

TR-O-0077

44

フェーズドアレーアンテナの
適応制御に関する研究

千葉 勇

1994. 12. 22

ATR光電波通信研究所

フェーズドアレイアンテナの

適応制御に関する研究

A T R 光電波通信研究所
無線通信第一研究室

千葉 勇

目次

第1章 序論	1
1.1 背景	1
1.2 本論文の目的, 内容	6
参考文献	9
第2章 位相制御による円偏波フェーズドアレーの利得向上 および交差偏波レベルの抑圧	10
2.1 序言	10
2.2 素子円偏波特性の測定法	12
2.2.1 REV法の概要	12
2.2.2 素子円偏波特性の測定法	14
2.3 特定周波数で利得向上を行う位相設定法	16
2.4 周波数帯域を考慮した位相設定法	24
2.4.1 帯域内の利得の最小値を最大化する位相設定法	24
2.4.2 帯域内の交差偏波レベルを抑圧する位相設定法	29
2.5 結言	33
参考文献	34
付録	35
第3章 部分素子位相制御によるフェーズドアレーの零点形成	43
3.1 序言	43
3.2 位相制御零点形成のアルゴリズム	45
3.2.1 評価関数	45
3.2.2 平面波合成法による初期位相の設定	46
3.3 部分素子位相制御による零点形成	50
3.3.1 アルゴリズム	50
3.3.2 数値的検討	51
3.4 実験	60
3.4.1 実験方法	60
3.4.2 実験結果	60
3.5 単数零点形成の位相設定法	63
3.6 結言	72
参考文献	73
付録	74
第4章 ビームスペースCMAアダプティブアレー	80
4.1 序言	80
4.2 BSCMAの構成	82
4.2.1 アンテナ構成	82
4.2.2 CMAアダプティブ処理の原理	83
4.3 数値シミュレーション	85
4.3.1 ESCMAとの比較	88
4.3.2 内部雑音の影響	92
4.3.3 干渉波が無い環境下でのBSCMAの動作	96
4.3.4 所望波と干渉波の到来方向が近接している場合の特性	99

4. 4	マルチビーム通信への適用	102
4. 5	結言	110
	参考文献	111
第5章	ビームスペースアダプティブアレーによる 送信パターンのナルビームフォーミング	112
5. 1	序言	112
5. 2	ビームスペースアダプティブアレーにおける 送信時のウェイトの決定法	113
5. 2. 1	アルゴリズム	113
5. 2. 2	本方法によって形成された放射パターン の零深度の理論的検討	114
5. 3	数値シミュレーション	117
5. 4	オフラインDBFによる実験	125
5. 4. 1	アンテナ構成	125
5. 4. 2	実験方法	128
5. 4. 3	実験結果	130
5. 5	結言	132
	参考文献	133
第6章	結論	134
	本研究に関連する研究業績	137

第1章 序論

1.1 背景

アンテナとは、電磁波と電気回路その他との間のエネルギー変換を行う装置として定義されている⁽¹⁻¹⁾。その変換効率を上げるためには、アンテナに指向性を持たせその最大指向方向を電波の到来方向（あるいは放射方向）に向ける必要がある。開口面アンテナや線状アンテナではこの指向性の制御は機械的にアンテナの向きを変えることによって行われてきた。

フェーズドアレーアンテナ（以下、フェーズドアレーと略す）はこのアンテナの指向性の制御方法に大きな変化をもたらした。フェーズドアレーは図1.1に示すように複数の素子アンテナ（以下、素子と略す）を配列しその励振位相を制御することによりビームの方向を変えるアンテナである。この励振位相の制御は、移相器と呼ばれる装置によって各素子で受信した信号（あるいは放射される信号）の位相を調整することで行われる。これにより、アンテナの電子的な指向性制御への可能性が開かれ、アンテナの大きさや重量にかかわらず高速な指向性制御が可能になった。

フェーズドアレーアンテナは当初レーダ用アンテナとして実用化された。従来の機械駆動形のアンテナに比べビーム走査速度が飛躍的に高速化されることから、フェーズドアレーは国内でも移動用あるいは固定用レーダのアンテナの主流になっている。さらに近年では、フェーズドアレーを通信に用いる試みとして、国際衛星通信などで需要の増減に応じてビームの切り替えを行う衛星搭載用ビーム再形成アンテナ⁽¹⁻²⁾や移動体衛星通信用移動体局アンテナ⁽¹⁻³⁾などが報告されている。通信においてフェーズドアレーを使うことの利点としては前述のビーム走査の高速性の他に、アンテナが構体に沿った形で構成できるため、衛星や移動体の機械的な形状にインパクトを与えずにアンテナが装着できることがある。

フェーズドアレーのさらに進んだ形態として、個々の素子毎に移相器だけでは無く

低雑音増幅器や高出力増幅器などのアクティブ素子を装着したアクティブフェーズドアレーがある⁽¹⁻⁴⁾。アクティブフェーズドアレーは微弱な受信信号を素子毎に増幅したり、また各素子から増幅された信号を空間的に合成して放射できる。したがってこの方式はフェーズドアレーの特長として新たに処理信号のダイナミックレンジの拡大、高出力性および抗たん性を付け加えることになった。我が国ではアクティブフェーズドアレー技術は優れた半導体部品を利用して世界のトップクラスにある。

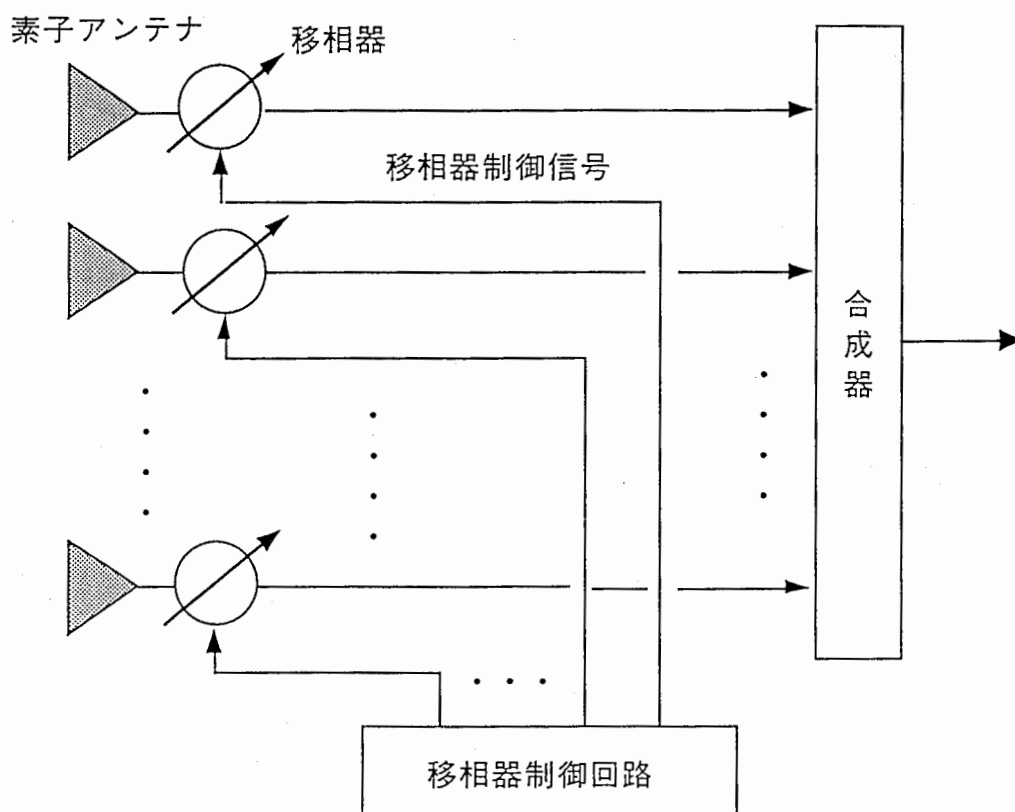


図1. 1 フェーズドアレーの構成

このアクティブフェーズドアレーはアンテナの制御方法にも新たな変革をもたらした。アクティブ化によって個々の素子毎の信号が増幅されるため、受信ではマイクロ波信号をA-D変換器によってデジタル信号に変換しビーム形成はデジタル信号処理装置によって行うことができる。このような機能を持つフェーズドアレーをディジ

タルビームフォーミング (Digital Beam Forming : 以下DBFと略す) アンテナという。
 図1.2に受信DBFの構成を示す。送信ではデジタル信号処理装置によって演算された各素子毎のデジタル信号をD-A変換器によってアナログ信号に変換することによりやはり、デジタル的にビーム形成が行われる。従来のフェーズドアレーでは電波の到来方向やその所望の指向性はアンテナとは別個のプロセッサによって与えられてきた。たとえば、移動体衛星通信ではジャイロなどにより自身と衛星の相対的な姿勢、位置からビーム方向をプロセッサで計算し、それに応じて各移相器の設定値を決めていた。一方、DBFでは例えばFFTによってマルチビームを形成して最大受信電力を有するビームを選択しビーム捕捉を行い、所望波の追尾を行うなどアンテナ自身によって素子に与えるウェイトを決定する知的な処理が可能になる。

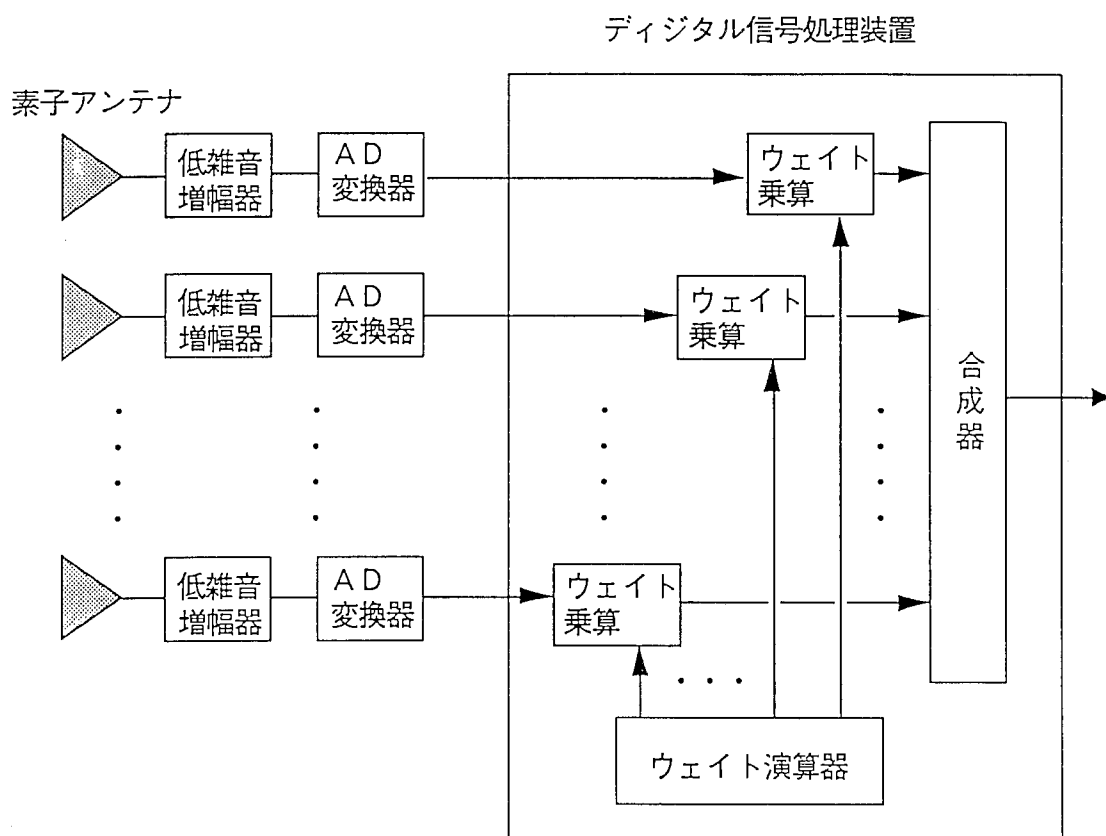


図1.2 DBFの構成

また、自動車電話、携帯電話の需要の増大に応えるために、小ゾーン基地局を用いた陸上移動通信、低周回軌道を用いた移動体衛星通信などが提案されているが、こうした移動通信システムが普及されるに伴い、様々な電波が飛び交って通信における環境は複雑になっている。一方、伝達される情報は音声からデータさらには画像という具合に高度化されている。厳しい電波環境でこうした高度な情報を通信するには、必要な信号のみを受信して不要な干渉信号を除去する必要があるが、このような信号の取捨選択を自動的に行うアンテナがDBFによって実現される。このアンテナはアダプティブアレーと呼ばれ、「所望信号の到来方向にアンテナの主ビームを向け、干渉波の到来方向には指向性の零点を形成する」ことによって信号の取捨選択をするもの⁽¹⁻⁵⁾と定義されている。すなわちアンテナによって空間的なフィルタを適応的に形成して信号の取捨選択を行うわけである。今後、ますます電波環境が厳しくなる中で、高品質な通信を行うためにはアダプティブアレーの実用化が必要不可欠になるものと予想される。さらに通信の需要の増大から、周波数の有効利用が要求されているが、アダプティブアレーによる空間的適応フィルタの形成はこの問題の有効な解決手段の一つとして注目されている。

このように、フェーズドアレーの誕生とその後の発展は、アンテナを単なる無線、有線間の信号の変換器から、制御技術、信号処理、変復調技術などを含んだ一つの総合システムへと発展させた。同時に優れたフェーズドアレーを開発するには、個々のコンポーネント技術を優れたものにすると同時に各技術に整合性をもたせて構築するシステム的な研究が必要になっている。

次に、フェーズドアレーの研究動向と課題について述べる。フェーズドアレーは、前述のように素子を配列し各々の位相を調整することでビームの方向を変えることができる。このとき、グレーティングローブと呼ばれる不要なビームの出現を避けるため、素子間隔は一般に1波長以下に採られる。このため、素子間に相互結合が生じて、アレーファクタのみを考慮して位相を与えてもビームが所望の方向からずれたり、サイドローブ、交差偏波レベルの上昇などが引き起こされていた。これを解決す

る手段として結合量そのものを軽減する試みが発表されているが、ハードウェア構成が複雑になり実用に課題を残していた。また、信号の伝送帯域が広がるのに伴いアンテナも広帯域で送受信を行うことが要求されるが、その帯域内で適切にアンテナ特性を実現する位相の設定方法について検討された例は無い。

また、アンテナを使用する条件によっては、所望の信号以外にクラッタや干渉波と呼ばれる不要波がアンテナに到来することがある。不要波の到来方向が既知であるとき、フェーズドアレーが本来持っている移相器の設定量を変えることで、この不要波の到来方向の受信感度をさげて、その影響を軽減することが可能である。これは前述のアダプティブアンテナが動的な適応化を行うものとするれば、静的な適応化と考えることができる。この指向性合成法はフェーズドアレーにおいて位相制御ソフトウェアのみを改良するだけで実現できる実用的な指向性合成法として注目されている。この方式において位相のみで所望の放射パターンを形成する場合、解を解析的に求めることは不可能であるので最急降下法や共役勾配法などの非線形最適化手法が用いられる。これらの手法には繰返し演算が用いられるため、素子数の多い（数百から数千の）フェーズドアレーで許される時間内で処理を行うのが困難になっていた。この問題を解決するには、制御する素子の個数を削減するのがもっとも効果的ではあるが、パターン形成に支障を来さないような素子数の決定法また素子の選択法については検討が行われて来なかった。

動的なフェーズドアレーの適応化、すなわちアダプティブアレーの研究は1970年にIEEE-Transactionに最初の特集号が組まれるなど、多くの研究が報告されている。このアダプティブアレーも当初、レーダにおいてジャミングと呼ばれる強い妨害波を除去するために提案されたものであるが、近年では移動通信にアダプティブアレーを適用する検討も試みられている。移動通信にアダプティブアレーを用いる場合、リアルタイム処理と演算装置の小型化が要求される。一方、必要なアンテナ利得を得るためにアレーアンテナを構成する素子数は増加の一途をたどっている。したがって、ここでも素子の増加に対応できるアダプティブアレーの構成法、効率の良いアルゴリズムの

開発が課題であった。また、通信用のアダプティブアレーでは、フィードバックループにおける内部雑音の影響によって解の収束の遅延や発振の危険も生じるがこれに対する検討も従来の研究では欠けていた。

さらに移動通信では他局からの干渉を除去するだけでなく、他の通信系に干渉を及ぼさないように送信をする必要がある。特に基地局アンテナで送受信、両方でアダプティブパターンが形成できれば、移動局は簡易なアンテナを使用しても干渉波の影響を受けない通信システムの構成が可能になる⁽⁴⁻⁶⁾。送信パターンのアダプティブ化を行う場合には、受信時に求めたウェイトを利用する必要があるが、TDMA通信方式を除く一般の通信では、受信時と送信時の周波数が異なっている。この周波数の違いが10%程度の場合、同一のアンテナで送受信が行われるが、この場合受信時のウェイトをそのまま送信時に使用すると干渉波の到来方向に形成した零点がシフトして、干渉波抑圧特性が劣化する。このように送信におけるアダプティブビームフォーミングは通信用アダプティブアレーの大きな課題となっていた。

1. 2 本論文の目的、内容

本論文の第1の目的は、位相のみが可変である基本的なフェーズドアレーにおいて、信号波の到来方向が既知であるという条件下で位相制御によって適切な指向性合成を効率良く行うこと、すなわち静的な適応制御を行うことにある。本論文の第2の目的は、移動通信にDBFシステムが導入されることを想定して適応的に所望波の到来方向に主ビームを向けて干渉波の到来方向に放射パターンの零点を形成するアダプティブアレーを提案すること、すなわち動的な適応制御を行うことにある。この目的にしたがって、本論文の内容は大きく2つに分けられることになる。すなわち、第2章と第3章ではフェーズドアレーの静的な適応制御を目的として、位相制御によって所望方向の利得向上、交差偏波レベルの抑圧そして既知の方向のサイドローブレベル領域の零点形成を行う方法について述べる。第4章と第5章では動的な適応制御を目的とした移動通信用アダプティブアレーのアルゴリズムについて述べる。

次にそれぞれの章の内容について述べる。第2章では位相制御による円偏波フェーズドアレーの利得向上および交差偏波レベルの抑圧について示す。円偏波フェーズドアレーを通信に用いる場合、ビーム走査域と周波数帯域の双方にわたって高利得を保持し、交差偏波レベルを抑圧することが要求される。しかし、従来の給電線路長とアレーファクタのみを考慮した位相設定法では、素子間相互結合や周りの構造体からの散乱波の影響などによりアレー状態での素子電界にばらつきが生じ、所望の放射特性が得られない。

このような、複雑な環境下において、フェーズドアレーが本来有する移相器によって励振位相を制御して利得の向上および交差偏波レベルの抑圧を行う方法を示す。本方法の骨子は、アレー状態での素子アンテナごとの正偏波成分、交差偏波成分を測定し、そのデータをもとに出力電力最小化アルゴリズムを用いて最適な励振位相を求めることにある。ここで示した方法と従来の給電線路長とアレーファクタのみを考慮した位相設定法とを比較する実験結果を示し本方法の有効性を明らかにする。

第3章ではフェーズドアレーアンテナの一部の素子の位相を制御して妨害波の到来方向の指向性放射パターンに零点を形成する方法について述べる。フェーズドアレーアンテナでは、励振位相を制御して、主ビームに影響を与えずに不要波の到来方向に指向性の零点を形成できる。しかし、素子数が多いアンテナでは演算量が大きくなり電波環境の変化に直ちに対応することが難しくなる。

ここでは、平面波合成法と呼ばれるビーム重畳原理を利用した方法で計算された位相値に基づいて零点形成に寄与の大きい素子を選択し、この素子の位相のみを制御する方法を示す。この方法により、演算時間が短縮され、かつ全素子でアンテナの位相を制御した場合と同等の零点の深度と主ビーム方向の利得が得られる。この方法の有効性を明らかにするためにデジタル移相器を使用したフェーズドアレーアンテナで零点を形成する数値計算シミュレーションと実験の結果を示す。

第4章では移動通信を対象にしたアダプティブアレーアンテナの効率的な構成方法について述べる。移動通信において、多重波伝搬路で発生する周波数選択性フェージ

ングの除去にはアダプティブアレーアンテナが有効である。しかし、移動体衛星通信等に用いられるような多くの素子を有するアレーアンテナで、全ての素子アンテナに対応させてアダプティブループを設ける方式では演算時間、ハードウェアが多大となる。

ここでは、マルチビームの出力の一部を選択してアダプティブループを形成するビームスペース形式のアダプティブアレーを提案する。この方式ではまずFFTなどを用いてマルチビームを形成しておき、出力電力が一定レベルを越えたビームのみを選択する。この選択されたビーム出力のみについてアダプティブ処理を行う。従って、到来波の個数に対応した自由度で効果的に所望波の捕捉、干渉波の除去が行えるので多くの素子アンテナで構成されるアレーアンテナに適用するアダプティブアンテナの方式として有効である。また、この方式は処理する信号のSN比が向上するため、従来問題であった内部雑音の影響が軽減でき、移動体衛星通信などの条件の厳しい環境下での処理に適している。本論文では、移動通信に適したビームスペースアダプティブアレーの構成を示し、その特性を数値シミュレーションによって検討する。

第5章では受信と送信で周波数が異なる通信システムにおいて、ビームスペースアダプティブアレーを用いて送信時でもアダプティブビームフォーミングを可能とするアンテナ方式を提案する。ビームスペースアダプティブアレーでは、受信で適応化が行われた場合、予め形成した成分ビームの主ビームの方向とそれらに与えるウェイトが既知となる。これらの情報が空間的な性質を持ち、周波数とは独立な点に着目して、周波数が異なる送信時でも受信時と同じビーム方向に成分ビームを形成し同じウェイトを与えて合成することで送信パターンの零深度を改善する方法を示す。この方法の有効性を確認するために数値シミュレーションを行うと共に、零深度の周波数特性について理論的に検討する。また、Digital Signal Processor (DSP) を用いたオフラインのデジタルビームフォーミングシステムによるビーム形成実験の結果についても示す。

第6章では、本研究で得られた成果を要約して述べる。

第1章の参考文献

- (1-1) 電子通信学会編：「アンテナ工学ハンドブック」，オ-ム社，1980.
- (1-2) Klein, G. A. : "Shaped-beam antennas through minimax gain optimization", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-32, 9(1984).
- (1-3) 砂原米彦，大嶺祐幸，土谷牧夫，松永誠，真野清司：“衛星通信用車載形フェーズドアレーアンテナ”，1990信学春季全大，B-142.
- (1-4) 中條渉，小西善彦：“通信用アクティブアレーアンテナ技術”，信学誌，74，9，pp.957-960，9（1991）.
- (1-5) 鷹尾和昭：“アダプティブアンテナの理論体系”，信学論（B-II），J75-5-B-II，11，pp.713-730（Nov.1992）.
- (1-6) Ohgane, T. : "Spectral efficiency improvement by base station antenna pattern control for land mobile cellular systems," IEEE Proc. GLOBECOM, vol.2, pp. 913-917, Dec. 1993.

第2章 位相制御による円偏波フェーズドアレーの利得向上 および交差偏波レベルの抑圧

2.1 序言

個々の素子アンテナに可変移相器が繋がれたフェーズドアレーアンテナは、マイクロ波デバイス技術の発達に伴い、その用途がレーダから通信へと広がっている⁽²⁻¹⁾。通信には円偏波フェーズドアレーが多く用いられる。この場合、ビーム方向を広い角度範囲に変化させても正偏波成分の利得低下や軸比の劣化の小さいことが要求される。

円偏波アレーの広帯域化および低軸比化に関しては、ペア素子やシーケンシャルアレーが提案されている⁽²⁻²⁾、⁽²⁻³⁾。これらは、素子の基準の軸を故意にばらつかせ、アレー全体としてのインピーダンスと軸比を改善するものである。このとき、素子アンテナの空間的な回転角に対応した位相差を励振位相に加える必要がある。しかし、アレーアンテナにおいては素子間相互結合、有限地板の影響や給電回路の特性によって、個々の素子ごとの偏波の状態が異なり理論通りに位相を設定しても所望の円偏波特性が実現できない。

また、通信用フェーズドアレーアンテナでは固定された位相設定で広い周波数帯域にわたって送受信を行うことが要求される。ポイント周波数で位相設定を行った場合の周波数変化に伴うビーム方向の誤差については文献⁽²⁻⁴⁾に述べられている。しかし、帯域内の利得や軸比を保証する位相設定法について検討された例はない。

本章では、位相制御によりアレー動作状態における円偏波フェーズドアレーの放射特性を向上させる方法について示す。まず、素子電界ベクトル回転法⁽²⁻⁵⁾ (Rotating Electric - Field Vector Method, 以下REV法)を用いた円偏波フェーズドアレーアンテナの素子円偏波特性の測定法を述べる。この方法によれば、対向アンテナとして直線偏波アンテナを使用し、電力測定のみでアレー動作状態の各素子の左旋成分、右旋成分

を測定することができる。このとき、求められるのは素子間相互結合、有限地板の影響や給電回路の特性を含んだ値であるから、アンテナを実際に使用する状態で正偏波成分の利得を最大にする位相設定を実現することができる。

次に、複数の周波数ポイントにおける上記の測定を行い、出力電力最小化アルゴリズムを使用して帯域内の利得や交差偏波レベルを最適化する位相設定法を示す。この方法により、帯域内の利得の最小値を最大化する、あるいは交差偏波レベルの最大値を最小化するというミニマックス処理が位相制御で実現できる。

2. 2 素子円偏波特性の測定法

2. 2. 1 REV法の概要

ここでは、まずREV法⁽²⁻⁵⁾について簡単に説明する。測定系としては通常のパターン測定と同様の送信アンテナ、電力受信機および移相器制御装置から構成される。REV法の手順は次に示すとおりである。

[1] 被測定素子アンテナにつながれた移相器の設定を初期状態から変化させる。このときの被測定素子電界 (Measured element field vector) と初期合成電界 (Composite field vector) の関係は図2.1に示すとおりである。

[2] 上記の位相変化に伴う合成電力の変化を測定する。電力変化はcos関数で表される。

[3] 測定値を最小2乗法で処理することにより合成電力の最大値と最小値との比 r および最大値を与える位相変化量 Δ_0 を求める。

[4] この r と Δ_0 によって、初期合成電界を基準とする相対振幅 k 、相対位相 X は次のように表される。

解A

$$k = \frac{\Gamma}{1 + 2\Gamma \cos \Delta_0 + \Gamma^2} \quad (2.1)$$

$$X = \tan^{-1} \frac{\sin \Delta_0}{\cos \Delta_0 + \Gamma} \quad (2.2)$$

解B

$$k = \frac{1}{1 + 2\Gamma \cos \Delta_0 + \Gamma^2} \quad (2.3)$$

$$X = \tan^{-1} \frac{\sin \Delta_0}{\cos \Delta_0 + (1/\Gamma)} \quad (2.4)$$

但し

$$\Gamma = \frac{r-1}{r+1} \quad (2.5)$$

この解の導出および物理的意味については付録に示す。なお、解AとBの判別は、初期位相を変えて測定することや、電力変化の大きさを初期位相により調整することで行われる。

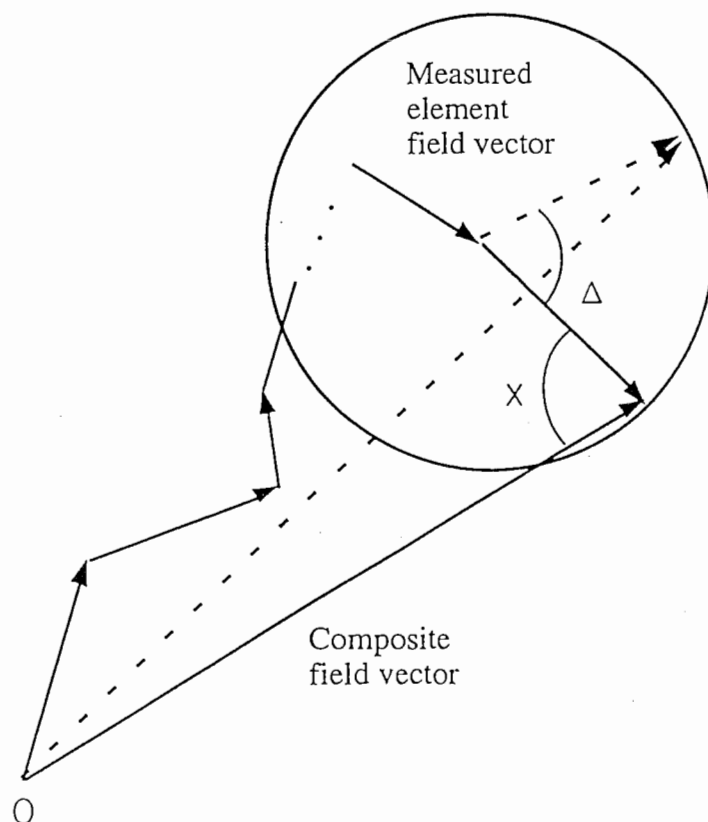


図2. 1 合成電界ベクトルと素子電界ベクトルの関係

REV法の特徴として、

- ・測定として電力測定を行うだけで、素子電界の相対振幅、位相がわかる。
 - ・アンテナの実装状態での測定が行えるので、素子間相互結合、有限地板や構造体の影響を含んだ素子電界が測定できる。
 - ・移相器のビット数に対応する個数のデータを数値処理するので測定誤差の影響を軽減できる。
- 等が挙げられる。

2. 2. 2 素子円偏波特性の測定法

ここでは、2. 2. 1で述べたREV法によって素子ごとの右旋成分、左旋成分を求める測定法を示す。この測定法の基本原理は、直交する直線偏波成分の素子電界を求めることにある。測定法の手順は次に示すとおりである。

[1] 対向アンテナとして直線偏波のアンテナを用い、この対向アンテナの偏波の傾きを θ_1 とする。また各素子に適切な初期位相を設定する。この状態でREV法を用い、素子電界の相対振幅、位相 a_{1n} , p_{1n} ($n = 1 \sim N$) を求める。

[2] 対向アンテナの偏波の傾きを θ_1 から $\pi/2$ 回転した傾き θ_2 に対してREV法を用い、素子電界の相対振幅、位相 a_{2n} , p_{2n} を求める。このときの初期状態の設定位相は[1]と同じ状態にする。

ここで、[1]と[2]で測定した素子電界の相対振幅と相対位相では基準とする初期合成電界の振幅、位相が異なる。振幅については測定した電力レベルに従って補正を行う。基準位相については次に示すような手段で別途求める。

[3] 設定位相を[1]と同じ状態にして、対向アンテナの偏波を回転し、受信レベルを測定することによって初期位相設定時の円偏波の長軸の方向を知ることができる。

θ_1 の方向に対しての長軸の方向がなす角度を β 、[1]と[2]における初期合成電界の振幅を a , b とすると位相差 ϕ は次式で与えられる⁽²⁻⁶⁾。

$$\phi = \cos^{-1} \left(\frac{a^2 - b^2}{2ab} \tan 2\beta \right) \quad (2.6)$$

[2]で求めた素子電界の位相 p_{2n} に位相差 ϕ を加えることにより相対位相 p_{1n} と p_{2n} の基準を同じにすることができる。

[4] 次式により，素子電界の右旋偏波成分 E_m ，左旋偏波成分 E_n を求める。

$$\begin{aligned} E_m &= E_{x_n} + jE_{y_n} \\ E_n &= E_{x_n} - jE_{y_n} \end{aligned} \quad (2.7)$$

但し，

$$\begin{aligned} E_{x_n} &= a_{1n} \cdot \exp(jp_{1n}) \\ E_{y_n} &= a_{2n} \cdot \exp(j(p_{2n} + \phi)) \end{aligned} \quad (2.8)$$

以上述べた手順によって素子間相互結合や有限地板の影響を含んだアクティブ状態での素子電界の円偏波特性が測定できる。ここで示した測定法は，対向アンテナとしては直線偏波のアンテナを用い，電力を測定するだけでアレー動作状態の素子電界の正偏波成分と逆旋偏波成分を求めることができる。

2. 3 特定周波数で利得向上を行う位相設定法

動作状態の素子電界の円偏波成分は2. 2で述べた方法によって簡便に精度良く求めることができる。ここではこの測定データを用いて特定周波数において必要な利得を満足する位相設定法を示す。

<アルゴリズム>

式(2.7)で求めた素子電界の右旋偏波成分 E_m 、左旋偏波成分 E_n の内、正偏波成分を E_n とすると各素子の励振位相を $-\angle E_n$ (\angle は E_n の位相成分を示す)とすることで特定周波数の利得を最大にできる。

<実験的検討>

図2.2に示す16素子円偏波フェーズドアレーによる実験結果を示す。素子は2点給電マイクロストリップアンテナ (Microstrip antenna fed at two ports) で 0° と 90° のペア素子配列になっている。供試基板の厚さは 0.01λ 、比誘電率は2.6である。また、移相器は3ビットデジタル移相器を使用した。

図2.3にビームを正面に向けた場合の本方法 (The proposed method) による励振位相値と、給電線の線路長およびアンテナの機械回転のみを考慮する方法 (以下、従来の方法 (The conventional method)) で求めた励振位相値の差を示す。

この差は、素子間相互結合、有限地板の影響によって生じたもので、特に図2.3で素子番号の4番目ごとに現れる周期性は有限地板の影響と考えられる。また、図2.4(a), (b)に両位相値をもとに位相設定した放射パターンを示す。図中点線は励振位相が理想的に与えられた場合の正偏波成分の計算値である。計算値はE面パターンとH面パターンを合成して円偏波を計算したもので、相互結合、有限地板の影響は含んでいない。図2.4から、本方法によって励振位相を設定した場合、実測値と計算値との対応が良くなっていることがわかる。また、ビーム方向の利得は0.3dB上昇している。図2.5にはビーム方向を 45° とした場合の放射パターンを示す。ビーム方向を正面から傾けても本方法によって実測値と計算値との対応がよくなり、利得が上昇 (0.5dB) していることがわかる。

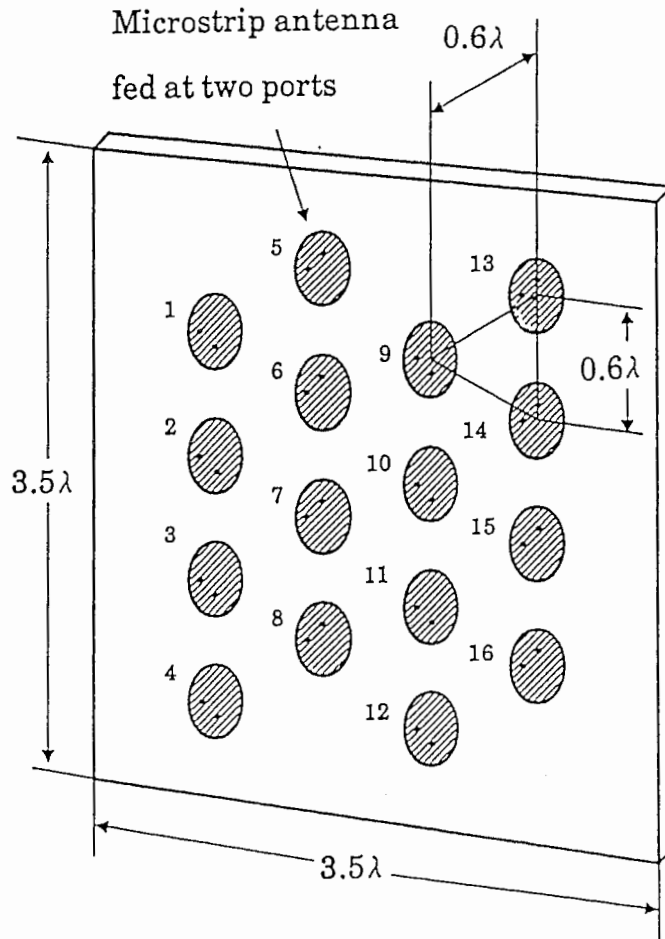


図 2. 2 16 素子アレーの構成

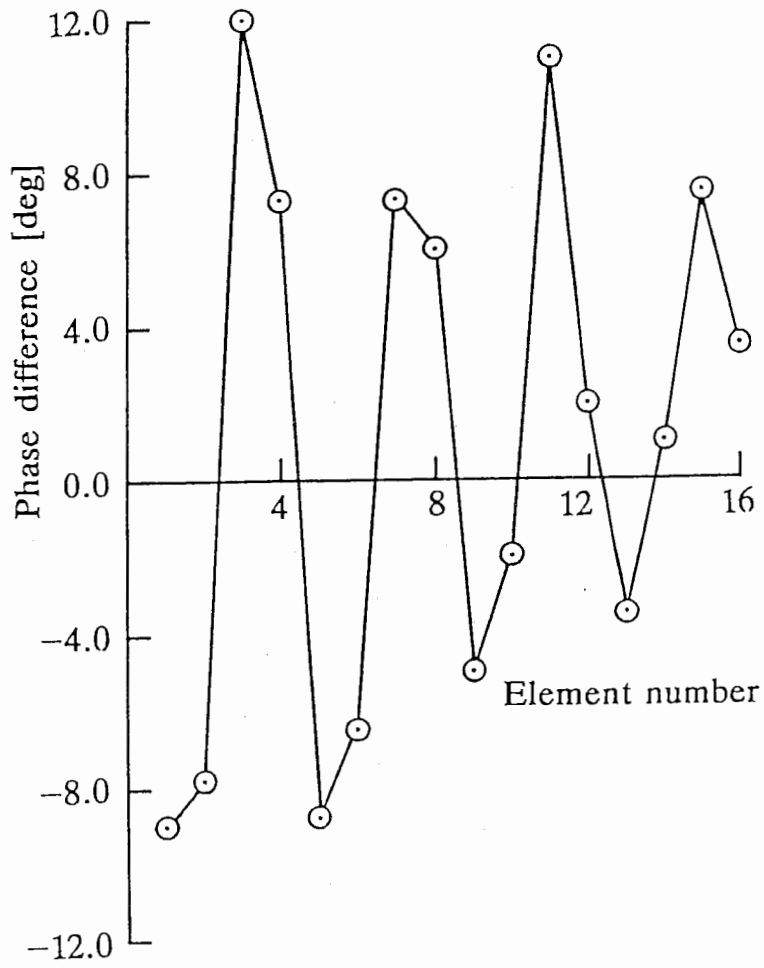
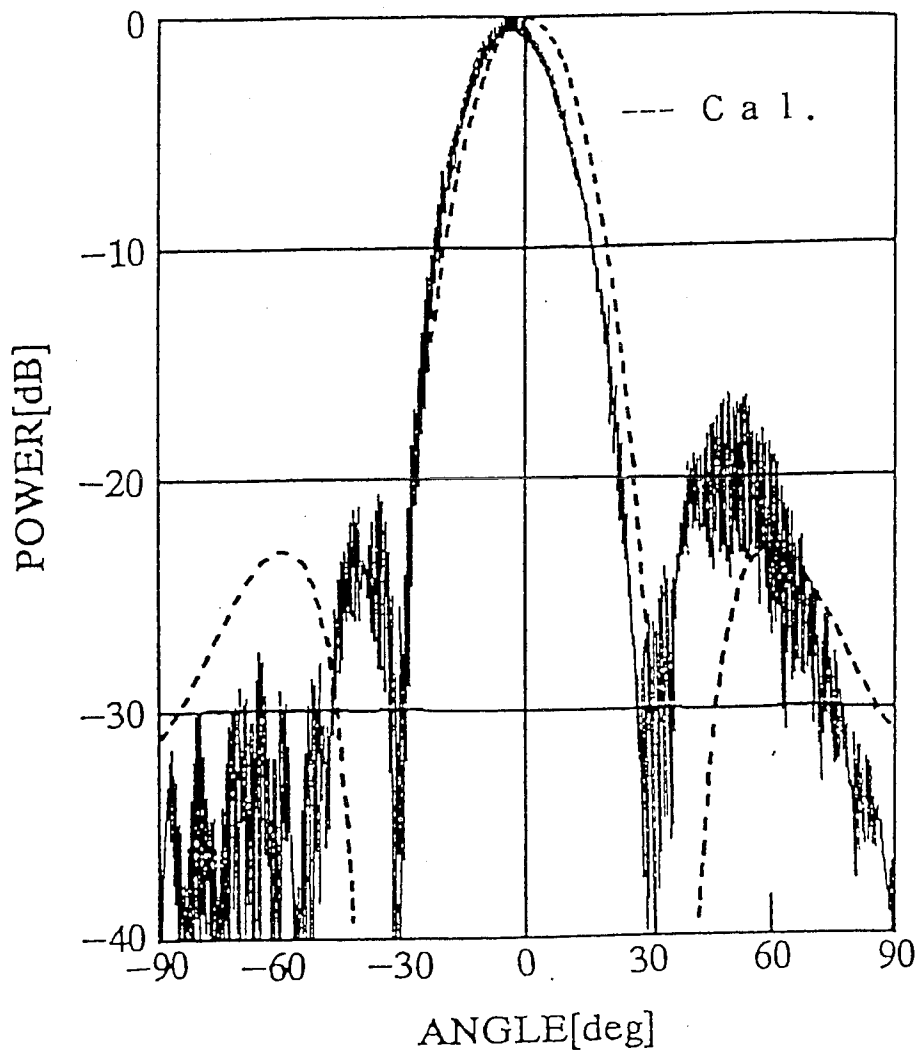
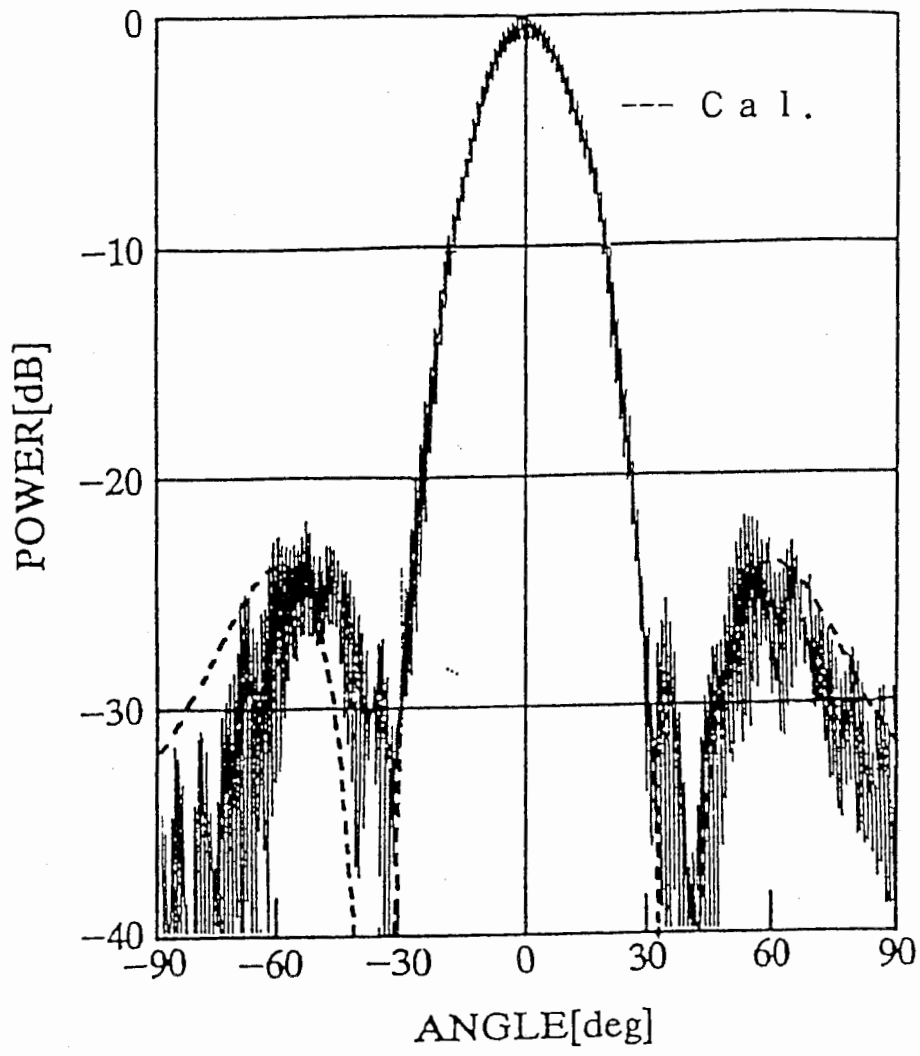


