

# 卒業論文

## アレーアンテナにおける 到来波の相関係数推定法に関する研究

指導教官 新井 宏之 教授

平成15年2月28日提出

9944074 清水 耕司

# 要約

アレーアンテナを用いて効率的に電波を送受信するためには，所望波に対してアンテナの放射パターンの最大値を向け不要波に対してヌル（アンテナ指向性において，その方向から信号をほとんど受信しない点）を向けるといった指向性の制御が必要になってくるが，所望波に対し相関性の高い信号が入射してくると，干渉が起こり通信品質が大きく劣化する．この不具合を解消するためには所望波に対して相関性の高い信号（相関波）や相関性の低い信号（無相関波）をどのようにして見分けるかという事が重要になってくる．

本論文では，アレーアンテナで受信した信号を用い，到来波の相関係数を推定する事によって相関波や無相関波を区別できるのか検討した．評価方法には高分解能到来方向推定アルゴリズムとして知られる MUSIC 法による到来方向推定を採用した．このアルゴリズムは相関行列の固有値展開を用いる計算方法である．MUSIC 法を用いて，空間平均法を用いた推定方法と，信号相関行列を用いた推定法の 2 つの方法で相関係数推定のシミュレーションを行い，後者の推定法の方が有用であるという結論に至った．

そして今度は SN 比，スナップショット数，到来角を変化させて到来波の相関係数推定のシミュレーションを行った．SN 比，スナップショット数共に値を小さくすると推定精度が悪くなる事が分かった．また，到来間隔が  $5^\circ$  の場合は第 2 波の無相関波の相関係数が  $r_{12} = 0.59$ ， $r_{23} = 0.28$  といった無相関波とは呼べない相関係数になってしまい，到来間隔が近接していると推定精度が著しく劣化する事を確認した．

シミュレーションにおいて到来波の相関係数を推定する事ができたので，電波暗室内で相関波 2 波，無相関波 2 波，相関波・無相関波 3 波において到来方向及び相関係数の実験的検討を行った．相関波 2 波の相関係数は  $r = 0.99$  となり，無相関波 2 波の相関係数は，スナップショットを 100 でとった場合は相関係数は  $r = 0.13$  となった．また，相関波・無相関波 3 波の相関係数は，第 1 波と第 3 波の相関波の相関係数は  $r_{13} = 0.97$ ，第 2 波の無相関波の相関係数は  $r_{12} = 0.10$ ， $r_{23} = 0.16$  となり，相関波と無相関波が同時に到来しても区別する事ができるという事を確認した．これらすべての場合において到来方向推定に関しては若干の推定誤差はあったが，電波暗室内では相関係数を推定する事が可能であると確認した．室内の反射波についても実験的検討を行った．壁に金属板を取り付けた場合には反射波の到来方向を推定する事ができ，すべての到来波の相関係数もほぼ 1 に近い結果を得た．

# 目次

第 1 章	序論	1
第 2 章	相関係数推定法	7
2.1	到来波の相関性	7
2.1.1	MUSIC 法の基本原理	7
2.1.2	空間平均法の基本原理	9
2.1.3	相関波・無相関波	12
2.1.4	共分散と相関行列	13
2.2	相関係数推定法	15
2.2.1	空間平均法を用いた推定法	15
2.2.2	信号相関行列を用いた推定法	19
2.3	シミュレーションにおける相関係数推定	24
2.3.1	SN 比を変化させた場合	24
2.3.2	スナップショット数を変化させた場合	25
2.3.3	到来角を変化させた場合	26
2.4	まとめ	29
第 3 章	実験における相関係数推定の検討	30
3.1	電波暗室内における相関係数推定	30
3.1.1	相関波 2 波の検討	32
3.1.2	無相関波 2 波の検討	33
3.1.3	相関波・無相関波 3 波の検討	35
3.2	屋内の反射波における相関係数推定	37
3.2.1	金属板無しの場合	37
3.2.2	金属板を取り付けた場合	40
3.3	まとめ	42
第 4 章	結論	43

謝辞	44
参考文献	45

# 第 1 章

## 序論

近年，携帯電話や無線 LAN(Local Area Network) 等が爆発的に普及し，今後も移動体通信に対する需要はますます高まってきている．それに伴って情報量は加速度的に増加し，無線通信の媒体としての電波の飽和現象が現れており，周波数の有効利用が重要な課題となっている．

移動通信，特に陸上通信においては，基地局と端末局の電波の伝搬路が見通しになることは少なく，建物などの反射，回折，散乱等により受信側ではいくつもの電波が到来したようになり，それらがお互いに干渉し合って信号が歪んでしまう．これをマルチパスフェージングという(図 1.1)．

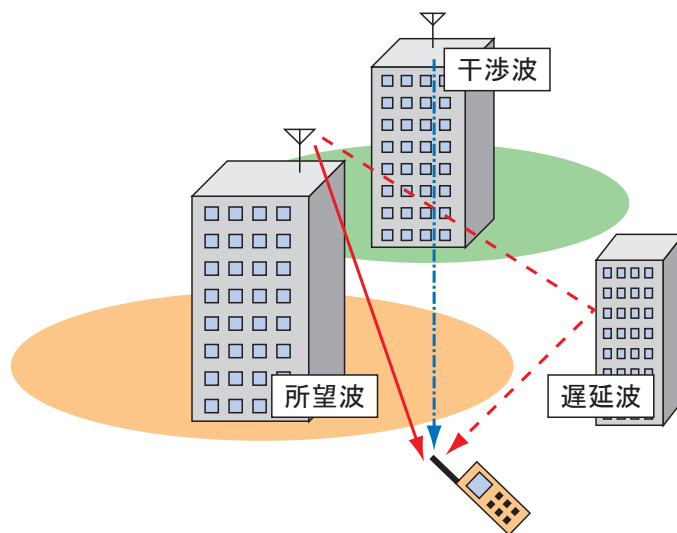


図 1.1 : マルチパスフェージングの様子

マルチパスフェージングにより誤り率特性が劣化するが、各多重波に伝播遅延時間差があるため、高速信号伝送時には周波数選択性フェージングとなり、誤り率がいっそう劣化してしまう。

また、移動体通信においては、割り当てられた周波数を有効に利用するために、同じ周波数を繰り返し利用していて、一般にはお互いが干渉し合わないよう離して周波数を割り当てているが、伝搬の状況によっては干渉が無視できなくなる場合がある。これを同一チャネル干渉と呼ぶ。移動体通信は、大変便利な通信形態ではあるが、他の通信形態と比べて伝送品質が悪く、何らかのフェージング対策が不可欠となる。よって、周波数選択性フェージングに対する克服技術や同一チャネル干渉の除去技術が通信品質劣化を防ぐ鍵となる。

これらの問題を解決する方法の1つとして、空間的に複数のアンテナを配置し、指向性の適応制御を行うアダプティブアレーアンテナの利用が注目されるようになった。また、近年の携帯電話などの増加により、限られた周波数を有効に利用して同時に利用できるユーザ数を増やそうとする技術にもアダプティブアレーの利用が注目されている。

アレーアンテナによる到来方向推定法として、古くには、アレーアンテナのメインビームを走査させて到来方向を推定する方法 (beamformer 法) がある。これはフーリエ変換と等価な方法で、分解能がアレーの開口長によって制限される。それゆえ、より高い分解能を持つ手法が望まれた。その後、Capon 法、最大エントロピー法やほかの線形予測法などが登場し、その高い分解能特性が報じられている。さらにアレー入力の相関行列の固有値展開に基づく MUSIC(MUltiple SIngle Classification) や ESPRIT(Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) が提案され、超分解能とも呼ばれる優れた特性を有するため現在もっとも注目を浴びている。これら到来方向推定法の発展はアダプティブアレーと密接に関係しており、アダプティブアレーの一特性を利用したものと解釈できる。

アダプティブアレーの原理について簡単に説明する。アダプティブアレーアンテナとは、複数のアンテナで構成されるアレーアンテナにおいて、各アンテナ出力に複素ウェイト (weight) を乗じたのち合成すると、アレーアンテナの指向性が変化する。アダプティブアレーは、制御アルゴリズムに基づいて各アンテナ出力のウェイトを決定し、周囲の状態の変化に適応しながら指向性を最適に制御するシステムである (図 1.2)。

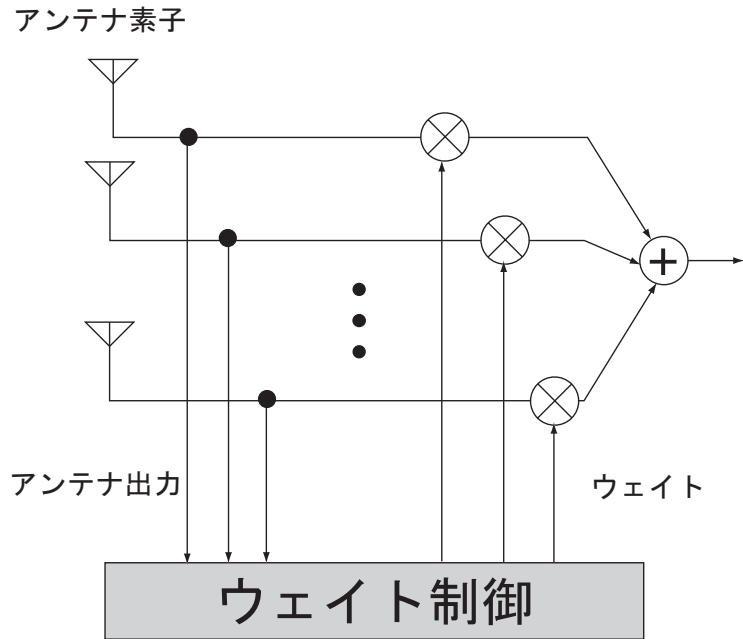


図 1.2 : アダプティブアレーの構成

アンテナの指向性を操作する方法に、ヌル (指向性パターンの落ち込み点) の方向制御がある。複数のアンテナの重みづけを調整することでヌルを形成する。各アンテナ素子の受信出力を制御して所望波に対して放射パターンの最大値を向け、不要波に対してはヌルを向ける制御を行なう (図 1.3)。

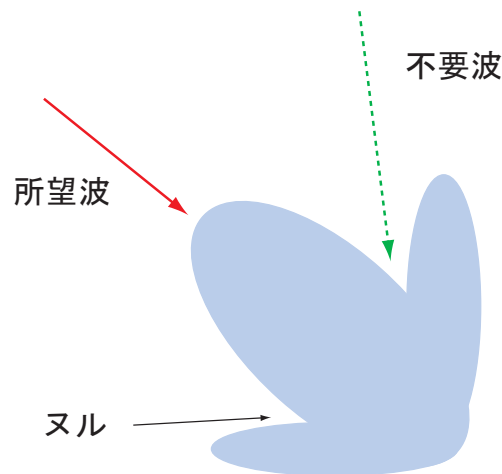


図 1.3 : ヌル操作による不要波の除去

一般的にヌルは非常に狭く，所望波と不要波の角度差がそれほど小さくしなければ，所望波の電力の損失を抑えつつ，十分に不要波の影響を小さくすることができる．アダプティブアレーの基本はこのヌルの方向を制御すること（ヌルステアリング）である．ヌルステアリングでは最大ビーム方向への制御は行なわない．

本研究の目的は，基地局で移動局より到来した電波をアダプティブアレーアンテナを用いて効率的に送受信することである．移動局より到来する電波は反射，散乱，回折によってあらゆる方向から多重波となって基地局に到来する．図 1.4 のように相関波と無相関波が同時に到来した場合に方向推定においては，空間平均法といった前処理を行う事によりすべての波の到来方向を推定する事ができるが，所望の信号に対して相関波や無相関波の区別をつける事ができない．そうなるとアダプティブアレーアンテナにおいて多重伝播路で入射する到来波に対して最適な指向性の制御が難しくなり，相関・無相関を推定する必要性が生じてくる．このとき，アレーアンテナを用いてこの多重波を到来方向に加え受信信号の相関係数を推定する事により，所望信号との相関・無相関によって区別できれば，単純な操作で所望波に指向性のビーム，所望波に対し相関性の高い干渉波や無相関波にヌルを向けることができる．

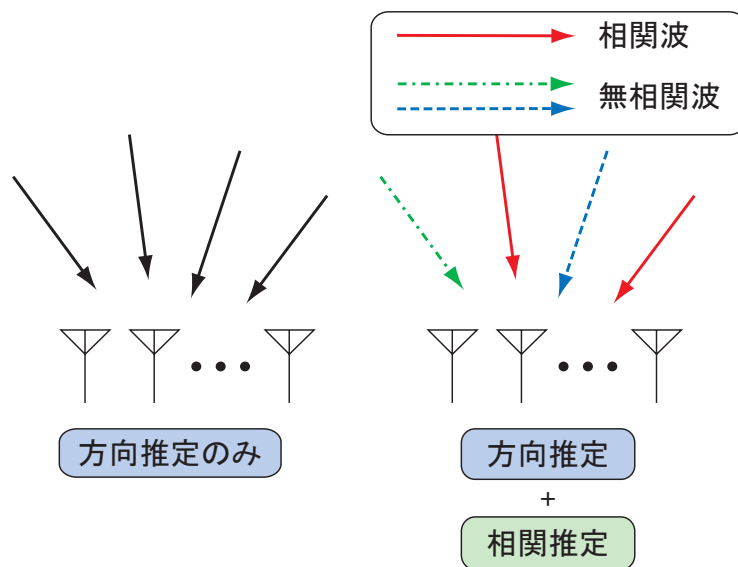


図 1.4：方向推定と相関推定

本研究においては遅延時間推定に関して議論していないが，遅延時間を推定する事により，相関係数と遅延時間の関係性を評価する事は有効だと考えられる．文献紹介として，多重波の伝播遅延時間推定を挙げる [1]．図 1.5 に示すように， $L$  波の多重波が到来する環境で，周波数を掃引させて複数個の受信データを得る事を考える．



