

MITSUBISHI DENKI GIHO
三菱電機技報

Vol.43 February 1969
宇宙開発特集

2

メキシコ通信運輸省(SCT)向け 大口径アンテナ





宇宙開発特集

目次

《特集論文》

茨城衛星通信所第2アンテナ

西田昌弘・糸原志津夫・喜連川 隆・水沢丕雄・西村昭三・木下親郎・石井康一

..... 篠原英男・別段信一・松村雅司...227

メキシコ納め衛星通信用大口径アンテナ

丸浜徹郎・森川 洋・阿部 修・遠藤義昭・尾形良征・竹内政和・吉田 連

..... 塚田憲三・水沢丕雄...245

メキシコ納め衛星通信用大口径アンテナの据付..... 福島幾藏・上村三郎・金沢 熙・大石雅巳...258

衛星通信用広帯域変復調装置..... 阿部 修・西山 猛・岡野 晃・中西道雄...265

太陽電波観測用 160 MHz 複合干渉計..... 土屋 淳・渋谷暢孝・山前瑞穂・伊藤卓司・金城益夫...271

人工衛星打上げロケットの誘導制御..... 郷 鉄夫・加藤亮一・田中 稔...276

航行衛星用トランスポンダ..... 近藤五郎・甲野克洋...285

インテルサット III 号商業通信用衛星電源制御器..... 吉田武彦・近藤五郎・中村 悟・向井長夫・吉沢達夫...291

人工衛星用アンテナ..... 武市吉博・信岡正裕・小野 誠・中村雅澄...297

フューズドアレイ用マイクロ波フェライト回路..... 中原昭次郎・紅林秀都司...302

ロケット用埋込み形アンテナ..... 武市吉博・河村 孝・小野 誠...309

液体ヘリウム冷却パラメトリック増幅器システム

..... 明石克寛・神頭徳治・白幡 潔・武富大児・立山 茂・折目晋啓・池川秀彰...313

《普通論文》

原子炉用中性子検出器—CIC および ¹⁰B カウンター..... 小林一夫...323

極低温における金属の電気的・熱的性質..... 小俣虎之助・田中光雄・平田郁之...329

《技術講座》

アナログ計算機のプログラミング(2) —伝達関数, 偏微分方程式の解法—..... 桑田 博・井塚秀弥・佐藤 毅...335

《新製品紹介》

342

新形 PF パッケージ冷房装置・CD 形直流操作電磁接触器・GT シリーズ産業用パッケージ空気調和装置・高周波誘導周波数変換器・165 mm 携帯用丸ノコ

《ニュースフラッシュ》

347

SHF 形大容量ガスシャ断器形式試験完了・サイリスタ無整流子電動機実動開始・小名浜製錬(株)向け大電流平形サイリスタ整流器完成・八幡製鉄(株)君津製鉄所向け粗圧延用同期電動機完成・高速大容量ソリッドボール同期電動機あいついで完成

《表紙》

メキシコ通信運輸省(SCT)向け大口径アンテナ

国際的衛星通信網が確立の途上にあり、各国で地球局の建設が計画されているが、中南米では初めて、メキシコ通信運輸省が地球局の建設に踏み切ってから1年足らずで、メキシコシティから150 kmにある小さな町に直径32 mという世界最大のアンテナが建設された。

このアンテナは随所に画期的な新しい技術が折り込まれており、性能上は世界の商業用衛星通信地上局として一級品の折り紙がつけられ、さらには発展途上にあるメキシコの技術者のみで容易に運転できるよう配慮されている。

完成後の初めての仕事が、あの美しいメキシコ風俗を世界各国に見せてくれた第19回メキシコオリンピックの実況中継であった。





SPECIAL EDITION FOR SPACE DEVELOPMENT

CONTENTS

SPECIALLY COLLECTED PAPERS

The 2nd Antenna at Ibaraki Earth Station, Japan M. Nishida • S. Itohara • T. Kitsuregawa • M. Mizusawa • S. Nishimura • C. KinoshitaK. Ishii • S. Betsudan • M. Matsumura...	227
Large Diameter Communication Earth Station Antenna for Mexico T. Maruhama • H. Morikawa • O. Abe • Y. Endo • Y. Ogata • M. Takeuchi • M. YoshidaK. Tsukada • M. Mizusawa...	245
Installation of a Huge Communications Antenna in Mexico for the Olympic GamesI. Fukushima • S. Kamimura • H. Kanazawa • M. Ooishi...	258
Wideband Modulator and Threshold Extension Demodulator for Communication Satellite Earth StationO. Abe • T. Nishiyama • A. Okano • M. Nakanishi...	265
160 MHz Compound Interferometer for Solar Radio ObservationA. Tsuchiya • N. Shibuya • M. Yamasaki • T. Itô • M. Kinjô...	271
Guidance and Control of Satellite Launch Vehicles.....T. Goh • R. Katoh • M. Tanaka...	276
Transponder for Navigation Satellite.....G. Kondoh • K. Kohno...	285
Electric Power Subsystems for INTELSAT-III Commercial Communication SatelliteT. Yoshida • G. Kondoh • S. Nakamura • T. Mukai • T. Yoshizawa...	291
Antennas for Artificial Satellite.....Y. Takeichi • S. Nobuoka • M. Ono • M. Nakamura...	297
Microwave Ferrite Devices for A Phased Array.....S. Nakahara • H. Kurebayashi...	302
Flush-Mounted Antennas for Rockets.....Y. Takeichi • T. Kawamura • M. Ono...	309
Parametric Amplifier System Cooled with Closed Cycle Liquid Helium RefrigeratorK. Akashi • N. Kanto • K. Shirahata • D. Taketomi • S. Tateyama • N. Orime • H. Ikegawa...	313

TECHNICAL PAPERS

Neutron Detectors for Nuclear Reactor.....K. Kobayashi...	323
Electrical and Thermal Properties of Metal at Very Low Temperature.....T. Komata • M. Tanaka • I. Hirata...	329

TECHNICAL LECTURE

Programming of Analog Computer (2).....H. Kuwata • S. Izuka • T. Sato...	335
--	-----

NEW PRODUCTS	342
--------------	-----

NEWS FLASH	347
------------	-----

COVER EXPLANATION

Large-Diameter Antenna for Space Communication

International satellite communication networks are now being established. Various countries are planning to construct earth stations in this connection. In the Central and South America the Mexican Ministry of Communication and Transportation was the first to realize the project and an antenna of 32 m in diameter, the largest in the world, has been built in a small town 150 km from Mexico City. The antenna has been manufactured on epochal technique taken up everywhere, being recognized as a first class installation among the world commercial satellite earth stations. Special attention has been paid in the design to facilitate its operation by domestic engineers in that country which is on the road of development. The first operation of the installation after the completion was relaying the broadcast of the scenes on the 19th Olympic Games in Mexico, in which beautiful custom was introduced to the world TV viewers.

UDC 621.396.673/.677 : 621.396.946

茨城衛星通信所、第2アンテナ

西田昌弘・糸原志津夫・喜連川隆・水沢丞雄・西村昭三・木下親郎
石井康一・篠原英男・別段信一・松村雅司

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P227~244

このアンテナ系は国際電信電話株式会社のご指導のもとに、三菱電機が同社茨城衛星通信所に建設したもので、昭和43年1月完成、同3月25日開局、わが国の国際電話、TVの宇宙中継に活躍している。このアンテナ系はICSCの定める標準地球局アンテナの具備すべき、性能を十分に満たす世界でも最初に完成した第一級アンテナである。アンテナは直径27.5mの高利得、低雑音温度の大形カセグレンアンテナで、いかなる軌道の通信衛星も追尾できる、Full Steerabilityで、自己追尾、 プログラム制御および手動制御により高精度に衛星を追尾すること  ができる。

UDC 621.396.9 : 523.164

太陽電波観測用160MHz複合干渉計

土屋 淳・渋谷暢孝・山前瑞徳・伊藤卓司・金城益夫

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P271~275

東京大学東京天文台の計画により長野県南佐久郡南牧村野辺山に建設される太陽観測用の電波干渉計の仕様と動作原理について述べてある。この装置は160MHz、左右両旋円偏波で太陽面を毎秒10回走査しながら受信するもので、東西および南北方向に並んだ11基と6基のアンテナからなる二つの独立した干渉計から構成されている。東西干渉計の全長は約2.3km、南北干渉計は約1.4kmであり、ビーム半値幅がそれぞれ1.8および3.3の扇形ビームとなっており、複合干渉法を採用して分解能を高めている。またビーム走査のために遅延線を使用した新しい給電法を開発し、 位相安定度の高いシステムとして構成されている。

UDC 621.396.673/.677 : 621.396.946

メキシコ納め衛星通信用大口径アンテナ

丸浜徹郎・森川 洋・阿部 修・遠藤義昭・尾形浪征・竹内政和
吉田 連・塚田憲三・水沢正雄

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P245~257

衛星通信用地上局アンテナをメキシコに納入した。このアンテナは、メキシコオリンピック中継に初使用され、今後メキシコの通信の荷い手として活躍することになるが、その特長として掲げられるものは、世界最大径である32mφ(105ft)の主反射鏡をもち受信効率70%という高能率である。仰角5°における雑音温度は40°K以下である。特殊な導波管ロータリジョイントを用いて、方位軸の可動範囲を±200°に広げ、0.0003°/sから1°/sと広い速度範囲を電気駆動で実現している。単一チ  ャネル追尾受信機で、高次姿勢を用いた同時ロービング方式の自動  追尾を行なっている。

UDC 629.19 : 533.665

人工衛星打上げロケットの誘導制御

郷 鉄夫・加藤亮一・田中 稔

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P276~284

同期(準静止)衛星の打上げロケットについて、可能性のある誘導制御システムの概要を述べ、これに関連する誤差の原因などを論じた。また、説明に現実性を与えるため、ロケットの性能を仮定して衛星の打上げ能力(精度)を試算し、さらに、衛星を地球の自転に完全に同期させるために要求される速度修正能力を推算してみた。ただし、用いた数値は、一応の妥当性を持つとは考えられるが一つの仮定に過ぎず、したがって、現実の開発計画との関連性はない。

UDC 621.396.673/.677

メキシコ納め衛星通信用大口径アンテナの据付

福島幾蔵・上村三郎・金沢 勲・大石雅巳

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P258~264

衛星通信用地上局は、ここ数年大きく飛躍した新しい産業であり、設置する各国においても、建設を含めて装置の製造業者に発注する場合が多く、当社が受注したメキシコ向け衛星通信用アンテナも据付、調整波してであった。これはわが国ではじめての衛星通信用アンテナの輸出であり、当社にとっても、初の海外向け大形アンテナの建設である。総重量330tにおよぶアンテナ機材の輸送、建設およびアンテナ基礎の土木工事をメキシコで下請けさせ、当社から技術指導員を派遣して工事の推進をはかり、土木工事は約4ヶ月、アンテナの据付調整を約5ヶ月の工事期  間で完了させて、メキシコオリンピックの宇宙中継に供することができた。

UDC 621.37/.38 : 629.19

航行衛星用トランスポンダ

近藤五郎・甲野克洋

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P285~290

航行衛星トランスポンダを利用した船舶、航空機の航行援助および航行サービスのためのシステムに関する検討を行ない、アクティブ測距方式、使用周波数および変調方式、信号列の構成、測距容量について論じた。これらの結果、アクティブ方式では18,000~20,000calls/hが限度であるので、さらに容量を増大するため、パッシング共用の測位方式の提案について概説を行なった。トランスポンダとしては、代表的なPulse typeのものとCW type測距方式の試作装置の概要を説明する。これは、運輸省の電子航法研究所からの注文による研究用のEngineering Modelである。

UDC 621.396.946 : 621.376

衛星通信用広帯域変復調装置

阿部 修・西山 猛・岡野 晃・中西道雄

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P265~270

国際商業衛星通信用の広帯域変調器とThreshold Extension Demodulatorの設計理論ならびに実用結果について報告する。

衛星通信においては、低いCNRにおいて所要のSNRをうるためにきわめて大きい周波数偏移を使用する。ここに報告する変調器は最大周波数偏移±16MHz、変調直線性2%/±18MHzの性能を有する。また新規のループ構成理論にもとづく周波数負帰還方式Threshold Extension Demodulatorは、電話用においては2dB、#3品質のカラーTV伝送用においても2dB以上ICSC規格を上回っている。これら  はいずれも国際電信電話茨城衛星通信所においてその性能が実証され  ている。

UDC 621.37/.38 : 629.19

インテルサット3号商業通信衛星電源制御器

吉田武彦・近藤五郎・中村 悟・向井長夫・吉沢達夫

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P291~296

米国COMSAT INTELSATの代表(on behalf of the International Telecommunications Satellite Consortium(INTELSAT))がTRW SYSTEMSに発注した。インテルサット3号商業通信衛星について当社はinternational participationとしてElectrical power systems(Power control unit,shunt and equipment converter)のpre-production modelとFlight modelを試作する機会をえた。

この衛星は5年の長寿命で高信頼性を要求されるので、製作の上で、色々な手法、経験を必要と  した。

これらSubsystemsの機  能、試験、品質保証管理の概要を説明する。

UDC 621.396.946 : 629.19

人工衛星用アンテナ

武市吉博・信岡正祐・小野 誠・中村雅澄

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P297~301

人工衛星用のアンテナは人工衛星の軌道、姿勢安定法により特殊な放射特性が要求される。本文では人工衛星用アンテナの放射特性に対する必要条件をまとめ、これらの条件のうち全立体角無指向性および可変指向性の放射パターンをもつアンテナ方式およびそれらにおける問題点について考察し、8素子ユニポールで構成した全立体角無指向性アンテナおよび各種の電氣的アスペランアンテナについての若干の研究結果を述べてある。



UDC 621.039.56

原子炉用中性子検出器 -CICおよび¹⁰Bカウンター-

小林一夫

三菱電機技報 Vol.43・No2・P323~328

当社が開発した原子炉用中性子検出器であるガンマ線補償形電離箱と¹⁰B塗布比例計数管の構造と諸特性、およびそれらの問題点についてのべた。とくにCICの補償特性に関しては、⁶⁰Coによる校正時と原子炉に実装したときの補償の差異について検討した。また研究炉における連続動作試験の結果についても簡単にふれた。



UDC 621.372 others

フェーズド アレイ用マイクロ波フェライト回路

中原昭次郎・紅林秀都司

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P302~308

ラッチング回路は、その優秀な高周波特性、小さな駆動電力および速い切換特性のため、人工衛星やレーダに用いられるフェーズドアレイ用のマイクロ波部品として急速に開発され、また実用化されるようになってきている。

本論文では、いくつかのラッチング回路の構造と特性について報告する。さらに、切換時の移相量の変動や切換周期の問題のX-バンド導波管形移相器での検討、およびストリップ線路可逆移相器の移相量と損失の理論的取扱いや、ストリップ線路非可逆移相器の金属板による特性改善について述べる。



UDC 537.312.62

極低温における金属の電氣的・熱的性質

小俣虎之助・田中光雄・平田郁之

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P329~334

超電導マグネットに用いられる超電導線材は表面に電気伝導、熱伝導のよい金属が被覆されている。一般には銅材が用いられるが、材料による電氣的性質、熱的性質の違いがマグネットの特性に大きく影響する。われわれは数種類の金属について極低温での電気抵抗、磁気抵抗効果、比熱、熱伝導などの電氣的・熱的性質を調べた。銅の4.2°Kにおける電気抵抗は常温の値の1/100~1/400程度に減少するが、材料による差が大きい。4.2°Kにおける磁気抵抗効果は磁場に対してはほぼ比例し、50kGの磁場で約2倍に増大する。超電導材料の極低温での熱伝導率は銅の数百分の一以下であり、銅被覆の重要なことがわかった。



UDC 621.37/.38 : 629.19

ロケット用埋込み形アンテナ

武市吉博・河村 孝・小野 誠

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P309~312

本文はロケットのテレメータ用として、空気抵抗のないようにロケットの機体に完全埋込み形とした小形、軽量のアンテナの研究結果を述べてある。アンテナの放射特性については単純化したモデルにより理論的な考察を行ない、ロケットの直径が1波長以下なら、すべての方向に対し、電界の全成分が同時に零にならないことを示してある。得られたアンテナの電氣性能は周波数範囲295.5±1MHzにおいて50Ω、同軸給電線に対し入力電圧定在波比2以下、放射パターンは電界のすべての成分が同時に零となる方向がない。また重量は470gとなっている。



UDC 681.33.06

アナログ計算機のプログラミング (2)

—伝達関係、偏微分方程式の解法—

桑田 博・井塚秀弥・佐藤 毅

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P335~341

第1回で、概要および常微分方程式の解法に関して紹介したが、第2回では、非常によく使用される伝達関数および偏微分方程式の解法を紹介することにする。



UDC 621.375 para

液体ヘリウム冷却パラメトリック増幅器システム

明石克寛・神頭徳治・白 幡 潔・武富大児・立山 茂・折目晋啓・池川秀彰

三菱電機技報 Vol.43・No.2・P313~321

商用衛星通信地上局用ヘリウム冷却パラメトリック増幅器システムを全自社技術をもって開発した。4.2°K小形冷却装置をはじめ、冷却用バラクタ、サーキュレータ等の主構成部品は自社製品である。システムは冷却パラメトリック増幅器2段、室温パラメトリック増幅器1段、トンネルダイオード増幅器1段からなり、利得45dB、帯域幅500MHz、雑音温度20°Kである。本文ではシステム設計上の問題点、予備実験システム、雑音温度の測定に関して種々検討を行ない、えられた諸特性について述べる。



茨城衛星通信所第2アンテナ

西田 昌弘*・糸原 志津夫**
 喜連川 隆***・水沢 丕雄+
 西村 昭三**・木下 親郎**
 石井 康一**・篠原 英男**
 別段 信一**・松村 雅司**

The Second Antenna at Ibaraki Earth Station, Japan

Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd. Masahiro NISHIDA・Shizuo ITOHARA
 Mitsubishi Electric Corp., Central Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA
 Mitsubishi Electric Corp., Kamakura Works Motoo MIZUSAWA
 Mitsubishi Elec. Corp., Comm. Equipment Works Shoso NISHIMURA・Chikao KINOSHITA
 Koichi ISHII・Hideo SHINOHARA
 Shinichi BETSUDAN・Masaji MATSUMURA

An antenna system has been constructed by the Mitsubishi Electric Corporation at KDD Ibaraki Satellite Communication Center under the instructions of KDD. Since the completion of the work in January, 1968 and the opening on March 25, it has been in full swing with international tele-communication and TV space relaying via communication satellite. This antenna system is a first class antenna completed for the first time in the world to satisfy the performance to be provided by the standard earth station antenna in conformity with ICSC. It is a large cassegrain antenna with a reflector of 27.5 m in diameter, of high efficiency and low noise temperature, and of a full steerability so as to enable to communicate with a communication satellite in any orbit. By use of an autotracking equipment and program control equipment, the antenna is capable of tracking a satellite automatically with high accuracy.

1. ま え が き

1965年6月29日、大西洋上にINTELSAT-I号衛星(アーリーバード)が打ち上げられ、欧米間で電話およびテレビの商業衛星通信が開始されてすでに3年半を経過し、また太平洋上にINTELSAT-II号系衛星が上がって日米間の通信が実用になってから、1年半経過している。

また、近くには、INTELSAT-III号系が上がる予定で、この衛星系の配置によって全世界の商業衛星通信網が確立されることになっており、その進歩の速さは全く目をみはるものがある。

初期の時代の衛星通信用地球局は、各国とも実験用装置を改修して実用に供したので、各地球局の性能の不そろいが世界衛星通信系を構成するうえに不都合があった。このことからICSCにより、これら地球局が具備すべき性能として、いわゆる標準地球局なる条件が示されるようになってきた。

また一方、衛星系によるトラフィックが、衛星自身の性能改善以上に顕著な需要増を示し、限られた衛星容量の中で、できるだけ多くの回線を経済的に構成しううために地球局性能のなおいっその改善が求められている。

以上のような経過から、最近標準地球局の建設が各国において強力に進められ、また計画されつつあるが、地球局性能を左右する最も重要な要素は、アンテナの性能にかかっており、各地球局とも、アンテナの技術的な性能向上のために、しのぎを削っている現状にある。

国際電信電話株式会社茨城衛星通信所の第2施設は、標準地球局として世界に先がけて建設されたものであるが、そのアンテナを担当することになった三菱電機は、国際電信電話株式会社のご指導の下に全技術力を結集して設計・製作を進め、43年1月完成をみたものである。そして、その後3月よりINTELSAT-II F-4号衛星を用いた対米回線に供されている。

このアンテナは、多くの点において特長を有しており、なかでも、24時間の連続運用のもとに15年間の設計寿命を目標していること、またきわめてせん(尖)鋭なビームをつねに衛星に指向させるため、とくに、耐風性能についても十分の配慮がなされている。これらの性能は外国からも一流のものとして認められており、現在製作中の山口衛星通信用アンテナもこの報告に述べる茨城衛星通信所第2アンテナの機能を基本としている。

2. 設計の基本方針

第2アンテナを設計するうえの基本的な考え方は、ICSC(Interium Communications Satellite Committee; 通信衛星暫定委員会)が定めている標準地球局の具備すべき性能⁽¹⁾をもつとともに、24時間の連続運用のために高信頼度、保守運用の容易化、さらに建設費、および運用費などの経済性に最も重点⁽²⁾をおいてなされている。

これらの所要の条件を満足させるための設計方針の具体的事項はつぎのとおりである。

2.1 アンテナの利得対雑音温度比(システムG/T比)

標準地球局としてアンテナに課せられる最大の条件は、受信系のシ

* 国際電信電話(株)衛星通信建設部(工博) ** 国際電信電話(株)衛星通信建設部
 *** 三菱電機(株)中央研究所(工博) + 三菱電機(株)鎌倉製作所
 ** 三菱電機(株)通信機製作所

表 2.1 商用通信衛星の性能諸元
Principal performance of commercial communication satellite.

衛星名称	INTELSAT-I	INTELSAT-II	INTELSAT-III
形状	円筒形 高さ 59 cm, 直径 72 cm	円筒形 高さ 67 cm, 直径 142 cm	円筒形 高さ 94 cm, 直径 142 cm
重量	39 kg	87 kg	118 kg
打上日	1965. 4. 6	F 1-1966. 10. 26 F 2-1967. 1. 11 F 3-1967. 3. 22 F 4-1967. 9. 27	1968 末頃以降
軌道	静止 18°W	F 1-中高度 F 2-静止 174°E 近辺 F 3-静止 9°W F 4-静止 176°E	F 1- 31°W F 2-174°E F 3- 60°W F 4-62.5°E
姿勢制御	スピン安定	スピン安定	スピン安定
アンテナ 受信係数 送信係数 偏波	4 dB 9 dB 直線偏波	4.6 dB 5.6 dB 直線偏波	(送受信とも機械的デスパンアンテナ) 13.5 dB 13.5 dB 円偏波
周波数 地球・衛星 衛星・地球	6,301±12.5 MHz, 6,390±12.5 MHz 4,081±12.5 MHz, 4,161±12.5 MHz (帯域幅 25 MHz)	6,283~6,409 MHz 4,058~4,184 MHz (帯域幅 126 MHz)	5,930~6,155 MHz, 5,195~6,420 MHz 3,705~3,930 MHz, 3,970~4,195 MHz (帯域幅 225 MHz×2)
中継器 雑音指数 方式 出力	10 dB 飽和形, 2組常用 6 W TWT (内 1 本予備)	6 dB 直線増幅, 2組 (内 1 本予備) 6 W TWT 4 本, 何本でも同時使用可	直線増幅
E I R P	常用 10 W	常用 25 W (TWT 3 本)	100 W
回線容量	電話 240 回線またはテレビ 2 回線	電話 240 回線またはテレビ 2 回線	電話 900 回線またはテレビ 4 回線
太陽電池	45 W	104 W	161 W

システム G/T 比である。ICSC の規定によると、

目標： $G/T \geq 40.7$ (dB), 仰角 5° , 晴天時 4 GHz にて
認可の条件： $G/T \geq 39 + 20 \log f/4$ (dB)

運用仰角, 晴天微風時, 500 MHz の全帯域
にわたって

ここに G : 受信機入力端におけるアンテナ系利得 (dB)
 T : 受信機入力端における受信系総合雑音温度 ($^\circ\text{K}$)
 f : 受信周波数 (GHz) とする。

このために

- (1) アンテナの利得を高くし, しかも雑音温度を低くする。
- (2) 給電系の損失を極力小さくする。
- (3) 500 MHz の全帯域にわたり受信機の雑音温度を低くすることが必要となる。

そこで, まずアンテナ系は雑音温度 20°K の低雑音受信機に接続されると想定し, 仰角 5° において 4 GHz におけるシステム G/T 比が最大となるよう設計を進め, 40.7 dB の G/T 比が達成できるよう各部の設計が進められた。

アンテナ形式の選定は従来の技術的成果と経験, さらに経済性を考えてカセレン方式を採用した。またレードムは降雨時の G/T 比の劣化を避けるために用いないこととした。これにより, 運用時における耐風速性に特に注意する必要があり, 風荷重を軽減するために開口率をできるだけ高くし, それだけ開口面積を小さくすることに努力が払われている。

2.2 対象とする通信衛星

このアンテナの対象とする衛星は Intelsat-II および III 号系衛星であるが, これらの衛星は表 2.1 にその諸元を示すように使用周波数, 帯域幅, 偏波方式などが異なっている。しかし両系に共用しうる給電系はアンテナの雑音温度のうえで望ましくないのをこれを

避け, 給電用立体回路部は Intelsat-II, および III 用にそれぞれ独立に製作し, 装置ごとと取換えてできる構造とした。

2.3 アンテナ指向制御

ICSC によれば標準地球局アンテナの Steerability は, 少なくとも軌道傾斜角 10° 以下, 経度ドリフト $\pm 10^\circ$ 以内の準静止衛星を追尾できればよいとしている。しかし, 将来の衛星系の発展を考え, 高度約 10,000 km 以上のあらゆる軌道の衛星をも追尾できるように, AZ-EL マウント方式による全天空指向性 (Full Steerability) が採用されている。

アンテナの衛星追尾モードは, 手動制御, 自己追尾モードのほか, さらにプログラム制御モードが採用された。自己追尾系のほか, これと全く独立したプログラム制御系を設けたのは, 一方の故障時における追尾系の信頼性の向上をはかること, さらにアンテナの利得, システム G/T 比の測定のため, 電波星を利用することを考慮したためである。また, 安定した通信を行なうために, アンテナ指向精度の設計目標値を $\frac{2}{100}$ 程度とし, 強風時においても衛星通信を続行しうるように各部の設計が進められた。

2.4 信頼性

衛星通信において地球局にどの程度の信頼度をもたせうかは経済性とも関連しきわめて重要な要素である。ICSC でも最近この問題の重要性を考慮して地球局は 99.8% の信頼度を達成するよう報告している。このアンテナは送受信系とアンテナ系の信頼度を等分に割当て, アンテナ系総合の信頼度⁽³⁾を 99.9% を目標として設計している。このために使用部品類はできるだけ実用経験のあるものを採用し, また電子機器部はすべて固体化しているが, さらににサブシステムは必要な冗長度をもたせて信頼度の向上をはかっている。運用時におけるアンテナの耐風速性に関しては, 具体的設計に先立ち, 風速, 風荷重, 機械構造上の特性などを, 統計資料および風洞実験などを

通じて検討し、少なくとも平均風速 22 m/s までアンテナを駆動して衛星を追尾できるように各部の設計を進めた。

2.5 保守・運用性

低雑音受信機は受信系総合雑音温度を低くするために給電用立体回路部に直結する必要がある、かつその保守が容易となるよう配置することが実用上きわめて重要である。

このために、他の地球局アンテナにみられるような低雑音受信機などを Feed cone 内部に設置するのを避けて、AZ 軸まわりに回転する通信機室に低雑音受信機などを設置できるように、ホーンリフレクタを一次放射器として採用した。

また、電子機器はアンテナ AZ 回転台上に設けられた通信機室に収納しており、予備を備えることによって故障時は自動切換えでき、しかも、主局舎の監視室から動作状態の監視および遠隔操作できるので、アンテナサイトには運用者を必要としない。

3. 装置の概要

第2アンテナは、前述の設計基本方針に基づき設計・製作されたものであり、建設後行なわれたもろもろの試験および43年1月末完成後 KDD により行なわれた地球局の性能試験結果によれば、ICSC の規定する標準地球局用として具備すべき性能を十分に満たしていることが確認され、43年4月26日より対米本土および対ハワイの電話、テレビ衛星回線に実用されている。

本章ではこのアンテナの装置の構成、主要なる特色および性能、諸元について述べる。

3.1 装置の構成

第2アンテナは、カセグレン空中線装置およびその制御装置各一式より構成されており、これらの構成を表3.1に、全系の系統図を図3.2に示す。

3.2 主要なる特色

(1) アンテナ

直径 27.5 m の反射鏡をもつ高能率、低雑音温度の大形カセグレンアンテナであって、とくに低仰角における 4 GHz のシステム G/T 比を高くするために深い反射鏡が採用されている。

一次放射器にはホーンリフレクタが採用され、この近接領域における放射特性を利用しているので送受信波帯でのアンテナ利得が高く、しかも EL 軸まわりに回転しない通信機室に低雑音受信機などを収納しているので機器の保守がきわめて容易である。さらに AZ 回転台上には送信用電力増幅機、周波数変換機などを収納する通信機室が設けられている。

(2) アンテナ指向性

アンテナは AZ-EL マウント方式による全天空指向形 (Full Steerability) であって、静止および中高度衛星のいずれをもきわめて高精度に追尾することができる。

アンテナの駆動にはサーボポンプ方式の油圧駆動が採用されており、駆動機構のアンチバックラッシュ機能、必要なとき随時切換えて使用できる予備装置などをもっている。

(3) 耐風速性

アンテナはレドームをもたないが、風速 33 m/s までアンテナを駆動して衛星を追尾することができる。さらに風速 45 m/s まで、アンテナを任意の方向で固定すること、ならびに天頂方向まで駆動 (Drive to stow) することができる。



図 3.1 茨城衛星通信所第2アンテナ
2nd antenna at Ibaraki Earth station.

表 3.1 装置の構成
Construction of equipment.

区分	品名	構成	具数	備考				
空 中 線 系	AU-1 形 カセグレン空中線装置	主反射鏡筒 反射鏡および同支柱	各1式	*EL および AZ 油圧 駆動装置、同予備駆 動装置1式よりなる				
		一次放射器 直線偏波用立体回路部 円偏波用立体回路部						
		EL 回転構造部 AZ 回転構造部						
		EL 駆動機構 AZ 駆動機構						
		油圧駆動部*						
		固定装置 天頂ロック装置						
		EL 角度検出機構 AZ 角度検出機構						
		ケーブル巻取装置						
		ベDESTAL 部						
		上部通信機構 下部通信機構 リフト、階段等						
		空 中 線 制 御 系			EW-1 形 空中線制御装置	制御増幅部 空中線制御架	1 架 1 架	
					EZ-1 形 電子計算機	MGP-21 プロセッサ	1 台	**EL, AZ 各1架
デジタル表示装置	1 台							
電動タイプライタ	2 台							
テープリーダー	2 台							
テープパンチャ サイクルコンバータ	1 台 1 台							
EZ-1 形 デジタル角度装置	検出部** 計数部		2 架 1 架					
EZ-1 形 演算装置	演算装置 (A)		1 架					
	演算装置 (B)		1 架					
	EZ-1 形 時刻装置			1 架				
FR-1 形 尾受價装置	高周波部	1 台						
	増幅検波部	1 架						
その他	風向、風速計など	1 式						

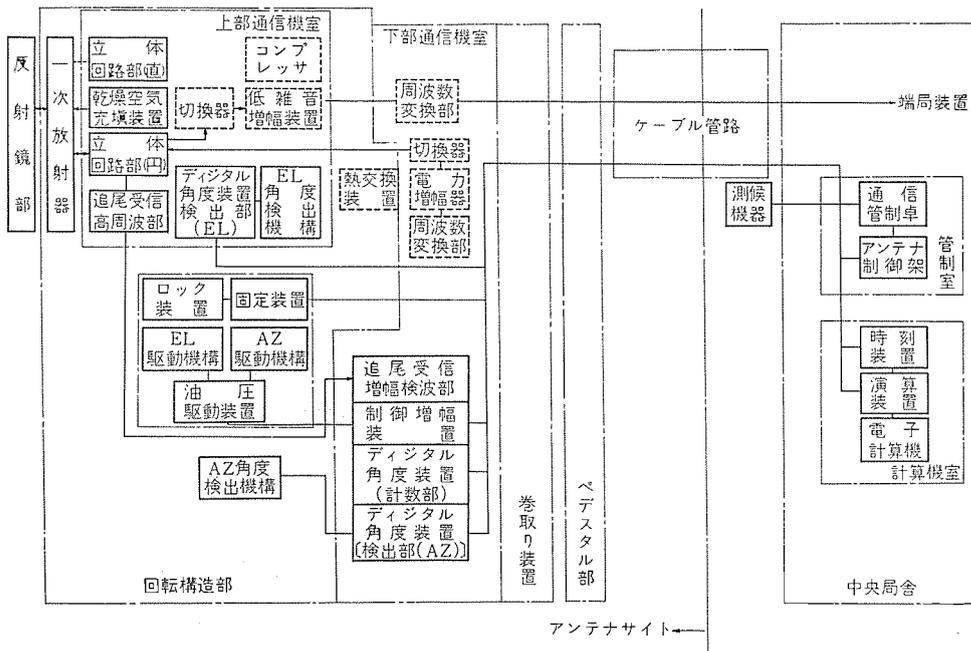


図 3.2 第2アンテナ系統図
Block diagram of 2nd antenna.

表 3.2 主要性能、諸元 Principal performance of antenna.

1. 一航	<ul style="list-style-type: none"> 対象とする衛星: Intelsat II および III 号系 アンテナ形式: ホーンリフレクタ給電によるニアフィールドカセグレンアンテナ方式 アンテナ可回転性: AZ-EL マウント方式による全天回転 追尾モード: 自己追尾, プログラム追尾および手動制御 	<ul style="list-style-type: none"> システム G/T 比* <ul style="list-style-type: none"> EL=5°: 40.8 dB EL=35°: 42.5 dB 主ビーム電力半値幅: 0.18° 第1サイドローレベル: -21.5 dB VSWR**: 1.14 左円偏波率**: 22.5 dB 	<ul style="list-style-type: none"> 40.7 dB 42.2 dB 0.18° -21.0 dB 1.19 1.3 dB 	
2. 機械構造、駆動系諸元	<ul style="list-style-type: none"> 主反射鏡: 直径: 27.5 m, F/D: 0.258, 開口角: 176° 一次放射器 (ホーンリフレクタ): 開口直径: 2 m, ホーン開き角: 16.5° 鏡面精度 <ul style="list-style-type: none"> 主反射鏡: 0.57 mm rms: 直径 6.8 m 以内 0.89 mm rms: 直径 6.8 m の外側 副反射鏡: 0.09 mm rms 一次放射器: 0.31 mm rms 最大駆動角速度 (平均風速 22 m/s まで) <ul style="list-style-type: none"> AZ: 0.5°/s EL: 0.4°/s 駆動角度範囲 (自己追尾モードのとき) <ul style="list-style-type: none"> AZ: 真南中心に ±225° EL: 2°~85° 耐風性 <ul style="list-style-type: none"> 運用追尾状態にて: 33 m/s 固定状態にて: 45 m/s Drive to Stow: 45 m/s 格納時: 60 m/s 重量 (可動部) <ul style="list-style-type: none"> EL 軸上: 約 130 t AZ 軸上: 約 350 t 	2) 送信系 <ul style="list-style-type: none"> 周波数範囲: 6,225~6,425 MHz 利得 <ul style="list-style-type: none"> アンテナ開口利得: 63.14 dB 給電系損失: 0.09 dB アンテナ系利得: 63.05 dB 主ビーム電力半値幅: 0.115° 第一サイドローレベル: -21.0 dB VSWR*: 1.17 左円偏波率*: 29.9 dB 	<ul style="list-style-type: none"> 5,925~6,425 MHz (6,000 MHz にて) 62.83 dB 0.11 dB 62.72 dB 0.12° -20.5 dB 1.10 1.0 dB 	
3. アンテナ系電気性能	<ul style="list-style-type: none"> 1) 受信系 <ul style="list-style-type: none"> 周波数範囲: 4,000~4,200 MHz 利得 <ul style="list-style-type: none"> アンテナ開口利得: 59.09 dB 給電系損失: 0.14 dB アンテナ系利得: 58.95 dB アンテナ系雑音温度 <ul style="list-style-type: none"> EL=5°: 49°K EL=35°: 26.5°K 直線偏波 (Intelsat-II 号系) 円偏波 ((Intelsat-III 号系)) <ul style="list-style-type: none"> 周波数範囲: 3,700~4,200 MHz 利得 <ul style="list-style-type: none"> アンテナ開口利得: 59.16 dB 給電系損失: 0.22 dB アンテナ系利得: 58.94 dB 雑音温度 <ul style="list-style-type: none"> EL=5°: 52°K EL=35°: 30°K 	3) 給電系 <ul style="list-style-type: none"> 追尾誤差系 null depth: 50 dB 以下 総合減結合量*: 80 dB 最大許容送信電力: 5 kW CW 	<ul style="list-style-type: none"> 50 dB 以下 73 dB 5 kW CW 	
		4. 自己追尾系	<ul style="list-style-type: none"> スレッシュホールドレベル (ホーン入力換算値): -131 dBm 以下 偏波面変動による Null の移動: ±0.005° 以下 ロックオン引込み角度 (入力レベル -110 dBm のとき): 約 ±0.15° 衛星追尾角度誤差 (平均風速 22 m/s まで): 0.01 rms 以下 	<ul style="list-style-type: none"> 円偏波: -132 dBm 以下 約 ±0.20° 0.01° rms 以下
		5. プログラム追尾系	<ul style="list-style-type: none"> アンテナ角度検出精度: AZ: ±0.014° 以下, EL: ±0.011° 以下 アンテナ指向精度 (衛星追尾時指令値に対して): 平均風速 15 m/s まで: 0.01 rms 以下 	<ul style="list-style-type: none"> 0.01 rms 以下

* 受信機雑音温度を 17°K としてある。
** 送受信帯域内のそれぞれ最悪値である。

(4) 空中線制御系

アンテナの制御モードには、自己追尾、プログラム制御、手動制御の3種がある。自己追尾系とプログラム制御系はそれぞれ独立したものであって、自動切換えで互いにバックアップするので、制御系のトラブルによる通信障害はきわめて少ない。

自己追尾系は Intelsat-II および III 用とも給電用導波管における衛星ビーコン波の高次モードを用いる瞬時ローピング方式である。一方、プログラム制御系は COMSAT より伝送される衛星の予測軌道データを計算処理し、これによってアンテナを指令制御するもので、オフラインで予測軌道の計算処理を行なう小形電子計算機を用い、系の簡素化、高信頼性がはかられている。

3.3 主要性能、諸元

表3.2に第2アンテナの主要な性能、諸元⁽²⁾⁽¹¹⁾を示す。

4. 空中線系

4.1 アンテナ形式の選定

大形アンテナの形式には、パラボラアンテナ、カセグレンアンテナ、ホーンリフレクタアンテナなどがある。パラボラアンテナは、一次放射器を反射鏡の焦点に置いて給電するので、アンテナの特性が一次放射器のパターンに大きく依存するうえに、大形アンテナでは、給電導波管が非常に長くなるため、この損失が大きくなり、低雑音、高能率を目指すアンテナには不適である。ホーンリフレクタアンテナは能率(利得)が良く、広角度放射特性も良いので、アンテナ雑音温度も低く、広い周波数帯域にわたって良好な特性をもっている。しかし大口径アンテナとしては、他の形式に比べて複雑な構造とならざるを得ないため、経済的ではない。カセグレンアンテナはパラボラ形主反射鏡の焦点近くに副反射鏡を設け、主反射鏡の中央部に設置された一次放射器から給電するのでパラボラアンテナの場合のような長い給電導波管が不要である。さらに副反射鏡にビーム成形能力を高くもたせることができるので、主反射鏡周縁部からのスピルオーバーを少なくしてアンテナ雑音温度をかなり低く押えることができる。また、構造もホーンリフレクタなどに比べてはるかに有利である。国際電信電話(株)のアンテナに当初からカセグレンアンテナが用いられているのは、上述の利点を有するからである。

カセグレンアンテナには二つの給電方式があり、その一つは、副反射鏡を一次放射器のファフィールドにおく、いわゆるファフィールド給電方式と副反射鏡を一次放射器のニアフィールドにおく、いわゆるニアフィールド給電方式がある。このなかでファフィールド給電方式は、一般には、一次放射器の周波数特性が大きく、送信(6 GHz帯)・受信(4 GHz帯)波帯で、同時に、最適設計を行なうがむずかしく、周波数が低くなると、副反射鏡からのスピルオーバーが大きくなるので、低仰角の雑音温度特性が劣化する欠点がある。これに対してニアフィールド給電方式は、一次放射パターンが一次放射器の開口面上の電界分布に近い状態で保たれているので、副反射鏡からのスピルオーバーを少なくできるうえに主反射鏡上の照度分布を一様分布に近付けられるので低雑音・高能率化ができる。さらに広帯域特性をも有している。そこでこのアンテナでは、ニアフィールド給電方式が採用されている。

さて、ニアフィールド給電方式の一次放射器としては、円すいホーンおよび円すいホーンリフレクタの2とおりがあるが、前述したごとく、保守調整の容易性から低雑音増幅器や給電系などを収納する通信機室をアンテナの仰角とともに傾斜させない構造とすることの有利性および500 MHzにわたり、できるだけ低損失のロータリジョイントを必要とすることなどを考慮して、円すいホーンリフレクタで給電する方式

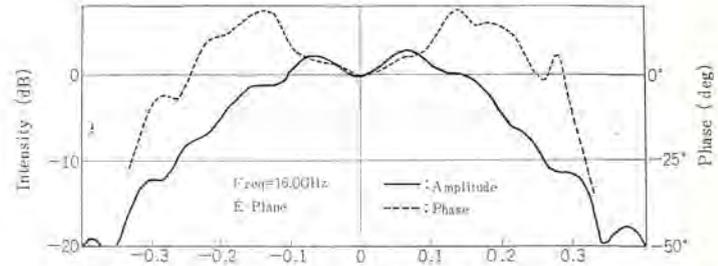


図 4.1 円すいホーンリフレクタの放射パターン(実測値)
Radiation pattern of conical horn-reflector
(measured data).

を採用することとした。

4.2 放射系

4.2.1 放射系の設計

受信系の G/T を最大ならしめるように、4 GHz 帯における放射系を設計することが最も重要な課題であることは、もちろんであるが、送信周波数帯におけるアンテナ利得を高くすることも、一定のふく(輻)射電力に対して送信機の出力がたい減でき、それだけ混交調レベルを小さくできる観点から留意する必要がある。ニアフィールド給電方式はアンテナ性能が広帯域特性を有するため、この点に関して、得策であると考えられる。

放射系を設計するに当たって、いま 20°K の等価雑音温度をもつ受信機がアンテナに接続されると想定した場合、仰角 5° で ICSC の目標 G/T を達成するには、少なくともアンテナの直径を 28 m にする必要のあることが見通される。カセグレンアンテナでは、その最適開口角がパラボラアンテナの場合と異なり、一次放射器の特性から一義的に決定できないが、電気的性能の点からは大きいほうが望ましい。本アンテナでは、開口角を約 180° に選定し、それに基づいて、副反射鏡の寸法、形状および一次放射器の開口などを最小フロッピングおよび開口能率を最大ならしめる考慮の下に決めている。ホーンリフレクタの円すい部の開き角は、開口面における電界分布の非対称性によるビームの偏位、不要高次モードの発生を抑え 16.5° としている。これらの寸法ならびに形状の選定は、理論的検討のかたわら行なった、模型実験によってその妥当性が確かめられている。

円すいホーンリフレクタの放射パターン E_P は開口面から一定の距離の面で考えて、次式で与えられる。

$$E_P(X, Y, Z) = \frac{jk}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\alpha} [E_a \{1 + (R_0 \cdot R_0^c)\} - (E_a \cdot R^c) (I^c + R^c)] \frac{e^{-jkR}}{R} \rho d\rho d\phi$$

ここに E_a : 開口面上の電気分布

α : 開口半径

(ρ, ϕ) : 開口面上の着目点 P の極座標

(X, Y, Z) : 空間の観測点 P の座標

R : 点 $P(\rho, \phi)$ と点 $P(X, Y, Z)$ との間の距離

I^c : 開口面の法線方向の単位ベクトル

R^c : R 方向の単位ベクトル

$k = 2\pi/\lambda$ λ : 自由空間波長

モデル試験による一次放射器の放射パターンを、副反射鏡の距離に相当する位置でとった特性を図 4.2 に例示してある。

副反射鏡からの反射パターン E_S は電流分布法によって求めることができ、一次放射器からの入射電界を E_P とすれば、十分遠方の点 P における電界⁽¹⁾を考えると

$$E_S = -\frac{j\omega\mu}{2\pi R} e^{-jkR} \int_S [\mathbf{z} \times \mathbf{H}_P - \{(\mathbf{n} \times \mathbf{H}_P) \cdot \mathbf{R}_1\} \mathbf{R}_1] e^{jk\mathbf{n} \cdot \mathbf{R}_1} dS$$

で与えられる。

カセグレンアンテナの利得 G は、主反射鏡開口直径を D_m 、自由空間波長を λ 、給電系の損失を $L_f (L_f > 1)$ とすれば、

$$G = (\pi D_m / \lambda)^2 \eta \cdot \frac{1}{L_f}$$

で表わされる。ここで η は開口能率で、次式で表わされる。

$$\eta = \eta_{ss} \eta_{sm} \eta_b \eta_r \eta_i$$

ここで η_{ss} : 副反射鏡からのスピロオーバによる能率、

$$\eta_{ss} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_m} |E_P(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |E_P(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi}$$

ただし、 $E_P(\theta, \phi)$: 一次放射パターン

θ_m : 副反射鏡を見込む角

η_{sm} : 主反射鏡からのスピロオーバによる能率

$$\eta_{sm} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\Theta_m} |E_S(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_m} |E_P(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi}$$

ただし、 $E_S(\theta, \phi)$: 副反射鏡からの放射パターン

Θ_m : 開口角の半分

η_b : 副反射鏡および支持柱のブロッキングによる能率

η_r : 鏡面精度による能率

η_i : 開口の電界分布による能率

副反射鏡の放射パターン $E_S(\theta, \phi)$ より主反射鏡の開口分布 $F(x, y)$ を求めれば、 η_i は次式で与えられる。

$$\eta_i = \frac{\left| \int_{S'} F(x, y) dS \right|^2}{S \int_{S'} |F(x, y)|^2 dS}$$

ただし、 $S' = S - S_{bs} - S_{bt}$ 、 S : 主反射鏡開口面積

S_{bs} 、 S_{bt} : 副反射鏡、支持柱のブロッキング面積

F_x : 開口分布 $F(x, y)$ の主成分である。

アンテナの雑音温度 (T_a) および受信系総合雑音温度 (T) はつぎの式で表わされる。

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \int_0^{4\pi} G(\Omega) T_S(\Omega) d\Omega$$

$$T = \frac{T_a}{L_f} + \left(1 + \frac{1}{L_f}\right) T_0 + T_R$$

ここで、 $G(\Omega)$: アンテナの放射パターン

$T_S(\Omega)$: 輝度温度、 Ω : 単位立体角

T_R : 低雑音受信機の雑音温度 ($^{\circ}\text{K}$)

したがって、受信系のシステム G/T は

$$G/T = \left(\frac{\pi D_m}{\lambda}\right)^2 \frac{\eta}{T_a + (L_f - 1)T_0 + T_R \cdot L_f}$$

で与えられる。

実験のアンテナについて一次放射パターンを副反射鏡の設置面で積分したビーム内電力、および副反射鏡直径に対する η_{ss} 、 η_{sm} 、 η_{sb} の関係を計算するとそれぞれ図 4. 2 および図 4. 3 が得られる。これらの結果より、副反射鏡の双曲面部の直径を 2.4 m と決め、また副反射鏡からのスピロオーバによる雑音温度の増加を軽減するために、副反射鏡の周縁に幅 20 cm の円すい面部を付加することとした。副反

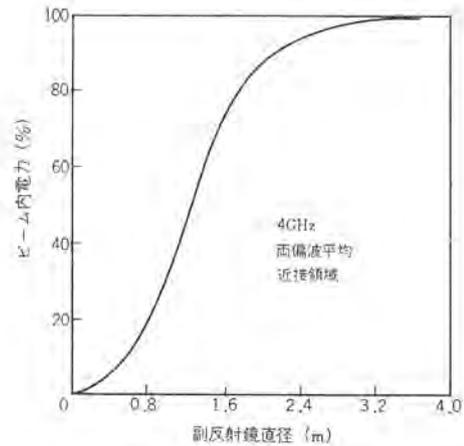


図 4. 2 ホーンリフレクタのビーム内電力 Power ratio included in the beam of conical horn-reflector.

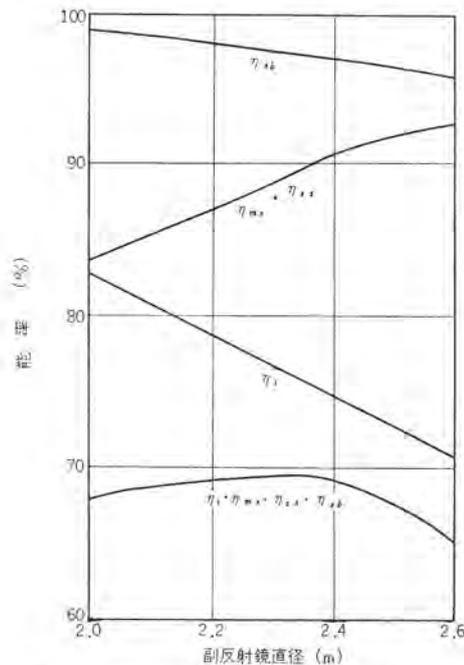


図 4. 3 開口能率と副反射鏡直径 Aperture efficiency vs. diameter of sub-reflector.

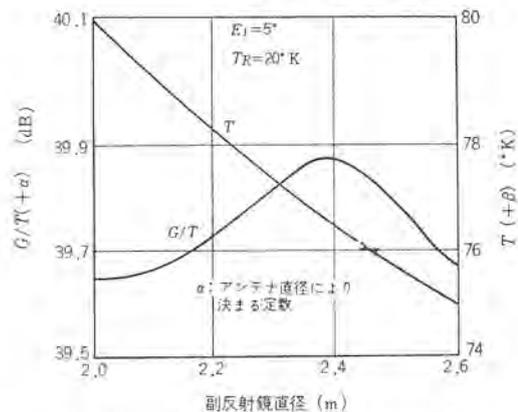


図 4. 4 G & G/T 副反射鏡直径 G & G/T ratio vs. diameter of sub-reflector.

射鏡の双曲面部の直径と利得、システム G/T との関係を図 4. 4 に示す。表 4. 1 は本アンテナの予測性能を示したものである。

4. 2. 2 模型実験

このアンテナの設計は、波動的な理論解析により行なわれているが、

表 4.1 アンテナの設計利得
Expected antenna gain.

項目	周波数	4 GHz	6 GHz
副反射鏡からのスピルオーバー	η_{ss}	-0.14 dB	-0.10 dB
主反射鏡からのスピルオーバー	η_{ms}	-0.18 dB	-0.06 dB
反射鏡おうとつ(凹凸)	η_r	-0.10 dB	-0.21 dB
副反射鏡のブロッキング	η_{sb}	-0.05 dB	-0.05 dB
副反射鏡支持柱のブロッキング	η_{st}	-0.16 dB	-0.13 dB
主反射鏡の照度分布	η_i	-0.14 dB	-0.24 dB
開口能率		-1.77 dB (66.5%)	-1.79 dB (66.2%)
利得 (含給電系損失=0.2 dB)		59.26 dB	62.76 dB



図 4.5 円すいホーンリフレクタ (1/4 模型)
Conical horn-reflector (1/4 scale model).

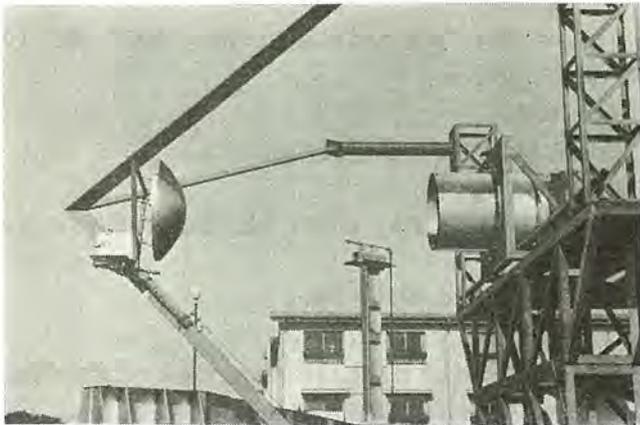


図 4.6 副反射鏡からの放射パターン測定 (1/4 模型)
Measurement of the radiation pattern from sub-reflector
(1/4 scale model).

その結果を裏付けるため、および解析が困難な部分の解明のために、種々の模型実験を行なっている。この実験は実物の約 1/4 の模型を用い、4.6 GHz 帯に対応して、16 GHz および 24 GHz における各種の放射系構造について遠距離、近距離における振幅、位相パターンなどを測定した。図 4.5、4.6 はその実施状況である。

模型実験の結果の一例として、円すいホーンリフレクタの放射パターンを図 4.1 に、副反射鏡からの放射パターンを図 4.7 に示す。これらの一連の模型実験結果と理論的考察から得られた結論を要約すれば次のごとくなる。

表 4.2 アンテナ利得決定に用いられた電波星と
それらの諸定数

Radio stars and their characters used in antenna gain measurement.

		cas A	Tau A
フラックス密度 $10^{-23} \text{ W m}^{-2} \text{ Hz}^{-1}$	4.0 GHz	1.031	0.680
	6.0 GHz	0.750	0.620
	6.3 GHz	0.732	0.613
形 状		リング状	だ円ガウス分布
大 き さ		直径 4'	長軸 4.3', 短軸 2.7'
上記による 広がり補正 dB	4.0 GHz	0.41	0.43
	6.0 GHz	0.92	0.87
	6.3 GHz	1.02	0.95
大気吸収損 dB	0.045 cosec E_l		

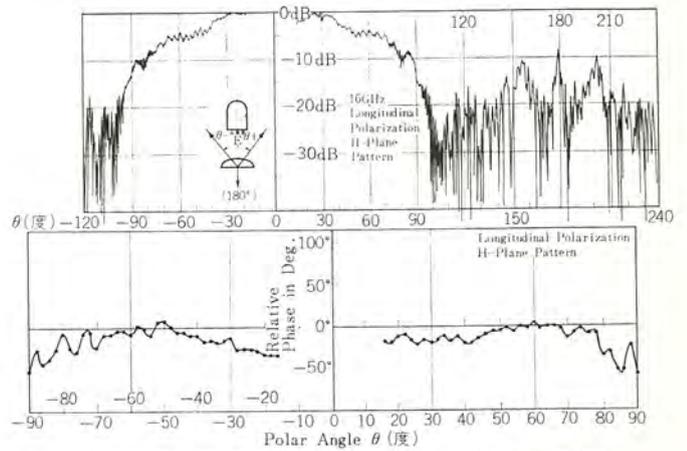


図 4.7 副反射鏡からの放射パターン (1/4 模型実験)
Radiation pattern from sub-reflector (1/4 scale model).

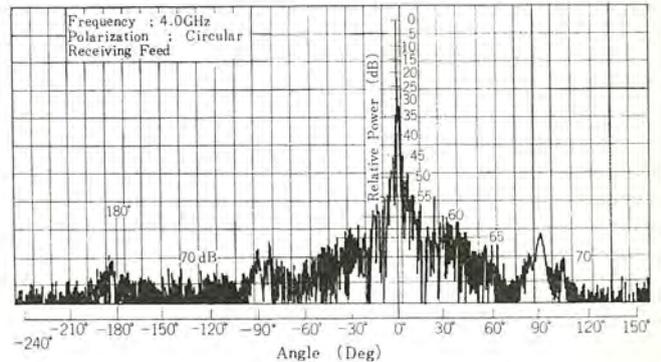


図 4.8 広角度放射パターン
Wide angle radiation pattern of 27.5 m antenna
(measured data).

- (1) ホーンリフレクタは円すいホーンに比べ、広角度放射特性が良好であり、雑音温度の低減に有効である。パターンの対称性と偏波交差性は若干劣るが、開き角を小さく選定すればその差は僅少である。
- (2) 複モードホーンリフレクタは、従来いわれている構造の複モードホーンでは、広帯域特性が得がたい。
- (3) ホーンリフレクタの近接界は球面波とみなすほうが好ましい。
- (4) 副反射鏡を理想的幾何光学的曲面から変形せしめ、振幅、位相分を波動的に考えて補正を行なう必要がある。

4.2.3 特性⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾

本節では建設後行なわれた実際のアンテナについての試験結果を示すこととする。

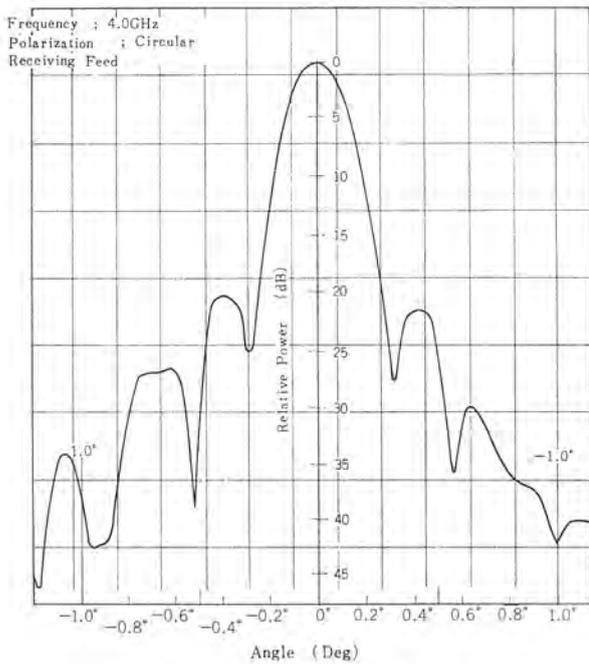


図 4.9 二次放射パターン(近軸)
Secondary radiation pattern of 27.5 m antenna in near axis (measured data).

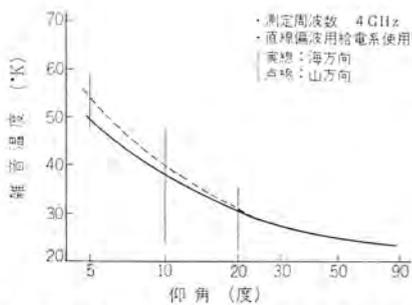


図 4.10 仰角対アンテナ雑音温度(含給電系損失)
Noise temperature vs. elevation angle (including feed loss).

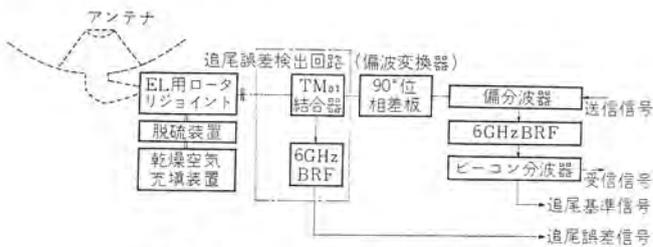


図 4.11 円偏波用給電系系統図
Block diagram of circular feed.



図 4.12 直線偏波用給電系系統図
Block diagram of linear feed.

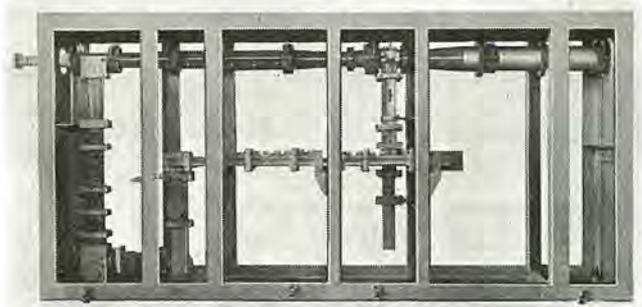


図 4.13 円偏波用給電系立体回路部
Feed assembly for circular polarization.

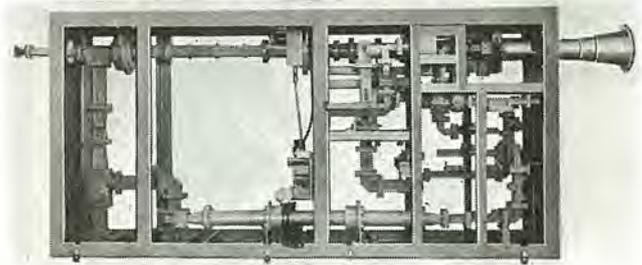


図 4.14 直線偏波用給電系立体回路部
Feed assembly for linear polarization.

(a) 利得

利得は電波量を波源とし、ラジオメータを用いて測定した⁽¹²⁾。その結果を表 3.2 に示す。表 4.2 はこの計算に用いた数値である。

(b) パターン

パターンは約 5.5 km 離れた照準とう(塔)に送信源を置いて測定した。その結果の一例として、図 4.8 に全周パターンを、また図 4.9 にビーム幅と第 1 サイドローレベルをファフィールドに変換した値の近軸パターンを示してある。

(c) 雑音温度

ラジオメータを用いて測定した雑音温度と仰角との関係を、図 4.10 に示す。

4.3 給電系

給電系に要求される機能は、次のとおりである。

- (1) 送受共用であること。
- (2) 電波の偏波を変換して信号を有効に受信機、ならびに、アンテナに導くこと。

- (3) 自己追尾用の信号をとり出すこと。

以上の機能を満たすためには給電系として

- (1) 送信波に対しては温度上昇、受信波に対しては雑音温度を上昇せしめないように損失を極力低くすること。
- (2) 送受信波とも 500 MHz にわたる広帯域性を有すること。
- (1) 送受信回路の Isolation を大きくすること。
- (4) 自己追尾用信号のみを選択して取出し、この回路の付加による他の周波数への妨害、雑音温度上昇、などを避けること。
- (5) 大電力の送信波に耐えること。

製作された本アンテナの給電系の特長として掲げられることは、以下の事項である。

- (1) 自己追尾信号を抽出するモード結合器のそう入損失が 0.03 dB で、これによる雑音温度への寄与が、2°K 程度にすぎないこと。
- (2) 広帯域、低損失の偏波変換器の開発により、円偏波用は 500 MHz の帯域にわたりだ円偏波率、1.3 dB 以下、直線偏波用は 20 dB 以上のだ円偏波率が達成できたこと。

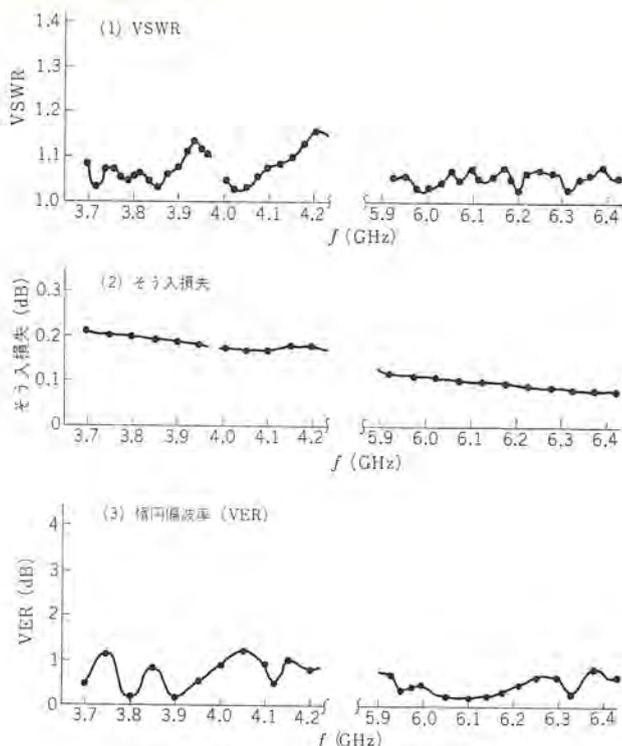


図 4.15 円偏波用給電系総合特性
Overall characteristics of circular feed.

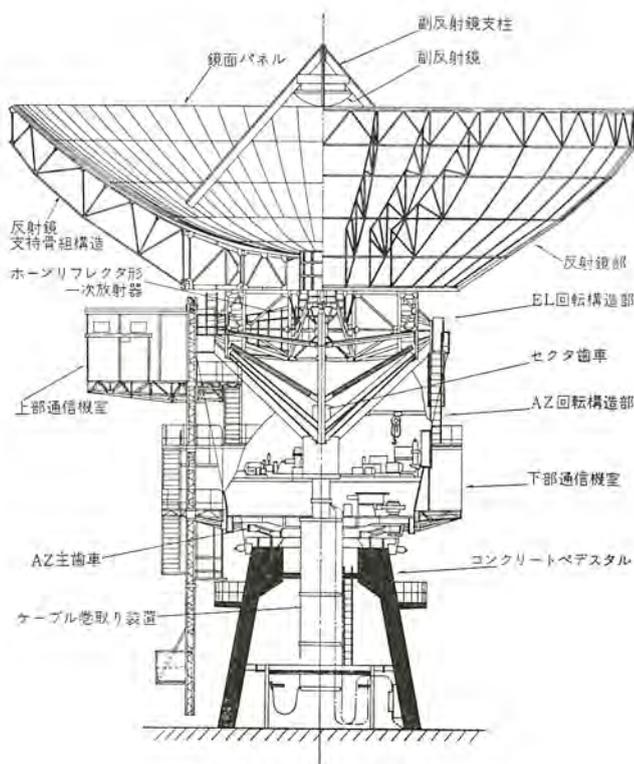


図 4.16 アンテナ構造
Antenna structure.

(3) 偏分波器と、送信波阻止フィルタにより、500 MHz にわたり、0.08 dB 以下のそう入損失で 70 dB の減結合量が得られること。

(4) 給電用導波管の損失を、可及的に少なくするため、内面の仕上げには、金めっき等の特別な配慮を行ない、かつ防湿等のため、脱硫した乾燥空気を充てんしている。

4.3.1 円偏波用給電系

円偏波用給電系の系統図を図 4.11 に示す。図において、アンテナ

よりの受信信号 (円偏波) は 90° 位相差板 (偏波変換器) により、直線偏波に変換され、偏分波器により、送信信号と分離され 6 MHz BRF および、ピーコン分波器を経て低雑音増幅器へ伝送される。また送信信号は偏分波器を経て、 90° 位相差板により、所定旋回方向の円偏波に変換され、アンテナに給電される。

TM₀₁ モード波を用いる追尾角度誤差信号は、追尾誤差検出回路より検出され、また追尾基準信号は、ピーコン分波器により、受信信号より分離され、それぞれ追尾受信装置に伝送される。図 4.13 は外観を示す。

4.3.2 直線偏波用給電系

直線偏波用給電系の系統図を図 4.12 に、外観を図 4.14 に示す。

この追尾角度誤差信号は TM₀₁ モードおよび TE₀₁ モード波を用いるため、円偏波用に比べて複雑になっており、また偏波変換として 180° 位相差板を用いられている。なお、直線偏波用は、衛星の偏波面の回転に伴い発生する位相差を補償するための位相補償器が備えられている。 180° 位相差板は、アンテナよりの任意方向偏波の受信信号を所定方向偏波の直線偏波に変換し、直線偏波送信信号を、受信信号と直交した直線偏波に変換するものである。

4.3.3 実測結果

給電系の実測結果は表 3.2 に示すように、要求性能を十分に満たすものであった。

円偏波用給電系についての総合特性の実測結果を図 4.15 に示す。

4.4 機械構造系

4.4.1 構造の概要

アンテナの構造は大きく分けると、反射鏡面を構成する主反射鏡パネルと副反射鏡およびそれらの支持部からなる反射鏡部、反射鏡部をささえて、EL 軸および AZ 軸まわりに回転させる回転構造部および駆動部、アンテナ積載の電子機器を収納する通信機室等より成りたっている。このばあい、アンテナ放射系の設計による幾何学的寸法と、アンテナ積載電子機器などの保守、運用の面からの要求条件とは、いずれもゆずれぬものであり、この二つの要求と、駆動サーボ系から要求される条件とをいかにうまく調和させて、一つの機械構造系にまとめあげるかがアンテナの機械設計上の主要題目である。

図 4.16 に示すように、このアンテナは、反射鏡部はその背後に大きなセクタ歯車を有しており、それらが EL 回転構造部によりささえられている。そして EL 軸上に設けられたホーンリフレクタ形一次放射器ののど部は、ロータリジョイントを介して上部通信機室に入りこんでいる。したがって上部通信機室ならびにそこに設置される電子機器は、反射鏡が EL 回転しても傾くことなく、保守、運用の点からきわめて大きな利点となっている。EL 回転構造部を支持する AZ 回転構造部には、アンテナ構造の機械力学上許容最大限の内容積をもつ下部通信機室をとりつけ、ここに送信および受信系の無線装置を収納している。

アンテナの精密駆動にはアンチバックラッシュ機能をもつことが必要である。このため EL および AZ 軸とも 2 系列よりなる歯車機構を具備し、油圧モータにより差動的トルクでアンテナを駆動する方法をそれぞれとっている。

回転構造部の一つの大きな特長は、AZ 軸受として複合型の軸受を採用したことである。すなわち、これは 3 列のローラを組み込み、ラジアル、スラスト、転倒モーメントの複合荷重を一個で負荷するもので、

この軸受の採用によって、AZ 軸受部の構造部が簡単になり、AZ 回転部の剛性、精度が高くなったことのほか、ケーブル巻取装置の取付をも容易にすることができた。

アンテナ機械系は、外界一般の気象条件の下でアンテナに長期間高い鏡面精度、指向精度を保持させるに足るものでなければならない。これにはアンテナが受ける外力のうち、特にわが国の場合、台風あるいは強い季節風などの風による荷重の算定が最も重要な課題となる。このため機械構造をきめるに先立ってアンテナのモデルによる風洞実験を行ない、その結果にもとずいて、さらに詳細な検討が加えられた。

4.4.2 反射鏡部

(1) 設計方針

主反射鏡の鏡面精度はアンテナの電気性能のうち最も支配的な要素の一つであり、反射鏡の姿勢にかかわらず、できるだけよく保持されていなければならない。そこで反射鏡の設計に際してはまず高精度の鏡面をいかにして作るかということと、反射鏡の姿勢による荷重変化、さらに風、温度等の外力の影響をも併せて考えねばならない。そこで本アンテナでは、鏡面精度については多数に分割されたパネルにより、また外力の変化による影響については、支持骨組構造の二つの部分によってその劣化を避けるよう設計している。

主反射鏡の骨組は、多数の剛接点と部材より成る、いわゆる SPACE FRAME STRUCTURE である。この構造について合理的な設計を行なうには電子計算機を用いて三次元的に解く必要があり、そのプログラムも、すでに開発されている。しかしここでは、骨組全体を一度に解くにはデータが膨大となり、実用的でないこと、また反射鏡の骨組構造が回転対称であるところに注目して、球殻理論⁽¹⁵⁾により自重、風圧、熱などに対するたわみ計算を行なった。ただし骨組構造を等価な球殻におきかえるさいに、SPACE FRAME STRUCTURE を解くプログラムを開発し、その厳密解を用いて、球殻理論を修正し、解の精度をあげるといふ方法を用い、従来の方法よりも、いちじるしく解の精度をあげている。(この方法の詳細については別の機会に報告する。)

副反射鏡の主反射鏡に対する相対位置のずれは、アンテナの電気軸と機械軸の差による指向誤差をもたらすので、これを一定に保てるのが機械設計上また重要な要素である。そこで副反射鏡の支持脚の構造について検討を加えた結果、それによる電波のブロッカージを小さく、かつ機械的剛性の高い構造すなわち長方形断面をもつ3本の支柱を採用することとした。

(2) 鏡面パネル

直径 27.5 m の主反射鏡鏡面は、半径方向に5分割、円周方向に内側2列が36分割、外側3列が72分割され、全体で288枚の鏡面パネルより構成されている。パネルは反射鏡の剛性に寄与しない構造としているので、1.8 mm 厚のストレッチ成形された耐食アルミニウム合金により軽量化をはかり、またその加工精度を上げるために、パネルは専用のストレッチマシンで加工されている。各パネルは裏面のわく組された補強材を通じて反射鏡の骨組構造へ6本のボルトで固定される。パネルの取付は据付調整を容易にするため図 4.17 に示すように4枚のパネルを同時に固定できるような方法を採用している。

反射鏡鏡面は太陽熱による表裏反射鏡間の温度差の減少、焦点部での温度上昇の防止、さらに耐候性、電気的特性などについて、種々の実験的考察をもとに白色つや消しの特殊塗料を塗装している。

(3) 反射鏡支持部骨組構造

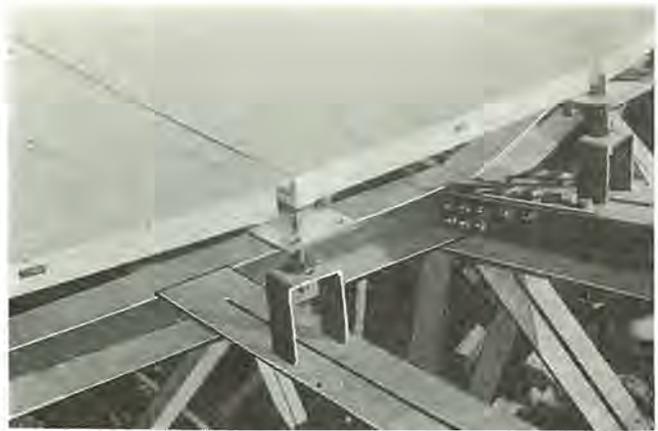


図 4.17 鏡面パネルの調整機構
Panel clip.

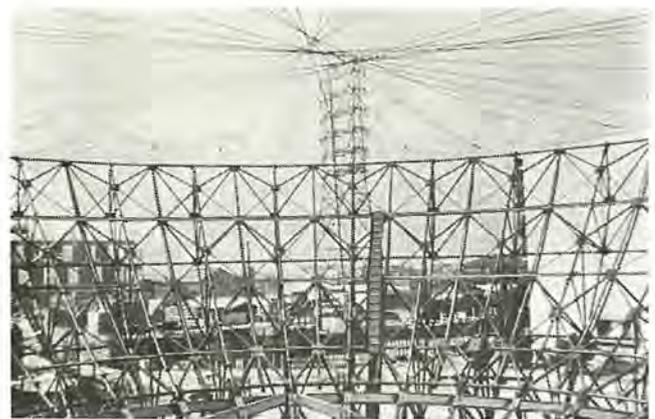


図 4.18 反射鏡支持骨組構造の強度試験
In plant load-test for main-reflector.

反射鏡支持部骨組構造は鋼製の図 4.16 に示すように中心リング状の部分と外側の花びら状の部分に分けられている。

この反射鏡骨組は、現地据付に先立ち、工場内で仮組立を行なった際、たわみ量について理論計算値の妥当性を確めるため、図 4.18 に示すようにワイヤロープを用いて鏡面に対称荷重あるいは非対称荷重を加えた荷重試験を行なった。

(4) 副反射鏡支柱

支柱による電波のブロッカージを少なくするために、支柱の数、支柱の断面形状、トラス構造の可否、支柱の主反射鏡への取付部の位置、主反射鏡焦点距離と直径との比等の支柱の剛性とブロッカージとに関係する多くの因子を変えて最適な形状をうるべく検討し、前述のように長方形閉断面の3本の支柱とした。支柱の最適断面についてはさらに検討をする必要がある。

4.4.3 回転構造部

(1) 設計方針

回転構造部の設計のさいに、最も重要な要素は、アンテナ指向誤差の誤差配分から要求される剛性である。駆動歯車列、回転構造部、コンクリートベダスタルより成るばね系から、機械系の剛性 (Stiffness) が決まるが、比較的容易に高い剛性の得られるコンクリートベダスタルに比べて、他の二者の剛性を高いものにするには、十分な検討が必要である。歯車列は軸受部などの局部的変形、ガタを除けば、取扱いも簡単であるが、回転構造部は複雑な形をしており、かつ力の伝達もこみ入っているため剛性計算の最もむずかしい部分である。

このアンテナは、プログラム制御モードでも制御されるので風などの

外力によるアンテナの傾きを小さくするために、とくにアンテナ機械系に剛性の高いことが要求される。対象とする静止衛星の制御がいつでも改善されたばあいには、アンテナを固定させた状態でも通信を行なうことも可能であり、このアンテナでは固定装置も設けられている。この固定装置は、歯車系を付さずに、直接最終回転軸でアンテナを固定するので剛性が高く、風荷重による角度変位が小さい。

以上の考察のもとに設計・製作した機構部は、工場において機械的精度、剛性のほかに、制御系とも組合せた試験を行ない、設計値が十分に実現されていることを確認した(図 4.19)。

(2) 回転構造部

回転構造部は、EL 回転部と AZ 回転部とより成る。EL 回転部は、EL 主軸、セクタ 歯車支持部、鋳鉄製の平衡錘などよりなる骨組構造



図 4.19 回転構造部の工場内組立
In plant assembly of the rotating structure.

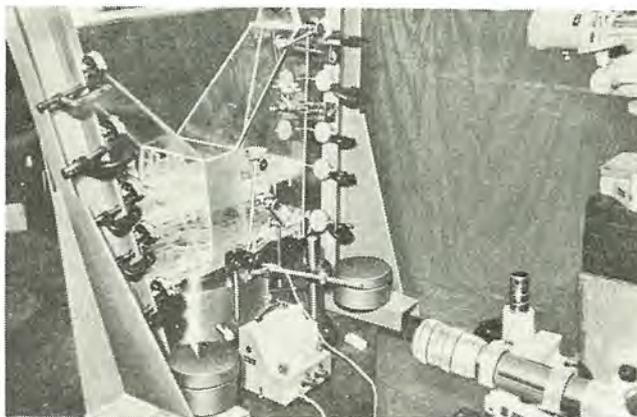


図 4.20 AZ 回転部モデル実験
Load-test of the plastic model for yoke structure.

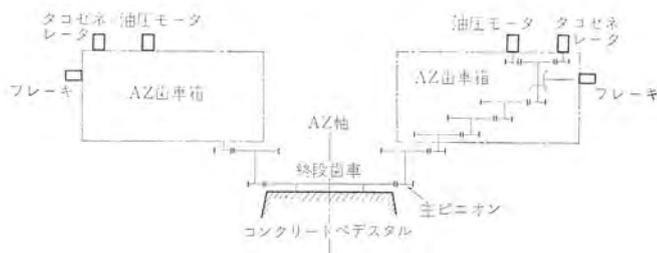


図 4.21 AZ 駆動歯車列
Schematic diagram of AZ-gearing.

であるが、AZ 回転部は厚鋼板よりなる溶接構造を採用した。

AZ 回転部構造の剛性は、プラスチックモデルによる荷重実験を行なった(図 4.20)。

AZ 回転部は円すい形のコンクリートペダスタルの上に天板、基礎リング、軸受を介して据付けられる。コンクリートペダスタルは基礎地盤の弾性も考慮した設計となっており、基礎としてアースドリル法による基礎くい(杭)を採用した。この基礎部の動的性質を確かめるために、コンクリート打込み後、振動試験を行なった。

(3) 駆動機構

アンテナの駆動は、EL 軸、AZ 軸ともに、2 個の歯車列を有し 2 個の油圧モータによって行なわれ、アンチバックラッシュ機能をもっている(図 4.21)。モータ側には電磁ブレーキが取付けられており、非駆動時には歯車系はこのブレーキで回転を止められている。また手でアンテナを回転させるためのハンドクランクがついている。

EL 軸の終段歯車は、ピッチ円直径 11 m のセクタ歯車であり、反射鏡部、EL 回転部の自重による変形を考慮して据付ける必要上、14 個に分割されている。

AZ 軸の終段歯車は、鋳鋼製のピッチ円直径 6 m の大歯車であり、運搬上の必要から 2 分割されている。

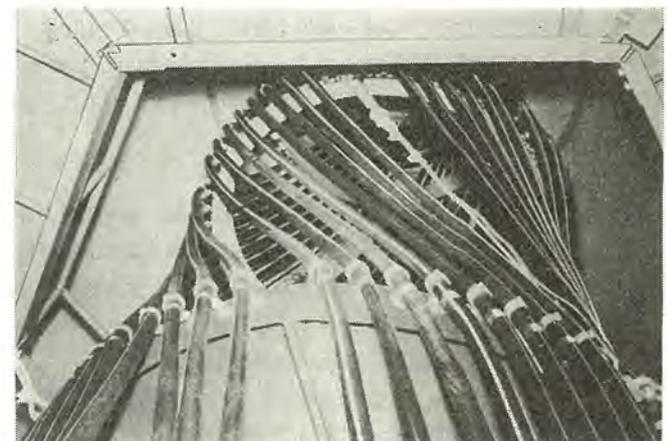
駆動歯車は、一部を除きすべて平衡車を用いた。

4.4.4 付属構造部

(1) 通信機室



(a) 基準位置



(b) 基準位置より CW 方向に 225° 回転

図 4.22 ケーブル巻取装置
Cable wrap devices.

4.4.1項で述べたようにAZ回転部に上部と下部の二つの通信機室が設けられており、これらはコンクリートベスタル上部のプラットフォーム上からの階段によって容易におもむくことができる。上部通信機室は低雑音増幅器およびヘリウムコンプレッサを収容するもので、寸法は3.8m×4.5m×2.8m(高さ)であり、追尾用装置および送受信用無線装置を収容する下部通信機室は4m×10m×2.5m(高さ)である。いずれも室内は空調器により暖冷房されている。なお、通信機室等に機器を運ぶため最大積載荷重が1tのリフトが設けられており、各通信機室の入口および下部通信機室屋上で停止させることができる。

(2) ケーブル巻取装置

アンテナのAZ回転角度範囲が+225°であるため地上に設置されている機器とアンテナ上の機器とを接続する通信用、制御用および電源用ケーブルは、AZ軸まわりに回転できるようにケーブル巻取装置を介して配線しなければならない。このケーブルとしては、特にねん(捻)回性に強い特殊なものを用い、かつ各ケーブルの外径をほぼ同じとして図4.22に示すようなつり下げ構造を用いている。

4.5 駆動系および駆動サーボ系

4.5.1 設計条件

衛星通信用アンテナではシステムG/T比を高くする必要から、アンテナ開口が大きい、これにともなってビーム幅がきわめて狭く、しかも運用時の風荷重が著しく大きい。本アンテナは表3.2に示すようにビーム半値幅は4GHzで0.18°、6GHzで0.12°であり、品質のよい通信を行なうには、主ビームの指向精度を0.02°程度に押える必要がある。また、駆動系としては風荷重に対する駆動トルクの選定、ならびに風の乱れによる指向誤差を小さくすることが要求される。

駆動トルクとしては風圧トルクのほかに摩擦トルク、加速トルクなどがあるが、そのほとんどは風圧トルクによってきまる。しかしアンテナのような複雑な形状物では風荷重を精度よく算出することはむずかしい。そこで、縮尺モデルによる風どう(洞)実験を行ない、最悪風向きときの各AZ、EL軸トルクを求め、これに基づいて駆動トルクが選定されている。

アンテナに要求される最大追尾角速度はEL軸の追尾可能最大仰角によってきまる。たとえば高度10,000kmの中高度衛星をEL85°まで追尾するには、EL軸で約0.03°/S、AZ軸で約0.3°/S以下でよい。

一方、軌道傾斜角が30°以下の衛星を茨城衛星通信所で追尾するとすれば、最大のEL角度は80°でよい。これらを検討して本アンテナではAZ、EL軸とも最大追尾角速度を0.5°/Sとし、とくに、低速駆動特性の改善がはかられている。

4.5.2 駆動要素の選定

衛星通信用アンテナの駆動装置としては、油圧駆動、電気駆動とも用いられ、それぞれ特色をもっているが、油圧駆動方式は電気駆動方式に比較して、一般的につきのような利点をもつ。すなわち

- (1) 風荷重のように変動がはげしく、しかも負荷トルクが著しく大きい場合は、駆動トルクの選定が比較的容易である。
- (2) 駆動モータのトルク/慣性能率比が大きいため、モータの形状が小さく、応答特性がすぐれ、しかも容易にアンチバックラッシュ駆動が行なえる。
- (3) トルクゲインが大きいため、大電力増幅を必要とせずに良好な駆動特性が得られる。

(4) 広角速度範囲にわたって容易に円滑な駆動特性が得られる。

このアンテナでは前述の設計条件の検討に加えて、従来の大形アンテナ駆動系における技術的実績、経験を重要視して、サーボポンプ方式による油圧駆動が採用されている。

油圧駆動の方式として、第1アンテナ(茨城衛星通信所：宇宙通信用22mアンテナ)などに採用された「サーボ弁方式」と、25m遠距離レーダ(防衛庁技研納め)などに採用された「サーボポンプ方式」の二つに分けられるが、第2アンテナでは後者の方式を採用したので、さらにつきのような長所を生かすことができる。

(1) サーボポンプ方式は原理的に所要の負荷駆動動力のみが油圧動力に変換され、その大部分が有効な仕事量となるので、風荷重のように負荷トルクが時間的に激しく変動し、しかも規模の大きい駆動には、装置の製作費、動力消費の面できわめて経済的である。

(2) また、サーボ弁方式に比較して作動油の発熱量が小さく、熱交換器は必ずしも必要としない。

(3) 作動油中の異物混入に対して比較的強いこと。

など、一方、油圧駆動の短所としては、作動油の特質、異物混入に対する管理、油もれ対策など保守に苦干の労力を要することもあがるが、これらは設計によって十分に改善して補うことができる。

4.5.3 油圧駆動装置

アンテナの駆動はAZ、EL用とも同等なサーボポンプ方式による油圧駆動であり、これらは図4.23に示すように構成されている。油圧駆動装置の主な特色はつきのとおりである。

(1) サーボポンプ駆動部

常時一定回転数の電動機で駆動される可変容積形油圧ポンプと固定容積形油モータが油圧的に閉回路に連結されており、油圧ポンプの斜板サーボ機構のストロークに応じて油圧モータの回転速度が制御される。モータの駆動トルクは圧力差に比例するので、風などの負荷トルクの変動に応じて油圧が変化する。また、2個の油圧モータはフレノイドバルブの切換えにより直列(衛星追尾時)あるいは並列(drive to

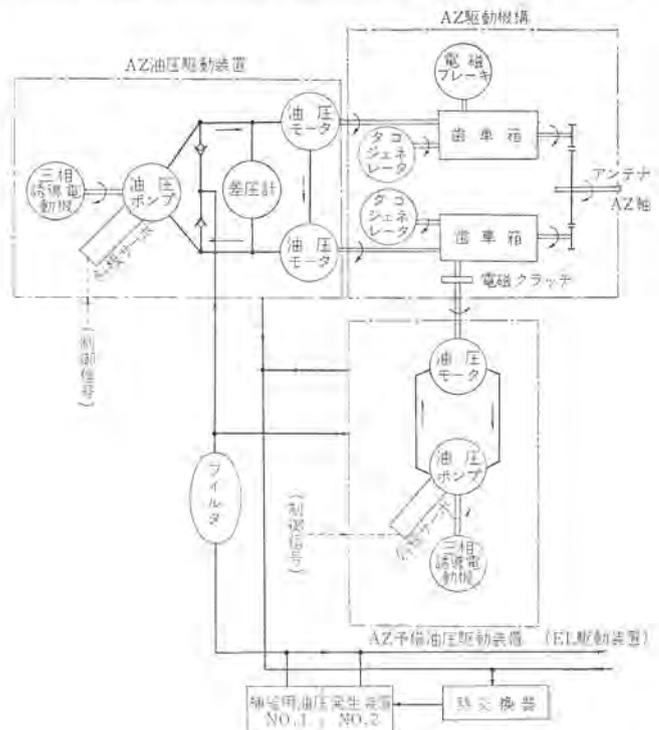


図4.23 油圧駆動装置系統図
Hydraulic drive system.

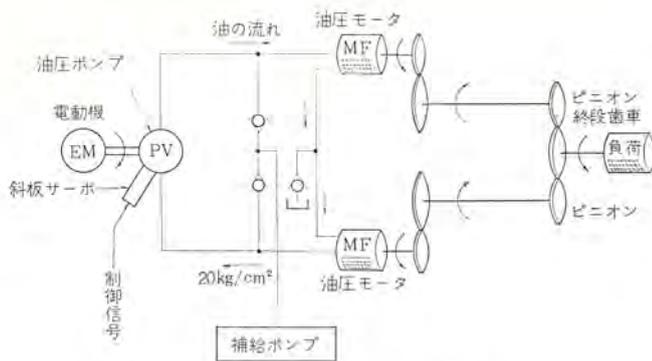
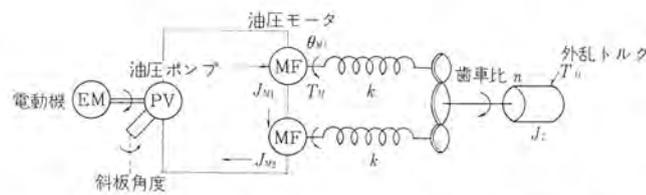


図 4.24 アンチバックラッシュ機構原理図
Simplified schematic of anti-backlash mechanism.



		駆動モータ軸	負荷軸	
歯車列の減速比	N	慣性率	J_{M1}	J_L
ポンプの吐出量係数	D_p	トルク	T_{M1}	T_L
油圧モータの吐出量係数	D_M	回転角度	θ_M	θ_L
漏れ係数	L	摩擦トルク	T_{rM}	T_{rL}
作動油の圧縮されている容積	v	弾性係数	k	k
作動油のBulk modulus	β	外乱トルク	T_d	T_d
斜板角度	α			

図 4.25 駆動系の簡単化したモデル
Simplified model of drive system.

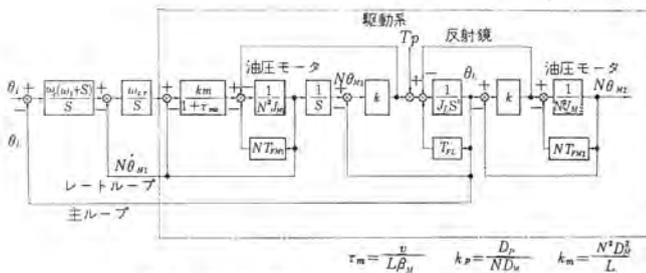


図 4.26 駆動サーボ系のブロック線図
Block diagram of drive servo system.

stow) 時に接続することができる。

(2) アンチバックラッシュ機能

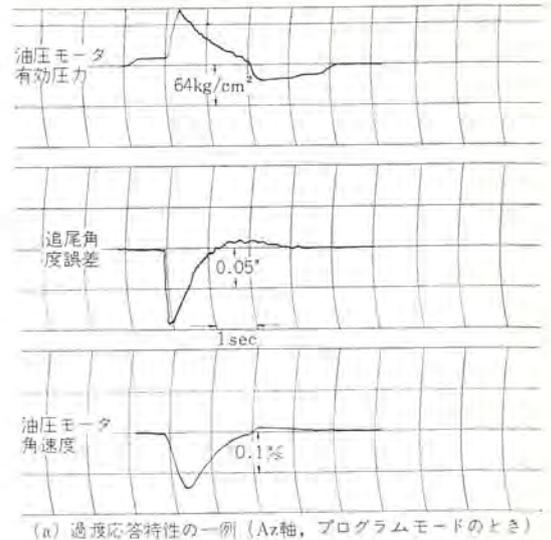
図 4.24 の動作原理で示すように、通常の動作状態では油圧モータは直列に接続され、いずれか 1 系列の油圧モータ、および駆動歯車列によって負荷が駆動される。一方、他系列側には常時補給油圧による逆方向トルクがかかりながら駆動側と同一方向に回転するので、駆動機構のバックラッシュは見かけ上なしとみなすことができる。

(3) 予備駆動装置

主駆動装置のほかに、AZ, EL 用とも予備駆動装置をもち、必要なとき随時切替えて使用できるので、運用中においても主駆動装置の保守、点検が容易にできる。

(4) 電動機の極数切換え

衛星追尾時と強風時の drive to stow とで電動機の極数を切替えている。すなわち、drive to stow の場合には極数を 4 極 (33 kW) としてポンプの吐出量を上げ、同時に 2 個の油圧モータを平行接続として負荷側に 2 倍の駆動トルクを供給する。一方、通常の衛星追尾



(a) 過渡応答特性の一例 (AZ軸, プログラムモードのとき)

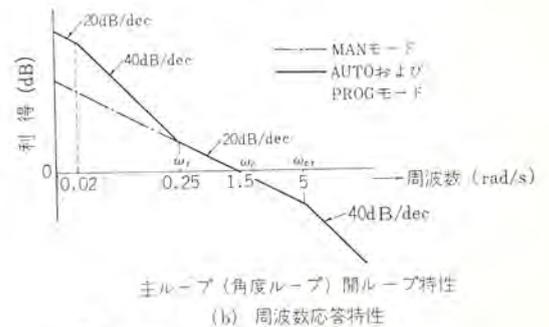


図 4.27 駆動サーボ系応答特性
Dynamic response of drive servo system.

