

TR - o -0060

41

移動体衛星通信用アクティブアレーアンテナの研究

中條 渉

1993. 4. 14 .

ATR光電波通信研究所

目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景と目的	1
1.1.1 はじめに	1
1.1.2 技術の背景	7
1.2 本論文の構成	16
第2章 セルフダイプレクシングアンテナ	22
2.1 まえがき	22
2.2 円偏波セルフダイプレクシングアンテナ	23
2.2.1 ダイプレクサ	23
2.2.2 円偏波セルフダイプレクシングアンテナの原理	24
2.2.3 アンテナの構成	26
2.2.4 解析	28
2.2.5 2点給電円偏波セルフダイプレクシングアンテナ	33
2.2.6 4点給電円偏波セルフダイプレクシングアンテナ	48
2.2.7 スロット結合セルフダイプレクシングアンテナ	59
2.2.8 むすび	64
付録A-2-1 フリンジ容量 ΔC の導出	66
付録A-2-2 境界アドミタンス Y_n の導出	67
付録A-2-3 電界 E_z の導出	67
付録A-2-4 アンテナ間の相互インピーダンス Z_{ij} の導出	69

第3章	コンフォーマルアレーアンテナ	70
3.1	まえがき	70
3.2	広角で軸比のよい円偏波マイクロストリップアンテナ の設計と特性	71
3.2.1	$\lambda/2$ 開放形MSAの問題点	71
3.2.2	方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せ	73
3.2.3	円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せ	78
3.2.4	実験結果	81
3.2.5	円環パッチとの比較	84
3.2.6	むすび	85
3.3	移動体衛星通信用コンフォーマルアレーの設計と特性	87
3.3.1	広角まで利得低下のない円偏波アレーアンテナ	87
3.3.2	コンフォーマルアレーの設計	89
3.3.3	試作アンテナと測定結果	92
3.3.3.1	構成	92
3.3.3.2	アレー素子反射特性	97
3.3.3.3	アレー特性	101
3.3.4	むすび	105
	付録A-3-1 部分球面アレーの指向性	107
第4章	デジタルビームフォーミングアンテナ	110
4.1	まえがき	110
4.2	受信信号の位相情報と振幅情報を利用したDBFアンテナ	111
4.2.1	球面配列アレーのビーム形成方式	111

4.2.2	受信信号の位相・振幅情報を利用した球面配列アレーの ビーム形成方式	113
4.2.3	位相・振幅検出誤差による利得低下	116
4.2.3.1	位相検出誤差による利得低下	117
4.2.3.2	振幅検出誤差による利得低下	121
4.2.4	むすび	125
付録A-4-1	素子励振位相・振幅検出方法	126
付録A-4-2	位相検出誤差の導出	127
付録A-4-3	振幅平均値の導出	127
4.3	移動体衛星通信用DBFアンテナの構成と特性	129
4.3.1	移動体衛星通信用DBFアンテナの概念	129
4.3.2	送信用DBFアンテナ	131
4.3.2.1	構成	131
4.3.2.2	演算量	137
4.3.3	受信用DBFアンテナ	139
4.3.3.1	構成	139
4.3.3.2	演算量	146
4.3.4	試作DBFアンテナと測定結果	148
4.3.4.1	送信用DBFアンテナの設計と特性	148
4.3.4.2	受信用DBFアンテナの設計と特性	151
4.3.5	むすび	155
第5章	総合性能	157
5.1	まえがき	157

5.2	セルフダイプレクシングアレー	159
5.2.1	アレー特性	159
5.2.2	今後の課題	167
5.3	コンフォーマルアレーとデジタルビームフォーミング回 路の統合	171
5.3.1	アクティブフェーズドアレーの構成	171
5.3.2	ビーム走査特性	175
5.3.3	今後の課題	175
第6章	結論	178
	「謝 辞」	
	「参考文献」	

第1章 序論

1.1. 本研究の背景と目的

1.1.1. はじめに

通信は人と人の心をつなぐ架け橋である。いつでも、どこでも、だれとでも通信可能な移動通信システムの実現は、人類共通の大きな研究課題である。現在、移動通信の急速な需要増大に対処するため、船舶や航空機に代表される衛星を介した移動体衛星通信や自動車電話に代表される陸上移動通信をはじめとして、様々な形態の移動通信システムが構築されつつある。

移動通信はいつでも、どこでも、だれとでもといった性質上、本質的に自由空間を介して行う必要がある。アンテナは自由空間を伝搬する電磁波を電気回路に導いたり、または逆に電気回路に閉じ込められた信号を電磁波として自由空間に放射する重要な役割を持っている。自由空間では光ファイバや導波管のように電磁波を閉じ込めて特定の方向に導くことはできない。アンテナはこのような自由空間で電磁波を特定の方向に導いたり、逆に所望の方向の電磁波のみを受信する役割を持っている。

さらに、移動通信では移動体の動きに応じて電磁波の導く方向を時間的に変える必要がある。例えば、衛星を介した移動体衛星通信では、移動体の位置や形状にかかわらず常に衛星を高速で捕捉追尾する必要がある。これを実現するために、小さな多数のアンテナ素子で構成されるアレーアンテナを用いて、各アンテナの励振係数を電子的に制御し所望の方向にビームを向けるフェーズドアレーアンテナが有効となる。また、陸上移動通信の分野においてはビル等の周囲の構造物による電波の反射や散乱により、多数の信号の重ね合わせによる干渉波が生じる。このような干渉を除去するために、やはりアレーアンテナを用いて、時

間的、空間的にアンテナの指向性を制御する機能を有するアダプティブアレーアンテナが必要となる。

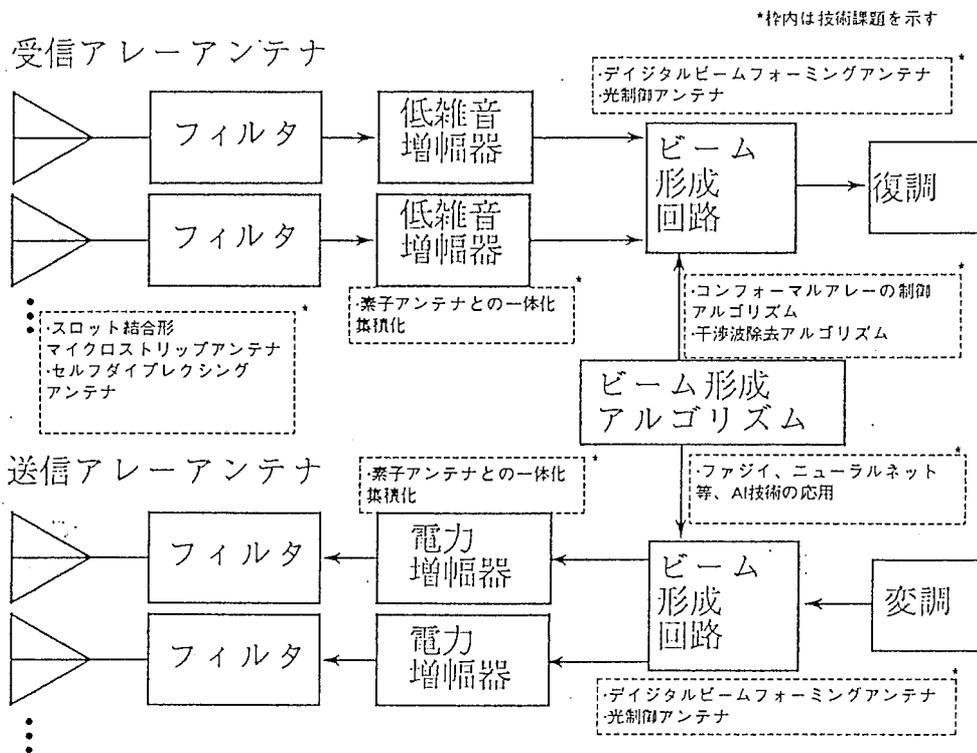


図1-1(a) 移動体衛星通信用アクティブアレーアンテナの構成と技術課題

図1-1(a)に移動体衛星通信用アクティブアレーアンテナの構成を示す。また、図1-1(b)に比較のためにパッシブアレーアンテナの構成を示す。アクティブアレーアンテナはアンテナ素子を複数配置するのみならず、さらに増幅や周波数変換等の能動的な機能を有するアクティブ素子をアンテナ素子毎に配置したアレーアンテナである。パッシブアレーアンテナでは、電力増幅器や低雑音増幅器といったアクティブ素子とアンテナ素子の間にビーム形成回路が挿入されるため、回路部分における給電損失を極少に抑える必要がある。これに対してアクティブアレーアンテナでは、アンテナ素子毎にアクティブ素子を配置することにより、

両者の距離を可能な限り近づけることができる。このためアクティブ素子で送信や受信の回路損失を補償することができる。従って、回路の部分にデジタル信号処理技術や光制御技術等の新しい技術を積極的に導入することが可能となり、将来は回路の小形化、軽量化、更には高機能化が可能となる⁽⁵⁾。

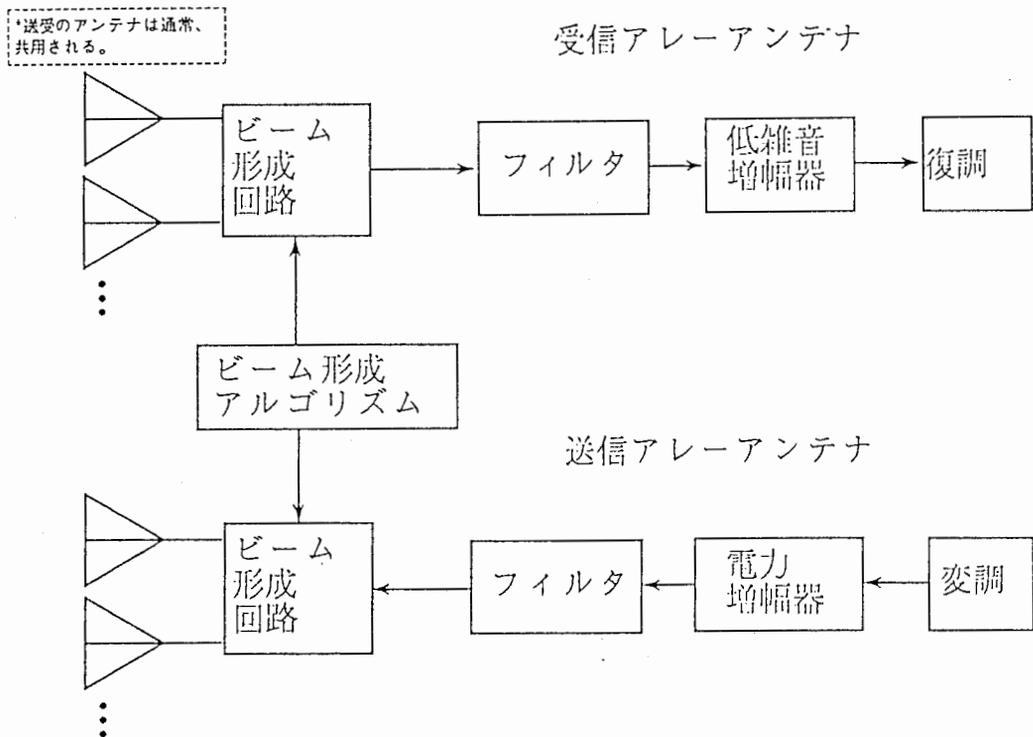


図1-1(b) パッシブアレーアンテナの構成

IEEE Std (145-1983)⁽⁸⁹⁾によれば、アクティブアレーアンテナシステムという言葉が定義され、以下のように説明がなされている。

active array antenna system. An array in which all or part of the elements are equipped with their own transmitter or receiver, or both.

これに対してアレーアンテナという言葉はあってもアレーアンテナシステムという言葉は定義されていない。参考までにアダプティブアンテナについてもアダ

プティブアンテナシステムと定義されている。このことからアクティブアレーアンテナは従来のアンテナ技術の領域を越えた総合技術(素子アンテナ、回路、信号処理、半導体、デジタル、光そしてシステム技術)として成り立っていることがわかる⁽³⁾。このようにアクティブアレーアンテナシステムとしては、半導体素子、回路構成、ビーム形成のための信号処理技術等、アンテナ以外の多くの技術を含んでおり、これらの技術については多数の研究が報告されている。これに対して本論文では取り扱う範囲は、素子アンテナ、コンフォーマルアレー、さらにデジタルビームフォーミング回路を含めてアンテナ固有の技術に重点を置いている。従って本論文ではアクティブアレーアンテナシステムという言葉ではなく、アクティブアレーアンテナという言葉を用いることとする。

表1-1 パッシブアレーとアクティブアレーの比較

	パッシブアレー	アクティブアレー
給電系の構成	送信系;一つの送信機から電力分配受信系;電力合成後、一つの受信機	各アンテナ素子毎に送受信機
ビーム形成回路の構成	送受共用 給電損失を極少に抑える必要性。 送信系では高電力段で使用するため、許容電力が問題。	送受ともに、給電損失が許容できる。
適用アルゴリズム	適用アルゴリズムには、ハードウェアからくる制約がある。	任意の指向性合成が可能。 高精度・高速・高機能。
信頼性	素子アンテナ自身は受動回路であるため、信頼性は高い。 しかし、アクティブ素子である低雑音増幅器や電力増幅器は1つしかないため、信頼性の弱い部分もある。	多数のアクティブ素子から構成されるため、現時点では技術的な信頼性は低い。 しかし、アクティブ素子が分散されるため、何個か障害が起きても生存の確率が高い。将来的には高い信頼性が得られる可能性がある。
価格	安価	高価

アクティブアレーアンテナは従来、レーダの分野において主として研究がなされてきている。このアクティブレーダは防衛庁を中心として、三菱電機、東芝、日本電気等により研究開発が行われている⁽²⁾。これは受信アンテナとして考えたときに、各アンテナ素子の出力から電波の空間分布を知ることができるという性質を利用したものである。つまり、レーダでは送信時はビームを広くしてかつ出来るだけ高出力で電波を放射し、受信時は受信ビームを細くしかつ出来るだけ低雑音で信号を受信し、目標の測定精度を向上させるという機能が必要となる⁽¹⁾。これに対して本論文ではこのアクティブアレーアンテナを移動体衛星通信に適用する場合の問題点の解決に取り組んでいる。

まず、通信ではレーダと異なり送信と受信を同時に行う必要性がある。従って、送信信号が受信回路に回り込むのを抑える必要がある。このためアンテナ素子とアクティブ素子である増幅器の間にフィルタが必要となる。アクティブアレーでは各素子アンテナ毎にフィルタが必要となり、システム全体に占めるフィルタの割合が大きくなるため、小形化は不可欠である。例えば、移動体衛星通信に必要な送受間アイソレーションは90dB程度であり、このときフィルタの単体重量は1.3kgになってしまう。これを解決する手段として送受のアンテナ素子を分離して、アンテナ自身にフィルタの機能の一部を持たせるセルフダイプレクシングアンテナが有効である。

さらに移動体アンテナでは広角走査に適した特性を持つとともに自動車のルーフなど滑らかにカーブした面に取り付けるために、移動体に適合したアンテナ形状を持たせるコンフォーマルアレー技術が必要となる。コンフォーマルアレーでは、平面アレーに比べて複雑な励振振幅・位相制御を行わなくてはならないと同時に曲面構体の一体成形の問題を解決する必要がある。

一方、ビーム形成回路は送信、受信の各アンテナ素子に対応する信号の励振係数の調整を行う。これにより所望の方向にビームを向けたり、利用する形態に応じてアンテナの指向性を変えることができる。ビーム形成回路は多数のアンテナ素子の信号を取り扱うため、小形、軽量化が重要となる。ビーム形成回路の小形、軽量化には、マイクロストリップラインやサスペンデッドライン等の平面回路が通常用いられ、低雑音増幅器や電力増幅器等の送受信機を含む回路のモノリシック化、集積化が図られている⁽⁴⁾。

さらに将来のビーム形成回路技術として、光制御技術やデジタルビームフォーミング回路が上げられる。光制御アレーは光技術のもつ小形軽量、広帯域、高速応答、耐電磁干渉性といった特徴を利用するものである。一般にフェーズドアレーの素子アンテナ数が増えると、各素子の励振振幅位相を制御するための移相器や、電力分配器、伝送線路からなる給電回路が大きく複雑になる傾向がある。そのため給電回路の小形軽量化や高速制御が重要である。また給電回路と他の電子機器間の電磁干渉の軽減も問題となる。これらの問題の解決方法として、光伝送技術や光演算処理技術などの光技術を応用することが検討されているものである。

従来、各素子アンテナの励振振幅・位相制御を行う手法としては、電子的に位相を変えることが可能なpinダイオード移相器とフェライト移相器が用いられてきている。特にpinダイオード移相器は小形、軽量化や平面化が可能であるため広く用いられている。pinダイオード移相器の基本的な動作原理は線路長切換えによる移相量の変化を用いたものである。従って、pinダイオードの制御はデジタル回路で行うものの、移相器自身はアナログ回路である。そのため、移相器自身の持つオフセット量の調整や温度などの環境変化に対応した柔軟な位相調整、精度の高い位相調整には工夫が必要となってくる。また、コンフォーマルアレー

のビーム形成のように励振位相のみならず励振振幅も調整する必要がある場合には、移相器の他に新たに減衰器などの可変振幅調整器が必要となってくる。このように複雑な励振振幅・位相制御を行うためには、素子アンテナごとの信号をA-D変換し、デジタル信号処理によりビーム形成を行うデジタルビームフォーミング(DBF)回路が有効である。この技術はデジタルシグナルプロセッサ(DSP)の演算速度および機能の向上によりアンテナへの適用が可能となってきたものである。DBF回路はデジタル信号処理の特徴である高精度、柔軟性といった機能を活かし、アクティブ素子を含めたアンテナパターンの較正や低サイドローブアンテナ、アクティブアレーのパターン形成にも有効である。DBF回路は設計理論どおりのビーム形成を高精度に実現できるため、複雑なアルゴリズムの適用が可能となる。また、通信用としてもデジタルモデムとの整合性が良いため、DSPの演算速度やコストの問題を解決することにより、将来はアナログビーム形成を淘汰する可能性も秘めている。

さらにビーム形成回路では高速かつ適応的にアレーアンテナの指向性を変えるために複雑な信号処理技術が必要となる。このため、将来はファジィ推論やニューラルネットワークなど、人間のもつ高度な情報処理機能を応用したビーム形成アルゴリズムが必要となる。

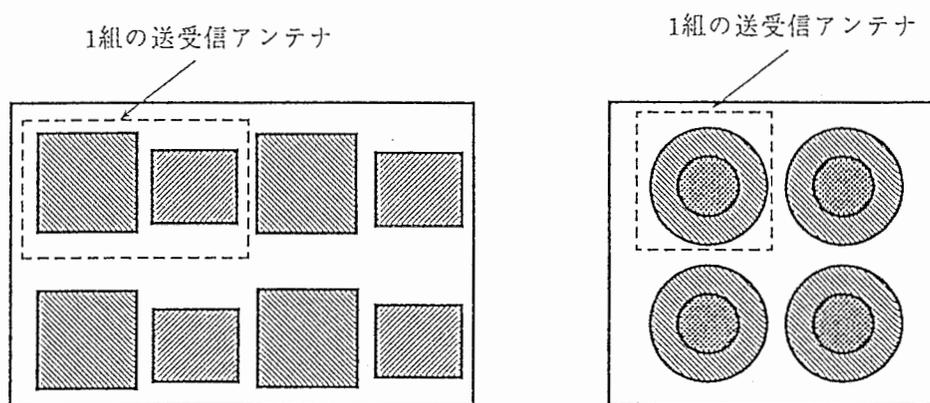
また、通信では電磁波に情報をのせたり、また逆に電磁波から情報を取り出す操作として変調復調が必要となる。変調、復調はデジタル技術を用いることが多いのでビーム形成回路と変調回路、復調回路の構成方法が研究課題となる。

1.1.2. 技術の背景

本論文ではその中で、将来の衛星通信用の移動体アクティブアレー、主として航空機や自動車等を対象とした移動体アンテナを実現するための3つの要素技術である、素子アンテナ、アレー配置、給電系を取り扱う。具体的には、送受のアン

テナを分離してアンテナ自身にフィルタリング機能を持たせるセルフダイプレクシングアンテナ、広角指向性を有しかつ移動体に適合したアンテナ形状を持たせるコンフォーマルアレー化、複雑な励振振幅・位相制御を行うために、素子アンテナごとの信号をA-D変換しデジタル的に信号処理を行うと同時にデジタル変復調部との整合性のよいデジタルビームフォーミング回路をとりあげ、理論実験の両面から考察を行うとともに、これらの要素技術の統合を目指す。

まず最初にセルフダイプレクシングアンテナの技術的背景について述べる。衛星通信用の移動体アンテナは、小形・軽量化が要求されかつ、ロープロファイルアンテナが必要となる。また、移動体自身の送信アンテナから受信アンテナへの電力の回り込みを抑えるためにダイプレクサが大形化してしまうため、ダイプレクサの小形化も必要となる。例えば、移動体衛星通信に必要な送受間アイソレーションは90dB程度であり、このときフィルタの単体重量は1.3kgになってしまう。特にアクティブアレーではアンテナ素子およびダイプレクサが多数必要となるため、両者の小形化は不可欠である。



(a) 1層構造の送受マイクロストリップアンテナ (b) 2層構造の送受マイクロストリップアンテナ

図1-2 2周波共用マイクロストリップアンテナの概念

移動体に適した小形・軽量かつロープロファイルなアンテナとしては、マイクロストリップアンテナが広く用いられている。しかし、マイクロストリップアンテナは一般に周波数帯域が狭く、移動体衛星通信に必要な送受あわせて約10%の帯域をカバーすることは困難な場合が多い。このため、図1-2(a)に示すような送信帯域と受信帯域を別々にカバーする2周波共用マイクロストリップアンテナが考えられる。しかし、同一平面上に送受別々の素子アンテナを並べると、例えば移動体衛星通信用のフェーズドアレーに適用しようとした場合、素子間隔に制限を受け、グレーティングローブの問題が生じる。このため、図1-2(b)に示すような送信アンテナと受信アンテナを積層した2層構造2周波共用マイクロストリップアンテナが考えられる。

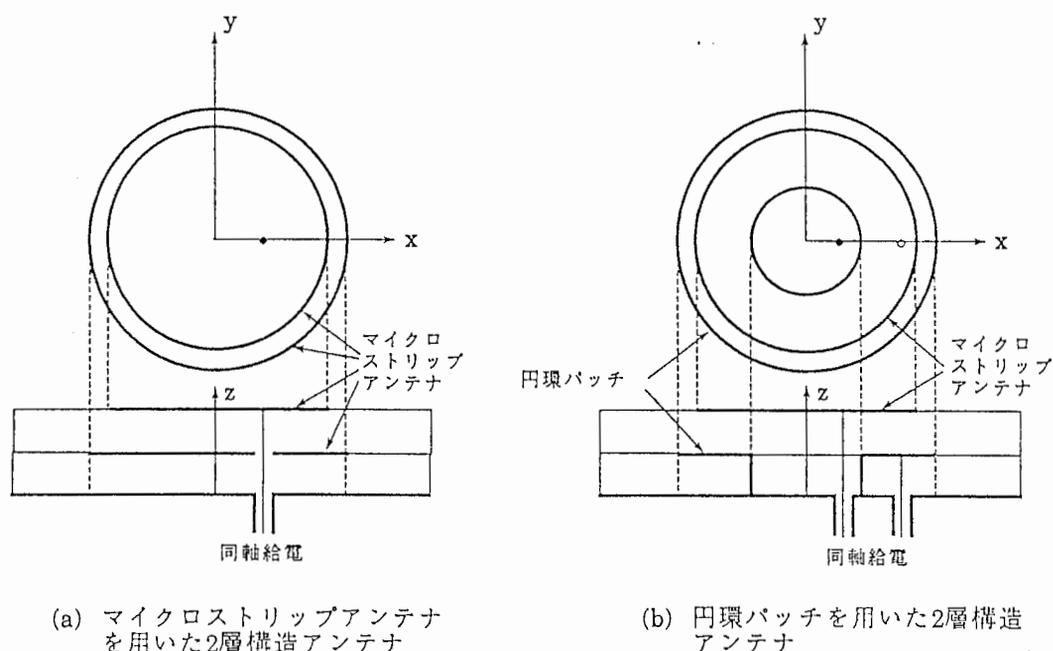


図1-3 2層構造2周波共用マイクロストリップアンテナの構造

このような2層構造2周波共用マイクロストリップアンテナについては、Long S.A.らが提案している⁽⁶⁾。このアンテナは図1-3(a)に示すように、共振周波数の異なる2枚の円形パッチアンテナを重ねた構造を持ち、下側のパッチは同軸線路と容量結合されている。そのためアンテナの設計や製作が難しくなるという欠点がある。また、送受の給電線は共通であるため、アンテナ自身にダイプレクシング機能を持たせることはできない。これに対して、東京工業大学後藤尚久教授により提案された円環パッチを用いて、金田らは図1-3(b)に示すような2周波共用アンテナを提案、解析を行っている⁽⁷⁾。円環パッチの構造的特徴は円形パッチアンテナの中央部にショートピンで短絡された円筒を有していることである。そのため、上層の円形パッチは下層の円環パッチの穴を通して容易に給電することができるという特徴を有する。

このような2周波共用アンテナは送信アンテナと受信アンテナが分離しているため、1個のアンテナを送信用と受信用に共用する場合と比較して、アンテナ自身にダイプレクシング機能を持たせることができる。円環パッチを用いた2層構造セルフダイプレクシングアンテナの実験は航空機衛星通信用アレーとしてKDD、後藤教授らにより試作が行われ、送受間のアイソレーションとして30dB以上の値が得られている⁽⁸⁾。また、これ以外の構造をもつセルフダイプレクシングアンテナとしてはESAのRammos E.らによるシーケンシャルアレー構造のセルフダイプレクシングアンテナが提案されている⁽⁹⁾が、小形化の点からは2層構造セルフダイプレクシングアンテナが有利である。このような多層構造のアンテナは、セルフダイプレクシングアンテナに限らず今後の研究の大きな流れであり、その解析手法が問題となる。また移動体衛星通信に必要なアイソレーション量は90dB程度であり、フィルタの重量は1.3kgとなる。フィルタの小形・軽量化をはかるために送受間のアイソレーション特性の改善をはかる必要がある。

次にコンフォーマルアレーアンテナの技術的背景について述べる。コンフォーマルアレーアンテナは武市の解説⁽¹⁰⁾によれば、狭義には移動体のような曲面体の表面の形どおり(conformal)の放射素子の配列(array)で構成したアンテナをいうが、一般には曲面上に放射素子を配列したアンテナの総称である。従って一般のコンフォーマルアレーアンテナには、図1-4に示すような円柱面アレー、球面アレー、円すい面アレーなどのアンテナが含まれる。コンフォーマルアレーの第一の特徴は平面アレーに比べて広角走査に適していることであるが、中でも球面アレーと円すい面アレーは半球面領域の走査に、さらに球面アレーは全球面領域の走査に適している。これらコンフォーマルアレーの研究課題としては放射特性および放射素子間の相互結合の解析、指向性合成理論と設計法、給電法も含めた方式の提案および試作などが考えられる。

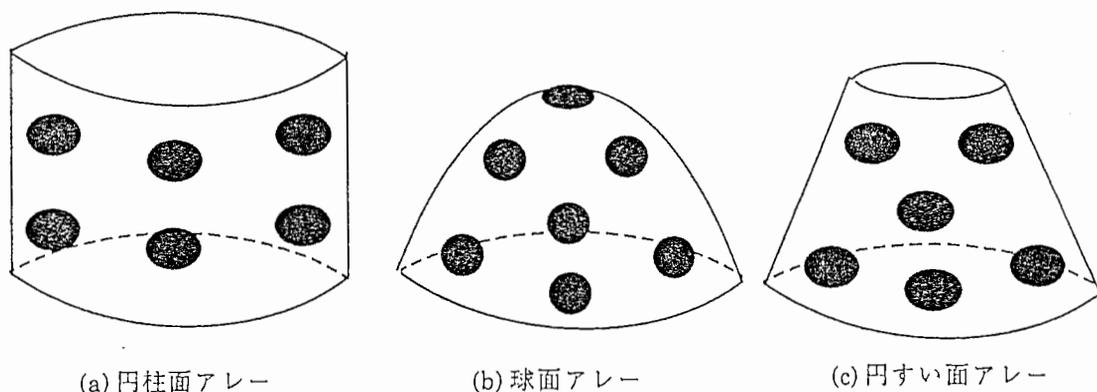


図1-4 代表的なコンフォーマルアレーアンテナ

本論文で取り扱うコンフォーマルアレーとしては、船舶・航空機・自動車等を対象とした移動体衛星通信用アレーとして、広角走査に適していること、および移動体の形状に適合した形状を有することから、球面アレーや部分球面アレーを取

り扱う。広角走査に適した球面アレーを実現するためには、アンテナ素子を球の中心に対してなるべく対称に配置する必要がある。この配列方法については1968年にSenguptaら⁽¹¹⁾が解析を行い、素子をできるだけ対称に配置するためには図1-5に示すような球に内接する正20面体を考えて各正三角形を基本とする配列(以下、正20面体配列と呼ぶ)をしていけば良いことを明らかにしている。一方、1982年に堀口ら⁽¹²⁾は配列の容易さから球面上に頂点から等角度で配列したリングを考え、このリング上に素子を等間隔で配列する構造(以下、リング配列と呼ぶ)を提案し、放射特性の解析を行っている。また、1987年にSaitoら⁽²⁶⁾は、両者の配列手法について解析し、正20面体配列の方がリング配列よりもグレーティングローブが抑えられることを明らかにしている。

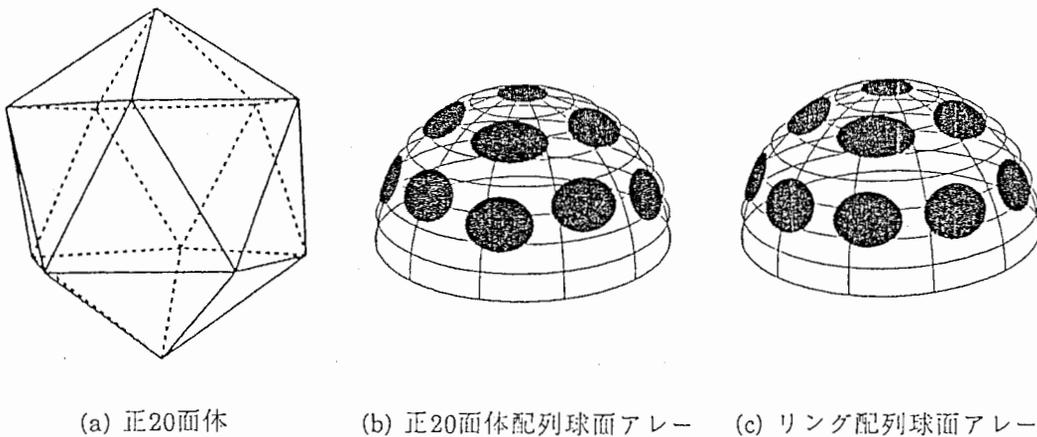


図1-5 正20面体配列とリング配列

球面アレーの指向性合成理論と設計法に関しては堀口らによって解析が行われている^{(12)~(14)}。彼らはターンスタイル球面配列アンテナを円偏波励振した際の最大指向性利得、励振分布、サイドローブ抑圧法および走査指向性について検討を行っている。その結果、半球面配列アンテナでは素子指向性によらずほぼ一定の利得が得られるという重要な結果を見出している。さらに素子間相互結合が

ターンスタイル球面配列アンテナの利得および偏波軸比の走査特性に与える影響について検討を行っている。

球面アレーのビーム走査方式としては、大別して放射に寄与するアンテナ素子の振幅や位相を制御してビーム走査を行うフェーズドアレー方式と複数のアンテナ素子を単位として所望の方向の素子を励振させ、これらをスイッチにより電子的に切り換えることでビーム走査を行うスイッチングアレー方式の2種類がある。フェーズドアレーはスイッチングアレーに比べてクロスオーバー損が生じないため、理論的特性は良いが移相器や振幅調整器が必要となるため、ハードウェアが増大し構成が複雑となる。従って球面アレーのようなコンフォーマルアレーでは実際には構成が簡単なスイッチングアレーが用いられてきている。

スイッチング形の球面配列アレーを実際に開発した例としては、NTTの堀らによる6素子アレーがある⁽¹⁵⁾。これは日本近辺で用いる衛星通信用移動体アンテナを目的として開発されたものであり、仰角方向の照射範囲は鉛直軸に対して $20^{\circ}\sim 60^{\circ}$ の範囲($\theta=40^{\circ}\pm 20^{\circ}$)をカバーすればよい。従ってシステムは比較的簡単となり、2素子を単位としてスイッチングを行う2素子位相励振アンテナが用いられている。このシステムの新しい点は2素子毎のスイッチングアレーの機能に、2素子ではあるが位相走査が可能としビームの数を42ビームと増やし、ビームのクロスオーバーレベルを上げることでカバレッジ利得を引き上げている点である。さらに素子数の多いものでは実験は行われていないが、KDDの塩川らが検討を行った42素子および86素子スイッチングアレーがある^{(16),(17)}。このアンテナも基本的にはビーム切り換えを行うスイッチングアレーであるが、給電回路の簡単化のための工夫が行われている。これは6~7素子程度のサブアレーを構成し、あらかじめ位相調整を行っておくことで所望のビームを得る方式である。この方式は複雑な位相調整をできるだけ少なくした点に特徴がある。

このようにスイッチングアレーについては色々と検討がなされているが、理論的にはフェーズドアレーの方がクロスオーバー損失が生じないため良好な性能が得られる。

最後にデジタルビームフォーミングアンテナ(DBFアンテナ)の技術的背景について述べる⁽¹⁸⁾。図1-6はDBFアンテナの概念を示している。DBFアンテナの心臓部にあたるDBF回路はこれまで受信アレーで用いられてきている。受信信号は各アンテナ素子毎に検出されA-D変換された後、デジタル信号処理によりビーム形成が行われる。通常、マイクロ波移相器等を用いてアナログビーム形成を行う際はアレーの合成信号としてのみしか出力を取り出せないが、デジタルビーム形成では各素子アンテナ毎の信号として出力を保存できるため、任意の加工がSN比の劣化なしに可能となる。これに加えてデジタル信号処理のもつ高精度・柔軟性といった特徴を生かすことができる。

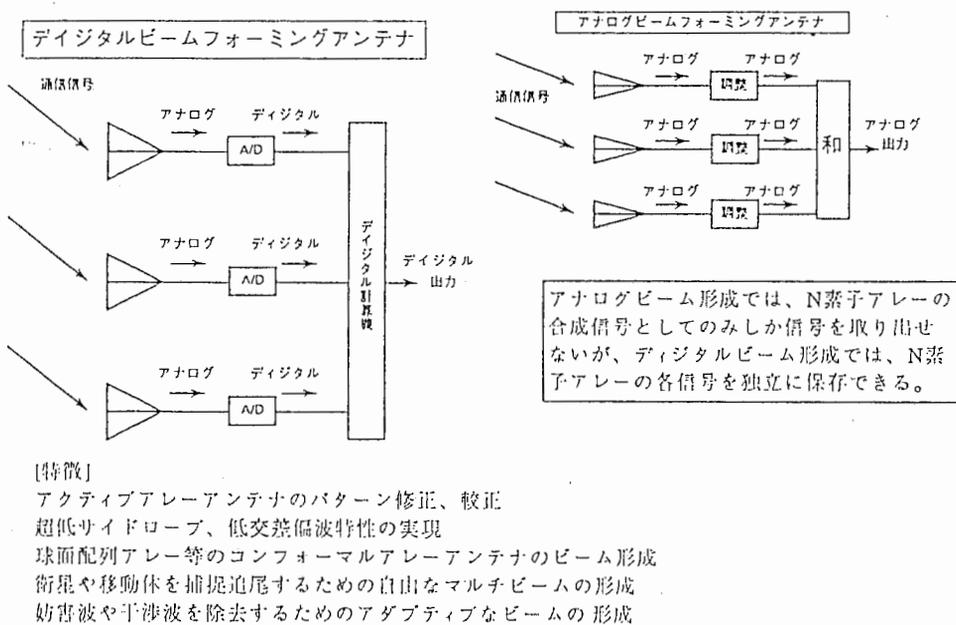


図1-6 デジタルビームフォーミングアンテナの概念

このような性質を利用してアクティブ素子を含めたアンテナパターンの較正や低サイドローブアンテナの実現がなされている。例えばHerd⁽¹⁹⁾はアンテナ素子間相互結合を予め測定し、それを補正するようにDBF回路で重みを与えることによって低サイドローブアンテナの実現を可能にしている。DBF回路ではこれらの較正データを内部に蓄えることができるという利点がある。また、マルチビームの形成においてもデジタル化することでSN比の劣化なしにビームの近接した低サイドローブ特性のマルチビームを得ることができる。DBF回路を用いたマルチビームの形成方法についてはRuvín A.E.とWeinberg L.、それからArmijo L.等の報告がなされている^{(20),(21)}。さらにコンフォーマルアレーのビーム形成では各素子アンテナ毎の振幅と位相を精度良く制御する必要がある。DBF回路では振幅と位相を同時に取り扱うことが可能であり、かつ高精度に制御できる。DBF回路を用いたコンフォーマルアレーのパターン形成例については三菱電機による報告例がある⁽²²⁾。

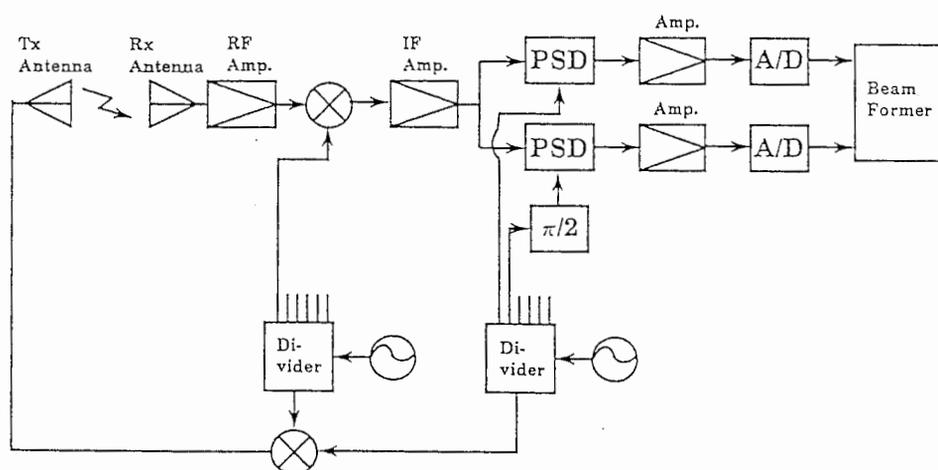


図1-7 試作されたレーダ用DBFアンテナの構成

しかしこれらの研究はすべてレーダの分野でなされたものであり、移動体衛星通信用のDBFアンテナの研究例はない。一方、陸上移動通信の分野においてアダプティブアレー技術を適用したDBFアンテナの開発が行われている。これは通信方式の分野からアンテナの分野へ研究が進んできたものである。通信総合研究所の大鐘らによって、包絡線変調信号に適した制御アルゴリズムであるCMA(Constant Modulus Algorithm)を用いた4素子アダプティブアレーの開発がなされている^{(23),(24)}。アクティブアレーの較正やコンフォーマルアレー、アダプティブアレーのビーム形成におけるDBF回路の利点はそのまま移動体衛星通信用アレーアンテナにも適用可能である。

図1-7はレーダ用に試作されたDBFアンテナの基本構成を示している⁽²⁵⁾。試作DBFアンテナは受信用である。送受間で同一の搬送波が用いられ、コヒーレントな受信が行われている。これに対してDBFアンテナを移動体衛星通信に用いるためには、レーダや陸上移動通信では必要のない送信用DBF回路の構成が問題となる。さらに、通信では送受間で異なる搬送波を用いるため、受信用DBF回路においては搬送波再生、クロック再生が必要となり、デジタルビーム形成部とデジタル復調部の整合が問題となる。

1.2. 本論文の構成

本論文では、将来、航空機・自動車、さらには携帯機に適用が期待される移動体衛星通信用アクティブアレーの実現を目指す。このために、小形・軽量といった特徴や移動体に適合した形状、高精度かつ柔軟なビーム制御機能を有する移動体衛星通信用アクティブアレーアンテナを設計・開発し評価することを目的とする。従来、レーダの分野で開発されてきたアクティブアレーアンテナを移動体衛星通信へ適用するための3つの要素技術である、素子アンテナ、アレー配置、給電系のそれぞれに関し、セルフダイプレクシング機能を有するアンテナ、コンフォー

マルチアレー化、デジタルビームフォーミング(DBF)回路をとりあげ、理論・実験の両面から考察を行うとともに、これらの要素技術の統合をはかった。本論文は6章から成り、表1-2にその構成を示す。

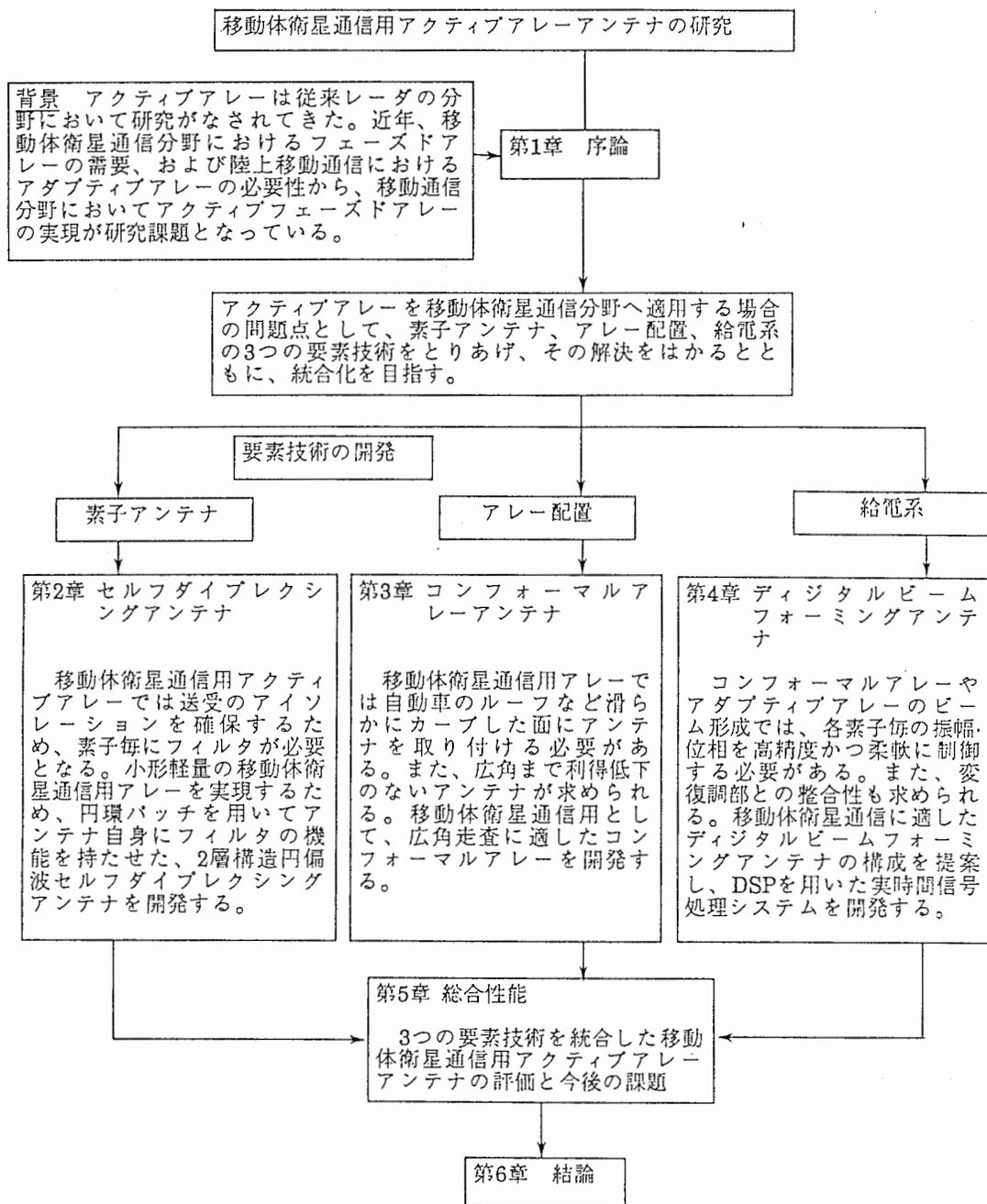


表1-2 本論文の構成

まず、第1章では本研究の意義およびその歴史的背景、研究の要旨を明らかにする。

つぎに、第2章では移動体衛星通信用アクティブアレーの素子アンテナとして、円環パッチアンテナを用いた2層構造円偏波セルフダイプレクシングアンテナについて理論・実験の両面から検討を加えている。従来、円環パッチを用いた円偏波セルフダイプレクシングアンテナについては実験面からの考察により、2点給電円偏波励振を用いて30dB程度の送受間アイソレーションが得られていた。しかし、理論解析や最適な給電方法等の検討は行われていない。

ここでは新たに、境界アドミタンスを仮定したグリーン関数を用いて起電力法による解析手法を確立した。理論結果と実験値との良い一致を得るとともに、送受間アイソレーション特性を改善するための新たな給電配置を理論的に見出した。さらに、原理的には無限大のアイソレーション特性が得られる、4点給電円偏波励振を用いて送受間アイソレーション特性の改善に成功した。これらの特性については理論・実験の両面から考察を行い、最終的に素子単体のアイソレーション特性として50dB以上の値を得ることに成功している。これにより移動体衛星通信ではフィルタの大きさを従来の約半分に軽減することが可能となる。なお、ここでは移動体衛星通信用アクティブアレーの素子アンテナとしてセルフダイプレクシングアンテナの検討を行ったが、そのアレー化特性については第5章で総合性能として考察する。

第3章では、移動体衛星通信に要求される、広角にわたって利得低下のないビーム走査特性を実現するためのアレーアンテナの構成法について考察している。

まず平面アレーにおいて、広角にわたって軸比特性を改善するために、 $\lambda/4$ 短絡形マイクロストリップアンテナの組合せを提案し、視野角 $\pm 60^\circ$ の範囲におい

て軸比2dB以下の良好な円偏波特性を得ている。しかし、平面アレーでは広角での軸比特性は改善できるが、広角での利得低下はまぬがれない。

平面アレーのこの本質的な問題を改善するために、コンフォーマルアレーの放射特性の検討を行い、移動体衛星通信への応用を検討した。コンフォーマルアレーは従来、レーダの分野において検討がなされてきたが、移動体衛星通信分野への適用に関しては検討が行われていない。

コンフォーマルアレーでは、振幅と位相を精度良く制御できれば、その曲率を調整することにより放射特性を改善できる。特に形状に最適値が存在することを視野角 $\pm 60^\circ$ の前提条件のもとで正20面体配列の16素子部分球面アレーの設計により明らかにしている。つぎにこの最適形状を有する部分球面アレーの製法についても検討を行った。曲率半径が大きいことを利用し、新たに採用した曲面直圧法により16素子部分球面アレーの一体成形を行った。電気的特性について評価を行い、素子単体特性および16素子アレーとして良好なビーム走査特性を実現している。最終的に移動体衛星通信用アレーとして19素子平面アレーと遜色のない良好な特性を実現し、移動体衛星通信用としてのコンフォーマルアレーの設計法、製作手法の有効性を実証することに成功している。

第4章では、DBF回路を移動体衛星通信用アンテナに適用する場合に必要な回路構成およびその演算量について述べるとともにマルチデジタルシグナルプロセッサ(マルチDSP)構成を用いた実時間信号処理システムの評価を行っている。従来、DBFアンテナは受信アレーとしてレーダの分野において研究がなされてきている。

本章では最初に移動体衛星通信用アレーにDBF回路を適用する場合のコンフォーマルアレーのビーム形成方式について考察を行っている。移動体衛星通信用アレーにおいてビーム走査時に常に最大利得を得る手法として、コンフォーマ

ルアレーの各素子アンテナ毎の受信信号の振幅・位相情報を利用したビーム形成方式を提案している。復調に必要な再生基準搬送波は無変調となるため、搬送波再生可能なCN比は復調器への入力CN比よりも大きくできる性質を利用している。この方式について具体的に衛星回線を仮定し、変調方式として2相PSKを想定した場合の利得低下量について考察を行い、移動体衛星通信回線への適用可能性を明らかにしている。

つぎに、任意の振幅・位相情報を得て自由なビーム形成が可能な手法について考察を行っている。移動体衛星通信用DBFアンテナでは、従来のレーダや陸上移動通信用DBFアンテナでは必要ない送信用DBF回路の構成が問題となる。送信用DBF回路では搬送波再生やクロック再生の問題がないため、ビーム形成部と変調部を一体化した方式を提案し、その構成・演算量について検討を行っている。

また、受信用DBF回路においては搬送波再生、クロック再生が必要となり、デジタルビーム形成部とデジタル復調部の整合をいかにとるかという問題が生じる。この点については従来、陸上移動通信用DBFアンテナの開発において、蓄積一括復調方式が採用されている。しかし、移動体衛星通信では取り扱うアンテナ素子数が比較的多くかつ伝搬距離が長いため、ビーム形成部でアレーアンテナとしての利得を改善する必要がある。本章では、移動体衛星通信用として用いられる16~19素子程度のアレーに適用することを想定し、アレーアンテナとして利得を上げた状態で搬送波再生、クロック再生を行う方式を採用し、その構成・演算量について検討を行っている。

提案を行った送受各方式の移動体衛星通信への有効性を確認するため、16素子アレー用のマルチDSP構成の送受DBFアンテナを試作している。試作送受DBFアンテナを用いてシンボルレート16kbpsの信号に対して実時間での処理機能、変復

調機能および、実時間ではないがビーム走査機能の確認を行っている。これにより移動体衛星通信用として初めて送受信DBFアンテナの実現に成功している。

第5章では第2章から第4章まで検討を行ってきた個々の要素技術、つまりセルフダイプレクシングアンテナ、コンフォーマルアレーアンテナ、デジタルビームフォーミングアンテナの3つの要素技術を統合し、移動体衛星通信用アクティブフェーズドアレーとしての実現性の確認を行っている。また、今後の課題についても検討を行っている。まず第2章で述べたセルフダイプレクシングアンテナをアレー化した場合の特性評価を行っている。つぎにコンフォーマルアレー、モノリシックマイクロ波集積回路(MMIC)、DBF回路の各要素技術を統合し、移動体衛星通信用アクティブフェーズドアレーとしての性能評価を行い、その実現性の確認を行っている。

第6章では、本研究で得られた成果を要約して述べている。

第2章 セルフダイプレクシングアンテナ

2.1 まえがき

移動体衛星通信では、移動体自身の送信アンテナから受信アンテナへの電力の回り込みを抑えるために、ダイプレクサに90dB程度のアイソレーション量が必要となる。従って、ダイプレクサとしては、低損失を保ったまま減衰量を確保するために多段のフィルタが必要となり、小形化が難しくなる。特にアクティブアレーでは各素子アンテナ毎にダイプレクサが必要となり、システム全体に占めるダイプレクサの割合が大きくなるため、小形化は不可欠である。

これを解決する手段として送受のアンテナを分離して、アンテナ自身にダイプレクシング機能の一部を持たせるセルフダイプレクシングアンテナが提案されている^{(8),(9)}。

このうち、送受のアンテナを重ねた2層構造セルフダイプレクシングアンテナは小形化の点からも有効である⁽⁸⁾。本章では移動体衛星通信用アクティブアレーアンテナの素子候補として有力な円環パッチアンテナを用いた円偏波セルフダイプレクシングアンテナについて理論・実験の両面から検討を加えている。従来、円環パッチを用いた円偏波セルフダイプレクシングアンテナについては、実験面からの考察しか行われていなかった。また、従来、2点給電円偏波励振により30dB程度の送受間アイソレーション特性が得られていたが、最適な給電方法等の検討は行われていない。

本章では新たに解析手法を確立するために、境界アドミタンスを用いたグリーン関数による起電力法を用いて考察を行った。その結果、実験値との良い一致を得るとともに、2点給電については給電点の相対角度を調整することで送受間アイソレーション特性を改善する給電方法を理論的に見出した。さらに、原理的

には無限大のアイソレーション特性が得られる4点給電円偏波励振を用いて送受間アイソレーションの改善に成功した。これらの特性については理論・実験の両面から考察を行い、最終的にアイソレーション特性として50dB以上の値を得ることに成功している。

4点給電では理想的には無限大のアイソレーション特性を得ることが可能であるが、現段階でこれを実現することは難しい。一方、2点給電では円偏波励振のための給電系を90°ハイブリッド1個で容易に実現できるため、給電点の相対角度を調整することで所望のアイソレーション特性を実現する手法が有効と思われる。セルフダイプレクシングアンテナを用いない場合、移動体衛星通信に必要な送受間アイソレーション量は90dB程度であり、このときフィルタ単体重量は1.3kgとなる。一方、セルフダイプレクシングアンテナにより50dBのアイソレーション量が得られると、フィルタに必要なアイソレーション量は40dBとなり、フィルタ単体重量は600~700gと約半分の重量に軽減されることになる。

2.2 円偏波セルフダイプレクシングアンテナ

2.2.1 ダイプレクサ

ダイプレクサは1個のアンテナを送信用および受信用に共用する場合に用いる。ダイプレクサの機能は送信機からの出力信号がアンテナにだけ供給され、受信機には到達しないようにする機能と、アンテナからの受信信号が受信機のみ供給され、送信機には到達しないようにする機能を有する。ダイプレクサは一般に図2-1に示されるように送信、受信それぞれの周波数帯域のみを通過させるバンドパスフィルタとこれらを統合してアンテナと接続させるための結合部(ハイブリッドやアイソレータからなる)から構成される。

ここで一例として、送信出力信号レベルを30dBm、受信入力信号レベルを

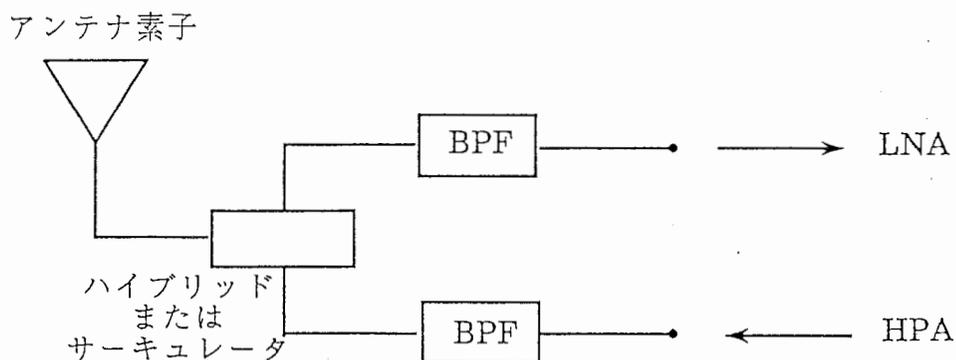


図2-1 ダイプレクサの構成

-120dBmとする。また、希望信号(受信信号)と不要信号(送信信号の回り込み)の比であるD/Uを最終的に40dB確保したいとすると、送受信間アイソレーションは190dB確保する必要があることになる。

一般にダイプレクサでこの機能を全て満足することは困難なので、通常受信側のLNAの後段にBPFを挿入して、所望のアイソレーション特性を得ている。従って、通常ダイプレクサのアイソレーションとしては90dB程度が割当てられることになる。実際に90dBのアイソレーションを得て、かつ挿入損失を0.5dB程度に抑えるためには、フィルタの単体重量は約1.3kgとなる。アクティブアレーではアンテナ素子毎にこのダイプレクサが必要となるため、その重量の低減が特に望まれる。セルフダイプレクシングアンテナにより50dBのアイソレーションが得られると、フィルタに必要なアイソレーションは40dBですむことになる。このとき、フィルタ単体重量は約半分の重量の600~700gに軽減されることになる。

2.2.2. 円偏波セルフダイプレクシングアンテナの原理

一般にセルフダイプレクシングアンテナのアイソレーション量は2つの要素から成り立っている。1つは送受のアンテナの周波数および距離が離れていること

によるアイソレーション、もう一つは円偏波の性質を利用したアイソレーションである。後者は次のように説明できる。一般に移動体衛星通信では送信アンテナと受信アンテナは同旋円偏波を用いる。従って、図2-2に示すような2層構造セルフダイプレクシングアンテナでは、送信アンテナから受信アンテナ方向へ回り込む電波は逆旋円偏波となるため、アイソレーションが確保できることになる。送信アンテナと受信アンテナは互いに近傍界にあるため、この円偏波によるアイソレーション量は簡単には計算できないが、ここで遠方界を仮定して近似計算⁽³²⁾を行ってみる。

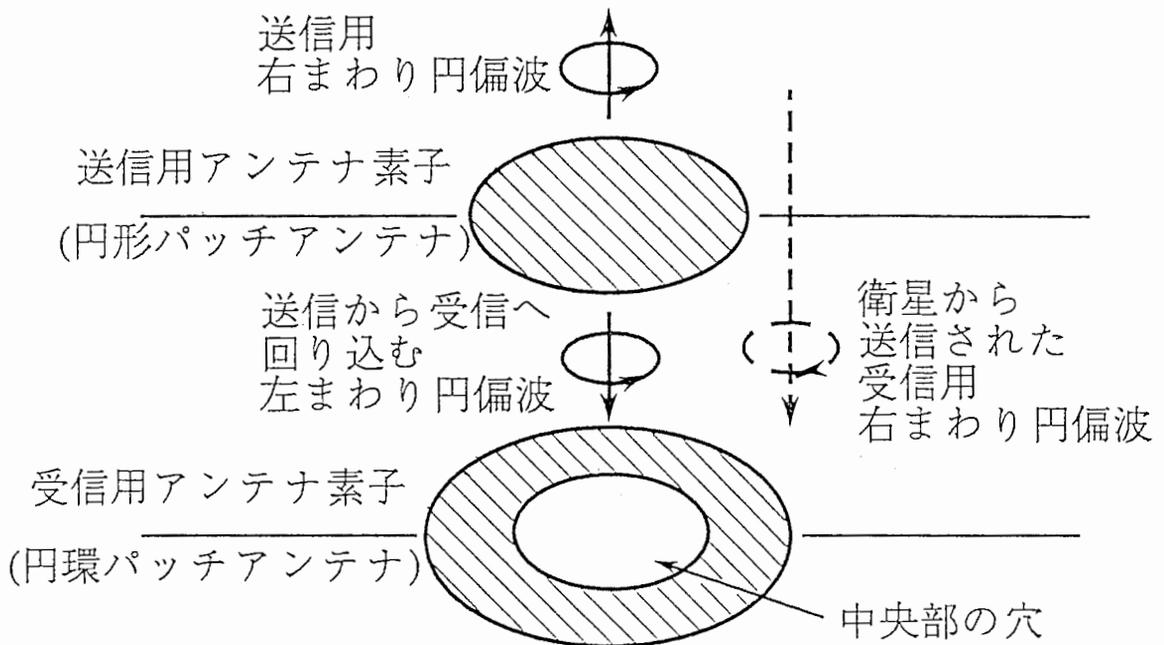


図2-2 円偏波による送受間アイソレーションの原理

送受のアンテナの偏波特性が与えられると、送信出力 P_{max} で規格化された受信アンテナ出力 P/P_{max} は次式で与えられる。

$$\frac{P}{P_{max}} = \frac{|(E_{R1}E_{R2} + E_{L1}E_{L2})|^2}{(|E_{R1}|^2 + |E_{L1}|^2 + |E_{R2}|^2 + |E_{L2}|^2)} \quad (2-1)$$

ここで、 E_R 、 E_L は右旋、左旋偏波をそれぞれ表し E_1 、 E_2 は送受アンテナの別を表している。図2-3は送受のアンテナの軸比が等しいと仮定した場合の逆旋偏波によるアイソレーション効果を示したものである。図から送受のアンテナの軸比を2dBとした場合は約15dBのアイソレーション、軸比を0.5dBとした場合は約25dBのアイソレーション量が得られることが近似計算によりわかる。

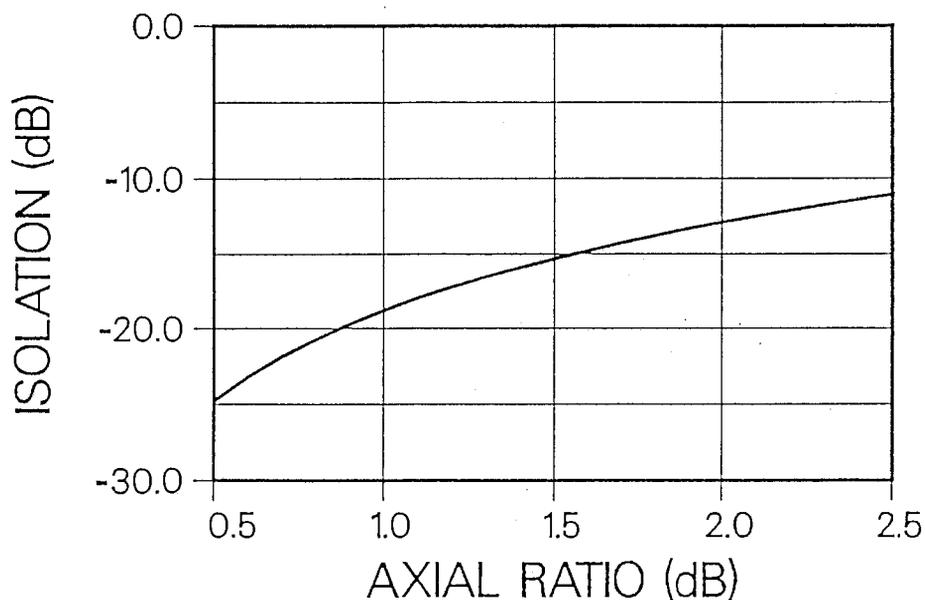


図2-3 逆旋偏波による送受アンテナ間アイソレーション量(近似計算)

2.2.3. アンテナの構成

図2-4に2層構造セルフダイプレクシングアンテナの構成を示す。厚さ h の上層誘電体基板に送信用としての円形パッチアンテナ(素子半径 a_m)、同じく厚さ h の下層誘電体基板に受信用としての円環パッチ(素子外径 a_r 、内径 b)がプリントされ、両者を重ねた構成である。円環パッチアンテナの特徴は円形パッチアンテナの中央部にショートピンで短絡された円筒を有していることである⁽⁷⁾。円形パッチアンテナの地板は円環パッチアンテナの地板と同一であり、円環パッチはショー

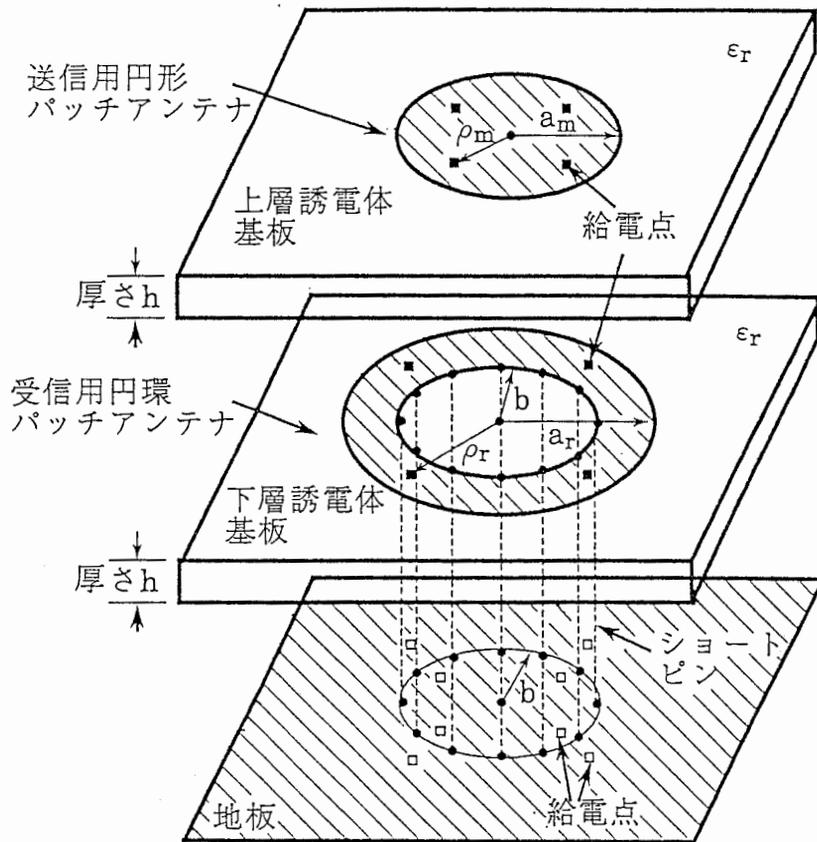


図2-4 2層構造セルフダイプレクシングアンテナの構成

トピンからなる円筒で短絡されているため、円環パッチアンテナは円形パッチアンテナの地板としても働く。両アンテナとも背面からセミリジッドケーブルで直接給電され、上層の円形パッチアンテナは下層の円環パッチアンテナ中央の円筒を通して給電される。円環パッチの円筒は電氣的に短絡されているので、容易に上層の円形パッチに給電することができる。円環パッチでは TM_{11} モードの他に TM_{01} モードも励振されるが、ここでは TM_{11} モードを使用する。給電点の位置は上層、下層アンテナそれぞれ ρ_m 、 ρ_r で表される。ここでは、円偏波によるアイソレーション特性を比較するために2点給電と4点給電の場合について解析お

