

電子科学研究科石

GD

0

43

静岡大学附属図書館

0002515351 R

# 静岡大学博士論文

## 衛星通信地球局アンテナ用

### 直交偏波共用分波系に関する研究

静岡大学図書

平成4年6月

石田修己

# 目次

1 序論	1
参考文献	7
2 周波数－偏波分波方式分波系	9
2.1 序言	9
2.2 テーパ導波管を用いた偏波共用帯域分波器	11
2.2.1 構造と動作原理	11
2.2.2 テーパ導波管の反射特性と分散性	16
(1) 直線テーパ導波管中の電磁界	16
(2) 近似式の導出	19
(3) 任意形状のテーパ導波管	24
(4) 厳密解および実測値との比較	27
(5) $n$ 乗コサインテーパ導波管の反射特性と分散性	30
2.2.3 テーパ導波管を用いた帯域分波器の設計	37
(1) テーパ導波管の設計	37
(2) 分岐導波管の設計	40
(3) ワッフルアイアンフィルタの設計	40
2.2.4 試作評価	43
(1) ワッフルアイアンフィルタの特性	43
(2) 送受分波部のインピーダンス整合	44
(3) 偏波共用帯域分波器の試作結果	49
2.3 金属ポスト形円偏波発生器を用いた偏分波器	54
2.3.1 構造と動作原理	54
2.3.2 広帯域化に利用する金属ポストのサセプタンス特性	57
2.3.3 金属ポスト形円偏波発生器の広帯域設計	61
(1) 位相特性	61
(2) VSWR 特性	66
(3) 設計手順	69

2.3.4	試作評価	70
2.4	6 / 4 GHz 帯インテルサット標準A地球局アンテナ用分波系	72
2.5	結言	75
	参考文献	76
3	偏波一周波数分波方式分波系	79
3.1	序言	79
3.2	十字形導波管を用いた帯域共用偏分波器	81
3.2.1	構造と動作原理	81
3.2.2	十字形導波管の電磁界分布と特性インピーダンス	83
	(1) 十字形導波管の遮断周波数	83
	(2) 十字形導波管の電磁界分布	88
	(3) 十字形導波管の特性インピーダンス	91
3.2.3	十字形導波管を用いた偏分波器の広帯域設計	93
	(1) 分岐部のインピーダンス整合	93
	(2) 高次モードに対する対策	94
3.2.4	試作評価	95
	(1) 分岐部の等価回路	95
	(2) 帯域共用偏分波器の試作結果	98
3.3	リッジ導波管を用いた帯域分波器	100
3.3.1	ハイブリッド形分波器の構造と動作原理	100
3.3.2	ハイブリッド結合器の広帯域化	107
	(1) リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器の等価回路	107
	(2) 分岐導波管形方向性結合器の周波数特性	111
	(3) 主副導波管および分岐導波管の分散性	116
3.3.3	リッジ導波管を用いたハイブリッド形分波器の設計法	119
	(1) 分波器性能に基づく構成部品性能の決定	119
	(2) 分岐導波管形方向性結合器の設計	121
	(3) 帯域通過フィルタの設計	123
3.3.4	試作評価	131

(1) リッジ導波管と方形導波管との T 分岐の等価回路	131
(2) 帯域分波器の試作結果	135
3. 4 14/11GHz 帯地球局アンテナ用分波系	139
(1) 試作分波系	139
(2) E C S 対向地球局アンテナ用分波系	142
(3) B S - 3 対向地球局アンテナ用帯域分波器	142
3. 5 結言	145
参考文献	146
4 結論	149
謝辞	152

# 第1章 序 論

1965年に打ち上げられたインテルサットI号衛星 (Early Bird) によって実用化時代に入った衛星通信は、この27年間に著しい発展を遂げ、現在では海底光ケーブルと共に国際通信の主役を務めるようになった。国際通信に限らず、1970年以降には、米国、カナダ、日本を始めとする国内衛星通信、欧州等の地域衛星通信、さらには企業レベルのビジネス衛星通信や移動通信へと衛星通信が普及してきている。

このような衛星通信の発展・普及に伴う通信回線需要の増大に対処するため、直交偏波利用等による周波数の再利用と通信周波数帯の拡大が必要になった。1975年と1976年に打ち上げられた米国のSatcomとComstarでは、地球局からの送信6GHz帯、受信4GHz帯 (6/4GHz帯) の直交する直線偏波を用いた周波数再利用、1980年に打ち上げられたインテルサットV号衛星からは国際衛星通信で同じ周波数帯の左旋および右旋の円偏波を用いた周波数再利用が開始された。14/11GHz帯でも、1983年に打ち上げられた欧州のECSで直交する直線偏波が用いられるようになった。さらに将来の回線需要の増大に対処するため、1979年の世界無線通信主管庁会議 (1979 World Administrative Radio Conference : WARC '79) で6/4GHz帯および14/11GHz帯での固定衛星業務に対する割当周波数帯域幅が500MHzから約1GHzに拡大された<sup>(1)</sup>。これに対応して、1982年には6/4GHz帯地球局アンテナ用分波系の広帯域化がインテルサットの研究開発 (R&D) の課題として世界に公募された。

本論文は、これらの要求に対応して行った地球局の直交偏波共用分波系に関する研究をまとめたものである。すなわち、直交偏波共用分波系の設計手法の確立と特性改善を図ることにより、衛星通信の大衆化と周波数資源の有効利用に貢献するのが本論文の目的である。以下、本章では直交偏波共用分波系に関する従来の研究の経緯と本論文で扱う問題との関連を述べ、この分野における本論文の位置を明らかにする。

衛星通信地球局アンテナは、図1.1に外観、図1.2に構成を示すようなアンテナである<sup>(2)</sup>。送信波を衛星に効率よく伝送し、衛星からの微弱な受信波を低雑音で受信するため、大口径の反射鏡が用いられる。ビーム給電方式の1次放射系を介して給電系に接続される場合が多い。給電系は、衛星を追尾するための追尾信号結合部と直交偏波共用分波系とで構成される。直交偏波共用分波系は、大口径の反射鏡を送受信および直交偏波で共用して有効に利用するため、これらの4種類の波を分離する機能を有するものである。

分波方式は、分波順序によって周波数－偏波分波方式<sup>(3)</sup>と偏波－周波数分波方式<sup>(4)</sup>に分けられる。周波数－偏波分波方式は、各々直交偏波を共用する送信波と受信波を周波数の違いによって分離した後、各周波数ごとに直交偏波を分離する方式である。また、偏波－周波数分波方式は、送受信波を一括して偏波で分離した後、各偏波ごとに周波数で送受信波を分離する方式である。主として前者は6 / 4 GHz 帯衛星通信で、後者は14 / 11 GHz 帯衛星通信でそれぞれ用いられている。

6 / 4 GHz 帯では電離層のファラデー効果による偏波面の回転が無視できず、回転角は時間的にも地域的にも変動し、周波数によっても異なる。直線偏波を用いた場合には送受信波の偏波面を偏分波器に合わせるための偏波面回転器が必要であり、これを避けるため円偏波を用いることが多い。6 / 4 GHz 帯における直交偏波共用の実用化に先立って、優



図1. 1 インテルサットV号系用衛星通信地球局アンテナ

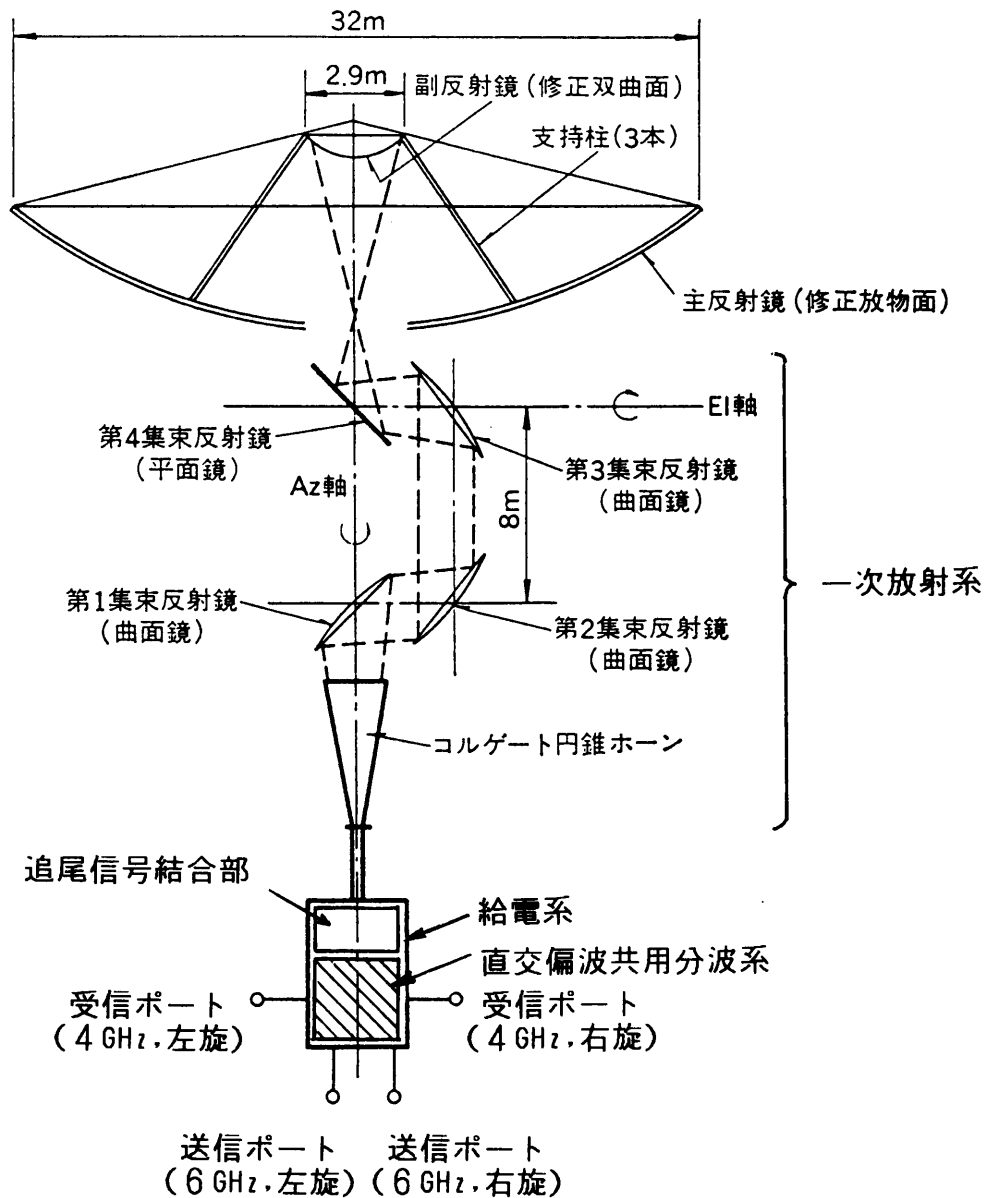


図1. 2 衛星通信地球局アンテナの構成

れた交差偏波特性を得るための研究がなされ、2つの分波方式が採用された。1975年にD. J. Sommers, L. I. Parad 及びJ. G. DiTullioによって報告された直線偏波の直交偏波共用分波系は、周波数-偏波分波方式をとっている。この分波系では、送受信波を最初に周波数で分離し、各帯域専用の偏波面回転器と偏分波器を設ける構成によって、良好な交差偏波特性を得ている。また、1976年にP. D. Foldesによって報告された円偏波の直交偏波共用分波系は、偏波-周波数分波方式をとっている。この分波系では、送受共用の偏分波器で左旋と右旋円偏波を直交する直線偏波成分に分解して取り出し、各偏波成分ごとに帯域分波器で送信波と受信波に分離した後、個別に90°ハイブリッドで合成することによって、右旋偏波成分と左旋偏波成分とに分離するものである。この方式でも、円偏波発生器の機能を果たしている90°ハイブリッドに各帯域専用のものを用いて良好な交差偏波特

性を得ており、D. J. Sommers 等の分波系と共通している。これらの研究の結果、6 / 4 GHz 帯の各 500 MHz 帯域幅で良好な交差偏波特性が得られるようになった。しかし、その後図 1. 3 に示すように、固定衛星業務に対する割当周波数帯域幅が WARC '79 で約 2 倍に拡大されたため、これらの分波系の広帯域化が必要になった。

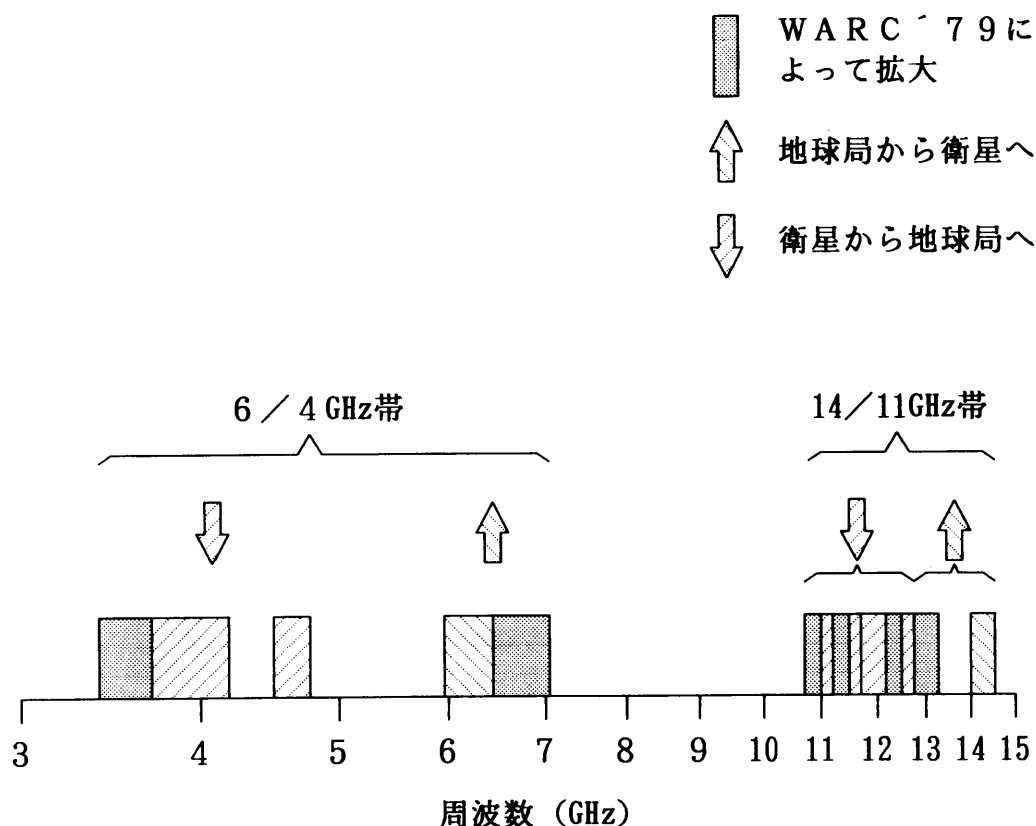


図 1. 3 固定衛星業務に対する割当周波数配置  
(比帯域幅を示すため対数目盛りで示している)

直交偏波共用分波系は、基本的には送受信波を周波数の違いによって分離する帯域分波器と偏波の直交性によって分離する偏分波器とで構成される。右旋偏波成分と左旋偏波成分とを分離する円偏波偏分波器は、直線偏波を分離する偏分波器に円偏波発生器を組み合わせ構成されることが多い。周波数-偏波分波方式では、偏波の直交性を崩さないようなフィルタを用いる必要があるが、送受信波が帯域分波器で別々の端子に取り出されるので、図 1. 3 に示す 6 / 4 GHz 帯のように送受信帯域が離れている場合に有利である。逆に偏波-周波数分波方式では、偏分波器で送受信波を一括して直交偏波に分波するため 14 / 11 GHz 帯のように送受信帯域が接近している場合のほうが有利である。

第 2 章で取り扱う周波数-偏波分波方式では、帯域分波器が送受信の両帯域で、かつ 2 つの偏波に対して良好な特性を持つ必要があり、分波系の動作帯域を制約する構成要素と



なる。帯域分波器は、送受信帯域間の狭い周波数帯域で通過特性が急峻に変化し、残りの帯域では変化の小さい特性が望ましい。遮断特性の急峻さの点では共振器を用いたフィルタ<sup>(5)</sup>で構成するのが有利であるが、直交する2つの偏波に対して等しい特性を得ることが難しい。偏波共用帯域分波器としては、非共振形分波器が用いられることが多く、導波管の遮断特性を利用したもの<sup>(6)(7)</sup>と横断面内電磁界分布の周波数特性を利用したもの<sup>(8)(9)</sup>が報告されている。本章では、この偏波共用帯域分波器と円偏波偏分波器の広帯域化について述べている。偏波共用帯域分波器の広帯域化のために、断面寸法が管軸方向の距離に対して変化するテーパ導波管に着目し、反射される受信波の分散性を小さくし、同時にテーパ導波管を通過する送信波のVSWR特性も良好にする形状として4乗コサイン関数を選択した。

円偏波偏分波器においては、円偏波発生器の広帯域化が課題となる。円偏波発生器の広帯域設計については、1952年と1955年にそれぞれ金属ポスト形とアイリス形に関するA. J. Simmonsの報告があり<sup>(10)(11)</sup>、1960年には集中定数形、分布定数形、およびこれらを組み合わせた複合形に関する系統的な研究結果が喜連川、中原、立川によって報告されている<sup>(12)</sup>。喜連川等による設計法は、動作帯域の中心周波数において周波数に対する位相差の微係数を零にするという考え方に基づくものであり、分布定数形と複合形で広帯域特性を得ている。しかし、集中定数形ではこのような条件を満足することができず、金属ポスト形円偏波発生器の楕円偏波率は6GHz帯の比帯域幅8%で約0.9dBであった<sup>(13)</sup>。直交偏波共用のためには、地球局アンテナ全系で楕円偏波率を0.5dB以下にする必要がある<sup>(14)</sup>適用できない。本章では、金属ポストの挿入長を1/8波長程度まで短くすると広帯域設計条件を満たすサセプタンス特性となることに着目し、この特性を利用した設計法について述べる。さらに、この設計法に基づいて試作を行い、4GHz帯の比帯域幅13%において楕円偏波率0.25dB以下の特性が得られること示す<sup>(15)</sup>。

第3章で取り扱う偏波一周波数分波系では、送受信帯域で動作する帯域共用偏分波器が動作帯域を制約する構成要素になる。偏分波器の形式としては、直交偏波の伝搬する共通導波管中に横断面を分割するように金属隔壁を設けて一方の偏波を遮断するセプタム形<sup>(16)</sup>、一方の偏波をフィンラインに導くフィンライン形<sup>(17)</sup>、金属すだれや誘電体のプリースター角を利用する準光学形<sup>(18)</sup>があるが、地球局用としてはセプタム形が簡単な構造で良好な交差偏波特性を得やすく、耐電力、挿入損の点でも優れていることから広く用いられている。1960年に喜連川と立川は、円形導波管を共通導波管とするセプタム

形偏分波器で各偏波に対する広帯域整合法を示し、11GHz 帯の比帯域 9% で良好な特性を得た<sup>(19)</sup>。また、1973年に沼野等は、基本モード導波管としての周波数帯域幅の広い正方形導波管を共通導波管に用いることによって2GHz 帯において動作帯域幅を20%に拡大した<sup>(20)</sup>。WARC '79で拡大された14/11GHz 帯の比帯域30%に対応できる偏分波器としては、1978年にJ. R. Brain とP. J. Woodが正方形導波管に特殊な形状のセプタムを設けた偏分波器を報告し、相互に13%離れた各々約10%の帯域で良好な特性を得ている<sup>(21)</sup>。本章では、共通導波管に十字形導波管を用いることによって広帯域化を図った偏分波器の設計と試作結果について述べ、連続する比帯域30%にわたって良好な特性が得られることを示す<sup>(22)</sup>。

偏波一周波数分波方式分波系では、アンテナ側で直交偏波が分離されるので、単一偏波のみを伝送する方形導波管を帯域分波器に用いることができる。方形導波管を用いた分波器の種類は多く、偏波共用帯域分波器と同様な高域通過フィルタと低域通過フィルタを組み合わせる分波器の他に、フィルタとハイブリッド結合器を組み合わせたハイブリッド形、フィルタ単独でハイブリッド結合器の機能も兼ね備えた方向性フィルタ<sup>(5)</sup>、ハイブリッド結合器と電気長の相互に異なる線路を組み合わせた周期形<sup>(23)</sup>、一端短絡の共通導波管に複数の帯域通過フィルタを接続したマニホールド形<sup>(24)</sup>等が知られている。このうち、ハイブリッド形によれば、通常の帯域通過フィルタを用いて相互に接近しかつ各々の分波帯域の広い帯域分波器を容易に実現できる。この形の分波器に用いるハイブリッド結合器としては、マジックT、多孔形<sup>(25)</sup>、ショートスロット形<sup>(26)</sup>、および分岐導波管形方向性結合器<sup>(27)</sup>があるが、分岐導波管形結合器が比較的小形で広帯域特性を得やすい。本章では、主副導波管にリッジ導波管を用いることによって広帯域化した分岐導波管形結合器と、この方向性結合器を用いたハイブリッド形分波器の設計法と試作結果について述べる<sup>(28)</sup>。分岐導波管形結合器としては方形導波管形より1.24倍広帯域な比帯域30%で結合偏差を±0.25dB以下にでき、帯域分波器としては14/11GHz 帯衛星通信帯域の比帯域30%に対応できる性能が得られている。

以上に述べた2方式の分波系において、本論文の研究成果によって周波数一偏波分波方式分波系については、KDD茨城第4衛星通信地球局、山口第3衛星通信地球局等の6/4GHz 帯のインテルサット標準A地球局アンテナ用分波系<sup>(29)</sup>に適用されている。また、偏波一周波数分波方式分波系については、欧州通信衛星(ECS)に対向するスウェーデンの14/11GHz 帯地球局アンテナ用分波系等に適用されている。いずれもWARC '79で拡大された新周波数配置に対応できる分波系である。

## 参考文献

- (1) Final Acts of the World Administrative Radio Conference (WARC'79), Geneva (1979).
- (2) 竹内, 別段, 青木, 水沢, 武田: “インテルサットV号系用地球局アンテナ”, 三菱電機技報, 52, 6, pp.466-470 (1978).
- (3) D. J. Sommers, L. I. Parad and J. G. DiTullio: “Beam-Waveguide Feed with Frequency-Reuse Diplexer for Satellite Communication Earth Station”, Microwave Journal, 18, 11, pp. 51-59 (Nov. 1975).
- (4) P. Foldes: “Modification of Feed System for Frequency Reuse”, Microwave Journal, 19, 7, pp. 35-38 (July 1976).
- (5) G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones: “Microave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures”, McGraw-Hill, 1964.
- (6) 菊池, 奈良, 島田, 石井: “4, 5, 6 GHz 帯群分波装置”, 昭47信学全大, No. 735 (1972-03).
- (7) 小山, 島田, 橋本, 立川: “衛星通信実験局用多周波数帯共用分波装置”, 信学論, 55-B, 8, pp. 433-440 (1972-08).
- (8) 島田, 小山, 武市, 橋本, 武田, 青木: “コルゲート形分波器”, マイクロ波研資, MW72-71 (1972-09).
- (9) R. W. Gruner: “Compact Dual Polarized Diplexers for 4/6-GHz Earth Station Applications”, 1977 IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp. 341-344 (June 1977).
- (10) A. J. Simmons: “A Compact Broad Band Microwave Quarter-Wave Plate”, Proc. IRE, 40, 9, pp. 1089-1090 (Sept. 1952).
- (11) A. J. Simmons: “Phase Shift by Periodic Loading of Waveguide and Its Application to Broad-Band Circular Polarization”, IRE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-3, 6, pp. 18-21 (Dec. 1955).
- (12) T. Kitsuregawa, S. Nakahara and S. Tachikawa: “Broad-Band Microave Quarter-Wave Plate”, Mitsubishi Denki Lab. Reports, 1, 4, pp. 21-52 (Oct. 1960).
- (13) 喜連川, 立川: “容量性棒装荷広帯域無反射移相器”, 電気通信学会マイクロ波伝送研究専門委員会資料 (1961-10).

- (14)横井：“衛星通信におけるアンテナ・伝搬”，信学誌，60，4，pp.431-438（1977-04）。
- (15)石田，蟹谷，武田：“金属ポストを用いた広帯域な円偏波発生器の一設計法”，信学論，63-B，9，pp.908-915（1980-09）。
- (16)G. L. Ragan: 'Microwave Transmission Circuits'，pp.368-369，McGraw Hill,1948.
- (17)S. B. Robertson: "The Ultra-Bandwidth Finline Coupler"，Proc. IRE, 43, 6, pp. 739-741（June 1955）
- (18)J. T. Mendonca：“Two Oversize Waveguide Polarization Diplexers”，IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-21, 9, pp. 586-587（Sept. 1973）。
- (19)T. Kitsuregawa and S. Tachikawa: "Waveguide Hybrid Junction"，Mitsubishi Denki Lab. Reports, 2, 1, pp. 47-69（Jan. 1961）。
- (20)沼野，中山，笹川，渡辺：“2GHz帯偏波共用アンテナ”，アンテナ・伝播研資，AP73-42（Oct. 1973）。
- (21)J. R. Brain and P. J. Wood：“Problems Inherent in the Design and Measurement of an 11/14GHz 3m Antenna”，1978 IEE Int. Conf. on Antennas and Propag. Digest, pp. 213-217（1978）。
- (22)石田，磯田，宮崎，武田：“Ku帯地球局用広帯域偏分波器”，信学論，J69-B，11，pp. 1408-1414（1986-11）。
- (23)W. L. Teeter and K. R. Bushore: "A Variable Ratio Microwave Power Divider and Multiplexer", IRE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-5, pp. 227-229（Oct. 1957）。
- (24)W. A. Edson and J. Wakabayashi: 'Input Manifolds for Microwave Channelizing Filters'，IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-18, 5, pp. 270-276（May 1970）。
- (25)小口：“マイクロ波およびミリ波回路”，pp. 283-311，丸善（1964-02）。
- (26)H. J. Riblet：“The Short-Slot Hybrid Junctions”，Proc. IRE, 35, pp. 160-165（Nov. 1947）。
- (27)J. Reed：“The Multiple Branch Waveguide Coupler”，IRE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-6, 10, pp. 398-403（Oct. 1958）。
- (28)石田，磯田，宮崎：“リッジ導波管を用いた広帯域ハイブリッド形分波器”，信学論，J74-B-1, 12, pp. 667-678（1991-12）。
- (29)松中，松澤，吉川，石田，岡田：“800MHz帯域幅インテルサット標準A地球局アンテナの概要”，昭59信学総合全大，No. 2493（1984-03）。

## 第2章 周波数－偏波分波方式分波系

### 2. 1 序言

周波数－偏波分波方式分波系は、偏波共用帯域分波器と円偏波偏分波器とで構成される。送受信波に対して個別に良好な偏波特性を得ることができるため、6 / 4 GHz 帯衛星通信のように円偏波への偏波変換あるいは偏波面の制御が必要な地球局アンテナに適している。この分波系の動作周波数帯域幅を制約する構成要素は、偏波共用帯域分波器である。偏波共用帯域分波器が対称性のよい構造であるため高次モード発生量が少なく、多周波数共用分波系のように送受信帯域が広い周波数範囲にわたっている場合にも適している。本章では、この分波系の広帯域化技術について述べる。

偏波共用帯域分波器としては、導波管の遮断特性を利用したもの<sup>(1)(2)</sup>とコルゲート導波管の横断面内電磁界分布の周波数特性を利用したもの<sup>(3)(4)</sup>が報告されている。遮断特性を利用した帯域分波器には、遮断となって反射された波を多数の分岐導波管や結合孔を介して別の導波管に取り出す分布形<sup>(1)</sup>と結合の強い点1か所に分岐導波管を集中させた集中形<sup>(2)</sup>があるが、後者の方が小形に構成でき、円偏波に対する偏波特性もよいので地球局アンテナによく用いられている。

集中形偏波共用帯域分波器では、テーパ導波管において低い周波数帯が遮断になる位置に分岐導波管を設けるテーパ導波管形分波器が小山等によって提案された<sup>(2)</sup>。この構造のテーパ導波管形分波器では、遮断点から1/2波長離れた位置に分岐導波管を設ける従来のテーパ導波管形分波器より数倍の広帯域特性が得られている。この性能は固定衛星業務に割り当てられた当初の6 / 4 GHz 帯送受信帯域幅500 MHzでは十分なものであるが、500 MHzより広い帯域ではVSWR特性が急激に劣化し、WARC 79で割り当てられた800 MHz以上の送受信帯域には対応できない。

本章では2. 2節で、分散性が小さく反射特性の良好なテーパ導波管として、管軸方向の距離に対して断面寸法が4乗コサイン関数で変化する構成を選択し、それをを用いることによって広帯域化したテーパ導波管形分波器について述べる。小山等の帯域分波器に用いられた直線テーパ導波管に比べ、4乗コサインテーパ導波管は断面寸法の大きな部分で急峻に変化し、断面寸法の小さな部分で緩やかになる。このため、テーパ導波管で遮断となって反射される4 GHz帯に対しては、遮断点近傍で開き角の大きなテーパ導波管と等価であり反射位相の分散性が小さいので、分岐導波管への分波特性の広帯域化に適している。

また、テーパ導波管を通過する6 GHz帯に対しては、断面寸法の変化に対する特性インピーダンスの変化の大きい部分が緩やかなテーパ導波管になるのでVSWR特性が改善される。任意形状のテーパ導波管に対して分散性と反射特性を理論的に検討して見通しのよいクローズドフォームの近似式を導出し、それによる計算結果を厳密解および実測値と比較して示す。そして、帯域分波器を試作し広帯域特性が得られることを実証する。

左右両旋の円偏波を分離する円偏波偏分波器は、円偏波発生器、偏波面回転器および直交する直線偏波を分離する偏分波器で構成され、動作帯域幅は円偏波発生器によって制約される。円偏波を発生させる手段としては種々の方式があるが<sup>(5)(6)(7)</sup>、直交偏波共用分波系では、直交偏波成分に対して90度の位相差を与えることによって直線偏波・円偏波間の偏波変換を行う方式の円偏波発生器がよく用いられる。この方式の円偏波発生器には、偏波によって波長短縮率の異なる誘電体板を用いたり、偏波によって遮断周波数の異なる楕円導波管等を用いる分布定数形円偏波発生器、偏波によって異なるサセプタンスを呈する金属ポストやアイリス等を用いる集中定数形円偏波発生器、およびこれらを組み合わせた複合形円偏波発生器がある<sup>(8)</sup>。分布定数形は、直交偏波成分に対する分布定数回路の電気長の差を利用しており、集中定数形はサセプタンスを利用しているので、偏波間の位相差は必然的に周波数によって変化し、90度からずれる。集中定数形円偏波発生器では基本モード導波管としての帯域内で平坦な位相差特性が得られず<sup>(8)(9)(10)</sup>、金属ポスト形円偏波発生器の楕円偏波率は6 GHz帯の比帯域8%で0.9 dBであった<sup>(11)</sup>。寸法を適当に選んだ誘電体を用いた円偏波発生器と2種類の金属鱗あるいは金属ポストを組み合わせた複合形円偏波発生器では、基本モード導波管としての帯域内で偏波間位相差の周波数特性を平坦にすることができ、4 GHz帯の比帯域13%で0.5~0.8 dBの楕円偏波率が得られている<sup>(8)</sup>。

本章では2.3節で、挿入長の短い金属ポストを用いることによって広帯域化した金属ポスト形円偏波発生器について述べる。金属ポスト形円偏波発生器の偏波間位相差が周波数によって変化する要因は、金属ポストの正規化サセプタンスの周波数依存性と管軸方向に配列された金属ポスト間の電気長の周波数依存性である。管軸方向に配列されたサセプタンスが通過位相に与える効果は配列間隔の電気長が大きい場合の方が大きいため、周波数が高くなるにつれて正規化サセプタンスが減少する特性であれば偏波間位相差は全体として平坦な周波数特性になる。C. G. Montgomery が与えた金属ポストの正規化サセプタンスの表示式はこの条件を満足するものであるが<sup>(12)</sup>、従来用いられていた挿入長の長い金

属ポストの周波数特性は逆であり、電気長とサセプタンスによる偏波間位相差の周波数特性は相互に強め合う特性であった。ここでは、金属ポストの挿入長を  $1/8$  波長程度まで短くすると周波数特性が逆転し、偏波間位相差の広帯域化に有利な特性になることに着目し、この特性を利用した円偏波発生器の広帯域設計法を示し、試作によって妥当性を確認する。得られた性能は、4 GHz 帯の比帯域 13% において楕円偏波率が 0.23 dB 以下であり、直交偏波を共用する地球局に適用できる。

2.4 節では、開発した偏波共用帯域分波器を用いた周波数-偏波分波方式分波系の測定結果を示し、実用的に十分な性能であることを示す。この結果、4 乗コサインテーパ導波管の帯域分波器を用いた直交偏波共用分波系は KDD 茨城第 4 衛星通信地球局<sup>(13)</sup>、KDD 山口第 3 衛星通信地球局で実用されている。又、金属ポスト形円偏波発生器は英国通信省 (BPO) のマドレー地球局で実用されている<sup>(14)</sup>。

## 2.2 テーパ導波管を用いた偏波共用帯域分波器

### 2.2.1 構造と動作原理

偏波共用帯域分波器の全体構成を図 2.1 に示す。偏波共用帯域分波器は、2 つの周波数帯の直交偏波を伝送する共通導波管から周波数の低い受信帯  $f_1$  の直交偏波  $E_{1x}$ 、 $E_{1y}$  を低域通過フィルタを通して 4 本の分岐導波管に取り出す送受分波部、取り出した  $E_{1x}$ 、 $E_{1y}$  を受信帯の専用導波管に結合するための受信専用結合部、およびこれらを接続する合成回路で構成される。合成回路には、送受分波部から受信専用結合部までの通路長差によって生ずる共振を防ぐため、ハイブリッド結合器が用いられている。

送受分波部の構造の例を図 2.2 に示す。テーパ導波管で  $f_1$  が遮断になる位置の近傍に結合孔を設け、分岐導波管を接続している。分岐導波管には受信帯整合素子と低域通過フィルタとしてワッフルアイアンフィルタを設けている。受信帯整合素子は誘導性ポストであり、導波管の中央に設けられ、大きなインダクタンスを得るため両端が同軸状に管壁に埋め込まれている。ワッフルアイアンフィルタは、送信波に対して結合孔面に等価的な短絡面を形成し、分岐導波管への漏洩を十分低いレベルまで減衰する。送信帯整合素子には共振窓を用いている。受信専用結合部も同様な構造であるが、低域通過フィルタ及び送信帯整合素子は不要である。

共通導波管から入射した受信波  $E_{1x}$ 、 $E_{1y}$  はテーパ導波管で遮断され、管壁に沿った軸方向磁界が結合孔位置で強くなる。このため、磁界結合によって 4 本の分岐導波管に取り

出される。分岐導波管に取り出された  $E_{1x}$ ,  $E_{1y}$  は、送受分波部と同じ振幅・位相で受信専用結合部を励振するので同じ偏波が再現され、偏波状態を保ったまま共通導波管から受信専用導波管に分波される。一方、送信帯  $f_2$  の直交偏波  $E_{2x}$ ,  $E_{2y}$  は、結合孔に等価短絡面が形成されているため結合孔の影響をほとんど受けずにテーパ導波管を通過する。

送受分波部の等価回路は、直交する各偏波に対してそれぞれ図 2. 3 (a) で表される。テーパ導波管は特性インピーダンス  $Y_0(z)$  と伝搬定数  $\gamma(z)$  が位置  $z$  によって変化する主線路で表され、分岐導波管は方形導波管の特性インピーダンス  $Y_{0T}$  と伝搬定数  $\gamma_T$  を有する分岐線路で表される。正方形導波管の基本モードである  $TE_{10}$  モードに対しては、電界の横方向成分と磁界の軸方向成分が等価回路における電圧に対応付けられ、磁界の横方向成分が電流に対応付けられる<sup>(30)(31)</sup>。分岐導波管はテーパ導波管の軸方向磁界で結合するので、分岐線路は主線路に並列接続された回路になる。テーパ導波管の軸方向磁界と結合するのは分岐導波管の横方向磁界であり、これは電流に対応付けられる。このため、分岐線路の電流は主線路の電圧と比例関係にあり、等価回路ではこの関係を分岐線路に設けた特性アドミッタンス  $J$  のインバータ<sup>(15)</sup> で表している。 $B_r$ ,  $B_t$  はそれぞれ送信帯および受信帯整合素子のサセプタンスである。

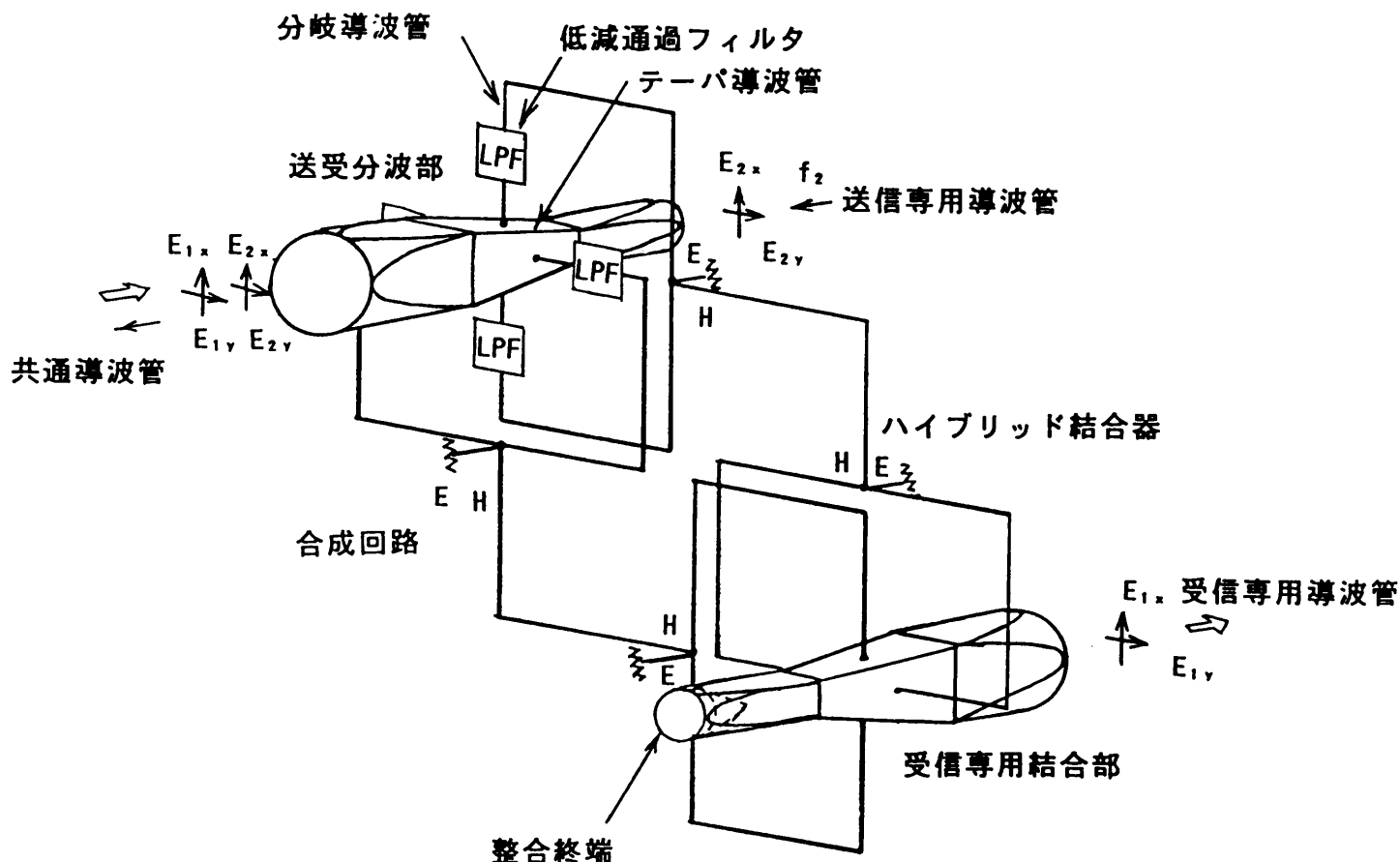


図 2. 1 テーパ導波管を用いた偏波共用帯域分波器の全体構成



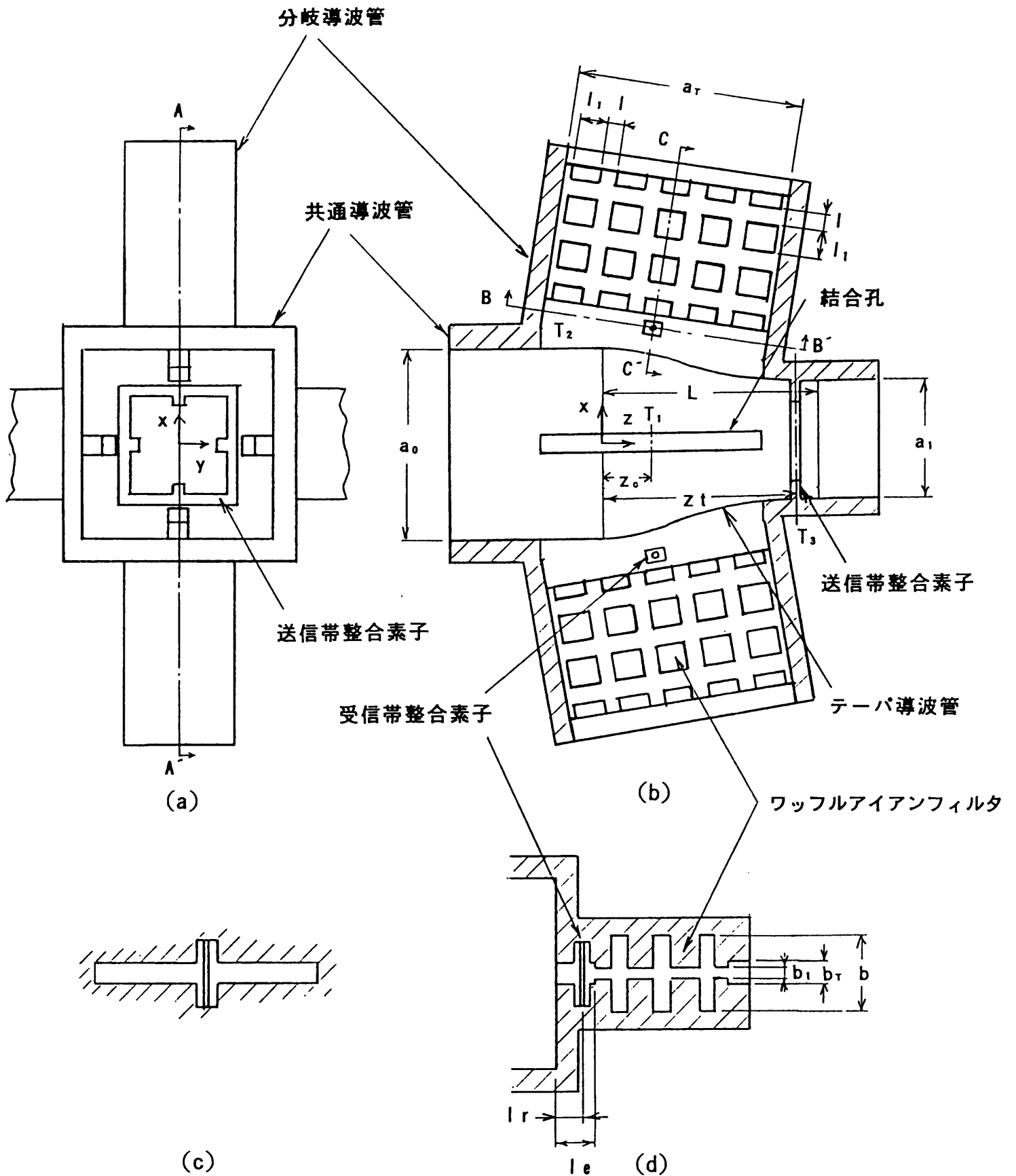


図2. 2 偏波共用帯域分波器の送受分波部の構造  
 (a)正面図 (b) A - A' 断面図  
 (c) B - B' 断面図 (d) C - C' 断面図

受信帯  $f_1$  ではテーパ導波管が遮断になるので分岐点  $T_1$  から送信専用導波管側を見た入力アドミッタンス  $Y_1$  は純サセプタンス  $B_1$  になり，等価回路は図 2. 3 (b) のようになる。この図では並列接続された分岐線路を 1 つにまとめて示している。また， $Y_M$  は  $T_1$  面から共通導波管側を見た入力アドミッタンスである。共通導波管側の回路をインバータを通して分岐導波管側から見た回路に変換すると直列回路になり， $B_r$  が  $Y_{0T}$  に比べて小さいとすると分岐導波管側の回路も近似的に直列回路に変換でき，図 2. 3 (c) の回路になる。 $B_1$  が 0 になる位置  $z_0$  に分岐導波管を設け，分岐導波管の特性アドミッタンス  $Y_{0T}$  を

$$Y_{0T} = 2 J^2 / Y_M \quad (2.1)$$

となるように選べば，受信波は反射なく分岐線路に導かれる。分岐導波管の位置  $z_0$  が

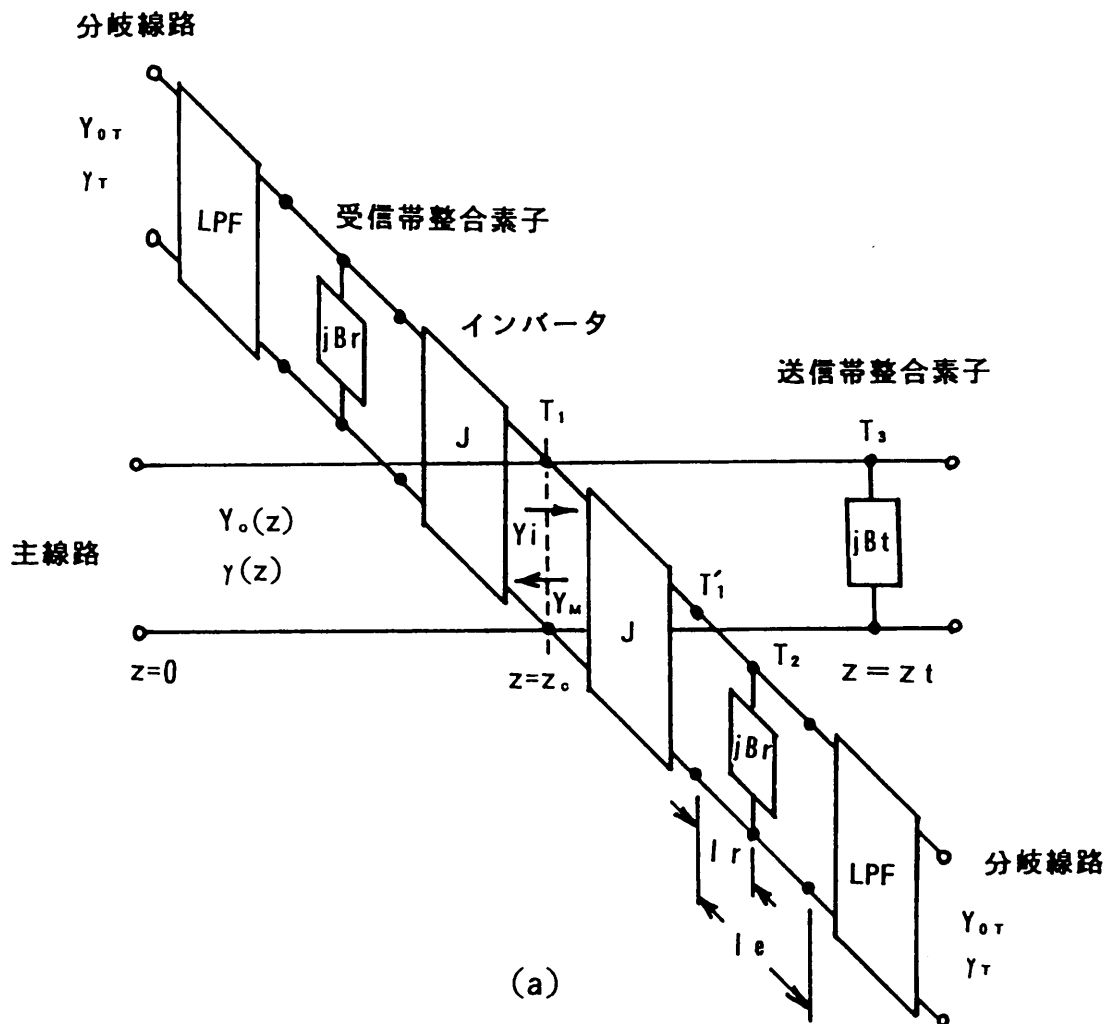


図 2. 3 送受分波部の等価回路(1/2)

(a)送受信波に対する等価回路

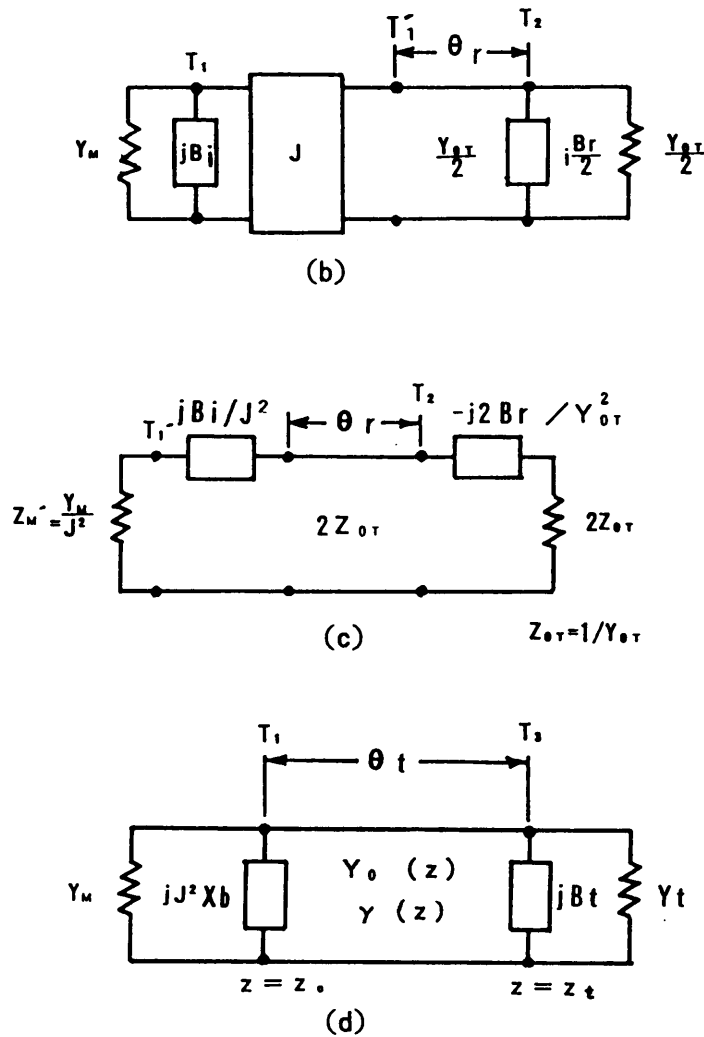


図2. 3 送受分波部の等価回路(2/2)

(b)受信波に対する等価回路

(c)受信波に対する近似的等価回路

(d)送信波に対する等価回路

$z_{c0}$ からずれると  $B_1$  は 0 でなくなるが、受信帯整合素子  $B_r$  によって整合を取ることができる。

送信帯  $f_2$  では結合孔からワッフルアイアンフィルタを見た入力インピーダンスが小さな純リアクタンス  $X_b$  を呈し、等価回路は図2. 3 (d) のようになる。結合孔面に等価的な短絡面が形成される場合には、インバータを通して見たサセプタンス  $J^2 X_b$  は 0 になるので送信波は結合孔の影響を受けず、 $Y_0(z)$  と  $\gamma(z)$  が変化する主線路だけを考えればよい。中心周波数からずれると  $X_b$  が 0 ではなくなるが、適当な位置  $T_3$  に並列共振回路の整合素子  $B_1$  を設ければ打ち消すことができる<sup>(16)</sup>。分波器を広帯域化するためには、 $f_1$  に対して  $B_1$  の周波数依存性が小さく、 $f_2$  に対して低い周波数まで反射が小さくなるようなテーパ形状を選べばよい。

## 2.2.2 テーパ導波管の反射特性と分散性

任意形状のテーパ導波管の分散性と反射特性を理論的に検討し、これらの特性を表すクロズドフォームの近似式を導出する。直線テーパ導波管の電磁界は、飯口と石原により一般化された伝送方程式を用いて解析されている<sup>(17)</sup>。任意形状のテーパ導波管についてはいくつかの直線テーパ導波管に分割し、各部分の縦続行列を求め、これらの積として全体の特性を求める数値計算法が発表されている<sup>(18)</sup>。しかし、この方法では計算に時間がかかり、見通しが良くない。直線テーパ導波管の電磁界はベッセル関数で表されるが、テーパの開き角が小さい場合には三角関数を用いた近似式で表すことができる。これを用いれば任意形状のテーパ導波管の特性が簡明な式で表される。これらの近似式を導出するとともに、厳密解および実測値と比較してその有効性を示す。

### (1) 直線テーパ導波管中の電磁界

直線テーパ導波管については内部の電磁界がクロズドフォームで求められている。図 2.4 に示す方形直線テーパ導波管において、基本モードのみが伝搬するとしてこのモードの電界、磁界の振幅を  $V, I$  で表わすと

$\tan \theta_a = 0$  の場合、 $a = a_0 = \text{一定}$  で

$$\begin{aligned} V &= A\sqrt{\rho_b}J_1(\eta\rho_b) + B\sqrt{\rho_b}N_1(\eta\rho_b) \\ I &= -\frac{\theta_b}{|\theta_b|}jK^{-1}[A\sqrt{\rho_b}J_0(\eta\rho_b) + B\sqrt{\rho_b}N_0(\eta\rho_b)] \end{aligned} \quad (2.2)$$

ここで

$$\begin{aligned} \rho_0 &= \frac{2a_0}{\lambda}, & \rho_b &= \frac{2b}{\lambda} \\ \xi_b &= \left| \frac{\pi}{2 \tan \theta_b} \right|, & \eta &= \frac{\sqrt{\rho_0^2 - 1}}{\rho_0} \xi_b \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$K^{-1} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{\sqrt{\rho_0^2 - 1}}{\rho_0}$$

但し、 $J_0, J_1, N_0, N_1$  はベッセル関数、 $\epsilon$  は誘電率、 $\mu$  は透磁率、 $\lambda$  は自由空間波長である。

$\tan \theta_b = 0$  の場合、 $b = b_0 = \text{一定}$  であり、

$$V = A\sqrt{\rho_a}J_\nu(\xi_a\rho_a) + B\sqrt{\rho_a}N_\nu(\xi_a\rho_a)$$

$$\begin{aligned}
I = & - \frac{\theta_a}{|\theta_a|} j K^{-1} \frac{\rho_a}{\sqrt{\rho_a^2 - 1}} \left\{ A \sqrt{\rho_a} \left[ J_{\nu-1}(\xi_a \rho_a) - \frac{\nu - 0.5}{\xi_a \rho_a} J_{\nu}(\xi_a \rho_a) \right] \right. \\
& \left. + B \sqrt{\rho_a} \left[ N_{\nu-1}(\xi_a \rho_a) - \frac{\nu - 0.5}{\xi_a \rho_a} N_{\nu}(\xi_a \rho_a) \right] \right\} \quad (2.4)
\end{aligned}$$

ここで、

$$\begin{aligned}
\rho_a &= \frac{2a}{\lambda} \\
\xi_a &= \left| \frac{\pi}{2 \tan \theta_a} \right|, \quad \nu = \sqrt{\xi_a^2 + 0.25} \\
K^{-1} &= \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu} \frac{\sqrt{\rho_a^2 - 1}}{\rho_a}}
\end{aligned} \quad (2.5)$$

である。

$a/b = \text{一定の場合}$ ,  $\theta_a = \theta$  と書くと

$$V = A \sqrt{\rho} J_{\nu}(\xi \rho) + B \sqrt{\rho} N_{\nu}(\xi \rho)$$

$$\begin{aligned}
I = & - \frac{\theta_a}{|\theta_a|} j K^{-1} \frac{\rho}{\sqrt{\rho^2 - 1}} \left\{ A \sqrt{\rho} \left[ J_{\nu-1}(\xi \rho) - \frac{\nu - 1}{\xi \rho} J_{\nu}(\xi \rho) \right] \right. \\
& \left. + B \sqrt{\rho} \left[ N_{\nu-1}(\xi \rho) - \frac{\nu - 1}{\xi \rho} N_{\nu}(\xi \rho) \right] \right\} \quad (2.6)
\end{aligned}$$

ここで

$$\begin{aligned}
\rho &= \frac{2a}{\lambda} \\
\xi &= \left| \frac{\pi}{2 \tan \theta} \right|, \quad \nu = \sqrt{\xi^2 + 1} \\
K^{-1} &= \sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu} \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{\rho}}
\end{aligned} \quad (2.7)$$

である。

図 2.5 に示すような円形直線テーパ導波管の場合

$$V = A \sqrt{\rho} J_{\nu}(\xi \rho) + B \sqrt{\rho} N_{\nu}(\xi \rho)$$

$$\begin{aligned}
I = & - \frac{\theta}{|\theta|} j K^{-1} \frac{\rho}{\sqrt{\rho^2 - 1}} \left\{ A \sqrt{\rho} \left[ J_{\nu-1}(\xi \rho) - \left( \nu - \frac{1}{2} \frac{p'^2 - 1}{p'^2 + 1} \right) \frac{1}{\xi \rho} J_{\nu}(\xi \rho) \right] \right. \\
& \left. + B \sqrt{\rho} \left[ N_{\nu-1}(\xi \rho) - \left( \nu - \frac{1}{2} \frac{p'^2 - 1}{p'^2 + 1} \right) \frac{1}{\xi \rho} N_{\nu}(\xi \rho) \right] \right\} \quad (2.8)
\end{aligned}$$

