

マルチメディア移動通信用広帯域アンテナの研究

代表研究者 山 田 吉 英 防衛大学校電気電子工学科教授
 共同研究者 森 下 久 防衛大学校通信工学科助教授
 共同研究者 藤 本 京 平 (財)国際科学振興財団研究員

1 . 緒言

マルチメディア移動通信の実現を目指して、W-CDMA 方式の導入が図られようとしている。その際には移動通信サービスが、800MHz帯、1500MHz帯、2000MHz帯の3周波数帯で提供されることになる。基地局アンテナを設置するに当たっては、所要スペースが小さいことが必要条件となり、多周波数共用アンテナが必要とされる。

現在の基地局アンテナでは、800MHz帯と1500MHz帯が共用されており、このアンテナ構成に2000MHz帯を追加することにより、3周波数共用アンテナを実現できれば好都合である。この際に大きな問題となるのが、高い周波数領域で発生するグレーティングロブである。グレーティングロブを抑圧するためには、アレーアンテナの素子間隔を不均一とした不等間隔アレーアンテナが有望である。移動通信用アンテナとして利用するためには、指向性合成を行えることが必要条件であるが、不等間隔アレーアンテナでの実現性は明らかになっていない。

本報告ではまず、指向性合成を最小自乗法により実行する方法をとり、目標指向性を実現するための放射素子の励振係数決定式を導出した。次に典型的な指向性について、不等間隔アレーアンテナの指向性合成精度を検討した。最後に、800MHz、1500MHz、2000MHzの3周波数共用の基地局アンテナを設計し、不等間隔アレーアンテナの有効性を示した。

2 . PDC 用基地局アンテナの構造と動作原理

日本の PDC 携帯電話方式に用いられている、2周波数共用基地局アンテナの給電回路構成を図1に示す。誘電体基板に、プリント回路の給電線と放射素子であるプリントダイポールアンテナが生成されている。ダイポールアンテナは2周波数共用の特性を有するものとする。各放射素子の給電振幅と位相は、プリント回路の電力分配器と給電線路長により任意に設定できる。また、M 個の放射素子が1つのグループ(サブアレー)となり、各グループに対しビームチルトパネルから接続ケーブルで給電されている。ビームチルトの方法は、まず各グループ内で波面が θ_o となる位相を与え、さらにビームチルトパネル内でグループ間に波面が θ_p となる位相を与える。すると、ビーム方向が $\theta_t = \theta_p + \theta_o$ となるビームチルトが得られる。

このような給電回路を有するアンテナの放射特性は次式で表される。

$$G(\theta) = g_o(\theta) \sum_{n=1}^{N/M} \sum_{m=1}^M I_{nm} \exp(j\alpha\phi_{nm}) \exp(jk_o \alpha d_{nm} \sin \theta) \exp(-jk_o \alpha d \phi_T) \quad (1)$$

ここに $g_o(\theta)$ は放射素子の指向性であり、ここでは一定としている。 I_{nm} と ϕ_{nm} はサブアレー #n 内における #m 素子の励振振幅と励振位相を表す。この素子の素子番号は $m + (n-1)M$ となる。 α は基準周波数(f_o)に対する周波数比(f/f_o)であり、 k_o は f_o における波数である。

式(1)において、第1項の指数関数における I_{nm} と ϕ_{nm} は、指向性合成により求められた励振係数である。ここで、プリント回路の線路長が周波数に比例して変化するため、励振位相は α 倍されている。電力分配器は広帯域な特性を有するため、励振振幅 I_{nm} の周波数特性は考慮していない。

次に第2項の指数関数において、 I_{nm} は nm 番目の素子の #1素子からの距離であり、各素子間隔が等しく d で与えられるとすると、次式で表される。

$$d_{nm} = d(m-1 + (n-1)M) \quad (2)$$

第3項はビームチルトのための位相(ϕ_T)であり、前記の給電構成を考えると次式となる。

$$\phi_r = (m-1)\sin\theta_0 + (n-1)M\sin\theta_p \quad (3)$$

周波数共用で問題となるグレーティングローブは、式(1)における指数項の第2項における周期性により決まる。即ち、 $k_0 \alpha d \sin\theta = 2\pi$ を満足する様々な θ_G でグレーティングローブが発生することになり、次式で与えられる。

$$k_0 \alpha d (\sin\theta_0 - \sin\theta_G) = 2\pi p \quad (p: \text{整数}) \quad (4)$$