時には電動機は 8 極 (16.5 kW) で駆動されているが、これによって油圧ポンプ、および電動機の寿命を延ばすとともに、斜板サーボ機構の不感帯、ヒステリシス等の影響を軽減させ、とくに低速駆動時の制御特性の向上をはかっている。

(5) 補給用油圧発生装置

AZ, EL 用各油圧駆動装置に対して共通の装置とし、現用のほかに予備装置をもっている。この装置はサーボポンプ駆動油圧回路への作動油の補給が主目的であるが、このほかに油圧駆動系の特性改善、閉回路内の作動油の強制循環、斜板サーボ機構のサーボシリンダへの動力供給などの機能をもっている。

4.5.4 駆動サーボ系の特性

本アンテナの駆動系の特性⁽¹⁶⁾は図 4.25 に示すような簡単化したモデルで近似でき、そのブロック線図を図 4.26 に示す。

図 4.26 で駆動サーボ系は主ループとしての position loop のほかに、駆動モータ軸に直結されたタコジェネレータによるレートループ、ならびに油圧駆動装置の有効圧力をフィードバックするループをもつ。ここに (ω_{cr}/S) はレートループの補償要素、 $(\frac{\omega_c(\omega_c+S)}{S})$ はループ主の補償要素である。圧力フィードバックループは機械共振モードに対する減衰効果をもつが、ここでは簡単のため省略する。

レートループにおいては ω_{cr} を十分高くし、油圧駆動装置の不感帯、ヒステリシスなどの非線形要素による効果やモータ軸まわりの外乱トルクによる効果を小さくしている。 ω_{cr} の大きさを制限するものとしては、油圧駆動装置の動特性および機械構造系の共振モードがあるが、これはいづれも各部の設計で十分に配慮されている。

主ループはアンテナ角度信号あるいは自己追尾受信装置からの角度

誤差信号によって構成され、低周波域での利得を高くして、速度誤差を小さくするとともに、負荷軸まわりの外乱トルクによる追尾誤差を小さくしている。

主アンテナの応答特性の一例を図 4. 27 に示す。

つぎに、駆動サーボ系の制御誤差の大部分を占める風の乱れによる追尾誤差⁽¹⁶⁾について評価する。

強風時の風の乱れの特徴を比較的一般化されたパワースペクトラム⁽¹⁷⁾で取扱うと、乱れによる追尾誤差の標準偏差 (σ_ω) は次式で算出できる。

$$\sigma_\omega^2 = 4C_{Dr}^2 \bar{V}^2 \int_0^\infty \left| \frac{\theta_L}{T_D}(\omega) \right|^2 S_Z(\omega) d\omega$$

$$\leq 0.14 r_c C_{Dr}^2 \bar{V}^2 \left[\frac{\omega_c^{4/3}}{\omega_c^2} + 2.5 \frac{(\omega_c^{4/3} - \omega_i^{4/3})}{\omega_c^2} + \frac{5}{\omega_c^{2/3}} \right] \left[\left(\frac{1}{\omega_c k_m} \right)^2 + \left(\frac{1}{k} \right)^2 \right]$$

ここに、 $S_Z(\omega)$ ⁽¹⁷⁾: 高さ Z での風の乱れのパワースペクトラム

\bar{V} : 標準高度 10 m での平均風速

r_c : Drag Coefficient

C_{Dr} : 駆動系の風圧トルク係数

この式で、本アンテナの駆動サーボ系の諸元、風どう実験結果による風圧トルク係数により σ_ω を算出すると、AZ, EL 軸とも最悪風向の場合で、平均風速 15 m/s にて 0.0032°/s rms 以下、平均風速 22 m/s にて 0.0078° rms 以下となる。したがって、バックラッシュ、摩擦トルクなどによる誤差を含めても、AZ, EL 軸とも、平均風速 22 m/s までに風の乱れによる追尾誤差は 0.01° rms 以下であると評価できる。

5. 空中線制御系

5.1 概要

空中線制御系は、表 3. 1 に示したのから構成され、アンテナを衛星に精度よく指向させるための、指向誤差の検出、演算などの機能をもっている。

アンテナ制御モードは、給電導波管の高次モードを用いて指向誤差を検出する「自己追尾」、予測軌道データによって制御する「プログラム制御」、および「手動制御」の三つであり、これらは自動切換えで、互いにバックアップするので制御系のトラブルによる通信障害はきわめて少ない。

自己追尾モードでは、給電系で取り出すビーコン信号の追尾誤差信号および基準信号を追尾受信装置で受信、復調して、直流の角度誤差信号とし、制御増幅部で演算、増幅されて、駆動系に送られる。

プログラム制御モードでは、COMSAT からの衛星予測軌道データを電子計算機でさらに種々の条件を入れて計算し、これを演算装置で時刻装置からの実時間とタイミングをとりながら間そ(挿)計算してのアンテナ角度指令値とする。一方デジタル角度装置はアンテナ角度をデジタルで読みとり、これを指令値と比較してアナログの角度誤差信号として、制御増幅部を介してアンテナを駆動する。

手動制御では制御装置の角度指示機構のシンクロとアンテナ回転軸のシンクロとでサーボ回路を構成し、角度指示機構の手動操作によってアンテナを任意方向に指向させることができる。

ここでは、自己追尾系、プログラム制御系についてさらに詳しく述べるが、空中線制御装置は空中線制御系の中心的役割を果たすものであり、各モードによる制御信号の処理のほかに、アンテナ全体の動作状態の監視、操作、表示などの機能をもっている。

本アンテナの総合追尾試験⁽¹⁸⁾の結果、自己追尾モードではきわめて

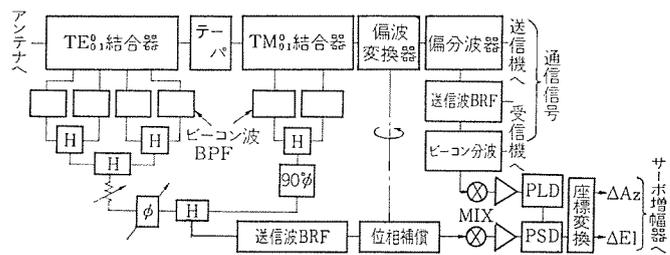


図 5. 1 直線偏波用自己追尾系系統図
Block diagram of auto-tracking system (Linear polarization).

良好な指向角度精度が得られ、またプログラム制御モードでも指令値の適切なる補正により十分な精度で衛星を追尾できることが確認されている。

5.2 自己追尾系

アンテナビームを高い精度で衛星に指向させるには、アンテナ自身で衛星方向を検知し、これを自動的に追尾する自己追尾系が必要である。自己追尾方式には種々の方式があるが、第 2 アンテナでは Intelsat-II および III 用とも衛星から放射されているビーコン電波を対象とし、給電用導波管中の高次モードを用いる。いわゆる VAT 方式が採用されている。自己追尾用受信装置にはいわゆる 2 チャンネル方式が採用され、とくにドリフトによる Null Shift を押えるように設計されている。

以下に VAT 追尾方式、追尾受信機の特長、および総合追尾精度について述べる。

5.2.1 自己追尾方式

(1) VAT 方式の選定

自己追尾方式には、VAT 方式のほか、ビームスキミング方式、マルチホーン方式などがあるが、第 2 アンテナではつぎの事項を考慮して、高次モードを用いるモノパルス方式 (VAT 方式) が採用されている。

(a) 給電系に自己追尾用誤差検出機能を付加しても、受信系の雑音温度の増加がきわめて小さく、構造的にもコンパクトである。

(b) 高次モードの放射パターンを使うので、偏波面変動による Null Shift が原理的に少ない。

(c) ビームスキミング方式のように送受信波が振幅変調されることがない。

なお、誤差検出用の高次モードとして、円偏波では、 TM_{01} モード直線偏波では、 TM_{01} および TE_{01} モードが用いられている。

TM_{01} モードを用いた円偏波用自己追尾方式は、すでに紹介⁽¹⁸⁾されているので、ここでは主として TM_{01} および TE_{01} モードを用いた直線偏波用自己追尾⁽¹⁹⁾について述べる。

(2) 直線偏波用自己追尾系の動作原理

この追尾系は図 5. 1 のように構成されている。

TM_{01} および TE_{01} モードの放射パターンは図 5. 2 に示すような特性をもつ。したがって追尾角度誤差の検出は衛星からの偏波面が水平偏波の場合、AZ 軸については TM_{01} 結合器から、EL 軸については TE_{01} 結合器からの信号から取り出される。また垂直偏波の場合は逆に AZ 軸は TE_{01} 結合器、EL 軸は TM_{01} 結合器からの信号から取り出され、さらに任意方向の偏波の場合もそれぞれ水平および垂直偏波に分解して考えることができる。

つまり直線偏波用自己追尾では二つの高次モードを用いてそれぞれのモードの不感帯を補い合うことにより自己追尾が可能である。

以下これらの関係を求めるとつぎのようになる。

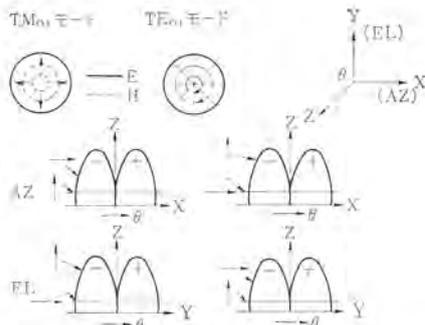


図 5.2 TM₀₁モード TE₀₁モードの放射パターン
Radiation pattern for TM₀₁ & TE₀₁-modes excitations.

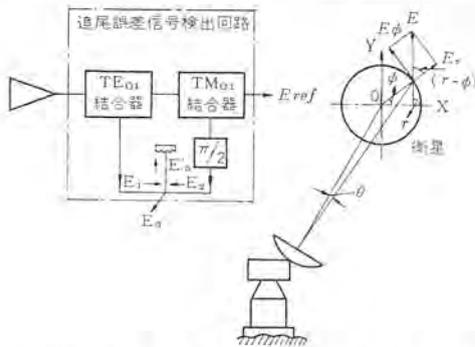


図 5.3 座標系および TE₀₁, TM₀₁ 結合器の接続
Polar coordinate and error sampling coupler.

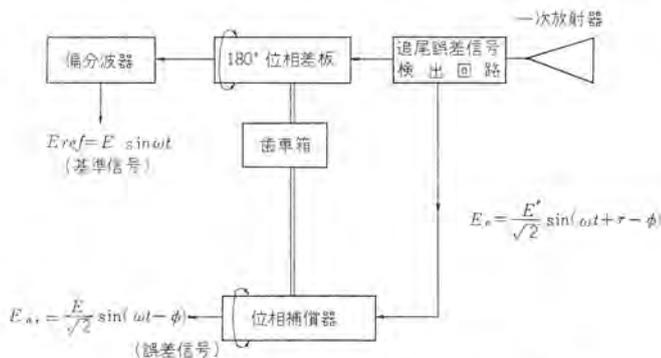


図 5.4 直線偏波用自己追尾装置動作説明
Operation of phase compensator for linear polarization.

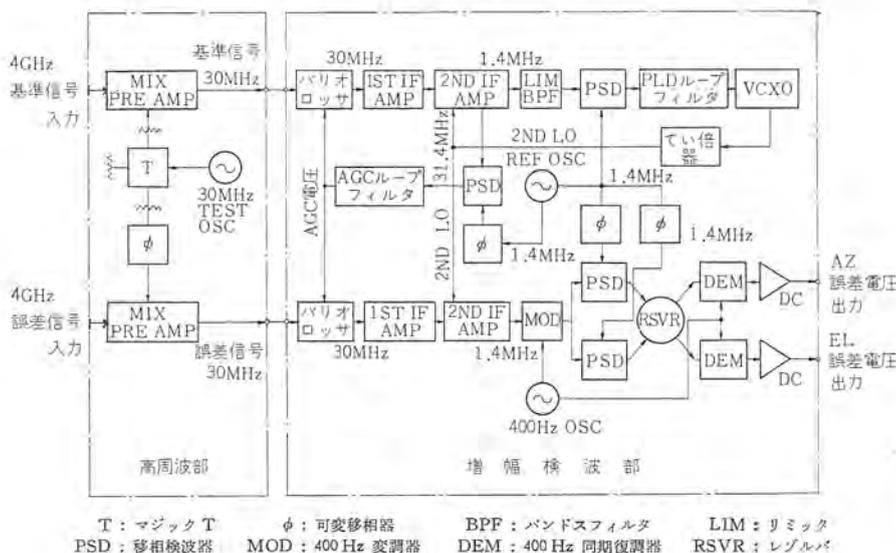


図 5.5 追尾受信装置系統
Block diagram of tracking receiver.

座標系および TE₀₁, TM₀₁ 結合器の接続を図 5.3 に示す。

$$E_1 = \kappa E_r \theta \cdot \sin \omega t = \kappa E \theta \cdot \cos(r - \phi) \cdot \sin \omega t \dots\dots\dots (5.1)$$

$$E_2 = \kappa E_r \theta \cdot \cos \omega t = \kappa E \theta \cdot \sin(r - \phi) \cdot \cos \omega t \dots\dots\dots (5.2)$$

マジック T にて二つの入力を合成する。

$$E_0 = \frac{E_1}{\sqrt{2}} + \frac{E_2}{\sqrt{2}} = \frac{E'}{\sqrt{2}} \sin(\omega t + r - \phi) \dots\dots\dots (5.3)$$

$$E_0' = \frac{E_1}{\sqrt{2}} - \frac{E_2}{\sqrt{2}} = \frac{E'}{\sqrt{2}} \sin(\omega t - r + \phi) \dots\dots\dots (5.4)$$

ただし $E' = \kappa E \theta$

位相補償器にて r の位相推移を受けた誤差信号 E_{0r} は

$$E_{0r} = \frac{E'}{\sqrt{2}} \sin(\omega t - \phi) \dots\dots\dots (5.5)$$

となる。したがって、追尾受信装置で基準信号により位相同期検波すると、AZ および EL の誤差信号はつぎのようにして求められる。

$$E_{AZ} = \frac{\kappa \theta E}{\sqrt{2}} \sin \phi \dots\dots\dots (5.6)$$

$$E_{EL} = \frac{\kappa \theta E}{\sqrt{2}} \cos \phi \dots\dots\dots (5.7)$$

5.2.2 追尾受信装置

追尾受信装置はアンテナ内の上部通信機にある高周波部と、下部通信機にある増幅検波部より構成され、図 5.5 に系統図を示すように、給電系立体回路部から取出されたピーコン信号の基準信号と誤差信号を別々に処理する 2 チャンネル方式である。

(1) 基準信号系

給電系のピーコン分波器で取り出された TE₁₁ モード成分は、水晶発振器出力をてい(通)倍した安定な第 1 局部信号によって 30 MHz の第 1 中間周波に変換され、プリアンプで増幅後、同軸ケーブルで増幅検波部に伝送される。この信号は位相同期検波 (PLD) され、ピーコン信号と位相の同期した第 2 局部信号 (VCXO 出力) をつくる。また、ピーコン信号のレベルを検波して AGC 電圧をつくり、これを第 1 中間周波増幅器に帰還して利得制御を行ない、同時にピーコン信号レベルの検出を行なっている。

(2) 誤差信号系

給電系の誤差検出回路で取り出された角度誤差信号は、基準信号

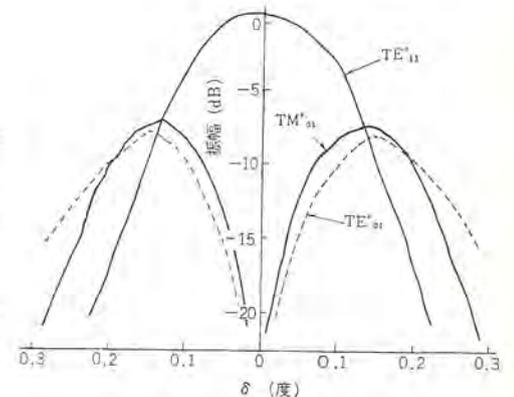


図 5.6 実測パターン
Measured TE₀₁ and TM₀₁ mode pattern.

系と同じ局部信号で第1中間周波に変換される。これを基準信号に位相同期した第2局部信号で検波して、AZおよびELの角度誤差信号としている。角度誤差信号の増幅にはドリフトを防ぐために低周波(400 Hz)による変調方式が用いられている。

(3) このほかに受信装置の保守、調整を容易にするための試験用発振回路や各部の動作監視用の回路が組込まれている。

また、Intelsat-II および III 号系でビーコン周波数が異なるので、局部発振器および試験発振器は衛星に応じて取り換えられるように

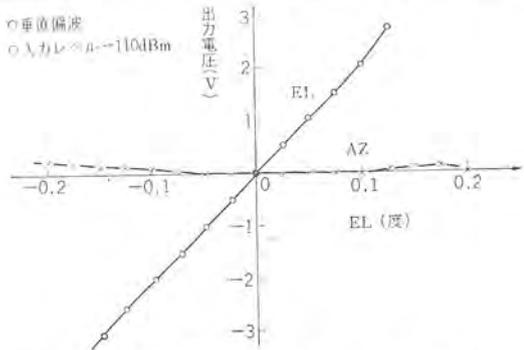


図 5.7 角度誤差検出特性 (EL)
Output error voltage vs. elevation offset angle of antenna boresight.

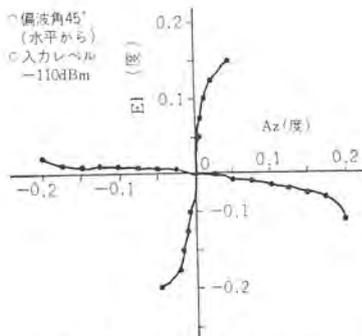


図 5.8 Null 軸直交度
Measured cross coupling between AZ and EL axes.

なっている。

5.2.3 測定結果

直線偏波の場合の AZ 面で測定された各モードのパターンを図 5.6 に示す。また図 5.7 に角度誤差検出特性、図 5.8 に交差偏波による Null 直交度、図 5.9 に引き込み収れん(斂)性を示す。これらは

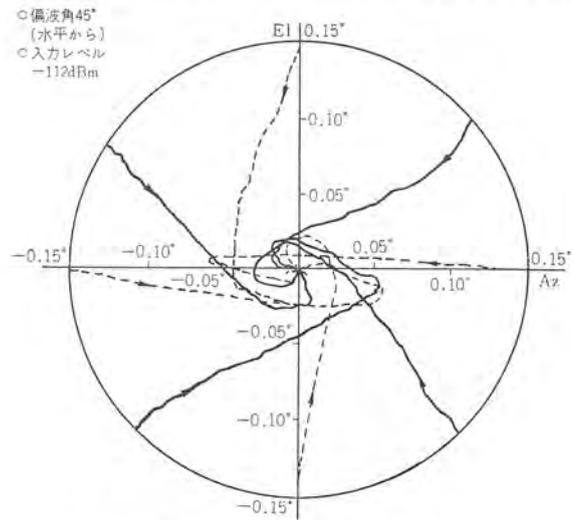


図 5.9 引き込み収れんのパターン
Pull-in-motion of the auto-tracking system.



図 5.10 計算機室 Computer room.

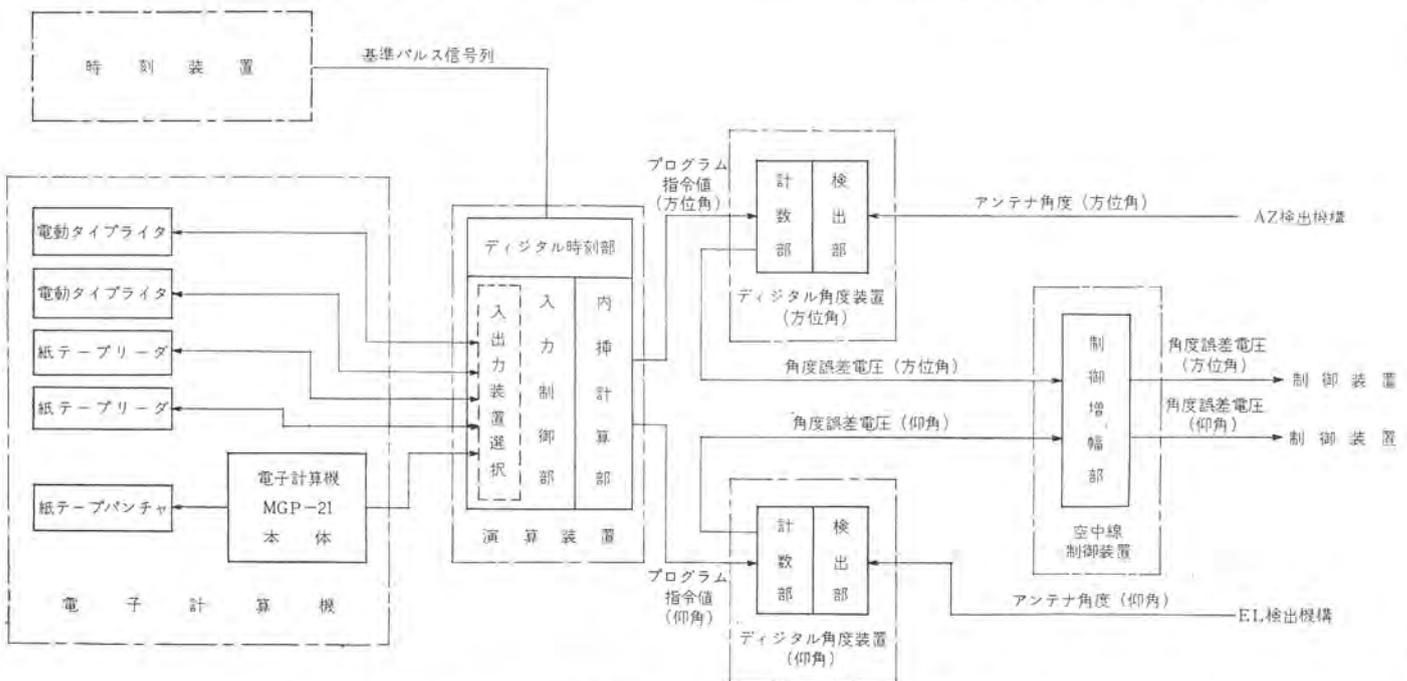


図 5.11 プログラム制御系系統図

Program control block diagram.

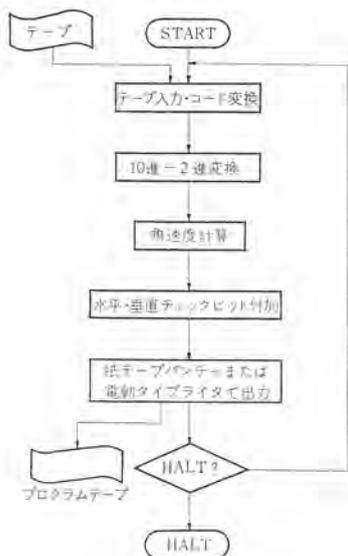


図 5.12 プログラムテープ作成のフローチャート
Flow chart for generating the programme tape.

表 5.1 プログラム制御系主要性能、諸元
Principal performance of program control.

(1) 時刻装置 ・原 発 振 周波数安定度	水晶、正副2チャンネル ±1×10 ⁻⁷ /日(正・副とも)
(2) 電子計算機 ・本 体 演 算 方 式 記 憶 装 置 ・人 出 力 装 置	2進31ビット、直列演算方式 命令23種 磁気ディスク、4.066語 平均アクセスタイム 25 m sec 電動タイプライタ 紙テープリーダー、紙テープハンチェ
(3) 演 算 装 置 ・プログラム指令精度 ・オフセット指令可能範囲 ・内そう(挿)計算時間間隔	360°×2 ⁻¹⁷ (AZ, ELとも) 約±2.81度(AZ, ELとも) 62.5 m sec
(4) デジタル角度装置 ・検 出 方 式 ・角度計数分解能	400 Hz シンクロレゾルバ位相カウシト 360°×2 ⁻¹⁷ (AZ, ELとも)

照準塔との間で測定されたものであるが、衛星(Intelsat-II-F4)による測定でも同様な結果が確認されている。

また、アンテナ指向精度についても各種の試験が行なわれ、その総合⁽¹⁸⁾精度は平均風速15 m/sのとき $\frac{4.3}{1,000}$ °rms以下であり、十分に実用に供しうることが確認された。

5.2.4 プログラム制御

プログラム制御系は、時刻装置、電子計算機、演算装置およびデジタル角度装置とからなり、主要部は局舎内の計算機室(図5.10)に設置されている。この構成と関連装置との関係を示す系統図を図5.11に示す。

(1) 時刻装置

時刻装置は、プログラム制御の基準となる正確なパルス時刻信号を発生するほか、地球局内の多数の子時計を駆動するために用いられる。

この時刻信号は、JJY標準電波秒報時信号を受信して校正できるような受信機が内蔵されている。

(2) 電子計算機

衛星の予測軌道情報は、COMSATよりテレックス回線などを通じて予め伝送され、さん(鑿)孔紙テープの形で得られる。このテープ情報はそのままでは衛星を追尾するに適しないため、これに適合するよういったん電子計算機にて、コード変換およびフォーマット変換を行ない適当な処理を加えて、演算装置への入力情報となるさん孔紙テープ(プログラムテープ)の形で蓄積される。

本アンテナでは、衛星の予測軌道情報の処理についてフレキシビリティを持たせるため、小形のはん用電子計算機を用い、オフラインで動作させるようにしている。

プログラムテープを作成するために電子計算機でおこなっている処理内容のフローチャートを図5.12に示す。

こうして作成されたプログラムテープは、演算装置において1/16秒の時間間隔で内そう(挿)計算し、時刻装置との時刻一致をとって、アンテナを駆動する基準信号となるプログラム指令値を実時刻でデジタル角度装置に送出する機能をもっている。

(3) 演算装置

演算装置は、デジタル時刻部、入力制御部、内そう計算部よりなり、それぞれつぎの機能をもつ。

(a) デジタル時刻部

時刻装置からのパルス信号列を分周し、時・分・秒表示をおこなうとともに、入力制御部に印加された軌道情報をプログラム指令値として内そう計算部に転送するための基準時刻を発生する。

(b) 入力制御部

プログラムテープにさん孔された衛星の予測軌道情報を入力し、実時刻との対応をつけて内そう計算部へ転送するためのバッファ装置としての機能をもつ。また、プログラム制御系では、テープ情報の入力装置として、2台の紙テープリーダーおよび2台の電動タイプライタのリーダー部、計4台のテープリーダーを設けているため、入力制御部は、電子計算機用に紙テープリーダー1台、電動タイプライタ1台、演算装置用に任意のリーダー1台を接続するための入出力装置選択の機能をもつ。

(c) 内そう計算部

入力制御部に入力された衛星の予測軌道情報をもとにして、アンテナを平滑駆動するための内そう計算をおこない、実時刻に対応づけてデジタル角度装置にプログラム指令値を送出する。また、適宜、手動でオフセット角度を、方位角および仰角についてそれぞれ最大、約±2.81°までプログラム指令値に重畳させてアンテナ角度の指令を修正することができる。

(4) デジタル角度装置

デジタル角度装置は、検出部と計数部とから成り、方位角および仰角の各角度検出機構で検出されたアンテナ角度を検出部でシンクロレゾルバにより電気信号に変換し、計数部でデジタル形式のアンテナ角度をうる。また、計数部では、演算装置から送られてきたプログラム指令値を現在のアンテナ角度と比較し角度誤差を算出して、空中線制御装置、制御増幅部を通じてその角度誤差電圧を零にすべくサーボモータを駆動する。

プログラム制御系各装置の性能・諸元を表5.1に示す。

6. む す び

以上、述べたKDD茨城衛星通信所第2施設用アンテナはKDDに

おける計画開始より3年余、両社が技術的検討を重ね、43年1月完成をみた。実用に供されてから半年以上経過しているが、その間飛躍的な進歩をつづける衛星通信の分野では改良すべきものもあるが、このアンテナは世界でも最初に完成した第一級の標準地球局用アンテナであると言っても過言でなく、まず故障なく連続運用され、今後久しくわが国の国際電話にあるいはテレビの宇宙中継に活躍するものと期待される。

このアンテナは衛星通信実験用として、さきに三菱電機が納入した同通信所第1アンテナを用いた幾多の実験的検討の経験、および理論的研究に基づいて設計されており、国際商業衛星通信用として十分な性能を具備しているものと考えられる。そして、この結果は本アンテナが現時点で世界有数のアンテナとして評価されるゆえんともなっている。この技術的成果はさらにメキシコオリンピックのテレビ中継に活躍した、メキシコ地球局用アンテナ、KDD山口衛星通信所用アンテナをはじめ、現在建設中のオーストラリア地球局用アンテナなど三菱電機が受注したアンテナに、この第2アンテナを原形として生かされている。

本報告ではアンテナ据付工事についても述べる予定であったがページ数の制限から割愛した。総重量500tにもおよぶ大規模な据付工事に一人の犠牲者もなく、予定どおり完成させることができたのは、KDD関係者の適切なご指導、ならびに三菱電機の総合技術力とプロジェクト体制の確立にあったものと言えよう。

筆をおくにあたり、このアンテナの設計、建設に際して始終ご指揮していただいたKDDの宮衛星建設部長をはじめ、ご指導ご激励いただいたKDD衛星建設部富田技術課長、三菱電機通信機製作所丸浜衛星通信部長、KDDおよび三菱電機の設計者関係各位に負うところ大である。ここに厚く謝意を表す。

また、据付工事および性能試験に直接関係されたKDD茨城衛星通信所橋田所長、村岡次長、三菱電機通信機製作所谷内係長、佐藤係長はじめ、多数の工事関係者に敬意を表す。

(昭43-12-18受付)

参 考 文 献

- (1) 梶浦, 岩崎: 衛星通信回線の設計, 国際通信の研究, No. 55, 1月(昭43) および ICSC; Performance Characteristics of Earth Stations, ICSC-28-38 E, W/9/67 Sept. (1967)
- (2) 西田, 糸原, 西村ほか: 茨城衛星通信所第2アンテナの性能, 信学会アンテナ伝ば(播)研資(昭43-6)
- (3) 西田, 永田, 糸原, 岩崎: 衛星通信用標準地球局機器の設計, 国際通信の研究, No. 56, 4月(昭43)
- (4) 横井, 喜連川ほか: 衛星通信用22mカセグレンアンテナの特性, 信学会アンテナ伝播研資(昭42-1)
- (5) 喜連川, 武市, 木沢: 宇宙通信用カセグレンアンテナの最適設計, 信学会アンテナ研資(昭41-1)
- (6) 西田, 喜連川ほか: ホーリフレクタ給電カセグレンアンテナの一次放射系, 昭42年連大予稿, 1,295
- (7) S. Silver: Microwave Antenna Theory and Design, McGraw-Hill (1949)
- (8) 喜連川, 武市, 木沢: カセグレンアンテナ副反射鏡の散乱パターン, 昭41年連大, No. 959
- (9) 丸浜ほか: メキシコ納め衛星通信用大口径アンテナ, 三菱電機技報, 43, No. 2 (宇宙開発特集号)
- (10) 西田, 西村ほか: 茨城衛星通信所第2アンテナ, 昭43年全大, 413
- (11) CCIR: "Antenna for space systems, Summary of characteristics of the 2nd Antenna at IBARAKI Easth Station, Japan" Doc. IV, Feb. (1963) (Geneva)
- (12) 横井ほか: 衛星通信用大口径アンテナの利得測定, 信学誌, 51-B, No. 4, 125~132 (1968)
- (13) 佐々木ほか: Radiometerの特性とアンテナ雑音の測定, 信学会アンテナ研資(昭41-1)
- (14) 西田, 佐藤: 宇宙通信用アンテナの自己追尾装置について, 国際通信の研究, No. 47, (昭41-1)
- (15) 坪井: 曲面構造(シエル)の理論とその応用(昭40)丸善
- (16) 西村: 三菱電機技報, 40, No. 6, 1,010 (昭41)
- (17) A. G. Davenport: The spectrum of Horizontal Gustiness near the Ground in high wind, J. Roy. Meteor. Soc., 87, 194 (1961)
- (18) 西田ほか: 茨城衛星通信所第2アンテナの指向精度, 昭43電子通学全国大会予稿, 414
- (19) 西田, 糸原, 石井ほか: 茨城衛星通信所第2アンテナの直線偏波用自己追尾装置, 昭43電子通学全国大会予稿, 415

メキシコ納め衛星通信用大口径アンテナ

丸浜 徹郎*・森川 洋**・阿部 修*
 遠藤 義昭**・尾形 良征**・竹内 政和**
 吉田 連**・塚田 憲三**
 水沢 丕雄***

Large Diameter Communication Earth Station Antenna for Mexico

Communication Equipment Works Tetsuro MARUHAMA・Hiroshi MORIKAWA・Osamu ABE
 Yoshiaki ENDO・Yoshiyuki OGATA・Masakazu TAKEUCHI
 Murazi YOSHIDA・Kenzo TSUKADA
 Kamakura Works Motoo MIZUSAWA

An antenna system for satellite communication earth station has been delivered to Mexico. This antenna was provided for TV transmission of the Mexican Olympic Games. It is now expected to play an important role in the future communication of Mexico. The features of the antenna system are enumerated as follows : (a) World's largest aperture of its kinds ; diameter of the main reflector is 105 ft. (b) High efficiency ; more than 70 % at 4 GHz band. (c) Low noise temperature ; antenna noise temperature at an elevation angle of 5 degree is less than 40°k. (d) Wide angular travel ; using special waveguide rotary joint, the angular travel of azimuth axis is expanded to ± 200 degrees. (e) Wide trackable speed range ; from 0.0003°/sec to 1°/sec is achieved by electric drive. (f) Single channel tracking receiver ; simultaneous lobing system is realized using higher modes and single channel tracking receiver.

1. ま え が き

メキシコ 共和国通信運輸省の最初の衛星通信地上局アンテナが、きわめて短期間にメキシコオリンピックを目標に製作・輸送が行なわれ、メキシコ市北東部の Tulancingo に設置された。この工事報告については別文⁽¹⁾で述べる。

このアンテナは、発展著しいメキシコにふさわしいよう、性能は世界最高級のものが要求された。当社独自の技術の結集により、きわめて短期間に、この要求を実現することができた。以下にどのような設計を行なったかを述べるが、これがそのまま本アンテナの特長となっている。

(1) アンテナの良さを表わす尺度として、アンテナ利得と受信系の雑音温度の比 G/T が用いられるが、18°K の低雑音増幅器と組合せて、4 GHz で $G/T > 42.5$ dB という、ICSC の基準 40.7 dB (認可の条件 39 dB) を、はるかに上回る性能が要求された。

これを実現するため、強度と鏡面精度の問題を克服して、商用地上局としては、世界最大径の 32 mφ (105 ft) の主反射鏡にし、さらにアンテナ 能率を従来のカセレンアンテナより約 10 % 高い 70 % に目標をおいた。これは、雑音温度を悪化させずに、主反射鏡および副反射鏡の鏡面を修正したもので、一次放射器の放射特性を加味して、計算機で反射鏡曲面を算出し、縮尺模型実験を行なって、性能向上を確認しておいた。

(2) 対象とする衛星を、静止衛星に限定せず、多種多様な衛星を追尾できるよう、AZ 軸は $\pm 200^\circ$ の回転範囲が要求された。

地上機器とアンテナ AZ 台上の機器の間は、数本の送信・受信の導波管が往復しているため、通常のロータリジョイントを使用したのでは、回転範囲が $\pm 170^\circ$ 以下に限定される。ロータリジョイントを特殊構造にして、回転範囲を広げた。

(3) 運用者の大部分が電気技術者であることから、アンテナ駆動

には、電気駆動が要求された。また追尾速度が、0.002°/sec から 1°/sec と広い速度範囲、30 mφ を越す大形アンテナで 0.014° 以下という高い追尾精度が要求された。

この解決策として、新しいアンチバックラッシュ方式により、強風時にも完全なアンチバックラッシュ動作が行なわれるようにし、従来の電気駆動アンチバックラッシュ方式で問題となる、機械共振周波数の低下を防止した。また、サイリスタ装置を用いた多重帰還補償により、サーボ系のトルクステイフネスの向上と、非線形性の改善を行ない、上記要求を十分満足する性能が得られたばかりでなく、保守性、信頼性の面でも向上した。

(4) 保守、信頼性の面から、単一チャンネル方式の追尾受信機を採用した。

以下本文において、これらの詳細を紹介する。

2. 装置の概要と性能

2.1 構成

本アンテナの構成を図 2.1 に示す。Azimuth-Elevation 方式のアンテナと、給電系、追尾受信系、駆動サーボ系とから構成されている。

主反射鏡と副反射鏡で、カセレンアンテナを構成し、一次放射器は、ホーンリフレクタである。ホーンリフレクタの根元には、Elevation のロータリジョイントが付いている。その先は、Azimuth 回転台上に置かれた上部通信機室にはいており、上部通信機室およびその中に置かれた給電系、低雑音増幅器は、アンテナが、どの方向を指向しても傾かないので、保守・点検が容易である。Elevation 駆動機構とコンクリートペダスタル内の Azimuth 駆動機構は、電気サーボで駆動され、細い電波ビームを、目的とする衛星に正確に指向させることができる。Elevation および Azimuth のサーボ系は二系列のサイリスタを電源とするモータで駆動され、2 個のモータは、アンチバックラッシュシステムとして動作する。

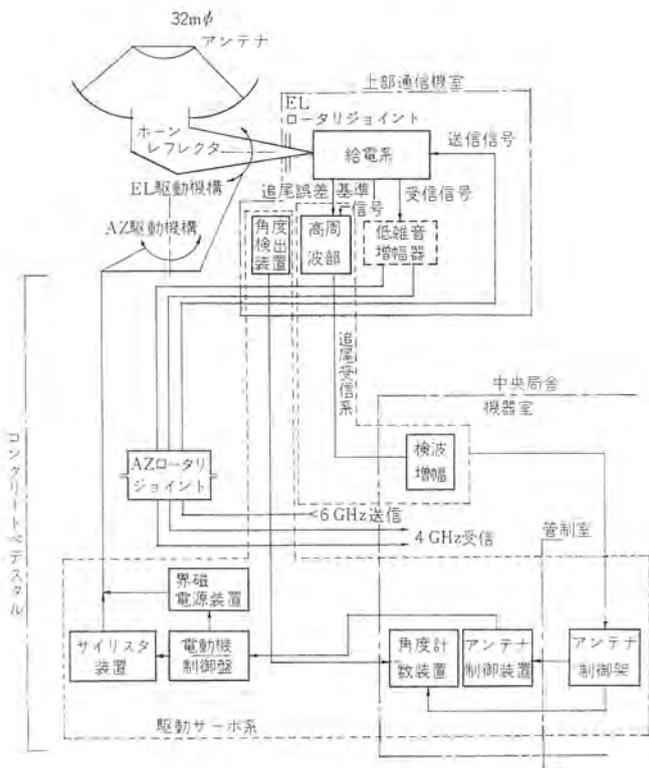


図 2.1 アンテナ装置構成
Block diagram of 105 ft antenna system.



図 2.2 アンテナ外観
105 ft antenna.

上部通信機室内にある給電系は、追尾誤差信号の抽出、送・受信波の偏波変換および送受信波の分離を行なう。

給電系で抽出された追尾誤差信号は、まず、位相変調して、側帯波に拡散し、これを受信信号波から分離したピーコン波の基準信号とマイクロ波帯で合成することにより、単一チャンネルの中間周波に変換する。この追尾受信系から、最終的には Azimuth と Elevation の直流の誤差信号をうる。誤差信号は増幅され、Azimuth と Elevation のモータを駆動して、サーボ系の閉ループを構成する。

一方、給電系で、送信波と分離された 4 GHz 帯の通信用受信信号は、低雑音増幅器で増幅された後、Azimuth 軸のロータリジョイント

を経て、中央局舎まで、現用・予備 2 本の導波管で伝送される。

他方、6 GHz 帯の大電力送信信号は、ペダスタル横の送信機から Azimuth 軸のロータリジョイントを通して、上部通信機室内の給電系まで、導波管で、受信用の伝送導波管と並んで配管されている。

本装置の外観を図 2.2 に示す。

2.2 主要性能

装置の主要性能と諸元は、つぎのとおりである。

(1) アンテナ系

- (a) 形式：カセグレン
- (b) 主反射鏡直径：32 m ϕ
- (c) 鏡面精度：1.4 mm RMS 以下
- (d) 利得：61.2 dB (4 GHz)
63.9 dB (6.2 GHz)
- (e) 雑音温度：39°K 以下 (仰角 5° において)
- (f) 偏波：直線偏波および円偏波
- (g) 周波数：3.7 GHz~4.2 GHz (受信)
5.925 GHz~6.425 GHz (送信)

(2) 駆動サーボ系

- (a) 駆動：電気サーボ
- (b) マウント方式：全天空指向性を有する AZ-EL マウント方式
- (c) 可動範囲：AZ $\pm 200^\circ$
EL $0^\circ \sim 92^\circ$
- (d) 最大回転速度：AZ 1°/sec
EL 1°/sec
- (e) 最小速度：AZ 0.0003°/sec
EL 0.0003°/sec
- (f) 追尾精度：0.01° 以下 (平均風速 70 km/h) で
- (g) 耐風性能：190 km/h で永久変形を起こさない
- (h) 追尾モード：自動追尾および手動追尾

3. 直径 32 メートル反射鏡の実現

3.1 主要機械的要求条件および性能、諸元

メキシコアンテナの主たる要求条件は次のとおりである。

- (1) アンテナ方式：全天空指向性を有し、主反射鏡の直径は 32 メートル。
- (2) 駆動方式：電気モータ方式とし、最大駆動角速度は 1°/sec 以上。
- (3) 耐風性：平均風速 50 km/h まで支障なく通信が進行できること。格納状態で瞬間最大 190 km/h まで構造的損傷をうけないこと。
- (4) 低雑音機器室：保守運用に便なるよう傾かないこと。

以上の諸条件を満たすために、アンテナ方式には AZ-EL タイプのカセグレン方式を採用した。図 3.1 に構造図を示す。

3.2 設計方針

メキシコアンテナのシステム設計のうち機械系に関して、全体に流れている思想は国際電信電話(株)茨城地球局納めアンテナと同じ⁽²⁾であり、次に述べる 2~3 の点以外は本質的に変わっていない。

- (1) 駆動方式が電気駆動となった。
- (2) AZ レベリング装置をつけた。

基礎地盤の不確定要素を折り込んで、特に客先からの要求でこれを設けた。

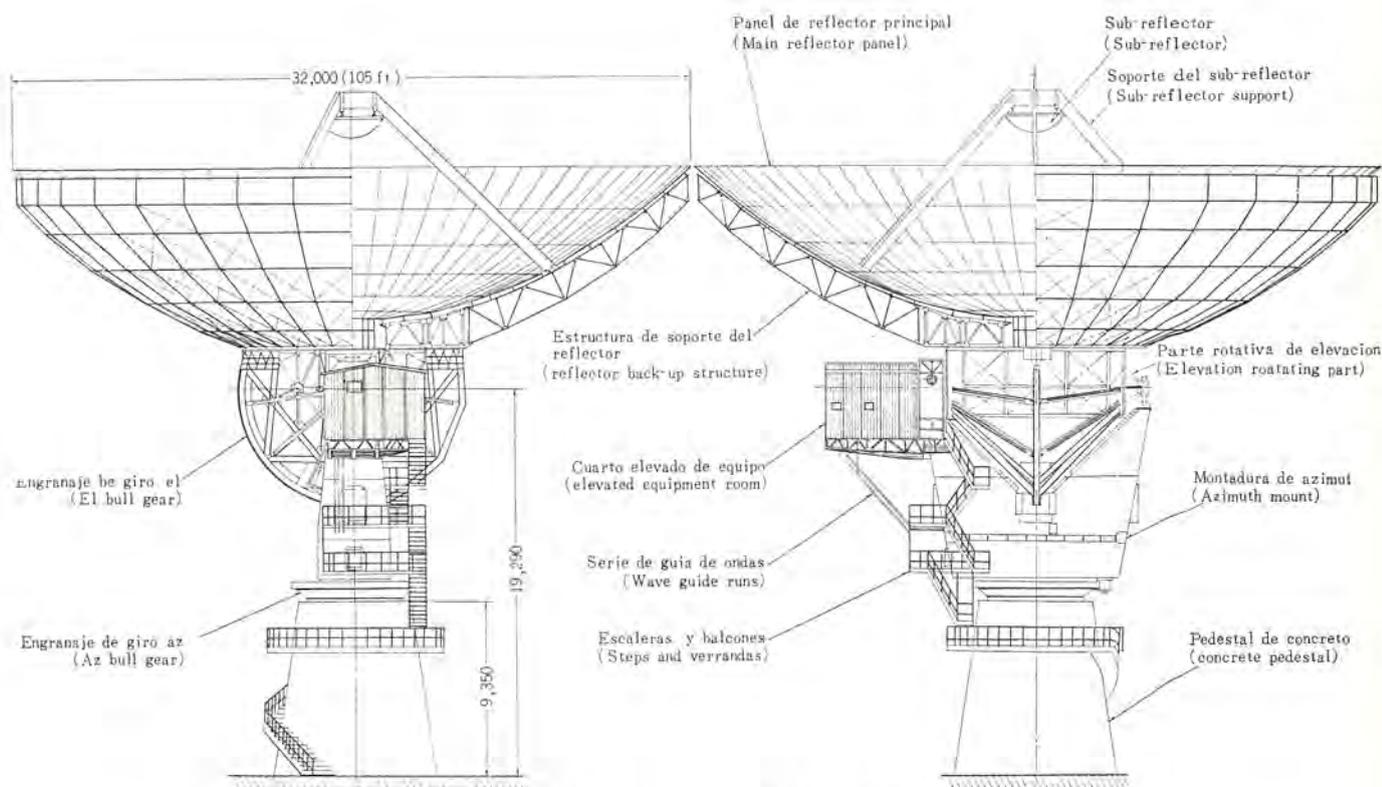


図 3.1 メキシコアンテナ 構造

Outline drawing of antenna.

(3) 下部通信機室が不要となった。

海外工事であるため、特に次の点に重点がおかれ、それに付随して派生した問題の解決のための努力がなされた。

- (1) 保守運用の容易化
- (2) 建設工期の短縮化
- (3) 輸送機関・輸送路・建設機械等による制限

特に(3)の制限によって、単体部品の軽量化・縮小化が要求され、一方では建設工期を短縮することが要求された。この互い相反する要求を満たすために、設計・製作等種々の面から検討が加えられ、満足すべき解決策がみい出された。

3.3 機械設計の問題点

商業衛星通信用として世界最大の口径を有するアンテナの機械構造を設計するにあたり、3.2節で述べた問題点の解決のほか、設計上とくに重視した事項は次のとおりである。

3.3.1 アンテナ系の耐風性

(1) 設計風速の算定

設計風速としては次の二つが考えられる。

- (a) 運用風速 (所要の通信か(隊)動率を満たして支障なく通信が続行可能な最大風速)
- (b) 格納風速 (格納時において構造物に損傷を与えない最大風速)

これらの設計風速を算定するにあたり、据付場所における風速の時間確率を推定する必要があるが、ほとんどの場合据付場所の風の観測資料がなく精度よく風速の時間確率を求めることができない。このように観測所以外の場所での値を、地形的因子の関係を考慮してある程度推定できる。さらに格納風速を求める場合、風速の再現期間と構造物の耐用年数の問題があるが、構造物の重要度、建設費等を考慮し妥当な再現期間を決め、設置場所付近の資料として隣接

の Hidalgo 州および Puebla 州の気象の資料を入手して、設計風速を決定した。

(2) 動的応答の検討 (アンテナ指向精度、および構造の剛性の配分について)

運用風速におけるアンテナの指向性の検討には、風速がたえず変動しているため、構造物の動的応答現象として解析した。この解析のためにアンテナ構造物の振動現象を把握し、精度の高い多質点系振動モデルを決定して、風のパワースペクトル解析を行なった。系の剛性を種々変えて構造の重量を軽減するよう最適な剛性の配分を決定した。

(3) 格納時の耐風性

設計風速が瞬間最大風速で与えられる場合、この風速に見合う速度圧を静的に作用させて静的解析で検討が加えられる場合が多いようであるが、この場合ガストファクターの算定方法、評価時間に問題があり適切な解析とはいえない。見かけのガストファクターが構造の剛性の分布、位置(広がり)によって異なるため、振動系を決定し、動的応答解析で検討した。また、アンテナ反射鏡のように広がりを持つ多質点構造物に対しても、種々の解析方法を適用し、パワースペクトル解析を行ない安全を確かめた。

3.3.2 鏡面精度

アンテナ反射鏡の鏡面精度に影響を及ぼすものとして種々の因子が考えられるが、電気的最終要求を満たすために、経済性を考慮して各因子に対する誤差配分を決定した。

3.3.3 耐震性その他

地震解析を行なう場合厳密には地盤の性質によって地震波の加速度スペクトルも異なり、少なくとも据付場所の常時微動のスペクトルが必要であるが、この資料の入手ができなかったことと、比較的硬い地盤とのことで、カリフォルニアの EL CENTRO の地震波を使って、デジタル解析を行ないその安全性を確かめた。

4. 高能率化⁽³⁾⁽⁴⁾

4.1 原理

従来のカセグレンアンテナ⁽⁵⁾は光学系、すなわち望遠鏡から由来したもので、点波源の概念を用いているから、反射鏡には、二次曲線群が選ばれてきた。たとえば回転放物面と回転双曲面、回転放物面と回転放物面の組合せ等が使われてきた。いずれの場合も、図 4.1 (a) に示すように、点波源 F_1 (通常一次放射器の等位相中心を指す) から出た電波が、副反射鏡 I で反射されて、主反射鏡 II に向う。この場合、副反射鏡で反射された電波は、あたかも副反射鏡の焦点 F_2 (この位置は同時に主反射鏡の焦点でもある) から出た電波のような特性を有する。この電波を主反射鏡で反射し、アンテナ開口面 A 上で一定位相となるようにしている。

この一次放射器から放射された電波を 2 回反射させていることに着目すれば、開口面 A 上で、点 F_1 より出た電波の光路長を一定に保つための解は無数にあることがわかる。すなわち図 4.1 (b) のように反射鏡 I および II に双曲面や放物面等の二次曲面を使用しないで目的に適合した曲面をとることが可能である。ただしこの場合、一般には点 F_2 は定点とならないで、広がりをもったものとなる。

さて、カセグレンアンテナの開口能率を最大にするには、主反射鏡開口面における振幅・位相分布が共に均一になるようにすればよいから、副反射鏡曲面を主反射鏡開口面上の振幅分布を決めるのに使用し、主反射鏡曲面で開口面上の位相が一定になるようにすればよい。

すなわち、図 4.2 (a) で、反射鏡上で反射の法則を満足していなければならないから、主反射鏡および副反射鏡それぞれについて

$$-\frac{dy}{dx} = \tan \frac{\alpha}{2} \dots\dots\dots (4.1)$$

$$-\frac{1}{\gamma} \frac{d\gamma}{d\theta} = \tan \frac{\theta + \alpha}{2} \dots\dots\dots (4.2)$$

また、一次放射器の電力放射パターンを $P_1(\theta)$ とし、主反射鏡の開口面 A 上の電力分布を $P_3(x)$ とすれば、 F_1 より放射された電力で、角度 $\theta, \theta + d\theta$ の間に含まれる電力が、副反射鏡と主反射鏡で反射されて、 $x, x + dx$ 内の電力になるとすることにより、

$$\int_0^{2\pi} \int_{x_{\min}}^x P_3(x) \cdot x \cdot dx \cdot d\phi = \int_0^{2\pi} \int_{\theta_{\min}}^{\theta} P_1(\theta) \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\phi$$

であるから次式が得られる

$$\frac{\int_{x_{\min}}^x P_3(x) \cdot x \cdot dx}{\int_{x_{\min}}^{x_{\max}} P_3(x) \cdot x \cdot dx} = \frac{\int_{\theta_{\min}}^{\theta} P_1(\theta) \sin \theta \cdot d\theta}{\int_{\theta_{\min}}^{\theta_{\max}} P_1(\theta) \sin \theta \cdot d\theta}$$

ここで開口分布が均一、すなわち $P_3(x) = 1$ とすれば、上式は、

$$\frac{x^2}{x_{\max}^2} = \frac{\int_{\theta_{\min}}^{\theta} P_1(\theta) \sin \theta \cdot d\theta}{\int_{\theta_{\min}}^{\theta_{\max}} P_1(\theta) \sin \theta \cdot d\theta} \dots\dots\dots (4.3)$$

となる。さらに一次放射器の位相パターンを $H_1(\theta)$ とすれば、開口面で位相分布を均一にするために、一次放射器の位相中心から、開口面までの光路長が等しいとすることによって、

$$H_1(\theta) + \gamma + \frac{x - \gamma \sin \theta}{\sin \gamma} + y = K (\text{一定値}) \dots\dots\dots (4.4)$$

が導かれ、これらを連立方程式で解くことによって、 γ, θ, y が計

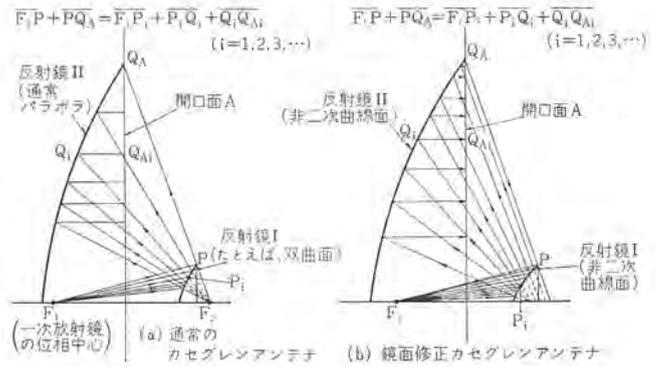


図 4.1 複反射鏡アンテナの原理
Geometrical illustration of high efficiency cassegrain antenna.

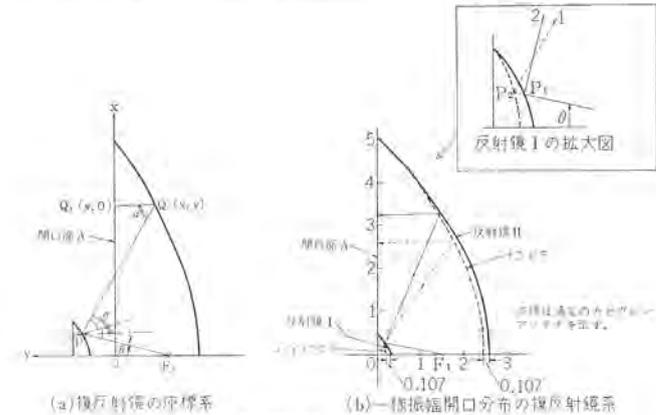


図 4.2 複反射鏡アンテナ
Dual reflector antenna.

算でき、また式 (4.3) から x も計算できる。すなわち、主反射鏡の座標 (x, y) 、副反射鏡の座標 (γ, θ) が求められる。

数値計算を行なった結果と、従来のカセグレンアンテナを比較したものを図 4.2 (b) に示した。同図で、波動の経過を考察すると、従来のパラボラ形の反射鏡では、1 の方向に放射されるのに対し、副反射鏡により 2 の方向に放射される。これから、通常カセグレンアンテナでは、主反射鏡の周縁方向に行くに従って開口面 A 上の電界分布のレベルが下るのに比べ、周縁方向にも多量の電力を照射して、開口面照度分布を一樣にしていることがわかる。

従来のカセグレンアンテナの設計法では、主反射鏡の開口照度分布は、一次放射器の放射パターンに大きく依存しているため、開口照度分布を一定に近づけようとすると、一次放射器に従属して、副反射鏡からのスピルオーバー電力が増加する。このスピルオーバー電力は利得を低下する方向に働くのみでなく、アンテナ雑音温度を上昇させるので高能率、低雑音温度特性 (すなわち G/T 比の高い) を最良にするには、アンテナ能率は低い値に甘んじなければならなかった。

しかるに、高能率設計のアンテナでは、開口照度分布と、スピルオーバー電力との間の従属関係がなくなるので、開口照度分布とスピルオーバー電力を独立したパラメータで設計できる。すなわち、このアンテナでは、副反射鏡および主反射鏡からのスピルオーバー電力を小さく抑えながら主反射鏡の開口照度分布をほぼ一樣にすることができる。

したがって本アンテナの G/T 比は大幅に改善される。

4.2 設計と模型実験

このアンテナは Intelsat-II、III 号系衛星を主たる対象とし、送信それぞれ 6, 4 GHz 帯にわたり 500 MHz の帯域幅をもつように、また、電気的特性としては、雑音温度 18°K の低雑音受信機を接続した場合の仰角 5° における 4GHz のシステム G/T 比が 42.5 dB 以上

となること、送信利得が 6 GHz に対して 62.9 dB₂以上となることを目標とした。他方、低雑音受信機などの電子機器は信頼性および保守運用上の観点から仰角回転をこらむらないようなアンテナ形式、すなわち、円すいホーンリフレクタ給電・鏡面修正高能率カセレンアンテナを採用した。

鏡面修正カセレンアンテナの鏡面を幾何光学的な原理に基づいて求める方法を前節で述べたが、設計に際しては、一次放射器の特性、副反射鏡の放射パターンに波動的な考えを導入し、アンテナの能率および雑音温度の評価を行なった。

まず、円すいホーンリフレクタの放射電界 E_P は、その開口面上の電界分布 E_a が与えられれば、観測点 $P(X, Y, Z)$ における E_P は

$$E_P = \frac{jk}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^a [E_a \{1 + (R^c \cdot I_z)\} - (E_a \cdot R^c) (I_z + R^c) \frac{e^{-jkR}}{R} \rho] d\rho d\phi$$

で与えられる⁽⁶⁾。式中の諸記号は図 4.3 に示す。また $k=2\pi/\lambda$ で、 λ は自由空間波長である。この式による計算結果を図 4.4 に示してある。副反射鏡の放射パターンは電流分布法によって求めることができ、図 4.5 に示すような座標系をとったとき十分遠方の点 P での電界 E_S を考えると

$$E_S = -\frac{j\omega\mu}{2\pi R} e^{-jkR} \int_S [n \times H_P - (n \times H_P) \cdot R_1] e^{jk\rho \cdot R_1} dS$$

で与えられる。ここで n, R_1 はそれぞれ鏡面の法線方向、OP 方向の単位ベクトルであり、 S_0 は Poynting vector の方向の単位ベクトル、 E_P を一次放射器からの入射電界とすれば $H_P = \sqrt{\epsilon/\mu} [S_0 \times E_P]$ である⁽⁷⁾。上式を用いた計算値を図 4.6 に示してある。

他方、カセレンアンテナの利得 G は

$$G = \left(\frac{4D_m}{\lambda}\right)^2 \eta$$

で表わされる⁽⁸⁾。ここで D_m は主反射鏡開口直径で、 η は開口能率である。また、アンテナの雑音温度 T_u は

$$T_u = \frac{1}{4\pi} \int_0^{4\pi} G(\Omega) \cdot T_S(\Omega) d\Omega$$

で定義される⁽⁸⁾。ここで、 $G(\Omega)$ はアンテナの放射パターン、 $T_S(\Omega)$ は輝度温度で、 Ω は単位立体角である。

これらの理論的な解析結果に基づいて、鏡面修正高能率カセレンアンテナの模型実験を行ない、鏡面修正理論の実験的な裏付けを得るとともに、利得などの計算方法の確認を行なった。模型実験は反射鏡直径 1.2 m で行ない、アンテナの能率の理論計算値約 72% に対し、実測結果約 70% を得た。この結果は従来のカセレンアンテナの能率がせいぜい 60% 程度であったのに比べれば、大幅な利得改善が達成できた。この模型実験で使用したアンテナの一例を図 4.7 に、また、従来のカセレンアンテナに使用していた副反射鏡と鏡面修正高能率カセレンアンテナの副反射鏡とを比較して図 4.8 に示してある。

本アンテナの設計は上述の理論的解析・模型実験結果および KDD 第 1, 第 2 アンテナなどの製作実績から得られたもろもろのデータに基づいて行なわれた。まず、主反射鏡直径は受信系システム G/T 比 42.5 dB 以上の要求条件とアンテナの開口能率約 70% とから、32 m (105 ft) と決定した。一次放射器には円すいホーンリフレクタを使用し、その形状・寸法は副反射鏡の設定位置における放射パターン、円すいホーンリフレクタの反射板の成形能力、副反射鏡のブロッキングなどを最適にすることを考えて設計されている。副反射鏡直径はそれからのス

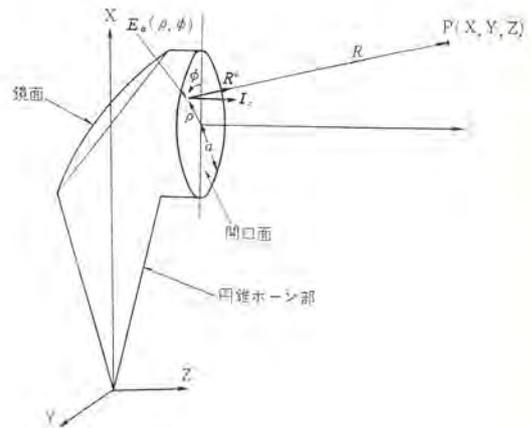


図 4.3 円すいホーンリフレクタの座標系
Coordinate for conical horn reflector.

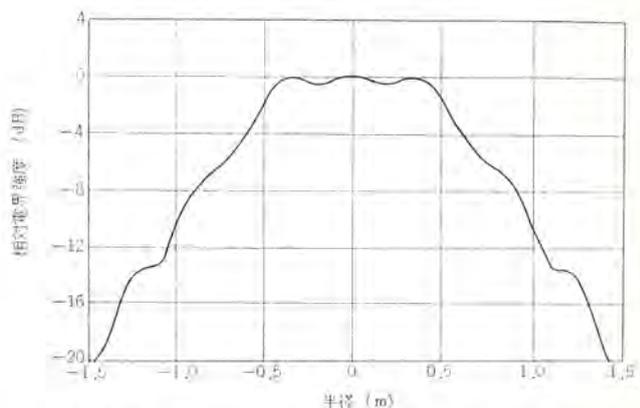


図 4.4 円すいホーンリフレクタの放射パターン (近接界)
Radiation pattern from conical horn reflector (near field).

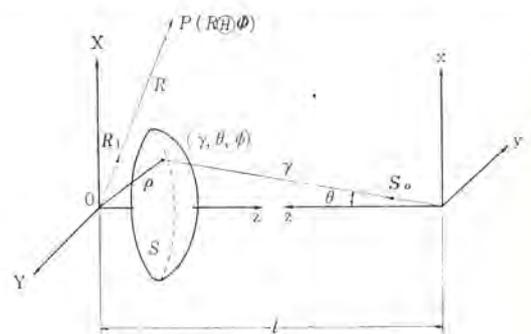


図 4.5 副反射鏡の座標系
Coordinate for sub-reflector.

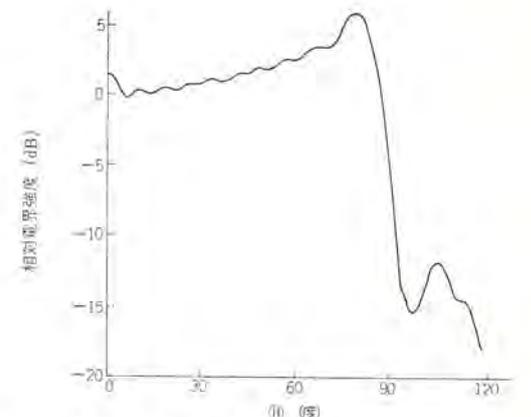


図 4.6 副反射鏡からの放射パターン
Radiation pattern from sub-reflector (scale model).



図 4.7 模型アンテナ (1.2 mφ)
Scale model antenna (1.2 mφ)



通常のカセグレンアンテナ用 鏡面修正カセグレンアンテナ用

図 4.8 副反射鏡の比較
Conventional sub-reflector (left) and shaped sub-reflector (right).

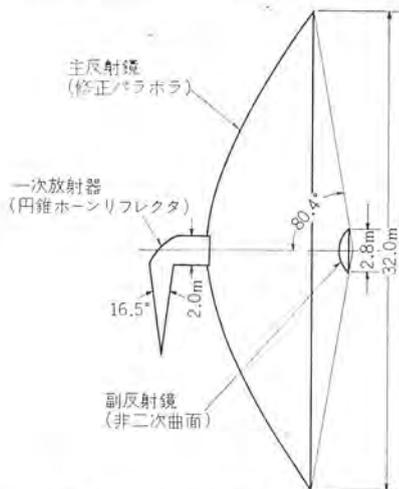


図 4.9 アンテナ概形寸法
Typical dimensions of reflector.

ピルオーバ電力とブロッキング電力よりシステム G/T 比が最良となるように設計した。主反射鏡形状と副反射鏡形状は 4.1 節に述べた形状計算法に基づき、波動的な考え方を導入したアンテナの電気特性評価を行ない、アンテナの能率および受信系の G/T 比が最大となるように設計されている。また、副反射鏡の支持柱についても模型実験を行ない、機械的に支持柱に要求される条件を満たしながら電気的に最も影響が少なくなるように設計した。

このアンテナの主要諸元は図 4.9 に示してある。

このアンテナの能率の評価値は 4 GHz で 72%, 6 GHz で 67% である。

4.3 電気特性 (測定結果)

本アンテナの電気特性の測定結果を表 4.1, 4.2 に示す。表 4.1 はこのアンテナの設置地点より約 14 km 離れた所にある照準塔に送信源を置いて、スパンロス法による利得の測定結果である。この結果は設計値にかなりよく一致している。表 4.2 はアンテナの雑音温度の測定結果である。雑音温度の測定にはこのアンテナに接続されている低雑音増幅器を使用した Y-Factor 法を使用した。この雑音温度の測定結果には、給電系の損失が含まれている。

これらの結果と約 15°K の低雑音増幅器と組合せて、仰角 5° における受信系システム G/T 比が約 43.5 dB となり、初期の目標値 42.5 dB を大幅に上回る好結果が得られた。本アンテナの放射パターンの一例として、図 4.10 に方位方向の広角度放射パターンを示してある。なお、電波量を使用して、受信系のシステム G/T を測定したが、それらの結果から、アンテナの利得を算出すると、測定誤差範囲内で、表 4.1 に示した利得と一致している。

表 4.1 利得の測定結果
Measured result of gain.

項目	偏波		円偏波			
	周波数 (GHz)		4.1	6.3	4.0	6.0
アンテナ利得 (一次放射器入力端子における値)	61.22 dB	64.38 dB	61.21 dB	63.86 dB		
アンテナ開口能率 (給電系損失含まず)	70.0 %	61.3 %	73.5 %	60.0 %		
給電系損失	0.16 dB	0.07 dB	0.16 dB	0.08 dB		
アンテナ利得 (給電系損失含む)	61.06 dB	64.31 dB	61.05 dB	63.78 dB		

表 4.2 雑音温度の測定結果
Measured result of noise temperature.

周波数 (GHz)		4.05	
測定時		夜間	昼間
仰角 (度)	2°	51.3°K	52.3°K
	3°	45.5°K	46.5°K
	4°	41.5°K	42.5°K
	5°	38.6°K	39.4°K

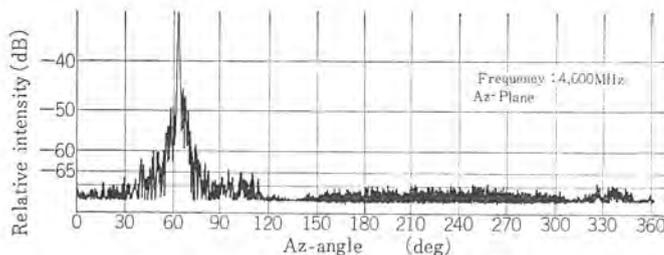


図 4.10 広角度放射パターン (方位)
Wide angle radiation pattern in Az-plane.

5. 多重ロータリジョイント

5.1 問題と解決策

アンテナペダスタルの横に置かれた送信機から、送信出力が導波管で Az 軸を通して、上部通信機室のアンテナ給電系に導かれており、受信信号は、上部通信機室の低雑音増幅器で増幅された後、導波管で Az 軸を通して、中央局舎に送られる。受信系は現用、予備機と二

系列あるゆえ、Az軸を通る導波管は3本となる。複数本の導波管ロータリジョイントをAz軸上に並べたのでは、約 $\pm 170^\circ$ 程度の回転範囲しかとれず、Az方向の死角が生ずる。

Az軸の回転範囲に対する要求は $\pm 200^\circ$ で、この回転範囲を満たすものとしては、種々考えられるが、損失・インピーダンス特性・信頼性などの観点から、図5.1に示すような構成を採用した。

これで、 $\pm 360^\circ$ 近く回転できるロータリジョイントが実現できる。この方法は、単一チャンネルのロータリジョイントを組合せたものであるから、特性も良く、簡単で、機構的に無理がないので、これを採用した。

5.2 結果

送信用ロータリジョイントの耐電力については、種々検討したが、自然空冷が可能であることがわかったので、強制空冷や水冷の装置を省略した。実測結果では、送信用ロータリジョイントの温度上昇は20 deg以下で、初期の計算結果とほぼ一致する。VSWRは受信用ロータリジョイントで1.2、送信用ロータリジョイントで1.12以下、回軸特性(WO/W)は受信用、送信用共、0.02以下という良好な特性である。損失は、受信用が0.2 dB以下、送信用が0.1 dB以下で、多重ロータリジョイントの特性として、すぐれたものである。

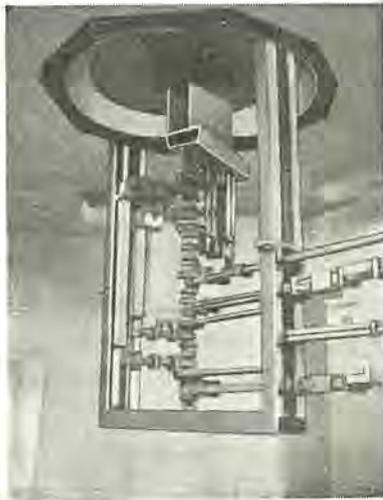


図 5.1 ロータリジョイント外観
Multi-channel rotary joint in concrete pedestal.

6. 駆動サーボ系

6.1 系の要求とその解決

6.1.1 要求条件とその問題点

客先から提出されたアンテナ駆動サーボ系に対する要求条件を列挙すると次のようになる。

- (1) 駆動方式 電気駆動
- (2) 追尾精度 0.014° 以下 0.02° 以下
風速条件 平均 50 km/h 平均 70 km/h
瞬間最大 70 km/h 瞬間最大 96 km/h
- (3) 最大 追尾速度および最大指向速度
方位角(Az), 仰角(EL)とも $1^\circ/\text{s}$
- (4) 最大 追尾角加速度および最大指向角加速度
方位角(Az), 仰角(EL)とも $1^\circ/\text{sec}^2$
- (5) 最低 追尾速度および最低指向速度
方位角(Az), 仰角(EL)とも $0.002^\circ/\text{s}$
- (6) アンテナ制御角度範囲 Az $\pm 200^\circ$
EL $0 \sim 92^\circ$

- (7) アンテナ機械共振最低周波数 2 Hz 以上

以上の客先提出条件を満足するために主として次のことが問題となった。

(a) 直径 30 m を越すアンテナで追尾精度が 0.014° 以下ときわめて高いことが要求される。

(b) (3), (5) 項に見られるように速度制御範囲が非常に広い系を実現する必要があること。

(c) 従来当社においては大型アンテナ駆動には油圧サーボが用いられてきたが衛星通信地上装備の操作、保守員に電気関係者が多い点および保守のやりやすさの点から電気駆動方式が要求されたために大型アンテナの電気駆動サーボを新たに開発する必要が生じた。

(d) (2) 項の要求条件を上記の風速下で満足させるためには、アンテナ駆動歯車系のバックラッシを極力小さくしなければならない。しかし駆動歯車列の工作加工精度に限界があり、またバックラッシを押えるために歯車列の精度をきびしく要求することは経済的にも得策ではないので、バックラッシを見かけなくするアンチバックラッシ駆動を行なう必要がある。従来も当社製の大型アンテナでは油圧駆動によるアンチバックラッシ駆動が行なわれてきたが、これまでのアンチバックラッシ駆動方式を電気駆動の場合にそのまま用いた場合には、電気駆動の駆動モータの回転子慣性性能率が油圧サーボモータのそれに比べ大きいことためアンテナ駆動系の機械共振周波数が低くなり、そのために駆動サーボ系の速度ルーラの帯域幅、およびルーラ利得を高くとれなくなり系全体のトルクスティフネスが低下して風圧外乱トルクによる追尾誤差が増加し、また低速特性も悪くなるので電気駆動に適したアンチバックラッシ駆動方式を開発する必要が生じた。

以上のような問題を解決するために6.1.3~6.1.5項に詳細を述べる方法を採用したが、これをまとめると、

(1) 電気駆動としてサイリスタレオナードを採用したこと。

(2) 駆動電動機の慣性性能率が最低共振周波数に影響を及ぼさずかつ完全なアンチバックラッシ動作を行なう新しいアンチバックラッシ駆動方式を開発したこと。

(3) 系全体のトルクスティフネスを向上させることにより速度制御範囲を大きくとるためにサイリスタレオナードの採用とアンチバックラッシ駆動方式の採用とを合せて多重帰還補償を施すことにより、いずれも要求仕様を上まわるほどの高性能のアンテナ駆動サーボ系を完成させることができた。

以下に上記に掲げた問題に対する解決の要点、サイリスタレオナードの採用、新しいアンチバックラッシ方式および多重帰還補償について述べる。

6.1.2 問題解決の要点

上述したアンテナ駆動サーボ系に対する基本的要求条件である。

- (1) 直径 30 m を越す大型アンテナで高い追尾精度を保つこと
- (2) 速度制御範囲がきわめて広いこと。

という条件を満足させるために系全体の設計、出力増幅器の検討、駆動方式の選定などにおいて特に考慮すべき点を述べる。

まず追尾精度の点からはかかる大型アンテナでは追尾精度を大きく左右するものは、アンテナが風圧外乱を受けることにより発生する追尾誤差であり、これには風の定常流による風圧により直流的アンバランスを生じるバイアス誤差と、風の乱れによる雑音的誤差とがあるが、一般に風の乱れによるものが支配的である。この風圧外乱による追尾誤差を小さくするためには、速度ルーラのルーラデザインと帯域幅、サーボルーラの帯域幅を増大させて系全体のトルクスティフネスを増す必要

がある。以上を行なうためには、サーボ帯域幅、速度ループ帯域幅とループゲインを制限する次の要素の性能が十分でなければならない。

(a) アンテナ機械系(駆動系と組み合わせた状態で)の共振周波数が高いこと。

(b) 出力増幅器の時定数が小さいこと。

(c) 速度検出器のリップルまたは残留電圧が低いこと。

(d) 直流モータの電機子制御では dI/dt 制限が十分高いこと。

(e) 同じ共振周波数、同じ出力増幅器、駆動モータを使用してもより広いループ帯域幅、大きなループゲインをとりうるように系を構成すること。

また駆動歯車列には必ずバックラッシュが存在するが、このバックラッシュにより定常速度誤差のない二次形またはそれ以上のサーボ系では低周波のリミットサイクルが発生し、またバックラッシュにより風の乱れによる誤差がさらに増大する。したがってこの解決のため、

(f) アンチバックラッシュ駆動を行なうこと。

次に要求される速度制御範囲が広いという点からは低速状態で発生するスチックモーション、速度ジャンプ等の原因である

(g) 機械、駆動系の開始摩擦が小さいこと。

(h) 駆動モータは低速回転特性の良好なものを使用すること。

(i) 出力増幅器はヒステリシス、不感域、リップル等の非線形性の少ないものを選択すること。

また前述の風圧外乱によって発生する追尾誤差を少なくするために系全体のトルクスティフネスを向上させることは、機械的摩擦、モータ低速時の回転むら等の低速特性をそこなう外乱に対し系を強くし、低速特性を良好にするための条件と全く同一であり、この際行なわれるループゲインの向上は出力増幅器の非線形性の影響も軽減することになるので、前述の(a)~(e)までの追尾精度を高める上で必要な事項は速度制御範囲を広げる上からも全く同様に必要である。

6.1.3 サイリスタレオナードの採用

大形アンテナの電気駆動には従来ワードレオナード方式が広く用いられており、最近サイリスタレオナードが採用されはじめているが、前節で述べた高い追尾精度、広い速度制御範囲の要求より出力増幅器に必要な特性、すなわち時定数が小さいこと、非線形性が少ないことの点より両者を比較すると、ワードレオナード方式では発電機界磁時定数が出力増幅器としての時定数を決定し、これを0.1 sec以下にすることはきわめて困難であるのに対し、サイリスタレオナードでは出力増幅器としての時定数は三相全波方式では1.4 msec程度となりほとんど無視できる。

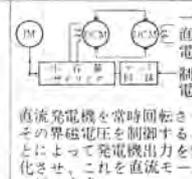
またワードレオナードは界磁の磁氣的ヒステリシス特性を有するが、サイリスタレオナードでは内部で適当な帰還補償を行なうことにより、非線形性をおさえることができる。さらにサイリスタ装置は全固体化されている点から、保守性、信頼性においてすぐれているのでサイリスタレオナード方式を採用した。ワードレオナードとサイリスタレオナードの特性比較の詳細は表6.1を参照されたい。

6.1.4 新しいアンチバックラッシュの採用

6.1.2項においてアンチバックラッシュ駆動が追尾精度の点より必要であることを述べたが、ここでは一般に用いられているアンチバックラッシュの方法と、それを大形アンテナ電気駆動系に用いた場合の問題点、これを解決するためにわれわれの採用した方式について述べる。

2個のモータによるアンチバックラッシュ駆動の構成は図6.1で示され、モータトルクの発生方法により図6.2、図6.3の2とおりがある。図6.2では、2個のモータのトルクが加算されるため、1個のモータの

表 6.1 電気駆動方式比較表
Comprison of electric drive system.

	ワードレオナード方式 (電気)	サイリスタレオナード方式 (電気)	備考
系統図			IM: 誘導電動機 DCG: 直流電動機 DCM: 直流モータ
制御性能 モータ慣性率 応答	油圧モータに比し大 遅い	油圧モータに比し大 遅い	
線形性	界磁のヒステリシス特性あり	良	
その他の性能 効率 冷却 寿命	やや良 空冷 やや短	良い 空冷 長い	
問題点 高周波干渉	要注意	要注意	
据付上の問題	床面積は大きい。強固な基礎が必要。置く場所は融通性あり。	床面積は小さい。設置場所は融通性あり。据付は回転機がモータのみで容易。	
保守性 定期清掃 定期交換	劣 モータおよび発電機の整流子 モータおよび発電機のブラシ グリース	優 モータの整流子のみ モータのブラシ グリース	
制御信号回路	簡単	やや複雑	
コスト	安い	やや高い	

容量を小さく設計できる利点があるが、制御電圧が $|E_{ro}|$ 以上になると二つのモータの発生トルクは同一方向となり、アンチバックラッシュの効果がなくなる。反対に図6.3では、1個のモータのブリトルクが

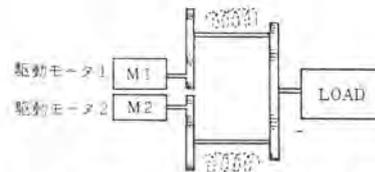


図 6.1 2個のモータによるアンチバックラッシュ駆動の構成
Construction of anti-backlash drive by two motors.

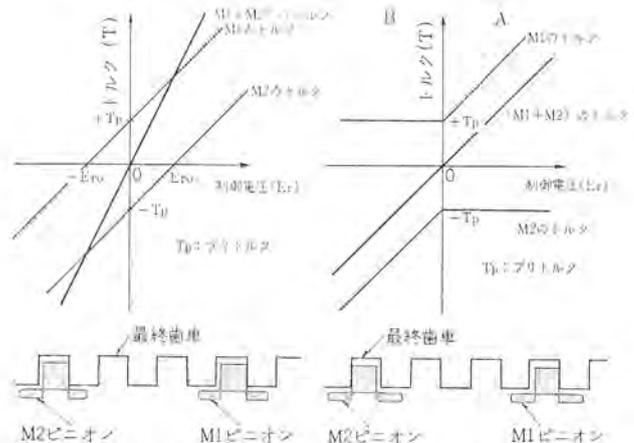


図 6.2 アンチバックラッシュ動作説明図(その1)
Illustrative diagram of anti-backlash (type 1).

図 6.3 アンチバックラッシュ動作説明図(その2)
Illustrative diagram of anti-backlash (type 2).

負荷となるからモータの容量は大きくなるが、アンチバックラッシュを完全に行なえる利点は非常に大きい。

大形アンテナのアンチバックラッシュ駆動で特に問題となるのは、駆動軸のばね定数と大きい負荷慣性性能率やモータの慣性性能率で構成される機械共振系が存在し、その周波数が低くなることである。この場合のアンチバックラッシュ系は図6.1の駆動軸を点線で示すようなばねと考える必要があり、図6.3の方式は大きな欠点を持つ。すなわち、今、制御電圧が正であるとすれば、M1のみがこの信号で制御され、M2はなんら制御されずM1の負荷となる。これは図6.4(a)で表わされる機械共振モデルとなり、図6.4(b)の等価回路で置き換えることができ、この回路のもっとも低い共振周波数は、図6.5(a)、図6.5(b)のアンチバックラッシュを行なわない系(J_{M1} , K_{L1} , J_L のみでなる系)のそれよりも低くなる。この欠点は特にモータの慣性性能率が負荷慣性性能率に比較して大きい場合に問題となり全体のサーボループの応答速度をアンチバックラッシュを行なわない場合に比べて大幅に減少せざるを得なくなる。

今度の新しい駆動方式は図6.4(a)で表わされる機械共振系において、その共振点以下の周波数領域では図6.3の関係で動作し、また共振周波数帯ではM1, M2おのおのが等しい速度で動作するようなマイナー制御ループを構成することにより、図6.1のM1, M2はあたかも一体の物であるかのように制御され図6.6(a), 図6.6(b)のモデルで示される。この回路の共振周波数および反共振周波数は、アンチバックラッシュを行なわない場合の共振、反共振周波

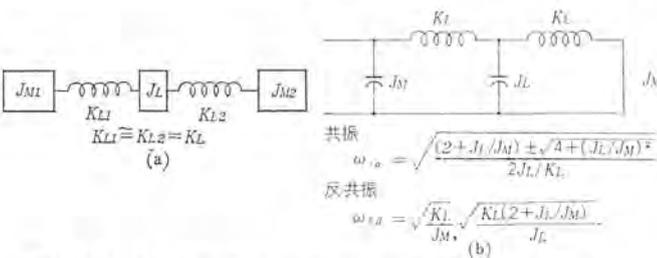


図 6.4 2個のモータでアンチバックラッシュ駆動を行なう場合の系
Simulation of anti-backlash drive by two motors.

数より高くなる。

以上の原理に基づいた新しいアンチバックラッシュ駆動法のブロックダイヤグラムを図6.7に示す。速度指令電圧とそれぞれのモータ軸に結合されているパイロット発電機の発生電圧との差、すなわち速度誤差電圧は前置増幅器で増幅され、その出力のうち図6.4(a)の最低共振周波数より低い周波数成分は、低域ろ波器を通してAD3で両チャンネル間で加算され、もし、この信号が正極性であれば上方のチャンネルに入り、正方向のブリトルクを与える信号とともにモータM1のトルク(電流)負帰還ループへの指令信号となり、図6.3のM1のA領域の動作を行なう。このとき加算器AD3の出力が正であるからM2のトルク(電流)負帰還ループの指令信号はブリトルクのみとなり図6.3で示すM2のA領域の動作をする。

一方前置増幅器で増幅された誤差信号のうち、図6.4(a)の機械共振系の最低の共振(または反共振)周波数近辺およびそれ以上の周波数成分は、高域ろ波器を通してそれぞれM1, M2のトルク(電流)負帰還ループの入力となってそれらの電流を制御し、したがって共振周波数領域においては上下両チャンネルの速度ループは、それぞれ独立に速度指令信号に一致するように動作し、結果として図6.6(a)のごときモデルとなる。かくしてこの方式によれば機械系と組合せた状態での共振周波数を通常のアンチバックラッシュ駆動に比

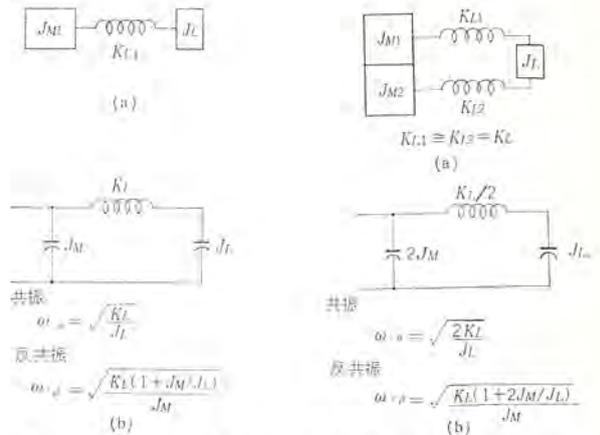


図 6.5 アンチバックラッシュを行なわない系
Simulation of ordinary drive.

図 6.6 同方向に同一信号で2個のモータを駆動する場合
Simulation of drive mechanism by two motors to the same direction.

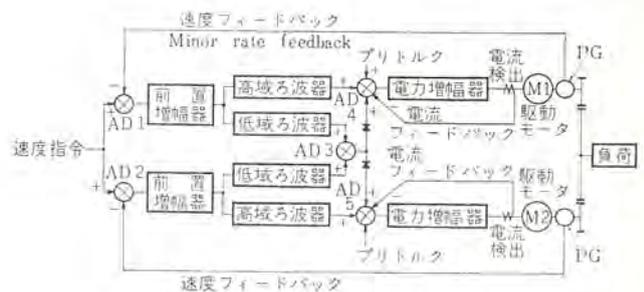


図 6.7 マイナ速度ループブロック図
Block diagram of minor rate loop.

べ高くできるとともに常にアンチバックラッシュを完全に行なうことができる。

機械共振周波数が高いことから位置ループ、速度ループのループゲイン、帯域幅を増すことができ、系全体のトルクスチフネスを増大させることができ、高い追尾精度、広い速度制御範囲を得ることができる。またこの方式のもう一つの特長である完全なバックラッシュ動作により強風時でも全くバックラッシュによる誤差の増加を防ぐことができる。さらにアンチバックラッシュを行なうために負荷トルクのない状態でも常に2個のモータにブリトルクを発生させるための電流を供給しているため、サイリスタ装置の出力電流零近傍の不感域の影響がなく断続流となることもないのでこの点からも低速特性が改善される。

6.1.5 多重帰還補償

図6.7のマイナー速度ループのブロックダイヤグラムに示されるごとく、速度ループの内部に電機子電流制御ループがあり、このループの役割は

- (1) アンチバックラッシュ動作を行なう2個のモータの出力トルクの関係を正確に所望の形で制御できるようにすること。
 - (2) 電流制御入力に対するサイリスタ装置とモータとを組み合わせた状態でのモータ電機子電流の出力特性を線形化すること。
 - (3) 電流制御ループへの入力を制御することによりモータが過剰なトルクを発生し機械系を破損・摩擦させることを防ぐ。
- 等である。

電流制御ループの外側のマイナー速度ループは機械系を介して結合した二つのモータを含めた全体のループとして、その周波数帯を図6.6(a)で示されるモデルの最低共振周波数(反共振周波数)付近

まで位相安定形として、広帯域としてトルクスティフネスの向上をはかり、さらに以上のマイナー速度ループの外側に一つの積分補償をそいう入したメジャー速度ループを構成し、低周波でのループゲインを増し、いっそうのトルクスティフネスの向上をはかり、この外側に自動追尾のときは位置ループを二次形とする積分補償を行なっている。

これらの各ループにはいる積分補償要素には非線形要素を組合せて大入力による各ループの飽和に起因する過渡特性の劣化を防いでいる。これらの系の設計にあたっては IBM 7090 を用いた Block Diagram Digital Simulation (BACS) により検討を加えた。

6.2 制御特性 (試験結果)

6.2.1 速度ループの特性

図 6.4 (a) で示されるモデルの場合のアンチバックラッシュ系では機械共振周波数が Az, EL ともに約 1.2 Hz であることが測定されたが、本方式のアンチバックラッシュ駆動では図 6.8 (a), (b) で示されるマイナー速度ループの周波数測定により、共振周波数 (反共振) が Az 2.75 Hz, EL 2.5 Hz と倍以上に上昇し、本方式がきわめて効果的であることが確認された。

新しいアンチバックラッシュの実際の動作のもようは図 6.9 の EL のメジャーループの速度ステップ応答から明らかである。このステップ応答ではステップ入力印加される直前まで互いに 2 個のモータには逆向きの電流 (トルク) が流れ、アンチバックラッシュが行なわれ、ステップ入力印加されると加速のための速い応答が要求される初期の約 0.3 秒間は図 6.2 で示されるように両モータが同一方向にトルクを発生し、それ以後は図 6.3 に示されるように互いに逆向きのトルクを発生し、かつ図 6.4 (a) のモデルの低い共振周波数の影響をおさえ、この方式のアンチバックラッシュ駆動の効果がでている。この特性は Az 系につ

いても確認された。最大角速度、角加速度は表 6.2 のような結果が得られ、いずれも要求条件 6.1.1 項の (3), (4) を満足し得た。

さらに最低追尾速度においては Az 3/10,000°/sec, EL 2.5/10,000°/sec の超低速度が得られ、これは 1°/sec の最大速度に対し Az は 1/3,000, EL は 1/4,000 で従来の大形アンテナの中でも最高級の性能である。図 6.10 に EL 系の測定データを示す。

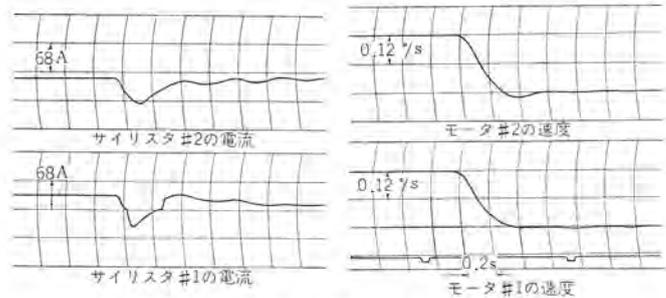


図 6.9 メジャー速度ループステップ応答
Step response of major rate loop.

表 6.2 最大角速度、最大角加速度 (実測値)
Maximum speed and acceleration (measured data).

		最大角速度	最大角加速度
AZ	CW	1.1°/sec	1.78°/sec ²
	CCW	1.03°/sec	1.56°/sec ²
EL	UP	1.04°/sec	1.62°/sec ²
	DOWN	1.04°/sec	1.53°/sec ²

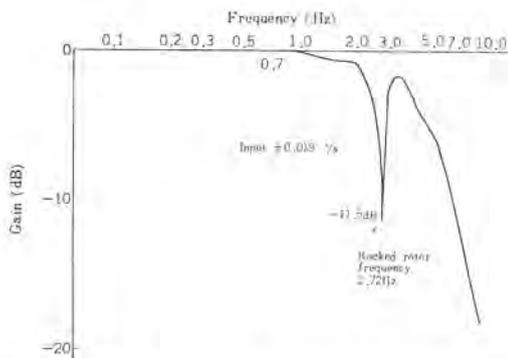


図 6.8 (a) マイナーレートループ周波数特性—Az
Azimuth minor rate loop closed frequency response in auto mode (motor rate response).