図 2. 3 本方法と従来の方法による励振位相分布の差



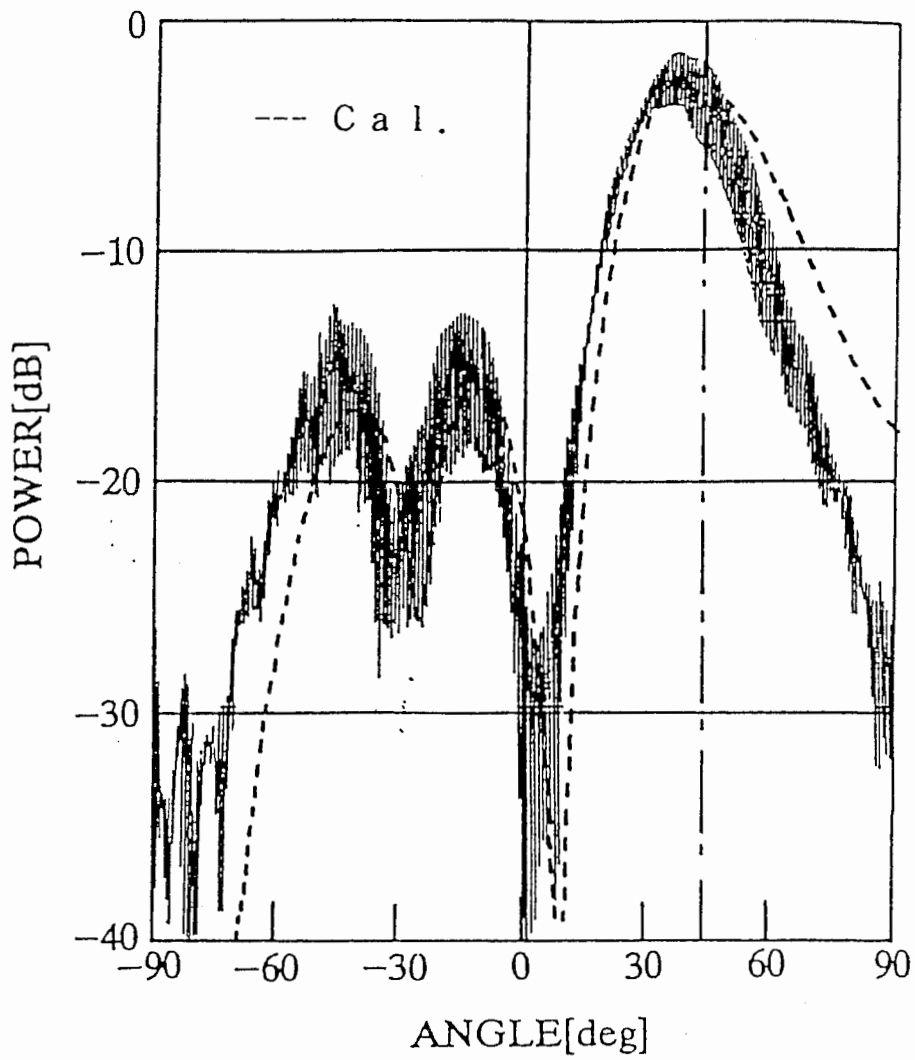
(a) 従来の方法による放射パターン

図2.4 ビーム方向0°の放射パターン



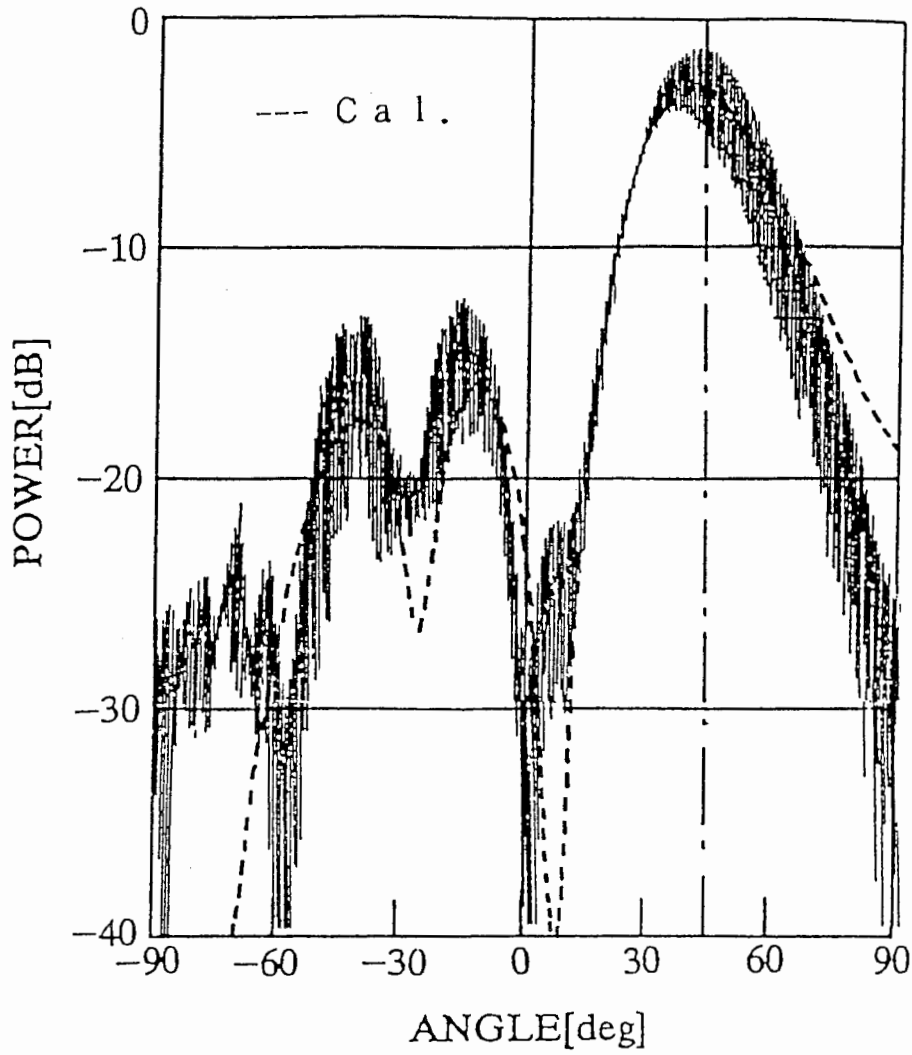
(b) 本方法による放射パターン

図2.4 ビーム方向0°の放射パターン



(a) 従来の方法による放射パターン

図2. 5 ビーム方向45°の放射パターン



(b) 本方法による放射パターン

図2. 5 ビーム方向45°の放射パターン

実測値と計算値との対応がよくなる結果が得られるのは、本方法が素子間相互結合や給電回路のばらつきを考慮し最適な位相を設定して利得の向上を行っていることに起因する。従って本方法によってサイドローブレベルや軸比を劣化させることなく利得向上が実現できる。

2. 4 周波数帯域を考慮した位相設定法

ここでは、2. 2で述べた方法で求めた動作状態の素子電界の円偏波成分によって使用周波数帯域全域に必要な利得を満足する、あるいは交差偏波成分を抑圧する位相設定法について示す。

2. 4. 1 帯域内の利得の最小値を最大化する位相設定法

<アルゴリズム>

帯域内の複数の周波数ポイント f_m ($m=1 \sim M$) において求めた n 番目素子の正偏波成分(複素量)を E_{mn} , 励振位相を ϕ_n とする. 方向拘束付出力電力最小化法⁽²⁻⁷⁾を適用して, 評価関数 F を次のように設定する.

$$F = \sum_{m=1}^M W_m \cdot P_m \quad (2.9)$$

$$P_m = \left(\left| \sum_{n=1}^N E_{mn} \cdot \exp(j\phi_n) \right|^2 - G_{0m} \right)^2 \quad (2.10)$$

但し, G_{0m} は正偏波成分の目標利得レベルである. また, W_m は m に関する各項にかかる係数である. 評価関数 F を最小にする ϕ_n は F が ϕ_n に関して微分可能であるから, 最急降下法などの非線形最適化手法で求められる. ここで W_m を次式で示すローソンのアルゴリズム⁽²⁻⁸⁾によって更新することでミニマックス処理が行え, 帯域内の最小利得を最大にすることができる.

$$W_m^{(k+1)} = \frac{W_m^{(k)} \cdot P_m}{\sum_{m=1}^M W_m^{(k)} \cdot P_m} \quad (2.11)$$

<実験的検討>

この方法を適用した実験結果を示す. 実験用アンテナとしては移動体衛星通信を想

定した図2.6に示す19素子円偏波フェーズドアレーを用いた。素子は、同軸線路で背面から直接給電する2点給電マイクロストリップアンテナで 0° と 90° のペア素子配列になっている。供試基板の厚さは 0.02λ 、比誘電率は2.6である。移相器としては3ビットデジタル移相器を使用した。

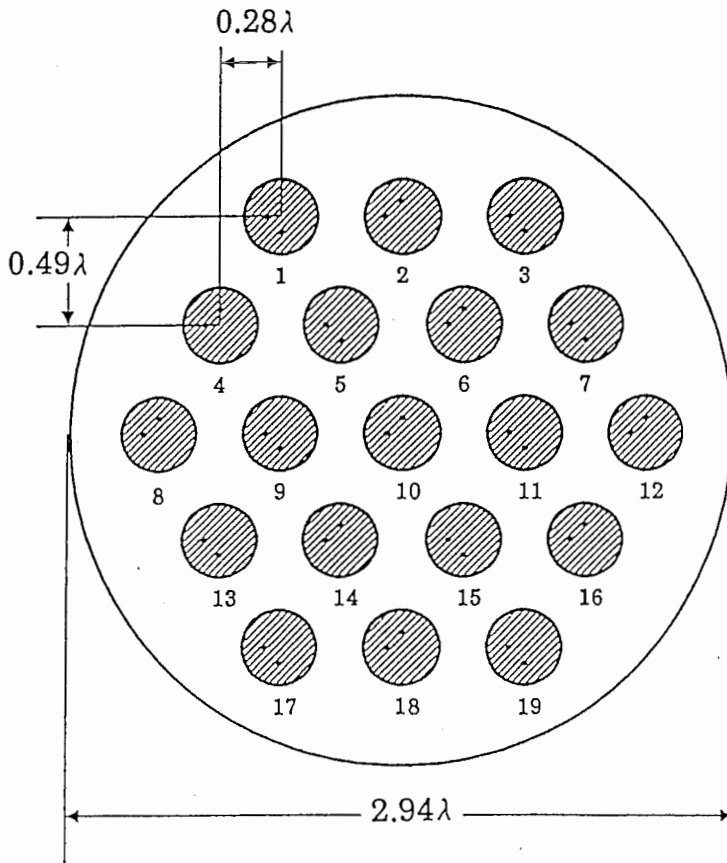


図 2. 6 19素子マイクロストリップアレーの構成

図2.7にビーム方向を正面方向としたときの本方法による設定位相と従来の設定位相との差を示す。この位相差は、素子間相互結合、有限地板の影響の周波数特性によって生じたものである。図2.8は、それぞれの位相設定時における、10%帯域内の利得変化を示す。ここで、本方法によって得られた中心周波数における利得を0 dBとした。図2.8より本方法により帯域内の最低利得が0.4 dB上昇している。

次に、図2.6と同じ構造のフェーズドアレーアンテナで素子アンテナを電磁結合形の1点給電の縮退分離素子とした場合の帯域内の利得の比較を図2.9に示す。

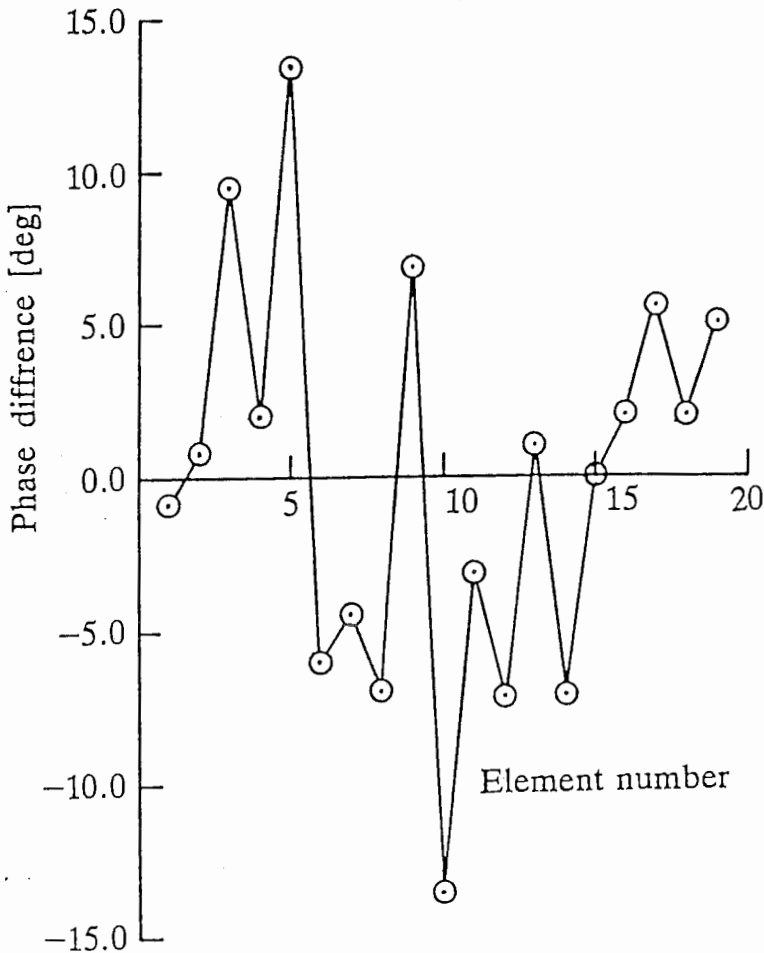


図 2. 7 本方法と従来の方法による励振位相分布の差

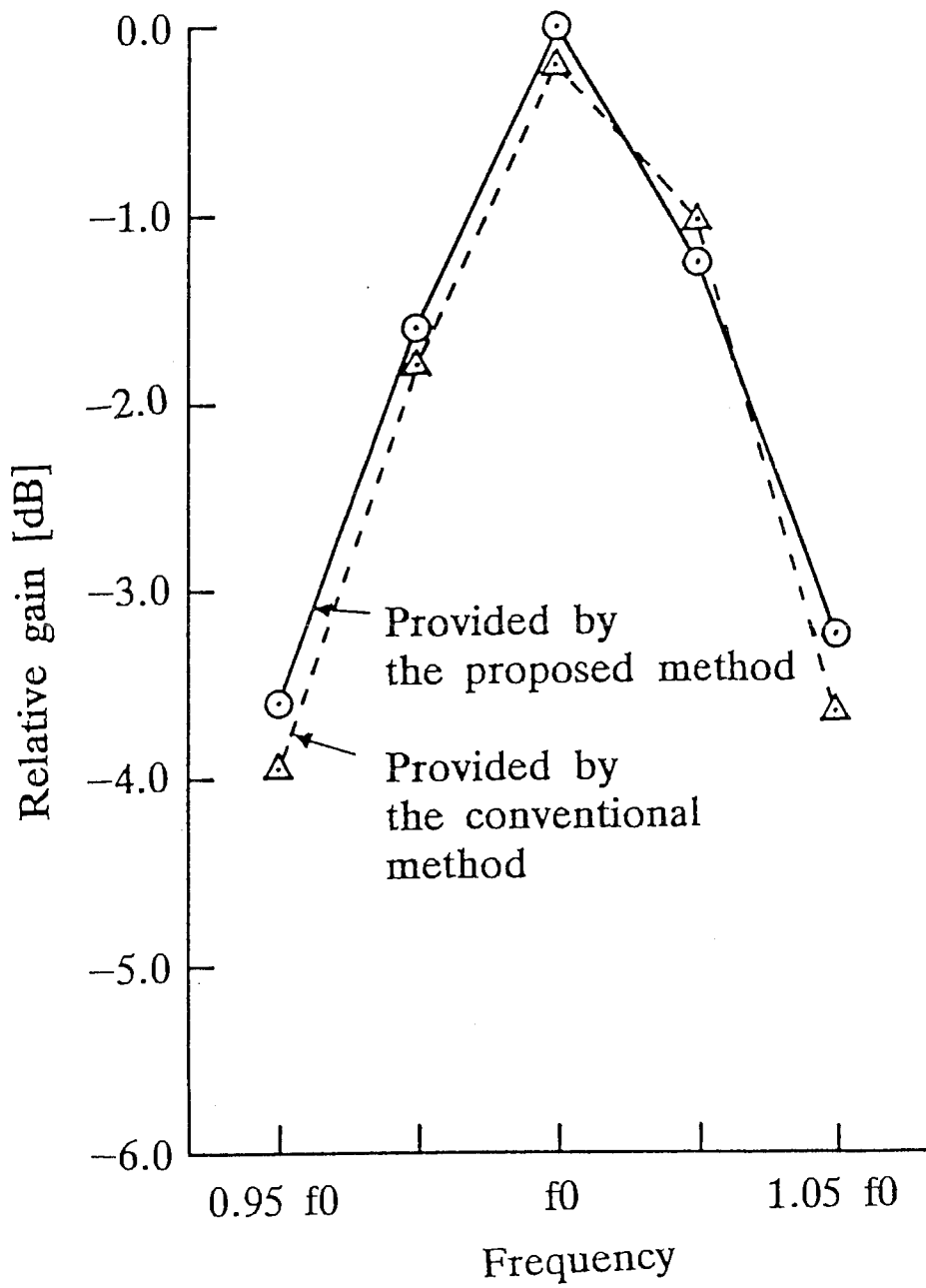


図 2. 8 相対利得の周波数特性

図2.9より、相互結合の影響が強くなる電磁結合形の素子の場合、本方法は更に有効である。

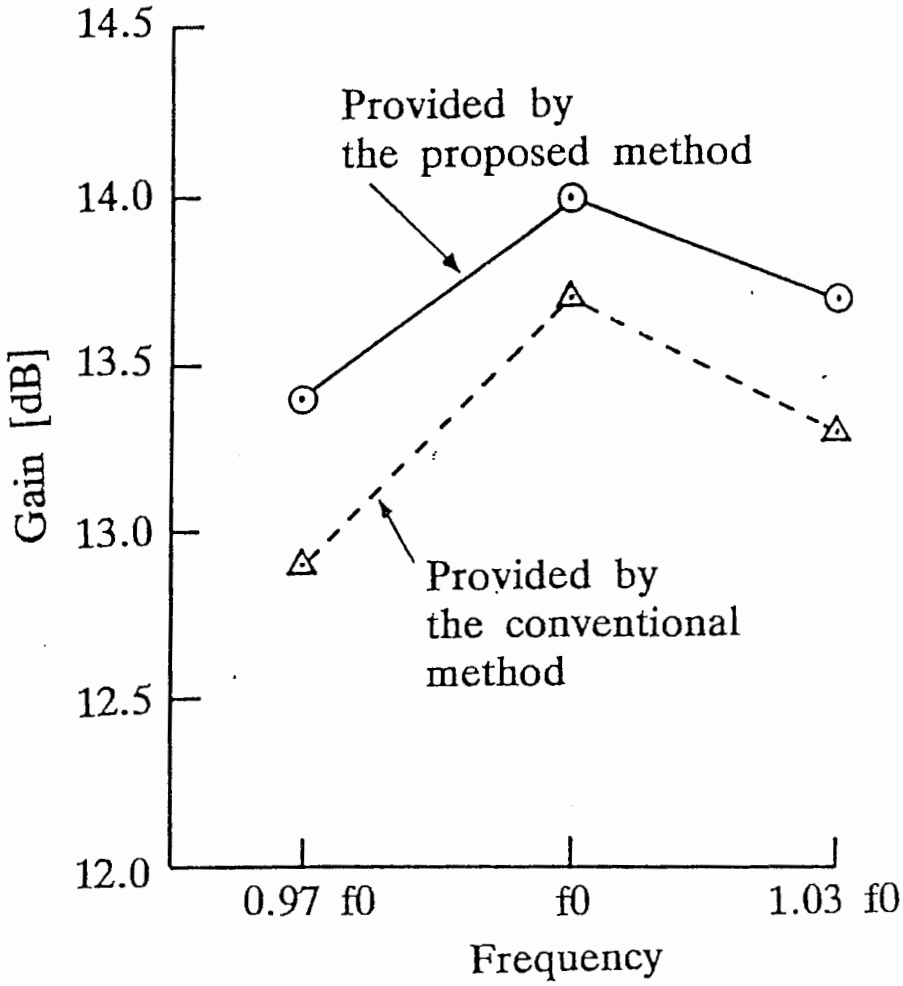


図 2. 9 利得の周波数特性

2. 3での結果と併せて本方法により利得が0.3~0.5 dB上昇した効果が見られた。この利得向上はハードウェアの系を変えることはなく移相器の設定を最適化するだけで実現され、例えば0.5 dBの利得向上は12%のアンテナ効率の改善となる。従って、本方法は衛星搭載用や移動体衛星通信用など高い指向性利得と小形化が同時に要求される円偏波フェーズドアレーアンテナの位相設定に有効である。

2. 4. 2 帯域内の交差偏波レベルを抑圧する位相設定法

<アルゴリズム>

一般に円偏波フェーズドアレーアンテナではビーム方向を正面方向から傾けた場合、交差偏波レベルが上昇する。ここでは、帯域内の利得を保持しながら交差偏波レベルを抑圧する位相設定法を示す。帯域内の複数の周波数ポイント f_m ($m=1\sim M$)において求めた n 番目素子の交差偏波成分(複素量)を E_{cmn} とする。式(2.9)、(2.10)を次のように書き換える。

$$F = \sum_{m=1}^M W_m \cdot P_m + \sum_{m=1}^M W_{mc} \cdot P_{mc} \quad (2.12)$$

$$P_{mc} = \left(\left| \sum_{n=1}^N E_{cmn} \cdot \exp(j\phi_n) \right|^2 - G_{0mc} \right)^2 \quad (2.13)$$

但し、 G_{0mc} は交差偏波レベルの目標値である。 W_{mc} は m に関して交差偏波レベルを表す各項 P_{mc} にかかる係数である。 W_m 、 P_m は式(2.9)、(2.10)と同じである。ミニマックス処理を行うための W_m 、 W_{mc} の更新は次式に従う。

$$W_m^{(k+1)} = \frac{W_m^{(k)} \cdot P_m}{W_0} \quad (2.14)$$

$$W_{mc}^{(k+1)} = \frac{W_{mc}^{(k)} \cdot P_{mc}}{W_0}$$

$$W_0 = \sum_{m=1}^M W_m^{(k)} \cdot P_m + \sum_{m=1}^M W_{mc}^{(k)} \cdot P_{mc} \quad (2.15)$$

W_m, W_{mc} を更新しながらFを最小化することで、帯域内の利得を保持しながら交差偏波レベルを改善できる。

<実験的検討>

図2.6に示すフェーズドアレーアンテナでビームを60°方向に向けた場合に本位相設定法と従来の位相設定法による軸比の比較を図2.10に示す。

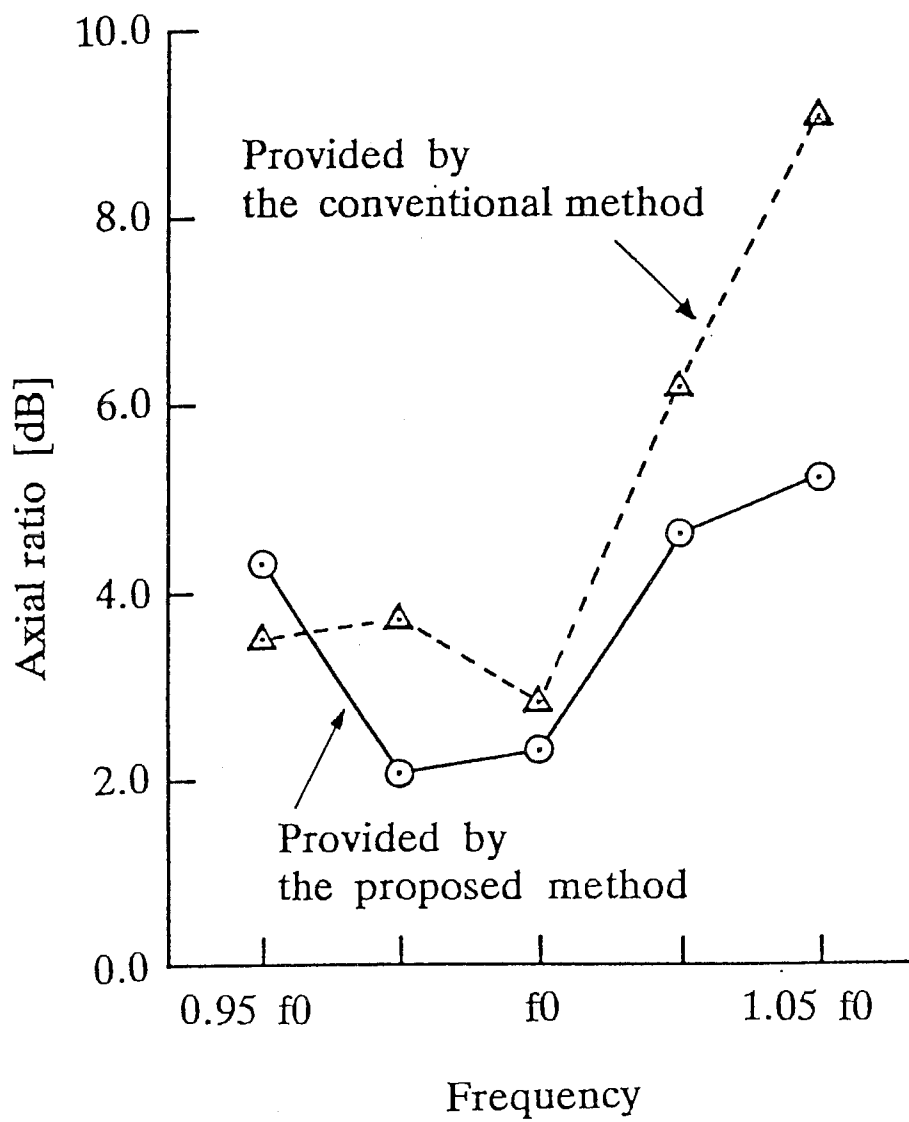


図 2. 1 0 軸比の周波数特性

帯域内の軸比の最大値は9 dBから4.5 dBに改善されている。このとき、帯域内の最小利得は2.4.1の場合と比較して0.7dB低下した。ここでは、正偏波成分の利得と交差偏波レベルを同じウェイトで評価したが W_m, W_{mc} に適切な荷重を掛けることで例えば、正偏波成分の利得を重視することも可能である。2.4.1で述べた場合はこの極端な場合で交差偏波レベルを無視したケース、すなわち $W_{mc}=0$ とした場合である。

以上の実験におけるミニマックス処理のウェイト更新回数はいずれも50回以内で収束した。処理時間は図2.10の場合、汎用計算機VAX8830 (OSはVAX/VMS) を用いてCPU約60秒であった。

2. 5 結言

円偏波フェーズドアレーにおいて、位相制御によって正偏波成分の利得を上げる、あるいは交差偏波レベルを抑圧する方法を示した。この方法を用いることにより、本来フェーズドアレーアンテナがもつ移相器の設定を制御することで帯域内の最小利得を最大化したり、交差偏波レベルの最大値を最小化したりすることができる。近年、位相量を記憶するメモリの容量は飛躍的に増大しており、またその小形化も進んでいる。従って、本方法は通信にフェーズドアレーを使用する場合の有効な指向性合成法となる。また、このときに用いるアレー素子電界の測定法として素子電界ベクトル回転法を用いて左旋成分、右旋成分を分離して測定する方法についても示した。この測定法を用いることにより、直線偏波の対向アンテナを用いて電力測定のみを行うことで円偏波フェーズドアレーのアレー素子電界の右旋成分、左旋成分を分離して測定できる。

以上の方法を確認するために実験を行い良好な結果を得た。

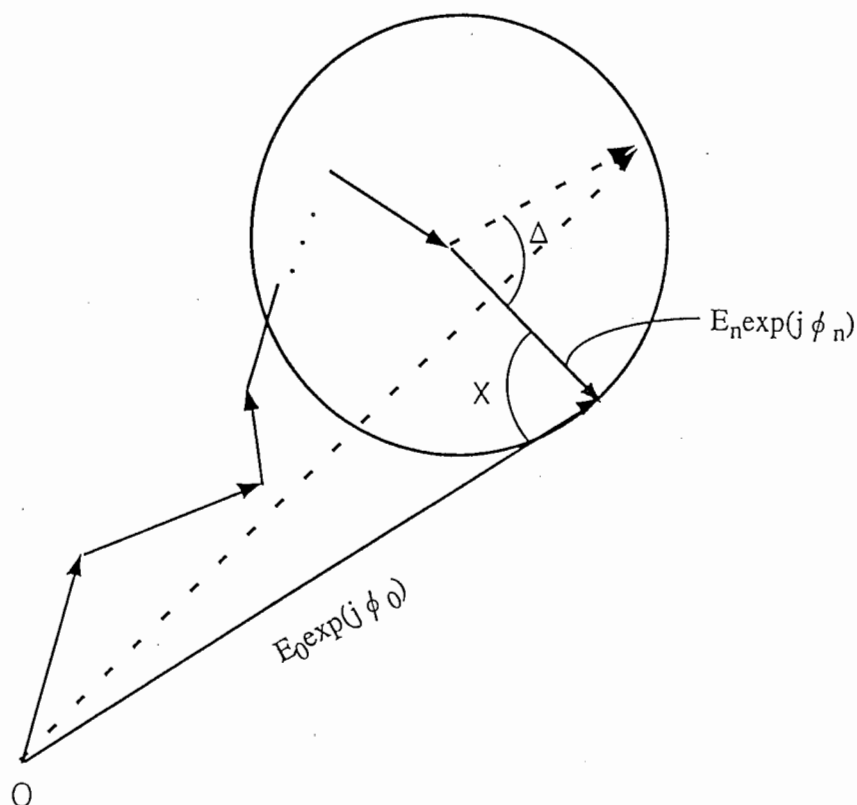
2章の参考文献

- (2-1) 砂原米彦, 大嶺裕幸, 土谷牧夫, 松永誠, 真野清司: “衛星通信用搭載形フェーズドアレーアンテナ”, 昭64信学春季全大, B142.
- (2-2) 羽石操, 吉田信一郎, 後藤尚久: “パッチアンテナとそのペア”, 信学技報, AP91-102 (1991-11) .
- (2-3) Teshirogi T., Tanaka M., and Chuio W.: “Wideband circularly polarized array antennas with sequential rotations and phase shift of elements”, Proc. 1985 Int. Symp. Antennas and Propagat., ISAP 85, Kyoto, pp. 117-120 (Aug.1985) .
- (2-4) Ohmori S., Taira S. and Austin M.W. : “Tracking Error of Phased Array Antenna” , IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-39, 1 (1991).
- (2-5) 真野清司, 片木孝至: “フェイズドアレイの素子振幅位相測定法素子電界ベクトル回転法”, 信学論 (B) , J65 - B, 5 (1992-05) .
- (2-6) 副島光積, 堀内和夫: “電磁気学”, コロナ社, 電子通信学会大学講座 (1979) .
- (2-7) 鷹尾和昭, 菊間信良, 上田実: “位相のみを制御した方向拘束付きアダプティブアレイ”, 信学技報, AP 94-10 (1994-05) .
- (2-8) Murthy P. K. and Kummer A. : “Synthesis of linear antenna arrays” , IEEE Trans. Antennas & Propag., AP - 24, 6 (1976).