さらに、図1のサブアレー間の位相差 ($\Delta\phi_3$) の周期によっても、小規模なグレーティングローブが発生する。 $\Delta\phi_3$ は次式で表される。

$$\Delta\phi_3 = -k_0 \alpha d M \sin\theta_p \quad (5)$$

この $\Delta\phi_3$ の位相変化は Md の周期で発生することになり、小規模グレーティングローブの角度を θ_{GS} とすると次式で与えられる。

$$\sin\theta_r - \sin\theta_{GS} = p\lambda_0 / (\alpha Md) \quad (p: \text{整数}) \quad (6)$$

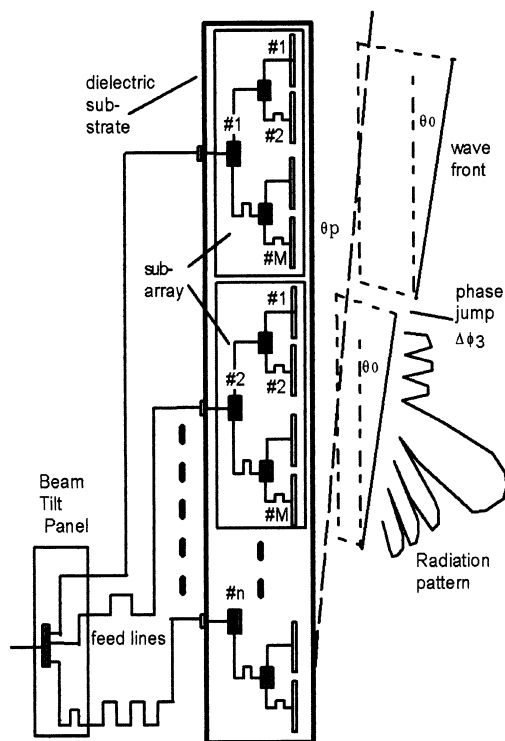


図1 PDC方式用基地局アンテナの給電回路構成

3. アレーアンテナの指向性合成法

3-1 指向性と励振係数の行列表示

図2にはアレーアンテナの構造を示すとともに、指向性のマトリックス表示 ($[F]$ $[A]$) ならびに励振係数のマトリックス表示 ($[V]$) との関係を示している。アンテナ素子は横に一直列に配列されており、放射波は角度 θ 方向に生じるものとする。 $[A]$ は指向性合成しようとする目標の指向性である。 $[F]$ は与えられた励振係数から決まる指向性

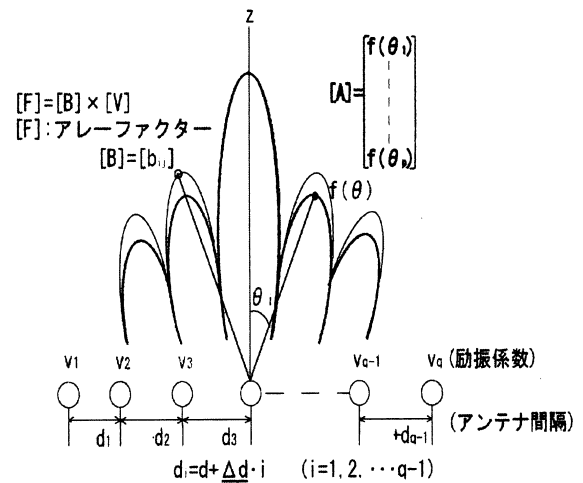


図2 不等間隔アレーアンテナと指向性

図2 不等間隔アレーアンテナと指向性

である。指向性合成は、 $[F]$ を $[A]$ にできるだけ近づけるための $[V]$ を求めることである。

ここで、不等間隔アレーアンテナの素子配置は次の式で与えるものとする。すなわち、素子間隔が或る増分 (Δd) だけ順次増加して行くものである。この構成では、全ての素子間隔(d_i)は異なる値をとることとなる。

