

第12章 アレーアンテナの利得

～スーパーゲインアンテナのからくり～

複数のアンテナを、直線上、平面上、あるいは曲面上に並べて、全体として一つのアンテナとして機能するアンテナはアレーアンテナ（配列アンテナ）と呼ばれる。アンテナの配置を固定したまま、素子毎の位相を制御して目的とする指向性を実現するフェーズドアレーアンテナや、素子毎のウェイトを電波環境の変化に応じて制御して干渉波を防ぐアダプティブアレーなどがある。ここでは、これら高機能アンテナの基礎を与えるアレーアンテナの利得に焦点を絞る。アレーアンテナの利得はアレー素子配置に依存する。素子アンテナの間隔を狭めてゆくと、アンテナ同士の結合によって、一般的には利得が低下する。しかし、配置によっては、むしろ、利得が上がってスーパーゲインアンテナを実現することもできる。ここにも、電磁気学の謎が隠れている。

12.1 アレーアンテナ利得のパラドックス

図12.1に示す無指向性アンテナの同相給電2素子アレーで、アレーの正面方向（ベースラインに直角な方向）の十分遠方点での受信を考えてみよう。素子間隔 d が波長に比べて十分大きい場合、単一の無指向性アンテナ（同図左）の電界強度を E_0 とすると、2素子アレーでの電界強度は、素子ごとに $E_0/\sqrt{2}$ であるので、同相で合成されて $\sqrt{2}E_0$ になる。この方向に対するアンテナの指向性利得は $D=2$ 、すなわち3dBiである。この構成で、素子間隔 d を狭くしてゆくと、アンテナ利得はどのようなであろうかというのが、ここで考えたいことである。（注：ここでは式(11.2)に基づく指向性利得 D に着目して話を進めるが、効率1のアンテナ利得 G と読み替えても同じである）

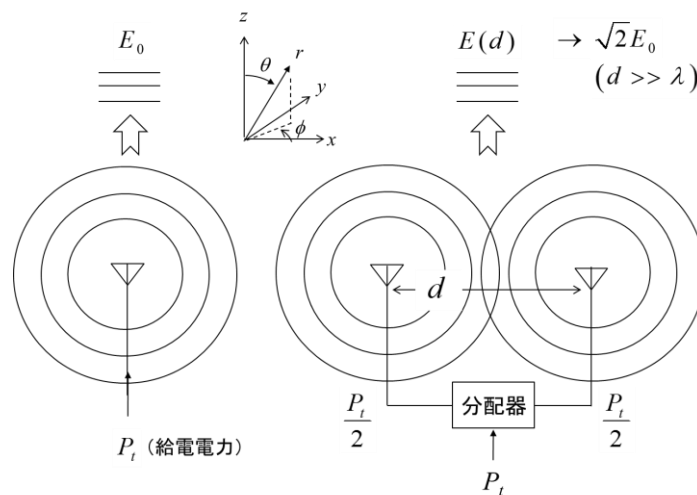


図12.1 無指向性アンテナを素子（左）とする2素子アレー（右）（送信アンテナ）

（図で、 z 軸方向を $\theta=0$ 、アレーのベースラインを x 軸方向にとり $\phi=0$ とする）

もし、狭くしていてもお互いのアンテナに何も影響が無いなら、 $D=2$ のまま変わらないはずである。しかし、それだと、 $d=0$ においては正面方向ばかりでなく全方向に対して $D=2$ となり、アンテナ供給電力の2倍の電力が空間に放出されるという不合理が起きる。すなわち、エネルギー保存則が成り立たっていない。これは、前提とした「お互いのアンテナに何も影響が無い」が誤りで、素子アンテナを近づければお互いの影響が及んでカップリング効果が必ず現れるということの意味している。無指向性アンテナは実体のない仮想的なアンテナであるのに、そんなアンテナにもカップリング(結合)があるということになる。無指向性アンテナを相手にしては、この疑問に答える定量的な議論ができそうも無い。

ちなみに、素子アンテナのパターン同士にはカップリングが無く、そのまま足しあわせれるとすると、無指向性アンテナ2素子アレーの任意方向 (θ, ϕ) の遠方一定距離地点(座標系は図12.1)での電界強度は次式になる。

$$E(\theta, \phi) \propto 1 + \exp(jkd \sin \theta \cos \phi) \quad (k = 2\pi / \lambda) \quad (12.1)$$

アンテナ利得の定義式(11.2)に従って、利得を求めると次式になる(導出は読者で)。

$$D(\theta, \phi) = \frac{2 \cos^2 \left(\frac{kd}{2} \sin \theta \cos \phi \right)}{1 + \frac{\sin(kd)}{kd}} \quad (12.2a)$$

目的とする正面方向 $(\theta=0)$ の利得は次式になる。

$$D(\theta=0) = \frac{2}{1 + \frac{\sin(kd)}{kd}} \quad (12.2b)$$

図12.2にこの計算結果を示す。同図には、結合がない場合の $D=2$ も点線で示している。式(12.2b)によって求められる利得は、 $d \gg \lambda$ (λ : 波長) で $D \rightarrow 2$ 、 $d \rightarrow 0$ で $D \rightarrow 1$ となり、上述のエネルギー保存則の破綻は解消され、一見合理的ではある。

