

ラジアルラインスロットアンテナのスロットセットの散乱行列

正員 高田 潤一<sup>†</sup>      正員 高橋 応明<sup>††</sup>  
 正員 安藤 真<sup>††</sup>      正員 後藤 尚久<sup>††</sup>

A Scattering Matrix of a Slot Set for the Aperture Illumination  
 Design of Radial Line Slot Antennas

Jun-ichi TAKADA<sup>†</sup>, Masaharu TAKAHASHI<sup>††</sup>, Makoto ANDO<sup>††</sup>  
 and Naohisa GOTO<sup>††</sup>, *Members*

あらまし ラジアルラインスロットアンテナ(RLSA)で所望の励振分布を実現するためには、各スロットセットの結合量・管内波長・放射位相を正確に評価する必要がある。更に、直線偏波 RLSA のように反射特性が悪いスロットセットでは、所望の進行波動作を実現するためにスロットセット単体の反射を十分小さくする必要がある。反射係数を評価する必要がある。本論文は、ラジアルラインスロットアンテナのスロット設計に用いるスロットセットの散乱行列等価回路を提案する。この等価回路を用いると、反射特性に対するスロットセット形状の最適化により、任意偏波での進行波動作が実現可能となる。更に、一様スロットアレーを用いた従来の解析法に比べ、計算時間を大幅に短縮したアンテナ解析および設計が可能となった。本解析法により一般的な偏波に対する RLSA の設計が初めて確立された。

キーワード アンテナ, アレーアンテナ, 平面アンテナ, ラジアルラインスロットアンテナ, 衛星放送

1. ま え が き

ラジアルラインスロットアンテナ(RLSA)は衛星放送受信用に開発された平面アンテナであり<sup>(1)</sup>, 導波管スロットアレーの一種であるために銅損が少なく、原理的に高効率である<sup>(2)</sup>。円偏波 RLSA としては、既に 12 GHz 帯においてアンテナ効率 87% (36.9 dBi; 60 cmφ) の値を実現している<sup>(3)</sup>。

所望の開口分布を実現するためには、開口面上の各位置においてスロットの長さおよび間隔を最適化する必要がある。このため、解析によってスロットの結合特性を知ることがアンテナ設計において必須となる。ところが、実際のアンテナにおいてはスロットは数百から数千個も設けられており、そのままの構造で解析を行うことは不可能である。そこで、アンテナ動作の必要条件の一つである管内電磁界の軸対称性を反映させた解析モデルとして、TEM 平面波が伝搬する平行平板導波路上に所望偏波を放射する単位スロット組

(スロットセット)を2次元に一様配列したアレー構造、あるいはこれに等価なものとして周期境界条件を有する導波管モデルがこれまでに提案されている<sup>(4)</sup>。これらの解析においてスロットの結合は2次元アレーすべての相互結合を含む形で解析され、その結果求まる各スロットの励振強度から進行波動作における巨視的な減衰定数を導出し、アンテナ開口分布設計に用いていた。円偏波 RLSA の設計においては、スロットセットからの反射が極めて小さいため進行波を仮定した上記解析結果は実際アンテナ特性とよく一致しており、有効な理論設計法となっている。しかし、モデルが2次元アレーに対するモーメント法解析であることから、計算時間が非常に大きく、最適化設計の大きな障害となっていた。

ところで、ラジアル導波路はオーバサイズの導波管であるために、各スロットセットからの局所的な反射を抑圧しないと管内電磁界の軸対称性が乱れてしまう<sup>(5)</sup>。すなわち、スロットセット単体の反射を小さくすることがアンテナの安定動作に不可欠である。円偏波用スロットセットはこの反射が無視できるまれな例であり、直線偏波等の一般的な RLSA の設計では開口分布設計に先立ち、まず反射を抑制したスロットセット

<sup>†</sup> 千葉大学工学部電気電子工学科, 千葉市  
 Faculty of Engineering, Chiba University, Chiba-shi, 263 Japan  
<sup>††</sup> 東京工業大学工学部電気・電子工学科, 東京都  
 Faculty of Engineering, Tokyo Institute of Technology,  
 Tokyo, 152 Japan

を構成する必要がある。この目的のためには、アレーとしての巨視的な結合量のみを評価する従来の解析は不十分であり、スロットセットごとの微視的な反射も評価することのできるモデル化が必要となる。

本論文では、RLSA の一つのスロットセットに対する等価回路の散乱行列を導出する。円周方向に隣接したセットとの結合を表現するため、文献(4)と同じく、軸方向に周期境界条件をもつ方形導波管を解析モデルとした。径方向のスロットセット間隔は約1波長と長いので、その結合は基本モードの透過・反射により表現できる。結局ここでは、周期境界条件を有する方形導波管中に存在する一つのスロットセットの散乱行列

を求めることとする。散乱行列の各要素はガレルキン法により求めた各スロットの励振係数より導出される。本等価回路の導入により、これまでの2次元アレーを対象に波動解析を行う方法に比較し解析の計算速度が格段に向上し、繰返し等を含む開口分布の最適設計も可能となった。円偏波用スロットセットについて従来のモデルと比較し精度を確認すると共に、直線偏波用スロットセットについて、反射が最小となるよう形状の最適化を行った結果を報告する。