$$d_i = d_s + i\Delta d \quad (d_s \text{ は基準素子間隔}) \quad (7)$$

次に、各素子の励振係数を $\ln$ (複素数で振幅、位相を含む) とすると、アレーアンテナの指向性は次式となる。

$$D_a(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} I_n \times e^{jL_n k \sin \theta} \quad (8)$$

ここで、各変数は次式で定義される。

$$k = 2\pi/\lambda, \quad L_n = d_0 + d_1 + d_2 + \dots + d_n, \quad d_0 = 0 \quad (9)$$

式(8)を $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p$ の各放射角度について表示すると次式となる。

$$\begin{aligned} D_a(\theta_1) &= I_0 + I_1 e^{jKL_1 k \cos \theta_1} + \dots + I_{N-1} e^{jL_{N-1} k \cos \theta_1} \\ D_a(\theta_2) &= I_0 + I_1 e^{jKL_1 k \cos \theta_2} + \dots + I_{N-1} e^{jL_{N-1} k \cos \theta_2} \\ &\vdots \\ D_a(\theta_p) &= I_0 + I_1 e^{jKL_1 k \cos \theta_p} + \dots + I_{N-1} e^{jL_{N-1} k \cos \theta_p} \end{aligned} \quad (10)$$

$D_a(\theta_p)$ を列ベクトル $[F]$ 、 I_n を列ベクトル $[V]$ 、放射の指数項 $e^{jL_n k \cos \theta}$ をマトリックス $[B]$ と置けば、式(10)は次のようにマトリクス表示できる。

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ \vdots \\ F_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} & \dots & B_{1q} \\ B_{12} & \dots & B_{2q} \\ \vdots & & \vdots \\ B_{p1} & \dots & B_{pq} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_q \end{bmatrix} \quad (11)$$

ここで $B_{lm} = e^{jL_m k \cos \theta_l}$ である。

3-2 LMS 法による指向性合成法

指向性合成は、目標指向性 $[A]$ に最も近い $[F]$ を実現するための $[V]$ を求めることである。最小 2 乗誤差法 (Least Mean Square Error Method: LMS) では、 $([F] - [A])$ の電力の最小値を求めるという問題にして、最適の $[F]$ を求める方法である。設計に用いる誤差関数 ε は次式で表される。

$$\varepsilon = ([F] - [A])^* ([F] - [A]) \quad (12)$$

* は複素共役と行列の転置を行うことを表す記号である。式(11)を用いることにより次のように未知数が変換され、 $[V]$ を未知数とする最小化問題となる。

$$\varepsilon = ([B][V] - [A])^* ([B][V] - [A]) \quad (13)$$

ここで、LMS 法で良く導入される重み関数 $[T]$ を用いて、 $[F]$ を $[T][F]$ とし、 $[A]$ を $[T][A]$ に変数変換する。すると、式(13)は次のようになる。

$$\varepsilon = ([T][B][V] - [T][A])^* ([T][B][V] - [T][A]) \quad (14)$$

ここで、重み関数は次式の対角行列 $[T]$ で表される。 T_{ii} の値の大小により、設計しようとする放射方向 (θ_i) の設計の重み (T_{ii} が大きいほど設計精度が良い) を指定することができる。

$$[T] = \begin{pmatrix} T_{11} & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & T_{22} & \cdots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & T_{pp} \end{pmatrix} \quad (15)$$

次に、式(14)において ε を最小とする $[V]$ を求める方法を説明する。式(14)には未知数が $[V]$ と $[V]^*$ の形で2箇所に現れており、 $[V]$ に関する2次式となっている。未知数の係数をまとめて括り出し、完全平方形にすると次式が得られる[1]

$$\begin{aligned} \varepsilon = & ([V]^* - ([T][A])^*[T][B]([T][B])^*[T][B])^{-1})([T][B])^*[T][B] \\ & \times ([V] - ([T][B])^*[T][B])^{-1}[T][B]^*[T][A]) \\ & + ([T][A])^*[T][A] - ([T][A])^*[T][B]([T][B])^*[T][B])^{-1}[T][B]^*[T][A] \end{aligned} \quad (16)$$

