

TR-O-0136

29

DBFセルフビームステアリングアレーアンテナ

堀江 章夫 三浦 龍

1996. 3.19

ATR光電波通信研究所

DBF セルフビームステアリングアレーアンテナ

(株)ATR 光電波通信研究所

無線通信第一研究室

堀江 章夫 三浦 龍

概要:

マルチパス環境下において、ビームスペースにより最大比合成受信を行い、上記受信に基づいて最大受信波方向のみに送信主ビームを形成し、自動追尾を行う DBF セルフビームステアリングアレーを提案する。本レポートでは、計算機シミュレーションにより、受信では、マルチパス環境下において各到来波を同時に取り込んで合成し、高速な初期捕捉、安定な追尾機能を持つこと、また、送信では、マルチパスに関係なく、最大受信波方向に送信主ビームが形成され、自動追尾が行われることをそれぞれ示す。

目次

1 はじめに	1
2 ビームスペース最大比合成受信のウェイトの求め方	2
3 送信ウェイトの求め方	4
4 シミュレーション結果	6
5 おわりに	12
謝辞	12
参考文献	12
付録 2次元アレーにおける受信ウェイト位相差の求め方	13

1 はじめに

筆者等は多素子アレーの移動体通信への適用を想定し、ビームスペースにより最大比合成受信を行い、各到来波の方向に自動的に指向性を形成する、DBFセルフビームステアリングアレーアンテナを提案している^[1]。この受信方式は、等間隔に配置されたアレーアンテナの各アンテナ素子のベースバンド信号に空間FFTを行なって形成されるマルチビーム^[2]の各ビームの信号に対して、最大比合成を適用するものである。その結果、受信電力が最大のビームを基準ビームとして、各ビームの信号には、各振幅に比例した大きさで、かつ、基準ビームの信号の位相に同相化するためのウェイトが掛けられて、合成される。よって、マルチパス環境下では、最大受信波のみならず、マルチパスをも取り込んで合成する。また、この最大比合成による演算は、フィードフォワードで行われ、高速な初期捕捉特性を持つ。さらに、最大受信波の到来方向が移動して基準ビームが切替わっても、上記FFTされた各ビームの信号の位相基準をアレーアンテナの中央に移す^[3]ことにより、合成出力信号の振幅、位相は連続となり、安定した追尾が実現される。ところで、上記ビームスペース以外で最大比合成を行う方式として、エレメントスペースによる最大比合成がある。この方式は、任意の1つのアンテナ素子を基準アンテナ素子として、各アンテナ素子のベースバンド信号を直接、最大比合成の入力とするものであり、ビームスペースの場合に比べて構成が簡単であり、また、素子間隔が一定でないアレーにも適用できる特長を有する。一方、ビームスペースによる方式では、一旦、空間FFTによって変換される、ビームごとのS/Nが大きい信号を最大比合成の入力とするため、アンテナ素子数が多いアレーアンテナでは、大きな効果を発揮する特長を有する。

また、送信については、送受の周波数が等しい場合(TDD方式等)、ビームスペースによる最大比合成で得られた受信ウェイトをそのまま送信ウェイトとして各ビームに適用すると、最大受信波とマルチパスの各方向に送信ビームが形成され、ダイバーシチ送信系を構成することができる。ところが、送受周波数が異なる場合は、パス間の位相関係が送受で違ってくるため、マルチパス方向への送信を抑える必要がある^[4]。そこで、送信では、上記得られたビームごとの最大比合成の受信ウェイトに基づいて、最大受信波方向に単一の送信主ビームを形成する方法を提案する^[5]。

2 ビームスペース最大比合成受信のウェイトの求め方

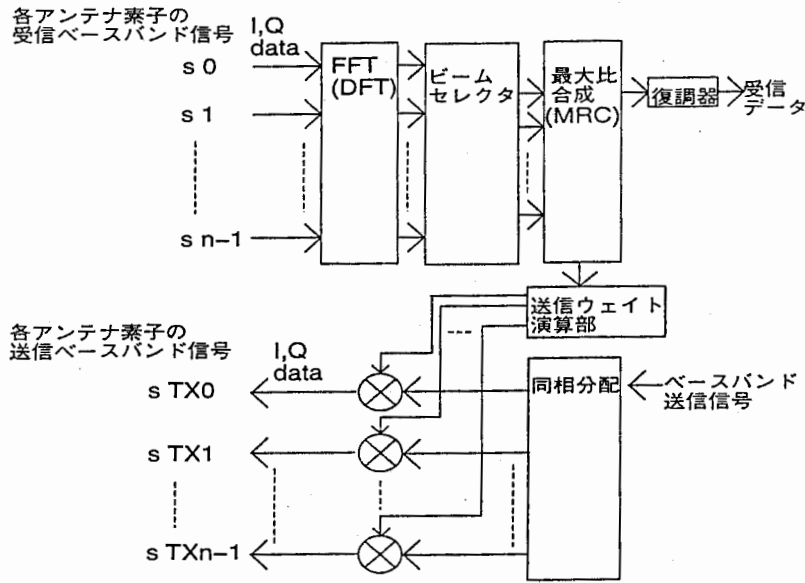


図1 システム構成図

図1に、本方式のシステム構成を示す。受信周波数の半波長で等間隔に直線配列されたアンテナ素子数 n のアレーアンテナにおいて、各アンテナ素子からの受信信号に準同期検波を行なって得られる I 、 Q の各直交ベースバンド信号に対してFFT(またはDFT)を行い、互いに直交した n 個のマルチビームを同時に形成する。このとき、アンテナの物理的な中央が位相基準となるように各ビームの信号を移相する。いま、最も端のアンテナ素子を0番として、一定の向きに各アンテナ素子に番号 $k(k=0, 1, \dots, n-1)$ を付ける。FFTにより互いに直交する n 本のビームが形成され、さらに、位相基準をアンテナ中央に移した各ビーム $i(i=0, 1, \dots, n-1)$ の信号 S_i は、式(1)で表される。

$$S_i = \left\{ \sum_{k=0}^{n-1} s_k e^{j\left(\frac{2\pi}{n} \cdot k\right)} \right\} \cdot e^{j\left(-\frac{n-1}{n}\pi i\right)} \quad (1)$$

ここで、 s_k は、 I 、 Q を直交成分とする、複素数で表現した各アンテナ素子 k のベースバンド信号である。さらに、各ビームの信号の受信電力を比較し、受信電力の大きなビームをビームセレクトで複数選択し、最大のビームを基準ビームに選択する。なお、実通信では、雑音などの影響により選択される基準ビームおよび各ビームが頻繁に切り替わるのを防ぐため、各ビームの信号に狭帯域なローパスフィルタを適用した信号の大きさを比較して、ビーム選択を行う。