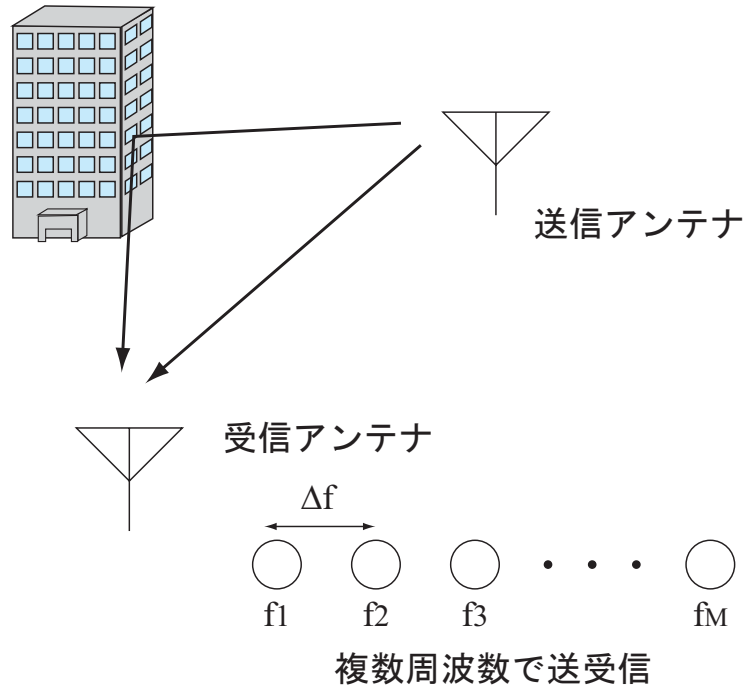


図 1.5 : 周波数掃引における送受信

掃引周波数を

$$f_m = f_1 + (m - 1)\delta f \quad (m = 1, 2, \dots, M) \quad (1.1)$$

のように  $\delta f$  の一定間隔で離散的に選び，全部で  $M$  個のサンプル値をとるとする．

$$X_m \triangleq X(f_m) \quad (1.2)$$

$$N_m \triangleq N(f_m) \quad (1.3)$$

とにおいて  $X(f)$  をベクトル表記すると

$$\mathbf{X} = A_M \mathbf{F} + \mathbf{N} \quad (1.4)$$

$$\mathbf{X} = [X_1, X_2, \dots, X_M]^T \quad (1.5)$$

$$A_M = [\mathbf{a}_M(\tau_1), \mathbf{a}_M(\tau_2), \dots, \mathbf{a}_M(\tau_L)] \quad (1.6)$$

$$\mathbf{a}_M(\tau_l) = [\exp(-j2\pi f_1 \tau_l), \exp(-j2\pi f_2 \tau_l), \dots, \exp(-j2\pi f_M \tau_l)]^T \quad (1.7)$$

$$(l = 1, 2, \dots, L)$$

$$\mathbf{F} = [F_1, F_2, \dots, F_L]^T \quad (1.8)$$

$$\mathbf{N} = [N_1, N_2, \dots, N_M]^T \quad (1.9)$$

と表される．式の表現は，モードベクトルが遅延時間ベクトルとなるだけで到来方向推定におけるリニアアレーの入力ベクトルと同形であることがわかる．したがって，MUSIC や ESPRIT の適用が可能となり，高い時間分解能で多重波の伝播遅延時間の推定が行える．このような事からアレーアンテナのような空間サンプルデータの代わりに，周波数領域のアレーデータが得られれば，到来方向推定と全く同じ方法で，多重波の伝播遅延時間の推定ができるという事が分かる．さらにアレーアンテナを用いて各素子で周波数掃引を行うと，空間と周波数の 2 次元アレーデータが取得できる．このデータに対して同様の信号処理を施すと，多重波の到来方向と伝播遅延時間及の同時推定が可能となる．これに加えて相関係数の推定も同時に行う事ができれば遅延と相関係数の関係も議論する事ができ，かなり有用な推定法になると思われる．

本論文の構成を示す．第 2 章では相関係数を推定するために必要な基礎知識である MUSIC 法の基本原理や共分散・相関係数を説明する．相関推定法として，空間平均法を用いての推定法と信号相関行列を用いての推定法の二つを説明し，それぞれのシミュレーションでの推定結果の比較検討を行った．第 3 章では 2 章で説明した信号相関行列を用いた推定法による実験的検討を行った．また，測定環境における相関係数推定の影響を検討するため，電波暗室内及び屋内の二通りの実験を行った．最後に第 4 章を本論文の結論とする．

## 第 2 章

# 相関係数推定法

本章では MUSIC 法の基本原理及び空間平均法の基本原理，相関波・無相関波，共分散と相関係数を説明した上で空間平均法を用いた推定法や信号相関行列を用いた推定法をシミュレーションを通して比較検討した．また，より優れている推定法を用いて SN 比やスナップショット，到来角のパラメータを変化させてさらなるシミュレーションを行い，これらのパラメータが相関係数に与える影響を考察した．

### 2.1 到来波の相関性

#### 2.1.1 MUSIC 法の基本原理

本研究を行うにあたって，現在最も注目を浴びている到来方向推定のアルゴリズムのひとつである MUSIC(MULTiple Signal Classification) 法を用いた．アレーアンテナを用いた到来方向推定のアルゴリズムはその基本原理から主にビーム走査を用いるものとヌル走査を用いるものに分けられる．ビーム走査を用いるものには Beamformer 法・Capon 法があり，ヌル走査を用いるものには，線形予測法・最小ノルム法・MUSIC 法がある．この中で，MUSIC 法は超高分解能アルゴリズムとして知られている．このアルゴリズムは相関行列の固有値展開を用いる計算方法である．

MUSIC 法の基本原理について簡単に解説する． $K$  素子のアレーアンテナに  $L$  個の波が到来している場合について考える．このとき，時刻  $t$  におけるアレーアンテナ各素子の出力信号  $\mathbf{X}(t)$  を以下のように表す．

$$\begin{aligned}\mathbf{X}(t) &= [x_1(t), x_2(t), \dots, x_K(t)]^T \\ &= \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)\end{aligned}\tag{2.1}$$

となる．ここで，

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)] \quad (2.2)$$

$$\mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta), a_2(\theta), \dots, a_K(\theta)] \quad (2.3)$$

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_L(t)]^T \quad (2.4)$$

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_L(t)]^T \quad (2.5)$$

と表される． $\mathbf{a}(\theta)$  は  $\theta$  の方向に対する各素子の振幅比・位相差を表すベクトルで，一般的に方向ベクトル（ステアリングベクトル・モードベクトル）と呼ばれる． $\mathbf{s}(t)$  は波源の信号を表す複素ベクトル， $\mathbf{n}(t)$  は各素子の雑音ベクトルである．このとき， $\mathbf{X}(t)$  の相関行列は次式のように表される．

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (2.6)$$

ここで，

$$\mathbf{S} = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)] \quad (2.7)$$

と表される． $\mathbf{S}$  は波源の信号の相関行列であり， $E[\ ]$  はアンサンブル平均， $H$  はエルミート共役を示す．

$\mathbf{R}_{xx}$  の固有値，固有ベクトルを  $\lambda_k$ ， $\mathbf{e}_k$  ( $k=1, 2, \dots, K$ ) とおくと，

$$\mathbf{R}_{xx} = \sum_{k=1}^K \lambda_k \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^H = \mathbf{E}\mathbf{\Lambda}\mathbf{E}^H \quad (2.8)$$

と表すことができる．ここで， $\mathbf{E}$  は  $\mathbf{e}_k$  を列とする行列， $\mathbf{\Lambda}$  は  $\lambda_k$  を要素とする対角行列である．

各到来波の相関が低く各信号が雑音と無相関ならば， $\mathbf{R}_{xx}$  の固有値は次式のような関係を持つ．

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \dots = \lambda_K = \sigma^2 \quad (2.9)$$

つまり，固有値は信号成分と雑音成分に分けられる．信号成分，雑音成分の固有値の行列をそれぞれ  $\mathbf{\Lambda}_S$ ， $\mathbf{\Lambda}_N$  とし，それに対応する雑音固有ベクトル，信号固有ベクトルの行列をそれぞれ  $\mathbf{E}_S$ ， $\mathbf{E}_N$  とすると，式 (2.8) は

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{E}_S \mathbf{\Lambda}_S \mathbf{E}_S^H + \mathbf{E}_N \mathbf{\Lambda}_N \mathbf{E}_N^H \quad (2.10)$$

と表すことができる．

式 (2.6) と式 (2.10) を比較すると  $E_N$  に含まれる雑音固有ベクトルと  $A$  に含まれる方向ベクトルは直交することが導かれる．

$$\begin{aligned} e_j^H a(\theta_i) &= 0 \\ (i &= 1, \dots, L) \\ (j &= L + 1, \dots, K) \end{aligned} \quad (2.11)$$

この関係から MUSIC 法では次の関数を用いて到来方向推定を行う．

$$\begin{aligned} P_{MUSIC}(\theta) &= \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{\sum_{j=L+1}^K |e_j^H a(\theta)|^2} \\ &= \frac{a^H(\theta)a(\theta)}{a^H(\theta) \mathbf{E}_N \mathbf{E}_N^H a(\theta)} \end{aligned} \quad (2.12)$$

分母が方向ベクトルと雑音固有ベクトルの内積となっているので，式 (2.11) を満たす  $\theta$  で  $P_{MUSIC}(\theta)$  は無限大になる．この  $\theta$  を変化させて  $P_{MUSIC}(\theta)$  をプロットしたものは MUSIC スペクトラムと呼ばれ，そのピークにより到来方向推定ができる．

以上の MUSIC 法の原理より，推定には次のような条件がつく．まず，各到来波の相関が低く各信号が雑音と無相関である必要がある．さらに，その到来波数  $L$  は，アレーアンテナの素子数  $K$  より少ない必要がある．また，方向ベクトル  $a(\theta)$  と到来波数  $L$  が正確にわかっていないと正確な推定ができない．

各到来波の相関が高い場合には，相関を抑圧するために空間平均法 (Spatial Smoothing Preprocessing) により前処理を行う方法が提案されている．詳しくは次節で説明する．

### 2.1.2 空間平均法の基本原理

空間平均法の基本原理は，相関のある波の位相関係は受信位置で異なるので，受信点を適当に平行移動させて相関行列を求めればその平均効果により相互相関値が低下するというものである．到来方向推定において相関波に対して空間平均を導入することは十分有効だと思われる．通常は，アレーを動かさず全体のアレーから同じ配列をもち部分アレー (サブアレー) を複数個取り出し，それらからの相関行列を平均する方法をとる．図 2.1 に等間隔リニアアレーにおけるサブアレーを示す．

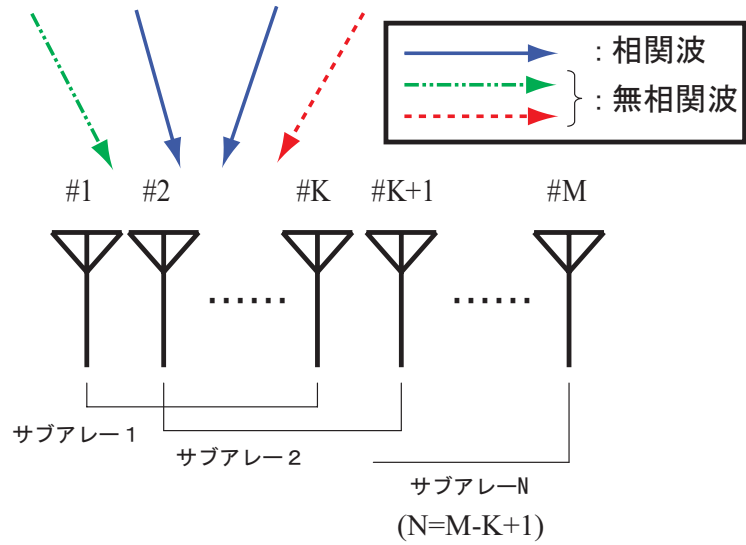


図 2.1 :  $M$  素子リニアアレーと  $K$  素子サブアレー

$M$  素子リニアアレーから  $K$  素子サブアレーを一個ずつ素子をずらしながら  $N (= M - K + 1)$  個取り出す。そして各サブアレーの相関行列 (部分相関行列) を適当に重み付けして足し合わせ、到来波間の相互相関を抑圧する。サブアレーに対応する部分相関行列を図 2.2 に示す。