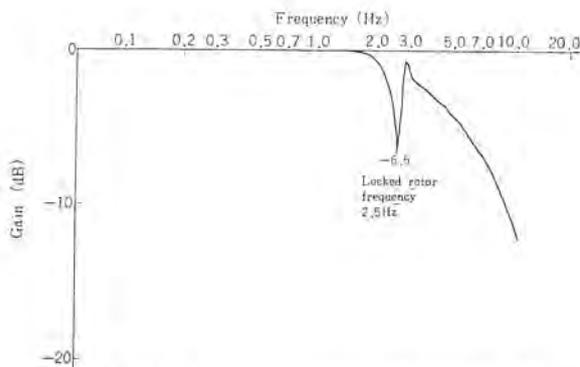


図 6.8 (b) マイナーレートループ周波数特性—EL
Elevation minor rate loop closed frequency response in auto mode (motor rate response).

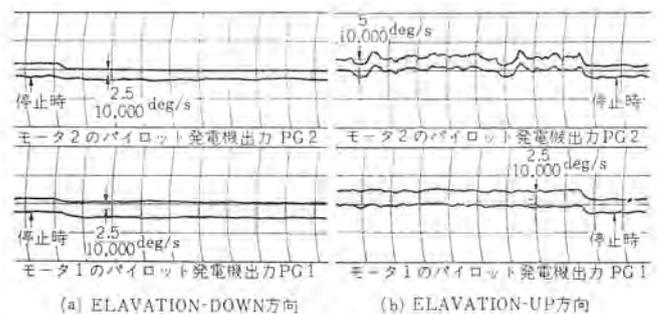


図 6.10 自動追尾最低回転速度の記録
(a) ではモータ 2 が駆動側でモータ 1 は被駆動側である
(b) ではモータ 1 が駆動側でモータ 2 は被駆動側である
Measured data of the minimum antenna angular velocity in auto mode—EL.

6.2.2 位置ループの特性

最初に衛星ビーコン信号の到来方向にアンテナを指向させ衛星を捕捉する場合は、オーバーシュートのない捕捉モードを用い、過渡誤差が収れん (斂) した後、自動的に自動追尾モードに切換えるようになっている。捕捉モードでは追尾受信系からの角度誤差信号を比例要素で増幅した後、メジャー速度ループ入力となるが、自動追尾モードでは誤差信号を積分+比例要素を通しメジャーループ速度入力信号となり、いわゆる 2 型のサーボを形成し、衛星の運動による定常速度誤差をなくしている。他に 6.4.2 項で述べるシクロ系による手動制御モードがある。図 6.11 (a) に EL 系の自動追尾モードにおける 0.01°, 0.15° のステップ入力に対する追尾誤差の応答を示す。

アンテナビームの電力半値幅は 0.1° であるが、ビーム半値幅の 1/10 の角度誤差に対しても良好な応答を示し、追尾精度の高いことを表わしている。Az 系についても同様である。本サーボ系の設計段階において前述の BACS による系の解析を行なったが、その結果と実測

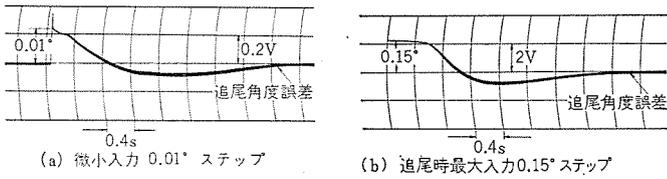


図 6.11 (a) 自動追尾モードにおけるステップ応答—EL Step response of antenna drive and servo system in auto mode.

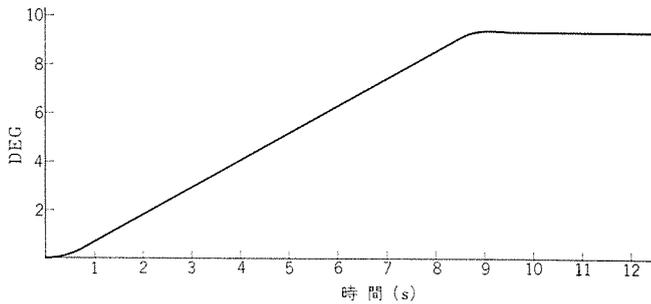


図 6.11 (b) 手動制御モードステップ応答—大入力の場合 Large step response in manual mode.

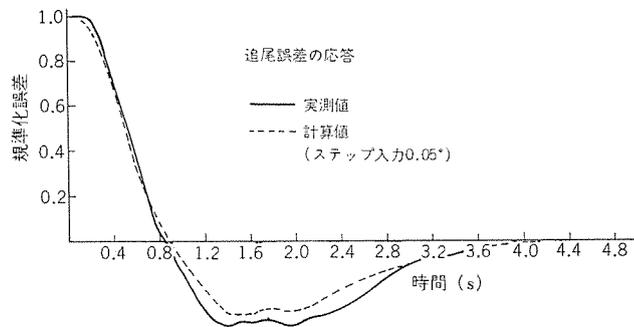


図 6.12 追尾誤差応答の実測値と計算値との比較 Comparison of error response—measured data with computed result of digital simulation.

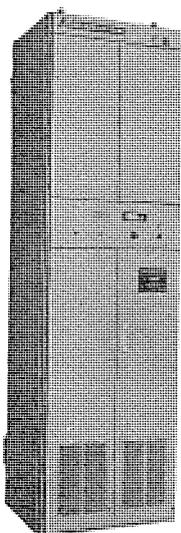


図 6.13 アンテナ制御装置 Servo control equipment.

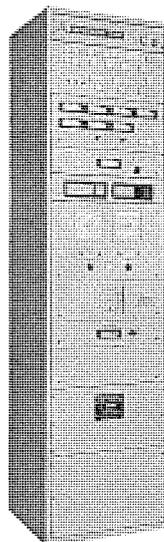


図 6.14 アンテナ制御架 Antenna control unit.

値とが図 6.12 に示すように非常によく一致し、今後のシミュレーションとアナリシにこのプログラムの有用性があわせて確認された。手動制御モードにおける大入力の応答を図 6.11 (b) に示す。

6.3 系を構成する装置の概略

6.3.1 アンテナ制御装置 (Servo Control Equipment)

アンテナ制御装置は中央局舎機器室内にあり、アンテナの Az、および EL 角度を制御するアンテナ駆動サーボ系において、サーボ前置増幅器の機能を持つ。この装置の入力となる角度誤差電圧は種々の回路網により周波数補償と帰還補償が施され、増幅されてサイリスタ装置の電流制御信号となる。補償増幅回路は半導体化されたハイブリッドの演算増幅器より構成され信頼性が高く、保守が容易に行なえるようになっている。図 6.13 に外観を示す。

6.3.2 アンテナ制御架 (Antenna Control Unit)

アンテナ制御架は中央局舎管制室にありアンテナサブシステムの集中監視制御操作を行なうものである。すなわちアンテナ制御モードの選択、アンテナ手動制御、アンテナ駆動の起動・停止操作、アンテナが第 1 リミットに達した場合のリセット操作、追尾受信装置の VCXO の周波数制御、給電系の偏波面制御、およびビーコン周波数の選択等の遠隔制御操作を行なうことができる。またアンテナ角度のアナログおよびデジタル表示、アンテナ制御モード、自動追尾角度誤差、ビーコン入力レベル、追尾受信系の周波数および位相偏位、アンテナ角速度、ケーブル巻取状態、偏波面角度等の表示・監視の機能をも有している。アンテナの制御モードには衛星のビーコン信号を用いてビーコン信号の到来方向にアンテナを自動的に指向させる自動追尾モード、本制御架内等の手動シンクロ系から角度誤差が与えられて制御される手動制御モードがあり、それぞれの誤差は 6.3.1 項のアンテナ制御装置へ送られる。各アンテナ軸を駆動しアンチバックラッシュ方式をなす 2 系列の駆動系のうち一方が故障を起こした場合にも上記の自動追尾、手動制御が行なえるように冗長度をもたせた非常モードも有している。図 6.14 に外観図を示す。

6.3.3 電動機制御盤 (Local Motor Control Unit)

電動機制御盤はコンクリートペダスタルにあり駆動モータの起動・停止の際のシーケンス制御と、駆動モータおよびサイリスタレオナード装置、アンテナ制御の状態表示の機能を有している。これらと関連して、シンクロ系の励磁電源、偏波面制御用電源、ブレーキ電源とを内蔵し、さらにローカルモードにて速度入力をアンテナ駆動サーボ系へ与えアンテナサイトにてアンテナを動かし、試験、調整ができるようになっている。6.3.2 項で述べた非常モードと正常モードとの切換えはここで行なうようになっている。図 6.15 に外観図を示す。

6.3.4 サイリスタ装置 (Thyristor Unit)

アンチバックラッシュ駆動のため Az、EL 各軸につき各 2 個の直流分巻モータの電機子電流を制御する 4 台の全く等しいサイリスタ装置はコンクリートペダスタルに設置されている。アンテナ制御装置の出力としてのモータ電機子電流の制御信号はアンテナ制御装置より電動機制御盤を経て、サイリスタ装置の入力となる。この信号はゲートパルス発生器出力のゲートパルスの点弧角を制御し、サイリスタの通電電流 (電機子電流) を制御する。電機子電流は電流センサで帰還され、固体化された演算増幅器よりなる種々の補償回路によって補償され電流ループを形成している。主回路の構成は 6 アーム式の三相全波可逆であり、モータの可逆転には信頼性のある水銀リレーにより正転側または逆転側いずれか一方のみのゲートパルスが選択されてサイリスタに供給されるため、サイリスタ循環電流の制御をする必要がない。



図 6.15 電動機制御盤
Local motor control unit.



図 6.16 サイリスタレオナード装置
Thyristor leonard set.



図 6.17 界磁電源装置
Field power supply.

また異常過電流により発生する過大トルクを防止するため瞬時に異常過電流を検出してゲートをシャ断するゲートシャ断回路が付属されている。

図 6.16 に外観図を示す。

6.3.5 界磁電源装置 (Field Power Supply)

4 台の直流モータへ界磁電流を供給する装置でコンクリートベダスタルにサイリスタ装置とならべて配置されている。受電用シャ断器、整流スタック、異常電圧吸回路、界磁喪失リレー、界磁調整抵抗器等が組込まれている。図 6.17 に外観図を示す。

6.3.6 デジタル角度装置

この装置は計数部、検出部よりなり、アンテナ角度をデジタル表示するためのもので計数部は中央局舎機器室内、検出部は上部通信機室におかれている。国際電信電話(株)納入の第 2 アンテナに用いたものと同様の方式を採用している。

7. 単一チャンネル追尾受信機

7.1 装置の概要

追尾受信機は、従来の 2 または 3 チャンネルの方式と異なり、給電系

でえられた基準信号および誤差信号を 4 GHz 帯で合成する単一チャンネル 追尾受信機である。すなわち、誤差信号を低周波で適当に位相変調することにより、検出すべき誤差信号のエネルギー成分の大半は側帯波に拡散され、かつ搬送波成分を抑圧できるので、これを搬送波のみの基準信号とマイクロ波帯で合成することが可能である。したがって中間周波増幅部も 1 台の構成となり、受信周波数の切替時の調整等保守運用上の簡易化が期待されている。

装置は図 7.1 に示す高周波部と図 7.2 に示す増幅検波架で構成されており、図 7.3 はその主要回路系統を示す。

7.2 主要性能

装置の主要性能は下記のとおりである。

(1) 追尾受信周波数

直線偏波の場合 4058.15 および 4182.0 MHz

円偏波の場合 3933.2, 3933.4, 3933.6, 3933.8 およ
び 3967.0 MHz

(2) 追尾可能周波数範囲 ±150 kHz

(3) スレッシュホールドレベル -160 dBW 以下

(4) AGC 特性 入力レベル変化 -160~-110 dBW

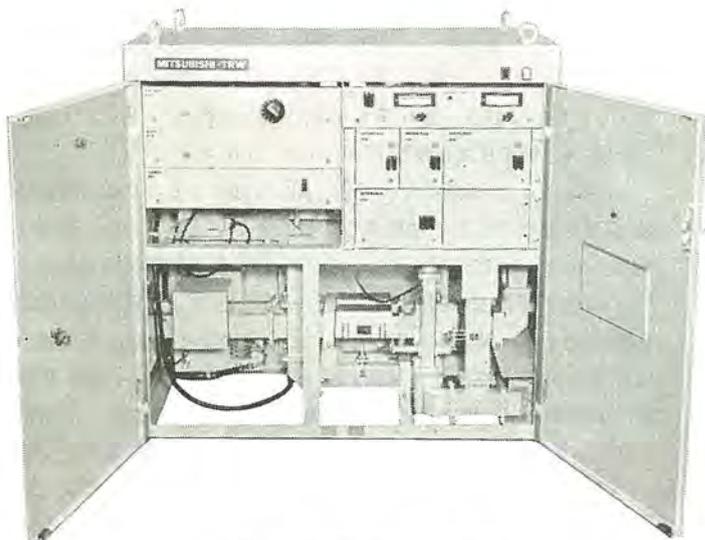


図 7.1 高周波部外観図
Tracking down converter.

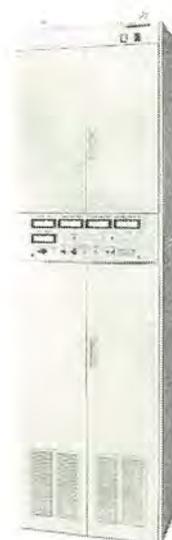


図 7.2 増幅検波架外観
Tracking demodulator.

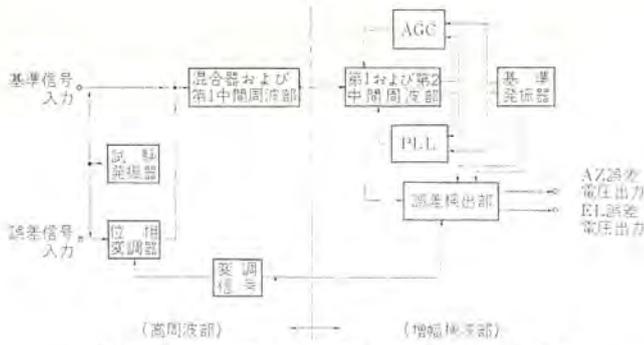


図 7.3 単一チャンネル追尾受信機主要系統
Block diagram of single channel tracking receiver.

に対し誤差信号出力変動 ± 1 dB 以内

(5) 角度誤差検出感度 20 V/deg

8. む す び

以上述べたようにこのアンテナの設計は、国際電信電話(株)茨城衛星通信所第2アンテナの基本設計を根底とし、設計の随所に新しい技術を折り込み、世界最大径のアンテナを完成した。

終わりに、このアンテナ製作の機会を与えられたメキシコ共和国通信運輸省(SCT)ならびにご指導を賜わった国際電信電話(株)のかたがたに深く謝意を表するとともに、設計・製作に日夜協力をいた

だいた当社中央研究所、神戸製作所、伊丹製作所の関係者に感謝する。

参 考 文 献

- (1) 福島ほか：メキシコ 納め衛星通信用大口径 アンテナの据付，三菱電機技報 43, No. 2 (昭44)
- (2) 西田，喜連川ほか：茨城衛星通信所第二 アンテナ，三菱電機技報 43, No. 2 (昭44)
- (3) 喜連川，水沢：カセグレンアンテナの高効率化，信学会アンテナ伝播研資(昭43-6)
- (4) B. Ye. Kinber : On two-reflector antennas, Radio Engineering and Electronic Physics, 6, pp. 914~921, June, (1962)
- (5) Peter W. Hamman : Microwave Antennas Derived from the Cassegrain Telescope, IEEE Trans. on A. P.
- (6) T. Kitsuregawa et al : The Radiation characteristics of the Conical Horn-Reflector Antenna Excited in Higher Modes, IEEE Inter. Conv. Rec. Pt. 5, No. 63.5 (1966)
- (7) 喜連川，水沢：鏡面修正高効率カセグレンアンテナの副反射鏡からの放射パターン，信学会アンテナ伝播研資，(昭43-6)
- (8) D. C. Hogg : Problems in Low Noise Reception of Microwaves, IEEE Trans. of the 5-th National Symposium, 1960 on SET.

メキシコ納め衛星通信用大口径アンテナの据付

福島 幾蔵*・上村 三郎*・金 沢 熙*・大石 雅己*

Installation of a Huge Communication Antenna in Mexico in a Very Short Time

Communication Equipment Works Ikuzo FUKUSHIMA・Saburo KAMIMURA
Hiroshi KANAZAWA・Masami OOISHI

Every country which plans to cope with the increasing volume of communications traffic by using satellites, requires an earth station. This has opened up a new field of industry. Most countries tend to give the orders to manufacturers on a turnkey base. This includes construction, erection and adjustments. The satellite communication antenna for Mexico, for which Mitsubishi received the order on a turnkey base in the first communication antenna exported from Japan. The 30 ton antenna was transported and constructed under the supervision of Mitsubishi engineers. The construction work had already been completed in four months and the installation including adjustments was successfully accomplished in the incredibly short time of five months.

This antenna of Mitsubishi's played an important role in the Mexico Olympic Games, transmitting exciting pictures of the opening ceremony and the events themselves to millions of television viewers in Europe.

1. ま え が き

国内では、国際電信電話株式会社に納入した衛星通信用大形アンテナ、東京大学生産技術研究所に納入したロケット追尾用の大形アンテナをはじめ、数多くの大形アンテナの建設実績を持つ当社ではあるが、海外での工事は、本施設が最初である。そのうえ、内示をえてより引渡しまで12ヶ月という短納期であったため、メキシコ現地での建設期間も、通関、輸送を含めて約5ヶ月と日本国内で行なってきた建設工事より工期の短縮をしなければならなかった。そのために、設計段階から輸送、据付工事を考えた改良を加えるとともに、据付仕様書類を整備して万全の準備を進めた。

メキシコ現地での建設工事については、Sub-contractorと契約段階

から施工が完了するまで、綿密な打合せを繰返して工事の指導にあたり、総重量330tにおよぶ大形アンテナの輸送、建設を約3ヶ月で完成させ、計画どおり試験、調整を含めて約5ヶ月でメキシコ現地でのアンテナ建設工事を完了することができた。図1.1に据付調整を完了したアンテナの外観を示す。

2. 現地建設工事の概要

昭和42年8月に内示をえると同時に建設工事を請負わせるSub-contractorの調査、契約がはじまった。

メキシコ現地側の建設工事を大別すると下記のとおりである。

- (1) アンテナ基礎の土木工事
- (2) アンテナ機材の通関輸送
- (3) アンテナ機構部の据付工事
- (4) 電子機器の据付工事
- (5) 試験、調整

以上のうち(1)～(4)項は、メキシコの子会社をSub-contractorとして使用し、当社より監督および技術指導グループを派遣して工事の推進をはかり、(5)項の試験・調整は、当社の技術陣で行なった。

アンテナの建設工事は、重量物、広大品の輸送・据付から電子機器の配線までかなり広範囲にわたっており、これを限られた人と日数で調査、契約するのに苦労した。業者のよし悪しが工事のきばえを大きく左右し、特に今回のように短期間で工事をやりおえねばならぬ場合はなおさらである。国情、商習慣、適用法規の違いに加えてスペイン語という言葉の障害もあり、それに衛星通信用アンテナという新しい分野での建設工事であるため、相手業者に工事内容を理解させることすら容易なことではなかった。しかし、調査、契約にあたっては、このプロジェクトの主契約者である三菱商事株式会社の援助を受け、工事内容、その他の技術的な問題に関しては、従来からの経験を集大成した工事仕様書を中心に進めることにより、ほぼ満足できる下請を選ぶことができた。

アンテナの据付場所は、メキシコシティ北東、約100kmのトラシッコ市

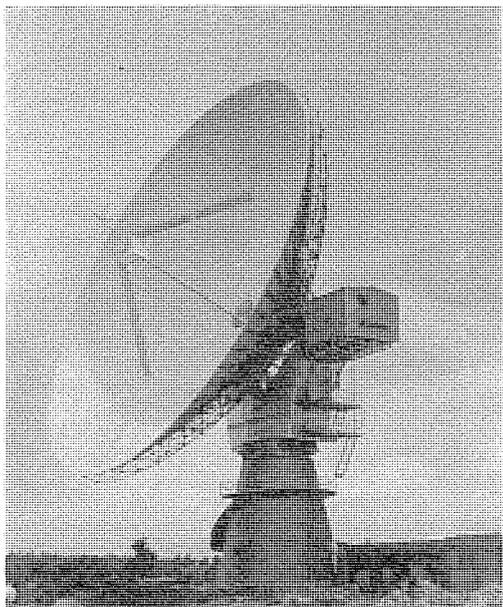


図 1.1 アンテナ外観
Exterior view of the antenna.



図 2.1 メキシコ衛星通信用地球局の全景
The birds eyes view of the Mexican earth station for satellite communication.

表 2.1 現地建設工事のスケジュール
Installation schedule in Mexico.

項目	42年		43年								
	11月	12月	1月	2月	3月	4月	5月	6月	7月	8月	
1. アンテナ基礎の土木工事		■									
2. アンテナ機材の通関輸送						■					
3. アンテナ機構部の据付工事						■	■	■	■		
4. 電子機器の据付工事						■	■	■	■		
5. アンテナの試験調整									■	■	

丸印は、11月、42年

(Tulancingo) 近くの丘陵の上であり、町にも近く高速道路や鉄道も近くにある比較的恵まれた場所であった。図 2.1 に地上局の全景を示す。この場所は、既設マイクロ回線との電波干渉がなく衛星通信にも適した所として選ばれ、地質調査も行なって決定された。

建設工事で最初に着工したのは、アンテナ基礎の土木工事である。昭和42年12月に基礎の根ぎり(伐)を開始し、基礎のコンクリート工事と並行して、特殊モルタル注入による地盤改良工事を行ない、昭和43年4月上旬に完了した。

アンテナ機材は、3月下旬にマサンニョ港に到着、通関、鉄道輸送、トラウによるサイト搬入まで6日間で行ない、4月上旬からアンテナ装置の建設に着手した。

アンテナ機構部の据付と電子機器の配線は同時に着工し、建設途中からは、電子機器の調整がはじまるという複雑な工程で工期短縮をはかり、8月末には全工事を完了させることができた。表 2.1 に、建設工事のスケジュールを示す。

3. 現地建設工事

3.1 アンテナ基礎の土木工事

アンテナ基礎は、コンクリートペダスタルと呼ばれアンテナの機械部を据付ける基礎であるとともに、ケーブル巻取装置、ロータリージョイント、その他アンテナを駆動する機器をその内部に収めている。

メキシコ向けアンテナのコンクリートペダスタルは、社内内で仕様設計を行ない、メキシコ建築関係法規や工事に対する保証の関係から施工会社 Santaló y Cia. S. A. で設計施工した。

地上高さ外径 9.4 m、頂上部外径 5 m、高さ 9.4 m の円すい形の地上部と、これとほぼ同体積の地下 3.5 m、外径 14.1 m のドーナツ



図 3.1 アンテナサイトから南方を見たもの
View toward the south from the antenna site, black parts on surface are depressions.



図 3.2 インジェクション工事用ボーリング作業
Boring operation for mortar injection.

形をした地下部基礎からなっている。また同時に、不安定な地盤を改良するインジェクション工事も行なわれた。

工期は昭和42年12月7日から昭和43年4月13日までの予定で、時期的にはメキシコの乾期にあたり気候条件としては良い時期であった。

3.1.1 地盤改良工事

アンテナ建設地は、なだらかな丘陵地にあり、畑地ではあるがところどころに火成岩が露出しており、溶岩が流れた形跡をとどめている。試掘ボーリングの結果は空け率30%であり、地盤としては改良を要するき(亀)裂のはいた風化岩と認められた。さらに付近の畑地には、図 3.1 にもみられるように、段層が数十メートルにわたり何本も走っており、雨期の豪雨で土砂が流されてこのような状態になることが考えられた。そこで地盤改良工事には、風化岩のき裂等を特殊モルタルで充てん(填)しアンテナの地盤を根本的に改良するインジェクション工法が採用された。これは工程的にみても、図 3.2 に示すごとくモルタルを注入するパイプさえ地上に出しておけば、コンクリートペダスタル工事と並行して進められるという大きな利点もあった。

下請会社はメキシコでこの分野の一流会社とされている Solum S. A. が選ばれ、コンクリートペダスタルの根ぎり工事と同時に着工した。まず、直径 14.1 m、11.5 m、6.3 m、3 m の円周上におのおの 24、24、12、4 本と中心に 1 本合計 65 本の穴、80 mmφ を地下 9 m までボーリングした。予定では、最外周の穴は地下 15 m までその他の穴は地



図 3.3 型わく固定作業
Mold fixing operation.



図 3.4 コンクリート打込み作業
Concrete placing.

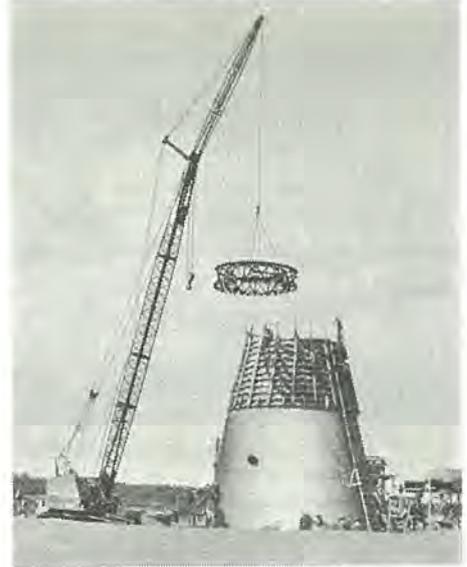


図 3.5 鉄骨据付作業
Installation of steel structure.

下 12.5 m まで一度でボーリングする予定であったが、途中地下 9 m のあたりで多孔質の岩盤にあたり、刃先がふれてボーリングできなくなるといふ事態になり、ここで一度モルタルをすべての穴に注入したあと、さらに工事を続けた。作業人数は十数名であったがボーリングマシン 2 台、モルタルミキサー 1 台、インジェクションポンプ 1 台とその予備を使って 2 交代制作業を深夜まで行なった。また、工程が遅れてきてコンクリートベデスタル工事との取合いが問題となると徹夜作業も珍しくなかった。

注入したモルタルは、注入する場所やそれまでに注入した量によっても割合を変えて用いたが、セメント、砂、ベントゲル、シリケート、水を混合したものであった。

また、この工事の進行にあたっては工期上問題のあったコンクリートベデスタル工事を優先させたので、幾つかの不利な条件もでてきたが、2月14日には当初計画した全地盤の改良工事を完了することができた。

3.1.2 コンクリートベデスタル工事

一方、Santaló y Cia. S. A. で請負われたコンクリートベデスタル工事は、アンテナサイトに常駐する土木技師 1 名、工事主任 1 名、配筋・鉄骨工事、大工、コンクリート工事におのおの 1 名計 3 名の班長のもとに約 40 名の作業員を使って行なわれた。

コンクリートベデスタルは、円すい形でしかもコンクリートの打放しとなるので型わくの作成は大変困難であった。幅 50 mm、厚さ 12 mm の細板の両側にみぞをつけて組み込む型版を用い、内側と外側におのおの 12 枚の型わくで円筒壁を造った。この型わく作業を図 3.3 に示す。

コンクリートの打込みは、地下基礎部と円筒壁 3 回がおもなものでその他に捨てコンクリート、1～3 階までの各床、外周段階とベランダ等の小容量なものを含めると十数回に及んだ。生コンクリートをメキシコシティから運ぶのは時間的に無理だったので、現地に 0.3 m³/回のパッチャー形ミキサーを置き現場練りとした。最初の捨てコンクリートの打込みで、機械の不整備が目立ったので同じミキサー 1 台を追加し、さらに円筒壁の第 1 回目打込み時から 3 m³/回のトラックミキサーを現場へ配した。コンクリートの材料は、セメント、砂利、砂等いずれも良好で圧

縮強度試験の結果も満足できるものであったが、高地のため作業が深夜に及ぶときは気温が 0°C 近くまでさがり、コンクリートの保温に作業時間を費された。コンクリートの高所への打込みは、図 3.4 にもあるとおり専用のバケツを製作しクレーンでつり上げた。

配筋・鉄骨作業は、最も問題となった分野である。コンクリートベデスタルは、建物である前にアンテナを据付ける基礎であることが要求され、その精度も普通の土木工事に要求されるより一けた高いものであった。アンテナ機械部とは、ベデスタルの頂上部分に埋込まれた鉄骨（つり上げ作業を図 3.5 に示す）と、それを継ぐアンカーボルトによって接続されているが、この据付作業はあらかじめ提出しておいたチェックリストの要求値に達することができず、徹夜作業を数日繰返して修正することになったし、他の機械部分との関連にも同様なことが言えた。

しかし作業員は、チェックリストの要求値が得られるまで、せいっぱいの努力を見せてくれた。

また土木工事全体を通じて、工程の進行状態には絶えず遅延がみられ悩まされ続けた。

根きり・整地工事の段階で、地盤の状態が悪くダイナイト作業も思うようにはかどらず 1 週間ほどの遅れをみせ、配筋作業では作業内容が悪く 2 週間余りの遅れがでてきた。ここで、作業員を増したり、作業時間の延長という人海戦術に加え、熟練作業員十数名をメキシコシティから呼ぶ等の対策をとった。また、先行できる作業はまわせる作業員をまわして先行した。このためはじめの予定では、1 回分だけの材料を購入して順に流用してゆく方針だった型わくも材料を追加購入する等の方法もとった。コンクリートの養生期間が短くなるものは、早乾性コンクリートを使用する方法で材料面から期間を短縮させた。

3.2 アンテナ機材の通関、輸送

輸送計画にあたり考慮すべき点は、安く、早く、安全に機材を搬入することであるが、初期の調査で、メキシコの特長事情により通関に多くの日数を要していることが判明したため、所要期間を短縮することが最大の課題であった。

アンテナ機材の日本からの輸送方法は海上輸送である。輸送期間を

短かくするためには、陸揚げ港は太平洋岸となり、サイトまでの距離を考え、アカプルコ (Acapulco) とマンサニョ (Manzanillo) を候補地として選び、港湾施設、輸送経路を実地に調査した。その結果、陸揚げ港をマンサニョとし、輸送方法はトランシゴ駅まで特別編成の貨車輸送、駅からサイトまでをトレーラ輸送とした。図 3.6 にマンサニョからサイトまでの輸送経路を示す。



図 3.6 マンサニョからトランシゴまでの鉄道輸送経路
Railroad transportation route from Manzanillo to Tulancingo.



図 3.7 マンサニョ港での荷役
Direct loading of freight at Manzanillo.



図 3.8 マンサニョ駅で編成を終った特別輸送列車
Special cargo train at Manzanillo station.

マンサニョ港での貨車への積込みには図 3.7 に示すように本船クレーンを使用し、船から貨車へ直接荷降しを行なった。通関は積荷を終えた貨車が港から操車場へ出て行く段階で行なわれ、最もあやぶまれていた通関にほとんど時間を要しなかった。これらの作業は昼夜兼行で行なわれ、こん(梱) 包容積 2,500 m³、70 t 積貨車にして 28 両の機材を 3 日半で積替えることができた。この作業に従事した関係会社は、川崎汽船株式会社をはじめメキシコ側の会社が 5 社もあったが、綿密な計画のもとに横の連絡を密にして各社の協力体制を確立したことが、積替え期間の短縮に結びついたものである。

列車も図 3.8 に示すようにアンテナ機材輸送のための特別仕立てを採用し、納入先である通信運輸省の援助をおおぎ一般の列車では 5~6 日かかる 1,100 km の道のりを約 1 日半でトランシゴ駅につけることができた。

このように綿密なる計画のもとに、関係各方面の協力をえて、船が入港してから 6 日目にはサイトに機材を搬入できたことは、その後の建設期間を確保できたばかりでなく、多少の余裕もできて、今回の工事を短期日で完成させた一つの要因となった。

3.3 アンテナ機構部の据付工事

以上述べたように経過を経て、主体部分であるアンテナ機構部の据付工事の着手は、ほぼ予定された日に開始の運びとなった。日本からの指導者とともに、現地には百名に近い人達が集結した。工事は日本国内でも実現されたことのない短期間を予定されていた。加えてオリンピック中継に使用するというあとに引かれぬデッドラインを踏まえての工事であった。指導する者は、メキシコ人を指導することは初めてであり、また建設施工する Sub-contractor にしてもメキシコ国内でこの種の大形アンテナの据付工事は初めての経験であった。しかし、「やろう」という意気込みでは両者とも共通したものを持っていた。

3.3.1 天候

土木工事の期間は、幸い乾期に当たっていた。メキシコでは 5 月になると雨期にはいる。屋外での据付工事は天気との競争である。1 日の遅れが、1 日の遅れで済まなくなることは十分に考えられる。雨期のはしりは、据付工事がはじまると間もなくやってきた。天候に合わせて、勤務時間が定められた。労働者は夜あけの太陽とともに現地に現われるようになった。雨は午後にならないとやってこなかった。雨のくるまでに、できるだけ仕事を済ませておこうという配慮から勤務時間が定められたのである。雨が降りはじめると、南国特有のものすごい降り方であり、たちまちのうちに地面は泥海と化し、すべての仕事は中止せざるを得なかった。

アンテナの据付工事は、その期間を短縮させるために、国内でも屋間は重量物の据付、夜間にチェックと調整という形のスケジュールを立てているが、このアンテナの場合も、そういう風に、据付工事が進行する計画になっていた。雨期はこういう夜間のチェックに対してあまりそぞを来たすことはなかった。本格的な雨期にはいる前に、作業はある程度進行し、雨中でも遂行しうる程度までになっていたからである。雨中での調整作業も行なわれた。

3.3.2 クレーンの容量

アンテナの据付けには、大容量のクレーンが必要である。従来の据付実績によると、100 t 2 台が必要とされていた。しかし、メキシコにおいては、クレーンの借用期間が 1 個月単位であり 3~4 日しか必要としない 100 t クレーンを長期間使用することはコスト的にも問題がある。そのため組立方法を種々検討し、クレーン容量の小さなもので組立て

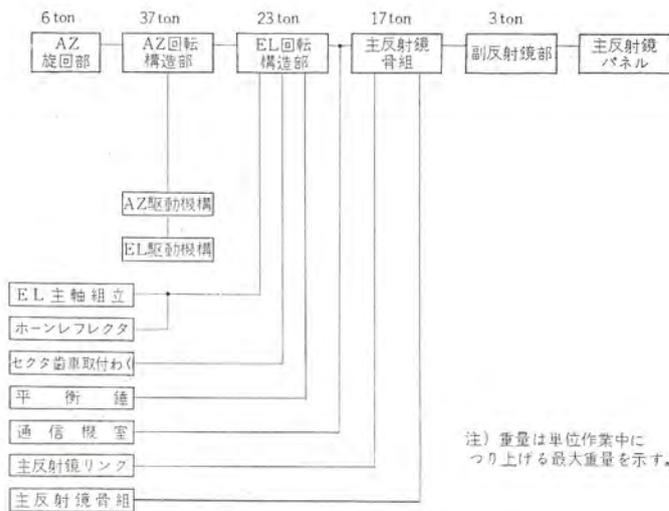


図 3.9 現地据付工事フローダイアグラム
 Flow diagram of 105 et antenna assembly.



図 3.12 セクタ歯車取付わくのつり上げ
 Lifting of elevation bull gear supporting the structure.

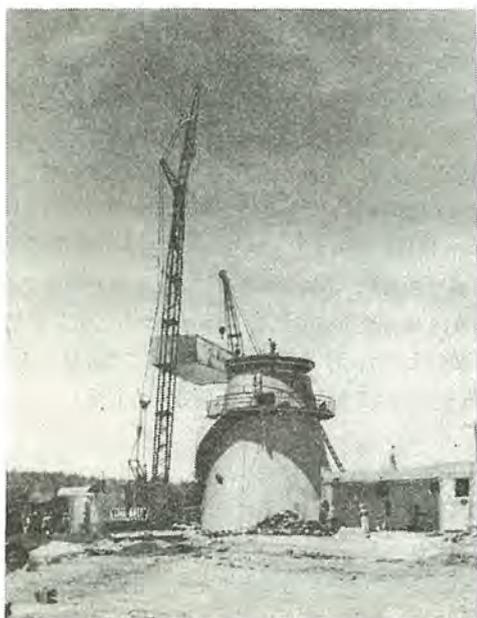


図 3.10 最大重量 (37t) の駆動室下部のつり上げ
 Lifting of the heaviest component, the yoke base.



図 3.13 主反射鏡リングのつり上げ
 Lifting of main reflector ring assembly.



図 3.11 EL 主軸のつり上げ
 Lifting of the elevation main shaft.

る方法を採用し、工場における仮組立でもその方法で確認し万全を期した。

メキシコのアンテナでは、部品のつり上げに関して図 3.10~3.13 に示す四つの関門があった。用意したクレーンは、公称つり上げ荷重 25t の P & H モービルクレーン 1 台と 45t の Link-belt 無軌条式モービルクレーン 1 台である。単体部品での最大重量物は図 3.10 に示す Yoke base であり重量は 38t、重量物での最高つり上げ高は図 3.13 に示す主反射鏡リングの 28m であった。できるだけ単体部品の重量を減らそうという設計方針に基づいて軽量化が計られ、そのうえ組立方法についても新しい試みが採用された結果、上記の小容量クレーンを用いての組立に成功した。

3.3.3 据付手順

日程の短縮のために、国内で試みられた以上に新しい試みが行なわれた。しかし大きな制約があった。それは、用意したクレーンの容量以内で、実施するということである。まず、工事は図 3.9 に示すように主工事と従工事とに分けられた。どうしても直列的に施行しなければならないのを主工事、ある程度並列的にできるものを従

工事と呼んだ。従工事は、できるだけ地上で組み上げた。地上での単体組上り品の大きさは、従来の2倍位のもが多かった。従工事は、主工事に必要な人工を除いたあとの人工でまかなわれた。そのための不便も起こったが、それに目を向けることなく、一貫して主工事の工程が優先して行なわれた。今回新しくくふうされた、据付方法やチェックの方法も使用された。こうして据付開始後1ヶ月後には、アンテナ駆動部のすべてのもの、総重量200tの据付けが終わっていた。

そして、駆動部の上に据付けられる反射鏡部の据付に取りかかった。この段階でも、地上組立を大幅にふやし、できるだけ大きなブロックにまとめてクレーンでつり上げる手段がとられた。パイプ1本に至るまで、ブロックに取りつけてつり上げる方針がとられた。従作業が減り、直列的主作業が大部分になったので、昼夜2交代の体勢もとられた。幸いなことに、雨のない日が続きクレーンの容量的にむずかしい品物もなくなった。駆動部も自由自在に動かせるので、クレーンは一定の位置からどンドンつり上げた。主反射鏡骨組の組立を図3.14に示す。据付けられる位置を、クレーンの最も好都合な位置に持ってゆくことによって能率をあげた。主反射鏡骨組の組立に引続き図3.15に示す副反射鏡部のつり上げ、パネルの据付調整を終わり着工後2ヶ月でそのほとんどの据付を完了した。そのころまで、電子機器は単体据付、試験作業が進められていたが、ほとんど完了し、アンテナ機構部と組み合わせた試験が開始された。この期間は、時間協定をする等の策をとることにより、お互いの工程の進行を計った。

3.3.4 据付精度

アンテナに所望の性能を発揮させるために、据付段階で20余個所のステップで、その精度をチェックするが、その中で特に重要なものは、電波を集中させるための主反射鏡の精度である。主反射鏡は直径が約32mあり、1.4mm R. M. S. 以内で設計曲面に合致することが要求された。アンテナは、静止衛星を使用する通信を目的に建設されたが、移動衛星にも使える全天指向性能をもっている。このため、主反射鏡は、全天のいずれの方向に向いてもこの精度をもっていることを要求された。

全天の任意の方向にアンテナを向けるとき、この主反射鏡の精度を測定して反射面の位置を調整し、設計曲面に合致させるよう据付けることが必要である。主反射鏡面をささえる構造物に変形が起るため、すべての仰角で同一精度を与えることはできないが、大体の目安としては、仰角60度のときに最善の曲面を与えておくと0度付近および90度付近でほぼ同じ程度に精度が劣化する。

このような0度あるいは60度という姿勢で主反射鏡面の精度を測定する方法は、製作者によって種々の方法が試みられているが、世界的に推奨される決定的な方法はまだないようである。各社とも独自の方法を編み出して使用するという現状ではあるまいか。当社でもかねてから任意の角度で直接的に主反射鏡の精度を測定することを研究してきたが、その成果が今回はじめて取り入れられた。図3.16に鏡面精度測定中の写真を示す。この任意の角度で反射鏡の精度を直接的に測定することは、方法としても当社では画期的なことであるとともに、据付期間の短縮という点でも大きな効果があげられた。

こうして据付けられた主反射鏡の精度は、全姿勢に対して1.36mm R. M. S. 以下であった。

その他、機械精度として重要なものに下記のものがあげられる。



図 3.14 主反射鏡骨組の組立て
Installation of the main reflector backing structure.

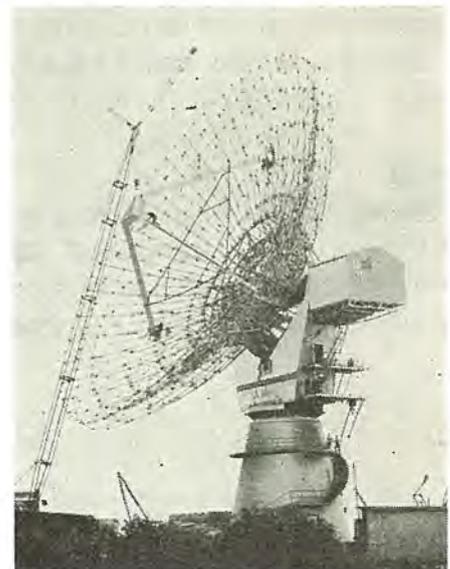


図 3.15 副反射鏡とその支柱の組立て
Installation of the sub-reflector and tri-pod.

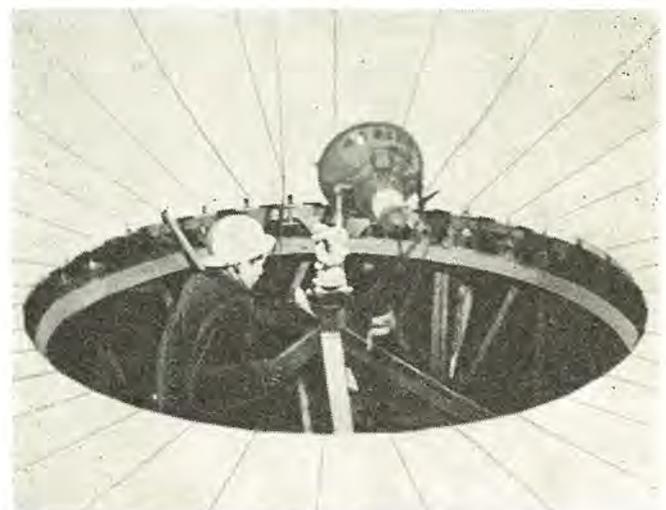


図 3.16 主反射鏡鏡面精度の測定
Surface accuracy measurement of the main reflector.

- (1) AZ 軸の垂直度
- (2) EL 軸の直交度
- (3) 駆動歯車系のバックラッシ、偏心、歯面のあたり
- (4) AZ, EL 角度検出用歯車系の精度

AZ, EL 軸の据付精度は、0.001 度単位の測定が要求され、数多くの Component より構成されているため、各工程間で慎重なチェックを繰返し、組立てられた。

駆動歯車については、特に EL 駆動用歯車は直径 11 m の分割されたセクタ歯車であり、歯車の精度は組立調整技術により大きく左右される。今回はこの作業を当社の技術指導のもと、メキシコの作業者が行ない、精度的に満足するものが得られたとともに、期間的にもほぼ国内工事に近いものであった。

3.4 電子機器の据付工事

電子機器の据付工事は、アンテナ機構部の据付所要期間に比べると余裕があった。そのため、工事全体から見ると従工事と考えられた。据付工事自身には、特に問題点はなかったが、工場の設計、製作期間を短縮することが、困難であったため、製品は現地で据付、使用する順序に従って発送され、据付けが行なわれた。工事は主工事であるアンテナ機構部の据付工事に支障の起こらないように配慮され施行された。必要な場合、地下ダクトに埋設するケーブル布設が、いったん、架空布設とし、工事の進行に応じて埋設するような手段もとられた。

3.5 現地試験

試験は機械系に関しては据付工事と並行して行なわれ、電気試験に関しては5月下旬よりサーボ系、立体回路放射系、追尾受信系の順序に行なわれ、客先立会検査も含め8月末日までに予定どおり終了し、初期の性能をすべて満足することができた。試験結果につい

ては前掲「メキシコ納め衛星通信用大口径アンテナ」⁽¹⁾を参照されたい。

4. 運 用

第19回メキシコオリンピック宇宙中継は当初9月に COMSAT が打上げる INTELSAT-III 衛星を使用し西欧諸国に中継される予定であった。しかしながら9月18日 INTELSAT-III 打上げ不成功により、9月24日使用衛星が ATS-III 衛星に変更となり、現地において急に所要の改修工事を行なった。9月29日より ATS-III 衛星を通じ Goonhilly 局 (英国)、Raisting 局 (西独) と交信試験を行ない、10月8日すべての準備を完了し、10月12日より10月27日まで行なわれたメキシコオリンピック期間中、連日 0900 より 0230 まで西ヨーロッパ諸国に宇宙中継を行ない、きわめて良好な画像を送信することに成功した。今後 INTELSAT-III 衛星を用い、正式商業通信に活躍することが期待される。

5. む す び

当社の持つ技術力、経験を十分に生かしわが国における最初の海外商業衛星通信用アンテナをきわめて短期間にメキシコに建設し、第19回メキシコオリンピックの宇宙中継に使用され成功をおさめた。

本据付工事の完了にあたり、種々ご指導ご援助をいただいたメキシコ共和国通信運輸省の関係各位、三菱商事株式会社、三菱 T. R. W 株式会社の関係各位、ならびに製作、現地据付指導にご協力いただいた神戸製作所、伊丹製作所の関係各位に厚くお礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 丸浜ほか：メキシコ納め衛星通信用大口径アンテナ、三菱電機技報、43, No. 2 (昭44)

衛星通信用広帯域変復調装置

阿部 修*・西山 猛*・岡野 晃**・中西道雄**

Wideband Modulator and Threshold Extension Demodulator
for Communication Satellite Earth StationCommunication Equipment Works Osamu ABE・Takeshi NISHIYAMA
Akira OKANO・Michio NAKANISHI

A report has been made on the design theory and measured data of a wideband modulator and a threshold extension demodulator for international satellite communication.

Very large frequency deviation is necessary to obtain the high SNR specified by CCIR at low CNR in the satellite communication system. The wideband modulator reported herein has excellent performance of modulation capability up to ± 16 MHz and linearity better than $2\%/\pm 18$ MHz. The threshold extension demodulator referred to has been developed based on a new design theory for frequency modulation negative feed back, coming up to the standard of 2 dB or more threshold extension for telephony and for TV transmission compared with the value specified by ICSC. They have been verified of their performance in the practical operation at Ibaragi Satellite Communication Center of KDD, Japan.

1. ま え が き

国際衛星通信システムにおいては、大口径アンテナ、低雑音増幅器による受信入力のカNR改善が必要な条件であるが、通常の地上系マイクロ波通信回線とは伝送パラメータははなはだしく異なるという特殊条件がある。すなわち、衛星から到達する受信入力レベルは、微弱ではあるが、大気中を伝搬する距離はきわめて短いから、レベルの変動も少なく、雨雪等を考慮しても2~3 dBのフェージングマージンを設けておけば、ほぼ十分であるとされている。したがって、通常のマイクロ波通信回線と異なり、低いCNRで所要のSNRをうるために、きわめて大きい周波数偏移を採用することが得策である。しかし周波数偏移の増大は、必然的に、受信機帯域幅の拡大をもたらし、結局はCNRの劣化となって表われる。

ここにおいて、受信機内部で周波数負帰還による帯域圧縮を行ない、大きな周波数偏移に対してもCNRを劣化せしめることなく良好な受信を行なうための特殊技術、すなわちThreshold Extensionが有効となる。

周波数負帰還方式による高感度受信方式は、従来の一般マイクロ波多重通信用無線装置に採用して多数製作の実績があるが、衛星通信におけるがごとき大周波数偏移にたいする最適設計法は明らかでなかった。

筆者らは、国際衛星通信用に必要な電話用およびテレビ用のThreshold Extensionを開発し、ICSCに規定される伝送パラメータにたいし、きわめてすぐれた性能のものを完成したので、ここにその設計理論、製作品の成果などについてのあらましを報告する。なお、これに対応する広帯域用変調器についても、あわせて紹介する。

2. 衛星通信回線の通信諸元

2.1 多重電話回線⁽¹⁾

衛星通信多重電話回線については、CCIRで標準擬似回線が設定され、その雑音規格が明示されており、一方ICSC(通信衛星暫定委員会)でINTELSAT衛星の通信諸元が定められている。IN-

表 2.1 INTELSAT-III 号衛星系通信諸元*
Transmission parameters affecting station design
for INTELSAT-III.

チャネル容量 $n(\text{CH})$	24	60	132
衛星内割当帯域幅 $b_a(\text{MHz})$	5	10	20
ベースバンド最高周波数 $f_1(\text{kHz})$	108	252	552
試験音レベルに対する実効周波数偏移 $f_d(\text{kHz})$	250	410	630
信号電力対全雑音温度比 $C/T(\text{dBW}/^\circ\text{K})$	-154.8	-151.3	-148.5
I F 帯 域 幅 $b_{IF}(\text{MHz})$	2.9	5.8	10.5
スレシヨールド マージン $E(\text{dB})$	4	4	4
レイ ン マージン $M(\text{dB})$	6	6	6
スレシヨールドでの信号電力対全雑音温度比** $C/T_{th}(\text{dBW}/^\circ\text{K})$	-158.8	-155.3	-152.5

注) 文献(1)より関連諸元のみ引用した **; 筆者が追記した

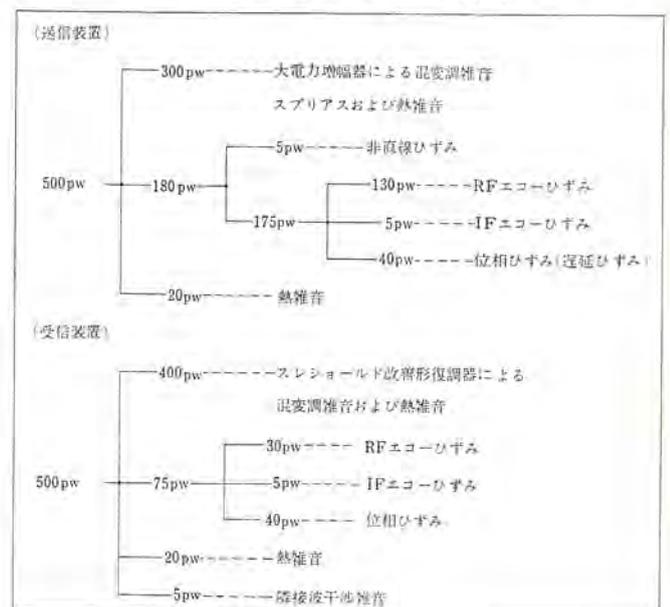
表 2.2 地球局機器雑音配分表
Noise allocation for earth station equipment.

表 2.3 INTELSAT-III 号衛星における TV 映像標準品質*
The parameters and the standards relevant to TV transmission for INTELSAT-III.

TV 画像品質等級		#1 (低)	#2 (中)	#3 (高)
衛星割当帯域幅 (MHz)		40	40	40
受信機帯域幅 (MHz)		16	25	40
周波数偏移 (P-P) (MHz) at 15 kHz CC IR プリエンプ アシスあり	525/60 方式	7.6	16.6	10
	625/50 方式	6	15	8.5
C/T(total) (dBW/°K)		-145	-142	-139

* ; 文献 (1) より引用した

TELSAT-III 号衛星に対する諸元を表 2.1 に示す。同表は、チャンネル雑音 -50 dBmop, レインマージン 6 dB の回線規格値を満足する標準地球局 (G/T=40.7 dB) が基礎であり、一時間平均の許容雑音 10,000 pW のうち地球局送受信装置の雑音に 1,000 pW が割り当てられている。この雑音の地球局機器各部への配分の一例を表 2.2 に示す。

2.2 TV 回線⁽¹⁾

TV 回線についても CCIR で標準擬似回線が設定せられ、雑音規格が示されているが、ICSC では現状における衛星の容量にもとずき三種の TV 品質を設定して通信諸元を定めている。これを表 2.3 に示す。同表の #3 (高品質画像) はカラー TV 伝送、また #2 (中品質画像) はモノクロ TV 伝送でそれぞれ CCIR 規格を満足する。また、#1 (低品質画像) はモノクロ TV 伝送でアーリーバード品質 (S/N = 45 dB) の画像を対象にしている。

次に Baseband の伝送特性として、振幅および位相の周波数特性、微分利得、微分位相、波形伝送歪等があるが、これについては衛星回線について規定がなされていない。しかし CCIR 勧告 421 に規定されている 1 変復調区間が衛星区間に相等すると考えて定めるのが適当と思われる。微分利得および微分位相については標準擬似回線全体での許容値をそれぞれ 10%、5 度とすれば、1 変復調区間に割り当てられるのは 5.8%、2.9 度となる。周波数特性、波形伝送ひずみについても同様に計算されるが、詳細は文献 (1) に紹介されている。

2.3 通信諸元と変復調装置

前節までに紹介した通信諸元において、表 2.1 の多重電話回線では FM 負帰還を用いたスレショールド改善形復調器を用いてスレショールドを改善することを前提としている。

一方、表 2.3 の TV 回線では通常のリミッタディスクリミネータ方式の復調器で回線は構成できるが、より有効な衛星電力の利用を考えると、スレショールド改善形復調器の採用が好ましい。

特にカラー TV 伝送で CCIR 規格を満足するためには #3 (高品質画像) の諸元が必要であるが、衛星電力を節約し、かつ衛星通信システムの容量ならびに品質を低下せしめないためには、広帯域周波数偏移用スレショールド改善形復調器が有効である。

3. 復調装置

3.1 FMFB 復調器の設計理論

FMFB 復調器の特長は、広帯域周波数偏移信号の復調に際して周波数負帰還により受信帯域幅を圧縮し、スレショールドレベルを改善しうることにある。図 3.1 に FMFB の系統図を、図 3.2 に帰還回路概念図を示す。図 3.2 で明らかなように BPF 入力周波数偏移

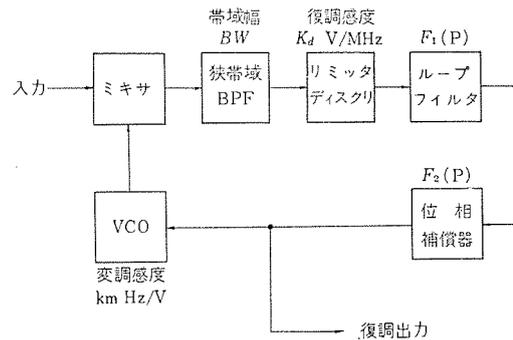


図 3.1 FMFB 復調器の系統図
FMFB demodulator block diagram.

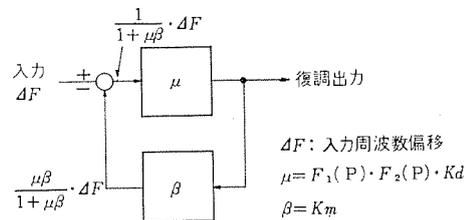


図 3.2 FMFB の帰還回路概念図
Feed back loop of FMFB.

移は $1/(1+\mu\beta)$ に圧縮される。このため通常の復調器にくらべ BPF を狭帯域にすることが可能となる。

FMFB ループのスレショールド現象については従来二つのスレショールドが存在するといわれていた⁽²⁾⁽³⁾。すなわち『OPEN LOOP スレショールド』と『CLOSED LOOP スレショールド』である。筆者らはこの点に検討を加えた結果、最適に設計された FMFB には一つのループスレショールドしか存在しないと結論を得ている。それは帯域幅ではなくループ総合の等価雑音帯域幅で決まる一つの値である。したがって FMFB ループは広帯域周波数偏移を十分圧縮し、かつループの等価雑音帯域幅を最小にする設計がなされねばならない。従来 IF 帯域幅をベースバンドの等価雑音帯域幅に比べ非常に狭くする設計がなされたが、これは無変調スレショールドに比べ変調によるスレショールドが大幅に劣化する原因になるとともに、二つのスレショールドを生じる原因であった。最適条件はベースバンドの等価雑音帯域幅を IF 帯域幅と同程度かむしろ狭くすることにより得られる。

ループの等価雑音帯域幅 B_N は次式で与えられる。

$$B_N = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{K_d \cdot F_1(p) \cdot F_2(p) \cdot F_3(p)}{1 + K_d \cdot K_m \cdot F_1(p) \cdot F_2(p) \cdot F_3(p)} dp \quad \dots \dots (3.1)$$

ここで $F_3(p)$ = 系の過剰位相特性

$F_2(p)$ = 位相補償器特性

$F_2(p) \cdot F_3(p) = 1$

入力周波数偏移が与えられたときの B_N を最小にする条件は、電話伝送用 FMFB ループでは次式で与えられる。

$$B_0 = [3\gamma C_f \cdot P_{eq} \cdot f_{arms}^2 \cdot \bar{f}_m^2]^{1/4} \quad \dots \dots (3.2)$$

ここで B_0 = ループ固有周波数 (Natural Frequency)

C_f = スレショールド CNR

P_{eq} = 等価雑音負荷係数

f_{arms} = 通話路当りの実効周波数偏移

$\bar{f}_m = (f_1 + f_2)/2$ f_1 : ベースバンド最低周波数

f_2 : ベースバンド最高周波数

γ = 補正係数

系の帰還量は信号がループ内 BPF を通過する際生じる直線ひず



図 3.3 衛星通信用変復調装置
Modulator and demodulator for
communications satellite earth
station.

みの許容量から決定され、スレシヨールド改善に対する最適値は明確には存在しない。

テレビジョン用 FMB ループの最適条件についてはテレビジョン信号の数式的取扱いに難点があり、電話の場合ほど明確に数式化し得ない。しかし筆者らはこれに対しても、種々の実験結果から帰納的に設計基礎を得ている。

3.2 電話用 FMFB 復調装置

前節では FMFB ループの理論的最適設計について述べたが、具体的設計においては構成回路が必ずしも理想的要件を満足しないために起こる諸問題を考慮する必要がある。復調器の構成回路で重要な要件は、

- (1) リミッタの AM 抑圧度特性
- (2) VCO の直線性およびミキサのスプリアス特性
- (3) ペースバンド増幅器の位相特性
- (4) ループフィルタおよび位相補償器の伝送特性

である。リミッタの AM 抑圧度特性はおもにリミッタ用ダイオードの選定により決まるが、VCO およびミキサは FMFB に適した回路構成を採用する必要がある。この回路の要件は直線性のきわめて良好な変調感度の高い VCO であることと、不要スプリアスの少ないミキサでありまたペースバンド増幅器は系の過剰位相回転を極力少なくし、帰還系の位相余裕を十分に取るため特に位相回転の少ない、入出力直線性の良好な回路とする必要がある。最後にループフィルタおよび位相補償器は、系の特性が最適な伝達関数となり、かつ等価雑音帯域幅が最小になる回路構成を採用する必要がある。

図 3.3 に国際電信電話(株)茨城衛星通信所に納入した電話 12 チャンネル、24 チャンネル共用の FMFB 復調器の外観を、また図 3.4 にその回路系統図を示す。この装置は同所において INTELSAT-II 号系衛星を使った電話現用回線に使用された。装置は図 3.5 に示すような、UNIT DRAWER 形のシャシに納められ、後述のテレビジョン用 FMFB および広帯域変調器とともに一架を構成している。復調器の特長はパネル前面からのスイッチ操作により電話 12 チャンネル用と電話 24 チャンネル用に切換え可能なことで、これは図 3.4 に明らかのように、狭帯域 BPF とループフィルタおよび位相補償器を切換え、チャンネル容量に最適なループ条件を設定することにより実現している。

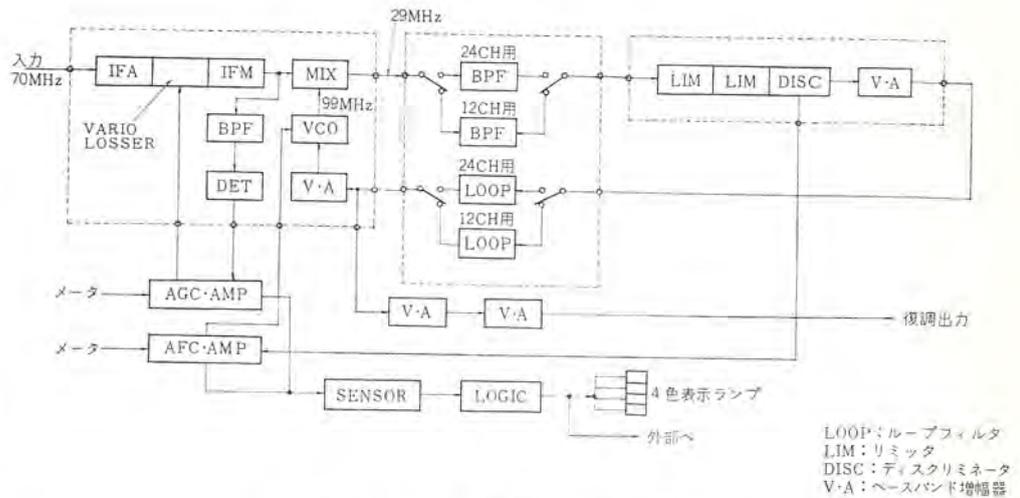


図 3.4 電話用 FMFB 復調器回路系統
FMFB demodulator blockdiagram for telephony.

LOOP:ループフィルタ
LIM:リミッタ
DISC:ディスクリミネータ
V·A:ペースバンド増幅器

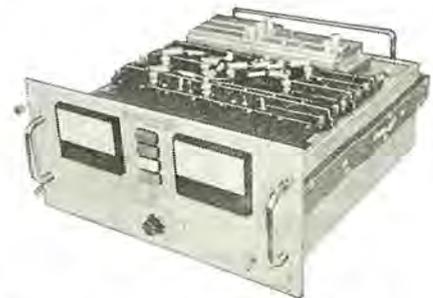


図 3.5 電話用 FMFB 復調器 Unit drawer
Unit drawer for telephony FMFB.

表 3.1 電話用 FMFB 復調器設計諸元と性能
The design parameter and performance of FMFB
demodulator for telephony.

入力信号周波数	70 MHz
入力信号レベル	-10 dBm±5 dB
入力信号帯域幅	2 MHz (12 CH) 3.5 MHz (24 CH)
周波数偏差	210 kHz rms (12 CH) 310 kHz rms (24 CH)
狭帯域 BPF 帯域幅	250 kHz (12 CH) 440 kHz (24 CH)
ループ帰還量	20 dB 以上
出力信号レベル	-15 dBm/CH
周波数特性	300 Hz~12 kHz 偏差 3 dB 12 kHz~108 kHz 偏差 1 dB
熱雑音	100 PWP 以内
帯漏話雑音	400 PWP 以下
A F C 特性	入力周波数が±250 kHz変動してもすべての特性を満足する
スレシヨールド特性	別記 図 3.6 および図 3.8

これは系の設計条件が明らかで、かつ各部ごとにそれを満足する配分が確立されていることを示している。

この復調器の設計諸元と一般性能を表 3.1 に、また特性の測定例を図 3.6~図 3.9 に示す。

前述のごとく FMFB ループの最適設計条件はループの等価雑音帯域幅とループ内位相偏差を最小にすることにより得られ、そのように設計されたループは次の特性測定例(図 3.6, 図 3.8)に見ると

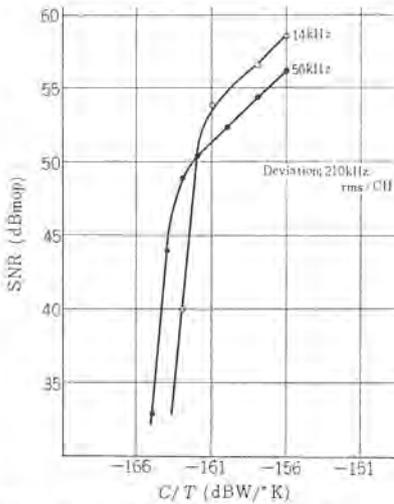


図 3.6 電話 12 チャンネル用 FMFB スレシヨールド特性
Threshold characteristics of FMFB demodulator for 12 telephony channels.

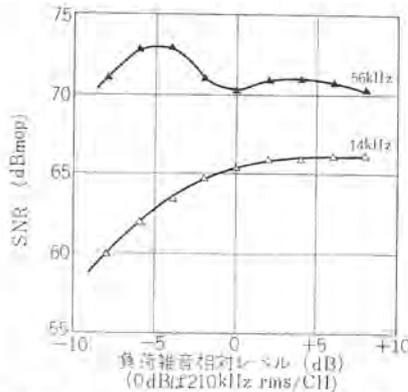


図 3.7 電話 12 チャンネル用 FMFB 準漏話特性
Noise loading characteristics of FMFB demodulator for 12 telephony channels.

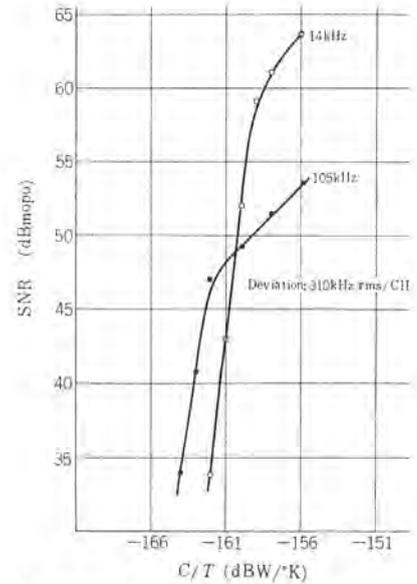


図 3.8 電話 24 チャンネル用 FMFB スレシヨールド特性
Threshold characteristics of FMFB demodulator for 24 telephony channels.

おり、ただ一つのスレシヨールド現象を示す。なおループ内位相偏差は、入力信号の周波数偏移と入力雑音密度および系の伝達関数で定まる。上記の復調器の FMFB ループはベースバンド負荷が最大負荷 (Full Load) のとき最適になるよう検討されている。

衛星通信の回線設計の面から電話用復調器に要求される主要特性は前記のスレシヨールド改善と、復調系に割り当てられる雑音配分である。スレシヨールド改善度は表 2.1 の通信諸元から、雑音配分は表 2.2 から要求値が定まる。この装置の特性はスレシヨールドについては約 2 dB、雑音については約 100 pW の余裕をもって要求値を満たしている。

3.3 TV 用 FMFB 復調器

衛星通信回線の TV 伝送に FMFB 等の Threshold Extension 方式を採用して成功した例がなかった。これは、TV 伝送においてはいわゆる超過周波数偏移 (Overdeviation) 受信でも一応は実用ができたため、ならびに TV 用 Threshold Extension Demodulation が実現されなかったためである。しかし、カラー TV において CCIR 規格を満足し、かつ衛星電力の節約と他の伝送品質の向上を計るためには、超過周波数偏移受信によらずに Threshold Extension 方式の採用が必要であろう。

表 3.2 に前述の電話用 FMFB と同時に納入した狭帯域 TV 用 FMFB 復調器の設計諸元と性能を示す。この復調器は INTELSA T-II 号衛星用に製作されたもので、ベースバンド帯域に比べ周波数偏移が比較的小さいために帯域圧縮の効果があまり得られない。このためスレシヨールド改善は超過周波数偏移による狭帯域受信方式とほぼ同程度であるが、伝送特性はかなり良好であった。

表 3.3 は国際電々茨城通信所においてメキシコオリンピック中継に実用された広帯域 TV 用 FMFB 復調器の設計諸元と性能をまとめたものである。この復調器はカラー TV 伝送において周波数偏移 16 MHz_{P-P} (CCIR プリエンファシスを使用して相対レベル 0 の周波数で規定) 以上で用いられ、評価 (5 段階目視評価) 3~4⁺ の画像を提供している。また別途行なわれた試験では、INTELSAT-III 号衛星通信諸元の #3 (高品質画像) を約 2 dB の電力の節約で伝送しうることが確認されている。

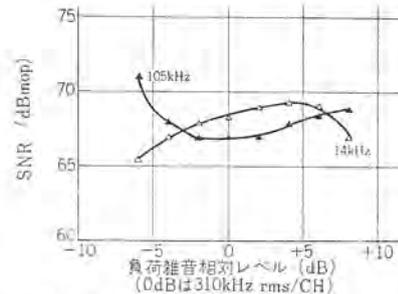


図 3.9 電話 24 チャンネル用 FMFB 準漏話特性
Noise loading characteristics of FMFB demodulator for 24 telephony channels.

表 3.2 テレビジョン用 FMFB 復調器の設計諸元と性能 (低周波数偏移用)
The design parameters and performance of FMFB demodulator for TV.

入力信号周波数	70 MHz
入力信号レベル	-10 dBm ± 5 dB
ベースバンド信号	525 本方式カラーまたはモノクロ信号
周波数偏移	7.5 MHz _{P-P} または 10 MHz _{P-P}
狭帯域 BPF 帯域幅	5 MHz および 7 MHz
ループ帯域幅	10 dB 以上
出力信号レベル	1 V (P-P)
周波数特性	30 Hz~4 MHz 偏差 1 dB
熱雑音	55 dB (PP/rms-W) 以上
D G · D P	3%, 1° 以内
波形伝送特性	CCIR 規格 (REC 421) を満足する

表 3.3 テレビジョン (高品質) 用 FMFB 復調器の設計諸元と性能
The design parameters and performance of wideband FMFB demodulator for TV.

周波数偏移	表 2.3 #3 に同じ
狭帯域 BPF 帯域幅	15 MHz
ループ帯域幅	3.58 MHz において 6 dB 以上
その他	表 3.2 に同じ
スレシヨールド改善	Q ₃ の伝送でカラーバーの画像比較においてコンベンショナルな復調器に対して 2 dB 以上

4. 広帯域変調装置

4.1 変調器の設計理論⁽⁶⁾

一般に広帯域変調用トランジスタ発振回路はコルピッツ形よりもハートレー形が適している。変調可変素子に超階段接合形可変容量ダイオード(バラクタ)を用いたハートレー形ベース接地回路のRF等価回路を図4.1に示す。同図において $C_j(V)$ はバラクタのジャンクション容量であるが、その代表的特性は図4.2のようになる。このジャンクション容量は印加電圧の関数として次のように表わせる。

$$C_j(V) = C_0 \cdot V^{-n} \dots\dots\dots (4.1)$$

ここで、バラクタ定数 C_0 は、図4.2に示したジャンクション容量の最大変化を与えるバイアス電圧 V_n とその点におけるジャンクション容量 C_n によって決まる定数である。

さて、図4.1からこの回路の発振周波数 $F(V)$ は次のごとく求められる。

$$F(V) = \frac{1}{2\pi\sqrt{L}} K(V) \dots\dots\dots (4.2)$$

ただし $K(V) = \sqrt{\frac{1}{C_h(V) + C_s}} \dots\dots\dots (4.3)$

$$C_h = \frac{C_1 \times C_j(V)}{C_1 + C_j(V)} \dots\dots\dots (4.4)$$

バイアス電圧 V_n でバラクタに微小電圧変化が与えられたときの発振周波数の変化をテーラ展開し、これと、式(3.2), (3.3), (3.4)とから二次非直線ひずみ、三次非直線ひずみを求め、二次非直線ひずみがゼロになるときの定数 n_{02} 、変調感度 K_m 、および三次非直線ひずみ ΔP_3 を導くことができる。また遅延ひずみについても同様に遅延時間 $T(\omega)$ 、二次直線ひずみ、三次直線ひずみを計算することができる。図4.3に、中心周波数245 MHzの変調器についての数値計算結果を示す。この結果は衛星通信240 CH電話回線(約2.5 MHz rmsの周波数偏移)でも十分使用しうることを示している。

4.2 広帯域変調装置

衛星通信においては電話132 CH用で ± 5 MHz以上、テレビ用では ± 20 MHzにわたる広帯域特性が要求される。また回線設計上

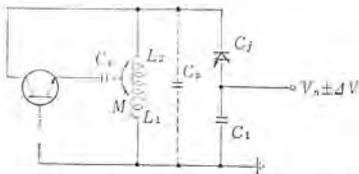


図4.1 トランジスタV.C.OのRF等価回路
RF equivalent circuit of transistor V.C.O.

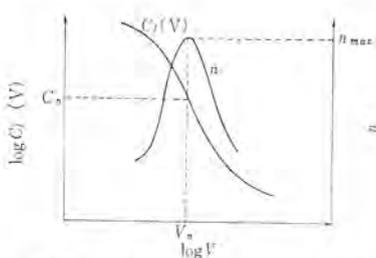


図4.2 超階段接合バラクタの特性例
Characteristics of hyper-abrupt-junction varactor.

から変調器に割り当てられる雑音は非直線ひずみ5 pW程度で、これを前記の衛星通信伝送諸元を用いて電話24 CHに適用すると

二次ひずみ 0.08 %/MHz (3 pW)

二次ひずみ 0.15 %/MHz² (2 pW)

となるが、前節の計算結果はこれを十分に満足する。以下にこの超階段接合バラクタを用いた変調器の実例について紹介する。

図4.4は国際電信電話(株)茨城通信所に納入した電話、およびテレビジョン兼用の広帯域変調器の回路系統図を示す。この装置の外観は2章の図3.3に示した。

図4.4において“VCO”は中心周波数245 MHzでその変調直線性は図4.5に示すごとく良好である。これに用いた超階段接合バラクタの諸元は下記に示すごとく前記の計算による最適条件にほぼ一致する。

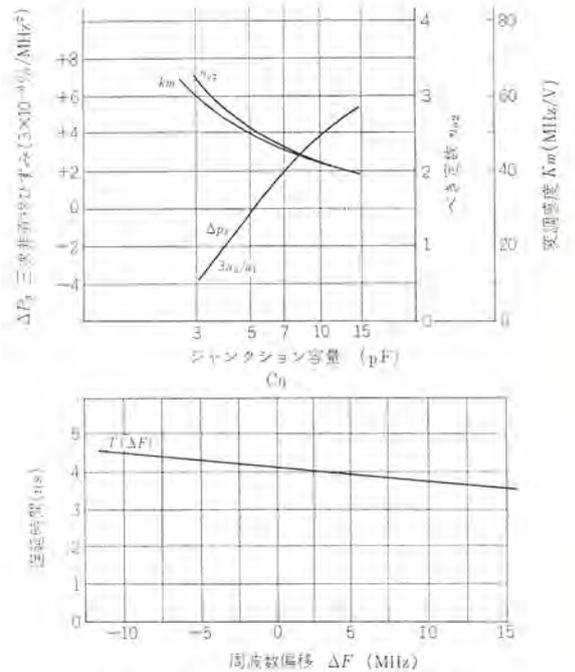


図4.3 245 MHz V.C.O. 計算値
Calculated value for 245 MHz V.C.O.

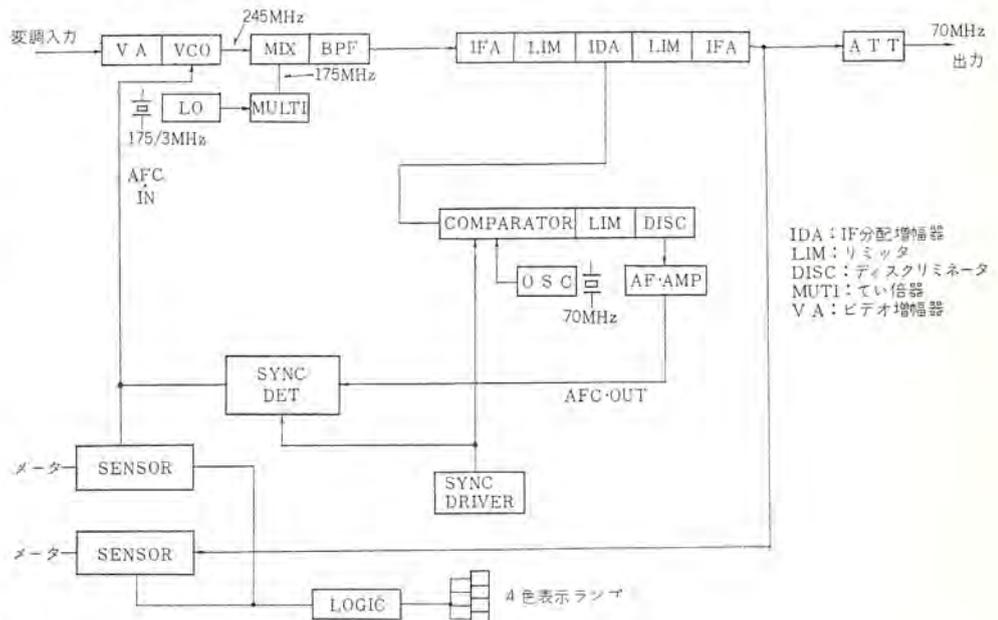


図4.4 広帯域変調装置系統図
Wideband modulator block diagram.

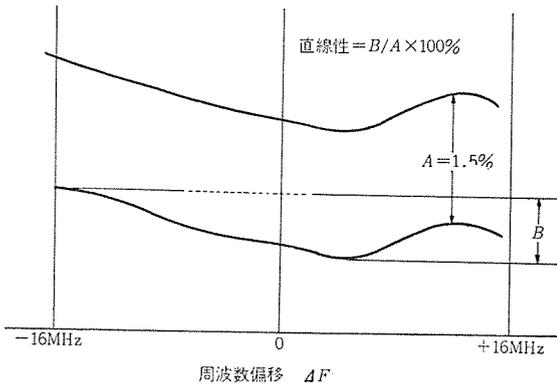


図 4.5 245 MHz V. C. O 広帯域直線性
Wideband linearity of 245 MHz V. C. O.

表 4.1 広帯域変調装置の設計諸元と性能
The Design parameters and performance of wideband modulator.

入 力 信 号	テレビ信号または多重電話信号
入力信号レベル	20 mV/MHz P-P (テレビ) -20 dBm/MHz rms (電話)
最大周波数偏移	±16 MHz
周波数安定度	±5 × 10 ⁻⁴ /Month
出力周波数	70 MHz
変調直線性	1.0% ± 10 MHz 2.0% ± 18 MHz 3.0% ± 20 MHz
出力レベル	0.3 Vrms
レベル安定度	±0.25 dB
熱雑音	10 pWP PER CH

超階段接合パラクタの諸元

$$C_n = 5.0 \text{ pF}$$

$$n = 2.5$$

$$V_n = 4.0 \text{ V}$$

変調器に要求される周波数安定度を得るため、VCO は AFC をつける必要があるが、衛星通信の場合 エネルギー 拡散を伴うので、ク

ランプ形 AFC は用いられない。この装置では水晶比較の平均値形 AFC を用い、サンプリング回路の過渡波形による AFC 誤差を押えるため同期検波方式の採用とあいまって、十分な安定度を得ている。最後に装置の設計諸元と性能を表 4.1 に示す。

5. む す び

以上、国際衛星通信におけるシステム設計上の要求と、これを満たすすぐれた変復調器のあらましを報告した。これらは KDD 茨城通信衛星所において実用されそれぞれその威力を発揮したが、INTELSAT-III 号衛星が打ち上げられ、回線数が増え混雑してくれば衛星電力を最も有効に使用し、かつ国際通信の品質を高度に保つためには、この Threshold Extension 技術がますます重視されることになる。とくに TV 中継はその速報性が買われて、国際通信の花となるであろうから、高品質カラーテレビ受信周波数負帰還 Threshold Extension Demodulation は、これから大いに賞用されるものと考えている。

おわりにこの設計・開発にあたって、種々ご指導ご激励を賜わった KDD 衛星通信建設部、宮部長・富田課長ほかの各位、当社通信機製作所 衛星通信部 関係各位に深く謝意を表わします。

参 考 文 献

- (1) 梶浦, 岩崎: 衛星通信回線の設計, 国際通信の研究, 55, (昭 43)
- (2) L. H. Enloe: Decreasing the Threshold in FM by Frequency Feedback, Proc. IRE, Jan. (1962)
- (3) J. G. Chaffe: The Application of Negative Feedback to Frequency Modulation System, Proc. IRE, May (1939)
- (4) J. A. Develct, Jr: Coherent FDM/FM Telephone Communication, Proc. IRE, Feb. (1962)
- (5) S. Kobayashi, Y. Saito: Optimal Design for Frequency Compression Demodulator, The Journal of the Institute of Electrical Comm. Engineering Japan, Feb. (1966)
- (6) 阿部, 岡本: 周波数変調回路, 電子技術, 9 No. 4, (昭 42)

太陽電波観測用160MHz複合干渉計

土屋 淳*・渋谷 暢孝*
山前 瑞穂**・伊藤 卓司**・金城 益夫**

160 MHz Compound Interferometer for Solar Radio Observation

Tokyo Astronomical Observatory, University of Tokyo Atsushi TSUCHIYA・Nobutaka SHIBUYA
Mitsubishi Elect. Corp. Kamakura Works Mizuho YAMASAKI・Takuji ITÔ・Masuo KINJÔ

A radio interferometer for solar radio observation is under construction at Nobeyama, Minami-Makimura, Sakugun, Nagano Prefecture under a project of the Tokyo Astronomical Observatory of Tokyo University. The instrument comprises two independent interferometers, one consisting of 11 steerable paraboloid antennas lined up from east to west and the other of 6 antennas arranged from south to north. They are designed to receive 160 MHz solar radio emission in the two senses of circular polarization with scanned beams at intervals of 0.1 second. The E-W system stretches about 2.3 km long and the S-N one about 1.4 km long, which give fan-beam responses, with beamwidths of 1.8 and 3.3 minutes of arc respectively. Compound interferometry is used to heighten resolving power. Also a new antenna feed system employing delay lines has been developed for the beam scanning so as to constitute a system with high phase stability.

1. ま え が き

太陽や銀河をはじめとする天体から放射される電磁波のスペクトルには、光の領域はもちろんのこと電波の領域も含まれている。このような地球外からの電波は通信系に妨害を与える雑音として宇宙通信などで問題になるが、一方この電波は宇宙や天体の物理現象を解明するのに不可欠な情報になっているので電波天文学では重要な研究対象となっている。つまり電波天文学では宇宙からの電波を雑音という観点から研究するのではなく、たとえば放射の機構を解明したり、宇宙や天体の構造や起源などを調べるために研究を行っているわけである。この電波天文学の研究対象の一分野である太陽面現象を観測するため、このたび東京大学東京天文台の計画によりメートル波帯の大干渉計が長野県南佐久郡南牧村野辺山に設置されることになり、装置の設計製作を行なったのでここにその概要を報告する。

この装置のおもな特長は次のとおりである。

- (1) 東西、南北両方向に並んだ互いに独立な2系統の干渉計により周波数160 MHzで太陽面を観測する。
- (2) 干渉計は複合干渉計として構成されており、比較的少数のアンテナで高い分解能(東西系1.8', 南北系3.3')を得ている。
- (3) 信頼性のある移相系を使用して干渉ビームを高速で掃引するようになっている。
- (4) 測定できる偏波は左右両旋円偏波成分R, Lの和(R+L)および差(R-L)である。
- (5) 出力は一度すべて磁気記録され、観測終了後必要に応じて何度でも再生可能である。なお、再生の際には時定数やビーム幅を任意に変えることができる。
- (6) 最低検出可能フラックスは時定数0.1秒で $3 \times 10^{-22} \text{ W m}^{-2} \text{ Hz}^{-1}$ である。
- (7) 各アンテナ励振位相および振幅を容易に調整することのできる校正系を備えている。

2. システムの概要

電波天文の観測装置は基本的にはアンテナ、受信機およびレコーダからなり、天体電波の特性である強度、偏波およびスペクトルについて電波到来方向ならびに時間の関数として測定するものである。もちろん地上から電波を放射しその反射波により研究を行なうレーダ天文学も電波天文の一分野であるが、本装置は受信のみ行なう方式である。

2.1 測定対象

本装置は160 MHz帯における太陽電波の強度と偏波を測定するもので、東西・南北両干渉計によりそれぞれ東西・南北方向に高い分解能を持ったアンテナビームで毎秒10回の掃引をしながら受信するものである。最終出力は図2.1に示すように太陽面を東西、南北帯状に分割した部分からの電波強度(R+L)および偏波(R-L)の時間的変化をペン書き記録計に書くのであるが、東西干渉計ではビーム掃引幅65'を64チャンネルに分け、南北干渉計では掃引幅41'(夏)

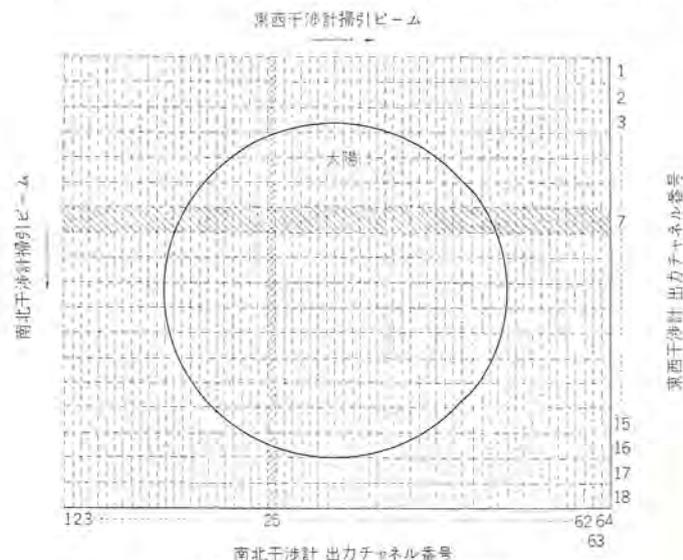


図 2.1 太陽面と掃引ビームの関係
Solar disk and scanning fan-beam.

~78°(冬)の範囲を16チャンネルに分けて記録している。ただし、この掃引範囲は可変なので、太陽の一部のみを観測する場合には狭くすることができる。なお、図の斜線で示した帯状の部分、たとえば東西系のNo. 25, 南北系のNo. 7は掃引ビームの位置を示し、おののが各チャンネルに対応することになる。

2.2 ビーム成形

アンテナの配置は図2.2に示すように東西11基, 南北6基のアンテナを直交して並べてあり, それぞれ複合干渉計として東西方向の主ビーム半値幅1/8の扇形指向性と, 南北方向の主ビーム半値幅3/3(夏)~6/3(冬)の扇形指向性を得ている。ビームの分解能を上げるために複合干渉法を採用したが, 東西干渉計についてその原理を述べ, 得られた複合干渉パターンを示す。

いま, n 個のアンテナを等間隔 d で一直線上に配列し, 同位相で給電したとき, 電圧アレイパターンは,

$$g(\psi) = \frac{\sin(n\psi/2)}{n \sin(\psi/2)} \dots\dots\dots (2.1)$$

で与えられる。

ここに, $\psi = (2\pi d \sin \theta) / \lambda$

$\theta =$ アレイ開口と法線を含む面内において入射波と法線のなす角。

さて, このような n 個の加算形アレイアンテナの延長上に, 隔間 d' で n' 個のアンテナからなる等間隔アレイを並べ, 両アレイの位相中心の間隔が D になるように配列し, おおのの出力の積をとると, その電力指向性は次式のようになる⁽¹⁾。

$$G(\psi) = \frac{\sin(n\psi/2)}{n \sin(\psi/2)} \cdot \frac{\sin(n'\psi'/2)}{n' \sin(\psi'/2)} \cdot \cos \Psi$$

$$= \frac{\sin(n\psi/2)}{n \sin(\psi/2)} \cdot \frac{\sin(n'd'\psi/2d)}{n' \sin(d'\psi/2d)} \cdot \cos(D\psi/d) \dots\dots\dots (2.2)$$

ここに, $\psi' = \frac{d'}{d}\psi, \quad \Psi = \frac{D}{d}\psi.$

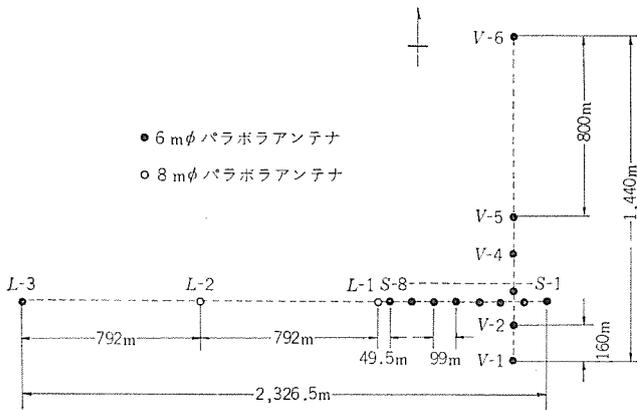


図 2.2 160 MHz 干渉計 アンテナの配置と名称
Arrangement and designation of antennas of the 160 MHz interferometer.

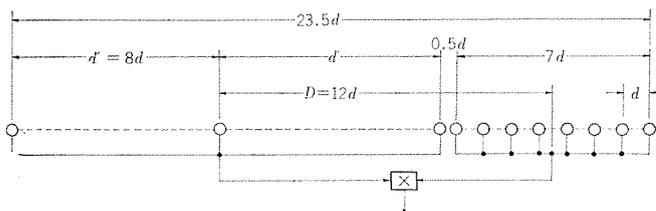


図 2.3 東西干渉計 アンテナ配置
Arrangement of antennas of the E-W system.

本システムでは, 図2.3に示したように, $n=8, n'=3, d'=8d, D=12d$ であるから式(2.2)は次式のようになる。

$$G(\psi) = \frac{\sin 4\psi}{8 \sin(\psi/2)} \cdot \frac{\sin 12\psi}{3 \sin 4\psi} \cdot \cos 12\psi$$

$$= \frac{\sin 24\psi}{48 \sin(\psi/2)} \dots\dots\dots (2.3)$$

これは48個の加算形アレイの電界指向性に相当する。なお, サイドロープの出力への寄与は, その位相の正逆が出力電圧の正負に対応するので, 太陽面観測に際して部分的には相殺される。

図2.4は式(2.3)の第一式を項別に計算したものを実線で示し, 複合干渉パターンを点線で示した。

2.3 ビームの連続掃引

受信機はスーパーヘテロダイン方式を採用しているので, アンテナビームを掃引するのに局発信号の位相走査を行っており, 受信信号を移相器に通して直接移相した場合に比較して移相器そう入損失のない利点がある。なお, 位相掃引系には高い位相安定度が要求されたが, 今回新しい局発方式の開発を行ない, 簡単な構成でこの条件を満足するシステムを実現することができた。

(1) 位相掃引局発系の構成

図2.5に示したように同数の遅延素子(本システムでは同軸ケーブル)を直列接続した遅延素子列A, Bを設け, それぞれ周波数 $f_0, f_0 - f_c$ の信号を互いに逆方向に通し, 相対する素子端からの信号を結合器で取り出して周波数変換器で和周波数 f_0 の信号を得る。

f_c を変化させることにより出力端局発信号 f_0 の位相は変化するが, この際各出力端信号は基準端子位相に対して傾斜的位相差を持っているので, 各アンテナ入力の局発信号として給電すればビームを掃引できる。なお, f_0 は固定周波数, f_c は可変周波数であり, この両信号を周波数変換して $f_0 - f_c$ を得ているが, 実際のシステム構成では f_c および f_0 周波数(またはIF周波数)の決定, ならびに局発系周波数変換器および増幅器の設計には特に考慮を払った

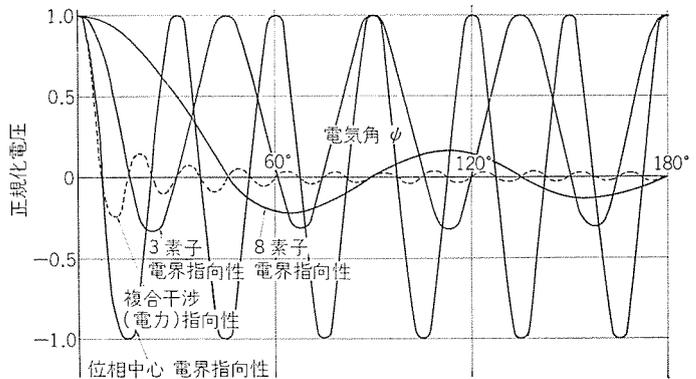


図 2.4 東西干渉計アレイパターン
Array pattern of the E-W system.