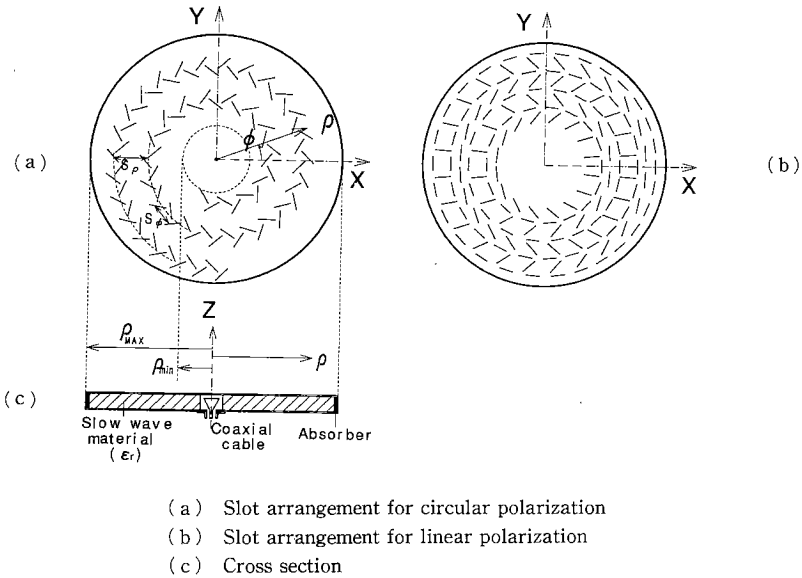


図1 ラジアルラインスロットアンテナの構造  
 Fig. 1 Radial line slot antenna (RLSA).

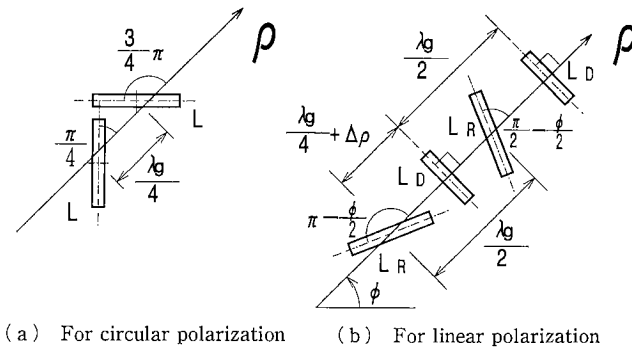


図2 スロットセットの形状  
 Fig. 2 Configuration of slot sets.

## 2. RLSA の構造と進行波動作

### 2.1 構造

図1に RLSA の構造図を示す。(a)は円偏波、(b)は直線偏波のスロット配列である。2枚の導体円板で構成されるラジアル導波路の中央に接続された同軸ケーブルより給電された電波は同軸-ラジアル変換器により軸対称の外向き円筒波に変換され、管内を伝搬する間に上部導体板に設けられたスロットから徐々に放射される(進行波動作)。放射されずに外側まで到達した電波は吸収体により吸収される。なお、導波路内にはグレーティングローブを抑圧するために誘電体遅波回路が設けられている。

スロットは、図2のように円偏波の場合は2個<sup>(4)</sup>、直線偏波の場合は4個<sup>(6)</sup>で偏波放射素子の1単位を構成する。以下総称してこの放射単位をスロットセットと呼ぶ。円偏波の場合は一定形状のスロットセットがスパイラル状に配列されるのに対し、直線偏波の場合は形状が中心角φの関数として変化するスロットセットが同心円状に配列される。スロットセットの間隔は径方向  $S_\rho$ 、周方向  $S_\theta$  で表される(図1(a))。一様振幅分布を実現するために、中央部では結合を弱く、周辺部へいくほど結合を強く設計する。また、一様位相分布を実現するために  $S_\theta$  は場所により変化する。

### 2.2 進行波動作とスロット設計パラメータ<sup>(7)</sup>

ラジアル導波路はオーバサイズ導波管であるため、局所的な反射により高次モードが発生し軸対称動作を乱す原因となる<sup>(5)</sup>。従って、スロットセット単体の反射を十分抑圧し、アレーが進行波で動作するように設計する必要がある。進行波動作が実現できていると仮定すると、スロット結合は振幅および位相に関する以下の二つのパラメータで簡単に表現できる。

[振幅] スロット反射が十分小さいとき、スロット放射は管内電力の減衰として表現できるので、図3のように電力がスロット面によって連続的に減衰するモデルを用いると、 $\Delta\rho$  区間での電力の入出力関係から内部電力密度  $P(\rho)$  は次のように表現される。

$$2\pi\rho P(\rho) - 2\pi(\rho + \Delta\rho)P(\rho + \Delta\rho) = 2\pi\rho\Delta\rho\{2\alpha(\rho)\}P(\rho) \quad (1)$$

ここで、 $\alpha$  は  $\rho$  方向単位長さ当りの管内電界の減衰を表す比例定数であり、結合係数と呼ばれる。式(1)の左辺は入射電力と透過電力の差、右辺は放射電力を表す。 $\Delta\rho \rightarrow 0$  とすると次の微分方程式が得られる。

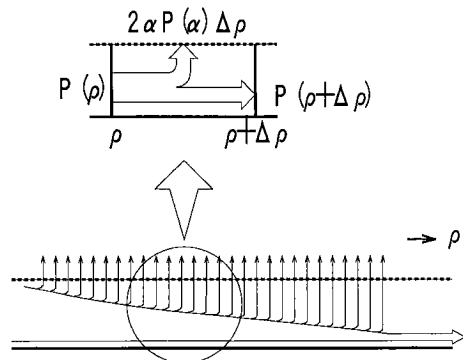


図3 連続減衰モデル  
Fig. 3 Continuous attenuation model.