ここで

$$\rho = \frac{\pi c}{\lambda p'} \quad , \quad p' = 1.841184$$

$$\xi = \left| \frac{p'}{\tan \theta} \right|$$

$$\nu = \sqrt{\xi^2 + \left( \frac{p'}{p'^2 - 1} \right)^2 + 0.25} \quad (2.9)$$

$$K^{-1} = \sqrt{\frac{\varepsilon \sqrt{\rho^2 - 1}}{\mu \rho}}$$

である。

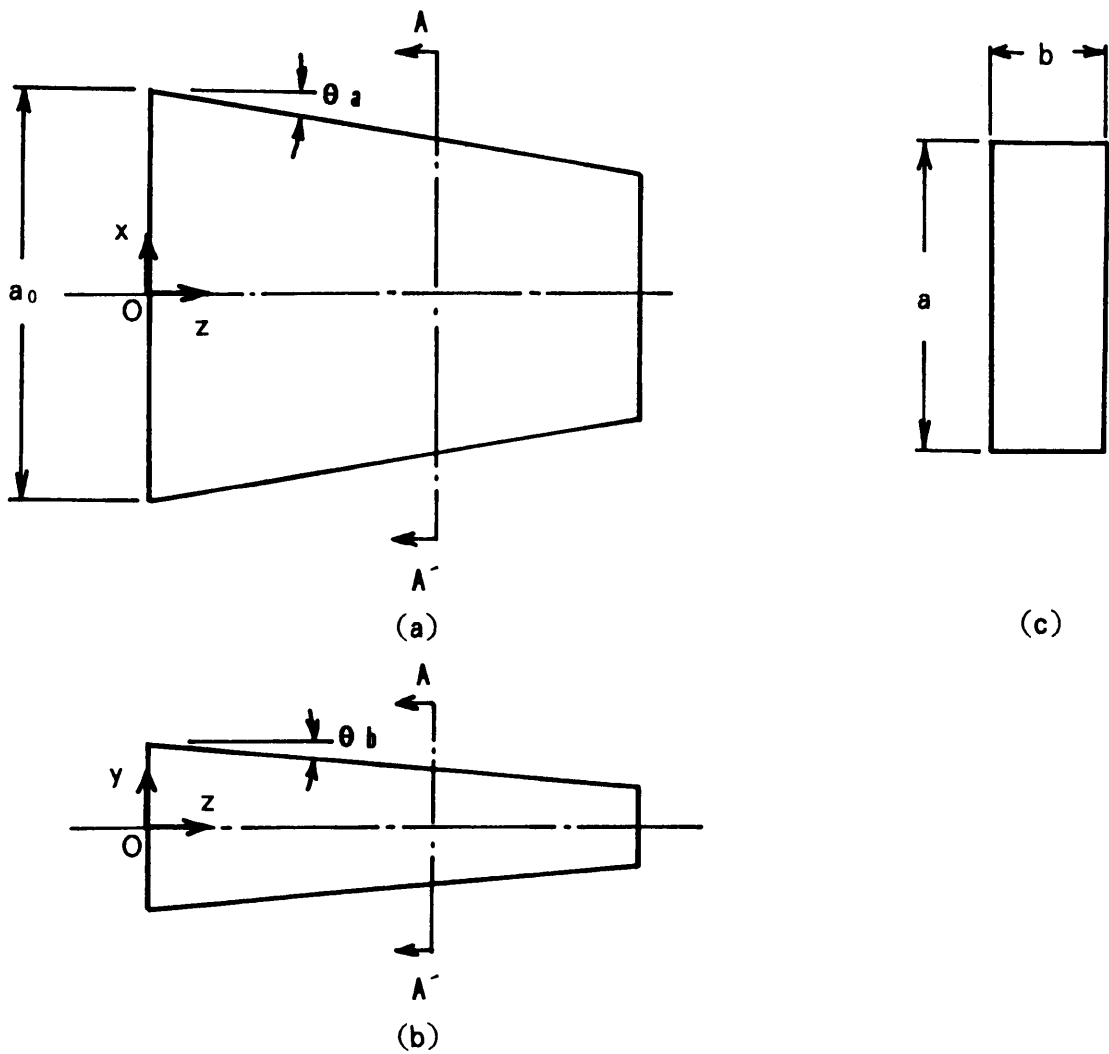


図2. 4 方形直線テーパ導波管の構造  
(a)平面図 (b)側面図 (c) A - A' 断面図

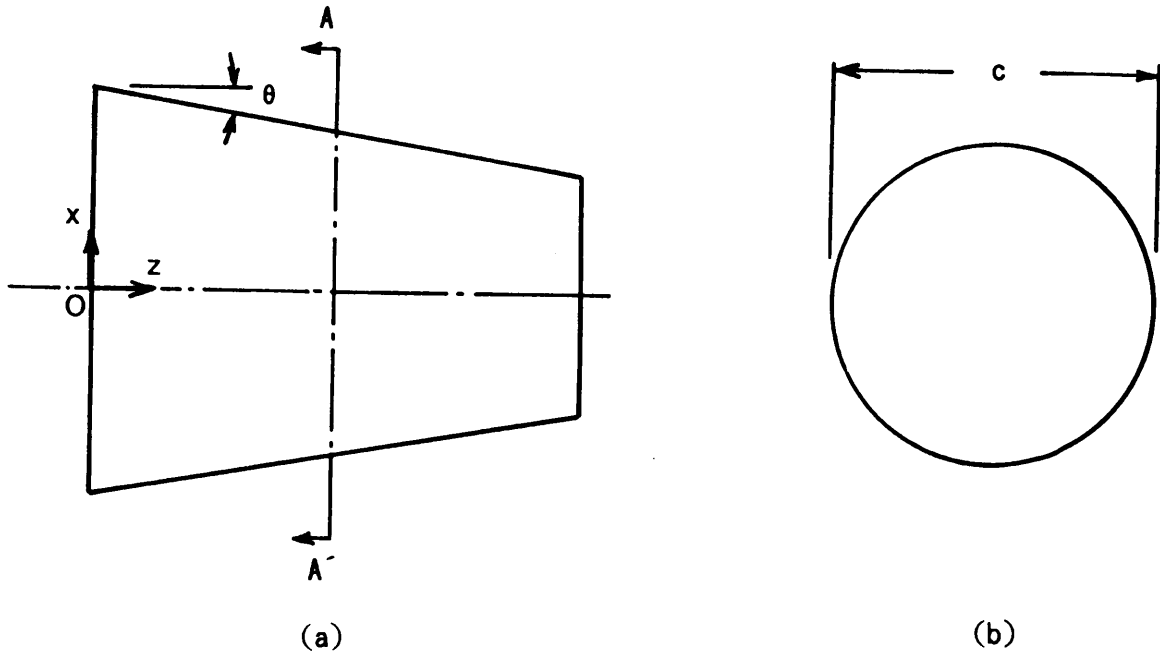


図2. 5 円形直線テーパ導波管の構造  
(a)平面図 (b) A - A' 断面図

(2) 近似式の導出

最初に例を  $\theta_b = 0$  の方形テーパ導波管にとって示す。ベッセル関数に関する関係

$$Z_{\nu-1}(z) = Z'_\nu(z) + \frac{\nu}{z} Z_\nu(z) \quad (2.10)$$

を用いると式(2.4)は次のようになる。

$$V = A\sqrt{\rho_a} J_\nu(\xi_a \rho_a) + B\sqrt{\rho_a} N_\nu(\xi_a \rho_a)$$

$$I = - \frac{\theta_a}{|\theta_a|} j K^{-1} \frac{\rho_a \sqrt{\rho_a}}{\sqrt{\rho_a^2 - 1}} \left\{ A \left[ \frac{1}{2\xi_a \rho_a} J_\nu(\xi_a \rho_a) + J'_\nu(\xi_a \rho_a) \right] + B \left[ \frac{1}{2\xi_a \rho_a} N_\nu(\xi_a \rho_a) + N'_\nu(\xi_a \rho_a) \right] \right\} \quad (2.11)$$

テーパの開き角が小さい場合には式(2.5)から分かるように  $\xi_a$  が大きく、従ってテーパ導波管が導通域にあって  $\xi_a \rho_a > \nu$  のときにはベッセル関数についての Kelvin の公式<sup>(19)</sup>

$$J_\nu\left(\frac{\nu}{\cos \alpha}\right) \doteq \sqrt{\frac{2}{\nu \pi \tan \alpha}} \cos \left[ \nu(\tan \alpha - \alpha) - \frac{\pi}{4} \right]$$

$$N_\nu\left(\frac{\nu}{\cos \alpha}\right) \doteq \sqrt{\frac{2}{\nu\pi \tan \alpha}} \sin \left[ \nu(\tan \alpha - \alpha) - \frac{\pi}{4} \right] \quad (2.12)$$

を用いると

$$\begin{aligned} J_\nu(\xi_a \rho_a) &\doteq \sqrt{\frac{2}{\nu\pi \tan \alpha}} \cos X \\ N_\nu(\xi_a \rho_a) &\doteq \sqrt{\frac{2}{\nu\pi \tan \alpha}} \sin X \end{aligned} \quad (2.13)$$

ここで

$$\begin{aligned} \cos \alpha &= \frac{\nu}{\xi_a \rho_a} \\ X &= \nu(\tan \alpha - \alpha) - \frac{\pi}{4} \end{aligned} \quad (2.14)$$

である。これより

$$\begin{aligned} J'_\nu(\xi_a \rho_a) &\doteq J_\nu(\xi_a \rho_a) \left[ -\tan X \sin \alpha - \frac{1}{2\nu} \frac{\cos \alpha}{\sin^2 \alpha} \right] \\ N'_\nu(\xi_a \rho_a) &\doteq N_\nu(\xi_a \rho_a) \left[ \cot X \sin \alpha - \frac{1}{2\nu} \frac{\cos \alpha}{\sin^2 \alpha} \right] \end{aligned} \quad (2.15)$$

となるので式(2.11)は次のようになる。

$$\begin{aligned} V &= \sqrt{\frac{2\rho_a}{\nu\pi \tan \alpha}} (A \cos X + B \sin X) \\ I &= -\frac{\theta_a}{|\theta_a|} jK^{-1} \frac{\rho_a}{\sqrt{\rho_a^2 - 1}} \sin \alpha \sqrt{\frac{2\rho_a}{\nu\pi \tan \alpha}} [A(-s \cos X - \sin X) \\ &\quad + B(-s \sin X + \cos X)] \end{aligned} \quad (2.16)$$

ここで

$$s = \frac{1}{2\nu} \cot^3 \alpha \quad (2.17)$$

である。

図 2.6 の方形直線テーパ導波管において  $z = 0$  における  $a, \rho_a, V, I, K, X, \alpha, s$  の値を  $a_0, \rho_0, V_0, I_0, K_0, X_0, \alpha_0, s_0$ ,  $z = z_1$  における値を  $a_1, \rho_1, V_1, I_1, K_1, X_1, \alpha_1, s_1$  と書くと式(2.16)より次式が導かれる。

$$\begin{pmatrix} V_0 \\ jK_0 I_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{\rho_0 \tan \alpha_1}{\rho_1 \tan \alpha_0}} \begin{pmatrix} F_1 & F_2 \\ F_3 & F_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ jK_1 I_1 \end{pmatrix} \quad (2.18)$$



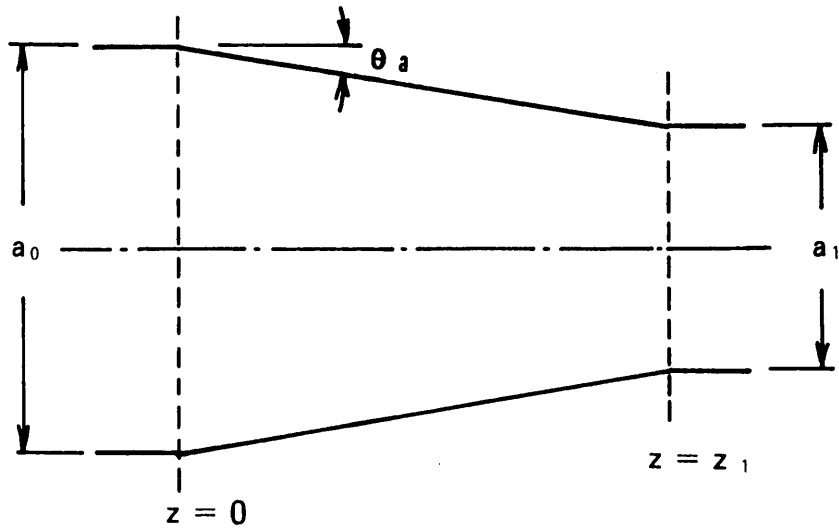


図2. 6 両端に方形導波管が接続された方形直線テーパ導波管  
(平面図)

$$F_1 = \cos \Delta X - s_1 \sin \Delta X$$

$$F_2 = -\sin \Delta X$$

$$F_3 = \sin \Delta X - (s_0 - s_1) \cos \Delta X$$

(2.19)

$$F_4 = \cos \Delta X + s_0 \sin \Delta X$$

$$\Delta X = X_1 - X_0$$

ここで、 $\nu$  が大であるので  $s_0, s_1$  が小さいとして  $s_0 s_1 \doteq 0$  とした。また、

$$\frac{\rho_0 \sin \alpha_0}{\sqrt{\rho_0^2 - 1}} \doteq 1$$

$$\frac{\rho_1 \sin \alpha_1}{\sqrt{\rho_1^2 - 1}} \doteq 1$$

(2.20)

を用いた。 $z = z_1$  に無反射終端が接続されているときには、

$$V_1 = K_1 I_1$$

(2.21)

であるので、式(2.18)に代入して  $z = 0$  における反射係数を  $R$  とすると

$$\frac{V_0}{I_0} = \frac{1+R}{1-R} K_0 = j K_0 \frac{F_1 + jF_2}{F_3 + jF_4} \quad (2.22)$$

が導かれ、これより  $R$  を求めることができる。  $s_0, s_1$  についての 2 次の微小項を省略して次式を得る。

$$R = \frac{j}{2} [s_1 e^{j2(X_1 - X_0)} - s_0] \quad (2.23)$$

テーバ導波管が  $z = z_1$  で遮断域になる場合には、ベッセル関数についての Debye の漸近展開<sup>(19)</sup>

$$\begin{aligned} J_\nu(\nu \operatorname{sech} \beta) &\doteq \frac{1}{\sqrt{2\nu\pi \tanh \beta}} e^{\nu(\tanh \beta - \beta)} \\ N_\nu(\nu \operatorname{sech} \beta) &\doteq -\frac{2}{\sqrt{2\nu\pi \tanh \beta}} e^{\nu(\beta - \tanh \beta)} \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\operatorname{sech} \beta < 1$$

を用いる。このとき

$$\begin{aligned} J'_\nu(\nu \operatorname{sech} \beta) &\doteq J_\nu(\nu \operatorname{sech} \beta) \left[ \sinh \beta + \frac{1}{2\nu} \frac{\cosh \beta}{\sinh^2 \beta} \right] \\ N'_\nu(\nu \operatorname{sech} \beta) &\doteq -N_\nu(\nu \operatorname{sech} \beta) \left[ \sinh \beta - \frac{1}{2\nu} \frac{\cosh \beta}{\sinh^2 \beta} \right] \end{aligned} \quad (2.25)$$

となるので、これらを式 (2.11) に代入すると次の結果が得られる。

$$\begin{aligned} V_1 &= \sqrt{\frac{\rho_1}{2\nu\pi \tanh \beta}} (Ae^{-X_1} - 2Be^{X_1}) \\ I_1 &= -\frac{\theta_a}{|\theta_a|} j K_1^{-1} \sqrt{\frac{\rho_1}{2\nu\pi \tanh \beta}} j [A(1+t)e^{-X_1} + 2B(1-t)e^{X_1}] \end{aligned} \quad (2.26)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \cosh \beta &= \frac{\nu}{\xi \rho_1} \doteq \frac{1}{\rho_1} \\ X_1 &= \nu(\beta - \tanh \beta) \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$t = \frac{1}{2\nu} \coth^3 \beta$$

であり、

$$\frac{\rho_1}{\sqrt{1 - \rho_1^2}} \sinh \beta \doteq 1 \quad (2.28)$$

を用いている。この式を用いると式 (2.18) の代わりに次式が得られる。

$$\begin{pmatrix} V_0 \\ jK_0 I_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{\rho_0 \tanh \beta}{\rho_1 \tan \alpha_0}} e^{X_1} \cdot \begin{pmatrix} (1-t) \cos X_0 - P(1+t) \sin X_0 \\ [-(1-t) + sP(1+t)] \sin X_0 - [(1-t)s + P(1+t)] \cos X_0 \\ -j(\cos X_0 + P \sin X_0) \\ j[(1+sP) \sin X_0 + (s-P) \cos X_0] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ jK_1 I_1 \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

$$P = \frac{1}{2} e^{-2X_1} \quad (2.30)$$

ここで

$$V_1 = K_1 I_1 \quad (2.31)$$

のとき

$$\frac{V_0}{I_0} = -jK_0 \frac{\cot X_0 - \frac{tP}{2-t}}{\left(1 - s \frac{tP}{2-t}\right) + \left(s + \frac{tP}{2-t}\right) \cot X_0} \quad (2.32)$$

となる。

$$\frac{V_0}{I_0} = \frac{1}{jB} \quad (2.33)$$

と置き  $s, tP$  が小さいとして省略すると  $B$  は次式で表わされる。

$$B = \frac{1}{K_0} \tan X_0 \quad (2.34)$$

以上は  $\tan \theta_b = 0$  の場合について  $R$  と  $B$  を表す式を求めたが、式 (2.14)(2.17) の  $X, s$  の代わりに

方形直線テーパ導波管で  $\tan \theta_a = 0$  の場合

$$\begin{aligned} X &= \eta \rho_b - \frac{3}{4} \pi \\ s &= -\frac{1}{2\eta \rho_b} \end{aligned} \quad (2.35)$$

$a/b = \text{一定}$  の場合

$$\begin{aligned} X &= \nu(\tan \alpha - \alpha) - \frac{\pi}{4} \\ s &= \frac{\cot \alpha}{2\nu} \left( \frac{1}{\sin^2 \alpha} - 2 \right) \end{aligned} \quad (2.36)$$

円形直線テーパ導波管の場合

$$X = \nu(\tan \alpha - \alpha) - \frac{\pi}{4}$$

$$s = \frac{\cot \alpha}{2\nu} \left( \frac{1}{\sin^2 \alpha} - \frac{p'^2 + 1}{p'^2 - 1} \right) \quad (2.37)$$

を用いれば,  $\tan \theta_b = 0$  の場合の式 (2.23), (2.34) が当てはまる。

(3) 任意形状のテーパ導波管

最初に例を  $\theta_b = 0$  の方形テーパ導波管に取って示す。図 2.7 に示すような 2 段の方形直線テーパ導波管の場合, 各直線テーパ部分の F マトリクスは式 (2.18) で表されるので, 全体の縦続行列は次のようになる。

$$F = F_1 \cdot F_2 \quad (2.38)$$

$$F_1 = \sqrt{\frac{\rho_0 \tan \alpha_1}{\rho_1 \tan \alpha_0}} \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{13} & F_{14} \end{pmatrix} \quad (2.39)$$

$$F_{11} = \cos \Delta X_1 - s_1 \sin \Delta X_1$$

$$F_{12} = -\sin \Delta X_1$$

$$F_{13} = \sin \Delta X_1 - (s_0 - s_1) \cos \Delta X_1 \quad (2.40)$$

$$F_{14} = \cos \Delta X_1 + s_0 \sin \Delta X_1$$

$$s_0 = \frac{1}{2\nu_1} \cot^3 \alpha_0, \quad s_1 = \frac{1}{2\nu_1} \cot^3 \alpha_1$$

$$\Delta X_1 = X_1 - X_0$$

$$X_0 = \nu_1(\tan \alpha_0 - \alpha_0) - \frac{\pi}{4}$$

$$X_1 = \nu_1(\tan \alpha_1 - \alpha_1) - \frac{\pi}{4} \quad (2.41)$$

$$\cos \alpha_0 = \frac{\nu_1}{\xi_1 \rho_0}, \quad \cos \alpha_1 = \frac{\nu_1}{\xi_1 \rho_1}$$

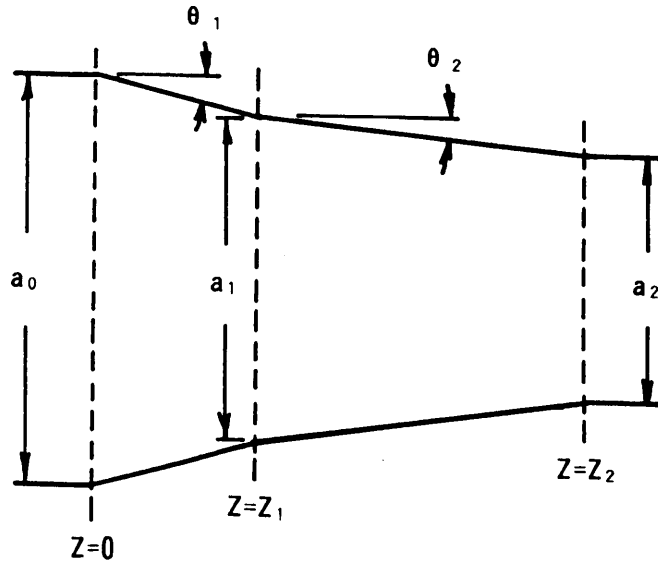


図 2. 7 2段の方形直線テーパ導波管の構造 (平面図)

$$F_2 = \sqrt{\frac{\rho_1 \tan \alpha_2}{\rho_2 \tan \alpha'_1}} \begin{pmatrix} F_{21} & F_{22} \\ F_{23} & F_{24} \end{pmatrix} \quad (2.42)$$

$$F_{21} = \cos \Delta X_2 - s_2 \sin \Delta X_2$$

$$F_{22} = -\sin \Delta X_2$$

$$F_{23} = \sin \Delta X_2 - (s'_1 - s_2) \cos \Delta X_2 \quad (2.43)$$

$$F_{24} = \cos \Delta X_2 + s'_1 \sin \Delta X_2$$

$$s'_1 = \frac{1}{2\nu_2} \cot^3 \alpha'_1 \quad , \quad s_2 = \frac{1}{2\nu_2} \cot^3 \alpha_2$$

$$\Delta X_2 = X_2 - X'_1$$

$$X'_1 = \nu_2 (\tan \alpha'_1 - \alpha'_1) - \frac{\pi}{4}$$

$$X_2 = \nu_2 (\tan \alpha_2 - \alpha_2) - \frac{\pi}{4} \quad (2.44)$$

$$\cos \alpha'_1 = \frac{\nu_2}{\xi_2 \rho_1} \quad , \quad \cos \alpha_2 = \frac{\nu_2}{\xi_2 \rho_2}$$

計算を実行し,  $s$  の 2 乗項を省略すれば次式が求まる。

$$F = \sqrt{\frac{\rho_0 \tan \alpha_1 \tan \alpha_2}{\rho_2 \tan \alpha_0 \tan \alpha'_1}} \begin{pmatrix} F_1 & F_2 \\ F_3 & F_4 \end{pmatrix} \quad (2.45)$$

$$F_1 = \cos(\Delta X_1 + \Delta X_2) - (s_1 - s'_1) \sin \Delta X_1 \cos \Delta X_2 - s_2 \sin(\Delta X_1 + \Delta X_2)$$

$$F_2 = -\sin(\Delta X_1 + \Delta X_2) + (s_1 - s'_1) \sin \Delta X_1 \sin \Delta X_2$$

$$F_3 = \sin(\Delta X_1 + \Delta X_2) + (s_1 - s'_1) \cos \Delta X_1 \cos \Delta X_2 - (s_0 - s_2) \cos(\Delta X_1 + \Delta X_2) \quad (2.46)$$

$$F_4 = \cos(\Delta X_1 + \Delta X_2) - (s_1 - s'_1) \cos \Delta X_1 \sin \Delta X_2 + s_0 \sin(\Delta X_1 + \Delta X_2)$$

これより,  $z = z_2$  に無反射終端を接続し,  $z = 0$  で見た反射係数  $R$  を求めると次のようになる。

$$\begin{aligned} R &= \frac{j}{2} \left[ s_2 e^{j2(\Delta X_1 + \Delta X_2)} - (s'_1 - s_1) e^{j2\Delta X_1} - s_0 \right] \\ &= \frac{j}{2} \left[ s e^{j2\Delta X} \Big|_{z_1}^{z_2} + s e^{j2\Delta X} \Big|_0^{z_1} \right] \\ &= \frac{j}{2} \int_0^{z_2} \frac{d(s e^{j2\Delta X})}{dz} dz \end{aligned} \quad (2.47)$$

最後の積分表示において

$$\Delta X = X - X_0$$

$$X = \nu(\tan \alpha - \alpha) - \frac{\pi}{4}$$

$$s = \frac{1}{2\nu} \cot^3 \alpha \quad (2.48)$$

$$\cos \alpha = \frac{1}{\rho}$$

$$\sin \alpha = \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{\rho}, \quad \tan \alpha = \sqrt{\rho^2 - 1}$$

である。  $X_0$  は  $z = 0$  における  $X$  の値であるとして変形すると

$$\frac{d(\Delta X)}{d\rho} = \nu \sin \alpha = \nu \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{\rho}$$

$$\frac{d}{d\rho} (se^{j2\Delta X}) = e^{j2\Delta X} \left[ \frac{j}{\rho(\rho^2 - 1)} - \frac{3\rho}{2\nu(\rho^2 - 1)^{\frac{5}{2}}} \right] \quad (2.49)$$

$1/\nu$  の項を省略し

$$\nu = -\frac{2\pi dz}{\lambda d\rho} \quad (2.50)$$

を用いれば

$$R = -\frac{1}{2} \int_0^{z_2} \frac{1}{\rho(\rho^2 - 1)} e^{j2\Delta X} \frac{d\rho}{dz} dz$$

$$\Delta X = -\frac{2\pi}{\lambda} \int_0^z \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{\rho} dz \quad (2.51)$$

式 (2.51) を用いればテーパの形状  $\rho(z)$  が与えられたとき  $R$  が求まる。また、 $z = z_2$  が遮断域にある場合、 $z = 0$  から見たサセプタンス  $B$  は次式になる。

$$B = K_0^{-1} \tan X_0$$

$$X_0 = -\Delta X_c - \frac{\pi}{4} = k \int_0^{z_c} \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{\rho} dz - \frac{\pi}{4} \quad (2.52)$$

ここで、 $z_c$  は  $\rho = 1$  となる  $z$  の値である。

#### (4) 厳密解および実測値との比較

近似式の導出においては  $\nu$  が大きいとして  $1/\nu$  の高次の項を省略している。また、ベッセル関数に対して近似式を用いている。従って、テーパの開き角が大きい場合、および遮断域に近い場合に誤差が大きくなる。その精度を厳密解および実測値と比較して示す。

$\theta_b = 0$  の方形直線テーパ導波管に対して式 (2.51) を用いて計算した結果を式 (2.4) の厳密解による結果と比較して図 2.8 に示す。これより、 $\theta_a \leq 60^\circ$ 、 $VSWR \leq 2$  の範囲では近似式の誤差は 3% 以下である。また、図 2.9 には実測値との比較を示す。この場合の誤差は、 $VSWR$  の値で 0.03 以下であり、測定系に起因しているものと思われる。

図 2.10 には、式 (2.52) を用いて計算した正規化サセプタンス  $B/Y_0$  の値を厳密解と比較して示す。 $\theta_a \leq 10^\circ$  であれば、 $B/Y_0$  の誤差は 0.05 以下である。図 2.11 には、 $\theta_a = 9^\circ$  の場合について実測値との比較を示す。 $B/Y_0$  の近似解は誤差 0.06 以下の精度で実測値と一致している。

以上より、(3) で導出した近似式は実用上十分な精度を持っていることが分かる。

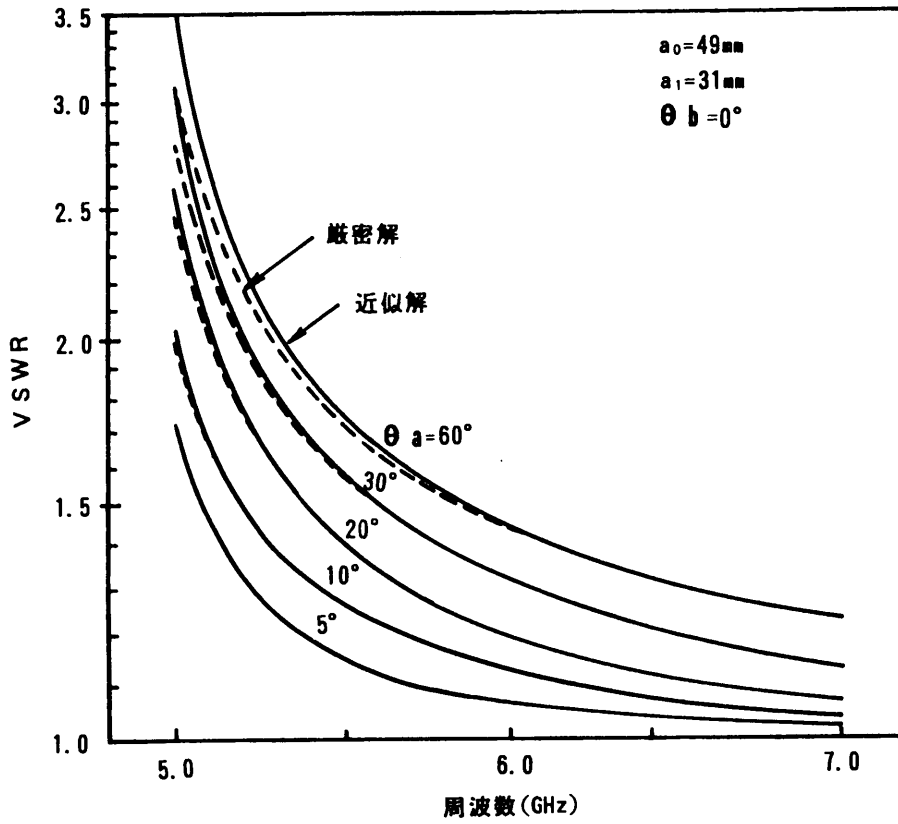


図2. 8 高さ一定の方形直線テーパ導波管のVSWR特性に対する近似解と厳密解の比較

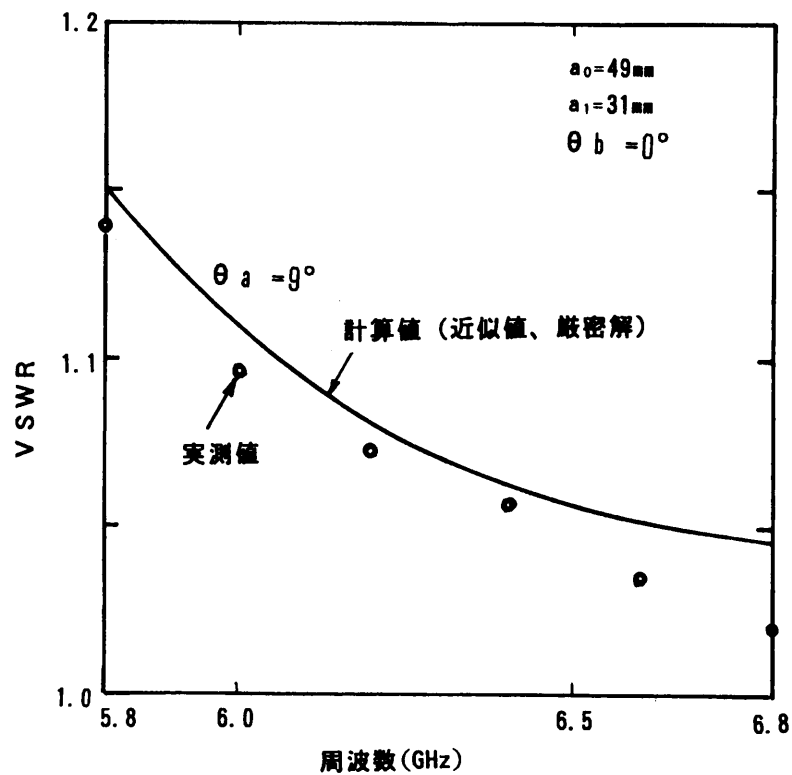


図2. 9 高さ一定の方形直線テーパ導波管のVSWR特性に対する近似解と実測値の比較



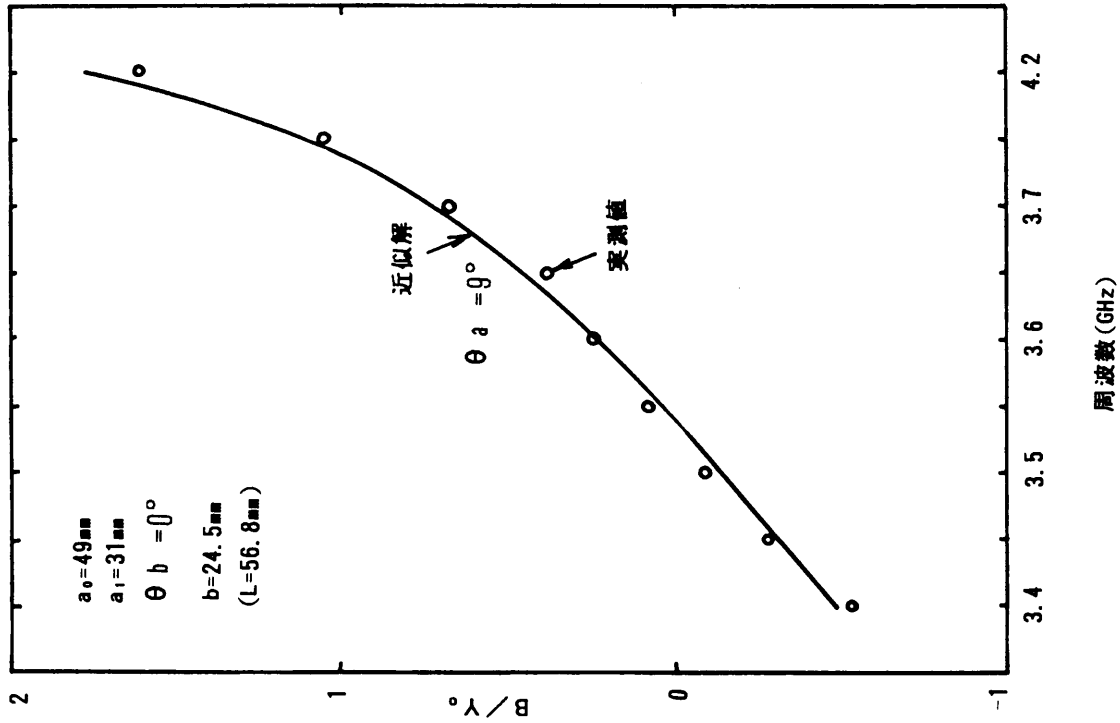
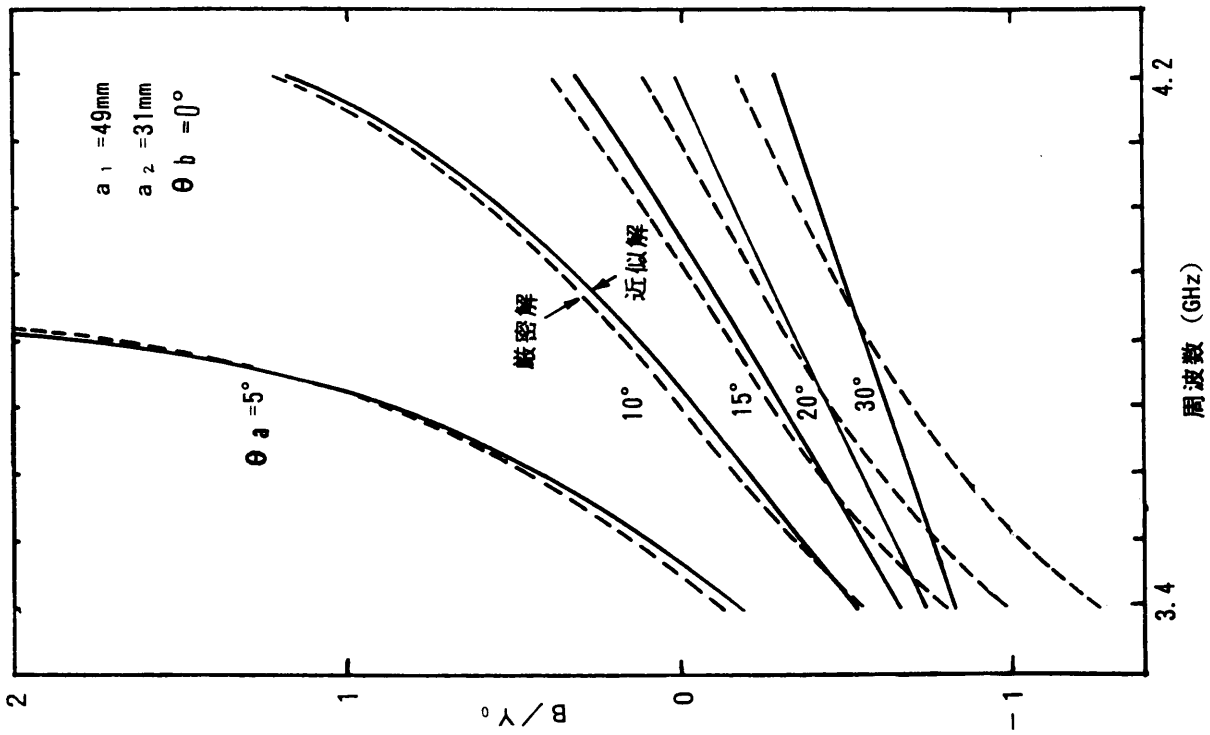


図2. 10 高さ一定の方形直線テーパ導波管の正規化サセプタンスに対する近似解と厳密解の比較  
 図2. 11 高さ一定の方形直線テーパ導波管の正規化サセプタンスに対する近似解と実測値の比較

(5)  $n$  乗コサインテーパ導波管の反射特性と分散性

$\theta_b = 0$  の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管は、図 2.12 に示すように方形導波管中の横幅  $a$  が次式で与えられる。

$$a = a_1 + (a_0 - a_1) \cos^n \left( \frac{\pi z}{2L} \right) \quad (2.53)$$

ここで、 $L$  はテーパ部の軸長である。このとき

$$\rho = \frac{2a}{\lambda} = \rho_1 + (\rho_0 - \rho_1) \cos^n \left( \frac{\pi z}{2L} \right) \quad (2.54)$$

となる。

$$\frac{d\rho}{dz} = -\frac{n\pi}{2L} (\rho - \rho_1) \sqrt{\left( \frac{\rho_0 - \rho_1}{\rho - \rho_1} \right)^{2/n} - 1} \quad (2.55)$$

を用いれば式 (2.51) は次式となる。

$$\Delta X(\rho) = \frac{4L}{n\lambda} \int_{\rho_0}^{\rho} \frac{1}{(\rho - \rho_1) \sqrt{\left( \frac{\rho_0 - \rho_1}{\rho - \rho_1} \right)^{2/n} - 1}} \cdot \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{\rho} d\rho$$

$$R = -\frac{1}{2} \int_{\rho_0}^{\rho_1} \frac{1}{\rho(\rho^2 - 1)} e^{j2\Delta X(\rho)} d\rho \quad (2.56)$$

また、 $\rho_1$  が遮断域にあるとき式 (2.52) は次のようになる。

$$B = K_0^{-1} \tan X_0$$

$$X_0 = -\Delta X(1) - \frac{\pi}{4} \quad (2.57)$$

$n$  乗コサインテーパ導波管に対する  $R$  と  $B$  の厳密解はテーパを多段の直線テーパに分割し、縦続行列を掛け合わせて求めることができる<sup>(18)</sup>。 $\theta_b = 0$  の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管で、 $n$  を変化させたときの  $R$  の近似解を厳密解と比較して図 2.13 に示す。 $n$  が大きくなると  $\theta_a$  の大きくなる部分ができるので誤差が増えるが、 $n = 8$  の場合でも 2% 以下である。 $n$  を変化させたときの  $R$  の近似解を図 2.14 に示す。これより、 $\theta_b = 0$  の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管では、 $n = 3 \sim 4$  のとき VSWR 特性がよくなることが分かる。 $n = 4$  のばあいについて、実測値との比較を図 2.15 に示す。誤差は、VSWR の値で 0.014 以下であり、測定系に起因するものと思われる。

$n$  を変化させたときの正規化サセプタンス  $B/Y_0$  の近似解を厳密解と比較して図 2.16 に示す。 $B/Y_0$  の誤差は  $n = 8$  の場合に 0.24 である。 $B/Y_0$  の分散は  $n$  が大きくなるほど小さくなるが、

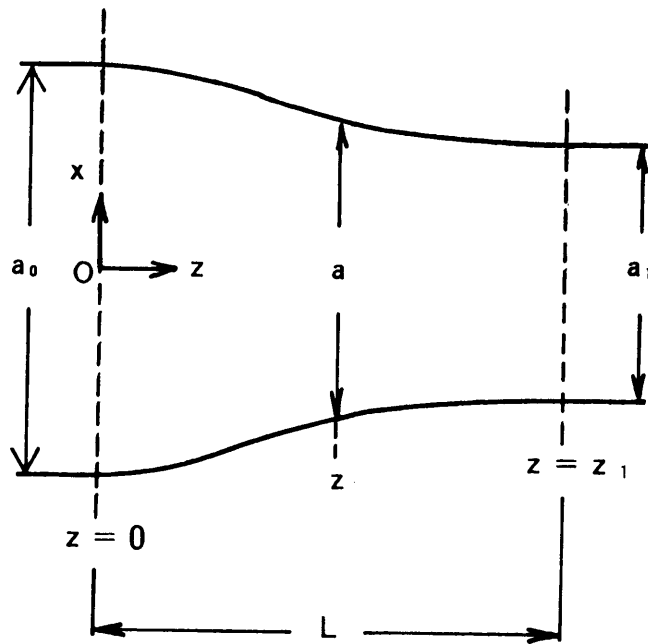


図2. 12 方形  $n$  乗コサインテーパ導波管の構造 (平面図)

$n$  が 4 以上になるとほとんど変化しなくなる。  $n = 4$  の場合について、実測値との比較を図 2.17 に示す。近似解との差は 0.16 以下である。

分波器に用いた正方形テーパ導波管のように  $a/b = \text{一定}$  の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管の場合には、  $a, \rho, B$  に対しては  $\theta_b = 0$  の場合の式 (2.53), (2.54), (2.57) がそのまま適用でき、  $R$  は次式になる。

$$\Delta X(\rho) = \frac{4L}{n\lambda} \int_{\rho_0}^{\rho} \frac{1}{(\rho - \rho_1) \sqrt{\left(\frac{\rho_0 - \rho_1}{\rho - \rho_1}\right)^{2/n} - 1}} \cdot \frac{\sqrt{\rho^2 - 1}}{\rho} d\rho$$

$$R = -\frac{1}{2} \int_{\rho_0}^{\rho_1} \frac{2 - \rho^2}{\rho(\rho^2 - 1)} e^{j2\Delta X(\rho)} d\rho \quad (2.58)$$

$a/b = \text{一定}$  の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管で、  $n$  を変化させたときの  $R$  の近似解を厳密解と比較して図 2.18 に示す。近似解と厳密解は、  $n = 2$  の場合を除いてほとんど一致している。 VSWR 特性は  $\theta_b = 0$  の場合より良好である。  $n$  が大きくなると徐々に劣化するが 4 以下であれば  $\theta_b = 0$  の場合より小さな VSWR が得られる。

$n$  を変化させたときの正規化サセプタンス  $B/Y_0$  の近似解を厳密解と比較して図 2.19 に示す。近似解は  $\theta_b = 0$  の場合と同じ値である。厳密解は  $\theta_b = 0$  の場合より負の方向にシフトしてい

るが、分散性にはほとんど差がない。 $\theta_b = 0$ の場合と同様に、 $n$ が大きくなるほど  $B/Y_0$  の分散は小さくなるが、4以上ではほとんど変化しなくなる。帯域分波器に用いるテーパ導波管としては、VSWR 特性と分散性の兼合いから 4 乗コサインテーパ導波管が適している。

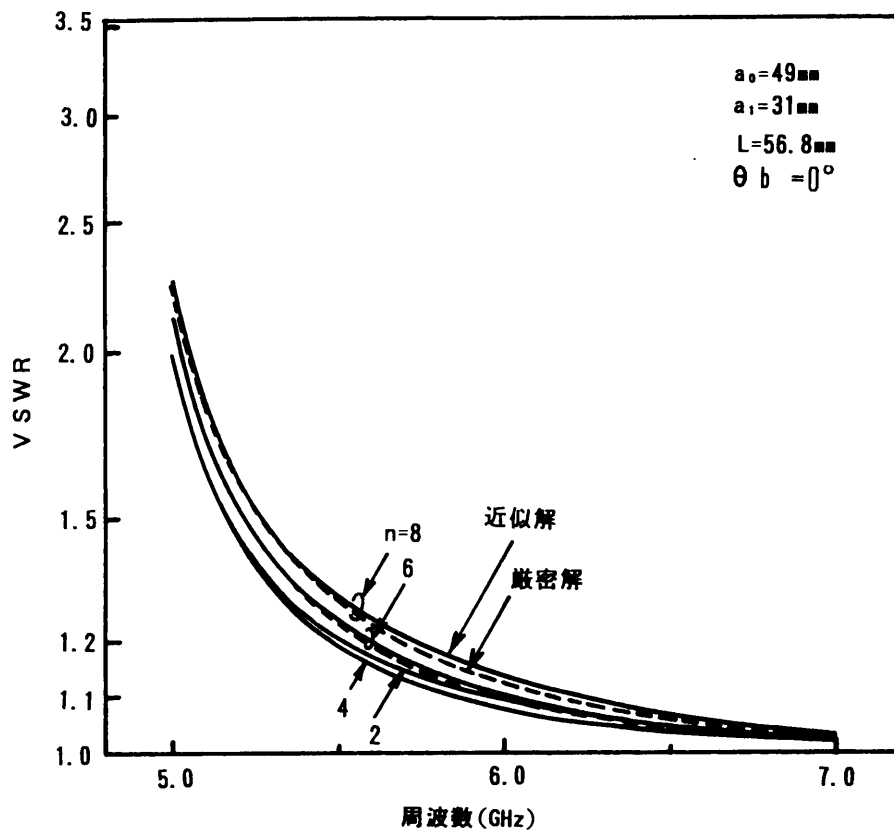


図 2. 13 高さ一定の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管の VSWR 特性に対する近似解と厳密解の比較

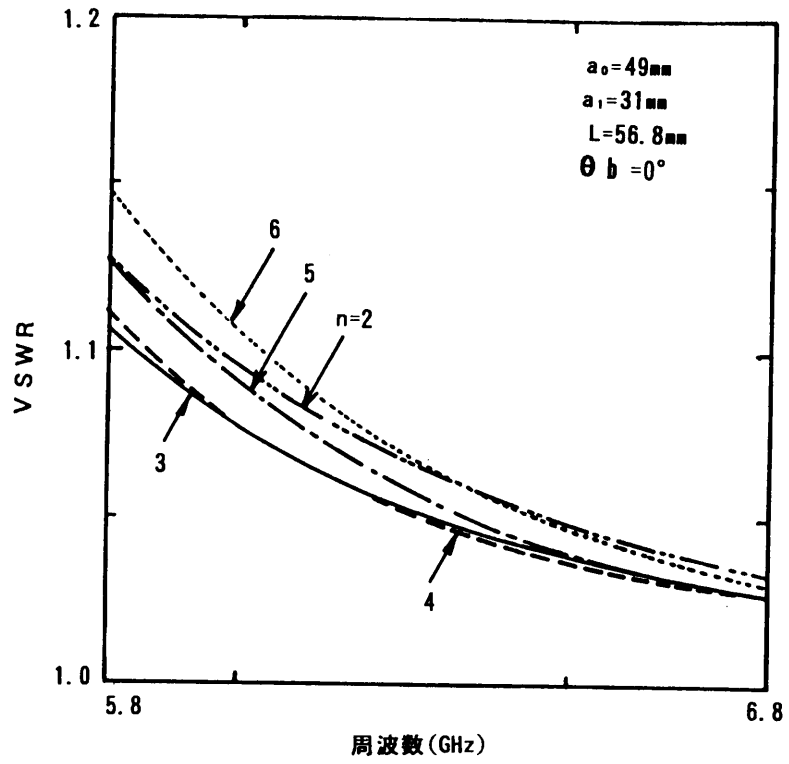


図2. 14 高さ一定の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管の  $n$  による VSWR 特性の変化 (近似解)

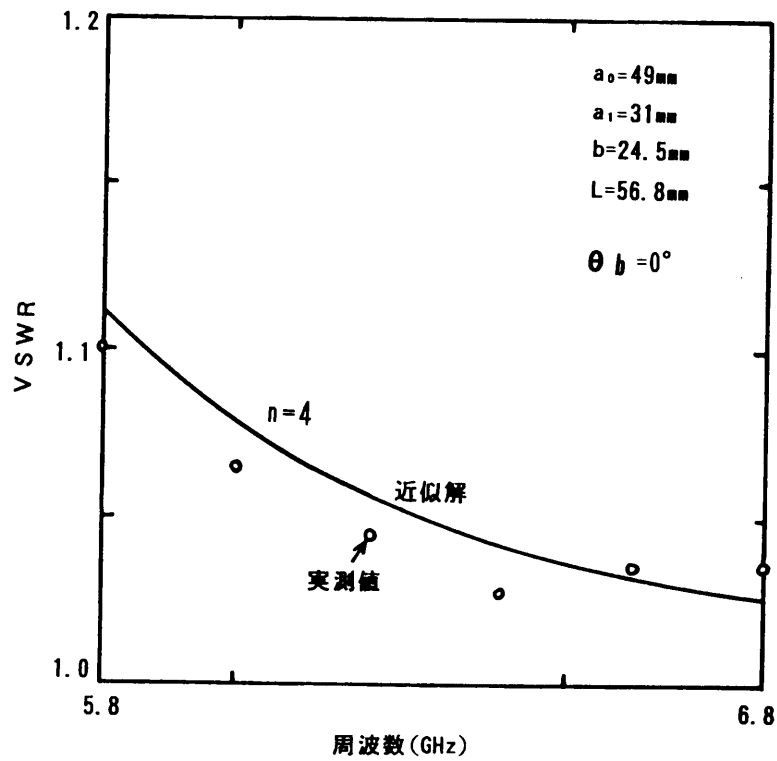


図2. 15 高さ一定の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管の VSWR 特性に対する近似解と実測値の比較

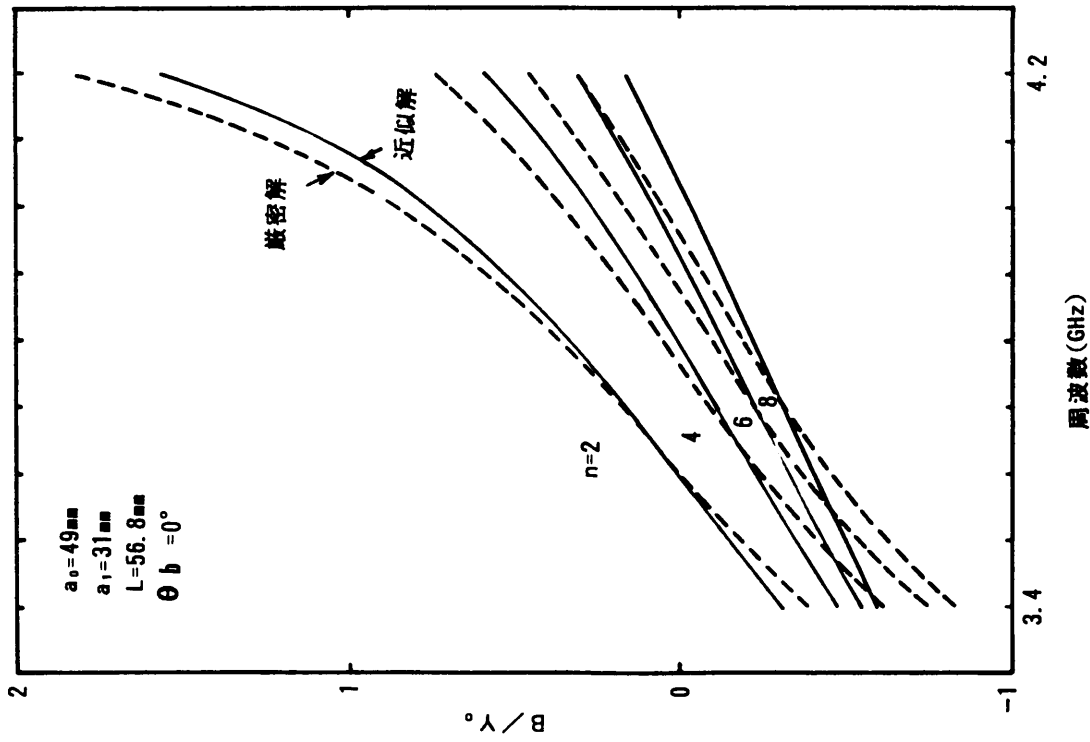


図2. 16 高さ一定の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管の正規化サセプタンスに対する近似解と厳密解の比較

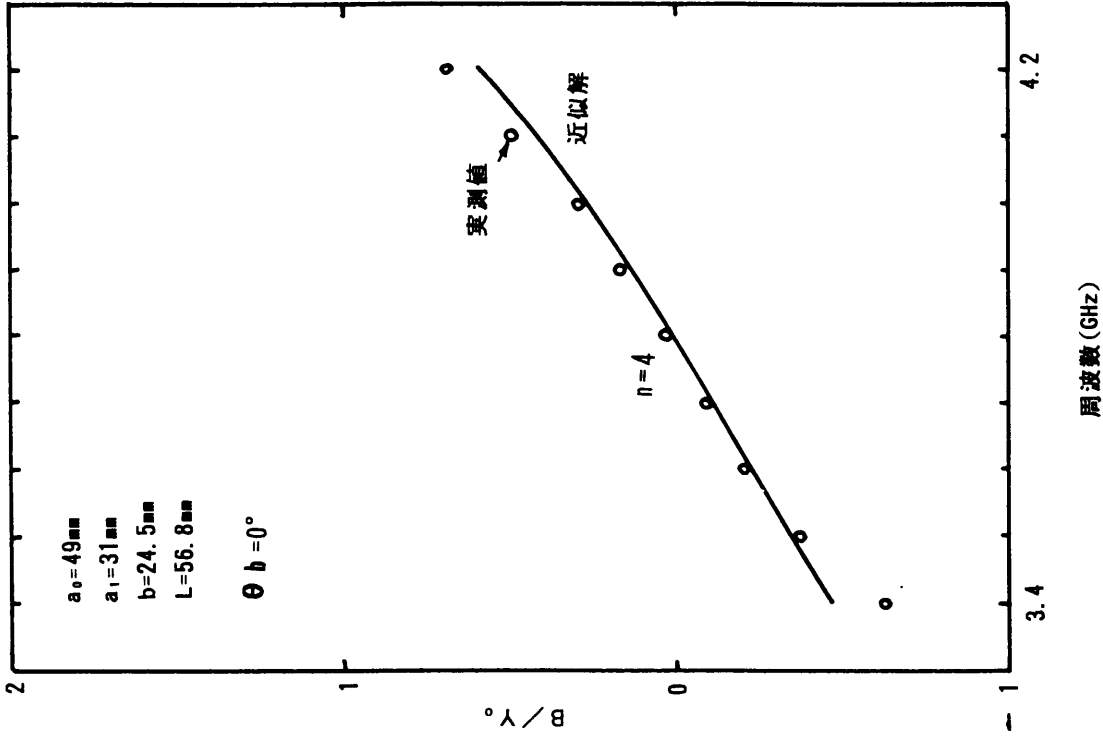


図2. 17 高さ一定の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管の正規化サセプタンスに対する近似解と実測値の比較

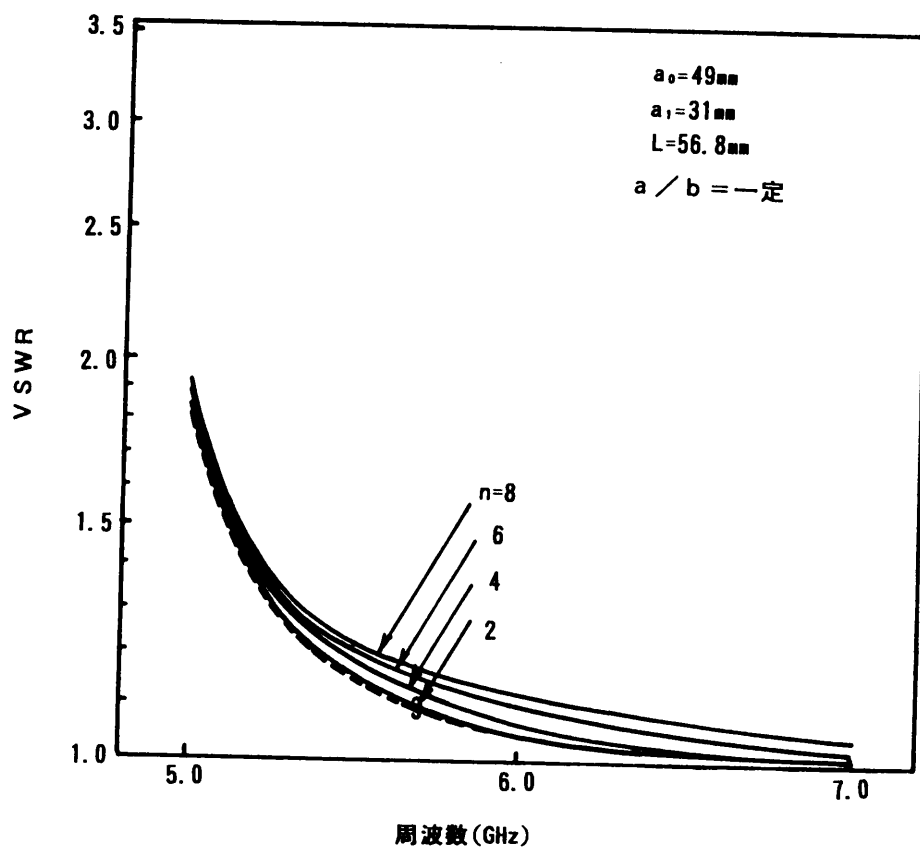


図2. 18  $a/b$ が一定の方形  $n$  乗コサインテーパ導波管の VSWR 特性に対する近似解と厳密解の比較

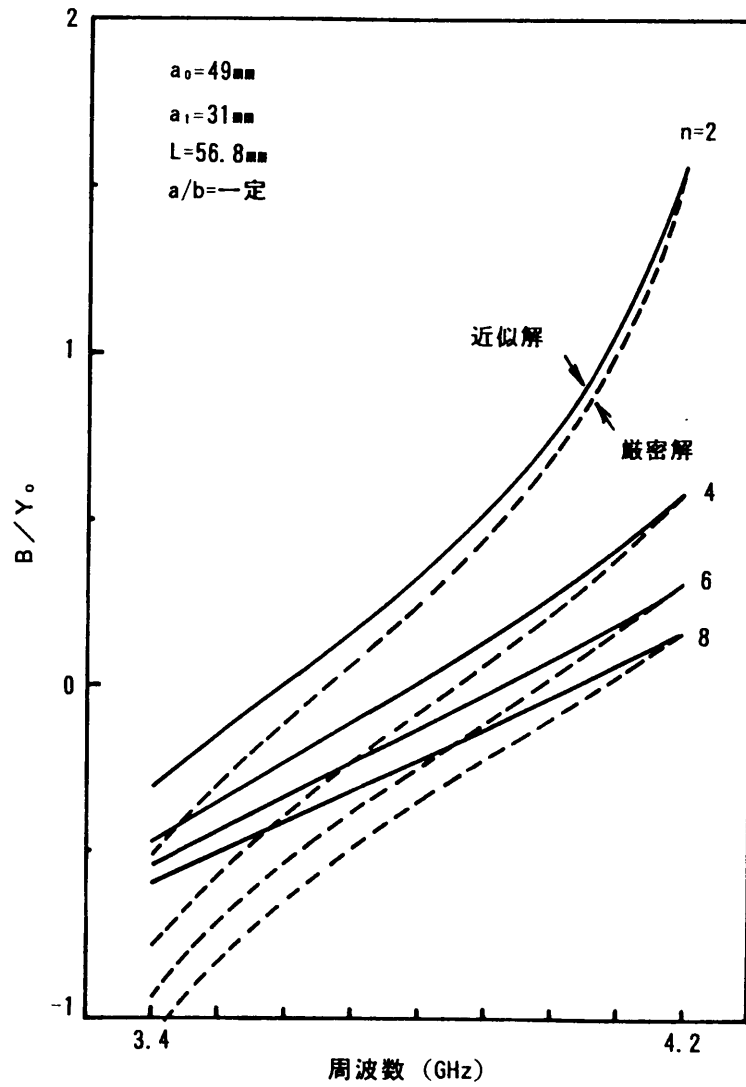


図2. 19  $a/b$ が一定の方形 $n$ 乗コサインテーパ導波管の正規化サセプタンスに対する近似解と厳密解の比較



### 2.2.3 テーパ導波管を用いた帯域分波器の設計

WARC 79で6/4 GHz 帯固定衛星業務に配分された周波数は、地球局からの送信が5.850 ~7.075 GHz, 受信が3.4~4.2 及び 4.5~4.8 GHz である。このうち、5.850 ~6.775 GHz と 3.4~4.2 GHz がインテルサットR&D “Wideband Earth Station Antenna Feed” で地球局の送受信帯域として設定された。テーパ導波管を用いた帯域分波器は、インテルサットR&Dの送受信帯域に合わせて設計を行った。VSWRは1.2, 挿入損は0.1 dB, 交差偏波レベルは-50 dB, 送受アイソレーションは50 dB, 耐電力は10 kW (CW) を目標にした。

#### (1) テーパ導波管の設計

送受信帯が広い帯域にわたっているため、テーパ導波管において断面寸法の大きい方の導波管は送信帯域でオーバーサイズ導波管になり、導波管の不連続で高次モードが発生し伝搬する。高次モードは、導波管系での閉込め共振によってVSWRの劣化、遅延歪み、交差偏波レベルの上昇、耐電力の低下を引き起こす。また、閉込めずにアンテナから放射した場合には、ビーム軸から外れた方向での交差偏波レベルの上昇、サイドローブレベルの上昇、モノパルストラッキングの場合の衛星追尾精度の劣化を引き起こす。このため、帯域分波器の設計では高次モードの発生を抑制するように導波管の形状・寸法を選ぶ必要がある。

正方形導波管と円形導波管について基本モードと高次モードの遮断周波数を比較して図2.20に示す。正方形導波管の方が基本モードと高次モードとの周波数間隔が広く有利である。電磁界分布より明らかなように、正方形導波管の高次モードのうち $TE_{11}$ ,  $TM_{11}$ ,  $TE_{02}$ ,  $TE_{20}$ ,  $TE_{22}$ ,  $TM_{22}$ モードなどのモードは断面寸法を変化させても断面形状の対称性を保つことによって抑制できるが、 $TM_{12}$ ,  $TM_{21}$ モードは抑制できず、テーパ導波管のような断面寸法の変化によって発生する。また、 $TE_{12}$ ,  $TE_{21}$ モードは結合孔のような管壁の部分的な変化によって発生する。テーパ導波管の大きい方の断面寸法は、帯域内で $TM_{12}$ ,  $TM_{21}$ ,  $TE_{12}$ ,  $TE_{21}$ モードが遮断になるように図2.21から決定した。また、小さい方の断面寸法は、送信帯で導通、受信帯で遮断になるように決定した。テーパ導波管の両端の断面寸法は、49 mmと31 mmである。テーパ導波管の形状は、図2.18と2.19に基づきVSWRとB/Y<sub>0</sub>の分散の点で直線テーパ導波管より優れた4乗コサインテーパ導波管を採用した。

