高機能アンテナについて紹介する。



直並列分岐による偏波共用アレーアンテナ



マジック T を用いた高機能アンテナ

Abstract

In this lecture, advanced planar antennas integrated with microwave circuits are presented. The antennas provide RF signal processing functions with a very simple structure. The basic theory of the microwave transmission line is briefly reviewed at the beginning of the lecture. After that, the structure and principle of microwave dividers/combiners such as a 90-degree hybrid and magic-T and the design theory of the microstrip planar antenna are explained. Design and applications of the advanced planar antennas having a polarization control, beam steering, or DOA estimation function are also introduced.

1. はじめに

近年、携帯電話や無線 LAN といった各種無線システムが我々の身の回りで広く普及してきており、より高速かつ周波数利用効率の高いシステムが求められている。従来の無線システムでは、振幅・周波数・位相といったパラメータに情報を載せて通信を行っているが、電磁波自体は偏波や伝搬方向といった空間的なパラメータも持っている。これからの無線技術のさらなる発展に向けてこのような空間パラメータの活用が期待されている。

本稿では、電磁波の空間パラメータを活用することを目指した各種高機能平面アンテナの構成法の基礎について概説し、その応用例について紹介する。

2. マイクロ波伝送線路の基礎 [1]

2.1. 伝送線路方程式

電磁波の波長が回路の寸法に対して十分に大きい場合には、回路寸法に起因する位相の回転はなく、回路はいわゆる集中定数回路として取り扱うことができる。一方、電磁波の波長が回路寸法と同程度になると、単純な配線一つとっても入力端と出力端での位相の回転が無視できなくなる。このため、波長の短い電磁波を配線に沿って伝送しようとする場合には、回路を図 1 に示すような微小な RLC が梯子型に接続された等価回路で表される分布定数回路として取り扱う必要がある。このような回路は分布定数線路あるいは伝送線路とも呼ばれる。

ここで、電磁波が z 軸に沿って伝搬しているものとし、図 1 の AB 間、すなわち $(z, z+dz)$ の区間について考える。 L, R, C, G はそれぞれ単位長さあたりのインダクタンス、抵抗、キャパシタンスおよびコンダクタンスである。伝送する電磁波は角周波数 ω の正弦波動とし、図 1 の AB 間にキルヒホッフの電圧則、節点 A にキルヒホッフの電流則を適用すると

$$-\frac{dV}{dz} = (R + j\omega L)I \quad (1)$$

$$-\frac{dI}{dz} = (G + j\omega C)V \quad (2)$$

を得る。これらの微分方程式は伝送線路方程式あるいは電信方程式と呼ばれる。

2.2. 伝送線路方程式の解

式(1), (2)において $Z = R + j\omega L$, $Y = G + j\omega C$ とし、電流 I を消去すると

$$\frac{d^2V}{dz^2} = ZYV \quad (3)$$

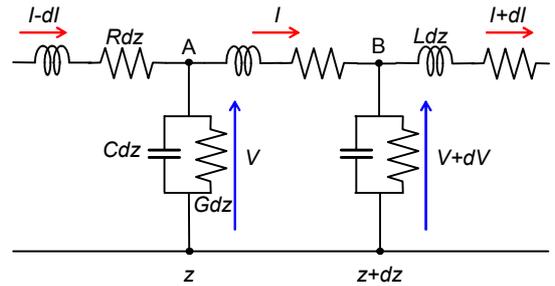


図 1: 伝送線路の等価回路

となる。ここで、 Z, Y はそれぞれ単位長さあたりのインピーダンスおよびアドミッタンスを表している。微分方程式(3)の解は $\gamma = \sqrt{ZY}$ とおくと $e^{\gamma z}$ と $e^{-\gamma z}$ の一次結合で表現でき、

$$V = Ae^{-\gamma z} + Be^{\gamma z} \quad (4)$$

で与えられる。ここで、 A, B は伝送線路の境界条件から定まる積分定数である。また、電流 I は式(4)を式(1)に代入することにより、

$$I = A\sqrt{\frac{Y}{Z}}e^{-\gamma z} - B\sqrt{\frac{Y}{Z}}e^{\gamma z} \quad (5)$$

の形で表すことができる。ここで $\gamma = \alpha + j\beta$ は伝搬定数と呼ばれ、一般に複素数である。その実部 α は減衰定数、虚部 β は位相定数と呼ばれる。 $\gamma = \alpha + j\beta$ を式(4)に代入して等位相面の動きを考えると、式(4)の右辺第 1 項は $+z$ 方向へ進む波、第 2 項は $-z$ 方向へ進む波を表していることが分かる。

2.3. 特性インピーダンス

伝送線路上の $+z$ 方向へ進む波と $-z$ 方向へ進む波の電圧・電流をそれぞれ V_+, V_-, I_+, I_- とおいて $\pm z$ 方向に進む電磁波のそれぞれの電圧と電流の比をとると

$$\frac{V_+}{I_+} = \frac{V_-}{I_-} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \equiv Z_0 \quad (6)$$

と z によらず線路の単位長さあたりのインピーダンス Z とアドミッタンス Y , すなわち L, R, C, G で決まる一定の値となる。この Z_0 を伝送線路の特性インピーダンスと呼ぶ。特性インピーダンスは複素数であるが、信号を伝送するような損失の小さい伝送線路においてはほぼ実数（純抵抗） $Z_0 = \sqrt{L/C}$ と考えてよい。