付録 1. 素子振幅、位相の表示式

図A.1で初期状態の合成電界ベクトルの振幅、位相を E_0, ϕ_0 , 着目する第 n 番目の素子ベクトルの振幅、位相を E_n, ϕ_n とする. この第 n 素子の位相を Δ だけ変化させたときの合成電界は次式で表される.

$$E = (E_0 e^{j\phi_0} - E_n e^{j\phi_n}) + E_n e^{j(\phi_n + \Delta)} \quad (\text{A.1})$$



図A. 1 基準合成電界ベクトルと測定素子ベクトルの関係

ここで、第 n 素子の相対振幅、相対位相を、

$$k = \frac{E_n}{E_0} \quad (\text{A.2})$$

$$X = \phi_n - \phi_0 \quad (\text{A.3})$$

とおく。式 (A.1) ~ (A.3) より

$$E = \{E_0 e^{-jX} + E_n (e^{j\Delta} - 1)\} e^{j(X+\phi_0)} \quad (\text{A.4})$$

従って、

$$\begin{aligned} |E|^2 &= (E_0 \cos X + E_n \cos \Delta - E_n)^2 \\ &\quad + (E_0 \sin X - E_n \sin \Delta)^2 \\ &= (E_0 \cos X - E_n)^2 + E_0^2 \sin^2 X + E_n^2 \\ &\quad + 2E_n \{(E_0 \cos X - E_n) \cos \Delta - E_0 \sin X \sin \Delta\} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

ここで

$$Y^2 = (\cos X - k)^2 + \sin^2 X \quad (\text{A.6})$$

とすれば次式が成り立つ。

$$\begin{aligned} Q = \frac{|E|^2}{E_0^2} &= Y^2 + k^2 + 2k \{(\cos X - k) \cos \Delta - \sin X \sin \Delta\} \\ &= Y^2 + k^2 + 2kY \cos(\Delta + \Delta_0) \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

但し、

$$\tan \Delta_0 = \frac{\sin X}{\cos X - k} \quad (\text{A.8})$$

すなわち、1素子の位相変化により、合成電力Qは式(A.7)のように Δ に対して余弦的に変化する。式(A.7)より、 $-\Delta_0$ はQの最大値を与える位相である。ここで式(A.7)よりQの最大値と最小値の比を

$$r^2 = \frac{(Y+k)^2}{(Y-k)^2} \quad (\text{A.9})$$

とおく。従って、

$$r = \pm \left(\frac{Y+k}{Y-k} \right) \quad (\text{A.10})$$

である。このrと Δ_0 から、第n素子の相対振幅kと相対位相Xは、式(A.10)のrの符号に呼応してそれぞれ次のように求められる。

(1) 式(A.8)の複合が正の場合(第1の解)

$$r = \frac{Y+k}{Y-k} \quad (\text{A.11})$$

であるから、

$$Y = \left(\frac{r+1}{r-1} \right) k \quad (\text{A.12})$$

となり、式(A.6)、(A.8)、(A.12)よりYを消去すれば次のkとXの連立方程式

が得られる.

$$\sin X = \left(\frac{r+1}{r-1} \right) k \sin \Delta_0 \quad (\text{A.13})$$

$$\cos X = k \left\{ 1 + \left(\frac{r+1}{r-1} \right) \cos \Delta_0 \right\} \quad (\text{A.14})$$

これを解けば次の本文中の式 (2.1) , (2.2) が得られる.

$$k = \frac{\Gamma}{1 + 2\Gamma \cos \Delta_0 + \Gamma^2} \quad (\text{2.1})$$

$$X = \tan^{-1} \frac{\sin \Delta_0}{\cos \Delta_0 + \Gamma} \quad (\text{2.2})$$

(2) 式 (A.8) の複合が負の場合 (第2の解)

$$r = - \left(\frac{Y+k}{Y-k} \right) \quad (\text{A.15})$$

であるから,

$$Y = \left(\frac{r-1}{r+1} \right) k \quad (\text{A.16})$$

となり、式 (A.6) , (A.8) , (A.16) よりYを消去すれば次のkとXの連立方程式が得られる.

$$\sin X = \left(\frac{r-1}{r+1} \right) k \sin \Delta_0 \quad (\text{A.17})$$

$$\cos X = k \left\{ 1 + \left(\frac{r-1}{r+1} \right) \cos \Delta_0 \right\} \quad (\text{A.18})$$

これを解けば次の本文中の式 (2.3) , (2.4) が得られる.

$$k = \frac{1}{1 + 2\Gamma \cos \Delta_0 + \Gamma^2} \quad (2.3)$$

$$X = \tan^{-1} \frac{\sin \Delta_0}{\cos \Delta_0 + (1/\Gamma)} \quad (2.4)$$

但し, 式 (2.1) , (2.2) , (2.3) , (2.4) において

$$\Gamma = \frac{r-1}{r+1} \quad (2.5)$$

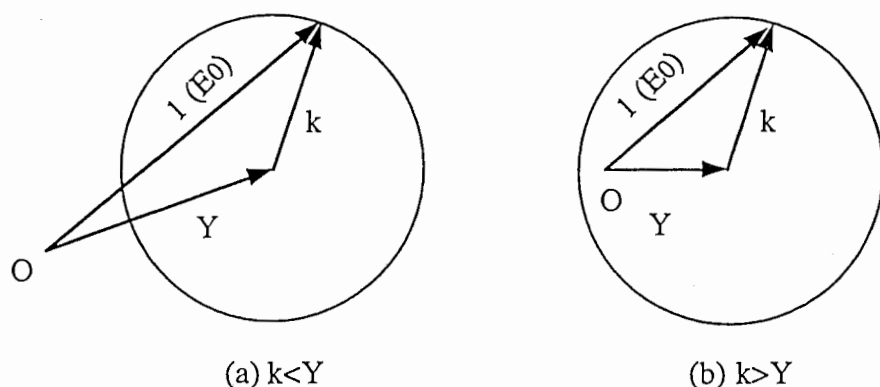
以上より, 第 n 素子の位相を変化させたときのアレー合成電力 Q の変化を測定し,

- ・ Q の最大値を与える位相, $-\Delta_0$
- ・ Q の最大値と最小値の比, r^2

を求めれば, その素子の相対振幅と相対位相は式(2.1), (2.2)または, 式(2.3), (2.4)で与えられる.

付録 2. 二つの解の解釈

式 (A.9) の複合のため、前述のように素子の相対振幅と位相 k , X として 2 組の解が得られる。図A.2は初期合成電界の振幅 E_0 で規格化した一つの素子電界ベクトル（振幅は k ）と合成電界ベクトル（振幅は1）を示し、図の Y は式 (A.6) から明らかなように合成ベクトルから素子ベクトルを差し引いたベクトルである。ここで、式 (A.9) の



図A. 2 k と Y の関係

r は電力レベル変化の最大／最小の比であるから、 $r > 1$ と考えるものとするれば、式 (A.10) より Y と k の大小の関係より r は式 (A.10) の複合の一方が対応する。

すなわち、 $k < Y$ の場合は、

$$r = \frac{Y+k}{Y-k} \tag{A.14}$$

であり、これは一定ベクトル Y にベクトル k が変化し重畳した合成ベクトルの振幅の最大／最小比を示す。

一方、 $k > Y$ の場合は式 (A.10) より、

$$r = \frac{k+Y}{k-Y} \tag{A.15}$$

となり、これはあたかも一定ベクトル k にベクトル Y が変化し重畳された合成ベクトル

の振幅の最大／最小比を表す。すなわち、図A.2(b)の場合には k_1 が Y 、 k_2 が k となり正しい解は k_2 の方となる。一般に k と Y の大小関係は不明のため二つの解 k_1 、 k_2 を求め、本文中に示した方法で正しい解を選ぶ必要がある。

ここで、 k_1 、 k_2 、 Y を振幅に持つ3個のベクトルの関係を、 $k < Y$ の場合について調べる。3個のベクトルを

$$K_1 = k_1 \exp(jX_1) \quad (\text{A.16})$$

$$K_2 = k_2 \exp(jX_2) \quad (\text{A.17})$$

$$y = Y \exp(j\phi_Y) \quad (\text{A.18})$$

とおけば、本文中の式(2.1)～(2.4)より次式を得る。

$$K_1 = \frac{\Gamma}{R^2} \{(\cos \Delta_0 + \Gamma) + j \sin \Delta_0\} \quad (\text{A.19})$$

$$K_2 = \frac{\Gamma}{R^2} \left\{ \left(\cos \Delta_0 + \frac{1}{\Gamma} \right) + j \sin \Delta_0 \right\} \quad (\text{A.20})$$

但し、

$$R = \sqrt{1 + 2\Gamma \cos \Delta_0 + \Gamma^2} \quad (\text{A.21})$$

従って、*を複素共役記号とすると、

$$K_1 + K_2^* = 1 \quad (\text{A.22})$$

の関係が得られる。一方、図A.2(a)に示すように、

$$K_1 + y = 1 \quad (\text{A.23})$$

である。従って、式 (A.22) , (A.23) より、

$$y = K_2^* = k_2 \exp(-jX_2) \quad (\text{A.24})$$

となる。

第3章 部分素子位相制御によるフェーズドアレーの 零点形成

3.1 序言

フェーズドアレーにおいてクラッタや妨害波の影響を除くには、これらの不要波の到来方向のサイドローブレベルを零にする、すなわち零点を形成する必要がある。零点形成の方法については、全素子アンテナ（以下、素子）の振幅、位相を制御する方法、全素子の位相のみを制御する方法、特定素子の振幅、位相を制御する方法、サブアレーごとに振幅、位相を制御する方法が検討されている (3-1) ~ (3-3)。

一方、レーダや通信で用いられるフェーズドアレーではデジタル移相器によって位相を制御しビーム走査を行っている。従ってアンテナ系のハードウェアを変更することなく零点形成を実現するには位相のみを制御する方法が必要になる。到来する不要波が複数であり、かつ到来方向が変動を伴うような電波環境に対応するためには、複数方向に零点を形成し、かつ各方向にいくつかの零点を近接させて配置し所要の角度範囲のサイドローブレベルを零にすることが要求される。このような場合には、一般に励振位相は数式による陽な形で求めることができず、最急降下法、共役勾配法などの非線形最適化手法が用いられる。しかし、この手法で素子の個数が多くなると演算時間が増大する。演算時間の短縮には一部分の素子の位相のみを制御する方法が有効である。また、方向が既知なクラッタなどの干渉波の影響を除去する場合は設定位相をメモリに入力しておき適宜その値を呼び出して指向性合成を行う方式が採られる。この方式においても制御素子数を削減すればメモリの容量を縮小できる。しかし、位相のみを制御する場合、主ビーム方向の利得を低下させず深い零点を形成するための制御素子の個数また素子の選択法について検討された例はない。本章では平面波合成法によって得られた最適な励振振幅、位相のうちの位相値に基づいて各素子の零点形成への位相の寄与量を求め、この寄与量の大きい素子のみの位相を通常のビー

ム走査の位相から変えて零点を形成する方法を提案し，理論的，実験的に検討する．
以下，位相制御零点形成のアルゴリズムおよび平面波合成法による初期位相の設定法
について説明を行った後，制御素子の選択法について述べ，数値計算および実験によ
り本方法の効果を確認する．また，零点が1個の場合には励振位相が簡単な表現式に
より一義的に求められることを示し，実験による確認を行う．

3. 2 位相制御零点形成のアルゴリズム

3. 2. 1 評価関数

ここでは主ビーム方向の利得低下をできるだけ抑えて零点形成を行うために、方向拘束付き出力電力最小化法⁽³⁻⁴⁾に基づいて評価関数を設定する。希望波の到来方向を θ_s 、零点形成角度方向を θ_m ($m=1\sim M$) とし、 θ_s 方向、および θ_m 方向の各素子放射電界の振幅と位相を a_{sn} , p_{sn} および a_{mn} , p_{mn} ($n=1\sim N$:素子番号) とする。また、零点を形成しないときの θ_s 方向の合成電界を E_0 、各素子励振位相を q_n とする。ここで評価関数 F を次のように定義する。

$$F = \sum_{m=1}^M \left| \sum_{n=1}^N a_{mn} \exp\{j(p_{mn} + q_n)\} \right|^2 + \mu \left| \sum_{n=1}^N a_{sn} \exp\{j(p_{sn} + q_n)\} - E_0 \right|^2 \quad (3.1)$$

式(3.1)の第1項は零点形成角度でのアレー合成電力の総和を表す。また第2項は励振位相が初期状態からずれるために生じる主ビーム方向の変動電力を表すペナルティ関数であり、 μ はペナルティ関数のウェイトを表す定数である。以下、零点形成角度でのアレー合成電力と主ビーム方向の変動電力を同等に評価するため、 $\mu = 1$ とする。評価関数 F を最小にすることで主ビーム方向の利得を保って、零点が形成できる。

評価関数 F を最小にする励振位相を求めるには、非線形最適化手法が用いられる。ここでは、最急降下法⁽³⁻⁵⁾を用いて F の最小化を行う。最急降下法における F のこう配は次式で表される。

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial q_i} = & \sum_{m=1}^M \{ A_{m1} \cdot a_{mi} \sin(p_{mi} + q_i) \} \\ & + A_{m2} \cdot a_{mi} \cos(p_{mi} + q_i) \} \\ & + B_1 \cdot a_{si} \cos(p_{si} + q_i) \\ & + B_2 \cdot a_{si} \sin(p_{si} + q_i) \end{aligned} \quad (3.2)$$

但し,

$$\begin{aligned}
 A_{m1} &= -2 \sum_{n=1}^N a_{mn} \cos(p_{sn} + q_n) \\
 A_{m2} &= 2 \sum_{n=1}^N a_{mn} \sin(p_{sn} + q_n) \\
 B_{m1} &= -2 \left\{ \sum_{n=1}^N a_{mn} \cos(p_{sn} + q_n) - \operatorname{Re}[E_0] \right\} \\
 B_{m2} &= 2 \left\{ \sum_{n=1}^N a_{mn} \sin(p_{sn} + q_n) - \operatorname{Im}[E_0] \right\}
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

ここで $\operatorname{Re}[E_0]$, $\operatorname{Im}[E_0]$ は初期合成電界 E_0 の実部, 虚部である.

3. 2. 2 平面波合成法による初期位相の設定

非線形最適化手法は初期値から逐次的に解を求めるので, 初期値の与え方が, 収束までの演算回数, 収束値に大きく影響する. ここでは初期値の与え方として平面波合成法⁽³⁻⁶⁾によって求めた位相値を初期値とする方法を提案する.

まず, 平面波合成法の概要を述べる. 希望波到来方向 θ_s , 零点形成角度 θ_m ($m=1 \sim M$) に主ビームをもつアレー合成電界パターンをそれぞれ $E_s(\theta)$, $E_m(\theta)$ とする. 平面波合成法は, 図3.1に示すように $E_s(\theta)$, $E_m(\theta)$ を重ね合わせて指向性合成を行う方法である. 図では(a)と(b)を重ね合わせて零点を作っている. $E_s(\theta)$, $E_m(\theta)$ を形成する複素励振値を A_{sn} , B_{mn} とすると, θ_m 方向に零点を形成する複素励振値 A_n は次式で表される.

$$A_n = A_{sn} + \sum_{m=1}^M \alpha_m B_{mn} \tag{3.4}$$

ここで, α_m は次の複素連立方程式の解である.

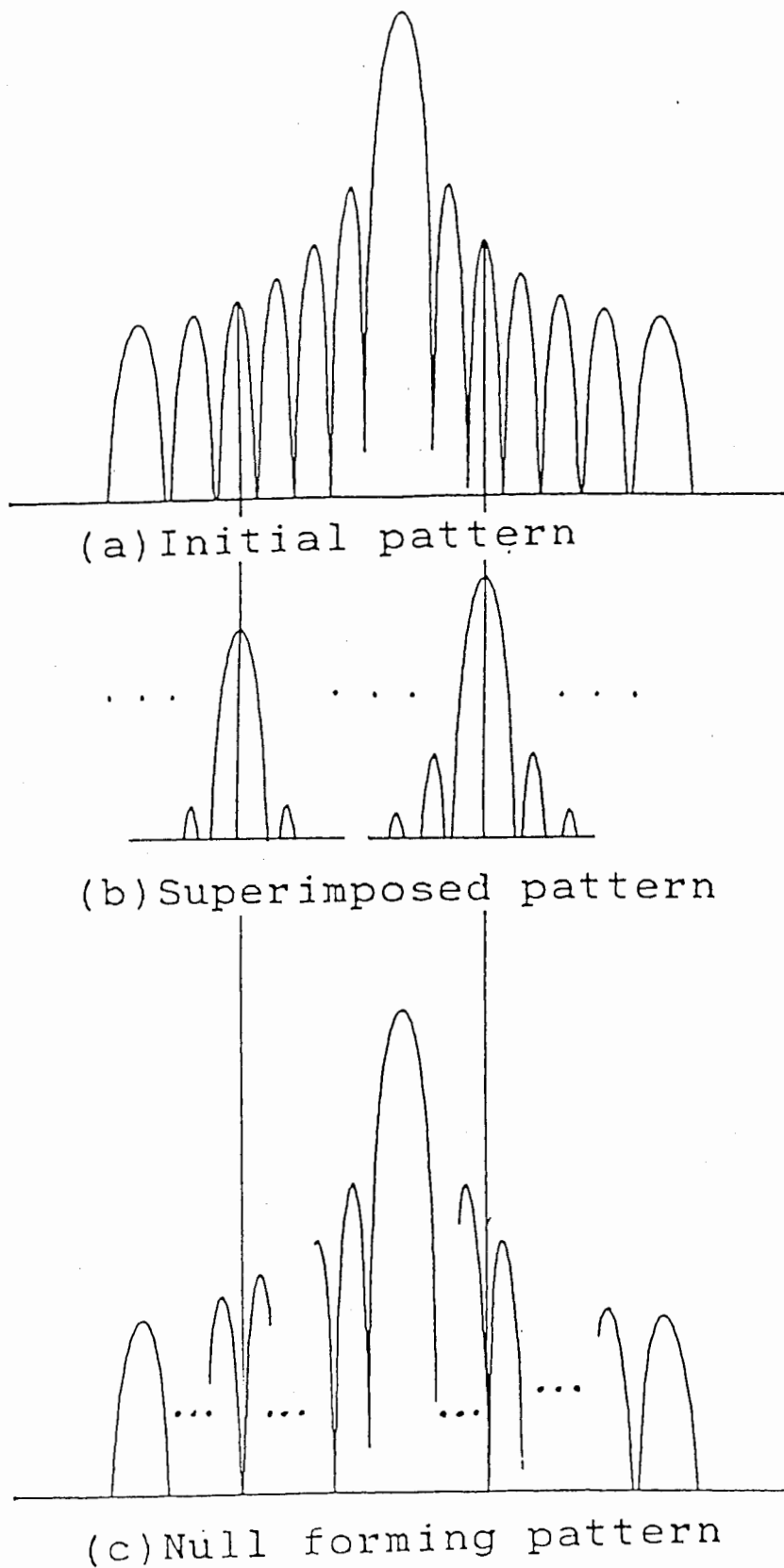


図3. 1 平面波合成法の原理

$$E \cdot \alpha = e \quad (3.5)$$

但し

$$E = \begin{bmatrix} E_1(\theta_1) & \cdots & E_M(\theta_1) \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ E_1(\theta_M) & \cdots & E_M(\theta_M) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\alpha = [\alpha_1 \cdots \alpha_M]^T$$

$$e = [-E_s(\theta_1) \cdots -E_s(\theta_M)]^T$$

ここで、 A_{sn} 、 B_{mn} をそれぞれ θ_s 、 θ_m 方向のスペースファクタすなわち、素子位置で決まる位相項を含めたアレー素子電界の共役値にすれば、 A_n は θ_s 方向の利得を最大にして、 $\theta_1 \sim \theta_M$ に零点を形成する複素励振値になる。 A_{sn} 、 B_{mn} が平面波のビームを与える励振値であることからこの方法を平面波合成法と言う。ここで、初期の複素励振値 A_{sn} から A_n を得るには励振振幅も変える必要がある。しかし、励振振幅は $|A_{sn}|$ に固定し励振位相のみを A_n の位相値（以下 $\angle A_n$ と記す）に設定しても、ある程度サイドローブが抑圧された放射パターンが得られることが知られている^(3.7)。この理由については、付録に示す。従って $\angle A_n$ を初期値として非線形最適化法を適用すれば、収束までの演算回数が少なくなる。また近似解から演算を始めるため局所的最小値に収束する危険も減少する。なお、零点の間隔と零深度の理論的検討結果も付録に示す。

一例として-25dBテイラー($\bar{n}=5$)振幅分布の半波長間隔30素子リニアアレーにおいて、主ビームを $\theta_s=0^\circ$ に、零点を $\theta_m=25^\circ \sim 30^\circ$ に形成する場合を考える。非線形最適化法としては最急降下法を用いた。図3.2に繰返し演算の回数と評価関数Fの関係を示す。図3.2より初期値を $q_n = \angle A_n$ にすると θ_s 方向で各素子電界を同相にする位相- p_n を初期値として与えた場合よりも少ない演算回数でFは収束する。図3.3には収束時の零深度を示す。図3.3より初期値を $q_n = \angle A_n$ にするとより深い零深度が得られている。以上より、位相制御によってフェーズドアレーの放射パターンに零点を形成する場

合，平面波合成法によって得られる励振位相を初期値にして非線形最適化法を用いると収束が速くなることがわかる。

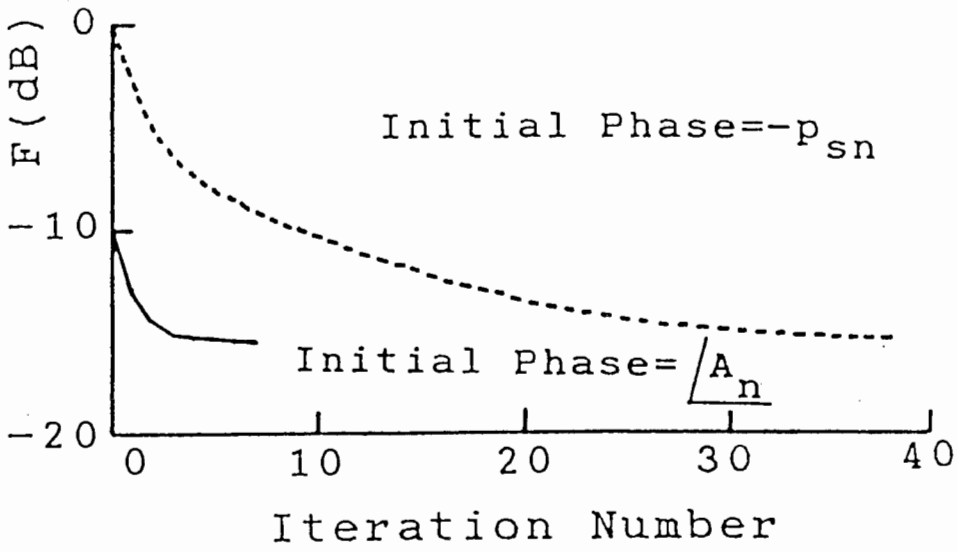


図3. 2 評価関数Fの収束の比較

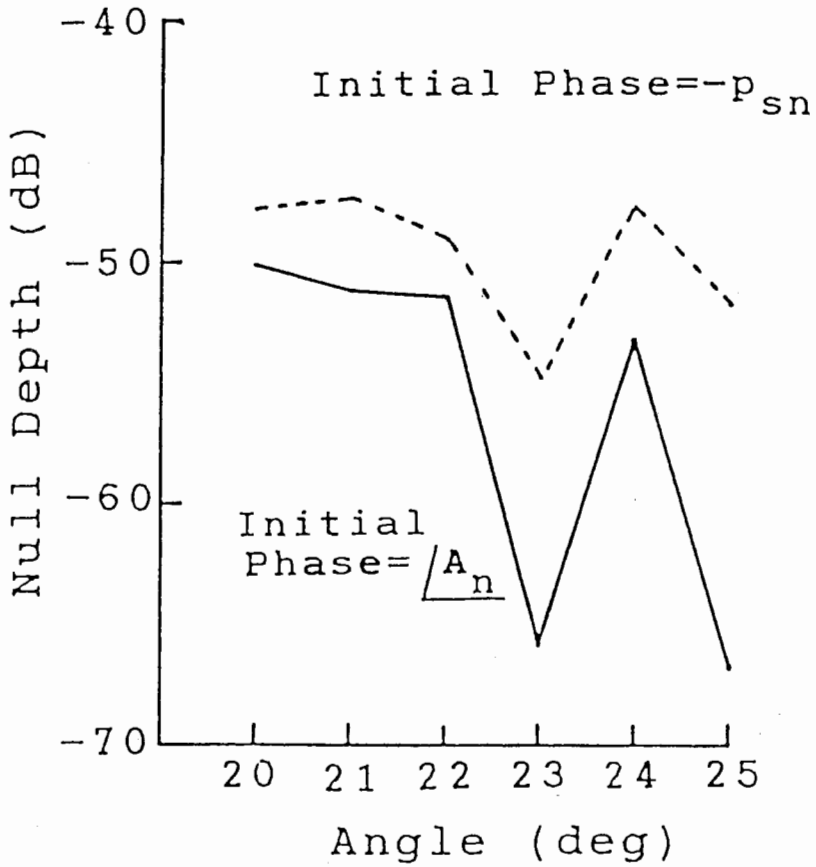


図3. 3 零深度の比較

3. 3 部分素子位相制御による零点形成

3. 3. 1 アルゴリズム

フェーズドアレーの素子数が多い場合、非線形最適化法によって繰り返し計算を行うと演算時間が多大となる。演算時間を短縮するには、位相制御を行う素子を限定する方法が最も効果がある。ここでは平面波合成法によって計算された位相値をもとに零点形成への寄与の大きい素子を選択する方法を示す。

この方法の手順は次に示すとおりである。

- [1] 平面波合成法によって、式 (3.4) の A_n の位相 $\angle A_n$ を計算する。
- [2] $\angle A_n$ と零点形成前の励振位相 q_{0n} との差の絶対値 D_n を求める。
- [3] [2] で計算した D_n の値によって各素子の零点形成への寄与の大きさを判断し、これに基づいて素子を選択し、これを $j=1 \sim L (L < N)$ とする。
- [4] [3] で選択された素子についてのみ非線形最適化法を行う。

[3] における判断の方法としては、基準値 ϕ_c を設定し、 $D_n > \phi_c$ となる素子のみについて非線形最適化法を行う。 $D_n \leq \phi_c$ となる素子については励振位相を $\angle A_n$ とする。すなわち、零点形成時の励振位相と零点形成前の励振位相との差が大きく、零点形成に寄与の大きい素子についてのみ、精度の高い計算を行うわけである。なお、 ϕ_c の設定方法としては、移相器の最小移相量を ϕ_b とするとき、設定変化が起こる $\phi_b/2$ を ϕ_c とし設定する方法などが考えられる。ここで、零点形成の範囲が狭く、選択される素子の個数が零となるような場合には、 ϕ_c を $\phi_b/2, \phi_b/4, \dots$ と順次小さくしていく。このような基準で素子を選択すれば $D_n \leq \phi_n$ となる素子の位相は $\angle A_n$ に固定される。また、[4] における評価関数 F は次のようになる。

$$F = \sum_{m=1}^M \left| \sum_{l=1}^L a_{ml} \exp\{j(p_{ml} + q_l)\} + G_m \right|^2 + \mu \left| \sum_{l=1}^L a_{sl} \exp\{j(p_{sl} + q_l)\} + G_0 - E_0 \right|^2 \quad (3.7)$$

但し,

$$\begin{aligned}
 G_m &= \sum_{n=1}^N a_{mn} \exp\{j(p_{mn} + \angle A_n)\} \\
 &\quad - \sum_{l=1}^L a_{ml} \exp\{j(p_{ml} + \angle A_l)\} \\
 G_0 &= \sum_{n=1}^N a_{sn} \exp\{j(p_{sn} + \angle A_n)\} \\
 &\quad - \sum_{l=1}^L a_{sl} \exp\{j(p_{sl} + \angle A_l)\}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

以上述べた手順のフローチャートを図3.4に示す。

3. 3. 2 数値的検討

3. 3. 1で示したアルゴリズムに従って零点を形成した数値的検討結果について示す。アンテナとして $10\lambda \times 12\lambda$ (λ ; 波長) の方形開口の512個の三角格子点に-25 dBテイラー ($\bar{n}=5$) 振幅分布を実現するように確定的素子間引き法^(3.8)によって245素子が配列されたアンテナを考える。また移相器は5ビットデジタル移相器を使用するものとする。このとき、 ϕ_c の値は 5.625° ($=\phi_b/2$)とした。

まず、図3.5に仰角 $\theta_{EL}=0^\circ$ 、方位角 $\theta_{AZ}=15^\circ$ に零点を形成した結果を示す。なお、以下の図においては、零点形成前の主ビーム ($\theta_{EL}=0^\circ$ 、 $\theta_{AZ}=0^\circ$) の利得を0dBとしている。図3.5(a)は全素子の位相を制御した場合、図3.5(b)は3. 3. 1で示した方法によって245素子のうちから選択された18個の素子の位相のみを制御して零点を形成した結果である。図3.5より18個の素子のみの位相制御により全素子を制御した場合と同程度の深度をもつ零点が形成されている。次に零点を $\theta_{EL}=0^\circ$ 、 $\theta_{AZ}=-21^\circ$ 、 15° 、 27° および $\theta_{AZ}=0^\circ$ 、 $\theta_{EL}=-11^\circ$ 、 17° 、 22° の6箇所に零点を形成した結果を示す。この場合は本方法により98素子が選択された。図3.6(a)は全素子の位相を制御した場合の方位面放射パターン、図3.6(b)は本方法によって選択された素子の位相のみを制御した場合の方位面放射パターンである。図3.6に示されない残りの零点について

もその深度は-40dB以下になっており、零点の個数が多い場合にも本方法によって選択された部分素子の位相制御によって深い零点が形成されることがわかる。

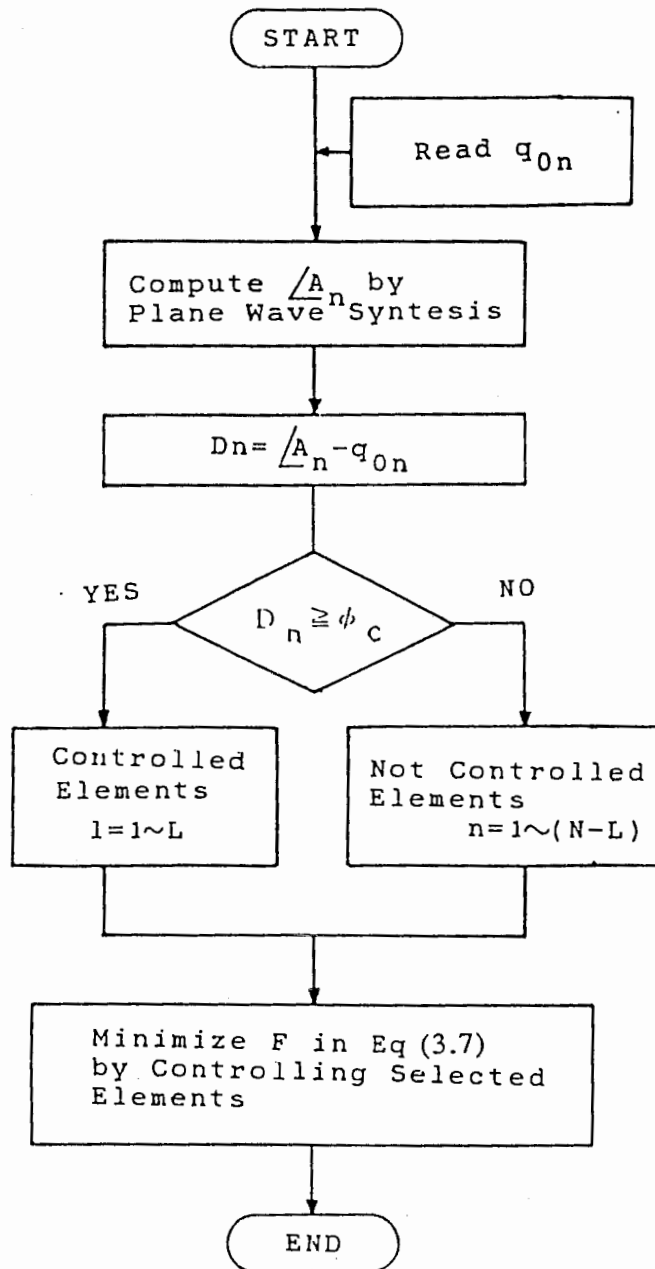
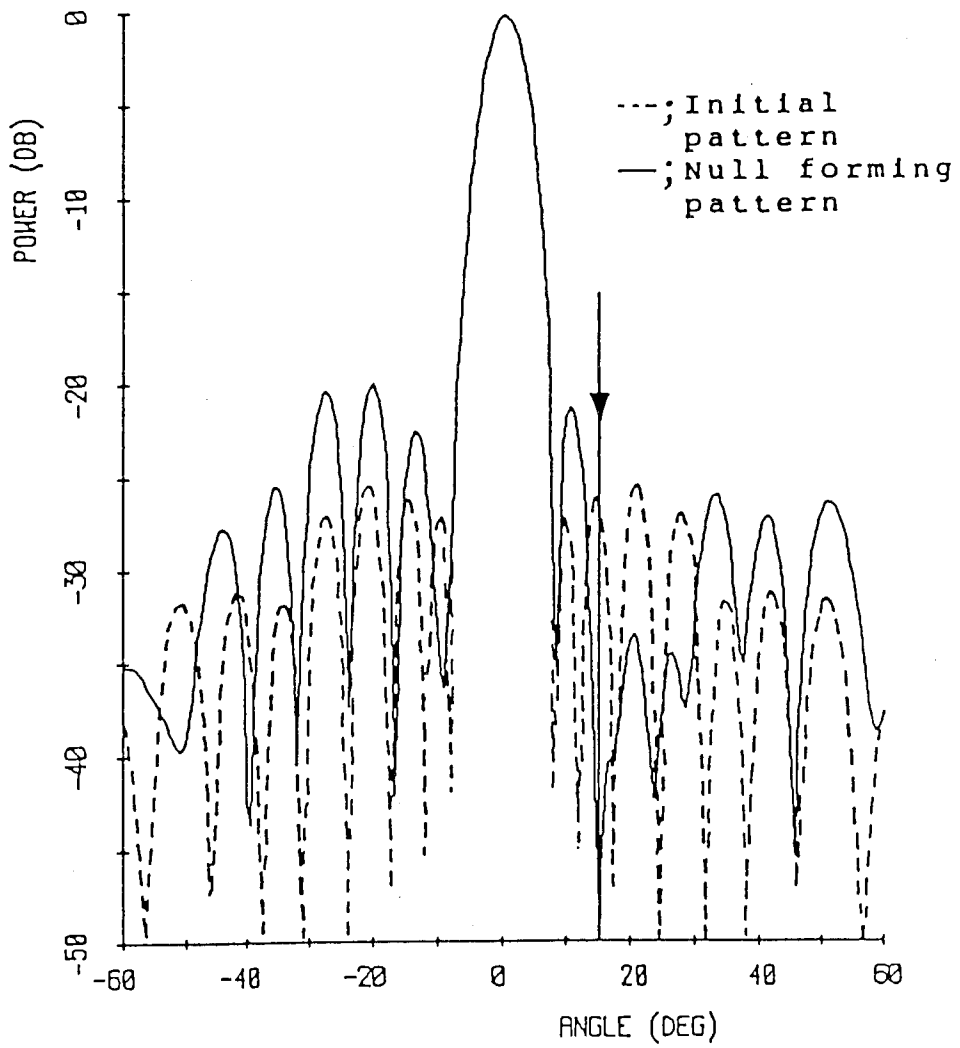
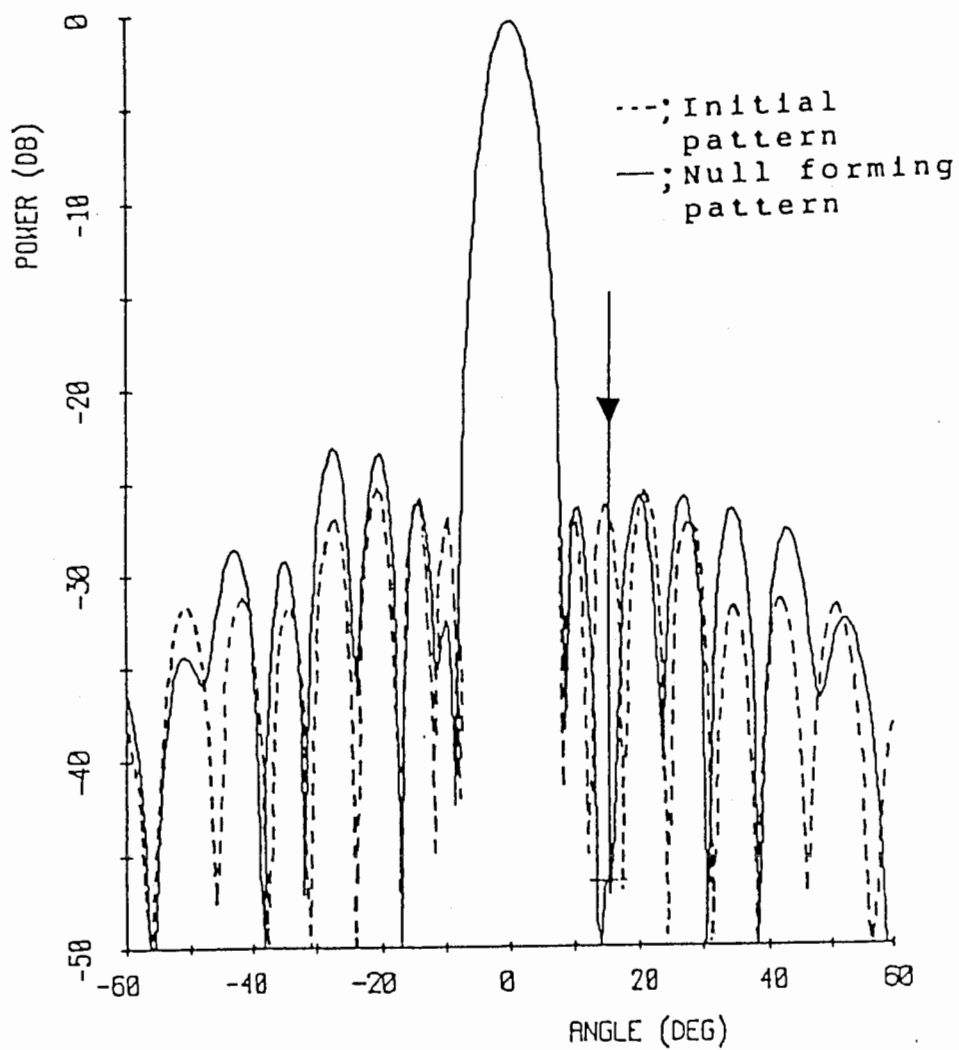


図3. 4 本方法の手順を示すフローチャート



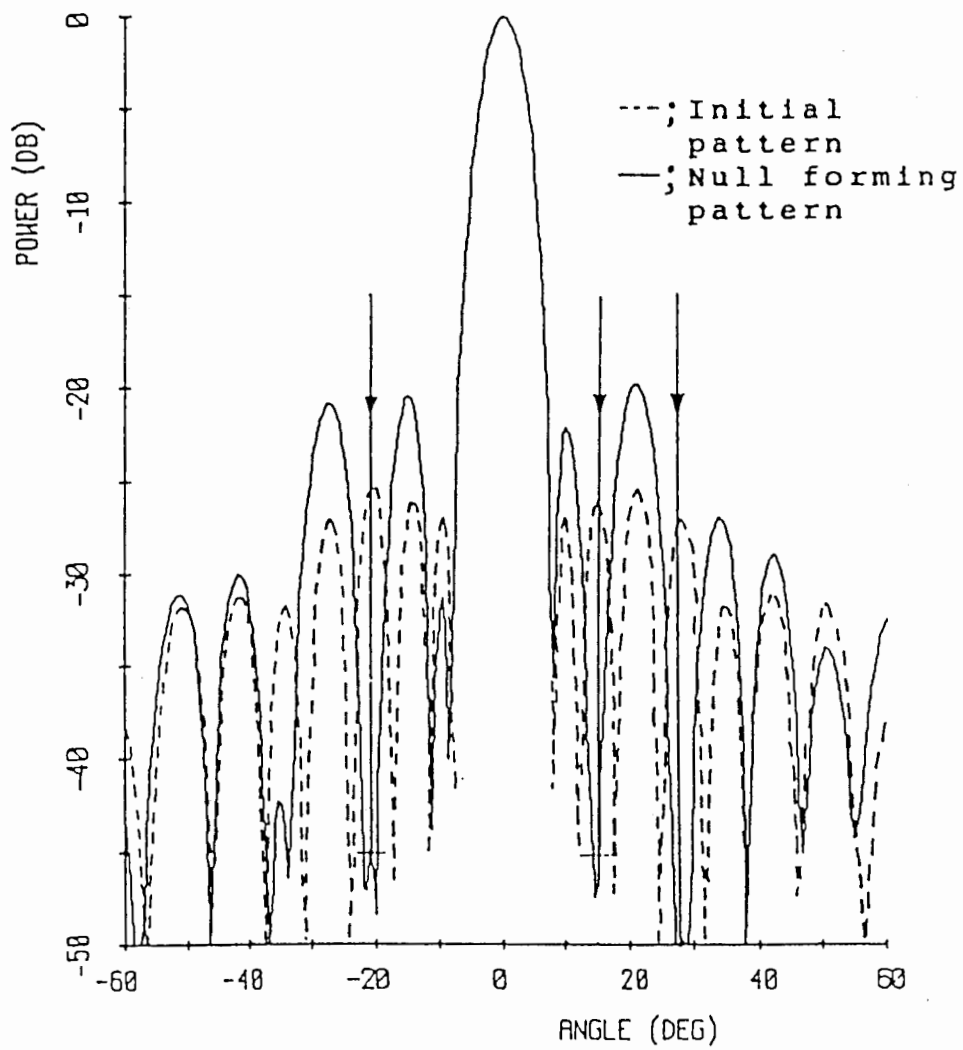
(a) 全素子を制御した場合の放射パターン

図3. 5 零点形成放射パターン ($\theta_{EL}=0^\circ$, $\theta_{AZ}=15^\circ$)



