

無線通信の基礎[2]

電波伝搬

市吉 修

目次

1. 平面波の減衰、反射及び屈折
2. Zenneck の表面波
3. 電波の回折
4. 不均質媒質中の電波伝搬
5. 平面大地上の電波伝搬
6. 球面大地上の電波伝搬
7. 電離層伝播
8. 各種 Fading とその対策  
指向性アンテナ、周波数選択、空間 Diversity

1. 平面波の減衰、反射及び屈折

1.1 減衰

平面波の伝搬方向を z 軸にとると電界 E と磁界 H は z に垂直でしかも E と H は相互に直交する。そこで電界を x に、磁界を y 方向にとる。すると平面波は次式のように表現される。

$$E_x = k^2 A \cdot e^{j(\omega t - k \cdot z)} \quad (1-1)$$

$$H_y = \frac{k}{\omega} A \cdot e^{j(\omega t - k \cdot z)} \quad (1-2)$$

ここで A は比例係数である。

伝搬定数 k については伝搬媒質に伝導度 (conductivity)  $\sigma$  がある時には真空の場合より次のように変更される。Maxwell の基礎方程式において

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + j\omega \epsilon \mathbf{E} = (\sigma + j\omega \epsilon) \mathbf{E} = j\omega \epsilon' \mathbf{E} \quad (1-3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} = -j\omega \frac{\rho}{\omega \epsilon} \quad (1-4)$$

伝搬係数 k は

$$k = \sqrt{\omega^2 \epsilon' - \sigma^2} = \omega \sqrt{\epsilon' - \frac{\sigma^2}{\omega^2}} = -j \quad (1-5)$$

とおくと

$$k = k_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{\sigma^2}{\omega^2 \epsilon'}} = k_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} \quad (1-6)$$

$$k = k_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} \approx k_0 \left( 1 - \frac{1}{2Q^2} \right) \quad (1-7)$$

$$k_0 = \omega \sqrt{\epsilon} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \quad (1-8)$$

電界は

$$E_x = k^2 A \cdot e^{j(\omega t - kz)} \cdot e^{-\alpha z} \quad (1-9)$$

磁界についても同様に電磁界は伝搬方向に指数関数的に減衰する。

$\alpha$  を減衰定数 (attenuation constant) という。

$\beta$  を位相定数 (Phase constant) という。  $\beta$  は  $k_0$  よりも大きいので平面波の位相速度  $V_p = \omega / \beta$  は真空中より少し小さくなる。

固有インピーダンス  $Z$  は

$$Z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_0}} \sqrt{\frac{1}{1 - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon}}} \quad (1-10)$$

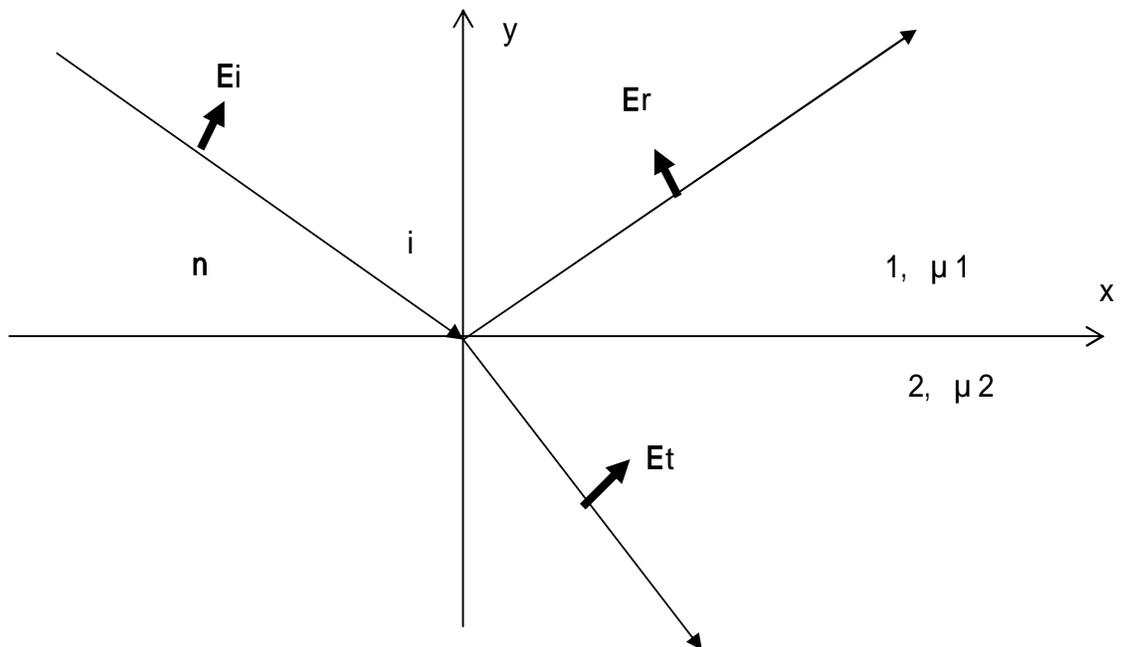
と複素数となる。従って電界と磁界の間に位相差が生じる。

## 1.2 反射と屈折

媒質 1 ( $\epsilon_1, \mu_1$ ) から媒質 2 ( $\epsilon_2, \mu_2$ ) に平面波が入射する場合の動作を求める。媒質 1, 2 の境界は平面であるものとし、境界面に  $z, x$  軸を取る。  $y$  軸は境界面に垂直である。

以下の二つの場合について解析すると物理的な特性が大きく異なる事が分かる。

### 1.2.1 入射電界が境界面に平行な成分を持たない場合 (垂直偏波)



入射電磁界 (Incident field)

$$E_{xi} = E_i \cos(i) \cdot e^{-j.k_1.(x \cdot \sin(i) - y \cdot \cos(i))} \quad (1-2-1a)$$

$$E_{yi} = E_i \sin(i) \cdot e^{-j.k_1.(x \cdot \sin(i) - y \cdot \cos(i))} \quad (1-2-1b)$$

$$H_{zi} = H_i \cdot e^{-j.k_1.(x \cdot \sin(i) - y \cdot \cos(i))} \quad (1-2-1c)$$

