

MITSUBISHI DENKI GIHO

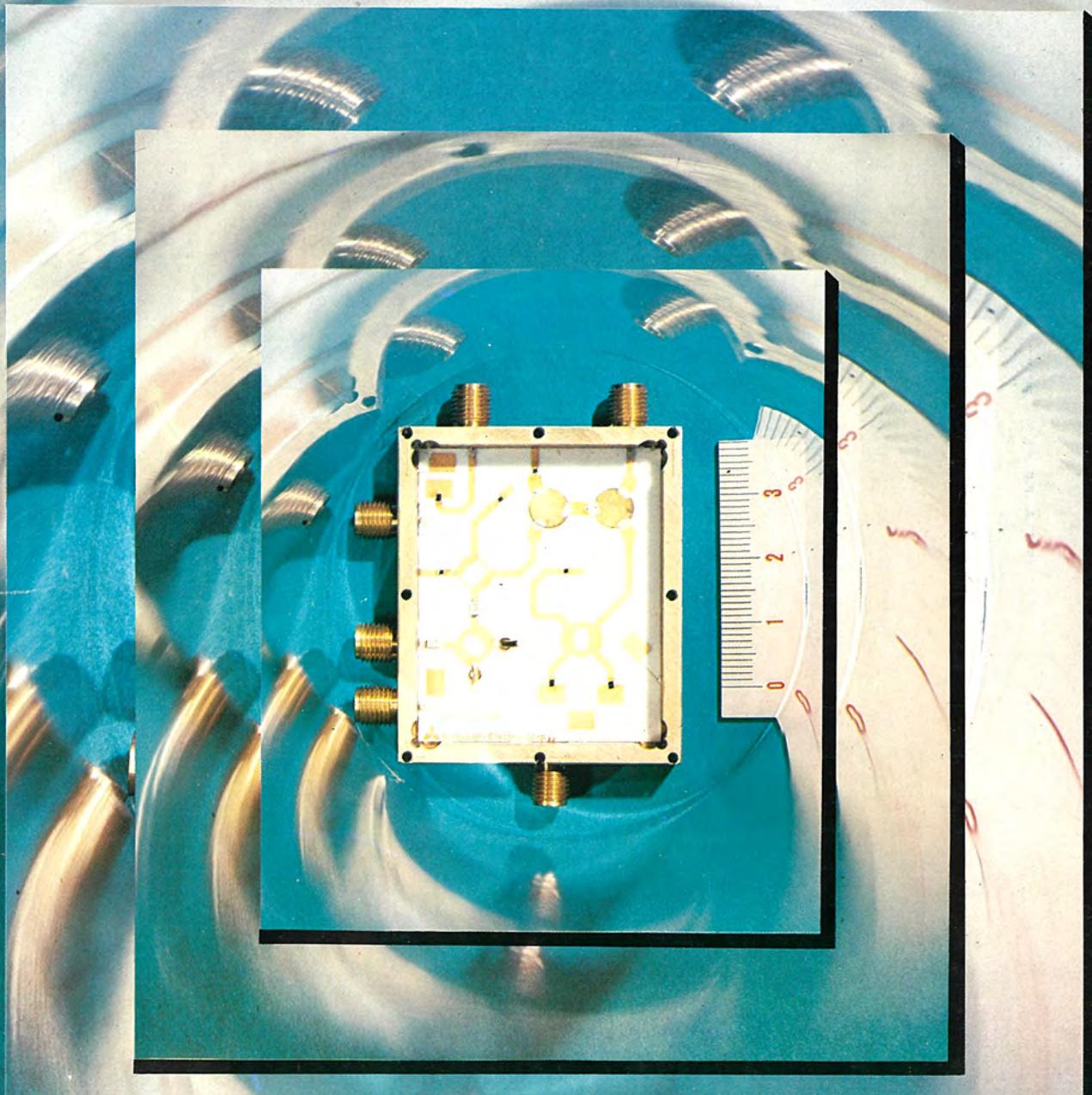
三菱電機技報

Vol. 44 December 1970

マイクロ波特集

12

IC化された10GHz帯レーダのRFユニット





マイクロ波特集

目次

《特別寄稿》

- マイクロ波特集号によせて 岡村 総吾...1569

《特集論文》

- 衛星通信におけるマイクロ波技術 尾形陸奥男・陶山昌雄・竹内政和・別段信一...1570
 レーダーにおけるマイクロ波技術 渡部 優・竹内政和・篠原英男・松田英男・松田英昭・別段信一...1576
 マイクロ波アンテナの動向 喜連川隆・武市吉博・水沢丕雄...1582
 集束伝送路 武市吉博・竹居敏夫...1587
 ハイブリッドマイクロ波集積回路 近藤輝夫・根本幸昭・掘切賢治・浜中宏一...1592
 マイクロ波直接発振素子 藤林肇次・近藤明博・三木秀二郎・三井 茂...1597
 20 GHz 帯 FM 方式画像伝送装置 立川清兵衛・吉田 宏・山野辺国雄・森田忠男・藤林肇次...1603
 公衆通信用カセグレンアンテナ 立川清兵衛・水沢丕雄・香川 哲・高松泰男・田中宏和...1608
 ガン発振器を用いた Y・A・C レーダースピードメータ 白幡 潔・中村泰而・迎里信夫・小木曾弘司...1614
 Xバンドマイクロストリップラッチング移相器 粕山公男・星野幸太郎・中原昭次郎・紅林秀都司・溝淵哲史...1679
 電子レンジにおけるマイクロ波の諸問題 中原昭次郎・小畠哲男・小林協三・田村邦夫...1625

《普通論文》

- VC 形低圧真空電磁接触器の性能とその応用 丸地謙三・岡戸弘行・長尾良章・松本文雄...1631
 分散形列車総合運転制御システム 田村坦之・六藤孝雄・金子弘美...1637
 放電加工における適応制御 斎藤長男・小林和彦...1644
 限流形避雷器 新田東平・渋谷義一・永井信夫・荻野一夫...1652
 静電吸引板の開発 柴山恭一・飯阪捷義...1661

《技術解説》

- ポログラフィーの情報産業への応用 安東 澄...1665
 《新製品紹介》 1671
 航空機用窓温度調節装置・DS 形シリコン小信号ダイオード・三菱炭酸ガス半自動アーク溶接機 "MEL-AUTO" シリーズ発売
 《ニュースフラッシュ》 1674
 小形軽量 20.5 トン 21 MVA タービン発電機完成・無人化エンジン耐久試験プログラム制御装置・わが国はじめてガンダイオード利用のレーダースピードメーターの製品化に成功

《特許と新案》

- 高層建築物用救助避難器具格納放下装置・放電灯用電極物質・磁気ディスクリーナ・複合アンテナ
 《総目次》 1685

表紙 1 IC 化された 10 GHz 帯レーダの RF ユニット

10 GHz 帯レーダの RF ユニットを $37 \times 45 \text{ mm}^2$ の 1 枚のアルミナ基板の上に集積したものである。回路構成は、位相変調器 1 個・方向性結合器 3 個・4 端子サーチュレータ 1 個・ミクサ 2 個・無反射終端器 3 個から成り、ダイオード 5 個・コンデンサ 2 個・抵抗 3 個がボンディングされている。従来の導波管形式と比較して寸法は約 1/20 に小型化され今後の通信機・レーダ用などのマイクロ波回路としてきわめて有望なものである。

表紙 2 UHF/SHF 帯同軸サーチュレータ

表紙 3 UHF 帯 TV サテライト局用三菱 1 GHz, 28 V シリーズ高周波高出力トランジスタ

表紙 4 三菱自動音声通報装置 (VAS)



**SPECIAL EDITION FOR APPLICATION OF MICROWAVE TECHNIQUES****CONTENTS****SPECIALLY COLLECTED PAPERS**

Microwave Technique applied to Satellite Communications Earth Station	M. Ogata · M. Suyama · M. Takeuchi · S. Betsudan ··· 1970
Recent Developments in Radar Microwave Technique	M. Watanabe · M. Takeuchi · H. Shinohara · H. Matsuda · S. Betsudan ··· 1576
Recent Trends of Microwave Antennas	T. Kitsuregawa · Y. Takeichi · M. Mizusawa ··· 1582
Beam Waveguides	Y. Takeichi · T. Takei ··· 1587
Hybrid Microwave Integrated Circuits	T. Kondo · Y. Nemoto · K. Horikiri · K. Hamanaka ··· 1592
Solid-state Microwave Oscillator Diodes	K. Fujibayashi · A. Kondo · H. Miki · S. Mitsui ··· 1597
20 GHz Band FM Radio Repeater for Industrial Television (ITV)	S. Tachikawa · H. Yoshida · K. Yamanobe · T. Morita · K. Fujibayashi ··· 1603
Cassegrain Antennas for Super Multichannel Transmission Systems	S. Tachikawa · M. Mizusawa · S. Kagawa · Y. Takamatsu · H. Tanaka ··· 1608
Y · A · C Radar Speed Meter using Gunn Oscillator	K. Shirahata · T. Nakamura · N. Mukaisato · K. Ogiso ··· 1614
X-band Microstrip Latching Phase Shifter	K. Momiyama · K. Hoshino · S. Nakahara · H. Kurebayashi · A. Mizobuchi ··· 1619
Application of Microwave Techniques to Electronic Range	S. Nakahara · T. Obata · K. Kobayashi · K. Tamura ··· 1625

TECHNICAL PAPERS

Type VC Low-voltage Vacuum Magnetic Contactors and their Application	K. Maruchi · H. Okado · Y. Nagao · H. Matsumoto ··· 1631
Automated Dispersed Traffic Operation Control System	H. Tamura · T. Muto · H. Kaneko ··· 1637
Adaptive Control of EDM Process	N. Saito · K. Kobayashi ··· 1644
Current Limiting Arrester	T. Nitta · Y. Shibuya · N. Nagai · K. Ogino ··· 1652
Development of Electrostatic Attractive Plates	K. Shibayama · K. Iisaka ··· 1661

TECHNICAL ELUCIDATION

Applications of Holography to the Informational Industries	S. Ando ··· 1665
--	-------	------------------

NEW PRODUCTS	1671
---------------------	-------	------

NEWS FLASH	1674
-------------------	-------	------

PATENT AND UTILITY MODEL	1629
---------------------------------	-------	------

GENERAL CONTENTS	1685
-------------------------	-------	------

COVER :**RF-Unit of 10 GHz Band Radar Provided with Integrated Circuits**

This is a RF unit of 10 GHz band radar integrated on a $37 \times 45 \text{ mm}^2$ aluminum substrate. The circuit is constituted of one phase modulator, three directional couplers, one 4-parts circulator, two mixers and three terminations, to which five diodes, two condensers and three resistors are attached by bonding. Compared with the conventional waveguide, it has dimensions reduced to 1/20 of the latter, promising to serve as a microwave circuit for future communication equipment and radars.

「三菱電機技報」アブストラクト

UDC 621.372.029.6:621.396.946

衛星通信におけるマイクロ波技術

尾形陸奥男・陶山昌雄・竹内政和・別段信一

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12・P1570～1575

衛星通信地球局には、マイクロ波技術の応用が不可欠のものである。大形アンテナは、高利得・低雑音・送受共用・同時ロービング機能等のむずかしい問題があり、送受信装置には、振幅・遅延ひずみが小さいことはもちろんのこと、広帯域、保守調整の容易性、周波数変更に対する柔軟性、小形長寿命性が要求される。本文では、アンテナと送受信装置について、これらの必要特性が、どのように実現されているかを述べる。



UDC 621.372.029.6:621.396.96

レーダにおけるマイクロ波技術

渡部 優・竹内政和・篠原英男・松田英昭・別段信一

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12・P1576～1581

レーダの応用分野が複雑多岐になるに伴い、マイクロ波技術に対する要求も複雑高度化する傾向を示している。

レーダは観測レーダ(observation radar)と追尾レーダ(tracking radar)に大別されるが、ここでは前者については、低サイドローブアンテナ、コセカント2乗特性アンテナと若干のマイクロ波回路について述べ、後者については高追尾精度を実現するために、アンテナマイクロ系に起因するおもな角度誤差とその具体的な解決方法および実測例について述べる。



UDC 621.396.67

マイクロ波アンテナの動向

喜連川隆・武市吉博・水沢丕雄

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12・P1582～1586

マイクロ波の用途が広がるのに伴ってアンテナには新しい機能、よりすぐれた性能などが要求される。このようなシステムから課せられる電気的必要条件を満たすアンテナを、どのようにして実現するかという技術の動向を、高利得化・低サイドローブ化・ビーム整形・多ビーム化・多機能化、集束伝送について論じてある。



UDC 621.372.2:621.371.3

集束伝送路

武市吉博・竹居敏夫

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12・P1587～1591

ミリ波から光の領域での低損失伝送路の一つである集束伝送路について述べている。集束伝送路の基本ビームモードは回折損失が小さいので、これを用いることによって低損失な伝送が可能である。反射鏡形集束伝送路について考察を行ない、ミリ波領域で使用する場合の集束伝送路として、集束体の製作に適し、実際の敷設の際に必要な曲がりなどを容易に作れる複反射鏡形集束伝送路について、鏡面あらさと伝送損失の関係などの伝送特性を求めた。さらに、集束伝送路の重要な機構であるロンチャの能率向上が集束伝送路の低損失伝送に不可欠であるので、ロンチャの能率を向上させるための方法について考察している。



UDC 621.372:621.382:621.396.9

ハイブリッドマイクロ波集積回路

近藤輝夫・根本幸昭・堀切賢治・浜中宏一

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12・P1592～1596

ハイブリッドマイクロ波ICにひらく使われているマイクロストリップ線路のインピーダンス、等価誘電率、線路損失ならびに温度特性について検討した。この結果をもとにハイブリット回路、方向性結合器、フィルタ、無反射終端器などの受動回路と、これら受動回路に半導体素子を付加して、ミクサ、ダイオードスイッチ、ダイオード移相器およびドブレーダマイクロ波部をIC化した結果を示した。さらに、低周波部にも通常のICを使った小形軽量なアンディタイプのFM-CW方式のドブレーディングについて紹介してある。



UDC 621.315.5:621.373

マイクロ波直接発振素子

藤林肇次・近藤明博・三木秀二郎・三井 茂

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12・P1597～1602

実用化されたガンタイオードおよびインパットダイオードについて述べてある。またガンタイオードの材料となるGaAs気相エピタキシャル結晶について、Ga/AsCl₃/H₂法による製作方法を述べ、実用上問題となる移動度、不純物分布の改良方法を示してある。ガンダイオードはXバンドおよびKバンドの代表的特性が示してあり、高出力化の一方法としての並列動作について検討した。リード形インパットダイオードはKバンドの代表的特性と並列動作特性が示してある。またパッケージに付随して生じるインダクタンスおよび浮遊容量を考慮した動作特性の計算機シミュレーションを行ない、設計基準のための種々のパラメータを得る方法を示してある。

UDC 621.396.61:621.396.62

20GHz帯FM方式画像伝送設置

立川清兵衛・吉田 宏・山野辺国雄・森田忠男・藤林肇次

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12・P1603～1607

情報化時代の本格化にともない、従来同一構内にかぎられていたITVの伝送をかなりの距離をへだてた地点相互間に拡張したいという要望が強くなってきた。本論文は、この需要を簡易な無線方式の紹介で達成させるために開発した20GHz帯の全固体化無線中継機である。本装置の特長はカンダイオードで一举に20GHzを発振させ、その出力でインパット発振器を駆動制御し、低雑音高出力(200mW/20GHz)を得ている。変調はガン発振器にバラクタダイオードを結合させたマイクロ波直接周波数変調方式である。受信機ミクサには、ショットキバリアードダイオードを使⽤し低雑音(NF≤8dB)とした。構造は直径が300mmパラボラアンテナと中継機を一体化し設置の容易性を計った。

UDC 621.396.677

公衆通信用カセグレンアンテナ

立川清兵衛・水沢丕雄・香川 哲・高松泰男・田中宏和

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12・P1608～1613

カセグレンアンテナは従来高利得大口径のアンテナとして多く利用されてきたが、比較的小口径の超多重通信用としても十分に実用的である。ここでは超多重通信として検討した種々のカセグレンアンテナについてその概略を述べる。このうち直径4mの主反射鏡とタイアゴナルホーンとを組合せた6GHz帯カセグレンアンテナおよび直径3.8mの主反射鏡と円いホーンとを組合せた15GHz帯カセグレンアンテナはすでに日本電信電話公社の実用回線に使用されている。



「三菱電機技報」アブストラクト

UDC 621.396.969:625.1

ガン発振器を用いたY·A·Cレーダースピードメータ

白幡 潔・中村泰而・迎里信夫・小木曾弘司

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12·P1614~1618

マイクロ波発振源にガン発振器を使用したY·A·C レーダースピードメータを開発した。Y·A·C レーダースピードメータは自動化操車場における速度検出器として使用され、マイクロ波によるドップラ効果を応用している。

本文ではY·A·C レーダースピードメータの概要と主要性能、実用機としてガン発振器を使用する際の検討、製作した発振器の特性、量産時における特性のバラツキなどについて記述されている。



UDC 621.372:621.318

Xバンド マイクロストリップ ラッピング 移相器

糸山公男・星野幸太郎・中原昭次郎・紅林秀都司・溝瀬哲史

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12·P1619~1624

フェイズドアレイアンテナ系部品の一つである移相器に要求される条件は、小形軽量であること、コストが安いこと、信頼性が高いことなどである。これら条件を満足する移相器としてメアンダーラインマイクロストリップラッピング移相器を取り上げ、これについて、材料、回路両面から検討した。材料は、Mn-Mg系フェライトについて、組成、焼成条件などを検討し、優秀なものを得た。回路については、従来と異なる電流制御方式を考慮し、要求される種々の条件を満たす移相器を開発した。



UDC 621.365.5

電子レンジにおけるマイクロ波の諸問題

中原昭次郎・小畠哲男・小林協三・田村邦夫

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12·P1625~1628

電子レンジはマイクロ波を利用したものであるが、マイクロ波の存在する部の寸法が波長に比べて大きく、これをマイクロ波の回路として見た場合、種々興味ある問題を含んでいる。この報告は、これまでに取り組んだ問題について述べようとするもので、1971年から日本で施行される電波漏えいに関する安全規準を満足するラッピハンドル式とチョーク式との比較部、およびオープン内透視窓の形状について検討した結果、ならびに液晶を使った迅速かつ正確な電子レンジの性能チェック法としてのオープン内電磁界分布の測定法について述べてある。



UDC 621.316.545

VC形低圧真空電磁接触器の性能とその適用

丸地謙二・岡戸弘行・長尾良章・松本文雄

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12·P1631~1636

真空電磁接触器は、高圧の分野ではそのメリットが生かされて、相当数が実用化されている。そして気中、油中形からの置きかえ、新規需要等今後とも普及が進むものと思われる。しかしながら低圧の分野では、気中形と比較して経済性、寸法、バルブ製作等で問題があり、国内においては今まで実用されるに至らなかったが、当社においては、真空電磁接触器のメリットに特に着目し、各種の問題点を克服して、VC-600形として、国内最初の低圧真空電磁接触器の実用化を行なった。本文はこのVC-600形の仕様、構造、性能、特性等について紹介するものである。



UDC 656.22-52

分散形列車総合運転制御システム

田村坦之・六藤孝雄・金子弘美

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12·P1637~1643

都市における通勤輸送システムの総合的な自動化を行なうのに実用的で最も適した方法の一つとして分散形列車総合運転制御システムがあげられる。車上制御機能と地上制御機能を合理的に配分することによって信頼性の高い総合運転システムを経済的に実現することができる。特に中央計算機の情報処理量が少なくて済み、中央から各列車への情報伝送は駅設備を介してのみ行うので地上設備の設備費が少なくてすむ。さらにこのシステムは実用化の段階において、個々の列車運転の自動化を行ない、統いて列車群制御を含む総合システムへの拡張が容易な特長を有し、すでに輸送サービス中の線区に適用する場合にもシステム構成が容易である。



UDC 621.9.047.7

放電加工における適応制御

斎藤長男・小林和彦

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12·P1644~1651

元来放電加工においては極間間隔を一定に制御するサーボ機構が付属しているが、この単純フィードバック機構だけでは不測の加工状況の変化に対処できず、そのため適応制御を導入することが望ましい。本報告では、まず放電加工の安定度に影響を及ぼすいくつかの因子について実験を行ない、その効果を確かめた。その結果、平均加工電流を制御する必要がわかり、電気的な加工条件である、パルス幅、放電電流ピーク値、さらに休止時間のうち、休止時間を主として極間状態に対処して変化させ、放電加工の適応制御を試みた。適応制御の一手法と適応制御装置 DIA×Optimizer、さらにその効果を示す応用例を紹介した。



UDC 621.316.933

限流形避雷器

新田東平・渋谷義一・永井信夫・荻野一夫

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12·P1652~1660

電力の供給信頼度の向上は今後ますます要求されてくるが、これにともない耐雷保護装置としての避雷器に課せられる役割も大きく、さらに性能、信頼度の向上が要請される。これに対し、限流形避雷器の特長である低保護レベル、高しゃ断性能を利用することは非常に有効である。

本文では細ぎ中アーカの基礎特性の測定結果および限流しゃ断現象の解析方法を示し、これらをもとにして開発された限流形避雷器の構造、特性などについて述べる。



UDC 678.077:678.049:621.319.3

静電吸引板の開発

柴山恭一・飯阪捷義

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12·P1661~1664

各種機械装置への応用が期待される静電吸引板について、静電吸引力を増加させるための要因として、吸引板と電極との接触抵抗が重要であることを確かめ、これを実現させるために特殊半導性微粉体を高分子媒体中に充てんした静電吸引板材料を開発した。この吸引板材料は抵抗値の再現性がよく経済的に製造でき実用に供し得る大きさの静電吸引力をもっている。



「三菱電機技報」アブストラクト

UDC 535.41,778.534.1

ホログラフィーの情報産業への応用

安東 滋

三菱電機技報 Vol. 44. No. 12・P1665~1670

ホログラフィーの分野で最近特筆すべきことは、RCAのビデオ記録再生システムの出現である。大衆が安価なテープによりカラー・テレビで番組を再生できる可能性をひらいたことにより、ホログラフィーの情報産業への応用を大いに刺激した。ホログラフィーの原理、技術的問題点を説明し、RCAのシステムを含む三つのホログラフィー応用情報処理システムを紹介する。



マイクロ波特集号によせて

東京大学工学部(工博) 岡村 総吾

第二次世界大戦中にマイクロ波を利用したレーダが実用化され、これがまたマイクロ波技術を著しく発達させることとなった。戦後、レーダが平和目的に広く利用されるようになるとともに、マイクロ波通信が普及し、実用の面でも、研究の面でも、花々しいマイクロ波の黄金時代をもたらした。すなわち研究の面では、進行波管、後進波管等の新しいマイクロ波真空管の出現、磁電管や速度変調管等の性能の向上、マイクロ波用半導体ダイオードの進歩、導波管や空洞共振器を利用した各種のマイクロ波回路素子の開発、高性能のマイクロ波アンテナの出現、マイクロ波帯における測定技術の進歩等まさに目ざましいものがあった。またこれらの研究の成果により、いろいろの新しいマイクロ波の応用が可能になり、応用面からの要求によりまた研究が促進されることとなった。しかしその後、マイクロ波の技術が各方面において、ほぼ完成の域に達し、また技術的に可能であっても、経済的に不利な応用分野もあって、マイクロ波の研究はやや沈滞状態になり、いわゆるマイクロ波の「蜜月」は終わったと言われている。

しかし、胸のわくわくするような「新婚時代」が案外内面的には充実していないで、それに続く一見平凡な家庭生活に、地に足の着いた生産的な人生があるように、一見黄金時代が終わったかに見える現在のマイクロ波技術こそ、本当に実用面で役に立つ時代になったのではあるまいか。すなわち、とかくマイクロ波帯では研究室すぐれた成果を示したものでも、実用化しようとすると、性能が不安定で信頼性に乏しいため、安心して使用できないという例が多かったが、最近では、マイクロ波帯の装置ということを特別に意識する必要のない程度に、安心して使用できるものが多くなった。

さらに最近におけるマイクロ波半導体の進歩、マイクロ波集積回路の出現は、小形軽量で、信頼性が高く、消費電力が小さく、高性能で使いやすいマイクロ波機器を経済的に使用できる可能性を示している。また需要面ではますます増大する情報量を処理するためには、どうしても広い周波数帯を必要とし、このために今後ますますマイクロ波やミリメートル波のような高い周波数帯を利用せざるを得なくなるのは当然である。またマイクロ波帯の高効率、大電力の発生が可能になるとともに、各種のマイクロ波エネルギーの利用も考えられ、今後この方面的技術も進歩することが予測される。

情報を伝達・処理するためには、原理的に周波数の幅を必要とするから、通信・放送・計測等のように電波を情報の伝達・処理に使

用する場合には、広い周波数帯の利用できる高い周波数を開発することが必要である。しかし歴史的にマイクロ波工学の発達のあとを振り返ってみると、低い周波数から高い周波数へとしだいしだいに開発されてきたのではなくて、ある周波数帯から、別の周波数帯に一挙に飛躍して実用化される傾向のあるのがみられる。第二次世界大戦前、真空管の進歩により、極管と、平行線路や同軸線路等の分布定数回路とを用いてVHF帯の利用が可能になった。このVHF帯の技術をさらにUHF帯・SHF帯に利用するために幾多の努力がはらわれたが、多くの困難が感ぜられた。ところが導波管や立体回路の出現と、速度変調管や進行波管等の新しい原理のマイクロ波真空管の発達により、UHF帯を飛びこえて、一挙にSHF帯の実用化が進み、前述のようにマイクロ波の黄金時代を経て、SHF帯を中心とするマイクロ波真空管やマイクロ波回路の技術がほぼ確立されるに至った。そこで現在二つの方向への飛躍が実現しようとしている。一つはレーザの出現による光波領域の電波の開発であり、他の一つは、マイクロ波半導体素子やマイクロ波の平面回路の発達により、マイクロ波集積回路の開発である。

最近におけるIMPATTやガン発振器等のマイクロ波半導体素子の進歩や、集積回路技術の発達を考えると、適當な用途さえ開ければ、マイクロ波集積回路を量産することにより、信頼性の高い、価格の安い、使いやすい、高性能で小形・軽量のマイクロ波機器を製作することは可能であると思う。これにより、マイクロ波を利用した大容量計算機やマイクロ波直接放送等の新しい用途も可能となるであろう。またミリメートル波通信は技術的に現在でも実用の域にあるが、さらに経済的にも有利になって実用に供されるとともに、光波帯の技術との協力により、電波から光の領域への実用化が進むことと思われる。

以上主としてマイクロ波の情報に関する利用について述べたが、今後高能率、大電力のマイクロ波の発生装置や、変換装置の発達により、マイクロ波エネルギーの利用として、マイクロ波加熱器、マイクロ波医療器等が普及し、さらにマイクロ波の電力伝送も実現するかも知れない。

今後マイクロ波の分野で活躍される研究者・技術者の奮起を期待したい。

衛星通信におけるマイクロ波技術

尾形 陸奥男*・陶山 昌雄*・竹内 政和*・別段 信一*

Microwave Technique Applied to Satellite Communications Earth Station

Communication Equipment Works Mutsuo OGATA・Masao SUYAMA
Masakazu TAKEUCHI・Shinichi BETSUDAN

Application of microwave technique is indispensable to the satellite communications earth station. A large antenna has various problems such as obtaining of high gain and low noise, simultaneous transmission and reception, and simultaneous lobing function. To the transmitter and receiver a small amplitude and a small delay distortion are essential requirements, moreover, a wideband characteristics, ease of maintenance, flexibility for frequency change, compactness and long life are demanded of them.