よび実験を行った。設計周波数は移動体衛星通信用として受信1.54GHz、送信1.64GHzとしている。

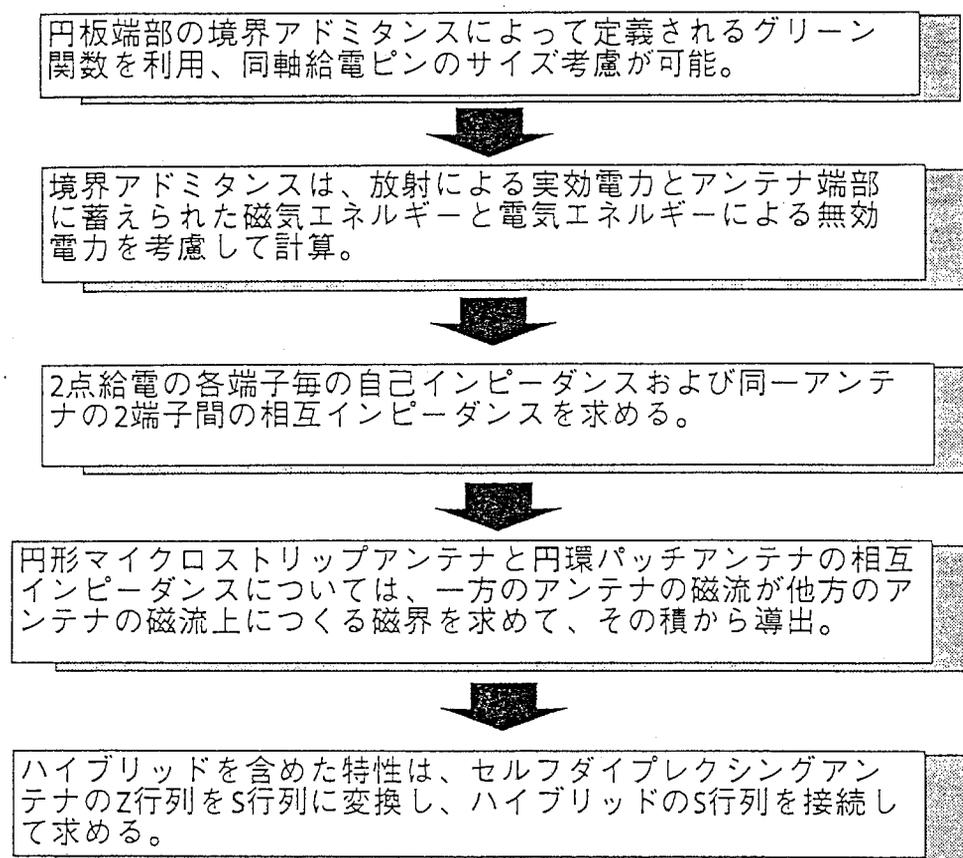


図2-5 解析手順

2.2.4. 解析

円環パッチアンテナを1点給電した場合の入力インピーダンス特性はすでにキャビティモデルを用いた解析手法で実験結果とよく一致することが確かめられている⁽²⁸⁾。しかしこの解析手法では円環パッチアンテナを同軸ケーブルを用いて2点給電で円偏波励振し、セルフダイプレクシングアンテナの一部として用いる場合、相互結合量が計算できない。そのため、本章では入力インピーダンスを円板端部に仮定した境界アドミタンスを用いたグリーン関数による起電力法で解

析を行った。図2-5に解析手順を示す。境界アドミタンスを考慮した起電力法は対象とするアンテナを1点給電の円形マイクロストリップアンテナで紹介されている(29)。この手法は円板端部の境界アドミタンスによって定義されるグリーン関数を利用することにより、給電ピンのサイズを考慮することが可能である。境界アドミタンスは放射による実効電力とアンテナ端部に蓄えられた磁気エネルギーと電気エネルギーによる無効電力を考慮することで計算できる。この境界アドミタンスを用いて、各端子毎の自己インピーダンスおよび同一アンテナの2端子間の相互インピーダンスが求まる。さらに、円形マイクロストリップアンテナと円環パッチアンテナの相互インピーダンスについては、一方のアンテナの磁流が他方のアンテナの磁流上につくる磁界を求め、その積から導出を行った(30)。最後にハイブリッド回路を含めたセルフダイプレクシングアンテナのS行列を求め、送受間アイソレーションの評価を行った。以下、解析手法の詳細な説明を行う。

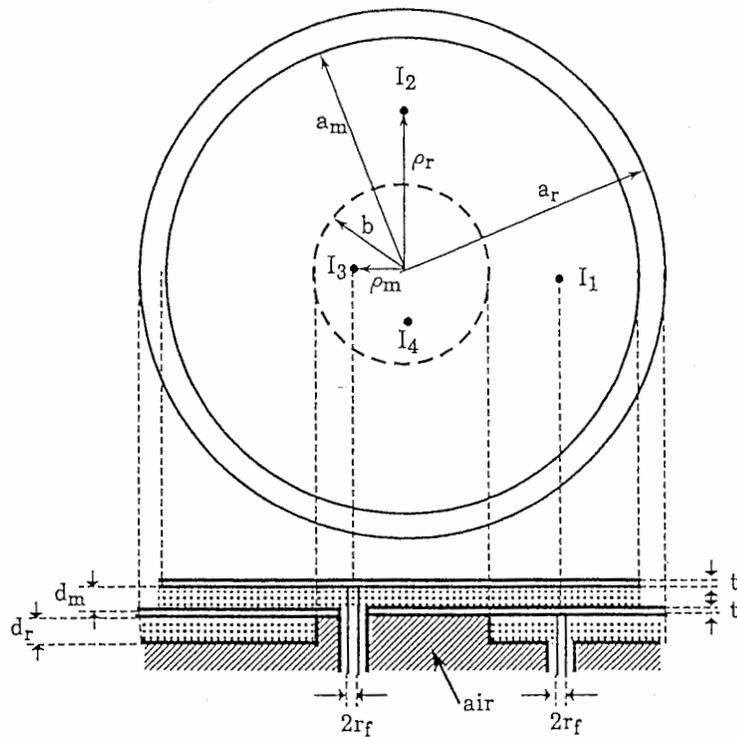


図2-6 解析に用いた構造とアンテナパラメータ

図2-6に2点給電の場合について、解析に用いた円形マイクロストリップアンテナと円環パッチアンテナからなるセルフダイプレクシングアンテナの構造を示す。各端子毎の自己インピーダンスは給電ピンへの電流を I_i 、ピン上の電流分布関数を \mathbf{J} としたとき、次式で与えられる。

$$Z_{ii} = \frac{2}{I_i I_i^*} \left\{ -\frac{1}{2} \int_{S_0} \mathbf{E} \cdot \mathbf{J}^* dS + \text{copper loss} \right\} \quad (2-2)$$

$$\text{copper loss} = R_s \int_{S_d} \left| \mathbf{J}_s \right|^2 dS \quad (2-3)$$

ここで S_0 は給電ピンの表面、 S_d は円形マイクロストリップアンテナまたは円環パッチアンテナの表面を表す。また、 R_s は各アンテナの表面抵抗、 \mathbf{J}_s は表面電流である。アンテナの基板厚は波長に比べて十分小さいので、 \mathbf{E} と \mathbf{J} は z 方向に対しては一様と仮定できる。この仮定により、各端子毎の自己インピーダンスは次式で与えられる。

$$Z_{ii} = \frac{2}{I_i I_i^*} \left\{ -\frac{d \cdot I_i^*}{4\pi} \int_0^{2\pi} E_z d\alpha + \text{copper loss} \right\} \quad (2-4)$$

ここでは、copper lossはインピーダンスに比べて 10^{-2} 程度であるので無視している。また、同一アンテナの2端子間の相互インピーダンスは次式で与えられる。

$$Z_{ij} = \frac{2}{I_j I_i^*} \left\{ -\frac{d \cdot I_i^*}{4\pi} \int_0^{2\pi} E_z(I_j) d\alpha \right\} \quad (2-5)$$

ここで*は複素共役を示し、 I_j は座標 (ρ_0, ϕ_0) に位置する給電ピンの電流、 E_z は I_j による、座標 (ρ, ϕ) における電界値である。式(2-4)で表される自己インピーダンスおよび式(2-5)で表される相互インピーダンスの計算手順を図2-7に示す。付録A-2-1に示すフリンジ容量 ΔC 、付録A-2-2に示す境界アドミタンス Y_n 、付録A-2-3に示す電界 E_z の計算結果を用いて、式(2-4),(2-5)は最終的に式(2-6)で表される。

$$Z_{ij} = -j60\pi k_0 d(S_1 + S_2 + S_3 + S_4) \quad (2-6)$$

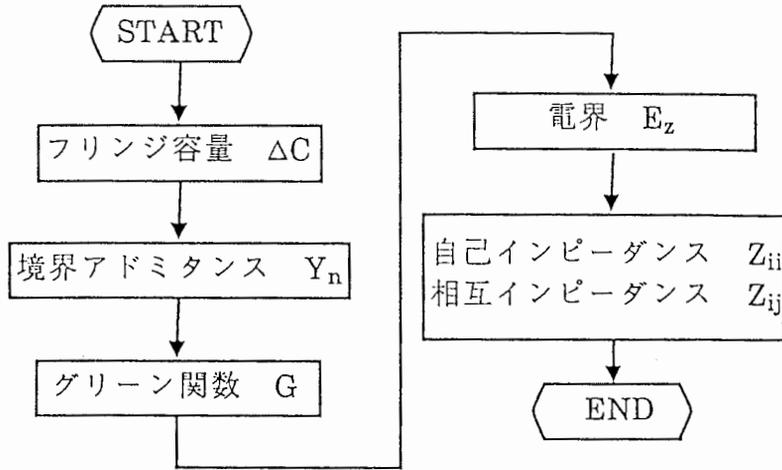


図2-7 自己または相互インピーダンスの計算手順

ここで

$$S_1 = \sum_{n=1}^M \frac{1}{A_n - B_n} \left\{ \cos(n\theta) J_0\left(n \frac{r_f}{\rho_0}\right) J_n^2(k\rho_0) + \sin(n\theta) \frac{1}{2\pi} J_n^2(k\rho_0) \int_0^{2\pi} \sin\left(n \frac{r_f}{\rho_0} \sin\alpha\right) d\alpha \right\} \quad (2-7)$$

$$S_4 = \sum_{n=1}^M \frac{A_n B_n}{A_n - B_n} \left\{ \cos(n\theta) J_0\left(n \frac{r_f}{\rho_0}\right) N_n^2(k\rho_0) + \sin(n\theta) \frac{1}{2\pi} N_n^2(k\rho_0) \int_0^{2\pi} \sin\left(n \frac{r_f}{\rho_0} \sin\alpha\right) d\alpha \right\} \quad (2-8)$$

$$S_2 = \sum_{n=1}^M \frac{A_n}{A_n - B_n} \left\{ \cos(n\theta) J_0\left(n \frac{r_f}{\rho_0}\right) J_n(k\rho_0) N_n(k\rho_0) + \cos(n\theta) \frac{2}{n\pi^2} \sin\left(n \frac{r_f}{\rho_0}\right) \right. \\ \left. + \sin(n\theta) \frac{1}{2\pi} J_n(k\rho_0) N_n(k\rho_0) \int_0^{2\pi} \sin\left(n \frac{r_f}{\rho_0} \sin\alpha\right) d\alpha \right\} \quad (2-9)$$

$$S_3 = \sum_{n=1}^M \frac{B_n}{A_n - B_n} \left\{ \cos(n\theta) J_0\left(n \frac{r_f}{\rho_0}\right) J_n(k\rho_0) N_n(k\rho_0) - \cos(n\theta) \frac{2}{n\pi^2} \sin\left(n \frac{r_f}{\rho_0}\right) \right. \\ \left. + \sin(n\theta) \frac{1}{2\pi} J_n(k\rho_0) N_n(k\rho_0) \int_0^{2\pi} \sin\left(n \frac{r_f}{\rho_0} \sin\alpha\right) d\alpha \right\} \quad (2-10)$$

また、 θ は給電ピン間の角度、さらに

$$k_0 = \frac{2\pi f}{c}$$

$$k = \epsilon_r^{1/2} k_0$$

である。モード数Mの値としては収束を考慮し10~20としている。

次に、円形マイクロストリップアンテナと円環パッチアンテナの間の相互インピーダンスを求める。相互インピーダンスは、一方のアンテナの磁流 \mathbf{M}_i が他方のアンテナの磁流 \mathbf{M}_j 上につくる磁界に \mathbf{M}_j を乗じた量から導出される⁽³⁰⁾。アンテナ間の相互インピーダンス Z_{ij} は以下のように表される。

$$Z_{ij} = -\frac{j\omega\epsilon_0 d_i \alpha_i d_j \alpha_j}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \mathbf{M}_j(\phi) \cdot \left(\mathbf{1} + \frac{\nabla\nabla \cdot}{k_0^2} \right) \frac{e^{-jkR}}{R} \cdot \mathbf{M}_i(\phi') d\phi' d\phi \quad (2-11)$$

ここで \mathbf{M} は磁流を表し、 \mathbf{E} を電界、 ρ を ρ 方向ベクトルとすると $\mathbf{M} = \mathbf{E} \times \rho$ と与えられる。また、 $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$ 、 $\mathbf{1}$ は単位ダイアッド、 \mathbf{r} は観測点ベクトル、 \mathbf{r}' は波源ベクトルである。式(2-9)において \mathbf{M} は ϕ 成分しかないので次式になる。

$$Z_{ij} = -\frac{j\omega\epsilon_0 d_i \alpha_i d_j \alpha_j}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} M_j(\phi) \cdot \left(\mathbf{1} + \frac{1}{\alpha_i \alpha_j} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2} \frac{1}{k_0^2} \right) \frac{e^{-jkR}}{R} M_i(\phi') d\phi' d\phi \quad (2-12)$$

付録A-2-4に示す Z_{ij} の計算結果を用いて最終的にアンテナ間の相互インピーダンスは以下のように表される。

$$Z_{ij} = -\frac{j\omega\epsilon_0 d_r \alpha_r d_m \alpha_m}{2} \int_0^{2\pi} \sum_{n=1}^M \left(1 - \frac{n^2}{\alpha_r \alpha_m k_0^2} \right) \alpha_r \alpha_m \cos\{n(u-\theta)\} \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} du \quad (2-13)$$

ここで θ は円形マイクロストリップアンテナの給電点と円環パッチアンテナの給電点の間の相対角度、添字rとmはそれぞれ、円環パッチアンテナと円形マイクロストリップアンテナを表し、

$$\alpha_r = j\omega\mu_0 \frac{y_1(\rho_r) y_2(\alpha_r)}{2(A n_r - B n_r)}$$

$$\alpha_m = j\omega\mu_0 \frac{y_1(\rho_m) y_2(\alpha_m)}{2A n_m}$$

$$R_1 = (\alpha_r^2 + \alpha_m^2 - 2\alpha_r \alpha_m \cos(u))^{1/2}$$

である。さらに相互インピーダンス行列[Z]と散乱行列[S]の関係は次式で表される。

$$[S] = \{[Z_i] + [E]\}^{-1} \{[Z_i] - [E]\} \quad (2-14)$$

ここで[E]は単位行列、 $[Z_i] = [Z]/Z_0$ 、 $Z_0 = 50\Omega$ 、[Z]は2点給電の場合、構成要素が Z_{ij} の4×4インピーダンスマトリクスとなる。さらに円偏波励振を行うために送受のアンテナともに90°ハイブリッドを接続する。90°ハイブリッドの散乱行列要素は次式で定義される。

$$[S'] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha & \beta \\ 0 & 0 & \beta & \alpha \\ \alpha & \beta & 0 & 0 \\ \beta & \alpha & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

ここで理想的には $\alpha = 1/2^{1/2}$ 、 $\beta = j/2^{1/2}$ である。

2.2.5. 2点給電円偏波セルフダイプレクシングアンテナ

本節では、2点給電円偏波セルフダイプレクシングアンテナについて解析と実験結果の比較を行っている⁽³⁴⁾。解析では共振周波数を受信1.54GHz、送信1.64GHzとしている。表2-1に解析および実験に用いたアンテナパラメータを示

表2-1 解析および実験に用いたアンテナパラメータ

		Analysis	Experiments
RPA outer radius	a_r	38.5 mm	38.5 mm
RPA inner radius	b	12.0 mm	12.2 mm
RPA substrate thickness	d_r	3.15 mm	3.20 mm
RPA feed points	ρ_r	17.2 mm	17.2 mm
RPA substrate permittivity	ϵ_r	2.80	2.60
CMA radius	a_m	30.2 mm	30.2 mm
CMA substrate thickness	d_m	4.88 mm	3.20 mm
CMA feed points	ρ_m	8.47 mm	9.00 mm
CMA substrate permittivity	ϵ_m	2.68	2.60

す。ここで円環パッチアンテナの比誘電率 ϵ_r はショートピンで短絡された円筒部のフリンジ効果を考慮して決めている。一方、円形マイクロストリップアンテナについては、基板厚 d_m と給電位置 ρ_m は、円環パッチの中央部が実験では存在しない点を考慮して調整を行っている(図2-6,8を比較参照)。

2点給電では図2-8に示すような2種類の代表的な給電構成が考えられる。式(2-13)よりType-00とType-01では磁流分布が対称なので、以下はType-00に関する解析および実験結果のみを示す。

まず最初にハイブリッドがない場合の特性について示す。図2-9に円形マイクロストリップアンテナと円環パッチアンテナのリターンロス、図2-10にそれぞれのアンテナの2端子間のアイソレーション特性を示す。リターンロス、アイソ

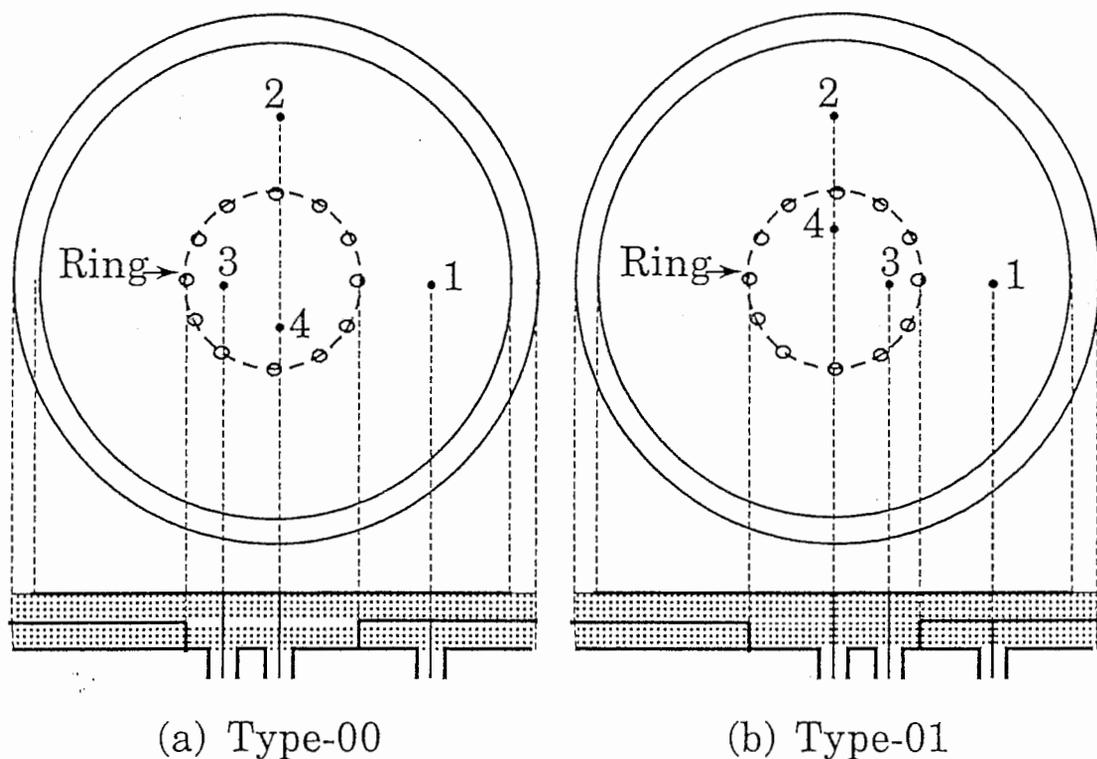


図2-8 給電点の構成

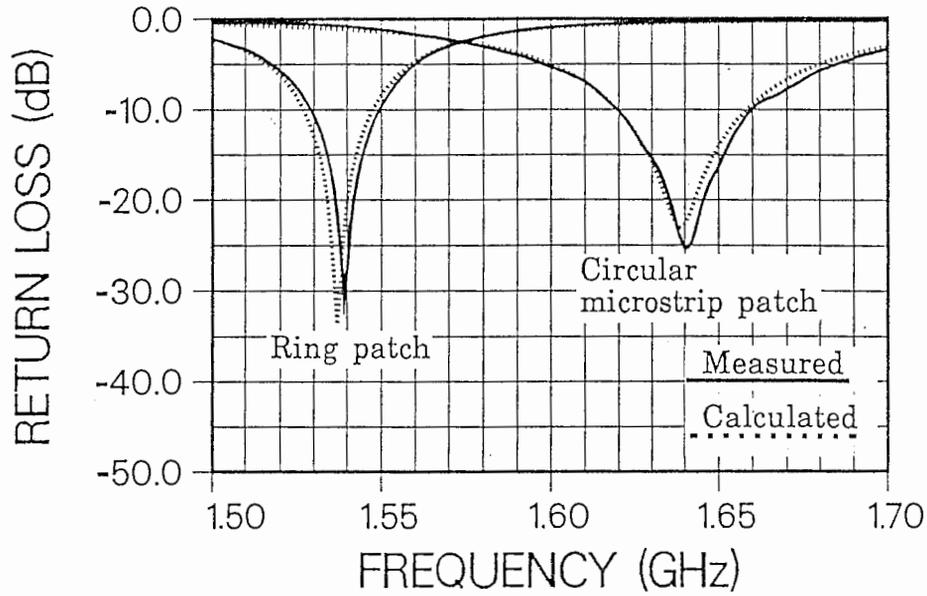


図2-9 円形MSAと円環パッチアンテナのリターンロス

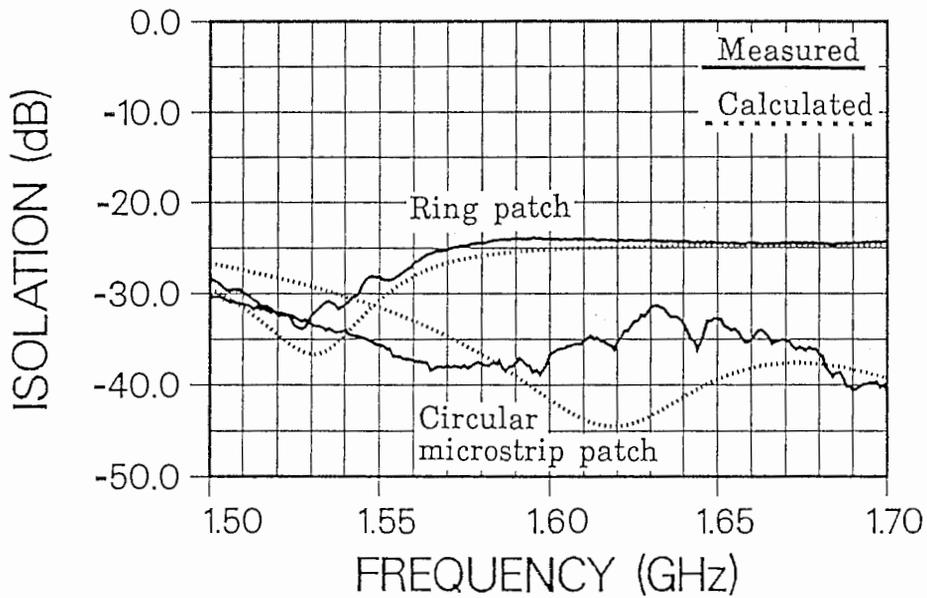
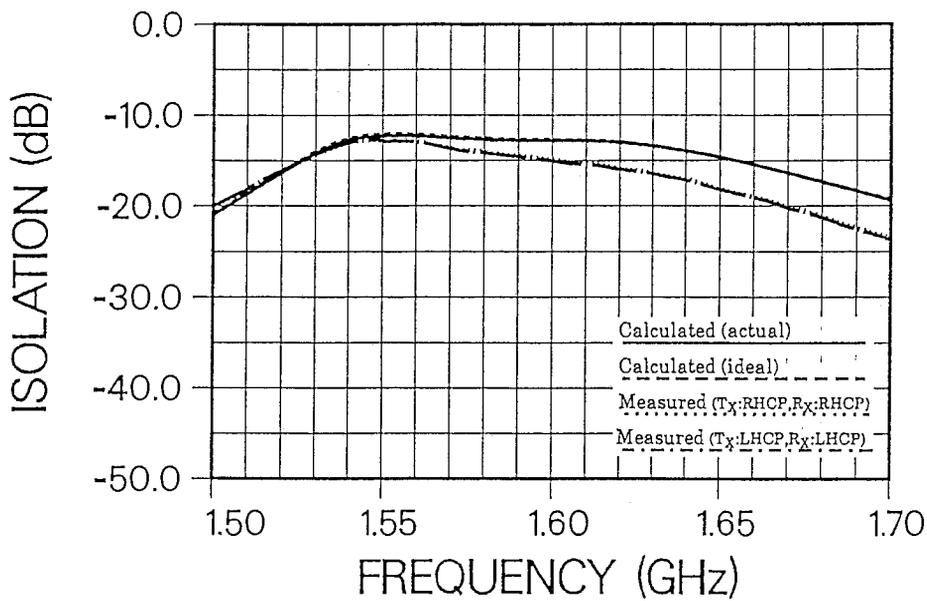


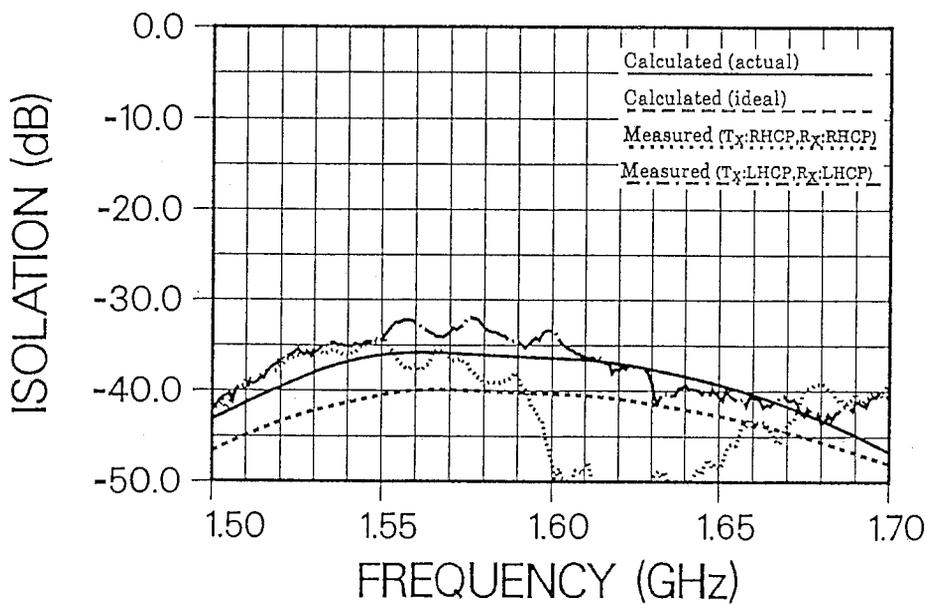
図2-10 円形MSAと円環パッチアンテナの2端子間アイソレーション特性

レーション特性ともに、解析結果は測定値とよく一致していることがわかる。

次に円偏波励振した場合の送受アンテナ間のアイソレーションを図2-11(a),(b)に示す。図2-11において逆旋円偏波励振は送受のアンテナが周波数および距離



(a) 逆旋円偏波励振



(b) 同旋円偏波励振

図2-11 送受アンテナ間のアイソレーション特性

的に離れていることによるアイソレーションを示し、同旋円偏波励振は周波数および距離差によるアイソレーションと円偏波によるアイソレーションをたしあわせた総合アイソレーションを意味する。図より逆旋円偏波励振では12dBのア

アイソレーション、同旋円偏波励振では32dBのアイソレーションが得られることがわかる。

一方、計算値において“ideal”は90°ハイブリッドが理想的な特性をもつ場合の相互結合量を表し、“actual”は90°ハイブリッドが実際に誤差をもつ場合の相互結合量を示している。ここで“actual”の場合は、周波数範囲が1.5~1.7GHzの範囲において、式(2-15)に示すハイブリッドの対角行列要素 α と β をそれぞれ-2.90dB、-3.25dBとしている。さらに実際のハイブリッドでは対角行列以外の成分が生じるが、ここでのアイソレーション特性には影響を及ぼさないので本論文ではゼロとして取り扱っている。

図2-11(a)において逆旋円偏波励振の場合、計算値は測定値とよく一致している。また、計算値において“ideal”と“actual”の差は生じない。一方、図2-11(b)の同旋円偏波励振の場合は“actual”は実験値とよく一致した値が得られている。“actual”は“ideal”に比べて約5dBアイソレーション特性が劣化している。この違いは90°ハイブリッドの誤差に起因する軸比の劣化によると考えられる。

表2-2 解析および実験に用いたアンテナパラメータ

		Analysis	Experiments
RPA outer radius	a_r	38.5 mm	38.5 mm
RPA inner radius	b	12.0 mm	12.2 mm
RPA substrate thickness	d_r	3.15 mm	3.2 mm
RPA feed points	ρ_r	17.2 mm	17.2 mm
RPA substrate permittivity	ϵ_r	2.80	2.60
CMA radius	a_m	30.2 mm	30.2 mm
CMA substrate thickness	d_m	4.88 mm	3.2 mm
CMA feed points	ρ_m	8.47 mm	9.0 mm
CMA substrate permittivity	ϵ_m	2.68	2.60

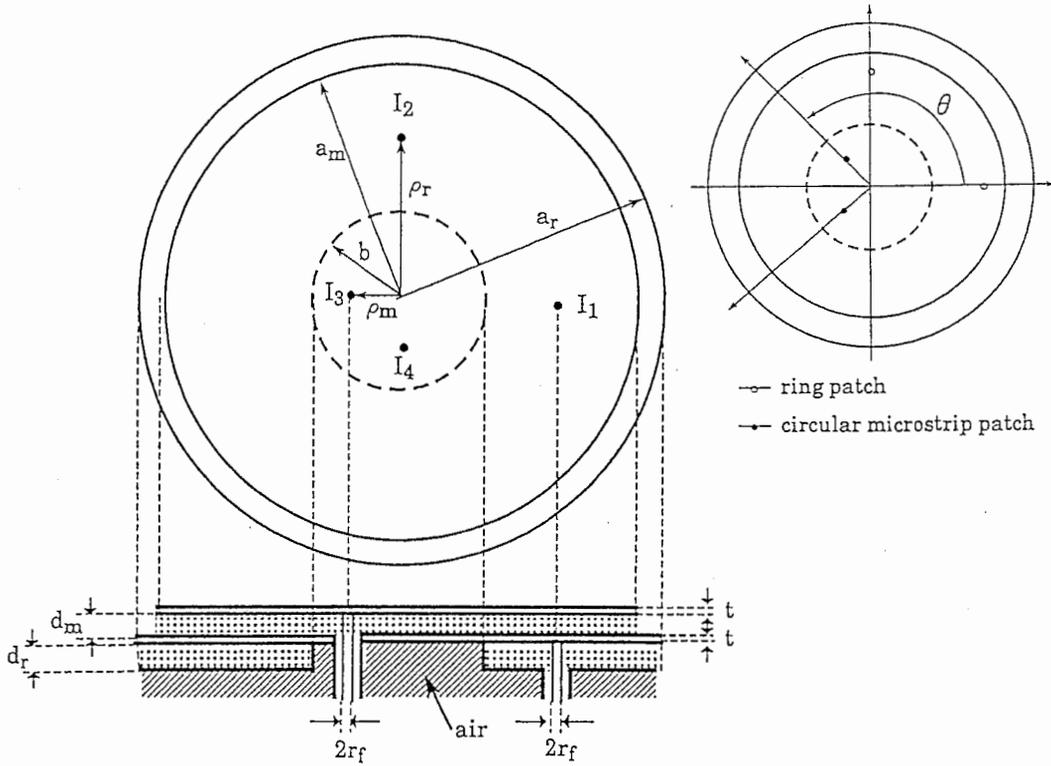
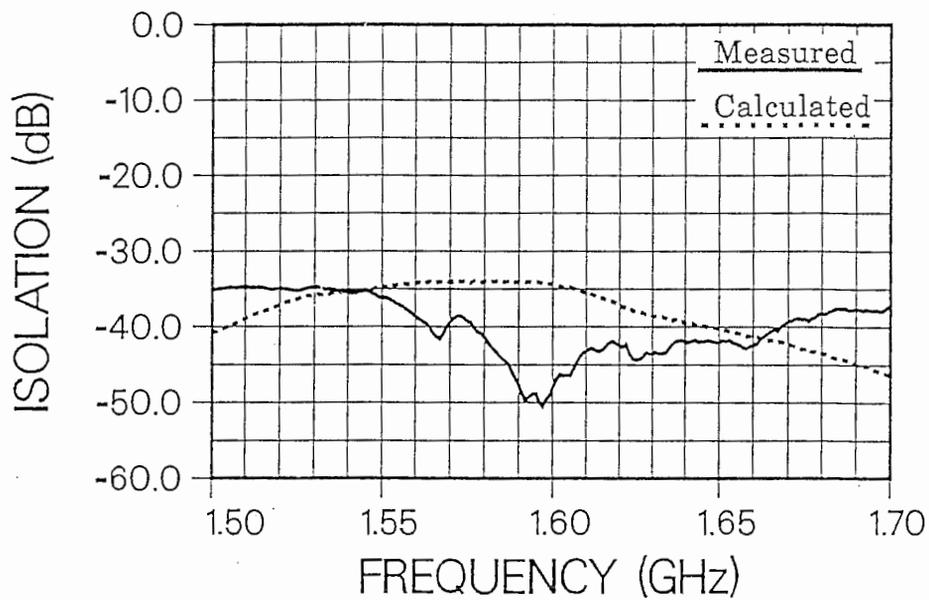
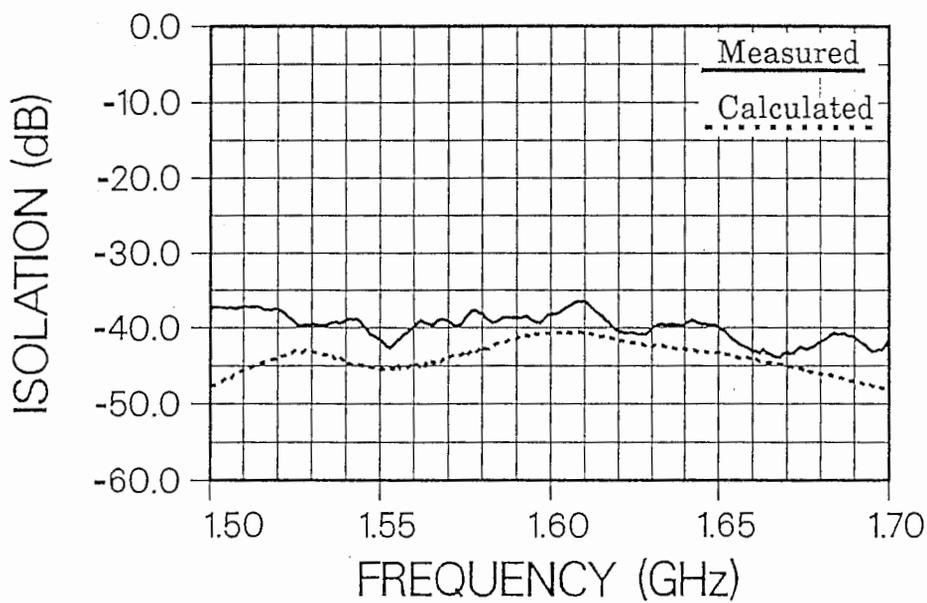


図2-12 解析モデル

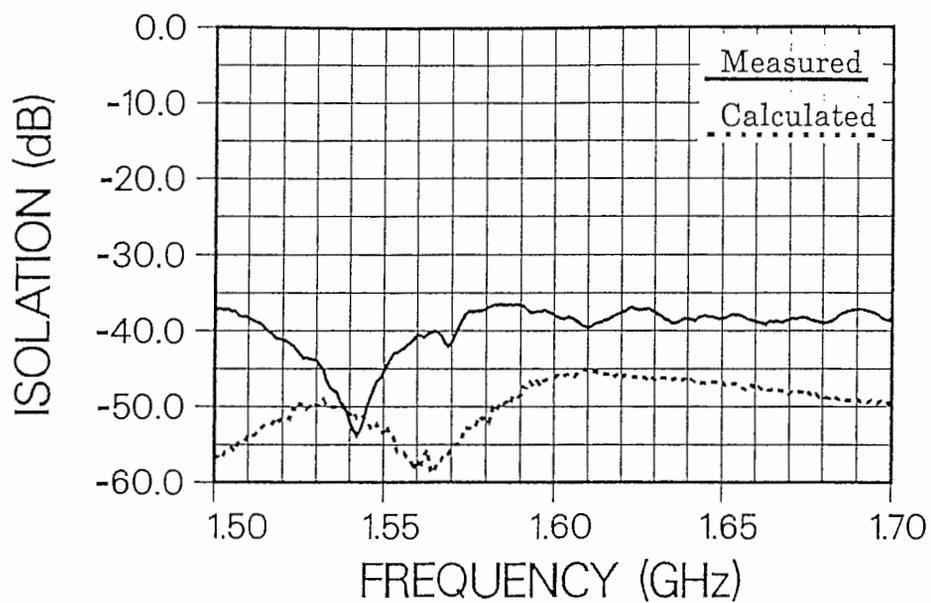
給電系の構成の違いによるアイソレーション量を定量的に調べるため、送受のアンテナの給電点の相対角度 θ を変化させてアイソレーション特性の違いを見た⁽³⁵⁾。図2-12に解析モデルを示す。表2-2に解析および実験に用いたアンテナパラメータを示す。基板誘電率 $\epsilon_r=2.6$ (公称値)を用いた。このとき設計共振周波数は $f=1.64\text{GHz}$ (送信)と $f=1.54\text{GHz}$ (受信)としている。また、円偏波励振のための 90° ハイブリッドについては、実際のハイブリッドの励振振幅・位相特性を用いている。図2-13に給電点の相対角度 θ を変えて右旋円偏波励振を行った際の送受アンテナ間アイソレーション特性を示す。実線が実験値、点線が計算値を示している。図によれば相対角度 θ により若干の差はあるが、計算値と実験値はかなりよく一致していることがわかる。 θ を変えることによりアイソレーション特性が変化



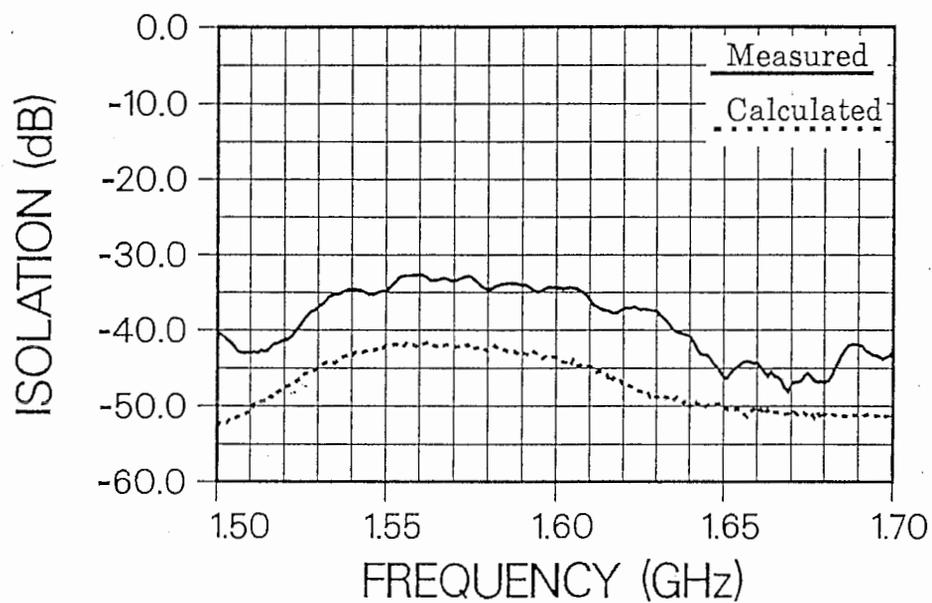
(a) 給電点相对角度 $\theta = 0^\circ$



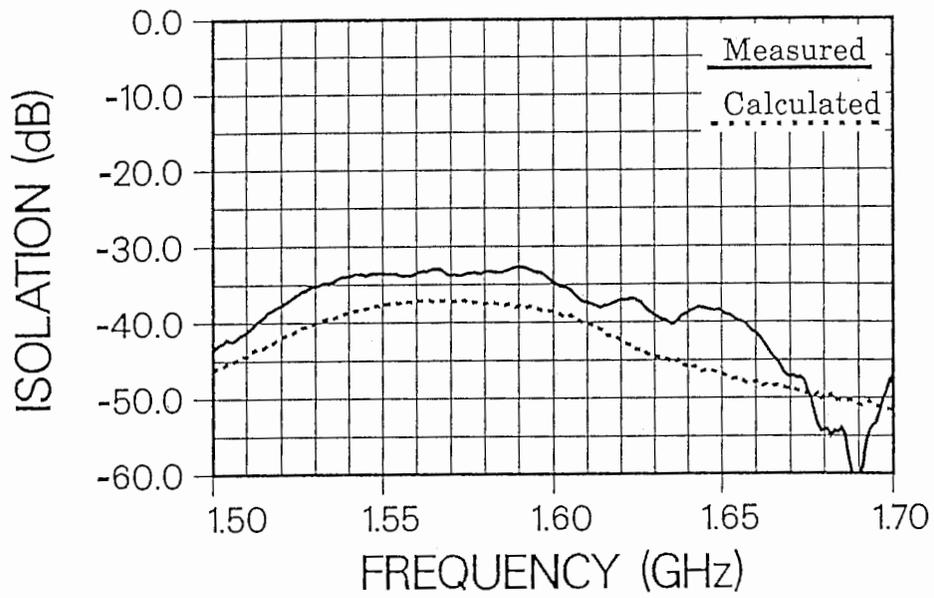
(b) 給電点相对角度 $\theta = 60^\circ$



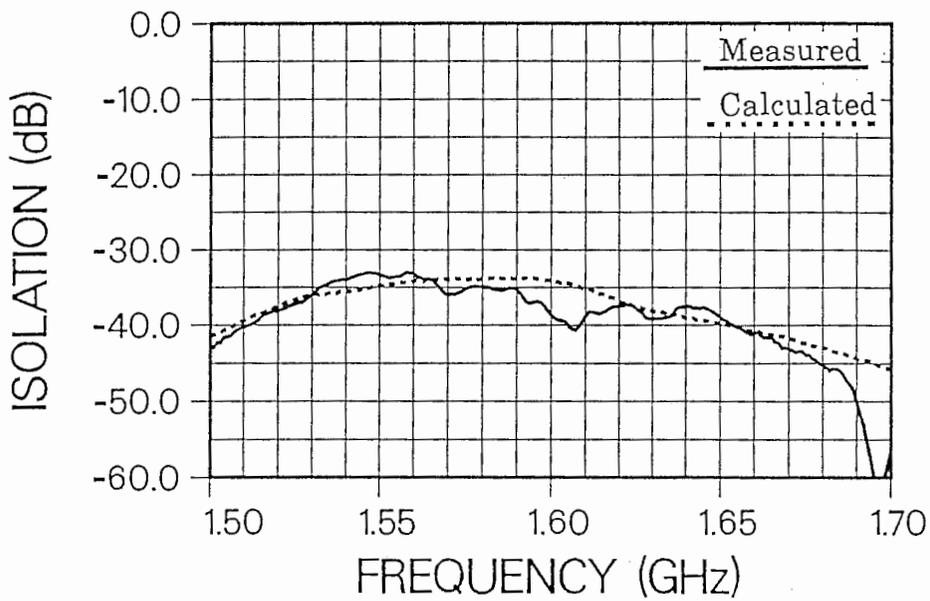
(c) 給電点相对角度 $\theta = 80^\circ$



(d) 給電点相对角度 $\theta = 100^\circ$

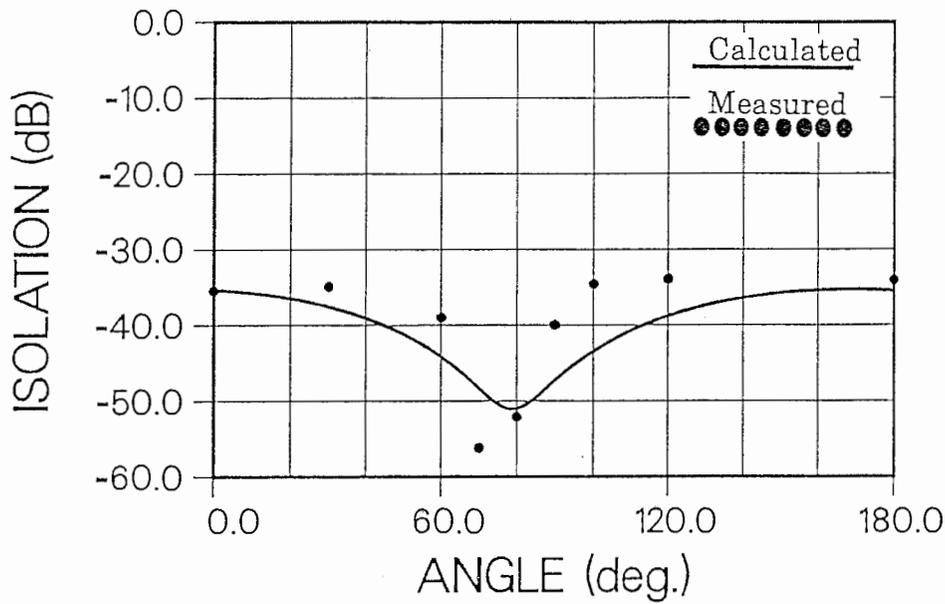


(e) 給電点相対角度 $\theta = 120^\circ$

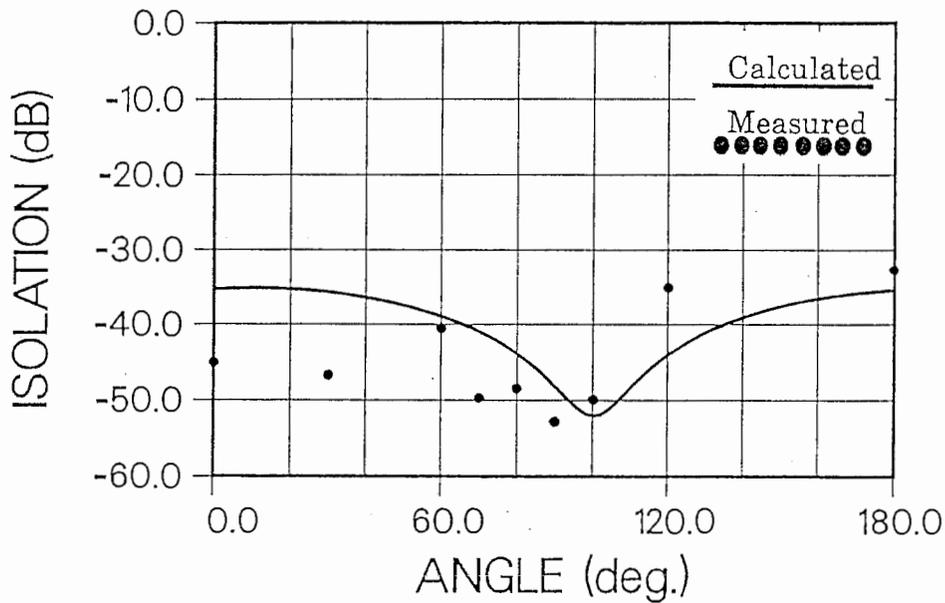


(f) 給電点相対角度 $\theta = 180^\circ$

図2-13 送受アンテナ間アイソレーション特性(右旋円偏波励振)



(a) 右旋円偏波励振($f=1.54\text{GHz}$)



(b) 左旋円偏波励振($f=1.54\text{GHz}$)

図2-14 送受アンテナ間アイソレーション特性の相対角度依存性

し、特に $\theta=80^\circ$ では受信周波数近傍でアイソレーション特性が改善されることがわかる。

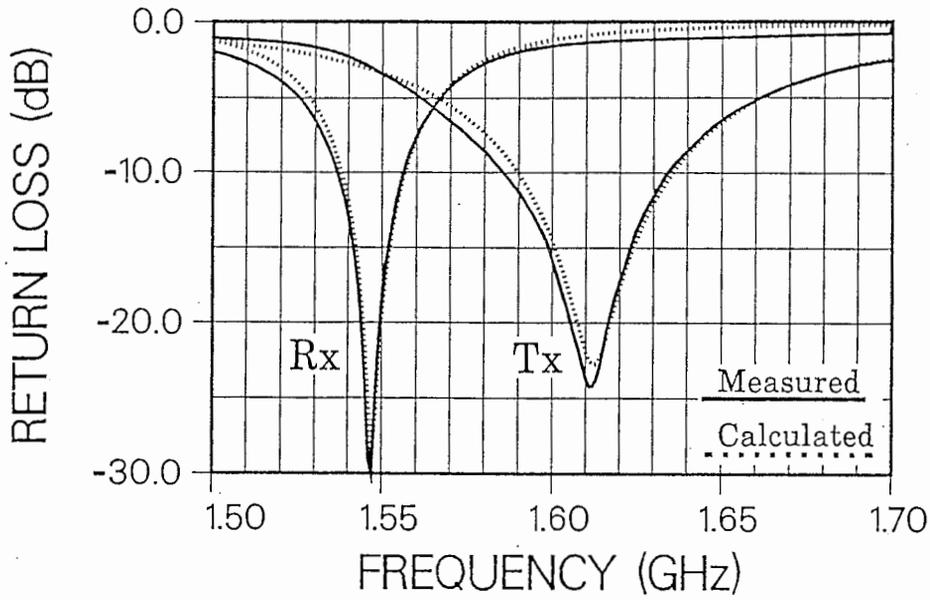
図2-14にこれらの結果をまとめて、 $f=1.54\text{GHz}$ (受信のポイント周波数)におけるアイソレーション特性の相対角度依存性を示す。実線が計算値、黒丸が実験値

を示している。右旋円偏波励振の場合、 $\theta=80^\circ$ 付近において、また左旋円偏波励振の場合、 $\theta=100^\circ$ 付近においてアイソレーション特性が改善される傾向が理論値、実験値ともによく出ていることがわかる。実験では右旋、左旋円偏波ともに50dB以上のアイソレーション特性を実現している。また、理論値と実験値に若干の差が見られるが、この誤差はアンテナ給電点の製作精度のばらつきによるものと思われる。2点給電では送受のアンテナの給電点の相対角度を調整することにより、アイソレーション特性が改善できることを実験および解析両面から明らかにした。

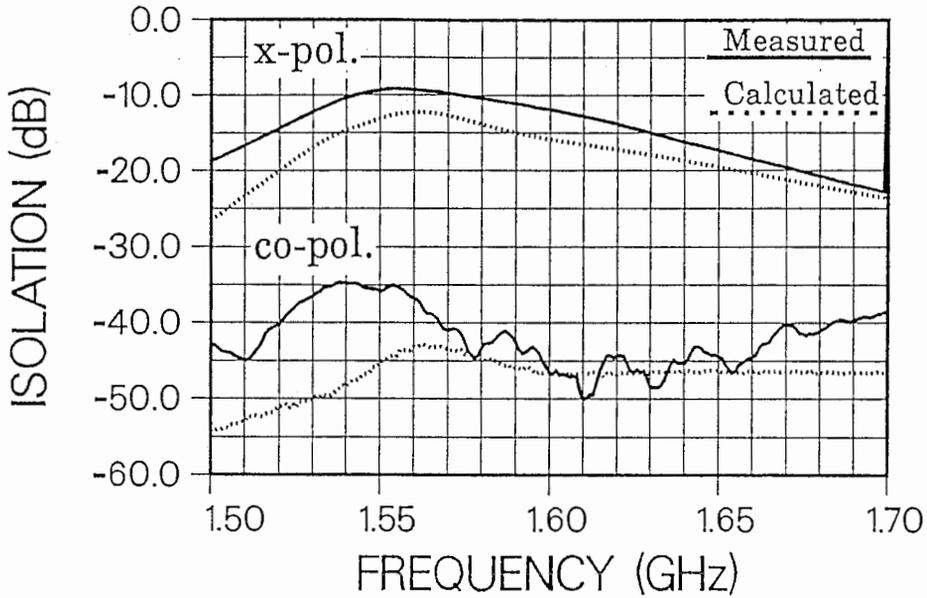
表2-3 解析および実験に用いたアンテナパラメータ

		Analysis	Experiments
RPA outer radius	a_r	34.5 mm	34.5 mm
RPA inner radius	b	12.7 mm	12.7 mm
RPA substrate thickness	d_r	3.2 mm	3.2 mm
RPA feed points	ρ_r	17.0 mm	17.0 mm
RPA substrate permittivity	ϵ_r	4.05	3.40
CMA radius	a_m	26.3 mm	26.3 mm
CMA substrate thickness	d_m	8.5 mm	3.2 mm
CMA feed points	ρ_m	7.5 mm	7.5 mm
CMA substrate permittivity	ϵ_m	3.3	3.4

次に基板誘電率とアイソレーション特性の関係について解析および実験の両面から検討を行う。基板誘電率を上げることで、等価的に送受アンテナ間の距離が離れ、アイソレーション特性を改善できる可能性がある。表2-3に基板誘電率 $\epsilon_r=3.4$ (公称値)を用いた場合の解析および実験パラメータを示す。このとき送受の周波数調整は行っていない。図2-15は給電点の相対角度 $\theta=110^\circ$ とした場合の素子アンテナの反射特性、送受アンテナ間アイソレーション特性の一例を示したものである。実線が実験値、点線が計算値を示している。図2-15(b)は逆旋円偏波励振および同旋円偏波励振を行った場合のアイソレーション特性である。逆旋円偏



(a) 素子アンテナの反射特性



(b) 送受アンテナ間アイソレーション特性

図2-15 セルフダイプレクシングアンテナの特性($\epsilon_r=3.4, \theta=110^\circ$)

波励振を行った場合は、 $\epsilon_r=2.6$ の場合(最悪値で約12dB)と比べてむしろ特性が劣化していることがわかる。一方、同旋円偏波励振を行った場合は、円環パッチの共振周波数($f=1.55\text{GHz}$)で35dB以上、円形パッチの共振周波数($f=1.61\text{GHz}$)で50dB以上のアイソレーション特性が得られることがわかる。この値は $\epsilon_r=2.6$ の

場合(図2-13,14参照)と比較して傾向は違うが、得られるアイソレーション量としてはほぼ同じ量である。さらに図2-16に $f=1.61\text{GHz}$ でのアイソレーション特性の相対角度依存性を示す。実線が計算値、黒丸が実験値を示している。実験値のばらつきは大きくなっているが、計算値と同じ傾向を示していることがわかる。誤差はアンテナ給電点の製作精度のばらつきによるものと思われる。

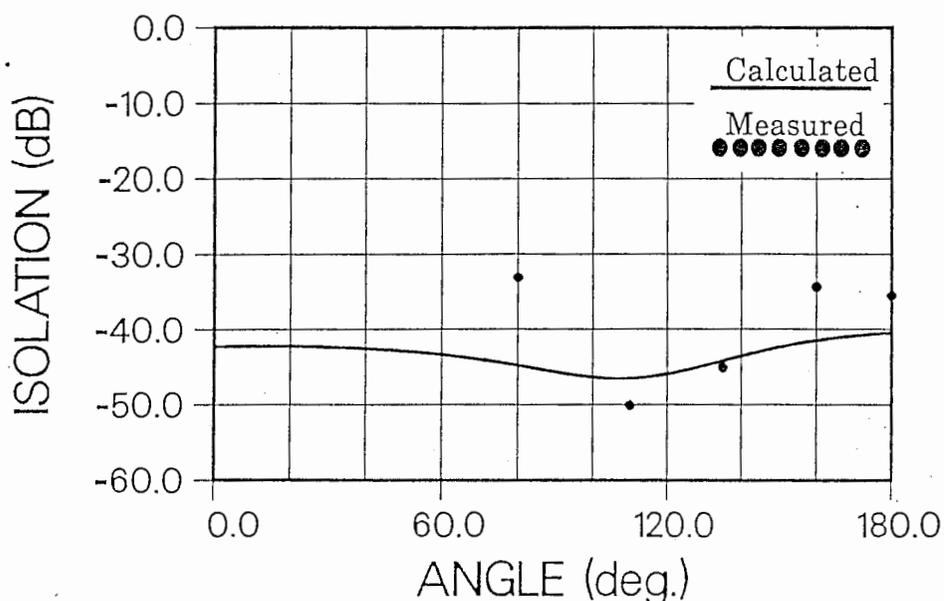
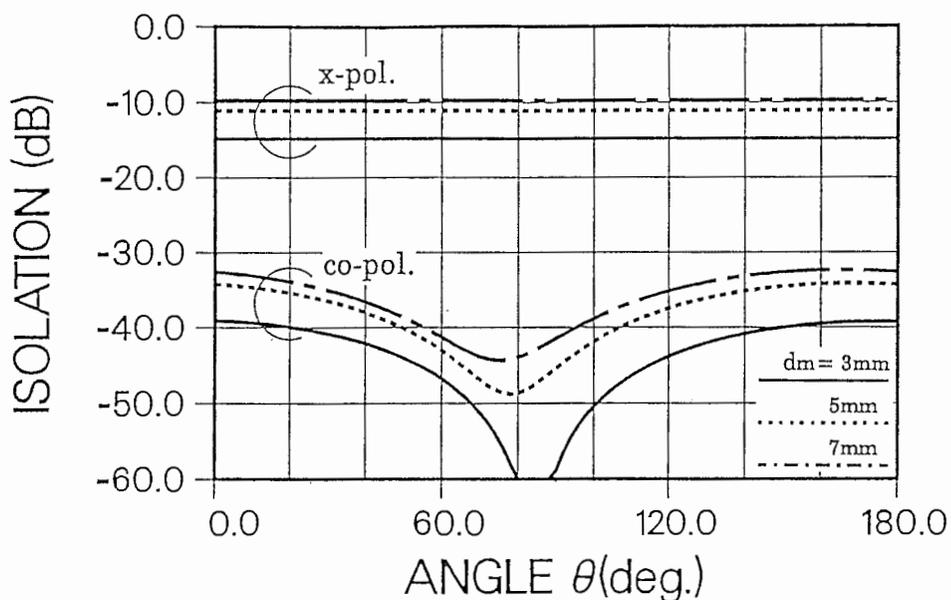
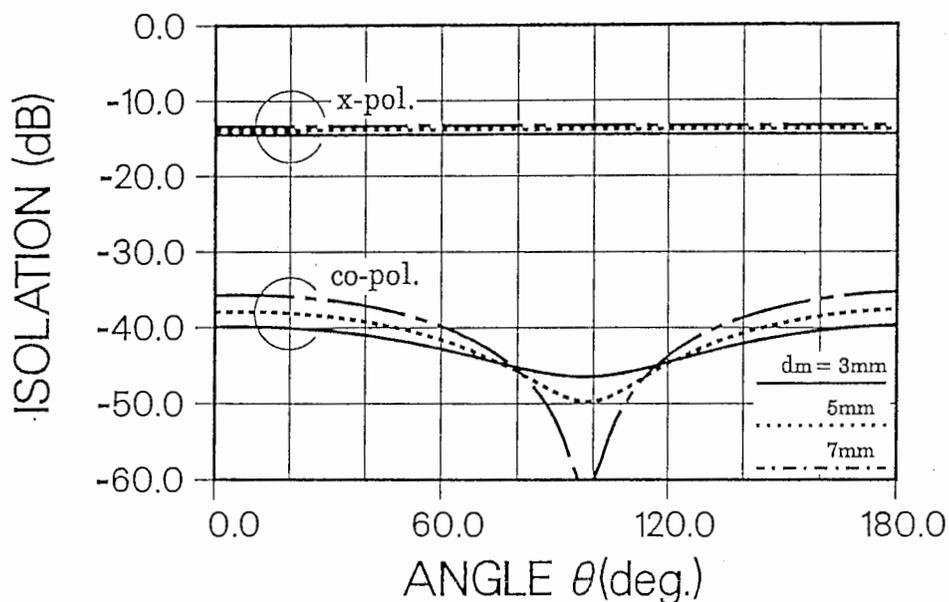


図2-16 アイソレーション特性の相対角度依存性($f=1.61\text{GHz}$)

図2-15,16に示す結果から、 $\epsilon_r=3.4$ の場合には $\epsilon_r=2.6$ の場合とほぼ同程度のアイソレーション特性が得られるが、基板誘電率を上げて必ずしもアイソレーション特性が改善されるとは限らないことが明らかである。この原因について解析により検討を行った。図2-4に示すセルフダイプレクシングアンテナの構造から明らかなように、上層の円形パッチから見た場合に、円環パッチは地板として作用するが、その中央に穴が開いている。従って解析ではこれを取り扱うために上層基板の厚さを変えて表現している。図2-17は $\epsilon_r=2.6$ と 3.4 の場合に、下層基板の厚さ d_r を一定(3.2mm)にしたまま、上層基板の厚さ d_m を変化させたときの

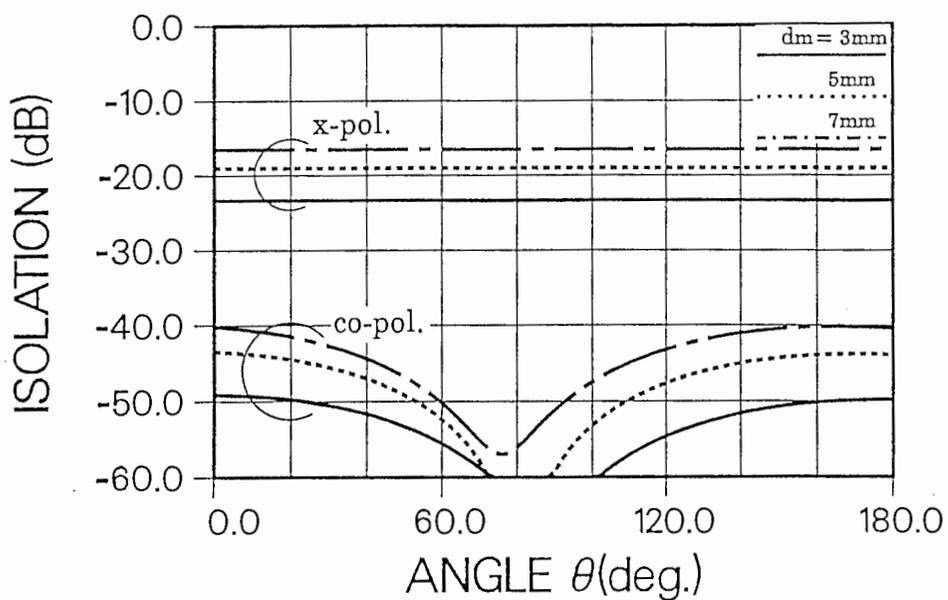


(a) $\epsilon_r=2.6$, $f=1.54\text{GHz}$ (受信)

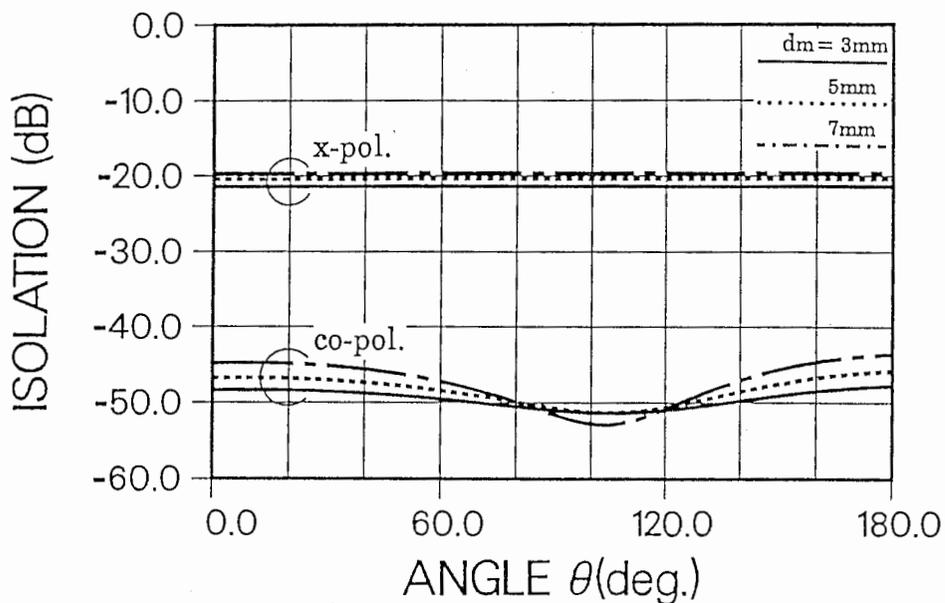


(b) $\epsilon_r=2.6$, $f=1.64\text{GHz}$ (送信)

アイソレーション特性を数値検討したものである。解析では設計共振周波数を $f=1.64\text{GHz}$ (送信)と $f=1.54\text{GHz}$ (受信)としている。表2-4に解析に用いたアンテナパラメータを示す。上層基板厚の変化に応じて、アンテナ寸法および給電位置の調整を行っている。図より上層基板の厚さが厚くなるほどアンテナのQが低下し、逆旋円偏波励振時のアイソレーション量が劣化することがわかる。これより



(c) $\epsilon_r=3.4$, $f=1.54\text{GHz}$ (受信)



(d) $\epsilon_r=3.4$, $f=1.64\text{GHz}$ (送信)

図2-17 アイソレーション特性の相対角度依存性(計算値)

基板誘電率が一定の場合には、円環パッチの内径を小さくする方が基板自身が持つアイソレーション特性(円偏波特性に依存しないアイソレーション量)を改善できることがわかる。一方、同旋円偏波励振時のアイソレーション量については、 $f=1.54\text{GHz}$ (受信)では上層基板が薄いほど、また $f=1.64\text{GHz}$ (送信)では上層基板

が厚い程良好な特性を得ることができ、周波数に応じて上層基板、つまり円環パッチの形状に最適値が存在することがわかる。

表2-4 解析に用いたアンテナパラメータ

(a) $\epsilon_r=2.6$

RPA					
t_r [mm]	a_r [mm]	b [mm]	d_r [mm]	ρ_r [mm]	ϵ_r [mm]
0.018	39.7	12.2	3.2	17.8	2.6
CMA					
t_m [mm]	a_m [mm]	d_m [mm]	ρ_m [mm]	ϵ_m	
0.018	31.4	3.0	8.0	2.6	
0.018	30.6	5.0	8.8	2.6	
0.018	29.9	7.0	9.6	2.6	