変数 $[V]$ に関する一次式の積の項と定数項とで表される。この2次形式の最小値は、変数 $[V]$ に関する一次式を零にすることで得られ、定数項がこのときの誤差を表す。

すなわち、 ε を最小とする $[V]$ の値 $[V_0]$ は次式で与えられる。

$$[V_0] = ([B]^*[T']^*[B])^{-1}[B]^*[T']^*[A] \quad (17)$$

ここで、 $[T'] = [T]^*[T]$ である。

このときの設計誤差(ε_r)は次式で表される。この表示式は定数項を設計目標値の電力値 $[A]^*[T']^*[A]$ で規格化したものである。

$$\varepsilon_r = ([T][A])^*[T][A] - ([T][A])^*[T][B]([T][B])^*[T][B])^{-1}[T][B]^*[T][A] / [A]^*[T']^*[A] \quad (18)$$

以上の設計式を用いると、指向性合成時の励振係数を求めることができるとともに、設計時の誤差も評価できる利点がある。また、素子間隔に関して何らの制約が無く、任意のアンテナ配列について指向性合成が可能である。さらに、重み行列の導入により、指向性の設計精度を放射角度毎に指定できるため、希望する角度方向の設計精度の高い指向性合成が行える特長を有する。

4. 指向性合成の性能

不等間隔アレーアンテナにおいて、現在の移動通信方式で用いられているような非対称指向性の指向性合成が可能かどうか、またどの程度の精度で指向性合成が達成できるのか等を明らかにするための基礎検討を行った[2]。式(17)により素子励振係数を求め、この励振係数によるアレーファクターを計算した設計結果と、指向性目標値とを比較するとともに、励振係数の計算値の変化についても検討した。

図3は参考のために求めた、従来からの等間隔アレーアンテナ ($\Delta d = 0.0$, $d = 0.72\lambda_0$) における1000MHzでの設計例である。目標指向性は典型的な基地局アンテナの指向性である。角度の0度方向が基地局の水平方向で、正の角度領域が水平から自局の足下に向かう方向である。負の角度領域は、水平方向から天頂に向かう方向に相当する。自局以外の方向ではサイドローブを非常に小さく抑圧して、他の基地局からの干渉波を抑えるような指向性となっている。目標指向性と設計結果の誤差は、最大値でも3dB以下に収まっており、全角度方向でほぼ目標値を満足したきわめて良好な設計結果が得られている。

図4は不等間隔アレーアンテナにおける指向性合成結果である。式(7)のように不等間隔を設定すると、基準素子間隔(d_s)は次式から求まる。

$$d_s = d - N\Delta d/2 \quad (d \text{ は等間隔アレーアンテナの素子間隔}) \quad (19)$$

図4の場合は $N = 21$ で $d = 0.72\lambda_0$ 、かつ $\Delta d = 0.02\lambda_0$ であるため、 $d_s = 0.51\lambda_0$ となる。従って、最小素子間隔は

$d_1 = 0.53\lambda_0$ で最大素子間隔が $d_{20} = 0.91\lambda_0$ となる。不等間隔アレーアンテナとして、素子間隔はかなり大きく変化していることが分かる。また指向性合成時の重みの設定においては、放射角度が $-40^\circ \sim +40^\circ$ の間では重み行列の値を $T_{ii} = 100$ とし、それ以外の角度においては $T_{jj} = 1$ としている。 T_{ii} を大きくした範囲では、誤差が5dB以下となる良好な指向性合成結果が得られている。等間隔アレーアンテナと比較して、全ての角度範囲で良好な指向性合成を達成することはできないが、角度を限定すれば十分な設計精度を達成できる。指向性合成の観点からは、不等間隔アレーアンテナにおいても、実用に耐え得る精度で設計が行えることが分かった。

