

■4群 (通信工学) -2編 (アンテナ・伝搬)

7章 アレーアンテナ

(執筆者：高橋 徹) [2010年4月 受領]

■概要

複数個の放射素子を直線状、平面状、あるいは曲面状などに配列し、その全部あるいは一部を励振し、励振電流（電圧）の振幅と位相を制御して所望の放射指向性（放射パターン）を得るアンテナをアレーアンテナという。

アレーアンテナの基本構成を図7・1に示す。図7・1に示すように、アレーアンテナは複数個配列される素子アンテナ（素子）と、素子アンテナを励振する給電回路により構成される。素子アンテナとしてはダイポールアンテナなどの線状アンテナや、スロットアンテナ、マイクロストリップアンテナなどの低利得でビーム幅の広いアンテナが広く用いられる。給電回路も種々の形式が用いられ、単純な分配／合成回路だけでなく、移相器や高出力増幅器、低雑音増幅器なども給電回路に含まれる。アレーアンテナでは、素子アンテナの種類、配列方法、給電回路による素子アンテナの励振方法などによって、単一のアンテナではできない様々なアンテナ機能を実現することができる。

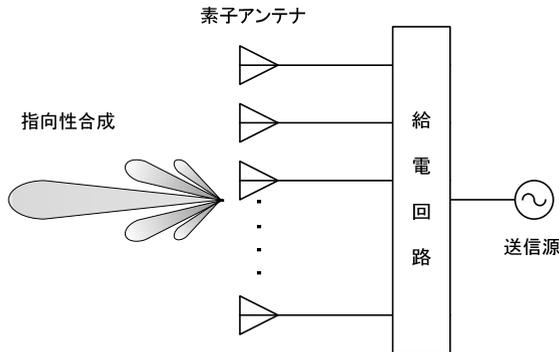


図7・1 アレーアンテナの構成

【本章の構成】

本章では、アレーアンテナの基礎（7-1節）、アレーアンテナの励振分布と指向性（7-2節）、走査アンテナ（7-3節）、アレーアンテナの給電回路（7-4節）、アレーアンテナの実装技術（7-5節）について述べる。

■4群 - 2編 - 7章

7-1 アレーアンテナの基礎

(執筆著：高橋 徹) [2010年4月 受領]

7-1-1 リニアアレーアンテナ¹⁾

図7・2はN個の素子アンテナをx軸上に間隔dで等間隔に配列したもので、直線アレーアンテナあるいはリニアアレーアンテナという。

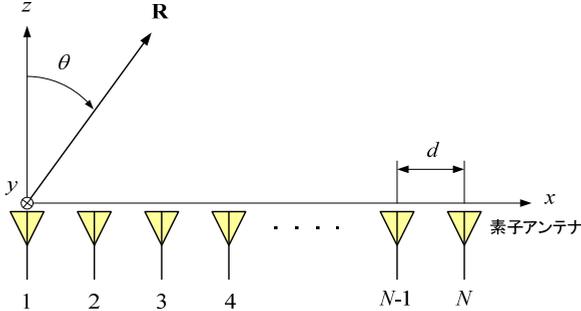


図7・2 N素子リニアアレーアンテナ

(1) 放射素子指向性

図7・2に示す各素子の放射素子指向性(素子パターン)を同一とすると、アレーアンテナの放射指向性は素子の配列位置による位相差のみを考慮して加えることによって表される。図7・2において、n番目の素子の位置ベクトルを $\mathbf{r}_n = (x_n, 0, 0)$ 、励振振幅を a_n 、励振位相を ψ_n とし、極座標の角度 (θ, ϕ) (図7・2には角度 θ のみを図示) を用いて素子指向性を $g(\theta, \phi)$ とする。また、観測点の方向ベクトルを $\mathbf{R} = (\sin\theta \cos\phi, \sin\theta \sin\phi, \cos\theta)$ とする。このとき、図7・2のリニアアレーアンテナの放射指向性 $E(\theta, \phi)$ は次式により表される。

$$\begin{aligned}
 E(\theta, \phi) &= g(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(j\psi_n) \exp(jk_0 \mathbf{r}_n \cdot \mathbf{R}) \\
 &= g(\theta, \phi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp(j\psi_n) \exp[jk_0 nd \sin\theta]
 \end{aligned}
 \tag{7・1}$$

ここで、 $k_0 = 2\pi/\lambda$ は自由空間での波数、 λ は自由空間波長である。式(7・1)の右辺の和の項は素子配列と励振分布にのみ依存する項であり、アレーファクタと呼ばれる。式(7・1)は、アレーアンテナの指向性が素子パターンとアレーファクタの積で表されることを意味している。また、通常はブロードな素子パターンを有する素子が用いられるので、アレーアンテナの指向性は素子パターンを1とみなしてアレーファクタにより議論することが可能である。

図7・2のアレーアンテナにおいて、遠方の角度 $\theta = \theta_0$ の方向ですべての素子からの寄与が同相になるように各素子を励振する場合には、n番目の素子の励振位相 ψ_n は次のようになる。

$$\psi_n = -k_0 nd \sin\theta_0
 \tag{7・2}$$

このような位相を共相といい、ビームを所望の方向 $\theta = \theta_0$ に向けたいときに用いられる。

リニアアレーアンテナの最も簡単な例として、各素子を等振幅、かつ共相で励振する場合を考える。このときのアレーファクタは式(7.1)から以下のように表される。

$$F(u) = \sum_{n=0}^{N-1} \exp(jnu) = \frac{\sin(Nu/2)}{N \sin(u/2)} \quad (7.3)$$

ただし、角度を表す変数は θ の代わりに以下の u を用いている。

$$u = k_0 d (\sin \theta - \sin \theta_0) \quad (7.4)$$

この u を用いることで、角度 θ 、素子間隔 d 、主放射方向 θ_0 などを一つの変数で表すことができ、アレーアンテナの性質を調べるうえで非常に便利になる。式(7.3)より、アレーファクタ $F(u)$ は、 $u = 2m\pi (m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ において最大値1をとる。