(b) $\epsilon_r=3.4$

RPA					
t_r [mm]	a_r [mm]	b [mm]	d_r [mm]	ρ_r [mm]	ϵ_r [mm]
0.018	36.6	12.7	3.2	17.3	3.4
CMA					
t_m [mm]	a_m [mm]	d_m [mm]	ρ_m [mm]	ϵ_m	
0.018	27.5	3.0	6.3	3.4	
0.018	26.7	5.0	6.9	3.4	
0.018	26.0	7.0	7.5	3.4	

2.2.6. 4点給電円偏波セルフダイプレクシングアンテナ

前節に示したような2点給電では TM_{21} モードのような高次モードが励起される。この高次モードの影響により交差偏波が生じ、送受アンテナ間のアイソレーション特性が劣化する。これについては4点給電を採用することで特性を改善できる可能性がある⁽³³⁾。4点給電では図2-18に示すような2種類の給電構成が考えら

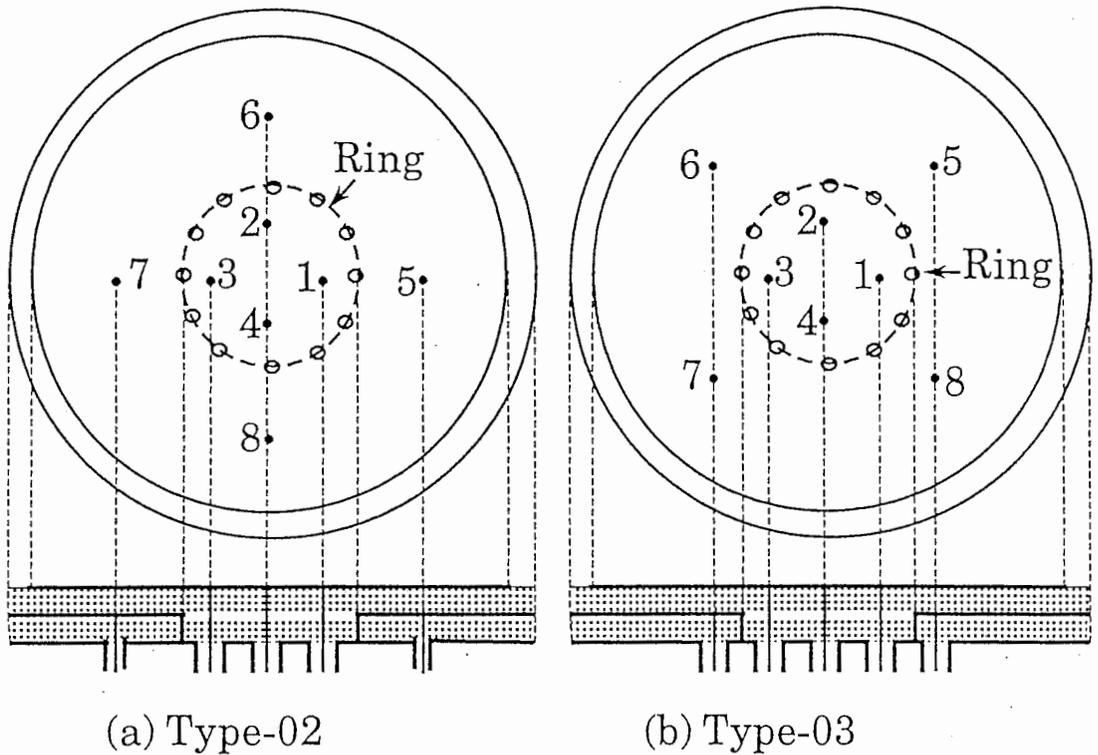
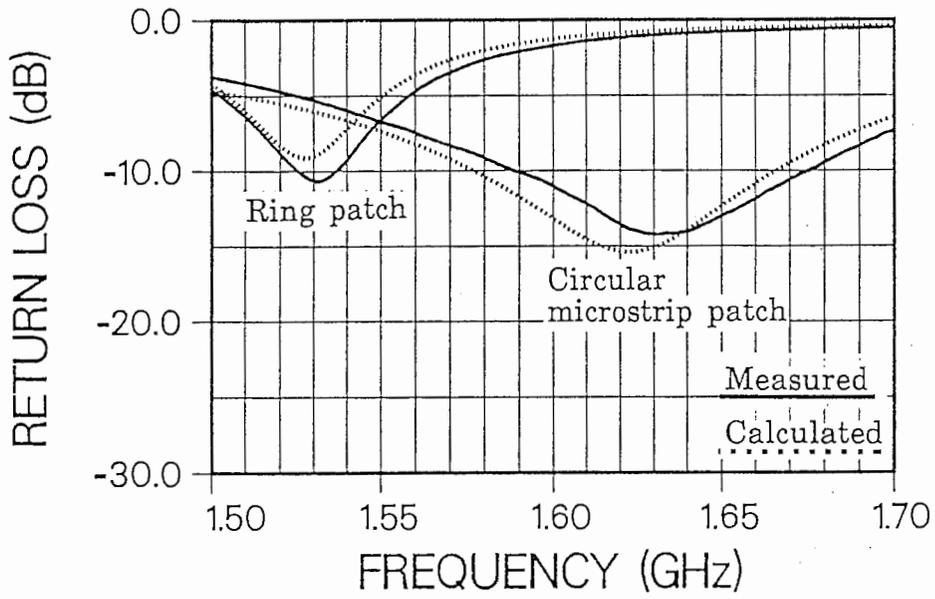


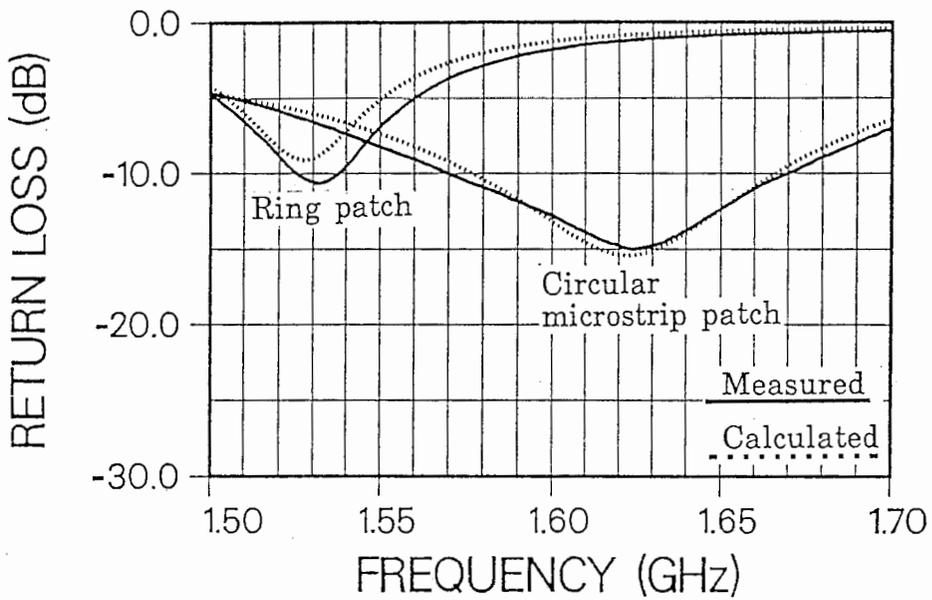
図2-18 4点給電セルフダイプレクシングアンテナの構成

表2-5 解析および実験に用いたアンテナパラメータ

		Analysis	Experiments
RPA outer radius	a_r	40.7 mm	40.7 mm
RPA inner radius	b	15.1 mm	15.1 mm
RPA substrate thickness	d_r	3.15 mm	3.20 mm
RPA feed points	ρ_r	20.1 mm	20.1 mm
RPA substrate permittivity	ϵ_r	2.97	2.60
CMA radius	a_m	30.7 mm	30.7 mm
CMA substrate thickness	d_m	5.20 mm	3.20 mm
CMA feed points	ρ_m	11.8 mm	13.0 mm
CMA substrate permittivity	ϵ_m	2.74	2.60



(a) 4点給電(Type-02)

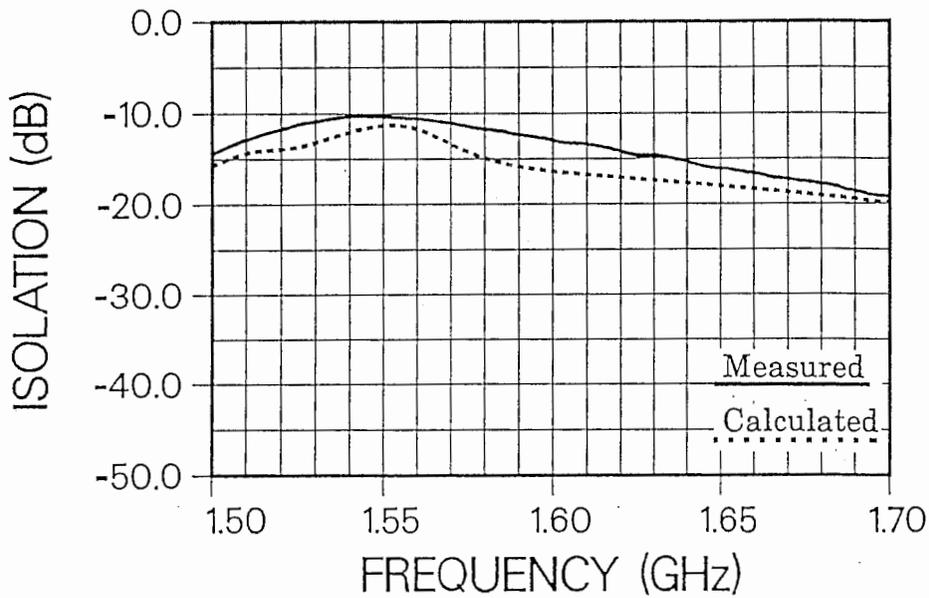


(b) 4点給電(Type-03)

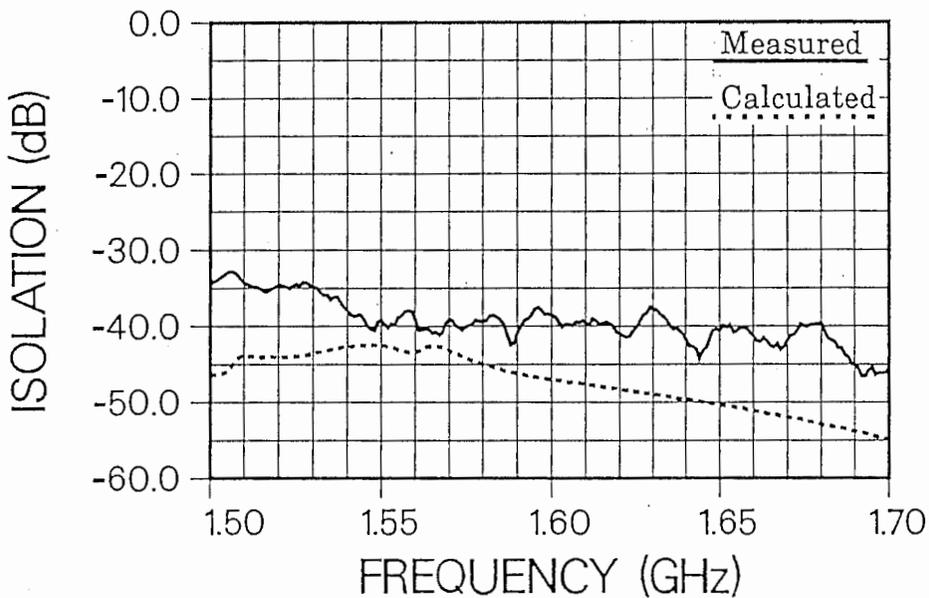
図2-19 円形MSAと円環パッチアンテナのリターンロス特性

れる。表2-5に解析および実験に用いたアンテナパラメータを示す。また、図2-19(a),(b)に給電点の一点から見た素子アンテナの反射特性を示す。このとき残りの端子はすべて整合終端を行っている。次に図2-20(a),(b)にType-02、図2-

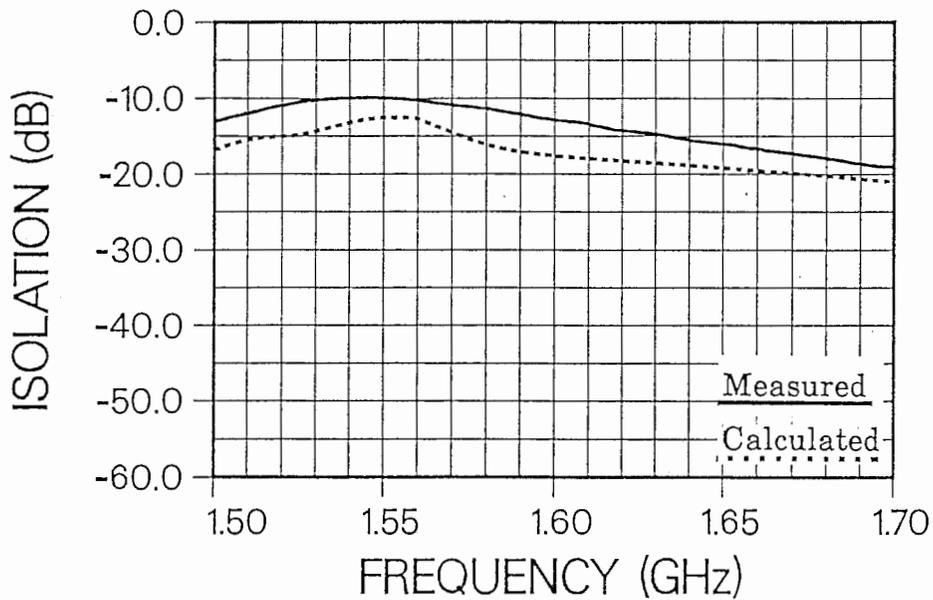
20(c),(d)にType-03の場合について、円偏波励振を行った際の送受アンテナ間のアイソレーション特性を示す。解析におけるハイブリッドの特性は実際のハイブリッドの励振振幅・位相特性を用いている。リターンロス、アイソレーション特性ともに4点給電の場合についても、解析結果は測定値とよく一致していることがわかる。4点給電では、送受の広い帯域にわたり、アイソレーション特性を抑



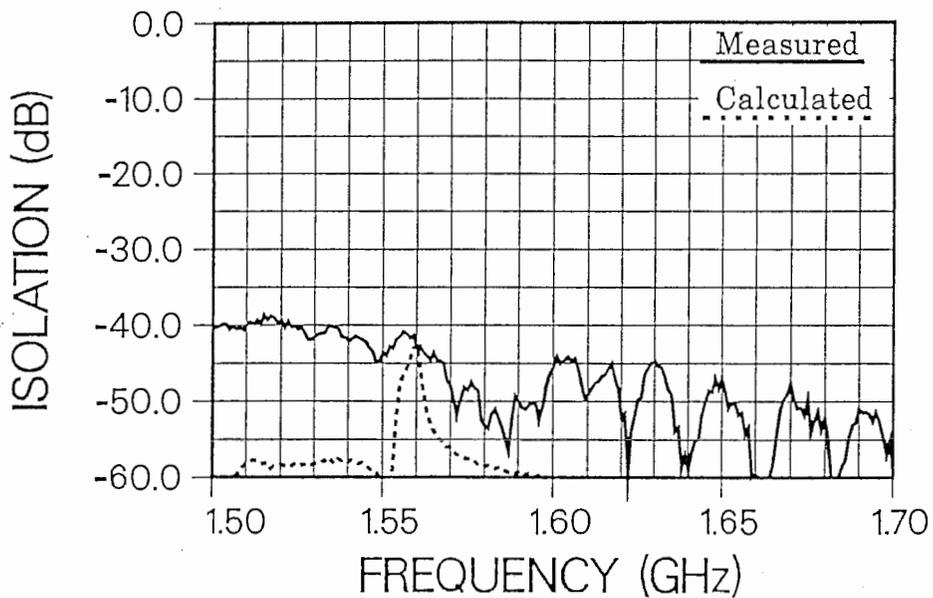
(a) 逆旋円偏波励振(4点給電、Type-02)



(b) 同旋円偏波励振(4点給電、Type-02)



(c) 逆旋円偏波励振(4点給電、Type-03)



(d) 同旋円偏波励振(4点給電、Type-03)

図2-20 送受アンテナ間のアイソレーション特性

えられることがわかる。特にType-03の場合には $f=1.64\text{GHz}$ (送信)で50dB以上のアイソレーション特性を実現することができた。

図2-21 円偏波放射特性(4点給電)

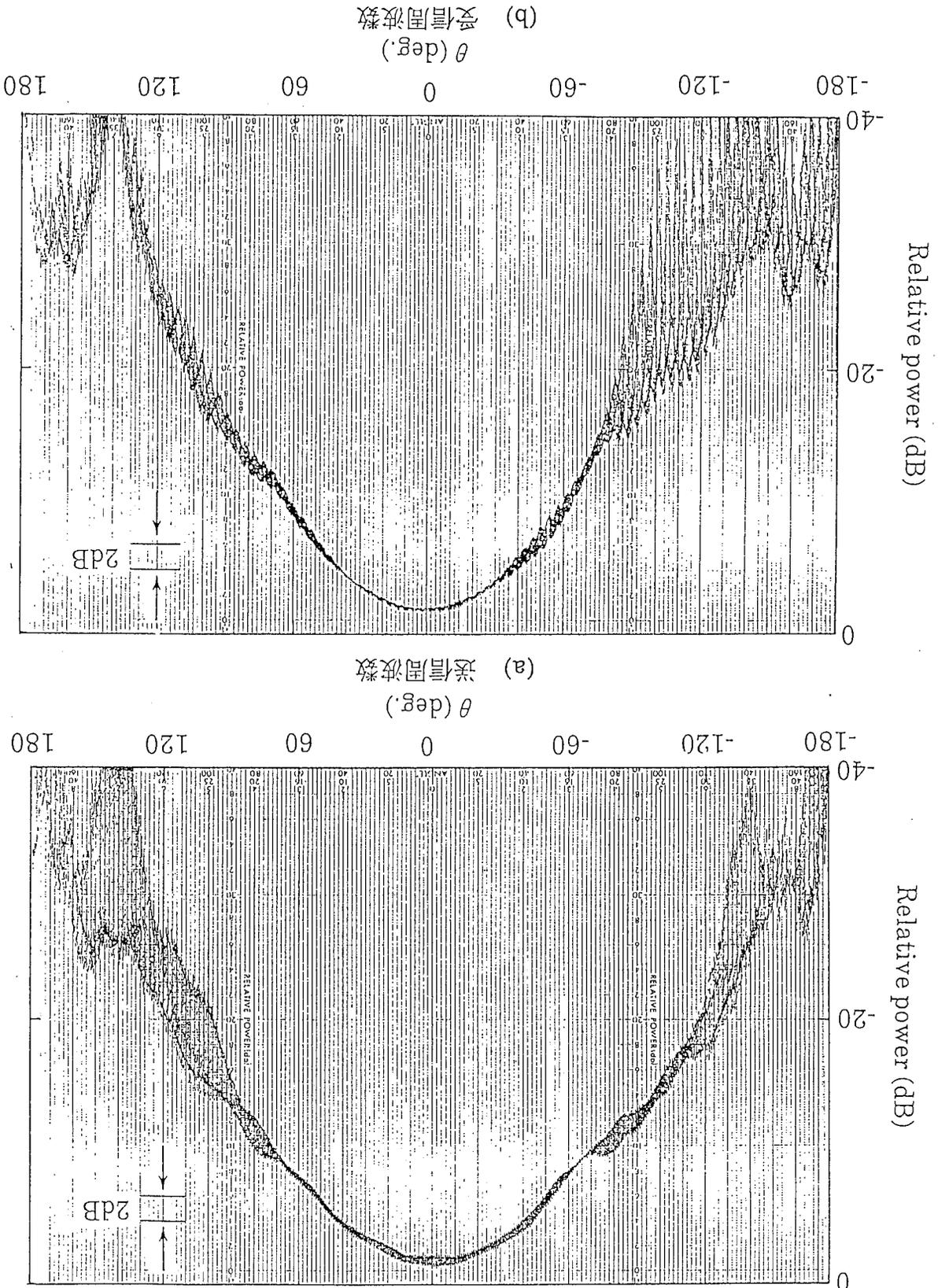


図2-21に4点給電によって得られた送受共振周波数における円偏波放射パターンを示す。送受ともに±60°の広範囲にわたり軸比2dB以下の値が得られている。特に正面方向で軸比1dB以下の良好な特性が得られている。

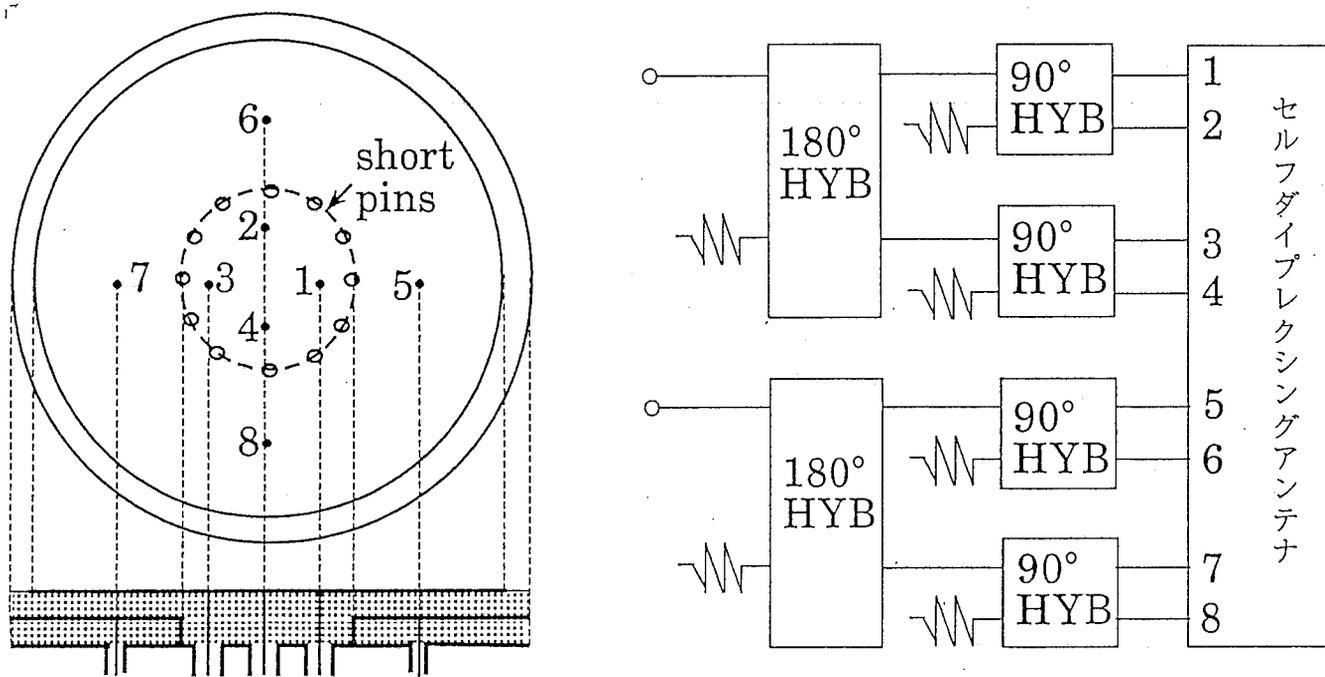
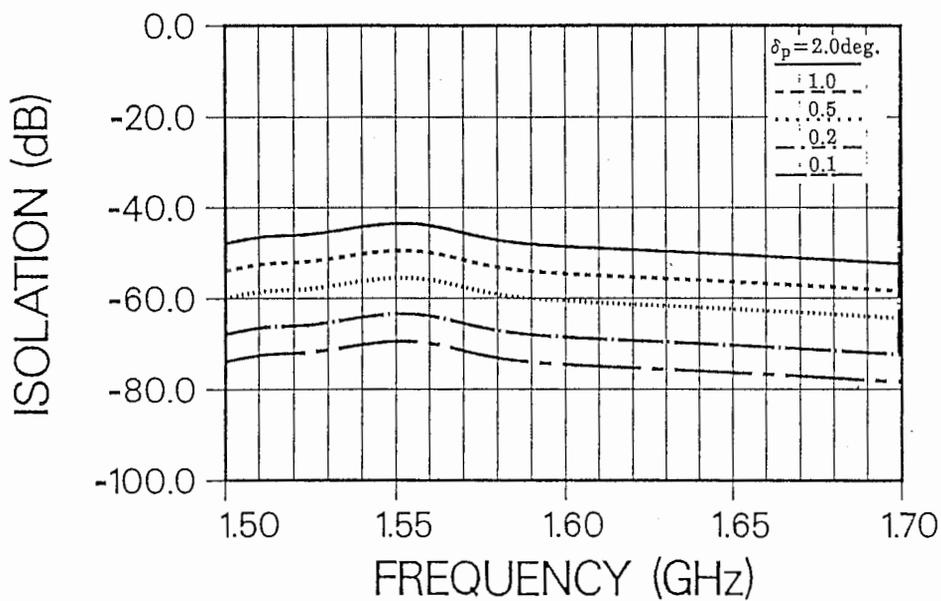


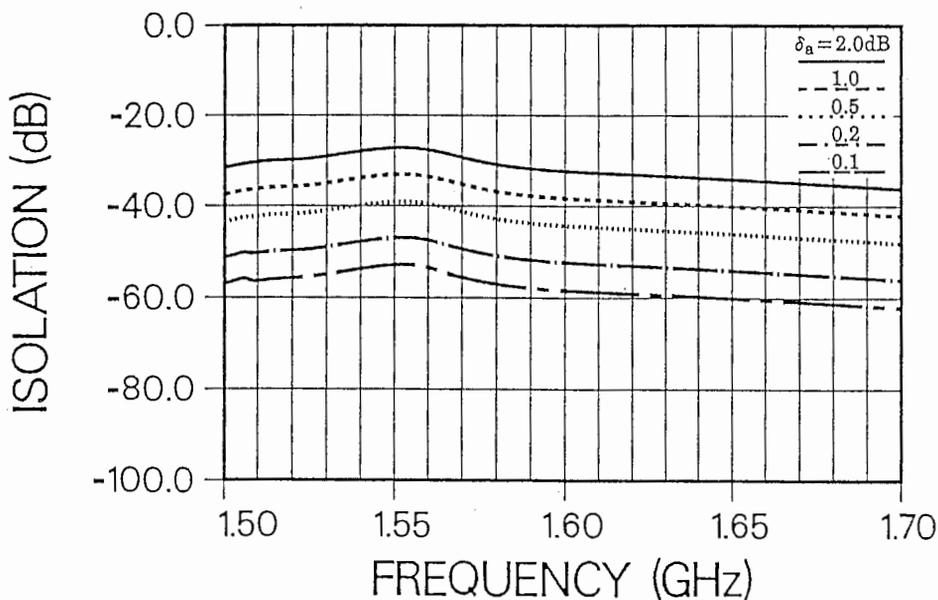
図2-22 4点給電セルフダイプレクシングアンテナと給電回路の接続

このように4点給電を用いることで高次モードの励振を抑え、アイソレーション特性を改善することができる。しかし、4点給電の場合には、理想状態では送受間のアイソレーション特性を無限大にすることが可能である。この性能劣化について解析により検討を行った。想定される劣化要因としては給電系のハイブリッドの特性が大きな要因として考えられる。それ以外には、製作上の誤差等が考えられる。ここでは給電ハイブリッドの透過振幅・位相誤差がアイソレーション特性に与える影響について検討を行う⁽³⁶⁾。図2-22に4点給電セルフダイプレクシングアンテナの給電回路の構成を示す。送受の各アンテナに対し、180°ハイブリッド1個、90°ハイブリッド2個を組み合わせる4点給電を行っている。この時、

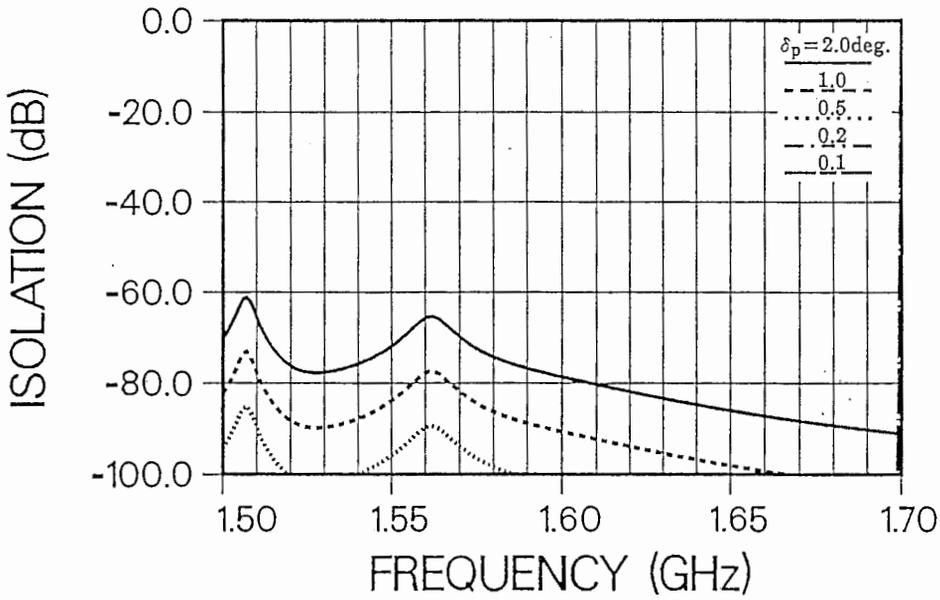
180°ハイブリッド、90°ハイブリッドにそれぞれ透過振幅・位相誤差 δ_a 、 δ_p を与えてアイソレーション特性の計算を行った。図2-23にType-02、図2-24にType-03の結果を示す。アンテナパラメータについては、表2-5の解析値を用いている。これより、Type-02の場合には180°ハイブリッドに比べて90°ハイブリッドの透



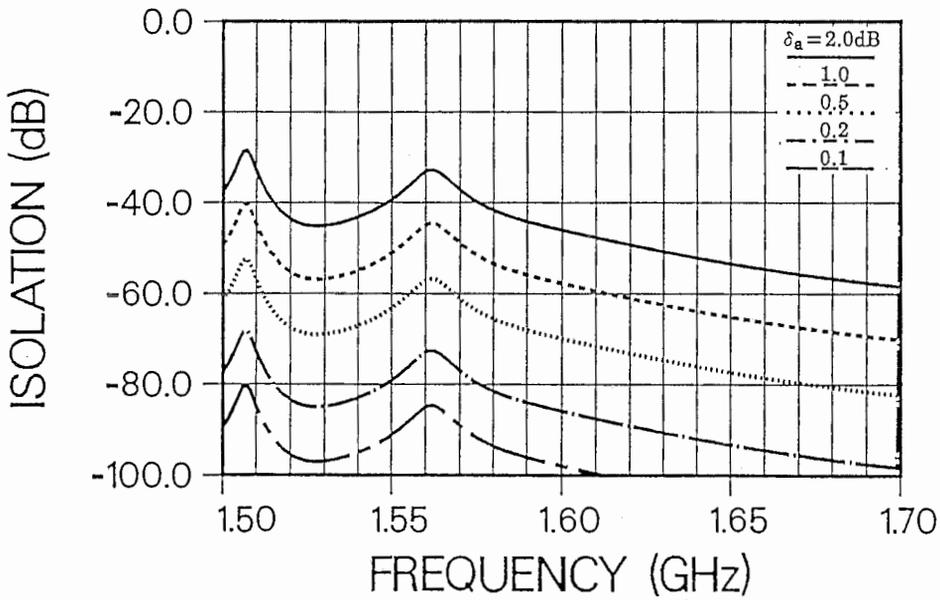
(a) 位相誤差(90°ハイブリッド)



(b) 振幅誤差(90°ハイブリッド)

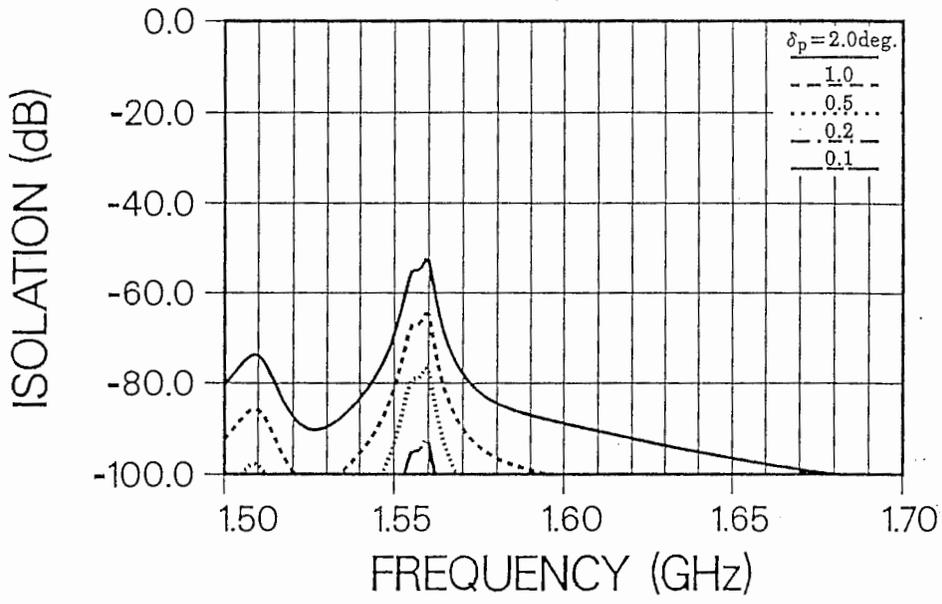


(c) 位相誤差(180°ハイブリッド)

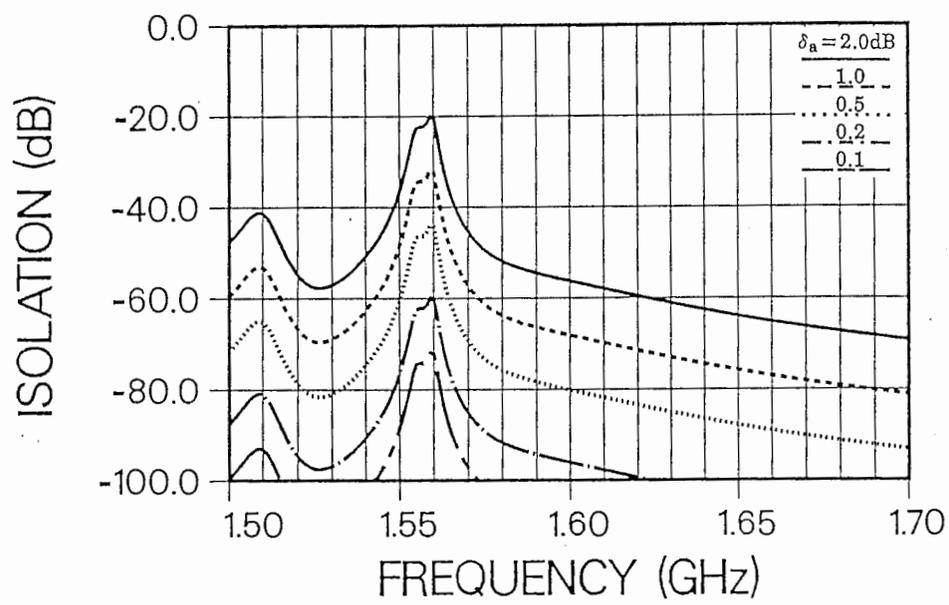


(d) 振幅誤差(180°ハイブリッド)

図2-23 給電回路の誤差によるアイソレーション特性の変化(Type-02)



(a) 位相誤差(180°ハイブリッド)



(b) 振幅誤差(180°ハイブリッド)

図2-24 給電回路の誤差によるアイソレーション特性の変化(Type-03)

過振幅・位相誤差がアイソレーション特性に大きく影響することがわかる。一方、Type-03の場合は90°ハイブリッドの透過振幅・位相誤差はアイソレーション特性に影響を与えず、180°ハイブリッドの誤差で特性が決まる。この差が図2-20で示したアイソレーション特性の差、つまり $f=1.64\text{GHz}$ (送信周波数)で得られるアイソレーション量がType-02で40dBに対し、Type-03で50dBが得られる一因となっていると思われる。

以上4点給電円偏波励振を2層構造セルフダイプレクシングアンテナに適用することで、高次モードの励振を抑制し、送受間のアイソレーション特性を改善できることを解析および実験により明らかにした。また、解析により4点給電では原理的にアイソレーションを無限大にできるが、給電系の透過振幅・位相誤差によって制限を受けることを明らかにした。この点については給電方法を調整することにより、最終的に50dBの送受間アイソレーションを実現している。

2.2.7 スロット結合セルフダイプレクシングアンテナ

前節までは多層構造マイクロストリップアンテナにおいて、下層の円環パッチ中央の穴を利用して上層のマイクロストリップアンテナに直接給電を行う方式

表2-6 スロット結合給電の特徴

- | |
|---|
| <ul style="list-style-type: none">● ミリ波等、より高い周波数帯においても適用可能。● コンフォーマルアレー等、曲面の多層化にも適用可能。● アンテナと給電線の独立設計が可能。● コストの低減。 |
|---|

のセルフダイプレクシングアンテナについて述べてきた。本節では円環パッチ中央の穴を利用して上層のアンテナにスロット結合を行う方式のセルフダイプレクシングアンテナを試作し、その構成および特性について報告する⁽³⁷⁾。

表2-6にスロット結合給電の特徴をまとめる。スロット結合給電は同軸給電を用いないため、ミリ波等、より高い周波数帯においても適用可能であると同時に、スルーホールメッキを用いなくてすむため、コンフォーマルアレー等曲面の多層化にも適している。このことは製作コストの低減化にもつながる。また、スロット結合給電方式は一般にアンテナと給電線の独立設計が可能であるため、MMIC等を使用するアクティブアレーに適した構造を有する。

図2-25に試作したセルフダイプレクシングアンテナの構成を示す。第1層に受信円形パッチアンテナ、第2層に送信用円環パッチアンテナを設けている。通常、第1層を送信、第2層を受信とするが、ここでは送受を逆の構成としている。第3層に円形パッチを給電するための円環スロット⁽³¹⁾を設け、第2層の円環パッチの穴を通して第1層の円形パッチに結合させている。この時、円環パッチは内側

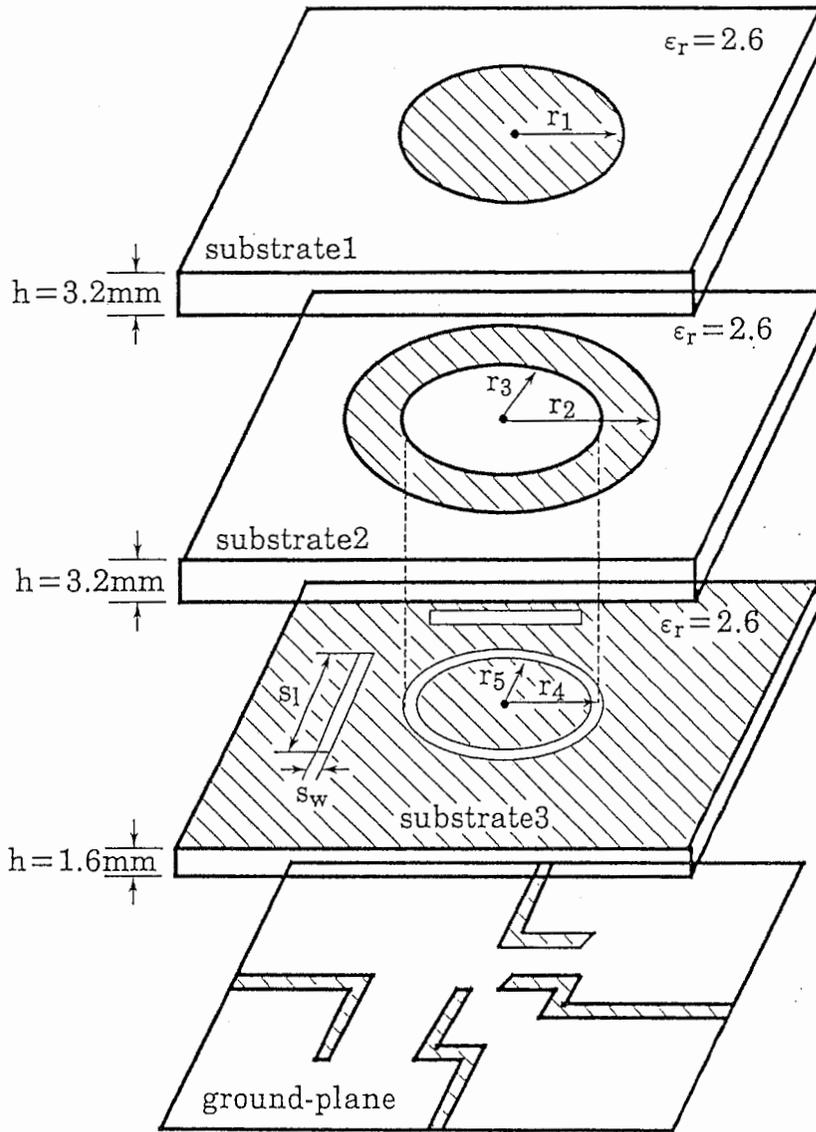


図2-25 スロット結合セルフダイプレクシングアンテナの構成

が短絡されているため、円環スロットと円環パッチの結合は抑えられると考えられる。一方、第3層の円環スロットと同一面に矩形スロットを設け、第2層の円環パッチをスロット結合給電している。表2-7に試作したアンテナ素子パラメータを示す。図2-26は給電点の一点から見た素子アンテナの反射損特性、図2-27は送受それぞれの端子間アイソレーション特性である。このとき残りの端子はすべて整合終端を行っている。図2-28は送受端子間のアイソレーション特性、

表2-7 試作アンテナ素子パラメータ

円形パッチ半径	r_1	28.5mm
円環パッチ外径	r_2	37.0mm
円環パッチ内径	r_3	15.1mm
円環スロット外径	r_4	15.0mm
円環スロット内径	r_5	13.0mm
矩形スロット長	s_1	30.0mm
矩形スロット幅	s_w	2.0mm

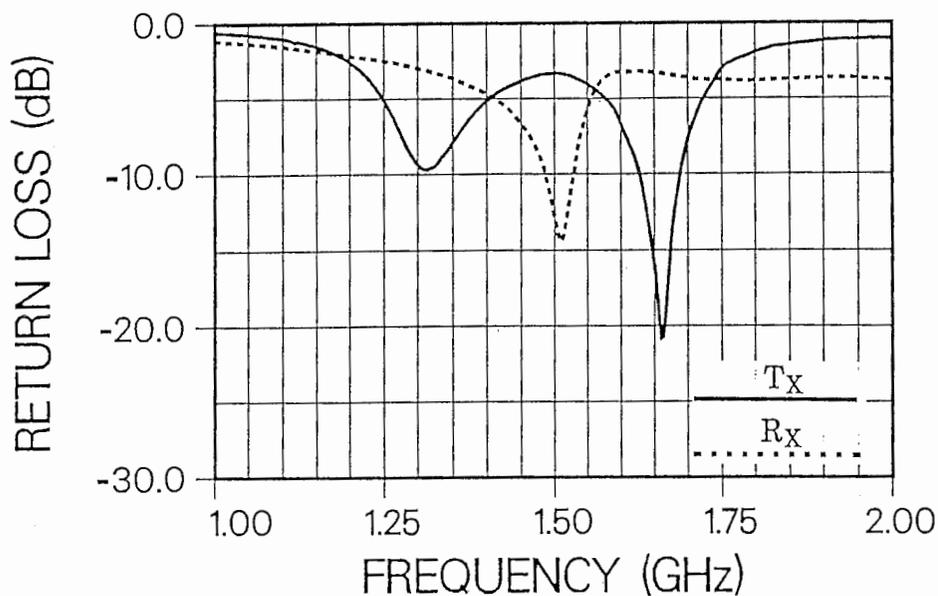


図2-26 リターンロス特性

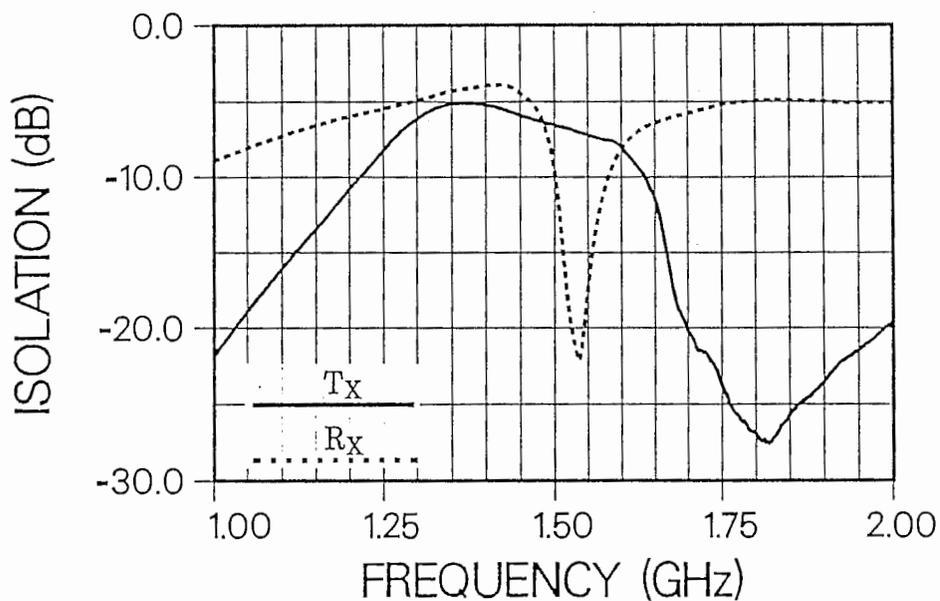
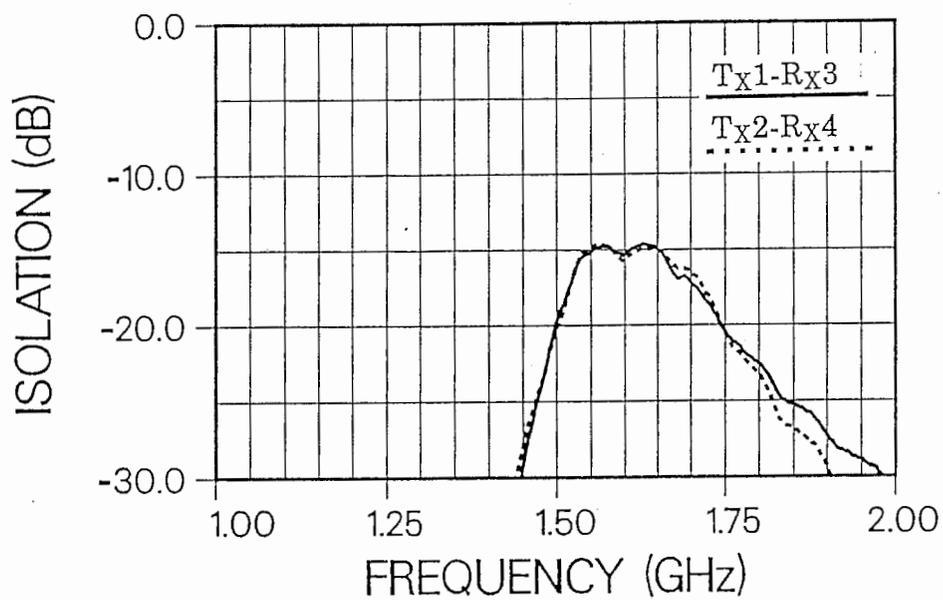
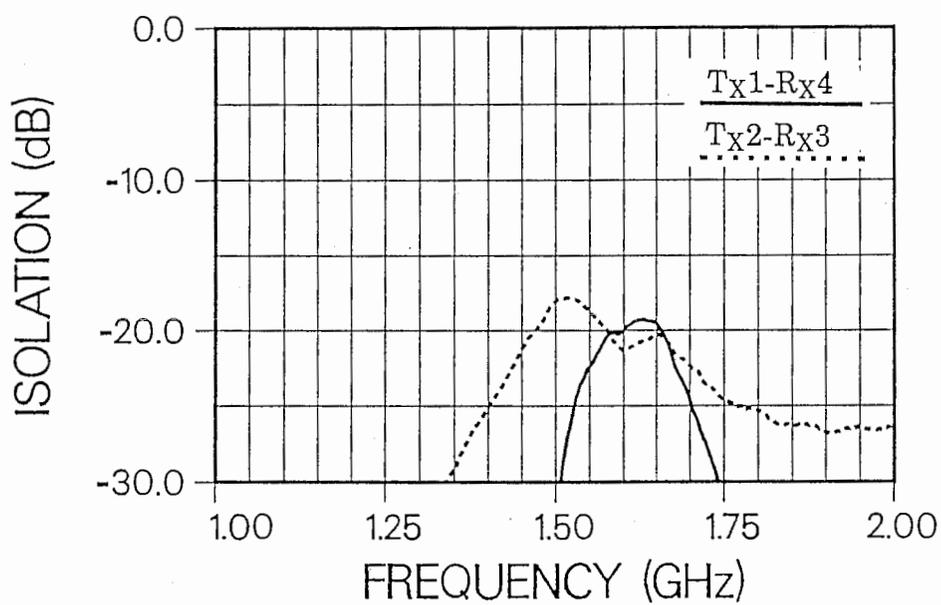


図2-27 端子間アイソレーション特性

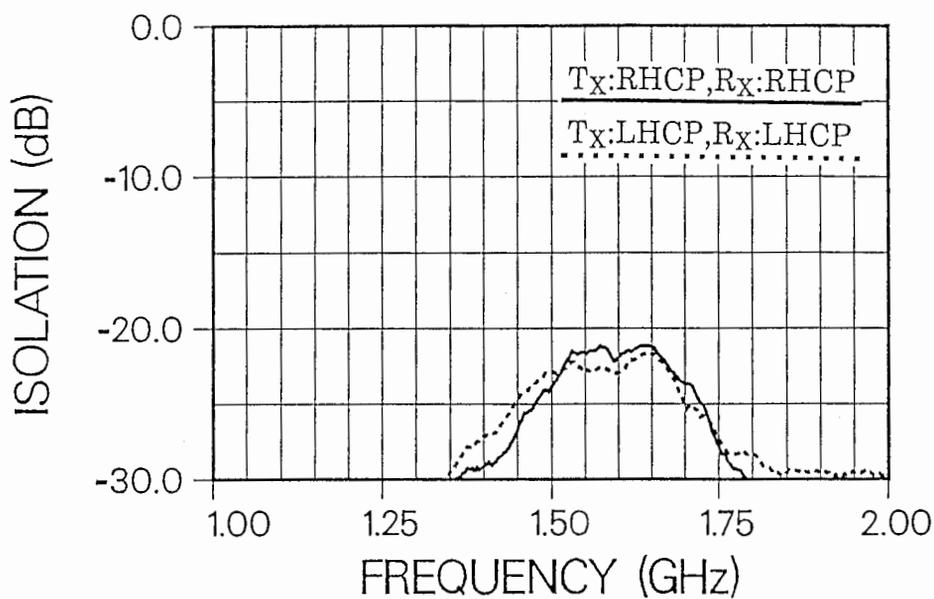


(a) 対向素子

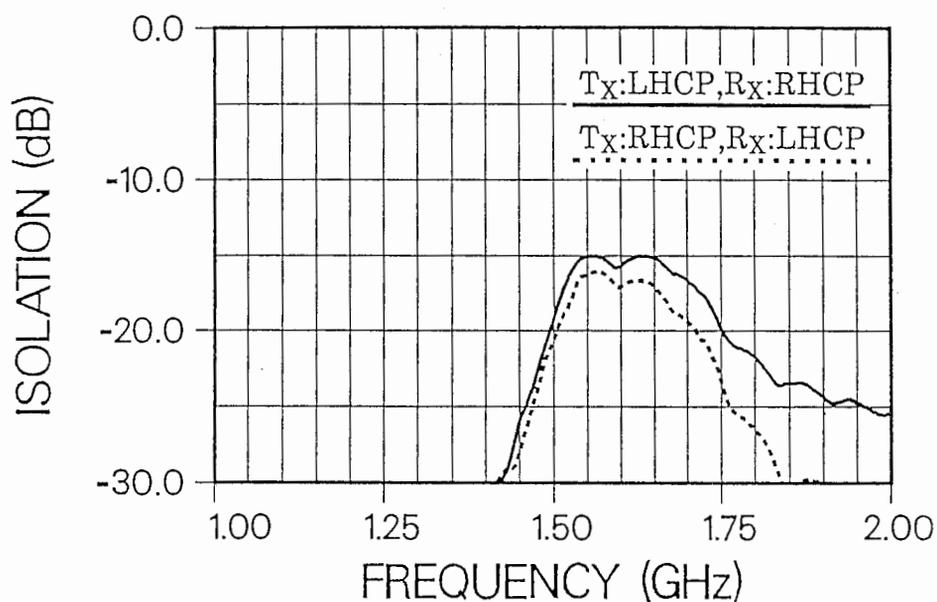


(b) 直交端子

図2-28 送受端子間アイソレーション特性



(a) 同旋円偏波励振



(b) 逆旋円偏波励振

図2-29 送受アンテナ間アイソレーション特性

図2-29は円偏波励振を行った際の送受アンテナ間のアイソレーション特性である。逆旋円偏波励振で15dB、同旋円偏波励振で22dBの送受間アイソレーション量

が得られている。このことより、円偏波によるアイソレーション量として約7dBが得られていることがわかる。

ピン給電の場合と比較してアイソレーション特性が改善されない理由としては、給電用のマイクロストリップライン間やスロット間の相互結合が考えられる。このようなアンテナ素子以外の送受間の結合は、ピン給電では直接給電線とアンテナが接続されているため問題とはならないが、スロット結合給電では電磁的な結合が考えられる。これを防ぐためには送受のマイクロストリップラインやスロットを例えば短絡ピン等で電磁的に分離する手法が考えられる。これらは解析手法を含めて今後の課題である。

2.2.8. むすび

本章では移動体衛星通信用として、円環パッチを用いて送受のアンテナを重ねた2層構造円偏波セルフダイプレクシングアンテナについて、理論および実験の両面から検討を行った。本章の大部分の検討は同軸給電形のセルフダイプレクシングアンテナについて行われている。まず、同軸給電形2層構造セルフダイプレクシングアンテナについて入力インピーダンスと相互インピーダンスを円偏波用ハイブリッドがある場合とない場合について解析し、測定値との比較を行った。解析に用いた手法は境界アドミタンスを用いた起電力法である。入力インピーダンスについては、すでに1点給電円形マイクロストリップアンテナで紹介されている手法を円環パッチアンテナに応用するとともに、2点給電および4点給電に拡張して解析を行った。また、相互インピーダンスについては円形マイクロストリップアンテナと円環パッチアンテナの端部に磁流を仮定し、その結合量から求めた。また、ハイブリッドがある場合の解析はセルフダイプレクシングアンテナのZ行列をS行列に変換し、ハイブリッドのS行列を接続して求めた。解

析結果は2点給電、4点給電ともに実験値とよい一致を得、このことから解析手法の妥当性を確認した。

2点給電セルフダイプレクシングアンテナについては、送受のアンテナの給電点の相対角度および基板誘電率を変えた場合のアイソレーション特性の違いについて調べた。その結果、送受のアンテナの給電点の相対角度を変えることでアイソレーション特性の最適化が行われることを明らかにした。最終的に実験により送受の各帯域において、アイソレーション特性として50dB以上の値が得られることを確認した。

一方、4点給電セルフダイプレクシングアンテナでは、高次モードを抑圧することで広い帯域にわたりアイソレーション特性を改善することが可能となる。解析によれば4点給電では、理想的には無限大のアイソレーションを得る事が可能である。しかし給電回路が2点給電に比べて複雑となるため、現段階ではアイソレーションを無限大に近づけることは難しい。この点については、給電系の透過振幅・位相誤差とアイソレーション特性の関係を明らかにした。4点給電については最終的に実験により50dBの送受間アイソレーションを実現している。

セルフダイプレクシングアンテナを用いない場合、移動体衛星通信に必要な送受間アイソレーションは90dB程度であり、このときフィルタの重量は単体で約1.3kgとなる。セルフダイプレクシングアンテナにより50dBのアイソレーションが得られると、フィルタに必要なアイソレーションは40dBとなり、フィルタ重量は約半分の600~700gと軽減される。2点給電と4点給電を比較すると、4点給電では理想的には無限大のアイソレーションを得ることが可能であるが、現段階でこれを実現することは難しい。一方、2点給電では円偏波励振のための給電系を90°ハイブリッド1個で容易に実現できるため、給電点の相対角度を調整することでアイソレーションの最適化を実現する方法が有効と思われる。

さらに同軸給電を用いない方式として、円環パッチ中央の穴を利用したスロット結合形セルフダイプレクシングアンテナを試作し、送受間のアイソレーション量として20dB以上の値が得られることを明らかにした。また、この構造においても円偏波特性によるアイソレーション効果を確認した。スロット結合形セルフダイプレクシングアンテナについては、今後解析を行い、その結合原理を明らかにする必要がある。

なお、本章では移動体衛星通信用アクティブアレーの素子アンテナとしてセルフダイプレクシングアンテナの検討を行ったが、そのアレー化特性については第5章で総合性能として考察する。

付録A-2-1 フリンジ容量 ΔC の導出

フリンジ容量 ΔC はコーエンとグラッドウェルの式⁽⁹⁰⁾を用いて次式で表される。

$$\Delta C = \frac{\pi \alpha a}{2} \frac{1}{\frac{4}{3\pi} - (1-\beta) \sum_{m=1}^{\infty} \beta^{m-1} J_m} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \pi a^2}{d} \quad (2-16)$$

ここで

$$J_m = \frac{4}{3\pi \xi^3} \{(2\xi^2 - 1)E(\xi) + (1 - \xi^2)K(\xi)\} - m\gamma \quad (2-17)$$

$$\xi^2 = \frac{1}{1 + m^2 \gamma^2} \quad (2-18)$$

$$\alpha = \epsilon_0(1 + \epsilon_r), \quad \beta = \frac{1 - \epsilon_r}{1 + \epsilon_r}, \quad \gamma = \frac{d}{a} \quad (2-19)$$

であり、式(2-17)の $K(\xi)$ と $E(\xi)$ はそれぞれ、第1種、第2種完全楕円積分である。

付録A-2-2 境界アドミタンス Y_n の導出

境界アドミタンス Y_n を自由空間の特性アドミタンス Y_0 で規格化した値 $Y_n Z_0$ は、コンダクタンス成分 g_n とサセプタンス成分 b_n に分けて以下のように表される。

$$y_n = Y_n Z_0 = g_n + j b_n \quad (2-20)$$

一方、サセプタンス成分 b_n は次式で表される⁽²⁹⁾。

$$b_n = \frac{k_0 a \epsilon_r}{2} \left\{ 1 - \frac{n^2}{\epsilon_r (k_0 a)^2} - \frac{|Y_n Z_0|^2}{\epsilon_r} \right\} \frac{a_d^2 - a^2}{a^2} \quad (2-21)$$

ここで a_d はフリッジ半径であり、フリッジ容量 ΔC を用いて次式で表される。

$$a_d = a \left(1 + \frac{d}{\epsilon \pi a^2} \Delta C \right)^{1/2} \quad (2-22)$$

式(2-21)を式(2-20)に代入し、さらに

$$p = \frac{k_0 a}{2} \cdot \frac{a_d^2 - a^2}{a^2} \quad (2-23)$$

と置けば、 $Y_n Z_0$ に関する2次方程式が得られる。

$$j p \left| Y_n Z_0 \right|^2 + Y_n Z_0 - g_n - j p \epsilon_r + j p \frac{n^2}{(k_0 a)^2} = 0 \quad (2-24)$$

式(2-24)を解いて

$$Y_n Z_0 = \frac{-1 \pm [1 + 4 j p g_n - 4 p^2 \epsilon_r (1 - \frac{n^2}{\epsilon_r (k_0 a)^2})]^{1/2}}{2 j p} \quad (2-25)$$

と求まる。

付録A-2-3 電界 E_z の導出

図2-6において (ρ_0, ϕ_0) に位置する線電流 I_j による点 (ρ, ϕ) の電界 E_z は次式で与えられる⁽²⁹⁾。

$$E_z = j \omega \mu_0 I_j G(\rho, \phi; \rho_0, \phi_0) \quad (2-26)$$

グリーン関数 G は

$$G = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos\{n(\phi - \phi_0)\} [y_1(\rho)y_2(\rho)]}{\pi D_n} \quad (2-27)$$

となる。記号 $[y_1(\rho)y_2(\rho)]$ は

$$y_1(\rho_0)y_2(\rho) \quad \rho_0 \leq \rho$$

$$y_1(\rho)y_2(\rho_0) \quad \rho_0 \geq \rho$$

である。分母 D_n は定数で次式で与えられる。

$$D_n = \rho_0 \Delta\{y_1(\rho_0), y_2(\rho_0)\} \quad (2-28)$$

ここで $\Delta\{y_1, y_2\}$ はロンスキアンである。 y_1 と y_2 はそれぞれ

$$y_1(\rho) = J_n(k\rho) + B_n N_n(k\rho)$$

$$y_2(\rho) = J_n(k\rho) + A_n N_n(k\rho) \quad (2-29)$$

ここで J_n はベッセル関数、 N_n はノイマン関数を表す。定数 A_n と B_n は境界条件によって決定される。 A_n は $\rho = a_r$ での境界アドミタンスから、また B_n は $\rho = b$ での短絡条件を満たすように求められる。円環パッチアンテナと円形マイクロストリップアンテナの違いは、円形マイクロストリップアンテナは中心導体が存在しないため式(2-29)において $B_n = 0$ とすればよい。境界アドミタンスは次式によって表される。

$$Y_n \equiv - \frac{H_\phi}{E_z} = \frac{j}{\omega\mu_0} \frac{\partial E_z / \partial \rho}{E_z} \quad (2-30)$$

式(2-30)より A_n は

$$A_n \equiv - \frac{Y_n Z_0 J_n(ka) - j\epsilon_r^{1/2} J_n'(ka)}{Y_n Z_0 N_n(ka) - j\epsilon_r^{1/2} N_n'(ka)} \quad (2-31)$$

と求まる。一方、 B_n は中心導体側面での短絡条件 $y_1(b) = 0$ より

$$B_n \equiv - \frac{J_n(kb)}{N_n(kb)} \quad (2-32)$$

と求まる。

付録A-2-4 アンテナ間の相互インピーダンス Z_{ij} の導出

円形マイクロストリップアンテナの磁流を $M_j(\phi)$ 、円環パッチアンテナの磁流を $M_i(\phi)$ とすれば、次式で与えられる。

$$E_{zr}(\phi', \theta: \phi_0', 0) = M_i(\phi') \quad (2-33)$$

$$E_{zm}(\phi, \theta: \phi_0, \theta) = M_j(\phi) \quad (2-34)$$

図2-6において、相互インピーダンス Z_{13} を求める場合は、 ϕ_0 、 ϕ_0' ともに零として、

$$E_{zr} = E_z(\phi_0' = 0) = j\omega\mu_0 \sum_{n=1}^M \cos(n\phi') \frac{y_1(\rho_r)y_2(a_r)}{2(A_n r - B_n r)} \quad (2-35)$$

$$E_{zm} = E_z(\phi_0 = 0) = j\omega\mu_0 \sum_{n=1}^M \cos(n(\phi - \theta)) \frac{y_1(\rho_m)y_2(a_m)}{2A_n m} \quad (2-36)$$

となる。式(2-35)、(2-36)を式(2-12)に代入すると、

$$Z_{13} = -\frac{j\omega\epsilon_0 d_i a_i d_j a_j}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} Q_{13} \left(1 + \frac{1}{\alpha_i \alpha_j k_0^2} \frac{\partial^2}{\partial \phi^2}\right) \frac{e^{-jkR}}{R} d\phi' d\phi \quad (2-37)$$

が得られる。ここで

$$Q_{13} = \sum_{n=1}^M \alpha_r \alpha_m \cos(n\phi') \cos(n(\phi - \theta)) \quad (2-38)$$

$$\alpha_r = j\omega\mu_0 \frac{y_1(\rho_r)y_2(a_r)}{2(A_n r - B_n r)} \quad (2-39)$$

$$\alpha_m = j\omega\mu_0 \frac{y_1(\rho_m)y_2(a_m)}{2A_n m} \quad (2-40)$$

である。さらに部分積分法を用いて式(2-13)が得られる。

第3章 コンフォーマルアレーアンテナ

3.1. まえがき

本章では、移動体衛星通信に適した放射特性を有するアレーアンテナを実現するために、広角にわたって利得低下のない、良好な円偏波特性を有するアレーアンテナについて考察を行っている。

3.2ではまず、平面アレーを用いて広角にわたって軸比特性を改善するため、 $\lambda/4$ 短絡形マイクロストリップアンテナの組合せを提案し、視野角 $\pm 60^\circ$ の範囲において実験により軸比2dB以下(解析では軸比1dB以下)の良好な円偏波特性を得ている。しかし、平面アレーでは広角での素子単体の放射特性を改善できないため、本質的に広角での利得低下はまぬがれない。

これに対して3.3ではアレーとして広角での利得低下を改善するために、移動体衛星通信に適したコンフォーマルアレーの放射特性の検討を行っている。ここでは第4章で示すように、各素子アンテナの振幅と位相を精度良く制御できることを前提に検討を行う。このときコンフォーマルアレーでは、その曲率を調整することで放射特性の改善がはかれ、コンフォーマルアレーの形状に最適値が存在する。このことをビーム走査範囲として視野角を $\pm 60^\circ$ にとった場合について、正20面体配列の16素子部分球面アレーの設計により明らかにする。さらに最適形状を持つ部分球面アレーの製作法についても検討を行った。最適形状を持つ部分球面アレーはその曲率半径が大きいことを利用して、新たに曲面直圧法と呼ばれる手法を用いて16素子部分球面アレーの一体成形を行った。試作アレーについて、素子単体特性および16素子アレーとして良好なビーム走査特性を実現している。最終的に移動体衛星通信用アレーとして、平面19素子アレーと遜色のない