次に、指向性合成時に得られる、放射素子の励振係数 ($[V]$) を図5、図6に示す。図5の励振振幅においては、等間隔 ($\Delta d = 0$) では振幅の変動量が最も小さく、かつ中央素子の左右で分布が対称となる変化を示している。不等間隔アレーアンテナでは、 Δd が大きくなるに従い振幅の変動が大きくなる。 $\Delta d = 0.02\lambda_0$ では振幅の変化幅が等間隔時の2倍以上と激しくなることが分かる。図6の励振位相においては、等間隔と不等間隔の場合で大きな差異が現れている。等間隔アンテナでは位相の変動量が最も小さく -20° から $+20^\circ$ の範囲で変化し、中央素子に対して点対称な分布を示している。不等間隔アレーアンテナは、 Δd が大きくなるに従い位相の変動が大きくなる。 $\Delta d = 0.02\lambda_0$ の場合には、19番素子と20番素子の間で位相差が 180° 近くになり、スーパーディレクティブイティの様相を呈している。このような位相変化を有するアンテナでは、指向性の周波数変化が狭帯域となるとともにアンテナ利得も低下するため、実用上好ましくない。不等間隔アレーアンテナ構造を選択する際の1つの重要な留意点である。

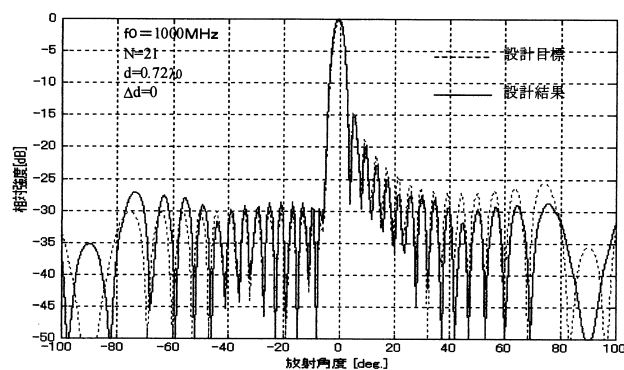


図3 非対称指向性の合成例
(等間隔アレーアンテナ)

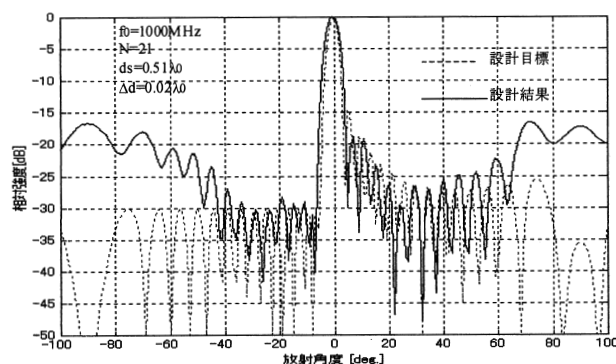


図4 非対称指向性の合成例
(不等間隔アレーアンテナ)

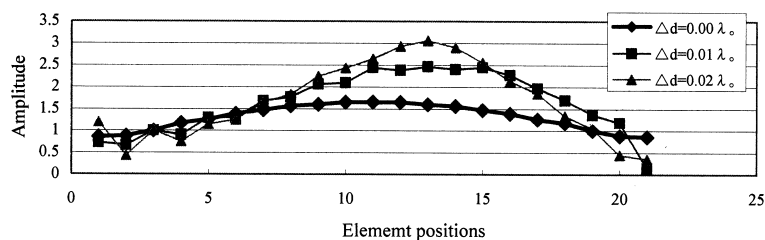


図5 放射素子の励振振幅

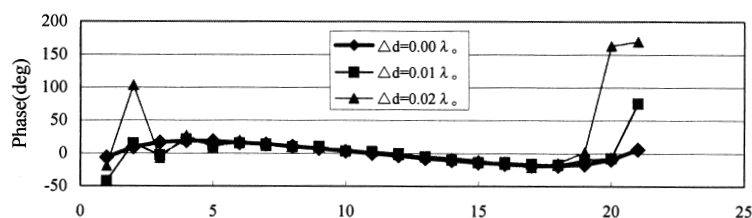


図6 放射素子の励振位相

5.3 周波数共用基地局アンテナの設計

前章において不等間隔アレーアンテナの指向性合成法と性能が明らかになった。ここでは、図1の基地局アンテナ構造を、800MHz帯、1500MHz帯、2000MHz帯の3周波数帯で共用する際の指向性を数値検討した。

