

平面アンテナの基礎

-Edition 2017-

通信工学研究室

★ MEMO ★

目次

第 1 章	分布定数線路	1
1.1	分布定数線路方程式	1
1.2	正弦波動	1
1.3	伝搬定数	3
1.4	特性インピーダンス	4
1.5	反射係数と定在波比	5
1.6	2 端子対回路網	6
1.7	スミス図表	9
1.8	負荷インピーダンスと電圧分布	11
1.9	- 分布定数の理論を使ってみよう -	13
第 2 章	平面伝送線路	15
2.1	マイクロストリップ線路	15
2.2	スロット線路	17
2.3	コプレーナ線路	18
2.4	結合マイクロストリップ線路	19
2.5	両平面回路	19
第 3 章	平面共振器	23
3.1	共振器	23
3.2	集中定数共振回路	23
3.3	平面形共振回路	24
3.4	共振器の Q	25
第 4 章	マイクロストリップアンテナの基礎	27
4.1	マイクロストリップアンテナの構造と原理	27
4.2	マイクロストリップアンテナの種類	28
4.3	円偏波マイクロストリップアンテナ	29
4.4	マイクロストリップアンテナの高利得、広帯域化	32
4.5	マイクロストリップアンテナの高効率化	33
4.6	高機能化マイクロストリップアンテナ	34
	参考文献	43
	付 録 A 円偏波条件式	44
	付 録 B 軸比の計算法	46

第1章 分布定数線路

線路が波長に対して無視できない長さ、電圧や電流が場所の関数として取り扱わなければ集中定数だけでは現象が説明できない場合には、分布定数を導入しなければならない。

1.1 分布定数線路方程式

2線式線路を考える場合、1. 媒質内の電磁界の伝搬として考える方法と、2. 線路に沿って電圧、電流の伝搬として考える方法、の二つがあり、いずれによっても同じ結果が得られるはずである。ここでは、手慣れた電圧、電流の伝搬の方法によって取り扱う。図 1.1 に示すような、2線式線路について考える。この線路の入力端から距離 x の所の等価回路を図 1.2 に示す。 L 、 R は、上下両導体を合わせた単位長当りのインダクタンスと抵抗で、 C 、 G は上下両導体間の単位長当りのキャパシタンスとコンダクタンスである。図 1.2 の A 点にキルヒホッフの電流則、A-B 間に電圧則を適用すると、次の分布定数線路の微分方程式が得られる。

$$-\frac{\partial v}{\partial x} = L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri \quad (1.1a)$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C \frac{\partial v}{\partial t} + Gv \quad (1.1b)$$

ただし、 v 、 i はそれぞれ距離 x の点の 2 線間の電圧、線路の電流の瞬時値である。式 (1.1) は更に、次のように書き換えられる。

$$\frac{\partial^2 v}{\partial x^2} = RGv + (RC + LG) \frac{\partial v}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 v}{\partial t^2} \quad (1.2a)$$

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = RGi + (RC + LG) \frac{\partial i}{\partial t} + LC \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \quad (1.2b)$$

この式は伝送線路方程式 (transmission line equation) として、良く知られている。

1.2 正弦波動

一般に、図 1.1 の電源電圧 v_g は正弦波であることが多く、そうでない場合も周期性の波形であれば、多数の正弦波に分解して考えられるから、電圧、電流が正弦波であるとして解析することは、極めて有用で問題の取り扱いも容易となる。

いま、線路上の電圧 v 、電流 i が正弦波形で変化するとすれば、

$$v = \operatorname{Re} \left(\sqrt{2} V e^{j\omega t} \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} (V e^{j\omega t} + V^* e^{-j\omega t}) \quad (1.3a)$$

$$i = \operatorname{Re} \left(\sqrt{2} I e^{j\omega t} \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} (I e^{j\omega t} + I^* e^{-j\omega t}) \quad (1.3b)$$

で表される。ここに、 Re は実部をとる記号で、 V 、 I は電圧、電流の実効値を絶対値とし、位相角を偏角に持つ複素数である。また、 V 、 I は距離の関数で時間には無関係である。 V^* 、 I^* は V 、 I の共役複素数を表して

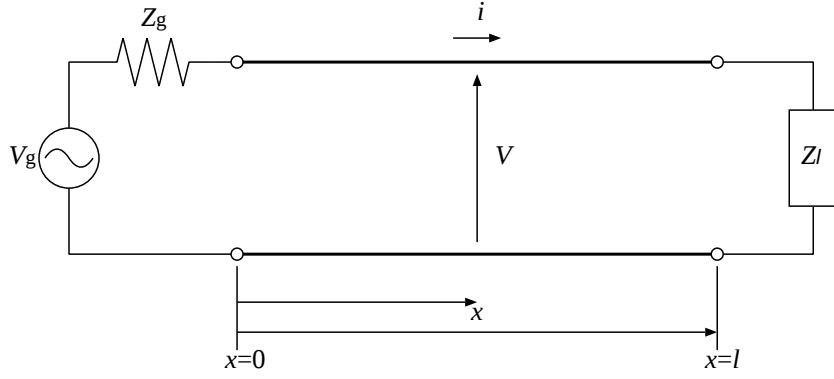


図 1.1: 2 線式線路

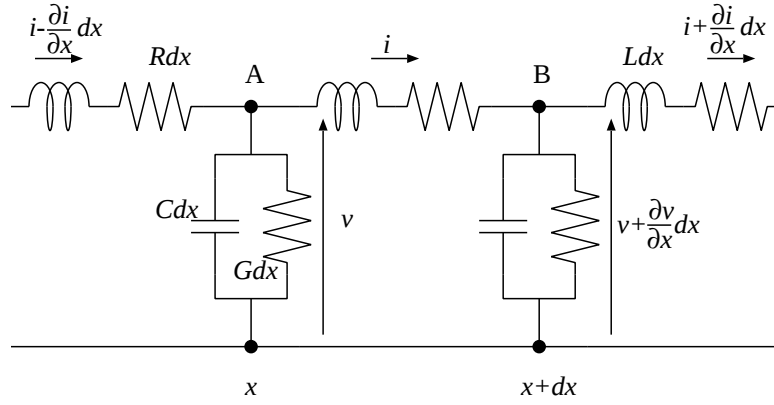


図 1.2: 分布定数線路と dx 区間の等価回路

いる。 v 、 i の代りに V 、 I を用いれば、式 (1.1) は次のようになる。

$$-\frac{dV}{dx} = (R + j\omega L)I \quad (1.4a)$$

$$-\frac{dI}{dx} = (G + j\omega C)V \quad (1.4b)$$

従って、

$$\frac{d^2V}{dx^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V \equiv ZYV \quad (1.5)$$

が得られる。ここに、 $Z = R + j\omega L$ 、 $Y = G + j\omega C$ で、線路の単位長あたりのインピーダンスおよびアドミタンスを表す。この微分方程式を解けば、

$$V = Ae^{-\gamma x} + Be^{\gamma x} \quad (1.6)$$

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (1.7)$$

の解が得られる。ただし、 A 、 B は境界条件で定まる積分定数 (複素数) である。次に、式 (1.6) を式 (1.4a) に代入すれば、

$$I = A\sqrt{\frac{Y}{Z}}e^{-\gamma x} - B\sqrt{\frac{Y}{Z}}e^{\gamma x} \quad (1.8)$$

が得られる。これらの式は線路の電圧と電流は、 x 軸の正の方向と負の方向に進む 2 つの波からなることを示している。

いま、

$$\gamma \equiv \alpha + j\beta \quad (1.9)$$

とおけば、

$$\alpha \simeq \frac{R\sqrt{\frac{C}{L}} + G\sqrt{\frac{L}{C}}}{2} \quad (1.10a)$$

$$\beta \simeq \omega\sqrt{LC} \quad (1.10b)$$

$$(G \ll \omega C, R \ll \omega L)^1$$

となる。

1.3 伝搬定数

式 (1.6)、(1.9) を式 (1.3) に代入すると、

$$v = \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{2} A e^{-\alpha x} e^{j(\omega t - \beta x)} \right\} + \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{2} B e^{\alpha x} e^{j(\omega t + \beta x)} \right\} \quad (1.11)$$

となる。上式の第 1 項、第 2 項の任意の点の位相を $\phi_a = \omega t - \beta x$ 、 $\phi_b = \omega t + \beta x$ 、速度を v_a 、 v_b とすと、

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_a}{dt} &= \omega - \beta \frac{dx}{dt} \\ v_a &= \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{\beta} > 0 \end{aligned} \quad (1.12a)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\phi_b}{dt} &= \omega + \beta \frac{dx}{dt} \\ v_b &= \frac{dx}{dt} = -\frac{\omega}{\beta} < 0 \\ \therefore \quad \omega, \beta &> 0 \end{aligned} \quad (1.12b)$$

この式の第 1 項は x 方向に速度 v_a で、第 2 項は $-x$ 方向に速度 v_b で進行している電圧の波を表す²。第 1 項を前進波、第 2 項を後進波と名付ける。図 1.3 に示すように式 (1.9) の α は波が単位長進む間に振幅が $1/e^\alpha$ に減少することを表すので、 α を線路の減衰定数 (attenuation constant) といい、単位は [Np/m] で与えられる。 β は波が単位長進む間に变化する位相角を表すので、位相定数 (phase constant) とよばれ、単位は [rad/m] で与えられる。また、2 線式線路での波の速度 $v_a (= -v_b)$ ³ は、

$$v_a = -v_b = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r}} \quad (1.13)$$

ε_0, μ_0 : 真空中の誘電率、透磁率

ε_r, μ_r : 線路の媒質の比誘電率、比透磁率

と表される。線路上の波長 λ_g (管内波長) は、真空中の波長を $\lambda_0 (\varepsilon_r = \mu_r = 1)$ とすると $v = f\lambda$ の関係式と式 (1.12)、(1.14) より

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\omega} v_a = \frac{2\pi}{\omega} \frac{\omega}{\beta}$$

²電流はどうなる？

³位相速度 or 群速度？

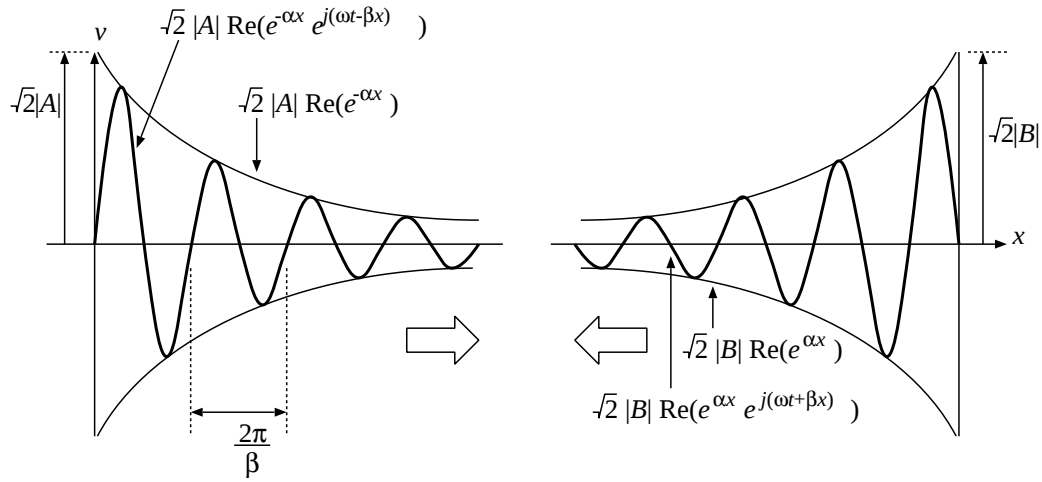


図 1.3: 伝送線路上の電圧 (電流) の伝搬波形

$$\begin{aligned}
 &= \frac{2\pi}{\omega} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon_r \mu_0 \mu_r}} = \frac{2\pi}{\omega} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \\
 &= \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \\
 &= \frac{2\pi}{\beta}
 \end{aligned} \tag{1.14}$$

と表される。すなわち管内波長 λ_g は真空中の波長 λ_0 の $1/\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}$ 倍になっている。 α と β を一緒に表現した $\gamma = \alpha + j\beta$ は伝搬定数 (propagation constant) と呼ばれる。

1.4 特性インピーダンス

伝送線路上の電圧の前進波、後進波の表示を V_+ 、 V_- とし、電流の前進波、後進波の表示を I_+ 、 I_- とすると、式 (1.6)、(1.8) から

$$V_+ = Ae^{-\gamma x}, \quad V_- = Be^{\gamma x} \tag{1.15}$$

$$I_+ = A\sqrt{\frac{Y}{Z}}e^{-\gamma x}, \quad I_- = B\sqrt{\frac{Y}{Z}}e^{\gamma x} \tag{1.16}$$

となる。上式から、

$$\frac{V_+}{I_+} = \frac{V_-}{I_-} = \sqrt{\frac{Z}{Y}} \equiv Z_0 \tag{1.17}$$

の関係が成り立つ。 Z_0 は線路の単位長当たりの R 、 L 、 C と G で決まるもので、その線路の特性インピーダンス (characteristic impedance) とよばれる。線路が無限に長い場合、電源から線路に入り込む電圧、電流は、行きっぱなしで返ってこないから V_- 、 I_- は存在せず、 $V = V_+$ 、 $I = I_+$ となるから、線路の入力インピーダンスは Z_0 に等しくなる。一般的な伝送線路の場合、損失に関する項 (R 、 G) を十分に小さい値とし、特性インピーダンス Z_0 を実数とみなす。

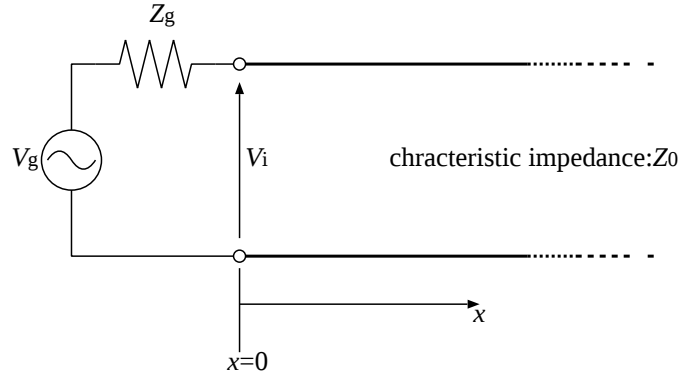


図 1.4: 無限長の伝送線路

1.5 反射係数と定在波比

図 1.4 の様に、一様な断面を持つ x 方向に無限に長い線路を考え、一端に正弦波形の起電力 V_g を持つ内部インピーダンス Z_g の波源を接続した場合を考える。 $x = \infty$ の場合を考えると、もし $B \neq 0$ であれば、式 (1.6) の左辺は無限大となり、物理的に矛盾する。従って、 $B = 0$ である。次に、 $x = 0$ の場合の条件を用い A を決定すれば、結局式 (1.6) は、

$$V = \frac{Z_0 V_g}{Z_0 + Z_g} e^{-\gamma x} = \frac{Z_0 V_g}{Z_0 + Z_g} e^{-(\alpha + j\beta)x} \quad (1.18)$$

となる。式 (1.18) は図 1.4 のモデルで表される x 方向に伝わっていく電圧の波で進行波 (travelling wave) と言われる。同様に式 (1.8) から、

$$I = \frac{V_g}{Z_0 + Z_g} e^{-\gamma x} = \frac{V_g}{Z_0 + Z_g} e^{-(\alpha + j\beta)x} \quad (1.19)$$

となる。進行波の伝送する電力 P は

$$P = \text{Re}(VI^*) = \frac{|V_g|^2}{|Z_g + Z_0|^2} \text{Re}(Z_0) e^{-2\alpha x} \quad (1.20)$$

となる。与えられた電源に対して、 $Z_0 = Z_g^*$ であれば進行波電力は最大となるから、この条件が成立するとき、線路と波源は共役整合しているという。

図 1.5 のように、電源と負荷の間を特性インピーダンス Z_0 の線路で結んだ場合、式 (1.6)、(1.8) に送受端の境界条件を用いて A 、 B を決定すれば、次の式が求まる (実際に合わせ、特性インピーダンス Z_0 を実数とし $Z_0 = Z_g$ とする)。電圧、電流の式 (1.21) の右辺第 1 項は波源からの進行波、第 2 項は負荷からの反射波を表す。

$$V = \frac{V_g}{2} e^{-\gamma x} + \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} e^{-2\gamma l} \frac{V_g}{2} e^{\gamma x} \quad (1.21a)$$

$$I = \frac{V_g}{2Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} e^{-2\gamma l} \frac{V_g}{2Z_0} e^{\gamma x} \quad (1.21b)$$

任意の点での反射波の進行波に対する比を反射係数 Γ とし次式で定義すると

$$\begin{aligned} \Gamma(x) &= \frac{V_-}{V_+} = \frac{B e^{\gamma x}}{A e^{-\gamma x}} = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} e^{-2\gamma l} e^{2\gamma x} = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} e^{-2\gamma(l-x)} \\ &= \Gamma(l) e^{-2\gamma(l-x)} = \Gamma_l e^{-2\gamma(l-x)} \end{aligned} \quad (1.22)$$

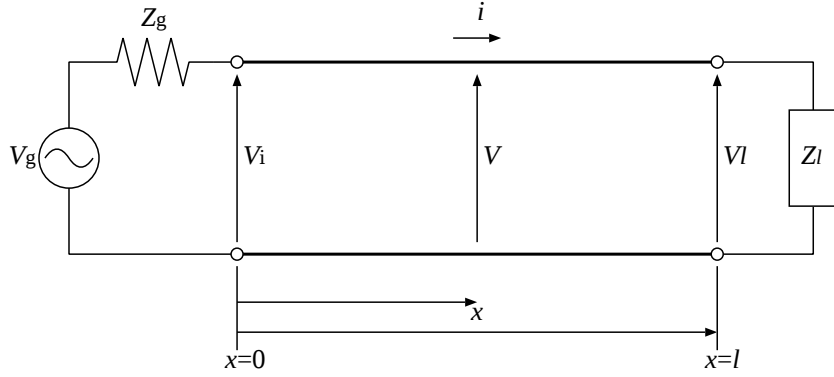


図 1.5: 線路による信号の伝達

となる。ここで、 $x = l$ における負荷 Z_l の反射係数 Γ_l (reflection coefficient) を

$$\Gamma_l = \Gamma(l) = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} = |\Gamma_l| e^{j\theta} \quad (1.23)$$