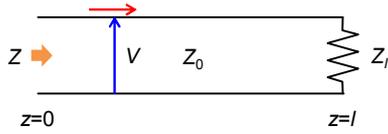


図 2 : Z_l で終端した伝送線路

2.4. 線路端から見たインピーダンス

図 2 に示すように、長さ l の伝送線路の一端を負荷インピーダンス Z_l で終端した場合を考える。伝送線路上の電圧・電流は式(4), (5)に示したとおり z の関数であり、入力端 ($z=0$) および負荷端 ($z=l$) における電圧・電流は次のようになる。

$$V(0) = A + B, \quad V(l) = Ae^{-j\beta l} + Be^{j\beta l} \quad (7)$$

$$I(0) = \frac{1}{Z_0}(A - B), \quad I(l) = \frac{1}{Z_0}(Ae^{-j\beta l} - Be^{j\beta l}) \quad (8)$$

ここで、簡単のために伝送線路は無損失とし、 $\gamma = j\beta$ とした。

負荷端 ($z=l$) においては、オームの法則より $V(l) = Z_l I(l)$ が成り立つため、入射波と反射波の比すなわち反射係数 Γ は次式で与えられる。

$$\Gamma = \frac{Be^{j\beta l}}{Ae^{-j\beta l}} = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (9)$$

すなわち、特性インピーダンスと負荷インピーダンスが異なる場合には反射が生じる。

また、入力端におけるインピーダンス Z は次式で与えられる。

$$Z = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_l \tan \beta l} \quad (10)$$

この入力端におけるインピーダンスの式から伝送線路の重要ないくつかの性質が読み取れる。

(1) 先端短絡線路

伝送線路の先端を短絡した場合、式(10)において、 $Z_l = 0$ とおくと入力インピーダンスは

$$Z = jZ_0 \tan \beta l \quad (11)$$

と純虚数となる。すなわち、先端短絡線路はリアクタンス成分のみを持ち、長さ l に対して誘導性にも容量性にもなる。そして、その値は $-\infty \sim +\infty$ まで変化する。 $0 < l < \lambda_g/4$ では誘導性、 $\lambda_g/4 < l < \lambda_g/2$ では容量性となり、半波長ごとにこの関係を繰り返す。

(2) 先端開放線路

伝送線路の先端を開放した場合には、式(10)の分母分子を Z_l で割り、 $Z_l \rightarrow \infty$ とすると入力インピーダンスは

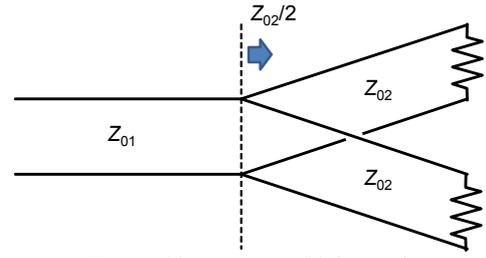


図 3 : 並列分岐の等価回路

$$Z = \frac{Z_0}{j \tan \beta l} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (12)$$

と、この場合も長さ l に対して $-\infty \sim +\infty$ に変化するリアクタンスとなる。ただし、先端短絡線路の場合と $\lambda_g/4$ だけずれており、 $0 < l < \lambda_g/4$ で容量性、 $\lambda_g/4 < l < \lambda_g/2$ で誘導性となる。

(3) 1/4 波長伝送線路

伝送線路の長さが $l = \lambda_g/4$ の場合には式(10)より次の関係が得られる。

$$Z = Z_0^2 / Z_l \quad (13)$$

すなわち、1/4 波長伝送線路は特性インピーダンス Z_0 よりも高いインピーダンスは低いインピーダンスに、低いインピーダンスは高いインピーダンスに変換するインピーダンス変成器として動作する。式(13)の関係から先端短絡 1/4 波長線路は開放、先端開放 1/4 波長線路は短絡として振る舞うことが分かる。

(4) 半波長線路

伝送線路の長さが $l = \lambda_g/2$ の場合には、

$$Z = Z_l \quad (14)$$

となり、特性インピーダンスの値に関わらず線路端のインピーダンスは半波長ごとに負荷インピーダンスと等しくなる。

3. 分岐回路 [2]

信号を分配したり合成したりする場合には伝送線路を分岐する必要が生じる。この時、伝送線路の種類によって並列分岐または直列分岐となる。

3.1. 並列分岐

図 3 に伝送線路を並列に分岐した場合の等価回路を示す。

分岐した線路が分岐点で並列に接続されているので、各伝送線路が特性インピーダンスに等しい負荷で終端されているとすると、分岐後の合成インピーダンスは各伝送線路の特性インピーダンス Z_{02} の 1/2 となる。このため、インピーダンス整合をとるためには分岐前の伝送線路の特性インピーダンスを Z_{01}

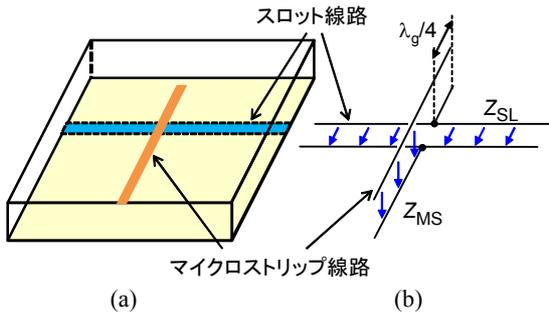


図4：マイクロストリップスロット分岐

として、 $Z_{01} = Z_{02}/2$ とする必要がある。もし同じ特性インピーダンスで分岐しようとする場合には、分岐前あるいは分岐後にインピーダンス変成器などを挿入してインピーダンス変換を行う必要がある。

平面回路における最も代表的な並列分岐はマイクロストリップ線路のT分岐である。マイクロストリップ線路の特性インピーダンスは、ストリップ導体の幅および基板の厚さと誘電率でほぼ決まるが、同一基板上で分岐する場合にはストリップ導体幅により特性インピーダンスを設計することになる。