この考察によって分かったことは、

- ①カップリングの影響がないと言う仮定は成り立たない(=カップリングは必ずある)
- ②素子アンテナの指向性パターンが変わらないとして、これを合成した電界強度から、式(11.2)によりアンテナ利得を求めると、一見、合理的に見える結果($d \rightarrow 0$ で $D \rightarrow 1$)が得られる。

では、②の算定は正しいのだろうか? ①でカップリングが無いとするのは成り立たないと言いつつ、パターン計算にはカップリングを考慮しないパターンを用いているが、それは問題ないのだろうか。この疑問(パラドックス)が本章の出発点である。次節で、このもやもやした気持ちを払拭させたい。

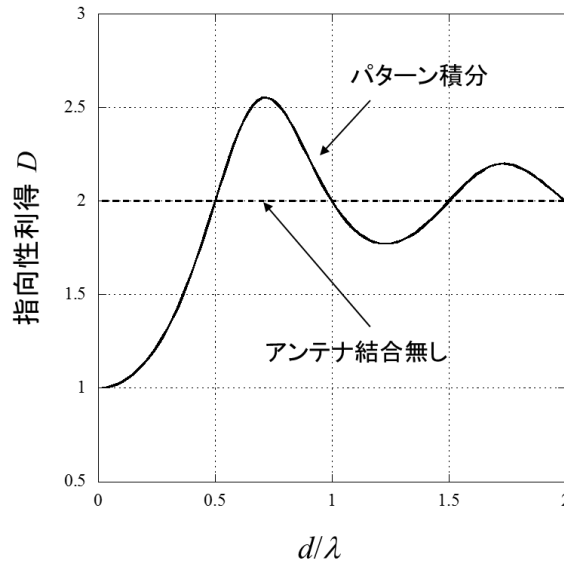


図12.2 無指向性アンテナの2素子同相合成アレーの利得（二つの考え方による比較）

【注：本図以降の図12.9を除く全図に対して縦軸のアンテナ利得はdB値で無く真値】

12.2 半波長ダイポールアレーで考えてみよう

12.2.1 相互インピーダンス

上述のとおり、無指向性アンテナは実体がない架空のアンテナなので定量的な議論ができない。そこで、動作が理論的に解明されている半波長ダイポールアンテナについて、詳細な分析をしてみたい。

半波長ダイポールアンテナの基本特性は11.4.1項（(11.10～11.15)式）に示しているが、ここでの主役はアンテナインピーダンスである。式(11.12)で与えたインピーダンスは結合が無いときのインピーダンス（自己インピーダンス）であるので、これを Z_{11} と書き改める。

$$Z_{11} (= R_{11} + jX_{11}) = 73.13 + j42.55 \text{ } [\Omega] \tag{12.3}$$

さらに、2本の半波長ダイポールアンテナが間隔 d で横に平行に置かれたとき、アンテナが相互に結合して、以下の相互インピーダンス（ $Z_{12}=R_{12}+jX_{12}$ ）を持つ[1]。

$$R_{12}(d) = 30 \left[2C_i(kd) - C_i \left\{ k \left(r' + \frac{\lambda}{2} \right) \right\} - C_i \left\{ k \left(r' - \frac{\lambda}{2} \right) \right\} \right] \tag{12.4a}$$

$$X_{12}(d) = 30 \left[-2S_i(kd) + S_i \left\{ k \left(r' + \frac{\lambda}{2} \right) \right\} + S_i \left\{ k \left(r' - \frac{\lambda}{2} \right) \right\} \right] \tag{12.4b}$$

$$r' = \sqrt{d^2 + \lambda^2 / 4}$$

ここで、 C_i は余弦積分関数、 S_i は正弦積分関数である。 $d=0$ における相互インピーダンスは $R_{12}(0)=73.13, X_{12}(0)=42.55$ となり、自己インピーダンスと等しくなる。 C_i, S_i は特殊関数で簡単に計算できないので、計算結果を図12.3に示す。

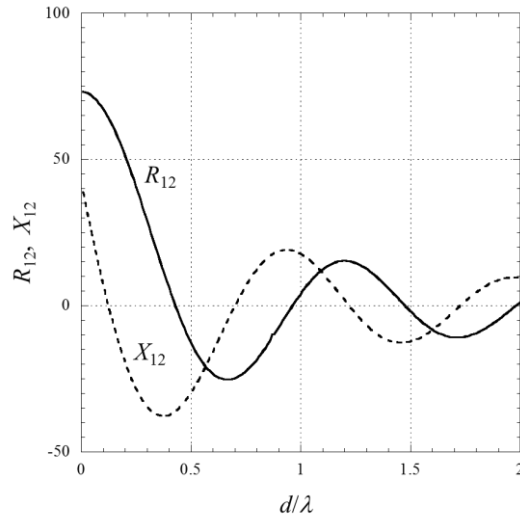


図12.3 半波長ダイポールアンテナ間の相互インピーダンス

相互インピーダンスは素子電圧と入力電流の関係を与える。それぞれのアンテナに流れ込む電流を I_1, I_2 としよう。この時の端子電圧 V_1, V_2 との関係は以下の式で表される。

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (12.5)$$

素子アンテナが同一特性のものであれば、 $Z_{12}=Z_{21}, Z_{11}=Z_{22}$ である。

12.2.2 2素子同相給電ブロードサイドアレー

半波長ダイポールアンテナの相互インピーダンス特性を使って、間隔 d が0に近づく場合の利得変化を調べてみよう。まずは最も基本の2素子同相給電ブロードサイドアレーを調べる。図12.4に示すように、ダイポールを z 軸方向に、配置を x 軸上に間隔 d 開けて置き、 y 軸方向 ($\theta=\phi=\pi/2$)の利得を考える。この時、給電位相は $\psi=0$ とする。