ここで、素子間隔 d が波長に比べて小さい場合や考慮する角度範囲 θ が限られている場合、すなわち式(7.4)の変数 u が $u \ll 1$ の条件となる場合には、式(7.3)は近似的に以下のようになる。

$$F(u) \approx \frac{\sin(Nu/2)}{Nu/2} \quad (7.5)$$

式(7.5)は一様振幅分布連続波源からの放射と同じ形状の放射指向性となる。すなわち、アレーアンテナを連続波源の開口面アンテナに置き換えることが可能となる。多素子のアレーアンテナに対しては、この近似を逆に用いることにより設計が可能である。すなわち、最初に所望の利得やビーム幅、サイドローベレベルを実現できる連続波源の開口径（開口長）や励振分布を求め、この開口に素子アンテナを配置して素子数や素子間隔を設定する方法をとることが可能である。

(2) グレーティングローブ

図7.3は素子数 $N = 9$ の場合の式(7.3)の計算例である。図7.3に示すように、各素子アンテナが等間隔に配列されたリニアアレーでは、 u 座標で表した指向性が $u = 2m\pi (m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots)$ で最大値1となるような周期関数になる特長をもっている。最大値の間にある山が各々サイドローブを示している。

図7.2でビーム指向方向を z 軸方向とすると、式(7.4)の角度 θ_0 は $\theta_0 = 0$ 、 $\sin \theta_0 = 0$ となる。 $|\sin \theta| \leq 1$ であるから、この場合の変数 u は次の範囲を変化する。

$$-k_0 d \leq u \leq k_0 d \quad (7.6)$$

例えば、素子間隔が $d = \lambda/2$ の場合には、図7.3に示す $|u| \leq \pi$ の範囲が実際の空間 $|\sin \theta| \leq 1$ 、すなわち $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$ に対応し、この範囲外の指向性は実際の空間には現れない。このため、指向性が空間に現れる $|u| \leq \pi$ の範囲を可視領域、それ以外の範囲を不可視領域という。

素子間隔が $d = 1.5\lambda$ の場合には、図7.3に示す $|u| \leq 3\pi$ の範囲が可視領域となり、 $|u| = 2\pi$ にある次の最大値をもつローブが可視領域に入ってくる。この大きい放射はグレーティングローブと呼ばれる。

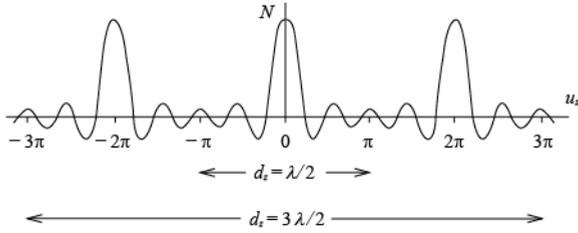


図 7・3 $N=9$ 素子一様振幅励振リニアアレーアンテナのアレーファクタと素子間隔 d に対する可視領域¹⁾

次にリニアアレーのフェーズドアレーアンテナでビーム走査を行う場合の素子間隔 d を求める。 $\theta_0 \geq 0$ とすると、式(7・4)で $|u|$ が最大となるのは $\theta = -\pi/2$ のときであり、次式が得られる。

$$|u|_{\max} = \frac{2\pi}{\lambda} d(1 + \sin \theta_0) \quad (7 \cdot 7)$$

最初のグレーティングローブが発生するのは $|u| = 2\pi$ であるので、次式の条件ではグレーティングローブが可視領域内に入らない。

$$\frac{2\pi}{\lambda} d(1 + \sin \theta_0) < 2\pi \quad (7 \cdot 8)$$

これより素子間隔 d に対して以下の関係式が得られる。

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin \theta_0} \quad (7 \cdot 9)$$

式(7・9)の右辺と左辺が等しくなるのは、グレーティングローブが $\theta = -\pi/2$ 方向に現れる場合である。このため、角度 θ_0 をビームの最大走査角と考えて式(7・9)を満たすように素子間隔 d を選べば、グレーティングローブは可視領域内に発生しない。式(7・9)より、素子間隔 d/λ とグレーティングローブが $\theta = -\pi/2$ 方向に現れる主ビームの方向の関係を図 7・4 に示す。

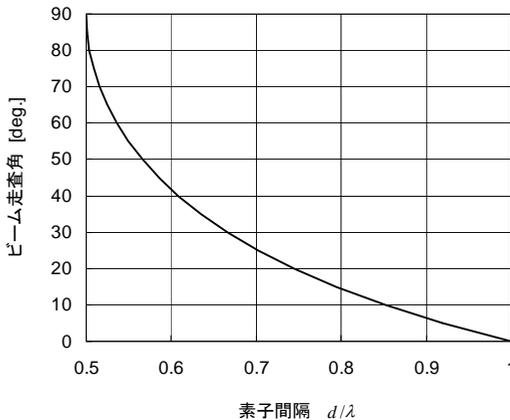


図 7・4 素子間隔とグレーティングローブが可視領域に出現するビーム走査角の関係

アレーアンテナでは素子間隔を大きくすれば、素子数も削減でき、給電回路などの構成も容易となり、コスト低減にもつながる。このため、できる限り素子間隔を広げて設計することが望まれる。一方、素子間隔を広げすぎグレーティングローブが発生すると不要方向に電波を送受信し、利得の低下やアクティブ反射係数の増加などを招く。このため、グレーティングローブが可視領域に入らない範囲で可能な限り素子間隔を大きくするのが一般的である。

7-1-2 平面アレーアンテナ¹⁾

素子を平面状に配列したアレーアンテナを平面アレーアンテナと呼ぶ。配列方法としては、図7・5に示す4角配列と3角配列の配列方法が代表的である。4角配列は7-1-1項で示したリニアアレーアンテナを x, y の2次元に拡張したものと考えればよく、後述するように4角配列の指向性はリニアアレーの指向性の積として表される。また、給電回路も構成しやすい。一方、3角配列はグレーティングローブの周期性から4角配列よりも素子間隔を大きくできるため、素子間の相互結合の点で有利であるとともに、同じ開口径のアンテナでは4角配列よりも素子数を少なくできるという特長がある。