The article describes how these necessary characteristics are realized in the antenna and the ground communication equipment.

1. まえがき

衛星通信は、マイクロ波利用の典型的な例であろう。衛星通信の必要性がマイクロ波技術を進展させ、これが衛星通信の実用化を確立させた。

インテルサットⅢ号系通信衛星による通信システムは完成の域に達したが、その地球局にはマイクロ波用大形アンテナは不可欠のものであり、最新のマイクロ波技術を取り入れた送受信装置も、地球局のシステムの心臓部である。アンテナには、高利得・低雑音という要求だけでなく、送信と受信との共用、さらに自己追尾するための瞬時方位検出機能の具備という条件が課せられる。一方送受信装置には保守・調整の容易性は言うに及ばず、500 MHzという広い帯域にわたり、通信波のひずみと雑音の問題のほか周波数割当ての変更に簡単に応じられる柔軟性をもつことが望まれ、各回路は固体化され高信頼度と安定度が必要条件となる。

当社は早くからこの問題に取り組み、最高の技術を結集して、内外の地球局に各種サブシステムを納入してきたが、このほどマレーシア・クワンタン局にシステムを納入した機会に、アンテナと送受信機につき、概要を報告する。

2. アンテナ

2.1 概要

衛星通信地球局用のアンテナには、高能率・低雑音特性が要求されるうえに、送受共用で、送受信波とも 500 MHz にわたる広帯域性を有し、種々の衛星系に使用できるように広い周波数帯で自己追尾が可能であることなどが要求される。これらの観点から、種々のアンテナ、給電回路を開発し、製作してきたものを以下に述べる。

2.2 アンテナ放射系

アンテナの開口能率、雑音温度は、アンテナの形式によってほとんど決まる。衛星通信地球局用アンテナとしては、パラボラアンテナ、カセグレンアンテナなど種々のアンテナが使用されているが、電気性能のわりに経済的なカセグレンアンテナが広く用いられている。ここではカセグレンアンテナの開発、製作してきたものについて述べる。

通常のカセグレンアンテナは、副反射鏡を一次放射器の「ファイリド」において、いわゆる「ファイリド」給電形であるが⁽¹⁾、一次放射器の周波数特性

が大きいこと、受信波(4 GHz 帯)に対する利得と雑音温度との比(G/T 比)を最大にするためには、能率をある程度犠牲にせねばならぬことなどの欠点がある。これらを改善する方法として、副反射鏡を一次放射器の「ファイリド」において「カセグレンアンテナ」が開発された。この方式を採用することによって、主反射鏡の開口照度分布が円すいホーンの開口分布にかなり近いものとし、広帯域にわたって、かなり高い能率が得られるとともに、副反射鏡からのスピルオーバーを非常に小さく押えることができる⁽²⁾。また、保守運用の点から、仰角回転を受けない通信機室を、電気性能をあまりそこなわずに、実現するために、一次放射器として、円すいホーンリフレクタを使用したアンテナが開発、製作された⁽³⁾⁽⁴⁾。

以上に述べた「カセグレンアンテナ」は、光学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、回転二次曲面が使用されているが、主・副反射鏡の2枚の反射鏡が使用されることに着目すれば、アンテナの特性を大きく左右する主反射鏡の開口照度分布を一次放射パターンから希望する任意の分布(振幅・位相分布)にするような主・副反射鏡鏡面が得られる⁽⁵⁾。この考え方を導入して、高能率で低雑音な「カセグレンアンテナ」を設計すれば、従来の「カセグレンアンテナ」の能率は六十数%が限度であるのに対して、七十数%の能率が得られることが国際電信電話(株)山口衛星通信所などで確認されている⁽⁶⁾。マレーシア・クワンタン局に納入したアンテナも、この鏡面修正形「カセグレンアンテナ」であり、その主要電気性能は表 2.1 である。

表 2.1 マレーシア・クワンタン局向けアンテナの特性
Performance of Malaysian E/S antenna.

周波数	4 GHz	6 GHz
アンテナ直径	29.6 m ϕ	
給電装置、追尾方式	円、直共用給電装置 TE ₀₁ 、TM ₀₁ モードによる追尾	
アンテナ利得*	60.7 dB	62.5 dB**
アンテナ雑音温度*	0.14 dB	0.20 dB
入カインピーダンス	1.19	1.18
第1サイドローブレベル	-20.2 dB	-24.8 dB

注) * 給電装置の損失を含む値

** Waveguide rum の loss (約 1.5 dB)を含む値

衛星通信には、円偏波または任意の方向の直線偏波が使用されるが、一次放射器として使用される円すいホーンやホーンリフレクタの放射特性は、E面（電界面）とH面（磁界面）とで異なるので、カセグレンアンテナの設計を行なうには、E、H面の平均パターンを用いざるを得ない。この欠点を除いて、低サイドローブな一次放射パターンをうる方法とし、複モードホーン⁽⁷⁾やコルゲートホーン⁽⁸⁾が開発されている。

複モードホーンは、円形導波管内に励振される TE_{11}^0 モードに TM_{11}^0 モードを重畠させることによって、円すいホーンのE面の開口分布を \cos 分布に近づけ、ほぼ回転対称で低サイドローブな放射特性を得ようとするものであるが、円すいホーンを伝搬する二つのモードの位相速度の相異による周波数特性が生じ、特に大口径円すいホーンの場合には、この位相速度差によって狭い周波数帯域でしか希望する特性が得られない欠点がある。他方、コルゲートホーンは、図2.1に示すように、ホーンの側壁に容量性コルゲートをほどこし、ホーン内を速波である EH_{11} モードの波を伝送させることによって、ホーン開口に電界分布がほぼ回転対称で、周辺部分の電界が非常に小さくなるようにしたものである。このホーンの回転対称ビームが得られる周波数帯域は非常に広く、コルゲートが容量性 ($\lambda/4 \sim \lambda/2$, λ : 波長) とみなしうる帯域とほとんど同じである。このホーンの実測パターンを通常ホーンのそれと比較して示したものを図2.2に、また、その周波数特性を図2.3に示す。このホーンをカセグレンアンテナの一次放射器として使用し、鏡面修正の手法を用いれば、副反射鏡からのスピルオーバ電力を非常に小さく抑えながら、開口照度分布をほとんど一様分布にしうるので、非常に高い能率と低雑音特性が実現できる。

他方、自己追尾方式としては、国際電信電話（株）茨城衛星通信所⁽⁴⁾やマレーシア・クワンタン局で使用されている高次モード (TM_{01}^0 , TE_{01}^0 モード) を用いたモノパルス方式以外に、複数個のホーンを使用したモノパルス方式も使用されている。従来から使用されている4個のホーンによるモノパルス方式は、和信号・差信号を作るためのハイブリッド回路の損失が大きく、さらに、4個のホーンのアレイパターンを使用するため、一次放射器のパターンのサイドローブが高くなりすぎ、高能率・低雑音なアンテナを実現するのがむずかしい。この欠点を除くために、通信波専用のホーンを中心に置き、そのまわりに追尾信号用の4個のホーンを配列した5ホーン形式（図2.4）を開発した。この給電方式と鏡面修正の手法を並用することによって、追尾信号に対するアンテナ利得をあまり下げずに、通信系アンテナの最適設計が可能である。5ホーン形給電装置の実測パターンより二次パターンを求めたものを図2.5に示す。この結果、広帯域な周波数での追尾が容易になり、追尾差信号利得と通信系利得との差を約8 dBにおさえながら、49 Hz帯での通信系アンテナの開口能率を約80 %程度にする見通しが得られた。

以上に述べたように、衛星通信地球局用アンテナとして、高次モードを使用したニアフィルドカセグレンアンテナと5ホーン給電形カセグレンアンテナを考え、それらの系で性能向上を行なうべき、模型実験を含めた開発を行ない、種々のアンテナに応用した。

2.3 アンテナ給電装置

衛星通信地球局用アンテナ給電装置は、500 MHzの広帯域にわたって、送受信波を効率よく分離し、対象とする衛星の偏波に対処できるように偏波変換し、かつ、追尾信号をとり出さねばならない、これを行なうには、前述のように、高次モードを利用するものと5ホーン形給電方式が考えられる。高次モードによる追尾方式を採用した給電装置では、高次モードの良否が給電装置の性能を左右する。



図2.1 コルゲートホーン Corrugated horn

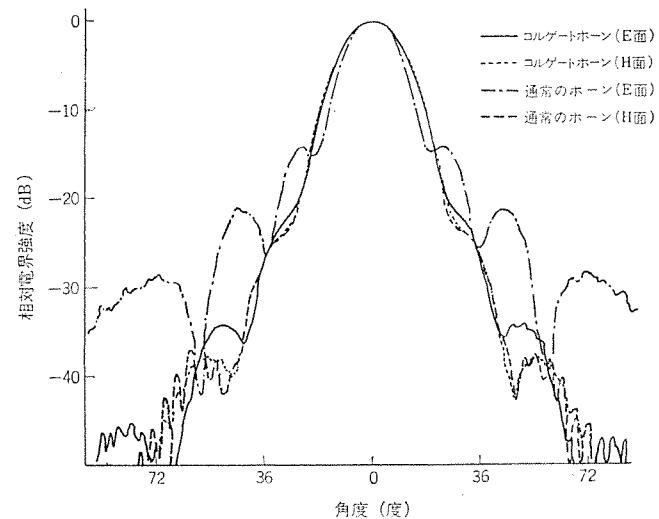


図2.2 コルゲートホーンの実測パターン Measured pattern of corrugated horn

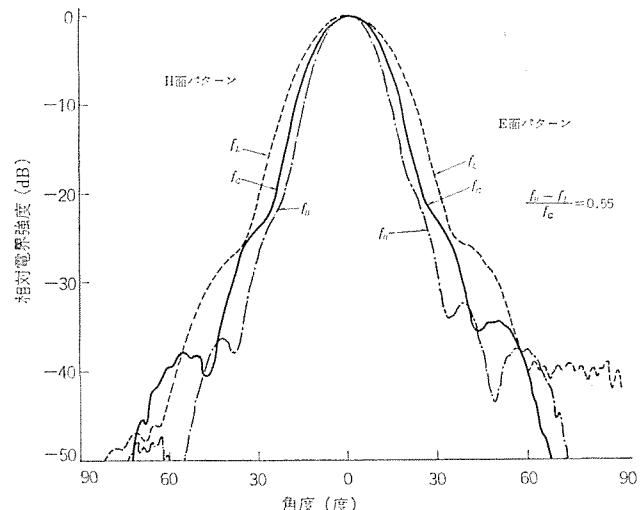


図2.3 コルゲートホーンの周波数特性 Frequency characteristics of corrugated horn

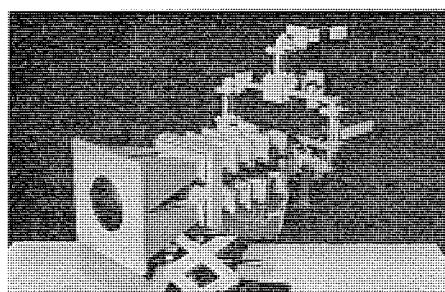


図2.4 5ホーン形一次放射器の模型 Model of 5-horn type primary radiator

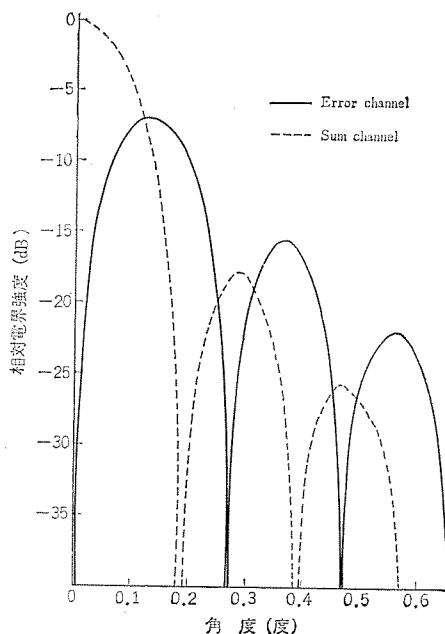


図 2.5 5 ポーン 給電 カセグレンアンテナ の放射 パターン
Pattern of cassegrain antenna fed by 5-horn type radiator

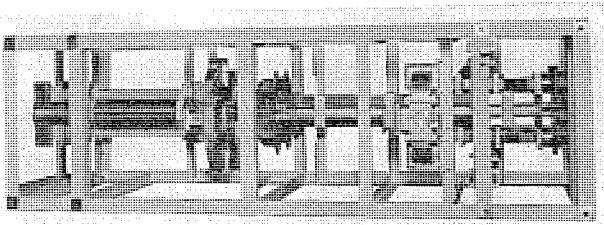


図 2.6 TE_{01}^0 , TM_{01}^0 モード 結合器 (多孔形)
 TE_{01}^0 , TM_{01}^0 -mode coupler (Multi-hole type)

高次モード結合器としては、茨城衛星通信所などで使用されている共振形結合器があるが、通信波に対する損失、結合度に関しては良い特性が得られるが、追尾信号の周波数範囲があまり広くとれない欠点があった。この欠点を除くために、無調整で広帯域な周波数範囲で使用できるモード結合器を開発し、マレーシア・クワンタン局用アンテナに使用した。これは分布定数形（または多孔形）モード結合器で、主円形導波管内を伝搬する各モードの位相速度差を利用して、モード識別を行なうもので、広帯域にわたって所要の伝送モードのみを取り出せるものである。従来、この種のモード結合器は、良好なモード識別度を得ようとすると、そう入損失が大きくなり過ぎるとされていていたが、加工法などにくふうをこらし、損失を小さくすることに努めた結果、衛星通信に使用できるものを実現し得た。マレーシア・クワンタン局アンテナに使用した高次モード結合器を図 2.6 に示す。このモード結合器 (TE_{01}^0 および TM_{01}^0) と 2 個の偏波変換器および偏分波器を使用した円直両偏波に使用可能な給電装置の 4 および 6 GHz 帯の通信波に対するそう入損失（使用帯域内の最悪値）はそれぞれ 0.17 dB, 0.22 dB 以下である。

3. 送受信装置

3.1 受信周波数変換器

受信周波数変換器は 4 GHz 帯 RF 信号を 70 MHz 帯に変換する装置である。構成はキャリヤ選択、イメージ除去のための帯域ろ波器、4 GHz ミクサ、広帯域局部発振器、および低雑音 70 MHz IF 増幅器よりなり、すべて固体化されている。

架構成は図 3.1 に示すように、現用・予備機共にスリム架 (1,800 × 260 × 225 mm³) に実装されている。

局部発振器は 100 MHz 帯の水晶発振器を原振として、400 MHz てい（遅）倍増幅器で ×4, 4 GHz 高次てい倍器で ×10 てい倍を行なう周波数てい倍方式であり、125 MHz 以上の帯域幅を得ている。

ミクサは局部発振器と混合して IF 信号に変換するものであり、図 3.2 に示すように、同軸ストリップライン形バランスミクサである。低雑音のペアダイオードを用いて、変換損失 7 dB 以下、受信信号と局発信号間 アイソレーション 15 dB 以上得られる。

IF 増幅器には MGC (手動利得制御) 付き増幅器、および プラグイン BPF/EQL (帯域ろ波器／遅延ひずみ等化器) ユニットが含まれる。前者は伝送容量によるレベル差の補正を行ない。後者は混変調積等の隣接波干渉を防ぐために設けられたものである。BPF は ICSC で規定された帯域幅、減衰特性を示し、EQL は BPF で生じた遅延ひずみを規定値にまで補償する。

図 3.3 にマレーシア 地球局に納入した受信周波数変換器の代表的な振幅、遅延特性を示す。

3.2 送信周波数変換器

送信周波数変換器は IF 信号を 6 GHz 帯に変換する装置である。変換方式は構成の簡単さ、スプリアス波その他の不要波の発生を少な

図 3.1 受信周波数変換器架
Down-converter

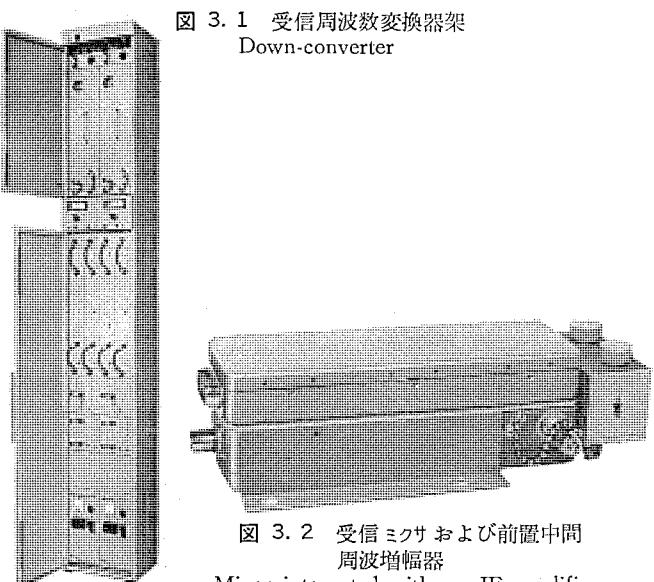


図 3.2 受信ミクサ および 前置中間周波数増幅器
Mixer integrated with pre-IF amplifier

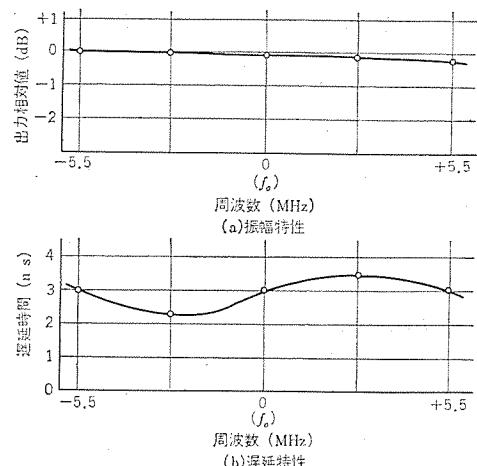


図 3.3 受信周波数変換器の振幅、遅延特性
Amplitude and group delay characteristics of down-converter.

くするために、シングルコンバージョン方式を採用している。

図3.4に本装置に使用されている広帯域局部発振器外観を示す。構成は最終の6GHz高次てい倍器で $\times 16$ てい倍を行なっていることを除けば、前述の受信周波数変換器で用いたものと同一である。400MHzてい倍増幅器はすべてトランジスタ素子を用いている。バラクタ素子と異なり、てい倍作用させたとき、利得があるだけではなく、トランジスタ素子特有の一方向性により、はるかに安定な動作をする利点を有している。高次てい倍動作には当社製Xバンドステップリカバリダイオードを用いて、アイドラー回路の全然ないてい倍回路を構成して、本質的に広帯域化に設計されている⁽⁹⁾。このてい倍チェインは出力において、125MHz以上の帯域幅が得られ、帯域内ではたんに、所望の水晶発振器をブレインするだけでよい。

送信ミクサはIF励振用増幅器と一体構造であり、局部発振器の雜音を軽減するために、バランス形を利用して変換損失の少ないマイクロ波ミクサダイオードを使用している。

本装置の出力動作点は入出力特性の直線部に位置し、IF部で行なわれる振幅、遅延ひずみ特性補償により、高出力送信機(HPA)までの送信系総合の等化(伝送容量60チャネル以下は不要)が可能である。

図3.5にマレーシア地球局に納入した送信周波数変換器の振幅、遅延特性を示す。

3.3 試験装置

地球局通信機器の定期的な試験、保守に用いられる装置として、IF-4GHz周波数変換器、6GHz-IF周波数変換器、および6GHz-4GHz周波数変換器がある。

これらの装置は、いずれも連続使用はされないが、その使用目的からいって、性能諸元はもちろんのこと、安定性、保守の容易さの点で、設計上とくに考慮されている。

IF-4GHz、6GHz-IF周波数変換器は、それぞれ受信系、送信系の評価試験に用いられる。これにより、低雑音増幅器(LNA)、受信周波数変換器、あるいは送信周波数変換器の単独の定期点検、試験が可能である。

また、6GHz-4GHz周波数変換器は、局内の擬似衛星として、送信系・受信系を折り返した総合試験を行なう。

これらの装置の特長は、第1にいざれも通信帯域500MHzにわたり、広帯域特性を有していることであり、第2は導波管・同軸ケーブル等の接続して、VSWR劣化によるエコーひずみを軽減するために、4GHz・6GHz帯の小形同軸サーキュレータを多く使用していることである。

図3.6にマレーシア地球局に納入したIF-4GHz周波数変換器の外観を示す。

3.4 広帯域送信装置(デュアルコンバータ)

衛星通信地球局システムにおいて、送受信装置を500MHz帯域内のいかなる周波数変更に対しても最小のダウンタイムで対処できるよう考慮されたものである。

図3.7、3.8にデュアルコンバータの受信部・送信部系統図を示す。周波数変換作用を2度行なうために、前述のシングルコンバージョン方式より、構成が若干複雑になっている。

受信部・送信部の第2IF周波数は互いの干渉を防ぐために、それぞれ1.7GHz帯・1.3GHz帯に設定しているが、その他の構成は送受信共に同一化設計されている。また、周波数変換方式は局部発振器の比帯域を小さくするために、局部発振周波数を信号周波数に

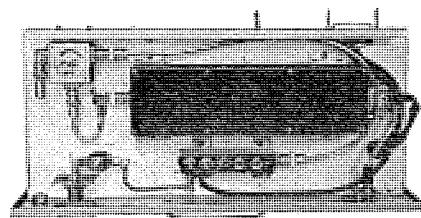


図3.4 6GHz広帯域局部発振器
6GHz wideband local oscillator.