$$\frac{d}{d\rho}\{\rho P(\rho)\} = -2\alpha(\rho)\rho P(\rho) \quad (2)$$

式(1)より開口電力密度は  $\alpha(\rho)P(\rho)$  に比例する。従って所望の開口分布を式(2)に代入して微分方程式を解けばよい。例えば一様分布の場合には次のようになる<sup>(8)</sup>。

$$\alpha(\rho) = \frac{\rho}{\frac{\rho_{\max}}{\alpha_{\max}} + \rho_{\max}^2 - \rho^2} \quad (3)$$

ここで  $\rho_{\max}$  は開口半径、 $\alpha_{\max}$  は導波路厚さ・誘電率などの構造パラメータによって定まる結合係数の最大値である。

[位相] 位相分布は、スロットセットの  $\rho$  方向間隔  $S_\rho$  により制御する。一様位相分布を実現するには、

$$S_\rho = \lambda_g \cong \zeta \lambda_0 \quad (4)$$

とすればよい。ここで、 $\lambda_g$  はスロットがあるときの管内波長、 $\lambda_0$  は自由空間波長、 $\zeta$  は

$$\zeta = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \quad (5)$$

で定義され、遅波率と呼ばれる。なお、(4)はスロット位置での管内電磁界の位相が等しくなる条件であり、スロットから放射される開口電磁界の同相条件は若干異なるものとなる(詳細は4.参照)。

以上より、反射波が無視できる場合のスロット結合の効果は結合係数と遅波率の二つのパラメータで表現することができる。

本研究では、スロットセットに対する散乱行列を求めると共に特にこれと上記結合係数・遅波率の関係を明らかにする。

### 3. 解析

#### 3.1 解析モデル

RLSA はスロット数が数百から数千と非常に多いため、近似解析モデルを用いて解析を行う。この際、

(1) 開口面上のある領域に着目すると、 $\phi$  方向に隣接するスロットセットの形状はほとんど変化しない。

(2) 間隔  $S_\phi$  および管内波長  $\lambda_g$  に比較し十分大きな半径  $\rho$  の位置では円筒波はほぼ平面波とみなせる。

の2点を考慮し、図4(a)のように、幅方向に周期  $S_\phi$  の周期境界条件を有する方形導波管に TEM 波が入射するモデル<sup>(4)</sup>を用いる。この導波路上に  $n$  個のスロットで構成される一つのスロットセットが設けられているものとする。本解析ではこのスロットセットに対する散乱行列を求める。他のスロットセットとの相互結合を以下のように簡単化して取り扱っている。

[横方向( $\phi$  方向)] 内部・外部とも周期  $S_\phi$  の周期性

を仮定している。

[伝搬方向( $\rho$  方向)] 外部空間を経由する相互結合を無視し、導波路内部の結合は基本モードの透過・反射によるもののみを考慮する。つまり散乱行列導出の段階では孤立したスロットセットを仮定している。

#### 3.2 解析方法

解析モデルを、周期性を考慮した半無限自由空間と周期構造導波管の2領域に分ける。次に、等価定理を適用し、すべてのスロットを完全導体で覆い、各スロット開口面電界  $E_i$  に等価な面磁流  $E_i \times \hat{n}$  を仮定する。

#  $i$  スロット上の未知電界  $E_i$  を、基底関数  $e_i$  (付録1.参照)を用いて、

$$E_i = v_i e_i \quad (6)$$

で近似すると、開口面上での磁界連続の式にガレルキン法を用いて、次の連立方程式が得られる<sup>(4)</sup>。

$$\sum_{i=1}^n v_i \iint_{S_j} \iint_{S_i} (e_i(\mathbf{r}_i) \times \hat{\mathbf{y}}) \cdot (\bar{\mathbf{G}}_{\text{out}} + \bar{\mathbf{G}}_{\text{in}}) \cdot (e_i(\mathbf{r}_i) \times \hat{\mathbf{y}}) dS_i dS_j \\ = - \iint_{S_j} (e_j(\mathbf{r}_j) \times \hat{\mathbf{y}}) \cdot H_{\text{in}} dS_j \quad (j=1 \sim n) \quad (7)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{G}}_{\text{out}}$  および  $\bar{\mathbf{G}}_{\text{in}}$  はそれぞれ周期性を考慮した半無限自由空間および周期構造導波路のグリーン関数 ( $\bar{\mathbf{G}}_{\text{out}}$  は付録2.を参照)、 $H_{\text{in}}$  は導波管内の TEM モード入射磁界を表す。式(7)において  $\mathbf{G}$ 、 $H_{\text{in}}$ 、 $e_i$  はすべて既知であり、未知数  $v_i$  は  $n$  個の連立1次方程式の解として得られる。

次に、図4(b)の散乱行列等価回路を導出する。等価回路は長さ  $S_\phi$  の伝送線路の中央に接続されているものとし、 $-z$  側をポート1、 $+z$  側をポート2と定義する。

このとき、入射波  $H_{\text{in}}$  に対する導波路内の磁界  $H$  はグリーン関数の定義より次の式で表される。

$$H = H_{\text{in}} + \sum_{i=1}^n v_i \iint_{S_i} \bar{\mathbf{G}}_{\text{in}} \cdot (e_i(\mathbf{r}_i) \times \hat{\mathbf{y}}) dS_i \quad (8)$$

また、モーメント  $c_i^{(\pm)}$  を次のように定義する。

$$c_i^{(\pm)} = Z_0 \iint_{S_i} H_1^{(\pm)}(\mathbf{r}_i) \cdot (e_i(\mathbf{r}_i) \times \hat{\mathbf{y}}) dS_i \quad (9)$$