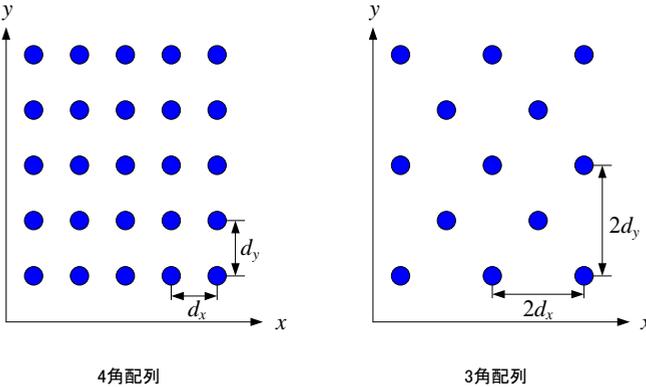


図7・5 4角配列と3角配列の平面アレーアンテナ

平面アレーアンテナで4角配列の場合に、原点から x 軸方向に n 番目、 y 軸方向に m 番目の素子の複素励振係数を $A_{nm} (= a_{nm} \exp[j\psi_{nm}])$ 、 x 軸方向の素子間隔を d_x 、 y 軸方向の素子間隔を d_y とするとアレーファクタは次式で表される。

$$F(\theta, \phi) = \sum_n \sum_m A_{nm} \exp[j(nu + mv)] \quad (7 \cdot 10)$$

ただし、

$$u = k_0 d_x \sin \theta \cos \phi \quad (7 \cdot 11)$$

$$v = k_0 d_y \sin \theta \sin \phi \quad (7 \cdot 12)$$

x 軸方向に n 番目、 y 軸方向に m 番目の素子の複素励振係数が、 x 軸、 y 軸方向に対してのおの A_n 、 A_m であり、 $A_{nm} = A_n \times A_m$ と表されるならば、式(7・10)は次のように変形できる。

$$F(\theta, \phi) = \sum_n A_n \exp[jnu] \sum_m A_m \exp[jmv] \quad (7 \cdot 13)$$

式(7・13)は、リニアアレーアンテナの指向性の積として4角配列平面アレーアンテナの指向性が表されることを示している。

(1) グレーティングローブ

図7・5に示す4角配列と3角配列の差は、グレーティングローブの発生に対する差として現れる。図7・5の配列条件では、 x 軸及び y 軸方向の素子間隔は4角配列でも3角配列でも同じため、グレーティングローブの発生条件も zx 面及び yz 面では等しくなる。しかし、斜め方向の発生条件が異なる。平面アレーアンテナのグレーティングローブを調べるためには、グレーティングローブダイアグラム²⁾が有効である。図7・5の4角配列及び3角配列においてビームをアンテナのボアサイト方向(z 軸方向、 $\theta=0$ 度)に指向する場合のグレーティングローブダイアグラムを図7・6に示す。

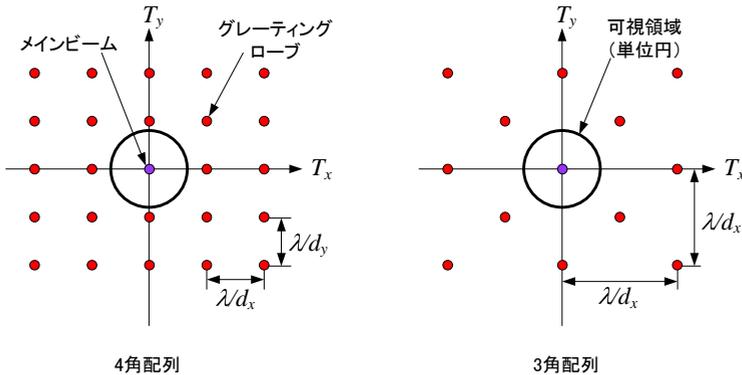


図7・6 メインビーム方向を0度とした場合のグレーティングローブダイアグラム

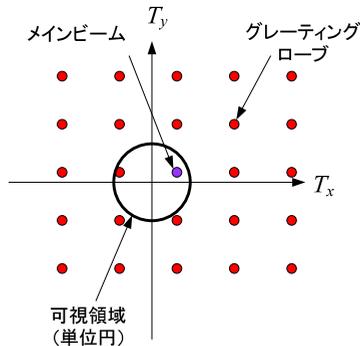


図7・7 ビーム走査を行った場合のグレーティングローブダイアグラム

グレーティングローブダイアグラムは原点から半径方向の長さが $\sin \theta$, 周方向が角度 ϕ となる座標系, すなわち, $\sin \theta \cos \phi$ を表す T_x 軸と, $\sin \theta \sin \phi$ を表す T_y 軸の直交座標系である. 定義より, 可視領域は $\sin(\pi/2)=1$ の円として表される. グレーティングローブダイアグラムでは, 4角配列の場合 λ/d_x 及び λ/d_y の4角格子状にグレーティングローブが配置される. また, 3角配列の場合には, グレーティングローブは3角格子状の配置となる. これらのグレーティングローブダイアグラムより, 同じ素子間隔で素子アンテナを配置する場合には3角配列の方が4角配列よりグレーティングローブの間隔が広がることが分かる.

グレーティングローブダイアグラムはビーム走査をした場合のグレーティングローブの振る舞いを見る場合に非常に有効である. 図7・7は図7・6の4角配列アレーでメインビームを $\theta = 60$ 度, $\phi = 30$ 度の方向にビーム走査した場合のグレーティングローブダイアグラムである. ビーム走査時には, 当然メインビーム方向が走査した角度に対応する位置に移動するが, すべてのグレーティングローブもメインビームとともに平行移動する. 図7・7の場合, ビーム走査によりメインビームの左側のグレーティングローブが可視領域内に入ることが分かる.