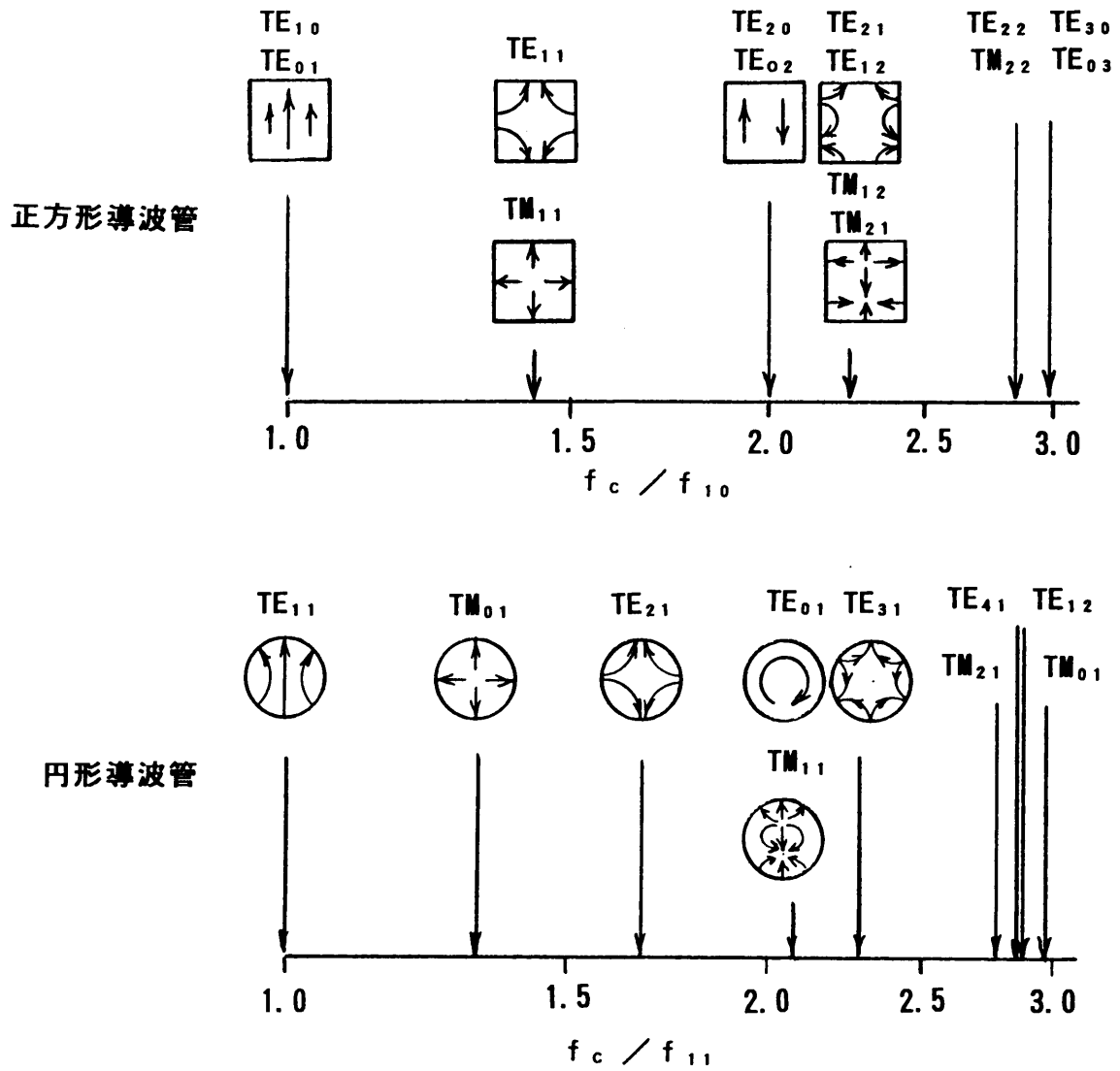


図2. 20 正方形導波管と円形導波管の遮断周波数の比較

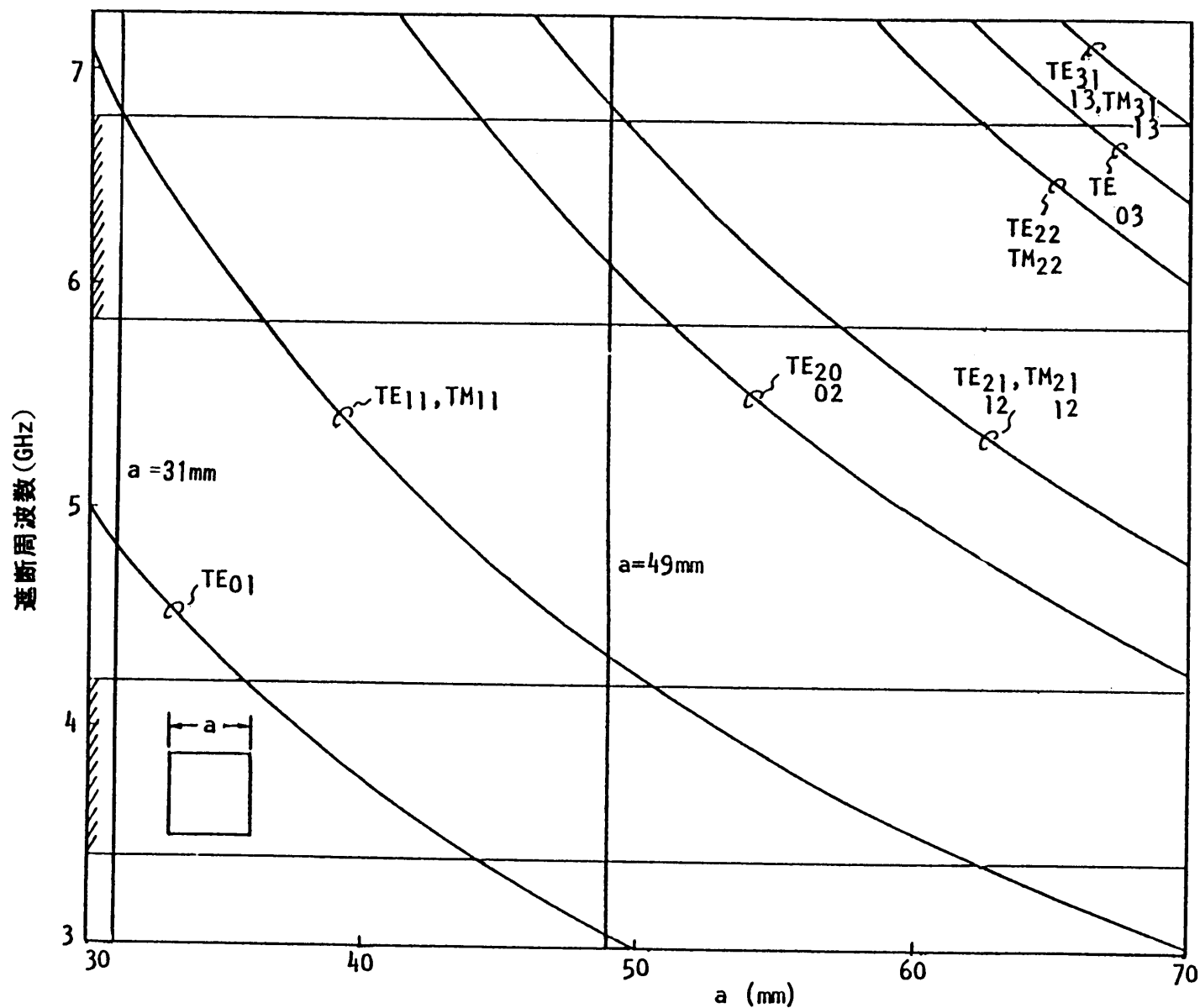


図2. 21 正方形導波管の断面寸法と遮断周波数との関係

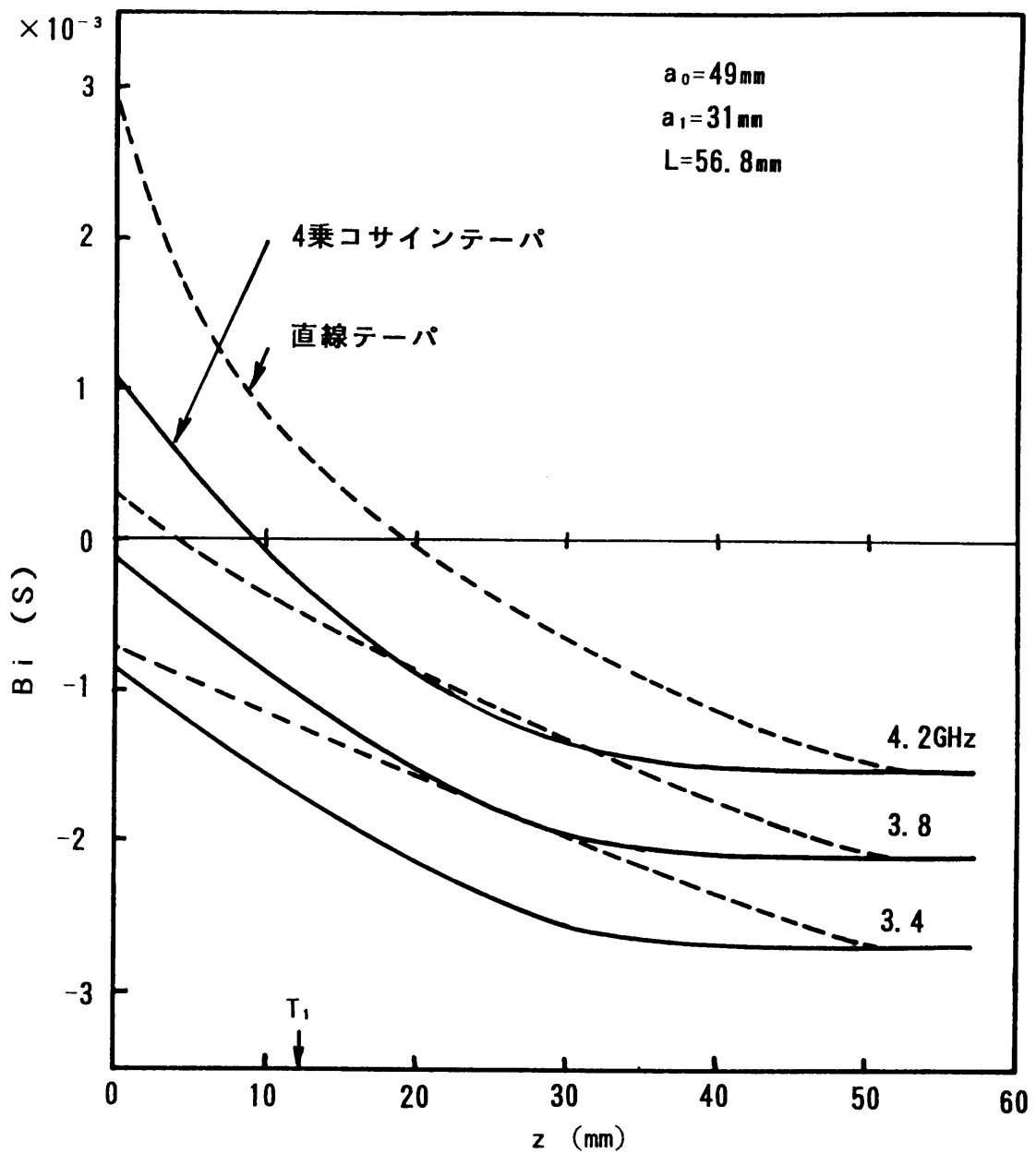
## (2) 分岐導波管の設計

分岐導波管のパラメータは、図2. 2において断面寸法  $a_T$ 、 $b_T$  および取付け位置  $z_c$  である。分岐導波管の横幅  $a_T$  は標準導波管WRJ-4に合わせて58.1mmとした。また、高さ  $b_T$  はインピーダンス整合の取れる寸法を実験的に求め6.2mmとした。結合孔寸法は分岐導波管の断面寸法と同一寸法にした。

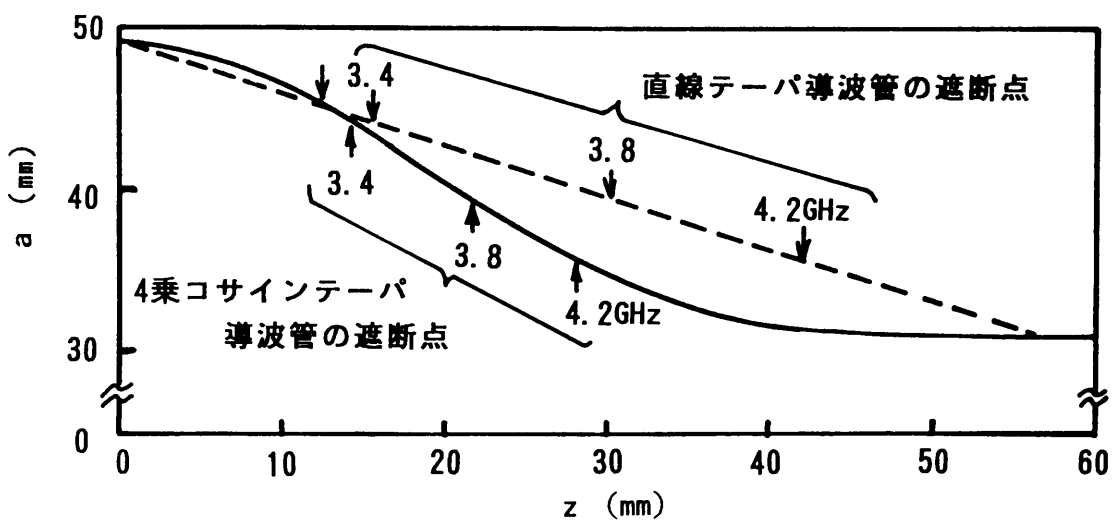
結合孔位置  $z_c$  は、図2. 3の等価回路で  $B_1 = Y_1 / j$  が小さくなる位置にした。正方形4乗コサインテーパ導波管と正方形直線テーパ導波管に対して、受信帯における入力アドミッタンスと基準面位置  $z$  との関係を図2. 22 (a) に示す。同図 (b) に断面寸法  $a$  を示す。遮断導波管側を見たテーパ導波管の入力アドミッタンス  $Y_1$  は純サセプタンス  $j B_1$  であり、 $z$  が大きくなると誘導性になり、遮断導波管の特性アドミッタンスに収束する。 $z = 0$  の点における  $B_1$  の周波数依存性を比較すると、4乗コサインテーパ導波管では直線テーパ導波管の約  $1/2$  である。中心周波数3.8GHzで  $B_1 = 0$  になる点は、直線テーパ導波管では  $z = 4$  mm、4乗コサインテーパ導波管では  $z = -1$  mmである。この点は、テーパ導波管を微小区間毎に単導波管で近似したとき特性アドミッタンス  $Y_0$  が0になる点、即ち遮断点より  $a$  が1.2~1.3倍大きくなる位置にシフトしている。4乗コサインテーパ導波管で  $B_1 = 0$  になる点が結合孔の中心になるように結合孔を設けると、結合孔の片側だけがテーパ部に掛りアンバランスになる。ここでは、分岐導波管に設けた受信帯整合素子で  $B_1$  を打ち消すことにし、 $z_c = 12.4$  mmの位置に結合孔を設けた。

## (3) ワッフルアイアンフィルタの設計

ワッフルアイアンフィルタのパラメータは、図2. 2において突起の幅  $l_1$  と対向間隔  $b_1$ 、溝の幅  $l$  と溝部分における導波管の高さ  $b$  である。受信帯域でフィルタの映像インピーダンスが高さ  $b_T$  の方形導波管の特性インピーダンスに等しく、送信帯域で必要な減衰量が得られるようにこれらのパラメータを設計する。軸方向の溝がないコルゲートフィルタを原型フィルタとし、S. B. Bohnの等価回路<sup>(21)</sup> に基いて映像パラメータ法で設計し、軸方向の溝の効果を検討して  $b_1$  を補正した<sup>(22)</sup>。設計値を表2. 1に、受信帯域において映像インピーダンスと等しい特性インピーダンスの等価的な方形導波管の高さ  $b_T$  を図2. 23に、1段当りの減衰量を図2. 24に示す。 $b_T$  の実測値は設計値の約  $1/1.2$  の6.2mmになる。5.850~6.775 GHzで50dB以上の減衰量を得るための段数  $n$  は5段であり、ここでは余裕をみて6段にした。



(a)



(b)

図2. 22 受信帯における正方形テーパ導波管の入力アドミッタンスと基準面位置との関係

(a) 入力アドミッタンス (b) 断面寸法

表 2. 1 ワッフルアイアンフィルタの設計値

$a_T$	$b$	$b_1$	$l$	$l_1$	段数 $n$
58.1	18.2	2.1	4.1	7.3	6

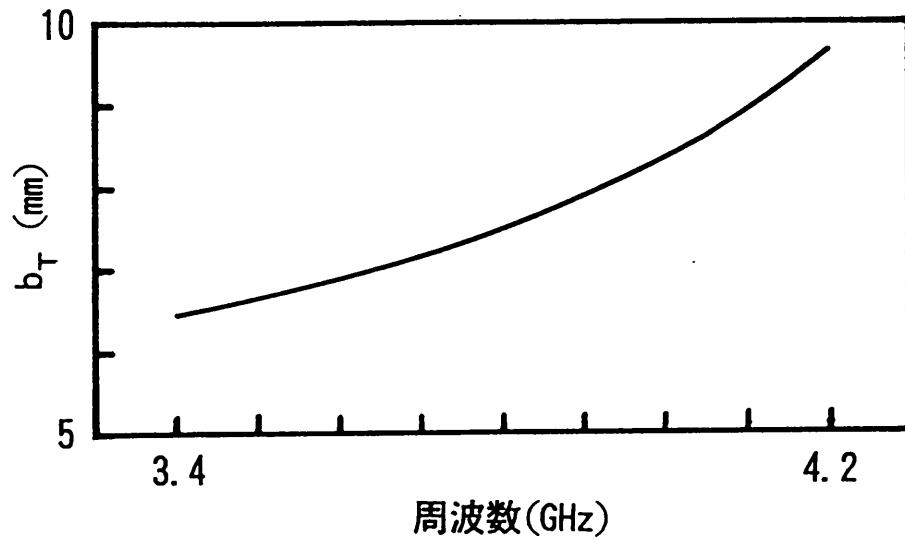


図 2. 23 特性インピーダンスがワッフルアイアンフィルタの  
 映像インピーダンスに等しくなる方形導波管の高さ

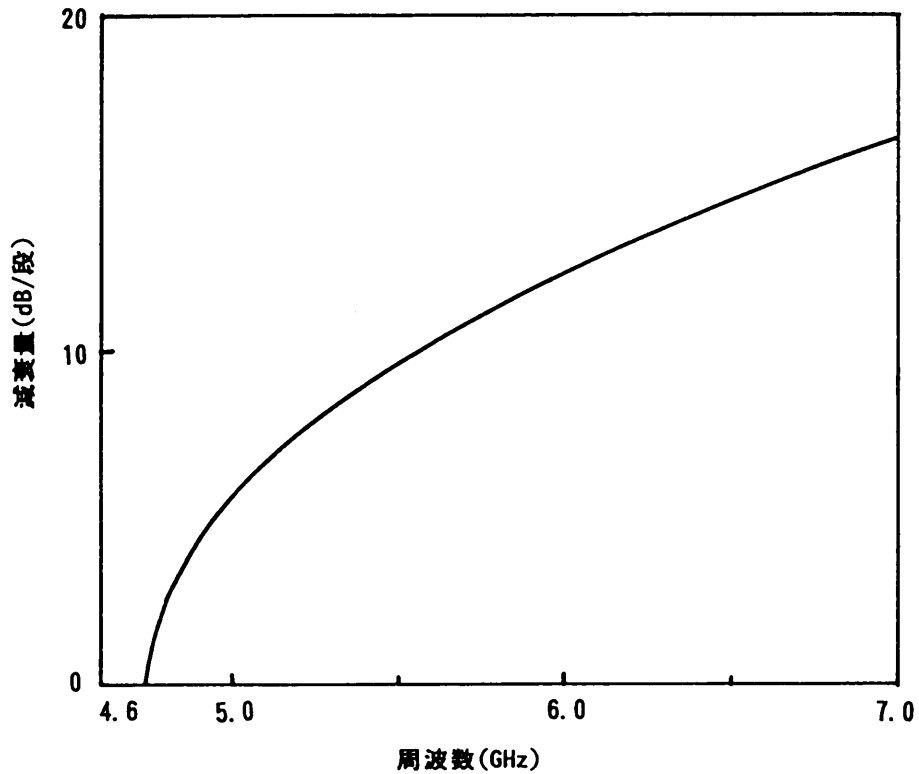


図 2. 24 ワッフルアイアンフィルタの減衰特性 (計算値)

## 2.2.4 試作評価

### (1) ワッフルアイアンフィルタの特性

$a = 58.1 \text{ mm}$ ,  $b_T = 6.2 \text{ mm}$ のスペーサを挟んで3段フィルタを2個接続したワッフルアイアンフィルタを試作した。VSWR特性を図2.25に実線で示す。VSWRは、フィルタの両端にスペーサと同じ断面寸法の薄形導波管を接続し、整合終端して測定した。受信帯域3.4~4.2 GHzにおけるVSWRは1.16以下である。図2.23の $b_T$ から求めた計算値に比べてVSWRがよくなっているのは、フィルタの段数が有限であるためと思われる。

減衰特性を図2.26に示す。送信帯5.85~6.775 GHzにおいて減衰量は64 dB以上である。計算値より5 dB小さくなっているが、目標値50 dBを満たしている。

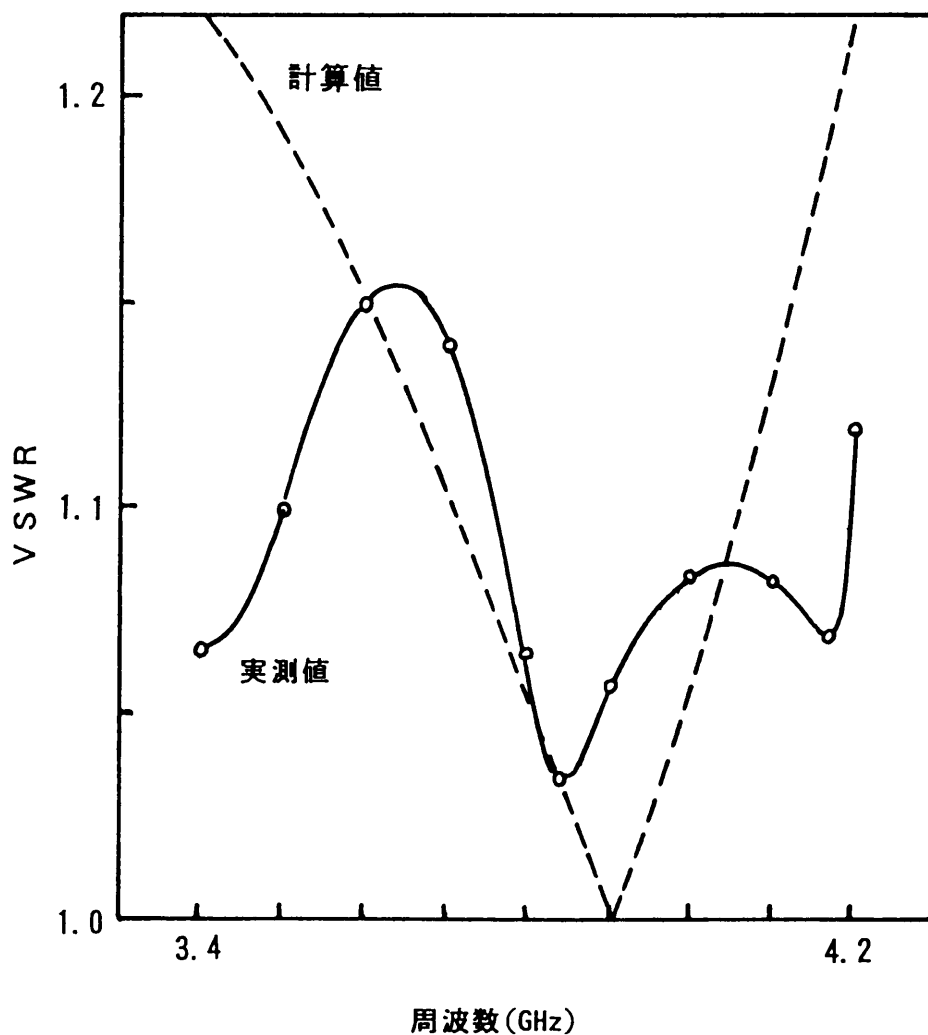


図2.25 試作した6段ワッフルアイアンフィルタのVSWR特性  
実測値は3段フィルタを8.7 mmのスペーサを挟んで2個接続

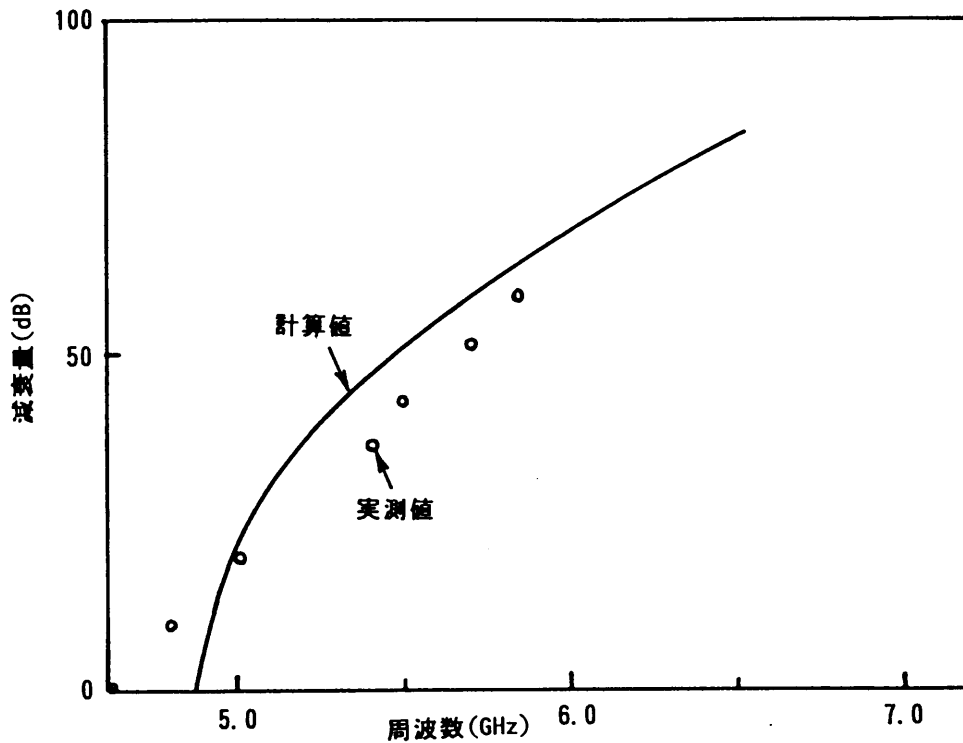


図2. 26 試作した6段ワッフルアイアンフィルタの減衰特性  
実測値は3段フィルタを8.7 mmのスペーサを挟んで2個接続

## (2) 送受分波部のインピーダンス整合

受信帯域において送受分波部を共通導波管側から見た入力アドミッタンスおよび入力インピーダンスを図2. 27に示す。図中①の軌跡は、受信帯整合素子とワッフルアイアンフィルタ(WIF)がない場合の入力アドミッタンスである。基準面は図2. 3(a)の分岐点 $T_1$ であり、図2. 3(b)で $B_r = 0$ とした等価回路に対応する。コンダクタンス成分はインバータを通して見た分岐導波管の特性アドミッタンス $2J^2 / Y_{0T}$ 、サセプタンス成分は主として遮断側のテーパ導波管が呈するサセプタンス $B_i$ である。 $B_i$ は低い周波数ほど大きな誘導性サセプタンスになっており、図2. 22の計算結果と一致している。分岐導波管の高さを2倍の12.4 mmにすれば4.1 GHzでの正規化コンダクタンスは1になり整合がとれるが、アドミッタンス軌跡の広がりが大きいため受信帯域全体にわたって良好なVSWR特性を得ることはできない。また、結合孔が大きくなるので送信帯域での反射と高次モード発生量が増加するという問題が生ずる。ここでは、アドミッタンス軌跡の形に着目し、分岐導波管に受信帯整合素子を設けることによって整合を取った。

基準面を結合孔の分岐導波管側に移して図2. 3(c)のように変換した回路では、図2. 27はインピーダンスチャートになり、①の軌跡は $T_1$ から見た入力インピーダンスを表す。正規化誘導性サセプタンス $B_i / Y_M$ は、正規化容量性リアクタンス( $B_i /$



$J^2) / (Y_M / J^2)$  に変換される。さらに、結合孔から 8 mm 分岐導波管の中に入った点  $T_2$  に基準面を移すと、インピーダンス軌跡は②のように正規化レジスタンスが 1 の円周に沿った軌跡になる。整合素子の誘導性リアクタンス  $2 B_r / Y_{0t}^2$  は低い周波数で大きな値をとるため、②の容量性リアクタンス  $B_1 / J^2$  の周波数特性が打ち消され、広帯域に整合をとることができる。整合素子として誘導性アイリスを  $T_2$  の位置に設けたときのインピーダンス軌跡は③のようになった。送信波によって分岐導波管に励振されるモードは主として  $TE_{20}$  モードであるので、アイリスの代わりに図 2. 2 (c) に示すような導波管中央に設けた誘導性ポストを用いれば、送信波へ影響を及ぼすことなく整合をとることができる。

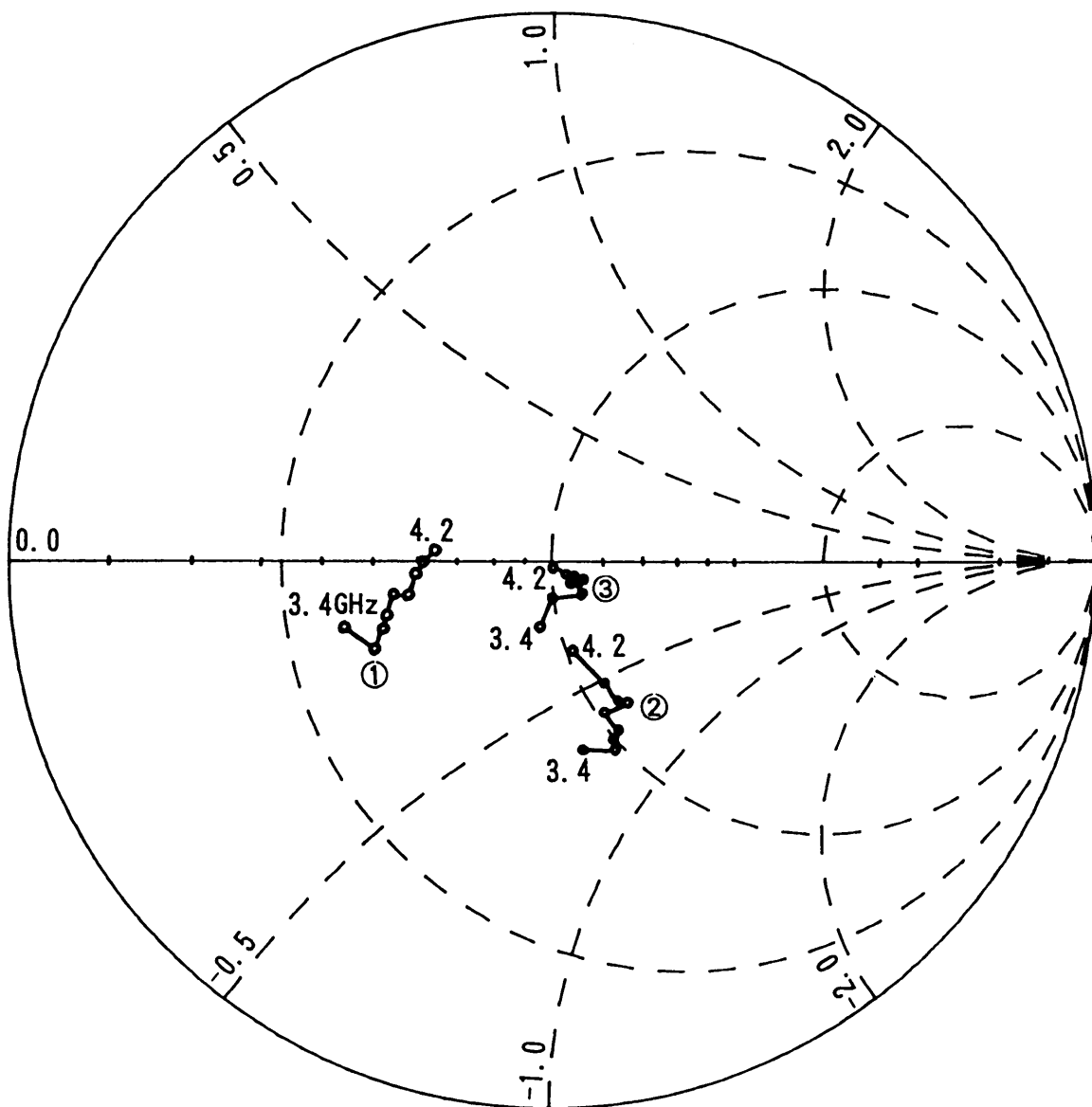


図 2. 27 送受分波部を共通導波管側から見た入力アドミッタンスと入力インピーダンス

- ①基準面  $T_1$  の入力アドミッタンス=基準面  $T_1$  の入力インピーダンス (整合素子と WIF なし),
- ②基準面  $T_2$  の入力インピーダンス (整合素子なし, WIF あり),
- ③基準面  $T_2$  の入力インピーダンス (整合素子, WIF あり,  $l_r = 8\text{mm}$ ,  $l_o = 11\text{mm}$ )

送信波によって送受分波部の分岐導波管に励振されるモードの測定結果を図2. 28に示す。結合孔長と分岐導波管の横幅は58.1mmであり、伝搬できる送信波の高次モードは $TE_{20}$ モードまでである。 $TE_{10}$ モードは分岐導波管を左右対称なテーパ導波管でWRJ-7に変換して検波し、 $TE_{20}$ モードは管壁から横幅の約1/4の位置にプローブが設けられたWRJ-4の同軸/導波管変換器で結合して検波した。分岐導波管へ結合する送信波は大部分が $TE_{20}$ モードになり、 $TE_{10}$ モードは $TE_{20}$ モードの約1/10である。これは、テーパ導波管中を伝搬する送信波の管内波長が結合孔位置で56.8mmであり、結合孔長とほぼ一致するので、分岐導波管に左右逆向きの磁界が励振され、 $TE_{20}$ モードになるためと考えられる。送信帯域において、分岐導波管に設けたワッフルアイアンフィルタと結合孔との間隔 $l_1$ が送受分波部の反射特性に及ぼす影響を図2. 29に示す。 $l_1 = 11$ mmにしたとき結合孔の影響が小さくなり、VSWR特性が改善される。

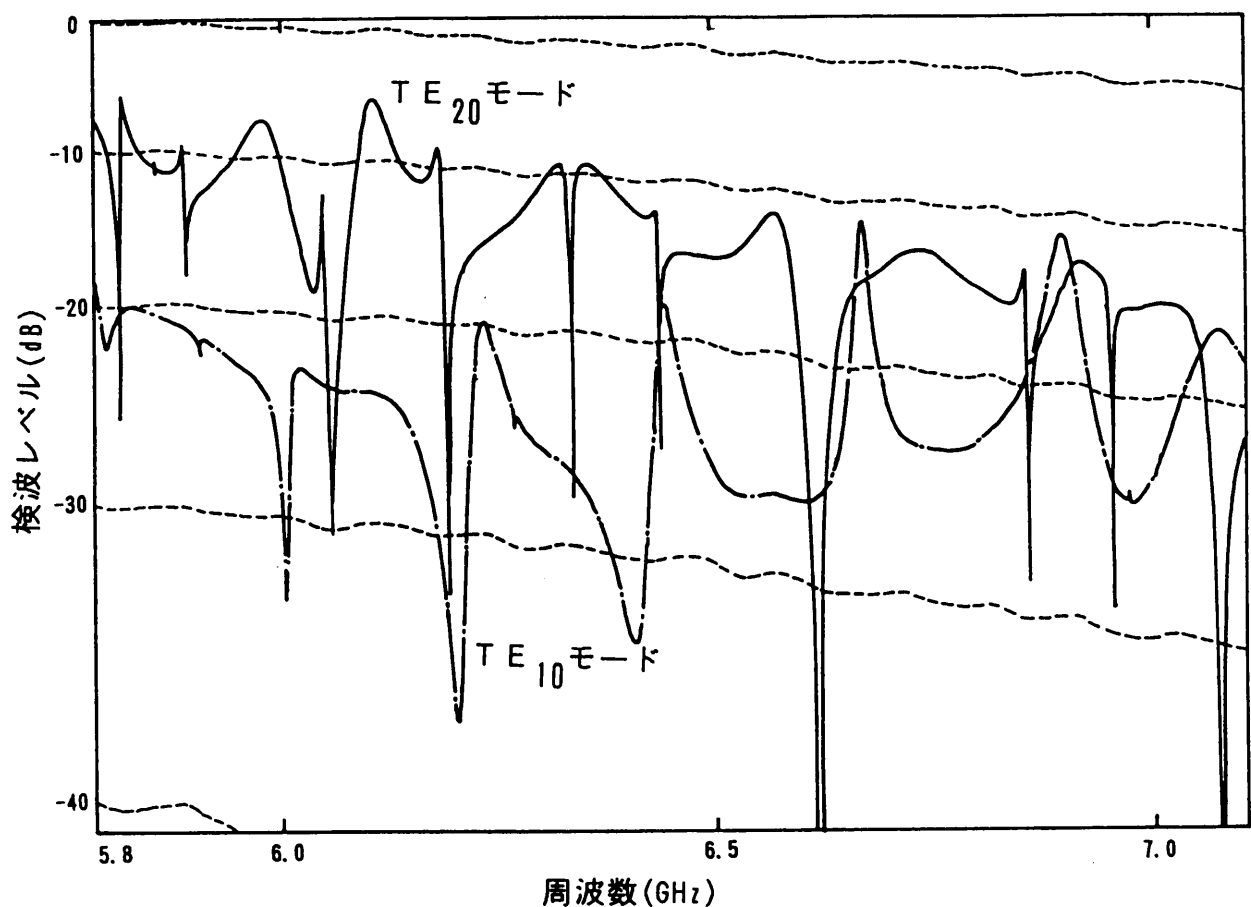


図2. 28 送信波によって送受分波部の分岐導波管に励振されるモード

$TE_{10}$ モード：左右対称構造のテーパ導波管でWRJ-7に変換して検波

$TE_{20}$ モード：プローブが側壁から導波管幅の1/3.6の位置にオフセットしたWRJ-4の同軸導波管変換器を介して検波

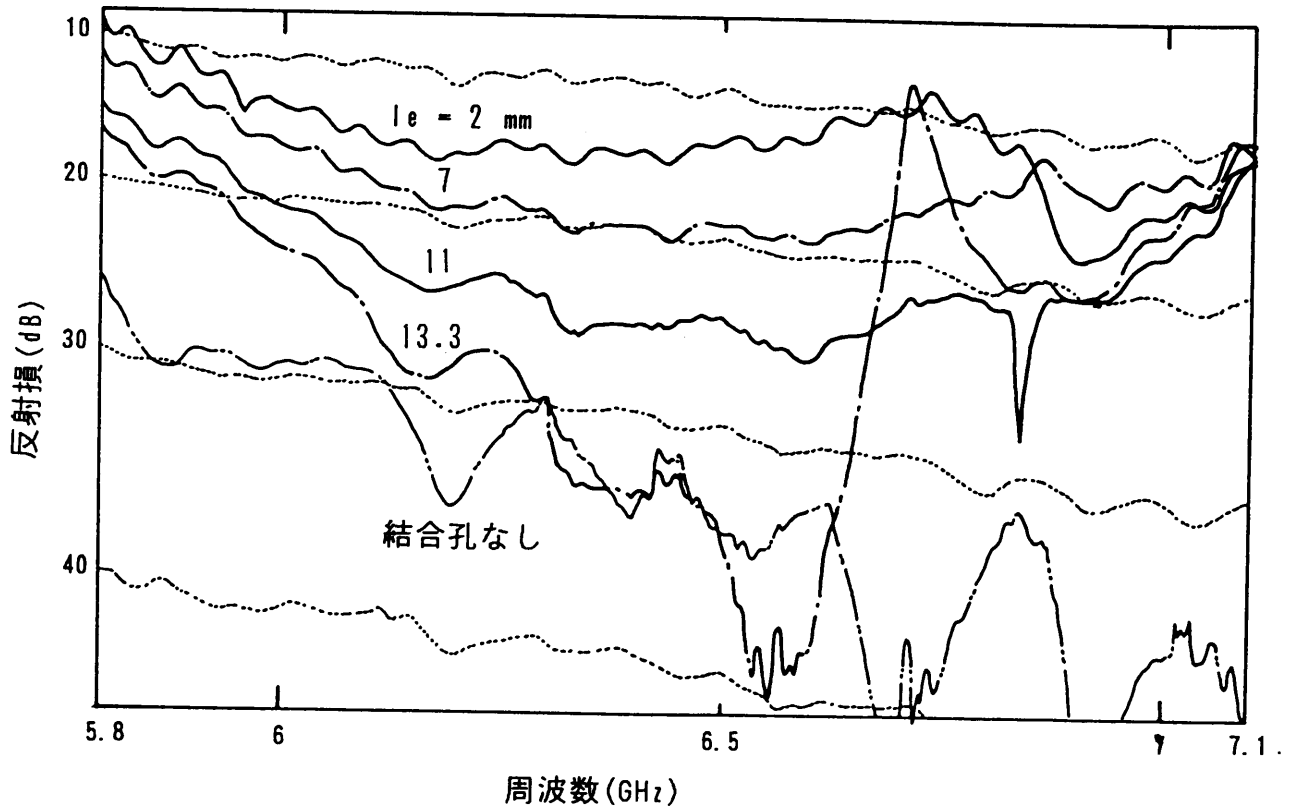


図2. 29 ワッフルアイアンフィルタの位置1。が送受分波部の送信帯反射特性に及ぼす影響

$l_e = 11 \text{ mm}$ とし、受信用整合素子を設けた送受分波部において、送信専用導波管側の基準面 $T_3$ から見た入力アドミッタンスを図2. 30に破線で示す。並列共振回路を設ければ、低い周波数で誘導性、高い周波数で容量性のサセプタンスを呈して入力アドミッタンスのサセプタンス成分を打ち消すので、広帯域に整合をとることができる。送信用整合素子を設けることによってアドミッタンス軌跡は実線のようになり、 $V_{\text{SWR}}$ は1.1以下になった。整合後の送信波の反射特性を図2. 30に実線で示す。

分岐導波管中に設けた受信帯整合素子の影響を確認するため、図2. 31には受信帯整合素子をなくした場合、および受信帯整合素子の代わりに仕切板を設けた場合の反射特性を併せて示す。分岐導波管の中央に整合素子を設ければ、送信波の反射特性はほとんど変化しない。

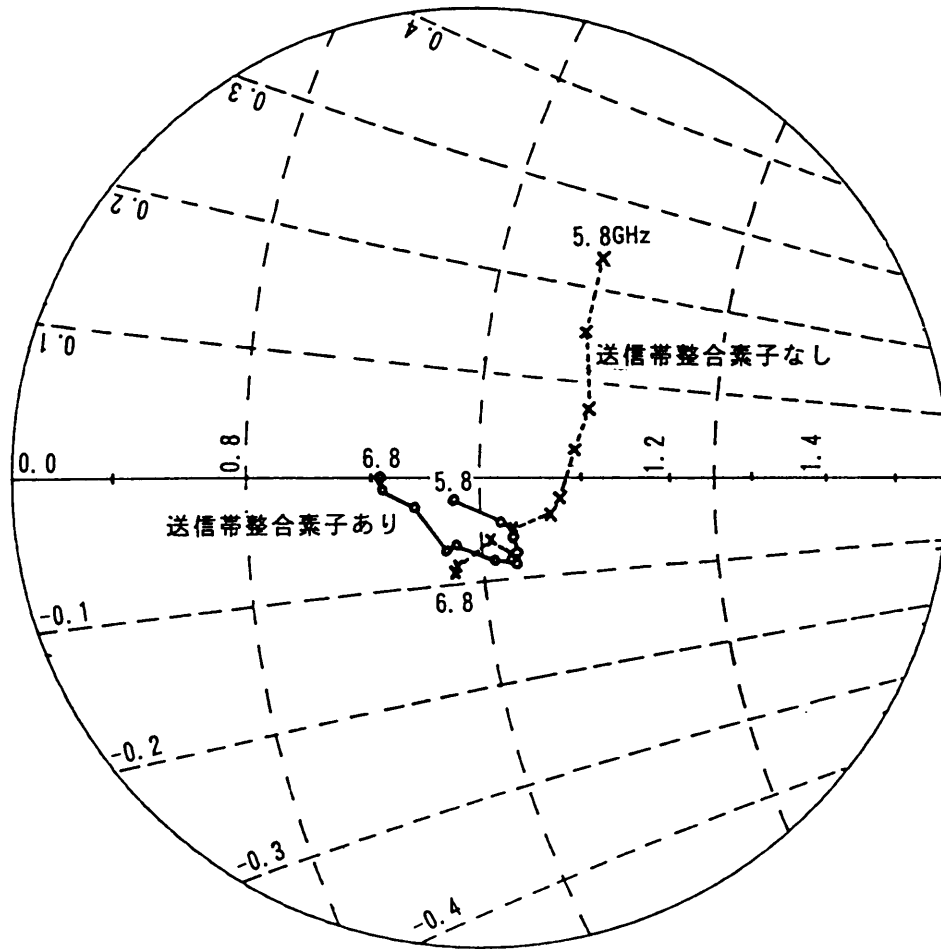


図 2. 30 送信帯における送受分波部の入力アドミッタンス  
基準面  $T_3$ ,  $l_e = 11\text{mm}$ ,  $z_t = 49\text{mm}$

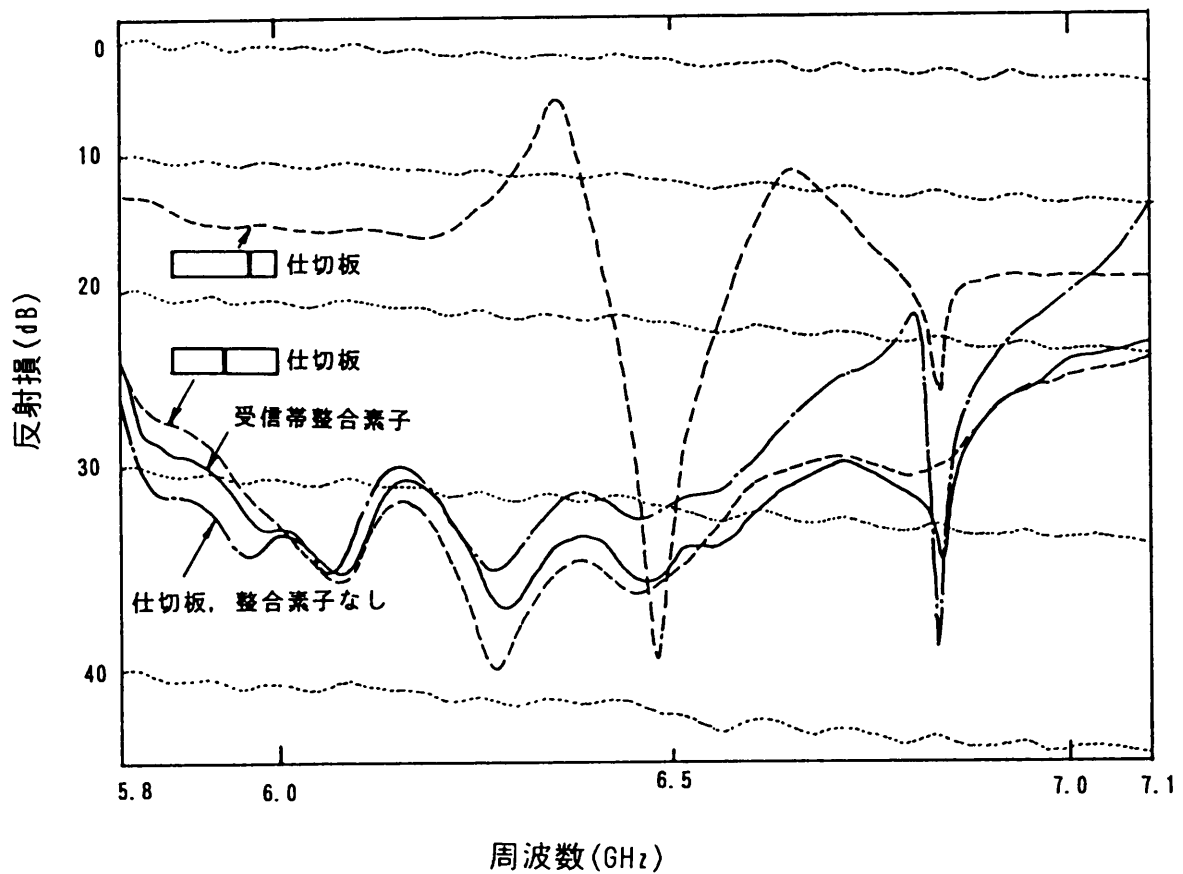


図 2. 31 受信帯整合素子が送受分波部の送信帯反射特性に及ぼす影響

### (3) 偏波共用帯域分波器の試作結果

試作した偏波共用帯域分波器の写真を図2. 32に示す。合成回路には図2. 1で示したハイブリッド結合器の他にビーコン周波数を取り出すための共振形結合器が設けられている。送受分波部の写真を図2. 33に示す。

送信波に対する送受分波部の反射特性を図2. 34に示す。無反射終端器の残留反射による測定誤差を取り除くため、無反射終端器を1/4波長移動して測定した。送信帯域5.850～6.775 GHzにおいてVSWRは1.09以下である。高域側帯域外で反射が急激に大きくなっているのは、帯域外の6.808 GHzに結合孔で発生するTE<sub>12</sub>モードの共振が生じているためである。受信波に対する送受分波部の反射特性を図2. 35に示す。無反射終端器を1/8波長刻みで移動して測定した。受信帯域3.4～4.2 GHzにおいてVSWRは1.15以下である。帯域内に共振は現れていない。受信波に対する受信専用結合部の反射特性を図2. 36に示す。ワッフルアイアンフィルタによる制約がないため整合を取りやすく、VSWRは1.08以下である。

送信波に対する偏波共用帯域分波器の反射特性を図2. 37に示す。送信帯域においてVSWRは1.14以下である。送受分波部の入出力端に接続した円形／正方形導波管変換器の反射の影響によって送受分波部単体よりVSWRが大きくなっている。受信波に対する偏波共用帯域分波器の反射特性を図2. 38に示す。3.95GHzの共振は、ビーコン結合器によるものである。受信帯域においてVSWRは1.25以下である。挿入損は送信帯で0.04 dB以下、受信帯で0.15 dB以下、交差偏波レベルは送受とも-4.4 dB以下、送受アイソレーションは70 dB以上であった。これらの性能を表2. 2にまとめて示す。

表2. 2 試作した6 / 4 GHz 帯偏波共用帯域分波器の特性

	送信帯	受信帯
周波数(GHz)	5.850～6.775	3.4～4.2
VSWR	1.14以下	1.25以下
挿入損(dB)	0.04以下	0.15以下
交差偏波レベル(dB)	-4.5以下	-4.4以下
送受アイソレーション(dB)	70以上	-

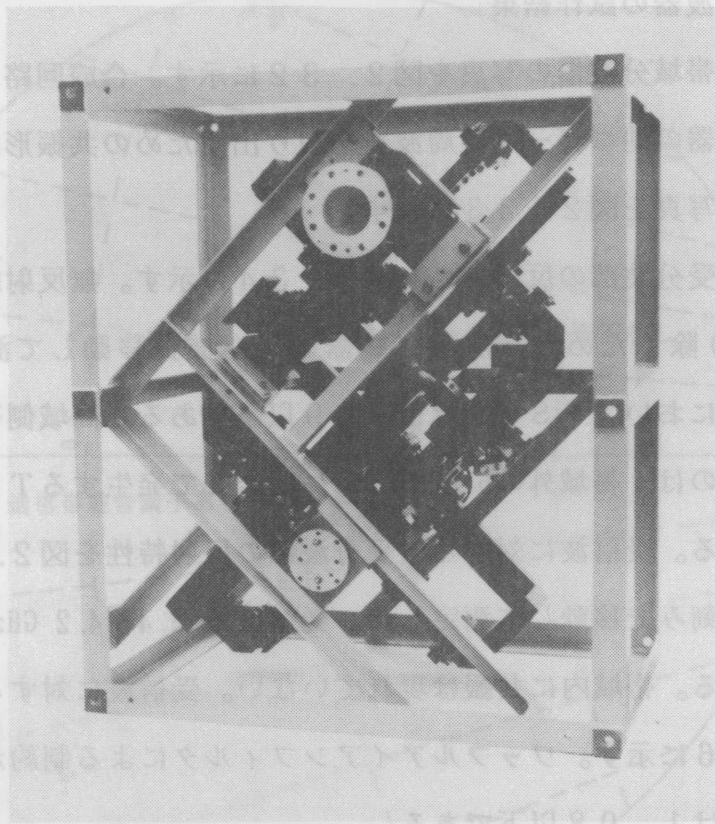


図2. 32 試作した6/4 GHz 帯偏波共用帯域分波器の外観

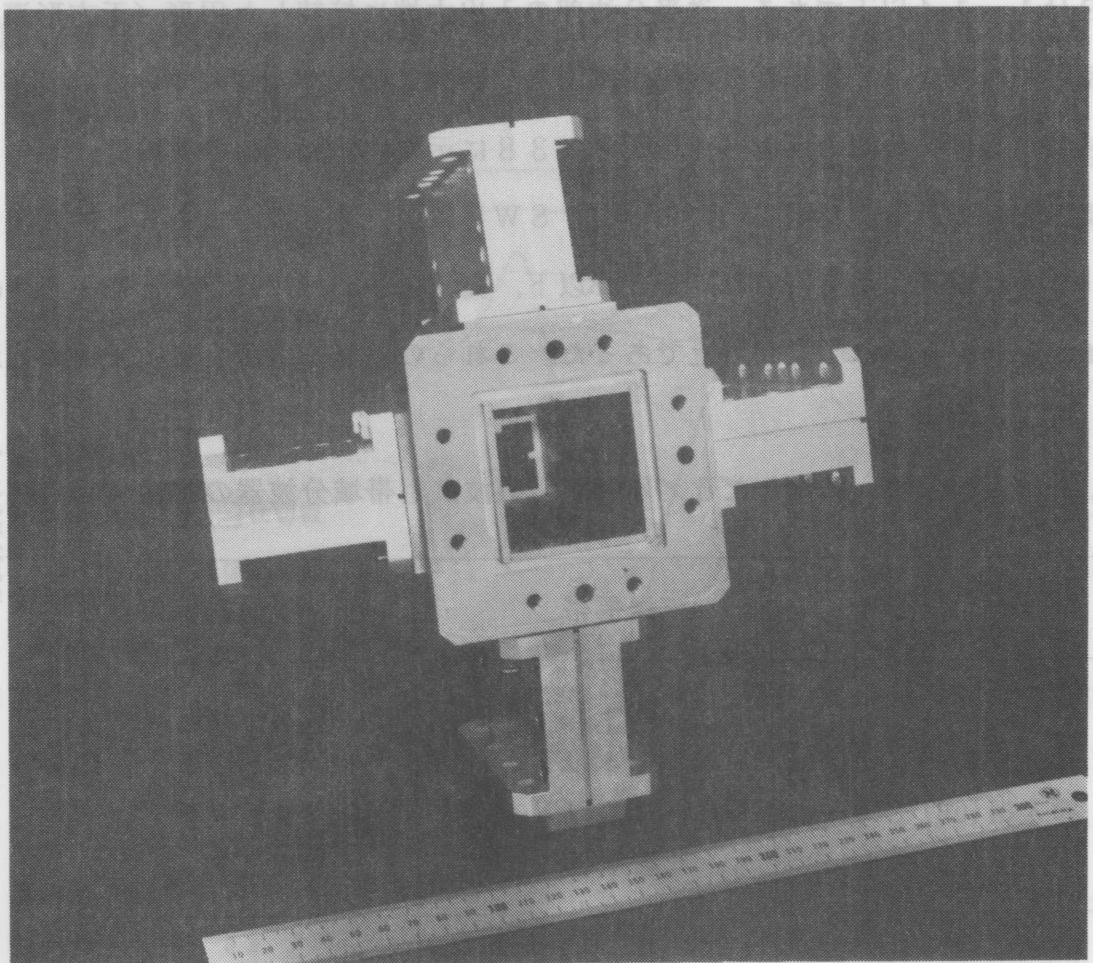


図2. 33 6/4 GHz 帯偏波共用帯域分波器に用いた送受分波部の外観

図2. 31 受信帯整合素子が送受分波部の送信帯反射特性に及ぼす影響

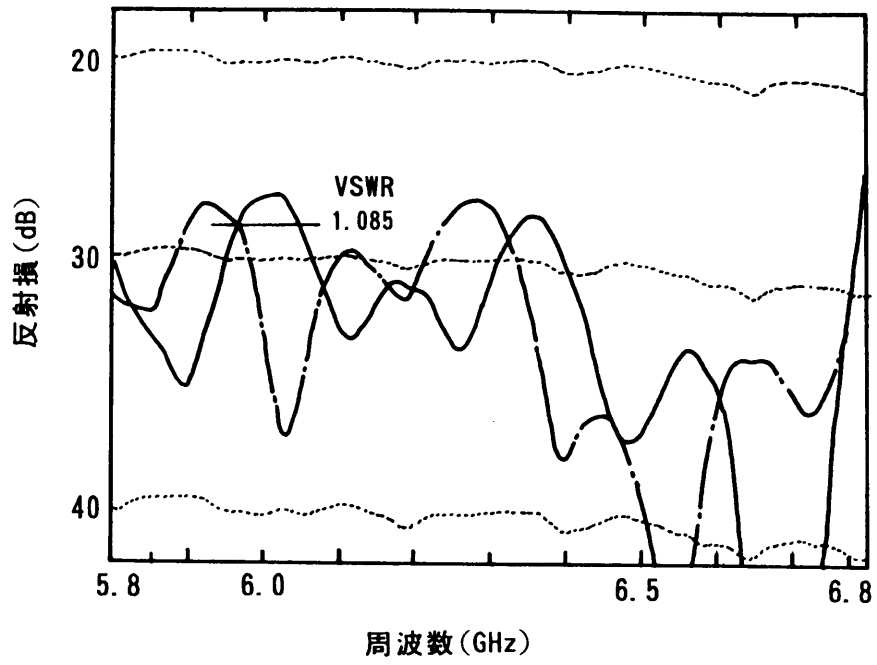


図 2. 3 4 送信波に対する送受分波部の反射特性

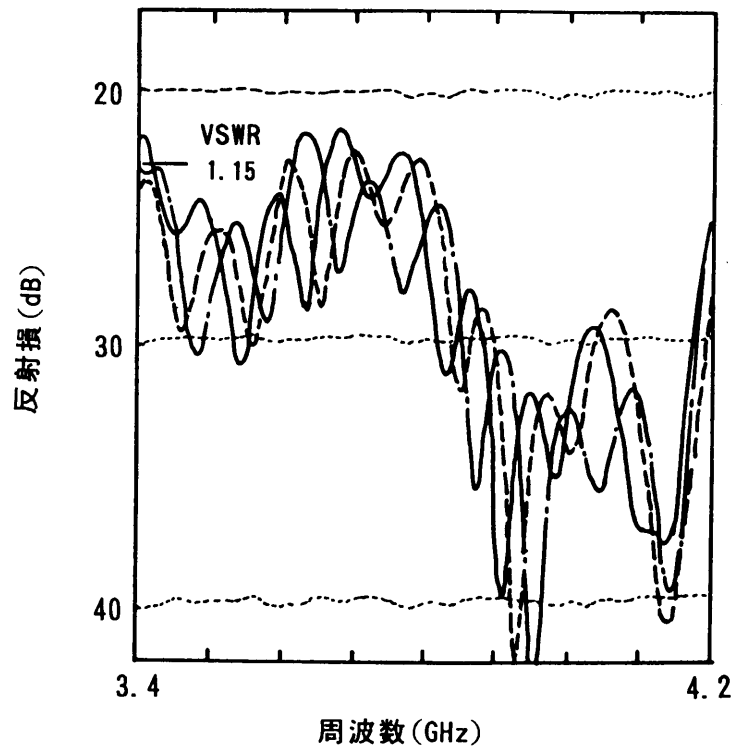


図 2. 3 5 受信波に対する送受分波部の反射特性

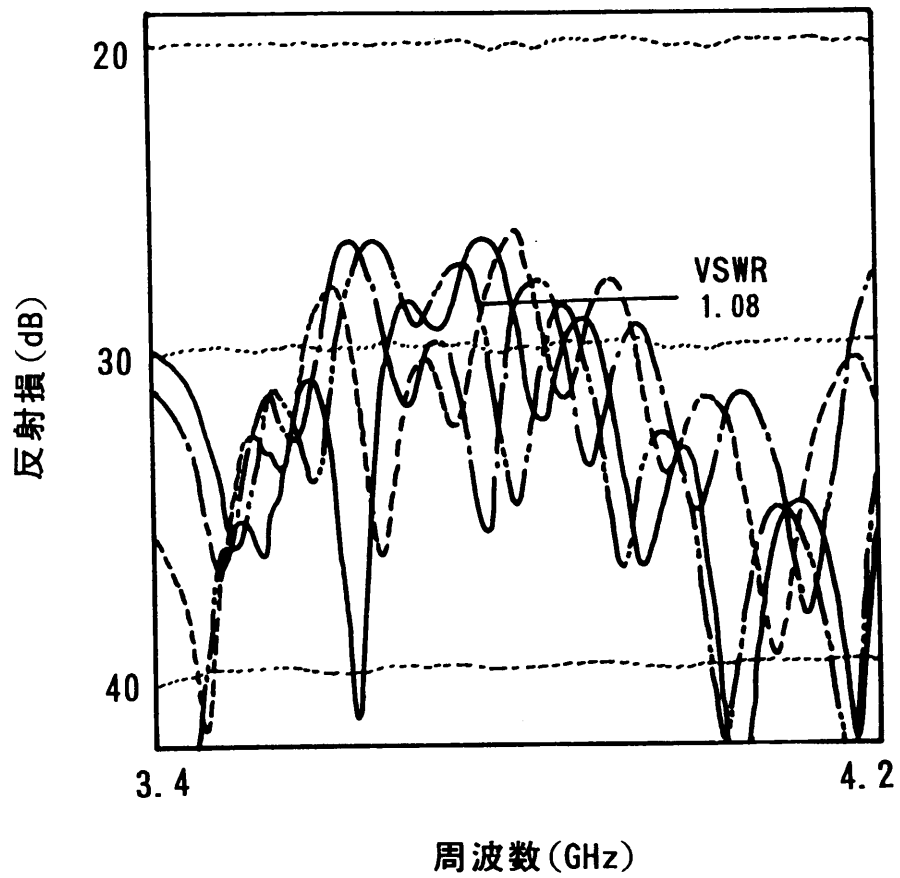


図2. 36 受信専用結合部の反射特性



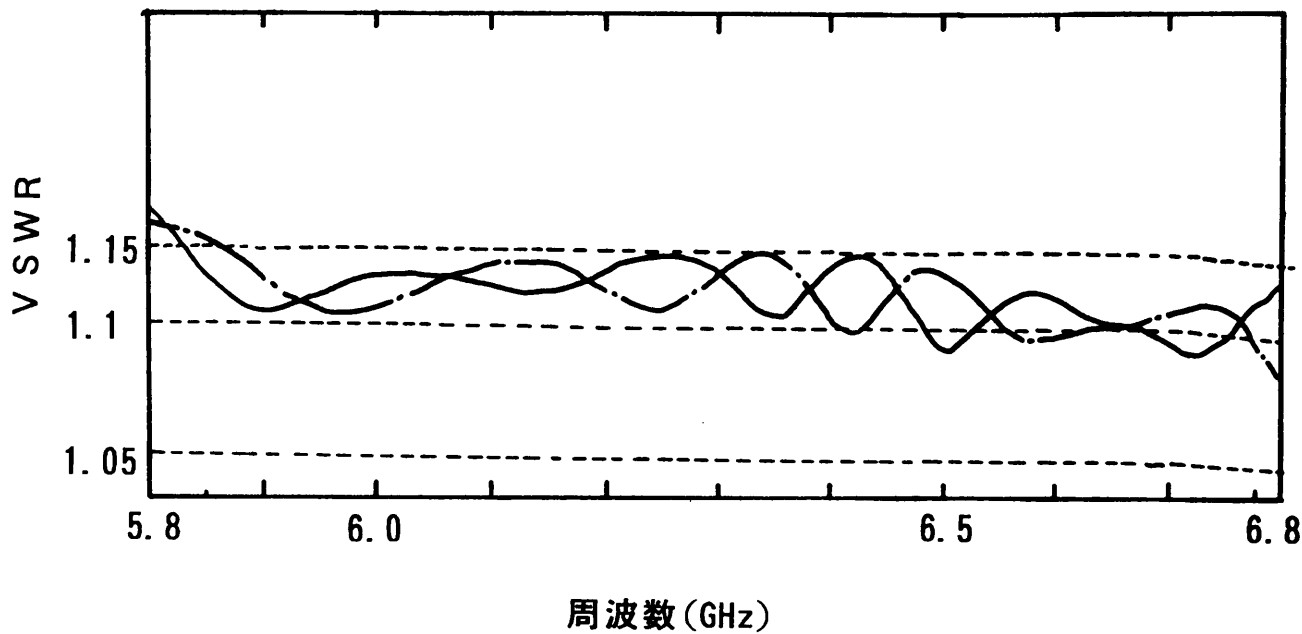


図2. 37 送信波に対する偏波共用帯域分波器の反射特性

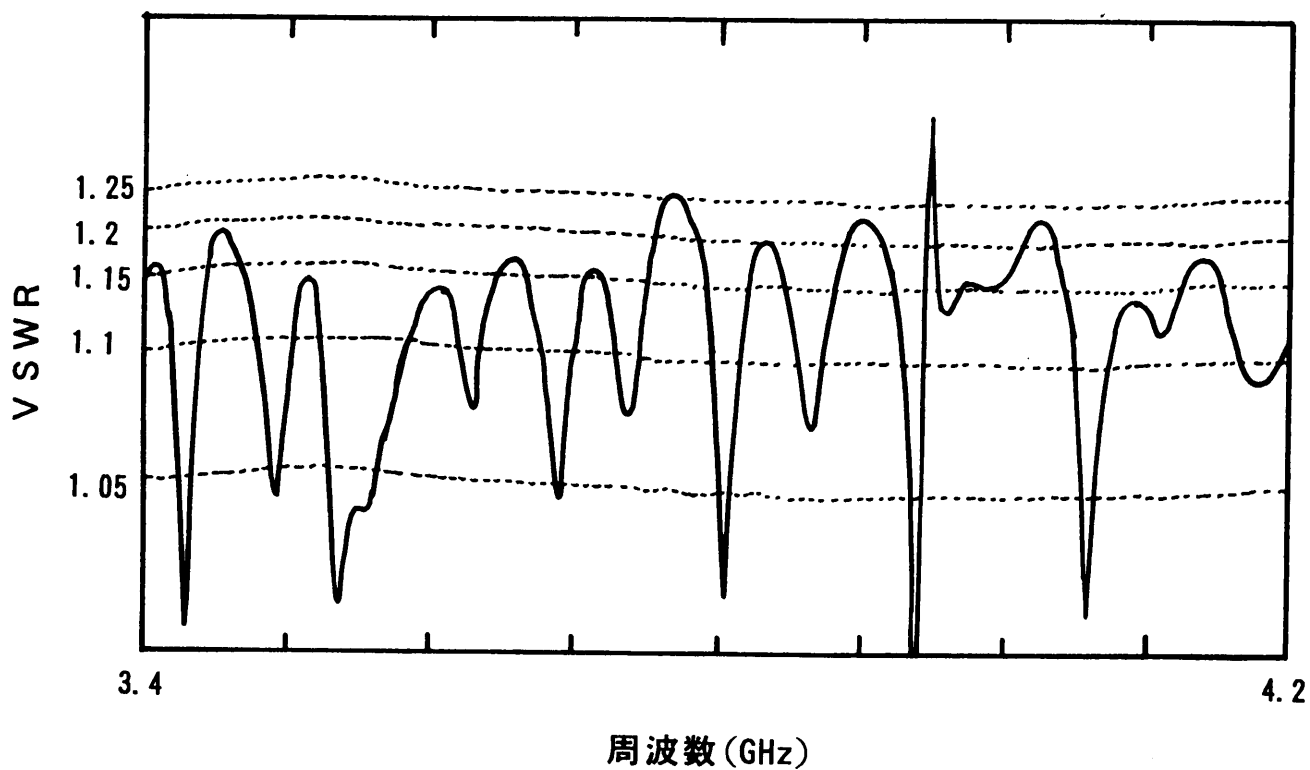


図2. 38 受信波に対する偏波共用帯域分波器の反射特性

## 2. 3 金属ポスト形円偏波発生器を用いた偏分波器

### 2.3.1 構造と動作原理

金属ポスト形円偏波発生器を用いた偏分波器の構造を図2. 39に示す。この偏分波器は左旋および右旋の円偏波を分波するものであり、円偏波発生器に直交する直線偏波を分波する偏分波器を接続して構成される。円偏波発生器は、円形導波管の管軸に対称に対をなして挿入し管軸方向に一定間隔で配列した金属ポストで構成される。また、偏分波器は、円形導波管中に設けた金属セプタム、金属セプタムに平行な偏波を取り出す直交分岐導波管、およびこれと直交する偏波を取り出す共軸分岐導波管から成る。円偏波発生器は、金属ポストを含む面が金属セプタムに対して45度になるように接続される。

