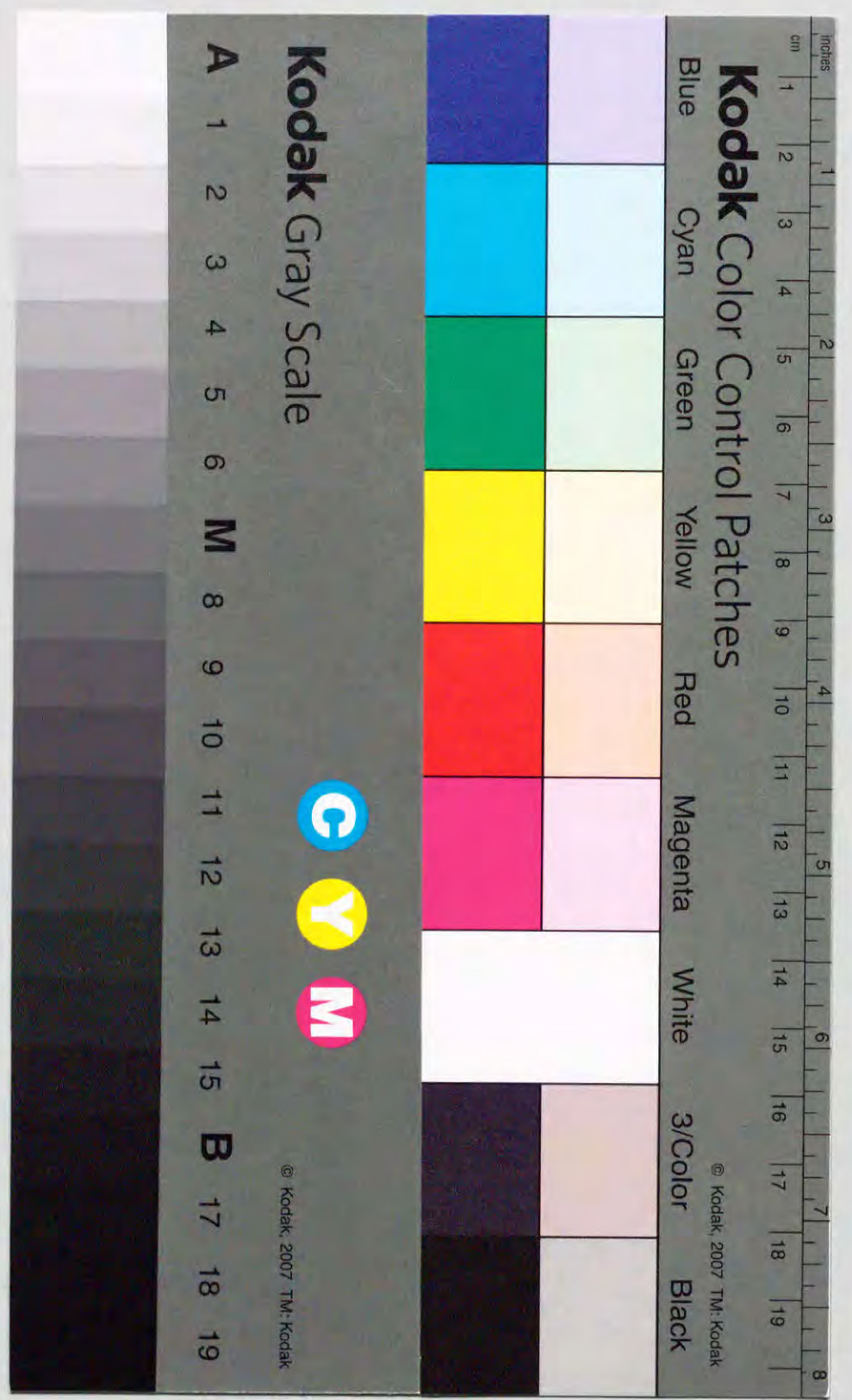


早稲田大学審査学位論文(博士)

マイクロ波移動体衛星通信および
無線電力伝送用アンテナの
高性能化に関する研究

1999年 8月

六象堂



①

マイクロ波移動体衛星通信および
無線電力伝送用アレーアンテナの
高性能化に関する研究

1999年 3月

大塚昌孝

	ページ
第1章 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 本研究が対象とする課題	6
1.3 本研究の概要	9
第2章 マイクロ波移動体衛星通信用多線巻きヘリカルアンテナのアレー化による ビーム方向周波数特性の改善	11
2.1 序言	11
2.2 従来の多線巻きヘリカルアンテナ	15
2.2.1 ヘリカルアンテナの概要	15
2.2.2 従来の多線巻きヘリカルアンテナの動作と問題点	18
2.3 ビーム方向周波数特性の改善	24
2.3.1 多線巻きヘリカルアンテナのアレー化	24
2.3.2 実験による検討	30
2.4 結言	35
第3章 無線電力伝送用レクテナアレーの受電特性の高効率化	36
3.1 序言	36
3.2 レクテナの構成	40
3.3 レクテナの高効率化	42

3. 3. 1	高効率整流回路の理論	42
3. 3. 2	出力フィルタの構成	49
3. 3. 3	ダイオードの選定	51
3. 3. 4	入力フィルタの構成と実験	53
3. 3. 5	整流回路部の構成と実験	58
3. 4	レクテナアレーの高効率化	62
3. 4. 1	有限レクテナアレーの受電効率の理論	62
3. 4. 2	有限レクテナアレーの受電効率に関する実験	66
3. 4. 3	無限レクテナアレーへの考察	74
3. 5	結言	76
第4章 マイクロ波移動体衛星通信および無線電力伝送における電波到来方向		
	検出用モノパルスフェーズドアレーのビーム方向精度	77
4. 1	序言	77
4. 2	モノパルスフェーズドアレーの方向検出の原理	79
4. 3	モノパルスフェーズドアレーアンテナの励振位相誤差と ビーム方向誤差の関係	82
4. 3. 1	方向誤差の表現式	82
4. 3. 2	数値検討	91
4. 4	モノパルスフェーズドアレーアンテナにおけるデジタル移相器 使用時のビーム方向変化量	97
4. 4. 1	移相器の最小位相変化量と最小ビーム方向変化	97

4. 4. 2	演算機の計算精度と最小ビーム方向変化	99
4. 4. 3	実験による検証	100
4. 5	結言	102

第5章	結論	103
-----	----	-----

謝辞	106
----	-----

参考文献	107
------	-----

本研究に関連する研究業績	111
--------------	-----

[論文]	111
------	-----

[国際会議]	111
--------	-----

[講演]	112
------	-----

[その他の論文]	113
----------	-----

付録A 1. 入力フィルタの設計理論	114
--------------------	-----

A 1-1	無極チェビシェフ特性ローパスフィルタの設計理論	114
-------	-------------------------	-----

A 1-2	マイクロストリップ線路によるフィルタの実現方法	122
-------	-------------------------	-----

A 1-3	マイクロストリップ線路の特性インピーダンス	133
-------	-----------------------	-----

第1章

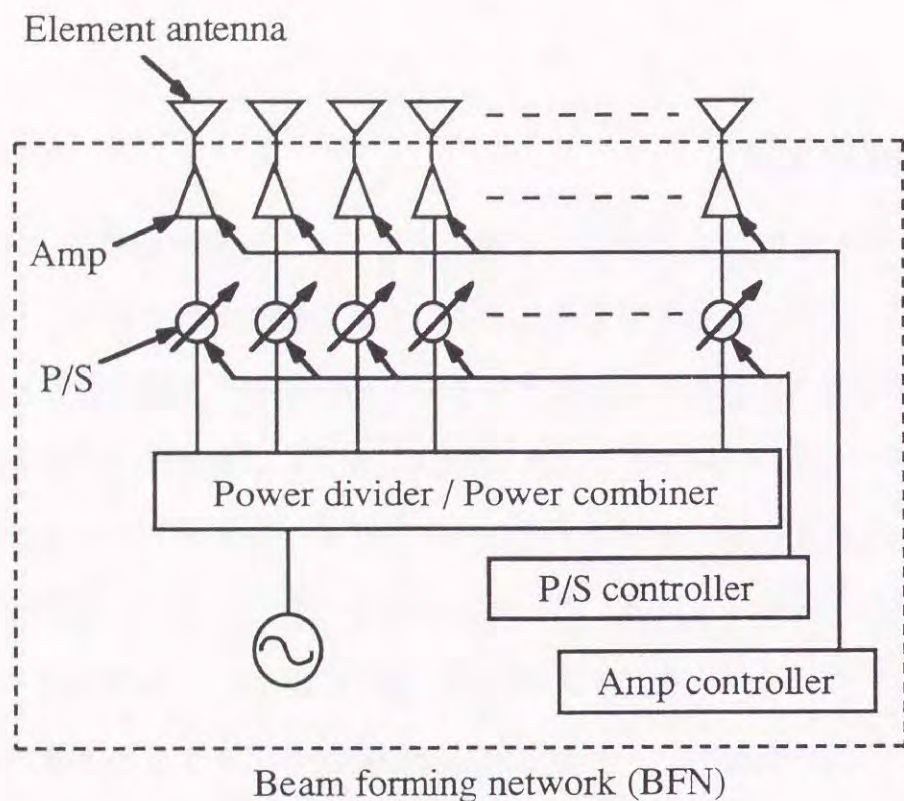
序論

1.1 研究の背景

アレーアンテナは図1.1に示すように複数の素子アンテナを配列し、各素子アンテナの励振振幅・位相を調整することにより、所望の放射特性を得ようとするアンテナである。増幅器や移相器で各素子アンテナの励振振幅・位相を変化させるものはアクティブフェーズドアレーアンテナ（図1.1（a））、各素子アンテナの励振位相のみを変化させるものはフェーズドアレーアンテナ、各素子アンテナの励振振幅・位相が固定のものは（パッシブ）アレーアンテナ（図1.1（b））と呼ばれる。素子アンテナとしてはダイポールアンテナなどの線状アンテナ⁽¹⁾やマイクロストリップアンテナ⁽²⁾等の小形アンテナから大形の開口面アンテナまで多種のものが使用されている。このアレーアンテナは素子アンテナの種類、配列方法、励振方法等によって単一の素子アンテナでは実現できない種々の機能を有している。代表的な機能としては以下のものが上げられる。

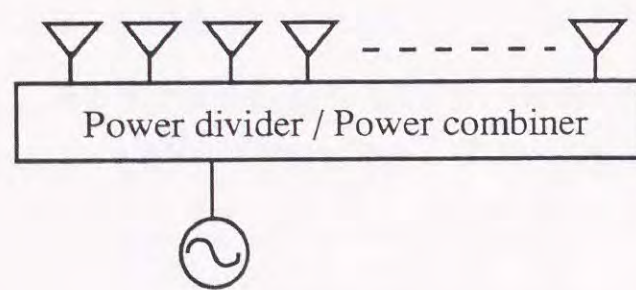
- (1)アンテナ正面以外の方向にも主ビームの形成ができる。
- (2)主ビームの幅を変化する等、所望形状のビーム形成が可能である。
- (3)サイドローブを抑圧したり、そのレベルを制御できる。
- (4)放射指向性中の零点（ナル点）の位置を指定できる。
- (5)平面や曲面に素子アンテナを配置でき、アンテナに対する物理的な制約に対応できる。
- (6)各素子アンテナに可変移相器を接続することで、アンテナを機械的に動かさず電氣的に高速にビーム走査・形成できる（フェーズドアレーアンテナ）。

上記の特長を有するアレーアンテナは、通信、無線電力伝送、レーダ等の分野で多くの研究・実用が成されてきた。特にマイクロ波の領域では、マイクロ波デバイスの発展に伴い、その伸長が著しい。以下にアレーアンテナ研究・実用の主な動向を述べる。



(Amp: Amplifier, P/S: Phase shifter)

(a) アクティブフェーズドアレーアンテナ



(b) (パッシブ) アレーアンテナ

図1.1 アレーアンテナの構成

[1] 通信システムへの適用と研究

アレーアンテナを通信へ適用する研究が本格化したのは比較的近年のことである。従来の無線通信は、伝送容量が少なくてアンテナに大きな利得を必要としないUHF波以下の通信か、大容量でも静止衛星-地上局間、地上局同士間等の固定通信が主力であった。このため、アンテナとしては無指向性に近い小形のモノポールアンテナや、大形でも損失の少ない開口面アンテナが使用され、特にアレーアンテナを必要とはしていなかった。近年になり、衛星搭載用アンテナにマルチビーム機能やビーム再形成機能、また移動体通信でビーム方向可変機能や、移動体形状への適合性が求められるようになり、これらの機能を実現できるアンテナとしてアレーアンテナ適用の研究が盛んになった。例えば、衛星搭載用のビーム再形成アンテナ⁽³⁾、データ中継用アンテナ⁽⁴⁾、移動体通信用の車載アンテナ⁽⁵⁾、⁽⁶⁾や航空機搭載アンテナ⁽⁷⁾等である。これらはいずれもフェーズドアレーアンテナであるが、多数の移相器や増幅器を使用することから一般ユーザが使用するにはやや高価であることが問題であった。静止衛星を利用した一般ユーザ向け移動体衛星通信として登場したのが北米のMSATシステム⁽⁸⁾、日本のN-STAR衛星を利用した移動体衛星通信システム(以下N-STARシステム)⁽⁹⁾である。これらのシステムでは一般ユーザの車載端末のアンテナ利得を8~12dBi程度に抑え、廉価で車載に適した形状のアンテナを要求した。自動車移動の場合、静止衛星の仰角はあまり変化しないこと、車載端末アンテナの要求利得があまり高くないことから、車載端末アンテナは、仰角方向のビーム幅を広くして、衛星追尾を水平方向のみで済ませることができる。そこでビームチルトした単線巻きヘリカルアンテナや平面アレーアンテナを機械駆動で水平方向に回転して衛星追尾するアンテナ⁽¹⁰⁾、⁽¹¹⁾が提案・実用化された。また、仰角方向にビームチルトして水平方向には無指向性にすることで衛星追尾機構を不要にするアンテナが提案された。コニカル状のビームを有するラジアルラインスロットアレーアンテナ⁽¹²⁾やアニュラーリングマイクロストリップアンテナ⁽¹³⁾、ロッドタイプ型のアンテナ⁽¹⁴⁾-⁽¹⁶⁾がこれに当たる。これらは移相器を必要としない

アンテナであり、フェーズドアレーアンテナよりも廉価に製作できる利点があった。

[2] 無線電力伝送システムへの適用と研究

空間伝送損失の少ないマイクロ波帯で、無線電力伝送を行うシステムがこれまでにいくつか提唱されている。1968年にP.E.Glaserが発表したのが太陽光衛星発電システム (Solar Power Satellite System) ⁽¹⁷⁾ である。このシステムでは静止軌道上に太陽電池パネルを大量に搭載した衛星を建設し、太陽光発電で得た電力を地上にマイクロ波で伝送する。いずれ枯渇すると思われる化石資源に比べて、自然環境に影響が少なく半永久的にエネルギーを供給できること、地上の太陽光発電に比べて、より強力な太陽光で昼夜の区別なく発電できることが特長である。マイクロ波の地上照射面積は10km四方以上となるため、受電設備は多数の素子アンテナを配置したアレーアンテナになる。受電したマイクロ波をそのまま合成すると、損失が大きくなる上に整流も難しくなるので、各素子アンテナには受電したマイクロ波を直流電力に変換する整流回路が直結している。これをレクテナ (Rectenna : Receive and Rectifier Antenna の略) という。マイクロ波による無線電力伝送の応用例として近年提案されたのが、成層圏無線中継ステーションへの電力供給である。成層圏に浮かぶ飛行船や無人飛行機を中継基地として通信を行うシステム ⁽¹⁸⁾ で、飛行船や飛行機に必要な動力を無線電力伝送するものである。この場合も、電波到来方向の任意性への対応や、機体形状への適合性から、受電には飛行船や飛行機の機体表面に配置されたレクテナアレーが用いられる。地上からの無線電力送電で飛行機や飛行船を飛ばす実験がすでに行われている ⁽¹⁹⁾、⁽²⁰⁾。

[3] レーダシステムへの適用と研究

アレーアンテナ、特にフェーズドアレーアンテナが最初に実用化されたのはレーダシステムである。旧来のレーダでは機械駆動でアンテナを動かしてビーム走査を

行っていたが、フェーズドアレーアンテナではこれに比べてビーム走査速度が飛躍的に高速化されている。フェーズドアレーアンテナは国内においても移動用および固定用レーダのアンテナの主流になっている ⁽²¹⁾。レーダ等のセンサー用アレーアンテナにおいては、それを実現するデバイスの研究の他に、それを運用する際の限界性能の研究も重要である。例としてデバイスの性能に誤差がある場合の電波到来方向の観測精度 ⁽²²⁾ やサイドロープレベル ⁽²³⁾ に関する研究が上げられる。これらの研究は一般のレーダのみならず、前述の通信システムや無線電力伝送システムにおいても、衛星や移動体の位置把握等に欠かせないものになっている。

1. 2 本研究が対象とする課題

以上に、現在までのアレーアンテナの研究・適用の動向を述べた。ここでは今までのアレーアンテナにおける問題点を上げ、本研究が対象とする課題を明らかにする。

[1] 移動体衛星通信の車載用アンテナの周波数特性改善

1. 1 [1] で述べたように移動体衛星通信では車載に適した種々の形状のアンテナが用いられている。その中で有力なものの一つがロッドタイプ型であり、その内部は図1.2に示すような多線巻きヘリカルアンテナで構成されている。このアンテナは、仰角方向にビームチルトして水平方向には無指向性となるコニカル状の円偏波放射指向性を有しており、静止衛星利用の移動体衛星通信では移動体端末の衛星追尾機構が不要になる利点を有している。また仰角方向のビーム方向はヘリカルのピッチ角やヘリカル直径で調整ができ、ビームピーク付近では良好な軸比特性が得られる。利得が低くて仰角方向のビーム幅が広い共振型と、仰角方向に明確な指向性を持つ進行波型があるが、現状の移動体衛星通信の移動体端末では8~12dBiの利得を必要とするため進行波型が多く用いられている。(GPSでは共振型が用いられている。)ヘリカル線の本数は2線巻きと4線巻きが主として用いられている。多線巻きヘリカルは以上のような特長を有しているが、周波数によって仰角方向のビーム方向が変動するという問題点がある。例えば前述のMSATシステムでは使用周波数の比帯域幅が8.6%であるが、単純な多線巻きヘリカルではこの帯域幅で十数度のビーム方向変動が生じ、中心周波数で衛星方向にビームを合わせても、帯域端で数dBの利得低下を生じる。この周波数特性の改善が重要な課題である。

[2] レクテナアレーの高効率化

1. 1 [2] で述べたマイクロ波無線電力伝送の受電設備では、レクテナアレーの受電の高効率化が重要である。高効率化のためにはレクテナ単体の低損失化・整流効率の向上とアレー時の最適素子間隔の検討が課題となる。レクテナ単体の整流

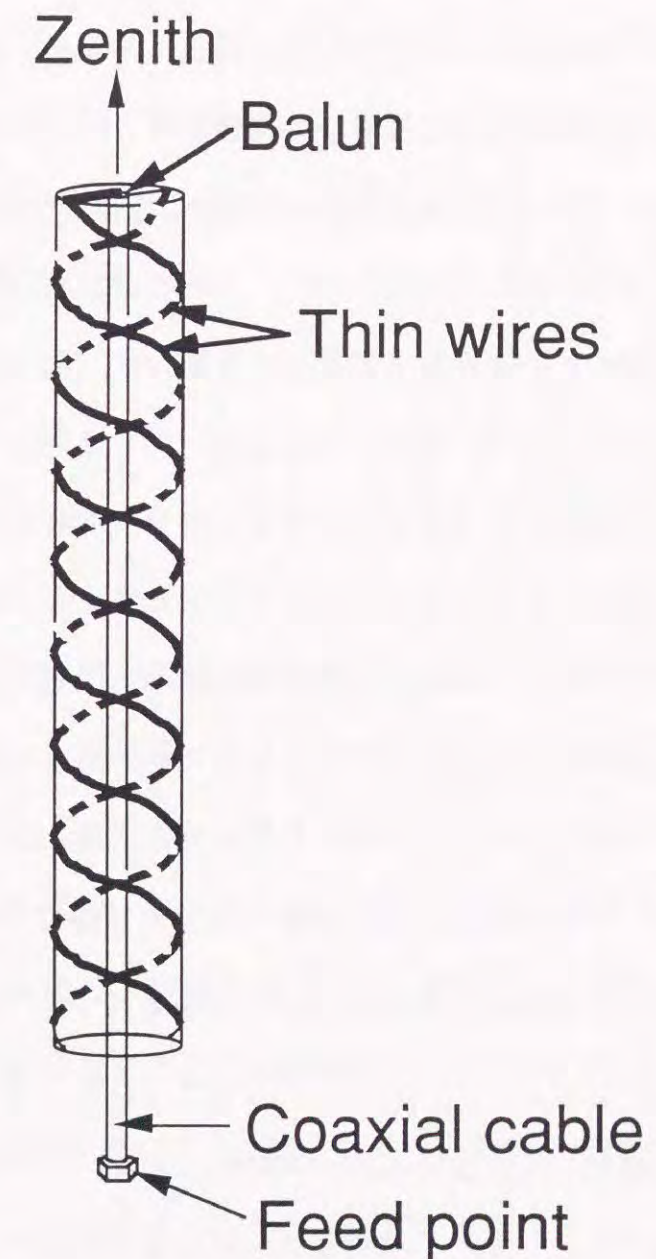


図1.2 多線巻きヘリカルアンテナ
(本図は2線巻き)

効率については理論的な検討はなされている⁽²⁴⁾が、入力電力が500mW以上の高入力の場合における実験的な検討は数が少なく効率も60%程度に留まっている⁽²⁵⁾⁻⁽²⁸⁾。高入力電力における高効率化は、伝送電力密度を上げてレクテナアレーの素子数を減らすために重要な研究課題である。また、レクテナアレーの最適素子間隔については、素子数が無限の場合については理論的な検討が行われている⁽²⁹⁾、⁽³⁰⁾が、有限レクテナアレーについては検討例が見当たらない。前述の成層圏無線中継ステーションである飛行船や無人飛行機に搭載されるレクテナアレーは有限素子数であり、有限レクテナアレーの最適素子間隔の検討も重要な課題である。

[3] フェーズドアレーアンテナのビーム方向検出精度

前述の通信システムや電力伝送システムでは、衛星や地上局から極めて細い幅のビームを照射するため、衛星や移動体の方向を高精度で検出する必要がある。方向検出は衛星や移動体から発せられる電波を受信することで行われるが、その際受信設備にはフェーズドアレーアンテナが有効である。この方向検出用フェーズドアレーアンテナでは、デジタル移相器の量子化誤差を含む各素子アンテナの設定位相誤差が、方向検出の誤差の原因となるため、両者の関係を把握することが重要である。フェーズドアレーアンテナを用いた方向検出で最も高速で精度が高いモノパルス方式⁽³¹⁾では、設定位相誤差と方向検出誤差の関係が理論的に検討されている⁽²²⁾が、アンテナ開口に振幅分布がある場合について明確な関係式を示した報告は見当たらない。フェーズドアレーアンテナではサイドローブを低減するためにアンテナ開口に振幅分布を設けるのが一般的であり、この場合の方向検出誤差の把握は重要な課題である。また、移相器の設定位相を計算する演算器の精度も、方向検出の誤差に係わるが、これに関する報告も例が見当たらず、重要な検討課題になっている。なお、以上の検討課題はレーダシステムにも共通するものである。

1.3 本研究の概要

本研究の目的は、1.2で述べたアレーアンテナの各課題の原因を原理的に明らかにし、その解決方法を検討することにある。以下に各章の内容について述べる。

第2章では、1.2 [1]で述べた移動体衛星通信車載端末用の多線巻きヘリカルアンテナのビーム方向周波数特性の改善方法について検討する。まず多線巻きヘリカルアンテナの動作原理を明らかにした後、2素子アレー化した多線巻きヘリカルアンテナを提案する。所望の方向で放射電波の行路長が一定になるようアレー化した場合、アレーファクタのメインビーム方向は周波数によって変化しない性質を利用したもので、従来の多線巻きヘリカルアンテナに比べて周波数によるビーム方向変化が減少することを示す。またその結果、所望方向において所定周波数帯域の利得が改善されることを示す。

第3章では1.2 [2]で述べたレクテナアレーの受電の高効率化について述べる。まず、レクテナ単体の整流効率を改善するために、高効率整流回路の理論と実験結果を示す。ダイオードで発生する高調波の再放射を防ぐ入力フィルタと高周波を遮断する出力フィルタの間に、整流用ダイオードを挟む構造で、高入力電力で従来の報告より高い整流効率を得られることを示す。次にレクテナアレーの素子間隔と受電効率の関係について検討する。素子アンテナ間相互結合を含めた有限レクテナアレーの受電効率を理論で求め、実験結果と良く対応することを示す。また、これらの結果から最大受電効率を維持できる最大素子間隔を明らかにする。さらに上記理論からほぼ無限アレーと見なすのに必要な素子数について考察を行う。

第4章では、1.2 [3]で述べたモノパルス方式フェーズドアレーアンテナのビーム方向検出精度について検討を行う。まずモノパルス方式フェーズドアレーアンテナの原理について紹介した後、各素子アンテナの励振位相に誤差がある場合のビーム方向（差パターンのナル点方向）の誤差を統計理論を用いて明らかにする。さらにアンテナ開口上に振幅分布がある場合について見通しの良い評価式を導出し、

シミュレーション結果と良く対応することを示す。また、各素子アンテナに接続する移相器の励振位相を計算する演算機の精度と、実現できるビーム方向最小変化量の関係を理論的に明らかにし、実験・シミュレーション結果と対応することを示す。

第5章では、本研究で得られた成果を要約して述べる。

第2章

マイクロ波移動体衛星通信用多線巻きヘリカルアンテナ のアレー化によるビーム方向周波数特性の改善

2.1 序言

本章では移動体衛星通信の車載端末用アンテナへのアレーアンテナ技術応用について述べる。多線巻きヘリカルアンテナをアレー化することにより、ビーム方向の周波数変動を低減する手法について検討する。

前章でも述べたように北米のMSATシステム⁽⁸⁾、日本のN-STARシステム⁽⁹⁾等、静止衛星を利用した一般ユーザ向け移動体衛星通信システムが1995年頃より登場して来ている。これらのシステムのサービスの対象は、自動車、航空機、船舶の端末、各種可搬・固定端末等多岐に渡っている(図2.1)。サービス内容は音声・FAX・データが中心で、データ転送速度は数千bps、使用周波数はL、Sバンドが主流で、円偏波を使用する。特に主要なサービス対象である車載端末では、廉価で車載に適した形状のアンテナが必要になる。また静止衛星を使用する自動車の移動体通信では、衛星仰角があまり変化しないこと、これらのシステムで車載端末に要求されるアンテナ利得は8~12dBi程度とあまり高くないこと等から、仰角方向のビーム幅を広くして衛星追尾を水平方向のみ行うタイプや、無指向性で衛星追尾機構を不要にしたタイプのアンテナが考案・実用化された。前者の例が機械駆動で水平方向に回転して衛星追尾する平面アレーアンテナ⁽¹¹⁾であり、後者の例がロッドタイプの多線巻きヘリカルアンテナ⁽¹⁴⁾⁻⁽¹⁶⁾である。これらは車載に適した形状であり、移相器を必要とするフェーズドアレーアンテナよりも廉価に製作できる。多線巻きヘリカルアンテナは円偏波を放射しかつ図2.2のように、仰角方向では衛星に向かってビームチルトし、水平方向には無指向性となるコニカル状の放射パターンを有している。ビ

ーム方向はヘリカルのピッチ角やヘリカル直径で調整ができ、ビームピーク付近では良好な軸比特性が得られる。長さが半波長程度で利得が低く、仰角方向のビーム幅が広い共振型と、長さが数波長以上で利得が高く、仰角方向に明確な指向性を持つ進行波型があるが現状の移動体衛星通信の移動体端末では8~12dBiの利得を必要とするため進行波型が用いられている。多線巻きヘリカルは以上のような特長を有しているが、周波数によって仰角方向のビーム方向が変動し、衛星方向の利得が減少するという問題がある。そこで本章では、このビーム方向の変動を軽減するために2素子アレー化した多線巻きヘリカルアンテナを提案する。まず、多線巻きヘリカルアンテナの概要とビーム方向変動の原理について述べる。次に提案する2素子多線巻きヘリカルアレーアンテナの理論について述べ、シミュレーションと実験により、従来の多線巻きヘリカルアンテナとの比較を行う。

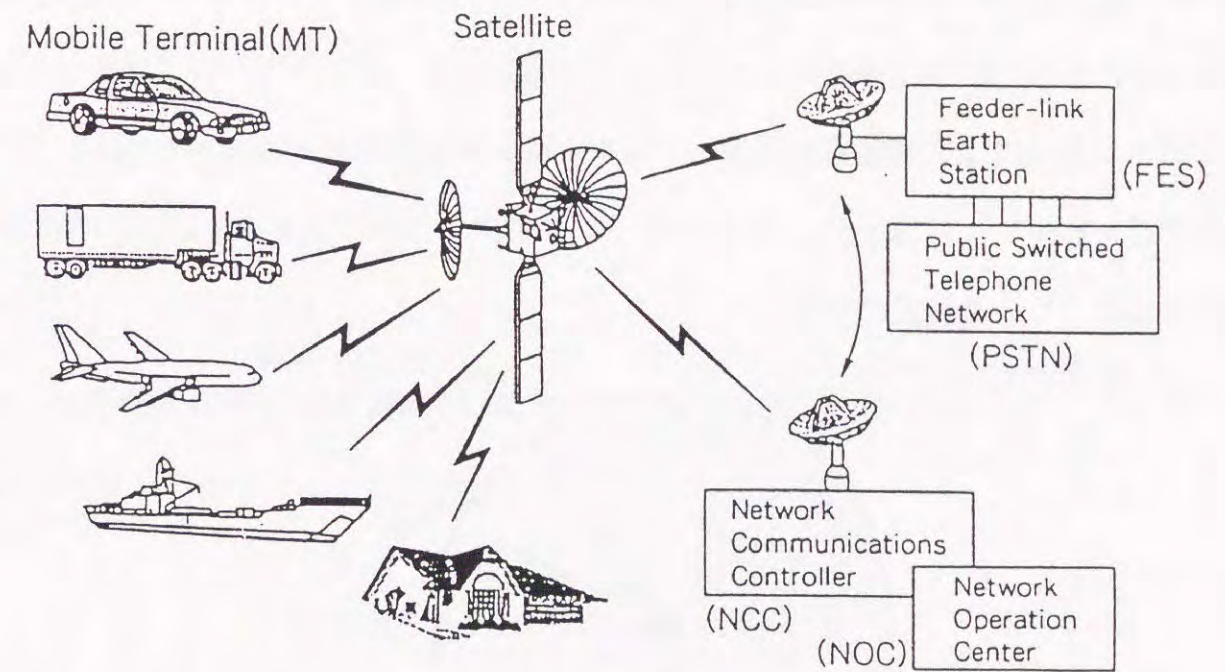
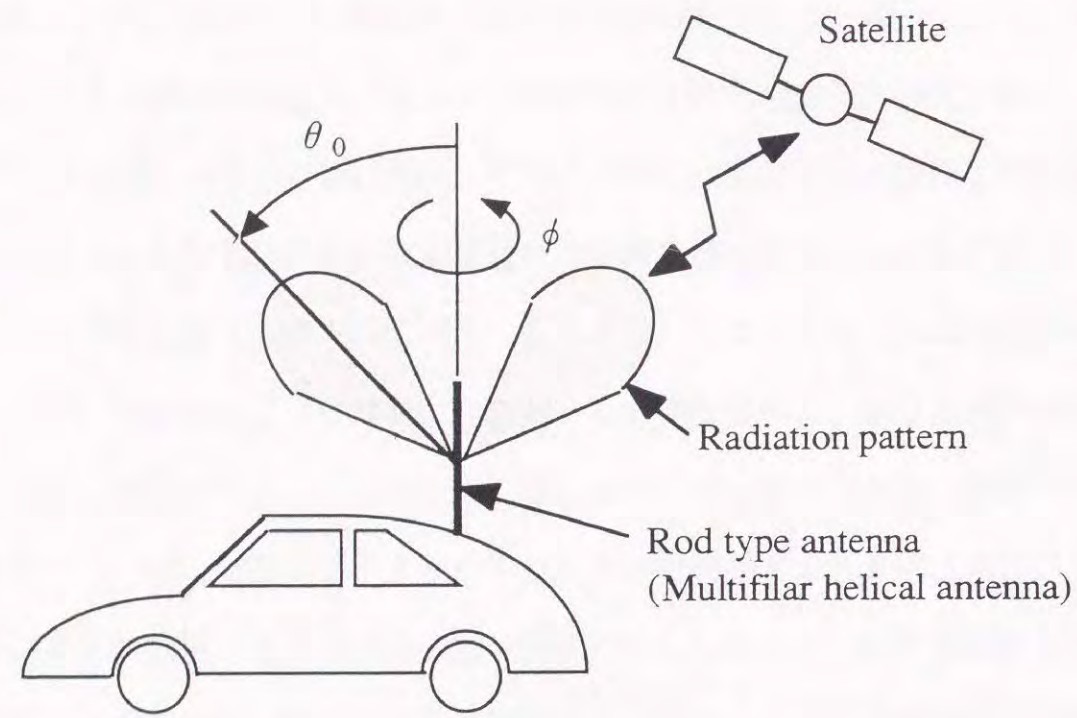
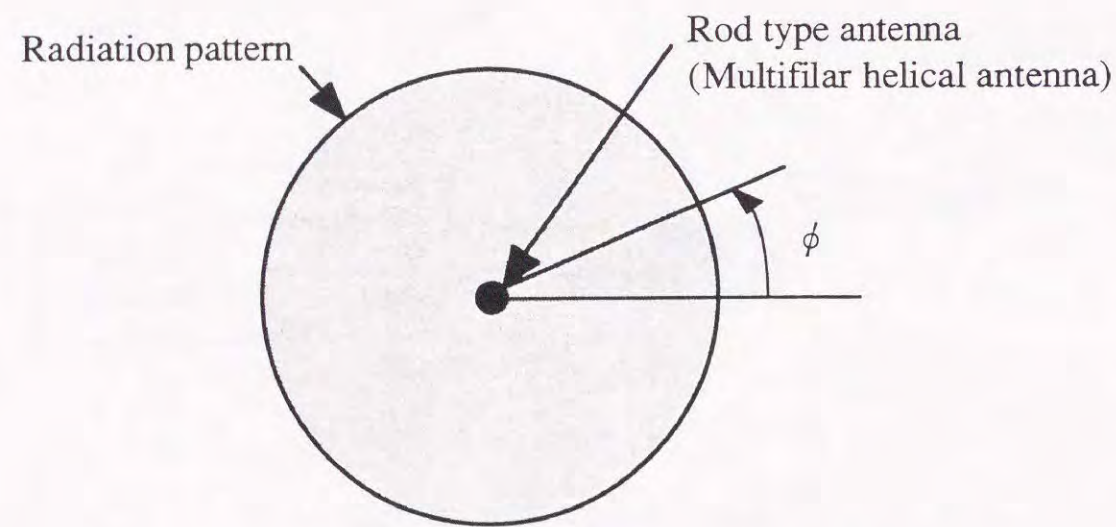


図2.1 MSATシステム概念図



(a) 車載ロッドタイプアンテナの仰角方向放射パターン



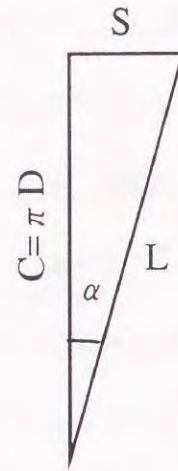
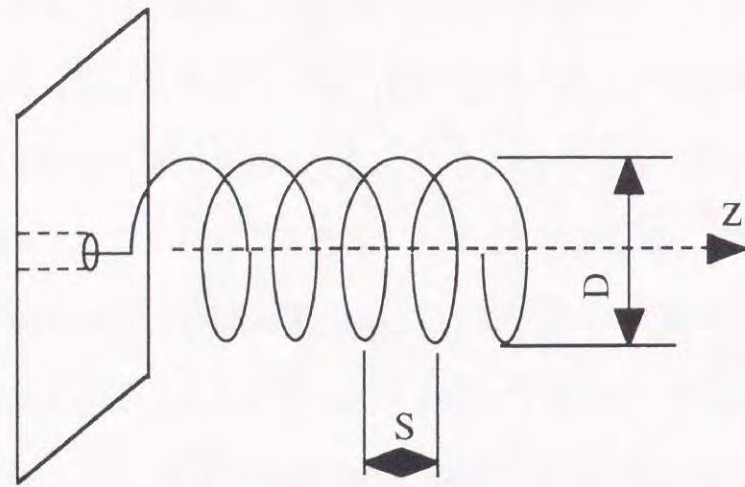
(b) ロッドタイプアンテナの水平方向 (θ_0 一定) 放射パターン

図2.2 ロッドタイプアンテナの運用と放射パターン形状

2. 2 従来の多線巻きヘリカルアンテナ

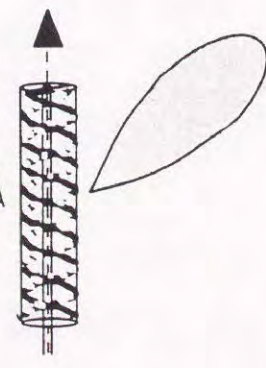
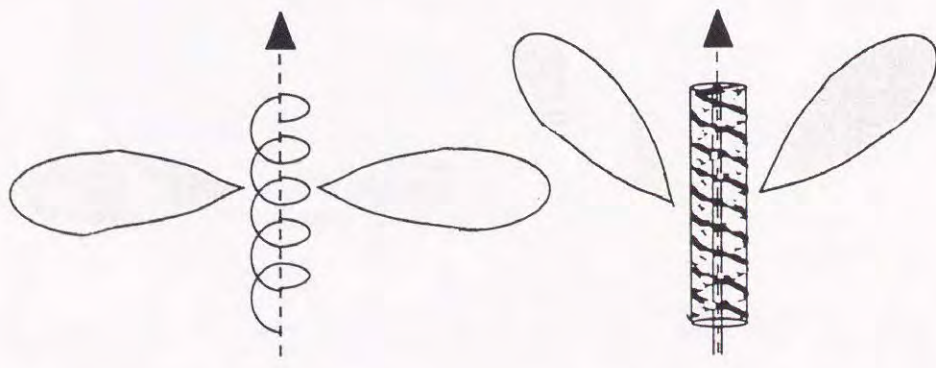
2. 2. 1 ヘリカルアンテナの概要

ヘリカルアンテナは、図2.3のようにある軸線に沿って螺旋状に設置された単数または複数の導体線（ヘリクス導体）から成り、一般には円偏波の送受信に用いられる。放射パターンの形状は、ヘリクス導体の周長 C とヘリクス導体の軸方向のピッチ S で変化する。例えばヘリカル周 C が $0.75 \sim 1.33$ 波長、ヘリクスピッチ角 α が $12^\circ \sim 15^\circ$ の場合はヘリクスの軸方向に軸比のよい円偏波を放射し（図2.3(c)）Kraus coil と呼ばれている。また、ヘリカル周 C が波長に比べて小さく、その全長が1波長程度のときにはヘリクス軸に対して垂直な面内に楕円偏波を放射し（図2.3(d)）Wheeler coil と呼ばれている。ヘリカル軸に対称なコニカル状の円偏波放射パターン（図2.3(e)）を有するのは、ヘリカル周が $0.3 \sim 0.7$ 波長程度で全長が数波長、ヘリカル導体が2本以上のもので特に2線巻きのものはPatton coil と呼ばれている。波長で規格化したヘリクス周 C_λ 、ピッチ S_λ とヘリカルアンテナの放射モードの関係を図2.4⁽³²⁾に示す。本章ではPatton coil を含むコニカル状の円偏波放射パターンを有する多線巻きヘリカルアンテナを扱う。



