

無線工学 B

微小ダイポールアンテナの電界強度

$$E = \frac{\sqrt{45p}}{d} (V/m)$$

p : 放射電力(w)

d : 距離(m)

半波長ダイポールアンテナの実効面積

$$A = \frac{30\lambda^2}{\pi R} (m^2)$$

R : 放射抵抗(Ω)

λ : 波長(m)

半波長ダイポールアンテナの電界強度

$$E = \frac{60\sqrt{P}}{d\sqrt{R}}$$

等方向アンテナの電界強度

$$E = \frac{\sqrt{30P_t}}{d}$$

無限長平行2線式給電線の特性インピーダンス

$$Z_0 = 276 \log \frac{2D}{d}$$

D : 2線間の間隔

d : 導線の直径

特性インピーダンス Z_0 で終端を短絡した長さ l の給電線のインピーダンス Z

$$Z = jZ_0 \tan(\beta \cdot le)$$

Z_0 : 特性インピーダンス

le : 終端を短絡した長さ

スリーブアンテナ

垂直面内の指向性 8の字特性

偏波

垂直偏波

入力インピーダンス 75Ω

絶対利得 1.64

2.15dB

パラボラアンテナの絶対利得 ★★

$$G = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

D : 直径

η : 開口効率

電界強度の算定

$$E = 2 \times \frac{\sqrt{30GP}}{d} \sin \frac{2\pi h_1 h_2}{\lambda d}$$

G : 送信アンテナの絶対利得

P : 送信電力

h_1 : 送信アンテナの地上高

h_2 : 受信アンテナの地上高

d : 2点間の距離

磁界強度と電界強度

$$E = Z_o H \quad (\text{V/m})$$

Z_o : 特性インピーダンス(Ω) 自由空間の場合 120π

H : 磁界強度(A/m)

電波の電力密度

$$W = \frac{E^2}{Z_o} \quad (\text{w/m}^2) \quad \star\star$$

Z_o : 特性インピーダンス(Ω) 自由空間の場合 120π

E : 電界強度(V/m)

$$W = \frac{P}{A_e}$$

P : 有能受信電力(W/m²)

A_e : アンテナの実効面積

アンテナに誘起する電圧

$$V = E l_e = \frac{\lambda}{\pi} (V)$$

E : 電界強度(V/m)

l_e : アンテナ実効長(m) $\frac{\lambda}{\pi}$ ★★

電界強度（放射電力・アンテナ効率・距離・アンテナ相対利得）

$$\text{電界強度 } E = \frac{\sqrt{7\eta GP}}{d} \quad (\text{V/m})$$

η :アンテナ効率

G:アンテナの相対利得(真数)

P:放射電力(W)

d:アンテナからの距離(m)

球面波と平面波

電波が点放射源から放射されて無限に広い真空中を伝播するときは面が球面になる電波を球面波という。

電波の進行方向に直行する平面内で一様な電界と磁界をもつ電波を平面波という。

半波長ダイポールアンテナから放射される電波は通常アンテナの近傍ではほぼ球面波、アンテナから非常に遠方の狭い範囲ではほぼ平面波とみなされる。

ループアンテナに誘起する電圧

$$V = E \frac{2\pi AN}{\lambda} \cos\theta \quad (\text{V/m})$$

E:電界強度 (V/m)

A:ループアンテナの面積(m²)

N:巻き数

θ :ループアンテナの面と電波の到来方向となす角度

半波長ダイポールアンテナ

入力インピーダンス 約 73Ω

$$\dot{Z} = 73.13 + j42.55$$

アンテナの実効長

$$h_e = \frac{V}{E} \quad (\text{m})$$

V:受信開放電圧(V)

E:電界強度(V/m)

$$1/4 \text{ 波長垂直アンテナ実効高 } h_e = \frac{\lambda}{2\pi}$$

フリスの伝送公式

$$\text{アンテナの実効面積} \frac{G}{4\pi} = \frac{A}{\lambda^2}$$

アンテナの放射効率

接地抵抗はアンテナと大地の接触抵抗であり、周波数が低くなるほど大きくなる。

分布定数回路で表される伝送線路の減衰定数

1. 分布定数回路の伝播定数の実数部
2. 分布定数回路の直列インピーダンスと並列アドミタンスの積の平方根の実数部で表すことができる。
3. 単位は m^{-1} であるが、通信などでは Np/m または dB/m で表すことが多い。
4. 高周波における減衰定数は、線路の特性インピーダンスと単位長さあたりの抵抗であらわされる抵抗（導体）損および線路の特性インピーダンスと単位長さあたりのコンダクタンスであらわされる誘導体（漏れ）損の和として表される。
5. 減衰定数が無視できるとき、給電線は無損失線路として取り扱うことができる。

$$\text{特性インピーダンス} \dot{Z}_0 = \sqrt{\frac{\dot{Z}}{\dot{Y}}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

$$\text{伝達定数} \gamma = \sqrt{\dot{X}\dot{Y}} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$$