7-1-3 その他のアレーアンテナ

(1) コンフォーマルアレーアンテナ¹⁾

航空機の機体のような曲面上に素子を配列したアレーアンテナを, 一般的にコンフォーマルアレーアンテナと呼ぶ. コンフォーマルアレーでは, 素子パターンが素子ごとに異なるため, 放射指向性が素子パターンとアレーファクタの積で表すことができない. このため, 放射指向性は, 観測方向における各素子パターンを素子配列位置による位相差を考慮して足し合わせて求める必要がある.

(2) 不等間隔アレーアンテナ³⁾

各素子が等間隔に配列されていないアレーアンテナを不等間隔アレーアンテナと呼ぶ. 不等間隔アレーでは, 図7・8に示すように素子の配列密度により等価的に振幅分布をつけることができるため, 各素子の振幅分布が一定の場合でも低サイドローブを実現することができる. また, 不等間隔アレーでは明確なグレーティングローブが発生しないため, 通常のグレーティングローブ発生条件よりも広い素子間隔で素子を配列することができる. このため, 素子数の削減が可能である.

周期配列のアレーアンテナで励振する素子を間引く, 間引きアレーも不等間隔アレーと同様の効果があり, 不等間隔アレーの一つとして考えることができる.

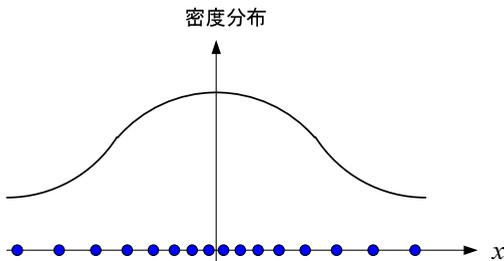


図7・8 不等間隔アレーによる等価振幅分布

■4群 - 2編 - 7章

7-2 アレーアンテナの励振分布と指向性

(執筆著：高橋 徹) [2010年4月 受領]

アレーアンテナのもつ機能の一つとしてアンテナに要求される放射指向性の実現があり、これは指向性合成と呼ばれる。指向性合成によって具体的には次のような機能をもつアレーアンテナが得られる。

- (1) サイドローブの抑圧やそのレベル制御ができる。
- (2) 放射パターン中の零点の位置を指定できる。
- (3) 成形ビームを実現できる。

7-2-1 低サイドローブアンテナ

一樣励振振幅分布のリニアアレーアンテナ及び方形開口アレーアンテナの第1サイドローブレベルは約-13 dBであり、円形開口アレーアンテナの場合は約-18 dBである¹⁾。サイドローブは周囲からの干渉や雑音の増大を引き起こすため、低いサイドローブレベルを有する指向性が要求される場合がある。このとき、利得をできるだけ維持して、かつサイドローブレベルを下げるのが重要である。ここでは、アレーアンテナの低サイドローブ化の代表的な励振分布として、チェビシエフ (Chebyshev) 分布とテイラー (Taylor) 分布を述べる。

(1) チェビシエフ分布⁴⁾

チェビシエフ分布のアレーアンテナの指向性 (アレーファクタ) は、次のチェビシエフの多項式で表され、すべてのサイドローブレベルが等しい特徴を有する。

$$F(u) = T_{N-1} \left(z_0 \cos \frac{u}{2} \right) \quad (7 \cdot 14)$$

ここで、 z_0 はサイドローブレベルを定める 1 より大きい数で、メインビームとサイドローブの比 R (電界真値) と次の関係がある。

$$R = T_{N-1}(z_0) \quad (7 \cdot 15)$$

$$z_0 = \cosh \left[\frac{1}{N-1} \cosh^{-1} R \right] \quad (7 \cdot 16)$$

チェビシエフ分布は、両端の素子振幅を 1 に規格化したとき、次式で与えられる。

$$a_n = \begin{cases} (N-1)\alpha^2 \sum_{m=0}^{n-1} \frac{(n-m)_m (N-n-m-1)_m}{m!(m+1)!} \alpha^{2m} & 0 < n \leq \frac{N-1}{2} \\ 1 & n = 0 \end{cases} \quad (7 \cdot 17)$$

$$\alpha = \frac{\sqrt{z_0^2 - 1}}{z_0} \quad (7 \cdot 18)$$

ただし、式(7・17)における $(\beta)_l$ の記号は、次のような乗積を表すものとする。

$$(\beta)_l = \beta(\beta+1)(\beta+2)\cdots(\beta+l-1) \quad (7 \cdot 19)$$

$$(\beta)_0 = 1 \quad (7 \cdot 20)$$

素子間隔 $d = 0.5\lambda$ ，素子数 $N = 16$ ，サイドローブレベル -25 dB の場合のチェビシェフ分布とチェビシェフ指向性を図 7・9 に示す。図 7・9 のように、チェビシェフ分布を素子数 N が大きいアレーに適用した場合には端の素子の振幅が不連続的になり、この素子励振振幅のわずかな誤差が放射指向性に大きく影響することになる。したがって、 N が大きい場合には、このような不都合の見られないものとして連続波源で用いられるテイラー分布が一般に利用される。