としている。もし、 $Z_0 = Z_l^*$ であれば $\Gamma_l = 0$ となり、負荷で反射波を生ぜず線路上の進行波はすべて負荷に流入する。この時、この負荷は線路に整合 (matching) するという。

ここで、線路の損失が無視できる場合 ($\alpha = 0$) を考える。この時、反射係数 $\Gamma(x)$ は

$$\Gamma(x) = |\Gamma_l| e^{j\theta} e^{-2j\beta(l-x)} \quad (1.24)$$

となり、 $\Gamma(x)$ の振幅は、 x に関わらず一定となる。この時、電圧分布は、式 (1.6)、(1.23) より

$$\begin{aligned} V(x) &= Ae^{-j\beta x} + Be^{j\beta x} \\ &= Ae^{-j\beta x} \left\{ 1 + |\Gamma_l| e^{j(\theta + 2\beta x - 2\beta l)} \right\} \\ &= |A| \sqrt{1 + |\Gamma_l|^2 + 2|\Gamma_l| \cos(\theta + 2\beta x - 2\beta l)} e^{j\psi} \\ \psi &= \tan^{-1} \frac{|\Gamma_l| \sin(\theta + 2\beta x - 2\beta l)}{1 + |\Gamma_l| \cos(\theta + 2\beta x - 2\beta l)} + \tan^{-1} \frac{\text{Im}(A)}{\text{Re}(A)} - \beta x \end{aligned} \quad (1.25)$$

となる。この式は線路上の電圧 $V(x)$ の分布が図 1.6 の様になっていることを示す⁴。式 (1.25) の絶対値の最大値と最小値の比を電圧定在波比 (Voltage Standing Wave Ratio; VSWR) といい、これは線路と負荷の整合の良否を示す重要な指標である。VSWR は次式で計算される。

$$\text{VSWR} = \frac{|V|_{\max}}{|V|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma_l|}{1 - |\Gamma_l|} \quad (1.26)$$

また、負荷の反射係数の絶対値は、VSWR で次式のようにになる。

$$|\Gamma_l| = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1} \quad (1.27)$$

1.6 2 端子対回路網

図 1.7 において、2 線式線路の一端に負荷 Z_l を接続した場合において、入力端と負荷端の電圧、電流を V_i 、 V_l ; I_i 、 I_l とし、各端子の位置を $x = 0$ 、 $x = l$ とおけば、式 (1.6)、(1.8)、(1.16)、(1.16)、(1.17) から、

$$V_i = A + B, \quad V_l = Ae^{-\gamma l} + Be^{\gamma l} \quad (1.28a)$$

⁴ $Z_0 = 50\Omega$ 、 $Z_l = 0$ 、 $Z_l = \infty$ 、 $Z_l = 75\Omega$ と $Z_l = 300\Omega$ の時の電圧分布と位相分布を求めてみよう (真空中で周波数 600MHz、長さ $l=2\text{m}$)。

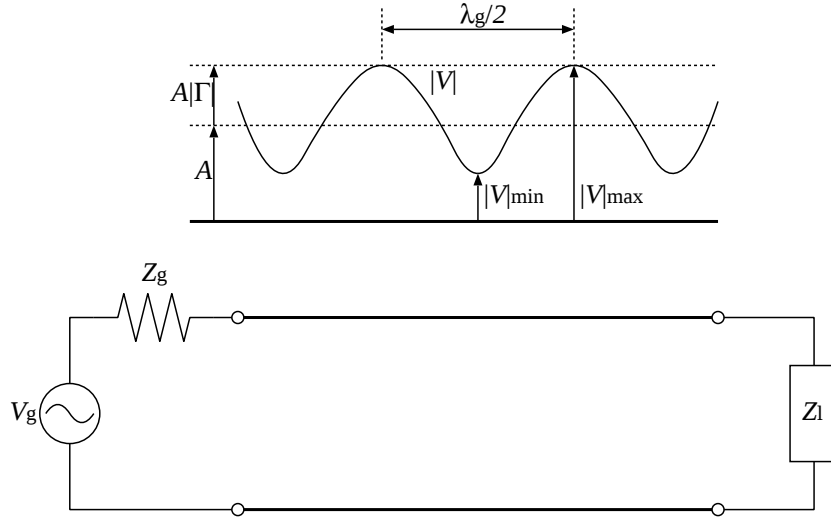


図 1.6: 定在波

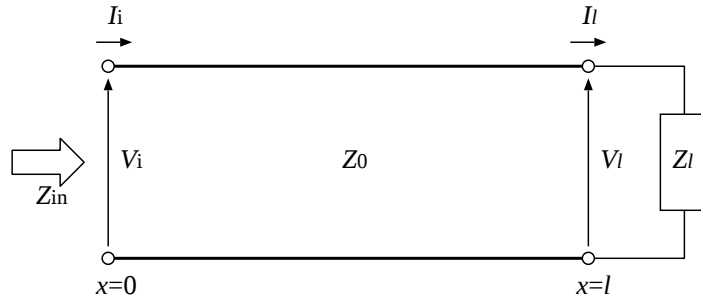


図 1.7: 線路の入力インピーダンス

$$I_i = \frac{1}{Z_0}(A - B), \quad I_l = \frac{1}{Z_0}(Ae^{-\gamma l} - Be^{\gamma l}) \quad (1.28b)$$

となる。これから A 、 B を消去し、

$$\frac{e^{\gamma l} + e^{-\gamma l}}{2} = \cosh \gamma l, \quad \frac{e^{\gamma l} - e^{-\gamma l}}{2} = \sinh \gamma l \quad (1.29)$$

の関係を入れて整理すれば、次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} V_i \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l & Z_0 \sinh \gamma l \\ \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l & \cosh \gamma l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_l \\ I_l \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

図 1.7 のように、線路長 l の線路の先端に Z_l を付加したときの、線路の入力端から見た入力インピーダンス Z_{in} は、式 (1.28) で、 $V_l/I_l = Z_l$ において、

$$Z_{in} = \frac{V_i}{I_i} = Z_0 \frac{Z_l \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l}{Z_l \sinh \gamma l + Z_0 \cosh \gamma l} \quad (1.31)$$

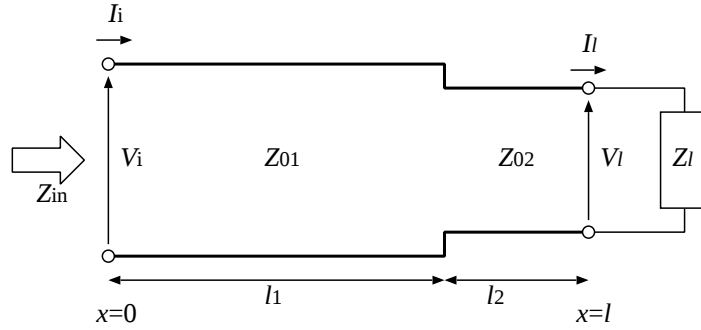


図 1.8: 特性インピーダンスの異なる線路を接続した 2 端子対回路

線路の損失が無視できる場合は、 $\gamma = j\beta$ において次式が得られる。

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_l + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_l \tan \beta l} \quad (1.32)$$

図 1.8 の様に特性インピーダンスの異なる線路を接続した時、2 端子対回路の入力端、付加端の電圧電流は次式ようになる。

$$\begin{bmatrix} V_i \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_1 l_1 & Z_{01} \sinh \gamma_1 l_1 \\ \frac{1}{Z_{01}} \sinh \gamma_1 l_1 & \cosh \gamma_1 l_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cosh \gamma_2 l_2 & Z_{02} \sinh \gamma_2 l_2 \\ \frac{1}{Z_{02}} \sinh \gamma_2 l_2 & \cosh \gamma_2 l_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_l \\ I_l \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

1.6.1 2 端子対回路網の特殊な例

- $l = \lambda_g/4$ (λ_g は線路上の波長) の場合は、式 (1.32) は、

$$Z_{in} Z_l = Z_0^2 \quad (1.34)$$

となる。すなわち、4 分の 1 波長の線路は、高抵抗を低抵抗に、低抵抗を高抵抗に変換する変成器として働くので、4 分の 1 波長変成器 (quarter-wave transformer) とよばれる。

- $l = n\lambda_g/2$ (n は正の整数) の場合、 $Z_{in} = Z_l$ となる。
- 先端を短絡した線路の入力インピーダンスは、式 (1.31) で $Z_l = 0$ において、

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta l \quad (1.35)$$

となる。 Z_{in} は l とともに図 1.9 に示すように変化する。すなわち、 $0 < l < \lambda_g/4$ の範囲ではインダクタンスとして、 $\lambda_g/4 < l < \lambda_g/2$ の範囲ではキャパシタンスとして働く。

- 先端を開放した線路の入力インピーダンスは、式 (1.32) で $Z_l = \infty$ において、

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (1.36)$$

となる。 Z_{in} は l とともに図 1.9 に示すように変化する。すなわち、 $0 < l < \lambda_g/4$ の範囲ではキャパシタンスとして、 $\lambda_g/4 < l < \lambda_g/2$ の範囲ではインダクタンスとして働く。

このような伝送線路の先端を短絡あるいは解放したものは stub とよばれる。その入力インピーダンスは、抵抗成分を持たずリアクタンス成分のみを持つので、給電線との整合をとるために負荷のインピーダンスのリアクタンス成分を打ち消すように用いられる。

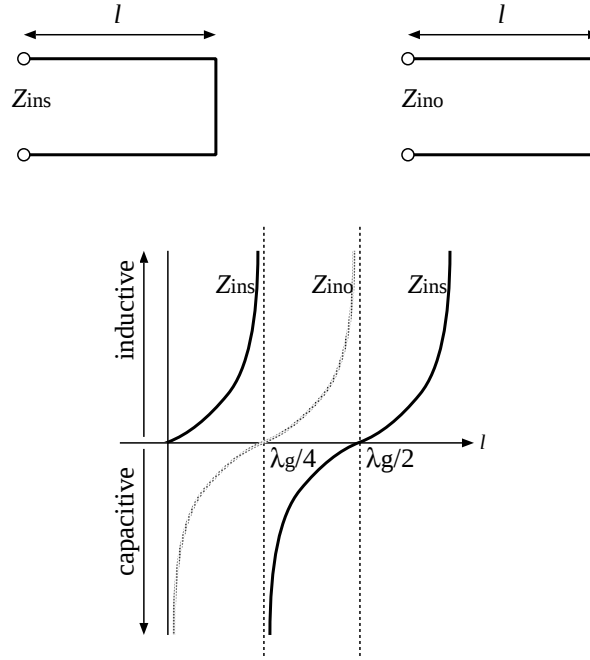


図 1.9: 先端を短絡、開放した線路の入力インピーダンス

1.7 スミス図表

スミス図表は、1939 年 P.H.Smith(米国) の発案になるもので、一様な伝送線路によるインピーダンス変換の問題を取り扱うのに極めて便利な円線図である。

式 (1.23) から反射係数 Γ_l は、正規化インピーダンス $\hat{Z}$ を

$$\hat{Z} = \frac{Z_l}{Z_0} = \hat{R} + j\hat{X} \quad (1.37)$$

とすると

$$\Gamma_l = \frac{Z_l/Z_0 - 1}{Z_l/Z_0 + 1} = \frac{\hat{Z} - 1}{\hat{Z} + 1} \quad (1.38)$$

すなわち正規化インピーダンス $\hat{Z} = Z/Z_0$ と反射係数 Γ_l とは 1 対 1 に対応する。したがって、反射係数表面上に点をとれば、その点は反射係数とともに、正規化インピーダンスをも表す。

長さ l の損失を含む伝送線路の負荷端での反射係数は式 (1.22)、(1.23) より

$$\begin{aligned} \Gamma(x) &= \frac{V_-}{V_+} = \frac{Ae^{\gamma x}}{Be^{-\gamma x}} = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} e^{-2\gamma l} e^{2\gamma x} = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} e^{-2\gamma(l-x)} \\ &= \Gamma(l) e^{-2\gamma(l-x)} = |\Gamma_l| e^{j\theta} e^{-2\gamma(l-x)} \\ &= |\Gamma_l| e^{j\theta} e^{-2\alpha l'} e^{-2j\beta l'} \end{aligned} \quad (1.39)$$

ただし $l' = l - x$

であるから、 $|\Gamma_l| e^{2\alpha(x-l)} = \text{constant.}$ は原点を中心とする半径 $|\Gamma|$ の円となり、 $e^{j\theta'} = \text{constant.}$ は原点を通り、実軸となす角 θ' の直線となる。この様子を図 1.10(a) に示す。

次に Γ 平面上の点と、インピーダンスとの関係調べる。反射係数 Γ を

$$\Gamma = u + jv \quad (1.40)$$

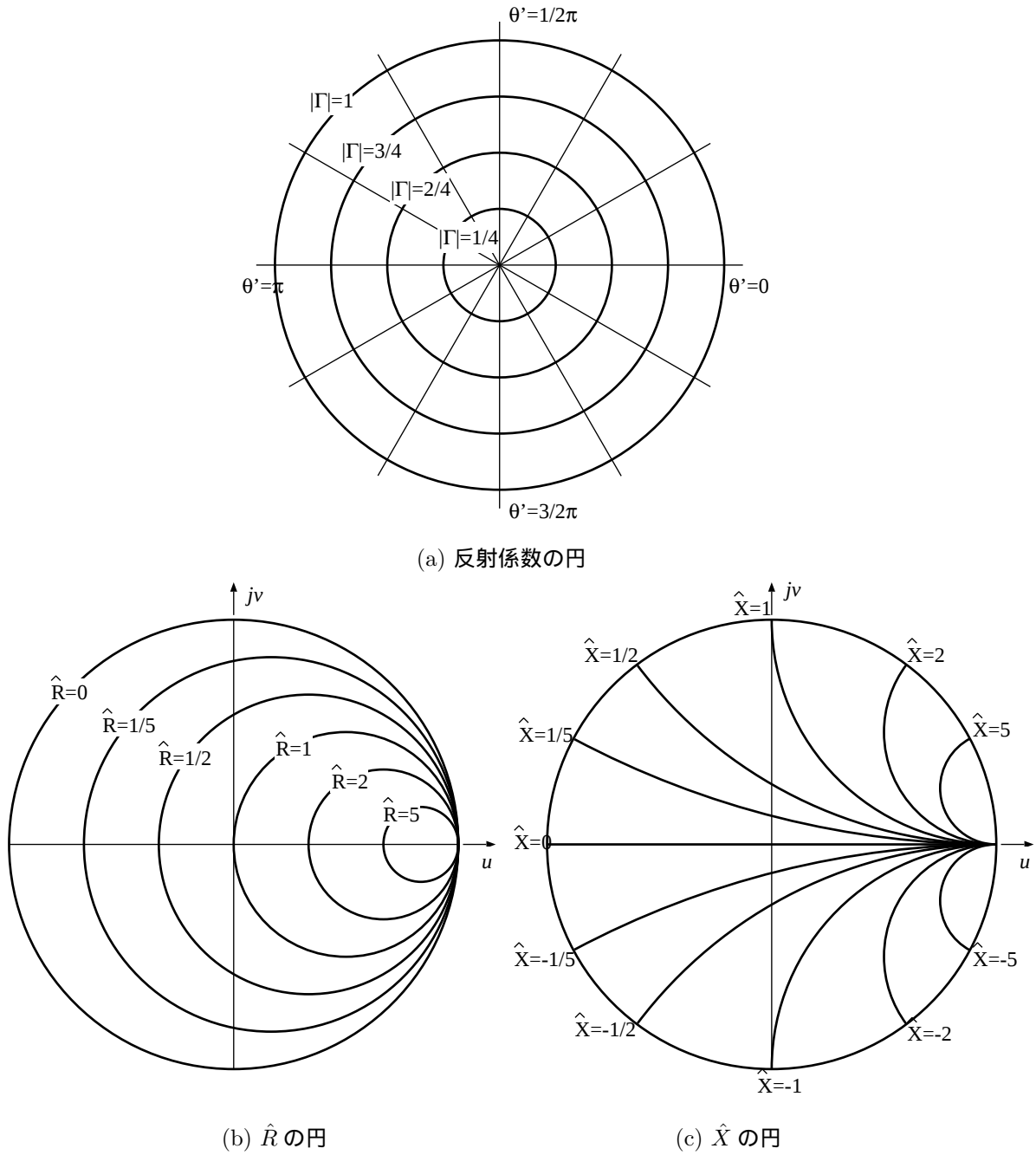


図 1.10: スミス図表の基本

の様に複素表示すると、正規化インピーダンスは

$$\frac{Z_l}{Z_0} = \hat{R} + j\hat{X} \quad (1.41)$$

$$= \frac{1 + \Gamma_l}{1 - \Gamma_l} = \frac{1 - u^2 - v^2 + 2jv}{(1 - u)^2 + v^2} \quad (1.42)$$

表 1.1: スミス図表の円群の中心と半径

	中心	半径
$\hat{R}$ の円	$(\frac{\hat{R}}{1+\hat{R}}, 0)$	$\frac{1}{1+\hat{R}}$
$\hat{X}$ の円	$(1, \frac{1}{\hat{X}})$	$\frac{1}{ \hat{X} }$