反射電磁界 (Reflected field)

$$E_{xr} = -E_r \cos(r) \cdot e^{-j.k_1.(x \cdot \sin(r) + y \cdot \cos(r))} \quad (1-2-2a)$$

$$E_{yr} = E_r \sin(r) \cdot e^{-j.k_1.(x \cdot \sin(r) + y \cdot \cos(r))} \quad (1-2-2b)$$

$$H_{zr} = H_r \cdot e^{-j.k_1.(x \cdot \sin(r) + y \cdot \cos(r))} \quad (1-2-2c)$$

透過電磁界 (Transmission field)

$$E_{xt} = E_t \cos(t) \cdot e^{-j.k_2.(x \cdot \sin(t) - y \cdot \cos(t))} \quad (1-2-3a)$$

$$E_{yt} = E_t \sin(t) \cdot e^{-j.k_2.(x \cdot \sin(t) - y \cdot \cos(t))} \quad (1-2-3b)$$

$$H_{zt} = H_t \cdot e^{-j.k_2.(x \cdot \sin(t) - y \cdot \cos(t))} \quad (1-2-3c)$$

**境界条件( Boundary condition)**

電界は境界の接線成分が境界面で連続でなくてはならないので

$$E_{xi} + E_{xr} = E_{xt} \quad (1-2-4)$$

また磁界については媒質 1,2 の境界において接線成分の差が面電流を生ずるが今の場合には面電流が零となる場合を扱う。

$$H_{zi} + H_{zr} - H_{zt} = 0 \quad (1-2-5)$$

境界面において  $y = 0$  として式 1-2-1a, 式 1-2-2a, 式 1-2-3a を式 1-2-4 に代入し、また式 1-2-1c, 式 1-2-2c, 式 1-2-3c を式 1-2-5 に代入して解くと

**反射角の法則**

$$i = \quad (1-2-6)$$

**屈折角の法則 (Snell's law)**

$$k_1 \sin(i) = k_2 \sin(\quad) \quad (1-2-7)$$

更に電磁界の強度については

$$(E_i - E_r) \cos(i) = E_t \cos(\quad) \quad (1-2-8)$$

$$H_i + H_r = H_t \quad (1-2-9)$$

式 1-2-7,8 より

**反射係数 (Reflection coefficient)**

$$R_1 = E_r / E_i \\ = \frac{[\mu_1 n^2 \cos(i) - \mu_2 (n^2 - \sin^2(i))]}{[\mu_1 n^2 \cos(i) + \mu_2 (n^2 - \sin^2(i))]} \quad (1-2-10)$$

**透過係数 (transmission coefficient)**

$$T_1 = E_t / E_i \\ = \frac{2 \mu_2 n \cos(i)}{[\mu_1 n^2 \cos(i) + \mu_2 (n^2 - \sin^2(i))]} \quad (1-2-11)$$

**相対屈折率(relative transmission ratio)**

$$n = k_2 / k_1 = (\mu_2 / \mu_1) \cdot \left[ \frac{2 - j(\quad)}{1 - j(\quad)} \right] \quad (1-2-12)$$

**Brewster 角**

相対屈折率  $n$  が実数でかつ  $\mu_1 = \mu_2$  の時,上の反射係数  $R_1 = 0$  とおくと

$$\tan(i) = n \quad (1-2-13)$$

即ち反射波が 0 となる入射角がある。

**1.2.2 入射電界が境界面に平行な成分を持つ場合 (水平偏波)**

下の図に電界が境界面に平行な場合の様子を示す。電界は入射波が紙面に垂直に読者向きの方向を取り、反射波は同じく読者から離れる方向を取ることを示す。

入射波

$$E_{zi} = E_i \cdot e^{-j.k_1.(x \sin(i) - y \cos(i))} \quad (1-2-20a)$$

$$H_{xi} = H_i \cdot (-\cos(i)) \cdot e^{-j.k_1.(x \sin(i) - y \cos(i))} \quad (1-2-20b)$$

$$H_{yi} = H_i \cdot (-\sin(i)) \cdot e^{-j.k_1.(x \sin(i) - y \cos(i))} \quad (1-2-20c)$$

反射波

$$E_{zr} = E_r \cdot e^{-j.k_1.(x \sin(\quad) + y \cos(\quad))} \quad (1-2-21a)$$

$$H_{xr} = H_r \cdot \cos(\theta_r) \cdot e^{-j \cdot k_1 \cdot (x \cdot \sin(\theta_r) + y \cdot \cos(\theta_r))} \quad (1-2-21b)$$

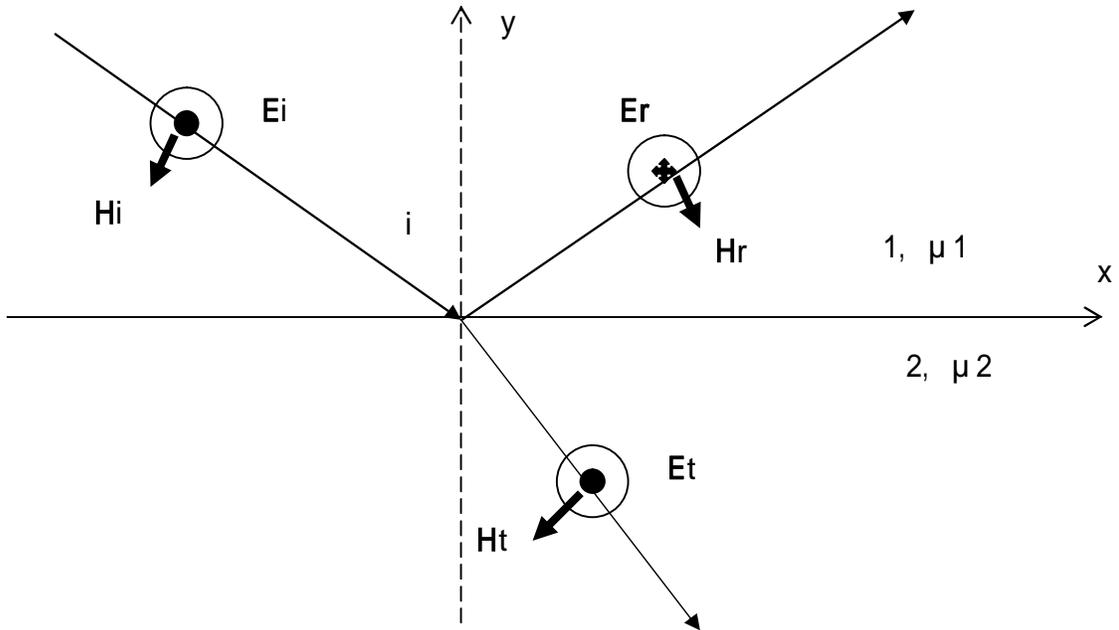
$$H_{yr} = H_r \cdot (-\sin(\theta_r)) \cdot e^{-j \cdot k_1 \cdot (x \cdot \sin(\theta_r) + y \cdot \cos(\theta_r))} \quad (1-2-21c)$$