いま、最大比合成受信を行うため、選択された各ビーム i に対して、式(2)のウェイト W_i^{RX} を与える。

$$\begin{aligned} W_i^{RX} &= |S_r| |S_i| e^{j(\Phi_r - \Phi_i)} \\ &= S_r \cdot S_i^* \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、 S_i は選択された任意のビーム i の信号、 S_r は基準ビーム r の信号、また、 Φ_i 、 Φ_r はそれぞれ i 、 r の各ビームの信号の位相、 $|\cdot|$ は信号の振幅、さらに、 $*$ は共役複素数であることを表している。

式(2)で得られた各ビーム*i*に対する受信ウェイト W_i^{RX} をそのビームの信号 S_i に掛け合わせ、選択された全てのビームについて演算し、それらの総和を演算する。さらに、その総和を、選択された全てのビームの受信ウェイトを要素とするノルムで割ることにより、規格化された合成信号 S_N が得られ、式(3-a)のように表される。

$$S_N = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} (W_i^{RX} \cdot S_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{n-1} |W_i^{RX}|^2}} \quad (3-a)$$

$$= \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \{(1/|S_r|)(S_r \cdot S_i^*) \cdot S_i\}}{\sqrt{\sum_{i=0}^{n-1} |S_i|^2}}$$

$$= \frac{\sum_{i=0}^{n-1} \{|S_i| e^{j(\Phi_r - \Phi_i)} \cdot S_i\}}{\sqrt{\sum_{i=0}^{n-1} |S_i|^2}} \quad (3-b)$$

式(3-a)の演算では、式(3-b)で表されるように、 S_i に、 S_i の振幅に比例した大きさで、かつ、基準ビーム*r*の信号の位相に同相化するためのウェイトが掛けられて、合成されていることとなり、すなわち、フィードバックループを持たない形でのビームスペースによる最大比合成を実現している。なお、実通信では、雑音などの影響でビームが不安定になるのを防ぐため、ローパスフィルタを式(2)のウェイトの実部、虚部に適用する。このビーム安定用のローパスフィルタの帯域を狭くすれば、雑音の影響によるウェイトの変動を軽減できるが、ウェイトの収束が遅くなり、捕捉が遅くなる。さらに、S/Nが非常に小さい場合は、ローパスフィルタの帯域を狭帯域にしても、雑音成分がウェイトに残ってしまうため、ビーム形成精度が劣化してしまう。なお、図2で各ビーム信号に対して設けている遅延器は、上記ローパスフィルタで生じるウェイトの遅延量だけ、ビーム信号を遅延させるためのものである。

以上、ビームスペースによる最大比合成の演算処理のブロック図を図2に示す。

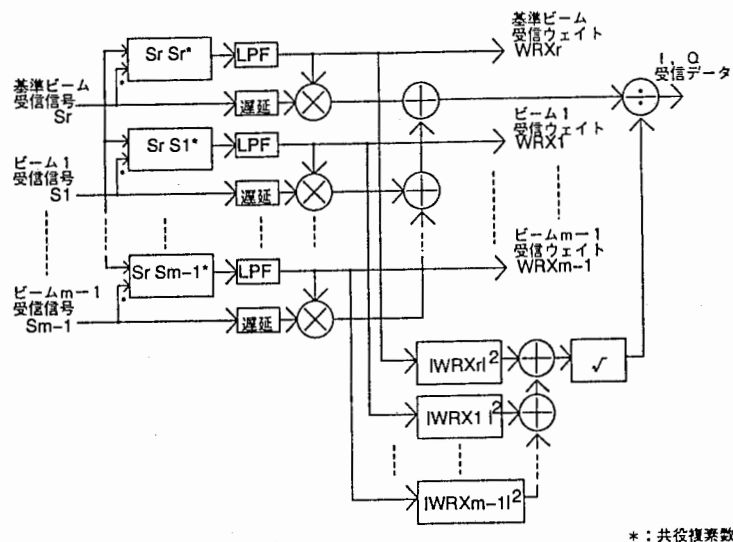


図2 ビームスペースによる最大比合成の演算

3 送信ウェイトの求め方

まず、受信時に行う FFT の係数を用いて、ビームごとに得られた最大比合成の受信ウェイトをアンテナ素子ごとの受信ウェイトに変換する。一般に、アンテナ素子数が n の場合、各アンテナ素子 k の受信ウェイト w_k^{RX} は、FFT の係数を用いて、ビームごとの受信ウェイト W_i^{RX} から式 (4) のように分解される。

$$w_k^{RX} = \sum_{i=0}^{n-1} W_i^{RX} e^{j(-\frac{n-1}{n}\pi i)} e^{j(\frac{2i\pi}{n}k)} \quad (4)$$

ここで、得られた各アンテナ素子 k の受信ウェイト w_k^{RX} の位相は、アンテナ中央の位相基準に対する各アンテナ素子の受信信号の位相差を符号反転したものとなっている。なお、式 (4) は形成される n 本のビームを全て選択した場合に対応しているが、選択されていないビーム i の受信ウェイト W_i^{RX} を 0 とすることにより、ビーム選択を行なった場合にも、上式はそのまま適用できる。

次に、この各アンテナ素子ごとの受信ウェイトから最大受信波方向に対応した位相平面を求める。これには各アンテナ素子の位相を $\pm\pi$ で折り返しが無い状態で求める必要がある。このため、まず、0 番目のアンテナ素子を基準として、基準のアンテナ素子の受信ウェイトと各アンテナ素子 k の受信ウェイトとの間の位相差 $\theta_k - \theta_0$ を求める。これは、互いに隣接するアンテナ素子間の受信ウェイトの位相差 $\Delta\theta_i (= \theta_{i+1} - \theta_i)$ の積算により求めることができ、式 (5) のように表される。

$$\begin{aligned} \theta_k - \theta_0 &= \sum_{i=0}^{k-1} \Delta\theta_i \\ &= \sum_{i=0}^{k-1} \arg(w_{i+1}^{RX} \cdot (w_i^{RX})^*) \quad (k \geq 1) \quad (5) \end{aligned}$$

ここで、 $\Delta\theta_i$ は $-\pi < \Delta\theta_i \leq \pi$ であり、また、 $\arg()$ は $-\pi$ から π までの範囲で表現されるものとする。