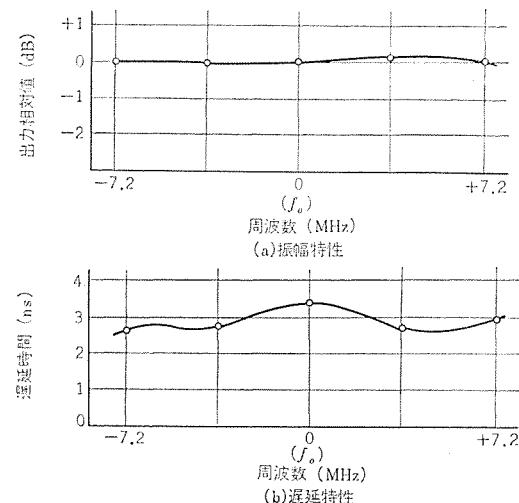


図3.5 送信周波数変換器の振幅、遅延特性
Amplitude and group delay characteristics of up-converter

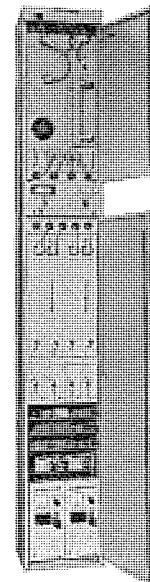


図3.6 IF-4GHz周波数変換器架
IF-4GHz translator.

対して高い側に選ぶ位相反転方式をとり、2度行なうことで同相に変換している。

第2局部発振器は100MHz帯水晶発振器、600MHz帯高出力広帯域トランジスタ増幅器、および高次てい倍器よりなる周波数てい倍方式である。特殊な設計構造により、500MHz以上の広帯域特性を得ている。

この装置はインテルサットIV号系衛星にも十分適用されうるよう、性能上考慮されている。とくに、受信部は多数波動作による混変調積をできる限り軽減するために、増幅器、ミクサはバックオフを十分にとっている。また、送信部は2信号伝送による混変調積を考慮し

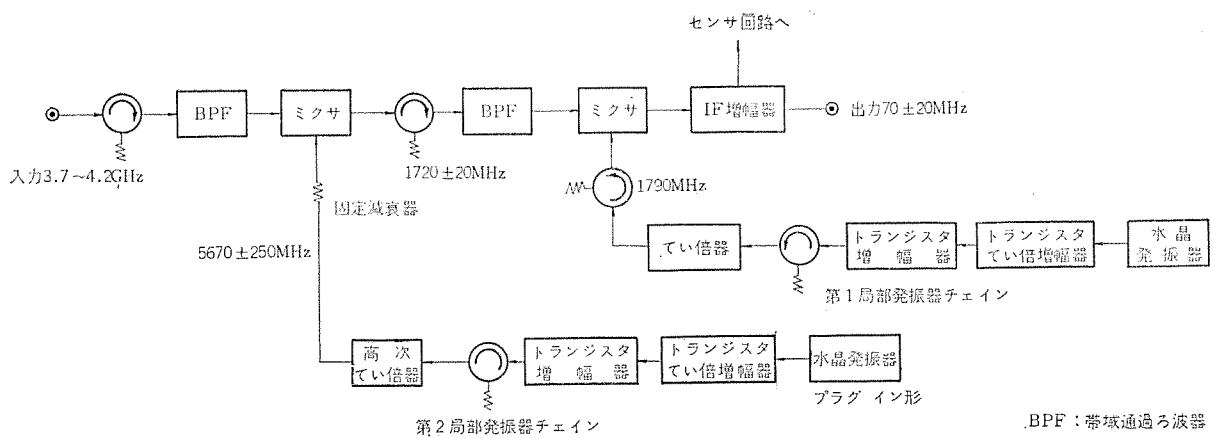


図 3.7 デュアルコンバータ系図(受信部)
Block diagram of dual converter (Receive)

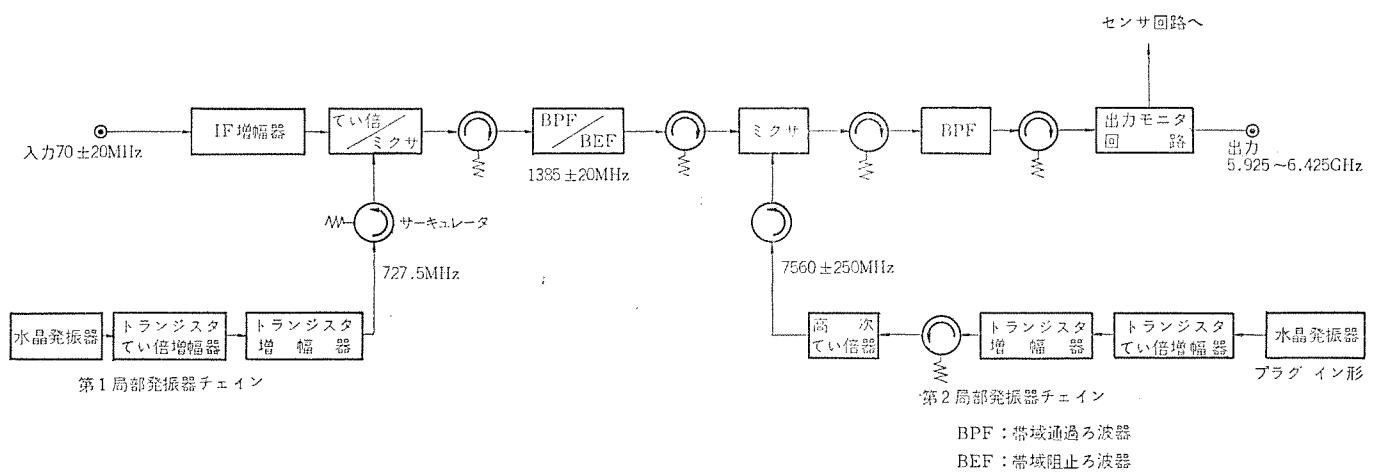


図 3.8 デュアルコンバータ系図(送信部)
Block diagram of dual converter (Transmit)

表 3.1 送受信デュアルコンバータ性能諸元
Performance of dual converters.

受信デュアルコンバータ	
受信周波数	3.7~4.2 GHz
入力VSWR	1.25 以下
出力周波数	70 ± 20 MHz
出力インピーダンス	75 オーム不平衡
総合雑音指数	16 dB 以下
イメージ減衰量	-45 dB 以下
出力レベル	0 dBm
2信号特性	入力 -20 dBm, 2波で三次混変調積比 -45 dB 以下 20 pwp 以下
雑音	
送信デュアルコンバータ	
入力周波数	70 ± 20 MHz
入力インピーダンス	70 オーム不平衡
出力周波数	5.925~6.425 GHz
出力VSWR	1.25 以下
出力レベル	0 dBm
出力スペクトラス	ICSC の RF out-of-band emission 規格を満足する 三次混変調積比 -35 dB 以下
2信号特性	

た設計になっている。

表 3.1 にデュアルコンバータ受信部・送信部の性能諸元を示す。また、図 3.9 には同受信部の振幅特性を示す。500 MHz 帯域の任意の 40 MHz バンドにおいて平たんとなっている。

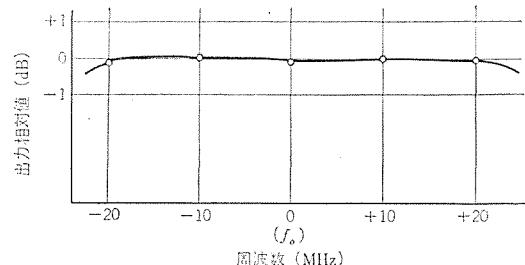


図 3.9 デュアルコンバータ振幅特性(受信部)
Amplitude characteristics of dual converter (Receive)

4. 素子および応用部品

4.1 RF デバイダ

RF デバイダは低雑音増幅器 (LNA) からの 4 GHz 帯 RF 信号を、各周波数ごとに配置された受信周波数変換器へ電力を等分割する装置である。

すべて同軸構造であり、以下に述べるように従来の導波管構成に比べて電気的にも、機構実装上もはるかにすぐれた性能を有する。

構成は同軸ハイブリッド回路と小形 サーキュレータよりなり、接続はすべてセミリジッドケーブルを用いて小形軽量化されている。ハイブリッド回路 1 個の結合偏差は ±0.2 dB 以下、アイソレーション 20 dB 以上である。

図 4.1 にマレーシア地球局に納入した RF デバイダ、図 4.2 にその代表特性を示す。RF デバイダの性能諸元は次のとおりである。

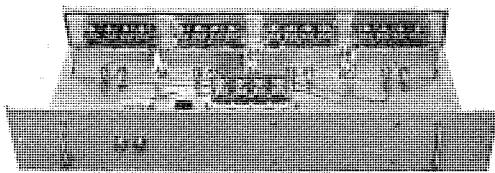


図 4.1 RF デバイダ RF divider.

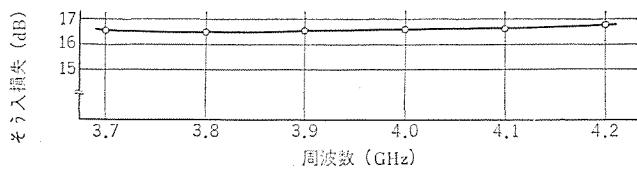


図 4.2 RF デバイダの周波数特性
Frequency characteristics of RF divider.

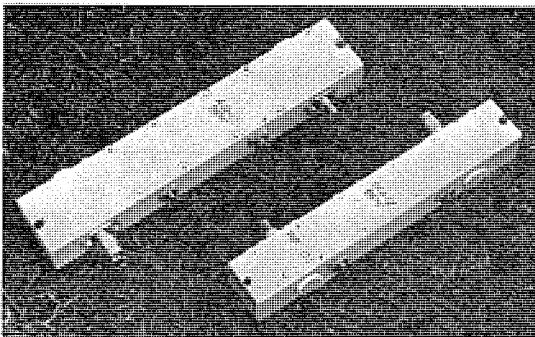


図 4.3 同軸インタディジタルフィルタ
Coaxial interdigital filter.

(1) 周波数範囲	3.7~4.2 GHz
(2) 入出力間損失および偏差	16.7 ± 0.5 dB
(3) 出力間 アイソレーション	35 dB 以上
(4) 入出力 VSWR	1.25 以下
(5) 出力分割数	16 出力 (ただし、32 出力まで分割可能)
(6) 外形寸法	600 × 100 × 240 mm

4.2 同軸小形サーキュレータ

サーキュレータは回路の整合、てい倍器の段間整合、その他の用途に広く用いられている。

当社では VHF 帯からミリ波領域に至るまで、各種のサーキュレータを開発、製品化している⁽¹⁰⁾。とくに、前述の送受信装置には 4 GHz 帯、6 GHz 帯の小形同軸サーキュレータが多く用いられている。

これらのサーキュレータは、いずれも小形軽量 (4 GHz 帯用、20 × 23 × 18 mm, 6 GHz 帯用、16 × 20 × 18 mm OSM コネクタ使用) であり、500 MHz 帯域幅以上の周波数範囲で広帯域特性を示している。

4.3 同軸インタディジタルフィルタ

この形式のフィルタは送受信装置において数多く用いられている。1 GHz~6 GHz 帯の同軸フィルタはその使用量も多いので、現在では工作精度も考慮した CAD(Computer Aided Design) による設計を行なっている⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。

同軸フィルタの無負荷 Q (Q_0) は導波管に比して劣るが、材料選択、機械工作法を確立して高負荷 Q を実現している。

図 4.3 4 GHz 帯、6 GHz 帯の同軸インタディジタルフィルタの外観

を示す。

5. むすび

以上、文字どおり日進月歩のマイクロ波技術が、衛星通信地球局の分野で、どのように利用され進展しているかを述べた。

衛星通信は、ミリ波の領域にも発展しつつあり、この周波数帯の開発がさかんになっている⁽¹³⁾。アンテナは低雑音高利得に重点がおかれて、送受信機は、固体化とシステムの柔軟性に重点がおかれている。当社はこれらの問題と取り組み、各種の実績をあげてきたが、今後ともすぐれたものを製作したいと念願し努力している。

おわりに、商用衛星通信地球局の開発に関してご指導をいただいている国際電信電話株式会社の関係各位、宇宙開発地上設備の開発の端緒を与えられ、引き続きご指導をいただいている東京大学関係各位、および、国内衛星通信地球局に關してご指導をいただいている日本電信電話公社関係各位に厚く感謝いたします。また、日ごろ、ご指導をいただいている三菱電機 鎌倉製作所 研究部および北伊丹製作所 半導体 研究部の関係各位にお礼申し上げます。

参考文献

- (1) 喜連川、武市、水沢：宇宙通信用カセグレンアンテナの最適設計、信学会アンテナ研賀(昭41-1-19)
- (2) 横井、佐藤、山田、西田、喜連川、水沢、佐藤：衛星通信用22 m カセグレンアンテナの特性、信学会アテナ研賀(昭42-1-26)
- (3) D. C. Hogg and R. A. Semiplak : An Experimental Study of Near-field Cassegrainian Antenna, BSTJ, 43, 2,677~2,704 (Nov., 1964)
- (4) 西田、喜連川、ほか8名：茨城衛星通信所第2アンテナ、三菱電機技術報、43, No. 2 (昭44)
- (5) B. Y. Kinber : On Two-Reflector Antennas, Radio Engineering and Electronic Physics, 6, 914~921 (June, 1962)
- (6) 糸原、水沢、ほか2名：鏡面修整による衛星通信地球局アンテナの性能向上、昭44年連大、No. 1, 416
- (7) P. D. Potter : A New Horn Antenna with Suppressed Side lobes and Equal Beamwidths, Microwave Jour., 6, 71~78 (June, 1963)
- (8) 橋本、武田、別段：Corrugated Waveguide の理論とアンテナへの応用、昭44信学会大、No. 354
- (9) S. Hamilton, et al. : Shunt-Mode Harmonic Generation using Step Recovery Diodes, Micro wave Journal, 10, 69 (1967)
- (10) 喜連川、中原：3 端子対サーキュレータ、三菱電機技術報、35, No. 8, 27 (昭36)
- (11) G. L. Matthai : Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, McGraw-Hill (1964)
- (12) W. J. Gestinger : Coupled Rectangular Bars Between Parallel Plates, IRE Trans., PGMTT-10, (Jan. 1962)
- (13) 横井、ほか5名：対宇宙ミリ波伝搬実験用7 m アンテナ、昭和45連大、No. 1,256

レーダにおけるマイクロ波技術

渡部 優*・竹内 政和**・篠原 英男**
松田 英昭**・別段 信一**

Recent Developments in Radar Microwave Technique

Communication Equipment Works Masaru WATANABE・Masakazu TAKEUCHI・Hideo SHINOHARA
Hideaki MATUDA・Shinichi BETSUDAN

As the field of application of radar becomes complicated and diversified, the requirement for microwave technique tends to be complicated and of higher quality.

The radar is roughly divided into the observation purpose and the tracking one. As for the former, description is made on the low sidelobe antenna, the cosecant square beam antenna and a few microwave circuits. With the latter, mention is made on main angle-finding errors caused by the antenna and microwave circuits and to realize high tracking accuracy, on concrete methods of reducing them, together with the examples of actual measurements.

1. まえがき

レーダは周知のように第二次世界大戦中に急速に進歩し、わが国においても戦後しばらくしてレーダ技術が急速に発展してきた。

レーダの応用分野が複雑多岐になるに伴い、マイクロ波技術に対する要求も複雑高度化する傾向を示している。

レーダには大別して観測レーダと追尾レーダとがあるが、ここではこれらの分野における最近のマイクロ波技術につきその概要を述べる。

2 観測レーダ

日常生活に關係の深いものとしては台風予報や天気予報に活躍している気象用レーダがあるが、そのほかにも、空港で使用している航空路監視レーダ・各種対空監視レーダ・航空機積載レーダ・船用レーダ・車載レーダ等その応用分野は多岐にわたっている。

これら観測レーダに対する要求も、最大探知距離の増大に伴う送信電力の大電力化、不要信号を除去しエコーの品質を向上するための低サイドローブ化、車載用のための小型軽量化と種々多岐であり、さらに從来の方位、距離情報に加えて高度情報も同時に得られる三次元レーダより、より高度なマイクロ波技術が要求されてきている。ここでは紙面の都合上、低サイドローブアンテナ、コセカント2乗特性アンテナと若干のマイクロ波回路につき述べる。

2.1 低サイドローブアンテナ

レーダアンテナの低サイドローブ化は、他のレーダとの相互干渉を減少せしめ、大地散乱や海面散乱の影響を少なくできるので、アンテナ設計上の大きな課題である。ここでは電磁ホーンで給電された反射鏡アンテナの低サイドローブ化について述べる。

これについて、(1)一次放射器の低サイドローブ化、(2)反射鏡開口照度分布によるサイドローブの低減、(3)一次放射器などのブロッキングの減少、(4)鏡面誤差によるサイドローブの減少、などを検討した。

電磁ホーンの低サイドローブ化には、コルゲートホーン⁽¹⁾、複モードホーンなどのようにホーン開口の電磁界分布を変化させる方法と、フランジやブラインドによりホーン側壁のいっ(溢)出電流を制御する方法とがあ

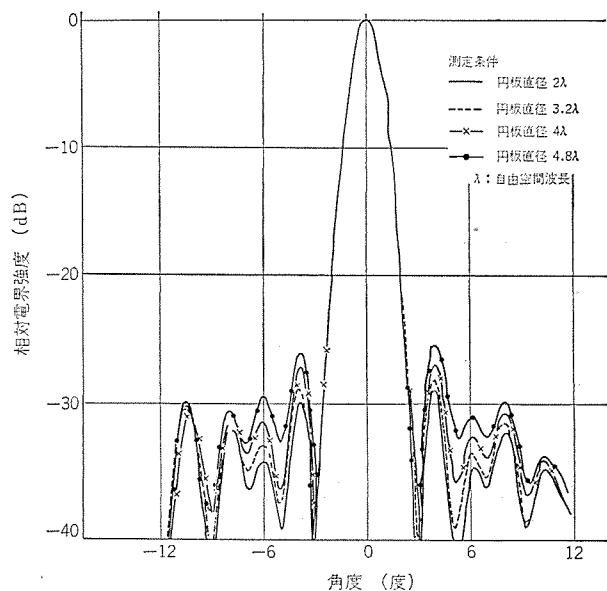
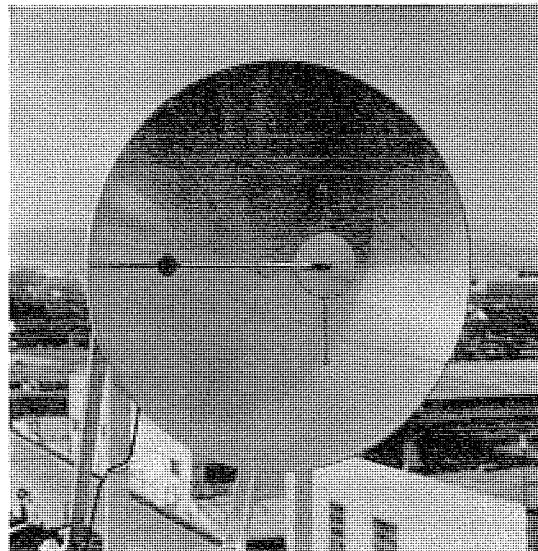


図 2.1 ブロッキングによるサイドローブ
Sidelobe due to blocking.

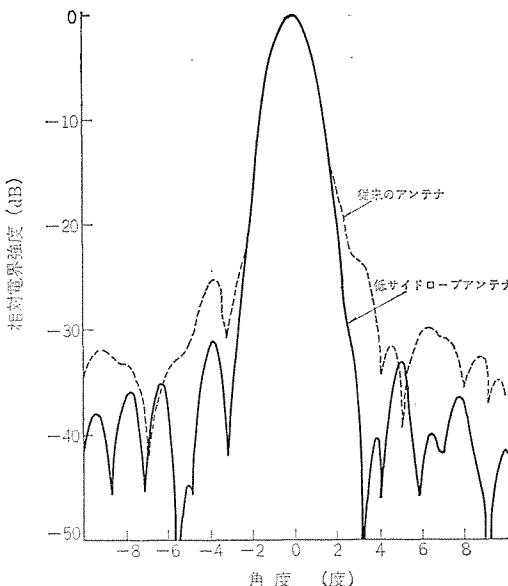


図 2.2 低サイドローブアンテナパターン
Low sidelobe antenna pattern.

り、これらについて模型実験、理論検討を行なった。

反射鏡開口分布を制御して低サイドローブ特性を得るには、照度分布 $F(r, \phi')$ 、二次パターン $G(\theta, \phi)$ として⁽²⁾,

$$G(\theta, \phi) \simeq \int_A F(r, \phi') \exp[jk \sin \theta \cos(\phi - \phi')] r dr d\phi' \dots \dots \dots (2.1)$$

の近似式より、必要とする条件を満たす $F(r, \phi')$ を求め、一次放射器と開口角とを選定する。検討の結果、照度分布によるサイドローブを -36dB 以下に抑えうる一次放射器が実現できる。複反射鏡アンテナでは鏡面修整により非常に低いサイドローブにすることが可能である。

一次放射器などのブロッキングによるサイドローブの変化を模型実験で調べた結果の一例として、アンテナ開口中心に種々の円板を付けて、ブロッキング面積を変化させ、サイドローブの変化を実験した結果を図 2.1 に示す。

規則的な鏡面誤差の場合、鏡面誤差がアーチアンテナのごとく作用して、ある方向のローブを非常に高くする。ランダム誤差の場合は、誤差がガウス分布形状で相關のある誤差の広がりの直径が一定なる円形であると仮定して粗い近似を行なえば、アンテナからの放射パターンは、鏡面誤差のない場合のパターンに誤差の広がりに反比例したビーム幅をもち、誤差の広がりと波長との比の自乗に比例した不要放射パターンが重畳したものとなる⁽³⁾。

以上の結果から、アンテナ開口照度分布によるサイドローブレベルを -36dB 以下に抑え、一次放射器のブロッキング面積を 0.3% 以下、鏡面誤差を 40 分の 1 波長以下におさえ、周期的な誤差をできるだけ少なくなるように設計すれば、サイドローブレベルが -28dB 以下のアンテナが実現できる。この検討結果を応用してレーダアンテナの低サイドローブ化を行なった結果を図 2.2 に示す。

2.2 コセカント 2 乗特性アンテナ

一般にレーダから見て一定の高度の物体を探知する場合には、常にはほぼ一定の感度で反射エコーを受信するのが望ましい。このような考慮がなされていないとすれば、たとえば航空機までの水平面からの仰角がある特定の範囲内だけ感度が上がりすぎて受信機の飽和点にまで達し、かえって精密な方位距離測定ができなくなる。さらにこのように特定の仰角範囲にアンテナから電波エネルギーを必要以上

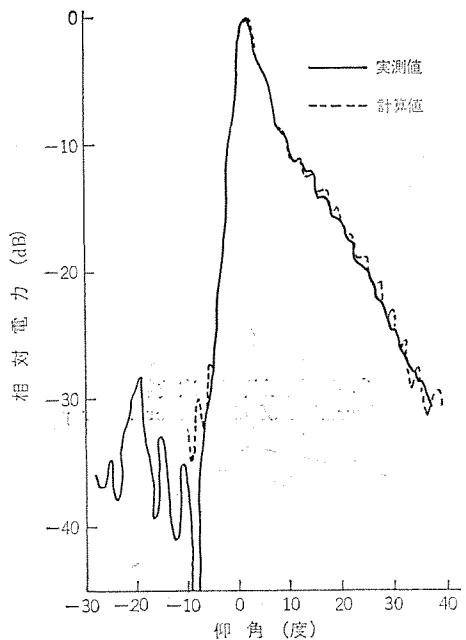


図 2.3 修正 cosec² θ パターン
Modified cosec² θ pattern.