良好な特性を実現し、移動体衛星通信用としてのコンフォーマルアレーの設計法、製作手法の有効性を実証することに成功している。

3.2. 広角で軸比のよい円偏波マイクロストリップアンテナの設計と特性⁽⁵³⁾

3.2.1. $\lambda/2$ 開放形MSAの問題点

自動車や航空機等を対象とした移動体衛星通信では、移動体用アンテナとして物理的には小形、薄形、軽量化が要求されると同時に電気的特性としては広角にわたって利得低下、軸比劣化の少ないアンテナが要求される。マイクロストリップアンテナ(以下MSAと略す)は、小形・薄形・軽量という観点から衛星通信用の移動体アンテナとして適しており、素子単体や9~19素子程度の平面アレーとして広く用いられる。移動体衛星通信では、アンテナ素子単体としては広角にわたって利得低下がなく、軸比の良い円偏波特性が求められることになる。

しかし、通常の方形や円形MSA(以下 $\lambda/2$ 開放形MSAと略す)を用いて円偏波アンテナを実現しようとする、実効比誘電率によって、その指向性が決まってしまうため、指向性を調整する自由度がなく、特定の誘電率をもつ基板に対してのみしか広角にわたって軸比の良い円偏波特性が得られないことになる。

図3-1に示すようなパッチの端が開放された通常の方形および円形MSAでは、円偏波アンテナとして用いるときには、方形MSAの場合その寸法が $a=b$ 、また円形MSAでは半径 a の円になり寸法に制限を受ける。従って広角にわたってそのE面指向性とH面指向性を合わせるためには実効比誘電率 ϵ_e を特定の値にする必要がある⁽³⁸⁾。一つの例として方形 $\lambda/2$ 開放形MSAを考え、そのとき $\theta=60^\circ$ 方向で得られる素子単体のE面指向性とH面指向性を ϵ_e をパラメータとして示したものが図3-2である。方形 $\lambda/2$ 開放形MSAでは $\epsilon_e=1.36$ 、円形 $\lambda/2$ 開放形MSAでは $\epsilon_e=1.38$ のときに $\theta=60^\circ$ 方向でE面指向性とH面指向性が一致することになる。しかし、通常の誘電体基板材料で任意の誘電率をもたせることは、一般的に困難である。

また、仮に特定の誘電率をもつ基板が得られたとしても、実効比誘電率 ϵ_e は周波数の関数であるため⁽⁴¹⁾、使用周波数に合わせて基板の誘電率を細かく制御する困難が残ることになる。

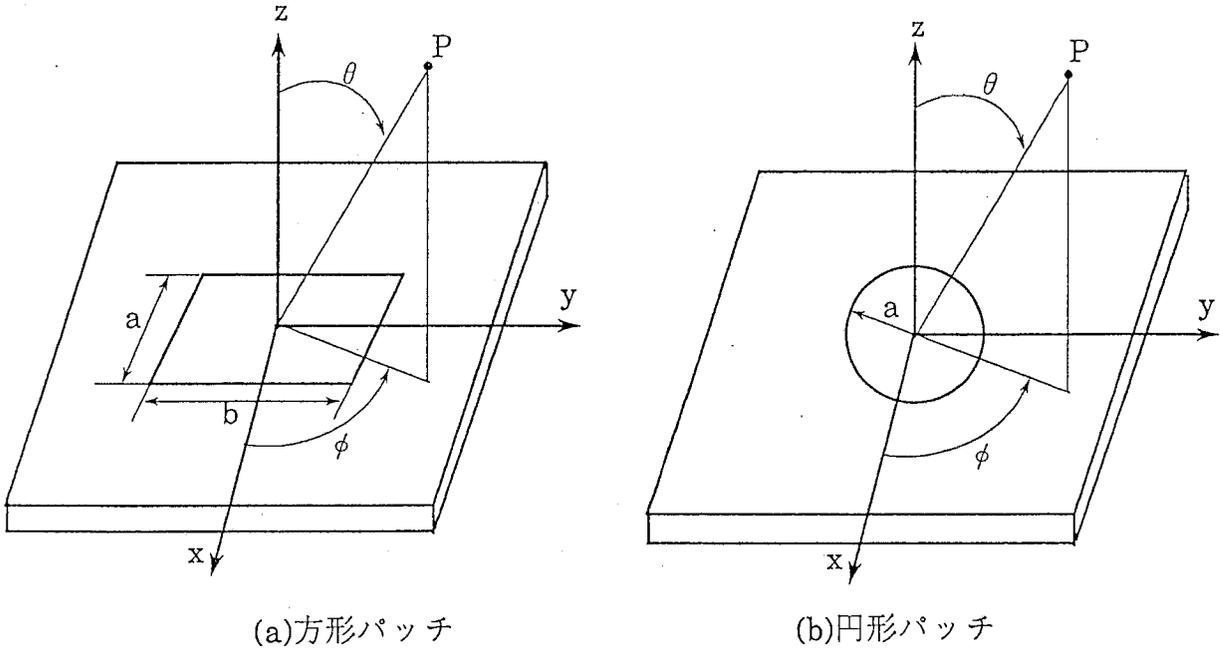


図3-1 $\lambda/2$ 開放形マイクロストリップアンテナの構成

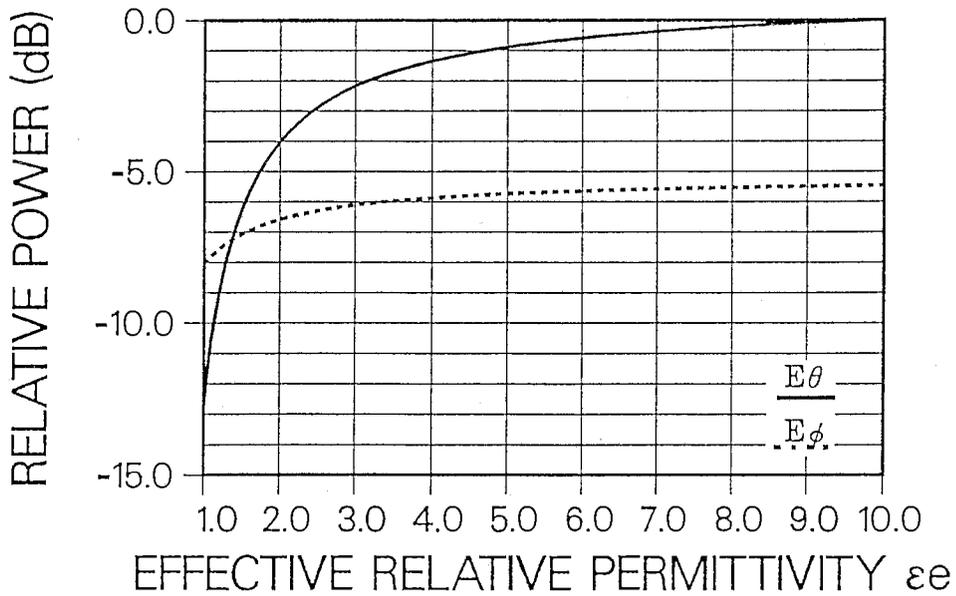


図3-2 広角でのE面指向性とH面指向性($\theta = 60^\circ$)

3.2.2. 方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せ⁽⁵¹⁾

アンテナの小形化を目的として $\lambda/2$ 開放形MSA中央の零電位部を短絡し、半分の大きさとしたMSA(以下 $\lambda/4$ 短絡形MSAと略す)が研究されている^{(39),(40)}。この $\lambda/4$ 短絡形MSAを対にして用いると、両者の素子間隔を調整することにより基板の誘電率とは独立に指向性を調整することができる。例えば方形パッチの片側が短絡されたMSAは図3-3に示すように方形 $\lambda/2$ 開放形MSAを二つに分割したものと考えることができる。

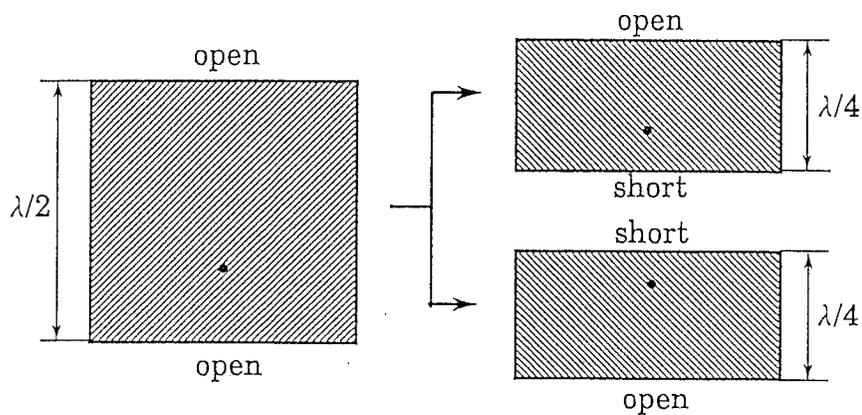


図3-3 $\lambda/2$ 開放形MSAと $\lambda/4$ 短絡形MSAの関係

従って図3-4に示すような1組の方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAを考え、2素子を互いに逆相で給電すると、そのE面指向性およびH面指向性は $\lambda/2$ 開放形MSAの指向性⁽⁴²⁾と同様、次式で与えられる。

$$E_{\theta}(\phi = 90^{\circ}) = E \cos\left(\frac{k_0 b}{2} \sin\theta\right) e_{\theta} \quad (3-1)$$

$$E_{\phi}(\phi = 0^{\circ}) = E \frac{\sin\left(\frac{k_0 a}{2} \sin\theta\right)}{\frac{k_0 a}{2} \sin\theta} \cos\theta e_{\phi} \quad (3-2)$$

$$E = \frac{jk_0 a V_0}{2\pi r} e^{-jk_0 r} \quad (3-3)$$

但し、 a は図3-4において $\lambda/4$ 短絡形MSAの一辺の長さ、 b は $\lambda/4$ 短絡形MSAの素子間隔である。

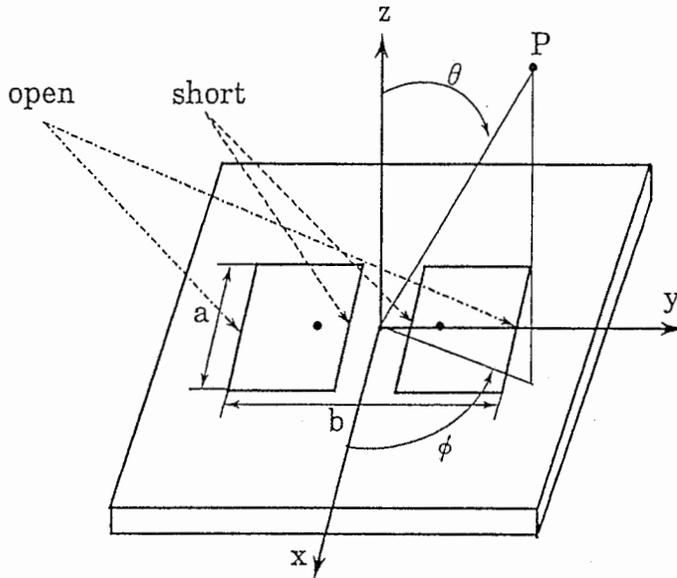


図3-4 方形 $\lambda/4$ 短絡形マイクロストリップアンテナの構成

式(3-1)、(3-2)より素子間隔 b を適当に設定すると任意の角度 $\theta_{E=H}$ でE面指向性とH面指向性を合わせることができる。図3-5は実効誘電率 ϵ_e を仮定したときに任意の角度 $\theta_{E=H}$ でE面指向性とH面指向性を合わせるために必要な素子間隔 b/λ_g を示している。ここで b は図3-4の素子間隔であり、 λ_g は管内波長である。このアンテナを図3-6に示すように2組、組み合わせて円偏波アンテナを構成すれば、広角で軸比の良い円偏波アンテナが得られることになる。このとき、組合せ方としては2組とも短絡面が内側を向く構成、2組とも短絡面が外側を向く構成、1組の短絡面が内側を向き、もう1組の短絡面が外側を向く構成が考えられる。図3-5から明らかのように $\epsilon_e=10.0$ の場合には、素子間隔 b は $1\lambda_g$ 以上の十分な値が得られるため、図3-6(a)に示すように短絡面を内側にした構成が可能となる。これに対して

$\epsilon_e=2.6$ の場合には、図3-6(a)の構成をとることができない。また、図3-6(b)の短絡面を外側にした構成では、アレー化の際に素子間隔が開きグレーティングローブが生じてしまう。そのため、 $\epsilon_e=2.6$ の場合には図3-6(c)の1組の短絡面を内側にした構成を採用し、これを縦横に交互に配列すればアレー化が可能となる。

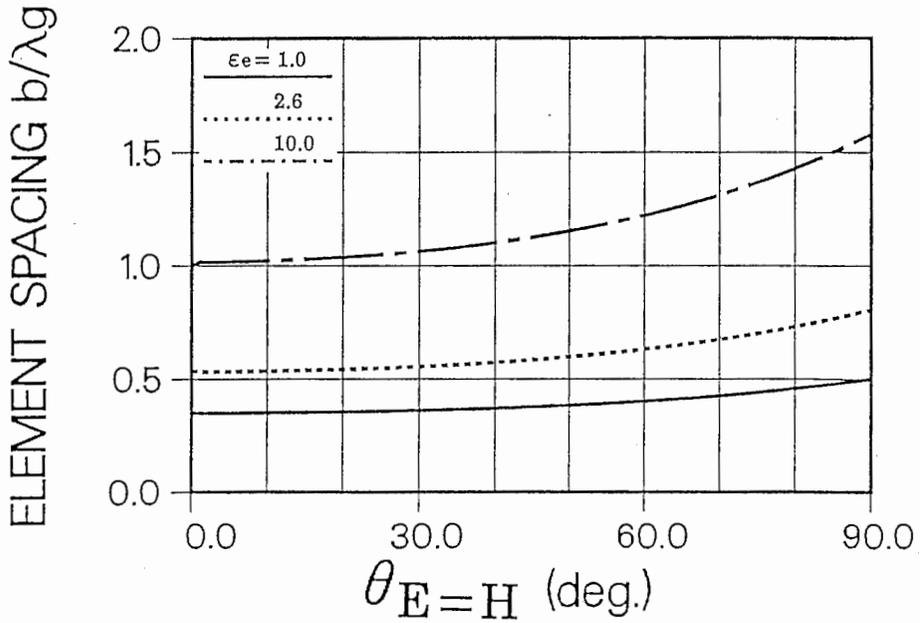
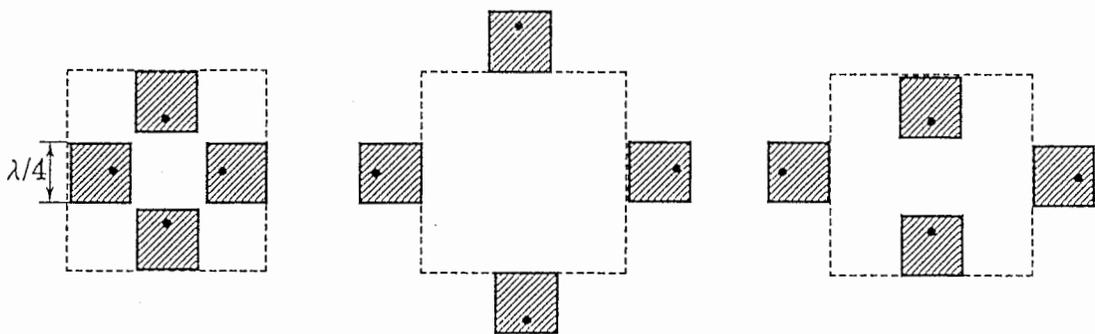


図3-5 E面指向性とH面指向性をあわせるために必要な素子間隔



(a)短絡面が内側

(b)短絡面が外側

(c)1組の短絡面が内側

図3-6 方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAを用いた円偏波アンテナの構成

図3-7は任意の角度でE面指向性とH面指向性を一致させる例として、 $\theta_{E=H}=60^\circ$ に選んだときの $\phi=0^\circ$ 面(または 90° 面)の軸比の計算値である。この場合式(3-4),(3-5)で示すように、計算では線磁流源を仮定しているのので、図3-6のどの構成をとっても結果は等しくなる。比較のために、方形 $\lambda/2$ 開放形MSAの軸比を点線で示しているが、両者を比較すると方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAでは誘電率にかかわらず良好な円偏波特性が得られることが明らかである。

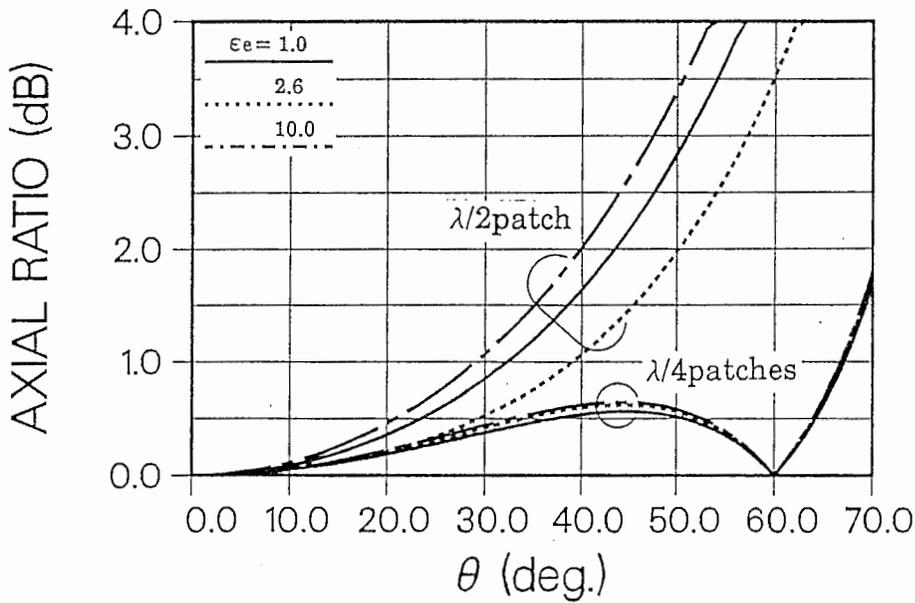


図3-7 特定面内の軸比特性($\phi=0^\circ$)

次に、このアンテナを円偏波アンテナとしフェーズドアレーを形成した場合に、視野角 θ_s の円すい範囲内の軸比の最悪値について検討する。図3-4に示す1組の $\lambda/4$ 短絡形MSAの指向性は $\lambda/2$ 開放形MSAの指向性⁽⁴²⁾と同様、基板の厚さが薄い場合には、キャビティモデルを用いて $y=\pm b/2$ の開放端で等価線磁流を仮定し、次式で与えられる。

$$E_{\theta} = E \left(\frac{\sin\left(\frac{k_0 a}{2} \cos\phi \sin\theta\right)}{\frac{k_0 a}{2} \cos\phi \sin\theta} \cos\left(\frac{k_0 b}{2} \sin\phi \sin\theta\right) \times \sin\phi - \sin\left(\frac{k_0 a}{2} \cos\phi \sin\theta\right) \right. \\ \left. \times \cos\left(\frac{k_0 b}{2} \sin\phi \sin\theta\right) \times \frac{\sin\phi \cos\phi \sin\theta}{\frac{k_0 a}{2} \sin^2\theta \sin^2\phi + \frac{\pi^2 a}{2k_0 b^2}} \right) e_{\theta} \quad (3-4)$$

$$E_{\phi} = E \left(\frac{\sin\left(\frac{k_0 a}{2} \cos\phi \sin\theta\right)}{\frac{k_0 a}{2} \cos\phi \sin\theta} \cos\left(\frac{k_0 b}{2} \sin\phi \sin\theta\right) \times \cos\phi \cos\theta - \sin\left(\frac{k_0 a}{2} \cos\phi \sin\theta\right) \right. \\ \left. \times \cos\left(\frac{k_0 b}{2} \sin\phi \sin\theta\right) \times \frac{\sin\phi \cos\phi \sin\theta}{\frac{k_0 a}{2} \sin^2\phi \sin^2\theta - \frac{\pi^2 a}{2k_0 b^2}} \right) e_{\phi} \quad (3-5)$$

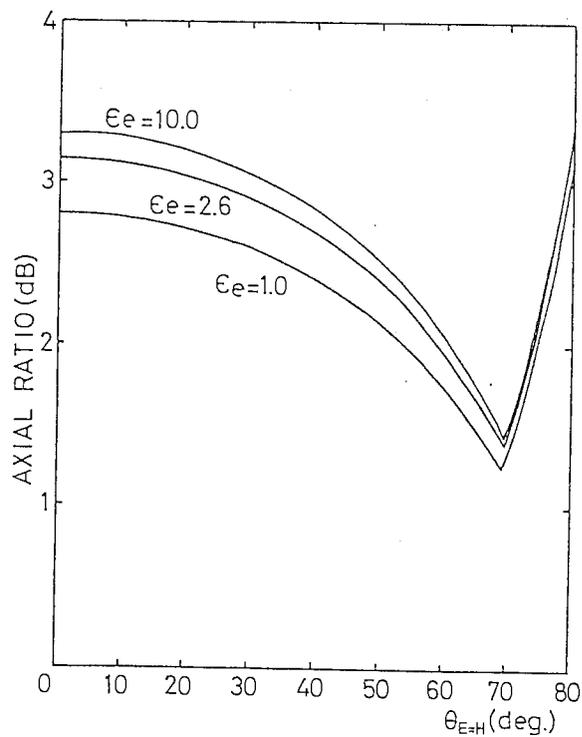


図3-8 視野内の軸比の最悪値($\theta_s \leq 60^\circ$)

ここでEは式(3-3)と同一である。式(3-4)、(3-5)に基づき、 $\theta_s \leq 60^\circ$ の視野角内における軸比の最悪値を $\theta_{E=H}$ を横軸にとって図3-8に示す。式(3-4)、(3-5)から明らかのように方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せでは、その指向性が ϕ 方向に一様でないため、視野内における軸比の最悪値は解析では1dB以下にはならないが、それでも $\theta_{E=H} = 70^\circ$ 付近で実効比誘電率に無関係に2dB以下の良好な軸比特性が得られることになる。

3.2.3. 円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せ⁽⁵²⁾

3.2.2.で述べた検討により方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せを用いることにより、視野角 $\theta_s \leq 60^\circ$ の範囲において解析では軸比2dB以下の特性が得られるが、更に軸比を改善しようとする、方形パッチの組合せでは ϕ 方向に関して対称なパターンを得ることは難しいため、視野内全域にわたって軸比の良い円偏波アンテナを得ることは困難であることがわかる。そこで図3-9に示すような円形パッチの円弧の一方が短絡されたMSA(以下円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAと略す)を考える。これを3.2.2.で述べた手法と同様、4素子を組み合わせて図3-10に示すような円偏波アンテナを形成することを考える。

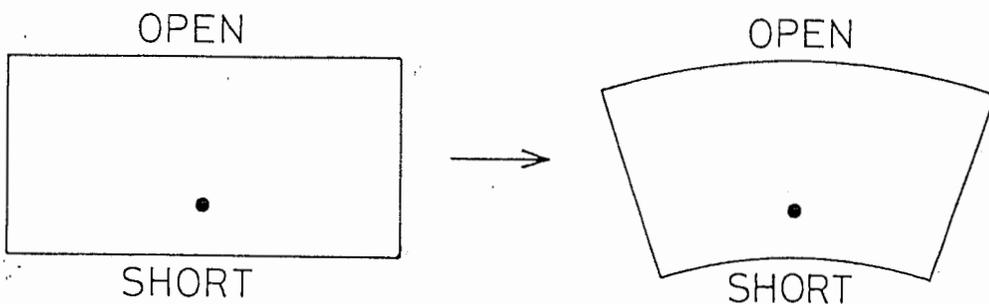


図3-9 方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAと円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの関係

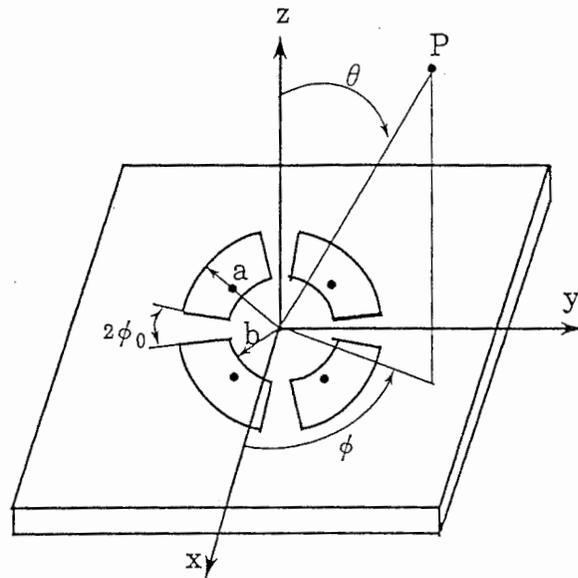


図3-10 円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAを用いた円偏波アンテナの構成

図3-10の構成で励振されるモードについては、円筒座標系の基本モードとして TM_{01} モードと TM_{11} モードが考えられるが、4素子のうち、それぞれ対向する2素子を逆相で給電することから、 TM_{01} モードは打ち消され、 TM_{11} モードのみが励振されると考えることができる。 TM_{11} モードの固有値については文献(7)の円環アンテナの解析原理を用いることができ、

$$J_1'(x) - \frac{J_1(\beta x)}{Y_1(\beta x)} Y_1'(x) = 0 \quad (3-6)$$

を満足する根として求められる。ここで $\beta = b/a$ は図3-10に示す円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの内径と外径の比である。この根を用いて指向性は次式で表される⁽⁷⁾。

$$E_\theta = -E \left(\int_c \cos \phi' \cos(\phi - \phi') e^{jk_0 a \sin \theta \cos(\phi - \phi')} d\phi' \right) e_\theta \quad (3-7)$$

$$E_\phi = E \left(\int_c \cos \phi' \sin(\phi - \phi') e^{jk_0 a \sin \theta \cos(\phi - \phi')} d\phi' \right) e_\phi \quad (3-8)$$

$$\int_c d\phi' = \int_{\phi_0}^{\frac{\pi}{2}-\phi_0} d\phi' + \int_{\frac{\pi}{2}+\phi_0}^{\pi-\phi_0} d\phi' + \int_{\pi+\phi_0}^{\frac{3\pi}{2}-\phi_0} d\phi' + \int_{\frac{3\pi}{2}+\phi_0}^{2\pi-\phi_0} d\phi' \quad (3-9)$$

$$E = \frac{jk_0 a V_0}{4r} e^{-jk_0 r} \quad (3-10)$$

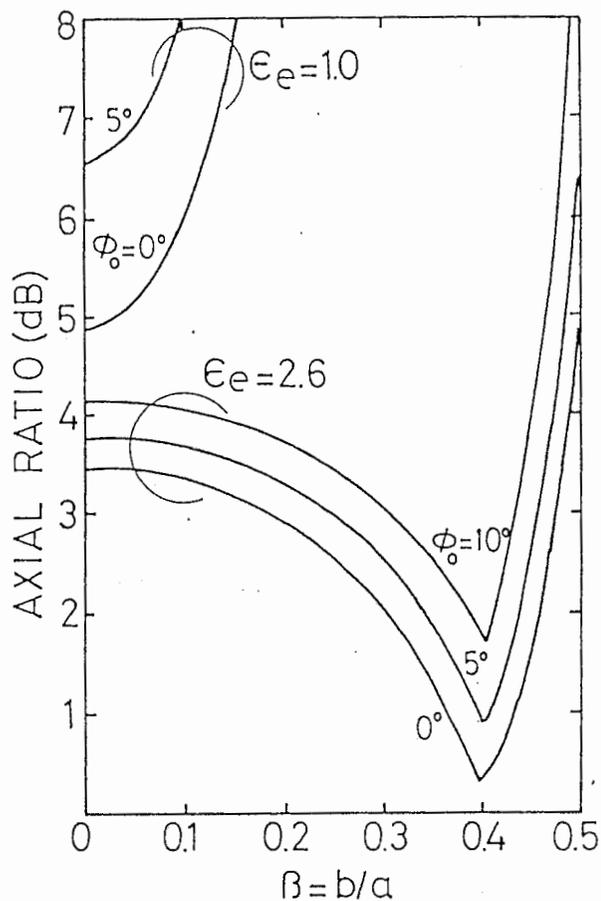


図3-11 視野内の軸比の最悪値($\theta_s \leq 60^\circ$)

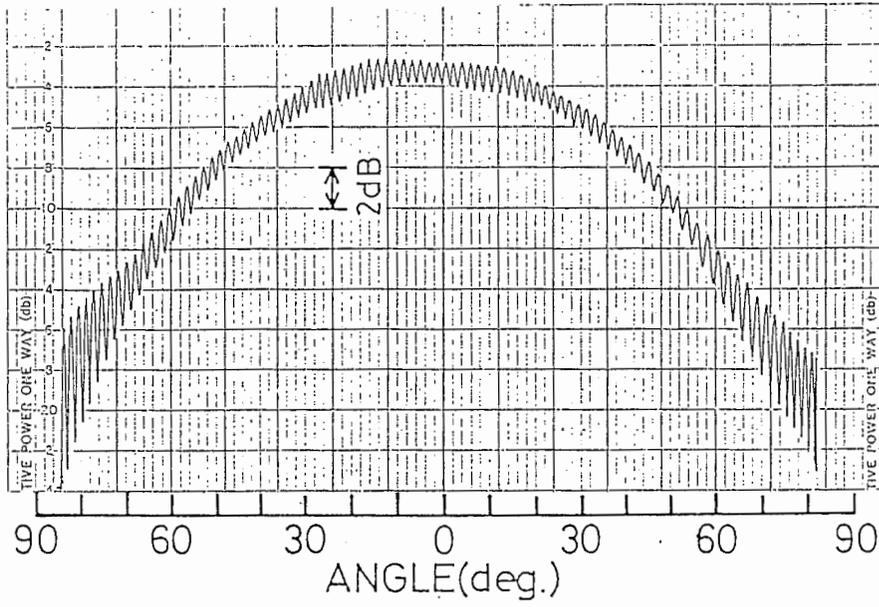
式(3-7)、(3-8)を用いて円偏波励振した場合の視野角 θ_s 内における軸比の最悪値を求める。図3-11は $\theta_s \leq 60^\circ$ のときに実効比誘電率をパラメータとして β を変えた場合の軸比の最悪値を示している。ここで ϕ_0 は図3-10における4素子の角度間隔の

半分である。方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せと比較して円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せではH面指向性が鋭くなってしまうため、 $\epsilon_e=1.0$ の場合には良好な軸比特性が得られない。しかし、 $\epsilon_e=2.6$ の場合には $\beta=0.4$ 近傍で視野内全体にわたって軸比1dB以下の良好な円偏波特性が得られることがわかる。また、 $\phi_0=0^\circ$ の場合に最も良好な軸比が得られており、円環パッチ⁽⁷⁾を用いても最適な β に選べば、良好な特性が得られることがわかる。

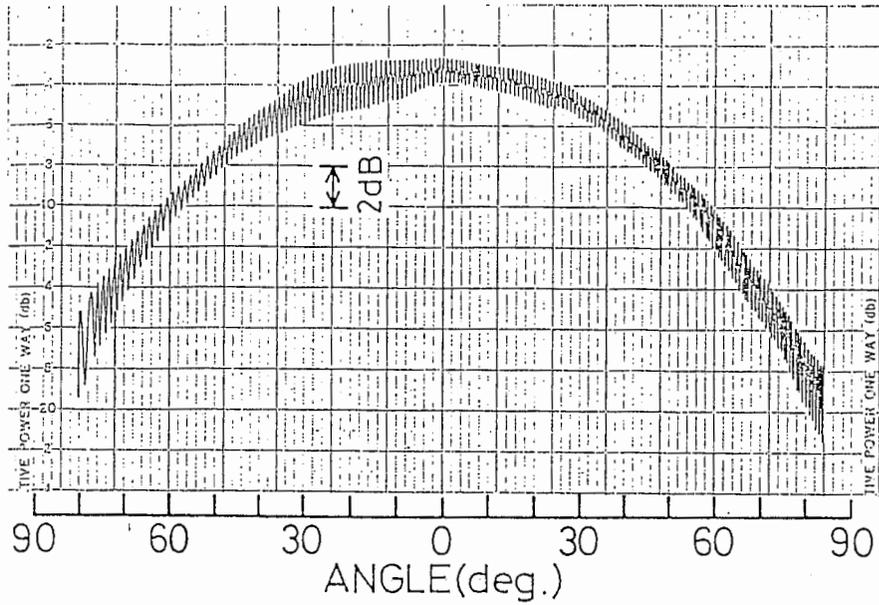
3.2.4. 実験結果

図3-10に示す円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せについて試作を行った。アンテナは比誘電率 $\epsilon_e=2.6$ 、厚さ4mmのテフロンファイバ系基板にプリントされた素子アンテナと比誘電率 $\epsilon_e=2.6$ 、厚さ1mmの基板にプリントされた給電回路から構成されている。設定周波数はLバンドであり、素子アンテナは $\beta=0.366$ で $\phi_0=5^\circ$ に選んだ。図3-11に示すように軸比特性は円環パッチ($\phi_0=0^\circ$)の場合が最も良いが、 $\phi_0=5^\circ$ としたのは3.2.5.で述べるように、小形化が可能である円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せの放射特性を明らかにするためである。また、基板の大きさはエッジからの回折の影響を避けるためにできるだけ大きく取り、 $2\lambda_0$ とした。アンテナ素子と給電回路の接続およびアンテナ素子と地板との短絡はピンによる手法を用いた⁽⁴³⁾。

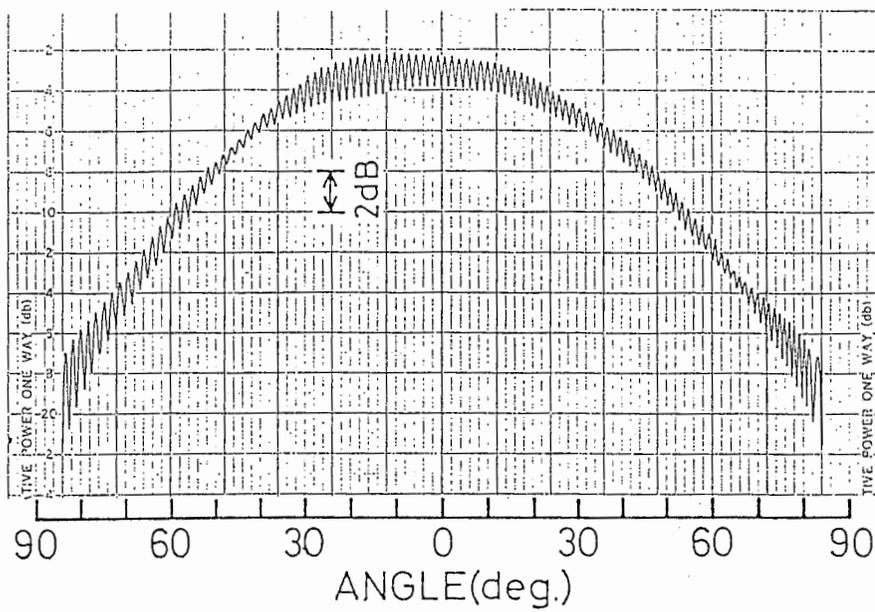
図3-12に得られた試作アンテナの放射特性を示すが、これは図3-10の座標系において $\phi=0^\circ$ 、 45° 、 90° 、 135° 面で測定されたスピリニア放射パターンを示している。これによりいずれの面においても $\theta \leq 60^\circ$ の広角にわたって実験により2dB以下の軸比が得られていることがわかる。また、VSWRが2.0以下となる周波数の比帯域幅は1.0%、 $\theta \leq 60^\circ$ の範囲にわたって軸比が2dB以下となる周波数の比帯域は1.6%である。



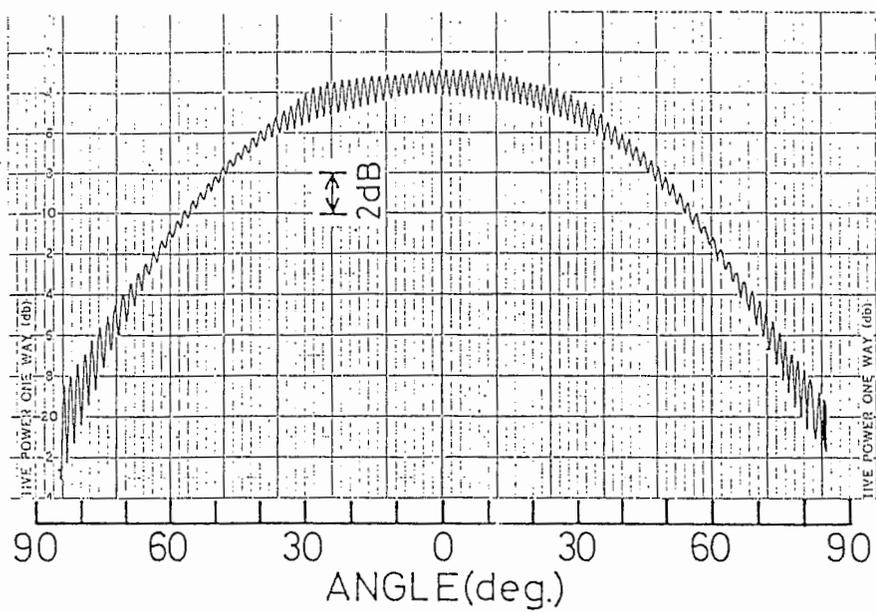
(a) $\phi = 0^\circ$ 面



(b) $\phi = 45^\circ$ 面



(c) $\phi = 90^\circ$ 面

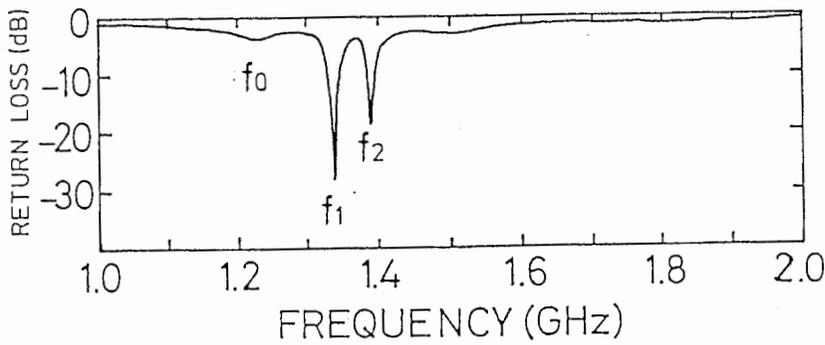


(d) $\phi = 135^\circ$ 面

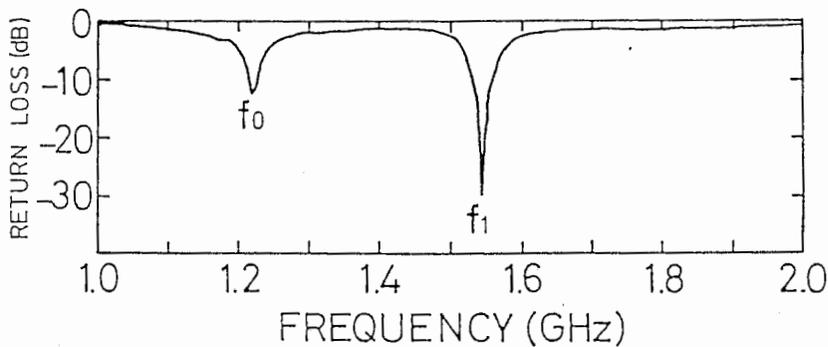
図3-12 円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの放射パターン

3.2.5. 円環パッチとの比較

3.2.3.によれば、円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せを用いても円環パッチを用いても、広角にわたって良好な円偏波特性が得られることになる。そこで両者の違いについて実験的検討を行った。



(a) 円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せ



(b) 円環パッチ

図3-13 共振周波数特性

図3-10において半径 a および b の値はそれぞれ等しいが、一方は $\phi_0=5^\circ$ の円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せ、もう一方は $\phi_0=0^\circ$ の円環パッチとして両者の共振周波数特性について比較を行った。基板等の条件は3.2.4.と同一である。図3-13は(a)が

円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せ、(b)が円環パッチの場合で、ともに1点で給電したときの共振周波数特性を表している。それぞれの共振周波数におけるパターン測定の結果、 f_0 が TM_{01} モード、 f_1 が TM_{11} モード、 f_2 が TM_{21} モードであることが確認されている。この結果、円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せでは円環パッチに比べて TM_{11} モードの共振周波数が86.2%に減少しており、小形化に適していることが明らかとなった。なお、円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの直径は、共振周波数での自由空間波長を λ_0 とすると、 $0.37\lambda_0$ となっている。一方、VSWRが2.0以下となる周波数の比帯域は円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAが1.0%、円環パッチが2.3%であり、逆に周波数帯域幅は狭くなることが判明した。

3.2.6. むすび

衛星を利用した移動体通信への適用を目的として、平面アレーにおいて広角にわたって軸比の良い円偏波アンテナの実現性の検討を行い、 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せを用いて良好な円偏波特性を有する小形の素子アンテナを提案した。

方形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せを用いる場合には、指向性が ϕ 方向に依存するため、特に優れた軸比特性は得られないが、実効比誘電率にかかわらず良好な軸比特性が得られるのが特徴である。

円形 $\lambda/4$ 短絡形MSAの組合せを用いる場合には、実効比誘電率が低い場合は問題となるが、実効比誘電率 ϵ_e が2.6付近であれば、従来の円形 $\lambda/2$ 開放型MSAよりも軸比を改善でき、解析によれば視野角 $\theta_s \leq 60^\circ$ の範囲において軸比1dB以下、実験値においても同範囲において軸比2dB以下の良好な円偏波特性が得られることが明らかとなった。更に、実験的に円環パッチとの比較を行い、本アンテナでは、基本モードである TM_{11} モードの共振周波数が円環パッチに比べて86%に下がり、アンテナの小形化に有効であることがわかった。

しかし、図3-12に示す円偏波広角指向性から明らかなように、素子単体として60°方向での正面方向からの利得低下量は6~8dBと大きい。このように移動体衛星通信用の平面アレーでは円偏波特性を実現するために、素子単体の形状に制約を受けてしまう。そのため広角になるに従って各素子アンテナの寄与度が減少し、本質的に広角での利得低下はまぬがれないものになってしまう。

3.3. 移動体衛星通信用コンフォーマルアレーの設計と特性⁽⁵⁹⁾

3.3.1. 広角まで利得低下のない円偏波アレーアンテナ

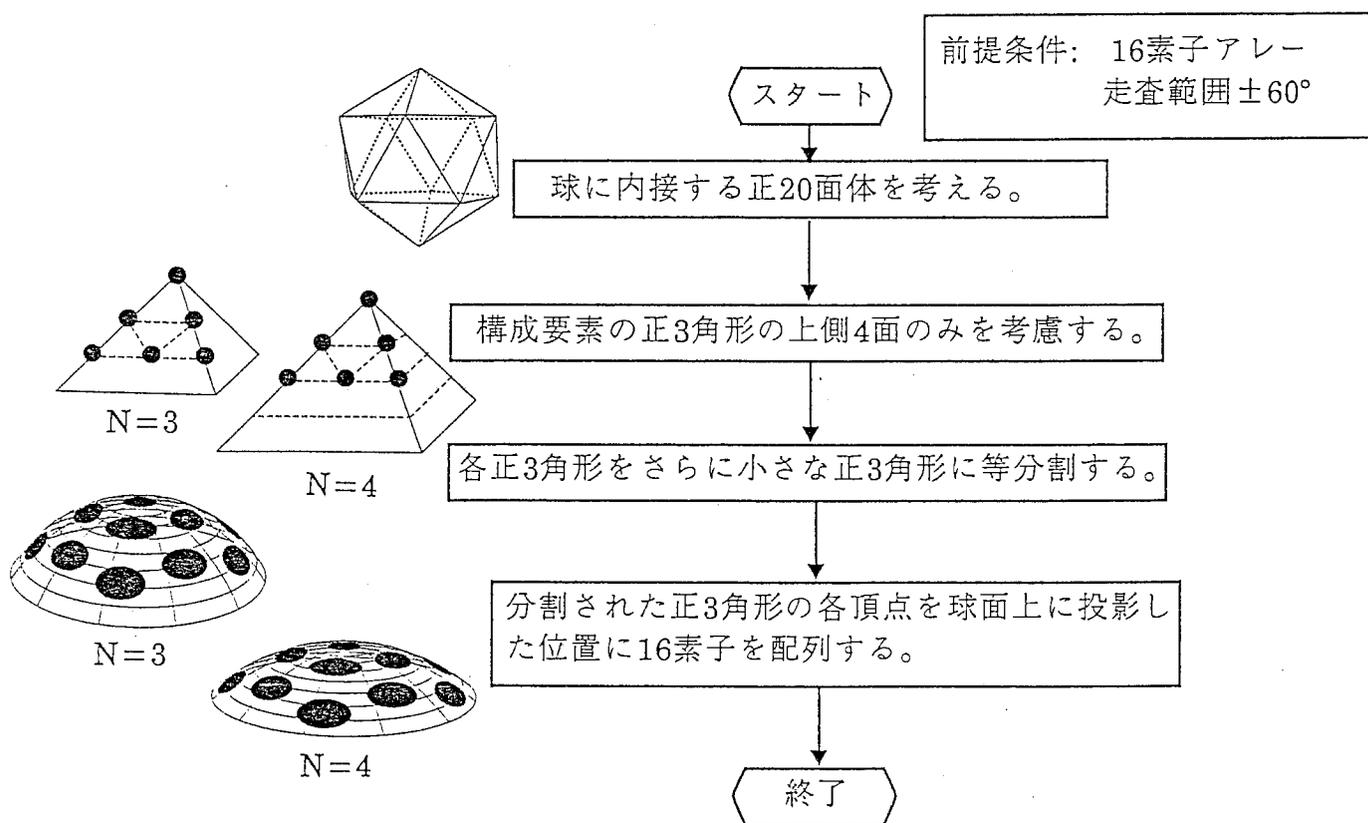
平面アレーは基本的には薄形であり、給電系を含めて多層化が行いやすく移動体アンテナに適している。また、軸比についても3.2.で示したように素子アンテナの特性を調整することにより、広角での軸比特性を改善することができる。3.2.では $\lambda/4$ 短絡形マイクロストリップアンテナの組合せにより、図3-12に示すように視野角 $\pm 60^\circ$ の範囲において軸比2dB以下の良好な円偏波特性を実現している。しかし、この場合も 60° 方向での正面方向からの利得低下量は6~8dBと大きい。平面アレーでは円偏波特性を実現しようとする、広角になるに従って各素子アンテナの寄与度が減少するため、本質的に広角での利得低下はまぬがれない。

これに対して球面配列アレーなどのコンフォーマルアレーでは、製作上の問題や位相・振幅制御を行わなくてはならないという欠点があるが、逆に広角での利得低下が小さいことや軸比が劣化し難いという長所がある。また、航空機や自動車等、流体力学やデザイン性の観点からも出来るだけ移動体の形状に適合したコンフォーマルアレーが望まれる。

このような多素子コンフォーマルアレーをフェーズドアレーとして用いる場合についてビーム形成方式の検討^{(44),(45)}や試作評価^{(46),(47)}がすでに行われている。しかし、これらの研究は主としてレーダへの適用を前提としたものである。移動体衛星通信へのコンフォーマルアレーの適用についてはスイッチングアレー^{(15),(16)}を除けば、検討や試作が行われていない。

本節では、第4章で考察するようにアレーアンテナの各素子毎の振幅や位相を精度良く調整・実現できるという前提のもとに、まず移動体衛星通信に適したコンフォーマルアレーの放射特性の検討を行う。次に得られたコンフォーマルア

レーの形状の特徴を活かし、製作上の問題を解決するためにコンフォーマルアレーの一体成形を行い、その電気的特性の評価を行っている。まず、3.3.2.では視野角 $\pm 60^\circ$ の広角走査に適した正20面体配列の16素子部分球面アレーの設計を行う。その曲率を変えることによる放射特性の変化について検討を行い、形状に最適値が存在することを明らかにする。3.3.3.では3.3.2.で述べた設計に基づき構成された部分球面アレーの特徴を活用した一体成形法について述べる。部分球面アレーの曲率半径が大きいことを利用し、一体成形の製作精度をあげるために曲面直圧法と呼ばれる製法を新たに採用した。曲面直圧法を用いた16素子部分球面アレーの試作結果と、真空成形法を用いた16素子半球面アレーの試作結果を比較することにより、曲面直圧法の有効性を示している。そして最後に16素子部分球



面アレーのビーム走査特性を19素子平面アレーと比較し、移動体衛星通信用アレーとしての有効性を実証している。

3.3.2. コンフォーマルアレーの設計⁽⁵⁶⁾

図3-14に16素子コンフォーマルアレーの構成方法を示す。まず球に内接する正20面体を考える。その構成要素である正三角形のうち、上側の4面のみをここでは考える。構成要素の各正三角形をさらに小さな正三角形に分割し、そのときの1辺の分割数をNとする。最後に分割された各正三角形の頂点を球面上に投影した位置に素子を配列し^{(11),(26)}、16素子アレーとする。これは、衛星通信用の移動体アンテナとして19素子程度の平面アレーが試作されていることと、球面への配列の容易さを考慮し、16素子アレーとしたものである。本構成では素子間隔を一定とすれば、分割数が増えるほど曲率半径の大きな部分球面アレーとなる。従って図3-15に示すように底辺の直径を一定とすれば分割数が増えるほど高さの低いコンフォーマルアレーとなる。衛星通信用の移動体アンテナとして試作されている3角配列の19素子平面アレー⁽⁴⁸⁾⁻⁽⁵⁰⁾と大きさを比較するために、底面の直径を

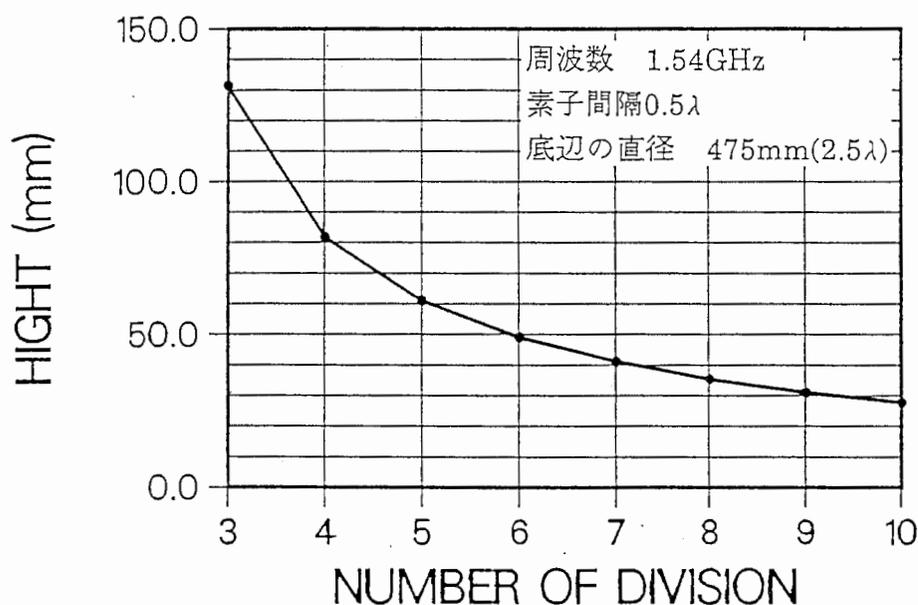
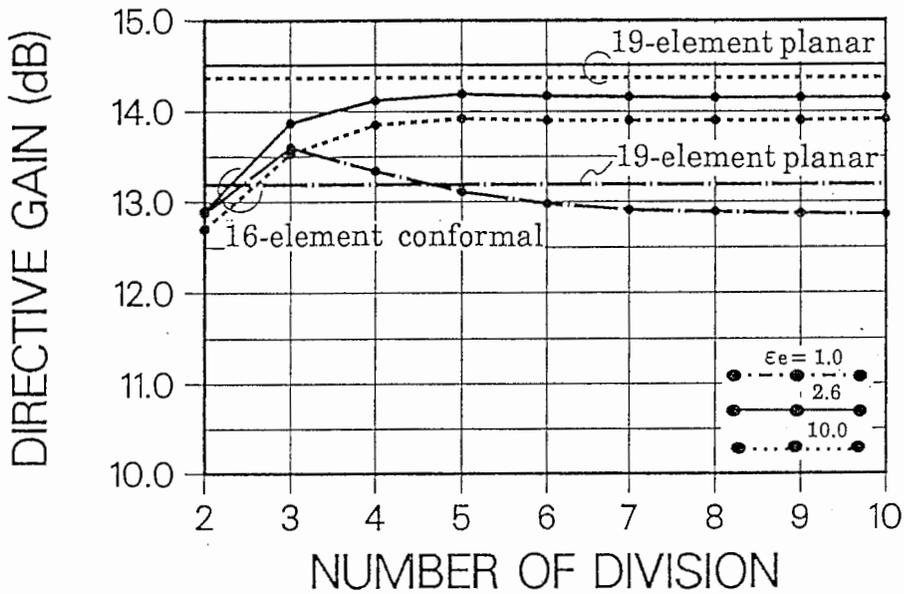
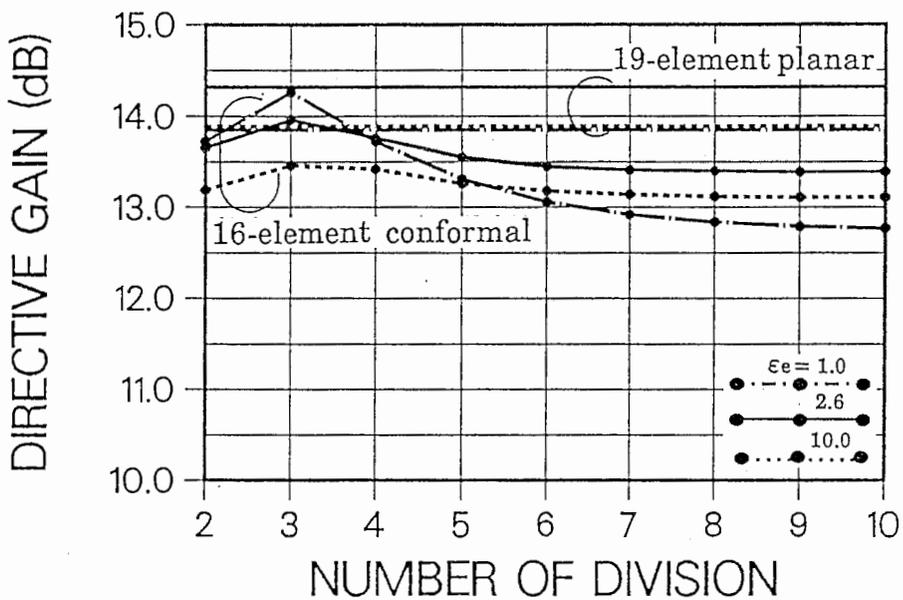


図3-15 正三角形の分割数とコンフォーマルアレーの高さ

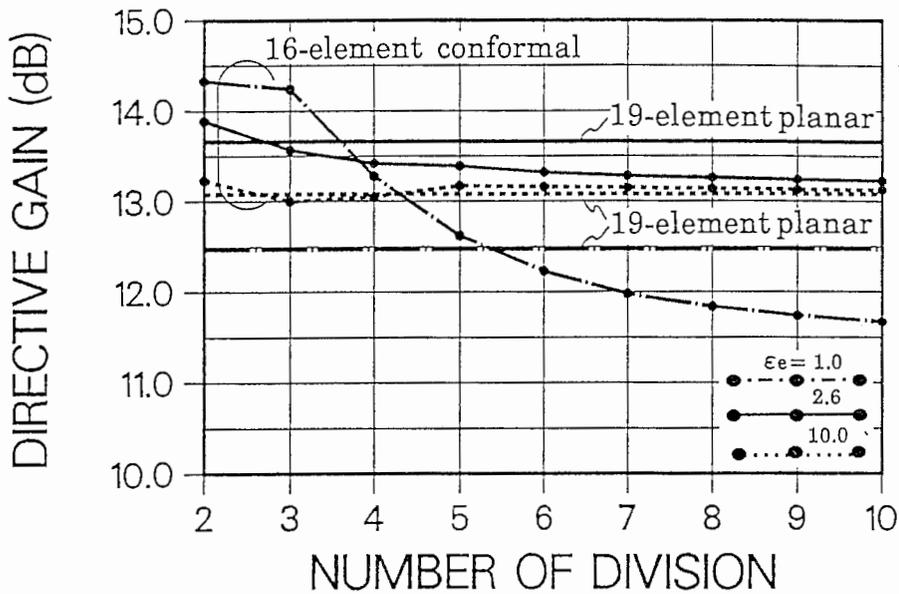
475mm(周波数1.54GHzでほぼ 2.5λ)と仮定すれば、例えば分割数 $N=5$ のとき高さが約60mmの薄形コンフォーマルアレーとなる。本構成では分割数が増えるほど素子間隔は等間隔から離れて行くため、ここでは素子間隔を最小素子間隔として定義している。



(a) 最小素子間隔 0.5λ



(b) 最小素子間隔 0.6λ



(c) 最小素子間隔 0.7λ

図3-16 正三角形の分割数と指向性利得(視野 $\pm 60^\circ$ 内の最低値)

図3-16に正三角形の分割数と指向性利得(視野 $\pm 60^\circ$ 内の最低値)の関係を示す。ここで視野は、日本において静止軌道上の衛星を見る場合に必要な角度として $\pm 60^\circ$ を用いている。なお、素子アンテナとしては円形マイクロストリップアンテナを想定し、実効比誘電率 ϵ_e を与えることにより素子特性を決定し円偏波励振を行った。比較のために19素子平面アレー(3角配列)の利得を黒丸の無い実線、点線、一点鎖線で示している。パラメータは実効比誘電率 ϵ_e である。例えば素子間隔が 0.5λ の場合には、実効比誘電率 $\epsilon_e=1.0$ のとき分割数 $N=3$ で、 $\epsilon_e=2.6$ のとき $N=5$ で利得の最大値が生じることがわかる。また、素子間隔が 0.6λ 、 0.7λ の場合には実効比誘電率にかかわらず、それぞれ分割数 $N=3$ 、 2 で利得の最大値が生じている。一般に、実効比誘電率が低い程、また素子間隔が大きい程、広角での利得が低下するため、球面にすることで広角での利得を補う方法が有効であることが図3-16より明らかである。本構成は3角配列の19素子平面アレーと比較して、

少ない素子数でほぼ同等の利得が得られる点で有効である。このようにコンフォーマルアレーでは振幅と位相を精度良く制御できれば、その曲率を調整することにより広角での放射特性を改善でき、形状に最適値が存在することがわかる。図3-16に示したように、素子間隔が 0.5λ の場合には $\epsilon_e=2.6$ のとき $N=5$ で利得の最大値が生じる。このとき底面の直径を475mmと仮定すれば、高さが約60mmの薄形コンフォーマルアレーが最適な形状となる。

3.3.3. 試作アンテナと測定結果

3.3.3.1. 構成

移動体衛星通信へのコンフォーマルアレーの適用を考えた場合、コンフォーマルアレーを平面アレーと同じようにプリントアンテナ技術を用いて量産可能とするためには、一体成形技術が必要となってくる。コンフォーマルアレーの試作評価についてはこれまでいくつか報告されているが^{(46),(47)}、一体成形については一切報告されていない。

本節では、3.3.2.で述べた曲率半径の大きなコンフォーマルアレーを取扱い、その形状の特徴を活かして素子アンテナ製作精度の向上を図るために、新たに曲面直圧法と呼ばれる手法を採用し部分球面アレーの試作を行った⁽⁵⁷⁾。また、これと製作精度の比較を行うために、コンフォーマルアレーの一形式である半球面アレーを、プラスチック成形技術の一つである真空成形法を用いて試作した結果についても述べる^{(54),(55)}。

表3-1に半球面アレー、部分球面アレーそれぞれの設計値を示す。半球面アレーの素子配列は3.3.2.で示した構成法で一辺の分割数 $N=2$ とした場合である。素子アンテナとしては背面給電円形パッチを用い、円偏波励振が行えるように2点給電を行っている。素子間隔は 0.5λ とした。一方、部分球面アレーの素子配列とし

ては同様に3.3.2.に示す構成法をとり、最小素子間隔 0.5λ 、一辺の分割数 $N=5$ とした。素子アンテナとしては円環パッチを用いている⁽⁷⁾。

表3-1 コンフォーマルアレー設計値

(a)半球面アレー

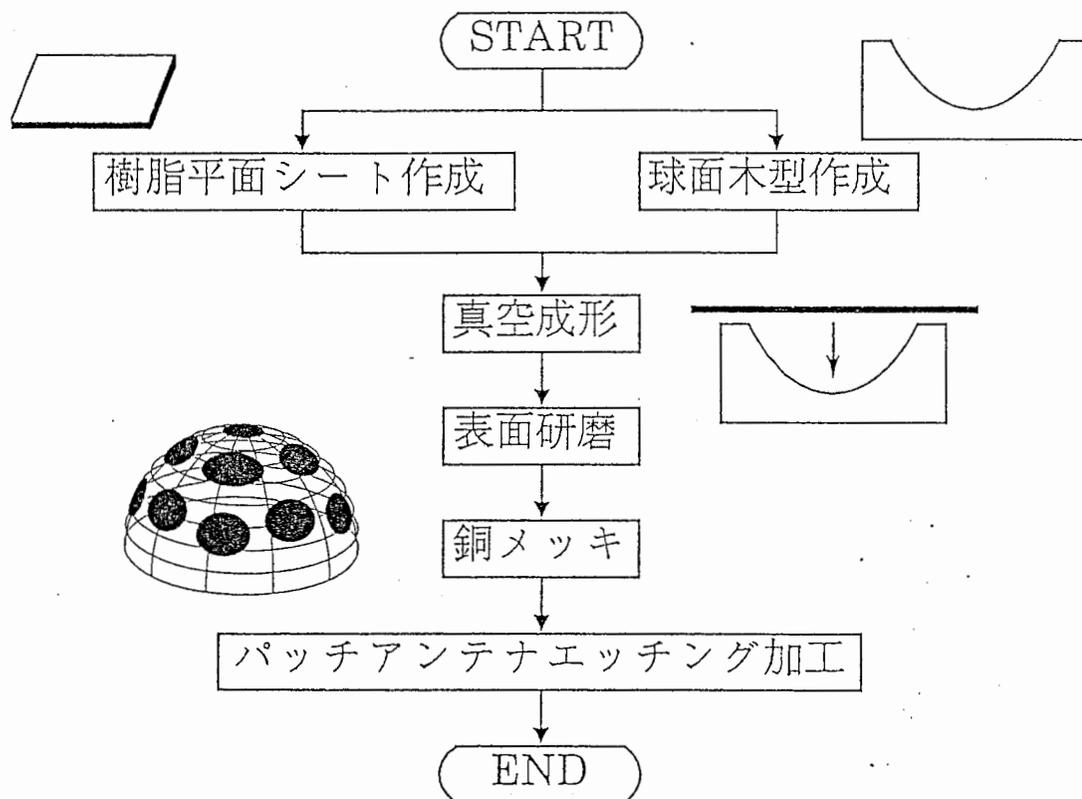
(b)部分球面アレー

中心周波数	1.54GHz	中心周波数	1.54GHz
半球の直径	344mm(1.77λ)	部分球の直径	492.5mm(2.53λ)
半球の高さ	172mm(0.89λ)	部分球の高さ	61.0mm(0.31λ)
基板厚さ	3.2mm	基板厚さ	3.2mm
素子配列	正20面体配列(分割数 $N=2$)	素子配列	正20面体配列(分割数 $N=5$)
素子配列間隔	最小97.3mm(0.5λ)	素子配列間隔	最小97.3mm(0.5λ)
素子数	16素子	素子数	16素子
素子アンテナ	背面給電円形パッチ	素子アンテナ	背面給電円環パッチ
円形パッチ直径	67.6mm(0.35λ)	円環パッチ外径	71.6mm(0.37λ)
		円環パッチ内径	24.0mm(0.12λ)
給電点	円偏波用直交2点給電	給電点	円偏波用直交2点給電

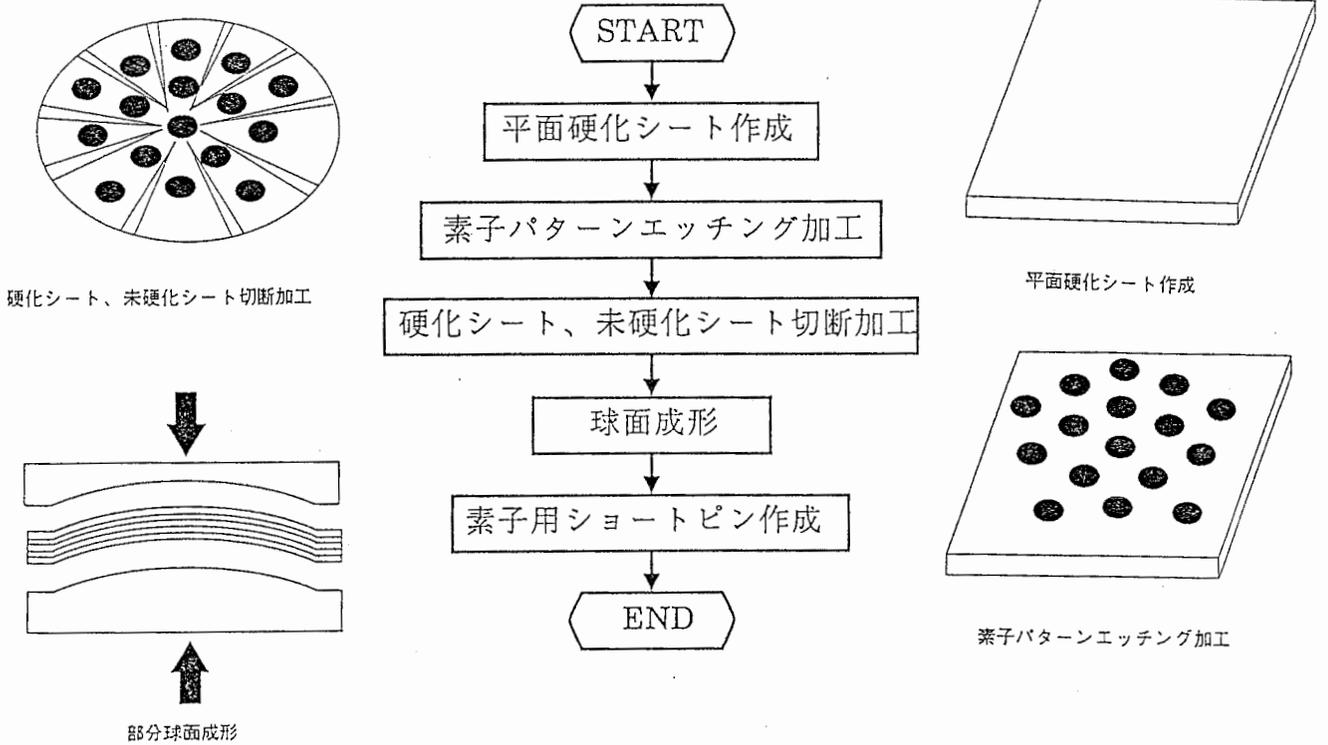
図3-17に真空成形法、曲面直圧法を用いた試作アレーの加工手順をそれぞれ示す。半球面アレーの基板材料としては、変性ポリフェニレンオキサイド(変性PPO樹脂;比誘電率2.7、誘電正接0.0009、但し1MHzでの値)を用い、真空成形法により球面基板を製作した。本成形法は木型を真空にひくことにより低温加熱した平面シートを成形する手法である。素子アンテナのエッチング加工は成形後の球面基板上で行われる。真空成形法は任意曲面の成形が可能であり、しかも木型を