ところが、位相差 $\Delta\theta_k$ が $\pm\pi$ 付近の場合、この方法では、マルチパスの影響により、なお位相が $-\pi$ あるいは π で折り返しを生じる場合があり、そのまま積算すると、上記受信ウェイトの位相差 $\theta_k - \theta_0$ が正しく求まらない。そこで、これを防ぐため、 $\Delta\theta_0$ を基準位相差として、この基準位相差と各隣接アンテナ素子間の位相差との間の差の積算および基準位相差の積算に基づいて、上記位相差 $\theta_k - \theta_0$ を式 (6) により求める。

$$\begin{aligned} \theta_k - \theta_0 &= k\Delta\theta_0 + \sum_{i=0}^{k-1} \{\Delta\theta_i - \Delta\theta_0\} \\ &= k \cdot \arg(w_1^{RX} \cdot (w_0^{RX})^*) \\ &\quad + \sum_{i=0}^{k-1} \arg((w_{i+1}^{RX} \cdot (w_i^{RX})^*)(w_1^{RX} \cdot (w_0^{RX})^*)) \quad (k \geq 1) \quad (6) \end{aligned}$$

ここで、 $\Delta\theta_0$ 、 $\Delta\theta_i - \Delta\theta_0$ はそれぞれ $-\pi < \Delta\theta_0 \leq \pi$ 、 $-\pi < \Delta\theta_i - \Delta\theta_0 \leq \pi$ とする。

上記位相差 $\theta_k - \theta_0$ を各アンテナ素子について求めると、基準アンテナ素子に対する各アンテナ素子の受信ウェイトの位相差が積算の途中で $-\pi$ あるいは π で折り返すことなしに、一意的に得られる。よって、これをもとに、各アンテナ素子の配置に対する受信ウェイトの位相の分布を求めることができる。

このようにして得られる位相の分布は、マルチパスが入射する場合は、一般に、まっすぐな直線とはならない。そこで、最大受信波方向のみに単一の送信主ビームを形成するために、最小2乗法により位相分布を直線に回帰する^[4]。

ところで、上記尺度とする $\Delta\theta_0$ 自体が、マルチパスなどの影響で $-\pi$ あるいは π で折り返しを受けていると、最小2乗法によって回帰された直線から演算される、隣接素子間の位相差 $\Delta\hat{\theta}$ も位相の折り返しを受けた値となる。そこで、最大受信波の到来方向は、 -90 度から 90 度までの範囲内であると考え、送信ビームの向きも -90 度から 90 度までの範囲内となるように、上記回帰によって得られた隣接素子間の位相差 $\Delta\hat{\theta}$ を $-\pi < \Delta\hat{\theta} \leq \pi$ の範囲に変換する。すなわち、

$$\Delta\hat{\theta} \leq -\pi \quad \text{ならば} \quad \Delta\hat{\theta} + 2\pi \quad (7-a)$$

$$\pi < \Delta\hat{\theta} \quad \text{ならば} \quad \Delta\hat{\theta} - 2\pi \quad (7-b)$$

のように変換する。送信ビームを形成するための各素子に与える送信ウェイト w_k^{TX} は、上記変換によって得られた隣接アンテナ素子間の推定位相差 $\Delta\hat{\theta}$ に基づいて、式(8)のようにして演算される。

$$w_k^{TX} = a_k e^{j\left(\frac{f_T}{f_R} k \Delta\hat{\theta}\right)} \quad (8)$$

ここで、 a_k は任意の励振分布、 f_T は送信周波数、 f_R は受信周波数を表す。上記得られた送信ウェイトの位相基準は、基準のアンテナ素子 ($k=0$) としているが、位相基準を任意の位置、例えば、アレーアンテナの中央とすることもできる。

以上、送信ウェイトの演算処理のブロック図を図3に示す。

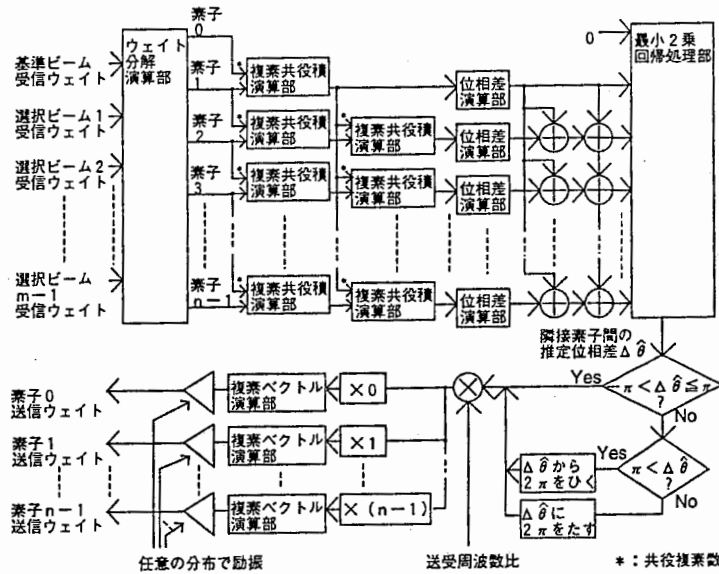


図3 送信ウェイトの演算

4 シミュレーション結果

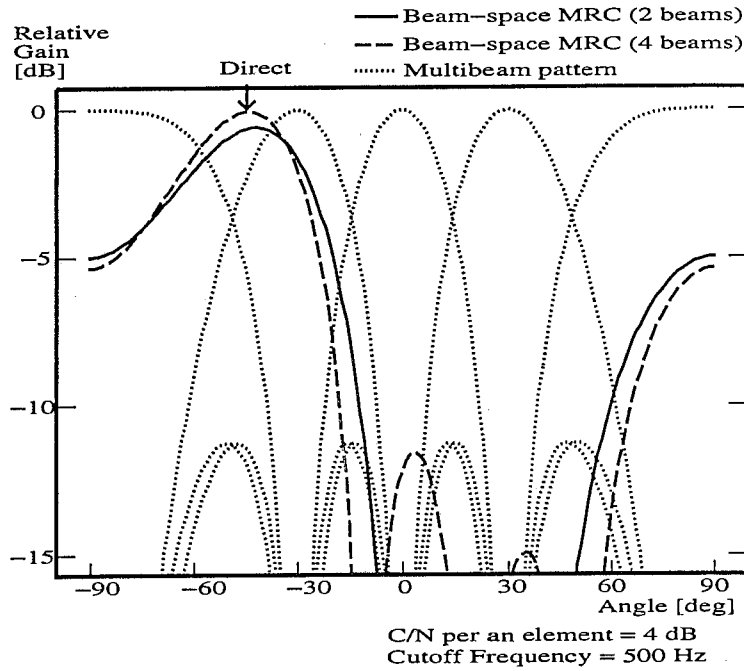
以下のシミュレーションでは、アンテナには点放射源の4素子半波長間隔直線配列アレーを用い、128kHzでサンプリングされた32kHzの無変調信号を到来波信号とした。また、マルチパス(遅延波)は、直接波(最大受信波)に対して-3dBの大きさで、アンテナの正面方向から見て15度の方向から到来しているものとする。