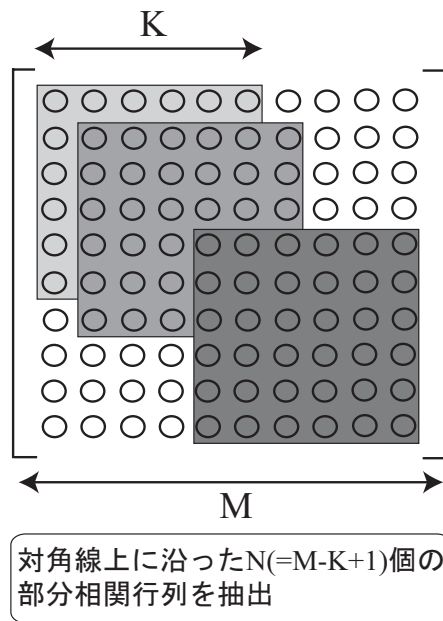


図 2.2 :  $M$  素子リニアアレーと  $K$  素子サブアレーの部分相関行列の関係

全アレー ( $M$  素子) の入力ベクトルは

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \quad (2.13)$$

で表され, 第  $n$  サブアレー ( $K$  素子) の入力ベクトル  $\mathbf{X}_n(t)$  は,

$$\mathbf{X}_n(t) = [x_n(t), x_{n+1}(t), \dots, x_{n+K-1}(t)]^T \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (2.14)$$

で与えられる. したがって, 第  $n$  サブアレーの相関行列 (第  $n$  部分相関行列) は次式で表される.

$$R_{xx}^n = E[\mathbf{X}_n(t)\mathbf{X}_n^H(t)] \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (2.15)$$

各部分相関行列に対する重み付けを  $z_n$  ( $n = 1, 2, \dots, N$ ) とすると  $N$  個の部分相関行列の平均 (空間平均) によって次式の相関行列が得られる.

$$\bar{R}_{xx} = \sum_{n=1}^N z_n R_{xx}^n \quad (2.16)$$

ただし, 平均の際の電力保存,  $\bar{R}_{xx}$  が正定値エルミート行列であることから, 通常,  $z_n$  は実数で, 次式を満たすとする.

$$\sum_{n=1}^N z_n = 1 \quad (2.17)$$

MUSIC が相関波の到来方向を正確に推定できないのは, 信号相関行列  $S = E[\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)]$  が

$$S = P_1 \boldsymbol{\alpha} \boldsymbol{\alpha}^H \quad (2.18)$$

となってランクが 1 となり, 信号部分空間の次元が 1 に縮退してしまうからである. 仮に  $L$  波が互いに無相関であれば,

$$S = \begin{bmatrix} P_1 & & \mathbf{O} \\ & \ddots & \\ \mathbf{O} & & P_L \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

となって明らかにランクが  $L$  である. したがって, 到来方向推定では信号相関行列  $S$  のランクがフルランク ( $L$ ) に回復することが空間平均導入の直接の目的となる. それ故, 部分相関行列の重み付け  $z_n$  を

$$z_n = \frac{1}{N} \quad (n = 1, 2, \dots, N) \quad (2.20)$$

とし，シンプルな一様空間平均法を用いることが多い．

なお，空間平均による正確な推定を行うために必要な条件としては

$$N = M - K + 1 \geq L \quad (2.21)$$

であり，さらに MUSIC の適用条件として

$$K \geq L + 1 \quad (2.22)$$

である．よって，上の二つの不等式より

$$M = N + K - 1 \geq L + K - 1 \geq 2L \quad (2.23)$$

となり，予想される到来波数の 2 倍の数の素子数が必要ということになる．

### 2.1.3 相関波・無相関波

相関波・無相関波と相関係数の関係を図 2.3 に示す．

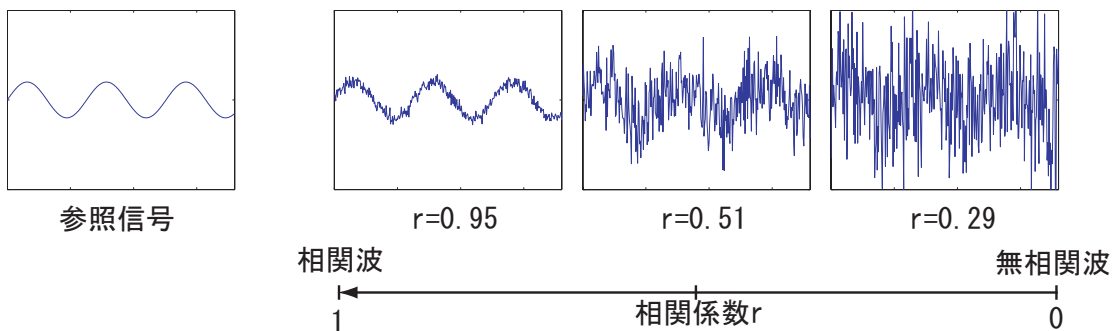


図 2.3：相関波・無相関波と相関係数の関係

図 2.3 を見て分かるように，相関波とは参照信号との相関係数が 1 に近い波の事を言い，無相関波とは参照信号との相関係数が 0 に近い波と言うように本論文において定義する．参照信号との相関係数  $r = 0.95$  の時はほぼ参照信号に近い波形となっているが，相関係数  $r = 0.29$  の時は，参照信号とは全く異なった波形となっている．

また，相関波・遅延波・無相関波とサンプリング周期の関係を図 2.4 に示す．



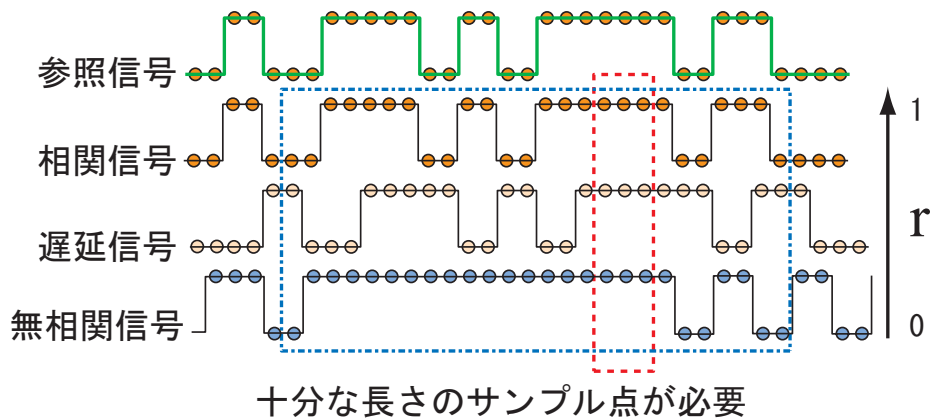


図 2.4： 相関波・無相関波とサンプリング周期の関係

図 2.4 の一番上の信号を参照信号とすると，二番目の信号は，互いに相関性の高い相関信号である．三番目の信号はある程度の相関がある遅延信号である．そして四番目の信号はそれらとは無相関な信号である．図 2.4 から見てもわかるように，点線で囲んであるように狭い周期でサンプリングするとすべての信号が参照信号に対して完全に相関となってしまう．しかし，一点鎖線で囲んである周期でサンプリングすれば相関係数の信頼度がより高くなる．すなわち標本の数が多くなるほどより正確な値が推定できるという事になる．各種パラメータを変えた場合の到来波の相関性を次の表 2.1 に示す．

表 2.1： 各種パラメータによる相関係数の影響

———	周期性のある波	周期性のない波
振幅ずれ	変化無し	変化無し
オフセット	変化無し	変化無し
位相のずれ (遅延)	周期的に変化	0 に近くなる
周波数のずれ	0 に近くなる	———

上の表から見ても分かるように相関と遅延が関係するのは周期性のない波であり，基地局への到来波は遅延がまったくなければ相関波になり，十分な遅延量があれば無相関波となる．

#### 2.1.4 共分散と相関行列

前節でも述べたように，相関波とは相関係数が 1 に近い信号であると定義したが，それらの 2 変数の相関関係の算出の方法を共分散と相関行列という観点から説明する．

分散・共分散 共分散を説明する前に分散の説明をする必要があるので触れておく．分散 (Variance) とは，それぞれのデータが平均値を中心として，どれだけ離れているか，その距離の 2 乗した値の平均となっており，散らばり具合を見る目安となっている．分散は，

$$\begin{aligned} s^2 &= \frac{(x_1 - \bar{x})^2 + (x_2 - \bar{x})^2 + (x_3 - \bar{x})^2 + \cdots + (x_N - \bar{x})^2}{N - 1} \\ &= \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N - 1} \end{aligned} \quad (2.24)$$

で表す事ができる．ここで  $\bar{x}$  は，データの平均値である．また，データの単位と同じ乗数になるような「ばらつき」の尺度として，分散の平方根を定義し，これを標準偏差という．すなわち標準偏差とは，

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N - 1}} \quad (2.25)$$

のように定義される．

共分散 (Covariance) とは 2 つの異なるデータの集合  $X, Y$  が与えられているとき，これらのデータ間の線形関係の強さを表す尺度として用いられる．共分散は，

$$s_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})}{N - 1} \quad (2.26)$$

で定義される．

相関係数 上記の共分散によっても変数間の対応関係を把握することはできるが，この数値には変数の単位の違いによって影響が出やすいという問題がある．そこでデータ集合の種類や単位の依らない最も普遍的なデータ散布状況の尺度として，共分散を各標準偏差  $s_x, s_y$  の積で割って相関係数  $r$  を定義する．すなわち相関係数 (Correlation Coefficient) とは，

$$r = \frac{s_{xy}}{s_x s_y} \quad (2.27)$$

である．ただし，

$$s_x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2}{N - 1}} \quad s_y = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2}{N - 1}}$$

相関係数  $r$  は，1 と -1 の間の値をとり，1 または -1 に近づくほど散布図上のデータ点は直線状に分布する．

相関係数が正のとき，散布図上の点の集合は右上がりに分布し，このとき二つのデータ集合間には正の相関があるといわれる．

相関係数が負のとき，散布図上の点の集合は右下がりに分布し，このとき二つのデータ集合間には負の相関があるといわれる．

## 2.2 相関係数推定法

ここでは、今まで行ってきた到来波の相関係数推定法の研究のうち、空間平均法を用いた推定と信号相関行列を用いた推定の二つをシミュレーションを通して比較検討しながら説明していく。

### 2.2.1 空間平均法を用いた推定法

前節でも述べたように、互いに相関のある到来波が入射した場合、MUSIC アルゴリズムにおいて不具合が生じ、相関波の到来方向にピークが生じなくなるが、空間平均法という前処理を行う事により、相関波の到来方向にもピークを確認する事ができる。この特性を利用して空間平均前と空間平均後両方にピークを確認できた到来方向を無相関波、空間平均後のみにピークを確認できた到来方向を相関波としてそれらを区別する事ができる。

空間平均法を用いた推定法の一例として、8 素子 ( $M = 8$ ) 半波長間隔リニアアレーで、空間平均を施す前と後を、MUSIC を用いて相関波・無相関波 3 波 ( $L = 3$ ) の相関推定を行った。サブアレーのサイズを  $K = 6$  とする。したがって、サブアレーの個数は  $N = M - K + 1 = 3$  であり、式と式の条件を満たしている。計算に用いた入力パラメータを表 2.2 に示す。空間平均法を用いる前と後の MUSIC スペクトラムを次の図 2.5 と図 2.6 に示す。簡単のために、相関波の相関係数  $r = 1$  とした。また、SNR(Signal to Noise Ratio) は 20dB、スナップショット数は 100 とし、施行回数は 3 回とした。尚、使用したソフトウェアは Math Works 社の MATLAB を用いた。

表 2.2 : 信号相関行列を用いた MUSIC スペクトラムにおける各パラメータ

第 1 波	到来角	: $\theta_1 = -30^\circ$
	電力	: $P_1 = 0.2$
第 2 波	到来角	: $\theta_1 = 0^\circ$
	電力	: $P_2 = 0.5$
第 3 波	到来角	: $\theta_1 = 10^\circ$
	電力	: $P_3 = 2.0$
相関波 : 第 1 波, 第 3 波		