透過波

$$E_{zt} = E_t \cdot e^{-j \cdot k_2 \cdot (x \cdot \sin(\theta_t) - y \cdot \cos(\theta_t))} \quad (1-2-22a)$$

$$H_{xt} = H_t \cdot (-\cos(\theta_t)) \cdot e^{-j \cdot k_2 \cdot (x \cdot \sin(\theta_t) - y \cdot \cos(\theta_t))} \quad (1-2-22b)$$

$$H_{yt} = H_t \cdot (-\sin(\theta_t)) \cdot e^{-j \cdot k_2 \cdot (x \cdot \sin(\theta_t) - y \cdot \cos(\theta_t))} \quad (1-2-22c)$$



境界条件

境界面 ( $y = 0$ ) で電界が連続でなくてはならないから

$$E_{zi} + E_{zr} = E_{zt} \quad (y = 0) \quad (1-2-23)$$

同じく磁束密度の法線成分が連続でなくてはならないから

$$\mu_1 \cdot (H_{yi} + H_{yr}) = \mu_2 \cdot H_{yt} \quad (1-2-24)$$

境界条件から次の結論が得られる。

反射角の法則  $i = r$  (1-2-25)

屈折角の法則  $k_1 \cdot \sin(i) = k_2 \cdot \sin(t)$  (1-2-26)

反射係数

$$R_2 = \frac{E_r}{E_i} = \frac{[\mu_2 \cdot \cos(i) - \mu_1 \cdot (n^2 - \sin^2(i))]}{[\mu_2 \cdot \cos(i) + \mu_1 \cdot (n^2 - \sin^2(i))]} \quad (1-2-27)$$

**透過係数 (transmission coefficient)**

$$T_2 = E_t / E_i$$

$$= \frac{(\mu_2 \cdot \mu_1) \cdot \left( \frac{1}{2} \right) \cdot \sin(2i)}{[\mu_2 \cdot \cos(i) + \mu_1 \cdot (n^2 - \sin^2(i))]} \quad (1-2-28)$$

**1.2.3 全反射**

屈折率  $n$  が実数で  $n < 1$  の時入射角が

$$\sin(i) > n \quad (1-2-30)$$

なる範囲においては偏波を問わず反射係数は複素数となりしかも

$$|R_l| = 1 \quad (l = 1, 2) \quad (1-2-31)$$

となる。即ち反射電界強度は入射電界と等しくなる。

この時透過電磁界は屈折角の法則  $k_1 \cdot \sin(i) = k_2 \cdot \sin(\theta)$  において

$$\sin(\theta) = k_1 / k_2 \cdot \sin(i) = \sin(i) / n > 1 \quad (1-2-32)$$

であるから

$$\cos(\theta) = j \left( \sin^2(\theta) - 1 \right) = j \cdot a \quad (a > 0) \quad (1-2-33)$$

と純虚数になる。

これを前節の透過波の式に代入すると 共通因数  $e^{-j \cdot k_2 \cdot (x \cdot \sin(\theta) - y \cdot \cos(\theta))}$  において

$$e^{-j \cdot k_2 \cdot (x \cdot \sin(\theta) - y \cdot \cos(\theta))} = e^{-ay} \cdot e^{-j \cdot k_1 \cdot \sin(i) \cdot x} \quad (1-2-34)$$

となり  $y$  方向には指数関数的に減少する。また  $x$  方向には媒質 1 の入射波と同じ位相速度で進行する。即ち透過波のエネルギーは表面に沿って伝搬する。

**2. Zenneck の表面波**

相対屈折率  $n$  が複素数の時も  $\tan(i) = n$  に対して反射係数  $R_1 = 0$  となる。

この時反射波は無いはずなので境界条件は  $E_{xi} = E_{xt}$ ,  $H_{zi} = H_{zt}$  となる。

$E_{xi} = E_{xt}$ , at  $y = 0$ ;

$$E_i \cdot \cos(i) \cdot e^{-j \cdot k_1 \cdot x \cdot \sin(i)} = E_t \cdot \cos(\theta) \cdot e^{-j \cdot k_2 \cdot x \cdot \sin(\theta)} \quad (2-1)$$

$H_{zi} = H_{zt}$  at  $y = 0$ ;

$$H_i \cdot e^{-j \cdot k_1 \cdot x \cdot \sin(i)} = H_t \cdot e^{-j \cdot k_2 \cdot x \cdot \sin(\theta)} \quad (2-2)$$

