

平面マルチビームアレーアンテナのダイバーシチ受信への応用

眞野 修二^{†*} 木全 昌幸[†] 稲垣 直樹[†] 菊間 信良[†]

Application of Planar Multibeam Array Antennas to Diversity Reception

Shuji MANO^{†*}, Masayuki KIMATA[†], Naoki INAGAKI[†], and Nobuyoshi KIKUMA[†]

あらまし 平面マルチビームアレーアンテナ (MBAA) の各ビームによりダイバーシチブランチを構成する方式を提案し、そのダイバーシチ受信の特性を評価している。本方式は、指向性ダイバーシチの一種であり、MBAA のビーム形成回路が無損失ならば各ビームが直交するため、相関係数が零に近いブランチ構成が期待できる。ハードウェア化が容易な 3 素子の平面 MBAA について、レイリー分布環境を想定した計算機シミュレーションおよび試作アンテナによる室内ダイバーシチ受信測定を行い、本方式の有効性と、レイリー分布環境での計算結果と実測結果の良い一致を確認した。計算機シミュレーションによる累積分布の 1% 値におけるダイバーシチ利得は 2, 3, 4 ブランチ合成で約 10, 13, 14.5 dB となり、以下ブランチ数を 1 だけ増加するのに伴い 1 dB 弱の改善が予測される。

キーワード 平面 MBAA, 指向性ダイバーシチ, 相関係数, ダイバーシチ利得

1. まえがき

移動体通信において、多重伝搬路を経由する受信波が受けるフェージングの抑制技術としてダイバーシチ受信がある。これは互いに相関の低い複数の受信系統により受信波を同時に受信し、それらを選択切換え若しくは合成するものであり、その性能の優劣は各ブランチの相関をいかに低くできるかにかかっている。これまでさまざまなブランチ構成法が考案されており、そのうちの一つに指向性ダイバーシチがある [1]。

マルチビームアレーアンテナ (MBAA: multibeam array antennas) は一つのアレーアンテナ開口面より同時に複数のビームを放射するもので、アレーアンテナとビーム形成回路 (BFN: beam forming network) により構成される。リニアアレー用の無損失 BFN である Butler Matrix 回路 [2] や改良型 Blass 回路 [3] を用いて平面 MBAA を構成する場合、給電方法に工夫が必要であるが、平面アレーのアレー形状が Shelton の被覆条件を満足するものであれば、多くの場合、これらリニアアレー用 BFN を用い給電が可能である [4]。MBAA から放射される各ビームのアレーファクタは

互いに直交しており、各ビーム間は原理的に無相関である [5]。この MBAA から放射される各ビームによりブランチを構成する方法は理想的なブランチ構成法になり得るものと考えられる。

本論文は、このような平面 MBAA を用いてダイバーシチブランチを構成する方式 (以下、マルチビーム方式と呼ぶ) を提案するものである。MBAA の BFN の無損失性とアレーファクタの直交性の関係を 2. に整理して示し、3. にはマルチビーム方式ダイバーシチ受信の原理を説明する。4. ではハードウェア化の容易さの点から、平面アレーの中で最も素子数が少なく、かつ Shelton の被覆条件を満足しリアレンジ給電が可能な 3 素子正三角形平面 MBAA を取り上げ、ダイバーシチ効果について計算と測定の両面から検討を行う。5. では素子数が 8 までの種々の平面 MBAA に対して計算機シミュレーションによるダイバーシチ効果の予測を行う [6], [7]。

2. 平面 MBAA の構成

Butler Matrix 回路や改良型 Blass 回路等のリニアアレー用無損失 BFN を平面 MBAA 用 BFN として用いる方法としては、複数のリニアアレー用 BFN を 2 段に組み合わせて給電するクロスカスケード給電と 1 個のリニアアレー用 BFN のアンテナポートを 2 次元的に配置し直すリアレンジ給電がある [8]。移動局用ア

[†]名古屋工業大学工学部電気情報工学科, 名古屋市 Faculty of Engineering, Nagoya Institute of Technology, Nagoya-shi, 466 Japan

* 現在, NTT 移動通信網株式会社

ンテナとして MBAA を応用するには、BFN を含めたアンテナ系全体をロープロファイルに構成する必要があるが、そのためにはリアレンジ給電を用いるのが有利である。リアレンジ給電は Shelton がその可能性を経験的に見出したもので、これが可能であるためには Shelton が “covering condition” と呼んだ条件 (被覆条件) を平面アレー形状が満足する必要がある [4]。最近、稲垣は Shelton の結果に数学的基礎を与えたいという動機から、2 次元離散フーリエ変換を 1 次元離散フーリエ変換に変換するための理論的研究を行い、同時標準化と離散等価の概念を導入してこれが可能であるための条件を整理し、また応用が便利になるように定理と公式を整備して示した [9]。MBAA 用 BFN の機能はビームポートとアンテナポートの間の離散フーリエ変換であるので、平面マルチビームアレーアンテナのリアレンジ給電にこの理論が適用できるが、本論文の主題から離れるので詳細は別稿に譲る。