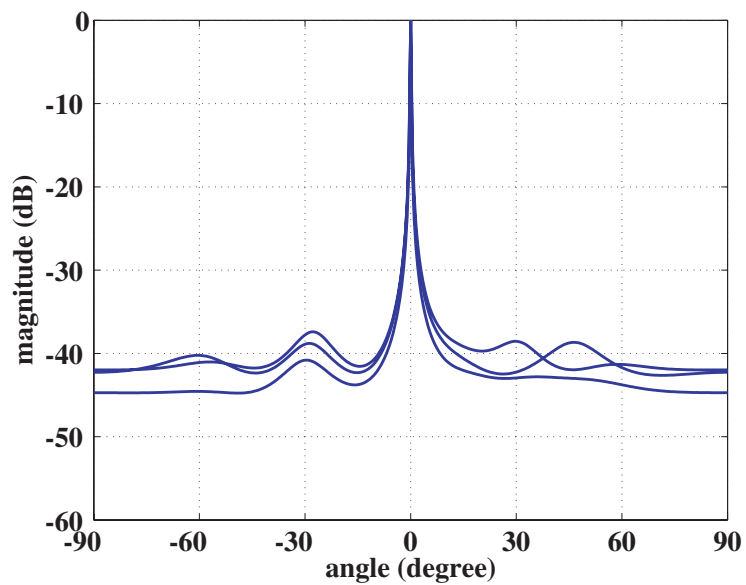


図 2.5 : 空間平均前の MUSIC スペクトラム

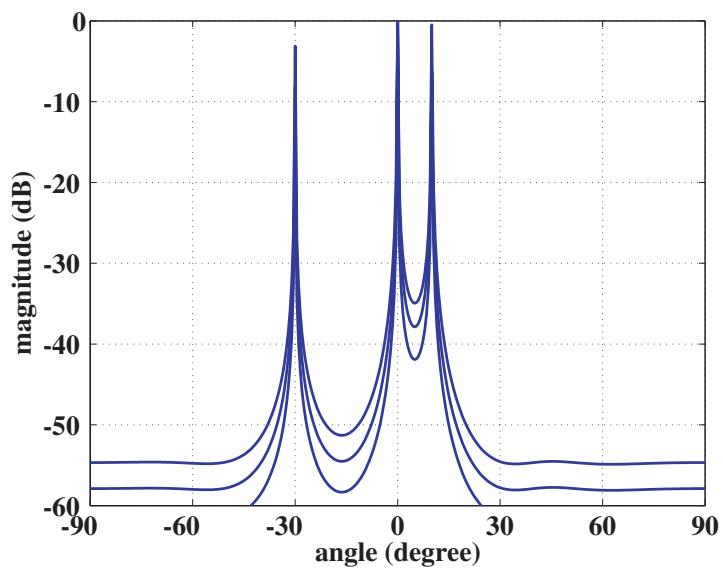


図 2.6 : 空間平均後の MUSIC スペクトラム

図 2.5 は空間平均前の MUSIC スペクトラムで無相関波の到来方向  $0^\circ$  にはピークが生じていて、相関波の到来方向  $-30^\circ$ 、 $10^\circ$  方向に明確なピークが生じていないが、図 2.6 の空間平均後の MUSIC スペクトラムでは 3 波ともはっきりとピークが生じていて正確に到来方

向が推定できている．この特性を利用し，空間平均後から空間平均前を差し引いた MUSIC スペクトラムを図 2.7 に示す．

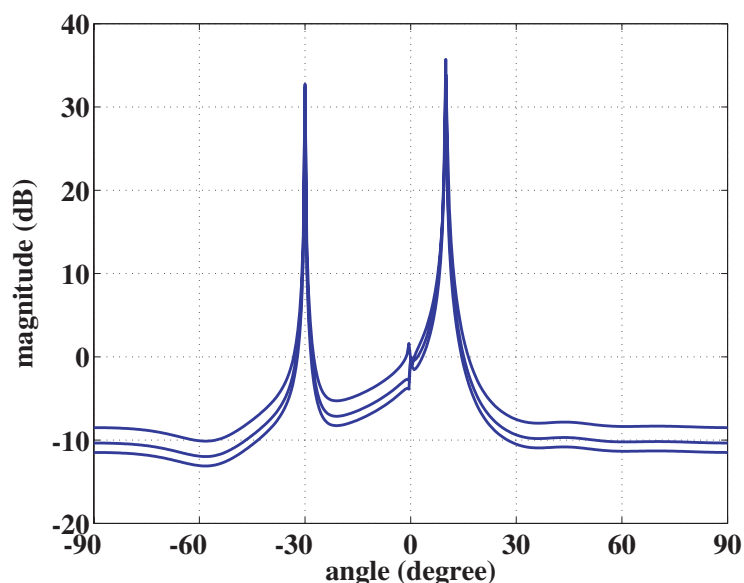


図 2.7 : (空間平均後)-(空間平均前) の MUSIC スペクトラム

図 2.7 を見ても分かるように，空間平均後の MUSIC スペクトラムから空間平均前のスペクトラムを差し引くことで無相関の波が相殺されて相関波のみにピークがたつ．これから第 1 波と第 3 波が相関波で第 2 波がそれらとは無相関な到来波だという事が一目で分かる．また，先ほどと同じような手法で複数相関波が到来した場合の空間平均前と空間平均後の MUSIC スペクトラムを図 2.8 と図 2.9 に示し，それらを差し引いたシミュレーション結果を図 2.10 に示す．

表 2.3 : 複数相関波が到来した場合の MUSIC スペクトラムにおける各パラメータ

第 1 波	到来角 : $\theta_1 = -30^\circ$ 電力 : $P_1 = 0.2$	第 4 波	到来角 : $\theta_4 = 30^\circ$ 電力 : $P_4 = 1.0$
第 2 波	到来角 : $\theta_2 = 0^\circ$ 電力 : $P_2 = 0.5$	第 5 波	到来角 : $\theta_5 = 60^\circ$ 電力 : $P_5 = 3.0$
第 3 波	到来角 : $\theta_3 = 10^\circ$ 電力 : $P_3 = 2.0$		
相関波 1: 第 1 波, 第 3 波			
相関波 2: 第 2 波, 第 4 波			

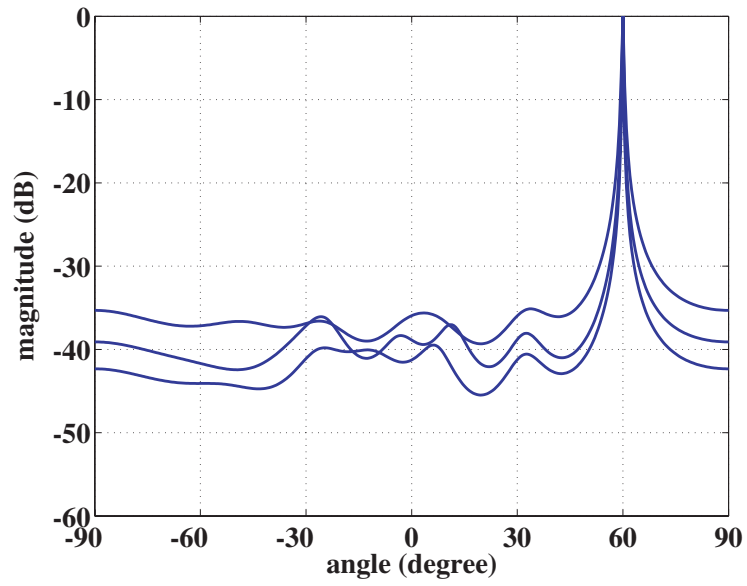


図 2.8 : 複数相関波が到来した場合の MUSIC スペクトラム (空間平均前)

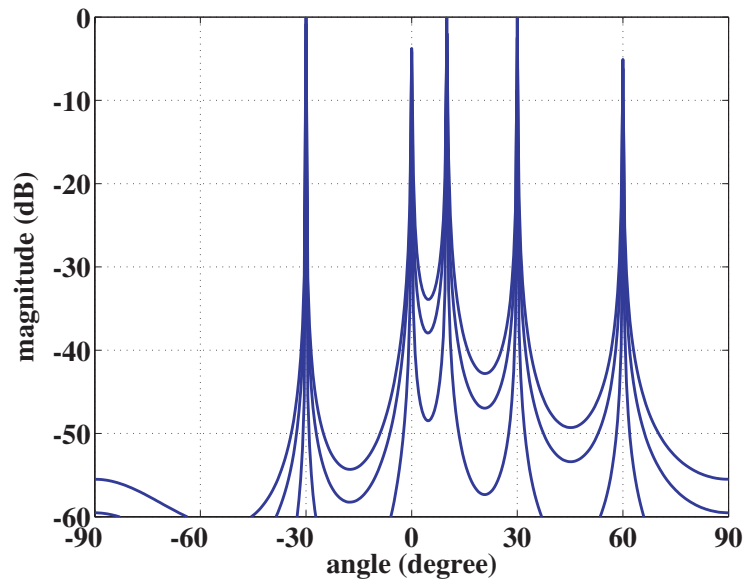


図 2.9 : 複数相関波が到来した場合の MUSIC スペクトラム (空間平均後)

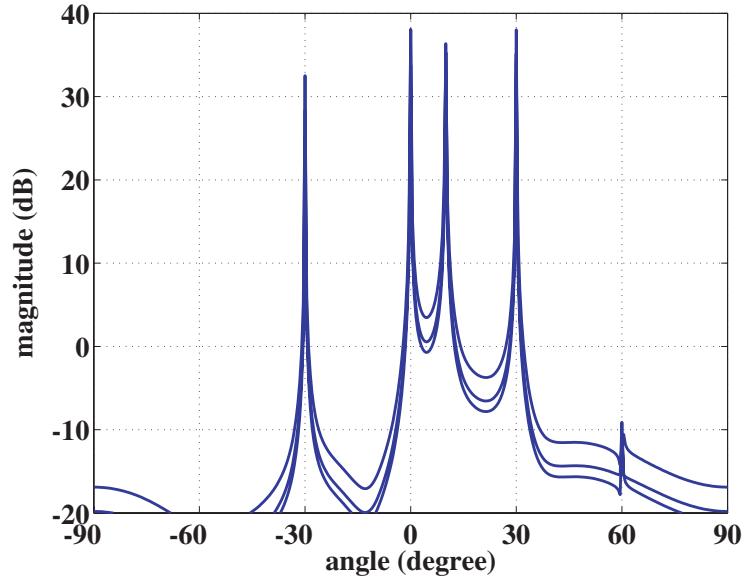


図 2.10 : 複数相関波が到来した場合の MUSIC スペクトラム (空間平均後)-(空間平均前)

図 2.10 を見て分かるように，複数相関波が到来した場合，無相関波の区別はつくが，相関波同士の区別がつかなくなってしまう．このような不具合を解消するために，次節では別のアプローチである信号相関行列を用いた推定を行った．

## 2.2.2 信号相関行列を用いた推定法

前節の空間平均法を用いたアプローチでは，どの波が相関波か一目で分かるという利点があるが，複数相関波が到来した場合は相関波同士の区別がつかなくなってしまうという欠点や，完全相関，完全無相関の場合しか正確な推定をする事ができないといった欠点がある．その不具合を解消するために今度は信号相関行列  $S_{nn}$  を用いて説明していく．

信号相関行列を含めた共分散行列  $R_{xx}$  は式 (2.6) で示したように次式で表す事ができる．

$$R_{xx} = AS_{nn}A^H + \sigma^2I \quad (2.28)$$

ここで信号相関行列  $S_{nn}$  を求めるには，受信アレーの共分散行列  $R_{xx}$  から雑音行列  $\sigma^2I$  を差し引いた行列の左からアンテナ放射パターン行列  $A$  の逆行列，右から  $A^H$  の逆行列をかけることによって，次のように信号相関行列  $S_{nn}$  を算出する事ができる．

$$S_{nn} = A^{-1}(R_{xx} - \sigma^2I)(A^H)^{-1} \quad (2.29)$$

しかしながら行列  $A$  が逆行列を持つには，正方行列でなければならないので，到来波数＝

素子数といった条件が必要になってくる．信号相関行列  $S_{nn}$  は次のような行列になる．

$$S_{nn} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

ここで，信号相関行列  $S_{nn}$  の第  $i$  対角成分  $S_{ii}$  は，第  $i$  波の分散を示しており，この行列により，受信電力を推定する事ができる．また， $S_{nn}$  の非対角成分  $S_{xy}$  は各信号の共分散を示しており，第  $x$  波と第  $y$  波の相関性の高さを示している．また， $S_{xy}$  と  $S_{yx}$  の値は当然ではあるが等しくなる．

信号相関行列を用いた推定法の一例として，図 2.11 に信号相関行列を用いた推定法における MUSIC スペクトラムおよび推定した相関行列を示す．尚，これらのシミュレーションはすべて空間平均後の MUSIC スペクトラムであり，SN 比，スナップショット数は空間平均法を用いた推定法と同じ数値にした．

表 2.4：信号相関行列を用いた MUSIC スペクトラムにおける各パラメータ

第 1 波	到来角	: $\theta_1 = -30^\circ$
	電力	: $P_1 = 0.2$
第 2 波	到来角	: $\theta_1 = 0^\circ$
	電力	: $P_2 = 0.5$
第 3 波	到来角	: $\theta_1 = 10^\circ$
	電力	: $P_3 = 2.0$
相関波 : 第 1 波, 第 3 波		