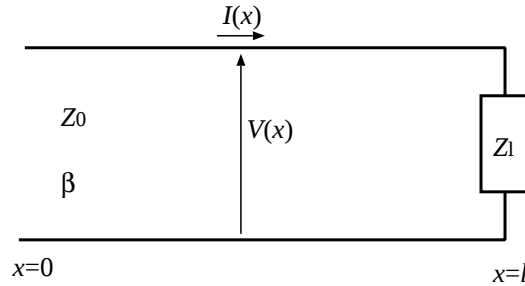


図 1.11: 等価伝送線路

となり、 $\hat{R}$ 、 $\hat{X}$ を u 、 v の関数として求め、その結果を変形すれば、

$$\left(u - \frac{\hat{R}}{\hat{R}+1}\right)^2 + v^2 = \left(\frac{1}{\hat{R}+1}\right)^2 \quad (1.43a)$$

$$(u-1)^2 + \left(v - \frac{1}{\hat{X}}\right)^2 = \left(\frac{1}{\hat{X}}\right)^2 \quad (1.43b)$$

が得られる。したがって、 $\hat{R}=\text{constant}$ 、 $\hat{X}=\text{constant}$ は図 1.10(b) に示すように、それぞれ表 1.7 のような中心の座標と半径の円群であらわされる。 $\hat{Z}$ 平面の $\hat{R} \geq 0$ の範囲の $\hat{R}=\text{一定}$ 、 $\hat{X}=\text{一定}$ の直交直線群を Γ 面に写像した図表をスミス図表 (Smith chart) といい、図 1.10 のような円線図となる⁵。

普通、スミス図表は半径 1 の円とその内部の円線図で表され、円周は $\hat{Z}$ 平面の $\hat{R} > 0$ の半平面对に対応する。スミス図表はもともと Γ 平面を表すことから、スミス図表上で $(0,0)$ を中心とする円は $|\Gamma|=\text{一定}$ の軌跡であり、あるいは VSWR=一定の軌跡を表すことがわかる⁶。

1.8 負荷インピーダンスと電圧分布

1.8.1 分布定数線路の電圧分布

アンテナのインピーダンスの測定方法に、給電線の電圧あるいは電流分布を測定し、その分布値より求める方法がある。分布の最大値、最小値より反射係数の絶対値が求められ、最小値 (節) の位置と、終端を短絡したときの分布の最小値 (節) の相対位置より位相を求めることができる。ここでは、負荷インピーダンスと電圧分布の関係を求める。

給電線を図 1.11 の様な分布定数伝送線路 (Z_0 : 特性インピーダンス、 β : 位相定数) の等価回路で考える。電圧、電流を $V(x)$ 、 $I(x)$ とする。この時点 x での $V(x)$ は反射係数 $\Gamma(x)$ (式 (1.22)) を用いて式 (1.25) で表され

⁵ アドミタンスに読み替える方法を説明してみよう

⁶ VSWR=一定の軌跡とは？

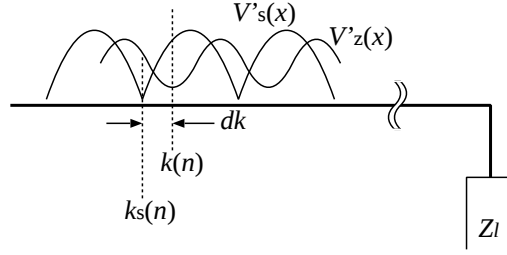


図 1.12: 電圧分布と節の位置

る。式 (1.25) の包絡線を $V'(x)$ とすると、

$$V'(x) = |A| \sqrt{1 + |\Gamma_l|^2 + 2|\Gamma_l| \cos(\theta + 2\beta x - 2\beta l)} \quad (1.44)$$

となる。上式より、電圧分布 $V'(x)$ の先端より n 番目の節の位置 $k(n)$ は、($n=0,1,2,\dots$)

$$\theta + 2\beta k(n) = (2n + 1)\pi \quad (1.45)$$

の条件の時決定され、次のようになる。

$$k(n) = \frac{\lambda}{4\pi} \{(2n + 1)\pi - \theta\} \quad (1.46)$$

1.8.2 負荷インピーダンスと電圧分布

終端 ($x = l$) に未知の負荷 Z_l を接続した場合と、終端を短絡した場合の電界分布 $V'_Z(x)$ 、 $V'_s(x)$ を測定し、終端における反射係数 Γ の振幅及び位相を式 (1.44)-(1.46) より求める。

電圧分布 $V'_Z(x)$ の最大値 $V'_{Z\max}$ 、最小値 $V'_{Z\min}$ は式 (1.44) より

$$V'_{Z\max} = |A|(1 + |\Gamma_l|) \quad (1.47a)$$

$$V'_{Z\min} = |A|(1 - |\Gamma_l|) \quad (1.47b)$$

となり、 $|\Gamma|$ は次式のようになる。

$$|\Gamma_l| = \frac{|V'_{Z\max} - V'_{Z\min}|}{|V'_{Z\max} + V'_{Z\min}|} \quad (1.48)$$

また、終端 ($x = l$) を短絡した場合 ($Z_l = 0$ 、 $|\Gamma| = 1$ 、 $\theta = \pi$) を考える。式 (1.46) により、短絡した場合の分布の節の位置 $k_s(n)$ は

$$k_s(n) = \frac{\lambda}{2}n \quad (1.49)$$

となる。

図 1.12 に示すように、終端 ($x = l$) に Z_l を負荷したときの n 番目の節の位置 $k(n)$ と終端を短絡したときの n 番目の節の位置 $k_s(n)$ の差を dk とすると、

$$\begin{aligned} dk &= k(n) - k_s(n) \\ &= \frac{\lambda}{4\pi}(-\theta + \pi) \end{aligned} \quad (1.50)$$

となり、これより θ は次式のようになる。

$$\theta = \pi - \frac{4\pi}{\lambda}dk = \pi - 2\beta dk \quad (1.51)$$

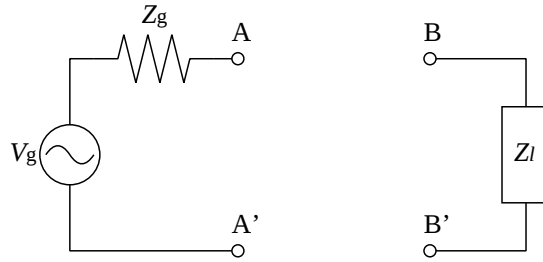


図 1.13: インピーダンス変換器

式 (1.51) において π は $\Gamma(ks(n))$ の位相を意味している。式 (1.22) により、終端 ($x = l$) の反射係数 $\Gamma(l)$ は、

$$\Gamma(l) = |\Gamma_l| e^{j\{\theta + 2\beta(l-l)\}} = |\Gamma_l| e^{j\theta} = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (1.52)$$

となり、電界分布と、式 (1.48)、(1.51) より求めた $|\Gamma_l|$ 、 θ で表され、さらに Z_l との関係が求められる。

1.9 - 分布定数の理論を使ってみよう -

1.9.1 1/4 波長変成器とインピーダンス整合

図 1.13 に示すように、給電側と負荷側のインピーダンス Z_g と Z_l が異なる場合、AA'-BB' 間を直結したのでは信号源から送られたエネルギーは負荷で全て消費されず、一部あるいは全部が反射する。信号源からのエネルギーを全て負荷で消費するように AA'-BB' 間に 1/4 波長変成器を用いて対策を考えよ。ただし、 $Z_g = 50\Omega$ 、 $Z_l = 100\Omega$ 、周波数は 600MHz とする。

1.9.2 スタブとインピーダンス整合

同じ図 1.13 の回路において、負荷側のインピーダンス Z_l が一般的な複素数である場合を考える。スタブのみを用いてインピーダンス整合をとる方法を考えよ。さらに、その方法をスミスチャートあるいはアドミタンスチャートを用いて説明せよ。ただし、 $Z_g = 50\Omega$ 、 $Z_l = 200 + j100\Omega$ とする。

1.9.3 アンテナのインピーダンスを測定するときの問題

アンテナのインピーダンスを測定する場合、測定の校正法が問題になる。インピーダンスを測定するには、ケーブルを用いて測定器とアンテナを接続する必要がある。そのため得られた測定値は、ケーブルを含めたインピーダンスとなる。図 1.14 に示すように長さ L 、伝搬定数 γ のケーブルにアンテナを接続して測定した値 $\Gamma(L)$ はアンテナのみのインピーダンス $\Gamma(0)$ とは異なる。ケーブルの補正する方法を考えよ。また、スミスチャートを用いて説明せよ。(ヒント：図 1.15 に示すように同じケーブルの先端を短絡あるいは開放したもののインピーダンス Γ_s を利用するとよい)

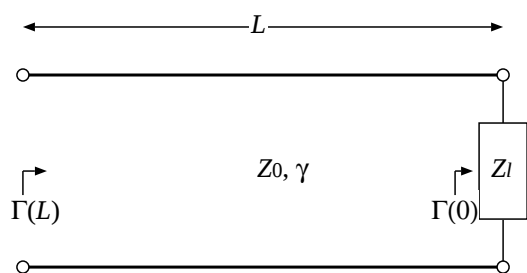


図 1.14: 本当の入カインピーダンス？

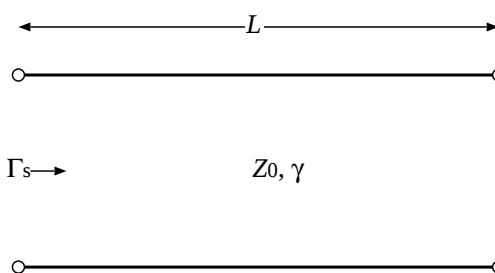


図 1.15: ケーブルの補正

第2章 平面伝送線路

マイクロ波回路に使用される基本的な伝送線路に、マイクロストリップ線路 (MSL: Microstrip Line)、コプレーナ線路 (CPW: Coplanar Waveguide)、スロット線路 (SL: Slot Line) などがある。これらの線路は小型・軽量・薄型で、プリント基板に回路パターンをエッチングするだけで容易に製作できるため、マイクロ波集積回路や平面アンテナの給電線等に良く用いられる。ここでは、これらのマイクロ波伝送線路の構造・原理、及び問題点とその対策について述べる。

平面伝送線路は図 2.1 と図 2.2 に示すように、それぞれ開放形とトリプレート形と呼ばれる大きな 2 つの構成に分けらる。あるいは、平衡型、不平衡型線路に分類することもできる。いずれも、高周波回路の伝送線路として用いられている。

開放形のストリップ線路では、電磁界が回路の外部に拡散するので、損失が増大することがありうることに、外部の電磁界と結合しやすいので特性が不安定になることなどが欠点としてあげられる。しかし、製作と調整が容易なために実用性は高い。トリプレート形のストリップ線路では、中心導体が 2 枚の導体基板にはさまれた構造をもち遮蔽されているため、電磁波の漏洩や外部からの雑音の影響を受けにくい。

2.1 マイクロストリップ線路

マイクロストリップ線路 (MSL) は、図 2.3 に示すように、比誘電率 ε_r を持つ誘電体基板上に、幅 W を持つ導体線路を有した構造をしている。そして、周波数の低い場合には、図 2.3 のような電磁界分布を断面に持ち、TEM 波に近いモードとなり、誘電体基板の比誘電率 ε_r が大きいと、電磁界の多くが誘電体内に分布するので、伝送特性は安定で分散特性も小さい。そして、周波数がゼロ、すなわち直流の場合には、完全に電界も磁界もすべて中心導体に垂直な面内にある TEM モードとなる。しかし、周波数が高くなると誘電体基板上に表面波を励起し、この表面波モードと結合するため、波の進行方向に電界および磁界成分を持つ結合モードとなる。実際使用する場合には、表面波とのモード結合による損失を避けるため、結合の少ない低い周波数で使用するため、ほぼ TEM 波として扱う。このように TEM 波に近い波を、準 TEM 波と呼ぶ。

また、電流は線路の上下に流れ、その縁に集中する。接地板上では中央で最大であり、横に減衰しながら広がる。

マイクロストリップ線路は、同軸線路や導波管に比べ小型・軽量・薄型な特長を有するものの、導体損、放射損等の伝送損失が比較的大きいという欠点がある。特にコーナー部では、マイクロストリップアンテナの様にエネルギーを放射するために損失が増加し、また、アンテナの給電線に用いる場合には、指向性などに影響を及ぼす恐れがある。

マイクロストリップ線路の特性インピーダンス Z_0 は、次式のように近似され、周波数にほとんど依存せず、ストリップ線路の幅 W 、誘電体厚さ h 、比誘電率 ε_r で決定される。

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{er}}} \ln \left(\frac{8h}{W_e} + \frac{W_e}{4h} \right), \quad W/h \leq 1 \quad (2.1a)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{er}}} \left\{ \frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \times \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1}, \quad W/h \geq 1 \quad (2.1b)$$

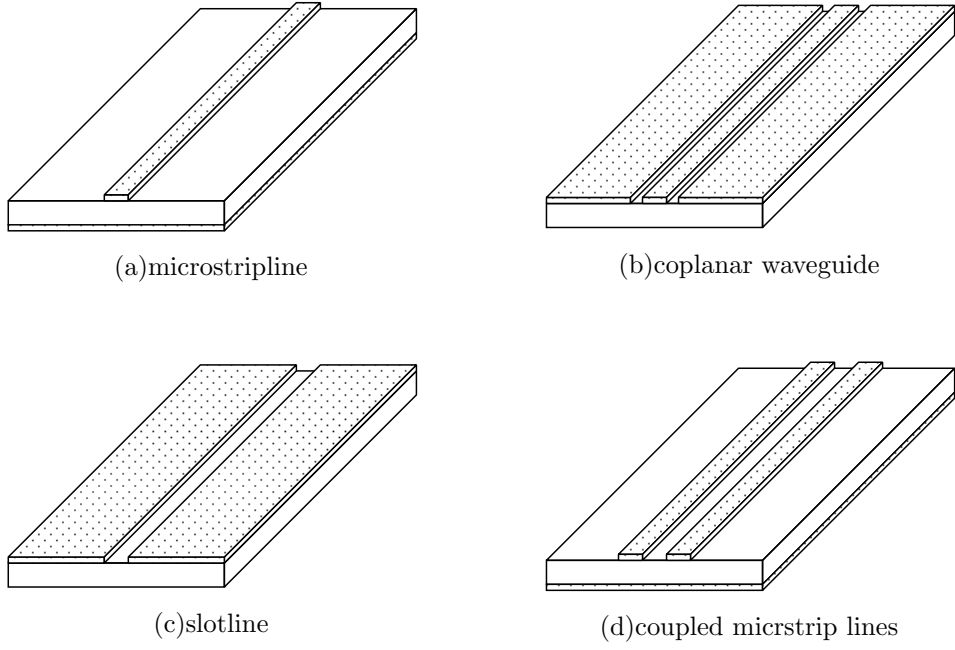


図 2.1: Planar Transmission Lines Used in Microwave Integrated

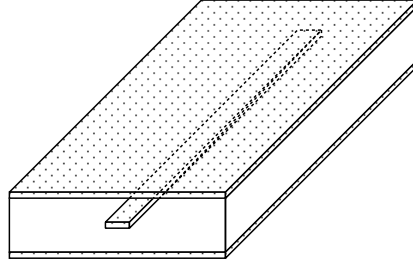


図 2.2: Triplate Line Configuration

ただし、

$$\begin{aligned} \frac{W_e}{h} &= \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right), & W/h &\leq \frac{1}{2}\pi \\ \frac{W_e}{h} &= \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4h}{t} \right), & W/h &\geq \frac{1}{2}\pi \\ \varepsilon_{er} &= \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} F(W/h) - C \\ F(W/h) &= \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2, & W/h &\leq 1 \\ F(W/h) &= \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}}, & W/h &\geq 1 \\ C &= \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{W/h}} \end{aligned}$$

である。ここで ε_{er} は実効誘電率である。

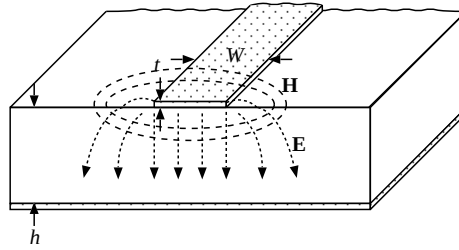


図 2.3: Microstrip Line Configuration

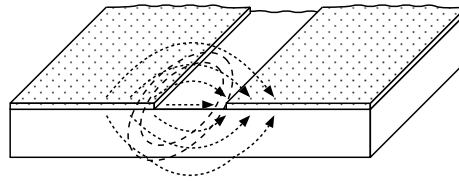


図 2.4: Slot Line Configuration

2.2 スロット線路

スロット線路 (SL) は、図 2.4 に示すように誘電体基板の同一平面上に端子が形成される共平面構造のため、前述のコプレーナ線路と同様に、ダイオードや FET といったデバイスとの直並列接続が容易である。スロット線路の基本モード電磁界分布を図 2.4 に示す。

その顕著な特徴は、マイクロストリップ線路やコプレーナ線路と異なり、平衡伝送モードを持つことである。即ち、マイクロストリップ線路などの不平衡線路では、電位ゼロの接地導体に対して、信号線であるストリップ線路の電位が時間と共にプラス・マイナスに変化する。一方、スロット線路のような平衡モード伝送線路では、線路を形成している相対する導体が互いに逆極性の関係で変化する。スロット線路の伝送モードは、導波管の高周波磁界とよく似たモードになり、その電磁界は比較的広い範囲まで分布している。従って、この線路は準 TEM 線路としては扱えず、その分散特性も大きい。

次に、スロット線路の位相定数 β_{slot} は次式で与えられる。ここで、 λ_g はスロット線路の管内波長である。

$$\beta_{\text{slot}} = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \beta_0 \frac{\lambda}{\lambda_g} \quad (2.2)$$

スロット線路の特性インピーダンスは、マイクロストリップ線路に比べて容易に高くすることができる特徴がある。これは、マイクロストリップ線路の場合には線路の広い面が接地板に対向して容量を持たせているのに対し、スロット線路の場合には導板の縁同士で容量を持たせているため、単位長当たりの静電容量が小さくなるので特性インピーダンスが高くなることによる。