\dot{Z} : 直列インピーダンス

\dot{Y} : 並列アドミタンス

R,L,G,C それぞれ単位長さあたり

電圧定在波比(VSWR)

$$a + bj$$

$$\text{電圧反射係数} : |\Gamma| = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$\text{電圧定在波比} : S = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

$$S = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

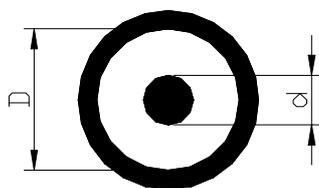
無損失の平行2線式給電線を終端した場合の入カインピーダンス

$$\dot{Z} = jZ_0 \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda} \times l\right)$$

反射損

$$M = \frac{(1+S)^2}{4S}$$

同軸ケーブルの特性インピーダンス



$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \frac{D}{d}$$

U形バラ

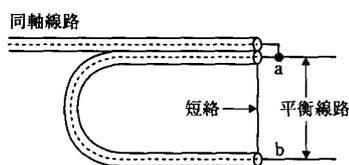


図1

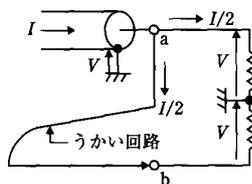


図2

$$\frac{\lambda}{2}$$

導波管

内部が中空の導波管では誘電体損失は極めて小さいが、雨水などが管内に侵入した場合は極めて大きくなる。

同じ導波管同士を接続する場合、接続部での伝送損失を防ぐためチョーク接続などを用いる。

表皮厚さ（深さ）は、周波数が高くなるほど薄く（浅く）なる。

遮断周波数より十分高い周波数では、周波数が高くなるほど伝送損失が大きくなる。

遮断周波数に十分近い周波数範囲では、遮断周波数に近くなるほど伝送損失が大きくなる。

導波管は遮断周波数より低い周波数の電磁波を伝送することはできない。

導波管の基本モードの遮断周波数は、他の高次モードの遮断周波数より低い。

方形導波管では、一般に基本モードが最も多く用いられる。

マイクロストリップ

マイクロストリップ線路は、マイクロ波帯の周波数の回路の敗戦に多く用いられる。

マイクロストリップ線路は開放された線路であるため、外部から雑音などが混入することがある。

マイクロストリップ線路は、接地導体と導体線路およびそれらに挟まれた誘電体基板で構成された開放線路であり、同軸線路と同じ TEM 波に近似される伝送様式をもつ。

中空方形導波管

a:長辺,b:短辺

導波管内を伝播することができる電磁波の最大波長をその導波管の遮断波長といい、導波管断面の長編の長さで決まる。★★

電磁波の管内波長は、Z 軸方向に計った波長であり、自由空間での波長より長い。

基本モード TE₁₀ で励振したときの遮断波長は、2a(m)である。

基本モード TE₁₀ で励振したときの遮断波長は、他のモードの遮断波長に比べて最も長い。

基本モード TE₁₀ の管内波長は、自由空間での波長を λ (m) とすれば、

$$\lambda / \sqrt{1 - \left\{ \lambda / (2a) \right\}^2}$$

である。