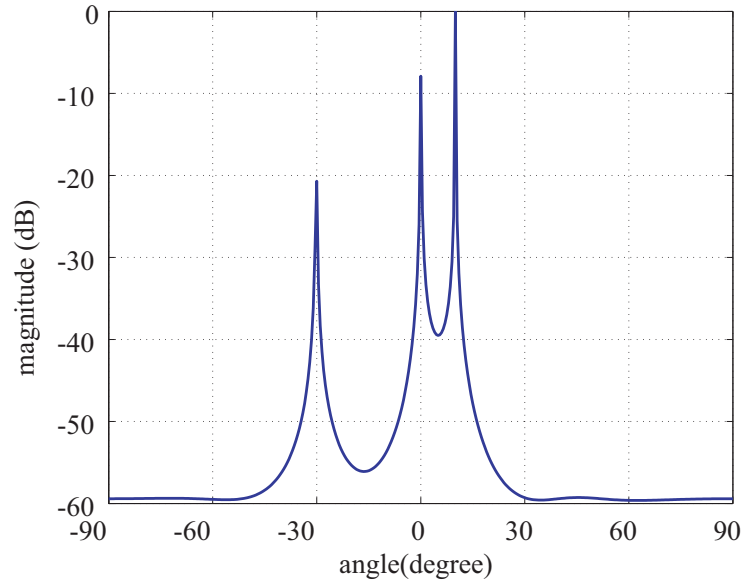


図 2.11 : 信号相関行列を用いた場合の MUSIC スペクトラム

$$\mathbf{S}_{nn} = \begin{bmatrix} 0.20 & 0.03 & 0.61 \\ 0.03 & 0.50 & 0.05 \\ 0.61 & 0.05 & 1.99 \end{bmatrix}$$

表 2.4 と信号相関行列  $S_{nn}$  を見て分かるように，信号相関行列  $S_{nn}$  は，ほぼ正確な受信電力を推定でき，変数間の対応関係を把握することはできるが，この数値には変数の大きさの違いによって影響が出やすいという問題がある．すなわちこの行列は先ほど信号相関行列と明記したが，実際は信号共分散行列である．従って各受信電力を正規化する必要がある．そこで前節で述べたように共分散行列を相関行列に変換して信号相関行列  $S_{nn}$  の対角成分を 1 に正規化すれば 2 波間の対応関係を正確に把握する事ができる．式 2.27 のような手順で共分散行列を相関行列に変換した変数を  $r_{nn}$  すると，

$$\mathbf{r}_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.10 & 0.96 \\ 0.10 & 1.00 & 0.05 \\ 0.96 & 0.05 & 1.00 \end{bmatrix}$$

となり，第 1 波と第 3 波が相関波であるという事が数値的に一目で分かるようになる．先ほど述べた空間平均法を用いての推定では相関波同士の推定を行う事ができなかったが，信号相関行列を用いた推定法を行う事によって，その不具合を解消する事ができる．複数相関波が到来した場合の各パラメータを表 2.5 に示し，シミュレーション結果を図 2.12 に示す．

表 2.5 : 複数相関波が到来した場合の MUSIC スペクトラムにおける各パラメータ

第 1 波	到来角 : $\theta_1 = -30^\circ$ 電力 : $P_1 = 0.2$	第 4 波	到来角 : $\theta_4 = 30^\circ$ 電力 : $P_4 = 1.0$
第 2 波	到来角 : $\theta_2 = 0^\circ$ 電力 : $P_2 = 0.5$	第 5 波	到来角 : $\theta_5 = 60^\circ$ 電力 : $P_5 = 3.0$
第 3 波	到来角 : $\theta_3 = 10^\circ$ 電力 : $P_3 = 2.0$		
相関波 1: 第 1 波, 第 3 波			
相関波 2: 第 2 波, 第 4 波			

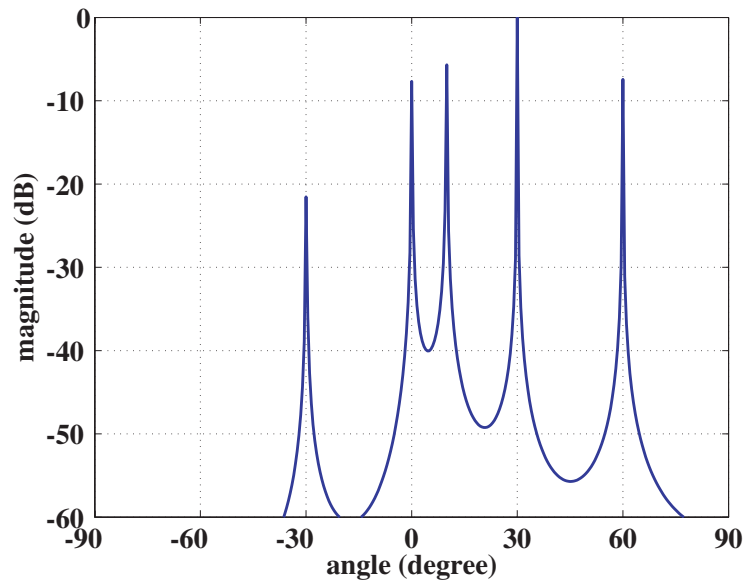


図 2.12 : 複数相関波が到来した場合の MUSIC スペクトラム

$$\mathbf{S}_{nn} = \begin{bmatrix} 0.19 & 0.01 & 0.60 & 0.01 & 0.05 \\ 0.01 & 0.48 & 0.03 & 0.65 & 0.02 \\ 0.60 & 0.03 & 1.91 & 0.02 & 0.17 \\ 0.01 & 0.65 & 0.02 & 0.92 & 0.03 \\ 0.05 & 0.02 & 0.17 & 0.03 & 2.70 \end{bmatrix} \quad \mathbf{r}_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.03 & 0.99 & 0.01 & 0.07 \\ 0.03 & 1.00 & 0.03 & 0.98 & 0.02 \\ 0.99 & 0.03 & 1.00 & 0.02 & 0.08 \\ 0.01 & 0.98 & 0.02 & 1.00 & 0.02 \\ 0.07 & 0.02 & 0.08 & 0.02 & 1.00 \end{bmatrix}$$

相関行列  $\mathbf{r}_{nn}$  を見て分かるように, 第 1 波と第 3 波が相関性の高い波で, 第 2 波と第 4 波が, 先ほどとは別の相関性の高い波であり, 第 5 波はそれらとは無相関な波であるという

事が分かる．

信号相関行列を用いての相関係数推定は逆行列演算の計算量が多いという難点はあるものの，相関係数を数値的にほぼ正確に推定する事ができ，複数相関波が到来した場合でも相関係数が推定できるということから，先ほど挙げた空間平均法を用いての推定と比べてみるとより有用である推定法だという事がわかる．この事から，次節では信号相関行列を用いた推定法で各種パラメータを変えたシミュレーションを行う．

## 2.3 シミュレーションにおける相関係数推定

本節では前節の信号相関行列を用いた推定法を用いて，SN比，スナップショット数，到来角の各種パラメータを変えてシミュレーションにおける相関係数推定を行った．尚，すべてのシミュレーションにおいて素子数は8，サブアレー数6とし，すべてのMUSICスペクトラムについて空間平均を行った．

### 2.3.1 SN比を変化させた場合

SN比を変化させた場合のMUSICスペクトラムにおける各パラメータを表2.6に示し，シミュレーション結果を図2.13に示す．

表 2.6 : SN比を変化させた場合の各パラメータ

第1波	到来角	: $\theta_1 = -30^\circ$
	電力	: $P_1 = 0.2$
第2波	到来角	: $\theta_2 = 0^\circ$
	電力	: $P_2 = 0.5$
第3波	到来角	: $\theta_3 = 10^\circ$
	電力	: $P_3 = 2.0$
スナップショット数		: 100
相関波		: 第1波, 第2波

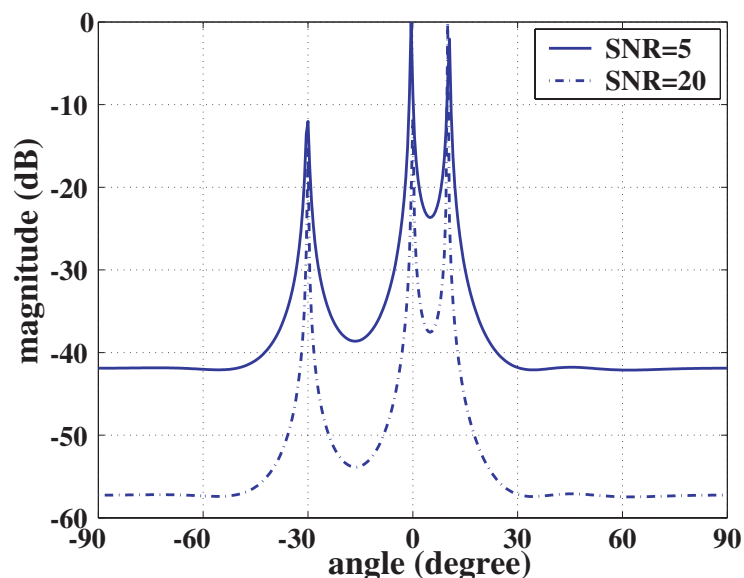


図 2.13 : SN比を変化させた場合のMUSICスペクトラム

また，推定した信号相関行列  $S_{nn}$  及び相関係数  $r_{nn}$  は次のようになった．

- SN 比=5dB の場合

$$S_{nn} = \begin{bmatrix} 0.43 & 0.47 & 0.15 \\ 0.47 & 1.33 & 0.69 \\ 0.15 & 0.69 & 2.53 \end{bmatrix} \quad r_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.62 & 0.15 \\ 0.62 & 1.00 & 0.37 \\ 0.15 & 0.37 & 1.00 \end{bmatrix}$$

- SN 比=20dB の場合

$$S_{nn} = \begin{bmatrix} 0.20 & 0.32 & 0.03 \\ 0.32 & 0.51 & 0.05 \\ 0.02 & 0.05 & 1.72 \end{bmatrix} \quad r_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.99 & 0.05 \\ 0.99 & 1.00 & 0.06 \\ 0.05 & 0.06 & 1.00 \end{bmatrix}$$

このように SN 比の値が少ないと信号に対する雑音の比率が高くなり，信号相関行列  $S_{nn}$  及び相関係数  $r_{nn}$  の正確な推定ができなくなってしまうが，SN 比の値を大きくすればするほどより正確な推定が行えるという事が分かる．

### 2.3.2 スナップショット数を変化させた場合

スナップショット数を変化させた場合の MUSIC スペクトラムにおける各パラメータを表 2.7 に示し，シミュレーション結果を図 2.14 に示す．

表 2.7：スナップショット数を変化させた場合の各パラメータ

第 1 波	到来角	: $\theta_1 = -30^\circ$
	電力	: $P_1 = 0.2$
第 2 波	到来角	: $\theta_2 = 0^\circ$
	電力	: $P_2 = 0.5$
第 3 波	到来角	: $\theta_3 = 10^\circ$
	電力	: $P_3 = 2.0$
SN 比 : 20dB		
相関波: 第 1 波, 第 3 波		

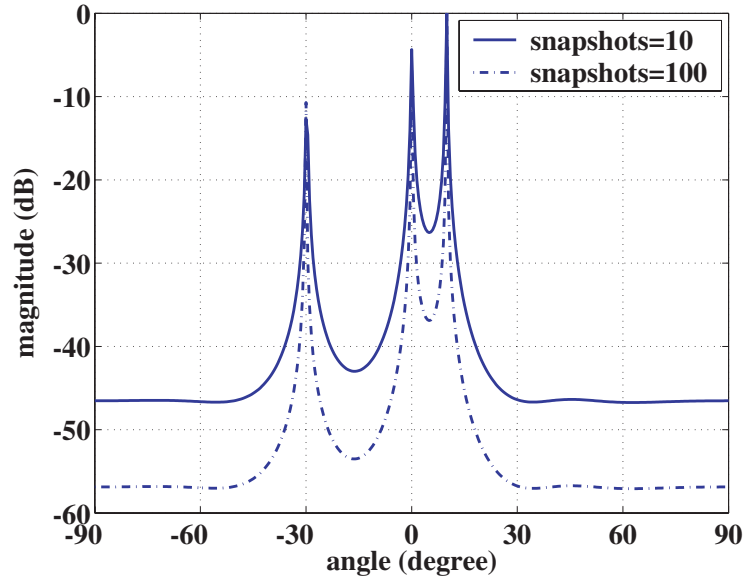


図 2.14 : スナップショット数を変化させた場合の MUSIC スペクトラム

- スナップショット数=10の場合

$$S_{nn} = \begin{bmatrix} 0.28 & 0.12 & 0.79 \\ 0.12 & 0.45 & 0.36 \\ 0.79 & 0.36 & 2.34 \end{bmatrix} \quad r_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.35 & 0.97 \\ 0.35 & 1.00 & 0.35 \\ 0.97 & 0.35 & 1.00 \end{bmatrix}$$

- スナップショット数=100の場合

$$S_{nn} = \begin{bmatrix} 0.22 & 0.02 & 0.67 \\ 0.01 & 0.47 & 0.04 \\ 0.67 & 0.04 & 2.18 \end{bmatrix} \quad r_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.05 & 0.97 \\ 0.05 & 1.00 & 0.04 \\ 0.97 & 0.04 & 1.00 \end{bmatrix}$$

スナップショット数を変化させた場合は SN 比を変化させた場合と同様に，数値が小さい場合は電力推定及び相関係数において，正確な推定ができなくなるが，数値を大きくするとほぼ正確な推定を行う事ができた。

### 2.3.3 到来角を変化させた場合

到来角を変化させた場合の MUSIC スペクトラムにおける各パラメータを表 2.8 に示し，シミュレーション結果を図 2.15 に示す。

表 2.8 : 到来角を変化させた場合の各パラメータ

第 1 波	到来角 : $\theta_1 = -5^\circ$
	電力 : $P_1 = 0.2$
第 2 波	到来角 : $\theta_2 = 0^\circ$
	電力 : $P_2 = 0.5$
第 3 波	到来角 : $\theta_3 = 5^\circ$
	電力 : $P_3 = 2.0$
SN 比 : 30dB	
相関波: 第 1 波, 第 3 波	