素子1にかける電圧を V_1 、電流を I_1 、素子2も同様に V_2, I_2 とする。間隔 d が狭くなると相互インピーダンスの影響が現れるが、放射電力を議論したいため、インピーダンスのうち、放射に寄与する実数分(抵抗分)に着目する。二つのアンテナは同じ特性なので、 $R_{21}=R_{12}, R_{22}=R_{11}$ であり、 $I_1=I_2$ である。ゆえに、アンテナ1の入力関係は

$$V_1 = (R_{11} + R_{12}(d))I_1 \rightarrow R_1 = \frac{V_1}{I_1} = R_{11} + R_{12}(d) \quad (12.6)$$

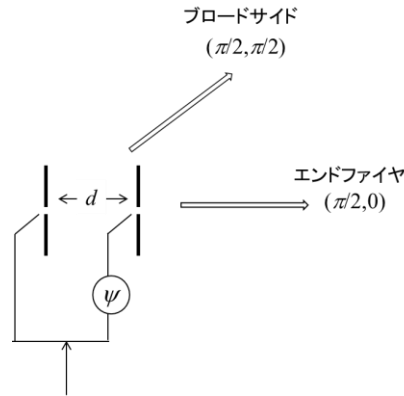


図12.4 半波長ダイポールアンテナによるフェーズドアレー

となり、カップリング時の入力抵抗 R_1 は R_{11} と R_{12} の和となる。また、アンテナ2の R_2 に対しても $R_2=R_1$ である。これより、

$$R_1, R_2 \rightarrow 2R_{11} \text{ for } d \rightarrow 0, \quad R_1, R_2 \rightarrow R_{11} \text{ for } d \rightarrow \infty$$

となり、間隔 d が0に近づくと R_{12} は R_{11} に近づくので、抵抗分 R_1, R_2 は R_{11} の2倍に漸近することが分かる。送信電力を一定に保つためには、この抵抗分の変化によって I_0^2 を反比例させ、その結果として、式(11.16)のように受信点での電力密度が I_0^2 に比例するように決まる。結合が無い十分大きな間隔のときに比べて受信点周囲の電力密度は R_{11}/R_1 の比率で変化し、 d が0付近では利得も下がることになる。ゆえに、このケースにおけるアレー利得 ($D(\theta, \phi; d, \psi)$ で表記) は、アンテナ抵抗を用いて次式で算定できる。

$$D\left(\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}; d, 0\right) = 2 \frac{R_{11}}{R_{11} + R_{12}(d)} D_{HDP} \tag{12.7}$$

ここで、 D_{HDP} は半波長ダイポールアンテナの正面方向利得（最大利得）で、1.64 (=2.15dBi)である。

一方、遠方の電界強度を、素子パターンを維持したまま、素子間の空間位相差のみを考慮して合成すると次式である。

$$E(\theta, \phi) \propto f(\theta, \phi) \{1 + \exp(jkd \sin \theta \cos \phi)\} \tag{12.8}$$

式中の $f(\theta, \phi)$ は素子アンテナの電界次元での放射パターンである。また、右辺の{ }内の項は、アンテナの配置のみによって決まる量であるのでアレーファクタと呼ばれる。これを式(11.2)に代入することにより、指向性利得を求めることができる。この二つの方法によって求めた利得 ($\theta = \phi = \pi/2$ 方向の) を図12.5に示す。図より、二つの計算方法によって求めた利得は完全に一致していることが分かる。