以上よりまず屈折角の法則が成り立たなくてはならない。

$$k_1 \cdot \sin(i) = k_2 \cdot x \cdot \sin(\theta) \quad (2-3)$$

すると上の境界条件は

$$E_i \cdot \cos(i) = E_t \cdot \cos(\theta) \quad (2-4)$$

$$H_i = H_t \quad (2-5)$$

式 2-3,4,5 より次の結果が得られる。

$$\sin(\theta) = n \cdot \left\{ \frac{1 - Z[12]^2}{n^2 - Z[12]^2} \right\} \quad (2-6a)$$

$$\cos(\theta) = Z[12] \cdot \left\{ \frac{n^2 - 1}{n^2 - Z[12]^2} \right\} \quad (2-6b)$$

$$\sin(\theta) = \frac{(1 - Z[12]^2)^{1/2}}{(n^2 - Z[12]^2)^{1/2}} \quad (2-6c)$$

$$\cos(\theta) = \frac{(n^2 - 1)^{1/2}}{(n^2 - Z[12]^2)^{1/2}} \quad (2-6d)$$

但し

$$Z[12] = Z_2 / Z_1 \quad (2-7)$$

即ち媒質 1, 2 における固有インピーダンスの比である。

今媒質 1 が真空、媒質 2 が導電性を有する媒質(大地)である場合について上の結果を適用する。

$$\mu_1 = \mu_0, \quad \epsilon_1 = \epsilon_0, \quad \sigma_1 = 0, \quad k_1 = k_0 \quad (2-8)$$

$$\mu_2 = \mu_0, \quad \epsilon_2 = \kappa \cdot \epsilon_0, \quad \sigma_2 = \sigma, \quad k_2 = k_0 \sqrt{\kappa - j\sigma/\omega\epsilon_0} \quad (2-9)$$

結果は

$$k_1 \sin(\theta_i) = k_2 \sin(\theta_t) = k_0 \frac{(\kappa - j\sigma/\omega\epsilon_0)^{1/2}}{(1 + \kappa - j\sigma/\omega\epsilon_0)^{1/2}} \quad (2-10)$$

$$k_1 \cos(\theta_i) = k_0 \frac{1 + \kappa - j\sigma/\omega\epsilon_0}{(\kappa - j\sigma/\omega\epsilon_0)^{1/2}} = q - jp \quad (2-11)$$

$$k_2 \cos(\theta_t) = k_0 \frac{(\kappa - j\sigma/\omega\epsilon_0)^{1/2}}{1 + \kappa - j\sigma/\omega\epsilon_0} = v - ju \quad (2-12)$$

電磁界を求めると

$$E_{xi} = E_i/k_0 \cdot (q - jp) \cdot e^{-j(x + p \cdot y)} \cdot e^{-j(x - q \cdot y)} \quad (2-13a)$$

$$E_{yi} = E_i/k_0 \cdot (-j) \cdot e^{-j(x + p \cdot y)} \cdot e^{-j(x - q \cdot y)} \quad (2-13b)$$

$$H_{zi} = H_i \cdot e^{-j(x + p \cdot y)} \cdot e^{-j(x - q \cdot y)} \quad (2-13c)$$

透過電磁界 (Transmission field)

$$E_{xt} = E_i/k_0 \cdot (q - jp) \cdot e^{-j(x + u \cdot y)} \cdot e^{-j(x - v \cdot y)} \quad (2-14a)$$

$$E_{yt} = E_i/k_2 \cdot (q - jp) \cdot e^{-j(x + u \cdot y)} \cdot e^{-j(x - v \cdot y)} \quad (2-14b)$$

$$H_{zt} = H_i \cdot e^{-j(x + u \cdot y)} \cdot e^{-j(x - v \cdot y)} \quad (2-14c)$$

ここで

$$q, v, u > 0 \quad (2-15a)$$

$$p < 0 \quad (2-15b)$$

であることが確認できる。

上の式を吟味すると次のことが分かる。

- (1) 電力は境界面  $y = 0$  に集中する。そこから離れると指数関数的に減衰する。
- (2) 入射波の波面は  $(p, q)$  方向、透過波の波面は  $(v, u)$  方向に伝搬する。
- (3) 電界は楕円偏波となる。

$$E_{xi} / E_{yi} = 1 / \{ \kappa - j\sigma/\omega\epsilon_0 \} \quad (2-16)$$

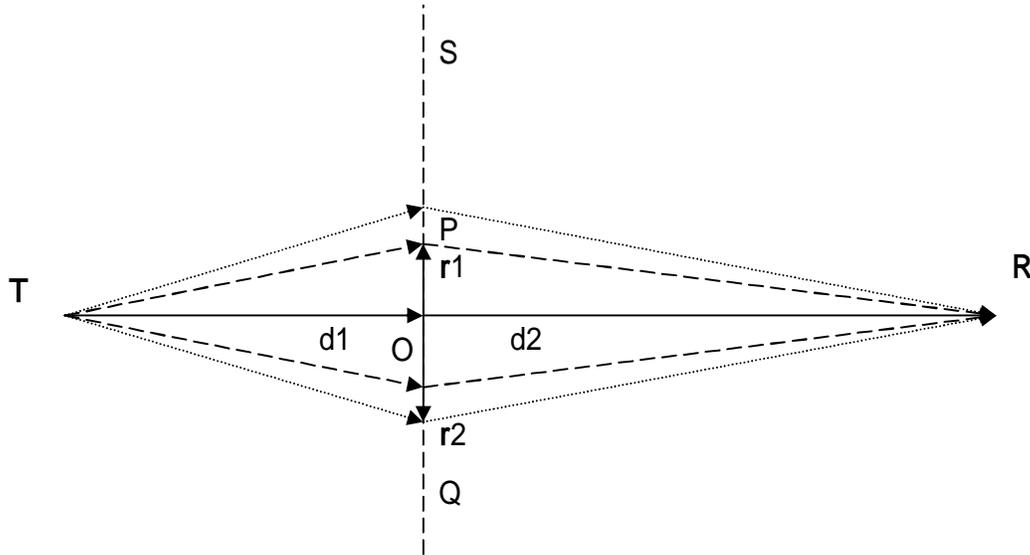
$$E_{xt} / E_{yt} = \{ \kappa - j\sigma/\omega\epsilon_0 \} \quad (2-17)$$