Butler Matrix 回路と改良型 Blass 回路をアンテナ系のロープロファイル化の観点から比較すると、回路の構成に必要な方向性結合器の数が少なくすむ Butler Matrix 回路が有利であるが、Butler Matrix 回路は入出力ポート数が 2 のべき乗に限られるため、任意の入出力ポート数をもつ BFN については改良型 Blass 回路で構成することになる。

回路が無損失であるとき、BFN の散乱行列 S はユニタリー行列となる。すなわち、

$$S^\dagger S = I \tag{1}$$

ここに、 \dagger はエルミート共役、 I は単位行列を表す。式 (1) は任意の 2 個のビームポート入力に対する、アンテナポートの出力が互いに直交することを示しており、これはまた MBAA の各ビームのアレーファクタが直交することに等価である [5]。但し、ビームの直交性には注意を要する。平面 MBAA の m 番ビームのアレーファクタは、入力を a_m 、素子位置ベクトルを t_n として次式で表される。

$$A_m(\mathbf{f}) = a_m \sum_{n=0}^{N-1} S_{nm} \exp(j2\pi\mathbf{f} \cdot \mathbf{t}_n) \tag{2}$$

ここに、 \mathbf{f} は球座標系 (r, θ, ϕ) の r 方向の単位ベクトルの xy 平面への射影ベクトルを表し、 S_{nm} は無損失 BFN の散乱行列の各要素であり次式で与えられる。

$$S_{nm} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp \left[-j \left(\theta_n + \theta_m + \frac{2\pi nm}{N} \right) \right] \tag{3}$$

θ_n, θ_m はそれぞれ各アンテナポート、ビームポートに任意につけられる位相量である。アレーファクタの内積はアレーファクタの 1 周期 P_f 上の面積分と定義され、次のように計算される。

$$\int_{P_f} A_m^*(\mathbf{f}) A_{m'}(\mathbf{f}) |d\mathbf{f}| = S_f |a_m|^2 \delta_{mm'} \tag{4}$$

ここに、 S_f は P_f の面積、 $\delta_{mm'}$ はクロネッカーのデルタである。式 (4) のアレーファクタの直交性を示す式において内積の積分範囲である P_f は可視域 $|\mathbf{f}| < 1$ と一致しない。また、アレーの素子アンテナがもつ素子指向性を考慮していない。これらの原因により、MBAA のビーム間の直交性は完全ではない。実際のダイバーシチ受信用アンテナとしての評価においてビーム間の相関を求める際、指向性はアレーファクタと素子指向性の積とし、指向性関数の内積は可視域上の積分で計算しなければならない。

3. MBAA によるダイバーシチ受信の原理

マルチビーム方式によるダイバーシチ受信の概念図を図 1 示す。MBAA の各ビームはそれぞれ BFN の各ビームポートに対応しており、各ビームポートから得られる複数の受信波を選択切換え若しくは合成することによりダイバーシチ受信を行う。マルチビーム方式によるダイバーシチ受信の利点は次の二つにまとめられる。

- (1) 各ブランチ間の相関が非常に低いことが期待できるので、理想に近いダイバーシチブランチを構成することができる。
- (2) 従来複数の指向性アンテナを必要とする指向性ダイバーシチをアレーアンテナ 1 個で実現できる。通常の指向性ダイバーシチではブランチ数だけの指向

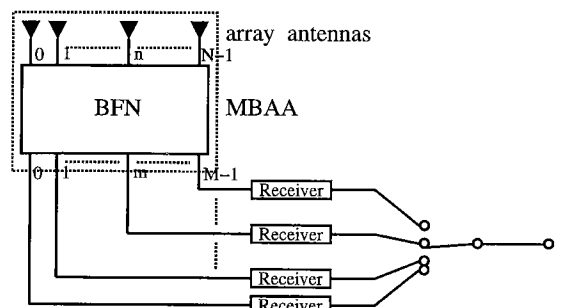


図 1 MBAA を使ったダイバーシチ受信の概念
Fig.1 Concept of diversity reception using MBAA.