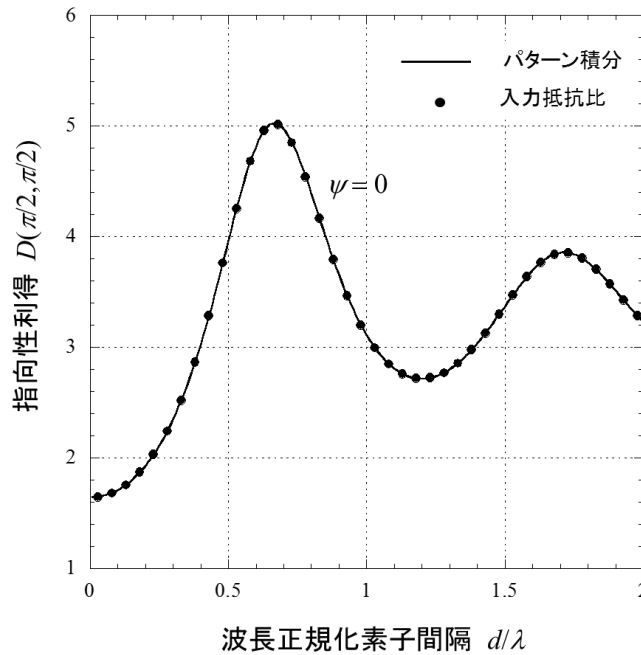


図12.5 2素子半波長ダイポールアレー同相給電のブロードサイド方向指向性利得の素子間隔依存性（2つの計算方法（パターン積分と入力抵抗比）の結果を比較）

これによって、12.1節で述べた不可思議は、以下のようにまとめることができる。

- ① アンテナ間隔を近づけると、素子アンテナ同士が相互結合しアンテナの入力インピーダンスが変化する。 $(d \rightarrow 0)$ で、インピーダンスの抵抗分は2倍に近づく
- ② アンテナへの供給電力を一定とし、そのすべてが放射されるとすると、アンテナに流れる電流は、インピーダンスの変化に応じて変化する。 $(d \rightarrow 0)$ で、電流の大きさは $(1/\sqrt{2})$ 倍に近づく
- ③ 受信点での電界強度は、アンテナに流れる電流の大きさに比例する。 $(d \rightarrow 0)$ で、電界強度は $(1/\sqrt{2})$ 倍に近づく
- ④ ゆえに、結合が無いときのアンテナ利得が $2D_{HDP}$ であるのに対して、間隔 d を0に近づけてゆくと電界強度の二乗に比例して変化し、 $d=0$ 付近においては、素子単体の利得である D_{HDP} に漸近する
- ⑤ この結果は、素子パターンは変化しないという仮定で求められる利得計算式の結果と完全に一致する。これは、カップリングにより電流の大きさは変化するが、電流分布の形は変わらず、故に、アンテナパターンの違いには現れないためである。

上記⑤より、12.1節の最終パラグラフで提示した疑問については、アレーアンテナの放射パターンは、式(12.8)で表されるように素子アンテナパターンとアレーファクタの積として求めて問

題ないという結論を得たことになる。以下、もう一つの例でこれを確認する。

12.2.3 2素子逆相給電エンドファイヤアレー

2素子アレーにおいて、素子間隔変化に対する利得変化のメカニズムは12.2.2項の例で十分であろう。ここでは、結果が面白いと言う意味で、この例を加える。

図12.4で $\psi=\pi$ (逆相給電) とし、利得を見る方向をアレーのライン方向 (x軸方向; エンドファイヤアレー) とする。この場合は電流が $I_2=-I_1$ であるので、入力抵抗 R_1 と R_2 は共に $R_{11}-R_{12}(d)$ であり、 $d\rightarrow 0$ で $R_1\rightarrow 0$ になることである。角度 $\theta=\pi/2$, $\phi=0$ 方向の利得は次式である。

$$D\left(\frac{\pi}{2}, 0; d, \pi\right) = 2 \frac{R_{11}}{R_{11} - R_{12}(d)} \sin^2\left(\frac{kd}{2}\right) D_{HDP} \quad (12.9)$$

図12.6はアンテナ利得の式(11.2)を使ってアンテナパターン積分で求めたものと、式 (12.9)で計算したものを比較している。当然ながら、この場合も両手法は完全に一致している。興味深いのは $d\rightarrow 0$ での利得の変化である。素子間隔 $d/\lambda=0.5$ では、受信点で見て同相合成になるので利得が高いことが理解できるが、そこから距離を狭めてゆくと逆相合成に近づき、利得は下がるはずと思うであろう。でも、結果はそうはならない。なぜだろうか？

$d=0$ 付近では、当該方向に対しては電界が打ち消されて利得が下がる要因になるのは事実である。しかし、一方で、インピーダンスが0に近づき、電流値を大きく上げる動作になっていて、これは受信点の電界強度を上げる働きをする。後者がより強く働き $d=0$ 付近に高い利得を得ているのである。x軸方向から見れば、打消しの度合いは他の方向よりは弱く、かつ、給電回路のイ

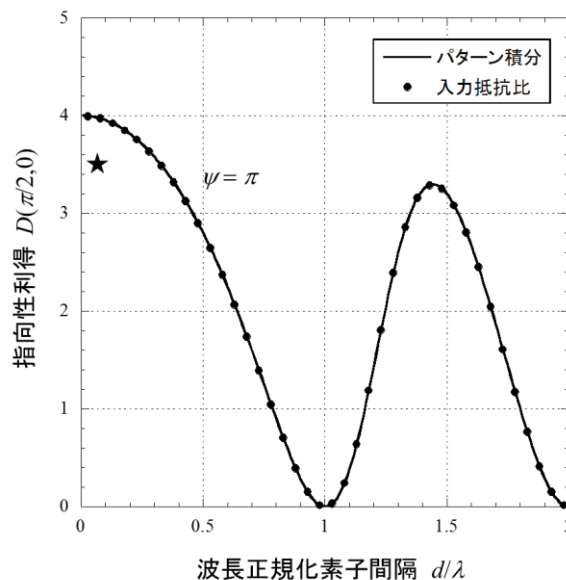


図12.6 半波長ダイポール逆相給電エンドファイヤアレーの利得のアンテナ間隔依存性

(★ 実測値 : A. Thumvichit, T. Takano他, IEEE Trans. Antennas. Propagat., 2007. [2] より)

インピーダンスを整合させて給電電力は空間に送り出しているのだから、この方向に利得を得ているわけである。

図12.6のケースは完全導体反射板上にダイポールアンテナを $d/2$ 離して置いた場合に相当する(ただし、反射板では片面照射なので利得は2倍(3dB)高い)。Thumvichit等は、反射板上に半波長アンテナを $\lambda/30$ の間隔に近づけ、給電部を工夫してインピーダンスを整合させ、利得8.4dBiが得られることを実証している[2]。図12.6中の★はこの結果を本図の構成に換算してプロットしている。同図における当該間隔($d=(1/15)\lambda$)での利得算定値は約4(=6dBi)であるが、反射板型にすることにより2倍上がって約8(=9dBi)が見積もられ、許容誤差範囲内で辻褃の合う結果になっている。