用いるため、金属型を用いる他の成形法より安価に製作できる利点がある。しかし真空成形法では球面の成形を行った後で、素子アンテナの製作を行うために曲面上での素子アンテナ製作精度を改善する必要がある。

一方、部分球面アレーの基板材料としては、ガラス熱硬化PPO樹脂(比誘電率3.6、誘電正接0.003、但し1MHzでの値)を用いた。本試作では球面上での素子アンテナ寸法の製作精度を上げるため、まず最初に素子アンテナ用と地板用に薄い平面硬化シート(厚さ:ともに $130\mu\text{m}$)をそれぞれ上下に用意する。素子アンテナのエッチング加工は平面硬化シート上で行われるため、平面アレーと同等の製作精度を得ることができる。次に平面硬化シートとは別に厚さ調整用に未硬化シートを24枚用意し、上記硬化シートと組合せ最終的に3.2mm厚となるように調整す



(a)真空成形法

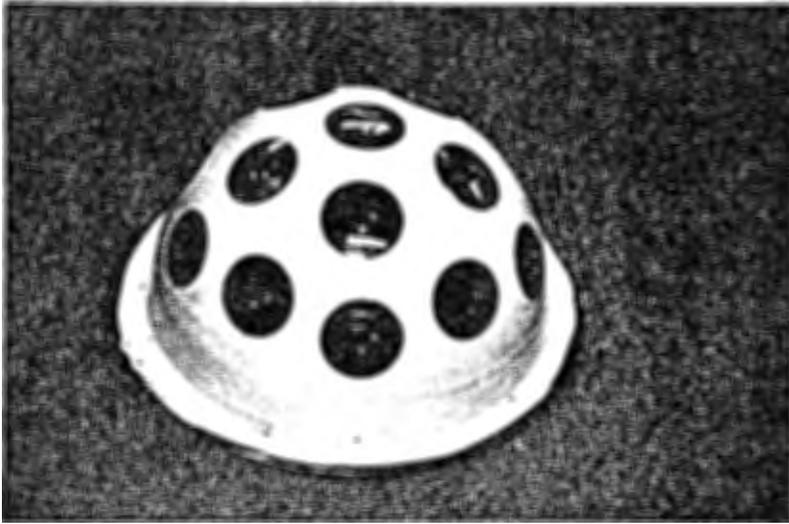


(b) 曲面直圧法

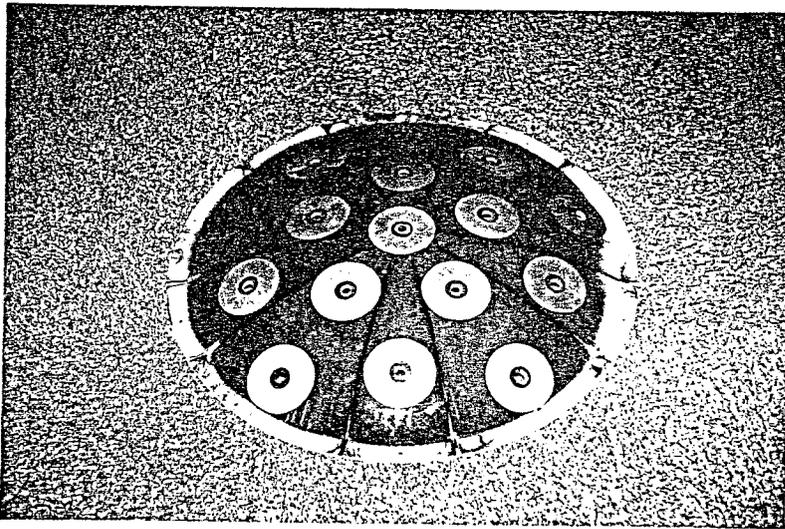
図3-17 試作アレー加工フローチャート

る。そしてこれらのシートを成形後の切りしろ及び位置決め用の穴を考慮し平板上で切断加工を行う。最後にこれらのシートを重ね、金型を用いてプレス成形を行った。

図3-18に試作した16素子半球面アレーおよび部分球面アレーの外観をそれぞれ示す。部分球面アレーでは切りしろの継ぎ目及び位置決め用の穴を確認することができる。曲面直圧法は素子アンテナを平面硬化シート上で製作した後に成形を行うため、曲率半径の小さなアレーには適用できないという欠点を有している。曲面直圧法は3.3.2.で示したような薄形の部分球面アレーにのみ有効な成形手法である。



(a) 半球面アレー

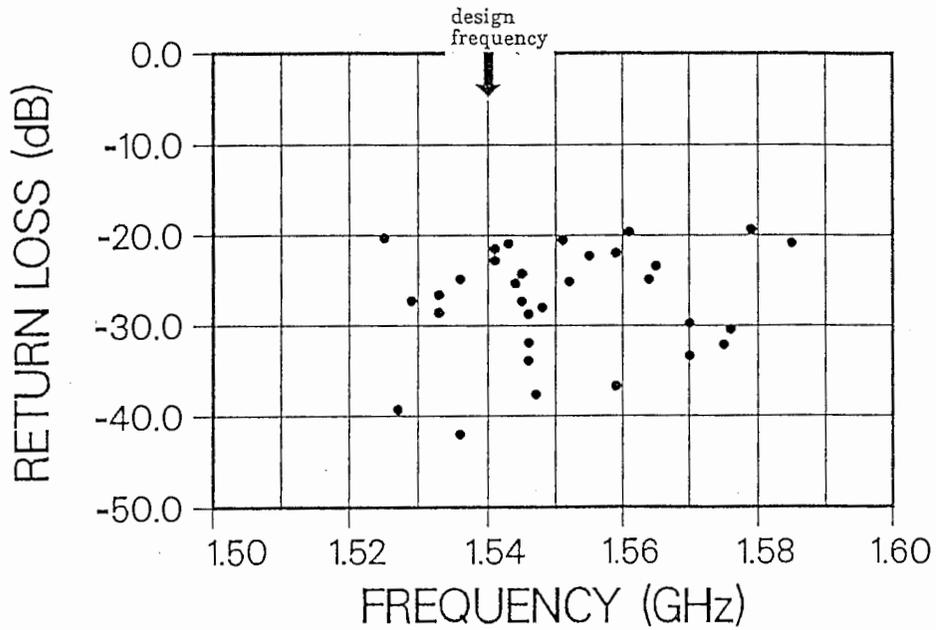


(b)部分球面アレー

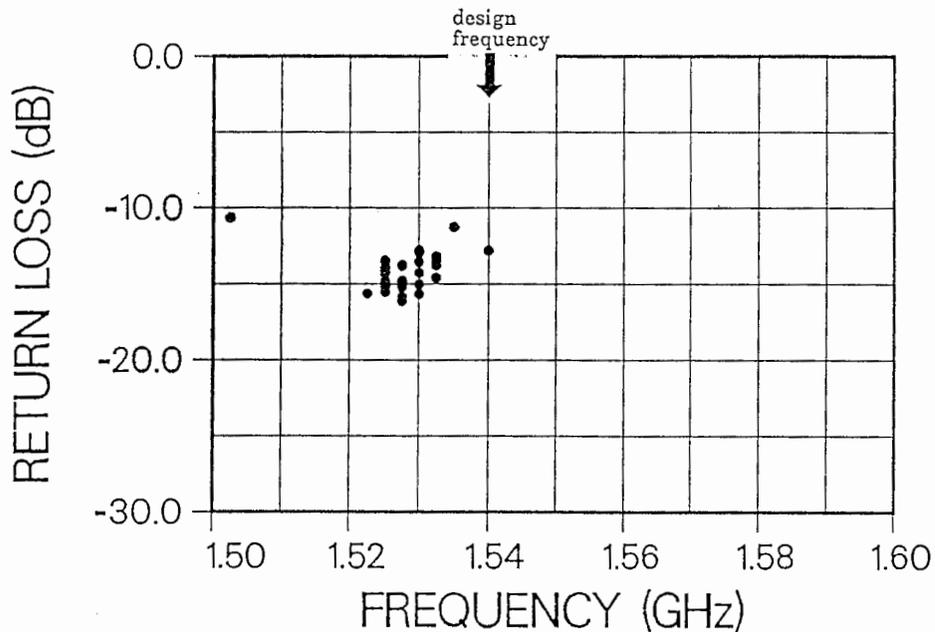
図3-18 試作アレーの外観

3.3.3.2. アレー素子反射特性

本節では試作半球面アレーおよび部分球面アレーの素子単体毎の電気的特性に

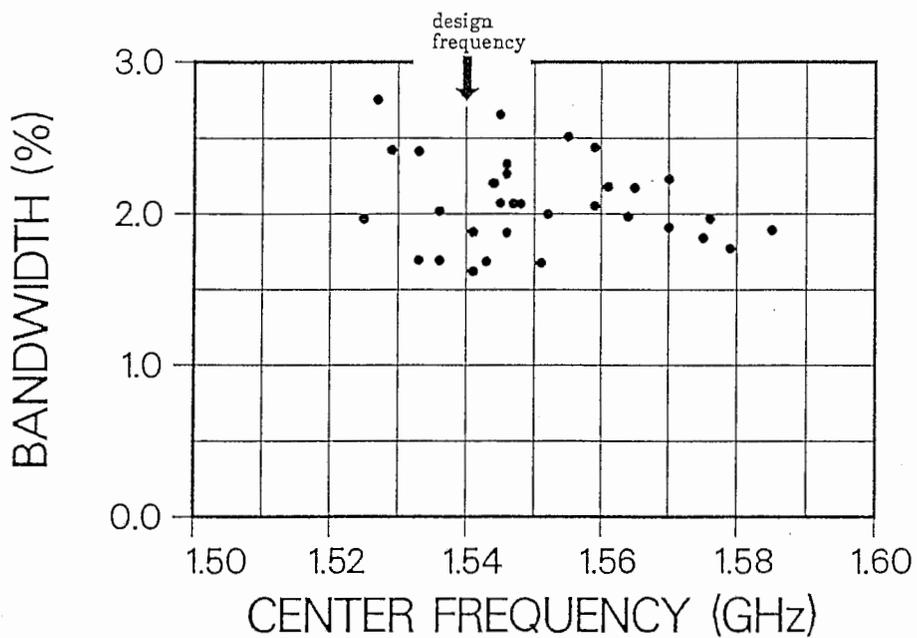


(a) 半球面アレー

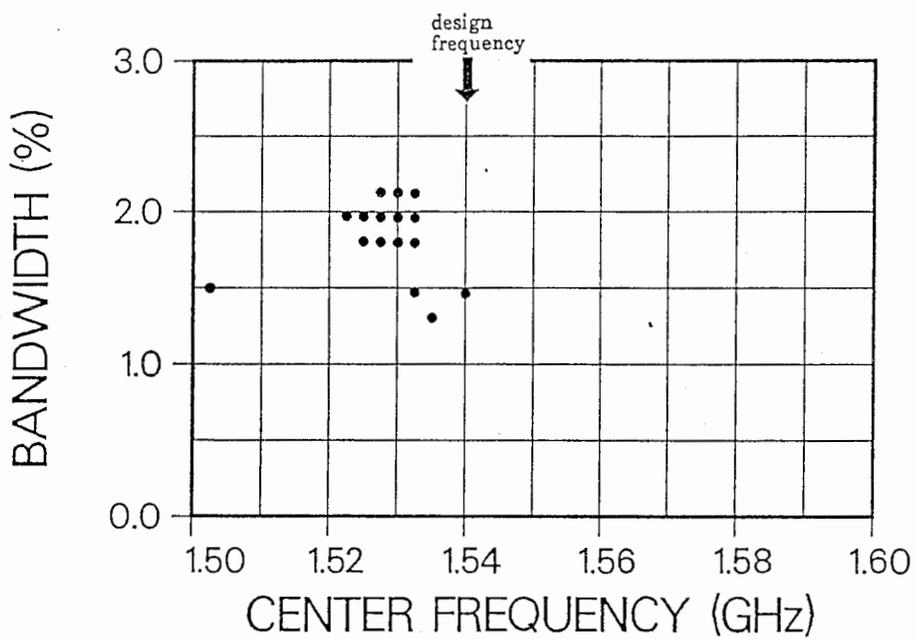


(b) 部分球面アレー

図3-19 各素子、各端子毎の中心周波数と中心周波数での反射損失



(a) 半球面アレー



(b) 部分球面アレー

図3-20 各素子、各端子毎の中心周波数と帯域幅(VSWR \leq 2)

ついて示す。図3-19は各素子、各端子毎(32点)の中心周波数と中心周波数での反射損失、図3-20は各素子、各端子毎の中心周波数と帯域幅($VSWR \leq 2$)を示している。なお、他の素子はすべて整合終端を行っている。図3-19より試作部分球面アレーでは半球面アレーに比べて中心周波数がよく一致していることがわかる。得られた中心周波数は設計値 $f=1.54\text{GHz}$ よりやや低いバラツキは少なく、製作精度の向上を確認できる。また、図3-20より帯域幅についてはどちらも、ほとんどの点で2%前後の値が得られていることがわかる。図3-19、20の結果から、部分球面アレーでは中心周波数のばらつきは帯域幅内に収まっていることがわかる。

素子反射特性の一例として図3-21に部分球面アレー天頂素子と、別に平板上に形成した素子単体の反射特性を示す。図ではわずかな周波数差を除けば円環パッチの2つの主要モードである TM_{01} 、 TM_{11} ともによく一致した値が得られており、平板上の特性とほぼ同等であることがわかる。

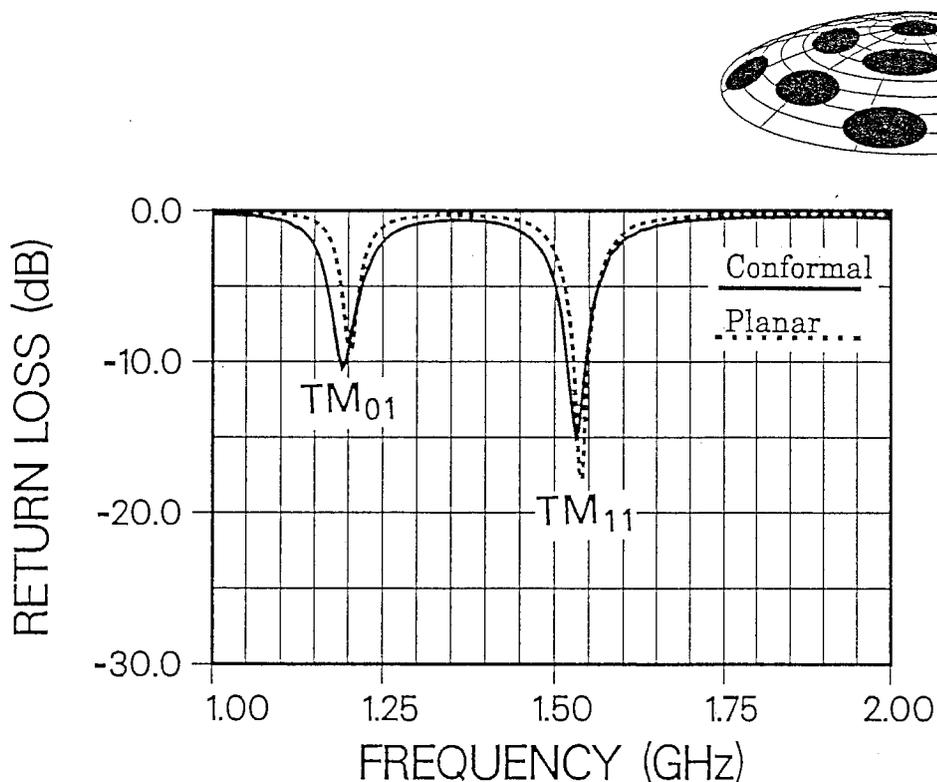


図3-21 アレー天頂素子反射特性

表3-2に半球面アレー、部分半球面アレーの試作結果をまとめている。半球面アレーの基板厚は設計値3.2mmに対し試作値3.26mmとなっている。一方、部分半球面アレーでは同様の設計値に対して試作値3.17mmが得られている。このとき半球面アレーの素子中心周波数は設計値1.54GHzに対し、平均値1.551GHz、標準偏差15.6MHzが得られているが、部分半球面アレーでは同様の設計値に対し、平均1.528GHz、標準偏差5.8MHzが得られており、標準偏差の比較から製作精度の向上を確認できる。

表3-2 コンフォーマルアレー試作結果

	(a)半球面アレー		(b)部分半球面アレー	
	アレー平均値	標準偏差	アレー平均値	標準偏差
中心周波数	1.551GHz	15.6MHz	1.528GHz	5.8MHz
帯域(VSWR \leq 2)	2.07%(32.1MHz)	0.29%	1.85%(28.1MHz)	0.19%
基板厚	3.26mm	0.23mm	3.17mm	0.037mm

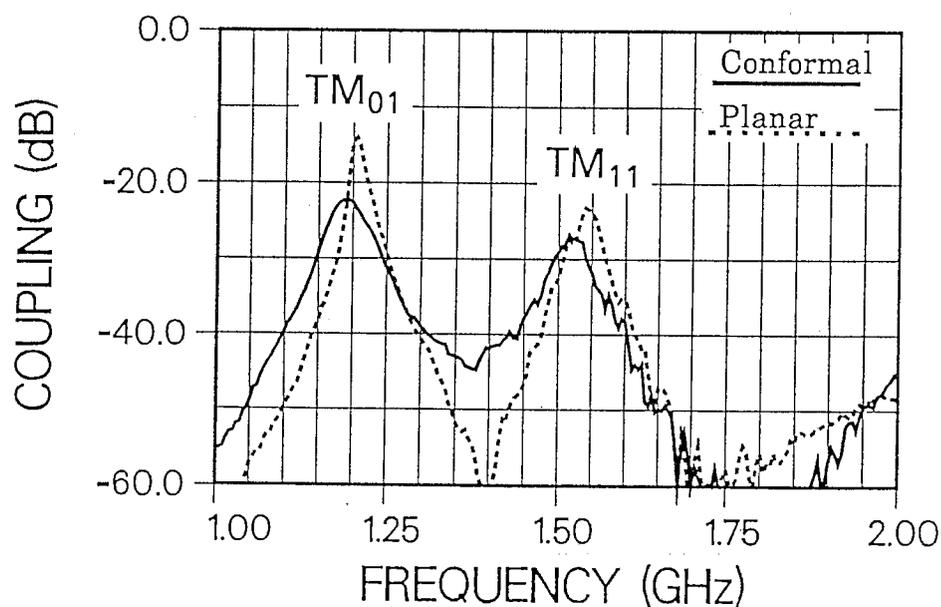


図3-22 アレー天頂素子と隣接素子との相互結合特性

3.3.3.3 アレー特性⁽⁵⁸⁾

3.3.3.2.で示したように半球面アレーの素子中心周波数は部分球面アレーに比べて大きくばらついているため、良好なアレー特性を得ることはできなかった。従って、アレー特性については、部分球面アレーについてのみ結果を示す。

試作部分球面アレーの素子間相互結合量の一例として図3-22に天頂素子と隣接素子との間の結合特性を示す。比較のために試作部分球面アレーと同一の平面基板上に円環パッチを 0.5λ 間隔で配置した場合の素子間相互結合量の一例を点線で示す。両者は TM_{01} 、 TM_{11} モードともによく一致しており、平板上の特性とほぼ同一であることがわかる。次に、ビーム走査時のアクティブ反射特性を示す。これは図3-23に示す測定法を用いて代表的な素子アンテナについて全16素子間の相互結合を個別に測定し、計算機上でビーム走査時の位相をそれぞれ与えて合成したものである。図3-24(a)に代表的な3個の素子アンテナに対するアクティブリターンロスの測定結果を示す。比較のために同一の基板材料、基板厚、同一の素子アンテナを用いて試作した19素子平面アレーのアクティブ反射特性を図3-24(b)に示

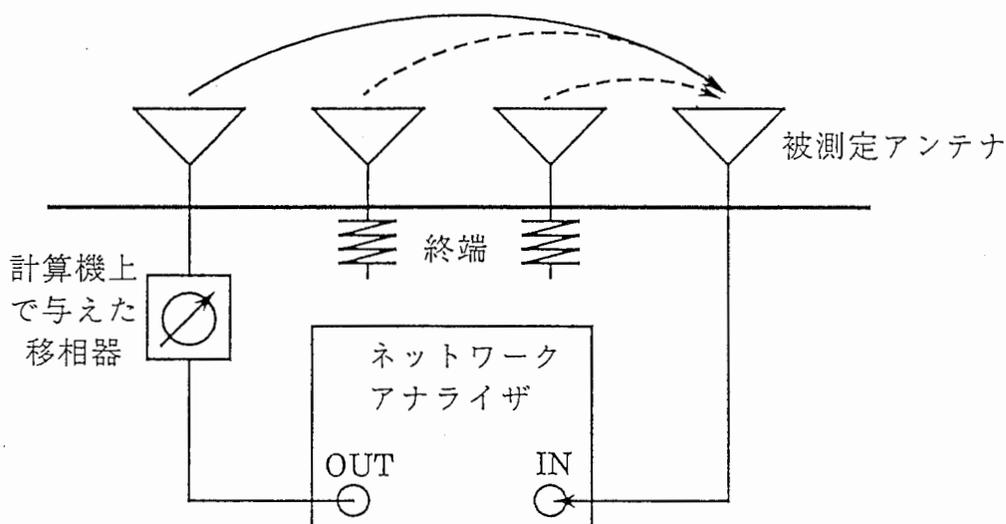
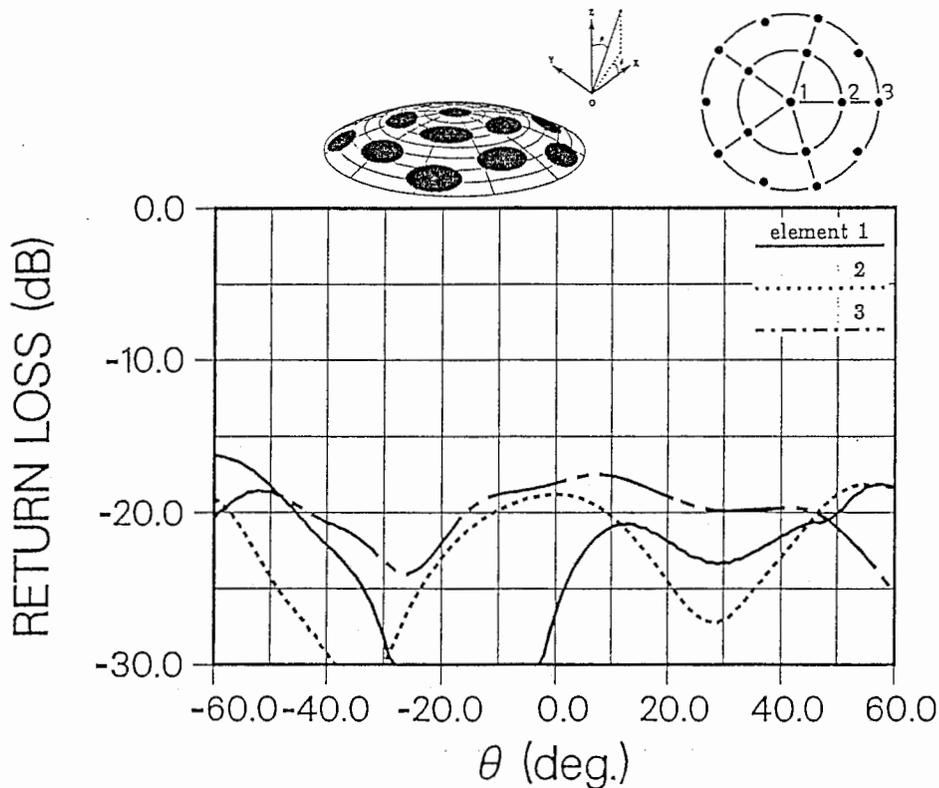


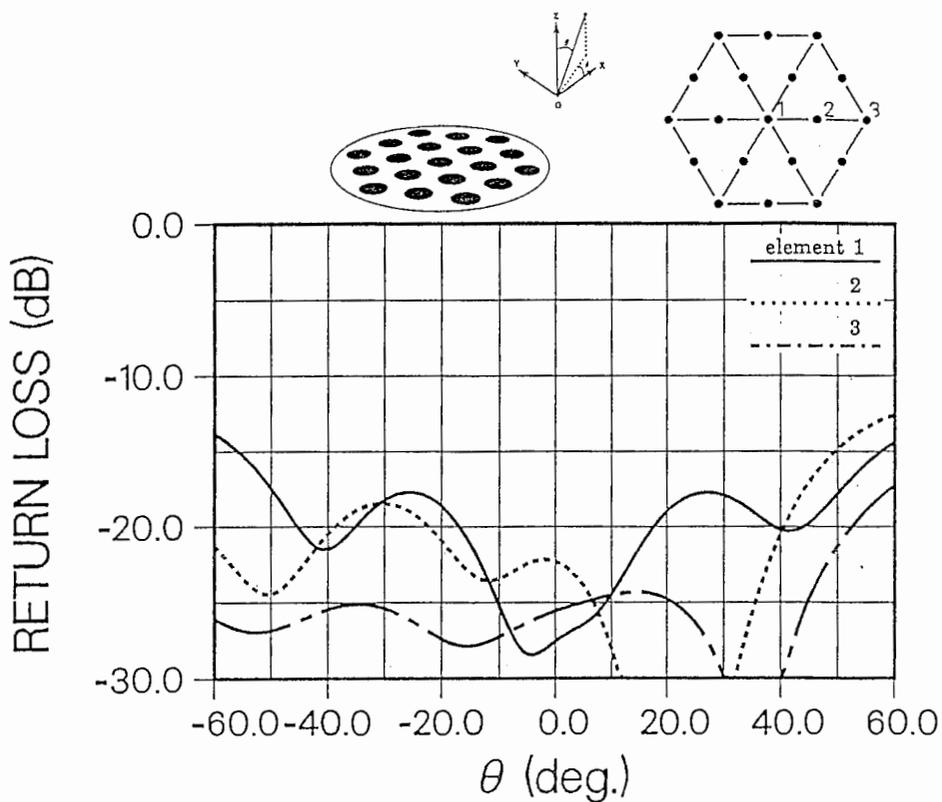
図3-23 アクティブ反射特性の測定方法

す。両者の特性はほぼ同等であるが、ビームを60°まで広角走査した場合には部分球面アレーの方が反射特性が改善されることがわかる。

次に図3-25(a)に試作部分球面アレーを0°、30°、60°とビーム走査した場合の円偏波放射特性($\phi=0^\circ$ 面)を示す。測定周波数は1.53GHzである。コンフォーマルアレーのビーム走査を行うためには、デジタルビームフォーミングアンテナのような素子の振幅と位相を自由にかつ精度良く制御できる給電系が必要となる。給電系を含めた評価は第5章で行うこととし、ここでは放射パターンは試作アレーの各素子アンテナを個別に円偏波励振し、そのスピリニアパターンを測定し、それをもとに16素子アレーの放射パターンを計算機上で合成して求めた。なお、励振は最大利得励振としている。比較のために図3-25(a)に、同一の基板材料、基板厚、同一の素子アンテナを用いて試作した19素子平面アレーの相対利得



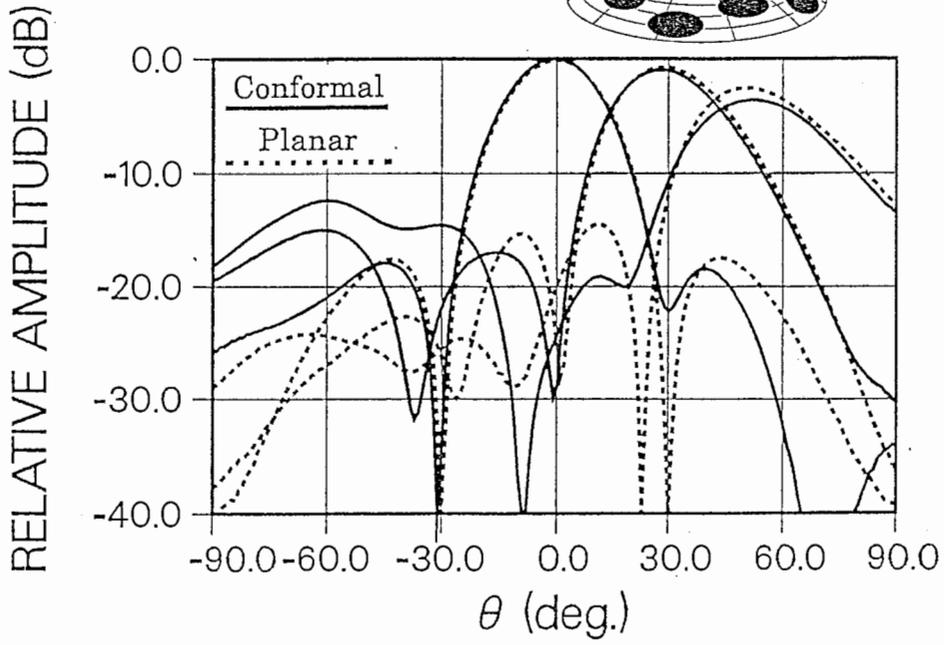
(a) 16素子部分球面アレー



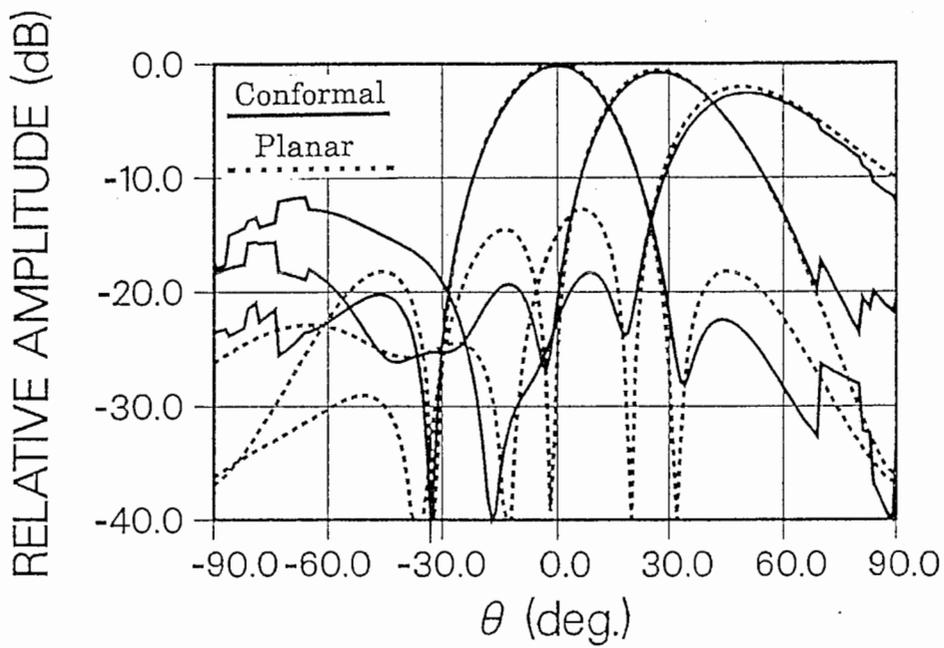
(b) 19素子平面アレー

図3-24 走査角に対するアクティブリターンロス

をあわせて点線で示す。ここでは19素子平面アレーの正面方向利得を0dBとして規格化を行っている。また、図3-25(b)に等価磁流から求めた16素子部分球面アレーおよび19素子平面アレーの円偏波放射特性の計算値を示す。19素子平面アレーとの利得比較では、60°方向での平面アレーと部分球面アレーの利得差は計算値が0.3dBに対し、実験値が0.7dBと実験値の方が若干利得が低下しているが、両者は良く一致していることがわかる。従って、コンフォーマル化による放射効率の問題はほぼないものと推定される。なお、図3-25(b)の16素子部分球面アレーの計算値において、放射パターンに不連続な利得変化が生じているが、これは球面上の各素子アンテナ指向性を可視範囲のみに仮定しているために生じたもので



(a) 測定値から評価したパターン



(b) 計算値

図3-25 円偏波放射特性($\phi = 0^\circ$)

ある。実際にはエッジ回折を考慮した解析が必要となる。図3-26に各素子アンテナ毎の実測値から評価を行った円偏波スピリニア放射パターンを示す。ビームを0°、30°、60°と走査した場合の軸比の評価値は0.17dB、0.49dB、1.92dBとなり、計算値0.16dB、0.63dB、3.13dBとほぼ対応する軸比特性が得られた。

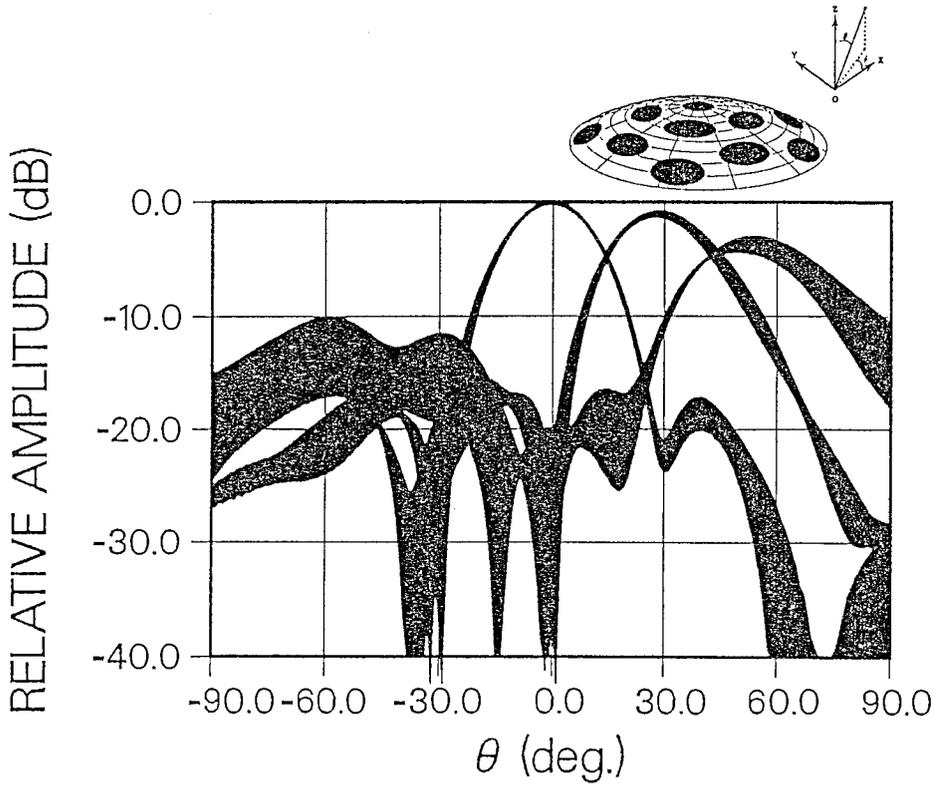


図3-26 測定値から評価したスピリニアパターン($\phi=0^\circ$)

3.3.4. むすび

移動体衛星通信用として広角走査に適したコンフォーマルアレーについて論じた。まず、移動体衛星通信用コンフォーマルアレーの給電系において振幅と位相を精度良く制御できることを前提に、放射特性の計算を行った。その結果、コンフォーマルアレーの曲率を調整することにより広角での放射特性が改善できることを、ビーム走査範囲として視野角を±60°にとった場合について正20面体配列

の16素子部分球面アレーの計算により明らかにした。一般に実効比誘電率が低い程、また素子間隔が大きい程、球面にすることにより広角での利得を補うことができる。

次に、真空成形法により一体成形を行った16素子半球面アレーおよび新たに採用した曲面直圧法により一体成形を行った16素子部分球面アレーの電気的特性について評価を行った。後者の曲面直圧法は、3.3.2.の計算によって得られた移動体衛星通信用コンフォーマルアレーの曲率半径が大きいことを利用し、曲面上のマイクロストリップアンテナ製作精度の向上をねらって採用した手法である。

真空成形法を用いた試作半球面アレーは設計共振周波数1.54GHzに対し平均1.551GHz、標準偏差15.6MHzが得られた。一方、曲面直圧法を用いた試作部分球面アレーについては、同様の設計共振周波数に対し平均1.528GHz、標準偏差5.8MHzが得られ、素子アンテナ製作精度の向上を確認した。また試作部分球面アレーでは、 $VSWR \leq 2$ の帯域および素子間相互結合量は、平面基板上に作製したものとほぼ同等の性能が得られた。さらに16素子アレーとして広角まで計算値と一致した良好なビーム走査特性を得ることができ、また19素子平面アレーと遜色のないビーム走査特性を得た。これにより移動体衛星通信用コンフォーマルアレーの有効性を確認した。

薄形のコンフォーマルアレーは移動体との整合性もよく電気的特性のみならず機械的特性の点からも有効と考えられる。本設計法は前提条件としてアンテナ素子数を16素子、ビーム走査範囲を $\pm 60^\circ$ としているが、曲率を調整することにより広角での放射特性を改善する手法は素子数が増加しても有効である。また、ビーム走査範囲が $\pm 60^\circ$ の場合には19素子平面アレーと遜色のない性能を得ているが、本設計法はさらに広角までビームを走査することを意識した設計法である。

さらに製作手法については、今後は移動体衛星通信用アンテナとして送受信コンフォーマルアレーの多層化を行っていく必要がある。多層構造コンフォーマルアレーの実現により、第2章で述べたセルフダイプレクシングアンテナの機能をコンフォーマルアレーでも実現可能とすることができる。但し、ここで述べた一体成形手法である曲面直圧法は、曲率半径の小さなアレーには適用できないという欠点や、円環パッチを用いた2層構造セルフダイプレクシングアンテナのように立体配線回路が必要となる構造では適用が難しいという欠点がある。この問題を解決するためには、部分形状が複雑な立体配線回路を含む構造に適用可能な、例えば射出成形法等を用いた試作が望まれる。

付録A-3-1 部分球面アレーの指向性⁽¹¹⁾

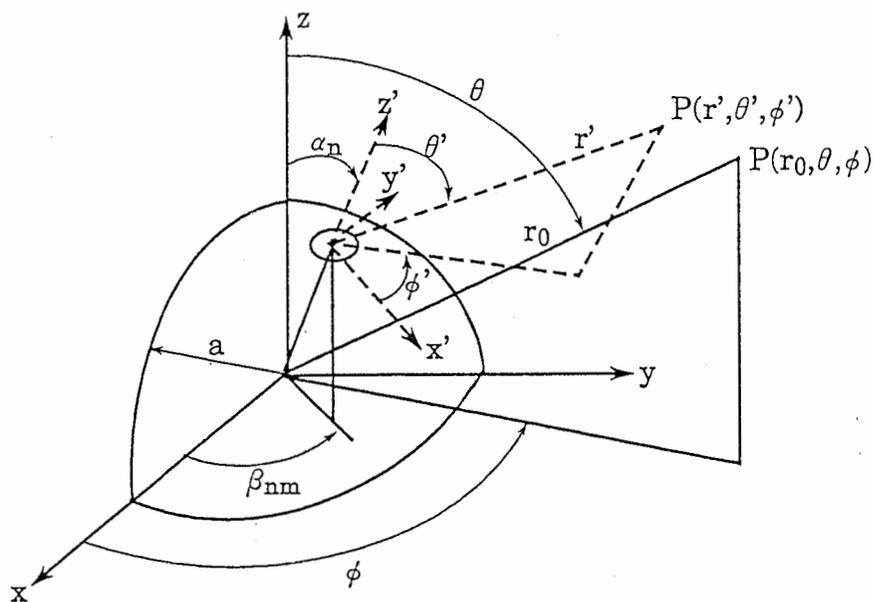
付図3-1に示すような半径 $r=a$ の部分球面上にマイクロストリップアレーが配置されていると仮定する。各素子アンテナの座標を $(a, \alpha_n, \beta_{nm})$ とし、遠方界領域の観測点Pの座標を (r_0, θ, ϕ) とする。また、各素子アンテナは均一励振を行い、位相をそろえて合成を行うと仮定する。さらに部分球面アレーの座標系 (x, y, z) とは別に、素子アンテナの座標系 (x', y', z') を考慮すると考えやすい。

このとき、観測点P (r_0, θ, ϕ) における放射電界は、次式で表される。

$$E(\theta, \phi) = \sum_{n,m} E_{nm}(\theta', \phi') e^{j(k a \cos \theta' - \phi'_{nm})} \frac{e^{j(\omega t - k r_0)}}{r_0} \quad (3-11)$$

ここで $E_{nm}(\theta', \phi')$ は素子位置 $(a, \alpha_n, \beta_{nm})$ における素子パターン、 $k a \cos \theta'$ は観測点方向に対して求まる原点との相対距離、 ϕ'_{nm} は主ビームを特定の方向に向けるために必要な位相量を表す。このとき素子パターン $E_{nm}(\theta', \phi')$ は一般に次式で表される。

$$E_{nm}(\theta', \phi') = e_{\theta'} E_{\theta'}(\theta', \phi') + e_{\phi'} E_{\phi'}(\theta', \phi') e^{-j\delta} \quad (3-12)$$



付図3-1 部分球面アレ座標系

ここで $E_{\theta'}, E_{\phi'} e^{j\theta}$ はそれぞれ E 面指向性、H 面指向性を表す。一方、 (θ', ϕ') と $(\theta, \phi), (\alpha_n, \beta_{nm})$ の関係は次のように求めることができる。

$$\cos\theta' = \sin\alpha_n \sin\theta \cos(\phi - \beta_{nm}) + \cos\alpha_n \cos\theta \quad (3-13)$$

$$\cot\phi' = \frac{\cos\alpha_n \sin\theta \cos(\phi - \beta_{nm}) - \sin\alpha_n \cos\theta}{\sin\theta \sin(\phi - \beta_{nm})} \quad (3-14)$$

$$e_{\theta'} = -\frac{\cos\theta \sin\alpha_n \cos(\phi - \beta_{nm}) - \sin\theta \cos\alpha_n}{\sin\theta'} e_{\theta} + \frac{\sin\alpha_n \sin(\phi - \beta_{nm})}{\sin\theta'} e_{\phi} \quad (3-15)$$

$$e_{\phi'} = -\frac{\sin\alpha_n \sin(\phi - \beta_{nm})}{\sin\theta'} e_{\theta} - \frac{\cos\theta \sin\alpha_n \cos(\phi - \beta_{nm}) - \sin\theta \cos\alpha_n}{\sin\theta'} e_{\phi} \quad (3-16)$$

従って、式(3-13)~(3-16)の関係を用いて素子アンテナの指向性 E_{θ}, E_{ϕ} から合成電界 $E(\theta, \phi)$ を求めることができる。

次に素子アンテナであるマイクロストリップアンテナの指向性について考える。円形パッチを一点から給電した場合の指向性は次式で表される。

$$E_{\theta'1} = -\cos\phi' [J_0(kb\sin\theta') - J_2(kb\sin\theta')] \quad (3-17)$$

$$E_{\phi'1} = \cos\theta' \sin\phi' [J_0(kb\sin\theta') + J_2(kb\sin\theta')] \quad (3-18)$$

ここで**b**は円形マイクロストリップアンテナの半径を表す。また、90°回転した位置から給電した場合の指向性は

$$E_{\theta'2} = -\sin\phi' [J_0(kb\sin\theta') - J_2(kb\sin\theta')] \quad (3-19)$$

$$E_{\phi'2} = -\cos\theta' \cos\phi' [J_0(kb\sin\theta') + J_2(kb\sin\theta')] \quad (3-20)$$

従って、円偏波励振すれば

$$E_{\theta'} = E_{\theta'1} + jE_{\theta'2} \quad (3-21)$$

$$E_{\phi'} = E_{\phi'1} + jE_{\phi'2} \quad (3-22)$$

主偏波は

$$E_c = \frac{(E_{\theta'1} + E_{\phi'2}) + j(E_{\theta'2} - E_{\phi'1})}{2} (e_{\theta'} + je_{\phi'}) = \frac{[(E_{\theta'1} + E_{\phi'2})^2 + (E_{\theta'2} - E_{\phi'1})^2]^{1/2}}{2} e^{j\alpha} (e_{\theta'} + je_{\phi'}) \quad (3-23)$$

交差偏波は

$$E_x = \frac{(E_{\theta'1} - E_{\phi'2}) + j(E_{\theta'2} + E_{\phi'1})}{2} (e_{\theta'} - je_{\phi'}) = \frac{[(E_{\theta'1} - E_{\phi'2})^2 + (E_{\theta'2} + E_{\phi'1})^2]^{1/2}}{2} e^{j\beta} (e_{\theta'} - je_{\phi'}) \quad (3-24)$$

と表すことができる。

第4章 デジタルビームフォーミングアンテナ

4.1. まえがき

前章ではアレーアンテナの給電系において各素子アンテナ毎の励振振幅・位相制御を精度良く行えることを前提に、移動体衛星通信に適したコンフォーマルアレーについて論じた。本章ではこの給電系にデジタルビームフォーミング(以下DBFと略す。)回路の適用をはかり、移動体衛星通信に適したDBFアンテナを実現している。移動体衛星通信用アレーに適用する場合に必要な回路構成を明らかにするとともにマルチデジタルシグナルプロセッサ(マルチDSP)構成を用いた実時間信号処理システムの評価を行っている。

4.2.では移動体衛星通信用アレーにDBF回路を適用する際のコンフォーマルアレーのビーム形成方式について考察を行っている。移動体衛星通信用アレーにおいてビーム走査時に常に最大利得を得る手法として、コンフォーマルアレーの各素子アンテナ毎の受信信号の振幅・位相情報を利用したビーム形成方式を提案している。提案方式について具体的に衛星回線を仮定し、変調方式として2相PSKを想定した場合の利得低下量について考察を行い、移動体衛星通信回線への適用可能性を明らかにしている。しかし、この方式はアンテナ素子数が多くない場合には実際の移動体衛星通信回線に適用可能であるが、素子数が増えてきた場合、各素子アンテナ毎の受信信号の位相情報や振幅情報を得ることは困難になる。また、得られる放射パターンは最大指向性利得に限定されてしまうため、低サイドローブ特性や干渉波除去特性を得るために任意の振幅や位相情報を与えることができない。

4.3.では、任意の振幅・位相情報を得て自由なビーム形成が可能な手法について考察を行っている。移動体衛星通信用DBFアンテナでは、従来のレーダや陸上移

動通信用DBFアンテナでは必要のない送信用DBF回路の構成が問題となる。送信用DBF回路では搬送波再生やクロック再生の問題がないため、ビーム形成部と変調部を一体化した方式を提案し、その構成・演算量について検討を行っている。また、受信用DBF回路においては搬送波再生、クロック再生が必要となり、デジタルビーム形成部とデジタル復調部の整合をいかにとるかという問題が生じる。この点については従来、陸上移動通信用DBFアンテナの開発において、蓄積一括復調方式が採用されている。しかし、移動体衛星通信では取り扱うアンテナ素子数が比較的多くかつ伝搬距離が長いため、ビーム形成部でアレーアンテナとしての利得を改善する必要がある。本節では移動体衛星通信用として用いられる16~19素子程度のアレーに適用することを想定し、アレーアンテナとして利得を上げた状態で搬送波再生・クロック再生を行う方式を採用し、その構成・演算量について検討を行っている。

そして最後に提案を行った送受各方式の移動体衛星通信への有効性を確認するため、16素子アレー用のマルチDSP構成の送受DBFアンテナを試作し、シンボルレート16kbpsの信号の実時間での変復調機能および実時間ではないがビーム形成機能の確認を行っている。これにより移動体衛星通信用として初めて送受信DBFアンテナの実現に成功している。

4.2. 受信信号の位相情報と振幅情報を利用したDBFアンテナ⁽⁷⁹⁾

4.2.1. 球面配列アレーのビーム形成方式

前章では移動体衛星通信に適したコンフォーマルアレーの放射特性の検討を行うとともに、製作上の問題を解決するためにコンフォーマルアレーの一体成形を行い、その電気的特性の評価を行ってきた。本節ではそのビーム形成方式について検討を行う。

一般に球面配列アレーなどのコンフォーマルアレーでは、その指向性が平面配列アレーのように単純に素子単体の指向性とアレーファクタの積とならない。従って放射に寄与しない素子の取扱いやビーム走査方向での各素子の指向性の不一致といった問題を考慮しなくてはならず、励振位相制御だけではなく励振振幅も制御する必要がある。この給電回路の複雑さを避けるため、従来、球面配列アレーではスイッチングアレー形のビーム形成方式が提案されてきた^{(15),(17)}。しかし、スイッチングアレーでは必然的にビーム切換えによるクロスオーバー損が生じ、カバレッジ内の利得低下が生じる。この欠点を補うためにはビーム数を増やすことでクロスオーバー損を引き上げることが可能だが、アナログ系では給電回路が複雑・大型化するという欠点がある。

ところで移動体衛星通信用アレーアンテナは素子数がそれほど多くないことから、低サイドローブ特性を実現するよりもむしろ最大利得を得ることにポイントが置かれる。この点に着目すれば各素子アンテナごとの受信信号の位相情報や振幅情報を利用できれば、素子アンテナの特性にほとんど影響されずに常に最大指向性利得でビーム走査を行うことが可能となる。

本節ではこのビーム形成回路に、各素子の位相と振幅を自由にかつ精度良く制御可能な方式として、各素子アンテナごとの信号をA-D変換し、デジタル信号処理によりビーム形成を行うDBF回路⁽¹⁸⁾を用いる。このDBF回路を用いた移動体衛星通信用球面配列アレーのビーム形成方式について検討を行った。まず4.2.2.では球面配列アレーについて受信信号を利用して必要な素子群の選択および位相・振幅調整を行うビーム形成方式を提案し、その有効性を平面配列アレーと利得を比較することにより明らかにしている。

4.2.3.では入射信号から位相や振幅情報を検出する方法として、各素子アンテナごとに搬送波再生回路を有する系を考え、その特性を明らかにする。一般にア

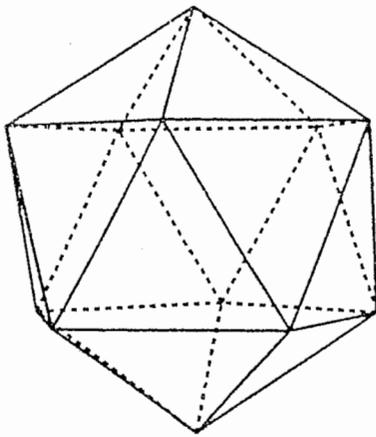
レーアンテナは全素子アンテナの信号を合成した後でなければ良好なCN比が得られない。しかし、受信側で復調に必要な再生基準搬送波は無変調となるため、搬送波再生可能なCN比は復調器への入力CN比よりも大きくできる。この場合、アレーの素子数が少なければ全素子アンテナからの信号を合成するよりも大きな処理利得を得ることができる。本節ではこの点に着目し、具体的に2相PSKのような定包絡線信号を仮定し衛星回線設定を行った際に各素子アンテナごとに搬送波再生回路を有し、位相・振幅検出を行う。この方式を16素子球面配列アレーへ適用した場合の有効性について、位相および振幅検出誤差をそれぞれ求めて利得低下量を求め検討を行っている。

4.2.2. 受信信号の位相・振幅情報を利用した球面配列アレーのビーム形成方式⁽⁷⁷⁾

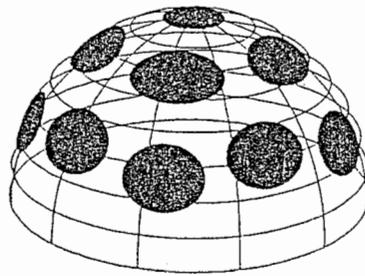
フェーズドアレーのビーム形成を行うために受信信号を利用する方法として、フェーズロックループを用いた方式がすでに提案されている⁽⁶¹⁾。この方式では任意の方向から到来した受信信号に対して各素子アンテナごとの受信信号の位相を検出し、同相にそろえて合成する。従って受信信号の到来方向を知る必要はない。

上記方式は一般に平面配列アレーを対象としているが、球面配列アレーのようなコンフォーマルアレーを用いてビーム走査を行う場合、ビーム方向に応じてどの素子アンテナ群を選択すべきか、また選択された素子アンテナごとの振幅調整をどう行うかという問題が生じる。ここでは受信アレーを考え、入射してくる信号がパイロット信号のようなCW信号の場合や、変調方式としてPSKやMSK等の定包絡線変調方式を用いた場合を想定する。このとき、各素子アンテナごとにその受信信号の位相および振幅を検出し、受信に寄与する素子アンテナを選び出し位相・振幅調整を行う方式を仮定する(図4-3参照)。

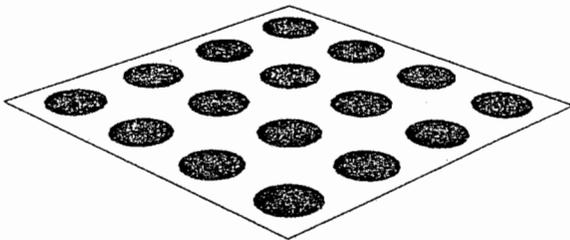
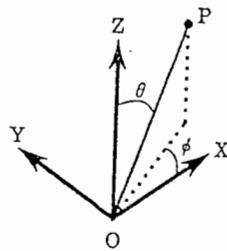
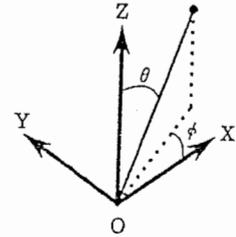
本方式を球面配列アレーに適用した場合の指向性利得についてまず検討を行った。球面配列アレーの配列方法としては、第3章で示したように素子をできるだけ対称に配置するためには球に内接する正20面体を考え、各正三角形を基本とする配列をしていけばよいことがわかっている⁽¹¹⁾。ここでは図4-1に示すような正20面体を考えて各頂点および各辺の中点に素子を配列し、その半球面のみを考え



(a) 正20面体



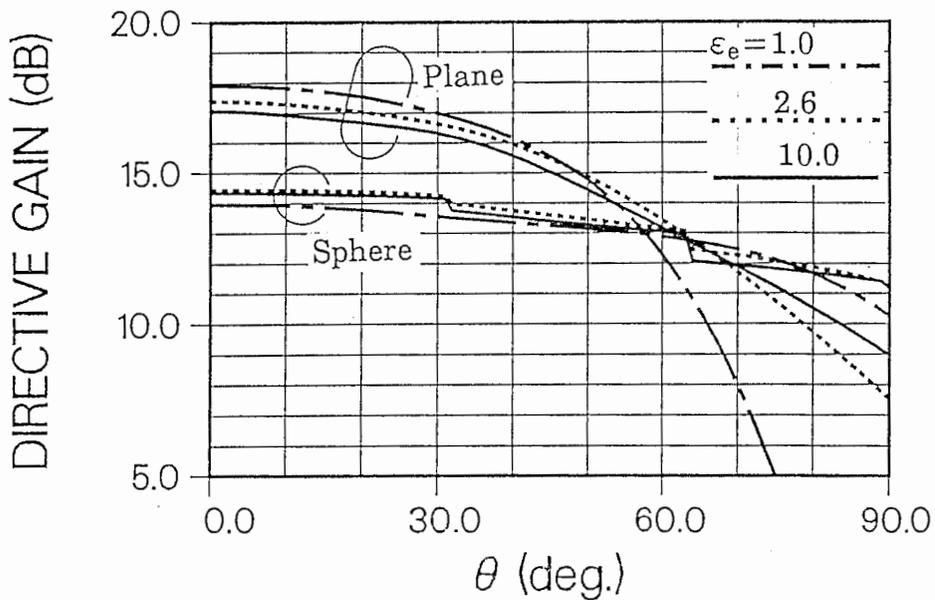
(b) 球面配列16素子アレー



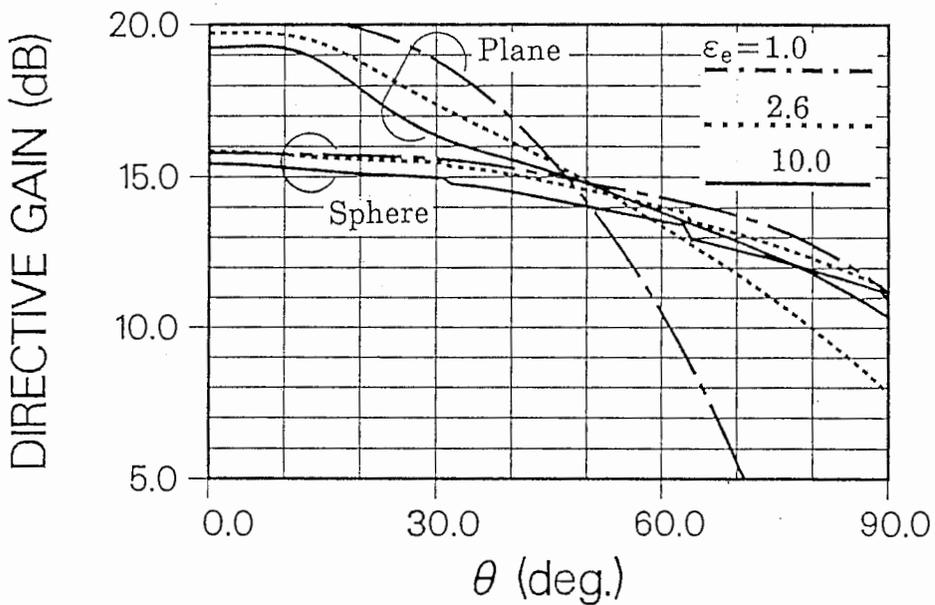
(c) 平面配列16素子アレー

図4-1 球面配列16素子アレーの構成

16素子アレーとしている。素子アンテナとしては円形マイクロストリップアンテナを想定し、実効比誘電率 ϵ_e を与えることにより素子特性を決定し⁽⁶⁰⁾円偏波励振を行った。指向性利得 $D(\theta, \phi)$ は図4-1の座標系において正旋成分を $E_c(\theta, \phi)$,逆旋成分を $E_x(\theta, \phi)$ とすると次式で与えられる。



(a) 素子間隔 0.5λ



(b) 素子間隔 0.7λ

図4-2 指向性利得の走査特性

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi \left| E_c(\theta, \phi) \right|^2}{\int_0^{2\pi} d\phi \int_0^{\pi} \left(\left| E_c(\theta, \phi) \right|^2 + \left| E_x(\theta, \phi) \right|^2 \right) \sin\theta d\theta} \quad (4-1)$$

図4-2に $\phi=0^\circ$ 面での指向性利得の走査特性を示す。比較のために素子間隔を等しくとった平面16素子アレーの例も同時に示す。素子間隔については 0.5λ と 0.7λ の例を示している。また、球面配列アレーの励振方法としては各素子アンテナへの入射レベルに応じてそれに比例するかたちで振幅の重み付けを行い、ビーム形成を行った。このように球面配列アレーを励振すれば最大指向性利得にほぼ等しくなるということは既に知られている⁽⁶⁶⁾。球面配列アレーでは 30° 方向と 60° 方向で不連続な利得変化が生じているが、これは素子群を切り換えたことによる利得変化である。ここで $\theta=0^\circ\sim 31^\circ$ の範囲では、図4-5(a)の16素子球面配列アレー配置図において16素子すべてを励振、 $\theta=31^\circ\sim 63^\circ$ では素子番号9,11,12を除く13素子を励振、 $\theta=64^\circ\sim 89^\circ$ では素子番号7,8,9,10,11,12,14を除く9素子を励振している。

図4-2の結果から、実効比誘電率 ϵ_e および素子間隔による違いはあるが球面配列アレーではいずれも正面方向に対して 60° 方向の利得低下は1~2dB以内であり、平面配列アレーの場合と比較すると利得の低下量は小さく、 ϵ_e による違いはほとんどないことは明らかである。この結果は球面配列アレーの最大利得の走査特性は、素子指向性によらずほぼ一定であるという結果⁽¹³⁾と同じである。

一方、移動体衛星通信用アンテナとして本方式を用いる場合は受信方式のみならず送信方式が問題となる。送信ビーム形成に必要な各素子アンテナごとの励振位相と振幅は受信側で得られた情報を利用する方法が一例として考えられる⁽⁶⁷⁾。

4.2.3. 位相・振幅検出誤差による利得低下⁽⁷⁸⁾

4.2.2.の方式を具体的な回線に適用した場合の各素子アンテナごとの受信信号の位相・振幅検出誤差による利得低下量について検討を行った。以下の検討ではアンテナのパラメータを実効比誘電率2.6、素子間隔 0.7λ としている。

4.2.3.1 位相検出誤差による利得低下

一般にアレーアンテナは全素子アンテナの信号を合成した後でなければ良好なCN比が得られない。しかし、復調に用いる基準搬送波は無変調であるため、搬送波再生可能なCN比は復調器への入力CN比よりも大きくできる。従ってアレーアンテナの素子数が少ない場合には、アレーとしての処理利得を得なくても搬送波再生が可能となる。本節ではこの点に着目し、各素子アンテナごとに搬送波再生回路を有する系を提案する。この系で位相差を検出し、同相となるように制御を行えば受信信号の到来方向へ常時ビームを形成することができる。

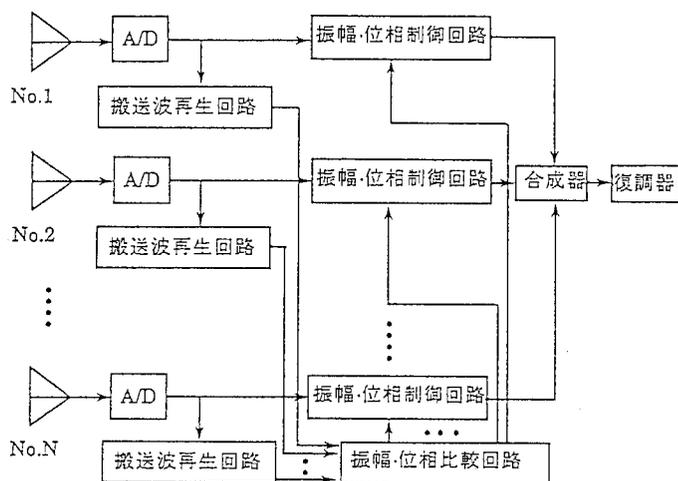


図4-3 各素子アンテナごとに搬送波再生回路を有する方式

図4-3は提案する位相検出方式の基本ブロック図を示している。本方式は、各素子アンテナ間の受信信号の位相差検出のために、各素子アンテナ毎に到来する受信信号を位相同期検波方式により復調する際に再生される、無変調の再生基準搬送波を利用する。各素子アンテナに対応する再生基準搬送波は位相比較回路に入力され、検出された位相差に基づいて各移相器により信号が同相になるように制御され、加算合成されることになる。加算器出力は復調器で検波されデータが再生

されることになる。基準搬送波再生回路としては例えば変調波が2相PSKの場合にはコスタスループを用いることができる(付録A-4-1参照)。この場合ループフィルタへの入力信号は変調成分が除去されているのでフィルタ帯域幅を狭くすることができ、雑音を除去することで搬送波再生回路の入力CN比よりも大きな出力CN比を得ることができる。但し、本方式ではただ一つの希望波があることを前提としており、干渉波がある場合には適用することができない。

各素子アンテナごとに位相検出を行う方式は、アレーアンテナの処理利得を得ずに低CN比で基準搬送波再生回路を動作させるため、位相検出誤差が生じる(付録A-4-2参照)。本節ではこのときの利得低下量を平面配列アレーおよび球面配列アレーについて求める。平面配列アレーでは全素子アンテナが同一方向を向いているため、いったん、ビーム方向が決定されるとどの素子の位相検出誤差も等しくなり、仰角が低くなるほどその値は劣化することになる。一方、球面配列アレーでは特定のビーム方向に対する各素子の寄与度が違うため、位相検出誤差の利得低下に与える度合いも違ってくることになる。

