

# MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vol. 48 July 1974

アンテナ特集

7

日本電信電話公社納め 横須賀衛星通信実験所アンテナ







## アンテナ特集

## 目次

## 《特集論文》

巻頭言・アンテナ特集号によせて	宇田新太郎	797
マイクロ波中継用アンテナ 20年の歩み	渡辺正信・高須 勇	798
国際衛星通信地球局アンテナ 10年の歩み	西田昌弘・福室 宏	804
最近のアンテナ技術	喜連川 隆	810
20 GHz 帯 PCM 伝送実験用カセグレンアンテナ		
井上武夫・高野 忠・橋口幸生・立川清兵衛・渡辺節男・高松泰男・田中宏和		814
横須賀衛星通信実験用アンテナ系		
島田禎晉・小山正樹・進士昌明・森川 洋・西村昭三・竹内政和・塚田憲三		819
別段信一・水沢五雄・橋本 勉		
通信衛星とう載用4周波数帯共用整形ビームアンテナ電気モデルの設計と特性		
進士昌明・島田禎晉・近藤五郎・武市吉博・橋本 勉・武田文雄・片木孝至・小野 誠		830
全国新幹線網漏えい同軸通信方式用400 MHz 帯列車アンテナの試作		
岸本利彦・武市吉博・横山保憲・小野 誠・沼崎 正		836
SHF 放送受信装置用オフセットパラボラアンテナ	斉藤泰治・今野健一・水沢五雄・青木克比古・牛込 博	841
Nロケット第1, 3段とう載テレメータ送信装置用アンテナ		
長谷川貞雄・新田晃道・川端俊一郎・中村雅澄・増田勝一・上林山宏・長谷川 晃		845
大形電波望遠鏡の構造解析(固有値略算)	塚田憲三・滝沢幸彦	850
まゆ形導波管	立川清兵衛・中里裕臣・山前瑞穂・小越信朋・渡辺節男・阿部敏士	857

## 《普通論文》

精密光波測距装置	北原照義・羽深嘉郎・斉藤光夫・野呂浩平	863
高出力発光ダイオード	伊藤昭子・池田健志・田中利夫・長能宗彦	867
小形化X帯Pinダイオード移相器	白幡 潔・八原俊彦・中谷正昭・星加春幸・門脇好伸	872
新形列車ダイヤ自動記録装置	鳥居健太・石本正明・河合敏夫	878
HC形高圧コンビネーションパネル	加来政博・清水文隆・松本素郎	884
平等電界形加速管における電子線軌道	鈴木尋善・広 三寿	890

## 《技術講座》

数値制御装置シリーズ(4) 数値制御装置のプログラミング	俵口久元・遠藤哲男	894
------------------------------	-----------	-----

## 《特許と新案》

長短パルス発信装置・継電器回路・長短パルス発生回路	861
---------------------------	-----

## 《表紙》

表紙1 日本電信電話公社納め横須賀衛星通信実験所アンテナ

日本電信電話公社横須賀衛星通信実験所に建設された国内衛星通信の実験用アンテナであるこのアンテナは、多元周波数帯接続方式に適した4, 6, 18, 26 GHzの4周波数帯の通信に共用できるほか、VHF, 4 GHz および 18 GHz の自動追尾、VHF 帯のテレメータ・コマンドを行なうことができる。アンテナの直径は12.8 mであり、主反射鏡・副反射鏡は高能率形に鏡面修整している。給電方式は反射鏡2枚で構成した集束ビーム給電で、4, 6, 18, 26 GHz 帯の共用を可能にして、しかも給電端、すなわち、分波装置や接続される機器を地上に固定して設け得るようにしてある。(表紙写真は日本電信電話公社横須賀電気通信研究所提供、詳細は本文“横須賀衛星通信実験用アンテナ系”を参照)。



**SPECIAL ANTENNA EDITION****CONTENTS****SPECIALLY COLLECTED PAPERS**

- Twenty Years of Progress in Antennas for Terrestrial Microwave Relay Links.....M. Watanabe • I. Takasu...798  
 Ten Years of Progress in Earth Station Antennas for International Communications  
 .....M. Nishida • H. Fukumuro...804  
 Recent Developments in Antenna Technology.....T. Kitsuregawa...810  
 A Cassegrain Antenna for Experimental 20 GHz PCM Radio-Relay Systems  
 .....T. Inoue • T. Takano • S. Hashiguchi • S. Tachikawa • S. Watanabe • Y. Takamatsu • H. Tanaka...814  
 An Antenna for the Yokosuka Experimental Earth Station for Satellite Communications  
 .....S. Shimada • M. Koyama • M. Shinji • H. Morikawa • S. Nishimura • M. Takeuchi • K. Tsukada •  
 .....S. Betsudan • M. Mizusawa • T. Hashimoto...819  
 The Design and Characteristics of an Electrical Model of a Shaped-Beam Antenna for Japan's Domestic  
 Communications Satellite  
 .....M. Shinji • S. Shimada • G. Kondo • Y. Takeichi • T. Hashimoto • F. Takeda • T. Katagi • M. Ono...830  
 Trial Models of a 400 MHz Train Antenna for a Leaky Coaxial Cable Radio telephone System  
 .....T. Kishimoto • Y. Takeichi • Y. Yokoyama • M. Ono • T. Numazaki...836  
 An Offset-Fed Paraboloidal-Reflector Antenna for SHF-TV Receivers  
 .....T. Saito • K. Konno • M. Mizusawa • K. Aoki • H. Ushigome...841  
 Telemetering Antenna for the First and Third Stages of an N Vehicle  
 .....S. Hasegawa • K. Nitta • S. Kawabata • M. Nakamura • S. Masuda • H. Kanbeshiyama • A. Hasegawa...845  
 Simplified Eigenvalue Analysis of Large Radio Telescope Structures.....K. Tsukada • Y. Takizawa...850  
 A Cocoon-Shaped Corrugated Waveguide  
 .....S. Tachikawa • Y. Nakazato • M. Yamasaki • N. Ogoe • S. Watanabe • K. Abe...857

**TECHNICAL PAPERS**

- Electrooptical Range Meters.....T. Kitahara • Y. Habuka • M. Saito • K. Noro...863  
 High Efficiency Light Emitting Diode.....A. Ito • K. Ikeda • T. Tanaka • M. Nagano...867  
 Compact X-Band Pin Diode Phase Shifters.....K. Shirahata • T. Yahara • M. Nakatani • H. Hoshika • Y. Kadowaki...872  
 New Type Automatic Train Diagram Recording Apparatus.....K. Torii • M. Ishimoto • T. Kawai...878  
 High Tension Combination Panels Type HC.....M. Kaku • F. Shimizu • M. Matsuki...884  
 Electron Beam Trajectory in Uniform-Field Accelerating Tubes.....H. Suzuki • S. Hiro...890

**TECHNICAL LECTURE**

- Numerical Controller Series (4) Programming of Numerically Controlled Machine Tools  
 .....H. Tawaraguchi • T. Endo...894

**PATENT AND UTILITY MODEL** 861**COVER :****The Antenna at NTT's Yokosuka Experimental Earth Station**

This experimental antenna for domestic satellite communications at NTT's Yokosuka Electrical Communications Laboratory can be used in the 4, 6, 18, and 26 GHz bands by means of the frequency-switching multiple-access technique. It can also perform automatic tracking in the VHF, 4 GHz and 18 GHz bands and perform telemetry and give commands in the VHF band. The diameter of the antenna is 12.8 meters, and the reflecting surfaces of the main and subreflectors are shaped for high efficiency. The antenna feed is of the focused-beam type, using two reflectors (adapting to the 4, 6, 18 and 26 GHz bands) with the branching-filter system and the transmitting and receiving equipment permanently installed on the ground.

(The particulars shall be referred to the article entitled "An Antenna for the Yokosuka Experimental Earth Station for Satellite Communications").

# 「三菱電機技報」 アブストラクト

UDC 621.396.67

## マイクロ波 中継用アンテナ20年の歩み

渡辺正信・高須 勇

三菱電機技報 Vol.48-No.7-P798~803

1954年に日本電信電話公社のマイクロ波 中継回線がわが国で初めて開通してから20年を経過した。日本全国にマイクロ波中継回線が建設され、これが拡張されるとともに新周波数帯の開発、多重化および信頼性向上などが計られてきたが、これに使用されるマイクロ波アンテナもこれに呼応して次々に新しいものが開発、実用化された。アンテナ形式としてはパスレングス レンズ アンテナに始まってパラボラ アンテナ、ホーンリフレクタ アンテナ、カセグレンアンテナなどが実用化された。電気的特性、機械的特性の改善がはかられ、あわせて、現地工事を容易にすることについても努力が続けられた。給電導波管についても新製品開発と性能 〇 向上が進められた。

UDC 621.396.946:621.396.677

## 横須賀衛星通信実験所用アンテナ系

島田禎晋・小山正樹・進士昌明・森川 洋・西村昭三・竹内政和  
塚田憲三・別段信一・水沢丕雄・橋本 勉

三菱電機技報 Vol.48-No.7-P819~829

国内衛星通信の多元周波数帯接続方式に適した実験所用アンテナが、日本電信電話公社横須賀衛星通信実験所に建設された。直径12.8mの鏡面修正カセグレンアンテナは、機械構造設計に注意が払われ、引張成形法による高精度の反射鏡パネルとあわせて、高精度の指向を可能にしている。集束反射鏡2枚を用いた集束ビーム給電で、4, 6, 18, 26GHzの4周波の通信に共用できるほかVHF, 4GHzおよび18GHzの3周波数帯での自動追尾信号を得ることができる。給電端はアンテナの動きに対し固定しているので分波装置、低雑音増幅器などを地上に固定できる。サイリスタレオナードを用いた電気駆動の最大角速度は2°/secである。 〇

UDC 621.396.67

## 国際衛星通信地球局アンテナ10年の歩み

西田昌弘・福室 宏

三菱電機技報 Vol.48-No.7-P804~809

国際電気通信の手段として、衛星通信はここ10年の間に格段の進歩を遂げてきた。本文は主としてインテルサットの地球局に用いられてきたアンテナ開発の技術の変遷を述べ、KDDが建設してきたアンテナの開発と性能の向上をどうして実現してきたかを主要な点を中心に、順を追って概観している。アンテナ特性は地球局ならびにシステムにとって最も重要な要素であり、その機械的および電気的性能は通信用送受信機的设计とも密接に関連している。

最後にアンテナに関するこれからの動向についても簡単に言及している。 〇

UDC 621.396.677.833.3

## 通信衛星とう 載用 4 周波数帯共用整形

### ビームアンテナ電気モデルの設計と特性

進士昌明・島田禎晋・近藤五郎・武市吉博・橋本 勉・武田文雄  
片木孝至・小野 誠

三菱電機技報 Vol.48-No.7-P830~835

わが国における初期の国内衛星通信方式においては、衛星通信用に割り当てられた20, 30GHz帯の準ミリ波帯と、4, 6GHz帯のマイクロ波帯とを共用し前者で日本本土を、後者で離島を含む日本本土を通信領域とすることが検討されている。このような方式の衛星にとう載するアンテナ系の一形式として、整形ビームホーンリフレクタアンテナ形式の高利得アンテナと、テレメータ・コマンド用の無指向性アンテナの電気モデルを製作し、電気特性を測定した。測定結果は計算結果とよく一致しており、このような形式のアンテナによって、国内通信衛星用アンテナに 〇 要求される電気的特性を実現し得ることが明らかになった。

UDC 621.396.67

## 最近のアンテナ技術

喜連川 隆

三菱電機技報 Vol.48-No.7-P810~813

電磁波利用システムの発展拡大に伴って、アンテナには新しい機能やよりよい性能がますます要求されつつある。ここでは地上マイクロ波中継、衛星通信地球局、人工衛星、レーダ、および移動無線の諸分野におけるアンテナについて、分野ごとに特長づけられる要求性能と制約とを背景として、最近の研究開発の動向と若干の具体例とを述べる。 〇

UDC 621.396.9:656.2:621.396.673/677

## 全国新幹線網漏えい同軸通信方式用

### 400MHz帯列車アンテナの試作

岸本利彦・武市吉博・横山保憲・小野 誠・沼崎 正

三菱電機技報 Vol.48-No.7-P836~840

国鉄の全国新幹線網列車無線システムにおいては、固定設備として沿線に敷設された漏えい(洩)同軸線路を用いることが予定されている。この漏えい同軸線路に対向する列車とう載用アンテナとして、車両の側面に埋込むことを想定した8素子スロットアレイアンテナを試作した。対向する漏えい同軸線路の放射特性を考慮してアンテナの水平面内放射特性は2方向に最大値を有する双ビーム形状となるようにし、垂直面内でのビーム幅が異なる2種類のアンテナを製作した。それらはほぼ設計どおりの特性を示し、50Ω 同軸給電線路に対するVSWRは2以下を得ている。また実際に漏えい同軸線路と対向させた実験の結果、良好な結合特性を示す 〇 ことが確認された。

UDC 621.396.677.8

## 20GHz帯PCM伝送実験用 カセグレン アンテナ

井上武夫・高野 忠・橋口幸生・立川清兵衛 渡辺節男・高松泰男  
田中宏和

三菱電機技報 Vol.48-No.7-P814~818

量産化をめざした20GHz帯カセグレン アンテナを製作した。このアンテナは、利得を低下させることなく副反射鏡からのスピルオーバーレベルを低くするため、および低サイドローブとなるように鏡面修整している。雨雪による性能の劣化を防ぐため低損失のガラス繊維強化ポリエステル製の半波長レドームが装着できる。

広帯域にわたり入力VSWRをよくするために、副反射鏡の頂点整合板が考慮されている。開口径1.8mの主反射鏡は、プレス成形だけで所要の鏡面精度が得られる製造方法が開発され 〇 た。

UDC 621.396.677.85

## SHF放送受信装置用 オフセット パラボラ アンテナ

斉藤泰治・今野健一・水沢丕雄・青木克比古・牛込 博

三菱電機技報 Vol.48-No.7-P841~844

12GHz帯の放送受信装置用アンテナを製作した。アンテナの一次放射器には接続されるフィルタやミキサ回路との一体化を考え、プリント化スロットアレイを採用し、一次放射器やそれらの回路によるブロッキングを避けるため、アンテナにはオフセットパラボラを採用した。製作したアンテナの開口径は0.6mである。利得は12,136GHzで34dB、ビーム幅3°, VSWRは1.4以下が得られている。 〇



# 「三菱電機技報」 アブストラクト

UDC 621.396.67:621.396.934:629.19

## Nロケット第1, 3段とう載 テレメータ送信装置用アンテナ

長谷川 貞雄・新田 晃道・川端 俊一郎・中村 雅澄・増田 勝一・

上林 山 宏・長谷川 晃

三菱電機技報 Vol.48・No.7・P845～849

宇宙開発事業団が昭和50年に打上げを予定している3段式ロケット(Nロケット)の第1段と第3段にとう載されるテレメータ送信装置用アンテナについて述べる。Nロケットはわが国初の実用衛星を打上げるためのロケットであり、アンテナに要求される性能は打上げの最初から最終軌道までの全区間における放射パターンと利得はもちろんのこと、輸送時、打上げ時、飛行中における機械的および熱的環境条件などを満足することが必要である。本文ではこれらの条件を満足するための設計方針、縮尺模型を用いた放射パターンの測定結果、高空絶縁破壊試験、音響試験、空力加熱による高温試験について述べ、十分実用的なアンテナが開発できたことを示す。

UDC 621.382.2:546.68.623.19:535.373

## 高出力発光ダイオード

伊藤 昭子・池田 健志・田中 利夫・長能 宗彦

三菱電機技報 Vol.48・No.7・P867～871

光通信装置や精密光波測距装置などの光応用機器の光源として、高効率、高しゃ断周波数および長寿命を特長とする面発光形発光ダイオードを開発した。Znを添加し厚さを1 $\mu$ m以下としたP-GaAsを活性層とし、これをpおよびnの(Ga, Al)As層ではさんだダブルヘテロ構造とすることにより外部発光効率約1%, しゃ断周波数20MHz以上の特性を得た。通電劣化現象を検討したところ劣化原因の一つが結晶とはんだ材との応力にあることが明らかになった。この応力を低減することによって数100A/cm<sup>2</sup>の動体電流密度のもとで1万時間程度の寿命をもたすことが可能となった。

UDC 621.396.677:522.2:624.04

## 大形電波望遠鏡の構造解析(固有値略算)

塚田 憲三・滝沢 幸彦

三菱電機技報 Vol.48・No.7・P850～856

短センチ波からミリ波領域での観測に供される大形の電波望遠鏡には0.5 mm rms以下の鏡面精度および0.005°以下の指向精度が要求される。高鏡面精度の実現の一つの方法としてS. von Hoernerが提案したホモロジ理論があるが、これは外乱が静的な場合に有力な方法である。動的な外乱(風など)に対しては、構造(特にパラボラ反射鏡部)の固有値(固有振動数、規準関数)を求める必要があるが、風などの外乱による応答も地震応答と同様に応答のほとんどが最低次のモードによることがモード解析結果からも明らかである。電算機で直接的に求められない大形の構造物の最低次の固有値の略算法を行列圧縮法によって試みた。

UDC 621.316.727:621.382.3.029.6

## 小形化X帯Pinダイオード移相器

白幡 潔・八原 俊彦・中谷 正昭・星加 春幸・門脇 好伸

三菱電機技報 Vol.48・No.7・P872～877

この論文は、金クロム導体のついたアルミナセラミック基板を用い、薄膜技術によりマイクロ波集積回路化し小形軽量化を計ったX帯4ビット360°pinダイオード移相器についてのべる。

移相器は、ダイオード所要数、帯域、および大きさなどから、90°ビット以下はLoaded line形を、180°ビットは反射形により構成した。反射形に用いる3dBブランチラインカップラは十分注意して作らなければならないことを指摘した。この移相器は、LID pinダイオードを用い、基板の大きさ35×15×0.64mm<sup>3</sup>上に形成し、9.1～9.7GHzで、VSWR1.5以下、そう入損失2.5dB以下、および移相誤差±5°以下の特性をもっている。

UDC 621.396.677.7

## まゆ形導波管

立川 清兵衛・中里 裕臣・山前 瑞穂・小越 信明・渡辺 節男・阿部 紘士

三菱電機技報 Vol.48・No.7・P857～860

マイクロ波無線中継局において、アンテナと中継機の間を結ぶ給電系にケーブルと類似の方法で配管ができ、配管設計、施工の省力化が期待できる長さ20～100mの長尺可とう導波管を開発した。この導波管は、伝送特性を良くするために断面形状を"まゆ形"にしたのが特長で、管壁にはコルゲーションを施こして可とう性を持たせている。また、コルゲート管外面には耐候性および機械強度を増す目的でポリエチレン被覆を行なっている。6GHz帯用導波管のおもな特性は、入力電圧定在波比1.05以下、伝送損失0.05dB/m以下、許容曲げ半径500mm(E面)、700mm(H面)である。

UDC 625.2.066:656.221/.223

## 新形列車ダイヤ自動記録装置

鳥居 健太・石本 正明・河合 敏夫

三菱電機技報 Vol.48・No.7・P878～883

列車ダイヤ自動記録装置は列車運転の軌跡を1枚の記録紙上に図示的に記録していく装置であり、運転指令員の状況は(把)握のための重要な情報手段となっている。主としてCTC(Centralized Train Control)線区において使用され、CTCのために集められた列車情報によって実時間記録を行なう装置である。従来用いられてきた直接式にかわって間接式のダイヤ記録装置が開発され実用化されはじめたのを機会に紹介することとする。

UDC 531.71.082.5:535.8:535.56

## 精密光波測距装置

北原 照義・羽深 嘉郎・斉藤 光夫・野呂 浩平

三菱電機技報 Vol.48・No.7・P863～866

精密光波測距装置"Range Meter MND-2形"は、10～1,000mの距離を約2秒平均自乗誤差±1cmで測定するものである。

光波測距装置は、ここ2～3年の間に急速に広く測量建設業界において使用されるようになり、測量作業にひとつの改革を与えている。

ここでは、まず一般的なマイクロ波による電波測距装置について概説し、それと機能比較しながら光波精密測距装置"Range Meter MND-2形"の測定原理の概要を述べる。

UDC 621.316.7

## H<sub>C</sub>形高圧コンビネーション パネル

加来 政博・清水 文隆・松本 素郎

三菱電機技報 Vol.48・No.7・P884～889

3/6kV高圧コンビネーションパネルは、主回路機器の小形化に伴い、多段積層が一般化されてきた。また真空コンタクトの普及、気中コンタクトの根強い需要で真空コンタクト・気中コンタクト、いずれでも収納可能なパネルが必要となってきた。

H<sub>C</sub>形高圧コンビネーションパネルは、これらの要求にマッチするパネルとして開発し、JEM規格の各グレードごとにシリーズ化をはかったものである。

この報告では、これらシリーズ化したH<sub>C</sub>パネルの各形ごとの特長・構造・性能などについて述べる。

# 「三菱電機技報」 アブストラクト

UDC 621.384.65

## 平等電界形加速管における電子線軌道

鈴木尋善・広 三寿

三菱電機技報 Vol.48・No.7・P890～893

放射線化学工業に用いる電子線加速器では、大電流を平等電界形加速管で加速している。加速電流が多いため、電子線軌道を厳密に解析し、完全に加速管を通過させねばならない。電子線軌道の計算のため、加速管中の電位分布を求め、数値計算により電子線軌道を求めている。

対象とした加速系は電子線照射装置ゲイatron DP-300B, DP-3000である。計算結果は実験とよく一致し、当計算の正確さをうらづけている。従来からよく用いられているElkind の手法との比較についても述べている。



UDC 621.9-52:681.323

## 数値制御装置シリーズ (4)

### —数値制御装置のプログラミング—

俵口久元・遠藤哲男

三菱電機技報 Vol.48・No.P894～904

NC工作機械を有効に使用するためには、NC指令テープの作成が重要な役割を占める。テープ作成の方法は、人手によるマニュアルプログラミング、計算機を用いた自動プログラミングに大別できるが、さらに前段階として切削加工の諸条件をきめるためのデータ整備なども効果的NC工作機械活用の条件となる。

今回はNC加工工程におけるプログラミングの役割、MELDASを中心としたマニュアルプログラミングの方法およびEXAPTを例とした自動プログラミングの機能などについて解



説する。



# アンテナ特集号によせて

東北大学名誉教授(工博) 宇田新太郎

一口にアンテナといっても下は 30 kHz の低い周波数用から上は準ミリ波の高い周波数用までおよび、その大きさはもとより構造も多種多様である。またその用途も機能も多岐にわたっている。今日ではアンテナは単に電波を放射したり捕えたりする装置でなく、ビームの合成分解、信号の抽出、またステアリングなどいろいろの機能をも一つのアンテナシステムとして考えねばならない。わずかの紙面でその全貌にふれることはできないから、ここではいくつかの題をえらんで述べよう。

## マイクロ波通信とアンテナ

第二次大戦中に電波兵器として発達したマイクロ波技術は終戦後間もない昭和 22 年 (1947) 米国で TD-2 方式としてボストン・ニューヨーク間に、4,000 MHz 帯 480 ch の超多重電話方式が開通を見た。わが国では昭和 29 年 (1954) 東京大阪間に、4,000 MHz, TWT を使用した電話 360 ch と白黒テレビ中継が開通した。このときのアンテナはパレングスアンテナであったが間もなく性能のより高いパラボラアンテナおよびホーンレフレクタアンテナにとって代わられた。パラボラは口径 4 m となり、帯域幅は 3,600 MHz から 4,200 MHz の広帯域になった。さらに真空管の代わりにトランジスタやガンダイオード、インパットダイオードなどのマイクロ波固体素子の採用により装置の小形化、経済化、電力消費の低減、信頼性の向上、伝送容量の増大などめざましい発展を遂げた。電々公社の第 4 次 5 ヵ年計画の終了した昭和 48 年春には公衆電話通信用のマイクロ波回線の総延長約 7 万 2 千 km, TV 中継用の回線の総延長は約 5 万 4 千 km に達した。電々公社以外の官公庁、電力会社、鉄道などの専用マイクロ波回線の発達もめざましくマイクロ波はほとんど日本全土をおおうに至っている。また固体化マイクロ波装置の輸出が活発となり、昭和 38 年 (1963) オーストラリアに 1,500 km に及ぶマイクロ波回線を建設したのをはじめ、中南米、中近東、アジア、アフリカなどほとんど全世界に市場を拡大している現状である。マイクロ波は実に日本において実を結んだ技術というべきである。

## 衛星通信とアンテナ

スパートの打上げで始まった人工衛星の成功はマイクロ波通信の分野にも大きい変革をもたらした。テルスタ、リレー衛星による通信実験の成功にひき続き、昭和 39 年 (1964) 静止衛星シンコム 3 号による東京オリンピックの TV 国際中継が成功したことは周知のとおりである。同年インテルサットといわれる国際商業衛星通信機構が米国を中心に結成され、昭和 40 年にはインテルサット I 号が大西洋上に打ちあげられ、衛星による商業通信の幕が開かれ、現在インテルサット IV まで大西洋、太平洋、インド洋に打ちあげられており、全部で 6,000 回線の通信容量をもっている。世界にはわが国の茨城、山口の両地球局を含め約 70 の地球局があり、約 90 基のアンテナが通信を行なっている。

地球局用アンテナの構成は衛星から送られてくる微弱電波を受信し、また大電力の送信電波を受信側の通信施設に妨害を与えずに有効に衛星に向けて放射する。このため地球局アンテナは高利得、低雑音で指向性がよく、送受両帯域にわたる広帯域性が要求される。静止衛星を用いるインテルサット系の地球局では直径 26~32 m の大アンテナが用いられ、せん(尖)鋭な指向性となるのでアンテナを常に衛星方向に正しく向けて置くため、精密な駆動制御系と自己追尾装置が備えられている。

衛星通信の初期には焦点給電のパラボラが使用されたが現在はカセグレンアンテナが主として使われている。カセグレンアンテナにはいろいろの方式があるが、ビームガイド給電方式が最もすぐれている。これに

よれば低雑音受信機を含む全通信機器を地上に固定することができる。アンテナの回転による雑音の影響をさけることができる。アンテナビームのステアリングには自動、プログラム法、手動の三通りが用いられている。

衛星とう(塔)載用アンテナは衛星から発射される電波を常に地球に向かうようにする必要がある。これにはアンテナビームを衛星のスピンの回転と反対の方向に回転させるディスパンアンテナと重力傾斜アンテナがある。同じくディスパンアンテナにも機械的方法と電気的方法とがあるが一長一短である。

人工衛星は通信用のほかに電離層などの測定用のいわゆる科学衛星がある。この目的には周波数が 500 kHz まで測定可能が要求され、アンテナの長さも長くなるので STEM 方式といってアンテナをドラムに巻きとられるものが用いられている。また観測の目的によってはアンテナビームの角度をある範囲内にこまかく走査する必要がある。この場合には二次元のフェースターレアンテナが使われる。

衛星通信が実用されてから 10 年になるが国際通信に限られていた。昨年カナダでアニーク衛星による国内衛星通信サービスがはじめて開始された。それに引き続き米国においてもテレビによる国内通信実施の計画が具体化しつつあり、いまや衛星通信の舞台は地域の通信にも新しい幕あけをむかえんとする現状である。

## レーダアストロノミとアンテナ

天体の観測には久しく光学的の望遠鏡を用いてきたが今日では電波による天体観測が天文学上重要になってきた。非常に遠距離からの微弱電波をうけるのであるから巨大なパラボラアンテナからなる電波望遠鏡が入用になった。受信機は低温で働くパラメトリックダイオードを使って S/N を極度にあげる。

電波干渉計 (radio interferometer) はもともと天体から出る直接放射の電波を受ける目的で発達したものである。これをレーダに利用することも考えられるようになった現在では 0.002° の精度の分解もできる。分解能を上げるには普通のパラボラアンテナでは口径がますます巨大になる。電波干渉計は比較的簡単な装置で大きなアンテナに匹敵する分解能が得られる。最も簡単な方法は 2 個の小パラボラアンテナを用いる直接式干渉計であるが、多数の小パラボラを配列したクリスチャンセン式の多要素干渉計もある。また古くからあるものであるが興味あるものにミルスコスの方法がある。大パラボラを動かす代わりに多数の小パラボラを東西と南北に配列したものである。最近注目をあびている方式 VLB (very long base) は A 局と B 局にそれぞれアンテナをおく直接式干渉計にほかならないが、ベースの長さが数千 km 以上という非常に長いのである。その連絡は従来のように電波でリンクしないでそれぞれの発振器は原子時計でドライブされて独立である。受けた信号はそれぞれ独立に磁気テープで記録し、あとで比較するのである。ベースの長さ  $d$ 、波長  $\lambda$  とすると角度分解能は  $d/\lambda$  が大きいほどよく、現在 0.1" から 0.001" の分解能が得られている。これはラジオ星の研究に重要である。

## レーザ光とアンテナ

レーザ光は周知のごとく時間的にも空間的にもいわゆるコヒーレントである。このような光に対するアンテナ系は構想をあらたにしてとりかかるとあると思う。従来の光学器械の知識とマイクロ波の知識との結合が新たな機能をもつアンテナ系を生む可能性が多分にある。

光のフェースターレ、光ビームのエレクトロニックステアリングなどできそうに思われる。新しいアイディアはまた新しい進歩をもたらすであろうし、技術者たるもの大きい夢を持つべきである。

## マイクロ波中継用アンテナ 20 年の歩み

渡辺 正信\*・高 須 勇\*\*

## Twenty Years of Progress in Antennas for Terrestrial Microwave Relay Links

Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation. Masanobu Watanabe  
Mitsubishi Electric Corp., Kamakura Works Isamu Takasu

Twenty years have passed since the 1954 opening of Japan's first microwave relay links by the Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation. During this time microwave relay links have been built throughout Japan, this expansion has been accompanied by the development of new frequency bands, multiplexing, and major improvements in communication reliability. This in turn has brought the development and practical use of a number of new types of microwave antennas for this kind of service. The first of these was the pathlength lens antenna, followed by the parabolic antenna, horn reflector antenna, cassegrain antenna, and so on. In addition to the efforts made to improve the electrical and mechanical characteristics of the antennas, progress has also been made in simplification of site installation, and new waveguide feeders with improved performance have also been introduced.

## 1. ま え が き

昭和 29 年 4 月にわが国最初の公衆通信用マイクロ波中継回線として、日本電信電話公社の 4 GHz 帯 東京—名古屋—大阪回線(SF-B 1 方式)が開通して以来 20 年を経過した。無線通信技術を長距離市外回線に利用しようとする無線技術者の努力は昭和 10 年の津軽海峡での超短波多重回線実験に始まり止むことなく続けられてきたが、第二次世界大戦中のアメリカをはじめとした電波兵器用としてのマイクロ波技術のいちじるしい進歩がこれに拍車をかけ、さらに昭和 26 年のアメリカ大陸横断マイクロ波中継回線(TD-2 方式)の完成は格好の刺激となって、国内での研究、実用化が急速に進み、この SF-B 1 方式の完成となったわけである。

その後 20 年間、社会経済活動の発展とともに、通信需要も年とともに増大し、マイクロ波中継回線は質量ともに飛躍的に進歩した。使用周波数帯は 4 GHz 帯に始まって、2, 6, 11, 15, 5 GHz 帯へと次々に拡大し、さらに最初の準ミリ波帯である 20 GHz 帯中継回線が実用化の段階にはいろいろとしている。また、伝送容量は当初の無線チャネル当り電話 360 チャネルから始まって、現在は 2,700 チャネルがすでに実用化され、さらに上記 20 GHz 帯中継回線では 5,760 チャネルを目指している。

マイクロ波中継回線に使用するアンテナも、最初の東名阪のパスレングスレンズアンテナに始まって、パラボラ、ホーンリフレクタ、およびカセグレンアンテナが実用化されたが、いずれも回線作成上の要求を機能上、性能上、および経済性の各面に反映すべく、不断の研究、開発、改良が加えられ現在に至っている。

本文は、過去 20 年間のマイクロ波中継回線用アンテナの技術進歩の過程をふりかえり、今日の技術の動向について述べる。

## 2. パスレングス レンズ アンテナ

公衆通信用マイクロ波中継回線の創生期には、各国とも採用すべきアンテナの選択に苦勞している。たとえば、アメリカは昭和 23 年の TD-X 方式には導波管形レンズアンテナを採用したのち、最初の実用回線である昭和 25 年の TD-2 方式には金属細片装荷遅延レンズを採

用している。ドイツはオフセットフィード耳付きパラボラアンテナを、フランスは多孔形レンズアンテナを、イギリスはパラボラアンテナを最初の実用回線に採用している。これらは、電気特性、経済性ならびに製作、設置の難易性を勘案しつつ各国が模索をくりかえした結果で、国情、国民性があらわれていて興味深い。

わが国も、導波管形レンズアンテナおよび金属細片装荷遅延レンズアンテナの検討を経た後、最初の実用回線である東名阪 4 GHz 帯中継回線(SF-B 1 方式)にはパスレングスレンズアンテナ(IU-1 形)が採用された。このアンテナは、電界に垂直に配置された金属板群よりなる束縛通路と自由空間的非束縛通路とを傾斜させて接続してレンズ作用をもたせたものである。このアンテナを採用した理由は、本質的に広帯域特性をもっているという電気性能的長所に着目したためである。

パスレングスレンズアンテナは当時の諸外国のアンテナに比べて特性的にそんな(遜)色のないものであったが、入力電圧定在波比が 1.15 ではそ



図 1. 4 GHz 帯用パスレングスレンズアンテナ  
Path-length lens antenna for 4 GHz band.



の後のチャネル増加に対して不十分で昭和33年にはファラデー回転形単向管を給電導波管中にそう(挿)入して特性改善がはかられた。しかしなお特性上不十分で昭和37年にパラボラアンテナに道をゆずることになって撤去された。そのうちの1台は、マイクロ波中継回線創始の地である現在の東京無線通信部訓練センタ内に展示されている。

図1. にその外観写真を示す。

### 3. パラボラアンテナ

#### 3.1 単一直線偏波パラボラアンテナ

円形開口パラボラアンテナは構造が単純でかつ軽量であるにもかかわらず、イギリス以外が最初の実用回線用に採用しなかったのは、

(1) 反射鏡からのリアクションが原因で広帯域にわたっての広帯域インピーダンス整合が困難。

(2) 1次放射器開口が小さく、広帯域インピーダンス整合が困難。

(3) 1次放射器が反射鏡開口空間に露出しているので広角度放射特性がわるい。

などのためである。

ところが、イギリスのS. T. C社(Standard Telephone and Cable Company)はこれらをきわめて巧妙な手段で解決した。すなわち、(1)は反射鏡中心に頂点整合板を付加することにより、(2)は1次放射器開口の近くに集中素子を装荷することにより、(3)は反射鏡の開口角を180度とし、かつ、開口周縁にしゃへい(遮蔽)板をつけることにより改善した。

わが国では、これら技術をいち早く吸収するとともに、さらに改良を加え、昭和31年3月に東京一仙台間4GHz帯中継回線(SF-B<sub>2</sub>方式)に直径3.3mの水平偏波パラボラアンテナを実用化した。<sup>(5)</sup>その後さらに改良を加え、昭和35年には直径4mのもの(IU-7Vあるいは7H形)を実用化した。なお、4mのものは輸送の便宜のため三つに分解できる構造とした。

#### 3.2 単一円偏波パラボラアンテナ

パラボラアンテナの欠点の一つは、1次放射器開口に付着した雨雪の反射により入力電圧定在波比がいちじるしく大きくなることで、多雨雪地域の多いわが国ではとくに問題である。この対策として、円偏波を使ったパラボラアンテナの開発が昭和29年から行なわれた。円偏波パラボラアンテナは、このほか入力電圧定在波比が小さく、かつ、頂点整合板が不要で、これによる利得低下および広角度放射特性劣化がないという長所をもっている。

単一円偏波パラボラアンテナとしては、昭和31年3月に仙台一札幌間4GHz帯中継回線用に直径3.3mのもの(IU-5L形)が、<sup>(6)</sup>昭和34年には直径4mのもの(IU-7Lあるいは7R形)が実用化された。

#### 3.3 垂直水平直線偏波共用パラボラアンテナ

昭和30年に、国際無線通信諮問委員会(CCIR)は、周波数の経済的利用の見地から、2偏波による周波数配置を勧告した。これに伴って、偏波共用アンテナが必要となり、垂直水平直線偏波共用パラボラアンテナあるいは左右両旋円偏波共用パラボラアンテナの実用化が進められた。

偏波共用パラボラアンテナの1次放射器には偏分波器が必要で、その特性がアンテナのインピーダンス、交差偏波識別度および各偏波入出力端間の結合減衰量を直接支配するので、特性のよい偏分波器の開発が昭和31年頃より行なわれた。

垂直水平直線偏波共用パラボラアンテナとしては、昭和36年12月に

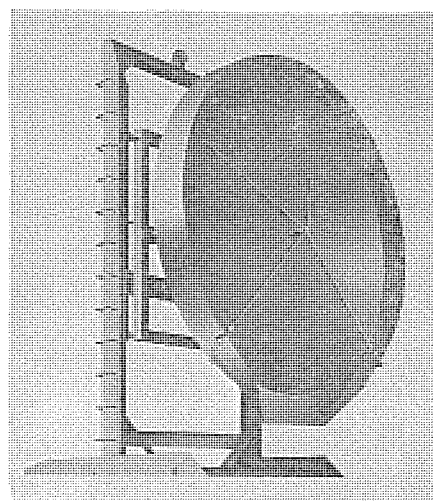


図2. 6GHz帯用左右両旋円偏波共用パラボラアンテナ  
Dual circularly polarized parabolic antenna for 6GHz band.

名古屋一津一四日市間11GHz帯中継回線(SF-T1方式)に直径3.3mのもの(IU-112形3号)が、<sup>(7)</sup>昭和38年には直径4mのもの(IU-112形4号)が実用化された。昭和37年の前述のパスレンスレンズアンテナ撤去後の第一東名阪4GHz帯中継回線(SF-B4方式)用に直径4mのもの(IU-7VH形)が実用化され、昭和47年には山口地区の5GHz帯中継回線(SF-E1方式)用に直径4mのもの(IU-51VH形)が、昭和48年には15GHz帯都市内マイクロ波方式中継回線(SF-F3方式)用として直径1.8mのものが実用化された。

#### 3.4 左右両旋円偏波共用パラボラアンテナ

左右両旋円偏波共用パラボラアンテナの開発は、前節の直線偏波共用のものに先行して昭和31年から、円偏波共用に適した偏分波器および金属製直線-円偏波変換器を主体として進められた。昭和33年9月に東京一字都宮間6GHz帯試用回線用の直径4mのものが製作され、これの改良形(IU-61形)<sup>(8)</sup>が昭和36年5月東名阪回線(SF-UI方式)用に実用化され、その後代表的アンテナとしてSF-U2およびSF-U3方式に数多く使用された。その外観写真を図2.に示す。その後、昭和38年には4GHz帯用のもの(IU-7LR形)、昭和47年には5GHz帯用のもの(IU-51LR形)がいずれも直径4mで実用化された。

### 4. ホーンリフレクタアンテナ

ホーンリフレクタアンテナは昭和16年にアメリカで発明された。開口能率の高いこと、しゃへい形であるため広角度放射特性が良いこと、広帯域にわたりインピーダンス特性が良く多周波数帯共用が可能なこと、および、偏波共用に適していることなど多くの長所をもつアンテナで欧米各国でさかんに研究されていた。それにもかかわらず、最初の実用アンテナとして採用されなかったのは、重量、体積が大きく製作困難で、高価なためであった。しかしその後、技術の発展とともにアメリカ、ドイツ、フランスで使用されるようになった。わが国でも昭和31年から検討が開始され、昭和36年に4、6GHz帯共用の試作機による実験が電気通信研究所で行なわれた<sup>(9)</sup>。その後昭和38年8月には福岡一菅岳間で商用試験が行なわれ、以来幹線用の主要なアンテナとして広く使用されるようになり、現在までの使用台数は約570台にも及んでいる。その外観写真を図3.に示す。

ホーンリフレクタアンテナの検討段階では、最大開口幅を4mにして分解して輸送する方法をとるか、3mにして組立てたまま輸送する方

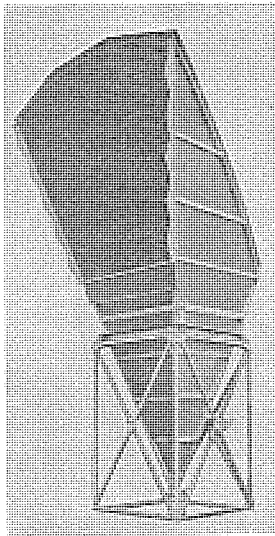


図 3. ホーンリフレクタ アンテナ  
Hornreflector antenna.

法をとるかが論議の焦点となったが、機構設計面で十分配慮することにより、現地組立て精度および気密性確保が実現できる見通しが得られ、回線設計上有利な最大開口幅が 4 m で、開口面積が 8.75 m<sup>2</sup> のものが採用された。ちなみに、アメリカ、ドイツおよびフランスのものの開口面積はそれぞれ 6, 7.5 m<sup>2</sup> および 4 m<sup>2</sup> である。

ホーンリフレクタアンテナはその幾何学的形状で電気特性のほとんどが決まってしまうが、その特性改善のため次のようなわが国独自の研究が行なわれ、実用化された。

(1) 水平偏波の場合、開口側縁上に誘起した電流が直線波源を形成し、水平面内 90 度方向に強い放射を生じるが、側縁に沿って波形の金属板を付加することにより解決した。

(2) アンテナ、円形給電導波管、群分波器などアンテナ系全般にわたり、高次モードの発生、変換について理論的解析を行ない、実測を重ね、高次モードによるエコーひずみ(歪)の軽減に努力し、高次モード吸収器の開発および群分波器の改良を行なった。

構造上の問題についても、ガラス繊維強化ポリエステル製フロントパネルの強度、気密用シール材の選定、工法など開発当初から慎重に基礎的検討が行なわれ、その後も、耐候性および機械的強度向上のための改良を重ねてきた。昭和 46 年には、従来の 4, 6 GHz 帯に加えて 5 GHz 帯をも共用することとなり、マイクロ幹線用の代表的アンテナとして今日に至っている。

## 5. カセグレン アンテナ

主、副 2 枚の反射鏡をもつカセグレンアンテナは最初宇宙通信地球局用の大口径アンテナとして本格的に実用化された。この形式を地上マイクロ波中継回線用の小口径アンテナに適用しようとする、副反射鏡の存在による開口面ブロッキングで開口率が低下すること、および、サイドローブが高くなる欠点が出てくる<sup>(10)</sup>。しかし、カセグレンアンテナは、フロントフィード形のパラボラアンテナに比べて、1 次放射器の構成が簡単であること、開口が大きく広帯域インピーダンス整合が容易で雨雪の付着による劣化が小さいこと、ほぼ完全な回転対称なので交差偏波識別度特性が良好であることなどの長所をもっている。前記欠点は、主反射鏡開口面での位相分布を均一にすることだけを条件として設計された従来の放物面(主反射鏡)、双曲面(副反射鏡)形式では解決できなかったが、その後、位相分布だけでなく振幅分布も

考慮して両反射鏡々面を放物面または双曲面から若干修整することにより、高能率形あるいは低サイドローブ形にする技術が確立された。

最初に実用化されたのは、昭和 42 年 8 月に建設された立川—八王子間 15 GHz 帯中継回線(SF-F2 方式)用の直径 3.3 m のもの(IU-151 形)<sup>(11)</sup>で、放物面、双曲面形式である。昭和 44 年には、移装工事のための仮設アンテナ用として、6 GHz 帯の直径 4 m のもの(IU-63 形)が実用された。これは副反射鏡だけを低サイドローブ形に鏡面修整し、また、1 次放射器には、それ自体のサイドローブが低く、しかも、ビームが回転対称に近く断面が正方形で主電界が対角線方向であるダイアゴナルホーンが使用されている。さらに、昭和 45 年から 48 年にかけて電気通信研究所の総合通信実験網計画の一環として進められた実験用 20 GHz 帯デジタル無線方式用アンテナとして直径が 1.8 m および 3.3 m のもの(20 G-400 M 形)が開発され順次改良が加えられてきた<sup>(12)</sup>。これらはいずれも主、副両反射鏡とも鏡面修整したものである。

昭和 47 年 5 月に本土—沖縄間に見通し内方式によるマイクロ波中継回線が開通した。これは本床—永田—十島—名瀬の離島づたいに作成されたが、約 120 km の海上伝はん区間を含んでおり、ここに 4, 6 GHz 帯共用(5 GHz 帯の共用も考慮)した直径 8 m のカセグレンアンテナ(IU-8 Mφ 形)が設置された。これは、カセグレンアンテナのインピーダンス特性が広帯域性をもつこと、および、1 次放射器の構造が単純で群分波器の接続が容易であるなどの特長を生かしたものである。その外観写真を図 4. に示す。

以上述べた各種アンテナの主要電気性能をまとめて表 1. に、また代表的アンテナの広角度放射特性を図 5. に示す。

## 6. 見通し外通信用大口径アンテナ

昭和 36 年 10 月開通の本土—沖縄間マイクロ波中継回線においては、大浦—名瀬間(341.5 km)および油井—多野間(214.5 km)に、山岳回折を使った見通し外通信方式が適用された。これに使用したアンテナは、幅 25 m、高さ 16 m の巨大なバックネット形アンテナおよび直径 10 m の円形開口アンテナである。また、1 次放射器は、700 MHz 帯水平偏波 4 素子ダイポールアレー、800 MHz 帯垂直偏波ホーンアレーお

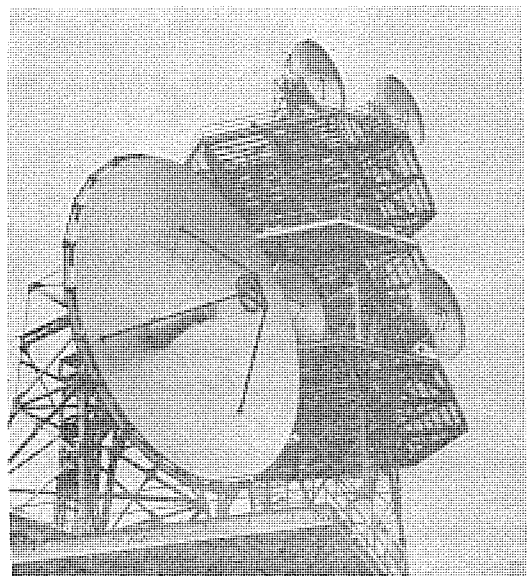


図 4. 本土—沖縄見通し内通信用カセグレンアンテナ  
(直径 8 m)

Cassegrain antenna for the line-of-sight link between main-island and Okinawa-island (diameter 8 m).



表 1. 各種アンテナの性能  
Performances of various type antenna.

種 類	形 式 名	偏 波	開 口 直 径 (m)	周 波 数 (GHz)	利 得 (dB)	入力電圧定在波比	レドーム損失 (dB)
バスレングス	IU-1	垂 直	面 積 8.9 m <sup>2</sup>	4	39.3	1.15	
パ ラ ボ ラ	IU-4 A	垂直または水平	3.3	4	40.2	1.035	
	IU-5 L	左 旋 円	3.3	4	40.5	1.035	0.7 <sup>(1)</sup>
	IU-5 R	右 旋 円	3.3	4	40.5	1.035	0.7 <sup>(1)</sup>
	IU-7 VH	垂直および水平	4	4	41.7	1.04	
	IU-112 #3	"	3.3	11	49.0	1.04	0.5
	IU-112 #4	"	4	11	50.7	1.04	0.5
	IU-152	"	1.8	15	44.5	1.05	0.6
	IU-51 VH	"	4	5	42.7	1.025	0.4
	IU-7 LR	左旋円および右旋円	4	4	41.9	1.025	
	IU-61	"	4	6	44.8	1.025	0.4
	IU-51 LR	"	4	5	42.7	1.03	0.4
ホーンリフレクタ	IU-62	垂直および水平	面 積 8.75 m <sup>2</sup>	4	41.7	1.025	0.1 <sup>(2)</sup>
				5	42.7	1.022	0.15 <sup>(2)</sup>
				6	45.3	1.018	0.2 <sup>(2)</sup>
カセグレン	IU-63	垂直および水平	4	4	45.2	1.03	
	IU-151	"	3.3	15	51.8	1.05	
	20 G-400 M	"	1.8	20	48.4	1.07	0.7 <sup>(3)</sup>
	20 G-400 M	"	3.3	20	53.9	1.07	0.7 <sup>(3)</sup>

(1) 金属網埋込み形レドーム (2) 薄膜レドーム (3) 1/2 波長レドーム ほかはサンドイッチ形レドーム

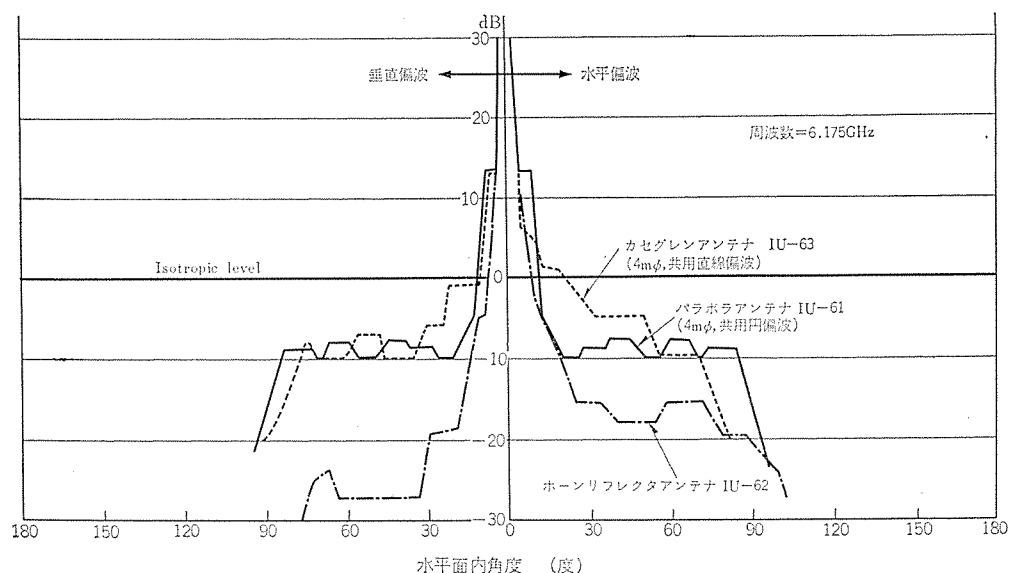


図 5. 各種アンテナの水平面内放射特性の比較  
Comparison of horizontal pattern of various type antennas.

および 2 GHz 帯垂直水平偏波共用 4 分割ホーンで構成されている。<sup>(13)</sup>  
その写真を図 6. に示す。

部材を海上輸送し、敷地および設備面で制約の多い現地で組立て、しかも、台風常襲地域であることを考慮して 90 m/s の風速に耐え得る構造とするため、機構的に多くの技術的問題を解決する必要があった。また複雑な 1 次放射器による多周波共用に成功した点、当時としては画期的なものであった。

なお、昭和 44 年 7 月には、沖縄本島—先島間マイクロ波中継回線に対流圏散乱波を使った見通し外通信方式が適用されることとなり、ほぼ同一構造の 16 m×16 m のバックネット形アンテナが実用化された。

## 7. レドーム

アンテナ反射鏡面への積雪および 1 次放射器開口面への雨雪の付着による特性劣化を防ぐ目的で、反射鏡開口にレドームを装着する場合がある。レドームの性能としては、(1) 電波透過率の高いこと、(2) 風圧荷重、積雪荷重に耐える強度をもつこと、および、(3) 耐候性のよいことが要求される。また形式としては、(a) 波長に比べて十分薄くして電波透過率を高くする薄膜レドーム、(b) 比較的誘電率の高い材料で作られた 2 枚の薄い表皮の間に誘電率が低い材料で作られた厚さが 1/4 波長あるいは 3/4 波長のコアをはさんで接着し、各表皮による反射を打消すことにより透過率を高くするとともに、軽量でしかも強度を大きくできるサンドイッチ形レドーム、(c) 波

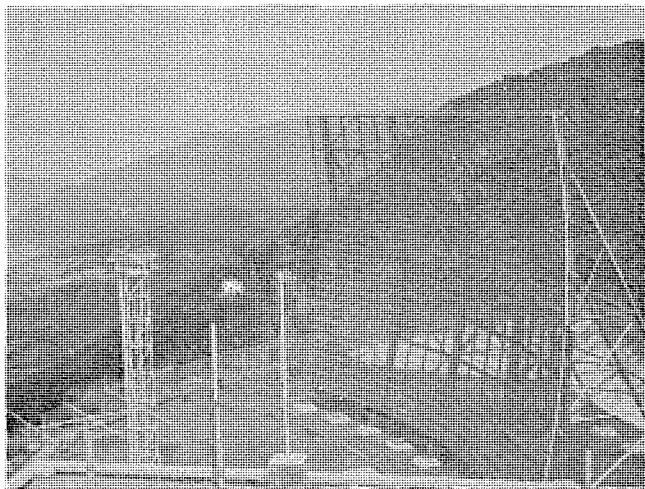


図 6. 本土—沖縄見通し外通信用大口径 アンテナ  
Large antenna for the over-horizon link between  
main-island and Okinawa-island.

長短縮率を考慮した  $1/2$  波長の厚さの誘電体板を用い、空間と接する両面からの反射を打消すことにより透過率を高くする  $1/2$  波長レドーム、(d) 誘電体内に金属網を埋込み、前者の呈する誘導性サセプタンスを後者の呈する容量性サセプタンスで打消して透過率を高くする金属網埋込み形レドームなどがある。

最初に実用化したものは、昭和 32 年 9 月設置の横手無線中継所の 4 GHz 帯 IU-5 L 形パラボラアンテナに装着したもので、誘電体として FRP を用いた (d) の形式である。前述のホーンリフレクタアンテナの FRP 製フロントパネルは (a) の形式である。5, 6, 11 および 15 GHz 帯用のものは、FRP 板を表皮とし、樹脂含浸のペーパーハニカムをコアとした (b) の形式である。なお、20 GHz 帯のように、波長が短くなると、機械的強度の点から (c) の  $1/2$  波長レドームを使用するのが得策のようである。

## 8. その他のアンテナ技術

### 8.1 位相合成スペースダイバーシティ方式

時々刻々変化する気象状況に即応して、せん(尖)鋭なアンテナビームを希望波の方向に追従指向することが、もっとも一般性のあるフェージング防止対策である。これを実現したのが 2 台のアンテナをアレーとし、その給電合成点から各アンテナまでの相対位相長を時々刻々制御する位相合成スペースダイバーシティ方式である。各地でのフェージングの定量的実態を測定するとともに、位相合成装置の開発を進め、昭和 35 年に実用化に成功し、その後改良を加えつつ現在に至っている。<sup>(14)</sup>

### 8.2 反射波防止アンテナ

海上伝ばん区間で、海面反射波と直接波との干渉により生ずる K 形フェージングは、直接波とある角度をもって到来する反射波を受信しないようにすれば、かなり効果的に防止できる。昭和 29 年の双子—大楠山間のモデル実験を経て、昭和 32 年には上厚内—釧路間で年間を通じての伝ばん試験が行なわれた結果、3 台のアンテナをアレーとした反射波防止アンテナがこの区間の K 形フェージング防止に有効であることがわかり、昭和 34 年 12 月から実用に供せられた<sup>(15)</sup>。わが国独自の構想による他に類例をみないものである。

### 8.3 回折網

山岳を回折した電波は、山岳のおうとつ(凹凸)、樹木の不ぞろいな

どで、振幅、位相が乱れるため、これを使った回線の伝送特性はよくない。この改善策として、山稜に金属網を設置して人工の回折エッジを作って振幅、位相の乱れを整え、さらに網を複数個にして利得を上げようとする発想のものがしゃへい形回折網で、昭和 37 年に富山—高岡間で周波数 11 GHz 帯を用いて実用化試験が行なわれた。<sup>(16)</sup> また、金属網の代りに誘電体板を用いて一層効率を高めたのが透過形回折網であって、昭和 38 年の伊勢—松阪間 11 GHz 帯回線で商用化された。海外での研究が皆無できわめて独創的なものである。

### 8.4 金属反射板による無給電中継

見通しのきかない 2 点間中継には、前節の回折網による手段のほかに、反射板方式がある。これは 1~2 枚の金属反射板による無給電中継であって、構造簡単で経済的であり一般性のあるものである。昭和 35 年頃より理論的、実験的研究が進められて適用範囲および設計法が確立された<sup>(17)</sup>。日本電信電話会社によって実用化された最初のものは、近接形は昭和 30 年頃金沢 NHK の 6 GHz 帯 STL 用に設置されたものであり、遠隔形は昭和 39 年、琴尾局に設置された 11 GHz 帯用のものである。

## 9. 分波器

### 9.1 チャネル分波器

昭和 29 年開通の東名阪 4 GHz 帯中継回線に用いたチャネル分波器はマジック Y と導波管形帯域阻止器とを組合せたものであった。その後、マジック Y をマジック T に変更してインピーダンス特性および結合減衰量特性の改善がはかられた。昭和 31 年にはわが国独自の構想による円形導波管偏分波器と同軸形帯域阻止器とを組合せた形式の実用化に成功して小形になった。さらに、昭和 40 年には、方形導波管を電界に垂直な金属板で 2 分割したマジック E が開発され、一段と小形化され<sup>(18)</sup>、現在は全周波数帯に対してこの形式のものが実用化されている。

周波数が高くなると、従来の形式ではそう入損失が大きくなり、かつ、余りにも小形で製作、調整が困難となる。電気通信研究所の 20 GHz 帯準ミリ波 PCM 方式開発の一環として多孔形方向性結合器と、リング状進行波共振器とを組合せたリング形分波器が開発され、その有用性が確められた<sup>(19)</sup>。

### 9.2 群分波器

ホーンリフレクタアンテナのような多周波数帯共用アンテナには、各周波数帯を分波する群分波器が必要である。初期の 4, 6 GHz 帯共用のものには、アメリカのベル研究所で開発された結合度が 0 dB の 4 GHz 帯多孔形方向性結合器の技術がそのまま導入された。しかし、長大であること、6 GHz 帯の 4 GHz 帯への漏えい(洩)が大きいこと、高次モード特性が悪くホーンリフレクタアンテナと組合せた場合のエコーひずみ発生の原因となることなどの欠点をもっていた。その後、結合度が 0 dB の 6 GHz 帯分岐導波管形方向性結合器が開発され、これら欠点は大きく改善された。

さらに、昭和 46 年に 4, 5, 6 GHz 帯群分波器が必要となったが、これは従来の 6 GHz 帯分岐導波管形方向性結合器に 4, 5 GHz 帯群分波器を継続接続した方式となっている。4, 5 GHz 帯群分波器は、周波数的に接近している両周波数帯の分離法として、結合度が 3 dB の 4, 5 GHz 帯共用分岐導波管形方向性結合器と、導波管のしゃ断特性を利用した高域通過ろ波器とを組合せた方式を採用している。



## 10. 給電導波管

### 10.1 方形導波管

アンテナ給電系を構成する方形導波管部品としては、直線導波管、E面およびH面の角曲り導波管、ねじれ導波管、気密窓、可とう(撓)導波管および単向管などがある。昭和29年開通の東名阪4GHz帯中継回線にはチョーク形フランチが採用されたが、その後は、電気特性がよく、かつ、軽量なバットフランチが使用されている。直線導波管には銅製引抜き導波管が使用されているが、内径寸法公差およびフランチ接続精度にはとくに留意されており、6GHz帯を例にとれば、長さ3mの定尺品を10本接続した状態での入力電圧定在波比が1.01以下という優秀なものが安定に製作されている。その他の導波管部品も広帯域インピーダンス整合には特別の配慮が払われ、主として複数個の容量性ビスを用いる手段が用いられており、5および6GHz帯用角曲り導波管、ねじれ導波管を例にとれば、入力電圧定在波比が1.005以下となっている。可とう導波管には、インピーダンス特性が良好で、かつ、ねじりも可能なインタロック形が使用されている。

### 10.2 円形導波管

ホーンフレクタアンテナと群分波器との間、ならびに、11GHz帯および15GHz帯で導波管配管の長い場合の直線部には、それぞれ内径69mmならびに51mmの円形導波管が使用されている。円形導波管は直交2偏波を同時に伝送できるし、このように内径を大きく選ぶと、標準方形導波管に比べて伝送損失が低いという長所をもっている。しかし、真円度および直線度が悪い場合には、交差偏波や高次モードが発生し、伝送特性をいちじるしく劣化させるので導波管製作および配管施工には特別の配慮が必要である。

### 10.3 長尺可とう導波管

従来のアンテナ給電系は、3ないし5mの方形あるいは円形導波管と、曲り、ねじれ、可とう導波管などをフランチ接続して配管していた。しかし、アンテナあるいは群分波器と、チャネル分配器との間を、1本の長尺可とう導波管によってケーブルと同様の手段で接続できれば、配管設計、施工が簡易化されるので、この種導波管の実用化が強く望まれた。

最初に実用化したのは、アルミだ円導波管であって、断面がだ円のアルミ製導波管の外周にポリエチレン被覆をほどこしたものである。現在、一部の11および15GHz帯回線で実用されており、許容屈曲半径は、11GHz帯用を例にとれば、E面、H面とも600mmである。

アルミだ円導波管も周波数が低くなって内径が大きくなると、可とう性が落ち、施工簡易化のメリットがなくなる。ここで、4、5、6GHz帯用の長尺可とう導波管として新しく開発したのがまゆ形導波管である。これは断面がまゆ形で、らせん状にヒダをつけた薄肉銅製導波管の外周にポリエチレン被覆をほどこしたものである。昭和48

年に商用試験を行ない、昭和49年後半より本格的実用化の予定である。この許容屈曲半径は、6GHz帯用を例にとれば、E面で500mm、H面で750mmである。

## 11. むすび

アンテナおよび関連技術について、過去20年間に実用化されたものを中心として紹介した。以上述べたように着実に進歩してきたが、今後改良すべき技術的問題はまだいろいろある。利得、広角度放射特性、交差偏波識別度特性、インピーダンス特性など電気的特性の向上に努力する必要があるが、アンテナが単にその性能を発揮するだけでなく、電気通信施設にマッチした構造、形状などの考慮、電波伝搬特性との関連において機能を発揮するようなアンテナ等々、電気通信システムの中のアンテナとして発展させなければならないであろう。

20年間の歴史をふりかえると、先人諸氏が外国技術を吸収消化するとともに、いち早く模倣を脱して自主技術により問題の解決に当った卓越した先見性と不断の努力のあとがうかがえる。最後に、関連製造企業ならびに日本電信電話公社の先輩各位に深甚なる謝意を表するとともに、今後のご指導をお願いする次第である。

(昭和49-5-21 受付)

## 参 考 文 献

- (1) 日本電信電話公社：電気通信技術開発史 多重無線編，電気通信協会（昭47）
- (2) 喜連川：三菱電機技報，36，No. 9（昭37）
- (3) 松前，米沢，黒川：信学誌，23，No. 199 and 200（昭14）
- (4) 竹内ほか：研実報，2，No. 2（昭28）
- (5) 河津ほか：研実報，5，No. 2（昭31）
- (6) 河津ほか：研実報，10，No. 10（昭36）
- (7) 多田ほか：電気通信施設，17，No. 5（昭40）
- (8) 土井ほか：三菱電機技報，34，No. 12（昭35）
- (9) 喜連川ほか：三菱電機技報，36，No. 5（昭37）
- (10) 水沢：信学誌，52-B，78（昭44）
- (11) 立川ほか：三菱電機技報，44，No. 12（昭45）
- (12) 進士ほか：研実報，22，1973（昭48）
- (13) 土井，高須，喜連川，武市：三菱電機技報，37，No. 11（昭38）
- (14) 林ほか：電気通信施設，19，No. 6（昭42）
- (15) 河津ほか：研実報，8，No. 5（昭34）
- (16) 高田ほか：研実報，14，No. 3（昭40）
- (17) 高須ほか：電気通信施設，10，No. 11（昭36）
- (18) 菅原ほか：研実報，18，No. 9（昭44）
- (19) 島田ほか：研実報，21，No. 1（昭44）
- (20) 渡辺：電気通信施設，26，No. 4（昭49）

## 国際衛星通信地球局アンテナ 10 年の歩み

西田 昌弘\*・福 室 宏\*\*

## Ten Years of Progress in Earth Station Antennas for International Communications

Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd. Masahiro Nishida・Hiroshi Fukumuro

During the past decade there has been remarkable progress in the use of satellites for providing international telecommunication.

This article reviews the technological advance so far made in antennas system of earth stations in INTELSAT, with emphasis on the major works for upgrading the antenna characteristics in KDD. Japan.

The characteristics of antenna are the most important factor with regard to the earth station performances as they relate closely with the design of satellite link. Finally, same areas to be imposed on the further development of antenna system in the future are briefly discussed.

## 1. ま え が き

いまから 10 年前の 1964 年 8 月は国際商業通信衛星の暫定組織 インテルサットが発足したときであった。この組織はアメリカの COMSAT (衛星通信会社) が中心となって商業衛星通信に関心を有する国々を糾合して発足したものであるが、アメリカも当初はこの事業がいま回顧すると華々しい進ちょく(歩)を示すとは考えていなかったに違いない。むしろ宇宙開発のための故 ケネディ 大統領の フロンティア精神に基づく使命感が発端ではなかったかとさえ思われるのである。軍事的な目的で研究・開発されたロケット技術が通信衛星打上げ技術となり、やっと宇宙の平和利用へ具体的に向けられたのである。それが、10 年後の今日では、衛星が世界中をカバーし、国際間の電話や TV の伝送において確固とした地位を占めるに至り、人類の繁栄に多大の働きをしているのである。

ここで 1973 年末において インテルサットが運用している衛星通信系の規模を示すと、つぎのとおりである。

衛星	大西洋地域:	IV F-2 IV F-3 および IV F-7
	太平洋地域:	IV F-4 および III F-6
	インド洋地域:	IV F-5 および III F-3
地球局数:		70 局 (ほかに計画 24 局)
地球局アンテナ数:		83 基 (ほかに計画 31 基)
加盟国数:		84
年間収入:		約 90,000 千ドル (1972 年)

また、インテルサットの機構は、1972 年 2 月暫定組織から恒久組織へと変ぼうし、発足当初の加盟国 11 カ国が 84 カ国よりなる国際商業機関として発展してきたのである。

さて、衛星通信をこのように急激な発展を可能にしてきた技術にはいろいろあろうが、そのうちでも最も重要な役割りを果たしてきたのはアンテナであり、それがわが国においても地球局アンテナ開発の歴史でもあった。そこで本稿ではその源をインテルサットの発足より、さらに 2~3 年さかのぼった時点から現在に至る技術の回顧をするとともに、将来への展望について私見をまとめてみた。

## 2. 衛星システムの変遷

1960 年頃から、1964 年末までは、衛星方式は低軌道衛星、それ

も反射中継形衛星にはじまって、能動形衛星へと開発が移り、さらに静止衛星に統一される間の衛星通信の揺らん(藍)期である。この揺らん期にはいろいろの試行と研究が米国 NASA, Bell 研究所などを中心に進められた。

それらの技術的開発のおもなものはつぎのようなものであった。

(1) 低軌道反射中継形衛星から能動形衛星への期間

(a) 衛星通信に最適な周波数帯として、大気による吸収減衰をさけ、かつ地上マイクロ波回線との混信をさける方策。

(b) 反射中継方式と能動中継方式の信頼度の比較。

(c) 衛星追尾方式の確立と軌道予測精度。

(2) 低軌道衛星から静止軌道衛星への期間

(a) 衛星と地球間の電波伝搬による遅延時間が通信の質に及ぼす影響。

(b) 静止軌道へのロケット打上げ技術。

(c) 衛星の位置および姿勢の保持。

なかでも静止軌道をもつ衛星の導入は、衛星および地球局アンテナ所要数など、コストが顕著に経済化される反面、遅延時間が増加することを問題視する Bell 研究所を中心としたグループとの意見の対立が、商業化の将来を支配する分岐道であった。

ところで、これらの問題点は、静止衛星の優位性についてつぎのように集約された。

(a) 長遅延時間は静止衛星系導入の利点をそこなうものではない。

(b) 地球局設備、特に追尾機構とアンテナが簡易化される。

(c) 将来、衛星アンテナに指向性をもたせ、放射電力を大きくできる。

(d) 最小 3 個の衛星により、世界通信網が構成できる。

インテルサットにおける衛星通信の成長期は、1965 年 IS-I 号衛星が打ち上げられてから、IS-III 号衛星によるいわゆるグローバルシステムが完成するまでの時代である。この時代の衛星は、自身の太陽電池と化学電池により生み出せる電力が不十分であったために、衛星放射電力が小さく、地球表面における必要なマイクロ波電力密度を確保するには中継器の帯域幅を広くする訳にはゆかなかった。

このようなことから、許容できる最低の電力密度で通信容量を大きくするには地球局アンテナにきわめて高い利得対受信雑音温度比

(G/T) が要求されることになった。

一般に地球局設備費の半分はアンテナの建設費に要すると見られているため、地球局の低廉化はアンテナ建設費によって大きく支配される。

アンテナ建設費はアンテナ開口径の2ないし3乗に比例して増加するといわれている。すなわち、所要の G/T を維持してアンテナ開口径を小さくすることが重要となる。もちろん、アンテナの性能向上は、同時に用いられる低雑音受信機 (LNA) および高電力送信機 (HPA) などとのシステム的考察に基づいて低廉化を図らねばならないものである。そのほか考慮すべき点は、地球局システムとして運用保守機能上の要求であり、実用化に際しては重要なことである。

このような点から衛星通信の揺らん期からいろいろな方式の実験あるいは半実用アンテナの開発が世界の4~5カ国で進められてきた。わが国でもこれら先進国に伍して KDD を中心として地球局アンテナの開発に多大の努力が払われてきた。

### 3. 揺らん期の地球局アンテナ

地表より 10,000 km ぐらいの低軌道移動衛星と、静止衛星とでは地球局アンテナに要求される技術的条件は異なるが、いずれもビーム幅が 15 分程度のきわめてせん (尖) 鋭なアンテナが必要であり、いろいろな形式のアンテナが試みられていた。表 1. は地球局アンテナの具備すべき事項を述べたものである。Bell 研究所は、テルスター衛星の実験用に、アンドーバ (メイン州の盆地) にレドーム付きのホーンレフアンテナと、それを制御するための追尾用小形アンテナを建設した。また、NASA はカセグレンアンテナを作りつつあった。これに対して、英国は独自のアンテナ構造を用いて追尾機能をも備えたフロントフィードパラボラアンテナを設置し、フランスはアメリカよりホーンレフアンテナを輸入することによって実験に参加した。わが国で、KDD 研究所がとった方法は、レドームでおおった開口径 20 m のカセグレンアンテナと、さらに衛星を追尾捕捉する役目の追尾用 6 m アンテナの設置であった。地上マイクロ回線との干渉を避けるため、この局は茨城県十王町に建設されたが、ここは東方が太平洋に面した小高い台地上にある。これらのアンテナは同期して回転する必要があるが、それぞれのアンテナの方位角、仰角とも角度検出精度は、あたかも東京にあるアンテナが、大阪にある衛星をみて、それが直角に 50 m 移動したのを検出するほど高い精度であった。ところで、2つのアンテナのビーム方向とその角度指示とをそれぞれ一致させるためには、レドームによって光学的に隔離されており、正確な角度を導くことに苦労したこともあった。レドームを用いたのは強風が大口径アンテナにどう作用するか十分

表 1. 衛星方式によるアンテナの具備条件  
Requirements of earth station antenna for satellite system.

低軌道衛星用	静止衛星用
全天回転性をもち、高速回転機能	最小限衛星方向近傍のみ回転、低速回転機能
全方位角にわたる低スカイライン仰角の確保	一定の衛星方向のみスカイライン仰角の確保
全方位角にわたる周波数の調整	一定の衛星方向を前提とする周波数の調整手段
アンテナは最低2基設置の要あり	アンテナは1基設置
衛星捕捉のため追尾用アンテナの設備必要	捕捉追尾機能は通信用アンテナが自蔵、追尾用アンテナ不要
通信用アンテナへ角度情報の伝達と制御	プログラムによる衛星軌道予測は予備用
衛星ごとにプログラムによる軌道予測がある	

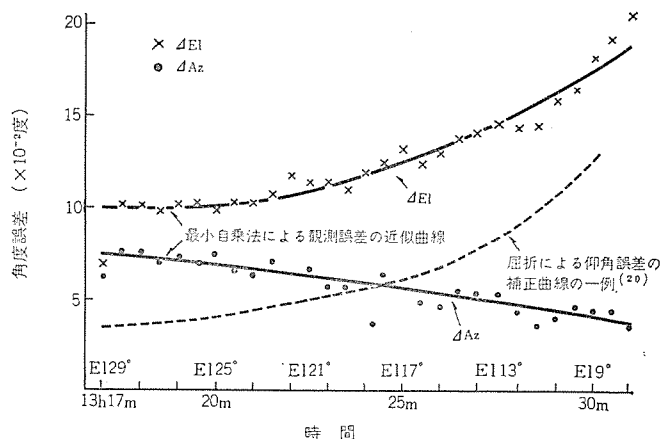


図 1. リレーII号衛星軌道の子測値と観測値との差を示す例  
Example of errors between predicted and observed locus of Rely II satellite.

には知られておらず、アンテナの複雑な構造を露出させる自信がなかったからである。レドームがなく、もしアンテナパデスタルが金属の場合、太陽の直射により、水平回転面が、1分も傾くことがある。また、反射鏡の表裏では、10度の温度差を生じることがある。

低軌道衛星においては、衛星が一方の地平線から現われて、他の方向の地平線に沈むまでの時間は、せいぜい30分である。したがって、アンテナの回転速度はかなり大きくする必要がある。茨城局に用いる Az-E1 マウント方式アンテナでは、これが天頂付近で顕著となる。通信用アンテナがモーメントの小さい追尾アンテナに忠実に追随するためには、それぞれの角度検出系が複雑なサーボ閉回路で構成される必要がある。まず、衛星の子測軌道情報をもとにコンピュータから得られる実時刻に沿った角度情報で、衛星が出現するであろう方向へ追尾用アンテナを向ける。こうして追尾用アンテナが衛星を捕捉した後は、直ちに通信用アンテナが制御され、そのビームが衛星に向けられる。図 1. は軌道の子測値と追尾用アンテナによる観測値の差を示す一例である。

もし、低軌道衛星方式で連続的通信を可能ならしめるには、現用通信中の衛星が、2地球局の共視領域から去る前に、上述と同じ手段でつぎの衛星を捕捉していなければならない。それには、衛星がつぎつぎタイムリーに出現することと、地球局で最低2基のアンテナが必要となる。それは、地球局にとってきわめて複雑な作業を課することになる。これに対して静止衛星方式では、かなり様子が変わってくる。衛星はもはや切替える必要はなく、通信用アンテナに追尾機能を自蔵させることによって一基のアンテナで目的が達せられるのである。

### 4. 地球局アンテナの具備すべき性能

#### 4.1 インテルサットによる規準

インテルサットは、全世界を結ぶグローバル衛星通信網が一定の基準の回線品質で保持できるために、それぞれの地球局設備について具備すべき性能条件を定めている。この条件を満足している地球局は標準地球局と呼ばれており、標準地球局だけが衛星へアクセスし回線を運用することが許容されている。

これらの条件のうち、通信用アンテナが満足すべき条件にはつぎの項目がある。

(1) アンテナ利得 (G) :

$$G \geq 57.0 + f/4 \text{ (dB)}$$

ただし、 $f=3.7\sim 4.2$  (GHz)

(2) アンテナ利得対受信系雑音度比 ( $G/T$ ):

晴天時、仰角  $5^\circ$  において

$$G/T \geq 40.7 + f/4 \text{ (dB/K)}$$

(3) アンテナ放射パターン:

第1サイドローブの相対レベル 4 GHz……—14 dB 以下

6 GHz……—14 dB 以下

ビーム中心より  $1^\circ$  はなれた

点の相対レベル 4 GHz……—26 dB 以下

6 GHz……—29 dB 以下

(4) 放射電波のだ(楕)円偏波率:

1.4 以下

(5) アンテナの可回転性:

仰角  $5^\circ$  以上、軌道傾斜角  $5^\circ$  以下、経度の変化  $\pm 10^\circ$  以内

送信周波数でのアンテナ利得について、ここにはとくに規定していないが、送信機の出力をできるだけ低く抑えるためには、アンテナ利得を高くすることの望ましいのは、言をまたない。

さて、上述の  $G/T$  の値を満足させるには、受信系の等価雑音度を  $50^\circ\text{K}$  以下にするとともに、アンテナ開口径は少なくとも 25 m 要することになる。

## 4.2 CCIRによる規準

衛星通信に用いる周波数と、地上マイクロ中継用のそれがある条件の下で共用できることがわかったが、すでに各種業務が周波数帯別に割当てられている中で、新たに出現した衛星通信業務のために、広い周波数帯を見出すことは容易でなかったのである。衛星実験の一つの目的もそこに置かれていた。そこでこの問題に関して、1963年には臨時無線通信主管庁会議が開催され、4および6 GHz帯を衛星通信と地上マイクロ波業務で共用することがその技術的条件とともに決定された。

なお、それに関連して、アンテナにはつぎの条件が課されることになった。

(1) 地球局アンテナは仰角  $5^\circ$  以下で運用に供してはならない。

(2) 地球局アンテナの放射パターンは、等方性電力に対し

$$P(\theta) = 32 - 25 \log \theta \text{ dB}$$

以下である。ただし、 $\theta$  はビーム中心からの角度で、 $1^\circ$  よりも大きく、 $P(\theta)$  が  $-10$  dB 以上の角度の範囲である。

(3) 地球局と、その近傍の地上マイクロ回線との間で生じる干渉電力が許容レベル以下になるよう国際間で相互の調整距離を計算する方法が示された。

## 5. 実用アンテナの開発

### 5.1 実験用アンテナで獲得された技術

茨城局第1アンテナは、低軌道衛星用として通信実験に供するとともに、実用アンテナを製作するうえで十分な技術的データをも提供した。KDD研究所では、このアンテナについて多くの技術的問題と改善のための研究が行われてきたのであるが、その間には、アンテナを製作した三菱電機(株)技術者と一丸となって、昼夜をわかず取り組んできたことが鮮明に思い出される。もちろん、あるものは成功し、あるものは不首尾ではあったが、その結果が、今日のKDDのアンテナ技術を育てあげる力になったものと信じられる。

### 5.2 実用アンテナの設計

実用アンテナは、標準地球局特性を満足するよう設計されるべきこ

とは当然であるが、さらに、本格的アンテナを作る以上、どこまで高性能のアンテナが実現できるかが、最大の目標であった。

アンテナ形式は、すでに実験アンテナにおいて討議され、それについて、多くの知識を獲得できたカセグレン方式を保持することは明らかであったが、実用装置となれば、運用上の問題に十分留意する必要がある。それはまず信頼度である。インテルサットによる地域局のか(稼)動率は、99.8%を目標にしているの、これを達成するためにはアンテナ稼働率は少なくとも99.9%が要求される。この値を確保するには、風速の地域性とその統計値を求める必要がある。もはやレドームは直径が30 m以上になると、その送風装置の大きさと信頼度の点で、むずかしくまた、電氣的にも好ましくないということで論議の外にあった。茨城局周辺の測候所より得た風速のデータから、アンテナの耐風性能としてつぎの設計数値を出した。

すなわち、

(1) 10分間平均風速が22 m/s以下では、正常な運用が可能であること。

(2) 瞬間風速45 m/s以下では、アンテナを固定した状態で静止衛星にアクセス可能であること。

および

(3) 瞬間風速60 m/s以下では、アンテナを天頂に向けて格納した状態で永久ひずみ(歪)が生じないこと。

つぎは、運用上の信頼度に関する対策として、所要のサブシステムには冗長系を設けるとともに、それらが自動で、あるいは遠隔で操作が可能になることが必要である。わが国の場合、要員がいかに容易にアンテナの各部にアクセスできるかも主要な要素であるが、現在でも、外国の地球局には垂直階段や、LNAがアンテナの仰角とともに回転する不便なアンテナも使われている。わが国とは保守、運用の条件が異なるためであろうか。

### 5.3 茨城局第2アンテナと山口局アンテナ

KDDの茨城衛星通信所第2施設は、世界に先がけて完成した商用衛星通信地球局であるが、そこに生かされているアンテナの特長的な機能を列挙すると、つぎの点があげられる。

#### 5.3.1 機械的特長

(1) 前節(1)の条件は、瞬間風速に直すとほぼ33 m/sである。風速のガストによるビームの変動は、アンテナ駆動系歯車列のあそびによるものが主であるので、駆動の最終歯車に常時、逆トルクをかけてそれを防ぐアンチバックラッシュ機構を備えている。静止衛星でもわずかな移動があり、せん鏡なアンテナビームを常に衛星に指向するには、自己追尾が必要であるが、前節(2)のような強風時には駆動機構にブレーキをかけて固定する方法がとられる。この方法で、20分以上は通信を継続することができよう。45 m/s以上の、ごくまれな強風下では、その間は通信を中断せざるを得ないが風速を詳細に記録し、措置するために、風速計と警報装置が運用席に設けられている。フィルコフオード社のアンテナは主反射鏡の裏面にウインドパラサを付加して、ガストによる風圧を除くようにしているが、実用上期待ほどの効果が得られていないとの話である。

(2) 第1アンテナに使用したハネカム構造の反射鏡パネルは輸入によった。このパネルはきわめて軽量であるが、耐候性が十分でない欠陥があった。それが新たに国産のアルミニウム製ストレッチパネルを開発する動機になった。これは硬質アルミニウム板を弾性限界以上に伸長し加圧成形するもので、第2アンテナの反射鏡は5種類のストレッチパネル288枚で構成されており、装着したときの鏡面精度は周辺部で



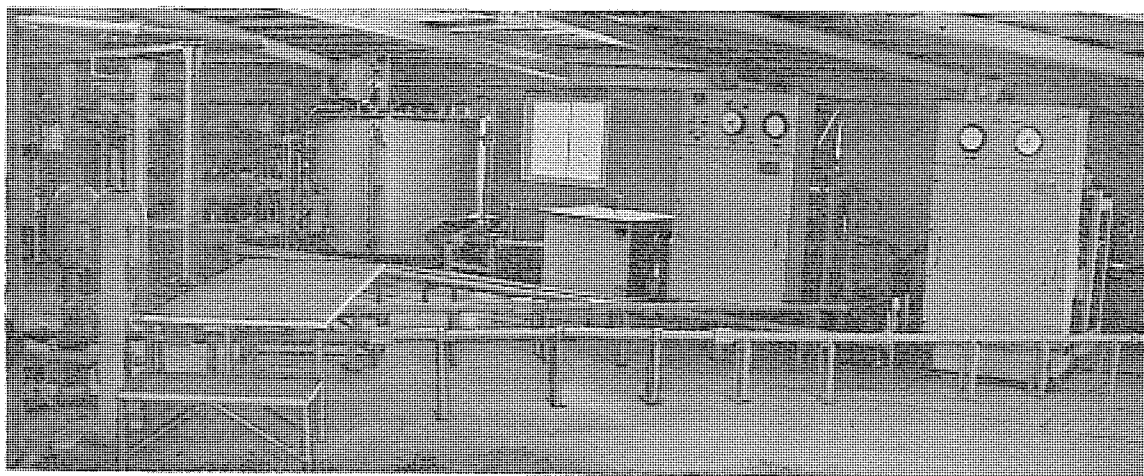


図 2. (a) 茨城局第1アンテナの油圧装置  
(a) Hydraulic equipment for the #1 antenna at KDD'S Ibaraki Earth Station.