12.3 アレーアンテナの利得とスーパーゲインアンテナ

12.3.1 アレーアンテナの利得

アレーアンテナの放射パターンは、素子間隔が狭い場合でも、素子アンテナの放射パターンとアレーファクタの積で表されること、アレーアンテナの利得は、その放射パターンを(11.2)式に入れて求めてよいことの根拠を述べた。ただし、その計算が成立する条件は、カップリングによって各素子の入力インピーダンスが異なる状況において、入力電圧を素子毎に調整して、目的とする電流となるように調整がなされる時である。同相給電の場合に、各素子への入力電流が同じになるように給電調整がなされる時である。

特性が同じ素子アンテナを同じ向きに配列するアレーアンテナを任意ウェイトで制御するときの利得を考える。ここでは、 N 個の素子アンテナを直線状に配列するリニアアレーとする。その座標と配置を図12.7に示す。

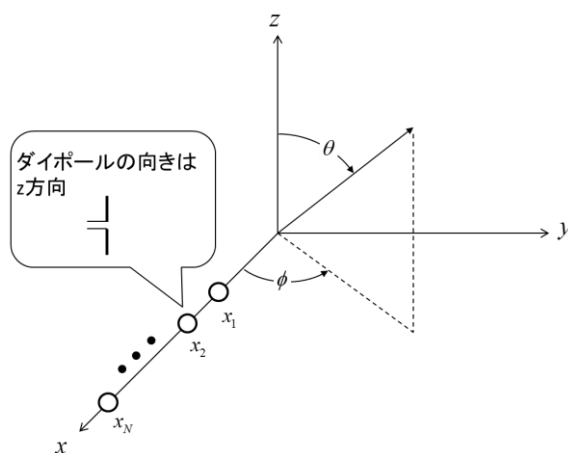


図12.7 アレーアンテナの構成と座標系 (ダイポール素子の向きはz方向)

アレーアンテナの放射電界 E は次式で表される。

$$E(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{i=1}^N w_i \exp(jkx_i \sin \theta \cos \phi) = f(\theta, \phi) \mathbf{w}^T \mathbf{v}(\theta, \phi) \quad (12.10)$$

ここで、 $f(\theta, \phi)$ は素子アンテナの電界放射パターン、 \mathbf{w} はアンテナウェイトベクトル、 \mathbf{v} はアレー応答ベクトルである。

指向性利得 D は次式で表される。

$$\begin{aligned} D(\theta_0, \phi_0) &= \frac{|f(\theta_0, \phi_0)|^2 \mathbf{w}^T \mathbf{v}(\theta_0, \phi_0) \mathbf{v}^H(\theta_0, \phi_0) \mathbf{w}^*}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |f(\theta, \phi)|^2 \mathbf{w}^T \mathbf{v}(\theta, \phi) \mathbf{v}^H(\theta, \phi) \mathbf{w}^* \sin \theta d\theta d\phi} \\ &= \frac{|f(\theta_0, \phi_0)|^2 \mathbf{w}^T \mathbf{A}(\theta_0, \phi_0) \mathbf{w}^*}{\mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w}^*} \end{aligned} \quad (12.11a)$$

ここで、

$$\mathbf{A}(\theta, \phi) \equiv \mathbf{v}(\theta, \phi) \mathbf{v}^H(\theta, \phi) \equiv \begin{Bmatrix} \ddots & & \\ & a_{lm} & \\ & & \ddots \end{Bmatrix} \quad (12.11b)$$

$$a_{lm} = \exp[jk(x_l - x_m) \sin \theta \cos \phi] \quad (12.11c)$$

$$\mathbf{B} \equiv \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |f(\theta, \phi)|^2 \mathbf{A}(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi \equiv \begin{Bmatrix} \ddots & & \\ & b_{lm} & \\ & & \ddots \end{Bmatrix} \quad (12.11d)$$

$$b_{lm} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |f(\theta, \phi)|^2 \exp[jk(x_l - x_m) \sin \theta \cos \phi] \sin \theta d\theta d\phi \quad (12.11e)$$

ウェイトを定めれば、(12.11a)式を計算することによってそのときの利得を求めることができる。任意の素子アンテナ指向性パターンに対して、 N 次のエルミート行列 \mathbf{B} の成分は二重積分で表されるが、 $f(\theta, \phi)$ の形によっては積分が解けて閉形式で表すことができる。行列成分 b_{lm} は、位置 x_l と x_m 間のアンテナパターンの空間相関と言えるものであり、ここでは、アンテナパターン相関と呼ぶことにする。その導出は文献[3]にまとめられているが、ここでは、その結果のみを示す。

無指向性アンテナ : $|f(\theta, \phi)|^2 = 1$

$$b_{lm} = \frac{\sin(kx_{lm})}{kx_{lm}} \quad x_{lm} \equiv x_l - x_m \quad (12.12)$$

微小ダイポールアンテナ : $|f(\theta, \phi)|^2 = \sin^2 \theta$

$$b_{lm} = \frac{3}{2} \left\{ \frac{\sin(kx_{lm})}{kx_{lm}} \left(1 - \frac{1}{(kx_{lm})^2} \right) + \frac{\cos(kx_{lm})}{(kx_{lm})^2} \right\} / D_{SDP} \quad (D_{SDP} = 1.5) \quad (12.13)$$