図4に並列分岐の別の構成法であるマイクロストリップスロット分岐の構造と等価回路を示す。マイクロストリップ線路の接地導体にスロット線路が設けられており、ストリップ導体とスロット線路が交差するように配置されている。マイクロストリップ線路は交差点から1/4波長のところで開放されている。ストリップ導体はビアを用いてスロット線路の奥側の接地導体と接続してもよいが、先端開放1/4波長線路は式(13)に示したように、入力端のインピーダンスが0となるため、交差点においてマイクロストリップ線路が接地導体に短絡していることと等価となり、ビアを使わずに信号線と接地導体を高周波的に接続することができる。

前述したように各端子が整合しているとする、インピーダンス整合のためには

$$Z_{MS} = Z_{SL}/2 \quad (15)$$

の関係が成り立つ必要がある。ここで、 Z_{MS} および Z_{SL} はそれぞれマイクロストリップ線路とスロット線路の特性インピーダンスである。また、図4(b)の矢印は電界の位相を表しているが、図から分かるとおり、信号は同相で分配されることになる。

3.2. 直列分岐

図5に伝送線路を直列に分岐した場合の等価回路を示す。

分岐した線路が分岐点で直列に接続されているので、各伝送線路が特性インピーダンスに等しい負荷

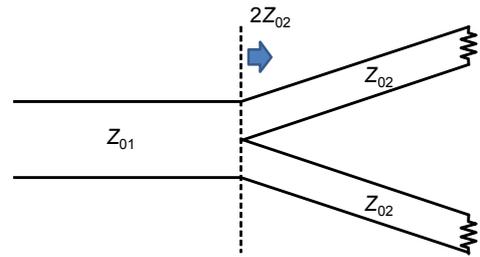


図5：直列分岐の等価回路

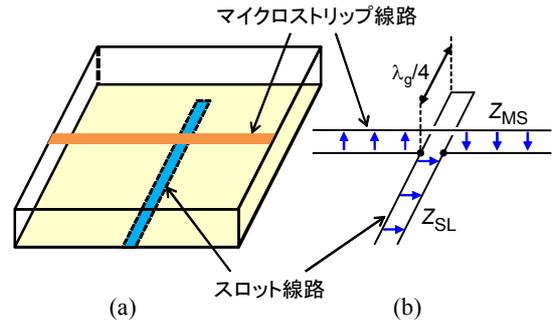


図6：スロット-マイクロストリップ分岐

で終端されているとすると、分岐後の合成インピーダンスは各伝送線路の特性インピーダンス Z_{02} の2倍となる。このため、インピーダンス整合をとるためには分岐前の伝送線路の特性インピーダンスを Z_{01} として、 $Z_{01} = 2Z_{02}$ とする必要がある。並列分岐の場合と同様に、もし同じ特性インピーダンスで分岐しようとする場合には、分岐前あるいは分岐後にインピーダンス変換を行う必要がある。

平面回路における最も代表的な並列分岐はスロット線路のT分岐である。スロット線路の特性インピーダンスは、スロットの幅および基板の厚さと誘電率でほぼ決まるが、同一基板上で分岐する場合にはスロット幅で特性インピーダンスを設計することになる。

図6に直列分岐の別の構成法であるスロット-マイクロストリップ分岐の構造と等価回路を示す。マイクロストリップ線路の接地導体にスロット線路が設けられており、スロット線路とストリップ導体が交差するように配置されている。スロット線路は交差点から1/4波長のところで短絡されている。スロット線路は、交差点において開放されていてもよいが、この場合、交差点近くにおいてマイクロストリップ線路の接地導体が小さくなってしまふ。先端短絡1/4波長線路は式(13)に示したように、入力端のインピーダンスが ∞ となるため、交差点においてスロット線路が開放されていることと等価となり、マイクロストリップ線路の接地導体を削ることなく高周波的に開放することができる。

前述したように各端子が整合しているとする、

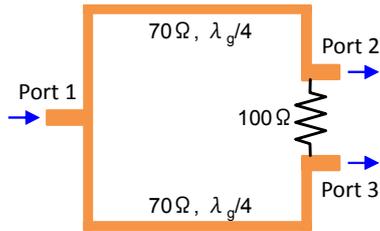


図 7：ウィルキンソンディバイダ

インピーダンス整合のためには

$$Z_{SL} = 2Z_{MS} \quad (16)$$

の関係が成り立つ必要がある。ここで、 Z_{MS} および Z_{SL} はそれぞれ並列分岐の場合と同じくマイクロストリップ線路とスロット線路の特性インピーダンスである。また、図 6(b)の矢印は電界の位相を表しているが、図から分かるとおり、信号は逆相で分配されることになる。

4. 合成分配回路 [2]

マイクロ波回路では前節で示した分岐回路の他に、出力端子間に位相差やアイソレーションを持たせた合成分配回路が用いられる。

4.1. ウィルキンソンディバイダ

同相合成分配回路としては図 7 に示すようなウィルキンソンディバイダがよく用いられる。各端子のインピーダンスが 50Ω の場合には、2本の 70Ω - $1/4$ 波長線路と 100Ω 抵抗で構成される。単純な T 分岐では分岐前後のインピーダンスが倍半分の関係になってしまうが、ウィルキンソンディバイダでは、 70Ω - $1/4$ 波長線路が式(13)の関係を用いたインピーダンス変成器として動作し、各端子のインピーダンス整合がとれるようになっている。さらに、端子 2, 3 間に 100Ω の抵抗を挿入することにより端子 2, 3 間のアイソレーションを実現している。

4.2. 90 度ハイブリッド

90 度ハイブリッド回路は出力位相差が 90 度となるような方向性結合器であり、結合伝送線路を用いるもの ($1/4$ 波長結合線路、ランゲカプラ、ロンデカプラなど) や 4 本の伝送線路を組み合わせたブランチャライン型などの構成がある。図 8 にブランチャライン型ハイブリッドの構成例を示す。 $1/4$ 波長伝送線路がリング状に接続されており、各伝送線路の特性インピーダンスを図 8 のように 50Ω と 35Ω とすることにより各端子を 50Ω に整合させることができる。端子 1 から入力された信号は端子 2, 3 に 90 度の位相差で等分配され、端子 4 には出力されない。他の端子から入力した場合も構造の対称性から同様の動作をする。