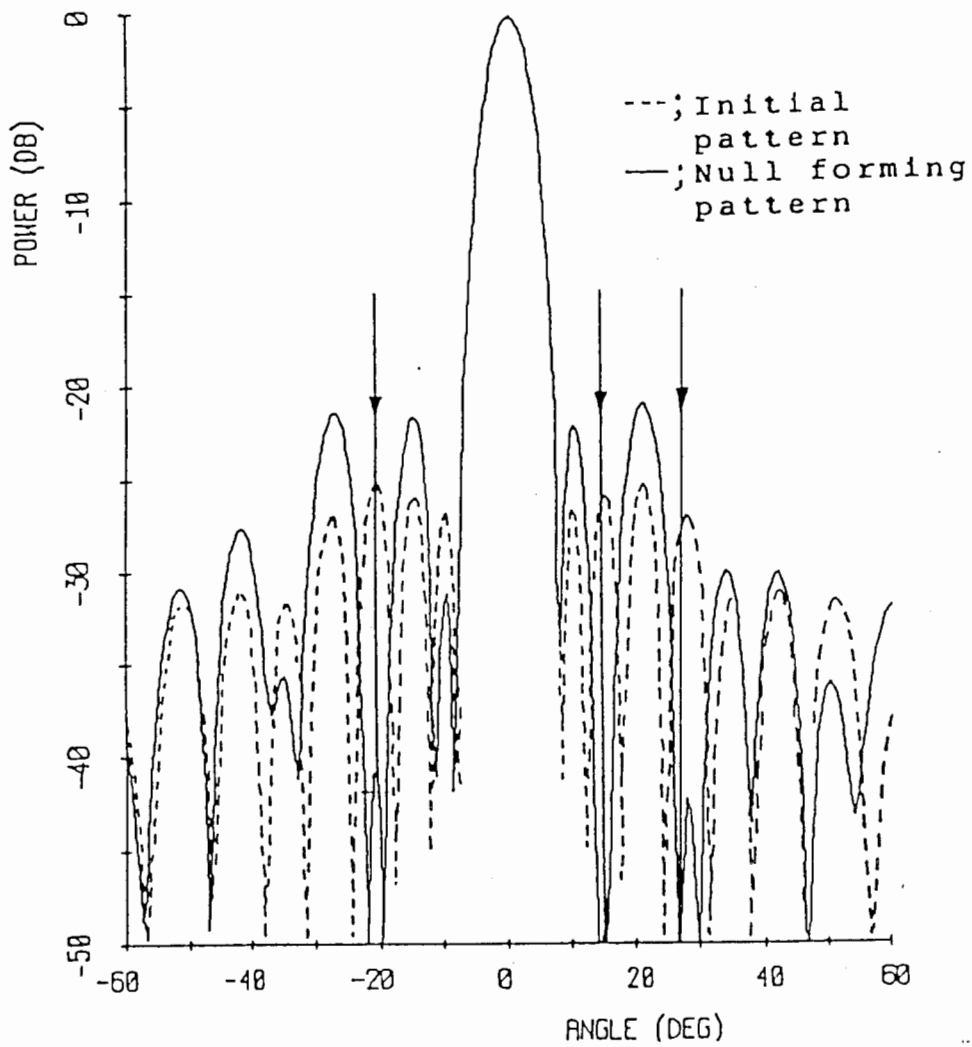
(b) 選択された素子のみを制御した場合の放射パターン

図3. 5 零点形成放射パターン ($\theta_{EL}=0^\circ$, $\theta_{AZ}=15^\circ$)



(a) 全素子を制御した場合の放射パターン

図 3. 6 零点形成放射パターン
 ($\theta_{EL}=0^\circ$, $\theta_{AZ}=-21^\circ$, 15° , 27°)



(b) 選択された素子のみを制御した場合の放射パターン

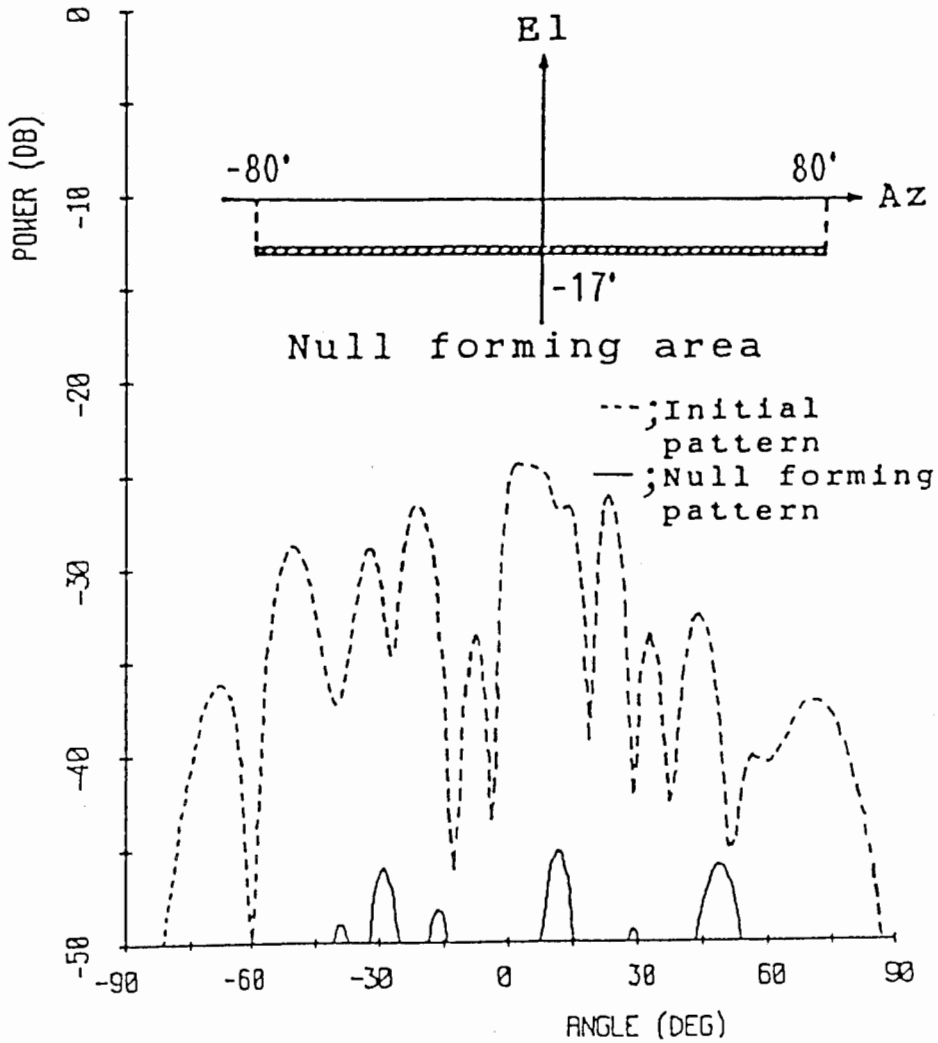
図3. 6 零点形成放射パターン
($\theta_{EL}=0^\circ$, $\theta_{AZ}=-21^\circ$, 15° , 27°)

次にレーダにおけるクラッタ除去などのように広い固定の範囲内に零点を形成する
場合がある。このような場合を想定して主ビームを $\theta_{EL}=0^\circ$, $\theta_{AZ}=0^\circ$ とし、仰角-
17° , 方位角-80° ~+80° に2° の間隔で零点を形成した結果を示す。図3.7(a)に全素
子を制御した場合の仰角-17° における方位面放射パターンを示す。図3.7(b)に 3.
3. 1で示したアルゴリズムに従って制御素子を削減した場合の仰角-17° における方
位面放射パターンを示す。このとき、245素子中145素子が選択された。図3.7より制御
素子を削減しても全素子を制御した場合と同程度のナル深度が得られていることがわ
かる。また、この場合の主ビーム方向の利得は零点形成前は28.9dBであり、全素子を
制御して零点を形成した場合は28.7dB、本方法によって制御素子を削減した場合は
28.6dBに保たれている。

クラッタのように不要波の到来方向がある範囲に限定される場合には、大型計算機
であらかじめ励振位相を計算しその答えをメモリに入力しておく。そして、不要波到
来時にその答えを読み出して励振位相を変えることにより零点を形成する。このよう
な場合には、素子電界のデータは必要なく本方法を用いることにより制御素子（すな
わちメモリによって励振位相を変える素子）の個数を削減できるのでメモリの容量を
縮小できる。しかし、これに加えて任意の方向から到来する不要波に対応するため更
に零点をリアルタイム演算で形成する場合は素子電界のデータが必要になるため本方
法によるメモリ縮小の効果は小さくなる。次に演算量について検討する。加減乗除と
三角関数テーブルのアドレッシングの回数について全素子を制御する場合と本方法で
素子を削減する場合について比較する。なお、全素子を制御するには本方法にお
いて必要となる平面波合成法による初期値を求める演算は考えない。全素子を制御す
る場合の演算量を1として制御素子を削減した場合の演算量の比は、図3.5の場合は
0.07、図3.6の場合は0.52であり、ほぼ制御する素子アンテナの個数に比例している。
これは、非線形最適化法における演算量が平面波合成法における演算量に比べて大き
いことに起因している。以上の結果から本方法を用いることにより演算量、または、
零点形成の範囲が限定できる場合にはメモリサイズを縮小して、なお全素子を制御す

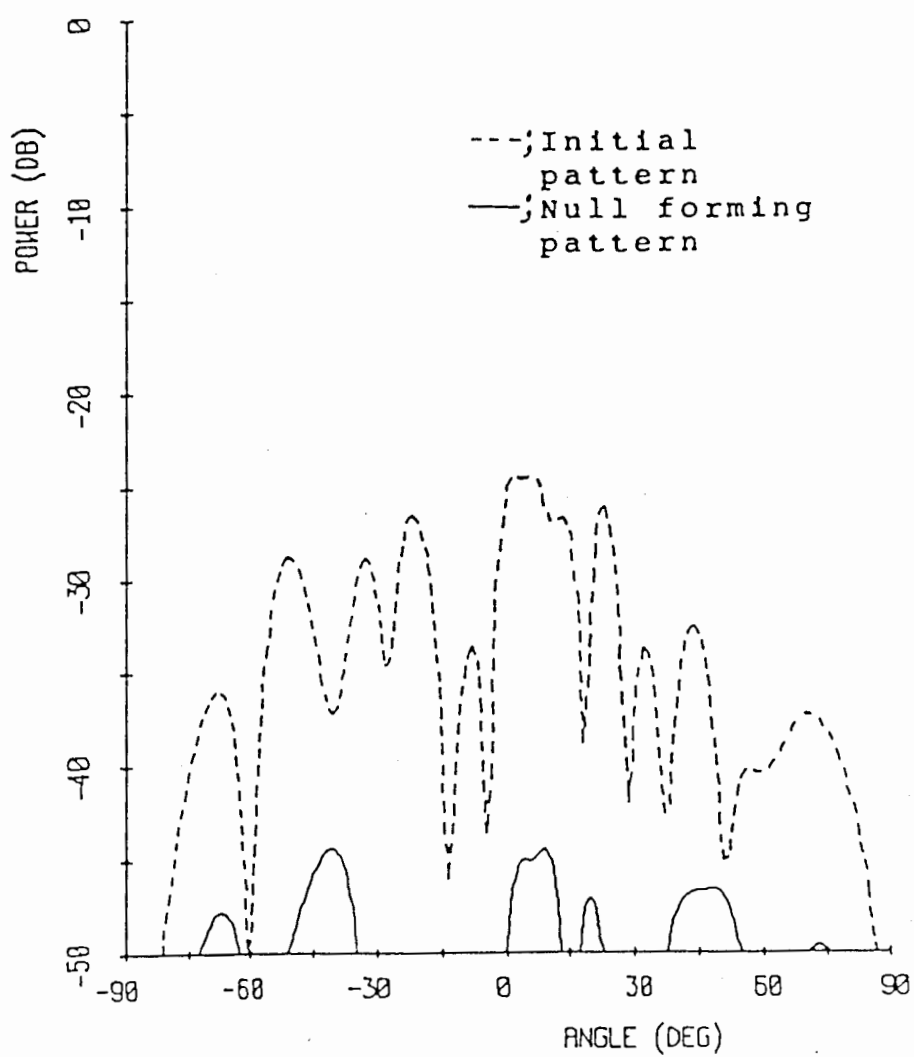
る場合と同程度の零点が形成できることが数値的に示された。

なお、ここではアルゴリズムとして主ビーム方向の利得低下を抑えるのに最も効果のある出力電力最小化法を用いたが、他のアルゴリズム（例えば文献（3-1）の方法）を用いても同様の効果がある。



(a) 全素子を制御された場合の放射パターン

図 3. 7 零点形成放射パターン ($\theta_{EL} = -17^\circ$, $\theta_{AZ} = -80^\circ \sim 80^\circ$)



(b) 選択された素子のみを制御した場合の放射パターン

図 3. 7 零点形成放射パターン ($\theta_{EL} = -17^\circ$, $\theta_{AZ} = -80^\circ \sim 80^\circ$)

3. 4 実験

3. 4. 1 実験方法

実験に使用したアンテナはX帯13素子マイクロストリップアレーアンテナである。また、移相器は5ビットデジタル移相器を用いた。測定手順は次に示すとおりである。

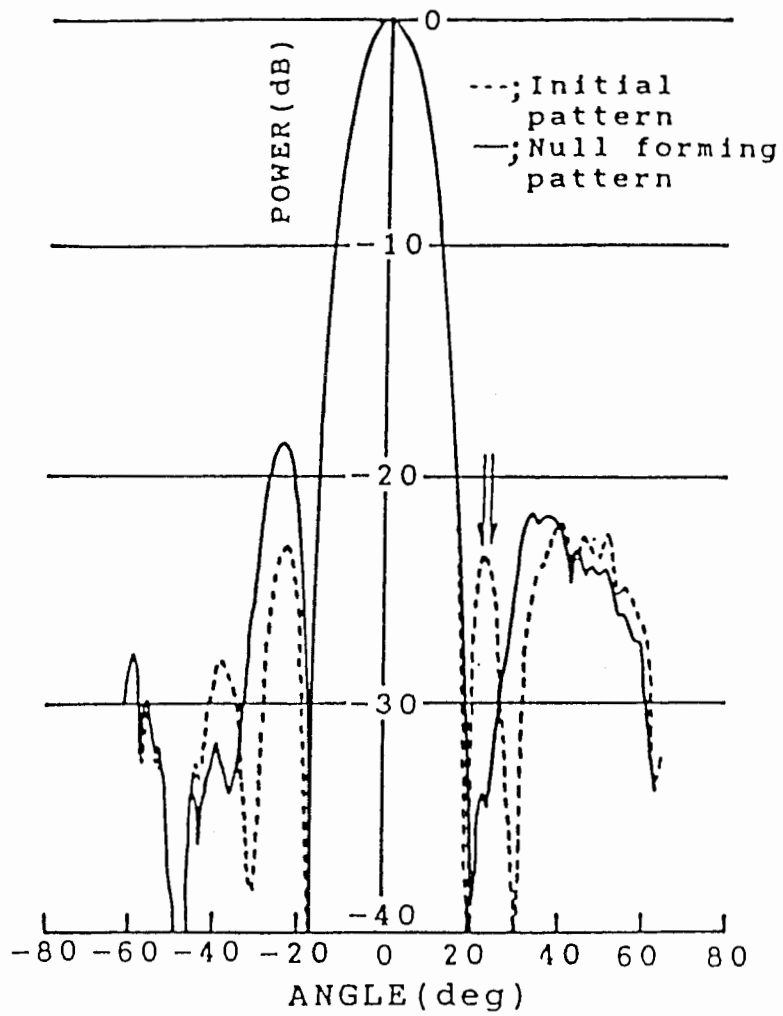
[1] 主ビーム形成角度と零点形成角度にアンテナを向けて、各アレー素子電界を素子電界ベクトル回転法によって測定する。

[2] [1]で測定したアレー素子電界を用いて3. 3で示したアルゴリズムに従って励振位相を決定する。

[3] 各デジタル移相器を[2]で求めた値に設定して放射パターンを測定する。

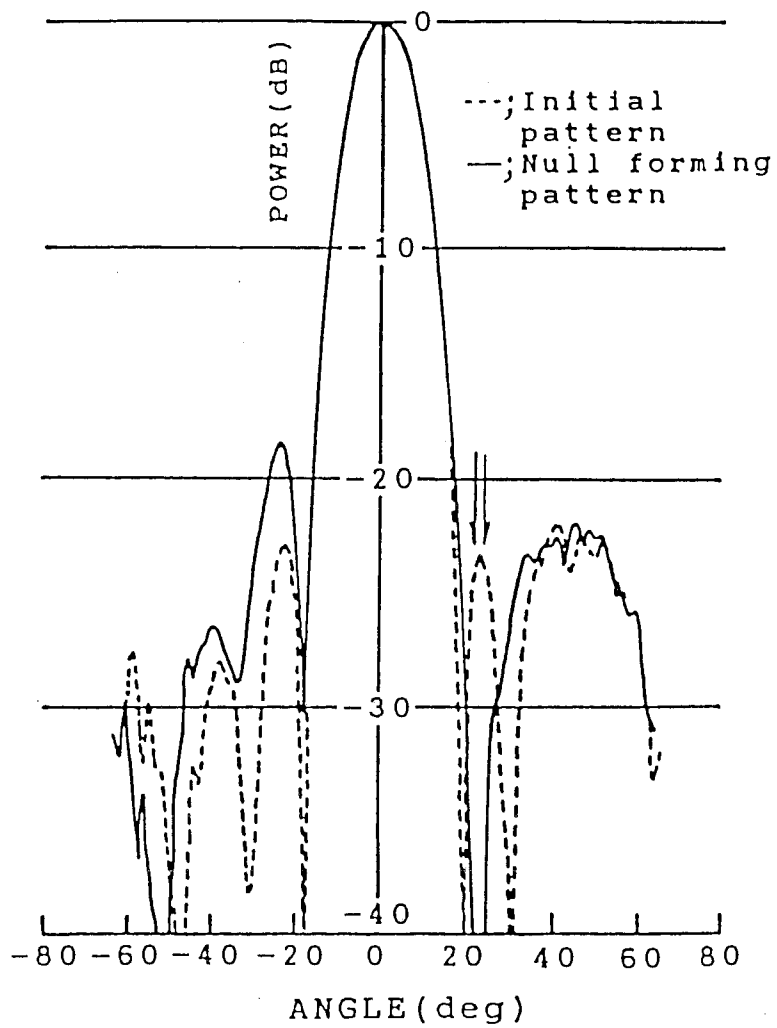
3. 4. 2 実験結果

主ビームを 0° ，零点を第1サイドローブ内 22° ， 24° に形成した放射パターンを図3.8(a)，(b)に示す。図3.8(a)は全素子の位相を制御して形成した放射パターン，図3.8(b)は前述のアルゴリズムによって選択された3素子の位相を制御して形成した放射パターンである。図3.8より本方法に従って制御素子を削減した場合，全素子を制御した場合と同程度の零深度が得られ，また主ビームの利得低下も見られない。これより，本論文で示したアルゴリズムの有効性が実験的にも示された。



(a) 全素子を制御した場合の放射パターン

図3. 8 零点形成放射パターン (実験結果)



(b) 選択された素子のみを制御した場合の放射パターン

図3.8 零点形成放射パターン (実験結果)

3.5 単数零点形成の位相設定法

<アルゴリズム>

零点が1個の場合には、設定位相は簡単な計算式によって陽な形で求めることができる。平面波合成法を用いて振幅、位相を制御して零点を形成した場合の零点方向の各素子電界 e_{0n} は図3.9に示すように閉ループを形成している。ここで、振幅を固定にして位相のみを制御した場合の電界ベクトル e_{1n} は図3.9に示すように誤差ベクトルが生じて閉ループが形成できなくなっている。そこで、図3.10に示すように、素子電界のベクトル和が零になるように任意の2素子の位相をさらに制御する。

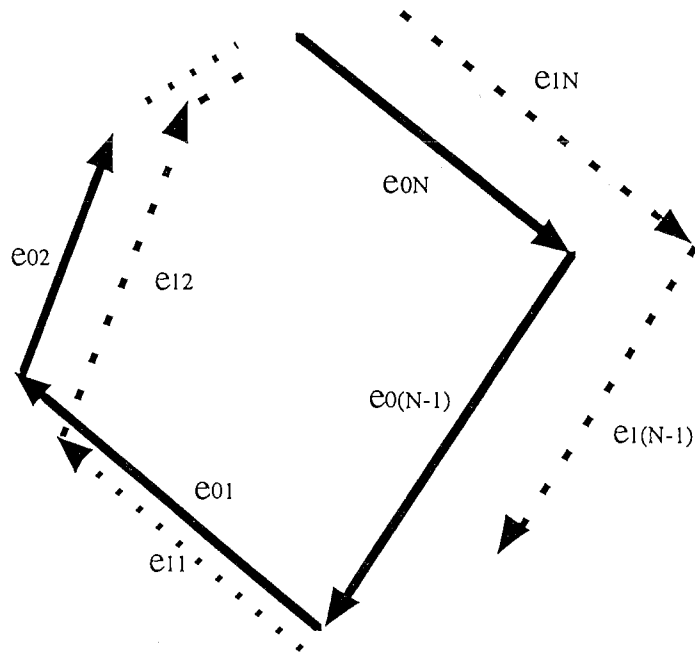


図3.9 零点方向の素子電界ベクトルの状態

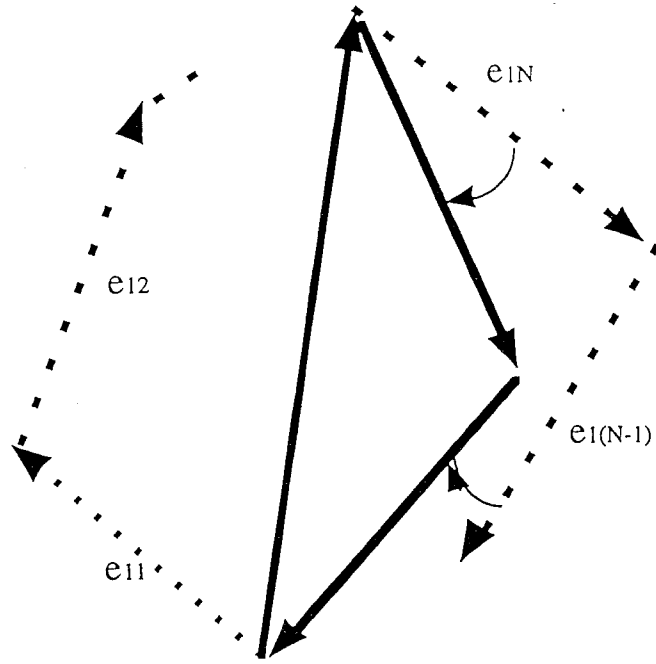


図 3. 10 部分素子位相制御法

制御する素子の素子電界を e_{1N} , $e_{1(N-1)}$ とするとこの方法が可能な条件は

$$A = \sum_{n=1}^{N-2} e_{1n} \quad (3.9)$$

とするとき

$$\begin{aligned} |e_{1(N-1)}| + |e_{1N}| &\geq |A| \\ ||e_{1(N-1)}| + |e_{1N}|| &\leq |A| \end{aligned} \quad (3.10)$$

が成り立つことである.

式(3.9), (3.10)の条件を満たすように選ぶことができれば, 2素子だけの位相を平面波

合成法で得られた設定位相からさらに変化させることで零点合成が実現できる。その変化後の素子電界の位相 p_{1N} , $p_{1(N-1)}$ は式(3.11), (3.12)のように表され, これから対応する素子に与える励振位相が求められる。

$$p_{1(N-1)} = \angle A \pm \cos^{-1} \frac{|A|^2 + |e_{1(N-1)}|^2 - |e_{1N}|^2}{2|A| \cdot |e_{1(N-1)}|} + \pi \quad (3.11)$$

$$p_{1N} = \angle A \pm \left(-\cos^{-1} \frac{|A|^2 + |e_{1N}|^2 - |e_{1(N-1)}|^2}{2|A| \cdot |e_{1N}|} \right) + \pi \quad (3.12)$$

実験結果

ここで述べた方法によって行った零点形成の実験結果を示す。実験用アンテナとしてXバンド(10GHz帯)の矩形ホーンアンテナを, 図3.11のように円弧状に配列したアレーアンテナを用いた。

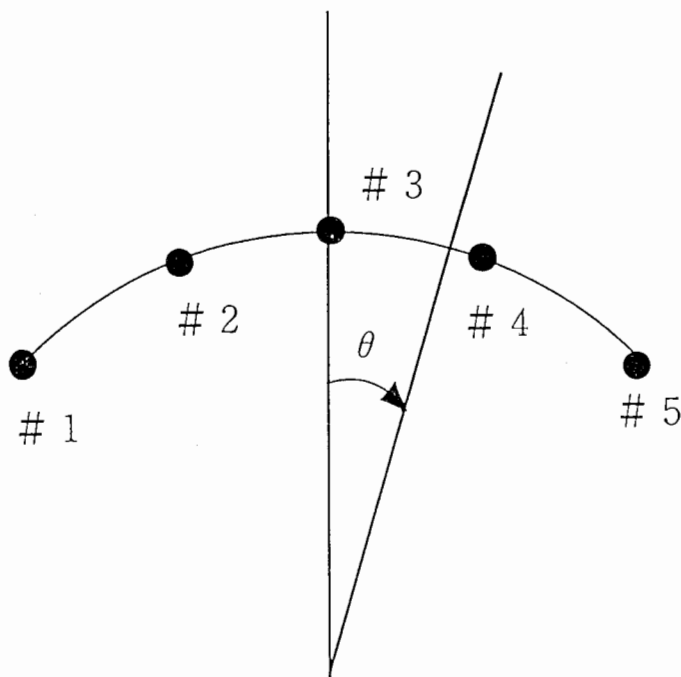


図3. 11 5素子円弧アレーアンテナ

図3.12～3.17に実験結果を示す。図3.12～3.14は第1サイドローブ内の -40° に零点を形成した放射パターンである。各図から所望の角度に零点が形成されていることが判る。図3.12～3.14から素子#1, #5を制御した場合には素子#3, #4または#4, #5を制御した場合に比べて主ビームに影響が出ている。主ビームへの影響を抑えるためにはこの方向の電界に寄与の少ない素子を選択する必要がある。

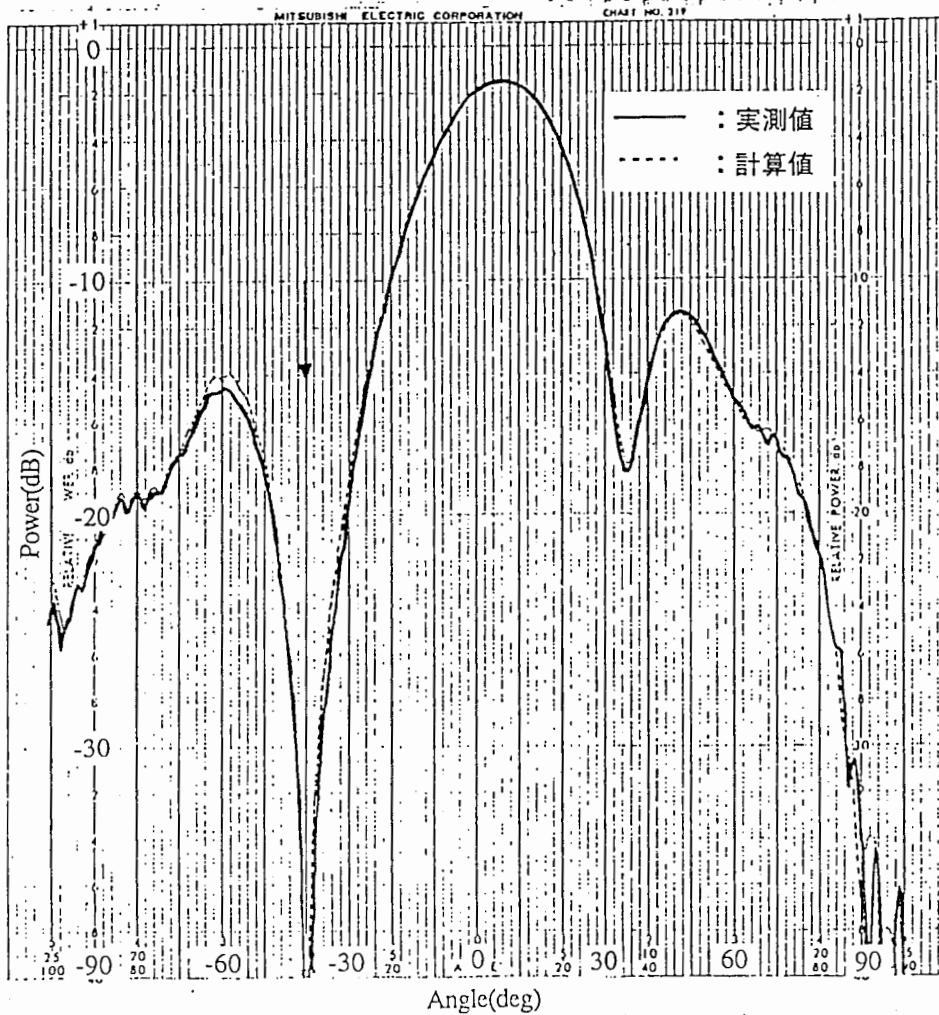


図3. 1 2 2素子の位相を制御してサイドローブ領域に零点を形成した放射パターン（#1と#5の位相を変えた場合）

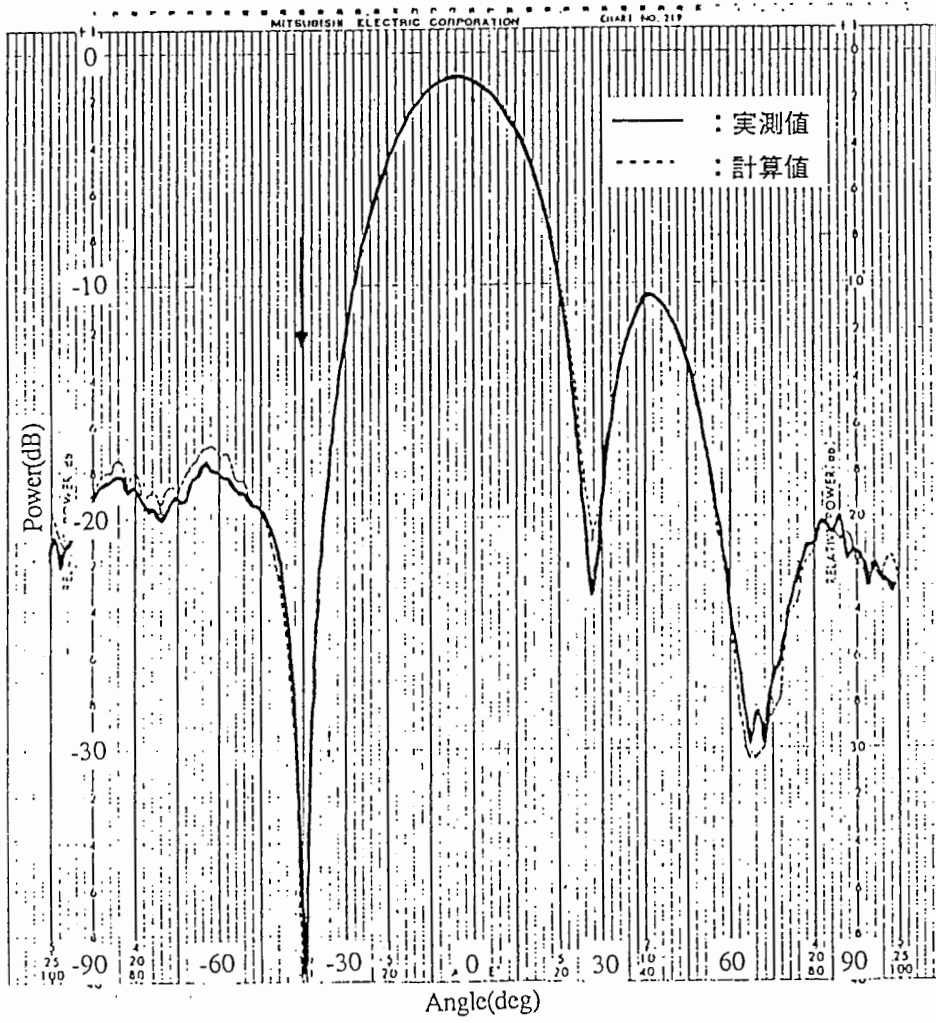


図3. 1 3 2素子の位相を制御してサイドローブ領域に零点を形成した放射パターン（#3と#4の位相を変えた場合）

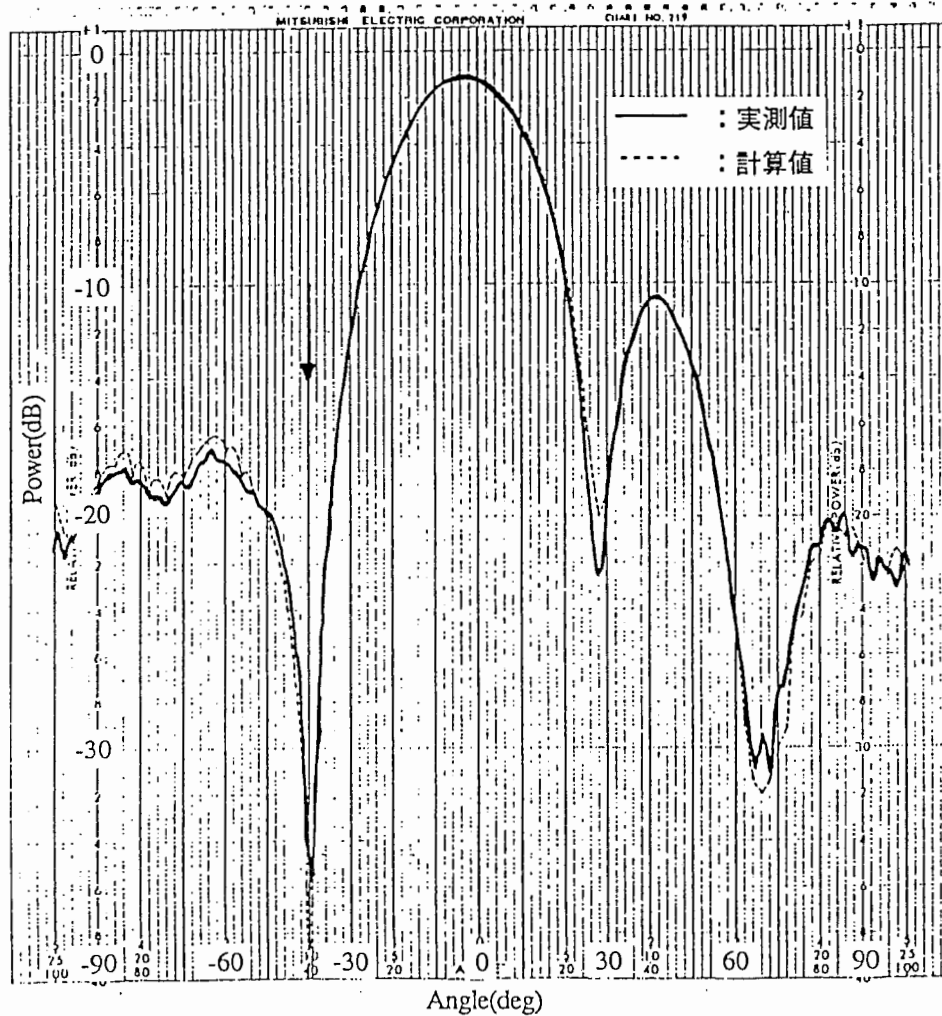


図3. 14 2素子の位相を制御してサイドローブ領域に零点を形成した放射パターン (#4と#5の位相を変えた場合)

次に主ビーム内の -20° に零点を形成した放射パターンを図3.15~3.17に示す。零点を -40° に形成したときに比べて主ビームへの影響は大きくなるが、主ビーム内でも位相のみを制御することによって零点が形成できる。

ここに示したように零点が1個の場合には平面波合成法によって求めた位相から見通しの良い形で設定位相を決定することができる。

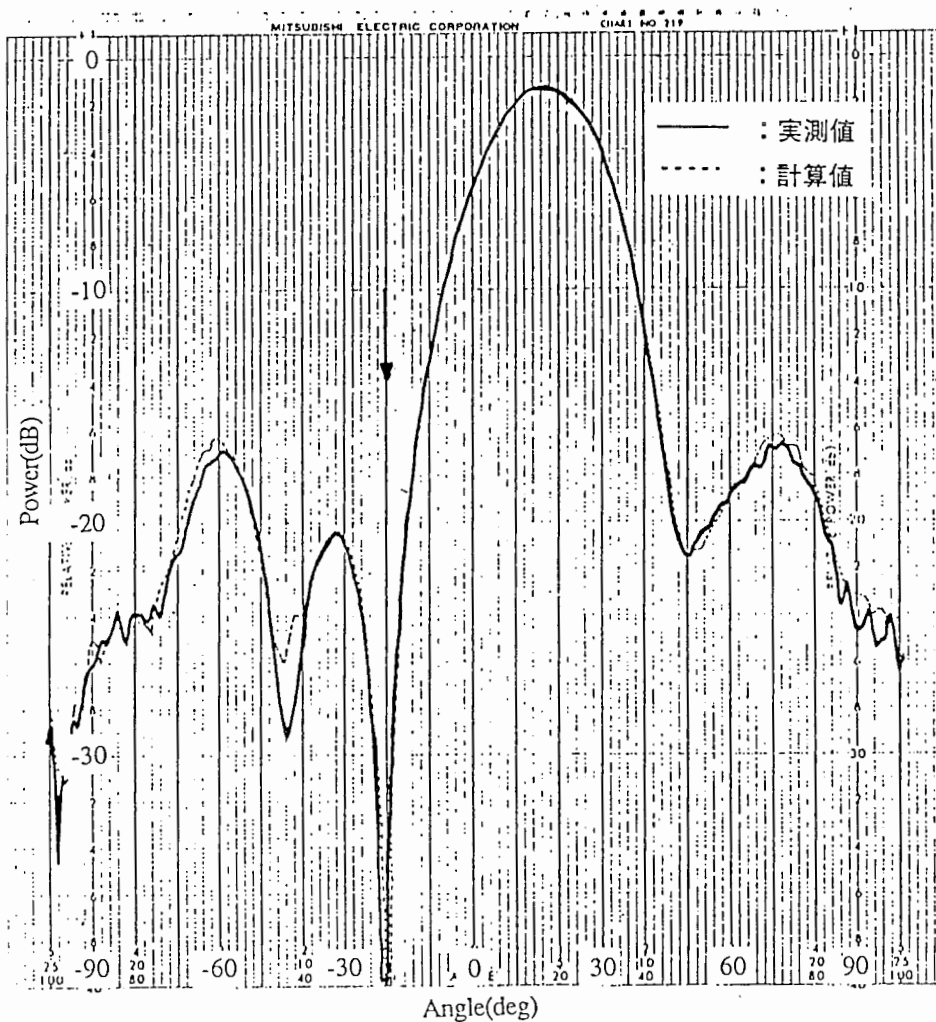


図3. 15 2素子の位相を制御して主ビーム領域に零点を形成した放射パターン (#1と#5の位相を変えた場合)