円偏波発生器の配列された金属ポストは、それに平行な偏波成分の位相を直交する偏波成分に対して相対的に90度遅らせる位相差板として働く。円偏波発生器に入射した右旋円偏波は、金属ポストに平行な偏波成分と右ネジ方向に90度回転した偏波成分とが同相になるため金属ポストの面に対して右ネジ方向に45度の直線偏波 $E_x$ に変換され、偏分波器の直交分岐導波管に取り出される。同様に、左旋偏波は左ネジ方向に45度の直線偏波 $E_y$ に変換され、偏分波器の共軸分岐導波管に取り出される。可逆性から、直交分岐導波管からの入射波 $E_x$ は右旋円偏波、共軸分岐導波管からの入射波 $E_y$ は左旋円偏波になって円形導波管から出てくる。

円偏波発生器の偏波間位相差 $\phi$ が90度からずれた場合、偏波による挿入損の差 $L$  (dB)がある場合、および金属ポストと金属セプタムとのなす角 $\phi$ が45度からずれた場合には、円形導波管から出てくる偏波は完全な円偏波にはならず、楕円偏波になる。楕円偏波率 $e_p$  (dB)とチルトアングル $\tau$ は次式で与えられる<sup>(23)</sup>。

直交分岐からの入射波 $E_x$ に対して

$$e_{px} = 20 \log \left| \frac{Q_{x+} + Q_{x-}}{Q_{x+} - Q_{x-}} \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.59)$$

$$Q_{x\pm} = \sqrt{\sin^2 \phi + \alpha^2 \cos^2 \phi \pm 2 \alpha \sin \phi \cos \phi \sin \phi} \quad (\text{復号同順})$$

$$\tau_x = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{2 \alpha \sin \phi \cos \phi \cos \phi}{\alpha^2 \cos^2 \phi - \sin^2 \phi} \right) \quad (2.60)$$

$$\alpha = 10^{-L/20}$$

共軸分岐からの入射波  $E_y$  に対して

$$e_{py} = 20 \log \left| \frac{Q_{y+} + Q_{y-}}{Q_{y+} - Q_{y-}} \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.61)$$

$$Q_{y\pm} = \sqrt{\alpha^2 \sin^2 \phi + \cos^2 \phi \pm 2\alpha \sin \phi \cos \phi \sin \phi} \quad (\text{復号同順})$$

$$\tau_y = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{2\alpha \cos \phi \sin \phi \cos \phi}{\cos^2 \phi - \alpha^2 \sin^2 \phi} \right) \quad (2.62)$$

ただし、 $\phi$  は金属ポストに平行な偏波の位相遅れを正にとっている。また、 $\phi$  は図 2. 39 の座標系で金属セプタムに平行な  $x$  軸を基準にした角度、 $\tau$  は金属ポストに平行な  $z$  軸を基準にした角度である。

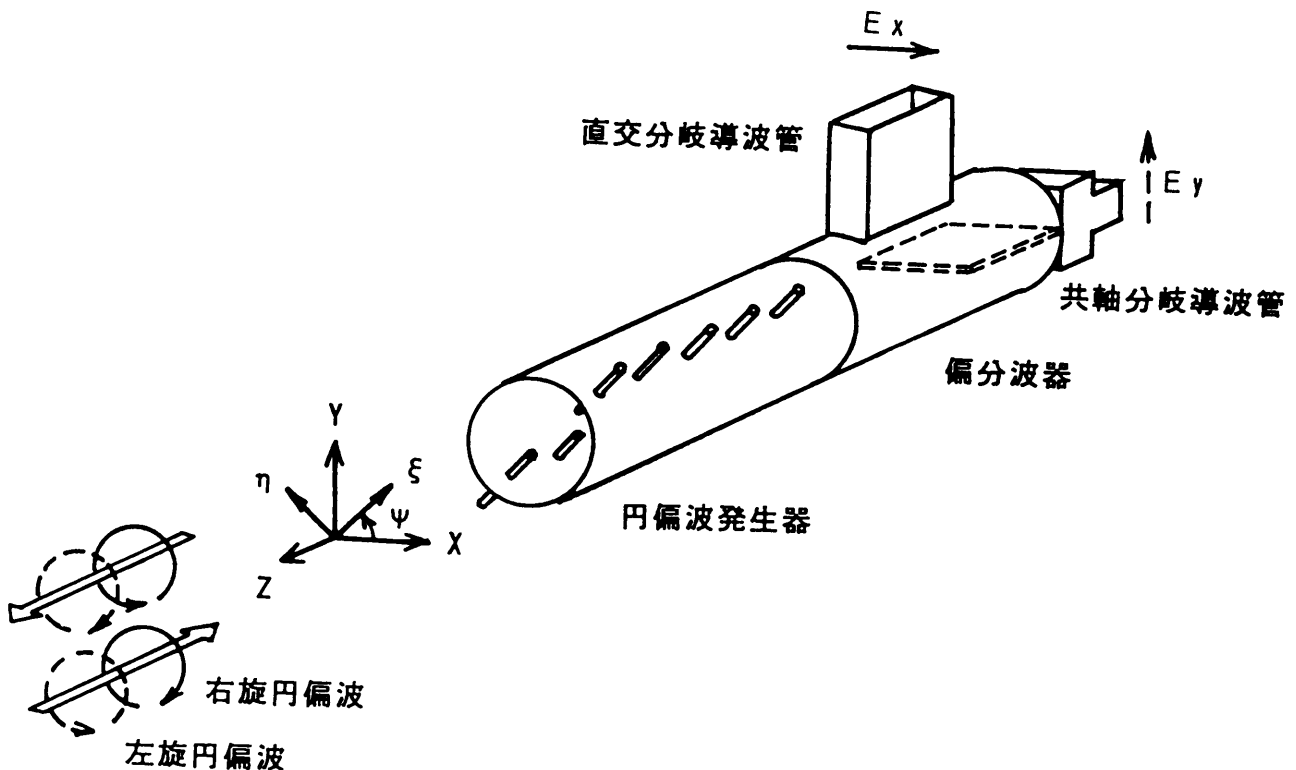


図 2. 39 金属ポスト形円偏波発生器を用いた偏分波器の構成

特別な場合として  $\phi = \pi/4$ ,  $L = 0$  dB の場合を考えると, 楕円偏波率とチルトアングルは次式で表される。

$$e_{px} = e_{py} = 20 \left| \log \left| \tan(\phi/2) \right| \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.63)$$

$$\tau_x = -\pi/4 \quad (\phi < \pi/2), \quad \pi/4 \quad (\phi > \pi/2) \quad (2.64)$$

$$\tau_y = \pi/4 \quad (\phi < \pi/2), \quad -\pi/4 \quad (\phi > \pi/2)$$

入射波  $E_x$  と  $E_y$  の楕円偏波は, 楕円偏波率が等しく長軸の向きが直交しており,  $\phi < \pi/2$  の場合と  $\phi > \pi/2$  の場合とでは長軸の向きが相互に入れ替わる。 $\phi = \pi/2$  のとき  $e_p = 0$  dB であり, 広帯域に亘って良好な楕円偏波率を得るためには偏波間位相差  $\phi$  の周波数依存性を小さくすればよい。 $|\phi - \pi/2| \ll 1$  のときには式(2.63)は次式のように近似できる。

$$e_p = 8.6862 \left| \phi - \pi/2 \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.65)$$

次に,  $\phi = \pi/2$  の場合を考えると, 楕円偏波率は入射波  $E_x$  に対して

$$e_p = \left| 20 \log \left| \cot \phi \right| - L \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.66)$$

入射波  $E_y$  に対して

$$e_p = \left| 20 \log \left| \tan \phi \right| - L \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.67)$$

である。偏波間に挿入損の差  $L$  があると 2 つの偏波に対して同時に楕円偏波率を 0 dB にすることはできなくなるので, 直交偏波共用分波系では偏波間位相差を与える素子として低損失なものを用いることが重要である。 $L = 0$  dB,  $|\phi - \pi/4| \ll 1$  のときには, 式(2.66)と(2.67)は共に次式のような近似式で表される。

$$e_p = 17.37 |\phi - \pi/4| \quad (\text{dB}) \quad (2.68)$$

円偏波発生器を偏分波器に接続するとき、楕円偏波率の劣化を0.05 dB以下にするためには $\phi$ の設定誤差を0.2度以下にする必要がある。

偏分波器はベクトル的な直交性を利用して直交偏波を分波するものであり、原理的には周波数依存性のある回路素子を必要としない。共通導波管の高次モードが発生しない周波数の範囲内であれば喜連川等の広帯域整合法<sup>(24)</sup>を拡張することによって広帯域化が可能である。これに対して円偏波発生器では、偏波間位相差を得るためにサセプタンス素子のような周波数依存性のある回路素子を必要とするので、良好な交差偏波特性を得ようとすると偏分波器より広帯域化が難しい。本節では、円偏波発生器の広帯域化に焦点を当てて述べる。

### 2.3.2 広帯域化に利用する金属ポストのサセプタンス特性

図2.40(a)のような金属ポスト形円偏波発生器において、金属ポストは金属ポストに平行な偏波Vに対して容量性サセプタンス、直交する偏波Hに対して誘導性サセプタンスを呈する。このため、金属ポスト形円偏波発生器の等価回路は、図2.40(b)に示すようにそれぞれの偏波に対して対応するサセプタンスが伝送線路に一定間隔で並列に装荷された回路になる。容量性サセプタンスが並列に装荷された線路は、サセプタンスがない線路より位相を遅らせる遅波回路になり、誘導性サセプタンスが装荷された線路は位相を進める速波回路になる。このため、偏波VとHの間にはサセプタンスの大きさに応じた偏波間位相差が生ずる。誘導性サセプタンスは容量性サセプタンスに比べると非常に小さく、偏波間位相差は主として容量性サセプタンスによって得られる。

次節で述べるように正規化容量性サセプタンスが周波数特性に依存しない場合には、偏波間位相差は、金属ポスト間伝送線路の電気長の周波数依存性によって変化し、周波数が高くなると大きくなる。これを基本特性とすると、正規化容量性サセプタンスが周波数が高くなると共に増大する場合には偏波間位相差の周波数特性は基本特性より急峻になり、逆に減少する場合には平坦になる。

従来の円偏波発生器では、挿入長の長い金属ポストを用いていたため正規化容量性サセプタンスが高い周波数で増大する特性であり、金属ポストだけでは広帯域にわたって平坦な偏波間位相差を得ることができず、金属ひれを設けたり<sup>(25)</sup>円形導波管の一部を變形し

たりしていた<sup>(26)</sup>。これに対して本論文で述べる円偏波発生器は、挿入長の短い金属ポストの正規化容量性サセプタンスが周波数が高くなると減少する特性であることを利用して、偏波間位相差の広帯域化を図るものである。この節では、挿入長の短い金属ポストの正規化容量性サセプタンスが周波数が高くなると減少する、いわゆる負の周波数特性を呈することを定性的に述べると共に、この負の周波数特性が得られる挿入長の範囲、および金属ポストの直径との関係を実測例で示す。

挿入長が波長に比べて十分短い金属ポストのサセプタンスは、集中定数的なキャパシタンスと考えることができ、正規化サセプタンスの周波数特性は次式で表される<sup>(12)</sup>。

$$\bar{B} = \omega C_0 / Y_0 = K_0 \lambda_g / \lambda^2 \quad (2.69)$$

ここで、 $\omega$ は角周波数、 $C_0$ はキャパシタンス、 $K_0$ は比例定数、 $\lambda_g$ は管内波長、 $\lambda$ は自由空間波長である。これを周波数 $f$ で微分すると、次式になる。

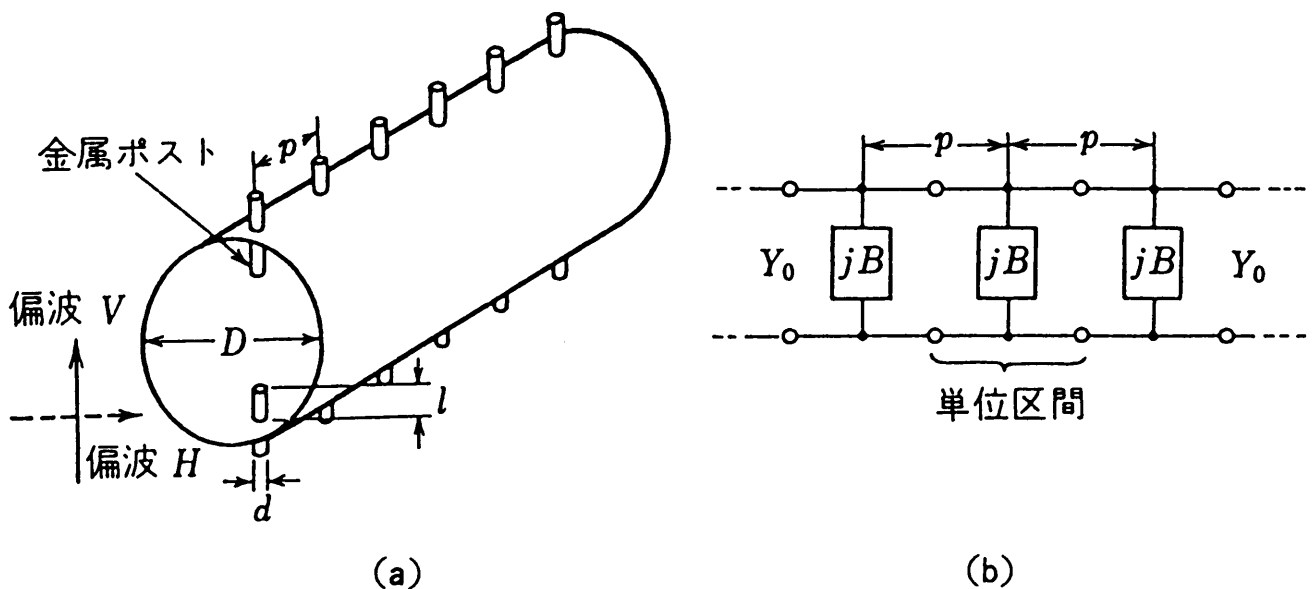
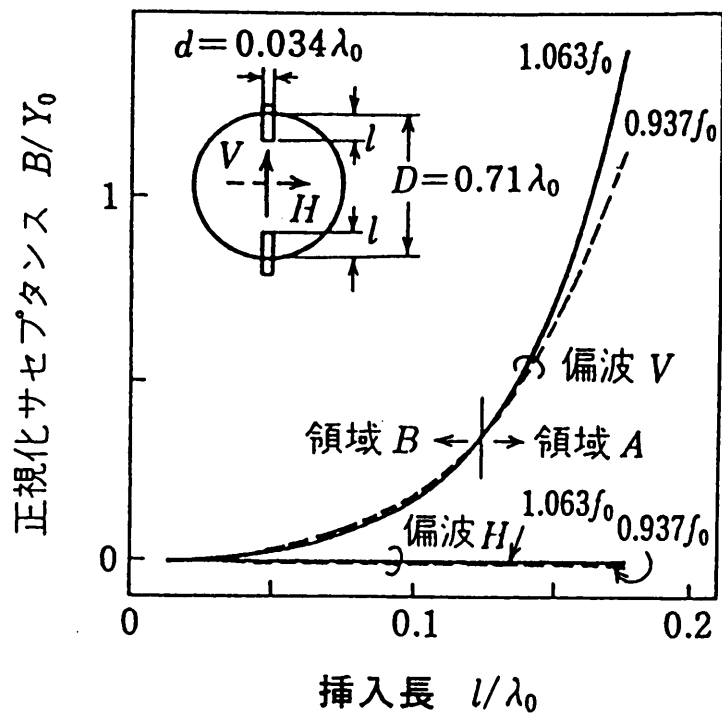


図2. 40 金属ポスト形円偏波発生器の構造と等価回路  
(a) 構造 (b) 等価回路

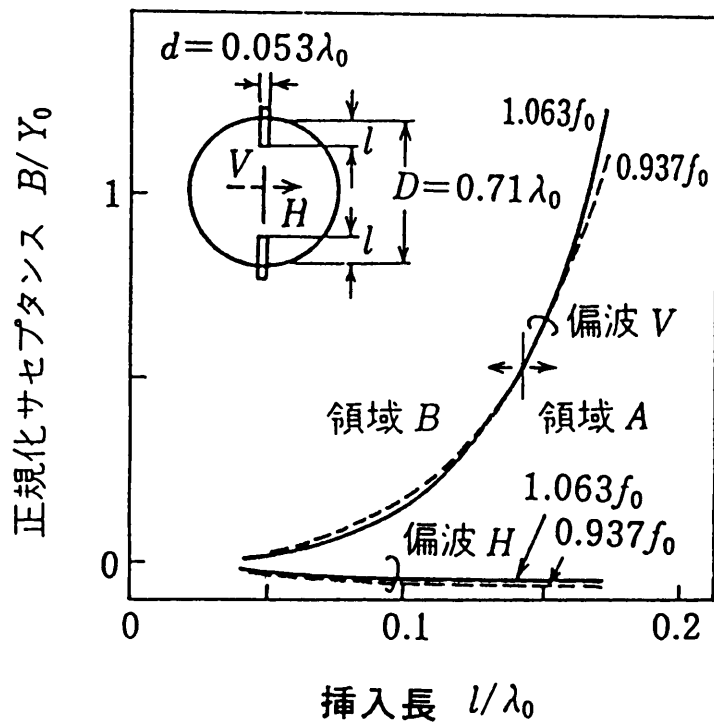
$$\frac{d \bar{B}}{d f} = \frac{K_0}{c} \frac{f (f^2 - 2 f_c^2)}{(f^2 - f_c^2)^{3/2}} \quad (2.70)$$

ここで、 $f_c$  は導波管の遮断周波数、 $c$  は光速である。従って、式(2.69)の $\bar{B}$ の周波数に対する傾きは、 $\sqrt{2} f_c$ 以下の周波数では負になる。円形導波管の場合、基本モード導波管として使用する周波数帯域を、減衰が大きく位相が急俊に変化する遮断周波数近傍を避け、 $1.1 f_c$ から高次モードの遮断周波数  $1.3 f_c$ までとすると、中心周波数は $1.21 f_c$ である。この周波数帯域は $\sqrt{2} f_c$ 以下であるので、金属ポストの挿入長を十分短くすることによって正規化容量性サセプタンスの負の周波数特性を得ることができる。円形導波管に装荷した金属ポストで、 $1.21 f_c$ を中心周波数 $f_c$ としその両側の2周波数において実測したサセプタンスを図2.41に示す。金属ポストの直径は、偏波Hに対する影響が小さい太さを選んだ。周波数 $f_c$ における自由空間波長を $\lambda_0$ とすると、図2.41 (a)は金属ポストの直径 $d$ が $0.034 \lambda_0$ 、図2.41 (b)は $0.053 \lambda_0$ の場合である。この金属ポストのサセプタンスは、偏波Vに対しては容量性、偏波Hに対しては誘導性である。偏波Hに対する誘導性サセプタンスは、偏波Vに対する容量性サセプタンスに比べて極めて小さい。

正規化容量性サセプタンスの周波数特性は、挿入長の長い領域Aにおいては周波数が高くなると増大する特性であるが、挿入長の短い領域Bにおいては周波数が高くなると減少する特性である。領域Bの範囲は、直径が大きい金属ポストの方が広がっている。この特性を利用し、すなわち金属ポストの挿入長を図2.41の領域Bに選ぶことによって金属ポストの正規化容量性サセプタンスに負の周波数特性を与えれば、金属ひれなどを用いることなく、円形導波管と金属ポストだけの簡単な構造で広帯域な円偏波発生器を得ることができる。



(a)



(b)

図 2. 41 金属ポストのサセプタンス

(a)  $d = 0.034\lambda_0$  (b)  $d = 0.053\lambda_0$



### 2.3.3 金属ポスト形円偏波発生器の広帯域設計

#### (1) 位相特性

一様な挿入長の金属ポストから成る円偏波発生器について検討する。図2.40(b)の等価回路において、サセプタンスBの両側に線路長 $p/2$ の線路が接続された単位区間の縦続行列は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 F_i &= \begin{bmatrix} \cos(\theta/2) & jY_0^{-1}\sin(\theta/2) \\ jY_0 \sin(\theta/2) & \cos(\theta/2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB & 1 \end{bmatrix} \\
 &\cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta/2) & jY_0^{-1}\sin(\theta/2) \\ jY_0 \sin(\theta/2) & \cos(\theta/2) \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos\theta - (\bar{B}/2)\sin\theta & j[\sin\theta + (\bar{B}/2)\cos\theta] - \bar{B}/2 \\ j[\sin\theta + (\bar{B}/2)\cos\theta] + \bar{B}/2 & \cos\theta - \bar{B}/2 \sin\theta \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.71}$$

ただし,

$$\theta = 2\pi p / \lambda_g \tag{2.72}$$

$$\bar{B} = B / Y_0 \tag{2.73}$$

ここで、 $Y_0$  と  $\lambda_g$  はそれぞれサセプタンスBの両側に接続された線路の特性アドミッタンスと管内波長である。この縦続行列を特性アドミッタンス $Y_0'$ 、電気長 $\phi$ の伝送線路の縦続行列

$$F_i' = \begin{bmatrix} \cos\phi & jY_0'^{-1}\sin\phi \\ jY_0' \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \tag{2.74}$$

と比較すると,

$$Y_0' = \left[ \frac{\sin\theta + (\bar{B}/2)\cos\theta + \bar{B}/2}{\sin\theta + (\bar{B}/2)\cos\theta - \bar{B}/2} \right]^{1/2} \tag{2.75}$$

$$\phi = \cos^{-1}[\cos\theta - (\bar{B}/2)\sin\theta] \tag{2.76}$$

と置けば

$$F_i = F_i \quad (2.77)$$

になる。従って、図2.40(b)の単位区間は、式(2.75)、(2.76)で与えられる特性アドミッタンスと電気長の伝送線路と等価である。

偏波Vと偏波Hに対する電気長とサセプタンスを添字で区別して表せば金属ポスト1本当りの偏波間位相差 $\phi_i$ は次式で与えられる。

$$\phi_i = \phi_v - \phi_H \quad (2.78)$$

ただし、

$$\phi_v = \cos^{-1}[\cos \theta - (\overline{B}_H / 2) \sin \theta] \quad (2.79)$$

$$\overline{B}_H = B_H / Y_0 \quad (2.80)$$

円偏波発生器では、複数のこのような金属ポストを接続することによって帯域内の周波数 $f_0$ で所要の偏波間位相差90度を得ており、円偏波発生器の偏波間位相差 $\phi_t$ は次式で与えられる。

$$\phi_t = N_0 \phi_i \quad (2.81)$$

$$N_0 = (\pi/2) / \phi_{i0}$$

ここで、 $\phi_{i0}$ は $f_0$ における偏波間位相差である。 $\phi_t$ の周波数に対する傾きは、周波数特性の要因として、伝送線路の電気長の周波数依存性と正規化サセプタンスの周波数依存性を考慮すると次式で表される。

$$\begin{aligned}
\frac{d\phi_t}{df} &= N_0 \frac{\partial \phi_t}{\partial \theta} \frac{d\theta}{df} + N_0 \left[ \frac{\partial \phi_t}{\partial \bar{B}_v} \frac{d\bar{B}_v}{df} + \frac{\partial \phi_t}{\partial \bar{B}_H} \frac{d\bar{B}_H}{df} \right] \\
&= N_0 \theta \left[ \frac{\sin\theta + (\bar{B}_v/2)\cos\theta}{\sin\phi_v} - \frac{\sin\theta + (\bar{B}_H/2)\cos\theta}{\sin\phi_H} \right] \frac{\lambda_g^2}{c\lambda} \\
&\quad + \frac{N_0 \sin\theta}{2} \left[ \frac{d\bar{B}_v/df}{\sin\phi_v} - \frac{d\bar{B}_H/df}{\sin\phi_H} \right] \tag{2.82}
\end{aligned}$$

式(2.82)において、第1項は  $d\phi_t/df$  に対する  $\theta$  の寄与分であるので  $[d\phi_t/df]_\theta$ 、第2項は  $\bar{B}_v$  と  $\bar{B}_H$  の寄与分であるので  $[d\phi_t/df]_B$  と記述する。まず、 $[d\phi_t/df]_\theta$  は、正規化サセプタンスの周波数特性に関係しない量であり、一定間隔で金属ポストを設けた伝送線路の基本特性を示すものである。VSWR特性が良好となる金属ポスト間隔

$$p = \lambda_g / 4 \tag{2.83}$$

の場合には、

$$|\bar{B}_v/2|, |\bar{B}_H/2| \ll 1 \tag{2.84}$$

の条件下で式(2.82)の第1項は次のような近似式で表される。

$$\left[ \frac{d\phi_t}{df} \right]_\theta \doteq \left( \frac{\pi}{4} \right)^2 \frac{\bar{B}_v^2 - \bar{B}_H^2}{\bar{B}_{v0} - \bar{B}_{H0}} \frac{\lambda_g^2}{c\lambda} \tag{2.85}$$

ここで、添字の0は周波数  $f_0$  の値であることを示す。周波数を  $f_0$  に限定し、 $\bar{B}_{v0}$  が容量性サセプタンス、 $\bar{B}_{H0}$  が誘導性サセプタンスであることを考慮すると、式(2.85)は次式のようになる。

$$\left[ \frac{d\phi_t}{df} \right]_\theta \doteq \left( \frac{\pi}{4} \right)^2 (|\bar{B}_{v0}| - |\bar{B}_{H0}|) \frac{\lambda_g^2}{c\lambda} \tag{2.86}$$

この近似式から分かるように、基本特性の傾き  $[d\phi_t/df]_\theta$  は、容量性サセプタン

スの大きさ  $|\overline{B}_v|$  が誘電性サセプタンス  $|\overline{B}_H|$  より大きい場合には常に正であり、容量性サセプタンス  $|\overline{B}_v|$  が小さくなると減少する。また、容量性サセプタンス  $|\overline{B}_v|$  に対する誘導性サセプタンス  $|\overline{B}_H|$  の比率が大きい場合には小さな傾きとなる。

図2. 41に示したサセプタンスの実測値を用い、式(2.82)によって計算した周波数  $f_0$  における  $[d\phi_t / df]_0$  を図2. 42に示す。金属ポストの直径  $d$  は  $0.034\lambda_0$  と  $0.053\lambda_0$  の2種類である。また、金属ポストの間隔は、後で述べるようにVSWR特性が良好となる  $0.19\lambda_{g0}$  と  $0.25\lambda_{g0}$  について、実線と破線で示す。  $[d\phi_t / df]_0$  の値は正であり、正規化容量性サセプタンス  $\overline{B}_v$  にほぼ比例して変化する。この値は、金属ポストの直径が大きくなると誘導性サセプタンスの比率が増大するので、若干減少する。また、金属ポストの間隔  $p$  に対しては、  $p$  が広くなると増加する特性を呈している。

次に、  $[d\phi_t / df]_B$  は、正規化サセプタンスの周波数依存性による位相特性に関するものである。式(2.82)の第2項は、式(2.83)と(2.84)の条件下で次の近似式で表される。

$$\left[ \frac{d\phi_t}{df} \right]_B \doteq \frac{\pi}{2} \frac{1}{\overline{B}_v - \overline{B}_H} \frac{d(\overline{B}_v - \overline{B}_H)}{df} \quad (2.87)$$

この近似式から分かるように、正規化サセプタンスの周波数依存性による位相特性の傾き  $[d\phi_t / df]_B$  は、正規化サセプタンスの差  $(\overline{B}_v - \overline{B}_H)$  の周波数に対する変化率の  $\pi/2$  倍である。

式(2.82)によって計算した周波数  $f_0$  における  $[d\phi_t / df]_B$  を図2. 42に示す。周波数  $f_0$  における  $d\overline{B}_v / df$ 、  $d\overline{B}_H / df$  の値は、図2. 41に示す周波数  $0.937f_0$  と  $1.063f_0$  のサセプタンス値を用いて数値的に近似値を求めた。挿入長が短い場合には図2. 41で示したように  $d\overline{B}_v / df$  が負となるため  $[d\phi_t / df]_B$  は負の値となる。この値は、金属ポストの直径  $d$  によって  $d\overline{B}_H / df$  が変化するため、図2. 42に示すように変化する。円偏波発生器の偏波間位相差は、図2. 42に示す  $[d\phi_t / df]_0$  と  $[d\phi_t / df]_B$  との和が零となるように金属ポストの直径  $d$  を選ぶことにより、周波数に対する傾き  $d\phi_t / df$  が周波数  $f_0$  において零になり、広帯域な円偏波発生器を得ることができる。

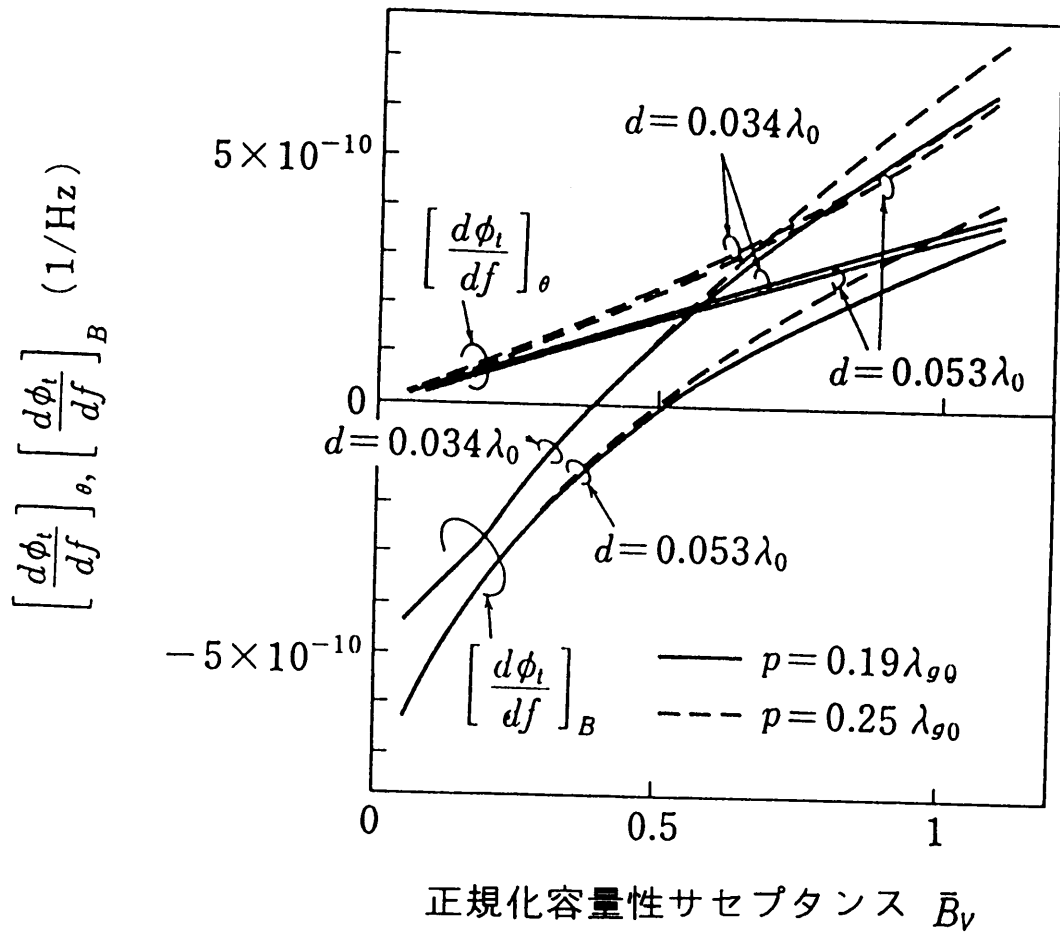


図2. 42 偏波間位相差の周波数に対する傾き ( $f_0 = 1.21 f_c$ )

## (2) V S W R 特性

直線偏波を円偏波に変換するとき、円偏波発生器へ入射する直線偏波は金属ポストと45度の角度をなす偏波であり、V偏波成分とH偏波成分がある。このうちH偏波成分の反射は無視できる程小さいので、ここではV偏波成分のV S W R特性について検討する。

(1) では金属ポストの挿入長が一樣な円偏波発生器について検討したが、挿入長が一樣な円偏波発生器では良好なV S W R特性は得られない。また、多重反射によって楕円偏波率特性の劣化を生ずる。ここでは、良好なV S W R特性を得るために、偏波Vに対する金属ポストの正規化容量性サセプタンスに図2. 43に示すような分布を与える。この分布は、一樣分布の部分の両端にRaised Cosine分布の整合部を設けたものであり、(1)での検討結果が精度よく適用できるように一樣分布に近い分布としている。このときの各金属ポストの正規化容量性サセプタンスは次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 \bar{B}_1 &= \bar{B}_{N_0} &= \bar{B}_0 [1 - \cos\{\pi/(N_1 + 1)\}] \\
 \bar{B}_2 &= \bar{B}_{N_0-1} &= \bar{B}_0 [1 - \cos\{2\pi/(N_1 + 1)\}] \\
 &\dots\dots\dots & \\
 \bar{B}_{N_1} &= \bar{B}_{N_0-N_1+1} &= \bar{B}_0 [1 - \cos\{N_1 \pi/(N_1 + 1)\}] \\
 \bar{B}_{N_1+1} &= \bar{B}_{N_1+2} = \dots = \bar{B}_{N_0-N_1+2} &= 2 \bar{B}_0
 \end{aligned} \tag{2.88}$$

ただし、

$$\bar{B}_0 = \frac{N_0}{2(N_0 - N_1)} \bar{B}_v \tag{2.89}$$

$$\bar{B}_v = \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{N_0-N_1} \bar{B}_i \tag{2.90}$$

ここで、 $\bar{B}_1, \bar{B}_2, \dots, \bar{B}_{N_0}$ は1, 2, ...,  $N_0$ 番目の金属ポストの偏波Vに対する正規化容量性サセプタンス、 $N_0$ は金属ポストの総数、 $N_1$ は両端の整合部の金属ポストの数である。偏波Hに対する誘導性サセプタンスは図2. 41から分かるように極めて小

さいので無視すると、 $\bar{B}_1 \sim \bar{B}_{N_0}$ の値は、円偏波発生器の偏波間位相差を90度とするような値として、式(2.72)、(2.78)~(2.80)、及び式(2.88)から決定される。

金属ポスト間隔 $0.19\lambda_{g0}$ の場合について求めた $\bar{B}_1 \sim \bar{B}_{N_0}$ の平均値 $\bar{B}_v$ を図2.44に示す。図中、破線は一様分布の場合であり、次式の値である。

$$\bar{B}_v = 2 \left\{ \cos \theta - \cos \left( \frac{\pi}{2N_0} + \theta \right) \right\} / \sin \theta \quad (2.91)$$

図2.44において $\bar{B}_v$ は、 $N_0$ が大きくなると減少するが、 $N_0 \geq 5$ 、 $N_1 \leq 3$ の場合には $N_1$ によってほとんど変化せず、式(2.91)から $\bar{B}_v$ の近似値を求めることができる。

式(2.88)で与えられるサセプタンス分布の金属ポストを用い、金属ポスト間隔を変化させた場合に対して、 $1.21f_0$ を中心周波数とする比帯域12.6%におけるVSWRの最大値の数値計算結果を図2.45に示す。VSWRの最大値は、 $N_0$ が大きい場合には金属ポストの間隔 $p$ が $0.19\lambda_{g0} \sim 0.25\lambda_{g0}$ で小さくなる。

また、金属ポストの総数 $N_0$ と整合部の金属ポスト数 $N_1$ を変化させた場合に対して、図2.45と同一比帯域におけるVSWR最大値の計算結果を図2.46に示す。整合部を設けることによるVSWR低減の効果は大きく、 $N_1$ が1本の場合で反射は約半分到低減される。金属ポストの総数 $N_0$ が10本程度の円偏波発生器では、整合部の金属ポスト数 $N_1$ を2本以上にすればVSWRは1.1以下になる。

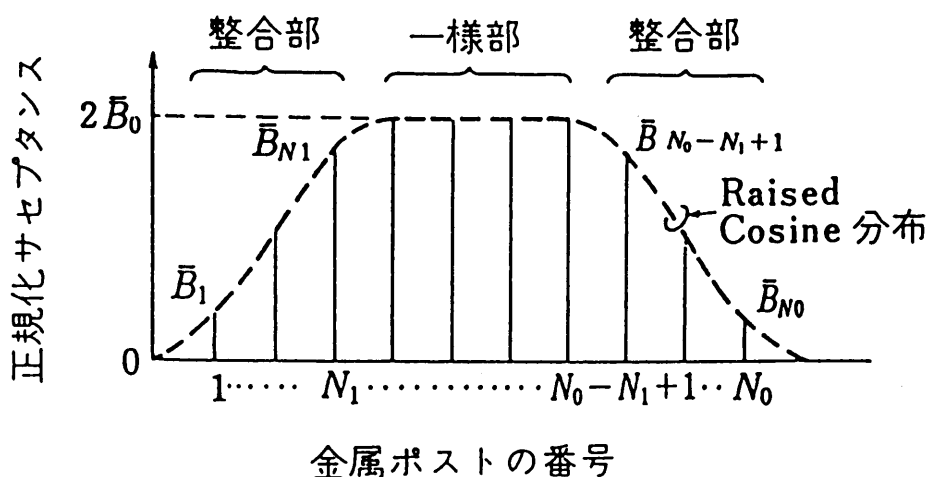


図2.43 円偏波発生器における金属ポストのサセプタンス分布

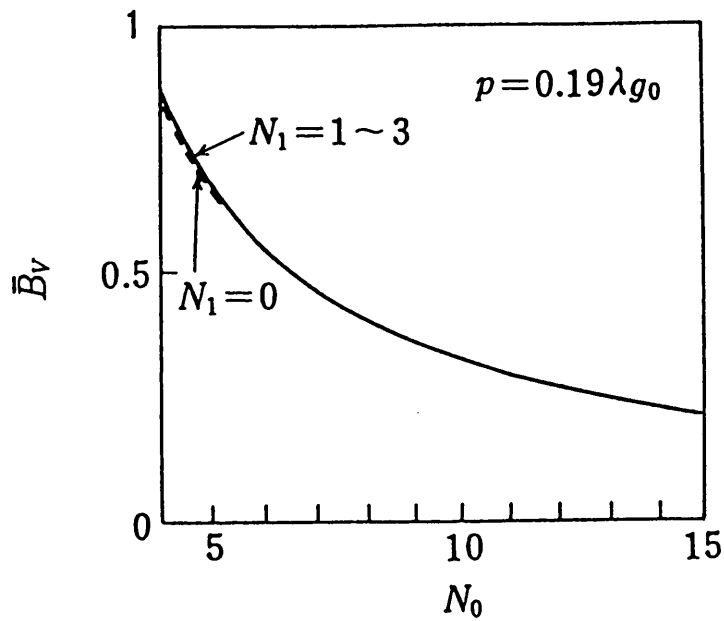


図2. 4 4 整合部のある円偏波発生器で90度の偏波間位相差を得るのに必要な $\bar{B}_v$   
 $N_0$  : 金属ポストの総数,  $N_1$  : 整合部の金属ポストの数

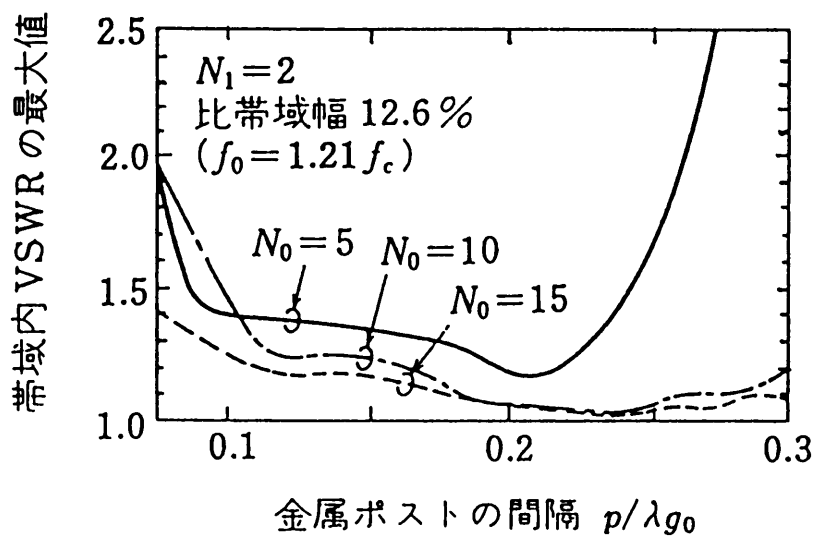


図2. 4 5 整合部のある円偏波発生器で金属ポストの間隔を変化させたときの帯域内VSWRの最大値



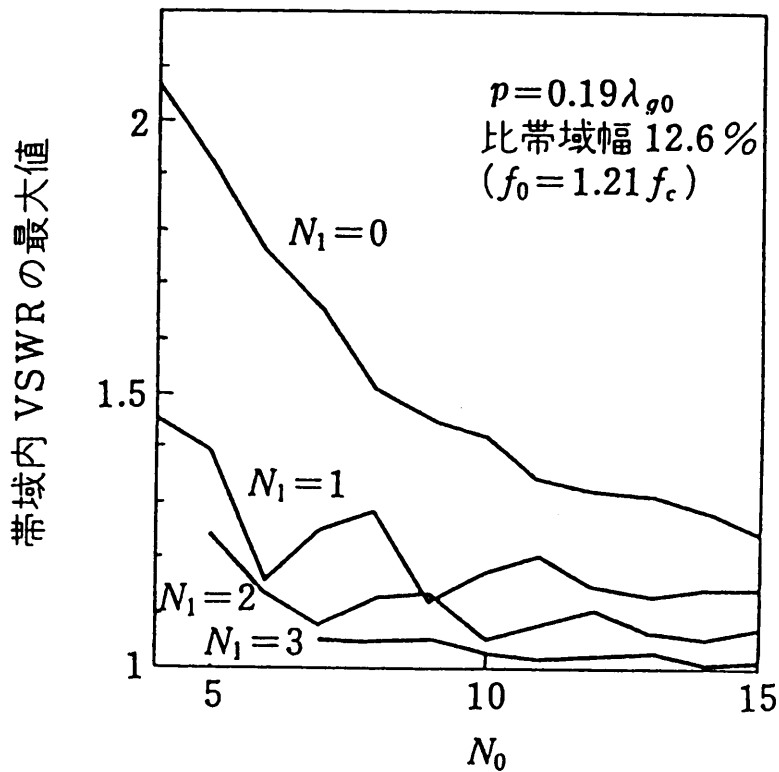


図2. 46 整合部のある円偏波発生器で金属ポスト数を変化させたときの帯域内VSWRの最大値

### (3) 設計手順

円偏波発生器の使用周波数帯域としては、 $1.1f_c \sim 1.3f_c$ の帯域を考慮し、設計の中心周波数 $f_0$ を $1.21f_c$ とする。まず、偏波Vに対して所要のVSWRを得るため、金属ポストの総数 $N_0$ 、整合部の金属ポスト数 $N_1$ 、金属ポストの間隔 $p$ を図2. 45と図2. 46から決定する。なお、円偏波発生器としての動作時には、偏波Hの反射がほとんどないので、反射係数が偏波Vの反射係数の約1/2になることを考慮する必要がある。

$N_0$ が決定されると図2. 44から金属ポストの正規化容量性サセプタンスの平均値 $\overline{B_v}$ が求まるので、この値と図2. 42によって広帯域な位相特性を得るための金属ポストの直径 $d$ を、中心周波数 $f_0$ に対して決定する。また、 $\overline{B_v}$ から各金属ポストの正規化容量性サセプタンスを式(2.88)、(2.89)によって求め、図2. 41のサセプタンスの実測データに基づいて金属ポストの挿入長を決定する。

### 2.3.4 試作評価

前節で述べた設計法によって、6 / 4 GHz 帯衛星通信地球局に用いられる4 GHz 帯の円偏波発生器を設計し、広帯域にわたって平坦な位相特性を有する円偏波発生器が実現できることを試作モデルによって確認した。設計は以下の条件で行った。

- 中心周波数 : 1. 2 1  $f_c$ 。 ( $f_c$  は円形導波管の遮断周波数)
- 比帯域幅 : 1 2. 6 %
- V S W R : 偏波 V に対して 1. 0 5 以下  
(円偏波発生器として 1. 0 3)
- 位相特性 : 中心周波数で  $d\phi_t / df = 0$

金属ポストの間隔  $p$  は、小形化のため V S W R 特性を劣化させない範囲で短縮し、図 2. 4 5 から  $0.19\lambda_{g0}$  とした。金属ポストの総数  $N_0$  と整合部の金属ポスト数  $N_1$  は、偏波 V に対する V S W R を 1. 0 5 以下とするため、図 2. 4 6 から 1 0 本および 2 本とした。このときの  $\bar{B}_v$  は図 2. 4 4 から 0. 3 2 である。金属ポストの直径  $d$  は、中心周波数で  $[d\phi_t / df]_o$  と  $[d\phi_t / df]_B$  の和を零にするため、図 2. 4 2 から  $0.04\lambda_0$  とした。金属ポストの挿入長は、式(2.88)、(2.89)と図 2. 4 1 から決定した。例えば、一様部の挿入長は  $0.13\lambda_0$  になる。設計を行った円偏波発生器の構造を図 2. 4 7 に示す。

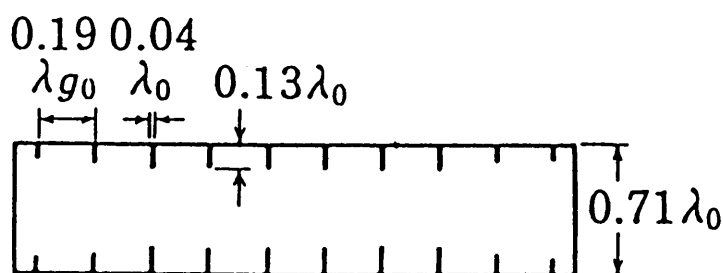


図 2. 4 7 試作した金属ポスト形円偏波発生器の構造

試作円偏波発生器の位相特性を図2. 48 (a) に示す。图中，破線は実測値，実線は計算値，1点鎖線は金属ポストの正規化サセプタンスに周波数特性がない場合の基本特性を示す計算値である。基本特性は周波数に対して正の傾きをもつが，正規化サセプタンスの周波数特性を考慮した実線の計算値は，中心周波数  $f_0$  近傍において傾きが零になっており，実測値とよく一致している。無調整時の楕円偏波率は，図2. 48 (a) の偏波間位相差から  $0.3 \text{ dB}$  であるが，最終的に金属ポストのサセプタンス分布を保って挿入長を微調し，円偏波率  $0.25 \text{ dB}$  の性能を得た。

V SWR 特性を図2. 48 (b) に示す。実線と破線は偏波 V に対する計算値と実測値であり，よく一致している。また，1点鎖線は円偏波発生器として動作させた場合の V SWR の実測値であり， $1.03$  以下である。

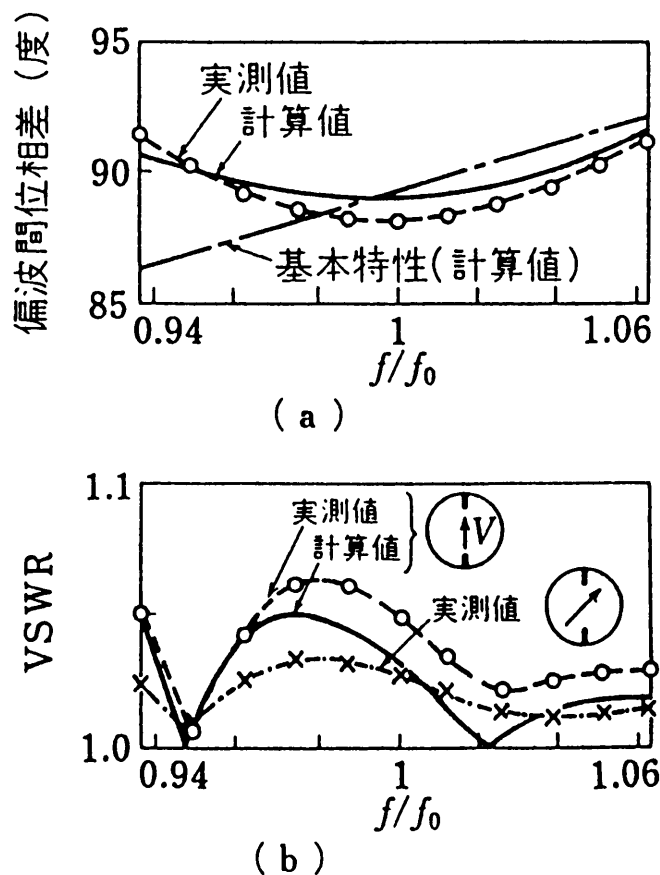


図2. 48 試作した金属ポスト形円偏波発生器の特性  
(a) 位相特性 (b) V S W R 特性

## 2. 4 6 / 4 GHz 帯インテルサット標準A地球局アンテナ用分波系

6 / 4 GHz 帯インテルサット標準A地球局アンテナに用いられている周波数-偏波分波方式直交偏波共用分波系のブロックダイアグラムを図2. 49に示す。円偏波発生器の他に偏波面回転器が用いられているのは、長軸の直交した任意の楕円偏波を偏波面を偏分波器に合わせた直交する直線偏波に変換するためである。偏波面回転器は  $180^\circ$  位相差板であり、円偏波発生器を2本接続すれば構成できる。

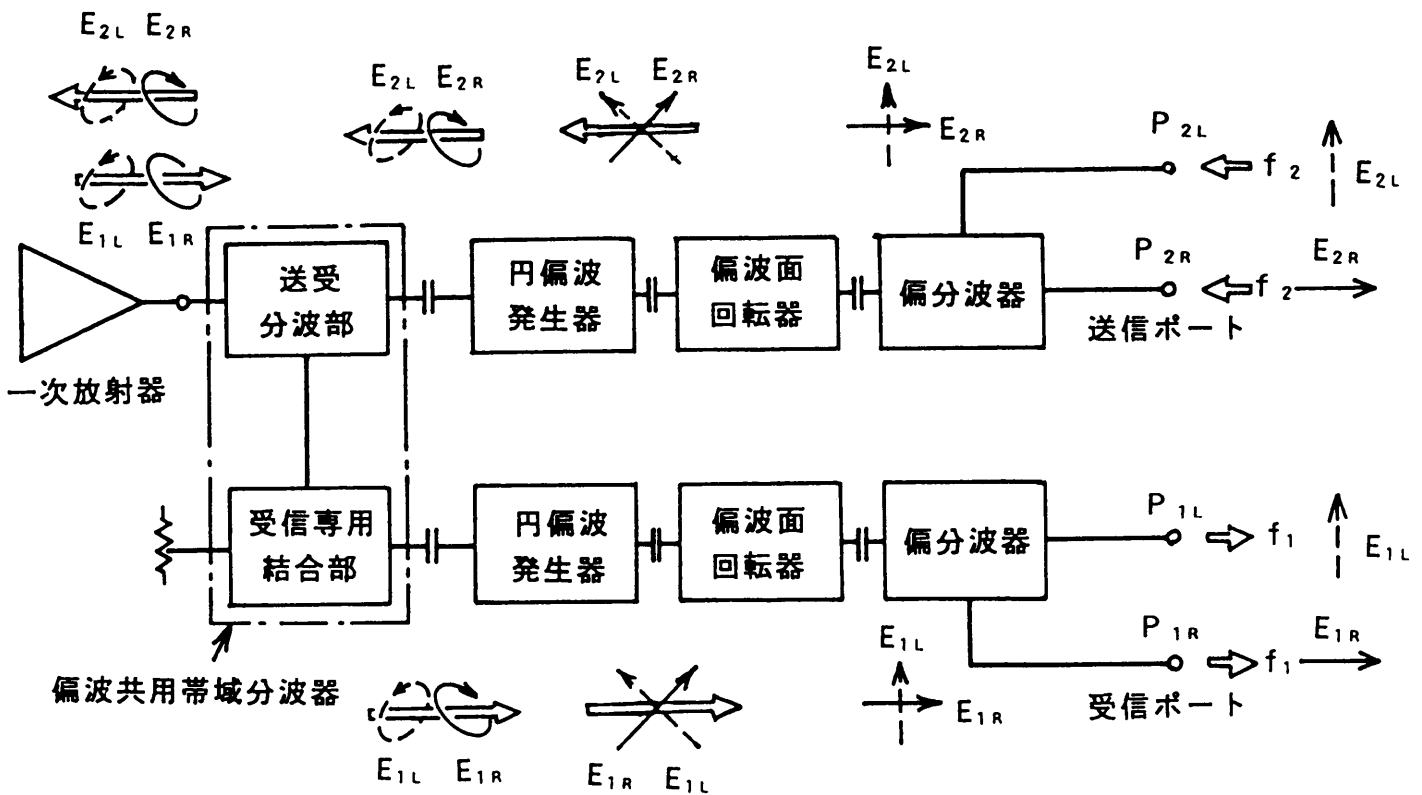
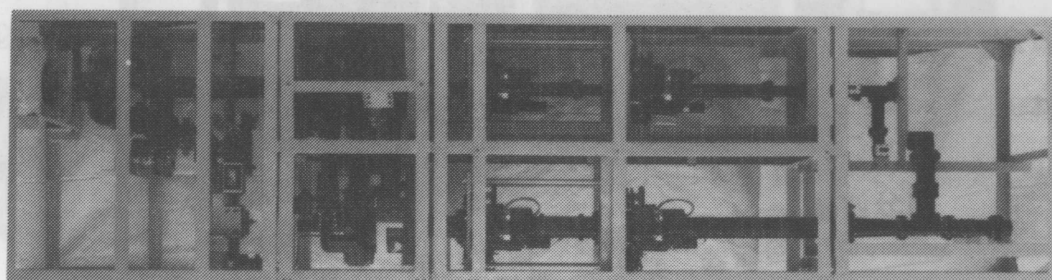


図2. 49 周波数-偏波分波方式分波系の構成

インテルサットR&D“Wideband Earth Station Antenna Feed”で開発した帯域幅800MHzの給電系の外観を図2.50に示す。この給電系は開発した分波系と衛星をモノパルス追尾するための追尾信号結合部とで構成される。分波系には2.2節で述べた4乗コサインテーパ導波管を用いた偏波共用帯域分波器が用いられている。円偏波発生器は石英板を用いた分布定数形円偏波発生器である。これと同じ構成の給電系がKDD茨城第4アンテナとKDD山口第3アンテナに組み込まれ運用されている<sup>(13)</sup>。この給電系の性能を表2.3に示す。

表2.3 インテルサットR&D“Wideband Earth Station Antenna Feed”の性能

	送信帯	受信帯
周波数 (GHz)	5.850~6.775	3.4~4.2
楕円偏波率 (dB)	0.22	0.24
VSWR	1.15	1.16
挿入損 (dB)	0.19	0.32
送受アイソレーション(dB)	-	80
耐電力 (kW, CW)	各ポート10	-



追尾信号結合部 偏波共用帯域分波器 円偏波発生器 偏波面回転器 偏分波器

直交偏波共用分波系

図2.50 インテルサットR&D“Wideband Earth Station Antenna Feed”の外観

インテルサットV号系標準A地球局に用いられている帯域幅500MHzの給電系の外観を図2.51に示す。この給電系では受信帯の円偏波発生器と偏波面回転器として2.3節で述べた金属ポスト形円偏波発生器が用いられている<sup>(14)</sup>。性能を表2.4に示す。

表2.4 インテルサットV号系標準A地球局アンテナ用給電系の性能

	送信帯	受信帯
周波数 (GHz)	5.925~6.425	3.7~4.2
楕円偏波率 (dB)	0.14	0.33
V SWR	1.15	1.15
挿入損 (dB)	0.20	0.24
送受アイソレーション (dB)	—	80
耐電力 (kW, CW)	各ポート10	—



図2.51 インテルサットV号系標準A地球局アンテナ用給電系の外観

## 2. 5 結 言

テーパ導波管を用いた偏波共用帯域分波器と金属ポスト形円偏波発生器を用いた偏分波器の広帯域化について述べ、これらを用いて周波数－偏波分波方式分波系を構成することにより直交偏波共用に対応できる6 / 4 GHz 帯衛星通信地球局アンテナ用分波系が得られることを示した。テーパ導波管形分波器については、任意形状テーパ導波管の反射特性と分散性を明らかにして4乗コサインテーパ導波管を用いることを提案し、試作によって広帯域特性が得られることを確認した。金属ポスト形円偏波発生器では、挿入長を1/8波長より短くすると金属ポストの正規化サセプタンスが偏波間位相差の広帯域化に有利な周波数特性になることに着目し、このサセプタンス特性を利用した広帯域な円偏波発生器の設計法を示した。又、試作によって設計法の妥当性を確認した。

4乗コサインテーパ導波管形分波器を用いた直交偏波共用分波系の研究は、インテルサットR&D“Wideband Earth Station Antenna Feed”の一環として実施したものであり、6 / 4 GHz 帯の送受信帯域各800 MHzにおいて良好な特性が得られることを実証し、1983年11月にインテルサットに報告した。広帯域な直交偏波共用分波系の研究は、同時期に国内外で実施され、1984年3月と1985年6月に偏波共用帯域分波器<sup>(27)</sup><sup>(28)</sup>、1984年6月に分波系<sup>(29)</sup>の発表がなされた。開発した直交偏波共用分波系は1983年11月に完成したKDD茨城第4衛星通信地球局<sup>(13)</sup>および翌年完成したKDD山口第3衛星通信地球局に適用され、運用に供せられている。

金属ポスト形円偏波発生器では、楕円偏波率を従来の1/4以下に改善できた。4 GHz 帯の500 MHz 帯域幅における楕円偏波率は0.23 dB以下であり、アンテナ系全系として0.5 dB以下の楕円偏波率が要求される直交偏波共用アンテナに適用できる。金属ポスト形円偏波発生器は、誘電体板形あるいは複合形より小形で耐環境性に優れ、同一材料で構成されるので温度差の大きい宇宙環境でも使用できるという特長がある。開発した円偏波発生器は、英国通信省(BPO)のマドレー地球局で実用されている<sup>(14)</sup>。

## 参考文献

- (1) 菊池, 奈良, 島田, 石井: “4, 5, 6 GHz 帯群分波装置”, 昭47信学全大, No. 735 (1972-03).
- (2) 小山, 島田, 橋本, 立川: “衛星通信実験局用多周波数帯共用分波装置”, 信学論, 55-B, 8, pp. 433-440 (1972-08).
- (3) 島田, 小山, 武市, 橋本, 武田, 青木: “コルゲート形分波器”, マイクロ波研資, MW72-71 (1972-09).
- (4) R. W. Gruner: “Compact Dual Polarized Diplexers for 4/6-GHz Earth Station Applications”, 1977 IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp. 341-344 (June 1977).
- (5) 水戸, 浅井, 村井, 浅井, 津村, 喜連川: “マイクロ波用円偏波アンテナ”, 三菱電機技報, 29, 7, pp. 348-355 (1955-03)
- (6) L. Young, A. Robinson and C. A. Hacking: “Meander-Line Polarizer”, IEEE Trans. Antennas and Prop., AP-21, 5, pp. 376-378 (May 1973).
- (7) M. H. Chen and G. N. Tsandoulas: “A Wide-Band Square-Waveguide Array Polarizer”, IEEE Trans. Antennas and Propag., AP-21, 5, pp. 389-391 (May 1973).
- (8) T. Kitsuregawa, S. Nakahara and S. Tachikawa: “Broad-Band Microwave Quarter-Wave Plate”, Mitsubishi Denki Lab. Reports, 1, 4, pp. 21-52 (Oct. 1960).
- (9) A. J. Simmons: “A Compact Broad Band Microwave Quarter Wave Plate”, Proc. IRE, 40, 9, pp. 1089-1090 (Sept. 1952).
- (10) A. J. Simmons: “Phase Shift by Periodic Loading of Waveguide and Its Application to Broad-Band Circular Polarization”, IRE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-3, 6, pp. 18-21 (Dec. 1955).
- (11) 喜連川, 立川: “容量性棒装荷広帯域無反射移相器”, 電気通信学会マイクロ波伝送研究専門委員会資料 (1961-10).
- (12) C. G. Montgomery: “Principles of Microwave Circuits”, p. 169, McGraw-Hill (1948).
- (13) 松中, 松澤, 吉川, 石田, 岡田: “800 MHz 帯域幅インテルサット標準A地球局アンテナの概要”, 昭59信学総合全大, No. 2493 (1984-03).
- (14) 竹内, 別段, 青木, 水沢, 武田: “インテルサットV号系用地球局アンテナ”, 三菱電機技報, 52, 6, pp. 466-470 (1978-06).