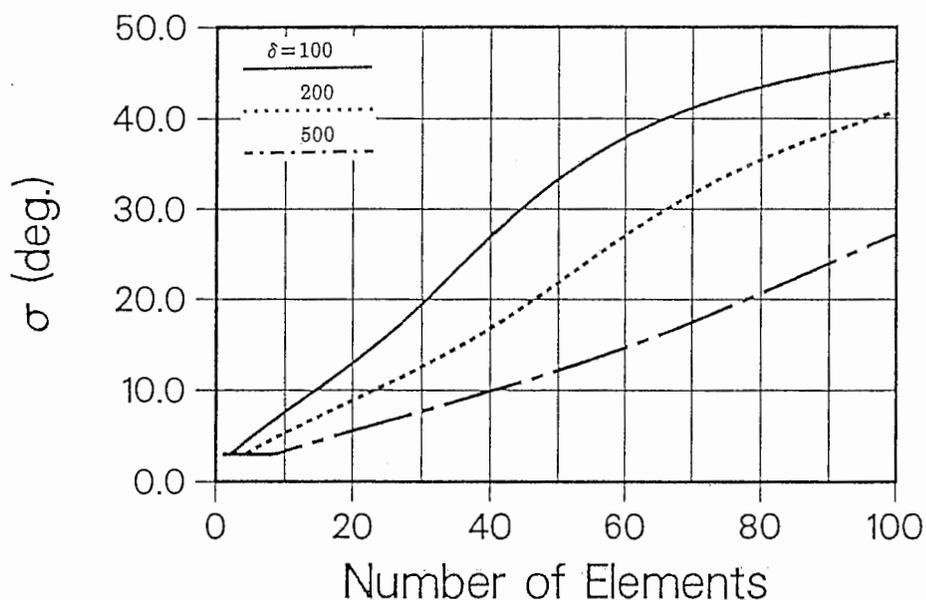
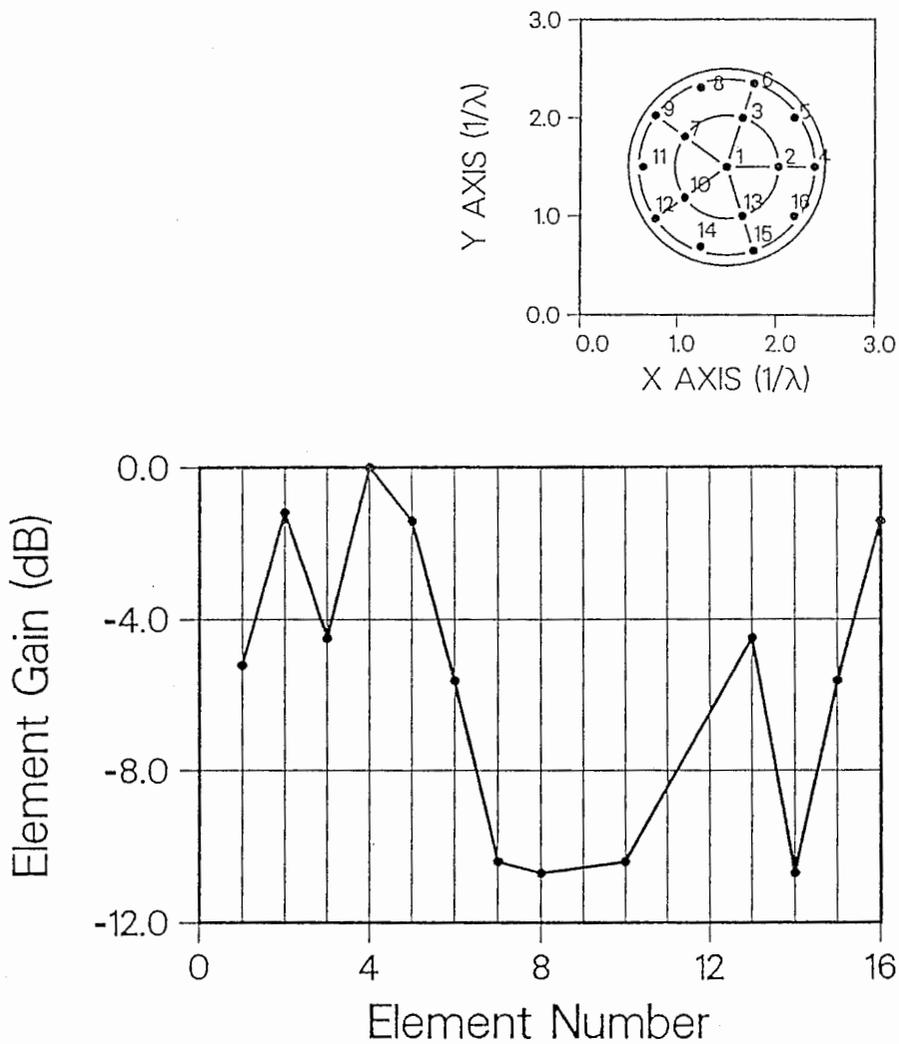


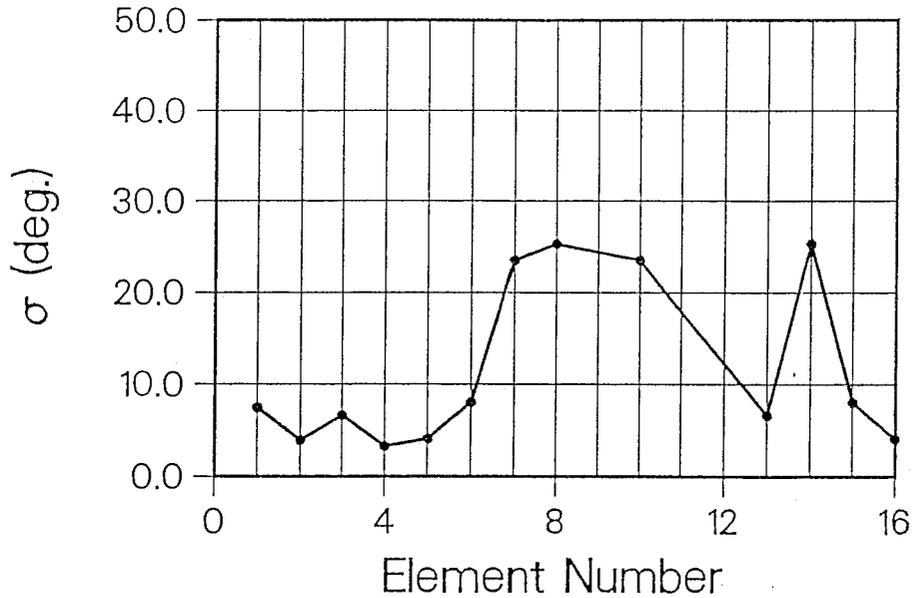
図4-4 N素子平面配列アレーの位相検出誤差の標準偏差特性

簡単なモデルシステムを立てて計算を行った。変調方式としては2相PSKを想定する。 $\theta=60^\circ$ 方向から入射する信号を受信したとき、N素子平面アレーで位相・振幅誤差がないと仮定する。このときに得られる合成後の符号誤り率が 10^{-5} となるような回線を仮定した。例えば16素子アレーの場合には、 $\theta=60^\circ$ 方向からの入射信号に対し、得られる受信信号の E_b/N_0 は9.6dBHz、1素子当たりでは-2.4dBHzとなる。

図4-4は上記回線を仮定し、1次のコスタスループで復調を行った際の平面配列アレーの位相検出誤差 σ ⁽⁶³⁾を示している⁽⁶⁴⁾。ここで δ はビットレートとループバ



(a) 素子ごとの相対利得



(b) 位相検出誤差の標準偏差特性

図4-5 16素子球面配列アレーの相対利得と位相検出誤差の標準偏差特性

ンド幅の比である。これより平面配列アレーでも16素子程度と素子数が少なければ5ビット移相器程度の性能が得られることがわかる。

一方、図4-5は16素子球面配列アレーの各素子ごとの位相検出誤差 σ と相対利得を示したものである。ここで受信信号の入力方向は $\phi=0^\circ$ 面で $\theta=60^\circ$ としている。また、基準搬送波再生回路の δ は200としている。図より相対利得の大きな素子ほど、つまりビーム方向に対する寄与度の大きな素子ほど位相検出誤差が小さく安定していることがわかる。逆に位相検出誤差の大きな素子は寄与度が小さいため、全体に与える利得低下は小さくて済むことになる。

一般に位相誤差がある場合のN素子アレーアンテナの利得低下量 G/G_0 は、位相誤差および振幅誤差は互いに独立でかつ小さく、その平均値はゼロと仮定すると、次式で表される⁽⁶⁵⁾。

$$G/G_0 = \left[\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N a_n a_m \cdot \exp(-(\sigma_n^2 + \sigma_m^2)/2) + \sum_{n=1}^N a_n^2 (1 - \exp(-\sigma_n^2)) \right] / \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N a_n a_m \quad (4-2)$$

ここで a_i は各素子ごとの指向性に励振係数をかけたもの、 σ_i^2 は各素子ごとの位相誤差の分散を示している。

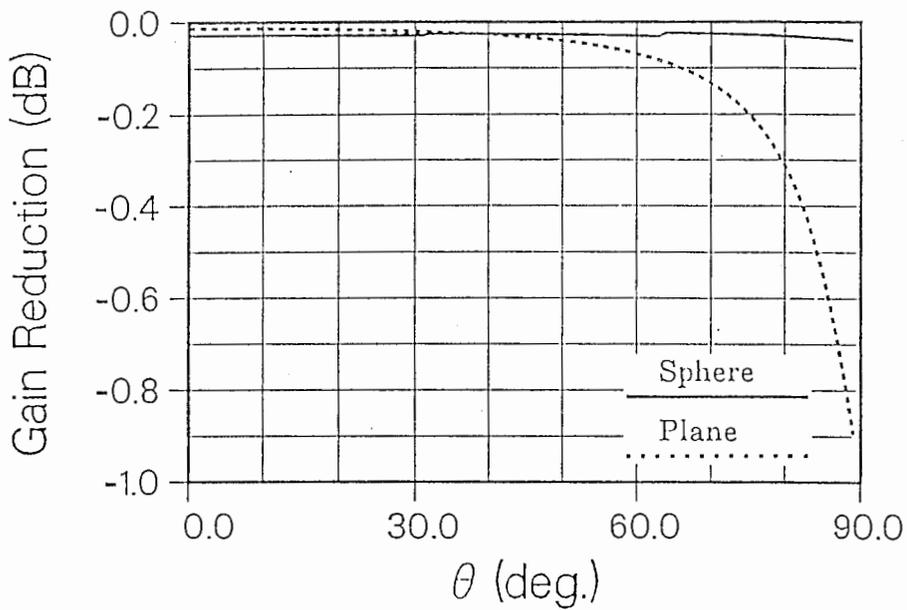


図4-6 16素子アレーにおける位相検出誤差による利得低下量

図4-6は $\phi=0^\circ$ 面でビーム走査した場合に、位相検出誤差による利得低下量を球面配列アレーと平面配列アレーで比較したものである。平面配列アレーではビーム走査角が大きくなるほど利得低下量は大きくなるが、球面配列アレーではビーム走査角によらず、利得低下量はほぼ一定であることがわかる。 $\theta=60^\circ$ 方向での利得低下量は平面配列アレーで0.07dB、球面配列アレーで0.03dBとなる。

4.2.3.2. 振幅検出誤差による利得低下

4.2.2.で述べたように球面配列アレーではビーム方向に応じて受信に寄与しない素子が生じたり、各素子の寄与度が違ってくるため、位相検出のほかに各素子ごとの相対振幅検出が必要になる。

2相PSK信号は定包絡線信号であるので、各アンテナ素子ごとに変調信号の振幅を検出すれば、ビーム方向に対する各素子の寄与度を知ることができる(付録A-4-1参照)。振幅についてはここでは定包絡線信号を取り扱っているため、位相のようにデータ情報を含んでおらず平均値を知れば十分である(付録A-4-3参照)。

図4-3の基準搬送波再生回路で振幅情報を得た場合の利得低下量について検討を行った。N素子平面配列アレーについて求めた振幅検出値の平均値を図4-7に示す。平面配列アレーの場合は振幅検出を行う必要はないが、素子数と振幅誤差の関係を容易に把握できる。ここでは前節と同じ回線を仮定している。図において0dBが誤差がない場合を示し、BT積(B:雑音帯域幅、T:1シンボル間隔)を変えてフィルタによる帯域制限を行っている。図よりアンテナ素子数が16素子の場合、

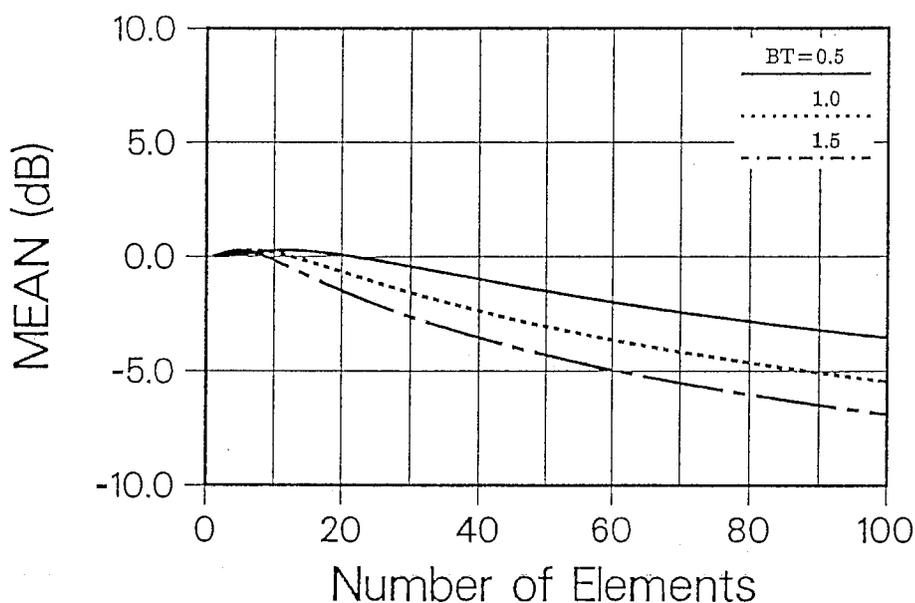
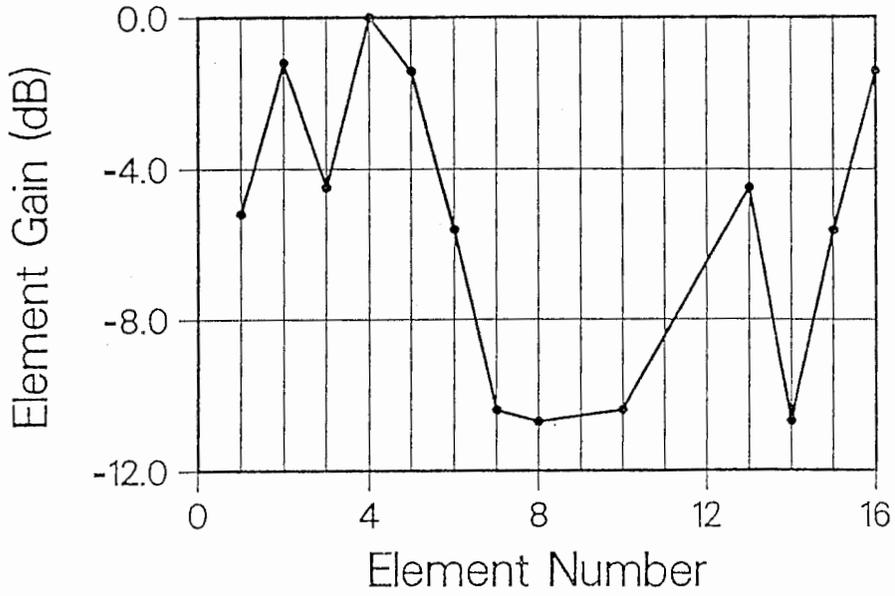


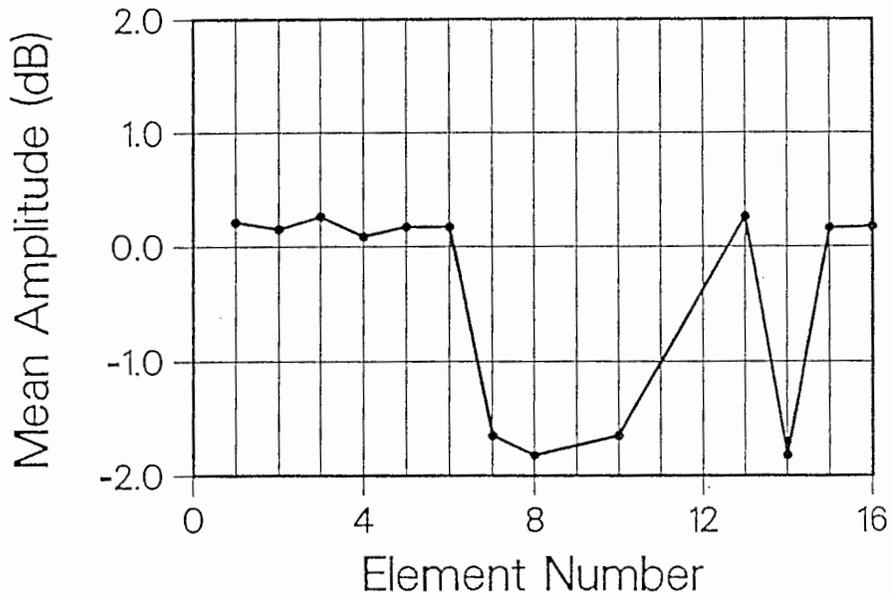
図4-7 N素子平面配列アレーの振幅検出値の平均値特性

BT=0.5、1.0では振幅の平均値を+0.2dB~-0.1dBの範囲に抑えることが可能となる。

図4-8は前節と同様、16素子球面配列アレーの各素子ごとの振幅平均値と相対利



(a) 素子ごとの相対利得



(b) 素子ごとの振幅検出平均値

図4-8 16素子球面配列アレーの相対利得と振幅検出値の平均値特性

得を示したものである。ここで受信信号の入力方向は $\phi=0^\circ$ 面で $\theta=60^\circ$ としている。また、 $BT=0.5$ としている。位相検出誤差の場合と同様、相対利得の大きい素子ほど、つまりビーム方向に対する寄与度の大きい素子ほど振幅検出誤差が小さく安定している。逆に振幅検出誤差の大きな素子は寄与度が小さいため、全体に与える利得低下は小さくて済むことになる。

図4-8に示す振幅平均値は $\theta=60^\circ$ 方向のものであるが、これを各方向ごとに求め、この値を振幅誤差として各素子アンテナごとの励振係数を決定し、指向性利得を求めることができる。図4-9は16素子球面配列アレーについて、最大指向性利得⁽⁶²⁾と振幅検出誤差がある場合の利得比較を行ったものである。走査面は $\phi=0^\circ$ 面、 $BT=0.5$ としている。 $\theta=60^\circ$ 方向における最大利得と振幅検出誤差がある場合の利得差は0.02dBであった。このとき励振される素子は図4-5(a)において、素子番号9、11、12を除く13素子が励振されることになる。

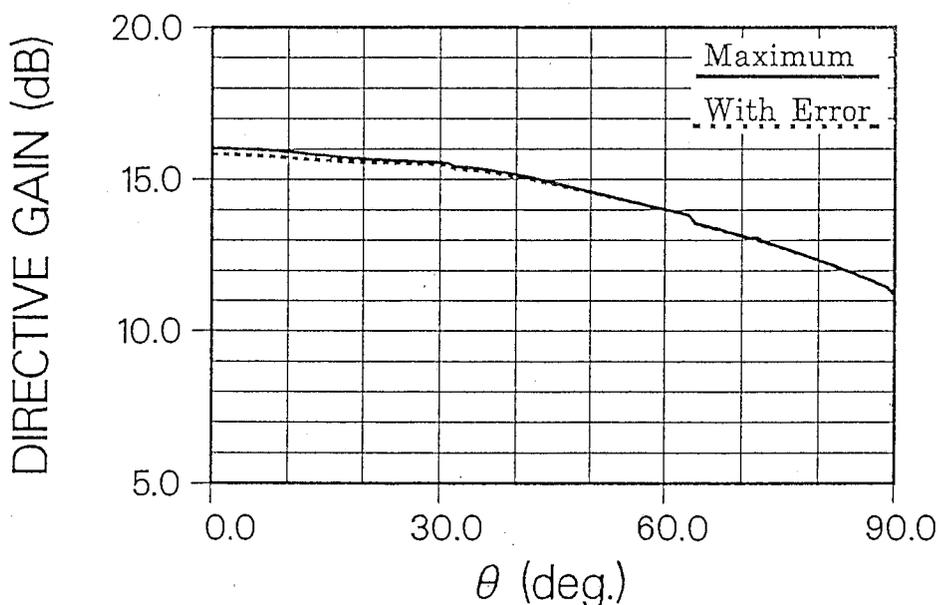


図4-9 振幅検出誤差による16素子球面配列アレーの利得低下量

4.2.4. むすび

移動体衛星通信用アレーアンテナとして、DBF回路を用いた球面配列アレーのビーム形成方式について検討を行った。

まず、各素子アンテナごとの受信信号の振幅・位相情報を利用してビーム走査を行う方式を提案した。円形マイクロストリップアンテナを用いた円偏波16素子球面配列アレーについてその特性を計算した結果、本方式は素子アンテナの指向性にほぼ無関係に最大指向性利得でビーム走査を行うことができることを明らかにした。

次に復調に必要な再生基準搬送波は無変調信号となるため、搬送波再生可能なCN比は復調器への入力CN比よりも大きくできる性質を利用して、各素子アンテナごとに搬送波再生回路を有する系を提案した。変調方式として2相PSKのような定包絡線信号を仮定し、符号誤り率が 10^{-5} となる衛星回線設定を行った際に各素子ごとの振幅誤差、位相誤差を求め、それが利得低下に与える影響を定量的に明らかにした。16素子球面配列アレーでは実効比誘電率2.6、素子間隔 0.7λ とした場合、位相・振幅検出誤差による利得低下量は仰角 60° 方向でそれぞれ0.03dB、0.02dBとほとんど無視できる値であった。

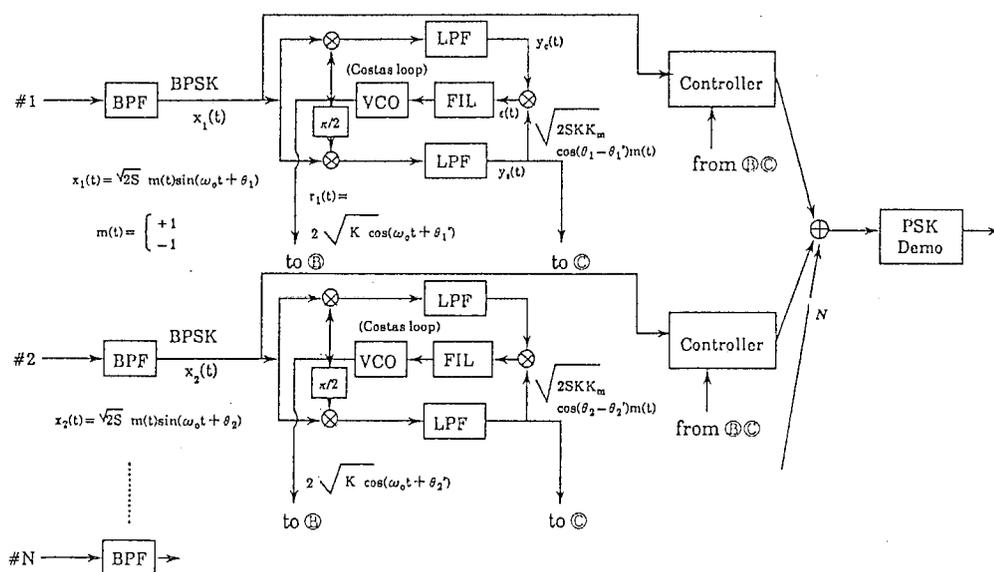
本提案のビーム形成方式は通信方式の特徴を生かしたものであり、その有効性を示すことによりアンテナ+通信方式という一つのアンテナの方向を示す指針となると考える。本方式はアンテナ素子数が多くない場合には実際の移動体衛星通信回線に適用可能であると考えられる。但し、本解析法では素子間相互結合や有限地板の影響を考慮していない点および誤差の統計モデルに仮定を含む点から、必ずしも0.01dBオーダの結果を保証するものではない。さらに図4-4や図4-7に示すように本方式はアンテナ素子数が増えてきた場合、各素子アンテナ毎の受信信号の位相情報や振幅情報を得ることは困難になる。また、得られる放射パターン

は最大指向性利得に限定されるため、低サイドローブ特性や干渉波除去特性を得るために任意の振幅や位相情報を与えることができないという欠点がある。

付録A-4-1 素子励振位相・振幅検出法

基準搬送波再生回路としては、例えばコスタスループの適用が可能である。付

図4-1はコスタスループを用いた位相・振幅検出方式である(2相PSKの場合)。



付図4-1 コスタスループを用いた位相・振幅検出方式(2相PSK)

各素子アンテナへの入力信号 $x_i(t)$ は雑音がない場合、次式で与えられる。

$$x_i(t) = (2S)^{1/2} m(t) \sin(\omega_0 t + \theta_i) \quad (4-3)$$

ここでSは信号電力、 $m(t)$ は変調信号を表す。また、参照信号 $r_i(t)$ は利得を $K/2$ として次式で与えられる。

$$r_i(t) = 2K^{1/2} \cos(\omega_0 t + \theta_i') \quad (4-4)$$

従って乗算器の利得を $K_m/2$ とすれば、LPF通過後の出力 $y_c(t)$ 、 $y_s(t)$ として次式を

得る。

$$y_c(t) = (2SKK_m)^{1/2} \sin(\theta_i - \theta'_i) m(t) \quad (4-5)$$

$$y_s(t) = (2SKK_m)^{1/2} \cos(\theta_i - \theta'_i) m(t) \quad (4-6)$$

このとき、誤差信号 $\epsilon(t)$ は次式で与えられることになる。

$$\epsilon(t) = SKK_m \sin 2(\theta_i - \theta'_i) + SKK_m \cos 2(\theta_i - \theta'_i) \quad (4-7)$$

結局、同期をとれば $\theta_i = \theta'_i$ となり、位相同期用信号として参照信号 $r_i(t)$ を、また振幅に比例する量として $y_s(t)$ の平均を用いることができる。

以上はただ一つの希望波が存在することを前提としている。干渉波が存在する場合には式(4-3)より、コスタスループに複数の信号が入力することになり、各信号波にレベル差があまりない場合には搬送波再生が困難となる。

付録A-4-2 位相検出誤差の導出

2相PSK波を1次のコスタスループで復調する場合、位相誤差の分散 σ_ϕ^2 は次式で与えられる。

$$\sigma_\phi^2 = \frac{1}{4} \left[\frac{\pi^2}{3} + \frac{4}{I_0(a)} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^2} I_k(a) \right] \quad (4-8)$$

ここで理想的な方形フィルタの場合 a は次式で与えられる。

$$a = \frac{\rho_i \delta}{4} \frac{1}{1 + 1/(2\rho_i)} \quad (4-9)$$

また、

$I_k(\cdot)$: 第1種変形ベッセル関数

a : 実効的なループSN比

ρ_i : 入力CN比 = $C/(N_0 \cdot B_T) = E_b/N_0$

δ : (ビットレート)/(ループバンド幅)

B_T : 伝送ビットレート

C/N_0 : 回線 C/N_0 (C : キャリア電力、 N_0 : 片側雑音電力密度)

付録A-4-3 振幅平均値の導出

同期検波出力 $v(t)$ は次式で与えられる。

$$v(t) = u(t) + x(t) \quad (4-10)$$

ここで $x(t)$ は平均電力 $\bar{x}^2 = N$ をもつ平均値0のガウス過程である。このとき確率密度関数 $p(v)$ は次式で与えられる。

$$p(v) = \frac{1}{(2\pi N)^{1/2}} e^{-(v-u)^2/(2N)} \quad (4-11)$$

ここで $v^2 = au^2 = ac$ とおくと $p(v)dv$ は次式で与えられる。

$$p(v)dv = \frac{1}{2(2\pi a)^{1/2}} (C/N)^{1/2} e^{-\{(a^{1/2}-1)^2/2\}(C/N)} da \quad (4-12)$$

従って期待値 $E(a^{1/2})$ は次式で与えられる。

$$E(a^{1/2}) = \frac{1}{2(2\pi)^{1/2}} (C/N)^{1/2} \int e^{-\{(a^{1/2}-1)^2/2\}(C/N)} da \quad (4-13)$$

4.3. 移動体衛星通信用DBFアンテナの構成と特性

4.3.1. 移動体衛星通信用DBFアンテナの概念

前節では、アンテナ素子数が16素子程度とそれ程多くない、移動体衛星通信用アレーアンテナを対象とし、最大利得を得ることにポイントを置き、受信用DBFアンテナのビーム形成方式の検討を行った。これは通信方式の特徴を活かし、受信側で復調に必要な再生基準搬送波は無変調となるため、搬送波再生利用可能なCN比は復調に必要なCN比よりも大きくできる点を利用したものである。その結果、各素子アンテナごとの受信信号の位相情報や振幅情報を利用し、素子アンテナの特性にほとんど影響されずに常に最大指向性利得でビーム走査が行えることを明らかにした。この方式は16~19素子程度とアンテナ素子数が多くない場合には実際の移動体衛星通信回線に適用可能である。しかし、さらに素子数が増えてきた場合、アレーアンテナの処理利得が大きくなるため各素子アンテナごとの受信信号の位相情報や振幅情報を得ることは困難になる。また、上記方式では得られる放射パターンは最大指向性利得に限定されてしまうため、低サイドローブ特性や干渉波除去特性を得たりマルチビームを形成するために、各アンテナ素子毎に任意の振幅や位相情報を与えることは出来ない。本節ではDBFアンテナを用いて、より一般的に任意の位相・振幅を与えて自由なビーム形成が可能な方式について検討を行う。そして、提案する送受各DBFアンテナをマルチDSP構成により試作し、16素子アレーを用いて移動体衛星通信用としての機能の実証を行う。

一般にDBF回路はアレーアンテナに適用すると位相のみならず振幅も精度よく制御できることから、アクティブ素子を含めたアンテナパターンの較正や低サイドローブアンテナの実現が容易となる。また、DBF回路を用いると各素子アンテナ毎の出力を保存できるため、任意の加工が信号劣化なしに可能となる。従って、マルチビームアンテナやアダプティブアレーのビーム形成などにも有効で

ある。このような理由からすでにレーダの分野では、DBF回路を用いたコンフォーマルアレーのビーム形成や低サイドローブ特性の実現に必要なパターン較正技術等、盛んに研究がなされている(18),(22),(25),(68),(69)。また、陸上移動通信の分野においてもアダプティブアレー技術を適用したDBFアンテナの開発が行われ(23),(24)、基本特性が得られている(71)。

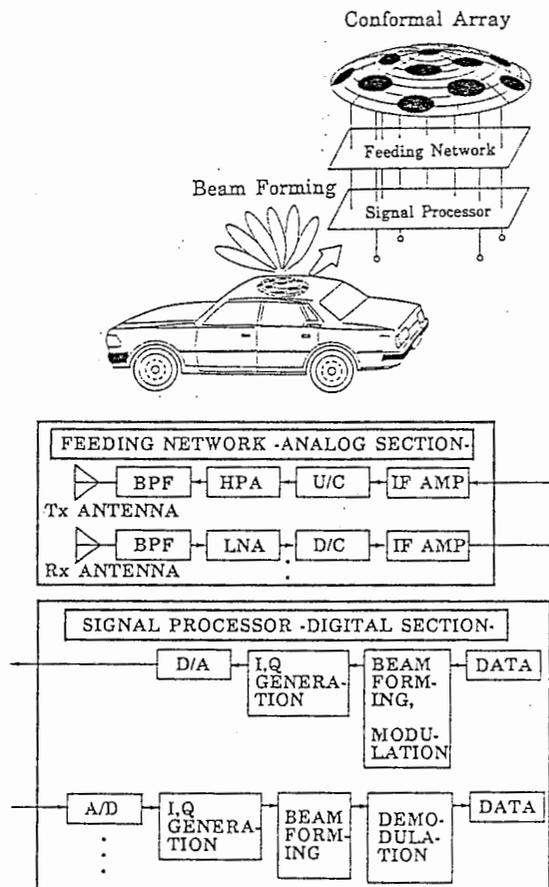


図4-10 移動体衛星通信DBFアンテナの概念

アクティブアレーの較正やコンフォーマルアレー、アダプティブアレーのビーム形成におけるDBF回路の利点はそのまま移動体衛星通信アンテナにも適用可能である(72)。図4-10に移動体衛星通信DBFアンテナの概念を示す。図では複数

のアンテナ素子のうち、1系統のみを示している。ここでは送受ともIF以降をデジタル信号で取り扱っている。DBFアンテナを移動体衛星通信に用いるためには、レーダや陸上移動通信では通常取り扱わない送信用DBF回路の構成がまず問題となる。また、受信用DBF回路においては復調のための搬送波再生、クロック再生が必要となり、デジタルビーム形成部とデジタル復調部の整合をいかにとるかという問題が生じる。この点については陸上移動通信用DBFアンテナの開発において、蓄積一括復調処理方式が採用されている^{(23),(24)}。しかし、取り扱うアレーのアンテナ素子数が移動体衛星通信では陸上移動通信の4素子程度^{(23),(73)}に比べて、16~19素子程度と多い。また、衛星通信では送受信間の伝搬距離が非常に長いため、回線設計上、アレーアンテナ部においてCN比を十分かせぐ必要がある。従って、アレーアンテナとして十分利得を上げた状態で搬送波位相補正を行う必要性がある。

本節ではまず4.3.2.において送信用DBF回路の構成とその演算量について述べる。送信では搬送波再生やクロック再生の問題がないため、ビーム形成部と変調部を一体化した方式を提案する。次に4.3.3.において受信用DBF回路の構成とその演算量について検討を行う。ビーム形成部の遅延が搬送波再生部に含まれないように、ビーム形成部と搬送波位相補正部を切り離した方式を移動体衛星通信用アレーに採用する。最後に4.3.4.において、提案する送受各方式を実現するために試作を行ったマルチDSP構成による実時間信号処理システムについて述べる。

4.3.2. 送信用DBFアンテナ

4.3.2.1. 構成

通常DBF回路の適用が検討されているレーダ用アンテナは、送信側では広範囲に高出力で電波を出す必要があることから、受信側のみにDBF回路を適用している⁽¹⁸⁾。また、陸上移動通信においても受信側のみがアダプティブアレーとなっ

いる。これに対して移動体衛星通信用アレーでは送信側でも特定方向にのみ電波を放射する必要性から、ビーム形成が必要となる。この時、送信用DBF回路は受信側に必要な搬送波再生やクロック再生の問題がないため、ビーム形成部と変調部を一体化することが可能となる。PSK信号を変調波とする場合の送信用DBF回路の構成を図4-11に示す。

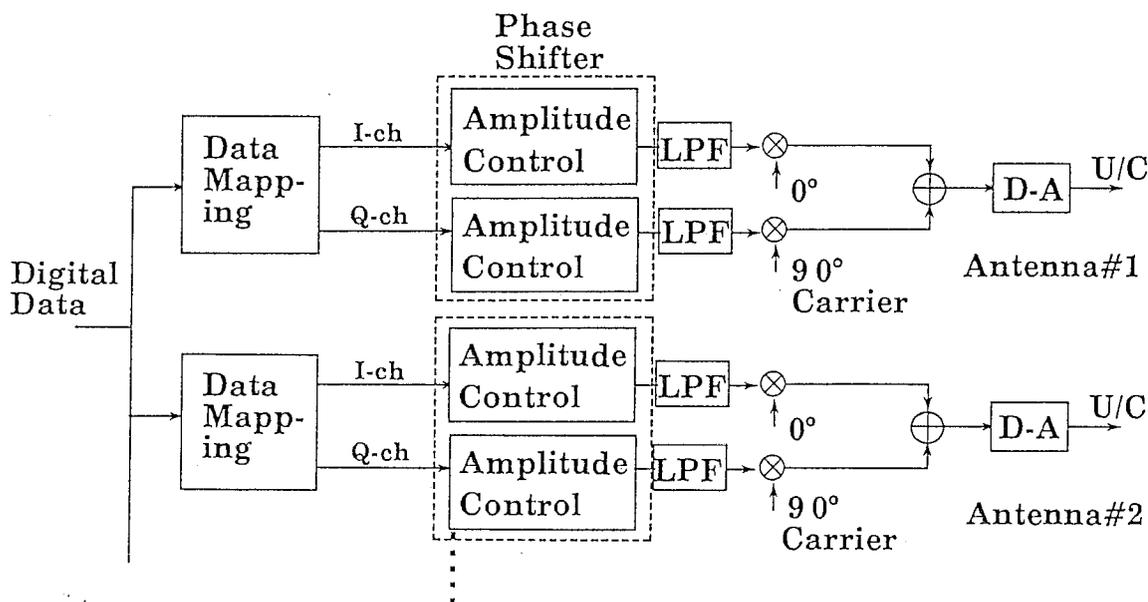


図4-11 送信用DBF回路の構成

m番目の素子アンテナの送信信号は一般式として

$$E_m(t) = \cos(\omega_0 t + \phi_i + \theta_m) \quad (4-14)$$

と表すことができる。ここで ω_0 は搬送波角周波数、 ϕ_i はi番目の送信データに対応する信号点の位相、 θ_m はビーム形成に必要なm番目の素子アンテナの位相を表す。

式(4-14)を変形するとm番目の素子アンテナの信号は

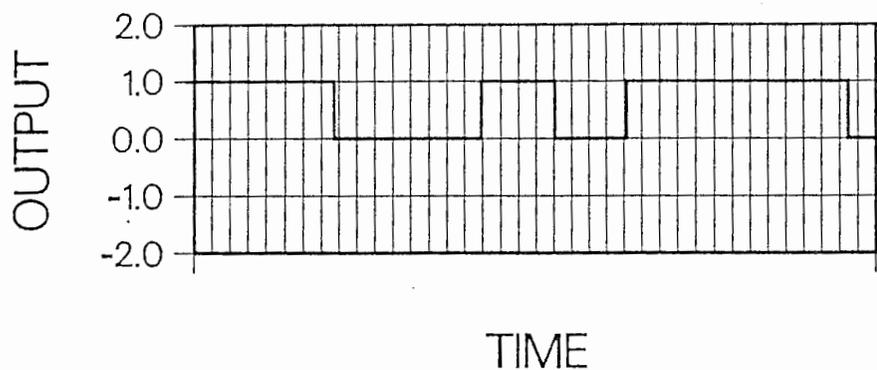
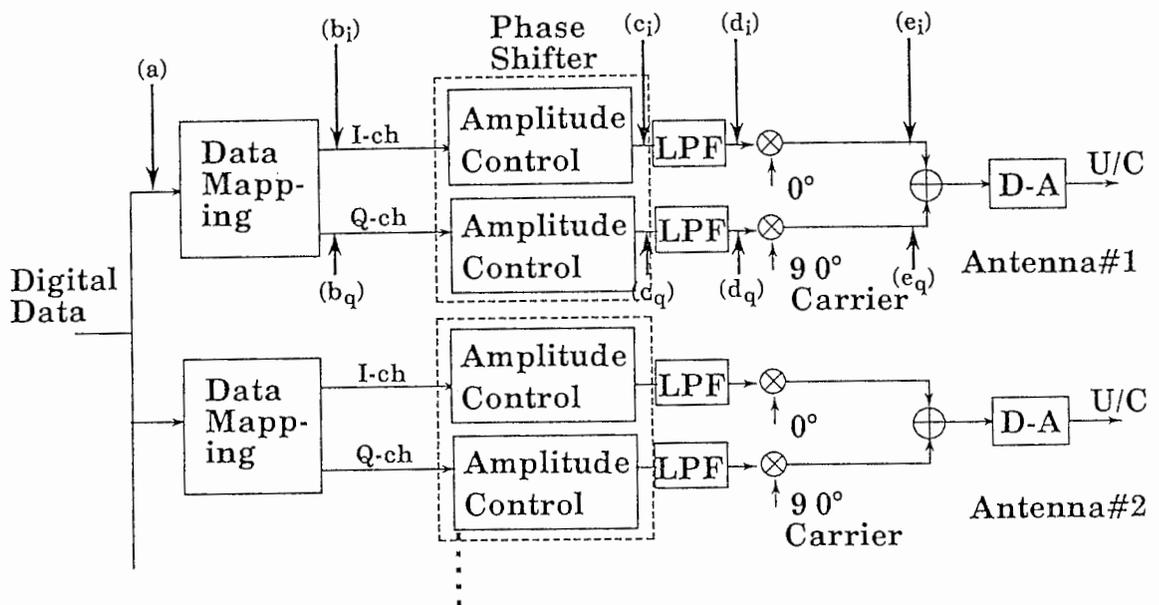
$$E_m(t) = \cos(\phi_i + \theta_m) \cos \omega_0 t - \sin(\phi_i + \theta_m) \sin \omega_0 t \quad (4-15)$$

となる。式(4-15)は直交した搬送波を振幅変調し合成することにより実現できる。つまり図4-11に示す送信データから信号点へのマッピングおよび移相器、直

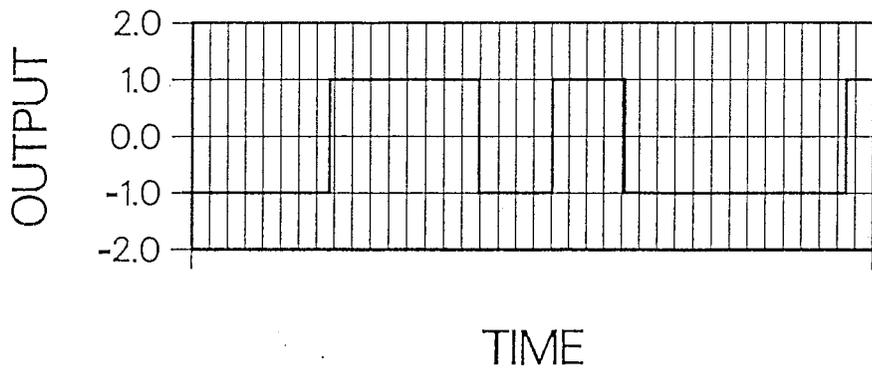
交搬送波との乗算部分において $\cos(\phi_i + \theta_m) \times \cos \omega_0 t$ と、 $\sin(\phi_i + \theta_m) \times \sin \omega_0 t$ を作り合成後、D-A変換することで変調機能と移相機能を実現することができる。図4-11の構成に対応するように、式(4-15)をさらに書き下せばm番目の素子アンテナの信号は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} E_{mi}(t) \\ E_{mq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\cos \phi_i \cos \theta_m(t) - \sin \phi_i \sin \theta_m(t)) \cos \omega_0 t \\ (-\sin \phi_i \cos \theta_m(t) - \cos \phi_i \sin \theta_m(t)) \sin \omega_0 t \end{bmatrix} \quad (4-16)$$

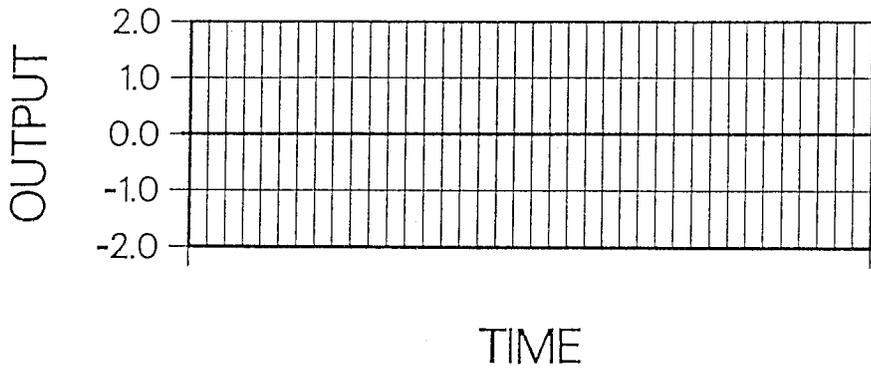
送信用DBF回路のデジタル信号の流れをわかりやすくするため、図4-11に示す回路構成の各機能に対応した信号例を図4-12に示す。



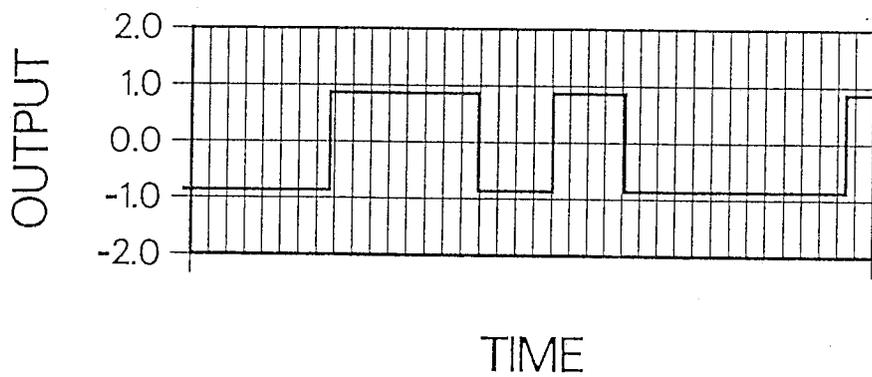
(a) データ生成



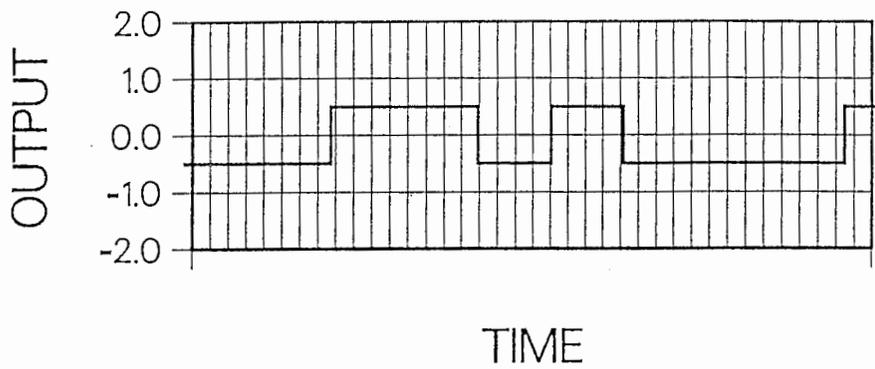
(b_i) データマッピング(I-ch)



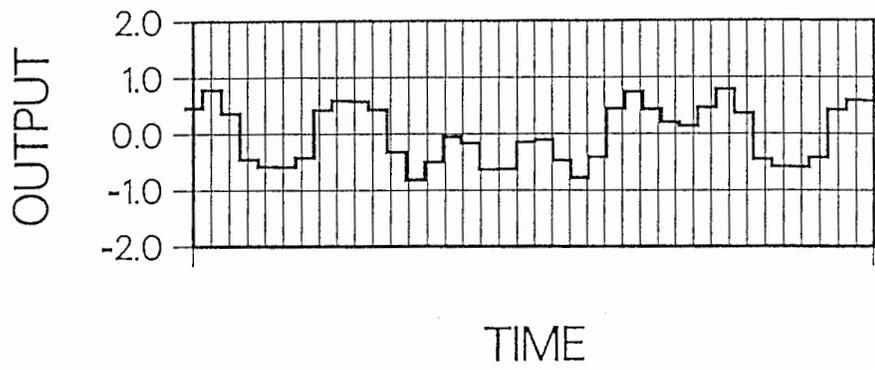
(b_q) データマッピング(Q-ch)



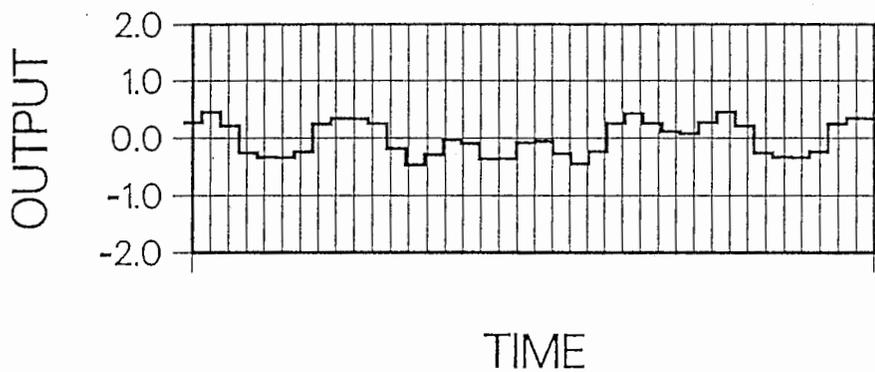
(c_i) 移相操作(I-ch:30°移相時)



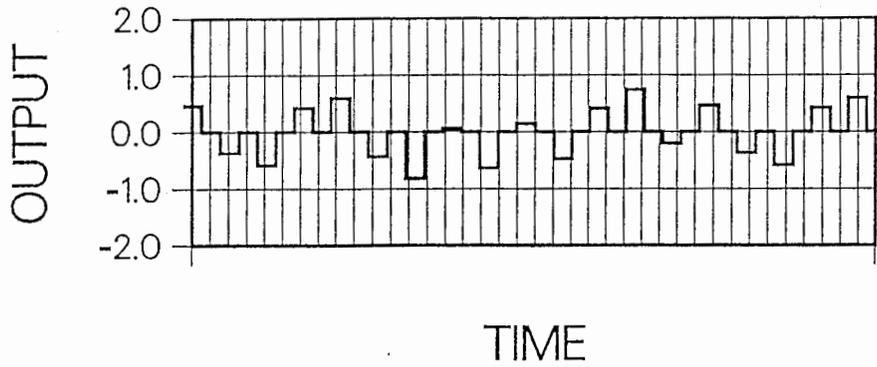
(c_q) 移相操作(Q-ch:30°移相時)



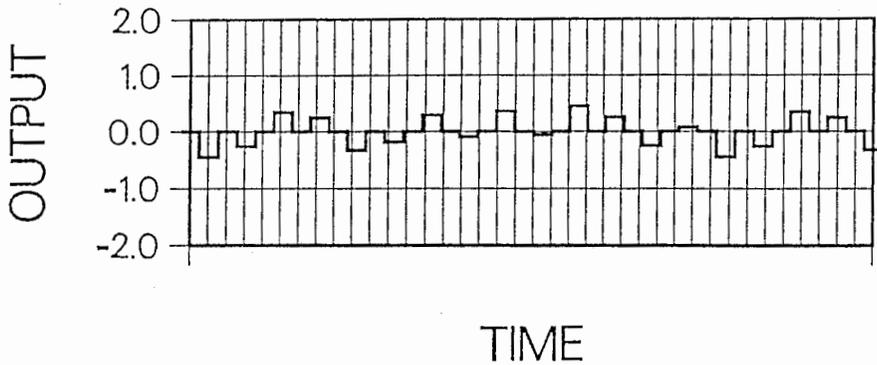
(d_i) LPF(I-ch)



(d_q) LPF(Q-ch)



(ei) キャリア乗算(I-ch)



(eq) キャリア乗算(Q-ch)

図4-12 送信用DBF回路の信号流れ図

図4-12ではデータマッピング直後に移相操作を行っているが、移相器の挿入位置については他にも考えられる。図4-13に送信用DBF回路における移相器の挿入可能位置①~③を示す。ビーム形成に必要な移相機能を実現するためには、(1)データマッピング直後で移相操作を行う方式(図4-13①部に移相器を挿入する)、(2)LPFの出力直後で移相操作を行う方式(図4-13②部)、(3)搬送波の移相操作

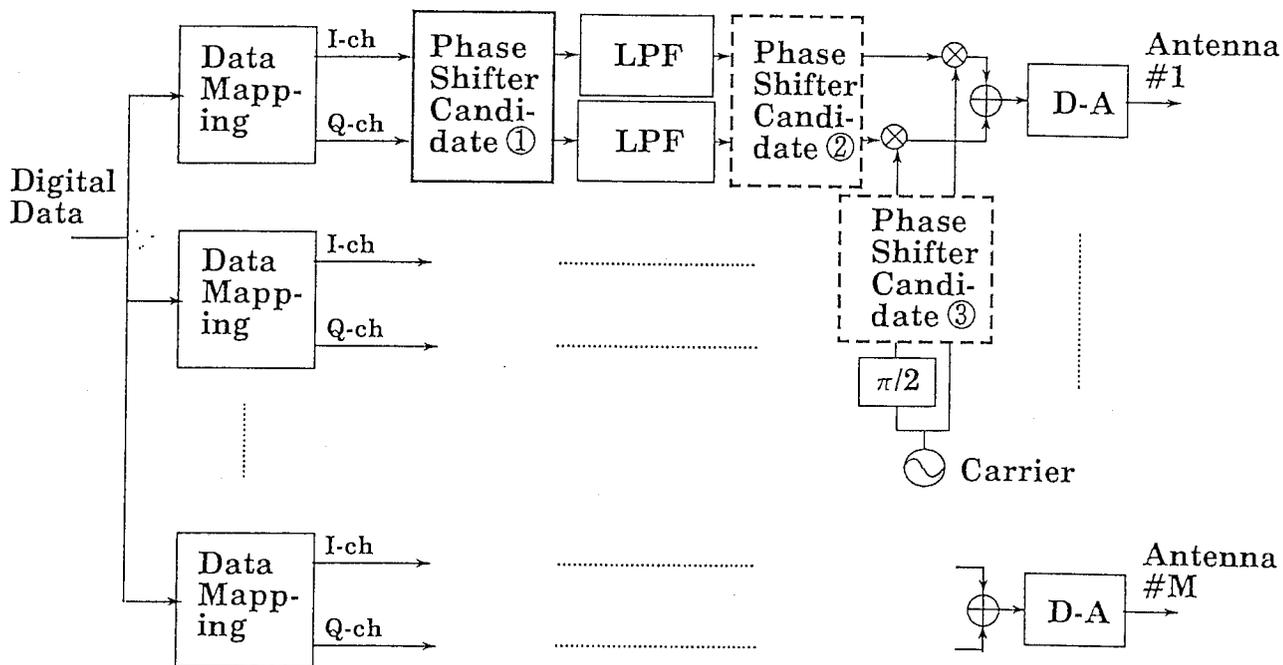


図4-13 送信用DBF回路の移相器挿入可能位置

を行う方式(図4-13③部)が考えられる。

図4-12の信号の流れ図で示したように、(1)ではシンボルレートに比例した積和演算量となるのに対し、(2)、(3)ではLPFを通過した後で移相操作を行うため、サンプルレートに比例した演算量が必要となる。従って、(1)の移相方式が信号処理効率の点から有効であることがわかる。なお、(3)ではあらかじめ各ビームに対応しかつ、所望移相精度に応じて作成された搬送波テーブルを直接参照することによっても移相操作を行えるが、テーブルのデータ容量が大きくなるのでプロセッサのメモリ利用効率が悪くなる欠点がある。

4.3.2.2 演算量

図4-13①部に移相器を挿入した構成で、2相PSKを変調信号とした場合の演算量

について検討を行う。ここで演算量は乗算及び加算の回数として定義している。従って伝送データから信号点へのマッピング及び搬送波発生はテーブルルックアップにより行うため、演算量には含めていない。

表4-1 送信用DBF回路に必要な演算量

	ビーム形成	LPF	キャリアの乗算	I成分とQ成分の加算
演算回数 (シングルDSP)	$6(2M-1)f_b$	$2M(2N-1)f_s$	$2Mf_s$	Mf_s
演算回数 (マルチDSP)	$6f_b$	$2(2N-1)f_s$	$2f_s$	f_s

f_b :シンボル速度 f_s :サンプル速度
 M :アンテナ素子数 N :フィルタのタップ数

表4-1に送信用DBF回路に必要な演算量をまとめて示す。シンボル速度を f_b 、サンプリング速度を f_s とする。アンテナ素子数を M とすると、まずビーム形成に $6(2M-1)f_b$ 回の演算が必要となる。LPFは通常FIRフィルタを用い、タップ数が N 次とすれば演算量は $2M(2N-1)f_s$ 回となる。つぎに、キャリアの乗算はお互いに 90° 位相の違う正弦波を掛けあわせるため、毎秒 $2Mf_s$ 回の演算が必要となる。最後にD-Aの前段におけるI成分とQ成分の加算に毎秒 Mf_s 回の演算が必要となる。ここでアンテナ素子数 M に依存する演算量は、マルチDSP構成を用いてパイプライン処理を行うことで低減がはかれる。表4-1にはマルチプロセッサの場合の演算量も同時に示している。

4.3.3. 受信用DBFアンテナ

4.3.3.1. 構成

受信用DBFアンテナでビーム形成を行うためにはマイクロ波移相器等を用いたアナログビーム形成と異なり、受信信号のIQ成分をつくりだすために正確な基準搬送波とクロックの供給が必要となる。これには各素子アンテナ毎に得られるIQ成分を合成して最適なビームを形成し、良好なCN比状態で基準搬送波およびクロックを再生し供給する必要がある。このようにビーム形成機能と搬送波再生、クロック再生機能を分ける手法についてはすでに陸上移動通信用アダプティブアレーとして、DBFアンテナを用いたシステムが試作されている^{(23),(24)}。しかし、文献23の場合でも厳密には、フレーム同期についてはアレーとして利得を上げた状態で行っていない。移動体衛星通信では取り扱うアンテナ素子数が比較的多くかつ伝搬距離が長いため、ビーム形成部でアレーアンテナとしての利得を上げて

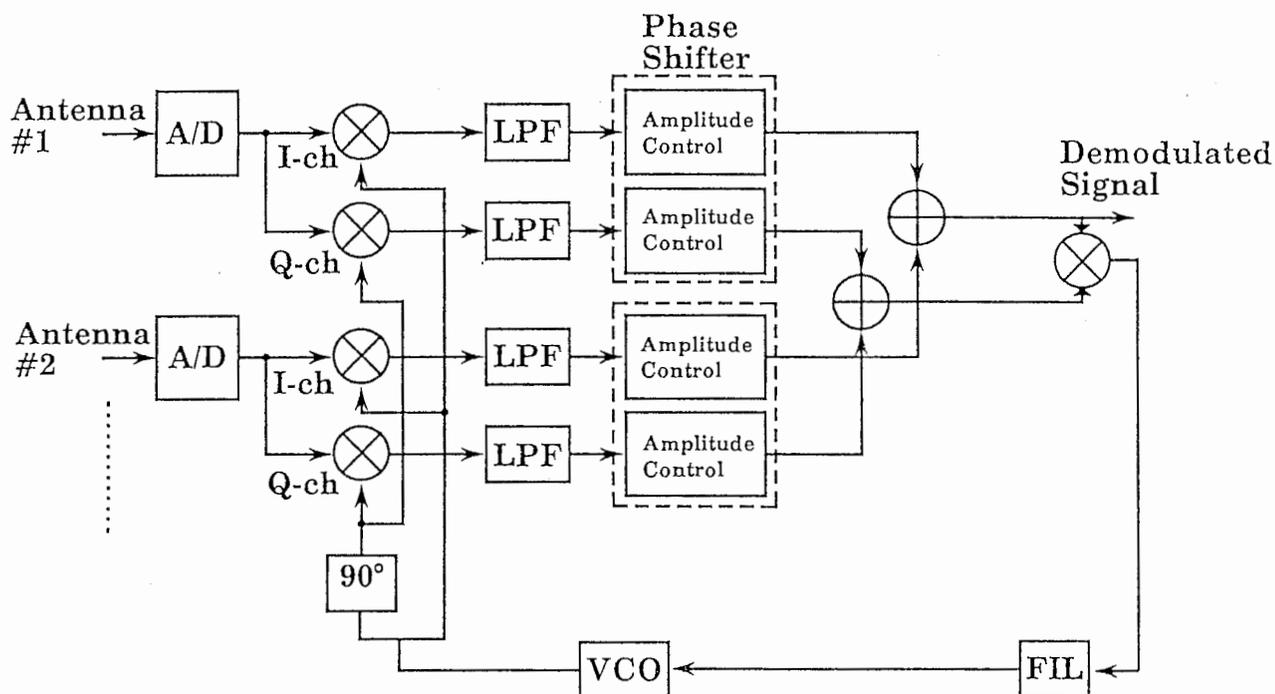


図4-14 ビーム形成部と搬送波再生部を一体化した受信用DBF回路の構成

おく必要がある。本節では移動体衛星通信用として用いられる16~19素子程度またはそれ以上の素子数のアレーに適用することを考え、アレーアンテナとして利得を上げた状態で搬送波再生、クロック再生を行う。その時の受信用DBF回路の構成および演算量について検討を行う。

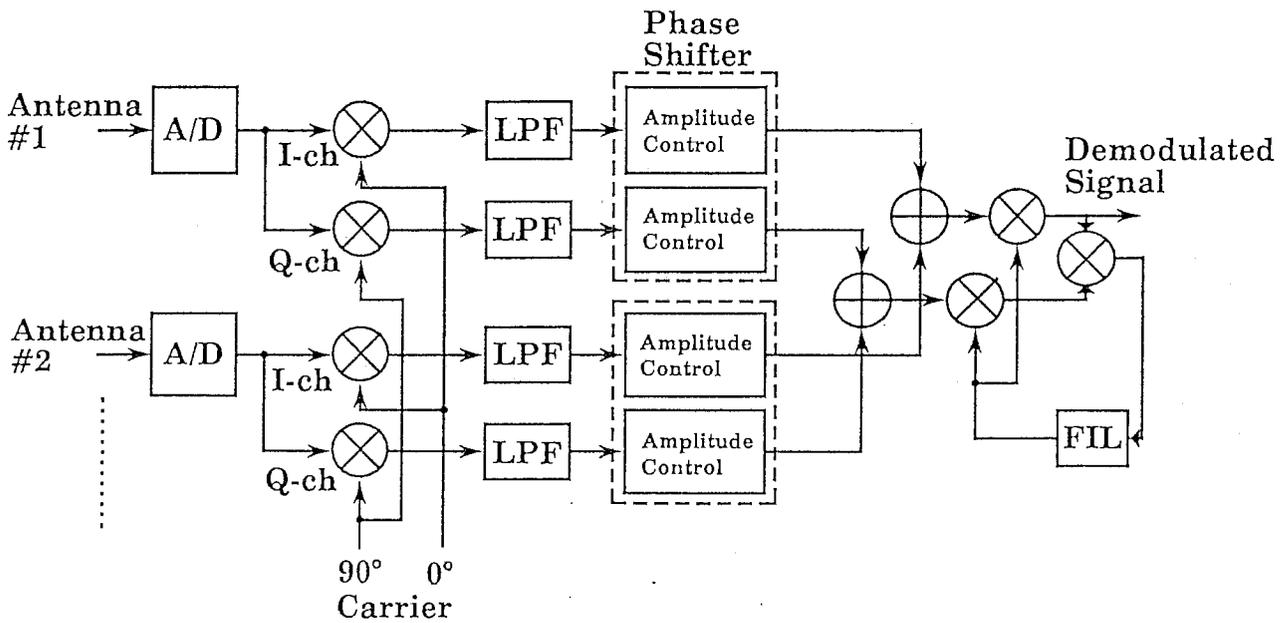
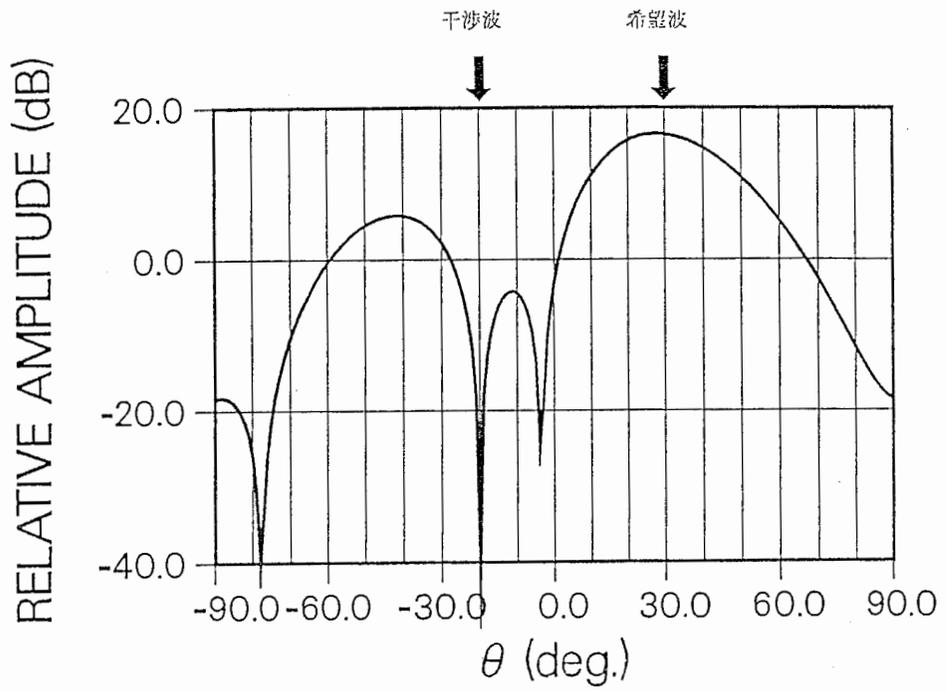
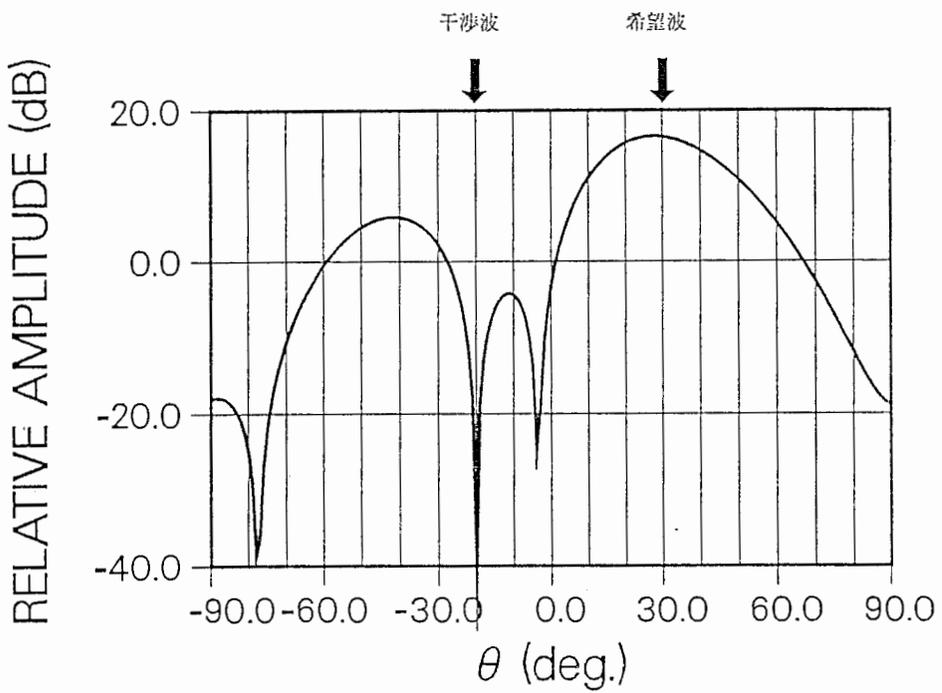