図1のように励振位相をプリント回路の線路長で決める方法では、励振位相が周波数に比例して変化する。アンテナを使用する周波数範囲の内、どの周波数で指向性合成を行えば良いかが問題となる。設計周波数を変化させた場合について、800MHzから2000MHzにおけるサイドロープレベルの劣化の様子を検討した結果、設計周波数を1000MHzとするとサイドロープレベルの劣化が最も小さくなることが分かった[3]。従って、3周波数共用アンテナの設計データとして、図3から図6の結果を用いることができる。

具体的な諸元の決定は、以下のように行う。高い周波数で発生するグレーティングローブを抑圧するためには不等間隔アレーアンテナ構造を採用することとした。この際に、使用する励振係数を決める必要があるが、図6の励振位相を考慮すると $\Delta d = 0$ の値を採用することとした。励振振幅についても、図5の励振振幅において $\Delta d = 0$ の値を採用することとした。

図1の構造において、各放射素子の励振係数を先に述べた値とし、さらにサブアレーの位相を $\theta_0 = 6^\circ$ を満足するように与え、かつビームチルトパネルの位相を $\theta_p = 4^\circ$ を満足するように与えた。サブアレーの数は $M = 3$ とした。不等間隔アレーを規定する素子間隔の増分として、 $\Delta d = 0.03\lambda_0$ のとした。この場合の素子間隔は、式(19)に $\Delta d = 1.0\lambda_0$ を代入して $ds = 0.4\lambda_0$ となる。従って、最小素子間隔は $d_1 = 0.43\lambda_0$ となり、最大素子間隔は $d_{20} = 1.0\lambda_0$ となる。ここに、 λ_0 は1000MHzでの波長である。図7から図9に放射特性の計算結果を示す。各図には参考のため等間隔アレー ($\Delta d = 0$) の特性も併せて表示している[4],[5]

図7には800MHzでの結果を示す。ビームチルト角は、 $\theta_t = \theta_0 + \theta_p = 10^\circ$ となり、図では $+10^\circ$ 方向として現れている。素子間隔については、800MHzでは最小素子間隔は $d_1 = 0.34\lambda_1$ となり、最大素子間隔は $d_{20} = 0.8\lambda_1$ となる。ここに、 λ_1 は800MHzでの波長である。どの素子間隔も1波長を越えることがなく、素子間隔に起因したグレーティングローブは現れていない。しかし、等間隔アレーの場合にはビームチルトパネルでの位相ギャップにより、式(6)で決まる小規模のグレーティングローブが認められる。式(6)において、 $\theta_t = 10^\circ$ 、 $M = 3$ 、 $\alpha = 0.8$ 、 $d = 0.72\lambda_0$ 、 $p = 1$ を代入すると、 $\theta_{GS} = -24^\circ$ の値が求まり、図の -20° 近傍のローブと良い対応が見られる。また、このローブは不等間隔アレーの導入により、4dB程度抑圧されることが分かる。