も 0.89 mm rms にすぎない。

(3) HPA には高電力進行波管が使用されているが、これを冷却するために水回路と、その熱交換装置が不可欠である。第2アンテナでは HPA と熱交換装置はともに、水平回転をするプラットフォームに設置している。しかしそのあとで建設された山口局アンテナでは、反対に HPA および熱交換装置を地上に設置している。運用上有利なこの方式を採用する上の問題点が解決できたためである。

(4) アンテナの回転駆動装置は、茨城局第2アンテナおよび山口局アンテナでは油圧駆動方式が用いられている。油圧駆動方式は駆動トルクが大きく、回転速度可変範囲が広いために低軌道衛星には適している。しかし油回路の配管が複雑であり、しかもパイプ内に、金属粒子が混入して性能を劣化させるおそれがあるので、油の交換など保守面で特殊な技術と労力が必要である。静止衛星の場合には、アンテナには大きい回転速度を要しなくなるので、第2アンテナと山口局アンテナではアンテナのヨーク内に収容できる小形化された油圧装置が使用されている。図 2. (a) と (b) は、小形化された油圧装置の比較である。後に建設された茨城第3アンテナでは、更に保守上の見地からアンテナ回転装置に電気モータ駆動・レールガイド方式が用いられている。

### 5. 3. 2 電気的特長

(1) 茨城局第1アンテナに用いた標準形カセグレンアンテナは、一次放射器の開口が副反射鏡に対し、点波源とみられるほど小さい場合であった。そのときの、開口能率は 4 GHz において 55 % にすぎず、また、この構成では、4 および 6 GHz 帯にわたり、同等の開口能率を得ることができないことも明らかになった。一方、両周波数帯での開口能率を近似させ、それをさらに向上させるためにはニヤフィールド形カセグレンアンテナとすることが望ましいことがわかった。

これには一次放射器としてホーンリフレクタまたは開口径の大きなホーンアンテナを用い、副反射鏡を平面波で照射するものである。この場合、副反射鏡の形状はパラボイドとなり、一次放射器に対してニヤフィールド領域に位置するように構成される。こうすることによって副反射鏡への照射パターンが両周波数帯で、ほぼ同一にできるので、開口能率の周波数特性ははるかに少なくなる。第2アンテナでは主反射鏡開口面上での電界分布を一様分布に近づけ、利得を大きくするよう副反射鏡面を修整する方式が用いられた。しかし、この限りでは、利得の最大条件とサイドローレベルの最小条件とは必ずしも合致しない。山口局アンテナおよび茨城局第3アンテナでは  $G/T$  が最大と

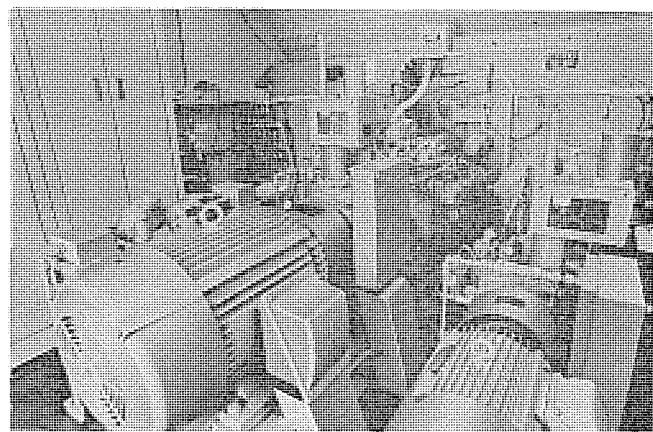


図 2. (b) 山口局アンテナの油圧装置  
(b) Hydraulic equipment for the antenna at KDD'S Yamaguchi Earth Station.

なるように、主反射鏡周辺部にも鏡面修整が行なわれている。

これらの結果、茨城局第2アンテナの開口能率は 66 %、山口局アンテナでは 74 % の値が実現されている。反射鏡の鏡面精度、仰角変化による鏡面のたわみ(撓み)、あるいは副反射鏡支持柱のブロッキング、散乱などによる放射パターンの劣下は雑音温度の上昇をもたらすのでこれらについても考慮しなければならない重要な問題がある。

(2) 地球局アンテナの  $G/T$  は受信系雑音温度に反比例する。受信系等価雑音温度は、サイドローによる大地からの熱雑音、給電用導波管の抵抗損失による熱雑音および受信機の内部雑音などからなっているが雑音温度を下げるには、LNA ばかりでなく給電用導波管を可及的に短くし、サイドローの低減も必須的条件である。

図 3. は山口局第2アンテナの仰角変化に対するアンテナ系の等価雑音温度の実測結果である。アンテナの仰角が低くなるにつれて雑音温度が増加しているのは、主ビームに近いサイドローレベルが高くそれが大地を照射するためである。仰角が 0.6 度近辺で急激に高くなり、250°K 近くになっているのは、主ビームが地面を照射したことを示している。

(3) 静止衛星では、通信用アンテナに自己追尾機能を付加し、一つのアンテナで通信用電波の送受信を行なうとともにビーコン電波を受信して電波到来方向に主ビームを合わせるようにしている。この自己追尾方式は電波の到来方向が主ビームの中心から偏移した場合発生する高次モード成分をとり出し、駆動系に Az および El 方向の誤差信号を伝達することにより行なわれる。茨城局第2アンテナの場

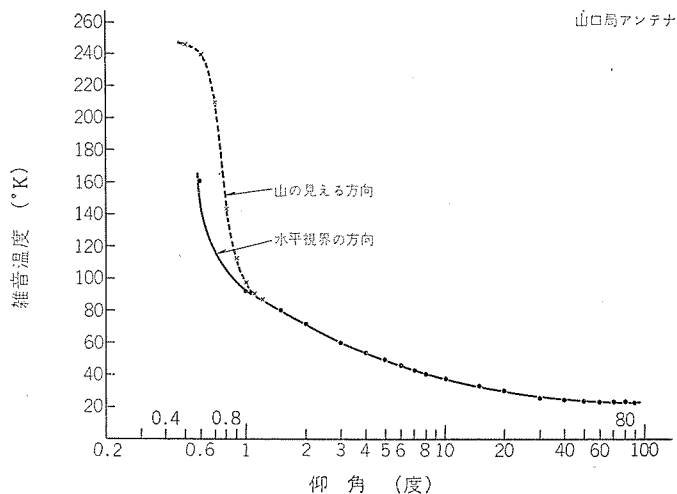


図 3. アンテナ受信雑音温度の仰角による変化  
Dependence of antenna noise temperature on elevation angle.

合、この信号を検出するための追尾用受信機は2系統から構成される方式が用いられた。しかし、山口局アンテナでは高次モード信号に変調をかけることにより1台の追尾用受信機で、この機能が果せる方式を開発し、これによってコストの低減と信頼性の向上が図られている。イギリスではアンテナビームを電氣的にわずかに才差運動をさせて誤差信号を生ずるコニカル走査方式がとられているが、これは通信用電波が振幅変調を受ける欠点がある。

## 6. 新アンテナ方式の開発

つぎつぎに建設してきたアンテナには、逐次機械的および電氣的性能の改善が図られてきたことは前述のとおりである。しかし、運用上の理想は、すべての装置がアンテナの回転を受けないで固定されて設置されている状態である。茨城局第2アンテナではHPAと熱交換装置およびLNAのほか、通信用の周波数変換装置や自己追尾装置なども水平回転部におくことにより、中央局舎内にある変復調装置との間は中間周波数で信号を伝送していた。そのため、ケーブル巻取装置には数十本のケーブルを設備しなければならなかった。この構成では必然的に測定器の移動や緊急時の作業など、かなりの労力が運用者に課せられたことはいなめない。これが山口局アンテナでは、HPA、熱交換装置などを地上のアンテナ基部に移すことにより、中央局舎との伝送はマイクロ波で行なう方式がとられた。また、HPA電源設備も局舎内に設置することにより、運用および保守上の作業が大いに軽減されたのであるが、LNA、追尾装置はいぜんアンテナの水平回転部に残されたままであった。それが茨城局第3アンテナの構成は、すべての通信機器を地上に移設することを可能にしたのである。それまでにも、このような構成を実現しようとして、いくつかの研究が行なわれていた。Bell研究所ではトリプルリフレクタを用いる方法を試みているが、サイドローレベルが単一反射鏡のそれに比べて、かなり悪くなることが報告されている。オープンカセグレンアンテナでは、サイドローを低くできるが、アンテナ構造が極端に非対称であるため42フィートより大きい開口径の実現は無理のようであった。ドイツは、はじめて、ここに述べるようなアンテナ方式を実用しているが、導波管の曲がりが高次モードが発生し、放射特性に乱れがあるといわれる。茨城局第3アンテナで用いられている方式は、図4.に示すごとく、給電系が4枚の反射鏡からなり、平面とだ円の反射鏡を交互に配置して、一次ホーンをアンテナの水平回転軸に一致させる構成である。

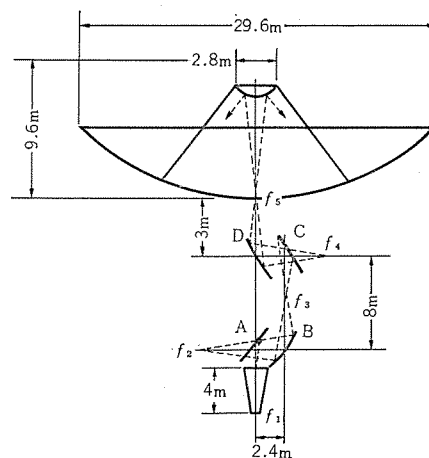


図 4. 集束ビームによるカセグレンアンテナ給電方式  
Beam-waveguide feed circuit of Cassegrain antenna.

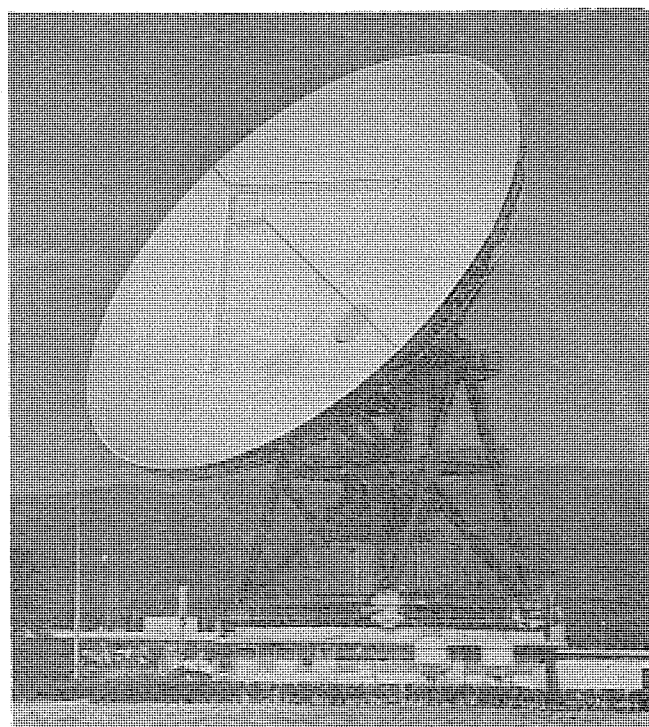


図 5. 茨城第3アンテナの外観  
#3 antenna of KDD'S Ibaraki Earth Station.

これらの反射鏡は互いにフレネル領域内に置かれており、波動的解析と、モデル実験の結果から、電波の拡散が最小となるように平面と曲面からなる集束ビーム給電方式が用いられているのである。

従来のホーン形一次放射器の放射特性は、E面とH面とでビーム幅やサイドローレベルが異なり、開口能率を制限する要素であったが、放射特性を軸対称とするための有効な方法が開発された。これは一次放射系に主モードとともに高次モードも併存させて放射特性を成形するもので、金属製遅波回路あるいは誘電体などをそう(挿)入する方法が広帯域特性になり有望とされている。茨城局第3アンテナでは、この技術を取り入れ、ホーン内に電波の進行方向に波状のシワを設けており、サイドローレベルを低下させるとともに、集束ビーム給電系の伝送効率もよくしている。図5.は茨城局第3アンテナの外観図である。

## 7. む す び

前述してきたように インテルサットの地球局 アンテナ は、すでに機能上大きく改善され、茨城局第3アンテナ にみられるごとく、その限界に達したように思われる。また、インテルサット 衛星にアクセスしている地球局 アンテナ 数も顕著に増加してきたが、今後 アンテナ 特性にはどのような要件が満たされねばならないか。

インテルサット におけるトラフィック は年間15%から19%の割合で増加しており、この割合は今後も続くと思われる。それには新たに地球局を建設する国による回線の増分もあろう。しかし大部分は既設局における回線の増加であり、それに応じるために衛星の通信容量を大きくする必要がある。現在用いられている IS-IV 号衛星系は、大西洋地域においては来年度、より容量の大きい IS-IV-A 衛星に置きかえられる予定であるし、1978年には IS-V 号衛星導入の必要性も論じられている。一方、現在用いられている FDMA 方式よりも能率のよい TDMA方式 や、将来衛星のアンテナビーム切替による SDMA 方式などを導入することによって、実効的に衛星容量を増加し、つぎの衛星の打上げをおくらせる研究が進められている。

現在でも、すでに衛星の容量を制限する要素は、衛星が放射できる電力ではなく、使用可能な周波数帯域が制限されている点である。この動向に対して地球局 アンテナ が今後果たすべき役割には、つぎの三つが考えられる。

### 直交偏波共用 アンテナ の開発

#### 11 および 14 GHz 帯の アンテナ 方式

#### 建設費節減のための多ビーム用 アンテナ の開発

#### (1) 直交偏波共用 アンテナ

インテルサット が規定している地球局 アンテナ の許容だ円偏波率は 1.4

であるが、直交偏波共用による周波数再利用の導入を可能にするには、1.06 以下のだ円偏波率に押えなければならない。インテルサット では今後建設される地球局 アンテナ に対し、この特性が 4 および 6 GHz 帯で満足されるべきことを勧告することになっている。

#### (2) 11 および 14 GHz 用 アンテナ

新しい周波数帯が、IS-V 号衛星に用いられようとしている。それには地球局に別の アンテナ の建設を要するがその  $G/T$  は 41 dB にすることが考えられている。しかも、地域により降雨の減衰を受けるので、それを避けるために空間 ダイバシター をもできる性能が要求されよう。

#### (3) 多ビーム アンテナ

衛星の緯度方向の移動に対して球形曲面、それと直角な方向にはほう(拋)物面をもつ反射鏡の前面に複数の 1 次 ホーン を設置し、一つの アンテナ で同時に複数の静止衛星を指向する アンテナ が、低コスト化地球局としてインテルサット で研究を進めようとしている。これはアンテナ の建設費が高価なため、各国とも新しい地球局 アンテナ を建設することに強く反対している現状から、高容量の新形衛星を開発しないで、複数の衛星にアクセスできるようにし、全体の投資を少なくする考えに基づいている。

IS-V 号衛星においては直交偏波共用による周波数再利用 (4/6 GHz) の導入の可能性の実験的研究を行なうことになっており、11 および 14 GHz 帯も実用に供されようとしている。しかし、これらの通信が可能となるためには、アンテナ ハードウェアの研究もさることながら、それ以上に降雨などによる電波の減衰、ならびにその測定法などを明らかにする必要性が叫ばれている。その一方、小形地球局アンテナ を用いる サービス が要求される趨勢もあり、今後 アンテナ の経済化および新しいアンテナ の開発が要求されてくるであろう。

## Recent Developments in Antenna Technology

Central Research Laboratory Takashi Kitsuregawa

Accompanying the expanding development of systems using electromagnetic waves is an increasing demand for antennas than can perform new functions and perform better than older models. As a background report on the performance requirements and accompanying restrictions in each field, this article covers the recent trends of research and development and cites a number of actual examples of antennas used in terrestrial microwave relay links, satellite communications earth stations, satellites, radar, and vehicular communications.

## 1. ま え が き

1896年電磁波が無線通信に利用されて以来、種々の分野に電磁波が実用され、多様なアンテナが工夫されてきた。ここでは地上マイクロ波中継、衛星通信、レーダ、移動無線などの実用面における最近のアンテナ技術に注目する。

実用のアンテナでは、それが用いられるシステムから要求される性能が他のシステムのものとは大きく異なるとともに、その性能を実現する上で方式、構造などがシステムからの制約を受ける。このような要求性能と制約とを背景にして、用途別に最近のアンテナの研究開発動向と若干の具体例について述べることにする。

## 2. マイクロ波中継用アンテナ

マイクロ波中継回線の需要の増大とともに、これに用いるアンテナに対してはサイドローブの低減、交差偏波識別度の向上などの要求がさらに強まっており、また、より高い周波数帯を用いる回線の重要性も増している。マイクロ波中継に使用しうるアンテナ方式には、パラボラ、カセグレン、ホーンリフレクタ、オフセットパラボラ、オフセットカセグレンなどの方式がある。

パラボラアンテナは従来から広く用いられているすぐれたアンテナの一つであるが、交差偏波識別度およびインピーダンス整合の容易さの点ではカセグレンアンテナには劣る。これはカセグレン方式が、給電導波管を反射鏡前面に設ける必要がなく、構造上対称性を得やすいこと、および一次放射器の開口径を比較的大きくできることによっている。このため、低サイドローブ形鏡面修整カセグレンの実現によるサイドローブの低減<sup>(1)</sup>と相まって、比較的開口径の小さいマイクロ波中継回線にもこのカセグレン方式を使用する例がふえている。日本電信電話公社(株)の実回線に使用されている15GHz帯3.3mアンテナ<sup>(2)</sup>、6GHz帯4mアンテナ<sup>(3)</sup>、4および6GHz帯共用8mアンテナ<sup>(4)</sup>などがそれぞれ、また同公社横須賀電気通信研究所の20GHz帯実験回線用アンテナもカセグレン方式である<sup>(5)(6)</sup>。これらのカセグレンアンテナでは一次放射器として通常の円すい(錐)ホーンが用いられているが、回転対称なビームをもち、交差偏波成分が小さく、サイドローブの低い一次放射器としてコルゲート円すいホーン<sup>(7)</sup>や誘電体装荷ホーン<sup>(8)</sup>の研究も行なわれており、たとえばコルゲートホーンを用いることにより6dBの交差偏波放射レベルの低減<sup>(9)</sup>、5dB程度のサイドローブレベルの低減が得られている。

ホーンリフレクタアンテナは超広帯域で、サイドローブの非常に低いアンテナとして知られている。しかし、このアンテナは寸法が大きくなり、

高価となるのが欠点である。ホーンリフレクタが低サイドローブ特性をもつ理由の一つはブロッッキングがないことであり、同様の利点をオフセットパラボラアンテナももっている。図1.はその例の三角開口オフセットパラボラアンテナである<sup>(10)</sup>。このアンテナはブロッッキングがないことのほかに、開口が三角形であること、側板を設けてあることなどにより、水平面内のサイドローブは非常に低く、ほぼホーンリフレクタと同等である。また、回転対称なパラボラを4分割し、その1枚を反射鏡として用いているので、従来のオフセットパラボラの反射鏡に比べ、反射鏡の製作も容易である。

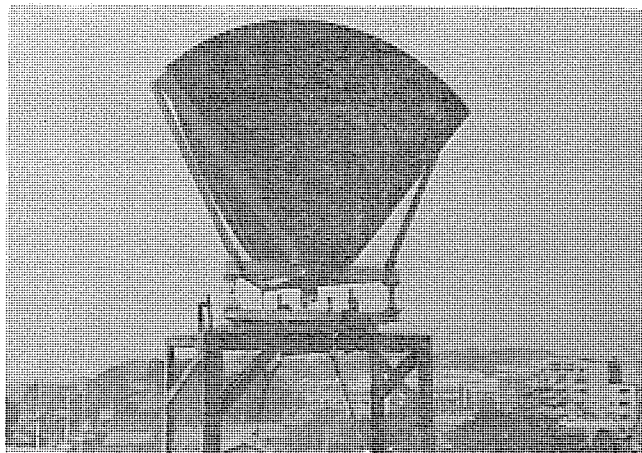


図1 三角開口オフセットパラボラアンテナ  
An offset parabolic antenna with triangular aperture.

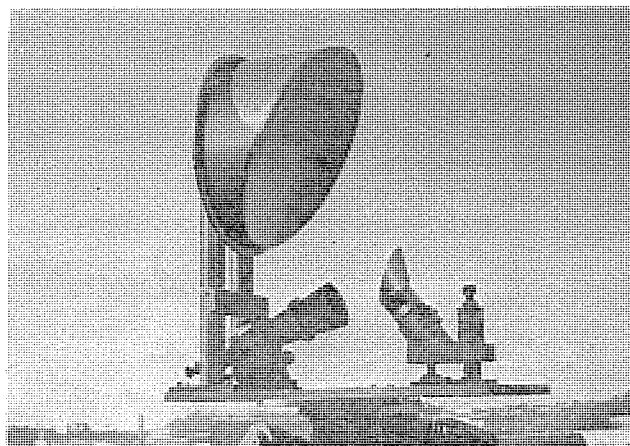


図2 オフセットカセグレンアンテナ  
An offset cassegrain antenna.



オフセットパラボラアンテナではサイドローブを低くすることができるが、反射鏡が非対称であることにより、反射鏡によって交差偏波成分が生じる<sup>(11)</sup>。このため良好な交差偏波識別度が必要となる場合は問題となる。ブロッキングもなく、また交差偏波識別度が良好なアンテナはオフセットカセグレン方式により可能となる。すなわち、このアンテナにおいて2枚の反射鏡の曲面形状を適当に選ぶことにより、非回転対称な反射鏡によって生じる交差偏波成分を互いに打消すことができ、交差偏波放射レベルを $-30\text{ dB}$ 程度に低くしうる<sup>(12)</sup>。図2.はこのような反射鏡をもつモデルアンテナの一例である。

### 3. 衛星通信地球局用アンテナ

国際衛星通信の地球局アンテナには高利得・低雑音のものが必要で、通常、高能率形鏡面修整カセグレン方式が用いられている。このアンテナに用いられる給電方式としては、ホーン給電、ホーンリフレクタ給電、集束ビーム給電などがある。ホーン給電は比較的開口径の小さいアンテナ、とくに可搬形アンテナなどには向いている。この場合、とくに高能率低雑音が要求される場合、ホーンとしては前述のコルゲートホーンが用いられる。一次放射器に4枚の反射鏡を用いた集束ビーム給電カセグレンアンテナは国際電信電話(株)茨城衛星通信所第3施設に最初に実用化されたアンテナである<sup>(13)(14)</sup>。この方式はアンテナの入出力端を低損失で地上近くに固定して設けることができ、アンテナに接続される送受信装置の設置が容易になると同時に、保守運用も容易となる大きな長所をもっている。このため、各国においてこの方式のアンテナが採用されるようになった。図3.は最近建設したエクアドル国の地球局アンテナで、4GHzにおいて、開口効率80%、仰角6°で雑音温度30°Kが得られている。国際衛星通信における最近の重要課題は直交2偏波共用による周波数再利用の問題である。このため、システムから見た円偏波と直線偏波との比較<sup>(15)</sup>、アンテナ方式による偏波特性の相違<sup>(16)</sup>などの検討がなされている。

国内衛星通信においては、4, 6GHz帯のほかに18, 26GHz帯を用いる多元周波数帯接続方式が提案され<sup>(17)</sup>、このための実験局が建設されている<sup>(18)</sup>。この実験局のアンテナは2枚の反射鏡で構成された集束ビーム給電を用いた鏡面修整カセグレンアンテナであって、4~26GHzにわたって高利得・低雑音特性をもち、さらに給電端、

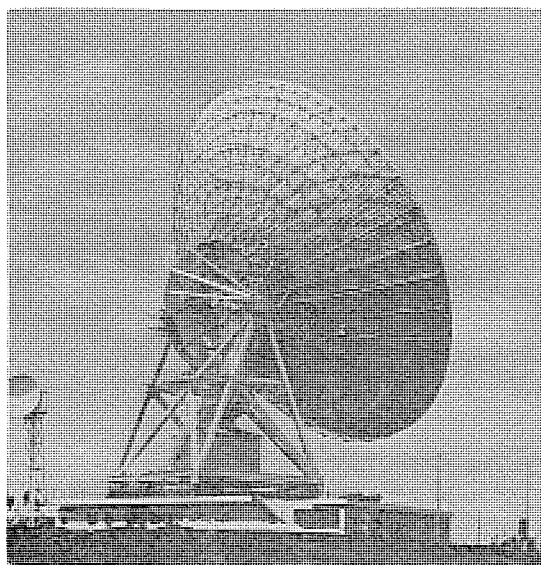


図3. エクアドル国納め集束ビーム給電カセグレンアンテナ  
The cassegrain antenna with beam-waveguide feed built in Equador.

すなわち、接続される分波装置や送受信装置を地上に固定して設けうるようにしてある<sup>(19)(20)</sup>。このアンテナに接続される分波装置には導波管分波方式がとられている<sup>(21)</sup>が、多層誘電体板フィルタを用い4, 6GHz帯と18, 26GHz帯とを分波する準光学分波方式の研究もなされている<sup>(22)</sup>。

これまでに普通に用いられている地球局アンテナでは、反射鏡系全体を動かしてビームを全天指向できる全天旋回形であるが、静止衛星を対象とした場合、ビームの指向範囲を限ったいわゆる限定旋回形のほうが経済性が高いのではないかという考えがある。このような限定旋回形アンテナの一つに、主反射鏡を固定して副反射鏡のみを駆動することによりビームを指向させるいわゆる副反射鏡駆動形可動ビームアンテナがある。このアンテナに用いる反射鏡として、放物面・双曲面形<sup>(23)</sup>、鏡面修整形<sup>(24)</sup>などが考えられるが、さらに2次元で考えて2個所に焦点をもつRay Lattice Methodで設計された多焦点形の鏡面<sup>(25)</sup>や、副反射鏡を変位していったときに発生する非点収差を補正した反射鏡系<sup>(26)</sup>が考えられている。また、この可動ビームアンテナではビーム幅に対するビーム偏向角の比に限界があり、ビーム偏向角を一定とした場合とり得る最大利得が決まるとともに、全天旋回形に対する経済性にも限界がある<sup>(27)</sup>。

### 4. 衛星とう(搭)載用アンテナ

人工衛星は現在、通信・放送、気象、航行、測地、資源探査、科学、軍事の各分野で使用されており、これらの用途によってとう載されるアンテナの形式も千差万別であるが、まず無指向性アンテナと指向性アンテナに分けられる。初期の衛星では無指向性アンテナが通信にも用いられたが、現在ではテレメータ・コマンド用に限られていて、通信用にはもっぱら指向性アンテナが使用されている。

衛星にとう載される指向性アンテナのもつ特長は次の点にある。

- (1) アンテナの大きさ、重量に制限があり、衛星の姿勢安定方式に適した形式でなければならない。
- (2) 衛星の軌道変動、姿勢変動に伴うある範囲内のビームの指向方向の変動をカバーすること。
- (3) 通信の対象が点でなく、ある広がりをもつ領域であること。
- (4) 静止軌道上に位置しうる衛星の数、および周波数に限界があるので、その有効利用を考えなければならないこと。

衛星の安定方式にはスピン安定方式と、三軸安定方式がある。スピン安定方式の衛星では、アンテナのビームを衛星の自転と逆方向に回転して、ビームを地球に対し静止させるデスパンアンテナが用いられ、これを電気的に行なう電気的デスパンアンテナと、機械的に行なう機械的デスパンアンテナがある。前者の例としては米国で打上げを計画している静止気象衛星のアンテナがある。後者の例としてはインテルサットⅢ号系の衛星のアンテナがある。これはホーンリフレクタ形式のアンテナで、中継器や給電系を衛星に固定し、ホーンと反射鏡のみをデスパンさせるものである。さらにインテルサットⅣ号系ではデスパンプラットフォーム方式を採用し、グローバルビームをもつ4個のホーンリフレクタアンテナと、スポットビームを放射する2個のパラボラアンテナを中継器とともにデスパンさせている。

三軸安定方式の衛星ではどんな形式のアンテナでもとう載できるが、打上げ時にロケット内に収容できる大きさでなければならない。このため打上げ時に折りたたむ展開形アンテナが開発され、ATSF衛星には直径9mのパラボラアンテナがとう載される。またインテルサットⅤ号系にもこの種の衛星が計画されている。

通信衛星技術の進歩に伴い、国際間の通信だけでなく国内通信にも衛星を使用する計画が各国にあり、カナダではカナダの領土をおおうだ(楕)円ビームをもつアンテナをとう載したアーク衛星が実用化されている。国内通信においては非常に大きな通信容量が要求されるため、準ミリ波帯の使用も考えられており、ビームの形状には対象とする領域内での最低利得ができるだけ高くとれることが要求される。最適のビーム幅が対象とする領域とビーム指向精度できまるので、多くの周波数帯で共用するアンテナにおいては、このビームの形が周波数で変化しないことが必要である。こうしたアンテナの例として郵政省電波研究所に納入した衛星とう載用定ビームアンテナのブリードボードモデル<sup>(28)</sup> (BBM) を図 4. に示す。これは 12, 20 GHz 帯で約 4° の一定ビーム幅をもつ。また整形ビームアンテナの例としては、日本電信電話公社横須賀電気通信研究所の、4, 6, 20, 30 GHz 帯で共用し、20, 30 GHz 帯で日本本土をその形に合わせておおうビームをもつ整形ビームホーンリフレクタアンテナ<sup>(29)</sup>があり、電気モデルの製作を終っている。

今後の衛星とう載用アンテナにおいては、静止軌道に打上げうる衛星の数が限られていること、衛星通信に使用できる周波数帯が限られていることから、一つの衛星の通信容量をできるだけ高める必要がある。このため互いに直交する直線偏波あるいは円偏波を同時に使用する偏波共用方式のアンテナが各国で研究されていて、これには交差偏波成分の少ないコルゲートホーンが有望視されている。また多くの鋭いビームをもち、同一周波数帯を異なる地域に独立に使用しうるマルチビームアンテナも重要で、Ray Lattice Method によって設計した 2 枚の反射鏡を使用する形式<sup>(30)</sup>、球面鏡と多くのホーンを使用した形式<sup>(31)</sup>、あるいは導波管レンズを使用する形式<sup>(32)</sup>などが発表されている。

## 5. レーダ用アンテナ

近年、航空機の交通量の増大とともに、その安全性の面から航空管制用レーダの重要性が高まっている。航空管制用レーダには種々のものがあるが、通常、目標検出の障害となる雨や雪によるクラッタを抑圧するため、円偏波が用いられ、その ICR (Integrated Cancellation Ratio) 特性<sup>(33)</sup>の良好なものの要求が強まっている。一方、このようなレーダ用アンテナではコセカント 2 乗形の成形ビームが必要で、これまでの 1 枚の反射鏡と長方形開口ホーンとを用いたものでは良

好な ICR 特性を得ることは困難であった。このために考えられたものがダブルカーブ形 2 反射鏡アンテナである<sup>(34) (35)</sup>。これはダブルカーブ形の副反射鏡を設け、この副反射鏡によって断面が円形のビームをだ円形のビームに変換させる機能をもたせ、円偏波特性の良いコルゲートホーンや複モードホーンを使用しうるようにして ICR 特性の良い成形ビームアンテナを得ている。図 5. はこの方式を用いた空港面探知レーダ (ASDE) 用アンテナの実験用モデルであって、ICR 22 dB が得られている。

多くの素子アンテナを配列し、各素子の励振位相を電子的に制御してビーム走査を行なうフェイズドアレイは走査時間が非常に短いことを最大の特長とし、これによってレーダの多機能性や多目標処理も可能ならしめるアンテナシステムである。このフェイズドアレイの技術開発に当ってはアレイ理論に基づく放射特性解析と指向性合成、さらに素子間の相互結合を考慮した理論の発展が続けられ、これらの成果は多くの試作実用レーダに現われている。この中で近年とくに大きな技術課題の一つとして航空機とう載用レーダがあり、ここではか(苛)酷な環境条件に耐える高信頼性と狭い空間内でのシステムの薄形軽量化が要求されている。これにこたえるものに、放射素子、マイクロ波集積回路および半導体素子から成る固体化モジュールをアレイ素子とする、いわゆるアクティブ形フェイズドアレイレーダがある。わが国でもこの形式の X バンドフェイズドアレイが試作されていて、±45° の領域で良好な走査を行ない得ている<sup>(36)</sup>。また素子数の多い場合の給電系、とくにその電力分配器を薄形にする試みとしてラジアル線路形分配器<sup>(37)</sup>や導波管スロットアレイ形分配器<sup>(38)</sup>が考えられている。いずれも分配器の厚みは 1 ~ 2 波長程度で従来の空間給電に比べてかなりの薄形化が実現できる。

## 6. 移動無線用アンテナ

移動体と固定地点間または移動体相互間の情報伝送を目的とする移動無線は、ほかに方法がないことから移動体の利用が増加するに従ってますます需要が高まり、情報内容も音声だけでなく、データ伝送など複雑な信号の伝送が要求されつつある。移動無線における大きな問題の一つは移動体の動きに伴ってつねに電界強度が変動すること、この影響を軽減して安定した回線を構成することが望まれる。

鉄道における無線のように、一定の軌道上を往復する移動体の通信では、これまでの空間波方式に代わって漏えい(洩)同軸線路を用いた通信方式が考えられている<sup>(39)</sup>。この方式では沿線全体にわたって漏えい同

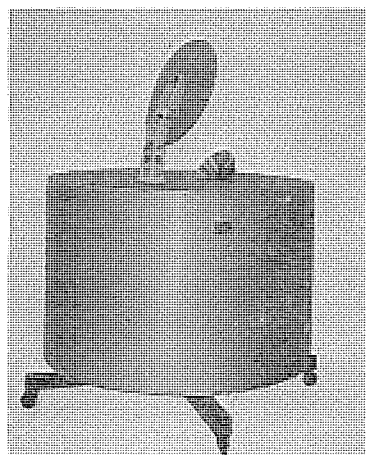


図 4. 衛星とう載用定ビームアンテナ  
A constant-beam antenna for satellites.

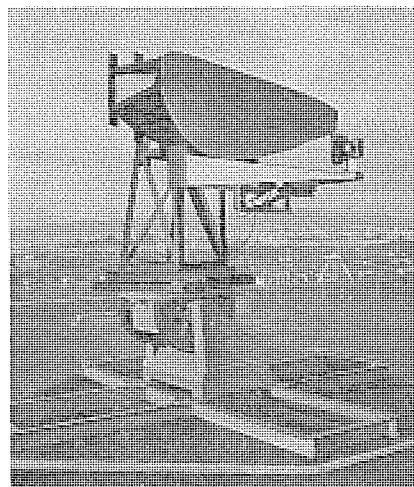


図 5. 空港面探知レーダ (ASDE) 用アンテナモデル  
An ASDE antenna (prototype).

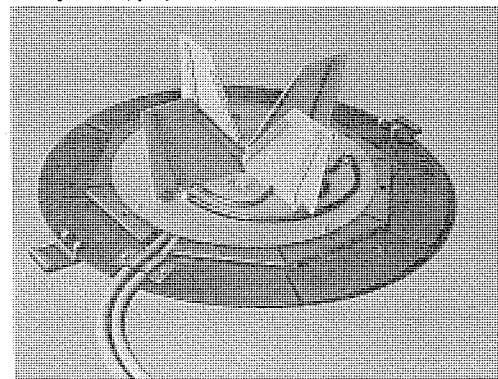


図 6. 送受分波およびダイバーシティ受信用垂直偏波水平面内無指向性アンテナ  
A vertically-polarized omnidirectional antenna for self-diplexing operation and diversity reception.

軸線路が敷設され、この線路からの漏えい波を通信に利用することから、空間波方式に比べて安定した回線を構成することが容易である。漏えい同軸線路に対向する移動体用アンテナとしては、漏えい波の局所的な乱れの影響を受けないように線路にそってある程度の長さを有するアレイアンテナが適しており、8素子スロットアレイによる実験の結果、一般の区間での結合レベルの変動は $\pm 2 \sim 3$  dB以下であり、電架柱付近でも10 dB以下のレベル低下に納まる良好な結合特性が得られることが確認された<sup>(40)</sup>。

自動車無線のように移動体の動きが2次元の広がりを持つものでは電界変動の影響は避けられない問題で、ダイバーシティによる回線の安定化が種々検討されている<sup>(41)(42)</sup>。良好なダイバーシティ効果を得るためには相関のない2個以上のアンテナ受信端電圧を必要とし、限られた移動体の上に構成されたアンテナを用いていかにして相関のない信号を得るかがアンテナ設計上の問題となる。図6は5素子のユニポールアレイにより相関のない2個あるいは3個の信号を得ることが可能な垂直偏波水平面内無指向性のアンテナである。このアンテナは2個あるいは3個の入出力端の間に30 dB程度の減結合量が得られるため、送受分波に用いることも可能である<sup>(43)</sup>。

航空無線ではこれまでのHF、VHFおよびUHF帯の通信に加えて、最近人工衛星を利用したVHF、UHF帯の通信が考えられており、この目的に合わせて種々の新アンテナが開発されている<sup>(44)</sup>。航空機の高速化に伴い、これまでの形式のアンテナにおいても、機体から突出しているアンテナでは雨滴によるアンテナ前縁の侵食の防止が必要である。VHF通信用プレードアンテナについて、アンテナ前縁の侵食防止と落雷による無線機の被害防止のために、アンテナ前縁を金属にしてこれを機体に接続する構造を有するものの、金属前縁の存在による特性の劣下とその補償法を検討して、小形広帯域の金属前縁プレードアンテナの設計法を得ている<sup>(45)</sup>。

2次元および3次元の動きをする移動体に使用されるアンテナは、移動局と基地局あるいは移動局間の相対位置が一定していないことから、利得の低い水平面内無指向性アンテナの使用を余儀なくされていた。しかしながら、半導体素子の発達に伴ってアンテナ素子中にこれらの半導体素子を組込めるようになり、小形のアンテナでこれまで得られなかった放射特性を得たり、目的に応じてアンテナの特性にアダプティブな変化を与えることが可能になりつつある。今後の移動無線の分野ではこのようなアクティブアンテナ、アダプティブアンテナの応用が課題であろう。

## 7. む す び

電磁波の利用の拡大とともに、そのシステムに適合した新しい機能やよりよい性能をもつアンテナがますます要求される。それを実現するための新しい可能性の追求と実用化の努力が今後一層必要である。

本文に述べたような種々のアンテナ技術の研究開発については、郵政省電波研究所、日本電信電話公社、日本放送協会および国際電信電話(株)、ならびに東京大学宇宙航空研究所、宇宙開発事業団、日本国有鉄道および防衛庁の関係各位に日頃ご指導をいただいております。ここに深く謝意を表する。(昭和49-5-17受付)

## 参 考 文 献

(1) 立川ほか：三菱電機技報，44，1,608（昭45）

(2) 香川，山内，高松：三菱電機技報，41，568（昭42）  
 (3) 松本，水沢，高松：信学全大，No. 368（昭44）  
 (4) 高松ほか：信学全大，No. 595（昭47）  
 (5) 進士ほか：通研実報，22，1,937（昭48）  
 (6) 井上ほか：三菱電機技報，48，No. 7（昭49）  
 (7) 水沢，武田，別段：信学論，56-B，14（昭48）  
 (8) 佐藤：信学論，54-B，475（昭46）  
 (9) 高野ほか：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 73-67（昭48）  
 (10) 武市ほか：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 73-31（昭48）  
 (11) T. S. Chu and R. H. Turrin：IEEE Trans.，AP-21 339（1973）  
 (12) 田中，水沢：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 73-84（昭49）  
 (13) 糸原ほか：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 71-39（昭46）  
 (14) 松本ほか：三菱電機技報，47，252（昭48）  
 (15) 糸原，稲室，遠藤：国際通信の研究，No. 73，9（昭47）  
 (16) 糸原ほか：信学全大（発表予定）（昭49）  
 (17) 森：信学会通信方式研資 CS 69-47（昭44）  
 (18) 森，森本：信学会通信方式研資 CS 71-36（昭46）  
 (19) 島田ほか：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 71-63（昭47）  
 (20) 島田ほか：三菱電機技報，48，No. 7（昭49）  
 (21) 小山ほか：信学論，55-B，433（昭47）  
 (22) 小山，島田：信学論，56-B，115（昭48）  
 (23) 刈込，小川：信学全大，No. 396（昭44）  
 (24) 浦崎，水沢：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 71-37（昭46）  
 (25) 刈込：信学論，55-B，547（昭47）  
 (26) 浦崎，水沢：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 72-29（昭47）  
 (27) 島田，水沢：信学論，55-B，577（昭47）  
 (28) 塚本ほか：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 73-79（昭49）  
 (29) 進士ほか：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 72-67（昭47）  
 (30) 熊沢ほか：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 72-80（昭48）  
 (31) T. S. Chu：1969 IEEE G-AP Internatl. Symp.，95（1969）  
 (32) A. R. Dion and L. J. Ricardi：Proc. IEEE，59，252（1971）  
 (33) H. Jasik：Antenna Engineering Handbook，17-23（1971）  
 (34) 水沢ほか：1974 IEEE G-AP Internatl. Symp.（1974）  
 (35) 水沢ほか：信学全大（発表予定）（昭49）  
 (36) 山岸ほか：信学会宇宙・航行エレクトロニクス研資 SANE 72-12（昭47）  
 (37) A. J. Appelbaum, et al.：IEEE Trans.，AP-20，582（1972）  
 (38) 真野ほか：全大（発表予定）（昭49）  
 (39) 岸本：連大，No. 194（昭47）  
 (40) 岸本ほか：三菱電機技報，48，No. 7（昭49）  
 (41) W. C. Y. Lee：IEEE Trans.，VT-20，93（1971）  
 (42) W. C. Jakes, Jr.：IEEE Trans.，VT-20，81（1971）  
 (43) 小野，武市：信学会アンテナ・伝播研資 A・P 72-58（昭47）  
 (44) Report from the Telecommunications Division, Transportation Systems Center, No. DOT-TSC-OST-7-8.  
 (45) M. Ono and Y. Takeichi：IEEE AP-S Internatl. Symp.（1974）

## 20 GHz 帯 PCM 伝送実験用カセグレンアンテナ

井上 武夫\*・高野 忠\*\*・橋口 幸生\*  
立川清兵衛<sup>+</sup>・渡辺 節男<sup>++</sup>・高松 泰男<sup>++</sup>・田中 宏和<sup>++</sup>

A Cassegrain Antenna for Experimental 20GHz  
PCM Radio-Relay Systems

Nippon Telegraph and Telephon Public Corporation    Takeo Inoue・Tadashi Takano・Sachio Hashiguchi  
Mitsubishi Electric Corp., Kamakura Works    Seibei Tachikawa・Setsuo Watanabe  
Yasuo Takamatsu・Hirokazu Tanaka

Mitsubishi Electric has developed a 20 GHz band cassegrain antenna with the object of mass production. To reduce the level of spillover from the subreflector, and to make the side lobes smaller without reducing gain, the mirror surface of this antenna has been modified. The antenna has been designed so that a fiber-reinforced polyester halfwave radome can be mounted on it to prevent deterioration in antenna performance due to rain or snow. The vertex plate of the subreflector has been newly designed to improve the input VSWR over the 17.7~21.2 GHz band. And a manufacturing process has also been developed by which the required surface accuracy of the main reflector—which has a 1.8 meter diameter—can be achieved simply by press-shaping of an aluminum plate.

## 1. ま え が き

情報革新の時代を反映して、伝送路に対する需要は増加の一途をたどっている。さらに近い将来には、大量の新サービスのための伝送路の需要が予想されており、この需要をいかに経済的に満たしてゆくかが今後の伝送技術に課せられた問題であろう。このような問題に対処するため導波管によるミリ波伝送、光伝送等が研究されている。また無線による空間伝送方式としては周波数帯域が比較的広くとれ、しかも使用実績の少ない 18 GHz 以上の周波数帯の実用化をすすめている。

日本電信電話公社 横須賀電気通信研究所では 20 GHz 帯で 400 Mb/s のデジタル信号を伝送すべく研究をすすめている<sup>(1)</sup>。ここに使用されるアンテナは経済性を追求したものであることは当然のことながら、技術的には 17.7~21.2 GHz の周波数帯域を使用すること、送受共用および垂直偏波水平偏波共用等の問題があった。さらにマイクロ波伝送方式といちじるしく異なることは、降雨減衰に対するマージンを大きくとるため、その平均中継距離は約 4 km と数分の 1 から 10 数分の 1 になっているため、同じ回線長を作る場合には中継数は飛躍的に増大する。したがって製造面でも実用化されたときの量産体制を考慮しておく必要があった。また中継局設備も経済性、デザイン、保守等の面より検討されており全体として調和のとれたものにする必要があった<sup>(2)</sup>。

以上のような観点より昭和 46 年に第一次試作として開口角 135 度の通常カセグレンアンテナを試作し、基本特性を調査した<sup>(3)</sup>。ひきつづき昭和 47 年にこの試作結果をふまえて実験回線用としてのアンテナを製作した。実験回線用のアンテナの試験結果<sup>(4)</sup>若干の問題点およびその改善方法が判明したので、これらを考慮した最終試作を現在行っている。

この論文では実験回線用として製作したアンテナの設計および性能について述べており、現在開発中のものについては別の機会に報告する。

## 2. 基本的考察

20 GHz 帯用アンテナは従来の日本電信電話公社のマイクロ波回線のアンテナと比較して次のような特長をもっている。

(1) 20 GHz 帯で 400 Mb/s のデジタル信号の伝送に使用される。これは電話換算で 5,760 通話路伝送可能である。

(2) 周波数帯域が 17.7~21.2 GHz で比帯域にして 18% できわめて広帯域である。(従来は比帯域のもっとも広い 4 GHz 帯で 15% であった)

(3) ボール形式の中継柱上に分波器、中継器とともに設置されるので、長い給電導波管の配管がない。

(4) 送受共用および偏波共用アンテナであり、交差偏波識別度をよくする必要がある。

(5) 中継距離が短くなりアンテナ所要数がきわめて多くなる。したがってアンテナに対しては次の要求を考慮しておく必要がある。

(1) 低価格であり、かつ現地工事が容易であること。

(2) 量産化に適した構造であること。

(3) 20 GHz 帯用として所要の鏡面精度を有すること。

(4) 交差偏波識別度の良好なアンテナであること。

(5) アンテナ自体の風荷重の小さいこと。

(6) 中継柱のたわみ、ねじれによる交差偏波識別度の劣化はさけられないにしても利得変化はできるだけ小さいこと。

(7) 中継柱上への設置に適した構造であること。

(8) 分波器、中継器との直結に適した構造であること。

(9) VSWR の小さいこと。

(10) 雨雪、じんあい(塵埃)の付着に対して考慮された構造であること。

(11) 将来回線のふくそう(輻輳)が予想されるのでサイドローブおよび広角放射レベルの低いこと。

以上のような観点では従来のフロントフィード形パラボラアンテナおよびホーンリフレクタアンテナでは次のような欠点があった。フロントフィード



表 1. 準ミリ波カセグレンアンテナの主要性能  
Major performance of antennas.

		1.8 mφ レドーム なし	1.8 mφ レドーム 付き	3.3 mφ レドーム なし	3.3 mφ レドーム 付き
電 気 的 性 能	周 波 数 帯 域 (GHz)	17.7～21.0			
	利 得* (dB)	48.4	47.7	53.9	53.2
	レ ド ー ム 損 失 (dB)	—	0.7	—	1.7
	ビ ー ム 幅* (度)	0.55		0.35	
	第1サイドローブレベル* (dB)	17		20	
	交 差 偏 波 離 別 度** (dB)	32			
機 械 的 性 能	入 力 VSWR	1.13 以下	1.08 以下	1.13 以下	1.08 以下
	主 反 射 鏡 鏡 面 精 度 (mm)	半径 1/2 以内 ±1.0 以下 上記以外 ±1.5 以下			
	副 反 射 鏡 鏡 面 精 度 (mm)	±0.5 以下			
	気 密 性 (g/cm <sup>2</sup> )	50			
	耐 風 速 (m/s)	60			
	風圧によるたわみ*** (度)	0.2 以下			
	方 向 調 整 可 能 角 度 (度)	± 5 以上		± 3 以上	
	重 量 (kg)	約 70	約 120	約 350	約 470

(注) \* 周波数 19.3 GHz での実測値であり規格値でない  
\*\* 偏分波器を含めたときの規格値  
\*\*\* 風速 60 m/s 時の架台のたわみ

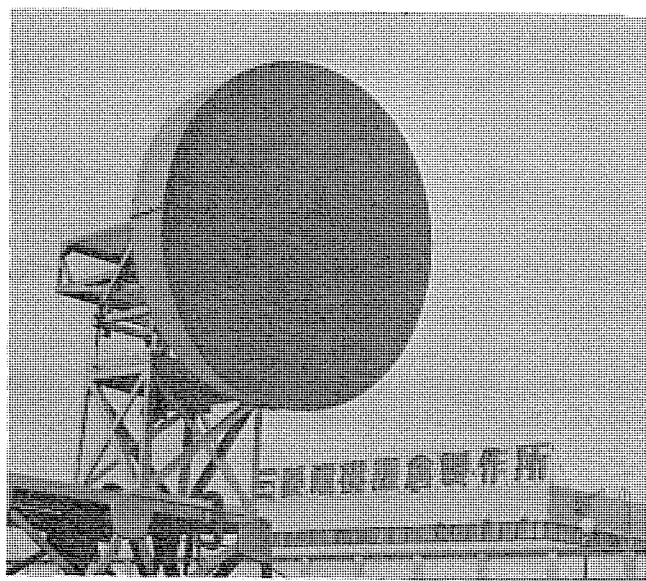


図 1. 1.8mφレドーム付きアンテナ  
1.8 meter antenna with radome.

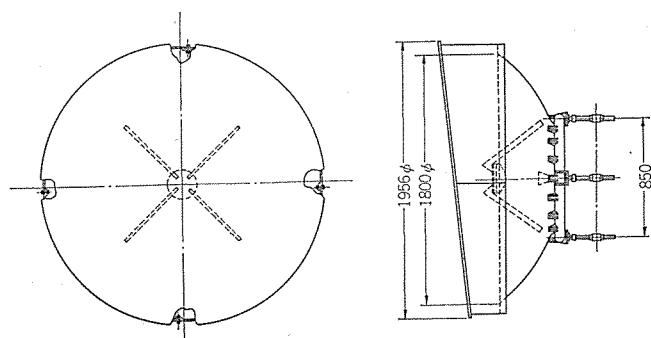


図 2. 1.8mφレドーム付きアンテナの構造  
Outline drawing of 1.8 meter antenna with radome.

形パラボラアンテナでは1次放射器への給電が複雑であり、導波管による損失が大きいこと、および使用できる周波数帯域幅が狭いことであり、ホーンリフレクタアンテナではその形状精度を維持するために重く、構造が複雑であり、高価ということである。このため 20 GHz 帯用アンテナとして設計の自由度の大きいカセグレンアンテナを用いることにした。アンテナは中継距離に応じて選択できるように開口径が 1.8 m と 3.3 m の 2 種類がある。アンテナの主要性能を表 1. に示す。開口径 1.8 m のレドーム付きアンテナの外観を図 1. に、構造を図 2. に示す。

### 3. 設 計

#### 3.1 鏡面設計

20 GHz 帯で使用する広帯域中継偏波共用カセグレンアンテナの1次ホーンには通常の円すいホーンを用いており、その鏡面形状は低サイドローブ形になるように放物面および双曲面より鏡面修整している。鏡面修整カセグレンアンテナの鏡面形状は

(1) 1次ホーンの放射パターンと開口の電力分布とを関係づける電力の条件。

(2) 1次ホーンの位相中心から出た任意の電波通路の開口に至るまでの距離が一定であることの光路長一定の条件。

(3) 主反射鏡および副反射鏡の鏡面上でそれぞれスネルの反射の法則が満足されていることの反射の条件。

の三つの条件から導かれる連立微分方程式を数値的に解くことによって求められる<sup>(5)</sup>。

鏡面計算に用いた開口分布は Taylor 分布<sup>(6)</sup>に近い “Inflected Bessel on a pedestal” 分布である<sup>(7)</sup>。開口の半径方向の距離を  $\rho$  とし、開口の電界分布を  $\rho$  の関数として  $F(\rho)$  で表わせば、この分布はつぎのような簡単な形で表わされる。

$$F(\rho) = k_1 + k_2 J_0\left(\alpha \frac{\rho}{\rho_m}\right) \dots \dots \dots (1)$$

$$k_1 = \frac{1 - J_0(\alpha)}{1 - J_0(\alpha)}$$

$$k_2 = \frac{1 - 1}{1 - J_0(\alpha)}$$

$$\alpha = 3.8317$$

ここで  $\rho_m$  は開口の半径、 $1$  は開口の周辺部におけるレベルである。 $k_1$ ,  $k_2$ ,  $1$  の値はサイドローレベルと開口能率とのかねあいから決まる定数である。実際にはこのほかに主反射鏡からの漏れ電力のレベルも考慮にいれて定数を決定する必要がある。ここでは  $k_1 = 0.25$ ,  $k_2 = 0.75$ ,  $1 = 0.25$  に選んでいる。

#### 3.2 各部の設計

1次放射器として用いる円すいホーンはその後接続される偏分波器、分波器などの配置を考慮して、ホーンの出口は主反射鏡の裏面にくるようにした。ホーンの寸法形状は Minimum Blocking の条件と E 面、H 面の放射パターンがほぼ一致するように選んだ。ホーンの開口にはホーンの内部を気密にするため、レドーム付きのときはガラス繊維強化テフロン製の平板形サンドイッチ板を、レドームのないときはテフロン製の円すい形半波長板を取り付けている。

主反射鏡は開口角が約 180 度であり、開口径は 1.8 m と 3.3 m がある。主反射鏡はその頂点付近に基準点を設けており、この基準点は鏡面精度の測定、副反射鏡の設定に用いられるとともにホーンをこの点に取り付けている。このように基準点を 1 個所にするることにより各種製作誤差が累積されることなく、高精度のものが得られる。

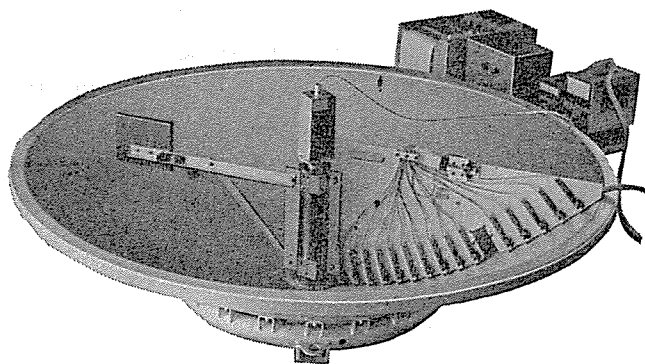


図 3. 鏡面誤差の測定  
Measurement of surface error.

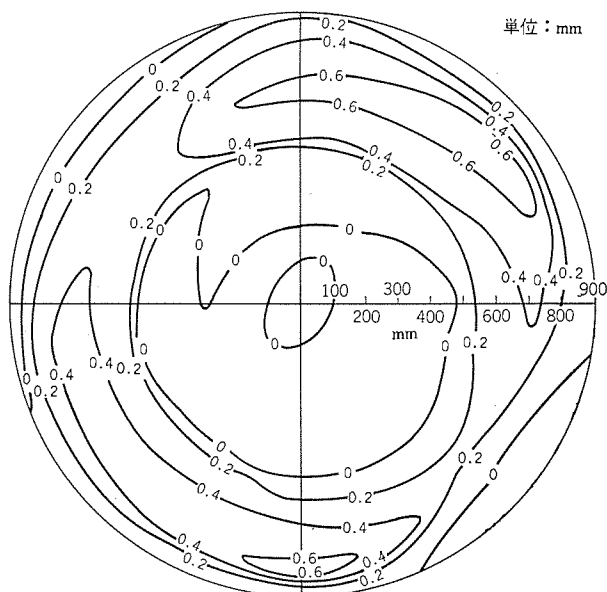


図 4. 鏡面誤差の分布  
Contour map of surface error.

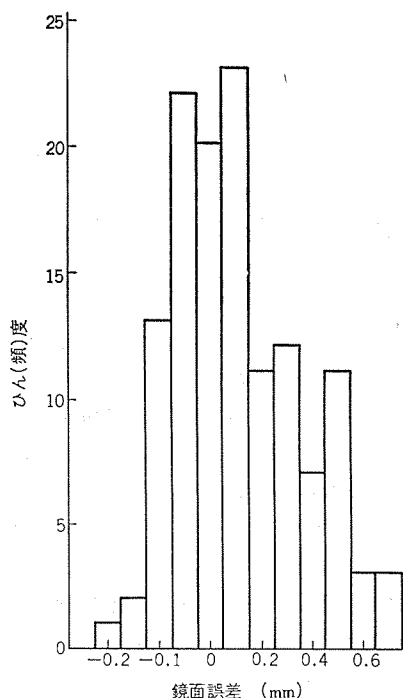


図 5. 鏡面誤差のひん度分布  
Histogram of measured surface error.

開口径 1.8 m の主反射鏡は プレス 成形により、また 3.3 m の主反射鏡は スピニング 加工後精度仕上げにより製作し、鏡面精度はいずれも 0.3 mm rms 以下を目標とした。主反射鏡は構造上重量軽減のために プレス 成形した アルミニウム 鏡面自体に強度をもたせた殻構造であり、半径方向の補強部材を使用していない。また反射鏡の裏面からリングで支持する構造になっている。

副反射鏡の頂点には副反射鏡からの Reaction によるアンテナの入力 VSWR の劣化を広帯域にわたって補償するため、計算と実験で求めた最適形状の頂点整合板を取り付けている<sup>(6)</sup>。副反射鏡の大きさはホーンとともに Minimum Blocking の条件を満足するように決めた。

副反射鏡支持柱は広角放射パターンへの影響がとくに重要な水平面および垂直面に出ないようにするため、水平面および垂直面に対して斜め 45 度方向で、しかも開口面に対して約 30 度傾斜させて取り付けた 4 本構成になっている。またその断面形状はブロッキングと強度の関係より決めている。

レドームは通過損失を小さくするために、20 GHz 帯で実現可能な半波長板および 4 分の 3 波長サンドイッチ板について検討を行ない、吸収損失は大きいものの広帯域にわたってみた場合反射損失の少ない半波長板のほうが総合的にみた場合通過損失が小さくできることを実験的に確認した。その他強度・重量・耐候性および製作精度等についても検討した結果、製作したレドーム板は

比誘電率	4.2±0.2
誘電損失 (tan δ)	0.02 以下
引張強さ	18 kg/mm <sup>2</sup> 以上
縦弾性係数	1,700 kg/mm <sup>2</sup> 以上

であり、その通過損失は使用周波数帯域にわたって 0.7 dB 以下である。

### 3.3 鏡面精度

鏡面精度の測定は曲面ゲージ上にあらかじめ校正された差動トランスを取り付け、モータにより曲面ゲージを回転させ、差動トランス可動部に取り付けられた接触子の変位をペン書きレコーダに記録できるようにした。これにより、連続的なデータを迅速に測定できるようになった。図 3. に測定状況を示す。図 4. は主反射鏡上全面にて鏡面誤差の等しい点を結んだものである。図 5. は同じ反射鏡について誤差のひん(頻)度分布を示す。この中央値は 0.116 mm, rms は 0.245mmであり、これらが不規則性の誤差であるとした場合の利得の低下は 19.35 GHz で 0.17 dB である<sup>(9)</sup>。

## 4. 実 測 性 能

### 4.1 利 得

利得の実測値は表 1. に示している。開口径 1.8 m のアンテナについての実測利得 48.4 dB と表 2. に示した計算利得 49.36 dB の差は頂点整合板による振幅および位相分布の乱れによる損失、1 次放射器の熱損失、気密板による損失、交差偏波による損失、副反射鏡からの散乱波と 1 次放射器からの直接波との干渉による振幅と位相のリップルによるものと思われる。

### 4.2 放射パターン

図 6. および図 7. に開口径 1.8 m のアンテナの近軸および広角放射パターンを示す。また図 8. および図 9. に開口径 3.3 m のアンテナの近軸および広角放射パターンを示す。広角パターンにおいて 80~90 度付近に主反射鏡からのスピルオーバーが現われているが、これは開

表 2. 利得低下要因内訳  
Details of efficiency and gain

(1.8 mφ, 19.35 GHz における計算値)

利得低下要因の内訳	利得低下量 (dB)
副反射鏡からのスピルオーバー	0.4
主反射鏡	0.1
主反射鏡開口の振幅分布	0.7
位相分布	0.1
副反射鏡のブロッキング	0.1
支持柱のブロッキング	0.3
鏡面精度	0.2
全利得低下量	1.9
(能率)	(65%)
利得	49.36

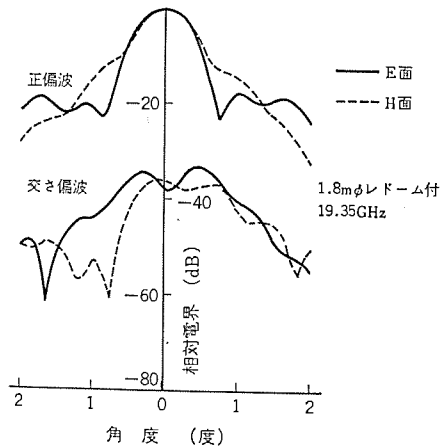


図 6. 1.8 mφレドーム付きアンテナの近軸放射パターン  
Near-axis radiation patterns of 1.8 meter antenna with radome.

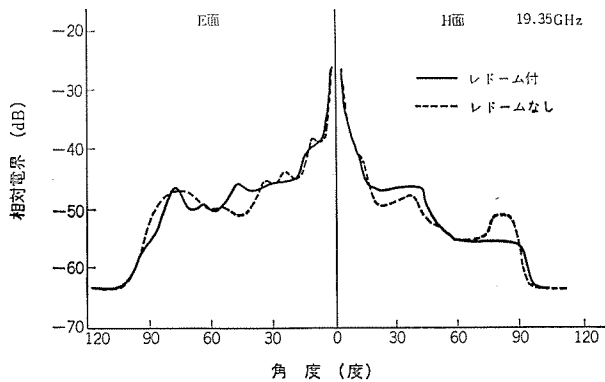


図 7. 1.8 mφアンテナの広角放射パターン (せん頭包絡値)  
Wide-angle radiation pattern envelopes of 1.8 meter antenna.

口分布のエッジレベルを低くすることによって改善できる。近軸パターンの第1サイドローブ付近は頂点整合板の影響により乱れていることがわかる。また一般にパターンに及ぼすレドームまたは1次ホーン気密板の影響はあまり大きくないことがわかった。

#### 4.3 入力 VSWR

カセグレンアンテナの入力 VSWR はほとんど1次ホーン開口の気密板および副反射鏡からの Reaction によって決まる。図 10. に示すようにアンテナ総合の VSWR は 1.07 以下である。レドームは波面に対して傾けて装着しているため VSWR への影響はほとんどない。

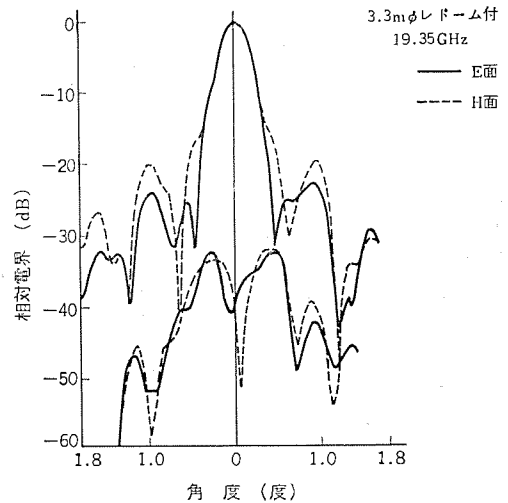


図 8. 3.3 mφレドーム付きアンテナの近軸放射パターン  
Near-axis radiation patterns of 3.3 meter antenna with radome.

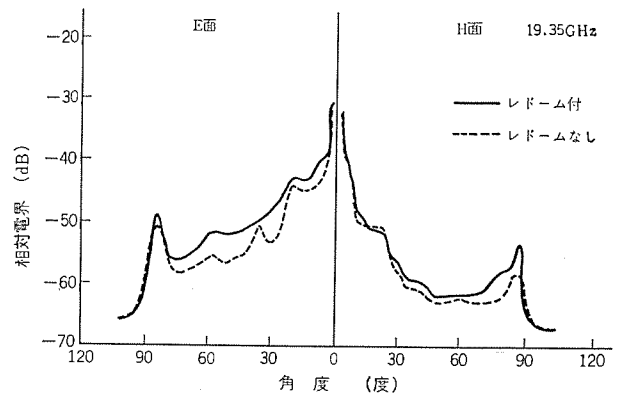


図 9. 3.3 mφアンテナの広角放射パターン (せん頭包絡値)  
Wide-angle radiation pattern envelopes of 3.3 meter antenna.

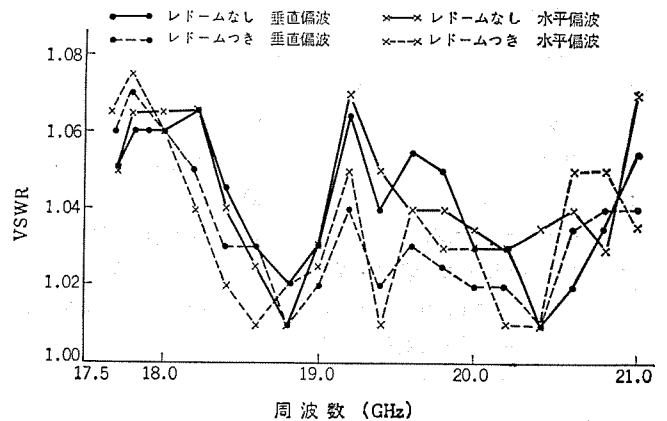


図 10. 入力 VSWR 特性  
Input VSWR characteristics.

#### 4.4 交差偏波特性

円すいホーンを用いたカセグレンアンテナの水平面および垂直面には交差偏波は理論的には現われないが、それ以外では現われる。図 11. に開口径 1.8 m のアンテナの交差偏波パターンの実測例を示す。垂直面および水平面に対して 45 度の面内で交差偏波のレベルが高く、約 0.5 度で最高となる。この交差偏波は円すいホーンにより本質的に存在するもので、これの根本的改善のためには円すいホーンにかえてコルゲートホーン<sup>(10)(11)</sup>、複モードホーン<sup>(12)</sup>等の本質的に交差偏波の少ない

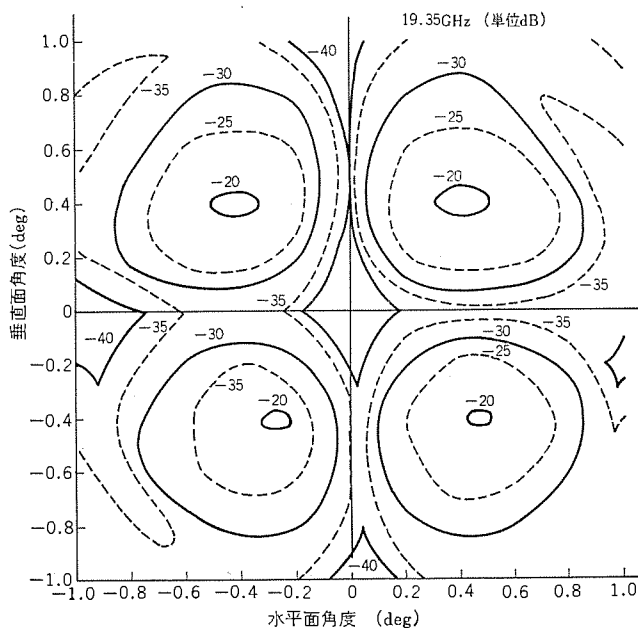


図 11. 1.8 mφ アンテナ 交差偏波等電界線図  
Contour map of cross polarization.

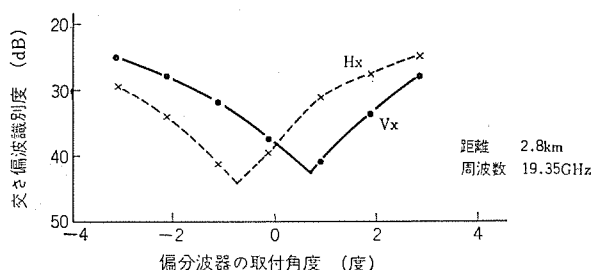


図 12. 偏分波器取付け角度と交差偏波識別度  
Setting angle of dual polarized transition vs. cross polarization discrimination.

ホーンを使用する必要がある<sup>(13)</sup>。

一方、鏡面ひずみについては、特に開口径 1.8 m のアンテナの場合 1 枚のアルミニウム板をプレス成形しているため鏡面誤差に方向性が現われ、これが 1 次ホーンに円すいホーンを用いたことによる開口分布が回転対称でないことと相まって、アンテナの交差偏波特性に影響を与えていることがわかった。このことは図 12. に実測例を示すように、直交する偏分波器の出力アームにおいて交差偏波出力が最小となる角度がそれぞれの偏波で異なることになる。この問題を解決するためには、鏡面誤差に方向性の現われない製造方法の開発、鏡面誤差の方向性を電氣的対称面に合わせること、1 次ホーンとしてビームが回転対称な特性をもつホーン、たとえばコルゲートホーン<sup>(10)</sup> <sup>(11)</sup> または複モードホーンを使用するなどのうち、少なくともどれか一つを実施する必要がある。

## 5. む す び

日本電信電話公社の 20 GHz 帯 PCM 方式の実験回線用として製

作した開口径 1.8 m と 3.3 m のカセグレンアンテナの設計製作、および主要性能について述べた。準ミリメートル波のアンテナとして初めて量産化の試みを行ない、また設計上の新しい試みとしては

- (1) 高精度主反射鏡のプレス成形による製作。
- (2) 半波長レドームの実用化。
- (3) 小口径カセグレンアンテナの副反射鏡 Reaction の広帯域整合。

などであり、ほぼ初期の目標を達成できた。

しかしながら、交差偏波特性および広角パターンについてはまだ改善の余地が残されていたが、現在これらの点を考慮したアンテナを製作試験中であり改善できる見通しが得られている。

終わりにアンテナの製作にあたって有益なご意見、ご指導を賜った日本電信電話公社 横須賀電気通信研究所 基幹伝送研究部 重井部長、同部 二宮総括担当調査役、電波研究室 榛葉室長、無線伝送研究室 中村室長、電波研究室 進士調査役の皆様、また種々ご助言いただいた日本電信電話公社横須賀電気通信研究所およびマイクロ無線部ならびに三菱電機(株)の関係各位に厚くお礼申しあげる。

## 参 考 文 献

- (1) 山本, 小檜山: 実験用 20 GHz 帯 デジタル 無線中継器の構成と総合特性, 通研実報, 22, p. 1771 (昭 48)
- (2) 柳谷, 奥山, 兼堀: 実験用 20 GHz 帯 デジタル 無線中継局設備, 通研実報, 22, p. 1843 (昭 48)
- (3) 井上, 橋口: 20 GHz 帯 カセグレン アンテナ の基本特性, 通研実報, 22, p. 789 (昭 48)
- (4) 進士, 高野, 大友, 山田: 実験用 20 GHz 帯 デジタル 無線方式 アンテナ および分波器, 通研実報, 22, p. 1937 (昭 48)
- (5) 水沢: 鏡面修整 カセグレン アンテナ の放射特性に及ぼす副反射鏡放射 パターン の効果, 信学誌(B), 52-B, p. 78 (昭 44)
- (6) R. C. Hansen ed.: Microwave Scanning Antennas, 1, Academic Press (1964)
- (7) J. F. Ramsay: Lamda function describe antenna diffraction patterns, Microwaves, 8, 8, p. 67 (1965)
- (8) 香川, 阿部: カセグレン アンテナ の頂点整合板, 電通学会全大, No. 590 (昭 48)
- (9) J. Ruze: Antenna tolerance theory-a review, IEEE, 54, p. 633 (1966)
- (10) 水沢, 武田, 別段: コルゲート 円すい ホーンアンテナ, 信学誌(B), 56-B, p. 14 (昭 48)
- (11) 水沢, 武田, 田中, 別段: コルゲート 円すい ホーンアンテナ, 三菱電機技報, 47, p. 1136 (昭 48)
- (12) P. D. Potter: A new horn antenna with suppressed sidelobes and equal beamwidths, Microwave jour., 6, 6, p. 71 (1963)
- (13) 高野, 山田, 高松, 堤: コルゲートホーン を用いた アンテナ の特性, 信学会 アンテナ 伝播研資料, A・P 73-67 (昭 48)



# 横須賀衛星通信実験所用アンテナ系

島田 禎 晉\*・小山 正 樹\*・進 士 昌 明\*\*  
 森 川 洋\*・西村 昭 三\*・竹 内 政 和\*・塚 田 憲 三\*・別 段 信 一\*  
 水 沢 丕 雄\*\*・橋 本 勉\*\*

## An Antenna for the Yokosuka Experimental Earth Station for Satellite Communications

Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation    Sadakuni Shimada・Masaki Koyama・Masaaki Shinji  
 Mitsubishi Electric Corp., Communication Equipment Works    Hiroshi Morikawa・Shozō Nishimura  
 Masakazu Takeuchi・Kenzō Tsukada・Shinichi Betsudan  
 Mitsubishi Electric Corp., Kamakura Works    Motoo Mizusawa・Tsutomu Hashimoto

An earth station antenna adapted to the multifrequency and multiple access system for domestic satellite communications has been developed for and installed at the Yokosuka Experimental Earth Station of Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation.

The shaped-reflector Cassegrain antenna, with a diameter of 12.8 meters, has a high pointing accuracy. This has been made possible by careful attention to the mechanical design as well as by the use of the high-precision reflector panels fabricated by the stretch-forming process. The focused-beam feed system, which uses two focusing reflectors, makes possible not only the simultaneous usage of four frequency bands-i. e., the 4, 6, 18 and 26 GHz bands-for communications but also the obtaining of automatic tracking signals for the VHF, 4 GHz and 18 GHz bands. Since the throat of the primary horn is fixed (stationary) regardless of antenna movement (Ei and Azimuth), such equipment as the waveguides feed assembly (multiplexing-demultiplexing assembly) and low-noise amplifier, etc., can be installed at the ground level. The maximum angular velocity of the electric motor drive system, which uses a thyristor leonard is 2° per second.

### 1. ま え が き

多元周波数帯接続方式を生かす場合、地球局としてマイクロ波帯と準ミリ波帯で共用できるものが望まれるが<sup>(1)</sup>、従来、4, 6 GHz帯と18, 26 GHz帯という広い帯域を部品の取換えなしに共用できるアンテナは類がなく、これを実現するには、まずつぎに述べる要求を満たす必要があった。

(1) 4, 6, 18, 26 GHz帯をそれぞれの送受信機に接続するための群分波器が必要である。

(2) アンテナをAz軸、Ei軸まわりに回転させるためには、4, 6, 18, 26 GHz帯で使用できるロータリジョイントが必要である。

また群分波器が大きくなるので、群分波器はアンテナ可動部分に積載せず地上に固定できることが望ましい。

(3) 準ミリ波帯でアンテナの能率が低下しないよう高い鏡面精度が必要である。

(4) 大口径であるのでミリ波帯でのビーム幅が狭く高精度の追尾機構が必要である。

まず(1)については準ミリ波阻止回路を4, 6 GHz帯分波器に取付けて4, 6 GHz帯をそれぞれ分離するとともに分波前の偏波方向が、そのまま分波後の専用導波管内に保存されるような移換回路を用いることで解決した<sup>(2)(3)</sup>。

次に(2)については集束ビーム伝送方式を給電系<sup>(4)(5)(6)</sup>に取入れることによってロータリジョイントを不要にし、群分波器や低雑音増幅器を地上に固定することができた。

また(3)については、アルミ板を引張成形する方法に特殊な加工

工程を加えることにより、従来以上の精度すなわちパネル1枚当りの鏡面精度が0.15 mm rms以下を得ることができた。これは今後の準ミリ波アンテナ反射鏡を軽くて高精度のパネル構造で製作できることを実証している。

最後に(4)の問題は高精度の機械駆動機構に瞬時ローピングによる自動追尾信号をVHF、4および18 GHz帯の3周波で行なうことで解決した。VHFは4本の直交ダイポールアンテナを主反射鏡の焦点位置に取付け、4, 18 GHz帯は一次放射器の高次モード( $TE_{01}^0$ ,  $TM_{01}^0$ )をそれぞれの周波数帯で検出するモード結合器を群分波器に付加した。

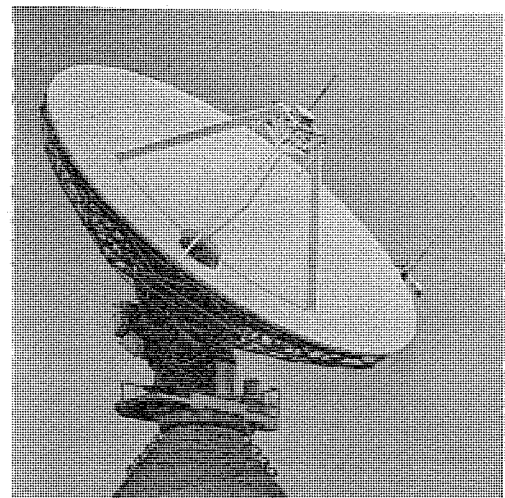


図 1. 衛星通信実験所 アンテナ (直径 12.8 m)  
 Antenna for experimental domestic satellite communications  
 earth station (diameter 12.8 m).

\* 日本電信電話公社(工博) \*\* 日本電信電話公社  
 + 三菱電機(株)通信機製作所 \*\* 三菱電機(株)鎌倉製作所(工博)

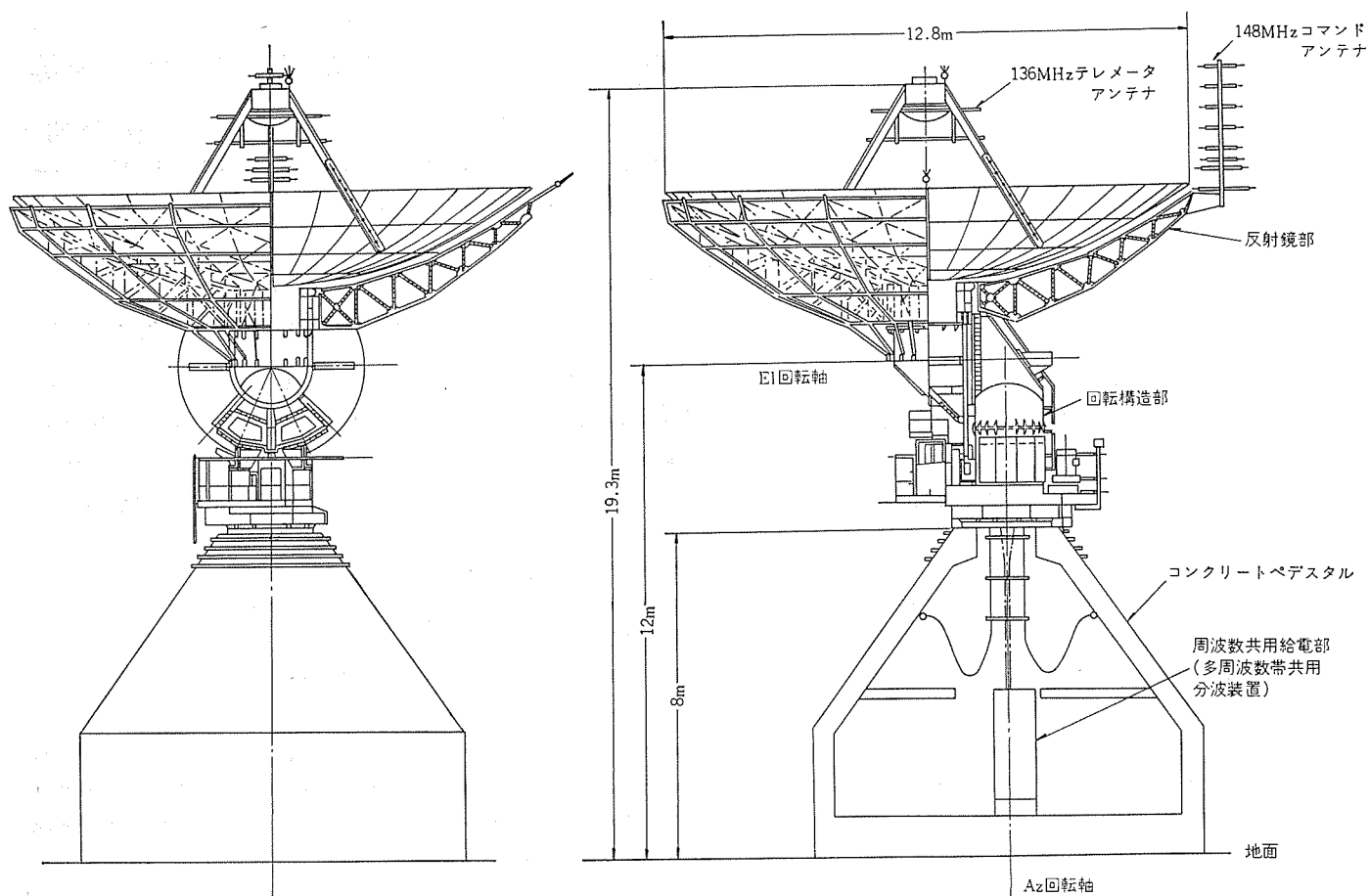


図 2. 衛星通信実験所アンテナの構造  
Outline drawing of antenna.

表 1. 実験所アンテナの主要性能・諸元  
Major performance of antenna.

1. 一般		3. 電 気 的 性 能											
ア ン テ ナ 形 式	集束ビーム給電によるニアフィールド鏡面修整カセグレンアンテナ												
ア ン テ ナ 回 転 方 式	Az-EI マウント方式による全天回転												
追 尾 モ ー ド	自己追尾, プログラム制御, 手動制御												
偏 波	直線偏波と円偏波のどちらでも使用可能												
使 用 周 波 数 帯	4, 6, 11, 18, 26 GHz 帯, 136 MHz (テレメータ), 148 MHz (コマンド)												
耐 電 力 性	6 GHz 帯 5kW, 26 GHz 帯 300 W, 148 MHz 帯 3kW												
2. 機械構造, 駆動系													
主 反 射 鏡	直 径 12.8 m, $F/D=0.352$ , 開口角 $136^{\circ}$												
副 反 射 鏡	直 径 1.5 m												
一 次 放 射 系	集束反射鏡(回転放物面) 2 枚と円すいホーン(開口径 0.87 m, 長さ 4.5 m) から成る												
鏡 面 精 度	{	主反射鏡	規格値 0.3 mm rms 以下, 実測値 0.28										
		副反射鏡	規格値 0.1 mm rms 以下, 実測値 0.07										
最 大 駆 動 角 速 度	2.0°/s (Az, EI とともに実測値)												
最 小 駆 動 角 速 度	0.001°/s 以下 (Az, EI ととも)												
最 大 駆 動 角 加 速 度	4.0°/s² (Az, EI とともに実測値)												
駆 動 角 度 範 囲	{	EI 角度	0°~+90°										
		Az 角度	±200° (真南中心)										
Az 軸 の 鉛 直 度	0.003° 以内 (実測値)												
Az 軸 と EI 軸 の 直 角 度	0.001° 以内 (実測値)												
角 度 検 出 誤 差	±0.010° 以内 (規格値)												
耐 風 性	正常動作時 45 m/s, 天頂ロック状態 60 m/s												
重 量	Az 回転軸上 約 50 t, EI 回転軸上 約 33 t												
諸 元		周波数		4 GHz		6 GHz		11 GHz		18 GHz		26 GHz	
				規格値	51.7 dB 以上	55.8 dB 以上	61.2 dB 以上	65.1 dB 以上	67.6 dB 以上				
放 射 系 特 性	利 得	規格値	51.7 dB 以上	55.8 dB 以上	61.2 dB 以上	65.1 dB 以上	67.6 dB 以上						
		実測値	52.4 dB	56.3 dB (6.175 MHz)	—	65.7 dB (18.5 GHz)	68.3 dB (26.75 GHz)						
	雑 音 係 数	仰角	規格値	55°K 以下	—	—	120°K 以下	—					
		5°	実測値	55°K	—	—	67°K	—					
温 度	仰角	規格値	24°K 以下	—	—	37°K 以下	—						
	30°	実測値	24°K	—	—	24°K	—						
共 用 分 波 系 特 性	VSWR	(円)	1.25	1.12	—	1.1	1.24						
		(直)	1.4	1.41	2.3	1.3	1.2						
	損 失 比	(円)	0.67 dB	0.45 dB	9.6 dB	1.5 dB	2.3 dB						
		(直)	25.5 dB	22 dB	—	24 dB	22 dB						
136 MHz テレメータ アンテナ			利 得	18 dB (規格値)		18.7 dB (計算値)							
			給電系損失	3.5 dB ( " )		2.75 dB (計算値)							
148 MHz コマンド アンテナ			利 得	10.8 dB (実測値)									
			給電系損失	1 dB (規格値)									

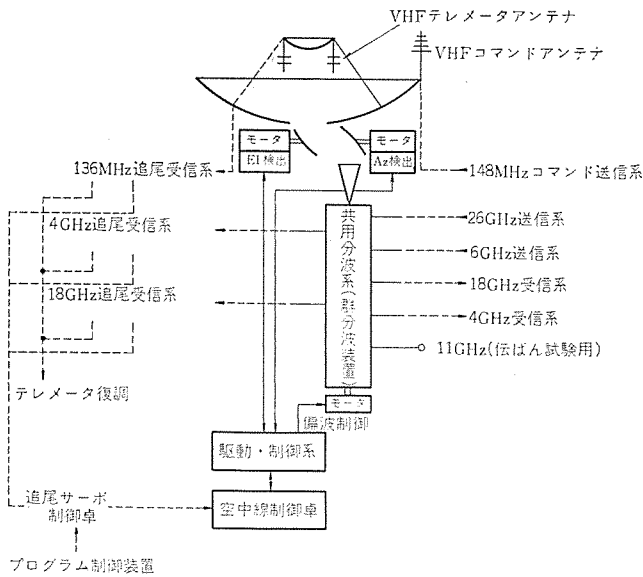


図 3. アンテナ系統図  
Block diagram of antenna system.