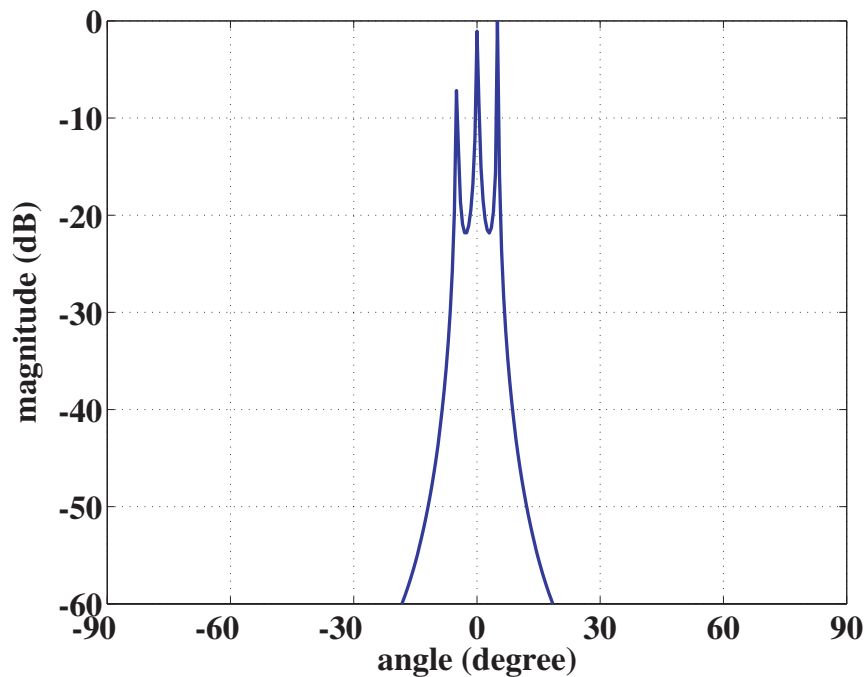


図 2.15 : 到来角を変化させた場合の MUSIC スペクトラム  
(到来角の間隔:  $5^\circ$ )

また, 推定した信号相関行列  $S_{nn}$  及び相関係数  $r_{nn}$  は次のようになった.

$$S_{nn} = \begin{bmatrix} 0.48 & 0.51 & 0.93 \\ 0.51 & 1.55 & 0.54 \\ 0.93 & 0.54 & 2.46 \end{bmatrix} \quad r_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.59 & 0.86 \\ 0.59 & 1.00 & 0.28 \\ 0.86 & 0.28 & 1.00 \end{bmatrix}$$

到来波の間隔が  $5^\circ$  の場合は無相関波であるはずの第 2 波の相関係数が 0.59 という無相関波とは呼べないような相関係数になってしまった．今度は到来間隔を  $15^\circ$  に設定して先ほどと同様にシミュレーションを行った結果を図 2.16 に示す．

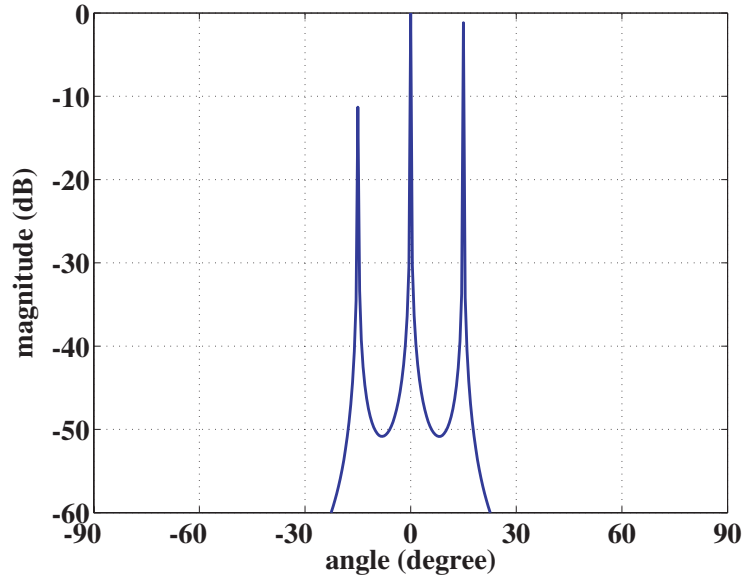


図 2.16：到来角を変化させた場合の MUSIC スペクトラム  
(到来角の間隔: $15^\circ$ )

また，推定した信号相関行列  $S_{nn}$  及び相関係数  $r_{nn}$  は次のようになった．

$$S_{nn} = \begin{bmatrix} 0.20 & 0.01 & 0.61 \\ 0.01 & 0.51 & 0.05 \\ 0.61 & 0.05 & 1.92 \end{bmatrix} \quad r_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.04 & 0.99 \\ 0.04 & 1.00 & 0.05 \\ 0.99 & 0.05 & 1.00 \end{bmatrix}$$

図 2.16 のように到来波の間隔を  $15^\circ$  に広げると，ほぼ正確な電力推定と相関係数推定を行う事ができた．

図 2.15 のように到来角の間隔  $5^\circ$  という非常に近接した波が入射すると電力推定と相関係数推定が全くできていない事がわかる．これは 3 波とも近接した状況ではいかに超分解能と呼ばれる MUSIC 法においても，分解能の限界を超えたためと思われる．これらのことから非常に近接した到来波が入射した場合の相関係数は，あまり信用できないという事が分かった．



## 2.4 まとめ

本章では，MUSIC アルゴリズムや空間平均法の基本原理，共分散と相関係数の関係を予備知識として説明した上で，空間平均法を用いた推定法と信号相関行列を用いた推定法の二つの推定法を比較検討した．比較の概要を表 2.9 に示す．

表 2.9：相関係数推定法の比較

	空間平均法を用いた推定法	信号相関行列を用いた推定法
利点	<ul style="list-style-type: none"><li>・ 演算量が比較的少ない</li><li>・ 可視的に相関が見分けられる</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>・ 数値的に求められる</li><li>・ 複数の相関が見分けられる</li><li>・ 電力推定が行える．</li></ul>
欠点	<ul style="list-style-type: none"><li>・ 複数の相関が見分けられない</li><li>・ 完全相関もしくは完全無相関の場合しか推定できない</li></ul>	<ul style="list-style-type: none"><li>・ 行列 <math>A</math> の逆行列演算の計算量が多い</li></ul>

これらを比較検討した結果，信号相関行列を用いた推定法の方がより有効な推定法だという結論に至った．

さらに信号相関行列を用いて SN 比，スナップショット数，到来角のパラメータを変化させて MUSIC 法による到来方向推定に加えて到来波の相関係数推定のシミュレーションを行った．SN 比，スナップショット数共に，数値が小さいと推定精度は若干劣化する事を確認し，特に到来間隔を狭くした場合においては，相関係数の推定精度は著しく劣化する事を確認した．

## 第 3 章

# 実験における相関係数推定の検討

前章では，十分な信号を処理した場合，シミュレーションにおいては到来波の相関係数を推定する事は可能だという事を確認したので，本章では，実験においても正しく到来波の相関係数が推定できるのか検討を行った．

### 3.1 電波暗室内における相関係数推定

相関係数の推定を行うにあたって，電波暗室内において実験を行った．また，使用した器具は，DBF(Digital Beam Forming) 受信機を用いた．

大まかな処理の流れを説明する．まず、アレーアンテナで受信した信号を周波数変換部(D/C)でIF信号に変換し，I,Q成分に分ける．それをA/D変換器でサンプリングし，PCに保存する．そして保存された信号をオフライン処理するという流れである．

実験を行うにあたって使用した器具や受信周波数などを表に示す．

表 3.1：実験で使用した器具および各パラメータ

受信アンテナ	8素子半波長間隔リニアアレー
受信周波数	8.4509 ~ 8.4510GHz
A/D サンプリング周波数	5MHz
スナップショット数	100

また，電波暗室内での実験の概要を図 3.1 に示し，実験の様子を図 3.2 に示す．

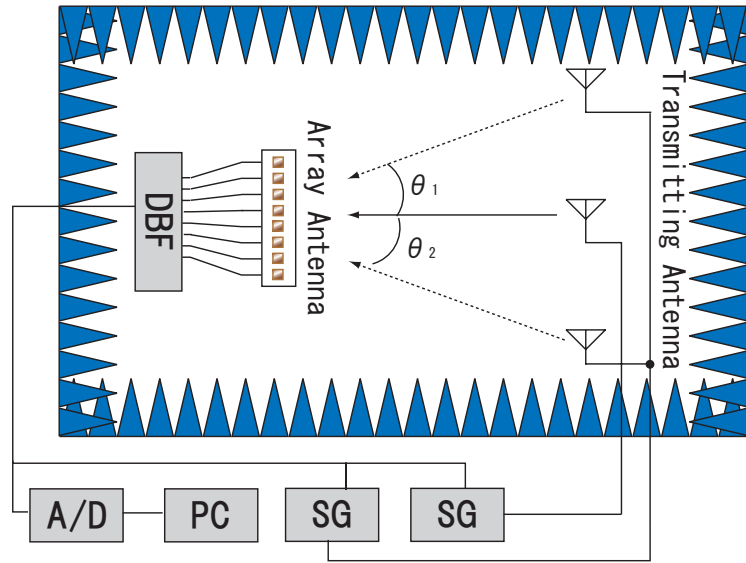


図 3.1 : 電波暗室内での実験の概要

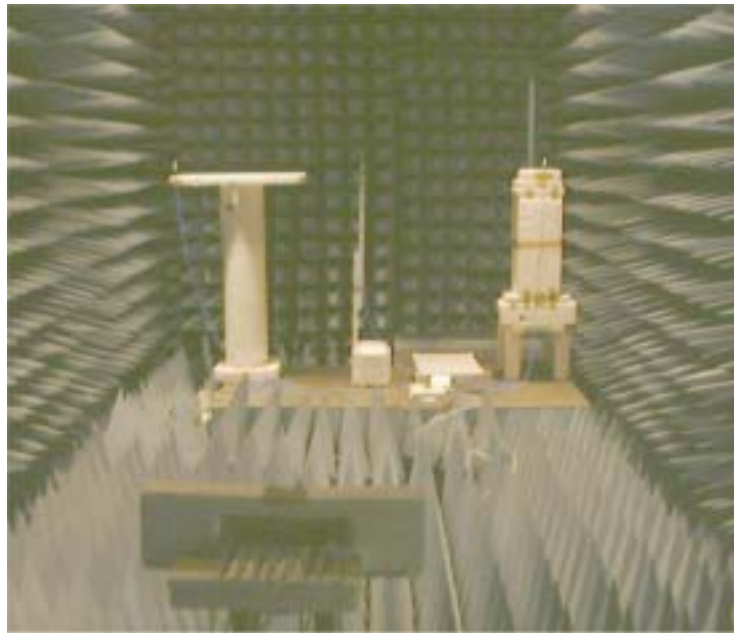


図 3.2 : 電波暗室内での実験の様子

図 3.1 のように送信アンテナと受信アンテナを設置して，到来方向推定及び相関係数推定を行った．

### 3.1.1 相関波 2 波の検討

相関波 2 波での到来方向推定及び相関係数推定を行った．相関波 2 波における電波暗室内での実験の概要を図 3.3 に示し，実験における各パラメータを表 3.2 に示した．尚，二つの SG(Signal Generator) を用いて同じ周波数を出力し，相関波とした．尚，送信周波数は 8.451GHz とした．