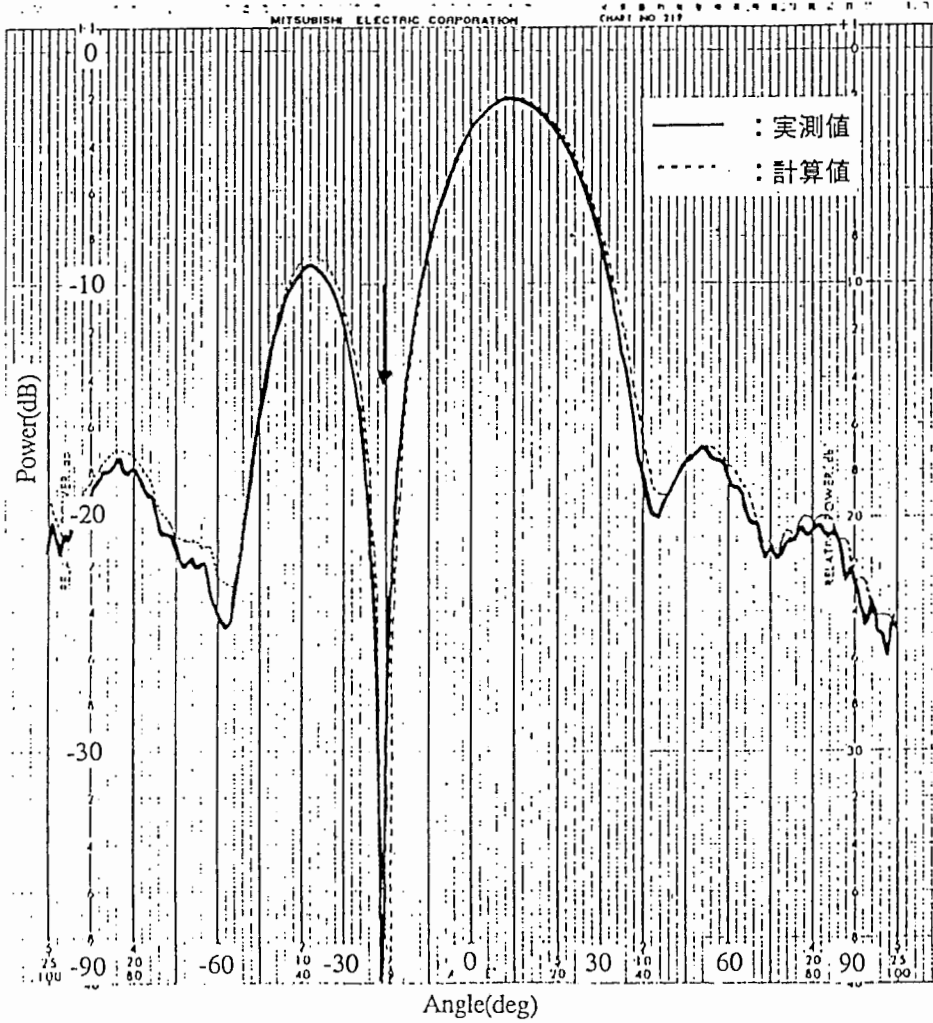


図3. 16 2素子の位相を制御して主ビーム領域に零点を形成した放射パターン
 (#2と#3の位相を変えた場合)

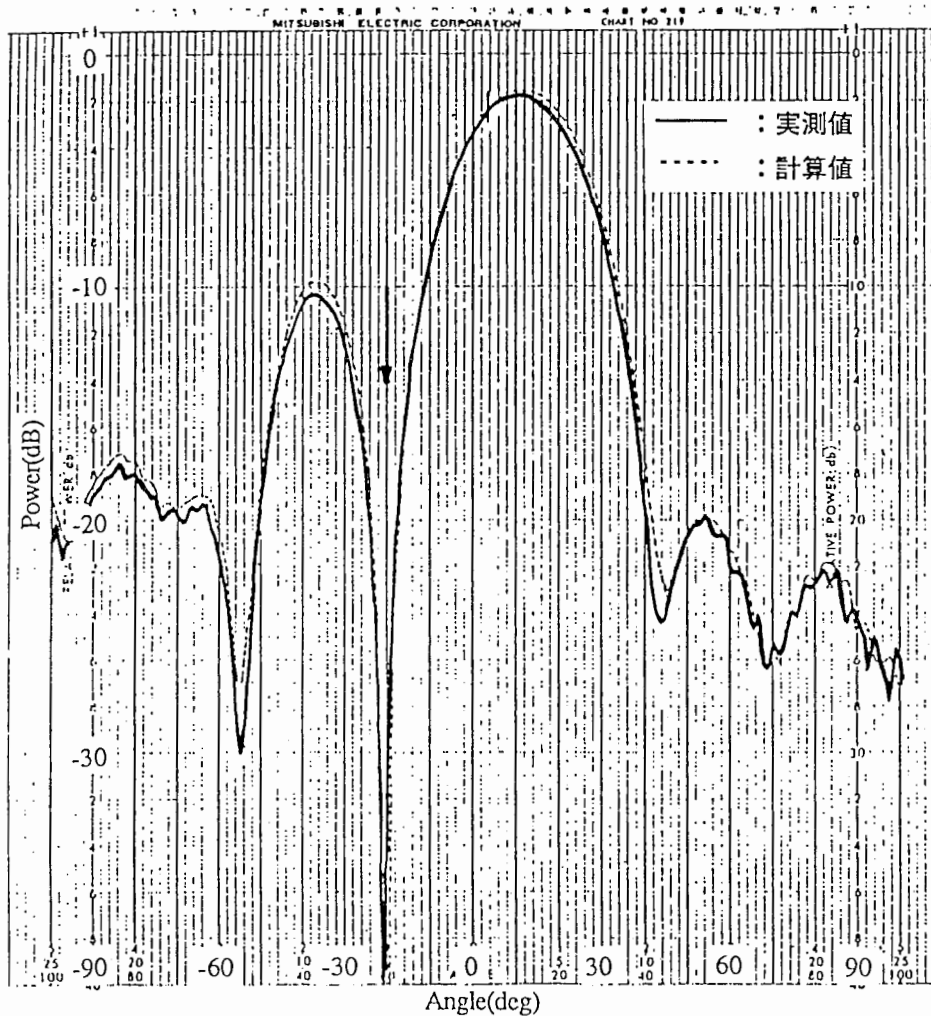


図3. 17 2素子の位相を制御して主ビーム領域に零点を形成した放射パターン
(#2と#5の位相を変えた場合)

3. 6 結言

フェーズドアレーアンテナの一部分の素子の位相を制御して放射パターンに零点を形成する方法を示した。この場合、平面波合成法で得られた位相と零点形成前の位相との差から制御する素子を選択すれば全素子を制御する場合と同程度の零深度および主ビームの利得が得られることを示した。本方法の有効性を確認するために平面フェーズドアレーアンテナをモデルとして数値計算を行い、また演算時間について検討を行った。その結果、本方法によって選択された素子のみを制御して-40dB以下の零点が形成でき、また演算時間が短縮されることを示した。更に13素子マイクロストリップアレーアンテナによる実験の結果として、本方法によって選択された3素子の位相を制御することで第1サイドローブ内に深い零点が形成できた。

また、1方向に零点を形成する場合には励振位相が見通しの良い形で定式的に表されることを示し、実験による確認を行った。

本方法は所望波および不要波の到来方向が既知という条件下でのアダプティブな指向性合成に有効と考えられる。

3章の参考文献

- (3-1) Steyskal H., Shore R.A. and Haupt R.L.: “Methods for Null Controll and Their Effect on the Radiation Pattern” , IEEE Trans. Antennas & Propag, AP-34, 3, pp. 404-409 (March 1986).
- (3-2) 鈴木康夫, 千葉胤昭: “位相量のみによるパターン形成法” , 信学技報, AP85-64 (1985-10).
- (3-3) 稲垣直樹: “指向性の積の原理に基づく零点合成” , 信学論 (B) , J71-B, 9, pp.1044-1052 (1988-09).
- (3-4) 鷹尾和昭, 菊間信良, 上田実: “位相のみを制御した方向拘束付きアダプティブアレイ” , 倍字技報, AP84-10 (1984-05).
- (3-5) 志水清孝: “システム制御と数理計画法” , コロナ社 (1971) .
- (3-6) 真野清司, 片木孝至: “ブロッキングのある線状波源のサイドローブ抑圧” , 昭55信学総全大, 658.
- (3-7) 堤隆, 真野清司, 片木孝至: “アレーアンテナのサイドローブ抑圧の実験” , 昭57信学総全大, 658.
- (3-8) Numazaki T., Mano S., Katagi T. and Mizusawa M. : “An Improved Thinning Method for Density Tapering of Planar Array Antennas” , IEEE Trans. Antennas & Propag, AP-35, 9, pp - 1066-1070 (Sept. 1987) .

付録 1

励振位相のみを $\angle A_n$ に合わせてサイドローブが低減できる理由

θ_m 方向の初期合成電界 E_{0m} は次式で表される.

$$E_{0m} = \sum_{n=1}^N A_{sn} a_{mn} \exp(jp_{mn}) \quad (\text{A.1})$$

ここで, 零点を形成するための複素励振値を

$$A_n = (1 + \Delta a_{0n}) \exp(j\Delta\phi_n) A_{sn} \quad (\text{A.2})$$

但し, Δa_{0n} , $\Delta\phi_n$ は実数とおくと, 零点合成時の合成電界は次式で表される.

$$\sum_{n=1}^N (1 + \Delta a_{0n}) \exp(j\Delta\phi_n) A_{sn} F_n = 0 \quad (\text{A.3})$$

但し,

$$F_n = a_{mn} \exp(jp_{mn})$$

式 (A.3) より励振位相のみを $\Delta\phi_n$ に合わせたときの合成電界 E_{um} は次式のようになる.

$$E_{um} = - \sum_{n=1}^N \Delta a_{0n} \exp(j\Delta\phi_n) A_{sn} F_n \quad (\text{A.4})$$

ここで, サイドローブ領域に零点を形成することを考え, 一般に10dB以上低いレベルにビームを重畳するので, 各素子ごとの位相変化が小さいことから以下の近似が成り

立つ.

$$\begin{aligned} \exp(j\Delta\phi_n) &= 1 + j\Delta\phi_n \\ \Delta a_{0n} \cdot \Delta\phi_n &\ll 1 \end{aligned} \tag{A.5}$$

従って、合成電界 E_{am} はつぎのように表される.

$$E_{am} = -\sum_{n=1}^N \Delta a_{0n} A_{sn} F_n \tag{A.6}$$

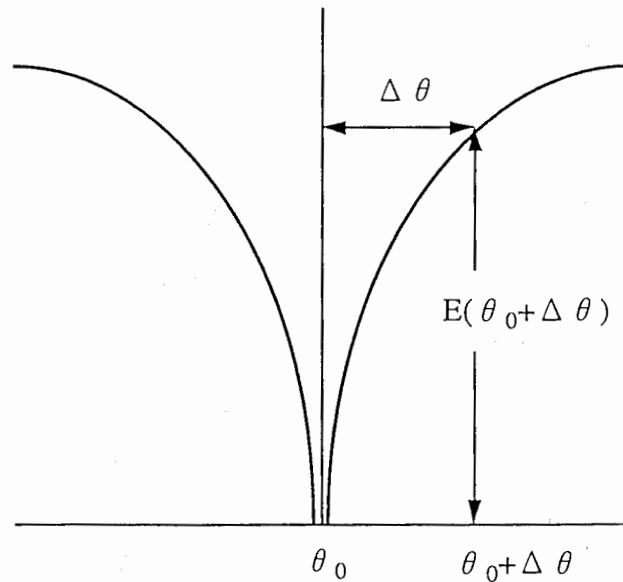
一般に $|\Delta a_n| \ll 1$ となり各素子の寄与分の振幅値が小さくなるので $|E_{am}| < |E_{0m}|$ となる.

付録2. 零点近傍の合成電界レベルについての検討

零点を形成する場合、零点近傍の合成電界レベルについての理論的な検討が必要になる。ここでは零点の個数が単数と複数の場合について零点近傍の電界レベルを表す表示式を導く。

・零点が単数の場合

図A.1に示すように θ_0 で零点を形成した場合の $\theta_0 + \Delta\theta$ におけるレベル $E(\theta_0 + \Delta\theta)$ を表す近似式を導く。なお、以下アンテナのモデルとして、点波源を等間隔で配列したリニアアレーを想定する。



図A. 1 零点が1個の場合の零点近傍の合成電界

一般に合成電界 E は次式であらわされる。

$$E(x) = f(x) - f(x_0)f(x - x_0) \quad (\text{A.7})$$

但し

$$\begin{aligned}f(x) &= \frac{\sin x}{x} \\x &= \frac{\pi}{\lambda} Nd \sin \theta \\x_0 &= \frac{\pi}{\lambda} Nd \sin \theta_0\end{aligned}\tag{A.8}$$

したがって、 $x_1 = x_0 + \Delta x$ における $E(x_1)$ のレベルは次式で表される。

$$E(x_1) = f(x_0 + \Delta x) - f(x_0)f(\Delta x)\tag{A.9}$$

ここで $f(x)$ については次の関係がある。

$$\begin{aligned}x f &= \sin x \\x f' + f &= \cos x \\x f'' + 2f' &= -\sin x\end{aligned}\tag{A.10}$$

これより

$$\begin{aligned}f'(x) &= \frac{1}{x} \left(\cos x - \frac{\sin x}{x} \right) \\f''(x) &= - \left(f(x) + \frac{2}{x} f'(x) \right)\end{aligned}\tag{A.11}$$

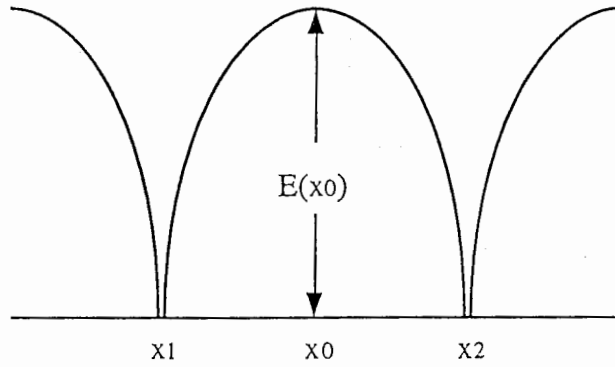
が成り立つ。また $f(x_0 + \Delta x)$ 、 $f(\Delta x)$ をテイラー展開し、式(A.8)、(A.11)を式(A.9)に代入すると

$$E(x_1) = \frac{1}{x_0} \left(\cos x_0 - \frac{\sin x_0}{x_0} \right) \Delta x\tag{A.12}$$

これが $E(x_1)$ を表す近似式である。

・ 零点が複数の場合

零点が複数の場合，零点近傍の合成電界レベルを図(A.2)に示すように，2個の零点 $x_1=x_0-(\Delta x)/2$ ， $x_2=x_0+(\Delta x)/2$ の中心 x_0 の合成電界レベルで評価するものとする。



図A. 2 零点が複数の場合の零点近傍の合成電界

x_1 ， x_2 の近傍では $E(x)$ は次式で表される。

$$E(x) = f(x) - \alpha f(x - x_1) - \beta f(x - x_2) \quad (\text{A.13})$$

ここで $x_1 - x_2 = \Delta x$ また， $f(x) = f(-x)$ の関係より次の方程式が成り立つ。

$$\begin{aligned} E(x_1) &= f(x_1) - \alpha - \beta f(\Delta x) = 0 \\ E(x_2) &= f(x_2) - \alpha f(\Delta x) - \beta = 0 \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

式(A.14)を α ， β について解くと

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} &= \frac{1}{1 - f_1^2} \begin{pmatrix} 1 & -f_1 \\ -f_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f(x_1) \\ f(x_2) \end{pmatrix} \\ f_1 &= f(\Delta x) \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

となる。また、 $E(x_0)$ を求めると次式となる。

$$\begin{aligned} E(x_0) &= f(x_0) - \alpha f\left(\frac{\Delta x}{2}\right) - \beta f\left(\frac{\Delta x}{2}\right) \\ &= f(x_0) - \left(\frac{f(x_1) + f(x_2)}{1 + f_1}\right) f\left(\frac{\Delta x}{2}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

ここで、

$$\begin{aligned} f(x_1) &\approx f(x_0) - f'(x_0)\frac{\Delta x}{2} + \frac{f''(x_0)}{2}\left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2 \\ f(x_2) &\approx f(x_0) + f'(x_0)\frac{\Delta x}{2} + \frac{f''(x_0)}{2}\left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2 \end{aligned} \quad (\text{A.17})$$

従って、

$$E(x_0) \approx \frac{1}{1 + f_1} \left[\left\{ 1 + f(\Delta x) - 2f\left(\frac{\Delta x}{2}\right) \right\} f(x_0) - \frac{1}{4} f''(x_0) \Delta x^2 \right] \quad (\text{A.18})$$

となる。ここで、 $f(\Delta x)$ 、 $f(\Delta x/2)$ をテイラー展開し、また式(A.10)を用いると $E(x_0)$ は次のように近似される。

$$E(x_0) = \left\{ \frac{1}{12} f(x_0) + \frac{1}{4x_0} f'(x_0) \right\} \Delta x^2 \quad (\text{A.19})$$

また、式(A.8)、(A.11)より $E(x_0)$ は結局次式となる。

$$E(x_0) = \frac{1}{12} \left\{ \sin x_0 + 3 \frac{1}{x_0} \left(\cos x_0 - \frac{\sin x_0}{x_0} \right) \right\} \Delta x^2 \quad (\text{A.20})$$

第4章 ビームスペースCMAアダプティブアレー

4.1 序言

移動体通信において良好な通信品質を確保するためには常に所望波を捕捉する機能と共に多重波伝搬路で発生する周波数選択性フェージングの除去機能が必要となる。CMA (Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレーは、所望波と相関のある不要波 (遅延波) の除去に有効であり、移動体通信に用いられるアダプティブアンテナの指導原理として着目されている^{(41)~(44)}。しかし、CMAアダプティブアレーでは最適ウェイトは陽な形で表すことができず何らかのフィードバックループを必要とする。したがって、素子アンテナ (以下、素子) の個数が多い場合、素子毎の出力にフィードバックループを設ける方式ではハードウェア規模、演算時間が多大となる。また、移動体衛星通信等では個々の素子で受信する信号のSN比が低いため、収束特性が雑音の影響を受け易いという課題もある。

一方、デジタル信号処理技術を用いてアンテナのビーム制御を行うデジタルビームフォーミング (Digital Beam Forming, 以下DBF) アンテナが移動体衛星通信用としても検討されている⁽⁴⁵⁾。DBFアンテナでは、ビーム合成をデジタル信号領域で行うのでFFTあるいはDFTによって容易にマルチビームが形成できる⁽⁴⁶⁾。したがって所望波を捕捉する機能はこのマルチビームを用いる事により短時間に効率良く行うことができる。マルチビームを用いる場合に、複数の信号波が到来している電波環境では、各到来波の方向に主ビームのあるビーム出力が大きくなる。従って、マルチビームシステムにおいて出力の大きいビームを選択してアダプティブ処理を行うことにより、到来波の個数に対応した自由度で効率良く、干渉波の影響が除去できる。このことを利用して鷹尾らは所望波の到来方向が既知であるという条件で、指導原理として方向拘束付出力電力最小化法を用いたビームスペースアダプティブアレーの提案を行っている⁽⁴⁸⁾、⁽⁴⁹⁾。しかし通信では、一般に信号波の到来方向は未知であり、かつ

所望波と相関のある干渉波の除去を行う必要があるため方向拘束付出力電力最小化法は適用できない。このことから、移動体通信においては所望波の到来方向の情報を前提条件とせず干渉波の除去が可能なビームスペースアダプティブアレーの検討が必要であった。

ここでは、ビームスペースアダプティブアレーを移動通信に適用する方式として、指導原理にCMAを採用したビームスペースCMAアダプティブアレー (Beam Space CMA Adaptive Array:以下、BSCMA) を提案する。BSCMAでは、DBFを用いることを想定し、FFTあるいはDFTで形成されたマルチビームの中で、出力の大きいものを選択して、選択されたビーム出力のみについてCMAアダプティブ処理を行う。これによって、到来波の個数に対応した素子数以下の自由度でアダプティブ処理が行える。また、SN比の高い出力信号でフィードバックループ系を構成するので、内部雑音の影響を軽減することができる。

また、BSCMAのCMAループを複数個設け、それぞれの処理の初期値を調整することによって、ビーム間アイソレーションを高くとって複数個の所望波を同時に受信するマルチビーム通信系が構築できる。この通信系は同一周波数で実現できるので通信周波数が有効に利用できる。

本章では、BSCMAの構成を示すとともに、数値シミュレーションによってその特性を検討する。さらに、上記のBSCMAを使用するマルチビーム通信系の基本概念を示す。

4. 2 BSCMAの構成

4. 2. 1 アンテナ構成

DBFシステムを想定したBSCMAの構成を図4.1に示す.

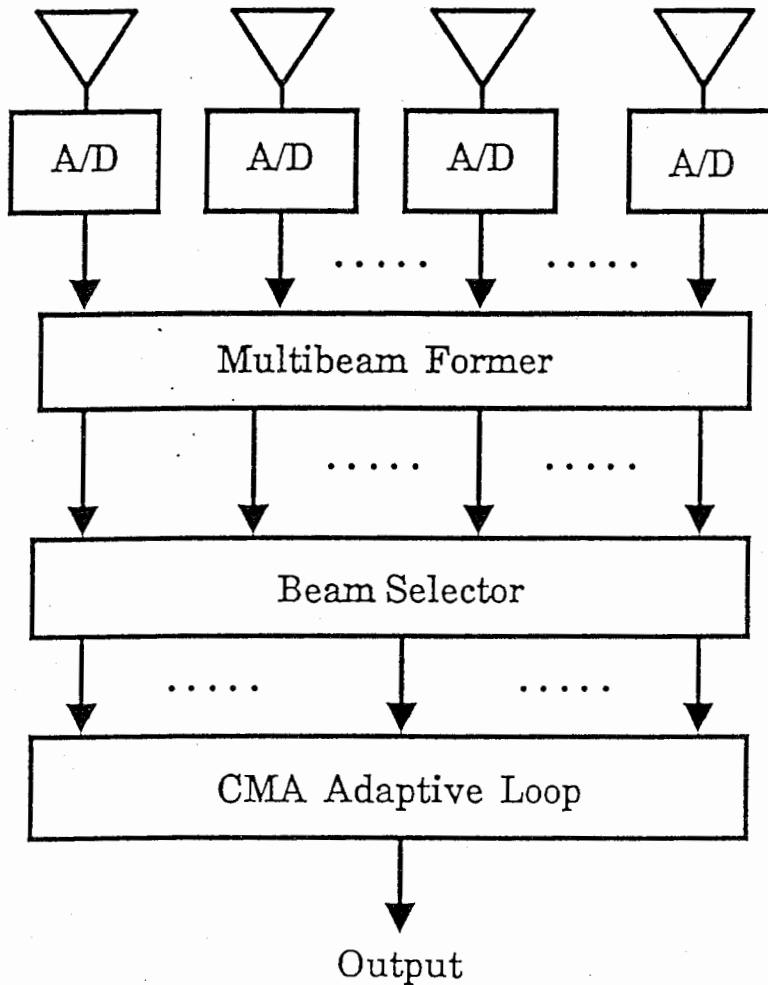


図4. 1 BSCMAの構成

まず、素子で受信されたマイクロ波信号はA-D変換器によって、デジタル信号に変換される。Multibeam Formerでは、FFTあるいはDFTによってマルチビームが形成される。素子が等間隔に配列された平面アレーアンテナのマルチビーム形成にはFFTの適

用が可能になる。FFTを用いた場合、N本のマルチビーム形成に必要な複素積和演算回数は N^2 ではなく、 $N\log_2 N$ まで削減することができる。

複数の信号波が到来している電波環境で、マルチビームシステムを用いた場合、各到来波の方向に主ビームのあるビーム出力が大きくなる。従って出力電力の大きいビームを選択してアダプティブ処理を行えば到来波の個数に対応した自由度で効率良く干渉波の影響を除去できる⁽⁴⁸⁾、⁽⁴⁹⁾。このことからBeam Selectorでは、形成されたマルチビームの中で出力電力の大きいもののみを選択する。Beam Selectorの動作として

(1) 出力電力のしきい値を決めておき、しきい値を超えたビームを選択する方式。

(2) あらかじめ、選択するビームの本数を決めておき、電力の大きい順に選択する方式。

などが考えられる。

4. 2. 2 CMAアダプティブ処理の原理

CMAアダプティブ処理について原理を簡単に述べる⁽⁴¹⁾。

パラメータを次のように設定する。

- N : 選択されたビーム数
X_n : n番目ビームによる受信電界
W_n : n番目ビームに与える複素ウェイト
y : ビーム合成電界

ここで、入力ベクトル、ウェイトベクトルを

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [X_1 \ X_2 \ \cdots \ X_N]^T \\ \mathbf{W} &= [W_1 \ W_2 \ \cdots \ W_N]^T \end{aligned} \tag{4.1}$$

とすると、ビーム合成電界は

$$y = \mathbf{W}^T \mathbf{X} \tag{4.2}$$

となる。ここで、 T は転置を表す。CMAはアンテナ合成出力の包絡線が所望の一定値になるようにウェイトを制御するアルゴリズムである。したがって、次の式で表される評価関数を最小にすることで最適ウェイトが得られる。

$$J = \frac{1}{4} E \left[(|y|^2 - \sigma^2)^2 \right] \quad (4.3)$$

ここで、 σ は所望の包絡線値、 $E [\]$ は期待値を表す。評価関数 J を最小にする W の解は、解析的に求めることができないため非線形最適化法による繰り返し演算が必要となる。演算アルゴリズムとして最急降下法を用いた場合、ウェイトの更新は次式に従う。

$$W(m+1) = W(m) - \mu X^*(m) y(m) \{ |y(m)|^2 - \sigma^2 \} \quad (4.4)$$

ここで、 $*$ は複素共役を、 μ は定数でありフィードバックのステップサイズを、 m はウェイトの更新回数を表す。

従来のエレメントスペースCMAアダプティブアレー (Element Space CMA Adaptive Array : 以下, ESCMA) は個々の素子からの信号のウェイトを最適化していた。BSCMAでは、制御の自由度すなわち X あるいは W の要素数が干渉波の到来波数に応じて削減できる。したがって、このアダプティブアンテナ方式は移動体衛星通信などに用いられる比較的素子数の多い (10素子以上) アレーアンテナへの適用が有効である。

4. 3 数値計算シミュレーション

数値計算によってBSCMAの基本特性を検討する。シミュレーションにおいてはアンテナとして、図4.2に示すように半波長間隔の正方格子に素子（Element antenna）を配列した16素子平面アレーアンテナ（Planar array antenna）を考える。

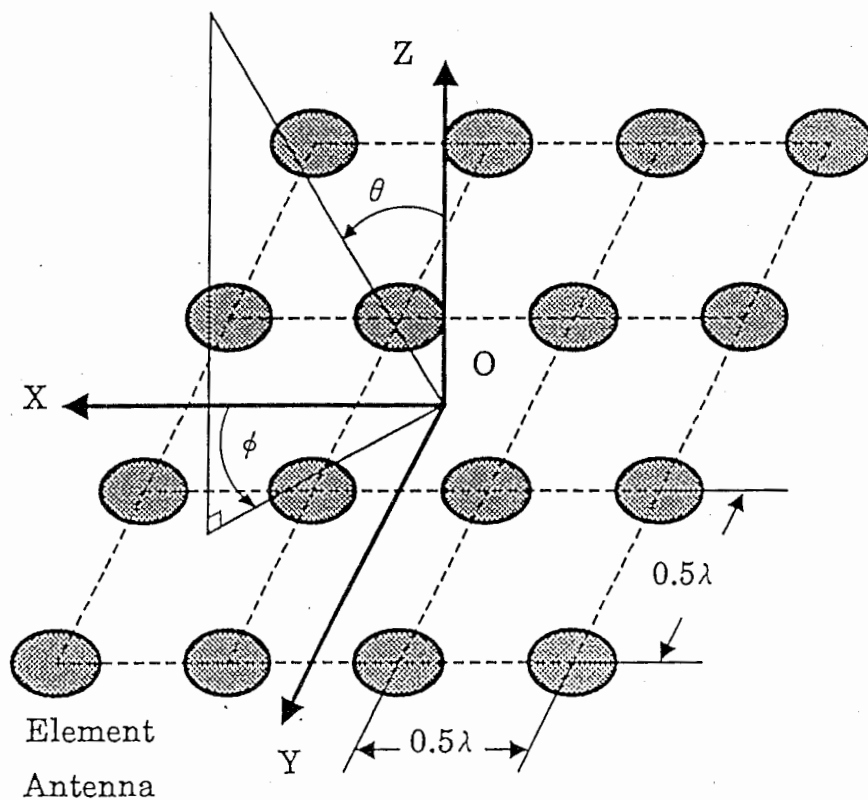


図4. 2 4×4平面アレーの構成

素子パターンとしては、 $\cos(\theta)$ の指向性を仮定した。ここで、式(4.5)で表されるx方向、y方向の方向角 θ_x 、 θ_y をそれぞれ水平方向角、垂直方向角として定義する。

$$\begin{aligned}\sin\theta_x &= \sin\theta \cos\phi \\ \sin\theta_y &= \sin\theta \sin\phi\end{aligned}\tag{4.5}$$

この構成のアレーアンテナにおいてはMultibeam FormerでFFTによってマルチビームが形成できる。図4.3にX-Z面に主ビーム方向がある4本のマルチビーム放射パターンを示す。

また、到来信号に関しては次の性質を仮定した。

- ・変調方式はQPSKとして、帯域制限の影響は考慮しない。
- ・データのサンプリングは1タイムスロット当たり8回とする。
- ・熱雑音はアンテナ素子の出力端で定義する。

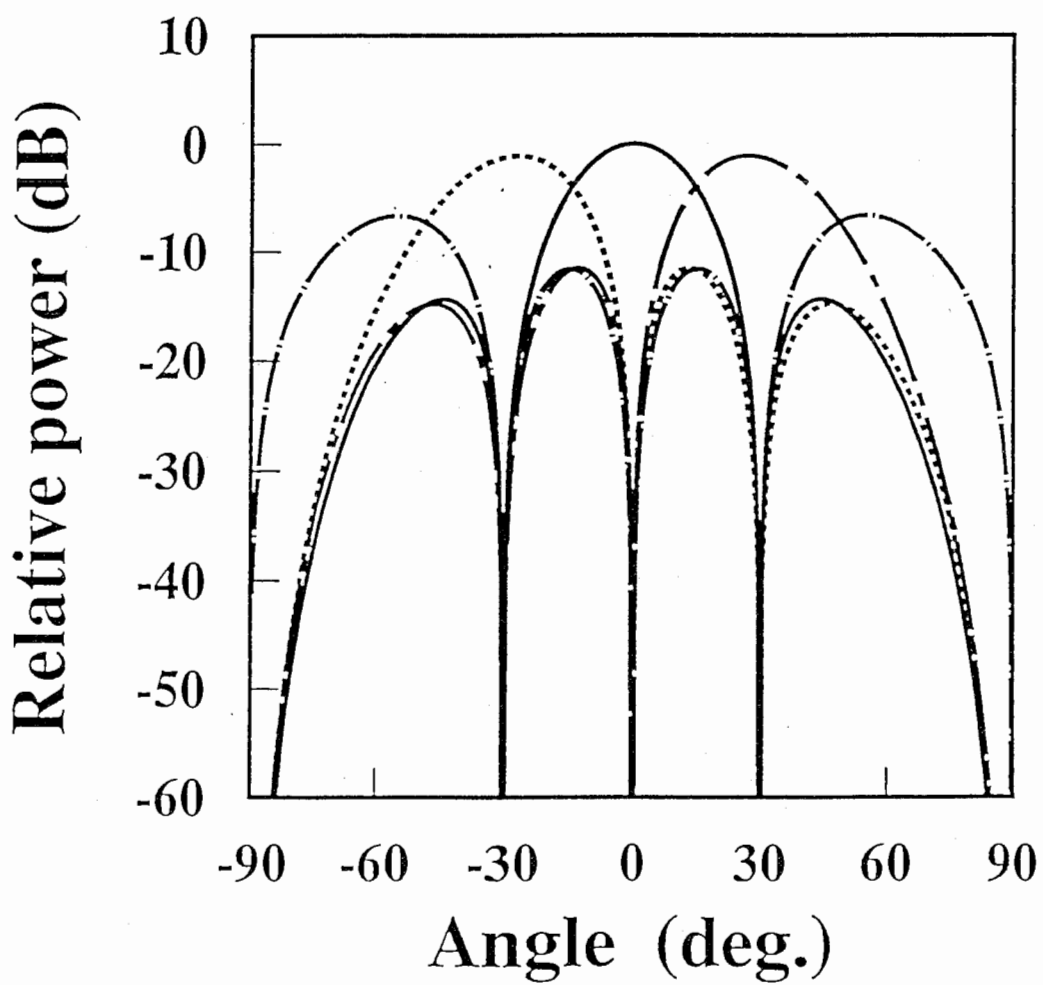


図4. 3 FFTによって形成されるマルチビーム

4. 3. 1 ESCMAとの比較

表4.1に示す電波環境でのBSCMAとESCMAとの特性を比較する。尚、表4.1における到来方向角は水平方向角 (θ_x) を意味し、垂直方向角 (θ_y) は 0° である。

表 4. 1 シミュレーションに用いる電波環境

	電力(dB)	到来方向角*(deg)	遅延 (time slot)
第1波	0	20	0
第2波	-3	-45	1.6
内部雑音	-20		

*: 水平方向角(θ_x)を表す(垂直方向(θ_y)は0deg).

BSCMAのBeam Selectorでは素子パターンによる利得低下を考慮して最大ビーム出力から-10dBにしきい値を設定してビーム選択を行うものとする。

表4.1に示す電波環境下では、4本のビームが選択された。また、CMAループの初期値としては、BSCMAでは最大電力を有するビームのみにウェイト1.0を与え、ESCMAでは1素子のみにウェイト1.0を与え、残りは零とした。式(4.4)における最急降下法のステップサイズ μ はそれぞれ一定とし、収束後の所望波の変動が0.2dB以内になるように数値シミュレーションで求めた。即ち、この検討では信号の安定性を同一にした条件で両方式の収束速度の比較を行ったことになる。

各信号波の収束特性を図4.4に示す。

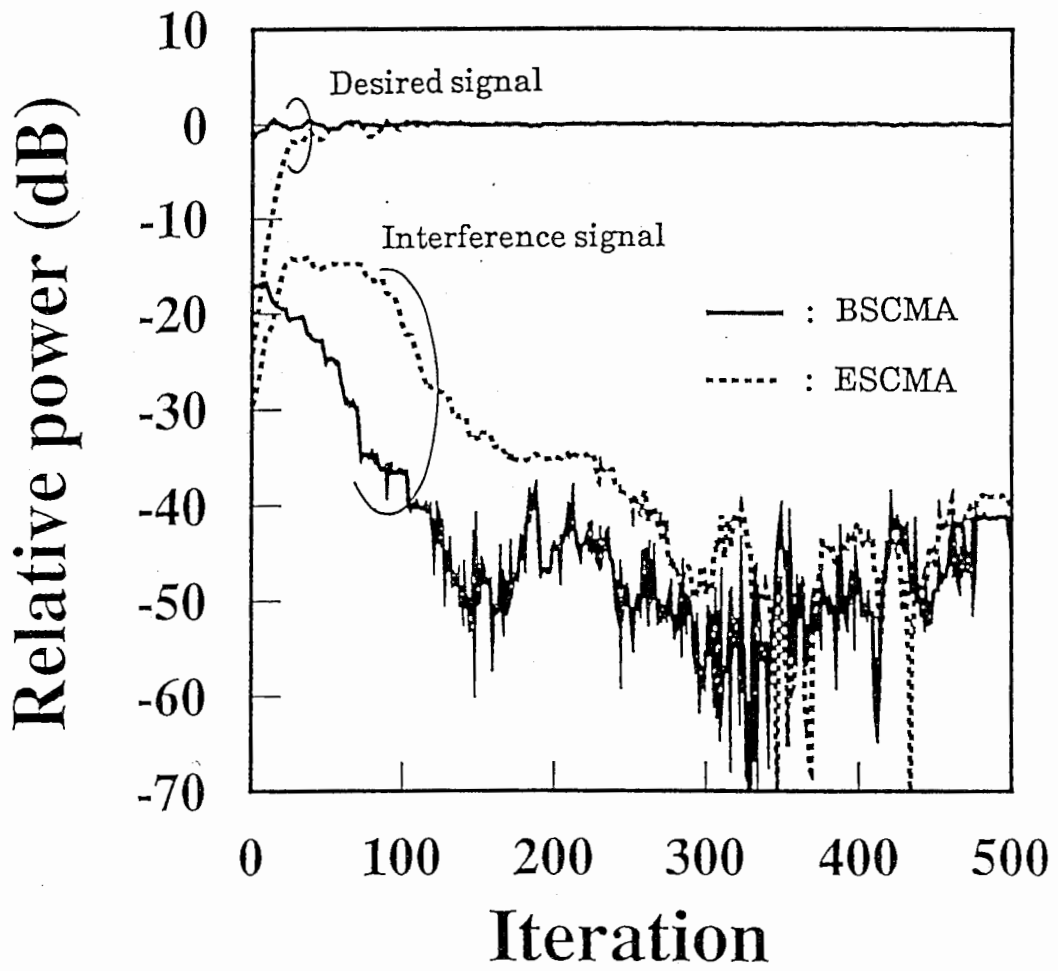


図 4. 4 各信号波の収束特性

図4.4より信号の安定性を同一にした条件下では所望信号 (Desired signal) の捕捉, また干渉信号 (Interference signal) の抑圧の両方に関してBSCMAの収束はESCMAの収束よりも速い. このとき, BSCMAにおけるCMAフィードバックループの自由度はESCMAの1/4である. このことよりBSCMAでは少ない演算量で効率良くアダプティブ処理が行えることが判る.

BSCMAの収束が速い理由については次のように考察する.

[1] 初期値として, 所望信号をビーム幅内で受信した状態でアダプティブ処理が開始される. このことにより所望波に関する収束が速くなる.