### 3. 電磁波の回折

障害物の背後にも電磁波は回りこむ。これを回折(diffraction)と呼ぶ。その物理機構は Huygens の原理による。即ち電磁波は波面の各点において球面波が生成され、其れが合成されて新たな波面が形成されることにより伝搬する。平面波の前面に微小な穴の開いた障害物を立てるとその穴から先には球面波が伝搬する事が観測される。

Huygens の原理に基づき Fresnel zone の概念を説明する。

今点 T から送信された電磁波を点 R で受信する場合を考察する。直線 TR 上で T から距離  $d_1$ , R から距離  $d_2$  の所に直線 TR に垂直な平面 S を考える。T から送出された電磁波は平面 S を通じて R にて受信される。



先ず直線 TR を通じて最短距離 ( $d = d_1 + d_2$ )で R に到達する経路がある。平面 S と直線 TR の交点を O とする。

次に平面 S 上の点 P が  $OP = r_1$  なる円上にあり  $TP + PR = TR + \lambda/2$  となるとする。但し  $\lambda$  は伝搬する電磁波の波長である。

$$(d_1^2 + r_1^2)^{1/2} + (d_2^2 + r_1^2)^{1/2} = d_1 + d_2 + \lambda/2 \tag{3-1}$$

今  $d_1, d_2 \gg \lambda$  (3-2)

であるから近似的に

$$r_1 = \left( \frac{d_1 \cdot d_2}{d} \right)^{1/2} \quad (d = d_1 + d_2) \tag{3-3}$$

同様にして経路長の TR との差が  $m \cdot \lambda/2$  となる  $r[m]$  は

$$r[m] = \left( m \cdot \frac{d_1 \cdot d_2}{d} \right)^{1/2} \quad (m = 1, 2, 3, \dots) \tag{3-4}$$

平面 S 上の半径  $r[m]$  と  $r[m - 1]$  なる円環を  $m$  次の Fresnel zone と呼ぶ。

各 Fresnel ゾーンの面積  $S[m]$  は

$$S[m] = \pi (r[m]^2 - r[m-1]^2) = \pi \cdot \frac{d_1 \cdot d_2}{d} \tag{3-5}$$

となり一定である。

また最短路 TR に対して奇数次のゾーンは位相が同相であり偶数次のゾーンは逆相である。

今 TR 間に全く障害物がない場合に受信点 R に集まる電力密度  $P_o$  は次式の  $S_o$  に比例する。

$$S_o = S[1] - S[2] + S[3] - S[4] + \dots \tag{3-6}$$

これは次のように変形すると

$$\begin{aligned} S_o &= S[1]/2 + (S[1]/2 - S[2] + S[3]/2) + (S[3]/2 - S[4] + S[5]/2) + \dots \\ &= S[1]/2 \end{aligned} \tag{3-7}$$

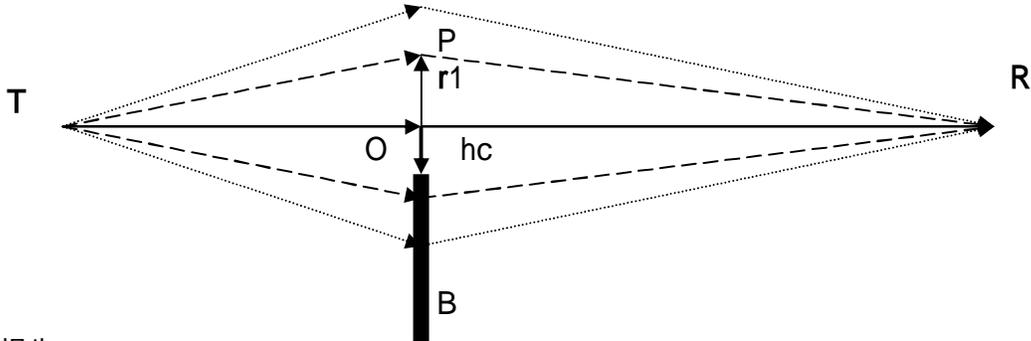
即ち  $S[1] = 2S_0$ , 第一ゾーンの電力は自由空間を通じてR点に伝達される総電力の2倍に等しい。

下図のように障害物 B が TR 間の視野を塞いでいるものとする。

Clearance 係数

$$u = hc / r_1 \tag{3-8}$$

$u > 0$  は TR 線が見通し内にあり、 $u = 0$  は見通しすれすれ、 $u < 0$  は見通し外に対応する。



回折損失

障害が無い場合の受信電界を  $E_0$ 、障害がある場合の受信電界を  $E_r$  とする。

回折係数

$$Z = E_r / E_0 \tag{3-9}$$

回折損失

$$L_d = -20 \text{ Log } | Z | \tag{3-10}$$

例

|                          |            |                   |
|--------------------------|------------|-------------------|
| $u =$ ;                  | $Z = 1.0$  | $L_d = 0$ (dB)    |
| $u =$ (3) (障害物が第3ゾーンに接触) | $Z = 1.1$  | $L_d = -0.8$ (dB) |
| $u =$ (2) (障害物が第2ゾーンに接触) | $Z = 0.89$ | $L_d = 1.05$ (dB) |
| $u = 1$ (障害物が第1ゾーンに接触)   | $Z = 1.15$ | $L_d = -1.2$ (dB) |
| $u = 0$ (見通しすれすれ)        | $Z = 0.5$  | $L_d = 6$ (dB)    |