(a) ヘリカルアンテナ (単線巻き) の構造

(b) ヘリカル周, ヘリカルピッチ, ピッチ角の関係



(c) Kraus coil の放射パターン

(d) Wheeler coil の放射パターン

(e) Patton coil の放射パターン

図2.3 ヘリカルアンテナの構造と代表的な放射パターン形状

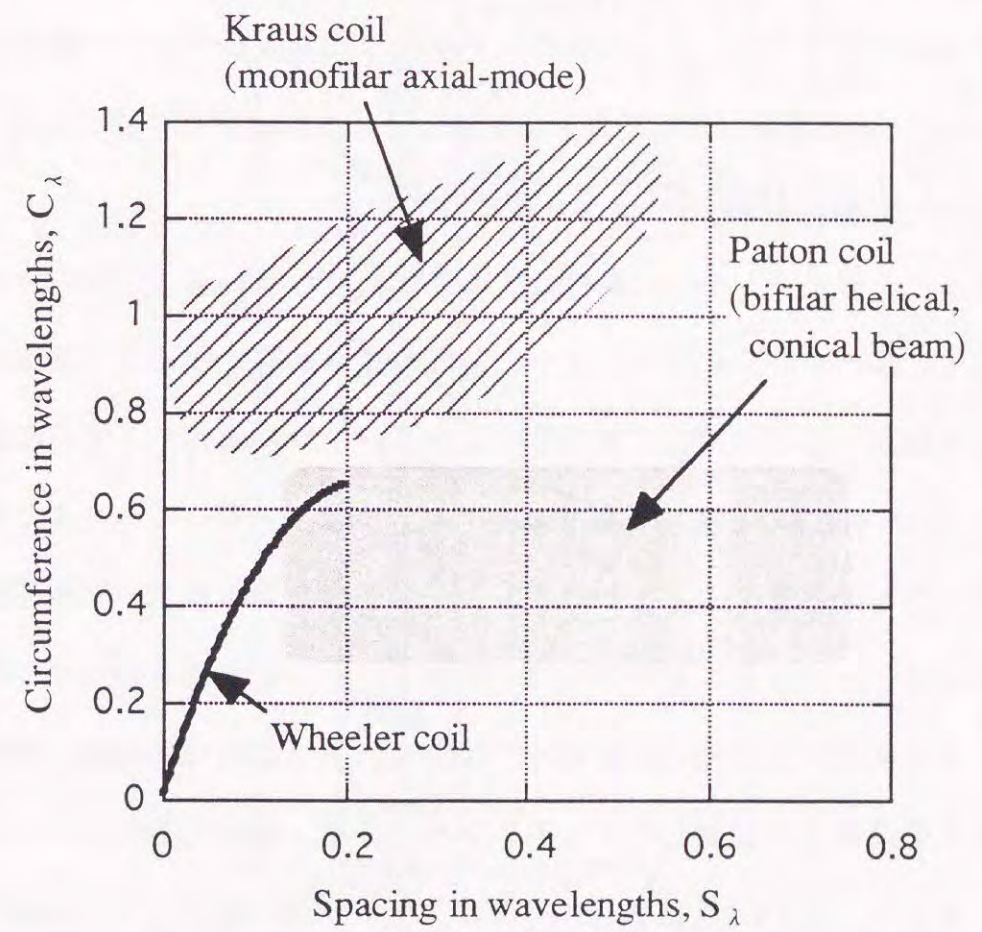


図2.4 ヘリクス周 C_λ , ピッチ S_λ とヘリカルアンテナの放射モードの関係 (32)

2. 2. 2 従来の多線巻きヘリカルアンテナの動作と問題点

図2.5はコニカル状の円偏波放射パターンを有する、従来から用いられている2線巻きヘリカルアンテナの構造を示している。2本のヘリカル導体が円筒面上に、互いに平行になるよう巻かれており、円筒の中心には給電用の同軸ケーブルを配置している。同軸ケーブルとヘリカル導体の間にはバランが配置され、同軸ケーブルの電磁界姿態（不平衡モード）とヘリカル導体の電磁界姿態（平衡モード）の変換を行うと同時にインピーダンスの整合も行っている。図2.5においてDはヘリカル直径、 α はヘリカルピッチ角、Lはヘリカルアンテナの高さである。一般にヘリカル直径Dは0.1~0.2波長程度、ピッチ角 α は所望ビーム方向に応じて $45^\circ \sim 70^\circ$ 程度であり、ヘリカル高Lは所望利得・ビーム幅で定まる。

2線巻きヘリカルアンテナの動作は次のようになっている。同軸ケーブルとバランを通して2本のヘリカル導体は互いに電流の向きが逆になるよう励振される。電流は電波を放射しながら平行2線線路のようにヘリカル導体の下側に向かって進行する。ところで図2.5の2線巻きヘリカルアンテナは、一卷きのヘリカル導体を複数直列接続したものと考えることができる。一卷き当たりの電流の位相遅延は2線巻きヘリカルアンテナのどの部分でも一定であるから、各一卷きのヘリカル導体から放射される電波は一定の位相差をもって合成される。これは等間隔、等位相差で素子アンテナを直線上に配置したリニアアレイであり、所定の方向にビームが形成されることになる。図2.6は2線巻きヘリカルアンテナの一本のヘリカル導体に注目して、ピッチ角 α 、ヘリカル直径D、一卷きヘリカル導体の間隔（ヘリカルピッチ）、一卷きヘリカル導体の長さの関係を示している。図中の a_1 と a_2 の電流位相差および a_1 から放射された電波と a_2 から放射された電波の行路位相差を加算したものが 2π になる方向 θ で、各一卷きヘリカル導体からの放射は共相になってビームが形成される。この関係は次式で表される。

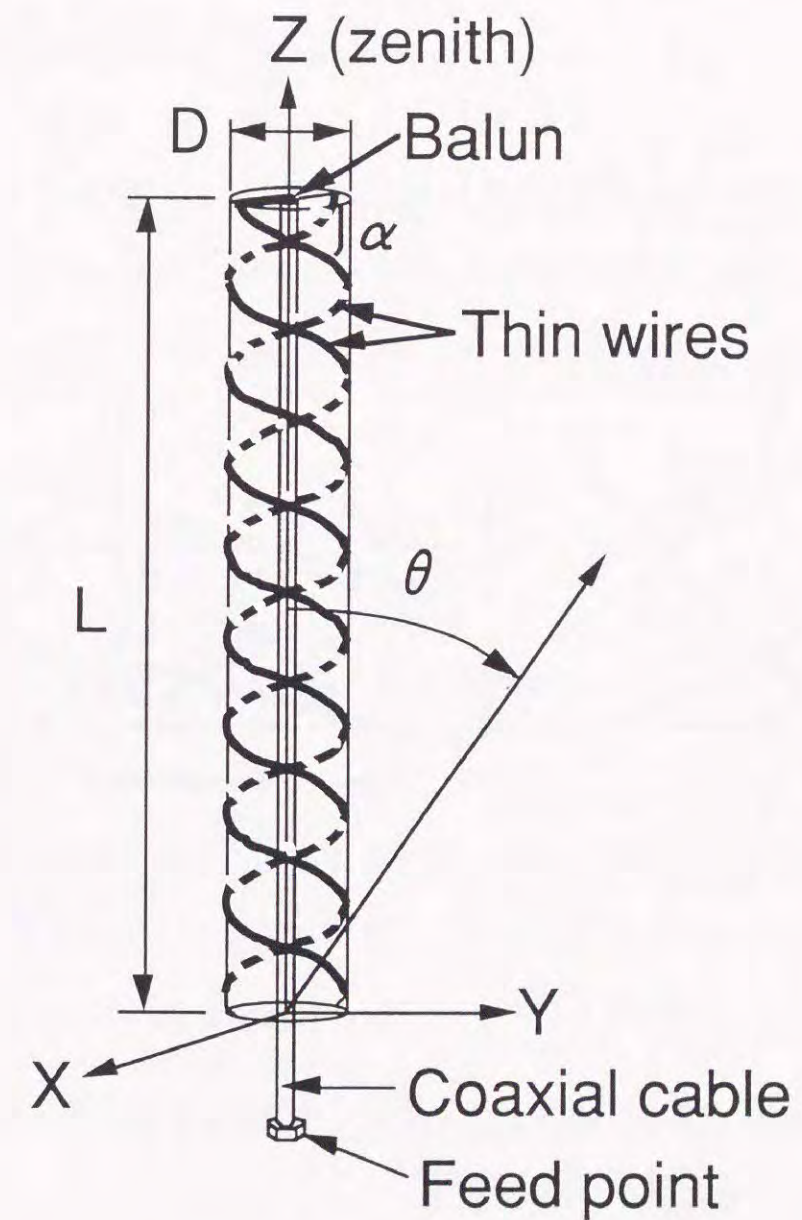


図2.5 従来の2線巻きヘリカルアンテナの構造

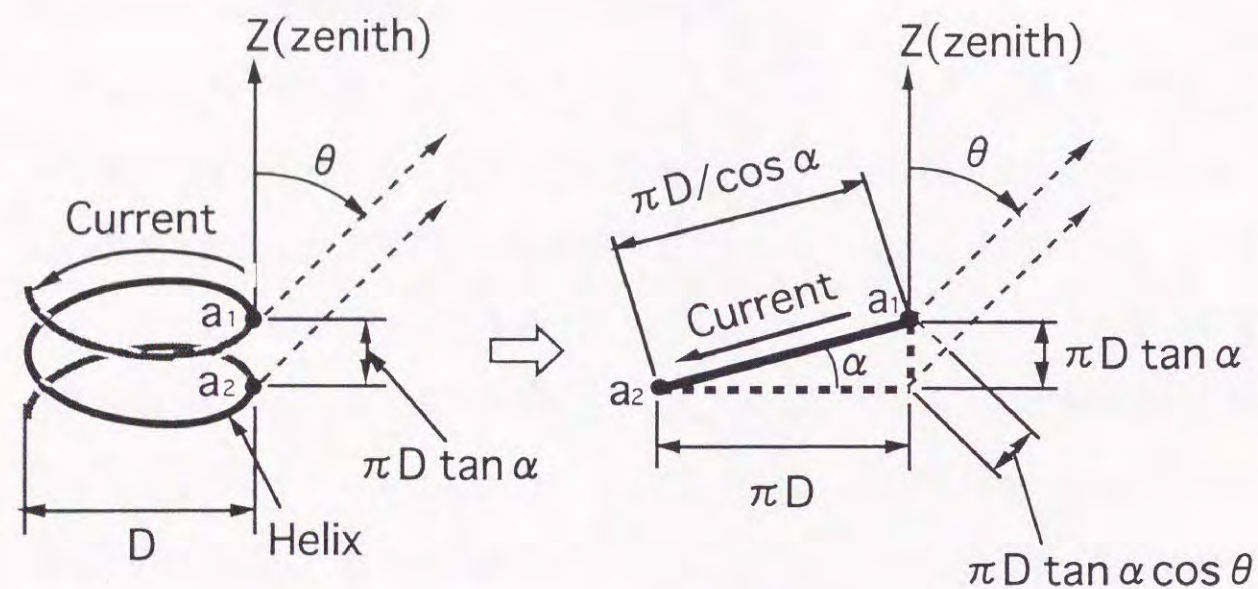


図2.6 ヘリカルアンテナにおけるピッチ角 α 、ヘリカル直径 D 、ヘリカルピッチ、一巻きヘリカル導体の長さの関係

$$\frac{2\pi}{\lambda_g} \cdot \frac{\pi D}{\cos \alpha} + \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \pi D \cdot \tan \alpha \cdot \cos \theta = 2\pi \quad (2.1)$$

式2.1において λ は自由空間中の波長、 λ_g は2線巻きヘリカル伝送線路内での波長である。式2.1よりビーム方向 θ は次式で表される。

$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{(\lambda/\pi D) \cdot \cos \alpha - \sqrt{\epsilon_{r\text{HELI}}}}{\sin \alpha} \right] \quad (2.2)$$

ここで $\epsilon_{r\text{HELI}}$ は2線巻きヘリカル伝送線路内の等価比誘電率であり、 $\lambda_g = \lambda/\sqrt{\epsilon_{r\text{HELI}}}$ である。式(2.2)からビーム方向 θ は波長の関数であり、周波数によって変動することがわかる。周波数によるビーム方向の変動量 $\Delta\theta$ は式(2.2)より次式で表される。

$$\Delta\theta = \frac{\partial\theta}{\partial f} \cdot \Delta f = \left[\frac{c}{\pi D \cdot \tan \alpha \cdot \sin \theta_0 \cdot f_0^2} \right] \cdot \Delta f \quad (2.3)$$

式(2.3)において θ_0 は周波数 f_0 におけるビーム方向であり、 $\Delta\theta$ は f_0 近傍の周波数変動 Δf によるビーム方向変動を表している。

以上からこのアンテナを周波数の異なる送信と受信の共用アンテナとして用いた場合には、送信と受信でビーム方向が変動し、所望方向での利得が減少するという問題が発生する。図2.7はヘリカル直径 $D=0.12\lambda_0$ 、ヘリカル高 $L=4.83\lambda_0$ 、ピッチ角 $\alpha=53.8^\circ$ 、等価比誘電率 $\epsilon_{r\text{HELI}}=1$ の2線巻きヘリカルアンテナの円偏波放射パターンの計算値を示している。計算はモーメント法による。 λ_0 は中心周波数 f_0 の自由空間波長であり、周波数 f_1 と f_2 は $0.957f_0$ と $1.043f_0$ である。 $f_1 \sim f_2$ の比帯域幅は8.6%であり、前述のMSATシステムの送受信帯域幅と同じである。図2.7では、周波数 f_1 と f_2 の間でビーム方向が 11.5° 変動している。両者の放射パターンの交差点は $\theta=44.7^\circ$ で、そこでの利得は7.3dBiであり、周波数 f_1 のピーク利得から1.3dB

も減少している。前述の移動体衛星通信の車載端末アンテナとして用いる場合には、静止衛星方向にこの交差点方向を合わせることになるが、使用周波数帯域の端 (f_1 と f_2) では f_0 より 1dB 以上利得が減少することになるので大きな問題である。この問題を解決するには周波数によるビーム方向変動を減少させる必要がある。なお、3 線以上の多線巻きヘリカルアンテナでは、各ヘリカル導体の電流位相を $2\pi/n$ (n :ヘリカル導体数) ずつずらすことになるが、放射の動作原理は 2 線巻きヘリカルアンテナと同様であり、式(2.1)~(2.3)はそのまま適用できる。したがってビーム方向変動の問題は他の多線巻きヘリカルアンテナにも同様に発生する。

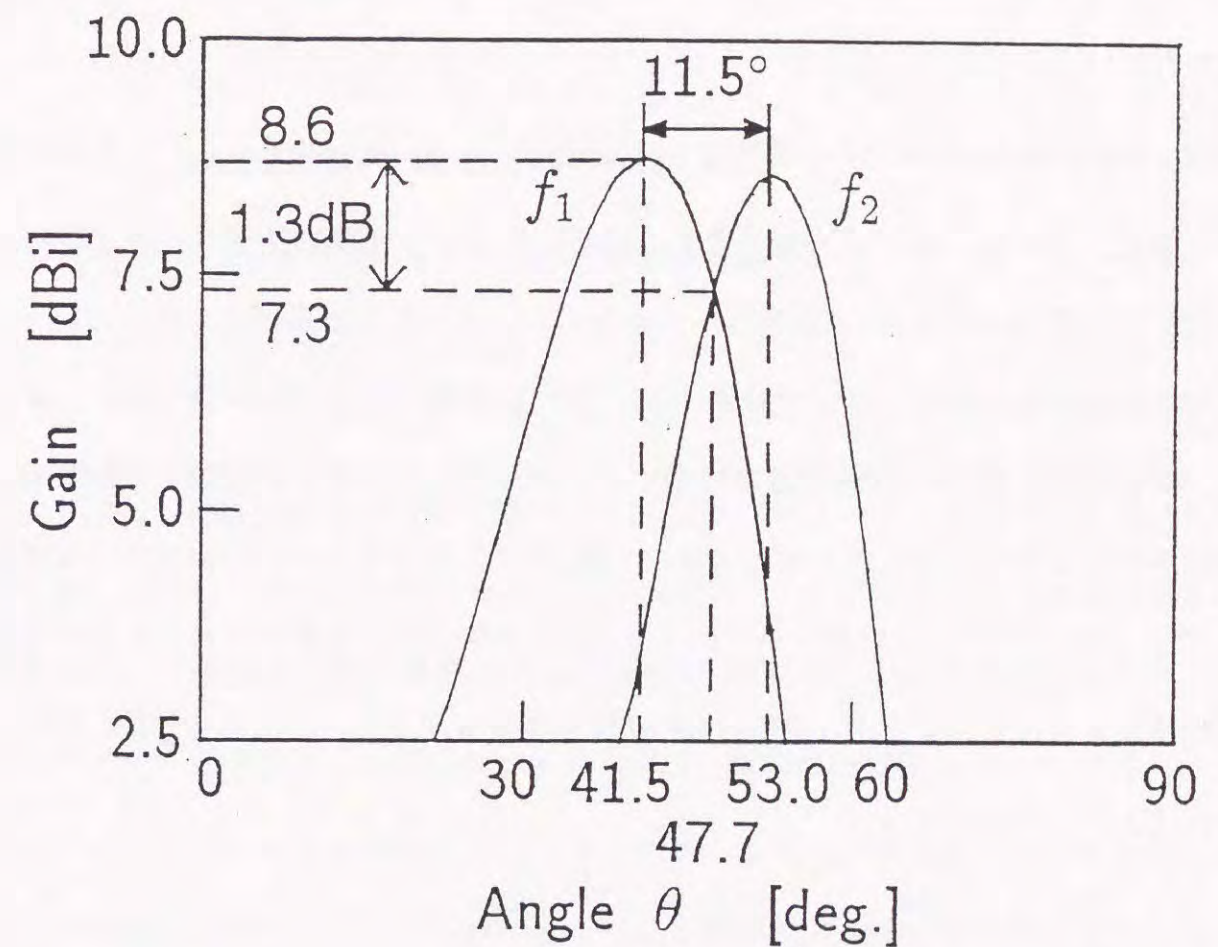


図2.7 従来の2線巻きヘリカルアンテナの放射パターンの計算値 ($D=0.12\lambda_0$, $L=4.83\lambda_0$, $\alpha=53.8^\circ$, $\epsilon_{\text{HELI}}=1$)

2.3 ビーム方向周波数特性の改善

2.3.1 多線巻きヘリカルアンテナのアレー化

本節では、前節で明らかにした多線巻きヘリカルアンテナのビーム方向変動の問題を解決する方法を提案する。具体的には多線巻きヘリカルアンテナをアレー化することでビーム方向変動を減少させる。図2.8は2個の2線巻きヘリカルアンテナ(以下ヘリカル素子#1, #2)を、軸を重ねて縦方向に ΔL の間隔で配置したアレーアンテナである。ヘリカル素子#1, #2はそれぞれ同軸線路と分配器によって給電されている。ヘリカル素子#1, #2のヘリカル高は L_1 、ヘリカル直径 D 、ピッチ角 α は式(2.2)を用いて中心周波数 f_0 で所望ビーム方向 θ_0 にビームピークが向くよう調節している。ヘリカル素子#1, #2に接続する同軸線路長は次のようにして定まる。図2.9は図2.8の2線巻きヘリカルアレーアンテナを単純な2素子アレーとして見た概念図である。素子アンテナ#1, #2は図2.8のヘリカル素子#1, #2に、給電線路は図2.8の同軸線路に対応する。素子アンテナ#1に接続する給電線路は素子アンテナ#2のそれより Δx 長い。図2.9の2素子アレーにおいて中心周波数 f_0 で、アレーファクタのビーム方向を θ_0 に向けるには、2素子アンテナ間の給電位相差 $2\pi \cdot \Delta x / \lambda_{g0}$ と、空間中の行路位相差 $2\pi \cdot \Delta L \cdot \cos \theta_0 / \lambda_0$ が一致すればよい。すなわち

$$\frac{2\pi}{\lambda_{g0}} \cdot \Delta x = \frac{2\pi}{\lambda_0} \cdot \Delta L \cdot \cos \theta_0 \quad (2.4)$$

ここで λ_{g0} は中心周波数 f_0 における給電線路内の波長、 λ_0 は中心周波数 f_0 における自由空間波長である。式(2.4)から Δx は次式で表される。

$$\Delta x = \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \cdot \Delta L \cdot \cos \theta_0 \quad (2.5)$$

ところで一般にアレーアンテナの放射パターン $G(\theta)$ は、次式のようにアレーフ

ァクタ $f(\theta)$ と素子アンテナ単体の放射パターン $g(\theta)$ の積で表される。

$$G(\theta) = f(\theta) \cdot g(\theta) \quad (2.6)$$

図2.8の2線巻きヘリカルアレーアンテナでは、アレーファクタ $f(\theta)$ と素子アンテナ単体の放射パターン $g(\theta)$ を、ともに中心周波数 f_0 で θ_0 にビームピークを向けているので、合成の放射パターン $G(\theta)$ においてもビーム方向は f_0 で θ_0 になる。また給電線路に同軸線路のようなTEM線路を使用した場合には次式の関係が成立する。

$$\lambda_{g0} = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{rFEED}} \quad (2.7)$$

ここで ϵ_{rFEED} は給電線路内の比誘電率である。したがって、アレーファクタ $f(\theta)$ のビーム方向 θ_0 は式(2.5), (2.7)から次式で表現される。

$$\theta_0 = \cos^{-1} \left[\frac{\Delta x}{\Delta L} \cdot \sqrt{\epsilon_{rFEED}} \right] \quad (2.8)$$

式(2.8)から、TEM線路を使用した場合アレーファクタ $f(\theta)$ のビーム方向は周波数によって変化しないことがわかる。これは素子アンテナ#1, #2から放射される電波は、分配回路以降の電気的な行路長が θ_0 方向で一定になるためである。式(2.6)のアレーファクタ $f(\theta)$ のビーム方向は、周波数が増減しても θ_0 に保たれるため、素子アンテナ放射パターン $g(\theta)$ のビーム方向が周波数によって変化しても、合成放射パターン $G(\theta)$ のビーム方向はほぼ θ_0 に保たれることになる。以上のアレー化手法によって、図2.8の2素子ヘリカルアレーアンテナのビーム方向変動は、図2.5の従来のヘリカルアンテナより軽減される。この手法は2線巻きヘリカルアンテナに限らず、他の多線巻きヘリカルアンテナにも適用できる。

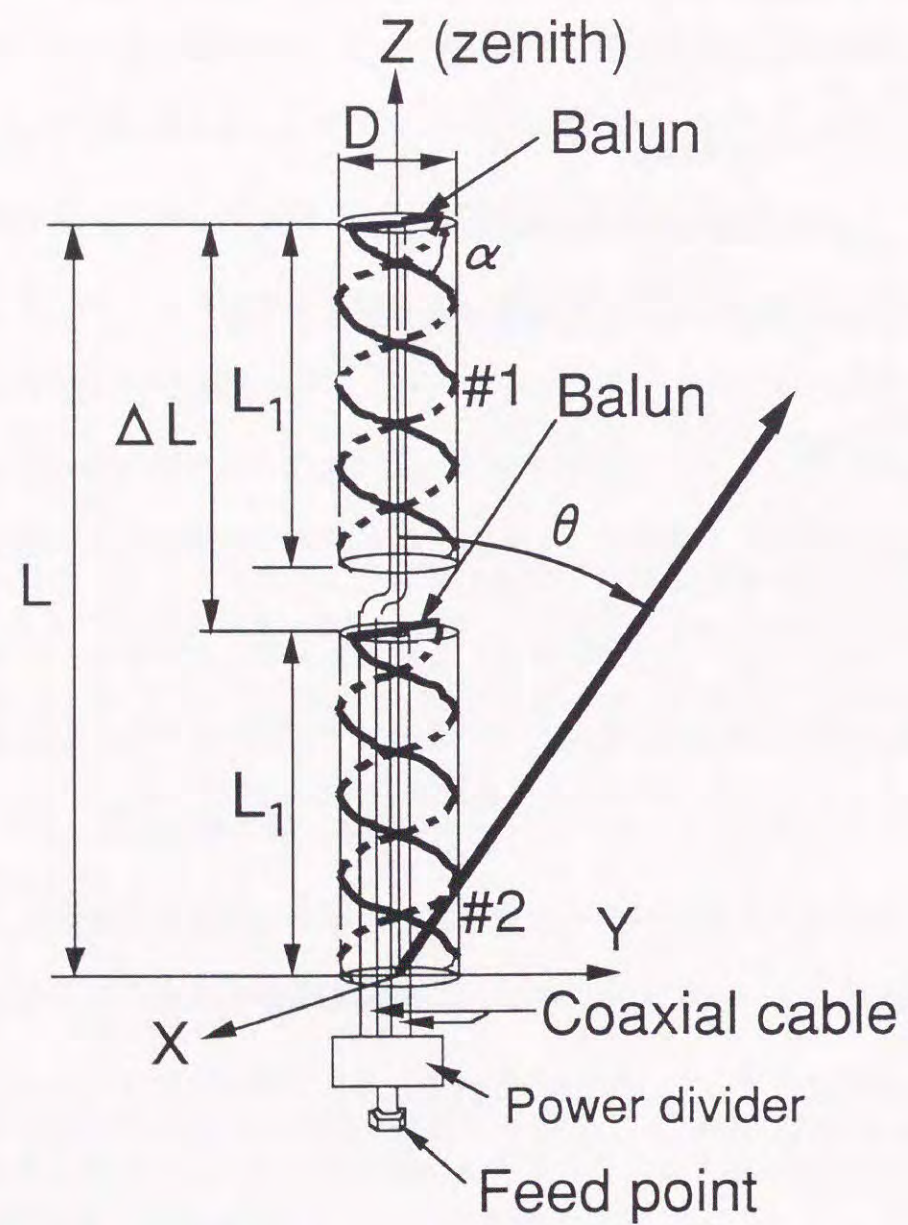


図2.8 2素子ヘリカルアレーアンテナの構成

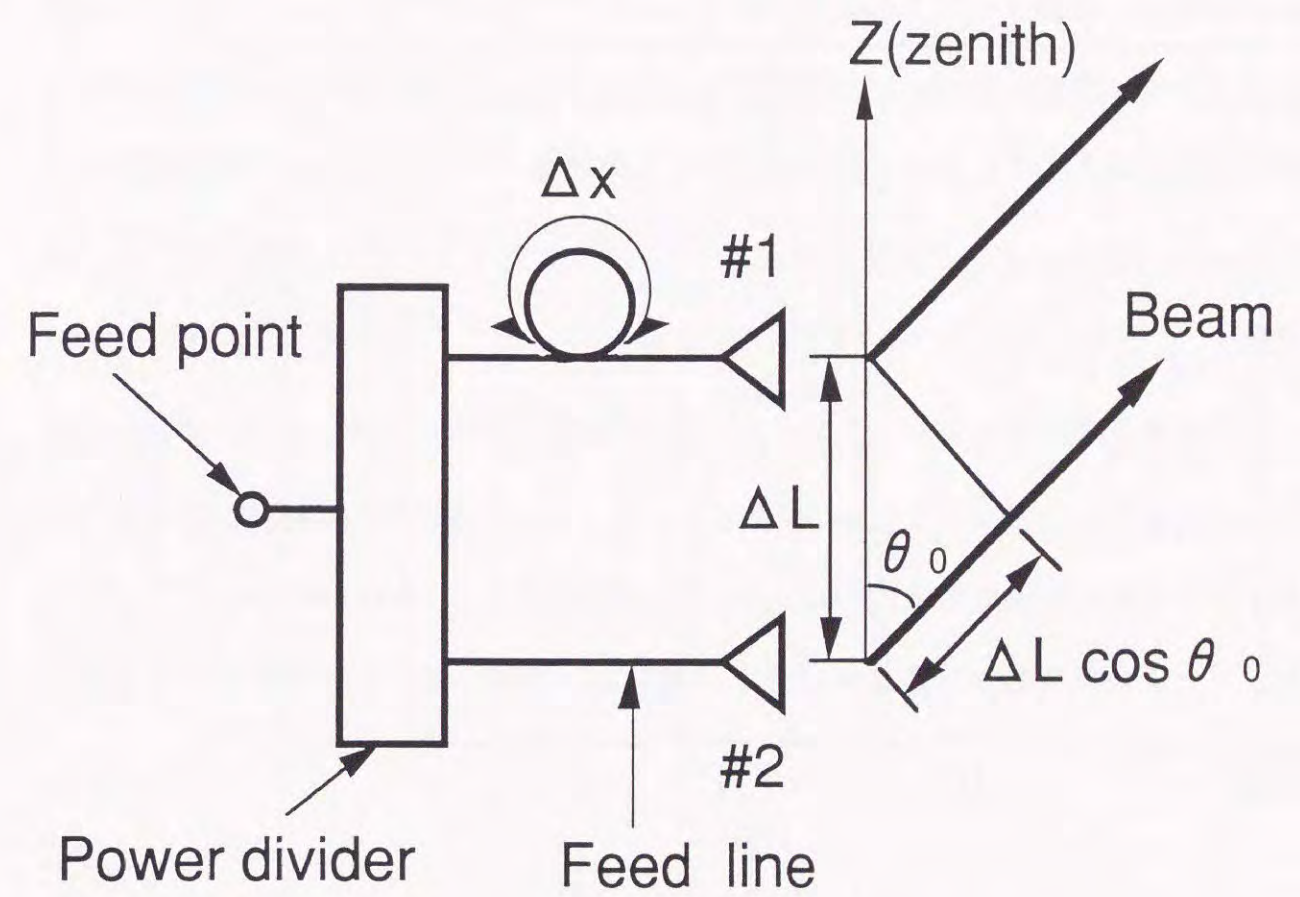


図2.9 2素子アレーの概念図

図2.10は中心周波数 f_0 において $\theta_0=46.7^\circ$ にビームが向くよう設計された2素子ヘリカルアレーアンテナの放射パターン計算値である。計算はモーメント法で行っている。ヘリカル直径 D 、ピッチ角 α 、全アンテナ長 L 、等価比誘電率 ϵ_{HELI} 、周波数 f_1 、 f_2 は図2.7の従来の2線巻きヘリカルアンテナと同じである。素子ヘリカル高 L_1 は $2.28\lambda_0$ 、素子ヘリカル間隔 ΔL は $2.55\lambda_0$ である。同軸線路長差 Δx は式(2.5)により $\theta_0=46.7^\circ$ になるよう定めている。放射パターンに対する同軸ケーブルの影響は、同軸ケーブルの直径が波長に対して十分小さいこと、ヘリカルの零電位点である z 軸に同軸ケーブルが配置されていることから、小さいものと考えられるので計算には含めていない。図2.10において周波数 $f_1 \sim f_2$ のビーム方向変動は 2.2° であり、図2.7の従来2線巻きヘリカルアンテナに比べて 9.3° も減少している。周波数 f_1 、 f_2 の放射パターンの交差点は $\theta=46.4^\circ$ 、そこでの利得は 9.3dBi であり、これも従来2線巻きヘリカルアンテナに比べて 2dBi 上昇している。また、 f_1 、 f_2 のピーク利得からの減少は 0.1dB に収まっている。さらに図2.7の従来型2線巻きヘリカルアンテナの交差点利得 7.3dBi 以上になる覆域は 9.7° ($\theta=41.6^\circ \sim 51.3^\circ$) に及ぶ。ビーム方向変動、交差点利得低下が減少し、提案したアレー化手法の有効性が明らかである。

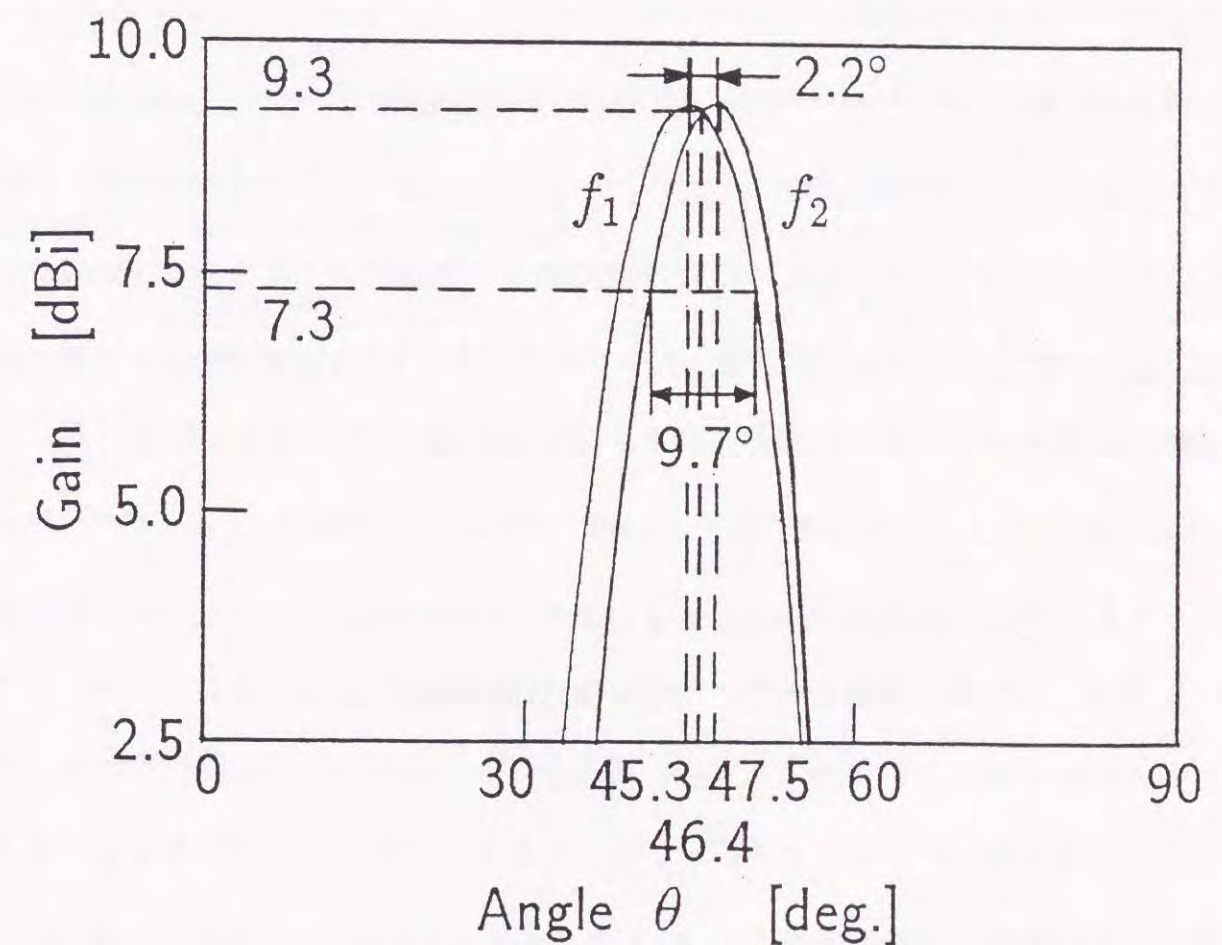


図2.10 2素子ヘリカルアレーアンテナの放射パターン計算値 ($D=0.12\lambda_0$, $L=4.83\lambda_0$, $\alpha=53.8^\circ$, $\epsilon_{\text{HELI}}=1$, $L_1=2.28\lambda_0$, $\Delta L=2.55\lambda_0$)

2. 3. 2 実験による検討

本節では、前節で明らかにしたアレー化手法の有効性を実験で確認する。L帯で試作した2素子ヘリカルアレーアンテナの設計諸元を表2.1に示す。各寸法は前節で検討したアンテナとほぼ同じであるが、ヘリカル導体を発泡ポリウレタンの筒に巻いて支持しているため、2線巻きヘリカル伝送線路内の等価比誘電 ϵ_{rHELI} は約1.1になっている。ヘリカル素子のビーム方向を前節と同じにするため、この比誘電率の変化に伴ってピッチ角 α を 53.8° から 52.8° に調節している。 Δx は式(2.8)から、 $\theta_0=45^\circ$ になるよう決定した。

図2.11は試作したアンテナの給電点における反射特性である。 $f_1=1.525\text{GHz}$ から $f_2=1.6605\text{GHz}$ の帯域幅8.6%で、リターンロス-15dB以下の良好な特性を得ている。図2.12, 2.13は $f_1=1.525\text{GHz}$, $f_2=1.6605\text{GHz}$ での放射パターンである。実線が実測値、破線は計算値である。実測値のピーク利得はそれぞれ8.8dBiと8.0dBiであるが、これには同軸ケーブル、分配器、バラン等の給電損失約1dBが含まれている。 $f_0=1.5928\text{GHz}$ でのビーム方向は設計上 $\theta_0=45^\circ$ であるが、実測値では $\theta_0=46.7^\circ$ であった。これはアンテナ基部で同軸ケーブルをまとめるためにケーブルをコイル状に巻いて処理したので、同軸ケーブル内で給電位相に誤差が生じ、アレーファクタのビーム方向がずれたものと考えられる。周波数 f_1 と f_2 でピーク利得に差が生じたのも、ヘリカル素子パターンとアレーファクタのピークが f_0 で一致していないためである。実測値における周波数 $f_1 \sim f_2$ でのビーム方向変動は 3° であり、従来の2線巻きヘリカルアンテナの 11.5° に比べて26%に減少している。図2.14は試作アンテナ(実測値と計算値)と従来の2線巻きヘリカルアンテナ(計算値)のビーム方向の周波数特性を示している。実線は計算値、点は実測値を示している。試作アンテナの実測値は計算値と 0.5° 以内で良く対応している。図2.14より、2素子ヘリカルアレーアンテナのビーム方向変動は従来の2線巻きヘリカルアンテナより減少していることが明らかである。

表2.1 試作した2素子ヘリカルアレーアンテナの設計諸元

周波数	中心周波数 $f_0=1.5928\text{GHz}$ (波長 $\lambda_0=188.2\text{mm}$) 下限周波数 $f_1=0.957 f_0=1.525\text{GHz}$ 上限周波数 $f_2=1.043 f_0=1.6605\text{GHz}$
ヘリカル直径	$D=0.12 \lambda_0$
ピッチ角	$\alpha=52.8^\circ$
全アンテナ高	$L=4.83 \lambda_0$
ヘリカル素子高	$L_1=2.28 \lambda_0$
ヘリカル素子間隔	$\Delta L=2.55 \lambda_0$
2線巻きヘリカル伝送線路内の等価比誘電	$\epsilon_{rHELI} \doteq 1.1$
中心周波数でのビーム方向	$\theta_0=45.0^\circ$