なお  $H_1^{(\pm)}(\mathbf{r})$  は  $\pm z$  方向に伝搬する TEM 波の正規化モード磁界、 $Z_0$  は自由空間の波動インピーダンスである。

ここで、散乱行列導出のために  $\bar{\mathbf{G}}_{\text{in}}$  を陽表示すると次のようになる。

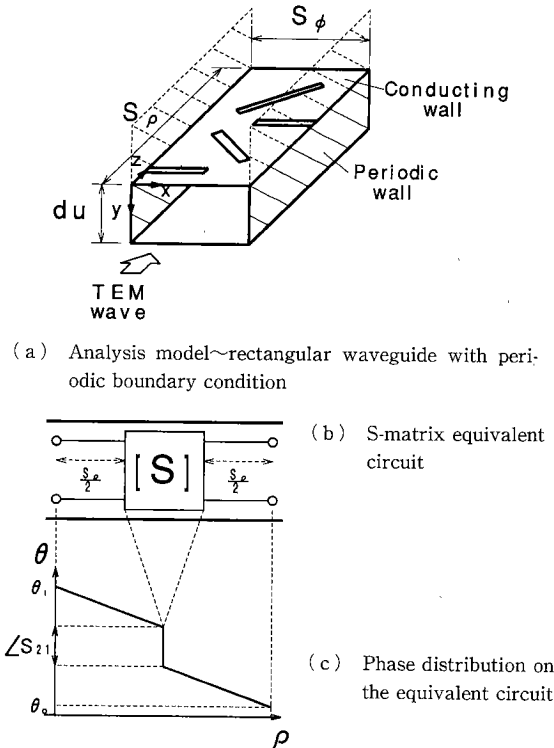


図4 解析モデルと等価回路

Fig. 4 Analysis model and equivalent circuit.

$$\bar{\mathbf{G}}_{in}(\mathbf{r}|\mathbf{r}_0) = \begin{cases} \frac{1}{2} \sum_{\nu} \mathbf{H}_{\nu}^{(-)}(\mathbf{r}) \mathbf{H}_{\nu}^{(+)}(\mathbf{r}_0) & (z < z_0) \\ \frac{1}{2} \sum_{\nu} \mathbf{H}_{\nu}^{(+)}(\mathbf{r}) \mathbf{H}_{\nu}^{(-)}(\mathbf{r}_0) & (z > z_0) \end{cases} \quad (10)$$

但し、 $\nu$  はモード番号 ( $\nu=1$ : TEM モード) を、 $\mathbf{H}_{\nu}^{(\pm)}$  は  $\pm z$  方向に伝搬する正規化モード磁界を表す。

まず、入射波がポート 1 から入射する、すなわち  $+z$  方向に伝搬する場合を考えると、

$$\mathbf{H}_{in} = \mathbf{H}_1^{(+)} \quad (11)$$

であり、これを式(8)に代入すると内部磁界  $\mathbf{H}$  は次のように与えられる。

$z < z_0$  領域 (ポート 1 側) :

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \mathbf{H}_1^{(+)}(\mathbf{r}) + \left( \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^{(+)} v_i^{(+)} \right) \mathbf{H}_1^{(-)}(\mathbf{r}) + (\text{高次モード成分}) \quad (12)$$

$z > z_0$  領域 (ポート 2 側) :

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}) = \left( 1 + \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^{(-)} v_i^{(+)} \right) \mathbf{H}_1^{(+)}(\mathbf{r}) + (\text{高次モード成分}) \quad (13)$$

なお、 $v_i^{(\pm)}$  は  $\mathbf{H}_{in} = \mathbf{H}_1^{(\pm)}$  に対するスロットの励振係数を表す。式(12)、(13)より基本モードに対応する散乱行列要素は次のように表現できる。

$$S_{11} = \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^{(+)} v_i^{(+)} \quad (14)$$

$$S_{21} = 1 + \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^{(-)} v_i^{(+)} \quad (15)$$

同様にして

$$\mathbf{H}_{in} = \mathbf{H}_1^{(-)} \quad (16)$$

を仮定すれば残りの行列要素が次のように得られる。

$$S_{12} = 1 + \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^{(+)} v_i^{(-)} \quad (17)$$

$$S_{22} = \frac{1}{2Z_0} \sum_{i=1}^n c_i^{(-)} v_i^{(-)} \quad (18)$$

また、スロットの放射位相を表現するために、アンテナ正面方向への主偏波の放射をポート 3 と定義すると、次の式が成り立つ。

$$S_{31} \propto \sum_{i=1}^n \mathbf{v}_{ei}^{(+)} \cdot \hat{\mathbf{p}}^* \quad (19)$$