導波管内の電磁界分布をモードという。磁界だけが管軸方向の成分を持ち、電解は管軸と垂直方向の成分を持つモードを TE 波という。

給電回路で用いられる分岐器

ダイプレクサ:一つのアンテナ系を 2 台以上の送信機で給電する場合に用いる。

方向性結合器は、1 次線路上の入射波および反射波に比例した電力をそれに結合した 2 次線路側のおのおの別々の端子に分離して取り出すことができる。

ハイブリット回路は、方向性をもった電力の 2 等分回路であり、電力分配器、可変位相器、可変減衰器などに用いられる。

装荷ダイポールアンテナ

アンテナ上の電流分布を制御して所要の指向性やインピーダンス特性を得るためアンテナ上の最適な一つの位置または複数の位置にインピーダンスを装荷している。

抵抗負荷は、アンテナ効率が低下したり信号対雑音比が悪くなることを考慮した上で、アンテナを広帯域にするために用いられる。

リアクタンス装荷は、長さの短い容量性のダイポールアンテナを共振させ整合させるために用いられる。装荷を行うことで帯域は狭くなる。

キャパシタンス装荷は、例えば垂直接地アンテナの高さを低くするために主に頂点装

荷として用いられる。

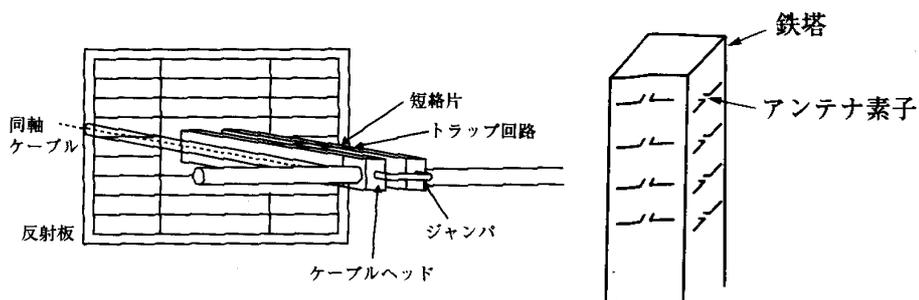
頂部負荷形アンテナはキャパシタンス装荷として導線や導体板を用いたアンテナである。

ビームアンテナ（カーテンアンテナ）

横型配列

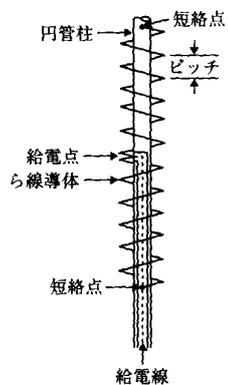
各アンテナ素子を同じ大きさ、同じ位相の電流で励振すると、指向性が垂直方向に集中

地上系標準テレビジョン放送用スーパーゲインアンテナ



水平面内は全方向性

UHF 放送用円形サイドファイアリカルアンテナ



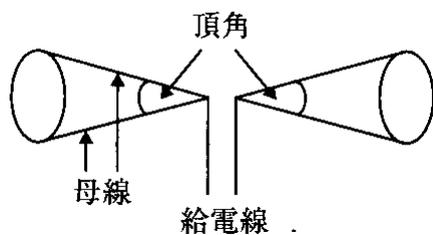
ピッチ 約 1/2 波長

水平偏波

水平面は一様の指向性

進行波アンテナ

双円錐アンテナ（バイコニカルアンテナ）



ILS(航空機の計器着陸装置)

グライドパス

アンテナ:コーナレフレクタアンテナを垂直方向に2段または3段に配置

アンテナから放射される電波と大地反射波の干渉によってつくられる放射パタンのヌル点方向を正しい進入角として与える。

ローカーライザ用アンテナ

複数素子(通常11素子)のコーナリフレクタアンテナまたは対数周期ダイポールアンテナを滑走路に直角に配置したものであり、滑走路を中心にした左右二つの等しい放射パターンの中心線を正しい進入方向として与える。

マーカビーコン用アンテナ

通常2素子の水平ダイポールアンテナを垂直に設置したものであり、滑走路への進入方向の延長線上で進入端から決められた距離に、インナマーカ、ミドルマーカ、アウトマーカを設置する。電波の放射方向は垂直である。

航空援助用地上施設のアンテナ

ドップラーVOR

カウンターポイズの中心に1個または4個のアルホールドループアンテナを置いて給電し、また、カウンターポイズの中心から一定半径の円周上に48個または50個のアルホールドループアンテナを置いて、側帯波電流を、アンテナ上部からみて左回りに毎秒30回転するように順次給電している。水平面内で全方向性である。

DME(距離測定装置)

垂直偏波

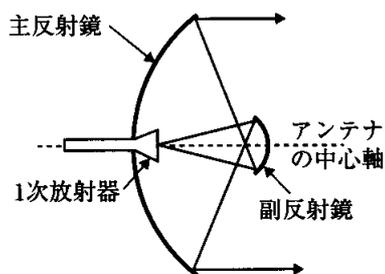
航空機に設置されたインタロゲータ(質問器)

ブレード形モノポール(ユニポール)アンテナが多く用いられる。

地上に設置されたトランスポンダ(応答器)