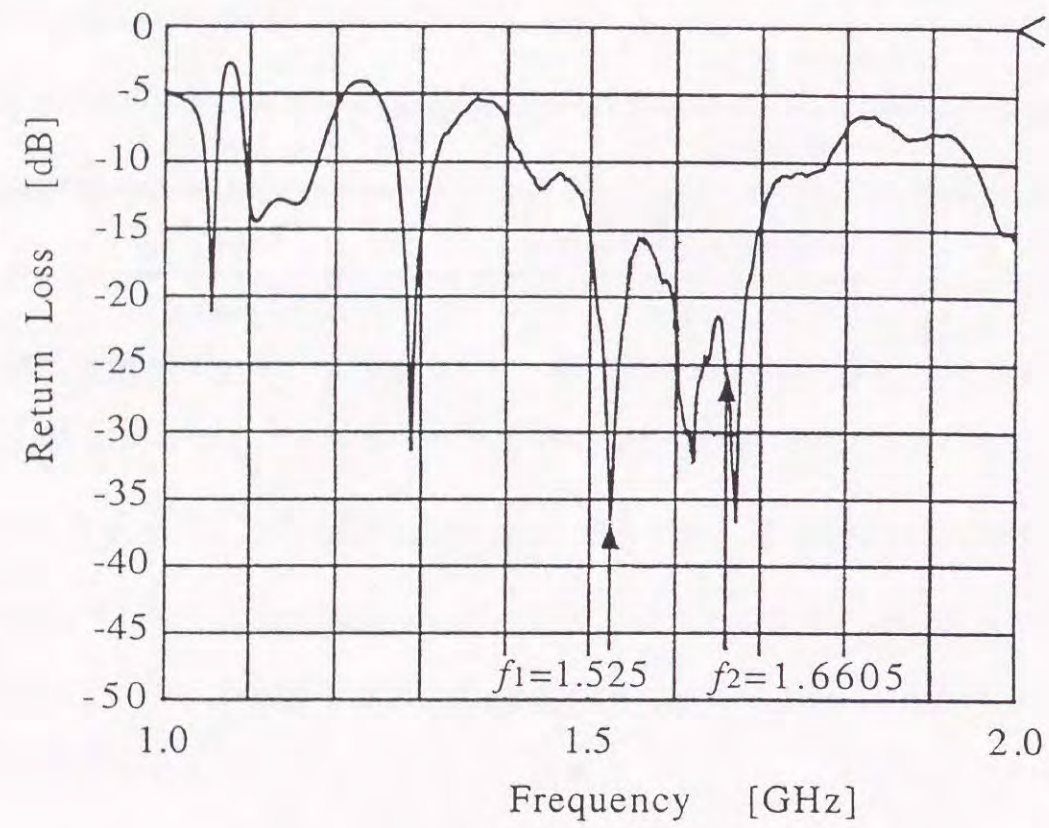


図2.11 試作した2素子ヘリカルアレーアンテナの反射特性

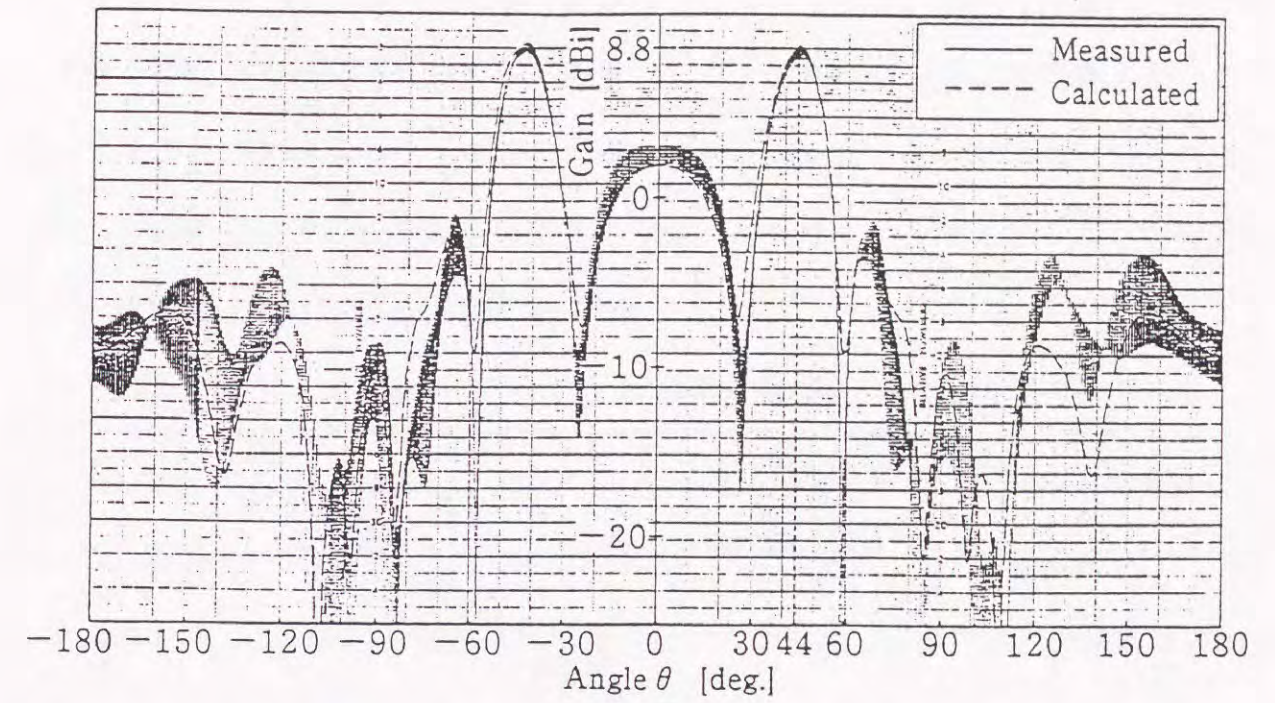


図2.12 試作した2素子ヘリカルアレーアンテナの放射パターン ($f_1=1.525\text{GHz}$)

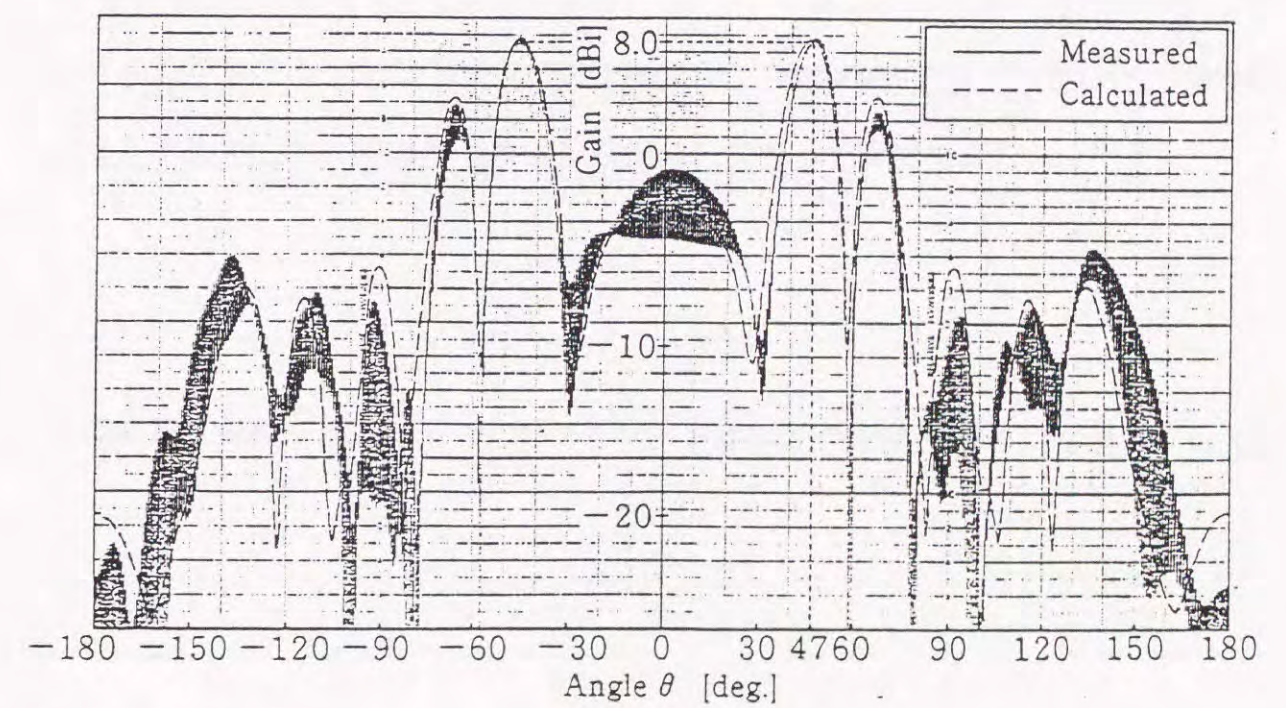


図2.13 試作した2素子ヘリカルアレーアンテナの放射パターン ($f_2=1.6605\text{GHz}$)

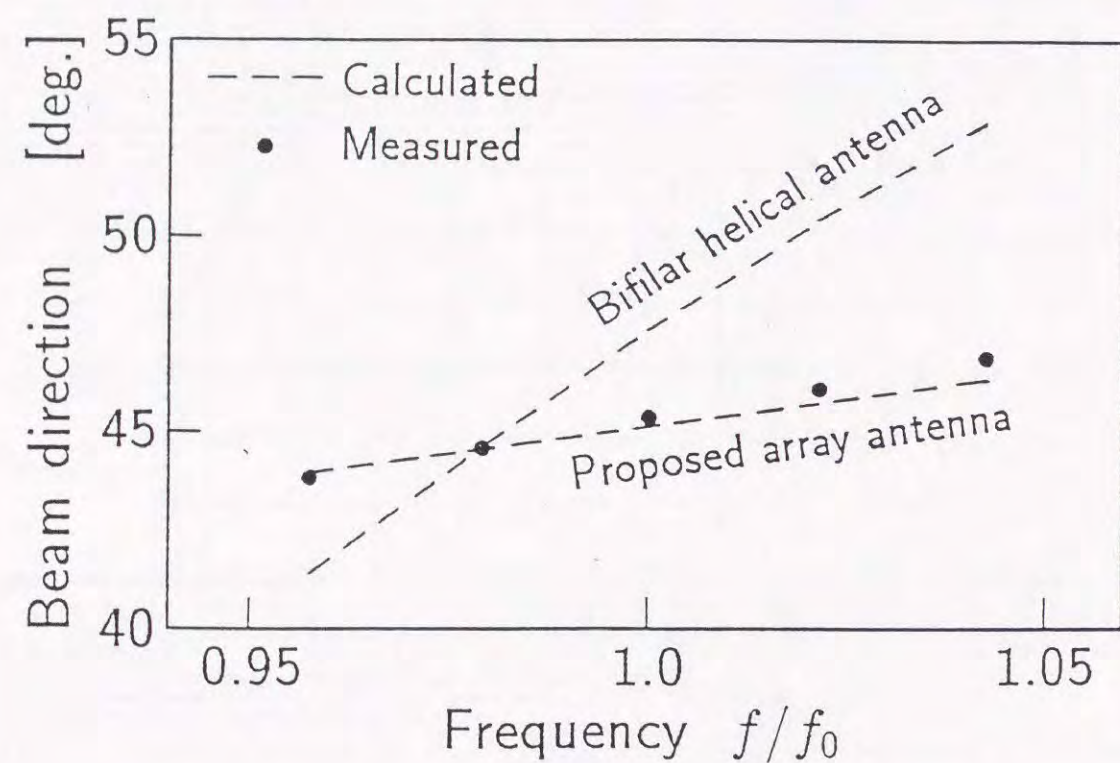


図2.14 試作アンテナと従来の2線巻きヘリカルアンテナのビーム方向周波数特性

2.4 結言

多線巻きヘリカルアンテナの周波数によるビーム方向変動の問題を解決するために、ヘリカル素子のアレー化手法を提案した。この手法は、各ヘリカル素子から放射される電波の電気的な行路長を、所定のビーム方向において給電回路を含めて一定にすることで、アレーファクタのビーム方向を周波数によらず一定にするものである。この手法により従来の多線巻きヘリカルアンテナに比べてビーム方向変動が大幅に減少し、所望方向の帯域利得も上昇する。

L帯においてアンテナ高 $L=4.83\lambda_0$ 、周波数帯域幅8.6%の2線巻きヘリカルアンテナで計算した結果、提案の2素子ヘリカルアレーアンテナのビーム方向変動は、従来の2線巻きヘリカルアンテナに比べて 11.5° から 2.2° へと大幅に減少した。またこれに伴い、上・下限周波数の放射パターンの交差点（所望方向）での利得は2dB上昇した。計算とほぼ同諸元の寸法を持つ試作アンテナの実験においても、ビーム方向変動は 3° であり、計算の正当性を裏付けた。以上の計算および実験の結果から、提案のアレー化手法の有効性が確認された。

水平方向に無指向なコニカル状の放射パターンを有し、周波数によるビーム方向変動が少ない本アンテナは、静止衛星を利用した移動体衛星通信において、衛星追尾装置を必要としない移動体（車載）局アンテナとして有望である。

第3章

無線電力伝送用レクテナアレーの受電特性の高効率化

3.1 序言

前章では移動体衛星通信におけるアレーアンテナ技術の応用について述べた。第1章1.1[2]で述べたように、アレーアンテナ技術を適用する研究は、通信のみならず、無線電力伝送の領域でも盛んになりつつある。そこで本章では、無線電力伝送におけるアレーアンテナ技術応用の一つである、レクテナアレー (Rectenna Array: Receive and Rectifier Antenna Array の略) の高効率化について検討する。第1章で述べたように、今日無線電力伝送の研究対象になっているのは、太陽光衛星発電システム (Solar Power Satellite System, 以下SPSシステム)⁽¹⁷⁾と成層圏に浮かぶ飛行船や無人飛行機を中継基地として通信を行うシステム (以下成層圏無線中継システム)^{(18),(19)}である。両者のシステム概念図を図3.1, 3.2に示す。両者とも空間伝送損失の少ないマイクロ波帯を使用するが、特に実験対象になっているのはS帯の2.45GHzである。SPSシステムでは地上の受電設備に、成層圏無線中継システムでは飛行船や無人飛行機の表面に配置された動力用電力受信設備にレクテナアレーが用いられる。アレーアンテナが用いられるのは、前者では受電設備が極めて広大な面積に配置されること、後者では電波到来方向の任意性への対応や、機体形状への適合性が理由となっており、大型の開口面アンテナ等では対応が困難である。

レクテナアレー受電の高効率化のためにはレクテナ単体の低損失化・整流効率の向上とアレー時の最適素子間隔の検討が課題となる。レクテナ単体の整流効率については理論的な検討はなされているが⁽²⁴⁾、入力電力が500mW以上の高入力の場合における実験的な検討は数が少なく、効率も60%程度に留まっている⁽²⁵⁾⁻⁽²⁸⁾。また、レクテナアレーの最適素子間隔については、素子数が無限の場合については理論的な検討が行われている^{(29),(30)}が、成層圏無線中継システムで用いられるような有

限レクテナアレーについては検討例が見当たらない。本章では高入力電力におけるレクテナ単体のより高効率化と、有限レクテナアレーの最適素子間隔の検討を課題にする。まず、レクテナの構成について簡単に説明した後、レクテナ単体の整流効率を改善するために、高効率整流回路の理論と実験結果を示す。ダイオードで発生する高調波の再放射を防ぐ入力フィルタと高周波を遮断する出力フィルタの間に整流用ダイオードを挟む構造で、高入力電力で従来の報告より高い整流効率を得られることを示す。次に素子アンテナ間相互結合を含めた有限レクテナアレーの受電効率を理論で求め、実験結果と良く対応することを示す。また、これらの結果から最大受電効率を維持できる最大素子間隔を明らかにする。さらに上記理論からほぼ無限アレーと見なすのに必要な素子数についても考察を行う。

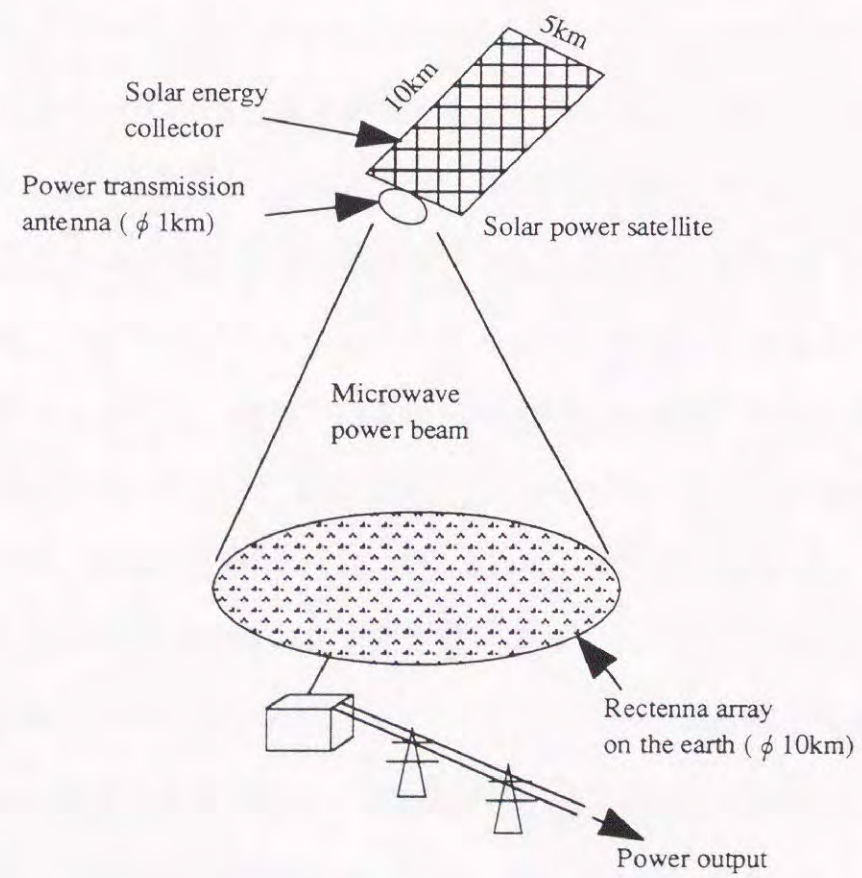
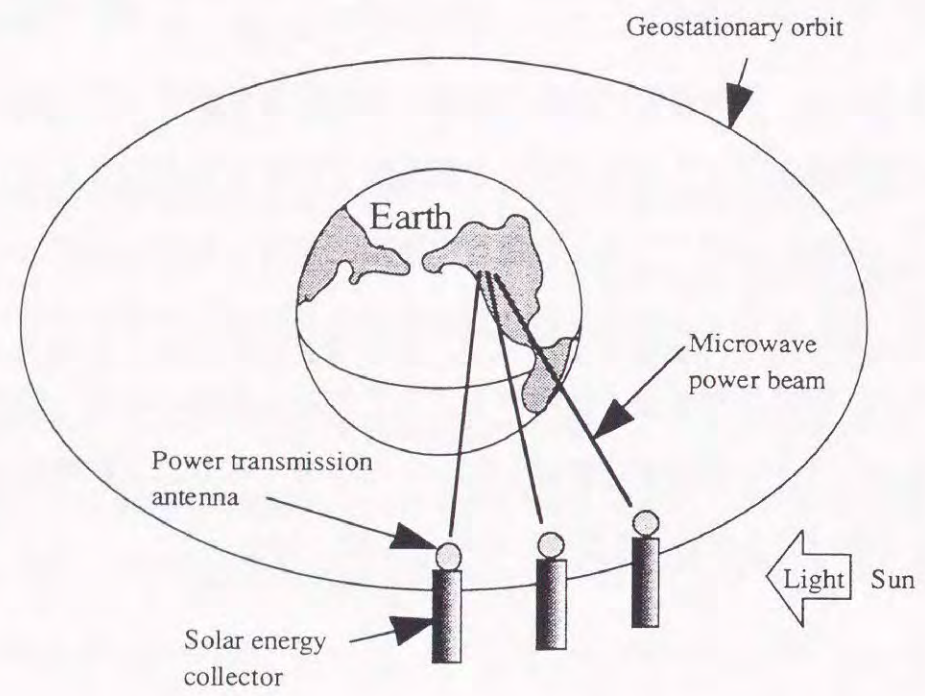


図3.1 SPSシステム概念図

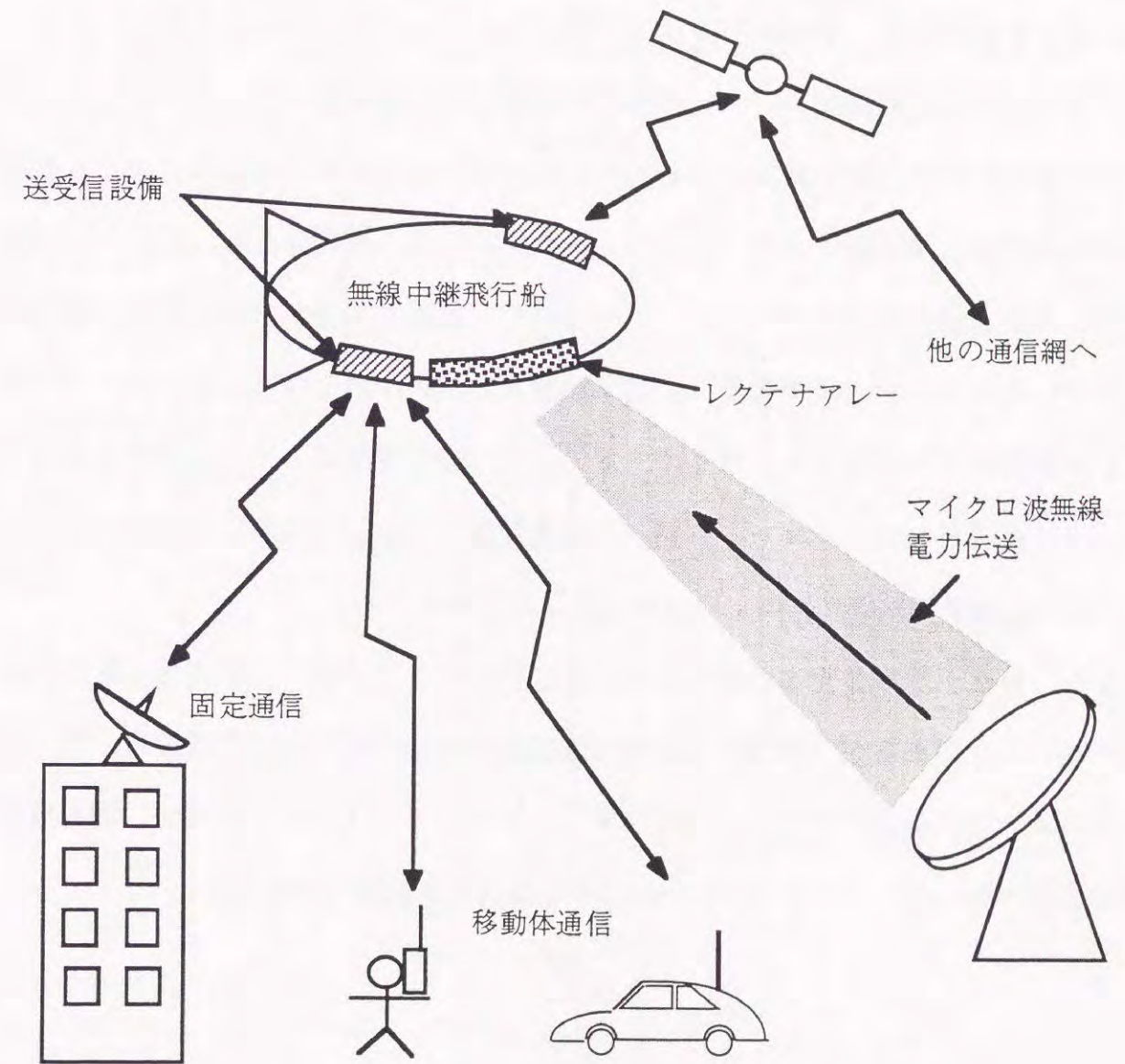


図3.2 成層圏無線中継システム概念図

3.2 レクテナの構成

本節では、レクテナの構成と動作について説明する。図3.3はレクテナ単体の基本構成である。レクテナは高周波を受信するアンテナ部と受信した高周波を直流電力に変換する整流回路部に分かれる。さらに整流回路部は入力フィルタ、ダイオード、出力フィルタより構成される。入力フィルタはアンテナ部で受信した高周波（以下基本波）を通過させ、基本波の高調波を遮断するローパスフィルタであり、ダイオードで発生する高調波がアンテナ部から再放射されるのを防いでいる。SPSシステムではレクテナの数が膨大であるため、他の通信に妨害を与えないためにも高調波の再放射防止が重要である。出力フィルタは基本波、高調波ともに遮断し、直流成分のみを通過させるローパスフィルタであり、直流出力端への高周波成分漏洩を防いでいる。アンテナ部で受信した基本波は入力フィルタを通過後ダイオードで整流され直流成分を発生する。ダイオードで発生した高調波は入力フィルタと出力フィルタに反射されてダイオードに戻って再度整流される。したがって入力フィルタと出力フィルタは整流効率向上の役割も果たしている。

なお、レクテナ単体を高効率化する方法には、アンテナ部の低損失化と整流回路部の高効率化があるが、本検討では整流回路部の高効率化に焦点を当てる。アンテナ部には一般に使用されている円形マイクロストリップアンテナを用い、特に低損失化を行わないが、レクテナアレーの効率を検討する段階で考察する。

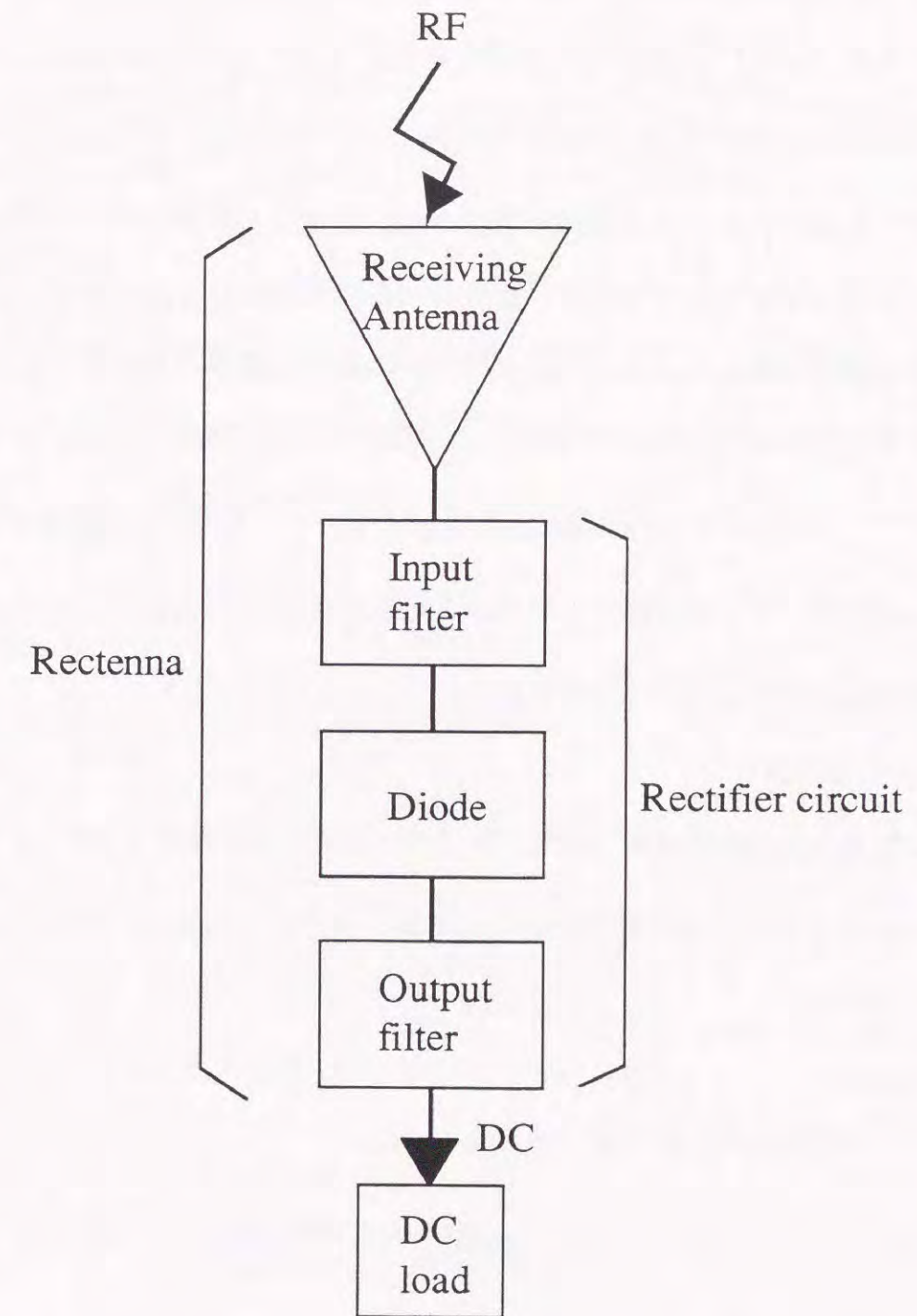


図3.3 レクテナの基本構成

3.3 レクテナの高効率化

3.3.1 高効率整流回路の理論

本節では受信した基本波を効率よく直流に変換するための整流回路部の構成と動作について述べる⁽²⁴⁾。図3.4はレクテナの回路モデルである。受信アンテナは電圧 V_s 、内部抵抗 R_s の電圧源で表されている。 R_L は出力フィルタに接続する直流負荷である。入力フィルタは基本波を通過させ、直流分と高調波に対しては入力インピーダンスが ∞ になるものであり、出力フィルタは直流分を通過させ、基本波を含む奇数次高調波に対しては入力インピーダンスが ∞ 、偶数次高調波に対しては入力インピーダンスが0になるものである。この回路で直流負荷 R_L に出力される直流電圧 V_L とアンテナ電圧 V_s の関係を求める。ダイオード電圧 V_R の直流分が V_L になるので、まずダイオード電圧 V_R を求める。図中電流 I_1 は入力フィルタの特性から、基本波成分しか持たないので次式で表現される。

$$I_1(t) = I_0 \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

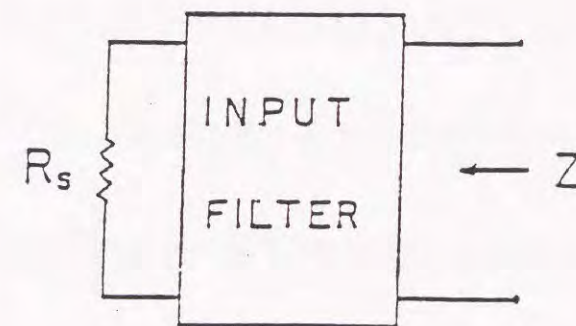
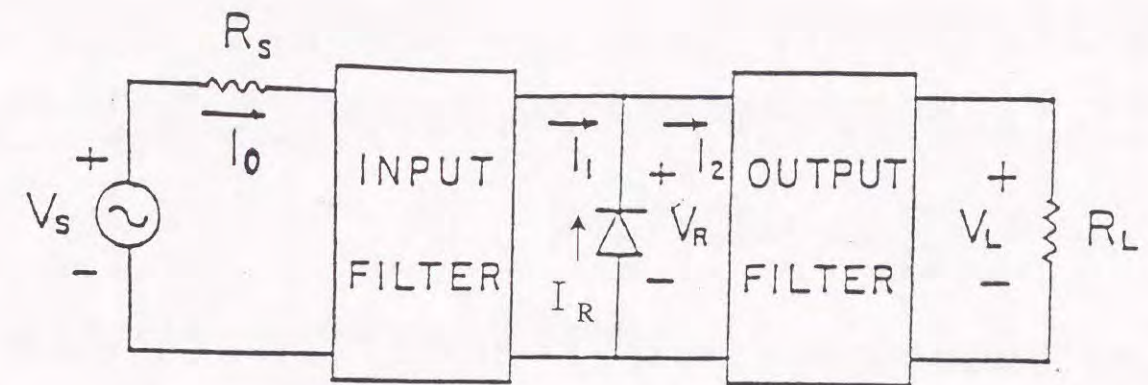
ここで ω は基本波の角周波数である。ダイオードに流れる電流 I_R は、ダイオードが理想的な動作をする（順バイアス時には短絡、逆バイアス時には解放）ものとする。と次式で表される。

$$I_R(t) = \begin{cases} 0 & : 0 < t < \pi/\omega \\ -2I_0 \sin(\omega t) & : \pi/\omega < t < 2\pi/\omega \end{cases} \quad (3.2)$$

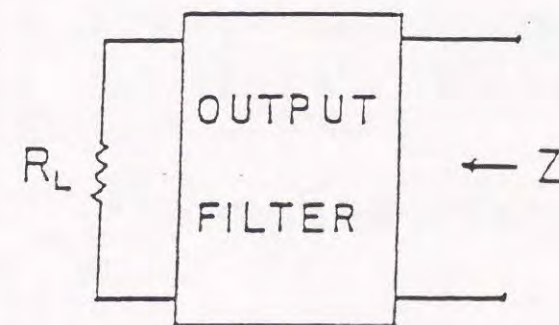
電流 I_2 は I_1 と I_R の加算であり、 I_R をフーリエ級数展開して次式を得る。

$$I_2(t) = \frac{2}{\pi} I_0 \left(1 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{(2n-1)(2n+1)} \cos(2n\omega t) \right) \quad (3.3)$$

式(3.3)は振幅 I_0 の全波整流である。出力フィルタの特性から負荷 R_L に流れる電流は I_2 の直流分のみであるから負荷 R_L の電流 I_L 、電圧 V_L は次式となる。



$$\begin{aligned} Z &= R_s \text{ at } \omega \\ Z &= \infty \text{ at } 0, 3\omega, \dots \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} Z &= R_L \text{ at } 0 \\ Z &= 0 \text{ at } 2\omega, 4\omega, \dots \\ Z &= \infty \text{ at } 3\omega, 5\omega, \dots \end{aligned}$$

図3.4 レクテナの回路モデル

$$\begin{aligned} I_L &= \frac{2}{\pi} I_0 \\ V_L &= R_L \cdot I_L \end{aligned} \quad (3.4)$$

ところで I_2 の偶数次高調波に対して出力フィルタの入力インピーダンスは0であるからダイオード電圧 V_R には直流分と奇数次高調波のみが含まれ、次式で表される。

$$V_R(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_{2n-1} \cdot \sin\{(2n-1)\omega t\} \quad (3.5)$$

b_0 と a_{2n-1} は振幅係数である。またダイオードの特性より $\pi/\omega < t < 2\pi/\omega$ で $V_R=0$ であるから次式が成立する。

$$\int_{\pi/\omega}^{2\pi/\omega} V_R(t) \cdot \sin\{(2k-1)\omega t\} dt = 0 \quad (k=1, 2, \dots, \infty) \quad (3.6)$$

式(3.5)を式(3.6)に代入して $\omega t \rightarrow \tau$ なる変数変換をすると次式を得る。

$$\int_{\pi}^{2\pi} \left[b_0 \sin\{(2k-1)\tau\} + \sum_{n=1}^{\infty} a_{2n-1} \cdot \sin\{(2n-1)\tau\} \cdot \sin\{(2k-1)\tau\} \right] d\tau = 0 \quad (3.7)$$

$n \neq k$ では式(3.7)の級数部の積分は0になるので次式が成り立つ。

$$\int_{\pi}^{2\pi} \left[b_0 \sin\{(2k-1)\tau\} + \sum_{n=1}^{\infty} a_{2n-1} \cdot \sin^2\{(2n-1)\tau\} \right] d\tau = 0 \quad (3.8)$$

式(3.8)を計算して係数 b_0 と a_{2n-1} の間には次式の関係が成立する。

$$a_{2n-1} = \frac{4}{\pi} b_0 \frac{1}{2n-1} \quad (3.9)$$

b_0 は V_R の平均値（直流分）であり、 V_L に等しいから式(3.5)は次のようになる。

$$V_R(t) = V_L + \frac{4}{\pi} V_L \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} \cdot \sin\{(2n-1)\omega t\} \quad (3.10)$$

式(3.10)は、

$$\begin{aligned} V_R(t) &= 2V_L && : 0 < t < \pi/\omega \\ &= 0 && : \pi/\omega < t < 2\pi/\omega \end{aligned} \quad (3.11)$$

なるパルス波形を示している。図3.5に I_1 , I_2 , V_R , V_L の波形を示す。以上でダイオード電圧 V_R と直流負荷電圧 V_L の関係が明らかになった。さらにアンテナ電圧 V_S と V_L の関係を求める。アンテナとダイオードを含む系で基本波成分を考えると次のようになる。

$$V_S \sin(\omega t) = R_S \cdot I_0 \sin(\omega t) + \frac{4}{\pi} V_L \sin(\omega t) \quad (3.12)$$

式(3.12)でダイオード部の基本波成分（右辺第2項）は式(3.10)の級数部の $n=1$ の項である。式(3.12)に式(3.4)を代入して次式を得る。

$$V_L = \frac{\pi}{4} V_S - \frac{\pi^2}{8} R_S \cdot I_L \quad (3.13)$$

式(3.13)は受信アンテナ電圧 V_S と直流負荷電圧 V_L の関係を表している。式(3.13)より図3.4のレクテナは振幅 $\pi V_S / 4$ 、内部抵抗 $\pi^2 R_S / 8$ の直流電源と見なせることがわかる。最大直流電力を得るための最適負荷は $\pi^2 R_S / 8$ であり、このときの最大直流電力 $(P_L)_{opt}$ は次式になる。

$$(P_L)_{opt} = \frac{V_S^2}{8R_S} \quad (3.14)$$

一方受信アンテナを交流電源と見た場合に、これから引き出せる最大有能電力 P は次式で表される。

$$P = \frac{(V_S/\sqrt{2})^2}{4R_S} = \frac{V_S^2}{8R_S} \quad (3.15)$$

したがって最適負荷時には $(P_L)_{opt} = P$ となり、受信した高周波を100%直流に

変換できることになる。図3.6にレクテナの直流等価回路と V_L , I_L の関係を示す。実際にはダイオードが理想動作をせず損失があることや、入出力フィルタの入力インピーダンスが高調波に対して完全に ∞ になることはないため、整流効率は減少し、最適負荷値も変化する。以下では本節で述べた理想的な特性に近い入出力フィルタの設計と、高入力時に整流効率の高いダイオードの選定を行うことで、レクテナ単体の高効率化を行う。なお、入出力フィルタはマイクロストリップ線路で構成し、整流回路部全体を1枚の基板上に一体化して形成する（以下これをレクテナモジュールと呼ぶ）。