- (15) G. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones: "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures", pp. 434-440, McGraw-Hill (1964).
- (16) 喜連川, 立川: "マイクロ波回路の広帯域整合", 三菱電機技報, 36, 9, pp. 51-58 (1962-09).
- (17) 飯口, 石原: "直線テーパ導波管の基本モードと高次モード", 研究実用化報告, 16, 4, pp. 669-689 (1967-04).
- (18) 石原, 須賀, 飯口: "テーパ導波管が多段に接続された回路の解析法", 信学論, J74-C-I, 1, pp. 14-20 (1991-01).
- (19) 森口, 宇田川, 一松: "数学公式Ⅲ", 岩波書店, p. 156 (1970).
- (20) 電子情報通信学会編: "電子通信ハンドブック", オーム社, 第2分冊, pp. 3014-3029 (1988-03).
- (21) S. B. Cohn: "Analysis of a Wide-Band Waveguide Filter", Proc. IRE, 37, 6, pp. 651-656 (June 1949).
- (22) Ibid. (15), pp. 380-409.
- (23) J. D. Kraus: "Antennas", pp. 464-478, McGraw-Hill (1950).
- (24) T. Kitsuregawa and S. Tachikawa: "Waveguide Hybrid Junction," Mitsubishi Denki Lab. Reports, 2, 1, pp. 47-69 (Jan. 1961).
- (25) T. Kitsuregawa, S. Nakahara and S. Tachikawa: "Broadband Microwave Quarter-Wave Plate", Mitsubishi Denki Laboratory Reports, 1, 4, pp. 21-52 (Oct. 1960).
- (26) 香川: "導波管形広帯域移相器", 昭41連大, No. 1066 (1966).
- (27) 玉川, 石井, 黒川: "対称スクイズ装荷型広帯域偏分波器", 昭59信学総合全大, No 756 (1984-03).
- (28) A. Prata and S. Ghosh: "A High Performance-Wide Band-Diplexing-Tracking-Depolarization Correcting Satellite Communication Antenna Feed", 1985 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest, pp. 477-480 (June 1985).
- (29) R. Schwerdtfeger: "A Low-Loss Dual Polarized Feed System for Broadband Communication Antennas", 1984 IEEE AP-S Int. Symp. Digest, pp. 599-603 (June 1984).
- (30) R. F. Harrington: "Time-Harmonic Electromagnetic Fields", pp. 381-389, McGraw-Hill (1961).
- (31) 藤澤: "楯マイクロ波回路", pp. 81-84, コロナ社 (1972).

## 第3章 偏波一周波数分波方式分波系

### 3.1 序言

偏波一周波数分波方式分波系は、周波数一偏波分波方式分波系より急峻な遮断特性を得やすく、送受信帯域の相互に接近した14/11GHz帯衛星通信のアンテナ給電系に適している。国内の民間衛星スーパーバードやJCSATなどに見られるような14/11GHz帯衛星通信の普及に伴い、6/4GHz帯と同様に直交偏波共用による周波数再利用と通信周波数帯域幅の拡大が重要な技術課題になる。本章では、偏波一周波数分波方式の直交偏波共用分波系を構成する偏分波器、帯域分波器およびこれらを用いた分波系の広帯域化技術について述べる。

偏分波器としては、直交偏波を伝送する共通導波管中に薄い金属セプタムを設けて一方の偏波を遮断するセプタム形偏分波器<sup>(1)(2)</sup>、一方の偏波をフィンラインに導くフィンライン形<sup>(3)</sup>、金属すだれや誘電体のプリュースター角を利用する準光学形<sup>(4)</sup>等があるが、セプタム形が簡単な構造で優れた交差偏波特性を得ることができ、低損失かつ高耐電力で小形に構成できることから地球局アンテナの分波系に広く用いられている。しかし、従来のセプタム形偏分波器では、セプタムで反射した偏波を取り出すための結合孔が他方の偏波に影響を及ぼすため、広帯域なインピーダンス整合が難しいという問題があった。

本章では3.2節で、この問題を解決する十字形導波管偏分波器の設計法と試作結果について述べる。この偏分波器の特徴は、十字形導波管<sup>(5)</sup>における直交偏波の電磁界が偏波に応じてそれぞれ異なる部分に集中することに着目して広帯域化を図った点にある。従来の偏分波器では、共通導波管として円形導波管や正方形導波管が用いられてきた。十字形導波管をこれらの導波管と比較し、偏分波器の共通導波管として用いる上で重要な性質である遮断周波数、電磁界分布、特性インピーダンスについて検討し、いずれの点においても十字形導波管が偏分波器の広帯域化に有利であることを明らかにする。次に、偏分波器の中心部である分岐部の設計に関する基本的な考え方を述べる。とくに、インピーダンス整合法については、方形導波管の分岐と同様な方法が適用できることを示す。最後に試作結果によって、WARC 79で広帯域化された14/11GHz帯衛星通信帯域幅の比帯域30%にわたって良好な特性を有する広帯域偏分波器が実現できることを示す。

偏波一周波数分波方式分波系の帯域分波器は、単一偏波で用いるためテーパ導波管形分波器<sup>(6)</sup>、ハイブリッド形分波器<sup>(7)</sup>、周期形分波器<sup>(8)</sup>、マニホールド形分波器

(9)(10) , 方向性フィルタ<sup>(11)(12)</sup>など種々の形式がある。このうち、広帯域な帯域分波器として適しているのは、テーパ導波管形分波器とハイブリッド形分波器である。テーパ導波管形分波器は、テーパ導波管を高域通過フィルタとして用いる分波器であり、広帯域ではあるが共振器を用いる帯域通過フィルタのような急峻な遮断特性は得られない。ハイブリッド形分波器は、特性の等しい2つのフィルタの入出力ポートに結合度3 dB, 分配位相90度のハイブリッド結合器を接続して構成される帯域分波器であり、帯域通過フィルタを用いることによって接近した周波数帯域に対してもアイソレーションを大きく取ることができる。とくに、送受分波器のように一方の帯域に対して大きなアイソレーションが要求される場合には、ハイブリッド結合器の特性を利用してフィルタの減衰量より大きなアイソレーションを得ることができるという利点がある。この帯域分波器を広帯域化するには、帯域分波器で分離される2つの周波数帯域にわたって良好な特性がハイブリッド結合器に要求される。

広帯域なハイブリッド結合器としては、平行に重ねた主副導波管の共通壁に1/4波長間隔で多数の結合孔を設けた多孔形方向性結合器<sup>(13)</sup>がよく知られているが、結合孔1つあたりの結合が弱いため3 dBの結合度を得るためには多くの結合孔が必要となり大形になる。密結合が得やすい方向性結合器としては、1/4波長の分岐導波管で主副導波管を接続した分岐導波管形方向性結合器<sup>(14)</sup>があるが、分岐導波管の軸長および間隔が1/4波長であることを利用して密結合を得ているため、これらの電気長の周波数依存性によって特性が変化する。

本章では3.3節で、主副導波管にリッジ導波管を用いることによって導波管の分散性を小さくし、広帯域化を図った分岐導波管形方向性結合器と、この方向性結合器を用いたハイブリッド形分波器の設計法と試作結果について述べる。リッジ導波管では電磁界がリッジの先端に集中しているので、分岐導波管形方向性結合器における主副導波管と分岐導波管との接続面はリッジの先端であり、リッジの根元までが管内波長の分散の小さいTEM線路になり、分岐導波管の電気長の周波数依存性が軽減される。また、リッジ導波管は分散の小さい導波管であり、主副導波管の電気長の周波数依存性も軽減される。分岐導波管形方向性結合器では方形導波管を用いた場合に比べ1.24倍広帯域な比帯域30%で結合偏差を±0.25 dB以下にできること、分波器としては14/11GHz帯固定衛星通信帯域の比帯域30%に対応できる特性が得られることを試作により実証する。

3.4節で、十字形導波管偏分波器とリッジ導波管形分波器を組み合わせた偏波一周波

数分波方式分波系の試作結果を示し、W A R C 79で割り当てられた14/11GHz 帯固定衛星通信帯域10.7~14.5GHz で直交偏波共用分波系としての動作が得られることを確認する。十字形導波管偏分波器はE C Sに対向するスウェーデンの14/11GHz 帯地球局とインテルサット衛星に対向する英国のマーキュリー標準C地球局で実用され、リッジ導波管を用いた帯域分波器は放送衛星B S - 3に対向するNHKの地球局で実用されている。

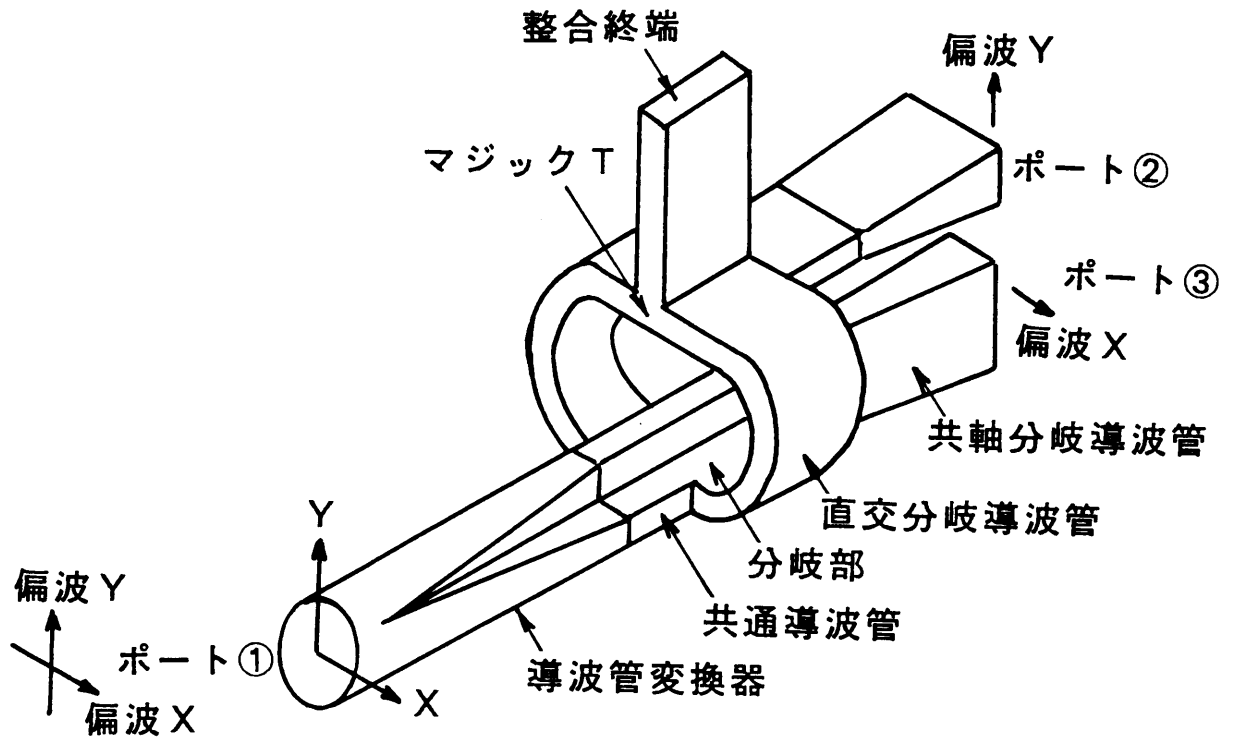
### 3. 2 十字形導波管を用いた帯域共用偏分波器

#### 3.2.1 構造と動作原理

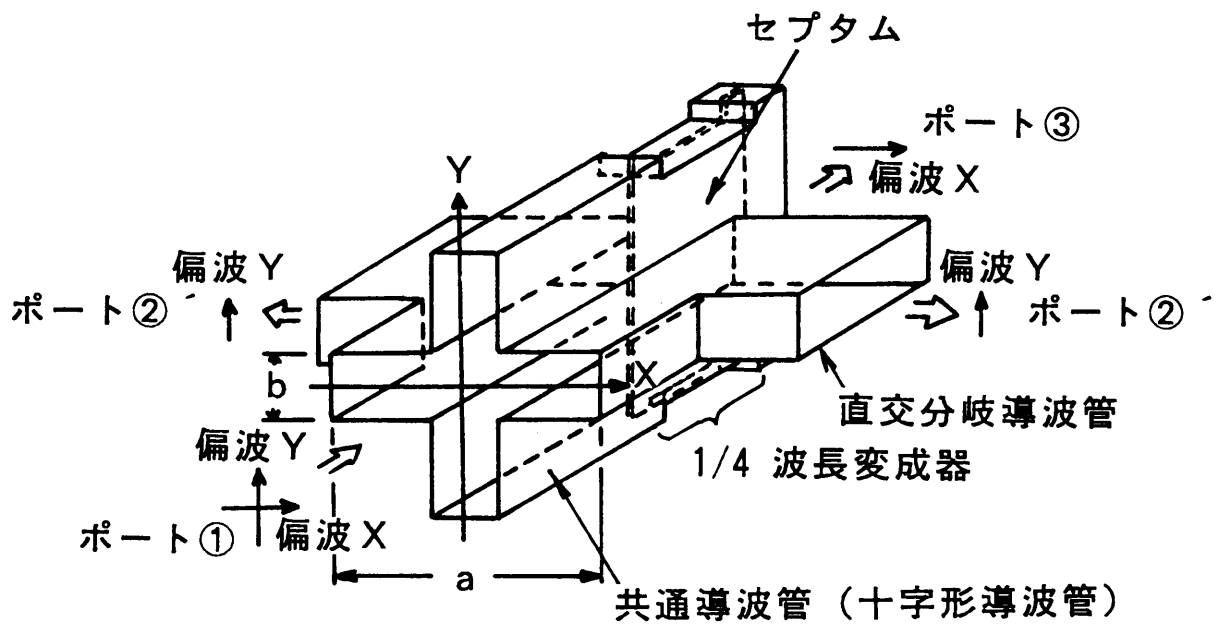
十字形導波管偏分波器の構造を図3. 1に示す。図3. 1 (a)は偏分波器全体の構成図、図3. 1 (b)は分岐部の構造図である。直交偏波X, Yを伝送する共通導波管には幅a, 高さbの長方形を直角に交差させた断面形状の十字形導波管を用いており、アンテナ側のポート①の円形導波管から導波管変換器によって十字形導波管に変換している。左右に突き出した十字形導波管の側壁には、2本の直交分岐導波管を接続し、マジックTでポート②に合成している。ポート①と反対側のポート③は、断面形状をステップ状に変化させて方形断面の共軸分岐導波管を接続している。十字形導波管中には、先端が直交分岐導波管の中央に位置する金属セプタムを設けている。

アンテナ側のポート①から入射した直交偏波X, Yのうち、電界が金属セプタムに平行な偏波Yは、金属セプタムで分割された十字形導波管で遮断となるため反射され、側壁に接続した2本の直交分岐導波管に導かれてマジックTで合成され、ポート②に取り出される。電界が金属セプタムに垂直な偏波Xは、金属セプタムによる反射がほとんどなく十字形導波管中を伝搬し、共軸分岐導波管のポート③に取り出される。

偏分波器の広帯域化を考える上で重要な共通導波管の性質は、遮断周波数、電磁界分布、および特性インピーダンスである。広帯域なインピーダンス整合のためには導波管形状、寸法の選定にあたって基本モードの遮断周波数を十分低くして分散性を軽減すること、高次モードの閉込め共振による特性劣化<sup>(15)</sup>を避けるためには高次モードの遮断周波数を使用周波数帯域外とすることが重要である。導波管横断面内の電磁界分布は周波数に依存しないので、偏波による電磁界分布の違いを利用することは、広帯域に直交偏波を分離したり、それぞれの偏波に対して独立にインピーダンス整合を取る上で重要である。また、分岐導波管とのインピーダンス整合の点で、共通導波管と分岐導波管の特性インピーダンスの差が小さいことが望ましい。以上の観点から、 $b/a$ の小さい十字形導波管が正方形導波管や円形導波管より有利であることを以下に述べる。



(a)



(b)

図3. 1 十字形導波管偏分波器の構造

(a) 偏分波器の全体構造 (b) 分岐部の構造

### 3.2.2 十字形導波管の電磁界分布と特性インピーダンス

#### (1) 十字形導波管の遮断周波数

十字形導波管の遮断周波数は、ヘルツベクトルポテンシャル<sup>(16)</sup>を用いて固有積分方程式を導出し、Ritz-Galerkin 法<sup>(17)</sup>を適用することによって求めることができる<sup>(27)</sup>。偏分波器に用いる十字形導波管は図3. 2に示すように  $y$  軸に対して対称であるので、右半分の領域だけを考える。基本モードを含む偶対称  $TE_{mn}$  モード ( $m=1, 3, \dots, n=0, 1, 2, \dots$ ) に対しては、 $x=0$  の対称面は磁気壁である。この領域をさらに  $x=b/2$  の面を境界とする領域 I と II に分割して考えると、電磁界はそれぞれの領域での境界条件からスカラー関数  $\phi_n$  を用いて次式で与えられる。

$$E_t(x, y) = \nabla \phi_n(x, y) \times \mathbf{a}_z \quad (3.1)$$

$$H_t(x, y) = \nabla \phi_n(x, y) / Z_w = \mathbf{a}_z \times E_t(x, y) / Z_w \quad (3.2)$$

$$H_z(x, y) = j(k_c^2 / \omega \mu) \phi_n(x, y) \quad (3.3)$$

但し、

$$\phi_n(x, y) = \begin{cases} \phi_1(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} A_{1n} \sin(k_{x1n} x) \cos\{n\pi(y - a/2) / a\} & (|x| \leq b/2) \\ \phi_2(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} A_{2n} \cos\{k_{x2n}(x - a/2)\} \cdot \cos\{n\pi(y - b/2) / b\} & (b/2 \leq |x| \leq a/2) \end{cases} \quad (3.4)$$

$$k_{x1n} = \begin{cases} \sqrt{k_c^2 - (n\pi/a)^2} & (k_c \geq n\pi/a) \\ -j\sqrt{(n\pi/a)^2 - k_c^2} & (k_c < n\pi/a) \end{cases} \quad (3.5)$$

$$k_{x2n} = \begin{cases} \sqrt{k_c^2 - (n\pi/b)^2} & (k_c \geq n\pi/b) \\ -j\sqrt{(n\pi/b)^2 - k_c^2} & (k_c < n\pi/b) \end{cases} \quad (3.6)$$

$$Z_w = \mp j \omega \mu / \gamma \quad (3.7)$$

$$\gamma = \begin{cases} -j \sqrt{k^2 - k_c^2} & (k > k_c) \\ \sqrt{k_c^2 - k^2} & (k \leq k_c) \end{cases} \quad (3.8)$$

$$k_c^2 = \omega_c^2 \varepsilon \mu \quad (3.9)$$

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu \quad (3.10)$$

ここで、 $Z_w$  は導波管の波動インピーダンス、 $\gamma$  は導波管の伝搬定数、 $k$  は波数、 $k_c$  は導波管の遮断周波数を与える固有値、 $\omega$  は角周波数、 $\omega_c$  は遮断角周波数、 $\varepsilon$  は誘電率、 $\mu$  は透磁率、 $a_z$  は  $z$  軸方向の単位ベクトルである。

領域 I と II の境界面上の電界分布を  $E_g(y)$  とすると、 $x = b/2$  の面での境界条件および電界の接線成分の連続条件から次式が得られる。

$$A_{1n} = - \frac{\int_{-b/2}^{b/2} E_g(y') \cos\{n\pi(y' - a/2)/a\} dy'}{k_{x1n} \cos(k_{x1n} b/2) \varepsilon_n a} \quad (n=0, 1, 2, \dots) \quad (3.11)$$

$$A_{2n} = \frac{\int_{-b/2}^{b/2} E_g(y') \cos\{n\pi(y' - b/2)/b\} dy'}{k_{x2n} \sin\{k_{x2n} (b-a)/2\} \varepsilon_n b}$$

ここで、 $\varepsilon_0 = 1$ 、 $\varepsilon_n = 1/2$  ( $n \neq 0$ ) である。

磁界の接線成分の連続条件において、 $E_g(y)$  を次式のように領域 II のスカラー関数で展開し

$$E_g(y) = \sum_{q=0}^{\infty} B_q \cos\{q\pi(y - b/2)/b\} \quad (3.12)$$

Ritz-Galerkin 法を適用すると、次式のような行列式の固有方程式が求まる。

$$[H_{qr}(k_c)] [B_q] = 0 \quad (3.13)$$

ここで,

$$H_{qr}(k_c) = \sum_{n=0}^N \frac{\tan(k_{x1n} b/2)}{\epsilon_n k_{x1n} a} C_{nq} C_{nr} - \frac{\cot\{k_{x2r} (a-b)/2\}}{k_{x2r}} \epsilon_r b \delta_{qr} \quad (q, r=0, 1, \dots, Q) \quad (3.14)$$

$$C_{nq} = \int_{-b/2}^{b/2} \cos\{n\pi (y' - a/2) / a\} \cos\{q\pi (y - b/2) / b\} dy' \quad (3.15)$$

$$[B_q] = [B_0 \ B_1 \ B_2 \ \dots \ B_Q]^T \quad (3.16)$$

なお,  $n$ に関する無限級数は $N+1$ 項までで打ち切っている。

式(3.16)が意味のある解を持つためには,

$$|H_{qr}(k_c)| = 0 \quad (3.17)$$

であり, この方程式を解くことによって固有値 $k_c$ が求まり, 式(3.9)から遮断角周波数 $\omega_c$ が求まる。

奇対称 $TE_{mn}$ モード ( $m=2, 4, \dots, n=0, 1, 2, \dots$ )の遮断周波数は,  $x=0$ の対称面が電気壁であるとして境界条件を変えれば同様に求めることができる。また, 電氣的ヘルツベクトルポテンシャルを用いれば $TM$ モードに対する遮断周波数が同様に求まる。

十字形導波管の遮断周波数と断面寸法比 $b/a$ との関係を図3.3に示す。縦軸の遮断周波数は, 遮断周波数の間隔を比帯域幅で比較するため対数目盛で示している。高次モードによる特性劣化を避けるためには,  $TE_{10}$ モードだけが伝搬可能な十字形導波管として用いることが望ましい。基本モード導波管として使用できる周波数帯域幅は,  $b/a=1$ の正方形導波管の場合で34%, もっとも広い $b/a=0.55$ の場合でも38%である。基本モードの遮断周波数近傍の約10%は減衰量と管内波長の分散性が大きいことを考慮



すると、比帯域幅28%以上の偏分波器を実現するのは難しく、これ以上の広帯域化を図るためには、オーバサイズ導波管として用いなければならない。

オーバサイズ導波管とした場合には、使用帯域幅は高次モードの遮断周波数間隔で制限される。 $b/a$ が0.34以下の十字形導波管では、 $TE_{201}$ モードと $TE_{20u}$ モードの遮断周波数の間に高次モードの遮断周波数が現れない比帯域幅60%の周波数帯域を取ることができる。このため、偏分波器の使用帯域30%がこの帯域内となるように導波管寸法を決定すれば、遮断周波数で生ずる高次モードの急激な増加や閉込め共振などの特性劣化を防ぐことができる。

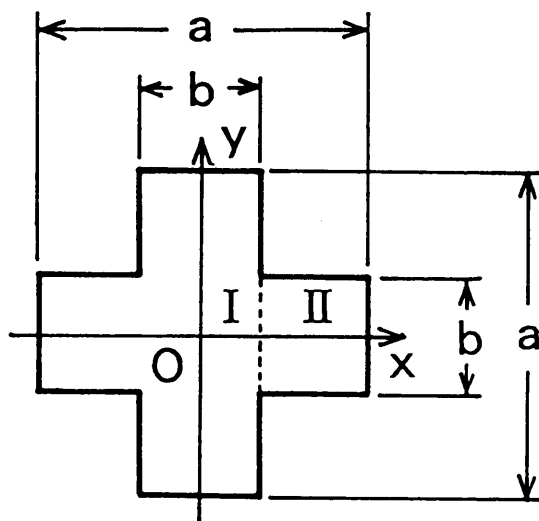


図3.2 十字形導波管の形状

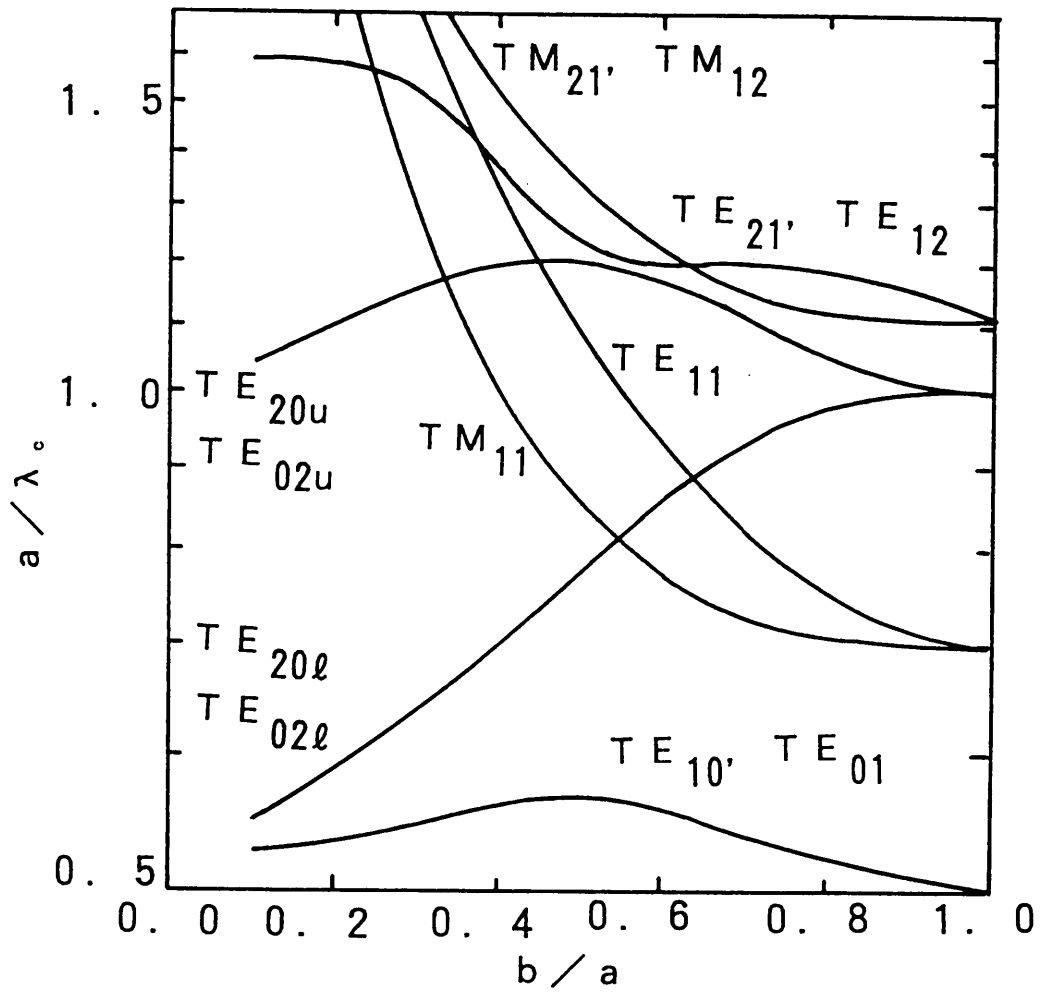


図 3. 3 十字形導波管の遮断周波数

## (2) 十字形導波管の電磁界分布

十字形導波管の電磁界分布は、各モードに対する固有ベクトルからスカラー関数  $\phi_1(x, y)$ 、 $\phi_2(x, y)$  の展開係数  $A_{1n}$ 、 $A_{2n}$  を決定することによって求めることができる。式(3.17)から求まる固有値に対して、固有ベクトル  $[B_q]$  は式(3.13)から決定される。式(3.11)と式(3.12)から、展開係数  $A_{1n}$ 、 $A_{2n}$  は固有ベクトルの成分  $B_q$  を用いて次式で与えられる。

$$A_{1n} = - \sum_{q=0}^{\infty} B_q C_{nq} / [\epsilon_n k_{x1n} a \cos(k_{x1n} b/2)] \quad (3.18)$$

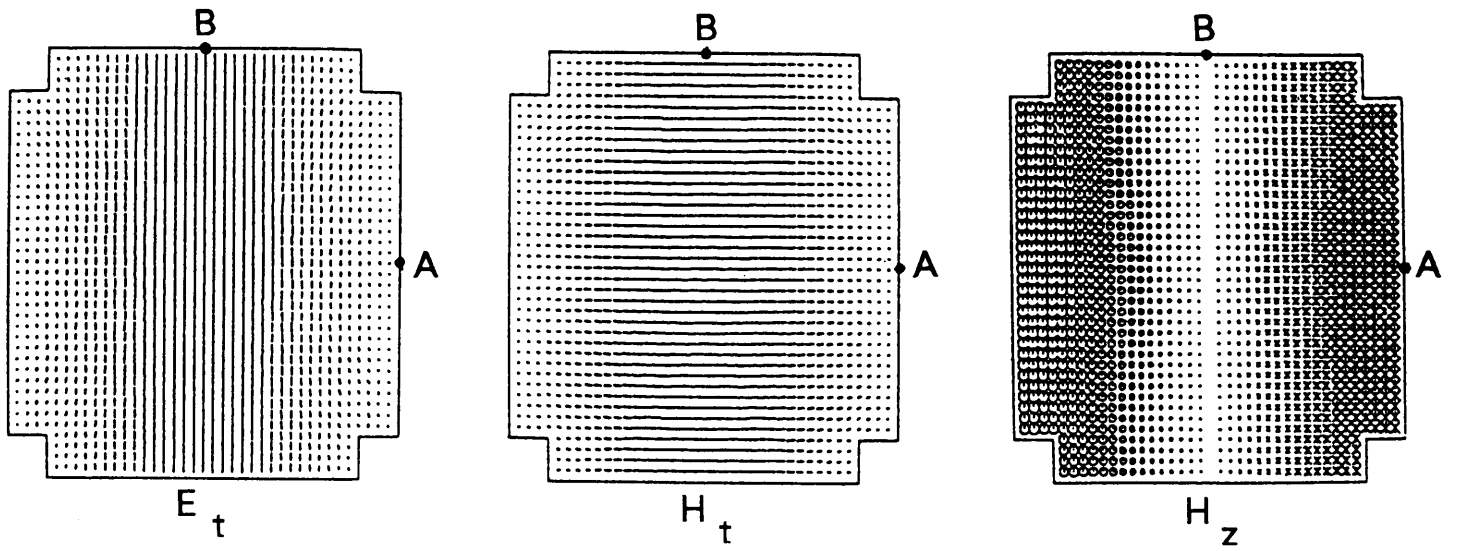
$$A_{2n} = - B_n / \{k_{x2n} \sin[k_{x2n} (a-b)/2]\}$$

電磁界  $E$ 、 $H$  は、式(3.1)～(3.3) から求まる。

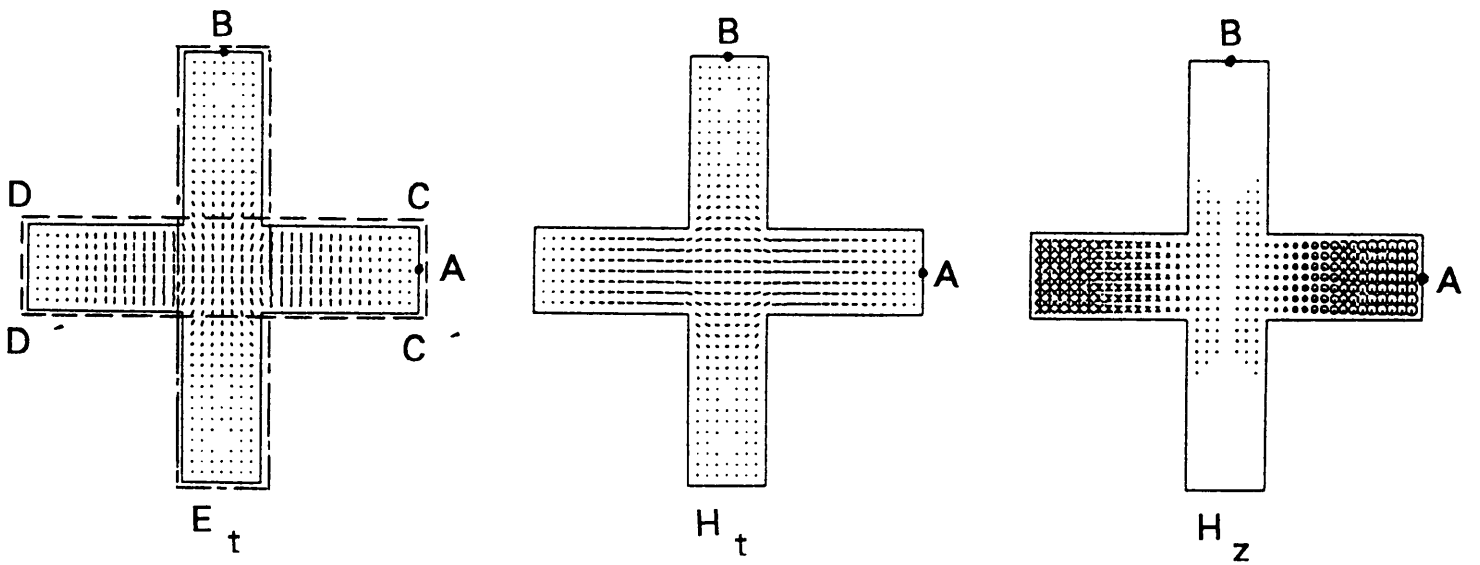
偏分波器の分岐部では、偏波  $X$ 、 $Y$  はそれぞれ十字形導波管の直交する基本モードである  $TE_{01}$  モードと  $TE_{10}$  モードに対応する。 $b/a = 0.8$  と  $0.2$  の十字形導波管に対して、求めた  $TE_{10}$  モードの電磁界分布を図3.4に示す。図中、横方向電界  $E_t$  と横方向磁界  $H_t$  は、方向を表す線分の長さをその位置の電磁界強度に比例する値としており、管軸方向磁界  $H_z$  は向きを表す記号の大きさを磁界強度に比例する値としている。これと直交する  $TE_{01}$  モードの電磁界分布は、 $TE_{10}$  モードの電磁界分布を管軸のまわりに  $90$  度回転した分布である。

$b/a = 0.8$  の十字形導波管では、図3.4(a)に示すように正方形導波管の  $TE_{10}$  モードとよく似た電磁界分布である。側壁面で管軸方向磁界  $H_z$  が強く、上下の管壁中央部で横方向電界  $E_t$  と横方向磁界  $H_t$  が強い。これと直交する  $TE_{01}$  モード波を結合せずに  $TE_{10}$  モード波だけを結合するためには、管軸方向に細長い結合孔とし、 $TE_{01}$  モード波の管軸方向磁界  $H_z$  が  $0$  となる側壁中央の点  $A$  に設ける必要がある。この点  $A$  では、 $TE_{01}$  モード波の横方向電磁界が強いので、結合孔の幅を広くすることができない。

このような問題は、 $b/a$  を小さくすることによって解決することができる。上下の壁面中央の点  $B$  における  $TE_{10}$  モードの電磁界強度と  $b/a$  との関係を図3.5に示す。電磁界強度は、導波管中央の電磁界強度  $E_{y0}$ 、 $H_{x0}$  で正規化した値を示している。点  $B$  の電磁界強度は  $b/a$  が  $0.7$  以下になると急速に弱くなり、 $b/a = 0.2$  の十字形導波管では正方形導波管の場合の約  $1/20$  になる。このときの  $TE_{10}$  モードの電磁界分布は、図



(a)



(b)

図3.4 十字形導波管の電磁界分布

(a)  $b/a = 0.8$  (b)  $b/a = 0.2$

3. 4 (b) に示すように破線で示す横長の方形断面部に集中し、とくに上下に突き出した導波管壁面上での電磁界は非常に小さいことがわかる。一方、 $TE_{01}$ モードの電磁界は、同様に一点鎖線で示す縦長の方形断面部に集中する。

このため、偏分波器において偏波Yを取出すために図3. 4 (b) 中の壁面C-C', D-D' に結合孔を設けても、その偏波Xに対する影響はほとんどない。また、偏波X, Yの電磁界分布がそれぞれ縦長および横長の方形断面部に集中しているので、偏波X, Yに対して独立にインピーダンス整合を取ることができる。

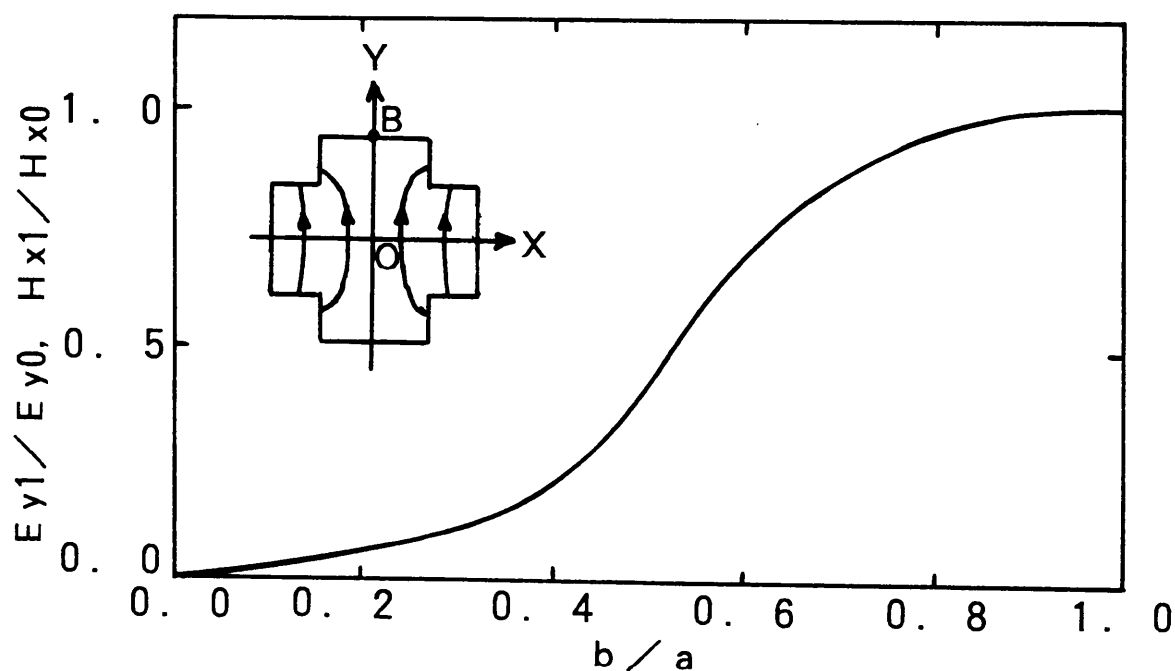


図3. 5 十字形導波管の点Bにおける電磁界強度  
(導波管中央の電磁界強度で正規化)

### (3) 十字形導波管の特性インピーダンス

十字形導波管の特性インピーダンスを導波管中央の電圧  $V$  と上半分の管壁を流れる管軸方向電流  $I$  とで次式のように定義する。

$$Z_L = V / I \quad (3.19)$$

ここで,

$$V = \int_{-a/2}^{a/2} E_y(0, y) dy \quad (3.20)$$

$$I = 2 \left[ \int_0^{b/2} H_x(x, a/2) dx + \int_{a/2}^{b/2} H_y(b/2, y) dy \right. \\ \left. + \int_{b/2}^{a/2} H_x(x, b/2) dx + \int_{b/2}^0 H_y(a/2, y) dy \right] \quad (3.21)$$

式(3.1), (3.2) から求まる電磁界を代入すると, 十字形導波管の特性インピーダンス  $Z_L$  は次式で表される。

$$Z_L = (1/2) Z_w \sum_{q=0}^Q [ B_q C_{0q} / \cos(k_{x10} b/2) ] \\ / \left[ - \sum_{q=0}^Q B_q \sum_{n=0}^N (-1)^n (C_{nq} / \epsilon_n k_{x1n} a) \tan(k_{x1n} b/2) \cos(n \pi b / a) \right. \\ \left. + \sum_{q=0}^Q (B_q / k_{x2q}) \{ \cot[k_{x2q} (a - b) / 2] \right. \\ \left. - \cos(q \pi / 2) \operatorname{cosec}[k_{x2q} (a - b) / 2] \} \right] \quad (3.22)$$

十字形導波管の特性インピーダンス  $Z_L$  を方形導波管の特性インピーダンスと比較して図3.6に示す。方形導波管の  $Z_L$  が断面寸法比  $b/a$  に比例した値になるのに対し、十字形導波管では  $b/a$  が0.7以上のとき  $b/a$  による変化は小さく、正方形導波管の特性インピーダンスに近い値である。 $b/a$  が0.6以下になると特性インピーダンスは急速に小さくなり、方形導波管の特性インピーダンスに漸近する。 $b/a = 0.2$ の十字形導波管では、 $Z_L / Z_w$  は  $b/a$  の等しい方形導波管に対して1.2倍まで漸近し、方形導波管の分岐導波管とのインピーダンス整合が容易になる。

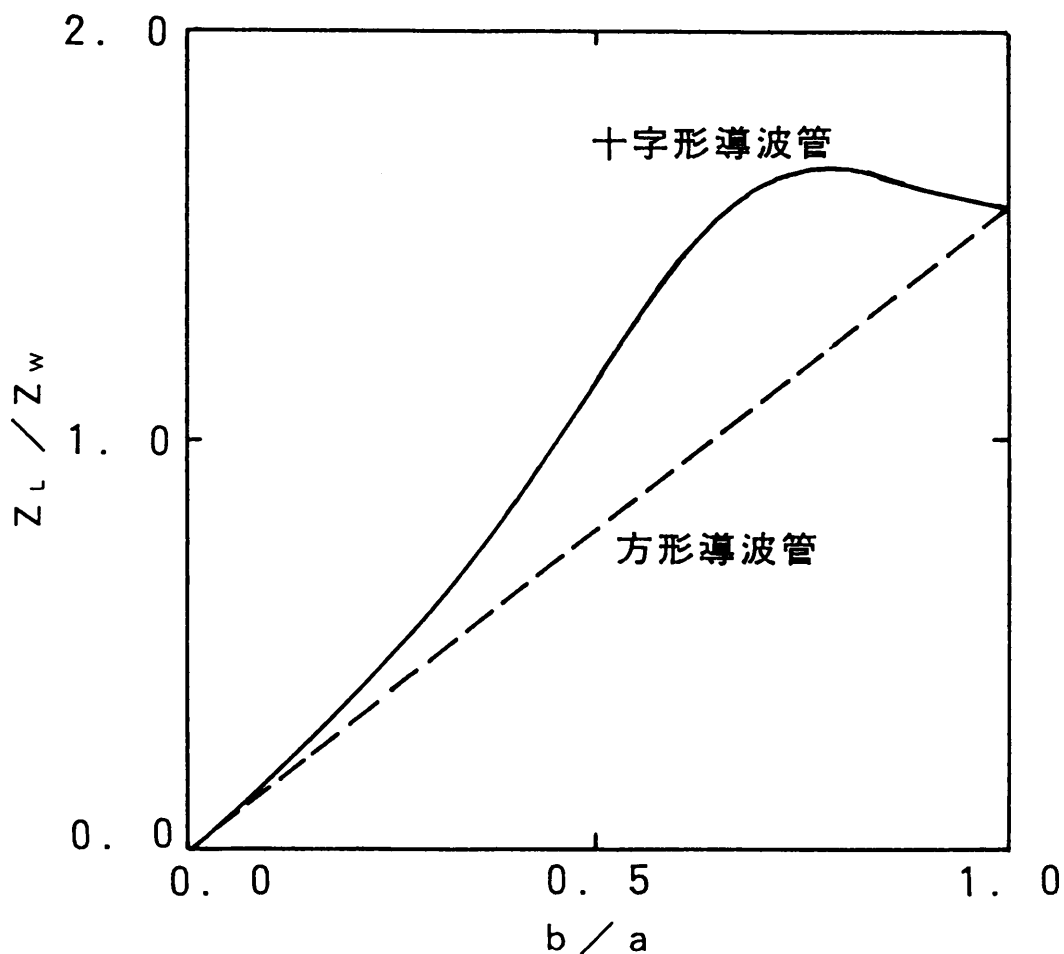


図3.6 十字形導波管と方形導波管の特性インピーダンス

### 3.2.3 十字形導波管を用いた偏分波器の広帯域設計

#### (1) 分岐部のインピーダンス整合

$b/a$  の小さい十字形導波管では、直交偏波の電磁界がそれぞれ偏波に対応した方形断面部に集中し、方形導波管とよく似た電磁界分布となっている。従って、分岐部のインピーダンス整合には、それぞれの偏波に対して十字形導波管を特性インピーダンスが等しい方形導波管と等価であるとして、方形導波管の場合と同様なインピーダンス整合法を適用できる。

まず、共軸分岐導波管に取出される偏波 X に対しては、共軸分岐導波管と十字形導波管の接合回路を方形導波管のインピーダンスステップと見なし、共軸分岐導波管中に断面寸法  $a$  を変化させた  $1/4$  波長変成器を設けてインピーダンス整合を取る。十字形導波管の特性インピーダンスは式(3.22)で与えられ、方形導波管の特性インピーダンスは次式で与えられる。

$$Z_0 = \frac{\pi b}{2a} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \quad (3.23)$$

ここで、 $a$  は導波管の横幅、 $b$  は導波管の高さ、 $\lambda$  は自由空間波長である。

最大平坦形の  $N$  段変成器では、分岐導波管の特性インピーダンスを  $Z_0$ 、十字形導波管の特性インピーダンスを  $Z_L$  とすると、分岐導波管側から  $i$  段目の  $1/4$  波長区間の特性インピーダンス  $Z_i$  と反射係数  $\rho$  は次式で与えられる<sup>(18)</sup>。

$$\ln \left( \frac{Z_{i+1}}{Z_i} \right) = 2^{-N} {}_N C_n \ln \left( \frac{Z_L}{Z_0} \right) \quad (i = 1, 2, \dots, N) \quad (3.24)$$

$$\rho = \rho_L \cos^N \theta \quad (3.25)$$

ただし、

$${}_N C_n = \frac{N!}{(N-n)! n!} \quad (3.26)$$

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.27)$$



$$\theta = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_g}$$

ここで、 $\lambda_g$  は管内波長、 $\lambda_{g0}$  は中心周波数における管内波長である。14/11GHz帯衛星通信帯域を含む10.7～14.5GHzでは、分岐導波管として $a = 19.05\text{mm}$ の標準導波管WRJ-120を考えると $\cos\theta = 0.4$ であり、 $N = 1$ 段で0.4倍、 $N = 2$ 段で0.16倍になる。 $b/a = 0.2$ の場合、断面寸法 $a$ 、 $b$ の等しい十字形導波管と方形導波管の特性インピーダンスの比は1.2:1であり、 $N = 1$ 段でVSWRを1.1以下にすることができる。このときの1/4波長変成器の断面寸法 $a_1$ は次式で与えられる。

$$a_1 = \sqrt{\frac{Z_0}{Z_L} a^2 + \left[1 - \frac{Z_0}{Z_L}\right] \left(\frac{\lambda_0}{2}\right)^2} \quad (3.28)$$

次に、直交分岐導波管に取出される偏波Yに対しては、分岐部を方形導波管のH面T分岐と見なしてインピーダンス整合を取る。このインピーダンス整合法としては、くさび状整合素子を用いる方法が知られている<sup>(19)</sup>。偏分波器では、偏波Xに対して影響を及ぼさず偏波Yに対して効果のある整合素子として金属セプタムを用いている。

## (2) 高次モードに対する対策

偏分波器の十字形導波管では、前節で述べたように基本モードと共に $TE_{201}$ モードが伝搬可能である。 $TE_{201}$ モードは、図3.7の電界分布から明らかなように十字形導波管の非対称性によって発生するモードである。この $TE_{201}$ モード波は、円形・十字形導波管変換器で遮断周波数の高い円形導波管の $TE_{21}$ モード波に変換されるので、偏分波器内で閉込め共振を起こす可能性がある。従って、基本的には図3.1に示すように2本の直交分岐導波管を左右対称に設けて $TE_{201}$ モード波が発生しないようにしている。しかし、工作誤差等で僅かな非対称性が生じた場合 $TE_{201}$ モード波の発生は避けられない。これを避けるため、偏分波器では2本の直交分岐導波管をマジックTで合成し、 $TE_{201}$ モード波を整合終端に吸収している。

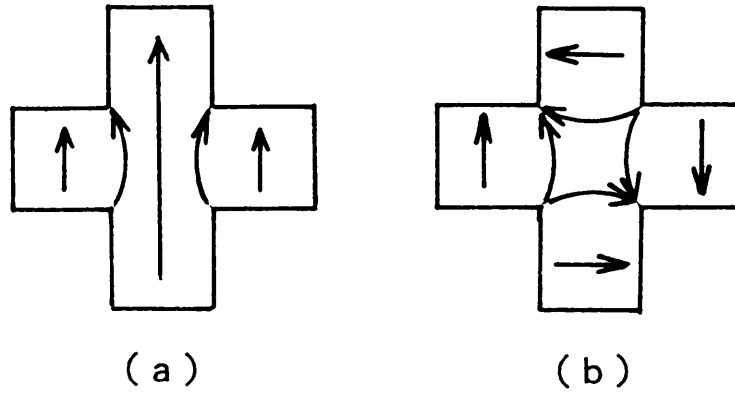


図3. 7 十字形導波管の基本モードと高次モードの電磁界分布  
 (a)  $TE_{10}$ モード (b)  $TE_{20}$ モード

### 3.2.4 試作評価

#### (1) 分岐部の等価回路

十字形導波管が方形導波管と等価であるとして設計を行ったが、この仮定の妥当性を確認するため共軸分岐導波管から見た十字形導波管との接合回路の入力インピーダンス及び十字形導波管から見た直交分岐導波管への分岐回路の入力インピーダンスを測定した。

偏波Xに対して、金属セプタムのない状態で共軸分岐導波管側から測定した入力インピーダンスを図3. 8に示す。方形導波管の断面寸法  $a$ 、 $b$  は十字形導波管と等しいものを用いた。導波管の接続面で容量性リアクタンスが生ずるが、無視できる値である。また、入力インピーダンスの抵抗成分は、十字形導波管の特性インピーダンスの方が方形導波管より高インピーダンスである。この抵抗成分を特性インピーダンスの比と比較して図3. 9に示す。入力インピーダンスの実測値は、電圧と電流で定義される特性インピーダンス  $Z_L$  の比とよく一致している。従って、共軸分岐導波管と十字形導波管との接合回路は、 $Z_L$  と  $Z_0$  のインピーダンスステップであるとして設計すればよいことが分かる。

直交分岐導波管に取出される偏波Yに対して、金属セプタムのない状態で十字形導波管側から測定した分岐回路の入力インピーダンスを図3. 10に破線で示す。図中、実線は方形導波管のH面T分岐の等価回路<sup>(20)</sup>から求めた入力インピーダンスである。偏波Yに対する偏分波器分岐部の入力インピーダンスは、方形導波管H面T分岐の入力インピーダンスとよく一致している。従って、偏波Yに対しても十字形導波管を方形導波管と見なし、分岐部を方形導波管のT分岐として設計すればよい。

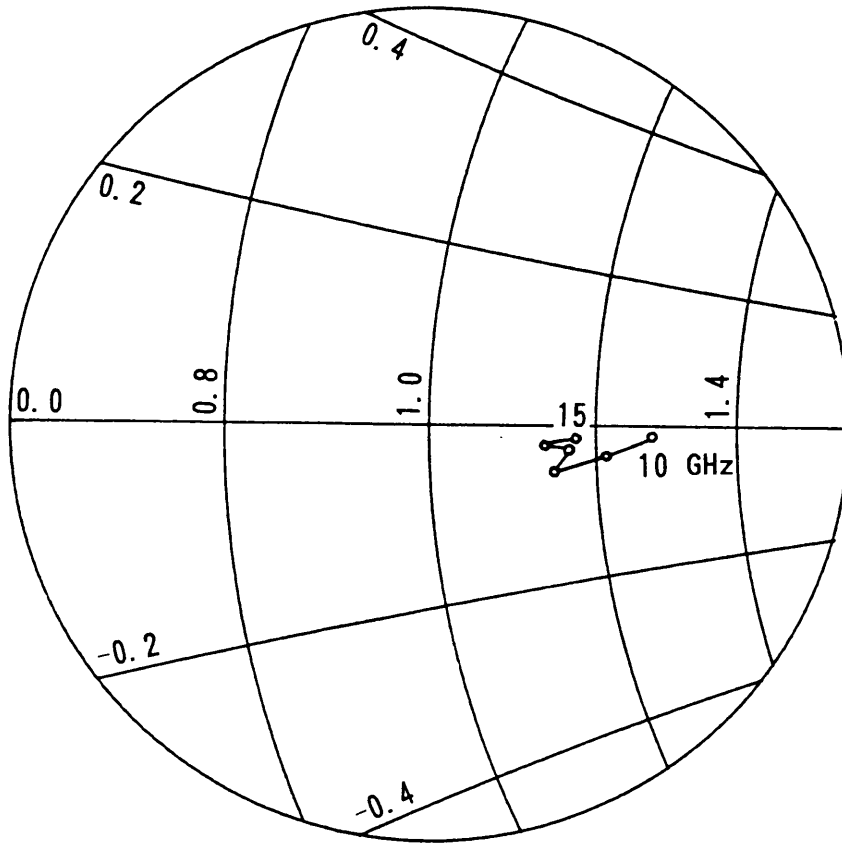


図3. 8 十字形導波管偏分波器の共軸分岐導波管から見た分岐部の入力インピーダンス (偏波X, 金属セパタムなし)

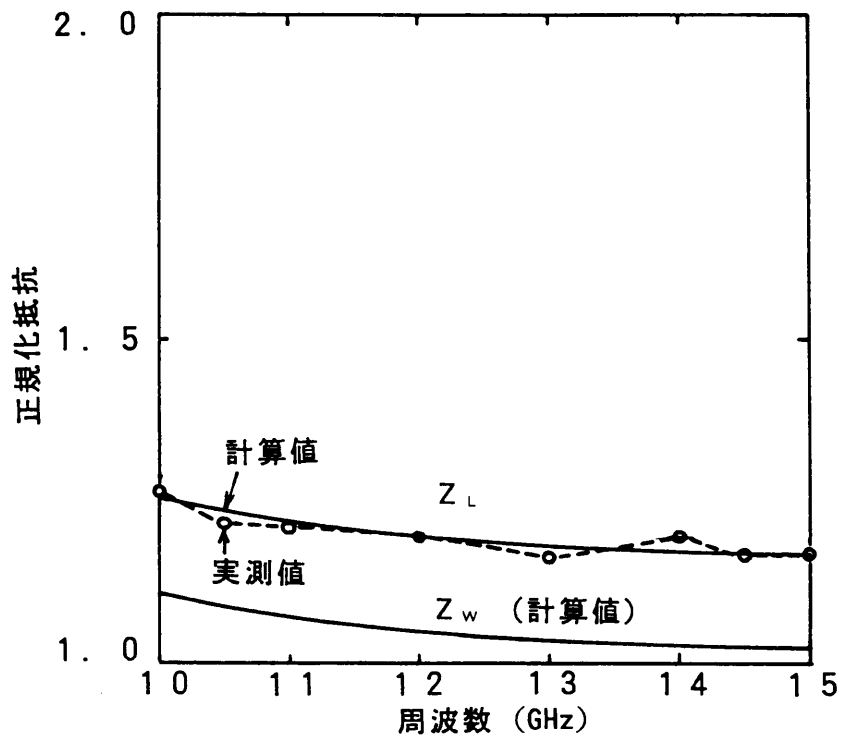


図3. 9 共軸分岐導波管の特性インピーダンスで正規化した偏分波器分岐部入力インピーダンスの抵抗成分 (偏波X, 金属セパタムなし)