に供給すれば、送信電力が一定であるから他の仰角方向には十分のエネルギーが配分されないことになりレーダの能率は低下する。したがってレーダから見て、一定の高度を保ちながら移動している目標を常に等感度で受信するようにするのが最も能率のよい方法である。このような条件を満足するためには、レーダの垂直面内のビーム形状を修正し、特殊な形状にしなければならない。

いま、レーダと目標との高度差を H 、レーダより目標を見る仰角を θ とすれば、レーダと目標との間の距離は $H \cosec \theta$ となる。したがって、目標には $(H \cosec \theta)^2$ に逆比例して弱まった電波が到達する。ここで目標の電波反射係数が θ の値に無関係であると仮定すれば、目標からの反射波も $(H \cosec \theta)^2$ に逆比例して減少し、結局レーダの位置では反射波の電波エネルギーの密度が $(H \cosec \theta)^4$ に逆比例することになる。したがって、 H が一定である限り受信電力が θ に無関係に一定であるためには、 θ 方向に対するアンテナの利得 $G(\theta)$ は

$$G(\theta) \propto \cosec^2 \theta \dots \dots \dots (2.2)$$

となり、垂直面内のビーム形状はコセカント 2 乗特性となる。

さらに、覆域が遠距離に及ぶ場合には、地球面の弯曲や大気の減衰の影響を考慮に入れる必要がある。したがって、アンテナの利得は一般的には

$$G(\theta) = K \cosec^2(\theta + \beta) \cos(\theta + \gamma) \dots \dots \dots (2.3)$$

となり、修正コセカント 2 乗特性となる。

従来はアンテナの形状を適当に整形して、放射パターンが与えられた覆域を満足するようになっていたが、現在では覆域が与えられたとき式 (2.4) の β, γ を計算し、垂直面内のパターンを決定する微分方程式⁽²⁾を電子計算機を用いて計算することによって、アンテナの鏡面座標を求めることができる。さらに使用周波数や偏波面の方向を与えれば垂直面内のパターンを計算することができる。

S バンドのレーダについて計算した例を図 2.3 に示す。実線は実測値であり、点線は計算値である。実測値と計算値とは非常によく一致が得られている。

2.3 マイクロ波回路

2.3.1 円偏波、直線偏波共用一次放射器

Weather clutter を抑圧してレーダ情報の品質を改善する最も有効

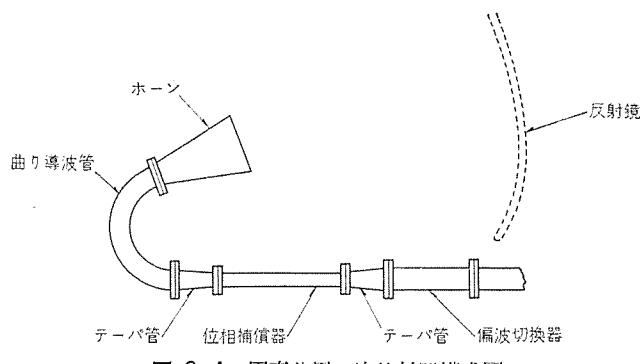


図 2.4 円直共用一次放射器構成図
Feeder configuration of circular or linear polarization.

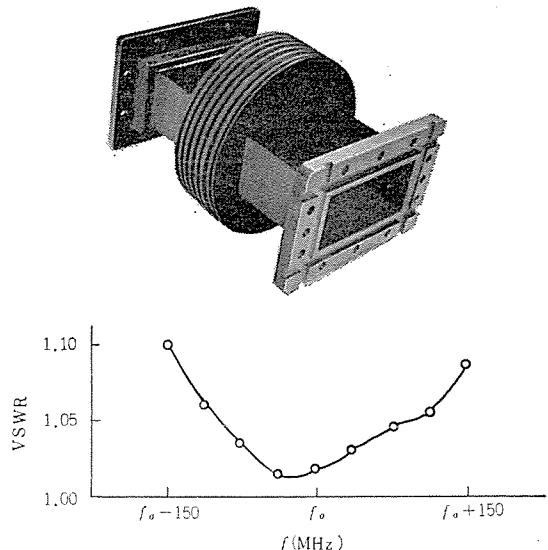


図 2.5 大電力気密窓
High power waveguide window.

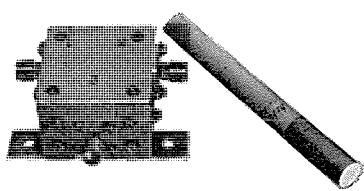


図 2.6 小形サーキュレータ
Miniaturized circulator.

な方法として円偏波を用いる方法がある。

しかし円偏波で使用する場合、当然の結果として直線偏波で使用する場合に比べて 3 dB の減衰を伴い、最大探知可能距離は減少する。

したがって気象条件の良好な場合には、直線偏波にて使用し、雨天などの気象条件の悪い場合には、探知距離が多少減少しても円偏波にて使用し、weather clutter を軽減するような使いわけをするのが得策である。

円偏波・直線偏波共用一次放射器は円偏波と直線偏波の切換えが可能であり、一次放射器の途中に偏波切換器を設け、これを 45° 回転させる等の方法によって偏波の切換えを行なう。

偏波切換器で発生した円偏波はホーンや曲り導波管を伝搬するときに垂直方向と水平方向との電界の間に位相差が生じ、ホーンより放射されるときには、だ円偏波となる。そこでこの不都合をなくすために偏波切換器とホーンとの間に位相補償器を設け、ホーンや曲り導波管で生じた位相差の補正を行なっている。一次放射器の構成図を

図 2.4 に示す。

円形導波管中に金属片をそう入した形状の偏波切換器⁽⁴⁾⁽⁵⁾の寸法および電気特性は電子計算機を用いて計算できるため、位相補償器とホーン等の位相差の周波数特性と、偏波切換器の位相差の周波数特性とが互いに相殺するように各部寸法を選定することにより、一次放射器の総合の周波数特性を改善し、広帯域にわたって良好な円偏波・直線偏波共用一次放射器を得ることができる。

実測データによれば、S バンドで 4 % の帯域にわたって総合だ円偏波率が 1 dB 以下のものが得られている。

2.3.2 大電力気密窓

大電力レーダのマイクロ波出力伝送回路は、回路内での絶縁破壊を防ぐために、空気やフレオングスなどで加圧しなければならない。したがって、大電力レーダでは気密窓が必要となる。

当社では大電力クライストロン⁽⁶⁾やライナック⁽⁷⁾などを開発した技術を基に大電力気密窓を製作し、各種レーダに使用している。一例として、S バンドせん(尖)頭電力 7 MW 平均電力 8 MW の大電力気密窓の写真を図 2.5 に示す。この気密窓は、帯域幅約 10 % で VS WR 1.1 以下である。気密保持板には熱伝導率の大きいベリニア磁器を使用しているため、自然空冷用 フィンを設けるだけで十分である。

2.3.3 小形サーキュレータ

近年レーダの性能向上の要求に対応するため、小電力の原発振信号をマイクロ波增幅管で增幅する、いわゆる增幅方式のレーダ送信機が採用される場合が多くなりつつあるが、これら低電力ないし中電力のマイクロ波伝送回路は、できるかぎり小形軽量にする必要がある。これらマイクロ波部品のうち VSWR 改善用の小形サーキュレータを開発⁽⁸⁾し、レーダ機器に使用している。一例として、S バンド用の小形サーキュレータの写真を図 2.6 に示す。このサーキュレータは小形でしかも約 10 % の帯域幅を有し、VSWR は 1.1 以下、アイソレーション 20 dB 以上で、耐電力は、せん頭 3 kW 平均 10 W である。

3. 追尾レーダ

ロケット等の飛翔体の飛翔経路を高精度で観測し、さらに誘導のための指令電波を発信するような場合、総合角度精度は 0.1 mil ($1 \text{ mil} \approx 0.06^\circ$) rms 以下ときわめて高角度追尾精度を有する追尾レーダが必要になってきた。

この角度精度の向上に際しては、アンテナ直徑は機械精度向上の観点より可及的に小さくし、最大追尾可能距離の要求を満すために受信系にパラメトリック増幅器を使用するほか、送信電力も MW 程度以上となり、一次放射器等に要求される性能も低電力における高度な性能を満すほかに、耐電力に対する要求をも同時に満さねばならないため一段ときびしくなってきている。

角度追尾方式⁽¹¹⁾には古くから使用されている Conical Scan 方式と Monopulse 方式がある。

追尾専用レーダの角度追尾方式としては、系が比較的簡単で、保守性がよく、さらに熱雑音による誤差が少なく、しかもエコーの振幅変動による角度誤差が本質的でない振幅比較形 Monopulse 方式が広く用いられている⁽⁹⁾。この動作原理はすでにいくつかの文献⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾で示されている。

ここでは振幅比較 Monopulse 方式でアンテナマイクロ系における角度追尾精度の高精度化に際しての問題点と、その解決方法について述べる⁽⁹⁾。

3.1 アンテナマイクロ系に起因する主要角度誤差と解決方法

3.1.1 到来波の偏波面変化による角度誤差⁽¹²⁾

ロケット等の追尾目標からの到来波が直線偏波で、姿勢により偏波面が変化する場合には、追尾レーダには偏波切換器を設けて、いかなる偏波方向を有する到来波も受信できるようにしなければならない。しかしこの際各放射器に用いる偏波切換器のだ円偏波率の間に差があると角度誤差を生じ、一般に Beacon 追尾の場合最も大きな追尾誤差の一つになる。またこの誤差は雑音分誤差で補正はできない。

図 3.1 に示すように、偏波面角度 θ_p が 0° のときはローブ A, B の crossover point は P で、この角度で差パターンの Null が生じるが、A, B チャネルのだ円偏波率に差があると、偏波切換器通過後(図 3.1 の点 2, 2')の受信電界レベルに差が生じ、偏波面角度 θ_p が θ_p のときは crossover point は P から P' へ移り θ_s の角度誤差が生じる。

角度誤差 θ_s は結果のみ示せば

$$\theta_s \approx 5.1 \Theta \tan^{-1} \left[\left(1 - \sqrt{\frac{2}{1 + 10(\frac{\Delta e_p}{10})}} \right) \left(1 + \sqrt{\frac{2}{1 + 10(\frac{\Delta e_p}{10})}} \right)^{-1} \cot 72^\circ \phi / \Theta \right] \text{ mil rms} \dots (3.1)$$

で与えられる。

ここに Θ : ビーム幅 (-3 dB)

ϕ / Θ : Beam Split

Δe_p : だ円偏波率の差 (dB)

鏡面の照射分布は $\cos 1$ 乗分布と仮定

θ_s を小さくするには Beam Split (ϕ / Θ) を大きく、すなわち、ホーン間隔を大きくし、ビーム幅を小さくし、さらに、だ円偏波率の差 (Δe_p) を小さくしなければならない。しかしビーム幅は反射鏡直径、Beam Split⁽¹¹⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾ は利得等に対する要求から制限があり、結局各チャネルのだ円偏波率の差をいかに抑えうるかで θ_s の限界値は決められる。

図 3.2 に Beam Split (ϕ / Θ) を Parameter にして、だ円偏波率の差 (Δe_p) に対する角度誤差 (θ_s / Θ) を示す。図 3.2 よりたとえばビーム幅が 1° で Beam Split を 0.4 に選んだとき、 θ_s を 0.15 mil rms 以下にするためには、各チャネルのだ円偏波率の差は 0.5 dB 以下に抑えなければならないことがわかる。図 3.3 に C Band レーダの実測結果を示す。図 3.3(b) に示すように、偏波面を変化させたとき lock on position (Null point) は変化し、この角度内は角度標定が不可能となる。

だ円偏波率の差 (Δe_p) の実測値は 0.3 dB であり、この値は各偏波切換器の透過位相量に差が生じて、Null Depth を小さくしないようにならなければならぬためほぼ限界値である。Beam Split (ϕ / Θ) が 0.34 であるから図 3.2 より θ_s を求める θ_s / Θ は 0.105 mil rms となり、ビーム幅が 0.9° であるため 0.105 mil rms の 0.9 倍、すなわち 0.095 mil rms となる。 θ_s の実測値は 0.092 mil rms であり、計算値とほぼ一致している。

なおこのほかに位相ずれによる誤差もあるがこれは前述の振幅差による角度誤差に比べて約 $1/10$ 程度と小さい。

3.1.2 到来波の周波数変化による角度誤差

一次放射器で受信した信号の和・差信号をつくるハイブリット回路の特性が狭帯域であると、到来波の周波数変化に対して各チャネル間で振幅および位相不平衡が生じる。この誤差は前項同様振幅不平衡

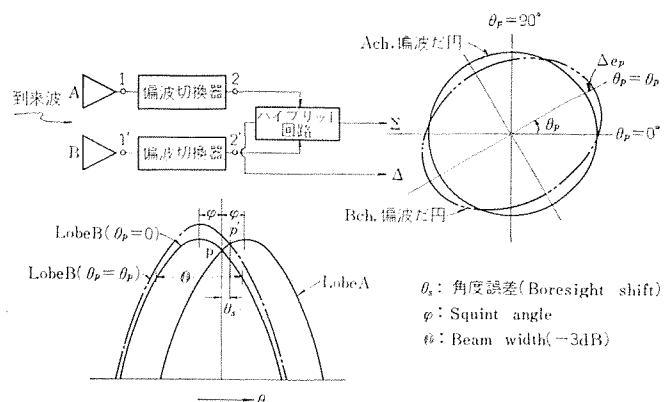


図 3.1 到来波の偏波面変化による角度誤差
Boresight shift due to polarization variation

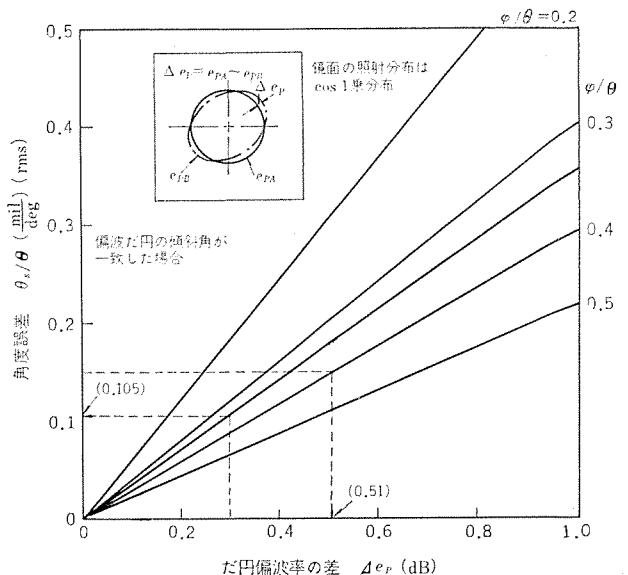


図 3.2 角度誤差 θ_s / Θ vs Δe_p (計算値)
Boresight shift θ_s / Θ vs Δe_p (calculated value)

ch	e_p (dB)	τ (deg)
A	0.88	76
B	0.88	88
C	0.58	75
D	0.72	65
(dB)		0.73 ± 0.15
$72^\circ \pm 11^\circ$		

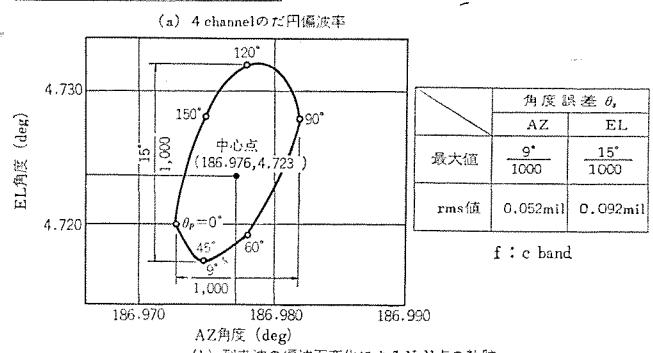
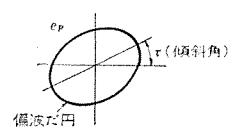


図 3.3 到来波の偏波面変化による角度誤差 (実測値)
Boresight shift due to polarization variation (measured value)

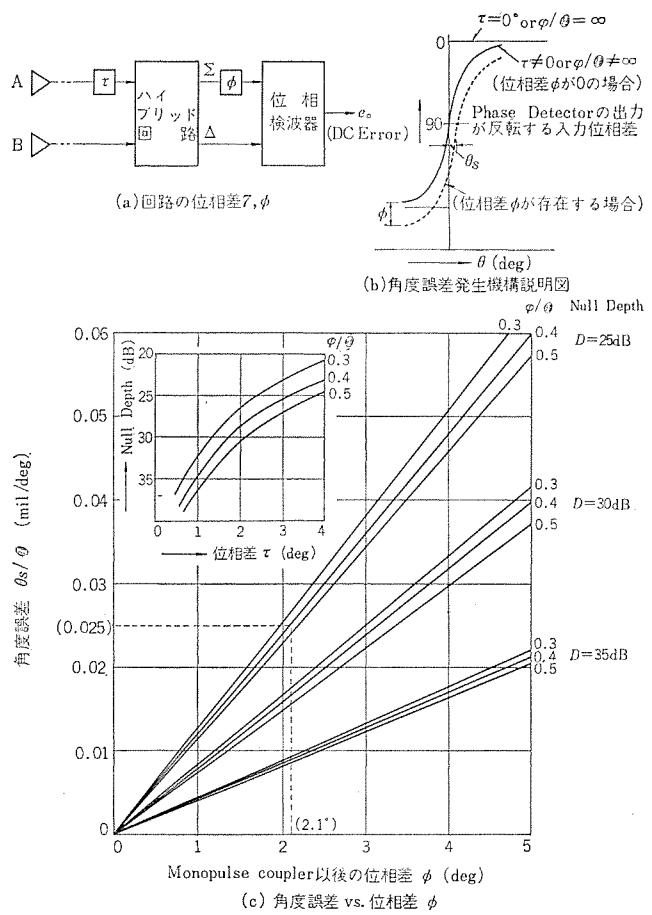


図 3.4 回路の位相差による角度誤差 (計算値)
Boresight shift due to phase difference of circuit
(calculated value).

によるものが1けた大きく、ハイブリット回路を広帯域にすることにより実際上あまり問題とならない。

C Band レーダの実測データによれば 0.019 mil rms と前項の偏波面変化による角度誤差の約 1/5 程度である。

なお追尾レーダの使用周波数の比帶域は通常 1 % 以下と狭いが、衛星追尾等の特殊用途用として C Band で 6 % の比帶域を有するものもすでに製作し実用に供した実績がある。

3.1.3 回路の位相差による角度誤差⁽¹²⁾

図 3.4(a), (b) に示すように、ハイブリット回路の前後に位相差 τ および ϕ が共存する場合には角度誤差を生じる。

回路の位相差による角度誤差 θ_s は式 (3.2) で示される。

$$\theta_s \approx 7\theta \cot(72\phi/\theta) \cdot \sin \tau \cdot \tan \phi \text{ mil} \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

ここに θ : ビーム幅 (-3 dB)

ϕ/θ : Beam Split

τ : ハイブリッド回路以前の位相差 (Null Depth と対応)

ϕ : ハイブリッド回路と位相検波器間の位相差

鏡面の照射分布は $\cos 1$ 乗分布と仮定

式 (3.2) および図 3.4(b) よりわかるように、位相差 τ あるいは ϕ のいずれか一方が零の場合角度誤差は生じない。

θ_s を小さくするには Beam Split (ϕ/θ) を小さくし、ビーム幅を小さくすればよいが 3.1.1 項に述べたように制限があり、結局 Null Depth (位相差 τ に対応) を大きくするか位相差 ϕ を小さくしなければならない。Null Depth と位相差 τ との関係を図 3.4(c) に示す。

図 3.4(c) に Beam Split と Null Depth とを parameter として、

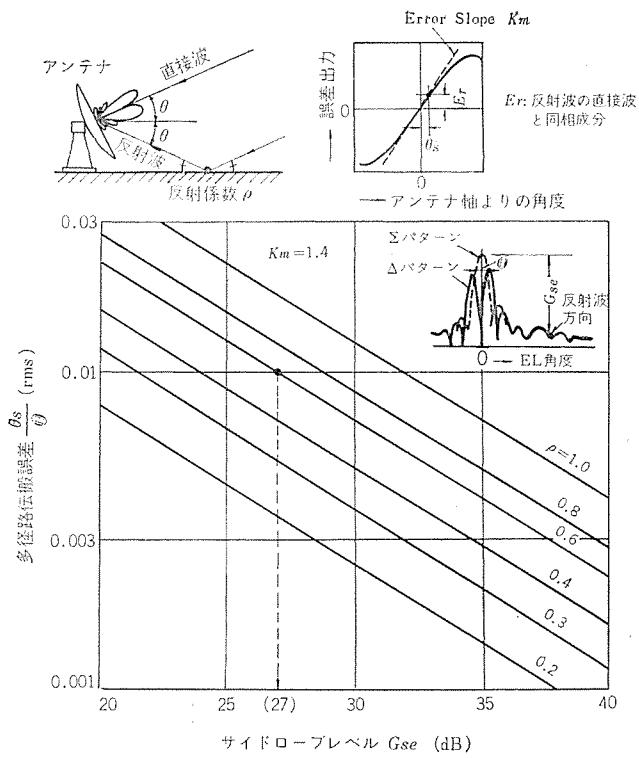


図 3.5 多径路伝搬誤差
Multipath error.

位相差 ϕ に対する角度誤差 (θ_s/θ) を示す。図 3.4(c) よりビーム幅 1°, Null Depth が 25 dB で Beam Split を 0.4 に選んだとき, θ_s を 0.025 mil 以下に抑えるには位相差 ϕ は約 2° 以下にしなければならないことがわかる。

3.1.4 多径路伝搬誤差 (Multipath Error)

追尾目標からの直接波以外に地面あるいは海面よりの反射波を同時に受信し、直接波と反射波との合成波により、アンテナが目標の方向よりずれた方向を指向する誤差で、仰角方向のみに存在し、低仰角方向を指向したときに最も大きな誤差の一つとなる。

角度誤差 θ_s は式 (3.3) にて与えられる⁽¹⁴⁾。

$$\theta_s = \frac{\Theta \cdot \rho}{K_m \sqrt{4G_{se}(\text{peak})}} \quad \dots \dots \dots (3.3)$$

ここに Θ : EL 面内ビーム幅 (-3 dB)

ρ : 地面または海面の反射係数

G_{se} : 反射波入射方向の差パターントンの和パターントンのピーク値に対するサイドローブレベル

K_m : Error Slope (和パターントンのピーク値で基準化した差パターントンのこう(勾)配)

θ_s を小さくするためには、 K_m , G_{se} を大きくし、 Θ を小さくすればよいが K_m , Θ は選定の自由度が少なく、 G_{se} を大きく、すなわち差パターントンの広角度放射パターントンをよくすることに帰着する。

図 3.5 に多径路伝搬誤差の計算値を示す。図 3.5 よりたとえばビーム幅 1° で、地面の反射係数を 0.6 の場合、0.01° rms 以下の角度誤差にするためには G_{se} は 27 dB としなければならないことがわかる。また C Band レーダの実測結果によれば、EL 角度 15° 以上にて θ_s は 0.03 mil rms 以下の結果が得られている。

3.2 アンテナ方式の検討

Monopulse 用アンテナとしては、フロントフィード方式、カセグレン方式およびグレゴリアン方式が広く用いられている。フロントフィード方式はその構造上より、反射鏡からの Spillover 電力が主ビーム方向から離れ

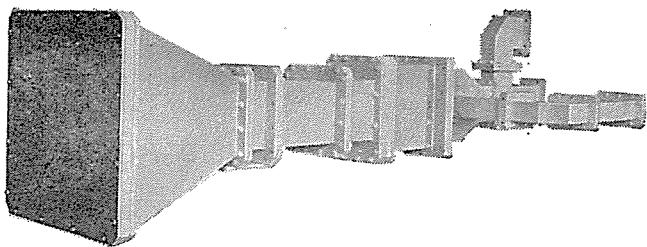


図 3.6 グレゴリアンアンテナ用一次放射器
Primary radiator for Gregorian antenna

た角度方向に向うため、低仰角にて問題になる多径路伝搬誤差は他の方式に比べて最も小さい。しかし田の字形に配列された4個のホーンの開口寸法は、誤差感度・利得の点よりカットオフになる程度まで絞る必要から、内部に誘電体を充てんする等の細工が必要である。その結果として、耐電力性、偏波面変化による角度誤差の点では他の方式に比べて著じるしく劣る。

一方カセグレン方式あるいはグレゴリアン方式は、いずれも副反射鏡のレンズ効果より開口はフロントフィード方式に比し4~6倍に広げられるため、耐電力性、偏波面変化により角度誤差は非常に改善されるが、副反射鏡よりの Spillover により多径路伝搬誤差はフロントフィード方式より大きい。

一般にカセグレン方式とグレゴリアン方式は、フロントフィード方式より高精度追尾レーダ用に適している。

グレゴリアン方式は多周波共用の際有用な方式であり、その一次放射器(S Band)を図3.6に示す。

3.3 今後の課題

Conical Scan方式とMonopulse方式にはそれぞれ長所短所があるが、これらのそれぞれの長所を兼ね備えた、すなわち系がより簡単で、しかもダイオードスイッチ等を用いて高速度で放射LobeをSwitchingすることにより、Monopulse方式と同程度の高追尾精度の得られるLobe Switching方式の開発や、受信系の1あるいは2channel化を行なって、系の簡単化、保守性の向上および低廉化を達成することが今後のおもな課題と考えられる。

4. む す び

以上レーダにおけるマイクロ波技術について、その一部の概要を述べた。今後もマイクロ波技術は急速に発展することが予想されるが、

レーダ用アンテナはビームの指向方向をかえるに際して、機械的な慣性が伴わずに多目標の捕そく(捉)追尾ができる電子走査アンテナの分野が大きく開け、またマイクロ波回路についても、セラミック基板を用いた超小形回路の開発や、Pinダイオードを用いた諸回路の開発が進むと考えられる。

これらマイクロ波技術の進歩いかんによっては、レーダの活躍分野に新らしい頁をつけ加えることにもなろう。

参考文献

- (1) 橋本ほか: Corrugated Waveguide の理論とアンテナへの応用, 昭44信学全大, No. 354
- (2) S. Silver: Microwave Antenna Theory and Design, McGraw-Hill (1949)
- (3) J. Ruze: Antenna Tolerance Theory-A Review, Proc of IEEE, 54, No. 4, 633 (1966)
- (4) Kitsuregawa: Broad-band Microwave Quarter-wave Plate, Mitsubishi Denki Laboratory Reports, (OCT., 1960)
- (5) Cutoff Wavelengths of Waveguides with Unusual Cross Section, Trans ON MTT, MTT-12, No. 9, 556 (1964)
- (6) 岡田ほか: 三菱電機技報, 41, No. 12, 1,511 (昭42)
- (7) 戸田ほか: 三菱電機技報, 42, No. 2, 297 (昭43)
- (8) 中原ほか: 三菱電機技報, 41, No. 12, 1,537 (昭42)
- (9) 丸浜ほか: 追尾レーダの計測精度, 昭43宇宙航行研, SANE 68-18 (1968-12)
- (10) 竹内ほか: 三菱電機技報, 37, No. 6, 2 (昭38)
- (11) Skolnik: Introduction to Radar Systems, sec. 5, 4, pp. 175~180.
- (12) William Cohn and C Martin Steinmetz: Amplitude and Phase Sensing Monopulse Parameters, Microwave Journal, (OCT., 1959)
- (13) 横本ほか: 追尾レーダの最適クロスオーバ点について, 連合大会(昭36-10)
- (14) D. K. Barton: Radar System Analysis, (1964) Prentice-Hall Inc.
- (15) 喜連川ほか: Simultaneous Lobingアンテナ, アンテナ研資料, (昭36) (関西)

マイクロ波アンテナの動向

喜連川 隆*・武市 吉博**・水沢 丕雄**

Recent Trends of Microwave Antennas

Central Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA
Kamakura Works Yoshihiro TAKEICHI・Motoo MIZUSAWA

With the expansion of the usage of microwaves, new function and better performance are coming into the demand for the antenna. To satisfy electrically necessary conditions imposed by the system under the circumstances, it is a question how to realize the antenna. In this connection description is made in this article about the technical trends viewed from the points of turning it to of high gain, low sidelobe, beam shaping, multifunction and beam weaveguide.