## 2. 装置の概要

以上述べた結果から製作されたアンテナの外観を図 1. に、構造を図 2. に示す。

図 3. の系統図からわかるように、通信系には上り回線として 6 GHz 帯と 26 GHz 帯、下り回線として 4 GHz 帯と 18 GHz 帯が用いられ、電波伝ぱん実験用に 11 GHz 帯、VHF 帯テレメータは 130 MHz、コマンドは 148 MHz を使うとして設計された。通信系の各周波数帯の帯域幅は 500 MHz であるが、アンテナ放射系（集束ビーム給電系を含む）はもっと広い帯域をもっている。

EI 軸回転ベアリングは 2 枚の集束反射鏡の間に設けてあり、EI 回転時には主反射鏡側の集束反射鏡が回転するが、残りの集束反射鏡と円すい（錐）ホーン、分波装置は固定している。また Az 回転ベアリングはペダスタル上部にあり、Az 回転時には円すいホーン以下が固定である。

表 1. にこのアンテナの主要性能・諸元を示す。

## 3. 放射系

### 3.1 基本的考察

通信および衛星追尾用 4/6 GHz 帯と 18/26 GHz 帯、追尾およびテレメータ用 136 MHz 帯、コマンド用 148 MHz 帯および伝ぱん試験用 11 GHz 帯という多周波数帯で一つのアンテナを共用すると、アンテナに直結される共用分波系、低雑音増幅器などの機器が大形となること、保守運用の便などからアンテナの回転に対し固定された給電端を地上近くに設ける必要がある。このような要求を高能率低雑音特性をそとなわずに満たし得るカセレンアンテナの一次放射系としては表 2. に示すような集束伝送形と導波管形の 2 種類が考えられる。集束伝送形は伝送中心軸付近に電力が集束するので、チョーク構造を有するロータリジョイントは不要であり、超広帯域特性が期待できる。反射鏡の枚数については、コルゲートホーン<sup>(7)</sup>などの回転対称なガウス形に近いビームを有するロンチャを用いれば一次放射系の伝送損失を十分小さくできるが、超広帯域にわたって回転対称なビームを実現するのはむずかしいので、伝送損失が少ない 2 枚構成のほうが適している<sup>(8)</sup>。

VHF 帯追尾およびテレメータ受信を行なうには、4 本の直交ダイポ

表 2. 一次放射系の比較  
Comparison of various primary feed.

方 式	集束伝送形		導波管形	
	2 枚反射鏡	4 枚反射鏡	2 枚反射鏡	4 枚反射鏡
回転軸と放射軸	偏 心	同 心	偏 心	同 心
ロータリジョイント	不 要	不 要	必 要	必 要
一次放射系内伝送損失(%)	7	12	7	13
能 率(%)	59	52	59	55
雑音温度('K)	EI 5°	49	53	49
	EI 30°	19	22	22

(特性は 4GHz での値)

ールアレアンテナを一次放射器とし、主反射鏡のみを SHF 帯と共用するアンテナが考えられる。ダイポールを主反射鏡焦点位に取付けるためにグレゴリアン方式の反射鏡構成も用いられるが、4 GHz から 26 GHz 帯の特性を良くするには一次放射系と副反射鏡との間隔をできるだけ短くするのが好ましく、カセレンアンテナ方式を採用した。また、コマンドアンテナとしてテレメータアンテナを共用することも可能であるが、非常に大きなコマンド阻止フィルタが必要となるので、8 素子直交八木アンテナを主反射鏡周辺に取付けることにした。

マイクロ波帯から準ミリ波帯で大口径アンテナを共用するには、準ミリ波帯でアンテナ能率が大幅に低下しないような高い鏡面精度とアンテナ径に逆比例して狭くなる非常に細いビーム幅で使用するための高精度追尾機構が必要である。他方、アンテナの鏡面精度や追尾機構などの精度には、アンテナ径が大きくなればなるほど自重や風荷重などによる機械的たわみやひずみが大きくなるので、限界値が存在する。これらの諸条件に、経済性や置局条件などを勘案して、12.8 mφ のアンテナ直径が選定された<sup>(9)</sup>。

### 3.2 設 計

高能率でかつ低雑音特性を実現するために高能率鏡面修正方式を導入し<sup>(10)(11)</sup>、特に準ミリ波帯の受信性能指数を高くする必要から 18 GHz の能率に重点を置き、4 GHz 帯でも大幅な性能劣化が起きないように設計した。

主反射鏡の開口角は副反射鏡支持柱のブロッキング、集束反射系から副反射鏡までの伝送損失、VHF 帯テレメータ用ダイポールアレの放射パターンを考慮して、約 140° とした。

副反射鏡の直径は、ブロッキング電力と集束伝送系を含む伝送損失および集束伝送系の模型実験結果を考慮して 1.5 m とした。

副反射鏡支持柱は VHF 帯ダイポールの装着やそれによるブロッキングを勘案して X 形 4 本構成とし、断面形状による強度とブロッキング面積との関係を実験的に求め、長円形断面形状とした。

一次放射系は 2 枚反射鏡を用いた集束伝送路とし、ロンチャには広帯域性の点から通常の円すいホーンを近接領域で用いることとした。集束反射鏡径は伝送能率とブロッキングの兼ね合いから 1.4 m とし、4 GHz での伝送能率が最大となるようホーン開口径を 0.87 m とした。集束反射鏡の焦点距離は周波数特性と非対称性によるビームの一致度の劣化などを勘案し、等価ホーンフレクタのフレア角で 30° 以下となるように決めた<sup>(12)</sup>。図 4. に設計結果の概略を示す。図 5. に伝送能率、副反射鏡位置での -10 dB 幅および位相中心の周波数特性

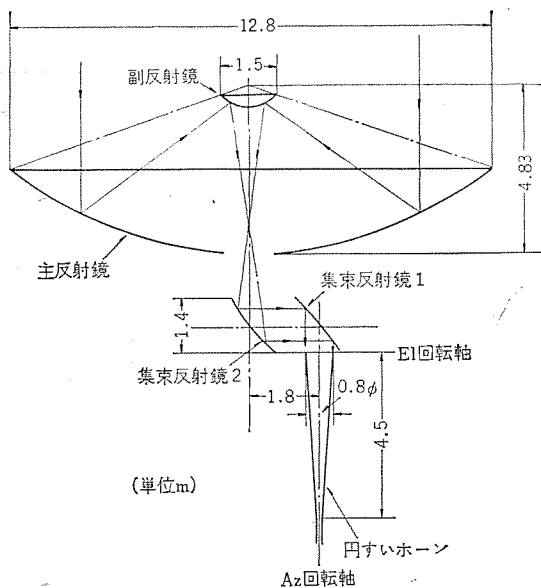


図 4. アンテナ 放射系構成  
Configuration of antenna feed.

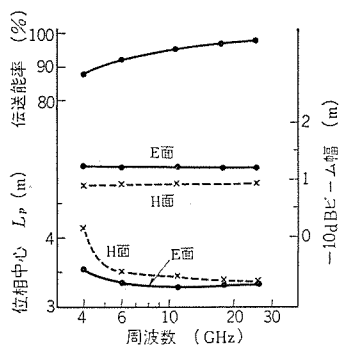


図 5. 伝送効率, -10 dB ビーム幅, 位相中心  
Transmission efficiency, -10 dB beamwidth and phase center.

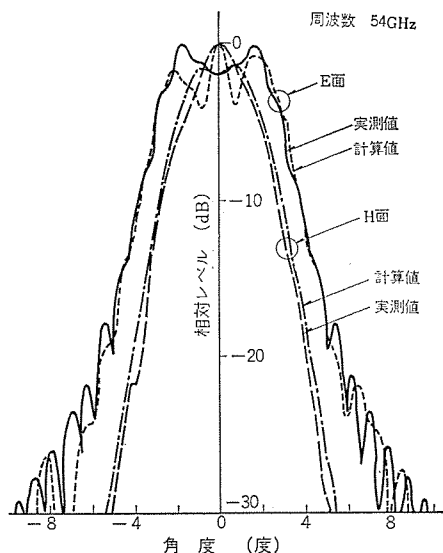


図 6. 一次放射パターン (model test)  
Primary pattern (model test).

を計算した結果を示す。1/3 縮尺模型で副反射鏡位置で実測した結果の一例を図 6. に示すが、実験値と計算値とは大略一致している。

上述のようにして設計されたアンテナの特性を図 7. および図 8. に示す。

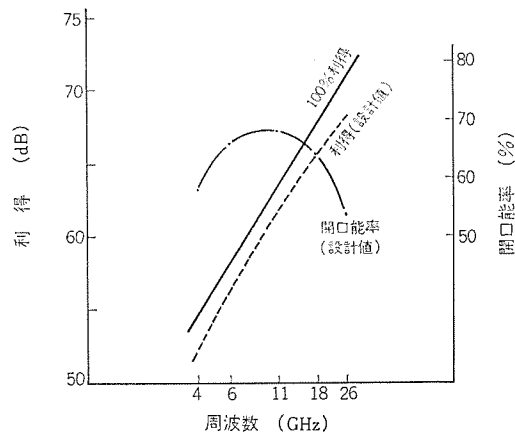


図 7. アンテナの利得と開口効率  
Antenna gain and efficiency.

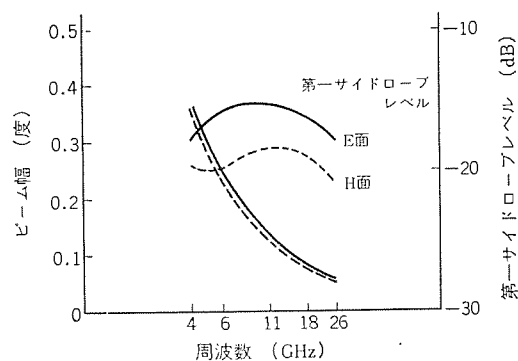


図 8. アンテナのビーム幅と第一サイドローブレベル  
Antenna beamwidth and first sidelobe level.

VHF 帯 テレメータアンテナの一次放射器は反射器付き直交ダイポールで直交する二つの偏波の波を受信できるように設計されている。ここで用いたダイポールは変形ユニポール 2 本とハイブリッドを組合せたもので、ユニポールの給電位置を変化してインピーダンス整合をとり得るものである。このダイポール 4 個とハイブリッドを組合せ、テレメータ信号、追尾用和、差信号を取り出し得るように設計されている。このアンテナにより SHF 帯アンテナの性能劣化を少なくするため、支持柱上にダイポールを配しブロッキングを少なくするとともに、着脱が可能なような構造に設計されている。

コマンドアンテナは 8 素子の直交八木アンテナで、直交する二つの偏波信号を切換えて送信できるように設計されている。

### 3.3 実測性能

アンテナは工場で仮組立てし、副反射鏡位置での一次放射パターンを

表 3. 利得測定結果  
Measured results of antenna gain.

周波数 (GHz)	条件 偏波	照準塔を用いた利得測定値		電波量を用いた利得測定値	
		利得 dB	(効率) %	利得 dB	(効率) %
4.0	—	—	—	52.4	(60.5)
6.175	V	56.3	(62.2)	—	—
	H	56.2	(60.8)		
18.6	V	65.5	(57.5)	65.7	(60.3)
	H	65.3	(55.0)		
26.75	V	68.0	(49.0)	—	—
	H	68.5	(55.0)		
29.5	V	68.7	(47.9)	—	—
	H	69.0	(51.3)		

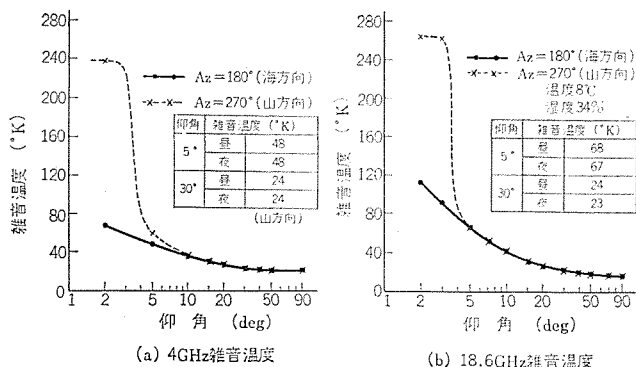


図 9. アンテナ 雑音温度 (実測値)  
Antenna noise temperature (measured)

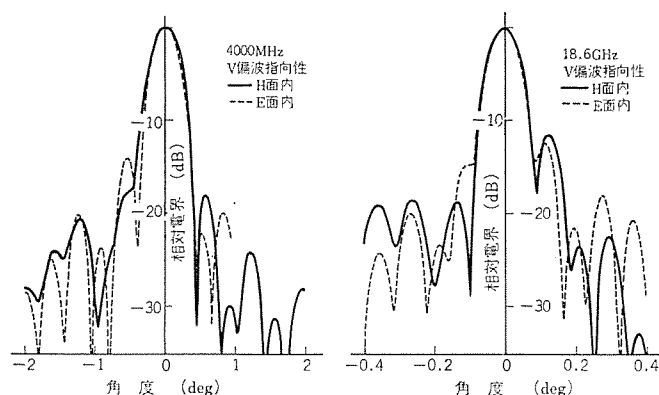


図 10. 近軸放射パターン (実測値)  
Near-axis radiation pattern (measured)

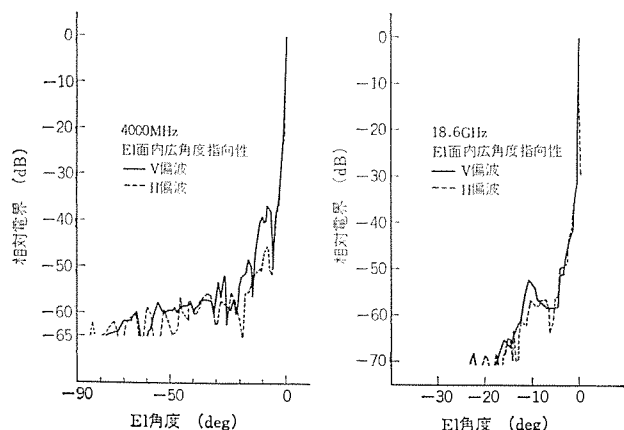


図 11. 広角放射パターン (実測値)  
Wide-angle radiation pattern (measured).

測定し、計算値とほぼ一致していることを確認した<sup>(5)</sup>。

アンテナ利得は、4/18 GHz 帯で電波量を用い、6/26 GHz 帯では被測定アンテナから 5.75 km 離れて設置された照準塔を用いて測定した<sup>(13)</sup>。その結果を表 3. に示す。照準塔を用いた測定値は近距離効果の計算で補正されている。これらの結果から、4~26 GHz 帯にわたりよくバランスのとれた利得 (能率) が得られていることがわかる。

アンテナ 雑音温度の測定結果を図 9. に示す。4 GHz 帯の雑音温度はほぼ予測どおりであったが、18 GHz 帯特性は予測値よりもかなり良好な特性であり、これは設計時に用いた標準大気の輝度温度が実測時のそれと異なっていたものと考えられる。

放射パターンは上述の照準塔を用いて測定した。図 10. に近軸パターンを、図 11. に広角パターンの一例を示す。これらのパターンは近距離効果の補正は行っていないので、見掛け上悪い特性となっている。また、広角パターンはサイドローブのせん (尖) 頭値を折れ線で結

んだものであり、測定系の最小受信感度が -65 dB (-70 dB) しかとれなかったため、-60 dB (-65 dB) 以下のレベルでは測定誤差が大きい。

テレメータアンテナの VSWR は 1.2 以下、アイソレーションは 26 dB 以上、マルチプスは 25 dB 以上、信号合成用ハイブリッド回路系の損失は 0.9 dB、一次放射特性から求めた利得 (給電系損失を含まない) は 18.7 dB である。

コマンドアンテナの利得は 10.8 dB、サイドローレベルは -9 dB 以下、VSWR は 1.13 以下である。

## 4. 共用分波系

### 4.1 基本的考察

アンテナで受信された多周波数帯の波を分波する方式には、高順位方式と低順位方式が考えられる。高順位方式ではオーバサイズ導波管で分波するため、多孔形結合器が必要となり、分波器全体が非常に大きくなり、熱損失が大きくなるので、集中形結合器の使える低順位方式を採用した<sup>(3)</sup>。低順位方式では、低い周波数帯の結合器から高い周波数帯の波が漏えい (洩) するので、これを阻止するために、結合孔に漏えい阻止用直列共振素子を付加するとともに、ワッフルアイアン形フィルタを使用した。また、集中形結合器は、導波管のしゃ (遮) 断特性を利用して密結合を得ているので、広帯域特性を得るには分波器に含まれるテーパ形状に制限が加わり、高い周波数帯での高次モード波の発生を十分押えた曲線テーパを用いることができず、準ミリ波帯での TM<sub>11</sub> モード波の発生が問題となる。これを解決するために、各結合器の間隔を適当に選び、各テーパ導波管で発生した TM<sub>11</sub> モード波を互いに相殺するようにした。

この共用分波系は、任意の直線偏波の波および左右旋円偏波の波を対象としており、4 GHz から 26 GHz 帯で共用できる超広帯域偏波変換器の製作が非常に困難であるため、4 GHz 帯、6 GHz 帯の波に対しては、アンテナで受信された波を TE<sub>11</sub> モード結合器により、そのままの姿で別の専用円形導波管に移し換える移換法を採用した。

また、4 GHz 帯と 18 GHz 帯で自動追尾を行なうため、集束ビーム伝送系と組合せて使える高次モードを用いた追尾方式を採用し、4 GHz 帯モード結合器 (TE<sub>01</sub>, TM<sub>01</sub>) は集中形、18 GHz 帯は分布形モード結合器とした。

図 12. に共用分波系の構成を示す。

### 4.2 設計

#### 4.2.1 4 GHz 帯追尾信号分波器

4 GHz 帯追尾信号分波器は集中形 TE<sub>01</sub>, TM<sub>01</sub> モード結合器で構成され、それぞれの結合器は、18/26 GHz 帯の波の漏えい阻止用直列共振素子と 6 GHz 帯波漏えい阻止用直列共振素子が 2 段階に付加された結合孔と BPF で構成されている。TE<sub>01</sub> モード結合器は、TE<sub>01</sub> モード波との弁別をよくするために、4 個の結合孔を軸対称に配置されており、無調整で約 30 MHz 離れた二つのビーコン波を取り出せるように設計されている。

TM<sub>01</sub> モード結合器の共振周波数は BPF に付けられた調整ポストにより容易に変更できるように設計されている。また、両結合器のテーパ部で発生する準ミリ波帯の高次モード波を相殺するように結合器間隔を選定してある。

#### 4.2.2 4/6 GHz 帯群分波器

4 GHz 帯と 6 GHz 帯の両群分波器はいずれも図 13. に示すように、TE<sub>11</sub> モード結合器によって分波され、4 本の分岐導波管に取り



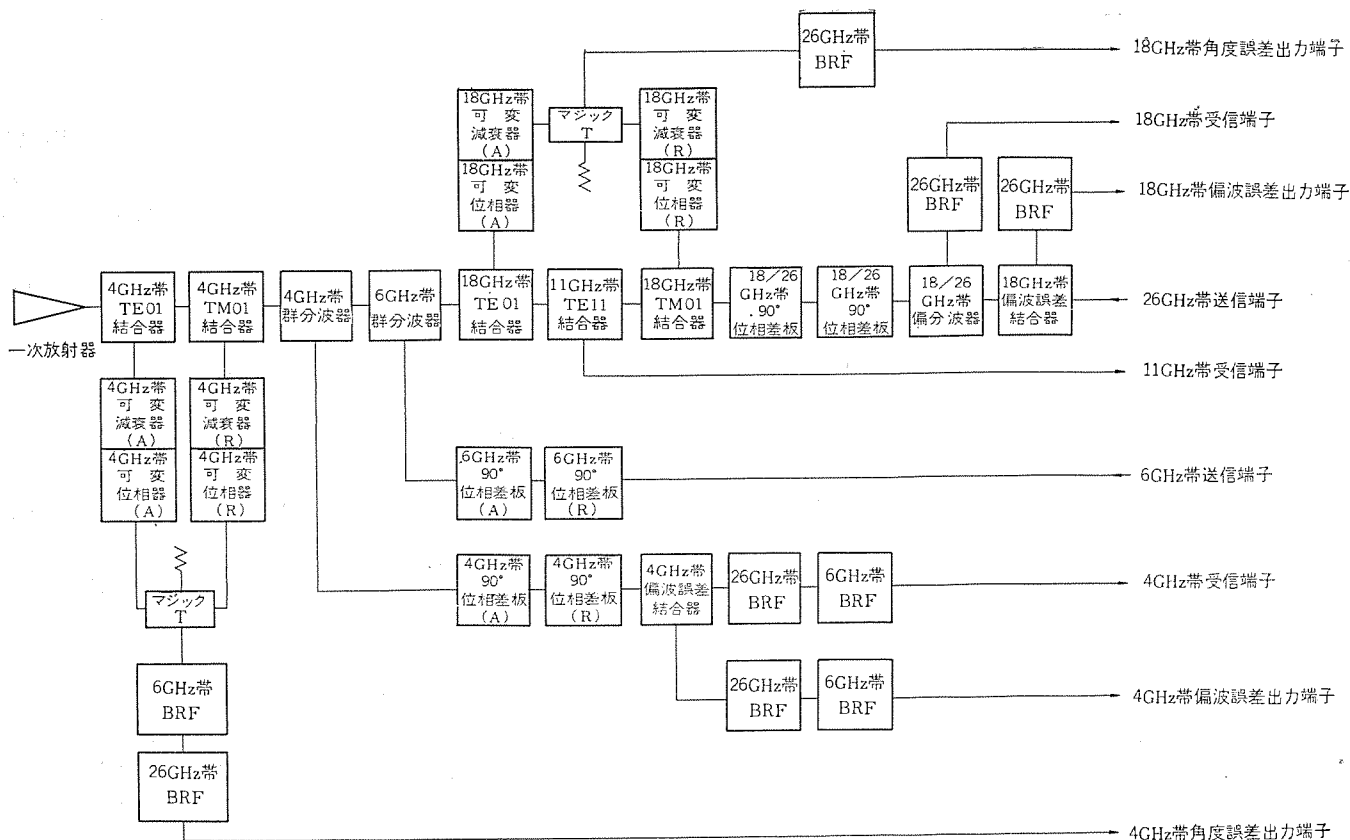


図 12. 共用分波系の構成

Configuration of multifrequency feed system.

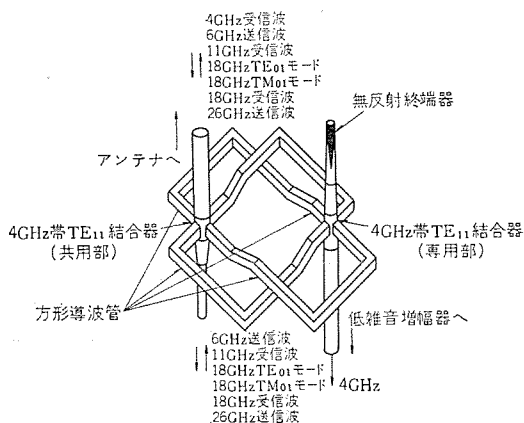


図 13. 4 GHz 帯群分波器の構成  
Schematic diagram of 4 GHz-band branching filter.

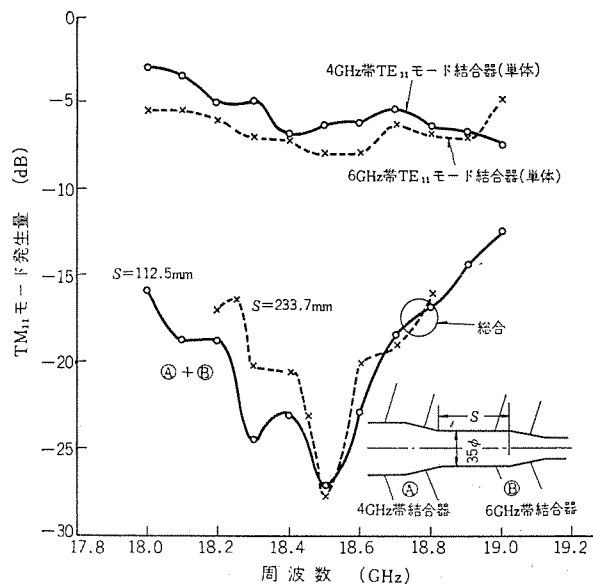


図 15.  $TM_{11}$  モード波の相殺  
Cancellation of  $TM_{11}$ -mode waves.

出された波をもう一つの結合器によって 4, 6 GHz 帯それぞれ専用の円形導波管に移管するものである。TE<sub>11</sub> モード結合器は広帯域特性を得るために、テーパ部を急しゅん(峻)にし反射点と結合孔の距離をできるだけ短くしたテーパ内蔵形結合器にし、ほかの周波数帯の波の漏えいを防止するために、図 14. に示すように直列共振素子とワッフルアイアン形フィルタを併用した。6 GHz 帯群分波器は高電力送信に耐え得るように、円筒状の突起で構成したワッフルアイアン形フィルタを用いた。

この群分波器は原理的には 2 個の T 分岐を 4 本の導波管で接続した回路であり、分岐導波管の長さや結合器の結合量に不平衡が生じ

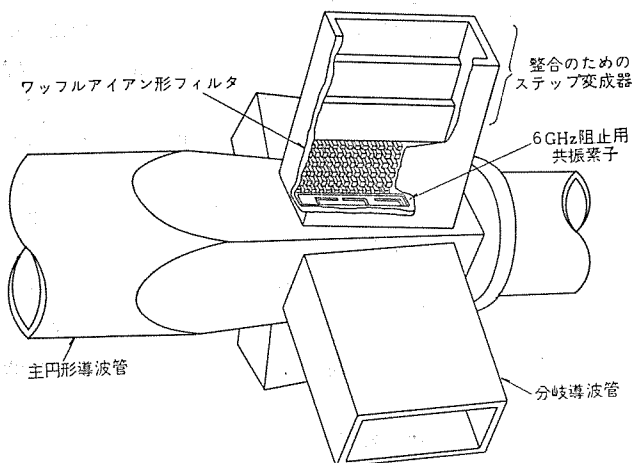


図 14. 4 GHz 帯 TE<sub>11</sub> モード結合器 (共用部)  
TE<sub>11</sub>-mode coupler for 4 GHz band.

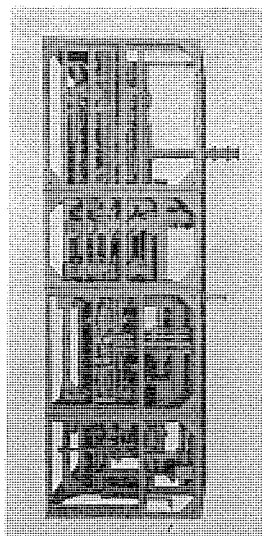


図 16. 共用分波系の全体図  
Photograph of multifrequency feed system.

ると不平衡分が閉じ込められ一種の共振器を形成して振幅ひずみと遅延ひずみを発生させる。この装置では共振時の振幅ひずみを0.2 dB以下におさえるため、結合器の電圧分配比を0.2 dB以内、接続導波管の位相差を $2^\circ$ 以内に調整し、遅延ひずみを約4 nsとした。

また、群分波器のテーパー部で発生する準ミリ波帯の $TM_{11}$ モードを互いに相殺するよう

に分波器間の導波管長さを調整し、図 15. に示す特性を得た。

#### 4. 2. 3 18 GHz 帯追尾信号分波器

この分波器は多孔形  $TE_{01}$ ,  $TM_{01}$  モード結合器で構成されており、主導波管 (円形導波管) を伝搬する各種モード波のうち取り出したいモード ( $TE_{01}$  または  $TM_{01}$  モード) の波の位相速度と多数の結合孔を介して結合している副導波管 (方形導波管) を伝搬する基本モード波の位相速度とを一致させ、18/26 GHz 帯の通信波 ( $TE_{11}$  モード波) の漏えいを防ぐようモード弁別度を十分大きくとるように設計されている。また、これらのモード結合器に付加されている可変位相器や減衰器は、直線偏波と円偏波の切換え時に使用されるもので、精密に設定できるように可変部にはマイクロメータが付けられている。

#### 4. 2. 4 偏波変換器

図 12. に示すように、偏波変換器として2個の  $90^\circ$  位相差板を用いており、これらの位相差板は差動形である。4 および 6 GHz 帯専用の  $90^\circ$  位相差板は各 500 MHz 帯域にわたり 0.5 dB 以下の (楕) 円偏波率が得られるように設計されている。また、4 GHz 帯および 18 GHz 帯で偏波誤差検出を行ない直線偏波の自動追尾が行なえるように、シンクロ、サーボモータ、減速用歯車箱よりなる制御機構が装着されており、 $3^\circ/s$  の速度で追尾可能のように設計されている。

図 16. に製作した共用分波系の全体図を示す。

表 4. 共用分波系の実測性能  
Measured performance of multi-frequency feed system.

周波数帯	端子	周波数 (MHz)	測定項目	測定結果	備考
4	受信信号端子	3,700~4,200	受信信号 VSWR 受信信号損失 受信信号軸比 6 GHz 帯送信信号 漏えい 28 GHz 帯送信信号 漏えい	1.25 以下 (円), 1.4 以下 (直) 0.67 dB 以下 2.4 dB 以下 (円) 25.5 dB 以上 (直) -80 dB 以下 -55 dB 以下	ただし、ビーコン周波数付近の 60 MHz は除く 雑音温度法による測定値 (円): 円偏波 (直): 直線偏波 測定系雑音以下
	偏波誤差信号端子	4,137	偏波誤差信号 VSWR 偏波誤差信号損失 偏波誤差信号 スルディプス 6 GHz 帯送信信号 漏えい 28 GHz 帯送信信号 漏えい	1.6 以下 2.5 dB 31 dB 以上 -80 dB 以下 -55 dB 以下	ホーン対向による測定値 測定系雑音以下
	角度誤差信号端子	4,137	角度誤差信号 VSWR 角度誤差信号損失 角度誤差信号 スルディプス 6 GHz 帯送信信号 漏えい 28 GHz 帯送信信号 漏えい	1.7 以下 6 dB 以下 38.5 dB 以上 -80 dB 以下 -55 dB 以下	ホーン対向による測定値 測定系雑音以下
6	送信信号端子	5,925~6,425	送信信号 VSWR 送信信号損失 送信信号軸比	1.12 以下 (円), 1.41 以下 (直) 0.45 dB 以下 3.6 dB 以下 (円) 22 dB 以上 (直)	雑音温度法による測定値 (円): 円偏波 (直): 直線偏波
11		11,880~11,920	VSWR 損失	2.3 9.6 dB	11.9 GHz での値 11.9 GHz での値
18	受信信号端子	18,250~18,750	受信信号 VSWR 受信信号損失 受信信号軸比 28 GHz 帯送信信号 漏えい 受信信号のモード変換量 6 GHz 帯送信信号の 3 てい (通) 倍波の漏えい	1.10 以下 (円), 1.3 以下 (直) 1.5 dB 以下 2.2 dB 以下 (円) 24 dB 以上 (直) -55 dB 以下 0.41 dB 以下 -44.5 dB 以下	比較法による測定値 (円): 円偏波 (直): 直線偏波 測定系雑音以下
	角度誤差信号端子	18,687	角度誤差信号 VSWR 角度誤差信号損失 角度誤差信号 スルディプス 28 GHz 帯送信信号 漏えい	1.52 12.6 dB 以下 25.5 dB 以上 -55 dB 以下	測定系雑音以下
	偏波誤差信号端子	18,687	偏波誤差信号 VSWR 偏波誤差信号損失 偏波誤差信号 スルディプス 28 GHz 帯送信信号 漏えい	1.15 以下 2.4 dB 以下 25.5 dB 以上 -55 dB 以下	測定系雑音以下
26	送信信号端子	26,500~27,000	送信信号 VSWR 送信信号損失 送信信号軸比 送信信号のモード変換量	1.24 以下 (円), 1.2 以下 (直) 2.3 dB 以下 2.2 dB 以下 (円) 22 dB 以上 (直) 0.32 dB 以下	比較法による測定値 (円): 円偏波 (直): 直線偏波

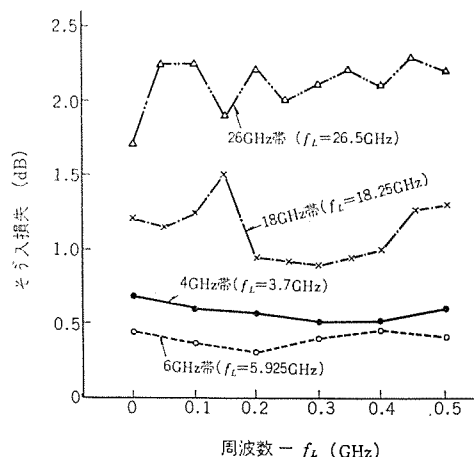


図 17. そう入損失 (実測値)  
Insertion loss (measured).

#### 4. 3 実測性能

この共用分波系の実測性能を表 4. にまとめてある。

そう (挿) 入損失の測定には、4/6 GHz 帯は雑音温度法、18/26 GHz 帯は比較法を用いた。図 17. に実測結果を示す。この装置のようにオーバサイズの導波管を使用した系では、被測定装置にそのまま測定用テーパー導波管を接続したのでは  $TM_{11}$  モードなどの高次モードが閉じ込められ、共振現象を起こし、そう入損失の正確な測定ができな

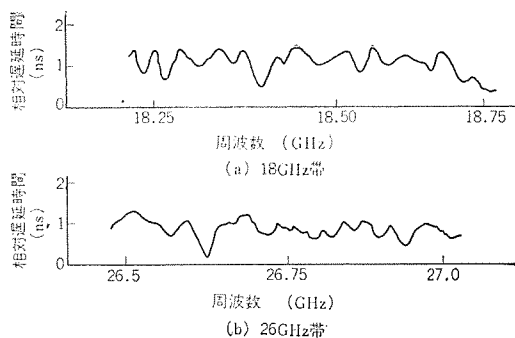


図 18. 18/26 GHz 帯 遅延特性  
Delay characteristics in 18/26 GHz bands.

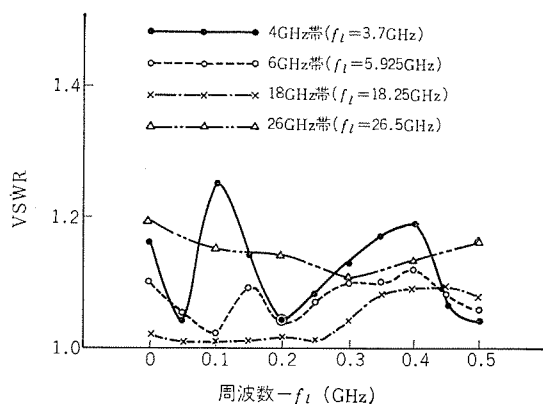


図 19. VSWR 特性 (円偏波)  
VSWR characteristics (circular polarized wave).

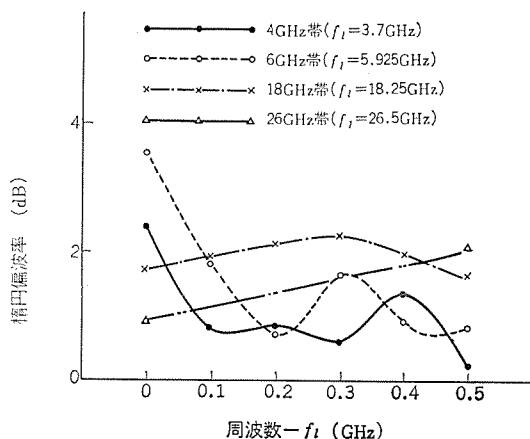


図 20. だ円偏波率 (円偏波)  
Axial ratio (circular polarized wave).

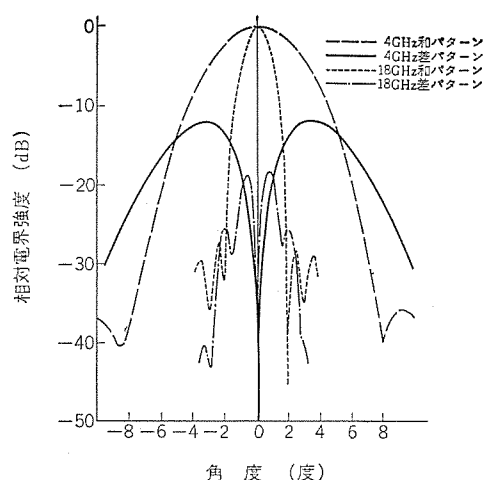


図 21. 追尾系の放射パターン (共用分波系…実測値)  
Error pattern of multifrequency feed system (measured)

い。この閉じ込め共振をさけるために、損失が既知のパッド(電波吸収体)をそう入して測定したり、円すいホーンリフレクタを用いて空間に放射して測定するホーン対向法を使用して測定した。11 GHz 帯損失は結合器の結合量を約 10 dB に設計しているために大きくなっている。

4/6 GHz 帯の遅延特性は変調周波数 200 Hz の FM 法により測定し、数 ns の鋭い共振が測定されたが、これらは 4/6 GHz 帯群分波器の回り込み共振が主原因と考えられ、移換回路に吸収形フィルタやマジック T をそう入すれば除去できる。18/26 GHz 帯の遅延特性は AM 変調法で測定し、図 18. の結果を得た。

各信号端子の円偏波に対する VSWR 特性を図 19. に、だ円偏波率を図 20. に、ホーン対向法で測定した追尾誤差信号に対する特性を図 21. に示す。

## 5. 機械構造系

### 5.1 基本的考察

このアンテナの構造的長の一つは、2 枚の反射鏡による集束ビーム給電方式を選定したことにより Az 回転軸と鏡軸とが一致しない非対称構造であることがあげられる。この方式は、Az 軸まわりの風トルクが大きくなるという欠点がある、大型のアンテナ、特に摩擦駆動(レール車軸方式など)には不適当だといわれている。しかし直径 10 m 程度のアンテナでは歯車で駆動することが比較的容易であり、また準ミリ波領域でも使用されるために高い鏡面精度と高い指向精度があわせて要求されたことから、特に構造の剛性、機械的精度の実現性に重点を置いてこの方式が選定された。

#### 5.1.1 高鏡面精度について

一般に空間に固定された構造物では、重力加速度(自重)に対して一つの変形パターンを生ずるだけであるが、鉛直軸と一致しない軸まわりに回転する構造物では回転によって見掛けの重力成分が変化するために変形のパターンが変わる。たとえば、変形  $W(\phi, \theta)$  を半径方向の関数  $(\phi)$  と円周方向の関数  $(\theta)$  に分離して次式のように表わしたときに、 $n=0$  と  $n=1$  のパターンが支配的であり、しかも、このパターンは比較的パラボリックな単純なもので鏡面精度を悪くする場合の少ないものである<sup>(14)</sup>。

$$W(\phi, \theta) = \sum_{n=0}^{\infty} f(\phi) \cos n\theta$$

この長を生かすには、構造自体の密度分布、剛性分布、境界条件が完全に回転対称でなければならず、反射鏡の中央部に十分剛性の高いセンタハブを設けて、これから反射鏡骨組が回転対称に広がる構造を採用した。

風による鏡面の変形については、広がりをもつ構造物に対しては評価がむずかしい。突風の空間的、時間的広がり、動的性質のは(把)握などに関して幾つか報告されたものはあるが<sup>(15)(16)</sup>、基本的な考え方としては統計的な取扱いを行なうとともに、空間的には平均風速による静的な変形パターンと変動風速による動的な変形パターンが同じで、しかも空間の関数と時間の関数に分離できると考えて、風洞実験など定常流の下での変形のパターンから自然風の下における鏡面精度算出の目安とすべきであろう。

さらに、仰角の駆動方式も重要な問題であり、大型の衛星通信アンテナで 2 枚の歯車を El 軸端部に設けて互いに逆のトルクを働かせてアンチバックラッシュ駆動を行なう方法も見受けられるが、この方式は、骨組構造では局部的集中荷重に対しては剛性の高い構造が得がたいと

いう欠点があるために、構造の性状の精確な把握がむずかしく、また構造の固有振動数を低下される恐れが大きい。

### 5.1.2 高指向精度について

アンテナの指向誤差を生ぜしめる要因としては次のものが考えられる。

- (1) 歯車、ベアリングなどのガタによる非線形なもの
- (2) 重力、風、温度変化など構造の弾性変形に起因する線形なもの
- (3) 設定誤差に起因する初期固定量

これらの誤差を少なくする方法として、(1)はアンチバックラッシュ機構、高精度の歯車、ベアリングの採用、ベアリングにプリロードを掛けて使用するなど、(3)は測定精度の向上、設定、調整の容易な構造の採用などがあり、(2)に対しては構造形式を単純化して誤差量のは握、解析が容易となる構造を採用することであろう。このような観点から、十分剛性の高い円筒構造の端部にベアリングを設けたこのアンテナ構造は一つの解決法と考えられる。

### 5.1.3 耐震性について

マグニチュード8の地震に対して安全なことが要求された。地上構造物への地震の影響は、地盤の性質、構造の動的性質（固有振動数、減衰定数など）が明確でないと、その把握がむずかしい。一般には過去に発生した種々の地盤条件での地震の加速度波形、パワースペクトルなどを入力として応答解析を行ない、統計的に応答の期待値、最大値、最ゆう値などを求めるが、このアンテナについては土木構造物としての基準に基づいて次のように設計震度を求めた<sup>(17)</sup>。

$$K_{h0} = \beta_{ah} \cdot \alpha \cdot \beta \cdot K_0$$

$$K_{v0} = \frac{1}{2} K_{h0}$$

ここで、

$K_0$  : 地域別震度で神奈川県は0.15とされているが、震央距離100 kmにてマグニチュード8の地震が発生するものと仮定して0.3とした。

$\alpha$  : 地盤別係数 普通地盤として1.0

$\beta$  : 重要度係数 最重要構造物として1.2

$\beta_{ah}$  : 動的係数 1.8

したがって、最大震度は次のように得られる。

水平震度  $K_{h0}=0.6$  垂直震度  $K_{v0}=0.3$

### 5.1.4 耐風性について

格納時（天頂固定時）での耐風性は瞬間最大風速60 m/sと規定された。この場合も自然風の乱れ、動的応答を考慮する必要があり、一般に行なわれているように変動風速のパワースペクトルを使用した動的解析<sup>(18)</sup>に地形の特異性も考慮して、設計速度圧  $q=350 \text{ kg/m}^2$  として静的に解析した。

## 5.2 各部の概要

このアンテナは5.1節の基本的思想を折り込んで図2.に示すような外観を持つ構造にまとめられた。

機械構造系は、反射鏡部、一次放射器部、回転構造部、ベデスタル部より構成されている。

### 5.2.1 反射鏡部

反射鏡部は直径12.8 mの主反射鏡とその支持構造、直径1.5 mの副反射鏡とその支持柱よりなる。

#### (1) 主反射鏡パネル

総合鏡面精度0.3 mm rms以下 ( $\varepsilon/D \approx 2.5 \times 10^{-5}$ ) を実現するため

に鏡面パネルの製作誤差として0.15 mm rmsが割り振られた。

大形アンテナの鏡面パネル製作で実績のある引張成形法は曲面を形成する型の上に耐食アルミニウムなどの薄板（鏡面板）を載せて引張ると同時に型を押し上げて曲面を成形する方法で、型と鏡面板の間の摩擦の軽減に工夫すれば、かなり大きなものでも全体がほとんど一様な伸びを生ずる状態となり、しかも曲げ成形的な方法と異なり、引張力を主体とした塑性加工法であり成形後の戻りも少なく、製造工程でも引張力と押上力のみコントロールすればよいことから品質の均一性という点でこの種の浅い曲面の成形には最も適した方法である。この引張成形法により112枚のパネルを製作し、目標どおり0.12~0.15 mm rmsのものができた。

#### (2) 反射鏡骨組構造

反射鏡骨組は調整機構を介して鏡面パネルを支持するためのものであり、中心部に十分剛性の高いセンタハブを設け、そこから16本の放射状リブを回転対称に張り出し回転対称性を保たせて、仰角変化、風荷重による鏡面精度の低下を十分小さいものとした。ちなみに、鏡面パネルをのせた状態で仰角を90°から0°に変えたときの最大たわみ量を1 mmと設計してある。その他、高鏡面精度を実現する上で、組立手順による初期応力の非回転対称性を少なくするために輸送上幾分損があるが8コの溶接ブロックを互いに横つなぎ材で結合する構造としてある。

#### (3) 副反射鏡および支持柱

副反射鏡は耐食アルミニウム板を成形したのち機械加工によって鏡面精度を0.07 mm rmsまで仕上げられた。支持柱は機械的所要強度を有しながら幾何光学的ブロッッキングのほかに電波的散乱を見込んだブロッッキングを最小にするような近似長円断面が実験によって選ばれた。

## 5.2.2 一次放射器部

一次放射器は、図4.に示すように2枚の反射鏡と円すいホーンよりなり、反射鏡の相対位置を高精度に設定する上でも、EI軸受けを一つの大きな軸受けとした構造的特長が生かされている。円すいホーンは地上に固定された給電部で支持されており、上部は地震時の横の動きを緩和するために通常は非接触の状態ではAz回転構造部から横方向にのみパネを介したローラにてささえられている。

### 5.2.3 回転構造部

#### (1) EI回転構造部

EI回転構造部は図2.に示されるように片持ち構造であり、EI軸受けには圧砕荷重が約200 tonの円筒コロを使用した直径約1,775 mmのクロスローベアリングが採用された。この構造はAz軸に関して常にかんりの不平衡モーメントを残すもので、最大の問題は0.005°以下というAz軸とEI軸の直交度をいかにして満足させるかであった。もちろん、ベアリングの選定、回転構造の剛性設計は十二分に吟味されたが、高い直交度を実現するために工場仮組立時に平衡すいの単位重量当りの直交度の変化量を測定しておき、現地組立時に最終的に不平衡モーメントを1 ton-m以下とするに必要な平衡すいののせた状態で直交度が規格値内に納まるようにAz回転構造部の中間に設けた接合部にテーパーサをそう入して直交度を0.001°以下に押えることができた。EI回転構造部には直径約4,500 mmの仰角回転用の歯車が1枚設けられ、それぞれ定格出力3.7 kWのDCモータを有する二つの同等な歯車系をかみ合わせてアンチバックラッシュ駆動を行なっている。

その他、天頂ロック機構、角度検出機構、角度リミット機構などが設けられている。

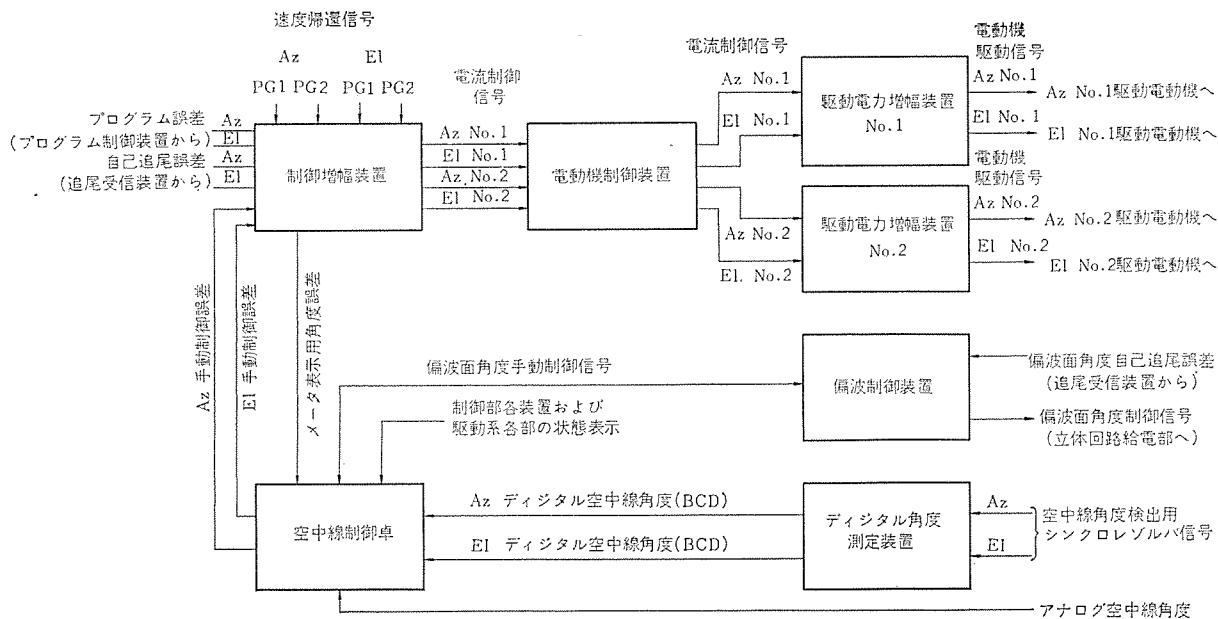


図 22. 駆動・制御系統図  
Block diagram of drive and servo system.

## (2) Az 回転構造部

主反射鏡鏡軸と E1 軸方向に約 1,800mm 偏心して Az 回転軸があり、E1 軸から約 4 m 下ったところに圧砕荷重が上列約 70 ton、下列約 50 ton の円筒コロを使用した 3 ロ-ラ形の Az 旋回軸受が設けられている。Az 鉛直度の調整は 18 個のくさび形のレベルブロックで行ない、最終的に 0.003° 以下の誤差に納めることができた。レベルブロックの上には直径約 2,500 mm の Az 終段歯車が固定されており Az 回転構造部に設けられた、それぞれ定格出力 5.5 kW の DC モータを有する二つの歯車系とかみ合せてアンチバックラッシ駆動を行なっている。

その他、角度検出構造、角度リミット機構のほか Az 回転構造部の熱変形を抑えるために直射日光を避ける防熱カバーなどが設けられている。

## 5. 2. 4 ベデスタル部

ベデスタルは上部外径約 2.2 m、下部外径約 9 m のメズコーン形の鉄筋コンクリート製であり、日本電信電話公社 建築局の設計、施工によるものである。内部は 2 階建として、2 階には円すいホーンおよび Az ケーブル巻取装置があり、1 階には周波数共用分波装置、低雑音増幅装置などが格納されている。

## 6. 駆動・制御系

### 6. 1 概要

駆動・制御系の駆動方式は保守の容易な電気駆動方式であり、制御モードとしては自己追尾、プログラム制御、手動制御があり、自己追尾用に供せられる受信周波数は 136 MHz 帯、4 GHz 帯、18 GHz 帯の 3 種である。また、制御系は空中線角度のデジタル測定および表示ならびに偏波制御の機能も有している。制御部の系統図を図 22. に示す。

### 6. 2 アンテナの駆動・制御

アンテナの駆動・制御を行なうための主要装置は駆動電力増幅装置、制御増幅装置であり、駆動電力増幅装置は電流ループを備えたサイリスタレオナードであり、各軸 2 台の電動機の相対的な電流値 (すなわちトルク) を制御してアンチバックラッシ駆動を行なわせている。制御増幅装置は各制御モードにおける誤差電圧を増幅し、サーボ系補償回路を

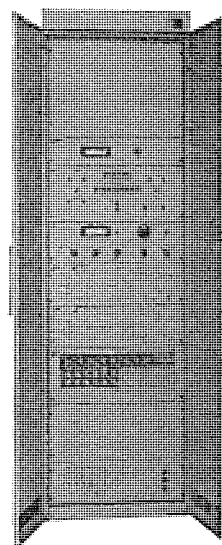


図 23. 制御増幅装置  
Servo control equipment.

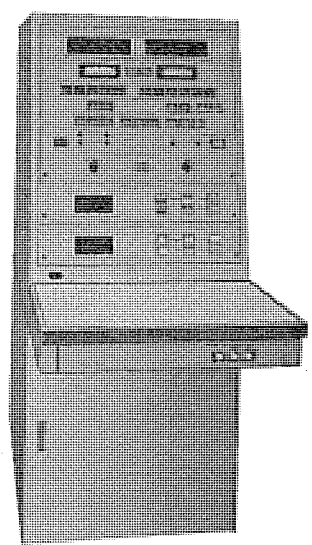


図 24. 空中線制御卓  
Antenna console.

通して、電流制御信号に変換するものであり、手動制御モードでは 1 形制御系、自己追尾およびプログラム制御モードでは 2 形制御系とし、追尾誤差が小さくなるよう考慮されている。とくに自己追尾モードにおいては 3 種の周波数帯で追尾できるようになっており、広いビーム幅のもので初期補促を行ない、補促後は狭いビーム幅の周波数帯のものへ自動的に移行して、精度よく自己追尾ができるように考慮されている。また自己追尾信号の信号対雑音比に応じて 3 段階のサーボ帯域幅が選択できる。

さらに、速度帰還を二重にかけて、低速度動作の円滑化、加速度の制限、一方の電動機が他方の電動機の負荷となることによって生じる最低次機械共振モードの除去<sup>(11)</sup>等の回路構成を行なっている。

電動機制御装置はローカル制御の機能を有し、空中線制御卓はアンテナの動作状態の監視および遠隔制御のために設けられたものである。また、アンテナの駆動・制御のか(稼)動率を高めるため、電動機の一列のみでもアンテナを駆動できるように考慮されている。

制御増幅装置、空中線制御卓の外観図をそれぞれ図 23., 24. に



示す。

### 6.3 アンテナ角度のデジタル測定

デジタル角度測定装置がこの機能を持ち、アンテナ各軸には精および粗のシンクロレゾルバを結合し、その出力に得られる信号の移相量を計数することによって10進6けた(桁)のデジタル角度が得られる。

### 6.4 偏波制御

偏波制御装置がこの機能を持ち、放射系にある偏波変換器の偏波面角度を制御し、受信信号を最良の状態を得られるようにするものである。4 GHz帯、18 GHz帯において行なわれ、偏波面角度追従最大角速度は $3^\circ/\text{s}$ 以上、偏波面角度表示精度は $0.5^\circ$ 以下であり、追尾モードは自己追尾と手動制御である。

## 7. む す び

以上国内衛星通信方式の研究の一環として日本電信電話公社横須賀衛星通信実験所に建設されたアンテナ系の設計上の特長、および特性試験結果の概要を述べた。

このアンテナ系は電電公社において昭和43年度より計画が進められた多元周波数接続方式の実験局用であり、44年度初めに基本設計に着手、以後47年11月1日横須賀電気通信研究所の発足とともに完成に至ったもので、今では設計開始以来5年余の歳月を経ている。この間を振り返ると、まずアンテナの設計に際しては、実験局としての幅広い多目的利用に適合できるとともに、アンテナ自体も新規開発性を重視して多くの研究開発的要素をもつ方式が採用された。この中で「集束ビーム給電方式」と「多周波共用給電部」は当時としてはきわめて独創的なものであり、いずれも世界ではじめての試みである。

また、アンテナ構造は非対称となるが、建設場所はいわゆる風致地区の高台であり、周辺の風景や局舎とマッチする外観デザインがはかられ、模型による検討も行なわれた。

44年秋には「衛星通信用空中線系共同研究」が発足し、このアンテナの試作についても研究課題として取り上げ、未開拓な分野に対して鋭意研究が進められた。

アンテナ放射系、給電系および駆動系の機器製作は当社において、44年暮から開始、翌45年春には工場ではほぼ完全な形で仮組立され、鏡面精度検査、一次放射系のパターン測定、駆動系の試験調整のち、実験所の受入準備をまって45年9月より工場出荷が開始された。

以後、電電公社マイクロ無線部によって機器据付け工事が実施され、46年3月に完了、引きつづき工事試験、特性試験が行なわれ、当社もその一部に協力した。その結果このアンテナ系は当初の設計目標値を満たしていることが確認されている。

これらの成果は電電公社関係者の適切な技術指導、わが国独自の

の新技術に対する開発意欲、ならびに当社の高い技術水準によるところが大きい。

しかし、これらの試みや開発成果は当時としてはきわめて画期的ではあったが、日々進展する通信技術の分野では改良、再検討すべきものもあり、その後開発に着手したもの、あるいはすでに開発改良されたものもある。

最近宇宙開発委員会により実験用中容量静止通信衛星(CS)の51年打上げが正式に策定され、この衛星通信システム用地上系の検討も鋭意進められている。これらはこの実験局を用いての成果の積上げに基づくものが多く、本格的実験段階を迎え各方面からの期待は大きい。

## 謝 辞

この装置の試作にあたって有益なご意見、ご指導を賜った電電公社研究開発本部 熊谷伝六副本部長、同横須賀電気通信研究所 池上丈夫複合伝送研究部長、同技術局 森好文調査役、同横須賀電気通信研究所 森本盛調査役、同榛葉実室長、同更田博昭室長、当社北伊丹製作所 喜連川隆所長、同通信機製作所 丸浜徹郎所長に深謝致します。また、本装置を御討議いただいた衛星通信用空中線系共同研究会の諸氏ならびに本装置の製作にご協力いただいた電電公社および当社の関係各位に深謝します。

## 参 考 文 献

- (1) 森：信学会、通信方式研究会資料、CS 69-47 (昭44-10)
- (2) 小山、島田、橋本、立川：信学論(B)、55-B, p. 433, (昭47)
- (3) 小山、島田：通研実報、22, p. 1143, (昭48)
- (4) 島田、小山、水沢、別段：信学論(B)、54-B, p. 772, (昭46)
- (5) 島田、小山：通研実報、22, p. 1123, (昭48)
- (6) G. V. Trentini, et al. : Frequenz, 22, p. 151, (1968)
- (7) 水沢、武田、別段：信学論(B)、56-B, p. 14, (昭48-1)
- (8) 別段、青木、浦崎、水沢：信学会、ア・伝研資、AP 73-29, (昭48)
- (9) 森、森本：信学会 通信方式研究会資料、CS 71-36 (昭46)
- (10) 喜連川、水沢：信学会、ア・伝研資、AP 67-33, (昭42)
- (11) 丸浜ほか：三菱電機技報、43, No. 2, p. 245, (昭44)
- (12) 水沢、片木：信学論(B)、53-B, p. 707, (昭45-11)
- (13) 荻込、進士、水沢、別段：信学会、ア・伝研資、AP 73-30, (昭48)
- (14) 塚田ほか：三菱電機技報、46
- (15) 石崎、光田：京大防災研究所年報、5, (昭37)
- (16) C. Scruton : Proc. Instn. Mech. Engrs. 185, (1970)
- (17) 土木学会関西支部：土木構造物の振動と安全性、(昭41)

# 通信衛星とう載用 4 周波数帯共用整形ビームアンテナ 電気モデルの設計と特性

進士 昌明\*・島田 禎 晉\*\*

近藤 五郎+・武市 吉博++・橋本 勉++

武田 文雄+・片木 孝至++・小野 誠+

## The Design and Characteristics of an Electrical Model of a Shaped-Beam Antenna for Japan's Domestic Communications Satellite

Nippon Telegraph and Telephone Pudric Corporation Masaaki Shinji・Sadakuni Shimada

Mitsubishi Electric Corp., Kamakura Works Goro Kondo・Yoshihiro Takeichi・Tsutomu Hashimoto

Fumio Takeda・Takashi Katagi・Makoto Ono

Studies are being made of the common use of 20 and 30 GHz bands and the 4 and 6 GHz bands, which are assigned satellite communications. The former bands are to be used for communications in the main islands and the latter will also cover the outlying islands. To develop an antenna system for this an electrical model was built comprising of satellite, a high-gain antenna of the shaped-beam horn-reflector type and omnidirectional antennas for telemetry and command use, and its electrical characteristics were measured. The results of these measurements coincide very closely with calculated results, and show clearly that this type of antenna system provides the electrical characteristics required for the domestic communications satellite antenna.

### 1. ま え が き

衛星通信方式を国内通信に導入するために、わが国においてもすでに種々の研究がなされている<sup>(1)(2)(3)(4)</sup>。とくに世界無線主管庁会議で衛星通信用に割り当てられた 20 GHz 帯および 30 GHz 帯の広い周波数帯を有効に利用する技術を確立することは、今後の衛星通信の発展のためにきわめて重要である。わが国における初期の国内衛星通信方式においては、これらの準ミリ波帯と、4, 6 GHz 帯のマイクロ波帯とを共用し、前者で日本本土を、後者で離島を含む日本全土を通信領域とすることが検討されている<sup>(3)(4)(5)</sup>。

今回このような方式の衛星とう載するアンテナ系の一形式として、多周波数帯共用整形ビームホーンリフレクタ形式の高利得アンテナと分波装置、およびマイクロ波帯テレメータ・コマンドアンテナの電気モデルを試作し、その総合電気特性を明らかにしたので結果を報告する<sup>(18)</sup>。

従来通信衛星にはペンシルビームをもつアンテナが多く使用されているが<sup>(6)(7)</sup>、国内衛星通信方式においては通信の対象とする領域が限定されるため、衛星とう載用のアンテナには特殊な形のビームが要求される。カナダの国内通信衛星 Anik には<sup>(8)(9)</sup>、カナダ全土をおおうために 1 枚の放物面反射鏡と複数個のホーンから成る(だ)楕円ビームアンテナがとう載されている。しかしこの方式で多くの周波数帯で共用するアンテナを構成することは、給電系が複雑になってむずかしい。

この論文で述べる衛星とう載用高利得アンテナは、整形された反射鏡をもつ機械的デスパンアンテナで、その特長はマイクロ波帯および準ミリ波帯で共用できること、準ミリ波帯で日本本土をおおう整形ビームをもつことである。鏡面は希望するビーム断面の形に対応した波面の形状より、波面光学的に設計されている。分波装置は国内衛星通信実験用地球局に用いた分波方式<sup>(10)</sup>を基本として、衛星とう載

用に適するよう小形化を図ったもので、広帯域化が可能な形式である。

無指向性アンテナは、導波管を用いた円形スロットアレイとラジアル線路から成る形式を採用し、高利得アンテナの円すいホーンをとりかこむように設けられている。

### 2. 衛星とう載用アンテナ系の所要電気特性

1971 年の宇宙通信のための世界無線主管庁会議において、衛星通信に使用する周波数帯が定められた<sup>(11)</sup>。固定衛星通信業務のための周波数のうち、わが国の公衆通信に適用し得る可能性をもつものとして、3.7~4.2 GHz (下り)、5.925~6.425 GHz (上り)の各 500 MHz と、17.7~21.2 GHz (下り)、27.5~31.0 GHz (上り)の各 3.5 GHz が考えられる。これらの 4 周波数帯はすべて地上固定業務との共用ではあるが、

- (1) 周波数帯域が広いこと。
  - (2) 技術的に近い将来実用化し得る可能性があること。
  - (3) 準ミリ波帯の降雨減衰を多元周波数帯切換方式<sup>(11)(12)</sup>によって克服し得る可能性があること。
  - (4) 地上方式では困難な広大な地域へのサービスが可能なること。
- および高密度のトラフィックのある地域へ新しい広帯域伝送路を提供できる可能性があること。

などを考慮して、これを有効に利用する技術を開発することはきわめて重要である。

初期の国内衛星通信方式としては、離島に対する電話およびテレビ伝送と、本土内の非常・臨時回線等の広帯域伝送が考えられて<sup>(3)(4)</sup>いる。この方式を確立するためには、なお種々の技術的・経済的問題を解決する必要がある、とくに衛星とう載用のアンテナ系では、種

々の相反する要求を技術的にまとめることが方式構成上においても重要である。衛星とう載用アンテナ系の所要電気特性を決定するに当たっては、次の条件を前提とした。

- (a) とう載するトランスポンダは、マイクロ波帯、準ミリ波帯2各系統とし、アンテナ系の帯域幅は4周波数帯について各500MHzとする。
- (b) 衛星はスピン安定方式とする。
- (c) アンテナは高利得をとり得る反射鏡方式とする。
- (d) 初期の衛星の規模を考慮して、シングルビーム・4周波数帯共用アンテナとする。
- (e) 上と同じ理由によってアンテナのみをデスピンする機械的デスピンアンテナとする。
- (f) (d)および(e)の条件、および地球局アンテナの簡易化のため、円偏波を使用する。

アンテナの開口径は、通信領域内で最大の利得をとり得るように定めた<sup>(4)(12)</sup>。通信領域はマイクロ波帯では日本全土、準ミリ波帯では札幌一福岡間の8総括局を対象としている。衛星の姿勢安定度は一義的には定められないが、将来の技術の進歩を想定して今回は $\pm 0.2^\circ$ と定めた。この場合の最適アンテナ直径と通信領域の周辺において保障される利得は、衛星の静止位置が東経 $140^\circ$ の場合、準ミリ波帯では43cmおよび33.2dB、マイクロ波帯ではビーム中心が準ミリ波帯のビーム中心と一致する場合85cmおよび25.8dB、独立にできる場合は120cmおよび28.7dBとなる。同一反射鏡を4周波数帯で共用する場合、その開口径を準ミリ波帯での最適値43cmとすれば、4GHz帯での利得が約22dBに低下し、方式上の要求を満足させがたい。このため開口径はマイクロ波帯に対して最適に定めることとし、準ミリ波帯に対してはビーム整形技術<sup>(13)</sup>を用いてビーム幅を広くするとともに実効的な利得の向上を図ることとした。ホーンリフレクタ形式のアンテナの場合、円偏波の旋回方向によってビームが偏向する効果<sup>(17)</sup>を利用し得ることを考慮して、開口径は120cmと85cmのほぼ中間の100cmとし、その利得目標値を表1.のように設定した。また衛星の静止位置は、準ミリ波帯の降雨減衰の面から最適となる東経 $135^\circ$ とした。

なお以上の考察では、衛星およびロケットとう載上の機械的制約条件を考慮していないが、これらはエンジニアリングモデルの段階において最終的な電気特性とともに検討するものとした。

分波装置は低損失化に重点をおいて目標を設定した。すなわちマイクロ波帯および準ミリ波帯での損失をそれぞれ1.5dBおよび1.0dB以下とし、VSWR 1.2以下、円偏波率2.0dB以下、問題となり得る相互漏えい(洩)減衰量を40dB以下とした。また準ミリ波帯においては、究極的には3.5GHzの全帯域で使用することを目標とし、広帯域化を図り得る構造とした。

無指向性アンテナは、遷移軌道上で遠地点到達前数時間の衛星の姿勢の検討から、垂直面内のビーム幅がスピン軸に対し $90^\circ \pm 35^\circ$  (ほ

ぼ1素子ダイポールに相当)より広くなり、かつ利得が0dB以上、帯域幅が約30MHz以上となることを目標とした。これにより、遠地点突入前約3.5時間のテレメータ・コマンドおよび距離・距離変化率測定が可能となる。

### 3. 国内通信衛星とう載用アンテナ電気モデルの構成

製作した整形ビームホーンリフレクタアンテナ形式の高利得アンテナ、無指向性アンテナ電気モデルの写真および外形図を図1.に示す。下部の衛星構体モデルは測定の便宜上、および構体の放射特性に及ぼす影響を明確にするため付設したものである。

高利得アンテナは、開口径約100cmの整形された反射鏡、円すいホーンおよび多周波数帯共用分波装置より構成されている。円すいホーンの開き角は $40^\circ$ で、直径25cmのところで上部と下部に分割され、上部が反射鏡とともにベアリングによってささえられて回転する。分割部は使用する最低周波数の4GHz帯に対して簡単なチョーク構造となっているが、分割部の直径が波長に比べて大きいので、電気特性に及ぼす影響は無視できる程度である。分波装置の写真を図2.に示す。

無指向性アンテナは、導波管を用いた円形スロットアレイとラジアル線路から成り、高利得アンテナの円すいホーンの外側に設けられている。

### 4. 高利得アンテナ

#### 4.1 高利得アンテナの鏡面

アンテナの開口径は、2章に述べたようにマイクロ波帯での利得を

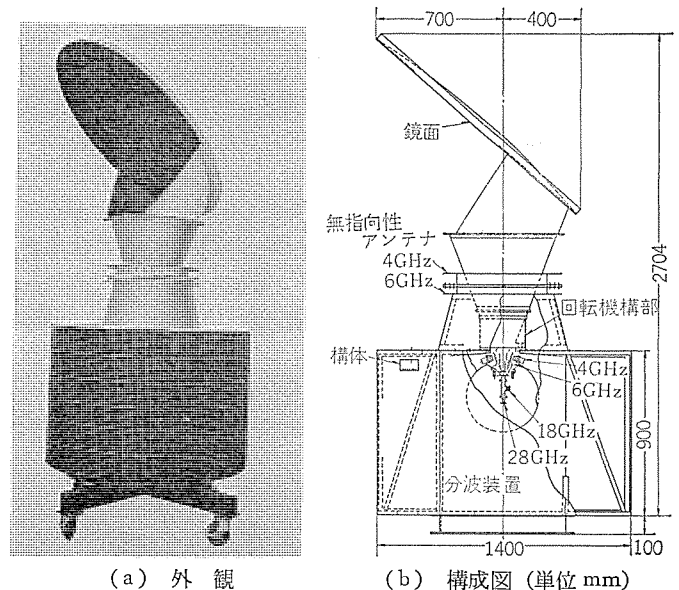


図1. 国内通信衛星用整形ビームホーンリフレクタアンテナ  
Shaped beam horn-reflector antenna for domestic communication satellite.

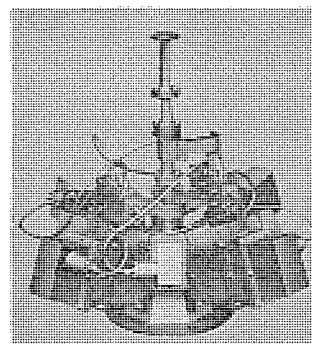


図2. 分波装置  
Branching filter system

表1. 通信領域と利得目標値  
Service area and the objective gain value

周波数帯	偏波	利得目標値(最小値)		
		アンテナ単体 (dB)	アンテナ総合 (dB)	通信領域
4 GHz 帯	右旋	27.0	25.5	日本本土および 離島
6 GHz 帯	左旋	28.0	26.5	
18 GHz 帯	右旋	35.0	34.0	日本本土(総括 局のある 28 都 市)
28 GHz 帯	左旋	36.0	35.0	

高くするため 100 cm とし、円すいホーンの開き角は衛星とう載用として高さをなるべく低くするため、電氣的に許容できる範囲で大きくとることにし、 $40^\circ$  を選んだ。

準ミリ波帯に対しては日本本土のみを照射する整形ビームを得る必要があり、アンテナ開口の波面の形状を整形すべきビームの形に応じて、その波面から鏡面の形を波面光学的に定める方<sup>(13)(14)(15)</sup>法を用いて鏡面を設計した。対象とする通信領域の形は三角形で効率よくおおえるので、アンテナ開口の波面の形状として図 3. に示すように、中央部が球面波でその周囲が三角形の角を丸めた形になるようにし、周辺部が中央部と法線が連続的に接続する線織面となる形を用いた。このような波面について幾何光学的に考えれば、波面中央部のエネルギーは、球面波の中心 G に対して中央部が張る立体角内に照射され、周辺部のエネルギーは波面と C との距離に関係なく、中央部の境界より一定幅の範囲内に照射されることが証明できる。

波面の形状が定まれば、点波源より放射される球面波をそのような波面に変換する鏡面は、光路程一定の原理によって決定することができる。図 4. に示すように、A を点波源の位置、W を波面上の点とすれば、W における波面の法線上に点 M をとって

$$AM + MW = \text{一定}$$

となるように M をきめれば、M が鏡面上の点である。

実際の放射特性は電波の回折を考慮しなければならないので、以上のようにして定めた鏡面上の電流分布を計算し、それを波源とする放射電磁界を計算して求める必要がある。その結果と目標とする利得が得られるビーム断面の形を比較し、最初の波面の形を定めるパラメータの値を修正することによって、所期の整形ビームアンテナが得られる。

マイクロ波帯においては、鏡面の整形にかかわらず、波長が準ミリ波帯に比べて長いのでその効果はあらわれず、同一開口径の通常の円すいホーンリフレクタアンテナと同じ形のビームをもつ。一般に円すいホーンリフレクタアンテナを円偏波で励振すると、開口面上の電界分布が上下非対称となるため、円偏波の旋回方向によってホーンの軸に垂直な面でビームの方向がずれる<sup>(16)(17)</sup>。鏡面を上にしてアンテナからビームが放射される方向に向った場合、右(左)旋円偏波が放射さ

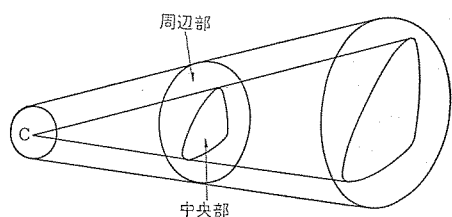


図 3. 波面の形  
Structure of the wavefront.

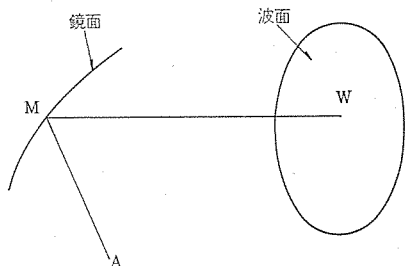


図 4. 鏡面の決定  
Determination of the reflector surface.

れるようにアンテナを励振するとビームは左(右)へずれる。製作したアンテナは 4.18 GHz 帯は右旋円偏波、6.28 GHz 帯は左旋円偏波を用いる。そしてマイクロ波帯の通信領域である日本の離島の分布は、日本本土に対して南西寄りである。

したがってこれをマイクロ波帯のビームで効果的におおうために、このアンテナをとう載する衛星は、アンテナが地球の南半球側に面するような姿勢をとることを仮定した。この方式をとることによって、6 GHz 帯の比較的狭いビームは西側へずれるので、日本全土を高い放射電力レベルでおおうことができる。これに対して 4 GHz 帯のビームは広いので、東側へかたよっても通信領域内の放射電力レベルはあまり低下しない。

また衛星がこのような姿勢をとるので、ビームの基準方向は静止軌道より日本を照射するために、衛星の軌道面に対して  $5.8^\circ$  構体側へ傾くように鏡面を設計してある。

このように設計したアンテナの放射特性の計算結果より、利得が表 1. に示したアンテナ単体の目標レベルとなるビーム断面を示したのが図 5. である。同図には準ミリ波帯の通信領域である総括局のある 8 都市、およびマイクロ波帯の通信領域であるおもな離島を中心とする、衛星からの視半径が  $0.2^\circ$  の円を描いてある。なお図においては、上が地球上の南側を示しており、縦軸は軌道面を基準としたふ(俯)角を示している。測定距離の影響を示すため、図 5. には無限遠の場合と、電気モデルを測定した時の距離 200 m の場合について計算した結果を示してある。

#### 4.2 分波装置

分波装置の目的は、使用するマイクロ波帯と準ミリ波帯のすべての周波数帯において、円すいホーン中に頂点を中心とする球面波を励振することである。また衛星とう載用としては、小形軽量化が可能な構造であること、および準ミリ波帯の広帯域化が可能な形式で

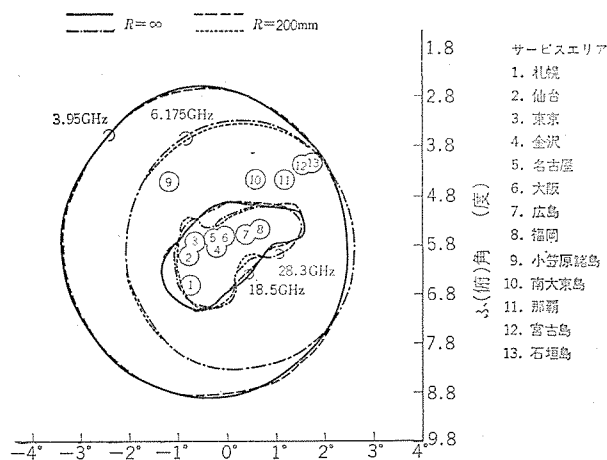


図 5. 利得目標値におけるビーム断面 (計算値)  
Beam cross-section at the objective gain value (calculated).

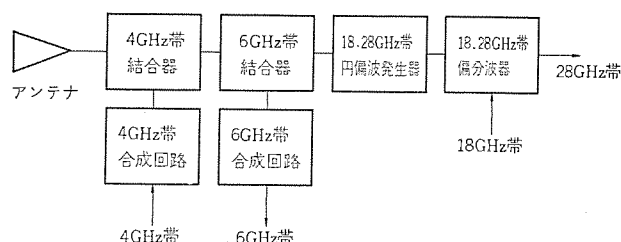


図 6. 分波装置のブロック図  
Block diagram of the branching filter system.

あることも重要な条件である。

これらの条件を考慮して、分波装置は図 6. のブロック図に示すようにアンテナで受信された波を低い周波数帯の波から順に分波していく低順位方式をとっている。

4, 6 GHz 帯の分波器は、装置の小形化と準ミリ波帯における高次モードを広帯域にわたって抑制するために、円すいホーンと同じ 40° の開き角のテーパー導波管をもつ結合器と、マイクロストリップ線路で構成された合成回路から成っている。

4 GHz 帯結合器の構造は、図 7. に示すようにテーパー導波管に 4 個の結合孔が軸対称に設けられており、各結合孔には 6 GHz 帯の波に対する直列共振素子、その後 18, 28 GHz 帯を阻止するワッフルアイアン形ろ波器が設けてある。また 6 GHz 帯の結合器の結合孔には 18 GHz 帯の直列共振素子を設けてある。このような構造にすることによって、他の周波数帯の波の漏えいを防止するとともに、高い周波数帯の高次モード波の発生を広帯域にわたって抑制している。3 個のラットレス回路より成る合成回路、および同軸導波管変換器を介して結合器の 4 個の結合孔を励振することにより、テーパー導波管中に円偏波が発生する。

18, 28 GHz 帯分波器は、これらの周波数帯で共用されるコルゲート形円偏波発生器、および偏分波器より構成されている。コルゲート形円偏波発生器は、図 8. に示すように円形導波管の一部を変形し金属ひれを設けた形になっており、ひれの間隔を十分小さくとして、18 GHz 帯および 28 GHz 帯の特性の調整を容易にしている。

#### 4.3 分波装置の電気性能

多周波数帯共用分波装置についてそう(挿)入損失、VSWR、円偏波率および漏えい減衰量の測定を行なった。

4, 6 GHz 帯分波器のそう入損失は、円形のテーパー導波管を分波器と組合せ、これを測定系の中に入れた場合と入れない場合の出力レベル比較して求めた。18, 28 GHz 帯分波器のそう入損失は、円偏波

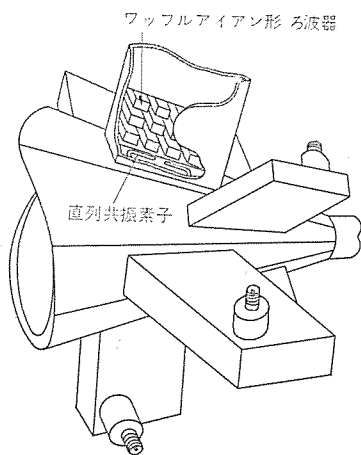


図 7. 4, 6 GHz 帯結合器  
4, 6 GHz bands coupler.

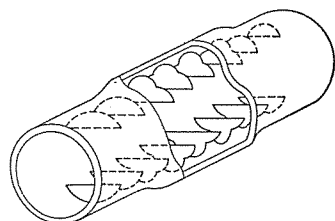


図 8. コルゲート形円偏波発生器  
Corrugated type circular polarizer.

発生器を入射電界の偏波面に対して 45° 回転し、円偏波発生器のアンテナ側を短絡して反対側から見た定在波比を測定することによって求めた。その結果図 9. に示すように、4, 6 GHz 帯で 1.3 dB 以下、18 GHz 帯で 0.18 dB 以下、28 GHz 帯で 0.27 dB 以下であった。

VSWR は分波装置に開口径 25 cm、開き角 40° の円すいホーンをとりつけて測定した。その結果図 10. に示すように 4 GHz 帯 1.17、6 GHz 帯 1.10、18 GHz 帯 1.08 および 28 GHz 帯 1.07 以下であった。

円偏波率は、分波装置に前述の開口径 25 cm の円すいホーンをとりつけて電波を放射し、中心軸が一致するように対向させた受信ホーンを中心軸のまわりに回転させて測定した。図 11. に示すように 4 GHz 帯で 0.92 dB、6 GHz 帯で 0.98 dB、18 GHz 帯で 1.1 dB および 28 GHz 帯で 0.9 dB であった。

漏えい減衰量は送信に用いる 4, 18 GHz 帯端子から給電し、他の端子に現われる電力を測定して求めた。いずれも 40 dB 以下のレベルであった。

これらの測定結果より、分波装置の性能はいずれも目標とした値を満足していることが確認された。

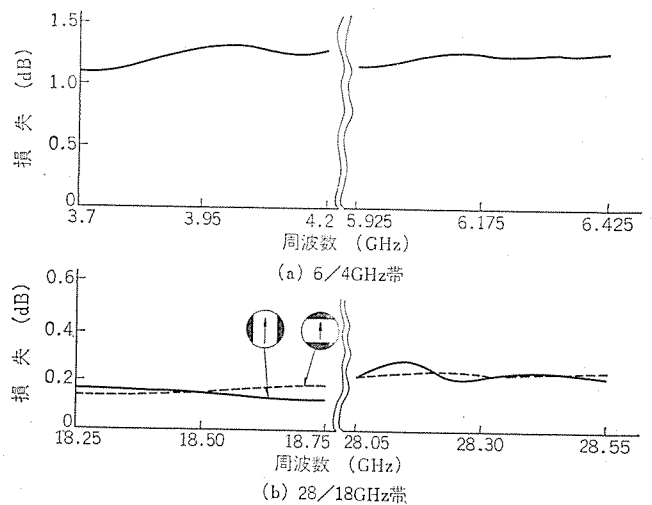


図 9. 分波装置のそう入損失  
Insertion loss of the branching filter system.

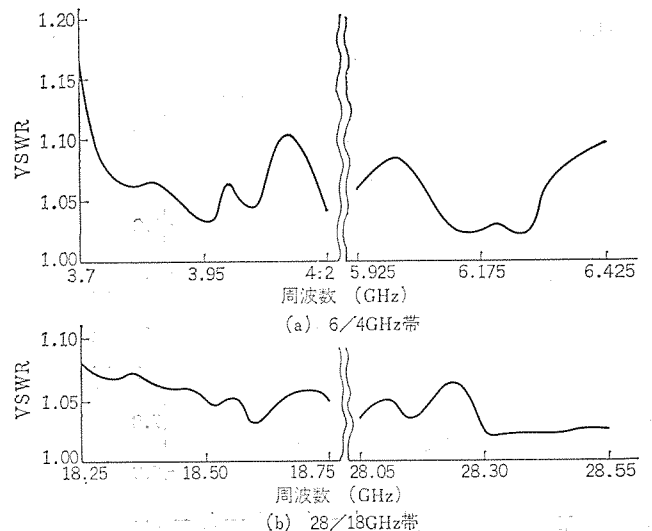


図 10. 分波装置の VSWR  
VSWR of the branching filter system.



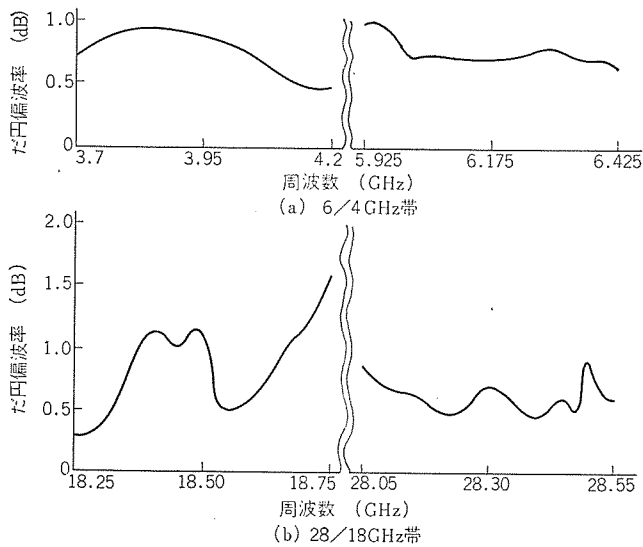


図 11. 分波装置の軸比  
Axial ratio of the branching filter system.