(1) 受信に関する諸特性

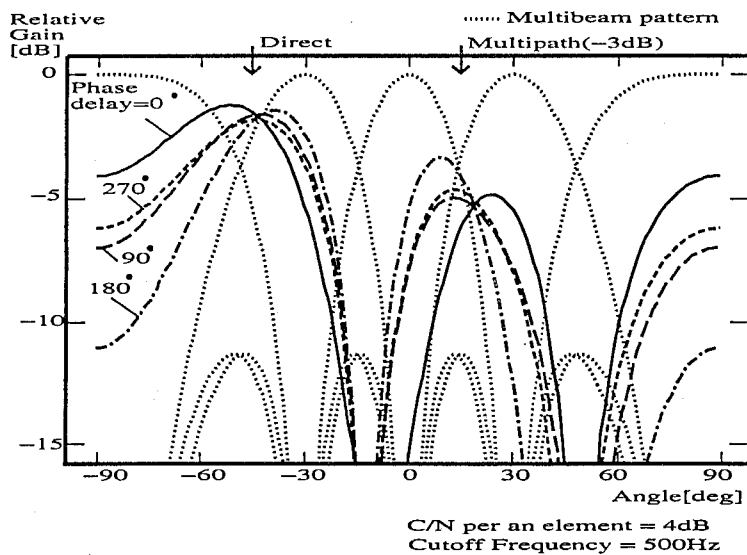
受信に関するシミュレーションでは、ガウス雑音を付加するために通信帯域を16kHzとし、ビームを安定させるために各受信ウェイトに適用するローパスフィルタには、2次のIIRフィルタを用いた。

図4に、ビームスペースによる最大比合成受信時の指向性パターンを示す。ここでは、ビーム安定用のフィルタの帯域を500Hzとし、アンテナ1素子当たりのC/Nは4dBとした。(a)は、直接波のみが1波、-45度の方向から到来した場合の、受信指向性パターンである。図の点線は、FFTによって得られるマルチビームの指向性パターン、破線は4つの全てのビームを用いて最大比合成を行った時の指向性パターン、実線は、直接波方向にそれぞれメインローブを持つ、受信電力が大きい2つのビームだけを用いて最大比合成を行なった時の指向性パターンを示している。ビームスペース最大比合成によって形成されるビームの方向は、直接波の到来方向にはほぼ一致している。なお、2つのビームを用いて最大比合成を行なった場合、4つのビームを全て用いた場合に比べて0.7dB程度ピーク利得が下がって

るが、これは、 -45 度の方向で受信電力が小さい、残りの2つのビームの受信電力を捨てているためである。また、(b)は、上記直接波に加えて、マルチパス波が 15 度方向から1波到来した場合の、受信指向性パターンである。ここでは、4つのビームを全て用いて最大比合成を行っており、直接波に対するマルチパスの位相差を 0° 、 90° 、 180° 、 270° と変化させた。図より、形成されたビームは、直接波とマルチパスとを取り込んでおり、指向性ダイバーシチが実現されている。

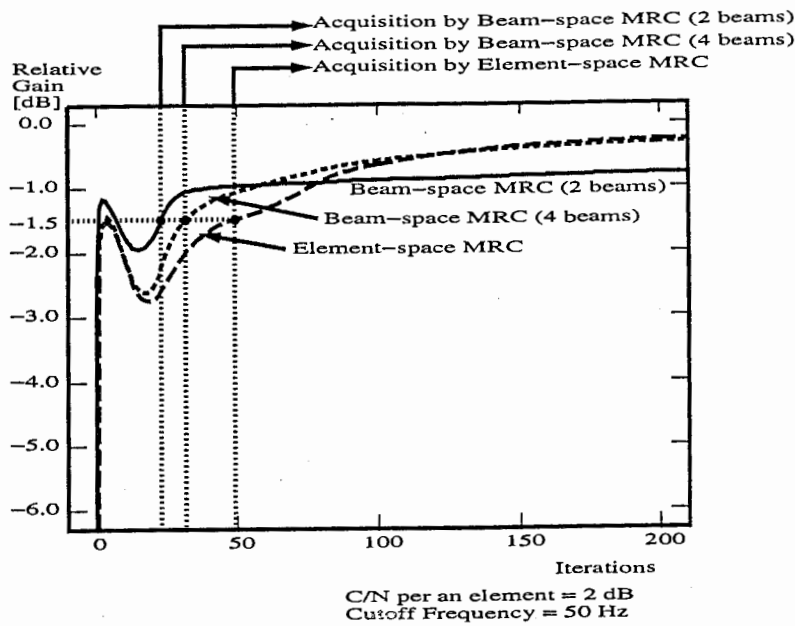


(a) 直接波の受信

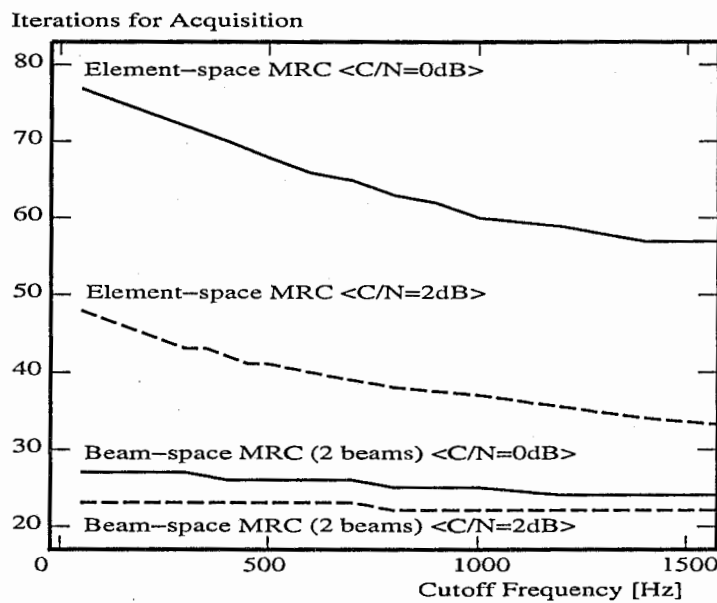


(b) 直接波とマルチパス1波の受信

図4 受信指向性パターン



(a) 初期捕捉特性の一例



(b) 初期捕捉時間の比較

図5 直接波の初期捕捉特性

到来波は直接波のみで、かつ、 -45 度方向から到来している場合の初期捕捉特性を図5に示す。なお、ここでは、利得が -1.5 dBに達したときに捕捉したと見なしている。(a)は、エレメントスペース最大比合成とビームスペース最大比合成との初期捕捉特性の比較の一例である。ここでは、1素子当たりのC/Nを2dBとし、ビーム安定用のフィルタの帯域を50Hzに設定した。捕捉時間を比較すると、受信電力の大きい2つのビームを用いた場合のビームスペースによる方式が最も速く、次いで、4つのビーム全てを用いた場合、最後にエ