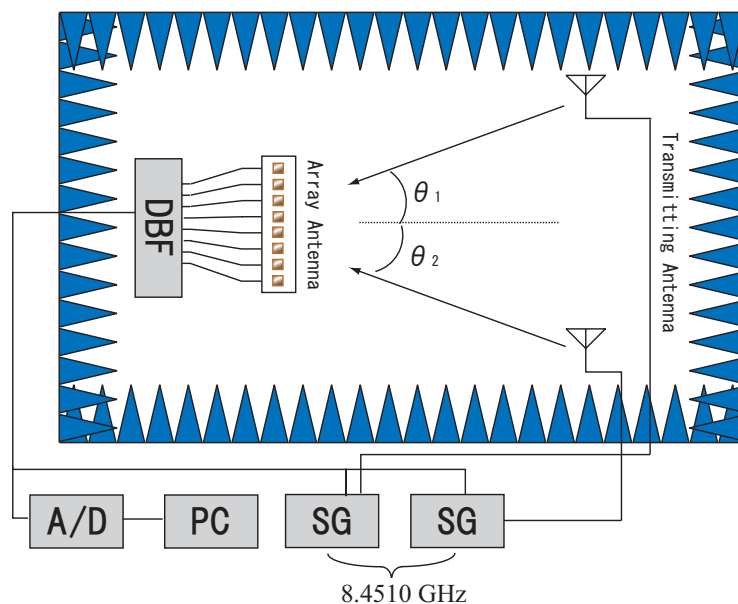


図 3.3 : 相関波 2 波における電波暗室内での実験の概要

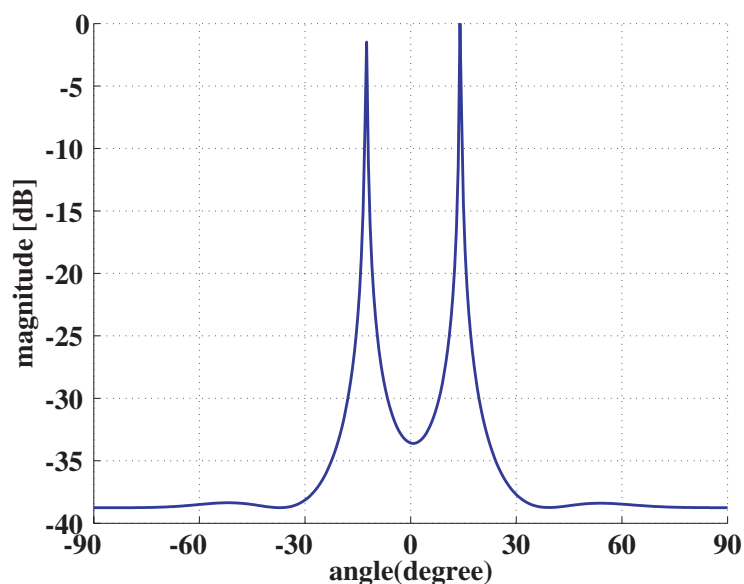


図 3.4 : 相関波 2 波の MUSIC スペクトラム

表 3.2 : 実験における各パラメータ

サブアレー数	5
到来方向実測値	-15.4°, 15.3°
到来方向推定値	-12.5°, 14°
電力推定値	0.0021 , 0.0014

また，アンテナの受信信号から推定した相関係数  $r_{nn}$  は次のようになった．

$$r_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.99 \\ 0.99 & 1.00 \end{bmatrix}$$

到来方向推定値と実測値の間に多少の誤差はあるものの，相関波の相関係数推定値は 0.99 といったほぼ完璧な相関波を出力し，相関係数を推定する事に成功した．

### 3.1.2 無相関波 2 波の検討

無相関波 2 波での到来方向推定及び相関係数推定を行った．無相関波 2 波における電波暗室内での実験の概要を図 3.5 に示し，無相関波 2 波の MUSIC スペクトラムを図 3.6 に示した．また，実験結果における各パラメータを表 3.3 に示した．尚，二つの SG の出力は，8.4510GHz，8.4509GHz とそれぞれ違う周波数を出力し，互いに無相関とした．

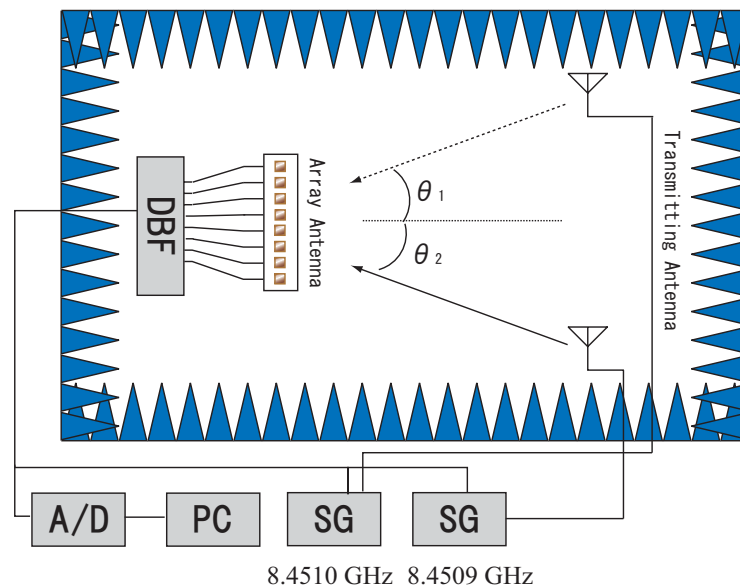


図 3.5 : 無相関波 2 波における電波暗室内での実験の概要

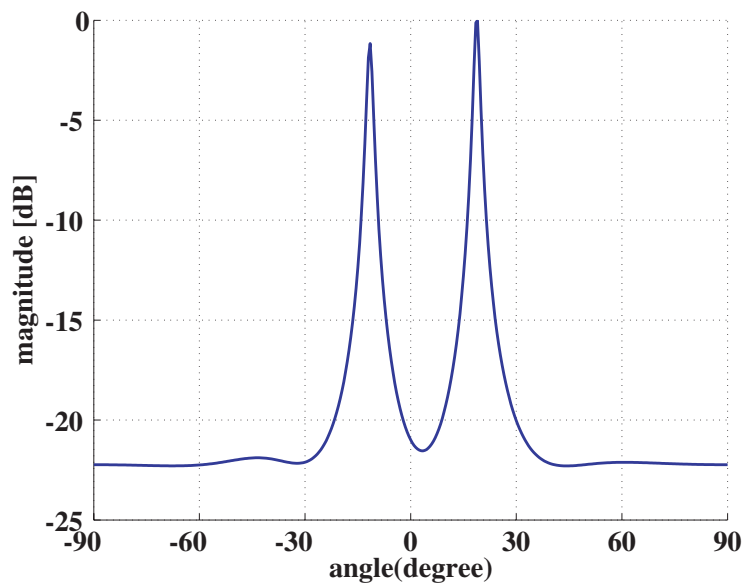


図 3.6 : 無相関波 2 波の MUSIC スペクトラム

表 3.3 : 実験における各パラメータ

サブアレー数	6
到来方向実測値	$-15.4^{\circ}, 15.3^{\circ}$
到来方向推定値	$-11.5^{\circ}, 19^{\circ}$
電力推定値	0.0012 , 0.0013

相関係数とサンプリング周期の関係を図 3.7 に示す .

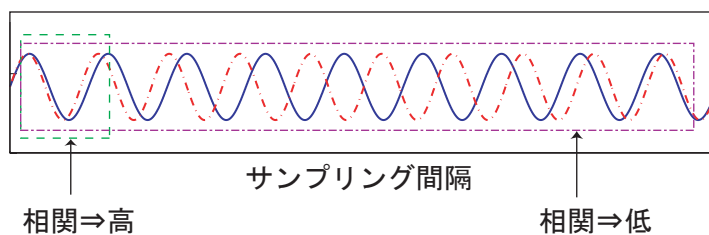


図 3.7 : 相関係数とサンプリング周期の関係

無相関波を出力するためには , 図 3.7 のようにサンプリングの間隔が小さいと無相関波であるはずなのに相関係数が高くなってしまふ . したがって十分な長さでサンプリングす

れば相関係数が低くなり、より正確な相関係数が推定できる。2つのアンテナから送信する周波数をそれぞれ  $f_1, f_2$  とし、A/Dボードのサンプリング周波数を  $f_s$  とすると、精度の高い相関係数を推定できる最低限必要なスナップショット数  $N$  は、

$$N = \frac{f_s}{|f_1 - f_2|} \quad (3.1)$$

で表す事ができる。本実験においては、 $f_1 = 8.4510\text{GHz}$ 、 $f_2 = 8.4509\text{GHz}$  であり、 $f_s = 5\text{MHz}$  であるので、精度の高い相関係数を推定するための最低限必要なスナップショット数  $N$  は 50 となる。本実験では  $N = 100$  とし、精度の良い相関係数を推定するのに十分なスナップショットをとった。

アンテナの受信信号から推定した相関係数  $r_{nm}$  は次のようになった。

$$r_{nm} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.13 \\ 0.13 & 1.00 \end{bmatrix}$$

無相関波の到来方向推定の MUSIC スペクトラムは実測値に対して全体的に  $4^\circ$  ほどシフトしてしまっているが、無相関波の相関係数推定値は 0.13 といった非常に相関性が低く、ほぼ互いに無相関な到来波の相関係数を推定できる事を確認した。

### 3.1.3 相関波・無相関波 3 波の検討

相関波 2 波、無相関波 2 波の実験における相関係数の推定を行う事ができたので、今度は到来波を 3 波に拡張し、相関波・無相関波 3 波での到来方向推定及び相関係数推定を行った。一つの SG から分配器を使って二つのアンテナを立て、 $8.4510\text{GHz}$  の周波数の相関波を出力した。そしてもう一つの SG から  $8.4509\text{GHz}$  の周波数を出力し、無相関波を出力した。また、相関波を出力している SG は分配器を使用しているため損失が生じてしまい、信号が見えなくなってしまう。この不具合を解消するために相関波を出力している SG にアンプを取り付け、出力を大きくした。

相関波・無相関波 3 波における電波暗室内での実験の概要を図 3.8 に示し、その受信信号の MUSIC スペクトラムを図 3.9 に示した。また、実験結果における各パラメータを表 3.4 に示した。到来方向実測値において  $-15.4^\circ, 15.3^\circ$  の方向から到来する波を相関波とし、 $0^\circ$  の方向から到来する波を無相関とした。

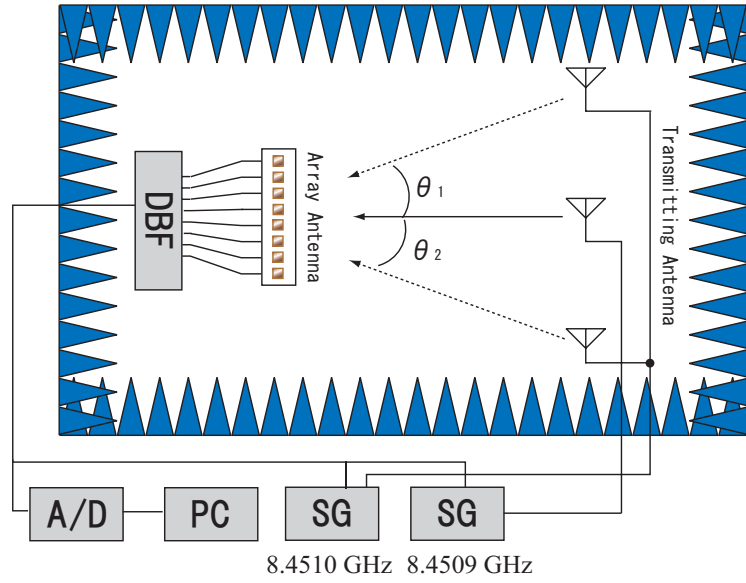


図 3.8 : 相関波・無相関波 3 波における電波暗室内での実験の概要

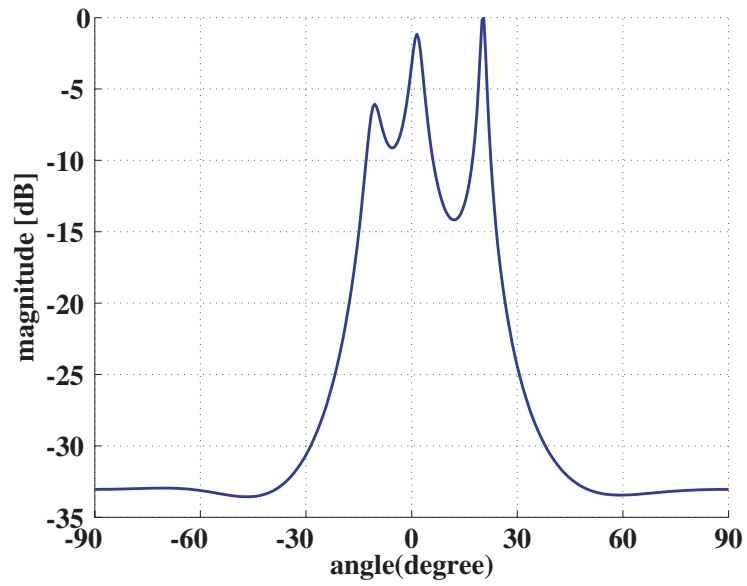


図 3.9 : 相関波・無相関波 3 波の MUSIC スペクトラム



表 3.4 : 実験結果における各パラメータ

サブアレー数	5
到来方向実測値	-15.4°, 0°, 15.3°
到来方向推定値	-10.5°, 1.5°, 20.5°
電力推定値	0.0022, 0.0028, 0.0021

また，アンテナの受信信号から推定した相関係数  $r_{nn}$  は次のようになった．

$$r_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.10 & 0.97 \\ 0.10 & 1.00 & 0.16 \\ 0.97 & 0.16 & 1.00 \end{bmatrix}$$

電波暗室の広さの問題からか，近接した3波の到来方向の推定が容易ではなく，MUSIC法の角度分解能にも限界があるため，方向推定においてはかなりの誤差が生じてしまったが，相関係数推定においてはかなり精度のよい結果が得られた．このことから相関波・無相関波3波が同時に到来しても電波暗室内においては相関波と無相関波を見分ける事ができるという事が分かった．