半波長ダイポールアンテナ : $|f(\theta, \phi)|^2 \doteq \sin^{2.6} \theta$

$$b_{lm} \approx {}_1F_2 \left(2.3; 1, 2.8; -\frac{(kx_{lm})^2}{4} \right) / D_{HDP} \quad (D_{HDP} = 1.64) \quad (12.14a)$$

${}_pF_q$ 型の超幾何関数を求める専用ソフトがない場合には、分子の部分を微小ダイポールアンテナの式で代用する以下の近似式でも精度は十分である。

$$b_{lm} \approx \frac{3}{2} \left\{ \frac{\sin(kx_{lm})}{kx_{lm}} \left(1 - \frac{1}{(kx_{lm})^2} \right) + \frac{\cos(kx_{lm})}{(kx_{lm})^2} \right\} / D_{HDP} \quad (12.14b)$$

12.3.2 最大利得

アレーアンテナの最大利得を求める理論はM. T. Maのアレーアンテナの本[4] (その§2.9 ; さらに、その解説はアンテナ工学ハンドブック[5] (の8.2.2項)) にまとめられており、これを示す。

アレーアンテナの利得を求める式(12.11a)は次のように展開できる。

$$\begin{aligned} \mathbf{w}^T \mathbf{B} \mathbf{w}^* D(\theta_0, \phi_0) &= |f(\theta_0, \phi_0)|^2 \mathbf{w}^T \mathbf{A}(\theta_0, \phi_0) \mathbf{w}^* \\ \rightarrow \mathbf{B} \mathbf{w}^* D(\theta_0, \phi_0) &= |f(\theta_0, \phi_0)|^2 \mathbf{A}(\theta_0, \phi_0) \mathbf{w}^* \end{aligned}$$

この形は、以下のように、正方行列 \mathbf{R} を固有値 λ と固有ベクトル \mathbf{e} で関係付ける固有値問題になっている。(注：この部分のみで、記号 λ を波長でなく固有値に充てている)

$$\mathbf{R} \mathbf{e} = \lambda \mathbf{e} \quad (12.15)$$

$$\mathbf{R} = |f(\theta_0, \phi_0)|^2 \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}(\theta_0, \phi_0)$$

$$\lambda = D, \quad \mathbf{e} = \mathbf{w}^*$$

ここでは、 D の最大値 D_{max} を求めたいのであるから、(12.15)式の最大固有値 λ_{max} を求めること

であり、それを実現するアンテナウェイト \mathbf{w}_{opt} は、最大値に属する固有ベクトル \mathbf{e}_{max} の共役複素数として得られる。すなわち、

$$D_{max} = \lambda_{max}, \quad \mathbf{w}_{opt} = (\mathbf{e}_{max})^* \tag{12.16}$$

である。この行列 \mathbf{R} は $N \times N$ のエルミート行列であり、固有値 λ は非負の実数である。ちなみに、このケースでは、 N 個ある固有値のうち最大固有値以外は値が 0 になる。このようにして、アレーアンテナの利得最大化問題は固有値解析に結び付けることで、一般的に解くことができる。

12.3.3 エンドファイヤアレーに見るスーパーゲイン特性

図12.5と図12.6を比べてみるとわかるように、素子間隔を狭めることによってエンドファイヤアレーに大きな利得向上の可能性が見える。図12.8は半波長ダイポールアレーについて、最適ウェイトにした場合のエンドファイヤ方向のアンテナ指向性利得 D と波長正規化素子間隔の関係性を $N=2, 3, 4$ について示している[3]。図中の点線は、受信点方向 ($\theta=\pi/2, \phi=0$) で各素子からの放射が同相になるように位相差をつけた場合（共相給電）、実線はウェイトを最適化したときの最大利得を示している。表12.1は最大利得を与えるウェイトとそのときの最大利得（真数）をまとめている。又、図12.9は $N=2$ と 4 の場合について、アンテナパターンを共相給電と利得最大化給電の場合を比較して示している。同図より、最大利得給電の方がビーム幅が狭くなっており、ウェイト最適化の効果が明らかである。