レメントスペースによる方式の順となっている。ビームスペース方式では、エレメントスペース方式に比べて合成前のS/Nが高いため、捕捉がより高速となっている。なお、ビームスペース方式で、捕捉後の利得が低くなっているのは、図4(a)の場合と同様、残りの2つのビームの受信電力を捨てているためである。(b)は、1素子当たりのC/Nを0dBまたは2dBとして、ビーム安定用のフィルタの帯域を50Hzから1500Hzまで変化させた時の初期捕捉時間の比較を示している。受信電力が大きい2つのビームを選択したビームスペース方式では、C/Nが低くてもエレメントスペース方式ほどの捕捉速度の劣化は見られず、エレメントスペースと同じ素子数のアレーで比較した場合、ビーム安定用フィルタの帯域を広帯域に設計でき、フィルタの広帯域化による高速なフェージングへの適用が期待できる。

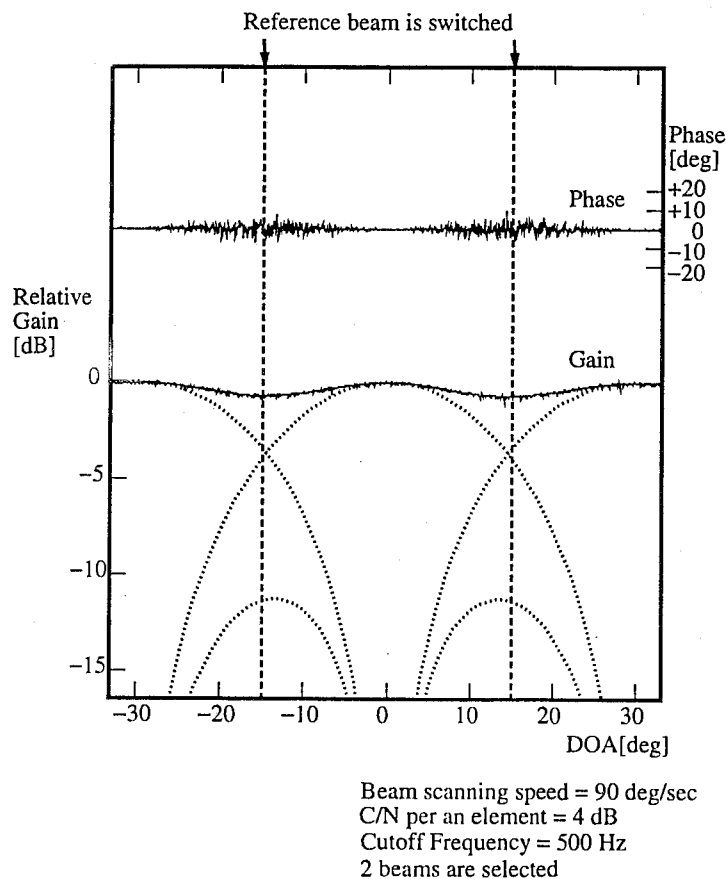


図6 直接波の追尾特性

到来波が直接波のみの場合の追尾特性として、受信利得と位相の推移をそれぞれ図6に示す。ここでは、1素子当たりのC/Nを4dB、ビーム安定用のフィルタの帯域を500Hzとして、受信電力の大きい2つのビームを用いて最大比合成を行い、直接波の到来方向を-30度から30度まで90度/秒で移動させた。基準ビームが-15度と15度方向でそれぞれ切り替わっているにもかかわらず、振幅と位相は連続となることが示されている。

(2) 送信に関する諸特性

送信に関するシミュレーションでは、各アンテナ素子の送信励振振幅は等しいとした。また、送信ウェイト演算のために必要な受信ウェイトは、受信信号に雑音を付加せず、FFTで形成される4つの全てのビームを使って最大比合成を行なって得られたものとする。

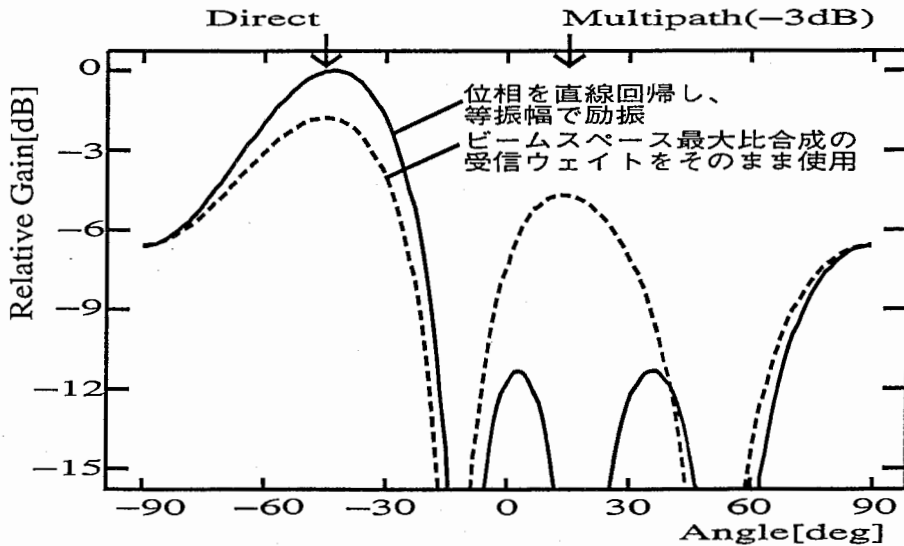


図7 送信ビームの形成例

図7に、位相を最小2乗法により直線回帰した場合と、ビームスペース最大比合成の受信ウェイトをそのまま用いて送信ダイバーシティを行なった場合との送信ビームの指向性パターンを示す。ここでは、送受信の周波数を等しいとし、また、直接波の到来方向は、-45度方向とし、直接波に対するマルチパスの位相差を90°とした。図より、どちらの場合も、形成されたビームの最大方向が、直接波方向とほぼ一致しており、さらに、位相を直線回帰した場合の送信パターンでは、マルチパスが無い場合とほぼ同じビームが形成されていることが示されている。