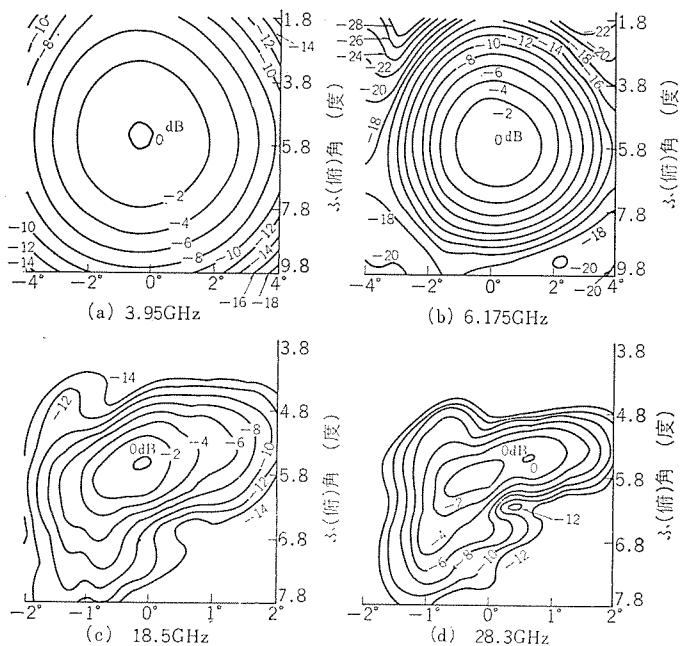


図 12. 放射パターンの測定結果 (高利得アンテナ総合)  
Measured radiation patterns (high gain antenna system).

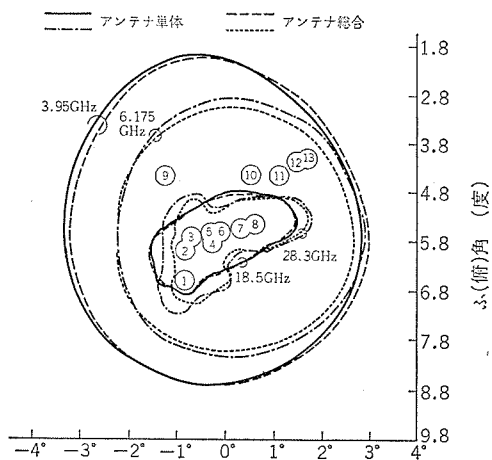


図 13. 利得目標値におけるビーム断面 (測定値)  
Beam cross-section at the objective gain value (measured).

#### 4.4 高利得アンテナの総合特性

分波装置を含む高利得アンテナの総合 VSWR は、ほとんど分波装置だけの VSWR と同じであった。

高利得アンテナの利得、放射パターンの測定は、このアンテナを受信側として行ない、送信アンテナとの距離は 200 m とした。ビームの形を明らかにするため、水平回転角をミリ波帯では  $0.25^\circ$ 、マイクロ波帯では  $0.5^\circ$  おきに変化し、それぞれの位置で仰角回転によって放射パターンを測定した。それらの結果から主偏波の 2 次元放射パターンを描いたものが図 12. である。図には基準とした方向での利得を 0 dB とし、2 dB おきに等受信レベル線を描いてある。

利得は基準とした方向での受信レベルと、利得の明らかな円すいホーンによる受信レベルを比較して求めた。その結果は 3.95 GHz で 30.0 dB、6.175 GHz で 33.6 dB、18.5 GHz で 40.5 dB、28.3 GHz で 41.4 dB であった。これらの測定結果より利得が表 1. に示した目標レベルとなるビーム断面を求め、図 13. に示した。

なお各測定周波数について、十分調整された円偏波発生器を含む専用の給電系を用意し、アンテナ単体の特性を測定した結果も同じ図に示してある。これを図 5. の計算結果と比較すると、両者はよく一致している。そしてアンテナ単体の場合も、分波装置を含む総合の場合も、所定の通信領域における利得はいずれも目標値を上まわっている。

#### 5. 無指向性アンテナ

無指向性アンテナは、テレメータに 4 GHz 帯 (4125~4152 MHz) の水平偏波、コマンドに 6 GHz 帯 (6215~6245 MHz) の垂直偏波を使用する。高利得アンテナによって衛星のスピンのまわりが占められているため、無指向性アンテナは多くの素子アンテナを円状に配列したアレイ構造をとらざるを得ない。また衛星構体が垂直面内の放射パターンに及ぼす影響を少なくするためには、円形アレイの直径はできるだけ大きいことが望ましい。したがって素子数が増大し、それぞれの素子アンテナを単独に給電する方式では給電系が複雑になり、また重量が増すことになる。

そこで電気モデルにおいては、導波管の壁にスロットを切った円形スロットアレイによってラジアル線路を励振する構造を選んだ。また衛星構体の影響をできるだけ少なくするため、図 1. に示すように構体上面から離れた位置にアンテナを設けてある。なお各周波数帯のアレイはそれぞれ 2 分割され、分配回路を通して給電される。スロットの形状を図 14. に示す。

テレメータアンテナおよびコマンドアンテナの、水平面内および垂直面内の放射パターンの測定結果を図 15. に示す。垂直面内では測定環境

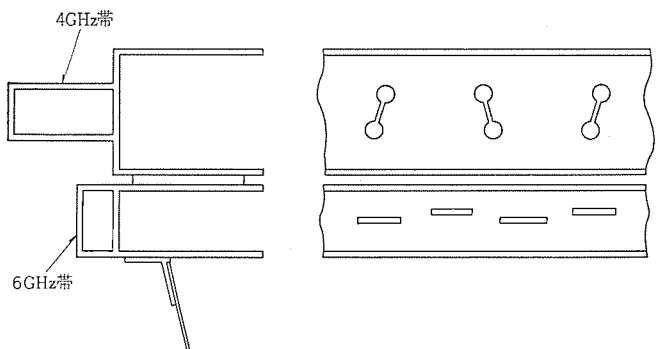


図 14. 無指向性アンテナ  
Omnidirectional antenna.

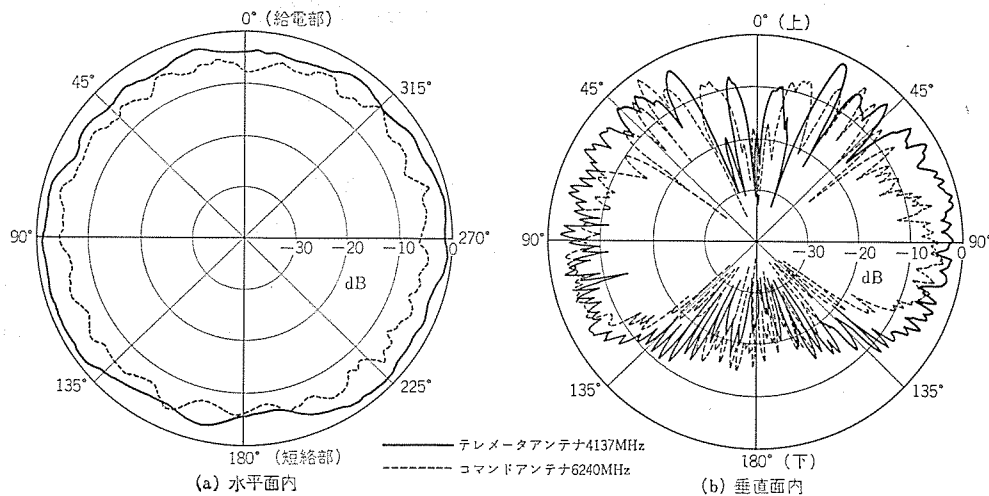


図 15. 放射パターンの測定結果 (無指向性アンテナ)  
Measured radiation patterns (omnidirectional antenna).

の影響による細かいリップルが現われている。テレメータアンテナの場合、垂直面内で目標としたビーム幅は得られており、水平面内のリップルは $\pm 2$  dB 以下で、リップルの平均レベルにおける利得は 0.2 dB である。

コマンドアンテナの場合、垂直面内パターンには衛星構体の影響が若干現われており、今後衛星の総合設計を行なう段階で配慮する必要がある。水平面内のリップルは、この場合も $\pm 2$  dB 以下で、その平均レベルにおける利得は 0.5 dB である。

## 6. む す び

想定される国内衛星通信方式より、衛星とう載用アンテナに要求される条件を明らかにし、それらの要求を満足するアンテナの電気モデルの構成と、その総合電気特性の測定結果を示した。

高利得アンテナは、マイクロ波帯と準ミリ波帯で共用でき、マイクロ波帯では離島を含む日本全土、準ミリ波帯では日本本土を効率よく照射する整形ビームをもつという要求を満足するため、波面光学に基づく方法によって設計された鏡面と、多周波数帯共用分波装置を有する整形ビームホーンリフレクタアンテナ形式をとった。電気性能の測定結果は、設計の目標とした値をすべて満足しており、このアンテナが国内通信衛星用アンテナに適した電気的特性を実現し得ることを明確にした。またこの分波方式においては、広帯域にわたって準ミリ波帯の高次モードの抑制が可能であるので、18, 28 GHz 帯円偏波発生装置および偏分波器の若干の設計変更により、準ミリ波帯での広帯域化が可能である。

無指向性アンテナについても、通信に用いる高利得アンテナとともに衛星とう載できる形式を示し、ほぼ目標とした性能を実現できることが明らかになった。

今後さらにこれらのアンテナの構造の軽量化を図り、衛星とう載を目的とした研究を進めていく必要がある。

終りにこのアンテナの製作に当ってご指導、ごべんたついただいた日本電信電話公社横須賀電気通信研究所の池上複合伝送研究部長、森本調査役、榛葉室長および武蔵野電気通信研究所の森調査役 (現在宇宙開発事業団) に深謝する。また有益なご意見をいただいた

た岡島室長、小山調査員はじめ、衛星通信用空中線系共同研究会 衛星とう (搭) 載用空中線系小委員会の各位に感謝する。

## 参 考 文 献

- (1) 森：電子通信学会通信方式研究会資料，CS 69-47 (昭 44-10)
- (2) 森：昭 42 電子通信学会全国大会，No. 1250
- (3) Ikegami, Morimoto：1972 IEEE INTERCON.
- (4) 進士：電子通信学会通信方式研究会資料，CS 71-132 (昭 46-2)
- (5) 岡島：昭 46 宇宙航行の力学シンポジウム pp. 1-6 (昭 46-11)
- (6) F. E. Donnelly, Jr., R. P. Graunas and J. D. Killian：IEEE Trans., AP-17, 4, pp. 407-415, July (1969)
- (7) W. S. Gregorwich：AIAA 3rd Cornm. Sat. Sys. Conf., Paper No. 70-422 April (1970)
- (8) J. Almond：EASCON '71 Record, pp. 101-107, Oct. 6-8 (1971)
- (9) B. Miller：Aviation Week & Space Technology, Sept. 6 (1971)
- (10) 小山，島田，橋本，立川：電子通信学会論文誌 (B)，55-B, 8, p. 433 (昭 47-8)
- (11) ITU：“Final Acts of the World Administrative Radio Conference for Space Telecommunications”，Geneva (1971)
- (12) 進士，小山：昭 47 電子通信学会全国大会，No. 588
- (13) 武市，片木：電子通信学会アンテナ・伝播研究会資料，A・P 70-74 (昭 46-2)
- (14) 武市，片木：昭 45 電気四学会連合大会，No. 1257
- (15) Takeichi & Katagi：1971 ISAP Japan Digest Ssept. (1971).
- (16) 武市，片木：電子通信学会アンテナ・伝播研究会資料，A・P 69-13 (昭 44-6)
- (17) 木村，信岡，片木，水崎：昭 46 電子通信学会全国大会，No. 485
- (18) 進士，島田，片木，武田，橋本，小野，武市，近藤：電子通信学会論文誌 (B)，57-B, 6 (昭 49-6)

# 全国新幹線網漏えい同軸通信方式用 400 MHz 帯列車アンテナの試作

岸本 利彦\*・武市 吉博\*\*

横山 保憲\*・小野 誠\*\*・沼崎 正\*\*

## Trial Models of a 400 MHz Train Antenna for a Leaky Coaxial Cable Radiotelephone System

Railway Technical Research Institute of JNR Toshihiko Kishimoto

Mitsubishi Electric Corp., Communication Equipment Works Yasunori Yokoyama

Mitsubishi Electric Corp., Kamakura Works Yoshihiro Takeichi・Makoto Ono・Tadashi Numazaki

In the radiotelephone system for new JNR trunk lines, it is planned to use leaky coaxial cables installed along the railway lines as fixed equipment. For the train antenna that will face this cable, a prototype of an 8-element slot-array antenna for flush installation in the side of the train has been produced. Taking into consideration the radiation characteristics of the leaky coaxial cable, the radiation characteristics of the antenna in the horizontal plane have been designed for a shaped beam having a maximum value in two directions. Two types of antenna have been made with different beam widths in the vertical plane. These antennas have an input VSWR of less than 2:1 on a 50 ohm coaxial feeder. Actual tests of the antenna confirm that stable coupling with the leaky coaxial cable is achieved.

### 1. ま え が き

現在、国鉄東海道新幹線、山陽新幹線では業務通信および公衆通信に用いられる 400 MHz 帯無線電話装置が設けられている。この無線電話システムでは、沿線にある間隔で配置された基地局を固定設備とする空間波方式が用いられている。この方式では到来波の多重反射による干渉、沿線の地形、建築物の影響による電界の変動、トンネル内の減衰などの問題があり、前の 2 点についてはアンテナの放射特性に厳しい条件を与えた設計によりその影響を軽減し<sup>(1)</sup>、トンネル内については漏えい(洩)同軸線路を設置して回線の切断を防いでいる。

全国新幹線網列車無線では、現行 8 チャンネルの列車電話に対しチャンネル数の増加およびデータ伝送の導入が計画されており、これを実現するための対列車通信方式として、空間波方式と漏えい同軸通信方式について上述の問題点を比較検討した結果、漏えい同軸通信方式が最適であると判断された。

この方式は、駅に基地局を配置し、この基地局より沿線に漏えい同軸線路を展張し、線路損を補償するための中継機を約 1.5 km 間隔に配置し、漏えい同軸線路からの漏えい電波により対列車通信を行なうものである。沿線に全線にわたって漏えい同軸線路が敷設されているため、この方式では空間波方式で問題となる周囲の地形の影響を受けない安定な通信回線の実現が容易であるほか、漏えい同軸線路を情報伝送路として多目的に利用できるなどの利点を有する。

漏えい同軸線路に対向する列車アンテナとしては、これまで漏えい同軸線路の敷設位置が種々検討されており、その条件に合わせて試作が重ねられてきた<sup>(2)(3)(4)(5)</sup>。ここでは、ほぼ固まりつつある敷設の条件に合わせて設計されたアンテナについて、アンテナ方式の検討結果とそれに基づいて試作したアンテナの特性、および国鉄が行なった試作アンテナと漏えい同軸線路との結合試験の結果を報告するものである。

### 2. アンテナ方式の検討

#### 2.1 固定設備

固定設備として用いられる漏えい同軸線路は図 1. に示すように同軸線路の外導体に一定間隔でスロットを切り、このスロットからの漏えい電磁界を通信に用いるものである<sup>(6)(7)(8)(9)</sup>。同軸線路上の各スロットからの漏えい波は合成されて同軸線路の軸を軸とする円錐波を構成し、その放射角度は周波数によって変化する。現在予定されている漏えい同軸線路は使用する周波数が 412~414.5 MHz (列車送信)、および 451.5~452.4 MHz (列車受信) である。漏えい波の放射方向は漏えい同軸線路の軸と直交する方向からそれぞれ 14°, および 7° の方向で、給電する電源側に傾いた円錐波を放射するバックファイア形である。偏波は上述の円錐の軸と直交する偏波となっている。

漏えい同軸線路はスロットからの漏えい量の異なる 4 種の線路があり、これらの中継機から離れるにしたがって漏えい量の大きくなるように接続して、線路内での電磁界の減衰を補償して外部へ漏え

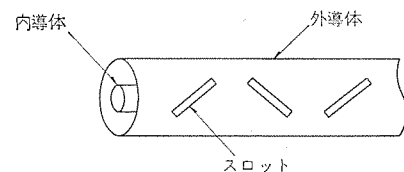


図 1. 漏えい同軸線路  
Leaky coaxial cable.

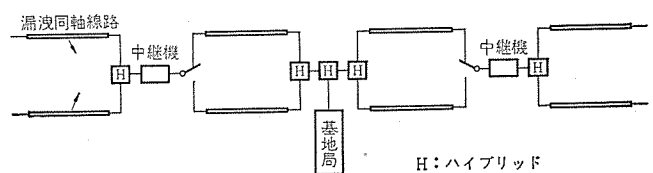


図 2. 漏えい同軸線路の構成  
Communication system by means of leaky coaxial cables.

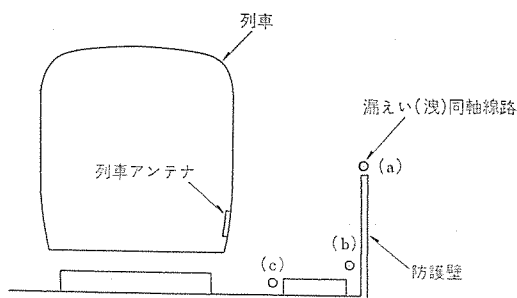


図 3. 漏えい同軸線路敷設位置  
Variety of the leaky coaxial cable layout.

いする電磁界の強さをほぼ一定となるように構成している。このような構成の漏えい同軸線路が基地局の両側に設けられる。また上り線、下り線に対向してそれぞれ1条の線路が設けられ、線路構成の概略は図2. に示すようになる予定である。上下線に各1条敷設された漏えい同軸線路は相互予備の機能を有しており、システム信頼度を高めている。

漏えい同軸線路の実際の敷設位置は沿線の条件によって変化し、図3. に示すような場合が考えられる。

## 2. 2 要求条件とそれを満たすアンテナ方式

漏えい同軸線路に対向する列車アンテナに要求される条件としてはアンテナの放射特性を規定する電気的条件と、アンテナを列車に取り付けることから決まる機械的条件とがあげられる。

電気的な条件としては漏えい同軸線路との結合量が大きく、かつ安定していることが必要である。この条件は、対向する漏えい同軸線路からの漏えい波の方向が一樣で、かつ振幅の変動が小さく位相の変化が一樣であれば、アンテナ利得を高くし、放射パターンのビームの方向を漏えい波の方向に一致させることによって満たされる。実際同軸線路では、敷設の条件から同軸線路の曲がり、同軸線路と同軸線路の接続点、同軸線路と中継機の接続点、電架柱によるしゃへいなど漏えい波に変動を起こす種々の要因があり、さらに基地局の前後における漏えい波の方向の変化、軌道と同軸線路のなす角度の変化などもあり、アンテナと漏えい同軸線路の結合度を変化させる要因となる。これらの点を考慮すると、アンテナの水平面内放射特性は漏えい波の方向が多少変化しても結合度が変化しないようにビーム幅はある程度広いことが必要である。局所的な漏えい波の変動に基づく結合量の変化を小さくするためには、アンテナ長を列車の進行方向に長くし、漏えい波の変動している領域の長さをアンテナ長に比べ相対的に短くすることが必要である。垂直面内の放射特性はアンテナと漏えい同軸線路との相対配置を考慮して決められなければならない。アンテナの取付位置を列車の側面とすれば、列車がカーブを進行する場合の傾きも考慮すると広いビーム半値幅が必要である。

以上の諸点を考慮してアンテナ方式は次のように決めることができる。まず水平面内放射特性に対する要求条件を考えると、列車のヨーイング、同軸線路と軌道のなす角度を $\pm 5^\circ$ 程度としてアンテナの水平面内ビーム半値幅を $10^\circ$ とする。また進行方向に長いアンテナでこのような特性を容易に実現するためにアンテナをアレイで構成するのが適している。アレイの全長は以上の条件から400 MHzで約2 mとなる。基地局の前後での漏えい波の方向の変化を考えると、以上のアレイで2方向に最大値を有する双ビームの放射特性を得る。すなわち基地局の前後でのそれぞれの漏えい波の方向に最大放射方向を有するアレイの励振振幅分布を重ね合わせることで、両方向に最大値をもつ双ビームを形成する。この場合両方のビームの重なる領

域(正面方向付近)では両ビームの電界の合成によりビームの形状がひずむため、2組の電流分布の相対位相を調整して最適のビーム形状を得る。このようにして得たアレイの励振分布は一般には等振幅とならないため、給電回路としては任意の励振分布を実現できるコーポレート給電方式が適している。垂直面内での広いビーム幅を得るため、アレイの垂直方向の寸法は小さくすることが必要である。

機械的には車両への取付条件を満たすような強度、寸法、重量などであることが必要であり、さらに雨雪、列車とう(搭)載機器からの熱などの悪条件においても、アンテナの放射特性を劣化させない構造を有することが要求される。これらの諸条件を容易に満たすためにはアンテナを車体に埋込み形とすることが望ましい。漏えい同軸線路との相対的位置を考えると列車側面下部がアンテナの位置として最適と考えられる。アンテナをこの位置に埋込み形とするためには、車体構造の制限から、アンテナは一辺500 mmの正方形に分割し得るものであることが必要で、厚さは約70 mm以下となることが必要である。

## 3. 試作アンテナの構造

以上の検討結果に基づいて以下に述べるように2種類のアレイアンテナを試作した。アンテナの全長は2 mとし、埋込み形とするために全体を $500 \times 500$  mmのユニット4個に分割される構成をとっている。アレイを構成する放射素子は、アンテナに許される厚さの条件を満たし得る素子について比較した結果、垂直面内放射特性が広くしかも一様な放射を行なえる点で空洞付きスロットアンテナを用いた。列車進行方向に配列する素子数は、水平面内放射特性の計算結果を検討した結果、良好な双ビーム特性を得るために8素子とした。したがって1ユニットに収められる素子数は2素子となる。

第1のアンテナは1ユニットに収められる2個のスロットアンテナを直線上に配列し全体として直線配列アレイを構成している。

第2のアンテナは1ユニットに収められる2個のスロットアンテナをユニットの対角線上に配列し全体としてジグザグ配列とし、垂直面内のビーム幅を狭くすることにより利得を高める構成をとったものである。

### 3. 1 直線アレイ

図4. に直線スロットアレイの外観を示す。アンテナは列車側面下部に埋込むことを想定して平面地板に埋込む構成としてある。

ユニットの構造は図5. に示すようになっている。各ユニットは、一辺200 mmの正方形の空どう(洞)を負荷された2個のスロットと、それらを給電する電力分配器とを備え、ユニットの外部へは1個のN形接せん(栓)座で接続される。スロットの形状は、構造的な制約から

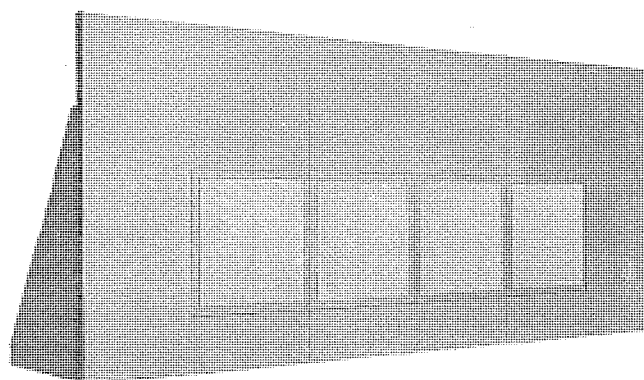


図 4. アンテナ 外観図  
Exterior view of the antenna.

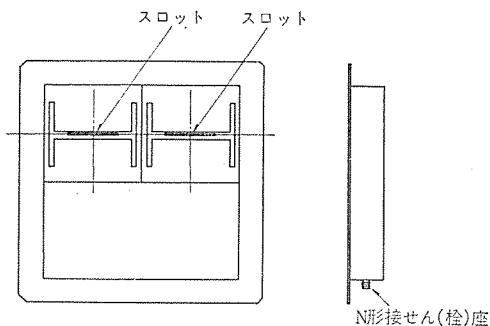


図 5. 直線アレイ用ユニットの構造  
Structure of the unit for the linear array.

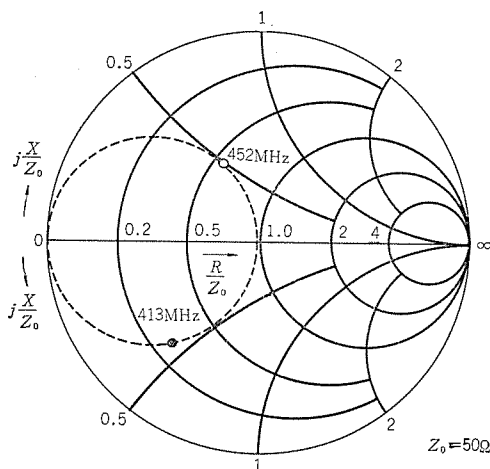


図 6. スロットインピーダンス  
Impedance of the slot.

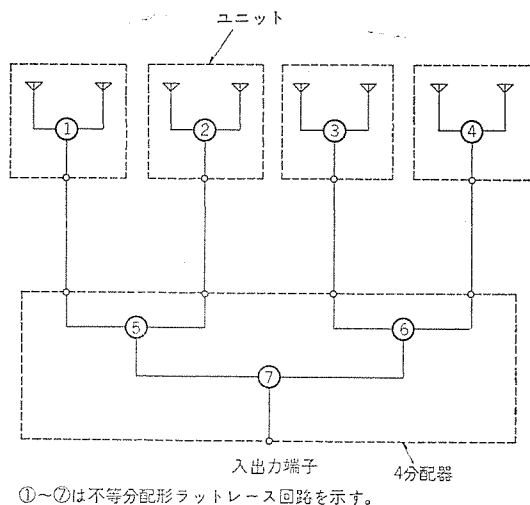


図 7. アンテナ給電回路の構成  
Feeding network of the antenna.

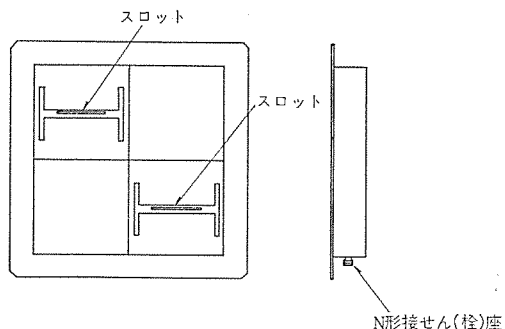


図 8. ジグザグアレイ用ユニットの構造  
Structure of the unit for the zigzag array.

決まる短い長さでもインピーダンス整合の容易なインピーダンスを得るために、413 MHz および 452 MHz の中央値 432 MHz で共振する頂部装荷折返し形スロットとしてあり、図 5. に示すようになっている。このスロットを中央から給電した場合の給電点インピーダンスは図 6. に示すようになり、給電点に並列に接続されたリアクタンスにより給電線の特性インピーダンスに整合させることが可能である。

整合回路として用いる並列リアクタンス回路はマイクロストリップ線路により構成し、ストリップ線路の特性インピーダンス、短絡点の位置を調整して所要の周波数特性を有するリアクタンス回路を構成する。放射素子および整合回路は1枚のガラス繊維強化テフロン基板の両面に張られた銅はく(箔)にフォトリソにより構成されている。また、2素子を給電する電力分配器は、ガラス繊維強化テフロン基板上にマイクロストリップ線路によるラットレス回路により不等電力分配器を構成して所要の励振分布を得ている。

以上のように構成された4個のユニットは上述の電力分配器と同様な構成による不等電力分配4分配器により給電され、全体として所要の励振分布を実現している。アンテナ給電回路の構成を図 7. に示す。

### 3.2 ジグザグアレイ

ジグザグアレイの外観は図 4. に示す直線アレイと全く同様である。ユニットの構造は図 8. に示すようになっている。放射素子の構造は直線配列の場合とほとんど等しい。空どうが小さいことによるインピーダンスの周波数特性に与える影響を小さくするため、このユニットでは2個のスロットで空どうを共用し、一辺 400 mm の空どうを負荷したスロットとなっている。インピーダンス整合回路と同じ基板上に構成されたスロットは、アルミ板にあげられた窓に取り付けられ、2素子を給電する電力分配器もこのアルミ板に取り付けられて空どう内に収められている。4個のユニットは不等電力分配4分配器により給電される。

## 4. 試作アンテナの特性

試作アンテナを 1.2 m × 2.8 m の平面地板に取り付けて特性を測定した。測定は水平面内放射特性、垂直面内放射特性、入力インピーダンスおよび利得について行なった。なお、各素子の入力インピーダンスは上述の地板に取り付けた状態で全素子を励振した状態で調整し、励振振幅の非常に小さい素子を除いて 50 Ω 給電線に対する入力電圧定在波比が 2 以下となるようにしてある。

### 4.1 直線アレイ

図 9. は水平面内放射特性の測定結果を示す。図中破線は理想的な励振分布を与えた場合の放射特性の計算結果を示すもので、計算値と測定値はよく一致しており、良好な双ビーμ形状を有している。

図 10. は垂直面内放射特性の測定値を示す。垂直面内では 413 MHz と 452 MHz でそれぞれ 120°, 150° の広いビーμ幅を有している。

総合の入出力端からみた入力インピーダンスは所要の帯域で 50 Ω 同軸給電線に対する入力電圧定在波比 2 以下を得ている。利得(ダイポール比較)は 413 MHz で 4.8 dB, 452 MHz で 5.5 dB である。

### 4.2 ジグザグアレイ

図 11. は水平面内放射特性を示す。図中破線は所要の励振分布で給電された場合の放射特性の計算値を示すものである。水平面内放射特性は直線アレイの場合とほぼ等しい。

図 12. は垂直面内放射特性の測定値を示すもので直線配列に比



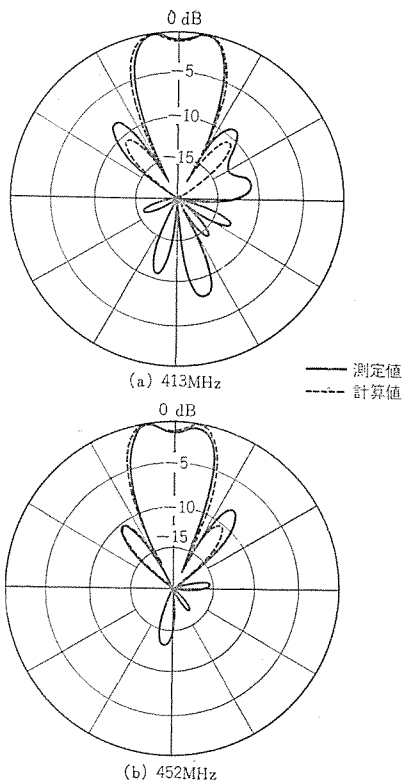


図9. 直線アレイ 水平面内放射特性  
Radiation patterns of the linear array in the horizontal plane.

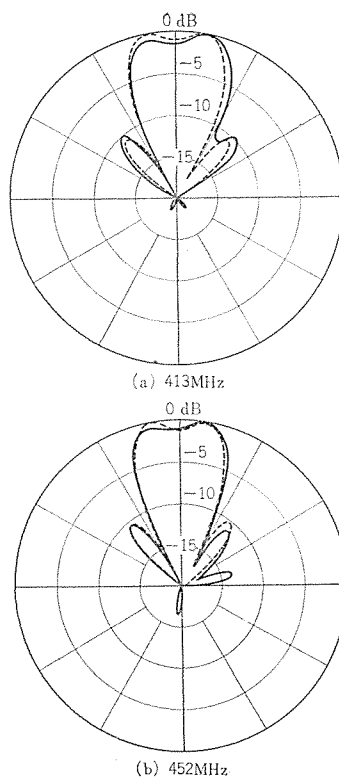


図11. ギグザグアレイ 水平面内放射特性  
Radiation patterns of the zigzag array in the horizontal plane.

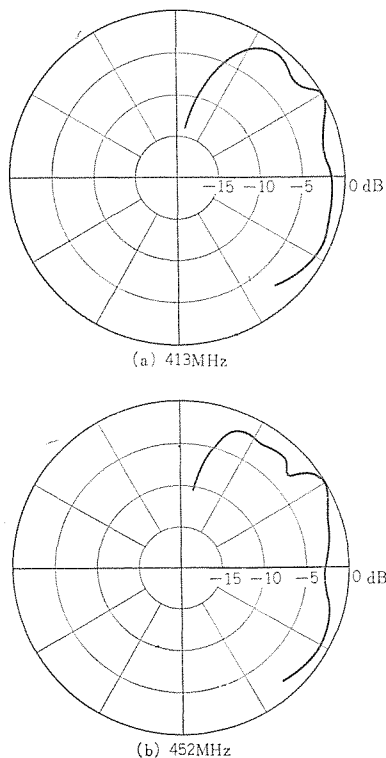


図10. 直線アレイ 垂直面内放射特性  
Radiation patterns of the linear array in the vertical plane.

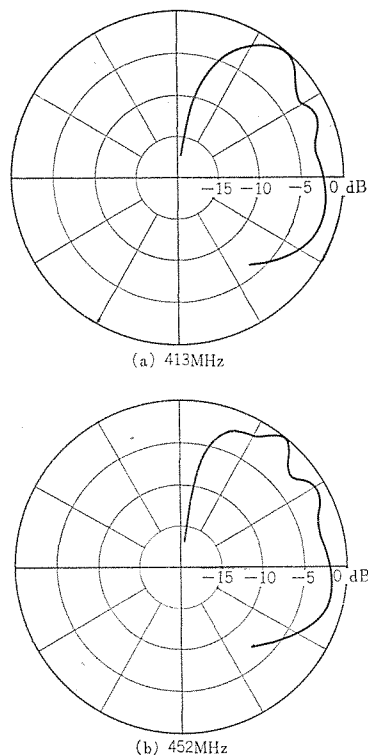


図12. ギグザグアレイ 垂直面内放射特性  
Radiation patterns of the zigzag array in the vertical plane.

べて狭くなっており、413 MHz と 452 MHz でそれぞれ 92° および 97° のビーム半値幅を有する。

総合の入出力端からみた入力インピーダンスは、所要の帯域で 50  $\Omega$  同軸給電線に対する入力電圧定在波比 2 以下を得ている。利得（ダイポール比較）は 413 MHz で 6.8 dB、452 MHz で 7.1 dB である。

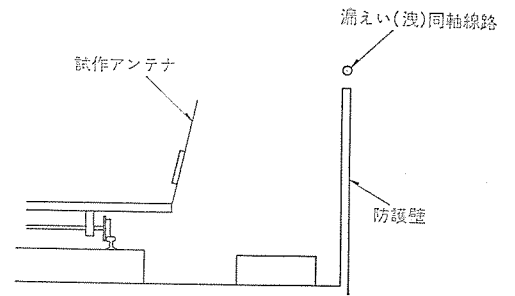


図13. 試作アンテナ取付位置  
Position of the antenna on a mock-up of the train.

## 5. 試作アンテナと漏えい同軸線路との結合量

試作したアンテナを用いて漏えい同軸線路との結合量の測定を行なった。測定の目的は、アンテナの特性を実際の使用状態において確認すること、漏えい同軸線路の架設状況の変化に伴う電磁界の乱れ（たとえば電架柱付近での同軸線路の曲がり、および電架柱によるしゃへい）、中継機付近の電磁界の乱れ、基地局前後における漏えい電磁界の変化などに対する結合量の変化、およびアンテナの垂直面内放射特性の違いによる結合量の相違などを測定することである。上述の線路の変化の状況を模擬する区間を軌道に沿って構成した。

測定は 48 年 11 月、新潟県九日町にある日本鉄道建設公団 上越新幹線九日町高架橋豪雪対策試験場において行なった。試作アンテナは、実際の車両への取付状態を想定して軌道の上に置かれたトロッキに取り付け、トロッキを軌道上で移動し軌道側面に敷設された漏えい同軸線路との結合量を自動記録した。アンテナの位置を図 13. に示す。

測定の結果、垂直面内のビーム形状の違いによる結合量の相違は結合レベルにいくらか差があることと、電架柱付近におけるレベル落ち込み量が垂直面内ビーム幅の狭いアンテナのほうが若干少ないことの 2 点で、その他の結合量変化の様子はほとんど違いがなかった。これは同軸線路とアンテナの相対配置が、いずれもアンテナの垂直面内ビームのレベルの大きい領域に相当しているためと考えられる。

図 14. は電架柱付近での同軸線路の曲がり、電架柱で同軸線路がしゃへいされている区間を除いてほぼ均一に同軸線路が敷設されている場合の結合量の測定結果を示すものである。測定結果から電架柱付近では 10 dB 程度の電界の落ち込みが観測され、また外観上各電架柱の近くでの漏えい同軸線路と、電架柱の相対配置には差が認められないにもかかわらず、レベルの低下が電架柱ごとに異なっている。これは同軸線路上のスロットと、電架柱の相対配置の相違によるものと推定される。

図 15. は列車に対する同軸線路の距離、角度が変化した場合の結合量の変化の測定結果を示すものである。予定されている同軸線路の敷設方法に比べ、かなり極端な変化をさせているため、結合量の変化は図 14. に比べて大きくなっているが、軌道と同軸線路のなす角度がほぼ 5° 以下であれば結合量の低下は 10 dB 以内となり、

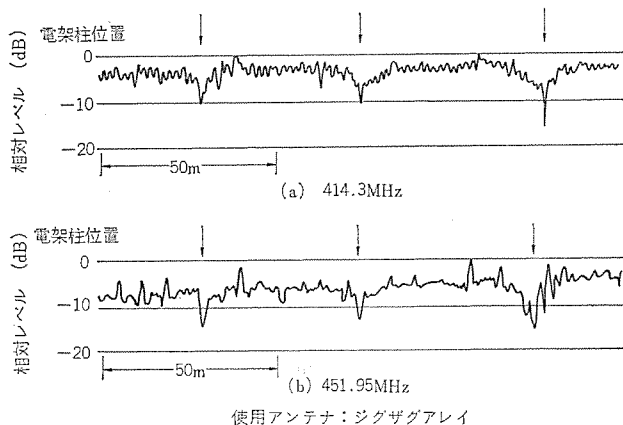


図 14. 均一敷設の場合の結合量変化  
Variation of coupling loss due to the displacement of the train throughout the standard-construction region.

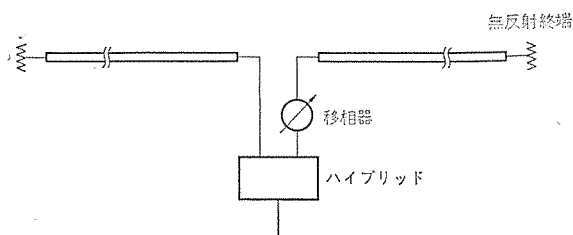


図 16. 2本の漏えい同軸線路の励振法  
Phase adjustment for stable coupling at the joint of two leaky coaxial cables lying in opposite directions.

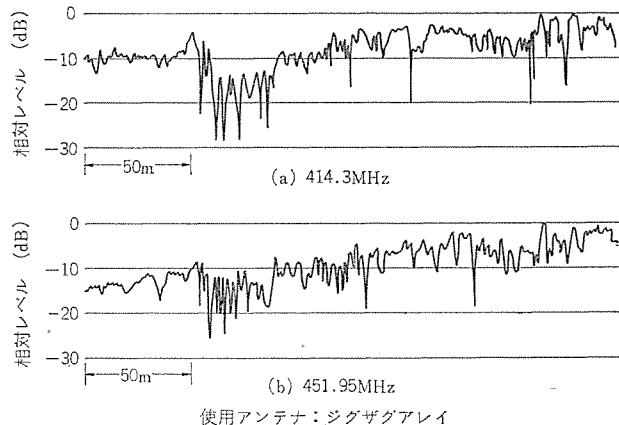


図 15. 不均一敷設の場合の結合量変化  
Variation of coupling loss due to the displacement of the train throughout the complicated-bends region.

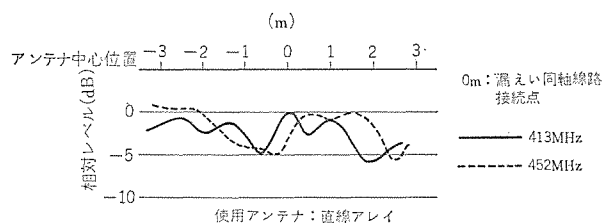


図 17. 漏えい同軸線路接続点におけるレベル変動  
Variation of coupling loss at the joint of two leaky coaxial cables in the case of optimum phase adjustment.

アンテナのビーム半値幅 $\pm 5^\circ$ という設計値から予想される結果である。

基地局の前後での結合量の変化を調べるために2本の漏えい同軸線路を図16.に示すように励振し、片方の同軸線路の励振位相を変化させて測定した。位相の調整を行なうことにより図17.に示すように2周波数でレベル落込みの少ない結合特性が得られ、双ビーム形の放射特性を有するアンテナを用いることの有効性が確認された。

これらの測定結果から、漏えい同軸線路を用いる方式は、空間波方式に比べ十分レベル変動の小さい回線を構成できることが明らかとなり、将来データ伝送などの高度のシステムが構成される場合でも十分使用できることが確認された。

## 6. む す び

漏えい同軸線路を固定設備とする列車無線方式に用いる列車アンテナを試作し、実際に漏えい同軸線路との結合試験を行なった結果、良好な性能が得られることを確認した。

今後、アンテナと同軸線路の結合特性はさらに種々の条件のもとで確認実験が行なわれ、また一方では量産化に適したアンテナ構造への改良を行なうことにより実用化される予定である。

終わりに、絶えずご指導ご鞭撻を賜わる日本国有鉄道、ならびに日本鉄道建設公団の関係各位に深く謝意を表する。

## 参 考 文 献

- (1) 喜連川, 武市, 水沢, 阿部, 大林: 三菱電機技報, 38, No. 3, 488. (昭39)
- (2) 山本, 馬場, 中島, 丸浜, 武市, 真野: 電学連大 1428, (昭44)
- (3) 岸本, 武市, 小野, 真野: 信学全大 361, (昭44)
- (4) 丸浜, 立川, 武市, 橋本, 真野: 信学会アンテナ: 伝播研究会資料, A・P 69-55 (1970-02)
- (5) 中原, 倉内, 吉田, 宮本: 信学会アンテナ・伝播研究会資料, A・P 70-9 (1970-05)
- (6) 中原, 倉内, 長尾, 吉田, 宮本: 信学会マイクロ波研究会資料, MW 69-33 (1969-09)
- (7) 岸本: JREA, 13, No. 2, 6664 (1970)
- (8) 吉田: 信学誌, 55, No. 5, 655 (昭47)
- (9) 中原: テレビジョン学誌, 27, No. 3, 150 (昭48)

## SHF 放送受信装置用オフセット パラボラ アンテナ

齊藤 泰治\*・今野 健一\*

水沢 丕雄\*・青木克比古\*\*・牛込 博\*\*

## An Offset-Fed Paraboloidal-Reflector Antenna for SHF-TV Receivers

NHK Taiji Saito・Kenichi Konno

Mitsubishi Electric Corp. Kamakura Works Motoo Mizusawa・Katsuhiko Aoki

Mitsubishi Electric Corp. Communication Equipment Works Hiroshi Ushigome

A receiving antenna for broadcasting in the 12GHz band has been produced. A printed-circuit slot array was used with the idea of making into a single unit the filter and mixer circuits connected to the primary radiator of the antenna. An offset-fed parabola is employed to prevent blockage by the primary reflector and its circuits. The antenna has an aperture diameter of 0.6 meter, with a gain of 34dB at 12,136GHz and a beam width of 3°. A VSWR of better than 1.4:1 has been realized.

## 1. ま え が き

現在、放送には中波から UHF までの周波数が用いられている。しかし、将来の情報化社会において予想される放送に対する需要の増大を考えると、新しい周波数帯での放送が必要となってくる。

このため、放送用として国際間で取り決められている SHF 帯の 11.7~12.7GHz における放送が各国において注目され、研究が進められている<sup>(1)</sup>。NHK においても、将来の実用化に備え、昭和 46 年 3 月 22 日 総合技術研究所内に SHF 実験局を開設し<sup>(2)</sup>、その後、送信電力の増力、送信アンテナの無指向性化などを進め<sup>(3)</sup>、SHF 帯の電波伝搬特性、送受信技術などに関する研究を進めている。この実験局に対する受信装置としては、これまで通常のパラボラアンテナを用いたものを用いてきたが、このたび、さらに将来の量産性を考慮に入れ、平面回路を基本とした受信装置を製作した。この受信装置におけるアンテナでは、将来、接続されるフィルタ回路やミキサ回路との一体化をねらい、一次放射器へのプリント化アンテナの採用と一次放射器と受信機によるブロッキング効果を避け、高性能をねらったオフセットパラボラ方式の採用を実施している。ここではこの受信装置用アンテナの設計と性能について述べる。

## 2. 基本的考察

## 2.1 オフセットパラボラアンテナ

オフセットパラボラアンテナは図 1. に示すように、放物面反射鏡の焦点に一次放射器を設け、その一次放射器の放射電界の最大方向をパラボラの軸に対してある角度をもつように傾けたものである。このアンテナは以下のような特長をもっている。

## (1) ブロッキングがないこと

将来の量産性や一次放射器の給電損失を考慮した場合、機器と一次放射器とを同一モジュールにすることが望ましい。しかし、従来のフロントフィードパラボラアンテナ方式では、アンテナ開口がそれほど大きくない場合、一次放射器、機器、支柱によるブロッキングを無視することができない。オフセットパラボラにした場合、このブロッキングをなくことができると同時に機器の大きさ、形状などの設計の自由度が大

きくなる。

## (2) 良好な VSWR 特性

従来のフロントフィード形に比べ、反射鏡による一次放射器へのリアクションが小さい。したがって、それによる VSWR 特性をよくすることができる。

## (3) 設置

このアンテナは下方に重心があり、かつ風圧トルクも小さく、ビル屋上などへの設置にも適している。

## (4) 一次放射器の設定誤差と方向調整

フロントフィード形に比べ、比較的浅い鏡面であり、反射鏡への吹付角を小さくできるので、一次放射器の設定誤差が大きくても性能に及ぼす影響は小さい。逆にこのことを利用すれば、狭い角度範囲ならば反射鏡だけの回転または一次放射器の変位でビームの方向調整を行ないうる。

従来のフロントフィードパラボラアンテナは反射鏡が回転対称であるがオフセットパラボラでは非回転対称である。このため鏡面を製作する場合、スピニングなどのような回転対称を生かした製法をとることはできない。しかし、将来の量産時において、プレス加工、プラスチック成形

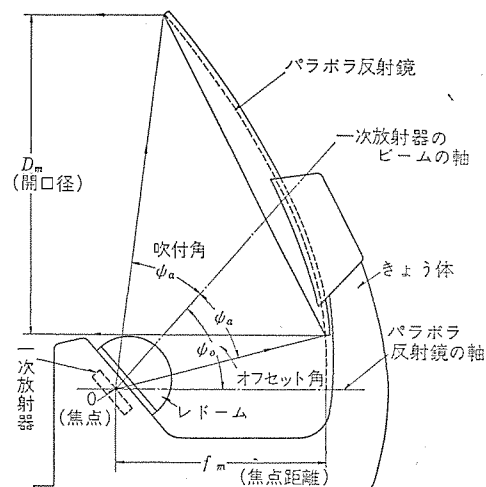


図 1. オフセットパラボラアンテナ  
Offset-fed paraboloidal reflector antenna.

\* NHK 総合技術研究所 + 鎌倉製作所(工博)

\*\* 通信機製作所 \*\* 鎌倉製作所

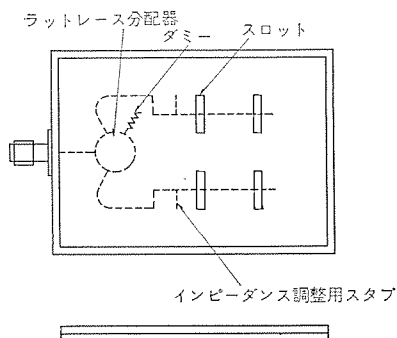


図 2. スロットアレイ形一次放射器  
Primary radiator of a slot array type.

などがとれるとすれば、鏡面の非対称はそれほど大きな問題にはならないと考えられる。

## 2. 2. プリント化一次放射器

一次放射器としては、通常、角すい(錐)ホーンや円すいホーンが用いられるが、将来の量産を考えた場合、フィルタやミキサ回路など同一のプリント基板を用い、一面のプリントパターンで製作することが考えられる。したがってこのアンテナでは一次放射器の放射素子、給電回路をプリント化した。

プリント化する放射素子としては、ダイポール、スロットなどがあるが<sup>(4)(5)</sup>、ここではトリプレート線路を用いることを考え図 2. に示すようなスロットアレイ形一次放射器を採用した。

この一次放射器には以下のような考慮が払われている。

### (1) 一次放射器のビーム幅

アレイ間隔を適当に選定することによって、反射鏡に対し最適のビーム幅が得られるようにしてある。

### (2) Parallel-Series 形 給電回路

回路の簡易化、給電のバランスを考慮して、Parallel-Series 形をとっている。

### (3) 分配器

分配器にはラットレース回路を用い、放射素子や給電回路の不均衡成分をハイブリッドのダミー側に吸収する。したがって、量産時の製品のばらつきによる VSWR のばらつきを小さくすることができ、つねに良好な VSWR を得ることができる。

## 3. アンテナの概要と主要性能

上述の考察に基づいて SHF 放送受信装置用アンテナを設計し、製作した。図 3. にアンテナ外観を示す。このアンテナは開口径 600 mm のオフセットパラボラ反射鏡と、トリプレート線路からなるキャビティつきスロットアンテナの一次放射器から構成され、一次放射器は積層した FRP の半球レドームでおおわれ、水密構造になっている。この一次放射器の寸法は 100×125×20 mm と小形化されている。

このアンテナの主要性能・諸元を表 1. にまとめた。

## 4. 設 計

### 4. 1 一次放射器の設計

プリント化した一次放射器として、図 2. および図 4. の三つの方式、すなわち

- (1) スロットアレイ
- (2) ダイポールアレイ
- (3) 八木アレイ

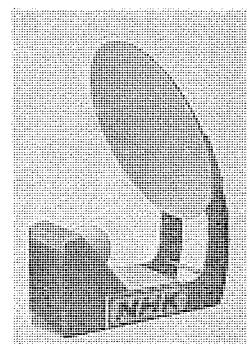


図 3. SHF 放送受信装置用 オフセットパラボラアンテナ  
Offset-fed paraboloidal reflector antenna for SHF-TV receivers.

表 1. アンテナの主要性能・諸元  
Major performance of antenna.

1. 一般 ・アンテナ形式 ・一次放射器 ・アンテナ開口径(mm) ・吹付角(半値)(度) ・レドーム(mm)	オフセットパラボラアンテナ キャビティバック・スロットアレイ形 600φ 34° 直径150φの半球形(FRP製)
2. 機械諸元 ・鏡面精度 ・角度調整範囲(度) ・構造 ・重量(kg)	実測値 0.21 mm rms Az ± 3°, El ± 1° 一次放射器は水密構造で分解輸送が可能 約 20
3. 電気性能 ・周波数帯域(GHz) ・偏波 ・利得(dB) ・VSWR ・第1サイドローブ(dB)	SHF 帯 (12.086~12.186) 水平偏波 34.0 (12.136 GHz で) 1.4 以下 16 以下

について種々の検討を行なった。

### (1) スロットアレイ

- ・不平衡、平衡の変換をせずに給電が可能であり、しかも、トリプレート構造であるので原理的に不要放射の抑制が容易である。
- ・スロットからの放射効率を高めるため、スロットに特殊な工夫を施す必要があり、量産に対してあまり得策でない。

### (2) ダイポールアレイ

- ・不平衡形線路から、平衡形線路への変換が必要であり、SHF 帯ではダイポール素子を給電する給電回路からの不要放射の抑制に難点がある。

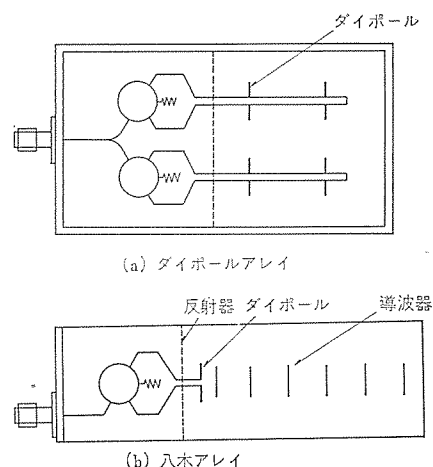


図 4. 各種のプリント化した一次放射器  
Various types of printed primary radiators.

### (3) 八木アレイ

・原理的にアレイ素子間の相互結合を利用してビーム成形を行なうため、工作精度のばらつきによって特性が左右されやすい。

以上の方式比較から、一次放射器としての性能、経済性を考慮して、図 2. のスロットアレイ方式を採用した。

波長に比べて十分大きな地板の上に、4 (2×2)素子のスロットアンテナ (各スロットは半波長ダイポールと等価とみなす) を図 5. のように配列した場合の放射特性  $P(\theta)$  は、E面、すなわち  $\varphi=0^\circ$ 、および H面、すなわち  $\varphi=90^\circ$  において、それぞれ

$$P(\theta) = 20 \log \frac{\sin(kd_2 \sin \theta + \varphi_2)}{2 \sin \left\{ \frac{1}{2} (kd_2 \sin \theta + \varphi_2) \right\}} \quad \dots\dots\dots (1)$$

$\varphi=0^\circ$

$$P(\theta) = 20 \log \frac{\cos(\pi \sin \theta / 2) \sin(kd_1 \sin \theta + \varphi_1)}{\cos \theta \cdot 2 \sin \left\{ \frac{1}{2} (kd_1 \sin \theta + \varphi_1) \right\}} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$\varphi=90^\circ$

で与えられる。

ここで  $d_1, \varphi_1$  : H面内で配列されている 2 素子の間隔およびその素子間の位相差

$d_2, \varphi_2$  : E面内で配列されている 2 素子の間隔およびその素子間の位相差

$k$  :  $2\pi/\lambda$  ( $\lambda$  : 自由空間波長)

$\theta$  : 図 5. に示す座標系で  $z$  軸からなす角度

である。

また、E面内で配列されている素子の給電は Series 給電であって、この素子を同相給電しようとする、素子間の位相差  $\varphi_2$  は  $2\pi$  の整数倍、すなわち、給電線路の伝ば波長の整数倍でなければならない。よって、反射鏡への吹付角、反射鏡周辺レベル、Series 給電線路の長さを考慮することにより、4 (2×2) 素子アレイの間隔を決めることができる。ここでは、給電線路としてガラス繊維強化テフロン ( $\epsilon_r \approx 2.7$ ) のプリント基板を用いており、反射鏡への吹付角を  $34^\circ$ 、周辺レベルをアンテナの利得を考慮して  $-10\text{dB}$  程度とし、素子間隔  $d_1, d_2$  は

$$d_1 \approx 0.71\lambda \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$d_2 \approx 0.63\lambda \quad \dots\dots\dots (4)$$

とした。

Parallel 給電を行なうための電力分配器には、ラットレス形分配器を用いた。

また、給電線路とスロットとの結合をよくするために、スロット周辺

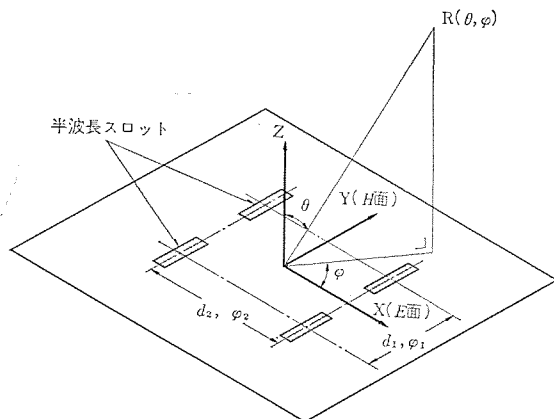


図 5. 4 (2×2) 素子スロットアレイの座標系  
Geometry of two-by-two slot array.

に多数の金属ポストをたてたキャビティを設け、いわゆるキャビティバック・スロットを構成した。図 6. はキャビティの原理説明図である。このキャビティは、金属ポスト壁で電界を短絡し定在波をたてるので、定在波の最大電界の位置にスロットを設ければ、スロットからの電波の放射効率を高めることができる。なお、インピーダンス整合を容易にするため、トリプレート線路の中心導体に対して、スロットはオフセットされている。

以上の設計による一次放射器を図 7. に示し、反射鏡位置でのこの一次放射器の放射パターンを図 8. に示す。周波数は 12.136 GHz である。反射鏡周辺での相対電界レベルは約  $-8\text{dB}$  であり、相対位相量は約  $20^\circ$  である。なお、この位相パターンはスロットアレイの配列中心を位相中心と見なしている。

### 4.2 オフセットパラボラアンテナの設計

オフセットパラボラアンテナの最適利得を定める<sup>(6)</sup> 主要なパラメータは図 1. における

(1) オフセット角度  $\psi_0$

(2) 一次放射器の焦点からみた吹付角  $\psi_a$

(3) 一次放射器の放射パターン  $P(\theta)$  と反射鏡周辺のレベルである。ここでは一次放射器の放射パターン  $P(\theta) \approx \cos^n \theta$  を用い、一次放射器の Far-Field 領域に反射鏡を配置した開口径  $D_m = 600\text{ mm } \phi$  (約 24 波長)、焦点距離  $f_m = 400\text{ mm}$  のオフセットパラボラアンテナ

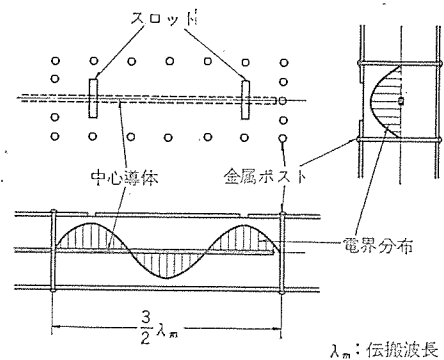


図 6. キャビティの原理説明図  
Illustration of cavity.

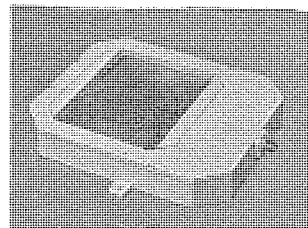


図 7. 一次放射器外観  
Exterior view of primary radiator.

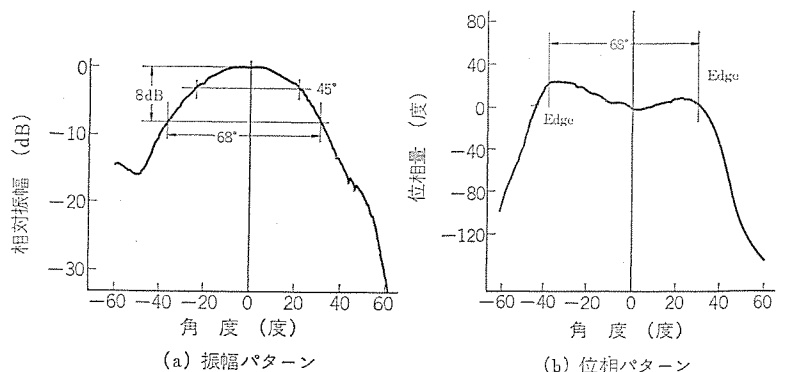
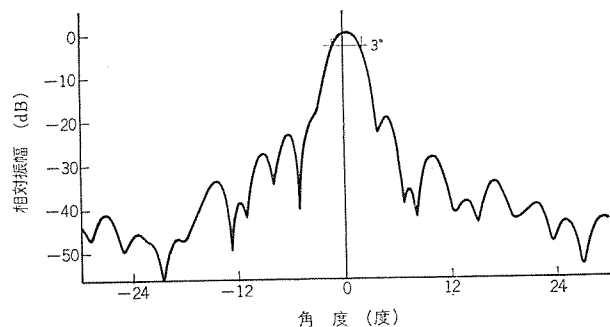


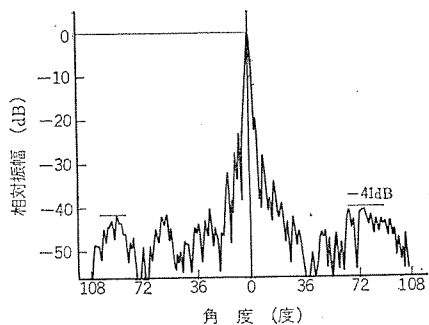
図 8. 一次放射器放射パターン  
Primary patterns.

表 2. 実 測 性 能 (周波数 12.136 GHz)  
Measured performance at 12.136 GHz.

項 目	実 測 値
利 得 (dB)	34.0
V S W R	1.4 以下
第 1 サイドローブ (dB)	-16 以下
ア ン テ ナ 指 向 性	ビーム幅 (度)
	約 3°
	F/B 比 (dB)
	34 以上
	F/S 比 (dB)
	41 以上
だ (楕) 円 偏 波 率 (dB)	35 以上
交 差 偏 波 レ ベ ル (dB)	-25 以下



(a) 近軸放射パターン



(b) 広角放射パターン

図 9. アンテナ 放射 パターン  
Secondary patterns.

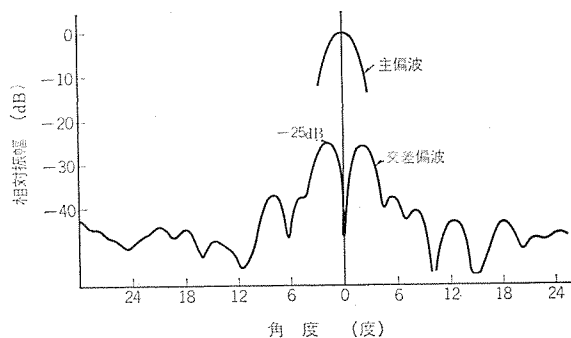


図 10. 交差偏波 パターン  
Pattern of cross-polarization component.

を設計した。高能率を得るように上記のパラメータをつぎのように選定した。

- (1) オフセット 角度  $\psi_0 \approx 45^\circ$
- (2) 吹付角  $\psi_a \approx 34^\circ$
- (3) 一次放射器の放射 パターン  $P(\theta) \approx \cos^2 \theta$  反射鏡 周辺 のレベル 約 -10 dB

このようにして設計された オフセットパラボラアンテナの利得および能率は、それぞれ、34.3 dB および 48 % である。なお、利得および能率は、一次放射器の出力端子 (図 7. 参照) からみた予測値である。

## 5. 実 測 性 能

プリント化したスロットアレイアンテナを一次放射器に応用して製作した SHF 放送受信装置用 オフセットパラボラアンテナの実測性能を述べる。

実測性能の一覧を表 1. に示す。なお、実測は帯域中心周波数 (12.136 GHz) での値を示す。実測例として、図 9. (a) に近軸での放射パターン、(b) に広角放射パターンを示し、図 10. に交差偏波パターンを示す。

## 6. む す び

ここに述べたアンテナは受信機とともに 2 台製作し、現在、伝搬試験用として使用中である。このアンテナにおいて採用したオフセットパラボラ方式およびプリント化一次放射器はアンテナの高性能化と将来の量産性との双方の性格を兼ね備えたものであり、将来のための一つの指針となり得たものと確信する。実際の量産にあたっては、なお、プリント化一次放射器の方式、基板材料など解決すべき問題があり、これらの解決とともにさらに高性能のアンテナが期待できる。

最後に、このアンテナの設計・製作にあたり、ご指導いただいた NHK 総合技術研究所の関係各位、ご協力いただいた三菱電機 (株) の関係各位に深謝する。(昭和 49-5-2)

## 参 考 文 献

- (1) 斉藤：SHF 放送技術の動向，電気学会雑誌，92，271 (昭 47)
- (2) 斉藤，上中田，王丸，安永：NHK きぬた SHF 実験局，NHK 技研月報，14，252 (昭 46)
- (3) 斉藤，上中田，王丸，安永，高野：SHF 実験局，NHK 技研月報，15，293 (昭 47)
- (4) E. G. Fubini：Stripline Radiator，IRE Trans, MTT-3，149 (1955)
- (5) D. J. Sommers：Photoetched Antenna，Electronics，28，130 (1955)
- (6) M. J. Pagones：Gain Factor of an Offset-fed Paraboloidal Reflector，IEEE Trans, AP-16，536 (1968)



# N ロケット第 1, 3 段とう載テレメータ送信装置用アンテナ

長谷川 貞雄\*・新田 晃 道\*  
川端 俊一郎\*\*・中村 雅澄\*\*・増田 勝一\*\*  
上 林 山 宏\*\*・長谷川 晃\*\*

## Telemetry Antenna for the First and Third Stages of an N Vehicle

National Space Development Agency of Japan Sadao Hasegawa・Kôdô Nitta  
Mitsubishi Electric Corp., Kamakura Works Shunichiro Kawabata・Masazumi Nakamura・Shôichi Masuda  
Hiroshi Kanbeshiyama・Akira Hasegawa

This report concerns the equipment for the telemetry antenna for the first and third stages of the N vehicle the National Space Development Agency (NASDA) is planning to launch in 1975. This N vehicle will be the rocket used to launch Japan's first practical-use satellite. The antenna must satisfy all NASDA requirements: not only those for the radiation pattern and gain at the beginning of the launch through the final orbit but also these for the mechanical and thermal environmental conditions expected during flight. This article describes the design philosophy, the radiation-pattern test data measured by using a scale model, voltage-breakdown tests at high altitudes, and acoustical and aerodynamics heating tests. The antenna qualification tests have already been completed.

### 1. ま え が き

N ロケットは 3 段式 ロケットであり、第 3 段目は人工衛星とともにフェアリング内に収納されている。また ロケット各段にはテレメトリ、コマンドなど各種アンテナがとう(搭)載されているが、本文では第 1 段および第 3 段 ロケットにとう載されている 300 MHz 帯テレメータ送信装置用アンテナについて述べる。その基本的構成を図 1. に示す。以下 2 章では ロケット固有の問題を考慮した設計方針およびその内容、3 章では縮尺模型を用いた利得および放射パターンの測定例、4 章では高空絶縁破壊試験、音響試験、空力加熱による高温試験の結果について述べる。

2, 3 章では、ロケットの打上げ時から最終軌道までの飛しょう条件を考慮したアンテナの設計にポイントを置き、特に第 3 段アンテナについてはフェアリングの影響についても検討した。

4 章では、気圧が下った場合に問題となる高周波絶縁破壊(コロナ放電)、打上げ時の噴射音による振動の影響、高速度で上昇するロケットの突出部に起こる空力加熱による影響についての試験結果につ

いて述べる。

### 2. 設計に対する要求条件とアンテナ部の構成

#### 2. 1 設計に対する要求条件

一般にロケットとう載用アンテナを設計するに際し考慮すべき要求条件としては(1)利得および放射パターン、(2)高空絶縁破壊試験、(3)温度/高度試験(含む空力加熱)、(4)自然環境の温度、湿度試験、(5)加速度試験、(6)衝撃試験、(7)正弦波/ランダム波振動試験、(8)音響試験、(9)輸送中の振動/衝撃試験、(10)塩水噴霧試験、などがある。この中で設計の初期の段階でとくに問題となるのは(1)であり、ロケット本体とのインタフェース、飛しょう条件など多くの要因を考慮して設計をスタートしなければならない。

以下おもな要求条件について順を追って述べる。

##### 2. 1. 1 利得および放射パターンに対する要求条件

N ロケットの発射時から衛星分離までの全区間において必要な利得および放射パターンを得るためには、まず図 2. に示すロケットの形状寸法と、図 3. に示す飛しょう条件を考慮して設計しなければならない。図より第 1 段アンテナは比較的短時間の使用であり、地上局との距離も小さく、回線上必要な利得は低くてよい反面、第 3 段アンテナは打上げ時から衛星分離までの全区間使用され、飛しょう中ロケットは種々の姿勢、距離をとり、しかも途中フェアリングを開頭し、また第 2 段分離後は衛星とともにスピンするため、ほとんど全方向に電波を放射する必要がある。図 4. は第 1 段および第 3 段アンテナに要求される指向性利得の一例で、ロケットの飛しょう経路ごとに異なった要求利得となる。

##### 2. 1. 2 高空絶縁破壊に対する要求条件

第 3 段ロケットは高度約 200 km まで到達するので、周囲の気圧は大気圧から約  $1 \times 10^{-6}$  mmHg まで変化する。しかもテレメータ送信機の出力は 15 W (CW) とハイパワーであるため、高周波絶縁破壊に対しては十分な配慮が必要であり、とくにアンテナ素子については

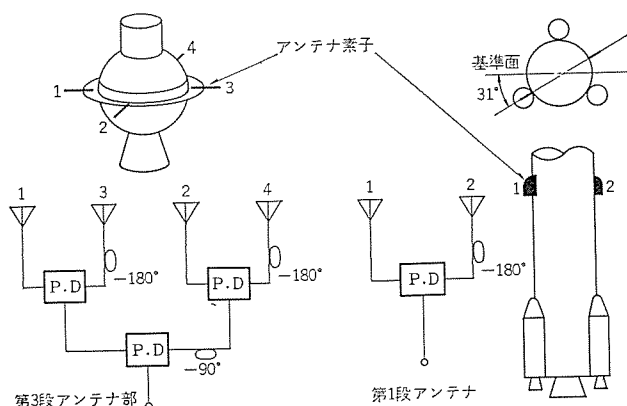


図 1. アンテナの配置およびブロック図  
Antenna configuration and block diagram.

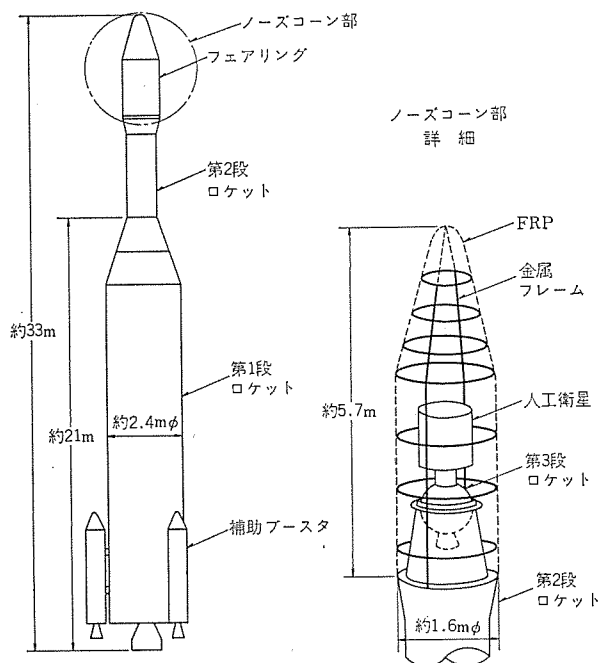


図 2. N ロケットのコンフィギュレーション  
Configuration of N vehicle.

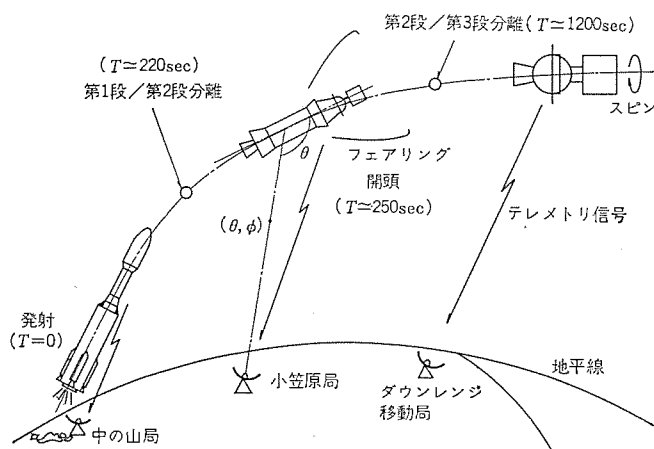


図 3. N ロケット飛しょう説明図  
N vehicle flight profile.

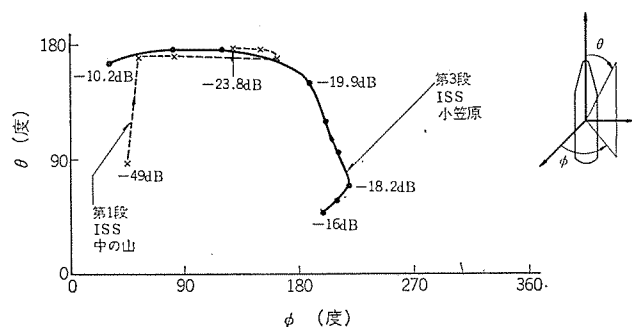


図 4. 要求指向性利得の一例  
An example of required directive gain.

lation) などの方法を用いるなどの配慮が必要である<sup>(2)</sup>。

#### 2. 1. 4 音響に対する要求条件

ロケットは打上げ時や空中を飛しょう中に、エンジンあるいは空力的な原因により発生する音響の影響を受ける。ロケットとう載用アンテナは、人工衛星の太陽電池パネル等比べて構造も単純であるためほとんど問題はないと考えられるが、第1段アンテナはロケット表面に取り付けられているため、音響レベル：37.5～9,600Hzの周波数で152～160 dB (基準音圧  $2 \times 10^{-5} \text{ N/m}^2$ ) に耐えることが要求され、表面に亀裂などが生じないように配慮する必要がある。

#### 2. 1. 5 その他の要求条件

その他の条件の中で周囲温度条件は (-)54～(+)71°C を約8時間で8サイクル、湿度条件は (+)28～(+)71°C を85%以上18時間、71°C で95%以上6時間の合計24時間を10サイクル、また第3段アンテナに対する衝撃レベルは  $845 \text{ G} \times 0.4 \text{ msec}$  といずれも厳しく、構造や材質に対する配慮が必要である。

#### 2. 2 アンテナ部の構成

2. 1節で述べた種々の要求条件を満足するアンテナの構成として、第1段アンテナはロケット後方への放射パターンのすぐれた2素子逆相給電形アンテナを採用した。また第3段アンテナは第3段ロケットの直径が約1波長であること、第2段分離後スピンすることを考慮して、機軸まわりに電波を放射しない方向が無く、かつロケット後方への放射パターンのすぐれた方式として、4個のアンテナ素子を順次90°の位相差で給電するターンスタイルアンテナを採用した。アンテナ素子の取付角度は次章で述べるように放射パターンの測定結果から決定している。図1.にアンテナの配置および給電系のブロック図を示した。いずれもアンテナ素子とパワーダイバ (PD) と同軸ケーブルから構成され、同軸ケーブルの長さを調整して必要な給電位相差を得ている。以下簡単にその構造について述べる。

第1段アンテナ素子は電波のよく(幅)射効率を良くするために機体より突出しているブレード状とし、音響および空力加熱に対して保護するため素子全体をモールドし、温度上昇部をガラス強化フェノール樹脂 (FRP) で保護している。

第3段アンテナ素子はロケット後方への電界分布を良くするために約4分の1波長ユニポールとし、機体の半径方向へ突出しており、取付部は耐振動性を考慮してFRPでモールドしている。

パワーダイバはアンテナ素子の特性のばらつきが放射特性におよぼす影響を極力少なくするため、出力端子間にアイソレーションがある平衡形電力分配器とし、耐コナ放電性、耐振動性を考慮してFRPのプリント基板を用いたトリプレート形ストリップ線路形式とし、同軸コネクタを直角に取り付けている。

同軸ケーブルは特性インピーダンスが50Ωのフレキシブルケーブルに SMA 形と TNC 形の同軸コネクタを混用して取り付けであり、最長寸法は約2.5mである。

図5.と図6.には第3段アンテナ素子とパワーダイバの外観写真を示している。

#### 3. 利得および放射パターンの測定結果

この測定はロケット機体が著しく大きい実物では測定不可能であり、縮尺模型を用いて測定した。しかも電波はほとんど全方向にふく射されるため、測定に際しては電波暗室を用いる必要があり、ここでは宇宙開発事業団のものを用いた。第1段アンテナについては5分の1縮尺模型を使用し(図7.)、第3段アンテナについては第2

50～0.1 mm Hg においてコナ放電を起こしやすいという報告<sup>(1)</sup>がある。

#### 2. 1. 3 空力加熱に対する要求条件

ロケットが空中を高速度で飛しょうする間に、空力的な原因によりロケット機体の突出部の温度は上昇し、1,000°C以上の高温になることが予想される。第3段アンテナはフェアリングで保護されているため問題はないが、第1段アンテナは突出しているため、融除法 (Ab-

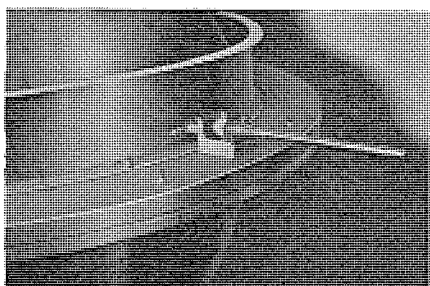


図 5. 第3段 アンテナ 素子の取付外観図  
The third stage antenna element fixed on the third stage vehicle model.

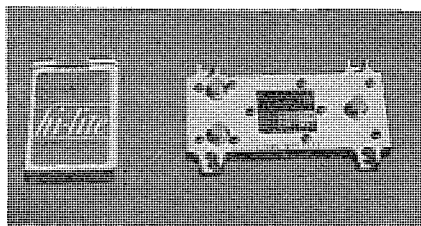


図 6. パワーダイダの外観図  
Power divider.

段の一部 (約5波長分) とフェアリング (図 8.) および第3段と人工衛星 (電離層観測衛星 ISS) (図 9.) を合わせた3分の1縮尺模型を使用した。なお図 7. ~9. に外観写真を示した。

以下測定結果の代表例について示す。図 10. と 11. は第1段アン

テナの放射パターンの一例で、図 10. は機軸に垂直な面内の例、図 11. は機軸を含む面内の一例で、アンテナ素子の取付角度は飛しょう条件等から最適なものを選び出された。

図 12. と 13. は第2段/第3段分離前の第3段アンテナの放射パターンの一例で、図 12. は機軸に垂直な面内の例、図 13. は機軸を含む面内の例であり、いずれもフェアリング開頭前と後との測定結果を示しており、アンテナ素子とフェアリングの金属フレームとのなす角を変化し、最適条件を選定している。

図 14. と 15. は第2段分離後の第3段アンテナの放射パターンの一例で、と 14. は機軸 (スピン軸) に垂直な面内の例、図 15. は機軸を含む面内の測定例と、スピンすることによる利得の変動幅の測定例を同時に表示している。

以上いずれも直線偏波の代表的放射パターンを示したが、打上げ時から最終軌道までの全区間にわたっては偏波ダイバーシティ (直線, 円) を行なえば必要な要求利得を十分満足することが確認できた。また図 13. によると、フェアリング開頭前のほうが後よりもすぐれた後方 ( $\theta=180^\circ$ ) 放射パターンが得られることを示している。

#### 4. 構成品の性能と試験結果および考察

##### 4.1 構成品の主要性能諸元

表 1. にアンテナ部の構成品の主要性能について示している。

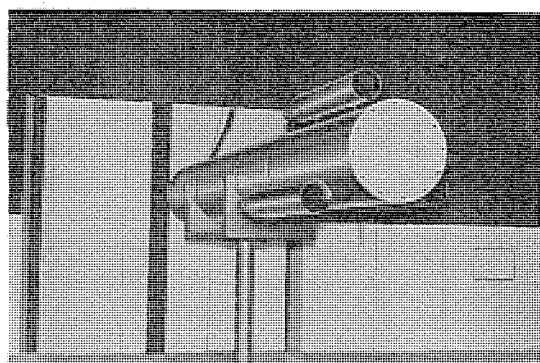


図 7. 第1段機体 (1/5 縮尺模型) の外観図  
The first stage vehicle model, (1/5 scale model)

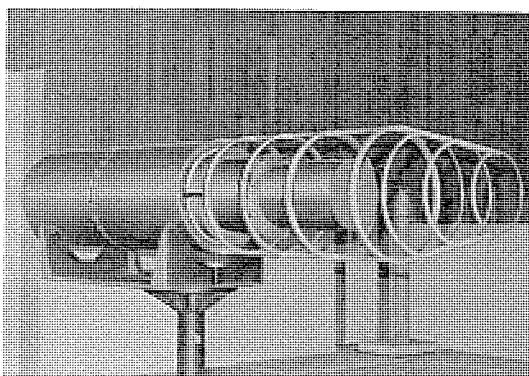


図 8. 第2段機体, フェアリング (1/3 縮尺模型) の外観図  
The second stage vehicle and fairing model, (1/3 scale model)

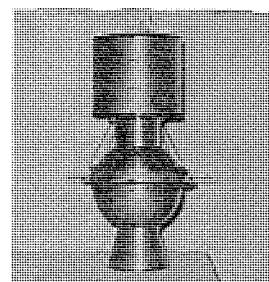


図 9. 第3段機体, ISS (1/3 縮尺模型) の外観図  
The third stage vehicle and ISS model, (1/3 scale model)

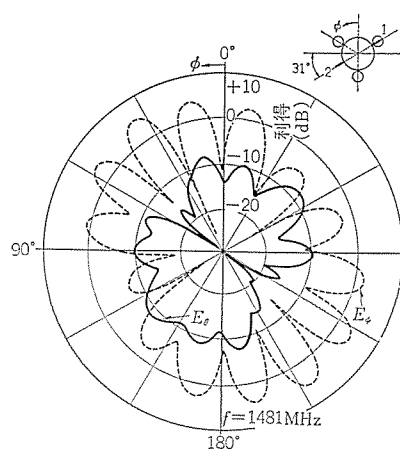


図 10. 第1段アンテナの放射パターン ( $\theta=90^\circ$ )  
Radiation pattern of the first stage antenna. ( $\theta=90^\circ$ )

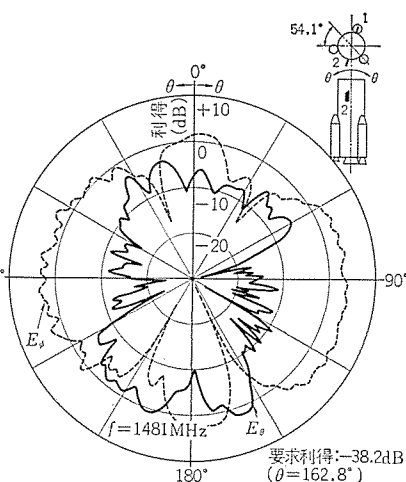


図 11. 第1段アンテナの放射パターン ( $\phi=54.1^\circ$ )  
Radiation pattern of the first stage antenna. ( $\phi=54.1^\circ$ )

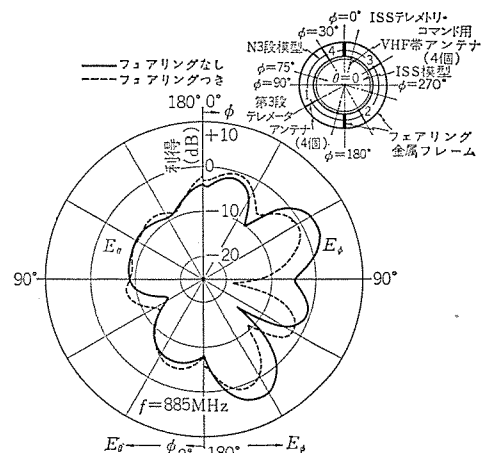


図 12. 第3段アンテナの放射パターン ( $\theta=90^\circ$ ) (第2段/第3段分離前)  
Radiation pattern of the third stage antenna. ( $\theta=90^\circ$ ) (Before the separation of the second stage)

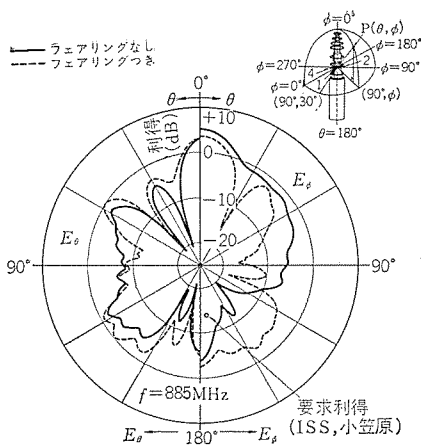


図 13. 第3段アンテナの放射パターン ( $\phi=90^\circ$ ) (第2段/第3段分離前)  
Radiation pattern of the third stage antenna. ( $\phi=90^\circ$ ) (Before the separation of the second stage)

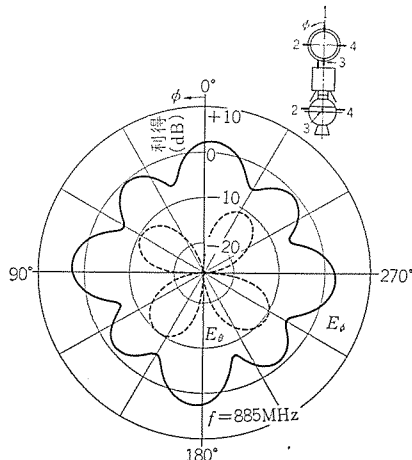


図 14. 第3段アンテナの放射パターン ( $\theta=90^\circ$ ) (第2段/第3段分離後)  
Radiation pattern of the third stage antenna. ( $\theta=90^\circ$ ) (After the separation of the second stage)

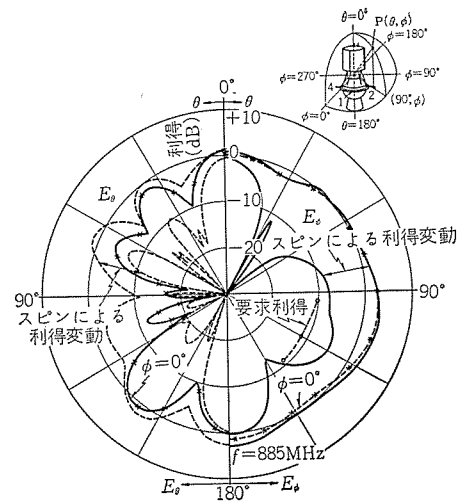


図 15. 第3段アンテナのスピンの利得変動および放射パターン ( $\phi=0^\circ$ ) (第2段/第3段分離後)  
The gain fluctuation due to the spin and radiation pattern ( $\phi=0^\circ$ ) of the third stage antenna. (After the separation of the second stage)

#### 4.2 高空絶縁破壊試験結果

アンテナ素子の高空における絶縁破壊試験は、アンテナ素子の電気特性を自由空間中と同等にするため、ガラス製の真空そう(槽)を用い、図 16. に示すブロック図のように接続して目視による放電現象の確認、VSWR および放射レベルの変化を測定した。

第3段アンテナ素子の試験結果を図 17. ~19. に示すが、規定電

表 1. 構成品の主要性能諸元  
Table 1. Main Specifications of Components.