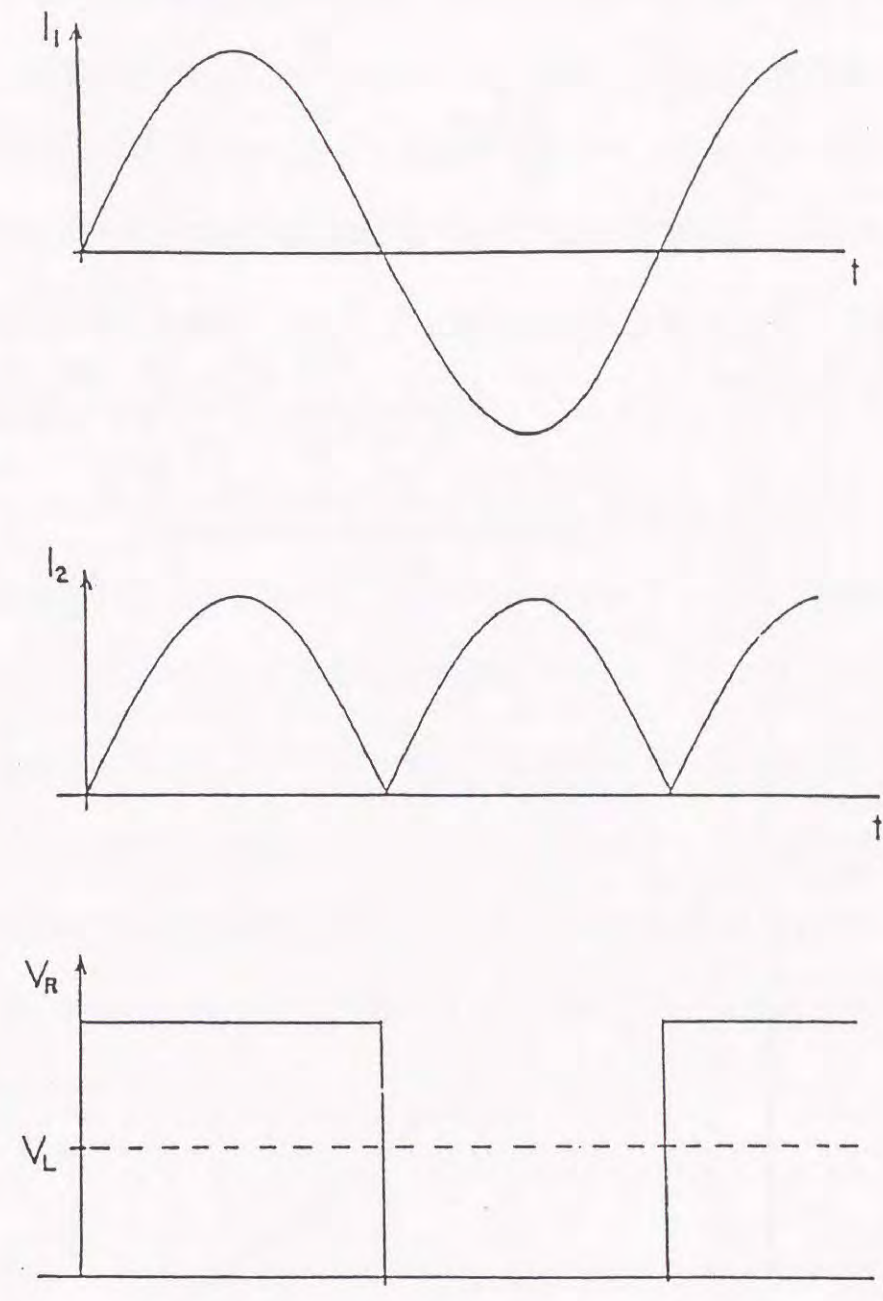


図3.5 レクテナモデル回路各部の電流・電圧 (I_1 , I_2 , V_R , V_L) 波形

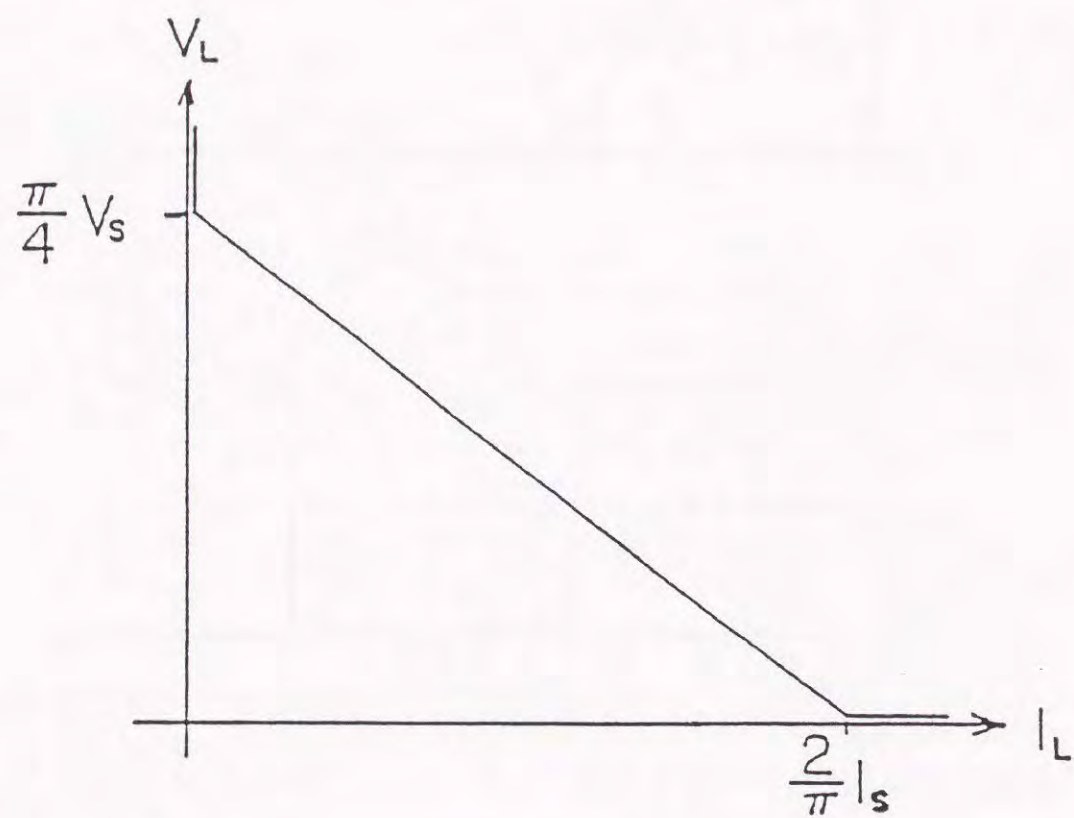
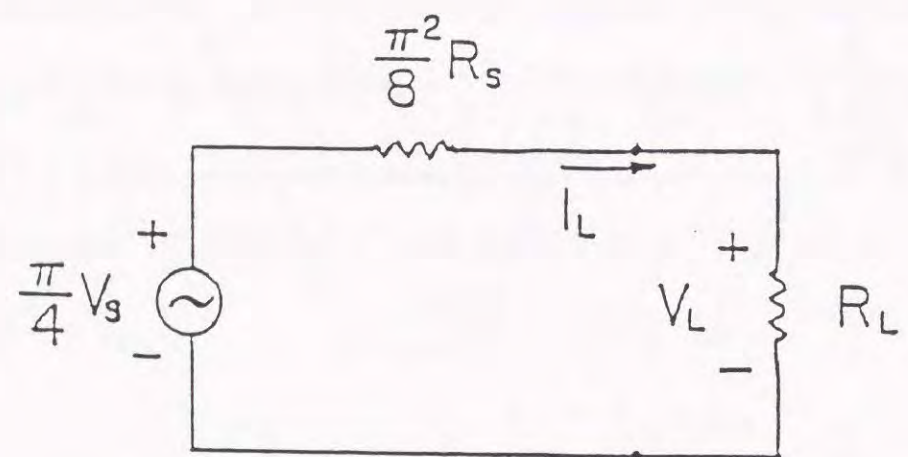


図3.6 レクテナの直流等価回路と負荷電圧・電流 (V_L , I_L) の関係

3. 3. 2 出力フィルタの構成

本節ではレクテナの出力フィルタの構成について述べる。出力フィルタはダイオードで整流された直流電力を取り出し、高周波を反射して整流効率を高める役割を持っている。前節で述べたように出力フィルタには、直流分は通過させ、基本波を含む奇数次高調波に対しては入力インピーダンスが ∞ 、偶数次高調波に対しては入力インピーダンスが0になる特性が理想である。この特性に近いものとして $\lambda_g/4$ トラップフィルタを採用した (λ_g : 基本波の線路内波長)。 $\lambda_g/4$ トラップフィルタの構成を図3.7に示す。先端解放の長さ $\lambda_g/4$ の低インピーダンス線路に長さ $\lambda_g/4$ の高インピーダンス線路を接続したもので、両者の接続点に直流分を取り出す電源線が接続されている。図中A~Bの低インピーダンス部は線路幅が広く、高周波においてB点はアース点になる。B点が低インピーダンスになるので、 $\lambda_g/4$ 離れたC点における入力インピーダンスは、基本波を含む奇数次高調波に対して極めて大きくなり、偶数次高調波に対しては0に近くなる。B点は低インピーダンスなので直流分を取り出す電源線を接続しても高周波的には影響が少ない。

今回の実験では低インピーダンス部に 30Ω 、高インピーダンス部に 126Ω の線路を適用している。

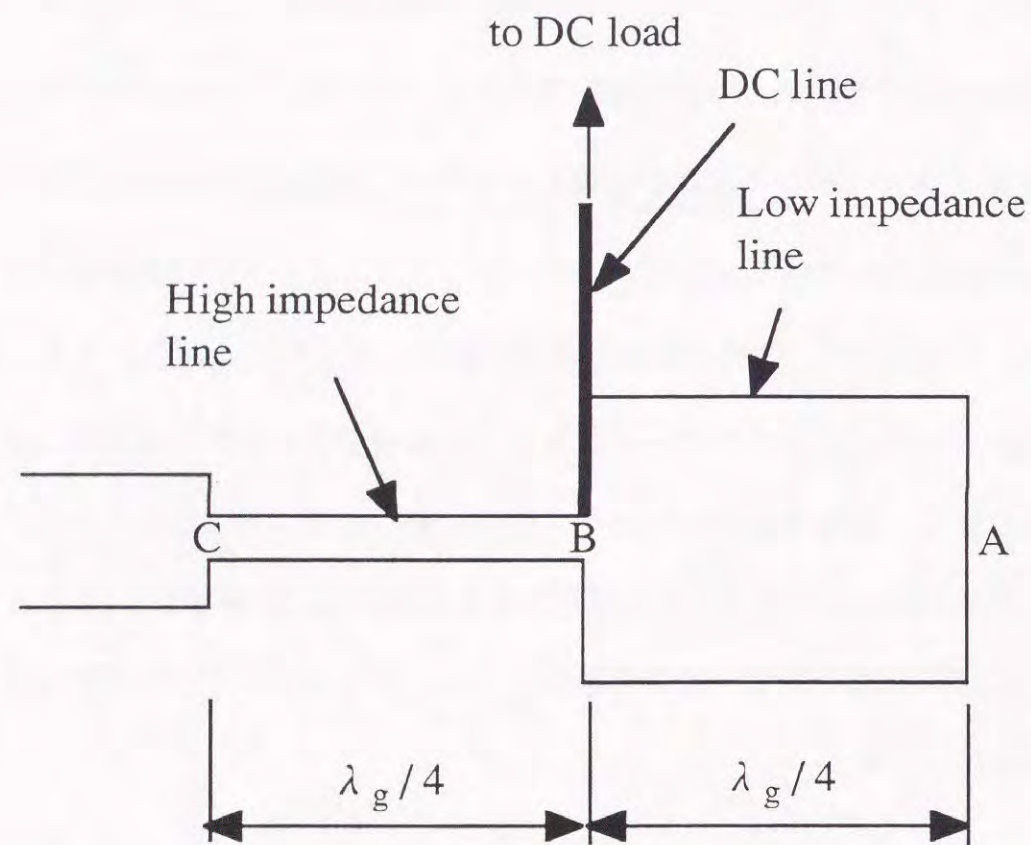


図3.7 出力フィルタ ($\lambda_g/4$ トラップフィルタ) の構成

3. 3. 3 ダイオードの検討

本節では高入力電力で整流効率の良いダイオードについて検討する。整流効率に優れたダイオードの条件としては以下のものが上げられる。

- (1) 順方向抵抗が小さい。
- (2) 逆方向電流が小さい。
- (3) 高入力に対応するために逆方向耐圧が高い。
- (4) 閾値電圧が低い。
- (4) 高周波でのスイッチングに対応できる。

S帯 (2.45GHz) においてスイッチングの高速性に優れたものにショットキーバリアダイオードがある。ショットキーバリアダイオードは金属とn型半導体の接触による多数キャリア素子であり、少数キャリア注入効果がないためスイッチング速度に優れ、閾値電圧も低い。ただし逆方向耐圧がpn接合ダイオードに比べて低く、高入力への対応が問題になる。今回は、市場を広く調査し、上記条件をなるべく満たして有望と思われるダイオードの特性について調査した。実験では図3.7の出力フィルタのC点にダイオードを接続し、可変抵抗器で最適直流負荷を与えて整流効率を測定した。基本波 (2.45GHz) の入力電力250mW, 500mWにおける各ダイオードの整流効率実測値を表3.1に示す。NEC製のショットキーバリアダイオード1S1995がどちらの入力電力でも約80%の整流効率を得て最も整流効率が高い。そこで1S1995を以降の実験で採用する。

表3.1 各ダイオードの整流効率実測値

ダイオード (メーカー名)	整流効率 (最適直流負荷)	
	入力電力 250 mW	入力電力 500 mW
1SS43 (NEC)	69.4% (290Ω)	69.7% (290Ω)
1S1995 (NEC)	80.0% (250Ω)	78.5% (160Ω)
1SS99 (NEC)	57.2% (60Ω)	40.4% (40Ω)
1N5711 (YHP)	23.4% (1100Ω)	11.2% (3000Ω)
SD104 (ユニ電子)	47.7% (350Ω)	56.2% (390Ω)
1SS154 (東芝)	59.4% (60Ω)	57.1% (70Ω)

3.3.4 入力フィルタの構成と実験

本節では入力フィルタの構成と実験結果について述べる。3.3.1で述べたように入力フィルタはダイオードで発生する高調波の再放射を阻止し、整流効率の向上に寄与する。入力フィルタに求められるのは、基本波において損失が少なく、かつ高調波で十分な減衰量を有することである。ここでは無極チェビシェフ特性を有し、また特性インピーダンスの異なるマイクロストリップ線路の組み合わせで基板上に一体化形成できる魚骨形のローパスフィルタを採用した。設計理論は文献(33)による(詳細は付録A1)。

(1) 設計条件

無極チェビシェフ特性の設計条件は以下のとおりである。

- ・通過域リプル 0.01dB
- ・減衰量 4.5GHz以上で50dB以上
- ・段数 9

魚骨形フィルタは高インピーダンス線路と低インピーダンス線路の組み合わせで構成される。理論上はより高インピーダンス、より低インピーダンスの線路を用いるほど回路のQが高くなり、急峻な特性を得ることができるが、マイクロストリップ線路で実現できるインピーダンスは150Ω程度が上限であり、高インピーダンスになるほど通過損失も大きくなる。また特性インピーダンスがあまり低くなると線路幅が大きくなって幅方向にも伝搬が生じて線路と見なせなくなる。そこで特性インピーダンスの上限は、基本波の通過損失を0.1dB以下に抑えるために126Ωとする。また、下限は線路幅を基本波(2.45GHz)の $\lambda_g/4$ 以下にするために15Ωとする。以上の条件のもとに設計された入力フィルタを図3.8に示す。また、格段の特性インピーダンスと寸法を表3.2に、基板の諸元を表3.3に示す。

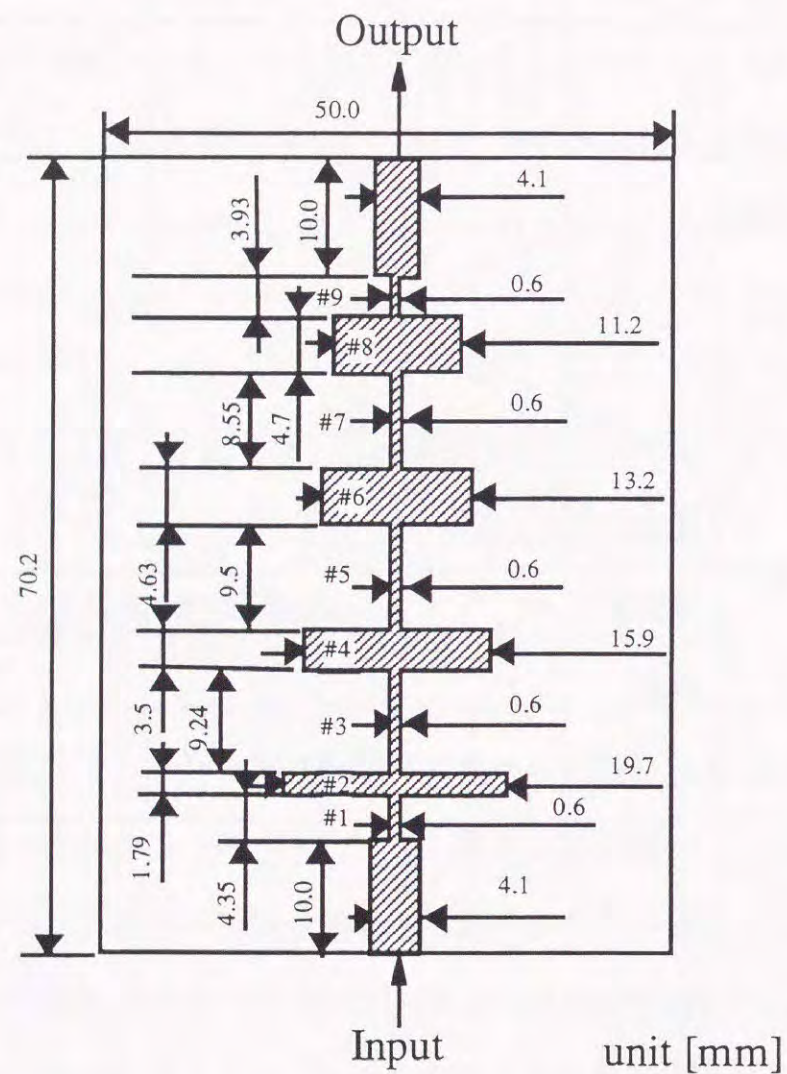


図3.8 試作入力フィルタの構造

表3.2 入力フィルタの格段の特性インピーダンス, 線路幅, 線路長

段番号	特性インピーダンス [Ω]	線路幅[mm]	線路長[mm]
入力端	50.0	4.10	—
# 1	126.0	0.60	4.35
# 2	15.0	19.70	1.79
# 3	126.0	0.60	9.24
# 4	18.0	15.90	3.50
# 5	126.0	0.60	9.50
# 6	21.0	13.20	4.63
# 7	126.0	0.60	8.55
# 8	24.0	11.20	4.70
# 9	126.0	0.60	3.93
出力端	50.0	4.10	—

表3.3 基板の諸元

誘電体厚み	1.53mm
導体厚み	0.035mm
比誘電率 (2.45GHz)	2.6
誘電正接 (2.45GHz)	0.001

(2) 試作入力フィルタの特性

試作した入力フィルタの通過特性を図3.9に示す。図3.9の通過減衰量にはコネクタ損失0.125dBが含まれている。基本波、高調波の通過減衰量は以下のとおりである。

- ・ 2.45GHz (基本波) 0.129dB
- ・ 4.90GHz (第2高調波) 50dB
- ・ 7.35GHz (第3高調波) 25dB
- ・ 9.80GHz (第4高調波) 30dB

基本波、第2高調波においてはほぼ設計値とおりの値を得ている。第3、4高調波では減衰量が低下しているが、この原因はこれらの周波数において低インピーダンス線路の線路幅方向への伝搬が発生し、予定の回路動作をしなくなったためと考えられる。ただし、ダイオードにおいてはより高次になるほど高調波レベルが小さくなるため、本試作入力フィルタの性能で対応できる。

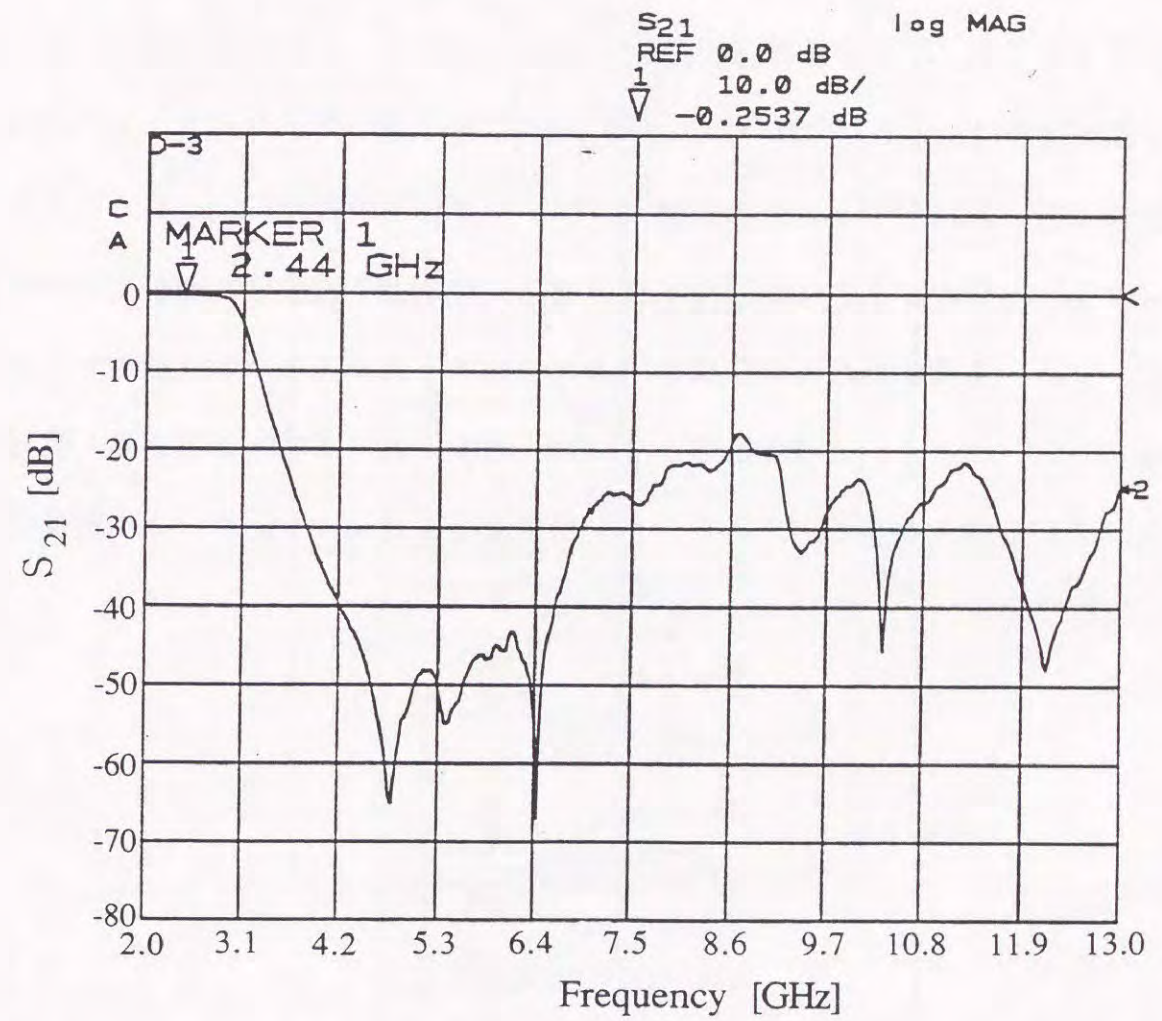


図3.9 試作入力フィルタの通過特性

3. 3. 5 整流回路部の構成と実験

本節では3. 3. 2～3. 3. 4で述べた出力フィルタ、ダイオード、入力フィルタを組み合わせた整流回路部の構成と実験結果について述べる。図3.10に試作した整流回路の構成を示す。また、図3.11には基本波の入力電力500 mWにおける直流負荷抵抗と整流効率の関係を、図3.12には入力電力と最大整流効率の関係を示す。図3.12より本整流回路は入力電力250 mWで整流効率78.9%、500 mWで75.7%、750 mWで66.7%を得ている。一方従来報告されているものの整流効率は入力500 mW以上で60%程度である⁽²⁵⁾⁻⁽²⁸⁾。3. 3. 1で述べた理想動作に近い入出力フィルタの設計およびダイオードの選定によって、500 mW～750 mWの高入力において本整流回路は従来より改善された整流効率を達成した。なお、本整流回路の損失はフィルタ等のマイクロストリップ線路で入力電力の4～6%、ダイオードの静特性から計算したダイオード損失が20%と見積もられる。より低損失な基板、ダイオードを使用することにより、さらなる整流効率向上が可能である。

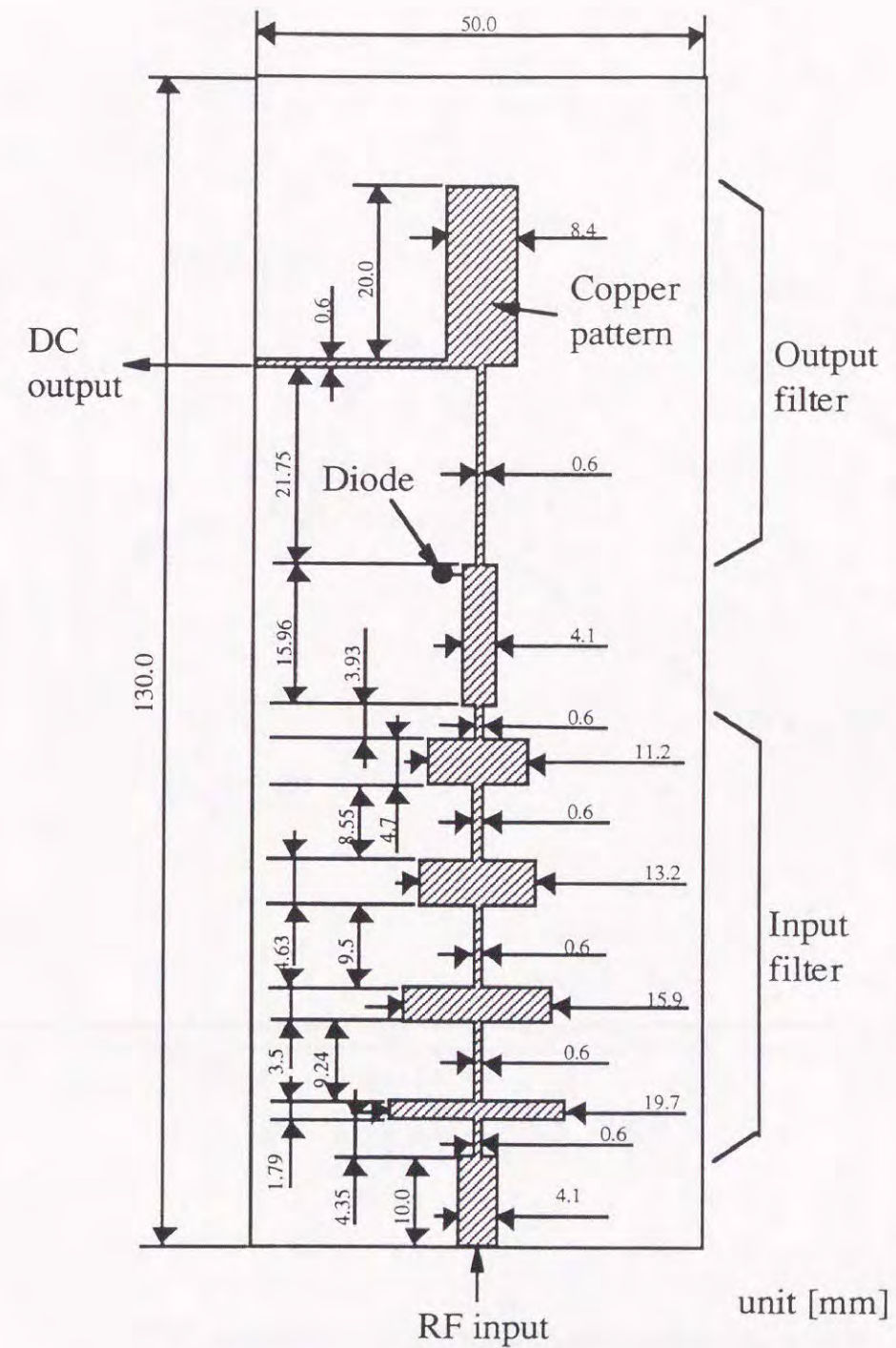


図3.10 試作整流回路の構成

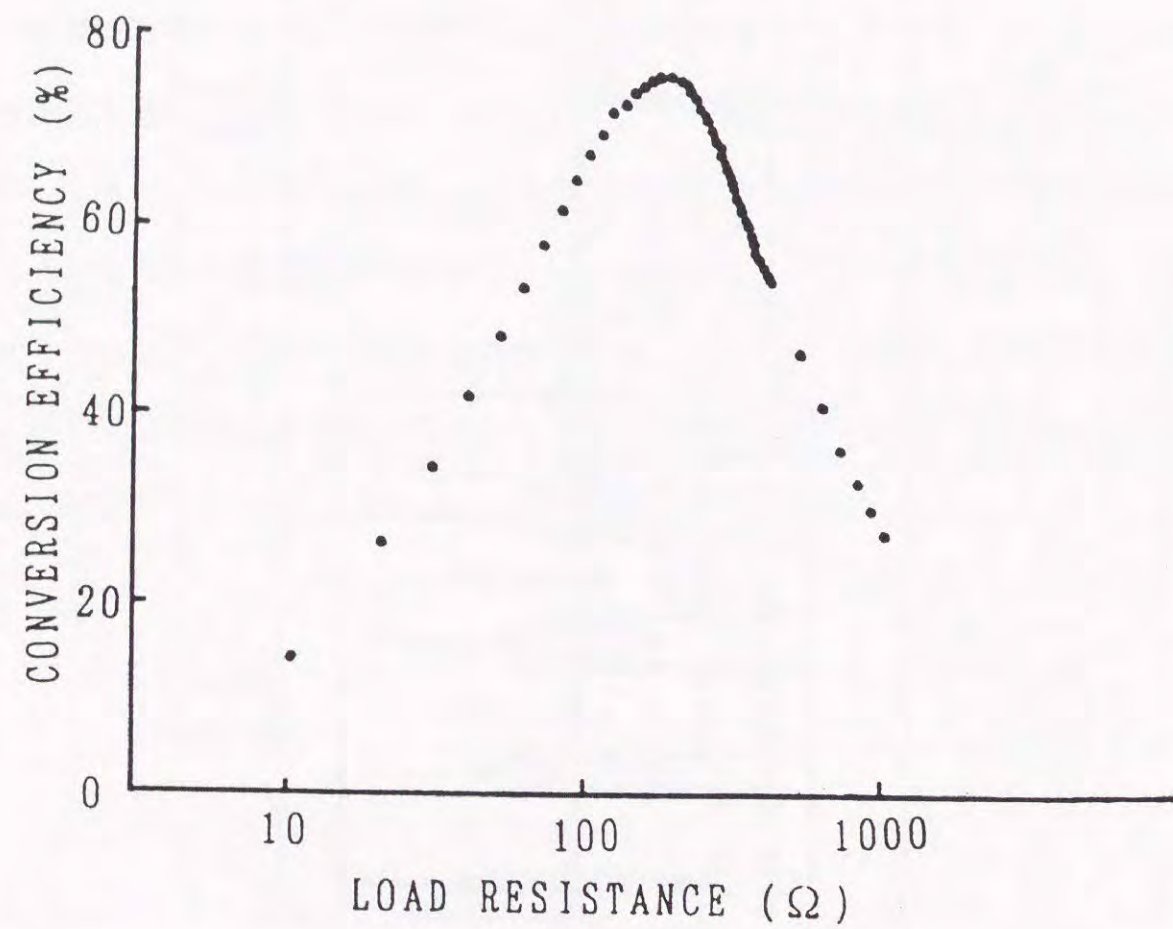


図3.11 試作整流回路の直流負荷抵抗と整流効率の関係
(基本波入力電力 500 mW)

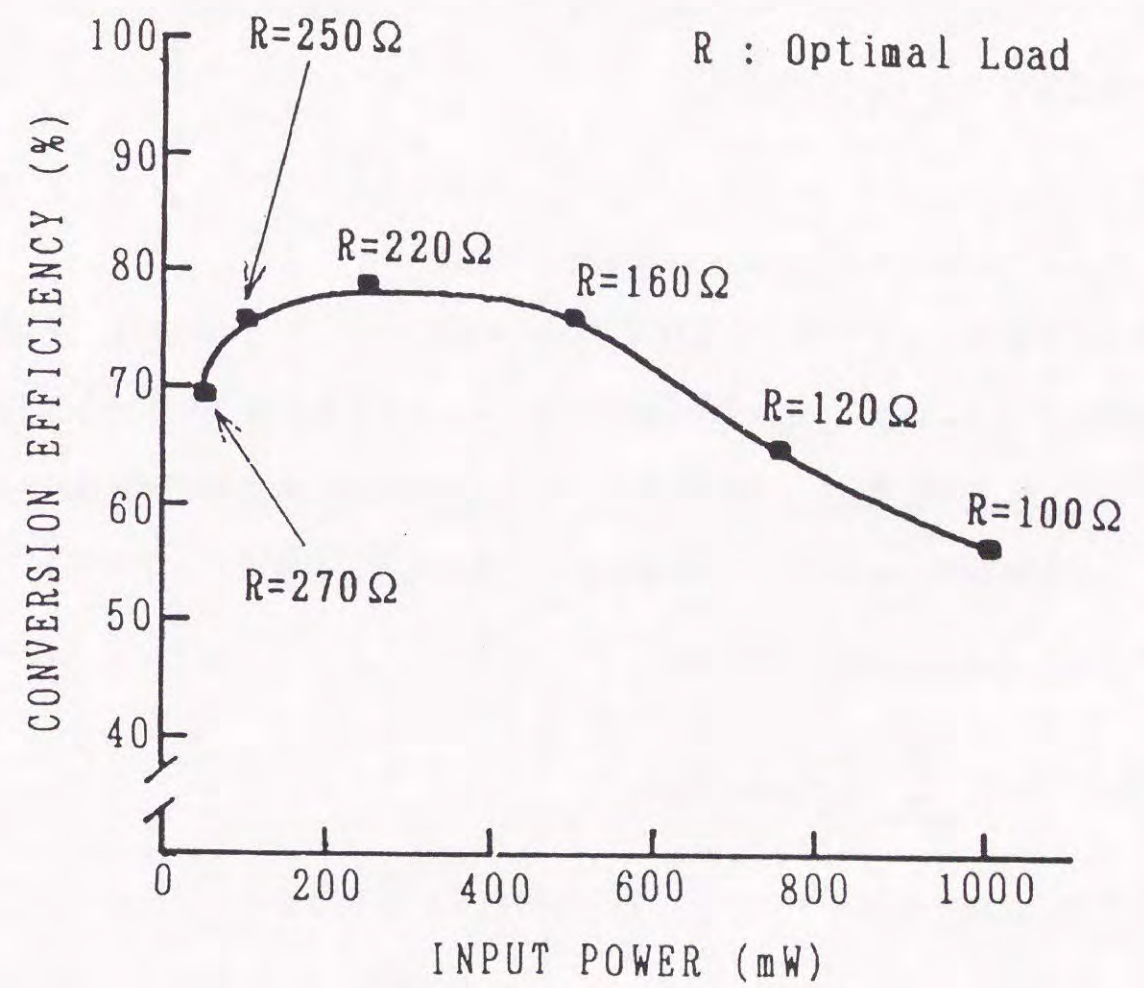


図3.12 試作整流回路の入力電力と最大整流効率の関係

3. 4 レクテナアレーの効率化

前述のように、素子アンテナ数が無限と見なせるほど多数の場合にはレクテナアレーの受電効率について検討した例がある^{(29),(30)}。これは無限アレーの周期構造を利用して解析を行ったStarkの手法を起点にしているが、実験例がなく、また有限レクテナアレーには適用できない。本節以降では、素子間相互結合を考慮した有限レクテナアレーの受電効率についての理論を述べて実験との比較を行い、有限レクテナアレーの最適素子間隔について検討する。また、この理論から無限レクテナアレーの受電効率についても考察を行う。

3. 4. 1 有限レクテナアレーの受電効率の理論

図3.13は有限レクテナアレーの素子アンテナ配置を示したものである。x軸方向に間隔Aで2M+1個、y軸方向に間隔Bで2N+1個の素子アンテナが方形配列されている(M, Nは整数)。各素子アンテナには整流回路+直流負荷が接続しているが、これは負荷 Z_L と表す。この受電アンテナ系の任意の位置の素子アンテナ(r, s)について次の式が成立する⁽²⁹⁾。

$$V_{rs} = V_{ors} - \sum_{m=-M}^M \sum_{n=-N}^N Z_{rs, mn} \cdot I_{mn} \quad (3.16)$$

ここで V_{ors} は全ての素子アンテナの端子を解放した場合の素子アンテナ(r, s)の端子電圧、 I_{mn} は素子アンテナ(m, n)の端子電流、 V_{rs} は素子アンテナ(r, s)の端子電圧、 $Z_{rs, mn}$ は素子アンテナ(r, s)と(m, n)間の相互インピーダンスである。 V_{ors} , V_{rs} は次式で表すことができる。

$$V_{ors} = I_c \cdot E_0 \quad (3.17)$$

$$V_{rs} = Z_L \cdot I_{rs} \quad (3.18)$$

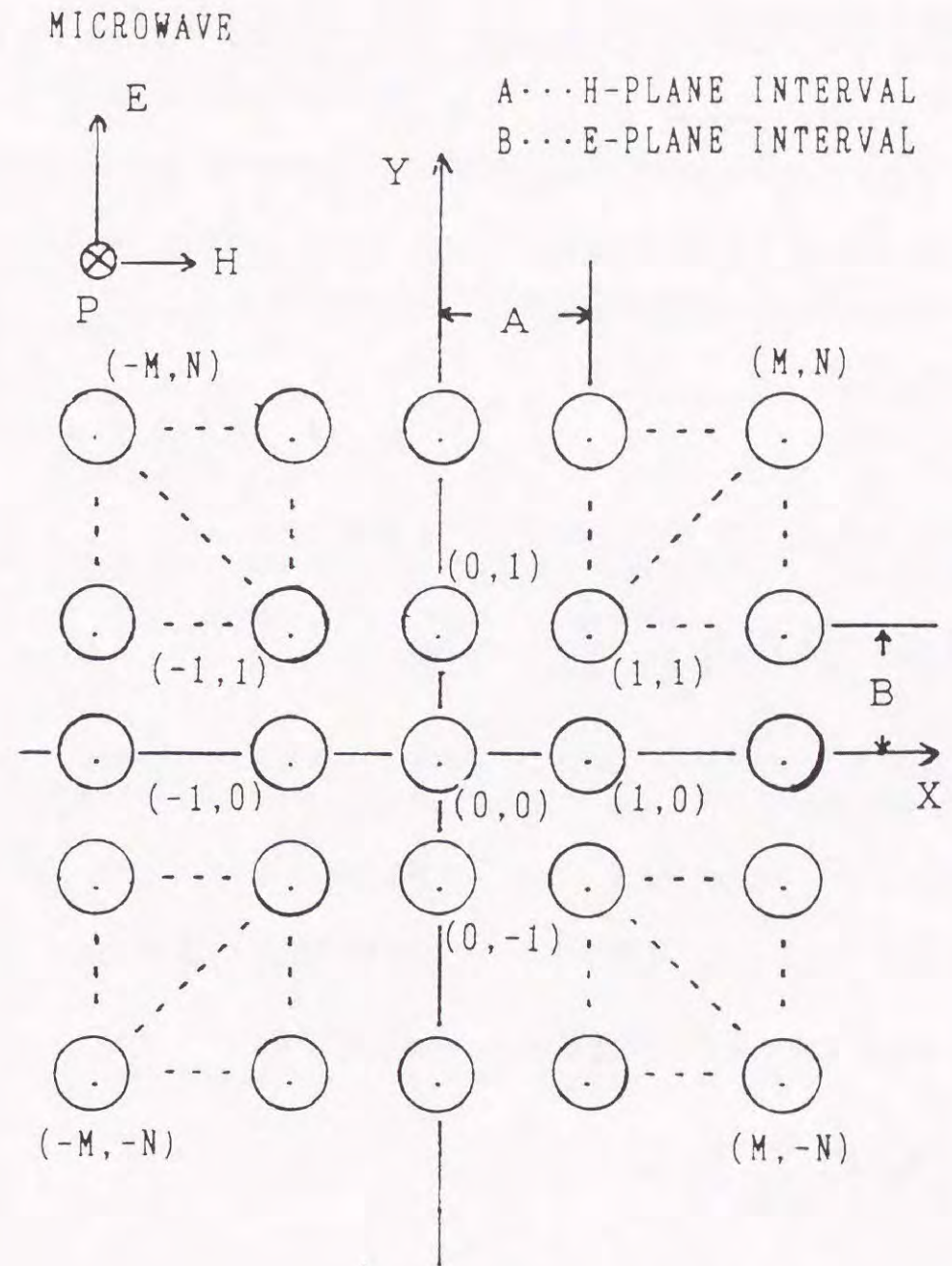


図3.13 有限レクテナアレーの素子アンテナ配置

ここで I_{rs} は素子アンテナ (r, s) の端子電流, l_e は素子アンテナの実行長, E_0 は素子アンテナへの入射電界強度であり, 素子アンテナの偏波と入射電界の偏波は一致しているものとする. なお実行長 l_e は一般に知られているように, 素子アンテナの半波長ダイポールに対する相対利得 G_h と, 入力抵抗 R_s から次式で表される.

$$l_e = 2 \sqrt{\frac{0.13 \lambda^2 \cdot G_h \cdot R_s}{\eta}} \quad (3.19)$$

ただし, λ は波長, η は空間の固有インピーダンスである. ここで

$$\begin{aligned} i_{mn} &= I_{mn} / E_0 \\ i_{rs} &= I_{rs} / E_0 \end{aligned} \quad (3.20)$$

なる規格化をすると, 式(3.16)は次式のように変形される.

$$l_e = (Z_{rs-rs} + Z_L) i_{rs} - \sum_{\substack{m=-M \\ m \neq r}}^M \sum_{\substack{n=-N \\ n \neq s}}^N Z_{rs-mn} \cdot i_{mn} \quad (3.21)$$

式(3.21)は全素子アンテナについて成立するので, 素子アンテナの自己インピーダンスと相互インピーダンス, 負荷インピーダンスが分かれば, $(2M+1) \times (2N+1)$ 元の連立方程式より, 各素子アンテナの規格化電流 i_{rs} が求まる. 規格化電流 i_{rs} が求まるとアレー全体の受電電力 P は次式で求まる.

$$P = \frac{1}{2} R_L \cdot E_0^2 \sum_{r=-M}^M \sum_{s=-N}^N |i_{rs}|^2 \quad (3.22)$$

ただし, R_L は負荷インピーダンスの抵抗分である. 一方レクテナアレーの担当面積

($A \times B$) に入射する全電力 P_{in} は次式で求まる.

$$P_{in} = \frac{E_0^2}{2\eta} (2M+1) \cdot (2N+1) \cdot A \cdot B \quad (3.23)$$

式(3.22), (3.23)よりレクテナアレーの受電効率 γ は次式で求まる.

$$\gamma = \frac{P}{P_{in}} = \frac{\eta \cdot R_L \sum_{r=-M}^M \sum_{s=-N}^N |i_{rs}|^2}{(2M+1) \cdot (2N+1) \cdot A \cdot B} \quad (3.24)$$

直流電力として取り出せる分は式(3.24)にさらに整流回路部の整流効率と受信アンテナのアンテナ効率をかけたものになる.