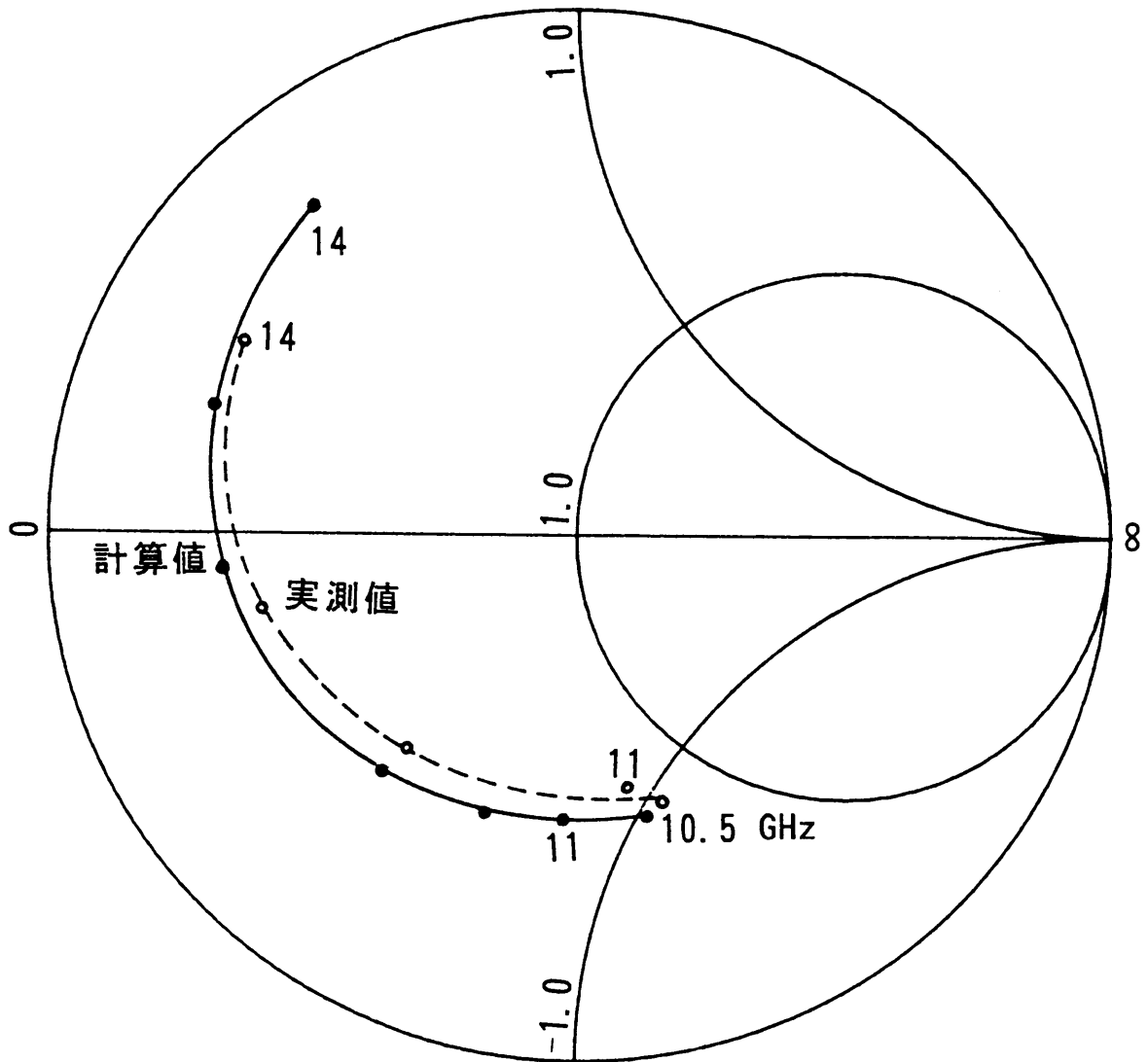


図3. 10 偏分波器分岐部の共通導波管から直交分岐導波管側  
 を見た入力インピーダンス  
 (偏波Y, 金属セブタムなし)

## (2) 帯域共用偏分波器の試作結果

WARC 79で拡大された14/11GHz帯固定衛星通信帯域を含む10.7~14.5GHzの周波数帯域に亘って良好な特性を有する偏分波器を試作した。試作偏分波器の外観を図3.11に示す。方形導波管端子は、標準導波管WRJ-120である。十字形導波管の断面寸法比 $b/a$ は0.2、寸法 $a$ は分岐導波管と同一寸法とした。

偏分波器のVSWR特性を図3.12に示す。VSWRは、偏波X、Yともに10.7~14.5GHz（比帯域幅30%）で1.17以下である。高次モードによる閉じ込め共振は現れていない。交差偏波特性を図3.13に示す。交差偏波レベルは、同じ周波数帯域で-40dB以下である。挿入損は、偏波Xで0.1dB、偏波Yで0.3dBである。また、耐電力は2.5kW（連続波、2偏波）入力で問題ないことを確認した。

以上の結果により、十字形導波管を用いることによって直交偏波を伝送する共通導波管の分散性が軽減され、従来の正方形導波管形偏分波器より1.6倍広帯域な比帯域30%に亘って良好な特性をもつ偏分波器を得られることが分かる。この偏分波器は、WARC 79で割当て周波数が拡大された14/11GHz帯固定衛星通信の地球局アンテナに適用できる。

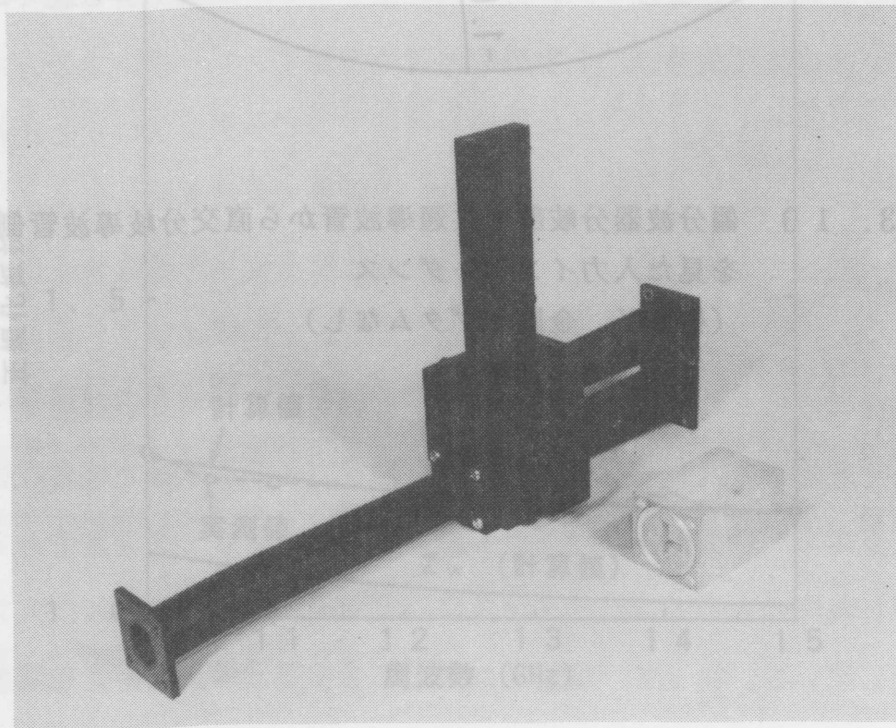


図3.9 共軸分岐導波管の特性インピーダンスで正規化した偏分波器分岐部入力インピーダンスの抵抗成分

図3.11 試作した14/11GHz帯十字形導波管偏分波器の外観

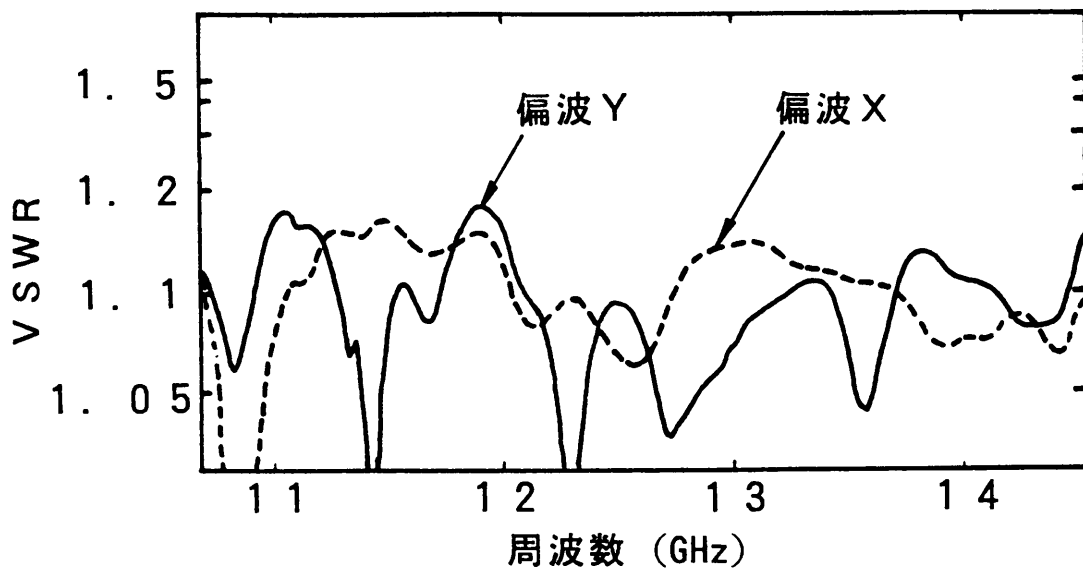


図3. 12 14/11GHz 帯十字形導波管偏分波器のVSWR特性

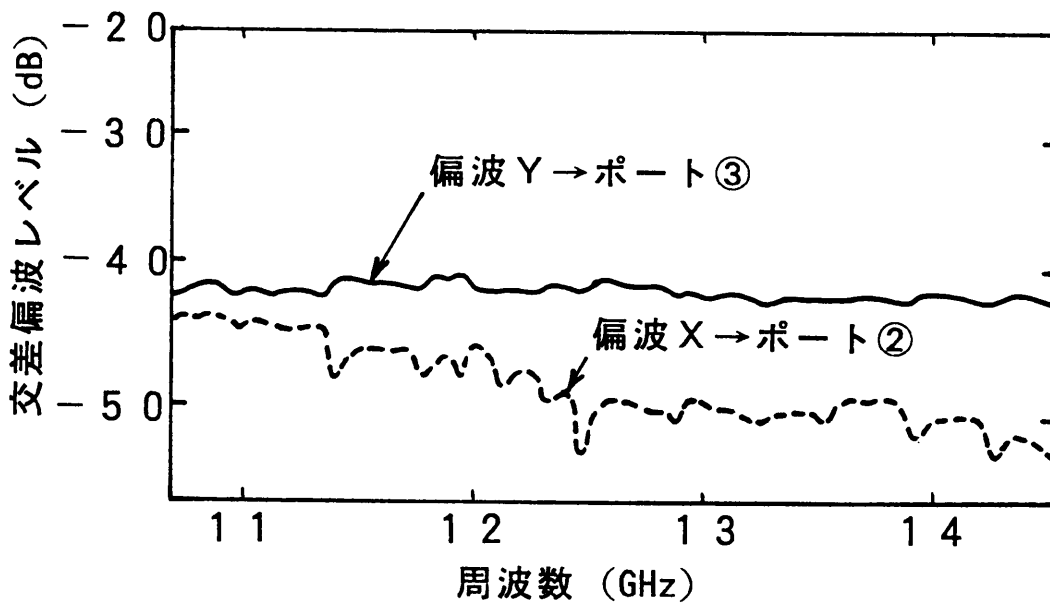


図3. 13 14/11GHz 帯十字形導波管偏分波器の交差偏波特性

### 3.3 リッジ導波管を用いた帯域分波器

#### 3.3.1 ハイブリッド形分波器の構造と動作原理

ハイブリッド形分波器の構成を図3.14に示す。ハイブリッド形分波器は、特性の等しい2つの帯域通過フィルタの入出力ポートに結合度3dB、分配位相90度のハイブリッド結合器を接続したものである。ポート①にアンテナ、ポート②に送信機、ポート③に受信機、ポート④に整合終端が接続される。帯域通過フィルタの通過帯域は受信帯であり、ポート①へ入射する受信波は、ハイブリッド結合器で等振幅・90度位相差で分配され、帯域通過フィルタを通過して右側のハイブリッド結合器で合成され、ポート③に取り出される。また、ポート②に入射する送信波は、ハイブリッド結合器で分配され、帯域通過フィルタで反射される。反射された送信波はハイブリッド結合器の性質によりポート②へは戻らず、合成されてポート①に取り出される。

ハイブリッド形分波器の特性は、ハイブリッド結合器と帯域通過フィルタの散乱行列から求めることができる。図3.14に示す各ポートの入射波  $a_1 \sim a_8$ 、反射波  $b_1 \sim b_8$  の関係は、ハイブリッド結合器と帯域通過フィルタの散乱行列を用いて次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_6 \\ b_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_h & I_h & L & C \\ I_h & \Gamma_h & C & L \\ L & C & \Gamma_h & I_h \\ C & L & I_h & \Gamma_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_6 \\ a_5 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$\begin{bmatrix} a_6 \\ a_5 \\ a_7 \\ a_8 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{f1} 0 & T_{f1} 0 \\ 0 & \Gamma_{f2} 0 & T_{f2} \\ T_{f1} 0 & \Gamma_{f1} 0 \\ 0 & T_{f2} 0 & \Gamma_{f2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_6 \\ b_5 \\ b_7 \\ b_8 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

$$\begin{bmatrix} b_7 \\ b_8 \\ b_4 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_h & I_h & L & C \\ I_h & \Gamma_h & C & L \\ L & C & \Gamma_h & I_h \\ C & L & I_h & \Gamma_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_7 \\ a_8 \\ a_4 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

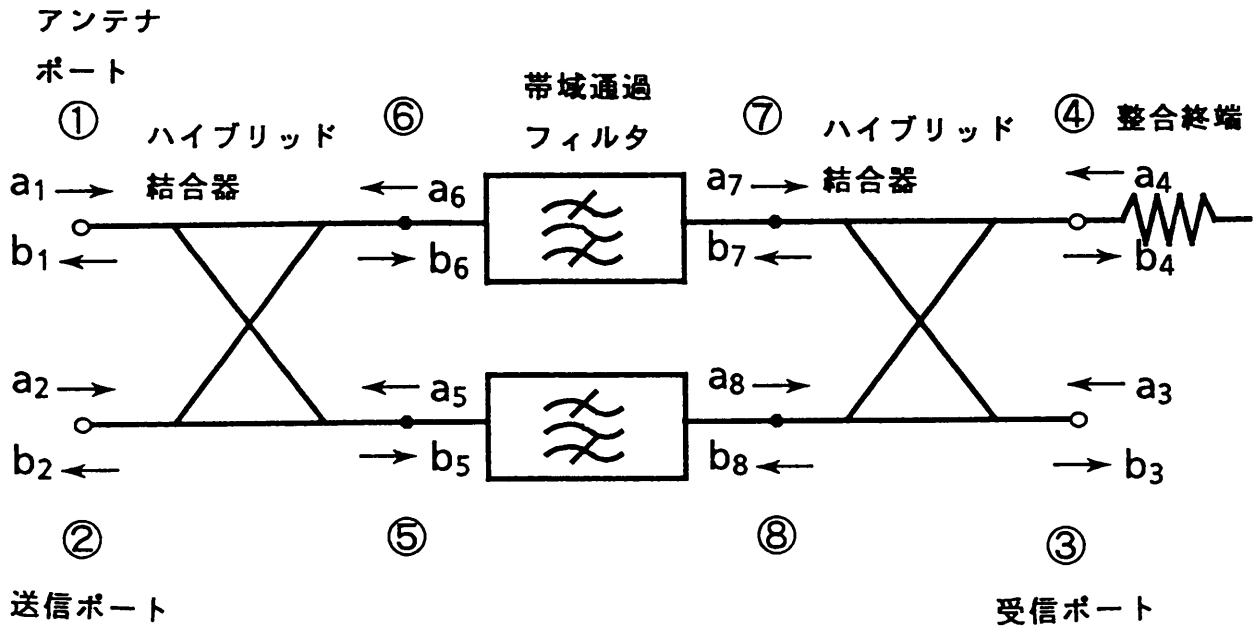


図3. 14 ハイブリッド形分波器の構成

ここで、 $\Gamma_h$  はハイブリッド結合器の反射係数、 $L, C$  はそれぞれハイブリッド結合器の通過ポート、結合ポートへの結合係数、 $I_h$  はアイソレーション、 $\Gamma_{r1}$  と  $T_{r1}$  および  $\Gamma_{r2}$  と  $T_{r2}$  はそれぞれポート⑥、⑦およびポート⑤、⑧に接続される帯域通過フィルタの反射係数と透過係数である。

ポート③、④への入射波  $a_3, a_4$  が0であるという条件を加えて式(3.29)～(3.31)の関係を連立方程式として解くと、ポート①あるいは②への入射波があったとき、ポート①～④から出てくる  $b_1 \sim b_4$  は次式で与えられる。

$$b_{12} = H_2 A^{-1} (E - T_r H_1 A^{-1} T_r H_1 A^{-1})^{-1} (H_2^{-1} H_1 H_2^{-1} + \Gamma_r B + T_r H_1 A^{-1} T_r B) H_2 a_{12} \quad (3.32)$$

$$b_{43} = H_2 A^{-1} (E - T_r H_1 A^{-1} T_r H_1 A^{-1})^{-1} T_r (E + H_1 A^{-1} \Gamma_r) H_2 a_{12} \quad (3.33)$$

ここで、 $E$  は単位行列、

$$A = E - \Gamma_r H_1 \quad (3.34)$$



$$\mathbf{B} = \mathbf{E} - \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_2^{-1} \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_2^{-1} \quad (3.35)$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} \Gamma_h & I_h \\ I_h & \Gamma_h \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} L & C \\ C & L \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$\mathbf{\Gamma}_r = \begin{bmatrix} \Gamma_{r1} & 0 \\ 0 & \Gamma_{r2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_r = \begin{bmatrix} T_{r1} & 0 \\ 0 & T_{r2} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$\mathbf{b}_{12} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b}_{43} = \begin{bmatrix} b_4 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$\mathbf{a}_{12} = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{送信}), \quad = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{受信}) \quad (3.39)$$

である。

ハイブリッド結合器では、

$$\Gamma_h, I_h \ll 1 \quad (3.40)$$

であるので、2次以上の微小項を省略すると式(3.32)と(3.33)は次式のようにになる。

$$\mathbf{b}_{12} = (\mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2 \mathbf{\Gamma}_r \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_2 \mathbf{T}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{T}_r \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_2 \mathbf{\Gamma}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{\Gamma}_r \mathbf{H}_2) \mathbf{a}_{12} \quad (3.41)$$

$$\mathbf{b}_{43} = (\mathbf{H}_2 \mathbf{T}_r \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_2 \mathbf{T}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{\Gamma}_r \mathbf{H}_2 + \mathbf{H}_2 \mathbf{\Gamma}_r \mathbf{H}_1 \mathbf{T}_r \mathbf{H}_2) \mathbf{a}_{12} \quad (3.42)$$

式(3.41)は、図3.14のポート①あるいは②への入射波に対して、( )内の第1項が左側のハイブリッド結合器における反射とアイソレーション端子への結合、第2項が帯域通過フィルタの反射、第3項が右側のハイブリッド結合器における反射とアイソレーショ

ン端子への結合，第4項が左側のハイブリッド結合器と帯域通過フィルタ間の多重反射を表す。また，式(3.42)は，( )内の第1項が2つのハイブリッド結合器とフィルタを通過してポート③および④に出て来る経路，第2項が右側のハイブリッド結合器と帯域通過フィルタ間を往復した後出て来る経路，第3項が左側のハイブリッド結合器と帯域通過フィルタ間を往復した後出て来る経路を表す。

分岐導波管形方向性結合器のような90°ハイブリッドを用いた場合には，分配位相は比較的広帯域に亘って90度で一定である。このことを考慮し，さらに反射およびアイソレーション端子への結合による損失を無視して，

$$C = j \sin \alpha \quad , \quad L = \cos \alpha \quad (3.43)$$

と置く。また，2つのフィルタの特性が等しい

$$\Gamma_{f1} = \Gamma_{f2} = \Gamma_f \quad , \quad T_{f1} = T_{f2} = T_f \quad (3.44)$$

とし，添字 t と r でそれぞれ送信帯域と受信帯域の値を区別すると，

$$T_{ft} \ll 1 \quad , \quad \Gamma_{fr} \ll 1 \quad (3.45)$$

である。このような場合にはハイブリッド形分波器の送受アイソレーション  $I_{rt}$ ，送信波に対する挿入損  $L_t$ ，受信波に対する挿入損  $L_r$ ，及び送信波に対する反射係数  $\Gamma_t$  は式(3.41)～(3.45)から近似的に次式で与えられる。

$$\begin{aligned} I_{rt} &= -20 \log | b_{3t} | = -20 \log | T_{ft} \cos(2\alpha) | \\ &= -20 \log | \cos(2\alpha) | + A_{rt} \end{aligned} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} L_t &= -20 \log | b_{1t} | \\ &= -20 \log | j\Gamma_{ft} (1 + \Gamma_{ft}\Gamma_h) \sin(2\alpha) + I_h [1 + \Gamma_{ft}^2 \cos(2\alpha)] | \\ &= -20 \log | \sin(2\alpha) | + L_{rt} \end{aligned} \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned}
L_r &= -20 \log |b_{3r}| = -20 \log |T_{rr} \sin(2\alpha)| \\
&= -20 \log |\sin(2\alpha)| + L_{rr} \tag{3.48}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Gamma_t &= b_{2t} \\
&= \Gamma_h + \Gamma_{rt} \cos(2\alpha) + \Gamma_{rt}^2 \Gamma_h \cos(2\alpha) + j\Gamma_{rt}^2 I_h \sin(2\alpha) \tag{3.49}
\end{aligned}$$

ここで、 $A_{rt} = -20 \log(T_{rt})$  は送信帯域におけるフィルタの減衰量、 $L_{rt} = -20 \log(\Gamma_{rt})$  は送信帯域におけるフィルタの反射損、 $L_{rr} = -20 \log(T_{rr})$  は受信帯域におけるフィルタの挿入損である。

式(3.46)～(3.49)から分かるように、ハイブリッド結合器の結合度が3 dB即ち $\alpha = \pi/4$ の場合には、送受アイソレーション $I_{rt}$ は $\infty$ 、送受信帯域の挿入損 $L_t$ と $L_r$ はそれぞれフィルタの反射損 $L_{rt}$ と挿入損 $L_{rr}$ に一致し、送信波に対する反射係数 $\Gamma_t$ はハイブリッド結合器の反射係数およびアイソレーションで決定される。しかし、結合度が3 dBからずれると、送受アイソレーション、挿入損、反射係数が共に劣化する。従って、この分波器ではハイブリッド結合器が送受信帯域に亘って良好な特性を持つことが広帯域化の鍵となる。

広帯域なハイブリッド結合器として、主導波管と副導波管をリッジ導波管とし、その間を分岐導波管で接続した形式の分岐導波管形方向性結合器を図3.15に示す。分岐導波管は、リッジ導波管のリッジ部に設けられたスリット区間と主副導波管の共通壁に設けられた方形導波管区間から成り、主副導波管の管軸方向に等間隔で設けられている。分岐導波管の軸長 $(2h + l_r)$ とピッチ間隔 $l_m$ は、密結合を得るために電気長が $\pi/2$ になる寸法になっている。また、インピーダンス整合のため、両端の分岐導波管の高さ $b_1$ は他の分岐導波管の高さ $b_2$ と異なる寸法になっている。分岐導波管形方向性結合器の特性が周波数によって変化する主要因は、分岐導波管の軸長およびピッチ間隔の電気長の周波数依存性である。分岐導波管のスリット区間を導波管の高さ $b$ が $\infty$ のリッジ導波管と見なし、リッジの両側面が磁気壁であると考えるとスリット区間を伝搬する基本モードはTEMモードであり、位相定数の分散性はない。また、主副導波管に用いたリッジ導波管は、基本モードと高次モードの遮断周波数間隔が広いため基本モードの遮断周波数を低く設定でき、分散性を軽減できる。位相定数の分散性の軽減によって電気長の周波数依存性が小さくなり、広帯域に亘って良好な特性が期待できる。

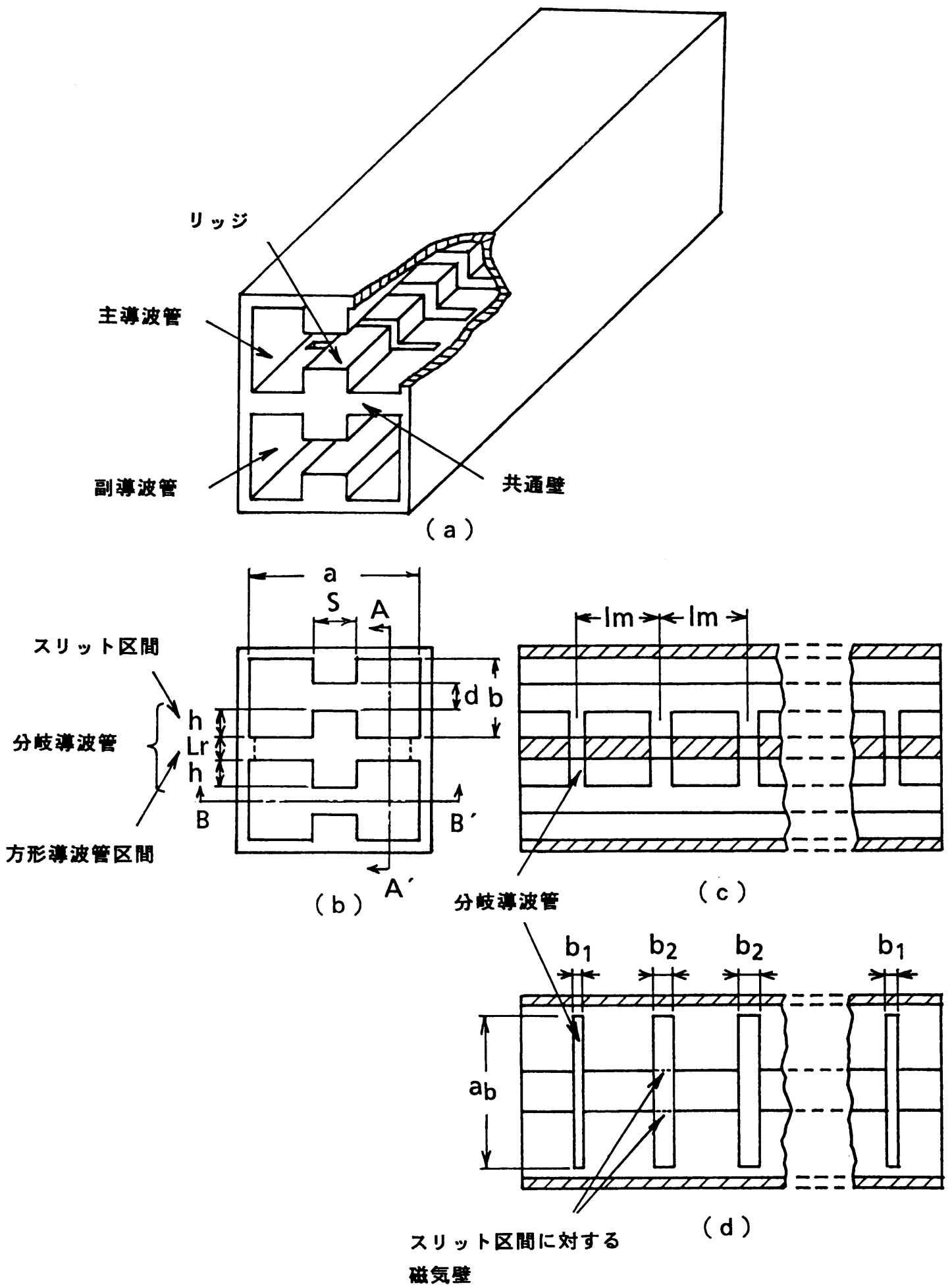


図3. 15 リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器の構造

(a) 斜視図

(b) 正面図

(c) A-A'断面図

(d) B-B'断面図

帯域通過フィルタは、挿入損の増加を避けるため、空洞共振器にリッジ導波管を用いず直方体空洞共振器を用いている。従来のアイリス形フィルタと異なる点は、図3. 16に示すようにリッジ導波管の1/4波長変成器を介して初段および最終段の共振器を入出力ポートに結合し、多段変成器なしで分岐導波管形方向性結合器に接続できるようにしている点である。

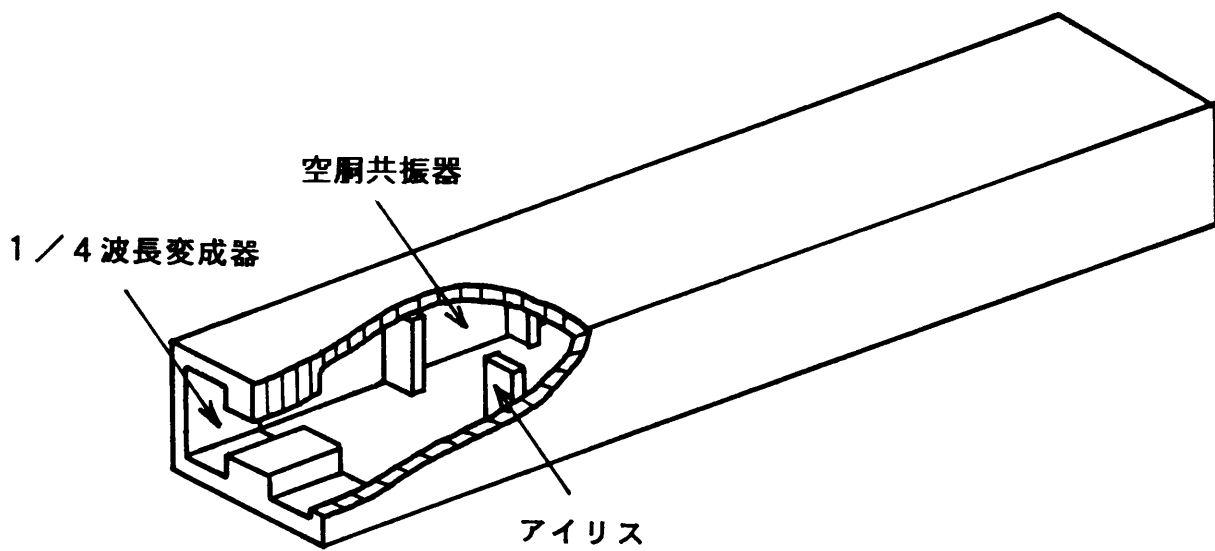


図3. 16 入出力ポートをリッジ導波管の1/4波長変成器で結合した帯域通過フィルタの構造

### 3.3.2 ハイブリッド結合器の広帯域化

#### (1) リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器の等価回路

分岐導波管形方向性結合器において、主副導波管と分岐導波管との接合部は図3.15に示したようにT分岐になっている。主副導波管ではリッジの先端に電磁界が集中するので、方形導波管区間との接合面およびリッジの側面での分岐導波管との結合は小さく、大部分のエネルギーがリッジ先端の接合面で結合すると考えられる。従って、T分岐はリッジ先端の接合面で分岐導波管のスリット区間と主副導波管とが接続された回路で表され、分岐導波管形方向性結合器の等価回路は図3.17(a)のようになる。図中、 $Z_{0m}$ 、 $Z_{0s1}$ 、 $Z_{0r1}$  ( $i = 1, 2$ ) はそれぞれ主副導波管、分岐導波管のスリット区間、方形導波管区間の特性インピーダンスである。また、 $\theta_m$ 、 $\theta_s$  および  $\theta_r$  はそれぞれ主副導波管における分岐導波管間隔、分岐導波管のスリット区間、および方形導波管区間の電気長であり、次式で与えられる。

$$\theta_m = \frac{2\pi l_m}{\lambda_{gm}}, \quad \theta_s = \frac{2\pi h}{\lambda}, \quad \theta_r = \frac{2\pi l_r}{\lambda_{gr}} \quad (3.50)$$

ここで、 $l_m$  は分岐導波管間隔、 $h$  はリッジの高さ、 $l_r$  は方形導波管区間の軸長、 $\lambda_{gm}$  は主副導波管の管内波長、 $\lambda$  は分岐導波管のスリット区間の波長で自由空間波長、 $\lambda_{gr}$  は方形導波管区間の管内波長である。

主副導波管の管内波長  $\lambda_{gm}$  と電力と電圧で定義される特性インピーダンス  $Z_{0m}$  は、リッジ導波管の遮断波長  $\lambda_{cm10}$  を用いて次式で与えられる<sup>(21)</sup>。

$$\lambda_{gm} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{cm10})^2}} \quad (3.51)$$

$$Z_{0m} = Z_{0\infty} \frac{\lambda_{gm}}{\lambda} \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned}
\frac{1}{Z_{0\infty}} = & \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{\lambda_{cm10}}{\pi d} \left( \frac{2d}{\lambda_{cm10}} \cos^2 \left( \frac{\pi s}{\lambda_{cm10}} \right) \ln \left[ \operatorname{cosec} \left( \frac{\pi d}{2b} \right) \right] \right. \\
& + \frac{\pi s}{2\lambda_{cm10}} + \frac{1}{4} \sin \left( \frac{2\pi s}{\lambda_{cm10}} \right) \\
& + \frac{d}{b} \frac{\cos^2 (\pi s / \lambda_{cm10})}{\sin^2 [\pi (a-s) / \lambda_{cm10}]} \left\{ \frac{\pi (a-s)}{2\lambda_{cm10}} \right. \\
& \left. \left. - \frac{1}{4} \sin \left[ \frac{2\pi (a-s)}{\lambda_{cm10}} \right] \right\} \right) \quad (3.53)
\end{aligned}$$

ここで、 $a$ と $b$ はそれぞれ主副導波管の横幅と高さ、 $d$ と $s$ はリッジの対向間隔と幅、 $\epsilon$ と $\mu$ は真空中の誘電率と透磁率である。 $\lambda_{cm10}$ はリッジ端部の寄生容量を考慮した横共振法によって比較的精度よく簡単に求まる。

分岐導波管のスリット区間は、リッジの両側面を磁気壁とするTEMモードの導波路であり、特性インピーダンス $Z_{0si}$ は次式で与えられる。

$$Z_{0si} = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \frac{b_i}{s} \quad (i = 1, 2) \quad (3.54)$$

ここで、 $b_i$ は分岐導波管の高さであり、添字 $i$ は両端の分岐導波管に対して1、その他の分岐導波管に対して2としている。厳密には3.3.4に測定結果を示すように、 $Z_{0si}$ はリッジ端部の寄生容量によって式(3.54)の値より低インピーダンスになる。

分岐導波管のスリット区間と方形導波管区間とは特性インピーダンスと管内波長の異なる線路であり、分岐導波管の縦続行列 $F_{bi}$ は各区間の縦続行列の積で与えられ次式のようになる。

$$\begin{aligned}
F_{bi} = & \begin{vmatrix} \cos \theta_s & jZ_{0si} \sin \theta_s \\ j/Z_{0si} \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \cos \theta_r & jZ_{0ri} \sin \theta_r \\ j/Z_{0ri} \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{vmatrix} \\
& \cdot \begin{vmatrix} \cos \theta_s & jZ_{0si} \sin \theta_s \\ j/Z_{0si} \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{vmatrix}
\end{aligned}$$

$$= \begin{vmatrix} A_{bi} & B_{bi} \\ C_{bi} & D_{bi} \end{vmatrix} \quad (i = 1, 2) \quad (3.55)$$

ただし

$$\begin{aligned} A_{bi} &= D_{bi} = \cos(2\theta_s)\cos\theta_r - 1/2 \cdot (Z_{osi}/Z_{ori} \\ &\quad + Z_{ori}/Z_{osi})\sin(2\theta_s)\sin\theta_r \\ B_{bi} &= jZ_{osi} [\sin(2\theta_s)\cos\theta_r + (Z_{ori}/Z_{osi})\cos(2\theta_s)\sin\theta_r \\ &\quad + (Z_{ori}/Z_{osi} - Z_{osi}/Z_{ori})(\sin\theta_s)^2 \sin\theta_r] \\ C_{bi} &= j/Z_{osi} [\sin(2\theta_s)\cos\theta_r + (Z_{osi}/Z_{ori})\cos(2\theta_s)\sin\theta_r \\ &\quad + (Z_{osi}/Z_{ori} - Z_{ori}/Z_{osi})(\sin\theta_s)^2 \sin\theta_r] \end{aligned}$$

$Z_{ori}$  と  $Z_{osi}$  との差および  $\theta_r$  が小さい場合には

$$Z_{ori}/Z_{osi} = 1 + \delta \quad (3.56)$$

とおき、 $\delta$  と  $\theta_r$  に関する 2 次の微小項を省略すると式(3.55)は次式のようにになる。

$$F_{bi} = \begin{vmatrix} \cos\theta_b & jZ_{obi} \sin\theta_b \\ j/Z_{obi} \sin\theta_b & \cos\theta_b \end{vmatrix} \quad (i = 1, 2) \quad (3.57)$$

ただし

$$Z_{obi} = Z_{osi} [1 + \delta \sin\theta_r / \sin(2\theta_s + \theta_r)] \quad (3.58)$$

$$\theta_b = 2\theta_s + \theta_r \quad (3.59)$$

この縦続マトリクスはインピーダンスステップのない線路の縦続マトリクスである。従って、 $Z_{ori}$  と  $Z_{osi}$  との差および  $\theta_r$  が小さいとすれば、分岐導波管はインピーダンスステップのない特性インピーダンス  $Z_{obi}$  電気長  $\theta_b$  の線路になり、分岐導波管形方向性結合器の等価回路は図 3. 17 (b) で表される。



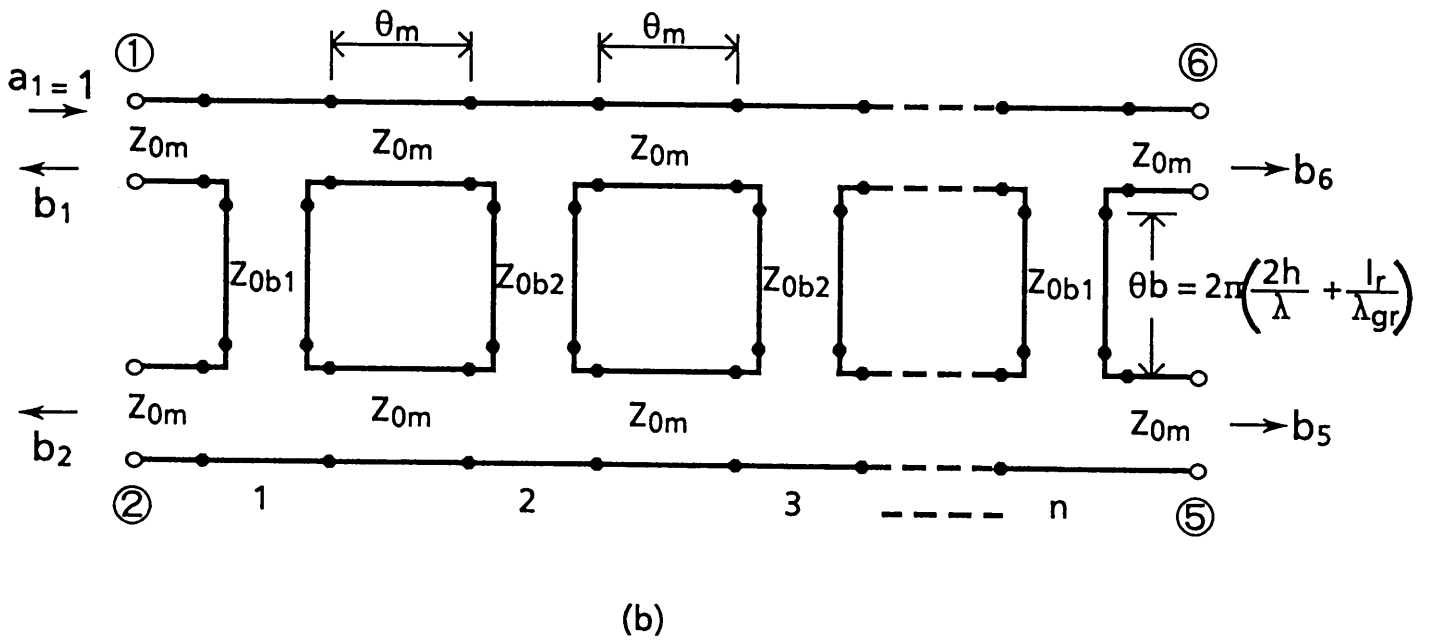
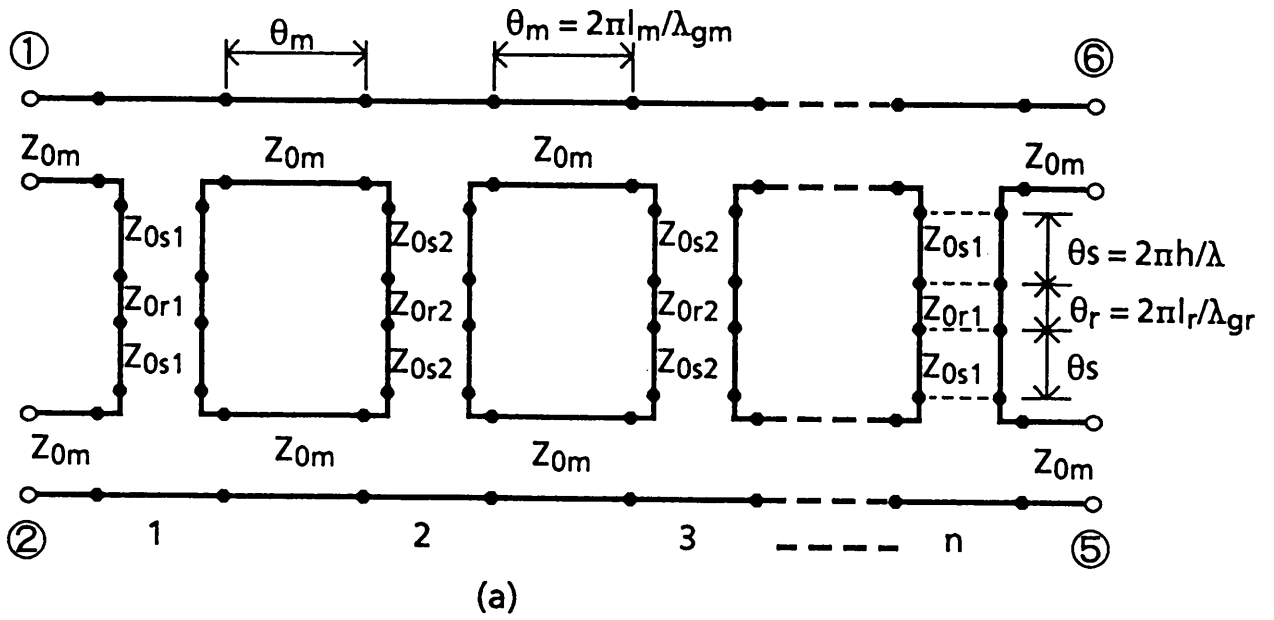


図3. 17 リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器の等価回路  
 (b)は  $Z_{0r} / Z_{0s} = 1$ ,  $\theta_r \ll 1$  の条件下で (a) に対する近似回路

(2) 分岐導波管形方向性結合器の周波数特性

図3. 17 (b) の回路のポート①への入射波  $a_1 = 1$  は、図3. 18 (a), (b) のようにポート①と②を同相・等振幅で励振する偶モードの入射波  $a_1 = a_2 = 1/2$  および逆相・等振幅で励振する奇モードの入射波  $a_1 = -a_2 = 1/2$  の重ね合わせと考えることができる。偶モード、奇モードではそれぞれ対称面が電気壁、磁気壁となるので、各ポートから出てくる波の振幅は対称面で切り離れた2ポート回路の反射係数  $\Gamma_e, \Gamma_o$  および透過係数  $T_e, T_o$  から求まる。ポート①への入射波  $a_1 = 1$  によってポート①, ②, ⑤, ⑥に出て来る波の振幅  $b_1, b_2, b_5, b_6$  は、偶モードと奇モードの重ね合わせによって次式で与えられる。

$$\begin{aligned} b_1 &= (\Gamma_e + \Gamma_o) / 2, & b_2 &= (\Gamma_e - \Gamma_o) / 2 \\ b_5 &= (T_e - T_o) / 2, & b_6 &= (T_e + T_o) / 2 \end{aligned} \quad (3.60)$$

図3. 18 (a), (b) の回路はそれぞれ中心周波数で  $\theta_{b0}/2 = \pi/4$  の先端短絡および先端開放のスタップが  $\theta_{m0} = \pi/2$  のピッチ間隔で接続された2ポート回路であり、これらの回路の反射係数と透過係数は縦続行列を計算することによって、次式のように求まる。

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= \frac{A_e + B_e - C_e - D_e}{A_e + B_e + C_e + D_e}, & \Gamma_o &= \frac{A_o + B_o - C_o - D_o}{A_o + B_o + C_o + D_o} \\ T_e &= \frac{2}{A_e + B_e + C_e + D_e}, & T_o &= \frac{2}{A_o + B_o + C_o + D_o} \end{aligned} \quad (3.61)$$

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} = F_{e1} (F_1 F_{e2})^{n-2} F_1 F_{e1} \quad (3.62)$$

$$\begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} = F_{o1} (F_1 F_{o2})^{n-2} F_1 F_{o1}$$

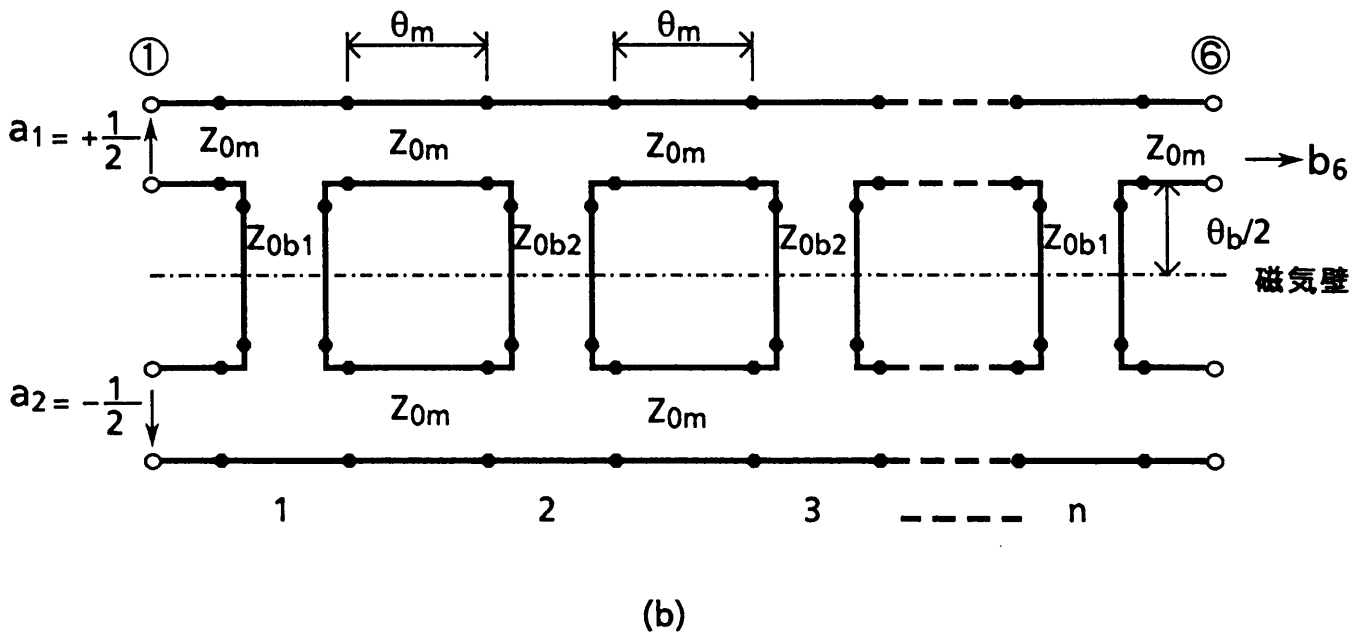
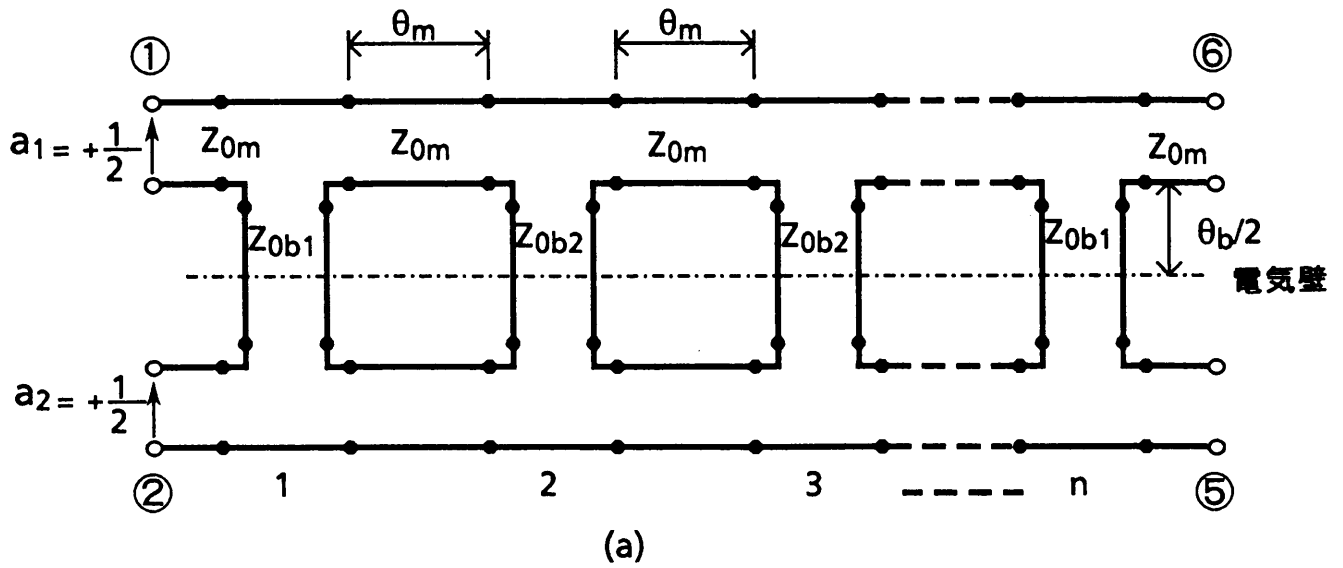


図3. 18 対称励振した分岐導波管形方向性結合器の等価回路  
 (a) 偶対称モード (b) 奇対称モード

$$F_{e,i} = \begin{bmatrix} 1 & jZ_{0i}t_b \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad F_{o,i} = \begin{bmatrix} 1 & -jZ_{0i}/t_b \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (i = 1, 2) \quad (3.63)$$

$$F_1 = \frac{1}{1+t_m^2} \begin{bmatrix} 1-t_m^2 & j2t_m \\ j2t_m & 1-t_m^2 \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

ただし,

$$Z_{0i} = Z_{0bi} / Z_{0m} \quad (3.65)$$

$$t_b = \tan(\theta_b/2), \quad t_m = \tan(\theta_m/2) \quad (3.66)$$

ここで、 $F_{e,1}$ と $F_{o,1}$ はそれぞれ先端短絡および先端開放のスタップが線路に直列に接続された回路の縦続行列、 $F_1$ は電気長 $\theta_m$ の線路の縦続行列、 $n$ は分岐導波管の数である。

リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器では主副導波管、分岐導波管共に分散性が軽減されるので、簡単のため

$$\theta_b = \theta_m = \theta \quad (3.67)$$

として、中心周波数で結合度3dB、分岐導波管数4~20の分岐導波管形方向性結合器に対する周波数特性の計算結果を図3.19に示す。図3.19(a)は諸特性と電気長 $\theta$ との関係、図3.19(b)は分岐導波管数 $n$ との関係を示す。 $\theta$ の周波数依存性によって $\theta$ が $\pi/2$ からずれると、結合度 $-20\log(b_6)$ 、挿入損 $-20\log(b_5)$ が3dBからずれ、等分配ではなくなる。また、VSWRとアイソレーション $-20\log(b_2)$ が劣化する。分配位相 $(\angle b_6 - \angle b_5)$ は、 $n > 6$ にすれば広帯域に亘って90度で一定である。また、図3.19(b)から分かるように、VSWRとアイソレーションは分岐導波管数 $n$ を増やすことによって改善されるが、分配偏差は $n > 8$ ではほとんど改善されなくなる。分配偏差は、導波管の遮断周波数を下げて管内波長の分散性を軽減すれば、電気長の周波数依存性が小さくなるので改善される。主副導波管と分岐導波管とを遮断周波数の異なる導波管として計算した結果では、分配偏差に関しては分岐導波管の分散性が支配的である。従って、広帯域に亘って分配偏差の小さい分岐導波管形方向性結合器を得るためには、図3.15で主副導波管の共通壁を極力薄くすることが重要である。

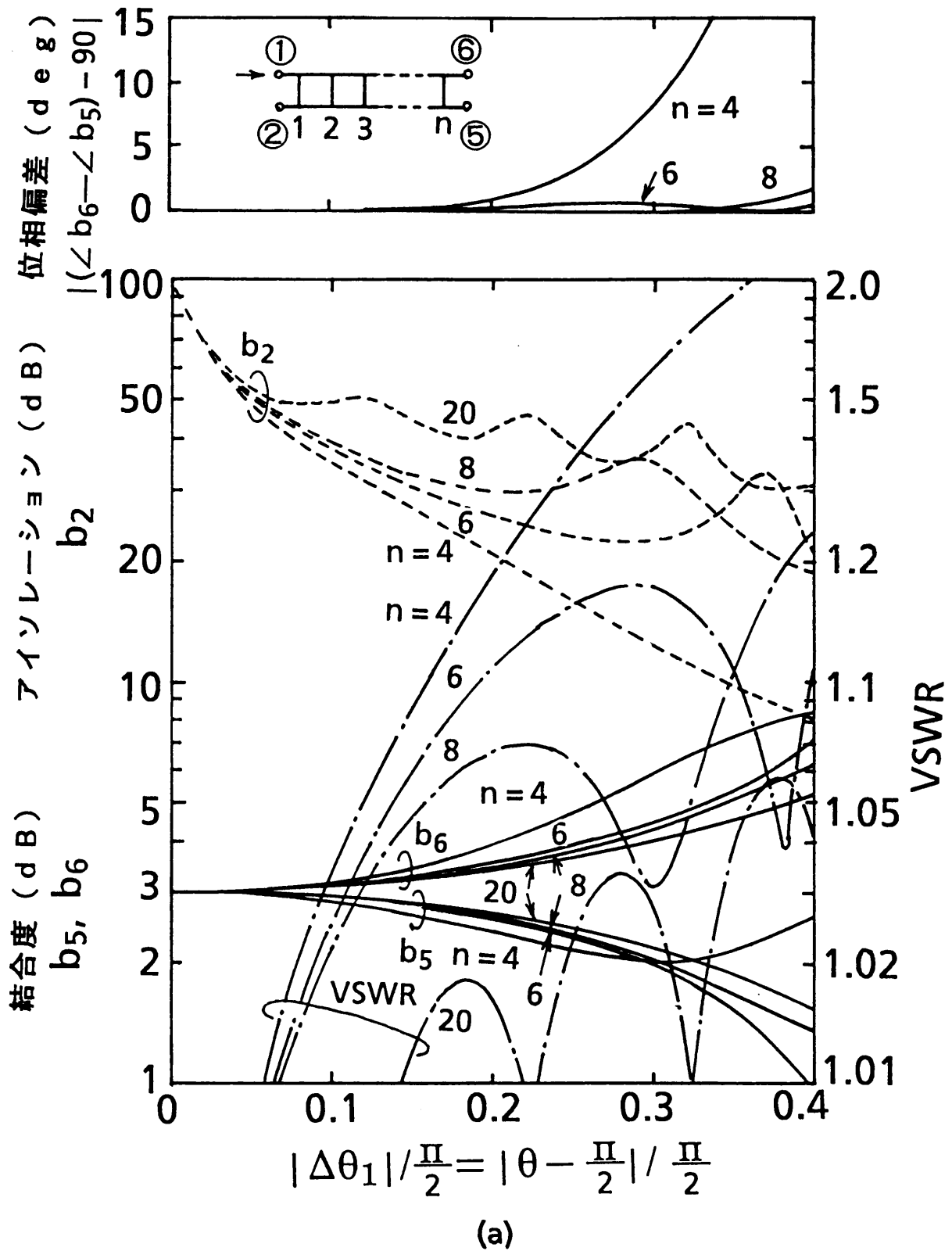
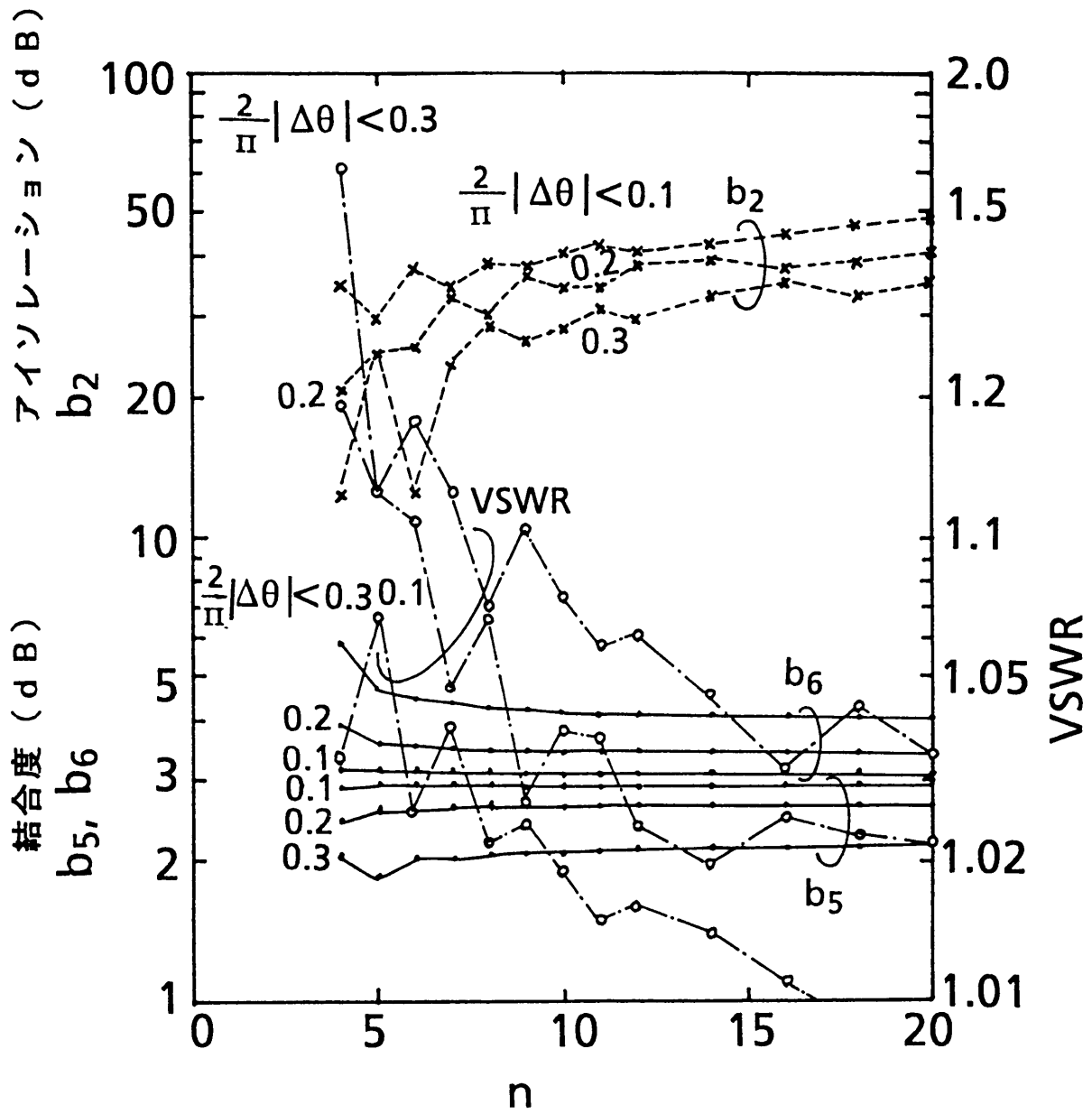


図3. 19 分岐導波管形方向性結合器の周波数特性  
 (a) 導波管の電気長との関係



(b)