品名	アンテナ素子	パワーデバイダ	同軸ケーブル
項目			
周波数範囲	1 段: 296.2 MHz, 3 段: 295.0 MHz		
入力 VSWR	1.3	1.2	1.05
そう入損失	—	0.3 dB	0.3 dB/m
単体重量	1 段 1.5 kg 3 段 125 g	150 g	約 80 g/m

力 7.5 W では絶縁破壊しないことがわかる。また、いったん放電を開始すると、1 W 程度まで電力を減少させないと放電は消滅しないことがわかった。また 1~0.1 mmHg の間が最も放電を起こしやすく、高度にして 45~63 km に相当している。

なお第1段アンテナ素子、パワーデバイダおよび同軸ケーブルはそれぞれ 15, 30, 30 W で絶縁破壊しないことが確認された。

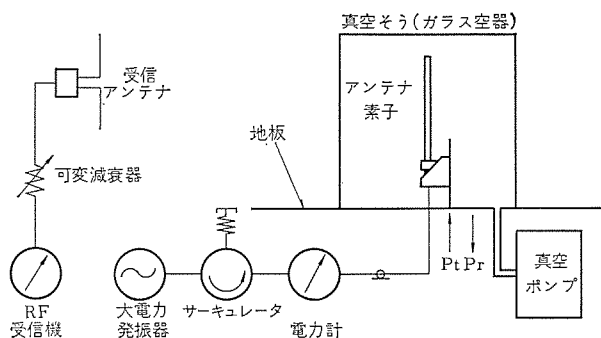


図 16. 高空絶縁耐力試験測定ブロック図  
Block diagram of voltage breakdown test of the third stage antenna element.

#### 4.3 音響試験結果

音響試験は宇宙開発事業団の音響試験装置を使用し、第1段および第3段アンテナ素子について実施した。図 20. にそのブロック図を示す。試験はアンテナ素子を音響チェンバ内にロープで固定し音圧を加圧し、機械的な損傷の有無、試験前後における VSWR の変動をチェックしたがいずれも異常ないことが確認された。図 21. に第1

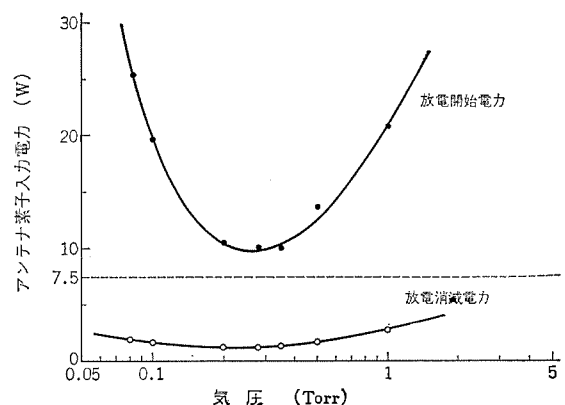


図 17. 第3段アンテナ素子絶縁破壊電力特性 ( $f=295$  MHz)  
Voltage breakdown characteristics of the third stage antenna element at 295 MHz

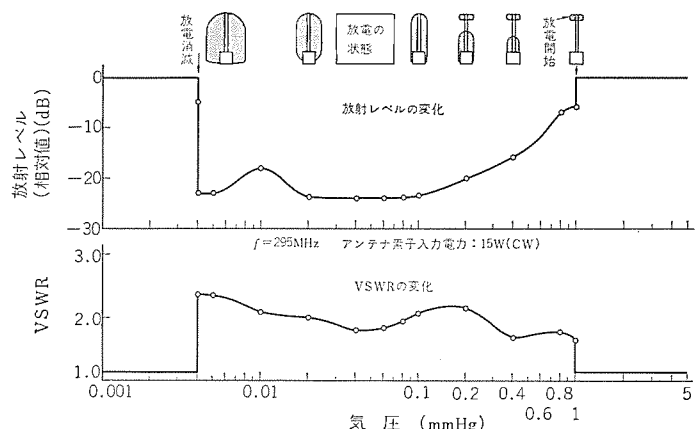


図 18. 気圧による第3段アンテナ素子放電現象の変化  
Voltage breakdown phenomenon of the third stage antenna element.

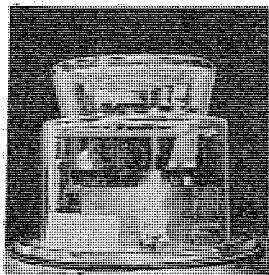


図 19. コロナ放電の状態  
Photograph of voltage breakdown.

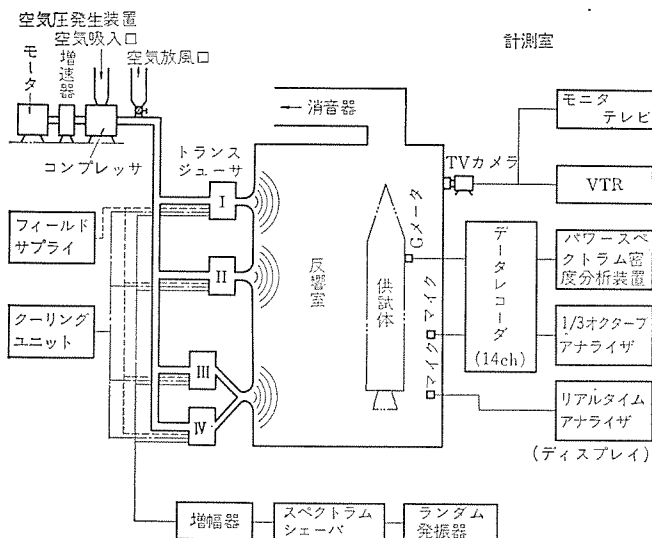


図 20. 音響試験設備概略ブロック図  
Block diagram of acoustical test equipment.

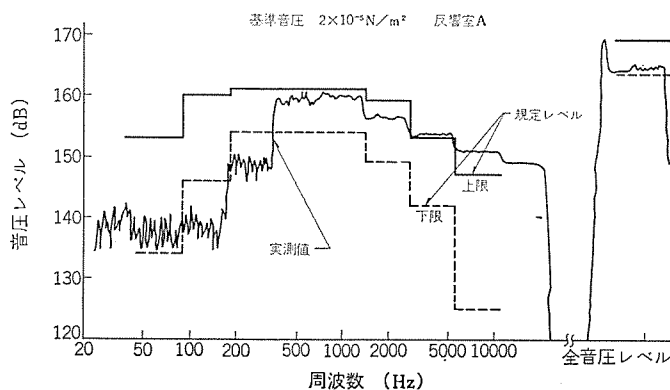


図 21. 第1段アンテナ素子音響試験音圧スペクトラム  
An spectrum of acoustical test of the first stage antenna element.

段アンテナ素子音響試験スペクトラムの規定レベルと実測値を同時に示すが、ほぼ満足な音圧レベルが得られていることがわかる。

#### 4.4 第1段アンテナ素子の空力加熱試験

この試験はロケットが空気層を飛しょうする間に空力的な原因により第1段アンテナ素子の温度が上昇することによる性能劣化を試験するものであるが、風洞などを用いて試験することは困難なため、図 22. に示すように温度上昇部に電熱線（鉄クロム線）を巻きつけ、これに加える電流を図 22. の破線で示すごとく時間の経過とともに変化させて実線で示す温度を設定した。

この試験の結果、VSWR の変化はなく、機械的には加熱した部

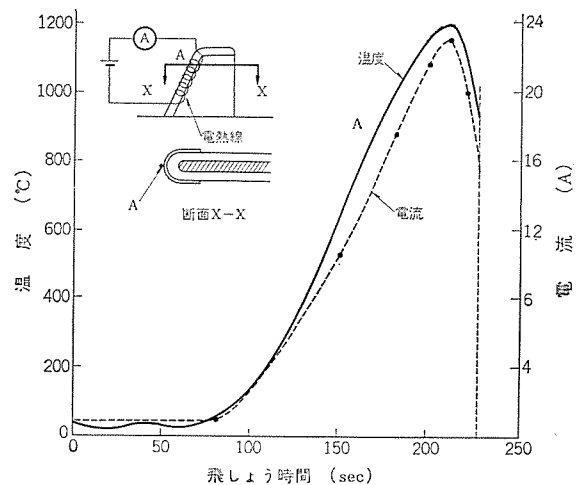


図 22. 第1段アンテナ素子試験温度と印加電流  
Test temperature and applied current of the first stage antenna element.

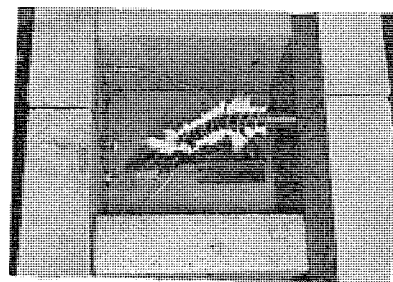


図 23. 第1段アンテナ素子温度試験 (1200°C)  
Photograph of high temperature test of the first stage antenna element.

分が炭化されていたことを除けば異常はなく、飛しょう条件下の空力加熱に対して十分耐え得ることが確認された。

図 23. に 1200°C におけるアンテナ素子の試験状況を示す。

## 5. む す び

わが国初の実用衛星を打上げる N ロケットにとう載するアンテナについてその設計方針からおもな試験結果までについて概説したが、すでに認定試験も終了し、現在フライトモデルの製作、試験中である。

なお、種々ご指導いただいた宇宙開発事業団とう載電子装置開発グループの吉田副主任、開発部員、小平分室の笹木室長、筑波宇宙センタの環境試験グループの三枝、富岡、磯崎各部員に深く謝意を表します。また、このアンテナの技術担当の多田、山根、阿部、設計の阿蘇、和田、試験の安田、中村、工作の奥村、山本、信頼性部品担当の寺本、そのほか表面処理、生産技術、生産管理、購買、検査、品質保証関係および FRP 成形加工の相模製作所化成品技術課の関係各位に謝意を表します。

(昭和 49-5-2 受付)

## 参 考 文 献

- (1) J. B. CHOWN, W. E. SCHARFMAN, T. MORITA : Voltage Breakdown Characteristics of Microwave Antennas, Proc. IRE. 47, pp. 1331-1337, August (1959)
- (2) 斎藤：宇宙工学概論, 183 地人書館, (昭 42)

## 大形電波望遠鏡の構造解析(固有値略算)

塚田 憲三\*・滝沢 幸彦\*

## Simplified Eigenvalue Analysis of Large Radio Telescope Structures

Communication Equipment Works Kenzo Tsukada・Yukihiko Takizawa

Large radio telescopes used for observing wavelengths in the region of a few centimeters down to millimeters must have a surface accuracy of better than 0.5 mm rms and a pointing accuracy of better than 0.005°. One method of obtaining high surface accuracy is S. von Hoerner's homology concept, which is effective when loading is static. For dynamic loading (such as in wind turbulence), the eigenvalue (natural frequency and eigen function) of the structure (especially of the parabolic reflector) must be found. It is clear from model analysis, however, that just as in the case of seismic excitation most of the response due to wind and other such loading factors also depends on the mode of the lowest order. Matrix-reduction was used as a short method of calculation of the inherent lowest order value of large constructions, which cannot be found directly by computer.

## 1. ま え が き

東京天文台を中心として、ミリ波領域で使用する 45 mφ 級の大形電波望遠鏡を建設する計画<sup>(1)(2)</sup>があり、当社では 30 mφ 級の衛星通信アンテナを開発してきた技術の延長として、この大形電波望遠鏡に要求される高鏡面精度、高指向精度の実現性をここ数年検討してきた。

静的な構造設計の一つの考え方として、仰角が変わることによる重力変形に対しては構造の回転対称性がパラボラの特長とうまく結びつき構造諸元の選定を最適化することによって 0.3 mm rms 程度の高い鏡面精度が維持できることが理論的に明らかにされた。<sup>(3)(4)</sup>

一方、指向精度はパラボラ反射鏡、副反射鏡およびフィードホーンの相互の位置関係によって決まるものであり、上記ホモロジー理論を適用する場合は副反射鏡をかなりの精度でアンテナの仰角に応じて動かさねばならない。さらに大きな問題はある程度の強さの風のもとでも運用せねばならないことから、パラボラ反射鏡、副反射鏡、フィードホーンの動きをどのようにしては(把)握するかである。2章に指向誤差とパラボラ反射鏡、副反射鏡およびフィードホーンの変形との関係を、3章には風による応答に対しても地震応答の場合と同様にモデルアナリシス<sup>(5)</sup>が実用的であり、しかも最低次のモードが応答のほとんどを占めることを示し、付録に電算機で直接的に固有値を求めることのできないこの種の大形電波望遠鏡の応答解析に使用する代表変位と広がりをも有する反射鏡部の規準関数の関係および低次の固有振動数の略算方法を示す。

## 2. 指向精度と変位の関係

大形電波望遠鏡の指向誤差を 0.002~0.004° 程度とするためには、パラボラ反射鏡、副反射鏡およびフィードホーンの変形をどの程度に押えねばならないか、これは特にホモロジー反射鏡の場合に副反射鏡を動かす精度を知るためにもぜひ求めておかねばならない。

通常のカセレンアンテナにおいて照度分布が一樣な場合、上記構造変位を図 1. のように定義したときに、指向誤差 ( $\theta_b$ ) の第一次近似は式 (1) のように与えられる。<sup>(6)</sup>

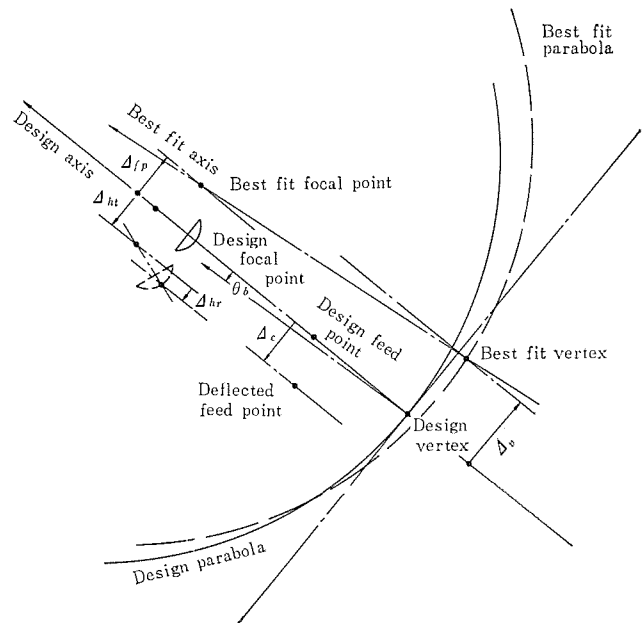


図 1. 変位の定義  
Definition of the deflections.

$$\theta_b = \frac{1}{F} \{ \Delta_v - \Delta_{fp}(1+K) \} - \frac{K}{MF} \Delta_c + \frac{K(1+M)}{MF} \Delta_{hr} - \frac{K(M-1)}{MF} \Delta_{ht} \quad (1)$$

ここに、 $F$ : 焦点距離

$K$ : RF Beam Deviation Factor

$M$ : Magnification Factor

図 2. は、各変位と指向誤差との関係の計算例で  $F/D=0.4$  のパラボラアンテナを想定している。この結果からも 0.002~0.004° の指向精度を満たすためには、特に副反射鏡の回転変位は 0.3~0.6 mm に押えられねばならない。しかも、ホモロジー反射鏡の場合はフィードホーンの変位 ( $\Delta_c$ ) を副反射鏡の回転変位 ( $\Delta_{hr}$ ) で補正しなければならず、フィードホーンの変形の解析精度は 0.5 mm 程度がぜひ必要であり、これに見合う副反射鏡の回転変位の制御精度は 0.1 mm 程度ということになる。つまり、変形要素の中には互いに相殺するものもあるが、



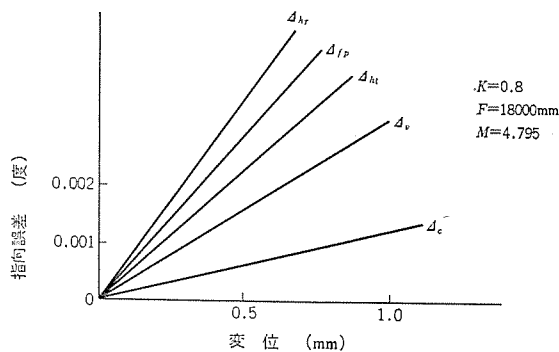


図 2. 変位と指向誤差の関係  
Relation between deflections and beam shift.

構造設計の精度、製作の精度は、このように高い指向精度を満たそうとする場合には、相当高いものが要求されるわけである。

このことは、静的解析より、特に風の吹いている状態でのアンテナの変形が図 1. に示す変位と関連づけて求められねばならず、そのためには反射鏡部の固有値（特に規準関数）をぜひ算出しなければならない。

### 3. モード解析

構造物の地震応答解析例をモード解析の例<sup>(5)</sup>から調べると、応答のほとんどが最低次数のモードである。風などの外乱による応答に対してもこれが成り立つと考えられるので固有値は最低次数のものを主体に算出すれば工学的には十分と考えられる。

多質点構造物の風による応答解析<sup>(7)</sup>は一般に平均値（静的）と変動値（動的）に分けて、変動値に対してスペクトル解析を行なう。

風速  $U(t)$ 、風力  $P(t)$ 、変位  $X(t)$  を式 (2) のように表わす。

$$\left. \begin{aligned} U(t) &= \bar{U} + u(t) \\ P_{ij}(t) &= \bar{P}_{ij} + p_{ij}(t) \\ X_{ij}(t) &= \bar{X}_{ij} + x_{ij}(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $\bar{P}_{ij} = \frac{1}{2} \rho C_{ij} \cdot A_i \cdot \bar{U}^2$

$$p_{ij}(t) \doteq \rho C_{ij} A_i U [u(t) - x_{ij}(t)]$$

$X_{ij}$ : 質点  $i$  の  $j$  方向変位

$C_{ij}$ : 質点  $i$  の  $j$  方向風抗係数

$\rho$ : 空気密度

振動方程式は  $\gamma_I$  を内部摩擦係数として、式 (3) のようになる。

$$[M]\{\ddot{X}\} + \gamma_I[K]\{\dot{X}\} + [K]\{X\} = \{P\} \dots\dots\dots (3)$$

ここに、 $[M]$ : 質量マトリクス

$[K]$ : 静的な剛性マトリクス

さらに、固有値  $s_{ij}$  を使って、次のように表わせば、

$$x_{ij} = \sum_{s=1} s q \cdot s_{ij}$$

$$\frac{\rho C_{ij} A_i \bar{U}}{m_{ij}} u = \sum_{s=1} G_s \cdot s_{ij} \cdot u \dots\dots\dots (4)$$

$$\frac{\rho C_{ij} A_i \bar{U}}{m_{ij}} = \gamma_E \text{ (Constant と仮定)}$$

式 (5) に示す  $s$  次の固有振動方程式が成立する。

$$s^2 + 2 \cdot s \delta + s^2 = G_s \cdot u \dots\dots\dots (5)$$

ここに、 $s \delta = (\gamma_E + \gamma_I \cdot s^2)/2$

$s$ :  $s$  次の固有振動数 (rad/s)

$$G_s = \frac{\sum_i \sum_j \rho C_{ij} A_i U \cdot s_{ij}}{\sum_i \sum_j m_{ij} (s_{ij})^2}$$

変動変位、変動風速のパワースペクトル  $S_s q(n)$ 、 $S_u(n)$  を使って  $s q$  の分散  $\sigma^2(s q)$  は式 (6) のように与えられる。

$$\sigma^2(s q) = 2 \int_0^\infty S_s q(n) \cdot dn \dots\dots\dots (6)$$

ここに、

$$S_s q(n) = \left[ \frac{G_s}{(2\pi s n)^2} \right]^2 \frac{S_u(n)}{\left( 1 - \frac{n^2}{s^2} \right)^2 + \frac{s^2 \delta^2}{\pi^2 n^2}}$$

Davenport<sup>(6)</sup>によれば強風時の変動風速のパワースペクトルは式 (7) のように、評価時間  $T$ (s) における応答の瞬間最大係数（標準偏差の倍率）は、式 (8) のように与えられる。

$$S_u(n) dn = 2.0 K \bar{U}_1^2 \frac{z}{(1+z^2)^{4/3}} dz \dots\dots\dots (7)$$

$$\theta_{\max} \doteq \sqrt{2 \ln \nu T} + \frac{0.577}{\sqrt{2 \ln \nu T}} \dots\dots\dots (8)$$

ここに、

$$z = 4.000 \frac{n}{\bar{U}_1}$$

$\bar{U}_1$ : 10 m 高さでの平均風速 (ft/s)

$K$ : 地表面のあらさによる抗力係数

$$\nu_s^2 = \frac{\int_0^\infty n^2 S_s q(n) dn}{\int_0^\infty S_s q(n) dn}$$

一般にモード解析での応答の瞬間最大値は静的変位も加えて、式 (9) と考えられる。<sup>(5)</sup>

$$(X_{ij})_{\max} = \bar{X}_{ij} + \left( \sum_{s=1} (\sigma(s q) \cdot \theta_{\max} \cdot s_{ij})^2 \right)^{1/2} \dots\dots\dots (9)$$

図 3. に示す単純なモデルにて、応答変位に与えるモードの貢献度を調べてみる。

図 4. に固有値を、表 1. に式 (9) で与えられる変位の応答計算結果を、表 2. に式 (7), (8) で与えられる応答係数を示す。

表 1. の結果から明らかなように、風などの外乱（地震などの慣性力主体の外乱と異なる場合）に対する応答についても、最低次の

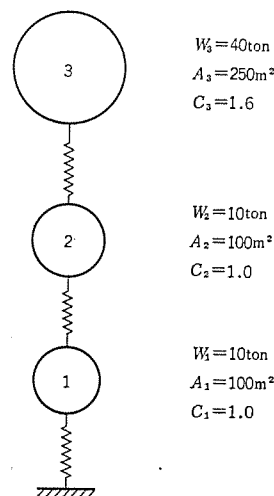


図 3. 構造モデル  
Calculation model.

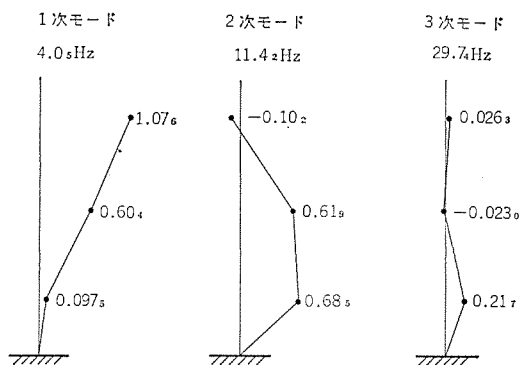


図 4. 固有値の計算結果  
Results of eigen value.

表 1. 応答の計算結果  
Results of the dynamic response to wind.

層 番 号	静的変位 (cm)	動的変位 (cm)		
		1次までの和	2次までの和	3次までの和
3	0.50 <sub>1</sub>	0.70 <sub>1</sub>	0.70 <sub>1</sub>	0.70 <sub>1</sub>
2	0.39 <sub>0</sub>	0.39 <sub>0</sub>	0.39 <sub>0</sub>	0.39 <sub>0</sub>
1	0.31 <sub>2</sub>	0.063 <sub>5</sub>	0.082 <sub>5</sub>	0.082 <sub>0</sub>

平均風速 20 m/s 評価時間 1 時間

表 2. 応答係数  
Response coefficients.

	1 次 モード	2 次 モード	3 次 モード
$\nu_s$	1.52 <sub>8</sub>	1.69 <sub>0</sub>	2.39 <sub>1</sub>
$s\theta_{max}$	4.28 <sub>0</sub>	4.31 <sub>4</sub>	4.39 <sub>2</sub>
$\sigma(sq)cm$	0.15 <sub>2</sub>	0.017 <sub>8</sub>	0.0022 <sub>4</sub>

モードがほとんどであることがわかる。したがって、大形電波望遠鏡の指向精度、鏡面精度を動的に検討する場合にまず最低次数の固有値を求めることを考えればよいと思われる。また、表 2. から瞬間最大値は標準偏差の 4～5 倍の値を示し、これは Davenport が

指摘する<sup>(8)</sup>ことを裏づけている。

#### 4. む す び

当社が今まで 30 m 級の衛星通信用 アンテナ を開発、建設してきた技術の延長として 45 m 級の ミリ 波領域の観測に 供される大形電波望遠鏡の技術的可能性について動解析の面から検討を加えた。

さらに研究を進めなければならない問題が山積しているがそれらを一一つ解決してゆく計画でいる。筆者のひとりが文部省科研員による「大形電波望遠鏡の建設に関する研究」(代表者、東京天文台赤羽教授)の一分担者とさせていただき大形電波望遠鏡の実現に少しでも役だてばと微力ながら努力を続けている。この研究をはじめ大形電波望遠鏡開発のための一連の技術的検討に際してたびたびの討議に積極的に参加していただき適切など指導をいただいている東京天文台宇宙電波部 赤羽教授、森本助教授、東京大学天文教室海部助手をはじめ関係各位に深謝の意を表したい。

#### 参 考 文 献

- (1) 赤羽 ほか：45 m 大形宇宙電波望遠鏡計画，科学，40，12 (昭 45)
- (2) 赤羽：電波望遠鏡，日本物理学会誌，27，7 (昭 47)
- (3) S. von Hoerner：J of the Structural Division, Proc of the ASCE., ST 5, 5529 (1967)
- (4) 塚田 ほか：三菱電機技報 46, No. 2 (昭 47)
- (5) 武藤：構造物の動的解析，丸善
- (6) A. M. Isber：Microwave 6, Aug., 1967
- (7) R. I. Hanis：The Effect of Wind on Some Simple Structures, The Electrical Research Association Report No. 5249
- (8) A. G. Davenport：The Application of Statistical Concepts to the Wind Loading of Structure, Proc. Instn. Cir Engrs. 19

#### 付録 固有値略算法

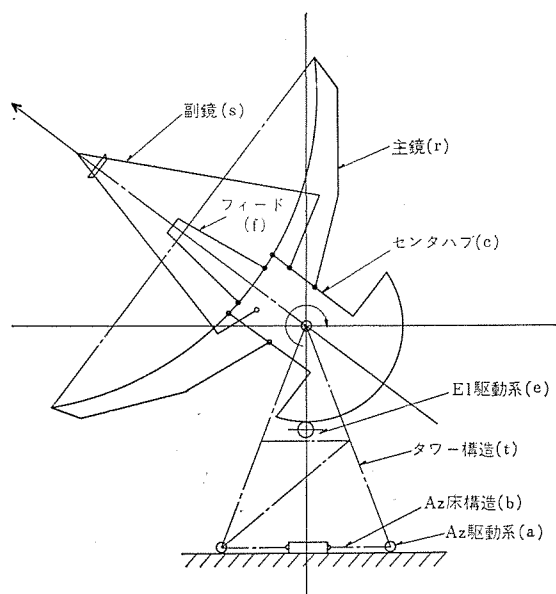


図 A. アンテナ概念  
Outline of antenna structure.

図 A. に示すようなアンテナ構造にて、代表的な振動モードとして次の三つを考える。また、歯車のバックラッシュ、クーロン摩擦などの非線形要素は固有値問題と切離して考えることが可能で、応答解析のときに縮小した系の上で取扱ってもよい。

1. E1 軸まわりの単純な回転振動
2. Az 軸まわりの回転振動
3. E1 軸まわりの回転と水平並進の連成振動

さらに、略算を進める上で次のような仮定を設ける。

- (1) 主鏡 (r)、副鏡 (s)、フィード (f)

節点集中質量系として、センタハブと結合する節点群 (Zone 2) とそれ以外の節点群 (Zone 1) に分ける。

- (2) センタハブ (c)

E1 軸受部で回転自由に支持されており、E1 駆動系と線形にかみ合っている。

- (3) タワー構造 (t)

E1 軸受部、E1 駆動系、Az 床構造と結合する節点群とそれ以外の節点群に分け、それぞれ Zone 2, Zone 3, Zone 4, Zone 1 とする。

(4) Az 床構造 (b)

Az 軸受部で回転自由に支持され, Az 駆動系と線形にかみ合っている。

(5) El 駆動系 (e), Az 駆動系 (a)

ねじりばねを有する集中慣性および質量系。

A 1. El 軸まわりの単純な回転振動

センタハブを剛体と仮定すれば次の自由振動方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} {}_jM_1 & 0 \\ 0 & {}_jM_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_j\ddot{U}_1 \\ {}_j\ddot{U}_2 \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} {}_jK_{11} & {}_jK_{12} \\ {}_jK_{12}^T & {}_jK_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_jU_1 \\ {}_jU_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ {}_jF_2 \end{Bmatrix} \quad (\text{A } 1)$$

$$J_c \cdot \ddot{\theta}_c = - \sum_{j=r,s,f} {}_jT \quad (\text{A } 2)$$

$$J_e \cdot \ddot{\theta}_e + k_e \cdot \theta_e = T/n \quad (\text{A } 3)$$

ここに,  $j=r, s, f$  の順に主鏡, 副鏡, フォード

${}_jM_i$ : Zone  $i$  節点群の質量 マトリクス

${}_jU_i$ : Zone  $i$  節点群の変位 ベクトル

$K$ : 剛性 マトリクス

$J_c, J_e$ : センタハブの El 軸まわり, El 駆動系の ピニオン 軸換算の慣性 モーメント

$\theta_c, \theta_e$ : センタハブの El 軸まわり, El 駆動系の ピニオン 軸まわりの回転角

$k_e, n$ : El 駆動系の ピニオン 軸換算のばね定数, センタハブとピニオンの歯車比

さらに, 幾何学的結合 ベクトル  $B_j$  を使って

$$\left. \begin{aligned} {}_jU_2 &= B_j \cdot \theta_c \\ {}_jT &= B_j^T \cdot {}_jF_2 \quad (j=r, s, f) \\ n \cdot \theta_e &= \theta_c \end{aligned} \right\} \quad (\text{A } 4)$$

したがって, 式 (A 1)~(A 4) より固有振動状態で次の固有値方程式が得られる。

$$(K^* - \omega^2 \cdot M^*) \cdot U \equiv 0 \quad (\text{A } 5)$$

ここに,

$$K^* = \begin{bmatrix} {}_rK_{11} & 0 & 0 \\ 0 & {}_sK_{11} & 0 \\ 0 & 0 & {}_fK_{11} \\ ({}_rK_{12} \cdot B_r)^T & ({}_sK_{12} \cdot B_s)^T & ({}_fK_{12} \cdot B_f)^T \\ {}_rK_{12} \cdot B_r & {}_sK_{12} \cdot B_s & {}_fK_{12} \cdot B_f \\ n^2 k_e + \sum_{j=r,s,f} B_j^T \cdot {}_jK_{22} \cdot B_j \end{bmatrix}$$

$$M^* = \begin{bmatrix} {}_rM_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & {}_sM_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & {}_fM_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & n^2 J_e + J_c + \sum_{j=r,s,f} B_j^T \cdot {}_jM_2 \cdot B_j \end{bmatrix}$$

これより

$${}_jU_1 = - ({}_jK_{11}^{-1} + \sum_{i=1}^{\infty} (\omega^2 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1)^i {}_jK_{11}^{-1}) {}_jK_{12} \cdot B_j \cdot \theta_c \quad (\text{A } 6)$$

さらに, 最低次数の固有値に着目すれば

$${}_jU_1 \equiv - ({}_jK_{11}^{-1} + \omega^2 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1}) {}_jK_{12} \cdot B_j \cdot \theta_c \quad (\text{A } 7)$$

$$\omega^2 \equiv \frac{n^2 k_e + \sum_{j=r,s,f} B_j^T ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) B_j}{n^2 J_e + J_c + \sum_{j=r,s,f} B_j^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) B_j} \quad (\text{A } 8)$$

式 (A 9) は構造要素  $j$  の静的解析の一般的表示である。

$$\begin{bmatrix} {}_jK_{11} & {}_jK_{12} \\ {}_jK_{12}^T & {}_jK_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_j\bar{U}_1 \\ {}_j\bar{U}_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} {}_jP_1 \\ {}_jP_2 \end{Bmatrix} \quad (\text{A } 9)$$

式 (A 9) において, 無荷重 ( ${}_jP_1 \equiv 0$ ) 状態では,

$${}_jP_2 = ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) {}_j\bar{U}_2 \quad (\text{A } 10)$$

$${}_j\bar{U}_1 = - {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12} \cdot {}_j\bar{U}_2 \quad (\text{A } 11)$$

Zone 2 節点群が支持されている ( ${}_j\bar{U}_2 \equiv 0$ ) 状態では

$${}_jP_2 = {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jP_1 \quad (\text{A } 12)$$

$${}_j\bar{U}_1 = {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jP_1 \quad (\text{A } 13)$$

式 (A 10)~(A 13) より次のことが明らかである。

(a) 式 (A 10) にて  ${}_j\bar{U}_2 \equiv B_j$  とすれば (センタハブを単位角度回転させる)  $B_j$  が剛体的変位であることから  ${}_jP_2 \equiv 0$

(b) 式 (A 11) にて  ${}_j\bar{U}_2 \equiv B_j$  としたときの Zone 1 節点群の変位に各節点の集中質量を掛けた値  ${}_jQ_1 (= - {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12} \cdot B_j)$  は El 軸まわりの一次 モーメント, さらに, 式 (A 12) にて  ${}_jP_1 = {}_jQ_1$  とし得られる  ${}_jP_2$  に  $B_j^T$  を掛けた値は El 軸まわりの二次 モーメント (慣性 モーメント) である。

したがって, 固有振動数は次のように得られる。

$$\omega^2 \equiv \frac{n^2 \cdot k_e}{n^2 J_e + \sum_{j=r,s,f} {}_jJ_j} \quad (\text{A } 14)$$

さらに主鏡, 副鏡, フォードの規準関数は式 (A 7) より次のように表わされる。

$${}_jU_1 \equiv {}_jU_{1R} + {}_jU_{1E} \quad (j=r, s, f) \quad (\text{A } 15)$$

ここで,  ${}_jU_{1R}$ : センタハブの回転  $\theta_c$  による剛体変位

${}_jU_{1E}$ : Zone 2 節点群を支持した状態で  $\omega^2 \cdot {}_jU_{1R}$  の加速度による弾性変位

A 2. Az 軸まわりの回転振動

Az タワ- 構造を質量のない構造系と仮定し, 卓越した変位として Az 軸まわりの回転を考えれば, 次の自由振動方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} {}_jM_1 & 0 \\ 0 & {}_jM_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_j\ddot{U}_1 \\ {}_j\ddot{U}_2 \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} {}_jK_{11} & {}_jK_{12} \\ {}_jK_{12}^T & {}_jK_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_jU_1 \\ {}_jU_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ {}_jF_2 \end{Bmatrix} \quad (\text{A } 16)$$

$$J_c \cdot \ddot{\theta}_c = - \sum_{j=r,s,f} {}_jT_c \quad (\text{A } 17)$$

$$\begin{bmatrix} {}_tK_{11} & {}_tK_{12} & {}_tK_{13} \\ {}_tK_{12}^T & {}_tK_{22} & {}_tK_{23} \\ {}_tK_{13}^T & {}_tK_{23}^T & {}_tK_{33} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_tU_1 \\ {}_tU_2 \\ {}_tU_3 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ {}_tF_2 \\ {}_tF_3 \end{Bmatrix} \quad (\text{A } 18)$$

$$J_b \cdot \ddot{\theta}_b = - \sum_{j=a} {}_jT_b \quad (\text{A } 19)$$

$$J_{a1} \cdot \ddot{\theta}_a + k_a \cdot \theta_a = T_{a1} \quad (\text{A } 20)$$

$$J_{a2} \cdot \ddot{\theta}_a = T_{a2} \quad (\text{A } 21)$$

ここに,  $J_c, \theta_c$ : センタハブの Az 軸まわりの慣性モーメント, 回転角  
 $J_b, \theta_b$ : Az 床構造の Az 軸まわりの慣性モーメント, 回転角

$J_{a1}, k_a$ : Az 駆動輪系の ロー 軸換算の慣性モーメント, ねじりのばね定数

$J_{a2}, \theta_a$ : Az 従動輪系の ロー 軸換算の慣性モーメント, ローの回転角

ただし, タワー構造は El 軸受部, Az 床構造と結合する節点群とそれ以外に分けてそれぞれ Zone 2, Zone 3, Zone 1 としている。

さらに, 幾何学的結合ベクトル,  $jA_2, {}_tA_3$  を使用して

$${}_jU_2 = {}_jA_2 \cdot \theta_c \quad (j=r, s, f, t) \quad (\text{A } 22)$$

$${}_tU_3 = {}_tA_3 \cdot \theta_b \quad (\text{A } 23)$$

$$\theta_a = n \cdot \theta_b \quad (\text{A } 24)$$

$${}_jT_c = {}_jA_2^T \cdot {}_jF_2 \quad (j=r, s, f, t) \quad (\text{A } 25)$$

$${}_tT_b = {}_tA_3^T \cdot {}_tF_3 \quad (\text{A } 26)$$

$${}_aT_b = n(T_{a1} + T_{a2}) \quad (\text{A } 27)$$

式 (A 16), (A 22) より自由振動状態にて

$${}_jU_1 = -({}_jK_{11}^{-1} + \sum_{i=1}^{\infty} (\omega^2 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1) \cdot {}_jK_{11}^{-1}) \cdot {}_jK_{12} \cdot {}_jA_2 \cdot \theta_c \quad (\text{A } 28)$$

ここで, 最低次数の固有値に着目すれば

$${}_jU_1 = -({}_jK_{11}^{-1} + \omega^2 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1}) \cdot {}_jK_{12} \cdot {}_jA_2 \cdot \theta_c \quad (\text{A } 29)$$

式 (A 18), (A 22), (A 23) より

$${}_tU_1 = -{}_tK_{11}^{-1} ({}_tK_{12} \cdot {}_tA_2 \cdot \theta_c + {}_tK_{13} \cdot {}_tA_3 \cdot \theta_b) \quad (\text{A } 30)$$

式 (A 16), (A 22), (A 25), (A 29) より

$$\begin{aligned} {}_jT_c &= {}_jA_2^T ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jA_2 \cdot \theta_c \\ &\quad - \omega^2 \cdot {}_jA_2^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jA_2 \cdot \theta_c \end{aligned} \quad (\text{A } 31)$$

式 (A 18), (A 22), (A 23), (A 25), (A 30) より

$$\begin{aligned} {}_tT_c &= {}_tA_2^T ({}_tK_{22} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tA_2 \cdot \theta_c \\ &\quad + {}_tA_2^T ({}_tK_{23} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tA_3 \cdot \theta_b \end{aligned} \quad (\text{A } 32)$$

同様に  ${}_tT_b, {}_aT_b$  が  $\theta_c, \theta_b$  にて表わすことができ, 固有値方程式は  $\theta_c, \theta_b$  を代表変位とした 2 自由度の系に圧縮される。

$$(K^* - \omega^2 \cdot M^*) \cdot U \equiv 0 \quad (\text{A } 33)$$

ここに,

$$\begin{aligned} K^* &= \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} \quad M^* = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \quad U^T = (\theta_c \quad \theta_b) \\ \left. \begin{aligned} k_{11} &= \sum_{j=r,s,f,t} {}_jA_2^T ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jA_2 \\ k_{12} &= {}_tA_2^T ({}_tK_{23} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tA_3 \\ k_{21} &= {}_tA_3^T ({}_tK_{23} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tA_2 \\ k_{22} &= n^2 \cdot k_a + {}_tA_3^T ({}_tK_{33} - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tA_3 \\ m_{11} &= J_c + \sum_{j=r,s,f,t} {}_jA_2^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jA_2 \\ m_{12} &= {}_tA_2^T ({}_tM_2 + {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tM_1 \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tA_3 \\ m_{21} &= {}_tA_3^T ({}_tM_2 + {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tM_1 \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tA_3 \\ m_{22} &= n^2 \cdot J_a + {}_tA_3^T ({}_tM_3 + {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tM_1 \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tA_3 \end{aligned} \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} m_{12} &= m_{21} = 0 \\ m_{22} &= J_b + n^2 (J_{a1} + J_{a2}) \end{aligned} \quad (\text{A } 34)$$

式 (A 34) にて, 前項 (A 9) ~ (A 13) を参照して

$$k_{11} = {}_tA_2^T ({}_tK_{22} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tA_2 \quad (\text{A } 35)$$

$$m_{11} = \sum_{j=r,s,f,t} J_j \quad (\text{A } 36)$$

式 (A 37) は タワー 構造の静的解法の一般的表示である。

$$\begin{bmatrix} {}_tK_{11} & {}_tK_{12} & {}_tK_{13} \\ {}_tK_{12}^T & {}_tK_{22} & {}_tK_{23} \\ {}_tK_{13}^T & {}_tK_{23}^T & {}_tK_{33} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_t\bar{U}_1 \\ {}_t\bar{U}_2 \\ {}_t\bar{U}_3 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} {}_tP_1 \\ {}_tP_2 \\ {}_tP_3 \end{Bmatrix} \quad (\text{A } 37)$$

上式にて, 無荷重 ( ${}_tP_1 \equiv 0$ ) 状態を考え

Zone 3 節点群を固定 ( ${}_t\bar{U}_3 = 0$ ) すれば

$${}_tP_2 = ({}_tK_{22} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_t\bar{U}_2 \quad (\text{A } 38)$$

$${}_tP_3 = ({}_tK_{33} - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_t\bar{U}_2 \quad (\text{A } 39)$$

Zone 2 節点群を固定 ( ${}_t\bar{U}_2 = 0$ ) すれば

$${}_tP_2 = ({}_tK_{23} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_t\bar{U}_3 \quad (\text{A } 40)$$

$${}_tP_3 = ({}_tK_{33} - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_t\bar{U}_3 \quad (\text{A } 41)$$

したがって,  $k_{11} \sim k_{22}$  は次のように得られる。

$$k_{11} = -k_{12} = -k_{21} = k_{22} - n^2 \cdot k_a = k_t$$

ここで,  $k_t$ : タワー 構造の Az 軸まわりのねじりのばね定数 (たとえば, Zone 2 節点群のみを単位角度 Az 軸まわりに回転させるとき, Zone 2 節点群に生ずる Az 軸まわりのトルク)

したがって, 式 (A 33) の固有値方程式は次のように与えられる。

$$\begin{bmatrix} k_t & -k_t \\ -k_t & k_t + n^2 k_a \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \theta_c \\ \theta_b \end{Bmatrix} - \omega^2 \begin{bmatrix} m_{11} & 0 \\ 0 & m_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \theta_c \\ \theta_b \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (\text{A } 42)$$

次に, 主鏡, 副鏡, フィードの規準関数は式 (A 11) (A 13) を参照して,

$${}_jU_1 = {}_jU_{1R} + {}_jU_{1E} \quad (j=r, s, f) \quad (\text{A } 43)$$

ここで,  ${}_jU_{1R}$ : センタハブの Az 軸まわりの回転  $\theta_c$  による剛体的な変位  
 ${}_jU_{1E}$ : Zone 2 節点群を固定した状態で  $\omega^2 \cdot {}_jU_{1R}$  の加速度による弾性変位

なお, 式 (A 30) で表わされる タワー 構造の規準関数は次のように与えられる。

$${}_tU_1 = {}_tU_{12} + {}_tU_{13} \quad (\text{A } 44)$$

ここで,  ${}_tU_{12}$ : Zone 3 節点群を固定し センタハブを Az 軸まわりに  $\theta_c$  回転させたときの変位

${}_tU_{13}$ : Zone 2 節点群を固定し Az 床構造を Az 軸まわりに  $\theta_b$  回転させたときの変位

### A 3. Fl 軸まわりの回転と水平並進の連成振動

卓越した変位として水平変位と El 軸まわりの回転を考えれば,

次の自由振動方程式が得られる。

$$\begin{bmatrix} {}_jM_1 & 0 \\ 0 & {}_jM_2 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_j\ddot{U}_1 \\ {}_j\ddot{U}_2 \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} {}_jK_{11} & {}_jK_{12} \\ {}_jK_{12}^T & {}_jK_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_jU_1 \\ {}_jU_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ {}_jF_2 \end{Bmatrix} \quad (\text{A } 45)$$

$$J_c \cdot \ddot{\theta}_c = - \sum_{j=r, s, f, e} {}_jT_c \quad (\text{A } 46)$$

$$m_c \cdot \ddot{x}_c = {}_eF_c - \sum_{j=r, s, f, t} {}_jF_c \quad (\text{A } 47)$$

$$\begin{bmatrix} {}_tK_{11} & {}_tK_{12} & {}_tK_{13} & {}_tK_{14} \\ {}_tK_{12}^T & {}_tK_{22} & {}_tK_{23} & {}_tK_{24} \\ {}_tK_{13}^T & {}_tK_{23}^T & {}_tK_{33} & {}_tK_{34} \\ {}_tK_{14}^T & {}_tK_{24}^T & {}_tK_{34}^T & {}_tK_{44} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} {}_tU_1 \\ {}_tU_2 \\ {}_tU_3 \\ {}_tU_4 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ {}_tF_2 \\ {}_tF_3 \\ {}_tF_4 \end{Bmatrix} \quad (\text{A } 48)$$

$$J_e \ddot{\theta}_e + k_e \cdot \theta_e = {}_cT_e \quad (\text{A } 49)$$

$$m_e \ddot{x}_e = - {}_tF_e - {}_cF_e \quad (\text{A } 50)$$

$$m_a \ddot{x}_a + k_a \cdot x_a = - {}_tF_a \quad (\text{A } 51)$$

ここに、 $m_c, J_c$ : センタハウの質量, El 軸まわりの慣性モーメント  
 $x_c, \theta_c$ : センタハウの水平変位, El 軸まわりの回転角  
 $m_e, J_e$ : El 駆動系の質量, ピニオン軸換算の慣性モーメント  
 $x_e, \theta_e$ : El 駆動系の水平変位, ピニオン軸の回転角  
 $k_e$ : El 駆動系のピニオン軸換算のねじりのばね定数  
 $m_a, x_a$ : Az 床構造の質量, 水平変位  
 $k_a$ : Az 床構造の水平ばね定数

ただし、タワーを構成する節点群を El 軸受部と結合するものを、Zone 2, El ピニオン部と結合するものを Zone 3, Az 床構造と結合するものを Zone 4, その他の節点群を Zone 1 としている。

さらに、幾何学的結合ベクトル  ${}_jA_c, {}_jB_c, {}_tB_e, {}_tB_a$  を使って

$${}_jU_2 = {}_jA_c \cdot \theta_c + {}_jB_c \cdot x_c \quad (j=r, s, f) \quad (\text{A } 52)$$

$${}_tU_2 = {}_tB_e \cdot x_e \quad (\text{A } 53)$$

$$\theta_e = n \cdot \theta_c - \frac{n}{\gamma_c} (x_c - x_e) \quad (\text{A } 54)$$

$${}_tU_3 = {}_tB_e \cdot x_e \quad (\text{A } 55)$$

$${}_tU_4 = {}_tB_a \cdot x_a \quad (\text{A } 56)$$

$${}_jF_c = {}_jB_c^T \cdot {}_jF_2 \quad (j=r, s, f, t) \quad (\text{A } 57)$$

$${}_jT_c = {}_jA_c^T \cdot {}_jF_2 \quad (j=r, s, f) \quad (\text{A } 58)$$

$${}_tF_e = {}_tB_e^T \cdot {}_tF_3 \quad (\text{A } 59)$$

$${}_tF_a = {}_tB_a^T \cdot {}_tF_4 \quad (\text{A } 60)$$

ここに、 $\gamma_c, \gamma_e$ : センタハウ歯車, El ピニオンのピッチ半径

$$n: \gamma_c / \gamma_e$$

自由振動状態において、

式 (A 45), (A 52), (A 56), (A 58) より  $j=r, s, f$  それぞれに対して

$${}_jU_1 = - ({}_jK_{11}^{-1} + \omega^2 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1}) \cdot {}_jK_{12} \cdot ({}_jA_c \cdot \theta_c + {}_jB_c \cdot x_c) \quad (\text{A } 61)$$

$$\begin{aligned} {}_jF_c &= {}_jB_c^T \cdot ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \\ {}_jT_c &= {}_jA_c^T \cdot ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \\ &\quad - \omega^2 ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \\ &\quad \cdot ({}_jA_c \cdot \theta_c + {}_jB_c \cdot x_c) \end{aligned} \quad (\text{A } 62)$$

式 (A 48), (A 53), (A 55) ~ (A 57) より

$${}_tU_1 = - {}_tK_{11}^{-1} ({}_tK_{12} \cdot {}_tB_c \cdot x_c + {}_tK_{13} \cdot {}_tB_e \cdot x_e + {}_tK_{14} \cdot {}_tB_a \cdot x_a) \quad (\text{A } 63)$$

$$\begin{aligned} {}_tF_c &= {}_tB_c^T \cdot ({}_tK_{22} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tB_c \cdot x_c \\ &\quad + ({}_tK_{23} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tB_e \cdot x_e \\ &\quad + ({}_tK_{24} - {}_tK_{12}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{14}) \cdot {}_tB_a \cdot x_a \end{aligned} \quad (\text{A } 64)$$

式 (A 49), (A 54) より

$${}_eT_c = n^2 (-\omega^2 J_e + k_e) (\theta_c - (x_c - x_e) / \gamma_c) \quad (\text{A } 65)$$

$${}_eF_c = {}_cF_e = n^2 (-\omega^2 J_e + k_e) \cdot \theta_c / \gamma_c \quad (\text{A } 66)$$

式 (A 48), (A 53), (A 55), (A 56), (A 59), (A 60) より

$$\begin{aligned} {}_tF_e &= {}_tB_e^T \cdot ({}_tK_{23}^T - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tB_c \cdot x_c \\ &\quad + ({}_tK_{33} - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tB_e \cdot x_e \\ &\quad + ({}_tK_{34} - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{14}) \cdot {}_tB_a \cdot x_a \end{aligned} \quad (\text{A } 67)$$

$$\begin{aligned} {}_tF_a &= {}_tB_a^T \cdot ({}_tK_{24}^T - {}_tK_{14}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tB_c \cdot x_c \\ &\quad + ({}_tK_{34}^T - {}_tK_{14}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tB_e \cdot x_e \\ &\quad + ({}_tK_{44} - {}_tK_{14}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{14}) \cdot {}_tB_a \cdot x_a \end{aligned} \quad (\text{A } 68)$$

したがって、固有値方程式は式 (A 46), (A 47), (A 50), (A 51) に対して代表変位を  $\theta_c, x_c, x_e, x_a$  とした 4 自由度に圧縮される。

$$(K^* - \omega^2 \cdot M^*) \cdot U = 0 \quad (\text{A } 69)$$

ここに、

$$K^* = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} & k_{34} \\ k_{41} & k_{42} & k_{43} & k_{44} \end{bmatrix} \quad M^* = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} & m_{14} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} & m_{24} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} & m_{34} \\ m_{41} & m_{42} & m_{43} & m_{44} \end{bmatrix}$$

$$U^T = (y_c x_c x_e x_a)$$

$$y_c = \gamma_c \cdot \theta_c$$

$$k_{11} = \sum_{j=r, s, f} {}_jA_c^T ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jA_c / \gamma_c^2 + n^2 \cdot k_e / \gamma_c^2$$

$$k_{12} = \sum_{j=r, s, f} {}_jA_c^T ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jB_c / \gamma_c - n^2 \cdot k_e / \gamma_c^2$$

$$k_{13} = n^2 \cdot k_e / \gamma_c^2$$

$$k_{14} = 0$$

$$k_{21} = \sum_{j=r, s, f} {}_jB_c^T ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jA_c / \gamma_c - n^2 \cdot k_e / \gamma_c^2$$

$$k_{22} = \sum_{j=r, s, f, t} {}_jB_c^T ({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jB_c$$

$$k_{23} = {}_tB_c^T ({}_tK_{23} - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tB_e$$

$$k_{24} = {}_tB_c^T ({}_tK_{24} - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{14}) \cdot {}_tB_a$$

$$k_{31} = n^2 \cdot k_e / \gamma_c^2$$

$$k_{32} = {}_tB_e^T ({}_tK_{23}^T - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tB_c$$

$$k_{33} = {}_tB_e^T ({}_tK_{33} - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tB_e$$

$$k_{34} = {}_tB_e^T ({}_tK_{34} - {}_tK_{13}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{14}) \cdot {}_tB_a$$

$$k_{41} = 0$$

$$k_{42} = {}_tB_a^T ({}_tK_{24}^T - {}_tK_{14}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{12}) \cdot {}_tB_c$$

$$k_{43} = {}_tB_a^T ({}_tK_{34}^T - {}_tK_{14}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{13}) \cdot {}_tB_e$$

$$k_{44} = k_a + {}_tB_a^T ({}_tK_{44} - {}_tK_{14}^T \cdot {}_tK_{11}^{-1} \cdot {}_tK_{14}) \cdot {}_tB_a$$

$$m_{11} = (T_c + n^2 J_e) / \gamma_c^2$$

$$+ \sum_{j=r, s, f} {}_jA_c^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) {}_jA_c / \gamma_c^2$$

$$\begin{aligned}
m_{12} &= \sum_{j=r,s,f} {}_jA_c^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) {}_jB_c / \gamma_c \\
&\quad - n^2 \cdot J_e / \gamma_c^2 \\
m_{13} &= n^2 J_e / \gamma_c \\
m_{14} &= 0 \\
m_{21} &= \sum_{j=r,s,f} {}_jB_c^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) {}_jA_c / \gamma_c^2 \\
&\quad - n^2 \cdot J_e / \gamma_c^2 \\
m_{22} &= m_c + \sum_{j=r,s,f} {}_jB_c^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) {}_jB_c \\
m_{23} &= m_{24} = 0 \\
m_{31} &= n^2 J_e / \gamma_c^2 \\
m_{32} &= 0 \\
m_{33} &= m_e \\
m_{34} &= 0 \\
m_{41} &= m_{42} = m_{43} = 0 \\
m_{44} &= m_a
\end{aligned}$$

ここで、幾何学的結合ベクトル  ${}_jA_c$ ,  ${}_jB_c$  がセンタハブの剛体的な動きによって生ずる Zone 2 節点群の剛体的変位であることから、 $j=r, s, f$  に対して、

$$\begin{aligned}
({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) {}_jA_c &= 0 \\
({}_jK_{22} - {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jB_c &= 0 \\
{}_jA_c^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jA_c &= {}_jJ_{EL} \\
{}_jA_c^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jB_c \\
&= {}_jB_c^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) {}_jA_c \\
&= M_j \cdot e_j \cdot \sin \alpha_{EL} \\
{}_jB_c^T ({}_jM_2 + {}_jK_{12}^T \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jM_1 \cdot {}_jK_{11}^{-1} \cdot {}_jK_{12}) \cdot {}_jB_c &= M_j
\end{aligned}$$

ここに、 $M_j$ : 構造要素  $j$  の質量

${}_jJ_{EL}$ : 構造要素  $j$  の El 軸まわりの慣性モーメント

$e_j$ : 構造要素  $j$  の重心と El 軸間距離

$\alpha_{EL}$ : アンテナの El 角度

さらに、タワー構造の弾力係数  $C_{ij}$  を次のように定義すれば、

$C_{ij}$ : Zone  $j$  節点群のみに単位水平変位を与えたとき

Zone  $i$  節点群に起こる水平 (振動) 方向の反力

式 (A 69) は次のように表わされる。

$$(K^* - \omega^2 M^*) \cdot U = 0 \quad \text{..... (A 70)}$$

$$K^* = \begin{bmatrix} n^2 k_e / \gamma_c^2 & -n^2 k_e / \gamma_c^2 & n^2 k_e / \gamma_c^2 & 0 \\ -n^2 k_e / \gamma_c^2 & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ n^2 k_e / \gamma_c^2 & C_{23} & C_{33} & C_{34} \\ 0 & C_{24} & C_{34} & k_a + C_{44} \end{bmatrix}$$

$$M^* = \begin{bmatrix} (J_c + n^2 J_e \sum_{j=r,s,f} J_{EL}) / \gamma_c^2 & \sum_{j=r,s,f} M_j \cdot e_j \sin \alpha_{EL} / \gamma_c & m_c + \sum_{j=r,s,f} M_j & 0 \\ \sum_{j=r,s,f} M_j \cdot e_j \sin \alpha_{EL} / \gamma_c & -n^2 J_e / \gamma_c^2 & 0 & 0 \\ n^2 J_e / \gamma_c^2 & 0 & 0 & 0 \\ -n^2 J_e / \gamma_c^2 & n^2 J_e / \gamma_c^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ m_e & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_a & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$U^T = (y_c, x_c, x_e, x_a)$$

さらに、式 (A 70) を  $U_1 = y_c$ ,  $U_2^T = (x_c, x_e, x_a)$  の 2 群に分けて

$$\begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{12}^T & K_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{Bmatrix} - \omega^2 \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{12}^T & M_{22} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{Bmatrix} = 0$$

とする。

これより、次の  $U_2$  に対する固有振動方程式が得られる。

$$\begin{aligned}
U_1 &= -(K_{11}^{-1} \cdot K_{12} - \omega^2 (K_{11}^{-1} \cdot M_{12} - K_{11}^{-1} \cdot M_{11} \\
&\quad \cdot K_{11}^{-1} \cdot K_{12})) U_2 \\
(K^* - \omega^2 \cdot M^*) U_2 &= 0
\end{aligned}$$

ここに、 $U_2^T = (x_c, x_e, x_a)$

$$K^* = \begin{bmatrix} C_{22} - n^2 k_e / \gamma_c^2 & C_{23} + n^2 k_e / \gamma_c^2 & C_{24} \\ C_{23} + n^2 k_e / \gamma_c^2 & C_{33} - n^2 k_e / \gamma_c^2 & C_{34} \\ C_{24} & C_{34} & C_{44} \end{bmatrix}$$

$$M^* = \begin{bmatrix} m_c + \sum_{j=r,s,f} M_j + 2m_{21} + m_{11} & -m_{11} - m_{21} + m_{31} & 0 \\ -m_{11} - m_{21} + m_{31} & m_e + m_{11} - 2m_{31} & 0 \\ 0 & 0 & m_a \end{bmatrix}$$

$$m_{11} = (J_c + n^2 J_e + \sum_{j=r,s,f} {}_jJ_{EL}) / \gamma_c^2$$

$$m_{21} = -n^2 J_e / \gamma_c^2 + \sum_{j=r,s,f} M_j e_j \sin \alpha_{EL} / \gamma_c$$

$$m_{31} = n^2 J_e / \gamma_c^2$$

さらに、主鏡、副鏡、フィードの規準関数は式 (A 61) より

$${}_jU_1 = {}_jU_{1R} + {}_jU_{1E} \quad (j=r, s, f)$$

ここで、 ${}_jU_{1R}$ : センタハブの回転  $\theta_c$  および水平変位  $x_c$  による剛体的変位

${}_jU_{1E}$ : Zone 2 節点群を固定した状態で  $\omega^2 \cdot {}_jU_{1R}$  の加速度による弾性変位



## まゆ形導波管

立川清兵衛\*・中里 裕臣\*\*・山前 瑞穂\*\*  
小越 信朋\*\*・渡辺 節男\*\*・阿部 紘士\*\*

## A Cocoon-Shaped Corrugated Waveguide

Kamakura Works

Seibei Tachikawa・Yasuomi Nakazato・Mizuho Yamasaki  
Nobutomo Ogoe・Setsuo Watanabe・Kôshi Abe

Mitsubishi Electric has developed a long-line flexible waveguide suitable for laying a feeder system that connects an antenna and a repeater of a microwave link station in a manner analogous to a cable. It can be used in lengths of 20 to 100 meters, and promises great savings in waveguide layout design and installation. This waveguide has a cocoon-shaped cross section affording improvements of transmission characteristics, and has corrugated walls for flexibility. The outer wall of the corrugated guide is provided with a polyethylene jacket for increasing weatherproofing and upgrading the mechanical strength of the waveguide. The main characteristics of this 6 GHz band waveguide are VSWR of less than 1.05, a transmission loss of less than 0.05 dB/meter and a permissible bending radius of 500 mm in the E-plane and 700 mm in the H-plane.

## 1. ま え が き

従来 マイクロ波による無線中継方式では、中継局のアンテナと中継機を結ぶ給電系に多くの場合方形導波管を用いている。しかしこの方形導波管の建設工事には、厳しい設計精度と多くのか(稼)動を要するため日本電信電話公社においては、この数年来上記給電系に従来の方形導波管にかわって配管設計、施工の簡易化および省力化を目的とした長尺可とう導波管の採用が計画され検討が進められてきた。そしてこの導波管には次のような性能が要求された。

- (1) 幹線用マイクロ波方式の給電系に使用しうる電気的性能であること。
- (2) 鉄塔上のアンテナから局舎内の中継機まで一条配管が可能な長さを有すること。
- (3) 布設作業に十分な所定の可とう性があること。
- (4) 運搬、布設時にドラムに巻き取る等、同軸ケーブルおよび多心ケーブルと同様な取扱いが可能なこと。

この計画に対し当社は、この性能を満足する導波管としてまゆ形コルゲート導波管の開発を進めてきたが、この導波管は

- (1) 銅条より円形電縫管を作る。
- (2) 電縫管の表面に長さ方向にコルゲーションを施す。
- (3) 断面をまゆ形に成形する。
- (4) まゆ形コルゲート管にポリエチレンを被覆する。

の一貫した製造装置で製造するものである。この導波管の開発は4 GHz, 5 GHz, 6 GHzの3周波数帯について行なったが、同時に製造装置の開発も行なったため製造技術の上では連続溶接、コルゲーション加工、まゆ形成について、いかにして長尺にわたり一様に製造するかということが最大の困難事であった。

以下にこの導波管の代表例として6 GHz帯用導波管についてこれまでに開発した経緯について報告、紹介する。

## 2. 設計の方法

## 2.1 導波管の構造とまゆ形形状

導波管の基本的構造は図1に示すごとくであり、その断面形状は

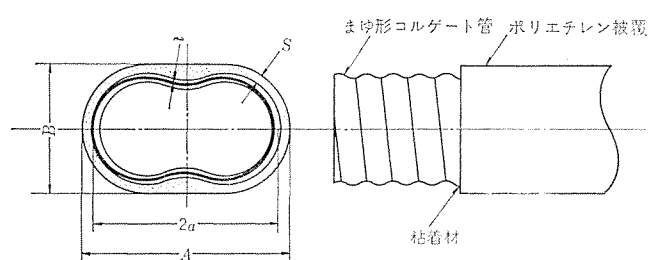


図1. まゆ形コルゲート導波管の構造  
Structure of cocoon-shaped corrugated waveguide.

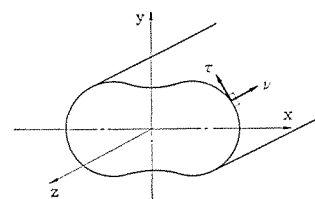


図2. まゆ形導波管座標系  
Coordinate systems of cocoon-shaped waveguide.

- (1) 比帯域が広い。

$$(\text{注}) \quad \text{比帯域} = \frac{2(f_{CHI} - f_{CD})}{f_{CHI} + f_{CD}} \times 100\%$$

ここに  $f_{CD}$ : 基本波のしゃ断波長

$f_{CHI}$ : 第1高次姿態波のしゃ断波長

- (2) 方形導波管との広帯域インピーダンス整合が容易である。  
等の理由により図2.に示すような“まゆ形”を選んだ。このまゆ形形状は、図2.のX,Y座標系では

$$[x^2 + (y/e)^2 + c^2]^2 = 4c^2x^2 + k^4c^4 \dots (1)$$

ここに  $1.20 < e < 1.30$

$1.15 < k < 1.25$

で表わされ、さらに連続一貫した製造が容易な形状条件よりパラメータ  $e, k$  は

$$e = 1.25, k = 1.20 \dots (2)$$

に選んだ。このとき、変数  $c$  と導波管の長径  $2a$  との関係は

$$2a=3.124c \dots\dots\dots (3)$$

となる。

## 2.2 まゆ形導波管の伝送特性

コルゲーションのないまゆ形導波管（以下まゆ形導波管と称す）のしゃ断周波数および伝送損失は、変分法<sup>(1)</sup>を用い次のように求められる。

まずまゆ形導波管のしゃ断波長  $f_c$  は、管の内壁面において電磁波がH波である場合には

$$\frac{\partial \phi}{\partial \nu} = 0 \dots\dots\dots (4)$$

ここに  $\nu$  : 壁面に直角な方向

を満足し、またE波である場合には

$$\phi = 0 \dots\dots\dots (5)$$

を満足するスカラー関数を  $\phi(x, y)$  とすると

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\frac{D(\phi)}{J(\phi)}} \dots\dots\dots (6)$$

ここに  $c$  : 光速

$$D(\phi) = \int \int_s \left[ \left( \frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2 \right] dx dy$$

$s$  : まゆ形導波管の管内積分範囲

$$J(\phi) = \int \int_s \phi^2 dx dy$$

より求められる。

6 GHz 帯用まゆ形導波管のしゃ断周波数の計算値を、方形導波管およびだ円導波管と対比のうえ導波管の長径（ $x$  軸径）を変数にして図 3. に示す。この結果、まゆ形導波管のしゃ断周波数は、基本波、第 1 高次状態波ともに同一長径の方形導波管およびだ円導波管のしゃ断周波数の中間値を示し、また比帯域も中間の値となる。このことは、まゆ形導波管の伝送特性は、 $y$  軸方向中央のへこみよりだ円導波管の伝送特性に長辺の両側にリッジの付いた方形リッジ導波管の伝送特性の特長を加えたものと考えることより理解される。

次にまゆ形導波管の単位長当りの伝送損失  $\alpha$  は、伝送電力  $W$  と単位長当りの導体熱損失  $W_L$  とから次式により求められる。

$$\alpha = \frac{W_L}{2W} \dots\dots\dots (7)$$

式(7)で伝送電力  $W$  は、上記スカラー関数  $\phi(x, y)$  を用い

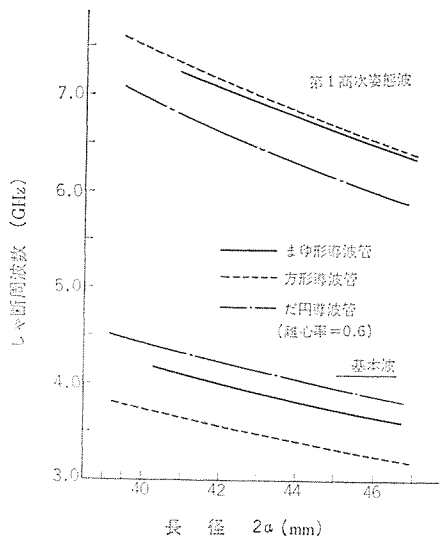


図 3. 6 GHz 帯用導波管のしゃ断周波数（計算値）  
Cutoff frequencies of 6 GHz band waveguides (calculated).

$$W = \frac{1}{2} \beta \omega \mu \cdot \omega_c^2 \varepsilon \mu \int \int_s |\phi|^2 dx dy$$

$$= \frac{1}{2} \left( \frac{2\pi}{\lambda_g} \right)^2 Z_H \cdot \left( \frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2 \int \int_s |\phi|^2 dx dy \dots\dots\dots (8)$$

ここに  $\beta$  : 位相定数

$$= \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

$\lambda_g$  : 管内波長

$\omega$  : 角周波数

$\omega_c$  : しゃ断角周波数

$\varepsilon$  : 誘電率

$\mu$  : 透磁率

$Z_H$  : 特性インピーダンス

$$= \frac{\omega \mu}{\beta}$$

$$\omega_c^2 \varepsilon \mu = \left( \frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2$$

$\lambda_c$  : しゃ断波長

であり、また単位長当りの導体熱損失  $W_L$  は

$$W_L = \frac{1}{2} R \int_0^a [|H_z|^2 + |H_\tau|^2] \sqrt{1 + \left( \frac{dy}{dx} \right)^2} \dots\dots\dots (9)$$

$$\text{ここに } R = \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}$$

$\sigma$  : 導電率

$$H_z = \left( \frac{\partial \phi}{\partial z} \right)^2 + \omega_c^2 \varepsilon \mu \phi = \left( \frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2 \phi$$

$$H_\tau = -j\beta \frac{\partial \phi}{\partial \tau}$$

$$\left( \frac{\partial \phi}{\partial \tau} \right)^2 = \left( \frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2$$

である。

6 GHz 帯用まゆ形導波管の伝送損失の計算値を、方形導波管およびだ円導波管と対比のうえ導波管の長径（ $x$  軸径）を変数にして図 4. に示す。この結果は、まゆ形導波管の伝送損失は方形、だ円導波管よりも良好な特性を示している。

## 2.3 材料の選定

まゆ形コルゲート管の材料には、導電性、溶接性を重視して無酸素銅条を用いた。またコルゲート管の外表面をおおう被覆層には、外層に耐候性、機械的強度を増すためポリエチレンを使用し、外層とコルゲート

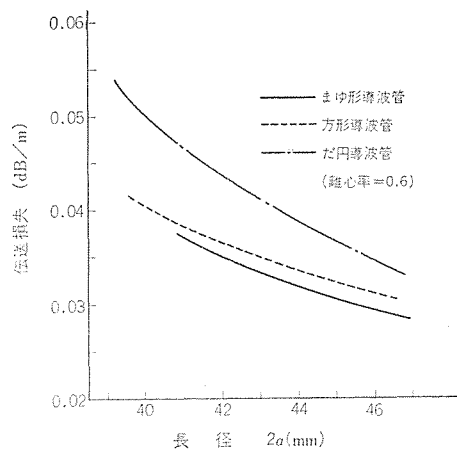


図 4. 6 GHz 帯用導波管の伝送損失 (5.925GHz 計算値)  
Transmission losses of 6 GHz band waveguides (5.925GHz calculated).

表 1. 6 GHz 帯用まゆ形 コルゲート 導波管の設計諸元  
Designed dimension of 6 GHz band cocoon-shaped corrugated waveguide.

項 目		設 計 寸 法
導 波 管 形 式	外 層	まゆ形コルゲート管
	内 層	ポリエチレン
被 覆 材	長 径 $A$ (mm)	51
	短 径 $B$ (mm)	33
管 肉 厚 さ $t$ (mm)		0.5
被 覆 層 厚 さ $s$ (mm)		2.0
重 量	全 重 量 (kg/m)	1.1
	銅 量 (kg/m)	0.63

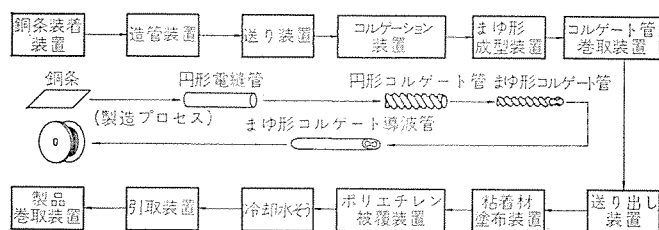


図 5. 製造装置の構成  
Construction of manufacturing equipment.

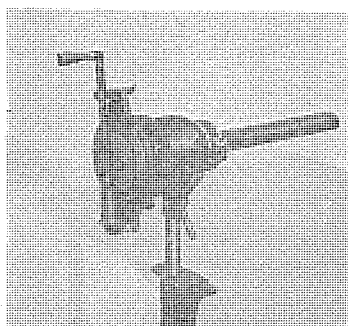


図 6. フランジ工具  
Flanging tool.

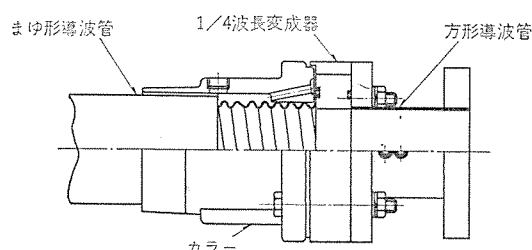


図 7. まゆ形—方形変換器  
Cocoon-shaped to rectangular transition

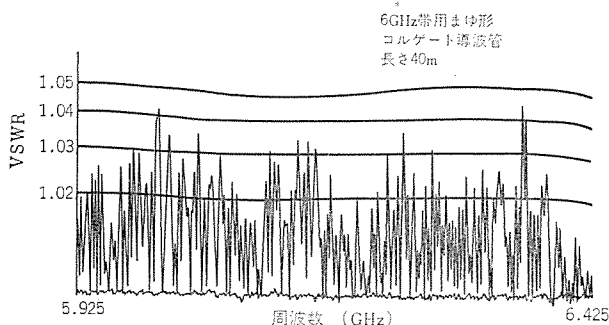


図 8. ドラム巻導波管の入力電圧定在波比測定値  
(6 GHz 帯, 長さ 40 m)  
VSWR measured values of drum winding waveguide  
(6 GHz band, 40 m length).

管の間には曲がり, ねじ(振)れの機械性能をよくするために粘着材を用いた。

## 2. 4 設計寸法の決定

まゆ形 コルゲート 導波管の電気設計寸法は, 方形導波管との広帯域整合と低伝送損失を目的にしてしゃ断波長を方形導波管のしゃ断波長とほぼ等しい値になる寸法に選んだ。また被覆層の設計には, 導波管としての機械強度および曲げ, ねじれなど機械性能を考慮した。具体的な設計寸法諸元は図 1., 表 1. に示すとおりである。

## 3. 製 造 装 置

まゆ形 コルゲート 導波管の製造装置は図 5. のように構成しており, その中のおもな部分装置の機能は次のごとくである。

(1) 造管装置 銅条装着装置より引き出した銅条をロールにより円形に成形し, 次に継ぎ目を長さ方向に連続して不活性ガスによる TIG 溶接を行なう。

(2) コルゲーション装置 円形電縫管の表面にコルゲーション加工を行なう。

(3) まゆ形形成装置 成形ロールにより円形 コルゲート 管の断面をまゆ形に成形する。

(4) 粘着材塗布装置 まゆ形 コルゲート 管の外面に加熱溶融した粘着材を塗布する。

(5) 被覆装置 加熱溶融したポリエチレンを加圧押し出し被覆を行なう。

(6) 巻取装置 製造した導波管を引取装置で所定の張力で引き取り, 最後に回転駆動しているドラムに巻取る。

## 4. 導波管の端末処理

この導波管の両端末は, 布設工事の簡易化を目的に従来の方形導波管のようにフランジ板をはんだ付けで接続する方法は取らず, 次のようなメカニカル加工による端末処理法を取っている。すなわち, まづ導波管先端の被覆層をはぎ取り, あらかじめフランジ板に相当するカラーをさし込んでおく。次に図 6. の写真に示すフランジ工具を用い導波管の切口先端をスピニング方式で内側より外側に向けて折り曲げ, さらに図 7. に示すようにその曲げ代を両側よりはさみ込んでねじ止めする方式である。またまゆ形と方形とのモードおよびインピーダンス変換には, 1/4 波長変成器を用い, その入力電圧定在波比は帯域内で 1.01 程度である。

## 5. 性能および製品

この導波管の特性, 性能を確認するために種々の性能試験を行なった。以下 6 GHz 帯用導波管の試験結果を述べる。

図 8. に長さ 40 m でドラム巻状態の導波管の入力電圧定在波比について掃引発振器を用い測定した結果を示す。測定値は周波数全帯域にわたり 1.045 以下の値であり, この値は所期の規格値 1.05 以下を十分満足するものである。

また, 伝送損失の測定値を設計値と対比のうえ図 9. に示す。測定値は 0.042 dB/m 以下で計算値とよく一致しており, また方形導波管とほぼ同じ値である。

次に, 製造時, 布設工事時に重要な曲げ半径の測定結果を図 10. に示す。測定では, 導波管を所定の曲げ半径  $R$  に沿わせ左右両側に往復 3 回ずつ繰り返して曲げた後の曲げ半径  $R$  と入力電圧定在波比の関係求めた。測定の結果, 入力電圧定在波比 1.04 の初期値が

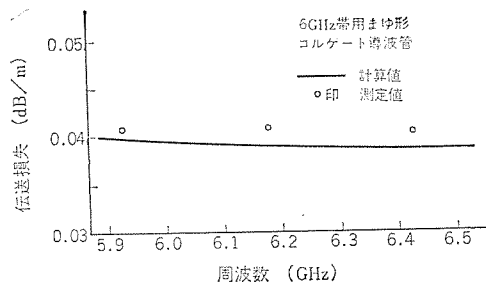


図 9. 伝送損失の測定結果と理論値 (6 GHz 帯)  
Measured values and theoretical values of transmission losses (6 GHz band).

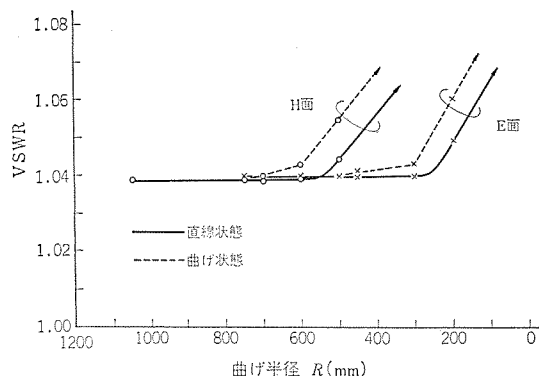


図 10. 曲げ半径の試験結果 (6 GHz 帯)  
Test results of bending radius (6 GHz band).

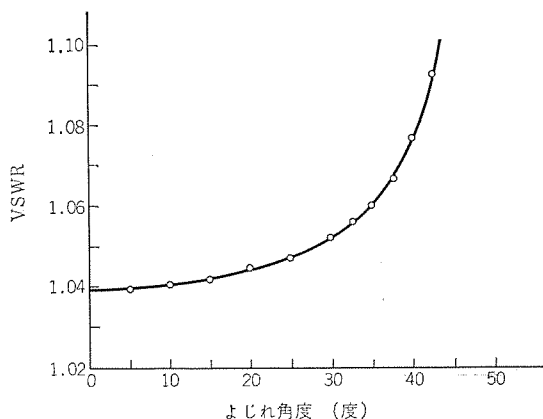


図 11. ねじれ角度の試験結果 (6 GHz 帯, 長さ 2 m)  
Test results of twisting angle (6 GHz band, 2 m length).

1.045 になる半径  $R$  を基準にロットによる差異を考慮した許容曲げ半径は、E面で 500 mm, H面で 700 mm である。

さらに、単位長当りの許容ねじれ角度を求めるために測定したねじれ角度と入力電圧定在波比の関係を図 11. に示す。測定は、長さ 2 m の導波管で行ない、許容ねじれ角度は入力電圧定在波比 1.04 の初期値が 1.05 になるねじれ角度より求めた。測定の結果にロットによる差異を考慮した許容ねじれ角度は  $11.3^\circ/\text{m}=90^\circ/8\text{ m}$  である。

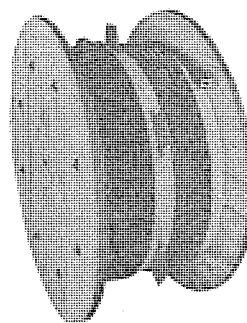


図 12. 6 GHz 帯用導波管の外観  
Appearance of 6 GHz band waveguide.

表 2. 60GHz 帯用 まゆ形コルゲート導波管の性能  
Performances of 60GHz band cocoon-shaped corrugated waveguide.