もう 1 つの大きな特徴は、スロット線路の場合には位相定数や特性インピーダンスが周波数によって大きく変化することである。マイクロストリップ線路の場合、その分散特性が表面波との結合によるものであったのに比べ、この場合にはスロット線路自身のモードが周波数特性を持つことが大きな違いである。即ち、図 2.4 の電磁界分布は、零周波数に至るまで存在するため、この TE モードの分散特性が生じる。

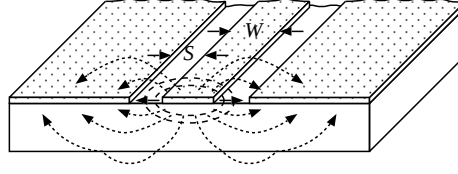


図 2.5: Coplanar Waveguide Configuration

2.3 コプレーナ線路

コプレーナ線路 (CPW) は、図 2.5 のように中心導体と接地導体が同一平面上にある共平面構造である。そして、マイクロストリップ線路と同じく、その基本モードは準 TEM 波として設計できる。また、後述のスロット線路の結合線路と見なすこともできるが、その場合の基本伝送モードは、対称線路における 2 つの直交モードの奇モードに相当する。図 2.5 にその電磁界分布を示すが、マイクロストリップ線路と比較すると誘電体外の電磁界分布の比率が高い。そのため、実効的な不均質性が高くなり、実効誘電率 ϵ_{cpw} はマイクロストリップ線路に比べて小さく、また線路の分散特性はやや大きくなる。

コプレーナ線路は、その共平面構造のためにダイオードや FET といったデバイスとの直並列接続が容易である。また、特性インピーダンスが中心導体幅 W とその接地導体までの間隔 (スロット幅) S の比、ならびに半導体基板の比誘電率 ϵ_r で決まるため、基板厚の線路特性に与える影響は小さい。その結果、線路幅を線路損失が許容できる範囲で微細化する設計自由度を持っている。この他、後述のスロット線路に比べて、同軸線路からの変換がしやすい利点もある。

コプレーナ線路の伝送損失は、一般にマイクロストリップ線路と比較して導体損が大きくなるものの、放射による損失は小さいため、アンテナの給電線に適している。しかし、2 つのグラウンド面に電位差が生じると、結合スロットラインモード (偶モード) が発生し、伝送モードが基本伝送モード (奇モード) との結合モードとなり、伝送特性が劣化してしまう。このため、不連続部の前後において、内外の接地導体をエアブリッジ等で同電位にする手法が用いられる。

実効誘電率 ϵ_{cpw} は、基板厚 h を無限大とした場合は電界分布が接地板の上下の面で対称なので

$$\epsilon_{cpw} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (2.3)$$

となる。これより、位相定数 β_{cpw} は次式で与えられる。

$$\beta_{cpw} = \sqrt{\epsilon_{cpw}} \beta_0 \quad (2.4)$$

また、特性インピーダンス Z_{cpw} は

$$Z_{cpw} = \frac{Z_{cpw,0}}{\sqrt{\epsilon_{cpw}}}, \quad Z_{cpw,0} = \frac{\zeta_0}{4} \frac{K(k')}{K(k)} \quad (2.5)$$

$Z_{cpw,0} : \epsilon_r$ におけるコプレーナ線路の特性インピーダンス

$\zeta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$, K : 第一種完全楕円積分

$k = W/d$, $d = W + 2S$, $k' = \sqrt{1 - k^2}$

として求められる。

基板厚 h を考慮した場合の実効誘電率 ϵ_{cpw} は

$$\epsilon_{cpw} = 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad (2.6)$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi W / 4h)}{\sinh(\pi d / 4h)}, \quad k'_1 = \sqrt{1 - k^2}$$

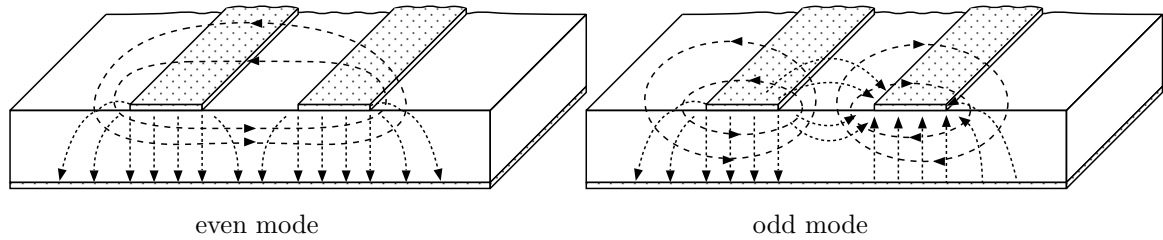


図 2.6: Coupled Microstrip Lines Configuration

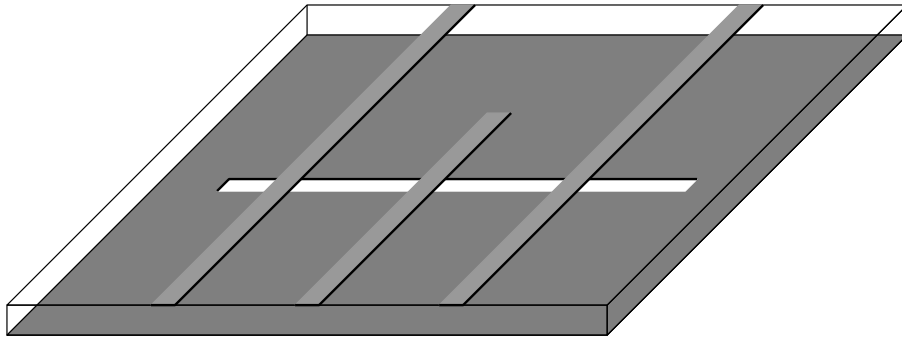


図 2.7: Both-Sided MIC's Circuit

で与えられる。

2.4 結合マイクロストリップ線路

図 2.6 に示すような構造をもつ接地導体板と 2 本の平行なマイクロストリップ線路を配置したものを、結合マイクロストリップ線路 (Coupled Microstrip Lines) とよび、フィルタや方向性結合器等にしばしば使用される。

結合マイクロストリップ線路の電流、電圧は必ずしも接地に対して対称でないので、このような線路を解析するため、電流、電圧を偶モード (even mode) と奇モード (odd mode) に分解して考える。

偶モードと奇モードとでは、特性インピーダンスが異なり、T.G.Bryant と J.A.Weiss の方法が実験値と良くあうので、広く利用されている。

2.5 両平面回路

通常のマイクロストリップ線路を給電回路とするマイクロストリップアレーアンテナでは、線路中に曲がりや分岐、インピーダンス変換器が必要であり、配列素子数が増加すると給電回路の構成が複雑化し、設計上制約を受ける。しかも不連続部からの不要放射などや線路の損失の増加が問題となる。

図 2.7 に示すような両平面回路は、直線状のストリップ線路とスロット線路で構成され、分岐合成回路ではインピーダンス変換器を要せず、極めて簡単な構成になる特徴を持ち、高い設計自由度が得られる。この回路では、全ての線路が直線で構成され、回路中に線路の曲がり無くインピーダンス変換器が不要な特徴を持つ。

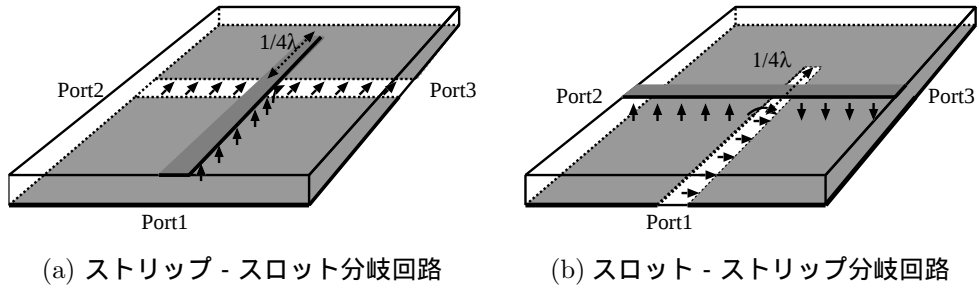


図 2.8: Power Divider

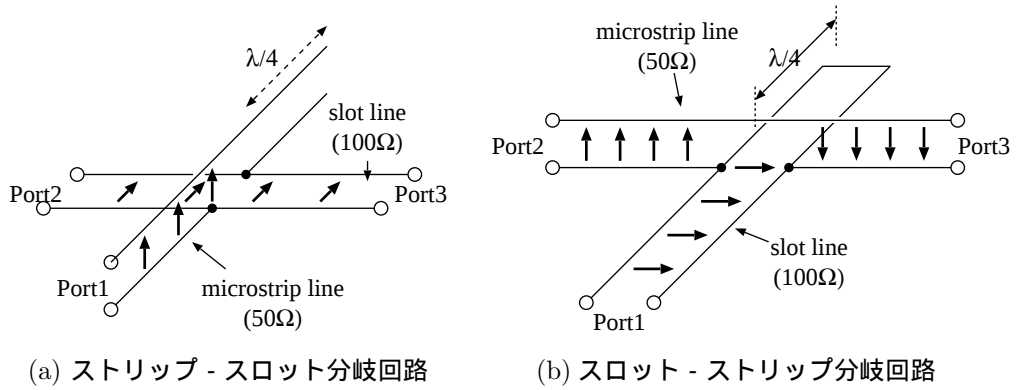


図 2.9: Equivalent Circuit

2.5.1 分岐回路

分岐回路には、図 2.8 に示すストリップ - スロット分岐とスロット - ストリップ分岐の 2 種類を用いている。ストリップ - スロット分岐回路は並列分岐回路で、その電界の様子は図 2.8(a) に示すようになり、同振幅同位相の分配となる。また、スロット - ストリップ分岐回路は直列分岐回路で、その電界の様子は図 2.8(b) に示すようになり、同振幅逆位相の分配となる。

図 2.9 に分岐回路の等価回路を示す。ストリップ - スロット分岐回路では、マイクロストリップ線路の特性インピーダンスを Z_{strip} 、スロット線路の特性インピーダンスを Z_{slot} とすると、 $Z_{\text{strip}} = 1/2Z_{\text{slot}}$ となる。一方、スロット - ストリップ分岐回路の場合、 $Z_{\text{slot}} = 2Z_{\text{strip}}$ となる。

2.5.2 マジック-T 回路

両平面回路を使ったマジック-T 回路の構造と電界の振る舞いの様子を、図 2.10 に示す。ストリップ-スロット変換器とスロット-ストリップ変換器を組み合わせ、マジック-T 回路を構成する。マジック-T 回路は、2 入力 2 出力の一種の方向性結合器である。Port1 と Port2 を入力、Port3 と Port4 を出力ポートとした場合、入力された 2 つの信号の同相成分は、Port3 に合成出力 (図 2.10(a)) され、逆相成分は、Port4 に合成出力 (図 2.10(b)) される。その位相関係を図 2.10(c) に示す。入力信号は同振幅で A_{in} 、位相差を φ 、Port3、4 からの出力信号の振幅をそれぞれ A_3 、 A_4 とすると、

$$\varphi = 2 \tan^{-1} \left(\frac{A_4}{A_3} \right) \quad (2.7)$$

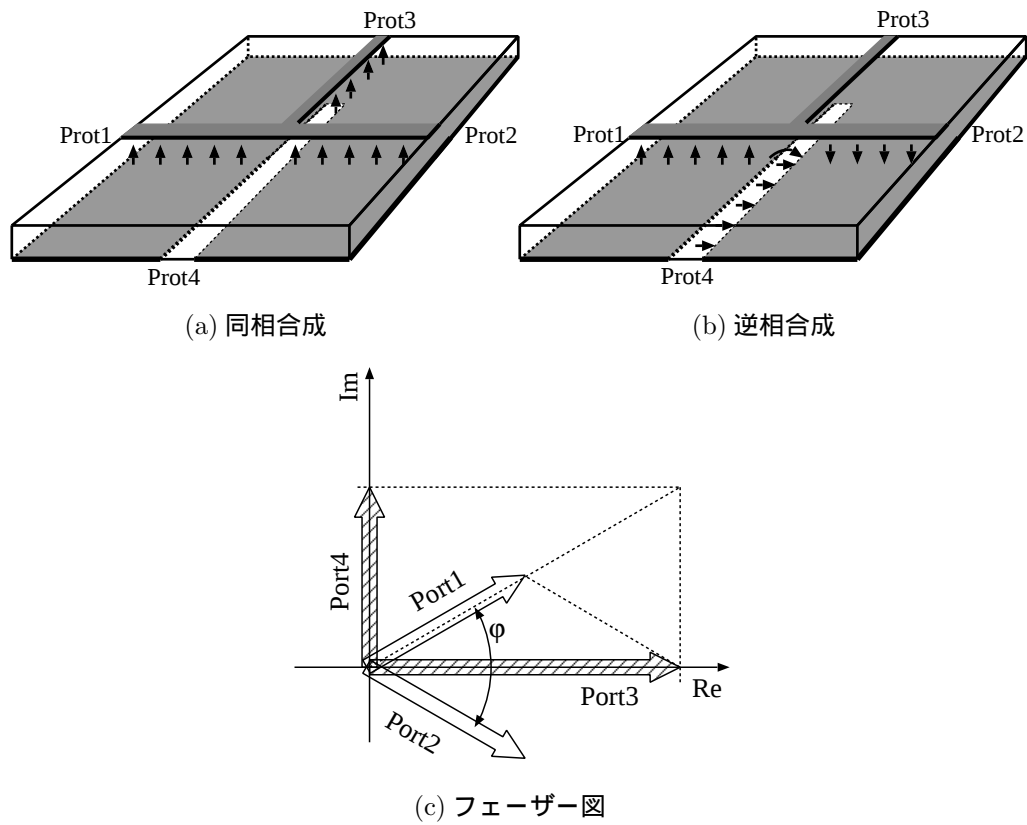


図 2.10: Magic-T

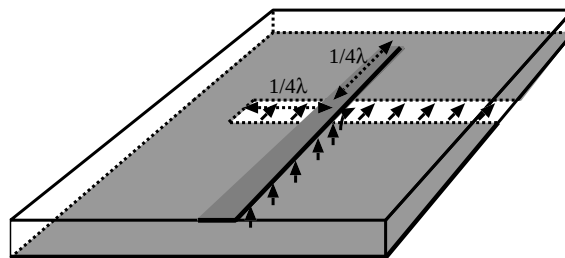


図 2.11: Microstrip-Slot line transformer

となる。すなわち、2つの入力信号の振幅が等しければ、出力される2つの信号は時間的に直交し、その振幅比は、入力信号の位相差で表される。

2.5.3 マイクロストリップ - スロット変換器

また、マイクロストリップ - スロット変換器を、図 2.11 に示す。特性インピーダンスは、 $Z_{\text{strip}} = Z_{\text{slot}}$ となる。

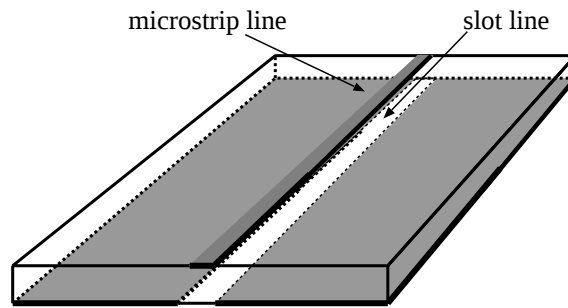


図 2.12: Microstrip-Slot Hybrid line

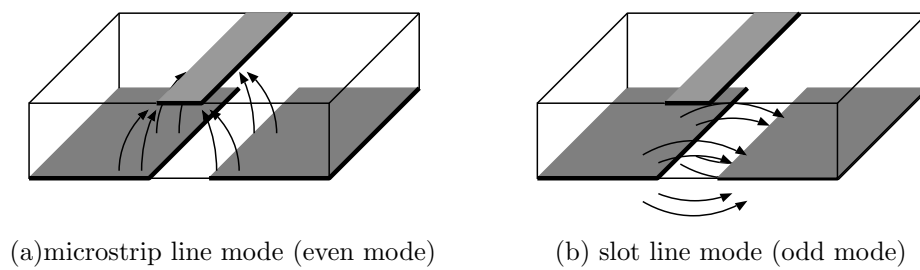


図 2.13: transmission mode

2.5.4 マイクロストリップ-スロット結合線路

マイクロストリップ線路とスロット線路では、互いに直交するモードで信号が伝送するために、構造を重ね合わせることができる。その構成を図 2.5.4 に、電界の様子を図 2.13 に示す。この線路では、2つの信号を独立して伝送することが可能である。

第3章 平面共振器

空間内にある領域 τ を考え、その領域 τ に瞬時的にエネルギーを注入すると、その領域 τ 内に特定な周波数の振動が発生し、その振動がいつまでも保持されるとき、その領域 τ のことを共振系と呼んでいる。

3.1 共振器

図 3.1 に糸の振動の様子を示す。この系では、端が固定され、一切の損失は無いものとする。外部から瞬時にエネルギーが与えられると、永遠に振動は継続し、その状態は図に示すような固有の値のみが存在する。