図8には1500MHzでの結果を示す。ビームチルト角は、 $\theta_t = \theta_0 + \theta_p = 10^\circ$ となり、図では $+10^\circ$ 方向として現れている。素子間隔については、1500MHzでは最小素子間隔は $d_1 = 0.65\lambda_2$ となり、最大素子間隔は $d_{20} = 1.5\lambda_2$ となる。ここに、 λ_2 は1500MHzでの波長である。約半数以上の素子において、素子間隔が1波長を越えているようで、素子間隔に起因したグレーティングローブが認められる。式(4)において、 $\theta_t = 10^\circ$ 、 $\alpha = 1.5$ 、 $d = 0.72\lambda_0$ 、 $p = 1$ を代入すると、 $\theta_G = -48.8^\circ$ の値が求まり、図の -50° 近傍のローブと良い対応が見られる。このローブは不等間隔アレーの導入により、10dB程度抑圧されることが分かる。また、式(6)で決まるグレーティングローブについては、 $\theta_t = 10^\circ$ 、 $M = 3$ 、 $\alpha = 1.5$ 、 $d = 0.72\lambda_0$ 、 $p = 1$ を代入すると、 $\theta_{GS} = -7.7^\circ$ の値が求まり、図の -10° 近傍のローブと良い対応が見られる。このローブは不等間隔アレーの導入により、4dB程度抑圧されることが分かる。

図9には2000MHzでの結果を示す。ビームチルト角は、 $\theta_t = \theta_0 + \theta_p = 10^\circ$ となり、図では $+10^\circ$ 方向として現れている。素子間隔については、2000MHzでは最小素子間隔は $d_1 = 0.86\lambda_3$ となり、最大素子間隔は $d_{20} = 2.0\lambda_3$ となる。ここに、 λ_3 は2000MHzでの波長である。大半の素子において、素子間隔が1波長を越えているようで、素子間隔に起因したグレーティングローブが認められる。式(4)において、 $\theta_t = 10^\circ$ 、 $\alpha = 2.0$ 、 $d = 0.72\lambda_0$ 、 $p = 1$ を代入すると、 $\theta_G = -31.4^\circ$ の値が求まり、図の -30° 近傍のローブと良い対応が見られる。このローブは不等間隔アレーの導入により、10dB程度抑圧されることが分かる。また、式(6)で決まるグレーティングローブについては、 $\theta_t = 10^\circ$ 、 $M = 3$ 、 $\alpha = 2.0$ 、 $d = 0.72\lambda_0$ 、 $p = 1$ を代入すると、 $\theta_{GS} = -3.3^\circ$ の値が求まり、図の -5° 近傍のローブと良い対応が見られる。このローブは不等間隔アレーの導入により、4dB程度抑圧されることが分かる。

以上をまとめると、不等間隔アレーアンテナの導入により、800MHz帯、1500MHz帯、2000MHz帯の3周波数帯を共用でき、グレーティングローブを10dB程度抑圧できる指向性を確認できた。

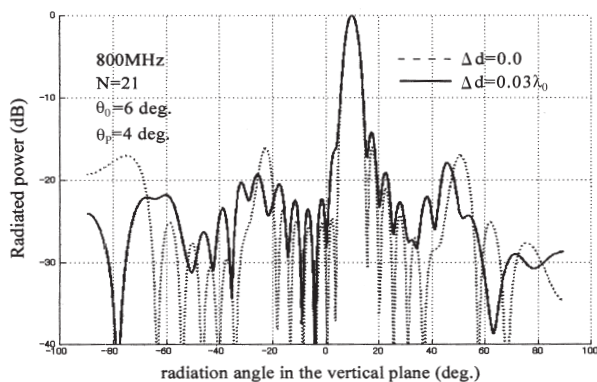


図7 3周波数共用アンテナの放射特性
(800MHz)

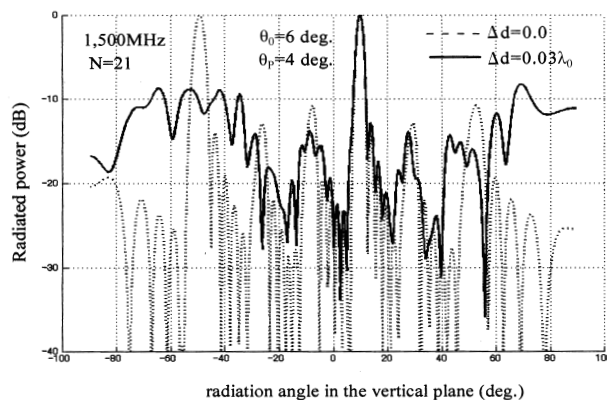


図8 3周波数共用アンテナの放射特性
(1500MHz)