性アンテナを必要とする。しかも、ブランチ数を増やすに従い指向性を鋭くする必要があるので、指向性アンテナ自体も大きくなる。マルチビーム方式では1個の指向性アンテナの大きさの規模で素子数に等しい数のブランチが得られる。

素子指向性等の要因を無視し、MBAAの各ビームが完全に直交すると仮定すると、ダイバーシチ利得の理論式は容易に求まる。選択合成ダイバーシチにおいて各ブランチが全く独立で相関がない場合、CNR γ の累積分布関数 $P_r[\gamma \leq x]$ は単一ブランチの平均CNRを Γ 、ブランチ数を M として次式で表される [10]。

$$P_r[\gamma \leq x] = \left[1 - \exp\left(-\frac{x}{\Gamma}\right) \right]^M \quad (5)$$

式(5)より各ブランチに相関がない場合の k [%] 値のダイバーシチ利得 DG [dB] は次式で求められる。

$$DG[\text{dB}] = 10 \log \frac{\ln [1 - (k/100)^{1/M}]}{\ln [1 - (k/100)]} \quad (6)$$

式(5)と式(6)は、各ブランチ間に相関がある実際の場合と比較するための基準として有用である。後に5.で計算に用いている。

4. 3素子平面MBAAのダイバーシチ効果

最も素子数の少ない平面アレーは3素子平面アレーである。リニアアレー用BFNを用いて3素子平面アレーにリアレンジ給電することにより3素子平面MBAAを構成すれば、ハードウェア化も比較的容易である。3素子平面MBAAについて計算機シミュレーションによるダイバーシチ利得の予測を行い、更に実際に試作アンテナを用いてダイバーシチ受信測定を行った。

4.1 アンテナ相関係数

3素子正三角形アレーの形状は図2に示すようにSheltonの被覆条件を満足し、これと等価な1次元配列が存在する。図中の番号は等価変換理論[9]により決定された素子番号であり、この番号のとおりBFNの各アンテナポートに接続すればリアレンジ給電ができる。

3素子平面MBAAの m 番ビームのアレーファクタは入力を1とすれば次式で与えられる。

$$A_m(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^2 S_{nm} \exp [j(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi)] \quad (7)$$

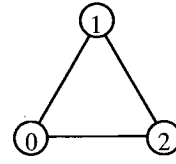


図2 3素子平面アレー
Fig.2 3-element planar array.

S_{nm} は式(3)において $N = 3$ としたものであり、 x_n, y_n は n 番素子位置の x 座標と y 座標である。素子アンテナの指向性を球座標系の角座標の関数 $D(\theta, \phi)$ とすれば m 番ビームの指向性は次式で求められる。

$$E_m(\theta, \phi) = D(\theta, \phi) A_m(\theta, \phi) \quad (8)$$

本論文では、素子アンテナにマイクロストリップアンテナを用いる場合を考え、計算を簡単にするために次式のJohn Huangの無限地板の場合に対する近似式を用いた [11]。

$$D(\theta, \phi) = \frac{\sin(A \sin \theta)}{A \sin \theta} \quad (A : \text{const}) \quad (9)$$

但し、 $A = 2.3$ として近似素子指向性とした。

アンテナ間の相関係数は、各アンテナの指向性を $G_1(\theta, \phi), G_2(\theta, \phi)$ として次式で与えられる [12], [13]。

$$\left. \begin{aligned} \rho &= \frac{|g_{12}(\theta, \phi)|^2}{|g_{11}(\theta, \phi)| \cdot |g_{22}(\theta, \phi)|} \\ g_{ij}(\theta, \phi) &= \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} G_i^*(\theta, \phi) G_j(\theta, \phi) d\Omega \\ d\Omega &= \sin \theta d\theta d\phi \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

式(10)より、3素子平面MBAAの各ビーム間の相関係数を計算した結果を図3に示す。ここで式(10)は可視領域上の積分であり、 $\rho_{mm'}$ は m 番ビームと m' 番ビームの相関係数である。 θ_n として1番ポートと2番ポートに対してそれぞれ $\pi/3$ とし、 $\theta_m = 0$ とした(式(3)参照)。 θ_n をこのようにすることによって3個のビーム位置は全体にシフトし、3ビーム位置が形成する正三角形の中心は天頂からずれる。このため ρ_{02} だけが ρ_{01} および ρ_{12} と異なる。なお、この場合に対するビーム指向性は後に図7に示す。この結果から、素子間隔 0.6λ 以上では各ビーム間の相関はほぼ零とみなせるレベルであることがわかる。

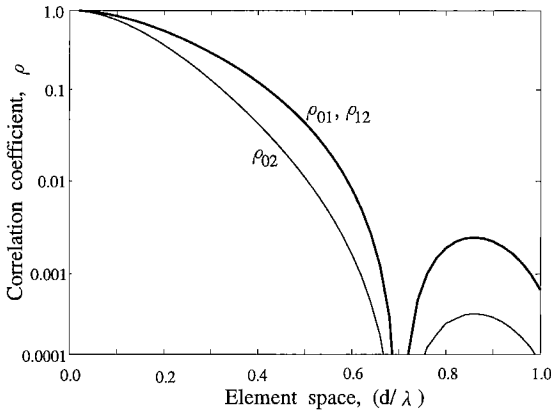


図3 ビーム間の相関係数
Fig.3 Correlation coefficients between beams.