トランスポンダ用アンテナ 垂直ダイポール 水平面内は全方向性

グレゴリアンアンテナ



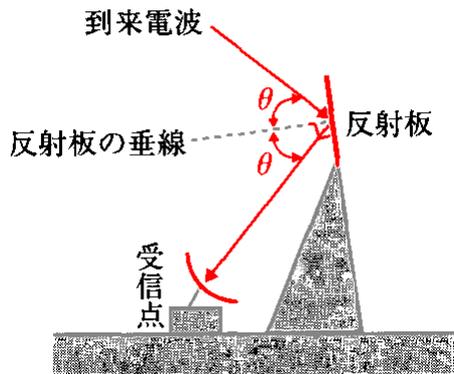
副反射鏡:楕円面

オフセットパラボラアンテナに比べてサイドローブが大きくその数が多い。利得が大きい。

オフセットパラボラアンテナ

反射鏡:放物面

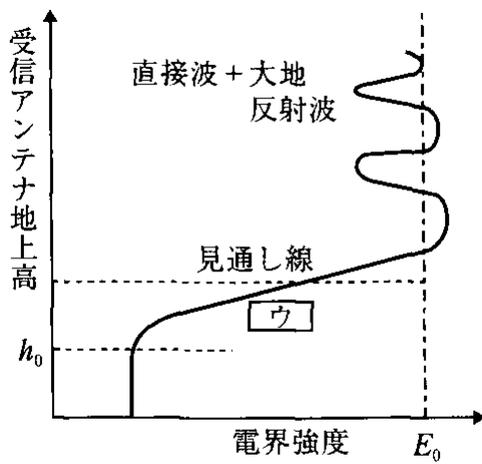
無給電アンテナ 再放射器の利得



$$Ae = A \cos \theta$$

$$G = \frac{4\pi Ae}{\lambda^2}$$

地上波の伝播における周波数と受信アンテナの関係



地表波:周波数が高いほど、導電率が低いほど減衰

ハイトパターン

式の sin 内が最大になる値の差を求める。

電波予測曲線

MUF:最高使用可能周波数

LUF:最低使用可能周波数

最適使用周波数(FOT)

$$f_F = \square \times fc \times \frac{1}{\cos \theta}$$

fc:臨界周波数

θ :入射角

標準大気中における電波の屈折率

気温・気圧・湿度・高さによって変化する。

1 に非常に近い。

地上→衛星間の通信

水蒸気などの吸収スペクトルの周波数帯は、電波の減衰が大きいため地上→衛星間の通信では用いられない。

M 曲線

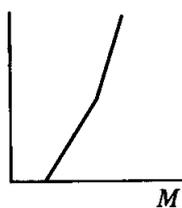


図1

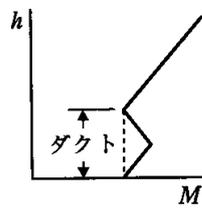


図2

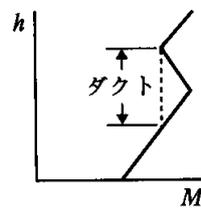


図3

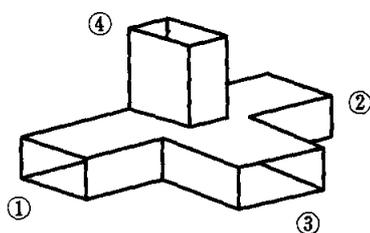
h :高さ, M :修正屈折(率)指数

マイクロ波からミリ波までの周波数帯における降雨による減衰

降雨による減衰は 10GHz で顕著になる。200GHz まで増大するがその後は一定。

降雨により電波が吸収または散乱される。

マジック T



マジック T は、4つの開口を持つ回路で、8端子回路網の等価回路で表すことができる。

未知のインピーダンスを測定する場合、高周波発振器を開口③に接続したとき、検波器は開口④に接続する。

標準可変インピーダンスと未知のインピーダンスが等しいときは、検波器に出力が現れない。

検波器出力が零になるように標準可変インピーダンスを調整すれば未知のインピーダンスを求めることができる。

標準可変インピーダンスに換えて無反射終端を接続し、未知のインピーダンスからの反射出力を測定し、計算によりインピーダンスの大きさを求めることができる。

開口③からの入射波は、①と②に分岐され、それぞれのインピーダンスで反射されて開口④に入るのでそれらの反射波の差が検出される。

放射効率

$$\eta = \frac{R_R}{R_R + R_E + R_L}$$

R_R : アンテナの放射抵抗

R_E : 接地抵抗

R_L : アンテナの高周波抵抗

アンテナの諸特性

給電線およびアンテナ入力インピーダンスの測定では、ネットワークアナライザやアドミタンスブリッジなどが用いられる。

動作利得は、給電線（回路）とアンテナと通常の動作状態（不整合の状態）で測定する。

前後比(F/B)は、最大放射方向の電界強度 $E_f(\text{v/m})$ と最大放射方向から 180 度 ± 60 度の範囲内の最大の電界強度 $E_r(\text{v/m})$ とを測定し、 E_f/E_r （真数）として求める。