ここで、 $\mathbf{v}_{ei}^{(\pm)}$  は

$$\mathbf{v}_{ei}^{(+)} = v_i^{(+)} \iint_{S_i} \mathbf{e}_i dS \quad (20)$$

で表されるスロット放射電界ベクトル<sup>(9)</sup>、 $\hat{\mathbf{p}}$  は主偏波ベクトル(付録 3. 参照)、\* は複素共役を表す。また、交差偏波が抑圧され無視できる場合は等価回路の無損失条件より

$$|S_{31}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (21)$$

と表すことができる。

#### 4. 散乱行列要素とスロット設計パラメータの関係

本章では、2.2 で述べた励振設計パラメータと、3. で求めた散乱行列等価回路の関係を示す。

[結合係数  $\alpha$ ] 軸対称性を維持するためには、スロットセットの形状は

$$|S_{11}| \approx 0 \quad (22)$$

となるように最適化する必要がある。この場合はスロットセットからの放射を図 3 の減衰モデルで近似することができる。

スロットセット 1 個に対してこのモデルを適用する。式(1)の  $\Delta\rho$  に  $S_\rho$  を代入する。等価回路は平面波入射で定義されているので平面波近似 ( $\rho \rightarrow \infty$ ) を行うと、次のようになる。

$$P(\rho) - P(\rho + S_\rho) = 2S_\rho \alpha P(\rho) \quad (23)$$

ここで、散乱行列の定義より  $P(\rho + S_\rho)$  は

$$P(\rho + S_\rho) = |S_{21}|^2 P(\rho) \quad (24)$$

で与えられる。これを式(23)に代入すると、結合係数  $\alpha$  は次式となる。

$$\alpha = \frac{1 - |S_{21}|^2}{2S_\rho} \quad (25)$$

更に交差偏波が無視できるときには、式(21)を用いて

$$\alpha = \frac{|S_{31}|^2}{2S_\rho} \quad (26)$$

と表現される。

[遅波率  $\zeta$ ] 図 4 (b) の等価回路に対応する管内の位相分布は図 4 (c) のように表され、等価回路部において位相の不連続  $\angle S_{21}$  が生じる。見かけ上の管内波長  $\lambda_g$  は長さ  $S_\rho$  のスロットセットの入射位相  $\theta_i$  と透過位相  $\theta_t$  から次のように与えられる。

$$\lambda_g = \frac{\theta_i - \theta_t}{2\pi} S_\rho \quad (27)$$

$\theta_i, \theta_t$  を  $\angle S_{21}$  で表現し、式(5)および図 4 (c) より  $\zeta$  を求めると次のようになる。

$$\zeta = \frac{2\pi S_\rho}{\left( \frac{2\pi S_\rho}{\lambda_g} - \angle S_{21} \right) \lambda_0} \quad (28)$$

ここで、 $\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$  はスロット結合のない無摂動時の管内波長である。

[放射位相を考慮した同相励振設計] 式(4)は管内電磁界の位相に関し導出したものであるが、これは正確に言えばスロット励振位相に等しくない。つまりスロット長、角度が異なればスロットのアドミタンスに対

応して、同じ管内電磁界位相に対してもスロット励振位相は変化する。図5のように  $\rho$  方向に隣接する2個のスロットペア  $a$  および  $b$  を考える。各ペアの位置における管内電磁界の位相を  $\theta_a$  および  $\theta_b$  とする。図5(a)では式(4)に従い  $\theta_a = \theta_b$  となるよう  $S_{\rho}$  が設定されている。このときスロットセットから放射される主偏波位相  $\psi_a$  および  $\psi_b$  は正確には次のようになる。

$$\psi_a = \angle S_{31a} + \theta_a \quad (29)$$

$$\psi_b = \angle S_{31b} + \theta_b \quad (30)$$

式(4)に従って  $S_{\rho a} = \zeta_a \lambda_0$  ( $\zeta_a$  は  $a$  ペアに対する  $S_{21}$  から式(28)で与えられる遅波率)の伝送線路で等価回路を接続すると、管内電磁界の位相はそろい、 $\theta_a = \theta_b$  となるが、スロット長が異なれば  $\angle S_{31}$  の値も変化するので、 $\psi_a$  と  $\psi_b$  は実際には同相にならない。同相になるように  $S_{\rho a}$  を補正すると

$$S_{\rho a'} = S_{\rho a} + \frac{\angle S_{31b} - \angle S_{31a}}{2\pi} \lambda_0 \quad (31)$$

あるいは、

$$S_{\rho a'} = \left( 1 + \frac{\angle S_{21a} + \angle S_{31b} - \angle S_{31a}}{2\pi} \right) \lambda_0 \quad (32)$$

と表される。

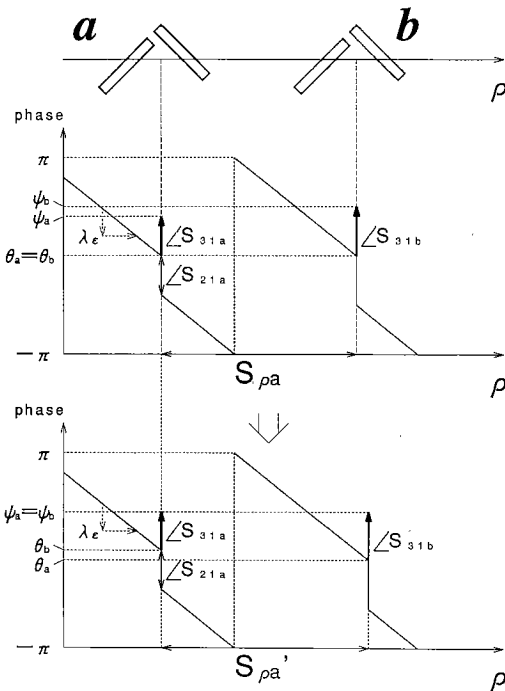


図5 隣接スロットセットの位相補正

Fig. 5 Phase error correction between adjacent slot sets.