今回の検討では受信アンテナとして背面給電の円形マイクロストリップアンテナ(以下円形MSA)を使用している. このアンテナの相互インピーダンス Z_{rs-mn} は次式で求まる⁽³⁴⁾.

$$Z_{rs-mn} = -\frac{1}{|I_{rs}| |I_{mn}|} \oint_{C_{mn}} \mathbf{H}_{rs} \cdot \mathbf{M}_{mn} dl \quad (3.25)$$

式(3.25)で C_{mn} は素子アンテナ (m, n) を円筒形空洞共振器としたときの側面の磁壁周, \mathbf{H}_{rs} は素子アンテナ (r, s) が空間中に形成する磁界, と \mathbf{M}_{mn} は素子アンテナ (m, n) の磁壁周上の等価磁流である. \mathbf{H}_{rs} と \mathbf{M}_{mn} は円形MSAの空洞共振器モデルから求まる⁽³⁵⁾.

3. 4. 2 有限レクテナアレーの受電効率に関する実験

ここでは前節で述べた理論による計算と平行して実験を行い、有限レクテナアレーの動作について考察する。

(1) 実験系

図3.14に実験系の構成を示す。送信には2.45GHz用の大出力のマグネトロンとホーンアンテナを使用している。受電するレクテナアレーは7×7素子を図3.13のように方形配列しているが、整流回路が接続されているのは中央の5×5素子であり、周囲1列の素子アンテナには無反射終端が接続されている。これはレクテナアレーの担当面積を定義するためで、7×7素子全てに整流回路を接続すると素子間隔が狭い場合には、面積 $7A \times 7B$ (A, B は図3.13の素子間隔)より外側の電波も捕集して受電効率が測定できなくなるからである。5×5の整流回路は5個ずつ直列に接続したものを5組並列に接続し、これを可変抵抗器につないで直流電力を取り出している。レクテナアレーへの入射電力密度は利得測定済みの円形MSAで測定した。この入射電力密度にレクテナアレーの担当面積 $5A \times 5B$ をかけたものが受電効率である。実験では素子アンテナ1つへの入力電力が約280mWになるよう、入射電力密度を 48.6W/m^2 にした。偏波は垂直方向をE面にしてている。この状態でx, y方向(水平, 垂直方向)の素子間隔を変化させて受電効率を測定する。

レクテナアレーに使用した円形MSAの構成を図3.15に示す。円形MSAを構成する基板の諸元は表3.3と同じである。円形MSAの指向性利得は6.84dBi, 絶対利得は6.37dBi(放射効率89.7%)であり、指向性利得から求まる円形MSAの有効開口面積は $0.38\lambda^2$ (λ :波長)である。入力インピーダンス実測値は2.45GHzにおいて円形MSAが $52.6+j4.2\Omega$, 整流回路が $51.4+j2.8\Omega$ であり、両者とも 50Ω に対するV.S.W.Rは1.1以下である。したがって式(3.21), (3.24)の計算では負荷 Z_L , 素子アンテナ自己インピーダンス Z_{rs-rs} を 50Ω として扱う。

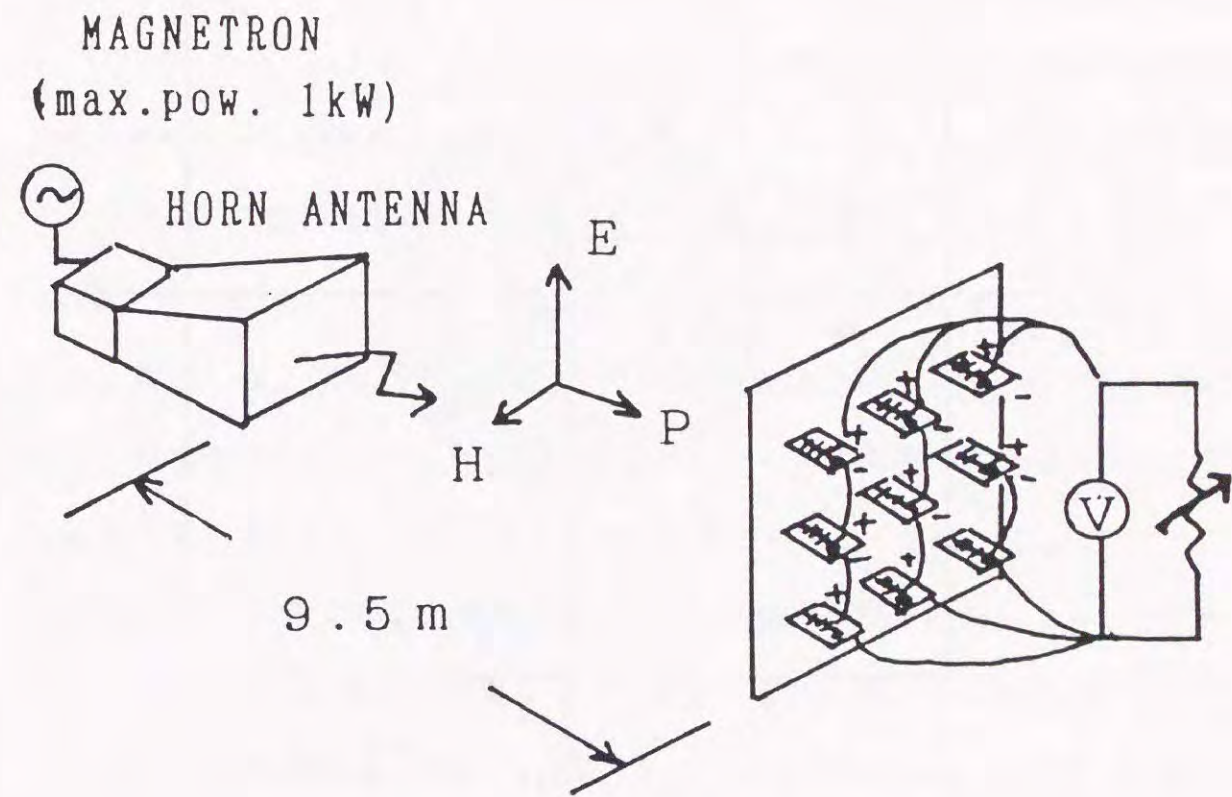


図3.14 有限レクテナアレー受電実験系の構成

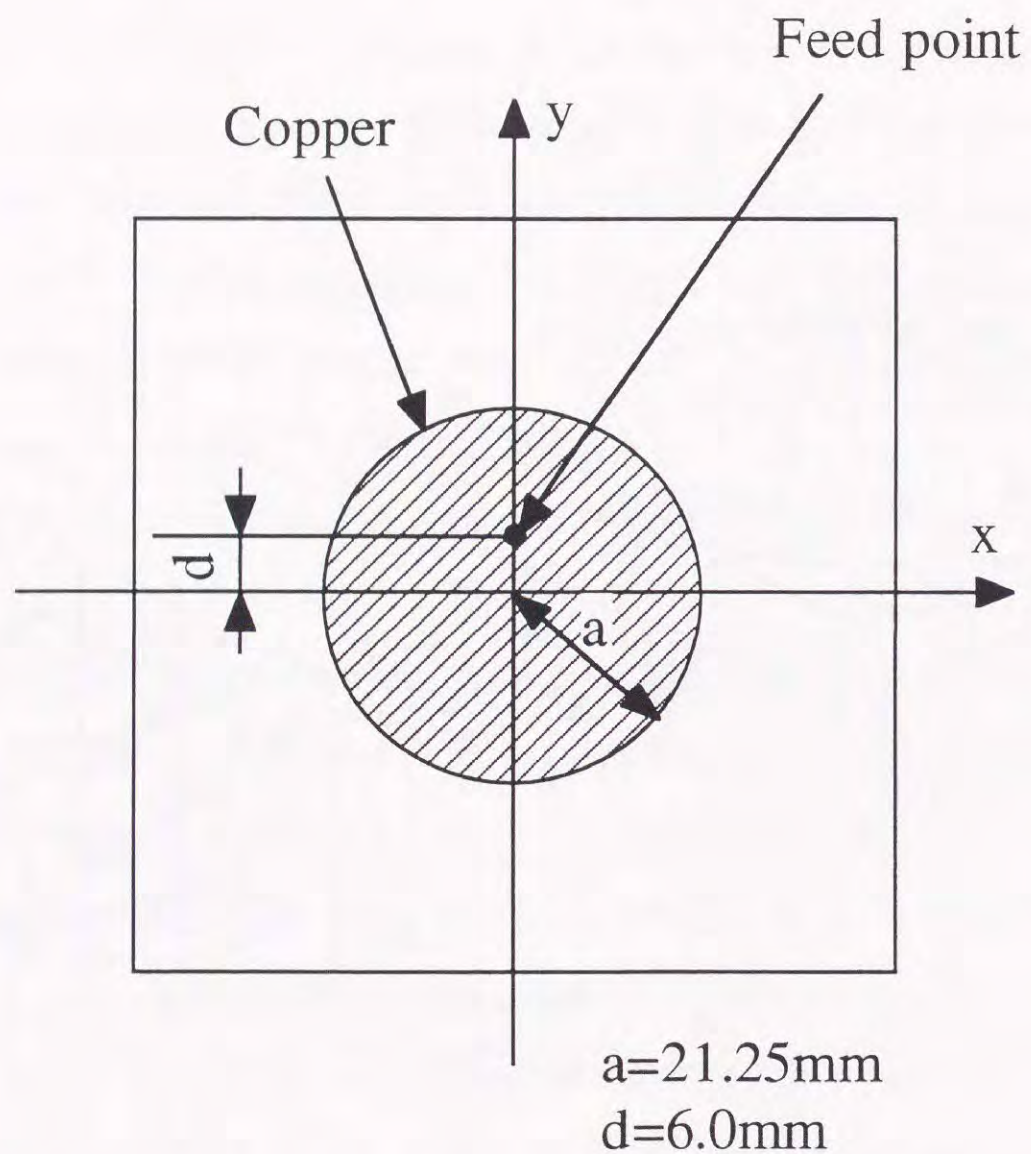


図3.15 試作した円形MSAの構成

(2) 実験結果

図3.16, 3.17に素子間隔を変化させた場合の 7×7 素子レクテナアレーの受電効率の実測値と計算値を示す。計算値は式(3.24)の結果に、入力電力280mW時の整流回路の平均整流効率73.9%をかけたものである。最大受電効率は実測値・計算値ともに、素子間隔 0.5λ (H面方向) \times 0.7λ (E面方向) で得られ、実測値60.1%, 計算値65.1%である。図3.16, 3.17より本円形MSAを用いた有限レクテナアレーでは、H面方向(x方向, 間隔A)で 0.8λ 以上, E面方向(y方向, 間隔B)で 0.7λ 以上の素子間隔になると急速に受電効率が劣化し、それ以下の素子間隔では5%以内の緩やかな変動をすることがわかる。文献(30)の無限レクテナアレーではアンテナに損失がある場合、素子間隔が 0.5λ から 0.95λ の間に25%の効率低下が報告されているが有限レクテナアレーではそのような現象は認められない。上記の受電効率の急速な劣化は文献(30)にもあるようにグレーティングローブの発生により素子アンテナの動作インピーダンスが大きく変化するためと考えられ、放射パターンがブロードで相互結合が大きいE面方向でその影響が顕著である(図3.17)。図3.16, 3.17において実測値は計算値に比べて受電効率の低下が約 0.1λ 小さい素子間隔で始まっている。文献(30)よりマイクロ波入射角が 0° からずれると受電効率が劣化する素子間隔が小さくなることから、この原因は実験のレクテナアレー面が入射マイクロ波に対して完全に垂直でなかったためと考えられる。 0.8λ (H面方向) \times 0.7λ (E面方向)より小さい素子間隔では、実測値と計算値は6%以内で良く対応している。計算では式(3.25)の相互インピーダンス計算を2素子間の結合のみで行っており、第三者へ結合したものの再放射(2次以上の結合)を考慮していない。このことが実測値と計算値の誤差原因の一つと考えられる。

レクテナの損失は整流回路がその入力に対して26%, 円形MSAの内部損失が10%であり、式(3.21)から計算した動作インピーダンスによる円形MSAと整流

回路の不整合損が5~15%である。したがって受電効率が最大となる素子間隔では入射マイクロ波の96%が円形MS Aアレーに捕集されていると見積もられる。

図3.18は整流回路の整流効率をかけない場合の受電効率の計算値である。E面素子間隔Bが0.5~0.8λの各々の曲線において、受電効率が最大になるときの1素子当たりの担当面積(A×B)は0.35~0.45λ²であり、ほぼ円形MS A単体の有効開口面積0.38λ²に対応する。1素子の面積が0.38λ²より大きい場合にもより大きい受電効率を得られるのは、相互結合が有利に働いて他素子の再放射分を吸収している場合(他素子の再放射分が直接入射波とほぼ同相になる場合)であると考えられる。図3.18の結果から、素子アンテナの指向性利得を向上させれば、最大受電効率を得る時の素子間隔はさらに大きくなることが予想される。

図3.18からも、本レクテナアレーでは最大受電効率がH面間隔A=0.5λ, E面間隔B=0.7λで得られることがわかる。さらに5%程度の受電効率低下を許容するならA=0.8λ, B=0.8λまで素子間隔を拡大できる。

なお、本レクテナアレーの受電効率をさらに上げる手段としては、より誘電正接が低く、厚みの大きい基板の使用などによる素子アンテナ効率の向上、順方向抵抗と閾値電圧がより低いダイオードの使用による整流時損失の低減が上げられる。

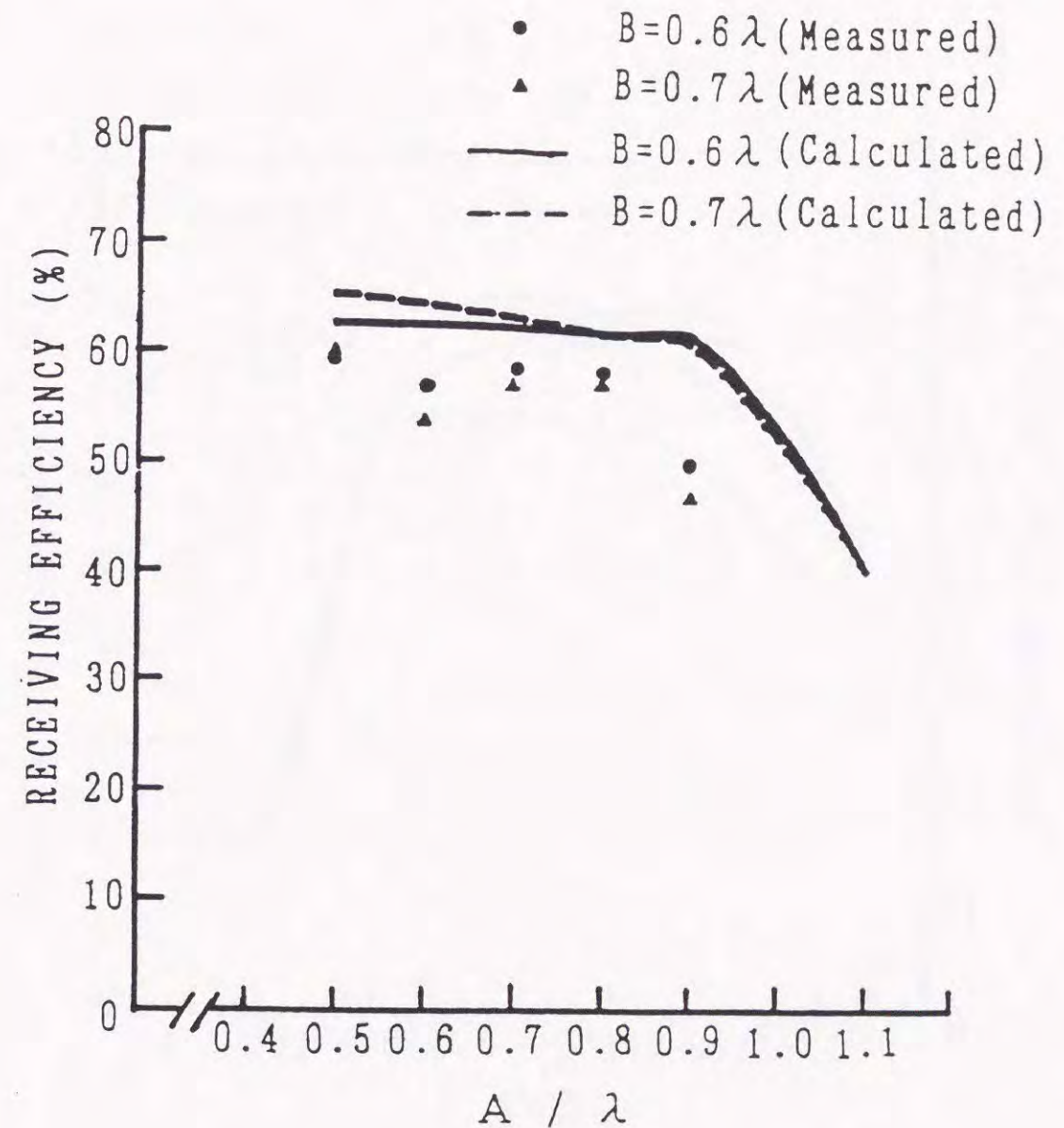


図3.16 x方向(H面方向)の素子間隔を変化させた場合の7×7素子レクテナアレーの受電効率(実測値&計算値)

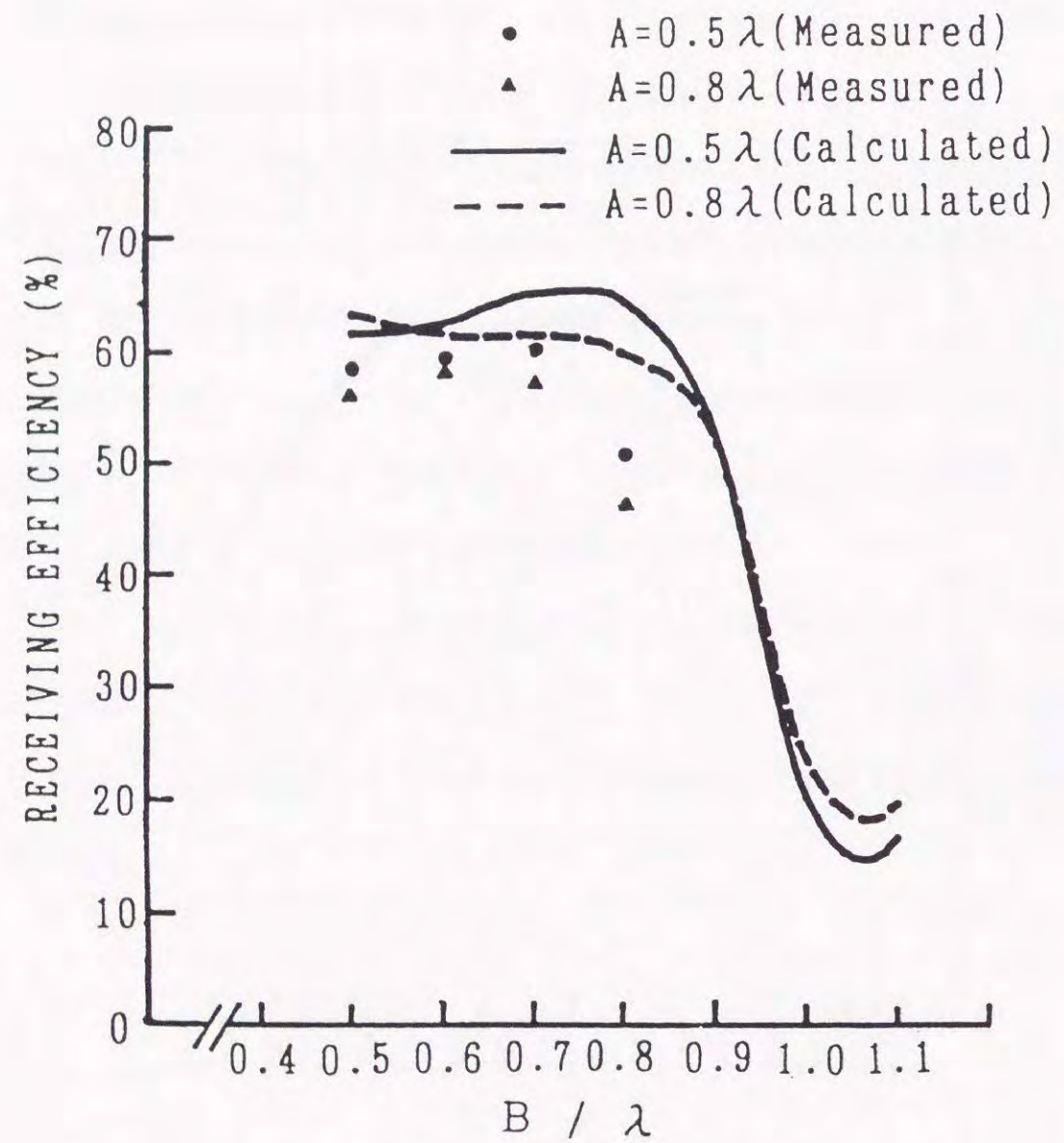


図3.17 y方向 (E面方向) の素子間隔を変化させた場合の7×7素子レクテナアレーの受電効率 (実測値&計算値)

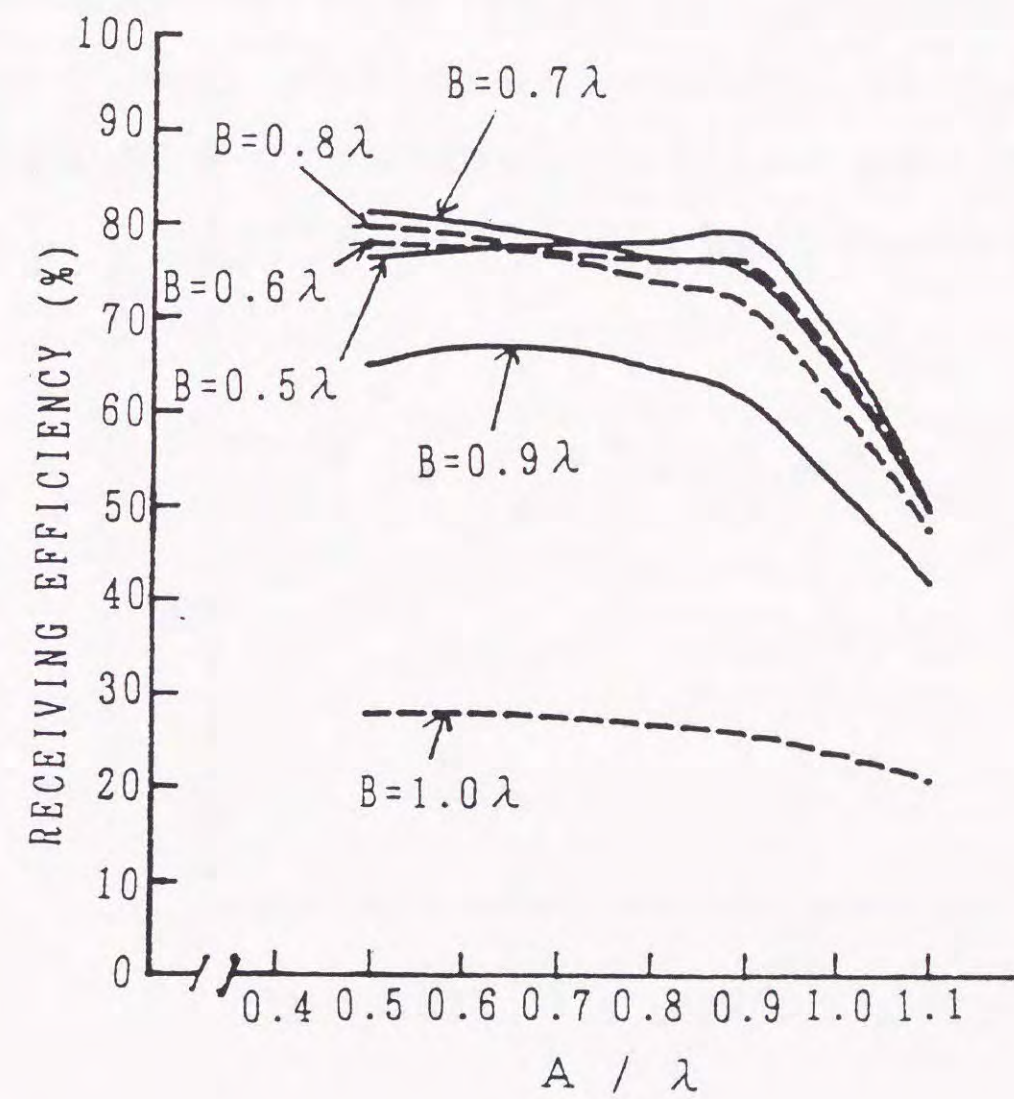


図3.18 7×7素子レクテナアレーの受電効率 (計算値, 整流回路の整流効率は考慮せず)

3. 4. 3 無限レクテナアレーへの考察

ここでは前節で述べた3. 4. 1の理論を用いてレクテナアレーの素子数が増加した場合の受電効率の変化を検討する。図3.19は、 $N \times N$ 素子アレーで N を3から2ずつ増やした場合の、アレー中央 3×3 素子の受電効率の計算値である。素子間隔は H 、 E 面方向とも 0.8λ である。図3.19より素子数が増加すると、受電効率が正弦状に変化しながら一定の値に収束していくのがわかる。1辺の素子数が15個以上になると受電効率の変動は4%以内になるので、中央 3×3 素子の受電効率は無限レクテナアレーのそれとほぼ同様になっていると考えられる。したがって、本円形MSAを使用した場合、レクテナアレーのある部分が無限アレーと同様（誤差4%以内）に見せるためにはその周囲に6列以上の素子が必要である。

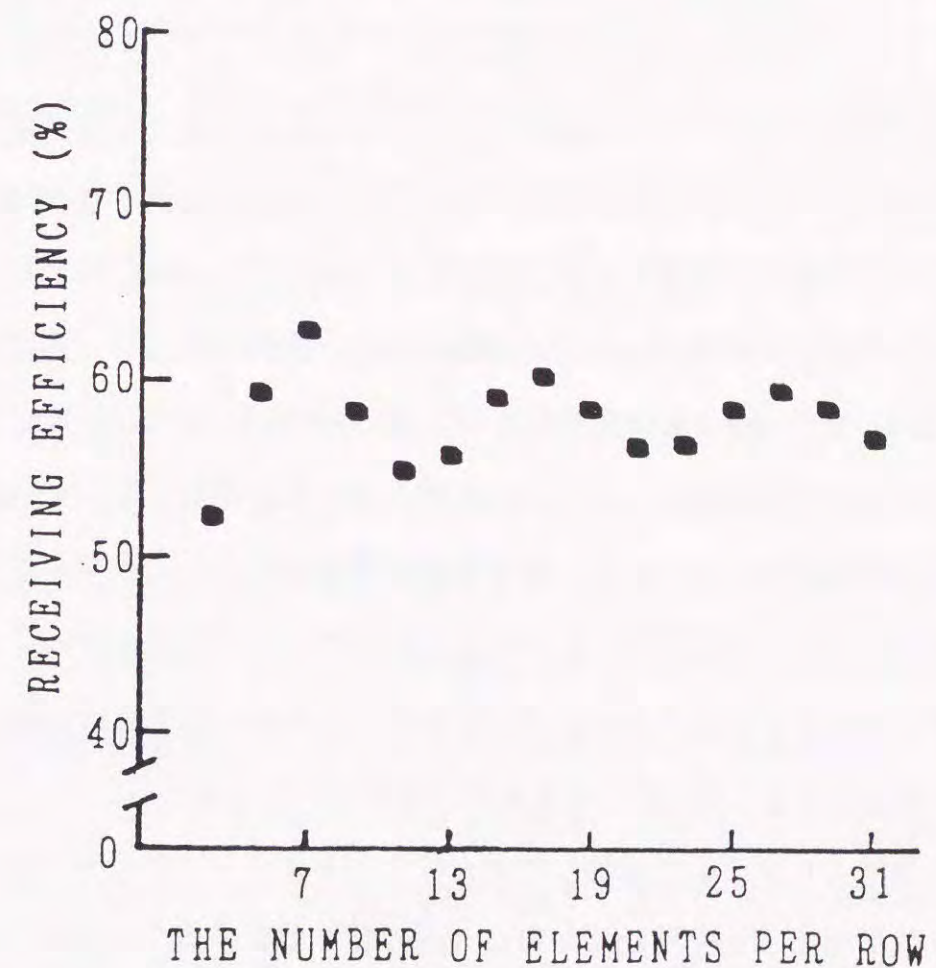


図3.19 レクテナアレーの1辺の素子数と中央 3×3 素子の受電効率

3.5 結言

本章ではレクテナアレーの受電特性向上のために、レクテナ単体の高効率化とレクテナアレーの最適素子間隔について検討した。

まずレクテナ単体の高効率化では、理想的な整流回路の条件を示してそれに近い特性を持つ入出力フィルタを設計し、また整流に適したダイオードを検討・調査した。その結果、従来は500mW以上の高入力で60%程度だった整流効率を、500mW入力で75.7%、750mW入力で66.7%に改善した。

また、レクテナアレーの最適素子間隔については、素子アンテナ間相互結合を含めた有限レクテナアレーの受電効率の理論を示し、アンテナとして円形MSAを用いた7×7素子方形配列アレーの実験を行った。この結果、最大受電効率は素子間隔 0.5λ （H面方向）× 0.7λ （E面方向）で得られ、実測値60.1%、計算値65.1%であった。レクテナの損失を考慮すると、このとき入射電力の96%が円形MSAアレーに捕集されていることが示された。また計算より、素子間隔 0.8λ （H面方向）× 0.8λ （E面方向）までは受電効率の低下が最大値から5%以内であり、それ以上では急速に劣化することが明らかになった。特に素子アンテナ間相互結合が強いE面方向でその傾向は顕著であった。また、受電効率が最大値もしくはそれに近い値になるのは、1素子当たりの担当面積（ $A \times B$ ）が $0.35 \sim 0.45 \lambda^2$ になる場合であり、素子アンテナ間相互結合を有効に用いれば、円形MSA単体の有効開口面積 $0.38 \lambda^2$ より大きい素子間隔でも最大値に近い受電効率が得られることを示した。

また、上記理論より素子数が増加した場合のレクテナアレー中心部の受電効率を検討し、素子数が増えると受電効率がある一定の値に収束することを示した。今回使用した方形配列円形MSAアレーでは、周囲に6列以上の素子があれば、受電効率は4%以内に収束し、ほぼ無限レクテナアレーと見なせることがわかった。

以上の検討はレクテナ単体の受電効率向上や、なるべく素子数を減らして大きい受電効率を得る素子配置等、有限レクテナアレーの最適設計の手法を示したものである。SPSシステムや成層圏無線中継システムで使用されるレクテナアレーの設計に有益である。

第4章

マイクロ波移動体衛星通信および無線電力伝送における電波到来方向検出用モノパルスフェーズドアレーのビーム方向精度

4.1 序言

第2, 3章では移動体衛星通信と無線電力伝送におけるアレーアンテナ技術の応用について述べた。移動体衛星通信・無線電力伝送ではともに高精度な電波到来方向検出システムが必要になる。本章ではこの電波到来方向検出システムに関するアレーアンテナ技術として、電波到来方向を高速・高精度に検知できるモノパルスフェーズドアレーアンテナのビーム方向精度についての検討を行う。

移動体衛星通信、無線電力伝送ともに極めて遠方から細いビーム幅で電波を照射するシステムであり、衛星や移動体の方向を高速・高精度で把握することが要求される。一般的に方向検出は、衛星や移動体から送信される電波を基地局のアンテナで受信することで行われる。この方向検出用受信アンテナとして適しているのがアンテナを物理的に動かさず、ビーム方向を高速に変化できるフェーズドアレーアンテナである。フェーズドアレーアンテナは複数の素子アンテナの励振位相を移相器で変化させてアンテナビームを電子的に走査する機能をもつ。当初はレーダ用として開発されたが、半導体デバイスの発達に伴い最近では移動体通信への適用も数多く報告されている^{(16), (36)}。フェーズドアレーアンテナで方向検出を行うときの主な方法として、以下の方式がある。

- (1)ロービング方式
- (2)ステップトラック方式
- (3)モノパルス方式

(1)のロービング方式はアンテナビームを広い範囲に走査させ、受信信号の振幅変動成分から信号波の到来方向を検知する方法である。(2)のステップトラック方式は目標方向の近傍にアンテナビームを試行錯誤的に走査して受信信号レベルが最も高くなる方向を検知する方法である。また、(3)のモノパルス方式⁽³¹⁾は和パターンと差パターンの2つのビームを同時に受信し、差パターンのナル点近傍の振幅や位相の変化から到来方向を検知する方法である。モノパルス方式は他の方式に比べて高速で最も精度良く到来方向を検出できる特長を有している。

このモノパルス方式では、デジタル移相器の量子化誤差を含む各素子アンテナの設定位相誤差により、差パターンのナル点位置が変動(ナルシフト)して方向検出の誤差の原因となるため、両者の関係を把握することが重要である。この設定位相誤差と方向検出誤差の関係を理論的に検討した例は少なく^{(22), (37)}、特にアンテナ開口に振幅分布を設けた場合については報告が見あたらない。開口に振幅分布を設けるのはサイドローブ低減のために必要であり、この場合の理論的な検討は重要である。また、デジタル移相器を使用する場合、移相器のビット数と移相器の設定位相を計算する演算機の精度から、ナル点位置(=ビーム方向)の最小変化量が定まる。測角の必要精度を実現するためには、移相器・演算機の精度とビーム方向の最小変化量の関係を把握する必要があるが、これも理論的に検討した例は少なく⁽³⁸⁾、⁽³⁹⁾、特に演算機の精度についての報告は見あたらない。

そこで本章では、まずモノパルス方式の原理を説明した後、移相器の設定誤差とナルシフトについて統計的な検討を行い、設定位相誤差の標準偏差からナルシフト量の標準偏差を直接表せることを示す。また、式の有効性を実証するために数値計算例を示す。次に移相器のビット数とビーム方向の最小変化量の関係を検討した後、この最小変化量を実現するために必要な演算機のビット数についても明らかにする。この検討結果を実証するための実験結果と数値計算例を合わせて示す。

4.2 モノパルスフェーズドアレーの方向検出の原理

本節ではモノパルス方式による方向検出の原理について説明する。図4.1にモノパルス方式の原理を示す。図4.1(a)のように開口を2分割したフェーズドアレーアンテナのそれぞれの開口の受信電界をA, Bとする。A, Bの和を取ったもの(和パターンまたは和信号)と差を取ったもの(差パターンまたは差信号)の放射パターンは図4.1(b)のようになる。この和パターンのビームピークと差パターンのナル点は、各素子アンテナの位相設定を変えることで任意の方向に走査することができるが、ここでは簡単のため、ビームピークとナル点がアンテナ正面にある場合を考える。2つの開口の間隔をdとすると、ナル点からの離角 θ の方向から到来する電波に対して和信号 Σ と差信号 Δ は次式で表される。

$$\begin{aligned}\Delta &= A - B = E_0(\theta, r) \cdot \exp\left(-j \cdot k \cdot \frac{d}{2} \sin(\theta)\right) - E_0(\theta, r) \cdot \exp\left(j \cdot k \cdot \frac{d}{2} \sin(\theta)\right) \\ &= 2jE_0(\theta, r) \cdot \sin\left(k \cdot \frac{d}{2} \sin(\theta)\right)\end{aligned}\quad (4.1)$$

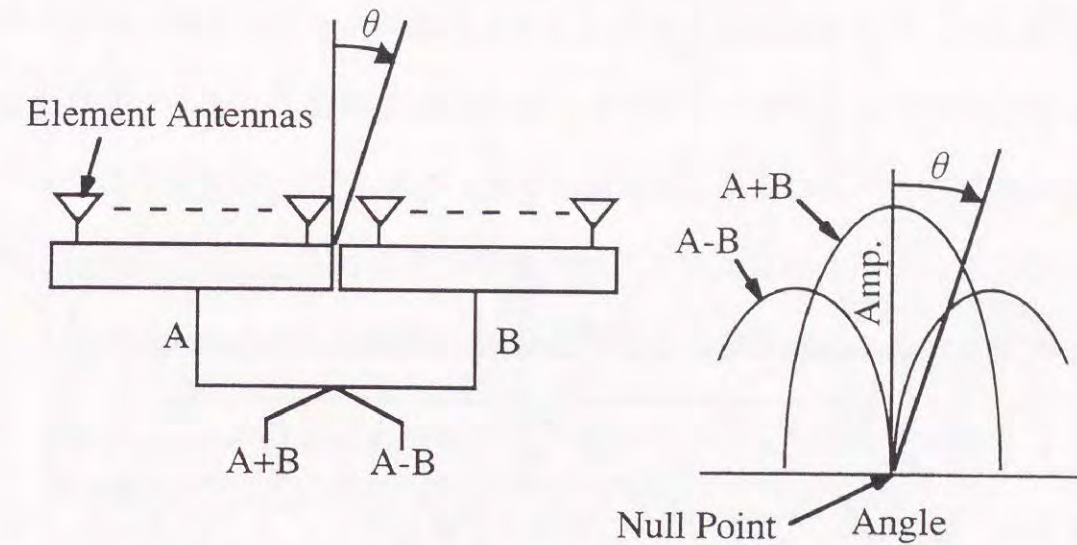
$$\begin{aligned}\Sigma &= A + B = E_0(\theta, r) \cdot \exp\left(-j \cdot k \cdot \frac{d}{2} \sin(\theta)\right) + E_0(\theta, r) \cdot \exp\left(j \cdot k \cdot \frac{d}{2} \sin(\theta)\right) \\ &= 2E_0(\theta, r) \cdot \cos\left(k \cdot \frac{d}{2} \sin(\theta)\right)\end{aligned}\quad (4.2)$$