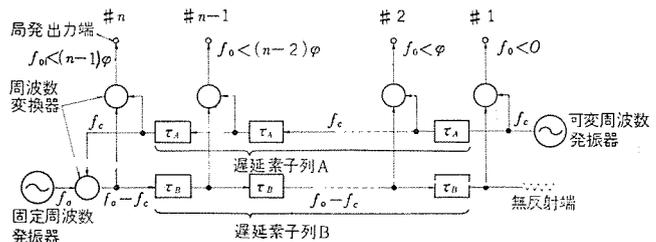


図 2.5 位相掃引した局発システム
Scanned phase LO system with progressive phase shift.

め、全システムの成否にかかる局発信号のスプリアスおよび高調波を無視できる程度にまで小さくし得た。

(2) 温度変化による位相誤差

温度変化により遅延素子の遅延時間が変化すると各局発位相に誤差を生じるため、アンテナビームは本来あるべき方向からずれてしまう。ところが上に述べた新方式では、遅延時間と局発系信号 f_c および f_0-f_c 周波数の値に一定関係を持たせておけば、温度変化による位相誤差の小さい系とすることができるので、原理を述べる。

いま素子列 A, B の素子の遅延時間を τ_A, τ_B とすれば、隣接出力端信号間の位相差 Φ は式 (2.4) で与えられる。

$$\Phi = \Phi(\tau_A, \tau_B, f_c) = 2\pi f_c \tau_A - 2\pi (f_0 - f_c) \tau_B \dots (2.4)$$

つぎに、ビームを変位するために f_c を $f_c + \Delta f_c$ に変えたときの位相差 ϕ_f は次のようになる。

$$\begin{aligned} \phi_f &= \Phi(\tau_A, \tau_B, f_c + \Delta f_c) - \Phi(\tau_A, \tau_B, f_c) \\ &= 2\pi \Delta f_c (\tau_A + \tau_B) \dots (2.5) \end{aligned}$$

一方、温度変化により τ_A が $\tau_A + \Delta \tau_A$ に、 τ_B が $\tau_B + \Delta \tau_B$ に変化したとき位相の誤差 $\Delta \phi$ は、

$$\begin{aligned} \Delta \phi &= \Phi(\tau_A + \Delta \tau_A, \tau_B + \Delta \tau_B, f_c) - \Phi(\tau_A, \tau_B, f_c) \\ &= 2\pi f_c \Delta \tau_A - 2\pi (f_0 - f_c) \Delta \tau_B \dots (2.6) \end{aligned}$$

であるから、温度条件にかかわらず $\Delta \phi = 0$ が成立すれば位相誤差をなくすことができ、その条件は次式となる。

$$(f_0 - f_c) / f_c = \Delta \tau_A / \Delta \tau_B \dots (2.7)$$

一般に周波数偏位により単位位相差を与えたとき、温度変化による位相変化量 (位相誤差率 η) は次のようになる。

$$\eta = \frac{\Delta \phi}{\phi_f} = \frac{f_c \Delta \tau_A - (f_0 - f_c) \Delta \tau_B}{\Delta f_c (\tau_A + \tau_B)} \dots (2.8)$$

このような方法により、温度変化に対して位相制御など行わずに素子の定数と周波数を選ぶのみで、比較的簡単に位相の安定したビーム掃引系を構成することができた。

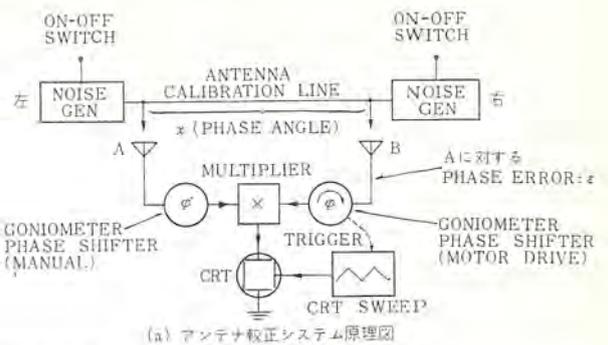
2.4 アンテナ位相の校正

アレイアンテナシステムでは素子アンテナの励振位相が均一になるように給電しなければならない。位相の乱れは利得や分解能の低下ならびにサイドローブの上昇をもたらすので、アンテナ位相の校正は重要である。本システムでは各素子アンテナからの入力信号をIF信号に変換した後に合成を行っており、アンテナも含め途中の増幅器、ミキサ、ケーブルなど信号合成点に至るまでの位相が各アンテナ系について等しくなるよう校正する必要がある。このため新しい校正系を開発したので説明する。

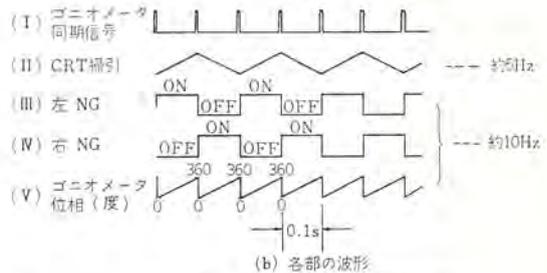
(1) アンテナ校正系の動作

位相合わせを行なうには二つのアンテナ系をまず校正し、これと他のアンテナ系とを順次校正していく。したがってアンテナ位相校正または測定の際には2アンテナ干渉計として動作させる。図2.6(a)は原理図で、Aアンテナ位相に対するBアンテナの位相を測定する回路である。なお両アンテナ系のIF回路にはゴニオメータを使用した回転形連続移相器がはいており、一方の腕のゴニオメータをモータで回転し、他の腕のゴニオメータで位相合わせをすることになる。

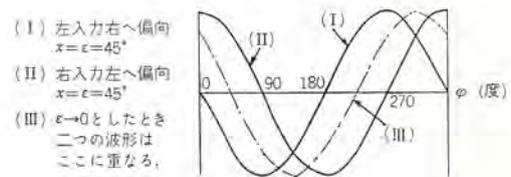
いま、B側のゴニオメータを角周波数 Ω で回転させ、これと同期しながら左右両側の信号源を交互に開閉し信号を両アンテナに送り、さらにブラウン管の横軸にも図2.6(b)に示すような波形で掃引する。このように動作をさせたとき、Aアンテナ系に対してBアンテナ系の位相誤差を ε とし、両アンテナ間に設けられた校正信号用ケーブルの位相角を x とすれば、両アンテナを通った信号の波形は表2.1のよ



(a) アンテナ校正システム原理図



(b) 各部の波形



(c) $x = \varepsilon = 45^\circ$ のときのCRT波形(実測)

図 2.6 アンテナ校正系 Antenna calibration system.

表 2.1 校正系各部の信号 Signals of calibration system.

	A アンテナ	B アンテナ	A×B 出力
左入力	$\sin \omega t$	$\sin(\omega t - x - \varepsilon - \Omega t)$	$\cos(x + \varepsilon + \Omega t)$
右入力	$\sin(\omega t - x)$	$\sin(\omega t - \varepsilon - \Omega t)$	$\cos(x - \varepsilon - \Omega t)$

うになる。ところでCRTの横軸掃引は三角波なので信号源を右と左に切換えた際に掃引方向が逆になり、したがってCRT上に表示されたA×B出力は位相差 2ε の二つの波形となる。アンテナ位相を合わせるためにはA側のゴニオメータを手動で回し、この波形の重なるところへ固定すればよく、モータ駆動のB側は位相 0° のところに合わせておく。

(2) アンテナ位相の表示

CRTの波形を $x = 45^\circ, \varepsilon = 45^\circ$ の場合の例について図2.6(c)の実線で示す。調整用のゴニオメータを手で動かして $\varepsilon \rightarrow 0$ に近づけてゆくと二つの波形は破線のところで重なる。

3. システムの構成

東西干渉計の系統図を図3.1に示す。なお南北干渉計も同じ方式なので省略した。本システムは各アンテナ鉄塔下の高周波部(図3.2)にて受信信号をIFに変換し、それを地下に埋設された同軸ケーブルで観測室内の受信機(図3.3)に送り合成し、処理して出力を記録するものである。

高周波部では信号の増幅、周波数変換、位相掃引局発信号の合成などを行なうほか、基準雑音源を内蔵しているのでNFの測定やア

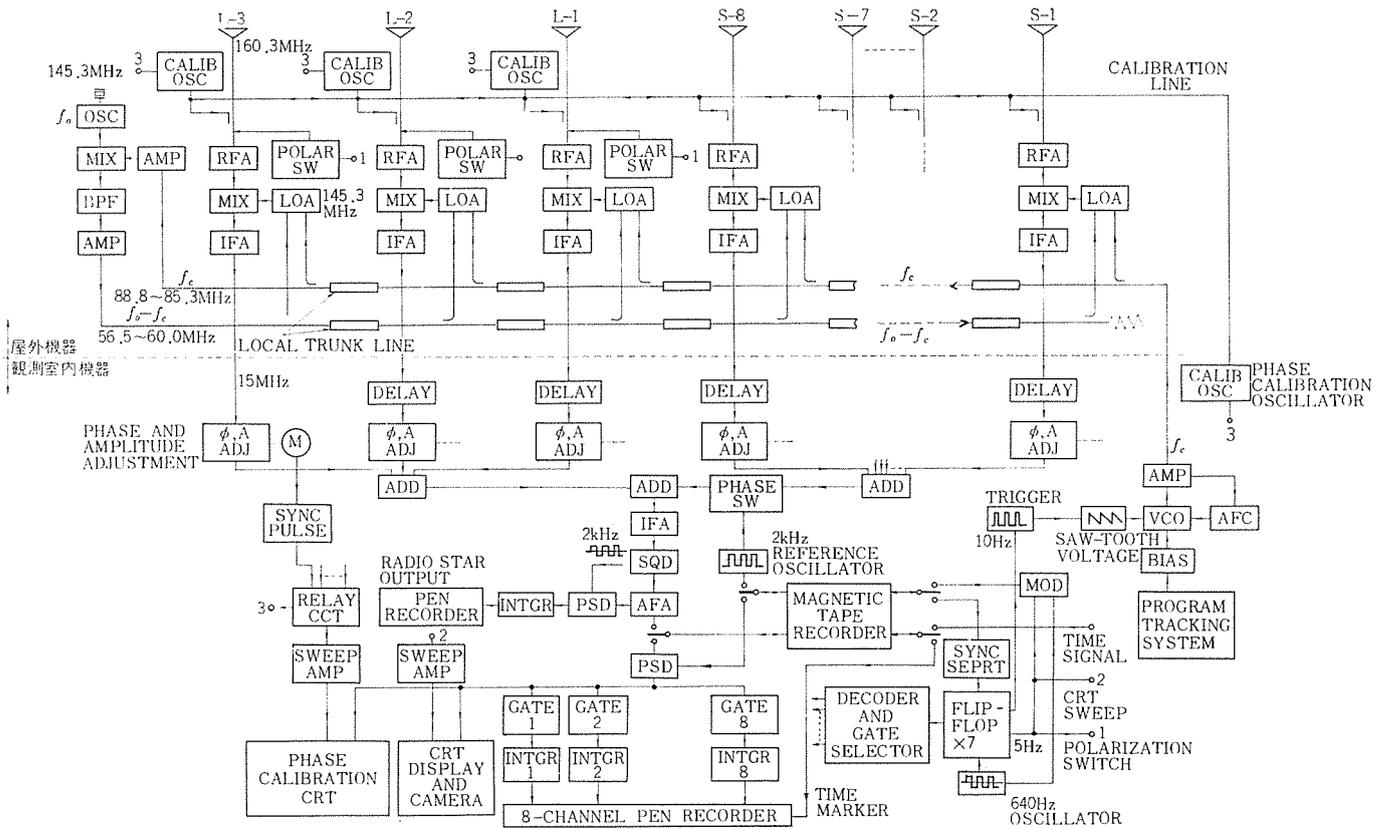


図 3.1 東西干渉計系統図 Block diagram of the E-W system.

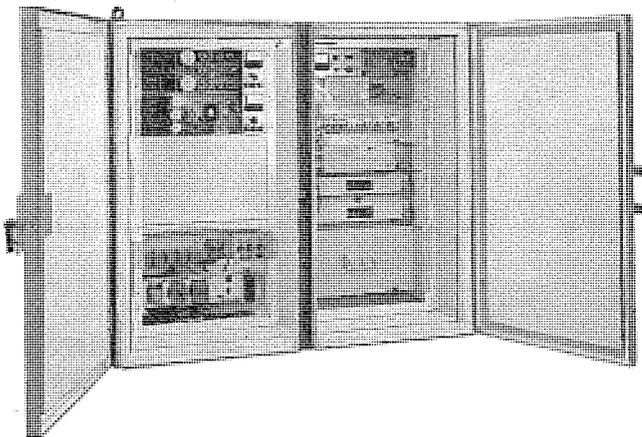


図 3.2 高周波部 RF unit.

アンテナ励振振幅の調整をすることができる。これら高周波部の操作は観測室内受信機のところから遠隔操作できる。なお高周波部は恒温そう(槽)にはいっており気温変化の影響を小さくしてある。

つぎに、IF 信号ケーブル、局発用 f_c および f_o-f_c ケーブルおよびアンテナ校正ケーブルはすべて地下 1m に埋設されているので、外気の気象条件にかかわらず、温度変化は小さくなっている。

主受信機は S-1~S-8 の 8 アンテナからの入力と L-1~L-3 の 3 アンテナからの入力 IF 信号のおおのの和をとった後で、この S 系信号と L 系信号の掛算を行なう。掛算回路の構成は、 0° と 180° の位相切換器、自乗検波器、同期検波器および切換用発振器からなる方式である。同期検波後信号はゲート回路と積分器を通してペン書き記録計に書かれるが、同時に CRT には出力を輝度変調してアンテナビーム走査と同期して掃引を行なう光学的表示も行なっている。なお本システムではアンテナビームの方向を出すのに電波星を受信して校正をするため、自乗検波器の後に電波星専用の同期検波器、積分器な

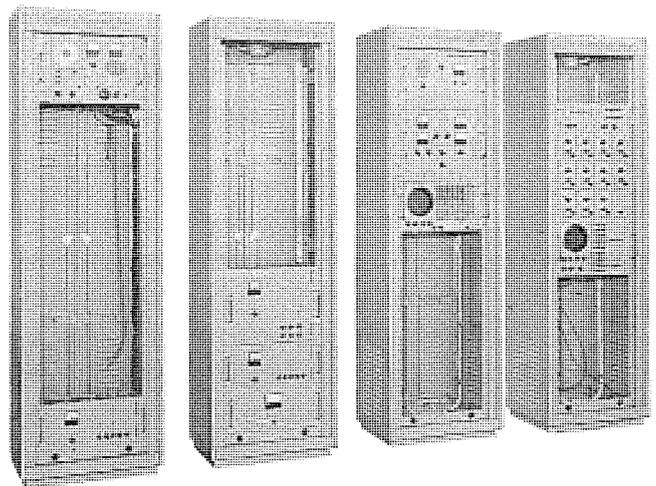


図 3.3 東西系受信機 E-W receiver.

どを備えている。この他主受信機にはゲート閉閉用パルス回路、偏波切換用回路、アンテナ校正器、 f_c 局発回路および太陽日周運動に干渉ビームを追尾させるためのプログラム追尾回路を含んでいる。

4. システム主要諸元

- | | |
|------------|------------------------------|
| (a) 受信周波数 | 160.3 MHz |
| (b) 受信偏波 | 左右両旋円偏波 |
| (c) 干渉計方式 | 複合干渉計 |
| (d) アンテナの数 | 東西 11 基, 南北 6 基 |
| (e) 干渉計の数 | 東西系, 南北系各 1 システム ずつ |
| (f) 干渉計全長 | 東西系 2,326.5 m
南北系 1,440 m |
| (g) 据付位置 | 138°29'E, 35°56'N |

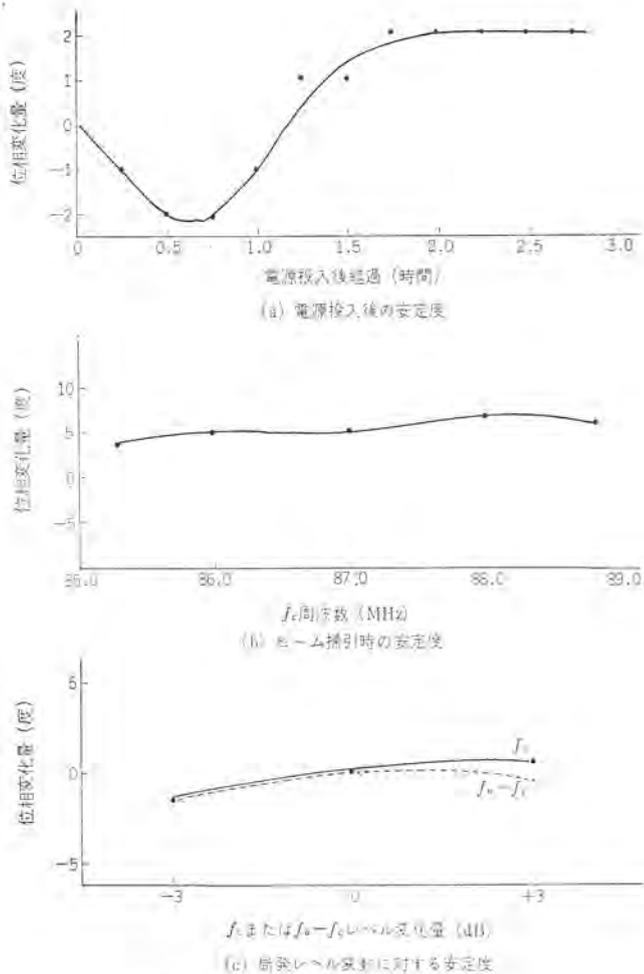


図 5.1 位相安定度測定データ
Measured data of system phase stability.

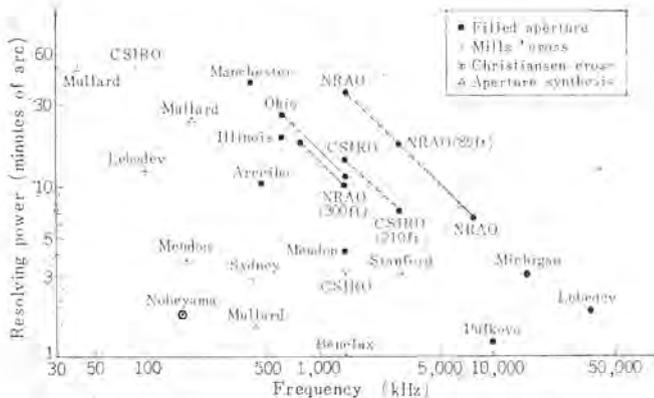


図 6.1 高分解能電波天文機器の分解能 (H. C. K₀ による)
Resolving power of high-resolution radio telescopes as a function of frequency (after H. C. K₀).

- (h) 主ビーム半値幅 東西系 1.8', 南北系 3.3'
 (i) ビーム間隔 東西系 65', 南北系 40'
 (j) ビーム掃引速度 毎秒 10 回

- (k) 受信方式 スーパーヘテロダイン
 (l) 受信機雑音指数 6 dB 以下 (入力側整合)
 (m) 高周波増幅帯域幅 2 MHz
 (n) 局発周波数 145.3 MHz
 (o) 中間周波数 15 MHz
 (p) 前置 IF 帯域幅 2 MHz
 (q) 主 IF 帯域幅 100, 200, 500 kHz
 (r) 積分器時定数 太陽用 0.1, 0.3, 1 秒
 電波星用 1, 3, 10, 30, 60 秒
 (s) ビーム掃引方式 局発位相掃引による移相方式
 (t) 局発移相法 遅延線使用の周波数走査法
 (u) 局発用供給信号 3.5 MHz
 最大周波数偏位 ただし, $f_c = 88.8 \sim 85.3$ MHz,
 $f_0 - f_c = 56.5 \sim 60.0$ MHz
 (v) 最大ビーム偏位 電気角で 6π (grating lobe 3 個分)
 (w) ビーム掃引幅 東西系 65'
 南北系 41'(夏)~78'(冬)
 (x) 出力チャンネル数 東西系 64, 南北系 16

5. 位相安定性

システム設計に際しては特に位相安定性に重点を置いたが、その結果を図 5.1 に示す。測定には高周波部 2 台と主受信機で干渉計を構成し、信号発生器から信号を供給して行なったもので、図の (a) は電源投入後の位相変化量のデータであり、投入後約 2 時間経過すれば位相は安定することを示している。次に (b) はビーム掃引時における位相の変動を測定したもので、局発用供給信号 f_c の掃引に対してわずか数度の範囲にはいつている。一方 (c) では f_c または $f_0 - f_c$ のレベル変動に対する位相変化量であり、局発用遅延線 (同軸ケーブル) の損失量が周波数によって異なるためにこの変動が生じ問題となるのであるが、実測データでは非常に小さい。このような測定結果からシステムの位相安定性は十分満足できるものといえよう。

6. むすび

以上、160 MHz 複合干渉計システムについてその概要を述べた。このシステムは世界的にみてもきわめて分解能が高く (図 6.1)、しかもビームを高速掃引できるなどの特長があり、今後の太陽電波観測に活躍するものと期待される。

終わりにあたり、終始ご指導ごべんたつをたまわった東京天文台の関係各位、また装置の設計・製作に際してご指導ならびにご協力をいただいた関係各位に深く感謝申し上げる。(昭 43-12-16 受付)

参考文献

- (1) A. E. Covington and N. W. Broten: An Interferometer for Radio Astronomy with a Single-Lobed Radiation Pattern, IRE Trans. AP-5, 247-255 (1957)

人工衛星打上げロケットの誘導制御

郷 鉄夫*・加藤 亮一*・田中 稔*

Guidance and Control of Satellite Launching Vehicle

Kamakura Works Tetsuo GOH・Ryoichi KATOH・Minoru TANAKA

An outline is given of the feasible guidance and control systems of synchronous (quasi-stationary) satellite launch vehicles. Possible error sources are discussed in connection with the proposed trajectory pattern. On the assumptions that are acceptable for the performance of vehicles, an estimation is made of the operational capability of launch vehicles. In addition, the velocity correction capability is estimated that is required for launch vehicles in order to bring satellites into the perfect synchronism with the earth's rotation. These estimations, however, are attempted only to give reality to the descriptions. The set of numerical values used is only assumptive and has no relation with the present development plan.

1. ま え が き

この論文では、大形ロケットによる同期(準静止)衛星の打上げを想定し、その誘導制御システムと打上げの精度を考察して概要を述べる。

ここで、ロケットとしては、説明の都合上、第4段のみが液体ロケットで、その他はいずれも固体ロケットからなるものを想定するが、これは全くの仮定に過ぎない。また、精度の考察に用いる数値も、すべて便宜的に仮定したもので、とくに根拠のあるものではないことをお断わりしておく。

2. ミ ッ シ ョ ン

2.1 打上げ過程

ここで考える大形ロケットのミッションとしては、一応、同期軌道を例にとる。同期軌道とは、それに対する慣性速度の大きさ(したがって公転周期)は静止軌道に対するものに等しいが、任意の軌道傾斜を持ち、したがって、地球固定座標に対しては、赤道上的ある一点を中心とする「8」の字運動を行なうものである。もちろん、静止軌道が理想ではあるが、想定するSSSLSS(Sは固体段、Lは液体段)の6段ロケットに対する現在の誘導技術では、最終的に得られる軌道の慣性速度の大きさと軌道傾斜のおおのこの精度について、二者択一的な選択を余儀なくされる。そこで、われわれは、地球自転との同期性のほうを重視し、軌道傾斜についての若干の誤差は許容するものとする。

同期軌道への打上げ過程の概略を、図2.1によって説明する。第一段の点火により、北緯およそ 30° の射点A(種子島射場)から東に発射されたロケットは、以後、第2段、第3段と引き継がれ、第4段によってB点で所要の速度が達成されると同時にその燃焼が停止されて、高度200 km、軌道傾斜およそ 30° のパーキング軌道にのる。パーキング軌道が赤道と交差する点Cにロケットが到達したとき、第5段、すなわちペリジモータが点火され、ロケットは長大(楕)円のトランスファ軌道にはいる。このトランスファ軌道の遠地点距離は、同期円軌道の半径にほぼ等しい。そこで、ロケットがこの軌道の遠地点Dに達したとき最終段のアポジモータに点火し、軌道傾斜 0° への軌道変更を考慮に入れて所定の速度を付加すれば、衛星は望みの同期軌道に突入する。しかしながら、このままではまだ十分な軌道精度

が得られていない。そこで、E点とD'点において二回の軌道修正を行なうことによって、一段と精度の高い同期軌道の達成を図る。

各段階の軌道に対する軌道要素などの理想値を表2.1に、また、B、C、およびDの各点における軌道突入前後の慣性速度と付加すべき速度の大きさに対する理想値を表2.2にそれぞれ示す。

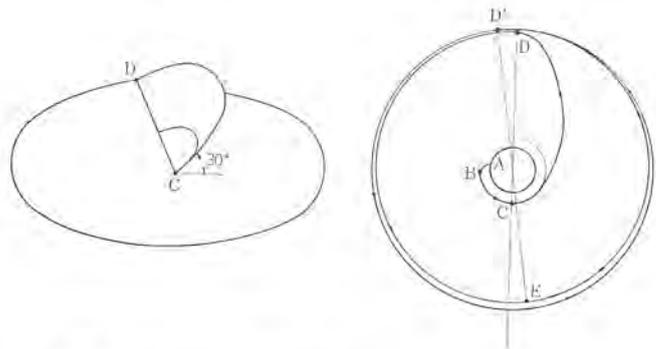
2.2 打上げの精度と軌道の修正

2.2.1 記号

以下、2.2節ではつぎの記号を用いる。

r_N : N点におけるロケットまたは衛星の公称地心距離

V_{N+} : N点を過ぎた直後(過ぎる直前)におけるロケットまたは



(修正過程の一例を示すために誇張してある)

- A: 射点
- B: パーキング軌道突入点
- C: トランスファ軌道突入点(トランスファ軌道近地点)
- D: 近似同期軌道突入点(トランスファ軌道遠地点)
- E: D点からのコースティング軌道の近地点または遠地点
- D': E点からのコースティング軌道の近地点または遠地点(完全同期軌道突入点)

図2.1 同期衛星打上げ軌道
Orbital sequence of synchronous satellite launching.

表2.1 打上げ過程の各軌道
Sequent orbits of synchronous satellite launching.

軌道	軌道要素など	長半径 km	近地点 距離 km	遠地点 距離 km	離心率	軌道傾斜 (度)	昇交点 経度 (度)	近地点 引数 (度)
パーキング軌道		6,578	—	—	0	$\approx 30^\circ$	$\approx +41^\circ$	—
トランスファ軌道		24,358	6,578	42,138	0.730	$\approx 30^\circ$	$\approx +41^\circ$	0
静 止 軌 道		42,138	—	—	0	0	—	—

※ これらの正確な値は打上げの際に指定される。

表 2.2 軌道突入前後の慣性速度と付加速度の大きさ (km/s)
Magnitude of inertial velocity and velocity increment required at injection.

軌道突入点 区分	B	C	D
軌道突入前	—	7.784	1.598
付加	—	2.456	1.872※
軌道突入後	7.784	10.240	3.076※

※ 軌道傾斜の変更を行なうため、たんなる和にはならない。

- 衛星の公称慣性速度の大きさ
- β_{N+} : N点を過ぎた直後(過ぎる直前)におけるロケットまたは衛星の公称飛しょう経路角
- i_{N+} : N点を過ぎた直後(過ぎる直前)におけるロケットまたは衛星の公称軌道傾斜
- u_N : N点において付加される公称慣性速度の大きさ
- ϕ_{MN} : M点からN点までのコースティング角
- ΔQ : 量Qに対する誤差(確率変数)
- $\sigma_{\Delta Q}^2$: 確率変数 ΔQ が正規分布に従うときの分散
- μ : 地球の質量×万有引力常数
- $\Delta\beta_N$: $(\beta_{N-} + \Delta\beta_{N-})$ の方向を基準として表わした, N点における付加速度に基づく飛しょう経路角誤差
- Δi_N : $(i_{N-} + \Delta i_{N-})$ の方向を基準として表わした, N点における付加速度に基づく軌道傾斜誤差
- $\lambda_{N+} : r_N V_{N+}^2 / \mu$

また, 常数としてつぎの値を採用する。

地球の赤道半径: 6,378 km

μ : $3.986 \times 10^{20} \text{cm}^3 \text{s}^{-2}$

2.2.2 誤差の評価

ロケットがB点においてパーキング軌道へ突入したとき, この軌道が規定する公称値 r_B, V_{B+}, β_{B+} , および i_{B+} のおのおの(表2.1および表2.2参照)に対して発生する誤差は, いずれもたがいに独立, 平均値が0で, ある分散を持つ正規分布に従うと仮定する。この誤差に, C点およびD点において付加される速度の持つ誤差が加わって, 同期軌道突入の際の誤差となるが, 以下, この最終的な誤差の評価を行なう。

まず, パーキング軌道突入時の軌道面内誤差 $\Delta r_B, \Delta V_{B+}$ および $\Delta\beta_{B+}$, ならびにトランスファー軌道突入時に新たに加わる誤差 Δu_C および $\Delta\beta_C$ を確率変数とすると, 同期軌道へ突入する直前の誤差 $\Delta r_D, \Delta V_{D-}$ および $\Delta\beta_{D-}$ は, 同じく確率変数として, つぎのような誤差伝ばん行列によって与えられる。

$$\begin{pmatrix} \Delta r_C \\ \Delta V_{C-} \\ \Delta\beta_{C-} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 - \cos \phi_{BC}, & \frac{2r_B}{V_{B+}}(1 - \cos \phi_{BC}), & -r_B \sin \phi_{BC} \\ -\frac{V_{B+}}{r_B}(1 - \cos \phi_{BC}), & -1 + 2 \cos \phi_{BC}, & V_{B+} \sin \phi_{BC} \\ -\frac{1}{r_B} \sin \phi_{BC}, & -\frac{2}{V_{B+}} \sin \phi_{BC}, & \cos \phi_{BC} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \Delta r_B \\ \Delta V_{B+} \\ \Delta\beta_{B+} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2.1 \text{ a})^{(1)}$$

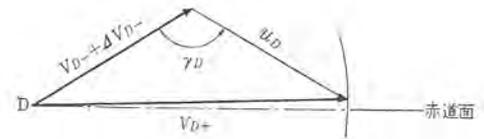


図 2.2 D点における速度付加 (Yaw面)
Velocity increment required at D (in yaw-plane).

$$\begin{pmatrix} \Delta r_C \\ \Delta V_{C+} \\ \Delta\beta_{C+} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta r_C \\ \Delta V_{C-} \\ \Delta\beta_{C-} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{u_C}{V_{C+}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \Delta u_C \\ \Delta\beta_C \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2.1 \text{ b})$$

$$\begin{pmatrix} \Delta r_D \\ r_D \\ \Delta V_{D-} \\ V_{D-} \\ \Delta\beta_{D-} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 4 - \lambda_{C+} \cdot \frac{1}{2 - \lambda_{C+}} \cdot \frac{1}{r_C}, & \frac{4}{2 - \lambda_{C+}} \cdot \frac{1}{V_{C+}}, & 0 \\ -\frac{2}{2 - \lambda_{C+}} \cdot \frac{1}{r_C}, & -\frac{2 + \lambda_{C+}}{2 - \lambda_{C+}} \cdot \frac{1}{V_{C+}}, & 0 \\ 0 & 0 & -\lambda_{C+} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta r_C \\ \Delta V_{C+} \\ \Delta\beta_{C+} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2.1 \text{ c})^{(2)}$$

したがって, 行列の線形性により, 式(2.1)の $\Delta r_B, \Delta V_{B+}, \Delta\beta_{B+}, \Delta u_C$, および $\Delta\beta_C$ がたがいに独立で正規分布に従うなら, $\Delta r_D, \Delta V_{D-}$ および $\Delta\beta_{D-}$ もまた正規分布に従う。そして, 式(2.1)をまとめて,

$$c_{i1} = \sum_{j=1}^3 a_{ij} b_{j1} + \sum_{j=1}^3 a'_{ij} b'_{j1} \quad (i=1, 2, 3) \dots\dots\dots (2.2)$$

と書けば, 分散は,

$$\sigma_{c_{i1}}^2 = \sum_{j=1}^3 a_{ij}^2 \sigma_{b_{j1}}^2 + \sum_{j=1}^3 a'_{ij}{}^2 \sigma_{b'_{j1}}^2 \quad (i=1, 2, 3) \dots\dots\dots (2.3)$$

で与えられる。表2.1および表2.2の値を式(2.1)に代入し, 式(2.3)を考慮すれば,

$$\begin{pmatrix} \frac{\sigma_{\Delta r_D}^2}{r_D^2} \\ \frac{\sigma_{\Delta V_{D-}}^2}{V_{D-}^2} \\ \sigma_{\Delta\beta_{D-}}^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 16.59 & 11.87 & 275.5 \\ 7.673 & 5.490 & 164.3 \\ 69.21 \times 10^{-3} & 198.0 \times 10^{-3} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma_{\Delta r_B}^2 \\ \sigma_{\Delta V_{B+}}^2 \\ \sigma_{\Delta\beta_{B+}}^2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 2.109 & 0 \\ 0 & 1.835 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1722 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ \sigma_{\Delta u_C}^2 \\ \sigma_{\Delta\beta_C}^2 \end{pmatrix} \dots\dots (2.4)$$

ただし, $\sigma_{\Delta r_B}$ の単位は 10^3km である。

いま, 確率変数 $\Delta r_B, \Delta V_{B+}$, および $\Delta\beta_{B+}$, ならびに Δu_C および $\Delta\beta_C$ のおのおのに対する 1σ 値として,

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{\Delta r_B} &= 2.5 \text{ km} \\ \sigma_{\Delta V_{B+}} &= 5.0 \text{ m/s} \\ \sigma_{\Delta\beta_{B+}} &= 2.0 \times 10^{-3} \text{ rad} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.5)$$

および

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{\Delta u_C} &= 12.5 \text{ m/s} \\ \sigma_{\Delta\beta_C} &= 3.0 \times 10^{-3} \text{ rad} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.6)$$

を与えると,

$$\left. \begin{aligned} \frac{\sigma_{\Delta r_D}}{r_D} &= 42.8 \times 10^{-3} \\ \frac{\sigma_{\Delta V_{D-}}}{V_{D-}} &= 33.6 \times 10^{-3} \\ \sigma_{\Delta\beta_{D-}} &= 2.63 \times 10^{-3} \text{ rad} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.7)$$

を得る。

D点における速度の付加は、軌道傾斜の変更を含めて行なわれる。(図2.2)。しかしながら、付加速度の大きさ u_D はあらかじめ定められているため、所要速度(の大きさ)と軌道傾斜にも十分に精度を与えることはできない。ここでは、地球自転との同期性を重視し、所要速度(の大きさ) V_{D+} に対する誤差 ΔV_{D+} をできるだけ小さくすることに意を用いる。すなわち、図2.2において、 $V_{D+} + \Delta V_{D+}$ は実測可能であるから、付加される u_D によって V_{D+} が得られるように γ_D を決定すればよい。この結果、 ΔV_{D+} はD点に至るまでに累積した誤差 ΔV_{D-} および Δi_{D-} には影響されず、 Δu_D とセンサの測角誤差 Δr_D だけで定まる。

同期軌道へ突入した直後の誤差 ΔV_{D+} および $\Delta \beta_{D+}$ は (Δr_D は突入前後で不変) つぎの式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta V_{D+} &= \frac{u_D - V_{D-} \cos r_D}{V_{D+}} \Delta u_D + \frac{u_D V_{D-} \sin r_D}{V_{D+}} \Delta r_D \\ \Delta \beta_{D+} &= \Delta \beta_{D-} + \frac{u_D \cos \{180^\circ - (i_{D-} + r_D)\}}{V_{D+}} \Delta \beta_{D-} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.8)$$

ここで r_D は、 u_D が $(V_{D-} + \Delta V_{D-})$ とす角である。

同期軌道へ突入する前の公称軌道傾斜を 30° とし、式(2.8)の右辺に新たに現われた確率変数に対する 1σ 値として、

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{\Delta u_D} &= 9.0 \text{ m/s} \\ \sigma_{\Delta r_D} &= 5.0 \times 10^{-3} \text{ rad} \\ \sigma_{\Delta \beta_{D-}} &= 5.0 \times 10^{-3} \text{ rad} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.9)$$

を与えると、

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{\Delta V_{D+}} &= 8.8 \text{ m/s} \\ \sigma_{\Delta \beta_{D+}} &= 3.8 \times 10^{-3} \text{ rad} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.10)$$

を得る。

つぎに、軌道傾斜についての誤差は、B点およびC点においてはほかの誤差と独立に発生するが、D点においては、上に述べたように ΔV_{D+} をできるだけ小さくしようとするため、D点に至るまでに累積した慣性速度誤差 ΔV_{D-} が大きく影響してくる。パークング軌道突入時およびトランスファー軌道突入時にそれぞれ独立に発生する誤差 Δi_{B+} および Δi_C 、同期軌道突入時までの累積誤差 ΔV_{D-} 、ならびに同期軌道突入時に発生する誤差 Δu_D をそれぞれ確率変数とすると、最終的な軌道傾斜 ($=0^\circ$) に対する誤差 Δi_{D+} は、つぎの誤差伝ばんの式によって与えられる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_{C-} &= \Delta i_{B+} \\ \Delta i_{C+} &= \frac{u_C}{V_{C+}} \Delta i_{C+} + \Delta i_{C-} \\ \Delta i_{D-} &= \Delta i_{C+} \\ \Delta i_{D+} &= \frac{1}{2 \sin i_{D-}} \left\{ \left(\frac{V_{D+}}{V_{D-}^2} - \frac{1}{V_{D+}} - \frac{u_D^2}{V_{D-}^2 V_{D+}} \right) \Delta V_{D-} \right. \\ &\quad \left. + \frac{2u_D}{V_{D-} - V_{D+}} \Delta u_D \right\} + \Delta i_{D-} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.11)$$

式(2.11)の右辺の確率変数は、すべて独立で正規分布に従うから、確率変数 Δi_{D+} もまた正規分布に従う。式(2.11)で新しく現われた確率変数の 1σ 値として、

$$\left. \begin{aligned} \sigma_{\Delta i_{B+}} &= 2.0 \times 10^{-3} \text{ rad} \\ \sigma_{\Delta i_{C-}} &= 3.0 \times 10^{-3} \text{ rad} \\ \sigma_{\Delta u_D} &= 5.0 \times 10^{-3} \text{ rad} \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.12)$$

を与えると、

$$\sigma_{\Delta i_{D+}} = 24.3 \times 10^{-3} \text{ rad} \approx 1.5^\circ \dots\dots (2.13)$$

を得る。

2.2.3 軌道の修正

前項の解析の結果、D点における速度付加によって突入しようとする同期軌道には、かなり大きな誤差が発生する確率があることがわかった(式(2.7)および(2.10)参照)。そこで、これをE点とD'点における二回の修正で、ほぼ完全な同期軌道にすることを考える。ここでE点は、D点に始まるコースティング(だ円)軌道の近地点(または遠地点)で、D'点はこのだ円の長軸と完全同期軌道が交わる点の一つである。修正はつぎのように行なえばよい。すなわち、衛星がE点に達したとき、微小速度を増減することによって完全同期軌道上の点D'へコースティングさせ、D'点でふたたび微小速度を増減して、完全同期速度を得させる。

誤差 Δr_D および ΔV_{D+} に対応して、E点およびD'点で必要とされる速度の微小増分は、つぎのように表わされる。

$$\left. \begin{aligned} \delta V_E &= -\sqrt{\frac{\mu}{r_D}} \cdot \frac{\Delta r_D}{4r_D} \\ \delta V_{D'} &= -\sqrt{\frac{\mu}{r_D}} \left(\frac{3}{4} \cdot \frac{\Delta r_D}{r_D} + \frac{\Delta V_{D+}}{V_{D+}} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.14)$$

したがって、必要な全修正速度 δV は、

$$\delta V = \delta V_E + \delta V_{D'} = \sqrt{\frac{\mu}{r_D}} \left(\frac{\Delta r_D}{r_D} + \frac{\Delta V_{D+}}{V_{D+}} \right) \dots\dots (2.15)$$

前と同様に、

$$\sigma_{\delta V} = \sqrt{\frac{\mu}{r_D}} \cdot \sqrt{\frac{\sigma_{\Delta r_D}^2}{r_D^2} + \frac{\sigma_{\Delta V_{D+}}^2}{V_{D+}^2}} \dots\dots (2.16)$$

式(2.7)および(2.10)の値を式(2.16)に代入すると、

$$\sigma_{\delta V} = 132 \text{ (m/s)} \dots\dots (2.17)$$

これが、修正の全過程に対して要求される速度の増分の 1σ 値である。

衛星に要求される速度修正能力をうえの値の2倍(すなわち 2σ 値)とすると、衛星に積載しなければならない速度修正用推進剤の重量 W_P は、つぎの式で表わされる。

$$W_P = \frac{2\sigma_{\delta V}}{9.8 I_{SP}} \dots\dots (2.18)$$

ここで、 W_S は衛星の重量、 I_{SP} は速度修正用ロケットの比推力力である。

いま、 I_{SP} を200秒とすると

$$\frac{W_P}{W_S} = 0.13 \dots\dots (2.19)$$

すなわち、衛星重量の約13%の推進剤重量が必要となる。

3. 誘導システム

3.1 概要

人工衛星打上げロケットの誘導方式としては指令慣性誘導および慣性誘導があるが、それぞれの方式の長所、欠点は表3.1に示すとおりである。

(a) 指令慣性誘導方式

(b) 慣性誘導方式 $\left\{ \begin{array}{l} \text{ジッパル方式} \\ \text{ストラップダウン方式} \end{array} \right.$

また図3.1~3.3に各方式のブロック図をかかげる。

表 3.1 各誘導方式の長所・欠点
Comparison among various guidance systems.

	指令慣性誘導方式	慣性誘導方式	
		ジンバル方式	ストラップダウン方式
長所	<ul style="list-style-type: none"> ○ロケットの位置ぎめの精度が高い ○ロケット積載機器がコンパクト小形である ○誘導指令以外の各種の指令をロケットに送ることも可能 	<ul style="list-style-type: none"> ○誘導精度が高い ○誘導計算機がコンパクトである ○機体の運動角速度がかなり大きくなっても支障がない 	<ul style="list-style-type: none"> ○誘導装置が小形で軽量 ○誘導装置の信頼度が高く、整備が容易である ○消費電力が少ない
欠点	<ul style="list-style-type: none"> ●地上設備が必要である(ただし、一般に慣性誘導の場合にもトラジェクトリ計測用地上装置が必要である) ●トラジェクトリが地上誘導局の位置によって制約をうけることがある 	<ul style="list-style-type: none"> ●誘導装置が大形で重い ●誘導装置が高価である ●誘導装置が複雑であるので信頼度、保守、整備の点で劣る。 ●消費電力が大きい 	<ul style="list-style-type: none"> ●誘導精度が若干劣る ●機体の運動最大角速度に制限がある ●計算機がやや複雑になる※

※ 米国のスカウト (SCOUT) のように精度を犠牲にして計算機を省略したものもある。



図 3.1 指令慣性誘導方式
Radio inertial guidance system.

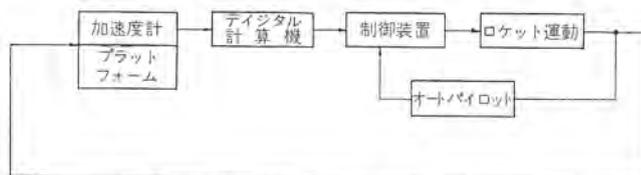


図 3.2 慣性誘導方式(ジンバル方式)
Gimbaled inertial guidance system.

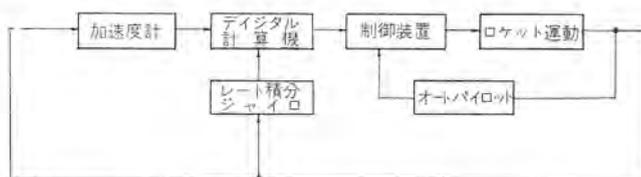


図 3.3 慣性誘導方式(ストラップダウン方式)
Strap-down inertial guidance system.

さて、いずれの誘導方式をとるにしても、誘導計算機(地上または機上)で計算する誘導方程式にはつぎのような方式がある。

(a) Explicit 誘導方程式

ペイロードを所定の軌道にのせるために必要な速度ベクトル V_R (Required Velocity) を位置の関数として算出する。

一方、ロケットの現在の速度 V より、誘導に必要な増速分 V_g (Velocity to be Gained) を得る。すなわち

$$V_g = V_R - V \dots \dots \dots (3.1)$$

として求め、ロケットを $V_g = 0$ となるまで効率的に誘導し、 $V_g = 0$ の瞬間にロケットエンジンのカットオフを行なう。

表 3.2 各誘導方程式の長所・欠点
Comparison among guidance equations.

	Explicit 誘導方程式	Delta 誘導方程式
長所	<ul style="list-style-type: none"> ○予定トラジェクトリからの偏差が大きくなっても誘導可能 ○トラジェクトリによって定まる誘導方程式の係数が少なく、それらの決定が容易 	<ul style="list-style-type: none"> ○演算が主として加減算からなり、計算時間が短縮される
欠点	<ul style="list-style-type: none"> ●演算に三角関数、平方根等が多く含まれるので計算時間が長くなる 	<ul style="list-style-type: none"> ●誘導可能範囲が狭い

(b) Delta 誘導方程式

V_R (Required Velocity) を予定の標準カットオフ点および時間 (X_n, Y_n, Z_n, t_n) の近傍で関数展開し、線形化する方式である。すなわち、

$$V_R = V_{Rn} + A(X_n - X) + B(Y_n - Y) + C(Z_n - Z) + D(t_n - t) \dots \dots \dots (3.2)$$

(ただし V_{Rn}, A, B, C, D は一定ベクトルである)

この場合、要求精度により数項の 2 次項が必要となる場合もある。

つぎにロケットの操縦方式として、クロスプロダクトステアリング方式についてふれておく。この方式は Explicit 誘導方程式で $V_g = 0$ を実現させるため、ロケットにどのような運動を行なわせるかを規定した操縦法で、 V_g と \dot{V}_g のベクトル積に比例して、ロケットの姿勢を制御する操縦信号 W を与えるものである。

$$W \propto V_g \times \dot{V}_g \dots \dots \dots (3.3)$$

3.2 指令慣性誘導方式

指令慣性誘導方式における誘導ループは図 3.1 に示すとおりであり、そのおもな構成要素はつぎのようなものである。

- (a) トラッキングレーダ：ロケットの位置測定を行なう。
- (b) 姿勢基準装置：ロケットの姿勢を測定する。
(レート積分ジャイロ)
- (c) 誘導計算機：誘導方程式を計算する。

このうち、とくにセンサーとして用いられるトラッキングレーダ、レート積分ジャイロ等の出力は種々の原因で測定誤差を生じ、これがロケットの飛しょう誤差と相まって、全体の誘導誤差発生の原因となる。ここで誘導精度に影響を与える各構成要素の誤差源を 2~3 の例についてみることにする。

3.2.1 追尾レーダ誤差

追尾レーダの誤差はレーダ追尾系自体に由来するものと、電波環境あるいは電波伝ば(播)に由来する誤差の 2 種からなると考えられる。後述の誘導精度算出のため、ここにおのおの誤差の大略を示すと、表 3.3、表 3.4 のとおりとなる⁽³⁾。

3.2.2 ロケットの誤差

ロケット自体の誘導誤差源を表 3.5 にかかげる。

3.2.3 誘導精度

以上の諸誤差を総合すると、大略下記のとおりとなる。

- (a) レーダによる誤差(仰角約 10° 、直距離 $R =$ 約 1,000 km において)

- 高度の定常自乗平均誤差 = 7,500 m²
- 高度のパワースペクトル密度 = 1,800 m²/rad/s
- 距離の定常自乗平均誤差 = 2,500 m²

表 3.3 レーダ追尾系自体の誤差源 (一例)
Errors inhering in radar.

誤差源	角 度 mil rms		距 離 m rms	
	直流的誤差	雑音的誤差	直流的誤差	雑音的誤差
機 械 系	0.08	0.03	1.0	0.5
データビツクオ	0.02		3.0	2.5
受信系熱雑音		0.03 (計算式) $\frac{\theta}{\sqrt{2 \frac{S}{N} \cdot f_r \cdot \beta_n}}$		0.6 (計算式) $\frac{\tau}{\sqrt{\frac{S}{N} \cdot f_r \cdot \beta_n}}$
動的遅れ	0.02 (計算式) $\frac{\dot{\varphi}}{K_v} - \frac{\ddot{\varphi}}{K_a}$		3.5 (計算式) $\frac{\dot{R}}{K_v} - \frac{\ddot{R}}{K_a}$	
そ の 他	0.01	0.10	1.0	1.0
計	0.085	0.12	4.75	2.8

注) θ : ビーム幅 β_n : サーマ域幅 $\dot{\varphi}$: 目標の角速度 \dot{R} : 直距離速度
 S/N : 信号対雑音比 τ : パルス幅 K_v : 速度誤差係数 \ddot{R} : 直距離加速度
 f_r : パルス繰り返し周波数 $\dot{\varphi}$: 目標の角速度 K_a : 加速度誤差係数

※ $\text{mil} = \frac{1}{1,000} \text{radian}$

表 3.4 電波環境による誤差源 (一例)
Errors due to propagation.

誤差源	角 度 mil (rms)		距 離 m (rms)	
	直流的誤差	雑音的誤差	直流的誤差	雑音的誤差
対流圏屈折	0.05	0.01	0.8	0.3
電離層屈折	0.01	0.01	0.3	0.0
多経路伝ば	0.03 $\frac{\theta_p}{k_m \sqrt{2(G_{re})}}$	0.03	—	—
偏波面変化	0.03	—	—	—
そ の 他	0.01	0.03	0.1	0.1
計	0.067	0.045	0.86	0.32

注) ρ : 地面または海面の反射系数 G_{re} : 目標仰角の2倍の角度における誤差
 k_m : 空中線の愛調感度 $\Delta\theta$: 偏波面変化によるアンテナの零シフト

距離の パワースペクトル 密度 = $510 \text{ m}^2/\text{rad/s}$

(b) ロケットの誤差 約 $10^\circ/\text{h}$

いま、誘導システムに最適定常線形フィルタを用いたとして、仰角約 10° 、直距離約 $1,000 \text{ km}$ の地点での誘導誤差は

速度誤差 $\Delta \dot{Z} = \text{約 } 8.8 \text{ m/s}$

$\Delta \dot{X} = \text{約 } 5.3 \text{ m/s}$

飛しょう径路角誤差 $\Delta r = \text{約 } 1.1 \text{ mil}$

3.3 ストラップ、ダウン誘導方式

ストラップダウン誘導方式における誘導ルーチは図 3.3 に示すとおりである。この方式では、加速度計は機体に固定され、単に機軸についての加速度を測定する。この加速度を誘導計算機の内部で座標変換して、空間固定座標系についての加速度をうる。機体の姿勢角は同じく機体に固定した、レート積分ジャイロによって検出された機体の回転角速度から、計算機によって計算される。この方式のおもな誘導装置構成要素はつぎのようなものである。

(a) I. M. U. (Inertial Measuring Unit)

(レート積分ジャイロ $\times 3$
 加速度計 $\times 3$)

表 3.5 ロケットの誤差源
Error sources of rocket.

誤 差 源	誤差の大きさ(一例)
1. ロケット 推力 C. G. オフセット エンジンカットオフ	$\pm 1\%$ 1/500 1 m/s
2. レート積分ジャイロ 一定ドリフト 加速度に比例するドリフト 加速度の自乗に比例するドリフト スケールファクタ誤差 機体の動揺により発生するシステム誤差	0.2/h $1^\circ/\text{h/G}$ $0.05^\circ/\text{h/G}^2$ 0.1% —
3. 積載誘導エレクトロニクス (デューダ、トルカ回路等) ドリフト	9.0°/h

※ 3.3節で述べる。

(b) 誘導計算機

計算機に高精度のデジタル計算機を使用した場合、誘導誤差の原因となるのは、おもに I. M. U. の出力に含まれる誤差と考えることができる。

ストラップダウン誘導方式において誘導誤差の原因となる慣性機器の計測誤差には、前記各誤差(表 3.5 参照)のほかに、コーニング誤差、ジャイロ軸間のクロスカップリング誤差という二つのシステム誤差が存在する。

3.3.1 コーニング誤差

コーニング誤差は、ジャイロ単体の性能や、とりつけの直交精度とは無関係に、全く幾何学的な現象として発生する誤差で、つぎのように表わされる⁽⁴⁾。

$$\Delta\theta_C = \frac{1}{2} \int_0^t (\dot{\varphi}\psi - \dot{\psi}\varphi) dt \dots\dots\dots (3.4)$$

θ : ピッチ角

$$\Delta\psi_C = \frac{1}{2} \int_0^t (\dot{\varphi}\theta - \dot{\theta}\varphi) dt \dots\dots\dots (3.5)$$

ψ : ヨー角

$$\Delta\varphi_C = \frac{1}{2} \int_0^t (\dot{\psi}\theta - \dot{\theta}\psi) dt \dots\dots\dots (3.6)$$

φ : ロール角

すなわち、2軸について位相を異にした正弦波状の角度振動があった場合、第3軸へは固定ドリフトに加えてコーニング効果によるドリフトが発生する。

いま、 A を角度振動の振幅、 ω は周波数として θ, ψ への角振動入力を

$$\theta = A \sin \omega t \dots\dots\dots (3.7)$$

$$\psi = A \cos \omega t \dots\dots\dots (3.8)$$

とすると、

$$\Delta\varphi = \frac{1}{2} \int_0^t (\dot{\psi}\theta - \dot{\theta}\psi) dt = \frac{A^2}{2} \omega t \dots\dots\dots (3.9)$$

したがって時間に比例したドリフトが発生する。

3.3.2 クロスカップリング誤差

クロスカップリング誤差は、ジャイロの入力軸と直角方向に角速度成分が存在するとき発生し、つぎの式で表わすことができる。

$$\Delta\theta_K = K \int_0^t \dot{\theta}\psi dt \dots\dots\dots (3.10)$$

$$\Delta\psi_K = K \int_0^t \dot{\psi}\theta dt \dots\dots\dots (3.11)$$

$$\Delta\varphi_K = K \int_0^t \dot{\varphi}\theta dt \dots\dots\dots (3.12)$$

ここに K は、ジャイロのジャバルゲインである。すなわち、この誤差は、本質的にはスピンの入・出力軸の非直交性により生ずる誤差である⁽⁴⁾。

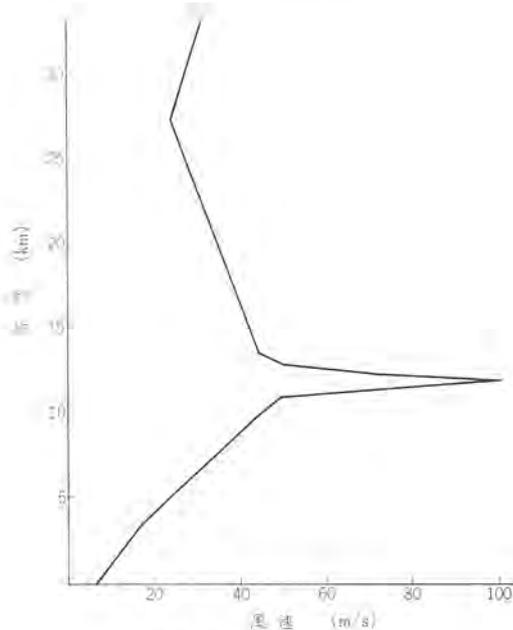


図 4.1 風速分布
Wind profile.

4. 制 御

誘導指令に従って、機体の方向を定めると同時に、飛行中機体に加わる外乱に対して姿勢を安定に保つため、何らかの方法で機体に制御力を与える必要がある。本章では、各段に対する制御システムへの要求条件、所要制御力を達成する各種操縦システム、および制御ループの解析等についてその概要を述べる。

4.1 概 要

4.1.1 発射時の要求条件

発射時の制御で要求されることは、地上風のある状態での発射やその他種々のロケットのミスアライメントのある状態で姿勢を安定させなければならないことである。

4.1.2 動力飛行時の要求条件

動力飛行時の制御で一番問題となるのは、風の存在する大気圏内での飛行である。制御系の設計に用いられる風のプロファイルは高度約 10~13 km のジェット気流で最大となる。たいていのロケットはこの高度(ジェット気流)で最大動圧となる。制御力は、この高度での空力モーメント(風による)にまさることが必要である。このほか、動力飛行時にはスラストミスアライメント、誘導操だ等のための制御力が必要であるが、結果的には風に対しての要求条件に比べると割合に小さなものである。

(1) 風

これは地上風を除く高空でのジェット気流・突風などであり、これらはいずれも飛行経路に沿って飛行するロケットの制御系に最大の制御力を要求する。一般に、高度に対する風速は、図 4.1 に示すように 2σ の値が制御系の設計に用いられ、これを基に、迎角、動圧、機体定数等を用いて風による外乱トルクを算出する。

(2) スラストミスアライメント

ロケットモータノズルの静的なミスアライメント、機体質量の不均一(機体の中心線が重心を通らない)、また、燃焼中のノズルの物理的変化を

も含んで考えられ、これは機体の正常な姿勢からの偏差を生じさせるような外乱トルクを発生する。

(3) 誘導操だ

垂直上昇から軌道を傾けるキックマヌーバ、大気圏内のグラビティターン、大気圏外のコンスタントピッチレート飛行等に必要な制御力であるが、要求される制御量は比較的小さい。

4.1.3 動安定の要求条件

大形のロケットの制御系には種々の不安定要素を含む。たとえば、ロケットの曲げ振動、液体燃料の振動(スロッシング)等である。これらは、機体に働く外力、おもに制御力により誘起されるロケットの運動であり、センサーにより検出され、これがフィードバックされ不安定ループを形成することである。

(1) 剛体としてのロケット

剛体運動を解析し、まえに述べた発射のトランジェント、風、ロケットのミスアライメント、誘導操だ等から要求される制御力を求め、風の応答および軌道誤差に対する開ループのゲインの目安をたてる。

(2) 弾性体としてのロケット

機体の弾性運動が制御系にとって望ましくないのは、その基本周波数が制御周波数に近接していることである。したがって、これを改善するためには基本周波数をできるだけ上げて制御周波数と分離し、さらにできれば基本周波数が制御ループにフィードバックされるのを防ぐことである。前者について考えられる主要パラメータは、機体の剛性とファインズ比である。しかしながら機体の剛性を増すことは、機体の重量、ロケットの性能という点で受入れられないし、一方、ファインズ比を低くすると基本周波数を上げることができ、抵抗の増加、空力的不安定に起因する制御力の増加等の欠点を有することになる。現在用いられている解決策は、最適なファインズ比を得ることに努力し、弾性曲げ振動の開ループ系への影響を調べ、何らかの補償を制御系に加えている。具体的には系を安定化するため、弾性曲げ振動を線形化し、飛行秒時の各点について制御系の解析を行ない、

(a) センサの最適位置への取付け

(b) 曲げ振動周波数に対するフィルタの設計

(c) 位相安定回路(一次モード)、ゲイン安定回路(高次モード)の設計
等で改善している。

(3) 液体燃料を持つロケット

液体燃料のスロッシングが制御系にとって望ましくないのは、弾性振動と同様にその周波数が制御周波数に近接していることであり、弾性振動より低く、減衰は非線形である。このスロッシング現象は機体のファインズ比が増加して、タンクの直径が減少すれば周波数が増加する傾向がある。このスロッシング現象には非線形非定常解析が行なわれる。一般には、流体力学的な減衰策が用いられ、たとえば環状のバップル等が使用されている。

4.1.4 各段間の分離時の要求条件

多段ロケットの各段の分離は、下段ロケットが燃焼完了すると上段との切り離しが行なわれる。この切り離し時は弾道飛行(コースティング)に相当し、主エンジンを操だ(舵)力に使用しているロケットは制御力を失なう。したがって、特にこの分離が大気圏内で行なわれるときはできるだけこの期間を短くし、上段ロケットの分散を小さくすることが要求される。分散の度合は、分離時のロケットの迎角および姿勢角速度、次段の空力的不安定の度合い、分離時の動圧、分

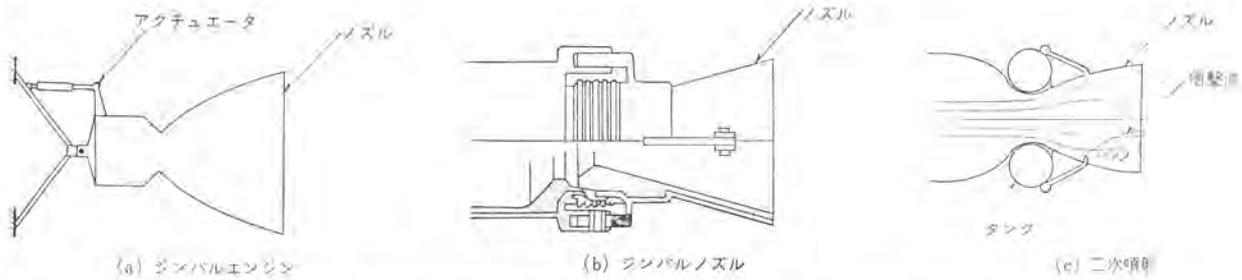


図 4.2 推力方向制御操だシステム (I) Thrust vector control system (I).

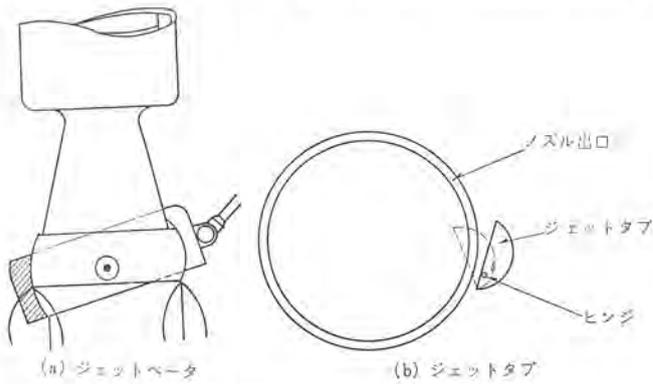


図 4.3 推力方向制御操だシステム (II) Thrust vector control system (II)

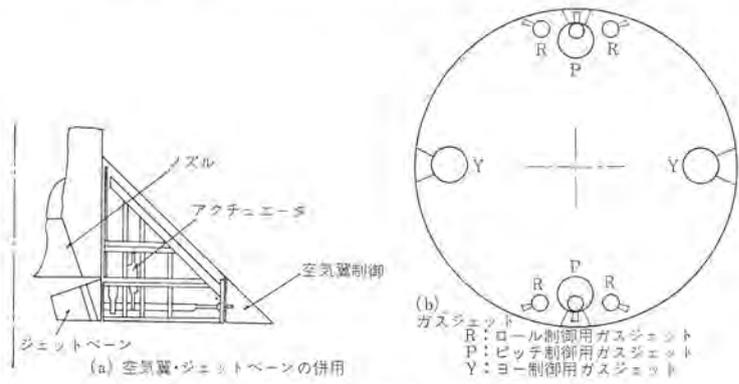


図 4.4 空気翼およびガスジェット操だシステム Fin control and gas jet control system.

離機構のマライメント等から算出される。したがって、分離後の上段ロケットは初期角速度誤差の修正、姿勢角の修正、姿勢の安定等に必要の制御力が要求される。これは弾道飛しょう(コースティング)するロケットに対してもいえることである。

4.2 各種操だシステム⁽⁵⁾⁽⁶⁾

各種の操だシステムは、制御力を発生する形式において普通、つぎの三つに分類される。

- (1) 推力方向制御操だシステム
- (2) 空気翼制御操だシステム
- (3) ガスジェット制御操だシステム

4.2.1 推力方向制御操だシステム

主エンジンの推力の方向を変化させることにより、ロケットの姿勢を制御するシステムであって、幾種類かの形式のものが考案され、使用されている。(表 4.1)

(1) ジンバル形式

(a) ジンバルエンジン

燃焼室そのものをジンバルでささえ、油圧またはガスサーボで駆動し、推力の方向を制御するシステムである(図 4.2 (a))。

(b) ジンバルノズル

ノズルを可動にしたもので、ノズルの駆動はジンバルエンジンと同様、支点のまわりに油圧サーボなどで駆動し、推力方向の制御を行なうシステムである(図 4.2 (b))。

(2) 二次噴射形式

ノズル内部にガスあるいは液体を二次的に噴射してノズル内に斜めの衝撃波を作り、推力の方向を制御するシステムである(図 4.2 (c))。噴射物としては、コールドガス、ホットガス、反応性液体、不活性液体等がある。

(3) その他の形式

(a) ジェットベーン

ノズル内部に動翼を設けて、この傾きを制御して推力の方向を制御

表 4.1 各操だシステムの特長 Comparison among various control systems.

操だシステム	特 長	
	ロケット系	制 後 系
ジンバルエンジン	<ul style="list-style-type: none"> 燃焼試験数が少なくよい 	<ul style="list-style-type: none"> 入力に対して線形出力 操だトルク大 一方、エンジンの復元荷重や慣性反力が働き制御のききを悪くする
ジンバルノズル	<ul style="list-style-type: none"> エロージョンに問題がある シーリングが困難(ターロン摩擦大) 	<ul style="list-style-type: none"> 入力に対して線形出力 ターロン摩擦とアクチュエータ支持のスプリング力の影響によりリミットサイクルの原因となる
二 次 噴 射	<ul style="list-style-type: none"> 特にエンジンの構造が簡単に開発容易 噴射物重量に問題あり 	<ul style="list-style-type: none"> 非線形要素を含む 応答が早く、制御精度が高い
ジェットベーン ジェットベータ ジェットタブ	<ul style="list-style-type: none"> 抵抗の増加、エンジン出力の低下の原因 残存性に問題がある シール摩擦と噴射金属の付着に問題(ジェットベータ) 	<ul style="list-style-type: none"> エロージョンのため制御系のゲインが不安定 摩擦大 高馬力必要(ジェットベータ)
空 気 翼	<ul style="list-style-type: none"> 抵抗の増加 	<ul style="list-style-type: none"> 動圧の変動に対して、制御ゲインの変動あり
ガ ス ジェ ャ ッ ト		<ul style="list-style-type: none"> 外乱が小さいとき有用 大制御トルク、制御レートを必要とするとき、高出力のアクチュエーションが必要

するものである(図 4.4 (a))。

(b) ジェットベータ

ジェットベーンから発展したもので、アクチュエータが動かない場合にはジェットベータが噴流の外にあるようにして、エネルギーの損失、熱伝達の減少をはかったものである(図 4.3 (a))。

(c) ジェットタブ

噴流中にタブを入れる形式のものでジェットベータから発展したものである(図 4.3 (b))。

表 4.2 ロケット制御系各部の伝達関数
Transfer functions.

部 位	伝 達 関 数	記 号
油圧サーボ GA(S)	$\frac{K_a \omega_a^2}{S^2 + 2\zeta_a \omega_a S + \omega_a^2}$ 低周波域では $\frac{K_a}{S + K_v}$	K_a : 油圧サーボゲイン ω_a : 油圧サーボ固有周波数 ζ_a : 油圧サーボダンピング係数
機体 (剛体) GD1(S)	$\frac{(S + 2\zeta_d \omega_d)L_d + C_d}{S^2 + 2\zeta_d \omega_d S + \omega_d^2}$ 高速時では $\frac{L_d}{S^2 - \omega_d^2}$ 空気力が無視できるとき $\frac{L_d}{S^2}$	L_d : 制御モーメント係数 C_d : 機体ダイナミクス定数 ω_d : 機体固有周波数 K_d : 機体ダイナミクス定数
機体 (弾性体) GD2(S)	$\frac{-K_i \sigma_i(l_G)}{S^2 + 2\zeta_{Bi} \omega_{Bi} S + \omega_{Bi}^2}$ $\frac{\partial \phi_i}{\partial l} = \sigma_i, \zeta(l, t) = \sum_{i=1}^n \phi_i(l) g_i(t)$	ζ_i : 機体ダンピング係数 K_i : 弾性機体ゲイン l_G : センサの取付位置 $\zeta(l, t)$: 変位 i : 弾性モード次数
機体 (スロッシング) GD3(S)	$\frac{K_p}{S^2 + \omega_p^2}$	ω_R : T. W. D(Tail Wag Dog) 固有周波数 K_r : レートジャイロゲイン ω_r : レートジャイロ固有周波数
機体 エンジン 慣性力 GD4(S)	$\frac{1}{\omega_R^2 (S^2 + \omega_R^2)}$	ζ_r : レートジャイロダンピング係数
センサ GS(S)	$1 + \frac{K_r \omega_r^2 S}{S^2 + 2\zeta_r \omega_r S + \omega_r^2}$ 低周波域では $1 + K_{r0}$	

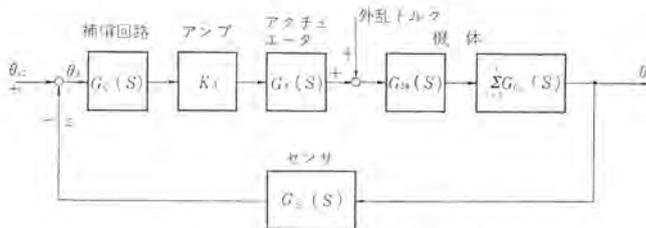


図 4.5 連続制御系
Continuous control system.

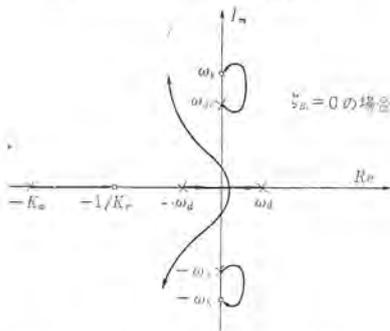


図 4.6 根軌跡 (弾性体)
Root locus plots (elastic body).

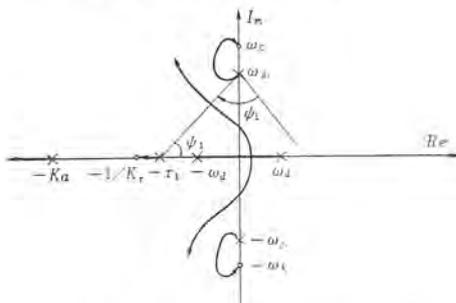


図 4.7 根軌跡 (フィルタを考慮)
Root locus plots (with filter).

4.2.2 空気翼制御操縦システム

ロケットモータの後部に空気翼を取付け、これの一部あるいは全部を可動にして、だ角に相応する空気力により制御力をうるもので、大気圏内を飛ばすロケットには比較的かんたんて有効な操縦システムである (図 4.4 (a))。

4.2.3 ガスジェット制御操縦システム

小形の補助ガスジェットエンジンによってロケットの姿勢を制御するもので、ノズルから噴出ガスの反動を利用するシステムである (図 4.4 (b))。

4.3 制御系の解析⁽⁷⁾⁽⁸⁾

4.3.1 連続制御系

(1) 構成

一般にロケットの連続制御系は図 4.5 のように表わされる。補償回路以外の伝達関数を表 4.2 に示す。

(2) 解析

(a) 弾性体としてのロケット

燃料のスロッシングを省略し、ロケットを弾性体と考えたときの制御系の安定性、補償等について考察する。この場合、開ループの伝達関数は次式で与えられる。

$$\varepsilon = \frac{K_1 (S+1/K_r) (S^2 + 2\zeta_K \omega_K S + \omega_K^2)}{(S+K_a) (S^2 - \omega_d^2) (S^2 + 2\zeta_{Bi} \omega_{Bi} S + \omega_{Bi}^2)} \theta_E + \frac{K_2 (S+1/K_r) (S^2 + 2\zeta_K \omega_K S + \omega_K^2)}{(S^2 - \omega_d^2) (S^2 + 2\zeta_{Bi} \omega_{Bi} S + \omega_{Bi}^2)} T_d \dots (4.1)$$

ここで

$$K_1 = K_A K_d K_r L_d A_i, \quad K_2 = K_1 / K_A K_a$$

$$\zeta_K \omega_K = \frac{\zeta_{Bi} \omega_{Bi}}{A_i}, \quad A_i = 1 - \frac{K_i \sigma_i(l_G)}{L_d} = 1 - \gamma_i$$

$$\omega_K^2 = \frac{1}{A_i} \left\{ \omega_{Bi}^2 + \frac{K_i \omega_d^2 \sigma_i(l_G)}{L_d} \right\}$$

$T_d = 0$ とすると

$$\frac{\varepsilon}{\theta_E} = \frac{K_1 (S+1/K_r) (S^2 + 2\zeta_K \omega_K S + \omega_K^2)}{(S+K_a) (S^2 - \omega_d^2) (S^2 + 2\zeta_{Bi} \omega_{Bi} S + \omega_{Bi}^2)} \dots (4.2)$$

(i) 根軌跡

式 (4.1) に関して、根軌跡を描く。ただしつぎに描く根軌跡は $\zeta_{Bi} = 0$ 、すなわち $\zeta_K = 0$ と仮定し、また $0 < \gamma_i < 1$ と仮定する。

すなわち $0 < \gamma_i < 1$ のとき、 $0 < A_i < 1$ であるから $\omega_K > \omega_{Bi}$ となる。したがって $\zeta_{Bi} = 0$ と仮定した根軌跡は図 4.6 となる。

(ii) 安定化

この系の開ループに遅れフィルターを加えると伝達関数は

$$\frac{\varepsilon}{\theta_E} = \frac{K_1 (S+1/K_r) (S^2 + 2\zeta_K \omega_K S + \omega_K^2)}{(S+K_a) (S+\tau_1) (S^2 - \omega_d^2) (S^2 + 2\zeta_{Bi} \omega_{Bi} S + \omega_{Bi}^2)} \dots (4.3)$$

となる。式 (4.3) について根軌跡を描くと図 4.7 となり、1 個の遅れフィルターを加えることにより、曲げの極から出発する根軌跡の出発角は ψ_1 だけ回転し、安定する。

(b) 液体燃料を持つロケット

機体の弾性の項を省略し、液体燃料のスロッシングおよびエンジン慣性力 (Tail-Wag-Dog) を考慮した制御系の安定性、補償等について考察する。

この場合、開ループの伝達関数は次式で与えられる。

$$\varepsilon = K_3 \frac{(S+1/K_r) (S^2 + \omega_R^2) (S^2 + \omega_f^2)}{(S+K_a) (S^2 - \omega_d^2) (S^2 + \omega_p^2)} \theta_E + K_4 \frac{(S+1/K_r) (S^2 + \omega_R^2) (S^2 + \omega_f^2)}{(S^2 - \omega_d^2) (S^2 + \omega_p^2)} T_d \dots (4.4)$$

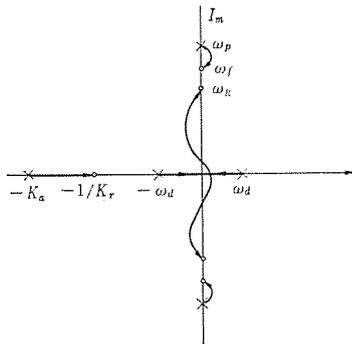
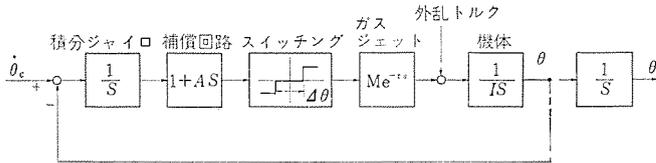


図 4.8 根軌跡 (液体ロケット)
Root locus plots (liquid rocket).



A : 補償時定数, $\Delta\theta$: 不感帯, M : 制御モーメント, τ : むだ時間,
I : 慣性性能率, θ : ピッチ角, θ_e : ピッチレートコマンド

図 4.9 オンオフ制御系
On-Off control system.

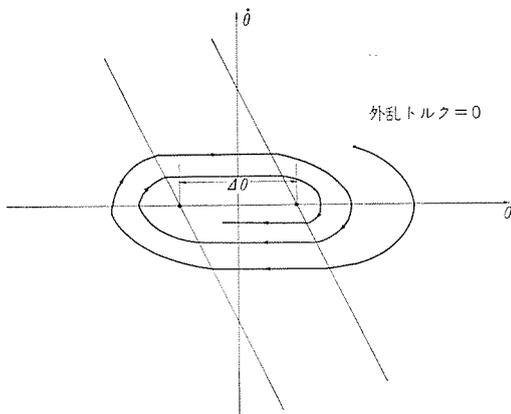


図 4.10 位相面軌跡
Phase plane plots.

ここで $K_3 = K_A K_a (L_d + K_P) K_r / \omega_R^2$,
 $\omega_f^2 = (L_d \omega_p^2 - K_P \omega_d^2) / (L_d + K_P)$
 $K_A = K_3 / K_a K_A$
 $T_d = 0$ とすると

$$\frac{\varepsilon}{\theta_E} = K_3 \frac{(S+1/K_r)(S^2 + \omega_R^2)(S^2 + \omega_f^2)}{(S+K_a)(S^2 - \omega_d^2)(S^2 + \omega_p^2)} \dots \dots \dots (4.5)$$

(1) 根軌跡

式 (4.5) に関し、根軌跡を $\omega_p > \omega_f > \omega_R$ の場合について描く。結果は図 4.8 のように不安定系となる。

(2) 安定化

スロッシングの極 ω_p から出る根軌跡は右半平面にある。根軌跡の出発角に適切な遅れフィルターを入れることにより、出発角を回転させ根軌跡を左半平面に入れることができる。

4.3.2 不連続制御系

不連続制御系はガスジェットによるオンオフ制御が代表的で、コースト期間中あるいは大気圏外の制御に主として用いられる。

一般に、ロケットのオンオフ制御系は図 4.9 のように表わされる。また、その位相面軌跡は図 4.10 のようになる。

5. む す び

以上の検討の結果として、同期(準静止)衛星を打上げるにはきわめて高い精度が要求されるが、3章で仮定したような精度のレーダやレート積分ジャイロが製作できれば実現の可能性はありそうである。ただし、これは、きわめて単純化したモデルについて、また大まかな仮定によるデータを用いて試算したものであるから、正確には今後の研究に待たなければならない。

また、誘導方式の決定も、より詳細な研究において、あらゆる条件、すなわち衛星の速度修正能力、姿勢制御精度、ロケットの特性、開発の難易、コスト、信頼性、トラッキングのための地理的条件、トラジェクトリ等々のトレードオフに基づいてなされなければならない。

参 考 文 献

- (1) (2) R. W. Wouerton : Flight Performance Handbook for Orbital Operation, 6-130, John Wiley & Sons Inc (1961)
- (3) David. K. Barton : The Future of Pulse Radar for Missile & Space Range Instruments, IRE Trans. on Military Electronics, 330 (1961-10)
- (4) Robert. J. Mayhue : NASA SCOUT ST-1 Flight-Test Results and Analysis, Launch Operations, and Test Vehicle Description, NASA TN D 1240, 51 (1962)
- (5) A. N. Baxter : The Application of Jet-pumping to Liquid Injection Thrust Vector Control (LITVC), AIAA Paper 64-231 (1964)
- (6) Van Vooren : Solid Rocket Motor Thrust Vector Control System Selection, AIAA Paper 64-230 (1964)
- (7) Arthur L. Greensite : Attitude Control During Launch, NASA Contractor Report CR-832 (1967)
- (8) C. T. Leondes : Guidance and Control of Aerospace Vehicles (1963) Mc Graw Hill Co. Inc.

航行衛星用トランスポンダ

近藤 五郎*・甲野 克洋*

Transponder for Navigation Satellite

Kamakura Works Goro KONDOH・Katsuhiro KOHNO

Study is made on the navigation system using a navigation satellite transponder, which facilitates navigation, traffic control and rescue service for aircraft and ships. Range measurement and capability of position fixes by this system are among the topic. The method suggested enables position fixing up to approximately 20,000 per hour to be obtained in the active mode. A system combining the active and passive mode is under brief discussion for a greater capacity. As for a navigation satellite transponder, two typical types, one pulse type and one CW type of engineering models have been manufactured for trial to the order of the Electronic Navigation Laboratory in the Ministry of Transportation.

1. ま え が き

人工衛星を利用して船舶・航空機の航行援助、ならびに航行サービスに利用するため、1960年以來アメリカ海軍によって“トランシット衛星”⁽¹⁾が打上げられた。これは衛星から安定な VHF 波を地上に送信し、そのドップラ周波数の変化特性を測定して、電子計算機により計算し位置を求める方式でパッシブ方式に属する。この方式は1964年7月より運用状態にあるが、なにぶん計算機を必要とし高価で、繰返し測定のため時間を必要とするので、航空機には向かない等の欠点があり、また救難、管制が行えない等の短所をもっている。

米国においてはさらに NASA が、船舶のみならず、航空機をも対象とし、気象等の航行サービスをふくめた方式の研究委託を行ない、いくつかの提案⁽²⁾⁽³⁾がなされた。特に航空機の VHF 通信サービスについては、NASA のシノコムによる実験、COMSAT によるシステム研究⁽⁴⁾、つづいて衛星の試作⁽⁵⁾が行なわれている。これらはいずれも静止衛星を利用する計画である。

一方わが国では、当初科学技術庁、つづいて運輸省で、各種システムの理論検討、および試作による実験的検討が行なわれてきた。

当社は昭和38年より、これらの技術研究会に参加⁽⁶⁾し、海上保安庁の補助金⁽⁷⁾、さらに運輸省電子航法研究所からの発注をえて、アクティブ方式の航行衛星用トランスポンダを試作した。

これらは衛星を中継してユーザの位置を測定するのみならず、管制、救難・気象等の情報の伝達も行なう方式であるが、本質的にはトランスポンダ形式の測距方式に PCM による情報信号伝送を付加したものである。

これら基礎試作の成果、実験データは数年後の航行衛星の実用化に役立つものである。ここでは主としてこれらの航行衛星用トランスポンダについて説明する。

2. 衛星航法システム概要

衛星航法についての主要利用者は、

航空機……機数は比較的少ないが管制が必要なため、アクティブ方式が必要

船 舶……隻数が多く、現状はパッシブ方式が用いられている。

救難には船舶の位置の管制が必要

である。これらの点より衛星航法はアクティブ方式、またはアクティブ

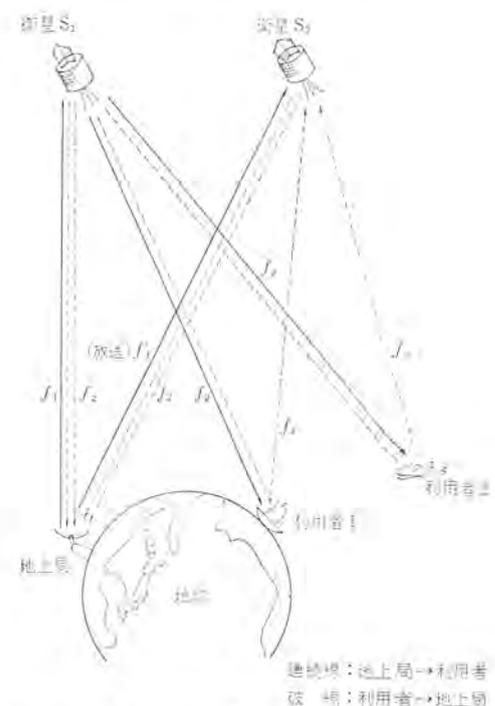


図 2.1 衛星航法測位方式
Position fixing system using navigation satellite.

とパッシブが可能な方式がのぞましい。

2.1 アクティブ測位方式

衛星は静止または同期軌道に打上げられ、中継器としてトランスポンダを積載する。衛星の位置は地上局より距離、距離変化率測定によって精密に測定される。図 2.1 にて、地上局より送信された信号は2個の衛星の内1個の衛星 S_1 を經由して利用者へ送られ、利用者は、この信号を2個の衛星 S_1, S_2 を經由して地上局へ返送する。地上局では、送信波と受信波の電波伝ば時間差を観測することによって利用者の位置を測定することができる。利用者が航空機の場合は、その高度情報を、利用者から電波を返送する際に信号に付加し、地上局において解読し計算によって補正される。地上局において計算された利用者の位置は再び衛星を經由して利用者へ放送される。

この場合、衛星には自己のアドレスを解読するデコーダと受信・増幅および送信の中継器機能をもつ、衛星トランスポンダが積載される。

利用者においては信号の受信、復調を行なう受信機、高度情報その他を変調する変調器、アドレスの解読を行なうデコーダ、信号の送信を行なう送信機、および位置情報の表示を行なう表示器が必要になる。

2.2 その他の情報信号

このシステムで用いられる信号は測距信号のほかに衛星アドレス、利用者アドレス信号、高度信号等からなり、また必要に応じて救難、気象等の信号を付加することができる。これらはデジタルコード信号として与えられる。

2.3 使用周波数および変調方式

本システムには衛星—利用者間の上り下り回線、地上局—衛星間の上り下り回線が必要で、この周波数帯は航空航法をふくめ

- 149.9~ 150.05 MHz
- 399.9~ 400.05 MHz
- 1,540 ~1,660 MHz
- 4,200 ~4,400 MHz
- 5,000 ~5,250 MHz
- 14.3~ 14.4 GHz
- 15.4~ 15.7 GHz

である。VHF帯は電離層等による電波伝ばの問題で測距精度が劣化し、SHF以上の周波数ではスパン損失が大きいためUHF、SHF帯が用いられる。

またこのアンテナは高利得特殊アンテナで、衛星の姿勢をスピン安定するものではデスペンアンテナを必要とし、静止軌道とするとアンテナビーム幅は20°程度必要となる。

変調形式については、コード信号をPCM、測距信号についてはパルスによる時間差測定、またはCWによる位相差測定が用いられる。

一般にパルス方式は高い尖頭電力と広い帯域幅を必要とし、CW方式は、比較的狭帯域でかつ精度が高くとれるが、位相比較法のため、アンビティの問題が生じ、この解決のための補助手段を必要とし、装置が複雑となる。

2.4 信号の構成・測位容量

信号の構成は測距信号と放送信号に大別される。すなわち

- (1) 測距信号列……衛星同期、衛星アドレス、利用者アドレス、測距信号等からなる
- (2) 放送信号列……衛星同期、衛星アドレス、利用者アドレス、利用者放送信号等からなる

いま、衛星の高度を36,000 km（静止または同期軌道）とすると、地上から衛星までの電波伝ば時間は約140 msであるから地上局→衛星→利用者→衛星→地上局の経路で測距信号は、560 ms+測距信号構成時間となる。

また放送信号では、地上局の実時間計算時間+放送信号構成時間のほかに地上局→衛星→利用者の伝ば時間が必要となるが、図2.1のように放送信号は測距信号の送信の場合には使用されない衛星 S_2 を利用するので、利用者の1回の測位の時間は少なくとも

560 ms+測距信号構成時間+計算時間+放送信号構成時間となる。したがって利用者の測位は約1秒でなされ、1時間当たりの位置決定回数は3,600回/時となる。周波数別または時間別によって同時に数個の利用者の測位が可能としても最大18,000~20,000回/時がアクティブ方式の最大測位容量であろう。

2.5 パッシブ測位方式

この方式の代表的基本原理は図2.2のように3個の衛星より同時に電波を放射し、双曲線航法の原理を用いてそれぞれの電波の時

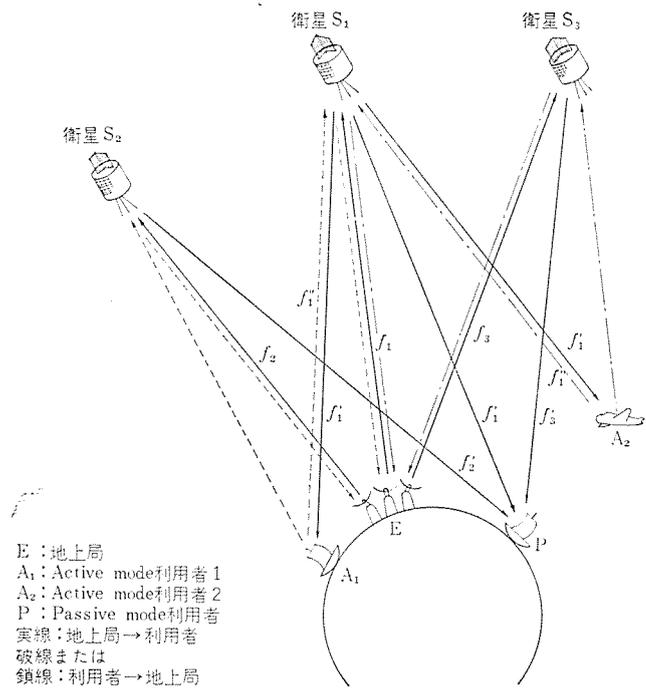


図 2.2 衛星航法測位方式
Position fixing system using new navigation satellite.

間差を測定する方法である。この方法は地球上でロラン、デッカ等によって実施されているもので、利用者数に制限のない長所を有する。

2.6 アクティブ・パッシブ共用方式

従来のアクティブに上述のパッシブを共用せしめ、かつアクティブ、パッシブそれぞれ単独にも使用しうる方式について説明する。

この方式の特長とするところは、

- (1) アクティブ方式による容量はパッシブ方式の併用による影響を受けることなく、約18,000回/時である。
 - (2) パッシブ方式では約1秒間に1回測位可能である。
 - (3) 両者がまったく併用可能である。すなわち、同一信号でアクティブ方式にも、パッシブ方式にも利用できる。
 - (4) アクティブ方式の利用者も簡単な操作でパッシブモードでの使用が可能である。
 - (5) パッシブ方式は従来の双曲線航法（ロラン等）の原理を用いているので受け入れやすい。
- 等である。

この方式はアクティブ方式にさらに1個の衛星を追加し図2.2のように配置する。利用者はアクティブ方式のトランスポンダか、パッシブ方式用受信装置のいずれかをつかって希望する方式を採用しうる。

いま衛星は赤道上に3個 S_1, S_2 および S_3 と配置され、周期は地球に同期しているものとする。これらの衛星の位置関係はおもなサーベスエリアの中心経度上に位置する衛星 S_1 の両側に2個の衛星 S_2, S_3 をそれぞれ約30°の間隔をもって配置する。

地上局は S_1, S_2 および S_3 のそれぞれの衛星中継局に対して3波を同一周波数帯で送信する。諸信号は S_1, S_2, S_3 のトランスポンダで受信、解読し、それぞれの周波数に変換し再送信する。

ここでアクティブ方式の利用者は S_1 経由で受信した測距信号を S_1 と S_2 、または S_1 と S_3 の近いほうの2衛星を経由して送り返す。

地上局においては S_1 と S_2 、または S_1 と S_3 のいずれかの衛星の組を選び、これら2衛星経由で送り返される波の位相差を検出して測位を行なう。この場合、 S_2 および S_3 を経由して地上局より

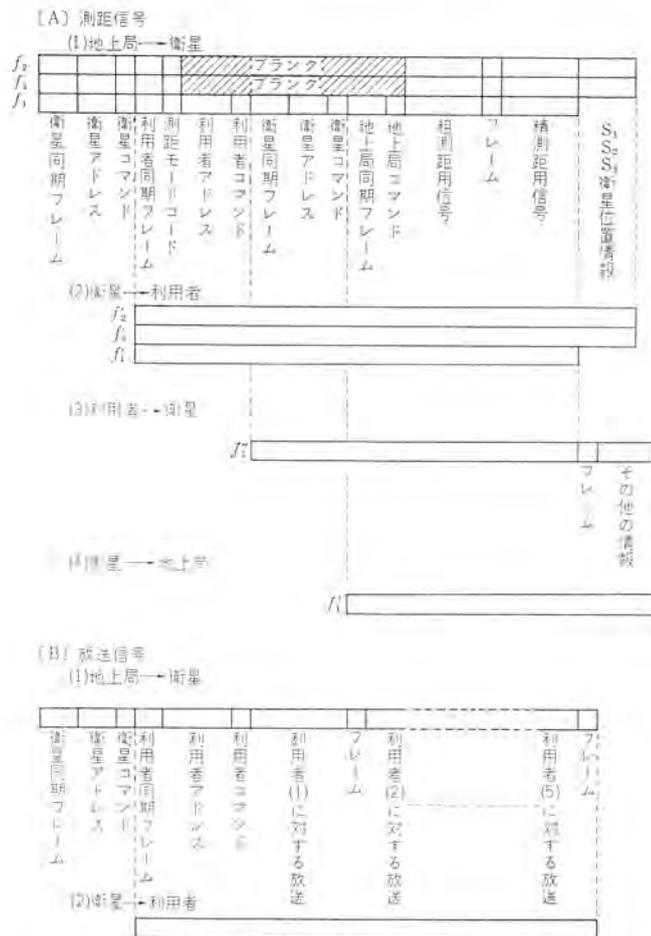


図 2.3 信号の構成
Signal format.