式(25), (28)により、等価回路定数と励振設計パラメータが1対1に対応づけられる。従ってスロットセットの形状に応じて散乱行列を求めておけば、結合係数・遅波率が求まり、一様開口分布であれば式(3), (32)を用いて具体的なスロット設計が可能となる。

## 5. 数値例

本モデルを用いた解析の有効性を確認するために、円偏波スロットセットの解析および直線偏波スロットセットの設計例を示す。

### 5.1 円偏波スロットセット

既に実験により有効性が明らかになっている、文献(4)で示された一様スロット分布を有する2次元スロットアレーに対する解析(以下アレー解析)結果と比較する。

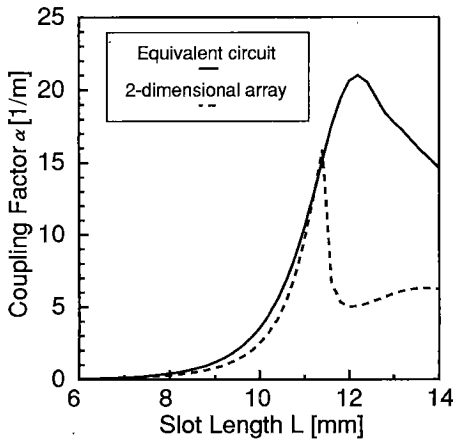
表1に円偏波スロットセット(ペア)の解析に用いたパラメータを示す。図6(a), (b)にはそれぞれスロット長を変化させた場合の結合係数および遅波率のグラフを示す。両者は、スロット長が共振長よりも短い範囲(この例では  $a < 15$ )では非常によく一致している。一方、スロット長が共振長よりも長い場合については、いずれの解析においてもスロット開口電界を対称な1関数で近似しているため(付録1), 十分な精度は保証されない。しかし、実際のアンテナの設計ではスロット長を共振長より短く設定するため、上記の誤差は設計には影響しない。

また、図6(c)には放射位相  $\angle S_{31}$  の変化を示す。この  $\angle S_{31}$  は、式(32)のようにスロットセット間隔を決定するのに必要であるが、従来のアレー解析では評価が不可能であった。このため、これまではスロットセット間隔を式(4)のように  $\angle S_{31}$  を考慮しないでいったん決定し、得られたスロット配列に対する位相分布を求めて間隔の補正を行う、という面倒な手続きが必要であった(8)。

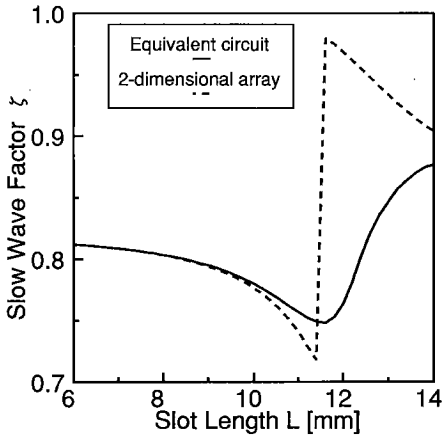
以上の計算例から、円偏波スロット配列の設計においては本解析が従来のものと同等の精度を有すること

表1 解析に用いた設計パラメータ

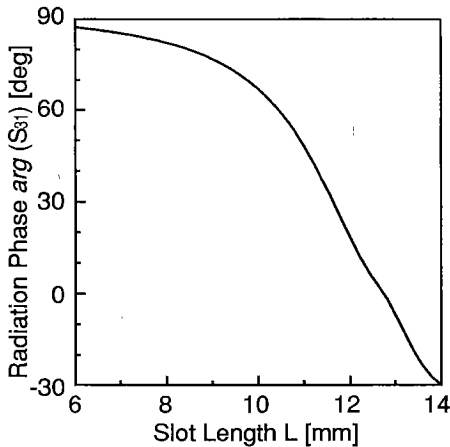
周波数	$f$ [GHz]*	11.85
導波管幅	$S_{\rho}$ [ $\lambda_0$ ]	0.5
導波管厚	$du$ [mm]	5.0
比誘電率	$\epsilon_r$	1.5



(a) Coupling factor  $\alpha$



(b) Slow wave factor  $\zeta$



(c) Relative radiation phase  $\angle S_{31}$

図 6 円偏波スロットセットのスロット長に対する結合係数・遅波率・放射位相の変化

Fig. 6 Coupling factor, slow wave factor and radiation phase of a circular-polarized slot set as functions of slot length.

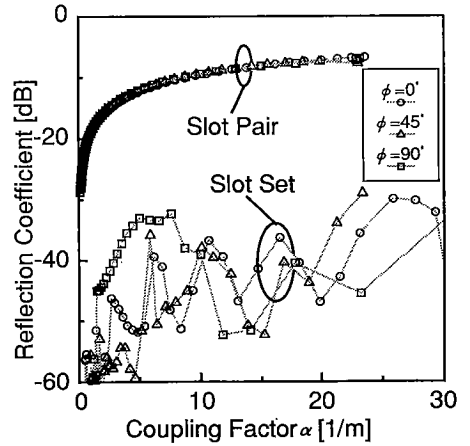
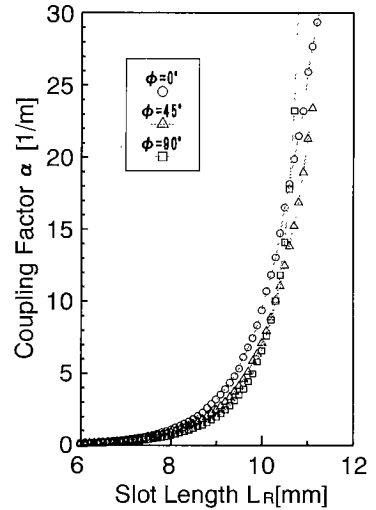


図 7 直線偏波スロットセットの反射係数

Fig. 7 Reflection coefficient of a linearly-polarized slot set.