4.2 計算機シミュレーションと室内ダイバーシチ測定

到来波数が十分多く直接波成分のない理想的なレイリー分布環境を想定し、3素子平面MBAAのダイバーシチ利得を計算機シミュレーションにより予測する。計算を簡単にするため、送信側は単一周波数と仮定し、素子間隔は 0.6λ とした。

シミュレーション条件は次のとおりである。

- (1) 到来波の到来方向は、 $0 \leq \phi \leq 2\pi$, $0 \leq \theta \leq \pi/2$ の範囲に一様に分布する。
- (2) 到来波数はレイリー分布環境になるよう十分多くとる。
- (3) 到来波の実部および虚部は平均0、分散1の正規分布をする。各到来波の実部および虚部は平均0、分散1の正規乱数により生成する。
- (4) 試行回数は20,000回とする。

合成法は選択切換え法を想定し、3ブランチのうち常に最大のもののみを選択してダイバーシチ合成データとした。

実際に試作した3素子平面MBAAのアンテナ形状を図4に示す。アレー形状は計算機シミュレーションで想定したものと同一である。素子アンテナは円形マイクロストリップアンテナとし、2点の開口から結合させ円偏波特性を得ている[14],[15]。BFNは基板の裏面に形成され、3素子平面アレーにリアレンジ給電する。BFNとしては図5の回路図に示した3x3改良型Blass回路を用いた。3x3改良型Blass回路は本来結合度が3dBと4.8dBの2種類のcouplerで構成されるが、4.8dB couplerは二つの3dB couplerから構

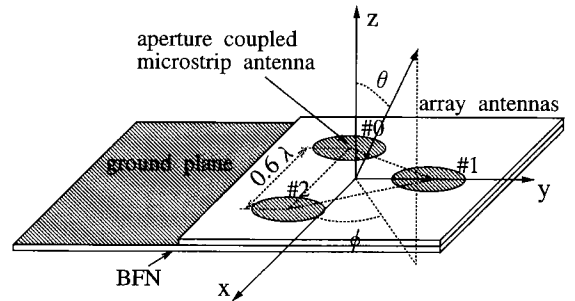


図4 3素子平面MBAA
Fig.4 3-element planar MBAA.

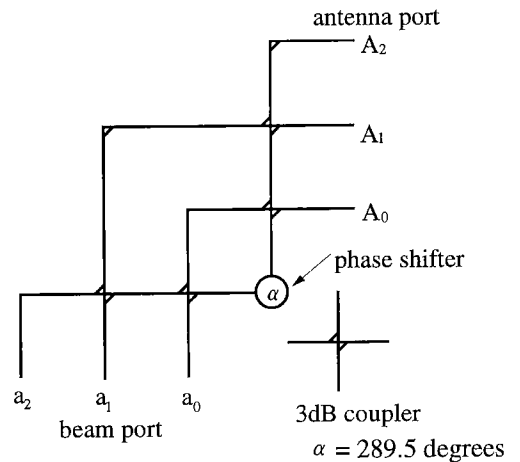
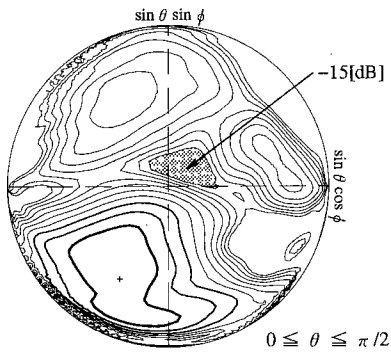


図5 3x3改良型Blass回路
Fig.5 3x3 improved Blass network.

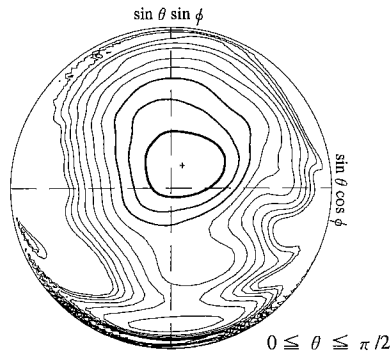
成している。設計中心周波数2.5GHzとしている。

試作アンテナの測定指向性および理論指向性を図6、図7に示す。測定指向性から試作アンテナの各ビーム間の相関係数を求めると微小な値となり、正確な数値は得られないが、0.1以内に収まっていることが確認できた。