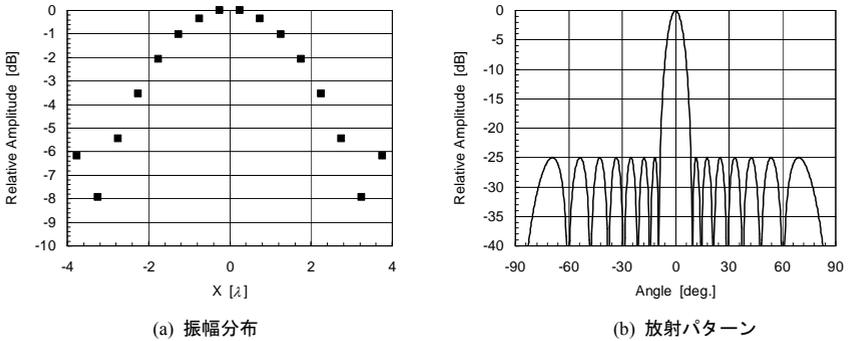


図 7・9 チェビシェフ分布とチェビシェフ指向性

(2) テイラー分布⁵⁾

N 素子のチェビシェフ指向性は、アレーの全長 $a = (N-1)d$ を一定にして N を無限大に近づけると連続波源に対する最適指向性として次のように表される。

$$F_1(z) = \cos \left[\pi \sqrt{z^2 - A^2} \right] \quad (7 \cdot 21)$$

$$z = \frac{2a}{\lambda} \sin \theta \quad (7 \cdot 22)$$

ここで、 A はサイドローブレベル $1/\cosh(\pi A)$ を与えるパラメータである。チェビシェフ指向性は、上述したようにすべてのサイドローブのレベルが等しい。また、一様振幅の連続波源による指向性は式(7・5)より次式で与えられる。

$$F_2(z) = \frac{\sin(\pi z)}{\pi z} \quad (7 \cdot 23)$$

この指向性は z が整数のとき 0 になり、サイドローブは $1/z$ で減少する。

ここで、パラメータ n (整数) を与え、 $z \geq n$ では式(7・24)の F_2 の零点をもち、 $z \leq n$ では式(7・21)の F_1 の零点をもつのがテイラー指向性である。テイラー指向性は、チェビシェフ指向性と比較して利得が大きくなるのが特長である。テイラー指向性を与える連続波源分布がテ

イラー分布であり、テイラー指向性をフーリエ級数展開することにより求めることができる。また、テイラー分布は連続波源分布であるため、アレーアンテナに対して適用するためには離散的な波源分布に変換する必要がある⁶⁾。ただし、素子数 N の大きなアレーアンテナでは、連続波源分布であるテイラー分布を単純にサンプリングすることも可能である。

図 7・9 と同一のアレー開口寸法で、サイドローブレベル -25 dB、 $n = 4$ としたときのテイラー分布とテイラー指向性を図 7・10 に示す。

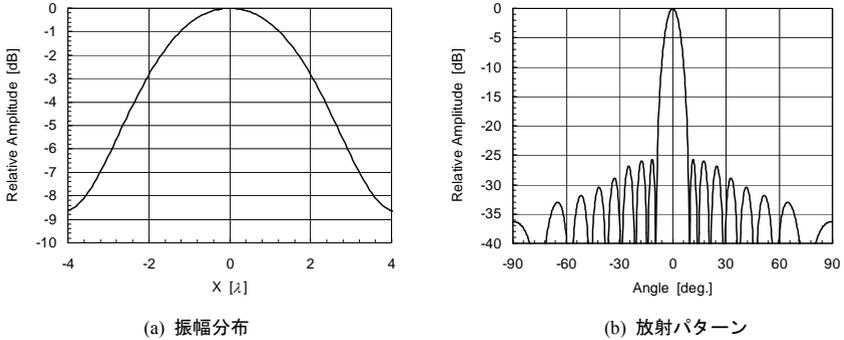


図 7・10 テイラー分布とテイラー指向性

7-2-2 指向性合成

(1) フーリエ級数法⁷⁾

式(7・1)より、リニアアレーアンテナのアレーファクタは、複素励振係数 w_n を用いて次のように表すことができる。

$$F(\sin \theta) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n \exp \left[j 2 \pi n \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right] \quad (7 \cdot 24)$$

式(7・24)は、指向性 $F(\sin \theta)$ のフーリエ級数展開とみなすことができる。したがって、複素励振係数 w_n はフーリエ係数の算出と同様に次式により求めることができる。

$$w_n = \frac{d}{\lambda} \int_0^{\lambda/d} F(\sin \theta) \exp \left[-2 \pi n \frac{d}{\lambda} \sin \theta \right] d(\sin \theta) \quad (7 \cdot 25)$$

本方法は、素子間隔が 0.5 波長以上の場合にはフーリエ級数展開の性質と同じように所望の指向性に対して最小 2 乗近似となる結果を与える。素子間隔が 0.5 波長未満の場合には、式(7・25)の積分範囲が可視領域を超えるため、指向性が一意に定義できなくなる。

(2) ウッドワード・ローソンのサンプリング法^{8),9)}

リニアアレーアンテナにおいて等振幅かつ共相で励振したときのアレーファクタは式(7・3)で与えられ、この指向性は

$$u = u_i = \frac{2\pi}{N} i \quad (i = 1, 2, 3, \dots) \quad (7 \cdot 26)$$

において零点となっている。本方法は、式(7・27)を主ビーム方向とする直交ビームの重ね合わせにより所望の指向性合成を行うものである。 u_i 方向に対応する指向性を a_i とすれば、素子 n の複素励振係数は次式で得ることができる。

$$w_n = \sum_{i=1}^N \frac{a_i}{N} e^{-jnu_i} \quad (7 \cdot 27)$$

本手法による指向性合成は、バトラーマトリクスなどの直交ビームを生成する給電回路により無損失で実現できる利点がある。ただし、式(7・26)で与えられるサンプリング方向以外の方向における指向性を規定できないため、例えばサイドローブレベルなどのきめ細かい制御ができない欠点がある。

■4群 - 2編 - 7章

7-3 走査アンテナ

(執筆者：高橋 徹) [2010年4月 受領]

7-3-1 走査アンテナの方式¹⁾

アレーアンテナのもう一つの特長として、放射指向性のメインビーム方向を電子的に変えるビーム走査がある。これは、素子の配置は固定しておき、素子の放射電界を特定の方向で共相とする励振位相を各素子に与えることにより実現できる。ビーム走査をするアンテナは走査アンテナと総称されるが、励振位相の与え方により次のように分類することができる。

(1) 位相走査アンテナ

この方式のアンテナは、図7・11に示すとおり給電線路の途中に移相器を挿入し、各素子アンテナの励振位相を変化させるものである。この方式を特にフェーズドアレーアンテナと呼び、電子的なビーム走査の主流になっている。更に、各素子に増幅器を設ける方式をアクティブフェーズドアレーアンテナと呼ぶ。