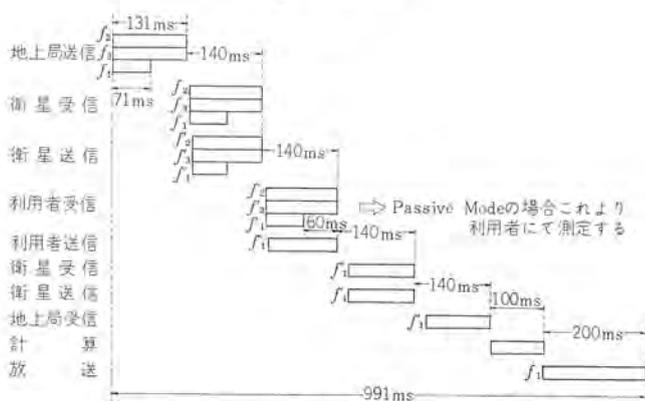


図 2.4 測距・放送 1 サイクルの時間表
Time table of range measuring and information transmission.

送信される測距信号は、受信周波数、モードおよびコード信号により区別されてアクティブ方式のトランスポンダが動作しないので混信をおこすことはない。

次にパッシブモードの利用者は S_1 , S_2 および S_3 を経由して送信される 3 波の測距信号をすべて受信し、 S_1 , S_2 および S_3 のそれぞれの組における到来信号の位相差より双曲線方式によって利用者自身で測位を行なう。これは 1 秒に 1 回計測可能である。

利用者におけるアクティブとパッシブモードの選択受信は、周波数選択と信号方式中のモードコードの解釈により選別される。この信号構成については図 2.3 に示されるように、同期信号、アドレスコマンドに続く測距信号により、パッシブ利用者は 3 波の位相差を測定して位置を

計算し、アクティブ方式では f_1 の測距信号のみを受信して返信することによって地上局で計算される。この信号からもわかるごとく従来のパッシブ方式のように連続ではなく、1 秒に 1 回サンプル的に計測できるものであるが、ほぼ連続的計測と考えてよい。また図 2.4 にアクティブ方式の計測時間を示す。

3. 航行衛星用トランスポンダの方式と構成

航行衛星用トランスポンダはパルス形と CW 形に大別される。パルス形は図 3.1 のように受信信号を検波しビデオ信号としてデコーダで弁別しゲート回路を経て測距パルス列を変調送信するものである。この形式のものはゲート回路を通すので雑音、混信による誤動作が少なくなるが、特殊のトランスポンダを必要とする。この方式に対し図 3.2 CW 形のものには直線形増幅器で、受信周波数を変換し、ゲート回路を介して返送するが、これはまた他の通信用のものも利用でき、また通信と併用も可能という利点はあるが、入力信号の雑音はそのままトランスポンダ受信機の雑音とともに送信信号に加算されて送信される。したがって本方式のように地上局→衛星→利用者→衛星→地上局と多くの中継を行なうので、各中継器の雑音を加算されることとなる。このため回線雑音について注意する必要がある。

これら両方式はいずれもそれぞれ特長があるので種々の提案⁽⁶⁾がなされている。本文では二つの形式のものの試作を行なったので、その概要を説明する。



図 3.1 パルス形トランスポンダブロック図
Block diagram of pulse type transponder.



図 3.2 CW 形トランスポンダブロック図
Block diagram of CW type transponder.

4. 試作装置の概要

4.1 パルス式航行衛星用トランスポンダ

(1) 概要

図 4.1 に示すように地上局より衛星局へ送られてくる信号は図 4.2 に示すように少なくとも同期信号 S_T 、衛星アドレスコード S_R 、利用者（船舶、航空機）アドレスコード S_N 、および測距信号パルス R_0 より構成されるコード信号からなりたっている。表 4.1 のトランスポンダの機能のごとく、二つのモードの信号列を選別し送信動作する必要がある。

本システムを実用化した場合を考えると S_T は衛星局の数、 S_N は

表 4.1 衛星積載トランスポンダの機能
Function of navigation satellite transponder.

モード	トランスポンダ受信信号	トランスポンダ送信信号	トランスポンダの機能
1(地上→衛星)	$S_T S_T S_N R_0$	$S_T S_T S_N R_0$	中継器として動作
2(利用者→衛星)	$S_T S_T R_0$	R_0	測距信号のみ返信

(注) 測距テストは地上局→衛星→利用者局、利用者局→衛星→地上局の二つモードが試験できるようにしている。

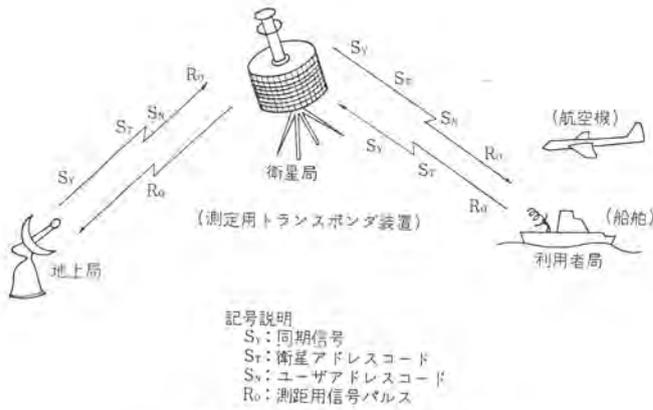


図 4.1 パルス形測距方式

Illumination of transmission of pulse type navigation satellite system.

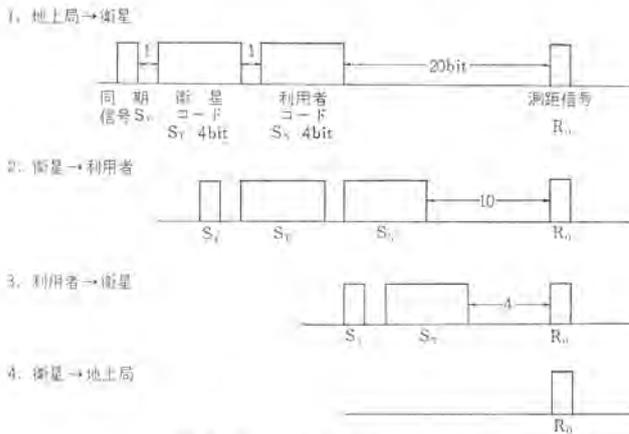


図 4.2 コード信号タイムチャート
Code signal time chart.



図 4.3 パルス形トランスポンダ
Exterior view of pulse type transponder.

この利用者局数となるが、試作装置では S_T を 4 ビット、また利用者局 S_N は 4 ビット、15 局とした。これらはスイッチの切換えによって、組合せを変え利用者を選出することができる構造である。

測距信号 R_0 は測距精度の向上という点から一般にパルス列を用いるが、ここでは単一パルス測距信号を用いてパルスのジッタの調査を主体とし、その平均化は次の機会とした。

この試験装置は、地上局または利用者局に相当するが、基準となるパルス変調装置はピンモジュレータを採用し、パルスジッタによる誤差を最小にするよう努力した。

またトランスポンダの受信信号と送信信号の間に擬似的な伝ば距離をつくるために、遅延回路を設け、実験を容易にした。

(2) 構成・性能

トランスポンダの構成は図 4.3、4.4 のように

- 前置増幅部
- 立体回路部
- IF ビデオ部
- デコーダ部

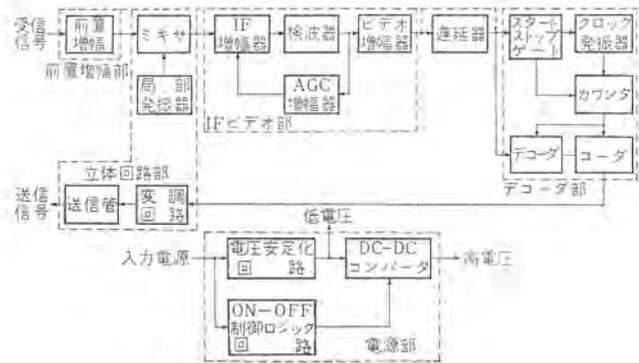


図 4.4 トランスポンダブロックダイアグラム
Transponder block diagram.

電源部

からなり、その総合性能は次のとおりである。

受信信号	1,600 MHz
受信感度	-85 dBm
局部発振周波数	1,570 MHz
中間周波数	30 MHz
送信周波数	1,640 ± 4 MHz
送信出力(尖頭値)	500 W
送信パルス幅	1 μs
総合ジッタ	50 ns 以下
雑音指数	6 dB 以下
衛星コード	2進法 4 ビット (16 種)
航行者コード	2進法 4 ビット
消費電力	30 W 以下

(3) 各部説明

前置増幅部はトンネルダイオード低雑音増幅器よりなり

中心周波数	1,600 MHz
比帯域幅	-3 dB で 10 % 以上
利得	15 dB 以上
雑音指数	5.5 dB 以下
飽和入力	-40 dBm 以上

である。

立体回路部は受信部と送信部からなっている。受信部は 1,600 MHz 帯受信信号と局部発振出力とを混合して 30 MHz の中間周波数信号に変換する。送信部はデコーダからの PCM 信号を増幅し、その信号で送信管を駆動させ、1,640 MHz の PCM-AM 変調信号を送信する。その主要性能は次のとおりである。

受信周波数	1,600 ± 4 MHz
局部発振器	空洞付三極管発振器 (5794-G)
ミキサダイオード	1 N 416 G
送信周波数	1,640 ± 4 MHz
送信管形式	空洞付三極管発振器 (5893)

IF ビデオ部は 30 MHz 中間周波数信号を増幅し、ダイオード検波しビデオ部出力信号を次のデコーダ部で読取できるように、常に一定電圧に増幅するとともに、自動利得調整を行なっている。主要性能は

中間周波数	30 MHz
帯域幅	約 2 MHz
総合利得	約 90 dB
入力ダイナミックレンジ	約 40 dB



図 4.5 試験装置
Satellite code set and control panel for test.

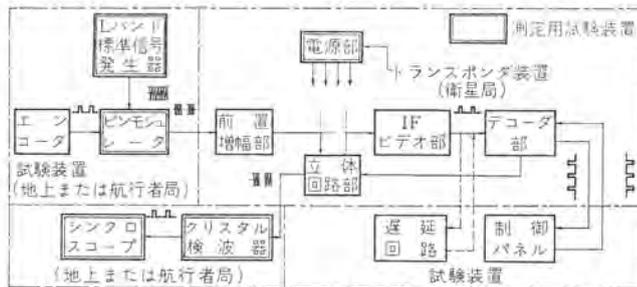


図 4.6 航空衛星用トランスポンダ装置総合動作ブロックダイアグラム
Operation block diagram of navigation satellite transponder, satellite code set and control panel.

である。デコーダ部は IC で構成された論理回路よりなり、IF ビデオ部からのビデオ信号がトランスポンダ装置のもつ衛星コードと一致するかどうかを検査する機能、および信号が一致した場合に受信信号に対応した返送 PCM 信号を作成する機能を有する。またデコーダ部と試験装置の制御パネルを組み合わせることにより 16 種の衛星コードを設定しうる。主要性能は

論理方式	NAND 方式
クロック周波数	400 kHz
衛星コード	4ビット 16 アドレス
利用者コード	4ビット 15 アドレス
論理レベル	+6 V DC

である。電源部はコンパレチブルレギュレータで衛星入力電圧 21~28 V に対し、出力 ±5% 以内の安定化を行ない、冗長性を考慮した。

すなわち、電源電圧の基準値よりの低下・上昇を検出して自動的にトランスポンダへの電源を接断する機能を有し、検出回路は多数決冗長方式をとり入れて検出回路自体の信頼性を高めている。また部品の使用法にも直並列冗長を用いた。

試験装置は概略次のとおりである。

エンコーダ……コード繰返し周波数	20 Hz
クロック周波数	200 kHz
コード方式	2進法
衛星コード	4ビット 16局
利用者コード	4ビット 15局

制御パネル……トランスポンダデコーダと組み合わせてトランスポンダの機能チェック、衛星異常電源電圧防止試験、遅延回路動作等の制御が可能である。

衛星コード……16種類 (表示はランブ)

試験装置とトランスポンダとの総合動作ブロックダイアグラムを図 4.6 に示す。

(4) 試験結果

航行衛星トランスポンダの各部動作、機能の試験の結果、とくに測距

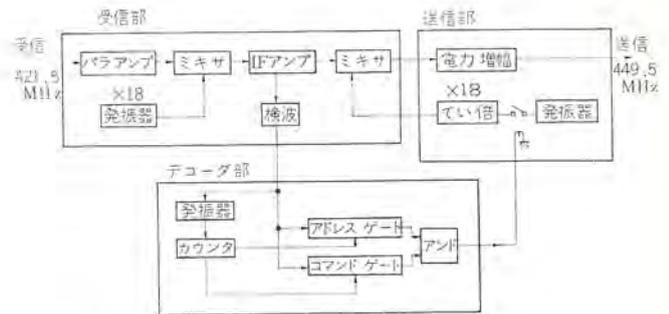


図 4.7 衛星用トランスポンダブロック図
Block diagram of navigation satellite transponder.

性能を中心に検討し、ジッタによる測距誤差は ±50 ns 以内であることがわかった。

4.2 CW 形衛星用トランスポンダ

(1) 概要

測距信号に連続波を用いコード信号は比較的長いパルスを用い、パルス方式の衛星積載用トランスポンダの難点であった数 kW の大きい尖頭電力は、わずか 10 W 程度になり、周波数も 400 MHz 帯を用いることによって全固体化が可能となる。

今回の試作装置は 2 章で述べた方式の基本モデルについてのみ試作した。すなわち衛星用トランスポンダとこのトランスポンダと組合わせて測距機能、航法システムを試験するため、エンコーダ変調送信、および受信部よりなる試験装置である。トランスポンダ出力、アドレスコード等も実際のものより小さくなっている。

距離の精測定は 10 kHz のトゥン周波数で 400 MHz 搬送波を変調し 10 kHz の位相比較により距離測定を行ない、100 米以下の精度をうる。次に利用者用呼び出しコード信号は幅 0.3 ms のパルス信号を用いている。トランスポンダ装置は 5 ビット、32 種の衛星アドレスと 5 ビット、32 種の利用者アドレスの作成ができ、トランスポンダと組合せて距離測定ができるようになっている。

航行衛星用トランスポンダは信号を受信し、衛星アドレスを解読する。アドレスの一致した信号は送信し、異なるものは送信を行なわない。

(2) CW 形衛星用トランスポンダ

CW 形衛星用トランスポンダのブロック図を図 4.7 に示した。図のように受信部、送信部およびデコーダ部で構成されている。受信部と送信部は、通常の中継増幅器と同じ構成で、受信された 421.5 MHz の信号は高周波増幅された後、中間周波信号に変換されて、増幅され、ふたたび 449.5 MHz の高周波に変換され、送信部で電力増幅されて、地上へ向けて送信される。この外観を図 4.8 に示す。

受信部の初段には、高受信感度を得るためにパラメトリック増幅器を用いている。このパラメトリック増幅器は、今回、特に衛星積載用を目指して開発されたもので、そのポンピング電源には、従来のクライストロン発振器の代わりに、近年開発されてきたガンダイオード素子による発振器を用いている。この発振器は小形・軽量に作られ、約 12 V の低電圧で動作する等の利点がある。

図 4.8 は今回製作したパラメトリック増幅器である。

受信部の中間周波信号の一部は検波され、ビデオパルス信号として、デコーダ部へ衛星アドレス解読のために送られる。デコーダ部はこの解読の結果により、送信部の局部発振回路のリレーを ON-OFF して送信の制御を行なうのである。このように、この衛星航法システムの衛星用トランスポンダは非常に簡単な構成で作ることができるという利点がある。

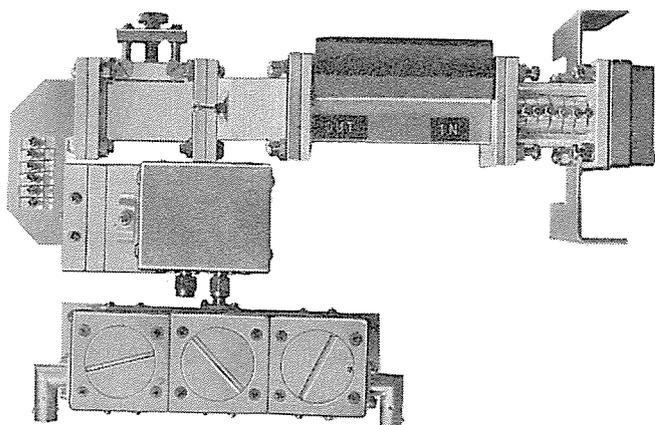


図 4.8 航行衛星用トランスポンダ
Experimental model of navigation satellite transponder.

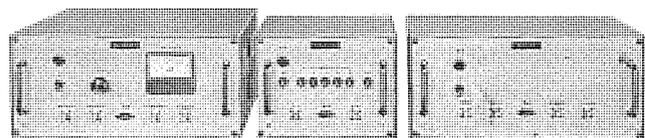


図 4.9 パラメトリック増幅器
Parametric pre-amplifier.

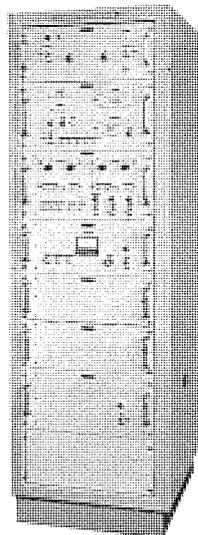


図 4.10 航行衛星試験装置
Simulator for navigation satellite system.

今回製作された衛星用トランスポンダのおもな性能諸元は次のとおりである。

受信周波数	421.5 MHz
受信帯域幅	25 kHz
受信雑音指数	3.5 dB
送信周波数	449.5 MHz
送信電力	100 mW

(3) トランスポンダ試験装置

本装置は エンコーダ部・送信部・受信部・計測部・電源部から構成され、その外観図を図 4.9 に示す。

エンコーダ部は同期、アドレス、測距信号を発生する。送信部は、これらの入力信号を変調し 400 MHz 帯として送信される。

受信部は衛星用トランスポンダからの返送信号を受け増幅後、復調される。10 kHz トーン信号より測距、各種コード信号より利用者アドレスを解読する。またコマンド信号は各出力信号を選別する。

計測部は距離測定系で、受信部から、受信された測距信号とエンコーダ部からの基準測距信号を比較測定する。たとえば 10 kHz トーンの位相差測定は、この差に等しいゲートパルスを作成し、このゲートパルスにより、外部測定器のカウンタからクロック信号をゲートして、その出力をカウンタで計測する方法が用いられている。

5. む す び

航行衛星を用いた測位方式において、アクティブ方式に使用されるトランスポンダを用いた測距方式について考察し、パッシブ方式との共用方式についても付言した。

これらの方式は大別してパルス方式と CW 方式に分れ、それぞれ特長があるが、二つの形式のモデルを試作する機会をえたので概要を説明した。CW 方式については、まだ検討中であるが、尖頭電力が小さいこと、帯域幅が狭いこと、および電話、データ通信等と共用できる等の利点があるので有望と考える。

以上のべた各装置開発にあたり運輸省電子航法研究所衛星航法部木村部長のご指導をいただき、またパルス形の開発に当たっては海上保安庁電波標識課清野課長、衛星航法についてのシステムについて運輸省科学技術庁のご指導をえたもので、ここに深く感謝の意を表わす次第である。

参 考 文 献

- (1) R. B. Kershner and R. R. Newton : The Transit system, Jour. of Inst. of Navigation, April, 129 (1962)
- (2) R. E. Anderson : A Navigation system using range measurements from satellites with cooperating ground station, Navigation Aug. (1964)
- (3) E. S. Keats : Navigation system using distance and direction measurements from a satellite.
- (4) COMSAT RFP 66-35 : For a system engineering study of aeronautical satellite services. Oct. 17 (1966)
- (5) COMSA REP 68-22 : Aeronautical satellite and associated equipment.
- (6) S. Kobayashi, G. Kondo and S. Miwa : A Navigation satellite system for ships, proceedings of the 7th international symposium on space technology and science Tokyo (1967)
- (7) 吉田, 近藤, 向井 : 航行衛星用トランスポンダについて, 電通学会宇宙航行エレクトロニクス研究会資料 1966 年 12 月 3 日

インテルサット III号商業通信衛星電源制御器

吉田 武彦*・近藤 五郎*・中村 悟*
向井 長夫*・吉沢 達夫*

Electrical Power Subsystems for INTELSAT-III Commercial Communication Satellite

Kamakura Works Takehiko YOSHIDA・Goro KONDOH・Satoshi NAKAMURA
Takeo MUKAI・Tatsuo YOSHIZAWA

An order has been placed with TRW Systems for an INTELSAT-III commercial communication satellite by COMSAT in America on behalf of the International Telecommuni-Satellite Consortium. As international participation with the project, Mitsubishi has been given an opportunity to manufacture a preproduction model and two flight models of electrical power subsystems (a power control unit, a shunt and equipment converter).

As a long span of life of five years and high reliability are demanded of the satellite, various new techniques with experiences were needed in manufacturing it.

This article describes the outlines of the function, and quality control assurance of the subsystems.

1. ま え が き

米国コムサットが INTELSAT の代表として、TRW Systems に発注した インテルサット III 号商業通信衛星について、今回国際協力チームの一員として電源制御機器を担当する機会をえた。

本衛星は電話 1,200 回線または 2 回線の テレビジョンプログラム を中継することができ、第 1 号は大西洋の静止軌道(ブラジル 寄り赤道) 第 2 号は太平洋上、第 3 号は大西洋、第 4 号は印度洋上に静止する予定である。その他予備をふくめ 6 台である。

この衛星は、図 1. 1 のように直径 142 cm、全高 2 m の円筒形衛星で円周上に太陽電池を張り、一端に機械的 デスパンテナ をもち、6 GHz/4 GHz トランスポンダ、ガスジェット 姿勢制御装置、二次電池、電源制御器、コマンドテレメータ等をもち、最小 5 年の動作が可能のように設計されている。

このような高信頼性長寿命のため、設計工作、試験等の工程にわたって、信頼性・品質保証・資料管理・プロジェクト 管理を要求された。

当社は 認定試験用 1 組 フライト用電源制御機器 2 組の製作を行なう機会をえたので、その機能・試験・品質管理の概要について説明する。



図 1. 1 INTELSAT III 号 商業通信衛星
INTELSAT-III commercial communication satellite.

2. 電源系の概要

人工衛星の電源系は一般に、次のような機能を持っている。

- (1) 太陽光 エネルギー を電気 エネルギー に交換する。
- (2) 電気 エネルギー を蓄積する。
- (3) 予定寿命期間にわたり、他のサブシステム に連続して電力を供給する。
- (4) 他のサブシステムの必要とする各種の安定化電圧を供給する。

INTELSAT-III の電源系はこれらの機能を満たすために図 2. 1 に示すような構成となっている。当社はこれら電源系のうち電力制御器 (PCU)、シャント回路 (SHUNT)、エクイブメントコンバータ (EC) の製作、試験を行なった。

太陽電池パネルは図 1. 1 にも示すように円筒形衛星の円周部分にパネル状に張りつめられ、太陽光を受光し、約 160 W の電力を発生する。この発生電力は蓄電池に貯えられ、日食時の電力供給に備えるとともに、通信用中継器等の負荷へ供給される。安定化電圧を必要とする機器に対しては、EC で安定化すると同時に各種電圧に分け、負荷に供給する。

PCU と SHUNT は、主として、太陽電池発生電力の制御と蓄電池の充放電モードの制御を行なうもので人工衛星特有の電子機器といえることができる。

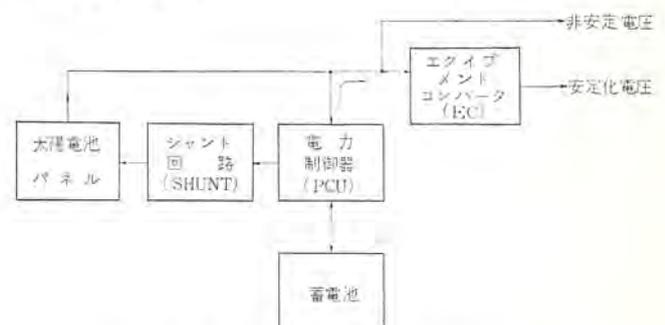


図 2. 1 電源系のブロックダイアグラム
Block diagram of electrical power subsystem.

INTELSAT-III は5年以上にわたり、通信衛星としての機能を満たす必要があるため、電源系に対しては特にきびしい信頼度が要求されている。このため、各種の冗長設計がなされており、たとえば電源系内の1個の部品が故障しても衛星システムの故障にはつながらないようにしている。

3. 動作機能

3.1 電力制御器 (Power Control Unit-PCU)

図 3.1 に INTELSAT-III 電源系のブロックダイアグラムを示す。PCU は上述のように太陽電池パネル、蓄電池および負荷の制御を行なうもので、その外観は図 3.2 のようになっている。PCU は Shunt と組合わせ、電源系において表 3.1 に示すような機能を行なっている。機能1は、PCU の上限電圧制御回路と Shunt の連係動作により行なわれる。この INTELSAT-III は計画寿命が5年であるため、太陽電池パネルは、宇宙空間に存在する放射線帯による劣化を見込んで設計されているので、打上げ初期においては、かなりの余剰電力を発生する。また衛星が日食を受けている場合、太陽電池パネルは低温状態にあるため、日食終了後、やはり必要以上の電力を発生する。このため、電源ライン電圧は大幅に上昇し、そのままでは後続回路に異常な電圧ストレスをかけ、システムの信頼度を落とすことになる。PCU の上限電圧検知回路は、この電源ライン電圧の上昇を検知し、Shunt に信号を送って太陽電池パネルの発生電圧を制御している。

機能2は、一種の保護回路であって、この機能はPCUの正常電圧検知回路、下限電圧検知回路とフリップフロップによって行なわれる。電源系にとってもっとも重負荷である進行波管中継器を電源ライン電圧の状況に応じてON/OFF制御し、お互いに異常動作による故障を誘発しないようにしている。

機能3と4は蓄電池の使用モードを衛星内で自動的に選択するとともに地上からもコマンドにより制御しようとするものである。

蓄電池はその性質上、他の衛星用通常部品に比較して過酷な宇宙環境条件下では、若干信頼度が落ちるうえ、5年間の長寿命を保証するためには、熱真空ストレス、電気ストレスができるだけかからないようにし、ベストコンディションで動作させる必要がある。充放電制御回路は、電源ライン電圧の状況、蓄電池の温度を入力信号とし、蓄電池の充放電電流を制御するものである。また地上からのコマンドにより、蓄電池を電源ラインから切離し抵抗負荷により完全放電させてしまうモードがある。これは長期間充電状態にあるNi-Cd蓄電池には、陰極板上に酸化物が付着し、容量減少をきたすという性質があり、これを除去するために、残存容量をいったん完全放電後充電し、

表 3.1 PCU の機能
Function of PCU.

番号	機能の名称	機能の概要
1	上限電圧制御	Shunt と組合わさって、日食終了時、および打上げ初期における太陽電池パネルの高電圧出力を制限し、電源ライン電圧が規定値を越えないように制御する。
2	負荷 ON/OFF 制御	電源ライン電圧が規定値を割った場合、負荷（進行波管中継器）を電源ラインより切り離し、電源ライン電圧が正常に戻った場合ふたたび負荷を接続する。
3	Ni-Cd 蓄電池の充放電制御	軌道上で起こる日食、日照に応じて太陽電池、蓄電池間の切換えを行ない、次のような蓄電池の使用モードを選択する。 ・フル充電 ・フル放電 ・トリクル充電 ・リコンディショニング
4	コマンド動作	下記のような、地上よりのコマンド信号に応じて機能3との連係動作により蓄電池のリコンディショニング動作を行なう。 ・蓄電池接続 ・蓄電池切離し、リコンディショニング放電 ・蓄電池切離し、リコンディショニング充電
5	ハウスキーピング情報の発生	電源ライン電圧（太陽電池パネル出力電圧、蓄電池端子電圧）をモニタし、テレメータを通じて地上へ送る。

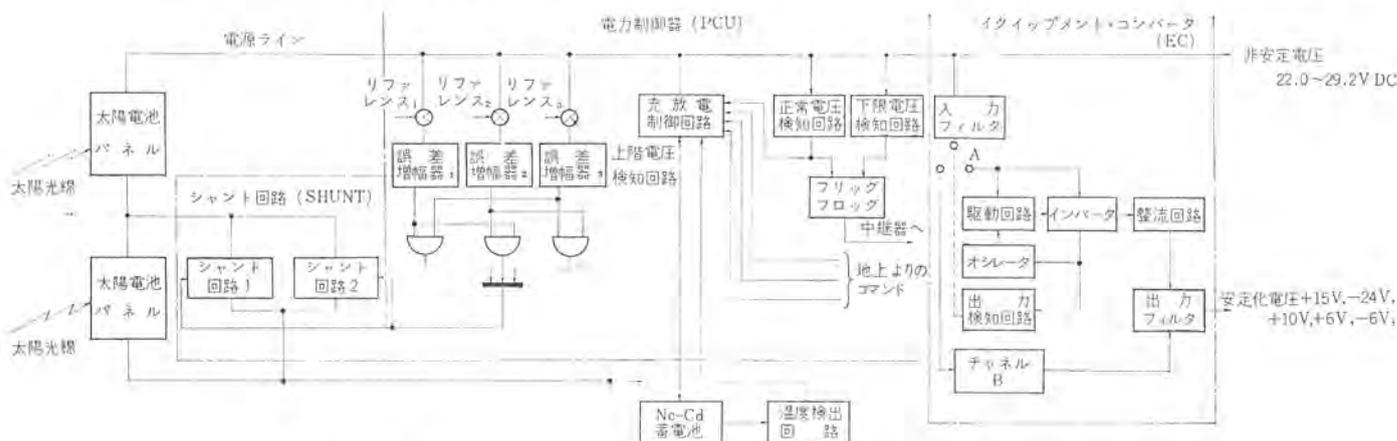


図 3.1 電源系ブロックダイアグラム Block diagram of electrical power subsystem.



図 3.2 電力制御器 (PCU) Power control unit (PCU).



図 3.3 シャント回路 (Shunt) Shunt unit.

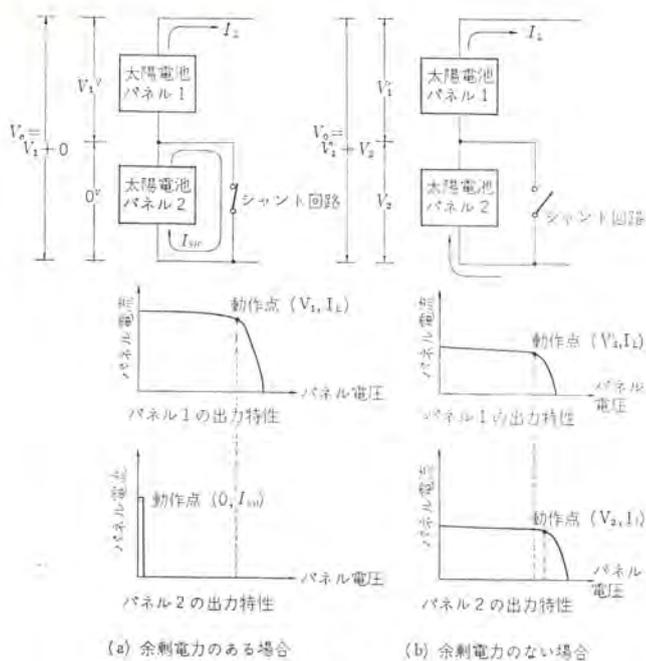


図 3.4 Shunt の動作
Function of Shunt.



図 3.5 エキップメントコンバータ (EC)
Equipment converter.

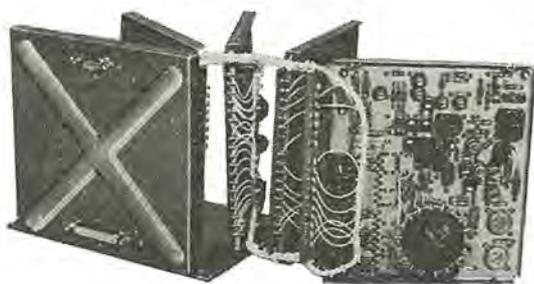


図 3.6 EC の内部構造
Inner view of equipment converter.

容量回復をはかるために行なうリコンディショニングモードである。

機能 5 は、地上で衛星の動作状況を総合判断するための一要素として地上へ送り返えられるもので、テレメータエンコーダに適した信号レベルに変換して送り出される。

PCU には、長期間にわたる無故障動作を保証するために大幅に冗長回路技術が取り入れられている。すなわち、電圧検知等の微小信号を扱う回路には、図 3.1 の上限電圧検知回路に示すように回路レベルの多数決冗長 (2 out of 3) が用いられており、一系列が故障しても衛星システムの動作は保証されるようになっている。また出力段のスイッチング回路等大振幅レベルの回路には、部品レベルの直並列冗長が用いられており、同様に信頼度の向上をはかっている。

3.2 シャント回路 (Shunt Unit SHUNT)

Shunt は PCU の上限電圧制御回路よりの信号にもとずいて電源ライン電圧のリミットを行なうため、太陽電池パネルのダミー負荷としての機能をもっている。外観を図 3.3 に示す。Shunt は、余剰電力を消費し、大量の熱を発生するので、衛星内の熱バランスをとるため、衛星あたり 2 台積載されている。Shunt は図 3.1 に示すように、太陽電池パネルの中間タップに接続されていて太陽電池パネルの出力電力の 1/2 を制御することにより上限電圧のリミットを行なっている。すなわち図 3.4 に示すように Shunt は、上限電圧制御回路の信号に応じて、短絡より開放まで変化する可変抵抗器としての動作を行なう。

3.3 エキップメントコンバータ (Equipment Converter, EC)

EC は、太陽電池パネルあるいは Ni-Cd 蓄電池よりの非安定化電圧を入力とし、電圧安定化を行なうとともに、次のような負荷の必要とする +10 V, +6 V, -6 V, -24 V, +15 V の 5 種類の直流電圧を発生する安定化回路である。図 3.5 に外観を示す。

- (1) 姿勢制御機器
- (2) テレメータエンコーダ
- (3) コマンドデコーダ
- (4) 中継器駆動機器
- (5) 中継器・局部発振てい(通)倍機器
- (6) デスパンアンテナ機器
- (7) 配線中継機器

EC は、いわゆるパルス幅変調形スイッチングレギュレータに属し、出力電圧、入力電圧の変動に応じてインパタ用トランジスタの ON/OFF 負荷率を変化させて出力電圧を安定化する方式をとっている。

また、入力フィルタ、出力フィルタの受動回路を除いたインパタレギュレータ部分は、待機並列冗長回路となっており、チャンネル A の出力をモニタし、もしチャンネル A が故障した場合は自動的にチャンネル B に切換えて、動作させることにより、信頼度の向上をはかっている。

3.4 構造

PCU, EC は図 3.2 と図 3.4 からわかるように、シャーシ構造はほぼ同様で、薄いアルミ板を使って重量軽減をはかるとともにプレスにより機械的強度を保っている。また表面処理は金めっきを行ない熱制御の考慮をしている。図 3.6 に EC の内部構造を示す。PCU の内部構造も EC と同様の方式をとっている。

EC は、機能別に回路を収容した 4 枚のプリント基板より成り、(入力フィルタ、インパタレギュレータ A、インパタレギュレータ B、出力フィルタ) これらプリント基板は熱バイパス、機械的強度の点からアルミ板 (トレイ・tray) に接着されている。電気部品は、このトレイの上に設置されて、発生熱はトレイを通じてシャーシへにげるようになっている。また特に発熱量の大きい部品については、部品とトレイ間にシリコン系熱伝導剤を充てんし、熱抵抗をさげている。トレイ上に組立てられた部品は最終的に、エポキシ系樹脂でコーティングされ、防湿と部品取付保持を行なっている。PCU と EC は衛星のフラットデッキパネルに取付けられる。また、地上試験中にひんぱんに起こる接せん(栓)の抜き差しに対し、接続部の信頼度低下を防ぐためにテスト専用のコネクタを持っていて、機器内接続コネクタはテストには使われない。

Shunt は、3.2 節に述べたように大量の熱を発生するため、黒色塗装するとともに、衛星中央部にある中央筒に直接取付ける構造となっている。

また表 3.2 におのおのの機器の寸法、重量を示す。

表 3.2 PCU, Shunt および ZC の寸法, 重量
Dimensions, weight of PCU, Shunt and EC units.

機器名	寸法 (mm)	重量 (kg)	備考
PCU	155×155×140	約 1.8	
Shunt	140×140×50	約 0.8	1台当たり
EC	155×155×140	約 1.5	

4. 試験

4.1 製造試験と環境試験

これらの機器に対しては、定まった順序でいくつかの試験が実施されるが、大別すると製造試験 (Fabrication Test) と環境試験 (Environmental Test) がある。

環境試験には、認定試験 (Qualification Test) と受領試験 (Acceptance Test) の2種類があり、前者は認定用のモデルに、また後者はフライト (Flight) 用のモデルに適用されるものである。

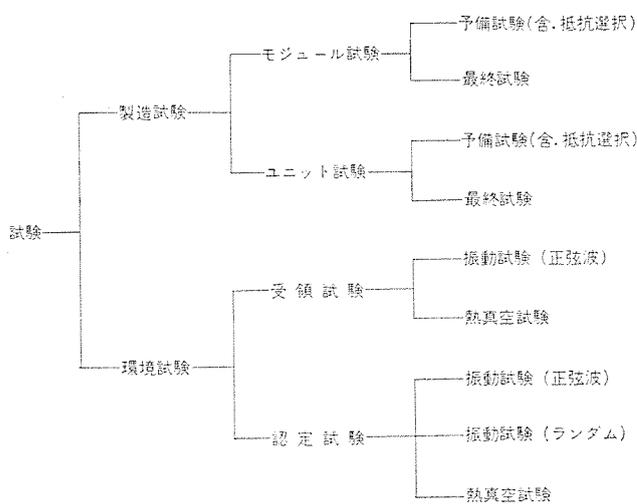
図 4.1 は、試験の詳細な構成を示す。

4.2 製造試験

製造試験は、機器の製造工程 (おもに組立作業中) で実施される試験であり、この試験のすべてに合格することにより機器は完成することになる。図 4.2 は、製造試験の順序を簡単に示したもので、機器の種類により異なるけれども何枚かのプリント基板についてモジュール試験 (または サバアセンブリ試験) を実施した後、組み立てられユニット試験 (または アセンブリ試験) を実施するという基本的順序で行なわれる。

これらの機器には可変抵抗器を使用しないので、必要な個所は精密抵抗による選択調整を行ない、またプリント基板にほどこされる被覆処理 (コーティング) の前後で必ず試験が実施される。

図 4.3 は製造試験の様子で、製造試験はすべてスーパー クリーンルームで行なわれた。

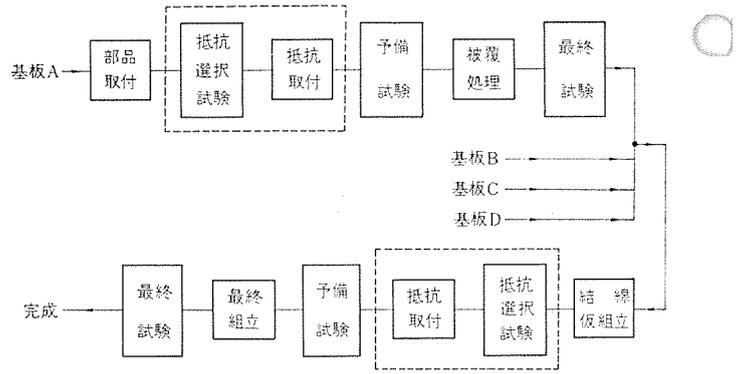


Fモデルに対しては、製造試験と受領試験を実施する。
Qモデルに対しては、製造試験と認定試験を実施する。

図 4.1 試験の種類と構成
Test configuration.

4.3 認定試験と受領試験

認定試験の目的は、認定用モデルを実際の宇宙空間の環境よりも



注1) 簡単のため検査段階は省略されている。
注2) 破線内は抵抗値を選択する試験があるものに対してのみ適用される。

図 4.2 製造試験の順序
Flow chart of fabrication.

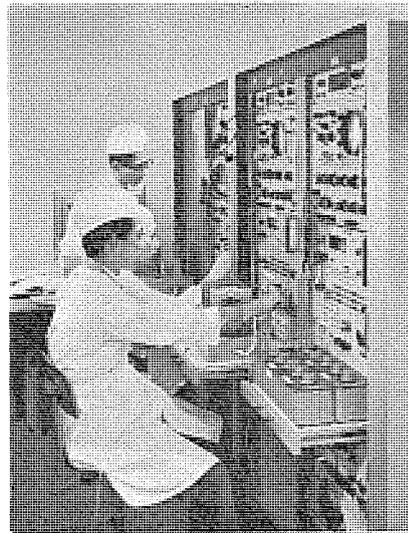


図 4.3 スーパー クリーンルームにおける製造試験
Fabrication testing at the super clean room.

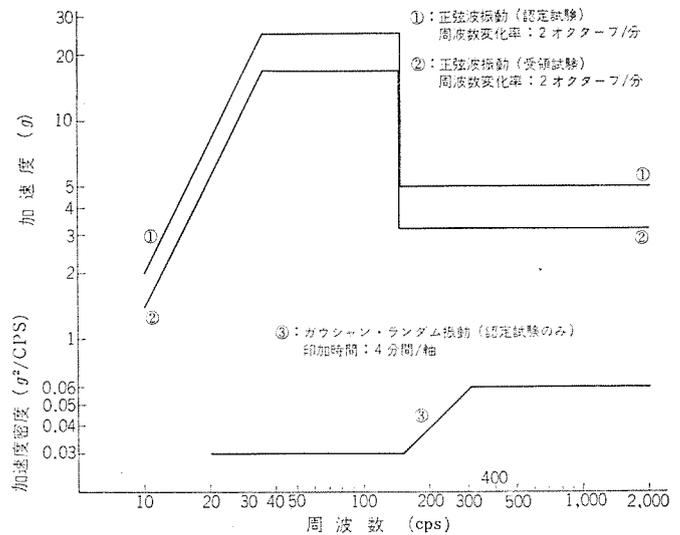


図 4.4 認定試験と受領試験の振動規格 (PCU)
Vibration test SPC(PCU) of QT and AT.

きびしい状態のもとで試験し、設計の評価をすることである。ただし、この環境のきびしさは設計の安全限界を越えないものになっている。

また受領試験の目的は、フライト用モデルを実際の宇宙空間の環境

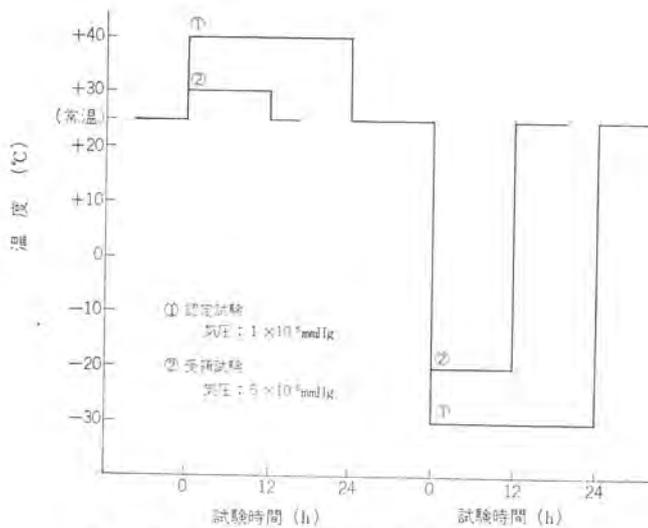


図 4.5 認定試験と受領試験の熱真空規格 (PCU)
Thermal vacuum test spec (PCU) of QT and AT.



図 4.6 認定 (受領) 試験の順序
Flow chart of unit QT (or AT).

と同程度の状態のもとで試験し、このエージングの期間に不完全な作業箇所を発見して是正するとともに、初期故障をとりのぞくことである。したがってこの環境は、部品の疲労や摩耗が起こらない程度にゆるいものになっている。

図 4.4 および図 4.5 に、一例として PCU についての認定試験と受領試験の環境規格を示す。また図 4.6 は認定試験または受領試験の順序を簡単に示したもので、環境条件のきびしさ、試験時間、ランダム振動試験の有無等を除けば基本的に同順序であり、すべての段階に渡って機器を実際を動作させた状態で行なわれる。振動試験中の簡単な動作監視以外は、すべての段階で全項目試験が繰り返される。

図 4.7 は、EC に対する受領試験における振動試験の様子であり、EC を加振器に取りつけた状態で試験用ケーブルを接続し、振動させながら左の試験装置で動作を監視している。

また図 4.8 は、Shunt に対する受領試験における熱真空試験の様子で、真空室 (Vacuum chamber) の壁に取りつけた気密接せんを通して試験ケーブルと Shunt が接続されている。

4.4 TRW Systems による認定試験

当社ではフライト用モデルのほかに、認定用モデルを 1 セット 製作したが、認定用モデルについては当社で製造試験を完了した後、米国へ移し TRW Systems が認定試験を実施し、満足すべき成果を得たことによって当社の製造水準が満足すべきものであることを実証した。

またフライト用モデルについては、製造試験と受領試験のすべてを当社で実施し、TRW Systems に納入した。

4.5 試験装置

おのおのの機器に対して次のような専用試験装置が準備されている。

(1) PCU モジュール 試験装置

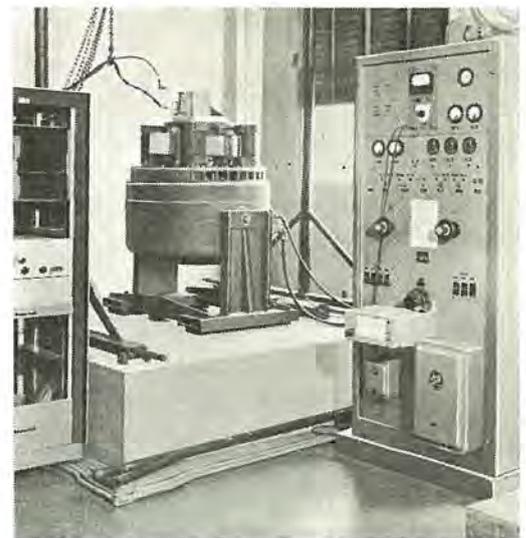


図 4.7 受領振動試験 (EC)
Acceptance vibration testing for the equipment converter.



図 4.8 受領熱真空試験 (Shunt)
Acceptance thermal-vacuum testing for the shunt assembly.

- (2) PCU/Shunt ユニット 試験装置
- (3) EC モジュール 試験装置
- (4) EC ユニット 試験装置

図 4.8 は PCU/Shunt ユニット 試験装置であるが、標準ラックに各種専用パネルやはん用測定器を装着した構成になっている。一例として、PCU/Shunt ユニット 試験装置の構成をあげると、PCU の試験時には図 4.9 に示すように中央の制御パネルに PCU とすべての構成測定器類が接続され、制御される。

PCU 内部の各部の動作もすべて制御パネルで監視することができる。また各種のシミュレータが準備され、PCU だけを試験している際にも衛星内に組み込まれたときと全く同等のシミュレーションをすることが可能になっている。

4.6 試験項目

機器の性能を確認するための適切な項目として次のようなものを選択し、完成品に対する製造試験および環境試験を通して実施した。

(1) PCU

- 電圧制御およびレギュレーション
- 負荷制御および応答時間
- 電池充電制御
- テレメータ電圧
- リレー動作確認試験

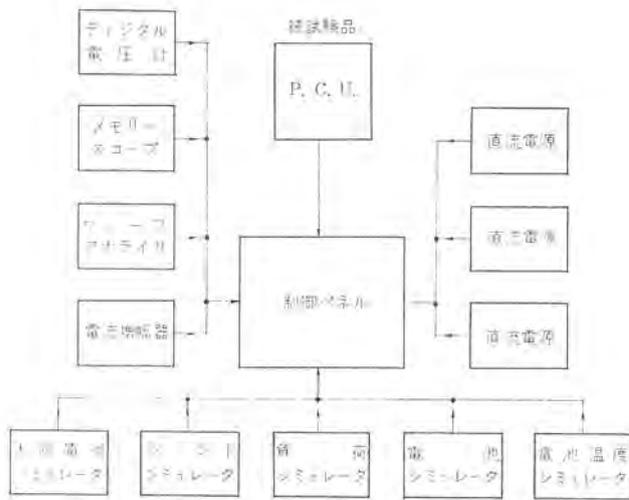


図 4.9 PCU/Shunt ユニット装置の構成 (PCU 試験時)
Block diagrams of PCU/Shunt unit test equipment.

(2) Shunt

直流および交流信号利得
故障モード試験

(3) EC

レギュレーション
スイッチング周波数
リップル電圧
安定性
検知論理回路
B チャンネル試験

5. 信頼性および品質保証管理

5.1 信頼性および品質保証管理の要求

機器の生産にあたって、TRW Systems との契約で信頼性および品質保証管理の要求が行なわれた、その要求には、MIL-Q-9858 A 「品質プログラム 要求事項」の思想がくみ込まれており、それに TRW Systems の信頼性管理に対する方針や方法が加えられている。

機器に要求されている性能と寿命を達成するため、一般機器の管理と比較してかなりきびしいものであるが、ここではその中の 2、3 について紹介するととどめたい。

5.2 信頼性教育

衛星のように高い信頼度が要求されていて、現在はその大部分を人手により作り上げなければならない以上、完成に至るまでに人為的な誤りによる信頼度低下の危険性は常に存在していると言える。このため衛星生産の初期段階において、および必要と思われる段階において、生産にたずさわるすべての部門に対し、人間工学的な見方に基づいた信頼性教育を実施している。

これによって、各人に自分の職務が信頼度に与える影響について必要な認識を持たせることができる。

5.3 トレーサビリティ管理

トレーサビリティ (Traceability) 管理とは、製品が完成した後でもそ



図 5.1 スーパークリーンルームにおける組立作業

Electrical and mechanical assembly at the super clean room.

れを構成している部品や材料の履歴を知ることができるように管理することである。たとえば、電子部品にはシリアルナンバー (Serial number) が付され、対応するデータは別に保管される。そして実際に機器に組み込まれた部品はリストに記録され、いつでも部品製造業者、製造時期、製造業者のロット管理番号まで追求できるようになっている。

この管理のおもな目的は、次の二つである。

(1) 検査や試験で不合格となった部品や材料が、誤って使用されていないことを保証するため。

(2) 機器の履歴を知ることにより、試験中または動作中に万一故障が発生したり、また部品のロット不良が発見された場合に、その追求管理を完全に行なうため、およびその追求管理に基づいて部品の是正や改良を行なうため。

5.4 故障報告

ひとたび打ち上げられたら最後、機器の修理や変更は不可能である。このため試験中は、一般機器に対するよりも注意深い動作の監視を行ない、時間の経過に従って特性が変化するような現象や、規格からはずれてしまうような故障が発生した場合に、信頼度の検討や是正処置のため故障報告 (Failure report) で情報のフィードバックが行なわれる。

5.5 作業環境

衛星の製造は際しては、特に清浄な環境が要求される。高信頼度部品の保管や、組立、製造試験および検査等の機器が完成品となるまでに行なわれる作業はすべて図 5.1 に示すようなスーパークリーンルームで実施された。

6. む す び

商業通信衛星用積載機器の製作はわが国でも初めての経験であり、5 年以上にわたり、長期間の寿命をもつ機器の信頼性、品質保証管理、またこのプロジェクト管理・資料管理・製造計画等、当所としては、学ぶところ大であり、またこの機器は IV 号衛星とともに静止軌道に打上げられ、世界通信中継用に活躍の予定である。

終わりに本プロジェクト遂行にご協力いただいた関係各位に深甚の謝意を表す。

人工衛星用アンテナ

武市吉博*・信岡正祐**・小野 誠**・中村雅澄**

Antennas for Artificial Satellites

Kamakura Works Yoshihiro TAKEICHI・Shôsuke NOBUOKA・Makoto ONO・Masazumi NAKAMURA

As to antennas for artificial satellites, special radiation characteristics are required for them in consideration of the orbit and the method of attitude stabilization of the satellites. In this article are summerized necessary conditions for radiation characteristics of antennas mounted on artificial satellites. Of these conditions, consideration was made on the antenna systems having radiation patterns of quasi-isotropic radiation and beam-steerable and problems concerning them. The paper is then concluded with several results of studies made on quasi-isotropic radiation antennas composed of 8 unipole antennas and various kinds of electronically despun antenna.

1. ま え が き

1957年10月初の人工衛星スプートニク1号が打上げられて以来、現在までに500を超える人工衛星が打上げられ、すでに通信・気象観測などの実用にも供されている。

一口に人工衛星と言ってもその用途、軌道、姿勢安定法はいろいろで、人工衛星用のアンテナもこれらの条件を考慮していろいろなのが用いられている。

人工衛星を用いた通信を考えると、

- (1) 地上と人工衛星との間の通信
- (2) 人工衛星を中継する地上の2点以上の間の通信
- (3) 人工衛星間の通信

の3とおりが考えられるが、人工衛星のアンテナが一般のアンテナと異なって、とくに電氣的に問題となる点は、人工衛星が地球に対して種々の姿勢変化をし、しかも比較的長距離の通信をするため、それに適合した放射指向特性を必要とすることである。

さらに人工衛星のアンテナは小形軽量であること、打上げ時の加速度に耐えること、ならびに衛星のダイナミックバランスをくずさないことが必要である。また衛星の飛しょうする環境について考えると、高真空であること、温度変化の激しいこと、強い紫外線、あるいは宇宙線にさらされること、宇宙じん(塵)が衝突することなどがあげられ、人工衛星のアンテナはこれらの環境に耐えて機械的に変形しないこと、電氣的性能が劣化しないことが必要である。

本文ではまず人工衛星用のアンテナに対する電氣的必要条件のうち、主として放射特性に関する必要条件を人工衛星の用途、軌道および姿勢安定法から考察し、つぎに人工衛星用に要求される特殊な放射指向特性を実現しうるアンテナ方式を述べ、あわせて問題となる二、三の点についての研究結果を報告する。

2. 人工衛星用アンテナに必要な放射特性

2.1 必要な放射特性を決定する要素としての用途、軌道および姿勢安定法

人工衛星の用途は現在まで用いられているものでもかなり多く、今後ますます多くなるものと思われる。一応現在までに用いられている用途を通信回線の上から分類すると表2.1のようになる。

人工衛星の軌道について考えると、まず大きく分けて円軌道と楕円軌道があり、これらはそれぞれ極軌道、赤道軌道および一般の軌

表 2.1 用途で分類した人工衛星
Satellites classified according to their use.

通信回線	用途	人工衛星の例	通信内容	通信容量	周波数
衛星と地上の間の通信	航行衛星：航空機船が天候に左右されずにその位置を精密に測定する	トランジット	ビーコン信号 テレメータ コマンド	小	VHF
	気象衛星：上空より雲の撮影を行ない地上へ電送する	ニッパース	写真電送(PCM) テレメータ コマンド	小	UHF VHF
	測地衛星：フラッシュランプの発光による位置測定、重力の測定など	アジナ	テレメータ コマンド	小	VHF
	科学衛星：各種の科学観測、実験を行なう	エクスポローラー	テレメータ コマンド	小	VHF
衛星を中継した地上の2点以上の間の通信	通信衛星：テレビ、電話、電信の中継	インテルサットシリーズ	テレビ、電話、電信 テレメータ コマンド	大 小	SHF VHF(SHF)
	放送衛星：地上からの電波を中継して放送を行なう	現在なし	テレビ ラジオ	大 小	—
衛星間の通信	人間衛星船の間の通信	ウェストーク3号 ウェストーク4号	ラジオ	小	不明

注：このほかにも軍事衛星があるが、通信衛星あるいは気象衛星と同様ない方をするので省略した。人間衛星船は衛星と地上の間の通信の項にも分類される。

道に分けられる。極軌道は地球の南北両極の上空を通る軌道、赤道軌道は赤道上空を通る軌道で、一般の軌道はそのどれにも属さない軌道である。

人工衛星を公転周期について分類すると同期衛星と非同期衛星とがある。同期衛星は地球の自転周期の整数分の1の公転周期をもつもので1日に1回は地球上の同一地点の上空を通過する。特に円軌道で赤道軌道の人工衛星で周期を地球の自転周期と一致させたものは地球に対して相対的に静止させられるので静止衛星と呼び通信衛星で広く用いられている。

姿勢についてはスピン安定法、三軸制御安定法、重力傾度安定法などの姿勢安定法がとられている。スピン安定法は人工衛星を一つの軸のまわりに回転させることにより姿勢の安定を図るもので、地球に対する相対的な姿勢について考えると図2.1のように軌道面に垂直な軸のまわりにスピンをかけ人工衛星の赤道面のみが地球の方

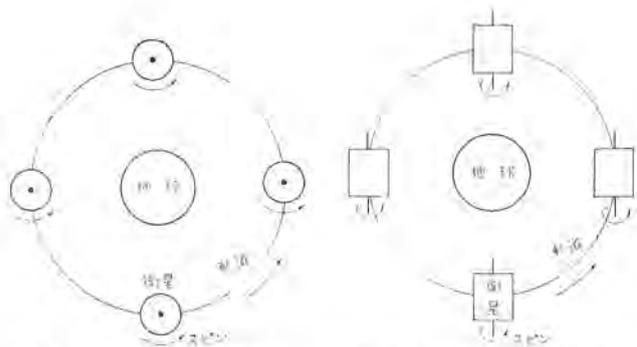


図 2.1 軌道面に垂直な軸のまわりにスピンをかけられた人工衛星
Spin-stabilized satellite with axis perpendicular to the orbital plane.

向を向くものと、それ以外の軸のまわりにスピンをかけるものとに分かれ、特に図 2.2 のようにスピンの軸が軌道面に平行なものは人工衛星のすべての面を地球の方向に向けることになる。三軸制御安定法は人工衛星に取付けられた補助ロケットを用いて人工衛星の地球に対する姿勢を一定にするもので、人工衛星の特定の面を地球の方向に向けることが可能である。重力傾度安定法は人工衛星から突き出した 2 本の長い棒の先におもりを付け、これらのおもりにかかる重力、遠心力のわずかの違いを利用して人工衛星の特定の面が地球の方向を向くようにするものである。

つぎにこれらの要素を考慮してアンテナの放射特性に対する必要条件を考察する。

2.2 放射特性の考察

人工衛星の通信に用いる周波数は用途、電波伝ば(播)特性、雑音などによってきまる。人工衛星と地上との間の通信および人工衛星を中継する地上の 2 点以上の間の通信は、電離層を通して行なわれるため約 20 MHz 以上が適している。さらに雑音を考えると、銀河雑音および大気雑音が小さい 1~10 GHz が適している。なお人工衛星間の通信では上述の点からの周波数の制限がない。

人工衛星と地上との間の通信のように相互の姿勢が変化し、また地磁気存在のもとで電離層を通るために生ずる偏波の回転(ファラデー回転)がある場合は、偏波に対する特別の考慮が必要である。

送受間の偏波の関係はつぎの 3 とおりがある。

- (1) 直線偏波—直線偏波
- (2) 直線偏波—円偏波
- (3) 円偏波—円偏波

直線偏波—直線偏波を人工衛星の通信に用いる場合は、上記の理由で偏波トラッキングが必要となる。直線偏波—円偏波は、偏波トラッキングは不要で偏波面の回転による利得の変動はないが、常に 3 dB の利得の損失を招く。円偏波—円偏波は、偏波トラッキングが不要で利得の損失もなしに受信電力の変動を除きうる。

2.1 節で述べた軌道および姿勢安定法から、それぞれに必要なとするアンテナの放射指向特性をまとめると表 2.2 のようになる。ここでは人工衛星と地上との間の通信および人工衛星を中継する地上の 2 点以上の間の通信を考え、指向性はビームが地球全体あるいは地球上の一定面積をカバーすることを理想としている。

さらにスピン安定の衛星では、スピンによる受信電力レベルの変動がなるべく少ないようにスピン軸を軸とする円い面内の利得変

表 2.2 軌道、姿勢安定法と放射パターンに対する必要条件
Necessary condition of orbit, method of attitude stabilization and radiation pattern.

軌道	姿勢安定法	放射パターン	
		固定指向性	可変指向性
円軌道	軌道面に垂直な軸のまわりのスピン	スピン軸に軸を一致させたトロイダルパターン	軌道面内で回転するビームのアンテナ、ビーム幅は一定
	軌道面に平行な軸のまわりのスピン	全立体角無指向性(isotropic)	全立体角にわたる方向可変ビーム(steerable beam) ビーム幅は一定
	三軸制御安定法および重力傾度安定法	単方向指向性(unidirectional)	不 要
楕円軌道	軌道面に垂直な軸のまわりのスピン	スピン軸に軸を一致させたトロイダルパターン ビーム幅は近地点に合わせる	軌道面内で回転するビーム、ビーム幅も可変
	軌道面に平行な軸のまわりのスピン	全立体角無指向性	全立体角にわたる方向可変ビーム、ビーム幅も可変
	三軸制御安定法および重力傾度安定法	単方向指向性、ビーム幅は近地点に合わせる	ビーム幅も可変

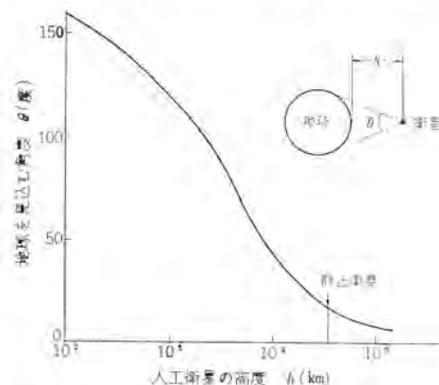


図 2.3 人工衛星の高度と地球を見込む角
Relation between the height of a satellite and the angle subtended by the earth.

動が少いことが必要である。なお人工衛星高度と地球を見込む角度の関係を示すと図 2.3 のようになる。

3. 人工衛星用として可能なアンテナ方式と二、三の研究結果

この章では 2 章で考察したアンテナの放射特性に対する必要条件に着目して、人工衛星のアンテナとして特殊性のある全立体角無指向性アンテナおよび可変指向性アンテナをとりあげ、それらに対して可能なアンテナ方式を考察するとともに、それらの方式における問題点についての二、三の研究結果を述べる。

3.1 全立体角無指向性の放射パターンをもつアンテナ

全立体角無指向性の放射パターンは本来仮定の点波源がもつ放射パターンである。ここでは人工衛星用として、全立体角にわたってほぼ均一に電波を放射し、電波を放射しない方向がない(null free)という意味の全立体角無指向性アンテナについて考える。

全方向に電波を放射するアンテナはあらゆる偏波を含むことが理論的に証明されている⁽¹⁾。したがって、このアンテナが実際に無指向性アンテナとして働くためには、その対向アンテナが偏波トラッキングあるいは偏波ダイバシティを行なうことが必要となる。

放射パターンに null をもつアンテナを用いて null のないアンテナを実現するには、null の方向をずらせた 2 個の素子アンテナをその放

射の位相中心を一致させて配置し、それぞれを位相を異にする電流で励振すればよい。これらのアンテナは一般に円偏波を放射し、特定の方向で円偏波あるいは直線偏波となる。

この考えで実際のアンテナを構成してみるとダイポールアンテナを2個直交させて90°位相のずれた電流で励振するアンテナ(ターンスタイルアンテナ)、直交ループを90°位相のずれた電流で励振するアンテナが考えられ、ターンスタイルを応用したものでは図3.1に示すように人工衛星に複数のユニポールを取付け順次位相のずれた電流で励振する方法がある。この方法は実際の人工衛星でも広く用いられており、人工衛星の寸法に合わせて素子数を増加することによりスピンの電界変動を軽減できる。図3.1に示す直径約1波長の球に内接する26面体の人工衛星模型に取付けた8素子の傾斜ユニポールアレーアンテナの放射パターンを示すと図3.2のようになり、一方の極すなわちZ軸の正方向へは円偏波他方の極へは逆旋の円偏波を放射する。

波長が人工衛星に比べて小さい場合はたとえば小口径のホーンを人工衛星の表面にならべ適当な位相で励振することによりnullのないアンテナが実現できるものと思われる。ただしこの場合素子開口の方向が空間の異なる方向を向くように並べないと干渉によりnullを生ずることがある。

3.2 可変指向性アンテナ

人工衛星が使い得る限られた電力を利用して有効な通信を行なうためには、アンテナの放射特性が必要な方向のみに指向性をもつものがよいことは明らかである。表2.2に示したように人工衛星の姿勢が一定でない場合は、ビームを人工衛星に対してあらゆる方向に向ける必要があり、原理的には人工衛星表面に取付けた多数の素子をアレーとして働かせるか、スイッチで切替えることにより実現可能である。

スピン軸が軌道面と直交するような人工衛星、とくに地球に対して相対的位置の変わらない静止衛星では、ビームを軌道面内で人工衛星のスピンと逆に回転させれば常に地球の方向へビームを向けることが可能で、このようなアンテナをスピンと逆向きに回転させるという意味でデスパンアンテナ(despan antenna)と呼び、電氣的にビームを回転させる電氣的デスパンアンテナと機械的にビームを回転させる機械的デスパンアンテナとがある。電氣的デスパンアンテナには単方向指向性の素子とその放射方向が半径方向になるようにして円形に配列し、給電素子をスイッチで切替える切替形、スピン軸に直角な面内で無指向性の放射素子を円形に配列し、その位相を制御して合成の指向性を変化させる位相制御形、両者の併用形の3とおりが考えられる。機械的デスパンアンテナにはアンテナ全体を回転させるものと、リフレクタなどの無給電部分だけを回転させるものとが考えられる。

3.2.1 切替形電氣的デスパンアンテナ

原理的には図3.3に示すように、円形に配列した単方向指向性のアンテナをスイッチにより順次切替えて給電し、ビームを回転させるもので、ビームが不連続に回転するので人工衛星のスピンによる利得の変動を減少させるためには、素子数を多くしなければならない。素子パターンをスピン軸と直交する面内で $\cos^n\theta$ ($n=1, 2, 4$)と仮定して、素子数 N とスピンによる利得変動の関係を示すと図3.4に示すようになる。この値は給電されている素子アンテナの主軸に対して、 $\pm\pi/N$ の範囲の放射パターンが順次くりかえされて受信される地点での受信レベル変動値である。それ以外の地点では受信電力変動値はこれより大きくなる。

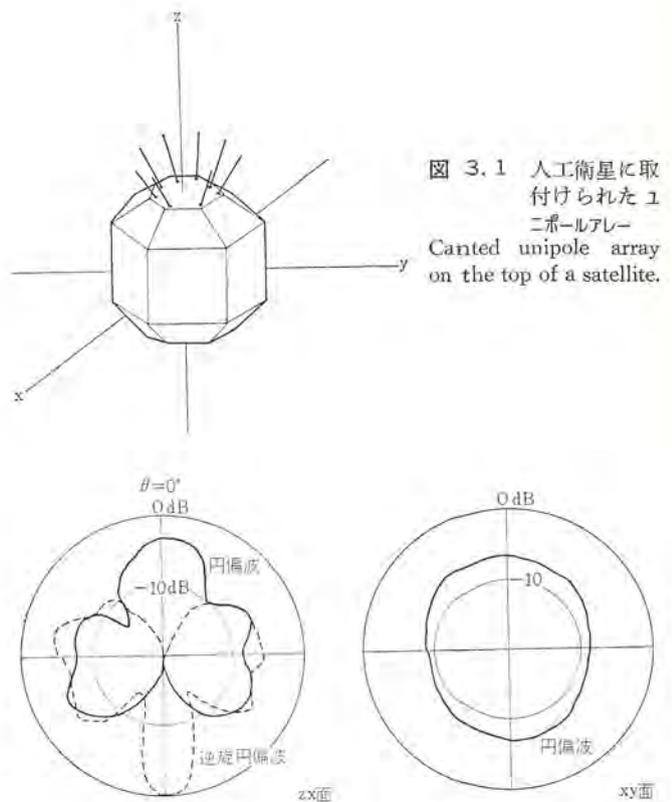


図3.1 人工衛星に取付けられたユニポールアレー Canted unipole array on the top of a satellite.

図3.2 図3.1に示すアンテナの放射パターン Radiation patterns of the canted unipole array shown in Fig. 3.1.

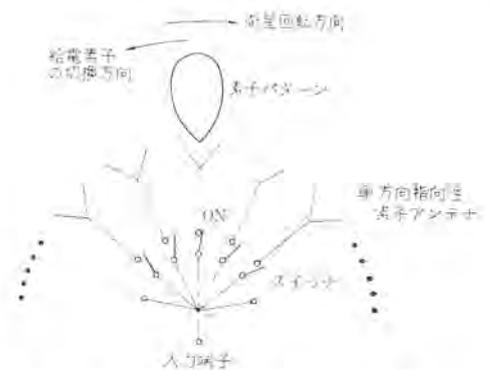


図3.3 切替形電氣的デスパンアンテナの原理図 Electronically despun antenna of switched array type

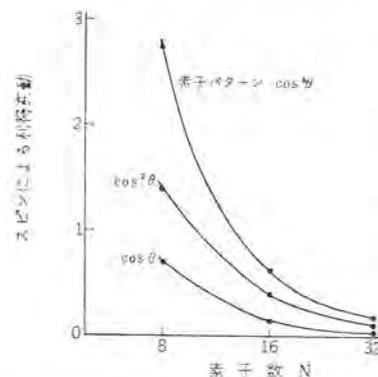


図3.4 切替形電氣的デスパンアンテナのスピンによる利得変動 Gain fluctuation of the electronically despun antenna of switched array type due to the spin of a satellite.

3.2.2 位相制御形電氣的デスパンアンテナ (フェイズドアレー形)

この方式は図3.5に示すようにスピン軸と直交する面内で無指向性の放射素子を円形に配列して全素子を等振幅で励振し、位相を制

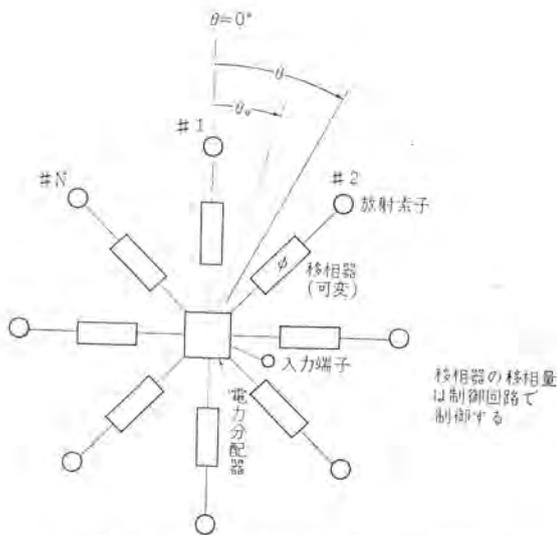


図 3.5 位相制御形電気的デスパンアンテナ
Electronically despun antenna of phased array type.

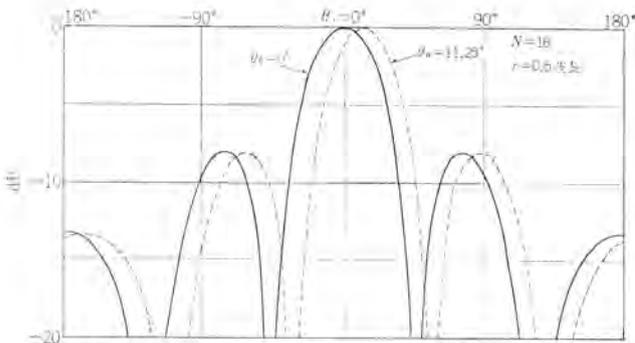


図 3.6 位相制御形電気的デスパンアンテナの放射パターン
Radiation patterns of the electronically despun antenna of phased array type shown in Fig. 3.5.

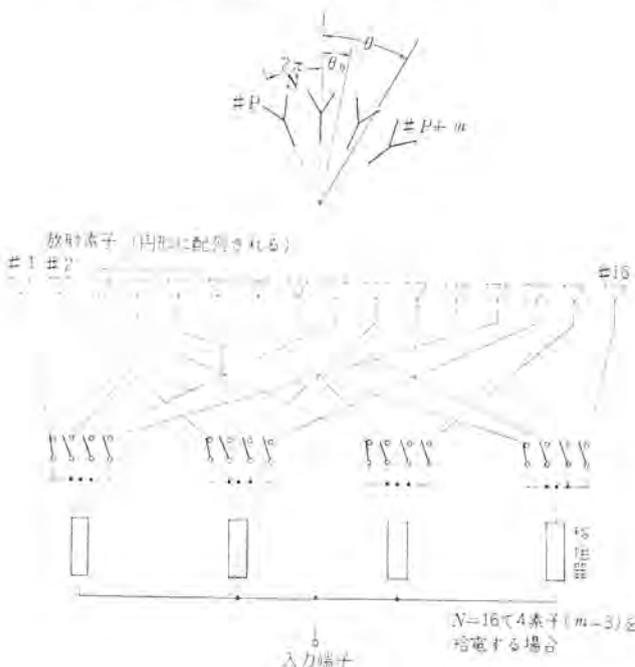


図 3.7 切換、位相制御併用形電気的デスパンアンテナ
Electronically despun antenna of composite type of switched and phased arrays.

御することによりビームの方向を変化させるもので θ_0 方向に位相をそろえたときの軌道面内放射パターンは次式で示される。

$$E(\theta) = k \sum_{i=1}^N \exp \left[j\beta r \cos \left\{ \theta - \frac{2\pi(i-1)}{N} \right\} + j\phi_i \right] \dots \dots \dots (3.1)$$

ここで N は素子数、 r はアレーの半径、 β は位相定数であり ϕ_i は $\#i (i=1, 2, \dots, N)$ の素子の電流に与える位相であって $\phi_i = -\beta r \cos \left\{ \theta_0 - \frac{2\pi(i-1)}{N} \right\}$ である。この方式では ϕ_i を連続的に変えればビームを連続的に回転させることが可能で、人工衛星のスピンの利得の変化を小さくする利点がある。いま素子間の相互結合を無視できるものと仮定してアレーの半径を 0.5 波長、素子数を 16 とした場合の放射パターンを式 (3.1) により計算すると図 3.6 のようになる。

素子間の相互結合が無視し得ない場合は $\#i$ の素子に着目して、その給電点インピーダンスを求めると、

$$Z_i = \sum_{j=1}^N \frac{I_j}{I_i} Z_{ij} \dots \dots \dots (3.2)$$

となる。ここで Z_{ij} は、 $i=j$ のときは $\#i$ の自己インピーダンス $i=j$ のときは $\#i$ と $\#j$ の間の相互インピーダンス、 I_i および I_j はそれぞれ $\#i$ および $\#j$ の給電点電流である。したがって給電電流の位相を変えると給電点インピーダンスが変化し、そのため固定整合回路を用いているかぎりは完全に整合状態に保つことはできない。

さらに放射素子間に上述のような相互結合があると素子上の電流の振幅および位相に誤差を生じる。

したがってこの方式のアンテナにおいては、放射素子間の相互インピーダンスを小さくすることが重要である。

3.2.3 切換、位相制御併用形電気的デスパンアンテナ

この方式は単方向指向性の放射素子を用いてビームを連続的に変化させうるもので、原理的には図 3.7 のようになる。 $\#p (p=1, 2, \dots, N)$ から $\#p+m (m=1, 2, \dots)$ までの素子を給電し θ_0 の方向にビームを向ける場合の軌道面内放射パターンは次式で示される。

$$E(\theta) = \sum_{i=p}^{p+m} E_0 \left(\theta - \frac{2\pi(i-1)}{N} \right) \exp \left[j\beta r \cos \left\{ \theta - \frac{2\pi(i-1)}{N} \right\} + j\phi_i \right] \dots \dots (3.3)$$

ここで $E_0(\theta)$ は素子アンテナの放射パターン、 β, r はそれぞれ位相定数およびアレーの半径、 ϕ_i は $\#i$ の素子の電流に与える位相であって $\phi_i = -\beta r \cdot \cos \left\{ \theta_0 - \frac{2\pi(i-1)}{N} \right\}$ である。

放射素子としてはホーンあるいは反射器付ユニポールアンテナなどが用いられる。一例として図 3.8 に示すように反射器として円筒を用い、その前に 1 個のユニポールを置いたときの放射パターンを測定すると図 3.9 のようになり、これに基づいてユニポールを 16 個配列し、そのうち 4 個を $\theta=0^\circ$ および $\theta=11.25^\circ$ 方向に位相を合わせるように励振した場合の放射パターンの計算結果を示すと図 3.10 のようになる。この計算結果によれば、給電誤差を考慮しない場合はスピンによる利得変動を 0.1 dB 以下にすることができる。

この種の単方向指向性の放射素子を円形に配列する方式では、 $\theta=\theta_0$ の方向での利得を最大にするには素子の励振位相ばかりでなく振幅も変えなければならない。利得を最大にする振幅は式 (3.4) で表わされ、等振幅で励振した場合と比較した利得の上界比は式 (3.5) で表わされる。

$$I_i = \frac{E_0 \left(\theta_0 - \frac{2\pi(i-1)}{N} \right)}{\sum_{i=p}^{p+m} \left[E_0 \left(\theta_0 - \frac{2\pi(i-1)}{N} \right) \right]^2} \dots \dots \dots (3.4)$$

$$G = \frac{\sum_{i=p}^{p+m} I_i \cdot E_0 \left(\theta_0 - \frac{2\pi(i-1)}{N} \right)}{1/m+1 \cdot \sum E_0 \left(\theta_0 - \frac{2\pi(i-1)}{N} \right)} \dots \dots \dots (3.5)$$

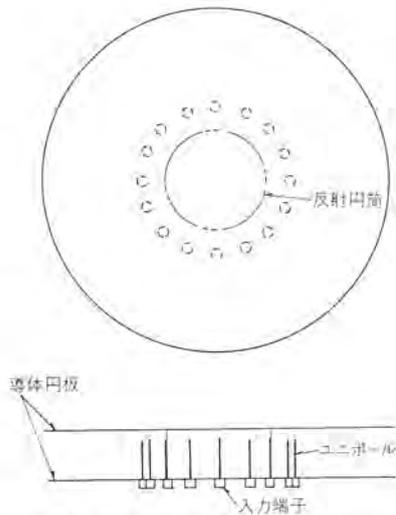


図 3.8 反射円筒付ユニポールアレイ
Unipole array with a cylindrical reflector.

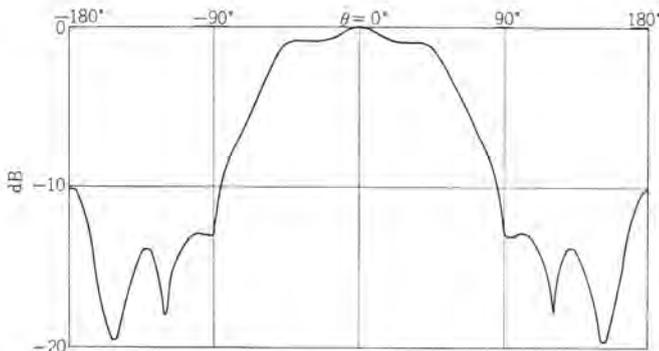


図 3.9 図 3.8 の 1 素子の放射パターン
Radiation pattern of the single unipole used in the array shown in Fig. 3.8.

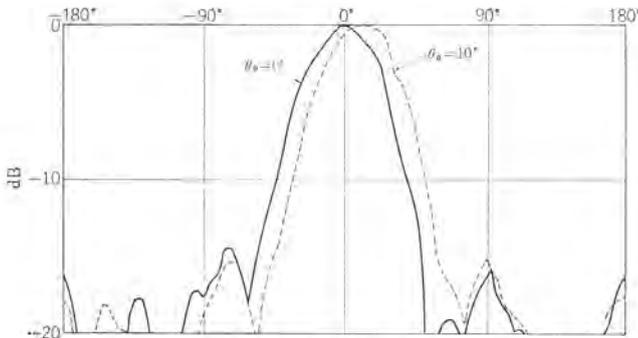


図 3.10 合成パターン
Radiation patterns of the array consisting of four unipoles calculated by using the radiation pattern shown in Fig. 3.9.

素子パターンが $\cos \theta$ で表わされるものと仮定したときに、16素子で構成したアレイで4素子を給電した場合の利得の上昇値を計算すると 0.15 dB となり、そのときの放射パターンを等振幅で励振した場合とともに示すと図 3.11 のようになりサイドレベルの若干の低下も見られる。

この方式においても素子間の結合があれば素子の電流の振幅、位相に誤差を生じるので素子の設計に注意を要する。

3.2.4 機械的デスパンアンテナ

機械的デスパンアンテナはビームの方向を回転させるのにアンテナをスピンのまわりに機械的に回転させるもので、アンテナ全体を回転さ

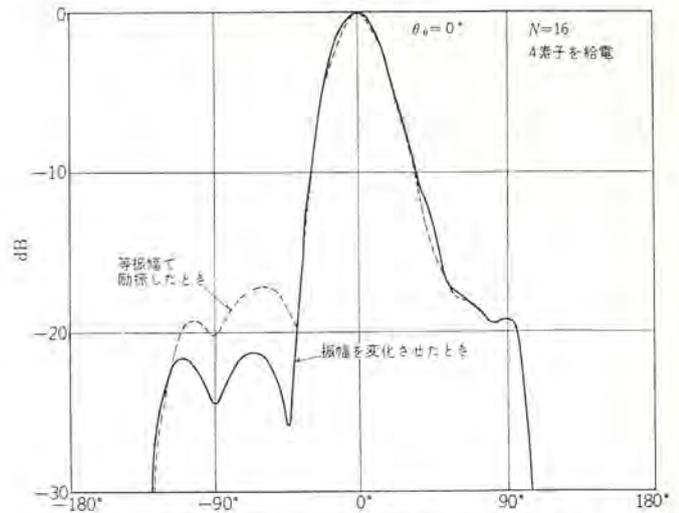


図 3.11 切換、位相制御併用形で振幅を変化させたときの放射パターン

Radiation patterns of the electronically despun antenna of composite type of switched and phased arrays fed with unequal amplitudes.

せるものと、アンテナの一部を回転させるものがある。

アンテナ全体を回転させるものでは現在用いられている単方向指向性をもつすべてのアンテナを用いる。たとえば VHF・UHF 帯では八木アンテナ、ヘリカルアンテナ、SHF 帯ではホーンアンテナ、パラボラアンテナなどを用いる。しかしアンテナ全体を回転する方式では給電線の途中にロータリジョイントが必要となる。

放射器の一部を回転させる方式は VHF・UHF 帯では八木アンテナ、コーナリフレクタアンテナなどの使用が考えられ、これは給電素子をスピン軸に一致させて置き、導波器、反射器あるいは反射板を回転させる。また SHF 帯ではホーンリフレクタアンテナのリフレクタのみを回転させる方式などが考えられる。これらはいずれもロータリジョイントを用いることなく使用できる。

機械的デスパンアンテナは軸に関して非対称なアンテナを回転させるため衛星のダイナミックバランスをくずさないように設計する必要があるが、波長に比べて大きな反射器を用いる場合は特殊な形状のビームを作りうることで、多数のビームを同時に放射するマルチビーム方式にしようことなどの利点がある。

4. む す び

人工衛星のアンテナは、きびしい機械的条件および環境の制約のもとに、通信系から課せられる電氣的必要条件、とくに人工衛星の地球に対する姿勢によって生じる特殊な放射特性の必要条件をみたさなければならない。そのための種々の可能なアンテナ方式について述べたが、それぞれについて既述のように多くの問題点がある。今後の研究課題として、全立体角無指向性アンテナにおける放射の均一化、デスパンアンテナにおけるスピンによる利得変動の減少、三次元方向可変指向性、特定の地域をちょうどおおうような特殊ビーム成形、多地域をおおうためのマルチビーム化などがあげられる。

(昭和 43-12-16 受付)

参 考 文 献

- (1) W. G. Scott, K. M. Soo Hoo : A Theorem on the Polarization of Null-Free Antennas, IEEE Trans., AP-14, 5, 587 (1966)

フェーズドアレイ用マイクロ波フェライト回路

中原 昭次郎*・紅林 秀都司**

Microwave Ferrite Devices for a Phased Array

Kamakura Works Shojiro NAKAHARA・Hidetoshi KUREBAYASHI

Latching devices have been rapidly developed and brought into practical use for microwave components of the phased array of a satellite or a radar, because of their good RF performance, low driving power and fast switching.

This paper presents performance data and structure of several types of latching devices, and further describes the study of fluctuation in phase shift during switching and problems of switching cycles in a X-band phase shifter, the theoretical evaluation of the phase shift and loss in a strip line reciprocal phase shifter, and the improvement of performance of a strip line nonreciprocal phase shifter by means of metal plates.

1. ま え が き

人工衛星積載用電氣的 デスパンアンテナ やフェーズドアレイレーダのように、電氣的にアンテナを切換えたり、ビームを走査するためには、移相器やスイッチは必要不可欠な回路素子である。これらの素子は、そのマイクロ波特性が優秀なことはもちろんであるが、衛星用等として用いる場合は、素子の駆動電力が小さいこと、小形で信頼性の高いことが要求される。これらの要求を満たす素子としてラッチング回路が最近急速に研究、開発されつつある。ラッチング回路とは、フェライトのヒステリシス特性を利用し、磁化用導線にパルス状の電流を流すことによって、磁化の方向や大きさを換え、それによってマイクロ波の特性が変化することを利用したものである。この回路は、残留磁気を利用してある状態に保つのに何の電力も必要としない。それゆえ、駆動電力はきわめて小さくなる。

現在開発されているラッチング回路には、移相器とサキュレタスイッチがあり、それぞれ種々の形式のものが考えられているがここでは、電氣的 デスパンアンテナ用として開発した導波管形非可逆移相器、ストリップ線路形非可逆および可逆移相器、ストリップ線路形ラッチングサキュレタスイッチについて以下の各章にその性能の報告を行ない、さらに、これらの回路を実用する場合、問題になる切換え時の移相量の変動や切換え周期の影響について X-バンド導波管形移相器で検討した結果を2章に、ストリップ線路非可逆移相器の金属板による特性改善について3章に述べる。4章ではストリップ線路可逆移相器の移相量と損失の理論的取扱を行なう。

2. 導波管形ラッチング非可逆形位相器

2.1 構造および動作原理

この移相器は、図2.1に示すように、導波管の中心に、穴のあるフェリ磁性体を装荷し、その穴に磁化用の導線（以後ラッチング導線と呼ぶ）を通した構造を単位とし、数個を誘電体のスペーサを挟んで連続に接続した構造を有している。そして、このラッチング導線にパルス状の電流を瞬間的に流し、フェリ磁性体を図2.2(a), (b)に示すように磁化する。この図2.2(a)と(b)の状態ではマイクロ波に対してフェリ磁性体が呈する実効透磁率が異なるため、(a)と(b)の状態では透過位相が異なることになり、この二つの状態を利用することによって、透過位相の差に等しい移相量を持つ1ステップ

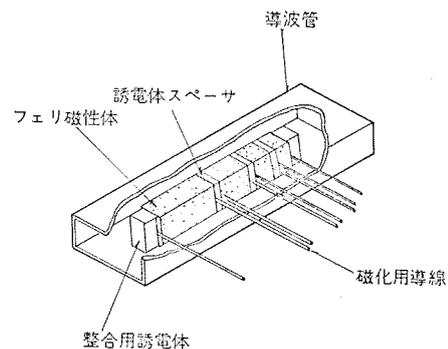


図 2.1 4ビット導波管形ラッチング移相器の構造
Structure of four-bit waveguide phase shifter.

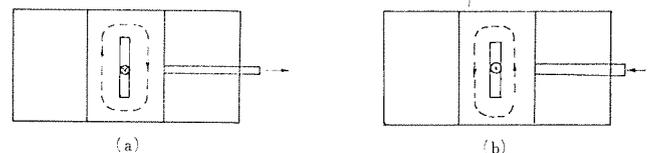


図 2.2 フェリ磁性体の磁化状態
Magnetization states in ferrimagnetic material.

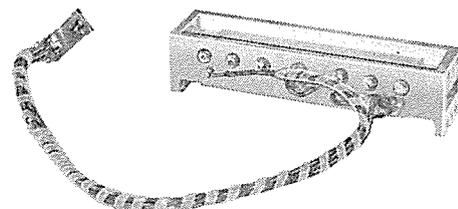


図 2.3 X-バンド導波管形ラッチング移相器
X-band waveguide latching phase shifter.

の移相器となる。この移相量は、磁性体の材料定数や寸法に依存するが、同一寸法、同一断面形状であれば、当然移相量は長さ按比例する。そこで長さを順次半分づつに減らした磁性体を組合せて使用し、たとえば図2.1において最長のものを180度の移相量が得られる長さを選んでおけば、以下90度、45度、22.5度の移相量を与えることになるから、少ない移相量を与えるほうから、順に2進法的に駆動してゆくことにより、最小移相量の変化22.5度の4ビット360度デジタル移相器が構成される。図2.3は試作したX-バンドラッチング移相器の写真である。

この形の移相器の動作は、概念的に次のように説明することがで

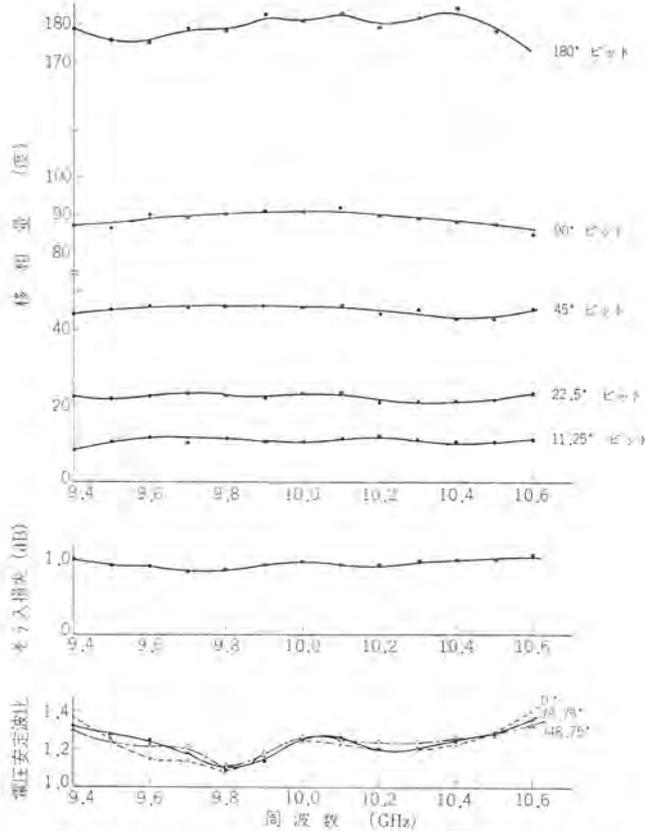


図 2.4 X-バンド導波管形ラッチング移相器の特性
Performance characteristics of X-band waveguide latching phase shifter.