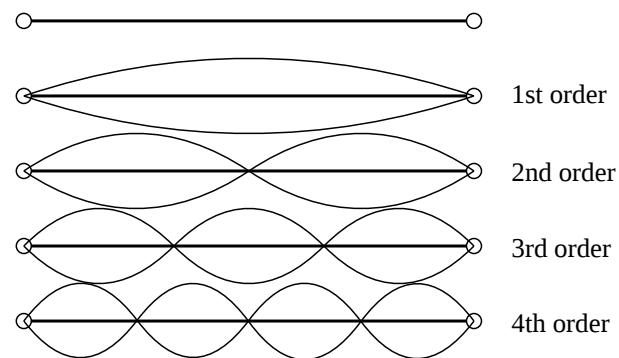


図 3.1: Resonator

3.2 集中定数共振回路

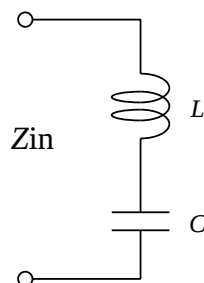


図 3.2: LC resonator

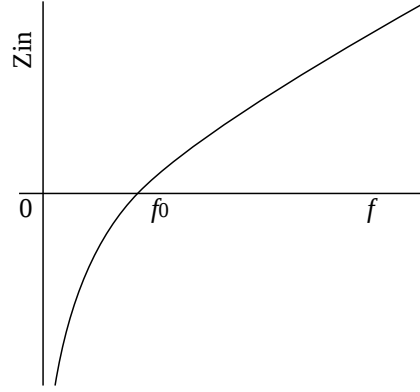


図 3.3: LC resonator

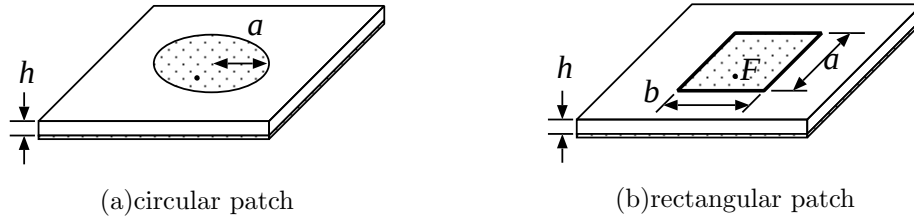


図 3.4: Planar Resonator

図 3.2 に示すような集中定数 L 、 C による直列共振回路の入力インピーダンス Z_{in} および共振周波数 f_0 は、

$$Z_{in} = j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (3.1)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

で表される。この集中定数共振回路の入力インピーダンスを図示すると、図 3.2 のようになる¹。

3.3 平面形共振回路

円形と方形の平面形共振素子を図 3.4(a) と (b) にそれぞれ示す。

円形共振器の TM_{11} モードの周波数 f_{circ} と方形共振器の TM_{10} モードの周波数 f_{rect} は次式で表される。

$$f_{circ} = \frac{\chi_{11} C_0}{2\pi a_{eff} \sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.3)$$

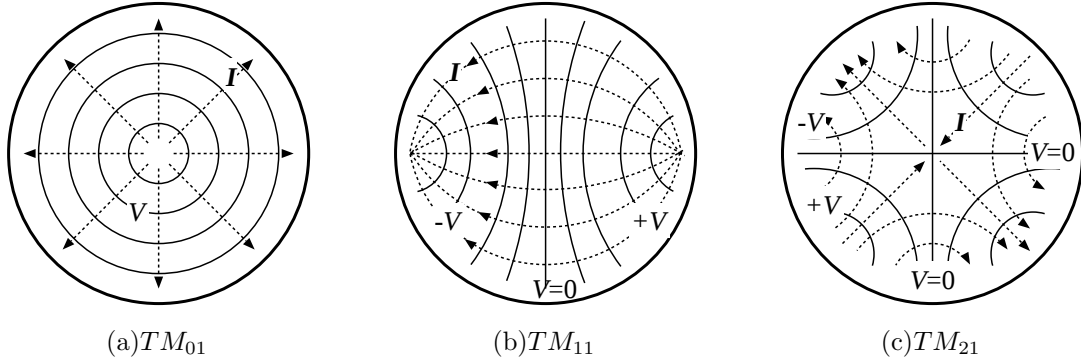
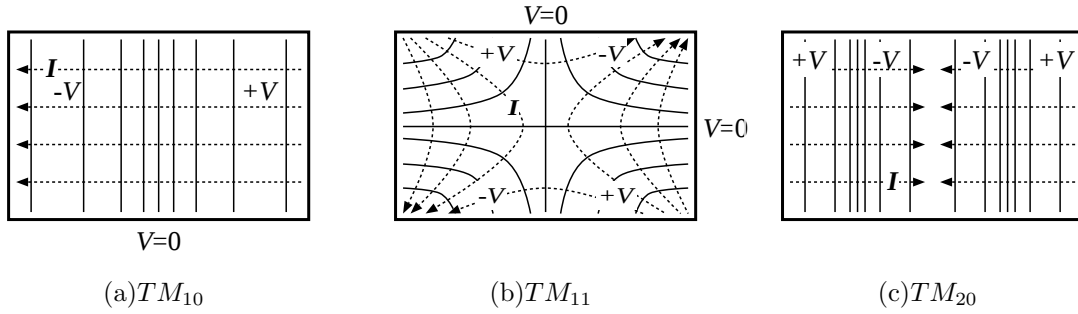
$$a_{eff} = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_e} \left(\ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726 \right) \right\}^{\frac{1}{2}}$$

$$f_{rect} = \frac{C_0}{2a_{eff} \sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.4)$$

$$a_{eff} = a \left\{ 1 + 0.824 \frac{h}{a} \frac{(\epsilon_e + 0.3)(a/h + 0.262)}{(\epsilon_e - 0.258)(a/h + 0.813)} \right\}$$

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{a} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

¹並列共振機の場合は？

図 3.5: TM_{01} , TM_{11} and TM_{21} mode of Circular Patch Resonator図 3.6: TM_{10} , TM_{11} and TM_{20} mode of Rectangular Patch Resonator

C_0 : light velocity

ε_r : dielectric constant

$\chi_{11} = 1.841$

円形共振器の TM_{01} 、 TM_{11} と TM_{21} と矩形形共振器の TM_{10} 、 TM_{11} と TM_{20} のパッチと接地板の間の等電位線とパッチ上の電流の様子をそれぞれ図 3.5 と図 3.5 に示す。

3.4 共振器の Q

共振器の Q (Q factor) は、図 3.7 に示すような電気回路で考えた場合、共振角周波数 ω_0 と Q は

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (3.5)$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC \quad (3.6)$$

で表される。

これを、電磁気学的に考える。共振器のコイル L に流れる電流 I_L により L に蓄えられる最大エネルギーは $W_L = \frac{1}{2} L I_L^2$ で、これはコンデンサ C に蓄えられる最大エネルギー $W_C = \frac{1}{2} C V_C^2$ に等しく、コイルのエネルギーとコンデンサのエネルギーは交互に交流し、共振器全体としての蓄えているエネルギー W_T は W_L 、 W_C に等しい。抵抗 R を流れる電流 I_R により、抵抗 R で 1 秒間にジュール熱として消費されるエネルギーは、

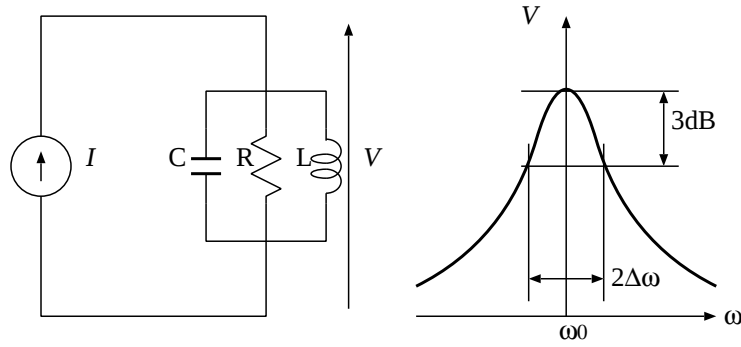


図 3.7: Resonator and Q-factor

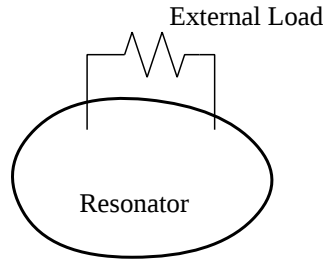


図 3.8: Loaded Resonator

$W_R = I^2 R = V^2 / R$ である。そこで、 Q は次式のように表される。

$$\begin{aligned}
 Q &= \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 C R = \omega_0 \frac{V^2 C}{V^2 / R} = \omega_0 \frac{W_T}{W_R} \\
 &= \frac{\omega_0}{2\Delta\omega} \\
 &= \omega \frac{\text{共振器の蓄積エネルギー}}{1 \text{ 秒間に共振器中で消費されるエネルギー}}
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

図 3.8 のように、共振器に外部負荷を接続した時の内部 Q (internal $Q=Q_{in}$)、外部 Q (external $Q=Q_{ex}$)、負荷 Q (loaded $Q=Q_l$) が、次のように定義される。

$$Q_{in} = \omega \frac{\text{共振器の蓄積エネルギー}}{1 \text{ 秒間に共振器中で消費されるエネルギー}} \tag{3.8}$$

$$Q_{ex} = \omega \frac{\text{共振器の蓄積エネルギー}}{1 \text{ 秒間に負荷で消費されるエネルギー}} \tag{3.9}$$

$$Q_l = \omega \frac{\text{共振器の蓄積エネルギー}}{1 \text{ 秒間に全体で消費されるエネルギー}} \tag{3.10}$$

以上の関係式から Q_{in} 、 Q_{ex} と Q_l には、次の関係がある。

$$\frac{1}{Q_l} = \frac{1}{Q_{in}} + \frac{1}{Q_{ex}} \tag{3.11}$$

第4章 マイクロストリップアンテナの基礎

マイクロストリップアンテナは、小型軽量という利点があり、衛星放送受信アンテナをはじめ航空機通信アンテナなどに使用され始めている。このマイクロストリップアンテナの原理、種類などについて述べる。

4.1 マイクロストリップアンテナの構造と原理

マイクロストリップアンテナは、プリント基板の片面に様々な形状のマイクロストリップ導体をエッチングで形成して電波を放射、あるいは受信できるようにしたものである。プリント基板をエッチングして作った図 4.1(a) のような円形あるいは方形マイクロストリップ導体（以後給電素子と呼ぶ）に給電すると接地板との間に電界が発生する。 y - z 平面内の電気力線は図 4.1(b) の破線のようにになる。電気力線は給電素子と接地板に挟まれた領域だけでなく、その外側に漏れていく成分が存在し、外へ電力が漏れていく。これが放射損と呼ばれ給電素子の放射損を積極的に利用するのがマイクロストリップアンテナである。図 4.1(a) に示すような円形あるいは方形マイクロストリップ素子では電磁界は外部に漏れるため（図 4.1(b) 参照）、その共振周波数 f_{circ} 、 f_{rect} は境界における縁端効果を考慮した等価半径 a_{eff} を用い式 (3.3)、式 (3.4) で表される。

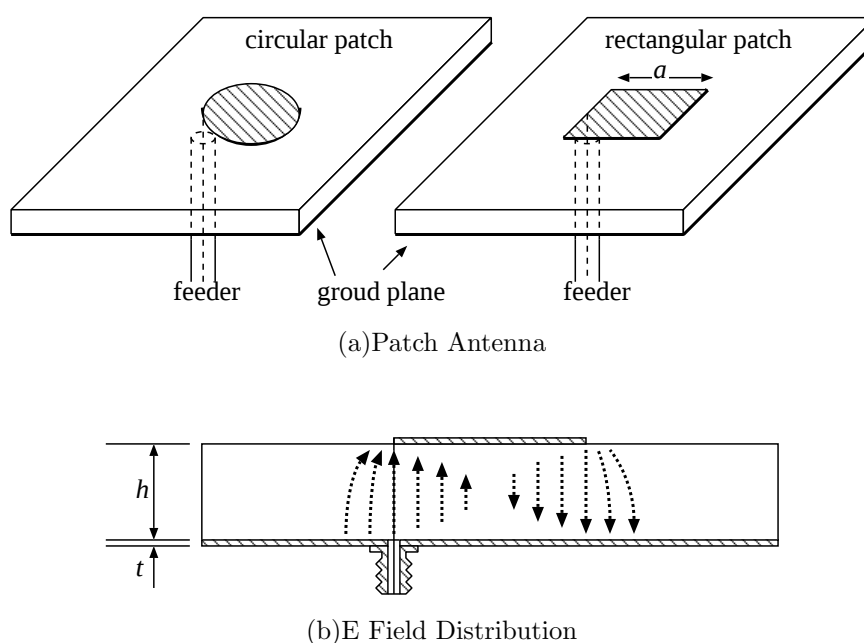


図 4.1: Standard Microstrip Antenna

4.2 マイクロストリップアンテナの種類

マイクロストリップアンテナには、図 4.2 に示すようにパッチ型、スロット型、コプレーナ型、ライン型などがある。

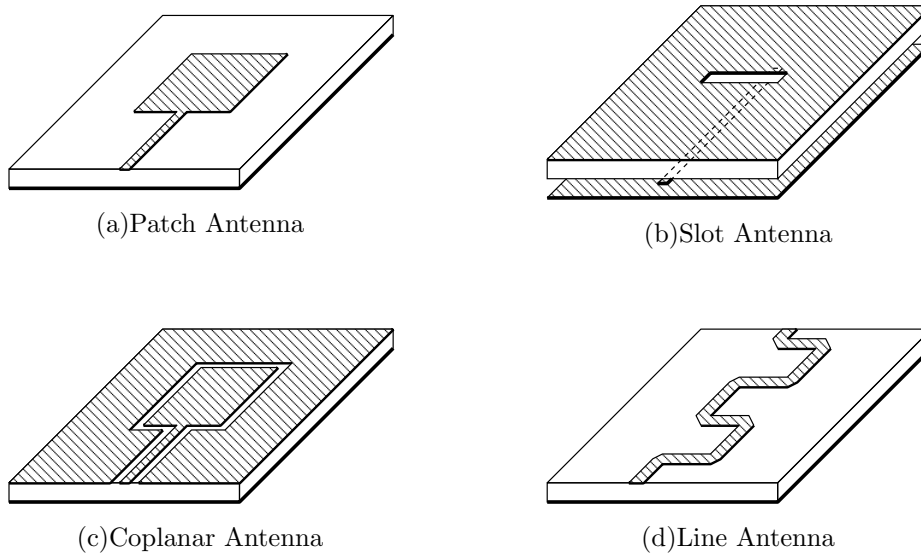


図 4.2: Microstrip Antennas

4.2.1 パッチアンテナ

図 4.3 に示すように、パッチアンテナは、マイクロストリップ導体のエッジから放射される電界を利用したものと考えることができる。パッチアンテナは基板の厚さが厚くなるほど、また誘電率が低くなるほど放射効

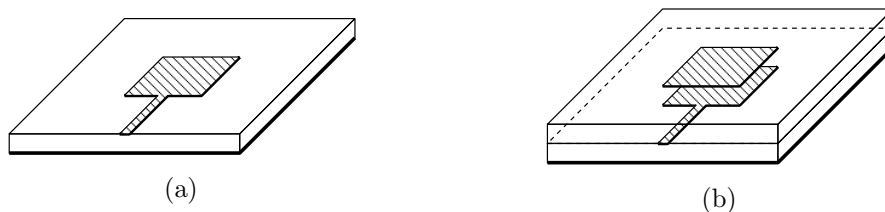


図 4.3: Microstrip Patch Antennas

率が良くなり帯域が広がるが、同時に給電線からの放射も多くなりアンテナ効率が下がる。帯域を広げるためには、多層化構造にするのが有効で、図 4.3(b) では無給電素子を付加して 20%以上の比帯域が得られている。

4.2.2 スロットアンテナ

図 4.2(b) に示すように基板上にスロットを切って、裏側からプローブまたはループで励振することにより直線偏波が放射される。スロット幅を広くすれば帯域幅 10%程度は得られるので通常のパッチアンテナより広帯域である。円偏波で放射する場合には、2つの直交するスロットを 90 度位相差をつけて励振すればよい。ス

ロットアンテナは、スプリアス放射が少なく表面波モードが生じないという特長があるが、反射板またはバックキャビティを必要とするのが難点である。

4.2.3 コプレーナアンテナ

図 4.2(c) に示したコプレーナアンテナはパッチアンテナに外側アースを付加したもので、パッチの上部アース間のスリットからの放射と考えることができる。パッチアンテナに比べ隣接素子間の干渉が少なく、交差偏波成分の放射も少ない。また、表面波モードの励振が少ないのも特長である。

4.2.4 ライン型アンテナ

一直線のマイクロストリップ線路を流れる電流は、伝送モードだけであり、アース板との間隔が狭いので漏洩波も無視できる。しかし、線路に曲がりや不連続があると、そこから放射が生じる。図 4.2(d) のようにこの放射波が同相で加わるよう線路の曲がりを工夫したのがライン型アンテナである。ラインアンテナは、線路を流れる進行波電流による放射であるから、周波数がずれると線路に沿った放射部の電流位相が順次ずれてきてビーム方向ずれを生じ、正面方向の利得が低下する。線路長が長いほどこの効果が大きく、利得帯域が狭くなる。

4.2.5 その他のアンテナ

マイクロストリップアンテナには、上記のアンテナのほかにダイポールやスパイラル素子を給電素子とするアンテナやサスペンデットライン給電アンテナと呼ばれるアンテナがある。

4.3 円偏波マイクロストリップアンテナ

4.3.1 円偏波について

Z 軸方向に進行する電波の電界 E の X 軸、Y 軸成分を E_x 、 E_y とし、位相を θ_x 、 θ_y とすると E_x 、 E_y は

$$E_x = E_1 \cos(\omega t - kz + \theta_x) \quad (4.1)$$

$$E_y = E_2 \cos(\omega t - kz + \theta_y) \quad (4.2)$$

と表される。但し、 $k = 2\pi/\lambda_g$ 、 λ_g は空間波長、 ω は角周波数、 E_1 、 E_2 は E_x 、 E_y の振幅である。

このとき電界 E は

$$\mathbf{E} = \mathbf{i}_x E_x + \mathbf{i}_y E_y \quad (4.3)$$

となり、($\mathbf{i}_x$ 、 $\mathbf{i}_y$: X 軸、Y 軸の単位ベクトル) $Z = 0$ とし時間 t に対する電界 E の軌跡は次のように表される。

$$\frac{E_x^2}{E_1^2} + \frac{E_y^2}{E_2^2} - 2 \frac{E_x E_y}{E_1 E_2} \cos(\theta_x - \theta_y) = \sin^2(\theta_x - \theta_y) \quad (4.4)$$