見通し外  $u < 0$  に対しては

$$Z (=) 1 / | 2 - u | \tag{3-11a}$$

$$L_d = 20 \text{ Log } | u | + 16 \text{ (dB)} \tag{3-11b}$$

#### 4. 不均質媒質中の電波伝搬

平面層上に屈折率が変化する場合

下図のように層状に屈折率が変化する媒質においてはスネルの法則により

$$n_0 \cdot \sin(i_0) = n_1 \cdot \sin(i_1) = \dots = n_p \cdot \sin(i_p) \tag{4-1}$$

p 番目の層で  $i_p = 90^\circ$  となればそれより上には行かない。即ち全反射が起こり、上りと対称的な経路で下って来る。

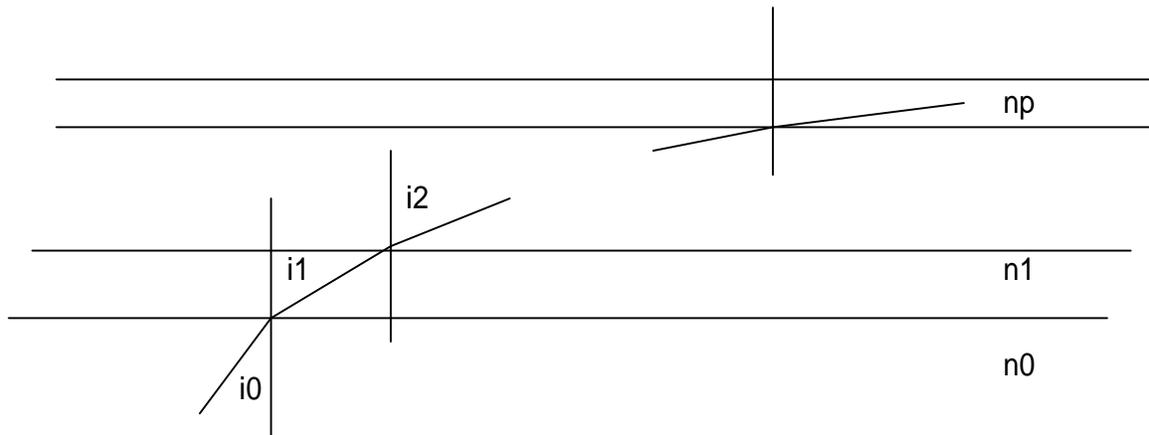
球面層状に屈折率が変化する場合

上と同様な考え方により次の関係が成立する。

$$n_0 \cdot r_0 \cdot \sin(i_0) = n_1 \cdot r_1 \cdot \sin(i_1) = \dots, \quad (4-2)$$

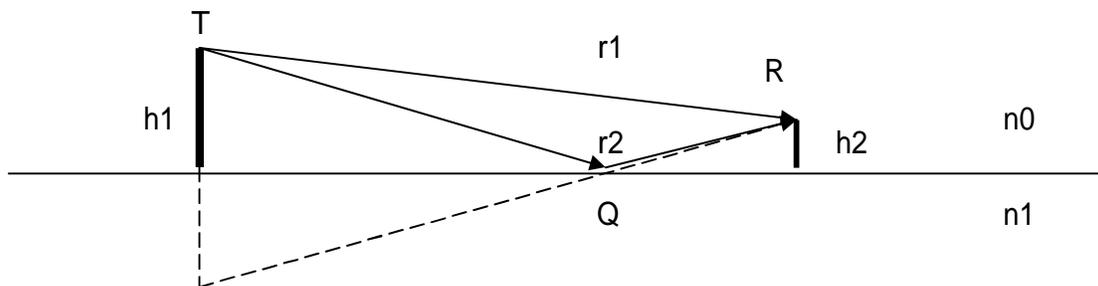
但し  $r_s$  は第  $s$  番目の層の半径である。

第  $p$  番目の層で  $i_p = 90^\circ$  となればそれより上には行かず全反射して下って来る。



### 5. 平面大地上の電波伝搬.

下図のように平面大地上の高さ  $h_1$  の送信アンテナから発信した電磁波をそこから距離  $d$  だけ離れた地点で高さ  $h_2$  のアンテナで受信するものとする。



受信点 R で受信する電磁波は送信点 T から直接到来する直接波と大地上の点 Q で反射する反射波の合成である。

通常の通信においては  $d \gg h_1, h_2$  であるから直接路及び反射路の経路長  $r_1, r_2$  は近似的に

$$r_1 = d + (h_1 - h_2)^2 / 2d \quad (5-1)$$

$$r_2 = d + (h_1 + h_2)^2 / 2d \quad (5-2)$$

反射点における入射角  $i$  は

$$\cos(i) \approx (h_1 + h_2) / d \quad (5-3)$$

屈折率は

$$n = k_2 / k_0 = (\kappa - j) / (\omega \epsilon_0) \quad (5-4)$$

反射係数は前節の結果より

垂直偏波の場合

$$R1 = \frac{[\mu_1 n^2 \cos(i) - \mu_2 (n^2 - \sin^2(i))]}{[\mu_1 n^2 \cos(i) + \mu_2 (n^2 - \sin^2(i))]} \quad (5-5)$$

水平偏波の場合

$$R2 = \frac{[\mu_2 \cos(i) - \mu_1 (n^2 - \sin^2(i))]}{[\mu_2 \cos(i) + \mu_1 (n^2 - \sin^2(i))]} \quad (5-6)$$

これらは近似的に

$$R1 = -1 + 2(\kappa - j) / (\dots) / \{ \kappa - 1 - j / (\dots) \} \cdot (h1+h2)/d \quad (5-7)$$

$$R2 = -1 + \dots / \{ \kappa - 1 - j / (\dots) \} \cdot (h1+h2)/d \quad (5-8)$$

受信点 R における電磁界は

$$Er = Eo \{ 1 + Rp \cdot e^{-j \cdot \kappa o \cdot (r2 - r1)} \} \\ = Eo \{ 1 + Rp \cdot e^{-j \cdot 2 \kappa o \cdot h1 \cdot h2 / d} \} \quad (5-9)$$