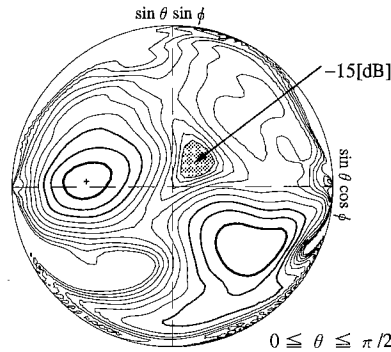
この試作アンテナを受信アンテナとし、室内において約1.8mの直線範囲を低速で移動させながらBFNの三つのビームポートから得られる受信データをマルチプレクサを用い、同時にサンプリングすることにより測定した。室内には図8に示すように多数の反射板、散乱体および遮へい物を配置し、送受信アンテナの高さはそれぞれ床から240cmおよび80cmとした。環境設定は比較のため、ある程度見通しのある環境と直接的な視界がなく、レイリー分布に近い環境について行った。



beam0 (等高線間隔 1.5[dB])



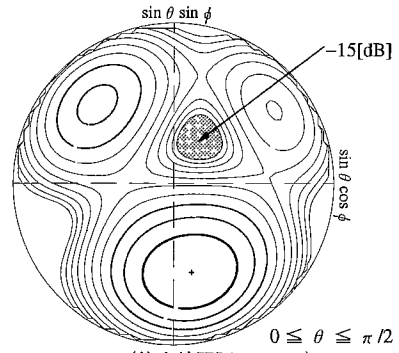
beam1 (等高線間隔 1.5[dB])



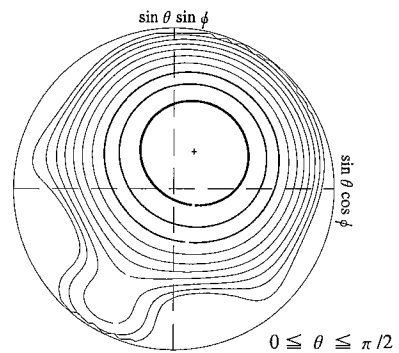
beam2 (等高線間隔 1.5[dB])

図6 指向性特性 (測定)

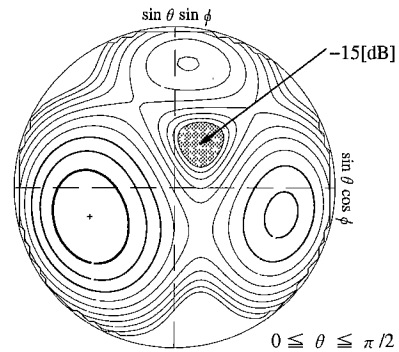
Fig.6 Radiation patterns (measurement).



beam0 (等高線間隔 1.5[dB])



beam1 (等高線間隔 1.5[dB])



beam2 (等高線間隔 1.5[dB])

図7 指向性特性 (理論)

Fig.7 Radiation patterns (theory).

[環境 1] 反射板のみ

[環境 2] 遮へい物+散乱体+反射板

送信アンテナには、室内全域に電波が送信されるよう頂角が 270° の優角コーナリフレクタアンテナを用いた。試作アンテナは 3 ビーム放射するので、ブランチ数 3 の指向性ダイバーシチとなる。選択切換え法を想定し、得られた測定データを計算機上で合成処理することによりダイバーシチ受信データとした。

測定データを計算機で処理して累積分布図にしたものがそれぞれ図 9 および図 10 である。図中の単一ビーム受信は [環境 1], [環境 2] とともに一例として 1 番ビームで受信したものを選んである。[環境 1] は直接波成分を含んでおり、仲上・ライス分布に近い。[環境 2] は遮へい物により直接の視界がなくレイリー分布によく一致している。フェージングの大きさおよび 1% 値のダイバーシチ利得を求めたものが表 1, 表 2 であ

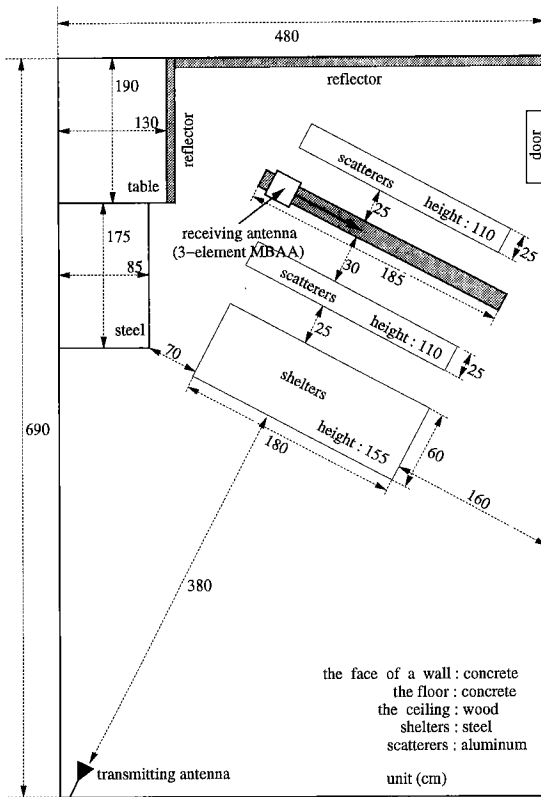


図 8 室内測定環境

Fig. 8 Indoor environment for measurement.