ここで、 $\theta_x - \theta_y = \pm\pi/2$ (E_x と E_y との位相差が $\pm\pi/2$)、 $E_1 = E_2 = 1$ (E_x と E_y の振幅が等しい) とすると式 4.4 は、

$$E_x^2 + E_y^2 = 1 \quad (4.5)$$

となり円の軌跡となり、この波は円偏波となる。

4.3.2 円偏波マイクロストリップアンテナの種類

図 4.4、4.5 に円偏波用パッチアンテナの例を示す。1 点給電型は、ある方向で共振波長より大きく、それと直交する方向で共振波長より小さくなるよう素子のサイズを加減し、この 2 方向間の電流位相差が 90 度になるようにする。2 点給電型は、直交方向に 90 度の位相差をつけて給電し円偏波を発生させる。2 点給電型は、1 点給電型より円偏波が得られる帯域は広い。

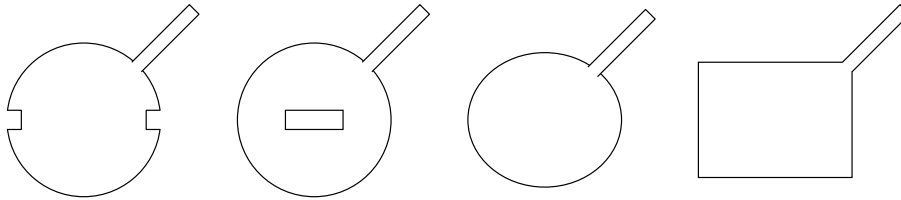


図 4.4: 1 point feed circularly polarized MSA

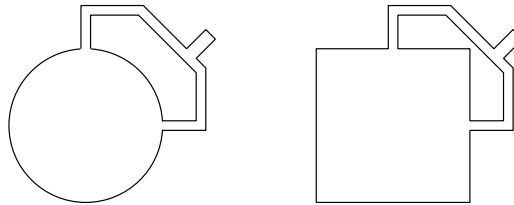


図 4.5: 2 point feed circularly polarized MSA

4.3.3 1 点給電円偏波マイクロストリップアンテナ

図 4.6 に基本となる円偏波マイクロストリップアンテナ素子を示す。円形パッチには図 4.6(a) に示すような切込みを入れておく。この時の円形パッチには共振周波数が f_l 、 f_h の電流が流れ、パッチの共振特性は図 4.6(b) の様になる。切込みの大きさを調節することにより、2 つの共振特性の交点の周波数 f_0 で位相差が $\pi/2$ でお互いに直交する電流を発生することができる。これで円形パッチアンテナに垂直な方向に円偏波が放射される。しかしながら、この型のアンテナ単体では、軸比、利得、VSWR などの周波数特性が狭い。

この欠点を改善するため図 4.7 のように切込みの方向が互いに直角な 2 つの円形パッチを対にし、それぞれ $\pi/2$ だけ位相をずらして給電する方法が考えられている。図 4.7(a) のような a、b 1 組の円形パッチに位相調整回路を使って a には b に比べて $\pi/2$ 遅れて給電するようにし、さらに a の素子を b より 90 度左回転して配置すると、2 つの素子からは結果的には同位相の同形の楕円偏波が出る。図 4.7(b) のように、a、b の素子から楕円偏波を放射する場合、2 つの素子を合わせた偏波特性は破線のようにになる。破線は a、b の楕円偏波の合成ベクトルの描く軌跡で真円となる。この型のアンテナは周波数 f_0 では円偏波であるが、周波数がずれると楕円偏波になるため上述のような対にすれば軸比の周波数特性が改善される。

4.3.4 2 点給電円偏波マイクロストリップアンテナ

円偏波を発生するためには位相差が $\pi/2$ でお互いに直交する同振幅の電流がパッチ上に流れることが条件である。そこで図 4.8 に示すように、位相調整回路を使って 2 点より位相差 $\pi/2$ の同振幅の電流を給電すること

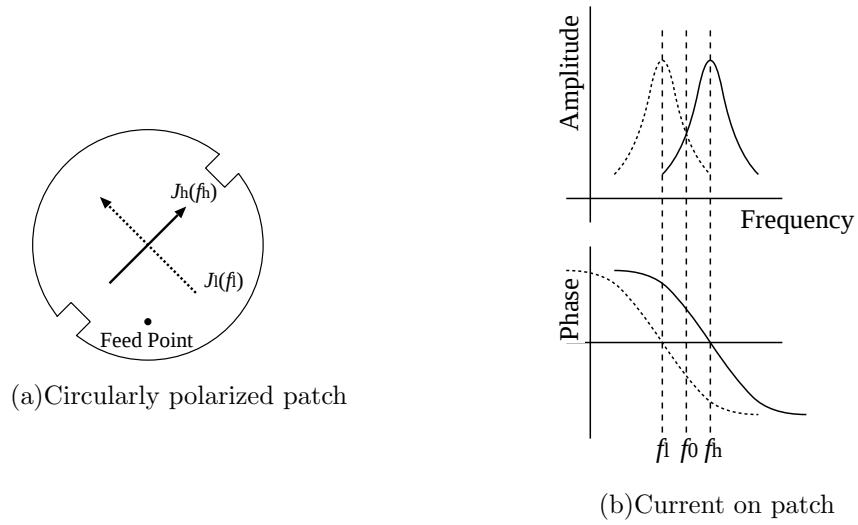


図 4.6: Circularly polarized MSA

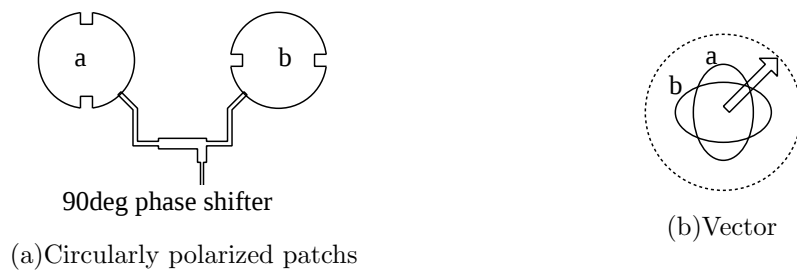


図 4.7: Wideband Circularly polarized MSA

で円偏波を放射することができる。しかし、この場合は周波数がずれるとインピーダンス整合がとれなくなり給電回路に定在波が生じ同振幅、 $\pi/2$ 位相差の給電が得られなくなる。そのためインピーダンスの狭帯域性のため軸比も狭帯域になる欠点がある。

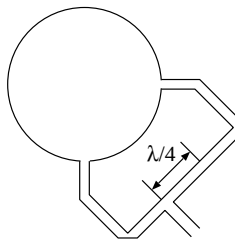


図 4.8: 2 point line feed circularly polarized MSA

4.4 マイクロストリップアンテナの高利得、広帯域化

4.4.1 マイクロストリップアンテナの高利得化

マイクロストリップアンテナのアレイ化は、給電回路をアンテナと同一平面上に構成ができ、製作が容易な特徴を有するが、給電がストリップラインであることから多素子アレイに対しては給電損失が増大してアンテナの実効利得をあまり大きく取れない難点がある。そこで、図 4.9 に示すように給電素子上に導波素子を付加することで基本素子の利得を高くすることができれば、素子数の軽減、給電回路の簡略化をすることができる。素子間隔を約半波長に選ぶことで、アンテナの利得が向上する。

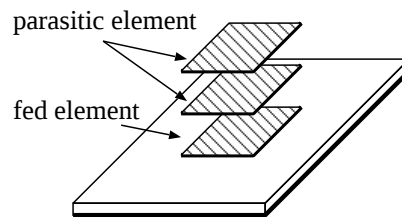


図 4.9: Stacked MSA with high-gain

例えば、SHF 帯 12dBi 程度のアンテナを必要とする場合、目的のアンテナとして 4 個の給電素子を同一平面に配列しストリップラインで給電するブロードサイドアレイ型アンテナ（図 4.10(b)）と、1 個の給電素子上に導波素子を付加し直接給電素子に給電するエンドファイヤアレイ型アンテナ（図 4.10(a)）が考えられる。

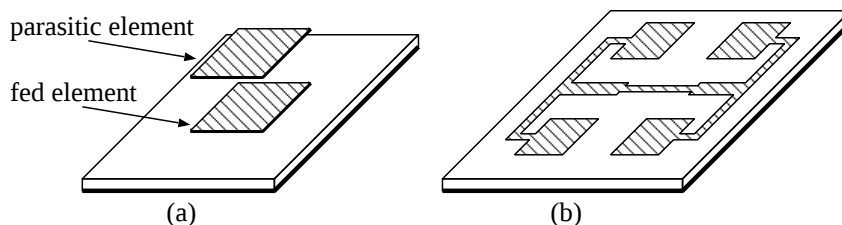


図 4.10: Stacked MSA and planar array antenna

4 素子アンテナと比較して導波素子付きアンテナは、やや高さが高くなるが、ストリップラインでの給電をせずにすみ、また接地板の大きさを小さくできアンテナ本体の大きさが小さくてすむ利点がある。この、導波素子付きアンテナは、ロケットや人工衛星の追尾用アンテナとしても研究が進められている。また他に、導波素子の代わりに円柱状誘電体を装荷し、素子単体の利得を上げる方法がある。

4.4.2 マイクロストリップアンテナの広帯域化

マイクロストリップアンテナは、共振を利用しているアンテナであるため一般にインピーダンスが狭帯域である。給電素子と接地板との間隔を広くすることで放射効率が良くなり帯域が広がるが、多素子アレイ化する場合ストリップ給電線の放射損が大きくなりアンテナ効率下がるという問題点がある。

そこで、図 4.11(a) のように給電素子と給電線とを別の面に配置し給電素子だけを接地板から遠ざけ、電磁結合またはピンで給電素子に給電し放射効率をあげる方法がある。また図 4.11(b) に示すように給電素子と給

電線を同一平面に構成し、接地板を給電素子の部分だけを下げ、また空気層をもたせることで広帯域化する研究が行われている。

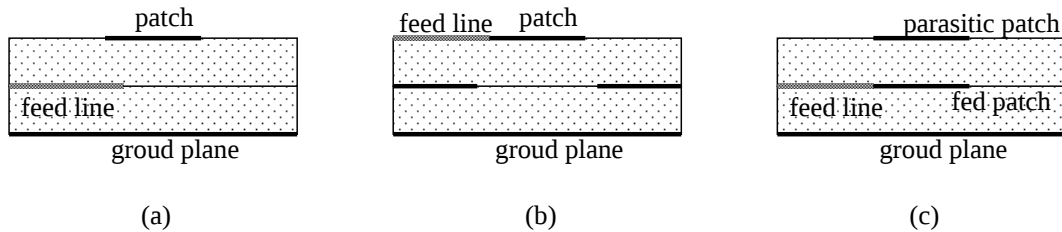


図 4.11: Wideband MSA

また帯域を広げる方法として、図 4.11(c) のように給電素子上に給電素子とほぼ同径の無給電素子を近接して置く方法がある。

2点給電型の円偏波用マイクロストリップアンテナは、ストリップラインの線路長で90度の位相差を設け円偏波を発生させているが、アンテナと整合がとれていないと反射により給電線に定在波が生じ、2点給電型の円偏波発生条件である90度の位相差、同振幅が得られなくなる。そのため、従来の2点給電型アンテナはインピーダンスの狭帯域性により、その軸比の周波数特性も狭帯域であった。そこで、無給電素子を付加すればインピーダンス帯域を広げることができ、この2点給電型アンテナに応用すれば、軸比の周波数特性の改善が可能であると考えられる。

4.5 マイクロストリップアンテナの高効率化

近年、薄型のマイクロストリップアンテナは衛星放送受信用のアンテナとして注目され、商品化の段階まで開発が進んできている。しかし、パラボラアンテナが受信用アンテナとして普及している現在、平面アンテナが性能的にパラボラアンテナに優るためには、アンテナ効率の向上が不可欠となっている。このアンテナ効率の向上の効果的な手段の一つに、給電線損失の軽減がある。給電線をトリプレート型にしたり、導波管を給電回路として用いるなどの研究が行われている。

4.5.1 トリプレート型マイクロストリップアンテナ

トリプレート型のストリップラインを採用することで、ストリップ給電線の放射損を抑えることができ、アンテナの効率が向上する。

図 4.12 に示すアンテナは、トリプレート型のストリップラインと円形の給電素子からなり、給電素子には電磁結合により給電している。給電素子に適当な摂動を加えることにより円偏波を放射する。アンテナ上面の接地板と給電素子の間の不連続部により2枚の接地板の間を自由に進む並行平板モードが発生し、問題となっている。

4.5.2 導波管を用いた平面アンテナ

一般のマイクロストリップアンテナでは、開口を広げると給電線の損失が増え、アンテナの効率が低下する。そのため、給電損失が少ない導波管を給電回路に用いたものが考えられている。

- 導波路を用いた平面アンテナ

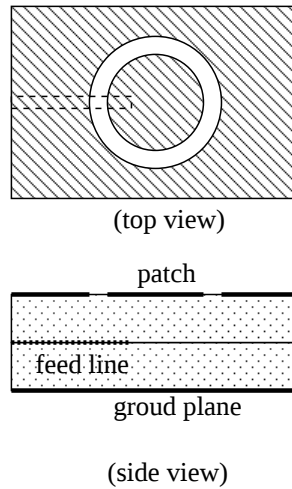


図 4.12: tri-plate MSA

図 4.13(a) に波路を用いた平面アンテナを示す。導波路にスロットを設け、磁流を励振し電波を放射するようにしている。

- ラジアルスロットアンテナ

図 4.13(b) にラジアルスロットアンテナを示す。ラジアル導波路に直交する 2 つのペアのスロットを設け、同振幅で $\pi/2$ の位相差の磁流を励振し円偏波を放射するようにしている。

- ラジアル導波路を用いた平面アンテナ

図 4.13(c) にラジアル導波路を用いたアンテナを示す。給電素子に円形パッチに摂動を設けたもの、給電回路としてラジアル導波路を用い、給電損失を軽減し高効率にしたものである。給電素子としてヘリカルアンテナを用いたものもある。

4.6 高機能化マイクロストリップアンテナ

アンテナとマイクロ波デバイス、あるいはマイクロ波機能回路とをインテグレーションすることで、アンテナに新たな機能を付加することができる [1]。アンテナを広義のマイクロ波励振波動場ととらえ、マイクロ波デバイスや機能回路を融合し、アンテナの波動場を回路で制御することにより、直交偏波、共振周波数や指向性を自在に制御する機能を実現する。これらの技術は、無線通信の高速化やシステムの小型化などに寄与する (はず)。

4.6.1 アンテナ共振波動場と受動素子とのインテグレーション

アンテナの導体に、ダイオードなどの半導体素子を直接実装し (図 4.14)、アンテナの共振波動場の境界条件を制御可能にすることで、アンテナ特性の可変機能を実現する。

- 直交直線偏波切換機能アンテナ

アンテナ導体に直接実装したダイオードの状態をバイアス電圧で制御することで、アンテナの境界条件を切換えて、偏波角の切換え機能を実現したアンテナ [2]。図 4.15(a) にその構成の一例を、またその切

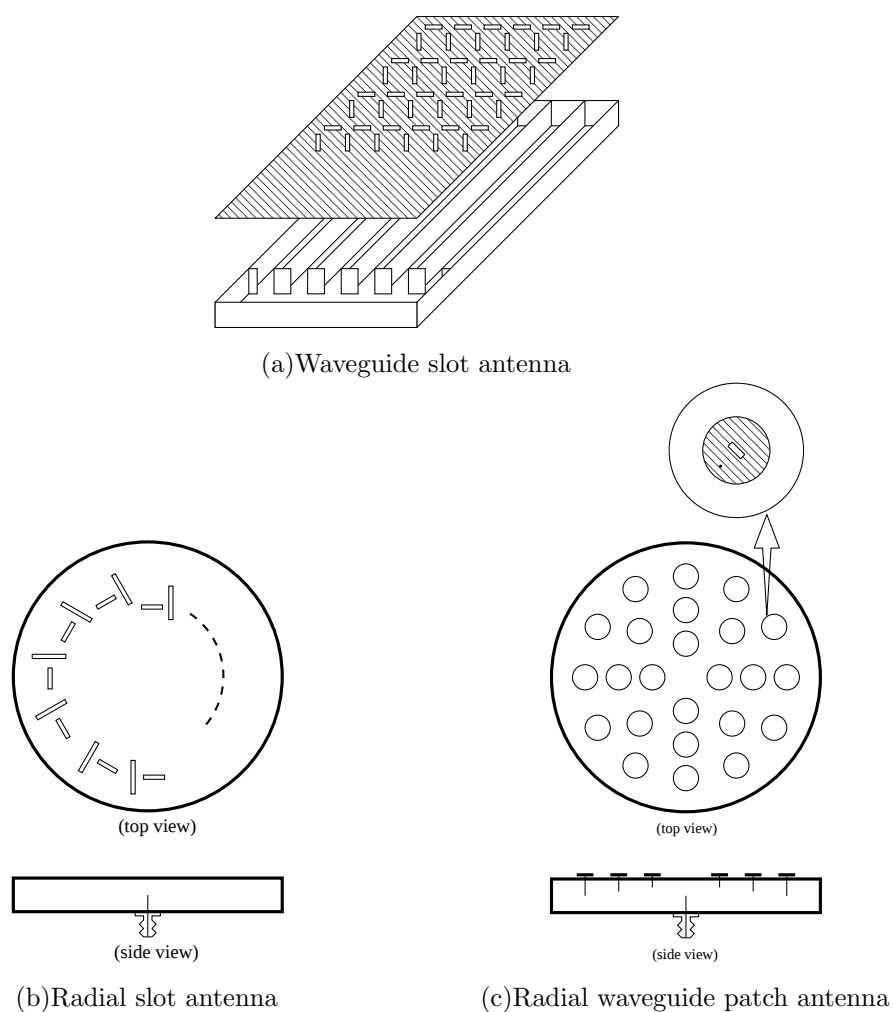


図 4.13: Waveguide antenna

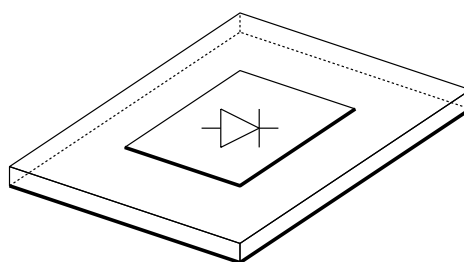


図 4.14: Diode embedded MSA

換えの動作様子をパッチ上の電流分布で図 4.15(b) に示す。アンテナは、4つのスイッチングダイオードの向きをスター型になるようにし、一方をパッチの四隅に、他方を接地導体に接続した構造である。バイアス電圧で、ダイオードが ON(導通) 状態と OFF(開放) 状態になることを利用し、アンテナの表面電流の励振方向を切換える。このアンテナの場合、ダイオードの状態により表面電流は2つの対角方向に流れる。バイアス電圧でそれらが切り換わり、それに伴い放射される電波の偏波が変化する。