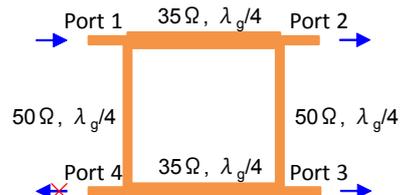


図 8：ブランチャラインハイブリッド

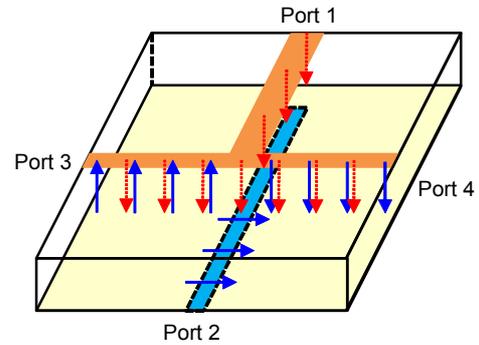


図 9：マジック T

この 90 度ハイブリッドは、2 つの出力端子 2, 3 に可変抵抗あるいは可変リアクタンスを接続することにより可変減衰器あるいは可変移相器など RF 信号処理を行う上で必要な様々な機能回路を実現することができる[3]。

4.3. マジック T

マジック T はもともと導波管の E 面 T 分岐と H 面 T 分岐を組み合わせ方向性結合器を実現したものであるが、これと同等の性質を持つ回路をマイクロストリップ線路とスロット線路を使った平面回路でも実現することができる。図 9 はこの平面回路によるマジック T の構成例である。マイクロストリップ T 分岐とスロット-マイクロストリップ分岐が組み合わせられている。前述したようにマイクロストリップ T 分岐は並列分岐回路のため端子 1 から入力された信号は端子 3, 4 に同相で分配される。また、スロット-マイクロストリップ分岐は直列分岐回路のため端子 2 から入力された信号は端子 3, 4 に逆相で分配される。また、端子 1 と 2 は伝送モードの違いから互いにアイソレーション端子となる。また逆に、端子 3, 4 から信号を入力した場合には、その和の信号が端子 1 から、差の信号が端子 2 から出力されることになる。

4.4. ラットレース回路

ラットレース回路は図 10 に示すように、3 本の $1/4$ 波長伝送線路と 1 本の $3/4$ 波長伝送線路をリング状に接続したものであり、マジック T と同じく、入力端子の選択により同相分配と逆相分配を得ることができる。端子 1 から入力された信号は端子 2, 4 に逆相

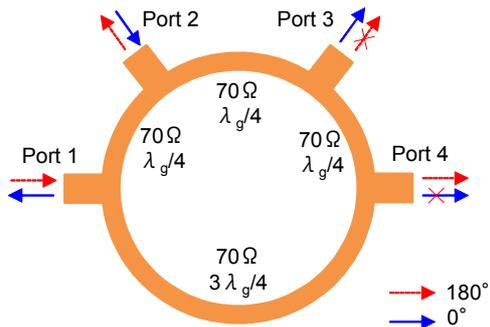


図 10：ラットレース回路

分配され、端子 3 からは出力されない。また、端子 2 から入力された信号は端子 1, 3 に同相分配され、端子 4 からは出力されない。比較的長い伝送線路を用いるために回路が大きくなるが、各伝送線路の特性インピーダンスを 70Ω にすることにより、各端子を 50Ω に整合することができる。

5. マイクロストリップアンテナ [4]

マイクロストリップアンテナは、誘電体基板上に方形または円形の共振素子を形成して放射器としての機能を持たせたものであり、平面アンテナの代表的な構成である。

5.1. マイクロストリップアンテナの基礎

図 11 に方形マイクロストリップアンテナの構造とアンテナ素子上の電流・電圧分布を合わせて示す。誘電体基板の表面に方形のストリップ導体が形成されており、基板の裏面には接地導体が形成されている。また、同軸線路の芯線がストリップ導体に接続されている。

図に示すように、ストリップ導体端では電流が 0 とならなければならないため、ストリップ導体は長さが $1/2$ 波長になる周波数で共振する。一方、電圧分布はストリップ導体の中心で 0 となり、ストリップ導体端で最大となる。したがって、共振周波数はストリップ導体の長さ a によってほぼ決まり、幅 b にはほとんど影響されない。

マイクロストリップアンテナへの給電方法には、図 11 に示した同軸線路による給電方法の他に、図 12 に示すようなマイクロストリップ線路による共平面型給電方式や接地導体に設けたスロットを介して給電する電磁結合型給電方式がある。ストリップ導体上の電流・電圧分布が図 11 に示したような形になっているため、インピーダンスはストリップ導体の中央で 0 となり、端に近づくにしたがって高くなりストリップ導体端で数百 Ω 程度となる。裏面同軸型給電や電磁結合型給電では任意の位置に給電点を設けることが可能であるが、共平面型給電ではストリッ