1. まえがき

マイクロ波アンテナを歴史的に見ると、1888年Hertzが放物筒形リフレクタアンテナをビーム形成に用いて以来、Lodgeの円形導波管形アンテナ、Flemingの方形導波管形アンテナ、Boseの電磁ホーンアンテナなどを経てその基礎が築かれてきた。また応用面では1896年Marconiがはじめて通信に放物筒形リフレクタアンテナを用いて以来、1934年にはマイクロ波による最初の商業無線電話回線に回転放物面リフレクタアンテナが用いられ、その後通信・レーダ・電波航法・電波天文など、数多くの分野でマイクロ波アンテナが発展してきた。

わが国においても、例をマイクロ波多重中継にとってながめると、第二次大戦後、まず与えられた周波数帯域内になるべく多数の通話路を収容するために、アンテナ利得の向上、入力電圧定在波比の低減、および隣接アンテナ間の相互結合度の低減が行なわれ、パラレンズアンテナ、ついで直線偏波および円偏波パラボラアンテナが作られた。それに引き続き、マイクロ波中継網を密にするための広角放射特性の改善、また与えられた周波数帯域内にできるだけ多くのルートを入れるための偏波共用、さらに通話路を増すための多周波数帯共用が行なわれ、左右両旋円偏波共用および垂直水平両偏波共用パラボラアンテナ、ならびにホーンリフレクタアンテナが作られた。最近ではカセグレンアンテナが種々の利点を認められて用いられるようになっている。なお見通し外通信用として大口径パラボラアンテナがある。一方1957年に行なわれた最初の人工衛星打上げを契機として衛星通信が発展し、わが国においてもその地球局用として大口径カセグレンアンテナが用いられている。

以下においては上記のような発展の歴史を背景とし、マイクロ波通信用を主として、アンテナ波アンテナの現状を概観するとともに、今後アンテナに要求される種々の特性・機能などを考察しつつ、最近の研究結果の紹介を兼ねてマイクロ波アンテナの動向を論じることにする。

2. 概 観

マイクロ波アンテナとしては、多重中継回線実用化の初期のころにはレンズアンテナが用いられたこともあったが、現在ではほとんど反射鏡形のアンテナが用いられている。これは電気性能がすぐれているとともに構造が簡単で軽量に製作しうるためで、地上中継回線にはパラボラ、ホーンリフレクタ、カセグレン形などが、衛星通信地球局にはカセグレン形が用いられている。

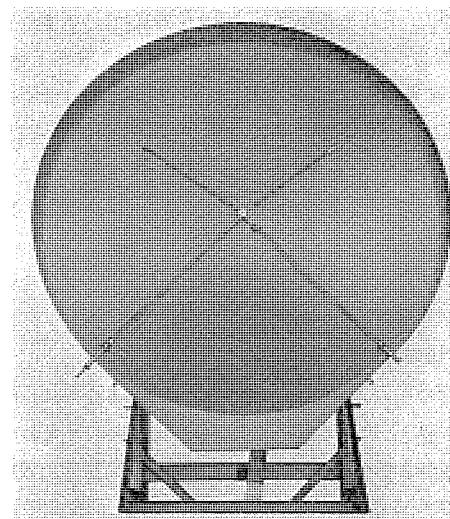


図 2.1 6 GHz 帯左右両旋共用円偏波 パラボラアンテナ
Dual circularly polarized parabolic antenna for 6 GHz band.

図2.1は現在日本電信電話公社の幹線ルートに用いられている代表的な超多重通信用4mパラボラアンテナである⁽¹⁾。このアンテナの特長は与えられた帯域内でできるだけ多くの回線を通すために左旋右旋共用となっていること、エコーひずみ低減のためVSWRが非常に小さいこと、広角放射パターンがすぐれていることなどであって、これらにより、5,925~6,425 MHzの500 MHzの帯域に、1ルートあたり1,800回線の電話を、8往復ルートのせることができる。この他の超多重通信用パラボラアンテナとしては、4 GHz帯左右両旋共用円偏波および4 GHz帯垂直水平共用直線偏波の直径4mのもの、および11 GHz帯垂直水平共用直線偏波の直径4mのものなどがある。

カセグレンアンテナを多重中継回線に用いた場合の利点は一次放射器の開口径を比較的大きくできることで、これによってインピーダンスの調整が容易となり、また特に準ミリ波、ミリ波帯において開口に付着する雨雪の影響を小さくすることができる。さらにパラボラ形におけるような給電導波管によるブロッキングがなくなるため開口電界分布の対称性を良くでき、偏波識別度が非常に良くなる。カセグレンアンテナが実用化されている例としては6 GHz帯の直径4mのもの、15 GHz帯の直径3.3mのものなどがある⁽²⁾。

図2.2は偏波の共用ばかりでなく周波数帯の共用も可能なホーンリフレクタアンテナである⁽³⁾。このアンテナは重量体積大きく、製作もむ

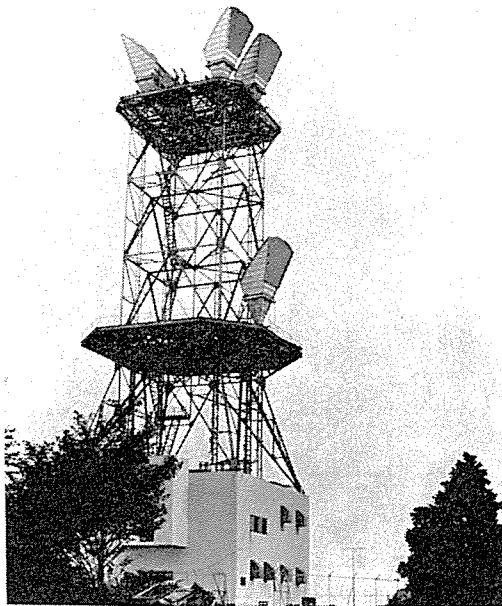


図 2.2 ホーンリフレクタ アンテナ
Horn-reflector antenna.

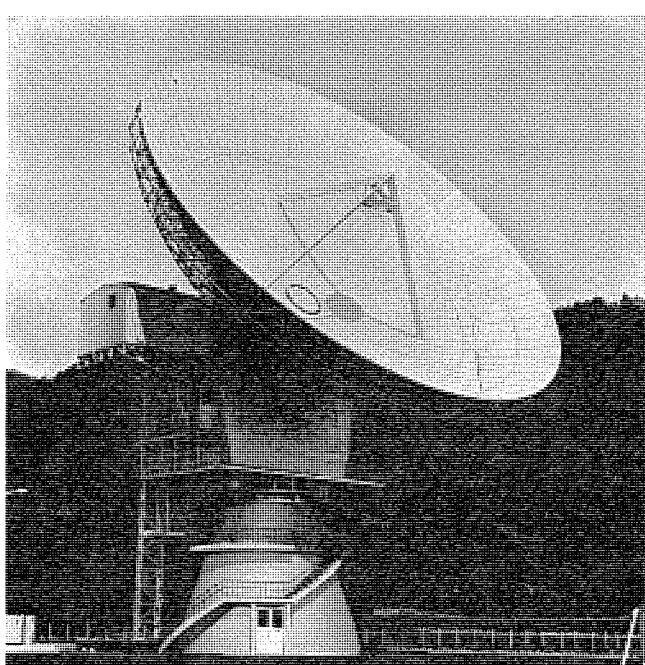


図 2.3 国際電信電話(株) 山口衛星通信所 27.5 m
カセグレンアンテナ
27.5 m cassegrain antenna at KDD's Yamaguchi
Earth Station.

ずかしく、価格も高いが、中継所の塔の上に設けるアンテナの数を減少できるので幹線ルートに採用されている。このアンテナの長所は周波数帯共用および偏波共用が可能であることのほか、開口能率が高いこと、ホーンでしゃへいしているため隣接アンテナ間の相互結合量が低く、広角度放射特性も良好なこと、ホーンが大きいのできわめて広い周波数帯域にわたってVSWRが低いこと、構造的に下からまっすぐ給電しうるのでかなり直径の大きい低損失の導波管を給電導波管として使用しうことなどである。

見通し外通信用としては大口径のパラボラアンテナが用いられる。開口 $23.5 \text{ m} \times 16 \text{ m}$ のものが鹿児島・奄美大島間に、開口 $16 \text{ m} \times 16 \text{ m}$ のものが沖縄・宮古島間に用いられている。 $23.5 \text{ m} \times 16 \text{ m}$ のものは

$25 \text{ m} \times 16 \text{ m}$ を改造したもので、700 MHz 帯水平偏波、800 MHz 帯垂直偏波、2 GHz 帯水平垂直両偏波の3周波数帯共用であり⁽⁴⁾、 $16 \text{ m} \times 16 \text{ m}$ のものは2 GHz 帯水平垂直両偏波共用である。

衛星通信地球局用のアンテナとしてはカセグレンアンテナが広く用いられている。図 2.3 はわが国の代表的なアンテナである国際電信電話(株)山口衛星通信所のアンテナである⁽⁵⁾⁽⁶⁾。直径は 27.5 m で、ホーンリフレクタ給電の鏡面修整形 カセグレンアンテナである。受信 4 GHz 帯と送信 6 GHz 帯との共用で両帯域の 500 MHz 帯域にわたって高利得であり、4 GHz 帯では低雑音となっている。4 GHz での利得は 60.1 dB、開口能率は 77.5 %、仰角 5 度での雑音温度 49.4 度が得られ、6 GHz 帯での利得は 63.3 dB、開口能率 73.4 % が得られている⁽⁶⁾。

3. 高利得化

衛星通信地球局や電波望遠鏡などにおいてはきわめて弱い信号を扱うため高利得のアンテナが必要である。高利得を得るには開口径を大きくしていくべきだが、大口径化に伴い鏡面誤差が増加すること、ビームが鋭くなるための追尾精度の向上が必要なことなどにより、ある程度以上利得を上げることが困難となってくる⁽⁷⁾。また、価格の上昇も問題で、アンテナ直径の増加により急激に価格が上昇する⁽⁸⁾。このためアンテナの能率向上も重要な問題となる。

大口径アンテナの方式としては、性能の割に経済的なカセグレンアンテナが広く用いられている。カセグレンアンテナの能率向上において反射鏡系に関するものは鏡面修整形の考えがあり、さきに述べたように実用化され好結果を得ている。一次放射器に関するものは、ビームの回転対称化、低サイドローブ化が大きな課題であり、複モードホーン⁽⁹⁾、コルゲートホーン⁽¹⁰⁾などがある。複モードホーンは円形導波管の TE_{11} および TM_{11} モードを用いたホーンで、広帯域化のくふうもなされてはいるが⁽¹¹⁾、なお周波数帯域の点で難点がある。コルゲートホーンはコルゲート導波管の EH_{11} モードを用いたもので、広帯域にわたって低サイドローブで回転対称なビームが得られる⁽¹²⁾。

反射鏡が可動の場合、接続される機器の運用・保守等を考えると、それらの機器を地上に固定できることが望まれる。このようなものに対しては集束伝送路の原理を応用した集束ビーム給電方式がある⁽¹³⁾。この方式によれば地上から副反射鏡まで低損失で波を伝送することができる。図 3.1 は4枚の反射鏡をもつ集束ビーム一次放射器の電気性能試験のための模型である。

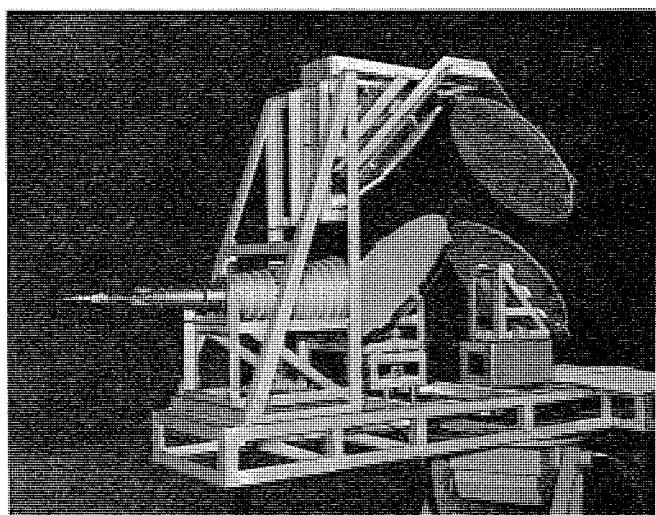


図 3.1 集束ビーム形一次放射器模型
Model of focused-beam primary radiator.

4. 低サイドローブ化

マイクロ波多重中継回線網がますます密になってくると、互いの中継回線間の干渉、海上反射など設置条件の悪化などが問題となってくる。このような条件に対処できるアンテナに図4.1に示すようなダイアゴナルホーンリフレクタアンテナ^{(14)~(16)}がある。このアンテナはホーン部にダイアゴナルホーンを用いたもので、従来のホーンリフレクタアンテナの長所である広帯域にわたっての良好なインピーダンス特性、広角度方向サイドローブの低いことなどのほかに、ビーム幅が垂直面内、水平面内であり、また偏波によっても変わらず、サイドローブは主ビームを離れるに従い急激に低くなる性質をもっている。

ホーンリフレクタアンテナに比べ小形軽量であるパラボラアンテナの広角放射パターンの改善も種々考えられ、一次ホーンの放射パターンの改善をねらったチョーク付ホーン⁽¹⁷⁾、一次ホーンの支持柱および反射鏡周辺のシールドからの散乱電力を減少させるための電波吸収体の応用⁽¹⁸⁾などがある。

通常のカセグレンアンテナ方式では、副反射鏡およびその支持柱のブロッキングのため低サイドローブ化はむずかしいが、低サイドローブ化された方式としてそれらのブロッキングをなくしたオフセットカセグレンアンテナがある⁽²⁾。



図4.1 ダイアゴナルホーンリフレクタアンテナ
Diagonal horn-reflector antenna.

5. ビーム成形

従来より、レーダのアンテナには扇形ビームやセカント二乗ビームなどが用いられているが、レーダばかりでなく、人工衛星からのビームを有効に用いようとする場合、あるいは地上無線回線で多数の局と同時に通信する場合にも特殊な形状のビームが必要となる。

静止衛星を用いて、たとえば日本国内の通信網を形成しようとする場合、衛星のアンテナが照射するビームは日本全体を効率よくおおうようなくだ円状の断面をもつビームが望ましい。このようなものに対するアンテナとしてだ円ビームをもつホーンリフレクタアンテナが考えられている⁽¹⁹⁾。これはだ円状のビームとなるような波面を仮定し、その波面にあうように反射鏡の曲面形状を形作ったものである。

地上回線で、ある角度範囲内に含まれる多数の局と通信を行なう場合は水平面内のビーム幅が広く、垂直面内のビーム幅が狭い扇形の



図5.1 扇形ビームアンテナ
Fan-beam antenna.

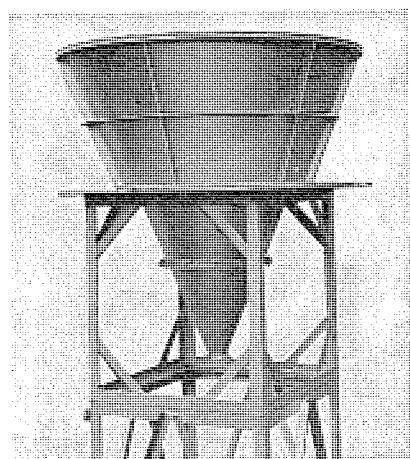


図5.2 無指向性ホーンリフレクタアンテナ
Omnidirectional horn-reflector antenna.

ビームをもつアンテナが必要となる。このようなものに対するアンテナとして、図5.1に示すような反射鏡に双曲線群と放物線群とで構成した複曲線よりなる曲面を用いた扇形ビームアンテナがある⁽²⁰⁾。

水平面内に角度範囲がなく多数の局が散在する場合には水平面内無指向性のアンテナが必要になる。これに対し従来より双凹すい(錐)ホーンアンテナなどがあるが、比較的簡単に高利得が得られるものとして図5.2に示すような無指向性ホーンリフレクタアンテナがある^{(21)~(23)}。なお、このアンテナは人工衛星用の無指向性アンテナとして用いることも可能である。

6. 多ビーム化

多ビームの必要性は大きく分けて二つある。一つは同時にビームを多く出すことに意義がある場合である。すなわち、同時に多数の情報を得たいときである。もう一つは個々のビームに対して個々のアンテナを用いないで、占有体積・重量・経済性などの面から、反射鏡等を共用して等価な特性を得たいときである。

多数の情報を得たい場合としてはレーダ等のアンテナがある。最近の高速度の移動体に対する走査を鋭いビームで行なうことが走査時間の制約からむずかしい場合等、多数のビームを同時に用い、各ビーム

ムからの出力を比較して高度の計算等をすみやかに行なうことができる。また電波望遠鏡などで、太陽のような大きい星を多数の鋭いビームで同時に走査したい場合、あるいは同時に複数個の星を観測したい場合なども多ビームアンテナは有用である。

反射鏡等を共用する場合としては、人工衛星に積載するものとか、大形のアンテナにおいて多くのビームを必要とする場合がある。たとえば衛星通信において、衛星と多数の地球局との間を独立したビームで結ぶ方式⁽²⁴⁾に対するアンテナに多ビームアンテナが必要となる。

以上のような多ビームをうるアンテナ方式としては、レーダ等ではあとに述べてあるようにアレイ方式が用いられているが、通信等広帯域で高利得がほしい場合は multifeed の反射鏡方式が考えられている⁽²⁵⁾。

7. 多機能化

人工衛星と対向するマイクロ波アンテナには衛星追尾が必要であり、また直線偏波の場合には偏波追随が必要である。衛星追尾は高次モードによる方式⁽²⁶⁾とホーンアレイによる方式⁽²⁷⁾とに大別されるが、衛星通信用としては利得および雑音温度の点で前者が適している。さらに、アンテナ全体を動かさずに、一部を動かして衛星追尾を行なうことが望ましいので、この考えに基づく複反射鏡形アンテナの研究も行なわれている⁽²⁸⁾。

多機能化はレーダ用アンテナにおいてとくに大きい課題であって、たとえば捜索・捕捉・追尾などの機能を同時に有し、しかも多目標を処理するものが要求されている。これを可能とするのがフェイズドアレイで、このフェイズドアレイの技術はレーダからさらに衛星通信や航空交通管制のシステムなどにその応用が考えられている。

フェイズドアレイは複数個の素子アンテナからなるアレイアンテナにおいて、各素子アンテナ間の相対位相を電子的に制御してその放射ビームの方向を変えるようにしたものである。したがってフェイズドアレイはビーム走査を高速に行なえるために、すなわち放射ビームを任意の方向に瞬間に向けることができるために、多目標に対する捜索や追尾などのいくつかの機能を時分割を基本として同時に果すことが可能となる⁽²⁹⁾。しかも必要があれば multifeed 機構を組み、多ビームを発生させることも可能である⁽³⁰⁾。さらに位相を調整しビーム幅を広げ捜索をしやすくするなどズームレンズと同じ機能をもたせることもできる⁽³⁰⁾。

またフェイズドアレイにおいては機械的回転機構が不要となることから開口径を大きくすることができます。したがって鋭いビームのために高分解能が得られ、さらにまた送信電力が大きくとれるために、利得の増大とあいまって、探知距離はきわめて大きくなる。さらにアレイ開口上の電流分布を制御することによって放射ビームの形やサイドローブレベルや開口能率を適切に変えることも可能となる。

以上のようにマイクロ波アンテナの多機能化の問題はフェイズドアレイによって解決されるものであるが、その実用化にあたってはシステムの複雑性と経済性とが大問題となる⁽³¹⁾。フェイズドアレイの進展に大きく貢献した高速デジタル移相器も、素子アンテナ数が 10^3 以上の大形フェイズドアレイではその低価格化が必要⁽³¹⁾で、これに関連して素子アンテナの間引き (Thinning) が技術的に大きな問題となっている。また素子アンテナ間の相互結合の問題、広角走査にわたるインピーダンス整合の問題で現在各方面で検討が進められている。

8. 集束伝送

ミリ波から光の領域に至る広い周波数範囲にわたって、低損失伝送を行なうことのできる伝送路の一つとして集束伝送路 (Beam Waveguide) がある。1959年に G. Goubau 等⁽³²⁾⁽³³⁾によって提唱された伝送方式であって、図 8.1 に示すように、多数の集束体とロンチャとで構成される。集束体は電磁波に適当な移相量を与えるもので、それぞれが互いにフレネル領域となるような間隔で並べられている。ロンチャは集束伝送路にとって最も伝送損失の小さい基本ビームモードを励振する。波長に比べて十分に大きい開口によるフレネル領域伝搬を利用しているので伝送損失がきわめて小さく、集束伝送路から漏えい(洩)する電磁波もきわめてわずかである。

集束伝送路による低損失電送を行なうには、集束体直径を適切な値まで大きくするとともに、ロンチャの基本ビームモード励振能率を高めることが必要である。また、ロンチャの能率が向上すると、ロンチャおよび集束体からの不要放射が減少し、隣接回線との干渉などが少なくなる。この点に着目して、ロンチャの高能率化のための研究が行なわれている^{(34)~(36)}。

集束伝送路の特長は、比較的長距離にわたって中継器なしの伝送が可能であることと、集束伝送路からの不要放射が少なく隣接回線との干渉が軽減できることであり、従来のアンテナを用いる方式になかった新しい無線伝送方式として注目される。

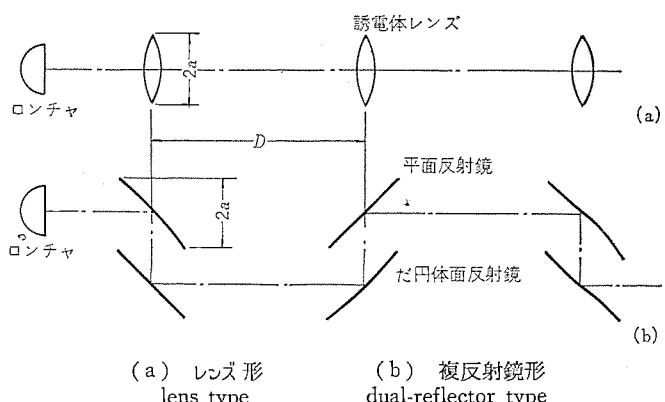


図 8.1 各種の集束伝送路
Several types of beam waveguide.