ここでkは波数、 $E_0(\theta, r)$ は一方の開口に入射する電界であり、角度 θ と距離rの関数である。差信号 Δ を和信号 Σ で除して、 θ が十分小さいとすると次式を得る。

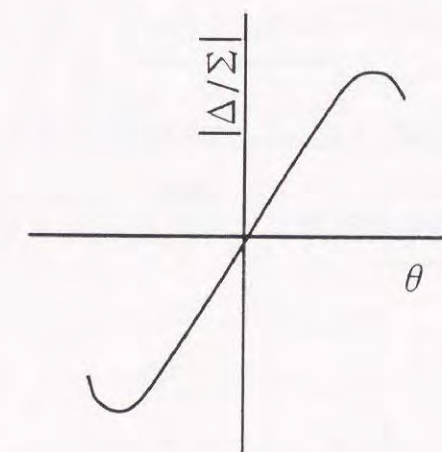
$$\frac{\Delta}{\Sigma} = j \cdot \tan\left(k \cdot \frac{d}{2} \sin(\theta)\right) \underset{\theta \ll 1}{\approx} j \cdot \tan\left(k \cdot \frac{d}{2} \cdot \theta\right) \approx j \cdot k \cdot \frac{d}{2} \cdot \theta\quad (4.3)$$

式(4.3)より Δ/Σ は距離や大気変動などによる到来電波レベルの変動に関係なく、図4.1(c)のような θ のみの一次関数になることがわかる。 θ が十分小さければ Δ/Σ

の電圧は θ に比例し、符号は θ に一致する。この方式はステップトラック方式等のビーム走査で方向検出する方式に比べて、電波を受信すると短時間で、正確に方向が検出される。以上のようにモノパルス方式は差パターンのナル点からの離角を測定する方法なので、ナル点位置が所望方向に正確に設定されることが重要である。また、デジタル移相器を用いる場合には、ナル点位置をどれだけ細かく走査できるかが問題になる。次節以下では、設定位相誤差とナル点位置 (= ビーム方向) 精度の関係と、移相器・演算機精度とナル点走査精度について検討する。



(a) モノパルスフェーズドアレーの構成 (b) 和パターンと差パターン



(c) 和信号で規格化した差信号

図4.1 モノパルスフェーズドアレーの方向検出の原理

4.3 モノパルスフェーズドアレーアンテナの励振位相誤差とビーム方向誤差の関係

4.3.1 方向誤差の表現式

本節ではモノパルスフェーズドアレーアンテナ（以下モノパルスフェーズドアレー）の各素子アンテナの励振位相誤差とビーム方向（=ナル点位置）誤差の関係を統計的に明らかにする。フェーズドアレーは図4.2に示すように左右対称な構造とし、ビーム方向は差パターンのナル点の位置とする。なお、図4.2では簡単のためリニアアレーを示しているが、原点に対して対称な構造であれば、以下の理論は平面アンテナにも適用される。測角方向の素子位置を x_n （座標原点からの距離を表し、常に正の値）、右側の各素子アンテナの位相の設定値からのずれを ϕ_{1n} 、左側のずれを ϕ_{2n} とすると、差パターン ΔE の電界は次式で表される。

$$\Delta E = \sum_{n=1}^{N/2} E_n \exp j[kx_n(\sin\theta - \sin\theta_0) + \phi_{1n}] - \sum_{n=1}^{N/2} E_n \exp j[-kx_n(\sin\theta - \sin\theta_0) + \phi_{2n}] \quad (4.4)$$

式(4.4)において E_n は n 番目の素子アンテナの放射電界、 θ_0 は設定したビーム方向、 k は波数、 N は総素子数を示す。実際のビーム方向は ΔE が最小になる θ_{\min} であり、ナルシフト量を $\Delta\theta$ とすると、

$$\theta_{\min} = \theta_0 + \Delta\theta \quad (4.5)$$

となり、次式の関係が成り立つ。

$$\sin\theta_{\min} - \sin\theta_0 = \cos\theta_0 \cdot \Delta\theta \quad (4.6)$$

ここで ϕ_{1n} 、 ϕ_{2n} 、 $\Delta\theta$ が小さいものと仮定すると、 $\exp(z) \approx 1+z$ の近似を用いて式(4.4)は次式で表される。

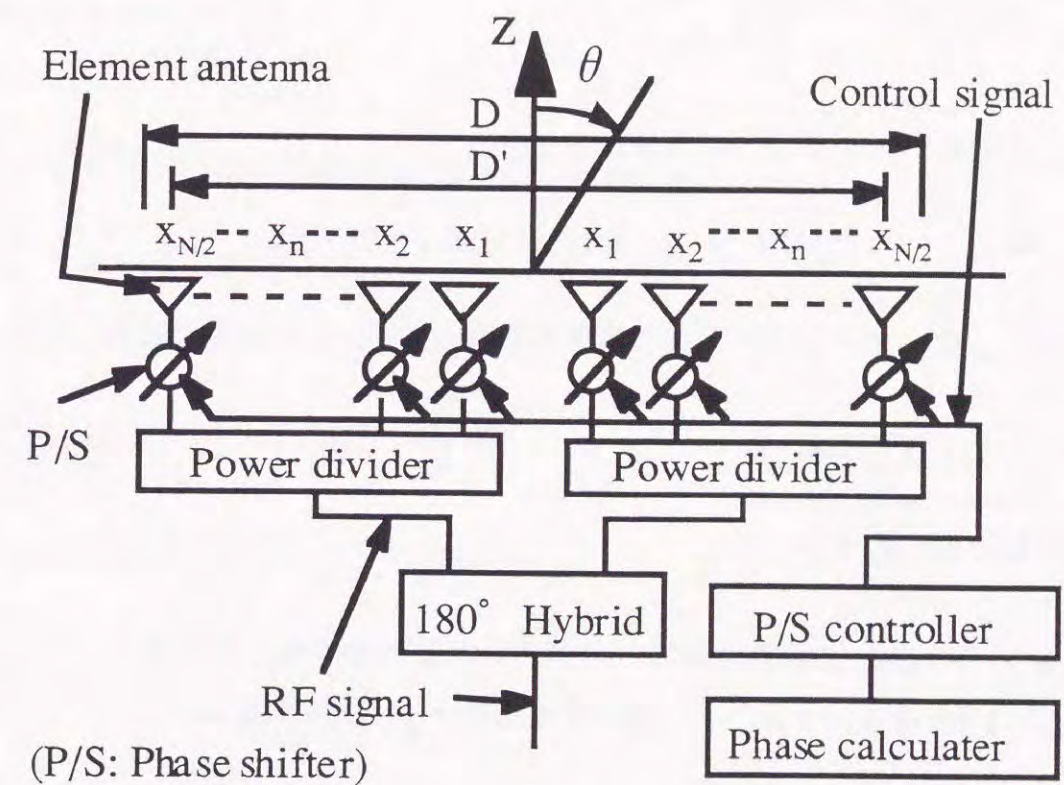


図4.2 モノパルスフェーズドアレーの構成

$$\begin{aligned} \Delta E &\approx \sum_{n=1}^{N/2} E_n [\exp j(kx_n \cos \theta_0 \cdot \Delta \theta + \phi_{1n}) \\ &\quad - \exp j(-kx_n \cos \theta_0 \cdot \Delta \theta + \phi_{2n})] \\ &\approx \sum_{n=1}^{N/2} E_n j(2kx_n \cos \theta_0 \cdot \Delta \theta + \phi_{1n} - \phi_{2n}) \end{aligned} \quad (4.7)$$

式(4.7)で $\Delta E=0$ としてビーム方向のずれ，すなわちなルシフト量 $\Delta \theta$ は次式で表される。

$$\Delta \theta = -\frac{1}{2k \cos \theta_0} \cdot \frac{\sum_{n=1}^{N/2} E_n (\phi_{1n} - \phi_{2n})}{\sum_{n=1}^{N/2} E_n x_n} \quad (4.8)$$

ϕ_{1n} , ϕ_{2n} がそれぞれ独立で，それぞれ正規分布 $N(0, \sigma_{1n}^2)$ と $N(0, \sigma_{2n}^2)$ に従うものとする， $\sum E_n (\phi_{1n} - \phi_{2n})$ は $N(0, \sum E_n^2 (\sigma_{1n}^2 + \sigma_{2n}^2))$ なる正規分布に従う。従ってナルシフト量の標準偏差を σ_θ とすると次式の結果を得る。

$$\sigma_\theta^2 = \frac{\sum_{n=1}^{N/2} E_n^2 (\sigma_{1n}^2 + \sigma_{2n}^2)}{(2k \cos \theta_0 \sum_{n=1}^{N/2} E_n x_n)^2} \quad (4.9)$$

全素子アンテナの励振位相誤差が $N(0, \sigma^2)$ なる正規分布に従う場合，すなわち $\sigma_{1n}^2 = \sigma_{2n}^2 = \sigma^2$ の場合，ナルシフト量の標準偏差 σ_θ は次式となる。

$$\sigma_\theta^2 = \frac{\left(\sum_{n=1}^{N/2} E_n^2 \right) \sigma^2}{2(k \cos \theta_0 \sum_{n=1}^{N/2} E_n x_n)^2} \quad (4.10)$$

式(4.10)は左右対称な構造のモノパルスフェーズドアレーの励振位相誤差とビーム方向誤差を統計的に関係づける一般的な表現である。以下，アンテナ構造の特徴で場合分けして式(4.10)をより見通しのよい表現で表してみる。

(1) 均一励振振幅方形配列アレーの場合

各素子アンテナの励振振幅が等しく，また図4.3のように測角方向（x軸方向）の素子間隔が d である方形配列アレーを考える。図4.3において $2M$ は測角方向の素子列数， L は測角方向と直交する方向（軸方向）の素子列数である。また全素子アンテナ数 $N=2ML$ ，測角方向の開口径 $D=2Md$ である。この場合，全素子アンテナの励振振幅が等しいので式(4.10)は次のようになる。

$$\sigma_\theta^2 = \frac{N\sigma^2}{4(k \cos \theta_0 \sum_{n=1}^{N/2} x_n)^2} \quad (4.11)$$

また，測角方向の素子列位置 x_m は次式で表わされる。

$$x_m = d/2 + d(m-1) \quad (4.12)$$

従って式(4.11)の級数は次式のようになる。

$$\sum_{n=1}^{N/2} x_n = L \sum_{m=1}^M x_m = L \frac{d}{2} M^2 = \frac{1}{8} ND \quad (4.13)$$

式(4.13)を式(4.11)に代入して次式を得る。

$$\sigma_\theta^2 = \frac{4\sigma^2}{N \left(\frac{\pi D}{\lambda} \cos \theta_0 \right)^2} \quad (4.14)$$

均一振幅方形配列アレーにおける励振位相誤差とビーム方向誤差は式(4.14)で簡潔に表わすことができる。

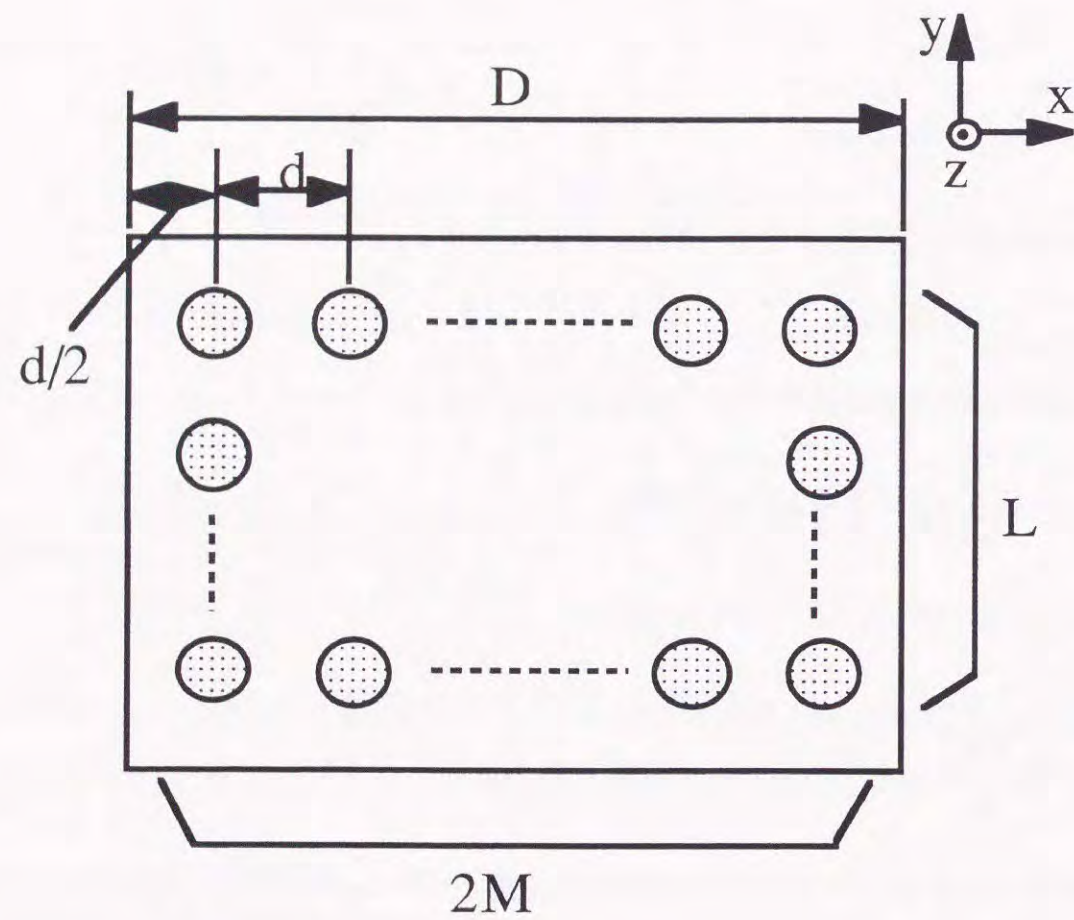


図4.3 均一振幅方形配列アレーの構成

(2) 振幅分布付きアレーの場合

複数種類の励振振幅比や、間引きアレー⁽⁴⁰⁾等素子アンテナの配列密度によってアンテナ開口上に振幅分布を設けたフェーズドアレーの場合について考える。図4.4はフェーズドアレーの右半面における x 座標上の各素子アンテナ振幅とその合計振幅を示したもので、左半面はこれと対称な構造になっている。x_m座標上に存在する素子アンテナ数を L_m、L_m個の素子アンテナの各励振振幅を a_{mi} (i = 1 ~ L_m) とすると、式(4.10)の各級数は次のように表わされる。

$$\sum_{n=1}^{N/2} E_n x_n = \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^{L_m} a_{mi} x_m \quad (4.15)$$

$$\sum_{n=1}^{N/2} E_n^2 = \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^{L_m} a_{mi}^2 \quad (4.16)$$

ここで測角方向の設定開口振幅分布、すなわち各素子アンテナの励振振幅を x 軸上に投影した時の振幅分布を f(x_m) とすると次式のようなになる。

$$\sum_{i=1}^{L_m} a_{mi} = C \cdot f(x_m) \quad (4.17)$$

式(4.17)で C は未定係数である。また、素子アンテナの励振振幅比の種類を A_k (1 ~ K)、それぞれの励振振幅比の素子アンテナ数を N_k とすると次式が成り立つ。

$$\sum_{n=1}^{N/2} E_n^2 = \sum_{k=1}^K N_k A_k^2 \quad (4.18)$$

$$\sum_{n=1}^{N/2} E_n = \sum_{k=1}^K N_k A_k \quad (4.19)$$

$$\sum_{n=1}^{N/2} E_n = \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^{L_m} a_{mi} = C \sum_{m=1}^M f(x_m) \quad (4.20)$$

式(4.19), (4.20)より未定係数 C は次式で表わされる。

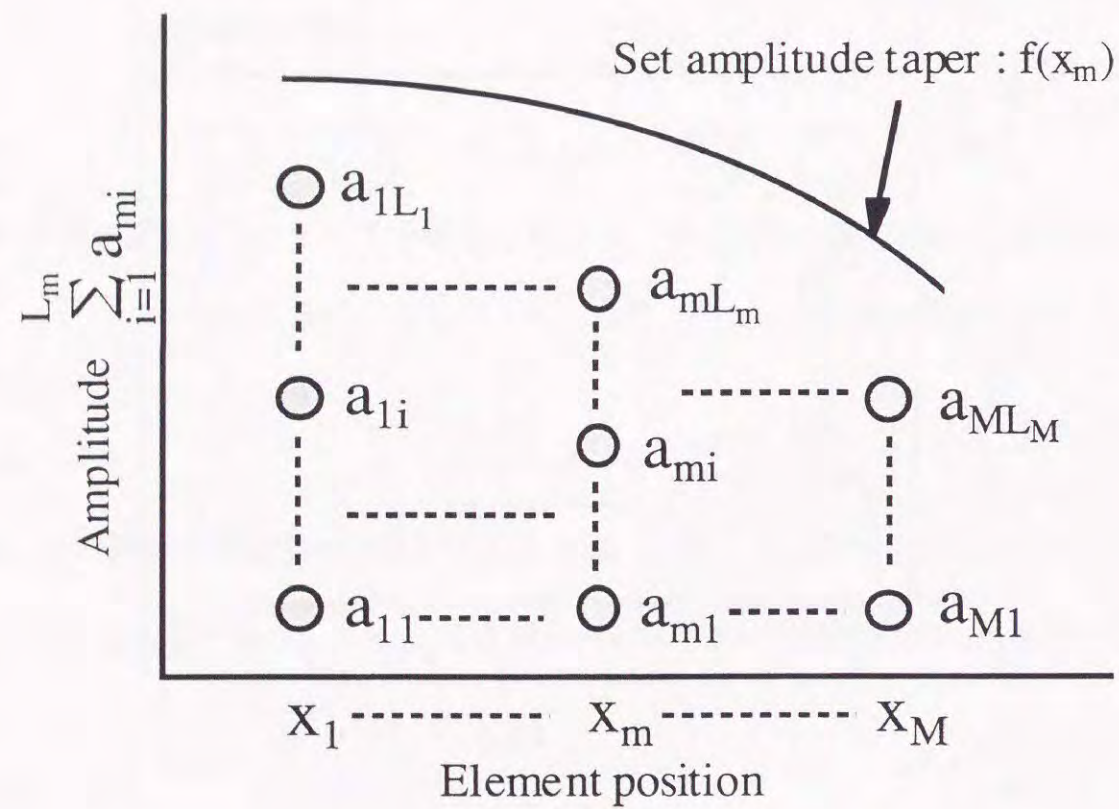


図4.4 フェーズドアレーの開口振幅分布

$$C = \frac{\sum_{k=1}^K N_k A_k}{\sum_{m=1}^M f(x_m)} \quad (4.21)$$

式(4.15)~(4.21)を用いれば、式(4.10)は A_k , N_k , $f(x_m)$ で表現され次式となる。

$$\sigma_\theta^2 = \frac{\sum_{k=1}^K N_k A_k^2}{2(\sum_{k=1}^K N_k A_k)^2} \cdot \frac{(\sum_{m=1}^M f(x_m))^2}{(k \cos \theta_0 \sum_{m=1}^M x_m f(x_m))^2} \cdot \sigma^2 \quad (4.22)$$

式(4.22)は振幅分布付きアレーアンテナにおいて励振位相誤差とビーム方向誤差を統計的に関係づける表現である。

一般にアレーアンテナでは低サイドローブ特性を得るために、テイラー分布などのテーパ状の開口振幅分布を設ける場合が多い。そこでこのテーパ状の開口振幅分布を次式のような2次関数で近似する場合を考える。

$$f(x_m) = 1 - A \left(\frac{2x_m}{D} \right)^2 \quad (4.23)$$

式(4.23)でAは定数である。開口径の大きいアンテナ ($D \gg d$) においては、式(4.22)の $f(x_m)$ を含む級数を、式(4.23)から次式のように近似できる。

$$\sum_{m=1}^M f(x_m) \approx \frac{D}{2d} (1 - A/3) \quad (4.24)$$

$$\sum_{m=1}^M x_m f(x_m) \approx \frac{D^2}{8d} (1 - A/2) \quad (4.25)$$

式(4.24), (4.25)を式(4.22)に代入して次式を得る。

$$\sigma_\theta^2 = \frac{2 \sum_{k=1}^K N_k A_k^2}{(\sum_{k=1}^K N_k A_k)^2} \cdot \frac{(1 - A/3)^2}{(1 - A/2)^2 \left(\frac{\pi}{\lambda} D \cos \theta_0 \right)^2} \cdot \sigma^2 \quad (4.26)$$

式(4.26)では素子位置を与えなくても、素子アンテナの励振振幅比の種類とそれぞれの励振振幅比の素子アンテナ数、および測角方向の設定開口振幅分布から評価が行

える。

均一励振振幅方形配列アレーでは全素子アンテナの振幅比が1になるので式(4.26)中の二つ級数は $N/2$ となり、また A は0である。このとき式(4.26)は式(4.14)と一致する。また、全素子アンテナの振幅比は同一で、間引き等素子配列密度で開口振幅分布を設ける場合は、式(4.26)中の二つ級数は $N/2$ になるので式(4.26)は次式となる。

$$\sigma_{\theta}^2 = \frac{4(1-A/3)^2}{(1-A/2)^2 N \left(\frac{\pi}{\lambda} D \cos \theta_0\right)^2} \cdot \sigma^2 \quad (4.27)$$

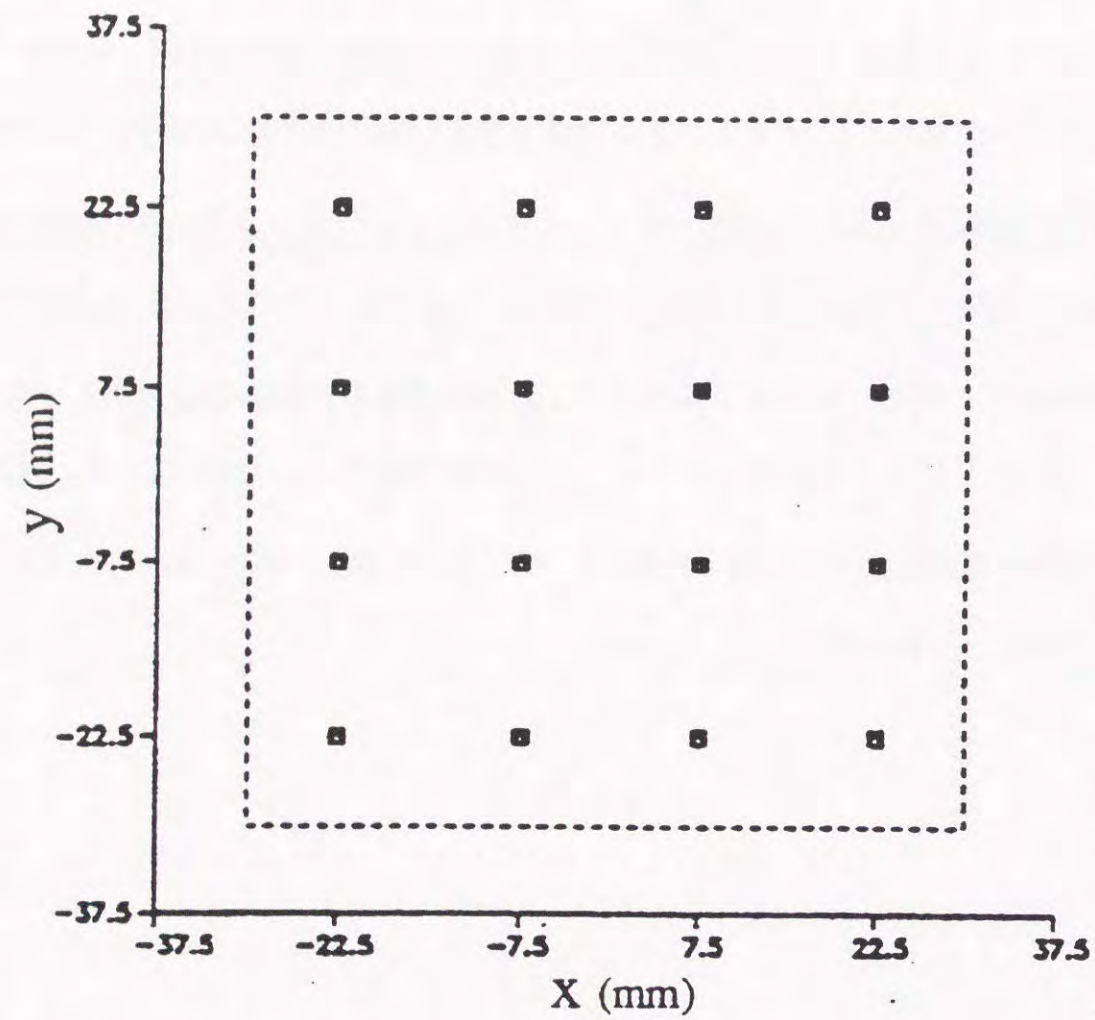
式(4.27)は均一励振振幅方形配列アレーの式(4.14)に定数をかけた形になっている。また式(4.27)は全素子アンテナ数、アンテナ開口径、および測角方向の設定開口振幅分布がわかれば評価が行える形である。

4. 3. 2 数値検討

4. 3. 1 で求めた式を実証するため、以下に均一励振振幅方形配列アレーと振幅分布付きアレーについて数値計算でシミュレーションを行う。

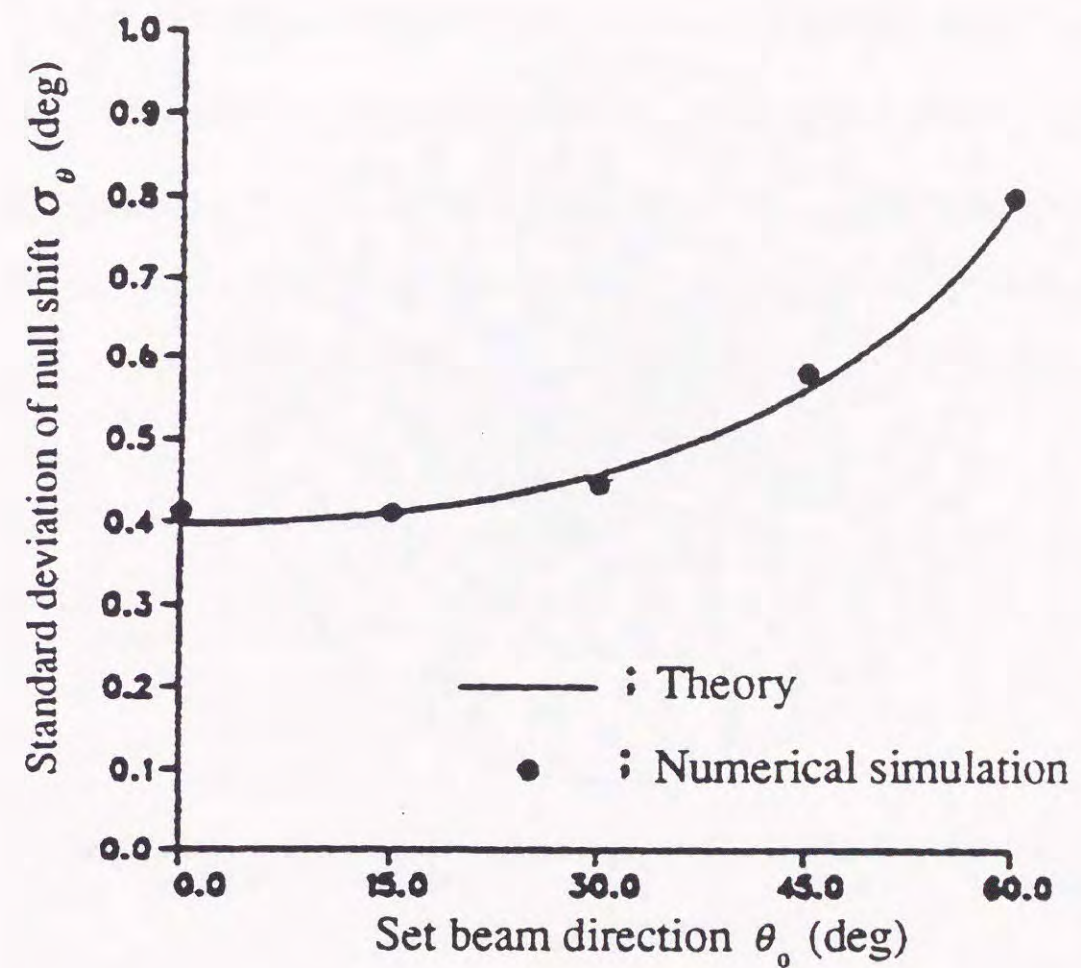
(1) 均一励振振幅方形配列アレー

図4.5に示す16素子の均一励振振幅の方形配列アレーを考える。周波数はX帯で素子間隔は x 、 y 方向共に $1/2$ 波長である。励振位相誤差の標準偏差が $\sigma = 5.0^\circ$ の場合の設定ビーム方向 θ_0 とナルシフトの標準偏差 σ_{θ} の関係を図4.6に示す。図中実線は式(4.14)に従って計算した結果であり、黒点はシミュレーション計算の結果である。シミュレーションでは各素子アンテナにおいて、ビーム方向 θ_0 のビーム走査位相に、標準偏差 $\sigma = 5.0^\circ$ の乱数を発生させて得た位相誤差を加えて放射パターンを計算し、これを30ケース計算してナルシフトの標準偏差 σ_{θ} を求めている。図4.6において実線と黒点は 0.02° 以内(5%以内)で対応しており、式(4.14)でナルシフトが評価できることがわかる。



素子間隔 $d=0.5\lambda$

図4.5 16素子方形配列アレーの素子配置

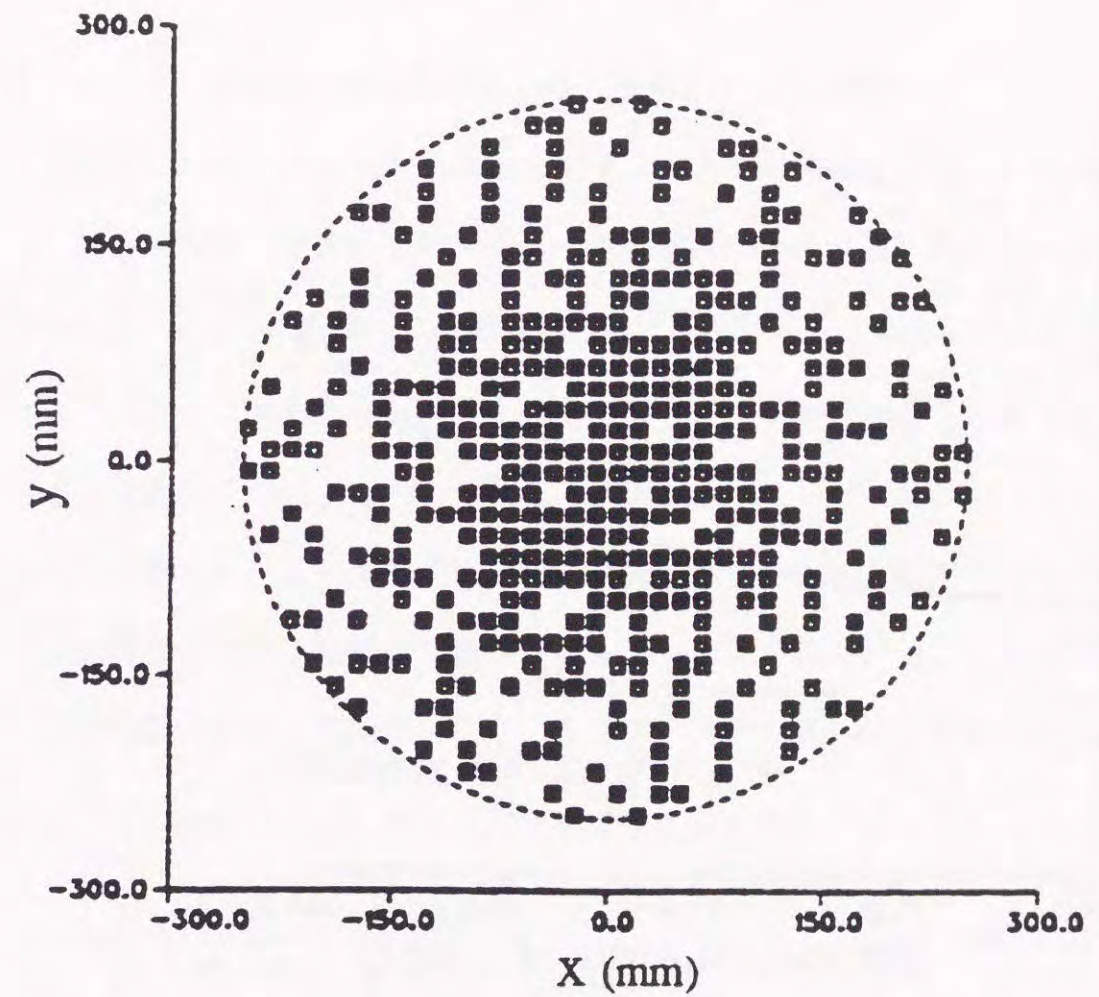


励振位相誤差の標準偏差 $\sigma=5.0^\circ$

図4.6 16素子方形配列アレーの各設定ビーム方向 θ_0 におけるナルシフトの標準偏差

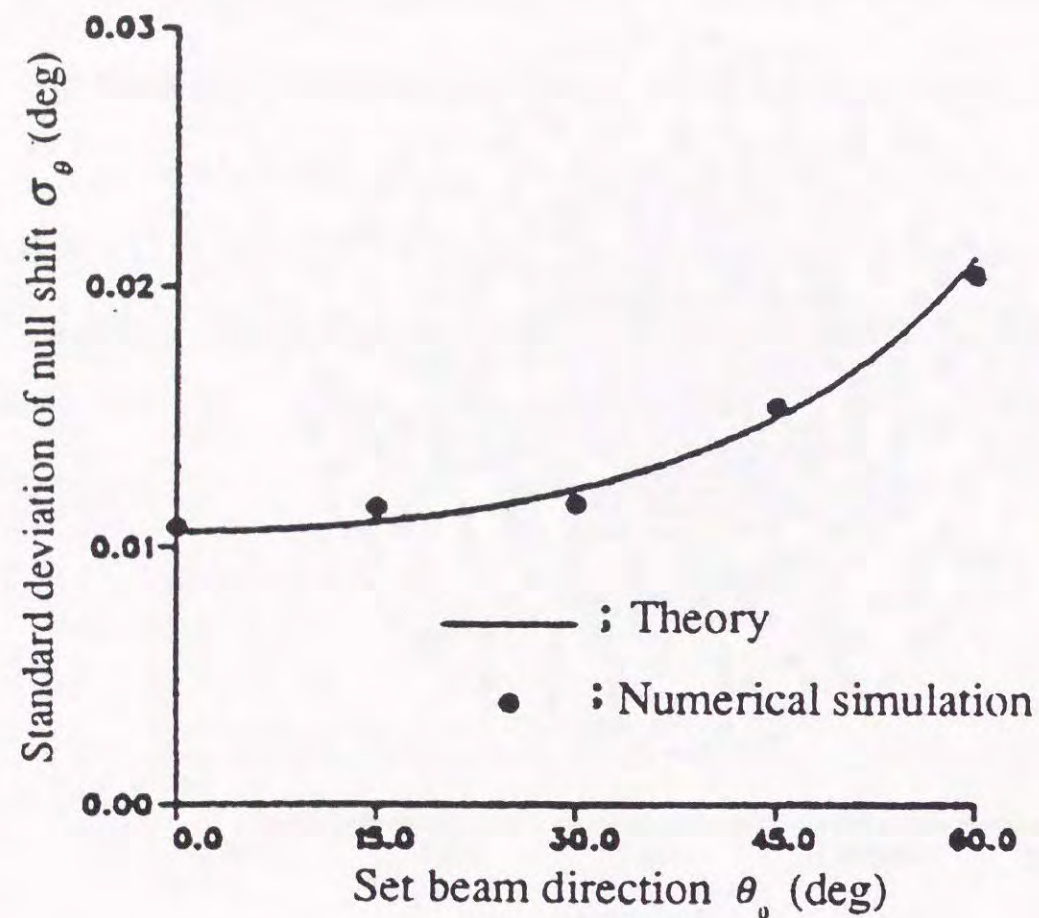
(2) 励振振幅分布付きアレー

図4.7は全素子アンテナの励振振幅を同一とし、素子アンテナ配置密度で開口振幅分布を設けた間引きアレーの素子配置である。所望開口振幅分布はサイドローレベル-30dBの円形テイラー ($\bar{n}=5$) 分布である。また総素子アンテナ数は444個で、周波数はX帯、素子間隔はx, y方向共に1/2波長で、アンテナ開口径 $D=17\lambda$ である。励振位相誤差の標準偏差が $\sigma=5.0^\circ$ の場合の設定ビーム方向 θ_0 とナルシフトの標準偏差 σ_θ の関係を図4.8に示す。図中実線は $A=0.673$ として式(4.27)で計算した結果であり、黒点はシミュレーション計算の結果である。シミュレーション方法は(1)と同様である。図4.8において実線と黒点は 0.0005° 以内(5%以内)で対応しており、式(4.27)でもナルシフトが正確に評価されていることがわかる。



素子間隔 $d=0.5\lambda$, アンテナ開口径 $D=17\lambda$
開口振幅分布: 円形テイラー (SLL=-30dB, $\bar{n}=5$)

図4.7 444素子間引きアレーの素子配置



励振位相誤差の標準偏差 $\sigma = 5.0^\circ$

図4.8 4 4 4 素子間引きアレーの各設定ビーム方向 θ_0 におけるナルシフトの標準偏差

4. 4 モノパルスフェーズドアレーアンテナにおけるデジタル移相器使用時のビーム方向変化量

本節ではモノパルスフェーズドアレーで所望のビーム方向（ナル点位置）変化量を実現するのに必要なデジタル移相器・演算機の精度について検討する。

4. 4. 1 移相器の最小位相変化量と最小ビーム方向変化

まずモノパルスフェーズドアレーでデジタル移相器を使用した場合に実現できる、ビーム方向（ナル点方向）の最小変化量について検討する。式(4.8)の励振位相誤差 ϕ_{1n} , ϕ_{2n} を移相器による励振位相変化と考えると、式(4.8)の $\Delta\theta$ はそれによって生じるビーム方向変化である。全ての素子アンテナに同ビット数のデジタル移相器が接続されているものとする、式(4.8)よりモノパルスフェーズドアレーで実現できる最小ビーム方向変化は、最小の励振振幅を有する素子アンテナ1個の励振位相を移相器の最小位相変化量だけ動かしたときに得られることがわかる。デジタル移相器の最小位相変化量を ϕ 、素子アンテナの最小励振振幅を $E_{n(\min)}$ 、最小ビーム方向変化を $\Delta\theta_{\min}$ とすると式(4.8)より次式を得る。

$$\Delta\theta_{\min} = \frac{1}{2k \cos\theta_0} \cdot \frac{E_{n(\min)}}{\sum_{n=1}^{N/2} E_n x_n} \cdot \phi \quad (4.28)$$

図4.3の均一励振振幅方形配列アレーであれば式(4.28)は次のようになる。

$$\Delta\theta_{\min} = \frac{2\lambda\phi}{\pi N D \cos\theta_0} \quad (4.29)$$

また図4.4の励振振幅分布付きアレーであれば、式(4.15)～(4.21)より式(4.28)は次のようになる。

$$\Delta\theta_{\min} = \frac{\lambda A_{k(\min)}}{4\pi \cos\theta_0 \sum_{k=1}^K N_k A_k} \cdot \frac{\sum_{m=1}^M f(x_m)}{\sum_{m=1}^M x_m f(x_m)} \cdot \phi \quad (4.30)$$