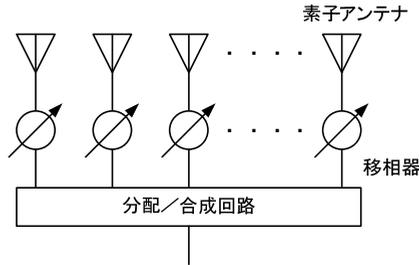


図7・11 位相走査アンテナ（フェーズドアレーアンテナ）

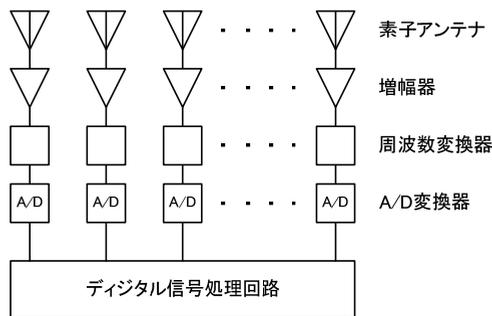


図7・12 デジタルビームフォーミング

フェーズドアレーアンテナにおいて各素子アンテナの励振位相を変える方法としては RF 帯の移相器を用いるのが一般的である。移相器としてはアナログ方式とデジタル方式が考えられるが、制御の点で有利なデジタル移相器が一般的に用いられる。また、励振位相の

制御方法としては、IF帯やベースバンド帯域で制御する方法も考えられる。特に、IF帯やベースバンド帯域でデジタル信号に変換し、デジタル信号の領域で励振位相だけでなく励振振幅も制御する方式はデジタルビームフォーミングと呼ばれる。デジタルビームフォーミングの構成を図7・12に示す。

(2) 時間遅延走査アンテナ

各素子の放射電界がビーム方向で共相となる励振位相は周波数に依存する。このため、同一の励振位相設定で広帯域な信号を送受信する場合には、周波数によりビーム方向が変化することになる。このビーム方向の周波数依存性は、信号の周波数帯域幅やアレーアンテナの開口寸法が大きい場合に顕著になる。また、広角ビーム走査の場合にも顕著になる。

これを回避するために移相器ではなく時間遅延素子を用いるのが時間遅延走査アンテナである。時間遅延素子は、所望のビーム方向において各素子の放射電界が光路長一定の条件となる遅延を与えるものであり、スイッチドラインなどが用いられる。時間遅延走査アンテナは、ビーム方向の周波数依存性を避けることができるが、給電回路が大型化する、給電損失が大きくなるなどの欠点がある。

(3) 周波数走査アンテナ

給電回路の周波数特性により位相差を発生させてビーム走査するものを周波数走査アンテナと呼ぶ。周波数走査アンテナは図7・13に示すような進行波給電する構成が一般的であり、他の走査アンテナ方式と比べて構成が容易になる。しかし、通常は周波数帯域幅を有する信号を送受信するのが一般的であるため、周波数走査アンテナの利用は限定的である。

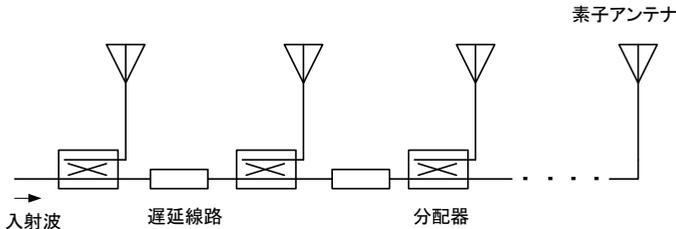


図7・13 周波数走査アンテナ

(4) ビーム切換アンテナ

複数のビーム方向に対応したビーム形成回路を有し、これを切り換えることによりビーム走査を行う方式である。代表的な構成としてはバトラーマトリクスを用いたアレーアンテナがある。本方式では細かいビーム走査が困難であり、離散的な方向に対するビーム走査となる。

7-3-2 アクティブ反射係数とアレー素子パターン

アレー状態において全素子を励振したときの各素子の反射係数をアクティブ反射係数と呼ぶ。アレーアンテナでは素子間相互結合があるため、アクティブ反射係数は素子単体の反射

係数と異なる値となる．アクティブ反射係数 Γ_a は次式で求めることができる．

$$\Gamma_{a,n} = \frac{1}{a_n} \sum_{i=1}^N S_{n,i} a_i \exp[j(\psi_i - \psi_n)] \quad (7 \cdot 28)$$

ここで、 n は n 番目の素子の物理量であることを表し、 $S_{n,i}$ は素子の入出力端子間の S パラメータであり、 $i = n$ のとき自己反射係数、 $i \neq n$ のとき素子間相互結合量となる．また、 a_i 、 ψ_i は、それぞれ素子 i の励振振幅、励振位相である．式(7・28)より、アクティブ反射係数は各素子の励振分布により変化することが分かる．したがって、走査アンテナにおいてはビーム走査方向によりアクティブ反射係数が増加する．特にグレーティングローブがアレー配列方向に発生する場合において、アクティブ反射係数が急激に大きくなることが知られている¹⁰⁾．

このようなアクティブ反射係数の増加により放射ができなくなる現象はスキャンプラインドネスと呼ばれる．また、グレーティングローブが発生しなくても、誘電体などの遅波線路構造がアレー開口上に存在する場合にも同様のスキャンプラインドネスが発生することが知られている^{2),3)}．

走査アンテナではアクティブ反射係数のビーム走査特性が重要になるが、アクティブ反射係数を直接測定するのは困難である．すべて組み合わせの素子間相互結合量を測定し、式(7・28)により計算機シミュレーションを行うことも考えられるが、アレー素子パターンを測定することが簡単である．アレー素子パターンとは、アレー状態において注目する一つの素子のみ励振し、他の素子は無反射終端したときの素子パターンである．アレー素子パターンはアクティブ反射係数のビーム走査特性を表すことが知られており、無損失かつグレーティングローブが発生しない条件では以下の関係が成り立つ²⁾．

$$g_a(\theta, \phi) = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} [1 - |\Gamma_a(\theta, \phi)|^2] \cos \theta \quad (7 \cdot 29)$$