但し Eo は直接波の電界である。

通常の通信においては (h1+h2)/d << 1 であるから上の反射係数は殆ど-1 に等しい。

この場合には受信電界は近似的に

$$Er = Eo \{ 1 - e^{-j \cdot 2 \kappa o \cdot h1 \cdot h2 / d} \} \quad (5-10)$$

即ち受信点の高さによって干渉縞が生じる。

更に 電磁波の波長 >> h1.h2/d が成り立つ場合は

$$Er = Eo \cdot (j^4 / \dots) \cdot (h1 \cdot h2 / d) \quad (5-11)$$

## 6. 球面大地上の電波伝搬

地球は球面であるから見通し距離は有限である。今送信アンテナの高さを h1,地球の半径を R とすると R >> h1 であるから見通し距離は近似的に

$$d1 = (2R \cdot h1) \quad (6-1)$$

受信アンテナの高さを h2 とすれば受信側の見通し距離は

$$d2 = (2R \cdot h2) \quad (6-2)$$

従って送信点から受信点までの見通し距離は

$$d = d1 + d2 = (2R \cdot h1) + (2R \cdot h2) \quad (6-3)$$

となる。

従って受信点の電界については前節の結果を用いる事ができる。

$$Er = Eo \{ 1 - e^{-j \cdot 2 \kappa o \cdot h1' \cdot h2' / d} \} \quad (6-4)$$

但し h1', h2' は地球が丸い為に地平線から見た各アンテナの高さであり

$$hi' (=) hi - d1^2 / (2R) \quad (i = 1,2) \quad (6-5)$$

である。

### 等価地球半径係数

地球の大気において上に行くほど空気が薄くなる。この結果大気の屈折率が高くなるほど小さくなる。為第4節で見たように伝播路が地球側に曲がる。これは等価的に地球の半径を大きくしたことに相当する。これを等価地球半径係数  $K$  で表すと標準大気においては

$$K = 4/3 \quad (6-6)$$

となることが知られている。

従って実際の見通し距離は

$$d = \sqrt{(2KR)(h_1 + h_2)} \quad (K = 4/3) \quad (6-7)$$

## 7. 電離層伝搬

地球の上層大気は太陽から放射される紫外線や軟X線により電離され、電離層(ionosphere)を形成している。その機構は原子から電子がたたき出されて自由電子と正イオンとなる電離(ionization)と、自由電子が再び正イオンと再結合(recombination)して中性の原子にもどる過程にある。電離層の電子密度は電離と再結合の平衡条件により決まる。高さ 110km 付近の E 層から、200-300km 付近の F 層まで電子密度が上がり、更にその上は緩やかに減少する。当然ではあるが昼間の方が夜間に比べて電子密度は高い。

### 電離層の導電率

電離層の外部から加わる電界を  $E \cdot e^{j\omega t}$  とする。

この時電荷  $e$ 、質量  $m$  の荷電粒子に加わる加速度は

$$dv/dt = e/m \cdot E \cdot e^{j\omega t} \quad (7-1)$$

但し  $v$  は粒子の速度である。

上の式を積分すると

$$v(t) = e/(m \cdot j\omega) \cdot E \cdot e^{j\omega t} + v(t_0) \quad (7-2)$$

但し  $v(t_0)$  は電界が加わり始めた時刻  $t = t_0$  の初期速度である。

今電離層の中には単位体積当たり  $N$  個の荷電粒子があるものとする。電流密度  $J$  は

$$\begin{aligned} J(t) &= e \cdot v \\ &= \{ e^2/(m \cdot j\omega) \cdot E \cdot e^{j\omega t} \} + e \cdot v(t_0) \end{aligned} \quad (7-3)$$

外部から電界が加わらなければ電離した荷電粒子の方向はランダムであるから初期条件において第二項は零となる。また第一項を見ると電流は荷電粒子の質量に反比例するので電流を担うのは殆ど電子の流れである。

$$J(t) = N \cdot e^2/(m \cdot j\omega) \cdot E \cdot e^{j\omega t} \quad (7-4)$$

故に電離層の伝導率は

$$= N \cdot e^2/(m \cdot j\omega) \quad (7-5)$$

**伝搬定数**

$$k = (\mu)^{-1/2} (1 - j \frac{N}{m_0})$$

$$= k_0 (1 - N \cdot e^2 / (m_0 \cdot \omega^2)) \quad (7-6)$$

**屈折率**

$$n = k / k_0 = (1 - N \cdot e^2 / (m_0 \cdot \omega^2)) \quad (7-7)$$

電離層においては高さに応じて電子密度  $N$  が増大して行くので屈折率は小さくなる。

**臨界周波数**

伝搬定数  $k = k_0 (1 - N \cdot e^2 / (m_0 \cdot \omega^2))$  が零となる臨界周波数  $f_c$  がある。

$$f_c = (N \cdot e^2 / (m_0 \cdot \epsilon_0))^{1/2} \quad (7-8)$$

$$\approx 9.0 (N)^{1/2} \quad (7-9)$$

今真上に周波数  $f$  なる電磁波を放射する場合を考えると電離層に到るまでは伝搬定数  $k_0$  で伝搬するが電離層に到ると高さに応じて電子密度が増大するため電子密度が増大する。その最大値が臨界周波数  $f_c$  に対応する。

今  $f < f_c$  の場合には伝搬定数  $k = 0$  となる高さ  $h$  がありそれより高いところでは伝搬定数は虚数となるため伝播せず、反射が起こる。

他方  $f > f_c$  においては伝搬定数はずっと実数なので電磁波は電離層で反射は起こらず電離層を突き抜けて更に上空に伝搬していく。

**電離層による電波の屈折と反射**

層状に屈折率が変わる場合には第 4 章で見たように

$$\sin(i_0) = n \quad (7-10)$$

なるところで反射が起きる。

$$\sin(i_0) = n = (1 - (f_c/f)^2)^{1/2} \quad (7-11)$$

あるいは

$$f = f_c / \cos(i_0) = f_c \cdot \sec(i_0) \quad (7-12)$$

この関係を下図に示す。

図において実際に反射の起きるのは高さ  $h$  であるが伝播路を直線と仮定してと見かけの高さ  $h'$  を用いるのが便利である。

**MUF**

上から分かるように  $i_0$  なる入射角で電波を発射すれば臨界周波数よりも高い周波数でも通信ができる。このようにして利用可能な上限の周波数を MUF (maximum Usable Frequency) と呼ぶ。