マイクロ波の利得を測定する場合の標準アンテナには、一般にホーンアンテナが用いられる。

円形の開口面アンテナの測定では、測定波長が一定の場合、直径が大きいほど送信アンテナと受信アンテナとの距離を離さなければならない。

パウリの図法によるアンテナの実効抵抗の測定

(1)この測定法では、図 1 において一次側の自己インダクタンス L_1 [H]、二次側の自己インダクタンス L_2 [H] の結合コイルの相互インダクタンス M [H] を一定にし、アンテナ回路のコンデンサの静電容量 C_s [F] 又は高周波発振器の発振周波数を変化させ、変成器の 2 次回路を共振させる。このときの高周波電流計 A_1 及び A_2 の読みの値をそれぞれ I_1 [A]、 I_2 [A] とする。

次に C_s の値又は高周波発振器の発振周波数をそのままにして抵抗 R_s [Ω] を変化させ、その都度 I_1 及び I_2 を読み取る。

(2)の内部抵抗、 C_s 、 L_2 及び導線の抵抗分と接地抵抗の和を R_m [Ω]、アンテナの実効抵抗を R_x [Ω] とすれば、次式が成り立つ。

$$\omega M \times I_1 = (R_x + R_m + R_s) I_2 \quad \dots\dots ①$$

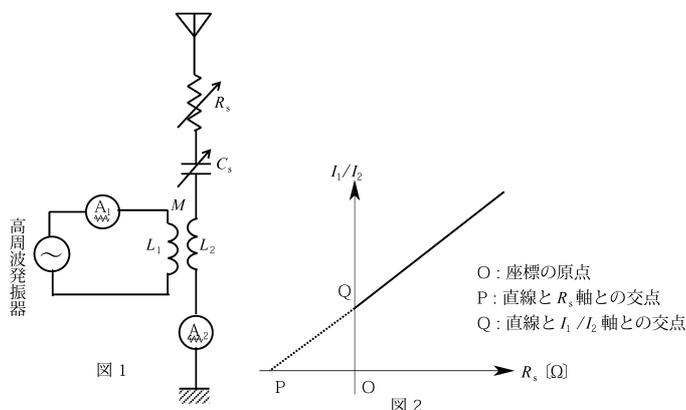
したがって、式②が得られる。

$$I_1 / I_2 = R_s / (\omega M) + (R_x + R_m) / (\omega M) \quad \dots\dots ②$$

式②から I_1/I_2 と R_s との関係をグラフに表すと図 2 のような直線となる。

(3) $I_1 / I_2 = 0$ のときを想定すると、 $R_s = -(R_x + R_m)$ となり、図 2 の OP が

$R_x + R_m$ に相当するので、図から OP を求めれば R_x を求めることができる。 M を変えてその都度 OP を求め、それらの平均値を求めると、より正確な値になる。



各種アンテナの測定法

アンテナの近傍界測定法は、アンテナ近傍の電磁界を測定し、その測定値から計算により、遠方における放射電磁界で測定したものと同等の特性を求める。

アンテナの近傍界を測定するときのプロープの走査法は、試験アンテナを水平軸と垂直軸に対し 360 度回転させて走査する方法、垂直軸に対して回転させて操作する方法、試験アンテナを回転させないで走査する方法がある。

屋外で測定するためには、大地反射波の影響を軽減するために、通常アンテナを高くして反射点に反射防止用の金属板や電波吸収体等を設ける。

一般の測定設備を用いた測定ができない大型の可動アンテナの諸特性を測定するには、

電波星が放射する強度が基地の電波を用いて測定することがある。

航空機などで用いられるアンテナの特性は、その物体とアンテナを縮小した模型を用いて測定することがあり、そのときの測定周波数は実際の使用周波数と異なる周波数を使用する。使用周波数を f 、縮尺率を $p(<1)$ とすると、測定周波数は f/p を用いる。