図4-15 ビーム形成部と搬送波位相補正部を分離した受信用DBF回路の構成

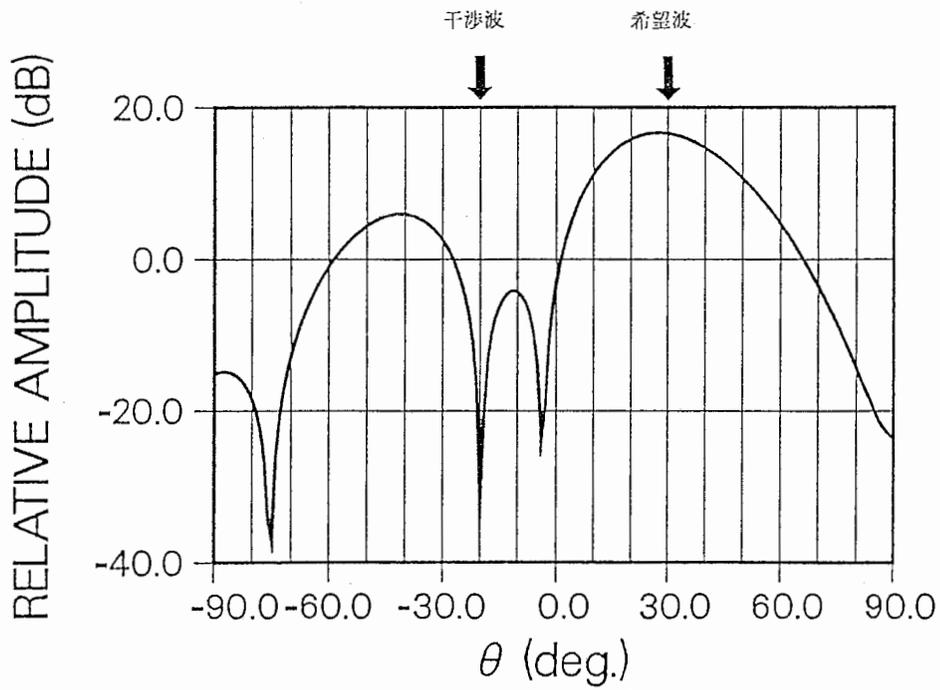
図4-14にビーム形成部と搬送波再生部を一体化した受信用DBF回路の構成⁽⁸⁰⁾を示す。この構成では基準搬送波再生部内にビーム形成部の遅延が含まれるために、フィードバックループの応答特性が遅くなってしまう。これに対して図4-15は検波は固定の局部発振器からの搬送波で行い(準同期検波)、ビーム形成後の信号に対して位相補正(搬送波位相補正)を行う手法⁽⁸¹⁾を示している。ビーム形成部はアンテナ素子間の相対位相および相対振幅にのみ着目すればよいので、準同期検波による復調搬送波に周波数偏差があってもビーム形成特性にはほとんど影響を



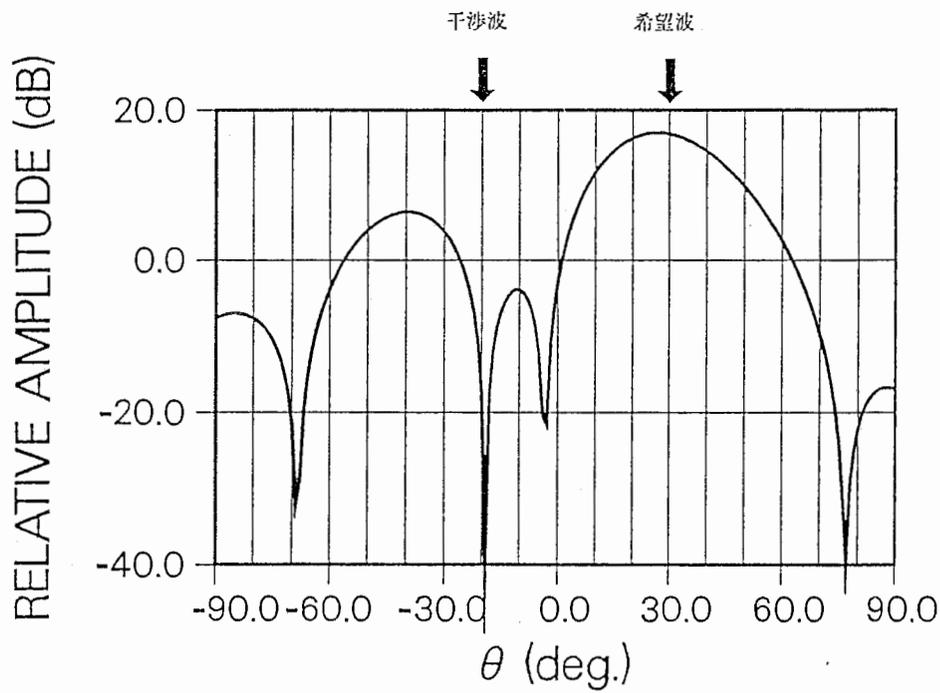
(a)周波数誤差がない場合



(b)周波数誤差が0.1%の場合



(c)周波数誤差が1%の場合

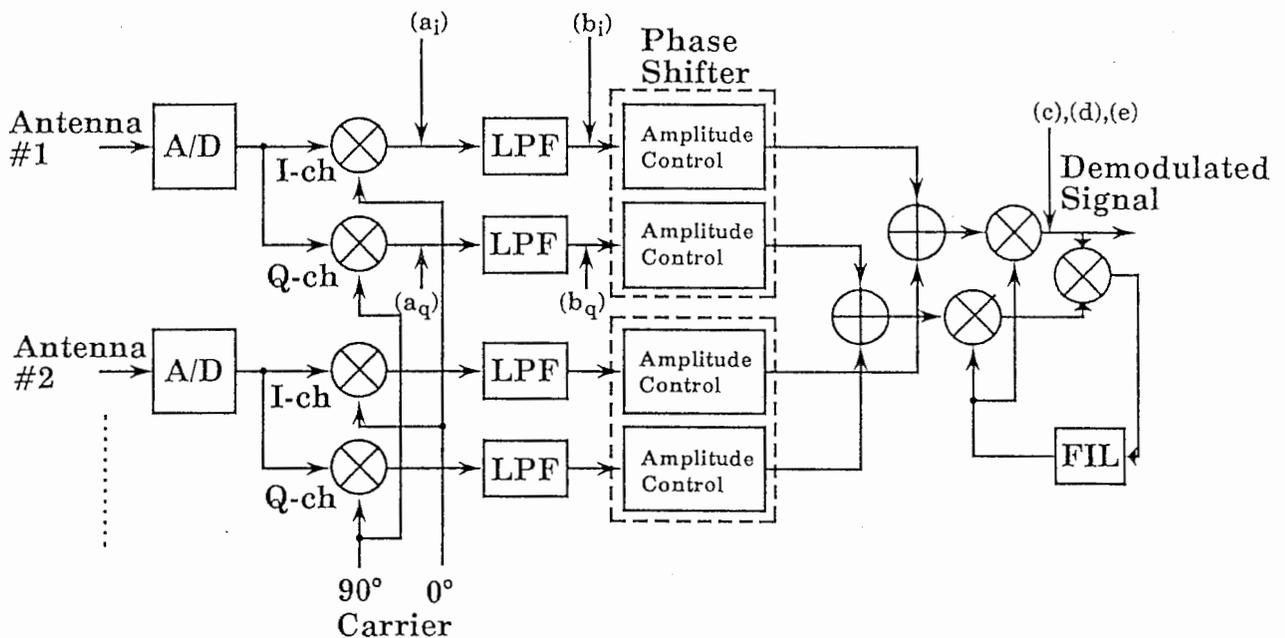


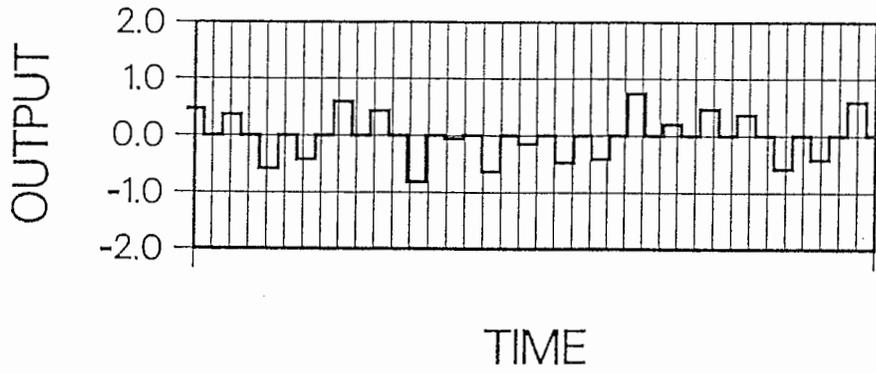
(d)周波数誤差が5%の場合

図4-16 周波数誤差がある場合の16素子平面アレーの干渉波除去パターン

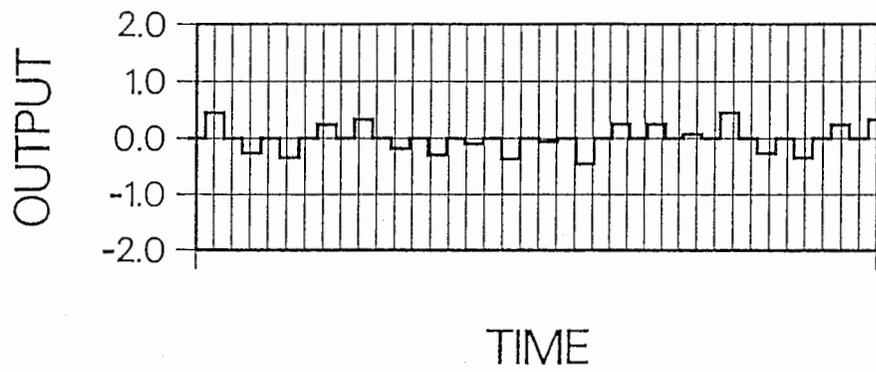
与えない。従って、ビーム形成部と搬送波位相補正部を独立して設計することができる。これにより搬送波再生部にビーム形成部の遅延が含まれないため、搬送波再生部の処理時間を短くできると同時にビーム形成部では遅延時間の大きな複雑な信号処理を行うことができるという利点がある。

このように準同期検波を行ってビーム形成部を独立させた場合には、到来信号と固定の局部発振器との間に周波数オフセットが生じることになる。この周波数オフセットがパターン形成精度に与える影響について考察を行った。移動体衛星通信では、一般に衛星中継器等の局発変動は最悪値として $\pm 1 \times 10^{-5}$ 程度を考慮すればよい。図4-16に周波数誤差がある場合の16素子平面アレーの干渉波除去パターン計算例を示す。図では所望波の到来方向を $\theta = 30^\circ$ 、干渉波の到来方向を $\theta = -20^\circ$ とし、両者は同一レベルとしている。図によれば周波数誤差が0.1%であればヌルの形成精度は周波数誤差がない場合と変わらないことが明らかである。従っ

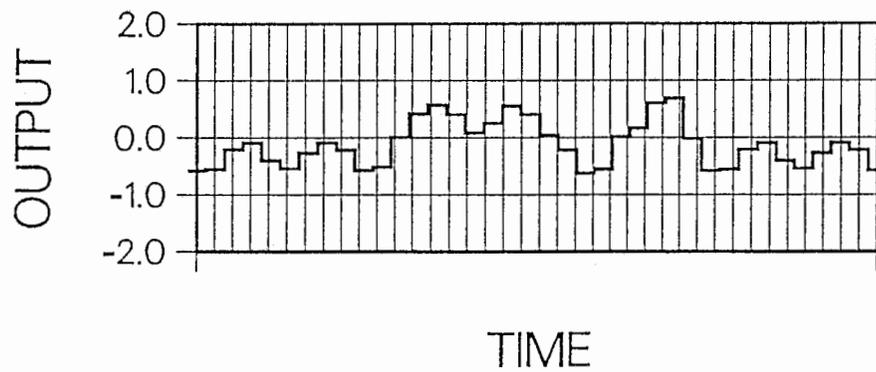




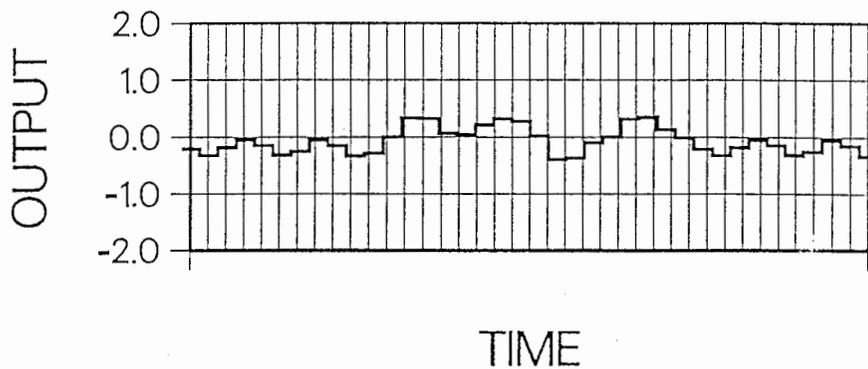
(a_j) 受信キャリア乗算後の信号(I-ch)



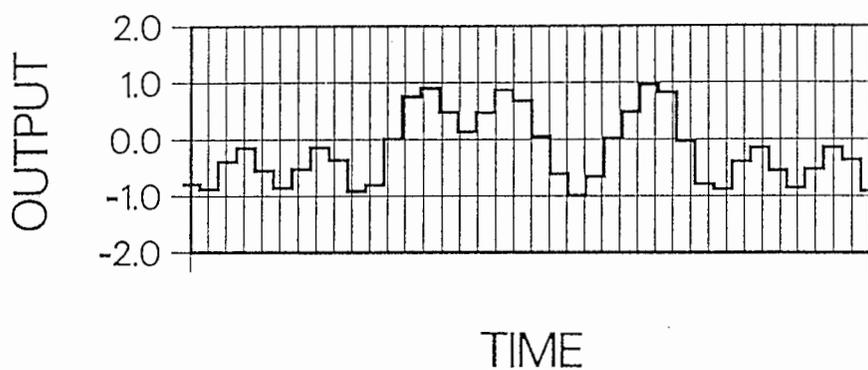
(a_q) 受信キャリア乗算後の信号(Q-ch)



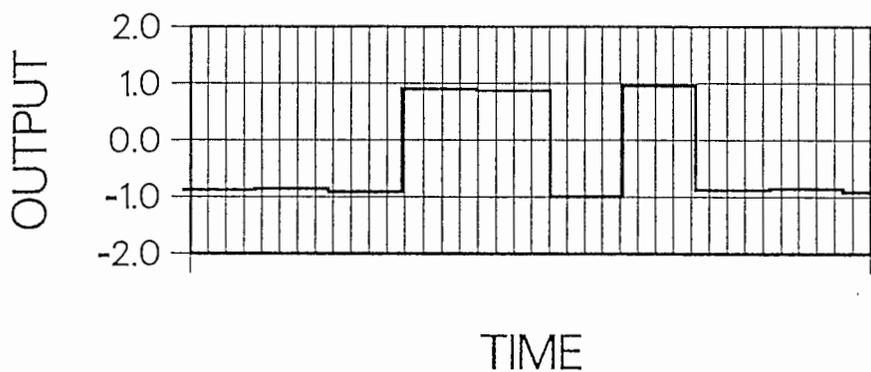
(b_i) 受信LPF通過後の信号(I-ch)



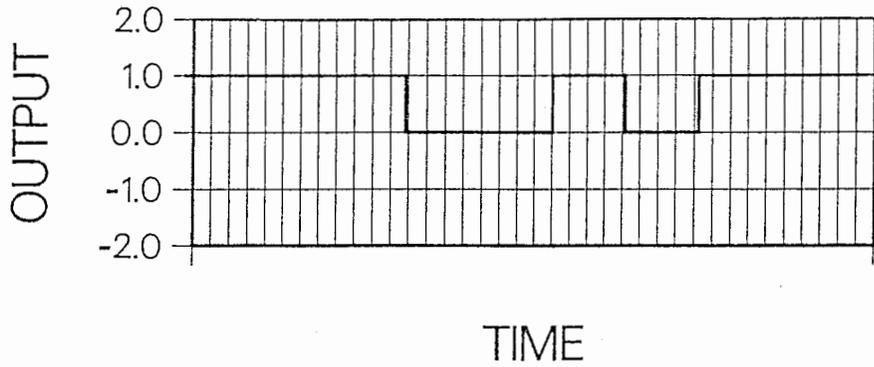
(b_q) 受信LPF通過後の信号(Q-ch)



(c) 搬送波位相補正後の受信信号(I-ch)



(d) クロック同期後の受信信号(I-ch)



(e) 再生データ

図4-17 受信用DBF回路の信号流れ図

て周波数変動が $\pm 1 \times 10^{-5}$ 程度であれば、図4-15に示すビーム形成部と搬送波位相補正部を独立させる方式が移動体衛星通信の受信用DBF回路として有効であることがわかる。図4-17は、図4-15に示す受信用DBF回路の各機能に対応した信号の流れ図である。

4.3.3.2. 演算量

表4-2は2相PSKを変調信号とした場合、受信用DBF回路に必要な演算量をまとめたものである。受信用DBF回路は図4-15の構成としている。また演算量は乗算および加算の回数として定義している。

受信においてはまず、キャリアの乗算に必要なデジタル演算量は $2Mf_s$ 回である。一方、LPFはタップ数がN次のFIRフィルタとすれば毎秒 $2M(2N-1)f_s$ 回となる。ビーム形成については、M素子アレーを用いて既知の角度方向に所望の1ビームを形成する固定ウェイトのビーム形成を考える。この場合は各アンテナ素子毎に係数をかけてたしあわせる単純な積和により $6(2M-1)f_s$ 回の演算が必要となる。その後、各素子アンテナ毎のI成分とQ成分のたしあわせに $2Mf_s$ 回の演算が必要となる。

次に基準搬送波再生部の演算量について考える。ここではプリアンブルレス PSK信号の復調処理を想定し、FFTを使用した搬送波位相補正を仮定する⁽⁷⁴⁾。まず、変調信号を逡倍して搬送波成分を抽出するために乗算が4回、加算が2回必要となる。さらにFFTを基本とするアルゴリズム⁽⁷⁵⁾を用いて正確な周波数・位相推定ができたと仮定し、これに基づいた周波数・位相補正にやはり乗算が4回、加算が2回必要となり、合計で毎秒 $12f_s$ 回の演算量が必要となる。

表4-2 受信用DBF回路に必要な演算量

	キャリアの乗算	LPF	ビーム形成	I成分とQ成分の加算	搬送波位相補正	タイミング抽出
演算回数 (シングルDSP)	$2Mf_s$	$2M(2N-1)f_s$	$6(2M-1)f_s$	$2Mf_s$	$12f_s$	$7f_s+5f_b$
演算回数 (マルチDSP)	$2f_s$	$2(2N-1)f_s$	$6f_s$	$2f_s$	$12f_s$	$7f_s+5f_b$

f_b :シンボル速度 f_s :サンプル速度 M:アンテナ素子数 N:フィルタのタップ数

一方、受信側では送信側でのシンボルタイミングにあわせてサンプリングを行う必要がある。タイミング抽出は、入力エンベロープに対し、sin、cosのクロック相関成分を求め、Arctan演算によりビットタイミングの演算を行うと仮定する⁽⁷⁶⁾。Arctan演算はテーブルルックアップにより行うと仮定すれば、演算量は合計で毎秒 $7f_s+5f_b$ 回となる。表4-1同様、アンテナ素子数Mに依存する演算量はマルチDSP構成を用いてパイプライン処理を行うことで低減がはかれる。表4-2にはマルチプロセッサの場合の演算量も同時に示している。

4.3.4. 試作DBFアンテナと測定結果^{(82),(83)}

提案する送受各DBF回路の移動体衛星通信への有効性を確認するため、16素子アレー用のマルチDSP構成の送受DBFアンテナを試作し、シンボルレート16kbpsの信号の実時間での変復調機能および、実時間ではないがビーム形成機能の確認を行った。

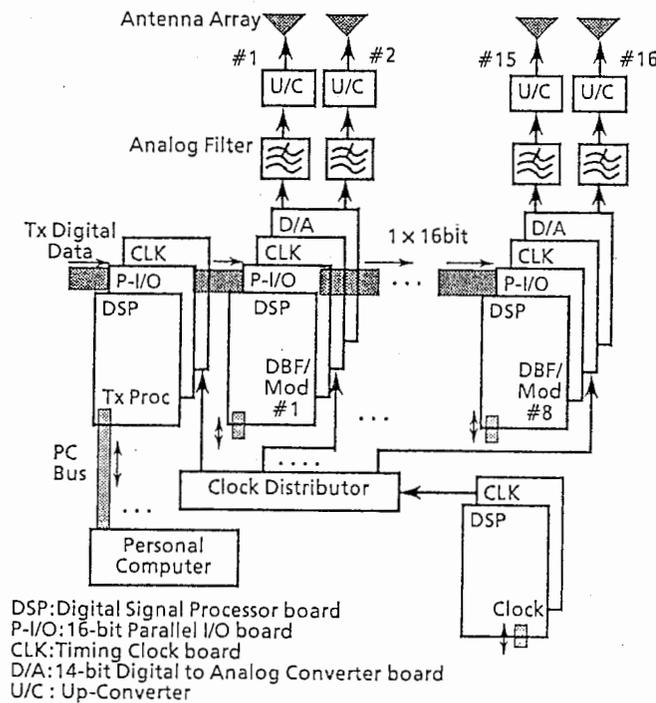


図4-18 試作送信用DBFアンテナの構成

4.3.4.1 送信用DBFアンテナの設計と特性

図4-18にマルチDSPを用いて試作した、16チャンネル制御可能な送信用DBFアンテナの構成を示す。送信用DBFアンテナはDSPとD-A変換器で構成される送信用DBF回路部、波形整形用のアナログLPF、L帯周波数へのアップコンバータ(U/C)およびL帯マイクロストリップアンテナから構成される。変調およびビーム形成を行う送信用DBF回路部には、10個のDSP(D-A変換同期用クロックDSP、

マスタDSP各1個を含む)を使用し、ひとつのDSPにより2チャンネル分の処理を行う構成とした。個々のDSPボードには、D-A変換器(D-A、2チャンネル出力)、クロック(CLK)及びDSP間のデータ転送用の16ビットパラレルI/O(P-I/O)の各ボードが接続されている。ビーム形成を行うためのアンテナ素子毎の固定ウェイト(図4-11の移相器に対応)はパーソナルコンピュータより所定のDSPにあらかじめ転送しておく。実時間信号である16kbpsの変調データ(図4-12(b)のデータマッピングに対応)はP-I/Oを介してマスタDSPからパイプライン処理により順次転送され、各DSPでの演算結果(図4-12の移相操作、LPF、キャリア乗算)が各D-A変換器により実時間で出力される。なお、D-A変換器の出力は全DSPに共通して供給されるD-A変換同期用クロックに同期して確定される。D-A変換器の出力信号はアナログLPFによりD-A変換同期用クロックの周波数成分をろ波した後、U/CでL帯送信周波数に変換され、各マイクロストリップアンテナに供給される。

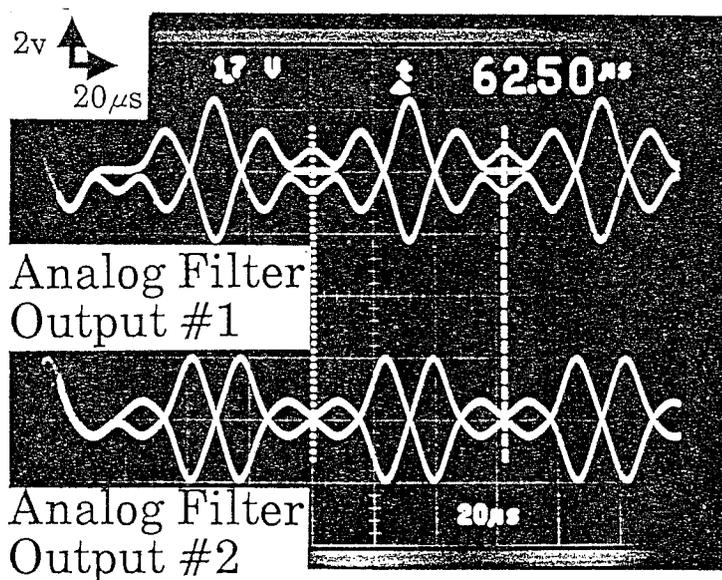


図4-19 送信用DBF回路部の2チャンネル変調出力波形

図4-19に送信用DBF回路部により生成されたD-A変換後の変調信号の一例(2チャンネル出力)を示す。ここでは各素子アンテナ間の位相差を 90° と想定(半波長間隔アレーで $\theta=30^\circ$ 方向にビームを走査した場合)し、変調波はシンボルレート16kbpsの2相PSK波、D-A変換同期用クロック周波数128kHz、DSPの搬送波周波数は32kHzとしている。また、送信LPFは9タップの低域通過型FIRフィルタ(ロールオフフィルタ)とした。図では信号に変調がかかっているため、わかりにくいのが1周期 $62.5\mu\text{sec}$ でD-A変換同期用クロックに同期してD-A変換器の出力が確定し、チャンネル1とチャンネル2では変調信号が直交していることから、所

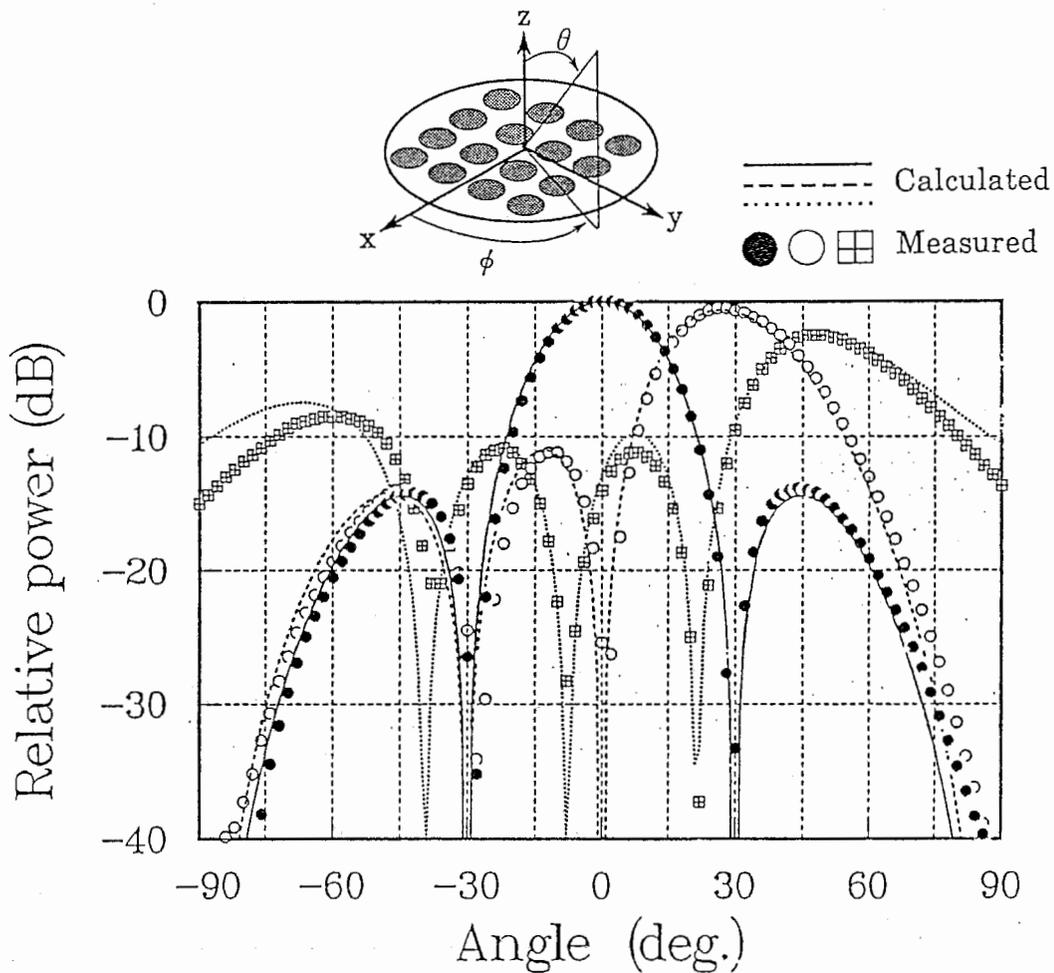


図4-20 送信用DBFアンテナのビーム走査特性

望の位相差 90° が得られていることがわかる。

さらに試作した送信用DBF回路部にアナログLPF、U/Cおよびマイクロストリップアレーを接続し、送信用DBFアンテナとしてビーム制御実験を行った。図4-20に電波暗室内での送信用16素子DBFアレー(素子配列:4×4素子の4角配列、素子アンテナ:直交2点給電による円偏波励振の円環パッチアンテナ、素子間隔:1/2波長)のビーム走査特性を示す。比較のために等価素子半径から求めた16素子平面アレーの円偏波放射特性の計算値を示している。ここで、送信搬送波は、周波数1.54GHz、右旋円偏波の連続波(無変調信号)とした。また、図4-18の構成において素子アンテナを除いた各チャンネルの較正は全てDBF回路部で行った。較正はチャンネル間の相対位相の較正のみを行った。図4-20から、計算値によく対応したビーム走査特性が得られており、本送信DBFアンテナにより精度よくビームの制御ができていることが確認された。

4.3.4.2. 受信用DBFアンテナの設計と特性

図4-21にDSPを用いて試作した、16チャンネル制御可能な受信用DBFアンテナの構成を示す。受信用DBFアンテナはL帯マイクロストリップアンテナ、IF帯へのダウンコンバータ(D/C)、波形整形用のアナログLPFおよび受信用DBF回路部からなる。受信用DBF回路部には、IQ生成、フィルタリング、移相演算及び加算の処理用としてアンテナ素子毎に各1個のDSP、復調処理に3個のDSP、及びA-D変換同期用クロックの発生に1個のDSPを使用している。アンテナ素子毎に受信された信号はD/CでIF帯へ周波数変換され、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固定ウェイト(図4-15の移相器の係数)は、送信用DBFアンテナと同様にパーソナルコンピュータより所定のDSPにあらかじめ転送しておく。素子毎にDSPで処理(図4-15のキャリア乗算、LPF、移相器)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、最後に復調処理用DSP部へ転送される。復調処理部ではプリアンブルレスPSK信号の復調処理を想定し、FFTを使用した搬送波位相補正を行い、クロックタイミングの抽出後にデータ判定を行う構成⁽⁷⁴⁾⁻⁽⁷⁶⁾とした。

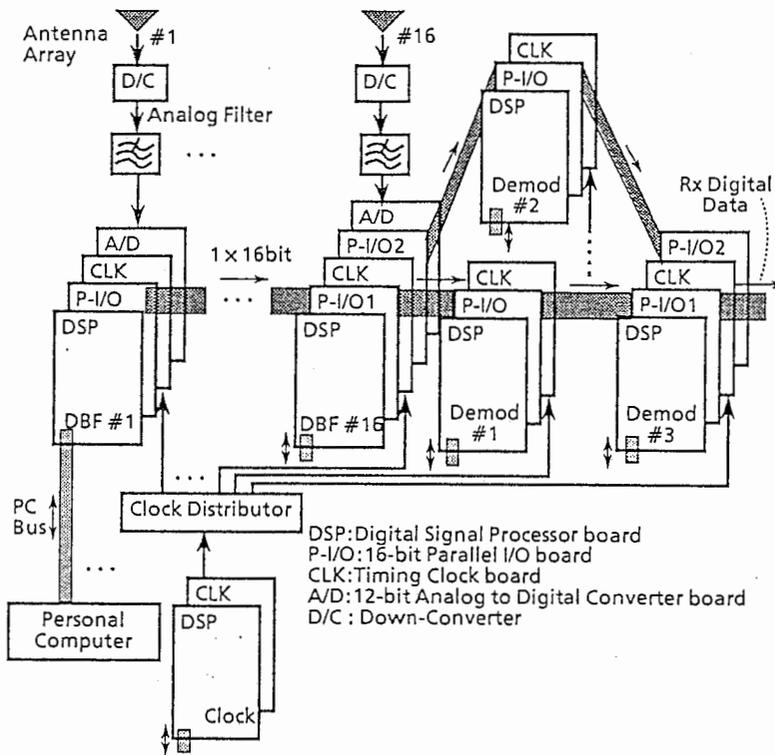


図4-21 試作受信用DBFアンテナの構成

マイクロストリップアレー、D/CおよびアナログLPFに試作した受信用DBF回路部を接続し、受信用DBFアンテナとしてビーム制御実験を行った。図4-22に電波暗室内での受信用16素子DBFアレーのビーム走査特性を示す。比較のために等価素子半径から求めた16素子平面アレーの円偏波放射特性の計算値を示してい

る。ここで、受信搬送波は、周波数1.54GHz、右旋円偏波の連続波(無変調信号)とした。受信時のパターンは、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したものである。また、図4-21において素子アンテナを除いた各チャンネルの較正は全てDBF回路部で行った。図4-22から、計算値によく対応したビーム走査特性が得られており、本受信用DBFアンテナにより精度よくビームの制御ができていることが確認された。

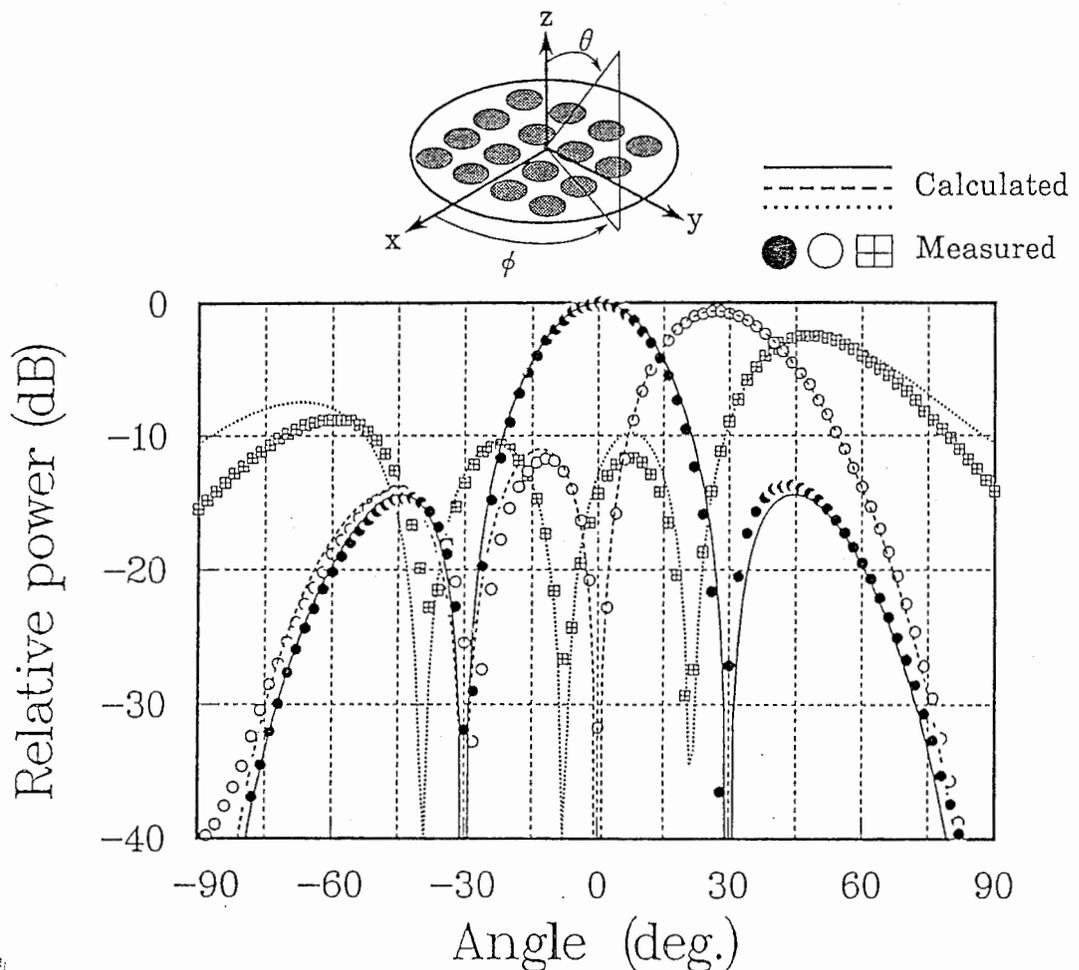
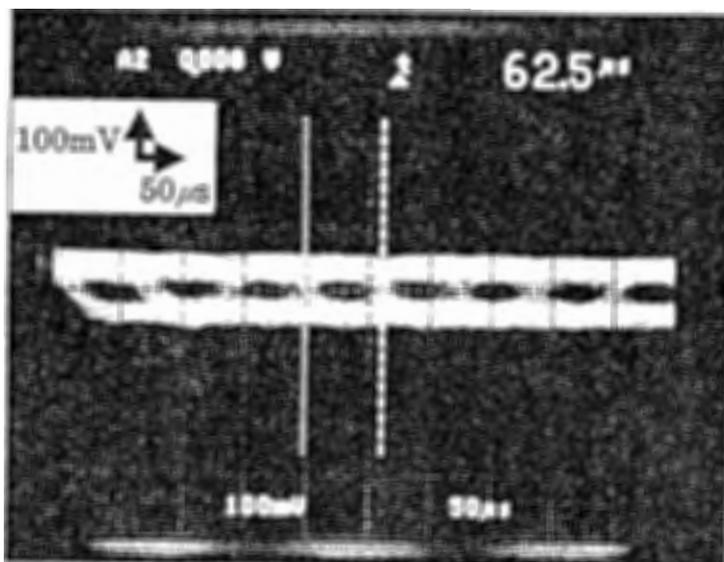
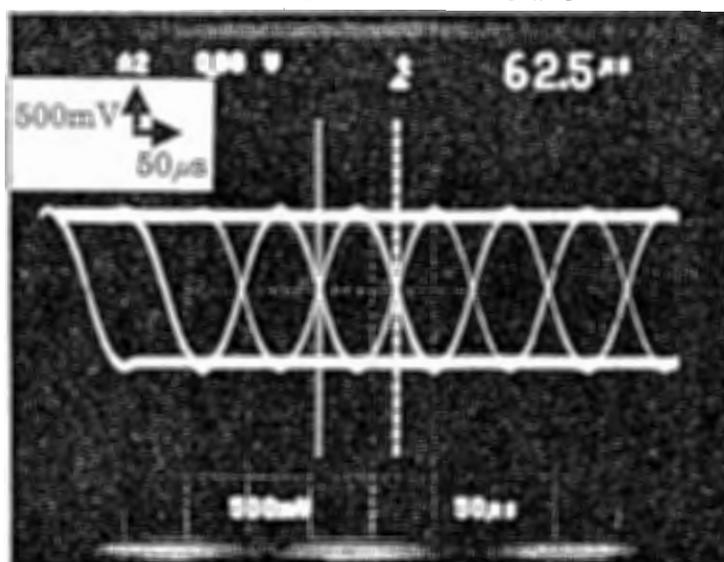


図4-22 受信用DBFアンテナのビーム走査特性

同様に電波暗室内で行った変調信号の受信実験により、受信用DBFアンテナを通してDBF回路部により再生された搬送波位相補正後(図4-17(c)に対応)のアイパターンの一例を図4-23に示す。変調波はシンボレレート16kbpsの2相PSK波、受



(a) 素子単体受信



(b) 16素子アレー受信

図4-23 受信用DBFアンテナのアイパターン出力

信側のD-A変換同期用クロック周波数128kHz、DSPの搬送波周波数は32kHzとしている。図において送信変調波の到来方向は $\theta=60^\circ$ で出力は一定として、(a)素子単体で受信した場合と(b)16素子アレーで受信した場合のアイパターンの比較を行っている。図より16素子アレー受信時は素子単体受信時に比べてアレーアンテナの利得分だけCN比が向上するため、アイパターンが完全に開いていることがよくわかる。これより移動体衛星通信用DBFアンテナとしてビーム形成部におけるCN比の向上が確認でき、アレーアンテナとして十分利得を上げた状態で搬送波位相補正を行う方式の有効性が示された。

4.3.5. むすび

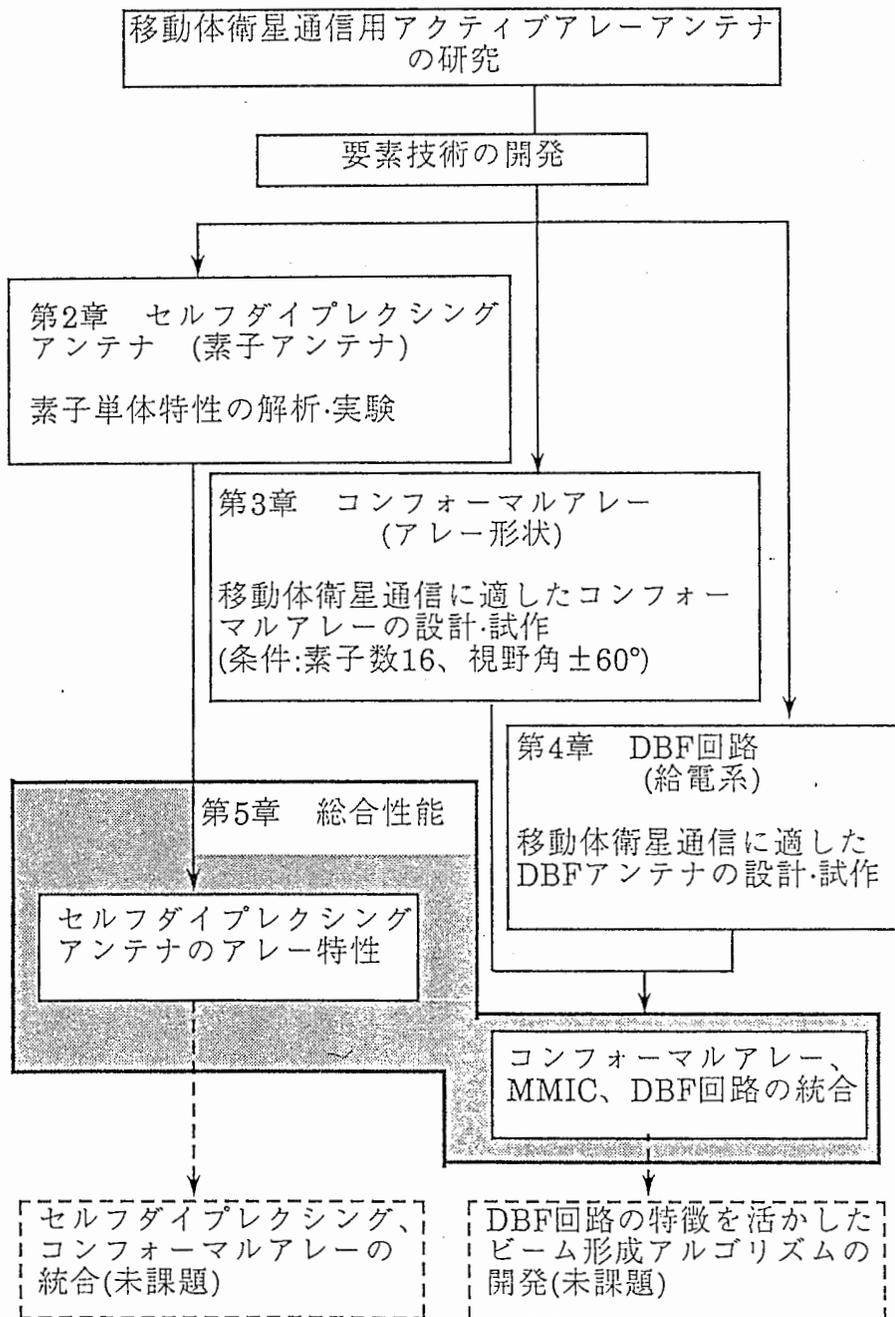
デジタルビームフォーミング技術を衛星通信用の移動体アレーアンテナに適用する場合に必要な回路構成およびその演算量について述べるとともにマルチDSP構成を用いた実時間信号処理システムの評価を行った。移動体衛星通信に適した回路構成として送信用DBF回路はデジタルビーム形成部とデジタル変調部を一体化した方式を提案した。また、受信用DBF回路はビーム形成部と搬送波位相補正部を切り離した方式を採用した。これらについて実際に移動体衛星通信用アレーアンテナに適用する場合の演算量についても評価を行った。次に提案した送受の各方式に基づき、マルチDSP構成による16素子アレー用DBFアンテナを試作した。試作DBF回路部は送信用ではアンテナ2素子にDSP1個、受信用ではアンテナ1素子にDSP1個を割り当てパイプライン処理を行うものである。送受DBF回路部に16素子アレーアンテナを組合せ、移動体衛星通信用DBFアンテナとして評価を行った。その結果、シンボルレート16kbpsの信号に対して実時間での処理機能を確認するとともに、通信用DBFアンテナとして変復調機能の確認ができた。また、実時間ではないが送受ビーム走査実験により、所望の方向に精度良くビームが形成できることを確認した。今後はDBF回路の機能を用いて、移動体衛星通

信用アレーアンテナとしてマルチビームを用いた捕捉追尾機能やアダプティブアンテナによる干渉波除去機能を実現していく必要がある。

5.1. まえがき

本章では、第2章から第4章まで検討を行ってきた個々の要素技術、つまりセル

表5-1 第5章の構成と他章との関係



フダイプレクシングアンテナ、コンフォーマルアレーアンテナ、デジタル
 ビームフォーミングアンテナの3つの要素技術を統合し、移動体衛星通信用アク
 ティブフェーズドアレーとしての実現性の確認を行う。表5-1に本章の構成と他章
 との関係を示す。5.2ではセルフダイプレクシングアンテナをアレー化した場合
 の特性評価を行う。また、5.3ではコンフォーマルアレーとデジタルビーム
 フォーミング回路を統合し、MMICと組合せて移動体衛星通信用アクティブア
 レーとしての総合評価を行う。但し、3つの要素技術の統合については、現段階
 では未だ不十分な部分がある。例えば、本章ではコンフォーマルアレーとディジ
 タルビームフォーミング回路の統合は行っているが、セルフダイプレクシング
 アンテナとコンフォーマルアレーの統合は現段階では行われていない。これら
 未だ統合が行われていない部分および統合は行ったがさらに今後検討すべき部分

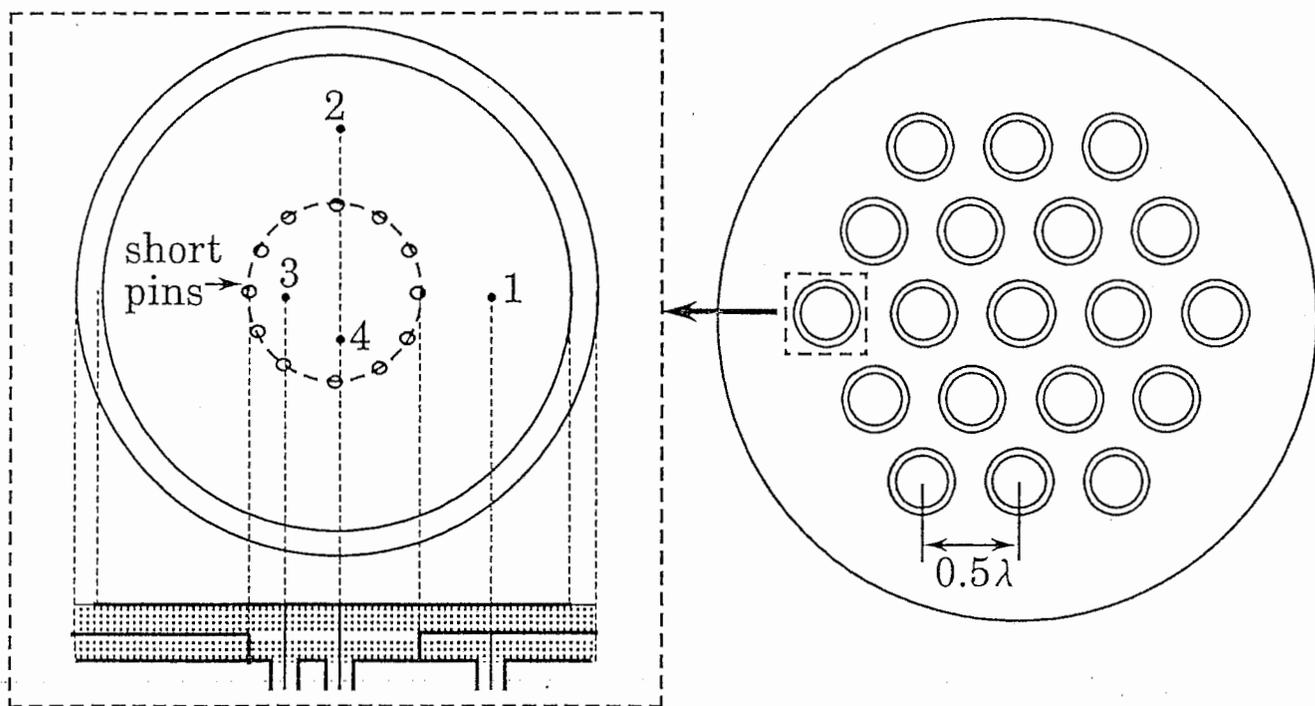


図5-1 19素子平面セルフダイプレクシングアレーの構成(2点給電円偏波励振)

については、今後の課題として節をおこし将来への指針としている。

5.2. セルフダイプレクシングアレー

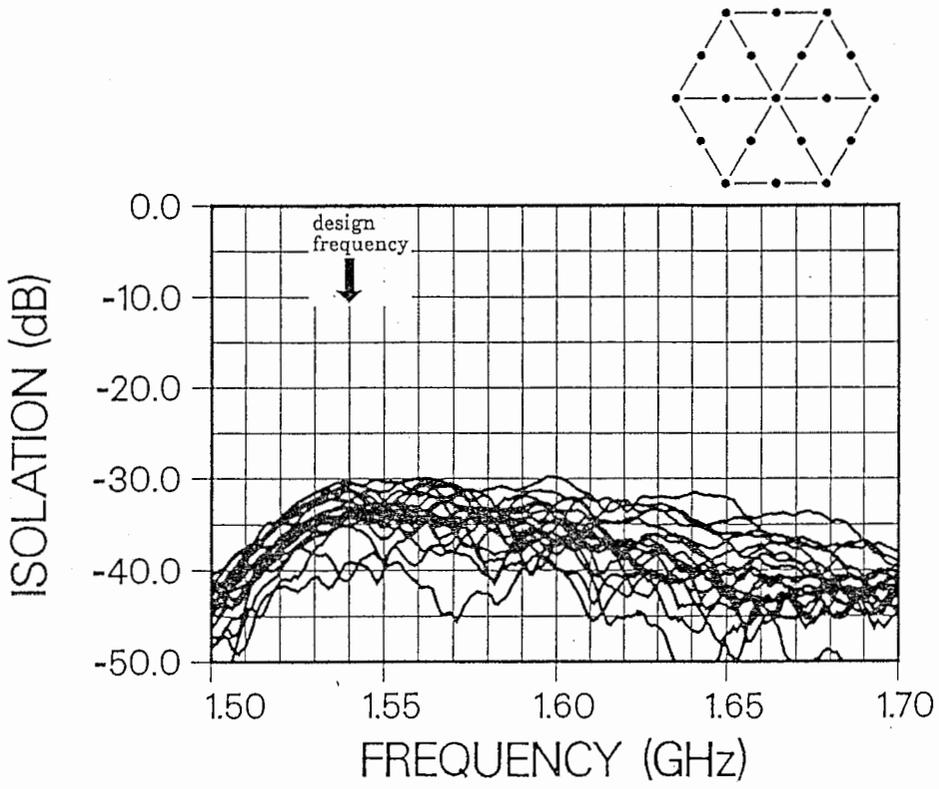
5.2.1. アレー特性

本節では、第2章で述べたセルフダイプレクシングアンテナをアレー化した場合の特性評価を行う。第2章では円環パッチを用いた2層構造セルフダイプレクシングアンテナについて、素子単体として2点給電、4点給電ともに良好な送受間アイソレーション特性を実現することができた。本節ではこれらの手法の有効性を19素子平面アレーを試作することで実験的に検証する⁽⁸⁷⁾。

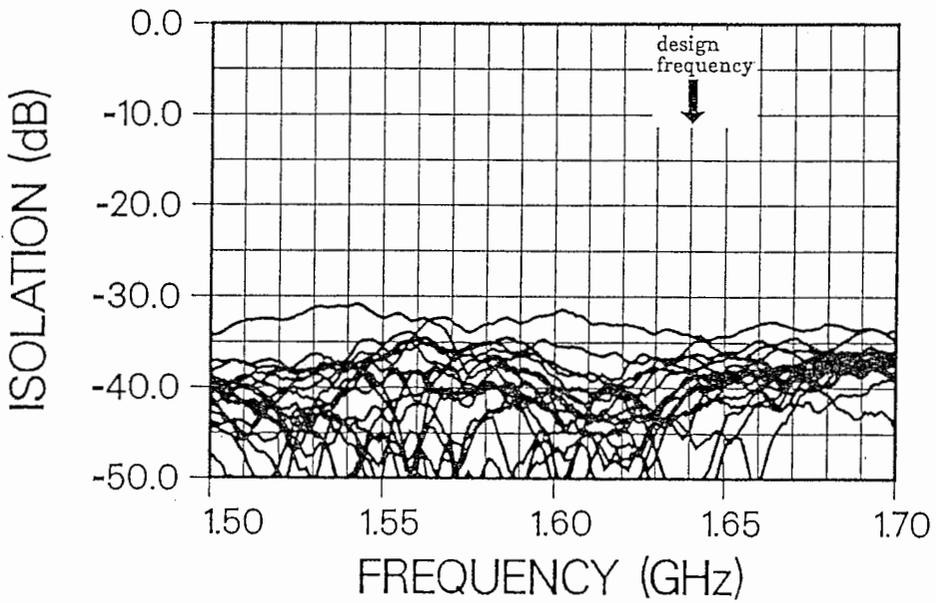
表5-2 セルフダイプレクシングアンテナ試作パラメータ

		(a)	(b)
RPA outer radius	a_r	38.5 mm	34.7 mm
RPA inner radius	b	12.2 mm	12.0 mm
RPA substrate thickness	d_r	3.2 mm	3.2 mm
RPA feed points	ρ_r	17.2 mm	17.0 mm
RPA substrate permittivity	ϵ_r	2.6	3.4
CMA radius	a_m	30.2 mm	25.8 mm
CMA substrate thickness	d_m	3.2 mm	3.2 mm
CMA feed points	ρ_m	9.0 mm	7.5 mm
CMA substrate permittivity	ϵ_m	2.6	3.4

図5-1に実験に用いた19素子平面セルフダイプレクシングアレーの構成を示す。また、素子単体の試作パラメータを表5-2に示す。ここではともに2点給電円偏波励振を用いて(a)、(b)の2つの構成について試作を行った。この素子単体構成は第2章においてすでに解析および実験を行ったものとほぼ同一の構成である。表5-2の構成(a)では特に給電点相対角度の調整を行っておらず、素子単体として周波数1.54GHzで35dBの送受アンテナ間アイソレーション特性が予想される。ま



構成(a)



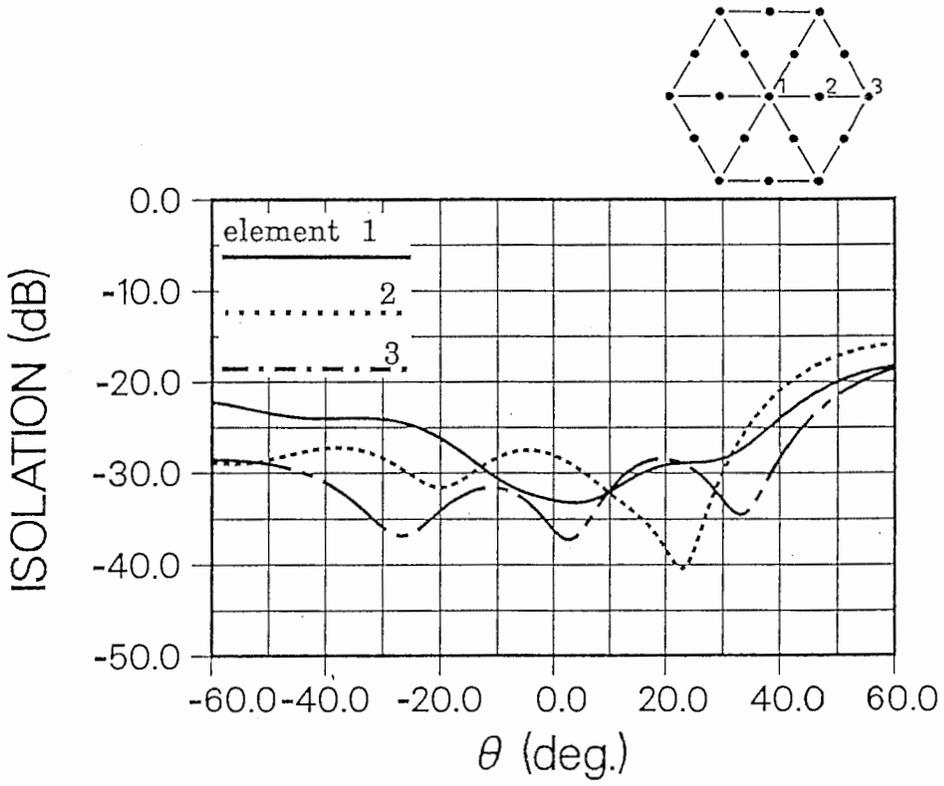
構成(b)

図5-2 19素子平面アレーの送受アンテナ間アイソレーション特性

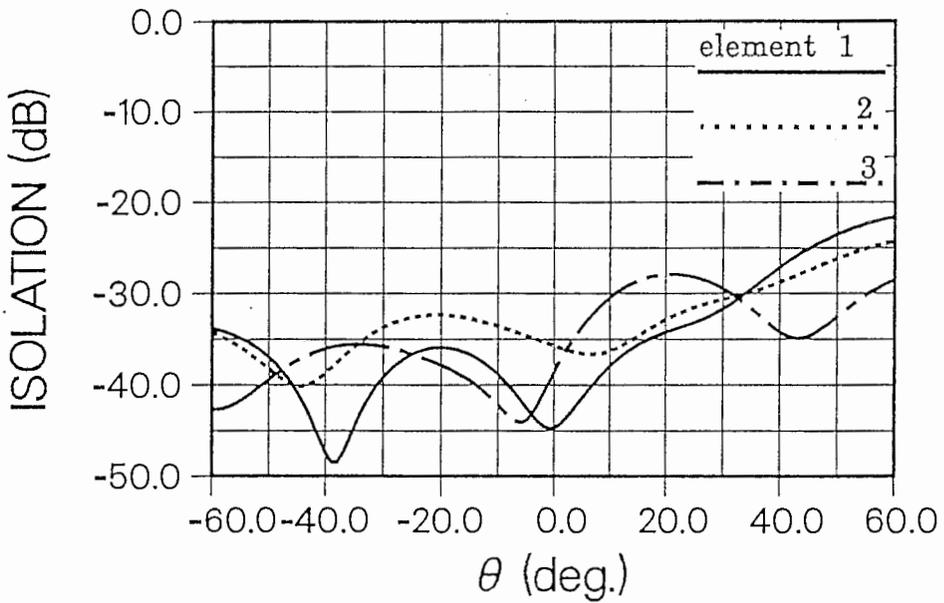
た、構成(b)では給電点相対角度の調整を行うことにより、1.64GHzで50dBのアイソレーションが期待される。また、構成(a)の基板誘電率は2.6に対し、構成(b)は3.4である。従って、構成(a)、(b)を比較することでアレー特性に対する給電点相対角度や基板誘電率の影響を実験的に見ることができる。

図5-2に19素子平面アレーの各素子毎の送受アンテナ間アイソレーション特性(右旋円偏波励振時)を示す。このとき、他の素子はすべて整合終端を行っている。図5-2の構成(a)、(b)を比較すると19素子のばらつきは見られるが、全体として構成(a)では1.54GHzで得られる送受間アイソレーションが30dB付近に集中しているのに対し、構成(b)では1.64GHzのアイソレーションが40dB付近に集中しており、給電点相対角度を調整する手法がアレー特性においてもアイソレーション特性を改善する上で有効であることがわかる。

一方、アレーアンテナでは素子単体自身の送信アンテナから受信アンテナへの信号の回り込み以外に、隣接する他の送信アンテナからの信号が合成されて受信アンテナに回り込むことになる。特にアクティブアレーでは各素子毎に電力増幅器を持つため、素子数が増えるほど送信アンテナから回り込む合成電力は増大することになる。アクティブアレーとしてのアイソレーション特性を確認するため、図5-3に設計周波数におけるビーム走査時のアクティブアイソレーション特性を示す。これは19素子平面アレーにおいて代表的な3個の受信円環パッチについて、送信用マイクロストリップアンテナ全19素子間との相互結合量を位相を含めて個別に測定し、各ビーム走査方向でのアレーとしての送受アイソレーション量を計算機上で合成したものである。構成(a)では正面方向で3個の受信素子とも25dB以上の送受間アイソレーション量を得ているが、ビームを60°まで広角走査した場合にはアイソレーション量が15dB以下に減少することがわかる。これに対して構成(b)では正面方向では3個の受信素子とも35dB以上の送受間アイソレー



(a) 構成(a)、 $f=1.54\text{GHz}$

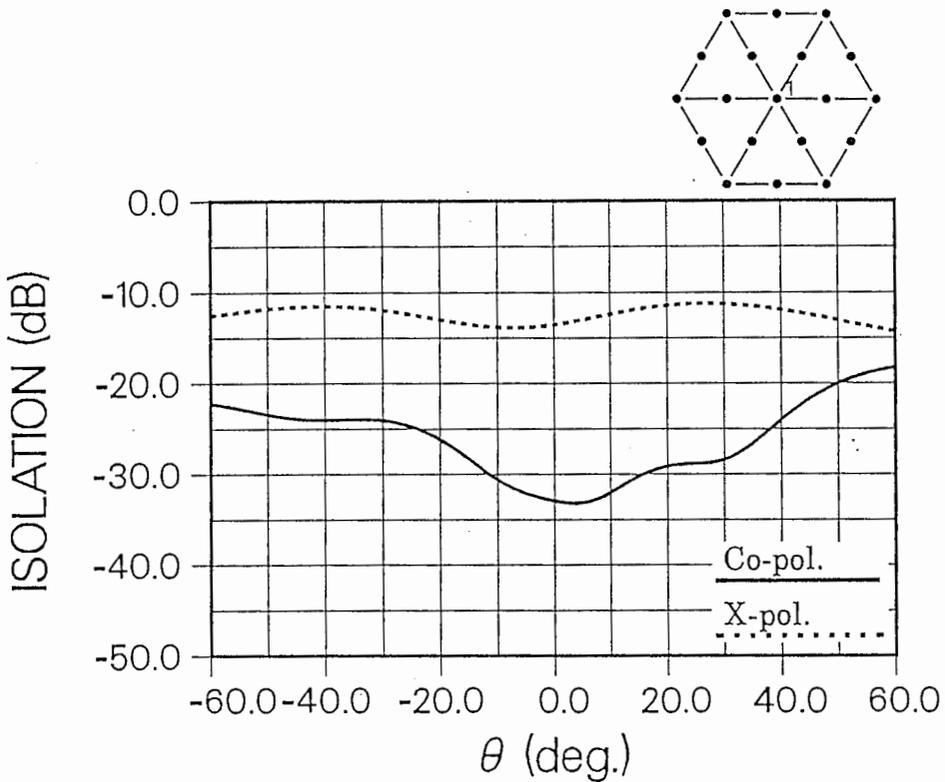


(b) 構成(b)、 $f=1.64\text{GHz}$

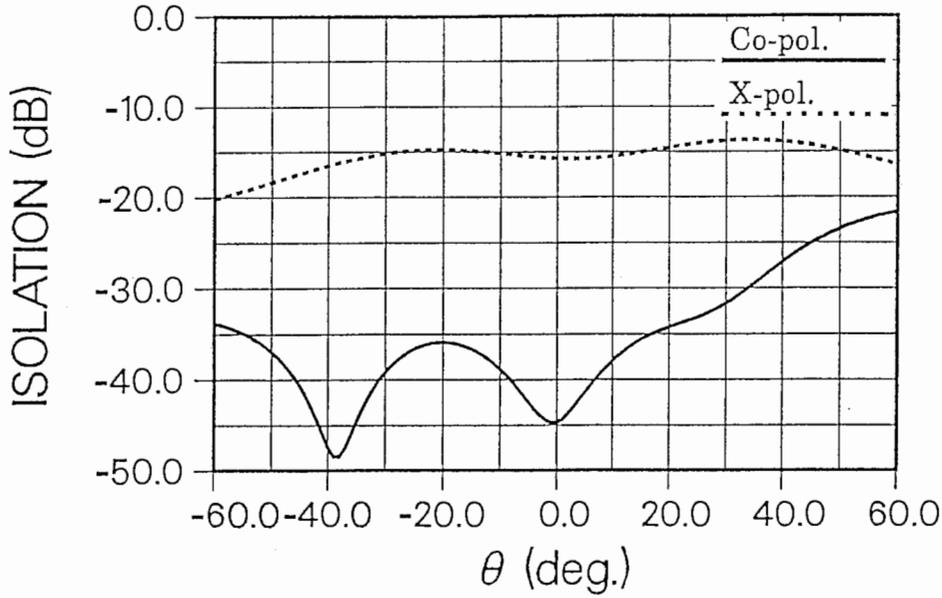
図5-3 19素子平面アレーのアクティブアイソレーション特性

シオンを確保し、ビームを60°まで広角走査した場合はアイソレーション量は20dB以上となることがわかる。構成(b)の方がアイソレーション特性が改善される理由は、給電点相対角度を調整することで素子単体の送受間アイソレーション特性を改善している上に、さらに基板誘電率を上げて他の送信素子からのアイソレーション特性を改善しているためと考えられる。なお、図5-3におけるアイソレーション量はアクティブアレーの場合を示しており、パッシブアレーの場合はアイソレーション量がさらに12.8dB(19分の1)改善されることになる。