項 目		性 能
入 力 電 圧 定 在 波 比 (ピーク値)		1.05 以下
伝 送 損 失 (dB/m)		0.05 以下
し ゃ 断 波 長	基 本 波 (GHz)	3.727
	第 1 高次定在波 (GHz)	6.625
許 容 張 力 (ton)		0.3
許 容 圧 縮 荷 重	E 面 (kg)	30
	H 面 (kg)	180
許 容 曲 げ 半 径 (布設時, 固定時)	E 面 (mm)	500
	H 面 (mm)	700
曲 げ モー メ ン ト	E 面 (kg・m)	4.4
	H 面 (kg・m)	6.6
許 容 ね じ り 角 度 (度/m)		$90^\circ/8\text{ m}$
ね じ り モー メ ン ト (kg・m)		12

その他の性能については、表 2. に示す。

図 12. にこれまでに開発、製造した 6 GHz 帯用導波管の製品写真を示す。この導波管は日本電信電話公社に納入されたものでドラム巻き径は 1.6 m である。

## 6. む す び

以上、マイクロ波無線中継局のアンテナと中継機の間を結ぶ給電系用に開発した、まゆ形コルゲート導波管について述べた。この導波管は試験の結果所期目標の特性、性能はほぼ満足していることが確認された。なお、今後はさらに良好な電氣的、機械的性能を得るための検討を鋭意すすめる予定である。

最後に、この導波管の開発に当り多大なご指導、ごべんたつを賜わった日本電信電話公社の関係各位に深謝する。

## 参 考 文 献

- (1) 木原：導波管，修教社（昭 23）





# 特許と新案

長短パルス発信装置 (特許第 637570 号)

発明者 島田政代士

この発明は各種情報伝達に用いられる長および短パルスを発生する装置に関する。現在、情報伝達は情報を論理記号 1 と 0 からなるデジタル信号に変換して伝達することが多い。そしてこの論理記号 1 と 0 の別を長と短のパルスで表わすことがある。この発明はこの場合の長短パルス発信装置を提供するものである。従来はこの種の装置としては、長パルス発信器と短パルス発信器を併置し、これらを切り換えて長短パルスを得るものとしていた。しかしこれでは長短パルスの比を正確に得ることがむずかしく、また装置が複雑、高価になる。

この発明は一つのクロックパルス発信器とフリップフロップ回路 (以下 FF 回路と称す) とにより、簡単かつ安価な、そして正確な長短比の得られる装置を提供する。図 1 において (1) は FF 回路で、(10) は入力トリガ端子、(11) は出力端子、(12) はリセット端子である。この FF 回路は常時は出力端子 (11) に 0 が出ていて、端子 (10) に入力トリガが入ると端子 (11) の出力が 1 に反転し、次の入力トリガがくるまでその状態を保つ。(2) は禁止回路でクロックパルス発信器 (3) からのクロックパルスを、長短制御装置 (4) の出力に応じて適当数間引く。(5) は FF 回路 (1) の出力を常時 0 にするためのリセット装置である。

図 2 によりこの回路の動作を説明する。図 2 (a) はクロックパルス発信器 (3) の出力パルス、(b) は長短制御装置 (4) の出力で短パルス発信時は 0、長パルス発信時は 1 となることを示す。図 2 (c) は禁止回路 (2) の出力であり、図 1 の長短制御装置 (4) の出力が 0 である限り、クロックパルス発信器 (3) からのパルスをそのまま通過させて、FF 回路 (1) のトリガ端子にパルスを送るが、長短制御装置 (4) の出力が図 2 (b) の  $b_1-b'_1$ ,  $b_2-b'_2$  に示すごとく 1 になると、禁止回路 (2) に禁止がかかり、 $c_4'-c_6$ ,  $c_6'-c_8$  のようにクロック

パルスの通過を阻止する。そのため FF 回路 (1) のトリガ端子 (10) への入力パルスは前記長短制御装置 (4) の出力が 0 である時に比して、クロックパルス 1 個が間引かれることになる。図 2 (d) は FF 回路 (1) の出力であり、図 2 (c) のパルスの到来ごとにその出力が反転する。したがって FF 回路 (1) の出力端子は、短マーク ( $d_1-d_2$ )、短スペース ( $d_2-d_3$ )、短マーク ( $d_3-d_4$ )、長スペース ( $d_4-d_5$ )、長マーク ( $d_5-d_6$ ) となり、長短制御装置 (4) の出力に応じた、長短パルス信号の発生が可能となる。

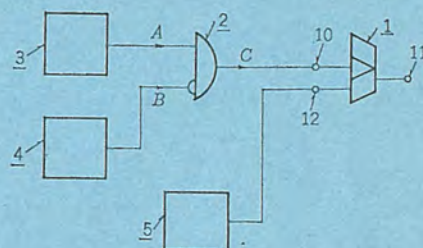


図 1

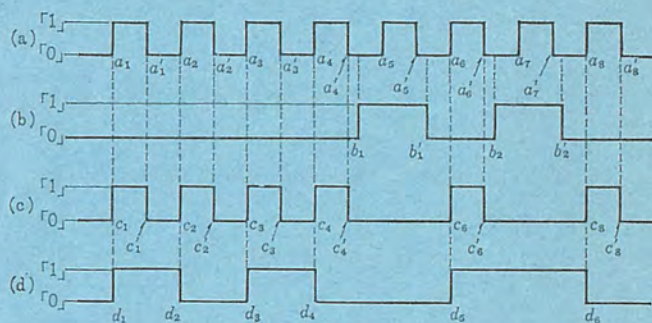


図 2

継電器回路 (実用新案第 969834 号)

考案者 朝日照夫・津田元裕

この考案は操作接点の操作ごとに最終接点が開と閉とを繰返す継電器回路に関する。

図 1 は従来回路で、(1) は操作接点、(2) はメークビフォアブレーク接点 (21) をもつリレー、(3) は b 接点 (31) と a 接点 (32) をもつリレー、(41)・(42) は抵抗である。接点 (1) を閉じると、接点 (21) を介してリレー (2) が励磁され、動作後は接点 (21) を介して自己保持される。操作が中止され接点 (1) が開くと、接点 (31)、抵抗 (42) を通して流れていた電流がなくなるから、接点 (21) を介してリレー

(3) が附勢され、接点 (31) 開、(32) 閉となる。再び接点 (1) が閉じると、接点 (32) を介してバイパスされるためリレー (2) は消勢される。続いて接点 (1) が開くとリレー (3) も消勢され、もとの状態にもどる。つまり接点 (1) の 1 操作ごとにリレー (3) が動作、不動作を交互に繰返すことになり、結局このリレー (3) の接点は操作接点の操作ごとに開と閉を順次繰返すことになるわけである。しかしこの従来回路はメークビフォアブレーク接点の使用が不可欠の条件であり、また抵抗 (41)・(42) が重要な役目を果している。



## 特許と新案

この考案は特殊接点を用いず、また無用の電力消費となる抵抗を用いなくて同様の操作が可能となる継電器回路を提供する。図2において、(1)は操作接点、(2)はa接点(21)をもつリレー、(3)はb接点(31)・a接点(32)をもつリレー、(61)・(62)はダイオード、(71)・(72)はリレーが消勢される時間を遅らせるためのダイオードである。なお(11)は接点(11)と連動するb接点である。

接点(1)を閉じると接点(31)を介してリレー(2)が励磁され、接点(21)により自己保持される。操作中止つまり接点(1)を開くと接点(11)が閉じるから、ダイオード(61)を介してリレー(3)が励磁され、接点(32)を介して自己保持される。このとき接点(31)が開となるが接点(11)、ダイオード(62)を介してリレー(2)は励磁されたままである。再び接点(1)を閉じると、同時に接点(11)が開き、リレー(2)は消勢され、接点(21)は開く。ついで接点(1)が開くと、リレー(3)が消勢され、もとの状態にもどる。すなわちこの考

案によれば、特殊接点、抵抗を用いることなく、図1に示す従来回路と全く同一の動作を期待できるのである。

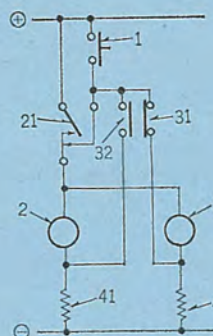


図1

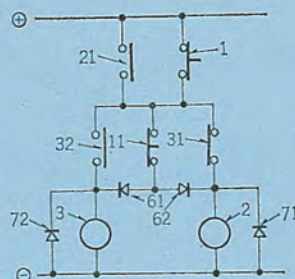


図2

### 長短パルス発生回路 (特許第 659490 号)

発明者 島田政代士

この発明は前掲の(特許第 637570 号)の改良に関する。この前掲特許はクロックパルス源からのパルスをフリップフロップ(以下 FF 回路と称する)に加え、その反転出力によりパルスを得るものにおいて、禁止回路により FF 回路出力から長短パルスを得るようにしたものである。しかしこれは FF 回路にクロックパルスによるトリガパルスを与えることによって長短パルスを得ているため、雑音によって誤動作する危険が大きい。

この発明はこの欠点を除去するもので、図1において(2)は禁止回路、(3)はクロックパルス発信器、(4)は禁止回路(2)からの奇数番目パルス出力を端子(31)に、偶数番目パルス出力を端子(32)に分配する分配器、(5)は長短制御装置、(6)はリセット装置、(21)は記憶装置であり、セット端子(20)に一定時間入力が入ることにより反転して出力端子(11)に1を出し、一方リセット端子(12)に一定時間入力が入ることにより出力端子を0に反転する。図によりその動作を説明する。

図2(イ)のようにクロックパルス発信器(3)から禁止回路(2)を通じてクロックパルスを加えると、1番目  $P_1$  は分配器(4)により端子(31)に、2番目  $P_2$  は端子(32)に分配されるから、記憶装置(21)は図2(ニ)に示すように短パルスを出す。一方分配器(4)の出力は OR 回路(7)を介して長短制御装置(5)に加わり、これが2パルス計数したとき図2(ハ)のように出力を出し禁止回路(2)を閉じる。ゆえに3番目  $P_3$  は本来なら端子(31)に分配されるが、禁止回路(2)の閉合により間引かれ、記憶装置(21)は出力0を維持する。一方リセット装置(6)は  $P_3$  の到来により出力を出すから長短制御装置(5)はリセットされる。したがって次のパルス  $P_4$  は分配器(4)の端子(31)に分配され、記憶装置(21)の出力は1に反

転する。かくして記憶装置(21)の出力端子(11)には図2(ニ)に示す長短パルスが得られることになる。

この発明は、セット端子、リセット端子の二つの入力端子をもつ記憶装置を用いるものとしたから、雑音の影響を受けにくい装置となる。

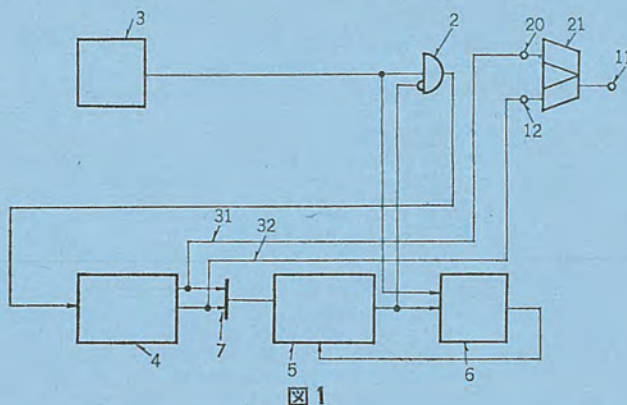


図1

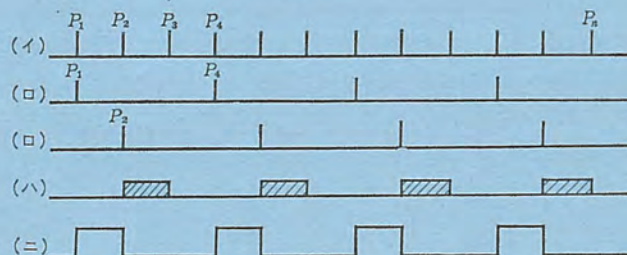


図2



## 精密光波測距装置

北原 照義\*・羽深 嘉郎\*・斉藤 光夫\*・野呂 浩平\*

## Electrooptical Range Meters

Kamakura Works

Teruyoshi Kitahara・Yoshio Habuka・Mitsuo Saito・Kouhei Noro

An electrooptical range meter type MND-2 is a precision instrument to measure the distance of 10~1,000 m in about 2 seconds with a root mean square error  $\pm 1$  cm.

The electrooptical range meter has come into use rapidly and widely in the surveying and constructing business world for last two or three years and has revolutionalized the survey work.

Herein is described briefly first an electromagnetic range meter in general use to work with microwaves. Secondly outlined is the electrooptical range meter MND-2 in comparison with the above mentioned electromagnetic one, the survey principle being the contents of explanation.

## 1. ま え が き

光波測距装置は光の速度を既知量として、光が2点間を往復する時間を測定して距離を求める電子光学的な距離測定器である。

本装置、精密光波測距装置 Range Meter MND-2 形は、日本光学工業(株)と当社の共同研究により開発、昭和46年に製品化されたものである。MND-2 形の説明に入る前に光波測距装置出現の背景と電磁波測距装置について概説する。

## 2. 電磁波測距装置

## 2.1 電磁波測距装置の背景

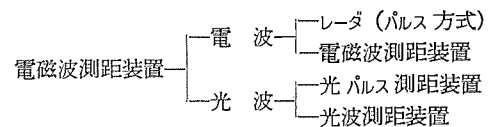
距離測定というと従来は、スチールテープを用いて直接測定するもの、あるいは、既知の一边から三角網を作って求める三角測量が普通考えられていた。この場合、スチールテープで1回に測定できるのはせいぜい50mであり、三角測量の場合は、一边の長さは既知(300~1,500m)でなければならない。精度として $10^{-4}$ 程度であればスチールテープ等で測定しても不便はないが、それにしても測定には多くの人と時間がかかり、またデータ整理も大変である。三角測量では、普通2方向以上から見通せる必要があるが、比較的平たん(坦)で森林におおわれた地域では、相当に高い測量用の観測塔を立てても測点を見通すことの不可能なことがある。このような場合、一方向の距離と角度とからトラス測量を行なうが、この場合もテープを張って測距することなどを含めて大変な作業である。最近は交通の激しい都市などの測距ではテープを使用することも不可能になりつつある。

以上の背景から、2点間の見通しがきけば途中の地形には何ら影響されなくて測量する方法が考え出された。これが、電磁波測距装置である。すなわち、光速度(電波伝搬速度)を既知として、高精度の周波数で電磁波を変調し、その1波長を測定の基準において、2点間にいくつ波が入るかを電子的に求める方法である。この方式では測距精度は光速度と周波数の精度によるので、従来の測量精度を1けた以上アップさせることが可能となった。

## 2.2 電磁波測距装置の概要

長さを測る物差しにたとえれば、木に目盛を刻んだものと、鋼に目盛を刻んだものがあるように何を使って距離を測るかの違いがある。これは電磁波測距装置にもいえることで、一つは電波であり、

他は光波を利用したものである。さらに連続波とパルスで測るかの相違があり、次のように分類できる。



## 2.3 電波による距離測定

## (1) レーダ

電波による測距は航空機、船舶の航行などのレーダとして発達し、実用化は光波測距よりも早い。レーダはパルスの往復時間の測定より距離を測定するもので精度はメートルのオーダーである。一般の測量には向いていない。

## (2) 電波測距儀

1950年代からテルロメータという商品名で製作されているもので、極超短波を搬送波としてこれを正確な測定用基準周波数で変調し、光波測距装置に準じた原理により精密な測距を行なうものである。測距離(D)は50~60kmに達し、精度はよい条件で $\pm 2 \sim 3 \text{ cm} + D \times 10^{-6}$ 程度である。

## 2.4 光波による距離測定

## (1) 光パルス測距装置

この装置はレーダと同じ原理で、距離測定を行なうもので光源としてはパルス発振のレーザが用いられることが多い。精度としては $\pm 5 \text{ m}$ 程度で測量には適していないが、送信されるビームの広がり電波に比べて小さく、目標分解能がよくレーダより小形であるために特殊な用途では実用されている。

## (2) 光波測距装置

光波測距装置は光を搬送波としてこれを正確な基準周波数で変調し、目標点を往復する間の位相遅れを測定するものである。製品としては1950年にジオメータとして市場に現われたが、大きく重いこと、屋間は使えないなどの欠点があったが、測量としての要求精度5~10mm(測定距離2~3km)を満足していた。その後、電子・光学技術の発展により1960年後半から小形軽量化され、測距装置として広く使用されるようになった。光源も初期の白熱電球、高圧水銀ランプなどから最近ではHe-Neガスレーザ(長距離用)や半導体の発光ダイオードが用いられ、距離も1km程度のものから数10kmまで各種製品化されている。

## 2.5 光波と電波の違い

光波と電波の違いはその波長の差からくる物理的な特性によるものが多い。波長は光波では約  $1\mu(10^{-3}\text{mm})$ 、電波は約  $3\text{cm}$  であり約1万倍の差が出てくる。これは同じ送信ビームの広がり度で送信するためには電波の場合、口径を約1万倍大きくしなければならぬということである。したがって電波ではビームを狭くするためにアンテナが大きくなり装置として大きくなる。またビームが広いために海面に近い場合や市街地では、目標点以外からの反射の影響で測定精度が劣化する。光波の場合、ビームの広がり度は小さく数ミラジ以下にすることはむずかしくなく、光学系は小さく装置として小形軽量化が可能であるが、電波と比べて波長が短いために空中のほこり・雨・霧などの散乱を受けやすく、測距範囲も短く天候条件に左右される度合いが非常に大きいという欠点になって現われる。しかし、測量は  $1\sim 2\text{km}$  程度がほとんどであるという実情から光波測距装置はこの2～3年で一般測量に広く使われるようになってきている。

## 2.6 位相差測定方法

光波測距装置では前述のとおり送信・受信信号間の位相差を測定して距離を算出する。この位相測定方法として普通次の3種のものが使用されている。

- (i) 遅延回路方式
- (ii) リゾバー方式
- (iii) パルス方式

おのおのについて細かい説明は省くが、(i)方式では校正表が正しくできていれば  $1\sim 2\text{mm}$  まで分解できるが、経年変化等が伴うという欠点がある。(ii)方式では、回転と位相の直線関係で精度が決まり  $\pm 5\text{mm}$  程度と考えられる。(iii)のパルス方式では、分解能は  $0.5\sim 1\text{cm}$  程度が限界であるが、測定に要する時間は(i)、(ii)に比べて(iii)は、はるかに短くさらにデータがデジタル化されているので計算機やプリントアウトなどのデータ処理がしやすいという利点がある。MND-2形では、後者の利点をとらえてパルス方式を採用している。

## 3. 精密光波測距装置 MND-2 形

### 3.1 原理

光波測距装置の原理は、光を基準周波数  $f$  (波長  $\lambda$ ) で強度変調をかけ、目標点に設置した反射鏡に放射し、反射鏡の反射光を受け強度変調成分を検出して、送受の変調成分の位相測定により距離測定を行なうものである。

強度変調光が空中を伝ば(播)する場合、変調成分の位相と距離の関係は次のように説明できる。

いま基点と目標点間の往復距離 ( $2L$ ) が変調波長 ( $\lambda$ ) の  $(M+N)$  倍とすると ( $M$ : 整数,  $0 \leq N < 1$ )  $\lambda$  の値が既知で  $M+N$  の値を正しく求めれば、基点と目標点間の距離 ( $L$ ) が求められ

$$L = \frac{\lambda}{2} (M+N) \quad (1)$$

となる。送受の位相差  $\phi_L(\text{rad})$  は、

$$\phi_L = 2\pi(M+N) \quad (2)$$

の関係があり、 $M+N$  の測定は送受の位相差測定と同意である。一般に一つの連続信号の位相測定では、1波長の整数倍項  $2\pi M$  は計測できず、端数項 ( $2\pi N$ ) のみが測定できる。すなわち距離に比例して位相測定値は  $2\pi$  まで増すが、往復距離が波長の整数倍になると0に戻り  $0\sim 2\pi$  の位相差を繰り返し測定することになる。

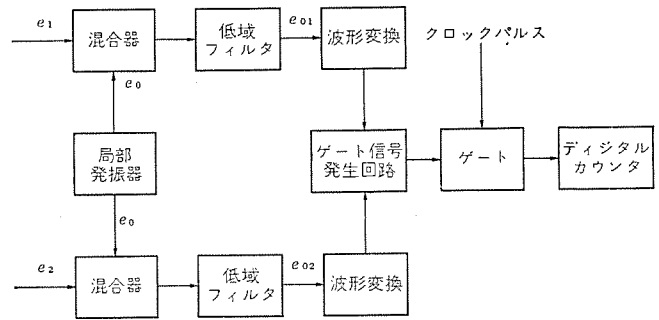


図 1. 位相測定系  
Block diagram of phase measurement system.

そこで往復距離が1波長以上である場合には、別の測定距離範囲をカバーできる長い波長で測定して  $M$  を決めておき、比較的短い波長で精密に測定した値とつなぎ合わせる。

この装置ではこのような理由から、波長が  $20\text{m}$  と  $2\text{km}$  になるように約  $15\text{MHz}$  と約  $150\text{kHz}$  の二つの基準周波数をもつ。 $15\text{MHz}$  の場合、測定距離が  $10\text{m}$  増すごとに位相が  $0\sim 2\pi$  の変化を繰り返し、 $150\text{kHz}$  では  $1\text{km}$  で  $2\pi$  の位相差となる。

### 3.2 位相測定方法

測定精度を上げるには、変調周波数あるいは位相分解能を上げて計測するが、この装置のような約  $15\text{MHz}$  の信号のままでは高い分解能で位相測定はできない。そこで図1.に示した方法で位相測定を行なっている。すなわち基準信号と被測定信号とを同一の混合入力信号で周波数混合し、周波数差成分を取り出して低周波に変換し、それらの位相を測定する方法である。その動作を説明すると、まず基準信号 ( $e_1$ : 送信側)、被測定信号 ( $e_2$ : 受光素子出力) および局発振器出力  $e_0$  を下式のように表わす。

$$e_1 = A_1 \sin \omega_1 t \quad (3)$$

$$e_2 = A_2 \sin (\omega_1 t + \phi_L) \quad (4)$$

$$e_0 = A_0 \sin (\omega_0 t + \phi_0) \quad (5)$$

$A_n$ :  $e_n$  の振幅 ( $n=0, 1, 2$ )

$\omega_1$ : 基準角周波数

$\omega_0$ : 局発振角周波数

$\phi_L$ : 距離による位相差

$\phi_0$ : 局発振器の初期位相

理想的な混合器で  $e_0$  と  $e_1$ 、 $e_0$  と  $e_2$  をおのおの周波数混合して周波数差成分をとると、その出力  $e_{01}$  と  $e_{02}$  は

$$e_{01} = K A_1 \sin \{(\omega_1 - \omega_0)t - \phi_0\} \quad (6)$$

$$e_{02} = K A_2 \sin \{(\omega_1 - \omega_0)t + \phi_L - \phi_0\} \quad (7)$$

となる ( $K$  は混合器変換利得)。

$e_{01}$ 、 $e_{02}$  の位相差は  $\phi_L$  であり、高周波信号  $e_1$ 、 $e_2$  の位相差がそのまま低周波信号  $e_{01}$ 、 $e_{02}$  の位相差に保存されている。そこで、直接位相測定できない高周波信号を同一信号で混合し、測定容易な低周波にして、それらの位相差を測定する (実際には混合器等の位相偏移があり、後述する位相障害補償が必要である)。

この装置では、前述した2周波で測定しているが、位相測定段階では  $15\text{MHz}$  を  $1/1000$  に、 $150\text{kHz}$  を  $1/10$  に周波数を落とし、いずれも  $15\text{kHz}$  で位相測定を行なっている。位相測定はパルス方式で  $15\text{kHz}$  の基準信号と被測定信号のおのおのを零クロスディテクタ等で正弦波から方形波へ変換する。二つの信号から位相差に相当する時間幅をもつゲート信号を作り、 $15\text{MHz}$  のクロックパルスにゲートをかける。ゲートを通過したパルス本数は、ゲート時間幅つまり位相差に比例する。

測定周波数が15 kHzであるから、1周期(2 $\pi$  rad)ではクロックパルスが1,000本であり、逆に1本のパルスが2 $\pi$ /1,000 radに相当する。基準周波数15 MHzであれば測定距離10 mが2 $\pi$  radに相当するので、そのときのパルス1本が1 cmになり、基準周波数が150 kHzであれば、パルス1本が1 mになる。このようなパルス本数をデジタルカウンタで計数し、距離を表示する。

### 3.3 位相測定補償

位相差による距離測定においては、回路方式、各種構成部品、および大気条件によって測定値のばらつきや誤差が生じる。このような問題を排除するための回路や方式について簡単に説明する。

#### (1) 外周条件による位相障害補償

一般に電子回路は機器の外周温度、湿度およびその他の条件によって位相障害を生じるため、精密な位相測定に際しては障害に対する十分な補償システムや回路が必要である。

この装置では一定の長さ $l_0$ を有する校正用光路(参照光路という)を内蔵し、この系による光波の位相を補償信号として用いている。

測距時の実効光路長を $2l$ とすると、光源を出る光と受光素子に入る光の変調信号の位相差は式(1)、(2)より

$$\phi_t = 4\pi l / \lambda \quad \dots\dots\dots (8)$$

となる。しかし、受光素子で検出され電子回路系を通った信号は、固有の位相回りにより $\Delta\phi$ の障害を受けて

$$\phi_t = 4\pi l / \lambda + \Delta\phi \quad \dots\dots\dots (9)$$

となる。一方参照光路(光路長、 $l_0$ )を通して検出された信号の位相 $\phi_0$ も同様に $\Delta\phi$ の位相障害を受ける。

$$\phi_0 = 2\pi l_0 / \lambda + \Delta\phi \quad \dots\dots\dots (10)$$

このように両者には位相障害が同量あり、両者の位相差をとると

$$\begin{aligned} \phi_L &= \phi_t - \phi_0 \\ &= 4\pi (l - l_0/2) / \lambda \quad \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

となる。また $\Delta\phi$ は混合器などの回路の定常的移相量も含むと考えれば、この方法により位相障害 $\Delta\phi$ は除去され、距離 $l - l_0/2$ に比例した位相差のみが検出される。 $l_0$ は既知量なので、位相を距離に換算するとき補正して測定距離を求めることができる。

#### (2) 光信号振幅による位相障害補償

これも同様に補正できる。光検出器に入射する光量は、測距離により大幅に変化するが、この光信号の大小も位相障害の原因となるので、受光素子の前にある光量調節器で一定光量に調節する。また大気のゆらぎなどによって生じる位相障害は、AGC回路、および多数回の測定平均をとることにより除去している。

#### (3) 大気条件による位相障害補償

大気の屈折率 $n$ は外気により変化する。この変化により光の速度が変化して波長が変化し、位相障害が生じる。この補正量 $\Delta l$ は

$$\Delta l = l (\mp 0.0055 \Delta\lambda \mp \Delta T \pm 0.4 \Delta P \pm 0.0053 \Delta e) \quad \dots\dots\dots (12)$$

- $\Delta\lambda$  : 光の波長による誤差 ( $\mu$ )
- $\Delta T$  : 大気温度誤差 ( $^{\circ}\text{C}$ )
- $\Delta P$  : 気圧の誤差 (mmHg)
- $\Delta e$  : 湿度の誤差 (%)

ただし、この装置の基準値は、1気圧、内水蒸気圧13 mmHg、気温15 $^{\circ}\text{C}$ 、としている。

### 3.4 光学素子

#### (1) 光源素子

光波測距装置の光源に使用する光素子としては、高輝度・高い変調周波数特性が必要である。この装置ではこれら要求のため、当社

表 1. 発光ダイオード特性  
Characteristics of light emitting diode.

項 目	特 性
発 光 出 力	0.5 mW
ビーク波長	7,700 Å
波長半値幅	400 Å
順方向動抵抗	1.5 $\Omega$
接合容量	100 pF
順方向電圧	1.5 V

表 2. アバランシェフォトダイオード特性  
Characteristics of avalanche photo diode.

項 目	特 性
感 度	0.5 A/W
増倍係数	200
暗電流	10 <sup>-8</sup> A
降伏電圧	38 V
応答速度	50 ns

中央研究所で開発された“高輝度線発光形発光ダイオード”を使用している。発光波長は7,300~8,200 Åの近赤外可視波長のため、光源部の動作が目視で確認できるなど装置の保守面でもすぐれた特性をもっている。特性を表1.に示す。

#### (2) 受光素子

この装置ではSi系アバランシェフォトダイオード(以下APDという)を光検出器として使用している、これも当社中央研究所で開発したものである。APDは、なだれ降状を起こすバイアス電圧に近い領域で使用し、アバランシェ効果による増幅効果を持ち、通常のフォトダイオードより感度が約2けた良く、また高周波応答性もすぐれている。またAPDの電源電圧は非常に感度との関連性があり、電圧の温度補正など、必要な措置を行なっている。特性を表2.に示す。

### 3.5 反射鏡

これは目標点側に設置されるもので、基点に設置された装置の光源から、送信光学系を経てビーム状に送られる光波を反射して基点に戻す機能を持っていなければならない。

反射鏡では、平面反射鏡が単純で最もよく知られているが、基点側へ正しく光を戻すためには、目標点で非常にむずかしい調整が必要なのでこの装置では使用できない。すなわち、1 km離れた場合4~5秒程度の角度精度が必要である。そこで、平面鏡でなくコーナキューブあるいは、三面反射プリズムと呼ばれる特殊プリズム反射鏡を使用する。これは図2.に示したように、ガラスの立方体の一角を斜めに切取ったような形で、切取った面から光が入射すると直角な三面で反射され、面の直角精度が良ければ入射光と全く平行な光線が入射面から出るという性質があり、入射角が多少変化しても、平行性は変わらない。このようなプリズム反射鏡を目標点に設置すれば、ほとんど調整なしで送信光を正しく基点側へ戻すことができる。

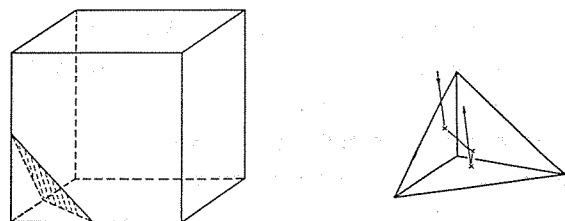


図 2. コーナリフレクタ  
Corner cube reflector.

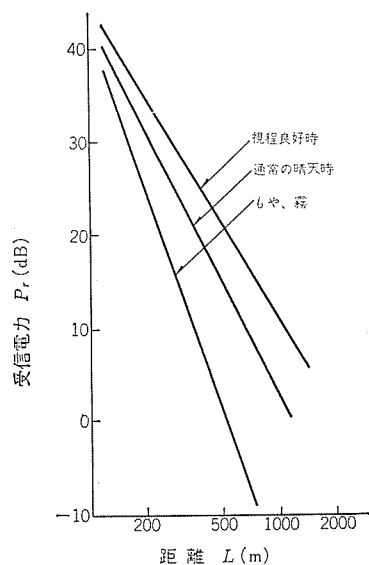


図 3. 天候条件による距離と受信電力の関係  
Receiving power ( $P_r$ ) versus range ( $L$ ) for atmospheric conditions.

### 3.6 測距方程式

光波測距装置の測距方程式は式 (13) で表わされる。

$$P_r = \frac{K \cdot P_0 \cdot S_r}{L^2} \exp(-2\mu R) \quad (13)$$

$P_r$  : 受信光量

$P_0$  : 送信光量

$K$  : 光学系と回路より決定される定数

$L$  : 測定距離

$\mu$  : 大気減衰定数

$S_r$  : 受光面積

往復する間の span loss は一般に  $L^{-1}$  となるが、反射器として高精度のコーナリフレクタを用いるため復路においては、ビームはほとんど損失なく受信光学系へ受信される。

$\exp$  の項は、大気の散乱・吸収による減衰項であるが、天候条件によるこの項の損失は大きく、依存度が高い。図 3. にその概略の減衰を示したが、最大測距範囲は天候条件によって大きく左右され、特に霧などでは、近距離ですら測距できないこともある。

### 3.7 総合動作

以上で原理および主要素子について説明したが、この装置全体の信号の流れについて系統図 (図 4.) によって説明する。

スタートスイッチを押すことにより、制御信号発生部から各部へ動作信号を適時に出し、測距動作を行なう。

まず、光路切換信号により、オプティカルユニットの光路として参照光路 (装置内の校正用光路) を選ぶ。

送信部は、同時に出された 15 MHz—150 kHz 切換信号により最初は 15 MHz 信号、次に 150 kHz 信号の順序の基準周波数を送り、光源部の発光ダイオードを順次変調する。発光ダイオード出力は参照光路を通り検出部へ入り電気信号になり、受信系において 15 kHz に変換する。この 15 kHz の受信信号と発振器からの基準の 15 kHz との位相差を計数部で測定するが、15 MHz、150 kHz の場合ともに 1,000 回の測定値をとり、平均化し、おのおの記憶する。

参照光路による測定終了後、光路を参照光路から、目標物へ光波

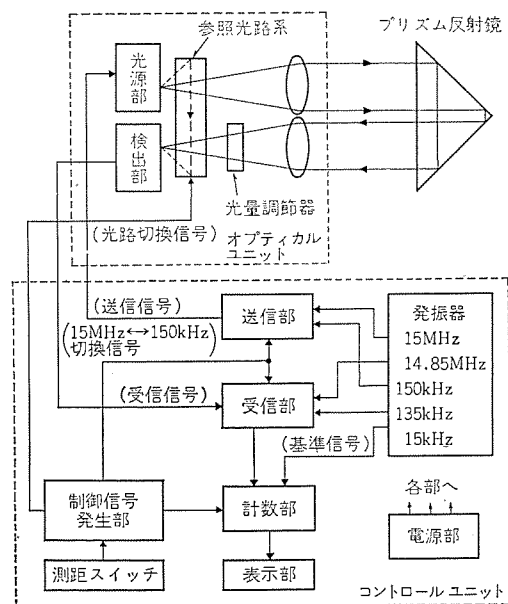


図 4. 精密光波測距装置 MND-2 総合系統図  
Range Meter MND-2 block diagram.

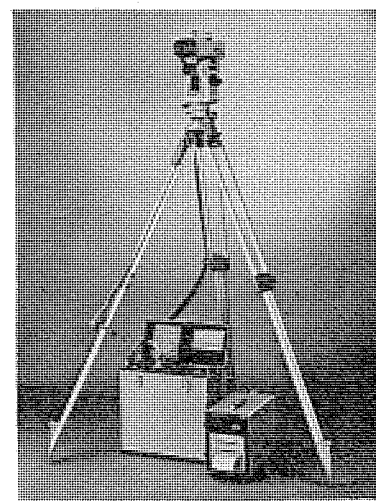


図 5. 精密光波測距装置 MND-2 外観図  
Electrooptical range meter MND-2.

表 3. 精密光波測距装置 MND-2 主要性能  
Principal performance of range meter MND-2.

項	目	性 能 ・ 規 格
測 距 範 囲		10~1,000 m
測 距 精 度		± 1 cm (平均自乗誤差)
光 源		線形発光ダイオード
光 源 波 長		7,700 Å
測 定 周 波 数		15 MHz, 150 kHz
消 費 電 力		約 30 W
使 用 温 度 範 囲		-20°C~+50°C
内 蔵 バ ッ テ リ		24 V, 4.5 AH
測 角 精 度		5 秒

を放射し、その反射光を受信する測定光路に切換え、参照光路と同様に 15 MHz および 150 kHz で 1,000 回の測定を行なう。15 MHz の測定が終わったときに、演算指令により、15 MHz だけの測定光路と記憶した参照光路のおのおの測定値の差を求めて距離表示する。

続いて 150 kHz の測定終了後、同様な演算を行なう。150 kHz の測定値の最終けた (メートル単位) は 15 MHz の最大けたと重複するので両者の結果が矛盾する場合には、自動的に補正し、距離を表示する。(たとえば 15 MHz で 9 m 99 cm, 150 kHz で 180 m の場合には、179 m 99 cm と表示する)。

装置の各部に必要な電源は、内蔵した電池から、電源部で適当な電圧に変換し、供給している。

### 3.8 性能および構成

この装置の概略仕様を表 3. に、外観図を図 5. に示す。

## 4. む す び

以上で MND-2 形の概要とともに測量についての説明を終るが、光波測距装置の出現は、従来の測量を大幅に変えつつあること、すなわち、三角測量から三辺測量へ移行しつつあることが大略ご理解いただけたと思う。しかし、三辺の測量へ移行しつつあるとはいいながら、水平・垂直距離への変換などの必要から、測量においては測角は不可欠の要素である。測角の自動化を含めて、各種の測量計算を行なう計算機と直結したシステムの開発も残された問題となろう。

## 高出力発光ダイオード

伊藤 昭子\*・池田 健志\*\*・田中 利夫\*  
長 能 宗 彦\*\*\*

## High Efficiency Light Emitting Diode

Central Research Laboratory Akiko Ito・Kenji Ikeda・Toshio Tanaka  
Kamakura Works Munehiko Nagano

A new type of light emitting diode with an advanced characteristics of high efficiency, high radiance, fast response and long life has been developed to be used as a light source of opto-electronic systems such as optical communication apparatus and electro-optical distance meter. The diode is fabricated into a double hetero-structure which has a Zn doped GaAs layer sandwiched by an n- and a p-type (Ga, Al) As layers. The direction of light output is perpendicular to the plain of these stacked layers. The external efficiency of the diode is about 1%. Response time of light emission is very short and the light can be modulated in excess of 20 MHz. Degradation phenomena have also been studied. It has been clarified that the degradation comes from a stress between crystal and solder. By reducing the stress, we have made it possible to get a long life of more than 10,000 hr under high current density of several hundreds A/cm<sup>2</sup>.

## 1. ま え が き

近年、光を使った測定装置あるいは情報伝送装置が注目されている。これらの機器は、表示用 LED (発光ダイオード) の実用化をきっかけにして試作・検討され、その後に続いた半導体レーザの長寿寿命化への見通しに刺激されて急速に実用化への気運が高まっている。これら機器の光源としては、表示用 LED は効率が低く、大電流動作にも耐えられないばかりか、変調を加えた場合の応答性すなわち (遮)断周波数も高々 10 MHz であったため、光源としてこれを用いたシステムの使用範囲は狭く実験試作の域を出なかった。一方、半導体レーザは出力、効率、指向性あるいは応答性等の点ですぐれた特性を示すが、素子寿命その他の点でいまだ多くの問題をかかえており、一部特殊な分野を除いて、今すぐに使えらる状況にない。ここで述べる高出力 LED は、この半導体レーザと表示用 LED とのギャップをうめるべく開発されたものである。この LED には、一般の表示用 LED に比べて高効率であることと高い変調遮断周波数を持つことのほかに、高い信頼性が要求される。また、半導体レーザに比べて取り扱いが容易で安価であることも必要な要素である。これらの要請を満たす LED の材料としては、帯端の光学遷移が直接形である点、適当な不純物を添加することによって p および n の両電気伝導形が容易に得られる点、さらに材料として安定で実績がある点などから GaAs が適当と考えられる。(1)(2)

一般に、発光効率を上げるには p 領域へ電子を注入したほうがよいと考えられている。この場合も、p 領域にあるアクセプタ不純物の種類によって効率と遮断周波数に差がある。市販されている多くの高出力 LED では、アクセプタ不純物としておもに Si を用いている。Si は比較的深い発光準位を作るため、発光波長は 9,000~9,500 Å となり、GaAs 結晶による自己再吸収損が少なく効率をそこなうことが少ない。しかし、この Si 不純物を介した発光の遮断周波数は低く、普通、1 MHz 以下である。他方、Zn をアクセプタ不純物として用いた表示用 LED の例では、良いもので約 10 MHz と、遮断周波数は、Si を用いた場合に比べて高くなることが知られている。

しかし、Zn のアクセプタ準位が浅く発光波長は短いため、GaAs 結晶の吸収端に近く、GaAs 結晶の自己再吸収損は無視できない。

少数キャリアの注入効率を向上させる観点から、p-n 接合を構成する n 側結晶に p 側より禁止帯幅の広い結晶を用いることが望ましい。注入されたキャリアを狭い領域に閉じ込めれば、ある程度の効率改善と遮断周波数向上が可能であると考えられるので、結局半導体レーザと同様に GaAs 薄層を (Ga, Al) As 層ではさむ構造、すなわち、DH (Double-Hetero) 構造が適していることになる。この DH 構造とした場合、上に述べた自己再吸収損も全く無視できることとなり、不純物として遮断周波数を高くすることが可能な Zn を用いるのに好都合である。

ここでは GaAs-(Ga, Al)As 系 DH 構造を持つ面発光形 LED の設計、およびそれによって得られた素子の特性を紹介し、その用途についても概観する。

## 2. 素子設計の概略

図 1. 素子製作に用いた DH 構造ウエハの断面を示す模式図である。第 2 層は、注入されたキャリアによる発光がおこる発光層であり活性層と称する。この活性層のアクセプタ不純物としては、先に述べた発光の変調遮断周波数を上げたいという理由から Zn を用いることとした。Zn の添加濃度を 10<sup>19</sup>cc<sup>-1</sup> より高くした場合には

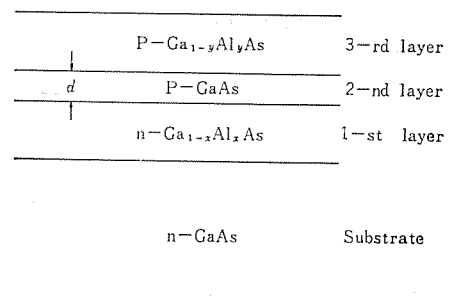


図 1. DH ウエハ断面の模式図  
A schematic cross section of double-hetero-structure wafer.

Auger 過程等による効率低下や、結晶性の悪化に伴う効率の低下などが予想される。また逆にドーピング量が低い場合には、他層の不純物がわずかでも混入すれば補償効果が無視できなくなり、再現性のよい素子を作ることが困難となる。ここでは、以上の諸点を勘案して、Zn 添加濃度を決定した。

この活性層の層厚についても、効率としゃ断周波数の両面より考えてみる。まず、層厚が厚い場合には、キャリアはその拡散長(約3  $\mu\text{m}$ )にわたって広がるため、速いバイアスの変化に追従できずしゃ断周波数ある程度以上高くすることはできない。さらに、結晶中にほぼ一様に非発光再結合中心が散在していると考え、キャリアが広がっているほど非発光再結合の割合が大きくなり、内部発光効率が低下すると考えられる。この点、活性層厚を薄くすれば、非発光再結合電流を低減でき、効率が向上する。また同時に、キャリアの密度も高くなるため、電子—正孔の相互作用が増して、キャリアの寿命が短くなり、したがってしゃ断周波数も高くなることが期待される。これらいくつかの観点より、活性層厚  $d$  は1  $\mu\text{m}$  以下とした。

図2. に、この DH 形 LED のエネルギーダイヤグラムを示す。同図(a) はバイアス電圧が加わっていない状態を、(b) は順方向にバイアスされた状態を示している。n-Ga<sub>1-x</sub>Al<sub>x</sub>As 層は活性層に電子を注入するためのエミッタとして働く。この場合、注入効率  $\eta_{inj}$  は第1および第2(活生)層の禁止帯の差を  $\Delta E$  とすれば、

$$\eta_{inj} = 1/(1 + \gamma)$$

$$\gamma \propto (N_A/N_D) \exp(-\Delta E/kT)$$

で与えられる。<sup>(3)</sup> ここに、 $N_A$  および  $N_D$  は、それぞれ第1層のドナーおよび第2層のアクセプタ不純物の濃度である。 $\eta_{inj}$  を大きくするには不純物濃度比 ( $N_A/N_D$ ) を小さくすることも望ましいが、 $\Delta E$  をできるだけ大きくしたほうが効果的である。この  $\Delta E$  を大きくすることは、現実には図1. 中の第1層 (n-Ga<sub>1-x</sub>Al<sub>x</sub>As) の Al 濃度 ( $x$  値) を大きくすることによって達成される。しかし  $x$  値を大きくするにつれて、GaAs との格子定数の差が無視できなくなる。Al 濃度を高くすることが結晶成長時に良質なエピタキシャル成長を妨げた

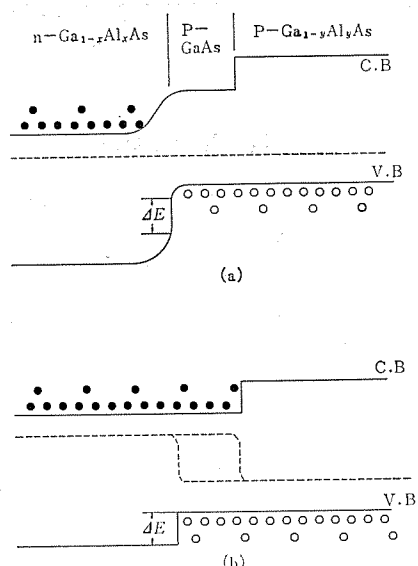


図2. GaAs-(Ga, Al)As DH 接合のエネルギーダイヤグラム (a) および (b) は、それぞれ外部バイアスが零の場合、および、順方向の場合を示している  
An energy diagram of GaAs-(Ga, Al)As double heterojunction. (a) and (b) show the cases of external bias is not applied and is applied in forward direction, respectively.

り、あるいは効率の低下や劣化の促進をもたらしたりする恐れがある。そこで、ここでは  $x$  値を約0.18 (この場合  $\Delta E$  は約0.17 eV) とした。第3層 (p-Ga<sub>1-y</sub>Al<sub>y</sub>As) は、活性層に注入された電子を逃がさないように閉じ込める効果をもたすためにある。この効果も活性層との禁止帯幅差を大きくすれば大きくなる。われわれは電子分布がボルツマン分布をしていると考えて  $y$  は0.15 (この場合、禁止帯幅の差は約0.14 eV) とした。

以上は、いわば内部発光効率に関する設計項目であったが、次に多部効率について考えてみる。結晶内部よりの光を空気中へ取り出す場合、結晶の屈折率が大きい空気との界面で反射をうけ有効に光を出力できない。この反射損を低減するためと指向性を持たせるために表示用 LED では、素子を透明樹脂でモールドしたり結晶表面を半球状に成形することが多く行なわれる。<sup>(4)</sup> 樹脂モールド法においては、素子を構成している結晶、樹脂および金属ベースの熱膨張係数の違いによりひずみが発生し、リード線の断線がおきたり、あるいはふんい気によって樹脂が失透したりするような信頼性の低下が心配される。また結晶を半球状に形成することも、位置精度よく、かつ再現性よく行なうことは容易でない。加えて、結晶を加工する際、発光域におよぶようなひずみが増えれば、信頼性が低下することは明らかである。このほか、機器用 LED においては、多部にレンズや反射鏡のような精度の高い光学系を並用することがあるので、その場合には、これと同程度の精度で素子のモールド形状なり結晶の形状なりを形成しなければ、せっかくの効率改善の努力が有効に生かされないこととなる。これらの諸点を考え、われわれは、LED 結晶表面を特定形状に加工しないこととした。

### 3. 素子の作製

多層結晶ウエハは、図3. に示すような横形のスライド式ポートを使用して液相エピタキシャル法により製作した。基板ウエハと各融液(メルト)との接触をよくするため、ウエハは、各メルトのほぼ中央を横切ってそう(挿)入される構造となっている。さらに、成長面が下向きになるように基板をそう入する構造としたことによって、上向きの場合にしばしば見られるメルトの持越し現象を低減することができる。各メルトの飽和度を過不足なく保つため各メルトを常に GaAs 板でおおう構造とし、かつ炉に対して各メルトの位置は変えずに基板ウエハを移動させる構造とした。さらに、不要な不純物の混入や As や Zn 等の揮発成分の蒸発をできるかぎり低減するためこの GaAs 板上にカーボンのふたを設けた。成長開始温度は 800°C である。

各成長層に含まれるドナーおよびアクセプタ不純物濃度は、Hall 効果を測定し設計値どおりになっていることを確かめた。また、各層の Al 濃度 ( $x$  または  $y$ ) は、それぞれの層のホールミネッセンスピーク波長より確認した。

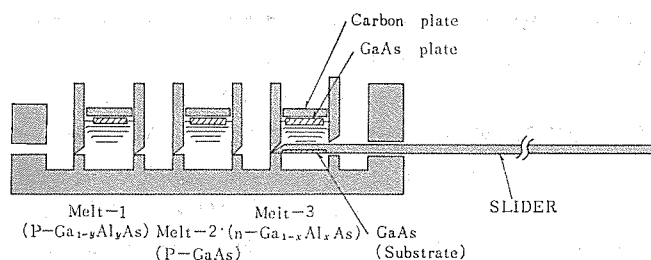


図3. スライド式ポートの断面図  
A cross section view of a sliding boat.

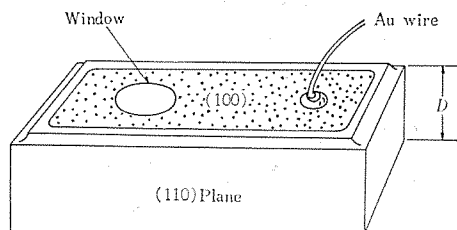


図 4. チップの外見図  
Schematic drawing of a diode chip.

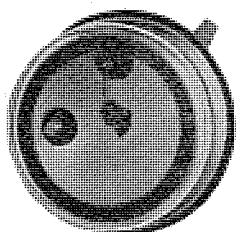


図 5. 高出力 LED の外形  
An exterior view of the efficient light emitting diode.

素子の形状は図 4. に示すような長方形で、その一方に発光を取り出す円形の窓部があり、この窓より遠い一端に金リード線が圧着されている。これは、リード線圧着の際生ずるひずみができるだけ発光部に影響しないようにという配慮からである。p-Ga<sub>1-y</sub>Al<sub>y</sub>As 側の電極は円形の窓部の周辺のみ結晶と接し、他の部分は絶縁膜で絶縁され電流がおもに円形窓部に集中するよう工夫されている。このようにして作ったダイオードチップは、トランジスタ用メタルヘッドにはんだ付けし、ガラス窓つきキャップを圧着している。図 5. は、TO-39 ヘッドにマウントした場合の外観写真の一例である。

#### 4. 素子の特性と寿命

##### 4.1 特性

図 6. は、この DH 構造を持つ LED の常温における発光スペクトルの代表的なものである。発光ピーク波長は、ほぼ 8,600 Å で GaAs 結晶の帯間エネルギー 1.43 eV に近い。図 7. は発光出力と入力電流の関係を示している。数 10 mA 程度以上の電流値に対して発光出力はほぼ比例して増加しているのがわかる。

素子の内部量子効率は数 10 % のオーダーで高いが、外部効率は約 1 % になっている。2 章で述べたように結晶表面になんら加工成形をしていないので、屈折率約 3.5 の結晶より、屈折率 1 の外界へ光が放射される際、その界面における透過率が約 69 % であり、しかも、全反射のため有効に取り出される立体角が小さいから理論的には約 1.5 % が限界となる。この点を考えるとほぼ限界に近い外部効率を得られていることになる。

シャ断周波数は通常 20 MHz で最高 25 MHz 以上のものが得られることから先に期待した DH 構造にすることによる高効率、高シャ断周波数 LED が実現できたと考えられる。表 1. にその他の電気的特性を含めてまとめている。

##### 4.2 劣化と素子の長寿命化

一般に、半導体発光素子では、大電流密度で使用した場合には、素子の寿命が著しく短くなることが知られている。約 10 A/cm<sup>2</sup> の電流密度で使用する表示用 LED では数万時間以上の寿命を有するのに対し数 1,000 A/cm<sup>2</sup> で使用する半導体レーザにおいては、世界最高の寿命が数 1,000 時間、通例 100 時間のオーダーであることから

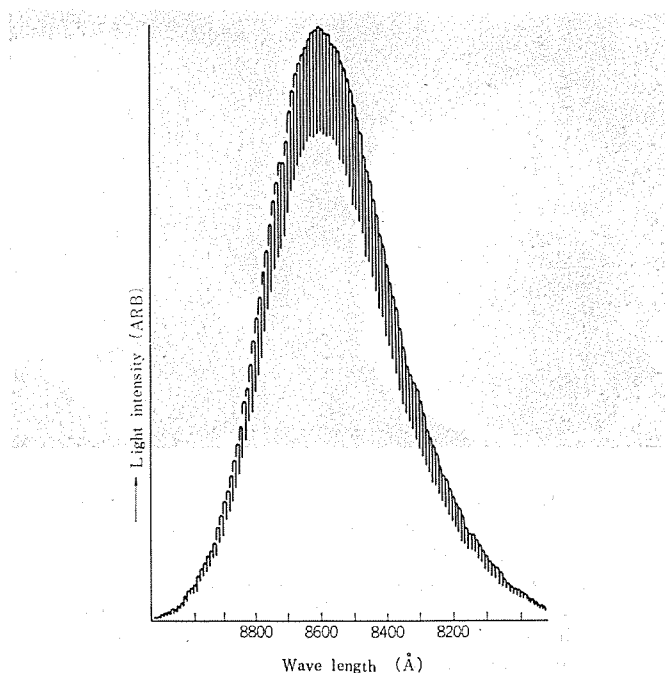


図 6. 室温における発光スペクトルの一例  
A typical emission spectrum at room temperature.

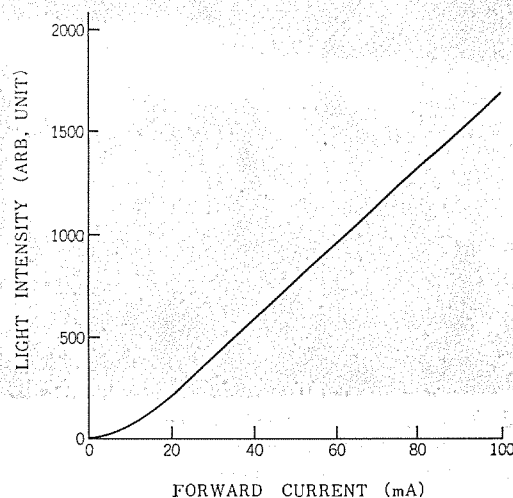


図 7. 電流-発光出力特性  
Current dependence of light output.

表 1. ダイオードの特性表  
Table 1. Summary of the electrical and optical characteristics of DH-LED.  
(T<sub>a</sub> = 20°C)

項 目	記 号	条 件	特 性 値			単 位
			最 小	標 準	最 大	
順 電 圧	V <sub>F</sub>	I <sub>F</sub> = 50 mA	1.2	1.4	2.0	V
逆 電 流	I <sub>R</sub>	V <sub>R</sub> = 3.0 V			10	μA
接 合 容 量	C <sub>0</sub>	V <sub>F</sub> = 0 V	50		500	pF
微 分 抵 抗	R <sub>d</sub>	I <sub>F</sub> = 50 mA	1.5	2.0	4.0	Ω
シャ断周波数	f <sub>c</sub>	"	15	20	25	MHz
発光ピーク波長	λ <sub>0</sub>	"	8,400	8,700	8,900	Å
スペクトル半値幅	Δλ	"		500		Å
発 光 出 力	P <sub>0</sub>	" (F = 2.0)		30		μW



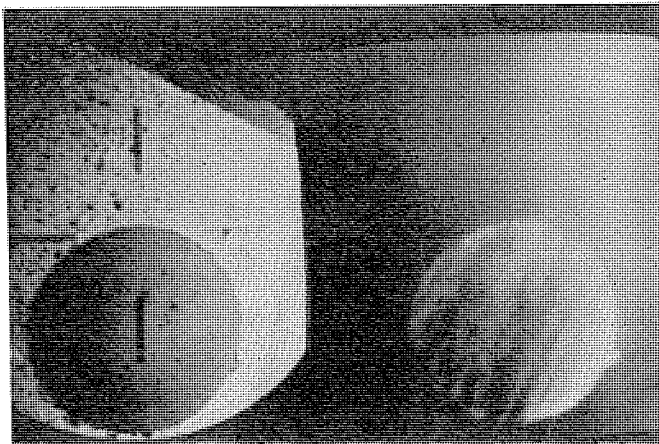


図 8. 劣化したダイオードの表面よりの写真  
(a) は外部照明下  
(b) は注入発光状態で観察したものである  
A surface photograph of degraded diode.  
(a) is observed when external lighting is employed.  
(b) is observed when injection luminescence in the diode happened. An external light source is not applied.

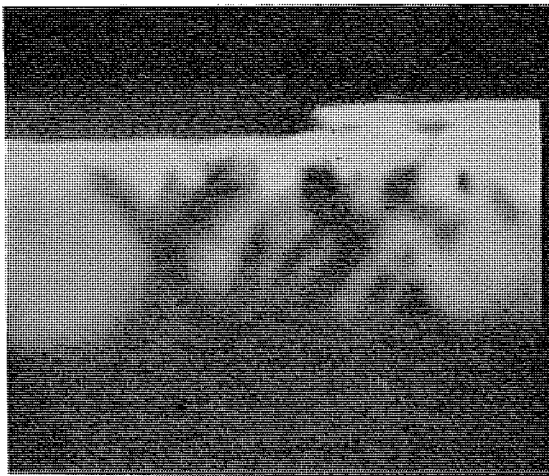


図 9. 劣化したダイオードの断面カソードルミネッセンス像  
A picture obtained by cathod-luminescence method in a cross section of a degraded diode.

それがわかる。

劣化の原因は個々の場合により、多岐にわたるが、われわれは通電劣化後の素子内部に暗線（直線状非発光性領域）が生成されている事を見出し、その原因と対策について知見を得たので、それについて述べる。図 8. は、赤外線を検知できるよう工夫した顕微鏡を用いて通電劣化後の素子発光面を観察したものである。素子の外部より照明した場合（同図(a)）には結晶表面にはなんら著しい変化がみられないのに対し、内部より発光させた場合（同図(b)）には、いく本もの暗線が観察される。この暗線は結晶の〈110〉方向で、素子の短辺方向に多くが見られる。なお、通電前の素子中には、このような暗線は観測されないの暗線は通電劣化に伴い生成されたものと考えられる。

図 9. は、この劣化した素子を長辺方向にへき（劈）開し、断面を走査形電子顕微鏡（SEM）によるカソードルミネッセンス法で観察したものである。素子表面（100）に対して約 54° の傾きを持った暗線が結晶内部にまでおよんでいる。これらのことは、通電劣化に伴い（111）面に暗線が生成されていると考えることによって説明できる。<sup>(5)</sup>

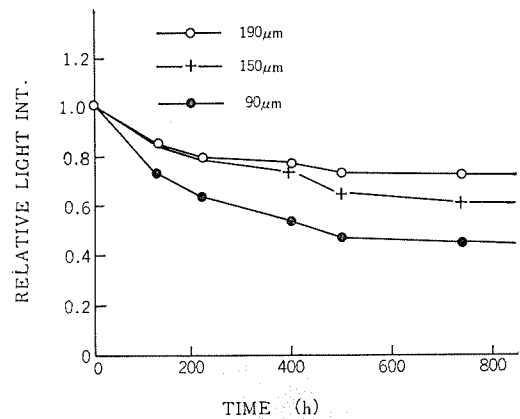


図 10. 素子厚さを変えた場合の発光出力劣化  
Degradation curves of light emission as a parameter of thickness of diode chips.

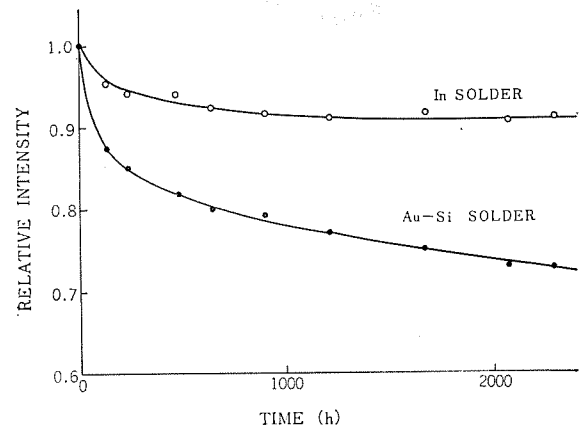


図 11. はんだ材による通電劣化の相違  
Degradation curves obtained on the diodes using two kinds of solders.

われわれは、暗線生成の過程を結晶内部に加わっているひずみ応力が通電をきっかけにして欠陥生成をもたらしたものと考えた。まず、ひずみが結晶の外部よりくるものと考えて、図 4. の素子厚  $D$  を 3 種違った素子を同一ウエハより作製し、同一通電電流密度でその劣化の程度を比較した。図 10. は素子厚  $D$  を 90, 150 および 190  $\mu\text{m}$  の 3 種とした場合の発光出力低下の割合を示したものである。同図より、素子厚が薄い場合に劣化が著しく、厚い場合に劣化が少ないことがわかる。この結果は、素子を構成している結晶に外部より力が加わっていることを暗示しているように見える。素子厚が厚い場合には、図 7. のような劣化暗線の生成はほとんど見られなかった。

図 11. は、この外力の源をはんだ材と考えて、Au-Si 合金はんだと In はんだの 2 種類のはんだ材を用いた素子群について通電劣化試験を行なった結果である。Au-Si 合金はんだは高融点（約 390°C）でかつ硬質であるのに対し、In はんだは低融点（158°C）で軟質という特長を有している。同図で明らかとなっており、In はんだを用いた素子群のほうが、長寿命となる。In を用いた場合融着温度が Au-Si の場合より低い GaAs 結晶との熱膨張係数差によるひずみ量が少なくすんでいるのか、あるいは、同程度のひずみがあっても In が軟質であるためひずみはおもに In 部で緩和されて結晶には応力がほとんど加わらずにすんでいるのかのいずれかが、長寿命をもたらす原因と考えられる。以上のような結果を素子に応用することによって数 100A/cm<sup>2</sup> の動作電流密度に対して約 10,000 時間の寿命

を期待できるものとなった。

## 5. 高出力 LED の用途

以上述べた高出力 LED は、小形・軽量で消費電力が小さく、直接変調が高い周波数まで可能という点で、固体レーザやガスレーザにまさっており、簡易光情報伝送装置<sup>(6)</sup>用光源として好適である。近距離臨時回線、たとえばビル間や工事現場における ITV 伝送、あるいは CATV 回線中継、企業内、計算機端末機器間などの光による情報伝送の光源として実用のきざしが見えはじめている。これらのシステムとしては空間伝搬による簡易なものから、光ファイバを用いたものまで考えられている。

また、高速変調された高出力 LED からの光を目標地点に置かれたコーナレфлекタで反射させ、発射地点に戻し、この反射光と発射光間の位相差から距離を精密に測定する精密光波測距装置<sup>(7)</sup>の光源として高出力 LED が実用され、すぐれた実績を有している。こうした高出力 LED の応用機器はほかにも多く考えられており、その用途も光の特長を積極的に生かした有望な分野が主体である。

これらの LED を光源とする機器、システムの特性は LED の性能により制約される場合もあるが、比較的経済的で使いやすい良質の光を提供する光源として、半導体レーザの実用化に先行してオプトエレクトロニクス分野に次第に浸透していくことが期待されている。

## 6. む す び

光情報伝送など機器用の光源として、半導体発光素子を使用する際、表示用とは別に要求される高効率、高しゃ断周波数および長寿命という要請を、われわれは、Zn を不純物とし、厚みを  $1\mu\text{m}$  以下

とした P-GaAs 層を活性層とする GaAs-(Ga, Al)As 系 DH 構造とすることによって達成することができた。

さらに機器用として考えた場合、素子の寿命が信頼性を大きく左右することが考えられるが、われわれは、通電劣化に伴って結晶の (111) 面内に暗線が生成されることを見出し、これに関連して素子の厚みやはんだ材を検討して劣化の原因の一つをまとめることができた。この結果を応用して素子の長寿命化を図り、数  $100\text{A}/\text{cm}^2$  と表示用 LED の数 10 倍にものぼる大電流密度動作にもかかわらず、10,000 時間程度の長寿命とすることが可能となった。

従来、高効率、高しゃ断周波数および長寿命という 3 要素を同時に満足させた例はほとんどなく、この 3 要素中の 1~2 コを満たすに過ぎなかった。しかし、ここで報告した LED は上記 3 点をほぼ同時に満たすもので、半導体レーザの実用に先行して光を利用した機器の分野を切り開くものと考えられ意義は大きいといえよう。

## 参 考 文 献

- (1) H. C. Casey, et al.: Mater. Sci. Eng. 6, 69, (1970)
- (2) 奥ほか：三菱電機技報 45, 476, (昭 46)
- (3) A. G. Milnes, et al.: Heterojunctions and Metal-Semiconductor Junctions, Academic Press. (1972)
- (4) N. E. Schumaker, et al.: IEEE, Trans. Electron Device, ED-18, 627, (1971)
- (5) 池田ほか：信学会、光量子エレクトロニクス研究会資料、OQE 73-70, 51, (昭 49)
- (6) 中原ほか：三菱電機技報 45, 1434, (昭 46)
- (7) 中原ほか：量子エレクトロニクス研究会資料、QE 69-23 (昭 44)

## 小形化 X 帯 Pin ダイオード移相器

白 幡 潔\*・八原 俊彦\*\*・中谷 正昭\*\*  
星 加 春 幸\*\*・門 脇 好 伸\*\*

## Compact X-Band Pin Diode Phase Shifters

Central Research Laboratory Kiyoshi Shirahata・Toshihiko Yahara・Masaaki Nakatani  
Haruyuki Hoshika・Yoshinobu Kadowaki

This paper describes a 4-bit 360° X-band pin diode phase shifter designed smaller and more compact by the thin film microwave integrated circuit techniques, using the alumina ceramic substrate coated with gold-chromium conductor.

The phase shifter is composed of two kinds of phase-shift sections : loaded-line for smaller bits less than 90° and reflection for an 180° bit, from the view-point of required number of diodes, bandwidth, and size.

It is pointed out that the 3 dB branch line coupler for the 180° bit should be carefully fabricated.

The phase shifter, which is built on the substrate board of 35×15×0.64 mm<sup>3</sup> in size using LID pin diodes, has the performance of VSWR<1.5, insertion loss<2.5 dB, and phase error<±5° in the frequency range of 9.1~9.7 GHz.

## 1. ま え が き

フェイズドアレイレーダを構成するに重要な素子として、コンピュータ駆動可能な移相器がある。この移相器には、従来から、pin ダイオードを用いたものと<sup>(1)~(3)</sup>、フェライトを用いた<sup>(4)~(6)</sup>ものがあるが、ここではマイクロ波集積回路(MIC)化したpin ダイオードを用いたデジタル移相器について述べる。

フェイズドアレイレーダは、アンテナ開口面に、位相制御のできるアンテナ素子を一定間隔、たとえば1/2波長間隔で多数配列したものであるが、その方式にアクティブ形<sup>(7)</sup>とパッシブ形<sup>(8)</sup>がある。パッシブ形の

場合には、移相器は最終段に置かざるをえないため、どうしても大きな耐電力特性が要求されるが、一方アクティブ形の場合、有効なマイクロ波増幅器によって、移相器を通した後に増幅し、アンテナ素子からマイクロ波電力を放射する方法がとれるので、移相器の耐電力特性に対する要求は緩和される。したがって、小形軽量化、低損失化、および高信頼化などに力を注ぐことができ、MIC技術を応用できる。とくにここで述べようとするX帯では、アンテナ素子間隔がせまくなるので、MIC技術は有効になる。

この論文はX帯のアクティブ形フェイズドアレイレーダ用のMICを用いた小形低損失デジタルpin ダイオード移相器に関して、ダイオード移

表 1. 各種ダイオード移相器の比較  
Comparison among various diode phase shifters.

移相器形式	原理図	MIC化パターン代表例	移相量 $\Delta\phi$	最低ダイオード 所要本数	帯域 その他	文献
Switched line			$\Delta\phi = 2\pi dl/\lambda$	4	文献(10)に示されているように、3ビット移相器にしてオクターブの帯域のものもあるが、移相量の点から、90°ビット以上は、線路長の増大によってその影響から帯域はせまくなる。90°ビットで1/2オクターブの帯域がやっとである。	(1) (2) (9) (10) (11) (13)
Reflection (hybrid coupled)			$\Delta\phi = 2\pi dl/\lambda$	2	一般に3dBカップラとか、サーキュレータがなければ帯域オクターブ以上の180°, 90°, 45°, 22.5°などの各ビットの移相器を得ることができるが、一般に使用されるプランチライン3dBカップラの帯域が、10%以下のため、各ビットの帯域はそれぞれ10%以下になる。	(1) (2) (12) (13)
Loaded line			$\Delta\phi = 2\pi \tan^{-1} \left( \frac{B_N}{1 - 1/2 B_N^2} \right)$	2	22.5°ビットで20%以上、45°ビットで15%以上の帯域がとれるがこれ以上では急激に帯域は劣化する。現在最も多く使用される。90°ビットは、45°ビットを2段カスケードにしたものを使用して帯域劣化をカバーする。この場合ダイオードは3個必要となる。	(1) (2) (13) (14) (15) (16)
High-pass low pass			$\Delta\phi = 4 \tan^{-1} X_N$ $\Delta\phi = 2 \sin^{-1} B_N$	3 or 4	180°ビットをのぞく90°ビット以下の帯域は、移相誤差を±2°以下におさえてもオクターブ以上とれる広帯域特性を有している。180°ビットでも帯域は20%取ることができる。しかしながら、構成法が複雑であり、ダイオード数が多いなどの問題があり、まだあまり、実用化されていない。	(2) (17)

相器の概論, pin ダイオードなどの回路部品, 4ビット 360° 移相器の設計法, および実験結果などについて論じたものである。

## 2. ダイオード移相器の概論

ダイオード移相器の構成方法は, 現在主として表 1. に示した 4 種類があげられる。これらのうち, 所要ダイオード数, 大きさ, 帯域, 構成のむずかしさなどから考慮して, 4ビット 360° 移相器を構成するとき, 22.5°, および 45° ビットは Loaded line 形がもっともすぐれている。また 180° ビットに関しては, 3 dB ブランチラインカップラの狭帯域特性から, どうしても帯域の点で難点はあるが, 現在では, 損失を考慮すると Reflection 形がよい。90° ビットは, この Reflection 形か, 45° を 2 段カスケードにした Loaded line 形かになるが, 90° ビットと 180° ビットを Reflection 形の狭帯域特性のもので 2 段かさねるのは, 調整のむずかしい MIC に不適当であるから, ダイオード数は 3 個になる欠点はあるが, 45° Loaded line 形移相器を 2 段カスケード形にしたほうが帯域を広くとることができる<sup>(18)</sup>。

以上のような観点から, 22.5°, 45°, 90° (45°+45°) の各ビットは Loaded line 形で, 180° ビットは 3 dB ブランチラインカップラを用いた Reflection 形で構成した 4ビット 360° 移相器について検討する。

## 3. 回路部品

### 3.1 基板と線路形成方法

マイクロ波領域におけるマイクロストリップ線路用基板として, 今日特例を除いてほとんどが, 純度 99.5% 以上の純度を有するアルミナ基板が使用されている。これはアルミナの純度の高いほうが誘電体損失が少ないし, また製造ロットによる誘電率などの不均質性が生じにくいなどの利点があるからである<sup>(19)</sup>。しかしながら, 一般に多く製造されている純度 97% 程度のもので十分管理されているならば使用可能であり, ここでも, この純度のものを使用した。

基板の厚さは, 635  $\mu\text{m}$  とした。これは X 帯での使用から, 波長, 線路インピーダンス, さらに小形化を考慮した結果である。この場合, 線路インピーダンスと, 線路幅と基板厚さとの比は, 図 1. に示される。低インピーダンス側は, 不要モードの発生を防ぐために, 35  $\Omega$  前後が下限となり, また高インピーダンス側にあっては, あまり細い線は, 抵抗損の増大や, 線路のエッチングなどによるインピーダンス制御がむずか

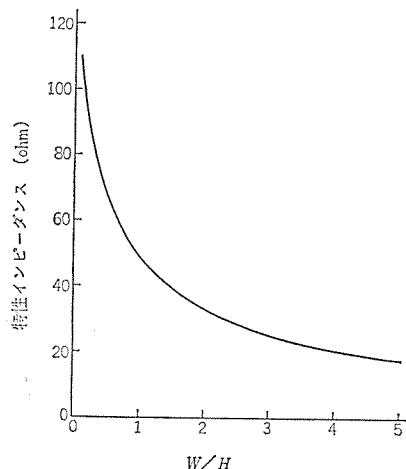


図 1. 線路幅  $W$  と基板厚  $H$  との比  $W/H$  と, 特性インピーダンスの関係

Relation between the ratio of  $W/H$  ( $W$ : line width,  $H$ : thickness of substrate) and the characteristic impedance.

しくなるので, せいぜい 100  $\Omega$  ぐらいが限度となる。

線路の損失を低減するために, 導体の厚さをある程度必要とする。導体は Cr を  $\sim 200 \text{ \AA}$ , さらに Au を蒸着した後, Au めっきにより Au 膜厚を 5  $\mu$  とした。X 帯における表皮効果からこれで十分である<sup>(19)</sup>。また, 表皮効果による抵抗損は, 基板の面平滑度によっても大きく左右されるので<sup>(19)</sup>, 基板の表面は, 0.5  $\mu$  以下の仕上げとなっている。

線路などの回路はすべてフォトリソ技術を用いて作成した。

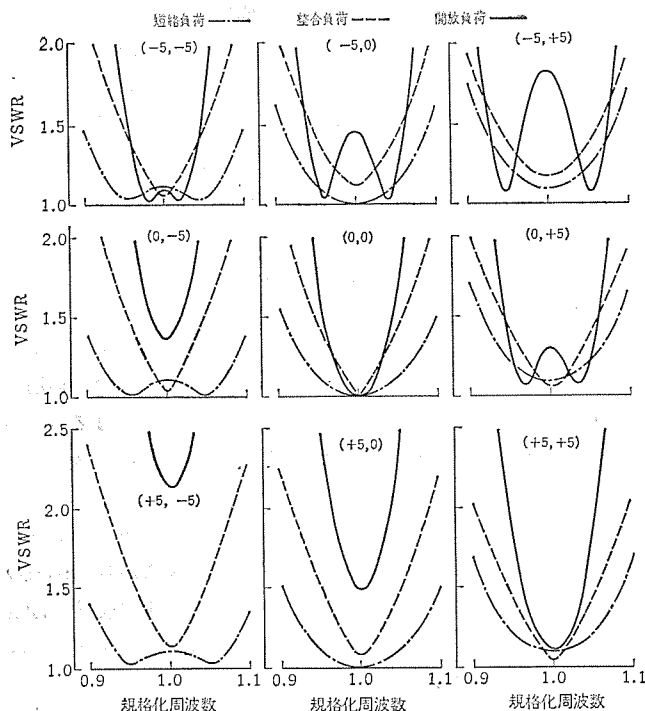
### 3.2 pin ダイオード

pin ダイオードの特長は, 順方向バイアス時に電導度変調によって急速に抵抗がさがること, 逆バイアス時にパンチスルーした状態で使用するから, マイクロ波電力が多少かかっても, オートバイアスによるインピーダンス変動がほとんどないことである<sup>(13)</sup>。しかしながら, 一般に pin ダイオードの  $i$  層が比較の厚いため, 順方向バイアスから逆方向バイアスしたとき, 注入されたキャリアの消滅時間が長く, 逆バイアスしたとき  $i$  層からキャリアが流れ出るのに要する時間, すなわちスイッチング時間が比較の長くなる欠点がある。したがって,  $n$  層の濃度を勘案して, スwitching 時間やバイアス条件からダイオードを設計しなければならない。

現在の Si 技術では, 高純度エピタキシャル成長をさせた  $n$  形の成長層の比抵抗は 30  $\Omega$  ぐらいである。この場合, 逆バイアス 15 V ぐらいでパンチスルーさせようとするとき, エピタキシャル層は 10  $\mu$  前後が必要となる。後述する移相器設計の条件から, ダイオードの逆バイアス時の接合容量は 0.26 pF ぐらいが適当である。この程度の容量をもたせるには, エピタキシャルプレーナ形構造の pin ダイオードが適当であるが, マイクロストリップに装着することを考えるとき, ダイオードのリアクタンス, すなわち, 接合容量とリードインダクタンスを十分管理するため LID パッケージを用いた。このパッケージは, 形状が小形であり, 浮遊容量が 0.04 pF と非常に小さいので, チップと同程度に扱える利点がある。しかし, その形状から熱抵抗が大きく, 250°C/W もあり, 大電力用としては不適当であるが, パルス動作時の熱抵抗はパルス幅の減少とともに低下するうえ, アクティブレーダでは耐電力特性はあまり大きな問題でないので, LID パッケージでも使用できる。この LID パッケージ pin ダイオードの残留直列抵抗は  $R_{s\pm} = 1.5 \Omega$ , 直列インダクタンスは 0.7 nH, 総合静電容量は 0.30 pF (at -20 V) が代表値である。

### 3.3 180° ビット用 3 dB ブランチラインカップラ

X 帯において, マイクロストリップを用いた損失の少ない広帯域な 3 dB カップラを得るのはむずかしいので, 通常使用される 3 dB ブランチラインカップラを 180° ビット用に用いた。しかしながら, このカップラは帯域がせまく, X 帯での波長が短いことから, 十分精度を上げて作成されねばならないが, アルミナセラミック基板上のマイクロストリップにおける X 帯の波長は 1/4 波長でも, 約 3 mm あり, フォトリソの精度からすればあまり問題でないが, インピーダンス, 特にブランチラインの 50  $\Omega$  線路は, フォトリソの精度と, 基板の厚さ精度からかなり変動が予想される。また 180° 移相器の設計には後述するように, カップラ負荷が, 短絡または開放になることもあるので, 整合負荷時の場合ともに, カップラ特性は, 負荷の短絡および開放の場合もあわせて検討する必要がある。図 2. は, 線路インピーダンスが,  $\pm 5\%$  ずれたときのカップラ負荷が短絡, 整合, 開放の際のカップラ入力インピーダンスを示したものである<sup>(20)</sup>。この図から, カップラ入力インピーダンスは, カップラ負荷が, 開放および短絡時に, 線路インピーダンスのずれの影響が顕著にでてくることが示されている。



注) 図中の(A, B), (C)にてはAとBは-5, 0, または+5を取り、それぞれ  $Z_0$  の誤差と  $Z_0/2$  の誤差を%で示す

図 2. 3 dB ブランチライン カップラの線路インピーダンス  $Z_0$  および  $Z_0/2$  に誤差があるとき、負荷を短絡、整合、および開放した場合のカップラのインピーダンス特性

3 dB branch line coupler impedance performances with three cases of load : short, matched, and open, when there are some errors in the line impedance composing the coupler.

### 3. 4 その他の部品

4ビット 360° 移相器を構成した場合、各ビットごとと独立にダイオードにバイアス をかける必要から、ビット間に DC カットコンデンサを用いるのが一般的である。しかしながら、X帯で使用できる低損失で、インピーダンス時に問題のない コンデンサは少ない<sup>(21)</sup>。一部には MOS コンデンサを用いた例もあるが、コンデンサを用いない導波管的な回路技術を用いた バイアス 方法をとることによって、この DC カットコンデンサの問題はさけた。

## 4. 4ビット 360° 移相器の設計

各ビットは図 3. のように配列して 4ビット 360° 移相器を構成した。これらの各ビットの設計計算は、図 4. (a), (b) および (c) に従って Fマトリックス 計算することによってできる。

### 4. 1 単段形 Loaded line 移相器

22.5° ビットと 45° ビットの Loaded line 形の場合は、図 4(a) に従って Fマトリックス を求めると次のようになる。すなわち、 $Z_{D\pm}$  なるインピーダンスをもつダイオードを、線路インピーダンス  $Z_S$  で電気長  $\theta_S$  なる長さのスタブの先端に装荷した装荷アドミタンスを  $Y_{S\pm}$  とすると、線路損失がないとしたとき、 $Y_{S\pm}$  は式 (1) で与えられる。

$$Y_{S\pm} = \frac{Z_S + jZ_{D\pm} \tan \theta_S}{Z_S(Z_{D\pm} + jZ_S \tan \theta_S)} \quad (1)$$

ここで添字の  $\pm$  は、ダイオードバイアス方向を表わし、+は順方向バイアスで、-は逆方向バイアスを示している。また以下の計算はすべて線路損失がないとする。

この装荷アドミタンス  $Y_{S\pm}$  を、線路インピーダンス  $Z_M$  で、電気長  $\theta_M$  なる線路の両端に装荷したときの Fマトリックス は次のようになる。

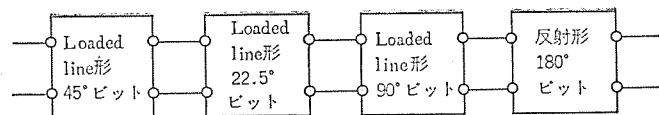
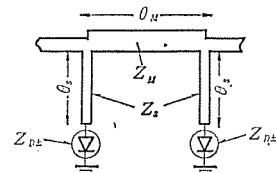
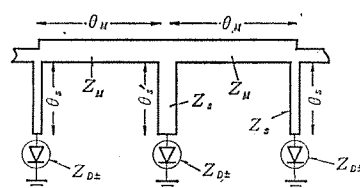


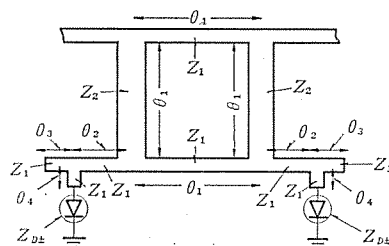
図 3. 4ビット 360° 移相器の配列  
Arrangement of 4-bit 360° phase shifter.



(a) 単段形 Loaded line 移相器



(b) 2 段型 Loaded line 移相器



(c) 反射形移相器

図 4. 各ビット移相器の構成パラメータ  
Parameter composing each phase shift section.

$$F_{\pm} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{S\pm} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_M & Z_M \sin \theta_M \\ j \frac{1}{Z_M} \sin \theta_M & \cos \theta_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{S\pm} & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$= \begin{bmatrix} A_{\pm} & B_{\pm} \\ C_{\pm} & D_{\pm} \end{bmatrix} \quad (3)$$

したがって、入力インピーダンス  $Z_{in\pm}$ 、そう入損失  $L_{\pm}$ 、および伝達位相  $\theta_{\pm}$  は、それぞれ式 (4)、(5)、および式 (6) で与えられる。

$$Z_{in\pm} = \frac{A_{\pm} + B_{\pm}}{C_{\pm} + D_{\pm}} \quad (4)$$

$$L_{\pm} (\text{dB}) = 10 \log \left( \frac{A_{\pm} + B_{\pm} + C_{\pm} + D_{\pm}}{2} \right) \quad (5)$$

$$\theta_{\pm} = \text{ARG} \left( \frac{1}{A_{\pm} + B_{\pm} + C_{\pm} + D_{\pm}} \right) \quad (6)$$

移相量  $\Delta\theta$  は式 (6) を用いて次のように与えられる。

$$\Delta\theta = \theta_{+} - \theta_{-} \quad (7)$$

### 4. 2 多段形 Loaded line 移相器

90° ビットは、2 段カスケード形にするが、ダイオード  $Z_{D\pm}$  を 3 個とも同一にすると、式 (1) から、両端の装荷アドミタンスは  $Y_{S\pm}$  の場合、まん中の装荷アドミタンスは  $2Y_{S\pm}$  でなければならない。したがって  $2Y_{S\pm}$  になるようなスタブ線路インピーダンス  $Z_{S'}$  とスタブ電気長  $\theta_{S'}$  を選ぶ必要がある。しかしながら周波数特性は当然異なってくるか

ら、ここで中心装荷サセパダンスを  $Y_{S\pm'}$  とすると、図 4. (b) から F マトリックスは次のように与えられる。

$$F_{\pm} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{S\pm} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_M & jZ_M \sin \theta_M \\ j\frac{1}{Z_M} \sin \theta_M & \cos \theta_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{S\pm'} & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_M & jZ_M \sin \theta_M \\ j\frac{1}{Z_M} \sin \theta_M & \cos \theta_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_{S\pm} & 1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

$$= \begin{bmatrix} A_{\pm} & B_{\pm} \\ C_{\pm} & D_{\pm} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

したがって、式(4)～(7)を用いれば、入力インピーダンス、そう入損失、伝達位相、および移相量があたえられる。

#### 4.3 反射形移相器

図 4. (c) にしたがって  $180^\circ$  移相器の計算を行なう。3 dB ブランチャインカップラの負荷  $Z_L$  は、次式で与えられる。

$$Z_{L\pm} = Z_1 \frac{Z_{LN\pm}}{Z_{LD\pm}} \dots\dots\dots (10)$$

ここに

$$Z_{LN} = Z_{D\pm} \{ Z_2 - \tan \theta_2 (Z_1 \tan \theta_4 + Z_2 \tan \theta_3) \} + jZ_2 \{ Z_2 \tan \theta_4 + \tan \theta_2 (Z_1 - Z_2 \tan \theta_3 \tan \theta_4) \} \dots\dots\dots (11)$$

$$Z_{LD\pm} = Z_2 \{ Z_1 - Z_2 \tan \theta_4 (\tan \theta_3 + \tan \theta_2) \} + j \{ Z_{D\pm} (Z_1 \tan \theta_4 + Z_2 \tan \theta_3) + Z_2 Z_{D\pm} \tan \theta_2 \} \dots\dots\dots (12)$$

したがって  $180^\circ$  ビットの F マトリックスは次のようになる。ただし、3 dB ブランチャインカップラは理想的なものとする。

$$F_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ j\frac{\sin \theta_1}{Z_1} & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (13)$$

$$= \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (14)$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & j\frac{Z_1}{\sqrt{2}} \sin \theta_1 \\ j\frac{\sqrt{2}}{Z} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{L\pm}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & jZ_1 \sin \theta_1 \\ j\frac{\sin \theta_1}{Z} & \cos \theta_1 \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_{L\pm}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & j\frac{Z_1}{\sqrt{2}} \sin \theta_1 \\ j\frac{\sqrt{2}}{Z} \sin \theta_1 & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

$$= \begin{bmatrix} A_{2\pm} & B_{2\pm} \\ C_{2\pm} & D_{2\pm} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

したがって、 $180^\circ$  ビット 移相器の F マトリックスは

$$F = \frac{1}{B_1 + B_{2\pm}} \begin{bmatrix} A_1 B_{2\pm} + B_1 A_{2\pm} & B_1 B_{2\pm} \\ -A_1 - A_{2\pm} & B_1 + B_{2\pm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 B_{2\pm} & B_1 B_{2\pm} \\ D_1 B_2 + B_1 D_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

$$= \begin{bmatrix} A_{\pm} & B_{\pm} \\ C_{\pm} & D_{\pm} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (18)$$

前節と同様に、式(4)～(7)を用いれば、入力インピーダンス、そう入損失、伝達位相、および移相量があたえられる。

#### 4.4 総合設計

以上個別の各ビットの設計式についてのべてきたが、中心周波数において、いずれも入力インピーダンスが1であり、移相量が所定量で、かつ希望する帯域をとれるように移相器構成パラメータの各数値をもとめなければならない<sup>(22)</sup>。3.2 節でのべた pin ダイオードは図 5. で示すような方法でを使用することから、RF チョークを含めたダイオードインピーダンスを用いた場合の移相器構成パラメータを決定しなければならない。この場合、ダイオードと RF チョークを含めたインピーダンス  $Z_{D\pm'}$

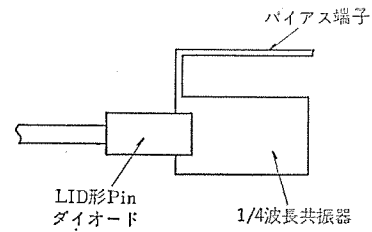


図 5. ダイオード装着法  
Top view of mounded diode.

表 2. 各ビット移相器構成パラメータ設計値  
Specifications of parameters composing each bit phase-shift section.