また、スター型に接続したダイオードを2重平衡型乗算器として動作するように、バイアス電圧を制御することで、広帯域の円偏波を放射することができる [3]。

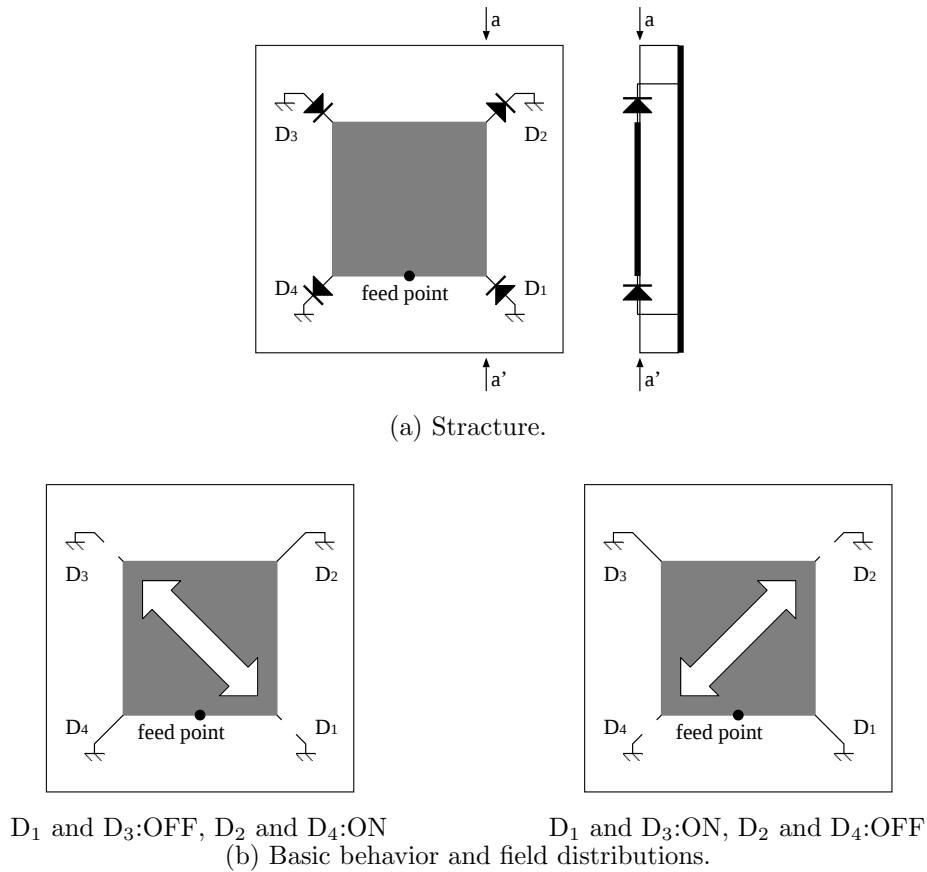


図 4.15: Diode Loaded Polarization Switchable MSA

- 偏波識別機能アンテナ

上記の偏波切換機能アンテナの構成をそのまま、偏波識別機能アンテナに応用することができる。図 4.16 にその動作原理を示す。パッチ導体に接続された4つのダイオードは、スター型接続の2重平衡型乗算器として働く。それぞれの到来する偏波角の波に対し、2重平衡型乗算器が動作しパッチの接地板に対する直流電位として検波出力される [4]。

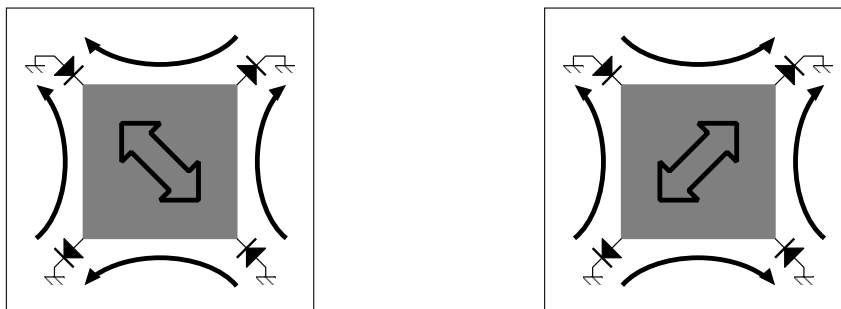


図 4.16: Polarization Discrimination MSA

- 周波数可変機能アンテナ

図 4.17 と 4.18 に、共振周波数可変機能を有するアンテナの例を示す。図 4.17 に示すアンテナは、パッチ中央にスロットを設けその中央に 2 つのスイッチングダイオードを向かい合わせに接続し実装した構造である [5]。ダイオードの状態でパッチ表面の電流の流れる経路が切り換わる。ダイオードが ON 状態では、ダイオードを通過する経路で励振し、OFF 状態では、スロットを回避する経路で励振する。経路長の違いにより、2 つの周波数で励振し、バイアス電圧でその切換えが可能となる。

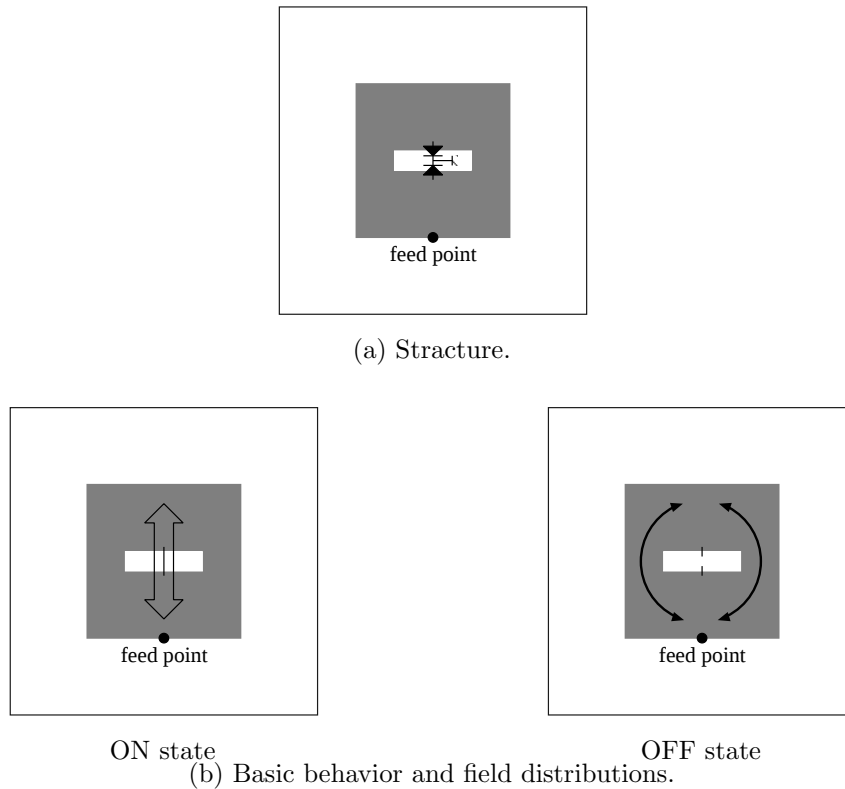


図 4.17: Resonant Frequency Switchable MSA

図 4.18 に示すアンテナは、パッチの辺にバラクタダイオードを実装した構造のアンテナである [6]。バラクタダイオードの容量可変特性を利用し、パッチの電気長を変化させる。バラクタダイオードにかかるバイアス電圧で、アンテナの共振周波数を連続的に制御できる。

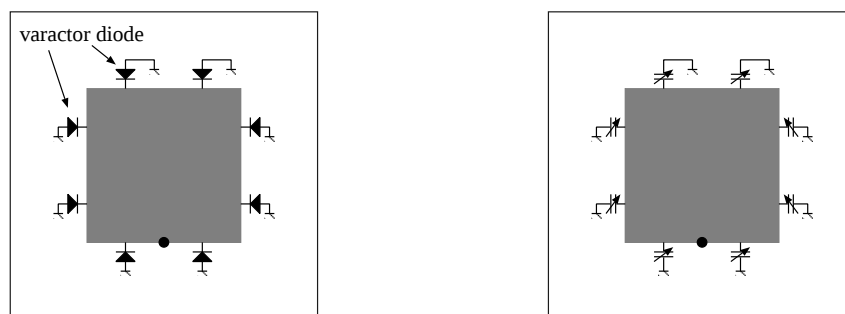


図 4.18: Tunable MSA

4.6.2 アンテナ共振波動場とマイクロ波機能回路とのインテグレーション

アンテナの給電回路に、マイクロ波機能回路を用い、アンテナ素子とのインテグレーションにより、機能アンテナを実現できる。

- 両平面給電回路を用いたアレーアンテナ

ここでは、アレーアンテナの給電回路に両平面技術を活用し、アンテナ機能の拡張性に優れたアレーアンテナの構成法を説明している [7]。通常のマイクロストリップ線路を給電回路とするマイクロストリップアレーアンテナでは、線路中に曲がりや分岐、インピーダンス変換器が必要であり、配列素子数が増加すると給電回路の構成が複雑化し、設計上制約を受ける。しかも不連続部からの不要放射などや線路の損失の増加が問題となる。図 4.19 に示すような給電回路に両平面技術を活用したアレーアンテナでは、そのアンテナの給電回路が極めて簡易な構成になり、さらに交差偏波成分が-30dB 以下に改善できる。このアンテナは、アンテナ給電素子と同じ面にストリップ線路、裏面にスロット線路で給電回路を構成している。この給電回路では、全ての線路が直線で構成され、回路中に線路の曲がり無くインピーダンス変換器が不要な特徴を持つ。さらに、多層化両平面回路を用いることによりアンテナの多機能化が可能になり、ここでは偏波共用アンテナ、マイルチバンドアレーアンテナ、円偏波共用アンテナへの展開が可能となる。

図 4.19 に、両平面給電回路を用いたマイクロストリップアンテナを示す。アンテナは表面のアンテナ給電素子とストリップ線路、裏面のスロット線路で構成され、分岐回路には、図 2.8 に示すストリップ - スロット分岐とスロット - ストリップ分岐の 2 種類を用いている。

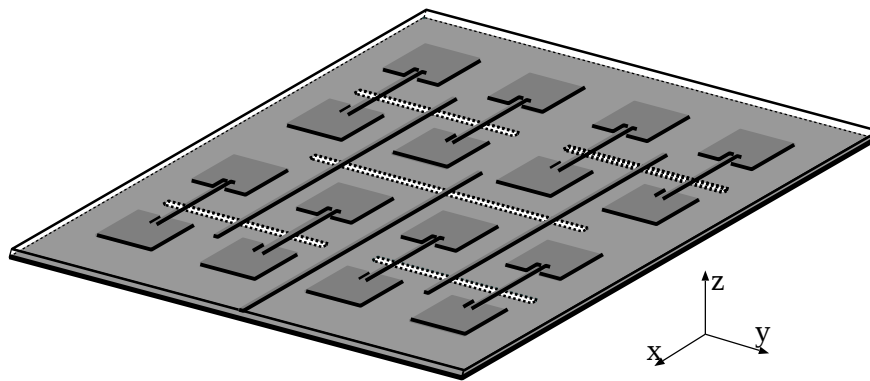


図 4.19: Planar Array Antenna using Both-Sided MIC's Feeder Circuits

このアレーアンテナの給電回路は、直線状のストリップ線路とスロット線路で構成され、分岐合成回路でインピーダンス変換器を必要とせず、極めて簡単な構成になる特徴を持ち、高い設計自由度が得られる。一般のアンテナでは、給電の偏りに起因する素子単体の交差偏波成分や給電線からの放射などにより、交差偏波成分を-30dB 以下に抑圧することは難しいとされている。しかし、本アレーアンテナでは、電界面と磁界面共に鏡面对称構造であり、その相補性効果により、原理的に交差偏波成分を生じない。しかも、磁界面に平行なストリップ線路や電界面に平行なスロット線路が存在しないため、給電線から放

射される交差偏波成分も無く、全方向で交差偏波成分が-30dB 以下になる。さらにこの構成ではアレー素子数が増大しても、基本パターンのくり返しになるため、容易に拡張が可能である。また、給電回路の分岐回路は並列分岐と直列分岐のくり返しになるため、線路の特性インピーダンスやスタブ長などを適切に選べば広帯域の特性が得られる。

- 偏波共用アレーアンテナ

図 4.20 に両平面回路技術を活用した偏波共用アンテナを示す [8]。マイクロストリップ-スロット結合線路とエアブリッジを用いることで、単層の基板で偏波共用機能を実現している。一般には、偏波共用を実現するためには、多層基板を用いる手法など複雑な構成となるが、このアンテナは非常に簡単な構造で実現している事に特徴を持つ。さらには、2つの入力ポートの前段に90度ハイブリッド回路を接続するだけで、円偏波の共用機能も容易に実現できる [9]。また、スイッチを接続することで、直交偏波(水平-垂直直線偏波、右旋-左旋円偏波)の切換え機能を有するアンテナが実現できる。

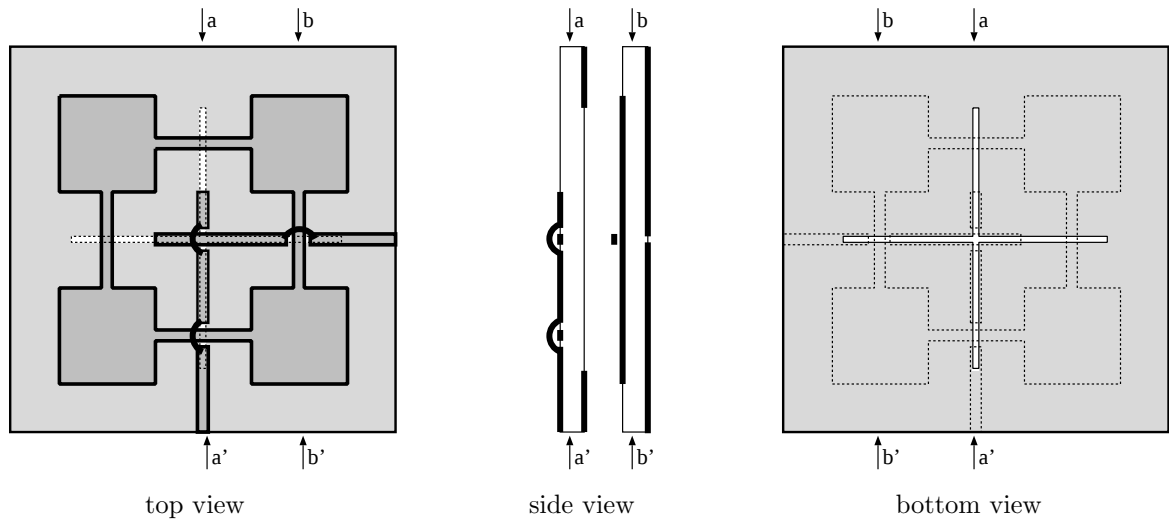


図 4.20: Dual Polarized MSA using Both-Sided MIC's Feed line

- 指向性可変機能アレーアンテナ

図 4.21 に両平面回路技術とマジック-T 回路を活用した指向性可変アレーアンテナを示す [10]。また、その動作原理を電磁界分布を用い図 4.22 に示す。このアレーアンテナでは、マジック T 回路を用いて、ポート 1 とポート 2 から入力されたの信号の和で #1、差で #2 を励振する。そのために、2つの素子の励振位相差 2φ とチルト角 θ は

$$2\varphi = 2 \tan^{-1} \frac{A_2}{A_1} \quad (4.6)$$

$$\theta = \sin^{-1} \frac{\lambda \varphi}{\pi d} = \sin^{-1} \left(\frac{\lambda}{\pi d} \tan^{-1} \frac{A_2}{A_1} \right) \quad (4.7)$$

A_1 : ポート 1 の励振振幅、 A_2 : ポート 2 のの励振振幅

d : パッチの中心間の距離

となる。すなわち、2つの入力信号の振幅比でチルト角を決まる。

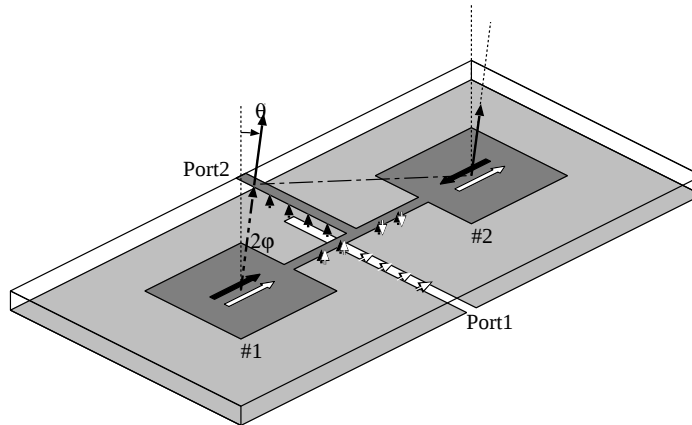


図 4.21: Beam Steering MSA using Magic-T

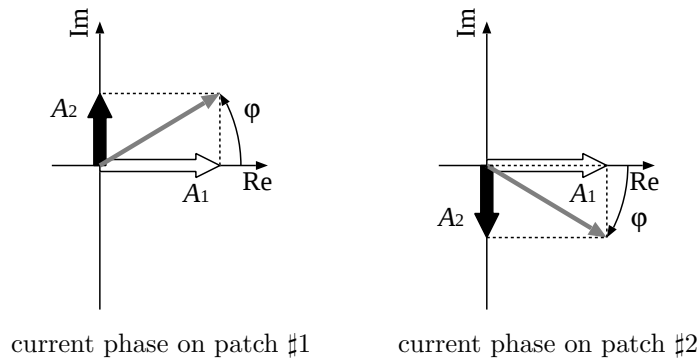


図 4.22: Phase condition on patches

- 電波到来方向推定アレーアンテナ

上記の指向性可変アンテナの構成をそのまま電波到来角推定アンテナに応用することができる [11]。天頂より到来角 θ で入射する電波を仮定する (図 4.21 の電波の伝搬方向が逆)。この時、#1 と #2 で受信した波の同相合成成分と逆相合成成分は、それぞれポート 2 と 1 から出力する。それぞれの振幅から、式 (4.7) より到来角 θ を求める。