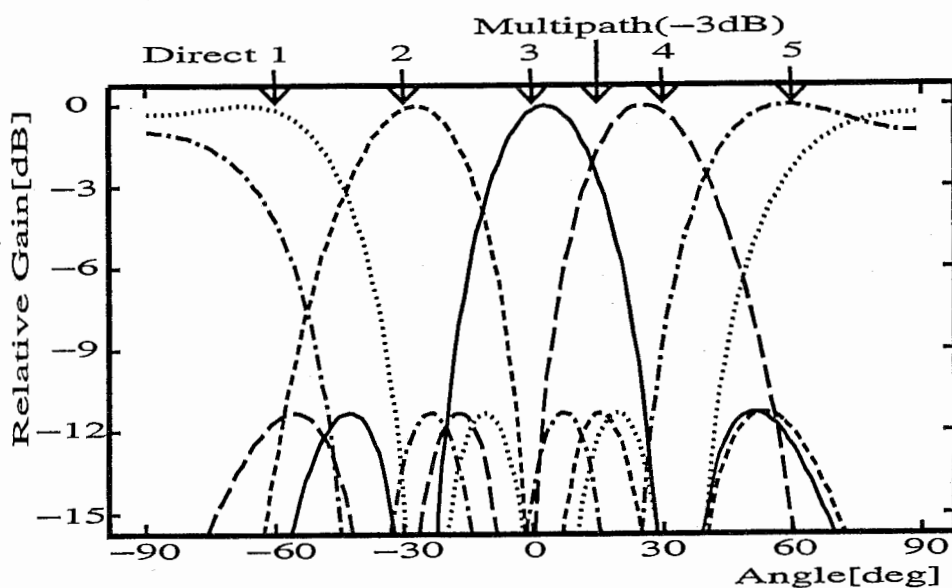


図8 直接波到来方向ごとの送信パターン

図8に、直接波の到来方向を変化させた時の、位相分布を最小2乗法により直線回帰した送信ビームの指向性パターンを示す。ここでは、送受信の周波数が等しいとし、また、直接波に対するマルチパスの位相差を 90° とし、直接波の到来方向を -60 度から 30 度おきに 60 度方向まで変化させた。図より、マルチパス環境下でも、直接波の到来方向に関わらず、マルチパスが無い場合とほぼ同じ送信ビームを形成できることが示されている。

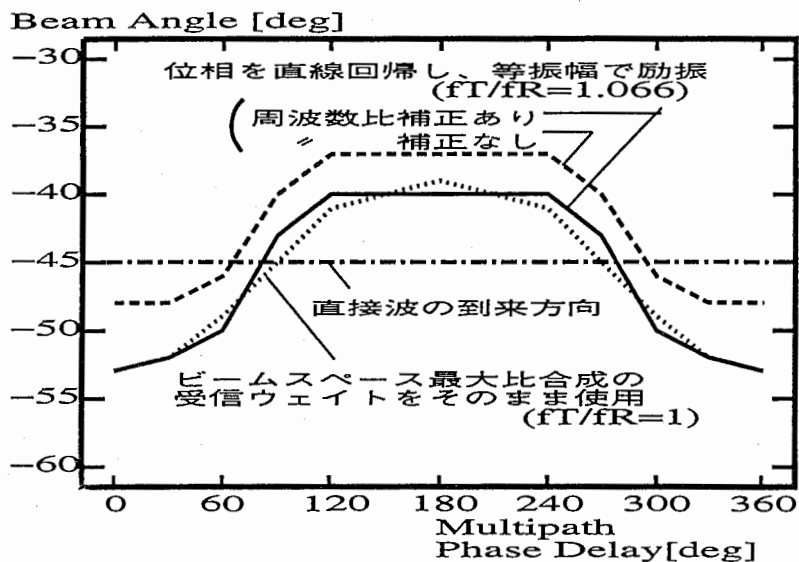


図9 マルチパス位相による送信ビーム方向

図9には、マルチパスの位相の変化による送信ビーム方向の変動を示す。ここでは、送受信の周波数比 $\frac{f_T}{f_R}$ を 1.066 とし、直接波の到来方向を -45 度方向とし、マルチパスの位相を 30° おきに変化させた。図より、位相分布を最小2乗法により直線回帰しても、送信ビーム方向の精度の劣化が殆どないこと、さらに、送受で周波数が異なってもその周波数比を補正することによりほぼ到来信号と同じ方向へ送信ビームが形成されていることがわかる。なお、マルチパスの位相の変化に伴う送信ビーム方向の変動は、アンテナ素子数が少なく、自由度が小さいためと考えられる。

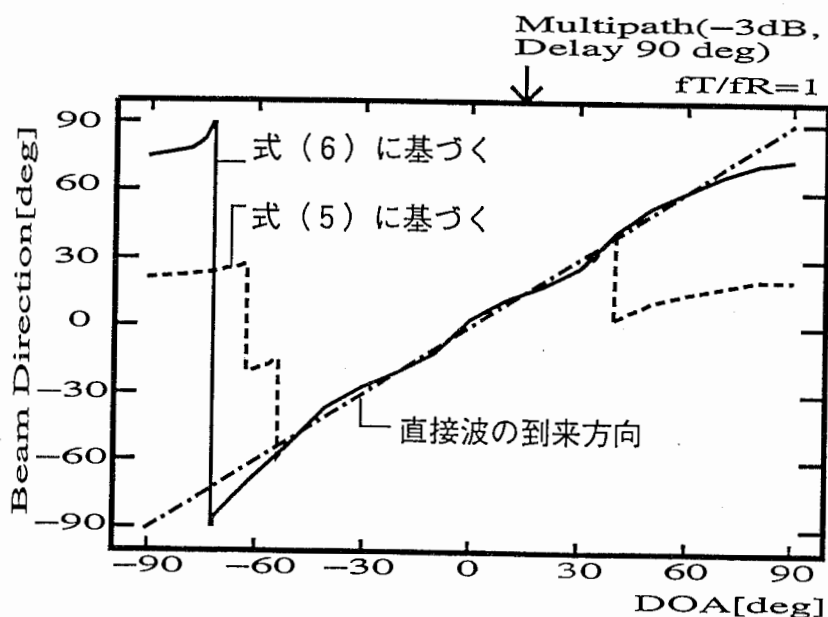


図10 位相分布演算方法によるビーム方向比較

図 10 には、位相分布を 2 つの方法で求め、最小 2 乗法により直線回帰を行なった場合の、直接波の到来波方向ごとに形成される送信ビーム方向の変化を示す。位相分布の求め方の一つは、式 (5) の方法によるもので、隣接アンテナ素子間の受信ウェイトの位相差を積算して位相分布を求めるものである。もう一つの方法は、本提案方式、すなわち、式 (6) の方法によるもので、基準アンテナ素子とその隣接アンテナ素子との間の受信ウェイトの位相差を基準位相差として位相分布を求めるものである。ここでは、送受信の周波数は等しいとし、直接波に対するマルチパスの位相差を 90° とし、直接波の到来方向を -90 度から $+90$ 度まで変化させた。図より、式 (6) による本提案方式では、位相の折り返しが起こりにくいことがわかる。ところで、式 (6) の方法では、 -72 度方向でビームの向きが不連続となっているが、これは、最小 2 乗法で補正されずに残った誤差により、形成されるビームの方向が -90 度を越えてしまい、グレーティングローブの方が利得のピークとなったためである。