きる。図 2.1 のようにフェリ磁性体を装荷した導波管に TE_{10} 姿態の波が入射したと考えると、 TE_{10} 姿態に含まれる円偏波成分は、導波管の中心線の左右で、その回転方向が逆になる。そのため図 2.2 (a), (b) に示されたような磁化の方向に対し、たとえば同図において紙面の手前から紙面の背後に向かって進む電波について考えてみると、(a) では磁化の導波管の上下面に垂直な成分は、その方向に向かってマイクロ波は右回り（正の円偏波という）、(b) の場合は左回り（負の円偏波という）になっている。周知のようにこれら正、負の円偏波成分に対し、マイクロ波に対する透磁率が異なるため、(a), (b) 二つの状態で、マイクロ波の伝ば（播）定数が違い、その差が単位長当たりの移相量となる。なお、電波の進行方向を反対にすると、円偏波の回転方向は逆になるため、図 2.2 (a), (b) に示す磁化の方向に対して、正負の円偏波は反対になり、したがって、磁化の方向を反転させたときの位相の進み遅れも前記の場合の逆になる。すなわちこの移相器は非可逆移相器であることがわかる。

2.2 特性

前節で動作の簡単な説明をしたが、さらにマイクロ波特性について詳細な検討をするためには、伝ば定数に関する特性方程式を求める必要がある。これについては、文献(1)、(2)、(3)などによって、すでに詳細に報告されているので、ここでは、試作移相器のマイクロ波特性および従来あまり報告されていない切換え時の移相量の変動や切換え周期の影響などについて述べる。

2.2.1 マイクロ波特性

移相器を構成する場合、まず移相量とそう入損失が問題となる。これらは、当然磁性体の材料定数や寸法に関係しており、動作周波数を定めると、材料の定数と寸法の最適値が存在することは、前記の文献やわれわれの実験によってわかっている。そこで磁性体の寸

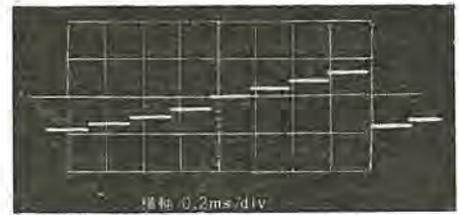


図 2.5 3ビット移相器の移相量
Observed phase shift for three-bit phase shifter.

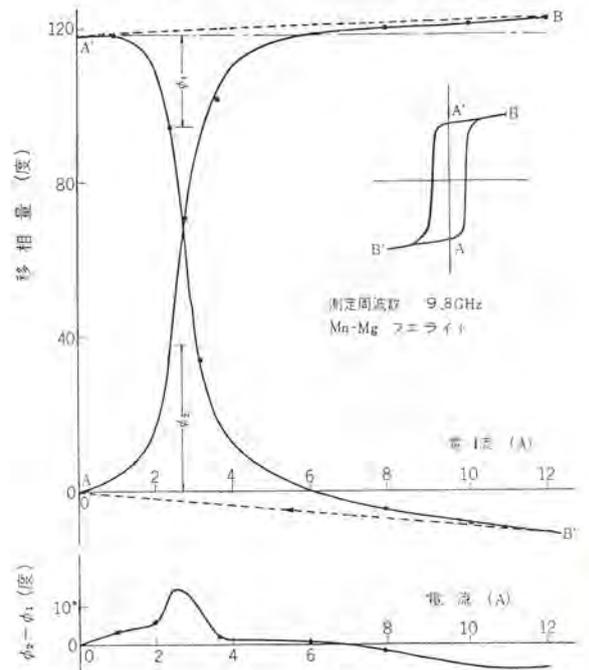


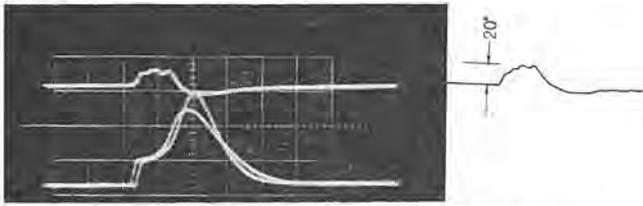
図 2.6 励磁電流に対する移相量
Phase shift vs. magnetizing current.

法を損失対移相量および移相量の周波数特性などの観点から実験的に決定し、実際に X-バンドで 5 ビット 360 度の移相器を構成したときの特性を測定した。その結果を図 2.4 に示す。測定周波数 9.5~10.5 GHz の範囲で各ビットの設定値からのばらつきは $\pm 3\%$ 以内、そう入損失 1 dB 以下、VSWR 1.4 以下になっている。VSWR は、誘電体を用いた 1 段の 1/4 波長変成器によって整合をとったが、2 段の変成器を用いれば、さらに広帯域の整合が可能になると考えられる。

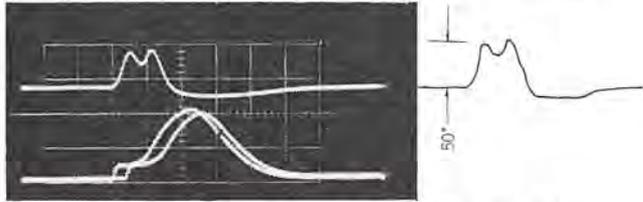
2.2.2 切換え時の移相量の変動

前述のような移相器を、2 進法的に駆動すれば最小ビットの移相量を最小変化量とするデジタル移相器となる。3 ビットの移相器について実際に駆動し、その位相の変化を基準の波とマジック T にて合成することによって、振幅の変化に変換したものをオシロスコープで観察した。その結果を図 2.5 に示す。写真は、マイクロ波の位相がデジタル的に変化する様を示しているが、ここで問題は、移相量に変化するとき、きわめて短い時間ではあるが、設定された位相の最小変化量以上に位相が変動したり、また逆方向に変化したりすることである。特にその変動値は、二つのビットが互いに逆方向の移相を与えるように駆動される場合が大きい。その原因として次の二つが考えられる。

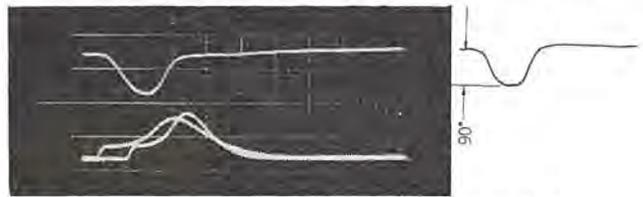
- (1) マイクロ波特性に起因するもの
- (2) 二つのビットに流れる駆動電流の時間的ずれや波形の違いによるもの



(a) 上図 マイクロ波 横軸 $0.5 \mu\text{s/div}$. 縦軸 0.05 V/div .
下図 駆動電流 横軸 $0.5 \mu\text{s/div}$. 縦軸 5 A/div .

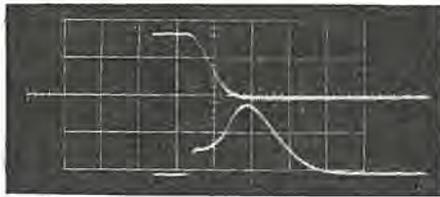


(b) 上図 マイクロ波 横軸 $0.5 \mu\text{s/div}$. 縦軸 0.05 V/div .
下図 駆動電流 横軸 $0.5 \mu\text{s/div}$. 縦軸 10 A/div .



(c) 上図 マイクロ波 横軸 $0.5 \mu\text{s/div}$. 縦軸 0.1 V/div .
下図 駆動電流 横軸 $0.5 \mu\text{s/div}$. 縦軸 10 A/div .

図 2.7 切換え時の移相量の変動
Fluctuation in phase shift during switching.



上図 マイクロ波位相変化 横軸 $0.5 \mu\text{s/div}$. 縦軸 0.05 V/div .
下図 駆動電流波形 横軸 $0.5 \mu\text{s/div}$. 縦軸 5 A/div .

図 2.8 移相量の切換え特性
Switching characteristics of phase shift.

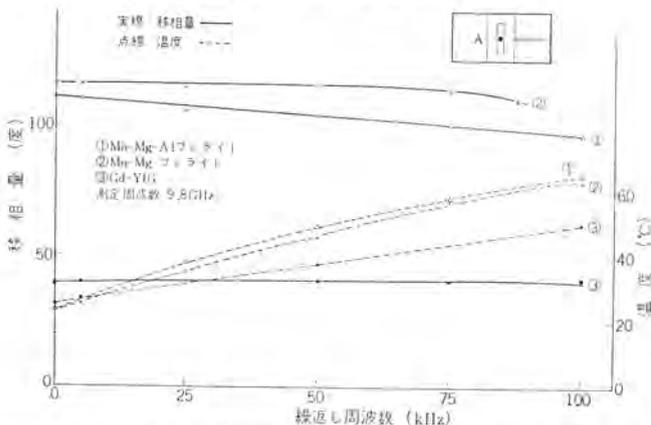


図 2.9 切換え周期に対するフェライトの温度と移相量の変化
Variation in phase shift and temperature of ferrites vs. switching cycles.

まず、マイクロ波特性に起因するものがあるか、どうかを検討するため、切換え時における移相量の変化の様子を調べた。その結果を図 2.6 に示す。測定結果は、切換え時での移相量の変化の仕方が、図 2.2 の (a) の状態から (b) の状態に変化させるとき、その逆に (b) から (a) に変えるときと異なることを示している。その

差は、移相量の立上がり・立下がり時が最も大きく、約 120 度の移相量を与えるもので、最大 14 度もの差が生ずる。この差は、同じ磁化の変化量に対して、実効透磁率の変化が異なるために生ずると思われ、切換え時の不要な移相量の変動の原因となる。

次に、駆動電流の時間的ずれや電流値の違いによって生ずる移相量の変動の様子を調べるために、移相量 120 度を与えるビット 2 個を直列に接続し、同時に互いに逆方向の移相量を与えるように駆動した。そのとき、切換え時の移相量の変動をオシロスコープにて観測した結果を図 2.7 (a), (b), (c) に示す。各図の上が切換え時点でのマイクロ波移相量の変動、下が、そのとき二つのビットに流れる電流を重ねて写したものである。図 2.7 (a) は二つの電流の立上がり、ほとんど同じ立上がりの場合で、移相量の変動は約 20 度、(b) は電流の立上がりが $0.2 \mu\text{s}$ 程度ずれた場合で、変動は約 50 度、(c) は電流の立上がりが $1.4 \mu\text{s}$ 程度ずれると 90 度もの変動を生じ、駆動電流のタイミングに一考を要することを示している。なお、図 2.8 は一つのビットの移相量の変化を観測したもので、移相量の切換え速度は $0.6 \mu\text{s}$ 程度である。

2.2.3 切換え周期の影響

前述のように、この回路はフェリ磁性体のヒステリシス特性を利用したものであるゆえ、ヒステリシス曲線を 1 循環したとき、ヒステリシス曲線にて囲まれる面積に等しいエネルギーの損失があり、それが熱となるため、切換えの周期が速くなるに従って、磁性体の温度が上昇し、そのため移相量に変化する。その様子を測定したものが図 2.9 に示されている。温度は、同図のそう入図に示した磁性体の側面の中心 A における温度を測定したものである。なお、切換えの繰返し周波数はヒステリシス曲線の 1 循環をもって 1 Hz とした。移相量の変化の様子は、材料によってかなり差があり、繰返し周波数 87 kHz で、Mn-Mg-Al フェライトは約 10%、Mn-Mg フェライトは約 5% の移相量変化であり、温度補償された Gd-YIG は 100 kHz までほとんど変化がない。この特性に関するかぎり Gd-YIG が最もよい特性を示しているが、この材料は同一移相量を得るのに長さを長くしなければならぬ不利がある。Mn-Mg 材や Mn-Mg-Al 材でも導波管に放熱板を付けたり、磁性体の側面にベリリア磁器のような熱伝導の良い誘電体を装荷することによって、もっと高い繰返し周波数まで使用可能となると思われる。

3. ストリップ線路形ラッチング非可逆移相器

3.1 構造

この移相器は、図 3.1 に示すようにストリップ線路の内部導体の側面にフェリ磁性体を配置し、磁性体と外部導体の間に、内部導体から適当な間隔だけ離して金属板を装荷した構造を有する。磁性体

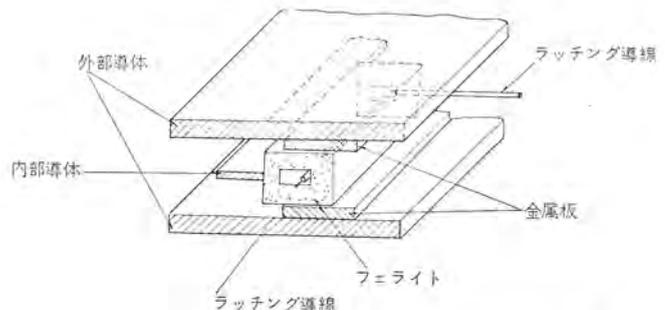


図 3.1 ストリップ線路形非可逆移相器の断面図
Cross sectional view of strip line nonreciprocal phase shifter.

の穴に通した導線に、パルス状電流を流して磁性体の残留磁化を反転させ、それぞれの状態の実効透磁率に差のあることを利用する点は、前章の導波管形移相器の場合と同様であり、また実際に何ビットかの移相器を作る場合に、図 3.1 のような構造のものを単位として、それぞれ長さの違うものを連続して構成するもの図 2.1 の場合と同様である。

3.2 動作および特性

この移相器の動作は概略次のように考えられる。図 3.1 のように線路の一部にフェリ磁性体を装荷すると、磁性体の誘電体としての効果で、内部導体に接しているほうの磁性体の表面付近に比較的集中した内部導体に沿う方向の高周波磁界成分が生じ、もともと存在している横方向の磁界成分とで、円偏波磁界成分ができる。その円偏波磁界成分が、磁化の方向に対して正の円偏波であるか、負の円偏波であるかによって、透磁率が異なるため伝ば定数に変化し、その差が移相量となる。

この種の従来の移相器では⁽⁴⁾、図 3.1 に示した金属板は用いられていず、誘電体でフェリ磁性体を支持した構造のものが報告されている。実験によれば、移相能率を良くしたり、良好な周波数特性を得るためには、フェリ磁性体と外部導体の間を、ある程度あける必要があることがわかる。ところが、その間隔を大きくするに従って、

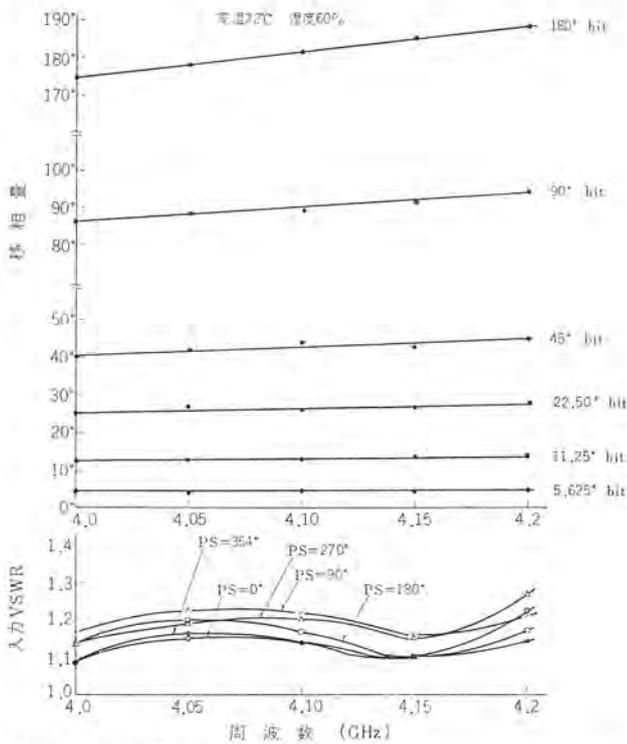


図 3.2 4 GHz ストリップ線路ラッチング移相器の特性
Performance characteristics of 4 GHz strip line latching phase shifter.

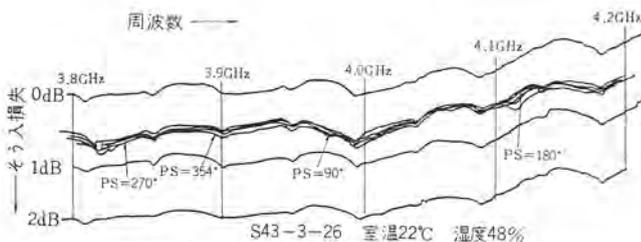


図 3.3 4 GHz ストリップ線路ラッチング移相器のそう入損失
Insertion loss for 4 GHz strip line latching phase shifter.

ラッチング導線へのマイクロ波の結合が大きくなり、そのため従来の構造では損失が大きくなりやすく、調整がむずかしい。そこで図 3.1 に示したような金属板をそう入し、その位置を磁性体の移相に寄与する部分には間げきがあり、他の部分は磁性体と金属板が密着するように、フェライトの端より少し金属板をずらして置くことによって導線へのマイクロ波の結合がほとんどなく、しかも移相能率良好な移相器が得られた。実際には、この金属板の厚さや位置が移相量に当然影響を及ぼすので、最も特性良好となるように寸法を定める必要があるが、また逆に調整時の移相量の微調の手段として用いることができる。

4 GHz 帯で開発した試作品の特性を図 3.2、図 3.3 に示す。周波数 4.0~4.2 GHz で移相量のずれ $\pm 5\%$ 以下、VSWR 1.3 以下、そう入損失 0.8 dB 以下の特性を有する 360 度 6 ビットの移相器が得られており、特にこの形の移相器はそう入損失が小さく、dB 当たりの移相量が、周波数によっては 600 度/dB といった良好な値が得られている。

4. ストリップ線路可逆ラッチング移相器

4.1 構造

この移相器は、図 4.1 (a)、(b) に示されているように、内、外部導体間に挟まれたフェリ磁性体を 2 本のラッチング導線にパルス状の電流を流すことによって、内部導体に沿う方向に磁化した場合と、それに直交する方向に磁化した場合とで実効透磁率が異なることを利用したものである。図 4.1 (a) においては、ラッチング導線 #1 に、矢印の方向に電流を流すことによって、磁性体を同図の実線で示すような磁化状態に、またラッチング導線 #2 に矢印の方向に電流を流すことによって、同図の点線で示すような磁化状態にすることができる。この二つの状態を使用する。同様に (b) 図の場合も、同図中の実線と点線で示すような磁化状態を用いる。

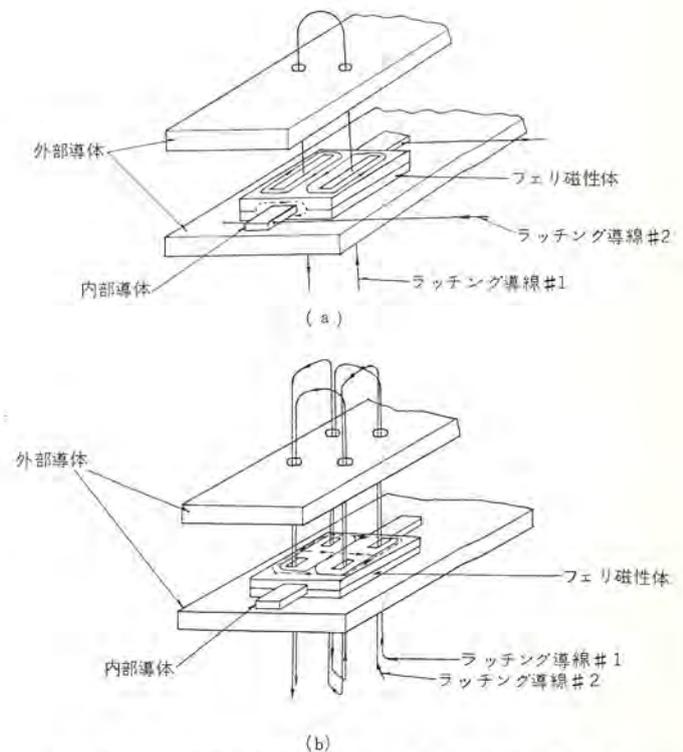


図 4.1 ストリップ線路可逆移相器の基本構造
Basic geometries of strip line reciprocal phase shift elements.

実際の移相器では、図 4. 1 に示したような単位のを、図 2. 1 の導波管形移相器の場合と同様に 従続に 接続して数ビットの移相器を構成することになる。

4. 2 移相能率

この種の移相器は、従来の外部に コイル を巻き、 それに流す電流の大きさを移相量を制御する ストリップ 線路可逆移相器と動作は全く同じであると考えられる。この形の移相器の移相量については、本誌上にすでに発表した⁽⁵⁾のように次式で与えられる。ただし内部磁場は小さいと考え省略している。

$$\Delta\phi = \beta - \beta_0 \approx -\frac{\sqrt{\epsilon\mu_0}(1-\mu)}{2} \cdot \omega = -\frac{1}{2}\sqrt{\epsilon\mu_0} \frac{N_y \omega^2 M}{\omega} \dots\dots (4.1)$$

$$\text{ここに } \beta_0 = \omega\sqrt{\epsilon\mu_0} \dots\dots (4.2)$$

$\Delta\phi$: 単位長当たりの移相量

β : 軸方向に磁化した場合の位相定数

β_0 : 横方向に磁化した場合の位相定数

$$\omega_M = \gamma \cdot M_r$$

$$\omega = 2\pi f \quad (f : \text{周波数})$$

γ : Gyro-magnetic ratio

M_r : 残留磁化

N_y : 内、外部導体に垂直な方向の反磁係数

μ_0 : 真空中の透磁率

ϵ : フェリ 磁性体の誘電率

μ : テンソル 透磁率の対角要素

次に損失について考える。単位長当たりの損失は、減衰定数の大きさを評価できる。そして減衰定数 β_a'' は、 ϵ, μ の損失項 ϵ'', μ'' が小さい場合には、次式で求められる。

$$\beta_a'' = \frac{\partial\beta}{\partial\epsilon} \epsilon'' + \frac{\partial\beta}{\partial\mu} \mu'' \dots\dots (4.3)$$

ただし、テンソル 透磁率の非対角要素については省略している。

軸方向に磁化した場合の減衰定数 β_a'' は、式 (4.1)~(4.3) より

$$\beta_a'' = \frac{\omega}{4} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} (1+\mu) \epsilon'' + \frac{\omega}{2} \sqrt{\epsilon\mu_0} \mu'' \dots\dots (4.4)$$

残留磁化の状態では、 μ, μ'' は次式のように与えられる⁽⁶⁾。

$$\mu \approx 1 - \frac{N_y \omega^2 M}{\omega^2} \dots\dots (4.5)$$

$$\mu'' \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{\gamma \Delta H \omega M}{\omega^2} \dots\dots (4.6)$$

ここに ΔH は フェリ 磁性体の共鳴半値幅である。

式 (4.5), (4.6) を式 (4.4) に代入すれば

$$\beta_a'' = \frac{\omega}{4} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} \left(2 - \frac{N_y \omega^2 M}{\omega^2} \right) \epsilon'' + \frac{1}{4} \sqrt{\epsilon\mu_0} \frac{\gamma \Delta H \omega M}{\omega} \dots\dots (4.7)$$

ここで、単位移相量当たりの損失を考えてみる。

$$F_a = \frac{\beta_a''}{|\Delta\phi|} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega^2}{N_y \omega^2 M} \left(2 - \frac{N_y \omega^2 M}{\omega^2} \right) \tan \delta_\epsilon + \frac{1}{2} \cdot \frac{\gamma \Delta H}{N_y \omega M} \dots\dots (4.8)$$

同様に横方向に磁化したときの減衰定数 β_l'' 、単位移相量当たりの損失 F_l は

$$\beta_l'' = \frac{1}{2} \cdot \omega \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} \epsilon'' \dots\dots (4.9)$$

$$F_l = \frac{\beta_l''}{|\Delta\phi|} = \frac{\omega^2}{N_y \omega^2 M} \tan \delta_\epsilon \dots\dots (4.10)$$

$$\text{ここに } \tan \delta_\epsilon = \frac{\epsilon''}{\epsilon}$$

式 (4.8), (4.10) で得られる値 F_a, F_l が小さいほどよいわけであ

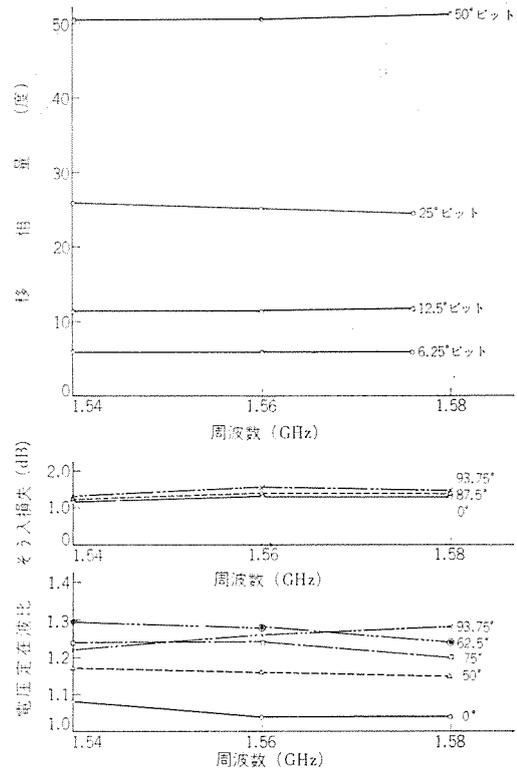


図 4. 2 1.5 GHz ラッチング移相器の特性
Performance characteristics of 1.5 GHz latching phase shifter.

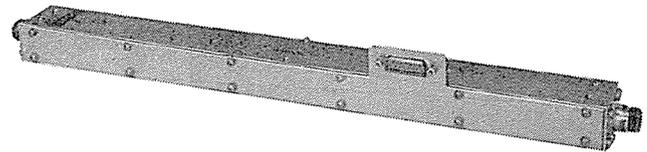


図 4. 3 1.5 GHz ストリップ線路形ラッチング移相器
1.5 GHz strip line latching phase shifter.

る。式 (4.8) の第 1 項は誘電損失、第 2 項が磁氣的損失に起因するものである。式 (4.10) は誘電体損のみであるが、実際は磁性体が横方向に 100% 飽和しているわけではないので磁氣的損失も生ずると思われる。この両式を比較してみると、 $\omega_M \leq \omega$ では

$$F_a > F_l$$

であるから、今後 F_a についてのみ考える。式 (4.8) の第 1 項は、周波数の増加とともに大きくなる。 $\tan \delta_\epsilon$ は、マイクロ波領域で周波数が増加すると減少することが実験的に知られているが、 ω^2 を相殺するほどの減少は示さない。けっきょく、この形の移相器は周波数があまり高くなると不利となることを示している。第 2 項は周波数に無関係の式となっている。 F_a を小さくするには $\tan \delta_\epsilon, \Delta H$ が小さく、 ω_M が大きい材料を使用することであるが、ここに注意しなくてはならないのは、 $\omega_M \sim \omega$ となると、いままで述べてきた式が成立しなくなることである。すなわち $\omega_M \sim \omega$ では、いわゆる低磁界損失が生じ、 μ'' は大きな値となり、式 (4.3) の近似も悪くなるし、また式 (4.5), (4.6) も同様である。けっきょく、低磁界損失が無視できる範囲で、 ω_M すなわち磁化の大きな材料を使用することが得策である。

4. 3 特性

1.5 GHz で試作した移相器の特性を図 4.2 に示す。そう入損失が多く材料的にまだ検討する必要があると思われる。図 4.3 はこの移相器の写真である。

5. ストリップ線路形ラッチングサーキュレータスイッチ

5.1 構造

ラッチングサーキュレータスイッチとしては、線路形式によって導波管形とストリップ線路形に分類され、またその駆動方式によって、外部磁気回路によるものと、内部磁気回路によるものが考えられる。小形という面からは、ストリップ線路形式が有利であることは言うまでもないが、駆動方式については、マイクロ波特性および構成の容易さの面では外部磁気回路によるものがすぐれており、切換え速度および駆動電力の観点からは内部磁気回路方式が有利である。

ここでは、小形広帯域という点に主眼を置き、ストリップ線路外部磁気回路方式を採用し開発したサーキュレータスイッチについて述べる。構造は図5.1に示すようにサーキュレータの内部の磁性体(YIG使用)が接する部分の外部導体をくり抜き、そこに外部磁気回路用フェライト円盤を詰め、このフェライトと内部のYIGとの間に金属薄板をそう入して、高周波電磁界が外部に漏れることを防いだ構造となっている。この回路を小形化するためには、内部構造と外部磁気回路の両面から検討しなければならない。まず内部構造の小形化に対しては、すでに報告した⁽⁷⁾のように、内部導体のYIGにおおわれる部分に図5.1のように切込み入れる方式を使用した。次に外部磁気回路を小さくするために、通常の誘電体による1/4波長変成器を用いた広帯域ラッチングサーキュレータスイッチを構成し、その状態で、残留磁束密度 B_r を測定し約600 Gaussという値を得た。これをもとにして、角形性が良好で B_r が大きく保磁力 H_c の小さな材料を選択し、ほぼ600 Gaussの磁束密度がYIG部分に残りうるように、外部磁気回路の“コ”の字形部分の寸法を決めた。また内部導体の円形部分以外でYIGにおおわれている部分は、単にある特性インピーダンスを持った可逆の伝送線路と考えられるので、この部分は特に磁化する必要はなく、YIGに面する外部磁気回路用フェライト円盤の面積は、内部導体の円形部分をおおう程度で十分であると考え、図5.1に示すようにYIGの面積より小さく選んである。その他、切換え速度を上げるために、外部導体を一部切込みを入れたり、金属薄板の外部導体に接触する面に誘電体を塗布している。

このスイッチの動作は、サーキュレータと全く同じであり、ただ磁化の方向が逆転すると、サーキュレータの循環方向が反対になることを利用した非可逆スイッチである。図5.2は開発した4 GHz小形サーキュレータスイッチの写真である。外形寸法は、約20 mm×20 mm×30 mm(コネクタを除く)である。

5.2 特性

5.2.1 周波数特性および温度特性

4 GHzにて試作した小形サーキュレータスイッチの周波数特性を図5.3に示す。4 GHz帯で約20%の帯域にわたり、VSWR 1.2以下、そう入損失0.35 dB以下、減結合量20 dB以上が得られた。次に図5.4に減結合量の温度特性の測定結果を示す。測定結果は、-20°Cから60°Cの温度範囲で、それほど特性に変化のないことを示している。図5.1に示されているように磁気回路はYIGとLi-フェライトとで閉磁路を作っているが、このような複合回路では、たとえ一部にここに使用したYIGのようにあまり温度特性の良くない材料が使用されていても、全体の磁気特性は、温度特性良好な材料によって補償されるようにすることができる。

5.2.2 切換え特性

このサーキュレータスイッチにパルス状電流を流し、切換え時の動特性を

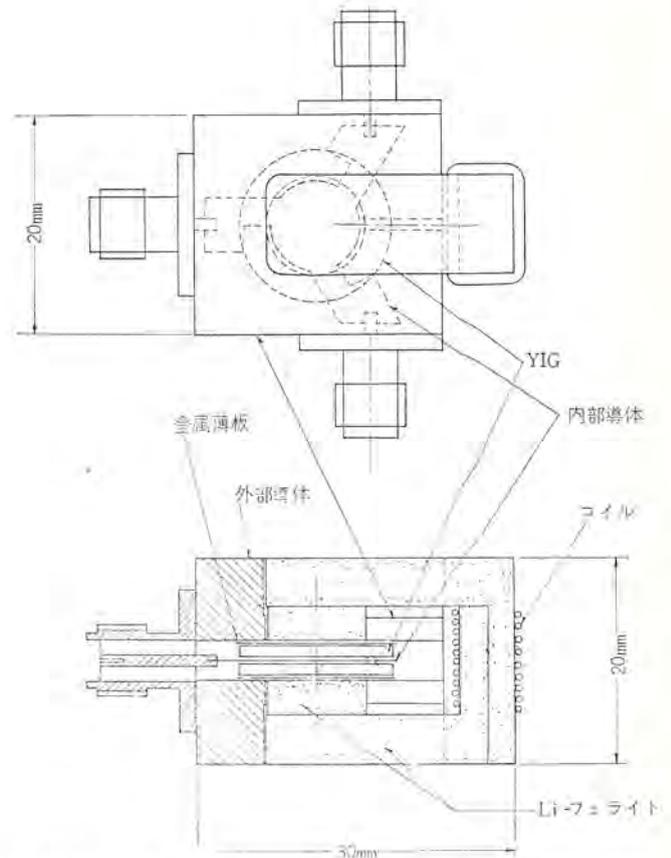


図 5.1 4 GHz 小形ストリップ線路ラッチングサーキュレータスイッチの構造
Structure of 4 GHz compact strip line latching circulator switch.



図 5.2 4 GHz 小形ストリップ線路ラッチングサーキュレータスイッチ
4 GHz compact strip line latching circulator switch.

オシロスコープにて観測した。その結果を図5.5に示す。図の下は電流波形、上が一つの端子へのマイクロ波出力である。約50 μsの切換え速度が得られている。この切換え速度は、金属薄板に流れる渦電流によって制限されているので、これ以上切換え速度を上げるためには、金属薄板の厚さをさらに薄くしなければならないが、あまり薄くするとマイクロ波の損失が増加するので外部磁気回路方式では10 μs程度が限界と考えられ、それ以上の速度を要求される場合は、内部磁気回路方式にしなければならない。

次に、この種のスイッチをフェーズドアレイなどに使用する場合、切換え時の透過位相の変化が問題になる場合がある。そこで、切換え時の電流に対する位相の変化と電力透過量の変化を調べるため、ある端子に切換えられた状態から、別の端子に切換えるべく電流を増していったときの結合量の変化と、透過位相の変化を測定したものが図5.6に示されている。測定結果によれば、結合量が-15 dB

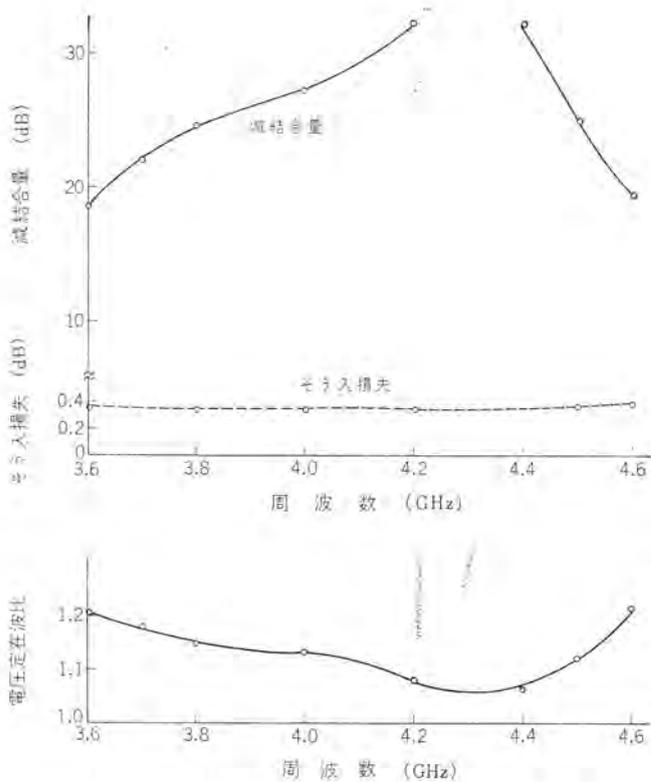


図 5.3 4 GHz 小形 ラッチングサーキュレータスイッチの特性
Performance characteristics of 4 GHz compact latching circulator switch.

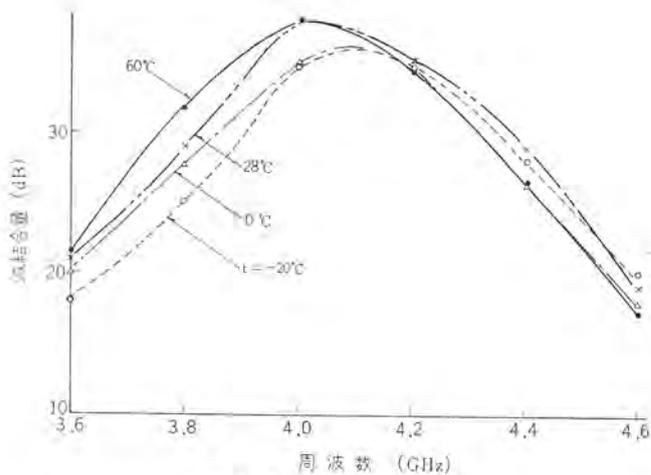
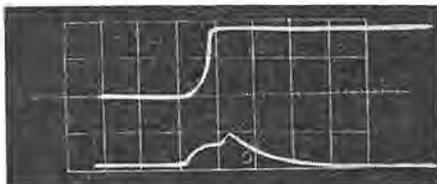


図 5.4 温度特性
Temperature characteristics.



上図 マイクロ波出力 横軸 $100 \mu\text{s/div}$. 縦軸 0.05 V/div .
下図 駆動電流波形 横軸 $100 \mu\text{s/div}$. 縦軸 5 A/div .
図 5.5 切換え特性
Switching characteristics.

程度に下がるまで、位相の変化は数度以下である。

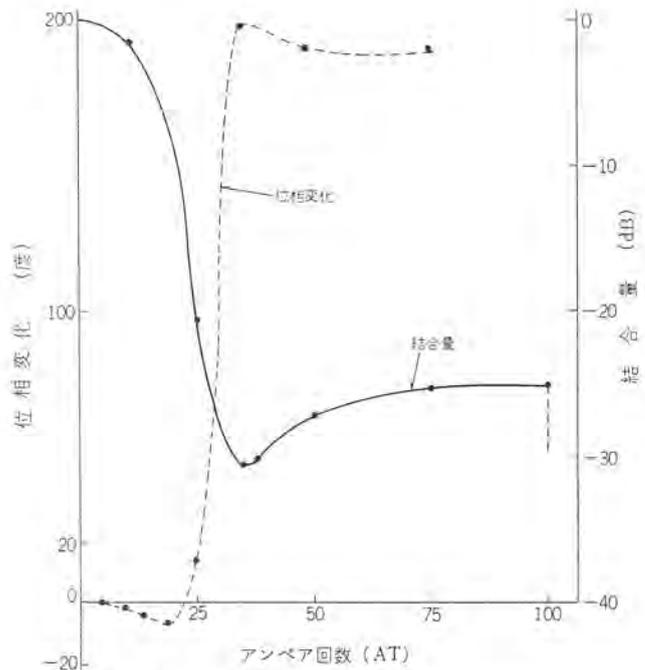


図 5.6 アンペア回数に対する結合量と位相の変化
Phase change and coupling variation vs. ampere turn.

6. む す び

ラッチング回路のうち、実用性大と思われるものについての試作結果、および実用上問題になりそうな特性について検討を行なった。

特に第2章の切換え時の移相量の変動や、切換え周期の問題は、第3章以降の移相器すべてに適用される問題であり、前者の問題は、この種の移相器の使用範囲を限定する要素となっていると思う。後者については、放熱しやすい構造を考案することによって、かなりの改善が期待される。今後の問題として、これらの回路の小形化は単にスペースファクタの問題だけでなく、発熱の問題および駆動電力の小容量化の面からも重要な問題である。第4章に述べた可逆移相器は、前2章に述べた移相器に比べ、移相能率の点では劣るが、最も小形になりやすい移相器である。

最後に、これらの移相器の開発に当たり、材料の面でご協力下さった当社相模製作所金属材料研究部の各位に深謝の意を表します。

参 考 文 献

- (1) E. Schlömann : IEEE Trans. MTT, MTT-14 No. 115 (1966)
- (2) W. J. Ince & E. Stern : IEEE Trans. MTT, MTT-15, No. 2, 87 (1967)
- (3) G. P. Rodrigue ほか : IEEE Trans. MTT, MTT-15 No. 12, 709 (1967)
- (4) L. R. Whicker & R. R. Jones : IEEE Trans. MTT, MT T-13, No. 11, 781 (1965)
- (5) 中原, 紅林, 溝淵 : 三菱電機技報, 41, No. 12, 1,505 (昭42)
- (6) B. Lax & K. J. Button : Microwave Ferrites and Ferri-magnetics, McGraw-Hill Book Co. (1962)
- (7) 中原, 川端, 折目 : 電子通信学会全大, 460 (昭42)

ロケット用埋込み形アンテナ

武市 吉博*・河村 孝**・小野 誠**

Flush-Mounted Antennas for Rockets

Kamakura Works Yoshihiro TAKEICHI・Takashi KAWAMURA・Makoto ONO

Description is made on the result of study of small-sized and lightweight antennas completely flush-mounted on the body of a rocket to be freed from drag so as to used for the telemetry of rocket. Regarding the radiation characteristics of antenna, theoretical consideration was made on a simplified model, resulting in conclusion that all the components of electric field do not become zero against all directions if the diameter of rocket is below one wavelength. Electrical performance made available has an input VSWR of below 2 against a 50 ohm coaxial feeder in a frequency range of 295.5 ± 1 MHz and the radiation pattern has no direction where all components become simultaneously zero, the weight being 470 g.

1. ま え が き

ロケットのテレメータ用アンテナは、放射パターンが全立体角にわたってできるだけ無指向性であることが要求され、現在ロケット胴体表面のロケットの軸に関して対称な2点にL形放射素子を取付け、これらをたがいに逆相で給電するものがよく用いられている。しかし空気抵抗を考慮するとロケットの表面にはこのような突起物が無いほうがよいことは明らかである。今回上述のアンテナをロケットの胴体に埋め込む形式のものを研究して良好な結果を得、実用に供することができた。

ここではまずこの種のアンテナ方式によって得られる放射パターンについて単純化したモデルにより考察し、つぎにインピーダンス整合について損失の大きい整合回路を用いないこと、および調整を容易にすることの2点を主眼として埋込み形放射素子形式を考察し、これに基づき試作したアンテナの構造および測定結果を述べ、あわせて製品的主要性能を紹介する。

2. 方式の考察

図2.1に示すようにロケット胴体の表面上ロケットの軸に関して対称な2点にL形の放射素子を取付け、互いに逆相で給電するものを考える。このとき放射導体およびロケット表面を流れる電流をロケットの軸方向の電流成分、およびロケットの周方向の電流成分に分けて考える。ロケットの軸方向の電流成分は2個のアンテナの対称面で零となりその面に関して逆対称である。ロケットの周方向の電流成分は2個のアンテナを含む面に関して対称である。このような電流が流れるとき放射パターンがどのようになるかを近似的に求めるために、2個のアンテナを含む面を zx 面にとって、図2.2に示すようなモデルを考える。

図において z 軸方向の電流はロケットの軸方向の電流成分を表わし、 x 軸方向の電流はロケットの周方向の電流成分を表わすものとする。ここで流れる電流を一様振幅であると仮定して放射電界を計算すると、 x 軸方向の電流による点 P における電界ベクトルの方向は x 軸と P を含む面内にあり、その大きさは

$$E_{Ix} = \frac{\beta e^{-j\beta(R - \frac{l_2}{2} \cos \theta)}}{j2\pi\omega\epsilon R \sin \theta \cdot \cos \phi} I \sqrt{1 - \sin^2 \theta \cdot \cos^2 \phi} \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\beta l_1 \sin \theta \cdot \cos \phi\right) \quad (2.1)$$

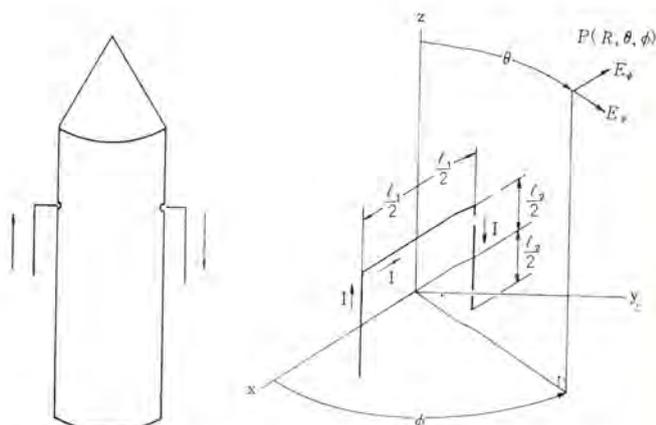


図 2.1 ロケットに取付けたアンテナ
An antenna installed on a rocket.

図 2.2 単純化したモデル
Simplified model for analyzing the radiation characteristics of the rocket antenna.

となり、したがって

$$(E_{Iz})_{\theta} = - \frac{\beta e^{-j\beta(R - \frac{l_2}{2} \cos \theta)} I \cos \theta \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\beta l_1 \sin \theta \cdot \cos \phi\right)}{j2\pi\omega\epsilon R \sin \theta} \quad (2.2)$$

$$(E_{Ix})_{\phi} = \frac{\beta e^{-j\beta(R - \frac{l_2}{2} \cos \theta)} I \sin \phi \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\beta l_1 \sin \theta \cdot \cos \phi\right)}{j2\pi\omega\epsilon R \sin \theta \cdot \cos \phi} \quad (2.3)$$

となる。ここで $\beta = 2\pi/\lambda$, λ : 自由空間波長, ϵ : 真空の誘電率である。 z 軸方向の電流による電界は E_{θ} のみでありその大きさは、

$$(E_{Iz})_{\theta} = - \frac{\beta e^{-j\beta R} I \sin \theta \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\beta l_2 \cos \theta\right)}{\pi\omega\epsilon R \cos \theta} \cdot \sin\left(\frac{1}{2}\beta l_1 \sin \theta \cdot \cos \phi\right) \quad (2.4)$$

となり、したがって

$$E_{\theta} = (E_{Iz})_{\theta} + (E_{Ix})_{\theta} \quad (2.5)$$

$$E_{\phi} = (E_{Ix})_{\phi} \quad (2.6)$$

となる。ここで $E_{\theta} = 0$ となる条件を求めると、 $0 < l_1 < \lambda$ とすれば、 $\phi = n\pi$ ($n = 0, 1, \dots$) となる。これを式(2.5)の各項に代入し、 $0 < l_2 < \lambda$ とすれば、 $E_{\theta} \neq 0$ となる。したがって $0 < l_1 < \lambda$, $0 < l_2 < \lambda$ なら E_{θ} および E_{ϕ} が同時に0となることはない。したがってこの

* 鎌倉製作所(工博) ** 鎌倉製作所

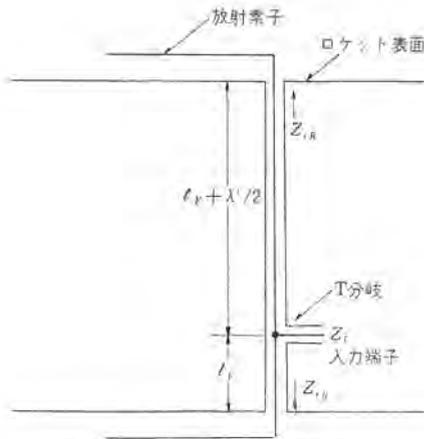


図 2.3 給電方法
Feeding method.

方式のアンテナを用いる場合、放射特性のうえからはロケットの直径が1波長以下であることが望ましい。

この電界を直線偏波で受信する場合は、 E_θ 、 E_ϕ が0となる方向が存在するので偏波トラッキングあるいは偏波ダイバシティが必要となる。円偏波で受信する場合は考慮する必要がある。直交する2偏波 E_θ と E_ϕ の大きさが等しく、位相が $\pi/2$ ずれる条件を求めると、式(2.5)および(2.6)において $E_\theta = \pm jE_\phi$ とにおいて角度 θ および ϕ について解くと $\theta = \pi/2$ 、 $\phi = \mp \tan^{-1} \beta l_z$ となる。したがってこのアンテナは右旋、左旋の両円偏波を放射する方向をもつことになり、単一円偏波では受信できない方向が存在することになる。よって円偏波で受信する場合も偏波ダイバシティが必要である。

2個の放射素子に対する給電方法を図2.3に示すように並列給電とすると、放射素子1個の呈する入力インピーダンスを z_{iR} とするとときT分岐より見た入力インピーダンスは

$$z_i = \frac{1}{2} z_0 \frac{z_{iR} \cos \beta' l_F + j \sin \beta' l_F}{\cos \beta' l_F + j \frac{z_{iR}}{z_0} \sin \beta' l_F} \dots (2.7)$$

となる。ここで z_0 は給電線の特性インピーダンス、 $\beta' = 2\pi/\lambda'$ 、 λ' は給電線内波長である。簡単に $z_i = z_0$ とするためには

$$z_{iR} = 2z_0, l_F = \frac{n\lambda'}{2} \dots (2.8)$$

または

$$z_{iR} = \frac{1}{2} z_0, l_F = \frac{(2n+1)\lambda'}{4} \dots (2.9)$$

とすればよい。

3. 構造

以上の考えに基づいて試作した放射素子の構造を図3.1に示す。放射導体は、短い長さで共振させ、かつ低い放射抵抗をStep upするため先端に共振周波数調整用の容量板を取付けるとともに折返し形としてある。折返し導体の幅 a 、 b は伝送線路形アンテナ⁽¹⁾および折返し形アンテナ⁽²⁾の理論より設計し、実験により最適寸法を決定した。なお可変の容量板をもち、 z_{iR} のリアクタンス分を変化させられるので、ロケット直径の多少の変化およびアンテナ取付状態の変化によるリアクタンスの変化を打消して、アンテナを共振させることが可能である。放射導体は電気性能を劣化させることなく機械強度を保たせるため発泡樹脂により金属ケースに支持固定し、上から誘電体カバー

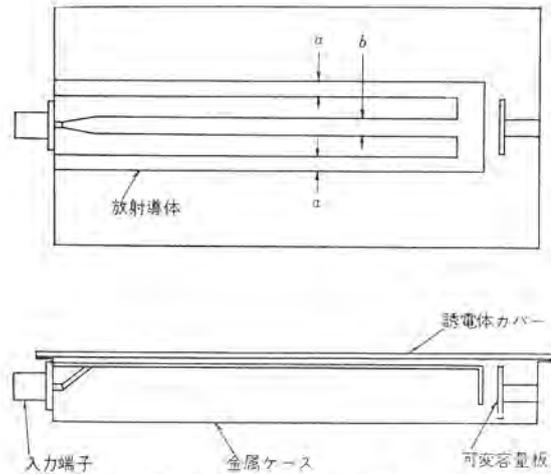


図 3.1 放射素子構造
Structure of the radiator.

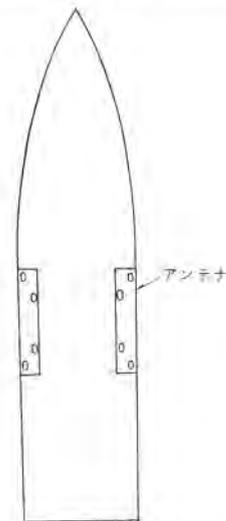


図 3.2 ロケット頭部に取付けられたアンテナ
An antenna installed on a rocket nose section.

を被せてある。アンテナは図3.2に示すようにロケット胴体にあけた窓に取付けてあり外部に空気抵抗となる突起物は全く出ていない。

4. 測定結果

試作したアンテナを長さ約3m、直径300φのロケット模型に取付けて入力インピーダンスを測定した結果を図4.1~4.3に示す。なお単体のインピーダンスは図4.4に示すように、ロケットをその軸を含む面で切った半分を地板に取付けて測定したもので、地板に対してできる放射素子の影像を考えると、2個の放射素子を逆相に給電した場合と等しい z_{iR} (図2.3参照)が測定できる。総合特性は295.5 MHz \pm 1.5 MHzにおいて、50 Ω 同軸給電線に対する入力電圧定在波比2以下となっている。放射パターンを直線偏波で測定した結果を図4.5~4.8に示すが、 E_θ 、 E_ϕ が同時に零となる方向はない。

5. 製品の主要性能

以上の研究に基づいて製品化したアンテナの外観およびロケット頭部に取付けられた状態を図5.1および図5.2に示す。製品の主要性能を示すとつぎのようになる。

- (1) 周波数範囲 295.5 \pm 0.5 MHz
- (2) 給電用ケーブル 50 Ω 不平衡
- (3) 入力電圧定在波比 2以下

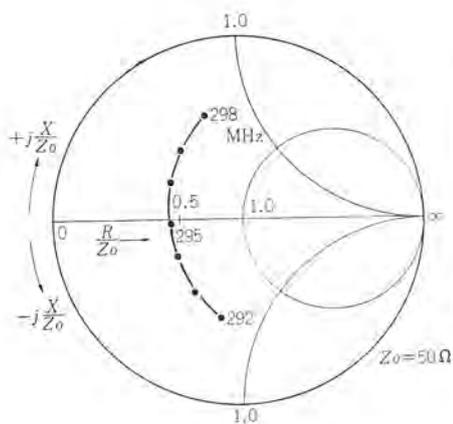


図 4.1 単体インピーダンスの周波数特性
Frequency characteristic of the impedance of the radiator.

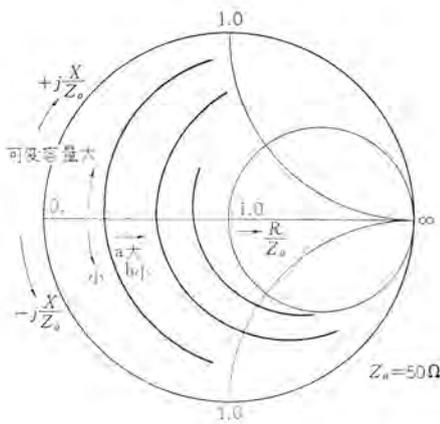


図 4.2 素子の寸法変化に対する入力インピーダンスの変化
Impedance change due to the change of the radiator dimensions.

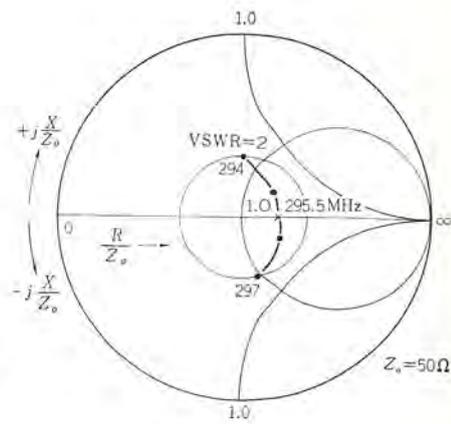


図 4.3 総合インピーダンス
Frequency characteristic of the input impedance of the antenna.

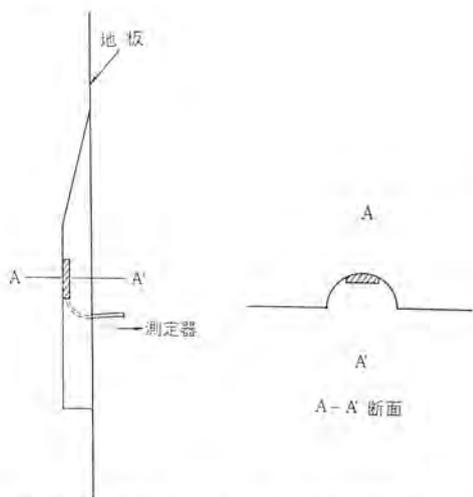


図 4.4 単体インピーダンス測定用半切模型
Half truncated model for the impedance measurement of a radiator.

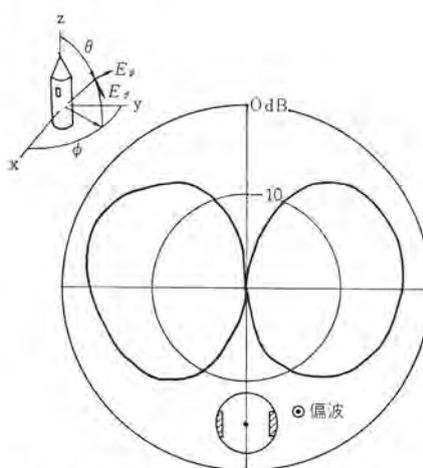


図 4.5 放射パターン測定結果 xy 面 E_θ 成分
Radiation pattern of the antenna. xy plane, E_θ component.

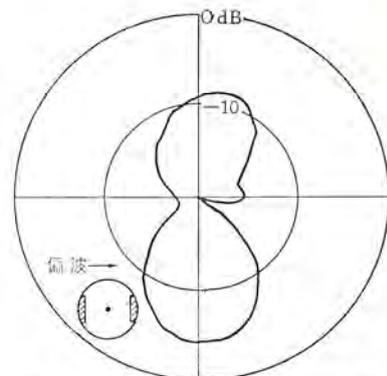


図 4.6 放射パターン測定結果 xy 面 E_ϕ 成分
Radiation pattern of the antenna. xy plane, E_ϕ component.

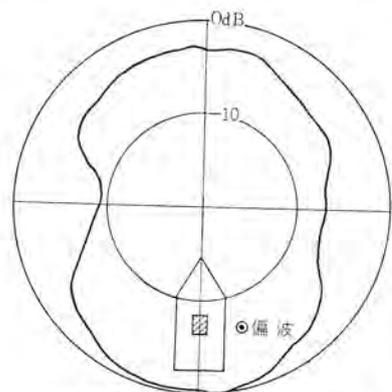


図 4.7 放射パターン測定結果 yz 面 E_θ 成分
Radiation pattern of the antenna. yz plane, E_θ component.

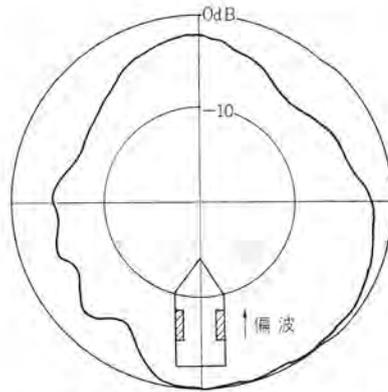


図 4.8 放射パターン測定結果 zx 面 E_θ 成分
Radiation pattern of the antenna. zx plane, E_θ component.

- (4) 放射パターン ロケットの後方および側方に対し可及的無指向性
- (5) 重量 470 g (放射素子 2 個)

6. む す び

小形で良好な性能をもつ完全埋込形のロケットのテレメータ用アンテナを得た。得られた電気性能は所要周波数帯域内における入力電圧定

在波比が 50 Ω 同軸給電線に対し 2 以下、放射パターンのすべての成分が同時に零となる方向はない。

また、単純化した理論的考察および測定結果から、テレメータの受信を行なう際に偏波ダイバーシティを行なえば、ロケットのあらゆる姿勢に対し良好な受信ができると考えられる。

なおこの研究に基づく最初の製品は東京大学の推進力テスト用 P T-300 型ロケットに取付けられ、昭和 41 年 11 月鹿児島県内之浦か



図 5.1 アンテナ 外観
Exterior view of the antenna.

ら打上げられたこのロケットの飛しょう中所期の性能を發揮した。その後東京大学 S-300 型ロケットに採用され、さらに大形の S-350 型ロケットにも採用されている。

おわりに本研究の機会を与えられ、ご指導、ご激励をいただいた東京大学宇宙航空研究所野村教授および市川氏に謝意を表す。

(昭和 43-12-17 受付)

参 考 文 献

(1) R. King, C. W. Harrison, Jr. and D. H. Denton, Jr. :
Transmission-Line Missile Antennas, IRE Trans., AP-8,



図 5.2 ロケット頭部に取付けたアンテナ
The antenna installed on the rocket nose section.

1, 88, (1960)

(2) 内田, 虫明 : 超短波空中線 (昭 34) コナ社

正 誤 表

42 巻 12 号掲載の論文「Ni-Zn-Co 系 VHF フェライト」および「絶縁体薄膜の膜厚と屈折率の非破壊測定法」に誤記がありましたので、つぎのとおり訂正いたします。

ページ	誤	正
1552 の左 1 行目	近いし	近しい
1554 の右 17 行目	はずそうとして	外そう(挿)して
1556 の左 4 行目	いわゆる structure	いわゆる duplex structure
1557 の左 8 行目	BuFe ₂ O ₄	BaFe ₂ O ₄
1600 の左下欄外	*伊丹製作所	*北伊丹製作所

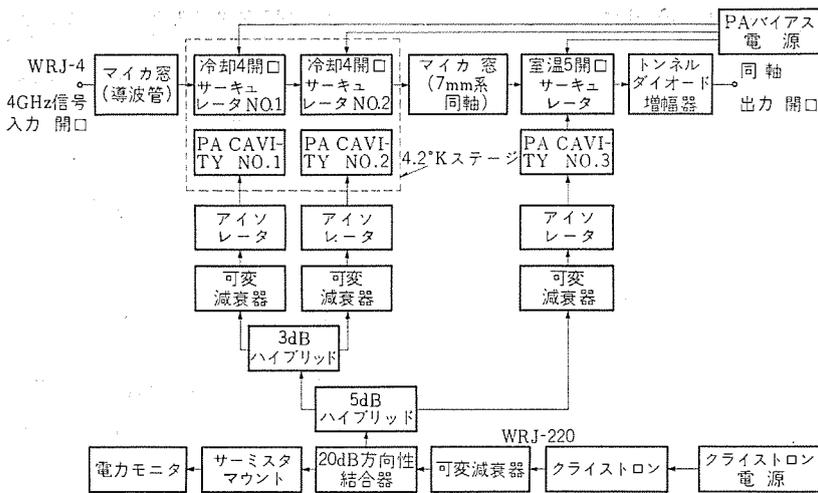


図 2.2 液体ヘリウム冷却パラメトリック増幅器システムブロックダイアグラム

Block diagram of parametric amplifier system with closed cycle liquid helium refrigerator.

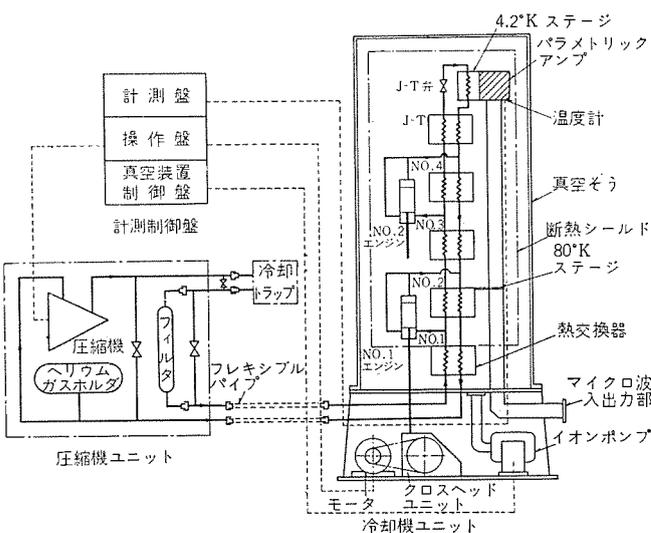


図 2.3 UL-10形ヘリウム冷却装置フローダイアグラム

Flow diagram of model UL-10 helium refrigerator.

ている。また冷却部は真空中におかれるため入力導波管、出力同軸線路(7mm系)および2本のポンプ導波管とも低損失のほか断熱と気密とも留意されている。

3段目の室温PA, TDAおよびポンプ回路は冷却装置の外部に隣接して設けた室温パネルに組み合わされている。

冷却装置は図2.3のフローダイアグラムに示すように4.2°K Closed cycle方式で、冷却機ユニット、圧縮機ユニットおよび計測制御盤から構成されている。PAの冷却はヘリウムMistの蒸発潜熱でまかなわれるので負荷に多少の変動があっても被冷却体は確実に一定の液体ヘリウム温度に保たれる。冷却機ユニットはアンテナのフィードホーンに近接して設置でき、±45°程度のアンテナのふ(俯)仰運動にも適合するようPosition freeである。圧縮機ユニットは冷却機と切離して適当な所に設置でき、可とう(撓)ホースで接続される。

3. 増幅装置

3.1 雑音温度

3.1.1 パラメトリック増幅器の雑音温度

パラメトリック増幅器の雑音温度 T_e は

$$T_e = (T_B + \theta P) \left(\frac{R_S}{R_g} + \frac{R_S}{R_g} \cdot \frac{f_1 + f_2}{f_2 + f_2} \right) \dots (3.1)$$

で表わされる(4)。ここに

T_B : パラクタヒートシンクの温度

θ : パラクタの実効熱抵抗

P : 実効ポンプ電力

f_1, f_2 : 信号およびアイドラ周波数

R_S/R_g : パラクタの信号共振器への結合係数

である。

上式より明らかなようにパラクタ接合部の温度はパラクタの熱抵抗のために θP だけ上昇する。またパラクタヒートシンクの温度 T_B をできるだけ液体ヘリウム温度に近づけるためパラクタヒートシンクと4.2°Kステージとの間の熱抵抗をできるだけ小さくする必要がある。このためマウントの構造、材料に細心の考慮を払った。

以上に述べたほか共振器にアイドラおよび上側帯波の常温外部雑音が侵入しないように特に注意しなければならない。

3.1.2 システム雑音温度

システムの等価入力雑音温度の計算結果を図3.1に示す。各部の雑音温度、損失、利得は

$$T_{sys} = T_W + L_W T_1 + \frac{L_W}{G_1} \cdot T_2 + \frac{L_W}{G_1 G_2} \cdot T_X + \frac{L_W L_X}{G_1 G_2} \cdot T_P + \frac{L_W L_C}{G_1} \cdot \frac{1}{L_B} \cdot T_0 \dots (3.2)$$

より求まる。ここに

L_W, L_X : 入力線路, 出力線路の損失 (>1)

L_{C2}, L_B : 次段冷却PAに用いたサーキュレータの入力開口と増幅共振器開口との間のそう入損失, 増幅共振器開口と出力開口との間のアイソレーション (>1)

G_1, G_2 : 初段冷却PA, 次段冷却PAの利得 (>1)

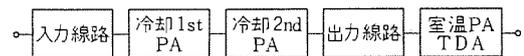
で T は各部の雑音温度を示す。第6項は室温PAに用いたサーキュレータの室温無反射終端から発生する室温雑音のうち次段冷却PAに漏れ(洩)する雑音の入力等価雑音温度への寄与である。

本システムの場合の各部の詳細および数値例を図3.2に示す。以下にシステム雑音温度の推算を示す。

(1) 入力線路

入力導波管の入力端から4.2°Kに冷却された同軸への変換部までの間には入力端からの熱侵入を冷却能力の大きい80°Kステージで吸収するためのヒートアンカを設けた。導波管各部の温度はその両端の温度の平均とする。このとき入力線路の雑音温度 T_W は次式で求まる。これは室温のマイカ窓の損失による雑音温度が大部分である。

$$T_W = (L_{W1} - 1) T_{W1} + \dots + L_{W1} L_{W2} L_{W3} L_{W4} (L_{W5} - 1) T_{W5} = 3.22 + 0.27 + 0.07 + 0.01 + 0.05 = 3.62^\circ K \dots (3.3)$$



$$T_W = 3.62^\circ K \quad T_1 = 6.84^\circ K \quad T_2 = 5.85^\circ K \quad T_X = 6.48^\circ K \quad T_P = 272^\circ K \leftarrow \text{雑音温度}$$

$$L_{W1} = 0.118 \text{dB} \quad G_1 = 9.9 \text{dB} \quad G_2 = 10.5 \text{dB} \quad L_X = 0.3 \text{dB} \leftarrow \text{損失, 利得}$$

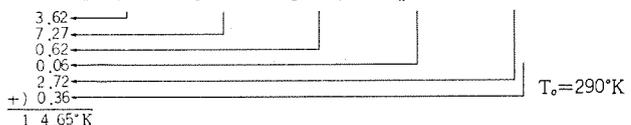


図 3.1 システムの雑音配分 Noise temperature of each part of the system.

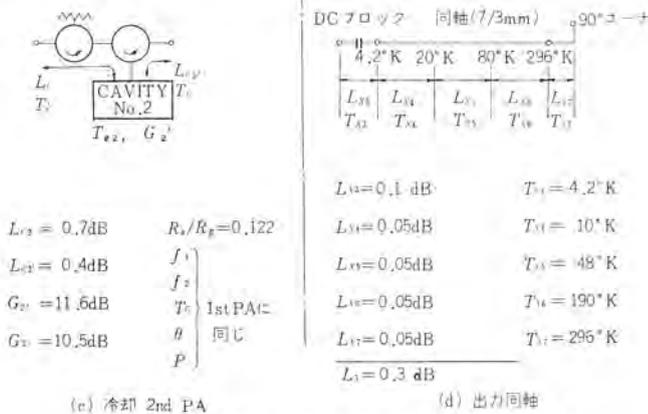
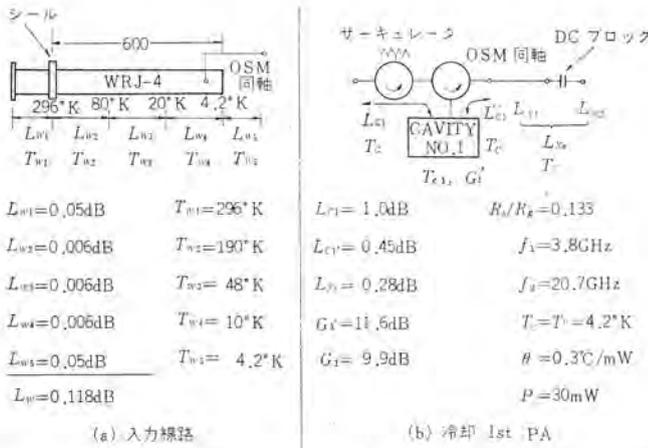


図 3.2 各部損失, 温度, および PA の定数
Insertion losses and temperature of each part of the system, and parameters of parametric amplifiers.

(2) 初段, 次段冷却パラメトリック増幅器

入出力線路, サークュレータのそう入損失をも補償して総合利得を 20 dB とするために初段, 次段 PA の利得はそれぞれ 11.6 dB となる。式 (3.1) より PA 単体の雑音温度を求めると $T_e = 4.50^{\circ}\text{K}$ であるから, 図 3.2 (b) に示す初段冷却 PA の雑音温度 T_1 は

$$T_1 = (L_{c1} - 1)T_0 + L_{c1}T_{e1} + \frac{L_{c1}}{G_1'}(L_{c1}' - 1)T_0 + \frac{L_{c1}L_{c1}'}{G_1'}(L_{s5} - 1)T_0 \dots (3.4)$$

$$= 1.09 + 5.68 + 0.04 + 0.03 = 6.84^{\circ}\text{K}$$

となる。同様にして, $T_2 = 5.85^{\circ}\text{K}$ となる。

(3) 出力線路

入力線路と同様に途中で 80°K ヒートアンカを設けた。式 (3.3) と同様にして, $T_x = 6.48^{\circ}\text{K}$ となる。

(4) 室温 PA のサーキュレータから発生する雑音

式 (3.2) の第 6 項において $L_B = 20 \text{ dB}$, $T_0 = 290^{\circ}\text{K}$ として $T_d = 0.36^{\circ}\text{K}$ となる。

以上求めた各部の雑音温度を式 (3.2) に代入して

$$T_{sys} = 3.62 + 7.27 + 0.62 + 0.06 + 2.72 + 0.36 = 14.65^{\circ}\text{K}$$

をうる。

3.2 バラクタ

冷却 PA にとってサーキュレータとならび問題となる部品である。

(1) 4.2°K における R_S の増加

バラクタの直列抵抗 R_S はバルク領域の電導率に支配され, 不純物濃度が低い場合には, 低温でキャリア濃度が低くなるため R_S が非常に大きくなってしますが, 不純物濃度を高くし縮退した状態にする

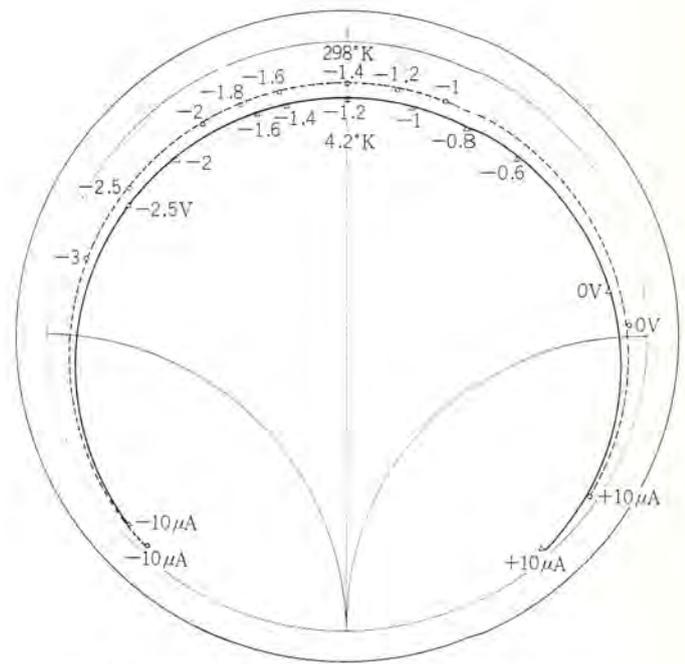


図 3.3 GaAs バラクタのインピーダンス軌跡
MV 8203 A (No. 180) $C_{j0} = 0.46 \text{ pF}$ $f_C(-6) = 200 \text{ GHz}$
 $V_{BR}(-10 \mu\text{A}) = -11.2 \text{ V}$
Impedance loci of GaAs varactor, MV 8203 A.

とキャリア濃度は温度に関係しなくなり, 室温における R_S とほとんど差がなくなる。GaAs バラクタの場合 $n = 10^{17} / \text{cm}^3$ から縮退化がはじまるが $n = 5 \times 10^{17} / \text{cm}^3$ 程度で 4.2°K における R_S の増加はほとんど認められないことがわかった。

図 3.3 は当社で開発した MV 8000 シリーズ GaAs バラクタの室温および 4.2°K におけるインピーダンス軌跡の例で, 4.2°K における R_S の増加率は 1.5 倍以下である。

(2) シャ断周波数

シャ断周波数の高いバラクタを用いれば, 帯域幅を広くし得, 所要ポンプ電力が少なく, したがって接合部の加熱が小さいから, 雑音温度も低くなる。当社で開発した MV 8000 シリーズバラクタは, -6 V におけるシャ断周波数が, 250 GHz 以上と高く, 冷却時においても (1) で述べたようにこの値が低下しない。

(3) 熱抵抗

通常室温用バラクタはセラミックと熱膨張係数が近いコパールをスタッフド材料として用いているが, 液体ヘリウム冷却用バラクタでは熱抵抗を下げるため熱伝導率のよいモリブデンあるいは銅製にして, 4.2°K における熱抵抗を $0.3^{\circ}\text{C}/\text{mW}^{(6)}$ 以下に抑えている。

(4) 並列自己共振周波数

バラクタの並列自己共振周波数を PA の増幅帯域幅を広帯域化するため, 最適アイドラ周波数に一致させることが必要である。0V における並列自己共振周波数が 22 GHz 近辺になるようにバラクタの各パラメータ, 構造を選んだ。

3.3 サークュレータ

液体ヘリウム冷却 PA 用サーキュレータは, 冷却温度でそう入損失小さく, いわゆる増幅器開口の入力インピーダンスが広帯域にわたって良好で, 直流阻止回路が設けてあるほか, とくに小形軽量で熱伝導の良い材料, 構造である必要がある。

小形化のために $\lambda/4$ 誘電体リングを用いずに広帯域化をはかった構造を図 3.4 に示す。三つの分岐線路におのおのもうけられてい

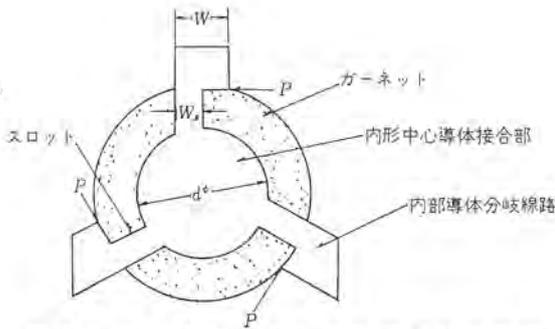


図 3.4 小形広帯域化した内部導体の形状
Configuration of the center conductor using miniature broadbanding technique.

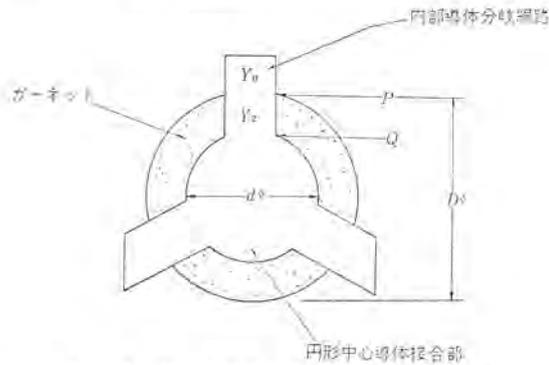


図 3.5 内部導体の形状 (従来のサーキュレータ)
Configuration of the usual center conductor.

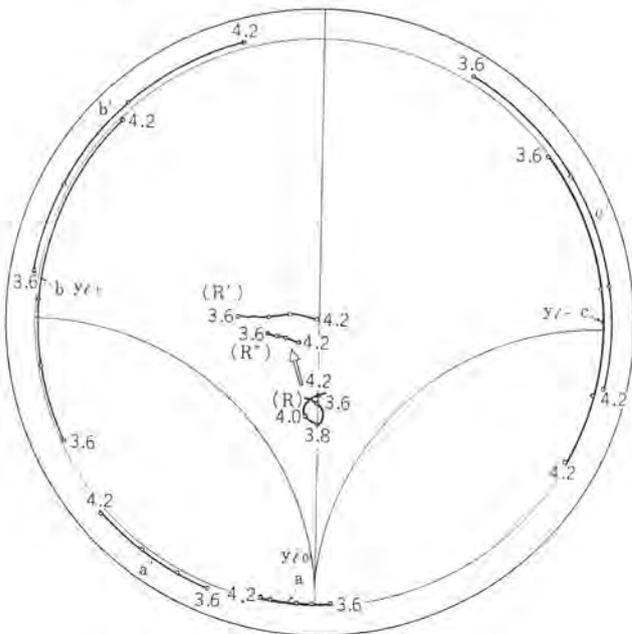


図 3.6 スロットの効果
Effects of slots.

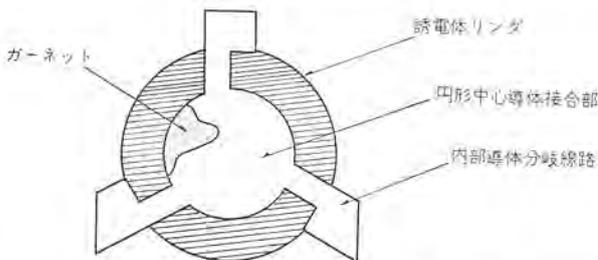


図 3.7 液体ヘリウム冷却小形広帯域サーキュレータの形状
Configuration of liquid helium cooled circulator.

るスロットは $\lambda/4$ 誘電体リングとほぼ同じ効果をもつ。

図 3.5 に普通のストリップライン Y サーキュレータに用いるガーネットと内部導体の形状を示す。円形中心導体 d より外部にはみ出した部分のガーネットにはほとんど電磁界が存在しない。また同図に示す PQ 部の分岐線路上のガーネットは非可逆作用がなく単に実効透磁率 μ_{eff} 、比誘電率 ϵ_S の伝送線路として働くと考えられる。線路の波動アドミタンスを Y_0 、PQ 部の波動アドミタンスを Y_2 とすると零相、正相、逆相→固有入力アドミタンスは次の近似式となる。

$$y_{10} = j \frac{Y_2}{Y_0} \cdot \left[\frac{A_0 \sqrt{\frac{\epsilon_S}{\mu_{eff}}} \cdot \frac{d}{t} \cdot \tan(B_0 \sqrt{\mu_{eff} \cdot \epsilon_S} \cdot d \cdot f) + \frac{Y_2}{Y_0} \cdot \tan\{C_0 \sqrt{\epsilon_S \cdot \mu_{eff}} \cdot (D-d) \cdot f\}}{\frac{Y_2}{Y_0} - A_0 \sqrt{\frac{\epsilon_S}{\mu_{eff}}} \cdot \frac{d}{t} \cdot \tan(B_0 \sqrt{\mu_{eff} \cdot \epsilon_S} \cdot d \cdot f) \cdot \tan\{C_0 \sqrt{\epsilon_S \cdot \mu_{eff}} \cdot (D-d) \cdot f\}} \right] \quad (3.5)$$

$$y_{1+} = j \frac{Y_2}{Y_0} \cdot \left[\frac{-A_S \sqrt{\frac{\epsilon_S}{\mu_+}} \cdot \frac{d}{t} \cdot \cot(B_S \sqrt{\mu_+ \cdot \epsilon_S} \cdot d \cdot f) + \frac{Y_2}{Y_0} \tan\{C_S \sqrt{\epsilon_S \cdot \mu_{eff}} \cdot (D-d) \cdot f\}}{\frac{Y_2}{Y_0} + A_S \sqrt{\frac{\epsilon_S}{\mu_+}} \cdot \frac{d}{t} \cdot \cot(B_S \sqrt{\mu_+ \cdot \epsilon_S} \cdot d \cdot f) \cdot \tan\{C_S \sqrt{\epsilon_S \cdot \mu_{eff}} \cdot (D-d) \cdot f\}} \right] \quad (3.6)$$

$$y_{1-} = j \frac{Y_2}{Y_0} \cdot \left[\frac{-A_S \sqrt{\frac{\epsilon_S}{\mu_-}} \cdot \frac{d}{t} \cdot \cot(B_S \sqrt{\mu_- \cdot \epsilon_S} \cdot d \cdot f) + \frac{Y_2}{Y_0} \tan\{C_S \sqrt{\epsilon_S \cdot \mu_{eff}} \cdot (D-d) \cdot f\}}{\frac{Y_2}{Y_0} + A_S \sqrt{\frac{\epsilon_S}{\mu_-}} \cdot \frac{d}{t} \cdot \cot(B_S \sqrt{\mu_- \cdot \epsilon_S} \cdot d \cdot f) \cdot \tan\{C_S \sqrt{\epsilon_S \cdot \mu_{eff}} \cdot (D-d) \cdot f\}} \right] \quad (3.7)$$

ここに f : 周波数 (MHz), ϵ_S : 比誘電率, t : 厚み (mm), μ_{eff} : 実効透磁率で $A_0, B_0, A_S, B_S, C_0, C_S$ はサーキュレータの形状により定まる定数である。

低磁界動作であるのでガーネットの内部磁界 H_{in} を無視すると、 $\mu_+ = 1 \mp \gamma 4\pi M/f$, $\mu_{eff} = 1 - (\gamma 4\pi M/f)^2$ となる。今 $W_S/W = 1.0$, $\gamma 4\pi M/f = 0.39$ での y_{10}, y_{1+}, y_{1-} を計算した結果を図 3.6 (a) (b) (c) に示す。同図 (R) は y_{10}, y_{1+}, y_{1-} をスミス図表上で合成した入力アドミタンスで $Y_{in} = 2.0$ に集まっている。次に図 3.4 に示す構造で $W_S/W = 0.5$, $\gamma 4\pi M/f = 0.39$ では y_{10}, y_{1+}, y_{1-} は図 3.6 (a) (b) (c) のようになりそれらを合成した Y_{in} は同図 (R') で小形広帯域化のためのハイインピーダンス化ができることがわかる。同図 (R') は $W_S/W = 0.5$ としてサーキュレータを構成した場合の Y_{in} の実測値である。この特性から明らかのようにほぼコンダクタンス 1 の近辺で、周波数特性が良好でしかも誘導性領域にあるので、各アームからの整合がなされ、従来の広帯域サーキュレータの約 1/6 の小形化が実現できる。

冷却サーキュレータの設計にあたって大切な $4\pi M_S$ については $4.2^\circ K$ での $4\pi M_S$ が常温のそれと一致しているような材料を用いた⁽⁶⁾。小形広帯域方式を極低温で使用する場合、スロットを設けてある部分のガーネットを図 3.7 のように誘電体リングで置換するほうが調整が容易となり、より高性能のものが得られる⁽⁷⁾。これは冷却によりガーネットの諸定数が変化し、スロット部の整合条件が複雑に変化するのを避けるためである。この誘電体リングは、従来から用いられている $\lambda/4$ 変成器とは異なり、小形である長所はそこなわれていない。

図 3.8 は液体ヘリウム冷却サーキュレータの外観図で、 $4.2^\circ K$ における特性は図 3.9 に示すように衛星通信用 PA 用サーキュレータとして



図 3.8 液体ヘリウム冷却小形4開口サーキュレータ
Photograph of liquid helium cooled miniature strip line 4-port circulator.

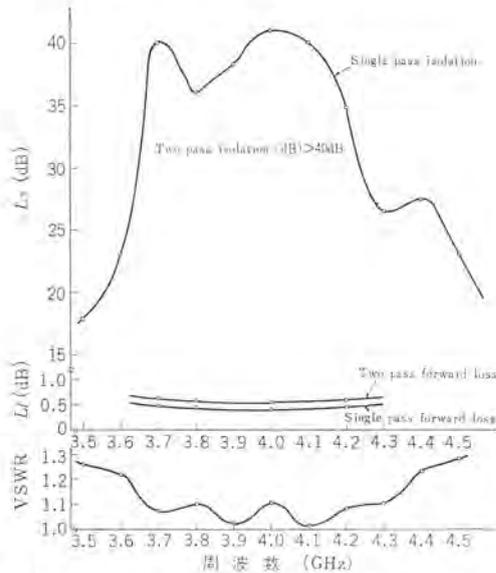


図 3.9 液体ヘリウム冷却小形4開口サーキュレータの特性
Frequency characteristics of miniature step-line circulator at 420°K.

十分満足できるものである。

3.4 パラメトリック増幅器の帯域幅⁽⁸⁾

単一共振形 PA の比 \sqrt{GB} 積 (B/f_1) g は式 (3.8) で表わせる。式 (3.8) は (3.9) の条件のもとで極大となり、(3.10) となる。

$$\frac{B_1}{f_1} g = \frac{\gamma \tilde{Q}_1 (f_1/f_2)}{\tilde{Q}_1^2 (f_1/f_2)^2 d_2 + d_1} \dots (3.8)$$

$$\left(\frac{f_1}{f_2}\right)^3 = \frac{1}{2\tilde{Q}_1^2} \left(\frac{d_1}{d_2}\right) \dots (3.9)$$

$$\left(\frac{B_1}{f_1} g\right)_{\text{MAX}} = \frac{\gamma}{1.5} \left(\frac{\tilde{Q}_1}{2d_1^2 d_2}\right)^{1/3} \dots (3.10)$$

f_1, f_2 は信号、アイドラ周波数で、 γ はパラクタの励振率、 \tilde{Q}_1 はパラクタの f_1 のダイナミック Q、 d_1, d_2 は信号、アイドラ回路のリアクタンス $\pi\omega L$ 係数である。信号側の等価回路が図 3.10 (a) で表わされるとすると、 d_1 は式 (3.15) となる。

$$d_1 = 1 + \frac{C_P}{C_0} \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_d^2}\right)^2 + \left(\frac{2\theta}{\sin 2\theta} - 1\right) \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_d^2}\right) \left\{1 + \frac{C_P}{C_0} \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_d^2}\right)\right\} \dots (3.15)$$

ここに

$$Z_0 \tan \theta = \frac{1}{\omega_1 C_0} \cdot \frac{1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_d^2}}{1 + \frac{C_P}{C_0} \left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_d^2}\right)} \dots (3.16)$$

$$\omega_d^{-2} = LC_0 \text{ (直列自己共振周波数)} \dots (3.17)$$

である。

アイドラ側の等価回路は f_2 をパラクタの並列自己共振周波数に選ぶとき図 3.10 (b) で表わされるから d_2 は式 (3.18) となる。

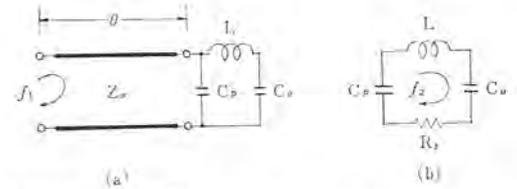


図 3.10 信号回路 (a)、アイドラ回路 (b) の等価回路
Equivalent circuits of signal and idler circuit.

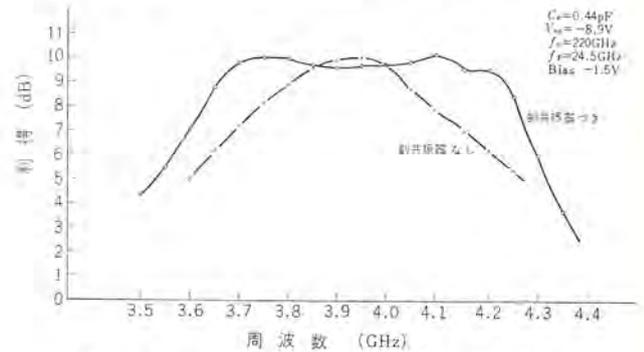


図 3.11 4 GHz パラメトリック増幅器の増幅特性
Gain characteristics of 4 GHz parametric amplifiers.



図 3.12 4 GHz 室温パラメトリック増幅器外観
Exterior view of room temperature 4 GHz parametric amplifier.

$$d_2 = 1 + C_0/C_P \dots (3.18)$$

いまパラクタの一例としてピル形 GaAs パラクタ MV 8203 A ($C_0=0.4$ pF, $C_P=0.23$ pF, $L=0.35$ nH, $f_{C0}=100$ GHz) をとりあげ、 $\gamma=0.6$, $Z_0=50 \Omega$, $f_1=4$ GHz とする。パラクタの並列自己共振周波数は図 3.10 (b) より $f_2=22.4$ GHz となる。式 (3.15), (3.18) により $d_1=1.94$, $d_2=2.74$ となるから電力利得を 10 dB とすれば比帯域幅は式 (3.8) により 12% となる。また f_2 は式 (3.13) から求まる最適アイドラ周波数 21.4 GHz にきわめて近い。

このパラクタを用いてえた増幅特性を図 3.11 に、PA (室温) 外観図を図 3.12 に示す。利得 10 dB で 3 dB 減帯域幅 450 MHz をえた。これは推算値 12% (480 MHz) にきわめて近い。また信号回路に半波長の一端開放線路からなる副共振器を 1 段付加して 1 dB 減の帯域幅 570 MHz をえた。なおこの特性は帯域内で入力 VSWR 1.05 以下のインピーダンス特性の非常に良いサーキュレータを用いてえられた値である。冷却時にこの帯域幅を再現することは冷却サーキュレータの特性のためかなりむずかしい。冷却 PA 外観図は後出の図 5.1 に示す。

3.5 トンネルダイオード増幅器

比帯域幅 (3 dB 減) 20% 程度の広帯域 TDA を構成するには、帯域外発振を何らかの方法で抑圧する必要がある。このためにはサーキュレータと TD との組み合わせにおいて

- (1) 帯域外発振の電力条件を満足しても周波数条件が満足しないようにする。
- (2) 帯域外発振の電力条件を満足しないようにする。

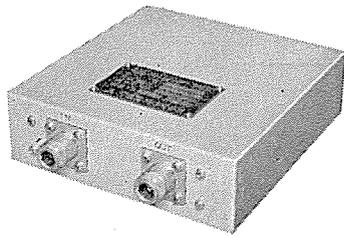


図 3.13 4 GHz トンネルダイオード増幅器外観
Exterior view of 4 GHz tunnel diode amplifier.