## 3.2 屋内の反射波における相関係数推定

電波暗室内において相関係数を推定する事に成功したので，今度は屋内の反射波における相関係数推定について実験的検討を行った．

### 3.2.1 金属板無しの場合

屋内の反射波における実験の概要(金属板無し)を図3.10に示し，実験の様子を図3.11に示す．

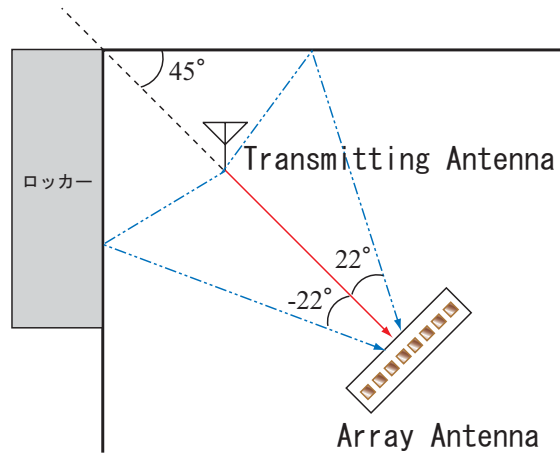


図 3.10 : 屋内の反射波における実験の概要



図 3.11 : 屋内の反射波における実験の様子

図 3.10 から見ても分かるように，反射波は片方は非金属の壁でもう片方は金属でできたロッカーである．図 3.12 に受信信号の MUSIC スペクトラムを示し，表 3.5 に実験結果における各パラメータを示す．

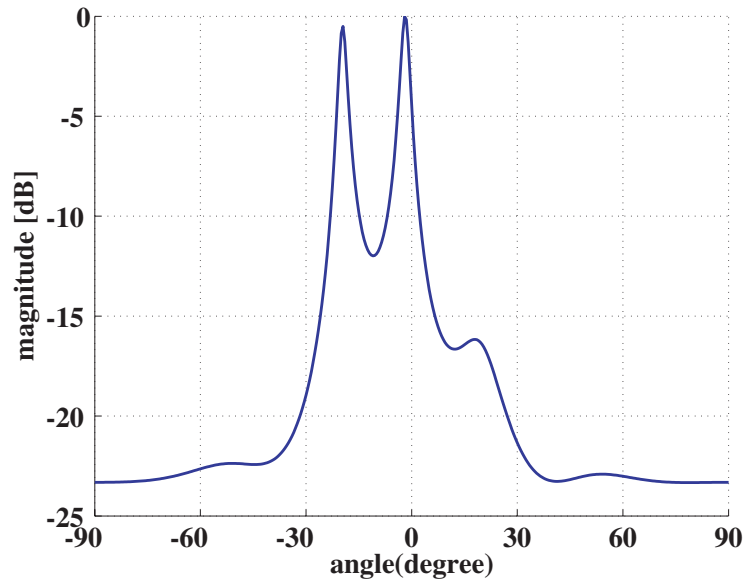


図 3.12 : 屋内の反射波における MUSIC スペクトラム (金属板無し)

表 3.5 : 実験結果における各パラメータ

サブアレー数	6
到来方向実測値	$-22^{\circ}, 0^{\circ}, 22^{\circ}$
到来方向推定値	$-19.5^{\circ}, -2^{\circ}, 18^{\circ}$
電力推定値	9.18 , 28.41 , 1.35

また，推定した相関係数  $r_{nm}$  は次のようになった．

$$\mathbf{r}_{nm} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.99 & 0.85 \\ 0.99 & 1.00 & 0.86 \\ 0.85 & 0.86 & 1.00 \end{bmatrix}$$

図 3.10 の MUSIC スペクトラムを見てみると， $18^{\circ}$  方向から到来している反射波はあまりピークが生じていなかった．金属でできているロッカーからの反射波は比較的減衰することなく到来しているのに対し，非金属でできている壁から到来した反射波は，壁に衝突して反射する際に減衰して到来したものである．これは電力推定値の結果を見ても判断することができる．相関係数を見てみると，受信アンテナに直接入射した波とロッカーからの反射波はほぼ相関係数が 1 であるのに対して，壁からの反射波は若干相関係数が低くなっているという事が分かった．

### 3.2.2 金属板を取り付けた場合

非金属でできている壁に今度は金属板を取り付けて (図 3.13), 先ほどと同じように実験を行った. 図 3.13 に受信信号の MUSIC スペクトラムを示し, 表 3.6 に実験結果における各パラメータを示す.

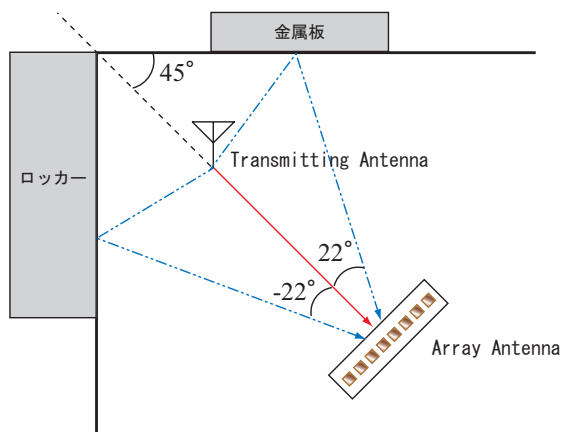


図 3.13 : 金属板を設置した場合の実験の概要

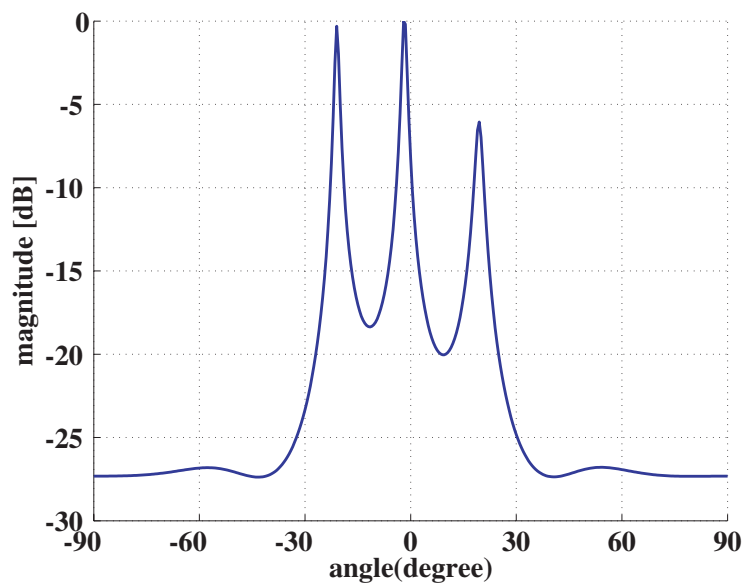


図 3.14 : 屋内の反射波における MUSIC スペクトラム (金属板有り)

表 3.6 : 実験結果における各パラメータ

サブアレー数	6
到来方向実測値	$-22^\circ, 0^\circ, 22^\circ$
到来方向推定値	$-21^\circ, -2^\circ, 19.5^\circ$
電力推定値	9.68 , 13.83 , 10.49

また，推定した相関係数  $r_{nn}$  は次のようになった．

$$r_{nn} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.99 & 0.97 \\ 0.99 & 1.00 & 0.98 \\ 0.97 & 0.98 & 1.00 \end{bmatrix}$$

図 3.10 の壁に金属板を取り付けた場合の MUSIC スペクトラムは予想通り反射した際にあまり減衰することなく到来しており，明確なピークが確認でき，電力推定値においても双方の反射波もほぼ等しい電力を推定する事ができた．到来方向推定は，若干の誤差はあったものの，相関係数については，3 波とも 1 に近いという推定結果が得られ，すべての到来波が互いに相関である事を確認した．

### 3.3 まとめ

本章では，電波暗室内において，相関波 2 波，無相関波 2 波，相関波・無相関波 3 波の実験的検討を行った．電波暗室内での相関係数推定の結果を表 3.7 に示す．

表 3.7：電波暗室内における相関係数推定の結果

	相関係数推定	電力推定	到来方向推定
相関波 2 波	$r_{12} = 0.99$	$P_1 = 0.0021$ $P_2 = 0.0014$	$\theta_1 = -12.5^\circ$ $\theta_2 = 14^\circ$
無相関波 2 波	$r_{12} = 0.13$	$P_1 = 0.0012$ $P_2 = 0.0013$	$\theta_1 = -11.5^\circ$ $\theta_2 = 19^\circ$
相関波・ 無相関波 3 波	$r_{12} = 0.10$ $r_{13} = 0.97$ $r_{23} = 0.16$	$P_1 = 0.0022$ $P_2 = 0.0028$ $P_3 = 0.0021$	$\theta_1 = -10.5^\circ$ $\theta_2 = 1.5^\circ$ $\theta_3 = 20.5^\circ$

すべての場合において到来方向推定は若干の推定誤差があったものの，電力推定及び相関係数推定においては，かなり精度のよい結果を得る事ができた．

また，屋内の反射波の到来方向推定及び相関係数推定においても実験的検討を行った．屋内での相関係数推定の結果を表 3.8 に示す．

表 3.8：屋内における相関係数推定の結果

	相関係数推定	電力推定	到来方向推定
金属板無し	$r_{12} = 0.99$ $r_{13} = 0.85$ $r_{23} = 0.86$	$P_1 = 9.18$ $P_2 = 28.41$ $P_3 = 1.35$	$\theta_1 = -19.5^\circ$ $\theta_2 = -2^\circ$ $\theta_3 = 18^\circ$
金属板有り	$r_{12} = 0.99$ $r_{13} = 0.97$ $r_{23} = 0.98$	$P_1 = 9.68$ $P_2 = 13.83$ $P_3 = 10.49$	$\theta_1 = -21^\circ$ $\theta_2 = -2^\circ$ $\theta_3 = 19.5^\circ$

非金属の壁に金属板を取り付けなかった場合の到来方向からは壁に反射したときの電力損失が大きくピークがあまり生じなかった．壁から反射した到来波の相関係数も若干低くなったが，金属板を取り付ける事により，反射波すべてにピークを確認し，金属板によって反射して到来した波は相関波である事を確認した．

## 第 4 章

### 結論

本論文では、アレーアンテナを用いた電波の効率的な送受信を実現するために、相関波・無相関波の区別をつけるための相関係数推定法の検討を行った。

推定方法としては、空間平均後から空間平均前の MUSIC スペクトラムの信号のデータを差し引く事によって到来波の相関・無相関を可視的に推定するといった空間平均法を用いての推定法とアレーの受信信号から信号相関行列を導出し、その相関行列から相関係数を数値的に推定するといった信号相関行列を用いての推定法の二つを比較検討した結果、信号相関行列を用いた推定法が有効な推定法であるという結論に至った。さらに信号相関行列を用いた推定法を使って、SN 比やスナップショット数、到来角のパラメータを変化させた場合のシミュレーションを行った結果、これらのパラメータは相関係数推定の精度に影響を与えるといった事が分かった。

シミュレーションで十分な信号を処理した場合、到来波の相関係数を推定する事が可能という事が分かったので、電波暗室内において相関係数推定の実験的検討を行った。その結果到来方向推定には若干の推定誤差があったものの、相関係数推定に至っては精度の高い結果を得る事ができ、電波暗室内においても相関係数の推定が可能であることを明らかにした。

電波暗室内での推定が可能であることが分かったので、室内の反射波の実験的検討も行った。室内の非金属の壁から反射した波は、電力損失が大きく、相関係数においても若干の影響が生じる事を確認した。壁に金属板を取り付けた場合は、電力損失も抑えられ、直接受信アンテナに入射した到来波に対しほぼ完全な相関波となって到来しているという事が分かった。

今後の課題としては、16 素子のアレーアンテナを用いて、到来方向推定の精度を高めた上での相関係数の推定と、室外での実験的検討及び遅延と相関推定の同時推定が挙げられる。

# 謝辞

本研究を進めるにあたり，厳しくかつ丁寧に御指導下さった新井宏之教授に深く感謝致します．

また研究生活全般に渡って御指導下さった D1 の井上祐樹氏，M1 の角比呂武氏に深く感謝致します．

最後に研究生活を共に過ごした新井研究室，市毛研究室の皆様に深く感謝致します．



## 参考文献

- [1] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 東京, 1998.
- [2] William F.Gabriel, "Adaptive Processing Array Systems" PROCEEDING OF IEEE, VOL. 80, NO. 1, JANUARY 1992.
- [3] 大鐘武雄, 小川恭孝, "アダプティブアレーと移動通信 [I]: 移動通信伝搬路への適用," 電子情報通信学会誌, vol.81, no.12, pp.1254-1260, Dec. 1998.
- [4] 大鐘武雄, 小川恭孝, "アダプティブアレーと移動通信 [II]: アルゴリズム," 電子情報通信学会誌, vol.82, no.1, pp.55-61, Jan. 1999.
- [5] 大鐘武雄, 小川恭孝, "アダプティブアレーと移動通信 [III]: 干渉除去とフェージング対策への応用," 電子情報通信学会誌, vol.82, no.2, pp.181-188, Feb. 1999.
- [6] 大鐘武雄, 小川恭孝, "アダプティブアレーと移動通信 [IV・完]: 到来方向推定," 電子情報通信学会誌, vol.82, no.3, pp.264-271, Mar. 1999.
- [7] Hiroyoshi YAMADA, Yoshio YAMAGUCHI, and Masakazu SENGOKU, "Antenna Array Signal Processing and Mobile Communication", 電子情報通信学会誌, vol.82, No.9, pp.917-921 Sep.1999.