[2] BSCMAでは, 各信号波は対応するビームのビーム幅内で受信されるので, 所望信号と干渉信号が分離されて処理される. すなわち, 近似的に所望波の到来方向に主ビームを持つ放射パターンと干渉波の到来方向に主ビームを持つパターンの重畳が早い段階で行われる.

[3] 最急降下法の一回あたりの更新量が大きく取れるため1ステップ当たりのアダプティブ化の効果が大きい. ここで更新係数 μ は, CMAループへの平均入力電力を P_{av} とすると, $\mu = \alpha / P_{av}$ (α は定数) として決定されるので^(4.3), $\alpha (= \mu P_{av})$ によってそのフィードバックループの更新量の大きさが評価できる. ESCMAを基準 ($\alpha = 1.0$) にしたBSCMAの α は3.74であり, 一回当たりの更新量が3倍以上取れている. このことについては次の内部雑音の影響についての検討でさらに詳しく述べる.

図4.5にBSCMAの500イタレーション後の放射パターンを示す (以後, 放射パターンは全て500イタレーション後の放射パターンとする). 図中, Initial PatternはMultibeam Formerで形成されたマルチビームの内, 30° 方向に主ビームを持つビームの放射パターンを示している. 図4.5より所望波の到来方向に主ビームが向けられ, 干渉波の到来方向に零点を持つ放射パターンが形成されている.

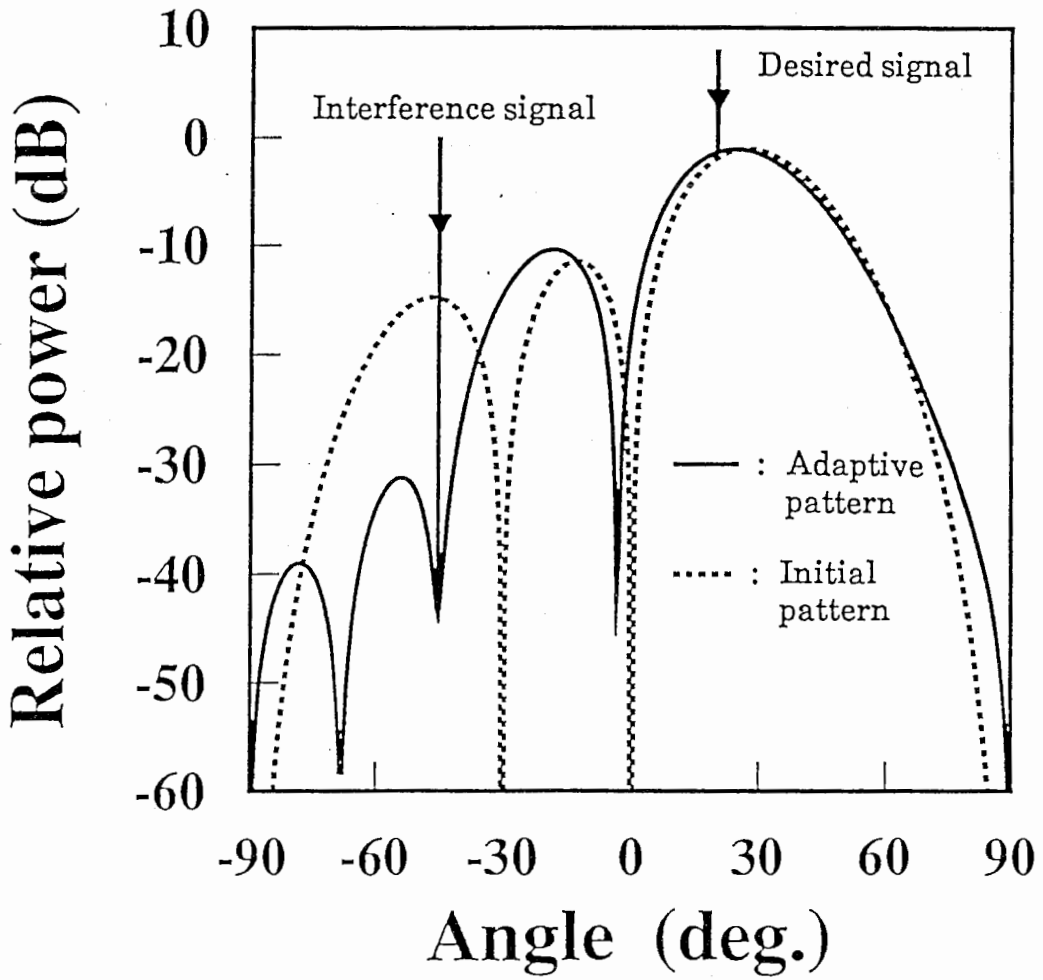
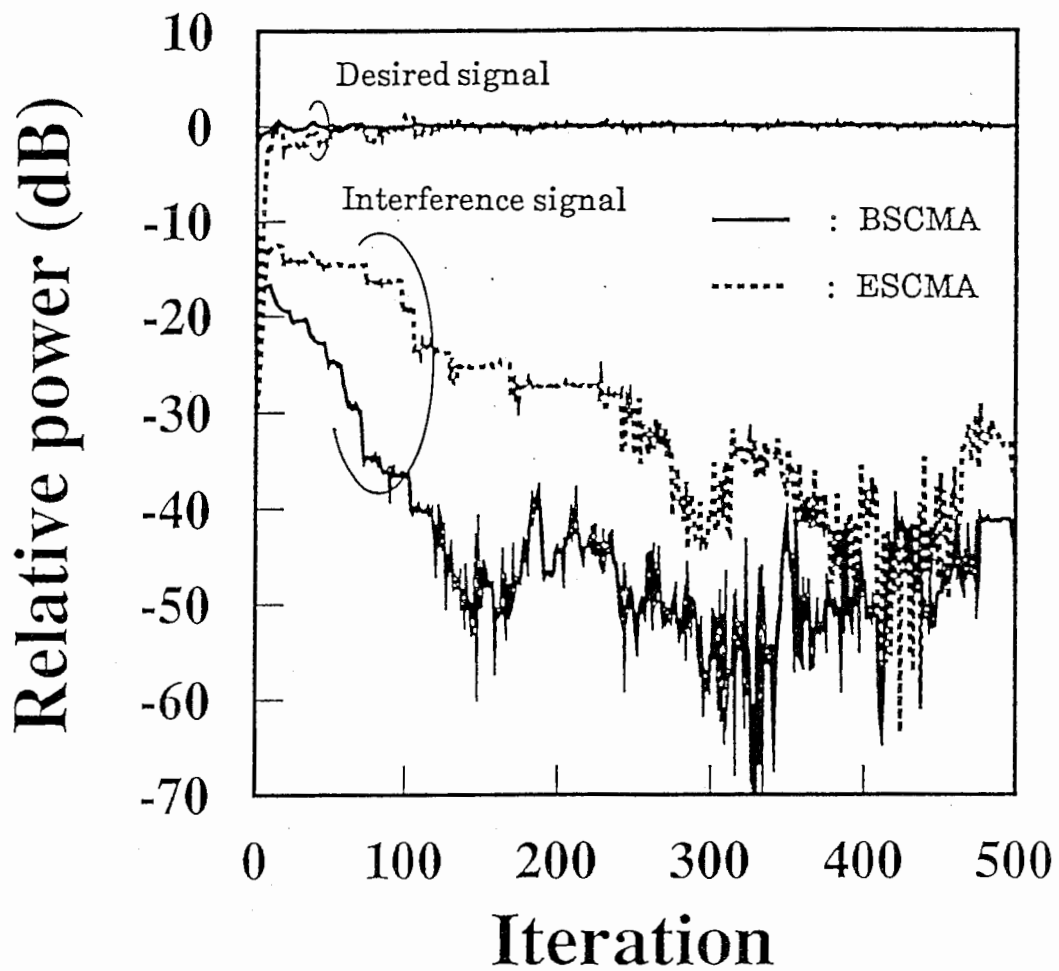


図4.5 収束後の放射パターン

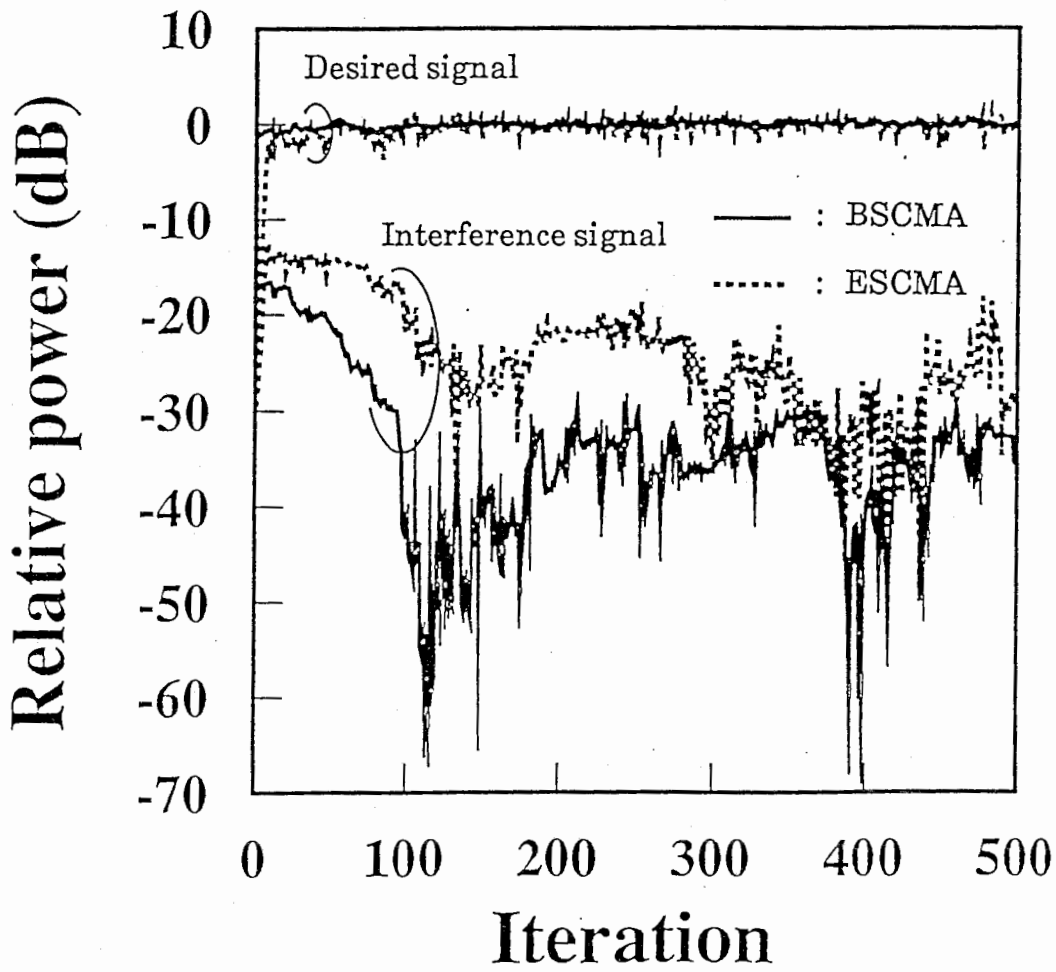
4. 3. 2 内部雑音の影響

フィードバック処理をおこなうアダプティブアレーアンテナにおいては、受信信号データを用いて、ウェイトが更新される。4. 3. 1で述べた更新量 α は内部雑音が収束特性および収束後の信号の変動に影響を及ぼさないように決定されねばならない。ここで、ESCMAの収束係数 μ を大きくして、両方式において α を等しく（BSCMAでの値に）した場合の内部雑音レベル（Noise level）と収束特性の関係を図4.6に示す。図4.6より、ESCMAでは収束を速めるためにステップサイズを大きくすると内部雑音の影響で応答が不安定になることがわかる。同じ α でBSCMAの収束特性が安定している理由は、BSCMAでは一度受信信号をビーム合成してSN比を上げているため、内部雑音の影響が軽減されるためと考えられる。また、図4.6(c)に示す様に内部雑音が0dBのレベルになるとESCMAでは信号の応答が発散するが、BSCMAでは所望波と干渉波の分離が行われている。以上のようにBSCMAは内部雑音の影響を受けにくいので到来信号の受信SN比が劣化した場合にも安定した信号処理が行えるという効果が期待できる。



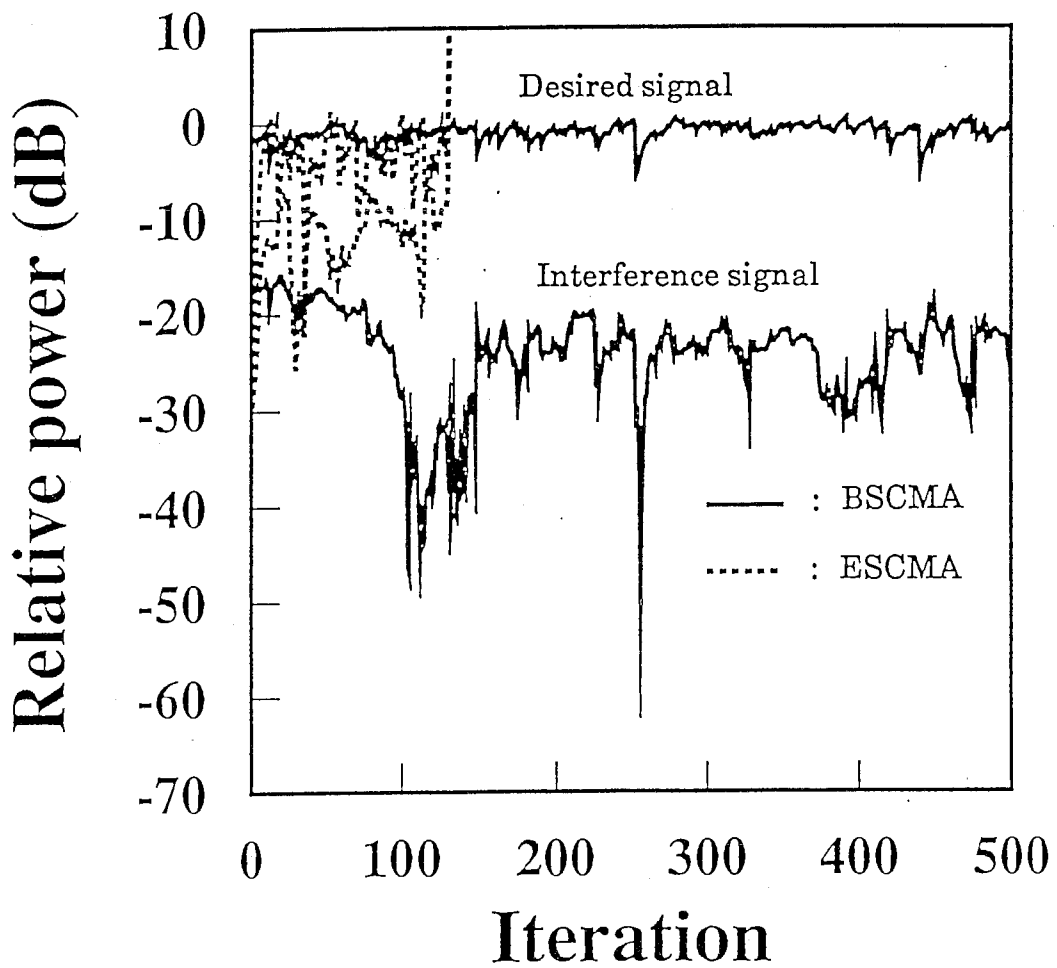
(a) Noise level = -20dB

図 4. 6 BSCMAとESCMAの内部雑音の影響を等しくした場合の各信号波の収束特性



(b) Noise level = -10dB

図4.6 BSCMAとESCMAの内部雑音の影響を等しくした場合の各信号波の収束特性



(c) Noise level = 0dB

図4. 6 BSCMAとESCMAの内部雑音の影響を等しくした場合の各信号波の収束特性

4. 3. 3 干渉波が無い環境下でのBSCMAの動作

干渉波が無い環境下でのBSCMAの動作について検討する。アダプティブ処理を行わず、単にマルチビームの中の最大電力を有するビームによって所望波を捕捉する場合⁽⁴⁶⁾、ビームが交差する方向から所望波が到来すると、利得の低下が最も大きくなる。このような状態でBSCMAを動作させた場合の放射パターンを図4.7に示す。

図4.7より所望波到来方向の利得は、1.66dB上昇している。これは、BSCMAを動作させることにより複数のビームを重畳して所望波到来方向の利得を上昇させる処理が行われるためである。ここで、図4.7に示す0°と30°の方向の2ビームを選択した場合は3dB相当の利得上昇が得られるが、ここでは前述のようにしきい値を-10dBとしてビーム選択を行ったため、4ビームの重畳が行われ利得上昇が1.66dBになった。図4.8にこのときの収束特性を示す。ほぼ10回程度の少ない繰り返しで収束している。

以上のように、干渉波が無い環境下では、単にマルチビームを利用して通信を行う場合に比べてBSCMAを用いることにより利得の上昇が実現できる。

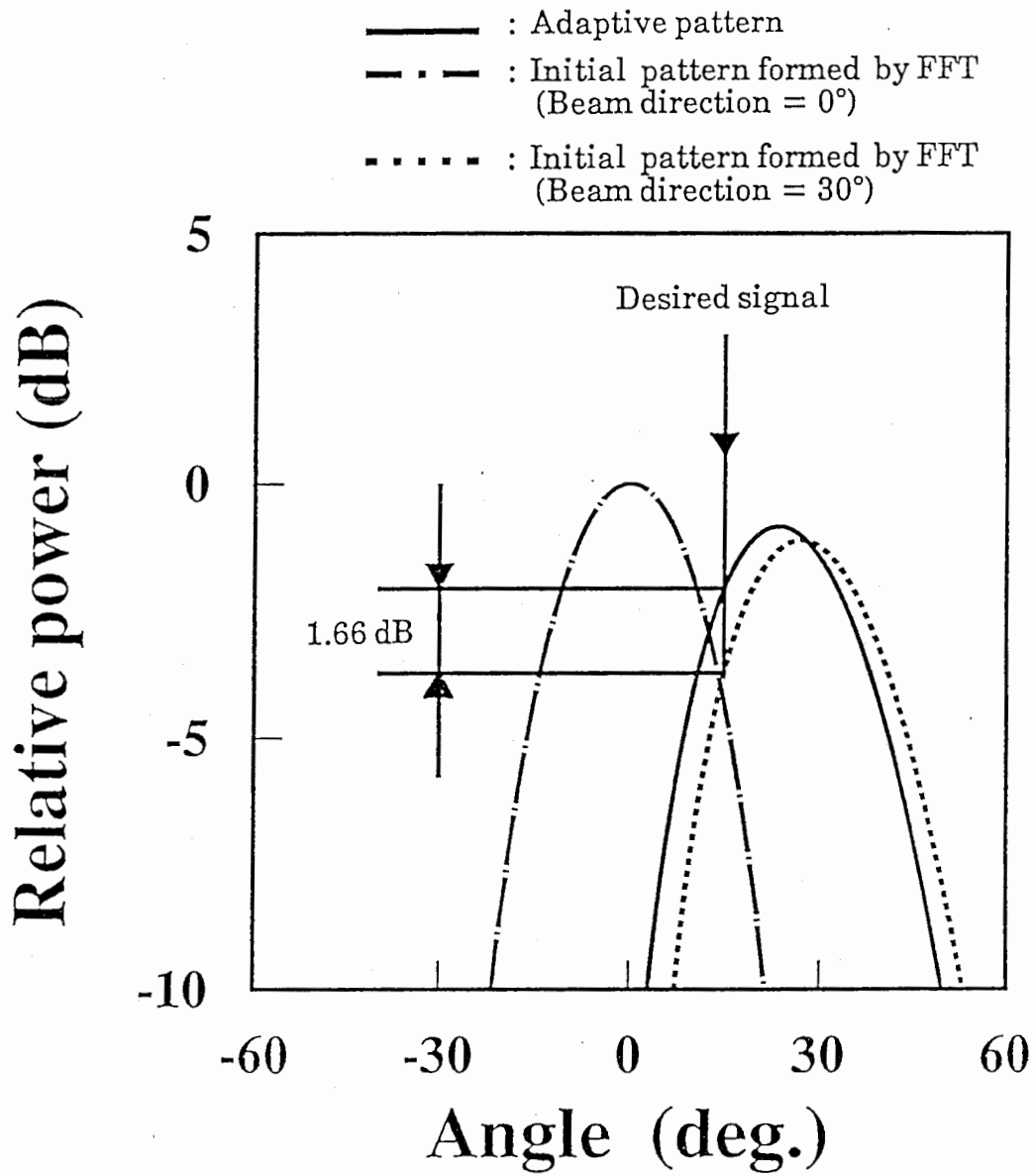


図 4. 7 干渉波がない状態でのBSCMAの放射パターン

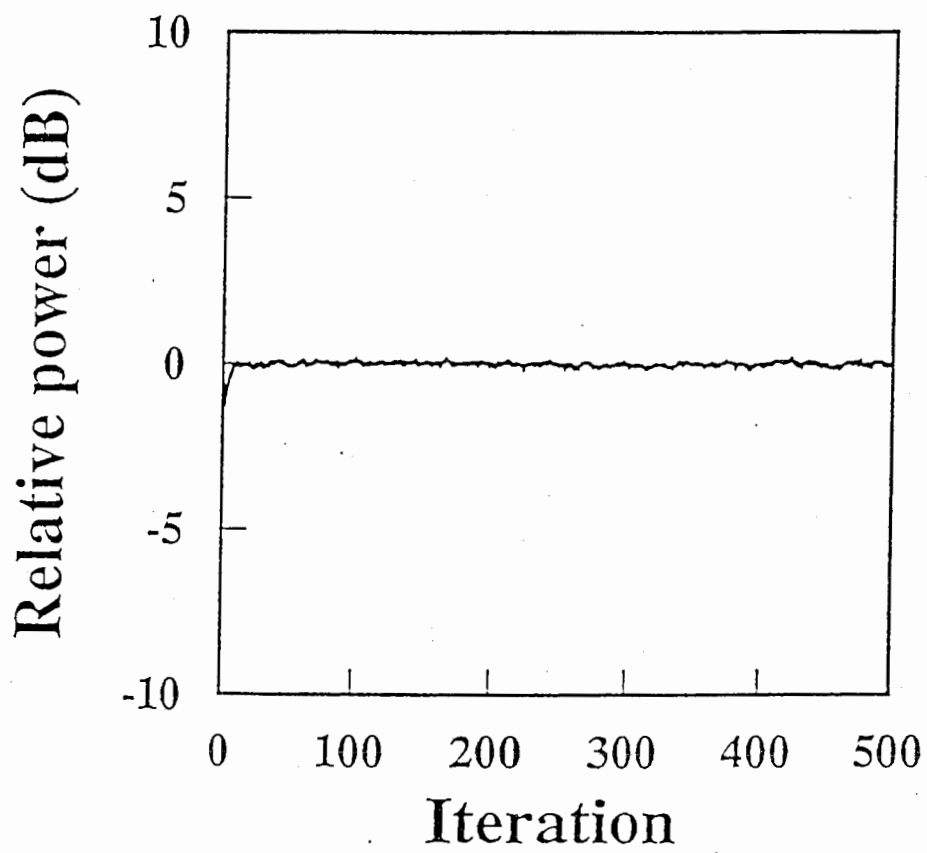


図4. 8 干渉波がない状態でのBSCMAの収束特性

4. 3. 4 所望波と干渉波の到来方向が近接している場合の特性

方向拘束付出力電力最小化法を指導原理とするビームスペースアダプティブアレーでは、所望波と干渉波の到来方向が近接している場合に零点が形成できないという欠点が文献(4-8)で指摘されていた。ここで、文献(4-8)で指摘された場合と同じアレー形状および到来波方向の条件でBSCMAの特性を検討する。表4.2にこのときの電波環境を示す。また、シミュレーションに用いたアンテナは半波長間隔の4素子リニアアレーで、素子パターンは無指向性とした。

表4. 2 シミュレーションに用いる電波環境

	電力(dB)	到来方向角*(deg)	遅延(time slot)
所望波	0	0	0
干渉波1	-3	20	1.6
干渉波2	-3	45	2.6
内部雑音	-20		

*: 水平方向角(θ_x)を表す(垂直方向(θ_y)は0deg).

図4.9に収束後の放射パターンを、図4.10に3波の収束特性を示す。図4.9よりBSCMAでは、最も電力の大きい信号波の到来方向に主ビームが向けられ、他の2波の到来方向には、若干の零深度の上昇は見られるが零点が形成されている。この理由についてはCMAと方向拘束付電力最小化法の動作原理の相違（CMAでは方向拘束付電力最小化法のように特定の方向の受信電力を拘束ベクトルなどの形で定式的に拘束せずに、包絡線を一定値にするようにウェイトが調整される）、またCMAと方向拘束付電力最小化法の不要波に対する前提条件の相違（所望波とのレベル差や所望波との相関性の相違）が主要なものとして考えられる。

一方、図4.10に示される収束特性は例えば図4.4で示した場合に比べて遅くなっている。これは、このように到来波の方向が近接している場合には入力的相关行列の固有値が分散する傾向にあり⁽⁴³⁾、最急降下法の収束が遅くなったことに起因している。こ

れを改善するには非線形最適化のアルゴリズムを最急降下法からマルカート法に変えることなどが必要である。

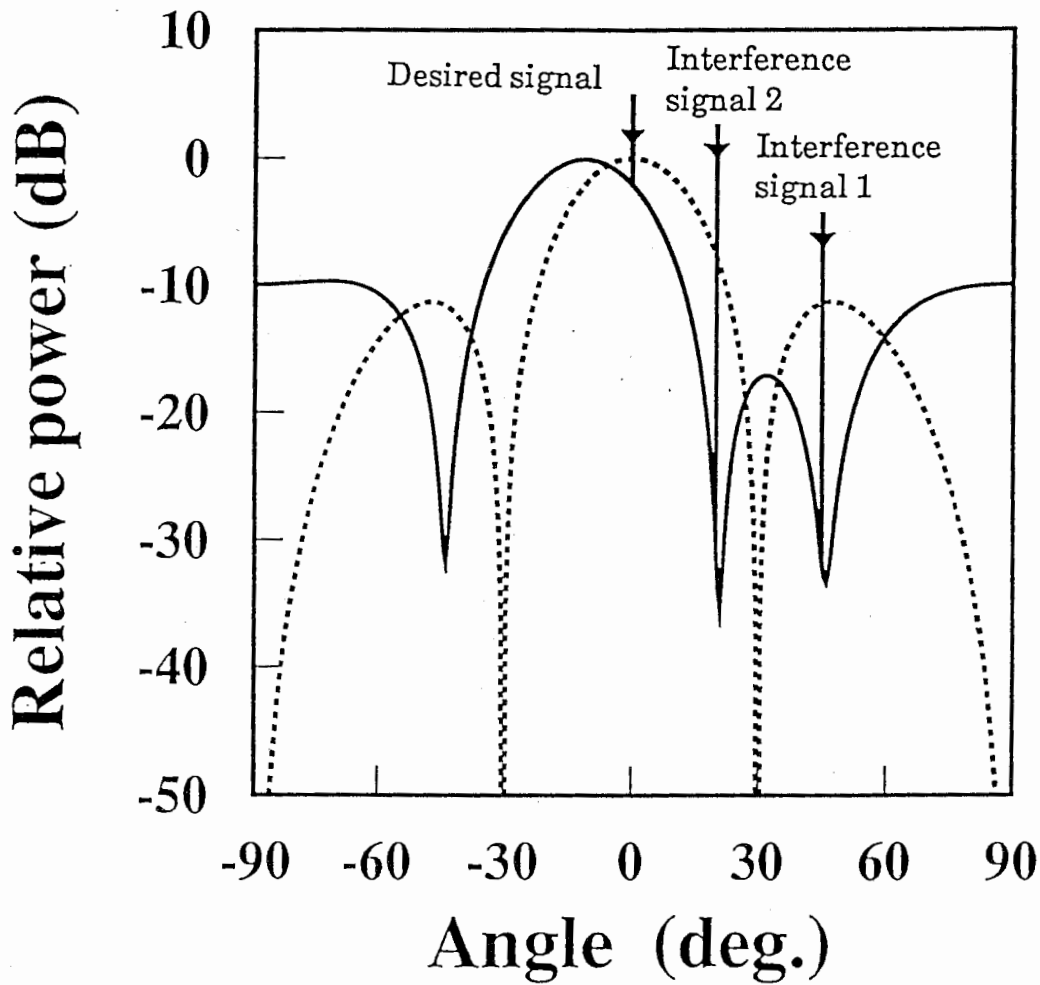


図4.9 所望波と干渉波の到来方向が接近している場合のBSCMAの放射パターン

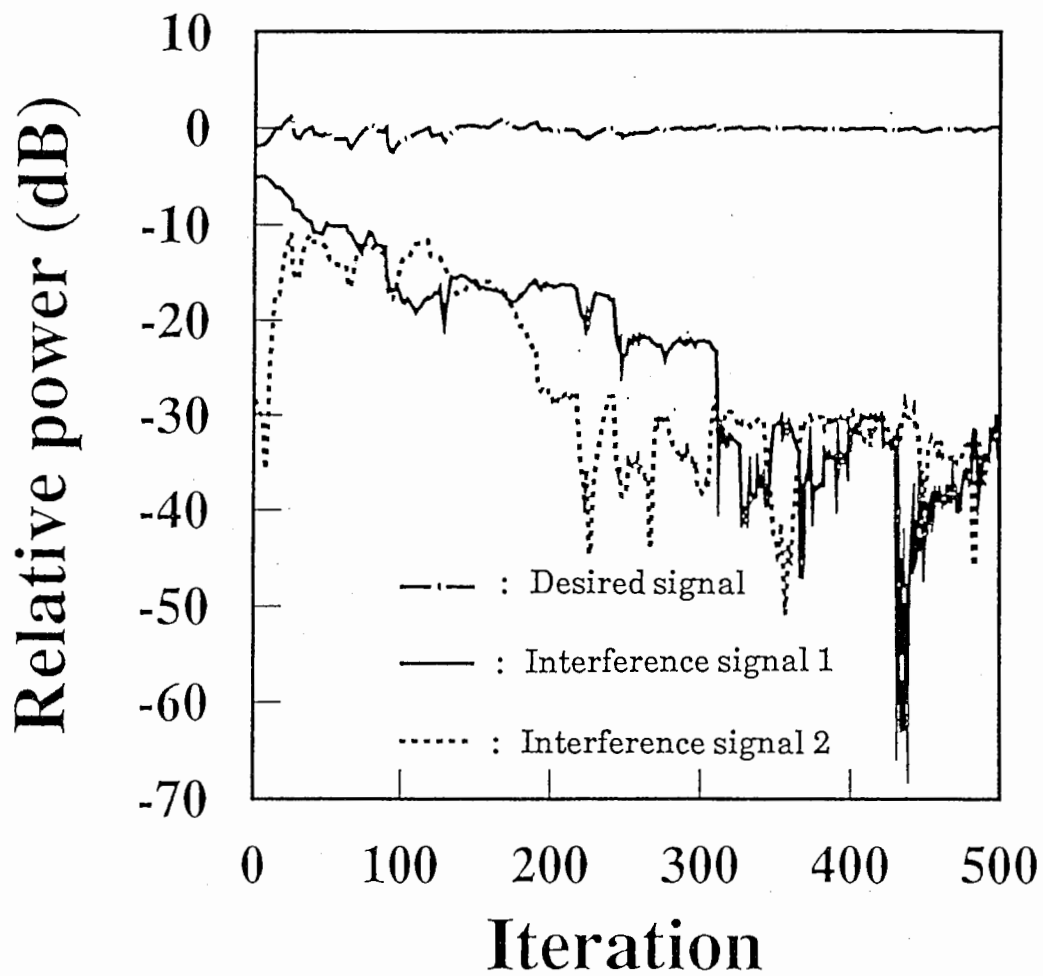


図4. 10 所望波と干渉波の到来方向が近接している場合のBSCMAの収束特性

4. 4 マルチビーム通信への適用

これまでは、所望波が1波のみの場合を考えてきた。ところで、近年、複数の相手と同時に通信を行ういわゆるマルチビーム通信の必要性が高まっている。マルチビーム通信においては高いビーム間アイソレーションが要求される。従来、低サイドローブパターンの形成や使用周波数を若干変える等の方法によって所定のビーム間アイソレーションが実現されていた。これらの方法では、信号の到来方向が逐次変化する移動体通信などには対応が難しく、周波数の有効利用という点でも問題があった。ここでは、BSCMAによって同一周波数で、適応的にマルチビームのビーム間アイソレーションが高められることを示す。

ここでは、2方向から信号波1 (Signal 1) , 信号波2 (Signal 2) が到来するものとして検討を進める。この信号波においては、同一の周波数で、PSKなどのCMAアルゴリズムが適用できる包絡線が一定あるいは既知となる方式で変調が行われているものとする。図4.11にBSCMAを用いたマルチビームシステムの構成を示す。図4.11のMultibeam Formerで形成されたビームの中で主ビーム方向が信号波1, 信号波2の到来方向に対応するビームをそれぞれビームB1, B2とする。図4.11のCMA Loop1, CMA Loop2ではそれぞれビームB1, B2のみに初期値1を与え、残りを零としてCMAによる最適化を実行する。CMAアルゴリズムは初期状態で最大電力を有する信号を所望信号として捕捉し残りを干渉波として除去するので、CMA loop1, CMA Loop2からは信号間の相互干渉が除去されて信号波1, 信号波2が出力される。

ここで、BSCMAマルチビームシステムについてシミュレーション計算を行う。表4.3に示す電波環境で所望波が2波到来した場合を想定する。今までの検討と同様に変調方式はQPSKとし、帯域制限の影響は考慮していない。ただし、信号波1と信号波2のデータ間には乱数を用いて相関を無くしている。図4.12にCMA Loop1とCMA Loop2における各信号波の収束特性を示す。図4.12から明らかなように、CMA Loop1においては、信号波1が所望波として信号波2が干渉波として処理されていることがわかる。これは、CMA Loop1では信号波1を主ビーム近傍で受信しているビームのみに初期ウェイ

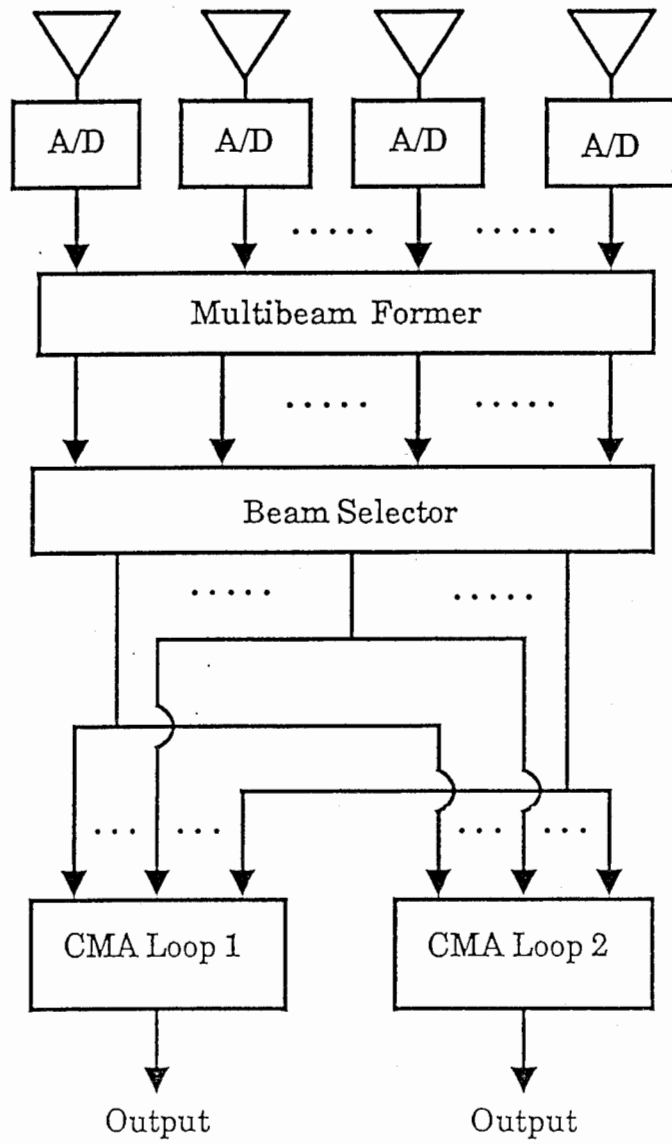


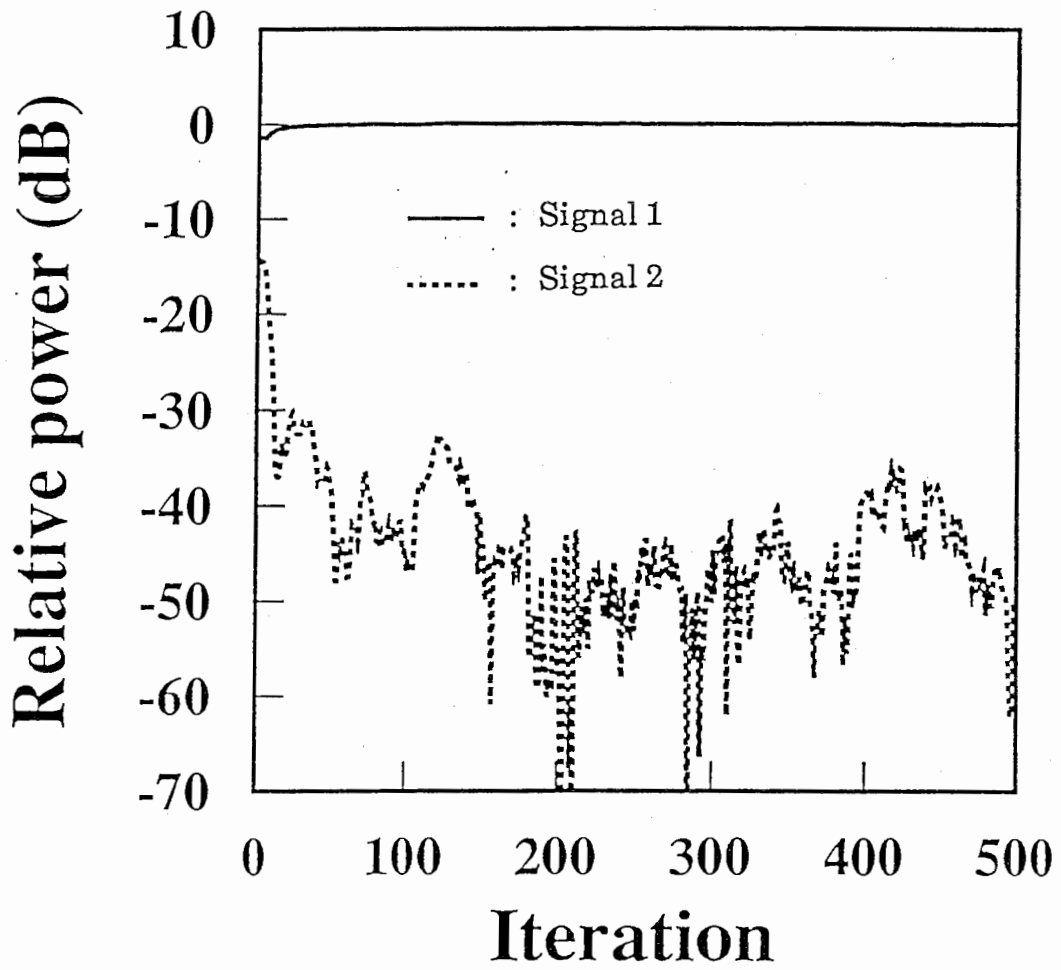
図 4. 1 1 BSCMAマルチビームシステムの構成

トを与えているからである。逆に、CMA Loop2では同じ理由で信号波2が所望波として信号波1が干渉波として処理されている。

表4.3 シミュレーションに用いる電波環境

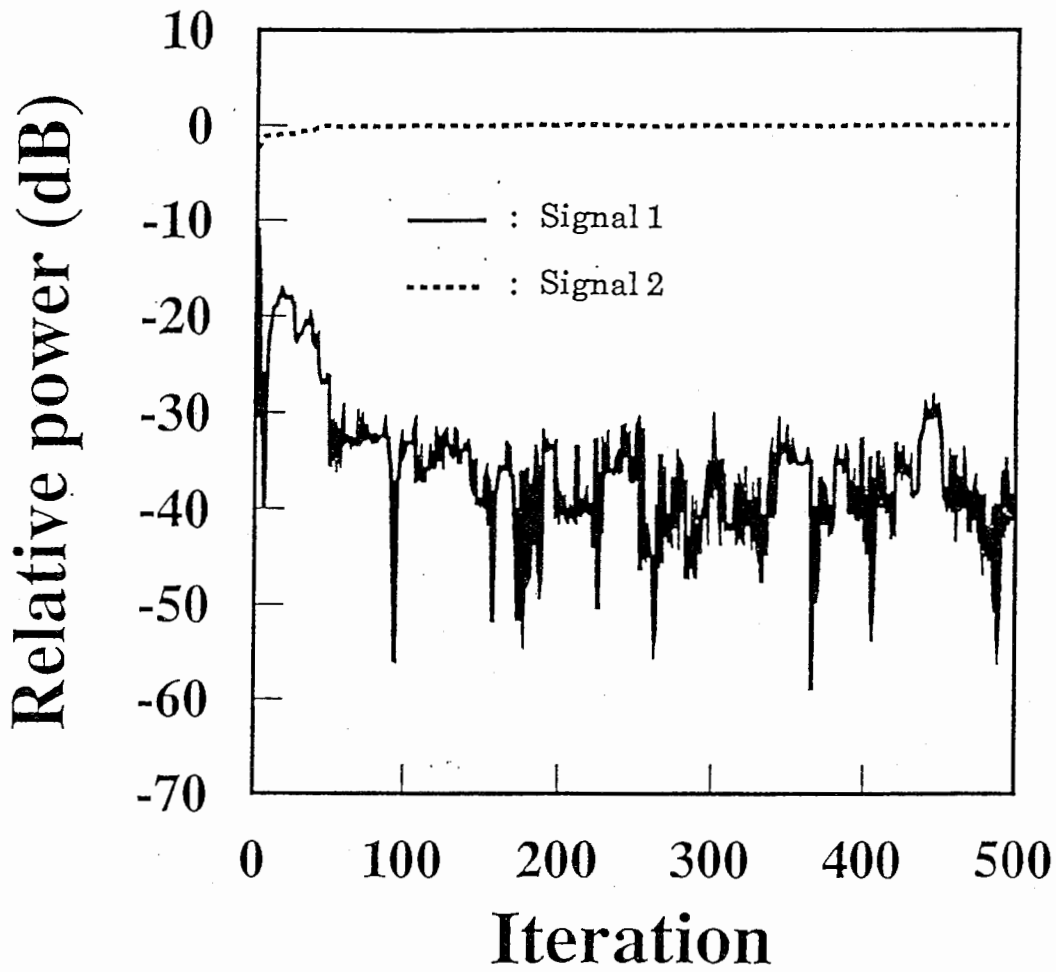
	電力(dB)	到来方向角*(deg)
信号波1	0	20
信号波2	0	-45
内部雑音	-20	

*: 水平方向角(θ_x)を表す(垂直方向(θ_y)は0deg).