- ディファレンシャルレクテナ

図 4.23 にディファレンシャルレクテナの構造を示す。2 つのパッチアンテナをマイクロストリップ給電線と整流用ダイオードで接続し、接地板はスリットで 2 つに分離されている。2 つの接地板は、電荷蓄積用のコンデンサで接続され、高周波帯では短絡されている。ダイオードの両端には $1/4\lambda$ スタブが接続され、2 高調波抑圧と DC リターン回路として動作する。整流回路とアンテナ給電回路とを一体構成する事で、非常にコンパクトな構成となっている。ディファレンシャルレクテナの動作の様子を図 4.24 に示す。2 つのアンテナで受信された RF 波は、マイクロストリップ線路で整流用ダイオードへ伝搬する。ダイオードで整流された DC は、 $1/4\lambda$ スタブの DC リターン回路を介し両接地板間から得る。2 つのアンテナが鏡対象に配置されているために、2 つのアンテナから出力される RF 波は逆相で整流用ダイオードに掛かる。このダイオードに掛かる RF 波の電圧は、一般的なシャント接続型の整流回路に比べ約 2 倍高くなる。そのために、低電力の条件の下でも高効率の RF-DC 変換が期待できる。

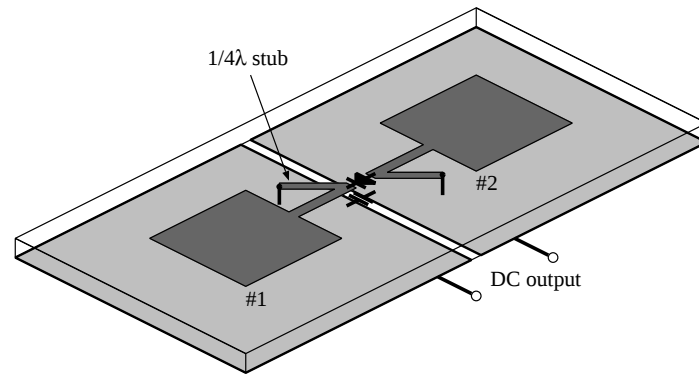


図 4.23: Differential Rectenna

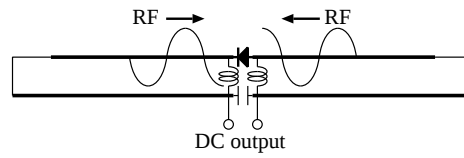


図 4.24: Basic behavior

さらには、コンパクトな構成であるために設計自由度が高く、RF アレーや DC アレーの設計が容易に行える特徴を持つ [12]。そのために、大電力用のアレーユニットとして有用になる。

第4章 マイクロストリップアンテナの基礎

★ MEMO ★

参考文献

- [1] M. Aikawa, E. Nishiyama, “Compact MIC Magic-T and the Integration with Planar Array Antenna,” *IEICE Transactions on Electronics*, vol.E95-C, no.10, pp.1560-1565, October 2012.
- [2] M. A. Hossain, E. Nishiyama, I. Toyoda, and M. Aikawa, “High Gain Linear Polarization Switchable Planar Array Antenna,” *Progress In Electromagnetic Research C*, Vol. 30, pp. 65-80, 2012.
- [3] 牛嶋, 西山, 相川 “ダイオードの非線形結合を用いた広帯域円偏波切換マイクロストリップアンテナ,” 電子情報通信学会誌 (B), vol.J92-B, no.1, pp.280-286, January 2009.
- [4] 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.
- [5] 坂元, 西山, 相川, “可変容量素子を装荷した周波数連続可変制御アンテナ,” 電子情報通信学会誌 (B), vol.J87-B, no.11, pp.1918-1925, November 2004.
- [6] E. Nishiyama and T. Itoh “Widely Tunable Stacked Microstrip Antenna using Varactor Diodes,” *Proceeding of 2008 Asia-Pacific Microwave Conference*, Hong Kong China, December 2008.
- [7] 江頭, 西山, 相川, “給電系に両平面回路を用いた平面アレイアンテナ,” 電子情報通信学会誌 (B), vol.J86-B, no.5, pp.798-804, May 2003.
- [8] 牛嶋, 西山, 相川, “直交給電回路を用いた多素子直線偏波共用マイクロストリップアレイアンテナ,” 電子情報通信学会誌 (B), vol.J94-B, no.9, pp.1181-1189, September 2011.
- [9] Y. Ushijima E. Nishiyama M. Aikawa, “Single-layer integrated microstrip array antenna for dual circular polarization,” *IET Research Journals Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol.6, issue 8, pp. 962 - 968, June 2012.
- [10] 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.
- [11] R. Tanaka, E. Nishiyama, and I. Toyoda, “A Mono-Pulse DOA Estimation Antenna Integrated with RF Amplifiers and Detection Circuits,” *2014 IEEE Int 'l Symp. Antennas and Propag. and USNC-URSI Nat 'l Radio Science Mtg. (2014 AP-S/USNC-URSI)*, pp.1833-1834, July 2014.
- [12] Y. Ushijima, T. Sakamoto, E. Nishiyama, M. Aikawa, and I. Toyoda, “5.8-GHz Integrated Differential Rectenna Unit using Both-Sided MIC Technology with Design Flexibility,” *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, Vol.61, No.6, pp.3357-3360, June 2013.

付 録 A 円偏波条件式

式 (4.2) にあるように、 z 軸上を伝搬する平面波の電界の各成分を次式のようにする。

$$E_x = E_1 \cos(\omega t + \theta_x) \quad (\text{A.1a})$$

$$E_y = E_2 \cos(\omega t + \theta_y) \quad (\text{A.1b})$$

$\cos(\omega t) = A$ 、 $\sin(\omega t) = B$ とすると、

$$E_x = E_1(A \cos \theta_x - B \sin \theta_x) \quad (\text{A.2a})$$

$$E_y = E_2(A \cos \theta_y - B \sin \theta_y) \quad (\text{A.2b})$$

となり、式 (A.2a) は

$$A = \frac{E_x + E_1 B \sin \theta_x}{E_1 B \cos \theta_x} \quad (\text{A.3})$$

と変形される。上式を式 (A.2b) に代入すると

$$\begin{aligned} E_y &= E_2 \left\{ \frac{(E_x + E_1 B \sin \theta_x) \cos \theta_y}{E_1 \cos \theta_x} - B \sin \theta_y \right\} \\ \frac{E_y}{E_2} &= \frac{E_x \cos \theta_y + E_1 \sin(\theta_x - \theta_y)}{E_1 \cos \theta_x} \\ E_1 B \sin(\theta_x - \theta_y) &= \frac{E_y E_1 \cos \theta_x}{E_2} - E_x \cos \theta_y \\ B &= \frac{E_y E_1 \cos \theta_x - E_x E_2 \cos \theta_y}{E_1 E_2 \sin(\theta_x - \theta_y)} \end{aligned} \quad (\text{A.4})$$

が得られる。式 (A.4) を式 (A.3) に代入すると、

$$\begin{aligned} A &= \frac{E_x}{E_1 \cos \theta_x} + \frac{E_y E_1 \cos \theta_x \sin \theta_x - E_x E_2 \cos \theta_y \sin \theta_x}{E_1 E_2 \sin(\theta_x - \theta_y) \cos \theta_x} \\ &= \frac{E_y E_1 \cos \theta_x \sin \theta_x - E_x E_2 \cos \theta_x \sin \theta_y}{E_1 E_2 \sin(\theta_x - \theta_y) \cos \theta_x} \\ &= \frac{E_y E_1 \sin \theta_x - E_x E_2 \sin \theta_y}{E_1 E_2 \sin(\theta_x - \theta_y)} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

となる。また、 $\cos(\omega t) = A$ 、 $\sin(\omega t) = B$ より

$$\begin{aligned} A^2 + B^2 &= \left\{ \frac{E_y E_1 \sin \theta_x - E_x E_2 \sin \theta_y}{E_1 E_2 \sin(\theta_x - \theta_y)} \right\}^2 + \left\{ \frac{E_y E_1 \cos \theta_x - E_x E_2 \cos \theta_y}{E_1 E_2 \sin(\theta_x - \theta_y)} \right\}^2 \\ &= 1 \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

さらに

$$\begin{aligned} E_1^2 E_2^2 \sin^2(\theta_x - \theta_y) &= E_1^2 E_y^2 \sin^2 \theta_x - 2E_1 E_2 E_x E_y \sin \theta_x \sin \theta_y + E_2^2 E_x^2 \sin^2 \theta_y \\ &\quad + E_1^2 E_y^2 \cos^2 \theta_y - 2E_1 E_2 E_x E_y \cos \theta_x \cos \theta_y + E_2^2 E_x^2 \cos^2 \theta_y \\ &= E_1^2 E_y^2 + E_2^2 E_x^2 - 2E_1 E_2 E_x E_y \cos(\theta_x - \theta_y) \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

故に、

$$\frac{E_x^2}{E_1^2} + \frac{E_y^2}{E_2^2} - 2 \frac{E_x^2 E_y^2}{E_1 E_2} \cos(\theta_x - \theta_y) = \sin^2(\theta_x - \theta_y) \quad (\text{A.8})$$

が得られる。

付 録 B 軸比の計算法

X 軸、Y 軸上の電界を式 (A.1) と同様にすると、合成電界の振幅 E^2 は

$$E^2 = E_1^2 \cos^2(\omega t + \theta_x) + E_2^2 \cos^2(\omega t + \theta_y) \quad (\text{B.1})$$

となる。振幅の最大値 $E_{\max}$ と最小値 $E_{\min}$ を求めるために、 $\frac{d}{d(\omega t)} E^2$ を計算する。

$$\begin{aligned} \frac{d}{d(\omega t)} E^2 &= -2E_1^2 \sin(\omega t + \theta_x) \cos(\omega t + \theta_x) - 2E_2^2 \sin(\omega t + \theta_y) \cos(\omega t + \theta_y) \\ &= -E_1^2 \sin(2\omega t + 2\theta_x) - E_2^2 \sin(2\omega t + 2\theta_y) \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

$\frac{d}{d(\omega t)} E^2 = 0$ なる ωt_0 で振幅の最大値 $E_{\max}$ あるいは最小値 $E_{\min}$ が得られる。すなわち

$$\begin{aligned} \frac{d}{d(\omega t)} E^2 &= -E_1^2 \sin(2\omega t_0 + 2\theta_x) - E_2^2 \sin(2\omega t_0 + 2\theta_y) \\ &= -E_1^2 (\sin 2\omega t_0 \cos 2\theta_x + \cos 2\omega t_0 \sin 2\theta_x) - E_2^2 (\sin 2\omega t_0 \cos 2\theta_y + \cos 2\omega t_0 \sin 2\theta_y) \\ &= 0 \\ E_1^2 (\tan 2\omega t_0 \cos 2\theta_x + \sin 2\theta_x) &+ E_2^2 (\tan 2\omega t_0 \cos 2\theta_y + \sin 2\theta_y) = 0 \\ (E_1^2 \cos 2\theta_x + E_2^2 \cos 2\theta_y) \tan 2\omega t_0 &= -E_1^2 \sin 2\theta_x - E_2^2 \sin 2\theta_y \\ \tan 2\omega t_0 &= -\frac{E_1^2 \sin 2\theta_x + E_2^2 \sin 2\theta_y}{E_1^2 \cos 2\theta_x + E_2^2 \cos 2\theta_y} \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

である。ここで

$$\ell_1 = E_1^2 \sin 2\theta_x + E_2^2 \sin 2\theta_y \quad (\text{B.4a})$$

$$\ell_2 = E_1^2 \cos 2\theta_x + E_2^2 \cos 2\theta_y \quad (\text{B.4b})$$

とおくと

$$\sin 2\omega t_0 = \mp \frac{\ell_1}{\sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2}} \quad (\text{B.5a})$$

$$\cos 2\omega t_0 = \pm \frac{\ell_2}{\sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2}} \quad (\text{B.5b})$$

と表される。

式 (B.1) を変形し、式 (B.5) の条件を代入すると、

$$\begin{aligned} E^2 &= E_1^2 \cos^2(\omega t + \theta_x) + E_2^2 \cos^2(\omega t + \theta_y) \\ &= \frac{E_1^2}{2} \{\cos(2\omega t + 2\theta_x) + 1\} + \frac{E_2^2}{2} \{\cos(2\omega t + 2\theta_y) + 1\} \\ &= \frac{E_1^2}{2} \{\cos 2\omega t \cos 2\theta_x - \sin 2\omega t \sin 2\theta_x + 1\} + \frac{E_2^2}{2} \{\cos 2\omega t \cos 2\theta_y - \sin 2\omega t \sin 2\theta_y + 1\} \\ &= \frac{1}{2} \{\cos 2\omega t (E_1^2 \cos 2\theta_x + E_2^2 \cos 2\theta_y) + E_1^2 - \sin 2\omega t (E_1^2 \sin 2\theta_x + E_2^2 \sin 2\theta_y) + E_2^2\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} (\ell_2 \cos 2\omega t + E_1^2 - \ell_1 \sin 2\omega t + E_2^2) \\
&= \frac{1}{2} \left(\ell_2 \frac{\pm \ell_2}{\sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2}} - \ell_1 \frac{\mp \ell_1}{\sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2}} + E_1^2 + E_2^2 \right) \\
&= \frac{1}{2} \left(\pm \frac{\ell_1^2 + \ell_2^2}{\sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2}} + E_1^2 + E_2^2 \right) \\
&= \frac{1}{2} \left(E_1^2 + E_2^2 \pm \sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2} \right)
\end{aligned} \tag{B.6}$$

が得られる。すなわち、最大値 $E_{\max}$ と最小値 $E_{\min}$ は

$$\begin{aligned}
E_{\max}^2 &= \frac{1}{2} \left(E_1^2 + E_2^2 + \sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2} \right) \\
\omega t_{\max} &= \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{-\ell_1}{\ell_2}
\end{aligned} \tag{B.7}$$

$$\begin{aligned}
E_{\min}^2 &= \frac{1}{2} \left(E_1^2 + E_2^2 - \sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2} \right) \\
\omega t_{\min} &= \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{\ell_1}{-\ell_2}
\end{aligned} \tag{B.8}$$

となる。よって軸比 AR は

$$AR = \left(\frac{E_1^2 + E_2^2 + \sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2}}{E_1^2 + E_2^2 - \sqrt{\ell_1^2 + \ell_2^2}} \right)^{\frac{1}{2}} \tag{B.9}$$

である。

ここで、電界の X 軸と Y 軸成分の振幅と位相を、相対値 E_r 、 θ_r で次のように表すと、

$$\begin{aligned}
E_2 &= E_1 E_r \\
\theta_r &= \theta_y - \theta_x
\end{aligned} \tag{B.10}$$

ℓ_1 、 ℓ_2 および式 (B.8) は、

$$\begin{aligned}
\ell_1 &= E_1^2 E_r^2 \sin 2\theta_r \\
\ell_2 &= E_1^2 (1 + E_r^2 \cos 2\theta_r) \\
E_{\max} &= \frac{E_1}{2} \left(\sqrt{E_r^2 + 1 - 2E_r \sin \theta_r} + \sqrt{E_r^2 + 1 + 2E_r \sin \theta_r} \right)
\end{aligned} \tag{B.11}$$

$$E_{\min} = \frac{E_1}{2} \left(\sqrt{E_r^2 + 1 - 2E_r \sin \theta_r} - \sqrt{E_r^2 + 1 + 2E_r \sin \theta_r} \right) \tag{B.12}$$

となり、軸比は、

$$\begin{aligned}
AR &= \frac{\sqrt{E_r^2 + 1 - 2E_r \sin \theta_r} + \sqrt{E_r^2 + 1 + 2E_r \sin \theta_r}}{\sqrt{E_r^2 + 1 - 2E_r \sin \theta_r} - \sqrt{E_r^2 + 1 + 2E_r \sin \theta_r}} \\
\theta_{\max} &= \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{2E_r}{1 - E_r^2} \cos \theta_r
\end{aligned} \tag{B.13}$$

で表される。

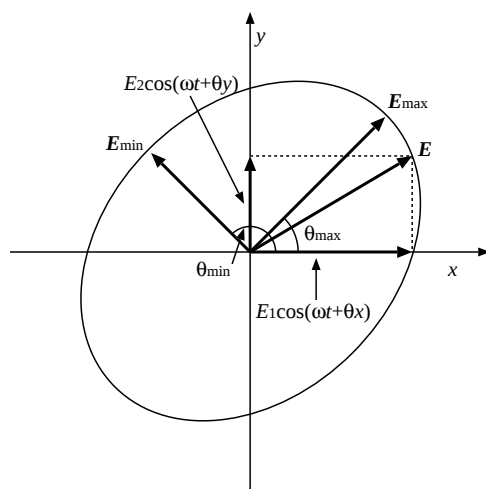


図 B.1: 楕円偏波