同様に、図5-4は19素子平面アレーの中心素子について、ビーム走査時のアクティブアイソレーション特性を逆旋円偏波励振時と比較したものである。逆旋の場合には構成(a)、(b)ともに15dB程度のアイソレーション量が得られるに過ぎない。このことから同旋円偏波励振によってアイソレーションを確保する手法が、



(a) 構成(a)、 $f=1.54\text{GHz}$



(b) 構成(b)、 $f=1.64\text{GHz}$

図5-4 19素子平面アレーのアクティブアイソレーション特性
(逆旋円偏波励振との比較)

表5-3 セルフダイプレクシングアンテナ試作パラメータ(4点給電円偏波励振)

RPA outer radius	a_r	40.7 mm
RPA inner radius	b	15.1 mm
RPA substrate thickness	d_r	3.20 mm
RPA feed points	ρ_r	20.1 mm
RPA substrate permittivity	ϵ_r	2.60
CMA radius	a_m	30.7 mm
CMA substrate thickness	d_m	3.20 mm
CMA feed points	ρ_m	13.0 mm
CMA substrate permittivity	ϵ_m	2.60

素子単体のみならずアレーとしても有効であることが明確である。これは、アレーの場合においても隣接する他の送信アンテナからの信号の回り込みに比べて、素子単体自身の送受間アイソレーション特性が支配的であるためである。

次に4点給電円偏波励振を行った場合の19素子平面セルフダイプレクシングアレーの特性を示す。表5-3は素子単体の試作パラメータである。この素子単体構成も第2章においてすでに解析および実験を行ったものと同一の構成である。4点給電円偏波励振を行うことで、素子単体としては周波数1.64GHzで50dBのアイソレーションを実現している。図5-5に19素子平面アレーの各素子毎の送受アンテナ間アイソレーション特性(右旋円偏波励振)を示す。ただし、実験を行った19素子のうち1素子に素子不良があったため、この図では取り除いてある。図5-2の構成(b)と比較しても、設計周波数では4点給電の方が2点給電に比べて、さらに安定したアイソレーション特性が得られていることがわかる。図より大部分の素子で40dB以上のアイソレーションが得られていることが明らかである。図5-6、図

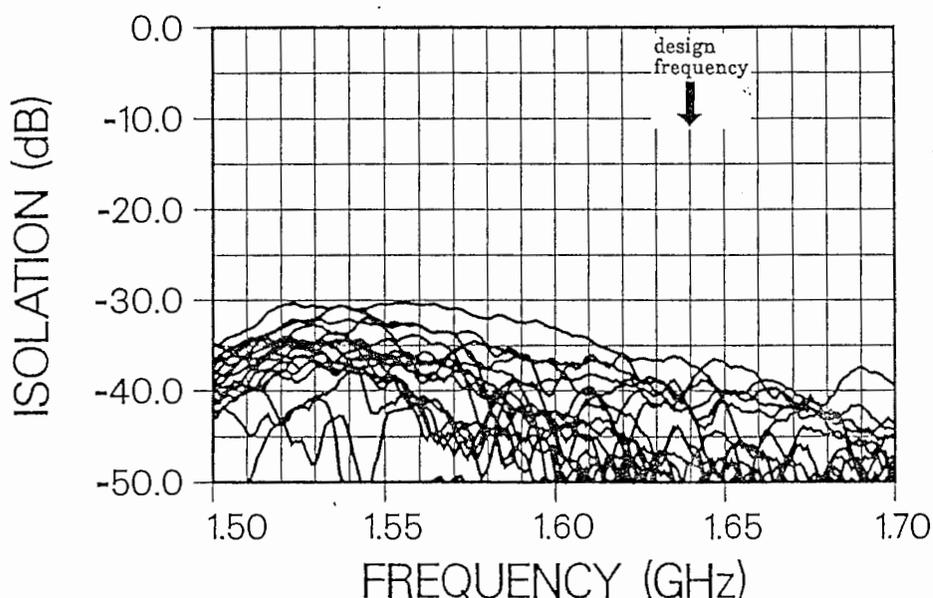


図5-5 19素子平面アレーの送受アンテナ間アイソレーション特性(4点給電)

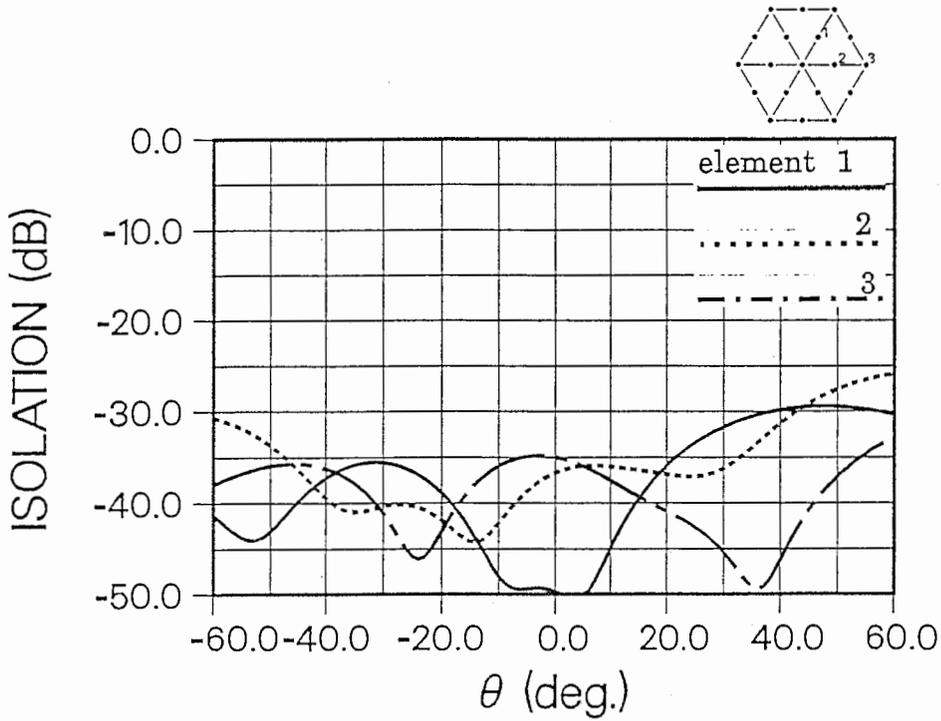


図5-6 19素子平面アレーのアクティブアイソレーション特性(4点給電)

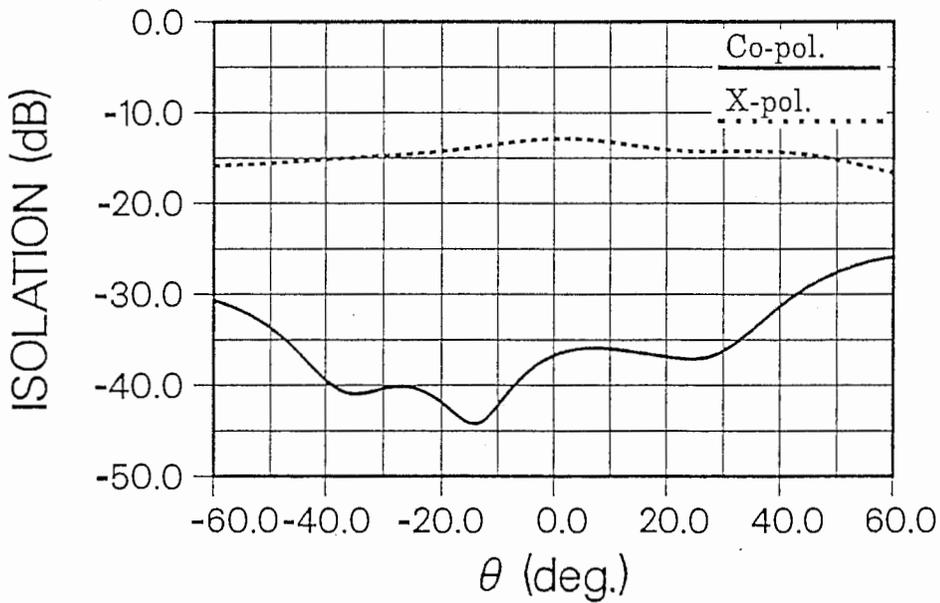


図5-7 19素子平面アレーのアクティブアイソレーション特性(4点給電)

(逆旋円偏波励振との比較、素子番号#2)

5-7に同様に設計周波数におけるビーム走査時のアクティブアイソレーション特性を示す。図5-3の構成(b)と比べて、ビーム走査時でも広範囲において35dB以上の送受間アイソレーションを確保しており、さらにビームを60°まで広角走査した場合のアイソレーションも25dB以上実現していることが明らかである。これは4点給電円偏波励振では給電回路は複雑となるが対称構造であるため、素子単体自身の送受間アイソレーションのみならず隣接素子間の送受間アイソレーションも確保できるためと考えられる。

5.2.2. 今後の課題

平面アレーでは第3章で述べたように広角での利得低下の問題があるが、それ以外にも本節で述べたように、セルフダイプレクシングアンテナをアクティブフェーズドアレーに適用をはかると、ビーム走査時のアクティブインピーダンスを考慮した際の送受間アイソレーションの劣化が起きることになる。これに対して球面アレーをはじめとするコンフォーマルアレーでは平面アレーに比べて個々の素子を広角まで使用する必要がないため、送受間のアクティブアイソレーションの改善が予想される。

この点については、円環パッチを用いたセルフダイプレクシングアンテナをコンフォーマルアレーに組み込んだ多層コンフォーマルアレーの試作が望まれる。しかし、第3章3.3節で述べたコンフォーマルアレーの製作手法である曲面直圧法は、平面上で素子アンテナのエッチングを行う手法であるため、曲率半径の小さなアレーには適用できないという欠点や円環パッチを用いた2層構造セルフダイプレクシングアンテナのように立体配線回路が必要となる構造では適用が難しいという欠点がある。この問題を解決するためには、部分形状が複雑な立体配線回路を含む構造に適用可能な、例えば射出成形法等を用いた試作が望まれる。

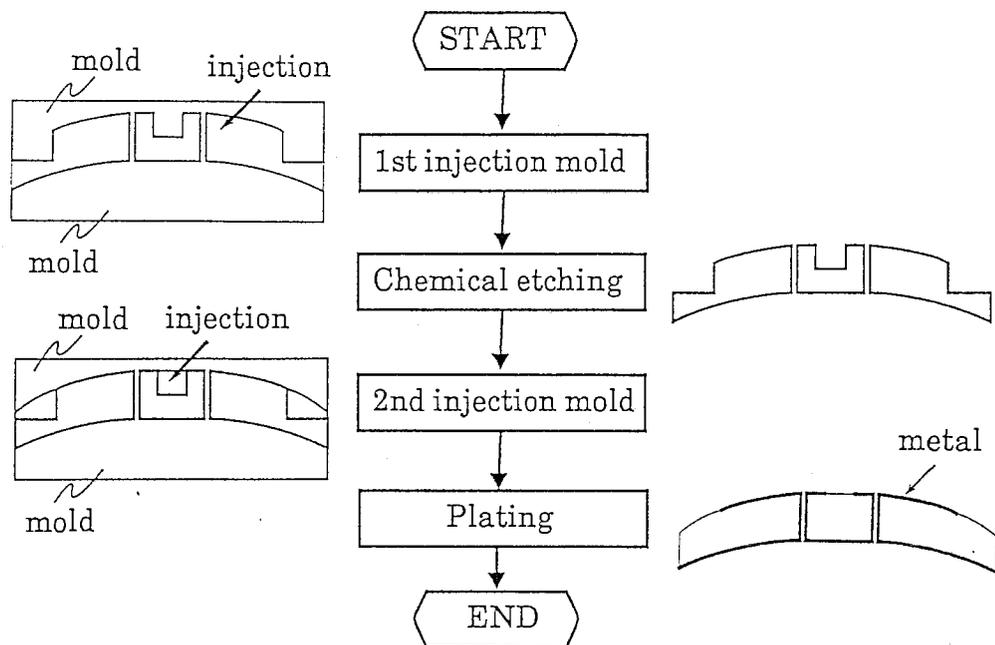


図5-8 射出成形法を用いた円環パッチアンテナ加工手順

図5-8は射出成形法を用いた円環パッチアンテナの加工手順を示している。この成形法は一次成形樹脂にエッチング処理を行った後、さらに二次成形を施しアンテナパターンニングを行う手法である。この射出成形法を用いて16素子半球面アレー(球半径:179mm)用として厚さ3.2mmの基板を用いて円形パッチ、円環パッチの試作を行った⁽⁸⁸⁾。ここでは送受周波数の調整は行っておらず、受信1.57GHz、送信1.73GHzとしている。

図5-9に試作円環パッチの各端子毎の中心周波数とその反射損失を示す。また、図5-10に送受アンテナの素子反射特性の一例を示す。両図から中心周波数のばらつきは帯域幅内(VSWR \leq 2)に収まっていることがわかる。また、図3-20(b)の曲面直圧法の結果と比べても十分な製作精度が得られていることがわかる。図5-11はハイブリッドを用いて2点給電円偏波励振を行った場合の送受アンテナ間アイ

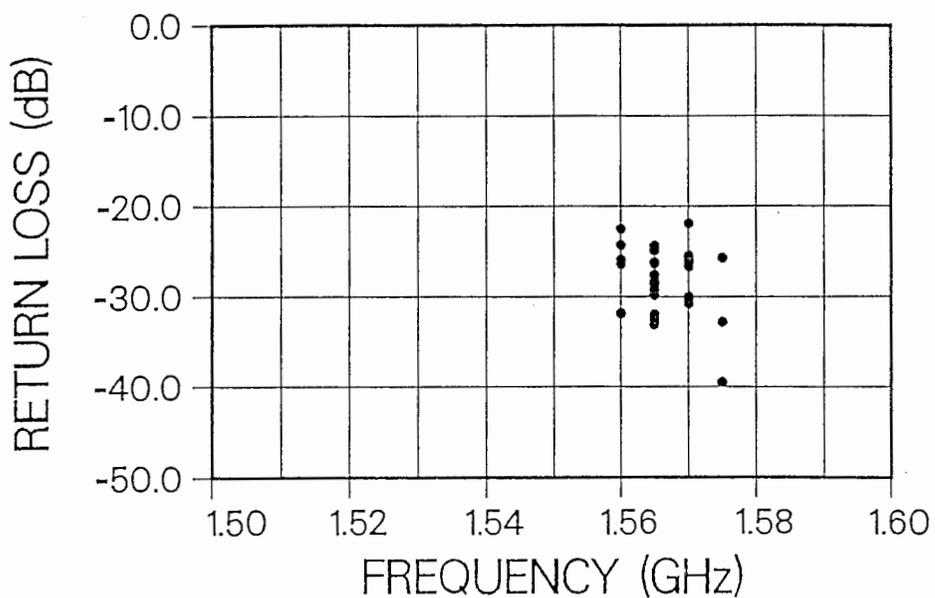


図5-9 試作円環パッチの中心周波数とその反射損失

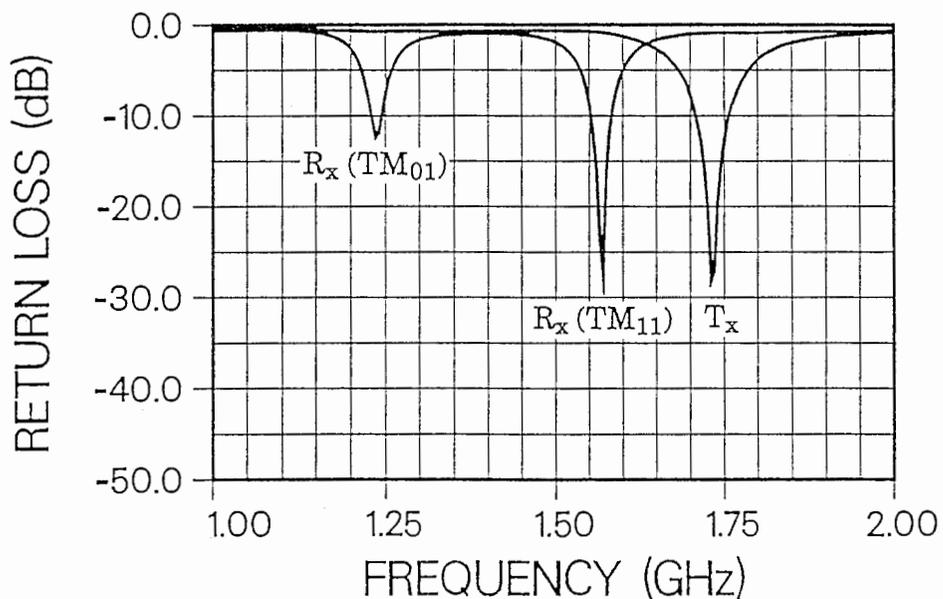


図5-10 送受アンテナの反射特性例

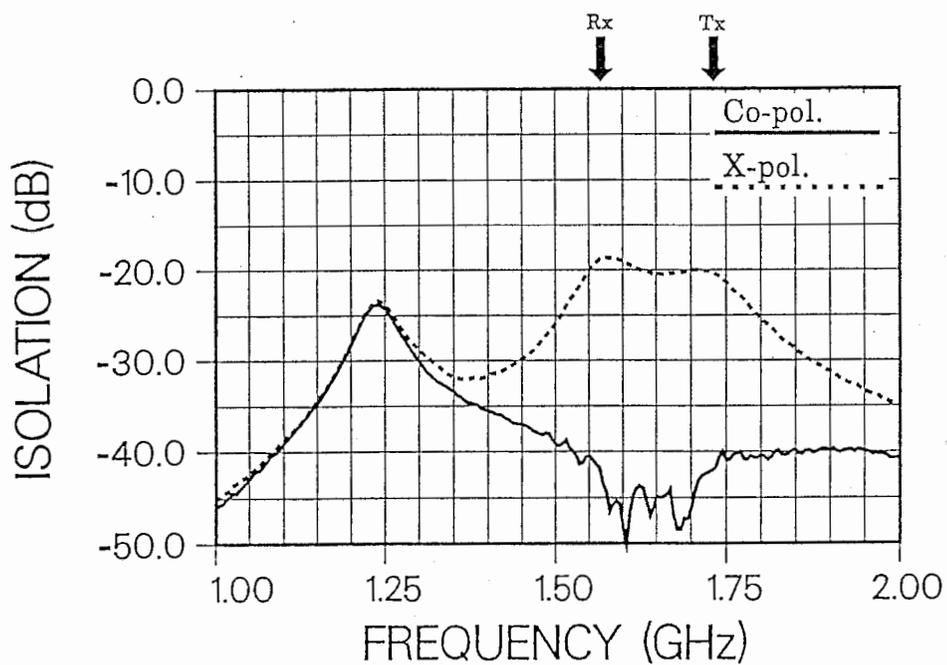


図5-11 送受アンテナ間アイソレーション特性例(素子単体)

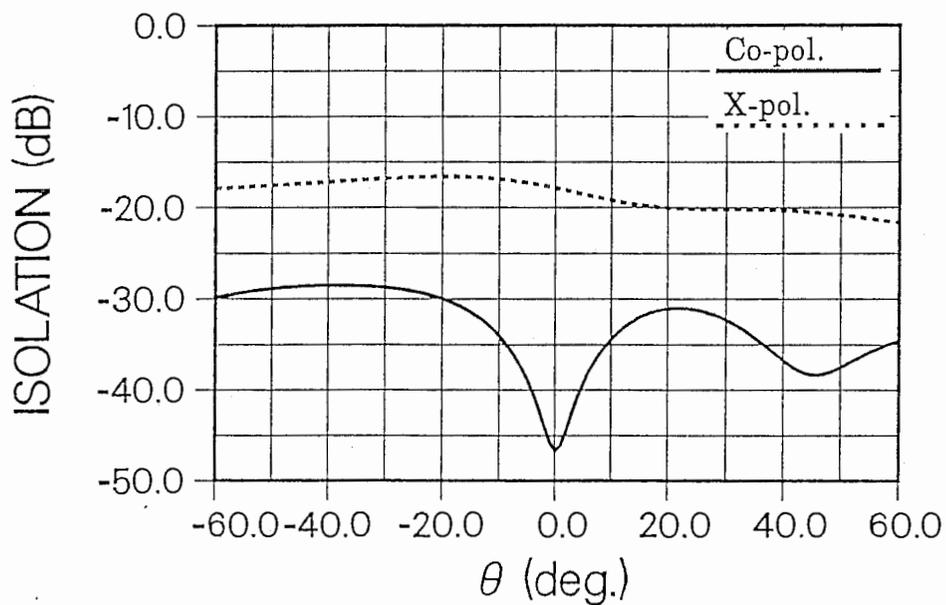


図5-12 16素子半球面アレーのアクティブアイソレーション特性

ソレーション特性の一例を示している。特にアイソレーションが問題となる送信周波数では40dB以上の値が得られていることがわかる。さらに送信周波数($f=1.73\text{GHz}$)における16素子半球面アレーの天頂素子に対するアクティブアイソレーション特性を図5-12に示す。同旋円偏波励振では正面方向で45dB、ビームを $\pm 60^\circ$ 広角走査した場合でもほぼ30dBのアイソレーションが確保されている。図5-4(b)の2点給電や図5-7の4点給電を行った19素子平面アレーと比べても、球面アレーではその構造上の特徴からビーム走査時にも送受間アイソレーションを確保し易いことがわかる。

5.3. コンフォーマルアレーアンテナとデジタルビームフォーミング回路の統合

5.3.1. アクティブフェーズドアレーの構成

本節では、コンフォーマルアレーアンテナとデジタルビームフォーミング

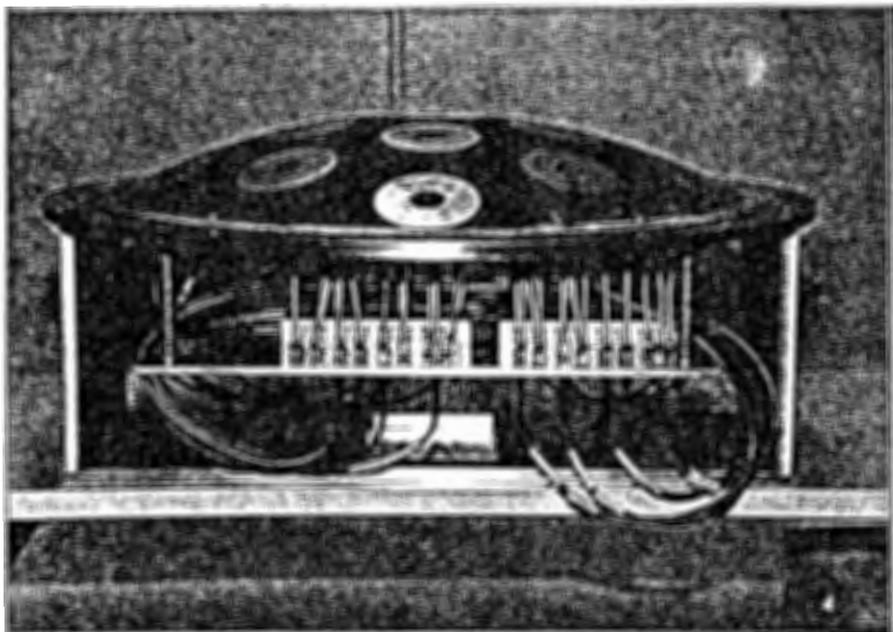


図5-13 試作アクティブアレーの外観

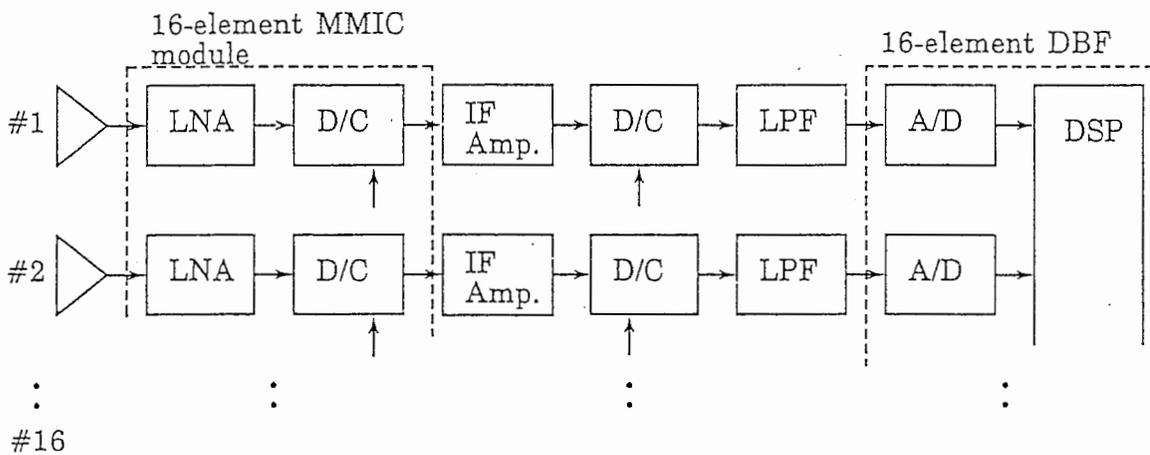


図5-14 アクティブアレーの構成

回路を統合し、移動体衛星通信用アクティブアレーとしての総合評価を行う。ここではコンフォーマルアレーにアクティブ素子としてMMIC、振幅・位相調整器として受信用DBF回路部を組み合わせ、L帯で移動体衛星通信用アクティブフェーズドアレーの試作を行った。その電気的特性について述べる⁽⁸⁶⁾。

図5-13に試作受信アレーの外観、図5-14にアレー構成を示す。コンフォーマルアレーは第3章で述べた正20面体を基本構成とする16素子アレーで、高さ61mm、直径492.5mmの部分球面アレーである。素子アンテナは円環パッチで、設計周波数1.54GHzとし、最小素子間隔 0.5λ で配列を行っている。

図5-14のアレー構成中、低雑音増幅器とダウンコンバータのMMIC化を行った⁽⁸⁴⁾。試作したMMIC低雑音増幅器は周波数1.04~1.94GHzで、NF1.6dB以下、利得32dB以上、1.44~1.94GHzで、入力反射損失12dB以上を得た。MMICダウンコンバータは回路小形化のため、電極構造を共平面線路として構成した信号合成LUFETを用いている。図5-15にダウンコンバータのチップ写真を示す。信号合

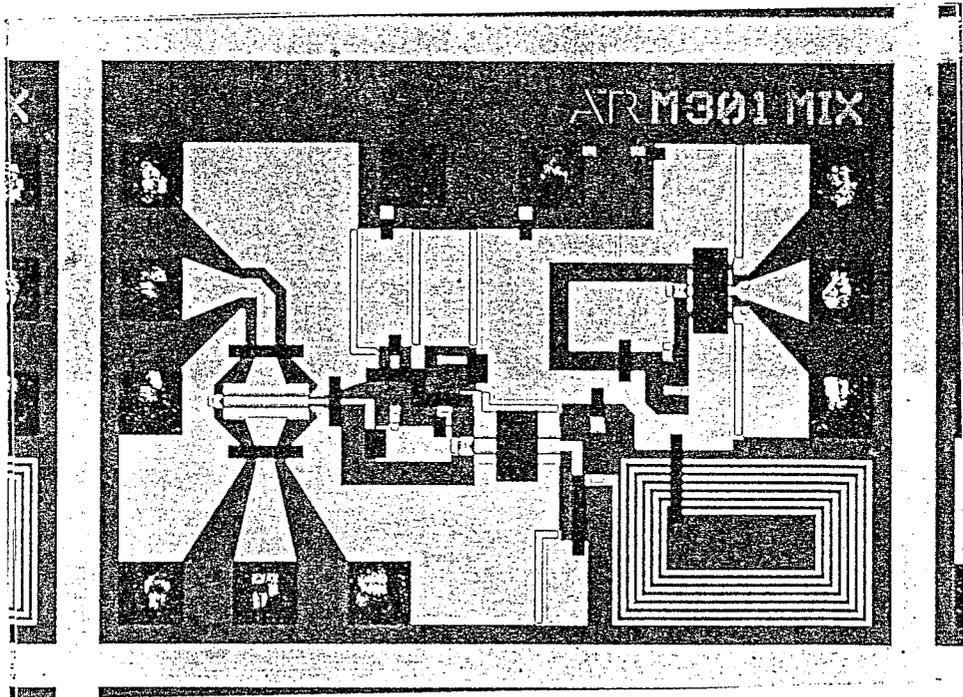


図5-15 LUFETを用いたMMICダウンコンバータのチップ写真

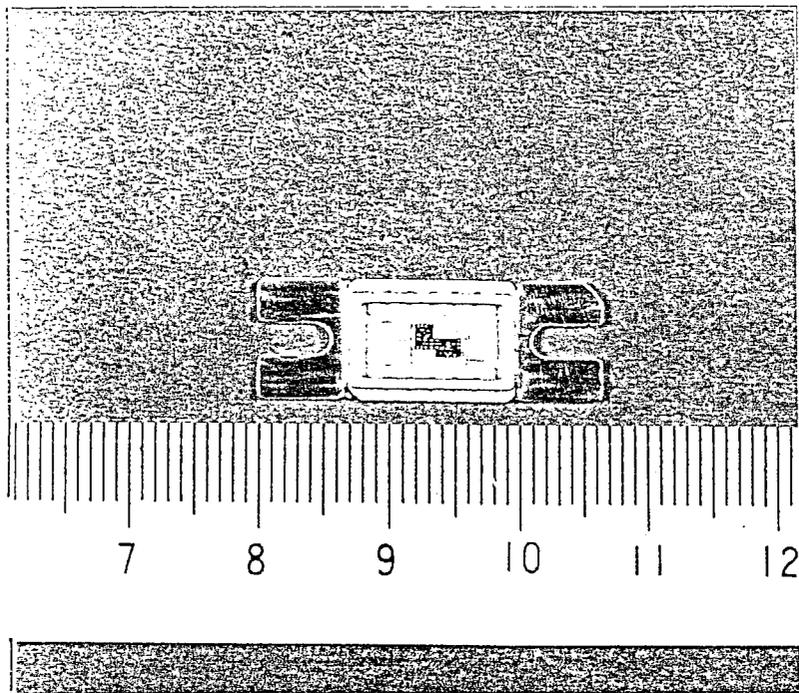


図5-16 MMICパッケージ

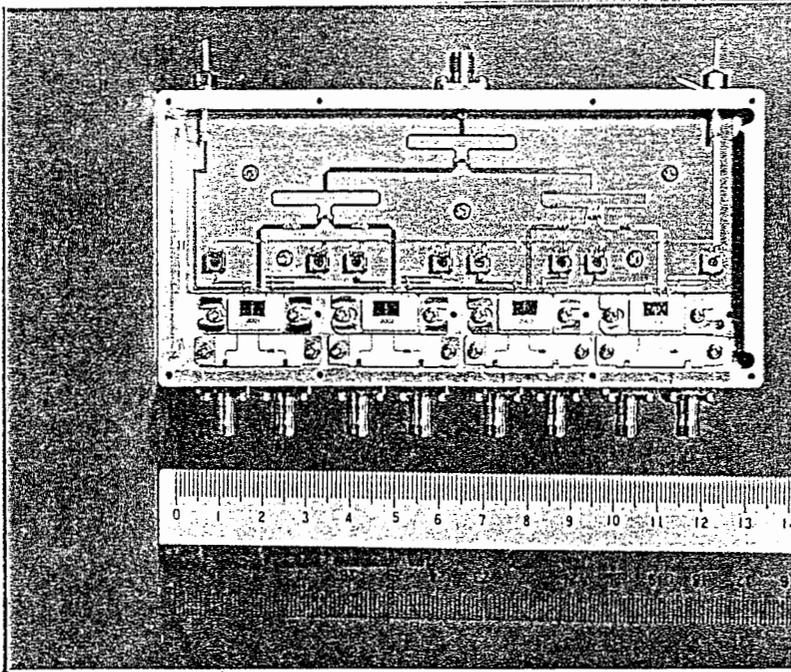


図5-17 受信モジュール

成LUFETは、2信号の合成、2入力端子のアイソレーション、出入力端子のアイソレーション、入力端子のインピーダンス整合といった信号合成器の全基本回路機能をFETサイズで実現している。特性はRF信号周波数1.04~1.74GHzにおいて、変換利得3dB以上、LO-IF端子アイソレーション30dB以上、LO-RF端子アイソレーション19dB以上、RF端子反射損失10dB以上を得た。このMMIC化低雑音増幅器とダウンコンバータを1つのパッケージとし、さらに4パッケージごとに1モジュール構成とし小形化をはかった。図5-16にMMICパッケージ、図5-17にモジュール構成を示す。

一方、DBF回路は第4章で述べたように複数のDSPを用いて16チャンネル制御可能な受信用DBF回路部を試作した。変調波はシンボルレート16kbpsの2相PSK波である。図5-18に受信用DBF回路部の構成を示す。復調部におけるフィードバックループの遅延時間を考慮し、ビーム形成部と搬送波位相補正部とを切り離

した構成をとった。まず最初に、入力信号は128kHzでオーバサンプリングされた後、準同期検波される。次に各チャンネルごとに振幅位相調整を行った後、16チャンネルの信号を合成し、受信信号のCN比を高める。最後に搬送波位相補正、タイミング再生を行い復調される構成となっている。

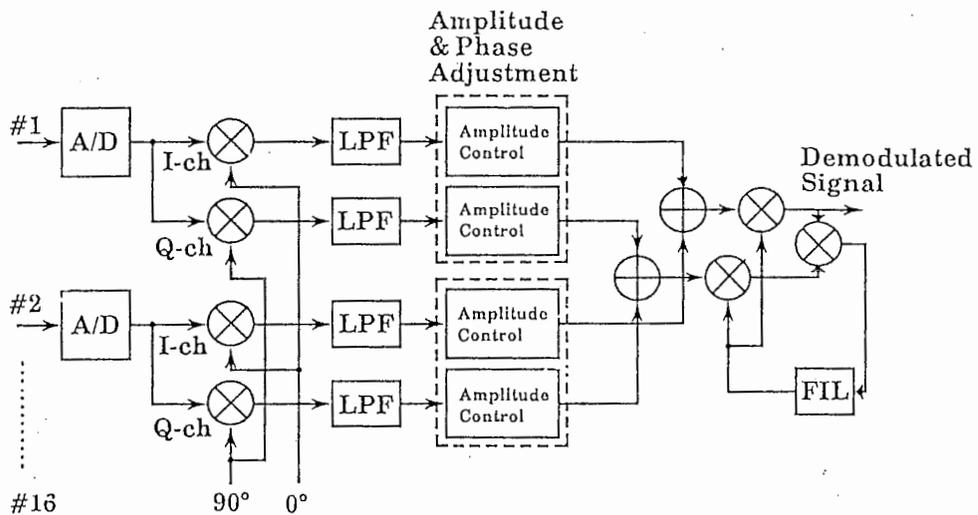


図5-18 受信用DBF回路部の構成

5.3.2. ビーム走査特性

図5-19に試作アクティブアレーを最大利得励振し、ビーム走査($\theta=0^\circ$ 、 30° 、 60° 、 $\phi=0^\circ$ 面)を行ったときの円偏波放射特性($f=1.53\text{GHz}$)を示す。アクティブ部のばらつきは振幅、位相ともにDBF回路部で補正を行っている。比較のため、等価磁流から求めたコンフォーマルアレーの円偏波放射特性の計算値を点線で示す。両者はサイドローブレベルが若干高くなっている点を除けば、良く一致していることがわかる。なお、図5-19の計算値において、放射パターンに不連続が生じているが、これは16素子部分球面アレーにおいて球面上の各素子アンテナ指向性を可視範囲のみに仮定しているために生じたものである。

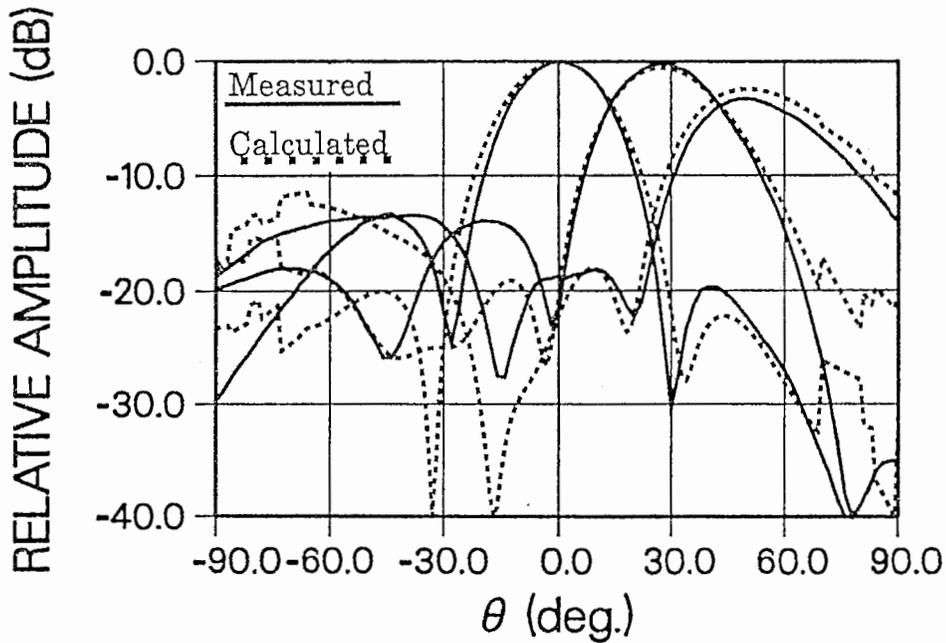
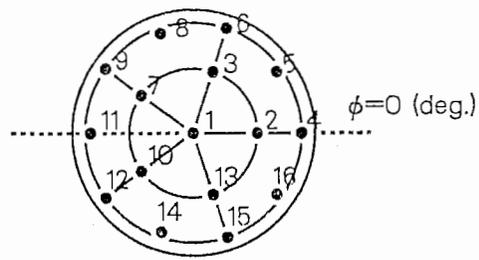


図5-19 ビーム走査特性

5.3.3 今後の課題

本試作により、コンフォーマルアレー、MMIC、DBF回路の各要素技術を統合することができ、移動体衛星通信用アクティブフェーズドアレーとしての実現性を確認することができた。

コンフォーマルアレーについては、本設計法は前提条件としてアンテナ素子数を16素子、ビーム走査範囲を±60°としている。本手法の考え方は、曲率を調整することにより広角での放射特性を改善する点にある。従って、16素子に限定されることなく、素子数が増加しても本設計法は有効であり汎用性をもつ。また、

ビーム走査範囲が $\pm 60^\circ$ の場合には16素子部分球面アレーは19素子平面アレーとほぼ同程度の性能を得ているが、本設計法はさらに広角度までビームを走査することを意識した設計法である。

次にDBF回路については、本構成は所望の方向にビームを形成するための各素子アンテナ毎のウェイトを予めパーソナルコンピュータにより与える固定ウェイト形のDBF回路である。このDBF回路を移動体衛星通信用アクティブフェーズドアレーとして実用化していくためには、さらにマルチビームを用いた初期捕捉や追尾のアルゴリズム、さらには干渉波を抑圧するためにアダプティブ化をはかったアルゴリズムを開発していく必要がある。そして、これらのアルゴリズムでは、DBF回路の特徴を活かしたアルゴリズムの開発、例えば初期捕捉ではDBF回路を用いることで任意方向に自由にマルチビームが形成できる特徴を活かしたビーム捕捉アルゴリズムの開発等が考えられる。また、実際の移動体、特に携帯機に本システムを適用していくためにはDBF回路の小形化が必要である。より高速のデータ伝送を多素子のアレーで処理するためにはDBF回路の高速化を図っていく必要がある。そのためにはここではマルチDSP構成を用いて開発したDBF回路を、さらにASIC化等を行って小形、高速化をはかる必要がある。また、A-D変換器、D-A変換器の小形、高速化も重要な課題である。

本論文では要素技術の開発をL帯で行ったが、これら要素技術を組み合わせたアクティブフェーズドアレーが活用される領域は、例えば低周回衛星網を用いた広帯域移動体衛星通信システム⁽⁸⁵⁾に提案されるKa、ミリ波帯で有効であろうと考えられる。提案システムでは、Ka帯で5cm程度(100素子)のアレーを備えた携帯機で広帯域ISDNに対応可能なシステムが検討されている。

第6章 結論

本論文では、将来、航空機や自動車に適用が期待される移動体衛星通信用アクティブアレーアンテナの実現を目指した。そのために、小形軽量といった特徴や移動体に適合した形状を有し、高精度かつ柔軟なビーム制御機能を有するアクティブアレーアンテナを設計・開発し評価することを目的とした。従来、レーダの分野で開発されてきたアクティブアレーアンテナを移動体衛星通信へ適用するための3つの要素技術である、素子アンテナ、アレー配置、給電系のそれぞれに関し、セルフダイプレクシングアンテナ、コンフォーマルアレー化、デジタルビームフォーミング(DBF)回路をとりあげ、理論・実験の両面から考察を行うとともに、これら要素技術の統合をはかった。

その結果、セルフダイプレクシングアンテナでは送受間のアイソレーション量として50dB以上の値を実現し、フィルタ重量軽減の可能性を明らかにした。また、コンフォーマルアレーでは、移動体衛星通信に適した形状を明らかにするとともに、16素子部分球面アレーの一体成形を行い、最終的に19素子平面アレーと遜色のない良好な特性を実現した。DBF回路では、移動体衛星通信用アレーに適用する場合に必要な回路構成およびその演算量について明らかにするとともに、16素子アレー用のマルチデジタルシグナルプロセッサ(マルチDSP)構成を用いた送受DBFアンテナを試作し、実時間処理システムとしての評価を行った。さらにコンフォーマルアレー、モノリシックマイクロ波集積回路(MMIC)、DBF回路の各要素技術を統合し、移動体衛星通信用アクティブフェーズドアレーとしての性能評価を行い、その実現性の確認を行った。

第1章では、本研究の意義およびその歴史的背景、研究の要旨を明らかにした。

第2章では移動体衛星通信において、アンテナ自身にダイプレクシング機能の一部を持たせるセルフダイプレクシングアンテナの考察を行った。この中でアクティブアレーの素子候補として有力な円環パッチを用いた円偏波2層構造セルフダイプレクシングアンテナについて理論および実験の両面から検討を加えた。解析手法は境界アドミタンスを用いた起電力法を提案し、セルフダイプレクシングアンテナの自己インピーダンスと相互インピーダンスについて実験値とのよい一致を得た。さらに2点給電セルフダイプレクシングアンテナについて、送受のアンテナの給電点の相対角度を調整することで送受間アイソレーション特性を改善する給電方法を考案し、最終的に素子単体として50dB以上のアイソレーション特性を得ることができた。一方、4点給電セルフダイプレクシングアンテナについては、高次モードの励振を抑制し、原理的にはアイソレーションを無限大にできるが、給電系の透過振幅・位相誤差によって制限を受けることを明らかにした。4点給電についても、最終的に素子単体として50dB以上のアイソレーション特性を得ることができた。

4点給電では理想的には無限大のアイソレーションを得ることが可能であるが、現段階ではこれを実現することは難しい。一方、2点給電では円偏波励振のための給電系を90°ハイブリッド1個で容易に実現できるため、給電点の相対角度を調整することでアイソレーションの最適化を実現する手法が有効と思われる。セルフダイプレクシングアンテナを用いない場合、移動体衛星通信に必要な送受間アイソレーションは90dB程度であり、このときフィルタの重量は単体で約1.3kgとなる。セルフダイプレクシングアンテナにより50dBのアイソレーションが得られると、フィルタに必要なアイソレーションは40dBとなり、フィルタの重量は約半分の600~700gと軽減される。

セルフダイプレクシングアンテナについては上記以外に、同軸給電を用いない方式として、円環パッチ中央の穴を利用したスロット結合形セルフダイプレクシングアンテナを提案し、実験によりアイソレーション効果を確認することができた。なお、本章では移動体衛星通信用アクティブアレーの素子アンテナとしてセルフダイプレクシングアンテナの検討を行ったが、そのアレー化特性については第5章で総合性能として考察している。

第3章では、移動体衛星通信に要求される、広角にわたって利得低下のないビーム走査特性を実現するためのアレーアンテナの構成法について考察している。

まず平面アレーにおいて広角にわたって軸比特性を改善するために、 $\lambda/4$ 短絡形マイクロストリップアンテナの組合せを提案した。基板誘電率にかかわらず軸比特性を改善することができ、視野角 $\pm 60^\circ$ の範囲において軸比2dB以下の良好な円偏波特性を得ることができた。しかし、平面アレーでは広角での軸比特性を改善できるが、広角での利得低下はまぬがれない。平面アレーのこの本質的な問題を改善するために、コンフォーマルアレーの放射特性の検討を行い、移動体衛星通信への応用を検討した。コンフォーマルアレーでは振幅と位相を精度良く制御できれば、その曲率を調整することにより放射特性を改善できる。特に形状に最適値が存在することを、ビーム走査範囲として視野角を $\pm 60^\circ$ にとった場合について正20面体配列の16素子部分球面アレーの設計により明らかにしている。つぎにこの最適形状を有する部分球面アレーの製法について検討を行った。その曲率半径が大きいことを利用し、新たに採用した曲面直圧法により16素子部分球面アレーの一体成形を行った。電気的特性について評価を行い、素子単体特性および16素子アレーとして良好なビーム走査特性を実現し、最終的に19素子平面アレーと遜色のない良好な特性を得た。

薄形のコンフォーマルアレーは移動体との整合性もよく電気的特性のみならず機械的特性の点からも有効と考えられる。本設計法は前提条件としてビーム走査範囲を $\pm 60^\circ$ としているが、曲率を調整することにより広角での放射特性を改善する手法は素子数が増加しても有効である。ビーム走査範囲が $\pm 60^\circ$ の場合には19素子平面アレーと遜色のない性能を得ているが、本設計法はさらに広角度までビームを走査することを意識した設計法である。また、ここで述べた一体成形法である曲面直圧法は、曲率半径の小さなアレーには適用できないという欠点や、円環パッチを用いた2層構造セルフダイプレクシングアンテナのように立体配線回路が必要となる構造では適用が難しいという欠点がある。この問題を解決するためには、部分形状が複雑な立体配線回路を含む構造に適用可能な、例えば射出成形法等を用いた試作が望まれる。

第4章では、移動体衛星通信に適したDBFアンテナを実現している。DBF技術を移動体衛星通信用アンテナに適用する場合に必要な回路構成について述べるとともに、マルチDSP構成を用いた実時間信号処理システムの評価を行っている。

まず最初に移動体衛星通信用アレーアンテナは素子数がそれほど多くないことから、最大利得を得ることに着目し、コンフォーマルアレーの各素子アンテナごとの受信信号の振幅・位相情報を利用してビーム走査を行う方式を提案した。その結果、素子アンテナの指向性に依らず常に最大指向性利得でビーム走査が可能であることを明らかにした。さらに復調に必要な再生基準搬送波は無変調となるため、搬送波再生可能なCN比は復調器への入力CN比よりも大きくできる性質を利用して、各素子アンテナごとに搬送波再生回路を有する系を提案した。具体的な衛星回線を設定し、変調方式として定包絡線信号である2相PSKを想定した場合に、振幅・位相誤差による利得低下量の評価を行った。16素子球面配列アレーの利

得低下量は無視できる大きさであり、アンテナ素子数が多くない場合に、実際の移動体衛星通信回線に適用可能であることを明らかにした。

次にアンテナ素子数が多い場合や低サイドローブ特性、干渉波除去特性等、任意の位相・振幅を与えて自由なビーム形成が可能な方式について考察を行った。送信用DBF回路では搬送波再生やクロック再生の問題がないため、ビーム形成部と変調部を一体化した方式を提案し、その構成、演算量について検討を行った。受信用DBF回路ではビーム形成部と搬送波位相補正部を切り離し、アレーとして利得を上げた状態で搬送波再生、クロック再生を行う方式を移動体衛星通信用アレーに適用をはかり、その構成、演算量について検討を行った。さらに提案する送受各方式の移動体衛星通信への適応性を確認するため、16素子アレー用のマルチDSP構成の送受DBFアンテナを試作した。シンボルレート16kbpsの信号に対して実時間での処理機能、変復調機能および、実時間ではないがビーム形成機能の確認を行い、移動体衛星通信用アレーとしてのDBFアンテナの有効性を実証した。今後の課題としてはDBF回路の機能を用いて、移動体衛星通信用アレーとしての捕捉追尾機能や干渉波除去機能の実現が望まれる。

第5章では、第2章から第4章まで検討を行ってきた個々の要素技術を統合し、移動体衛星通信用アクティブフェーズドアレーとしての実現性の確認を行った。また、今後の課題についても検討を行った。

まず、セルフダイプレクシングアンテナをアレー化した場合の特性評価を行った。第2章で示した素子単体としてアイソレーション特性の改善をはかる手段、すなわち2点給電円偏波励振では給電点相対角度の調整を行う手段や4点給電円偏波励振を行う手段によるアイソレーション特性の改善が、フェーズドアレーにおいても有効であることを明らかにした。

つぎにコンフォーマルアレー、MMIC、DBF回路の各要素技術の統合を行った。コンフォーマルアレーにアクティブ素子としてMMIC、振幅・位相調整器として受信用DBF回路を組あわせて、L帯で移動体衛星通信用アクティブフェーズドアレーの試作を行った。試作アクティブフェーズドアレーを最大利得励振しビーム走査特性の評価を行うことにより、移動体衛星通信用アクティブフェーズドアレーとしての実現性の確認を行った。今後、各モジュールの小形化、高機能化を行っていく必要がある。特にDBF回路については、高速化、小形化を実現するためにASIC(Application Specific IC:特定用途向IC)化が望まれる。

謝 辞

本研究は筆者がATR光電波通信研究所において移動体衛星通信用アクティブアレーアンテナの開発に携わる中に行ったものであり、本論文をまとめる機会を与えて下さいましたATR光電波通信研究所代表取締役社長古濱洋治博士、前無線通信第一研究室長安川交二博士ならびに現無線通信第一研究室長藤瀬雅行博士に深く感謝の意を表します。

また本研究の途上、ATR光電波通信研究所無線通信第一研究室に在籍された皆様には熱心な御討論を、また実験に多大な御協力を頂きました。ここに厚く御礼申し上げます。

[参考文献]

- (1) 水沢不雄,久郷幸次:“アンテナの指向性合成の理論と実際[Ⅲ]”,信学誌, 59, 6, pp.626-632 (1976-06).
- (2) 関口利男,後藤尚久:“アレイアンテナ”,信学誌, 60, 4, pp.383-390 (1977-04).
- (3) 永井淳,三国良彦:“フェイズドアレーアンテナ”,信学誌, 64, 3, pp.291-297 (1981-03).
- (4) 稲垣直樹,武田文雄,三国良彦:“給電回路技術”,信学論(B), J71-B, 11, pp.1228-1236 (1988-11).
- (5) 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, 8, pp.857-860 (1991-08).
- (6) Long S.A. and Walton M.D.: “A dual frequency, stacked circular disc antenna”, 1978 IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp.260-263 (1978).
- (7) 金田久美子,安藤 真,後藤尚久:“円環アンテナの特性”,信学技報, AP85-62 (1985-10).
- (8) 塩川孝泰,渡辺文夫,安永正幸,後藤尚久,茶谷嘉之,阿部 久:“航空移動用マイクロストリップアレーアンテナの試作”,信学技報, AP86-60 (1986-08).
- (9) Rammos E. and Roederer A.: “Self diplexing circularly polarised antenna”, 1990 IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp.803-806 (May 1990).
- (10) 武市吉博:“コンフォーマルアレーアンテナ”,信学誌, 61, 5, pp.522-523 (1978-05).
- (11) Sengupta D.L., Smith T.M. and Larson R.W.: “Radiation characteristics of a spherical array of circularly polarized elements”, IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-16, 1, pp.2-7 (Jan. 1968).

- (12) 堀口 進,石曾根孝之,虫明康人:“ターンスタイルアンテナからなる球面配列アンテナの放射特性”,信学論(B), **J65-B**, 2, pp.46-53 (1982-01).
- (13) 堀口 進,石曾根孝之,虫明康人:“広角走査を目的とした球面配列アンテナの走査特性”,信学論(B), **J65-B**, 2, pp.245-252 (1982-02).
- (14) 堀口 進,石曾根孝之,虫明康人:“ターンスタイル球面配列アンテナの諸特性に及ぼす素子間相互結合の影響”,信学論(B), **J66-B**, 8, pp.1043-1050 (1983-08).
- (15) 堀 俊和,寺田矩芳,鹿子嶋憲一:“広角度ビーム走査の可能な球面配列スイッチングアレーアンテナ”,信学論(B), **J69-B**, 11, pp.1400-1407 (1986-11).
- (16) 塩川孝泰,渡辺文夫,野本真一:“移動衛星通信用球面配列アンテナ”,信学技報, **AP84-30** (1984-06).
- (17) 安永正幸,塩川孝泰:“移動衛星通信用球面配列アンテナの給電回路に関する検討”,信学技報, **AP86-33** (1986-06).
- (18) Steyskal H.: “Digital beamforming antennas An introduction”, Microwave Journal, pp.107-124 (Jan. 1987).
- (19) Herd J.: “Array element pattern correction in a digital beamforming array: an experimental study”, URSI National Radio Science Meeting, Canada (1985).
- (20) Ruvins A.E. and Weinberg L.: “Digital multiple beamforming techniques for radar”, EASCON'78 Conference Proc. (1978).
- (21) Armijo L., Daniel K.W. and Labuda W.M.: “Application of the FFT to antenna array beam-forming”, EASCON'74 Conference Proc. (1974).

- (22) Haruyama T., Kojima N., Chiba I., Oh-hashii Y., Orime N. and Katagi T.:
“Conformal array antenna with digital beamforming network”, 1989 IEEE
AP-S Int. Symp. Digest, pp.982-985 (June 1989).
- (23) 大鐘武雄, 笹岡秀一, 三瓶政一, 神尾享秀: “アダプティブアレー技術を適用した
GMSK/TDMA方式の検討”, 信学技報, **RCS89-30** (1989-10).
- (24) 志村隆則, 大鐘武雄, 笹岡秀一, 三瓶政一, 神尾享秀, 臼井邦人, 塚本信夫: “アダプテ
ィブアレー技術を適用したGMSK/TDMA方式の開発”, 信学技報, **RCS89-31**
(1989-10).
- (25) 藤坂貴彦, 大橋由昌, 近藤倫正, 竹内紀雄, 大岡秀一, 真野清司, 片木孝至: “ディジタ
ル・ビームフォーミング・アンテナ”, 昭63信学春季全大, B-123
- (26) Saito J. and Heichele L.: “Comparison of element arrangements of a
spherical conformal array”, 1987 IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp.125-128
(June 1987).
- (27) Chujo W., Yasukawa K., Arai H. and Goto N.: “Two-layer self-diplexing
antenna composed of microstrip and ring patches fed at four points”, The
3rd APMC Proc., pp.273-276 (Sept. 1990).
- (28) 新井宏之, 金田久美子, 後藤尚久: “円環アンテナの入力インピーダンス特性”,
信学技報, **AP88-80** (1988).
- (29) Yano S. and Ishimaru A.: “A theoretical study of the input impedance of a
circular microstrip disk antenna”, IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-**
29, 1, pp.77-83 (Jan. 1981).
- (30) 羽石 操: “マイクロストリップ円偏波アンテナに関する研究”, 学位論文, 東
京工業大学 (1982).

- (31) 神谷嘉明,中條 渉,安川交二:“円環スロット結合マイクロストリップアンテナの基本特性”,信学技報, AP90-05 (1990-04).
- (32) 中條 渉,藤瀬雅行,新井宏之,後藤尚久:“円偏波セルフダイプレクシングアンテナの偏波分離特性”,信学技報, AP90-101 (1991-01).
- (33) 中條 渉,安川交二,後藤尚久:“4点給電円環パッチを用いたセルフダイプレクシングアンテナの試作”,1990信学春季全大, B-122.
- (34) Chujo W., Fujise M., Nakano M., Arai H. and Goto N.: “A two-layer self-diplexing antenna using a circularly polarized ring patch antenna”, IEICE Trans., E74, 10, pp.3261-3267 (Oct. 1991).
- (35) 中條 渉,藤瀬雅行,中野雅之,新井宏之,後藤尚久:“2点給電セルフダイプレクシングアンテナの特性”,信学技報, AP91-123 (1992-02).
- (36) 中野雅之,新井宏之,中條 渉,藤瀬雅行,後藤尚久:“4点給電セルフダイプレクシングアンテナ”,信学技報, AP91-89 (1991-09).
- (37) 中條 渉,藤瀬雅行:“円環パッチを用いたスロット結合形送受分離アンテナの試作”,1991信学春季全大, B-106.
- (38) 後藤尚久:“広角で軸比のよい円偏波マイクロストリップアンテナ”,信学技報, AP81-39 (1981-06).
- (39) Dubost G.: “Short- or open-circuited dipole parallel to perfect reflector plane and embedded in substrate and acting at resonance”, Electron. Lett., 17, 24, pp.914-916 (Nov. 1981).
- (40) 羽石 操,青木俊彦,吉田信一郎:“片側短絡形マイクロストリップアンテナの放射特性について”,昭58信学総全大, 743.
- (41) Schneider M.V.: “Microstrip dispersion”, Proc. IEEE, 60, 1, pp.144-146 (Jan. 1972).

- (42) Derneryd A.G. and Lind A.G.: "Extended analysis of rectangular microstrip resonator antennas", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-27, 6, pp.846-849 (Nov. 1979).
- (43) 坂口浩一, 峰本仁史, 斎藤勝己: "短絡ピンによるマイクロストリップアンテナの小型化について", 昭62信学総全大, 618.
- (44) 針生健一, 千葉 勇, 佐藤眞一, 真野清司: "素子密度を考慮したコンフォーマルアレーアンテナの低サイドローブパターンの形成法", 信学技報, AP88-84 (1988-11).
- (45) 針生健一, 千葉 勇, 真野清司: "平面波合成によるコンフォーマルアレーの低サイドローブパターンの形成", 信学技報, AP89-42 (1989-09).
- (46) 橋本 修, 塚田健雄, 喜田雅男, 真山 崇: "半球状コンフォーマル空中線における低サイドローブパターンの測定結果", 信学論(B-II), J74-B-II, 5, pp.325-328 (1991-05).
- (47) 橋本 修, 塚田健雄, 喜田雅男, 真山 崇: "半球状コンフォーマル空中線の広角走査ビーム特性の測定結果", 信学論(B-II), J74-B-II, 6, pp.397-400 (1991-06).
- (48) 西川訓利, 佐藤和夫, 藤元美俊: "自動車衛星間通信用電子走査アンテナ", 1989信学春季全大, B-140.
- (49) 砂原米彦, 大嶺裕幸, 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", 1989信学春季全大, B-142.
- (50) 大森伸吾, 田中健二, 真野和彦, 松永 誠, 土谷牧夫: "衛星通信用車載フェーズドアレイアンテナ", 1990信学秋季大会, B-96.
- (51) 中條 渉, 手代木扶: "広角で軸比のよい $\lambda/4$ 短絡型円偏波マイクロストリップアンテナ", 信学技報, AP87-131 (1988-02).

- (52) 中條 渉,手代木扶:“円弧状 $\lambda/4$ 短絡型円偏波マイクロストリップアンテナ”,
信学技報, **AP88-9** (1988-05).
- (53) 中條 渉,手代木扶:“広角にわたって軸比の良い $\lambda/4$ 短絡型円偏波マイクロストリップアンテナ”,
信学論(B), **J71-B, 11**, pp.1287-1292 (1988-11).
- (54) 小西善彦,中條 渉,安川交二:“真空成形法による球面コンフォーマルアレーの試作”,
1990信学春季全大, **B-145**.
- (55) 中條 渉,小西善彦,大滝幸夫,藤瀬雅行:“真空成形法を用いた球面コンフォーマルアレーアンテナの特性”,
テレビ学技報, **ROFT90-46** (Aug. 1990).
- (56) 中條 渉,小西善彦,藤瀬雅行:“移動通信用コンフォーマルアレーの放射特性の検討”,
1990信学秋季全大, **B-97**.
- (57) 中條 渉,小西善彦,藤瀬雅行:“曲面直圧法を用いた薄形部分球面アレーアンテナの試作”,
1991信学秋季全大, **B-39**.
- (58) 中條 渉,小西善彦,藤瀬雅行:“L帯薄形コンフォーマルアレーの設計と特性”,
信学技報, **AP91-90** (1991-10).
- (59) 中條 渉,小西善彦,大滝幸夫,藤瀬雅行:“移動体衛星通信用コンフォーマルアレーの設計と特性”,
信学論(B-II), **J75-B-II, 8**, pp.547-555 (1992-08).
- (60) Long S. A., Shen L. C. and Morel P. B.: “Theory of the circular-disc printed-circuit antenna”,
IEE Proc., **125, 10**, pp.925-928 (Oct. 1978).
- (61) Ghose R. N.: “Electronically adaptive antenna systems”, IEEE Trans. Antennas & Propag.,
AP-12, 2, pp.161-169 (March 1964).
- (62) Lo Y. T., Lee S. W. and Lee Q. H.: “Optimization of directivity and signal-to-noise ratio of arbitrary antenna array”,
Proc. IEEE, **54, 8**, pp.1033-1045 (Aug. 1966).

- (63) Lindsey C. and Simon M. K.: "Telecommunication Systems Engineering", Prentice-Hall (1973).
- (64) 檜木勘四郎, 中條 渉, 岩崎久雄, 安川交二: "移動体通信用DBFアンテナにおける位相検出方式", 信学技報, **AP88-144** (1989-02).
- (65) Steinberg B.: "Principle of aperture and array design", John Wiley (1976).
- (66) Hessel A. and Sureau J. C.: "On the realized gain of arrays", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-19, 1**, pp.122-124 (Jan. 1971).
- (67) 小川恭孝, 梅田成視, 大宮 学, 伊藤精彦: "送信時におけるアダプティブアレーの特性", 昭61信学総全大, 634.
- (68) 伊藤 礼, 竹内紀雄, 大岡秀一, 溝淵哲史, 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** (1989-01)
- (69) 小島央任, 斎藤 淳, 千葉 勇, 藤坂貴彦, 真野清司, 折目晋啓, 片木孝至: "コンフォーマルアレーアンテナへのデジタルビームフォーミングの適用", 昭63信学秋季全大, B-52.
- (70) 永田洋男, 比嘉盛雄, 折目晋啓, 岩崎久雄, 中條 渉, 小西善彦, 安川交二: "A/D変換器の量子化誤差がデジタルビームフォーミングに与える影響", 1989信学秋季全大, B-18.
- (71) 大鐘武雄, 笹岡秀一, 松沢直人, 竹田一弘, 志村隆則: "アダプティブアレー技術を適用したGMSK/TDMAシステムの基本特性", 1991信学春季全大, B-393.
- (72) 岩崎久雄, 中條 渉, 小西善彦, 安川交二, 折目晋啓, 西岡保彦, 比嘉盛雄, 永田洋男: "移動体衛星通信用DBFアンテナに関するシステム検討", 信学技報, **AP89-33**(1989-07).

- (73) Winters J. H.: "Spread spectrum in a four-phase communication system employing adaptive antennas", IEEE Trans. Commun., COM-30, 5, pp.929-936 (May 1982).
- (74) Honda T., Takeuchi Y., Kobayashi H. and Mizuno T.: "A novel carrier recovery method for preambleless demodulation", IEICE Trans., E73, 10, pp.1681-1687 (Oct. 1990).
- (75) 田部井誠,上田光宏: "FFTを用いた高精度周波数決定法", 信学論(A), J70-A, 5, pp.798-805 (1987-05).
- (76) 富田秀穂: "衛星通信用蓄積一括復調装置", 信学技報, SAT88-27 (1988-09).
- (77) 中條 渉,岩崎久雄,安川交二: "受信信号の振幅情報を利用した球面配列アレーのビーム形成方式に関する検討", 信学技報, AP88-94 (1988-12).
- (78) 中條 渉,榎木勘四郎,岩崎久雄,安川交二: "球面配列アレーを用いた移動体通信用DBFアンテナについて", 信学技報, AP88-145 (1989-02).
- (79) 中條 渉,榎木勘四郎: "球面配列アレーを用いた移動体衛星通信用DBFアンテナのビーム形成方式に関する検討", 信学論(B-II), J74-B-II, 10, pp.515-522 (1991-10).
- (80) 中條 渉,岩崎久雄,安川交二: "ビーム形成部と復調部を一体化した移動体衛星通信用DBFアンテナに関する検討", 1989信学秋季全大, B-20.
- (81) 中條 渉,上原清彦,安川交二: "移動体衛星通信用DBFアンテナの信号処理時間", 信学技報, AP90-4 (1990-04).
- (82) 大滝幸夫,中條渉,上原清彦,藤瀬雅行: "送信用DBFアンテナ信号処理部の試作", 信学'91秋大, B-34.
- (83) 大滝幸夫,中條渉,上原清彦,藤瀬雅行: "移動体衛星通信用DBFアンテナ信号処理部の試作", 信学'92春大, SB-1-9.

- (84) 竹中勉,小川博世:“L帯アクティブアレーアンテナ用MMIC低雑音増幅器・ダウンコンバータ”,1991信学春季全大,C-40.
- (85) 藤瀬雅行,上原清彦,野原光夫,中條 渉:“低高度周回衛星間光通信システムを用いた広帯域移動体通信システムの検討”,信学技報, OCS91-57(1991-11).
- (86) 中條 渉,大滝幸夫,小西善彦,上原清彦,藤瀬雅行,竹中勉,小川博世:“DBFとMMICを備えた移動体衛星通信用アクティブコンフォーマルアレーの試作”,信学'92春大,B-52.
- (87) 中條 渉,藤瀬雅行,新井宏之,後藤尚久:“セルフダイプレクシングアレーアンテナの試作”,信学'92秋大,B-92.
- (88) 中條 渉,藤瀬雅行,新井宏之,後藤尚久:“円環パッチを用いた2層構造コンフォーマルアレーの試作”,信学'93春大,B-78.
- (89) IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-31, 6, Part II (Nov. 1983).
- (90) Coen S. and Gladwell G.M.L.: “A legendre approximation method for the circular microstrip disk problem”, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-25, pp.1-6 (1977).
- (91) Nakano M., Arai H., Chujo W., Fujise M. and Goto N. : “Feed circuits of double-layered self-diplexing antenna for mobile satellite communications”, IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-40, 10, pp.1269-1271 (Oct. 1992).