ビット	パラメータ値 (インピーダンスは 50 Ω で規格化)							9.4GHz のそう入損失計算値
22.5°	$Z_M$	$\theta_M$	$Z_S$	$\theta_S$				0.1 dB
	1.00	80°	1.90	66°				
45°	$Z_M$	$\theta_M$	$Z_S$	$\theta_S$				0.2 dB
	1.00	80°	1.17	65°				
90°	$Z_M$	$\theta_M$	$Z_S$	$\theta_S$	$Z_{S'}$	$\theta_{S'}$		0.4 dB
	1.09	64°	1.17	65°	0.74	66°		
180°	$Z_1$	$\theta_1$	$Z_2$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	0.4 dB
	1.00	90°	0.71	90°	47°	31°	9°	

は、チョーク設計の中心周波数近傍では、ダイオード構成するパラメータを集中定数的に設計したインピーダンスと、分布定数的に計算したチョークインピーダンスの和のインピーダンスで表わすことができる。

したがって  $Z_{D\pm'}$  を用い、かつ式(1)～(18)を用いてコンピュータにより、中心周波数 9.4 GHz として移相器構成パラメータを決定した。この結果は表 2. に示されている。なお、移相器は大きさ  $35 \times 13 \text{ mm}^2$  に入るように設計したので、ビット間の相互作用があり<sup>(22)</sup>、パラメータ決定に当っては、これらの影響も考慮している。

### 5. 実験結果

前節で述べた表 2. にもとづき、パターン設計を行ない製作した X 帯 4 ビット  $360^\circ$  移相器を図 6. に示した。この移相器のインピーダンス特性、そう入損失特性、移相特性を、ネットワークアナライザによって測定した。測定結果は図 7. (a)～(c) に示されている。中心周波数 9.4 GHz における損失は

線路損失	0.2 dB
3 dB カップラ 損失	0.3 dB
コネクタ 損失 (2 個)	0.1 dB
ダイオード (表 2.) の損失 (4 ビット 分)	1.1 dB

とすると、実験結果とよく一致している。

また、この移相器の温度特性を  $-60^\circ \sim +70^\circ \text{C}$  において試験した結果、移相量の変動幅は、この温度範囲にわたって最大  $1^\circ$  しか変動しないことが示された。

この移相器の諸特性を表 3. に示した。

### 6. む す び

X 帯 4 ビット  $360^\circ$  デジタルダイオード移相器を、 $180^\circ$  ビットを反射形、その他のビットを Loaded line 形で構成し、MIC 化して実験した結果、pin ダイオードを用いたデジタル移相器が中心周波数で損失 2 dB 以下となり、駆動電力も 0.08 W 以下でよいなど、MIC ダイオード移相器の低損失性、低駆動電力および小形化についてのべた。

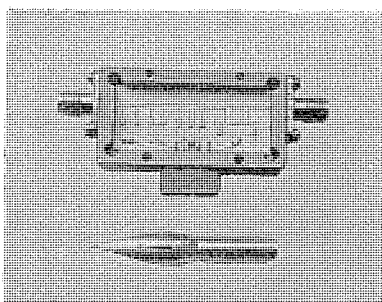
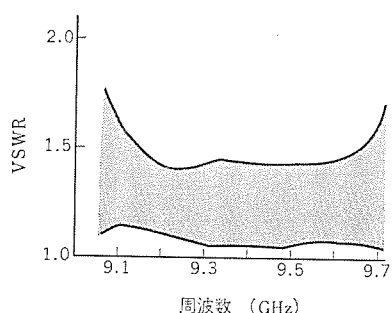
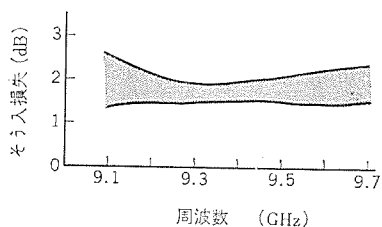


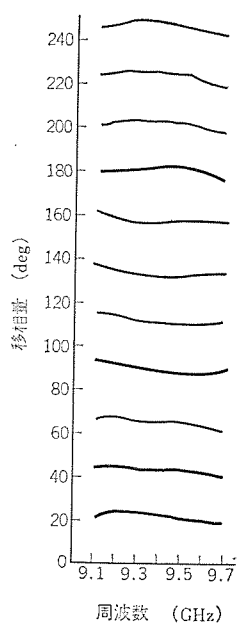
図 6. 試作 X 帯 4 ビット 360° pin ダイオード 移相器  
Photograph of the experimental X-band 4-b  
360° pin diode phase shifter.



(a) 入力インピーダンス特性



(b) そう入損失特性



(c) 移相特性

図 7. 試作 X 帯 4 ビット 360° 移相器の特性  
Performance of the experimental X-band 4-b  
360° pin diode phase shifter.

表 3. 試作 X 帯 4 ビット 360° pin ダイオード 移相器の特性  
Specifications of the experimental X-band 4-b 360°  
pin diode phase shifter.

形 式	透過形
周 波 数	9.1~9.6 GHz
移 相	4 ビット 0°~337.5°, 22.5° ステップ
移 相 誤 差	±5°
そ う 入 損 失	<2.5 dB
損 失 変 動 幅	<1.0 dB
V S W R	<1.5
ス イ ッ チ ン グ 時 間	<50 ns
駆 動 電 力	全ダイオード順方向バイアス時最大0.09(A)×0.7(V) 全ダイオード逆方向バイアス時最大20(V)×10(μA)
基 板 の 大 き さ	15×35×0.64 mm <sup>3</sup>
基板重量(ダイオード込み)	<1.45 g
外 装 大 き さ	10×40×20 mm <sup>3</sup>
総 重 量	<26 g
R F 入 出 力 コ ネ ク タ	OSM

まず、アクティブ形 PAR に用いる デジタルダイオード 移相器は、移相器の後にマイクロ波増幅器をおくことが可能で、耐電力特性よりむしろ、小形低損失のほうに重点があることを示し、この点から各種あるダイオード移相器構成法のうち、22.5°, 45°, および 90° 移相器は、Loaded line 形を、180° 移相器は 3 dB ブランチラインカップラを用いた反射形移相器を用いたほうがよいと結論した。この結果、各ビットの計算および実験から、4 ビット 360° 移相器の各構成パラメータを示し、アルミナセラミック基板上に形成したマイクロストリップ回路化 pin ダイオード移相器を作成し、MIC 化による小形低損失ダイオード移相器の可能性を示した。

しかしながら、帯域は約 5% とあまり広くない。これは主として 180° ビットの 3 dB ブランチラインカップラの特性に左右されるもので、広帯域化には、このカップラを含めた 180° ビットの検討がさらに必要である。また、移相器そう入損失は、ダイオードの改良によって 1.5 dB 以下とすることが可能であり、このための pin ダイオードの研究開発も進めている。

#### 参 考 文 献

- (1) J. F. White : Review of Semiconductor Microwave Phase Shifters, Proc. IEEE, 56, 1924 (1968)
- (2) R. V. Garver : Broad-Band Diode Phase Shifters, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-20, 314 (1972)
- (3) M. E. Hines : Fundamental Limitations in Switching and Phase Shifting Using Semiconductor Diodes, Proc. IEEE, 52, 697 (1964)
- (4) W. E. Hord, et al. : Theory and Operation of a Reciprocal Faraday-Rotation Phase Shifter, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-20, 112 (1972)
- (5) W. G. Spauling : The Application of Periodic Loading to a Ferrite Phase Shifter Design, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-19, 922 (1971)
- (6) K. H. Hering : A Novel Design of an X-Band High-Power Ferrite Phase Shifters, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., MTT-20, 248 (1972)
- (7) G. C. Bandy, et al. : MERA Modules-How Good in an



- Array ?, *Microwaves*, 8, 38 (1969)
- (8) P. J. Kahrilas : HAPDAR-An Operational Phased Array Rader, *Proc. IEEE*, 56, 1967 (1968)
  - (9) R. W. Burns, et al. : A Compact S-Band Diode Phase Shifter, 1973 G-MTT Symposium Digest, 298 (1973)
  - (10) R. P. Coats : An Octave-Band Switched-Line Microstrip 3-b Diode Phase Shifter, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-21, 444 (1973)
  - (11) R. G. Stewart, et al. : X-Band Integrated Diode Phase Shifters, 1968 G-MTT Symposium, 147 (1968)
  - (12) R. W. Burns : PIN Diodes Advance High-Power Phase Shifting, *Microwaves*, 4, 38 (1965)
  - (13) Watson : *Microwave Semiconductor Devices and Their Circuit Applications* (1969), MacGraw-Hill Book Co.
  - (14) C. Vergnolle : Integrated Digital Phase Shifters for X and Ku Bands with Pin Diodes, 1969 European Microwave Conference Digest, 122 (1969)
  - (15) J. F. White : High Power, P-i-n Diode Controlled, Microwave Transmission Phase Shifters, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-13, 233 (1965)
  - (16) F. L. Opp, et al. : Design of Digital Loadedline Phase-Shift Networks for Microwave Thin-Film Applications, *IEEE J. Solid State Circuits*, SC-3, 124 (1968)
  - (17) P. A. Rizzi : A Lumped Element Diode Phase Shifter, 1972 G-MTT Symposium Digest, 49 (1972)
  - (18) 三国ほか : ダイオード 移相器の特性, マイクロ波研究会資料, MW 71-7 (昭 46-5)
  - (19) F. Z. Keister : An Evaluation of Materials and Processes for Integrated Microwave Circuits, *IEEE J. Solid State Circuits*, SC-3, 131 (1968)
  - (20) 中谷ほか : ストリップ 線路 ハイブリッド に関する一考察, 昭和 48 年度 電気関係学会 関西支部連合大会, G 9-15
  - (21) 加藤 : マイクロ波 キャパクタ の検討, 電子通信学会論文誌 54-B, 95 (昭 46)
  - (22) T. Yahara : A Note on Designing Digital Diode-Loaded-Line Phase Shifters, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-20, 703 (1972)
  - (23) 八原ほか : デジタル pin ダイオード 移相器における ビット 間相互作用, 昭和 48 年度 電気関係学会 関西支部連合大会, G 9-14

## 新形列車ダイヤ自動記録装置

鳥居 健太\*・石本 正明\*・河合 敏夫\*

## New Type Automatic Train Diagram Recording Apparatus

Computer Works    Kenta Torii・Masaaki Ishimoto・Toshio Kawai

A train diagram recording apparatus is a device to record graphically the locus of the running train on a recording paper by automatic operation. It serves as an important means for the train operation instructs to obtain necessary information. It is principally employed on CTC (Centralized Train Control) sections, where train information collected by CTC is used for recording the position of train automatically in reference to the time through its function. A direct recording type which has been in use heretofore is displaced by a new type recorder of indirect operation developed and put into practice recently. This article introduces this new achievement.

## 1. ま え が き

各駅の運転取扱業務を指令所で集中遠隔制御する CTC (列車集中制御) センタには、指令員の適正な判断と迅速な措置が可能となるよう、時々刻々の列車の位置を表示する装置があり、列車の運行状況、沿線情報等が集中されている。単に運転取扱業務 (ポイントの制御等) を行なうためには、その時点の列車の位置関係がわかれば十分であるが、列車のダイヤに沿った運行を維持するように列車の運転を指令するためには、予定ダイヤとその時点までの実行ダイヤが一目で見ることができる列車ダイヤ記録装置が不可欠な要素の一つになっている。

従来のダイヤ記録装置は列車位置表示のために集められた情報を忠実に記録する方式であり、これを直接式とよんでいる。しかるに近年全線にわたって全位置情報がダイヤ記録装置用として与えられない場合があり、これに対して駅着発情報をもとに駅間の列車情報を模擬的に発生し記録をつなぐ方法が生まれた。この新しい方式を間接式とよぶ。

以下、まず直接式について説明し、次いで間接式について詳しく説明する。

## 2. 列車ダイヤ自動記録装置

## 2.1 概 要

列車ダイヤ自動記録装置は、CTC 装置で収集した列車位置信号をもって列車運行の軌跡を記録する装置であるが、その記録方法に直接式と間接式の 2 方法がある。直接式と間接式の違いは、前者は CTC からの列車位置信号の有無を忠実に記録する方法で、後者は列車位置信号を用いてダイヤとして見かけ上見やすいように細工を施して記録する方法である。

本章では直接式について述べ次章にて間接式について述べる。

## 2.2 構成および動作原理

この装置は制御機と記録機より構成され、制御機では記録機のペンの動きに対応して CTC 装置からの列車位置信号によって所定信号を記録機へ送り、これを記録機で記録紙上に記録する。図 1. にブロック構成を示す。

## 2.3 制御機

CTC 装置に集められている各軌道区間の列車有無情報は、リレー

接点を介して制御機へ送られる。その場合 リレーオフのときは列車があることを示し、リレーオンで列車なしを示す。

送られた情報は四つのグループに分けて、記録機の記録位置信号に同期してスキャンニングする。このときのスキャンニング方法は、制御機内に記録機からくる記録針位置信号によってシフトレジスタを動作させ、そのレジスタの出力を用いて行なっている。

情報のすべてをスキャンする周期は約 6.4 秒で、実際には 3.2 秒間でスキャンして残りの 3.2 秒で記録針の復帰およびレジスタのリセットを行なう。これらの動作機能を理解しやすくするためにロータリスイッチで示すと図 2. のようになる。

図では入力情報が  $4n$  までであるが、例として入力情報数が 100 点とすると、 $n=25$  点で、一のペンで 25 点ずつ受持つことになる。そしてロータリスイッチが  $1 \sim n$  まで動くのに 3.2 秒、 $n$  から 1 へもどるのに 3.2 秒かかり合計で 6.4 秒が周期となる。

実際の制御回路では、これらはすべてプリント基板上に IC・トランジスタ・抵抗等を組立てて成り立っていて、系統的には図 3. のよう

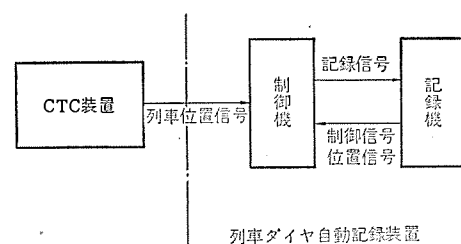


図 1. ブロック構成図  
Block composition of train diagram recorder.

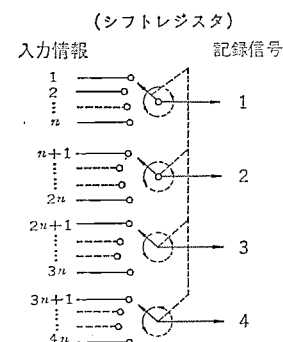


図 2. 動作説明図  
Explanation of operation.

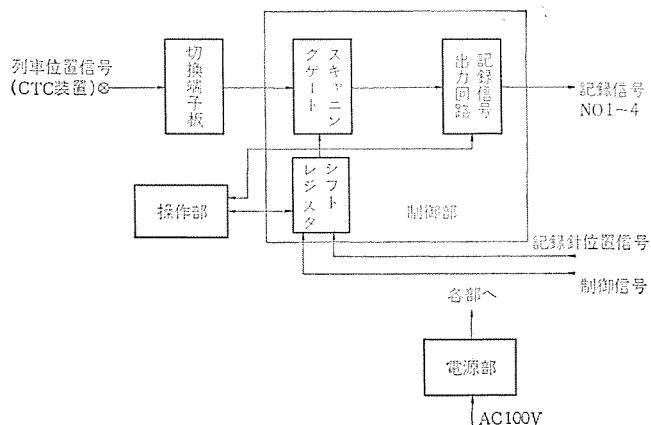


図 3. 制御機回路系統図  
Controller circuit system diagram.

になる。

#### 2.4 記録機

記録機は制御機からの信号によって、基準ダイヤが印刷されている記録紙に電氣的に列車位置を記録する装置である。記録紙はダイヤの記録を行なうかわら、運転整理に必要な書込み、修正が容易にできるようにするため、記録機機構はすべて記録紙の裏面側に組み込んであり、表面からみて簡明な記録が得られるようにくふうしてある。

記録紙は図 4. のように紙巻取スプロケットホイールに密着させ、スプロケットホイールとアース電極を固定電極、記録針を記録電極として記録紙裏面に接触させ、両電極間に電圧を加えると記録針（電極）の接触部分で記録されたことになる。両電極間に電圧を印加するか、しないかは CTC から列車位置信号によって決められる。すなわち「列車あり」で電圧印加をするようにしている。記録点容量は最大 200 点で 50 点ずつを 4 本の記録針で分担している。

したがって、それぞれの記録針は記録紙幅方向に有効記録幅の 1/4 長を反復掃引していることになり、記録は送り時 3.2 秒間に行なわれ 3.2 秒で原点にもどる。このペンの動きに応じて、記録機より記録点の位置に相当するパルス信号を送り、制御機内のモトレジスタを動作させる。4 本の記録針は同時に 1/4 長の記録幅で走査し、記録点位置信号は記録点容量の 1/4 (200 点のときは 50 点) の信号パルスが発生する。

また 1 記録点あたりの記録幅を可変するために、このパルス波形を変化させ制御機に供給し記録幅を変化させる。記録点の移動は記録針の位置に応じてパルスが発生し、制御機を走査しているため送りむら、記録点ずれは生ずることなく、駆動電源には商用電源 (50 または 60 Hz) を使用している。

記録紙送り機構は正確であることが必要なので、水晶発振周波数出力により一定速度 (60 mm/h) で右から左へ移動する。記録紙の表面は常時、約 16 時間分のダイヤが直視できるようになっているので、ダイヤの乱れた場合の判断・整理・修正などが十分可能である。図 5. に記録機の回路系統図を示し、図 6. に記録例を示す。

#### 2.5 記録紙

記録紙はポリエステルを原反とし、表面は鉛筆、インク、ボールペン等による書込みができるようにしてあり、その上に基準ダイヤが印刷してある。

#### 2.6 種類

制御機、記録機は種々の列車ダイヤに適するように、表 1., 2. に

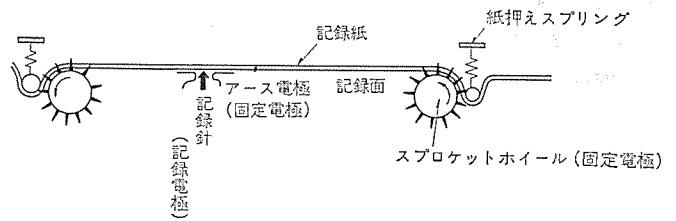


図 4. 記録機原理図  
Principle of recorder.

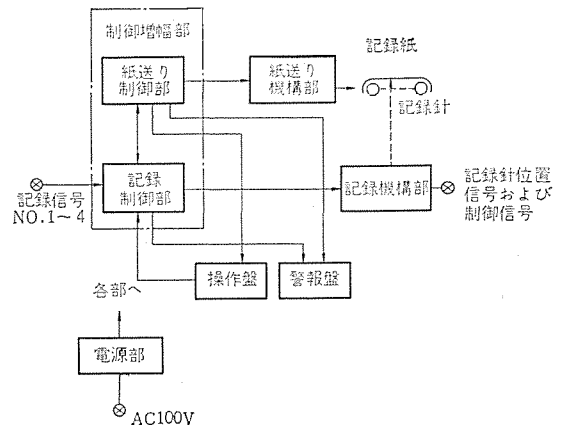


図 5. 記録機回路系統図  
Recorder circuit system diagram.

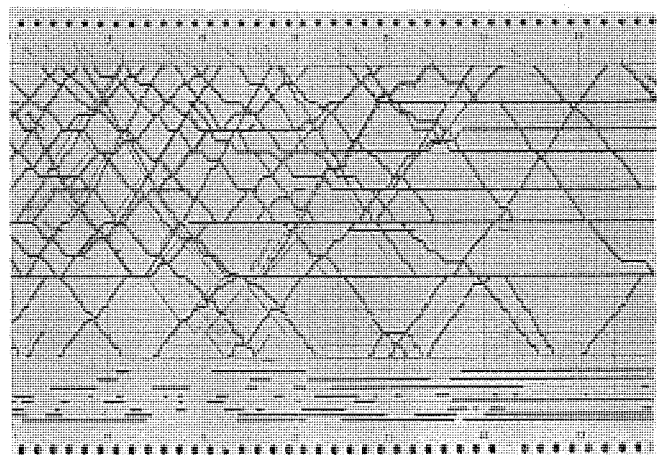


図 6. 記録例  
Example of recording.

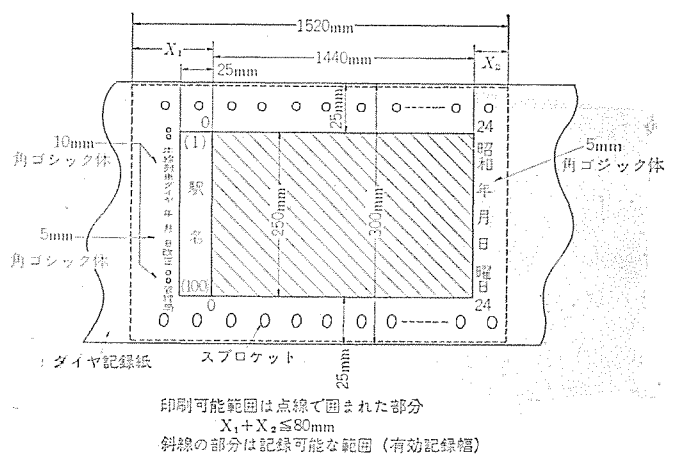


図 7. 記録紙様式例  
Example of recording paper style.

示すような種類がある。なお図 8. は制御機、図 9. は記録機である。

## 2.7 性能

性能は温度 20°C, 湿度 70% のときを標準として次のとおりである。ただし、次の使用条件において動作に支障はないものとしている。

周囲温度	0°C~40°C
湿度	55%~85%
入力電圧	AC 100 V $\pm$ 10%

表 1. 制御機の種類  
Kinds of control devices.

	種 類	情報点容量/システム	システム容量	記 事
制 御 機	C-1 号	最大 220 点	4	情報点実装数/システムおよびシステム実装数は指定
	※1 C-特号			"

※1 情報点容量/システムが 220 点を越える場合またはシステム実装数が 5 システム以上の場合は C-特号とする。

表 2. 記録機の種類  
Kinds of recording apparatus.

	種 類	記録点容量	有効記録幅	記 事
記 録 機	R-1 号	100 点	公称 250 mm	有効記録幅を指定する
	R-2 号	140	公称 250 mm 公称 350 mm	
	R-3 号	200	公称 350 mm	
	R-特号	200 点以上	公称 350 mm	記録点容量を指定する

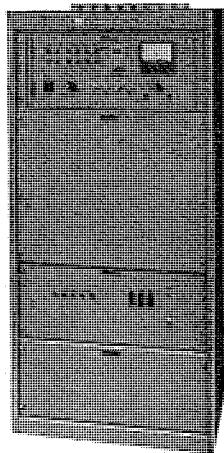


図 8. 制御機  
Controller.

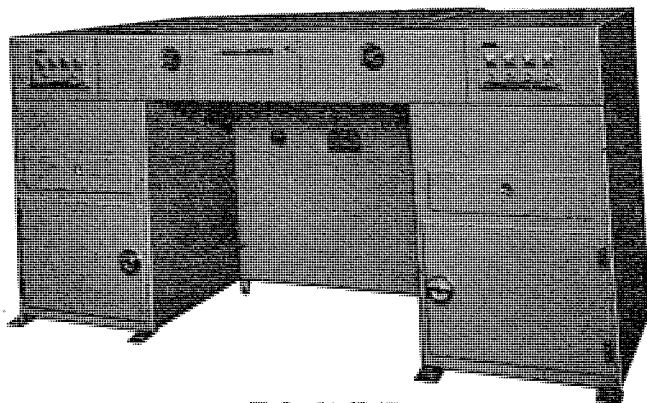


図 9. 記録機  
Recorder.

### 2.7.1 制御機

#### (1) 入力信号

(a) 列車位置信号は CTC 装置のリレー接点による。ただし、接点が ON のとき該当区間に列車が存在し、接点が OFF にて列車なしに対応する。

(b) 記録針位置信号および制御信号: DC 10 V $\pm$ 2 V

#### (2) 出力信号

記録信号: DC 10 V $\pm$ 2 V, ただし記録針ごとに出る。

(3) 試験操作盤により下記の表示および試験ができる。

(a) 表示: 記録針位置信号, 制御信号, 記録信号

(b) 警報表示: 電源ヒューズ断

(c) 試験機能: 手動試験および各部電圧測定

### 2.7.2 記録機

#### (1) 入力信号

記録信号: DC 10 V $\pm$ 2 V

#### (2) 出力信号

記録針位置信号および制御信号: DC 10 V $\pm$ 2 V

#### (3) 紙送り速度

標準 60 mm/h で 24 時間連続運転して、紙送り誤差は  $\pm 2$  mm 以内。

#### (4) 記録針掃引周期

標準 6.4 秒

#### (5) 記録幅可変範囲

有効記録幅/記録点容量の 30%~60%

#### (6) 記録電圧

DC 35~40 V

#### (7) 記録針位置調整範囲

距離軸方向に  $\pm 1$  mm 以上

#### (8) 記録紙巻取トルク

標準 3.5 kg

#### (9) 自動時間修正

外力が加わって紙送りが停止したときは、その外力が除かれると、正しい時間位置に自動的に修正される。修正可能範囲は紙送り停止より 3 分以上である。

#### (10) 記録動作試験

記録機単体で可能

#### (11) 警報表示

次の場合にランプ点灯と同時にブザー鳴動して警報表示する。

ブザーはブザー停止スイッチで止められ、その状態で他の異常が発生したときは再度鳴動する。表示ランプは異常が復帰するまで点灯する。ただし (d) 項についてはブザーのみ動作する。

(a) 制御機より警報信号が与えられたとき。

(b) 電源ヒューズ断のとき。

(c) 記録針掃引周期が 8 秒以上になったとき。

(d) 記録紙に外力が加わり、紙送りが停止して 1 分以上経過したとき。

### 2.8 装置の特長

(1) 主要部は集積回路・トランジスタを用いているため、寿命が長く保守・点検が容易である。

(2) 記録は静かに行なわれ、鮮明・無臭でカーボン・インク等を用いてないので保守が簡単である。

(3) 記録は裏面から行なうので記録表面から見やすく、指令上

の書込みも鉛筆・ボールペン・インク等すべて可能で、鉛筆で書込んだ場合は消しゴムで消すこともできる。

## 2.9 運転指令上の役割

(1) 列車位置の情報収集が電話連絡によらず連続的、自動的に行なえる。

(2) 基準ダイヤと実運転ダイヤの関係が直視できる。

(3) 記録の精度が高く、全列車の正確な運行状況が基準ダイヤ上に時々刻々得られるので、広い視野で列車指令および監視ができる。

(4) 記録の保存ができる。

(5) 記録上に異常ダイヤが生じはじめると、即座に指令ができる。

## 3. 新形列車ダイヤ自動記録装置

### 3.1 概要

新形列車ダイヤ自動記録装置は、別名、間接式列車ダイヤ自動記録装置とも呼ばれ、CTC装置よりの限られた列車位置情報をもとに忠実度の高い列車ダイヤの軌跡を自動的に書きせようとする装置である。

従来の直接式列車ダイヤ自動記録装置は、CTC装置により駅間の全軌道条件を収集し、軌道条件のON/OFFを直接記録していた。しかし、CTCとして本来的に必要な軌道条件は、駅前後のポイントと方向条件だけであることからその条件に合わせた形での装置が要求されてきた。この装置は、このような要求を実現したもので、従来の装置に比べ以下のような特長をもっている。

(1) 列車位置情報が少なくてもよいため、設備費が減少できる。

(2) 記録の制御を中央で行なうため保守が容易である。

(3) 標準運転時間に合わせダイヤを記録するため、予定ダイヤへの忠実度が高い。

(4) 駅間の記録点数を任意に設定できるため、記録ダイヤの直線性がよくなる。

(5) 1点当りの記録時分を短縮することにより、高密度（最大2分ヘッド）ダイヤにも適用できる。

### 3.2 装置の構成

新形列車ダイヤ自動記録装置は、従来の直接式列車ダイヤ自動記録装置に、入力制御機を付加したものである。入力制御機の外観を図10.に示し、従来の装置との構成を図11.に示す。

### 3.3 列車位置情報

入力制御機に接続するCTCからの情報は、図12.に示す6情報を各駅間ごとに独立して供給する。よって入力情報量は通常6×制御駅間数+制御駅数となる。

#### 3.3.1 単線の場合

(1) 方向でこ： 列車の進行方向を設定する情報で、列車が駅から出発する前に条件ができる。

(2) 転てつ軌道： 各駅の上り方と下り方にあり、軌道長が平均500m以下であることから通常は記録として使用しない。この装置では列車の入着情報としている。

(3) 駅間情報： CTCでは前方第1閉そく軌道のみ情報を独立して収集している。この軌道は長さも平均1km以上あり走行時分も1分以上あることから独立し記録することが多く、立上りまたは立下りの条件を模擬記録の開始条件とする。

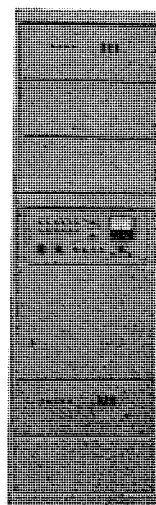


図10. 入力制御機・附記録装置  
Recording apparatus with input central device.

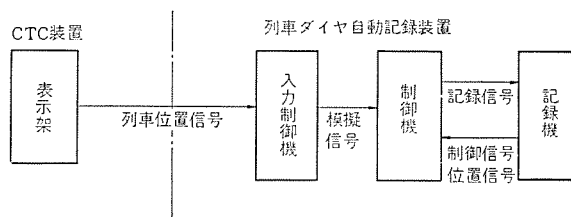
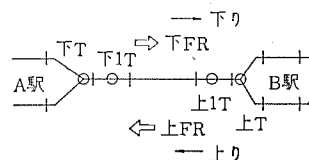
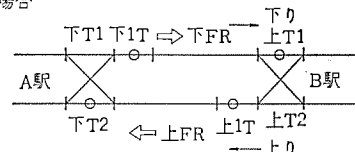


図11. CTC用ダイヤ間接記録システム構成  
System composition of diagram indirect recording system for CTC.

#### (1) 単線の場合



#### (2) 複線の場合



駅間ごとに

- (1) FR情報 方向でこ A駅下FR, B駅上FRの2情報
- (2) T情報 転てつ軌道 A駅下T, B駅上Tの2情報
- (3) 1T情報 駅間軌道 A駅下1T, B駅上1Tの2情報

計 6情報

図12. 検出情報  
Detected information.

#### 3.3.2 複線の場合

複線の場合も単線と同様の情報を収集する。ただし、複線区間には方向でこがないため、駅中間の軌道条件を並列的に収集して見かけ上方向でこと同様にあつかう。

#### 3.3.3 情報のタイミング

情報のタイミングを図13.に示す。この情報はCTCより、リレー接点を介して供給し、リレー接点マークで情報ありとなる。

#### 3.4 記録状態

駅間記録は、駅、1T区間の実記録、模擬記録、L記録、駅の順序で行なう。模擬記録の点数および記録時分は列車が標準の時間で走行した時間より算出し、一般に下記の式で求められる。

$$1 \text{ 点当りの記録時分} \leq \frac{\text{運転ヘッド}}{6 \text{ または } 3} \quad (3 \text{ は単線の場合})$$

また、記録点数は下記の式で求められる。

$$\text{記録点数} = \frac{\text{標準走行時分}}{\text{1点当りの記録時分}}$$

このようにして求められた記録時分と記録点数は図14.に示す記録となる。

- SA……………A駅の記録(実記録)
- 下T……………下りT区間走行時分(通常は記録しない)
- 下1T……………下り1T区間走行時分(実記録)
- t<sub>1</sub>……………模擬記録時分(任意に設定)
- t<sub>2</sub>……………"
- t<sub>3</sub>……………"
- L……………上りT区間に列車が“入”までの時間(模擬記録)
- 上T……………上りT区間走行時分
- SB……………B駅の記録

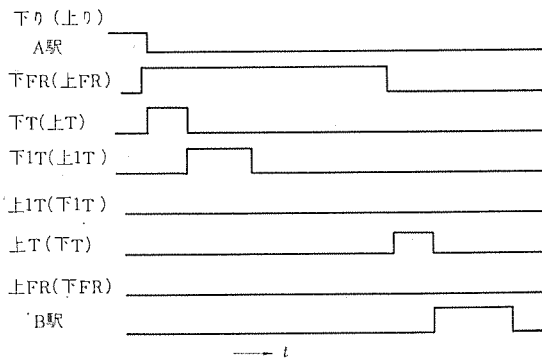


図13. 情報のタイミング  
Timing of information.

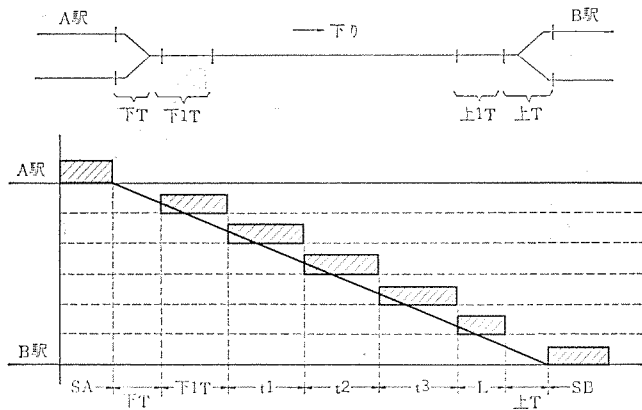


図14. 駅間5点記録状態  
Five point recording between stations.

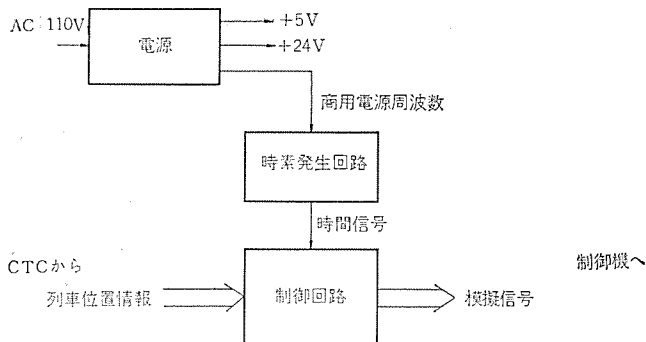


図15. 入力制御機構成図  
Block diagram of input control device.

### 3.5 入力制御機

入力制御機の構成を図15.に示す。

#### 3.5.1 電源

電源はIC回路用の+5Vと、入出力回路用の+24Vおよび、記録時分の基準となる商用電源周波数の信号を出す。また、回路的には装置が連続運転用(一度電源を入れたら1年近く電源は切らない)であることから非安定形とし、電力的に余裕を見込んでいる。

#### 3.5.2 時素発生回路

電源からの商用電源周波数の信号を分周して、1~10秒の時間信号を1秒ごとに独立して発生する。出力としては、必要な時間信号を選択して、6信号出せる。

#### 3.5.3 制御回路

駅間ごとに同一の回路構成であるため、1駅間の制御回路構成を図16.に示す。回路は素子を減少するため、シフトレジスタ、可逆カウンタは上り下り共通回路とし(単線区間では同時に必要となることはない)、方向で情報を切換えている。

図17.に下り5点記録、1点当りの記録時分1分のタイムチャートを示す。

### 3.6 高密度線区への応用

従来、この方式(階段的な記録)の列車ダイヤ自動記録装置は、列車密度の高い線区では記録が錯雑して見にくいとされてきた。事実、直接式ではCTCで収集できる軌道数に限界があり、見やすくするには、地上の閉そく信号条件を増やさなければならないという事実上不可能な対策が要求される。しかし、入力制御機を使用する間接式列車ダイヤ自動記録装置は、1点当りの記録時分や、記録点数を地上の閉そく信号条件とは無関係に設定できるため、事実上閉

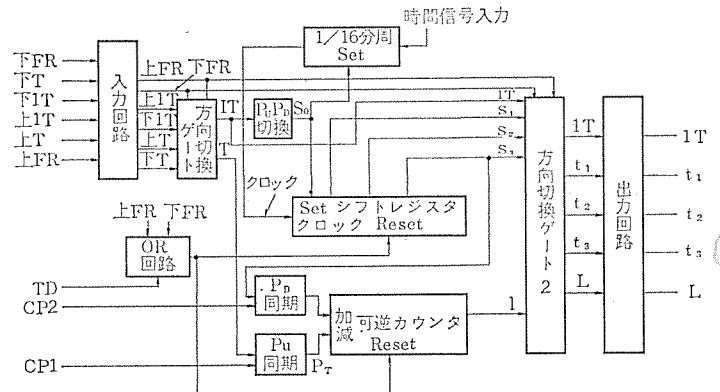


図16. 制御回路構成図  
Composition of control circuit.

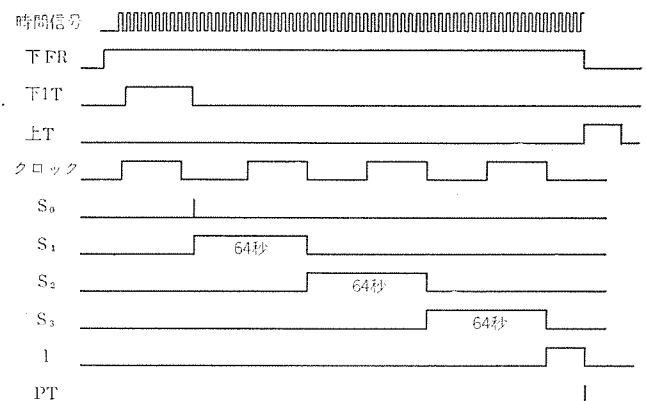


図17. 制御回路のタイムチャート  
Time chart of control circuit.

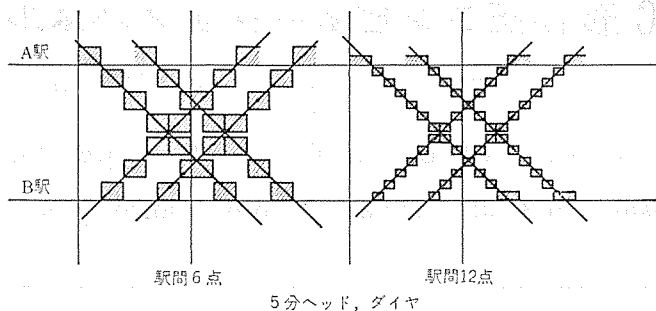


図 18. 高密度線区における分解能  
Resolution in high density line section.

そく信号機を無限に細かく区切ったと同様な効果を現わす。図 18. に同一線区条件で、直接式と間接式の分解能力のちがいを示す。

### 3.7 実績

新形列車ダイヤ自動記録装置は、昭和 45 年に水戸線へ第 1 号機を納入して以来、昭和 48 年 4 月現在 7 台の実績を持つ。現在では頭初の列車密度の低い線区から、事実上どの線区にも適用可能な状態へと成長をとげており、今後 CTC 化される線区への一層の拡大が期待されている。表 3. に実績を示す。

### 4. む す び

以上説明した間接式の新形ダイヤ記録装置は、単なる駅の発着記録装置とちがって駅間状況も直視的にわかることができるようになっており、最近開発されんとしている X-Y プロッタ式直線ダイヤ記録装置に比べれば、はるかに簡素な機構で駅間の記録ができるという、大きな特長をもっている。

終りに、この装置の開発・設計に際し、日本国有鉄道および信号メカの関係者のご指導をいただいたことに感謝する。

### 参 考 文 献

- (1) 片田、佐々木、今出ほか：三菱電機技報，41，No. 10(昭 42)
- (2) 信号保安協会：CTC

表 3. 納入実績表  
List of supplied apparatus.

線 名	納入年月	制 御 機			記 録 機			そ の 他
		方式	容量	システム	JRS	記録紙送り幅 mm/h	JRS 台数	
土 讃 本 線 (多度津～高知)	41・11	CTC	100 点			250	60	2
高 山 本 線 (富山～岐阜)	43・7	CTC	160 点				60	2
両 毛 線 (小山～前橋)	43・7	CTC	100 点			250	60	1
鹿児島本線 (川尻～米津)	43・12	CTC	100 点	2	C-1	250	60	R-1 2
両 館 本 線 (函館～森)	43・12	CTC	100 点	1	C-1	250	60	R-1 1
鹿児島本線 (米津～西鹿児島)	44・11	CTC	140 点	2	C-1	250	60	R-2 2
宇野・伯備線 (大元～備前田井)	45・1	CTC	100 点	1	C-1	250	60	R-1 3
水 戸 線 (友部～小山)	45・2	CTC 間接	100 点	1	C-1	250	60	R-1 1
呉 線 (須波～海田市)	45・6	CTC	100 点	1	C-1	250	60	R-1 1
根 室 本 線 (新富士～落合)	45・7	CTC	140 点	1	C-1	250	60	R-2 2 切換え SW 付き
山 陰 本 線 (直江～東浜)	45・9	CTC	200 点	2	C-1	350	60	R-3 2
山 陰 本 線 (居組～二条)	45・10	CTC	200 点	2	C-1	350	60	R-3 2
青梅・五日市線 (立川～奥多摩，五日市)	46・1	CTC 間接	140 点	2	C-1	250	120	R-特 1 過密ダイヤ
ブ ラ ジ ル	46・4	CTC	200 点	1	C-1	350	60	R-3 2
奥 羽 本 線 (青森～秋田)	46・6	CTC	100 点	1	C-1	250	60	R-1 3 制御機 2 台
中央・篠の井線 (篠の井～中津川)	46・12	CTC 間接	200 点	1	C-1	350	60	R-3 1 切換え S W 付き
日 豊 本 線 (大分～宮崎)	47・1	CTC 間接	200 点	1	C-1	350	60	R-3 1
房 総 東 線 (蘇我～館山)	47・3	CTC 間接	140 点	1	C-1	250	60	R-2 1
羽 越 本 線 (秋田～本橋)	47・3	CTC	100 点	1	C-1	250	60	R-1 1
羽 越・白新線 (酒田～新潟，新津)	47・6	CTC 間接	200 点	1	C-1	250	60	R-特 1
武 蔵 野 線 (府中本町～東浦和)	48・1	CTC 間接	340 点	2	C-特	350	120	R-特 2 過密ダイヤ
総 武 本 線 (東千葉～銚子)	48・12	CTC 間接	200 点	1	C-1	350	60	R-3 1 予 定
湖 西 線 (山科～近江塩津)	48・12	CTC 間接	140 点	2	C-1	250	120	R-特 2 予 定 過密ダイヤ



## HC 形 高圧コンビネーション パネル

加来 政博\*・清水 文隆\*・松本 素郎\*

## High Tension Combination Panels Type HC

Nagasaki Works

Masahiro Kaku・Fumitaka Shimizu・Motoo Matsuki

With the trend of main circuit apparatus being made smaller in size, 3/6 kV high tension combination panels have come into general use by being stacked in numbers. Also with the prevalence of vacuum contactors and the strong demand for air break contactors, the demand has become active for combination panels capable of equipping either vacuum or air break contactors.

Type HC high tension combination panels are the ones developed to meet with the requirement and are attempted to be arranged in a series for each grade of the JEM standard.

This report describes the advantages, construction and performance of each model of type HC panels in the series.

## 1. ま え が き

3/6 kV 高圧コンビネーション盤は高圧電動機および変圧器の一次開閉装置として広く使用されており、当社では真空式コンタクタを使用する FV キュービクルと、気中式コンタクタを使用する FH キュービクルがあるが、ここに紹介する HC シリーズは、気中式・真空式いずれにも適用され、HC-A、HC-E、HC-S 形の 3 種のグレードの異なるものをシリーズ化し、経済性、取扱い、保守の容易性、短納期化を目標として設計された、はん用高圧コンビネーション盤である。特に HC-S 形は最近顧客よりの要望の多い、盤正面よりのとびらを閉じたままで電源の断路操作ができる断路機構、断路位置での施錠装置、盤面より負荷側のメグ測定可能など、取扱いの便宜を重視した構造として

## 2. 特 長

HC パネルは FV キュービクルおよび FH キュービクルに比較し、グレードは若干劣るも、経済性を重視した HC-A パネル、保守・点検の容易さを重視した HC-E パネル、さらに操作の便利さ、安全性を重視した HC-S パネルとおのおの開発のねらいは若干異なっている。また、真空コンタクタ・気中コンタクタの両者の需要層の平均化に伴うパネルの共用化という意味においても数々の特長を持ったパネルである。以下に各形ごとの特長につき記述する。

## 2.1 HC-A パネル

(1) JEM-1153 A クラスおよび JEM-1225 M 1 クラスを満足しており、構造が簡単で経済的な配電盤である。

(2) 2 段積みキュービクルとなっているも、1 段積みでも使用可能であり、ビルディングブロック方式で積み重ねでき増設計画等が容易である。

## 2.2 HC-E パネル

(1) JEM-1153 E クラスおよび JEM-1225 M 4 クラスを満足しており、電源・負荷とも自動連結式である。

(2) 自動連結に伴う安全インタロックを完備している。

(3) 運転中ドアを開いても誤って高圧部に触れるおそれがないように、台車前面を透明絶縁性のメクラカバーでおおっている。

(4) 操作回路のテストを安全に実施するため、台車引出し(断路)位置でのみテストが可能な構造となっている。

(5) 台車は相互に互換性があるので、非常時の負荷の運転休止を最小限に押えることができる。

## 2.3 HC-S パネル

(1) JEM-1153 E クラスおよび JEM-1225 M 4 クラスを満足しており、台車そう入で負荷側のみ自動連結となっている。

(2) 盤面断路操作式で盤正面よりとびら閉じのままで、操作レバーの回転により電源側ジャンクションは連結される。

(3) 電源側ジャンクション連結後は台車を誤って引出すことができない安全装置を完備している。

(4) さらに(3)の状態ではドアを開くことができない構造とすることができる。(オプション仕様)

(5) ドアを閉じた状態で電源側主回路を投入することができ、操作が容易でしかも安全である。

(6) 盤前面から、負荷側のメガリングテストが可能である。

## 3. 構 造

## 3.1 HC-A パネル

図 3. に盤の構造図を示す。主回路・制御回路機器は、保守・点検が容易なごとく、また、安全性が向上するように配置し、外被を接地金属で囲ったもので 2 段積みまで製作可能である。

一般構造はケース前面側に電力ヒューズ(相間バリヤ付き)、計器用変

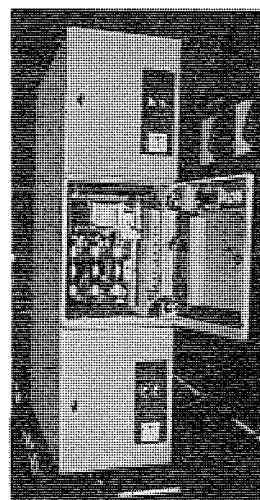


図 1. HC-E パネル外観 HC-E panel.

流器、高圧コンタクトを配置し、ケース後部側に電源引込端子、ならびに負荷引出し端子を設け、下部に操作用変圧器を配置している。

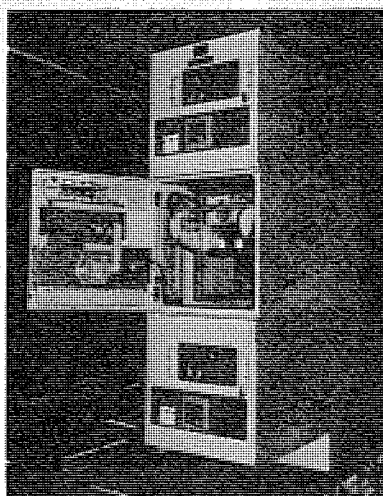


図 2. HC-S パネル 外観  
HC-S panel.

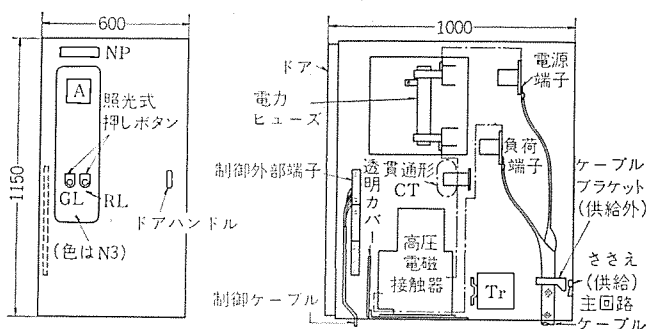


図 3. HC-A パネルの構造と外形寸法  
Construction and outline dimensions of HC-A panel.

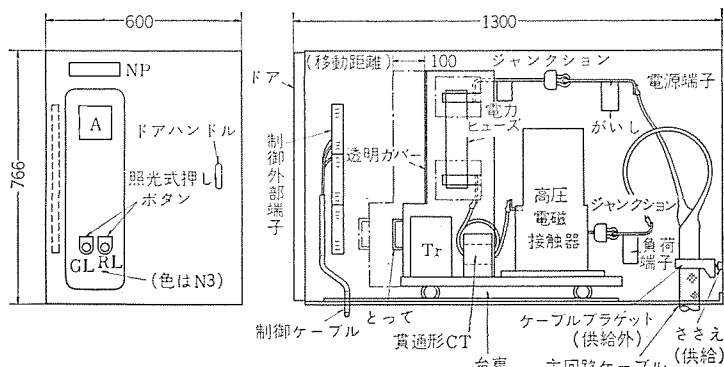


図 4. HC-E パネルの構造と外形寸法  
Construction and outline dimensions of HC-E panel.

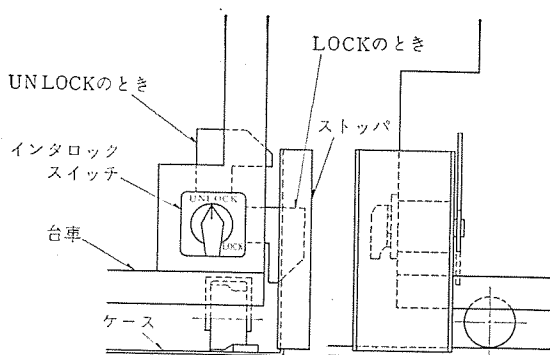


図 5. HC-E パネル インタロック スイッチ  
HC-E panel interlock switch.

2 段積みの場合の上段ユニットはこの電源端子の部分に共通 水平母線が設けられ、各ユニットへの電源供給母線となっている。

また、高圧コンタクト 前面には透明の絶縁カバーを設け、高圧コンタクトの端子に不用意に触れることを防止して、安全面の向上を計っている。制御回路外部端子はこのカバーのさらに前面左側に設けられている。

盤とびらには表面に電流計などのメータ類、信号灯、押しボタンスイッチ、埋込み形リレー類を取付け、裏面に制御リレー類を取付け板に組み込んで取付けている。このため盤寸法の小形化ができ運転中でも安全に制御リレーを点検することができる。ケーブルの引込みは制御回路はケース前面側の制御回路外部端子へ、主回路は電源回路はケース後部の電源端子(2 段積みの場合は上段の共通母線)へ引込み、負荷回路は負荷端子へ引込む。

### 3. 2 HC-E パネル

構造は JEM-1153 E クラスに準じている。E クラスは A~D クラスを満足することはもちろんであるが、主眼とするところは保守・点検の容易さからの高圧コンタクトの引出し形、安全面からの電力ヒューズと高圧コンタクトの機械的インタロックの問題である。

すなわち図 4. に示すごとく引出形の主回路ブロック(以下台車という)に電力ヒューズ・高圧コンタクト・計器用変流器・操作用 TR などの高圧主回路機器を一括してのせたものを中心に構成している。

この台車は主回路電源側、負荷側ともジャンクション部により自動連結となっており、台車をそう入位置より前方に 100 MM 移動すると断路位置となり、この位置で台車は電源側から切離される。

一方、制御回路はファスティン、ファストンの差し込み端子を使用しケース側配線と接続しており、主回路断路時でも制御回路は接続された状態を維持しているため、台車上の高圧コンタクトの動作テストを単独に実施できる。

ドアは HC-A パネルと同様表面に A メータ・ランプ・押しボタン・保護リレー、裏面に制御リレーを取付けている。

なお、母線は盤の頂部に設けた別個の母線室に装備されており、万一のユニットの事故に際しても事故の波及を最小限に抑えるように考慮している。

一方、電力ヒューズと高圧コンタクトの間の機械的インタロックは、台車の上に設けられたインタロックスイッチにより構成されている。(図 5.) このインタロックスイッチは電気的な切換回路を構成すると同時に先端に引掛けレバーを取付け、このレバーがケース側のストップとかみ合いインタロックスイッチが「LOCK」では台車をそう入位置から断路位置へ、また、断路位置からそう入位置へも動かすことを不可能としており、インタロック「UNLOCK」では引掛けレバーが外ずれ、そう入・引出しが自由となる。なお電気的にはインタロックスイッチ「LOCK」操作で運転条件ができる回路となっている。

### 3. 3 HC-S パネル

HC-S パネルは HC-E にさらに盤面断路操作機構を追加し、とびら閉じの状態では断路あるいは閉路操作が可能な構造で、さらに盤正面からの負荷側メグ測定ができるよう考慮され、安全・容易に操作ができる配電盤である。

#### (1) 一般構造

従来の引出形配電盤は、自動連結式しゃ断器盤と同様に自動連結部が電源側、負荷側ともに台車そう入と同時に連結される構造であるが、HC-S パネルは二重断路機構を採用し、さらに取扱いの安全を高めている。

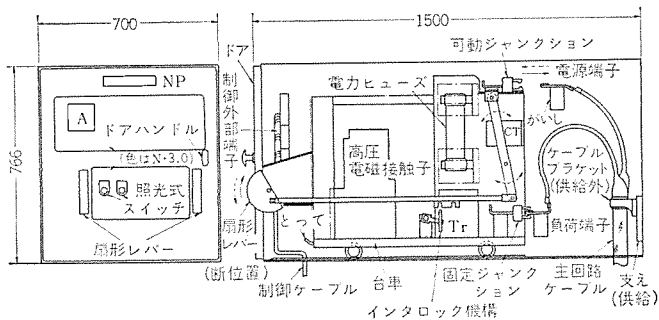


図 6. HC-S パネルの構造と外形寸法  
(図は扇形レバー「断」位置を示す)

Construction and outline dimensions of HC-S panel.

まず台車の自動連結部を電源側と負荷側の二つに区分し、はじめに台車そう入とともに負荷側は自動的に連結される。この状態では電源側は連結されず、所定の絶縁距離を保ったまま電源の固定側連結部に相対している。(図 6. 参照)

この状態でとびらを閉じ台車からドアの盤面に突出しているとびら形の操作レバーを操作することにより、リンク機構でつながった台車側の電源ジャンクションがケースの固定側のジャンクションへ連結され、ここで初めて台車に電圧が印加される方式となっている。すなわち電源側ジャンクションの連結はとびらを閉じた後おこなわれるので安全面において、さらに、信頼性が高くなり、また、台車のそう入・引出時の所要力も半減する。

また、前述のように台車のそう入で最初に負荷側のジャンクションが接となり、電源側断の状態においてとびらを開けば、高圧コンタクトの負荷側の端子から負荷のメグテストを実施することができる。

## (2) 台車

HC-S パネルの主要器具および盤面操作機構部はすべて台車に組込んでいる。すなわち前側に高圧コンタクトおよびとびら形レバーを、後側に電力ヒューズ、CT、操作 TR、ジャンクション部というように配置しており、電源側ジャンクションはとびら形レバーの回転により、リンクで接続され前後にしゅう(摺)動する。このリンクに(3)に記述する各種安全インタロック装置の一部を組み込んでいる。

一方、負荷側ジャンクションはエポキシがいしに支えられ三相独立して固定されている。なお、高圧コンタクト前面側には、透明アクリルカバーを設け不用意に人が触れることを防止しているとともに、このカバーにメガリング用穴を設け、通常はメクラカバーでおおっている。

## (3) 安全装置

このパネルはEクラスを満足する引出形配電盤としての安全装置のほかに、盤面断路操作機構からの安全装置もプラスされている。

(a) 高圧コンタクト投入状態では盤面操作の扇形レバーを動かすことが不可能である

高圧コンタクトと別個に設けたインタロックコイルに連動したレバーが、扇形レバーリンクとかみ合って操作ができない。

(b) 扇形レバーを「接」位置では台車を引出すことができない  
扇形レバーを「接」位置に操作するとケースと台車がかみ合うようにリンク機構を設け、この位置では自然にあるいは人為的にも前方に出てくることはない。

(c) 扇形レバー「接」位置では台車を引出すことができない  
誤って扇形レバーを「接」位置としたままそう入するとリンク機構がケースの突起にじゃまされ、固定側ジャンクションと相当距離をもった位置でストップする。

(d) 扇形レバー不完全操作では、高圧コンタクトは投入されない

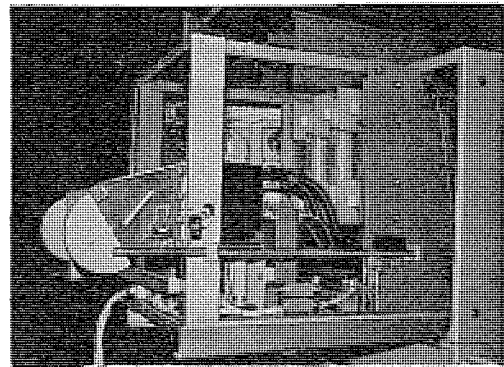


図 7. 延長レール上に引出された台車  
Truck drawn out on an extension rail.

ジャンクション部が完全に接触したことを検出するリミットスイッチの接点を高圧コンタクト投入回路に組み込んでおり、完全接触時のみ投入が可能となる。

(e) 高圧コンタクト動作テストは扇形レバー「断」でないと不可能である

扇形レバーの「断」を検出するリミットスイッチの接点をテスト電源回路に組み込んで、主回路が切れているときのみテスト可能となる。

(f) 電源端子を絶縁カバーで覆っている

負荷側端子点検中誤って電源端子に触れることを防止するため、透明の絶縁カバーで覆っている。

## (4) 台車のそう入、引出し

通常の運転時には台車をいったんそう入すれば、負荷の「入」、「切」の都度引出す必要はなく、扇形レバーの「接」、「断」操作のみで十分その目的を達成することができる。

台車の引出しは、台車内部の電力ヒューズ、コンタクト等の器具の点検時のみでよい。このときには付属している延長レールをケースにセットし引出せば点検可能である。(図 7. 参照)

さらに台車を完全に延長レールより下に降ろし、他のユニット等に移設するときは、チェーンブロックを盤頂部に取付け、これを利用すればよい。

## (5) ケーブルの引込み、引出し

多段積み高圧盤は据付けスペースが節約される反面、一般にケーブルの引込みがやりにくい。

HC-S パネルはこの点を考慮し、ケーブル処理スペースを極力広くとれるようにしている。主回路について引込み可能なケーブルサイズは、電源側 125 Sq 3 C、負荷側 100 Sq 3 C までである。(いずれも 3 kV EV ケーブルとして) このサイズを越える場合は、電源側は左右いずれかの端面に電源ケーブル引込みボックスを、負荷側は後部に負荷ケーブル引込みボックスを設けるようにしている。

## 4. 適用容量

HC パネルを適用することができる負荷容量は表 1. のとおりである。

表 1. HC パネル適用容量  
Applicable capacity of HC panels.

負荷	回路電圧	3 kV	6 kV
電動機 (kW)		750	1,200
変圧器 (kVA)		1,000	1,600
コンデンサ (kVA)		700	※ 1,100

※注 6 kV クラスコンデンサ負荷の時は真空コンタクトを使用する

表 2. 気中式高圧コンタクタ性能表  
Performance of air break type high tension contactors.

性能	形	SH-S 形	6 NCH 形
定格使用電圧		3,300 V (3 $\phi$ 50/60 Hz)	6,600 V (3 $\phi$ 50/60 Hz)
定格使用電流		100 A・200 A	100 A・200 A
定格しゃ断容量		25 MVA (4,500 A AT 3,500 V)	25 MVA (2,300 A AT 6,600 V)
定格短時間電流		4,500 A 0.5 秒	2,300 A 0.5 秒
準拠規格, 電氣的寿命		JEM-1167 50 万回	JEM-1167 25 万回
操作方式	常勵式	AC 200/220 V 50/60 Hz DC 110 V	AC 200/220 V 50/60 Hz DC 110 V
	瞬勵式	AC 200/220 V 50/60 Hz DC 110 V	AC 200/220 V 50/60 Hz DC 110 V

表 3. 真空式高圧コンタクタ性能表  
Performance of vacuum break type high tension contactors.

項目	形	3 VZ	6 VZ
定格使用電圧		3,300 V	6,600 V
定格使用電流		200 A	200 A
定格しゃ断容量		25 MVA	50 MVA
定格短時間電流		4,500 A 0.5 秒	4,500 A 0.5 秒
準拠規格, 電氣的寿命		JEM-1167 25 万回	JEM-1167 25 万回
操作方式	常勵式	AC 100/110 V 50/60 Hz DC 110 V	AC 100/110 V 50/60 Hz DC 110 V
	瞬勵式	AC 100/110 V 50/60 Hz DC 110 V	AC 100/110 V 50/60 Hz DC 110 V

表 4. 電力ヒューズ性能表  
Performance of power fuses.

形	CLS-M	CLS-PA(B)
定格電圧	3,600 V	7,200 V
定格電流	50 SA, 100 SA, 200 SA	50 SA, 100 SA, 200 SA
定格しゃ断容量	250 MVA	500 MVA

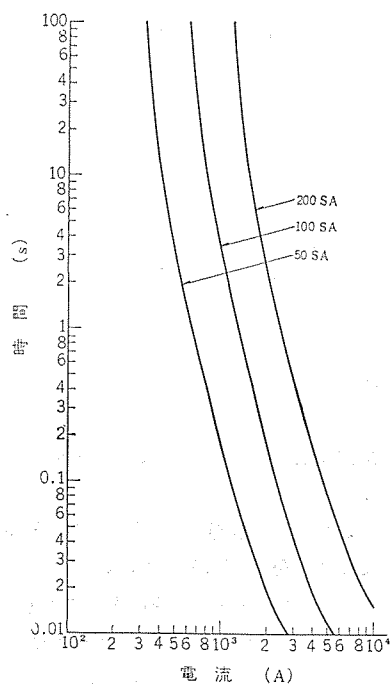


図 9. CLS-M 形電力ヒューズしゃ断電流—時間特性  
Interrupting current-time characteristic of CLS-M power fuse.

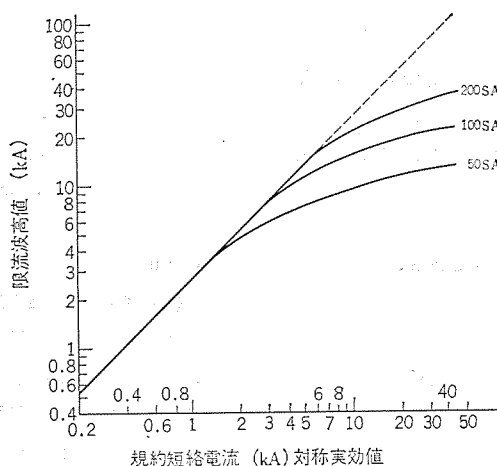


図 10. CLS-M 形電力ヒューズ限流特性  
Current limiting characteristic of CLS-M power fuse.

## 5. 主使用機器と定格

### 5.1 高圧コンタクタ

HC シリーズは 3 kV, 6 kV 級 200 A までの気中式・真空式いずれも収納可能である。

ただし, 6 kV 級気中式コンタクタは, HC-E パネルには収納不可能である。

#### (1) 気中式

気中式高圧コンタクタとしては, 3 kV 用 SH-S 形, 6 kV 用 6 NCH 形の標準シリーズを使用しており, 定格・性能は表 2. のとおりである。

#### (2) 真空式

真空式高圧コンタクタは 3 kV, 6 kV とともに標準形の VZ シリーズを使用している。VZ シリーズは特にさい断電流が小さく, また, 高周波消弧に対して当社で独自に開発した VS リアクトルを内蔵し, サージス化を計っており, 電動機開閉用コンタクタとして特に考慮されている。

このコンタクタの性能を表 3. に, また, VS リアクトルによるサージ抑制効果を図 8. に示す。

### 5.2 電力ヒューズ

電力ヒューズは限流形ヒューズを採用しており, 特に, 電動機の起動熱特性にあわせ設計されたもので, じか入れ起動時の突入電流でエレメントが疲労しない余裕のある特性を有している。

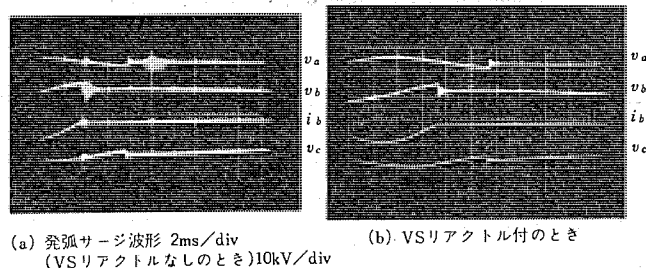


図 8. 電動機インチング運転しゃ断時のオシログラム  
Oscillogram of interrupting motor inching operation.

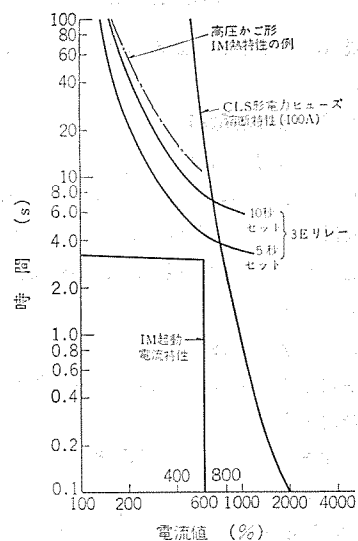


図 11. 電力ヒューズ 3E リレー誘導電動機保護協調の例  
Example of protection coordination of power fuse and 3E relay used for induction motor.

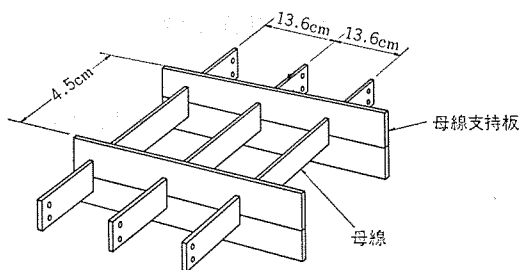


図 12. HC-S パネル 母線配置図  
Bus arrangement of HC-S panel

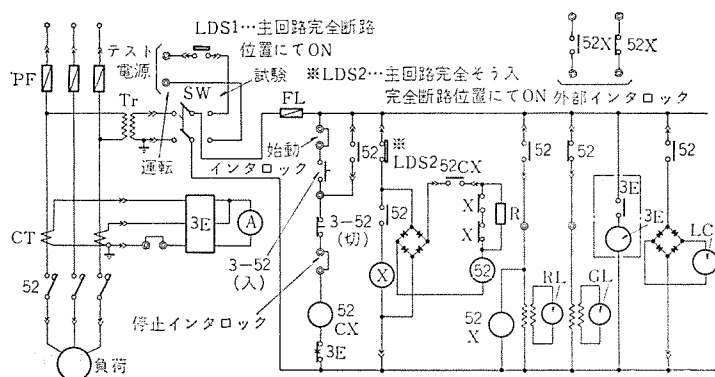


図 13. 真空式電磁接触器内蔵 (A メータ + 3 E リレー) の展開接続図  
Connection diagram of vacuum break type magnetic contactor self contained (A meter + 3 E relay).

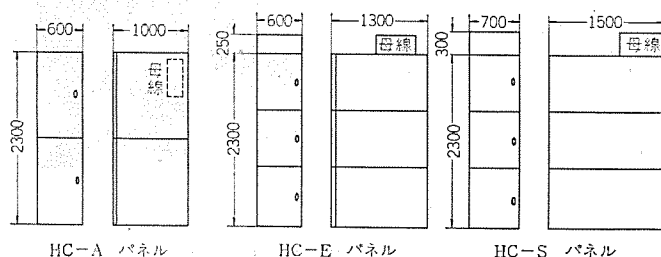


図 14. HC パネル外形寸法図  
Outline dimensions of HC panel.

表 4. に性能表, 図 9. にしゃ断特性, 図 10. に限流特性を示す。

### 5.3 保護継電器

#### (1) 過電流保護

サーマルリレー, 誘導形, 3E リレー いずれも取付け可能であるが, 盤面取付けスペースの関係上, 3E リレー を標準としている。

電力ヒューズとの協調, および高圧誘導電動機の熱特性の関係を図 11. に示す。

#### (2) 接地保護

接地方式により, 下記の リレー の取付けが可能である。

非接地系

非方向性……………LOE 形 ZCT 付き

方向性……………CWG 形 ZCT 付き ZPT は別箱

100 A 接地系

COG 形 接地過電流 リレー

### 5.4 母線

#### (1) 定格

600 A…………銅または アルミ 母線

表 5. HC パネル選定基準表  
Standards for selecting HC panel.

仕様項目	機種	HC-A パネル	HC-E パネル	HC-S パネル	備 考
電 圧	3 kV	○	○	○	
	6 kV	○	○(但し真空式)	○	
盤 形	屋 内 形	○	○	○	
	防 じ ん 形	○	○	○	
	防 雨 形	×	×	×	LH キュービクルへユニットの収納は可能
	列 盤 設 置	○	○	○	
	母 線 付	○	○	○	
	変 ド ア	△	△	△	
	チャンネルベース	△	△	△	
型 式	JEM-1153	A クラス	E クラス	E クラス	
	JEM-1225	M1 クラス	M4 クラス	M4 クラス	
	盤 面 所 路 操 作	×	×	○	
	ケーブル上部引込	△	△	△	
	ユニット内ケーブル引込最大 SQ	電源 125 SQ×3 C 負荷 100 SQ×3 C	125 SQ×3 C 100 SQ×3 C	125 SQ×3 C 100 SQ×3 C	左記を超過する場合は別途引込ボックス要
	予備ユニットへの将来増設	×	○	○	
	定格母線 容 量	600 A 1,000 A	○ △	○ △	
取 納 部 品	最高積段数	2	3	3	
	操作トランス内蔵	○	○	○	
	P T (共通)	○	○	○	
	W h メータ	○	○	○	
	3 E リレー	○	○	○	
	誘導形 OCR	○	○	○	
	地絡リレー	○	○	○	
開 閉 器 形 式	気中コンタクタ	○	○	○	
	真空コンタクタ	○	○	○	
	コンタクタ	常 励 式 瞬 励 式 瞬停保護	○ ○ ○	○ ○ ○	
	適 用	じ か 入 れ 始 動 二 次 抵 抗 始 動 リアクトル始動 コンベン始動	○ ○ △ ○	○ ○ ○ ○	

○印は標準または容易に製作可能 △印は準標準 ×印は製作不可能

1,000 A…………銅母線

1,200 A…………銅母線

#### (2) 短絡強度

母線の機械的短絡強度

$$F = 2.04 \frac{l}{a} \times I_s^2 \times 10^{-8} (\text{kg})$$

$F$ …………母線に発生する力 (kg)

$l$ …………母線支持間隔 (cm)

$a$ …………母線相互間距離 (cm)

$I_s$ …………短絡電流

HC-S パネル の場合, 母線配置は図 12. のようになっており,  $l=45(\text{cm})$ ,  $a=13.6(\text{cm})$  である。

短絡電流 ( $I_s$ ) は電力ヒューズのしゃ断容量 250 MVA (44 kA at 3,300 V) に対し, 限流効果により, 最大 33 kA (波高値) の値となる。これらの値を上記式にあてはめてみると, 母線に働く力は最大約 75 kg であり, 母線はこれに対して 150 kg 以上あり十分余裕をもっている。なおほかの HC シリーズ についても同程度である。

### 6. シーケンス

HC-S パネル の標準シーケンスを図 13. に示す。

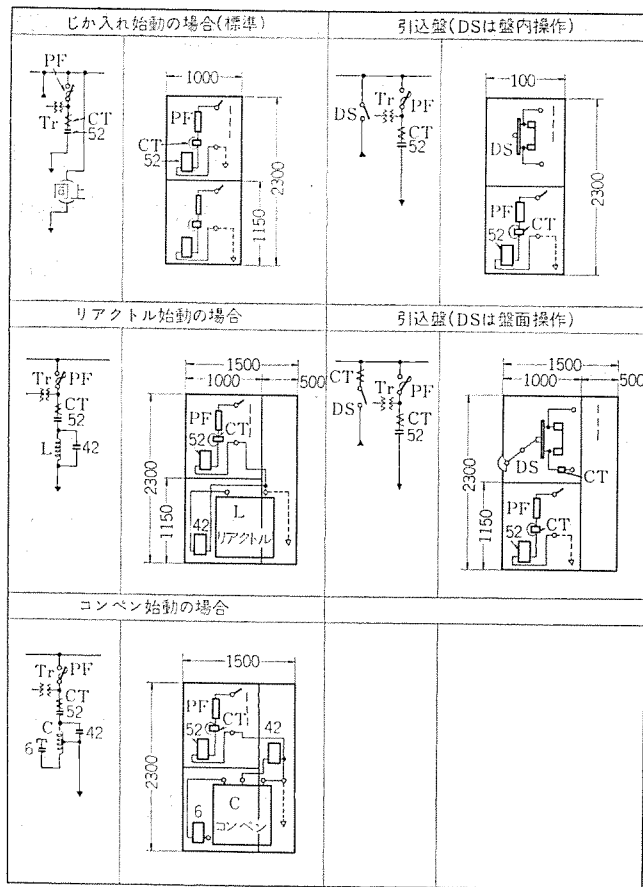


図 15. HC-A パネルの応用例  
Example of HC-A panel application.

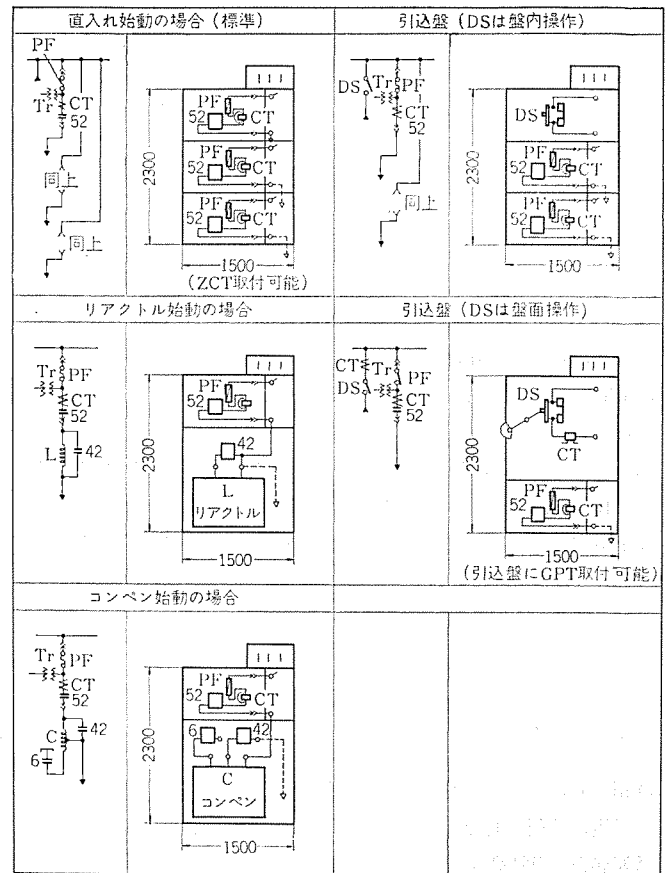


図 17. HC-S パネルの応用例  
Example of HC-S panel application.

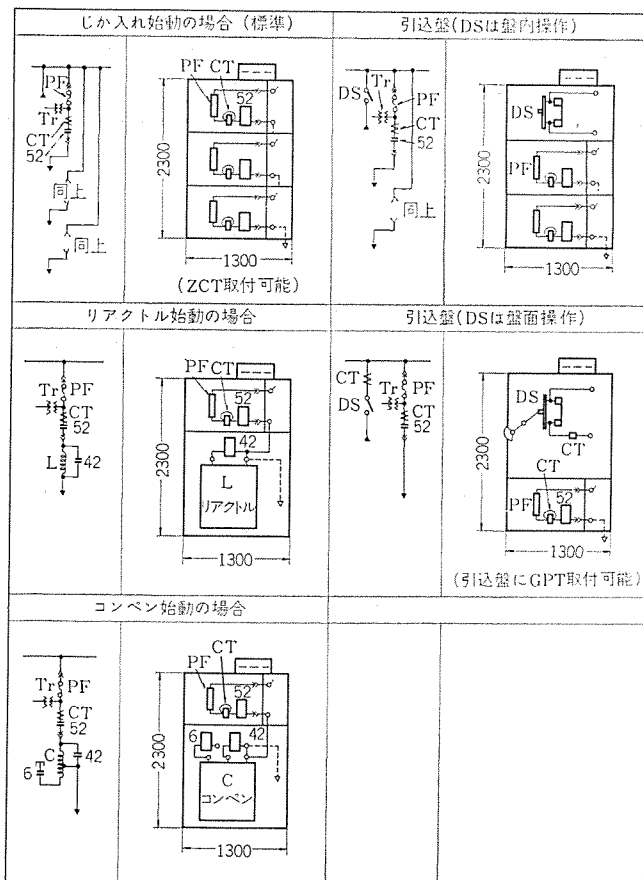


図 16. HC-E パネルの応用例  
Example of HC-E panel application.

## 7. 外形寸法

HC シリーズの各形式ごとの外形寸法を図 14. に示す。各形の グレートの違いにより外形寸法は若干異なっている。

## 8. 選定基準と応用品シリーズ

HC シリーズのパネルは表 5. の範囲の仕様のものが製作可能である。また、これらのユニットを応用し、引込み盤や減圧起動盤などの組み合わせも可能であり、図 15.~17. に応用例を示す。

## 9. む す び

HC パネルシリーズは発売開始以来好評を博し、すでに 500 ユニット近く生産している。特に HC-S パネルは安全、および取扱いの容易さを目的とし、顧客の意向を幅広く調査し、盤面断路操作式パネルとして開発したもので、理想的なパネルとして自信を持って推奨できる高圧コンビネーションスタータである。



# 平等電界形加速管における電子線軌道

鈴木 尋善\*・広 三 寿\*

## Electron Beam Trajectory in Uniform-Field Accelerating Tubes

Central Research Laboratory Hiroyoshi Suzuki・Sanju Hiro

For electrostatic accelerators are used generally the uniform field accelerating tubes. Especially in electron accelerators extensively applied to radiation chemical processes, these tubes are in frequent use. Recently higher current accelerators (several hundred mA) are required in industrial fields. To insure successful operation electron beam dynamics should be closely analyzed and the electron are made to pass through the accelerating tube without bombarding the electrode.

In this paper is described a case when the numerical method is mainly applied to analyzing the lens action in the region of entrance to the the accelarating tube and to making the beam orbits clear in the tube. Comparison is made between this calculation and the Elkind's method.

### 1. ま え が き

コッククロフト、バンデグラフなどの直流形加速器では、耐電圧、構造の面から、多くの場合、平等電界形加速管が用いられている。

最近、放射線化学工業分野で、多く使われた大容量の電子線照射装置(当社製品ダイatron)もこの形の加速管を採用している。この種の装置は、出力電流が、数 10 mA~300 mA と、従来の装置に比較して格段におおきい。そのため、加速管中での電子線の損失比率がわずかであっても、損失量がおおきいため、加速管各段の電位配分の不均衡をひきおこし、ついには、放電、破壊などの事故にむすびつく危険性がある。

したがって、加速管中の電子軌道を厳密に解析して、損失なく、加速する必要がある。一般に、平等電界形加速管中でのビームダイナミクスは、M. M. Elkind<sup>(1)</sup> の提唱した理論で論ぜられているが、大電流の加速には、十分であるとは言いがたく、電子の軌道を逐一、詳細に追跡し、電子線束の最大径およびその位置などを(把)握し、加速系(集束系)を決定しなければならない。

ここでは、ダイatron DP-300 B (加速電圧 300 kV, 加速電流 100 mA), および DP-3000 (加速電圧 3 MV, 加速電流 20 mA) の 2 機種の場合を対象に、電子線軌道の数値計算結果、Elkind の方法で求めた計算結果、および、実験で得られた結果について、比較を述べる。

### 2. 電子線軌道計算

#### 2.1 計算の手順

平等電界形加速管中の電子線軌道は、完全平等電界にいたるまでの軌道計算がかなりめんどうであるが、完全平等電界、および自由空間での軌道は、初期条件、つまり、完全平等電界へ入射する電子の位置およびこう(勾)配がわかれば、きわめて簡単に求めることができる。

ここで述べる加速系は、加速管の入口で形成される電界レンズだけに集束作用をもたせているので、電子銃からでた電子線が、電界レンズによって集束され、完全平等電界に至るまでの軌道を詳細に計算すれば、全体の電子線軌道の主要部を求めたことになる。

計算手順は、

- (1) 電子銃から完全平等電界までの領域での電位分布の計算
- (2) 電子の運動方程式を(1)で与えられた電界のもとに解くである。これらの手法については、すでに報告されている<sup>(2)</sup>ので、概略の記述のみにとどめる。

#### 2.2 加速管入口近傍での電位分布

軌道計算に必要な領域での電位分布は、与えられた境界条件を満たし、境界で囲われた閉領域内でラプラスの方程式を解くことによって求められる。

計算領域を網目に分割し、その各網目交点における電位の値を( $V_{ij}$ ) ( $i$  は加速管軸方向、 $j$  は径方向の網目を表わす)とする。計算精度、およびプログラム容量より、計算領域は狭いほうがよいが、少なくとも、電子銃から、加速管中の完全平等電界に至る領域までは欠くことができない。それゆえ、完全平等電界が、加速管中のどの位置から始まっているかを判定しなければならない。この位置決定の方法を DP-3000 を例にとって示す。

図 1. において、第 2 番目の電極を含む面を、その電極の電位と等しい等電位面として計算する。これは、第 2 番目の電極位置で加速管を切断した面において、完全平等電界であると仮定することになる。

この計算の結果、得られた電位分布 ( $V_{ij}$ )<sub>2</sub> と、第 3 電極を含む面に、同様な境界条件を設定して計算した結果 ( $V_{ij}$ )<sub>3</sub> との差 ( $\Delta V_{ij}$ )<sub>2</sub> をとる。この操作を、さらに内部電極位置まで行なう。

第  $n$  番目、および第  $n+1$  番目電極位置を等電位の境界として、それぞれ、計算した 2 組の電位分布の各点における差、

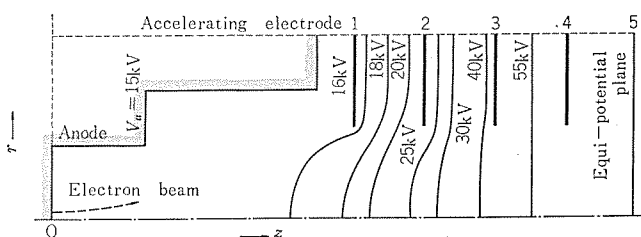


図 1. 加速管内の電位分布 (DP-3000)  
Potential distribution in the accelerating tube (DP-3000).

$$(\Delta V_{ij})_n = (V_{ij})_{n+1} - (V_{ij})_n \quad \dots\dots\dots (1)$$

において,

第  $n$  番目電極を含む面が, 実際に完全平等電界領域になっていれば, 第  $n+1$  番目に境界を設定しても, 電位分布は変化しないはずだから,

$$(\Delta V_{ij})_n = (0) \quad \dots\dots\dots (2)$$

である。しかし, 実際の計算においては, 計算誤差  $\delta$  を含むため, 計算上,  $n$  番目の電極位置において, 完全平等電界領域であるとみなせる条件は,  $(\Delta V_{ij})_n$  の要素の最大値  $\Delta v_{\max}$  が,

$$|\Delta v_{\max}| \leq \delta \quad \dots\dots\dots (3)$$

となることである。

実際には, 計算全領域において, 各点すべての電位の差を比較する必要はなく, 第1～第2電極近傍の限定した領域における比較で十分である。

この結果によれば, DP-300 B, DP-3000 の場合, 双方とも, 完全平等電界の開始点は, 第4番目の電極位置に相当する。

図1. の等電位線は, DP-3000 において, 第5番目の電極を計算領域終端とした場合の電位分布を示している。

### 2.3 軌道計算

空間電荷の影響を無視すれば, 円筒座標系での電子の運動方程式は,

$$\left. \begin{aligned} m \frac{d^2 r}{dt^2} &= -e \frac{\partial V}{\partial r} \\ m \frac{d^2 z}{dt^2} &= -e \frac{\partial V}{\partial z} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (4)$$

- ただし,  $z$ : 加速管軸方向の電子の位置座標
- $r$ : 加速管径方向の電子の位置座標
- $m$ : 電子の質量
- $e$ : 電子の電荷
- $V$ :  $(r, z)$  点での電位

で, この方程式を解くことによって, 時刻  $t$  における電子の位置  $(r, z)$  が求められる。

式(4)の具体的計算手順は次のとおりである。

(1)  $r, z$  の二次微分を, 増分  $\Delta r, \Delta z, \Delta t$  で表わし,  $\Delta z$  を, 電位分布計算でとった  $z$  軸方向の網目幅として,  $\Delta z = z_i - z_{i-1}$  とする。

(2) 微小区間  $\Delta z$  の間では, 電子は一定の速度であるとし,

$$\Delta t = \frac{\Delta z}{\left( \frac{2e}{m} V \right)} \quad \dots\dots\dots (5)$$

と表わし, 式(5)を手順(1)で得た差分式に代入して,  $\Delta t$  を消去した式に置き換える。

(3) 各  $z$  軸方向の網目  $z_i$  上における, 電子の  $r$  座標を  $r_i$  とすれば,  $(z_i, r_i)$  における電位  $V_i$  は,  $r_i$  が, 網目座標  $r_j$  と一致するとは限らないため, その周辺のすでに求められている網目上の電位  $V_{ij}$  より補間して近似する。

(4) 最終的に, 差分式は,  $(z_{i-1}, z_{i-1}), (z_i, r_i), (z_{i+1}, r_{i+1})$ , および  $V_i$  であらわされる式となる。

これより, 初期条件  $(z_0, r_0)$  および  $(z_1, r_1)$  を与えれば, その後の電子の位置が求められ, 軌道が判明する。

前述の計算過程においては, 空間電荷効果は考慮していないが, 電子銃の陽極口から自由空間に射出される電子線は, 電子線束が小

さく電流密度が高いため, その包絡面は, ほぼ二次曲線となり(簡単な実験で求めることができる), 空間電荷の影響を無視することはできない。つまり, 前述の計算が適用できる領域までは, 空間電荷効果を考慮し, 計算結果を補正して軌道を決定してゆく必要がある。

今回の計算においては, 補正範囲を第1電極までとし, 加速管内では, 空間電荷による軌道の補正は行なっていない。これは, 加速管内部においては, 電子線束が陽極口に比べ大きく, また電子の速度も, 加速されて, 大きくなっているため, 空間電荷効果は小さくすると予想したためである。

補正の方法を図2. に示す。電子銃より自由空間に電子を射出する実験により, 二次曲線の軌道  $l_2$  が近似的に得られる。第1電極を含む面上にとった点  $p$  と陽極口とを結ぶ直線を  $l_1$  とする。 $l_3$  は

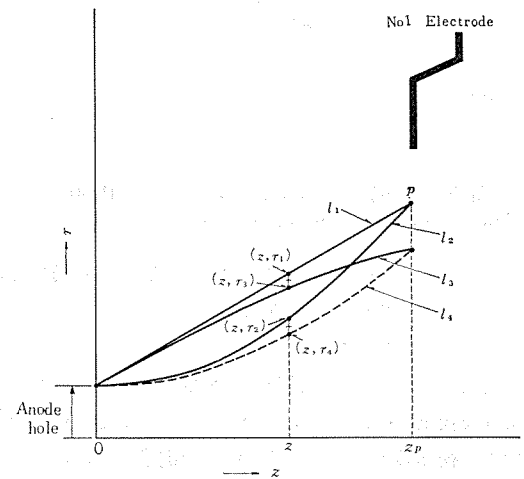


図2. 空間電荷効果による電子軌道の補正  
Correction of electron orbit by taking account of space charge.