(a) Coupling factor  $\alpha$

図 8 直線偏波スロットセットのスロット長に対する結合係数・遅波率・放射位相の変化

Fig. 8 Coupling factor, slow wave factor and radiation phase of a linearly-polarized slot set as functions of slot length.

が明らかになった。なお、本解析の計算では  $\rho$  方向に隣接したスロットセットとの相互結合を評価しないため、計算時間はスーパーコンピュータの CPU 時間で約 1/40 に短縮され、パソコンによるアンテナ設計も可能となった。

## 5.2 直線偏波スロットセット<sup>(6)</sup>

円偏波の場合は、スロットセットの反射が原理的に小さいため、そのまま結合係数・遅波率が計算できる。

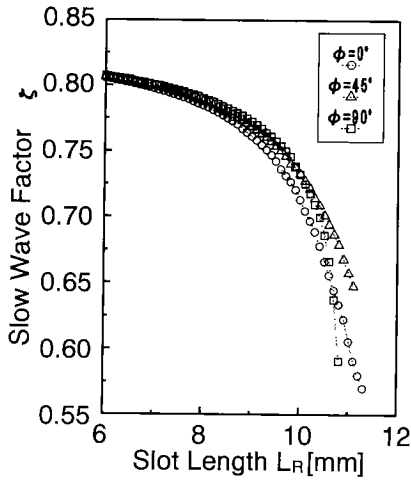
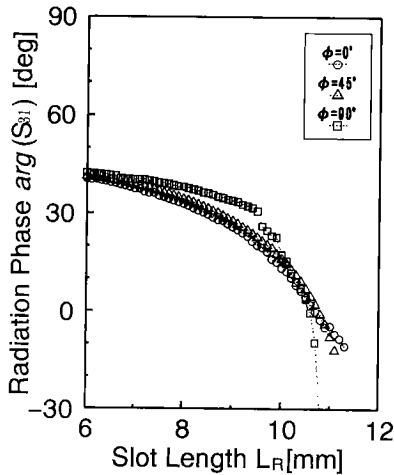
(b) Slow wave factor  $\zeta$ (c) Relative radiation phase  $\angle S_{11}$ 

図8 (つづき)  
Fig. 8 (Continued)

これに対し、直線偏波RLSAでは、反射係数が最小となるようにスロットセット単体の形状を最適化し、進行波条件を満足する必要がある。このとき、同時に得られた散乱行列を用いて結合係数・遅波率を計算する。

等価回路の $S_{11}$ が最小となるように、図2(b)において、 $\phi$ と $L_R$ を固定し、 $L_D$ と $\Delta\rho$ を最適化する。図7には最適化されたスロットセットの反射係数を従来のスロットペアと比較して示す。反射係数は20 dB以上の改善が見られ、進行波動作に十分な値となっている。

このときの結合係数・遅波率・放射位相を図8(a)～(c)に示す。反射特性に関する最適化によって、円

偏波の場合と同様な共振曲線が実現され、この特性を用いてスロット結合制御を行うことが可能である。

## 6. むすび

ラジアルラインスロットアンテナのスロット設計に用いるスロットセットの散乱行列を導出し、行列各要素と開口分布設計パラメータの間の関係を示した。円偏波ペアにおいて既に有効性が確認されている従来の一様スロット分布アレー<sup>(4)</sup>を用いた解析結果と本解析の結果を比較し、実用上十分な範囲で両者が一致することを示した。また、本解析では計算時間はアレー解析の1/40以下となり、パソコンによるアンテナ設計も可能となった。更に、より一般的な場合として直線偏波スロットセットの反射抑圧のための設計に応用し、進行波動作を可能とすると共に、そのときの結合係数・遅波率・放射位相等、設計に十分な資料を得た。本解析により、ラジアル導波路を用いたスロットアンテナの設計法は一般的な偏波についても確立したことになる。

なお、本解析・設計法は現在、すべてのRLSAの設計に用いられており、文献(3)、(6)などに明らかのように、試作アンテナによりほぼ設計どおりの特性を実現している。

**謝辞** 本研究を進めるにあたり貴重な御意見を頂いた、東京工業大学水本哲弥助教、広川二郎助手に感謝致します。本研究の一部は文部省科学研究費補助金(特別研究員奨励費)および(財)理工学振興会研究助成金によるものである。なお数値計算には、東京工業大学総合情報処理センターのスーパーコンピュータETA 10を使用した。

## 文 献

- (1) 後藤尚久, 山本正樹: “ラジアル線路を利用した円偏波スロットアンテナ”, 信学技報, **AP80-57**(1980-08).
- (2) 安藤 真, 笹沢英生, 西片 聡, 後藤尚久: “ラジアルラインスロットアンテナにおけるスロット設計”, 信学論(B), **J71-B, 11**, pp. 1345-1351(1988-11).
- (3) Takahashi M., Takada J., Ando M. and Goto N.: “High efficiency flat array antennas for DBS reception”, 21st European Microwave Conference, pp. 629-634(1991-10).
- (4) Hirokawa J., Ando M. and Goto N.: “Analysis of slot coupling in a radial line slot antenna for DBS reception”, IEE Proc., **137**, pt. H, 5, pp. 249-254(1990-10).
- (5) 高田潤一, 安藤 真, 後藤尚久: “ビームチルト直線偏波ラジアルラインスロットアンテナ”, 信学論(B), **J71-B, 11**, pp. 1352-1357(1988-11).
- (6) Takada J., Ando M. and Goto N.: “A reflection canceller”



ling slot set in a linearly-polarized radial line slot antenna", IEEE Trans. Antennas and Propag., **AP-40**, 4, pp. 433-438(1992-04).