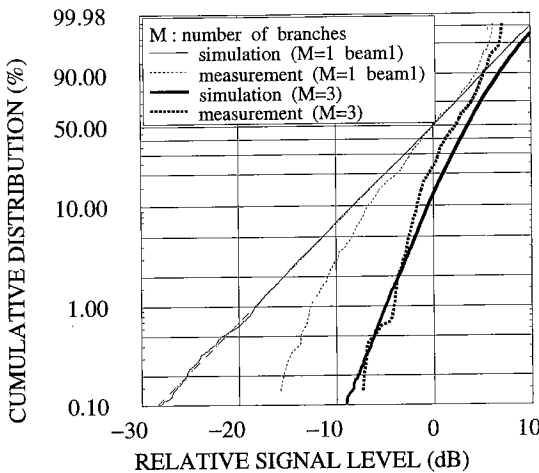


図 9 受信電力累積分布のシミュレーション結果と測定結果 (3 素子平面 MBAA, 環境 1)

Fig. 9 Simulation and measurement results for the cumulative distribution of received power (3-element planar array, environment 1).

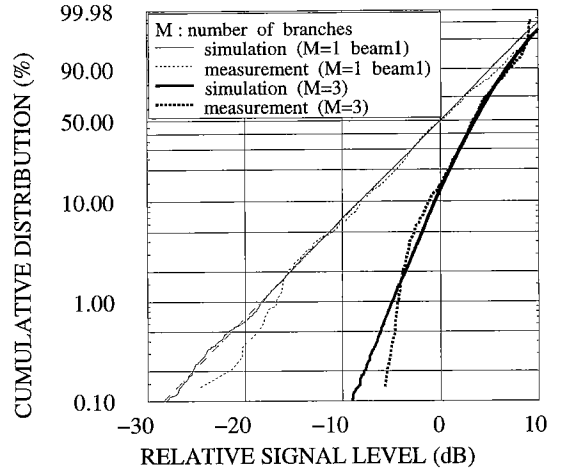


図 10 受信電力累積分布のシミュレーション結果と測定結果 (3 素子平面 MBAA, 環境 2)

Fig. 10 Simulation and measurement results for the cumulative distribution of received power (3-element planar array, environment 2).

表 1 室内測定諸データ [環境 1]

Table 1 Indoor measured data [environment 1].

ビーム番号	0	1	2
fading width [dB]	19.3	18.5	18.8
fading rise [dB]	5.7	5.8	4.3
fading depth [dB]	13.5	12.7	14.5
diversity gain of 1% value [dB]	8.4	8.7	12.6

表 2 室内測定諸データ [環境 2]

Table 2 Indoor measured data [environment 2].

ビーム番号	0	1	2
fading width [dB]	26.3	25.7	29.8
fading rise [dB]	8.1	9.0	8.3
fading depth [dB]	18.3	16.8	21.4
diversity gain of 1% value [dB]	13.5	12.5	17.4

る。直接波成分の存在する [環境 1] に比べレイリー分布に近い [環境 2] の方が大きなダイバーシチ利得が得られている。レイリー分布環境での 1% 値のダイバーシチ利得は計算機シミュレーションより 13 dB 強と予想されたが、測定でも [環境 2] の 0 番と 1 番ビームの受信データを基準とした場合、13 dB 前後得られておりシミュレーションによる予想を裏付ける結果となっている。

5. 多素子化の理論的検討

実際にハードウェア化は行わなかったが、素子数の異なる 2~8 素子アレーの MBAA について同様の計算機シミュレーションを行い、素子数 (ブランチ数) と

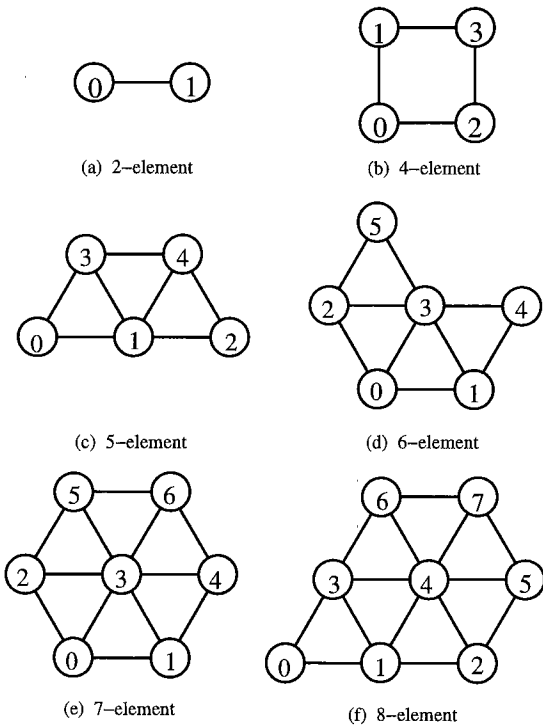


図 11 アレー形状
Fig. 11 Array configuration.