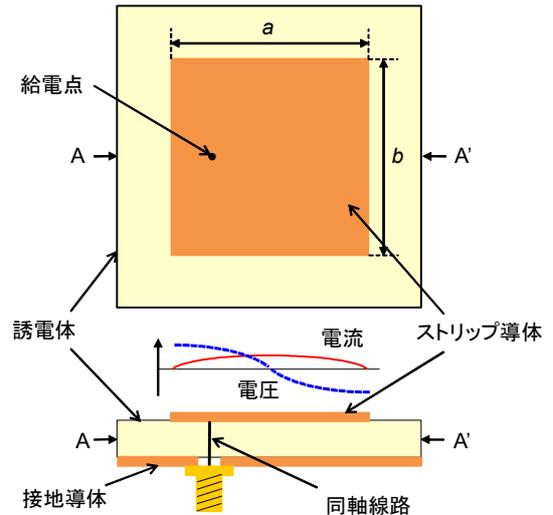


図 11：マイクロストリップアンテナ

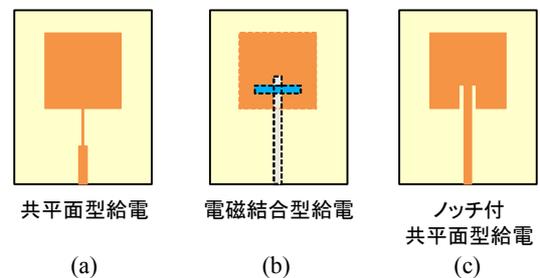


図 12：マイクロストリップアンテナの給電方法

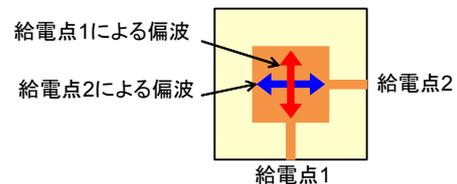


図 13：偏波共用アンテナ

プ導体端のインピーダンスが非常に高くなるため、インピーダンス変成器を付加するかあるいはストリップ導体にノッチをつけて給電点を中央寄りに配置することが行われる。

5.2. 偏波共用アンテナ

方形マイクロストリップアンテナでは、給電点とストリップ導体の中心を結ぶ方向の偏波が励振される。このため、図 13 に示すようにマイクロストリップ導体の直交する位置に 2 つの給電点を設けることにより空間的に直交した 2 つの偏波を励振することができる。

5.3. 円偏波アンテナ

円偏波を励振する方法は、1 点給電による方法と 2 点給電による方法に大別される。

2 点給電による方法は、5.2 で示した偏波共用アンテナに 90 度の位相差をつけて 2 つの信号を入力する

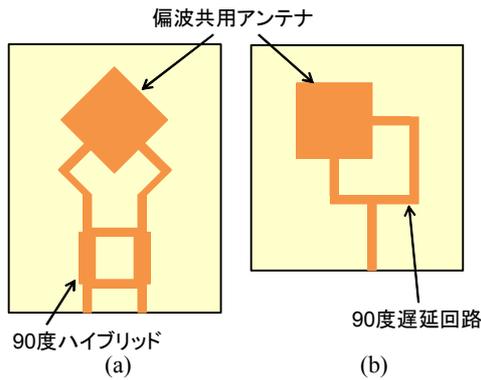


図 14 : 2 点給電円偏波アンテナ

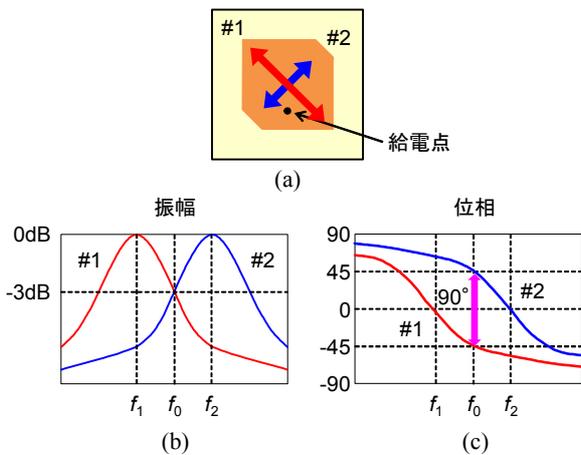


図 15 : 1 点給電円偏波アンテナ

ものである。90 度の位相差の作り方としては、図 14 に示すような 90 度ハイブリッドを用いる方法と給電線の長さを変えて 90 度の位相差を与える方法がある。

次に 1 点給電による方法について説明する。ストリップ導体の一部を削ったり、張り出したり、あるいは、長方形とすることにより 2 つの縮退モードが分離する。図 15(a) は方形パッチの対角する角を削ったものであるが、これにより #1 と #2 という 2 つの励振モードが生じる。2 つのモードの共振特性を比較すると、#1 の共振長は #2 よりも長くなるため、#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。この時、図 15(b), (c) のように 2 つの共振周波数 f_1 , f_2 を適切に設計することにより、中心の周波数 f_0 において 90 度の励振位相差を得ることができ、これにより円偏波を実現することができる。

6. 回路とアンテナを融合した高機能アンテナ

3 節, 4 節で示したようなマイクロ波機能回路をアレーアンテナの給電回路に用いることで、非常にシンプルかつコンパクトな構成でアンテナに様々な機能を持たせることができる。本節では、このようなマイクロ波機能回路とアンテナを融合した高機能ア

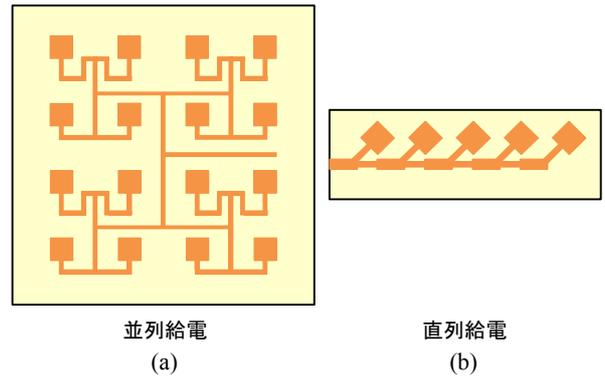


図 16 : アレーアンテナの給電方法

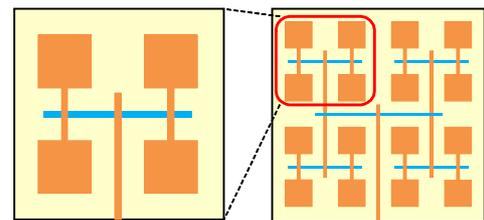


図 17 : 直並列分岐を用いたアレーアンテナ

ンテナの例を紹介する。

6.1. 直並列分岐給電回路を用いたアレーアンテナ [5]