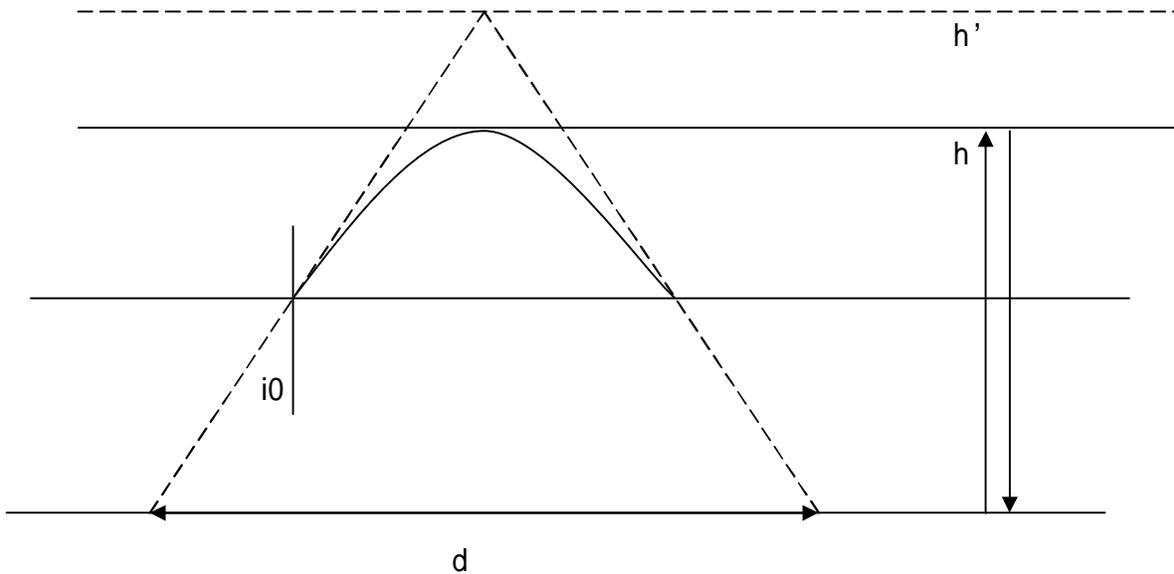
$$MUF = f_c / \cos(i_0) = f_c \cdot \sec(i_0) \quad (7-13)$$

**跳躍距離**

入射角を  $i_0$  とすると上の図より

$$d = 2h' \cdot \tan(i_0) \quad (7-14)$$

なる距離より近くには電離層の反射波が到達できない。



## 8 各種 Fading とその対策

電波伝搬は複雑であり各種の Fading を生じる。現象的には変化が早いもの、ゆっくりしたもの、用いている帯域内で周波数により変動が大きく異なる周波数選択性(Frequency selective) fading と周波数によらず全体に信号電力が変動する同期(synchronous) fading がある。原因別に分類すると

### 干渉(interference) fading

これは多くの異なる伝播路の電波が受信点で合成されるため伝播路の変動による Fading である。移動通信に典型的な Fading である。

### 偏波(Polarization) fading

これは受信アンテナに対して電波の偏波が変動するため起こる。電離層波に対する地磁気の影響や降雨による交差干渉などがある。

### 吸収(absorption fading)

これは伝播路の媒質による吸収変動による fading である。

### 跳躍(skip) fading

これは電離層伝搬において電離層の変動のため跳躍距離が変動するため特に跳躍距離の近傍にある受信点に顕著な影響を及ぼす。

### 対策

#### 指向性アンテナ

を用いれば干渉性 Fading はある程度減少できる。しかし移動通信のように受信者の移動に起因する Fading の場合はあまり有効ではない。

**周波数 Diversity**

周波数 Diversity は周波数軸上で複数の波を用いて信号伝送を行い、受信者は複数の受信を行い、最適な受信信号を選択して通信を行う。デジタル放送や無線 LAN に用いられている Coded OFDM は多数の周波数チャンネルを用い、且つインターリーブと誤り訂正により比較的小さな付加冗長度によって効果的に周波数選択性 Fading による劣化を低減している。

**空間 Diversity**

これは受信側で複数のアンテナを用いて受信し、最適の受信信号を選択して通信する。これは付加する冗長度も要らず、しかも簡単な回路で大きな効果が得られる。

--

問題 1-1 反射角および屈折角の公式を求めよ。

問題 1-2 反射係数  $R_1, R_2$ , 透過係数  $T_1, T_2$  の公式を求めよ

問題 1-3 垂直偏波の場合入射角  $i = 0$  の時  $R_1 + T_1 = 1$  であることを示せ。

問題 1-4 入射角が Brewster 角  $\tan(i) = n$  のとき透過角  $t$  につき  $\tan(t) = 1/n$  となることを示せ。

問題 1-5 水平偏波に対しては Brewster 角は存在しないことを示せ。

問題 2-1 相対屈折率  $n$  が複素数の時も  $\tan(i) = n$  に対して反射係数  $R_1 = 0$  となることを示せ。

問題 2-2 式 2-15a,b を確認せよ。

問題 2-3 減衰定数  $\kappa$  を求めよ。

問題 2-4 次の場合につき Zenneck 波の減衰定数を dB / km 単位で求めよ。

乾いた大地 ;  $\kappa = 4, \quad \kappa = 10^{-4}$

湿った大地  $\kappa = 10, \quad \kappa = 10^{-3}$

海水  $\kappa = 80, \quad \kappa = 1$

電磁波の周波数; 1MHz, 100kHz, 10KHz

問題 3 見通し外  $u < 0$  における回折係数が  $Z(\approx) 1/|2 - u|$  となることを証明せよ。

問題 4 球面層の場合の屈折の法則式 4-2 を導け。

問題 5 式 5-3 を導け。

問題 6 送信アンテナの高さ  $h_1$ , 受信アンテナの高さ  $h_2$ , 地球の半径を  $R$  として送受間の見通し距離を求めよ。

**参考文献**

[1] 虫明康人 アンテナ、電波伝搬 コロナ社

[2] 渋谷茂一 マイクロウェーブ伝搬解説 コロナ社