の二つの方法がある。

本システムに用いた TDA ではサーキュレータに付加回路を装着し、TD の帯域幅に見合う程度にサーキュレータの広帯域化（帯域外 VSWR の抑圧）を行ない（2）の条件を満足せしめ、TD のもつ本質的な広帯域特性を十分発揮できる構成法を考案し用いた⁽⁹⁾。得られた特性は利得 15 dB、1 dB 低下帯域幅 600 MHz、雑音指数 5.2 dB であった。外観図を図 3.13 に示す。

4. 冷却装置

4.1 冷却能力

PA の発熱量を Q_A 、導波管および同軸線路による伝導熱量と低温部への輻射熱量とからなる侵入熱量を Q_L 、周囲温度の変動や起動時間を短縮するための余剰冷却量を Q_M とすれば所要冷却能力は

$$Q = Q_A + Q_L + Q_M \dots\dots\dots(4.1)$$

で与えられる。侵入熱量は

$$Q_L = \frac{A}{L} \int_{4.2}^T k dT + \sigma \int E T^4 dF \dots\dots\dots(4.2)$$

によって求められる。

- ここに A : 導波管および同軸線路の断面積
- L : 温度 $T^\circ\text{K}$ 部から 4.2°K 部までの長さ
- k : 熱伝導率
- σ : Stefan-Boltzmann 定数
- E : 面積 F の輻射率

である。 Q_M は負荷の熱容量と温度降下率から決定される。

次に冷却装置の所要冷却能力すなわち最終液化部をなす J-T 膨張のガス流量は次のようにして求められる。図 4.1 において予冷された高圧ガスが J-T 熱交換器の一次側に入り、二次側を流れる帰還低温ガスによってさらに冷却され J-T 弁に達し等エンタルピー膨張を行ない、He ミストを生成する。この液相分は 4.2°K ステージにおいて冷却負荷により、一定温度で蒸発して熱交換器の二次側に流入し一次側ガスに予冷を与える。今点①に流入するガスのエンタルピーを H_1 、点②から流出するガスのエンタルピーを H_2 とし、J-T 熱交換器の効率を 100% とすれば熱平衡からガス流量は

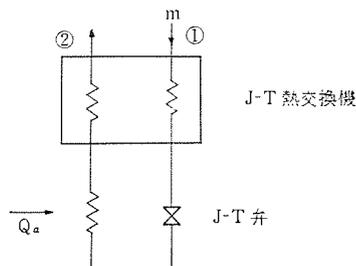


図 4.1 J-T 膨張による冷却サイクル
Joule-Thomson refrigerator cycle.

$$m = \frac{Q}{H_2 - H_1} \dots\dots\dots(4.3)$$

となる。この値に基づいて冷却装置の全体設計が行なわれる。

4.2 冷却機ユニット

冷却機ユニットは図 2.3 で示すように 2 基の膨張エンジン、熱交換器、J-T 弁、クロスヘッドおよび PA 冷却部などからなり、低温部は断熱真空そうに納められている。図 2.1 にその外観を示した。本ユニットの構成には侵入熱量を極力軽減させるとともにクロスヘッド部に取付けた膨張エンジンの発生する機械振動が PA に影響をおよぼさないような構造に設計されている。以下に各構成要素の構造および機能についてのべる。

(1) 膨張エンジン

2 基の膨張エンジンの機能は高圧 He ガスを断熱的に膨張させ熱交換器に協同して、それぞれ規定の温度レベルで必要な冷却力を供給し、J-T 熱交換器にはいる高圧 He ガスを約 10°K まで冷却することにある。膨張エンジンは微量の He ガス潤滑による往復動式のもので、三菱 UL-80 形標準ヘリウム液化装置で十分実績のある高性能エンジンである。

このエンジンは直接高真空そう内に配備されるので、完全な耐真空シールド構造になっている。また起動時間を短縮するために極力小形軽量のものとし、断熱効率にも十分の対策を払っている。

(2) クロスヘッド

クロスヘッドはエンジンの往復運動を回転運動に変え、エンジン仕事をクロスヘッドモータに伝え、給気、排気弁運動を規正し、エンジン回転数を安全に保持するためのものであって図 2.1 に示すように冷却機ユニットの下部に配置されている。

クロスヘッドモータはエンジンの起動停止をつかさどるとともに、エンジンの定常回転中は発電機として、エンジン制動の役割を果す。No. 1、No. 2 エンジンは単一のクランク軸で駆動され、回転数は 300 rpm に保たれる。両エンジンの回転の位相は互いに半サイクルずれており、給気過程にもなる振動は大幅に緩和されている。

(3) 熱交換器

熱交換器は膨張エンジンの生成する冷却を流入 He ガスに伝達し所定温度に保つものである。一般に液化機用熱交換器は伝熱効率が非常に高く熱容量が小さいこと、さらに流れに沿う熱伝導損失が小さく、また両流体の圧力損失ができるだけ少ないことが必要である。

そこで No. 1 から No. 3 までの熱交換器は新しく小形機用として開発したローフィン管を使用し、非常にコンパクトに設計されている。なお No. 4 および J-T 熱交換器は二重管コイル構造として、低温部の熱容量の軽減を計っている。

(4) 真空装置

冷却機ユニットの膨張エンジン、熱交換器などは断熱真空そう内に収納されており、特に温度の低い部分には断熱シールドをもうけてふく（輻射による侵入熱を防止している。真空そう内を高真空に維持する真空機器には、本装置の目的上運転操作が簡単で断水、停電があっても真空系を汚染する心配のないイオンポンプを採用し、真空そう内の真空度を 3×10^{-6} mmHg に保つことができた。

その他真空機器には予備排気用として油回転真空ポンプ 150 l/min を常備している。

4.3 圧縮機ユニット

圧縮機ユニットの機能は冷却機ユニットからの帰還 He ガスを約 15 atg に圧縮し、不純物を除去して冷却機ユニットに供給し、高圧、低

圧ラインを所定の圧力に維持することである。

本ユニットは圧縮機、ガスホルダ、フィルタおよび冷却トラップからなり、圧縮機は無潤滑オイルレス式でその仕様を表4.1に示す。ガスホルダは乾式の容積可変形で最大300lの容積を持っているので高圧ラインの昇圧に必要なガス量と冷却機ユニットの温度降下にもなうガス補給量を十分収容でき、装置の起動時から定常運転下までガス不足により低圧ラインが負圧にならず、一定圧力を保つことができる。

圧縮機がオイルレス式であるのでフィルタは主として異物の侵入防止の目的に使用した。冷却トラップはガスの初充てん(填)のときHeガス中の不純物を除去するために起動時にだけ用いるもので、液体窒素冷却の活性炭吸着さう形である。

4.4 計装

計装は実際運転時に必要な運転操作、計測制御および保護警報などの機能を備え、計測盤、操作盤および真空制御盤から構成されて

表 4.1 Heガス圧縮機仕様
Specifications of He gas compressor.

形 式	オイルレス式立形3段圧縮
吐 出 量	35 N m ³ /h
吐 出 圧 力	16.5 atg
回 転 数	530 rpm
行 程	90 mm
冷 却 水 量	20 l/min
電 動 機	7.5 kW

表 4.2 保護警報装置
Specifications of safety devices.

名 称	動 作 値	方 式
高 圧 圧 力 上 昇	17 atg	圧力制御スイッチ
低 圧 圧 力 上 昇	0.3 atg	圧力制御スイッチ
圧 縮 機 冷 却 水 不 足	5 l/min	流量差圧スイッチ
エ ン ジ ン モ ー タ 電 流 増 加	1.5 A	メータリレ
真 空 そ う 真 空 度 劣 化	10 ⁻³ torr	イオン電流

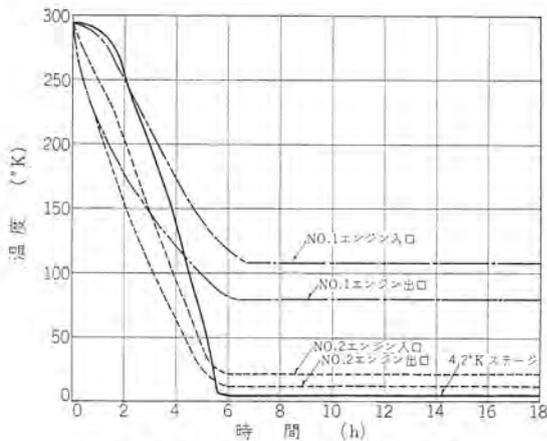


図 4.2 冷却特性曲線(無負荷)
Cooling-down performance curve without parametric amplifier.

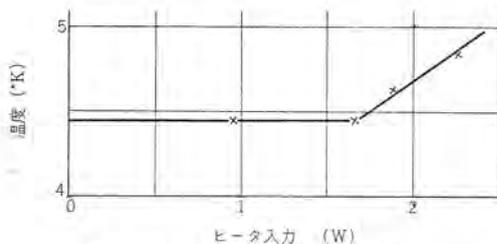


図 4.3 冷凍能力測定結果
Refrigeration capacity through testing result.

いる。

計測盤には4.2°Kステージの温度指示計、冷却機ユニット入口・出口の圧力計およびエンジンモータの電流計、操作盤には圧縮機クロスヘッドモータ、真空ポンプなどの動作開閉器、真空制御盤にはイオンポンプの真空度指示計などが組み込まれている。

本装置の連続無人運転に必要な保護警報装置は操作盤に組込まれている。表4.2におもな保護警報装置の仕様を示す。この保護警報装置が作動したときは、警報を出すとともに圧縮機、エンジンを自動安全停止するようになっている。

4.5 試運転結果

冷却装置は昭和42年6月に組立を完了し、その後継続的に調整試運転を重ねて計画どおりの性能を確認した。以下にその結果を述べる。図4.2に冷却機ユニットの代表的なCool down特性を示す。これによると膨張エンジン起動後5.5時間で定常状態に到達し、温度はNo.1エンジン入口110°K、出口80°K、No.2エンジン入口20°K、出口12°Kとなり、膨張エンジン、熱交換器は予定どおりの性能を確認できた。4.2°Kステージの温度は炭素抵抗温度計により測定し確認した。

一方冷却能力の測定は4.2°Kステージにヒータを取付けヒータ入力と冷却能力を4.2°Kにおいて平衡させて、ヒータ入力から求める方法をとった。その結果を図4.3に示す。これによると正規のHeガス流量(J-T流量差圧5cm Ag)における冷却能力は約1.7Wであり、PAを装着して十分冷却できることを確認した。

5. 冷却PA調整用システム

Closed cycle冷却装置に組込む前に、繰返し試験調整の容易な液体ヘリウムデュウビンを用いて、初段、次段PAの増幅特性の調整、システム雑音温度の予備測定を行なった。システムの外観を図5.1に示す。本システムにおいては室温専用のサーキュレータを用いて室温において増幅特性を調整した後、これと冷却してインピーダンス特性がほぼ同一になる液体ヘリウム温度専用のサーキュレータに交換し冷却する方法をとった。この方法により室温における増幅特性をバイアス電圧、ポンプ電力の調整のみでほぼ再現しえた。

冷却PA2段を収容した本予備実験システムのために室温PA、ミキサを接続したシステムにおいて同軸導波管変換器の開口からみたシス



図 5.1 デュウビン冷却システムの外観
Exterior view of parametric amplifier system cooled with liquid helium dewar.

システム雑音温度は液体窒素冷却雑音源、室温雑音源を用いて、 $\bar{Y}=4.9$ dBと測定されたので23°Kであった。

6. 雑音温度の測定

極低雑音増幅器の雑音温度は低温雑音源と高温雑音源とを被測定増幅器入力開口で切換えY係数を測定し式(6.1)より求める。

$$T_e = \frac{T_H - Y \left(\frac{G_c}{G_H} \right) T_c}{Y \left(\frac{G_c}{G_H} \right) - 1} \dots\dots\dots (6.1)$$

ここに

- T_H : 高温雑音源の雑音温度
- T_c : 低温雑音源の雑音温度
- G_H : 高温雑音源を接続したときの増幅器利得
- G_c : 低温雑音源を接続したときの増幅器利得
- Y : Y係数

である。測定誤差 ΔT_e は

$$\Delta T_e = \frac{1}{gY-1} \Delta T_H - \frac{gY}{gY-1} \Delta T_c - \frac{(T_H+T_c)(T_c+T_e)}{T_H-T_c} \cdot \left(\frac{\Delta Y}{Y} + \Delta g \right) \dots\dots\dots (6.2)$$

で与えられる。ここに

$$g = G_c/G_H \approx 1$$

$$\Delta g = (G_c - G_H)/G_H$$

である。式(6.2)を図6.1に示した。

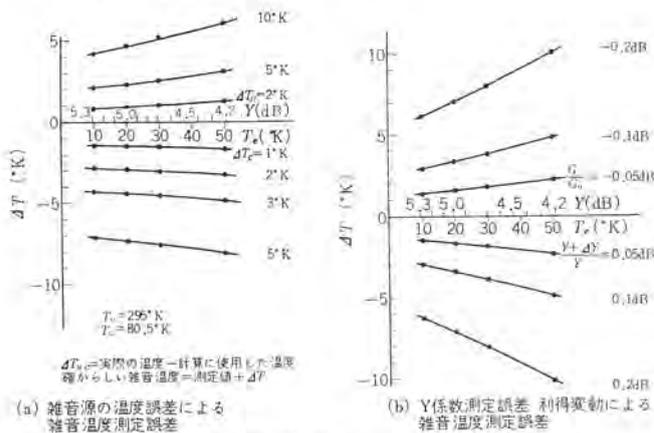


図 6.1 雑音温度の測定誤差
Measurement errors of amplifier noise temperature.

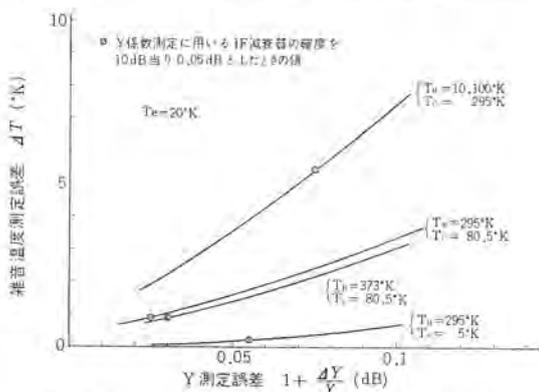


図 6.2 各種雑音源を用いたときのY係数測定誤差による雑音温度測定誤差
Measurement errors due to errors of Y factor using several noise temperature.

$T_e=20^\circ\text{K}$ としたときの式(6.2)第3項を各種の雑音源につき求めて図6.2に示す。比較的構成が容易で取扱いの容易な液体窒素冷却雑音源と室温無反射端とが良く用いられ第3項の寄与が $\pm 1^\circ\text{K}$ 程度の精度で雑音温度が測定できる。液体窒素冷却雑音源の代わりに液体ヘリウム冷却雑音源を用いればさらに精度が上がる。

7. 総合試験

7.1 増幅器の冷却試験

PAを冷却装置に装着して実施した冷却試験のCool down特性を図7.1に示す。この場合の起動時間は10時間で、冷却増幅器ユニットの重量は3.5kgであるから、単位重量(1kg)あたりの起動時間増加量は1時間20分になる。

定常状態におけるPAの発熱量は0.7Wであるから冷却能力としてなお1Wあまりの余裕をもっている。またPA各部の温度分布も測定したが、すべて約5°K以下であった。

冷却試験と平行して冷却機ユニットの機械振動および騒音を測定した結果、最大振幅20 μ 、騒音は音源より1mの距離で最大65ホンであった。

7.2 総合性能

えられた本システムの総合性能を表7.1に示す。

システム雑音温度は液体窒素冷却雑音源の雑音温度を80.5°Kとして20°Kと測定された。Y係数の測定精度 ± 0.025 dB、冷却雑音源の雑音温度精度 $\pm 1.0^\circ\text{K}$ と推定されたのでシステム雑音温度の測定誤差は $\pm 2.5^\circ\text{K}$ となる。現在雑音温度を目標値14°Kまで下げなるべく各部の検討を行なっている。

飽和入力レベルはTDAの飽和入力レベル-35 dBmによって決まる。許容送信出力漏れは初段PAによって決まり+10 dBmであるが入力側に帯域通過フィルタをそう入すれば問題とはならない。

図7.2にPA, TDAの相対遅延時間の測定結果を示す。任意の40 MHzをとってもPAでは直線成分 ± 0.03 ns/MHz以下、二次成分 ± 0.01 ns/MHz²以下、TDAでは直線成分 ± 0.03 ns/MHz以下、二次成分 ± 0.002 ns/MHz²以下であった。

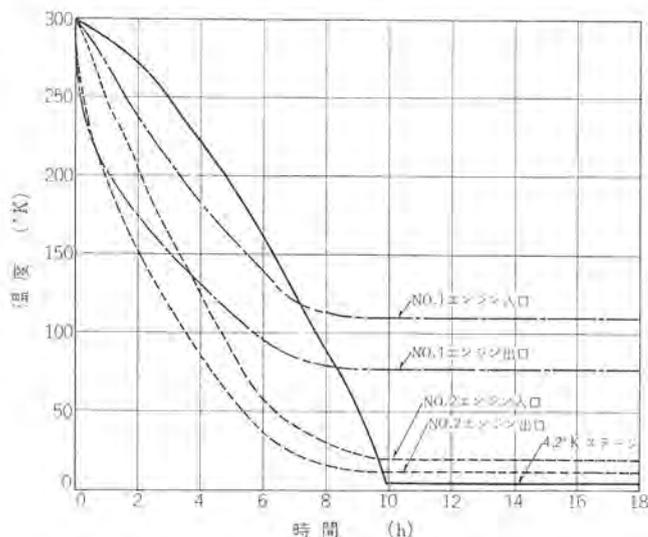


図 7.1 冷却特性曲線(増幅器装着)
Cooling-down performance curve with parametric amplifier.

8. む す び

冷却装置、バラクタ、サーキュレータをも自社開発した、Closed cycle

表 7.1 総合性能
Overall characteristics of parametric amplifier system.

増幅系	周波数帯域	3.7~4.2 GHz
	利得	45 dB
	雑音温度	20°K
	飽和入力レベル (利得 1dB 減)	-65 dBm
	最大許容入力レベル (4 GHz)	0 dBm
	許容送信出力漏えい (6 GHz)	+10 dBm
	遅延特性 (任意の 40 MHz 帯域にて)	直線成分 $\pm 0.1 \text{ ns/MHz}$ 二次成分 $\pm 0.03 \text{ ns/MHz}^2$
冷却系	冷却能力	1 W (4.2°K)
	起動時間	5.5 時間 (無負荷) 10 時間 (PA 付)
	動作圧力	15 atm
	エンジン回転数	300 rpm
	真空さう真空度	3×10^{-6} torr
	冷却器ユニット	350 ϕ \times 1130 H 110 kg

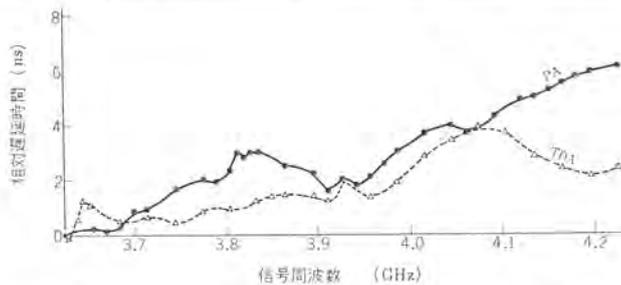


図 7.2 パラメトリック増幅器およびトンネルダイオード増幅器の
相対遅延時間
Delay times of the parametric amplifier and tunnel diode amplifier.

4.2°K 液体ヘリウム冷却パラメトリック増幅システムの概要を述べた。本システムは約1年間にわたり各種の試験を行ない衛星通信用低雑音増幅器としての実用性が確認できている。

末筆ながら日ごろご指導いただき当社喜連川博士をはじめ通信機製作所、鎌倉製作所、中央研究所の関係各位に深謝いたします。

参考文献

- (1) 白幡, 武富, 小木曾, 立山: 4 GHz 液体ヘリウム冷却パラメトリック増幅器, マイクロ波研究会, 42-11-21
- (2) 明石, 荻野, 神頭: ヘリウム液化装置, 三菱電機, 36, No. 7, 37 (昭37)
- (3) 白幡, 池川: GaAs 可変容量ダイオード, トランジスタ研究会資料, 昭40-10-25
- (4) K. Garbrecht: Noise Limitation in Helium-cooled Parametric Amplifier, Digest Tech. Papers, Int. Solid-State Circuits Conf., 8, 22-23, Lewis Winner (1965)
- (5) 池川, 星加: GaAs バラクタの熱抵抗, 42年信学全大, No. 698
- (6) 中原, 川端, 折目: 液体ヘリウム冷却小形サーキュレータ, 42年信学全大, No. 460
- (7) 中原, 川端, 折目: 新しい広帯域整合方式による OSM 系液体ヘリウム冷却小形四端子対サーキュレータ, 43年電気四学会連大, No. 1318
- (8) 白幡: パラメトリック増幅器の極大帯域幅, 信学誌, 53, No. 3, pp. 113~114 (昭38)
- (9) 白幡, 武富, 小木曾: 広帯域トンネルダイオード増幅器の実用化, 三菱電機技報, 42, No. 11, 1,488~1,495 (昭43)

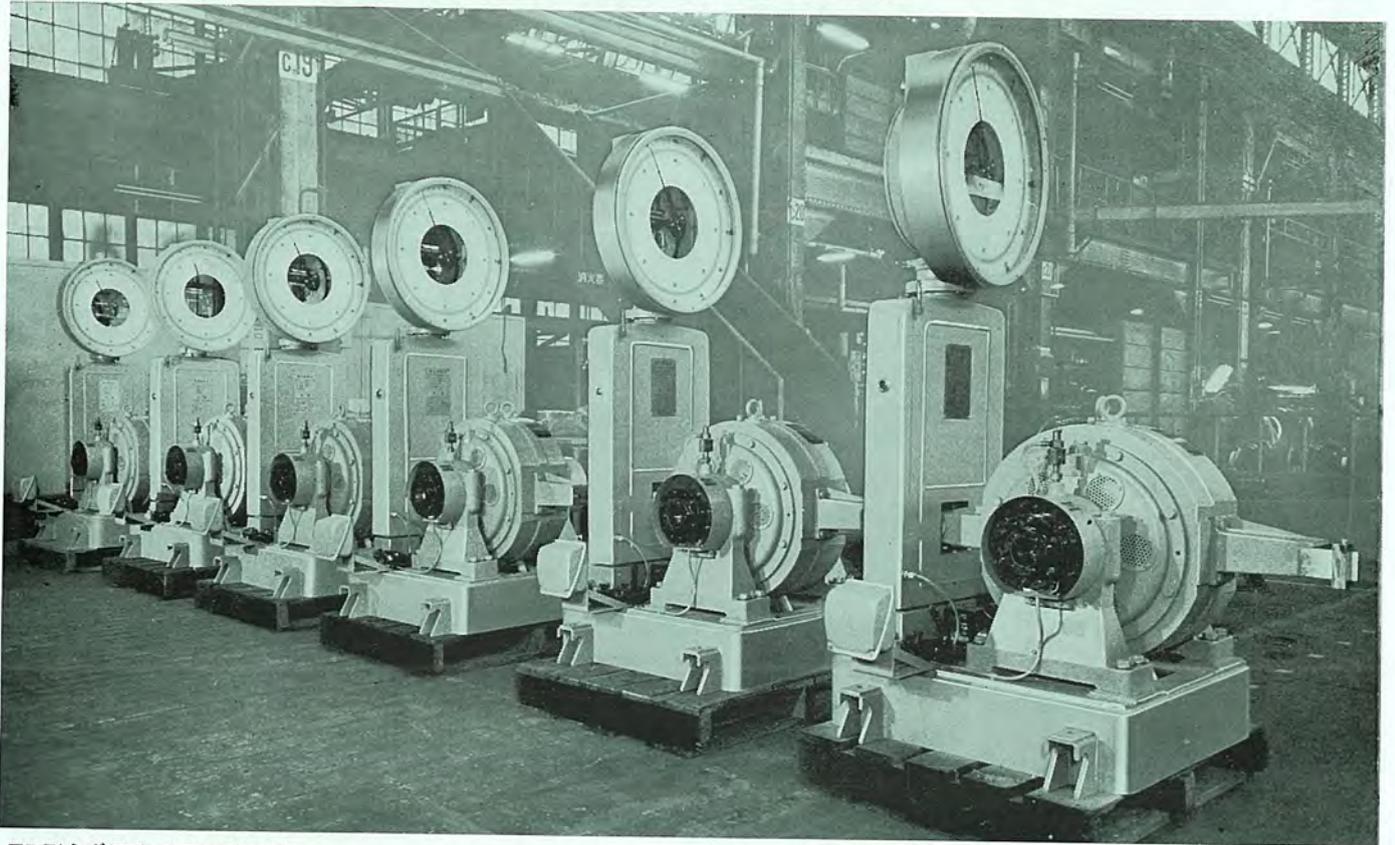
最近における社外寄稿

出稿日	寄稿先	題名	執筆者	所属場所
43-1-31	O H M 4 月号	コンピューティングロガの高炉原料装入設備への応用	石 雅彦	長崎製作所
43-2-23	高分子物理年報刊行会	Viscoelastic Properties of Polyesters having Long Functional Side Chains	田中 誉郎 ほか	中央研究所
43-2-23	高分子物理年報刊行会	Molecular Motion in Polyimide	田中 誉郎 ほか	中央研究所
43-2-23	高分子物理年報刊行会	Molecular Motion in Copolymers of Styrene	飯坂 捷義 ほか	中央研究所
43-2-28	日刊工業新聞社	変圧器における絶縁材料の耐久性	白井万次郎	伊丹製作所
43-3-1	誠文堂, 新光社	時間分析器 (エレベータ交流測定器)	壺井芳昭・梅田 義明 笹尾 勇夫	中央研究所
43-3-4	真空協会	マスキング	花坂 孝雄	中央研究所
43-3-12	電機工業会	層間抵抗試験値の電圧および圧力特性	土屋 英司	中央研究所
43-3-13	低温工学協会	超電導線の冷却条件と安定比	平田 郁夫	中央研究所
43-3-13	電気計算	最近の移動用変電設備とその設計	但馬 常夫	伊丹製作所
43-3-14	電気工学年報昭和43年度版	鉱山における電動力応用	菅間 一公	長崎製作所
43-3-18	日刊工業技術編集部	開発者は語る「IC 試験装置」	壺井芳昭	中央研究所
43-3-20	照明学会	1光源 1.7 化学材料	粟津 健三	中央研究所
43-3-21	MHD 国際シンポジウム (第4回)	Study on Semi-Hot Wall Duct for MHD Generator	森川 允弘・村井 裕 小林 幸人	中央研究所
43-3-26	日本物理学会	Some Crystal Habits of Lithium Doped cds Single Crystals	吉沢 達夫	中央研究所
43-3-28	日本化学会	ポリピロリタミク 酸 ジメチルエステル の生成と性質	西崎 俊一郎	中央研究所
43-4-4	照明学会	光電効果の応用	吉沢 達夫	中央研究所
43-4-5	電気学会	実効磁路長	土屋 英司	中央研究所
43-4-5	関西電気協会	その後の MHD 発電について	伊藤 利朗	中央研究所
43-4-19	電気工学年報昭和43年度版	セメント工業における電力応用	加 賀	長崎製作所
43-8-23	低温工学協会	高温 プラズマ 閉じ込め用 カスプ 形超電導 マグネット の製作	明石 克寛・西山 槐 岩本 雅民 ほか	中央研究所
43-8-29	低温工学協会	超電導線の冷却条件と安定化 II	平田 郁之	中央研究所
43-9-9	電気学会	セミアクト 形 MHD 発電 タクト の研究	森川 鉄也	中央研究所
43-9-24	合成樹脂工業新聞社	ジフェニルオキシド 樹脂の成形品, 積層品への応用	西崎 俊一郎	中央研究所
43-9-26	通産省工技院	イオン 加速装置の試作研究	藤田 彪太	中央研究所
43-9-26	通産省工技院	方向, 温度依存性の少ない光磁気共鳴磁力計の研究	安東 滋	中央研究所
43-9-26	通産省工技院	半導体中のレアアースメタルの準位とその再結合 レザへの応用研究	伊吹 順章	中央研究所
43-10-2	第5回国際レオロジー会議	Effect of Diluent and Crosslinking on Secondary Mechanical Dispersion of Polyalkyl Methacrylate	柴山 恭一	中央研究所
43-10-3	I. E. E. E.	Applications of Pseudo-inverse matrix in Power system Analysis	上村 勝彦	中央研究所
43-10-15	Electrochemical Society Editorial office.	YPO ₄ : Ce Phosphor Sensitized by Thorium ions	粟津 健三・武藤 勝俊	中央研究所
43-10-24	日刊工業出版局	サイリスタの電鉄モータ制御への応用	大野 栄一	中央研究所
43-10-24	日本電子 K. K. FM 写真集編集	(1) アクリル 高分子 ディスパージョン (2) スチレン・フタジエン・スチレンブロック 共重合体	尾形 善弘・飯坂 捷義 宮本 紀男	中央研究所
43-10-29	電気評論	米国における電力系統問題のトピックス	林 重雄	中央研究所

最近における社外講演

講演日	主催	演題	講演者	所属場所
43-3-31	電気学会	エナメル線の過負荷特性	倉屋 茂	中央研究所
43-3-31	電気学会	電動機絶縁の機能評価試験	川上 剛	中央研究所
43-3-31	電気学会	コンデンサモータの特性計算の一方	小倉 新三	中央研究所
43-3-31	電気学会	線間短絡時の同期機界磁電流の計算法	荒木 忠夫・林 重雄 羽根田 博正	中央研究所
43-3-31	電気学会	同期機制動特性に及ぼす制御器特性の影響	林 重雄・羽根田 博正 石黒 富士雄	中央研究所
43-3-31	電気学会	都心部系統における負荷切換え	石田 芳・林 重雄 佐藤 隆 ほか	中央研究所
43-3-31	電気学会	系統分離装置	佐藤 隆・林 重雄 石田 芳 ほか	中央研究所

現在の人手でエンジン試験の能力を数倍にできる 三菱電気動力計



ED形うず電流式電気動力計

圧延機、工作機などの自動制御技術を電気動力計の自動運転にも応用しました。高速、大出力、高精度の動力計が必要な際もご相談ください。



プログラム制御装置
(ディゼルエンジン、ガソリンエンジン 共用)

今日もあなたと共に



お問合せは…三菱電機(株)電機第一部/東京都千代田区丸の内2の12/
東京(212)6111(大代表)
神戸製作所営業部/神戸市兵庫区和田崎町3丁目/神戸(67)5041
またはもよりの営業所へ/
大阪・名古屋・福岡・札幌・仙台・富山・広島・高松・新潟

■標準定格

ED形うず電流式動力計

ED-3形	22kW	(30PS)
ED-7形	55kW	(75PS)
ED-10形	75kW	(100PS)
ED-15形	110kW	(150PS)
ED-20形	150kW	(200PS)
ED-30形	220kW	(300PS)
ED-50形	375kW	(500PS)
ED-100形	750kW	(1,000PS)

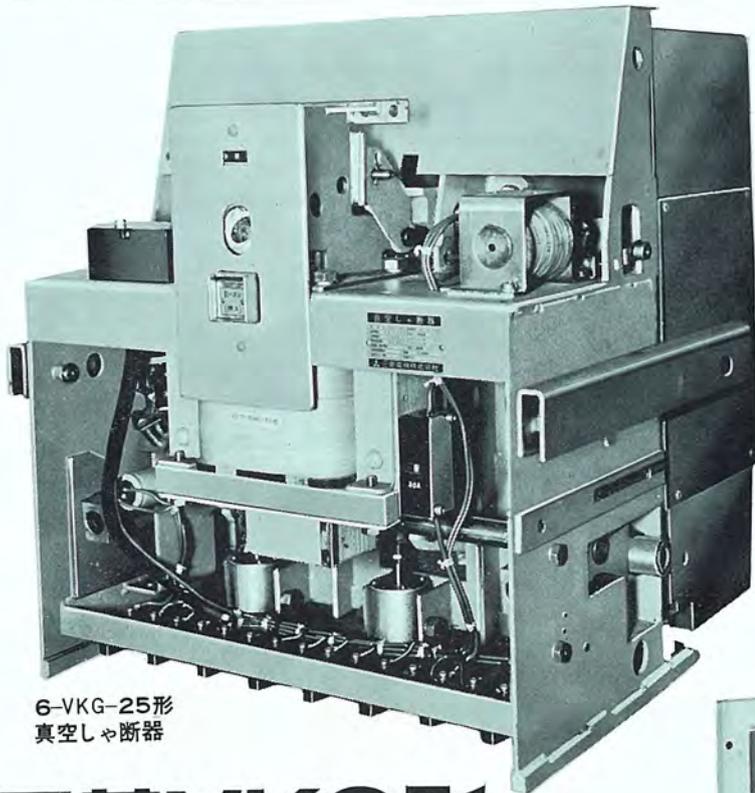
直流式電気動力計

3.7, 7.5, 15, 30, 55, 75, 110, 150, 220, 375,
550, 750, 1,000, 1,000kW以上

■製作例

- 立形直流動力計 750kW 900~1,200rpm
- 超高速直流動力計 460kW 50,000rpm
- 超高速うず電流式動力計 300kW 4,500~45,000rpm
- シャーシダイナモメータ 110kW 5t 200km/hなど各種
- プログラム制御自動運転装置(ディゼルエンジン、ガソリンエンジン、変速機、自動ギヤチェンジ)

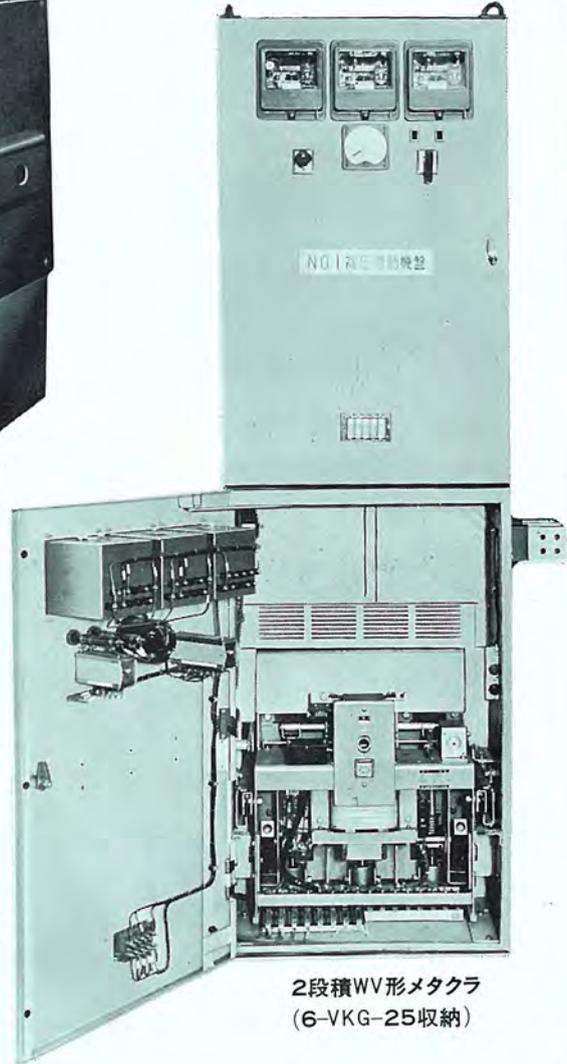
受変電設備の縮小化と無人化に



6-VKG-25形
真空しゃ断器

三菱VKG形 真空しゃ断器

三菱WV形 メタルクラ 開閉装置



2段積WV形メタクラ
(6-VKG-25収納)

■小形軽量です

一面に2~3段積めますので床面積は大幅に縮小されます。

■保守の手間がはぶけます

主接点はまったく保守を必要としません。しかも長寿命で点検期間は大幅に延びました。

■ふんい気の影響を受けません

主接点は真空容器内に完全に密閉されておりますので外部の影響はうけません。

■火災の心配がありません

油はまったく使用していませんので清潔であり、火災の心配は皆無です。

定格表

収納しゃ断器	定格電圧 (kV)	定格しゃ断容量 (MVA)	定格電流 (A)	盤外形寸法 幅×高さ×奥行(mm)
6-VKG-15	7.2	150	600	660×2,300×1,700
	3.6	100		
6-VKG-25	7.2	250	600	700×2,300×1,700
	3.6	150	1,200 2,000	

三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内2の12 / ☎100 / 東京 03(212)6111 大代表

原子炉用中性子検出器 —CIC および ^{10}B カウンター—

小林 一夫*

Neutron Detectors for Nuclear Reactors

Central Research Laboratory Kazuo KOBAYASHI

Discussion are made herein on the construction, various characteristics and related problems of a gamma compensated ionization chamber (CIC) and a ^{10}B lined proportional counter developed by Mitsubishi as neutron detectors for nuclear reactors. Particularly in regard to the compensation characteristics of CIC, studies have made on the difference between the degree of compensation when calibrated by the use of ^{60}Co and that obtained when actually equipped to a reactor. Brief reports are also made on the results of continuous operation tests made with a research reactor.

1. ま え が き

加圧水形原子炉の核計装機器の開発を終わり、その回路部についてはすでに報告した⁽¹⁾。ここでは原子炉用中性子検出器として開発した ND-8620 形 ガマ線補償形電離箱 (CIC : Compensated Ionization Chamber) および、ND-8610 形 ^{10}B 塗布比例計数管 (^{10}B カウンタ) についてのべる。これらは従来から知られている形式のものであるが、原子力発電所の主要機器国産化の方針に沿って、技術提携先のアメリカウエスチングハウス社の資料を参考にして、当社で開発し、耐高温性の面で改良を加えたものである。

原子炉出力の検出は熱中性子計測により行なわれ、計測範囲は 10 ~ 11 けたにわたる。線源領域チャンネルには BF_3 カウンタ、または ^{10}B カウンタ、中間領域チャンネルには CIC、出力領域チャンネルには UIC (Uncompensated Ionization Chamber) または CIC が用いられる。CIC の熱中性子計測範囲は約 8 けたにおよび、下部 2 ~ 3 けたはガマ線による出力より小さくなる。CIC はガマ線感度を 1/100 以下に低くしたものであり、UIC に比べ 2 けた下まで熱中性子束を正しく検出することができる。

加圧水形炉の核計装における線源領域用検出器として最近 ^{10}B カウンタを使用することになった。そのためわれわれは BF_3 カウンタ、CIC の技術を生かして ^{10}B カウンタを開発したので、その諸特性もあわせてのべる。

検出器、電子回路部分を組み合わせた三菱核計装装置については、立教大学原子炉 (TRIGA-II) において 42 年 9 月より約半年間連続

動作試験を行ない無事終了したが、ここではその検出器に関する試験結果についても簡単に報告する。

2. 動作原理および構造

ガマ線補償形電離箱は原理的に 2 個の電離箱からなる。図 2.1 は補償の原理を説明する概念図である。第 1 の電離箱の内面には中性子有感物質として ^{10}B をコーティングしてある。 ^{10}B は熱中性子と次の核反応をする

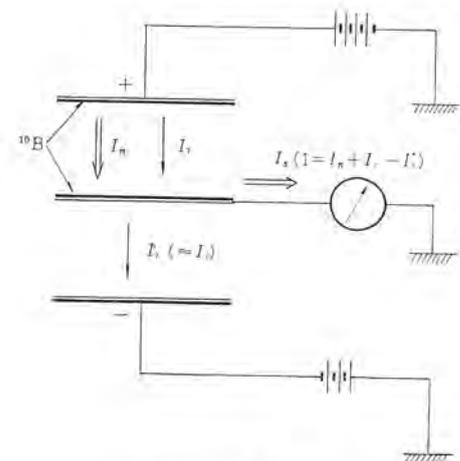


図 2.1 補償原理
Principle of compensation.

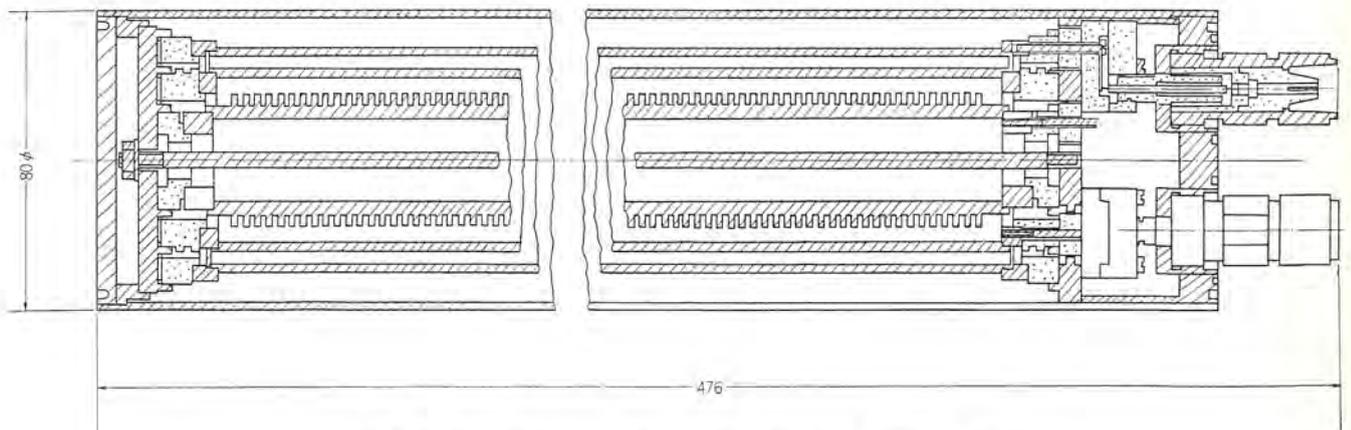


図 2.2 CIC 構造

Construction of type ND-8620 CIC.

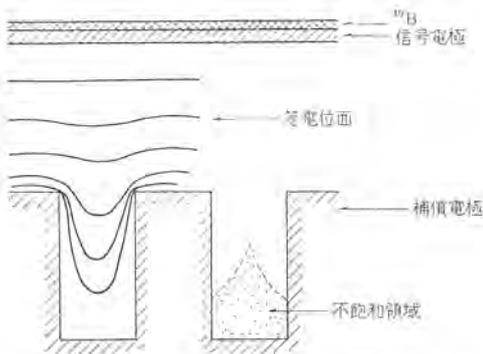


図 2.3 補償電極付近の等電位面概念図
Conceptual equipotential surface around the compensation electrode.



図 2.4 CIC 外観
External view of type ND-8620 CIC.

Li はボロン中での飛程が小さいので α 粒子による電離のみ考える。 α 粒子は 1.47 MeV のエネルギーをもち、電極間に封入された N_2 ガスを電離する。その電離電流 I_n は熱中性子束に比例する。第 1 と第 2 の電離箱にはそれぞれガンマ線による電離電流 I_γ と I'_γ が流れる。 I_γ と I'_γ が等しくなると信号電流 I_s は $I_s = I_n$ となり熱中性子束に比例する。

$I_\gamma = I'_\gamma$ とするには、二つの電極間体積を等しくして固定してしまう方法もあるが、工作精度の問題と、使用中に補償率のずれる問題があり、普通は I'_γ を可変とし、外部より調節可能とする。その方法には体積を機械的に変える方法と、電極間に不飽和領域を作り電圧調整により有効体積を変え方法とがある。ここで開発した CIC は後者の方法によるものである。

図 2.2 は CIC の構造詳細図である。図 2.3 は補償電極断面の拡大図であり、等電位面と不飽和領域を示す。みぞ(溝)の中では電界強度が不十分でイオンの再結合がおこる。その領域は補償電極に印加される電圧により増減し、その可変量は全体積の約 5% になるように設計した。みぞの深さ、ピッチは、 $I_\gamma = I'_\gamma$ となる補償電圧が 1,400 R/h (^{60}Co) の線量率で $-10 \sim -80$ V の間になるように決めた。

使用範囲の下限における出力電流が 10^{-11} A であるので、高圧電極からのリークが問題となるが、ガード電極形式をとることにより、リーク電流を 10^{-13} A 程度にしている。また、電極とコネクタ間のリード線が電極となり電離箱を構成することによって生じる不要な電離電流は、リード線をアルミセラミックでシールドすることによりなくした。

図 2.4 は ND-8620 形 CIC の外観を示す。

3. 構造材料

CIC の構造材には機械的強度のほか次のことが要求される。

(1) ガンマ線感度を下げため電極材料はできるだけ原子番号

表 3.1 Mg と Al の核定数
Nuclear constants of Al and Mg.

元素	原子番号	存在比	σ_{act}	σ_{abs}	生成核	半減期	放射線
^{26}Mg	12	11.29%	0.05 barn	63 mb	^{27}Mg	9.46 分	β^- : 1.75 or 1.59 MeV γ : 0.84 or 1.02 MeV
^{27}Al	13	100%	0.21 barn	230 mb	^{28}Al	2.27 分	β^- : 2.84 MeV γ : 1.78 MeV

の小さいこと。

(2) 中性子に対する、放射化および吸収断面積の小さいこと。

(3) 加工性がよく高価でないこと。

これらの条件には Al と Mg が適する。その核定数は表 3.1 のとおりである。まずガンマ線感度を比較する。通常 CIC を設置する炉心周辺では低エネルギーのガンマ線が多く、その物質との相互作用は光電効果が主要であるのでこれだけを考える。光電子数を N とすると、

$$N \propto \frac{\rho}{M} Z^5$$

である。ここで ρ は密度、 M は原子量、 Z は原子番号である。Al と Mg について光電子放出の割合は

$$\frac{N_{Al}}{N_{Mg}} = 2.10$$

となり、Mg のほうがガンマ線に対する感度は低い。次に放射化量を A とすると、崩壊定数 λ に比べ十分長く照射したとき、 A は、

$$A \propto \sigma_{act} \frac{\rho}{M} e^{-\lambda t}$$

である。 σ_{act} は放射化断面積、 t は照射停止後の時間である。Al と Mg の場合を比較すると

$$\frac{A_{Al}}{A_{Mg}} = 2.54$$

となり、Al が 2.5 倍の放射能をもつ、ただし、熱中性子照射停止後 13 分とした。これは熱中性子炉で CIC を使用する際、最も補償を必要とする炉停止後時間の代表値である。しかし ^{28}Al の減衰時間が短いから、炉停止後 47 分もすれば Al の放射能は Mg に比べ $\frac{1}{1,000}$ になる。吸収断面積はともに小さく CIC の感度に及ぼす影響は問題とはならない。

以上のように条件(1)と(2)では Mg がややすぐれている。しかし加工面からみると円筒電極をはじめ、かなり高精度の加工部分が多く、Mg よりも Al を用いたほうが問題がない。また、Al のほうが素材入手容易でもあるので全面的に Al を採用した。なお、不純物による放射化およびそれによる補償特性のずれを小さくするために、JIS 規格特種 (99.7% 以上) の Al を用いた。

CIC の対接地絶縁はとくに高く要求される。回路の入力端電圧を、あらゆる使用方法を考え最大限 1 V とする。それは信号電極と接地間の電圧になり、測定下限 (10^{-11} A) においてリークによる誤差を 1% 以下にするには $10^{13} \Omega$ 以上の絶縁が必要である。かつ、絶縁材料は強い中性子束とガンマ線に長期間さらされても、その特性に劣化のないことも要求される。耐放射線の点からプラスチックではポリエチレンが最もすぐれているが、常温において機械的強度に劣り、約 80°C で軟化する。今のところ高温まで使用しうるのはアルミセラミックのみである。絶縁抵抗は十分高く 200°C 以下で $10^{13} \Omega$ 以上が得られる。ただし Al と組合わせた場合膨張係数の大きな差に対処して、

構造上くふうする必要があった。

4. ボロンコーティング

ボロンを高圧電極の内面と信号電極の外面にコーティングするが、その厚さや、一様性は中性子感度に影響する。 ^{10}B が熱中性子と核反応して出る α 粒子は1.47 MeVのエネルギーをもつが、そのボロン中での飛程は 0.85 mg/cm^2 であり、ボロン膜より飛び出す α 粒子の数が最大となる膜厚は 0.78 mg/cm^2 と計算される⁽²⁾。ボロン膜の薄すぎる場合の感度低下のほうが厚すぎる場合の吸収による感度低下より大きいので平均を 1 mg/cm^2 とした。コーティングの結果、両端付近の厚みのばらつきは $\pm 30\%$ 程度となった。

5. 諸特性

5.1 補償特性

中性子の存在しないガンマフィールドにおいて、補償電圧に対するガンマ線感度を測定する。図5.1は大阪府立放射線中央研究所の ^{60}Co を借用して測定した補償特性である。縦軸は非補償時に対する補償時のガンマ線感度の百分率である。負側は過補償を意味する。補償電圧の最適値は約 -35 V であり上記ガンマ線感度比は 2% 以下になる。

線量率が大きくなるに従い、曲線は右に移動し、最適補償電圧の絶対値は大きくなるが、この変化は空間電荷によるものであり、また曲線のこう(勾)配に関係する。こう配はみぞの深さ、ピッチにより決まり、それが大きすぎると線量率による補償率の変動が大きくなる。これらは補償可変域と工作精度の兼ね合いで決まる。

線量率の変動に伴う補償率変動よりも、原子炉の検出器位置におけるガンマ線が ^{60}Co のガンマ線よりもはるかに柔らかいことに起因する補償率変動のほうが大きい。検出器位置では散乱ガンマ線や励起核からのガンマ線等、二次的ガンマ線がほとんどであり、 100 keV 以下のエネルギーであることが多い。ガンマ線のエネルギーが低くなると補償電流は増し、上記曲線は左に移る。その理由はCIC内の中性子有感側の内面は、アルミニウムより原子番号の小さいボロンでコーティングされており、その光電子に対するシャ(遮)へい効果を考慮すると中性子有感体積における光電子による電離電流は補償体積中のそれとくらべて相対的に少なくなる方向にあり、また、補償電極の表面積が大きいことによる低エネルギー電子の相対的増加等により補償電流は増す。これを定量的に出すことは困難であり、またCICの位置でのガンマ線スペクトルおよび、強度は各原子炉で異なり、一律に取扱うことはできない。したがって、補償電圧にはそれぞれの場

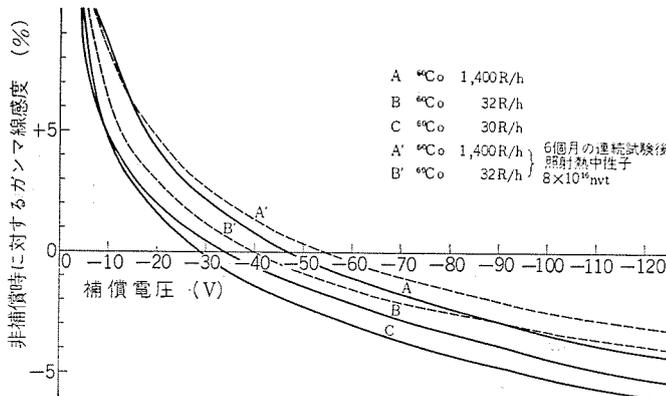


図 5.1 補償特性
Compensation characteristics.

合に応じて決めなければならない要素がある。

5.2 飽和特性

炉の全出力運転時の中性子束はガンマ線束に比べ高く、ガンマ線を含めて検出しても誤差は小さく、補償の必要はない。高い中性子束による電離電流は $100\text{ }\mu\text{A} \sim 1\text{ mA}$ あり、電界強度が不十分であると飽和をおこし、炉出力と検出器出力の比例性が悪くなる。したがって飽和特性を測定することにより、この領域での比例性を確認する。

図5.2はCICをTRIGA-IIの炉心まわりの反射材近くに設置し、測定した飽和特性である。約 800 V の印加電圧で 1 mA 強まで飽和状況よく中性子束との直線性は良い。一番下の曲線だけはサーマルカラムにおける測定値で、中性子束ははく(箔)放射法により測定した。

5.3 直線性

図5.3は全領域の直線性を示す。高出力域でははく放射法によって横軸をとり、低出力域ではガンマ線のディスクリミネーションのよ

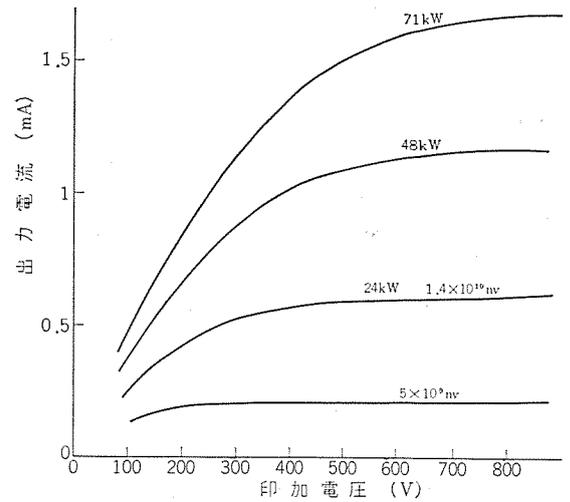


図 5.2 飽和特性
Saturation characteristics.

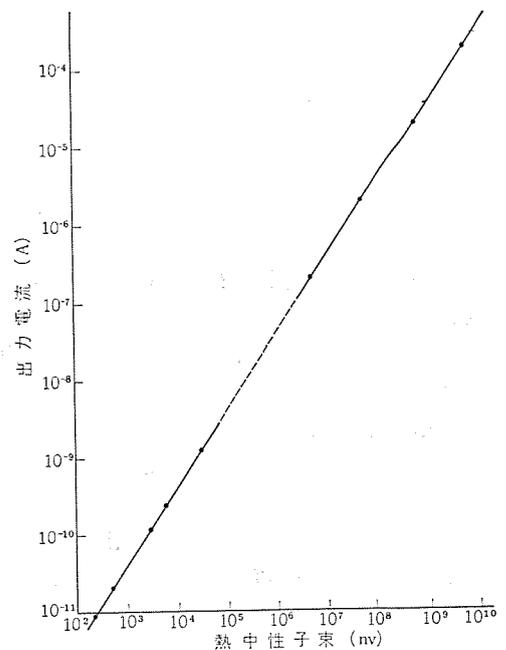


図 5.3 CIC 出力と熱中性子束との比例性
Linearity of output current versus neutron flux level in a reactor.

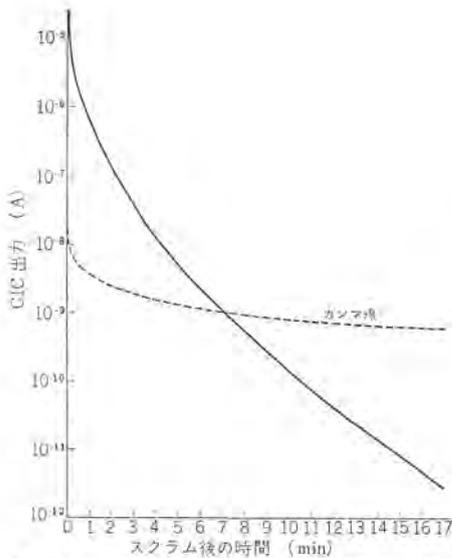


図 5.4 スクラム後の中性子束とガンマ線レベル (サーマルカラム中)
Neutron and gamma sensitive current after reactor shutdown (in the thermal column of TRIGA-II).

いBF₃カウンタにより横軸を校正した。10⁻¹¹Aから10⁻⁸Aまでの8けたにわたり直線性はよく、出力下限でも3%以内である。

5.4 スクラム時における補償特性

CICの機能が最も発揮されるのは炉出力を急激に下げたときである。ガンマ線束の減衰が小さいため急速に下がる中性子束に対するガンマ線束の相対的強度が高くなり、CICの補償機能が強く要求され、動作状況が明確になるからである。

図5.4はサーマルカラムにCICとガンマ線線量計プローブを同じ深さに入れ、炉を10kWからスクラムしたときのそれぞれの出力を示す。ガンマ線レベルはCICガンマ線出力(補償電流)に換算して示してある。図のとおりガンマ線レベル以下でもCIC出力はほぼ遅発中性子による出力減衰の状態を正しく示し補償状況はよい。

図5.5は次にのべる連続試験に際し炉心近くに設置したときの測定結果である。ガンマ線レベルは図5.4の場合に比べて1けた半高くなり、補償の過不足がCIC出力に明確に表われる。補償電圧が-12Vのとき約0.3%の過補償となり出力下限でCIC出力は急激に下がる。-7Vでは24%の補償不足であり、出力はなめらかになるが誤差が大きい。破線は起動領域のBF₃カウンタにより測定した中性子レベルでありBF₃カウンタの本性からいってこの値は中性子束の変化を正しく表わしているといえる。

したがって、このCICの位置では補償電圧は約-11Vが最適である。この値は⁶⁰Coによる測定で得た-35V(前述)よりかなり小さな電圧となっている。この原因はさきにも述べたとおり検出器位置のガンマ線スペクトルが⁶⁰Coに比べ柔らかいことによる。炉心および炉心周辺のガンマ線スペクトルは測定困難で明確にはできないが、他の炉においてもTRIGA-IIにおけると同様かなり柔らかいスペクトルと考えられ、補償電圧のずれは普通この程度おこるとしたほうがよい。なお、補償電圧はマイナス数ボルトより深くなければならぬ。これより浅くなると補償側電極間で全体にわたる不飽和をおこし、高いガンマ線レベルのとき、炉出力とCIC出力の直線性を悪くする。

図5.5のガンマ線レベルの測定は、補償電極電流を対数増幅器に入れ記録した。この電流にはCICのアース電位にある中心軸(図

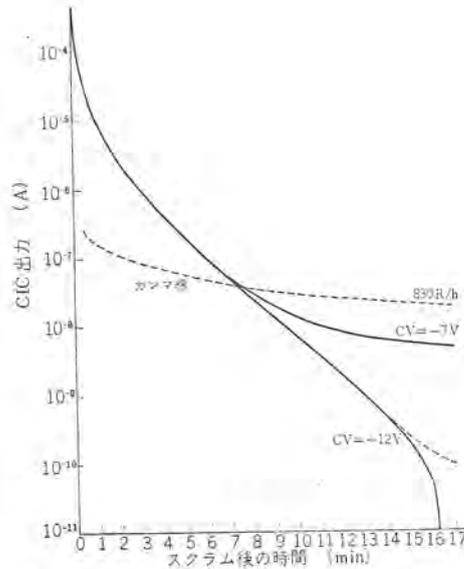


図 5.5 スクラム後の熱中性子束とガンマ線レベル (反射材近辺)
Neutron and gamma sensitive current after reactor shutdown (at just outside of reflector of TRIGA-II).

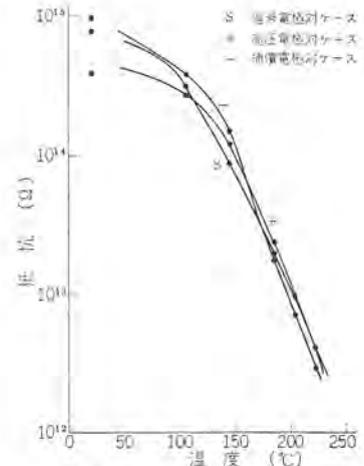


図 5.6 絶縁抵抗の温度特性
Temperature characteristics of resistance.

2.2参照)この間に流れる電離電流が含まれるが、その割合は別の実験で求め測定値を補正した。

過補償の場合に下限で出力が急激に下がるが、これは原子炉起動時には逆に急激なせの出力上昇を示し、起動率計(ペリオド計)においてスクラム信号を発する原因になるのできけなければならない。過補償時に出力が大きくなる理由は次のように考えられる。

過補償電流を ΔI_γ 、中性子束の減衰定数を a とする。ともに短時間なので一定とすると

$$I_n = I_0 e^{-at} \quad I_s = I_n - \Delta I_\gamma$$

であり、起動率はCIC対数出力を微分して得るので

$$\frac{d}{dt} \log I_s = \frac{-a}{1 - \frac{\Delta I_\gamma}{I_n}}$$

となる。したがって $I_n = \Delta I_\gamma$ のとき、つまり中性子出力がガンマ線の過補償分に等しくなったとき、起動率は無限大となる。ゆえにガンマ線のCIC出力がCICの下限出力よりも2けた以上高いレベルにあるときはかならずやや補償不足にして上記現象をさける必要がある。

5.5 絶縁温度特性

図5.6は各電極とアース間の絶縁の温度特性である。常温では10¹⁴Ω以上は十分あり、温度上昇とともに絶縁低下は著しいが200℃以下であれば10¹³Ω以上ある。

6. 連続試験

立教大学原子炉(TRIGA-II)を借用して核計装置全体の連続動作試験を42年9月より約半年間行なった。その結果の中から検出器に関する部分を以下にのべる。

装置は各チャンネル箱(電子回路)のほか、検出器としてBF₃計数管1本、CIC2本および各チャンネルごとの記録計からなる。それらと実験用回路との接続は図6.1のとおりである。図6.2は炉内における検出器の設置状況を示す。CICは反射材の近くにおき、BF₃比例計数管はタンク壁近くまで離し、炉心との距離を調節して線源領域と中間領域が約2けた重なるようにした。検出器保護管はアルミ

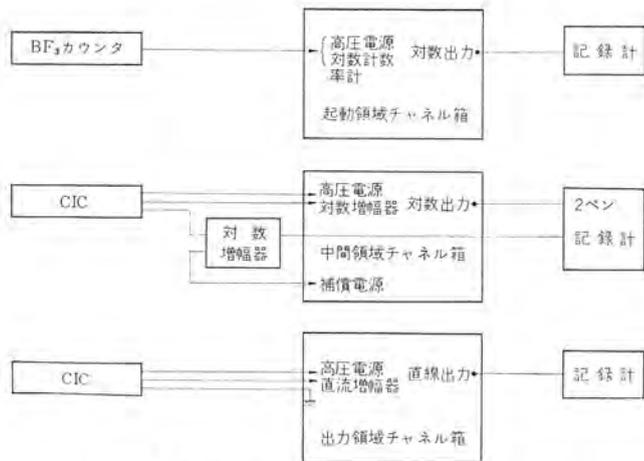


図 6.1 核計装実験用ブロック
Block diagram of experimental arrangement of nuclear instrumentation system.

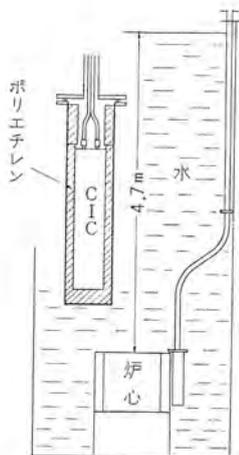
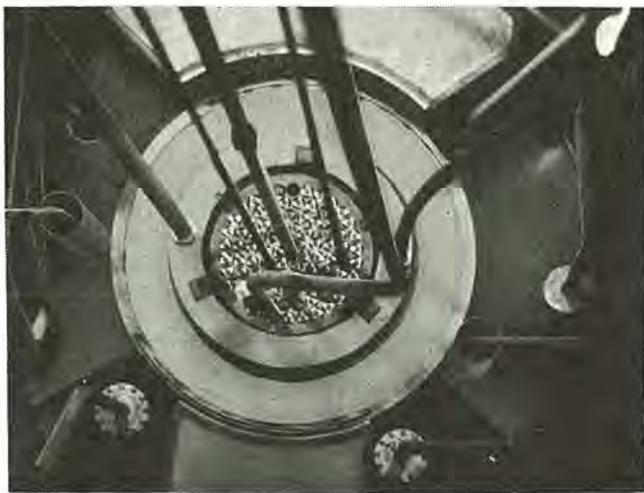
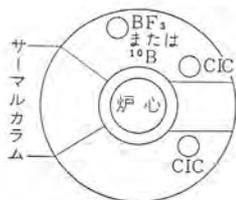


図 6.2 TRIGA-II 内の検出器
配置図
Detector temporary arrangement in
reactor TRIGA-II.



ウムを用い、下部に入れたポリエチレンは絶縁材料と減速材を兼ねている。検出器取換えを容易にするため、下部に接続部を設けた。この部分は高レベルのガンマ線と中性子束にさらされるのでステンレスリング

を作り、アルミニウムフランジのみぞにくい込ませた。防水は完全であり、リングとフランジの組み合わせが同じであれば数度の再使用が可能である。

全装置の電源は TRIGA-II の運転室のモニター電源と連動させ、運転前の中性子レベルから起動、100 kW 運転時、および停止後の中性子レベルを連日自動的に記録した。

なお、CIC の位置における熱中性子束は 100 kW 運転時に $1 \sim 2 \times 10^{10}$ nvt である。ガンマ線は 100 kW 運転時にスクラムして 10 分経過後、約 1,000 R/h ありこのガンマ線レベルにより CIC の動作域はきまる。1,000 R/h のガンマ線により CIC に生ずる電流は約 2×10^{-8} A であり、CIC の動作域はガンマ線出力以下 2 けたまでであるので 2×10^{-10} A $\sim 5 \times 10^{-4}$ A の 6 けた強である。BF₃ 比例計数管は $1 \sim 2 \times 10^5$ cps で 5 けた強である。互いの 2 けたを重ねることにより 9 けた強の中性子束を直線性よく検出した。

動作時間は 1,860 時間に及んだが、誤操作による回路故障以外は全装置は異常なく動作した。CIC 位置での熱中性子束の全線量は 8×10^{16} nvt となった。核反応で減少する ¹⁰B は 10^{19} nvt の照射量で数パーセントであり、今の線量では感度に影響しない。CIC は連続試験終了後再び ⁶⁰Co により補償特性を測定した。図 5.1 の破線はその結果を示す。約 0.5% 補償度が小さくなったが、原因としては測定時に残っていた誘導放射能 (10 cm はなれた位置で 2~3 mR/h) によると考えられ、今のところそれ以外はわからない。しかしこのずれは小さく、問題とする量ではなく、長期の安全な動作が確信できる。アルミナセラミックはやや茶かっ色になったが各電極絶縁は $10^{13} \Omega$ 以上あり問題はない。保護管内のポリエチレンは淡いチョコレート色に変色していたが、スペーサ、減速材としての劣化はない。

7. ¹⁰B 塗布比例計数管 (¹⁰B カウンタ)

PWR の起動領域チャンネルには BF₃ 比例計数管のかわりに ¹⁰B 塗布比例計数管が用いられはじめた。¹⁰B 塗布比例計数管には BF₃ 比例計数管にみられる早期の疲労、高中性子束での劣化防止処置等の問題がない。また、構造上異なる点は管壁内面に ¹⁰B をコーティング



図 7.1 ¹⁰B カウンタ 構造
Construction of ¹⁰B counter.

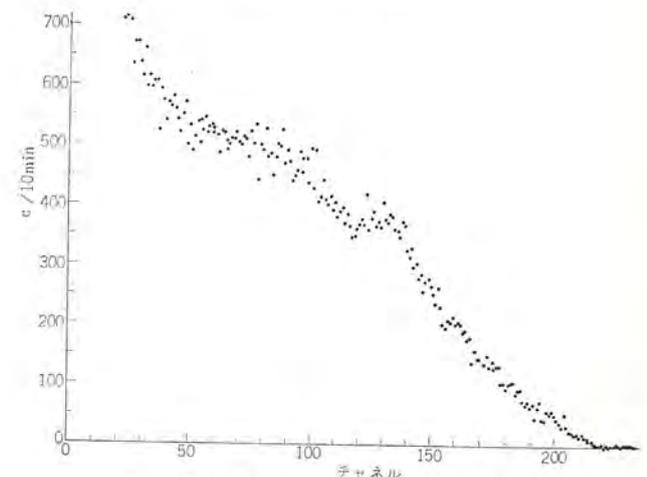


図 7.2 ¹⁰B カウンタの波高分布例 (Ra-Be)
Example of pulse height distribution.

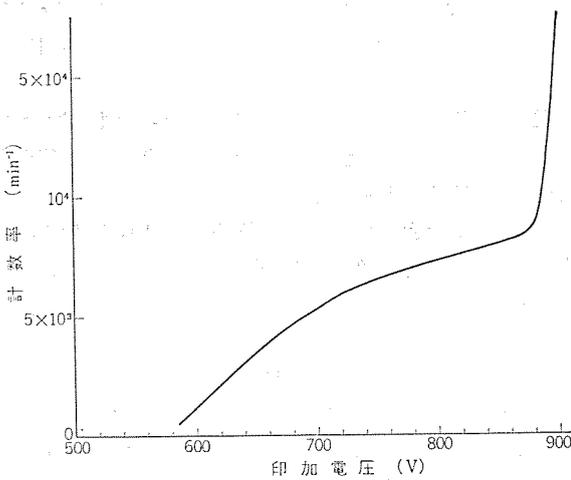


図 7.3 ¹⁰B カウンタのプラトー
Voltage curve for ¹⁰B counter.

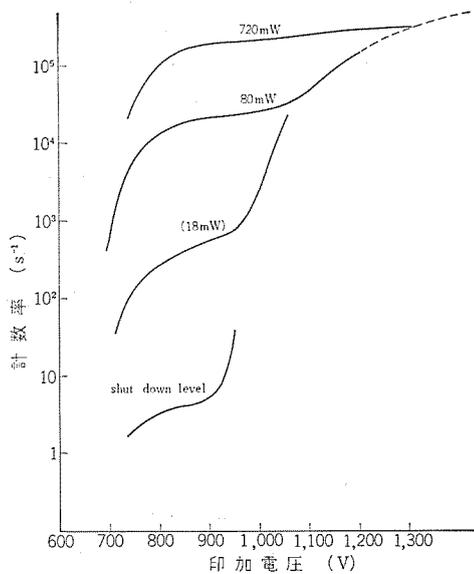


図 7.4 炉周辺でのプラトー
Voltage curves for ¹⁰B counter with gamma field.

していること、封入ガスをPRガスとし心線を細くしてガス増幅率を大きくし、印加電圧を下げていることである。¹⁰BのコーティングはCICと同じく1 mg/cm²の厚さであり、同じ方法でコーティングした。ガス圧は200 mmHgで、1.47 MeVのα粒子の飛程が管の直径におよそ等しくなっている。絶縁材もアルミナセラミックを用い200°Cまで使用できる。アルミ材も特種規格のものを用い放射化量をおさえた。図7.1は構造詳細を示す。

図7.2はRa-Be線源で測定した出力波高分布の例である。BF₃比例計数管とは異なり、ボロン壁から出るα粒子とLiイオンは連続したエネルギーをもつためピークがない。したがって図7.3のようにプラトー曲線は平たん部でも約0.3%/Vのこう配がある。

連続動作試験中のBF₃カウンタの位置に設置し、炉を低出力で運転し、プラトーを測定した結果が図7.4である。中性子計数10⁵ cps強まで直線性はあり、この図の場合850~900Vの印加電圧が最適である。各プラトーの右端の立ち上がりはガンマ線によるものである。

表7.1にCICと¹⁰Bカウンタの仕様を示す。

8. む す び

以上当社で開発したCICおよび¹⁰B比例計数管についてのべた。

表 7.1 CIC および ¹⁰B カウンタ 仕様
Specification of CIC and ¹⁰B counter.

形 式	CIC ND-8620	¹⁰ B カウンタ ND-8610
寸 法		
外 径	80 mmφ	25 mmφ
全 長	476 mm	348 mm
有 感 長 (約)	360 mm	241 mm
重 量	2,660 g	130 g
材 料		
外 管	特殊アルミニウム	特殊アルミニウム
電 極	特殊アルミニウム	0.025 mmφ タングステン
絶 縁	アルミナセラミック	アルミナセラミック
中性子有感物質	96% 濃縮 ¹⁰ B	96% 濃縮 ¹⁰ B
¹⁰ B 膜厚さ	1 mg/cm ²	1 mg/cm ²
ガ ス	N ₂	アルゴン 95% CO ₂ 5%
ガ ス 圧	1 気 圧	200 mmHg
インピーダンス		
抵 抗		
信 号 電 極	10 ¹² Ω 以上	
高 圧 電 極	10 ¹² Ω 以上	10 ¹² Ω 以上
補 償 電 極	10 ¹² Ω 以上	
容 量		
信 号 電 極	290 pF	12 pF
高 圧 電 極	280 pF	
補 償 電 極	145 pF	
最 大 定 格		
電 極 間 電 圧	1,500 V	1,000 V
温 度	200°C	200°C
外 圧	1 kg/cm ²	1 kg/cm ²
熱 中 性 子 束	5×10 ¹¹ nv	10 ⁵ nv(動作時)
中 性 子 ば く 射	10 ¹⁹ nvt	
動 作 定 格		
電 圧	300~1,000 V	750 V
補 償 電 圧	-10~-80 V	
飽 和 特 性	800 V で 1 mA まで良好	
熱 中 性 子 束	2.5×10 ² ~2.5×10 ¹⁰ nv	1.7×10 ⁻¹ ~1.7×10 ⁵
熱 中 性 子 感 度	4×10 ⁻¹⁴ A/nv	3.0 cps/mm
ガンマ線感度		プラトー
補 償 時		長 さ 200 V 以上
非 補 償 時	2.3×10 ⁻¹¹ A ² /R/H	こう配 0.3%/V 以上
		出 力
		無 負 荷 時 80 mV
		立ち上がり 0.2 μs

全線量については十分といえないが、一応の連続試験も終わり、その性能劣化のないことを確認した。また、⁶⁰Coによる校正時と実装時の補償度の違いもある程度明確にすることができた。

TRIGA-IIで連続試験したものと同一形式の核計数設備を三菱原子力臨界実験装置に設置する予定である。その中には本稿のでべたCIC、¹⁰Bカウンタも使用されている。

原子炉および⁶⁰Co線源を用いての試験に際し、多大の便宜を計っていただきました立教大学原子力研究所の皆様ならびに大阪府立放射線中央研究所の皆様へ感謝いたします。

(昭和43-8-16受付)

参 考 文 献

- (1) 川島, 岩岸: 加圧水形原子炉の核計数機器, 三菱電機技報 42, 725 (昭43)
- (2) 阪井, 五藤: 原子力工業, 12, No. 3, 72 (昭41)
- (3) H. S. McCreary, Jr, and Robert T. Bayard: A Neutron-Sensitive Ionization Chamber with Electrically Adjusted Gamma Compensation, R. S. I. 25, No. 2, 161~164(1954)

極低温における金属の電氣的・熱的性質

小俣虎之助*・田中 光雄**・平田 郁之**

Electrical and Thermal Properties of Metal at Very Low Temperature

Central Research Laboratory Toranosuke KOMATA・Mitsuo TANAKA・Ikuyuki HIRATA

Superconductive wire materials used for superconductive magnets are covered with metal of good electrical and thermal conductivity on their surfaces. Copper is the metal used in general, but differences of electrical and thermal properties of the material affect a great deal on the characteristics of magnets. Experiments were made with several kinds of metal to study their electrical resistance, magnetic resistance effect, specific heat and heat conduction at very low temperatures. It has been found that the electrical resistance of copper at 4.2°K decreases to 1/100-1/400 of the value at a room temperature, but there is much difference in the value depending on the material. The magnetic resistance effect at 4.2°K changes almost in proportion to the intensity of magnetic field, increasing to twice the non-field one at 50 kG. The thermal conductivity of superconductive materials at very low temperatures is below a fraction of hundredth of the value of copper, which signifies the necessity of the copper clad.

1. ま え が き

科学の進歩に伴って金属材料の用いられる温度領域は、数千度の超高温から零下数百度の極低温にわたる広い温度領域へと広がりがつづつある。とくに1950年代から急速な発展をげた極低温領域の科学は“低温工学(Cryogenics)”と呼ばれる近代工業の一分野としてその地位を築いた。

超電導現象の利用は超電導マグネットの実用化の成功によって急速に進み、送電線・変圧器・発電機・電動機などへの応用が検討され、一部では開発段階に達している。すでに英国では出力3,200馬力、回転数毎分200回転の超電導直流電動機⁽¹⁾が製作中である。一方、超電導現象を利用して微小な物理量を精密に測定する測定装置の開発がここ数年急速に進み、感度 10^{-15} Vの電位差計、感度 10^{-8} Gaussの磁束計、感度 10^{-9} Gの重力計などが試作されている。このように超電導現象の利用は大電流を必要とする重電部門から微小電流を検出する精密装置までの広い分野で急速に進みつつある。

当社においても、いち早く超電導材料およびヘリウム液化機の開発に着手し、1961年国産最初のヘリウム液化機を完成したのにつづき、超電導材料として世界最高の臨界磁界を持つTi-Nb-Ta三元合金⁽²⁾⁽³⁾を開発し、この線材の量産技術の確立によって国産初の超電導マグネットの試作に成功した。以来、物性研究用として50~60kG程度の磁場を発生できるマグネットを各方面の研究室へ送り出し、現在では工業技術院のMHD発電大形プロジェクトの一環として70kGの高磁場を発生する大形超電導マグネットの試作を進めている。これらのマグネットや上述の超電導機器では超電導材料およびそれとともに用いられる銅材の電気抵抗・比熱・熱伝導、さらに素線から液体ヘリウムへの熱伝達などが超電導特性を決める重要な因子となる。

当社ではこれらのことを重視し、超電導材料の開発と並行して早くから極低温における金属材料の電氣的および熱的性質について検討してきたので数種の材料についてその結果を述べる。

2. 電氣的性質

一般に超電導線を裸線で用いることは少なく、その表面に銅やアルミニウムなどの電気抵抗の小さい常電導金属を被覆して用いる。こ

れは超電導線を用いてマグネットを作り通電すると現われる種々の不安定性(コイルディグラデーション、トレーニング効果、低磁場不安定性)⁽⁴⁾⁽⁵⁾を除くためである。初期のマグネットではこの不安定性が大きな障害となっていたが、この不安定性が超電導線材である不均質硬超電導体⁽⁶⁾に特有の現象であるフラックスジャンプ⁽⁶⁾に起因することが明らかにされてからは、材料の改良、銅被覆の適用によって、また絶縁法や巻線法の改良によって、現在では実用上全く問題のない製品が作られている。

フラックスジャンプは超電導体内部に侵入した磁束が急激に移動する現象で、微小な発熱を伴っている。短試料や小形マグネットの場合は冷却が良いのでこの微小発熱は問題にならないが、マグネットが大きくなると冷却が悪くなり、局部的に遷移温度をこえて常電導部分が発生する。超電導材料の常電導状態の抵抗値は純金属に比べてかなり大きく、4.2°Kでも数十 $\mu\Omega\text{cm}$ 程度の比抵抗を示す。したがって部分的に生じた常電導部分で大量のジュール熱が発生し、発熱が隣接部に波及してマグネット全体が超電導破壊を起こす。

さらに超電導材料の熱伝導率は純金属に比べてきわめて小さいので発熱による温度上昇も大きく、超電導破壊が起こりやすい。銅の極低温での電気抵抗はきわめて小さく4.2°Kで $10^{-2}\sim 10^{-3}\mu\Omega\text{cm}$ 程度で、熱伝導率もきわめて大きい。このため銅はマグネットの冷却効果を高めフラックスジャンプによる局部的な発熱を防止する。また、局部的に超電導破壊が生じた際に銅が電流のバイパスとして働き、その発熱量もごく小さいので、常電導領域が急激に広がるのを防げる。さらにフラックスジャンプが発生したとき、銅中に渦電流が生じることによって、磁束の急激な移動を妨げて大きなフラックスジャンプの発生を防止する。

このような理由で超電導線には銅が被覆されているが、銅の電気伝導・熱伝導ともに機質内部の不純物や格子欠陥の量が大きいと著しく小さくなり、とくに極低温でその傾向が顕著となる。また、強磁場の下では、磁気抵抗効果によって銅の電気抵抗が増大し、超電導マグネットでは重要な問題となる。われわれはこれらの電氣的性質を銅について検討した。

2.1 電気抵抗の理論的考察

金属の電気抵抗はMatthiessen rule⁽⁷⁾にしたがって次式のように

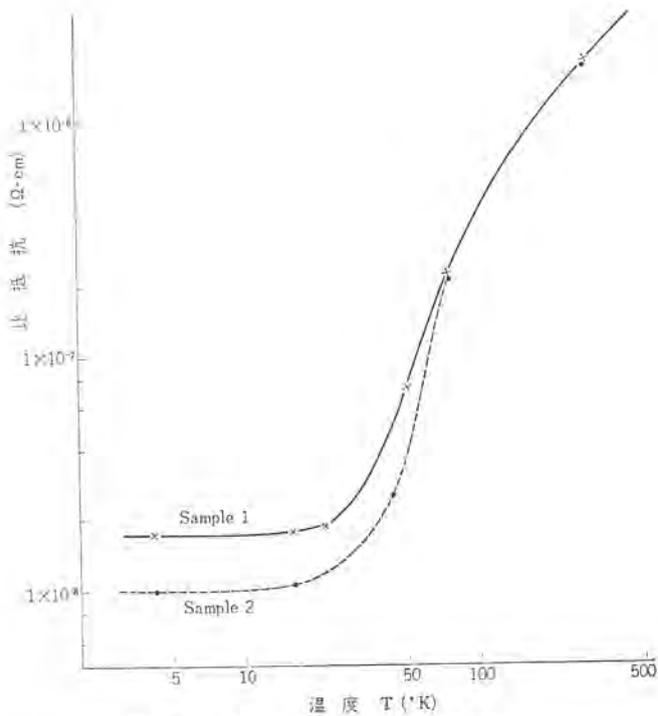


図 2.1 極低温における銅の比抵抗変化
Electrical conductivity of copper at very low temperatures.

$$T \gg \theta \text{ のとき } \rho_L(T) \propto T$$

$$T \ll \theta \text{ のとき } \rho_L(T) \propto T^5$$

ここで M : 原子量

θ : デバイ特性温度

したがって低温領域 ($T < \theta/10$) で抵抗は T^5 に比例して減少し、絶対零度 (0°K) でゼロになる。

一方、 ρ_r は結晶格子の乱れから生ずる抵抗で、金属内部の不純物、格子欠陥 (転位、空格子など) によって決まり、温度に依存しないため残留抵抗と呼ばれる。室温付近の高温領域では ρ_L が抵抗値の大部分を占め、低温領域では ρ_L が十分小さくなり抵抗値は残留抵抗 ρ_r によって決まる。

無酸素銅線の電気抵抗の温度による変化を図 2.1 に示す。15°K 以下の温度で残留抵抗が銅線の抵抗を支配するのがわかる。したがって極低温での電気抵抗を小さくするために残留抵抗 ρ_r について十分な知識を持つ必要がある。残留抵抗は結晶格子の乱れによって生じ、その原因となる不純物原子の種類、不純物原子の量、格子欠陥の種類などによって著しい影響を受ける。

(1) 不純物原子の影響

不純物原子の価電子数が溶媒原子の価電子数と異なれば、不純物原子付近の電場がひずみ (歪) を受けて電子の散乱がおり、抵抗が増大する。そして、不純物原子と溶媒原子の価電子数の差が大きいほど電場のひずみはひどくなり、抵抗は増大する。この関係を銅について示したのが Linde の法則である⁽⁸⁾。高純度の銅 (価電子数 $Z=1$) に価電子数が dZ だけ異なる金属を固溶させたときの抵抗増大 $\Delta\rho$ は次式で表わされる。

$$\Delta\rho = a + b(dZ)^2$$

ここで a, b は定数である。図 2.2 に 1 at% の不純物を固溶させたときの抵抗増大 $\Delta\rho$ を示す。この図から銅の抵抗に対して P, Fe, As, Sb などが大きな影響を持つことがわかる。

(2) 転位・空格子の影響

転位や空格子点でも格子の乱れが存在するから、電子の散乱が生じ、抵抗増大の原因となる。転位による抵抗増大は理論的には⁽⁹⁾

$$\rho_D \sim 4 \times 10^{-21} N_D \Omega \text{ cm} \quad N_D \text{ は転位密度}$$

で与えられるが、実験的には Blewitt, Coltman, Redman たちの実験式

$$\rho_D \sim 2.3 \times 10^{-19} N_D$$

が実験値とよく一致する。

彼らは単結晶の銅を 4.2°K から常温までの各温度で塑性変形したときの抵抗変化を調べ、低温で加工されると転位が逃げないため大きな抵抗増大が生じることを示した。

空格子点による抵抗増大は 1 at% の空格子によって $1.5 \times 10^{-4} \Omega \text{ cm}$ 程度であることが報告されている⁽¹⁰⁾。

2.2 市販銅の極低温における電気抵抗

上述の理論的考察から、高純度の材料の格子欠陥を適切な熱処理によって少なくすれば、低温で非常に電気抵抗の小さい試料を得ることが期待できるが、超電導マグネットに用いられる銅やアルミニウムなどは一般に市販されている材料が用いられるから、これら工業的に得られる材料が低温でどの程度の電気抵抗を持っているか調べる必要がある。

(1) 市販銅の種類

市販されている純銅には電気銅 (タフピッチ銅)・無酸素銅・脱酸銅の 3 種類があり、それぞれ含有酸素量や不純物量が異なり、これが

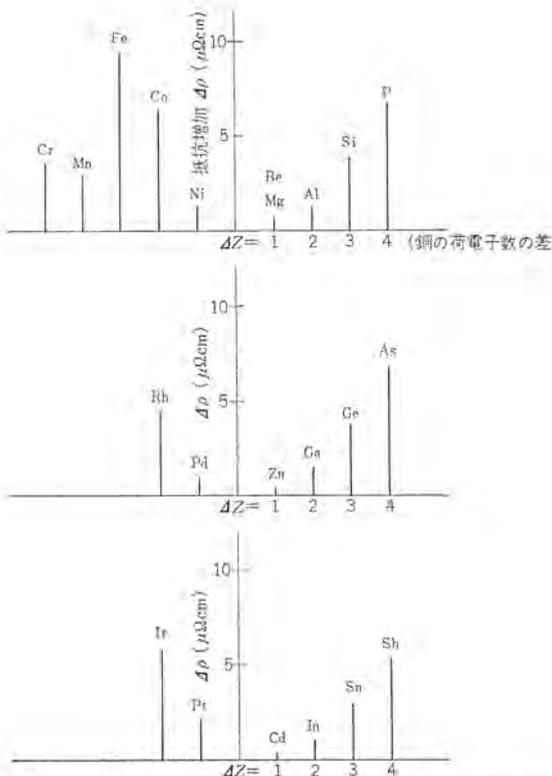


図 2.2 銅に不純物を 1% 固溶させたときの抵抗変化⁽⁸⁾
Increase in the resistance of copper due to 1 atomic percent of impurities is in solid solution (from the data of Linde⁽⁸⁾).

2 項の和で表わされる。

$$\rho = \rho_L(T) + \rho_r$$

ρ_L は格子の熱振動による電子波の散乱によって生じる電気抵抗で温度依存性があり、Bloch-Grüneisen の式⁽⁷⁾によって記述される。

$$\rho_L(T) = \text{const} \cdot \frac{T^5}{M\theta^5} \int_0^{\theta/T} \frac{Z^5 dZ}{(e^Z - 1)(1 - e^{-Z})}$$

製造工程	銅鉱石 ↓ 粗銅 ↓ 電解銅		
	電気銅 (タフピッチ銅)	無酸素銅	脱酸銅
銅の種類	電気銅 (タフピッチ銅)	無酸素銅	脱酸銅
組成	Cu ~99.95% O 200~400PPM P _____	>99.99 <100PPM _____	~99.95 <50PPM 40~400PPM
含有酸素の 状態	過飽和でCu ₂ Oとして 析出している	固溶	固溶
不純物の 状態	酸化物として 結晶粒界に析出	固溶	固溶

図 2.3 市販銅の不純物含有量
Impurity contents of commercial coppers.

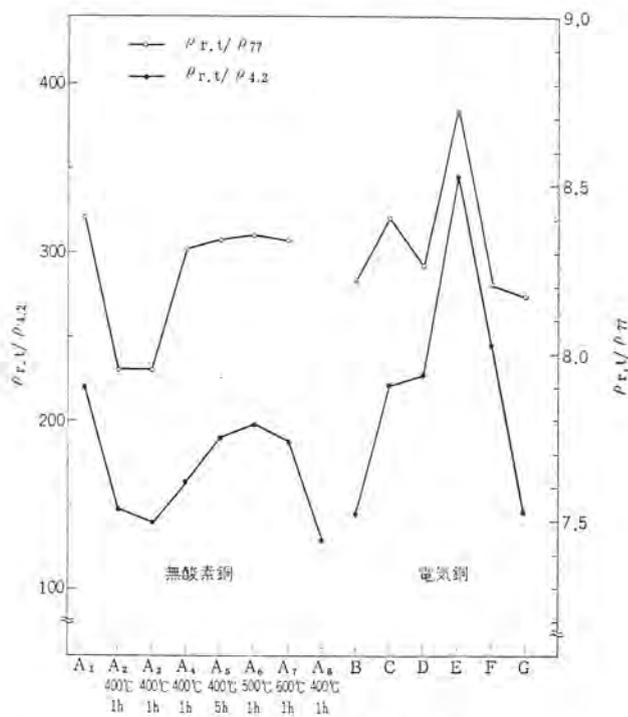


図 2.4 市販銅の電気抵抗
Electrical resistance of coppers at low temperatures.

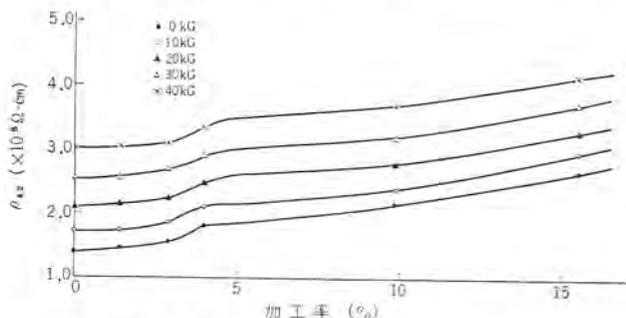


図 2.5 加工ひずみによる電気抵抗の変化
Increase in ρ (at 4.2K) of copper after being deformed.

低温での電気抵抗に大きな差をもたらす。これら銅材の製造過程と不純物含有量を図 2.3 に示す。導電材料として最も広く用いられている電気銅では 0.02~0.04 % 程度の酸素を残し、微量の不純物を酸化物として結晶粒界に析出させるために純度が低いわりには良好な導電率を得ることができる。

一方、無酸素銅 (OFHC) では酸素含有量が 0.001 % 以下で非常に少なく、酸素および不純物は固溶している。したがって、不純物の管理が十分なされていない場合には、電気銅よりも純度は良いにもかかわらず、電気抵抗は大きくなり、酸素量だけでなく全不純物の厳重な管理が必要である。

脱酸銅は P などの脱酸剤によって酸素量を少なくした銅で、脱酸剤である P が残存しているため電気抵抗は著しく大きい、水素ぜい(脆)化をおこさないで構造材として用いられる。これら 3 種類の電気抵抗について調べた結果を次に述べる。

(2) 市販銅の電気抵抗

極低温での電気抵抗を表わすのに比抵抗を用いず、室温での電気抵抗 $R_{r,t}$ を極低温での値 $R_{l,t}$ で割った値 α を用いるが、冷却の際試料の寸法に変化が生じないときは、 α の値は常温での比抵抗 $\rho_{r,t}$ と極低温での値 $\rho_{l,t}$ の比を表わすことになる。

$$\alpha = \frac{R_{r,t}}{R_{l,t}} = \frac{\rho_{r,t}}{\rho_{l,t}}$$

液体ヘリウム温度 (4.2K) では電気銅および無酸素銅の α の値は 100~300 程度である。これらの銅の室温における比抵抗 $\rho_{r,t}$ は $1.69 \sim 1.73 \times 10^{-6} \Omega \text{cm}$ で材料による差は数 %、常温付近での比抵抗の温度変化は約 0.4 %/°C、さらに冷却時の寸法変化は 1 % 以下であるから α の値は極低温における比抵抗を表わす無次元化された定数とみなすことができる。電気銅線および無酸素銅線の室温と液体窒素温度 (77K)、室温と液体ヘリウム温度 (4.2K) の電気抵抗の比 $R_{r,t}/R_{77K}$ 、 $R_{r,t}/R_{4.2K}$ を図 2.4 に示す。

電気銅線と無酸素銅線 A₁ の試料は入手したままの状態で測定したが、他の試料は管および棒から切り出したあと、図に示す熱処理を施した。試料の不純物量が明らかでないため不純物量についての比較ができないが、不純物量が少ないといわれている無酸素銅はかならずしも電気抵抗が小さくない。一方、電気銅には 4.2K で常温の 1/300 以下に抵抗が小さくなるものもあるが、材料によるばらつきが大きい。図 2.4 からわかるように、77K における電気抵抗の傾向は 4.2K での傾向とほぼ一致しているが抵抗比はかなり小さいものとなっている。

(3) 加工ひずみによる電気抵抗の増大

2.1 節で述べたように金属に加工ひずみを与えると電気抵抗が増す。われわれは直径 0.5 mm の無酸素銅線を 400°C で 1 時間焼鈍したのち、室温で加工したときの電気抵抗の増大を調べた。加工率と電気抵抗の関係を磁場を変えて調べた結果を図 2.5 に示す。

磁場が存在するときの電気抵抗の増大 (磁気抵抗効果) については次項で述べる。加工率 1.38 %、2.90 % の試料は引張り試験による加工、そして加工率 4.00 %、9.85 % および 15.5 % の試料は引抜きダイスによる線引加工によって準備された。2.90 % から 4.00 % の加工によって急激な抵抗の増大がみられるが、これは引張り加工と引抜き加工の違いによる材料内部の不均質点の発生機構の差によると考えられる。数%の加工によって電気抵抗が増すから、超電導線をマグネットに巻くときの巻線径、巻線時の巻線応力、巻線作業の仕方に十分な配慮が必要と考えられる。

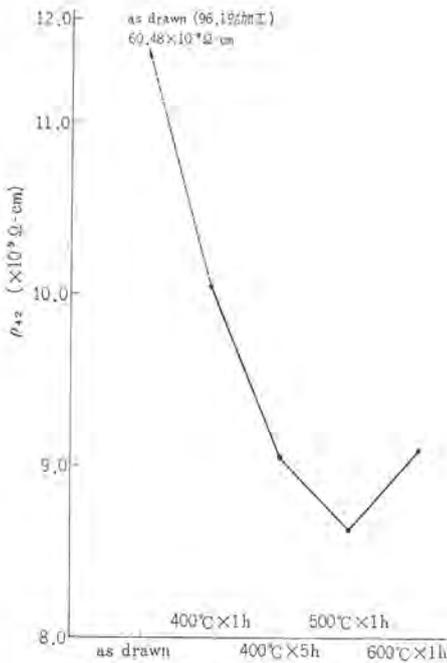


図 2.6 熱処理による抵抗の変化
Recovery of ρ with heat treatment.