図 16 に示すように、マイクロストリップアンテナなどの平面アレーアンテナの給電方法は大きく並列給電と直列給電に分けられる。並列給電方式は、入力信号をトーナメント形で分配していくものであり、2 分配器のみで構成されるために設計が容易、ビーム方向に周波数特性がないが、伝送線路が長く損失が大きいという特徴がある。一方、直列給電方式は、分配比がすべて異なるために高い設計技術が求められるが、周波数による指向性走査ができ、伝送線路が最小限であり低損失という特徴がある。

並列給電方式は 2 分配器のみで構成されるため、設計が容易であるが、これをマイクロストリップ線路のみで構成すると、マイクロストリップ T 分岐が並列分岐のため分岐の度にインピーダンスが高くなってしまふ。そして、それを解消するために 1/4 波長インピーダンス変成器などを挿入する必要が生じる。

これに対して、3.1, 3.2 に示した並列分岐と直列分岐を組み合わせて用いることにより、単純な分岐回路のみでインピーダンスを変えることなく分岐することができる。図 17 はその 1 例である。4 素子アレーでは、マイクロストリップスロット分岐とスロット-マイクロストリップ分岐により 4 分配回路を構成している。このように構成することにより各端子のインピーダンスは等しくなるため、アレー素子を相似形に増やしていくことにより容易に大規模アレーアンテナを実現することができる。

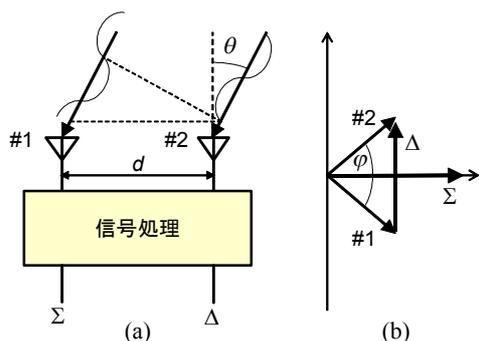


図 18 : モノパルス到来角推定の原理

6.2. 到来角推定アンテナ [6]

高機能平面アンテナの例としてモノパルス方式による到来角推定アンテナの構成法について説明する。

6.2.1. モノパルス方式

図 18 にモノパルス到来角推定方式の基本原理を示す。角度 θ から入射した電波を 2 つのアンテナで受信した場合、2 つのアンテナで受信された信号は位相差を持つ。この 2 つの信号の位相差と振幅をそれぞれ φ および A とすると、これらの和 (Σ) と差 (Δ) は次式で与えられる。

$$\Sigma = Ae^{j\frac{\varphi}{2}} + Ae^{-j\frac{\varphi}{2}} = 2A\cos\frac{\varphi}{2} \quad (17)$$

$$\Delta = Ae^{j\frac{\varphi}{2}} - Ae^{-j\frac{\varphi}{2}} = 2jA\sin\frac{\varphi}{2} \quad (18)$$

この位相差 φ は到来波の行路差 $d\sin\theta$ より、 $\varphi = 2\pi d\sin\theta/\lambda$ で与えられるため、到来角 θ は次式で求めることができる。

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\lambda}{\pi d} \tan^{-1}\left|\frac{\Delta}{\Sigma}\right|\right) \quad (19)$$

つまり、到来角 θ は 2 つの受信信号の和と差によって決定することができる。

6.2.2. 到来角推定アンテナの構成例

モノパルス到来角推定方式は、2 つのアンテナで受信した信号の和と差を求めることが必要となるが、マジック T を用いて受信 RF 信号から直接これらを求めることができる。

図 19 にマジック T を用いた到来角推定アンテナの構造を示す。本アンテナは 4 つのマイクロストリップアンテナとマジック T を用いた 2 つの給電回路で構成されている。アンテナ素子 #1 と #2 で受信された信号は、それぞれマジック T に入力される。この時、2 つのアンテナ素子の給電点が互いに逆向きについていることを考慮すると受信された 2 つの信号はマジック T で合成・分配され、アンテナで受信された同相成分すなわち Σ 信号は端子 1 から得られ、逆相

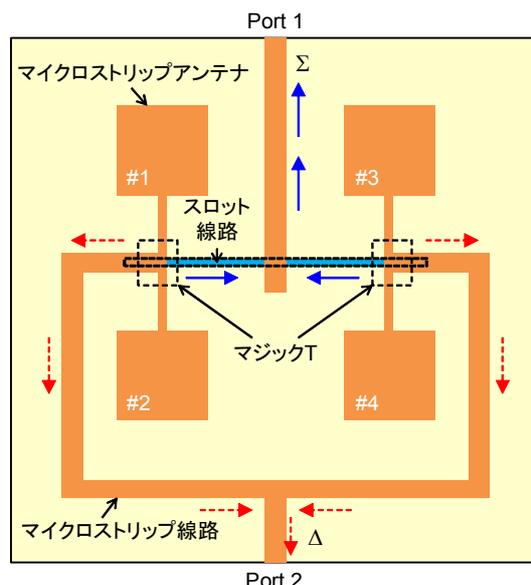


図 19 : 到来角推定アンテナ

成分すなわち Δ 信号は端子 2 から得られることになる。アンテナ素子 #3, #4 で受信された信号も同様である。これらの Σ 信号と Δ 信号を検波し、式(19)の演算を行うことにより到来角を推定することができる。

このようにマイクロストリップ線路とスロット線路を用いたマジック T を用いることにより、非常にシンプルな構成で 2 つの受信信号の和と差を得ることが可能となる。

6.3. 指向性制御アンテナ [7]