得られるダイバーシチ利得の間の関係を調べた。対象としたアレーを図 11 に示す。

各アレーはいずれもリアレンジ給電ができる形状であり、各素子に付けた番号は接続されるリニアアレー用 BFN のアンテナポート番号である。

シミュレーション結果の累積分布を図 12 の実線に示す。ここでシミュレーションの条件は、4.2 の条件と同じであり、ブランチ数 $M = 3$ も 4.2 で求めたものと同じである。各ブランチが完全に独立であるとした場合の累積分布を比較のため図中の破線に示し、破線の数値は、式 (5) を用いた。シミュレーション結果は素子指向性を考慮している分だけ各ブランチの独立性が崩れ、わずかにダイバーシチ効果が劣化していることがわかる。

数値的にダイバーシチ効果を比較するために、この結果から計算したダイバーシチ利得 (1% 値) を図 13 に示す。実線はシミュレーション結果を、破線は比較のため各ブランチ間に全く相関がないとして公式 (6) から求めたものをそれぞれ示す。2 ブランチ合成で既に約 10 dB のダイバーシチ利得があり、3 ブランチ合

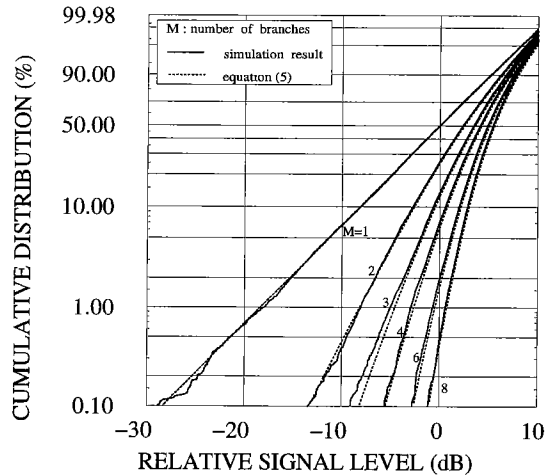


図 12 受信電力累積分布のシミュレーション結果
Fig. 12 Simulation result for the cumulative distribution of received power.

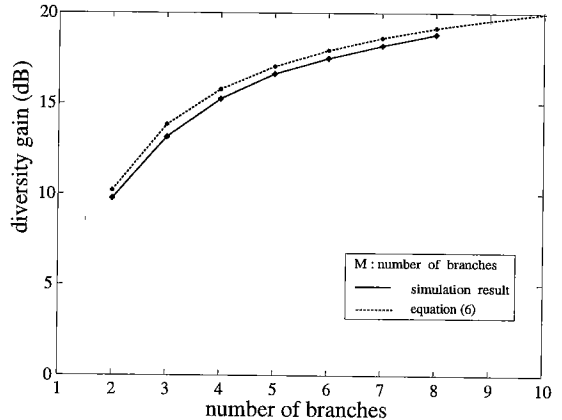


図 13 MBAA のダイバーシチ利得 (1% 値)
Fig. 13 Diversity gain of MBAA (1% value).

成では約 13 dB である。ブランチ数を 2 から 3 へ一つ増やしたことに對するダイバーシチ利得の改善幅は約 3 dB となる。更に 3 から 4 へは約 1.5 dB、それ以上は 1 dB 以下の改善幅となる。ダイバーシチ利得で見ても各ブランチ間が全く独立である場合に比べて若干の劣化が見られるものの、公式 (6) に対するダイバーシチ利得の劣化量はおおむね 1 dB 以下に収まっていることがわかる。通常のダイバーシチ受信では各ブランチ間にいくらか相関があるのが普通で、その分ダイバーシチ効果の劣化があるが、MBAA の劣化量は非常に低いと言える。

6. むすび

平面 MBAA によりダイバーシチブランチを構成するマルチビーム方式ダイバーシチ受信を提案した。本方式の特長は、無損失 BFN を用いる MBAA の各ビームのアレーファクタは互いに直交するのでブランチ間の相関がほとんど零にできることと、ブランチ数によらずアンテナの大きさは一つの指向性アンテナの大きさですむことである。

計算機シミュレーションと試作アンテナの室内受信実験によりその特性評価を行った。レイリー分布環境下におけるダイバーシチ効果はシミュレーションと実験の結果が良く一致し、本方式が有効であることが確認できた。