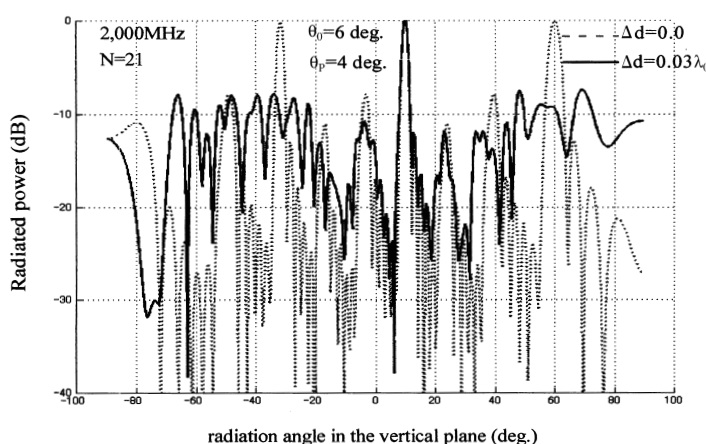


図9 3周波数共用アンテナの放射特性 (2000MHz)

6. 結言

本報告では指向性合成を最小2乗法で達成する方法をとり、設計式を導出した。基地局アンテナとして必要とされる非対称な指向性について、実際に指向性合成を行った。従来から用いられている等間隔アレーアンテナ構造においては、ほぼ完全に目標指向性を達成できる合成結果が得られたが、不等間隔アレーアンテナ構造にすると、目標指向性との一貫性が劣化した。このため、特定の角度方向に重点を置いて指向性合成を行うことにより、注目した角度範囲での指向性合成精度を向上させることができた。本設計法を応用して、不等間隔アレーアンテナ構造について、800MHz、1500MHz、2000MHzの3周波数共用の基地局アンテナを設計した。その結果、1500MHz帯と2000MHz帯で発生するグレーティングローブを約10dB抑圧できる指向性を得ることができた。

参考文献

- [1] S. Takubo, Y. Tajima and Y. Yamada "Radiation Pattern Synthesis of an Unequally Spaced Array Antenna", IEEE Antennas and Propag. International Sympo. '00, pp.1210-1213, July 2000
- [2] S. Takubo and Y. Yamada "Low Sidelobe and Asymmetrical Pattern Synthesis of an Unequally Spaced Array Antenna", IEICE International Sympo. on Antennas and Propag. 2000, pp.1195-1198, August 2000
- [3] Y. Yamada et al, "A Multi-Frequency Base Station Antenna for Complex Cell Configurations", IEEE VTC 99-Fall, pp.1336-1340, September 1999
- [4] Y. Yamada and Y. Ebine, "Suppression of Grating Lobes of Base Station Antennas by Employing an Unequally Spaced Array Antenna", The 4th International Conference on Multi-Dimensional Mobile Communications (MDMC 01), pp.227-231, June 2001

[5] Y. Yamada, S. Takubo and Y. Ebine, 、 “An Unequally Spaced Array Antenna for Mobile Base Stations”, IEEE Antennas and Propag. International Sympo. PP. 432-435, July 2000

< 発 表 資 料 >

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
図解・わかる移動通信技術入門	総合電子出版社	2000年 6 月
Development of a Frequency-Invariant Array Antenna of Low Sidelobe Characteristics	IEEE Antennas and Propagation International Symposium '00	2000年 7 月
Radiation Pattern Synthesis of an Unequally Spaced Array Antenna	同上	2000年 7 月
Low Sidelobe and Asymmetric pattern Synthesis of an Unequally Spaced Array Antenna	IEICE International Symposium of Antennas and Propagation 2000	2000年 8 月
Mobile Antenna Systems Handbook, Second Edition	Artech House Publishers	2001年 2 月
移動通信小特集：アンテナ技術	日本シミュレーション学会誌	2001年 3 月