ここで、 $g_a(\theta, \phi)$ は (θ, ϕ) 方向でのアレー素子利得、 $\Gamma_a(\theta, \phi)$ は (θ, ϕ) 方向でのアクティブ反射係数、 A_e は 1 素子当たりの占有面積である．これから分かるように、アクティブ反射係数の増加はアレー素子パターンの利得低下となって現れる．

■4群 - 2編 - 7章

7-4 アレーアンテナの給電回路¹⁾

(執筆著：高橋 徹) [2010年4月 受領]

アレーアンテナにおいて所望の指向性を実現するためには、各素子に所定の励振振幅位相分布を与える必要がある。このため、この分布を実現する給電回路が非常に重要になる。ここでは、代表的な給電回路を述べる。

7-4-1 直列給電回路

直列給電回路の一般的な構成図を図7・14に示す。この給電回路は、主線路から方向性結合器や不等分配器などにより順次分岐して各素子に給電する回路である。進行波給電の導波管スロットアレーアンテナも本方式に分類される。本方式で所望の励振振幅分布を実現するためには各分岐部での分配比の設計が重要であり、後段の放射電力及び給電損失を考慮して分配比を決定する必要がある。このため各分岐での分配比は一般的にはすべて異なる値となり、設計が煩雑となる。また、各分岐間の位相調整の設計も必要になる。

本方式は後述の並列給電回路と比べると各素子までの平均的な線路長を短くすることができるため、給電損失が小さくなる特長がある。しかし、周波数が変化すると各素子の励振位相が変化するため、周波数特性は狭帯域である。

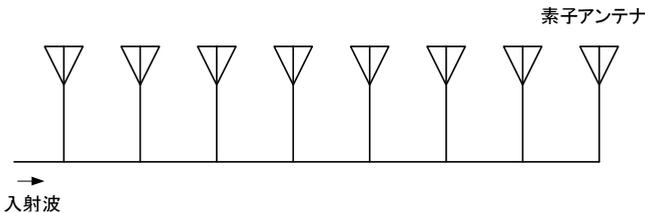


図7・14 直列給電回路

7-4-2 並列給電回路

並列給電回路の一般的な構成図を図7・15に示す。この給電回路はトーナメント状に線路を分岐していく回路であり、アレーアンテナの給電回路として一般的に用いられる。各分岐には、T形分岐回路やウィルキンソン形分配/合成回路が用いられるのが一般的である。T形分岐回路は構成が容易であるが出力端子間にアイソレーションがない。このため、各出力側での反射波の不均衡により励振分布が乱れる。ウィルキンソン形分配/合成回路は出力端子間にアイソレーションがあるため、上記励振分布の乱れを回避することが可能である。ただし、ウィルキンソン形分配/合成回路は出力端子間にアイソレーション抵抗を必要とする。

本方式は、給電回路の給電点から各素子までの線路長を等しくすることにより等位相分布を容易に実現でき、また広帯域な周波数特性を実現することができる。しかし、各素子までの線路長が直列給電回路と比べると長くなるので、給電損失が大きくなる。

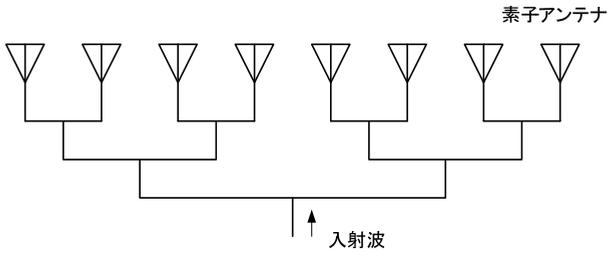


図 7・15 並列給電回路

7-4-3 空間給電回路

通常のアレーアンテナでは、直列給電回路，並列給電回路，もしくはこれらの組み合わせにより給電回路を実現できる．しかし，多素子のアレーアンテナでは，給電回路規模が大きくなり，給電損失も大きくなる．このため，給電回路の簡略化及び低損失化のために，空間給電回路が用いられる場合がある．空間給電回路には透過形と反射形があり，近年衛星搭載用アンテナとして研究が盛んなリフレクトアレーは反射形の空間給電方式に分類することができる．反射形の空間給電の構成例を図 7・16 に示す．

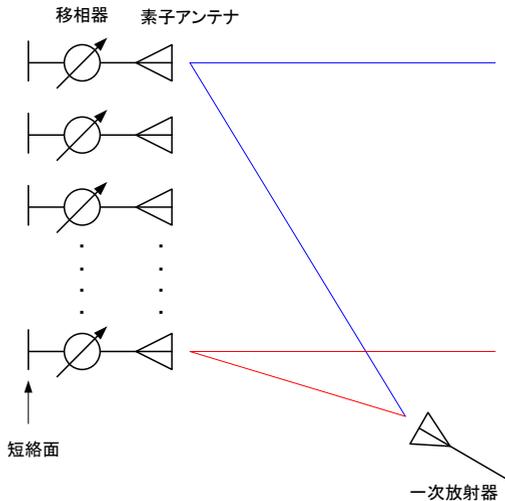


図 7・16 反射形空間給電方式

■4群 - 2編 - 7章

7-5 アレーアンテナの実装技術

(執筆者：高橋 徹) [2010年4月 受領]

7-5-1 円偏波技術

円偏波のアレーアンテナを実現するためには各素子を円偏波放射素子とするのが一般的であるが、ペア素子¹¹⁾やシーケンシャルアレー¹²⁾といった技術を用いることによりアレーアンテナとして軸比特性を改善することが可能である。