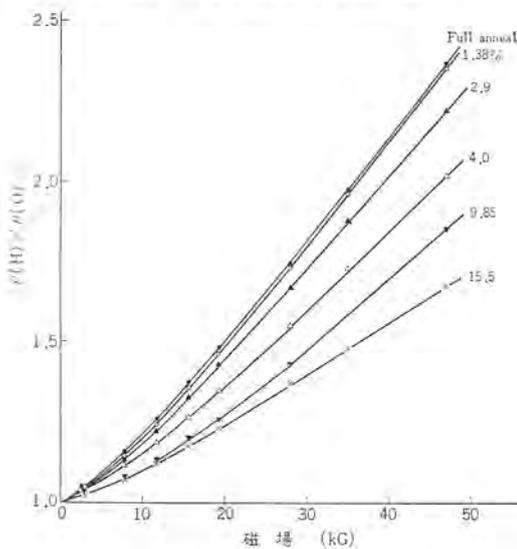


図 2.7 銅の磁気抵抗効果 (4.2°K)
Magnetic-resistance of copper at 4.2°K.

一方、強度の加工が施された銅線の電気抵抗は熱処理によって回復する。図 2.6 は冷間加工度 96.1% の無酸素銅線 (直径 1.0φ) を 400°C, 500°C, 600°C の各温度で真空焼鈍したときの電気抵抗の関係を示したものである。400°C×1h の焼鈍では電気抵抗の回復は不十分で 500°C×1h または 400°C で長時間の焼鈍が必要である。600°C 以上の高い温度で焼鈍すると抵抗が増大するが、これは結晶粒界に析出していた不純物が粒内に再固溶するためと考えられ、不純物の種類および不純物量と焼鈍温度の関係を金相学的に調べる必要がある。

(4) 磁気抵抗効果⁽¹¹⁾

電流が流れている金属に磁場を作用させると電気抵抗が増大する現象を磁気抵抗効果という。この効果は金属の電子構造が理想的な自由電子モデルからどの程度ずれているかに関係する物理量を表わしており、フェルミ面が完全に球状であれば磁気抵抗はゼロである。磁気抵抗効果は磁場が強くなるにつれ増大するから、高磁場を発生

する超電導マグネットでは無視できなくなる。安定化された複合超電導線を用いて大形の超電導マグネットを製作する場合には、複合線の安定化特性は銅の電気抵抗による発熱と液体ヘリウムへの冷却によって決まるから⁽¹²⁾、銅材の磁気抵抗効果の大きさを各磁場について正確に知っていなければマグネットの設計が困難になる。

著者らは無酸素銅線についてその磁気抵抗効果を調べた。試料は(3)項で抵抗の加工率依存性を調べた試料と同じものを用い、磁場は線に垂直に加えられた。図 2.7 に 4.2°K における磁気抵抗効果の大きさと磁場の関係を加工率を変えて調べた結果を示す。 $\rho(0)$ は零磁場での比抵抗、 $\rho(H)$ は磁場 H での比抵抗を表わす。この図から、焼鈍された銅の電気抵抗は 50 kG の磁場によって零磁場のときの約 2.5 倍に増大するのがわかる。また、先に述べた図 2.5 から、磁気抵抗の絶対値すなわち抵抗の磁場による増加量は加工率に依存しないで、ほぼ一定であるのがわかる。

3. 熱的性質

2章で述べたように超電導マグネットではフラックスジャンプと呼ばれる磁束線の急激な移動に伴って局部的な微小発熱が生じ、冷却条件が悪いと局部的に遷移温度を越えて超電導破壊が生じる。この微小発熱は非常に短い時間におこる現象であるから、超電導線およびその表面に被覆されている金属の比熱が大きければ熱の吸収源として働くことが考えられる。また、超電導線およびその被覆材の熱伝導率が大いほど温度上昇は小さくなる。これらのことから、超電導マグネットに用いられる材料の比熱および熱伝導率の大きさが特性に大きな影響をおよぼすことが予想される。

また、大形超電導マグネットの安定化された複合超電導線⁽⁴⁾では、安定化条件は超電導破壊により発生した常電導領域での発熱と液体ヘリウム中への放熱によって定まる。したがって、線材表面から液体ヘリウムへの熱伝達が重要なパラメータとなる。われわれは、これらのことを重視し、超電導材料や銅材などの比熱、熱伝導率、銅材表面から液体ヘリウムへの熱伝達を測定し、超電導特性との関係を検討した。

3.1 比熱

金属の比熱は温度に依存し

$$C = \beta T^3 + \gamma T$$

で表わされる。第 1 項は格子比熱を、第 2 項は電子比熱を表わしている。超電導材料の場合には、電子状態が遷移温度 T_c で常電導状態から cooper pair と呼ばれる電子対⁽¹³⁾を作り超電導状態に遷移するから、電子比熱に不連続なとびがあらわれる。図 3.1 に銅・鉛・Ti-25 Nb-5 Ta 合金の比熱について著者らの測定結果を示す。4.2°K の液体ヘリウム温度では比熱は非常に小さくなり、常温の数百～数千分の一程度に減少する。したがって、先に述べたフラックスジャンプによる微小発熱が問題になるのである。図から、鉛の単位体積当りの比熱は Ti-Nb-Ta 合金の数倍、銅の数十倍の比熱を持っているのがわかる。この鉛の比熱の大きいことを積極的に利用することによってフラックスジャンプによる微小発熱の影響を小さくすることができるものと考えられる。

3.2 熱伝導率

金属の熱伝導は電気伝導と同じく不純物や格子欠陥の影響を受ける⁽¹⁴⁾。このため、純金属の熱伝導は非常に良いが、加工ひずみを受けた材料や合金の熱伝導は非常に悪い。図 3.2 に Ti-25 Nb-5 Ta 合金、ステンレス鋼 (SUS 27)、亜鉛-カドミウム (82.6% Cd) の極

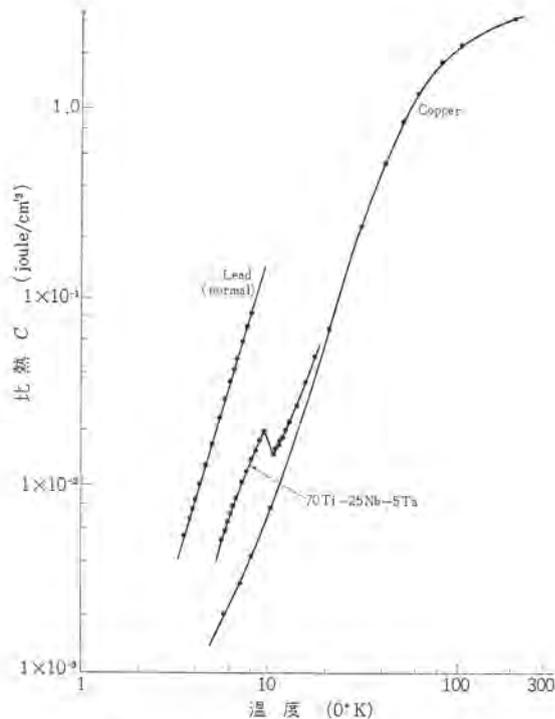


図 3.1 金属の極低温比熱
Specific heat of metals at very low temperatures.

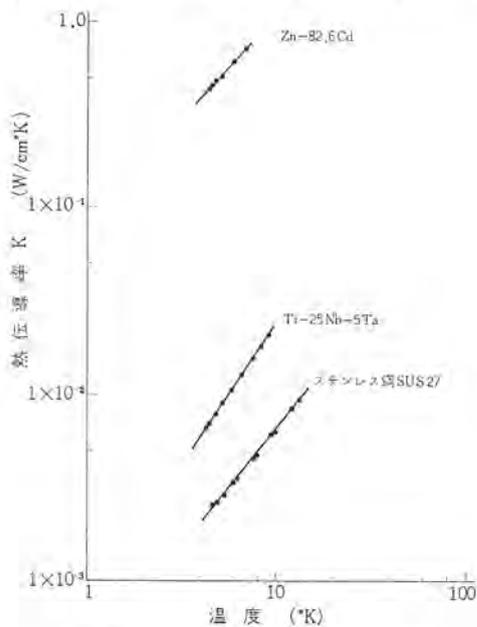


図 3.2 金属の極低温における熱伝導率
Thermal conductivity of metals at very low temperatures.

低温における熱伝導の測定結果を示す。銅の熱伝導が極低温で数十～数百 Watt/cm²K であるから、これらの金属の熱伝導率は非常に悪いのがわかる。したがって、これらの材料の使用にあたっては使用箇所・使用量・冷却方法などに十分な配慮が必要である。また、加工ひずみを受けた銅材や不純物の多い銅材の熱伝導率は、純度の高い銅材に比べ、数分の一になり、同時に 2 章で述べたように電気伝導も著しく悪くなるから、超電導線の被覆材として用いる場合には材料の選定および取扱いに十分な配慮が必要であろう。

3.3 金属表面から液体ヘリウムへの熱伝達

金属の表面から液体への熱伝達は金属の種類、冷却面の表面あら(粗)さ、表面汚染度、液体の状態(乱流、気ほう含有率)などによ

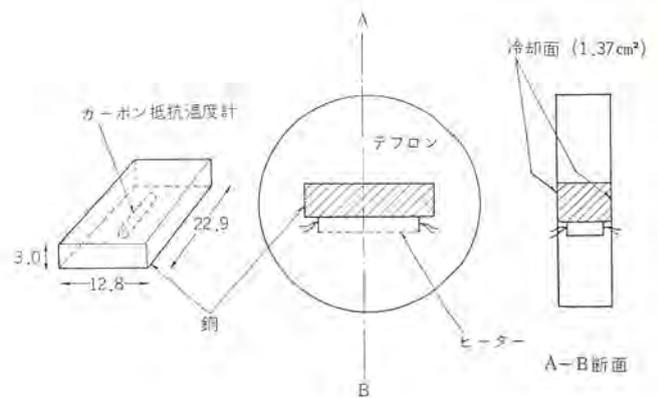


図 3.3 熱伝達測定試料
Test element assembly for heat transfer.

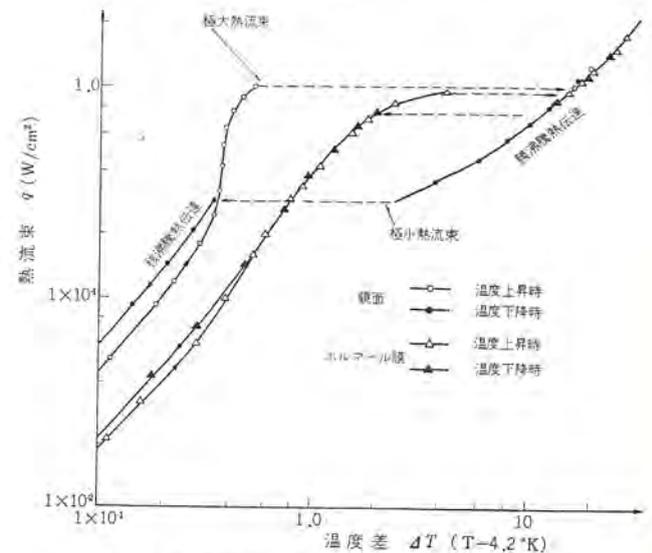


図 3.4 銅表面から液体ヘリウム中への熱伝達
Heat transfer from copper surface to liquid helium.

って著しく変わる⁽¹⁵⁾。大形超電導マグネットを安定化するためには上述の諸因子の冷却効率におよぼす影響を検討する必要がある。われわれは液体ヘリウム中に置かれた銅の表面から液体ヘリウムへの熱伝達を調べた。銅と液体ヘリウムとの温度差を ΔT 、熱伝達係数を h とすれば、銅の表面から液体ヘリウムへ放熱される単位面積当りの熱流束 q は

$$q = h \cdot \Delta T$$

となる。図 3.3 に冷却特性測定装置の概略を示す。銅片は内部に埋込まれたヒーターによって加熱され、その温度はカーボン抵抗温度計によって測定される。テフロンは熱伝導率が非常に小さく、断熱材として働くから、ヒーターによって発生した熱は冷却面だけから液体ヘリウムへ伝達される。液体ヘリウムの温度は 4.2°K に保たれるから、銅の温度とヒーターの発熱量を測定すれば熱伝達係数 h が求められる。

液体ヘリウム中に垂直に置かれた平面について、表面状態を変えたときの冷却特性の変化を図 3.4 に示す。一般に、金属表面から液体への熱伝達は核沸騰熱伝達領域と膜沸騰熱伝達領域に分かれる。冷却面の温度が高くなると気ほうを発生しながら熱伝達がおこなわれるが、この領域が核沸騰熱伝達の領域である。表面温度がさらに高くなると、冷却面全体を気ほうがおお(覆)い、気体の膜ができるので熱伝達は著しく悪くなる。これが膜沸騰熱伝達である。

また、膜沸騰領域から温度を下げたとき、核沸騰領域への復帰は

温度上昇時より低い温度で起こり、熱流束も小さくなる。液体ヘリウムでは図3.4からわかるように液体ヘリウムとの温度差が約0.45°K、熱流束が約1 Watt/cm²で膜沸騰に遷移し、冷却面の温度は約20°Kになる。超電導材料の T_c は約10°Kであるから、膜沸騰への遷移によって超電導破壊が生じる。このため安定化複合超電導線は核沸騰領域で用いられるのが望ましい。図3.4からわかるように冷却特性は冷却面にホルマール膜が付着すると著しく変化する。銅の冷却面の状態を変えて測定した結果をまとめると次のようになる。

(1) 表面状態を変えたとき影響を受けるのは核沸騰領域の熱伝達で、膜沸騰領域および極大熱流束(核沸騰から膜沸騰へ遷移するときの熱流束)への影響は小さい。

(2) 銅の表面が鏡面からあらい面になるにしたがい、核沸騰領域に現われる履歴現象(温度上昇時と下降時で熱伝達が異なる)が大きくなる。

(3) 銅の表面に水蒸気、グリース、ホルマール膜が付着すると核沸騰領域の熱伝達は悪くなるが極小熱流束(膜沸騰から核沸騰へ復帰するときの熱流束)は大きくなる。

(4) 銅の表面に薄い水蒸気の膜が付着した状態のとき核沸騰領域の熱伝達は良くなり、極大熱流束も大きくなる。

このように冷却面の表面状態が変わると冷却特性が変化し、特に核沸騰領域の変化が著しい。したがって大形超電導マグネットの表線の冷却面の取扱いには十分注意する必要がある。われわれは表面状態の影響以外に、マグネットの素線の層間に冷間用空げきを設けて冷却を向上させることを検討しており、空げきの大きさ、形状などの影響を調べている⁽¹⁶⁾。

4. む す び

超電導マグネットに用いられる金属材料の電気的・熱的特性を検討した。特に超電導特性に大きな影響を与える銅材の電気抵抗・熱伝導・比熱、金属表面から液体ヘリウムへの熱伝達について検討した。おもな結論を述べる。

(1) 銅の4.2°Kにおける比抵抗は常温の1/130~1/350に減少するが、材料によるばらつきが大きく、材料の選定に注意を要する。

(2) 銅の4.2°Kにおける磁気抵抗は50 kGで零磁場のときの約2倍に増大し、高磁場マグネットでは大きな影響を受ける。

(3) 加工ひずみによる銅の抵抗増加は3%以下の引張り加工ではそれほど大きくない。

(4) 銅の4.2°Kにおける単位体積当りの比熱は常温の値の数千分の一に減少し、Ti-25Nb-5Ta合金の数分の一である。一方、鉛

の極低温における比熱は超電導合金の数倍である。

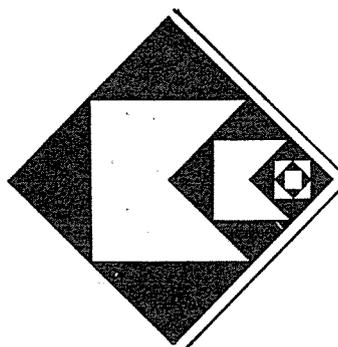
(5) 超電導合金の極低温における熱伝導率は銅の数百分の一である。したがって超電導マグネットおよび素線の冷却方法に十分な注意を要する。

(6) 銅の表面から液体ヘリウムへの熱伝達は表面状態によって著しく影響を受けるが、核沸騰領域で特にはげしい。

われわれはTi-Nb-Ta系超電導線の製造およびマグネットの製作にあたり、上に述べた金属の熱的・電気的諸特性を十分に考慮して、材料の選択、製造方法などに種々のふうを施した結果、超電導特性の向上を計ることができた。これからも上記の諸特性を詳細に検討し、線材およびマグネットの製作に適用することにより超電導特性、とくに大形超電導マグネット線材の特性を向上することができると考えている。

参 考 文 献

- (1) Electrical Review, 9, 204 (1968)
- (2) 小俣, 田中, 平田: 第15回応物関係連合講演会
- (3) 小俣, 橋本, 平田: 低温工学, 3, 2 (昭43)
- (4) 岩本, 佐藤, 金関: 三菱電機技報, 41, 1,481 (昭42)
- (5) 安河内, 小笠原: 応用物理, 35, 6 (昭41)
- (6) 小俣, 石原, 田中: Mitsubishi Denki Research Report, 7, 2 (1966)
- (7) J. M. Ziman; Electrons and Phonons, Oxford University Press, p.337 (1960)
- (8) J. M. Ziman: Electrons and Phonons, Oxford University Press, p.341 (1960)
- (9) J. M. Ziman: Electrons and Phonons, Oxford University Press, p.350 (1960)
- (10) F. J. Blatt: Phys. Rev., 99, 1,708 (1955)
- (11) H. M. Rosenberg: Low Temperature Solid State Physics, Oxford University Press, p.104 (1963)
- (12) Z. J. J. Stekly and J. L. Zar: IEEE Trans. Nucl. Sci. NS-12, 367 (1965)
- (13) 中嶋: 超電導 (昭36)
- (14) H. M. Rosenberg: Low Temperature Solid State Physics, Oxford University Press, p.68 (1963)
- (15) D. N. Lyon: Advances in Cryo. Eng., 9, Plenum Press, p.371 New York (1965)
- (16) 小俣, 平田: 低温工学, 3, 120 (昭43)



技術講座

アナログ計算機のプログラミング (2)

—伝達関数、偏微分方程式の解法—

桑田 博*・井塚 秀弥*・佐藤 毅*

4. 伝達関数の解法

4.1 伝達関数

アナログ計算機(以下アナコンという)は、一つのシステムに起こる現象を解析するのに使うことが多い。最も一般的な手段は、その系に微分方程式を立てこれを解くことである。前回ではこれに関して解説を行なったわけであるが、必ずしも微分方程式を経由して解析する必要はない。というのは、自動制御系、プラントやプロセスの制御系では、外乱または入力信号によって、出力がどのような現象を起こすかという信号伝達の問題であって、微分方程式よりも伝達関数でシステムを表現する場合が多く、それらをアナコンの計算回路で実現して、現象を求めるほうが便利である。

伝達関数を厳密に定義するのはめんどうであるが、要するに入力と出力の関係を、すべての初期条件を0とした信号伝達系の信号伝達能力を量的に表わす値といつてよいであろう。一例を示すと図4.1のようなタンクがあり、面積を A 、流入速度を x 、流出速度を $u=Kh$ とした場合、微小時間の体積バランスを考えれば式(4.1)が成立する。

$$A \cdot dh = (x - u) \Delta t$$

$$\therefore A \frac{dh}{dt} = x - Kh \dots\dots\dots (4.1)$$

$d/dt = S$, $d^n/dt^n = S^n$ と機械的に初期値0のラプラス変換を考えて、

$$ASH(S) = X(S) - KH(S)$$

したがって、液面の高さに対する単位時間の流入量の伝達関数表示形は次のようになる。

$$\frac{H(S)}{X(S)} = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{1 + AS/K} \dots\dots\dots (4.2)$$

伝達関数表示では、物理的意味を直観的に得ることができないかもしれないが、ラプラス変換の逆変換をほどこすことにより、時間関数が得られ、逆変換は、通常一覧表を参照すればよく、標準的な伝達関数形については、その性質がよく知られているため案外わかりやすい。

伝達関数の特長は、伝達関数の線形性から乗算・除算、つまり分割やまとめが可能で、系の中の一つ一つの要素の伝達関数が知られているかぎり、それらの要素を組み合わせた系の伝達関数を容易に知ることができる。さらに複雑な伝達関数を分割した場合、もしくは系を構成する要素の伝達関数形としては、せいぜい二次程度の形が多く、これはアナコンで容易に模擬できる。このため大きな系のシミュレーションにも各部分の物理的意味を明確には握しながら、しかも簡

単なアナコン模擬回路のつながりとして、表わすことができるすぐれた特長がある。このため、自動制御系では微分方程式の解析と並び、アナコンの重要な用途として伝達関数表示形の解析がある。与えられた入力に対して、いかなる出力を生じるかは、出力対入力の伝達関数形に依存しており、入力によって変化しない。伝達関数 $E_o(S)/E_i(S) = G(S)$ は要素の性質のみによって定まるから、任意入力 $E_i(S)$ に対する応答は

$$E_o(S) = G(S) \cdot E_i(S) \dots\dots\dots (4.3)$$

から求められ、大きな系の種々な部分からの種々の入に対する出力、つまり応答は、入力波形を題意に応じて変えるだけで即時に求められる。図4.2に示すような自動制御系のブロックにおいて、伝達関数は

$$\frac{E_o(S)}{E_i(S)} = \frac{F_1(S)F_2(S)}{1 + F_1(S)F_2(S)H(S)} \dots\dots\dots (4.4)$$

という形で与えられるが、この式をみてアナコンを組み上げる必要はなく、 $F_1(S)$, $F_2(S)$, $H(S)$ を単独で作って、図4.2のとおり結んでゆけばよく、自動制御系をそのとおり模擬できる。アナコンが制御工学の実験装置として不可欠といわれるゆえんは、実にこのような特性を有するからである。各系のパラメータが変わったときの系の応答等もただちに求めることができる。

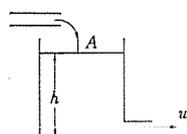


図 4.1 タンクのモデル

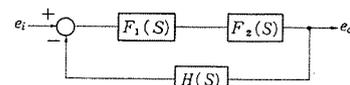


図 4.2 自動制御系の一例

4.2 伝達関数表示例とその変換

伝達関数も線形のもの非線形のものがある。線形の代表的なものとしては、比例・積分・一次遅れ・二次遅れ・近似微分などがある。比例・積分に関しては、加算器・積分器が用いられることはすぐわかる(2章参照のこと)。

(1) 一次遅れ

一次遅れの伝達関数形はゲインを $-K$ 、時定数を T として、

$$G(S) = \frac{-K}{1 + TS} \dots\dots\dots (4.5)$$

で示される。アナコンへのプログラムを図4.3および図4.4に示す。図4.3は、演算増幅器と演算インバータで模擬した例であり、図4.4は、加算積分器とポテンショメータで構成した場合である。一般的には図4.4が取扱上便利である。

(2) 二次遅れ(I)

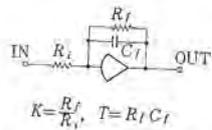


図 4.3 一次遅れの模擬

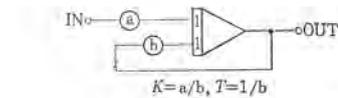


図 4.4 一次遅れの模擬

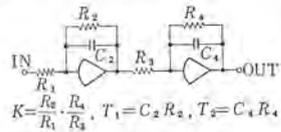


図 4.5 二次遅れの模擬(I)

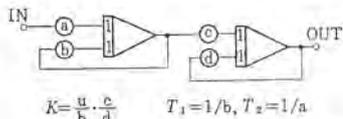


図 4.6 二次遅れの模擬(II)

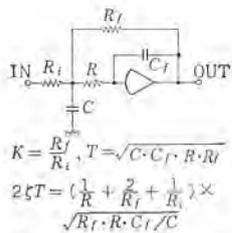


図 4.7 二次遅れの模擬(I)

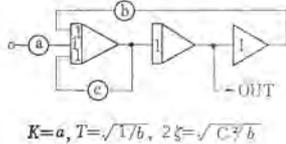


図 4.8 二次遅れの模擬(II)

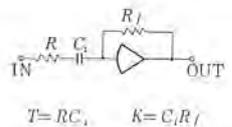


図 4.9 近似微分の模擬

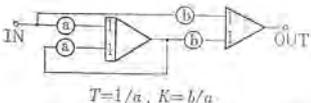


図 4.10 近似微分の模擬

二次遅れが一次遅れの積で表わされる場合、伝達関数形は

$$G(S) = \frac{K}{(1+T_1S)(1+T_2S)} \dots\dots\dots(4.6)$$

で示される。この場合は、図 4.3, 4.4 の一次遅れの模擬を直列につなげばよく、図 4.5, 4.6 にブロック図を示す。

(3) 二次遅れ(II)

二次遅れが一次遅れの積として表わされない場合、つまり、分母が複素根をもつ場合は次の形で表現する。

$$G(S) = \frac{K}{1+2\zeta TS+T^2S^2} \dots\dots\dots(4.7)$$

図 4.7 には、演算増幅器と演算インピーダンスで構成した場合を、図 4.8 には、加算積分器・加算係数器・ポテンショメータで構成した場合を示す。

(4) 近似微分

アナコンでは完全な微分は行なわないし、一般のプロセスでもこれと同様である。そこで微分を表現するためには式(4.8)で表わす。

$$G(S) = \frac{-KS}{1+TS} \dots\dots\dots(4.8)$$

図 4.9 では、演算増幅器と演算インピーダンスで構成した場合を、図 4.10 では、加算積分器・加算係数器・ポテンショメータで構成した場合を示す。

以上のほかの代表的な伝達関数の表現例については表 4.1 にまとめてある。これ以外のものに関してはさらに専門の書によられたい。

次に伝達関数の変換であるが、 $G(S) = G_1(S) \cdot G_2(S)$ であるならば、 G を得るために G_1 なる伝達関数形と G_2 なる伝達関数形を

表 4.1 伝達関数の表現例

伝達関数	回路
$-\frac{R_f C_f S + 1}{R_i C_f S}$	
$-\frac{R_f}{R_i} \cdot \frac{R_i C_f S + 1}{R_i C_f S + 1}$	
$-\frac{C_i}{C_f} \cdot \frac{R_i C_f S + 1}{R_i C_f S + 1}$	
$-\frac{R_f C_i S}{(R_i C_f S + 1)(R_f C_f S + 1)}$	
$-\frac{1}{4(RC)^2 S^2}$	
$-\frac{R_f R C S}{(R_f + R_i) R_i C S + R_i + R_f}$	
$-\frac{R_f}{R_i (R_i C_f S + 1)(R_f C_f S + 1)}$	

縦続接続すればよい。二次遅れを一次遅れの積、つまり、一次遅れの縦続接続形と表現したのはこの例である。

複雑な伝達関数はこの手法で簡単な回路で表現でき、また表現不可能な微分回路も比例と積分(一次遅れ)の和・差で表わせばよい。伝達関数の合成・分割に関しては、表 4.2 に示すような回路表現を利用すると便利である。

4.3 むだ時間の模擬

むだ時間とは利得が周波数に対して不変であり、位相のみが遅れる要素であり、つぎの形で表わされる。

$$e_o(t) = e_i(t - \tau) \dots\dots\dots(4.9)$$

または、ラプラス変換形では式(4.10)になる。

$$E_o(S)/E_i(S) = e^{-\tau S} \dots\dots\dots(4.10)$$

この要素は特にプロセス制御系の解析には必要とされている。この関数は数学的には線形であるが、アナコンでは非線形要素として取扱う。テープ式記憶方式・コンデンサ式記憶方式・伝達関数近似方式を用いた専用のむだ時間発生器が準備されている。ここでは、演算増幅器を用いた伝達関数近似手法による場合を説明する。

この級数の展開には Padé の有理式近似が用いられており、2階・4階に対する展開式を求めれば

表 4.2 伝達関数の分割合成

原回路	変換回路

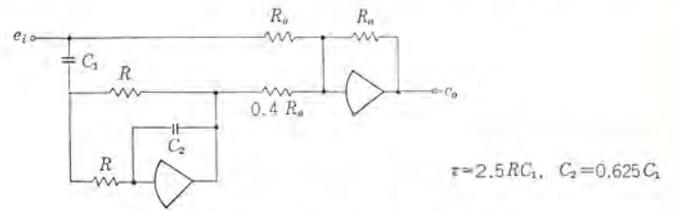


図 4.12 むだ時間の模擬 (2階の場合)

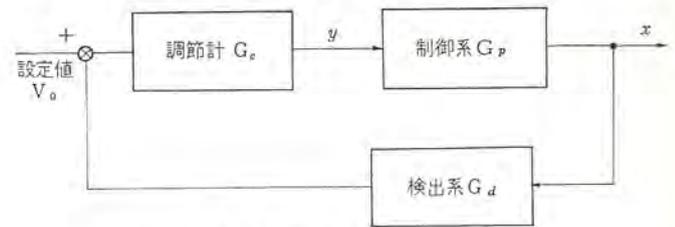


図 4.13 圧力制御系ブロック図

となり、これを積分器などで模擬すれば、図 4.11 に示すとおりになる。しかし、この回路は、a) 増幅器の数が多くいる。b) ポテンシオメータの数が多く、設定が複雑。c) τ の値が変わるか、スケールファクタを変更すれば、設定値の変更計算が大変である。d) τ の小さな場合に設定ができない。などの欠点がある。そこで、近似式をすこし変形することにより、少ない増幅器で模擬することも可能であり、次のようにする。2階の場合

$$e^{-\tau S} \approx 1 - \frac{12\tau S}{12 + 6\tau S + \tau^2 S^2} \dots\dots\dots (4.12)$$

4階の場合、分子分母を1,680で割ってから変形すると

$$e^{-\tau S} \approx \left[\frac{1 - 0.25\tau S + 0.025\tau^2 S^2}{1 + 0.25\tau S + 0.025\tau^2 S^2} \right]^2 = \left[1 - \frac{0.5\tau S}{1 + 0.25\tau S + 0.025\tau^2 S^2} \right]^2 \dots\dots\dots (4.13)$$

で近似される。2階の場合を図 4.12 に示す。これを2回路連続接続すれば、4階近似ができる。このときは最終出力の符号は入力と同相になる。また、むだ時間は $\tau = 5RC_1$ となり、より小さな数値でむだ時間の模擬ができる。

この方法は回路構成が簡単で取扱いも容易であり、実用的な方法であるが、高い周波数に対して位相誤差が大きくなるため過渡特性に難点がある。しかし、一般の自動制御系では、系の安定動作条件より周波数帯域には制限があり、このような問題に対しては定常特性のよいこの方法で十分である。

4.4 伝達関数形の模擬解析

図 4.13 に示されるような圧力制御系において、おのおのの伝達関数が

$$\left. \begin{aligned} G_P &= \frac{13.7(3.87S+1)}{(0.167S+1)(1.51S+1)(13.9S+1)} \\ G_C &= \frac{K_P}{0.002S+1} \\ G_N &= \frac{1}{0.002S+1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.14)$$

の場合、 V_0 がステップ状に変化するときの x の応答、 V_0 が正弦波状に変化するときの x の応答を求める。

時間変換は実時間とし、 G_P の模擬は次のように行なう。

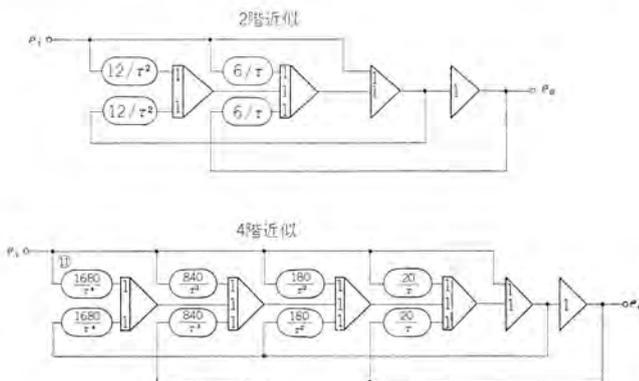


図 4.11 むだ時間の模擬

$$\left. \begin{aligned} e^{-\tau S} &\approx \frac{12 - 6\tau S + \tau^2 S^2}{12 + 6\tau S + \tau^2 S^2} \quad (2 \text{階近似}) \\ e^{-\tau S} &\approx \frac{1680 - 840\tau S + 180\tau^2 S^2 - 20\tau^3 S^3 + \tau^4 S^4}{1680 + 840\tau S + 180\tau^2 S^2 + 20\tau^3 S^3 + \tau^4 S^4} \quad (4 \text{階近似}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.11)$$

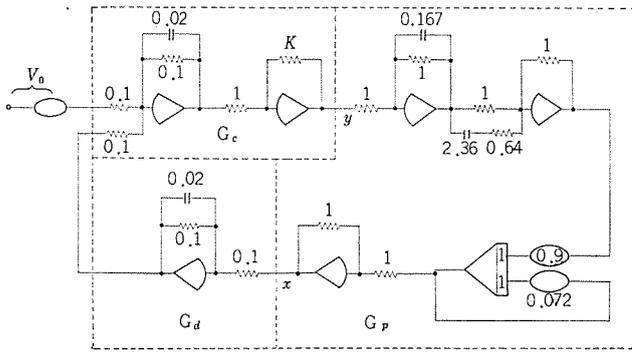


図 4.14 接続図

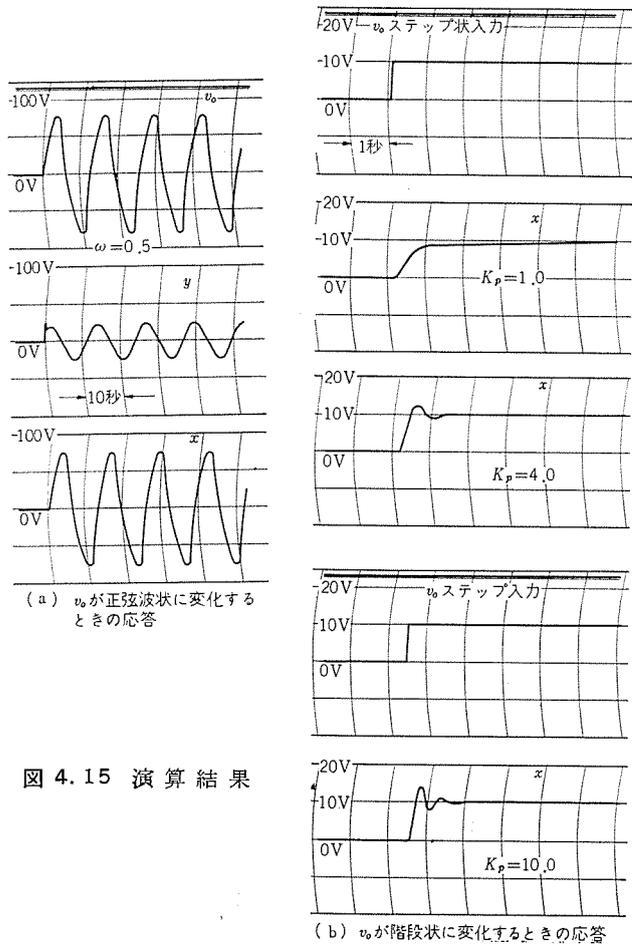


図 4.15 演算結果

$$G_p = \frac{1}{0.167S+1} \times \frac{3.87S+1}{1.51S+1} \times \frac{13.7}{13.9S+1} \dots\dots\dots (4.15)$$

とすることにより、図 4.14 に接続図を示す。図 4.15 には演算結果を示す。

5. 偏微分方程式の解法

5.1 偏微分方程式とアナコン

アナコンにとって特に適している問題は、本質的に、独立変数が時間である微分方程式である。しかしながら、ベッセルやルジャンドルの微分方程式は本質的に独立変数が時間でないため、アナコンはあまり利用されていないように思われる。もし、さらにもう一つの独立変数があるならば方程式は偏微分方程式となり、時間とともに変化する

だけでなく、空間の位置によっても変化する物理量の解析となる。物理学・工学で扱われるものとして、熱交換器における流体内の温度、振動する弦や、膜の変位、電磁波の電界、磁界などがある。ここでは、これら偏微分方程式を解析する場合の方法を述べる。

5.2 アナコンによる偏微分方程式の解法

アナコンでは独立変数が一つであるような問題しか取扱えない。したがって、少なくとも二つ以上の独立変数を含む偏微分方程式はアナコンでは解けないことになる。しかし、式を数学的に処理して、独立変数の一つしか含まないような形式に書き直せば、偏微分方程式もアナコンで解くことができる。

第1の方法は、応用範囲は限られるが、解の中に固有値を導入する方法である。第2の方法は、理論的にいってもどんな偏微分方程式にも適用できるが、数多くの演算要素を必要とするため、通常、二次元、たかだか三次元の問題までなら適用できるものとして、一つの独立変数を残して、他の独立変数をすべて有限階差で置換する方法で、第1の方法よりも簡単である。しかし、これはあくまで近似解法であって、真に正しい解は得られず、通常、近似による誤差を伴う。精度は区間数、すなわち、演算要素がどれだけ使用できるかによってきまる。第1の方法を変数分離法、第2の方法を階差近似法と称している。

5.3 変数分離法

ある種の偏微分方程式は解が積の形で表わされていることが知られている。すなわち、固有値問題といわれるのがそれである。これを変数分離形と呼び、適当な操作を行なうことによって、二つの独立変数を分離して、偏微分方程式を常微分方程式になおすことである。このような例として、一次元の拡散方程式を考えてみる。

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{1}{K} \frac{\partial u}{\partial t} \dots\dots\dots (5.1)$$

この式の解として式 (5.2) の解を仮定する。

$$u(x, t) = P(x) \cdot Q(t) \dots\dots\dots (5.2)$$

そこで、この解が正しければ、原式は二つの独立変数が分離されて、一つは時間についての、他は x についての常微分方程式で示されるはずである。すなわち、

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} &= Q(t) \frac{d^2 P(x)}{dx^2} \\ \frac{\partial u}{\partial x} &= P(x) \frac{dQ(t)}{dt} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.3)$$

とあらわされる。したがって、

$$Q(t) \frac{d^2 P(x)}{dx^2} = \frac{1}{K} P(x) \frac{dQ(t)}{dt}$$

よって

$$\frac{1}{P(x)} \frac{d^2 P(x)}{dx^2} = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{Q(t)} \cdot \frac{dQ(t)}{dt} \dots\dots\dots (5.4)$$

すなわち、左辺は $P(x)$ だけの関数であり、右辺は t だけの関数であるから両辺は定数でなければならない。定数を $-\lambda$ とすると

$$\frac{1}{P(x)} \frac{d^2 P(x)}{dx^2} = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{Q(t)} \cdot \frac{dQ(t)}{dt} = -\lambda \dots\dots\dots (5.5)$$

よって、

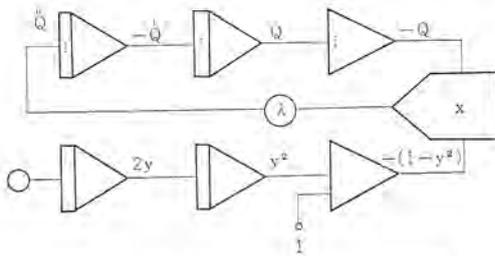


図 5.1 式 (5.8) の Q のアナコン接続図

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2P(x)}{dx^2} + \lambda P(x) &= 0 \\ \frac{dQ(t)}{dt} + \lambda KQ(t) &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.6)$$

すなわち、この式と与えられた境界条件を満たすものを「固有値」といい、そのときの解 $P(x)$, $Q(x)$ を固有関数という。アナコンに適用した例の一つあげてみる。

ある通路を圧縮性粘性流体が流れる際に、その速度分布 u が次の偏微分方程式で記述されているものとする。

$$\frac{\partial^2 u}{\partial y^2} = (1 - y^2) \frac{\partial u}{\partial x} \dots\dots\dots (5.7)$$

境界条件としては、

$$u(x, \pm 1) = 0, \quad u(0, y) = u(y)$$

さて、 $u(x, y) = P(x) \cdot Q(y)$ とおくと、パラメータを λ として次の二つの常微分方程式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2Q}{dy^2} + \lambda(1 - y^2) &= 0 & Q(\pm 1) &= 0 \\ \frac{dP}{dx} + \lambda P &= 0 & P(0) &= 1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.8)$$

$P(x)$ は x とともに減少する関数になるので、この意味から $\lambda > 0$ が要求される。また、 y に関する式をみると y について偶数次の項だけがあるから、この関数は偶関数と奇関数から成立っていると考えられるので、それぞれについて境界条件を考えて、 $y > 0$ の範囲で調べればよいことがわかる。すなわち、

- (a) 奇関数 $Q(0) = 0, Q(+1) = 0$
- (b) 偶関数 $Q(+1) = 0, dQ/dy = 0$

として y の正負の関数をなめらかに接続することができる。対称、反対称の関係から、(a), (b) の場合の初期条件は次のように決められる。

- (a) $Q(0) = 0, \dot{Q}(0) = 1$
- (b) $Q(0) = 0, \dot{Q}(0) = 0$

したがって、 Q に対する接続図は図 5.1 のようになる。

5.4 階差近似法

偏微分方程式の独立変数 (x, y) のうち、 x をアナログ計算機の演算時間に対応させると、 y についての微分や積分はなにか特別な工夫をしなければならない。そこで y をこまかく等分割して、その値を u_1, u_2, \dots, u_i とすると偏微分は

$$\left(\frac{\partial u}{\partial y} \right)_{y=u_i} \doteq \frac{1}{\Delta y} (u_i - u_{i-1}) \dots\dots\dots (5.9)$$

で近似できる。積分は

$$\int_{y_{i-1}}^{y_i} u dy \doteq u_{i-1} + u_i \Delta y \dots\dots\dots (5.10)$$

で近似できる。階差近似には種々の方法が考えられ

(a) 後方階差

$$\left(\frac{\partial u}{\partial y} \right)_i = \frac{1}{\Delta y} (u_i - u_{i-1}) \dots\dots\dots (5.11)$$

(b) 前方階差

$$\left(\frac{\partial u}{\partial y} \right)_i = \frac{1}{\Delta y} (u_{i+1} - u_i) \dots\dots\dots (5.12)$$

(c) 中心階差

$$\left(\frac{\partial u}{\partial y} \right)_i = \frac{1}{2\Delta y} (u_{i+1} - u_{i-1}) = \frac{1}{\Delta y} (u_{i+\frac{1}{2}} - u_{i-\frac{1}{2}}) \dots\dots (5.13)$$

その他、 y を不等分割した場合もある。

$$\left(\frac{\partial u}{\partial y} \right)_i = \frac{1}{\Delta y_i} (u_i - u_{i-1}) \dots\dots\dots (5.14)$$

また、2階以上の高階の場合は1階の階差近似を適当に組合せればよい。たとえば

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \right)_i &= \frac{1}{\Delta y} \left\{ \left(\frac{\partial u}{\partial y} \right)_i - \left(\frac{\partial u}{\partial y} \right)_{i-1} \right\} \\ &= \frac{1}{\Delta y} \left\{ \frac{1}{\Delta y} (u_{i+1} - u_i) - \frac{1}{\Delta y} (u_i - u_{i-1}) \right\} \\ &= \frac{1}{\Delta y^2} (u_{i+1} - 2u_i + u_{i-1}) \dots\dots\dots (5.15) \end{aligned}$$

以上のような階差近似で微分を表わせば、演算増幅器の数は多く必要であるが、どんな偏微分方程式でも解けそうに考えられるが、実際にアナコンで解いてみると難点が意外に多く簡単にはできない。重要な事項として、境界条件の与え方と安定性が問題である。

まず境界条件に関しては、1点で与えられる場合と、2点で与えられる場合があり、また、1点でも i の小さい場所と大きい場所の2とおりがある。前述の階差の取り方により境界条件は満足される。

- 1点境界条件 $\begin{cases} i \text{ の小さな場所} & \text{後方階差} \\ i \text{ の大きな場所} & \text{前方階差} \end{cases}$
- 2点境界条件 中心階差

つぎに安定性の点であるが、以上のように境界条件にもとづいて偏微分方程式をプログラムすると実際には帰還ループが多数できる。このループの安定性が偏微分方程式の解の安定性と一致しておれば問題はないのであるが、場合によっては、理論的に安定な解がアナコンでは不安定になって発散してしまうこともある。あるいは、単調変化するのが正しい解であるのにアナコンの解は振動することもある。安定性に関しては、例題を用いて説明してみる。

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \frac{\partial u}{\partial y} \quad \text{境界条件 } y=0, u(x) = u_0(1-x) \dots\dots\dots (5.16)$$

なる偏微分方程式をアナコンで解析するために、初期条件の与えやすさから、 y を演算時間に対応させて、 x を分割する。

$$\frac{\partial u}{\partial x} = \frac{1}{\Delta x} (u_i - u_{i-1}) \dots\dots\dots (5.17)$$

よって、

$$\left(\frac{\partial u}{\partial y} \right)_i = \frac{du_i}{dy} = \frac{1}{\Delta x} (u_i - u_{i-1}) \quad \text{境界条件 } u_i = u_0(1 - i\Delta x) \dots\dots (5.18)$$

演算のブロック図を書くとも図 5.2 のようになる。この回路はよくみると全部正帰還になっており、そのため解は発散して演算が不可能である。もちろん、数学的には簡単に解けて $u=f(x+y)$ なる $x+y$ の任意関数であれば解である。つぎに

$$\frac{\partial u}{\partial x} = -\frac{\partial u}{\partial y} \text{ 境界条件 } y=0 \text{ で } u=u_0(1-x) \dots\dots\dots(5.19)$$

なる偏微分方程式をアナログ計算機で解析するために、前例と同様に、 x を分割するとして

$$\frac{du_i}{dy} = -\frac{1}{2\Delta x}(u_{i+1}-u_{i-1}) \text{ 境界条件 } u_i=u_0(1-i\Delta x)\dots\dots(5.20)$$

とすると演算ブロック図は図 5.3 のようになる。正帰還はないが、解を求めてみると、振動成分が含まれてしまう。2 個の積分器と 1 個の正負変換器を通したループがあるために生じるものであり、分割をこまかくするとその振動数は大きくなる。この振動成分はあきらかに不要のものであり、簡単なフィルタを通してみるのも一方法である。

5.5 偏微分方程式の解析

図 5.4 に示すような 2 層壁体の熱伝導の解析を紹介する。

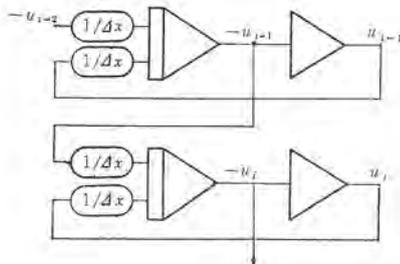


図 5.2 式 (5.18) のアナコン接続図

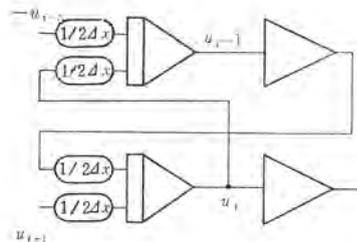


図 5.3 式 (5.20) のアナコン接続図

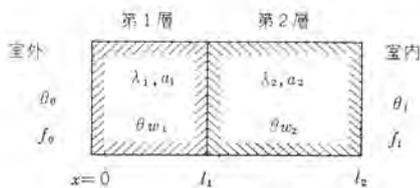


図 5.4 2 層壁体の模型

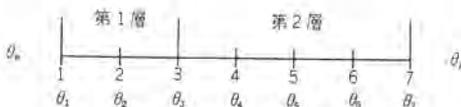


図 5.5 分割点の温度

- θ_0, θ_1 : 室外, 室内温度
- θ_{w1}, θ_{w2} : 壁温度
- λ_1, λ_2 : 壁の熱伝導率
- a_1, a_2 : 壁の温度拡散率
- f_0, f_i : 壁表面の熱伝達係数

また、定数値は次のとおりである。

- $\lambda_1=0.36, \lambda_2=1.3$ (kcal/m · h · °C)
- $a_1=8.91 \times 10^{-4}, a_2=25.3 \times 10^{-4}$ (m²/h)
- $l_1=0.05, l_2=0.15$ (m)
- $f_0=20, f_i=8$ (kcal/m² · h · °C)

条件として $\theta_0=1, \theta_1=0(t \geq 0)$ なるとき $\theta_{w1}(0, t), \theta_{w1}(l_1, t), \theta_{w2}(l_2, t)$ を求める。

理論式は

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \theta_{w1}}{\partial t} = a_1 \frac{\partial^2 \theta_{w1}}{\partial x^2} \\ \frac{\partial \theta_{w2}}{\partial t} = a_2 \frac{\partial^2 \theta_{w2}}{\partial x^2} \end{array} \right\} \dots\dots\dots(5.21)$$

であらわされ、初期条件は

$$\theta_{w1}(x, 0) = \theta_{w2}(x, 0) = 0 \dots\dots\dots(5.22)$$

であり、境界条件は

$$\left. \begin{array}{l} -\lambda_1 \frac{\partial \theta_{w1}}{\partial x} \Big|_{x=0} = f_0[\theta_0 - \theta_{w1}(0, t)] \\ -\lambda_1 \frac{\partial \theta_{w1}}{\partial x} \Big|_{x=l_1} = -\lambda_2 \frac{\partial \theta_{w2}}{\partial x} \Big|_{x=l_1} \\ -\lambda_2 \frac{\partial \theta_{w2}}{\partial x} \Big|_{x=l_2} = f_i[\theta_{w2}(l_2, t) - \theta_1] \end{array} \right\} \dots\dots\dots(5.23)$$

であらわされる。 x 方向に対して $\Delta x=0.025m$ の等分割とする。図 5.5 に示すように分割点の温度を $\theta_1 \sim \theta_7$ とする。

理論式、境界条件はつぎのようにあらわされる。

$$\left. \begin{array}{l} \frac{d\theta_j}{dt} = -\frac{a}{\lambda} \frac{1}{\Delta x} \left[-\frac{\lambda}{\Delta x} (\theta_{j+1} - \theta_j) - \frac{-\lambda}{\Delta x} (\theta_j - \theta_{j-1}) \right] \\ \quad = \frac{a}{(\Delta x)^2} [\theta_{j+1} - 2\theta_j + \theta_{j-1}] \quad (j=2, 4, 5, 6) \\ \quad \quad \quad (a, \lambda \text{ は } \theta_j \text{ が属する層の値}) \\ \frac{d\theta_1}{dt} = -\frac{a_1}{\lambda_1} \frac{2}{\Delta x} \left[-\frac{\lambda_1}{\Delta x} (\theta_2 - \theta_1) - f_0(\theta_0 - \theta_1) \right] \\ -\lambda_1 \frac{\theta_3 - \theta_2}{\Delta x} = -\lambda_2 \frac{\theta_4 - \theta_3}{\Delta x} \\ \frac{d\theta_7}{dt} = -\frac{a_2}{\lambda_2} \frac{2}{\Delta x} \left[f_i(\theta_7 - \theta_1) - \frac{-\lambda_2}{\Delta x} (\theta_7 - \theta_6) \right] \end{array} \right\} \dots\dots\dots(5.24)$$

スケール変換を行なうと、

$$\begin{array}{ll} \Theta = \alpha \cdot \theta & \alpha = |\alpha| \text{ PU/}^\circ\text{C} \\ \tau = \beta \cdot t & \beta = |\beta| \text{ s/h} \end{array}$$

$$\left. \begin{array}{l} \frac{d\Theta_j}{d\tau} = \frac{1}{\beta} \frac{a}{(\Delta x)^2} [\Theta_{j+1} - 2\Theta_j + \Theta_{j-1}] \\ \frac{d\Theta_1}{d\tau} = \frac{1}{\beta} \frac{2a_1}{(\Delta x)^2} (\Theta_2 - \Theta_1) + \frac{1}{\beta} \frac{2a_1 f_0}{\lambda_1 \Delta x} (\theta_0/\alpha - \Theta_1) \\ \Theta_3 = \frac{\lambda_1 \Theta_2 + \lambda_2 \Theta_4}{\lambda_1 + \lambda_2} \\ \frac{d\Theta_7}{d\tau} = -\frac{1}{\beta} \frac{2a_2 f_i}{\lambda_2 \Delta x} (\Theta_7 - \Theta_1/\alpha) - \frac{1}{\beta} \frac{2a_2}{(\Delta x)^2} (\Theta_7 - \Theta_6) \end{array} \right\} \dots\dots\dots(5.25)$$

$\alpha=1 \text{ PU/}^\circ\text{C}, \beta=5 \text{ s/h}$ とすれば $d\Theta/d\tau = \dot{\Theta}$ と表わして、

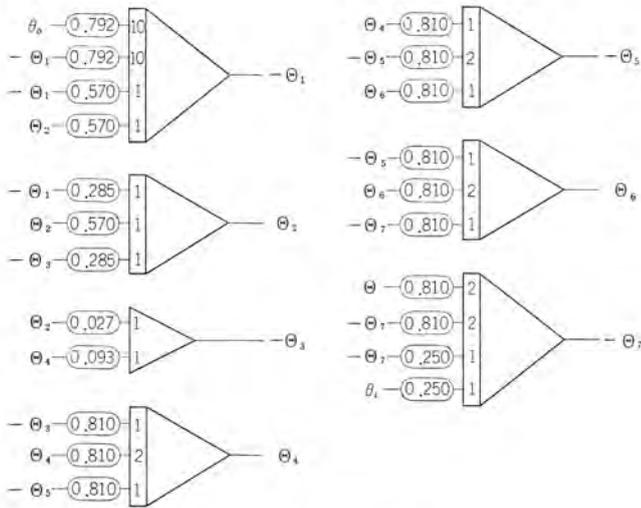


図 5.6 アナコン 接続図

$$\left. \begin{aligned}
 \dot{\theta}_j &= K(\theta_{j+1} - 2\theta_j + \theta_{j-1}) \\
 \dot{\theta}_1 &= 0.5701(\theta_2 - \theta_1) + 7.92(\theta_0 - \theta_1) \\
 \dot{\theta}_3 &= 0.02695\theta_2 + 0.97305\theta_4 \\
 \dot{\theta}_7 &= -0.2491(\theta_7 - \theta_6) - 1.6192(\theta_7 - \theta_0)
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.26)$$

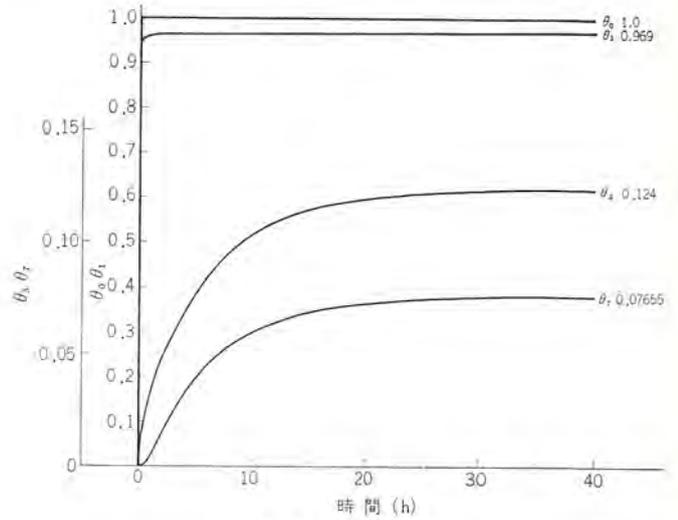
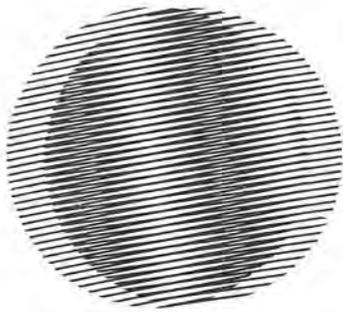


図 5.7 演算結果

であらわされる。ただし、 K は第1層の場合 0.2851 であり、第2層の場合 0.8096 である。図 5.6 に接続図、図 5.7 に解析結果を示す。



新製品紹介

新形 PF パッケージ冷房装置

PF 形ダクト専用大形パッケージ冷房装置は、あらゆる方面の大容量の空調用として広く使用されているが、このたび大幅なモデルチェンジをおこない、従来の大容量パッケージでは考えられないほど、新形のパッケージ冷房装置は小形・軽量になった。

■ 特長

(1) 小形・軽量——ユニット高さはわずか 189.5 cm

パッケージ内の余裕寸法やむだなスペースを極力なくし、サービスに必要なスペースを残して、無理なくコンパクトにパッケージ化したことにより、従来機(当社)と比較して高さ・重量は 85%、据付面積は 75% になり、搬入・据付も大変容易になった。とくにユニット高さはわずか 189.5 cm の低さになり、また PF-20~80 XD は同じ高さに統一されている。

建築物の階高が低くなる傾向にある現在、機械室設置の空調機であってもユニット高さが非常に低いことは大きなセールスポイントであり、需要家にも歓迎されるものと信じる。

(2) 充実したシリーズ——標準形 12 機種

新 PF シリーズは従来の PF-20, 30, 40, 50, 60, 80, PFH-20, 30, 40 の 9 機種に、新しく開発された PF-25, 100, 120 が加えられ 12 機種となった。したがって 20 RT から 120 RT の大容量まで切れ目のないシリーズとなり一段と充実したことになり、空調負荷に応じて適切な冷房装置が選べることとなった。

(3) 性能・能力は抜群

冷房装置の心臓部はやはり冷媒圧縮機である。PF 形パッケージには空調機専用機として定評・実績のある MX 形半密閉圧縮機を組込んであり、アルミフィンと銅パイプの空気冷却器、銅フィンチューブの凝縮器、高性能・低騒音のシロッコファンとの組合せにより、強力な冷房能力・除湿力を発揮している。

(4) 全自動・安全運転

新形 PF パッケージは標準として温度調節器を取付けてあり、空調負荷に応じて自動的に吹出冷風の温度をコントロールし、各室の温度を適切なものとし、快適な空調をおこなっている。

運転操作はピアノ式押しボタンスイッチの操作だけで十分で、大容量冷房装置ながら小形ルームクーラ並みの容易さで手軽に運転できる。

(5) 容易な保守・点検——正面サービス方式

ユニットをコンパクトにしたためサービススペースがなくなり、保守・点検に不便なのではないかという心配は全く不要である。正面パネル(取付け・取りはずしの簡単なファスナ付き)を取りはずせば機械の保守・点検はすべて正面より容易にできる。

(6) 冷媒・冷凍機油はチャージ済み

現地工事を簡略化するため、冷媒(R-22)および冷凍機油(スッコ4G)は工場にて規定量正しくチャージしてある。

したがってユニット据付後、水配管・電気配線・ダクト接続を完了すれば直ちに冷房を開始できる。

(7) 豊富な特殊仕様専用機

標準形 PF パッケージのほかに、あらゆる空調にマッチする次のような特殊仕様専用機を用意しているので、用途にあわせて選択すればよい。

- ヒートポンプ式 PFH
- 低温倉庫用 PF
- オールフレッシュ形 PF
- 屋外形 PF
- 小風量形 PF
- 異電圧用 PF



PF-80 XD 冷房装置

○小風量・高風圧形 PF ○海水コンデンサ付 PF

○大風量形 PF ○遠方操作形 PF

その他、部品として暖房器・給湿器等も用意されている。

■仕様

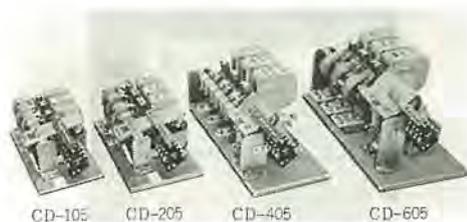
つぎに標準仕様を示す。

形名	項目	冷房能力 kcal/h	圧縮機 容量 kW	風量 m ³ /min	送風機 容量 kW	外形寸法 mm			重量 kg
						高さ	幅	奥行	
水	PF-20 XD	60,000	15	200	3.7	1,895	1,450	1,140	1,150
	PF-25 XD	75,000	18	250	5.5	1,895	1,450	1,140	1,250
	PF-30 XD	90,000	22	300	5.5	1,895	1,790	1,140	1,400
	PF-40 XD	120,000	30	400	7.5	1,895	1,990	1,270	1,600
冷	PF-50 XD	150,000	15+22	500	11	1,895	2,630	1,440	2,300
	PF-60 XD	180,000	22×2	600	11	1,895	2,780	1,560	2,700
	PF-80 XD	240,000	30×3	800	15	1,895	2,980	1,710	3,100
	PF-100 XD	300,000	22×2+30	900	18.5	2,595	3,670	1,710	4,430
式	PF-120 XD	360,000	30×3	1,080	22	2,795	4,200	1,910	5,000
	PFH-20 XD	60,000	15	200	3.7	1,895	1,450	1,140	1,400
ヒート ポンプ 式	PFH-30 XD	90,000	22	300	5.5	1,895	1,790	1,140	1,650
	PFH-40 XD	120,000	30	400	7.5	1,895	1,990	1,270	1,850

注) 本仕様は電源 220 V, 60 Hz の場合

[長崎製作所]

CD 形直流操作電磁接触器



CD 形シリーズ 直流操作電磁接触器

重負荷クレーン用接触器として、高ひん度開閉、衝撃振動、高温に耐え、長寿命で、かつ保守点検が容易なクラッパタイプの電磁接触器が鉄鋼メーカーから強く要望され、その要望にそって ND 形電磁接触器の実績と性能を基に、保守点検の容易な CD 形電磁接触器の開発を完了した。

■特長

- (1) 消弧装置機構がフロアウト方式で、消弧室が開閉できるため接点の点検が容易である。
- (2) 構造部分はすべて前面から容易に保守点検、取換えてできる。
- (3) 使用実績のある銀合金接点を使用しているため、電氣的に安定かつひんばり過酷な開閉にもすぐれた性能を発揮する。
- (4) クラッパタイプで動作が安定、最低動作電圧が定格電圧の 80% 以下で信頼性が高い。
- (5) 取付寸法は 50 mm の整数倍にした統一設計である。
- (6) 電氣的インターロック用の連動接点はシリーズ共通で、1 個の連動接点で a ↔ b 接点構成の変更が容易である。
- (7) 可逆形には電氣的インターロックと機械的インターロックを併用しているため安全性が高い。

■ 仕様

形名	3極 2極	CD-105	CD-205	CD-405	CD-605
		CD-102	CD-202	CD-402	CD-602
許容最高電圧 V		600(50 60 Hz)			
定格電流 A ()はB級定格	200—220	100(100)	200(200)	400(400)	600(600)
	380—440	80(100)	160(200)	320(400)	480(600)
	500—550	70(100)	140(200)	280(400)	420(600)
定格容量 kW	200—220	25	50	100	150
	380—440	37	90	150	250
	500—550	37	90	150	250
標準運動接点数		2 a 2 b			
標準操作電磁コイル		DC 100, 110, 200, 220 V			
製品重量	3極	18	28	54	78
標準規格		JEM 1038「交流電磁接触器」A級1号1種			

[名古屋製作所]

GT シリーズ産業用パッケージ形 空気調和装置

一般用途用空気調和装置としての Gラインルームクーラに引き続き、産業用としてのパッケージ形空気調和装置、GT シリーズの開発を完成した。この装置は最近急に需要が増してきた多種多様な産業用特殊用途に応ずるため、開発されたものであって従来それぞれの仕様に基づいて設計製作されていたものを、一つの基本形を開発したことにより仕込み生産をしておき、客先仕様によって必要のある場合は、わずかな手入れによってその要求を満足でき、納期を大幅に短縮できるようにしたとともに、ウェスティングハウス社が開発した Hi/Re/Li システムを導入し、産業用としての過酷な使用に対して運転の信頼性を高めた画期的な装置である。(特許実用新案出願中)

■ 用途

多面にわたっているが紙面の都合上おもなもののみを記せば、

(a) 全外気用 (GT-F 形)

室内空気を再循環することなく、外気のみを吸入して冷却脱湿して空調室に供給するものである。たとえば病室(手術室)化学薬品研究室などに多く用いられるが、高温工場のスポット冷房、高湿度の地下街などにも応用される。

(b) 中温用 (GT-M 形)

電算機室・制御器室など約 20°C 前後に室温を保ち、さらに夏期のみならず冬期も冷房を必要とする用途に用いられる。さらに精密機械室・半導体生産工場のような恒温恒湿の用途にも使用される。

(c) 低温用 (GT-L 形)

米・野菜・茶その他の低温貯蔵に用い、倉庫内の温度を 15°C~3°C の任意の温度に保つことができる。その他醸造工場でも使用され好評を得ている。

■ 特長

(a) 小形軽量の設計により据付面積が少なく、搬入・据付工事が簡単で室内据付用としても美しい意匠である。

(b) Hi/Re/Li システム を応用しており、過酷な使用、温度負荷の変動に対し良好な追従性を有し、安定した信頼性のある運転が可能である。

(c) 大容量の送風機を備え、高風圧・大風量の仕様に応ずることができる。また従来

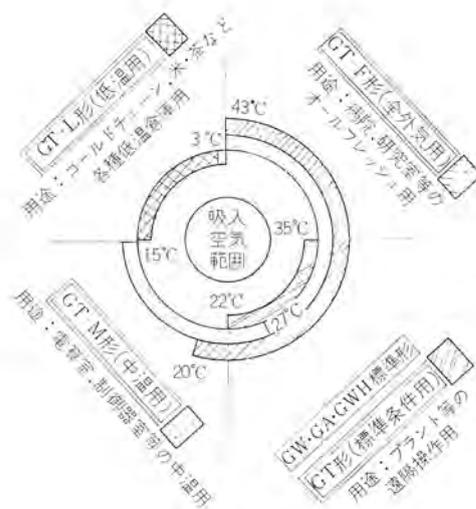


図 1 用途別使用条件



図 2 GT シリーズ 産業用パッケージ形 空気調和装置外観

の装置より一段大きな容量の送風機用電動機が取り付けられる。

(d) 遠隔操作が可能なターミナルが具備してある。

(e) 冷却器は4列が標準であるが、機種により5列または6列とすることが可能である。

(f) 全密閉形圧縮機を使用しているが、ホットガスバイパスによる容量制御装置の組込みが可能である。

(g) 暖房用部品として蒸気コイル・温水コイル(2列、3列)ならびに8段切換可能な電気ヒータを準備した。

(h) 給湿用部品としてペーパーパン、蒸気式加湿器を準備した。

■仕様

一例として中温用のものをつぎに示す。

仕様表 <三相 200V 50/60Hz>

項目	形名	GT-40 M	GT-50 M	GT-80 M	GT-100 M	GT-150 M	
外形寸法 mm	高さ×幅×奥行	1,653×735×565	1,990×1,100×550	2,300×1,100×635	2,313×1,300×635	2,320×1,700×797	
	分割できる高さ	—	1,185+535+300	1,410+620+300	1,423+620+300	1,470+550+350	
性能	※冷房能力 kcal/h	6,000/6,500	10,500/12,000	15,000/17,500	19,000/20,000	30,000/34,000	
電気特性	全電流 A	11/12	16/18	25/27	31/35	50/52	
	起動電流 A	61.5/54.5	115/105	147/138	174/151	147/138	
冷媒回路	圧縮機形式×個数	全密閉×1				全密閉×2	
	圧縮機電動機出力 kW	2.5	3.75	5.5	7.5	5.5×2	
	凝縮器	2重管式					
	冷却器	クロスフィン式					
	冷媒制御	毛細管					
送風装置	送風機形式×個数	片吸込シロッコファン×1	両吸込シロッコファン×1			両吸込シロッコファン×2	
	風量 m³/min	26/30	50	80	100	150	
	機外静風圧 mmAq	送風機性能表を参照					
	電動機出力 kW	0.4	0.4	1.5	1.5	2.2	
冷却水 mAq	水量 ton/h	水温 18°C	0.65	0.9	1.5	1.8	3.0
		水温 32°C	2.2	3.7	5.7	7.0	11.4
	水頭損失	水温 18°C	1.0	0.5	0.5	0.5	0.5
		水温 32°C	9.0	9.5	6.3	9.5	6.3
保護装置	高低圧閉閉器	インターナルサーモ			可溶せん(栓)		
	過電流継電器	操作回路ヒューズ			インターナルサーモ		
運転	操作スイッチ	4点押しボタン式			押しボタン式		
	表示ランプ	異常表示(赤色)			運転表示(緑色)		
エアフィルター	圧力計	高低圧連成形×1個				高低圧連成形×2個	
温度調節器		ウレタンフォーム					
クランクケースヒータ容量(W)×個数		付(19~31°C)				ルームサーモ取付可	
製品重量 kg		150	270	360	470	660	

※ 20°C 55% 吸込空気の場合の値です

[静岡製作所]

高周波誘導周波数変換機

工作機業界をはじめ各産業機分野で、機械設備の高速化による生産性向上を計る計画が進められているが、電源装置に多額の費用を要するため、その発展がはばまれていた。

今回、巻線形誘導電動機の基本原理に新発明による画期的な構造を採用した、安価で保守点検の容易な高周波誘導周波数変換機の第1号機を完成し、受注に対処すべき準備を完

新製品紹介

了した。

■仕様

1 kVA	防滴保護形
入力	220 V 60 Hz
出力	220 V 1,000 Hz
連続定格	
駆動電動機	SB-E形 3.7 kW 2P

■特長

- (a) 簡単な構造と低コスト
- (b) 集電機構は全く不要で保守点検が容易
- (c) はん用電動機で駆動可能
直流機のような可変速電動機を使用すれば、60~1,000 Hzまで周波数制御が可能
- (d) 波形ひずみは5%以下の正弦波
- (e) 単体電圧変動率15%以下周波数変動率0.5%以下

[名古屋製作所]



高周波誘導周波数変換機

165 mm 携帯用丸のこ

現在販売中のCS-152 S-1形、152 mm電気丸のこを軽量化し、使いやすく、小回りがきき、切断能力を大きくするなどの市場要求に満足するように改良し、合せて意匠を一新し、ダイカスト化、ISOねじ化など大幅に改良し、形名をCS-165 A-1形に変更した。

■主な改良点

- (a) 丸のこ径を大きくした(丸のこ径を152 mm→165 mm)
- (b) 小形軽量化した(モデルチェンジ)
- (c) アルミダイカスト化
- (d) ISOねじ化

■仕様

形名	能力	電源			出力 W	全負荷電流 A	回転数 rpm		重量 kg	付属品
		種類	電圧 V	周波数 Hz			無負荷時	全負荷時		
CS-165A-1	最大切断厚み 58 mm	単相	100	50/60	300	5.4	3,300	2,300	3.0	ドライバ1個 スパナ1個 予備炭素1組 ブラシ
	傾斜角 45°	交流								

■特長

- (a) 小形軽量で片手操作が容易
- (b) 切断能力が大きい
- (c) 案内板により切断線にそっての切断が容易である(実用新案出願中)
- (d) 電波障害防止器付きでラジオ、テレビに電波障害を与えずに安心して使用できる
- (e) みぞ切りカッターが取付けられるので3 mmのガラスみぞペンみぞなどが容易に切削できる

(カッター(DKR-1形)は別途販売品として用意してある)

[岡山製作所]



165 mm 携帯用電気丸のこ
(CS-165 A-1 形)



SFH 形大容量ガスしゃ断器形式試験完了

当社では、すでにすぐれた消弧性能および絶縁耐力をもつ六ふっ化いおう (SF₆) ガスを消弧媒体に使用する、大容量 SF 形ガスしゃ断器のシリーズがあり、広く実用に供されているが、ついでもっとも需要の多い、故障電流 30 kA 級を処理できる中容量ガスしゃ断器として、SFL 形を発表し各方面で好評を博している。この SFL 形しゃ断器のシリーズ化が完成したのを機会に、従来の SF 形を実用経験ならびに技術的進歩にもとづいて一部改良を加え、性能および定格において、さらに充実した大容量ガスしゃ断器 SFH 形シリーズとし、次の定格のものについて、昭和 43 年 11 月、関係各電力会社の形式試験を終了した。

形式	定格電圧	定格しゃ断容量	定格電流	しゃ断点数
100-SFH-750	120 kV	7,500 MVA	2/4 kA	2
140-SFH-1000	168	10,000	2/4	2
200-SFH-1500	240	15,000	2/4	2
250-SFH-2000	300	20,000	2/4	2

このしゃ断器は従来の SF 形に使用していた、油圧操作機構・ガス系統ならびに常時充気式・排気弁方式の消弧方式はそのまま踏襲し、次のような部分的改良を行ない、性能の向上に努めたものである。とくに 300 kV で 20,000 MVA までしゃ断点数を 2 点にしたことは、世界ではじめての成果である。

(1) ユニットの高電圧大容量化

定格電圧 300 kV までしゃ断点数 2 点にするため、消弧室がい管を長尺のものにするとともに、がい管金属フランジ端面付近の電界分布を改良するために、可動固定コンタクトの相対位置を変更し、コンタクトの外径をやや小さくした。

(2) 上タンクの改良

生産の合理化とともに耐震性能向上のため重量、寸法の軽減をはかった。

(3) 操作機構の集中

従来の単相再閉路形は油圧操作機構が各相に独立して設置しており、点検・据付に不便であったので、一つのハウジングに集中した。この場合操作ブロックは各相独立しているが、アキュムレータ油ポンプなどは三相共通になり、従来のものに比べて便利にした。

(4) その他

実用経験により、相間配管をダクトの中に配置していたものを下タンク上部にあげケース内に納めるなどの変更をした。また耐震性能上、実体の振動試験等により、ステーがいしのはり方をより能率的にするようにした。

SFH 形ガスしゃ断器は従来の SF 形の特長をそのままそなえているう え、250-SFH-2000 に関しては、しゃ断点数が少なく次のような利点がある。

- (a) 据付面積が小さい。
- (b) 点検・保守が簡単である。
- (c) 可動部分その他の部品が少なくなり信頼度が向上する。
- (d) 各しゃ断点動作時間のばらつきが小さい。
- (e) ガス消費量・操作油量等が少なくてすむ。
- (f) 各しゃ断点の電圧均等分布が理想値に近い。

図 1 にこの公開立合試験の状況、図 2 に耐震試験供試器 250-SFH-2000 の 1 相分を示す。

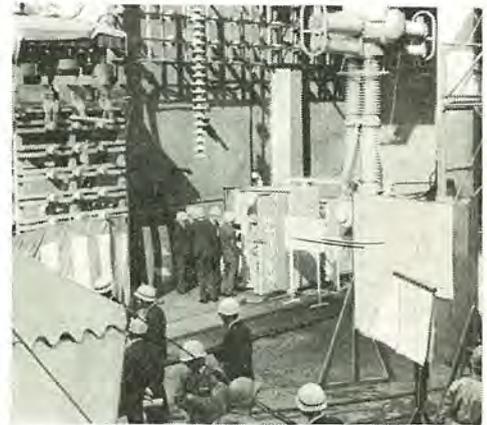


図 1 250-SFH-2000 ガスしゃ断器公開立合試験状況



図 2 250-SFH-2000 ガスしゃ断器公開形式耐震試験供試器

[伊丹製作所]

サイリスタ無整流子電動機実動開始



図1 サイリスタ無整流子電動機用電源



図2 サイリスタ無整流子電動機

かねてからサイリスタを使用した無整流子電動機の研究開発を行ない、すでに実用化の見通しを得ているが、このたび遠心鋳造機駆動用として実用化1号機が実動を始めた。

サイリスタ無整流子電動機は、直流電動機のブラシと整流子の働きをサイリスタと分配器に行なわせることによって、直流電動機と同等の性能を得ようとするもので、次のような特長を持っている。

- (1) ブラシや整流子がないので保守が非常に容易で、悪ふい気内でも運転できる。
- (2) 直流電動機と同様に電圧制御および界磁制御により、広範囲に速度調整することができる。
- (3) 電機子回路や界磁回路を切換えることなく、サイリスタの位相制御により逆転・回生制動を行なうことができる。
- (4) 直流電動機では製作できない高速大容量機の製作が可能である。

電動機および電源の仕様は次のとおり

出力	4 kW
電圧	直流 200 V
電流	直流 25 A
回転数	電圧制御 0~400 rpm
	界磁制御 400~900 rpm
励磁方式	他励分巻
極数	4極
分配器	トランジスタ式無接点近接スイッチ 3個
電源方式	三相ブリッジ結線によるインバータコンバータ方式
転流方式	転流補助回路付強制転流方式

[神戸製作所]

小名浜製錬(株)向け大電流平形サイリスタ整流器完成

当社では、かねてから平形サイリスタ素子を使用した油冷式大電流サイリスタ整流器を開発していたが、この度その1号器を完成し、小名浜製錬(株)小名浜製錬所へ電解用として納入した。

従来電解用などに用いられているサイリスタ整流器は、小容量のスタッド形素子を多数使用していたため、電流バランスなど性能上の問題のほか、多数の制御回路部品を使用することによる信頼性の低下、コスト高などの欠点があった。

また、最近のサイリスタ素子の発展方向として効果的な冷却を行なううえから、平形素子の進歩が著るしく、今後の大容量サイリスタはすべて平形となることが明らかで、すでに国鉄あるいは大手製鉄会社でも採用されつつある。

したがって、従来ダイオードより親しんできたスタッド形素子は、大容量サイリスタの分野では、まもなく主戦列から離れてしまうことが通説となってきている。

これまでのところ平形素子は、組立や冷却構造がスタッド形に比べてはるかに高度の技術を要するため、油浸方式などに限定されており、大電流用途への適用は不可能であった。

今回完成した整流器に使用されている平形サイリスタ素子は、内部を油が通る特殊な冷却ブロックにサンドイッチされてつみ上げられ、ばね機構で圧接しているだけで、素子は油とはまったく無関係で、しかもきわめて効果的な両面冷却が行なわれる。その着脱もスタッド形素子同様に簡単で、油浸形と異なり制御回路の取付も簡単で信頼度が高くなっている。

また、油冷式であるため高電圧領域まで電食や冷却水保守の心配なしに適用が可能であり、あわせて開発された主回路および制御方式により、従来大電流サイリスタで問題となっていた不整点弧を皆無とし、複雑な制御回路調整も不要で、ただちに通電が可能であるとともに、素子間の電流バランスもプラスマイナス5パーセント程度の良い値が得られた。

このほど完成した1号器は、140 V 20,000 A、容量 2,800 kW の定格を六相1回路でとり出しているが、サイリスタスタックの組合せで1回路 45,000 A も可能であり、さらにこれを1組の変圧器に2ないし4回路組合せることにより、十数万Aの整流装置もきわめてコンパクトに形成されるようになっている。

また、大電流整流器におけるサイリスタ素子数は従来の $\frac{1}{2.5} \sim \frac{1}{3}$ に減少した。
(25,000 A で100個弱で可能、従来は二百数十個使われていた)

〔伊丹製作所〕



大電流平形サイリスタ整流器

八幡製鉄(株)君津製鉄所向け粗圧延用同期電動機完成

かねて八幡製鉄(株)から同社君津製鉄所向けとして、長崎製作所にて受注製作中であった熱延工場粗圧延用同期電動機が完成し、このほど現地試運転を好成績のうちに終え営業運転に入った。

本電動機は、近年の製鉄業界大形化の要望にこたえるもので、その中には連続定格 10,000 kW、最大トルク 350% というわが国 Rougher Stand での記録品が含まれている。R1~R6 まで一連の電動機の特長および仕様は下記のとおりである。

(1) 特長

(a) 機器の用途上ひんばんな起動停止および過酷な使用条件に耐えるよう起動巻線に特殊な材料を使用している。

(b) 回転子にF種絶縁を採用し、小形化を図った。

(c) 本機程度の回転子構造は、通常ダブテイル方式であるが、ボルト締め方式を採用し機器の重量を軽減した。

(d) 据付場所が海岸に近く、特に塩害が大きいため、通風方式に Down Draft 方式を採用し、電気室の空気入口のダクトにはジグザグ通路を設ける等、塩分の影響を少なくするよう考慮した。また、固定子コイル絶縁にはダイヤラスタック絶縁方式を適用し、界磁側にはエポキシガラステープにて裸部分をなくすなどの絶縁強化対策を施した。

(2) 仕様

10,000 kW	11,000 V	50 Hz	20 P	300 rpm	0.8 PF	2台
8,500 kW	11,000 V	50 Hz	20 P	300 rpm	0.8 PF	1台
6,000 kW	11,000 V	50 Hz	20 P	300 rpm	0.8 PF	1台
3,750 kW	11,000 V	50 Hz	20 P	300 rpm	0.8 PF	1台

〔長崎製作所〕



図1 八幡製鉄(株)向け粗圧延用同期電動機
10,000 kW 11,000 V 20 P 300 rpm 0.8 PF



図2 10,000 kW 同期電動機用固定子フレーム

高速大容量ソリッドポール同期電動機あいついで完成



5,300 kW ソリッドポール 回転子

製鉄用高炉の大形化に伴って、焼結鉱を使用し、溶鉱炉の高能率操作が行なわれている。昨今、当社は大手製鉄メーカー向けに、焼結機の主排風機駆動用として、大容量高速ソリッドポール同期電動機を多数受注していたが、これらが最近あいついで完成した。そのうち製作中のもも含めて、おもなものは下記のとおりである。

八幡製鉄（君津）向け 5,300 kW 6極 50 Hz 1,000 rpm 11,000 V

日新製鋼（呉）向け 4,200 kW 6極 60 Hz 1,200 rpm 6,600 V

日本鋼管（福山）向け 8,700 kW 8極 60 Hz 900 rpm 11,000 V

八幡製鉄（君津）向け 7,000 kW 6極 50 Hz 1,000 rpm 11,000 V

他に焼結用ではないが、三菱重工（ソ連）向けとして、4,000 kW 4極機も製作中である。

これらは高速大容量であり、負荷の GD^2 が非常に大きいため、その回転子には、当社独特の構造を有するソリッドポールを採用した。ソリッドポール同期電動機は、回転子の熱容量が大きく、堅固な構造であるため、負荷の慣性が大きく、高速であるラロー等の駆動に最も適している。なお、前述の八幡製鉄（君津）向け 5,300 kW 電動機は昭和 43 年 11 月より現地で好調に実動中である。図に示すのは 5,300 kW ソリッドポール同期電動機の回転子完成写真である。

[長崎製作所]

本社・営業所・研究所・製作所・工場所在地

本 社	東京都千代田区丸の内2丁目12番地(三菱電機ビル) (電) 100 (電) 東京(03) 212局 6111番	
大阪営業所	大阪市北区梅田町8番地(西阪神ビル) (電) 530	(電) 大阪(06) 312局 1231番
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町3丁目88番地(大名古屋ビル) (電) 450	(電) 名古屋(052) 561局 5311番
福岡営業所	福岡市天神2丁目12番1号(天神ビル) (電) 810	(電) 福岡(092) 75局 6231番
長崎出張所	長崎市丸尾町6番14号 (電) 852	(電) 長崎(0958) 23局 6101番
札幌営業所	札幌市北2条西4丁目1番地(北海道ビル) (電) 060-91	(電) 札幌(0122) 26局 9111番
札幌工場	札幌市北2条東12丁目98番地 (電) 060	(電) 札幌(0122) 23局 5544番
仙台営業所	仙台市大町4丁目175番地(新仙台ビル) (電) 980	(電) 仙台(0222) 21局 1211番
富山営業所	富山市桜木町1番29号 (電) 930	(電) 富山(0764) 31局 8211番
広島営業所	広島市中町7番32号(日本生命ビル) (電) 730	(電) 広島(0822) 47局 5111番
岡山出張所	岡山市西長瀬字村北122番地の1(三菱電機岡山ビル) (電) 700	(電) 岡山(0862) 24局 0331番
高松営業所	高松市鶴屋町5番地の1 (電) 760	(電) 高松(0878) 51局 0001番
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2丁目12番地(三菱電機ビル) (電) 100	(電) 東京(03) 212局 6111番
中央家電営業所	東京都千代田区丸の内2丁目12番地(三菱電機ビル) (電) 100	(電) 東京(03) 212局 6111番
城北家電営業所	東京都文京区大塚3丁目3番1号(新茗溪ビル) (電) 112	(電) 東京(03) 944局 6311番
城南家電営業所	東京都世田谷区池尻3丁目10番3号(三菱電機世田谷ビル) (電) 154	(電) 東京(03) 411局 8181番
城西家電営業所	国分寺市南町2丁目16番14号(秀美ビル) (電) 185	(電) 国分寺(0423) 22局 1881番
横浜家電営業所	横浜市中区富士見町3番地4 (電) 232	(電) 横浜(045) 251局 2226番
大宮家電営業所	大宮市寿能町1丁目37番地(大宮公園ビル) (電) 330	(電) 大宮(0486) 41局 5324番
千葉家電営業所	千葉市新宿町2丁目49番地(三菱電機千葉ビル) (電) 280	(電) 千葉(0472) 42局 5486番
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8番地の1 (電) 530	(電) 大阪(06) 344局 1231番
洲本出張所	洲本市上物部2丁目6番33号 (電) 656	(電) 洲本(07992) 2局 0631番
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町3丁目88番地(大名古屋ビル) (電) 450	(電) 名古屋(052) 561局 5311番
静岡出張所	静岡市七間町9番地の10(池田ビル) (電) 420	(電) 静岡(0542) 53局 9186番
福岡商品営業所	福岡市天神2丁目12番1号(天神ビル) (電) 810	(電) 福岡(092) 75局 6231番
札幌商品営業所	札幌市北2条西4丁目1番地(北海道ビル) (電) 060-91	(電) 札幌(0122) 26局 9111番
仙台商品営業所	仙台市大町4丁目175番地(新仙台ビル) (電) 980	(電) 仙台(0222) 21局 1211番
富山商品営業所	富山市桜木町1番29号 (電) 930	(電) 富山(0764) 31局 8211番
広島商品営業所	広島市中町7番32号(日本生命ビル) (電) 730	(電) 広島(0822) 47局 5111番
岡山出張所	岡山市西長瀬字村北122番地の1(三菱電機岡山ビル) (電) 700	(電) 岡山(0862) 24局 0331番
高松商品営業所	高松市鶴屋町5番地の1 (電) 760	(電) 高松(0878) 51局 0001番
新潟営業所	新潟市東大通1丁目12番地(北陸ビル) (電) 950	(電) 新潟(0252) 45局 2151番
中央研究所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 661	(電) 大阪(06) 491局 8021番
商品研究所	鎌倉市大船2丁目14番40号 (電) 247	(電) 鎌倉(0467) 46局 6111番
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目10番地の1 (電) 652	(電) 神戸(078) 67局 5041番
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 661	(電) 大阪(06) 491局 8021番
三田工場	三田市三輪町父々部85番地 (電) 669-13	(電) 三田(07956) 局 4371~5番
長崎製作所	長崎市丸尾町6番14号 (電) 850-91	(電) 長崎(0958) 23局 6211番
稲沢製作所	稲沢市井之口町1100番地 (電) 492	(電) 稲沢(0587) 32局 8111番
和歌山製作所	和歌山市岡町91番地 (電) 640-91	(電) 和歌山(0734) 23局 7231番
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋325番地 (電) 247	(電) 鎌倉(0467) 46局 1111番
通信機製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 661	(電) 大阪(06) 491局 8021番
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池1番地 (電) 664	(電) 伊丹(0727) 72局 5131番
熊本工場	熊本市竜田町弓削720番地 (電) 862	(電) 熊本(0963) 62局 7211番
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町18丁目1番地 (電) 461	(電) 名古屋(052) 721局 2111番
福岡製作所	福岡市今宿青木690番地 (電) 819-01	(電) 福岡今宿(09295) 6局 0431番
福山製作所	福山市緑町1番8号 (電) 720	(電) 福山(0849) 21局 3211番
姫路製作所	姫路市千代田町840番地 (電) 670	(電) 姫路(0792) 23局 1251番
相模製作所	相模原市宮下1丁目1番57号 (電) 229	(電) 相模原(0427) 72局 5131番
世田谷工場	東京都世田谷区池尻3丁目1番15号 (電) 154	(電) 東京(03) 414局 8111番
静岡製作所	静岡市小島110番地 (電) 420	(電) 静岡(0542) 85局 1111番
中津川製作所	中津川市駒場町1番3号 (電) 508	(電) 中津川(05736) 5局 2121番
大船製作所	鎌倉市大船5丁目1番1号 (電) 247	(電) 鎌倉(0467) 46局 6111番
郡山製作所	郡山市栄町2番25号 (電) 963	(電) 郡山(02492) 2局 1220番
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松800番地 (電) 370-04	(電) 太田(0276) 22局 4311番
藤岡工場	藤岡市本郷字別所1173番地 (電) 375	(電) 藤岡(02742) 2局 1185番
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字園所1番地 (電) 617	(電) 京都西山(075) 921局 4111番
ラジオ工場	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 661	(電) 大阪(06) 491局 8021番

次 号 予 定

三菱電機技報 Vol. 43. No. 3.

《普通論文》

- 三重県三瀬谷発電所長ヶ逆調整池のゲートおよびゲート制御装置
- 水素炎イオン検出法による自動車排気ガス中炭化水素濃度の連続測定
- フォトクロミックプラスチックシート
- ガスレーザとその応用
- 滴下処理絶縁ワニス (DRV) の特性
- 厚板鋼板用点溶接機
- ドリル樹脂成形品の性質
- 極低温におけるオーステナイト系ステンレス鋼の機械的性質
- 遅延列車の回復運転
- 低周波ビレットヒータ用変圧器

- 低周波ビレットヒータ
- 水冷式パウダクラッチブレーキ
- 四国電力(株)納め分水水系自動出力制御装置
- ME-04 DO51 X 形 400 MHz 帯多重無線装置
- 超々高圧ガスしゃ断器とその実用性能
- 非破壊検査用ライナック ML-15 R 形の性能

《技術講座》

- アナログ計算機のプログラミング (3)
—各種の問題, 自動演算—

三 菱 電 機 技 報 編 集 委 員 会

委員長	小 倉 弘 毅	常任委員	鈴 木 正 材
副委員長	片 岡 高 示	"	祖 父 江 晴 秋
常任委員	明 石 精	"	山 田 栄 一
"	石 川 理 一	"	横 山 茂
"	上 田 重 夫	委 員	尾 畑 喜 行
"	宇 佐 美 重 夫	"	北 垣 成 一
"	大 野 寛 孝	"	南 日 達 郎
"	神 崎 邇	"	林 昇 寿
"	北 川 和 人	"	松 元 雄 藏
"	小 堀 富 次 雄	"	和 田 義 勝

(以上50音順)

昭和44年2月22日印刷 昭和44年2月25日発行「禁無断転載」定価1部金100円(送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内2丁目12番地

小 倉 弘 毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町1丁目12番地

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

(郵便番号 162)

発行所

東京都千代田区丸の内2丁目12番地 (郵便番号 100)

三菱電機株式会社内 「三菱電機技報社」

(電) (03) 212局6111番 (内線 3818)

発売元

東京都千代田区神田錦町3の1 (郵便番号 151)

株式会社 オーム社書店

(電) 03-291-0021 振替東京 20018