ここで $A_{k(\min)}$ は複数の励振振幅比 A_k 中の最小値である。さらに開口振幅分布を式(4.23)の二次関数で近似すれば式(4.30)より次式を得る。

$$\Delta\theta_{\min} = \frac{\lambda(1-A/3)}{\pi D \cos\theta_0 (1-A/2) \sum_{k=1}^K N_k A_k} \cdot A_{k(\min)} \cdot \phi \quad (4.31)$$

式(4.28)~(4.31)はいずれも

$$\Delta\theta_{\min} = \alpha \cdot \phi \quad (4.32)$$

の形をしている。従って、最小ビーム方向変化 $\Delta\theta_{\min}$ を実現するのに必要なデジタル移相器のビット数 M_p は次式で求まる。

$$M_p > \log_2 \left| \frac{2\pi\alpha}{\Delta\theta_{\min}} \right| \quad (4.33)$$

4.4.2 演算機の計算精度と最小ビーム方向変化

4.4.1 ではデジタル移相器の最小位相変化量と最小ビーム方向変化量の関係について検討した。ここでは各素子アンテナの励振位相を計算する演算機の精度と最小ビーム方向変化量について検討する。図4.2のフェーズドアレーにおいて、ビーム方向を θ_0 から $\Delta\theta$ 変化させる場合に x 座標が x_n の素子アンテナに与える位相変化量 $\Delta\phi$ は式(4.7)より次式で表わされる。

$$\Delta\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} x_n \cdot \Delta\theta \cdot \cos\theta_0 \quad (4.34)$$

$|\Delta\phi|$ が最大になるのは $|x_n|$ が最大の場合、すなわち x 軸上でアンテナの一番端にある素子アンテナである。 x 軸上の両端にある素子アンテナの距離を D' とすると $|\Delta\phi|$ の最大値 $|\Delta\phi|_{\max}$ は次式となる。

$$|\Delta\phi|_{\max} = |\pi \cdot D' \cdot \Delta\theta \cdot \cos\theta_0 / \lambda| \quad (4.35)$$

一方、移相器に与える励振位相を計算する演算機のビット数を M_c とすると、演算できる最小位相量 q は次式で表わされる。

$$q = \frac{2\pi}{2^{M_c}} \quad (4.36)$$

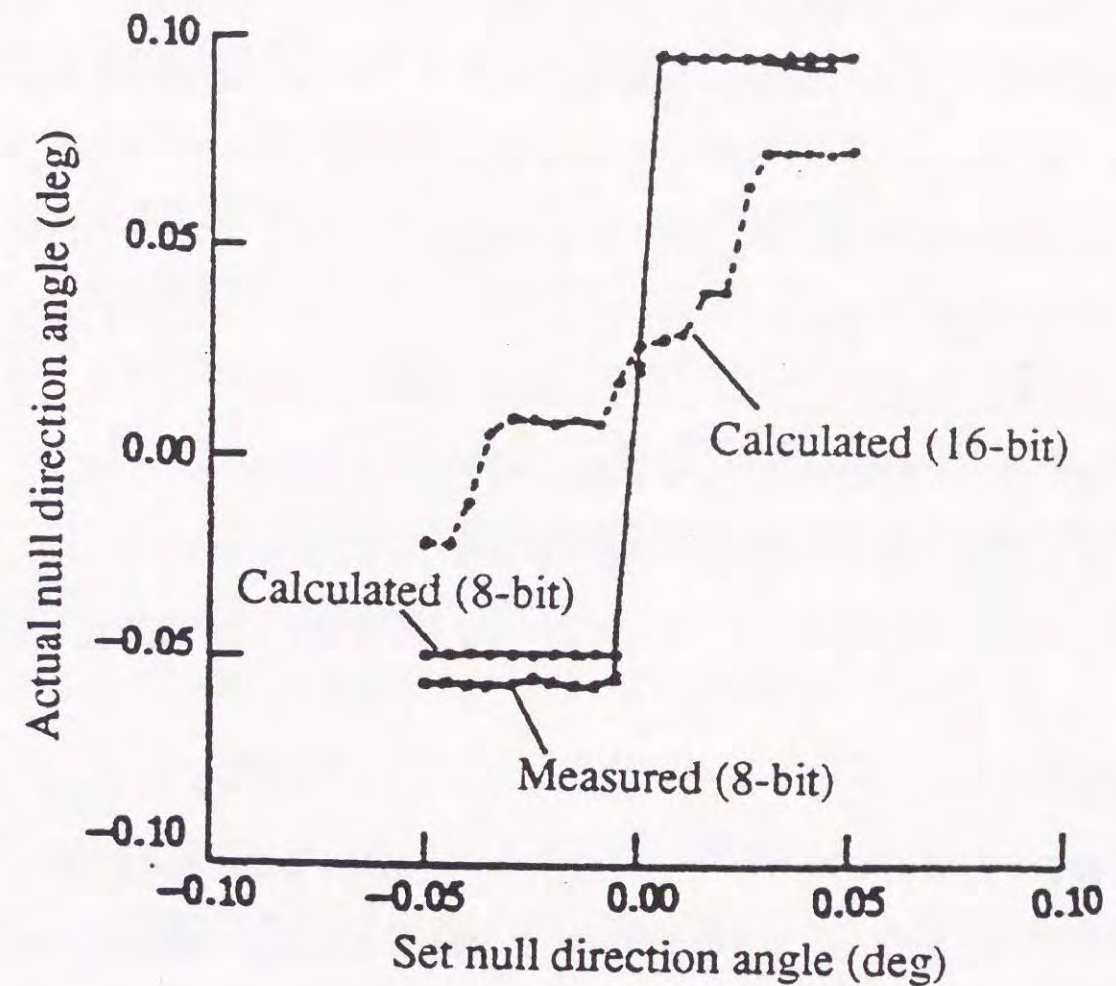
ここで $|\Delta\phi|_{\max}$ が演算可能最小位相量 q の $1/2$ より小さい場合、位相変化量 $|\Delta\phi|_{\max}$ は 0 と見なされ、ビーム方向の変化は生じない。従って最小ビーム方向変化量 $\Delta\theta_{\min}$ を実現するために必要な演算機のビット数は式(4.35), (4.36)から次式のように表わされる。

$$M_c > \log_2 \left| \frac{\lambda}{D' \cdot \Delta\theta_{\min} \cdot \cos\theta_0} \right| \quad (4.37)$$

4. 4. 3 実験による検証

4. 4. 1, 4. 4. 2で検討した, デジタル移相器・演算機のビット数と最小ビーム方向変化量の関係を計算と実験で検証する. 開口振幅に分布を設けたモノパルスフェーズドアレーにおいて, 設定したビーム方向(Set null direction angle)と実際に実現したビーム方向(Actual null direction angle)の関係を図4.9に示す. 周波数はX帯, アンテナの大きさは $D=6.0\lambda$, $D'=5.5\lambda$, 素子アンテナ数112個(励振電界振幅が1.0のものが32個, 0.51が80個)で, 所望開口振幅分布がサイドローブレベル-28dBの円形テイラー分布($\bar{n}=6$)になるように素子アンテナを配置している. 初期ビーム方向 $\theta_0=0^\circ$, 移相器のビット数は5である. 図4.9では演算機精度が8ビットと16ビットの場合の計算値(シミュレーション)と, 8ビット時の実測値を示している. なおビーム方向の測定方法は文献(41)による. 演算機精度8ビットにおいて実測値と計算値は 0.008° 以内で対応しており, シミュレーションが十分な精度を持っていることがわかる.

5ビット移相器を用いた場合, このアンテナで可能な最小ビーム方向変化量は式(4.28)より 0.0107° であり, これを実現するためには式(4.37)より10ビット以上の演算機が必要である. 図4.9では8ビット演算機を用いた場合, 演算精度が足りず最小ビーム方向変化量が 0.073° に止まっている. これに対して16ビット演算機を用いた場合には, 5ビット移相器を用いて可能な最小ビーム方向変化量を実現していることがわかる. なお, 8ビット演算機でビーム方向変化が1回起こる間に16ビット演算機では3, 4回変化が起きているが, これは8ビット演算機では必要な演算精度に2ビット不足していることに起因する. また16ビット演算機でビーム方向変化量が約 0.02° になるところがあるが, これは振幅が大きい素子アンテナまたは複数の素子アンテナの励振位相が変化したことによる.



アンテナ開口径 $D=6.0\lambda$, $D'=5.5\lambda$, 素子アンテナ数112個(励振電界振幅1.0: 32個, 0.51: 80個), 所望開口振幅分布: 円形テイラー (SLL=-28dB, $\bar{n}=6$)

図4.9 設定ビーム方向と実現したビーム方向の関係

4.5 結言

本章では方向検出用モノパルスフェーズドアレーの設定位相誤差とビーム方向誤差の関係、および移相器・演算機の精度とビーム方向の最小変化量の関係について検討した。

まず、移相器の設定位相誤差とビーム方向誤差（ナルシフト）の関係について統計的に検討を行い、設定位相誤差の標準偏差からナルシフト量の標準偏差を直接表せることを式で明らかにした。特にテーパ状の開口振幅分布を持つアレーでは、この振幅分布を2次関数で近似することで、素子位置を与えずとも、アンテナ開口径、素子アンテナの振幅比の種類とその素子アンテナ数で評価できることを式(4.26)に示した。導出した式の有効性はシミュレーションで実証された。

また、移相器・演算機の精度とビーム方向の最小変化量の関係については、この最小変化量を実現するために必要な移相器・演算機のビット数を式(4.33)、(4.37)で明らかにした。この結果についてもシミュレーションと実験で、その有効性を実証した。

本章で導いた関係式により、モノパルスフェーズドアレーのビーム方向精度・走査精度を評価でき、またモノパルスフェーズドアレーを設計する際に必要な移相器・演算機の精度を決定できる。本章の検討内容は、移動体衛星通信・無線電力伝送で衛星や移動体の方向を検出する測角システムや、レーダシステムに適用できる。

第5章

結論

本論文は移動体衛星通信、無線電力伝送に応用できるアレーアンテナ技術について行った研究をまとめたものである。本論文の目的は以下のとおりであった。

- (1) 移動体衛星通信に用いられる多線巻きヘリカルアンテナのアレー化によるビーム方向周波数特性の改善
- (2) 無線電力伝送に用いるレクテナアレーの受電特性向上のための、レクテナ単体の高効率化および素子間隔最適化
- (3) 移動体衛星通信・無線電力伝送で測角システムに用いられるモノパルスフェーズドアレーアンテナにおける、設定位相誤差とビーム方向誤差の関係およびデジタル移相器・演算機の精度とビーム方向変化量の関係の解析

第2, 3, 4章は上記目的(1), (2), (3)にそれぞれ対応する検討である。本論文で示された成果を要約すると次のようになる。

第2章では多線巻きヘリカルアンテナの周波数によるビーム方向変動の問題を解決するために、ヘリカル素子のアレー化手法を提案した。この手法は、各ヘリカル素子から放射される電波の電気的な行路長を、所定のビーム方向において給電回路を含めて一定にすることで、アレーファクタのビーム方向を周波数によらず一定にするものである。この手法により従来の多線巻きヘリカルアンテナに比べてビーム方向変動が大幅に減少し、所望方向の帯域利得も向上した。L帯における計算では、アンテナ高 $L=4.83\lambda_0$ 、周波数帯域幅8.6%の条件において、提案の2素子ヘリカルアレーアンテナのビーム方向変動は、従来の2線巻きヘリカルアンテナに比べて 11.5° から 2.2° へと大幅に改善された。これに伴い、上・下限周波数の放射パターンの交差点（所望方向）での利得も2dB上昇した。計算とほぼ同諸元の寸法を持つ試作アンテナの実験においても、ビーム方向変動は 3° になり、計算の正当性を裏付け

た。以上の計算および実験の結果から、提案のアレー化手法の有効性が確認された。

第3章ではレクテナアレーの受電特性向上のために、レクテナ単体の高効率化とレクテナアレーの最適素子間隔を示した。まずレクテナ単体の高効率化では、理想的な整流回路の条件を示してそれに近い特性を持つ入出力フィルタを設計し、また整流に適したダイオードを検討・調査した。その結果、従来は500mW以上の高入力でも60%程度だった整流効率を、500mW入力で75.7%、750mW入力で66.7%に改善した。また、レクテナアレーの最適素子間隔については、素子アンテナ間相互結合を含めた有限レクテナアレーの受電効率の理論を示し、アンテナとして円形MSAを用いた7×7素子方形配列アレーの実験を行った。この結果、最大受電効率は素子間隔 0.5λ （H面方向）× 0.7λ （E面方向）で、実測値60.1%、計算値65.1%を得た。レクテナの損失を考慮すると、このとき入射電力の96%が円形MSAアレーに捕集されていることが示された。また素子間隔 0.8λ （H面方向）× 0.8λ （E面方向）までは受電効率の低下が最大値から5%以内であり、それ以上では急速に劣化することが明らかになった。特に素子アンテナ間相互結合が強いE面ではその傾向が顕著であることが示された。受電効率が最大値もしくはそれに近い値になるのは、1素子当たりの担当面積が $0.35\sim 0.45\lambda^2$ になる場合であり、素子アンテナ間相互結合を有効に利用すれば円形MSA単体の有効開口面積 $0.38\lambda^2$ より広い素子間隔でも最大に近い受電効率を得られることが示された。さらに上記理論より素子数が増加した場合のレクテナアレー中心部の受電効率を検討し、素子数が増えると受電効率がある一定の値に収束することを示した。今回使用した方形配列円形MSAアレーでは、周囲に6列以上の素子があれば、受電効率は4%以内に収束し、ほぼ無限レクテナアレーと見なせることを示した。

第4章では方向検出用モノパルスフェーズドアレーの設定位相誤差とビーム方向誤差の関係、および移相器・演算機の精度とビーム方向の最小変化量の関係について示した。まず、設定位相誤差とビーム方向誤差の関係について統計的に検討を行

い、両者の標準偏差を直接関係付ける式を明らかにした。特にテーパ状の開口振幅分布を持つアレーでは、この振幅分布を2次関数で近似することで、素子位置を与えずとも、アンテナ開口径、素子アンテナの振幅比の種類とその素子アンテナ数で評価できることを示した。導出した式の有効性はシミュレーションで実証された。また、移相器・演算機の精度とビーム方向の最小変化量の関係については、この最小変化量を実現するために必要な移相器・演算機のビット数を式で明らかにした。この結果についてもシミュレーションと実験で、その有効性を実証した。

以上、移動体衛星通信、無線電力伝送に応用するアレーアンテナ技術について行った研究成果を述べた。

現在、静止衛星のみならず、中・低軌道衛星を利用した移動体衛星通信も盛んになっており、地上側では広帯域に渡って動作し、衛星追尾装置を必要としないコンカル状もしくはカーゴイド状の放射パターンを有するアンテナが望まれている。第2章で述べた周波数によるビーム方向変動が少ない2素子ヘリカルアレーアンテナは、これらの用途に有益である。また、SPSシステムや、衛星通信と並んで検討されている成層圏無線中継システムでは、低コストで効率の良い無線電力受電設備が望まれており、第3章で述べたレクテナ単体の受電効率改善設計や最適素子間隔検討が、高効率レクテナアレーの設計に有益である。さらに、上記移動体衛星通信や、無線電力伝送において衛星や移動体の方向を高精度で検出するモノパルスフェーズドアレーアンテナが望まれているが、第4章で示した関係式は、モノパルスフェーズドアレーアンテナを運用する際の精度評価や、移相器・演算機を設計する際の必要精度決定に有益である。また、第4章の検討内容は、レーダシステムに使用されるモノパルスフェーズドアレーアンテナにも適用できる。

謝辞

本論文をまとめるにあたり、終始懇切なるご指導とご鞭撻を賜りました早稲田大学教授 堀内和夫博士に衷心よりお礼の言葉を申し上げます。

本論文の作成にあたり、有益なるご教示とご忠告を頂いた早稲田大学教授 加藤勇博士、早稲田大学教授 大師堂経明博士、並びに早稲田大学教授 高畑文雄博士に深く感謝いたします。

また、本論文第3章の研究遂行に当たり、懇切なるご指導とご鞭撻を賜りました前早稲田大学教授 故 副島光積博士に心よりお礼の言葉を申し上げます。

また、本研究を行う機会を与えて頂くとともに、本論文の作成に懇切なる御指導を頂きました三菱電機株式会社情報技術総合研究所所長 片木孝至博士に深く感謝の意を表します。

また、本論文第3章の研究遂行に当たり、懇切なる御指導を頂きました東京工科大学教授 黒田道子博士に深く感謝致します。

また、本研究遂行・論文作成に当たり、熱心な御指導を頂きました三菱電機株式会社情報技術総合研究所アンテナ部部长 浦崎修治博士、同所アンテナ部専任 千葉勇博士、同所アンテナ部専任 牧野滋博士、三菱電機株式会社本社専任 松永誠博士、三菱電機株式会社通信機製作所技師長 青木克比古氏、同所衛星・宇宙通信システム製造部専任 小西善彦博士に厚く感謝致します。

最後に本研究の途上、熱心なご討論を頂きました三菱電機株式会社情報技術総合研究所アンテナ部の皆様に厚くお礼申し上げます。

参考文献

- (1)副島光積, 堀内和夫: “電磁気学”, 電子情報通信学会講座, 第11章, p.326, コロナ社 (1964).
- (2)L.J.Bahl, P.Bhartia: “Microstrip Antennas”, Chapter 1, pp.1-29, Artech House (1982).
- (3)T.Morooka, K.Kawabata, M.Ueno, T.Chiba, R.Kawashima, W.Bornemann and W.J.English: “A direct radiating array antenna with frequency reuse multiple contoured beams”, 1987 IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, pp.183-186 (Jun. 1987).
- (4)E.Ramos and T.Jones: “A multiple access payload for data relay applications using separate transmit/receive active arrays”, 1990 IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, pp.698-701 (May 1990).
- (5)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信学春季大会, B-140 (Mar. 1989).
- (6)大森伸吾, 田中健二, 真野和彦, 松永誠, 土谷牧夫: “衛星通信用車載形フェーズドアレイアンテナ”, 信学技報, A.P90-75, pp.33-39 (Oct. 1990).
- (7)S.Ohori, S.Taira and M.W.Austin: “Tracking error of phased array antenna”, IEEE Trans. Antennas & Propagat., vol.AP-39, no.2, pp.80-82 (Jan. 1991).
- (8)J.Lunsford, R.Thorne, D.Gokhale, W.Garner and G.Davies: “The AMSC/TMI mobile satellite services (MSS) system ground segment architecture”, 14th AIAA Intl. Commun. Sat. Sys. Conf. digest, pp.405-426 (Feb. 1992).
- (9)萩原英二, 佐藤孝平, 西泰樹, 駒形日登志, 保田佳之: “N-STAR衛星を用いるSバンド移動体衛星通信システムの概要”, 1994信学春季大会, B-320 (Mar. 1994).
- (10)Y.Konishi, M.Ohtsuka, E.Morimoto and M.Matsunaga: “L-band vehicle antennas for mobile satellite communication systems”, 1994 IEEE MDMC Intl. Workshop. Proc, pp.163-166 (Nov. 1994).

- (11)大嶺裕幸, 稲沢良夫, 青木博之, 茶谷嘉之, 春山鉄男: “車体の反射を利用した移動体衛星通信用高利得車載アレーアンテナ”, 1995信学総合大会, B-60 (Mar. 1995).
- (12)J.Takada, K.Ito and M.Ando: “A radial line slot antenna radiating circularly polarized conical beam”, 1994 IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, pp.1040-1043 (June 1994).
- (13)H.Ohmine, Y.Sunahara, M.Matsunaga and S.Mano: “Car-Top annular-ring microstrip antenna”, 1990 IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, pp.1136-1139 (May 1990).
- (14)寺田矩芳, 鹿子嶋憲一: “多線巻ヘリカルアンテナの放射動作の解析”, 信学技報, A.P91-57, pp.41-46 (Oct. 1991).
- (15)H.Nakano, H.Mimaki and J.Yamauchi: “Loaded bifilar helical antenna with small radius and large pitch angle”, Electron. Lett., vol.27, no. 17, pp. 1568-1569 (1991).
- (16)S.Ohmori: “Vehicle antennas for mobile satellite communications”, IEICE Trans., vol.E 74, no.10, pp.3210-3221 (Oct. 1991).
- (17)P.E.Glaser: “Power from the sun; Its future”, Science, 162, pp.857-886 (1968).
- (18)高澤金吾, 森弘隆: “成層圏無線中継システムについて—高高度無人飛行機の移動通信への適用の検討—”, 信学紙, vol.73, no.1, pp.68-71 (Jan.1990).
- (19)松本紘, 賀谷信幸, 藤田正晴, 藤野義之, 藤原暉雄, 佐藤達男: “MILAXの成果と模型飛行機”, 第12回宇宙エネルギーシンポジウム, 宇宙科学研究所 (Mar. 1993).
- (20)藤野義之: “マイクロ波駆動飛行船と利用技術の展望”, 信学紙, vol.80, no.5, pp.457-460 (May 1997).
- (21)藤澤彰, 戸田耕司: “防衛分野におけるエレクトロニクス技術”, 信学紙, vol.73, no.2, pp.167-170 (Feb. 1990).
- (22)W.H.Nester: “A study of tracking accuracy in monopulse phased arrays”, IRE Trans. Antennas & Propagat., vol.AP-10, no.3, pp.237-246 (Mar. 1962).

- (23)T.C.Cheston: “Effect of random errors on sidelobes of phased arrays”, IEEE APS Newsletter - Antenna Designer's Notebook, pp.20-21 (Apr. 1985).
- (24)R.J.Gutmann, et al.: “Solar power satellite rectenna design study: Directional receiving elements and parallel-series combining analysis”, NASA-CR-151866(N79-16039) (1978).
- (25)W.C.Brown: “Optimization of the efficiency and other properties of the rectenna element”, IEEE MTT-S Int. Microsymp., pp.142-144 (June 1976).
- (26)伊藤精彦: “太陽発電衛星受電用地球局端末素子「レクテナ」に関する基礎的研究”, 昭58年度科学研究費補助金研究成果報告書 (Mar. 1984).
- (27)島貫靖士, 安達三郎: “マイクロ波電力伝送用レクテナアレーの理論的・実験的研究”, 信学論 (B), vol.J67-B, no.11, pp.1301-1308 (Nov. 1984).
- (28)篠原茂信, 太田行彦, 佐竹一郎, 沢木年子, 角正雄: “MICレクテナの変換特性”, 信学技報, MW83-139 (Feb. 1984).
- (29)安達三郎, 鈴木修, 阿部哲: “反射板上の無限フェーズドアレーアンテナの受電効率”, 信学論 (B), vol.J64-B, no.6, pp.566-567 (June 1981).
- (30)伊藤精彦, 大鐘武雄, 小川恭孝: “磁流アンテナを用いたレクテナの受電効率”, 信学技報, A.P84-69 (Nov. 1984).
- (31)M.Skolnik: “Radar Handbook” (-2nd ed.), Chapter 18, pp.18.8-18.22, McGraw-Hill Publishing (1990).
- (32)J.D.Kraus: “Antennas” (-2nd ed.), Chapter 7, p.273, McGraw-Hill Book (1988).
- (33)G.Matthaei, L.Young and E.M.T.Jones: “Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures”, Chapter 4, pp.83-162, Artech House Publishers (1980).
- (34)K.Mahdjoubi, et al.: “Mutual coupling between circular disk microstrip antennas”, Electron. Lett., vol.123 (1987).

- (35)羽石操, 吉田信一郎, 田部田雅司: “背面1点給電縮退分離素子対称装荷マイクロストリップ円板円偏波アンテナとそのアレーの設計法について”, 信学論(B), vol.J64-B, no.7, pp.612-618 (July 1981).
- (36)S.Taira, M.Tanaka and S.Ohmori: “High gain airborne antennas for satellite communications”, IEEE Trans. Aerosp. & Electron. Syst., vol.27, no.2, pp.354-360 (Mar. 1991).
- (37)E.A.Jaska, L.E.Corey and S.Y.Park: “Effects of random amplitude and phase errors on monopulse null depth in phased array antennas”, 1990 IEEE AP-S Intl. Symp. Digest, pp.698-701 (May 1990).
- (38)J.Frank and J.Ruze: “Steering increments for antisymmetrically phased arrays”, IEEE Trans. Antennas & Propagat., vol.AP-15, no.11, pp.820-821 (Nov. 1967).
- (39)B.R.Hatcher: “Granularity of beam positions in digital phased arrays”, IEEE Proc., no.56, 11, p.1795 (Nov. 1968).
- (40)T.Numazaki, S.Mano, T.Katagi and M.Mizusawa: “An improved thinning method for density tapering of planar array antennas”, IEEE Trans. Antennas & Propagat., vol.AP-35, no. 9, pp.1066-1070 (Sep. 1987).
- (41)針生健一, 千葉勇, 鈴木龍彦, 片木孝至: “最適近似2次元差パターンによるナル点検出アルゴリズム”, 信学技報, A.P91-112, pp.35-40 (Jan. 1992).

本研究に関連する研究業績

[論文]

- (1)大塚昌孝, 大室統彦, 柿崎健一, 斉藤誠司, 黒田道子, 堀内和夫, 副島光積: “有限レクテナアレーの素子間隔と受電効率”, 信学論B-II, vol.J73-B-II, no.3, pp.133-139 (Mar. 1990).
- (2)M.Ohtsuka, Y.Konishi, M.Matsunaga and T.Katagi: “A linear array antenna using bifilar helical elements for mobile satellite communications”, IEICE Trans., vol.E79-C, no.5, pp.699-704 (May 1996).
- (3)大塚昌孝, 千葉勇, 片木孝至: “フェーズドアレーアンテナにおけるモノパルス差パターンのビーム方向に関する検討”, 信学論B-II (採録決定, 掲載予定1999).

[国際会議]

- (1)M.Matsunaga, Y.Konishi, M.Ohtsuka and E.Morimoto: “Vehicle antennas for L-band mobile satellite communication systems using MSAT”, ICPMSC'94 Proc. pp.298-301 (Oct. 1994).
- (2)Y.Konishi, M.Ohtsuka E.Morimoto and M.Matsunaga: “L-band vehicle antennas for mobile satellite communication systems”, 1994 IEEE MDMC Intl. Workshop. Proc, pp.163-166 (Nov. 1994).
- (3)M.Ohtsuka, Y.Konishi, T.Takahashi, E.Morimoto and S.Urasaki: “Mobile/Transportable terminal antennas for L-band mobile satellite communication systems”, 17th AIAA Intl. Commun. Sat. Sys. Conf. digest, pp.842-852 (Feb. 1998).

[講演]

- (1)大塚昌孝, 針生健一, 千葉勇, 内野信二郎, 片木孝至: “フェーズドアレーアンテナのビーム走査さざみと必要な位相量演算精度”, 1991信学秋季大会, B-37 (Sep. 1991).
- (2)大塚昌孝, 千葉勇, 片木孝至: “間引きしたモノパルスフェーズドアレーの励振位相誤差とビーム方向誤差の関係”, 1991信学春季大会, B-45 (Mar. 1991).
- (3)千葉勇, 大塚昌孝, 片木孝至: “フェーズドアレーアンテナにおけるモノパルス差パターンのビーム方向に関する検討”, 信学技報, A.P91-111 (1992).
- (4)大塚昌孝, 小西善彦, 佐藤眞一, 片木孝至: “くの字状無限地板上における回転対称コサインパターンを有する磁流素子の放射特性”, 1992信学秋季大会, B-47 (Sep. 1992).
- (5)稲沢良夫, 大塚昌孝, 吉川幸広, 砂原米彦: “車載用平面アレーアンテナの放射特性解析”, 1994信学秋季大会, B-90 (Sep. 1994).
- (6)小西善彦, 大塚昌孝, 松永誠, 片木孝至: “移動体衛星通信用2線巻ヘリカルリニアアレーアンテナ”, 1994信学秋季大会, B-85 (Sep. 1994).
- (7) 中原新太郎, 大塚昌孝, 松永誠: “開口結合ショートパッチアンテナの高効率化に関する検討”, 1995信学通信ソサイエティ大会, B-52 (Sep. 1995).
- (8)大塚昌孝, 中原新太郎, 小西善彦, 松永誠: “電磁結合ショートパッチアンテナを用いた平面アレーアンテナの放射特性”, 1996信学総合大会, B-119 (Mar. 1996).
- (9)大塚昌孝, 中原新太郎, 小西善彦, 千葉勇: “フィルム基板と平面樹脂板より構成された移動体衛星通信用アレーアンテナ”, 信学技報, A.P96-24 (1996).
- (10)大塚昌孝, 中原新太郎, 小西善彦, 浦崎修治: “素子アンテナを変則方形配置した移動体衛星通信用平面アレーアンテナ”, 1996信学通信ソサイエティ大会, B-

98 (Sep. 1996).

- (11)大塚昌孝, 森本英嗣, 小西善彦, 浦崎修治: “移動体衛星通信可搬端末用平面アレーアンテナ”, 1997信学総合大会, B-1-68 (Mar. 1997).

[その他の論文]

- (1)千葉勇, 大塚昌孝, 松本操一, 片木孝至: “位相制御による円偏波フェーズドアレーの利得向上および交差偏波レベルの抑圧”, 信学論B-II, vol.J75-B-II, no.7, pp.456-463 (July 1992).
- (2)小西善彦, 大塚昌孝, 松永誠, 浦崎修治: “指数関数振幅分布を有する線状波源のファンビーム形成法”, 信学論B-II, vol.J79-B-II, no.3, pp.192-199 (Mar. 1996).

付録A 1. 入力フィルタの設計理論

A 1-1. 無極チェビシェフ特性ローパスフィルタの設計理論

3. 3. 4でレクテナの入力フィルタとして検討した無極チェビシェフ特性ローパスフィルタの設計理論について説明する。

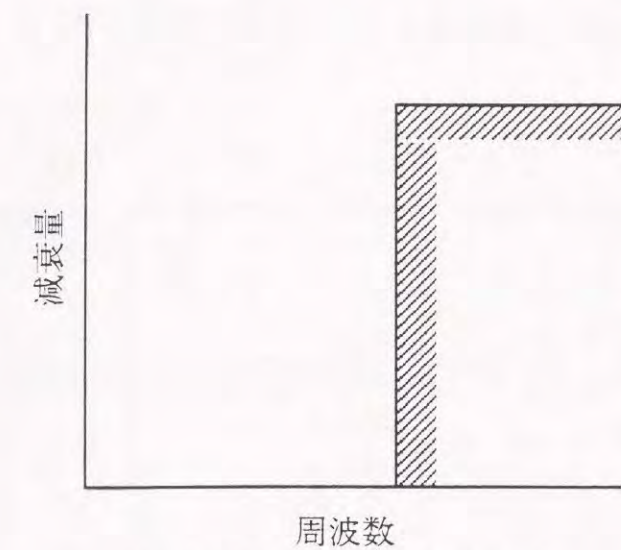
図A1-1(a)に示すように、ある周波数を境にして伝送エネルギーを完全に遮断する領域（減衰域）と無損失で通過させる領域（通過域）に分けるような特性が、ローパスフィルタの理想特性であるが、実際の回路で実現される特性は図A1-1(b)や(c)のような近似的な特性である。図A1-1(c)のチェビシェフ特性は通過域にリップルを持つが、遮断周波数近傍における減衰曲線の立ち上がりが急峻になる特長を有している。また、図A1-1(c)の特性は遮断域の有限周波数に無限大の減衰域（極）を持たないことから特に無極チェビシェフ特性とも呼ばれる。以下に動作伝送係数（Sパラメータ）を用いて、無極チェビシェフ特性を有する回路構成の設計法を示す。

フィルタの減衰特性を知るには、入出力の皮相電力比を求める必要がある。ここでフィルタは回路内の損失が無い四端子回路と考える。図A1-2(b)のようなインピーダンス整合した回路を考え、このとき負荷に供給される皮相電力 P_0 を基準にする。また、図A1-2(a)のようにフィルタに電源と負荷を接続したとき、負荷 Z_2 に供給される皮相電力を P_s とする。 P_0 と P_s の比の平方根を次式のように動作伝送係数 S_B とする。

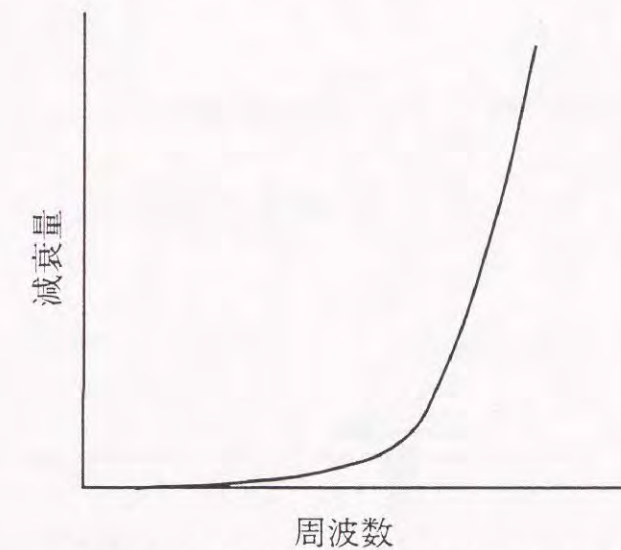
$$S_B = \exp(\theta_B) = \sqrt{\frac{P_0}{P_s}} \quad (\text{A1-1})$$

ここで θ_B は動作伝送量と言ひ、動作減衰量 α_B と動作位相量 β_B を用いて、次式のよう表される。

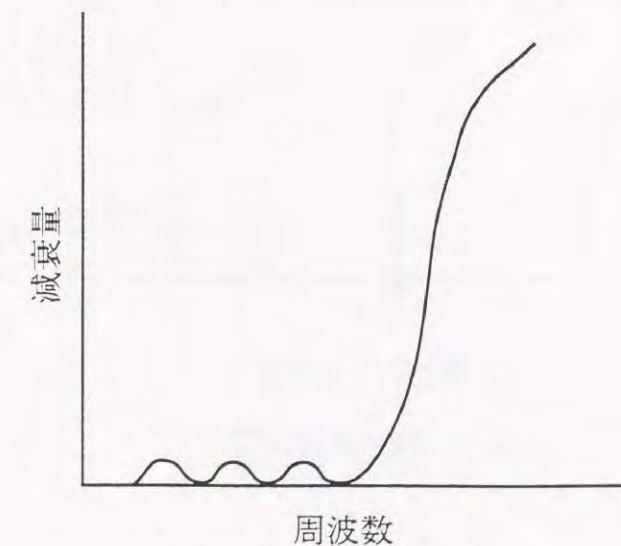
$$\theta_B = \alpha_B + j\beta_B \quad (\text{A1-2})$$



(a) 理想ローパスフィルタ

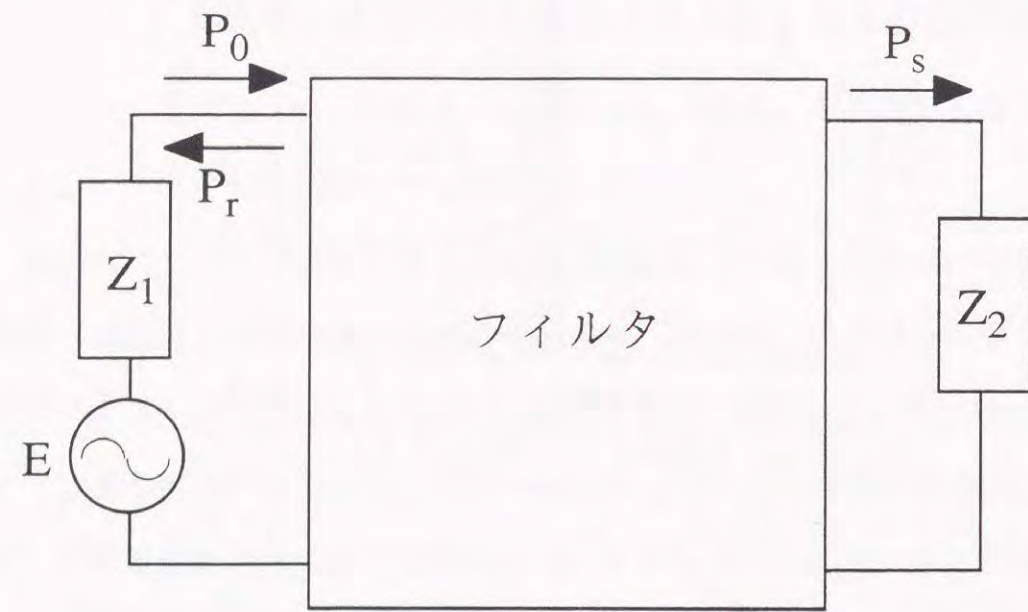


(b) 最大平坦近似ローパスフィルタ

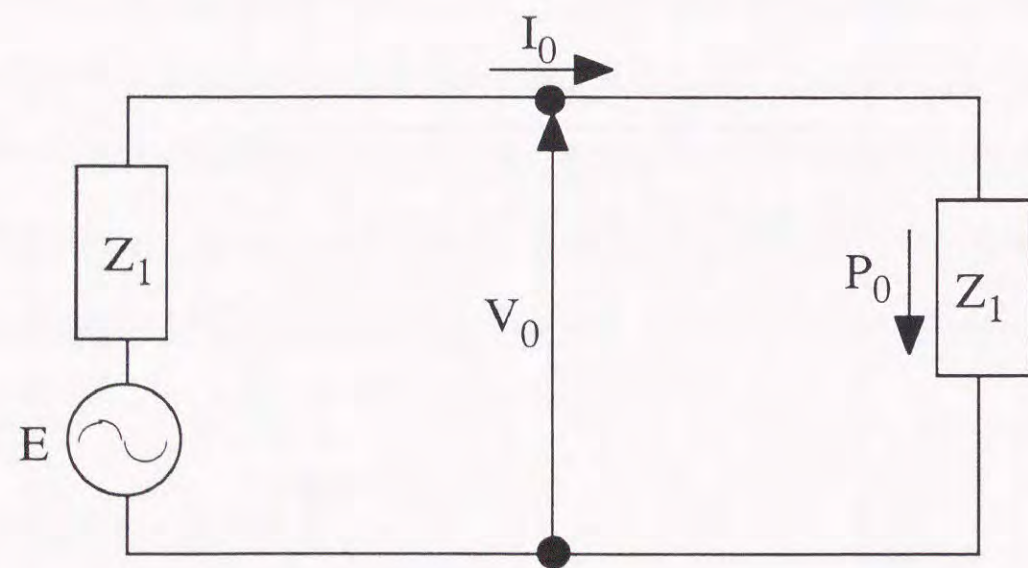


(c) 無極チェビシェフ型
ローパスフィルタ

図A1-1 フィルタの減衰特性



(a) フィルタと負荷



$$P_0 = V_0 \cdot I_0$$

(b) 基準回路

図A1-2 入力フィルタと負荷の接続および基準回路

また、図A1-2(a)で、 P_0 と入力側に反射してくる皮相電力 P_r の比の平方根を次式のよ
うに反響伝送係数 S_E とする。

$$S_E = \exp(\theta_E) = \sqrt{\frac{P_0}{P_r}} \quad (\text{A1-3})$$

式(A1-3)の θ_E も、反響伝送量 α_E と反響位相量 β_E を用いて、次式のように表される。

$$\theta_E = \alpha_E + j\beta_E \quad (\text{A1-4})$$

S_B , θ_B , S_E , θ_E は周波数の関数であり、 $s=j\omega$ における α_B と $S_B(s)$, α_E と $S_E(s)$ の
関係は次式のようなになる。

$$|S_B(s)|^2 = S_B(s) \cdot S_B(-s) = \exp(2\alpha_B) \quad (\text{A1-5})$$

$$|S_E(s)|^2 = S_E(s) \cdot S_E(-s) = \exp(2\alpha_E) \quad (\text{A1-6})$$

また、

$$|P_0| = |P_s| + |P_r| \quad (\text{A1-7})$$

より、次式の関係が成り立つ。

$$\exp(-2\alpha_B) + \exp(-2\alpha_E) = 1 \quad (\text{A1-8})$$

式(A1-5), (A1-6), (A1-8)より次式が導かれる。

$$\frac{1}{S_B(s) \cdot S_B(-s)} + \frac{1}{S_E(s) \cdot S_E(-s)} = 1 \quad (\text{A1-9})$$

$$S_B(s) \cdot S_B(-s) = 1 + \frac{S_B(s) \cdot S_B(-s)}{S_E(s) \cdot S_E(-s)} \quad (\text{A1-10})$$