9. むすび

マイクロ波の用途がひろがるのに伴ってアンテナには新しい機能、よりすぐれた性能などが要求される。このようなシステムから課せられる電気的必要条件を満たすアンテナをどのようにして実現するかという技術の動向について論じた。

ますます拡大する固定地点間の大容量情報伝送、各所に散在する多数局を対象とする伝送などに用いるアンテナ、移動体および対移動体用のアンテナなどに、より新らしい方式が必要である。その一つとして情報量の急増に伴い、従来のマイクロ波領域だけではなく 新周波数帯の開拓を目指して準ミリ波、ミリ波が注目され開発されつつある。これらの領域のアンテナについては従来以上に設計上、製作上、および使用上の制約条件を考慮することが必要で、本文にも二、三触れた。

以上述べたことにおいて、地上マイクロ波多重通信用アンテナについては日本電信電話公社のかたがたに、衛星通信地球局アンテナについては国際電信電話(株)のかたがたに、日ごろよりご指導いただい

たもので、末筆ながらここに深く謝意を表する。

(昭和 45-10-2 受付)

参考文献

- (1) 土井, 青木, 河津, 大橋, 加藤, 沼野, 橋本, 森川, 大林, 喜連川, 立川: 6,000 MHz 超広帯域伝送用左右回旋共用円偏波 パラボラアンテナ, 三菱電機, 34, 1,515 (昭 35)
- (2) 立川, 水沢, 香川, 高松, 田中: 公衆通信用カセグレンアンテナ, 三菱電機技報, 4-4, No. 12 (昭 45)
- (3) 大橋, 加藤, 沼野, 森川, 東野, 喜連川: ホーンリフレクタアンテナ, 三菱電機, 36, 601 (昭 37)
- (4) 土井, 高須, 加藤, 上西, 喜連川, 森川, 東野: 多帯域共用見通し外通信大口径 パラボラアンテナ, 三菱電機技報, 37, 1,332 (昭 38)
- (5) 糸原, 浅野, 水沢, 篠原: 鏡面修整による衛星通信地球局アンテナの性能向上, 昭 44 連大, No. 1,416
- (6) 糸原, 水沢: 衛星通信地球局アンテナの性能向上について, 信学会アンテナ伝ば(播)研究会資料, AP-69-58 (昭 45-2)
- (7) 喜連川, 水沢: 大口径アンテナの諸問題, 信学誌, 48, 601 (昭 40)
- (8) D. L. Pope: Parametric Representation of Ground Antennas for Communication Systems Studies, BSTJ, 47, 2,145 (1968)
- (9) P. D. Potter: A New Horn Antenna with Suppressed Sidelobes and Equal Beamwidths, Microwave Jour., 6, No. 6, 71 (1963)
- (10) R. E. Lawrie and L. Peters Jr.: Modifications of Horn Antennas for Low Sidelobe Levels, IEEE Trans., AP-14, 605 (1966)
- (11) 佐藤: 誘電体装荷ホーンアンテナ, 昭 45 全大, No. 373
- (12) 水沢, 片木, 別段, 飯森: コルゲート円すい(錐)ホーンアンテナの放射特性, 昭 45 全大, No. 372
- (13) T. Kitsuregawa and M. Mizusawa: Design of the Beam-Waveguide Primary Radiators of the Cassegrain Antennas for Satellite Communication, 1970 IEEE/G-AP International Symposium.
- (14) 喜連川, 武市, 水沢, 片木: ダイアゴナルホーンリフレクタアンテナ, 昭 41 全大, No. 325
- (15) 喜連川, 武市, 片木: ダイアゴナルホーンリフレクタアンテナの模型実験, 昭 42 連大, No. 1,293
- (16) 武市, 片木: 無遮蔽形ダイアゴナルホーンリフレクタアンテナ, 信学会アンテナ伝播研究会資料, AP-68-63 (昭 44-1)
- (17) 香川, 高松, 鈴木: チョークによる小口径ホーンアンテナの特性改善, 昭 45 全大, No. 374
- (18) 横井, 福室, 赤川, 松村: 電波吸収体を用いた低サイドローブアンテナ, 昭 45 連大, No. 1,254
- (19) 武市, 片木: 一般円錐ホーンリフレクタアンテナ, 信学会アンテナ伝播研究会資料, AP-69-13 (昭 44-6)
- (20) 片木, 高松, 角田: 18 GHz 扇形ビームアンテナ, 昭 43 連大, No. 1,213
- (21) 武市, 片木: 無指向性ホーンリフレクタアンテナ, 昭 42 全大, No. 411
- (22) 武市, 片木: 無指向性ホーンリフレクタアンテナの実験, 昭 44 連大, No. 1,419
- (23) 武市, 片木, 牛込: 円偏波励振無指向性ホーンリフレクタアンテナ, 昭 45 全大, No. 375
- (24) 森: 国内衛星通信方式, 信学会通信方式研究会資料, CS-69-47 (昭 44-10)
- (25) T. S. Chu: A Multibeam Spherical Reflector Antenna, 1969 IEEE/G-AP International Symposium, p. 94.
- (26) 佐々木, 西田, 佐藤, 喜連川: 宇宙通信用アンテナの自己追尾装置, 信学会アンテナ研究会資料 (昭 40-12)
- (27) C. L. Cuccia, T. G. Williams, P. R. Cobb, A. E. Smoll, and J. P. Rahilly: RF Design of Communication-Satellite Earth Stations (Part 1), Microwaves, 6, No. 5, 30 (1967)
- (28) 斎込, 片岡: 走査可能な双反射鏡アンテナの特性, 昭 45 全大, No. 391
- (29) P. J. Kahrilas: HAPDAR—An Operational Phased Array Radar, Proc. IEEE, 56, 1,967 (1968)
- (30) P. J. Kahrilas: Design of Electronic Scanning Radar Systems (ESRS), Proc. IEEE, 56, 1,763 (1968)
- (31) T. C. Cheston: Phased Arrays for Radars, IEEE Spectrum, 5, No. 11, 102 (1968)
- (32) G. Goubau and R. Christian: A New Waveguide for Millimeter Waves, URSI-IRE Fall Meeting (1959)
- (33) G. Goubau and F. Schwering: On the Guided Propagation of Electromagnetic Wave Beams, IRE Trans., AP-9, 248 (1961)
- (34) R. J. Chaffin and J. B. Beyer: A Low-Loss Launcher for the Beam Waveguide, IEEE Trans., MTT-12, 555 (1964)
- (35) 喜連川, 武市, 竹居: 集束伝送路用高能率ロンチャ, 昭 42 連大, No. 1,290
- (36) 武市, 竹居: 集束伝送路用四反射鏡形ロンチャ, 昭 44 全大, No. 475

集束伝送路

武市吉博*・竹居敏夫**

Beam Waveguides

Kamakura Works Yoshihiro TAKEICHI・Toshio TAKEI

Described herein is the beam waveguide which is one of low loss transmission lines at a frequency ranging from millimeter-waves to the light. Its dominant beam mode has a small diffraction loss and it is feasible to have low loss transmission by using the waveguide. Study has been made on a reflecting beam waveguide; such transmission characteristics as the relation between the roughness of the reflector and the transmission loss have been sought for about a dual-reflector type beam waveguide. This type beam waveguide suits for building a phase transformer and permitting necessary bendings with ease in actual installation as a beam waveguide when used in a millimeter-wave range.

Furthermore, since the improvement of the efficiency of the launcher, the important mechanism of the beam waveguide, is indispensable to the low loss transmission, consideration has been made on a measure to elevate the very efficiency.

1. まえがき

集束伝送路 (Beam waveguide) は、ミリ波から光の領域に至る広い周波数範囲において低損失伝送を行なうことのできる伝送路の一つであり、G. Goubau 等⁽¹⁾によって最初に提案された。これは、波長に比べて十分に大きい開口によるフレネル領域伝搬を積極的に用いる伝送方式であって、電磁波に適当な移相量を与える集束体 (Phase transformer) と呼ばれる機構を、それぞれがフレネル領域となるような間隔で、多数個並べることによって構成される。一つの集束体から鋭い指向性をもって放射された電磁波は、フレネル領域では拡散されることが少なく次の集束体に到達する。この間を伝搬する間に電磁波が受けける断面内位相分布の変化を補償する働きを行なうのが集束体であって、この集束体を通過したときの断面内位相分布は、さきの集束体を出るときの位相分布と等しくなる。集束体を通過するごとに等しい電磁界分布を繰り返し再現しながら伝送を行なうものが集束伝送路である。電磁界分布が繰り返し再現するには、上述の集束体による位相補償の条件のほかに断面内振幅分布がある特定の形をしていなければならない。集束体の面積が有限であるときには、断面内振幅分布の形がいわゆる Gauss 形であるときに最も低損失な伝送が可能となる。この形の界分布を持つものは、基本ビームモードと呼ばれている。

本文では、集束伝送路の伝送特性について述べるとともに、集束伝送路として実用的見地から最も有用であると考えられる反射鏡形集束伝送路について具体的に考察する。そして、集束伝送路にとって必要不可欠な機構であるロンチャについて若干の説明を行なう。

2. 集束伝送路の伝送特性

集束伝送路は、その軸に垂直な断面内の位相分布を変えることのできる集束体を多数個並べることによって構成されており、この伝送路の基本ビームモードを用いて電磁波を伝送するとき低損失な伝送が可能である。導波管のモードについてはよく知られているが、集束伝送路のビームモードはあまり知られていないので、本章では、まずビームモードについて簡単に説明を行ない、そのあとで集束伝送路の伝送特性について考察する。

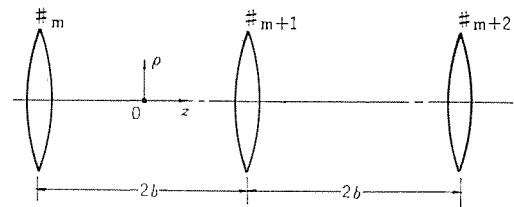


図 2.1 集束伝送路
Beam waveguide.

2.1 ビームモード

集束伝送路は、図 2.1 に示すように集束体を等間隔 $2b$ で多数個並べたものを考える。集束体の直径は無限に大きく、その間隔も波長に比べて十分に大きいものとする。いま、図 2.1 のように伝搬軸に沿って z 軸をとり、集束体の中間点を原点とする円筒座標とする。集束体 $\#m$ の右側での界分布を $F^{(m)}(\rho_1, -b)$ とする。ここでは、電磁界が直線偏波であるものとする。この界分布による集束体 $\#m+1$ の左側での界分布 $F^{(m+1)}(\rho_2, b)$ は、回折積分によって求められて、

$$F^{(m+1)}(\rho_2, b) = \frac{j}{\lambda R(\rho_1, \theta_1; \rho_2, \theta_2)} \int_0^{2\pi} \int_0^\infty F^{(m)}(\rho_1, -b) e^{-jkR(\rho_1, \theta_1; \rho_2, \theta_2)} \rho_1 d\rho_1 d\theta_1 \quad \dots \quad (2.1)$$

である。ここで、 k は自由空間における伝搬定数で、 λ は波長であり、 $R(\rho_1, \theta_1; \rho_2, \theta_2)$ は両集束体上の点間の距離を表わす。界分布は無限の広がりを持たないものとし、集束体の間隔は界分布の有意の広がりに比べて十分に大きい場合について考えているので、

$$R(\rho_1, \theta_1; \rho_2, \theta_2) = 2b + \frac{k\rho_1^2}{4b} + \frac{k\rho_2^2}{4b} - \frac{k\rho_1\rho_2}{2b} \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad \dots \quad (2.2)$$

と近似できる。いま、集束体の移相量が、

$$\phi = \frac{k\rho_2^2}{2b} \quad \dots \quad (2.3)$$

であるとき、集束体 $\#m+1$ を通過したのちの界分布は

$$F^{(m+1)}(\rho_2, b) e^{j\phi} = \frac{jk}{2b} e^{-j2bk + j\frac{k\rho_2^2}{4b}} \int_0^\infty F^{(m)}(\rho_1, -b) e^{-jk\frac{\rho_1^2}{4b}} J_0\left(\frac{k\rho_1\rho_2}{2b}\right) \rho_1 d\rho_1 \quad \dots \quad (2.4)$$

となる。

集束伝送路は、集束体ごとに軸に垂直な断面内の界分布を繰り返し再現することによって電磁波を伝送させるものである。このためには、式(2.4)で表わされる界分布が集束体 # m の右側での界分布の形と等しくなければならないので、

$$F^{(m)}(\rho_2, -b) = \frac{jk}{2b} e^{-j2bk + j\frac{k\rho_2^2}{4b}} \int_0^\infty F^{(m)}(\rho_1, -b) e^{-j\frac{k\rho_1^2}{4b}} J_0\left(\frac{k\rho_1\rho_2}{2b}\right) \rho_1 d\rho_1 \quad (2.5)$$

が得られる。ここで、次の変数変換

$$X = \sqrt{\frac{k}{2b}} \rho \quad (2.6)$$

を行ない、

$$\left. \begin{aligned} je^{-j2bk} &= \xi \\ Z(X) &= F^{(m)}(\rho, -b) e^{-j\frac{k}{4b}\rho^2} \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

とおくと、式(2.5)は

$$\sqrt{X_2} Z(X_2) = \xi \int_0^\infty \sqrt{X_1} Z(X_1) J_0(X_1 X_2) \sqrt{X_1 X_2} dX_1 \quad (2.8)$$

となって、第2種の Fredholm の積分方程式となる。この方程式を解くことによって、集束体ごとに繰り返し再現される界分布の形をきめる。式(2.8)は、ある関数の Hankel 変換がそれ自身になるような関数を見つけることを示しており、これから

$$Z(X) = e^{-\frac{X^2}{2}} L_{n,0}(X^2), \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (2.9)$$

を得る。ここで、 $L_{n,0}(x)$ は Laguerre 関数である。したがって、集束体ごとに繰り返し再現される界分布の形は、

$$f_{n,0}(\rho, -b) = e^{-\frac{k}{4b}\rho^2} L_{n,0}\left(\frac{k}{2b}\rho^2\right) e^{j\frac{k}{4b}\rho^2}, \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (2.10)$$

となる。式(2.10)の各関数はそれぞれ他と直交関係にあり、これらを集束伝送路の「ビームモード」と呼ぶ。各「ビームモード」を記号 $(n, 0)$ で表わすと $(0, 0)$ が基本「ビームモード」を示す。

集束体の位置以外の任意の断面 $z=z_1$ における「ビームモード」の界分布は、式(2.10)の回折積分で計算でき、その結果は

$$f_{n,0}(\rho, z_1) = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{z_1}{b}\right)^2}} e^{-\frac{1}{1+\left(\frac{z_1}{b}\right)^2} \cdot \frac{k}{2b}\rho^2} L_{n,0}\left(\frac{1}{1+\left(\frac{z_1}{b}\right)^2} \cdot \frac{k}{b}\rho^2\right) \cdot e^{-j\frac{1}{1+\left(\frac{z_1}{b}\right)^2} \cdot \frac{z_1}{b} \cdot \frac{k}{2b}\rho^2} \quad (2.11)$$

となる。

また、式(2.3)から集束体に要求される位相量が $\frac{k\rho^2}{2b}$ であって、これは焦点距離が b のレンズまたはこれと同等の働きをするものであることを示している。集束体の間隔は $2b$ であるので、隣り合った集束体の焦点が集束体間の中間で一致することになり、このような集束体の配置の集束伝送路を共焦点集束伝送路という。

「ビームモード」の特長としては、式(2.11)からわかるように断面内の位相分布がすべての「ビームモード」について同じであることである。断面内の振幅分布をいくつかの「ビームモード」について示すと図2.2となる。基本「ビームモード」は z 軸の付近にほとんどの電力が集中しており、高次の「ビームモード」になるほど電力分布の広がりが大きくなる。実際の集束伝送路では集束体の大きさに制限があると同時に、小さい集束体を用いるほうが経済的である。このため、集束伝送路における伝送には基本「ビームモード」を用いるのが有利である。

2.2 回折損失

有限の集束体を用いるとき集束体の外側に漏れる電磁波が回折損

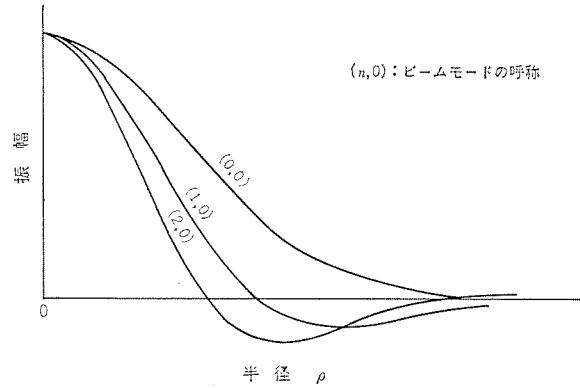


図 2.2 ビームモードの断面内振幅分布
Amplitude distributions of several beam modes.

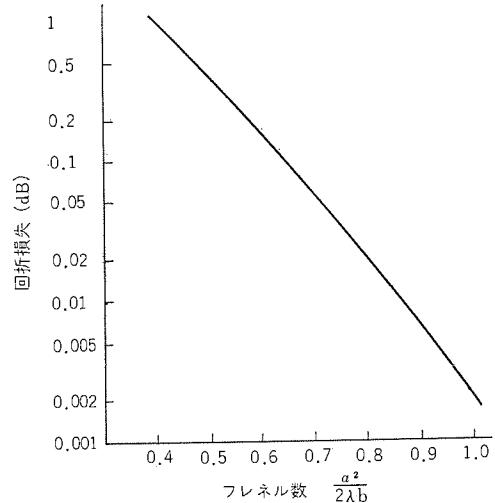


図 2.3 集束伝送路の基本「ビームモード」の回折損失
Diffraction loss for the dominant beam mode.

失となって集束伝送路の伝送損失となる。各「ビームモード」の回折損失の大きさは、式(2.8)の積分範囲を有限とすることによる固有値問題として解くことによって求められる。いま、集束体の半径を a とするとき、積分範囲が限られることによって定数 q が損失の効果を表わす量 q になるとすると考えると、

$$\sqrt{X_2} Z(X_2) = q \int_0^A \sqrt{X_1} Z(X_1) J_0(X_1 X_2) \sqrt{X_1 X_2} dX_1 \quad (2.12)$$

となる。ただし、

$$A = \sqrt{\frac{k}{2b}} a \quad (2.13)$$

とおいてある。これは第2種の Fredholm 積分方程式であって、その固有値 q を求めることができる。回折損失は

$$L_d = 20 \log_{10} |q| \text{ (dB)} \quad (2.14)$$

と表わせる。集束伝送路における「ビームモード」の回折損失は、集束体の半径 a 、集束体の間隔 $2b$ および波長 λ できまる値

$$N = \frac{a^2}{2\lambda b} \quad (2.15)$$

によって決定される。この値をフレネル数と呼ぶ。図2.3は基本「ビームモード」の回折損失とフレネル数との関係を示しているが、基本「ビームモード」の回折損失は、集束体として適切な大きさのものを用いれば、きわめて小さくなることがわかる。

集束伝送路は、基本「ビームモード」を用いるとききわめて低損失な伝送が行なえると同時に、伝送路からの漏えい(洩)波が小さいこと

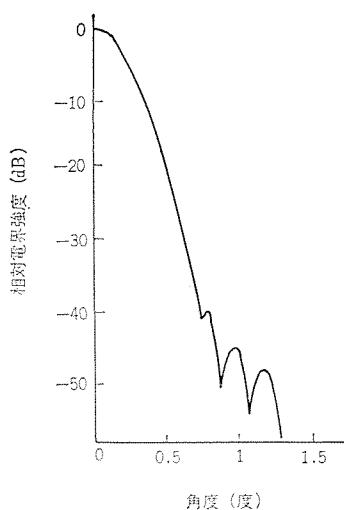


図 2.4 集束体の遠方回折界
 Diffraction field distribution of a phase transformer excited in the dominant beam mode.

も特長である。これは、集束体の位置における基本ビームモードの界分布がほぼGauss形であって、この形の界分布をもつ開口面からの放射電磁界がきわめて低いサイドローブレベルであることから容易にわかる。たとえば、集束体間隔20,000λ、集束体直径283λのときのある集束体からの放射パターンを求めるとき、図2.4となる。

3. 反射鏡形集束伝送路

集束伝送路の形態は集束体に何を使用するかによって決まる。これまでに考えられているものとしては、大別して

- (1) レンズを用いるもの
 (2) 反射鏡を用いるもの

がある。レンズとして誘電体レンズとガスレンズとが考えられており、これらは主として光領域での集束伝送路に用いられている。また、誘電体レンズをミリ波領域に使用している例もある⁽²⁾が、集束体があまり大きくならない実験室的な系で使用されているにすぎない。実際にミリ波帯での集束伝送路を構成するには、集束体が比較的大きくなつて、誘電体を用いることに材料的・機械的な問題がある。さらに、レンズには面が二つあるので工作に手間がかかる。また、材料による電力損失も大きい。

一方、反射鏡を用いる場合には、かなり大きなものも製作が可能であることと、面を一つだけ削ればよいので、ミリ波帯では反射鏡形集束体が有効であると思われる。

3. 1 反射鏡形集束伝送路の構成

反射鏡形集束伝送路の解析は J. E. Degenford 等⁽³⁾によってなされた。その構成は 図 3. 1 に示すように、回転楕円体面反射鏡をジグザグに並べたものである。界分布が伝搬軸に垂直な集束体開口面において繰り返し再現されるための条件から、反射鏡の形は、たとえば図 3. 1 の反射鏡 # m について言えば、反射鏡 # $m-1$ および # $m+1$ の中心点 P_{m-1} , P_{m+1} を焦点とし、反射鏡 # m の中心点 P_m を通るだ(楕)円を、線分 P_{m-1} , P_{m+1} を軸として回転した扁長回転だ円体面の一部であることが必要である。このものでは、ビーム波の伝搬経路がジグザグであって、実効的な線路長が短かくなるのが欠点である。

これを補うためには、図3.2のように円筒反射鏡の近傍に平面反射鏡を置いて、反射鏡集束体を通過したドーム波の方向が

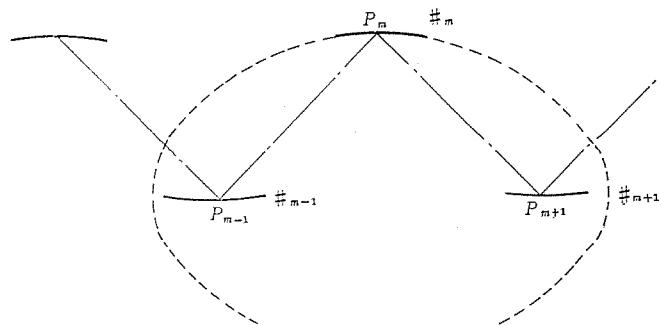


図 3.1 反射鏡形集束伝送路
Reflecting beam waveguide.

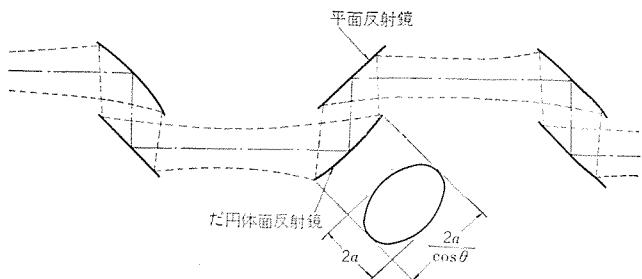


図 3.2 複反射鏡形集束伝送路
Dual-reflector type beam waveguide.