(a) CMA Loop1 の収束特性

図4. 12 マルチビームBSCMAの収束特性



(b) CMA Loop2 の収束特性

図4. 12 マルチビームBSCMAの収束特性

図4.13にCMA Loop1, CMA Loop2から出力される収束後の放射パターンを示す。CMA Loop1から出力される放射パターンは信号波1の到来方向に主ビームが向き、信号波2の到来方向には零点が形成されている。また、CMA Loop2から出力される放射パターンは信号波2の到来方向に主ビームが向き、信号波1の到来方向には零点が形成されている。比較のために両信号を $\pm 30^\circ$ のFFTマルチビームで受信する場合の放射パターンを図4.14に示す。図4.13, 4.14よりBSCMAマルチビームを使用することによりビーム間アイソレーションが20dB以上改善されていることがわかる。

以上よりこのBSCMAマルチビームシステムにおいては、同一周波数でアイソレーションを高く保ちながら方向の変化する複数の信号が受信できることがわかった。従って、このマルチビームシステムにおいては周波数を有効に利用することができる。また、このシステムはデジタル処理装置を追加するだけで受信信号の個数を増加させる事ができ、小形、低価格の特長も有している。

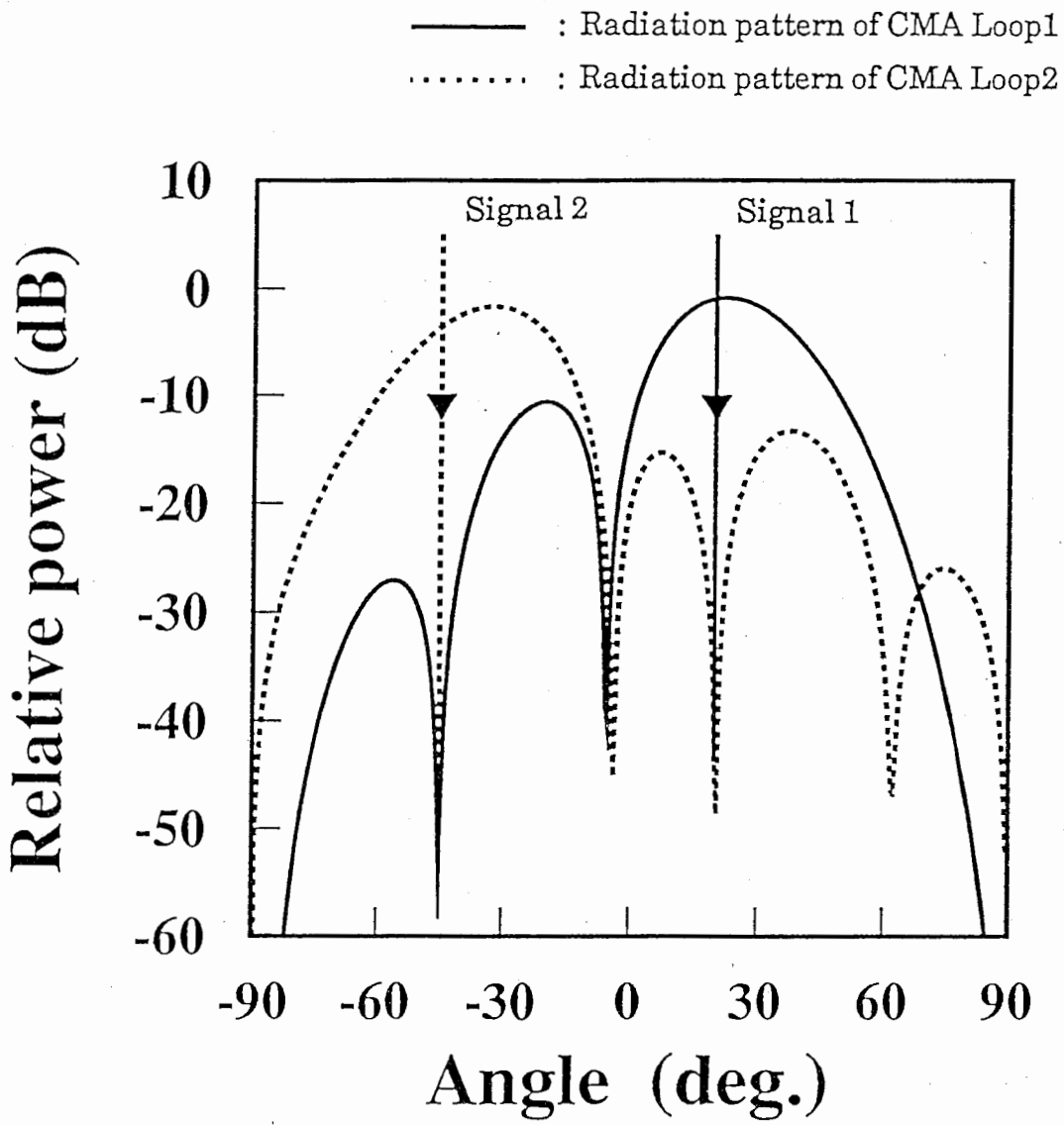


図4. 13 マルチビームBSCMAの放射パターン

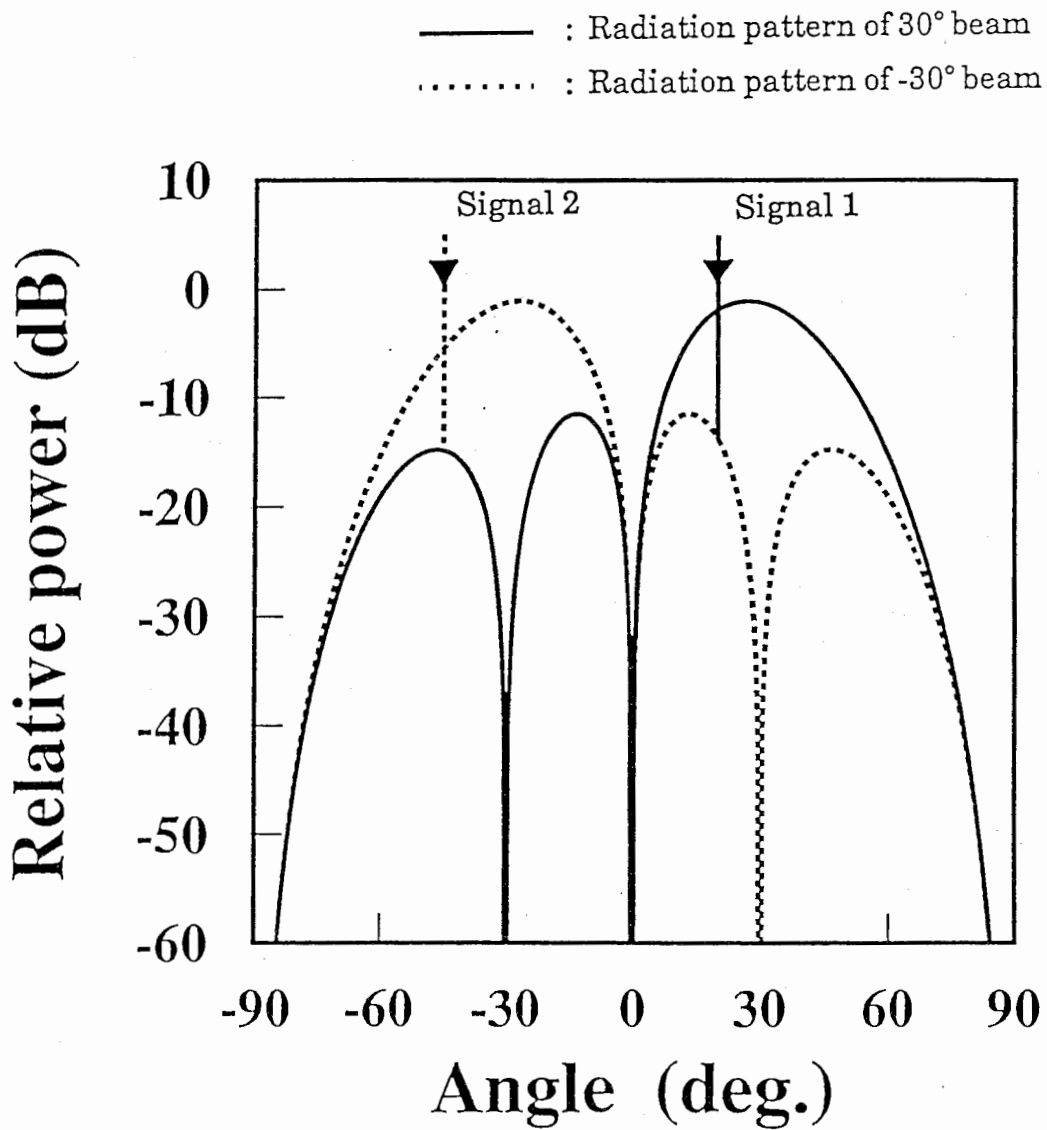


図 4. 1 4 FFTマルチビームの放射パターン

4. 5 結言

移動体衛星通信等に用いられる比較的素子数の多いアレーアンテナに適用するアダプティブアレーの方式として、マルチビームの出力の一部を選択してCMAループを形成するビームスペースCMAアダプティブアレーアンテナ (BSCMA) を提案し、その特性を数値シミュレーションによって検討した。

ビームスペースアダプティブアレーには、到来波の個数に対応した自由度で効率良く所望波の捕捉と干渉波の除去が行える利点があるが、BSCMAにはさらに次の特徴があることが明らかになった。

[1] フィードバックされる信号のSN比が高いので、内部雑音の影響を受け難い。また、このために繰り返し演算のステップサイズが大きく取れるので、収束が速くなる。

[2] 干渉波が無い環境下では、単にマルチビームを利用して通信を行う場合に比べて利得の上昇が実現できる。

[3] 所望波と干渉波の到来方向がビーム幅程度に接近している場合、方向拘束付き出力電力最小化法では不可能であった干渉波の到来方向の零点形成ができる。

[4] 複数の所望波を同一周波数、高アイソレーションで同時に受信するマルチビーム通信を可能にする。

以上、本章におけるBSCMAの検討によって所望波の到来方向の情報を前提条件としないビームスペースアダプティブアレーが移動通信を想定した干渉波除去に有効であることを示した。

4章の参考文献

- (4-1) Treichler J.R. and Agee B.G. : "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals", IEEE Trans. Acoust., Speech & Signal Process., ASSP-31, 2, pp.459-472 (April 1983) .
- (4-2) 大鐘武雄 : “陸上移動体通信におけるCMAアダプティブアレーの選択性フェージング補償特性” , 信学論 (B - II) , J73-B - II, 10, pp.489-497 (1990-10) .
- (4-3) 藤元美俊, 菊間信良, 稲垣直樹 : “マルカート法を用いたCMAアダプティブアレーの多重波抑圧特性” , 信学論 (B - II) , J74-B - II, 11, pp.599-607 (1991 - 11) .
- (4-4) 高原幸一, 鷹尾和昭 : “多重波抑圧用アダプティブアレイ” , 信学技報, CS87-12 (1987) .
- (4-5) 大滝幸夫, 中條渉, 上原清彦, 藤瀬雅行 “移動体衛星通信用DBFアンテナの試作” , 信学技報, AP92-32 (1992) .
- (4-6) 大滝幸夫, 中條渉, 千葉勇, 藤瀬雅行 : “マルチビームを用いた移動体衛星通信用DBFアンテナにおける初期捕捉方式” , 信学'92春大, B - 39, (1992) .
- (4-7) 伊藤礼, 竹内紀雄, 大岡秀一, 溝渕哲史, 藤坂貴彦, 大橋由昌, 近藤倫正 “DBFアンテナの試作” , 信学技報, SANE88-54 (1989) .
- (4-8) 富岡洋光, 鷹尾和昭 : “DBFアンテナのアダプティブアレーへの応用” , 信学技報, AP90-96 (1990) .
- (4-9) 内田堅二, 鷹尾和昭 : “ビームスペース・パーシャリーアダプティブアレイに関する検討” , 信学技報, AP88-52 (1988) .

第5章 ビームスペースアダプティブアレーによる送信パターンのナルビームフォーミング

5.1 序言

従来、アダプティブアレーアンテナは受信時のみについて考慮されてきたが、移動通信では他局からの干渉を除去するだけでなく、他の通信系に干渉を及ぼさないように送信をする必要がある。特に基地局アンテナで送受信、両方でアダプティブパターンが形成できれば、移動局は簡易なアンテナを使用しても干渉波の影響を受けない通信が可能になる⁽⁵⁻¹⁾。送信パターンのアダプティブ化を行う場合には、受信時に求めたウェイトを利用する必要があるが、TDMA通信方式を除く一般の通信では、受信時と送信時の周波数が異なっている。従って小川らの報告にあるように、受信時のウェイトをそのまま送信時に使用すると干渉波の到来方向に形成した零点がシフトして、干渉波抑圧特性が劣化する⁽⁵⁻²⁾。

一方、アダプティブアレーには素子アンテナ毎のウェイトを制御するエレメントスペースアダプティブアレーと、予め複数のビームを形成してそれらのビームに与えるウェイトを制御するビームスペースアダプティブアレー (Beam Space Adaptive Array : 以下, BSAA) がある。4章で述べたように、このBSAAでは成分ビームの主ビームの方向とそれらに与えるウェイトが既知である。

ここでは、このBSAAの特性を利用して、周波数が異なる送信時でも受信時と同じビーム方向の成分ビームに同じウェイトを与えて合成することで送信パターンの零深度を改善する方法を示す。この方法の有効性を確認するために数値シミュレーションを行うと共に、零深度の周波数特性について理論的に検討する。また、Digital Signal Processor (以下, DSP) を用いたオフラインのデジタルビームフォーミングシステムによるビーム形成実験の結果についても示す。

5.2 ビームスペースアダプティブアレーにおける送信時のウェイトの決定法

5.2.1 アルゴリズム

4章で述べたようにBSAAは予め複数の成分ビームを形成しておき、受信電力の大きいビームのみを選択してアダプティブ処理を行う。BSAAにおいても送信時には受信時に求めたビームのウェイトから個々の素子に与えるウェイトを求める必要がある。図5.1は送受信機能を持つBSAAの構成を表す。

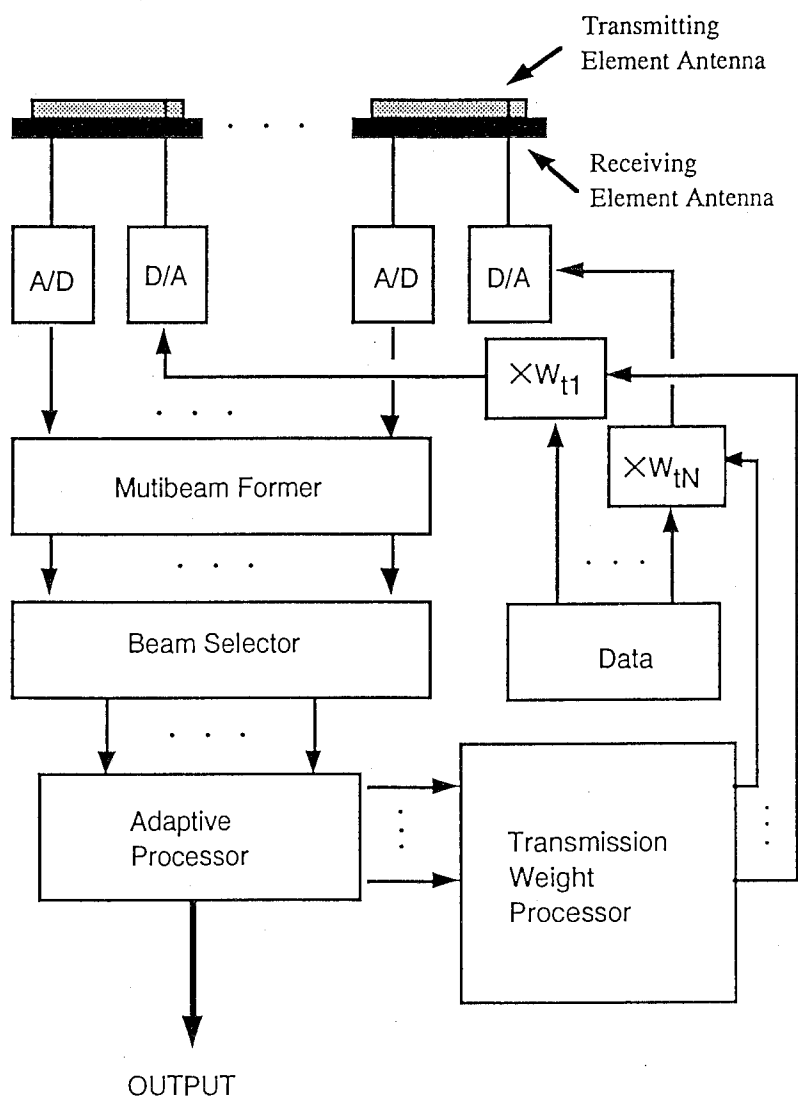


図5.1 送受信機能を持つBSAAの構成

受信時において、主ビーム方向が単位方向ベクトル \mathbf{r}_m ($m=1\sim M$) で示されるペンシルビームをビーム重畳係数 W_{bm} を掛けて合成することによりアダプティブ化が行われたものとする。ここで、このとき位置ベクトル \mathbf{d}_n で示される位置にある素子に等価的に与えられたウェイトは

$$W_m = \sum_{m=1}^M W_{bm} \cdot \exp[-jk_r(\mathbf{r}_m \cdot \mathbf{d}_n)] \quad (5.1)$$

として表される。ここで、 k_r は受信時の波数である。ここで \mathbf{r}_m 、 W_{bm} は既知であるから、送信時でも同じ方向に主ビームを持つペンシルビームに同じ重畳係数を掛けてビーム合成を行うことができる。この考え方から送信時に各素子に与えられるウェイトは

$$W_{in} = \sum_{m=1}^M W_{bm} \cdot \exp[-jk_t(\mathbf{r}_m \cdot \mathbf{d}_n)] \quad (5.2)$$

となる。ここで k_t は送信時の波数である。式 (5.2) は基本的にはDFT演算であり、簡単な処理で求められる。式 (5.2) で示す処理が可能になるのはBSAAの特徴の一つである。

5. 2. 2 本方法によって形成された放射パターンの零深度の理論的検討

素子間隔 d で N 個の素子を配列したリニアアレーをモデルとして零深度の理論的検討を行う。まず受信において、ビームスペースでアダプティブ化を行った場合の合成電界は次式で表される。

$$E(x) = \sum_{m=1}^M W_{bm} \cdot f(x - x_m) \quad (5.3)$$

ただし,

$$f(x) = \frac{1}{N} \frac{\sin(Nx)}{\sin(x)} \quad (5.4)$$

また, x は規格化された観測方向角で次のように表される.

$$x = \frac{1}{2} k_r d \sin(\theta) \quad (5.5)$$

ここで, k_r は受信時の波数, θ は観測方向角である. また, x_m は成分ビームの規格化された主ビームの方向を表す. すなわち, 式(5.3)はビーム方向が x_m で表される成分ビームを重畳係数 W_{bm} を掛けて合成したビームを表す. 以上より $x=x_0$ に零点を形成したときの合成電界はつぎのようになる.

$$E(x_0) = \sum_{m=1}^M W_{bm} \cdot f(X_m) = 0 \quad (5.6)$$

ただし,

$$X_m = x_0 - x_m \quad (5.7)$$

である. 次に送信時の波数を k_t として

$$k_t = (1 + \Delta r) k_r$$

の関係があるとき, 本方法で送信時にビーム重畳を行った場合の $x=x_0$ における合成電界 ΔE は, テイラー展開の一次項まで考慮すると次のように近似できる.

$$\begin{aligned}\Delta E &= \sum_{m=1}^M W_{bm} \cdot f((1 + \Delta r)X_m) \\ &\approx E(x_0) + \Delta r \left[\sum_{m=1}^M W_{bm} \cdot X_m \cdot f'(X_m) \right]\end{aligned}\quad (5.8)$$

ただし,

$$f'(X_m) = \frac{\cos(NX_m)}{\sin(X_m)} - \frac{\cos(X_m)}{N \sin^2(X_m)} \quad (5.9)$$

である。すなわち、送信時の零深度の劣化量は波数（または周波数）の変化分に比例する。

5.3 数値シミュレーション

図5.3に示す平面アレーアンテナを考える．図中 λ_r は受信における波長である．図5.1のマルチビーム形成器 (Multibeam Former) ではFFTによってマルチビームを形成する．

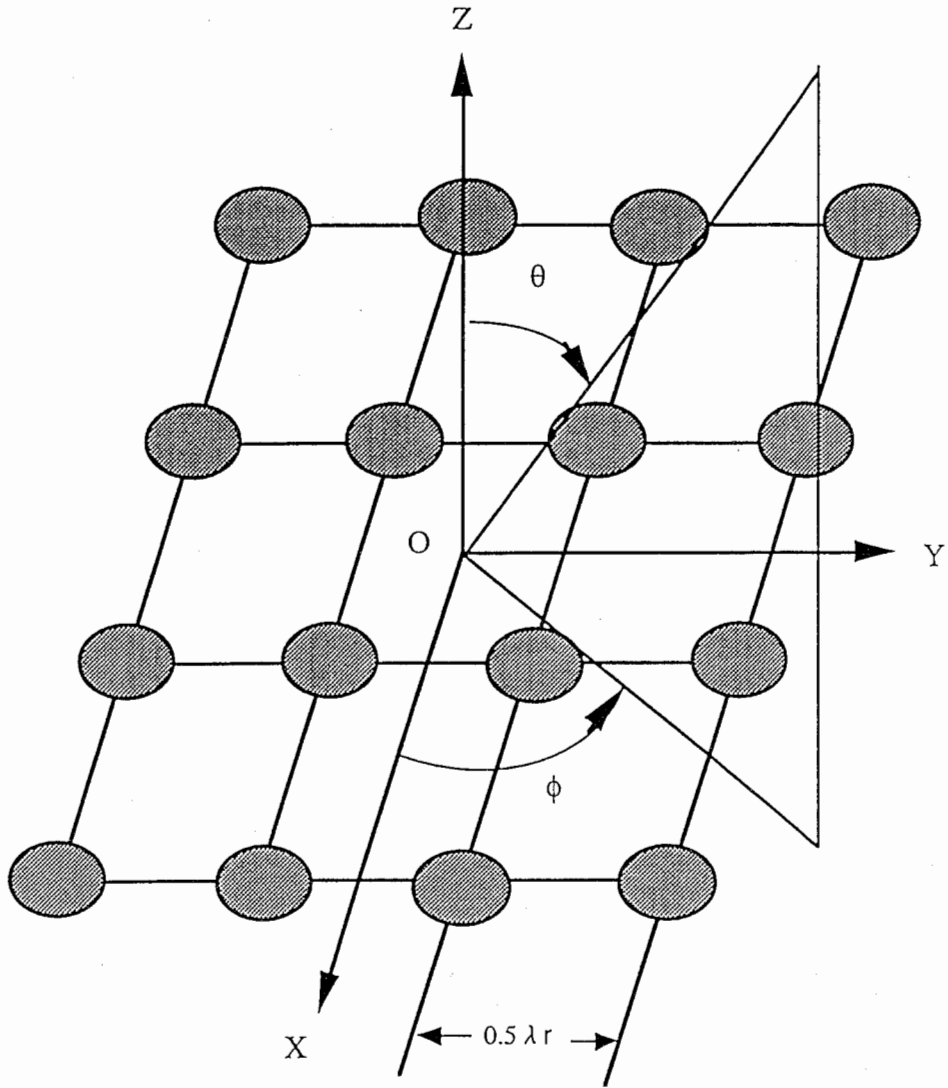


図5.3 平面アレーアンテナの構成

ここでは、アダプティブアルゴリズムとして4章で述べたConstant Modulus Algorithmを用いたビームスペースCMAアダプティブアレー (BSCMA) を考える．表1に示す電波環境でBSCMAによってまず、受信時での最適化を行う．このとき、16本のマルチビームの内X-Z面に主ビームがある4本が選択されて最適化が行われた．

表5. 1 シミュレーションに用いる電波環境

	POWER(dB)	ARRIVING ANGLE		DELAY (Time Slot)
		θ (deg)	ϕ (deg)	
Desired signal	0	15	0	0
Interference 1	-3	-15	0	1.6
Interference 2	-3	-45	0	2.6
Noise	-20			

このときの収束後の放射パターンを図5.4に示す。 $\theta_x = -15^\circ$ と -45° に -40dB 程度の零点が形成されている。

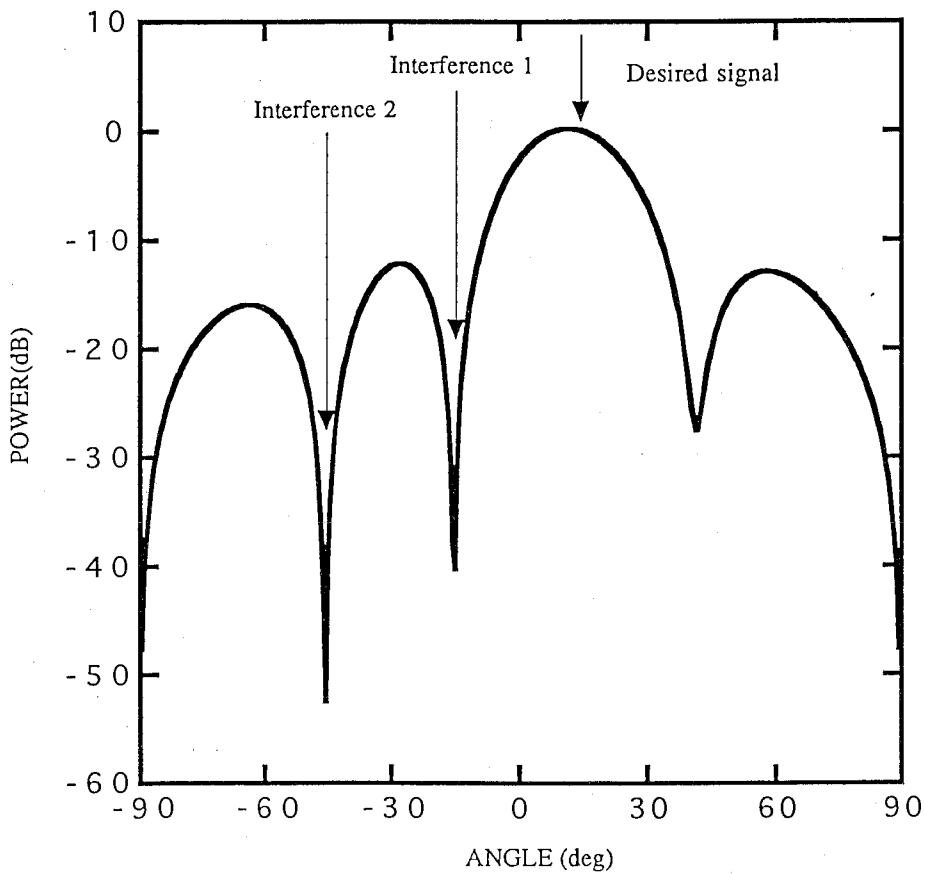
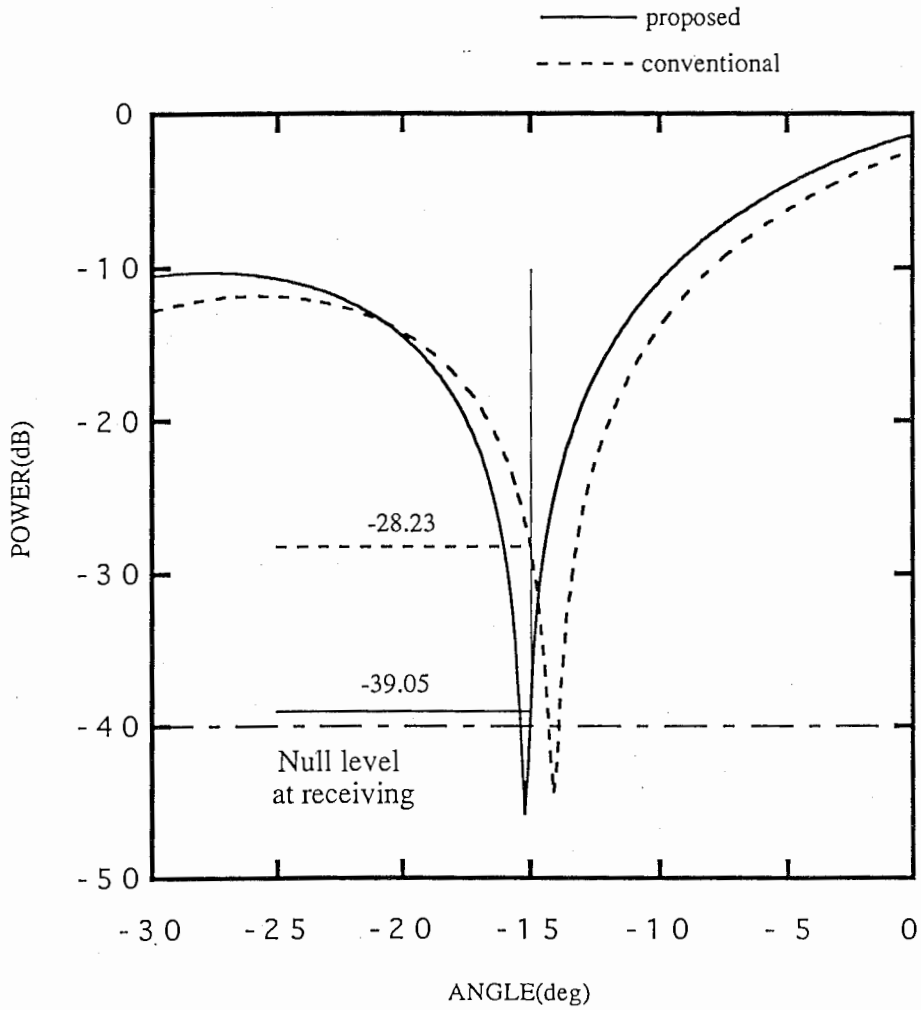


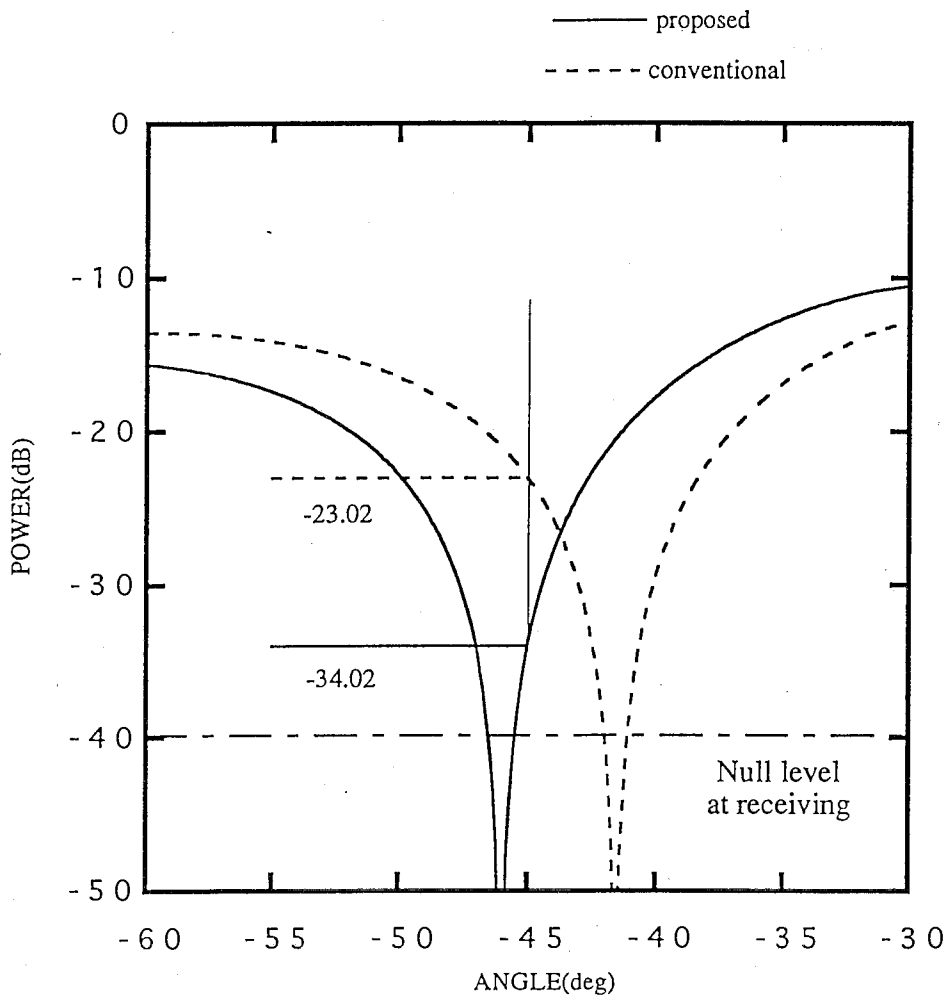
図5. 4 BSCMAの収束後の放射パターン

ここで、8%高い周波数において送信が行われるものとする。式(5.2)で表されるウェイトを与えて送信ビームを形成した場合(Proposed:以下本方法)と式(5.1)で表される受信時のウェイトをそのまま与えた場合(Conventional:以下従来の方法)の、零点付近の放射パターンを図5.5(a), (b)に示す。図5.5から、本方法によって零深度が10dB程度改善されていることが判る。