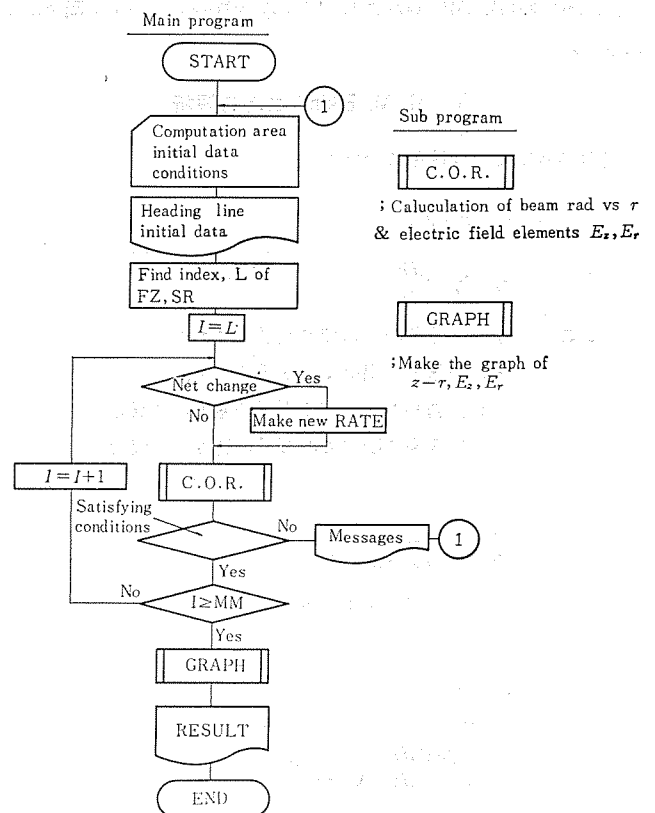


図3. 軌道計算プログラムのフローチャート  
Flow chart of program.

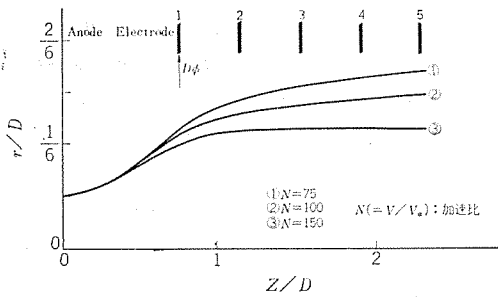


図 4. 加速管入口付近のビーム軌道 (DP-300 B)  
Beam trajectories in accelerating tube (DP-300 B).

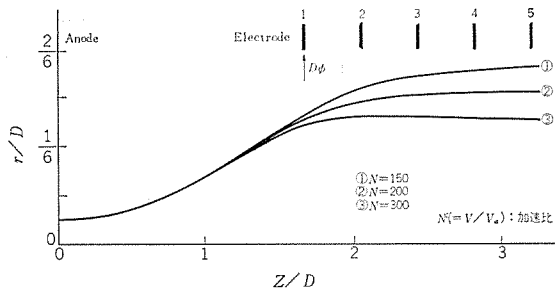


図 5. 加速管入口付近のビーム軌道 (DP-3000)  
Beam trajectories in accelerating tube (DP-3000).

直線  $l_1$  の傾きで、陽極口から射出した電子線の、空間電荷を無視したときの計算軌道である。曲線  $l_4$  は、 $z=0$  から  $z=z_p$  の範囲で、

$$r_4 = r_2 - (r_1 - r_3) \quad (6)$$

として与えたもので、これを補正された電子の軌道とみなす。

このような補正の後、 $z=z_p$  における、 $l_4$  の、 $r$  座標、および  $z$  軸との傾きを初期値として、加速管中での電子軌道の計算を続行する。

この軌道計算プログラムの、概略の Flow Chart を図 3. に示す。また、DP-300 B, DP-3000 における軌道計算結果の一例を図 4., 5 に示す。

### 3. M. M. Elkind による解析

電界のみによる加速系においては

$$\left. \begin{aligned} r_f &= r_i + t \frac{dr}{dt} \\ \dot{r}_f &= \dot{r}_i + t \frac{d\dot{r}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

ここに  $r_i$ : 加速系の入口での電子の  $r$  座標

$r_f$ : 加速系の出口での電子の  $r$  座標

$\dot{r}_i$ : 加速系の入口での電子の速度の  $r$  成分

$\dot{r}_f$ : 加速系の出口での電子の速度の  $r$  成分

となる。これは

$$\begin{pmatrix} r_f \\ \dot{r}_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_i \\ \dot{r}_i \end{pmatrix} \quad (8)$$

と書くことができ、行列  $[M]$  の形は電子の走行する電界により決定する。さらに

$$\begin{aligned} \dot{r} &= \frac{dr}{dt} \\ &= \sqrt{\frac{2eV}{m}} \frac{dr}{dz} = \sqrt{\frac{2eV}{m}} r' \end{aligned} \quad (9)$$

を使って、速度の  $r$  成分  $\dot{r}_i, \dot{r}_f$  を、ビーム軌道の  $z$  軸との傾き  $r'_i, r'_f$  に置きかえれば、

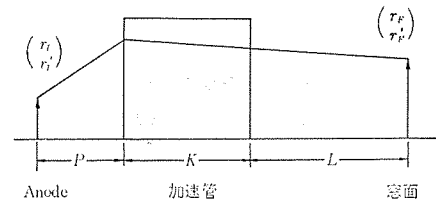


図 6. 加速・集束系  
Focusing of accelerating tube.

$$\begin{pmatrix} r_f \\ r'_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11}' & m_{12}' \\ m_{21}' & m_{22}' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_i \\ r'_i \end{pmatrix} = [M'] \begin{pmatrix} r_i \\ r'_i \end{pmatrix} \quad (10)$$

となる。ここで、図 6. において

陽極口のビームの位置、および傾きを、 $r_i, r'_i$ 、窓面におけるビームの位置、および傾きを、 $r_f, r'_f$  とすれば、これらは、

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r_f \\ r'_f \end{pmatrix} &= [M_4'] [M_3'] [M_2'] [M_1'] \begin{pmatrix} r_i \\ r'_i \end{pmatrix} \\ &= [TM'] \begin{pmatrix} r_i \\ r'_i \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_i \\ r'_i \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

ここに、

$[M_1']$ : 陽極口より加速管入口までの自由空間の行列

$[M_2']$ : 加速管入口の電界レンズで決定する行列

$[M_3']$ : 加速管内の電場で決定する行列

$[M_4']$ : 加速管出口より窓面までの自由空間の行列

とあらわすことができ、全体の集束・加速系を決定する行列

$[TM']$  の要素  $\alpha, \beta, \gamma, \delta$  は

$$\begin{aligned} \alpha &= 1 - \frac{(\sqrt{V} - \sqrt{V_a})}{2\eta\sqrt{V_a}} - \frac{L(V - V_a)}{4\eta K\sqrt{V}V_a} \\ \beta &= P + \left\{ 2K \frac{(\sqrt{V}V_a - V_a)}{V - V_a} + \sqrt{\frac{V_a}{V}} L \right\} \left\{ 1 - \frac{P(V - V_a)}{4\eta KV_a} \right\} \\ \gamma &= -\frac{V - V_a}{4\eta K\sqrt{V}V_a} \\ \delta &= \sqrt{\frac{V_a}{V}} \left\{ 1 - \frac{P(V - V_a)}{4\eta KV_a} \right\} \end{aligned} \quad (12)$$

ただし、 $P$ : 電子銃から加速管入口までの距離

$K$ : 加速管長

$L$ : 加速管出口より窓面までの距離

$V$ : 加速電圧

$V_a$ : アノード電圧

$\eta$ : 電極の口径による補正係数

となる。

### 4. 計算結果と実験との比較

2 章で示した加速管中の、完全平等電界までの軌道の数値計算において、計算領域終端での電子軌道の位置、およびこう配から、その後の電子軌道は、

(1) 加速管内部の等電界領域では、電子軌道は放物線

(2) 加速管出口より窓面までの自由空間では、電子軌道は直線として、(1), (2) を連結して簡単に求めることができる。

上記により、電子線取出窓面での電子線の径を求めると、DP-300 B, DP-3000 について、図 7., 8. に示す結果を得た。また、Elkind の手法により、式 (11) を用いて計算した結果、および実験で観測した結果もあわせて、図中に記している。

図より、窓面におけるビームスポットの最小径を得る条件は、当計

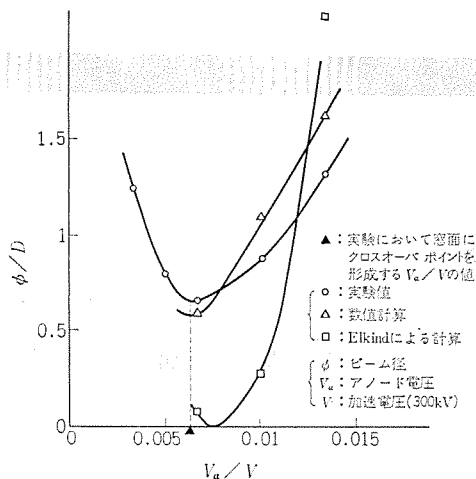


図 7. 窓面におけるビーム径 (DP-300 B)  
Beam radius at window (DP-300 B).

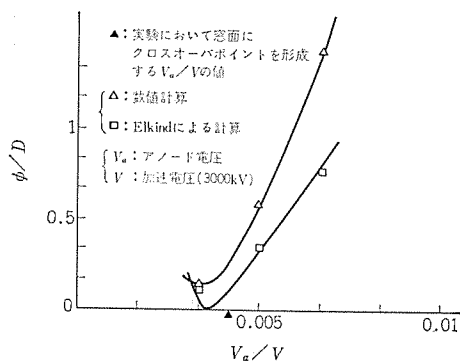


図 8. 窓面におけるビーム径 (DP-3000)  
Beam radius at window (DP-3000).

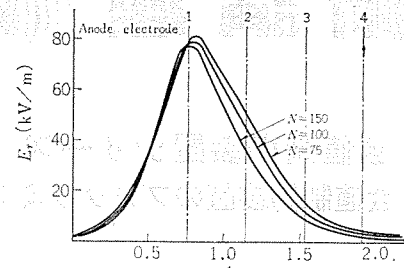
算, Elkind 法, とともに, ほぼ実験値と一致していることがわかる。

Elkind の方法は, 物点と像点との関係を大きくとらえる場合には, 簡便で都合がよいが, 反面, 精度に問題が残し, 各点での電子線径がとらえにくいなど欠点もある。

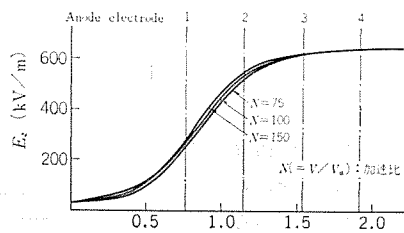
これに対し, 数値計算法では精度はかなり得られ, 特に, ビームの最大径の評価が正確に行なえ, 電子線を加速管に衝突させることなく加速せしめる条件のは握に適している。

したがって, 電子線加速系の設計には, これらの計算のそれぞれの長所を生かして用いるのがよいといえる。すなわち, 一次近似として Elkind の方法を用い, 二次近似として, 数値計算で, ビーム最大径の評価と, 一次近似の計算精度の確認を行なうべきであろう。

また, 陽極口から, 発散角をパラメータとして, 電子を直線入射したときの, 計算軌道上における軸方向, および径方向の電界強度を計算すると, 図 9., 10. のようになる。このうち, 電子に対する集束力, つまり径方向電界強度は, 第 1~第 2 電極で最大となる。DP-3000 の場合には, 集束力の最大値は, 第 2 電極位置にある。さらに, ビーム軌道によっては, 径方向電界強度の極大値が, 第 1

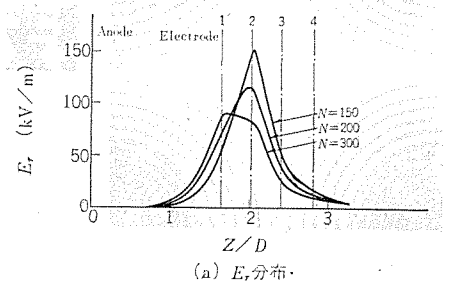


(a)  $E_r$  分布

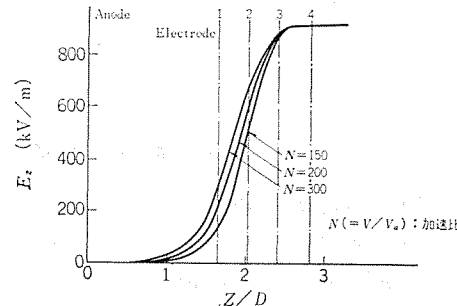


(b)  $E_z$  分布

図 9. 電子ビーム軌道上の電界強度分布 (DP-300 B)  
Distribution of electric field strength along electron beam orbit (DP-300 B).



(a)  $E_r$  分布



(b)  $E_z$  分布

図 10. 電子ビーム軌道上の電界強度分布 (DP-3000)  
Distribution of electric field strength along electron beam orbit (DP-3000).

電極, 第 2 電極付近の 2 カ所に現われることがある。このことは, 電極間距離に比べ, 電極口径の大きな加速管では, 加速管入口の電界レンズを, 第 1 電極付近だけにある単一レンズとみるよりも, むしろ 2 個以上のレンズを組み合わせた, 複合レンズ系とみなすほうが適切であることを意味している。

## 5. む す び

この計算では, 相対論効果, および加速管入射後の空間電荷効果は無視したが, 結果は実験とよく一致した。これは, ビームの性質が, 加速管入口のレンズ作用と, 電子銃の特性によって決定されてしまい, ビームの速度, および径が大きくなってからは, 集束に対してあまり大きな影響を受けないことを裏書きしている。

今回の計算では, 加速管入口までの空間電荷効果によるビーム軌道の補正は, 方程式のうえでは取り扱わず, 実験による補正を計算に組み込む形式をとった。しかしながら, かかる実験は, 方法によってはかなりの誤差を生じるおそれがあり, 将来, 高出力化がますます進むにつれて, 加速管中での空間電荷効果も, 無視し得なくなると考えられる。後日, これらの効果をも含めた計算法を確立する必要がある。(昭和 49-1-21 受付)

## 参 考 文 献

- (1) M. M. Elkind : R. S. I., 24, No. 2, 129 (1953)
- (2) 高木, 水野 : 三菱電機技報, 43, No. 5, 715 (昭 44)

# 技術講座

## 数値制御装置シリーズ (4) —数値制御装置のプログラミング—

俵口 久元\*・遠藤 哲男\*

### 1. ま え が き

NC 工作機械を効率よく使って加工を行なうためには、NC 指令テープの作成が重要な役割を占める。目的にあった指令テープを、いかに早く、安く、正確に作るかがNC 工作機械運用の成否を決める重要なポイントである。テープ作成の方法は人手によるマニュアルプログラミング、計算機を用いた自動プログラミングに大別できるが、いずれの場合も使用するNC 工作機械の機能、指令テープのフォーマットを十分に知る必要がある。さらに前段階として切削加工の諸条件をきめるためのデータ整備および加工に当てる切削工具、治工具類の整備も効果的NC 工作機械活用の条件となる。

以下生産計画から加工までにおけるNC 加工のプログラミングの役割、マニュアルと自動プログラミングの概要について述べる。

### 2. NC 加工の手順

NC 工作機械により加工を行なう場合の、加工工程における流れ図を図1. に示す。組立を含む製作図面から細分化された部品図には、部品の形状・寸法・精度・材質・面あらし、などが示されているが、さらに加工個数、素材形状なども考えて加工計画を立てる。部品図から指令テープ作成までの段階は、大別して加工技術に関する処理と幾何学的図形処理に関する処理とがある。後者はマニュアルプログラミングの項で詳述するので、ここでは切削加工技術に関する処理について述べるが、これらははん(汎)用工作機械では大部分が機械の操作者が判断、決定しているもので、NC 工作機械使用により加工技術に関するデータの蓄積、標準化が促進されるメリットがある。

#### 2.1 使用設備、工具類の決定

加工物の生産量によって使用するNC 工作機械の機能、台数が異なる。すなわち、多種小量生産では1台の工作機械で多種類の加工を行ない、量産品では単能機能的な使い方をして機械台数を増すほうが能率がよい。加工物を類似形状や工作法に分類した後、寸法や精度により適用するNC 工作機械を決定する。この際、機械のバックラッシュや最大負荷トルクなども加工精度や切削条件をきめる要素となる。

治工具も加工能率をきめる重要な要素であり、また共通化をはかることは費用節減、工程短縮を図るうえからも必要である。工具の選択は加工手順にも関係し、1回の加工物取付けで数種の工具を使用する方法と、1種の工具で多面を加工する方法とがあるが、ATC(自動工具交換)装置の効率や加工位置を考慮して決める。いずれの場合にも複合作業のできる工具(たとえば穴あけとさくら座ぐり)を用いれば効率がよくなる。工具材質によっても加工能率は大幅に違うので、加工物の材質との組合せ特性をは(把)握しておくとい。

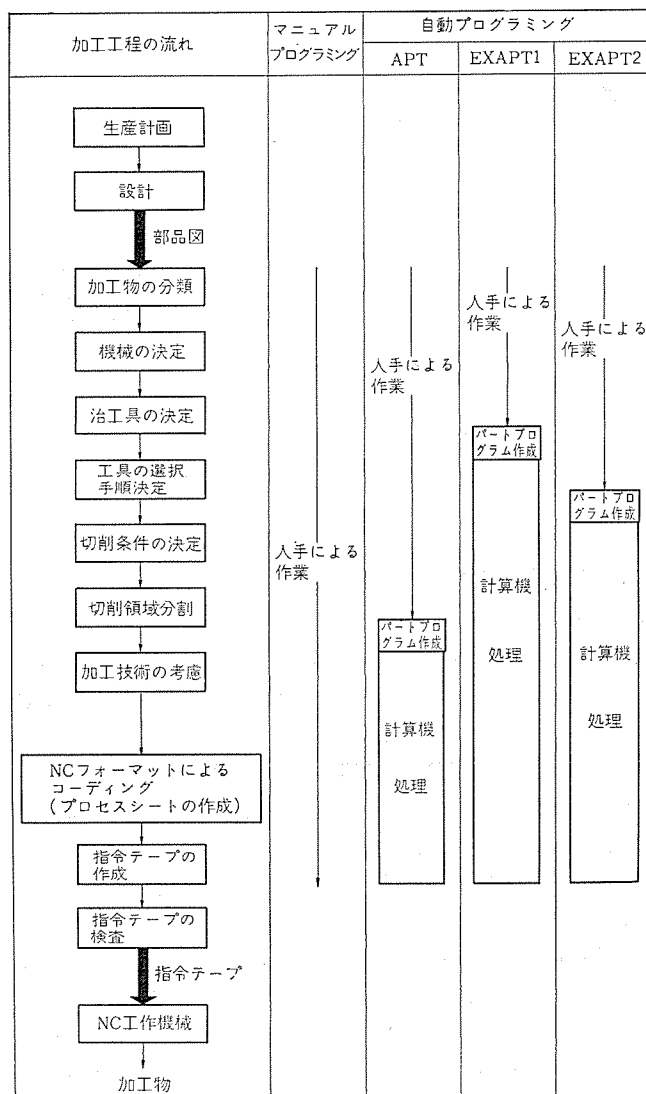


図1. NC 工作機械による加工工程の流れ図

#### 2.2 切削条件、加工手順などの決定

切削条件としては、主軸の回転数(切削速度)、送り、切り込みがあるが、その決定には主軸の最大負荷トルク、刃物台への工具取付け強度、およびチップブレカの範囲を考慮して、その内で工具と加工物材料の組合せ標準データを参照し、加工能率を最大にするようにきめる。標準データは工具メカの資料やユーザ側の蓄積データを用いるが、機械によって振動を起こしたり切削むらを生じる場合もあるので、機械にあった修正を行なうことが必要である。また加工物が高価な場合は、能率よりも信頼性を重要視して、加工途中での工具の破損や切削むらが生じないよう余裕のある領域を選ぶ必要がある。

旋削やフライス削りの場合、1回の加工で仕上形状まで切削することは少なく、通常荒削り、仕上げと数回に分けて切削する。これを切削領域分割と呼んでいるが、それぞれの工具経路を全部指令テープで与える以外に、指令テープでは仕上形状だけ与えて荒削りの分は手動データ入力などでオフセットさせる方法もあり、加工数量、プログラミングの効率などを考慮してきめる。そのほか加工技術上考慮すべき項目として、切削剤の供給、停止、切りくず処理や中間検査のための一時停止、加工完了時の原点復帰など、指令テープに与える内容を吟味しておく必要がある。

以上の条件、手順の決定は2.1節で述べた機械、治工具、工具に関連し、これらを選択し直さなければならない場合もあり、決定の順序が逆になることもあるが、要因はすべて考慮しておく必要がある。

### 2.3 NC 工作機械活用効率の向上

切削加工を行なう前の準備段階としては、図1.に示したもののほかに素材の準備、取付具の製作、工具のプリセットなどハードウェアとしての段取りもある。たとえばATC付の機械では工具のセッティングを実機で行なうと、その時間分切削か働時間を下げることになるので、工具管理センタなどで工具保持具に工具をプリセットし、実機では調整を行なわない方式をとればよい。同様に加工物の取付けについても、パレットなどを用いて機械テーブルへの取付けを簡単に行なえるようにすれば、段取時間を大幅に減らすことができる。

指令テープ作成の効率化のためには、材料と工具の組合せによる切削条件などをあらかじめ図表化しておき、また加工技術上の考慮事項などはチェックリスト化しておくとともに、新手法を追加してゆけるドキュメンテーションの体系化をはかっておくのがよい。また以上述べた手順ははん用工作機械による加工と共通の項目が多いので、その経験による手法、データを活用することも重要である。

## 3. マニュアルプログラミング

### 3.1 プログラミングの手順

製作図面から、その部品の切削加工を行なうための指令テープを作成するまでの手順は、加工の難易度、作成者の経験の多少などによっての相違はあるが、基本的には図1.のとおりである。これらの作業においては、NC 工作機械に関する知識とともに切削加工技術についての知識、経験が必要である。

#### 3.1.1 対象 NC 工作機械の仕様は握

使用するNC 工作機械の仕様書からその機能、各種制限事項を把握して以下のプログラミング手順の条件とする。調査する事項の一例を次に示す。

- (1) 各軸の最大 ストローク
- (2) 各軸の最大、最小送り速度
- (3) 最小設定単位、最小移動単位
- (4) 主軸機能と主軸回転数との対応、補助機能との関連

#### (5) 各種補助機能の内容

#### (6) 各種 オプション 機能の有無とその内容

NC 装置そのものの仕様書として“MELDAS 4000/5000 シリーズ仕様書”などがあるが、組合せる機械によってNC 工作機械としての仕様が定まり、制限事項も異なってくるので注意を要する。

### 3.1.2 加工条件、加工順序などの決定

2章で述べたように図面上から最も能率的な加工順序を選定し、場合によっては2種以上のNC 工作機械への適用、段取時間を短縮するための取付方法などを検討する。使用工具の形状、寸法をきめ、さらに切込み量、各部分における切削速度、主軸回転数、早送り速度、切削送り速度などを選定する。工具交換、クーラントが必要であればその場所もきめる。

### 3.1.3 工具経路座標値の計算

座標値、すなわち加工物に対する工具の位置、その移動経路を算出するためには、まず与えられた図面上に座標系を設定しなければならない。NC 工作機械の座標系についてはJIS B 6310 “数値制御工作機械の座標軸と運動の記号”が制定されており、基本的には「工作物上に固定された右手直交座標系の標準座標系で行なう」となっている。図2.に右手直交座標系による軸の決め方と、立フライス盤の場合の例を示す。図中A, B, CはそれぞれX, Y, Z軸まわりの回転運動または旋回運動を示す軸である。このように設定した座標軸に対して工作物を機械テーブルのどの位置に、どの向きにおくかをきめればプログラムに必要な座標系が設定できる。

つぎに加工に必要な工具経路の座標値を順次計算してゆくが、この際アブソリュートプログラミング(位置をある一つの座標系の座標値でプログラムする方式)では同一プログラムで図形分割の必要はないが、インクレメンタルプログラミング(位置を直前の位置からの増分でプログラムする方式)では各直線部、円弧部などの加工区分別に図形を分割して対応する座標値を計算する。すなわち直線ではその始点を原点とする終点の座標値、円弧では同じくその始点を原点とする終点および円弧中心の座標値を求める。一般に工具経路は被切削面から工具半径だけ離れた点の軌跡であるが、工具径補正機能を利用する場合には被切削面そのものを工具通路と考えることもできる。

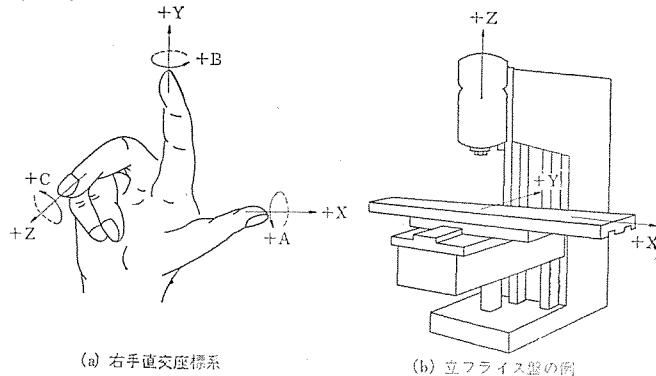


図2. NC 工作機械の座標軸と運動の方向

[illegible]

図 3. プロセスシート

これらの数値が加工図面から直接求められる場合は計算しなければならないが、せいぜい2乗や開平程度が一般であり、またいろいろの場合を考えてあらかじめ一般解を求めておき、数値の代入だけで解を求められるようにしておけば処理はいつでも簡単になる。

### 3. 1. 4 プロセスシートの作成

プロセスシートは、キーパンチャがこれを見て指令テープを作成するとともに、工具の経路、加工順序、切削条件などの加工工程を示すものであるから、工作機械の運転者に対する指示書の意味もあり、備考欄に次のような記入をしておくのがよい。

- 加工開始時における工作物と工具との位置関係
- オーバーライド の値
- 工具交換に関する情報
- 所望の主軸回転数を得るために必要な機械の レバ ー 操作
- NC 操作 ボード の 各種設定数値
- 所要加工時間

プロセスシートの様式は、使用者に適合したものを作成すればよいが  
図 3. にその一例を示す。記入内容の詳細は後述する。

### 3.1.5 指令テープの作成

紙テープのせん孔はプロセスシートどおり行なえばよいが、使用するコードが JIS 規格 (ISO 規格) によるものか、あるいは EIA 規格によるものかの指示が必要なことは当然であるが、英数字以外の機能キャラクタ (特に EOB, EOR, / など) についてもせん孔機のキーが規格どおりでない場合があるので注意しなければならない。使用する紙テープについても規格に合ったものを選ばないと読取りの際、誤読の原因となる。

### 3.1.6 指令テープの検査

せん孔したテープをいきなり NC 装置にかけて加工することは非常に危険であり、必ずプロセスシートどおりせん孔されているか、またプロセスシートそのものが加工方法として適当かどうかを確認する必要がある。せん孔の誤りは、せん孔機にプリンタがついているときはテープ内容リストとプロセスシートを読み合わせて検査するのが普通であり、また工具の出発点と最終点が等しいプログラムであれば、各軸ごとに座標値の総和が零であることを確認するのも一つの方法である（インクレメンタルプログラミングの場合）、MELDAS では“マシンロック”機能を用いて機械を動かさずに現在位置表示装置でテープ内容をチェックすることができる。そのほかプロッタにより図形を描かせる方法、機械を空運転させてその動きを見る方法などがある。

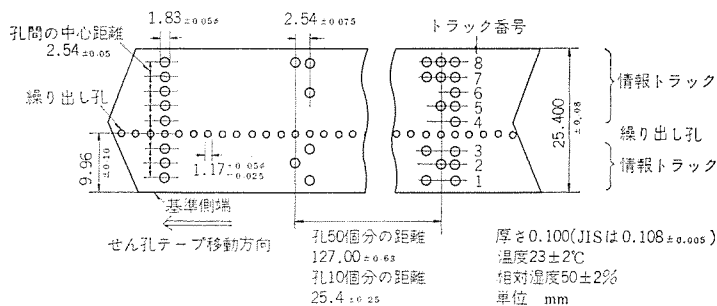


図 4. せん孔テープの寸法 (ISO 規格案 R 1154)

### 3.2 指令テープ

NC 装置に用いるテープは計算機やデータ通信などと同様な1インチ幅の紙テープが普通であるが、特に使用ひん(頻)度の多い場合はプラスチックフィルムや金属フィルムまたはこれらを組合せた材料を使う場合もある。

図 4. に ISO 規格によるせん孔テープの寸法を示すが JIS C 6243 “情報交換用紙テープ”，EIA 規格 RS-227-A などの規格もある。JIS では色は 10 色，光透過率は 50 % 以下と規定しているが，NC では黒色または灰色の透過率 40 % 以下のものを使用している。材質は良質の漂白した植物繊維で帯電防止処理を施したもの，引張り強さ 6 kg 以上，耐折強さ 50～500 回，浸水伸度 1.0 % 以下，含油量 7 % 以上，などの規定もある。使用できるテープの長さは MELDAS では，巻取装置のない場合は約 15 m，巻取装置つきの場合は約 160 m である。

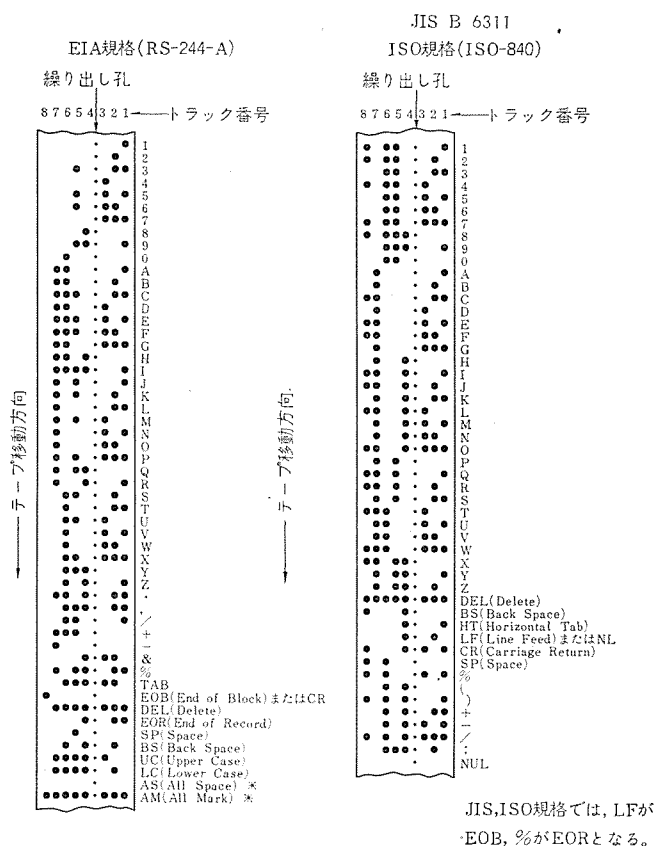
### 3.3 テープコード

NC 装置に用いる英文字、数字、記号（＋、－、／、など）などのキャラクタはテープ上では 8 個の穴の有無の組合せと対応して表現するが、このように情報を表現するための記号の体系をコードという。

規格としては JIS B 6311 “数値制御機械用符号”，JIS C 6221 “情報交換用および数値制御機械用符号の紙テープ上での表現”，ISO 840 “Numerical control of machines-7 bit coded character set”，EIA RS-244-A “Character code for numerical machine control perforated tape”，EIA RS-358 “Subset of USA standard code for information interchange for numerical machine control perforated tape” などがあるが，通常 EIA コード (RS-244-A)，ISO コード (JIS，ISO，EIA RS-358) として区別しており，現在は EIA コードを使用しているものが多いが，将来は計算機，データ伝送などの関係から ISO コードが増すと思われる。図 5. に上記 2 種のテープコードを示す。

EIA ではトラック番号5 (ISO ではトラック番号8) は奇偶検査ビットと呼ばれ、8個の情報トラックの穴の数が奇偶検査ビットを含めて奇数 (ISO では偶数) になるよう配置されている。この特質を利用して読み込まれたキャラクタの穴数をチェックし、正しいコードが使われているか、読み取りミスがないかを判断するのをパリティチェック





※EIA規格にはない。

図 5. テープコード

と呼ぶ。パリティチェックにはHとVの2種があり、上記のように1キャラクタ中の穴数の奇偶数进行检查するのをパリティHと称する。EIAコードでは All Space (AS), All Mark (AM) の場合偶数個 (穴数零を含む) となるが、MELDAS ではテープの先頭の EOR (または EOB) コードより前にある無せん孔部やブロック内で最初に現われる X, Y, F, T などのアドレス (後述) が読み込まれるまでの AS はパリティ H ミスとはならず、また EOB コードを DEL で抹消した場合を考慮して AM もパリティ H ミスとはならないようにして使用の便を図っている。パリティ V は一つのブロック内のキャラクタの合計数が常に偶数個になるようにプログラムしておき、読み込み時にこれをチェックするもので、NC 操作ボードのスイッチで実行の可否を選択することができる。ただし“/”キャラクタはパリティ V の数のカウントの対象にはならない。

### 3.4 テープフォーマット

紙テープ上にどのような順序で、どのような形式で情報をせん孔するかの様式をテープフォーマットといい、これについても標準化による互換性を増すことを目的として諸種の ISO, EIA, JIS 規格が制定されている。JIS B 6312 “数値制御工作機械用せん孔テープ可変ブロックフォーマット (位置ぎめおよび直線切削用)”, JIS B 6313 (案)

表 1. アドレスキャラクタと MELDAS 適用

キャラクタ	意味 (JIS B 6313 [案] による)	M 4000	M 5000	M 5100
A	X 軸の回りの角度のディメンション	○	○	
B	Y 軸の回りの角度のディメンション	○	○	
C	Z 軸の回りの角度のディメンション	○	○	
D	特殊軸の回りの角度のディメンション または第三の送り機能 <sup>(1)</sup>			
E	特殊軸の回りの角度のディメンション または第二の送り機能 <sup>(1)</sup>			□ (インチ換算端数)
F	送り機能 (F 機能)	○	○	○
G	準備機能 (G 機能)	○	○	○
H	今後とも指定しないから特別の意味に使用してよい	□ (工具位置補正)	□ (工具位置補正)	
I	補間パラメータ <sup>(1)</sup>		○	○
J	補間パラメータ <sup>(1)</sup>		○	
K	補間パラメータ <sup>(1)</sup>		○	○
L	今後とも指定しないから特別の意味に使用してよい			
M	補助機能 (M 機能)	○	○	○
N	シーケンス番号	○	○	○
O	使用してはならない	□ (リファレンスプロック)	□ (リファレンスプロック)	□ (リファレンスプロック)
P	X 軸に平行な第三の運動のディメンション <sup>(1)</sup>			
Q	Y 軸に平行な第三の運動のディメンション <sup>(1)</sup>			
R	Z 軸の早送りのディメンションまたは Z 軸に平行な第三の運動のディメンション			
S	主軸機能 (S 機能)	○	○	○
T	工具機能 (T 機能)	○	○	△ (位置補正併用)
U	X 軸に平行な第二の運動のディメンション <sup>(1)</sup>	○	○	△ (インクレメント)
V	Y 軸に平行な第二の運動のディメンション <sup>(1)</sup>	○	○	
W	Z 軸に平行な第二の運動のディメンション <sup>(1)</sup>	○	○	△ (インクレメント)
X	X 軸運動のディメンション	○	○	○ (アブソリユート)
Y	Y 軸運動のディメンション	○	○	
Z	Z 軸運動のディメンション	○	○	○ (アブソリユート)
:	アラインメント機能 <sup>(2)</sup>			

注 (1) 上に示す意味に使用しない場合は、それらは [指定しない] キャラクタとなり、必要があれば特別の意味に使用してもよい。  
 (2) シーケンス番号のアドレス N の代りに用いられるキャラクタで、NC テープ上の特定の位置を示すのに用いる。  
 ○印は JIS 案と同一、△印は機能が同じでも内容が異なるもの、□印は MELDAS 特有機能。

“同上 (輪郭制御用および輪郭・位置ぎめ制御用)” は ISO 1058 “Numerical control of machines—Punched tape variable block format for positioning and straight-cut machining” および ISO/DIS 2539 “Punched tape variable block format for contouring and contouring positioning numerically controlled machines” をもとに規格化したもので MELDAS のテープフォーマットもこれに準拠している。

#### 3.4.1 アドレス

アドレスはそれにつづく数値情報のもつ意味を区別するために用い

るもので、表 1. に示すように英字および: のキャラクタで表わされる。表 1. には MELDAS 4000, 5000, 5100 で使用するアドレスもあわせて示している。

## 3. 4. 2 ワード

ワードはある順序にならべたキャラクタの集まりで、1 個のアドレスとこれに続く何けたかの数字で構成される。(数字の前に +, - の記号を入れることもある), キャラクタはワードという形にまとまってはじめて意味をもつ情報となる (一つのキャラクタだけで意味を持つ機能キャラクタもあるが、これについては 3. 4. 4 機能キャラクタの項参照), ワードはシーケンス番号ワード、データワードに区分されるが、データワードはさらにディメンションワードとその他の機能ワードに分けられる。以下 MELDAS で用いているワードを中心に説明する。

### (1) シーケンス番号ワード

ブロック (後述) の番号を指定するためのもので、アドレス N とこれに続く 3 けたの数値で表わし、かならずブロックの最初に指定する。シーケンス番号はすべてのブロックに入れてもよく、必要な特定ブロックにだけ入れてもよい。機械に対しては無作業であるが、加工の進行状況を監視したり (シーケンス番号表示), 特定のブロックを捜す (テープサーチ) ことができる。数値の先行する零を省略してはならない。シーケンス番号表示は NC 操作ボードにある表示器に読み込んだシーケンス番号を表示するもので、現在実行中のブロック番号がわかる。一度読み込まれた番号は、新しい番号が読み込まれるまで表示を保持する。テープサーチは「手動データ入力」ボードでサーチする番号をダイヤル設定し、「読込」ボタンを押せばテープリーダーが起動し、ダイヤル設定と同一番号を読み込んだところで停止するので、続いて「自動起動」ボタンを押せばサーチされたブロックの内容から実行開始する。

### (2) データワード

#### (a) ディメンションワード

工具が進むべき目標点の座標値 (移動量) またはそのパラメータとなる座標値を指定するもので、次に示すアドレスと方向を示す正負の記号 (正記号は省略してもよい) および座標値を示す数値とから構成される。

X, (Y), Z, U, (V), W, (A), (B), (C), I, (J), K, (R)

( ) 内は MELDAS 5100 にはない。

実際に使用できるアドレスは個々の NC 工作機械によって異なる。アドレス X は G 4 (準備機能ワード) によるドリルの時間指定にも使用する (MELDAS 5100 ではアドレス U)。

アドレス I, J, K は円弧補間指令における円弧中心の座標値, 工具径補正における次進行方向ベクトルの成分を指定するために用いる (3. 4. 5 項参照)。

アドレス R は固定サイクル機能における Z 軸の補助座標値のアドレスとして用いる。(数値制御装置シリーズ (1) 4. 7. 1 項参照)

数字部の与え方にはアプソリュートプログラミングとインクリメンタルプログラミングの 2 種がある。(3. 1. 3 項参照) が MELDAS 4000, 5000 で

は後者のみ, 5100 では両者の併用が可能である。単位は mm または deg で最小入力単位 (数値制御装置シリーズ (1) 表 6. 本誌 48 巻 4 号) に応じて小数点以下 3 けた (0.001, 0.002, 0.005) または 2 けた (0.01) まで与えるが先行する零は省略してもよい。与え得る最大値は上記表 6. に示すとおりであるが、工作機械の最大ストローク以内に制限されるのはもちろんである。

#### (b) 準備機能ワード (G 機能ワード)

制御動作のモードを指定するもので、アドレス G とこれにつづく 2 けたの数字からなる。数字と機能との関係は [数値制御装置シリーズ (1), 表 4.] に示すとおりである。G 機能の指定には次の注意が必要である。

○ 1 ブロックには同一グループの G 機能は一つしか指定できない。

○ 1 ブロックにはアンモーダル G 機能は一つしか指定できない。

○ 1 ブロックには G 40~G 44 とアンモーダル G 機能は同時に指定できない。

#### (c) 送り機能ワード (F 機能ワード)

工作物に対する工具の送り速度または送り量を指定する機能で、アドレス F とこれにつづくコード化された数で指定する。コードにはマジック 3 による数字コード, 標準数による数字コード, 記号指定による数字コードなどもあるが, MELDAS ではもっとも直観的にわかりやすい直接指定による数字コードを採用している。すなわち MELDAS 4000, 5000 では 1 mm/min を単位とした 4 けたの数値, MELDAS 5100 では主軸 1 回転当りのバイト移動量として 0.01 mm/rev 単位で 4 けたの数値により与える。指定できる範囲は [数値制御装置シリーズ (1), 表 6.] に示すとおりであるが、工作機械による制限もあるので注意を要する。

ここで与えた送り速度は、2 軸以上の軸を同時制御する場合 (直線補間) は進行方向の線速度として作用するので、円弧補間の場合は接線方向の速度がプログラムで指定した送り速度となる。

#### (d) 主軸機能ワード (S 機能ワード)

主軸の回転数を指定するための機能で、アドレス S とこれにつづく 2 けたの数値によって指定する。コード化の方法は F 機能と同様にいろいろあるが、個々の機械によって異なり、NC 装置では決まらない。移動指令と同一ブロックに指定された場合、移動完了後に S 機能を実行するか、同時に実行するかは、機械仕様に依存する。

#### (e) 工具機能ワード (T 機能ワード)

工具あるいは工具に関連する事項を指定するための機能で、アドレス T とこれにつづく 2 けたの数値で指定する。MELDAS 4000, 5000 では 0~99 までの 100 種類の工具番号を指定できる。MELDAS 5100 では 10 位の数字は工具番号の指定に用い、1 位の数字は工具位置補正スイッチの番号指定に用いる。すなわち T 機能ワードが読み込まれると、指定された工具 (通常タレットの位置) が選択されるとともに、指定された工具位置補正ダイヤルに指定された数値だけ移動する。移動は G 0, G 1 指令と同一ブロックに T 機能が指令

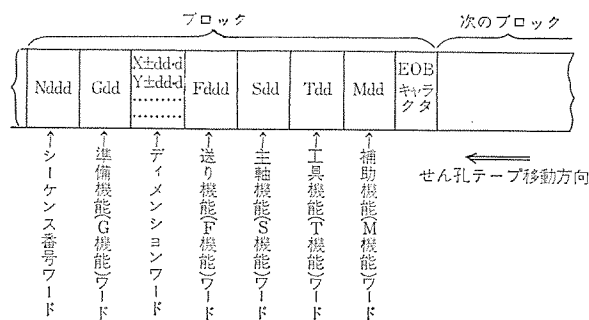


図 6. ブロックの構成

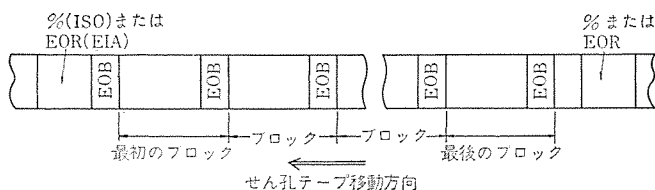


図 7. NC テープの構成

された場合は、そのモードに従って座標値に補正量が合成されて移動する。工具位置補正は、一度与えられたと次に新たに補正量が指令されるまでテープ指令の座標値と離れた位置を保持する。T機能ワードの1位の数字を0にすると現在の補正量はキャンセルされる。

#### (f) 補助機能ワード(M機能ワード)

NC機械の補助的な機能を指定するもので、アドレスMとこれにつづく2けたの数字からなる。先に述べたG機能と合わせてJIS B 6314(案)“数値制御工作機械の準備機能(G機能)および補助機能(M機能)の符号”、ISO/DIS 1056 Numerical control of machines-Punched tape block formats-Coding of preparatory functions G and miscellaneous function M”の規格があるが、MELDAS適用との関連については〔数値制御装置シリーズ(1)、表5.〕に示すとおりである。

#### 3.4.3 ブロック

ワードの集合をブロックといい、NC機械が一つの動作を行なう単位として完全な指令となる。ブロックの構成および各ワードの配列順序は図6.に示すとおりで、次のブロックとの区切りを示すためにEOB(エンドオブブロック)機能文字を用いる。図6.はすべてのワードを含む場合の構成を示しているが、不要なワードは省略してもよい。同一アドレスを持つ二つ以上のワードを同一ブロック内で繰返してはならない(JIS)が、MELDAS 4000/5000では特定のG機能については同時に使用できるようにしてプログラムの簡略化を図っている(3.4.2項(b)参照)指令せん孔テープはブロックの集合で構成されるが、図7.に示すように最初のブロックの前および最後のブロックの後には指令テープのスタートおよびストップ点を指定するための%(ISOコード)またはEOR(エンドオブレコード)(EIAコード)機能文字を入れる。

表 2. 機能キャラクタ

キャラクタ		意	味
JIS. ISO	EIA		
+	+	プラス	機械の運動方向正
-	-	マイナス	機械の運動方向負
[BS]*	back space*	後退	印字位置を同一行で1字分後退させる
[CR]*		復帰	印字位置を同一行の初めの位置にもどす
DEL*	delete*	消去	主としてテープ上の誤り符号や不要符号を削除、消去するのに使用する
[HT]*	tab*	水平タブ	印字行にそってあらかじめ定めてある一連の印字位置のうち、すぐつぎの印字位置まで移動させる
[LF]		改行	印字位置をつぎの印字行まで移動させる。CRにつづくLFの2文字でエンドオブブロック(EOB)の機能をもつ
[NL]	carriage return	復帰改行	印字位置をつぎの印字行の最初の場所に移動させる。EOBの機能をもつ
[NUL]*	blank tape*	空白	媒体のあき、時間のあきを埋める
[SP]*	space*	間隔	語間を1字分あけることに使用印字位置を前進方向に1字分移動させる
%	end of record	パーセントエンドオブレコード	プログラムの最初(巻戻しの終点)
(		左小かっこ	コントロールアウト、かっこ内のキャラクタはNC機械は無視する
)		右小かっこ	コントロールイン
/	/	斜線	選択スイッチを入れることによってブロックスキップ機能を与える

注 [ ] は印字されないキャラクタを示す。

\* は制御装置は無作業(読みとばし)のキャラクタを示す。

#### 3.4.4 機能キャラクタ

表1.に示すアドレスキャラクタ以外の機能キャラクタの意味を表2.に示す。これらのキャラクタ中、+、-の記号以外のキャラクタは単独で機能をもつものであるが、タイプライタでの印字フォーマットをととのえるために用いられ、機械の制御には無関係のキャラクタ(表中\*で示す)も多い。表中(,)で示すコントロールアウト、コントロールインの機能はMELDASではEIAコードを用いる場合は“ $\bar{O}$ ”キャラクタを用いる。すなわち先頭に $\bar{O}$ キャラクタを持つブロック( $\bar{O}$ からEOBまでの情報は無意情報として扱われるので、プログラムの初めにプログラム名、図面番号、その他のコメントを花文字などでせん孔することができる。(リファレンスブロックとも呼ぶ)

#### 3.4.5 補間のプログラミング

補間には直線補間、円弧補間などがあるが、以下輪郭制御の機能をもつMELDAS 5000の場合について、そのプログラミングの方法を述べる。

##### (1) 直線補間

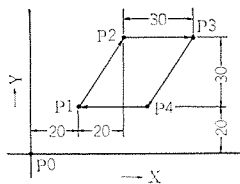
直線補間はつぎのワードからなる1ブロックで定義する。

(a) 直線補間を選択するためのG機能ワードG01。

(b) 終点の座標値を表わすX、YあるいはZなどのアドレスをもつディメンションワード。

(c) 必要あれば(前に指定がないか、または変更するとき)送り速度を指定するためのF機能ワード。

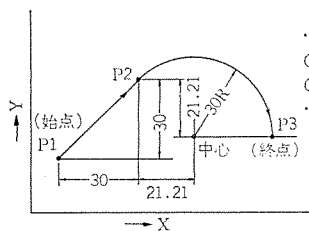
一度この指令が与えられると、このG01モードをリセットする他の



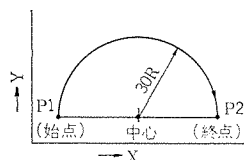
単位：mm  
最小設定単位：0.01mm

```
G00 X 2000 Y 2000 EOB P0からP1へ送り位置決め
G01 X 2000 Y 3000 F300 EOB P1からP2へ送り速度300mm/minで切削
X 3000 EOB P2からP3へ送り速度300mm/minで切削
X-2000 Y-3000 EOB P3からP4へ送り速度300mm/minで切削
X-3000 EOB P4からP1へ送り速度300mm/minで切削
```

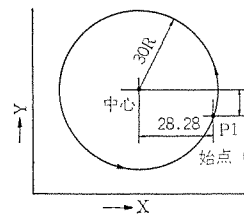
図 8. 直線補間プログラム例



(a) 直線補間と円弧補間



(b) 半円の円弧補間



(c) 真円の円弧補間

図 9. 円弧補間プログラム例

G機能すなわち G00, G02, G03 が指令されるまでこのモードを保持するので、次の指令がまた直線補間で、送り速度も変わらなければディメンションワードだけの指定でよい。プログラムの一例を図 8. に示す。

## (2) 円弧補間

円弧補間はつぎのワードからなる 1 ブロックで定義する。

(a) 円弧補間を選択するための G 機能ワード G02 (CW) または G03 (CCW)。

(b) 終点の座標値を表わす X, Y あるいは Z などのアドレスをもつディメンションワード。

(c) 円弧中心の座標値を表わす I, J または I, K または J, K のアドレスをもつディメンションワード。

(d) 必要あれば (前に指定がないかまたは変更するとき) 送り

表 3. フォーマット分類の略記

例	C	A	M	D	4	3	2	1
意	P: 位置 L: 位置 S: アド C: 輪郭 制御と輪 郭・位置 ぎめ	A: アド レスのみ T: HT S: アド レスと H T	M: 長さ が mm と その小 数で表わ される	R: 回転 量が rev とその小 数で表わ される D: 回転 量が deg とその小 数で表わ される	数値的に 制御され る運動の 数と記号 的に制御 される運 動の数の 総数	数値的に 制御され る運動の 数すなわ ちディメ ンション ワードに より制御 される運 動の数	同時に数 値的に制 御される 運動の数	A: アブ ソリュート ディメン ション I: イン クレメン タルディ メンショ ン B: アブ ソリュート ・イン クレメン タルディ メンショ ン
味								

注 M および R, D は対応する運動がない場合は省略する。

表 4. フォーマット分類の詳細略記

例	N3. G2. X062. Y062. Z062. F4. S2. T2. M2. H2 *
意	(1) ディメンションワードでないアドレスキャラクタのつぎにそのワードのけた数を示す1けたの数字を書く。 (2) 読点(,)はHT(Tab)の位置を示す。 (3) ディメンションワードは、アドレスキャラクタのつぎに2けたの数字をつづけ最初の数字は小数点より前にある数を、2番目の数字で小数点より後のけた数を示す。先行する零を省略してよい場合は最初のけたを零、後続する零を省略してよい場合は最後のけたを零とする3けたにする。アブソリュートディメンションで正負がある場合はアドレスキャラクタと数字の間に+の記号を入れる。アブソリュートディメンションとインクレメンタルディメンションが混在する場合はアドレスキャラクタとつぎの数字の間にキャラクタDを記入する。 (4) 星印(*)はEOBの機能をもつキャラクタを示す。
味	

速度を指定するための F 機能ワード。

G02, (G03) はこのモードをリセットする他の G 機能すなわち G00, G01 が与えられるまで保持することは G01 の場合と同じである。円弧補間は同時 2 軸であり XY 平面, XZ 平面, YZ 平面のいずれかに平行な平面に限られるため平面選択をする必要があるが, MELDAS 5000 では上述 (2) の終点座標アドレスによって自動的に平面選択されるので、あらためて平面選択指令を与える必要はない。ただし半円指令、直円指令などのように座標値が零のためディメンションワードを省略する場合は平面選択指令 (G17, G18, G19 のいずれか) が必要である。この場合にもディメンションワードを省略せず Y, または Y0 とプログラムすれば平面選択指令は不要となる。(図 9. (b) 参照)。図 9. に円弧補間のプログラム例を示す。

## 3. 4. 6 フォーマット仕様

フォーマット仕様の表現方法として以下の 3 種類が JIS, ISO で定義されており、概略仕様を把握することができる。実際のプログラミングにおいてはこのほかに種々の制限条件や特殊な用法があり、メカ作成のプログラミング説明書を熟読する必要がある。

## (1) フォーマット分類の略記

3 または 4 文字のキャラクタ, 3 けたの数字, 1 文字のキャラクタで

表 5. 項目別データ

項 目 例	デ ー タ 例
1. フォーマット仕様 フォーマット分類の略記 フォーマット分類の詳細略記	CSMD 443 A N 3. G 2. X+42. Y+32. Z+32. B 33. F 4. S 3. T 4. M 2 *
2. 機 械 仕 様 移 動 量	X: 1,200 mm Y: 900 mm Z: 700 mm B: 360°
主 電 動 機 機 許 容 工 作 物 重 量 制 御 シ ス テ ム 仕 様	15 kW 5 t
最 小 設 定 単 位	0.01 mm
四 弧 補 間	主軸に垂直な平面で工具径補正付 X軸, Y軸およびZ軸
原 点 オ フ セ ッ ト	X軸およびY軸
軸 対 称 加 工	JIS B 6314 によって具体的に示す
準 備 機 能	JIS B 6313 付属書 1 によって具体的に示す (単位 mm/min)
送 り 機 能	同 上 (単位 rpm)
主 軸 機 能	前 2 けた……工具識別 (01~24)
工 具 機 能	後 2 けた……工具径補正 (01~18)
補 助 機 能	JIS B 6314 によって具体的に示す

表現する。一例と各キャラクタの意味を表 3. に示す。

#### (2) フォーマット分類の詳細略記

プログラムに必要なワードおよびその長さを表わすもので、一例とその意味を表 4. に示す。

#### (3) 項目別データ

作業準備や使用する機械の選択に必要な追加データを含むもので一例を表 5. に示す。

### 4. 自動プログラミング

#### 4.1 概要

NC 指令テープ作成は、加工物が比較的簡単な場合にはマニュアルプログラミングで十分間に合うが形状が複雑になってくると、工具経路の計算も手におえなくなってくる。また加工条件の設定も作成するごとに図表から求めるのでは手間を要し、誤りもおかしやすい。そこで NC 指令テープを計算機を用いて簡単な言語を入力することで作成する方法がとられ、そのシステムを NC 自動プログラミングと呼んでいる。最近 NC 工作機械が普及するにつれて自動プログラミングの活用も増加し、当初、図形処理が中心であったものが、加工技術分野も処理できるプログラムが開発され実用化しつつある。自動プログラミングの歴史は米国の MIT で開発された APT にはじまるが、その後、各国の大学やメカで種々の自動プログラムが開発され実用化されてきたが、その機能は主として図形処理が中心であった。しかし 1964 年頃よりドイツのアーヘン工科大学を中心に図形処理だけでなく加工技術も処理できるシステムが検討され、1955 年に穴加工を中心とした EXAPT 1 システムが、つづいて 1967 年に旋削加工用の EXAPT 2 システムが発表された。これらのシステムは産業界に非常な関心と呼び EXAPT 協会が設立され、その管理運営のもとにドイツを中心に急激にヨーロッパで普及している。日本でも 1970 年頃より導

入されしだいに実用化されはじめた。

#### 4.2 自動プログラミングシステムの分類

自動プログラミングシステムは用途、適用工作機械の種類、使用計算機の規模などによって分類されるが、そのおもなものについて紹介する。

##### 4.2.1 用途別分類

はん用プログラムか、専用プログラムかによる分類である。はん用プログラムは一般に専用の言語をもち、それを用いて加工用のプログラムを記述して処理するもので、機械や加工形状による制限が少なく使用範囲が広い。APT, EXAPT などがこれに属する。専用プログラムは加工形状が類形化できる場合でその範囲は狭いが、入力形式のように簡易化され、形状種類、主要寸法などの記述だけで処理できる。M-SHAFT, M-POINT (当社で開発、使用中) などがこれに属する。

##### 4.2.2 適用工作機械別分類

適用する工作機械を限定したもので、各種の EXAPT システムはこの分類によって EXAPT 1 がボール盤やマシニングセンタ、EXAPT 2 が旋盤、EXAPT 3 がフライス盤を主として対象にしたシステムに区分される。

##### 4.2.3 計算機の規模別分類

APT に対する M-APT などがこの分類で、使用計算機のコア容量を主とする規模の大小によってプログラミングシステムのもつ機能の大小を区分する。

#### 4.3 自動プログラミングの処理の流れ

自動プログラムを用いた NC 指令テープ作成の処理の流れを図 10. に示す。ここでは EXAPT を例にとって概略を説明する。

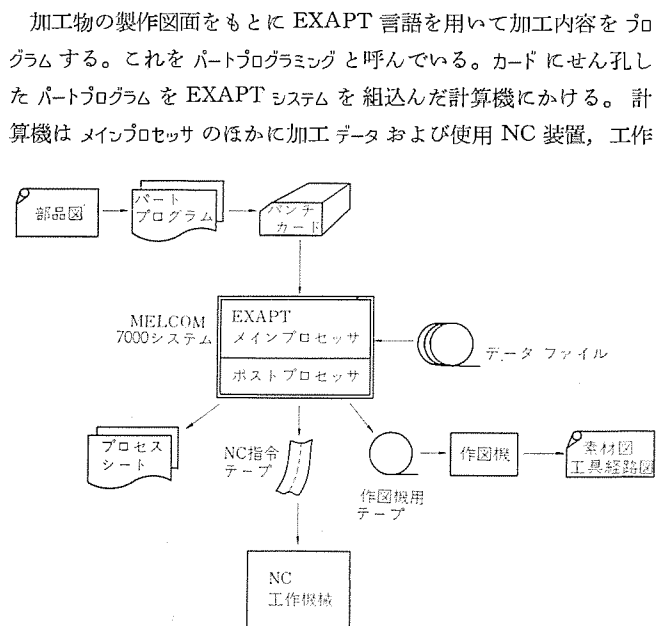


図 10. 自動プログラムによる処理の流れ

機械に適したテープフォーマットで出力する処理を行なうプログラム（ポストプロセッサと呼ぶ）を組み込んでおく。その結果、工具経路と送り速度、主軸回転数などの切削条件も計算され、NC 指令テープとして出力される。またそれと同時に工具の経路を描いたプロッタ図およびプロセスシートも出力することができる。

## 4.4 各種自動プログラムの機能

図 11. に示すように自動プログラミングはそれぞれのシステムにより計算機の処理の範囲が異なっている。

図 11. におもな自動プログラミングシステムの処理能力の位置づけを示す。横軸は図形処理、縦軸は工作技術上の処理についてのレベルをあらわしている。APT では図形処理のレベルは高いが工作技術面での処理はされない。EXAPT の場合にはシステムによって処理レベルの差はあるが、図形処理と同時に工作技術上の処理も行なわれるが図形処理のレベルは APT より低い。また専用プログラムの場合

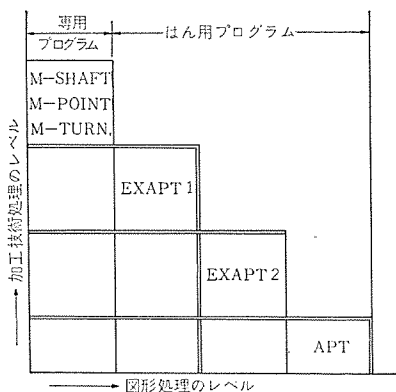


図 11. 自動プログラム処理能力の位置づけ

には加工形状は固定されてしまうが工作技術上の処理レベルは高くなっている。これら各種のプログラミングシステムは加工物の種類および量によって使いわけをすることが必要である。表 6. におもな自動プログラミングシステムの機能と適用分野を示す。

## 4.5 自動プログラミングの導入

自動プログラミングの導入には、まずどのシステムを採用するかを検討が必要である。その条件として使用可能な計算機を調査する。計算機は手持のものか計算センタを利用することになるが、その計算機にどのようなシステムが実装されているか、または実装可能であるかを調査する。次に適用しようとする NC 工作機械、加工部品形状および数量などから、これらの条件を満たす最も適した自動プログラミングシステムを選択する。さらに必要あれば（適合する既成のものがなければ）、ポストプロセッサを作成する。ポストプロセッサは自動プログラミングシステム中メインプロセッサの計算機出力が標準形であらわされているので、その出力を NC 工作機械の指令テープフォーマットに合わせるための変換と同時に、工作機械活用の技術的な面の機能、および工場特有の形式に合わせるための処理プログラムである。このほか、自動プログラミングシステムによっては、加工に必要な工具や材料などのデータファイルを作成し実装しておく必要があるものもある。以上で準備が完了し、加工図面ごとにパートプログラムを書き計算機で処理することによって NC 指令テープが作成できる。

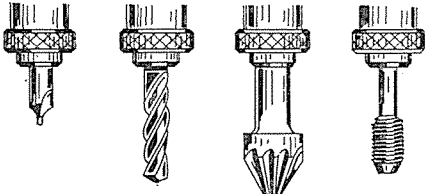
## 4.6 EXAPT システム

自動プログラミングシステムのうち最近とくに注目され、当社でも導入、実用化を図りつつある EXAPT システムを例として紹介する。

EXAPT システムは表 6. に示すように適用機械ごとにシステムが分けられており、処理レベルもそれぞれ異なっているが、そのうち

表 6. 自動プログラミングシステムの機能と適用

機能	種類	M-APT	APT	EXAPT 1	EXAPT 1.1	EXAPT 2	EXAPT 3
図形処理		点、直線、円 変換マトリックス	点、直線、平面、円 ベクトル 変換マトリックス タブシル 点群	点、直線、円 変換マトリックス 点群	点、直線、円 変換マトリックス 点群	点、直線、円 輪郭の記述 (素材および仕上形状)	点、直線、円 タブシル関数 輪郭 点群
加工適用		機械加工全般	機械加工全般	心立て 穴あけ 深座ぐり 座ぐり リーマ仕上げ タップ立て 中ぐり フライス削り	心立て 穴あけ 深座ぐり 座ぐり リーマ仕上げ タップ立て 中ぐり フライス削り	心立て 穴あけ 深座ぐり リーマ仕上げ タップ立て 直線旋削 輪郭旋削 溝切り ねじ切り	心立て 穴あけ 深座ぐり エンドミル削り 座ぐり リーマ仕上げ タップ立て 輪郭フライス削り
加工技術機能		—	—	切削速度の決定 送りの決定 工具選択 加工手順の自動決定	切削速度の決定 送りの決定 工具選択 加工手順の自動決定で 利用者のパターンで指 定可	切削速度の決定 送りの決定 衝突チェック 加工領域の分割	切削速度の決定 送りの決定 衝突チェック 工具選択 (穴あけ) ミーリングの加工領域 の決定 穴あけ加工
適用工作機械		全 般 (2・1/2 軸)	全 般 (3 軸)	ボール盤 マシニングセンタ (1 軸)	ボール盤 マシニングセンタ (2・1/2 軸)	旋盤 (2 軸)	フライス盤 (2・1/2 軸)



工具番号	137165	58370	653783	16925
主軸回転数	1500	600	140	220
工具送り速度	0.2	0.25	0.33	2.0

TA1=TAP/DIAMET, 16, DEPTH, 18, TAT, 1, BEVEL, TOLPO  
WORK/TA1  
GOTO/TK2

図 12. EXAPT 1 ワークサイクル例

EXAPT 1, EXAPT 2 についてその概要を述べる。

#### 4. 6. 1 EXAPT 1

EXAPT 1 は表 6. に示す加工技術処理機能をもち、基本的には、加工物の最終形状を パートプログラム 上で定義するだけでその加工に必要なすべての作業がプログラムされる。たとえば、タップ作業の場合には図 12. に示すように、パートプログラムは TAP という主要語と／以下につづく修飾語であらわされる。修飾語はねじの径 (DIAMET)、深さ (DEPTH)、種類 (TAT)、および面とり (BEVEL) 指定を記述する。この パートプログラム に基づいて、タップ作業に必要なすべての情報が決定される。

まず切削加工手順すなわち センタ穴あけ、下穴あけ、面とり、タップ作業が決定される。つづいて使用する工作機械の工具ファイルより適した工具が選択され、最後に素材の材質を考慮して送り速度および切削速度が決定され、工具寸法を考慮して工具経路の計算が行なわれる。EXAPT 1 では穴位置を決めるための点定義のほか、直線や円周上に並ぶ点列や任意の軸対称の点列などの定義も行なえる。加工技術を定義する方法には次のようにいくつかのレベルがあり、これらを組み合わせて用いることもできる。

- (1) シングル ステートメント：工具経路を 1 ステップずつ指定する。
- (2) シングル オペレーション：センタ穴あけ、ドリル加工、リーマ加工などの単一作業を定義し、切削速度、送り速度を指定する。
- (3) ワークサイクル：最終作業だけ定義することで必要な作業の加工手順を自動決定する。(図 12. はこの例である)

#### 4. 6. 2 EXAPT 2

EXAPT 2 は EXAPT 1 にくらべると自動化レベルは低く、加工手順の決定や工具の自動選択機能は備っていないが、次のような特長をもっている。

##### (1) 切削領域の分割

旋削作業では素材から仕上形状になるまで何回もの切削作業を繰返して行なうのが普通であるが、このシステムではパートプログラム上で素材と仕上形状を記述すれば個々の分割された切削動作が自動的に決定される。分割の基本形式は図 13. のように TURN 命令と

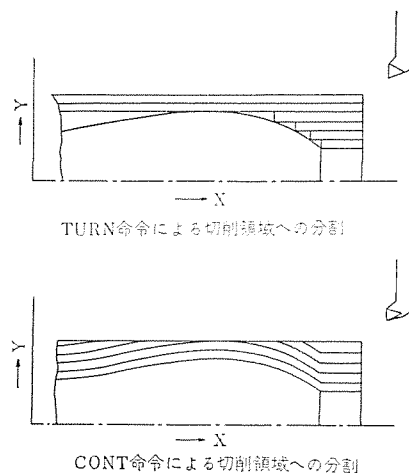


図 13. 切削領域分割の基本形式

CONT 命令の二通りがある。いずれの場合も分割の数を最小にするように工具ファイルより与えられる最大許容切削幅に基づいて分割される。

##### (2) 衝突チェック

###### (a) 工具と工作機械との衝突チェック

パートプログラムによって加工物の素材、仕上形状と同時に使用するチャックの形状を入力する。処理としてはまず加工物とチャックを組合せ、素材および仕上形状がチャックの内側にある場合にはその輪郭線をチャックの形状に一致させる。そのうえで工具の運動が仕上形状の内側で行なわないように制限して工具とチャックとの衝突を避ける。

###### (b) 工具と加工物の衝突チェック

指定された工具により、指定された取付面で加工する場合、形状によっては工具と加工物の間に衝突を生じることがある。そのため指定された工具の刃先が、工具の衝突なしに最大限切削可能な領域を計算し、それを新たな仕上形状とする。この結果削り残しの部分を生ずる場合も起こりうるが、これは工具を交換するか加工物の取付けをかねて再加工する。

##### (3) パートプログラム

EXAPT 2 のパートプログラムの言語記述のおもなものは次のようにわけられる。

- (a) 一般記述部：機械名、部品名、使用チャックなど
  - (b) 素材形状記述部：部分の幾何学的定義およびその接続状態の定義。
  - (c) 仕上形状記述部：同上
  - (d) 加工技術定義部：切削領域の分割形式、送り方向仕上げ方法、工具、工具位置補正などの指定。
  - (e) 実行処理記述部：加工法、加工位置の呼出し実行の指定
- 図 14., 15. に部品図とそのパートプログラムの一例を示す。



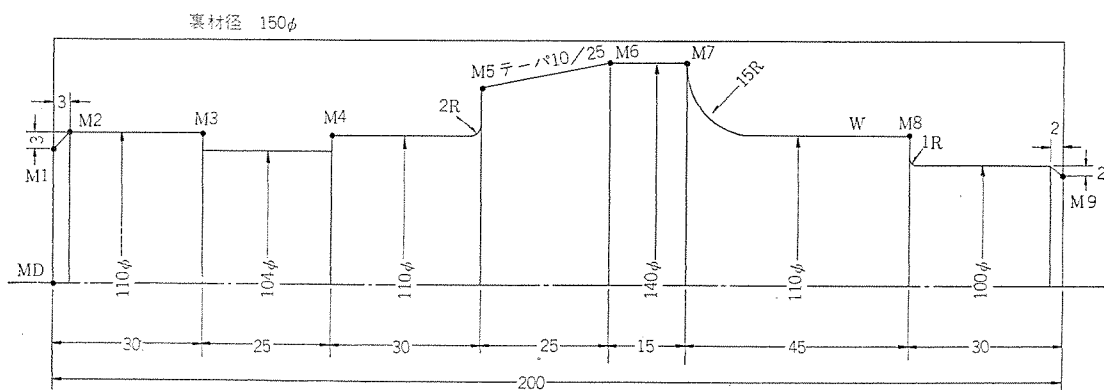


図 14. EXAPT 2 部品図例

一般記述部
素材形状記述部
仕上形状記述部
加工技術定義部
実行処理記述部

```

PARTND/EXAPT2 TEST PART PROGRAM.
MACHIN/MELDAS,5230
MACHDI/10.99,0.01,1.27,150,2000,1
CLPRNT
PART/MATERL,203
CHUCK/1.0,150,15,20,20

**
** GEOMETRIC DEFINITIONS. *****
C1 =CIRCLE/140,70,15
L1 =LINE / 85,65,110,70

**
** BLANK WORK DEFINITIONS. *****
CONTR/BLAND
BEGIN /O.O,YLARGE,PLAN,0
RGT /DIA,150
RGT /PLAN,200
RGT /DIA,0
TERMC0

**
** PART DEFINITIONS. *****
SURFIN/FIN
CONTR/PARTCO
M0,M1,BEGIN /O.O,YLARGE,PLAN,0,BEVEL,3
M2, RGT /DIA,110
M3, RGT /PLAN,30
LFT /DIA,104
LFT /PLAN,55
M4, RGT /DIA,110,ROUND,2
LFT /PLAN,85
M5, RGT /L1
M6, FWD /DIA,40
M7, RGT /C1
M8, FWD /DIA,110
RGT /PLAN,170,ROUND,1
M9, LFT /DIA,100,BEVEL,2
RGT /PLAN,200
RGT /DIA,0
TERMC0

**
** MACHINING DEFINITIONS. *****
A1 =TURN/SO, LONG, TOOL, 1,1,SETANG,90,ROUGH
A2 =CONT/SO, LONG, TOOL, 2,2,SETANG,90,ROUGH
A3 =CONT/SO, TOOL, 3,3,SETANG,90,FIN
A4 =CONT/SO, TOOL, 4,4,SETANG,90,FIN

**
** 1ST CHUCKING. *****
CLAMP /U
CUTCOC/BEFORE
COOLNT/ON
WORK /A1
CUT /M9,RE,M3
WORK /A2
CUT /M9,RE,M3
WORK /A3
CUT /119,RE,M3
COOLNT/OFF

**
** 2ND CHUCKING. *****
CLAMP /200,IVVERS
COOLNT/ON
WORK /A2
CUT /M1,TO,M6
WORK /A4
CUT /M1,TO,M6
COOLNT/OFF

**
FINI
    
```

図 15. EXAPT 2 パートプログラム例

#### 4. 6. 3 データファイル

EXAPT では工具、加工手順、切削条件を自動決定する機能をもっているが、その処理のために加工法、材料および工具に関する切削加工技術上の基本的データをあらかじめ登録しておく必要がある。これらをデータファイルと呼ぶがそのおもな内容を次に示す。

##### (1) 工具ファイル

工具の形状寸法および工具の諸特性のデータよりなり、NC 工作機械に使用するすべての工具が含まれていなければならない。

##### (2) 材料ファイル

加工物の材料それ自体の性質を表わすデータと、特定の工具材質との組合せに依存するデータよりなる。

##### (3) 加工法ファイル

工具の選択および工具順序の決定を行なうためのデータで、たとえばドリルの下穴加工の径やリーマ加工のとりしろなどがある。

## 5. む す び

NC 工作機械の普及とともに、ますます重要度を増しつつある利用技術としてのプログラミングについて概説したが、実際のテープ作成に当ってはそれぞれの説明書類を熟読するとともに対象に適した手法を考案する必要がある。テープ作成の生産性を高める自動プログラミングは計算機の普及とともに今後一層の発展が期待される。

(昭和 49-4-25 受付)

当 者 の 登 録 実 用 新 案

登録番号	名 称	考 案 者	登録番号	名 称	考 案 者
992445	エレベータ用針車の ロック 装置	保 田 啓 一・八 木 俊 之	995095	照明器具	石 井 重 行
991595	電気時計装置	神 本 明 輝・林 正 之	995096	抵抗器	三 橋 英 一
991598	金属板圧延柱の蛇行検出装置	立川清兵衛・小 畑 哲 男	995097	可変抵抗器	神 本 明 輝
991596	二温度式冷蔵庫	海 野 賢	995098	電気掃除機のコード収納装置	宇 佐 見 忠
991597	二槽式洗濯機	{岡田耕作・榎沢重价 岡田利男	995099	照明器具用笠	桂 秀 年・二木 盈 行
991786	ライナースペーサ	立 石 俊 夫	995100	照明器具	石 井 重 行
991787	タイムスイッチ	元 木 義 明	995101	半導体整流素子の故障検出装置	鈴 木 敏 夫
991788	タイムスイッチ	新 川 成 美	995102	照明用笠	{桂 秀 年・足立 吉 弘 高 田 弘
991789	タイムスイッチ	新 川 成 美	995103	照明器具用笠	{桂 秀 年・二木 盈 行 鈴木政勝・石井 堂 路
991790	液体封入形回転電機	{有働 星 一・高井 一 三 生駒 鎮 郎・広田 秀 雄 生原 春 夫・鳥居 陸 男	995104	照明器具	{桂 秀 年・二木 盈 行 鈴木政勝・林 久 美 雄
991791	扇風機	炭 籠 忠 一	995105	冷蔵庫の霜取装置	荒 野 喆 也
991792	表示ランプの制御回路	小 林 茂・金井 三 男	995106	冷蔵庫の庫内乾燥防止装置	河村伊佐夫・西 郷 勝
991793	けい光灯スタンド	鷹 木 一 仁・今 井 将	995107	円筒形機器の包装装置	赤羽根正夫・根 岸 宣 匡
991794	トルク計装置	山 本 明	995108	退色試験器	小 池 義 郎
991795	直巻整流子電動機 of 速度制御装置	遠 藤 吉 隆・岡 上 廉	995109	電気掃除機用叩き出し床ブラシ	高 橋 豊
991796	電磁開閉器の接触子装置	長 尾 良 章	995110	エアポンプの吸排気弁	森 田 清 司・黒 沢 勝 治
991797	テレビジョン 受像機用脚	{渡 部 茂・内 田 安 三 輪 美 嘉	995111	車両用電気暖房器の取り付け装置	{町原義太郎・近 藤 正 司 日比野浩一
991798	静電 フィルタ	平 山 建 一	995112	エアポンプ	服 部 信 道・森 田 清 司
991799	洗浄装置付き流し台	鶴 谷 嘉 正・宇 佐 見 忠	995113	衣類乾燥器	小 林 雅 和
991800	抵抗体	井 上 武 男・石 井 勇 雄	995114	導波管切換え駆動回路	嶋 田 正
991801	施回窓装置	佐 伯 義 行	995115	エアポンプ	{服 部 信 道・森 田 清 司 黒 沢 勝 治
991802	電気量測定装置	小 倉 新 三	995116	エアポンプ	{服 部 信 道・森 田 清 司 黒 沢 勝 治
991803	姿態変換器	真 鍋 禎 男	995117	エアポンプ	{服 部 信 道・森 田 清 司 黒 沢 勝 治
991804	ヒューズ 取付装置	増 田 三 郎・熊 田 泰 治	995118	冷凍圧縮機の起動装置	菊 地 照 弘
991805	陰極支持装置	小 林 弘 男	995119	螢光灯器具のカバー着脱装置	小 松 百 男・鈴 木 実
991806	陰極支持装置	小 林 弘 男	995120	冷蔵庫の据付け高さ調整装置	植 田 治 光
991807	照明器具昇降装置	橋 本 武 雄・鈴 木 実	995121	冷蔵庫の棚装置	永 野 幸 信・石 倉 正 男
991808	半形半導体素子 スタック	大 沢 喜 信・上 岡 康 宏	995122	電子計算機の空気調和装置	川 上 弘 二・西 健 一
991809	半導体装置	山 本 勇	995123	冷蔵庫	織 田 隆 嗣
991810	空気清浄装置	田 畑 則 一・森 貢	995124	冷蔵庫	織 田 隆 嗣
991811	放電灯安定器	増 田 裕・岡 田 恒 宏	995125	冷蔵庫	西 郷 勝
991812	周波数継電装置	鈴木健治・三 宅 康 明	995126	冷蔵庫	西 郷 勝・河村伊佐夫
991813	周波数継電装置	北 浦 孝 一	995127	温度調節器感温筒の取付装置	中 島 勇
991814	電圧制御装置	堤 長 之	995128	冷蔵庫等の棚受装置	木 南 勤
992882	電磁開閉器	松 尾 正 孝	995129	冷蔵庫	荒 野 喆 也・河村伊佐夫
992881	多周波用 アンテナ	大 林 愛 弘・若 田 和 明	995130	内切機用移動台制御装置	柏 原 正 信
992883	断熱管	松 尾 清	995131	船舶用機関操縦装置	山 根 恒 夫
995090	温水器	奥 田 丈 一・鶴 谷 嘉 正	995132	ジェット渦巻組合せポンプ	{井上誠治・板谷 芳 之 伊 藤 義 樹
995091	エスカレータ の 踏 段	江 崎 茂	995133	食器洗い器の食器かご	{小 川 昇・森 本 敏 夫 村 岡 和 典・宇 佐 見 忠 岡 島 清 二
995092	帯融装置試料支持装置	荒 居 徹			
995093	照明器具の点滅器の引き紐装置	{山 崎 肇・保 田 智 行 鷹 木 一 仁			
995094	螢光灯器具のカバー着脱装置	{山 崎 肇・今 井 将 石 川 孝 司			

## 次号予定

三菱電機技報 Vol. 48 No. 8

## 研究特集

### 《特集論文》

- 計算機による色彩図形情報処理
- 弾性付属物を有するスピン衛星の姿勢運動の解析
- 高気圧 SF<sub>6</sub> ガスの絶縁破壊における電極効果
- 遷移金属を添加した LiNbO<sub>3</sub> 単結晶の成長と物性
- 電子写真用 CdS 粉末結合剤の検討
- プラスチック成形品の凍結応力
- 新シリコンエピタキシャル成長法
- 高耐圧ブレーナ技術
- 簡易レーダ用 MIC モジュールの開発
- プラズマディスプレイ用のトランジスタ・マトリックス駆動回路

- 生産システムの自動化
- 半導体制御による工業用ミシンの自動化

### 《普通論文》

- 開放空冷ユニットパッケージ形ガスタービン発電機
- 新交通システム CVS 車両用電機品
- 大気中電子ビーム溶接機
- 三菱石油(株)水島製油所納め電力設備運用の合理化・自動化システム
- 128 K バイト MOS IC メモリ装置
- 人工衛星用太陽電池パネル

### 《技術講座》

- 数値制御装置シリーズ(5)

## 三菱電機技報編集委員会

委員長	松岡 治	常任委員	久松 章三
副委員長	神崎 遼	"	本間 吉夫
常任委員	伊藤 一夫	"	武藤 正
"	上田 重夫	"	吉山 裕二
"	宇佐見 重夫	委員	粕谷 一雄
"	大田 重吉	"	坂田 那寿
"	北川 和人	"	橋爪 基
"	外野 範吾	"	待鳥 正
"	祖父江 晴秋	"	吉武 正彦
"	塚本 信雄	"	若宮 佐三

(以上 50 音順)

三菱電機技報 48 巻 7 号

昭和 49 年 7 月 22 日印刷 昭和 49 年 7 月 25 日発行「禁無断転載」定価 1 部 金 200 円(送料別)

### 編集兼発行人

東京都千代田区丸の内 2 丁目 2 番 3 号

松岡 治

### 印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 12 番地  
(郵便番号 162)

大日本印刷株式会社

### 印刷者

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 12 番地

高橋 武夫

### 発行所

東京都千代田区丸の内 2 丁目 2 番 3 号(郵便番号 100)

三菱電機株式会社内

「三菱電機技報社」

(電話) (03) 218 局 2327 番

### 発売元

東京都千代田区神田錦町 3 丁目 1 番地(郵便番号 100)

株式会社 オーム社書店

(電話) (03) 291 局 0912 番 振替口座 東京 20018 番