ペア素子とは、図7・17に示すように主放射方向回転軸として二つの素子を互いに90度回転させて配置し、90度の位相差をつけて励振する方法である。シーケンシャルアレーは、主放射方向回転軸として素子を任意の角度に回転させて配置し、回転角に応じた位相差をつけて励振する方法である。いずれに方法によっても、アレーアンテナとして軸比特性を改善できることが知られている。

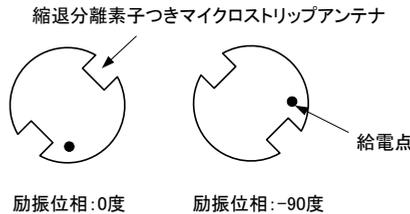


図7・17 軸比改善のためのペア素子配列例 (右旋円偏波の場合)

7-5-2 励振誤差の影響

アレーアンテナにおいて所望の指向性を得るためには、各素子の励振分布が設計値どおりに設定されていることが必要である。しかし、アレーアンテナは、素子や給電回路など非常に多くのコンポーネントから構成されるため、これらの製造誤差により励振分布に誤差が発生する。このため、励振誤差が指向性に与える影響を設計段階で予測し、各コンポーネントへ性能配分を行う必要がある。励振誤差をランダムなガウス分布誤差であるとする、アレーアンテナの指向性を確率統計的な理論により容易に予測することが可能である^{3),13)}。

例えば、励振誤差があるときの平均利得低下量は、誤差が小さいときに近似的に次式で求めることができる^{3),13)}。

$$\frac{D}{D_0} = \frac{1}{1 + \delta^2 + \Phi^2} \quad (7 \cdot 31)$$

ここで、 D は励振誤差を考慮した利得、 D_0 は励振誤差がないときの利得、 δ は励振振幅誤差の標準偏差、 Φ は励振位相誤差である。サイドローブレベルやビーム指向誤差についても簡潔な理論式が導出されており、指向性への影響を容易に予測可能である。

フェーズドアレーアンテナでは移相器にデジタル移相器が用いられるため、励振位相の量子化誤差も問題となる³⁾。量子化誤差は、利得低下のほか、ビーム走査刻みが離散的になる(グラニュラリティ)、量子化ローブと呼ばれる高いサイドローブが発生するなどの原因となる。量子化誤差による影響は励振位相量子化後の周期的な変化に起因しているため、この

周期性を崩すことにより低減可能である。例えば、ランダム位相分布¹⁴⁾や二次位相分布¹⁵⁾を励振位相に追加する方法がある。

7-5-3 キャリブレーション

励振誤差の影響を最小限にするため、事前に各素子の寄与を測定し、これを補正することが考えられる。これをキャリブレーションと呼ぶ。フェーズドアレーアンテナでは、移相器を有するため励振位相の補正が可能である。このため、キャリブレーション技術はフェーズドアレーアンテナにおいて特に重要になる。

キャリブレーション方法としては、給電回路の通過特性を測定する方法と各素子の放射電界を測定する方法に大別することができる。前者は給電回路の特性を確実に測定可能であるが、素子や素子間相互結合の影響を含めたキャリブレーションができない。後者は、アレー実装状態でのすべての影響を含めたキャリブレーションが可能である。後者のキャリブレーション法として非常に多くの手法が提案されているが、特別な測定設備が不要な方法として励振位相を変化させて各素子の放射電界を測定する方法が有効である^{16),17)}。

■参考文献

- 1) 電子情報通信学会(編)、『アンテナ工学ハンドブック(第2版)』, オーム社, pp.399-445, 2008.
- 2) N. Amitay, V. Galindo and C. P. Wu, "Theory and Analysis of Phased Array Antennas," John Wiley & Sons Inc., New York, 1972.
- 3) R. J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook," Artech House, Norwood, MA, 1994.
- 4) C. L. Dolph, "A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and sidelobe level," Proc. IRE, vol.34, pp.335-345, Jun. 1946.
- 5) T. T. Taylor, "Design of line-source antennas for narrow beamwidth and low side lobes," IRE Trans., vol.AP-3, no.1, pp.16-28, Jan. 1955.
- 6) R. S. Elliott, "Antenna Theory and Design (Revised Edition)," John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey, 2003.
- 7) S. Silver, "Microwave Antenna Theory and Design," McGraw-Hill, 1949.
- 8) P. M. Woodward, "A method of calculating the field over a plane aperture required to produce a given polar diagram," Proc. IEE, part IIA, vol.93, pp.1554-1555, 1947.
- 9) P. M. Woodward and J. P. Lawson, "The theoretical precision with which an arbitrary radiation pattern may be obtained from a line source of finite size," Proc. IEEE, vol.95, p1, pp.362-370, 1948.
- 10) L. Stark, "Radiation impedance of a dipole in an infinite planar phased array," Radio Science, vol.1, no.3, pp.361-377, Mar. 1966.
- 11) 羽石 操, 吉田信一郎, 後藤尚久, "バッチアンテナとそのペア," 信学技報 A・P81-102, 1981.
- 12) 手代木扶, 中條 渉, 田中正人, 伊藤猛男, 小室英雄, "シーケンシャル円偏波アレーアンテナ," 信学技報 A・P83-57, pp.49-54, 1983.
- 13) R. E. Collin and F. J. Zucker, "Antenna Theory, Part 1," pp.227-233, McGraw-Hill, 1969.
- 14) M. S. Smith and Y. C. Guo, "A comparison of methods for randomizing phase quantization errors in phased arrays," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-31, pp.821-828, Nov. 1983.
- 15) 徳丸 仁, 久郷幸次, 永井 淳, "フェイズドアレイにおける2次給電位相-量子化位相誤差-, " 信学論(B), vol.54-B, no.5, pp.203-209, May 1971.
- 16) 真野清司, 片木孝至, "フェイズドアレーアンテナの素子振幅位相測定法-素子電界ベクトル回転法-, " 信学論(B), vol.J65-B, no.5, pp. 555-560, May 1982.
- 17) G. A. Hampson and A. B. Smolders, "A fast and accurate scheme for calibration of active phased-array antennas," in IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp.1040-1043, 1999.