図3. 19 分岐導波管形方向性結合器の周波数特性  
(b) 分岐導波管数との関係

### (3) 主副導波管および分岐導波管の分散性

分岐導波管形方向性結合器の主副導波管を比帯域 2.4 : 1 の E. I. A. 標準リッジ導波管<sup>(22)</sup>に合わせ  $b/a = 0.465$  とした場合について、横共振法<sup>(21)</sup>計算した  $TE_{10}$  および  $TE_{20}$  モードの遮断波長の計算結果を図 3. 20 に示す。導波管の分散性を軽減するためには、 $TE_{20}$  モードが伝搬しない範囲内で極力  $TE_{10}$  モードの遮断周波数を低くとるのがよい。 $s/a = 0.25 \sim 0.30$  とき  $TE_{10}$  と  $TE_{20}$  モードの遮断波長間隔がもっとも広くなり、分散性を軽減するのに適している。標準リッジ導波管に合わせて  $s/a = 0.25$ ,  $d/b = 0.425$  としたときには、 $TE_{10}$  と  $TE_{20}$  モードの遮断波長の比は約 3 : 1 である。

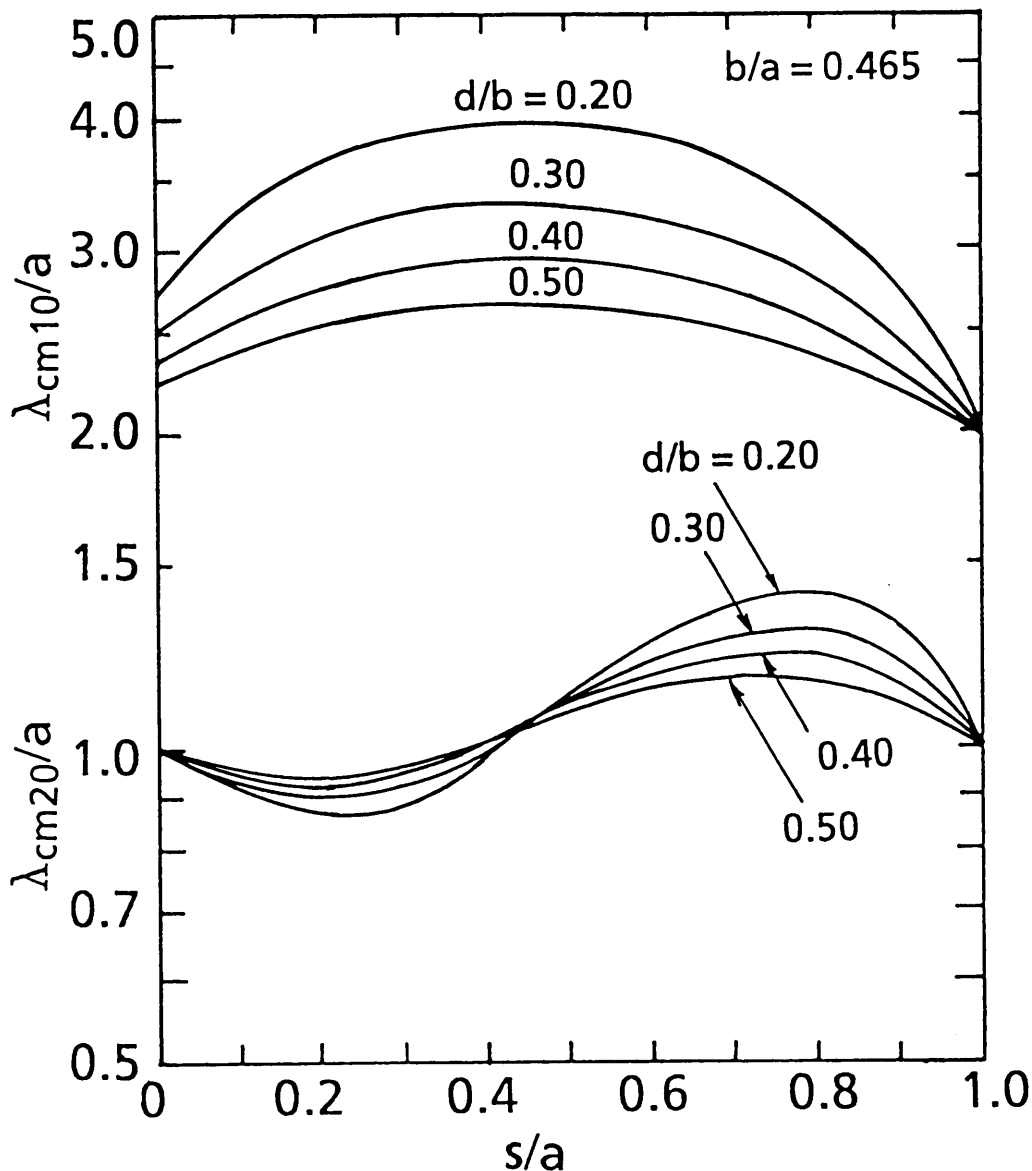


図 3. 20 リッジ導波管の遮断波長

中心周波数で電気長が  $\pi/2$  となる主副導波管に対して、 $TE_{10}$ モードの遮断周波数  $f_{cm}$  をパラメータとした電気長  $\theta_m$  の周波数特性を図3. 21に示す。 $f_{cm}/f_0 = 0$  の直線はTEM線路の電気長の周波数特性を示す。 $TE_{20}$ モードの遮断周波数の  $1/1.2$  の周波数を中心周波数  $f_0$  とすると、上述のリッジ導波管では  $f_{cm}/f_0 = 0.4$ 、方形導波管では  $f_{cm}/f_0 = 0.6$  である。主副導波管をリッジ導波管とすることによって、 $f_0 \pm 0.2f_0$  の周波数帯域における  $\theta_m$  の変化は方形導波管の場合の  $3/4$  に低減される。

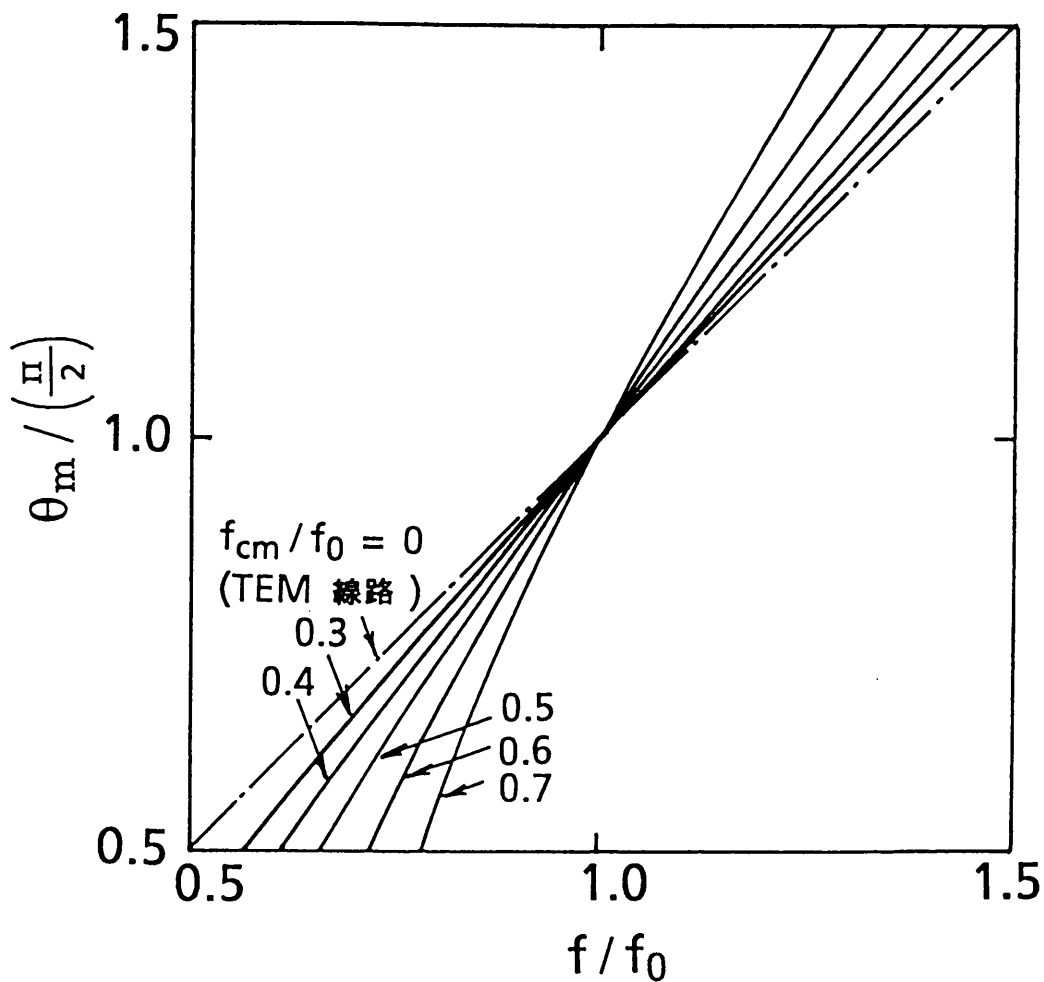


図3. 21 リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器における主副導波管の電気長の周波数特性



分岐導波管は、全長  $(2h + l_r)$  のうち  $2h$  が TEM 線路のスリット区間、 $l_r$  が方形導波管区間である。方形導波管区間が短く、両区間の特性インピーダンスの差が小さいとすれば、電気長  $\theta_b$  の周波数特性は式(3.50)と(3.59)で計算できる。 $l_r / (2h + l_r) = 0.3$  の場合について、方形導波管の遮断周波数をパラメータとした  $\theta_b$  の周波数特性を図3.22に示す。破線で示した周波数では、方形導波管で  $TE_{20}$  モードが伝搬可能であり、使用できない。方形導波管区間に  $f_{cr} / f_0 = 0.6$  の導波管を用いると、 $f_0 \pm 0.2f_0$  の周波数帯域における  $\theta_b$  の変化は図3.21で  $f_{cm} / f_0 = 0.4$  とした場合の  $\theta_m$  の変化とほとんど一致し、全長をリッジ導波管にした場合と同様な分散性軽減の効果が得られる。

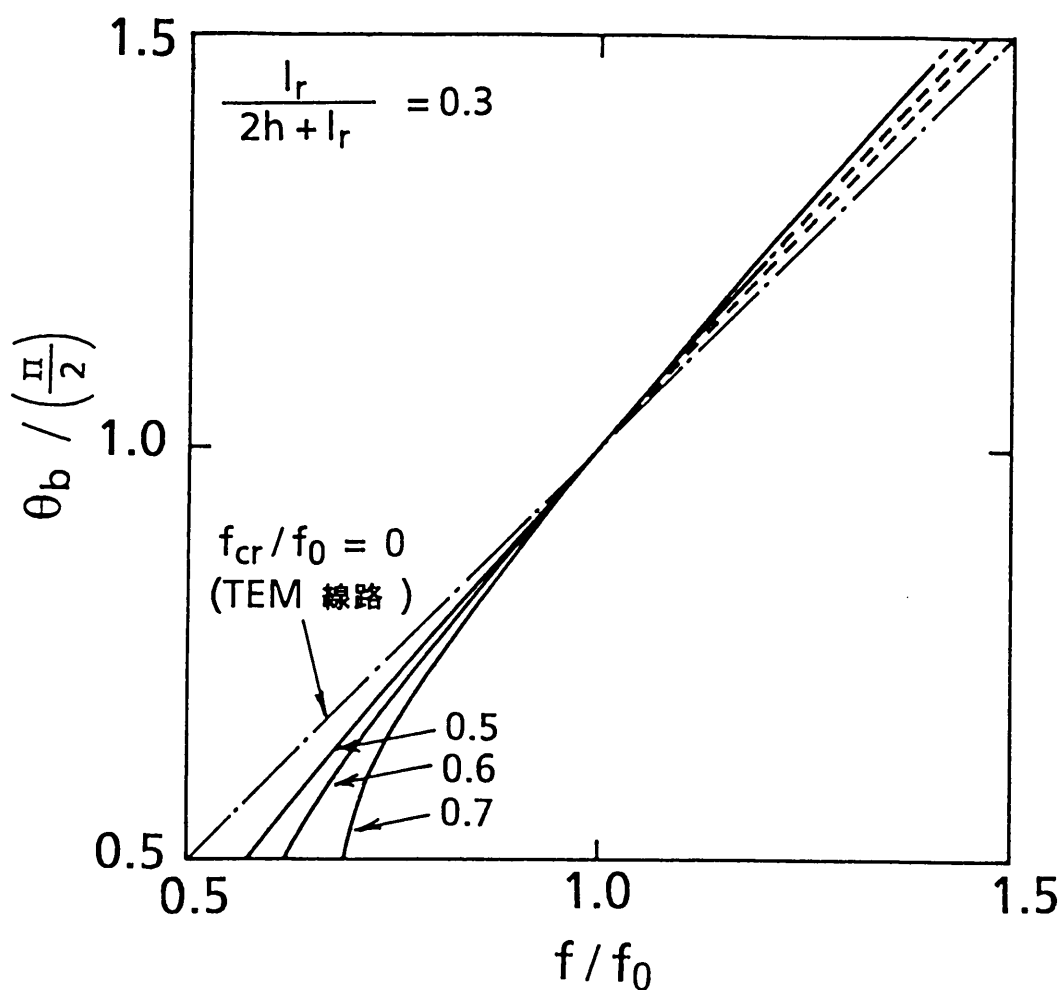


図3.22 リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器における分岐導波管の電気長の周波数特性

### 3.3.3 リッジ導波管を用いたハイブリッド形分波器の設計法

#### (1) 分波器性能に基づく構成部品性能の決定

14/11GHz帯衛星通信地球局アンテナ用帯域分波器を例にとって設計法を述べる。目標性能を表3.1に示す。送受信帯域は、WARC 79で固定衛星通信に配分された広帯域な周波数帯域である。ハイブリッド結合器の特性が分波器の挿入損 $L_t$ 、 $L_r$ と反射係数 $\Gamma_t$ に及ぼす影響を式(3.47)～(3.49)から求めると、 $\Gamma_t$ に及ぼす影響が最も大きい。式(3.49)でフィルタの反射係数 $\Gamma_{rt}$ を1とすると、ハイブリッド結合器の結合偏差による反射係数の増加分 $\cos(2\alpha)$ を分波器としての目標性能の反射係数 $\Gamma_t = 0.09$ の1/2におさえるためには、結合度を $3.01 \pm 0.19$  dB以下にする必要がある。ハイブリッド結合器として用いる分岐導波管形方向性結合器の動作帯域は10.7～14.5GHzである。この周波数帯域における主副導波管および分岐導波管の電気長 $\theta_m$ 、 $\theta_b$ の変化は、図3.21と3.22から求まり、

$$\frac{|\theta_m - \pi/2|}{\pi/2} \div \frac{|\theta_b - \pi/2|}{\pi/2} \leq 0.18 \quad (3.68)$$

である。図3.19から分かるように結合偏差を $\pm 0.2$  dB以下にするためには、分岐導波管数 $n$ を8にし、さらに中心周波数における結合度を $3.2$  dBにずらして帯域端の結合偏差を改善する必要がある。

このときの分岐導波管形方向性結合器の予想性能は、表3.2のようになる。結合偏差 $\pm 0.2$  dB ( $\alpha = 46.3^\circ$ )によるハイブリッド形分波器の挿入損 $L_t$ 、 $L_r$ の増加分は、式(3.47)と(3.48)から $-20 \log |\sin(2\alpha)| = 0.009$  dBである。送信帯のVSWRは、式(3.49)のハイブリッド結合器の反射係数 $\Gamma_n$ 、結合偏差による反射係数の増加分、アイソレーション $I_n$ による反射係数の増加分のRSS値 (root-sum-square value, 2乗和平方根値)として求めれば1.14である。また、送受アイソレーション $I_{rt}$ は式(3.46)からハイブリッド結合器によって $-20 \log |\cos(2\alpha)| = 2.7$  dB改善されるので、帯域通過フィルタは減衰量 $A_{rt}$ を2.8 dB以上にするように設計すればよい。

表 3. 1 14/11GHz 帯衛星通信地球局アンテナ用帯域分波器の目標性能

	送信帯	受信帯
周波数(GHz)	12.75~13.25, 14~14.5	10.7~11.7
VSWR	1.2	1.2
挿入損 (dB)	0.2	0.3
アイソレーション(dB)	—	55

表 3. 2 リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器の予想性能

設計条件	$n = 8$ $l_r / (2h + l_r) = 0.3$ $f_{cm} / f_0 = 0.4$ $f_{cr} / f_0 = 0.6$
周波数 $f$ (GHz)	10.7~14.5
$2\theta_m / \pi, 2\theta_b / \pi$	0.82~1.18
結合度 $C$ (dB)	$3.01 \pm 0.19$
位相偏差 (度)	$90 \pm 0.1$
VSWR	1.06
アイソレーション $I_h$ (dB)	30

## (2) 分岐導波管形方向性結合器の設計

リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器は、図3.17(b)の等価回路で表すことによってJ. Reedの設計法<sup>(14)</sup>が適用できる。中心周波数で

$$\theta_m = \theta_b = \pi/2 \quad (3.69)$$

となるように  $l_m$ ,  $2h + l_r$  を選ぶと、中心周波数では式(3.63), (3.64)で  $t_m = t_b = 1$  であり、式(3.62)の偶, 奇モードの縦続行列は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} A_e & B_e \\ C_e & D_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -U & -jV \\ jS_{n-2} & -U \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

$$\begin{bmatrix} A_o & B_o \\ C_o & D_o \end{bmatrix} = (-1)^n \begin{bmatrix} U & -jV \\ jS_{n-2} & U \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

$$U = Z_{01} S_{n-2} + S_{n-3}$$

$$V = Z_{01}^2 S_{n-2} + 2Z_{01} S_{n-3} + S_{n-4}$$

ここで、 $n$  は分岐導波管の数、 $S_n$  は  $Z_{02}$  の多項式であり、次の漸化式で与えられる。

$$S_0 = 1, \quad S_1 = -Z_{02}, \quad S_{n+1} = -Z_{02} S_n - S_{n-1} \quad (3.72)$$

ポート①へ振幅1の入射波があったときポート①, ②に出てくる波の振幅  $b_1$ ,  $b_2$  は式(3.60), (3.61)から求まり,

$$\begin{aligned} b_1 &= -(V - S_{n-2})(V + S_{n-2}) / W \\ b_2 &= j2U(V + S_{n-2}) / W \\ W &= 4U^2 + (V - S_{n-2})^2 \end{aligned} \quad (3.73)$$

で表される。従って、方向性結合器が無反射で、かつアイソレーションポート②への結合

がなくなる条件は,

$$V + S_{n-2} = Z_{01}^2 S_{n-2} + 2 Z_{01} S_{n-3} + S_{n-4} + S_{n-2} = 0 \quad (3.74)$$

で与えられる。この方程式を  $Z_{01}$  について解き、縦続パラメータの性質を使って整理すれば

$$Z_{01} = (-S_{n-3} \pm \sqrt{1 - S_{n-2}^2}) / S_{n-2} \quad (3.75)$$

となる。平方根の前の符号は、 $Z_{01}$  が 1 より小さい正の値になるように選ぶ。

ポート⑤, ⑥に結合する波の振幅  $b_5$ ,  $b_6$  も式(3.60), (3.61)から同様に求まり, 反射およびアイソレーションの条件が満足されると, 式(3.74)の関係と縦続パラメータの性質を使って次式のような簡単な式で表わすことができる。

$$\begin{aligned} b_5 &= C = -j S_{n-2} && (n = \text{奇数}) \\ b_6 &= \sqrt{1 - |C|^2} = -j S_{n-2} && (n = \text{偶数}) \end{aligned} \quad (3.76)$$

設計では, まず所望の結合度  $-20 \log |C|$  を得るための条件式(3.76)から  $Z_{02}$  を決定し, インピーダンス整合およびアイソレーションの条件式(3.75)から  $Z_{01}$  を決定する。表 3.2 のように  $n = 8$ , 中心周波数における結合度が 3.20 dB の方向性結合器に対する設計値は,

$$Z_{01} = 0.104 \quad , \quad Z_{02} = 0.220 \quad (3.77)$$

になる。導波管寸法は, 式(3.52), (3.53), 方形導波管の特性インピーダンスの式, および 3.3.4 で示す実験結果によって決定される。また, 分岐導波管の長さ  $2h + l_r$  とピッチ間隔  $l_m$  は式(3.50)と(3.69)から決定される。

### (3) 帯域通過フィルタの設計

帯域通過フィルタは、伝送特性と回路定数との関係があらかじめ求まっている原形低域通過フィルタ<sup>(23)(24)</sup>に基づいて設計する。原形低域通過フィルタは図3. 23 (a)あるいは(b)に示すようなリアクタンス素子から成るはしご形回路であり、遮断角周波数1ラジアン/秒、通過帯域内挿入損のリップル $L_0$  dBのチェビシェフ形の伝送特性を得るための回路定数 $g_0, g_1, \dots, g_{n+1}$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_1 &= 2 a_1 / \gamma \\
 g_i &= 4 a_{i-1} a_i / b_{i-1} g_{i-1} \quad (i = 2, 3, \dots, n) \\
 g_{n+1} &= \begin{cases} 1 & (n = \text{奇数}) \\ \coth^2 (\beta/4) & (n = \text{偶数}) \end{cases} \quad (3.78)
 \end{aligned}$$

$$\beta = \ln [\coth (L_0 / 17.37)]$$

$$\gamma = \sinh (\beta / 2n)$$

$$a_i = \sin [(2i - 1) \pi / 2n] \quad (i = 1, 2, \dots, n)$$

$$b_i = \gamma^2 + \sin^2 (i \pi / n) \quad (i = 1, 2, \dots, n)$$

ここで、 $n$ はフィルタの段数である。

チェビシェフ形の伝送特性は図3. 24 (a)に示すような特性であり、通過帯域の挿入損 $L_{rr}$  (dB)と阻止帯域の減衰量 $A_{rt}$  (dB)が角周波数 $\omega'$ に対して次式で表される。

$$L_{rr} (\omega') = 10 \log \{1 + \varepsilon \cos^2 [n \cos^{-1} (\omega')]\} \quad (\omega' \leq 1) \quad (3.79)$$

$$A_{rt} (\omega') = 10 \log \{1 + \varepsilon \cosh^2 [n \cosh^{-1} (\omega')]\} \quad (\omega' \geq 1) \quad (3.80)$$

$$\varepsilon = 10^{L_0 / 10} - 1 \quad (3.81)$$

これに対して、図3. 16に示した帯域通過フィルタの等価回路は、図3. 25 (a)で表される。図中、 $Z_{om}$ は入出力端子に接続されるハイブリッド結合器の主導波管の特性インピーダンス、 $Z_{oi}$ と $\theta_o$ は1/4波長変成器に用いたリッジ導波管の特性インピーダンスと電気長、 $Z_o$ と $\theta_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ )は空洞共振器の特性インピーダンスと電気長、

$X_{i, i+1}$  ( $i=1, 2, \dots, n-1$ )はアイリスのリアクタンスである。表 3. 3 に示す回路変換によって並列リアクタンス  $X_{i, i+1}$  と  $1/4$ 波長変成器をインピーダンスインバータに、インバータ間の電気長  $\theta_{i, i+1}$  の線路を集中定数の回路にそれぞれ置き換え、

$$\theta_{i, i+1} = \pi \quad (i = 1, 2, \dots, n), \quad \theta_0 = \pi/2 \quad (3.82)$$

になる通過帯域の中心周波数  $\omega_0$  の近傍では並列回路素子の正規化サセプタンス

$$B_i / Z_0 = -\cot(\theta_{i, i+1} / 2) \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (3.83)$$

$$B_0 / Z_0 = -\cot(\theta_0) \quad (3.84)$$

は直列回路素子の正規化リアクタンス

$$X_i / Z_0 = \sin(\theta_{i, i+1}) \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (3.85)$$

より小さな値であるので無視すると、図 3. 25 (a) の回路は図 3. 25 (b) の回路になり、回路定数は式(3.85)と次式で与えられる。

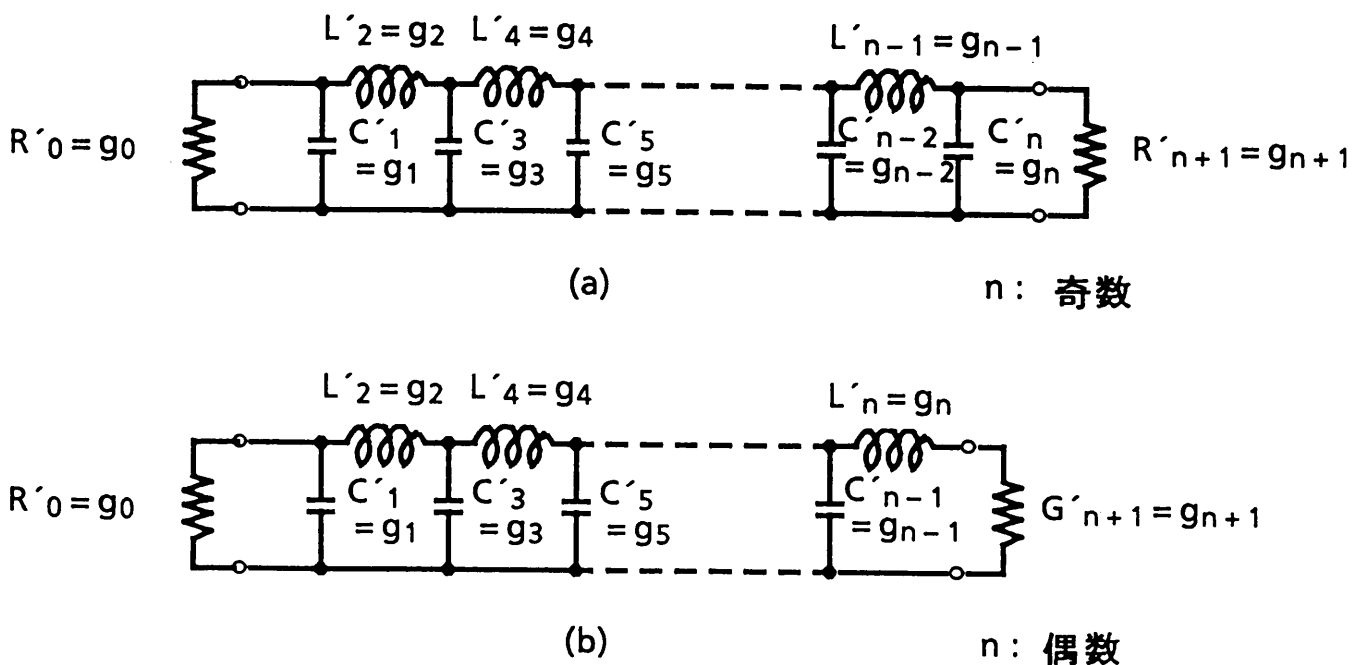


図 3. 23 帯域通過フィルタの設計に用いる原形低域通過フィルタ

(a)  $n$  : 奇数 (b)  $n$  : 偶数

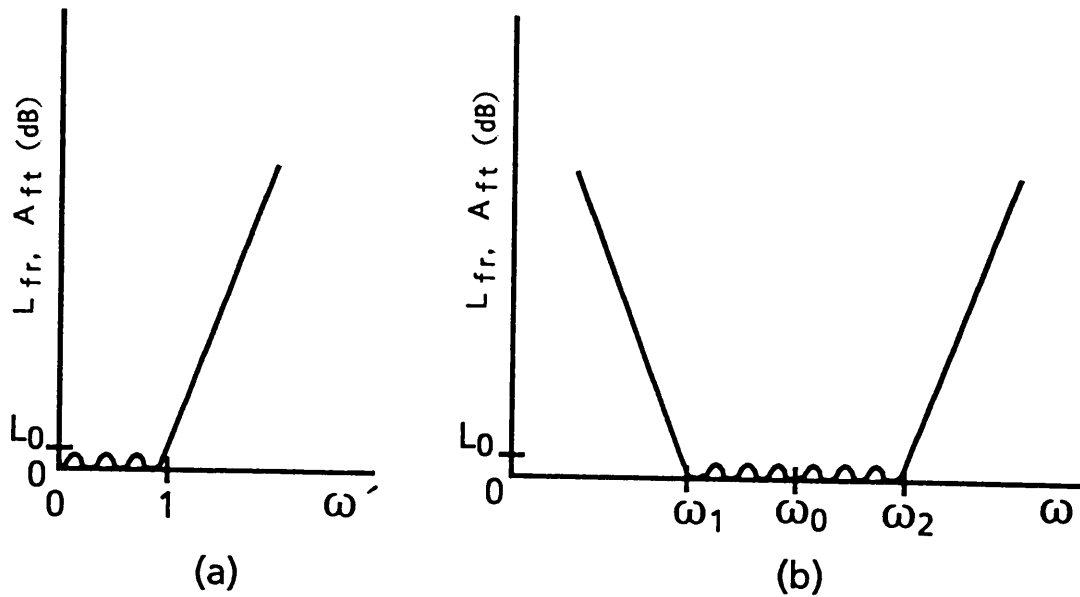


図3. 24 チェビシェフ形フィルタの伝送特性  
(a) 低域通過フィルタ (b) 帯域通過フィルタ

$$K_{01} = K_{n, n+1} = Z_{0t} \sin \theta_0 \quad (3.86)$$

$$K_{i, i+1} = Z_0 \tan(\Delta \theta_{i, i+1} / 2) \quad (i=1, 2, \dots, n-1) \quad (3.87)$$

$$\theta_1' = \theta_1 + \Delta \theta_{12} / 2$$

$$\theta_i' = \theta_i + (\Delta \theta_{i-1, i} + \Delta \theta_{i, i+1}) / 2 \quad (i=2, 3, \dots, n-1) \quad (3.88)$$

$$\theta_n' = \theta_n + \Delta \theta_{n, n+1} / 2$$

$$\Delta \theta_{i, i+1} = \tan^{-1} (2 X_{i, i+1} / Z_0) \quad (3.89)$$

ここで、 $\lambda_{gc}$ と $\lambda_{gc0}$  はそれぞれ各周波数 $\omega$ と $\omega_0$ における空洞共振器の管内波長である。

$\omega_0$  の近傍ではさらに、直列回路素子 $X_i$  は近似的に

$$X_i \doteq \pi Z_0 \frac{\lambda_{gc0} - \lambda_{gc}}{\lambda_{gc0}} \quad (|\theta_i' - \pi| \ll 1, i=1, 2, \dots, n) \quad (3.90)$$

で表され、

$$\omega' = \frac{2}{W_\lambda} \left| \frac{\lambda_{gc0} - \lambda_{gc}}{\lambda_{gc0}} \right| \quad (3.91)$$



$$w_{\lambda} = \frac{\lambda_{gc1} - \lambda_{gc2}}{\lambda_{gc0}} \quad (3.92)$$

$$\lambda_{gc0} = (\lambda_{gc1} + \lambda_{gc2}) / 2 \quad (3.93)$$

と置くと次式のようにになる。

$$X_i = \omega' L_i \quad (3.94)$$

$$L_i = Z_0 \frac{\pi w_{\lambda}}{2} \quad (3.95)$$

ここで、 $\lambda_{gc1}$ 、 $\lambda_{gc2}$  は帯域通過フィルタの通過帯域端における管内波長である。

従って、図3. 25 (b) の帯域通過フィルタの回路は、式(3.91)によって変換された角周波数 $\omega'$  に対しては図3. 25 (c) の低域通過フィルタの回路になる。式(3.91)の周波数の対応関係は図3. 24 (a)、(b) で表され、帯域通過フィルタの $\omega_0$  は低域通過フィルタの $\omega' = 0$  に、通過帯域端の $\omega_1$ 、 $\omega_2$  はともに $\omega' = 1$  に変換される。図3. 25 (c) の回路で、周波数 $\omega'$  に対して図3. 23 (a) あるいは (b) の原形低域通過フィルタと同じ伝送特性を得るためには、 $Z_{0m}$  および  $X_i$  ( $i = \text{偶数}$ ) からそれぞれインバータを通して見た隣の回路素子との素子値の比を原形低域通過フィルタの素子値の比  $(1/g_{i+1})/g_i$  あるいは  $(1/g_{i-1})/g_i$  に一致させればよい。このための条件は、次式で与えられる。

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{w_{\lambda}}{g_0 g_1} \frac{Z_{0m}}{Z_0}}$$

$$\frac{K_{1, i+1}}{Z_0} = \frac{\pi w_{\lambda}}{2} \frac{1}{\sqrt{g_0 g_1}} \quad (3.96)$$

$$\frac{K_{n, n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{w_{\lambda}}{g_n g_{n+1}} \frac{Z_{0m}}{Z_0}}$$

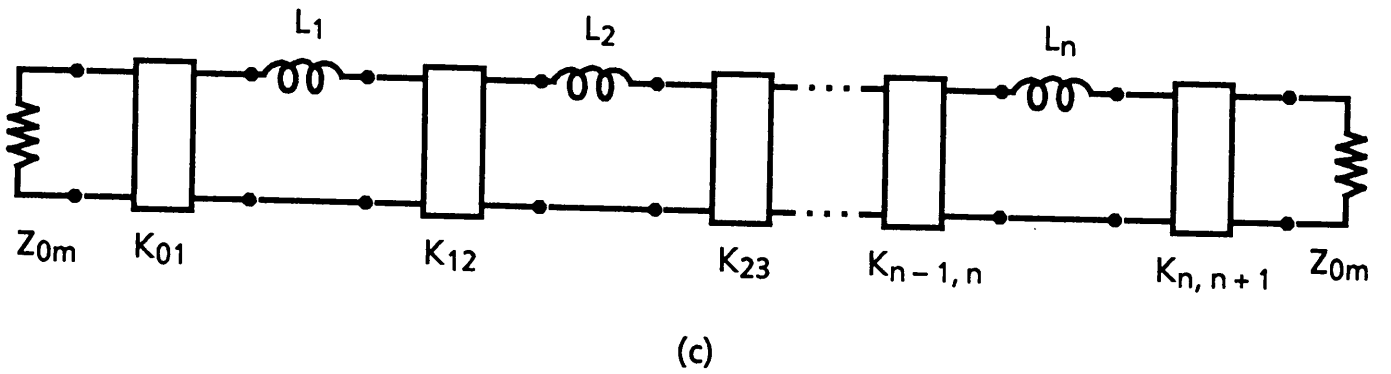
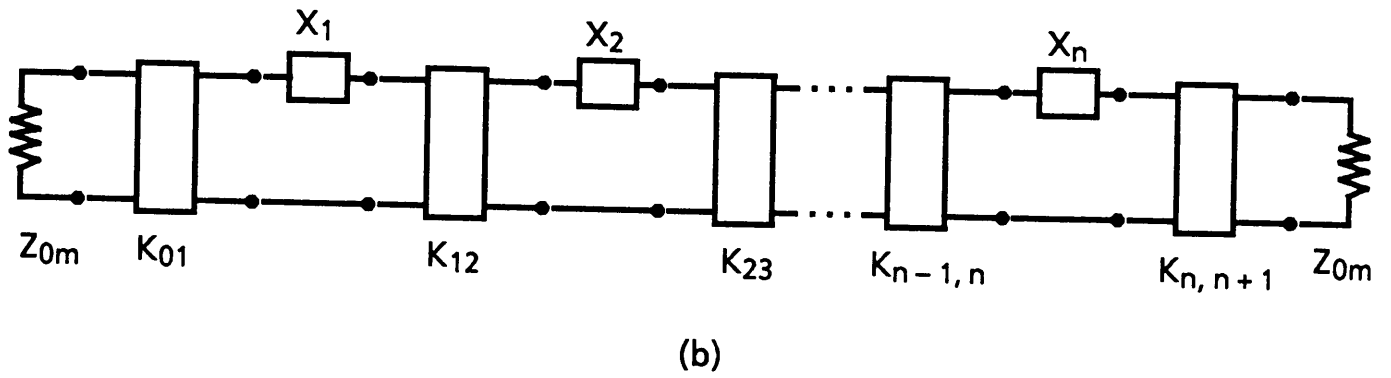
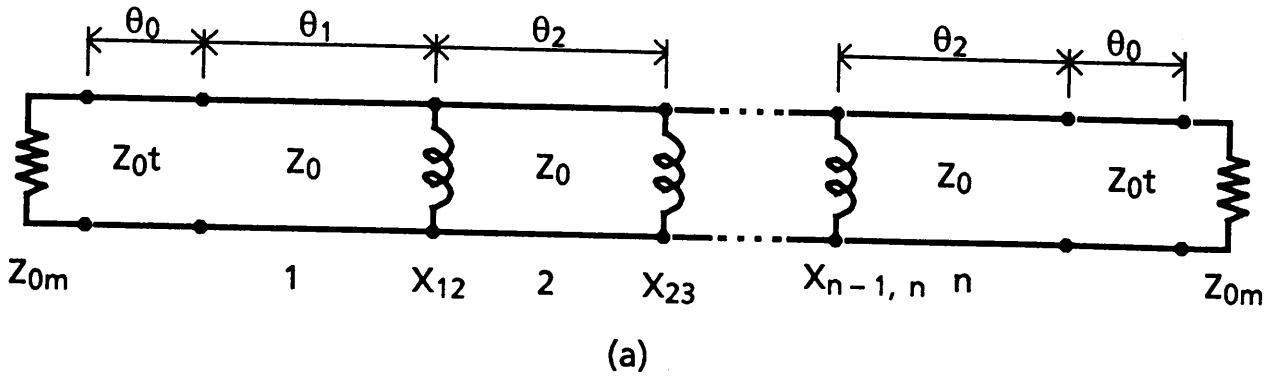
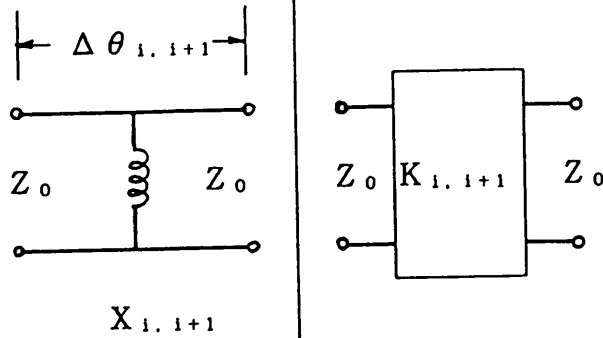
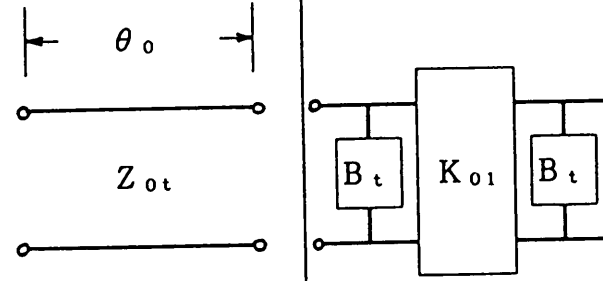
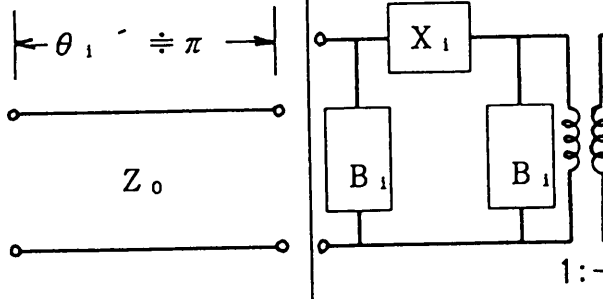


図3. 25 入出力ポートを1/4波長変成器で結合した導波管形帯域通過フィルタの等価回路

- (a) 分布定数線路を用いて表した帯域通過フィルタ
- (b) 集中定数回路で近似した帯域通過フィルタ
- (c) 周波数変換によって帰着される低域通過フィルタ

表 3. 3 帯域通過フィルタの設計に用いる等価回路変換

等価回路	関係式	縦続行列
 <p style="text-align: center;"><math>X_{i,i+1}</math></p>	$K_{i,i+1} = \left  Z_0 \tan \left( \frac{\Delta\theta_{i,i+1}}{2} \right) \right $ $\Delta\theta_{i,i+1} = \tan^{-1} \left( \frac{2X_{i,i+1}}{Z_0} \right)$ $\frac{X_{i,i+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{i,i+1}}{Z_0}}{1 - \left( \frac{K_{i,i+1}}{Z_0} \right)^2}$	$\begin{bmatrix} 0 & jK_{i,i+1} \\ j\frac{1}{K_{i,i+1}} & 0 \end{bmatrix}$
 <p style="text-align: center;"><math>Z_{0t}</math></p>	$K_{01} = Z_{0t} \sin \theta_0$ $B_t = -\frac{1}{Z_{0t}} \cot \theta_0$	$\begin{bmatrix} \cos \theta_0 & jZ_{0t} \sin \theta_0 \\ j\frac{\sin \theta_0}{Z_{0t}} & \cos \theta_0 \end{bmatrix}$
 <p style="text-align: center;"><math>Z_0</math></p> <p style="text-align: right;"><math>1:-1</math></p>	$X_i = Z_0 \sin \theta_i$ $B_i = -\frac{1}{Z_0} \cot \frac{\theta_i}{2}$	$\begin{bmatrix} \cos \theta'_i & jZ_0 \sin \theta'_i \\ j\frac{\sin \theta'_i}{Z_0} & \cos \theta'_i \end{bmatrix}$

帯域通過の設計では、まず式(3.80), (3.91)~(3.93)から所望の減衰量  $A_{rt}$  を得るための段数  $n$  を決定する。1/4波長変成器の  $Z_{ot}$  とアイリスのリアクタンス  $X_{i, i+1}$  は、式(3.78)で与えられる  $g_0, g_1, \dots, g_{n+1}$  を用いて式(3.86), (3.87), (3.89), (3.96)から求まり、空洞共振器の電気長  $\theta_i$  は式(3.82)と(3.88)から決定される。リアクタンス  $X_{i, i+1}$  とアイリス寸法との関係は N. Marcuvitzによって与えられている<sup>(25)</sup>。14/11GHz帯衛星通信地球局アンテナ用帯域分波器に用いるフィルタの設計条件と、上述の設計法による設計値を表3.4に示す。また、設計した帯域通過フィルタの特性を、アイリスだけを用いた従来の帯域通過フィルタの特性と比較して図3.26に示す。VSWRが設計値からずれ、アイリスだけを用いた帯域通過フィルタに比べて劣化しているのは、1/4波長変成器の回路変換で生ずる並列回路素子  $B_i$  を無視したことによるものと思われる。

表3.4 入出力ポートをリッジ導波管の1/4波長変成器で結合した14/11GHz帯地球局アンテナ用帯域通過フィルタの設計条件と設計値

<u>設計条件</u> 導波管の断面寸法 (mm) 入力端子のインピーダンス (ohm) 通過帯域 (GHz) 通過帯域のリップル (dB) 阻止帯域の減衰量 (dB)	$a = 19.05, b = 9.525$ (WRJ-120) $Z_{om} = 205$ $f_1 = 10.6, f_2 = 11.8, f_0 = 11.5$ $L_0 = 0.01$ (VSWR 1.1) 12.75GHzで $A_r \geq 30$
<u>設計値</u> 段数 変成器のインピーダンス (ohm) アイリスの正規化リアクタンス 空洞共振器の軸長	$n = 6$ $Z_{ot} = 214$ ohm, $X_{12}/Z_0 = X_{56}/Z_0 = 1.15$ $X_{23}/Z_0 = X_{45}/Z_0 = 0.37$ $X_{34}/Z_0 = 0.22$ $l_1 = l_6 = 0.43 \lambda_{g0}$ $l_2 = l_5 = 0.42 \lambda_{g0}$ $l_3 = l_4 = 0.44 \lambda_{g0}$

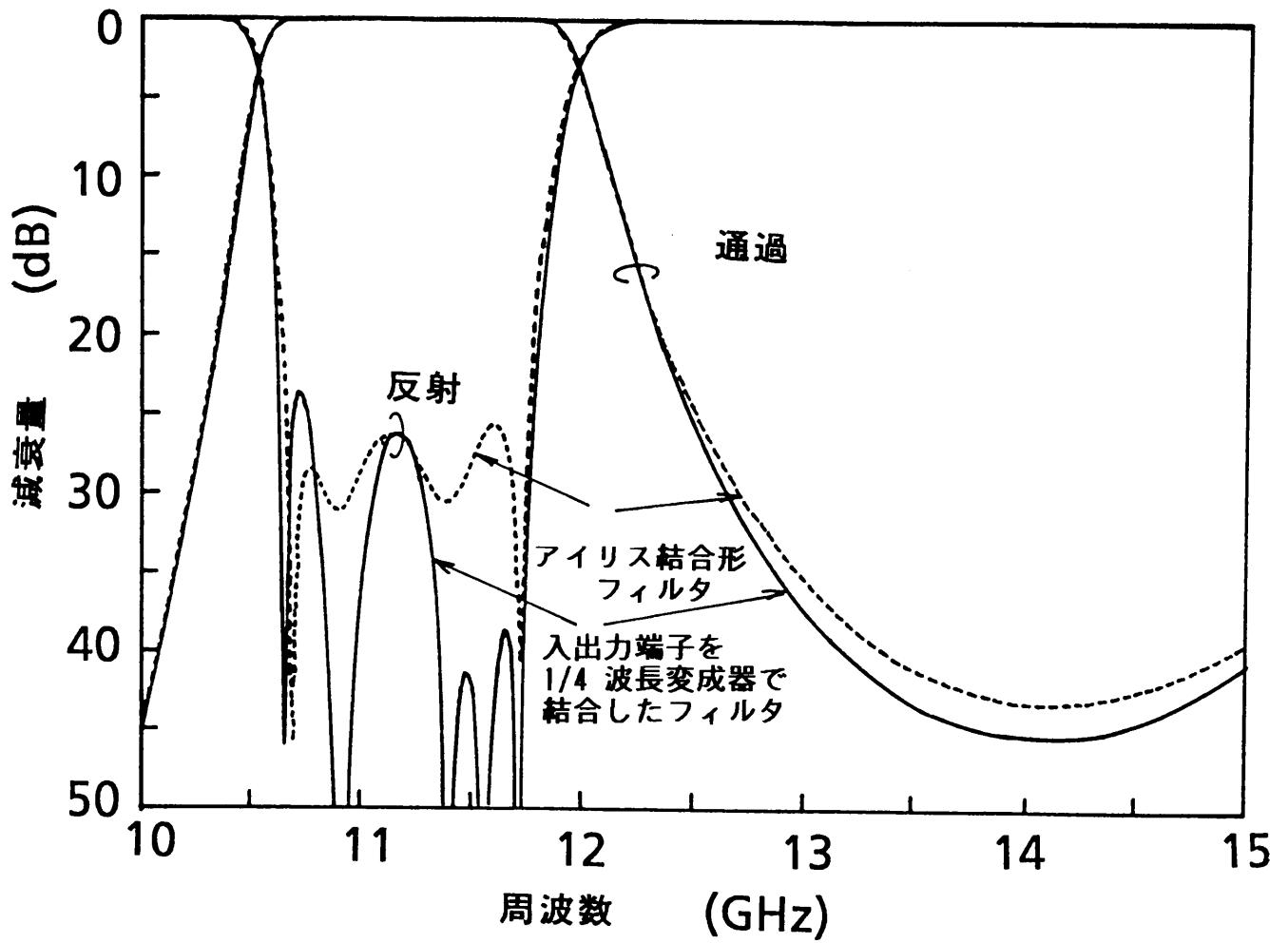


図3. 26 設計した導波管形帯域通過フィルタの特性

### 3.3.4 試作評価

#### (1) リッジ導波管と方形分岐導波管とのT分岐の等価回路

分岐導波管形方向性結合器の等価回路の妥当性を確認するため、リッジ導波管と方形分岐導波管とのT分岐に対する等価回路の回路定数を測定によって決定する。測定に用いたT分岐の構造を図3.27に、T分岐の等価回路を図3.28に示す。T分岐の等価回路は、スリット区間と方形導波管区間から成る分岐導波管が主導波管に直列接続された回路となり、分岐部での電磁界の乱れの影響は基準面を適切に選ぶことによってサセプタンス $B$ とインピーダンス変成器で表される<sup>(26)</sup>。

分岐部のサセプタンス $B$ 、変成比 $m$ 、主導波管における基準面 $T_1$ 、 $T_2$ の間隔 $2t_m$ および分岐導波管の基準面 $T_3$ とリッジ先端との距離 $t_b$ は、図3.27に示すような可動短絡板を用いた測定によって決定される。まず、 $t_b$ と $2t_m$ は、主導波管が無反射となるときの可動短絡板の位置 $T_s$ とこのときの主導波管の電気長から決定される。基準面 $T_3$ は、このときの $T_s$ から $1/2$ 波長の整数倍だけ移動した面である。分岐部のサセプタンス $B$ は、短絡板を $1/4$ 波長移動し、基準面 $T_3$ から $1/4$ 波長の位置を短絡して主導波管から見た入力インピーダンスを測定すれば求まる。可動短絡板をさらに $1/8$ 波長移動し、基準面 $T_3$ から $1/8$ 波長の位置を短絡したときには、基準面 $T_3$ から見た分岐導波管の入力インピーダンスを $Z_i$ とすると、 $m^2 Z_i$ の値が求まる。

主導波管の断面形状を比帯域 $2.4:1$ のE. I. A. 標準リッジ導波管の断面形状と一致させたT分岐に対して等価回路定数と基準面位置の測定結果を図3.29(a)~(d)に示す。主導波管の遮断波長は、リッジの面取の効果により図3.20に示した遮断波長より若干短くなっており、基本モードでは $\lambda_{cm10} = 2.69a$ 、 $TE_{20}$ モードでは $\lambda_{cm20} = 0.915a$ である。測定周波数は、 $TE_{20}$ モードの遮断周波数を上限周波数とする比帯域 $32\%$ であり、 $TE_{10}$ モードの遮断周波数を $f_c$ とすると $2.1f_c \sim 2.9f_c$  ( $f_c$ は $TE_{10}$ モードの遮断周波数)である。 $t_m$ 、 $t_b$ 、 $B$ の測定結果はともに小さく、T分岐の等価回路はリッジの先端を接続面とし、変成比 $m$ の変成器を介して特性インピーダンス $Z_{ob} = |Z_i|$ の線路が接続された回路になる。

分岐導波管の入力インピーダンス $Z_i$ は、方形導波管区間の短絡板までの電気長を $\Delta$ とすると次式で与えられる。

$$Z_i = Z_{os} \frac{jZ_{or} \tan\Delta + jZ_{os} \tan(\pi/4 - \Delta)}{Z_{os} - Z_{or} \tan\Delta \cdot \tan(\pi/4 - \Delta)} \quad (3.97)$$

測定周波数ではリッジの高さが約 1/8波長であり,  $m^2 Z_i$  を求めるときの短絡板位置  $T_s$  が主導波管の管壁面  $T_w$  にほぼ一致することを考慮すると  $\Delta \ll 1$  であり, 式(3.97)は近似的に次式のようなになる。

$$Z_i \doteq j Z_{os} [1 + \delta \sin(2 \Delta)] \quad (3.98)$$

$$\delta = Z_{or} / Z_{os} - 1 \quad (3.99)$$

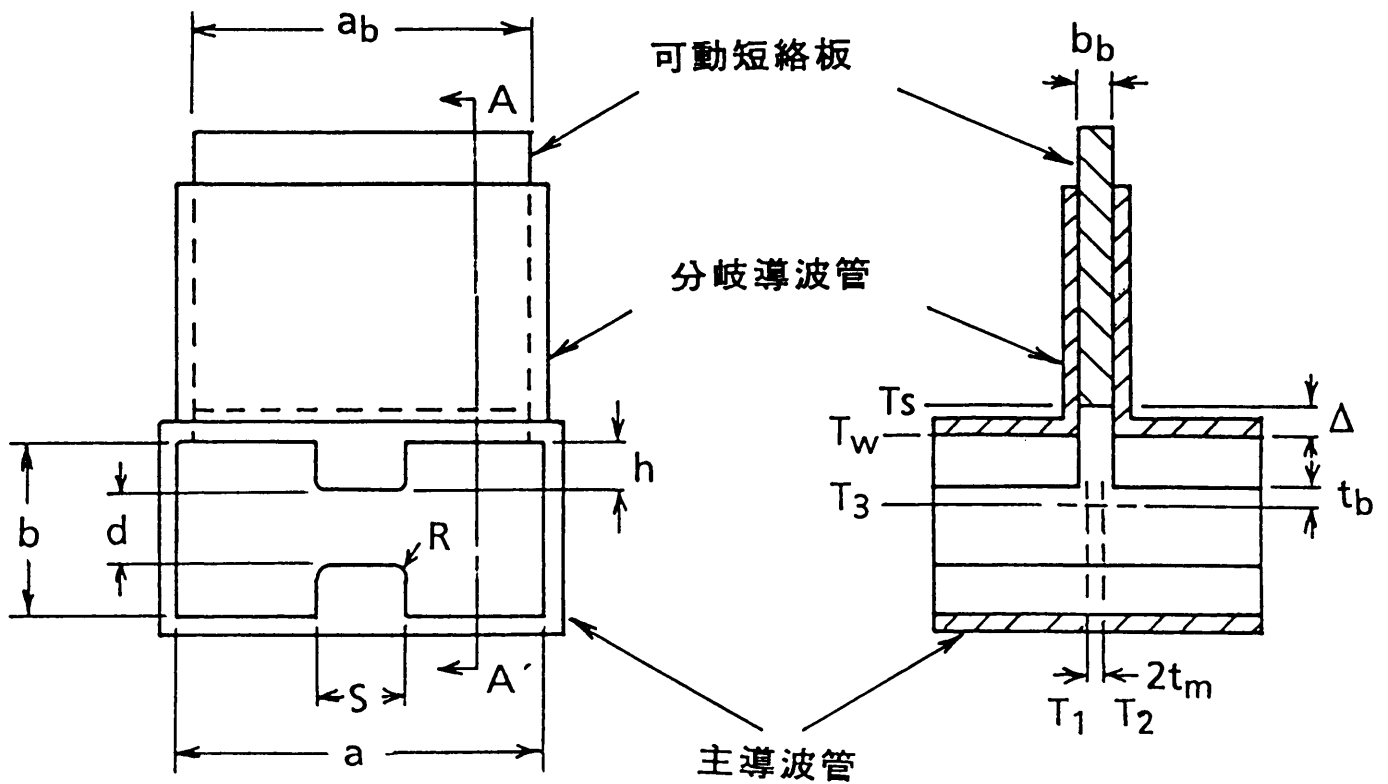


図3. 27 測定を行ったT分岐の構造

$b/a=0.465, s/a=0.25, d/b=0.425$

$h/b=0.29, R/d=0.2, a_b/a=0.9.$

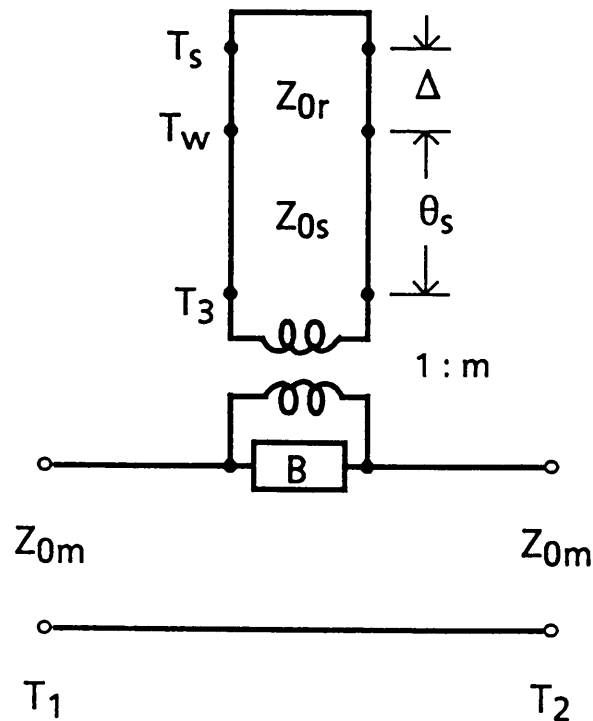
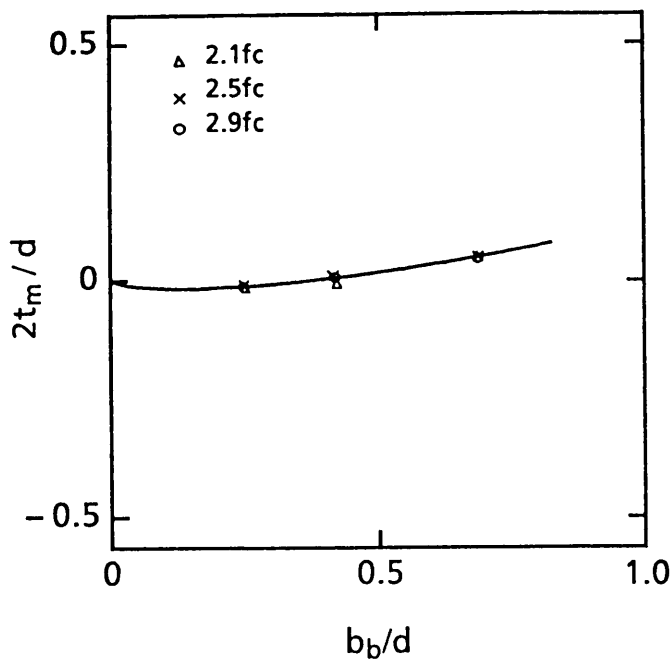


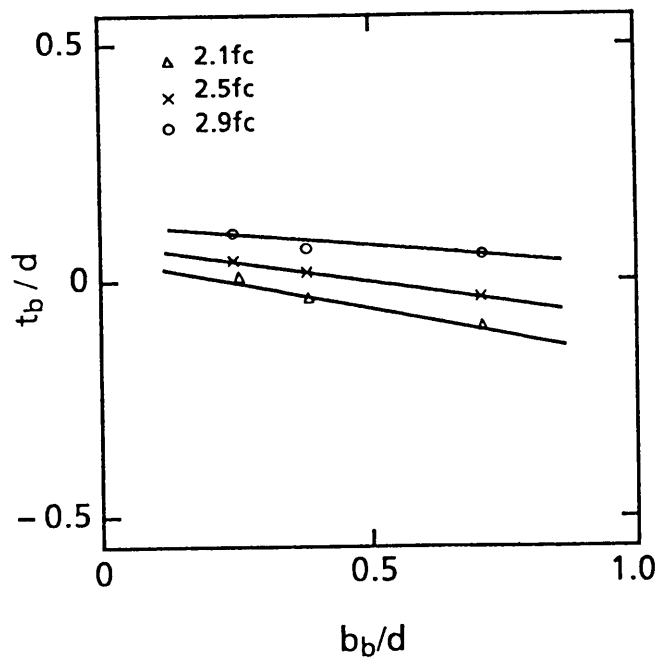
図3. 28 T分岐の等価回路

測定時の  $\delta \sin(2\Delta)$  は  $0.03 \sim 0.04$  であり、測定で求まる  $Z_{ob} = |Z_i|$  はスリット区間の特性インピーダンス  $Z_{os}$  である。式(3.52)と(3.54)より計算した  $Z_{os}/Z_{om}$  の値を図3. 29 (d) 中に破線で示す。 $m^2 |Z_i|/Z_{om}$  の実測値に比べ約1.4倍になっているのは、式(3.54)ではリッジ端部の寄生容量を無視したためと思われる。この値は分岐導波管形方向性結合器の結合度への影響が大きいため、設計には実測値を用いる必要がある。

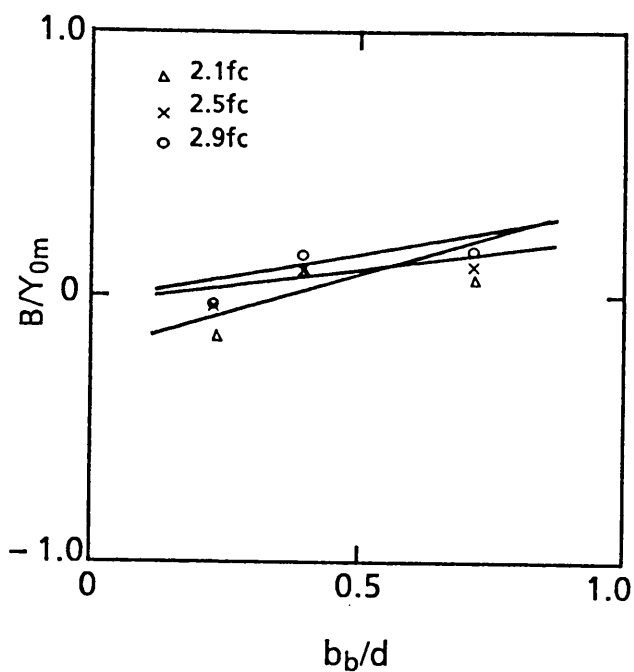




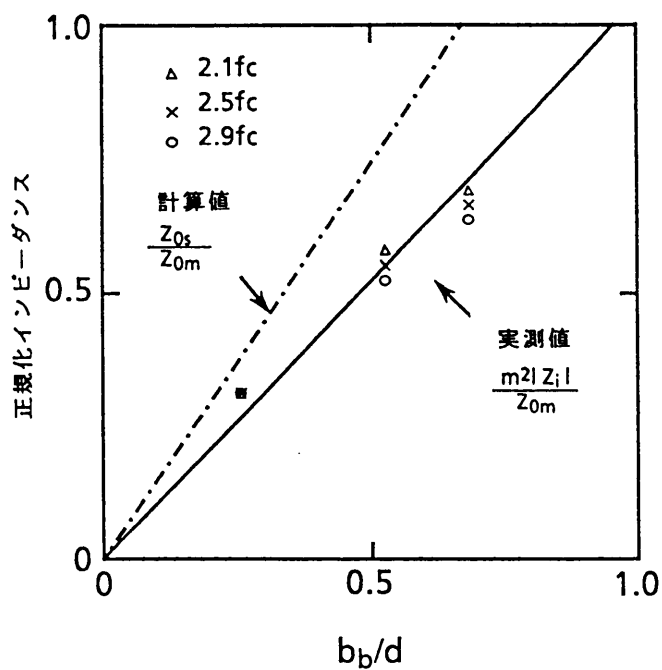
(a)