- (7) Ando M., Sakurai K., Goto N., Arimura K. and Ito Y.: "A radial line slot antenna for 12GHz satellite TV reception", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-33**, 12, pp. 1372-1377(1985-12).
- (8) Takahashi M., Takada J., Ando M. and Goto N.: "A slot design for uniform aperture field distribution in single-layered radial line slot antennas", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-39**, 7, pp. 954-959(1991-07).
- (9) Takada J., Ando M. and Goto N.: "An Equivalent Circuit of a Slot in Radial Line Slot Antennas", Trans. IEICE, **E74**, 9, pp. 2922-2928(1991-09).

## 付 録

### 1. スロット電界の基底関数<sup>(4)</sup>

#i スロットの開口電界の基底関数は次のように定義される。

$$e_i = f(\xi_i)g(\eta_i)\hat{\eta}_i \quad (\text{A}\cdot\text{1})$$

但し、 $\xi_i$  および  $\eta_i$  はそれぞれスロット #i の長さ方向、軸方向を表す局所座標である。また、関数  $f(\xi)$  および  $g(\eta)$  は次の式で与えられる。

$$f(\xi) = \frac{\sin\{k_0L/2 - |\xi|\}}{\sin(k_0L/2)} \quad (\text{A}\cdot\text{2})$$

$$g(\eta) = \frac{1}{\sqrt{(W/2)^2 - \eta^2}} \quad (\text{A}\cdot\text{3})$$

### 2. 半無限空間のグリーン関数<sup>(4)</sup>

半無限空間でのグリーン数は、 $x$  方向の周期性を考慮して次の式で表す。

$$\begin{aligned} \bar{G}_{\text{out}}(\mathbf{r}|\mathbf{r}_0) \\ = -j\omega\epsilon_0 \left( \bar{I} + \frac{\nabla\nabla}{k_0^2} \right) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\exp\{-jk_0|\mathbf{r} - (\mathbf{r}_0 + \hat{\mathbf{x}}nS_x)\}|}{2\pi|\mathbf{r} - (\mathbf{r}_0 + \hat{\mathbf{x}}nS_x)|} \end{aligned} \quad (\text{A}\cdot\text{4})$$

ここで、 $\mathbf{r}$ ,  $\mathbf{r}_0$  それぞれ観測点ベクトル、波源ベクトルであり、 $\bar{I}$  は単位ダイアディック演算子を表す。 $\nabla$  は  $\mathbf{r}$  について行う。 $\omega$ ,  $\epsilon_0$ ,  $k_0$  はそれぞれ角周波数、自由空間の誘電率、自由空間の伝搬定数である。 $S_x$  は  $x$  方向に周期的に存在する波源を表す。

なお、実際の計算においては  $\lambda_0$  以上離れたスロットの影響は小さく、 $n = -1, 0, 1$  の3点のみで十分に値は収束する。

### 3. 偏波ベクトル

円偏波および直線偏波を表す単位ベクトルは次のように定義される。

右旋偏波：

$$\hat{\mathbf{p}}_R = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{\mathbf{X}} - j\hat{\mathbf{Y}}) \quad (\text{A}\cdot\text{5})$$

左旋偏波：

$$\hat{\mathbf{p}}_L = \frac{1}{\sqrt{2}}(\hat{\mathbf{X}} + j\hat{\mathbf{Y}}) \quad (\text{A}\cdot\text{6})$$

X 偏波：

$$\hat{\mathbf{p}}_x = \hat{\mathbf{X}} \quad (\text{A}\cdot\text{7})$$

Y 偏波：

$$\hat{\mathbf{p}}_y = \hat{\mathbf{Y}} \quad (\text{A}\cdot\text{8})$$

(平成4年5月22日受付, 10月8日再受付)



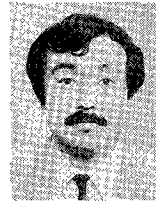
高田 潤一

昭62東工大・工・電気電子卒。平4同大大学院博士課程了。平2~4学術振興会特別研究員。現在、千葉大・工・助手。ラジアルラインスロットアンテナの研究に従事。



高橋 応明

平1東北大・工・電気卒。現在、東京工科大学大学院博士後期課程在学中。ラジアルラインスロットアンテナの研究に従事。第1回テレコムコロムブス賞最優秀賞受賞。



安藤 真

昭49東工大・工・電子物理卒。昭54同大大学院博士課程了。同年電電公社横須賀電気通信研究所入所。昭57東工大・工・助手。昭59同大助教授。電磁波の散乱・回折解析、開口面アンテナおよび衛星放送受信用アンテナの研究に従事。昭57年度学術奨励賞、第5回テレコムシステム技術賞、第8回井上賞受賞。著書「電磁波問題の基礎解析法(分担)」。



後藤 尚久

昭34東工大・電気卒。昭39同大大学院博士課程了。同年東工大助手。千葉大助教授、東工大助教授を経て、現在、東工大教授。衛星放送受信や自動車電話に用いる平面アンテナの研究などに従事。昭58年度本会業績賞受賞。著書「電磁波とは何か」、「アンテナの科学」、「図説・電流とはなにか」、「アイデアはいかに生まれるか」など。