ここで

$$\phi(s) = \frac{S_B(s)}{S_E(s)} \quad (\text{A1-11})$$

と置くと次式が導かれる。

$$S_B(s) \cdot S_B(-s) = 1 + \phi(s) \cdot \phi(-s) \quad (\text{A1-12})$$

この $\phi(s)$ を特性関数と呼ぶ。無極チェビシェフ特性の特性関数 $\phi(s)$ は次式で与えられる。

$$\phi(s) \cdot \phi(-s) = \varepsilon^2 T_n(s) \cdot T_n(-s) \quad (\text{A1-13})$$

ただし、 ε は定数、 $T_n(s)$ は n 次チェビシェフ多項式である。式(A1-12)、(A1-13)より動作減衰量 α_B は次式から求まる。

$$\begin{aligned} \exp(2\alpha_B) &= [S_B(s) \cdot S_B(-s)]_{s=j\Omega} \\ &= [1 + T_n(s) \cdot T_n(-s)]_{s=j\Omega} \\ &= 1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega) \end{aligned} \quad (\text{A1-14})$$

ただし、 Ω は次式で規定される規格化周波数である。

$$\Omega = \frac{f}{f_c} \quad (f_c: \text{遮断周波数}) \quad (\text{A1-15})$$

ここで図A1-3のように、周波数 f_0 において α_s [dB] 以上の減衰量を有し、通過域でのリップルによる通過損失が α_p [dB] 以下の特性を有するフィルタを設計する。遮断周波数 f_c では $\Omega=1$ であり、動作減衰量が α_p [dB] になるので、

$$10^{\frac{\alpha_p}{10}} = 1 + \varepsilon^2 \quad (\text{A1-16})$$

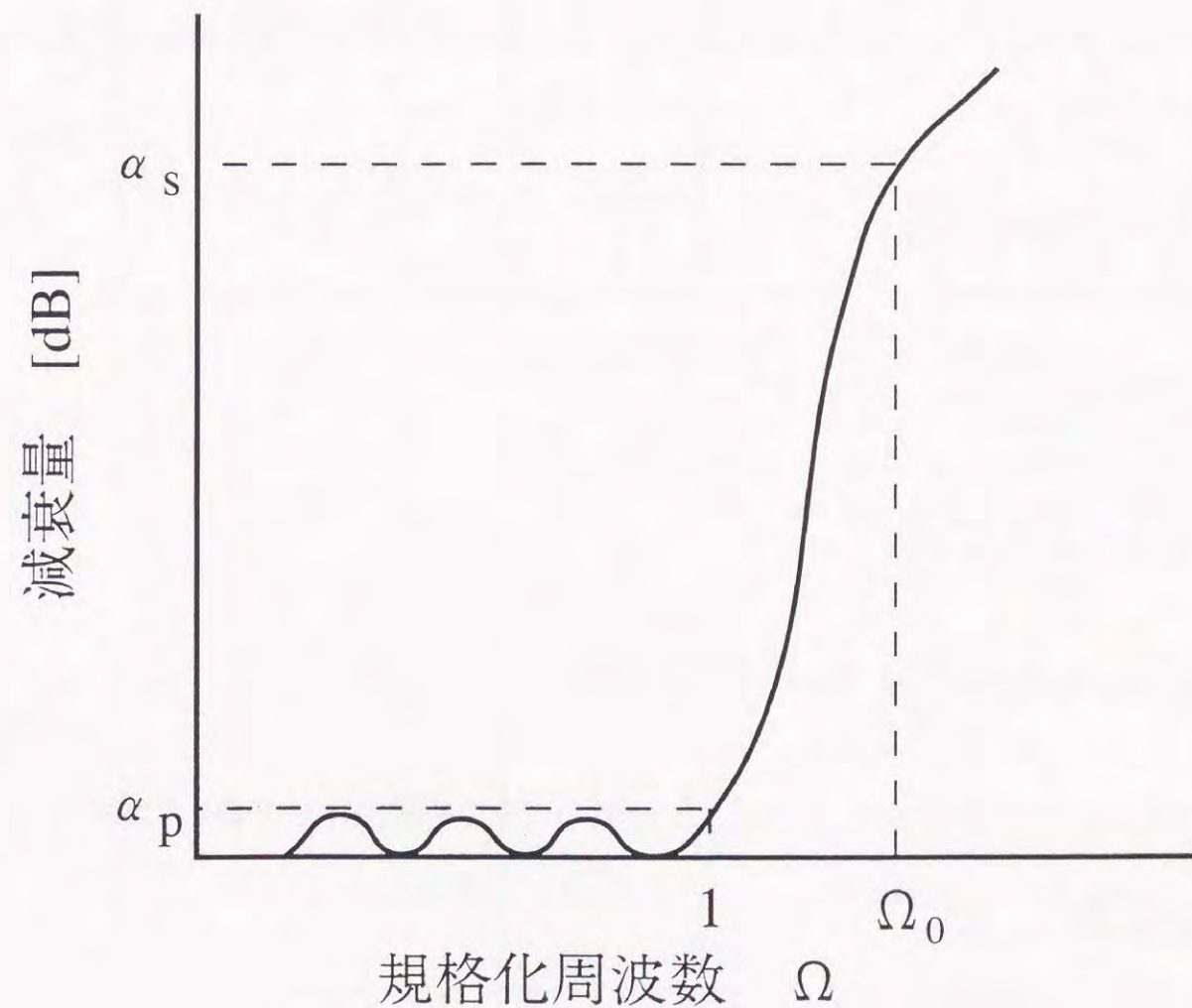
この式より、定数 ε が求まる。また、 $\Omega_0 = f_0 / f_c$ では動作減衰量が α_s [dB] になるので、

$$10^{\frac{\alpha_s}{10}} = 1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega_0) \quad (\text{A1-17})$$

となる。チェビシェフ多項式は一般に次式で表される。

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \cdot \cos^{-1}(x)) & |x| < 1 \\ \cosh(n \cdot \cosh^{-1}(x)) & |x| \geq 1 \end{cases} \quad (\text{A1-18})$$

図A1-3より $\Omega_0 > 1$ なので、式(A1-18)下段と式(A1-16)、(A1-17)より、フィルタの次数



図A1-3 無極チェビシェフ特性のパラメータ

n は次式の条件を持つ.

$$n \geq \frac{1}{\cosh^{-1}(\Omega_0)} \cdot \cosh^{-1} \left(\sqrt{\frac{10^{\alpha_s/10} - 1}{10^{\alpha_s/10} + 1}} \right) \quad (\text{A1-19})$$

以上のようにして次数 n が決まれば, チェビシェフ多項式が確定し, $\phi(s)$, $S_B(s)$ が求まる. さらにこれらより入力アドミタンスが求まり, これを連分数展開することで図A1-4のような梯子形回路の素子値が求まる. この梯子形回路が無極チェビシェフ特性を有するローパスフィルタである. この素子値の計算は次の手順で計算される.

$$\beta = \ln \left(\cosh \left(\frac{\alpha_p}{17.37} \right) \right)$$

$$\gamma = \sinh \left(\frac{\beta}{2h} \right)$$

$$a_k = \sin \left\{ \frac{2k-1}{2n} \pi \right\}$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{k\pi}{n} \right) \quad (\text{A1-20})$$

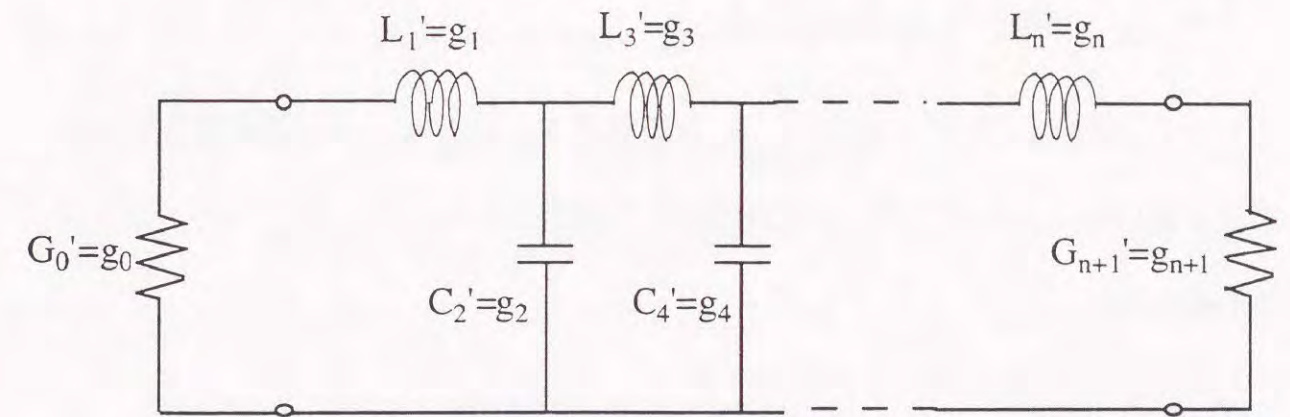
この式 (A1-20) で求めた β , γ , a_k , b_k を用いて梯子形回路の素子値は次式で求まる.

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}$$

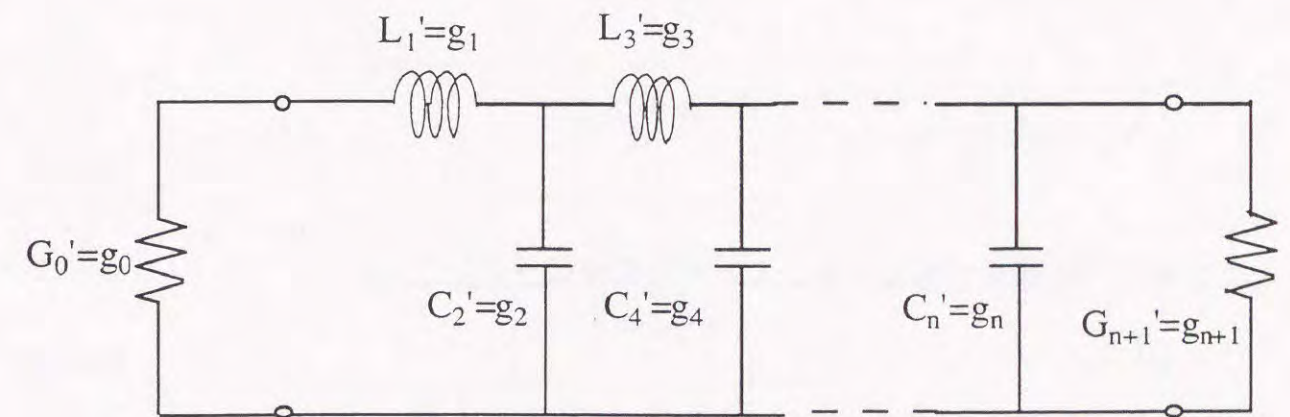
$$g_k = \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}}$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & : n \cdots \text{odd} \\ \coth^2(\beta/2) & : n \cdots \text{even} \end{cases}$$

$$g_0 = 1 \quad (\text{A1-21})$$



(n: 奇数の場合)



(n: 偶数の場合)

図A1-4 無極チェビシェフ特性を有するローパスフィルタの梯子形回路

A1-2. マイクロストリップ線路によるフィルタの実現方法

前節では無極チェビシェフ特性ローパスフィルタを梯子形回路で表現し、その素子値を求めた。ここでは前述の梯子形回路を分布定数線路で実現する方法を示す。

図A1-5のような有限長分布定数線路のFパラメータは次式で表される。

$$F = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma \cdot l) & Z_0 \cdot \sinh(\gamma \cdot l) \\ Y_0 \cdot \sinh(\gamma \cdot l) & \cosh(\gamma \cdot l) \end{pmatrix} \quad (A1-22)$$

ここで Z_0 は特性インピーダンス、 Y_0 は特性アドミタンス、 γ は伝搬定数である。

これを図A1-6のようなT型、 π 型等価回路で表現すると、 Z_1, Z_2, Z_1', Z_2' は次式で表される。

$$Z_1 = Z_0 \cdot \tanh\left(\frac{\gamma \cdot l}{2}\right)$$

$$Z_2 = \frac{1}{Y_0 \cdot \sinh(\gamma \cdot l)} \quad (A1-23)$$

$$Z_1' = Z_0 \cdot \sinh(\gamma \cdot l)$$

$$Z_2' = \frac{1}{Y_0 \cdot \tanh\left(\frac{\gamma \cdot l}{2}\right)} \quad (A1-24)$$

ここで線路が無損失であると考えると、位相定数 β より

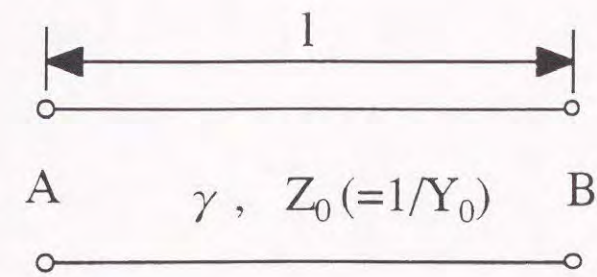
$$\gamma = j\beta \quad (A1-25)$$

また、線路内の伝搬速度を u 、角周波数を ω として、

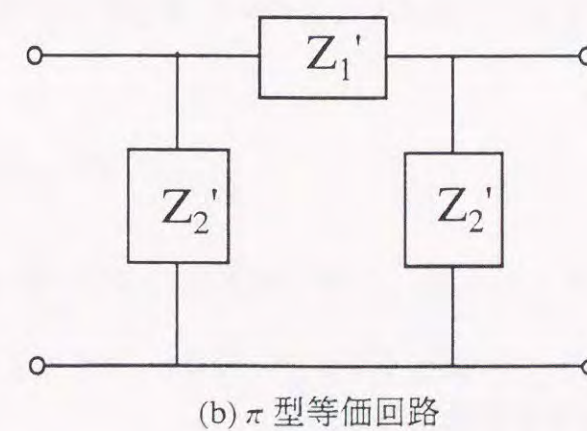
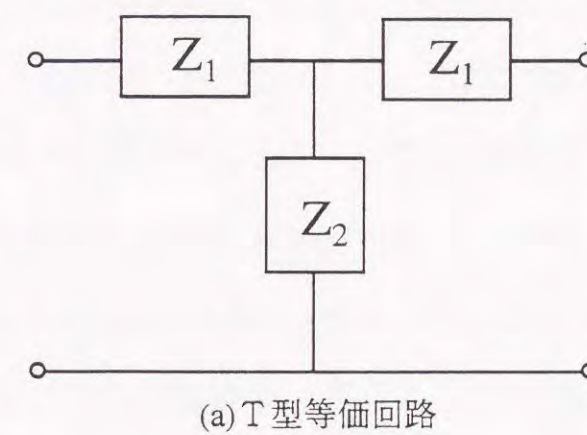
$$u = \frac{\omega}{\beta} \quad (A1-26)$$

$$\gamma = j\frac{\omega}{u} \quad (A1-27)$$

これを式(A1-23)、(A1-24)に代入して次式を得る。



図A1-5 有限長分布定数線路



図A1-6 有限長分布定数線路の等価回路

$$Z_1 = jZ_0 \cdot \tan\left(\frac{\omega \cdot l}{2u}\right)$$

$$\frac{1}{Z_2} = jY_0 \cdot \sin\left(\frac{\omega \cdot l}{u}\right)$$
(A1-28)

$$Z_1' = jZ_0 \cdot \sin\left(\frac{\omega \cdot l}{u}\right)$$

$$\frac{1}{Z_2'} = jY_0 \cdot \tan\left(\frac{\omega \cdot l}{2u}\right)$$
(A1-29)

ここで

$$Z_1 = j \frac{\omega \cdot X}{2}$$

$$\frac{1}{Z_2} = j\omega \cdot B$$

$$Z_1' = j\omega \cdot X'$$

$$\frac{1}{Z_2'} = j \frac{\omega \cdot B'}{2}$$
(A1-30)

と表すと、等価回路はリアクタンスとサセプタンスから構成されているものと見なせる。電気角 $\omega \cdot l / u$ が $\pi / 4$ [rad] より小さいとき、すなわち

$$\frac{\omega \cdot l}{u} < \frac{\pi}{4}$$

$$\frac{f_0 \cdot l}{u} < \frac{1}{8}$$

$$l < \frac{\lambda}{8} \quad (\lambda : \text{分布定数線路内の波長})$$
(A1-31)

の場合には式(A1-30)は次式のように近似される。

$$\frac{X}{2} = \frac{Z_0}{\omega} \tan\left(\frac{\omega \cdot l}{2u}\right) \approx Z_0 \frac{1}{2u}$$

$$B = \frac{Y_0}{\omega} \sin\left(\frac{\omega \cdot l}{u}\right) \approx Y_0 \frac{1}{u}$$

$$X' = \frac{Z_0}{\omega} \sin\left(\frac{\omega \cdot l}{u}\right) \approx Z_0 \frac{1}{u}$$

$$\frac{B'}{2} = \frac{Y_0}{\omega} \tan\left(\frac{\omega \cdot l}{2u}\right) \approx Y_0 \frac{1}{2u}$$
(A1-32)

式(A1-32)より、分布定数線路は直列インダクタンスと並列キャパシタンスを用いて図A1-7のように表される。ここで図A1-8のように高インピーダンス線路と低インピーダンス線路を互い違いに縦続接続した場合（魚骨形ローパスフィルタ）の等価回路を考える。図A1-8の回路をマイクロストリップ線路で構成した場合、低インピーダンス線路は端部キャパシタンス C_f を持つのでその影響も考慮する。図A1-9のように、高インピーダンス線路を π 型等価回路、低インピーダンス線路を T 型等価回路で表すと、図A1-8の回路は図A1-10の等価回路で表される。なお、低インピーダンス線路の端部キャパシタンス C_f は図A1-11の構成で、次式で表される。

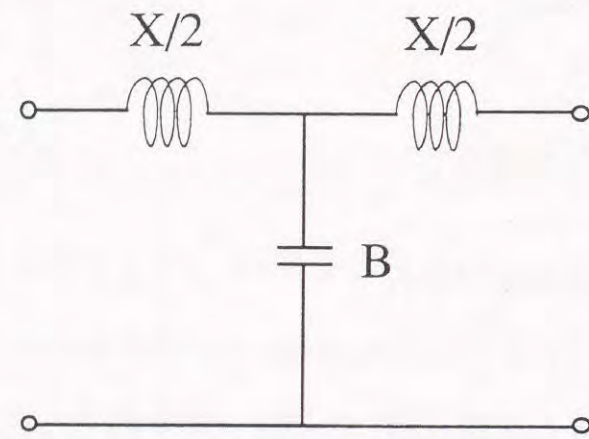
$$C_f = \frac{\epsilon}{\pi} \left[\frac{2}{1-t/b} \cdot \ln\left(\frac{1}{1-t/b} + 1\right) - \left(\frac{1}{1-t/b}\right) \cdot \ln\left(\frac{1}{(1-t/b)^2} - 1\right) \right]$$

$$\epsilon = \frac{0.225}{25.4} \epsilon_r \approx 8.85 \times 10^{-3} \epsilon_{\text{reff}}$$
(A1-33)

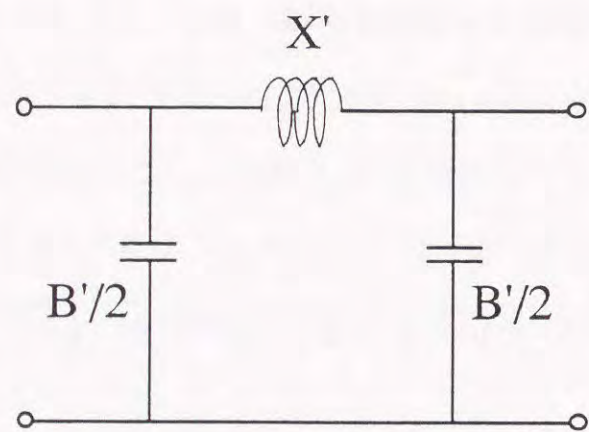
ただし、 ϵ_{reff} は誘電体の実効比誘電率である。図A1-4と図A1-10を比較すると、図A1-4の直列インダクタンス L_k ($k=1, 3, 5, \dots$) は次の二つの成分から成り立っている。

(i) 高インピーダンス線路の直列インダクタンス：

$$\frac{Z_h}{\omega_c} \sin\left(\frac{\omega_c \cdot l_k}{u_h}\right)$$

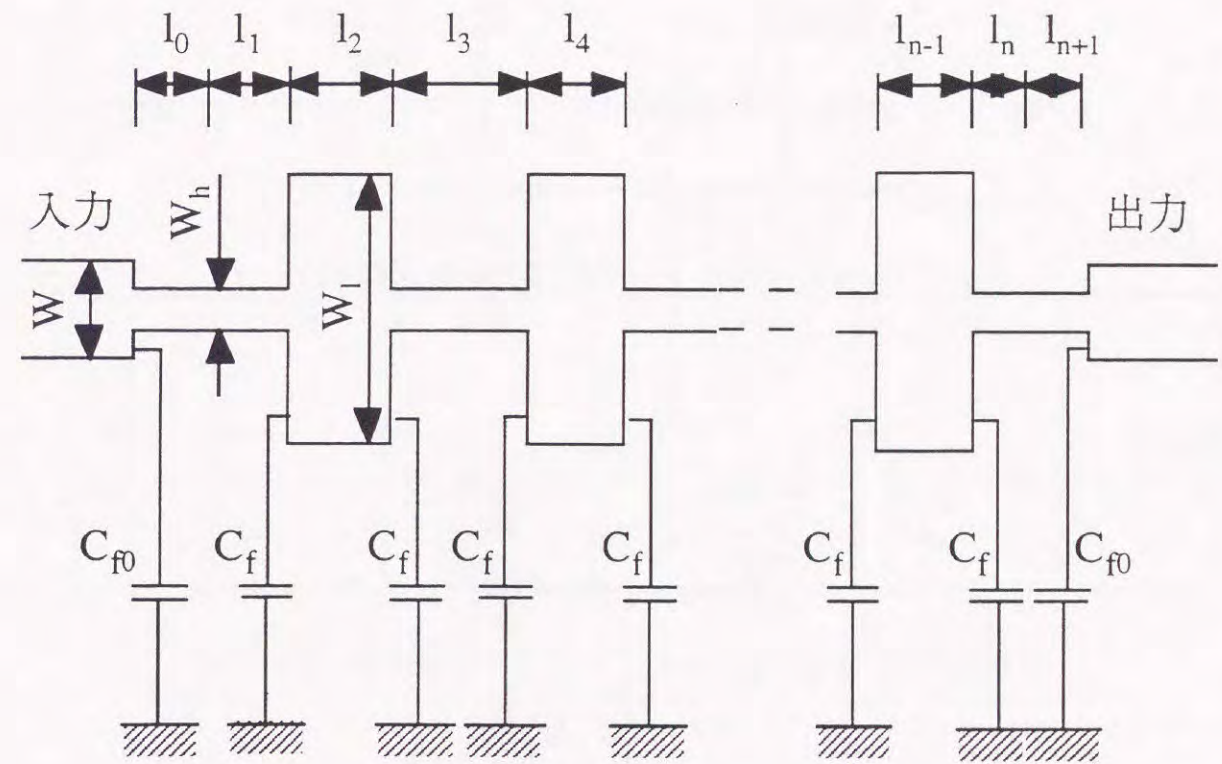


(a) T型等価回路

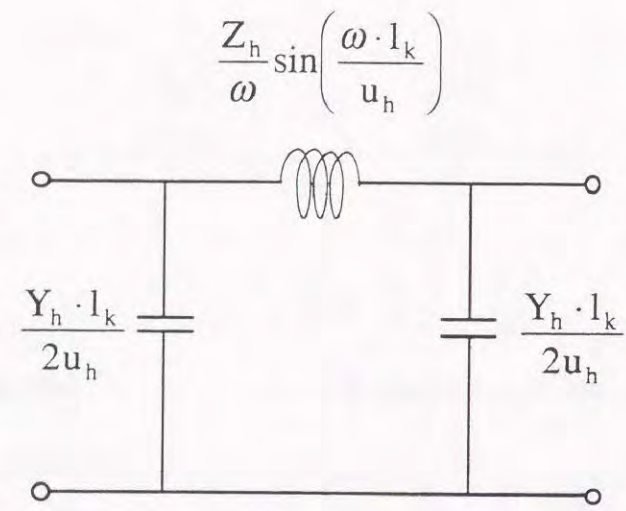


(b) π 型等価回路

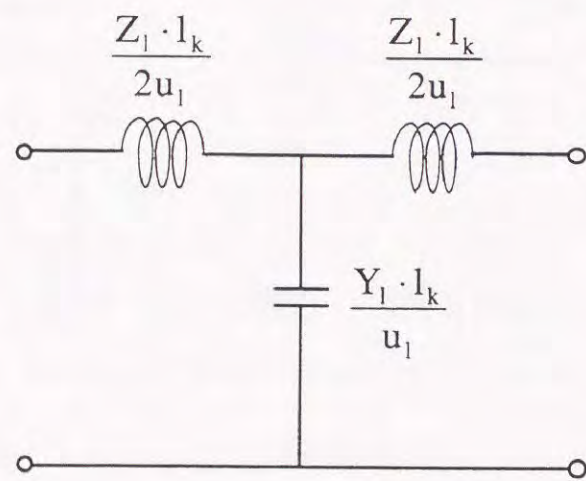
図A1-7 無損失分布定数線路の等価回路



図A1-8 魚骨形ローパスフィルタの構成

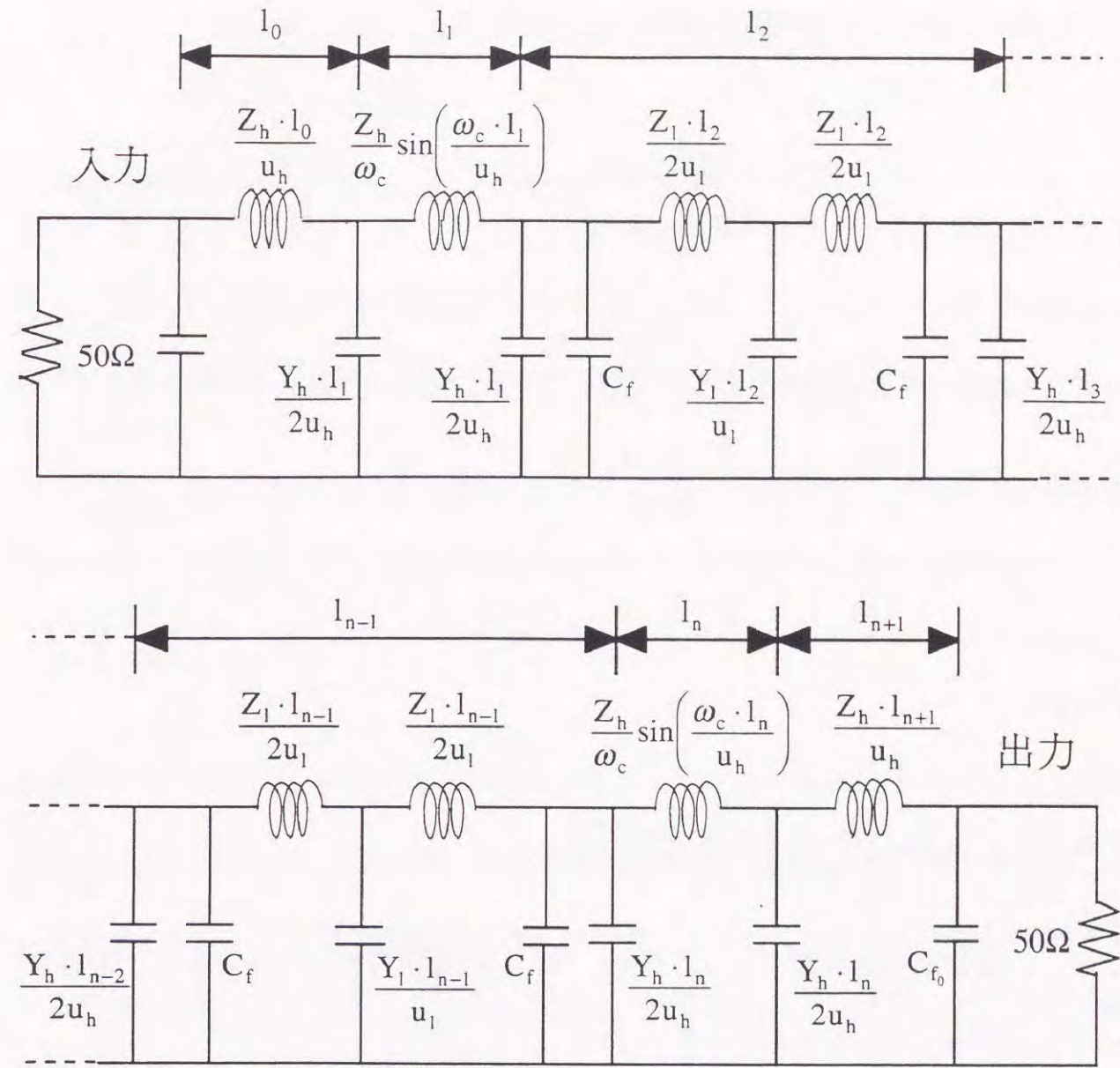


(a)高インピーダンス線路の等価回路

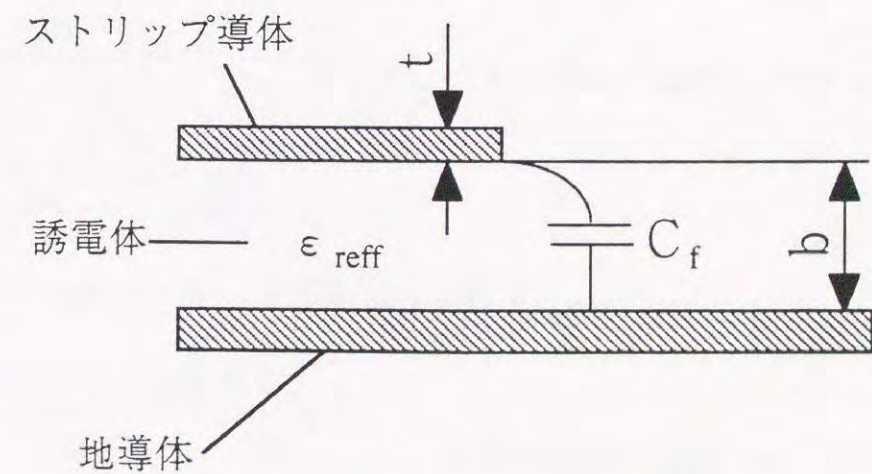


(b)低インピーダンス線路の等価回路

図A1-9 高インピーダンス線路, 低インピーダンス線路の等価回路



図A1-10 魚骨形ローパスフィルタ (図A1-8) の等価回路



図A1-11 マイクロストリップ線路の端部キャパシタンス

(ii)低インピーダンス線路の直列インダクタンス:

$$\frac{Z_1 \cdot l_{k-1}}{2u_1}, \frac{Z_1 \cdot l_{k+1}}{2u_1}$$

ただし Z_h は高インピーダンス線路の特性インピーダンス, Z_1 は低インピーダンス線路の特性インピーダンス, U_h は高インピーダンス線路内の伝搬速度, U_1 は低インピーダンス線路内の伝搬速度である. これらの結果から, 次の連立方程式を得る.

$$\omega_c L_1 = Z_h \sin\left(\frac{\omega_c \cdot l_1}{u_h}\right) + \frac{Z_1 \cdot l_2 \cdot \omega_c}{2u_1}$$

$$\omega_c L_3 = Z_h \sin\left(\frac{\omega_c \cdot l_3}{u_h}\right) + \frac{Z_1 \cdot l_2 \cdot \omega_c}{2u_1} + \frac{Z_1 \cdot l_4 \cdot \omega_c}{2u_1}$$

⋮

$$\omega_c L_n = Z_h \sin\left(\frac{\omega_c \cdot l_n}{u_h}\right) + \frac{Z_1 \cdot l_{n-1} \cdot \omega_c}{2u_1}$$

(A1-34)

ただし ω_c は遮断角周波数である. また, 図A1-4の並列キャパシタンス C_k ($k=2, 4, 6, \dots$) は次の三つの成分から成り立っている.

(i)低インピーダンス線路の並列キャパシタンス:

$$\frac{Y_1 \cdot l_k}{u_1}$$

(ii)高インピーダンス線路の並列キャパシタンス:

$$\frac{Y_h \cdot l_{k-1}}{2u_h}, \frac{Y_h \cdot l_{k+1}}{2u_h}$$

(iii)低インピーダンス線路の端部キャパシタンス:

$$2X \cdot C_f$$

これらの結果から, 次の連立方程式を得る.

$$\omega_c C_2 = \frac{Y_1 \cdot l_2 \cdot \omega_c}{u_1} + 2C_f \cdot \omega_c + \frac{Y_h \cdot l_1 \cdot \omega_c}{2u_h} + \frac{Y_h \cdot l_3 \cdot \omega_c}{2u_h}$$

$$\omega_c C_4 = \frac{Y_1 \cdot l_4 \cdot \omega_c}{u_1} + 2C_f \cdot \omega_c + \frac{Y_h \cdot l_3 \cdot \omega_c}{2u_h} + \frac{Y_h \cdot l_5 \cdot \omega_c}{2u_h}$$

⋮

$$\omega_c C_{n-1} = \frac{Y_1 \cdot l_{n-1} \cdot \omega_c}{u_1} + 2C_f \cdot \omega_c + \frac{Y_h \cdot l_{n-2} \cdot \omega_c}{2u_h} + \frac{Y_h \cdot l_n \cdot \omega_c}{2u_h} \quad (A1-35)$$

これら式(A1-34), (A1-35)の連立方程式を解くことで, 各線路長 l_k が求まる. 例えば式(A1-34)では右辺第2, 3項は補正值であるから, 初期値として第1項のみの

$$\omega_c L_k = Z_h \sin\left(\frac{\omega_c \cdot l_k}{u_h}\right) \quad (A1-36)$$

を用いて l_k ($k=1, 3, 5, \dots$) の第1次近似値とし, 以下(A1-35)にこれを代入し, そこから求まる l_k ($k=2, 4, 6, \dots$) を第2次近似値にする等の逐次近似法で解を求めることができる. フィルタと給電線路の接続部の効果, すなわち 50Ω 線路と高インピーダンス線路の直列インダクタンスによる効果は, 仮想長 l_0, l_{n+1} のインピーダンス線路に置き換えられる. 直列インダクタンスを並列キャパシタンスで除して平方根を取ったものが特性インピーダンスであるから次式が成り立つ.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\frac{Z_h \cdot l_0}{u_h}}{C_{f_0} + \frac{Y_h \cdot l_1}{2u_h}}} = \sqrt{\frac{\frac{Z_h \cdot l_{n+1}}{u_h}}{C_{f_0} + \frac{Y_h \cdot l_n}{2u_h}}} \quad (A1-37)$$

式(A1-37)より l_0 および l_{n+1} の値は次式で求まる.

$$l_0 = Z_0^2 \left[\frac{(\omega_c \cdot C_{f_0}) \cdot u_h}{Z_h \cdot \omega_c} + \frac{l_1}{2Z_h^2} \right]$$

$$l_{n+1} = Z_0^2 \left[\frac{(\omega_c \cdot C_{f_0}) \cdot u_h}{Z_h \cdot \omega_c} + \frac{l_n}{2Z_h^2} \right] \quad (\text{A1-38})$$

したがって、図A1-4の L_1 , L_n 部分の実際の長さ l_1' , l_n' は次式で求まる。

$$\begin{aligned} l_1' &= l_0 + l_1 \\ l_n' &= l_{n+1} + l_n \end{aligned} \quad (\text{A1-39})$$

以上のようにして全ての線路長が求まり、図A1-4の梯子形回路の無極チェビシェフ特性ローパスフィルタは、マイクロストリップ線路で実現される。

A1-3. マイクロストリップ線路の特性インピーダンス

フィルタを設計する際に必要な、マイクロストリップ線路の特性インピーダンス Z_0 は、図A1-12の構造において、Wheelerの公式より次のように求まる。

$$\frac{\Delta W}{t} = \frac{1}{\pi} \left[1 + 4 \sqrt{\left\{ \left(\frac{t}{h} \right)^2 + \frac{1}{\pi^2 \cdot (W/t + 1.1)^2} \right\}} \right]$$

$$W' = W + \sigma \cdot \Delta W$$

$$\sigma = \frac{1 + 1/\epsilon_r}{2}$$

$$b = \frac{14 + 8/\epsilon_r}{11} \cdot \frac{4h}{W'}$$

$$Z_0 = \frac{42.4}{\epsilon_r + 1} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{4h}{W'} \right) \cdot \{ b + (b^2 + \sigma \cdot \pi^2) \} \right]$$

(A1-40)

また、実効比誘電率 ϵ_{reff} は次式で求まる。

$$\epsilon_{\text{reff}} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{reff}0}}{1 + G \cdot (f/f_p)^2}$$

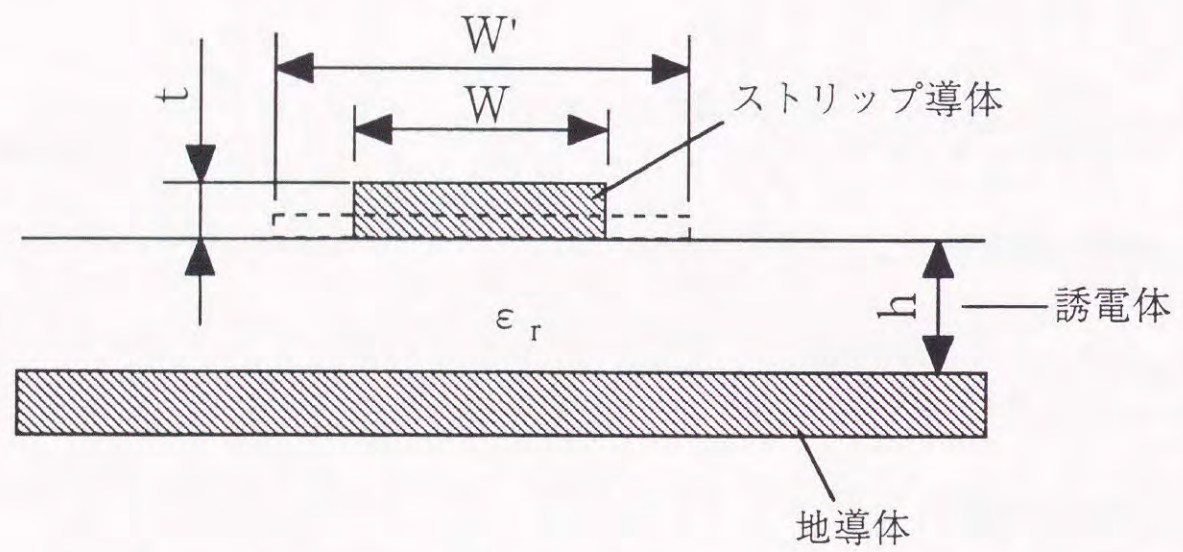
$$G = 0.6 + 0.009Z_0$$

$$f_p = \frac{Z_0}{0.8\pi \cdot h}$$

$$\epsilon_{\text{reff}0} = (Z_0'/Z_0)^2$$

(A1-41)

ここで Z_0' は、図A1-12において誘電体を取り除いた場合の特性インピーダンス、 ϵ_r は誘電体の比誘電率である。



図A1-12 マイクロストリップ線路の断面構造