入射波の方向と同じであるようにする方法⁽⁴⁾がある。この方式の集束体を複反射鏡形集束体と呼ぶことにする。

複反射鏡形集束体のもう一つの利点は、平面反射鏡の方向を調整することによって集束伝送路の曲がりを容易に実現できることである。これは1枚の反射鏡の方式では、曲がりを作るときには、鏡面の形の違ったものを使用せねばならないのに比べると、複反射鏡形集束体の場合には、同じ形の鏡面でよいので製造上の見地から有利である。

3. 2 反射鏡形集束伝送路の伝送特性

ビーム波の伝搬軸に垂直な面内の等電力線は円形であるので、反射鏡形集束伝送路における集束体を構成する反射鏡はだ円形であることが必要である。すなわち、反射鏡へのビーム波の入射角を θ とするとき、図 3.2 に示すように、長辺が $\frac{2a}{\cos \theta}$ 、短辺が $2a$ のだ円形の反射鏡が開口直径 $2a$ の集束体としての働きをする。したがって、この反射鏡形集束体を用いる集束伝送路の回折損失は、フレネル数が $\frac{a^2}{2\lambda b}$ であるとして計算できる。

複反射鏡形集束体の平面反射鏡については、だ円体面反射鏡のきわめて近くに設置するのが普通であるので、ビーム波の入射角に対する反射鏡の寸法の関係はだ円体面反射鏡と同じである。また、平面反射鏡が付加されたことによる回折損失の増加もほとんど無視できる。

つぎに、反射鏡の鏡面あらさによる伝送損失について考える。反射鏡の鏡面あらさにもとづいて集束体の開口面（伝搬軸に垂直な面への集束体の正射影）上に位相面のおうとつ（凹凸）ができるために、伝送電力の一部が所要方向以外の方向へ散乱させられる。この散乱波は集束伝送路の伝送損失となる。

いま、反射鏡の鏡面あらさが平均 0, 標準偏差 σ で全くランダムであるとするとき、開口面での位相面のおうとつの標準偏差 Δ と鏡面あらさの標準偏差 σ との関係は

$$\mathcal{A} = 2\sigma \cos \theta \quad \dots \dots \dots \quad (3.1)$$

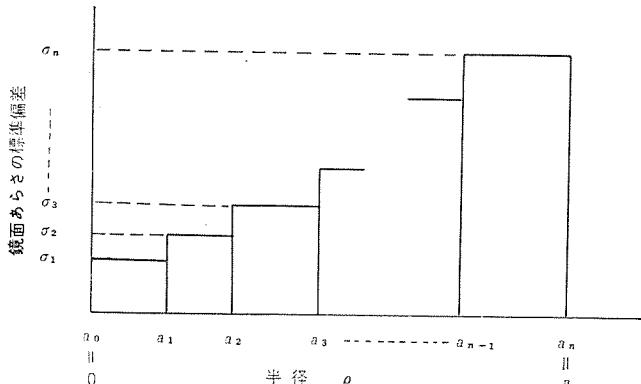


図 3.3 半径方向に階段状に分布する鏡面あらさ
Distribution of surface-roughness.

である。このランダムな位相分布をもつ開口面界分布に含まれる基本ビームモード成分の割合を求めるとき、

$$\eta = \eta_d e^{-(k\Delta)^2} \quad \dots \dots \dots \quad (3.2)$$

となる。ここで、 η_d は集束体が有限であることによる回折損失を表わすものである。したがって、鏡面あらさによる効果は $e^{-(k\Delta)^2}$ で表わされることになり、鏡面あらさの標準偏差 σ とこれによる伝送損失 L_r は

$$L_r = 4.343(k\Delta)^2 \text{ (dB)} \quad \dots \dots \dots \quad (3.3)$$

であることがわかる。この式はアンテナの開口面におけるランダムな位相誤差によるアンテナの利得低下を表わす式とまったく同じである。

集束伝送路の基本ビームモードの集束体開口面内での電力密度は、中央部では高く、周辺部ではきわめて低い。このために鏡面あらさが伝送損失に及ぼす影響は、鏡面の中央と周辺とで大きな差がある。いま、反射鏡の鏡面あらさの標準偏差が、図 3.3 のように、階段状に与えられているとき、これによる伝送損失は

$$L_r = -10 \log_{10} \left\{ 1 - \sum_{i=1}^n \frac{(k\Delta_i)^2}{2} \cdot \frac{e^{-\frac{k}{b}a_{i-1}^2} - e^{-\frac{k}{b}a_i^2}}{1 - e^{-\frac{k}{b}a^2}} \right\} \text{ (dB)} \quad \dots \dots \dots \quad (3.4)$$

となる。ただし、

$$\Delta_i = 2\sigma_i \cos \theta, \quad i = 1, 2, 3, \dots \dots \dots \quad (3.5)$$

であり、 $a_0 = 0$ 、 $a_n = a$ という記号を使っている。式 (3.4) は i の増加とともに、鏡面あらさが伝送損失に及ぼす影響が小さくなることを示しており、同じ伝送損失を与えるために鏡面の中央部のあらさを少し良くすることによって、周辺部のあらさをかなりゆるくできる。たとえば、鏡面を半径方向に 2 等分して、中央部のあらさを一様な場合のあらさの $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 倍におさえると、周辺部のあらさは 1.7 倍までゆるめることができる。

3.3 反射鏡形集束伝送路の設計例

集束伝送路の一つのモデルを考え、ミリ波で使用する場合の伝送損

表 3.1 複反射鏡形集束伝送路の伝送損失
Calculated transmission loss of a dual-reflector type beam waveguide.

集束体の直径 600 mm
集束体の間隔 30,000 mm
反射鏡面あらさ 0.06 mm rms

周波数 GHz	総合伝送損失 dB/区間	回折損失 dB/区間	鏡面あらさによる損失 dB/鏡面
50	0.47	0.4	0.035
75	0.20	0.035	0.08
100	0.28	0.002	0.14

失を求める。モデルは図 3.2 に示すように複反射鏡形集束体を用いるものであって、集束体の間隔を 30,000 mm、集束体の開口直径を 600 mm、反射鏡への入射角を 45 度とする。このときの反射鏡の寸法は、長辺 850 mm、短辺 600 mm のだ円となる。また、鏡面精度は、ランダムであって全面にわたって一様な標準偏差 0.06 mm であるとする。これを周波数 50 GHz～100 GHz で使用するときの伝送損失を計算した結果を表 3.1 に示す。

4. 集束伝送路用ロンチャ

集束伝送路用ロンチャ (Launcher) とは、集束伝送路を励振する機構、すなはち従来の導波管と集束伝送路との変換器である。集束伝送路では基本ビームモードを用いるので、ロンチャは基本ビームモードを能率よく励振することが要求される。

ロンチャの能率を向上させることは、二つの意味で重要である。ロンチャの能率を良くすることによって、一つは集束伝送路全体としての伝送損失が減ることであり、他の一つは集束伝送路に励振される高次モード成分がきわめて少なくなり、漏えい波が少なくて、隣接回線との干渉が減ることである。

ここでは、ロンチャの能率についての考え方を示し、ロンチャのいくつかの例について述べる。

集束伝送路用ロンチャの能率は、導波管からロンチャに供給された電力のうち集束伝送路の基本ビームモードに変換される電力の割合いで定義できる。導波管からロンチャに供給された電力 P_t は、ロンチャの開口面上でのビームモード波に変換される電力 P_q と、ビームモード波にならない電力とに分けて考えることができ、前者はさらに、基本ビームモードに変換された電力 P_m と、高次ビームモードに変換された電力とに分けられる。これより、ロンチャの能率 η は次式で記述できる。

$$\eta = \eta_q \eta_m \quad \dots \dots \dots \quad (3.6)$$

ただし、

$$\eta_q = \frac{P_q}{P_t} \quad \dots \dots \dots \quad (3.7)$$

$$\eta_m = \frac{P_m}{P_q} \quad \dots \dots \dots \quad (3.8)$$

である。

まず、能率 η_m について考察する。図 2.1 の $z=z_L$ の位置に半径 a_L のロンチャを置くとき、ロンチャの開口面上に位相分布が基本ビームモードのそれと等しく、振幅分布が

$$G(\rho) = \begin{cases} g(\rho), & 0 \leq \rho \leq a_L \\ 0, & \rho > a_L \end{cases} \quad \dots \dots \dots \quad (3.9)$$

である。この界分布が存在するものとする。この界分布をビームモードに展開し、そのときの展開係数 $K_{n,0}$ を求める。ロンチャの位置におけるビームモードの断面内界分布は式 (2.11) より

$$f_{n,0}(\rho, z_L) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{z_L}{b}\right)^2}} e^{-\frac{1}{1 + \left(\frac{z_L}{b}\right)^2} \cdot \frac{k}{2b} \rho^2} L_{n,0}\left(\frac{k}{2b} \rho^2\right) e^{-j \frac{z_L}{1 + \left(\frac{z_L}{b}\right)^2} \cdot \frac{k}{2b} \rho^2} \quad \dots \dots \dots \quad (3.10)$$

であるから、展開式は、

$$g(\rho) e^{-j \frac{z_L}{1 + \left(\frac{z_L}{b}\right)^2} \cdot \frac{k}{2b} \rho^2} = \sum_n K_{n,0} f_{n,0}(\rho, z_L) \quad \dots \dots \dots \quad (3.11)$$

となる。この式の両辺に $f_{n,0}(\rho, z_L)$ をかけて $z=z_L$ の全面にわたって積分し、ビームモードの直交性を利用すると、

$$K_{n,0} = \frac{\int_0^\infty g(\rho) f_{n,0}(\rho, z_L) \rho d\rho}{\int_0^\infty \{f_{n,0}(\rho, z_L)\}^2 \rho d\rho} \quad \dots \dots \dots \quad (3.12)$$

を得る。したがって、ロンチャ開口面上の界分布をビームモードで展開したときの基本ビームモードの展開係数 $K_{n,0}$ は式 (3.12) で $n=0$ とおいて求められる。

能率 η_m は、上で求めた展開係数 $K_{0,0}$ および界分布が有限範囲だけに限られていることを考慮して計算すると、

$$\eta_m = \frac{\left\{ \int_0^{aL} g(\rho) f_{0,0}(\rho, z_L) \rho d\rho \right\}^2}{\int_0^{aL} \{g(\rho)\}^2 \rho d\rho \int_0^\infty \{f_{0,0}(\rho, z_L)\}^2 \rho d\rho} \quad \dots \dots \dots \quad (3.13)$$

で表わされる。この能率 η_m は、ロンチャ開口面上の界分布、開口直径および集束体間隔によって決まる。また、開口面界分布が基本ビームモード界分布に近ければ近いほど能率 η_m が良くなることがわかる。

つぎに、能率 η_q は、導波管に供給された電力がロンチャ開口面上のビームモード波として変換されるまでに受ける各種の損失にもとづくもので、ロンチャの形式、構造などによって決まる。

集束伝送路用ロンチャとしては

- (1) 電磁ホーンと誘電体レンズの組み合わせ⁽⁵⁾
- (2) 複反射鏡形ロンチャ⁽⁶⁾
- (3) 四反射鏡形ロンチャ⁽⁷⁾

などが考えられている。電磁ホーンと誘電体レンズの組み合わせは、電磁ホーンの放射電磁界のうちの位相分布を誘電体レンズで補償することにより、基本ビームモードの位相分布と一致させるものであるが、振幅分布については電磁ホーンの放射特性できしまっててしまうので、振幅分布を基本ビームモードのそれと一致させるのが困難である。複反射鏡形ロンチャは、ロンチャ開口面上に振幅分布、位相分布とともに基本ビームモード界分布と等しい界分布を得るために、電磁ホーンと2枚の反射鏡を用いるものである。反射鏡を回転対称面で構成するときは、開口面上に一方の反射鏡がくるので能率に上限があるけれども、十分に高能率が得られる。四反射鏡形ロンチャは、電磁ホーンと4枚の回転対称反射鏡を用いるものであって、複反射鏡形ロンチャの能率の上限をなくすことができるとともに、放射特性の良好なロンチャが実現できる。

5. む す び

集束伝送路の伝送特性について述べ、この伝送路の基本ビームモードを用いることによってきわめて低損失な伝送路であることを示している。ミリ波領域で集束伝送路を使用するときには、反射鏡形集束体を用いるのが有効であることがわかり、特に、複反射鏡形集束体を用いる場合には、集束伝送路の曲がりなどが容易に実現できるので、実際に集束伝送路を敷設するときに問題となる地理的制約などを受けることが少なく有利である。また、反射鏡の鏡面あらさと伝送損失との関係を調べ、アンテナにおける開口面位相誤差によるアンテナの利得低下と同様の関係であることがわかった。

集束伝送路の低損失伝送に不可欠な機構であるロンチャについて、ロンチャの能率を向上させるための条件およびそのための二、三の方法について検討した。

集束伝送路、特に複反射鏡形集束伝送路はミリ波領域の電磁波を低損失に伝送する伝送路の一つとして有効である。

(昭和 45-10-2 受付)

参 考 文 献

- (1) G. Goubau and F. Schwering : On the Guided Propagation of Electromagnetic Wave Beams, IRE Trans., AP-9, pp. 248~256 (May, 1961)
- (2) J. R. Christian and G. Goubau : Experimental Studies on a Beam Waveguide for Millimeter Waves, IRE Trans., AP-9, pp. 256~263 (May, 1961)
- (3) J. E. Degenford, M. D. Sirkis and W. H. Steier : The Reflecting Beam Waveguide, IEEE Trans., MTT-12, pp. 445~453 (July, 1964)
- (4) 大森, 金井, 井上 : 電波集束伝送路の伝送損失, 昭40信学全大, No. 312
- (5) R. J. Chaffin and J. B. Beyer : A Low Loss Launcher for the Beam Waveguide, IEEE Trans., AP-9, p. 555 (1964)
- (6) 武市, 竹居 : 集束伝送路用高能率ロンチャ, 昭42連大, No. 1290
- (7) 武市, 竹居 : 集束伝送路用四反射鏡ロンチャ, 昭44信学全大, No. 475

ハイブリッドマイクロ波集積回路

近藤 輝夫*・根本 幸昭**・堀切 賢治**・浜中 宏一***

Hybrid Microwave Integrated Circuits

Communication Equipment Works Teruo KONDO

Kamakura Works Yoshiaki NEMOTO・Kenji HORIKIRI

Central Research Laboratory Koichi HAMANAKA

Studies have been made on impedance, effective dielectric constant, attenuation and temperature dependence of the microstrip line extensively used for hybrid microwave integrated circuits. Based on the result, further investigation has been made on such passive circuits as hybrid circuits, directional couplers, filters and terminations, and, mixers, diode switches, diode phaseshifters and Doppler radar front ends have been integrated, the result of which is reported. Also Doppler radars of compact, lightweight and handy type FM-CW system using ordinary integrated circuits for a low frequency section are taken up for discussion.

1. まえがき

マイクロ波回路の小形化はプリント基板などを用いて行なわれていたが、本格的なマイクロ波集積回路（以下マイクロ波ICと呼ぶ）としては、約10年前に米国においてフェイズドアレイレーダ用として開発が始められて以来、製作技術と半導体素子の進歩とあいまって急速に発展してきており、またマイクロ波回路のIC化の要求も大きくなっている。

マイクロ波ICには、半導体を基板として受動回路と半導体素子を完全に一体化して製作するモノリシックICと、誘電体を基板として受動回路のみを一体化し、半導体素子はあづけするハイブリッドICとがある。モノリシックICは特性および製作技術上いまだ種々の問題が残されており、現在のところハイブリッドICがマイクロ波ICの主流となっている。

本文はXバンド以下の周波数を対象として開発したアルミナを基板としたハイブリッドマイクロ波ICについて述べている。前半は受動回路の基本構成要素であるマイクロストリップ線路のインピーダンス、等価誘電率、線路損失および温度特性の実験結果について、後半はIC化マイクロ波回路として、主要な受動回路素子、ミクサ、ダイオードスイッチおよびダイオード移相器について述べ、さらに、これらを用いたドップラーレーダについて述べてある。

2. マイクロストリップ線路

2.1 基板とメタライゼーション

ハイブリッドマイクロ波IC用基板⁽¹⁾としては、(1)高誘電率・低損失材料で周波数および温度に対して一定かつ経年変化が小さい、(2)表面がち密・平滑で板厚の公差が小さい、(3)金属との密着性が良い、(4)熱伝導度が大きい、(5)化学的に不活性、(6)安価で入手可能等の条件を満足することが望ましい。実用上、この条件に近い基板として高純度アルミナ基板（純度97%、表面アラサ1μH_{max}）を当社のマイクロ波IC基板に使用している。

マイクロストリップ線路（図2.1）の導体は、無電解銅メッキで作製する方法もあるが基板と導体との密着性が良くないため、図2.1に示すように基板上にCrを200~300Å、さらにCuを約1,000Å蒸着して基板と導体の密着性を良くし、その上に電気メッキによりCu

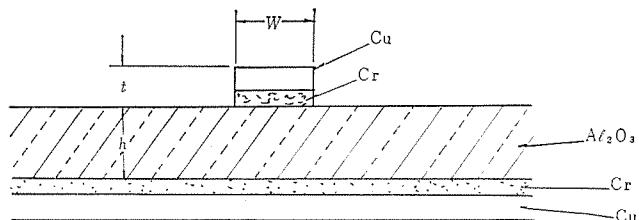


図2.1 マイクロストリップ線路
Structure of microstrip line.

を7~10μ付けている⁽²⁾。導体とアルミニウム酸化物基板の密着強度は750g/cm²以上あり、この導体にコネクタ・抵抗・コンデンサ・ダイオード・トランジスタをボンディングしても実用に十分耐える密着強度である。また無電解銅メッキで作成したものと比較すると7倍以上も密着性が良い。このようなメタライゼーションによる基板の環境条件はMIL規格を満足していることも確認してある。

マイクロストリップ線路の回路パターンは、一般集積回路で使っているフォトエッチングの技術を使った。パターンの寸法精度は10μ以内であり、寸法精度の点では20GHz帯まで十分使える。また同一パターンを高精度で、多量にしかも廉価に製作できる特長がある。

2.2 特性インピーダンス

マイクロストリップ線路のインピーダンスは基板材料の誘電率ε_{r'}、基板の厚さh、線路幅Wによって決まる。基板に種々のW/hの線路パターンを作り、TDR (Time Domain Reflectometer) で測定した結果と Wheelerの理論⁽³⁾から求めたインピーダンスとを図2.2に示してある。理論ではwide strip (W/h≥0.1)とnarrow strip (W/h≤1)領域に分けていて、0.1≤W/h<1の領域では、同じW/hに対してインピーダンスは異なる値になる。実験結果はW/hが1より大きい場合はwide strip領域の理論に良く一致し、W/hが1より小さい場合はnarrow strip領域の理論に良く一致していることがわかった。この結果をもとにして種々の受動回路を設計し、3.1節に示すような良好な結果を得た。

2.3 損失⁽⁴⁾

マイクロストリップ線路の損失はSバンドで0.02dB/cmと小さい。したがって損失の精密な測定はhigh Qの得られるring resonatorを使って2.1節で述べた基板(h=1.0, 0.635, 0.51)の線路について

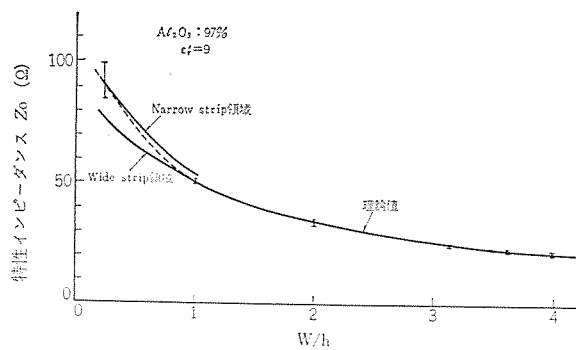


図 2.2 TDR による特性インピーダンスの測定結果
Characteristic impedance measured by using TDR.

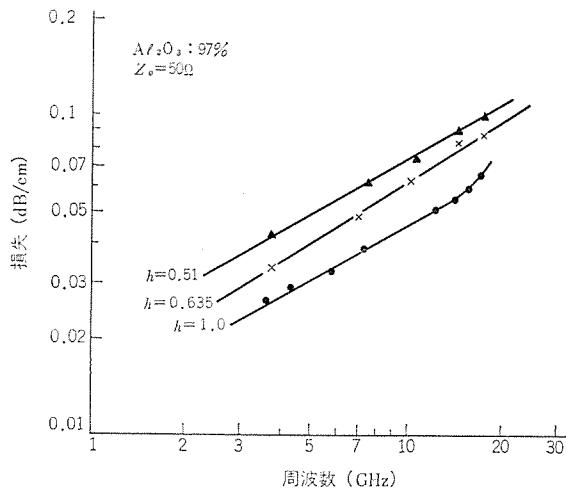


図 2.3 損失の周波数特性
Experimental attenuation data for microstrip line on alumina substrate.

3.7 GHz から 18 GHz で測定した。その測定結果は図 2.3 に示す。線路損失はインピーダンス一定のとき、基板厚 h に逆比例するため、低損失が要求される場合は基板は厚いほうが良いが、周波数が高くなると回路パターンが作れなくなるとの、放射損・高次モードが発生するため、基板の厚みが制限される。

2.4 等価誘電率

マイクロストリップ線路はストリップ導体の上側は空気、下側は高誘電体でしめられており、電磁界分布は上・下の誘電率の違いから対称でない。したがって基板の誘電率は等価誘電率で表わされる。その関係式はつぎのとおりである⁽¹⁾。

$$\epsilon_{eff} = 1 + q(\epsilon_r' - 1)$$

ここで、 ϵ_{eff} は等価誘電率、 ϵ_r' は基板の誘電率、 q は W/h で決まる filling factor である。この等価誘電率の測定には前節の損失測定に使用した ring resonator を使った。この共振器は波長の整数倍で共振するので等価誘電率 $\epsilon_{eff} = (nc/Lf_0)^2$ ・(ここで n は整数、 c は光速度、 L はリング長、 f_0 は共振周波数) から求められる。マイクロストリップ線路の伝搬モードは TEM モードとして取扱われる場合が多いが、実際は純粋な TEM モードでないため、基板の厚さ、線路幅のみならず、周波数によって等価誘電率は変わる。ここでは基板 $h=1.0, 0.635, 0.51$ 、インピーダンス $z_0=50 \Omega$ の場合について実測し、図 2.4 に示す。実際の受動回路の設計はこの等価誘電率と基礎実験データから得た補正值を使って行なっている。

2.5 温度特性

等価誘電率の温度特性は前節の ring resonator を使って測定した。

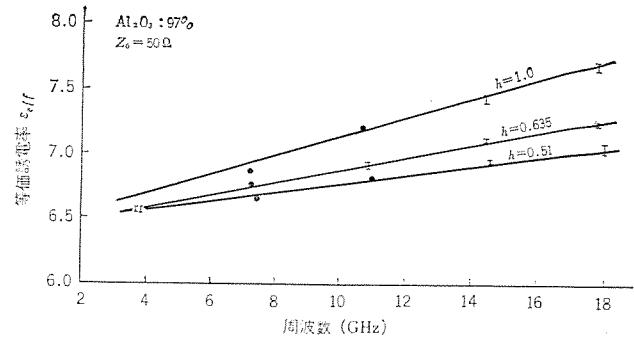


図 2.4 等価誘電率の周波数特性
Effective dielectric constant against frequency.

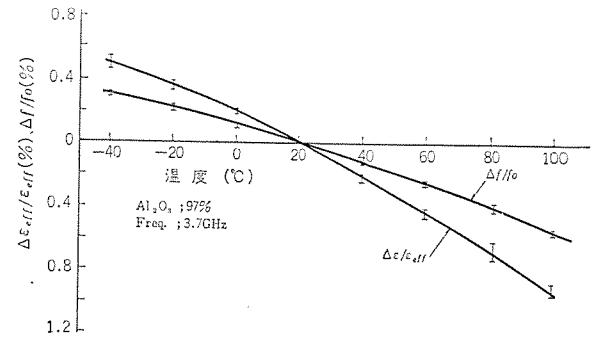


図 2.5 等価誘電率の温度依存性
Temperature dependence of effective dielectric constant and resonance frequency for microstrip ring resonator on alumina substrate.

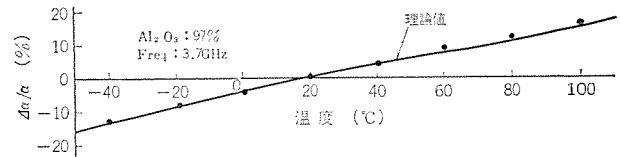


図 2.6 損失の温度特性
Temperature dependence of attenuation for microstrip line on alumina substrate.