(a) -15° の零点付近の放射パターン

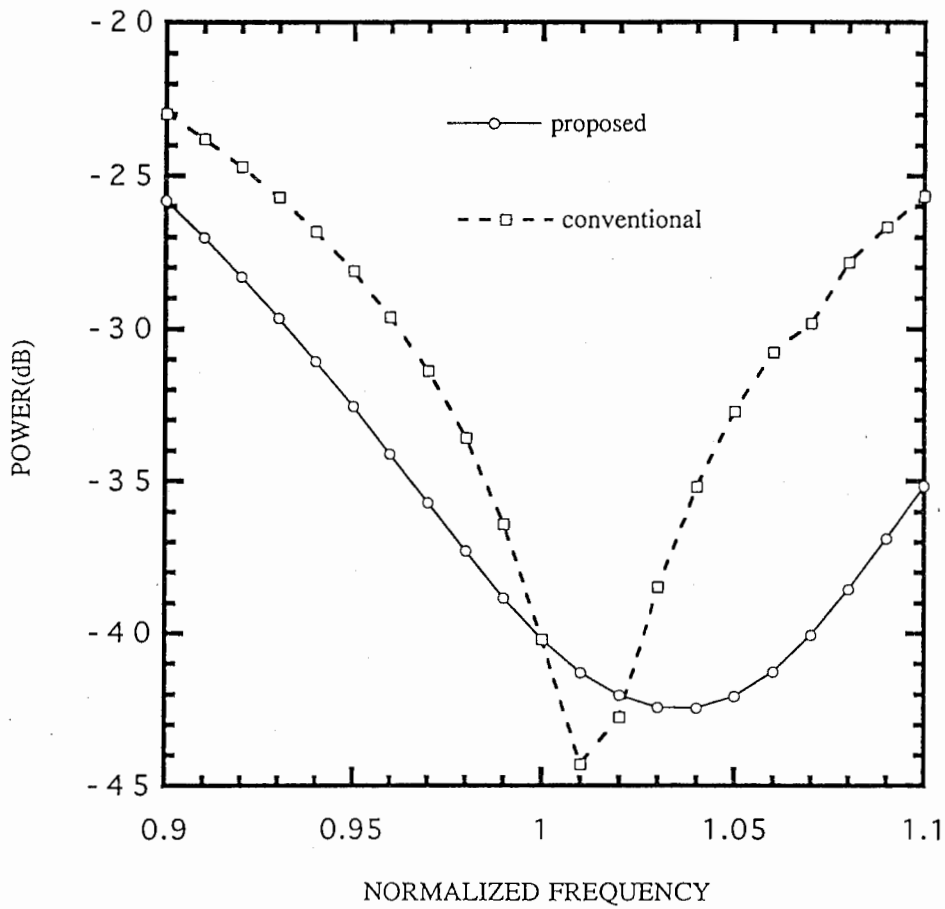
図5.5 零点付近の放射パターンの比較



(a) -45° の零点付近の放射パターン

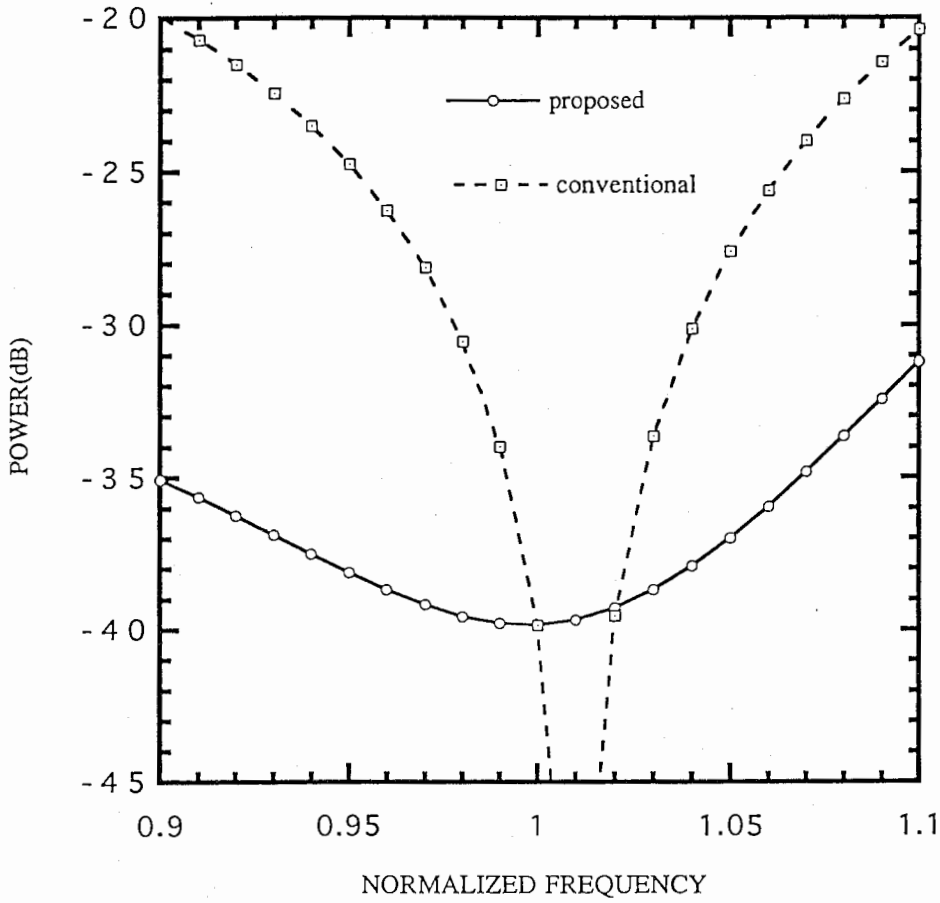
図5.5 零点付近の放射パターンの比較

次に、本方法と従来の方法の零深度の周波数特性の比較を図5.6に示す。図5.5, 5.6より同じアンテナを送受で使用できる±10%の帯域内で本方法によって零深度が大きく改善されることがわかる。



(a) -15° の零点の零深度の周波数特性

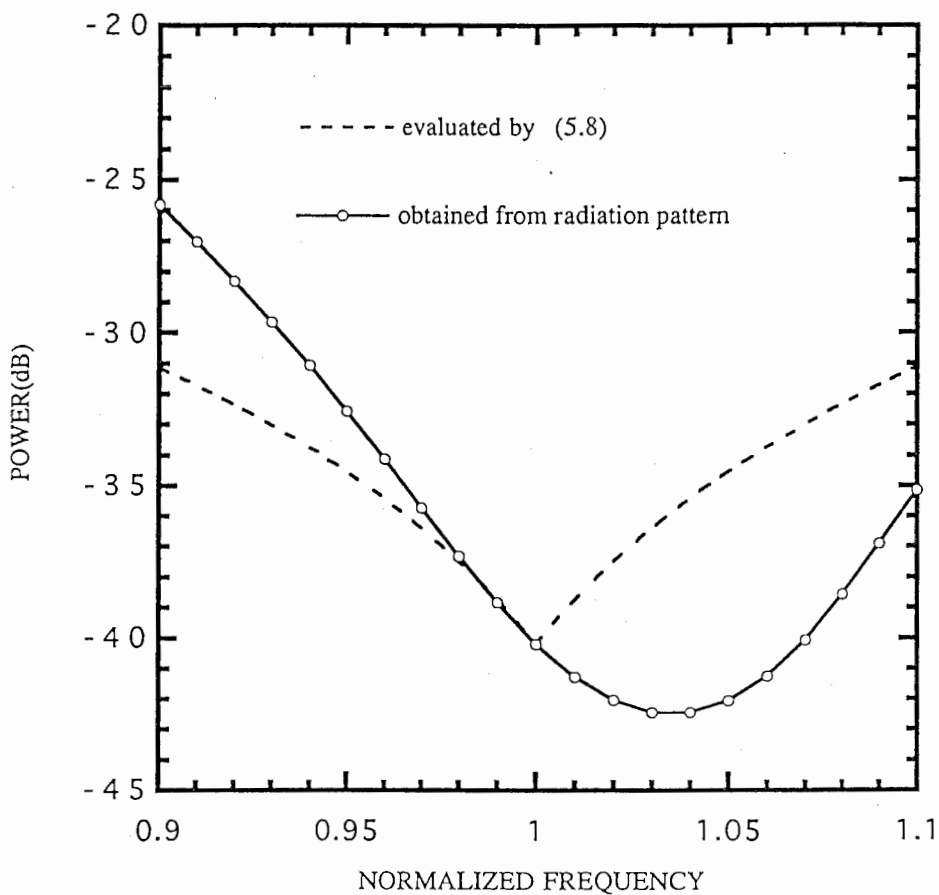
図5.6 零深度の周波数特性の比較



(b) -45° の零点の零深度の周波数特性

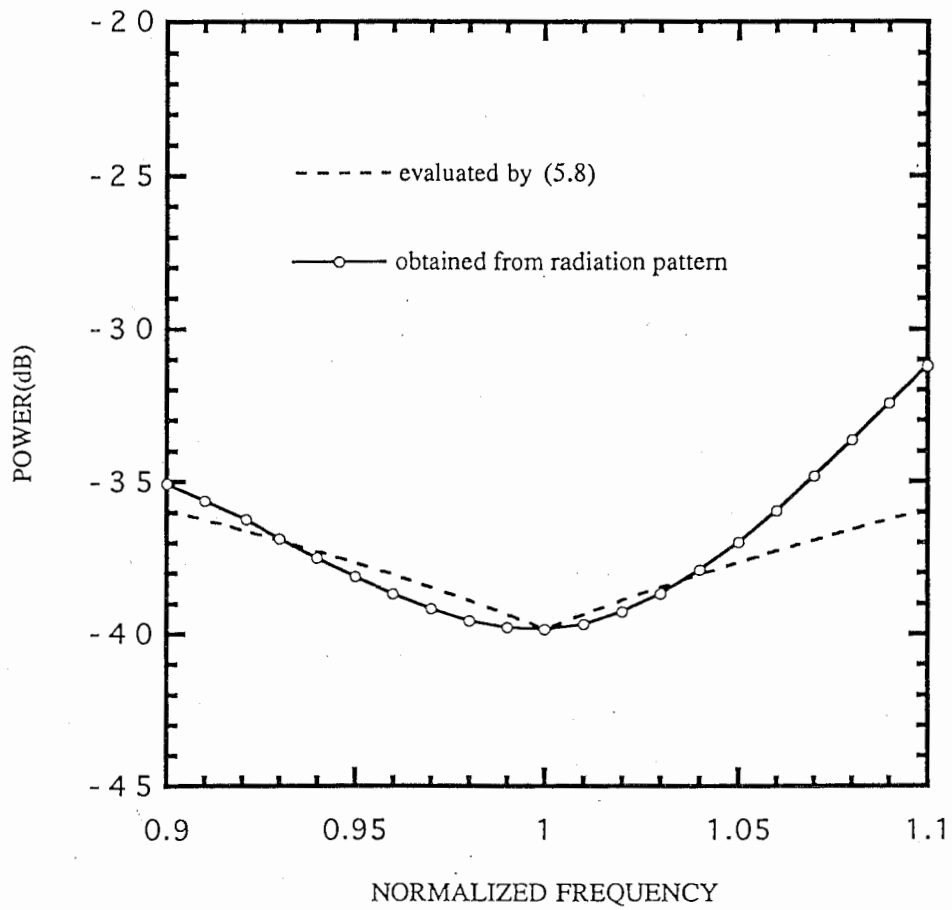
図 5. 6 零深度の周波数特性の比較

次に、式(5.8)による計算結果と図5.6に示した本方法によって形成された零深度の周波数特性の対応を図5.7に示す。図5.7から式(5.8)による計算値と実際の零深度が対応していることがわかる。これより、本方法によって送信ビームのアダプティブ化を行った場合、周波数の変化分にほぼ比例する零深度が得られることが判る。



(a) -15° の零深度の周波数特性

図5.7 式(5.8)による零深度の周波数特性の評価



(b) -45° の零深度の周波数特性

図5.7 式(5.8)による零深度の周波数特性の評価

5. 4 オフラインDBFによる実験

ここではオフラインDBFシステムを用いて本方法によってナルビームフォーミングを行った結果について示す。

5. 4. 1 アンテナ構成

アンテナ配列としては図5.3に示した4×4配列の正方形配列とした。素子アンテナは、図5.8に示すようなL帯で動作するセルフダイプレクシングアンテナ⁽⁵⁻⁴⁾を用いている。

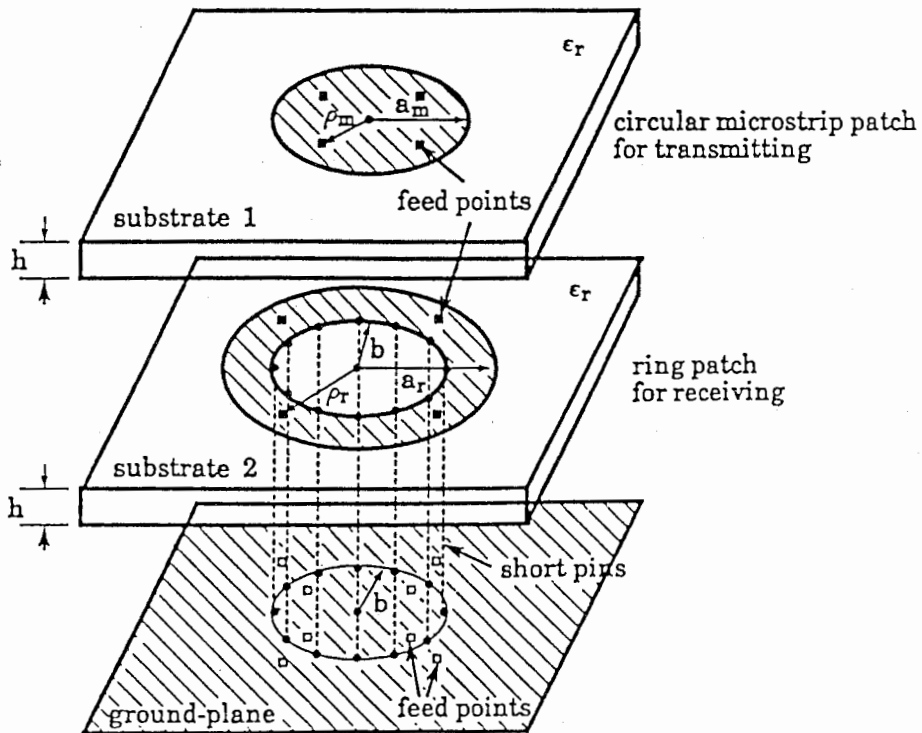


図5. 8 セルフダイプレクシングアンテナの構造

このアンテナは送受で同旋の円偏波が使用されるとき、送受のアンテナを層構造に配列してアンテナ自身で高アイソレーションが実現できるようになっている。

図5.9にDBFアンテナの処理ブロックダイアグラムを、図5.10に信号処理部の構成⁽⁵⁻⁵⁾

を示す。

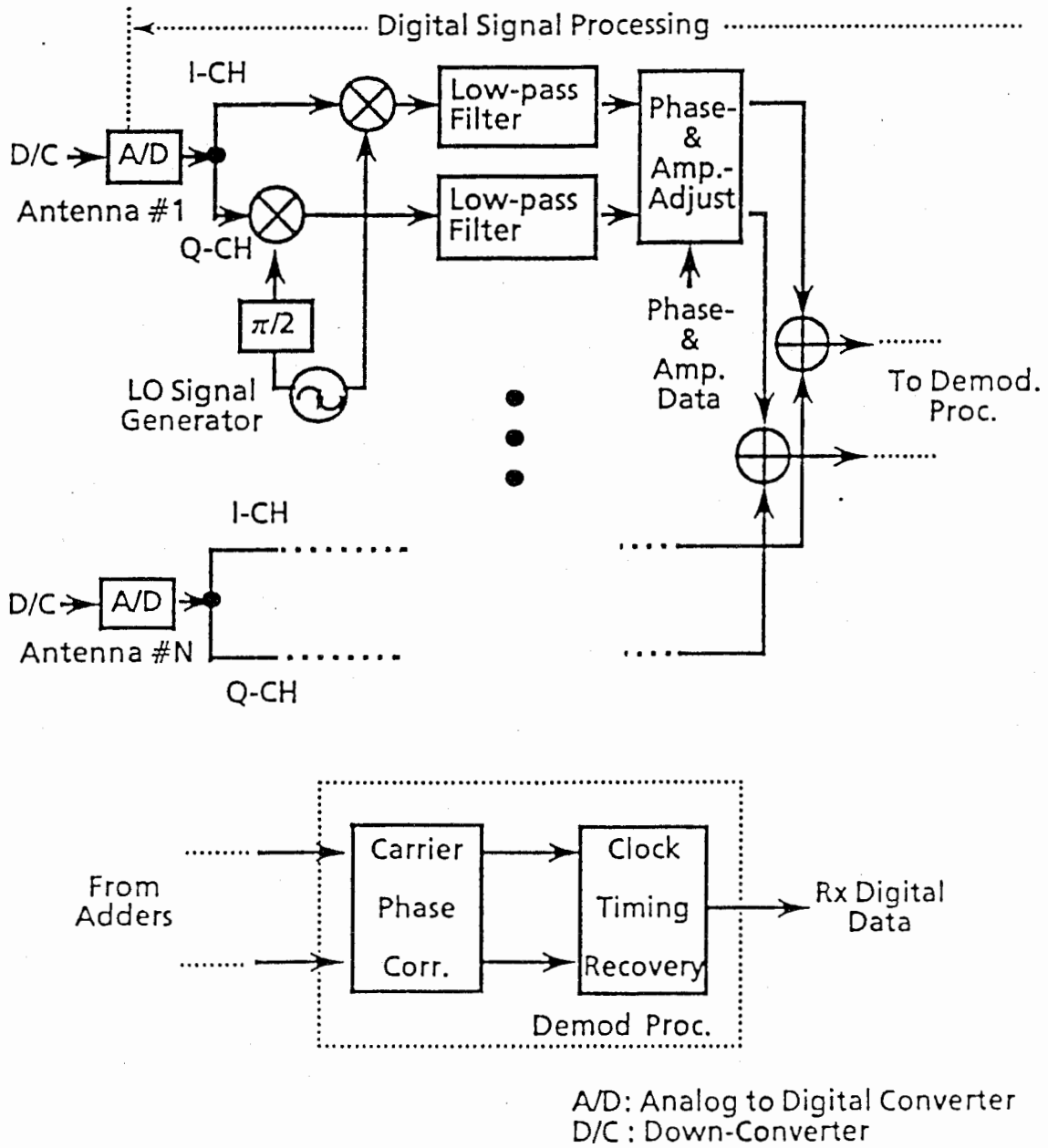


図 5. 9 DBFアンテナの処理ブロックダイアグラム

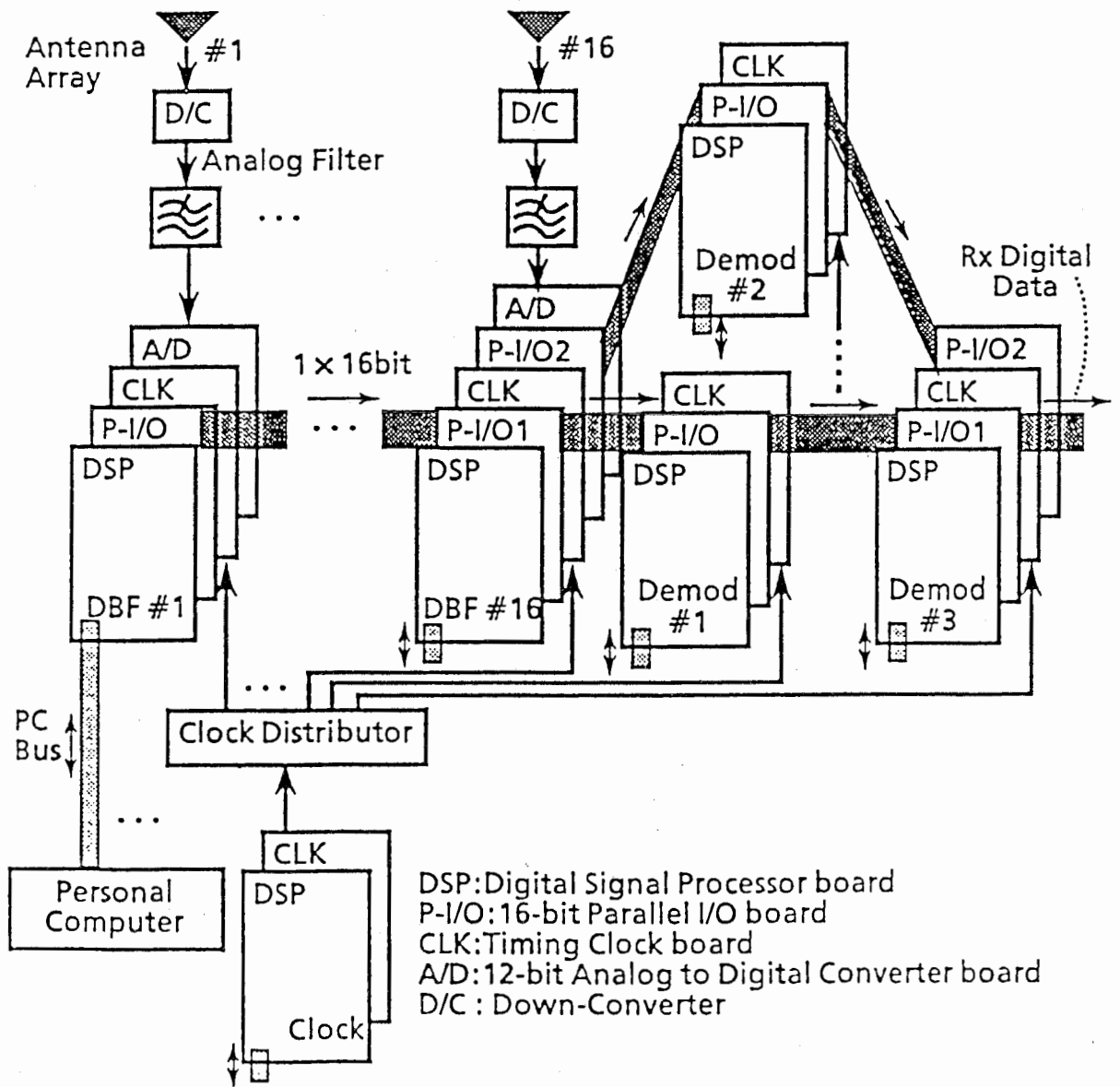


図5. 10 DBFアンテナの信号処理部の構成

アンテナ素子毎の信号処理部には、DSPボード、1チャンネルアナログ入力ポートを有する12ビットA/Dボード(A/D)、クロックボード(CLK)、16ビットパラレルI/Oボード(P-I/O)から構成されるDBFユニット(DBF#1-16)を使用している。また、復調処理部に

は、DSPボード、クロックボード、パラレルI/Oボード(P-I/O)から構成される3つの復調ユニット(Demod#1-3)及びP-I/Oを介したデータ転送及びA/D入力の同期に用いる共通のタイミングクロックの発生に1つのクロックユニット(CLK)を使用している。このような処理部の構成で、アンテナ素子毎に受信された信号はダウンコンバータ(D/C)で周波数変換され、A/D変換同期用クロックに同期してサンプリングが行われた後にビーム形成処理が行われる。ビーム形成を行うためのアンテナ素子毎の振幅及び位相は、パーソナルコンピュータより所定のDSPに転送される。素子毎に処理されたI、Qの各成分はパイプライン処理により順次加算後、P-I/Oを介して後段のDSPに転送され、最後に復調部へ転送される。ここでは、ビーム形成実験を行うため、搬送波は左旋円偏波の連続波(無変調信号)とした。放射パターンは、素子毎のDSPにおいて8kHzに周波数変換された受信波の合成信号を測定する。

5.4.2 実験方法

次の手順によってビーム形成を行う。ここで、主ビーム方向を θ_0 、零点形成方向(干渉波到来方向)を θ_1 とする。

- (1) 周波数を1.54GHz(L帯移動体衛星通信の移動体側の受信周波数に対応)に設定する。
- (2) セルフダイプレクシングアンテナの受信用円環アンテナを励振する。
- (3) 主ビーム形成方向 θ_0 に主ビームを向けたときの零点形成方向 θ_1 の合成電界 E_1 を測定する。
- (4) 零点形成方向 θ_1 に主ビームを向けたときの θ_0 方向の合成電界 E_0 を測定する。
- (5) 求めるべきビーム重畳係数 W_b は

$$W_b = -\frac{E_1}{E_0} \quad (5.10)$$

となる。

(6) 受信時に θ_0 に主ビームを向ける n 番目素子アンテナの励振位相を ϕ_{0n} , θ_1 に主ビームを向ける n 番目素子アンテナの励振位相を ϕ_{1n} とする. 受信時に θ_0 に主ビームを向け, θ_1 に零点を形成する n 番目素子アンテナのウェイトは式(5.1)より

$$W_{rn} = \phi_{0n} + W_b \phi_{1n} \quad (5.11)$$

として求められる. 各素子アンテナを式(5.11)で表されるウェイトで励振して放射パターンを測定する.

(7) 周波数を1.64GHz (L帯移動体衛星通信の移動体側の送信周波数に対応) に設定する.

(8) セルフダイプレクシングアンテナの送信用パッチアンテナを励振する.

(9) この周波数で θ_0 に主ビームを向ける n 番目素子アンテナの励振位相を ψ_{0n} , θ_1 に主ビームを向ける n 番目素子アンテナの励振位相を ψ_{1n} とする. 送信時に θ_0 に主ビームを向け, θ_1 に零点を形成する n 番目素子アンテナのウェイトは式(5.2)に従えば次のように求められる.

$$W_{rn} = \psi_{0n} + W_b \psi_{1n} \quad (5.12)$$

周波数1.64GHzで各素子アンテナを W_{rn} で励振した放射パターンと W_m で励振した放射パターンを比較する.

5. 4. 3 実験結果

図5.11に主ビームを 0° に零点を 45° に形成した場合の送信と受信の放射パターンの比較を示す。

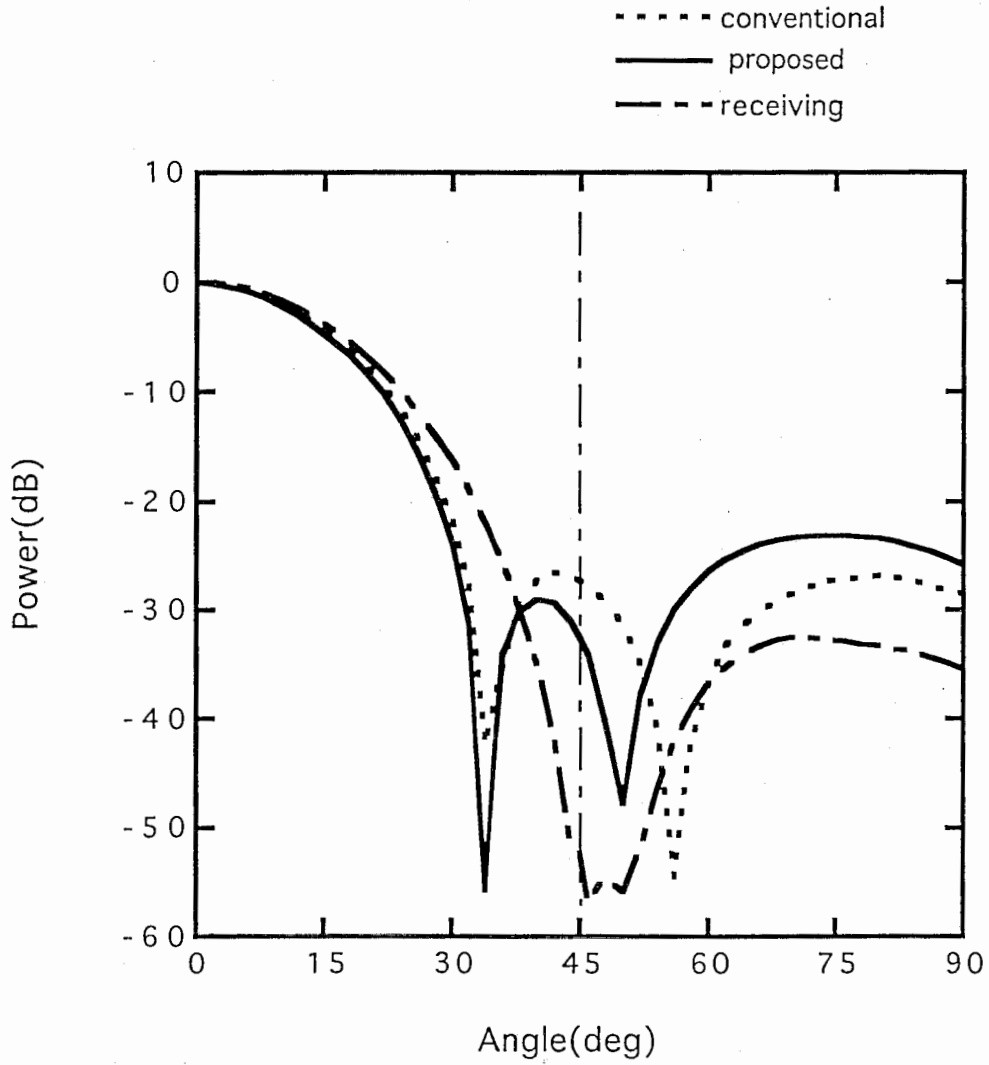


図5. 11 主ビームを 0° に零点を 45° に形成した送信パターンの比較

図5.11から受信時に得られたアダプティブなウェイトを送信時にそのまま使用すると、零点がシフトして零深度が劣化するが、本方法を使用することで零点のシフト量が約 5° 補正されている。また本方法による零深度は-32dBとなっている。式(5.8)による零深度の評価値は-36dBであるがこの差は素子パターンの周波数特性によるものと考えられる。

5. 5 結言

ビームスペースアダプティブアレーの成分ビームの主ビーム方向とビーム重畳係数を用いて、異なる周波数においても簡単な演算式で、アダプティブな放射パターンを形成する方法を示した。

この方法に従って、干渉波の到来方向に零点を形成した場合の零深度について理論的な検討を行い、その周波数特性を表す近似式を導いた。また、本方法の有効性を確認するために数値シミュレーションを行い、またオフラインのDBF装置を用いて実験を行った。その結果、良好なアダプティブパターンが形成できることを確認した。

本方法により、移動体通信において受信のみならず送信でも所望信号波の到来方向に主ビームを向け、干渉波源の方向に指向性の零点がある放射パターンが形成できる。これによって、基地局にアダプティブアレーアンテナを設置し、移動端末には簡単なアンテナを使用して周波数の有効利用を行う通信システムが実現できる。

5 章の参考文献

- (5-1) Ohgane T, : "Spectral efficiency improvement by base station antenna pattern control for land mobile cellular systems," IEEE Proc. GLOBECOM, vol.2, pp. 913-917, Dec. 1993.
- (5-2) 青柳 孝寿, 小川 恭孝, 大宮 学, 伊藤 精彦: "送信時におけるLMSアダプティブアレーアンテナの特性", 1986信学技報A・P86-95.
- (5-3) Chiba.I, Chujo.W and Fujise.M : "Beam Space Constant Modulus Algorithm Adaptive Array Antennas," 1993 ICAP.
- (5-4) Chujo.W, Fujise.M, Arai.H and Goto.N : "Improvement of the Isolation Characteristics of Two-Layer Self-Diplexing Array Antenna Using Circularly Polarized Ring Patch Antenna," IEICE TRANS.COMMUN., VOL.E76-B,No.7.
- (5-5) Ohtaki.Y, Chujo.W, Uehara.K and Fujise.M : "Implementation of a digital beamforming antenna for mobile satellite communications utilizing multi-digital signal processors," 1992 ISAP.

第6章 結論

本論文は、フェーズドアレーアンテナの適応制御について行った研究をまとめたものである。本論文の第2章と第3章の目的は、位相のみが可変である基本的なフェーズドアレーにおいて、信号波の到来方向が与えられた場合に位相制御によって適切な指向性合成を効率良く行う、すなわち静的な適応制御を行うことであり、第4章と第5章の目的は、移動通信にDBFシステムが導入されることを想定して適応的に所望波の到来方向に主ビームを向けて干渉波の到来方向に放射パターンの零点を形成するアダプティブアレーを提案する、すなわち動的な適応制御を行うことであった。

本論文で示された成果を要約すると次のようになる。

第2章では位相制御による円偏波フェーズドアレーの利得向上および交差偏波レベルの抑圧法について提案した。ここで提案した方法を用いることにより、移動体衛星通信用の円偏波フェーズドアレーで利得が約0.5dB上昇した結果が得られた。この利得向上は移相器の設定を変えるだけで実現される。例えば0.5dBの利得向上は12%のアンテナ効率の改善となり、本方法は衛星搭載用あるいは移動体衛星通信用の高い指向性利得と小形化が同時に要求される円偏波フェーズドアレーの位相設定に有効である。また、本方法を用いて軸比の改善すなわち交差偏波レベルの低減も実現できることを示した。前述のフェーズドアレーにおいて広角にビームを走査した場合、帯域内の軸比の最大値を9dBから4.5dBに改善することができた。これによって円偏波を用いる通信システムにおいて交差偏波による干渉を減少させ、より高度な通信品質を得ることができる。

本研究の成果は移動体衛星通信用の円偏波フェーズドアレーの位相設定法として実用化され効果を上げている。

第3章ではフェーズドアレーアンテナの一部の素子の位相を制御して妨害波の到来方向の指向性放射パターンに零点を形成する方法について述べた。平面波合成法と呼

ばれるビーム重畳原理を利用した方法で計算された位相値に基づいて零点形成に寄与の大きい素子を選択し、この選択された素子の位相のみを非線形最適化法によって精密に制御する方法を示した。この方法により、演算時間が短縮され、かつ全素子でアンテナの位相を制御した場合と同等の零点の深度と主ビーム方向の利得が得られた。この方法を用いることにより、第1サイドローブ内に零点を形成する場合、約1/4の素子について非線形最適化法を行い約-40dBの深度の零点が得られた。

また、不要波が1個の場合には、簡単な表現式によって励振位相が一義的に表されることを示し、その効果を実験によって確認した。

本方法は、フェーズドアレーレーダのクラッタ除去方式として実用化され効果をあげている。

第4章では移動通信を対象にしたアダプティブアレーアンテナの効率的な構成方法について述べた。ここでは、マルチビームの出力の一部を選択してCMAアダプティブループを形成するビームスペースCMAアダプティブアレーアンテナ（BSCMA）を提案し、その特性を数値シミュレーションによって検討した。BSCMAには到来波の個数に対応した自由度で効果的に所望波の捕捉、干渉波の除去が行える特長があり、多くの素子アンテナで構成されるアレーアンテナに適用するアダプティブアンテナの方式として有効である。また、この方式にはその他に次のような特徴があることを明らかにした。

[1] フィードバックされる信号のSN比が高いため、内部雑音の影響を受け難い。また、このために繰り返し演算のステップサイズが大きく取れるので、収束が速くなる。

[2] 干渉波が無い環境下では、単にマルチビームを利用して通信を行う場合に比べて利得の上昇が実現できる。

[3] 所望波と干渉波の到来方向がビーム幅程度に接近している場合、方向拘束付き出力電力最小化法では不可能であった干渉波の到来方向の零点形成ができる。

[4] 複数の所望波を同一周波数、高アイソレーションで同時に受信するマルチビー

ム通信を可能にする。

第5章では受信と送信で周波数が異なる通信システムにおいて、ビームスペースアダプティブアレーを用いて送信時でもアダプティブビームフォーミングを可能とするアンテナ方式を提案した。ビームスペースアダプティブアレーでは、受信で適応化が行われた場合、予め形成した成分ビームの主ビームの方向とそれらに与えるウェイトが既知となる。これらの情報が空間的な性質を持ち、周波数とは独立な点に着目して、周波数が異なる送信時においても受信時と同じビーム方向の成分ビームを形成し、同じウェイトを与えて合成することで送信パターンの零深度を改善する方法を示した。この方法の有効性を確認するために数値シミュレーションを行うと共に、零深度の周波数特性について理論的に検討し、オフラインDBFによるビーム形成実験の結果についても示した。

第4章と5章の成果は知的処理が可能な高機能アレーアンテナの実現に道を開くものとして、現在ハードウェア化が進められている。

以上、第2章から第6章においてフェーズドアレーアンテナの適応制御に関する研究成果について述べた。現在、通信においては伝達される情報が高度下される一方でその環境は急速に厳しさを増している。こうした厳しい環境下での周波数資源の有効利用を視野にいれた高度情報通信の実現に本研究の成果が生かされるものと考える。

本研究に関連する研究業績

[論文]

- (1) I. Chiba, T. Numazaki, S. Mano and T. Katagi : "Null forming by phase control in array antennas", IEICE trans. vol. E67, No.3, pp.141-146, (Mar. 1984).
- (2) 千葉 勇, 真野清司, 片木孝至 : “部分素子位相制御によるフェーズドアレーアンテナの零点形成” , 信学論 (B-II), J74-B-II, No.1, pp.35-42 (1991-01).
- (3) 千葉 勇, 大塚昌孝, 松本操一, 片木孝至 : “位相制御による円偏波フェーズドアレーの利得向上および交差偏波レベルの抑圧” , 信学論(B-II), J75-B-II, No.7, pp.456-463 (1992-07).
- (4) 千葉 勇, 中條 渉, 藤瀬雅行 : “ビームスペースCMAアダプティブアレー” , 信学論 (B-II), J77-B-II, No.3, pp.130-138 (1994-03).

[招待論文]

- (5) 諸岡 翼, 上野元治, 真野清司, 千葉 勇 : “アダプティブアンテナのレーダへ

の応用” , 信学論 (B-II), J75-B-II, No.11, pp.749-759 (1992-11).

[国際会議]

- (1) Chiba I., Numazaki T., Mano S. and Katagi T. : "Null forming method by phase control of selected array elements using plane-wave synthesis", 1987 IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp.70-73 (June 1987).
- (2) Chiba I., Ohtsuka M. and Katagi T. : " Statistical analysis for null shift by random phase errors in thinned monopulse phased array antennas", 1992 IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp.115-118 (July 1992).
- (3) Chiba I., Ohtsuka M., Tajima M. and Katagi T. : "A study of granularity in thinned monopulse phased array antennas", Proc. 1992 ISAP, pp.477-480.
- (4) Chiba I., Chujo W. and Fujise M. : "Beam space constant modulus algorithm adaptive array antennas", Proc. ICAP'93, pp.975-978 (Apr. 1993).
- (5) Chiba I., Takahashi T. and Karasawa Y. : "Transmitting null beam forming with beam

space adaptive array antenna", 1994 IEEE VTC Int. Symp. Digest (to be published).

[その他]

- (1) 千葉 勇, 沼崎 正, 真野清司, 片木孝至: "円形アレイアンテナにおけるヌルパターン合成の数値的検討", 1981信学総全大, No.696.
- (2) 千葉 勇, 沼崎正, 真野清司, 片木孝至: "アレイアンテナの位相制御による指向性の零点合成", 信学技報, AP83-19.
- (3) 千葉 勇, 沼崎正, 真野清司, 片木孝至: "アレイアンテナの位相制御による指向性の零点合成", 1982信学光・電波全大, No.71.
- (4) 千葉 勇, 真野清司: "フェーズドアレイの位相制御による零点合成における初期値の与え方", 1986信学光・電波全大, No.81.
- (5) 千葉 勇, 真野清司: "初期値を改良した位相制御によるアレイ零点合成", 信学技報, AP86-109.
- (6) 千葉 勇, 針生健一, 真野清司: "フェーズドアレイの位相制御零点形成-平面波合成法による位相制御素子削減-", 1987信学総全大, No.601.
- (7) 千葉 勇, 真野清司: "円偏波フェーズドアレイの軸比を最小にする位相設定法", 1990春季信学全大, B-88.
- (8) 千葉 勇, 大塚昌孝, 松本操一, 真野清司: "周波数帯域を考慮した円偏波フェーズドアレイの軸比を最小にする位相設定法", 1990秋季信学全大, B-67.
- (9) 千葉 勇, 大塚昌孝, 松本操一, 真野清司: "円偏波フェーズドアレイの軸比を最小にする位相設定法", 信学技報, AP90-38.
- (10) 千葉 勇, 大塚昌孝, 片木孝至: "位相制御による円偏波フェーズドアレイの高利得化および交差偏波レベルの抑圧", 1991春季信学全大, B-54.
- (11) 千葉 勇, 中條 渉, 藤瀬雅行: "ビームスペースCMAアダプティブアレイ", 1992秋季信学全大, B-35.

- (12) 千葉 勇, 中條 渉, 藤瀬雅行: “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, AP92-96.
- (13) 千葉 勇, 高橋寿征, 藤瀬雅行: “ビームスペースアダプティブアレーによる送信パターンのナルビームフォーミング”, 1993秋季信学全大, B-50.
- (14) 千葉 勇, 高橋寿征, 唐沢好男: “ビームスペースアダプティブアレーによる送信パターンのナルビームフォーミング”, 信学技報, AP93-79.