ビーム指向性はアレーファクタと素子指向性の積に等しいので、ブランチ間の相関が完全に零になることは期待できないが、素子間隔を 0.6λ 以上にすれば各ビーム間の相関は 0.1 以下と非常に小さくなり、ダイバーシチ効果の劣化はわずかであることがわかった。

本論文では、最小規模の平面アレーである 3 素子平面 MBAA の試作とダイバーシチ受信測定を行ったが、更に多素子の平面 MBAA についても実際にロープロファイルにハードウェアを構成し実測を行うことが今後の課題である。

謝辞 本研究の一部は文部省科学研究費試験研究 B (課題番号 05555103) の援助を受けて行ったものである。

文 献

- [1] 池上, 竹内, 吉田, “都市内移動通信における指向性ダイバーシチ枝の特性,” 信学論, vol.J69-B, no.8, pp.823-832, Aug. 1986.
- [2] J. Butler and R. Lowe, “Beam-forming matrix simplifies design of electrically scanned antennas,” Electron. Design, vol.9, pp.170-173, April 1961.
- [3] 稲垣直樹, “M ビーム N アンテナマルチビームアレーのための無損失給電回路網の合成,” 信学論 (B), vol.J68-B, no.6, pp.729-736, June 1985.
- [4] J.P. Shelton, “Multibeam Planar Arrays,” Proc. IEEE, vol.56, no.11, pp.1818-1821, Nov. 1968.
- [5] J.L. Allen, “A Theoretical Limitation on the Formation of Lossless Multiple Beams in Linear Arrays,” IRE Trans. Antennas & Propag., vol.3, no.7, pp.350-352, July 1961.
- [6] 真野修二, 稲垣正史, 菊間信良, 稲垣直樹, “マルチビーム方式による指向性ダイバーシチアンテナ,” 信学 '93 秋大, B-116, 1993.
- [7] 真野修二, 凌 晨, 稲垣直樹, 菊間信良, “ダイバーシチ受信用プラナマルチビームアレーアンテナの構成,” 信

学技報, AP94-67, RCS94-91, pp.13-19, Oct. 1994.

- [8] 平部正司, 稲垣直樹, “リニアマルチビームアレー BFN により給電するプラナマルチビームアレーの放射特性について,” 信学技報, AP86-126, pp.43-48, Jan. 1987.
 - [9] 稲垣直樹, “同時標本化による一次元 DFT の二次元 DFT への変換,” 信学論 (A), 採録決定.
 - [10] 奥村善久, 進士昌明, “移動通信の基礎,” 第 3 章, 通信学会, 1986.
 - [11] J. Huang, “The Finite Ground Plane Effect on the Microstrip Antenna Radiation Patterns,” IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-31, no.4, pp.649-653, July 1983.
 - [12] Y. Yamada, K. Kagoshima, and K. Tsunekawa, “Diversity Antennas for Base and Mobile Stations in Land Mobile Communication Systems,” IEICE Trans., vol.E-74, no.10, pp.3202-3209, Oct. 1991.
 - [13] 竹内 勉, 得井慶昌, 池上文夫, 吉田 進, “可変指向性アンテナによるフェージング改善効果,” 信学技報, AP77-105, pp.37-42, Jan. 1978.
 - [14] D.M. Pozar, “A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas,” IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-34, no.12, pp.1439-1446, Dec. 1986.
 - [15] P.L. Sullivan and D.H. Schaubert, “Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antennas,” IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-34, no.8, pp.977-984, Aug. 1986.
- (平成 7 年 5 月 22 日受付, 10 月 16 日再受付)



真野 修二 (正員)

平 5 名工大・工・電気情報卒, 平 7 同大学院博士前期課程了。同年 NTT 移動通信網 (株) 入社。在学中, マルチビームアレーアンテナとその応用に関する研究に従事。



木全 昌幸 (学生員)

平 7 名工大・工・電気情報卒。現在, 同大学院博士前期課程在学中。マルチビームアレーアンテナとその応用に関する研究に従事。



稲垣 直樹 (正員)

昭37東工大・工・電気卒。昭42同大学院博士前期課程了。同年東工大助手。昭45名工大助教授。昭59同教授。現在に至る。昭54～昭55米国オハイオ州立大学エレクトロサイエンス研究所客員研究員(文部省在外研究員)。工博。アンテナおよび電磁界理論の研究に従事。昭39稲田賞。昭49年本会業績賞各受賞。著書:「電気・電子学生のための電磁波工学」等。電気学会, テレビジョン学会, IEEE各会員。



菊間 信良 (正員)

昭57名工大・工・電子卒。昭62京大大学院博士課程了。同年同大学助手。昭63名工大助手。平2同大学講師。平4同大学助教授。現在に至る。工博。アダプティブアレー, 多重波伝搬解析, 構内無線通信, 電磁界理論の研究に従事。第4回電気通信普及財団賞受賞。電気情報通信学会, IEEE各会員。