(b)



(c)



(d)

図3. 2.9 主導波管をリッジ導波管にしたT分岐の等価回路定数測定結果  
 (a) 主導波管の基準面 (b) 分岐導波管の基準面  
 (c) 分岐部の正規化サリタンス (d) 分岐導波管の入力インピーダンス  
 $b/a=0.465, s/a=0.25, d/b=0.425, h/b=0.29, R/d=0.2, a_b/a=0.9$

## (2) 帯域分波器の試作結果

前節の設計に基づいて設計した試作分波器の外観を図3.30に示す。方形導波管へ変換するため帯域分波器の両側に4段変成器とE面バンドを設けており、全長474mmである。

分岐導波管形方向性結合器の周波数特性を図3.31に示す。中心周波数12.6GHzにおける結合度は設計値より0.2dB疎結合であり、10.7~14.5GHzにおける結合偏差は3.05dB±0.4dBである。VSWRは1.08、アイソレーションは32dBであり、表3.2の計算による予想性能とよく一致している。

帯域通過フィルタの伝送・反射特性を計算値と比較して図3.32に示す。受信帯域10.7~11.7GHzにおける挿入損 $L_{rt}$ は0.2dB以下、VSWRは1.12以下、送信帯域12.75~14.5GHzにおける減衰量 $A_{rt}$ は32.4dBである。フランジ接続で空洞共振器を構成しているため、無負荷Qは理論値の約30%であり、一体構成すれば $L_{rt}$ は約1/2に改善できる。

帯域分波器の分波特性を図3.33に示す。送信端子・アンテナ端子間の挿入損 $L_t$ は0.2dB、アンテナ端子・受信端子間の挿入損 $L_r$ は0.4dBである。帯域分波器の反射特性を図3.34に示す。VSWRは受信帯域で1.14以下、送信帯域で1.17以下である。送信端子・受信端子間のアイソレーションを図3.35に示す。送信帯における送受アイソレーション $I_{rt}$ は55dBである。 $A_{rt}$ との差22.6dBがハイブリッド結合器

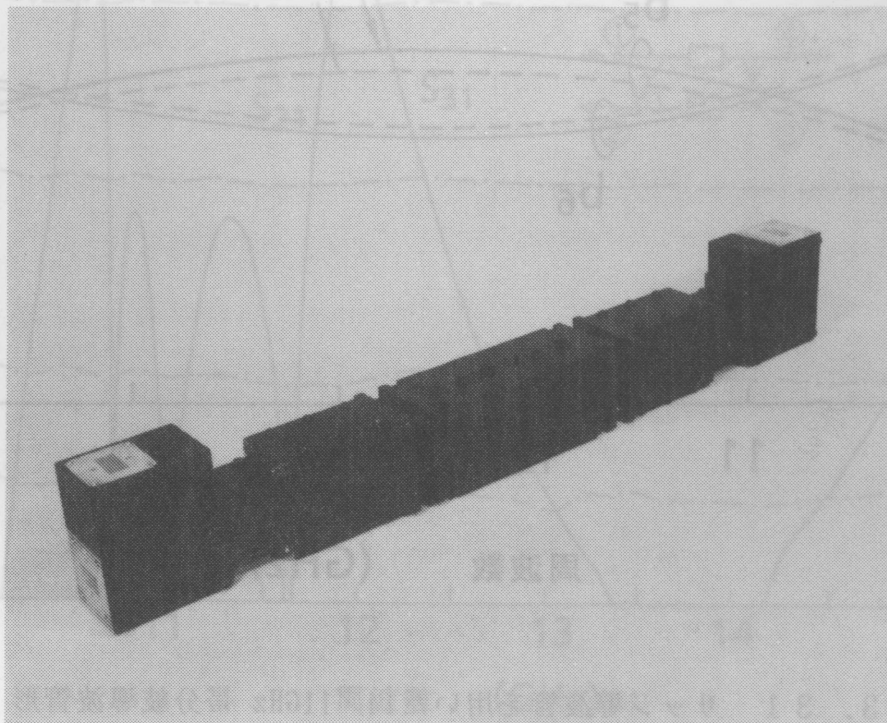


図3.30 試作した14/11GHz 帯域分波器の外観

によるアイソレーション改善量 $-20\log |\cos(2\alpha)|$ であり、この値から結合偏差を逆算すると $\pm 0.3$  dBになる。図3. 31の測定結果 $\pm 0.4$  dBとの差 $\pm 0.1$  dBは測定誤差によるものと思われる。

以上の結果から、分岐導波管形方向性結合器の主副導波管にリッジ導波管を用いることによって導波管の分散性を小さくして広帯域化でき、さらにこの分岐導波管形方向性結合器を用いてハイブリッド形分波器を構成することによってWARC 79で割当周波数の拡大された14/11GHz帯固定衛星通信の地球局アンテナに適用できる帯域分波器が得られることが分った。

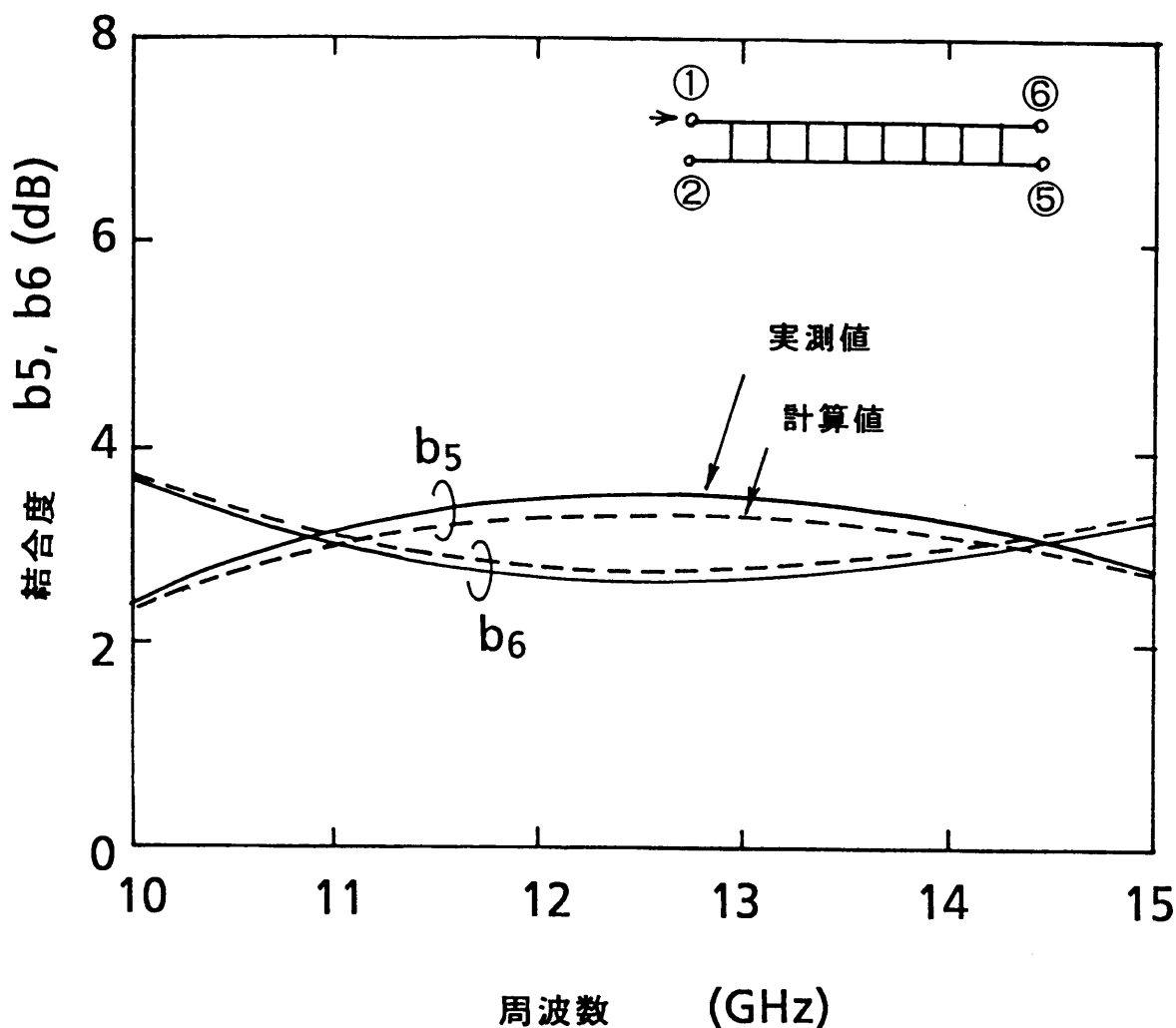


図3. 31 リッジ導波管を用いた14/11GHz 帯分岐導波管形方向性結合器の結合特性

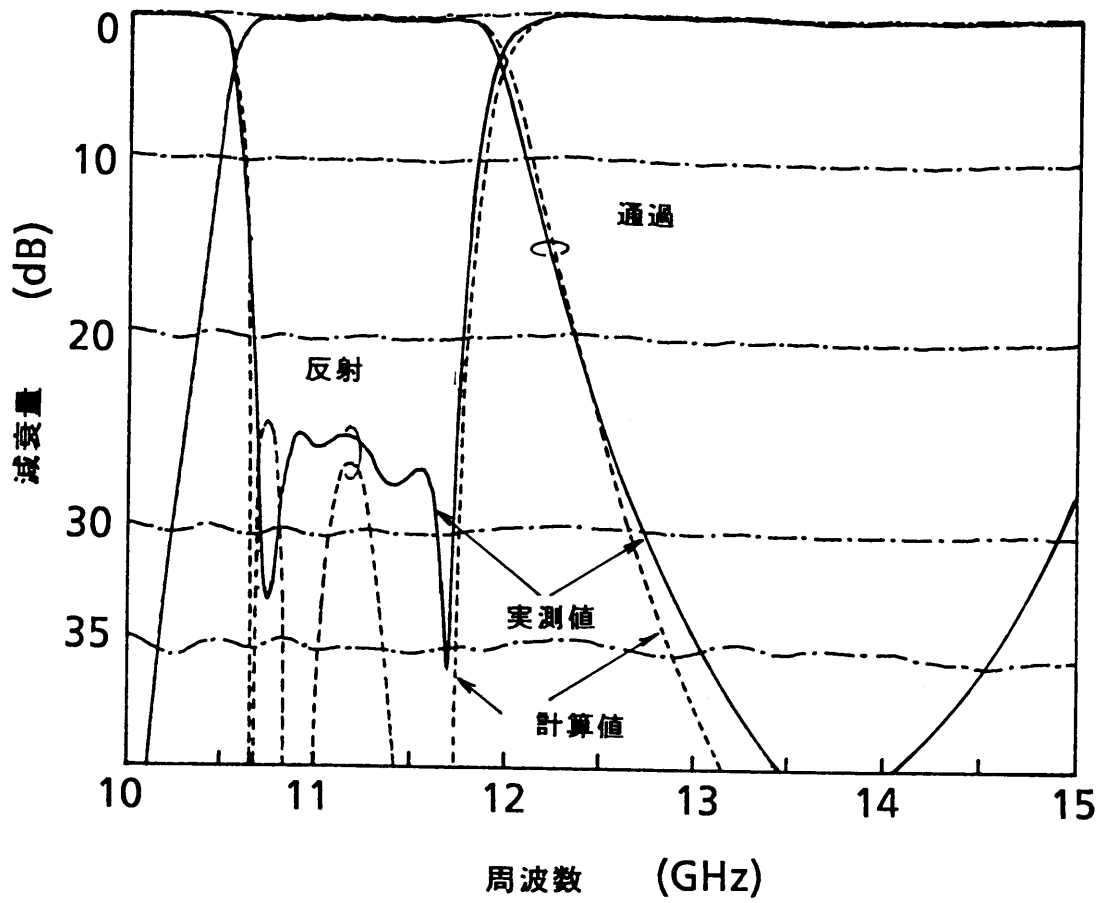


図3. 3 2 14/11GHz 帯帯域通過フィルタの伝送・反射特性

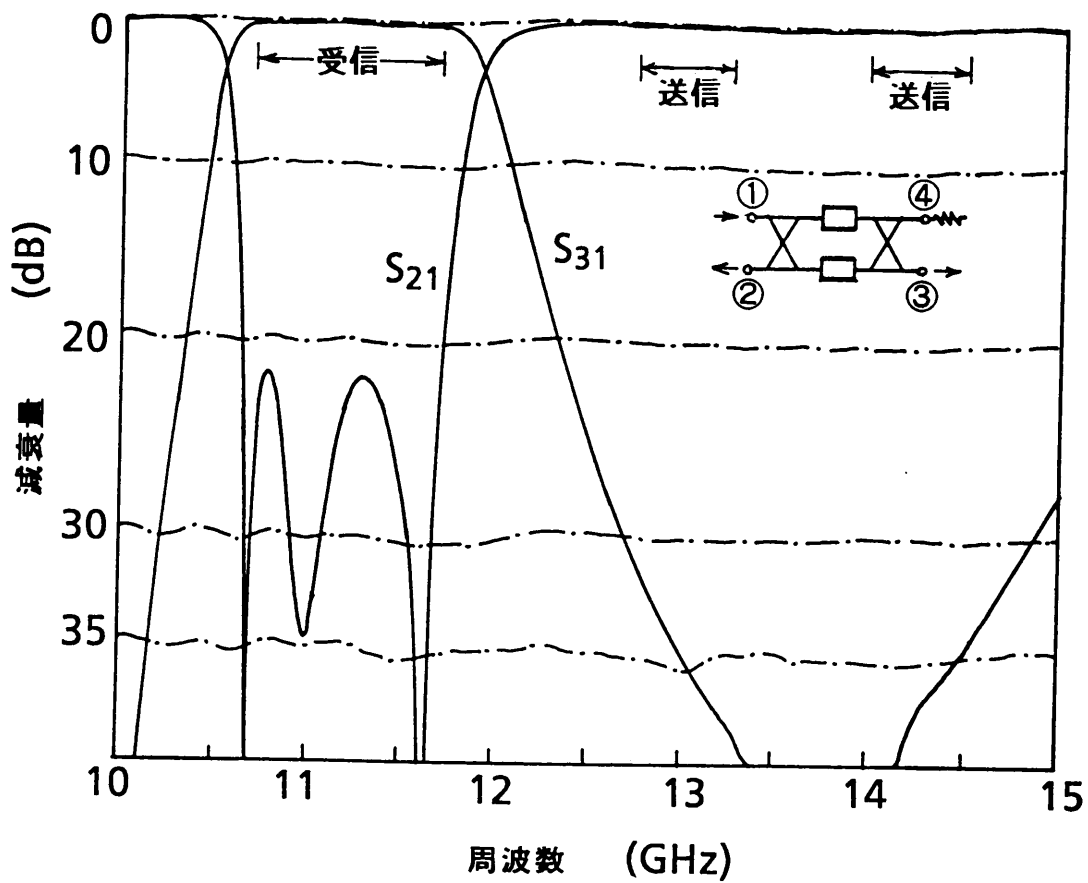


図3. 3 3 リッジ導波管を用いた14/11GHz 帯帯域分波器の分波特性

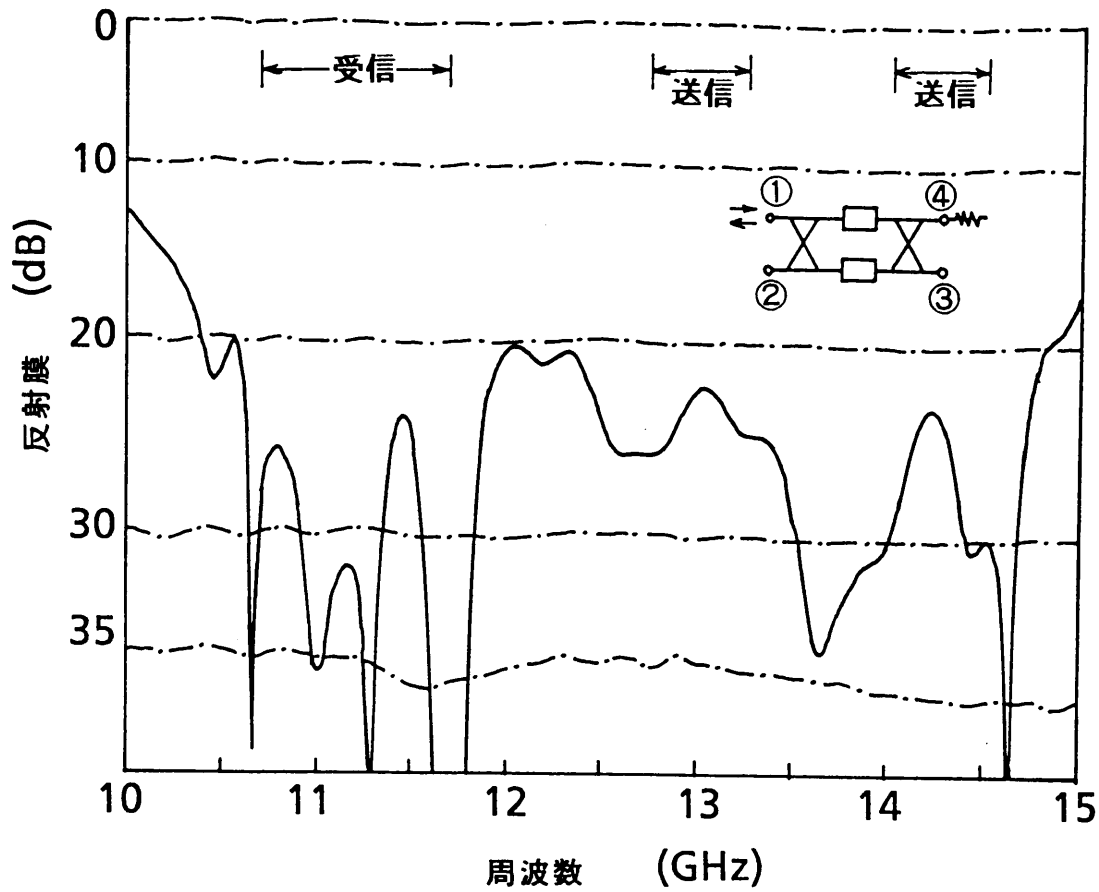


図3. 34 リッジ導波管を用いた14/11GHz 帯域分波器の反射特性

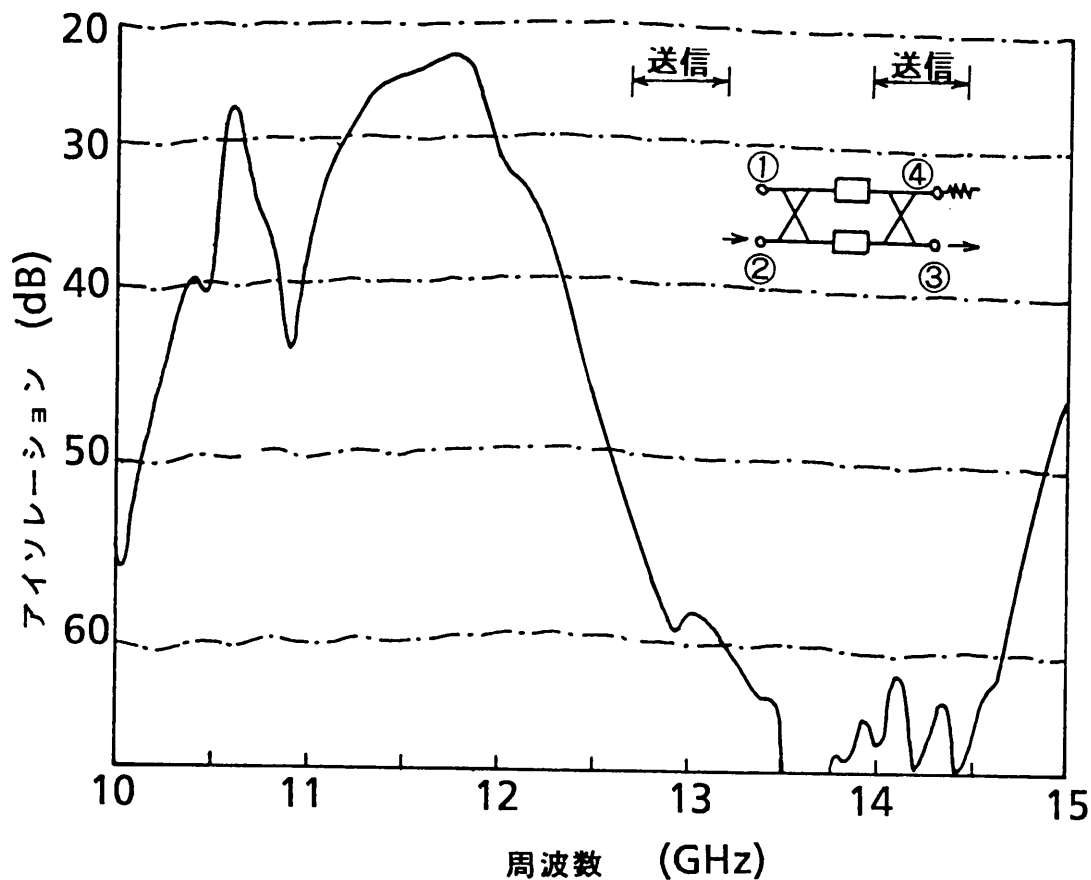


図3. 35 リッジ導波管を用いた14/11GHz 帯域分波器のアイソレーション特性

### 3. 4 14/11 GHz帯地球局アンテナ用分波系

#### (1) 試作分波系

十字形導波管偏分波器とリッジ導波管を用いた帯域分波器とで偏波一周波数分波方式分波系を構成し、性能を評価した。試作した分波系の外観を図3. 36に示す。この写真は図3. 1(a)の偏分波器のポート③に送受分波器を接続したものであるが、分波系としては偏分波器のポート②にも同じ送受分波器が接続して構成される。

試作分波系の送受信波に対する反射特性を図3. 37に示す。送信ポートでは送信帯の12.75～13.25GHz及び14～14.5GHzにおいて、偏波Xで1.35以下、偏波Yで1.28以下である。また、受信ポートでは受信帯の10.7～11.7GHzにおいて偏波Xで1.2以下、偏波Yで1.25以下である。

試作分波系の送受アイソレーションを図3. 38に示す。送受アイソレーションは、偏分波器の反射によって送受分波器単体の場合より5dB劣化し50dBになっている。又、挿入損は、送信波に対して偏波Xで0.3dB以下、偏波Yで0.5dB以下、受信波に対して偏波Xで0.5dB以下、偏波Yで0.7dB以下であり、交差偏波レベルは、偏分波器単体の場合と同じである。

以上の結果を表3. 5にまとめて示す。試作品であることから、挿入損、VSWRについては必ずしも十分なものとは言えないが、WARC 79で拡大された14/11GHz帯衛星通信帯域の全帯域にわたって、直交偏波共用分波系としての動作が得られた。

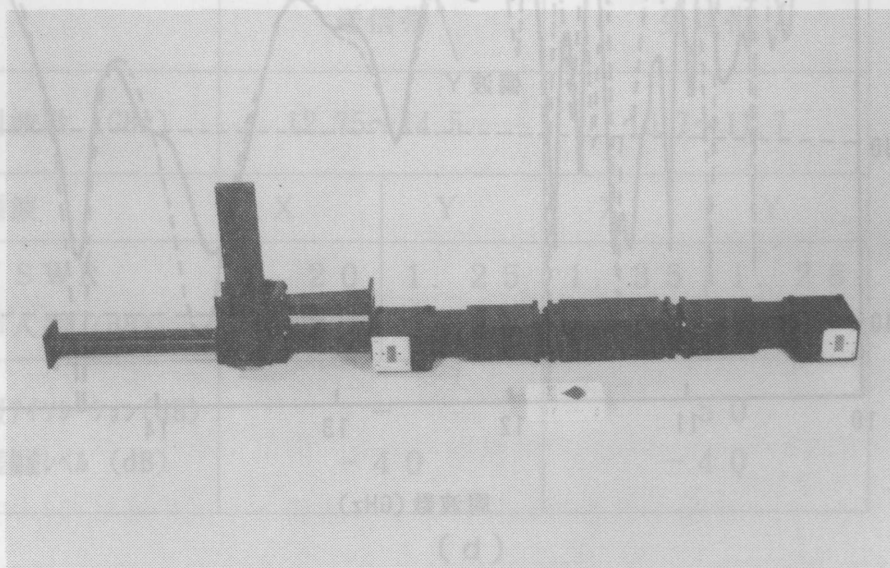
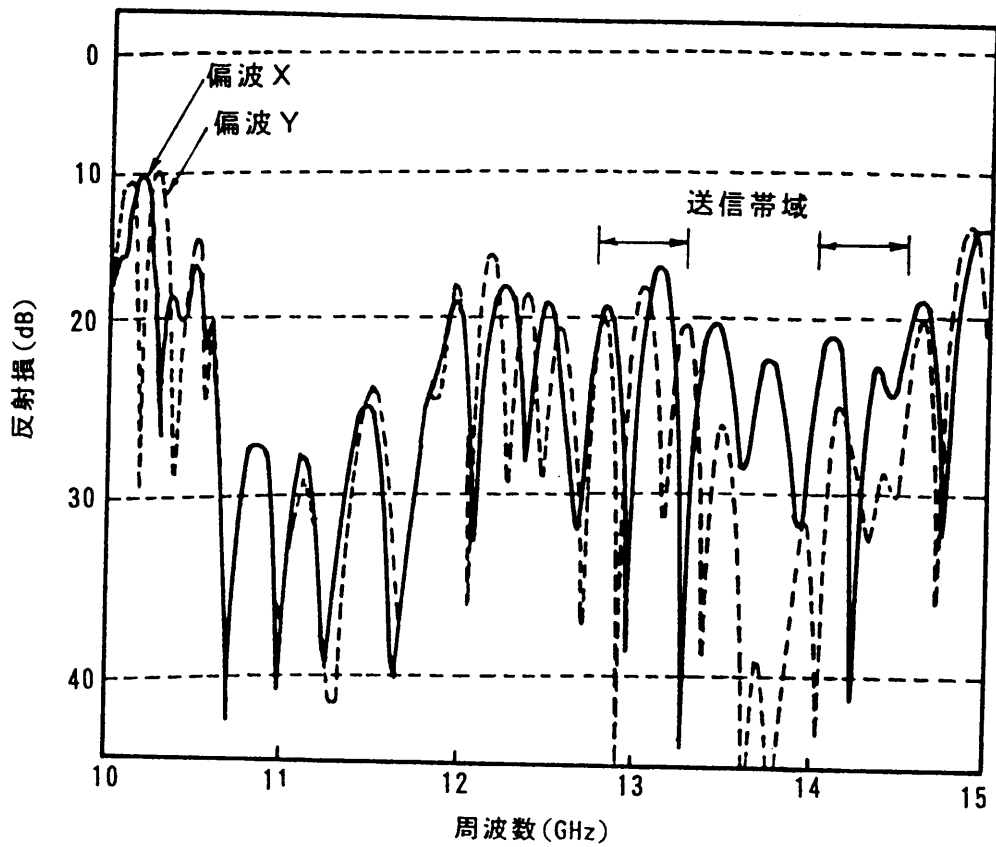
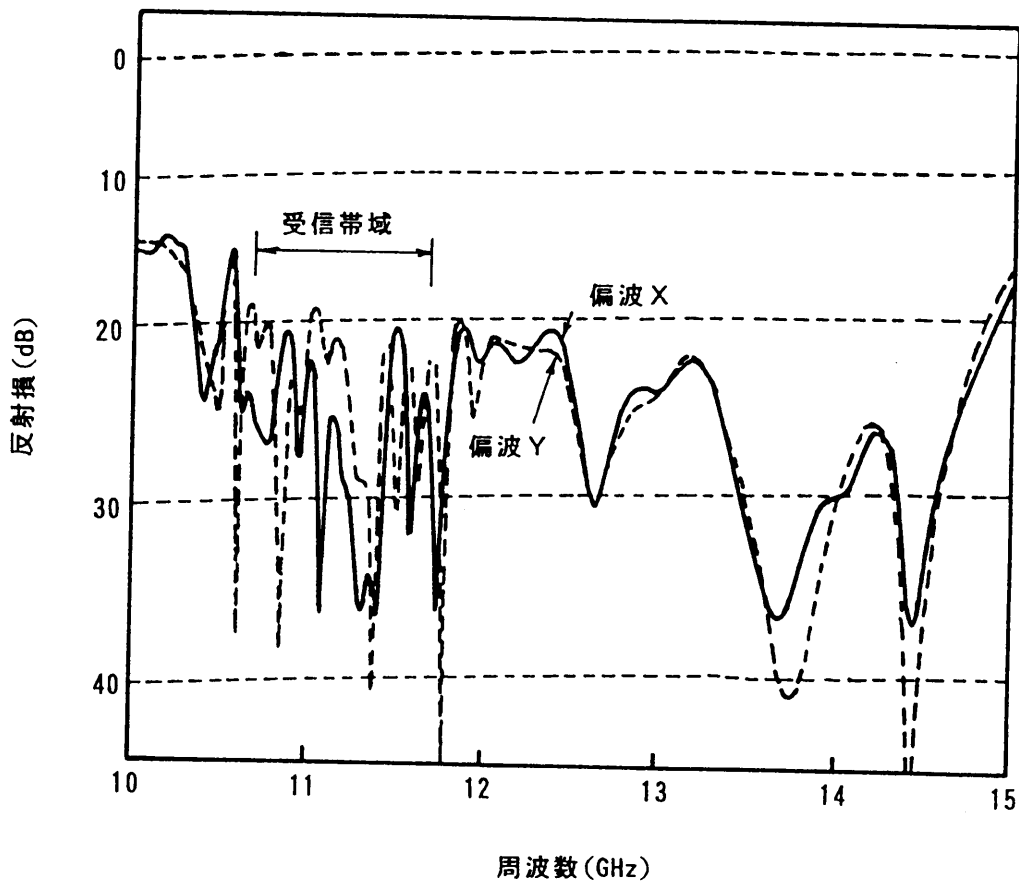


図3. 36 十字形導波管偏分波器とリッジ導波管を用いた帯域分波器とで構成した14/11GHz帯試作分波系の外観



(a)



(b)

図 3. 3 7 14/11GHz 帯試作分波系の反射特性  
(a) 送信ポート (b) 受信ポート

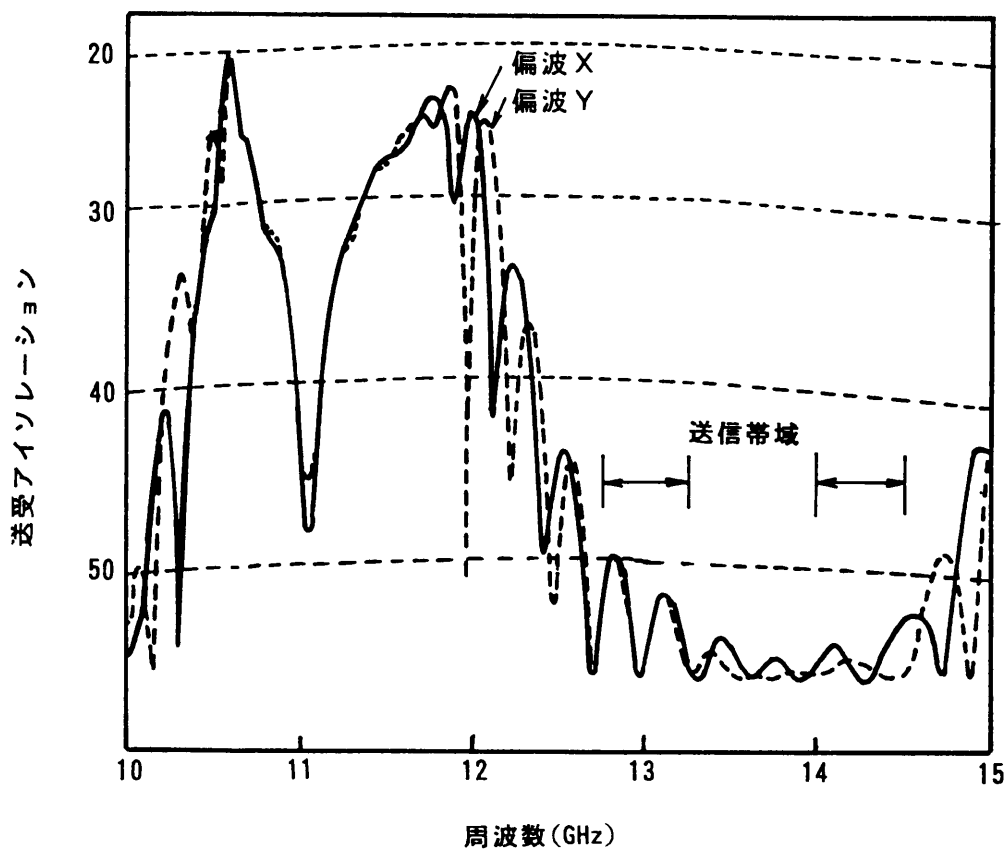


図 3. 3 8 14/11GHz 帯試作分波系のアイソレーション特性

表 3. 5 試作分波系の特性

	送信帯		受信帯	
周波数 (GHz)	12.75~14.5		10.7~11.7	
偏波	X	Y	X	Y
V SWR	1.20	1.25	1.35	1.28
挿入損 (dB)	0.3	0.5	0.5	0.7
送受アイソレーション (dB)	—		50	
交差偏波レベル (dB)	-40		-40	



## (2) E C S 対向地球局アンテナ用分波系

E C S に対向するスウェーデンの14/11 GHz帯地球局アンテナ用給電系の外観を図3.39に、分波系のブロックダイアグラムを図3.40に示す。分波系には送受信波の偏波面を偏分波器に合わせるための偏波面回転器が設けられており、直交偏波の送受信波は偏分波器で偏波が分離された後、帯域分波器で送受信波が分離される。偏分波器には広帯域な十字形導波管偏分波器が用いられており、帯域分波器には必要最小限の帯域のみ分波する狭帯域な帯域分波器が用いられている。

この給電系の特性を表3.6に示す。受信帯は広帯域になっているが送信帯はWARC 79以前の帯域幅である。交差偏波レベルは、偏波面を回転したときの最悪値であり、回転しない場合には偏分波器だけで決定され-40 dB以下である。同じ構成の分波系がインテルサット衛星に対向する英国のマーキュリー標準C地球局にも用いられている。

表3.6 14/11 GHz帯地球局アンテナ用分波系の特性

	送信帯	受信帯
周波数 (GHz)	14.0~14.5	10.7~11.7
偏波	直交直線偏波	直交直線偏波
V SWR	1.25	1.25
挿入損 (dB)	0.5	0.5
送受アイソレーション(dB)	-	9.5
交差偏波レベル (dB)	-3.5	-3.5
耐電力 (kW, CW)	各ポート 2	-

## (3) B S - 3 対向地球局アンテナ用帯域分波器

B S - 3 に対向するNHKの地球局アンテナ用分波系に組み込まれた帯域分波器の外観を図3.41に示す。この帯域分波器はリッジ導波管を用いたハイブリッド形分波器である。送信帯は、WARC 79以前の帯域幅である。受信帯域は、放送に割り当てられた新周波数帯域12.5~12.75GHzを含むため試作帯域分波器より広帯域になっている。この帯域分波器の特性を表3.7に示す。帯域通過フィルタと分岐導波管形方向性結合器を一体で加工し、フランジのない構造にしているため、試作分波器に比べて帯域通過フィルタの挿入損が1/2になり、0.1 dB低減されている。

### 3.5 結 言

十字形導波管を用いた偏分波器の広帯域化とリッジ導波管を用いた帯域分波器の広帯域

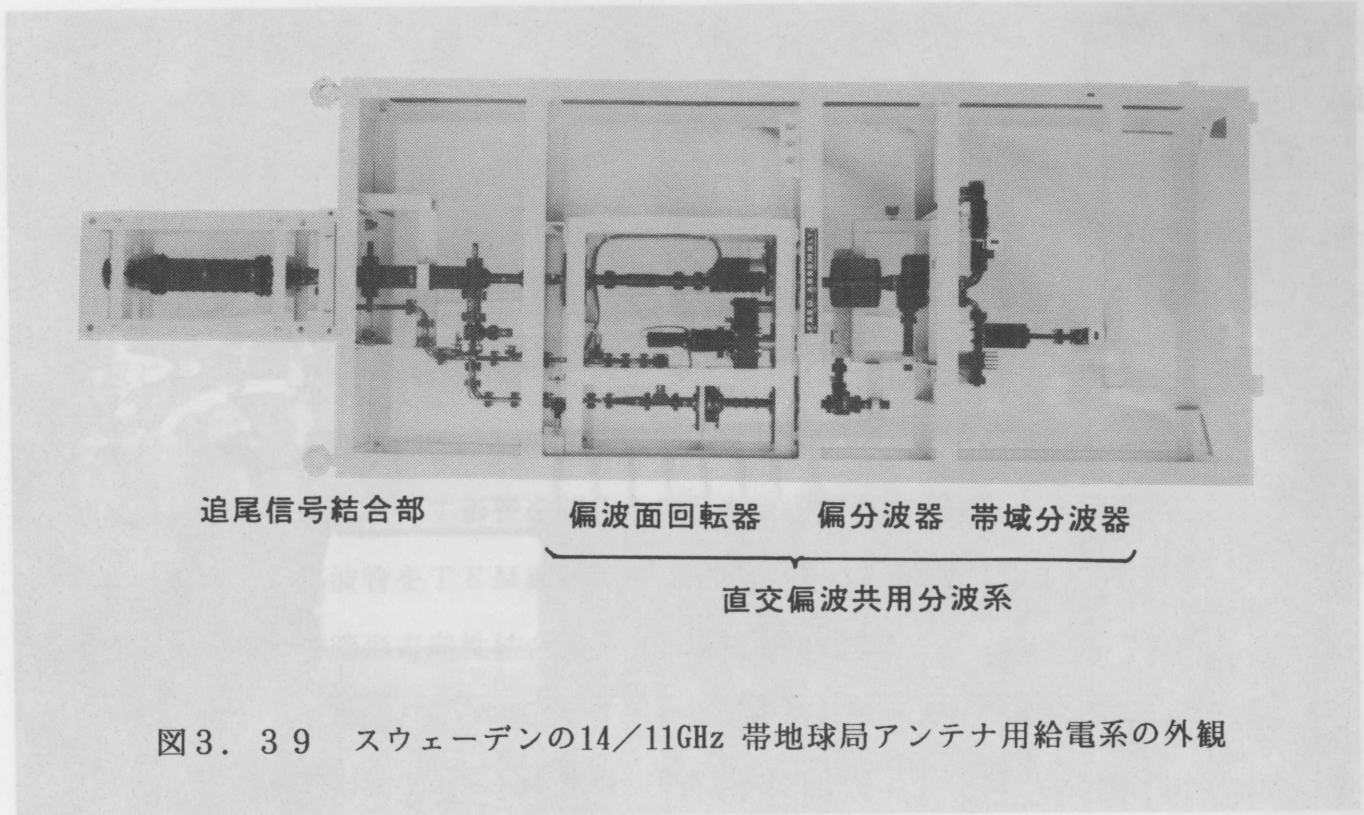


図3. 39 スウェーデンの14/11GHz 帯地球局アンテナ用給電系の外観

出力ポートに結合した帯域通過フィルタを提案し、この設計法を示した。広帯域帯域分  
波器が得られること、およびこの設計法の妥当性を試作実験によって確認した。

最後にこれらの偏分波器と帯域分波器で偏波一周波数分波方式分波系を構成し、

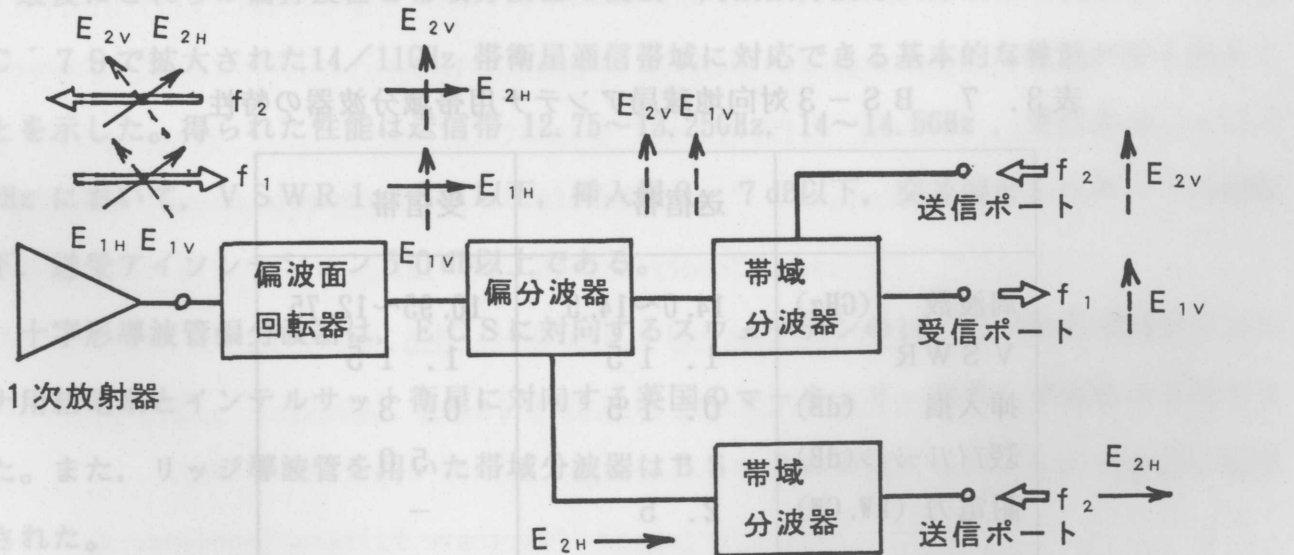


図3. 40 偏波一周波数分波方式分波系の構成

(2) E C S 対向地球局アンテナ用分波系

E C S に対向するスウェーデンの14/11 GHz帯地球局アンテナ用給電系の外観を図

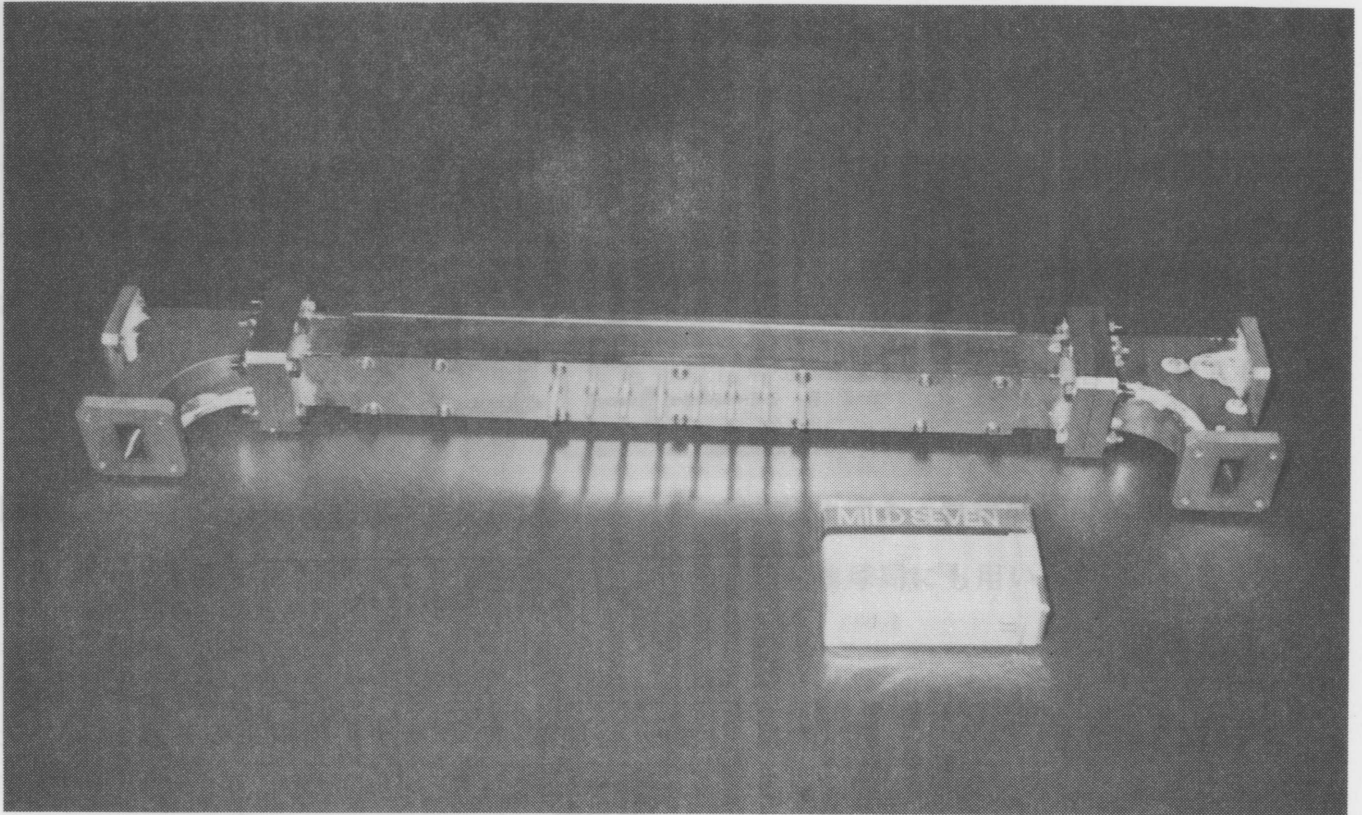


図3. 41 BS-3対向地球局アンテナ用帯域分波器の外観

表3. 7 BS-3対向地球局アンテナ用帯域分波器の特性

	送信帯	受信帯
周波数 (GHz)	14.0~14.5	10.95~12.75
V SWR	1.15	1.15
挿入損 (dB)	0.15	0.3
送受アイソレーション(dB)	—	50
耐電力 (kW, CW)	2.5	—

(3) BS-3対向

BS-3対向地球局アンテナ用分波系に組み込まれた帯域分波器の外観を図3. 41に示す。この分波器は、ハイブリッド形分波器である。送信帯は、14.0~14.5 GHzの帯域幅である。受信帯域は、放送に割り当てられた新周波数帯域12.5~12.75GHzを含むため試作帯域分波器より広帯域になっている。この帯域分波器の特性を表3. 7の表に示す。この帯域分波器は、方向性結合器を一体で加工し、フランジのない構造にしているため、試作分波器に比べて帯域通過フィルタの挿入損が1/2になり、0.1 dB低減されている。

### 3. 5 結 言

十字形導波管を用いた偏分波器の広帯域化とリッジ導波管を用いた帯域分波器の広帯域化について述べ、これらを用いて偏波一周波数分波方式分波系を構成することによって1979年の世界無線主管庁会議WARC'79で2倍に拡大された14/11GHz帯衛星通信帯域に対応できる地球局用分波系が得られることを示した。まず、十字形導波管が偏分波器の広帯域化に有利な偏波共用導波管であることを理論的に明らかにし、この導波管を用いた偏分波器の設計法を示した。理論検討結果と設計法の妥当性は、試作実験によって確認した。

また、ハイブリッド形分波器の構成部品であるハイブリッド結合器とフィルタの特性が帯域分波器の特性に及ぼす影響を明らかにした。主副導波管にリッジ導波管を用いることによって、分岐導波管をTEM線路のスリット区間と方形導波管区間で構成して分散性を軽減して分岐導波管形方向性結合器の広帯域化が可能であることを理論的に明らかにし、この設計法を示した。リッジ導波管を用いた分岐導波管形方向性結合器に直結できるフィルタとして、初段および最終段の空洞共振器をリッジ導波管の1/4波長変成器を介して入出力ポートに結合した帯域通過フィルタを提案し、この設計法を示した。広帯域な帯域分波器が得られること、およびこの設計法の妥当性を試作実験によって確認した。

最後にこれらの偏分波器と帯域分波器で偏波一周波数分波方式分波系を構成し、WARC'79で拡大された14/11GHz帯衛星通信帯域に対応できる基本的な性能が得られることを示した。得られた性能は送信帯12.75~13.25GHz, 14~14.5GHz, 受信帯10.7~11.7GHzにおいて、VSWR1.35以下, 挿入損0.7dB以下, 交差偏波レベル-40dB以下, 送受アイソレーション50dB以上である。

十字形導波管偏分波器は、ECSに対向するスウェーデンの14/11GHz帯地球局アンテナ用給電系とインテルサット衛星に対向する英国のマーキュリー標準C地球局で実用された。また、リッジ導波管を用いた帯域分波器はBS-3に対向するNHKの地球局で実用された。

## 参考文献

- (1) G. L. Ragan : "Microwave Transmission Circuits" , M. I. T. Radiation Laboratory Series, Vol. 9, pp368-369, McGraw-Hill, New York (1948).
- (2) T. Kitsuregawa and S. Tachikawa: "Waveguide Hybrid Junction" , Mitsubishi Denki Lab. Reports, 2, 1, pp. 47-69 (Jan. 1961).
- (3) S. B. Robertson: "The Ultra-Bandwidth Finline Coupler" , Proc. IRE, 43, 6, pp. 739-741 (June 1955).
- (4) J. T. Mendonca : "Two Oversize Waveguide Polarization Diplexers" , IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-21, 9, pp. 586-587 (Sept. 1973).
- (5) H. J. Stalzer, M. D. Greenman and F. G. Willwerth : "Modes of Crossed Rectangular Waveguide" , IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-24, 3, pp. 220-223 (Mar. 1976).
- (6) 小山, 島田, 橋本, 立川 : "衛星通信用多周波数帯共用分波装置" , 信学論, 55-B, 8, pp. 433-440 (1972-08).
- (7) R. W. Gruner and A. E. Williams: "A Low-Loss Multiplexer for Satellite Earth Terminals" , CONSAT TECHNICAL REVIEW, 5, 1, pp. 157-177, (Spring 1975).
- (8) H. Kumazawa and I. Ohtomo: "30-GHz-Band Periodic Branching Filter Using a Traveling-Wave Resonator for Satellite Applications" , IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-25, 8, pp. 683-687 (August 1977).
- (9) W. A. Edson and J. Wakabayashi: "Input Manifolds for Microwave Channelizing Filters" , IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., MTT-18, 5, pp. 270-276 (May 1970).
- (10) Y. Isota, M. Moriyasu, O. Ishida and F. Takeda : "An Iris-Type Contiguous-Band Manifold Diplexer with Coupling Slots at Filter Inputs" , The 3rd Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, pp. 403-405 (Sept. 1990).
- (11) G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones : "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures" , Chap. 14, McGraw Hill (1964).
- (12) Y. Isota and O. Ishida : "Broadband Cylindrical Cavity Directional Filter Using Inductive Iris" , The 3rd Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, pp. 395-397 (Sept. 1990).
- (13) 小口 : "マイクロ波およびミリ波回路" , pp. 283-311, 丸善(1964-02).

- (14) J. Reed : "The Multiple Branch Waveguide Coupler" , IRE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-6**, 10, pp. 398-403 (Oct. 1958).
- (15) 菅原 : "円形導波管を用いたパラボラアンテナ給電系の伝送特性とその設計" , 信学論 (B) , **58-B**, 12, pp. 635-642 (昭50-12).
- (16) R. E. Collin : "Field Theory of Guided Waves" pp. 25-27 and 171-174, McGraw-Hill (1960).
- (17) R. F. Harrington : "Field Computation by Moment Method" , Macmillan (1968).
- (18) R. E. Collin : "Foundation for Microwave Engineering" , pp. 221-229, McGraw-Hill (1966).
- (19) 穴田, 畑山, 許 : "方形導波管H面T分岐の固有モードによる広帯域周波数特性の計算" , 信学技報 **MW79-68** (1979).
- (20) N. Marcuvitz : "Waveguide Handbook" , M. I. T. Radiation Laboratory Series, Vol. 10, pp. 355-363, McGraw-Hill, New York (1951).
- (21) S. Hopfer : "The Design of Ridge Waveguides" , IRE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-3** , 10, pp. 20-29 (Oct. 1955).
- (22) T. S. Saad : "Microwave Engineers' Handbook" , Artech House, Vol. 1, p. 92 (1971).
- (23) Ibid. (11), Chapter 4.
- (24) S. B. Cohn : "Direct Coupled Resonator Filters", Proc. IRE, **45**, 2, pp. 187-196 (Feb. 1957).
- (25) Ibid. (20), pp. 337-350.
- (26) Ibid. (20), pp. 221-229.
- (27) F. L. C. Lin : "Modal Characteristics of Crossed Rectangular Waveguides" , IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-25**, 9, pp. 756-763 (Sept. 1977).

## 第4章 結 論

衛星通信では、通信需要の増大に対処するため周波数の有効利用、通信帯域幅の拡大が重要である。本論文は、地球局の大形アンテナを広い周波数帯域の直交偏波で使用するための分波系について行った研究をまとめたものである。

第1章では、衛星通信地球局アンテナ用直交偏波共用分波系に関する従来の研究概要を示し、本研究の意義を明らかにした。6/4 GHz帯および14/11 GHz帯衛星通信地球局用分波系にそれぞれ適した2つの分波方式として、周波数-偏波分波方式と偏波-周波数分波方式を取り上げた。各分波方式の分波系について動作帯域幅を制約する構成要素を明確にし、解決すべき課題、本論文で採用した解決法、およびその結果を示した。本研究の主たる意義は、帯域分波器、偏分波器および円偏波発生器の広帯域化によってWARC'79で割り当てられた広帯域な固定衛星通信帯域に対応できる分波系を実現した点にある。

第2章では、周波数-偏波分波方式分波系の広帯域化技術について述べた。この分波系の動作帯域幅を制約する構成要素として、偏波共用帯域分波器と円偏波発生器を取り上げた。偏波共用帯域分波器としては、4乗コサインテーパ導波管を用いた帯域分波器について述べた。一般化された伝送方程式によってテーパ導波管を解析し、任意形状テーパ導波管の特性を簡明に表す近似式を導出した。この近似式によって、4乗コサインテーパ導波管が偏波共用帯域分波器の広帯域化に有利な特性を有することを示し、試作によって妥当性を確認した。この偏波共用帯域分波器は、それぞれ従来より1.6倍広帯域な6/4 GHz帯の送受信帯域幅800MHzにおいて良好な特性を有するものである。送信帯域5.85~6.775GHzにおいてVSWRは1.1以下、挿入損は0.04dB以下、交差偏波レベルは-45dB以下、受信帯域3.4~4.2GHzにおいてそれぞれ1.2以下、0.2dB以下、-44dB以下、送受アイソレーションは70dB以上である。この偏波共用帯域分波器を適用することにより、インテルサットの研究開発課題“Wideband Earth Station Antenna Feed”で求められていた広帯域な6/4 GHz帯直交偏波共用分波系を開発し、インテルサット衛星に対向するKDD茨城第4衛星通信地球局、KDD山口第3衛星通信地球局で実用に供せられている。

円偏波発生器に関しては、金属ポスト形円偏波発生器で広帯域な特性を得るための設計法を確立した。この円偏波発生器では、円形導波管の管軸に対して対称に対を成して挿入された金属ポストの挿入長を1/8波長程度まで短くし、直径を最適化することによって偏

波間位相差の周波数特性を平坦にしている。まず、金属ポストの挿入長を短くすると正規化サセプタンスの周波数依存性が偏波間位相差の広帯域化に有利な特性になることを理論と実験によって確認した。次に、管軸方向に配列された金属ポスト間の電気長、金属ポストの正規化サセプタンス、および偏波間位相差の周波数特性の定量的な関係を明らかにし、正規化サセプタンスの周波数依存性を利用した円偏波発生器の広帯域設計法を示した。最後に、試作によって設計法の妥当性を確認した。この設計法によって、金属ポスト形円偏波発生器の楕円偏波率は従来の  $1/4$  以下に改善され、4 GHz帯の比帯域 13%で 0.23 dB以下になった。この結果、直交偏波共用地球局アンテナに適用できるようになり、インテルサット衛星に対向する英国通信省 (BPO) のマドレー地球局で実用されている。

第3章では、偏波一周波数分波方式分波系の広帯域化技術について述べた。この分波系の動作帯域幅を制約する構成要素として、帯域共用偏分波器と帯域分波器を取り上げた。帯域共用偏分波器としては、直交偏波を伝送する共通導波管に十字形導波管を用いた偏分波器を提案し、設計と試作結果について述べた。偏分波器の共通導波管としての観点から十字形導波管の遮断周波数、電磁界分布、特性インピーダンスを解析し、いずれの点においても従来の偏分波器で用いられている円形導波管や正方形導波管より広帯域化に有利であることを示した。また、この偏分波器の分岐部の設計には、方形導波管の場合と同じインピーダンス整合法が適用できることを示した。最後に、偏分波器の試作によって設計法の妥当性を確認した。試作偏分波器の特性は、10.7~14.5 GHzにおいてVSWR 1.17以下、挿入損 0.3 dB以下、交差偏波レベル -42 dB以下であり、WARC 79で 14/11 GHz帯固定衛星通信に割り当てられた全周波数帯域に対応できる。開発した偏分波器は、ECSに対向するスウェーデンの地球局とインテルサット衛星に対向する英国のマーキュリー標準C地球局で実用されている。

帯域分波器としては、リッジ導波管を用いたハイブリッド形分波器を提案し、設計法と試作結果について述べた。ハイブリッド形分波器の構成要素の特性と帯域分波器としての特性との関係式を与え、この分波器を広帯域化する上でハイブリッド結合器の広帯域化が重要であることを示した。ハイブリッド結合器には分岐導波管形方向性結合器を採用し、主副導波管をリッジ導波管にすることによって広帯域化が可能であることを明らかにした。また、この方向性結合器を用いたハイブリッド形分波器の設計法を示し、試作によって設計法の妥当性を確認した。試作帯域分波器の特性は、受信帯域10.7~11.7 GHzでVSWR



1. 14以下, 挿入損0.4 dB以下, 送信帯域12.75 ~14.5 GHzでVSWR 1.17以下, 挿入損0.2 dB以下, 送受アイソレーション55 dB以上である。この分波器は, 帯域通過フィルタを交換することによって異なる周波数配置にも容易に対応できる。開発した帯域分波器は, BS-3に対向するNHKの地球局で実用されている。

本研究は, 6/4 GHz帯および14/11 GHz帯の衛星通信地球局アンテナ用直交偏波共用分波系を実現することによって, 周波数資源の有効利用と衛星通信の大衆化に寄与する。周波数資源の有効利用の点では, 本研究の分波系を基礎として降雨による交差偏波識別度の劣化を補償する交差偏波補償回路が開発され, KDD山口局のような衛星仰角の低い地球局でも直交偏波共用通信が可能になった。

衛星通信の大衆化の点では, 固定衛星通信だけでなく移動体衛星通信などへと適用分野が広がってきている。地球局では干渉が小さく高能率な小形アンテナとメンテナンスの不要な固体化送受信装置の開発, およびこれらの一体化が進められている。衛星では大形展開アンテナ, 成形ビームアンテナ, マルチビームアンテナなどの開発が進められている。衛星搭載用アンテナの大形化に伴い, このアンテナを有効に使用することの重要性が増し, 地球局アンテナ用として開発した直交偏波共用分波系の技術が衛星で生きてくる。成形ビームやマルチビームを形成するには複雑な分波系が用いられる。衛星搭載用分波系は, 地球局用のものに比べ大幅な軽量化が必要である。マイクロ波回路論による見通しのよい取扱いと共に, 直接電磁界解析するシミュレーション計算によって設計精度を向上させ, 分波系を無調整化・一体化し, 軽量化することが重要な課題と考えられる。

## 謝 辞

本研究を進めるに当り、終始懇切な御指導・御鞭撻を賜りました静岡大学教授水品静夫博士に衷心より感謝の意を表します。

また、本論文をまとめるのに際し、有益な御討論、御助言をもって御指導下さいました静岡大学教授池田弘明博士、同教授岡村静致博士、同教授岡本尚道博士、同教授渡辺健蔵博士、同助教授小楠和彦博士に深く感謝致します。

6 / 4 GHz 帯地球局アンテナ用分波系の開発・実用化に際し、国際電信電話株式会社御在職中御指導・御鞭撻いただきました防衛大学教授横井寛博士ならびに国際電信電話株式会社伝送部部长遠藤静夫氏をはじめとする関係各位に深く感謝致します。

本研究の機会を与えて頂くとともに、御指導・御鞭撻いただきました三菱電機株式会社特別顧問喜連川隆博士、同電子システム研究所所長橋本勉博士ならびに同電子システム業務部紅林秀都司博士に深謝致します。また、本研究の遂行および本論文をまとめるにあたり、御指導、御教示いただきました同研究所アンテナ開発部部长片木孝至博士、同研究所光・マイクロ波機器開発部部长武田文雄博士に深謝致します。

本論文の内容について、三菱電機株式会社御在職中より貴重な御指導を頂きました大洋無線株式会社副社長武市吉博博士、金沢工業大学教授水沢丕雄博士に感謝致します。また、御助言いただきました三菱電機株式会社衛星通信部部长別段信一博士、同部次長青木克比古氏、同部管理課課長吉川義彦氏、同部システム第四課主幹土谷牧夫氏に感謝致します。

本論文における実験および計算で御協力いただいた三菱電機株式会社鎌倉製作所管制システム第三部技術第三課主幹蟹谷正二郎氏、同電子システム研究所光・マイクロ波機器開発部主事磯田陽次氏、同研究所アンテナ開発部宮崎守泰氏をはじめとする関係各位に感謝致します。