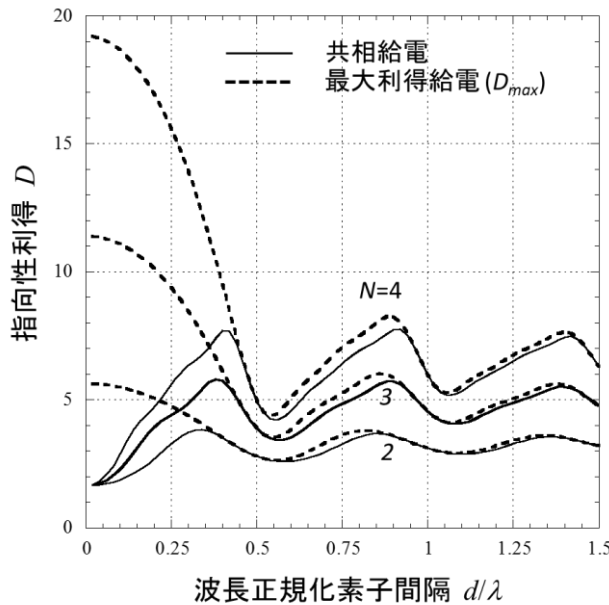


図12.8 半波長ダイポールアンテナ素子エンドファイヤアレーの指向性利得（共相給電と最大利得給電）

表12.1 半波長ダイポールアンテナエンドファイアアレーにおいて最大利得を得るアンテナウェイト

N	d/λ	w ₁		w ₂		w ₃		w ₄		D _{max}
		振幅	位相	振幅	位相	振幅	位相	振幅	位相	
2	0.1	0.7071	0	0.7071	-165.5					5.49
	0.2	0.7071	0	0.7071	-152.9					5.07
	0.3	0.7071	0	0.7071	-145.4					4.38
	0.4	0.7071	0	0.7071	-149.3					3.53
	0.5	0.7071	0	0.7071	180.0					2.80
3	0.1	0.4235	0	0.8008	-172.7	0.4235	14.6			11.08
	0.2	0.4684	0	0.7492	-165.7	0.4684	28.6			10.12
	0.3	0.5341	0	0.6554	-159.9	0.5341	40.2			8.46
	0.4	0.5927	0	0.5454	-159.1	0.5927	41.9			6.12
	0.5	0.6051	0	0.5174	180.0	0.6051	0			3.90
4	0.1	0.2382	0	0.6658	-174.7	0.6658	10.3	0.2382	-164.4	18.66
	0.2	0.2867	0	0.6464	-169.3	0.6464	19.9	0.2867	-149.4	16.94
	0.3	0.3789	0	0.5970	-164.0	0.5970	27.8	0.3789	-136.3	13.91
	0.4	0.4970	0	0.5030	-162.2	0.5030	31.1	0.4970	-131.1	9.49
	0.5	0.5410	0	0.4553	180.0	0.553	0	0.5410	180.0	4.97

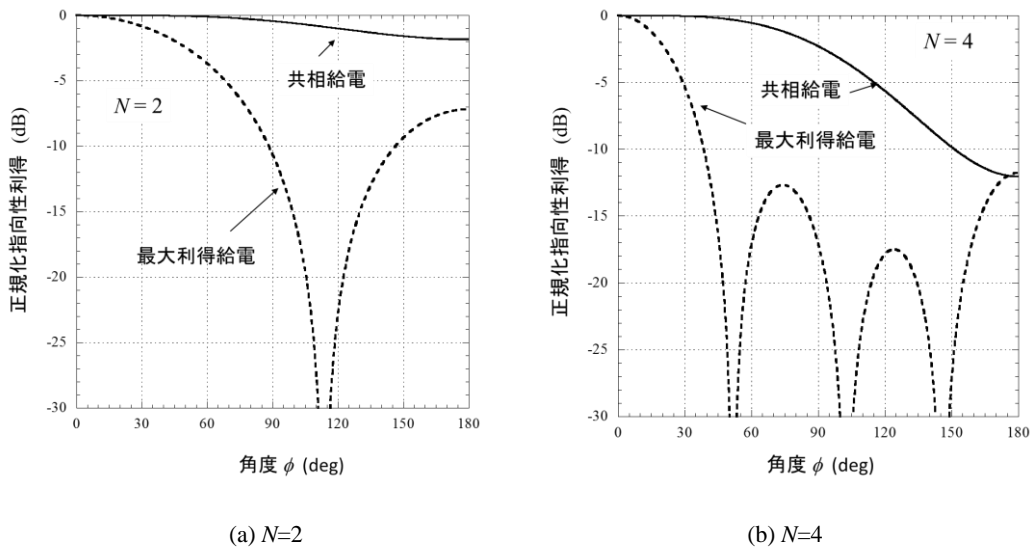


図12.9 半波長ダイポール素子エンドファイアアレー (d/λ=0.2) における共相給電と最大利得給電のアンテナパターン (θ=π/2面、利得 (dB値) はφ=0で正規化)

表12.1の結果から見えてくる性質を直感的に捉えてみたい。図12.6で2素子逆相給電のエンドファイアアレーでは、d=0付近の利得が高い値を維持することを述べ、表12.1のN=2の場合のd/λ=0.1を見ると、最適位相や最大利得に同様の特徴が現れている。ウェイトの比率の傾向をd/λ=0.1について大雑把に見ると、N=2では 1, -1、N=3では 1, -2, 1、N=4では 1, -3, 3, -1になっている。多項式(x-y)^{N-1}の係数に現れるパスカルの3角形である。この意味するところは何だろう。図12.10のようにペアを作って眺めてみると、N=3は、二つのN=2の一方を逆相にしてずらして重ねた形になっている。N=4でもN=3との関係において同様である。N=2での高利得化の仕組みを、

$N=3, N=4$,あるいはそれ以上に対して最大限に生かして組み立てるとこういう形になるのかと納得できるものがあるであろう。

反射板上に一つの半波長ダイポールを非常に近づけておいたアンテナは、 $N=2$ の逆相給電と等価なものとして[2]により実証されているが、2本の半波長ダイポールアンテナを重ねるように密接配置し、ウェイトを1:-3にすれば、 $N=4$ 相当の(反射板だからその2倍の)利得37(=15.7dBi)のアンテナが期待できるが、実際はどうであろうか? 図12.11はそのイメージである。