6.2 で示した到来角推定アンテナは受動回路のみで構成されているため、送信アンテナとしても用いることができ、この場合には指向性制御アンテナとして動作する。

6.3.1. 基本原理

到来角推定アンテナの場合、到来角 θ と Σ 信号・ Δ 信号の間には式(19)の関係があったが、送信アンテナの場合にも同様の関係が成り立つ。すなわち 2 つの入力信号を用意し、これらの電力あるいは振幅を制御することによって電波の放射方向を変えることができる。

6.3.2. 指向性制御アンテナの構成例

図 19 に示した構造は指向性制御アンテナとしても用いることができる。端子 1 および端子 2 から入力された信号が異なる振幅を持つ場合、マジック T の機能により等振幅で位相の異なる信号が 2 つのアンテナ素子に入力されることになる。ただし、マジック T へは 90 度の位相差をもって入力されるよう給電回路の電気長を調整する必要がある。

6.4. 偏波切替アンテナ

偏波を自在に切り替えることのできるアンテナは、

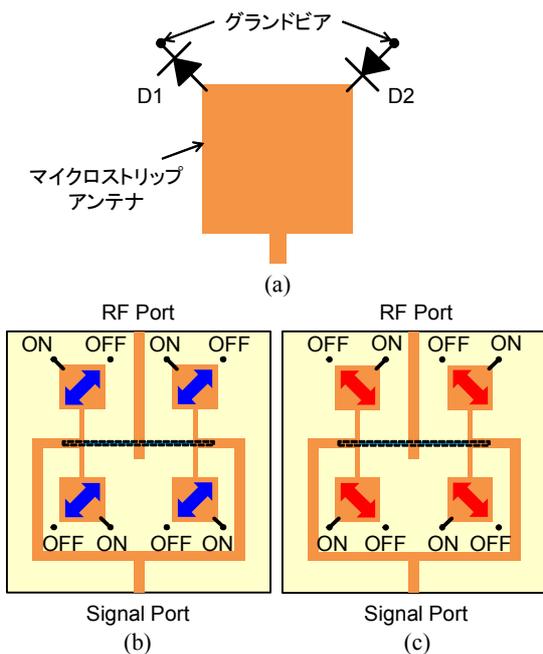


図 20：境界条件制御による偏波切替アンテナ

1 つのアンテナで様々なシステムの異なった要求に対応できるため、非常にフレキシブルなアンテナシステムを実現することができる。

偏波切替アンテナを実現する方法としては、各アンテナ素子の境界条件を制御する方法と 2 偏波共用アンテナの入力位相差を制御する方法がある。

6.4.1. 境界条件制御 [8]

図 20 に境界条件制御による偏波切替アンテナの構成を示す。マイクロストリップアンテナのコーナーにダイオードを装荷し、接地導体と接続している。2 つのダイオードは逆向きに接続されているため、アンテナ素子に加える電圧により 2 つのダイオードの ON/OFF を交互に切り替えることができる。例えば、パッチに正電圧を印加した場合にはダイオード D1 が ON となり、D1 が接続されているコーナーの電圧が 0V に固定される。逆に負電圧を印加するとダイオード D2 が接続されたコーナーが 0V となる。このように、アンテナ素子に印加する電圧によって図 20(b), (c) に示すように偏波を ± 45 度で切り替えることができる。

図 20(b), (c) に示したようにこの偏波切替アンテナの給電回路としては到来角推定アンテナや指向性制御アンテナとほぼ同じ回路を用いることができる。本アンテナではマジック T を用いてダイオードのスイッチング用信号と RF 信号を分離している。スロット-マイクロストリップ分岐は $1/4$ 波長線路を用いた電磁結合により接続しているため周波数特性を持つが、マイクロストリップ T 分岐は DC から RF までの信号を扱うことができる。したがって、低周波の

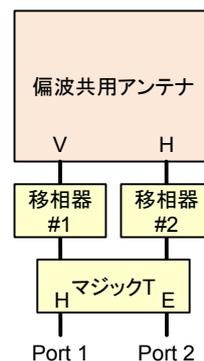


図 21：位相差制御による偏波切替アンテナの構成

表 1：移相量と偏波の関係

移相量差 $\theta_1 - \theta_2$	Port 1	Port 2
0	直線偏波(45°)	直線偏波(-45°)
π	直線偏波(-45°)	直線偏波(45°)
$\pi/2$	左旋円偏波	右旋円偏波
$-\pi/2$	右旋円偏波	左旋円偏波

θ_1 : 移相器#1 の移相量, θ_2 : 移相器#2 の移相量

切替信号はマジック T のマイクロストリップ線路側から入力し、RF 信号をスロット線路側から入力することにより切替信号と RF 信号を分離してアンテナ素子に入力することができる。

6.4.2. 偏波共用アンテナの入力位相差制御 [9]

偏波切替アンテナを実現するもう一つの方法は、2 偏波共用アンテナへ入力する 2 つの信号の位相差を制御する方法である。2 偏波共用アンテナでは、2 つの入力信号により空間的に直交する 2 つの偏波を放射する。したがって、この 2 つの入力信号の位相差を 0 度あるいは 180 度にすれば直線偏波が励振でき、 ± 90 度にすれば円偏波が励振できる。

図 21 に 2 つの直交直線偏波と右旋・左旋円偏波を切替・共用できるアンテナの構成例を示す。2 偏波共用アンテナのそれぞれの端子は移相器を通してマジック T に接続されている。マジック T の同相端子 (H ポート) と逆相端子 (E ポート) がそれぞれ入力端子 1, 2 に接続されている。移相器の移相量と各端子から励振した場合の偏波の関係を表 1 に示す。例えば、端子 1 から入力し、移相器#1 と #2 の位相差が 0 の場合には、 $+45$ 度の直線偏波が励振される。また、位相差が $\pi/2$ であれば左旋円偏波、 $-\pi/2$ であれば右旋円偏波が励振される。このように、移相量を変えることにより 4 つの偏波を自在に切り替えることができる。また、この構成では、2 つの入出力端子を持っているので、2 つの直交する直線偏波あるいは直交する右旋・左旋円偏波を同時に利用することができる。