5 おわりに

本報告では、ビームスペースによる最大比合成受信を行う方法と、その受信で得られるビームごとのウェイトに基づいて送信ビームを形成する方法とを提案し、マルチパス環境下において、受信時には各到来波を同時に取り込んで合成すること、また、送信時には最大受信波方向のみに送信主ビームを形成し、送受周波数が異なる場合にも適用可能であることを示した。

謝辞

本研究を行うにあたり、御指導・御助言を頂いた (株)ATR 光電波通信研究所猪股社長、唐沢室長はじめ無線通信第一研究室諸氏に感謝致します。

参考文献

- [1] 堀江、三浦、唐沢: 「ビームスペースで最大比合成受信を行うデジタルビームフォーミングアンテナの追尾特性」 信学技報 A・P95-44, pp.31-35, 1995.
- [2] 千葉、田中、三浦: 「専用 LSI を用いた移動通信用 DBF アンテナによるマルチビーム形成」 信学秋大, B-64, 1994.
- [3] 田中、三浦、千葉、唐沢: 「ASIC を用いたビームスペース CMA アダプティブアレーアンテナ」 信学技報 A・P94-132, pp.29-34, 1995.
- [4] 三浦、田中、唐沢: 「マルチパスのダイバーシチ合成を行うデジタルセルフビームステアリングアレー」 信学技報 A・P95-18, pp.15-21, 1995.
- [5] 堀江、三浦: 「ビームスペース最大比合成受信に基づいて送信ビームを形成する DBF アンテナの検討」 信学技報 A・P95-117, pp.61-66, 1996.

付録 2次元アレーにおける受信ウェイト位相差の求め方

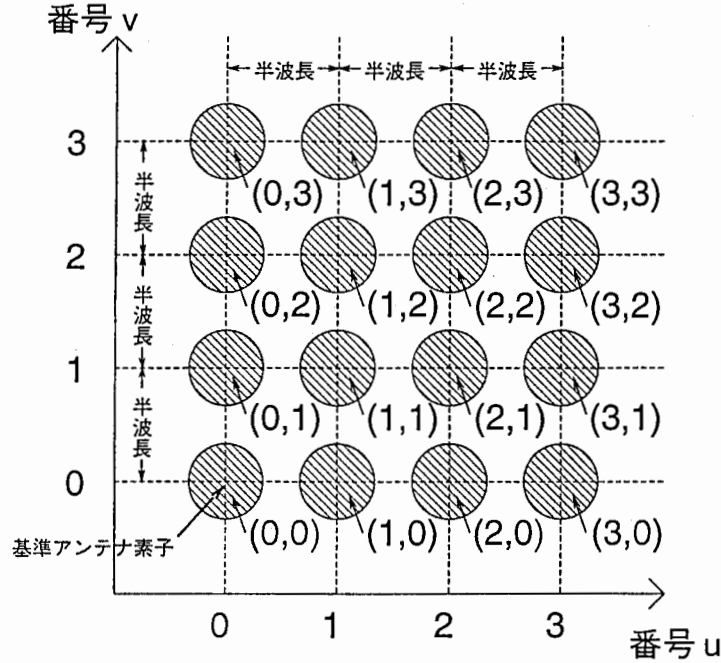


図 A1 アンテナ素子の配置

図 A1 のように、 u, v 方向にそれぞれ受信周波数の半波長の間隔で 4 つずつ平面上に配置された、アンテナ素子数が 16 個のアレーアンテナについて考察する。 u, v 方向の各アンテナ素子の配置番号を、図 A1 のようにそれぞれ $u (u = 0, 1, 2, 3)$ 、 $v (v = 0, 1, 2, 3)$ とし、座標 (u, v) で表現する。また、任意の u, v に対するアンテナ素子の受信ウェイト $w^{RX}(u, v)$ の位相を $\theta(u, v)$ とする。

いま、座標 $(0, 0)$ のアンテナ素子を基準とし、基準アンテナ素子とそれに u 方向に隣接する座標 $(1, 0)$ のアンテナ素子との間の受信ウェイトの位相差を $\Delta\theta_u(0, 0)$ 、基準アンテナ素子とそれに v 方向に隣接する座標 $(0, 1)$ のアンテナ素子との間の受信ウェイトの位相差を $\Delta\theta_v(0, 0)$ とする。

(1) 1次元 (直線上に配列されたアレーアンテナ) の場合

$v = 0$ の位置において u 方向に直線上に並ぶ座標 $(u, 0)$ の各アンテナ素子について、基準アンテナ素子とそれに u 方向に隣接するアンテナ素子との間の受信ウェイトの位相差 $\Delta\theta_u(0, 0)$ を尺度として、各 $(u, 0)$ のアンテナ素子と基準のアンテナ素子との間の各 2 つの受信ウェイトの位相差 $\theta(u, 0) - \theta(0, 0)$ は式 (A1) のように表される (図 A2)。

$$\begin{aligned} \theta(u, 0) - \theta(0, 0) &= u\Delta\theta_u(0, 0) + \sum_{i=0}^{u-1} \{\Delta\theta_u(i, 0) - \Delta\theta_u(0, 0)\} \\ &= u \cdot \arg(w^{RX}(1, 0) \cdot (w^{RX}(0, 0))^*) \end{aligned}$$

$$+ \sum_{i=0}^{u-1} \arg((w^{RX}(i+1,0) \cdot (w^{RX}(i,0))^*) \cdot (w^{RX}(1,0) \cdot (w^{RX}(0,0))^*)^*) \quad (A1)$$

$$u = 1, 2, 3$$

ここで、 $\Delta\theta_u(u,0)(=\theta(u+1,0)-\theta(u,0))$ は、互いに u 方向に隣接するアンテナ素子間の各2つの受信ウェイトの位相差、 $\arg()$ は $-\pi$ から π までの範囲で表現されるものとする。式 (A1) より、各アンテナ素子の配置に対する受信ウェイトの位相差の分布を求め、さらに、最小2乗法により位相分布を直線に回帰すると、最大受信波方向のみに単一の送信主ビームを形成するための送信ウェイトが演算できる。