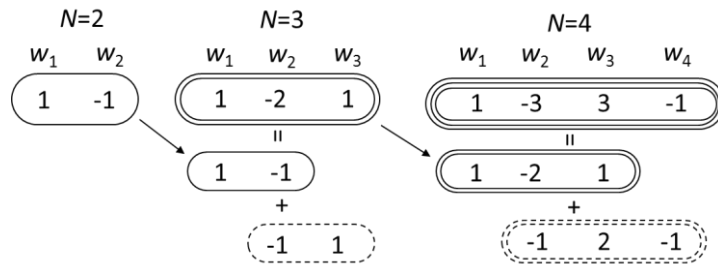


図12.10 表12.1の $d \rightarrow 0$ から見える最適ウェイトの仕組み(近似的な意味での)

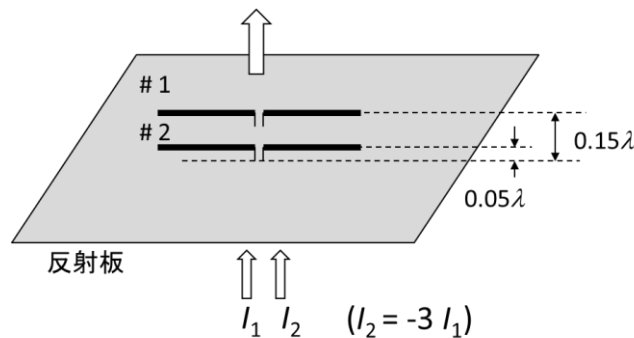


図12.11 スーパーゲインアンテナの一つのイメージ

以上見てきたように、利得最大化の効果は、エンドファイヤアレー構成において、アンテナ間隔が半波長に比べて十分小さいときに大きく現れる。同相給電(エンドファイヤアレーでは共相給電)で得られる利得に対して、かなり大きな利得を実現するアンテナはスーパーゲインアンテナと呼ばれるが、上記の状態はそれに当たると言えるであろう。理論上はそうなのであるが、実際には、アンテナインピーダンスの変化に対する整合問題(=電流供給問題)や、アレーアンテナとしての帯域が狭くなるなどの弱点もある。間隔を狭くするほど困難が出てくると言う意味であり、実用に際しては細心の注意が必要である。

なお、エンドファイヤアレーにおいて、共相給電に対して、少し位相差をつけた方が、より高い利得が得られることが知られている。 N が大きいときの大雑把な付加位相とし、素子の両端で π 差がつくよう均等に割り振るのである。これはハンセン・ウッドヤード条件と呼ばれている。当然ながら、共相給電利得と最大利得の間になるもので、効果の比較は読者にお任せしたい。



ティータイム レクテナアレーに見るインコヒーレント合成

本章で見てきたアレーアンテナは通信やレーダへの応用を目的としている。アレー素子間の位相を制御して合成し、目的の指向性を得ており、このような位相制御合成はコヒーレント合成と呼ばれる。一方、受信電力を利用したい目的では、素子ごとに電力受信を行って、これを合成する方法がある。アレー素子間の位相を気にしなくて良く、インコヒーレント合成になる。無線電力伝送の受信アンテナは電力収集が目的となり、そのためのアンテナはレクテナ (rectenna ; **rectifying antenna**の略) と呼ばれる。これを素子としてアレー構成にしてインコヒーレント合成を行うアレーアンテナがレクテナアレーである。図12.12はこの構成を示している。この場合、図に示すように、アレーアンテナの指向性は素子アンテナの指向性になるので、受信アンテナとしての方向合わせが非常に楽になる。それでも、複雑な回路構成で指向性をシャープなものにするコヒーレント合成と同等の電力受信ができる。それなら、通信にもレクテナ使えばよいのでは、と思うだろう。しかし、レクテナが通信に使われることはない。PSKのような位相変調信号の受信ができないなど、機能面での制約があるのも理由であるが、それ以上に、通信で大事なSN比を稼げないことが大きい。なぜ、稼げないのだろうか？

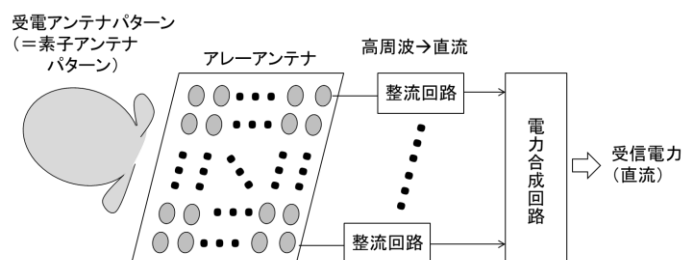


図12.12 レクテナアレー

参考文献

- [1] 長谷部望, 電波工学 (改訂版), コロナ社, 2005.
- [2] A. Thumvichit, T. Takano, and Y. Kamata, "Characteristics verification of half-wave dipole very closed to a conducting plane with excellent impedance matching," *IEEE Trans. Antennas. Propagat.*, vol. 55, no. 1, pp. 53-58, 2007.
- [3] Y. Karasawa, "Maximum gain of array antenna with closely-placed dipole elements," *IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters (AWPL)*, vol. 21, no. 8, pp. 1674-1677, 2022.
- [4] M. T. Ma, *Theory and application of antenna arrays*, John Wiley & Sons, 1974.
- [5] 澤谷邦男 (編), アンテナ工学ハンドブック (第2版), 信学会/オーム社, 2008.

[目次のページへ戻る](#)