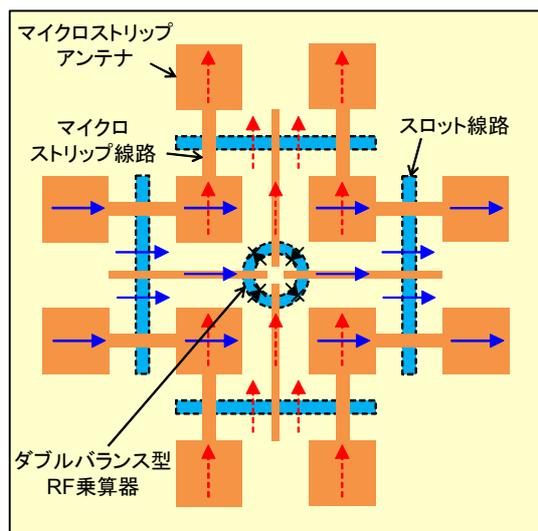


図 22 : RF 乗算器を用いた偏波識別アンテナ

6.5. 偏波識別アンテナ [10]

偏波を切り替えた電波を通信あるいはレーダに用いようとする場合、当然のことながら偏波を識別するアンテナが必要となる。6.4.2 で示した直交給電による偏波切替アンテナを受信アンテナとして用いることもできるが、2 偏波共用アンテナで受信した RF 信号を RF 乗算器で直接処理することによりさらにシンプルな構成で偏波識別アンテナを実現することができる。

図 22 は、2 偏波共用アンテナと RF 乗算器を用いた直交直線偏波識別アンテナの構成例である。±45 度の偏波を持つ RF 信号を受信した場合、受信信号は 2 偏波共用アンテナにより 2 つの直交成分に分割される。分割された 2 つの成分はそれぞれ給電回路を通してダブルバランス型 RF 乗算器に入力され、偏波の向きに応じて正または負の DC 電圧をリング状スロットの中心導体から得ることができる。これにより、RF 信号を直接処理することにより偏波を識別することが可能となる。

7. まとめ

本稿では、マジック T などのマイクロ波回路で用いられる特徴的な合成分配回路とマイクロストリップアンテナの基礎について概説し、これらを有機的に集積化することにより様々な機能を持つ高機能アンテナを非常にシンプルな構造で実現できることを紹介した。これらの機能アンテナは、これまで積極的に活用されてこなかった偏波や伝搬方向といった電波の空間パラメータを活用した無線通信システムやレーダに利用可能である。

文 献

- [1] 中島将光, マイクロ波工学, 森北出版, 東京, 1975.
- [2] 相川正義, 大平孝, 徳満恒雄, 広田哲夫, 村口正弘, モノリシックマイクロ波集積回路(MMIC), 電子情報通信学会, 東京, 1997.
- [3] S. Lucyszyn and I. D. Robertson, "Analog Reflection Topology Building Blocks for Adaptive Microwave Signal Processing Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 43, No. 3, pp. 601-611, March 1995.
- [4] 羽石操, 平澤一紘, 鈴木康夫, 小型・平面アンテナ, (社)電子情報通信学会, 東京, 1996.
- [5] 江頭広三, 西山英輔, 相川正義, "給電系に両平面回路を用いたアレーアンテナ," 信学論(B), vol. J86-B, No. 5, pp. 798-804, May 2003.
- [6] H. Sakai, E. Nishiyama, and I. Toyoda, "Direction of arrival estimating array antenna," *2012 Int'l Symp. on Antennas and Propag.* (ISAP2012), POS2-24, Nagoya, Oct. 2012.
- [7] T. Kondo, Y. Ushijima, E. Nishiyama, M. Aikawa, and I. Toyoda, "Beam Steering Microstrip Array Antenna with Orthogonal Excitation," *Proc. 2012 Asia-Pacific Microwave Conf.* (APMC2012), 2A5-04, pp. 67-69, Dec. 2012.
- [8] T. Onishi, Md. Hossain, E. Nishiyama, and I. Toyoda, "Linear Polarization Switchable Microstrip Array Antenna using Magic-T Circuit," *2012 Int'l Symp. on Antennas and Propag.* (ISAP2012), 3C1-3, Nagoya, Oct. 2012.
- [9] 相川正義, 西山英輔, 田中高行, 豊田一彦, "ワイヤレスモジュールの機能高度化へ向けた波動信号処理の一アプローチ—波動位相情報の活用・変換・制御と RF 演算処理機能の複合化—," 信学論(C), Vol. J95-C, No. 12, pp. 470-477, Dec. 2012.
- [10] M. A. Hossain, E. Nishiyama, M. Aikawa, and I. Toyoda, "Multi-band orthogonal linear polarization discrimination planar array antenna," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 34, pp. 53-67, 2013.

著者紹介

豊田一彦

佐賀大学 大学院工学系研究科, 教授,
toyoda@cc.saga-u.ac.jp

平成 2 年大阪大学大学院博士後期課程修了, 工学博士. 平成 2 年から 13 年 NTT 研究所および NTT エレクトロニクス (株) にて MMIC の研究開発に従事. 平成 13 年より NTT 研究所にてミリ波ワイヤレスシステムの研究開発および標準化に従事. 平成 23 年より現職. Japan Microwave Prize (APMC1994), 平成 18 年電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ賞, 平成 23 年電子情報通信学会論文賞などを受賞.