(2)2次元(平面上に配列されたアレーアンテナ)の場合

上記(1)により、 $v=0$ の位置において u 方向に直線上に並ぶ各アンテナ素子の受信ウェイトの位相差 $\theta(u,0)-\theta(0,0)(u=1,2,3)$ が求まった。いま、 v 軸方向に直線上に並ぶアンテナ素子、例えば、 $u=0$ において v 方向に直線上に並ぶ座標 $(0,v)$ の各アンテナ素子について、基準アンテナ素子とそれに v 方向に隣接する座標 $(0,1)$ のアンテナ素子との間の受信ウェイトの位相差 $\Delta\theta_v(0,0)$ を尺度として、各 $(0,v)$ のアンテナ素子と基準のアンテナ素子との間の各2つの受信ウェイトの位相差 $\theta(0,v)-\theta(0,0)$ を求める (図 A2)。

$$\begin{aligned} \theta(0,v) - \theta(0,0) &= v\Delta\theta_v(0,0) + \sum_{j=0}^{v-1} \{\Delta\theta_v(0,j) - \Delta\theta_v(0,0)\} \\ &= v \cdot \arg(w^{RX}(0,1) \cdot (w^{RX}(0,0))^*) \\ &+ \sum_{j=0}^{v-1} \arg((w^{RX}(0,j+1) \cdot (w^{RX}(0,j))^*) \cdot (w^{RX}(0,1) \cdot (w^{RX}(0,0))^*)^*) \quad (A2) \end{aligned}$$

$$v = 1, 2, 3$$

ここで、 $\Delta\theta_v(0,v)(=\theta(0,v+1)-\theta(0,v))$ は、互いに v 方向に隣接するアンテナ素子間の各2つの受信ウェイトの位相差とする。

同様に、任意の $u(u=0,1,2,3)$ における v 方向に直線上に並ぶ座標 (u,v) の各アンテナ素子について、基準アンテナ素子とそれに v 方向に隣接する座標 $(0,1)$ のアンテナ素子との間の受信ウェイトの位相差 $\Delta\theta_v(0,0)$ を尺度として、各 (u,v) のアンテナ素子と座標 $(u,0)$ のアンテナ素子との間の各2つの受信ウェイトの位相差 $\theta(u,v)-\theta(u,0)$ を求める (図 A2)。

$$\begin{aligned} \theta(u,v) - \theta(u,0) &= v\Delta\theta_v(0,0) + \sum_{j=0}^{v-1} \{\Delta\theta_v(u,j) - \Delta\theta_v(0,0)\} \\ &= v \cdot \arg(w^{RX}(0,1) \cdot (w^{RX}(0,0))^*) \\ &+ \sum_{j=0}^{v-1} \arg((w^{RX}(u,j+1) \cdot (w^{RX}(u,j))^*) \cdot (w^{RX}(0,1) \cdot (w^{RX}(0,0))^*)^*) \quad (A3) \end{aligned}$$

$$v = 1, 2, 3$$

ここで、 $\Delta\theta_v(u,v)(=\theta(u,v+1)-\theta(u,v))$ は、互いに v 方向に隣接するアンテナ素子間の各2つの受信ウェイトの位相差とする。

以上、式 (A1),(A3) より、任意の座標 (u, v) の各アンテナ素子について、上記受信ウェイトの位相差 $\Delta\theta_u(0, 0)$ と受信ウェイトの位相差 $\Delta\theta_v(0, 0)$ とを尺度として、各 (u, v) のアンテナ素子と基準のアンテナ素子との間の各 2 つの受信ウェイトの位相差 $\theta(u, 0) - \theta(0, 0)$ は式 (A4) のように表される。

$$\begin{aligned}
 \theta(u, v) - \theta(0, 0) &= (\theta(u, v) - \theta(u, 0)) + (\theta(u, 0) - \theta(0, 0)) \\
 &= u\Delta\theta_u(0, 0) + v\Delta\theta_v(0, 0) + \sum_{i=0}^{u-1} \{\Delta\theta_u(i, 0) - \Delta\theta_u(0, 0)\} + \sum_{j=0}^{v-1} \{\Delta\theta_v(u, j) - \Delta\theta_v(0, 0)\} \\
 &= u \cdot \arg(w^{RX}(1, 0) \cdot (w^{RX}(0, 0))^*) + v \cdot \arg(w^{RX}(0, 1) \cdot (w^{RX}(0, 0))^*) \\
 &\quad + \sum_{i=0}^{u-1} \arg((w^{RX}(i+1, 0) \cdot (w^{RX}(i, 0))^*) \cdot (w^{RX}(1, 0) \cdot (w^{RX}(0, 0))^*)^*) \\
 &\quad + \sum_{j=0}^{v-1} \arg((w^{RX}(u, j+1) \cdot (w^{RX}(u, j))^*) \cdot (w^{RX}(0, 1) \cdot (w^{RX}(0, 0))^*)^*) \quad (A4)
 \end{aligned}$$

$u = 1, 2, 3 \quad v = 1, 2, 3$

式 (A4) より、各アンテナ素子の配置 (u, v) に対する受信ウェイトの位相差の分布を求め、さらに、最小 2 乗法により位相分布を平面に回帰すると、最大受信波方向のみに単一の送信主ビームを形成するための送信ウェイトが演算できる。

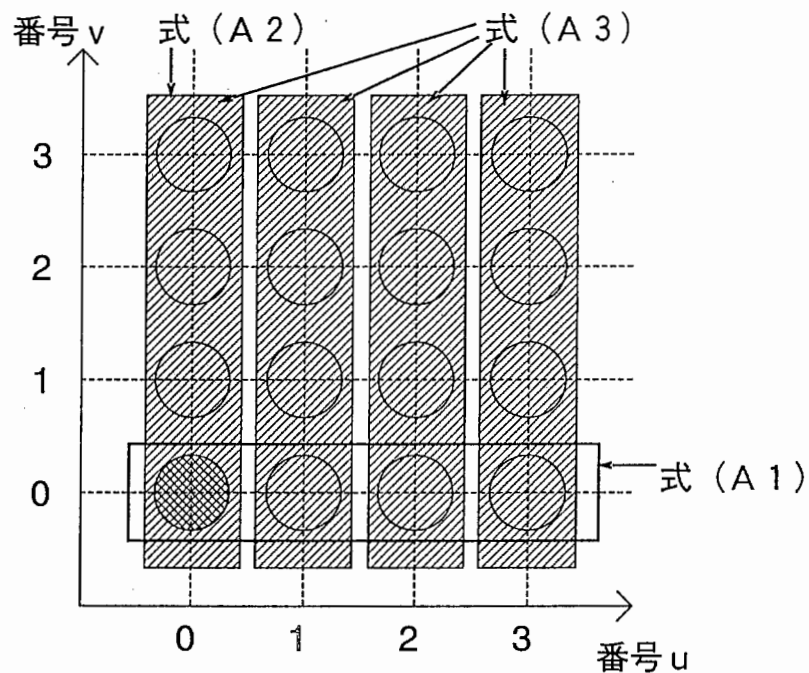


図 A2 アンテナ素子配置と式 (A1) から (A3) との対応