温度変化で、基板の伸縮があり、ring の径が変わり共振周波数が変わるために、誘電率の温度特性は基板の膨張係数を考慮して補正した。図 2.5 の測定結果が示すように、等価誘電率の温度変化は基板の伸縮による影響に比較して大きい。いずれにしても回路パターンは基板と一体になっているため、フィルタ・共振器の温度特性には両者が影響する。アルミナ基板の場合は -40°C から 100°C の範囲で 20°C の値を基準にして周波数で $+0.3\%$ から -0.5% 変化する。

アルミナ基板を使った線路損失は誘電体損が導体損より 1 けた以上小さくほとんど無視でき、損失の温度特性も基板にメタライズした導体の比抵抗の温度特性に支配されることが予想される。図 2.6 は実測した損失と導体の温度係数から計算した損失とを示したもので、両者は良く一致しており、この予想の正しいことを立証している。

3. IC 化マイクロ波回路

3.1 受動回路

ここに述べる受動回路は、いずれも厚さ $h=1 \text{ mm}$ のアルミナ基板(国産)に 2 章で述べた方法で作成したマイクロストリップ線路で構成したものである。

IC 化ハイブリッド回路としては、一般にブランチラインカップラおよびラットレス回路が使用されることが多い。4 GHz 帯において、ブランチインカップラは 10 % バンド幅、ラットレス回路は 20 % バンド幅で VSWR

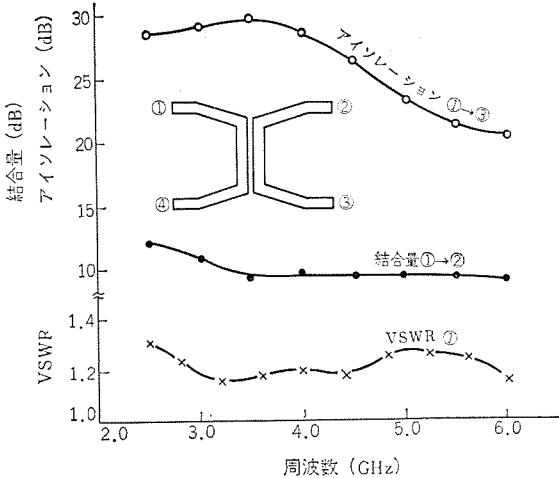


図 3.1 方向性結合器特性
Characteristics of side coupled directional coupler

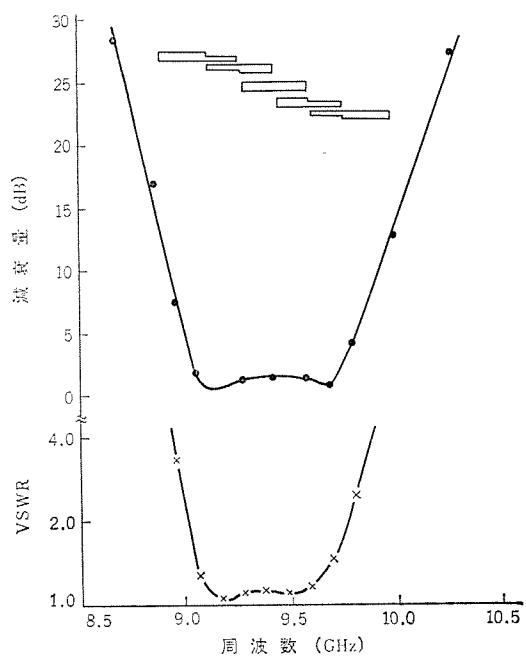


図 3.2 帯域通過 フィルタ特性
Characteristics of band-pass filter.

1.25 以下、アイソレーション 20 dB 以上、そう入損失 0.3 dB 以下、結合量の差 ± 0.3 dB 以下である。X バンドではやや特性の劣化がみられるが十分使用に耐えうる結果が得られている。

サイドカッパル形方向性結合器の一例として図 3.1 に中心周波数 4 GHz で設計した 10 dB 結合器の特性を示す。マイクロストリップ線路で構成したこの種の方向性結合器は、偶モードと奇モードとの位相速度が異なるため大きな方向性が得られない⁽⁴⁾。大きな方向性が必要な場合はオーバレイ形にするなど特別のくふうが必要である。

図 3.2 に中心周波数 9.375 GHz、バンド幅 10 % で設計した 3 段の maximally flat 形の帯域通過 フィルタの特性を示す。

図 3.3 は NiCr 薄膜抵抗体で構成したマイクロストリップの無反射終端器の特性で、抵抗体の終端を接地する広帯域特性のものと、狭帯域であるが製作が容易な抵抗体の後に $\lambda/4$ の開放線路を接続したものの 2 種類を示してある⁽⁵⁾。

3.2 ミクサ

レーダの受信部、低雑音受信回路にミクサが使用される。IC 化ミクサは基板にプリント化された受動回路とボンディングしたダイオードから

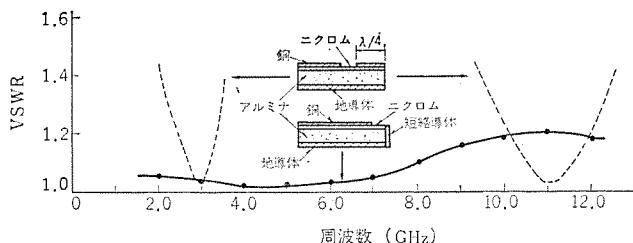


図 3.3 無反射終端器特性
Characteristics of microstrip termination.

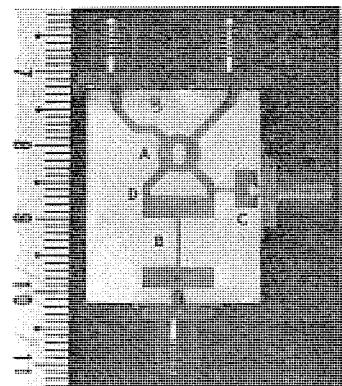


図 3.4 バランスマキサ
Balanced mixer.

構成されている。図 3.4 は $30 \times 30 \times 1 \text{ mm}^3$ のアルミナ基板に ブランチラインカッパ (A)、低域通過 フィルタ (B)、IF 帯路回路 (C) のパターンを フォトエッチングにより作り、ビームリードダイオード (D) を ボンディングした IC 化ミクサである。導体は防食とダイオードボンディングを容易にするため金メッキしてある。ミクサ用ダイオードはビームリードダイオードを使用すればパッケージの寄生効果も小さく、かつインピーダンス整合もストリップ幅を変えて容易に整合がとれ、しかも製作がきわめて簡単である。ミクサの動作周波数は ブランチラインカッパの中心周波数で決まる。ミクサの特性の一例をあげるとつぎのとおりである。

周波数	: 10 GHz
局発電力	: 3 mW 以上
雑音指数	: 7 dB (IF = 30 MHz, 受信器の NF ≤ 1.5 dB)
ダイオード	: Si シットキバリヤダイオード (ビームリード, ピル形)
寸法	: $30 \times 30 \times 6 \text{ mm}^3$ (コネクタを除く)
重量	: 23 g

3.3 ダイオードスイッチ⁽⁶⁾

PIN ダイオードを使用した 4 GHz 帯 SPDT (単極双投) スイッチを図 3.5 に示す。使用した PIN ダイオードはピル形のケースに入ったもので、その寄生 リアクタンスのために 4 GHz 帯で広帯域にわたって良好な特性を得るのは困難なので、狭帯域であるが良好な特性が得られる共振形の回路構成とした。共振回路はダイオードと先端開放線路および先端短絡線路により、順バイアス時に直列共振、逆バイアス時に並列共振となるように構成されている。また、この共振回路一段では十分なアイソレーションをうることができないので、 $\lambda/4$ 離したところにさらに一段同じ共振回路を入れて高アイソレーションを得ている。図 3.6 に本スイッチの特性を示す。なお使用アルミナ基板の寸法は $50 \times 30 \times 1 \text{ mm}^3$ である。

3.4 ダイオード移相器⁽⁷⁾

4 GHz 帯 ダイオード 移相器を図 3.7 に示す。本移相器は 22.5 度ステップ、4 ビットで、22.5 度および 45 度ビットはローデッドライン形、90 度および 180 度ビットはハイブリッドカッパ形で構成されている。所要

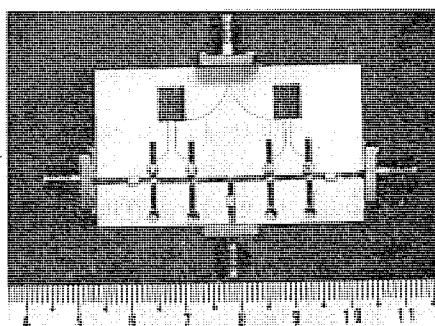


図 3.5 SPDT ダイオードスイッチ
SPDT diode switch.

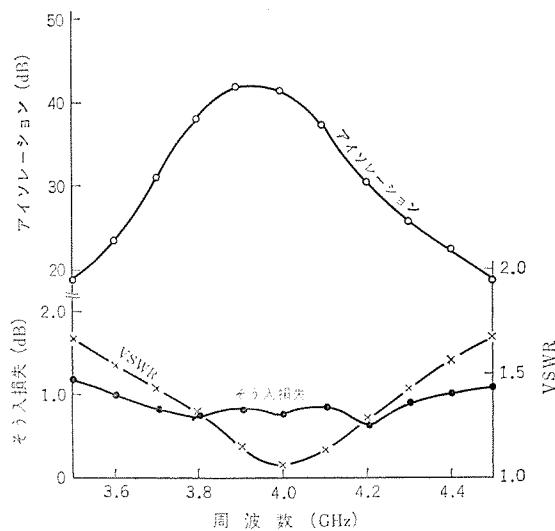


図 3.6 SPDT ダイオードスイッチ 特性
Characteristics of SPDT diode switch.

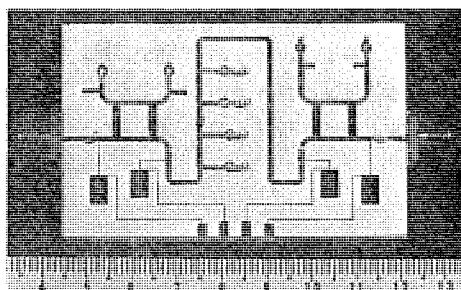


図 3.7 ダイオード 移相器
Diode phase shifter.

移相量は、ローデッドライン形ではダイオードから主線路までの線路長とダイオードに付加した短い短絡線路の長さを適当に選ぶことによって、ハイブリッドカップル形ではスタブ(短かい先端開放線路)の長さと、ダイオードからスタブまでの線路長を適当に選ぶことによって実現することができる。本移相器の特性を図 3.8 に示す。VSWR 特性は移相量切換えによって生ずる VSWR 変化の最大値の包絡線を示してあり、そう入損失特性は移相量切換によって生ずる損失変化の最大値と最小値の包絡線を示してある。使用アルミニウム基板の寸法は $78 \times 50 \times 1$ mm^3 である。

3.5 ドップラーレーダ⁽⁶⁾

マイクロ波 IC は通信・レーダ等に多く応用されるがここでは、その一例としてドップラーレーダについて述べる。ドップラーレーダはマイクロ波のドップラ効果を利用して移動目標の速度や方向を検知するものである。

図 3.9, 3.10 は当社で開発した IC 化ドップラーレーダのブロック図および外観図を示したものである。図 3.9 において、アンテナ部は

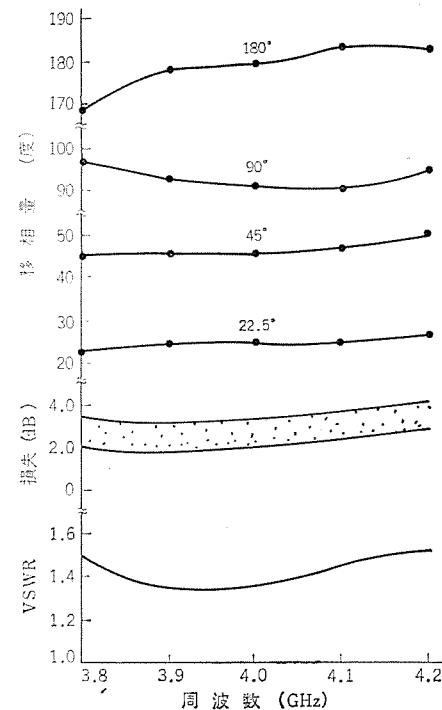


図 3.8 移相器 特性
Characteristics of diode phase shifter.

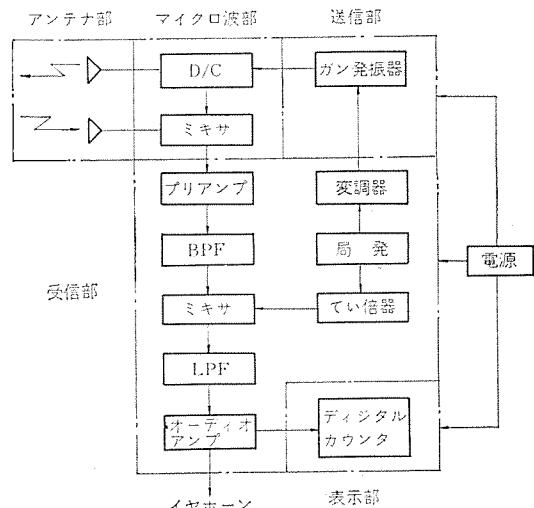


図 3.9 FM-CW 方式 ブロック図
Block diagram of FM-CW radar.

リント化したダイポーラアレイで別のアンテナにも簡単に取替えが可能である。マイクロ波部も IC 化した方向性結合器(D/C)とバランスドミクサからなる。送信部は同軸形のガン発振器である。受信部は既製リニア IC の組み合わせで構成しており、ドップラ信号はイヤホンおよびデジタルカウンタで検出する。また電源部は取っ手の中に装置されている。長時間の使用には充電回路やモニタ用計器を備えもつた肩掛け式のものも準備されている。

主要性能は

最大探知距離 : 500 m (自動車)

送信周波数 : 9,500 MHz

送信出力 : 30 mW

ビーム幅 : 水平 15 度

垂直 40 度

利得 : 13 dB

であり、本体の重さは約 1 kg である。

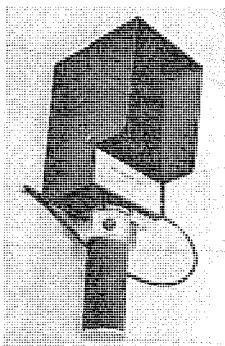


図 3.10 ハンディレーダの外観図 Handy radar.

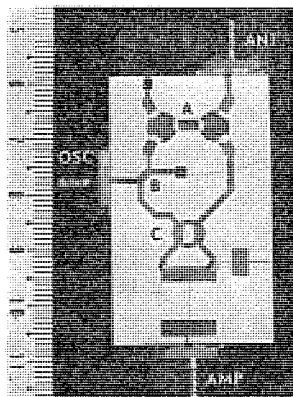


図 3.11 ドップラーレーダフロントエンド
Front end of Doppler radar.

またこのほかにドップラーレーダ用マイクロ波部として、より集積度の高い図 3.11 のものを開発した。これは $30 \times 30 \times 1 \text{ mm}^3$ のアルミナ基板に、送受共用アンテナを接続できる広帯域化 4 端子サーキュレータ(A), 局発電力を供給するための方向性結合器(B), 3.2 節で述べたバランスドミクサ(C)から構成されている。なおサーキュレータ, 方向性結合器の無反射終端器は 3.1 節で述べた開放端から $\lambda/4$ のところに $50\Omega/\square$ の抵抗体をつけて構成した。マイクロ波の特性はつぎのとおりであ

る。

周波数 : X バンド
帯域幅 : 6 % 以上
雑音指数 : 8 dB (サーキュレータ, 線路損失が 0.5 dB 含まれる)
局発電力 : 30 mW 以上 (方向性結合器の結合度によって変わる)
寸法 : $30 \times 50 \times 7 \text{ mm}^3$
重量 : 38 g

また送・受別々のアンテナを使用する場合は、サーキュレータは不要である。

4. む す び

アルミナを基板としたマイクロストリップ線路の基本的諸特性の検討、およびマイクロ波 IC の開発・試作を行ない、X バンド以下の周波数においては十分実用に供し得る結果を得ることができた。ひきつづいて実用化の段階で問題となる基板特性のばらつきの検討と環境試験を行なっており、さらに K バンドにおける IC 化も進めている。

参 考 文 献

- (1) H. A. Wheeler : IEEE Trans., MTT-13, No. 3, 172 (1965)
- (2) 太田, 中原, 堀切 : 信学誌, 52, No. 11, 1,381 (昭 44)
杉浦ほか : 昭 44 信学全大, No. 448
- (3) 根本, 堀切, 浜中 : 信学会, マイクロ波研資, MW 70-10
(昭 45-06)
- (4) D. Kelly et al. : IEEE Trans., MTT-16, No. 8, 560 (1968)
- (5) 杉浦, 井上, 藤原, 浜中, 堀切 : 昭 45 連大, No. 1,357
- (6) 中原, 根本, 堀切, 西岡 : 昭 45 連大, No. 1,366
- (7) 中原, 根本, 堀切, 西岡 : 昭 45 連大, No. 1,369
- (8) 中原, 根本, 堀切, 西岡 : 昭 44 信学全大, No. 531
中原, 根本, 堀切, 西岡 : 昭 45 連大, No. 1,461

マイクロ波直接発振素子

藤林 豊次*・近藤 明博*・三木秀二郎*・三井 茂*

Solid-State Microwave Oscillator Diodes

Kitaitami Works Keiji FUJIBAYASHI・Akihiro KONDÔ・Shujiro MIKI・Shigeru MITSUI

The article describes Gunn diodes and IMPATT diodes put into practical use and also a manufacturing method of vapor grown GaAs crystals that are used as the material for Gunn diode by means of Ga/AsCl₃/H₂ process. How to improve the mobility and the impurity distribution posing problems in operation is indicated together with representative characteristics of the X-band and the K-band as for Gunn diode; the parallel operation as a method of delivering high output is among discussion. In connection with Read diode, typical characteristics and parallel-running characteristics of the K-band are quoted. Taking account of inductance and stray capacitance of the package, computer simulation is executed and the design criteria is displayed.

1. まえがき

最近マイクロ波半導体の進展は著しいものがあり、半導体材料技術の進歩とともにより高出力、より高周波の領域へと用途が拡大されつつある。素子の種類としてはトランジスタ、ガンドイオード、インパットダイオード、バラクタダイオード、ショットキーバリヤダイオードなど多種類にわたっている。材料としてはSi, GaAsが使用されており、周波数があがるにつれてSi素子よりもGaAs素子が多く用いられる。

われわれは十年前からGaAs素子の開発をはじめ、GaAsバラクタの製品化を行なうなどマイクロ波半導体素子の実用化を計ってきたが、ここではその中のガンドイオードおよびインパットダイオードについて、また特に材料的に問題が多いガンドイオード用GaAs結晶の製作技術について述べる。

2. ガンドイオード用GaAs結晶

ガンドイオードの発振特性に及ぼす材料結晶の影響はきわめて大きく、要求される材料特性は相当きびしいものがある。

ガンドイオードは通常N⁺NN⁺構造をとっており、N層の厚みは、数μ～数十μである。このためN層の生成はN⁺基板上に、気相エピタキシャル法あるいは液相エピタキシャル法によっている。いずれの場合も良好なガンドイオード特性を得るために、

- (1) N層の移動度が大きいこと
- (2) キャリヤ濃度が所定の範囲に制御されていること
- (3) キャリヤ濃度分布が均一で、N⁺基板とN層の境界でキャリヤ濃度の低下がないこと
- (4) ダイオードの動作温度においても、キャリヤ濃度分布の変化による劣化を生じないこと
- (5) 結晶欠陥が少なく、有害な深い不純物準位を含まないこと
- (6) エピタキシャル層の厚みが均一で制御されていること

が必要である。

気相成長と液相成長はいずれも一長一短があるが、ここでは気相エピタキシャル結晶についてのみ報告する。

気相エピタキシャル成長装置の概略を図2.1に示す⁽¹⁾。原料としてGa, AsCl₃を用い、キャリヤガスとしてパラジウム膜を通した精製H₂を用いている。炉は三つの異なる温度領域を有する3ゾーン方式で、Asゾーンの温度は400～550°C、Gaゾーンは800～900°C、基板ゾーン

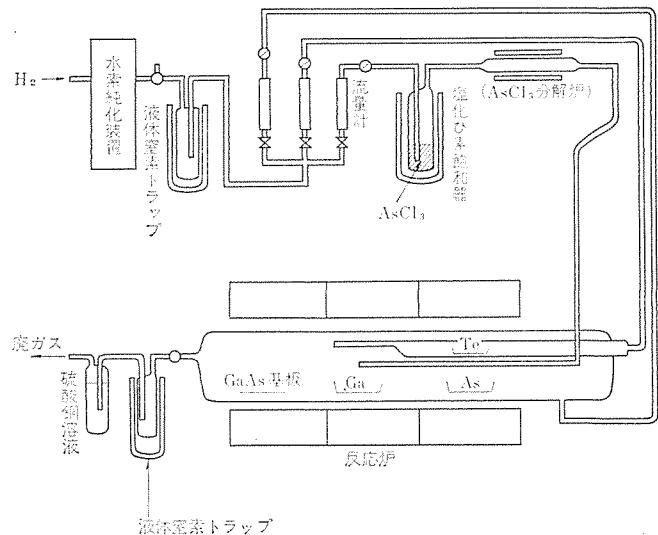
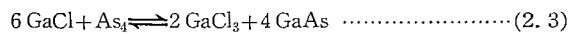
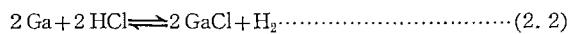


図2.1 GaAs気相エピタキシャル装置
GaAs vapour epitaxy apparatus.

は750°Cである。分解炉を使用せずに、AsCl₃を直接Gaゾーンに移送し、GaゾーンでAs₄とHClに分解することもある。AsゾーンはAsCl₃分解炉を用いる場合は、Asの供給源として、また分解炉を使用しない場合はAs圧力を制御するために必要である。最も簡単な場合は、AsCl₃分解炉もAsゾーンも用いないで、Gaゾーンと基板ゾーンの2ゾーン方式でエピタキシャル成長させる。

いずれの場合も反応は次式に従うものである。



基板ゾーンでは式(2.3)に従ってGaAsが基板上に成長する。Gaは純度99.9999%および99.99999%のものを用いたが、Gaの純度はGaAsのエピタキシャル層のキャリヤ濃度にそれほど影響を与えない。AsCl₃の純度はキャリヤ濃度および移動度に大きく影響する。純度99.999%と99.99999%では明らかに差が認められた。また99.99999%と称するものでも、AsCl₃のロット間にばらつきが認められたが、最近はかなり安定してきている。

エピタキシャル層の特性は、Cr-doped semi-insulating GaAs基板上のエピタキシャル層のホール係数から類推するとともに、磁気抵抗効果

の測定から、 N^+ 基板上のエピタキシャル層の特性を直接測定する方法をとっている。Cr-doped 基板のモニタと N^+ 基板上のエピタキシャル層では、移動度、キャリヤ濃度にかなりの差異を生じていることがある。磁気抵抗効果法を用いればガンドイオード製作後の動作層の移動度、キャリヤ濃度も知ることができる。ホール移動度に比べ少し値が小さいが、室温での移動度 $6,000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ 以上、 77°K で $30,000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ あれば、実用に供しうるダイオードが得られる⁽²⁾。

気相エピタキシャル層のキャリヤ濃度は、Ga ゾーン温度、As ゾーン温度、基板温度、 AsCl_3 の流量等によって影響される。Ga ゾーンと基板ゾーンのみの2ゾーン方式の場合、基板温度 750°C にして、Ga 温度を $770^\circ\text{C} \sim 900^\circ\text{C}$ まで変化させた実験では、Ga 温度が低いほど補償される度合が大きく、Ga 温度 800°C 以下では、アクセプタ濃度を $1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ 以下に抑えることは困難である。 77°K での移動度が最大を示したのは、Ga 温度が 850°C のときで、室温でのキャリヤ濃度 $5.9 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ 、移動度 $8,500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ に対して、 77°K では、それぞれ $7.1 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ 、 $72,000 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ である。ドナ濃度およびアクセプタ濃度は 77°K の移動度と、C. M. Wolfe⁽⁴⁾ の図から求める方法をとっている。この場合、おおの $N_D = 1.1 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$ 、 $N_A = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ である。

X-K バンドのガンドイオード用エピタキシャル結晶では、とくにドーピングを行なわずに、 AsCl_3 の流量を制御することによって、キャリヤ濃度の制御を行なっている。 $10^{16} \sim 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ のキャリヤ濃度をもったエピタキシャル層を得るために Sn または Te をドープした GaAs 結晶を Ga と基板の間に設置することにより行なっている。 $10^{17} \sim 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ のドーピングは、図 2.1 に示したように Te 単体を設置し、Te ゾーンの温度と H_2 ガスの流量によってドーピング量の制御を行なっている⁽⁴⁾。

キャリヤ濃度分布もガンドイオード特性にとって重要な問題である。GaAs 気相エピタキシャル法では、 N^+ 基板とエピタキシャル層の境界近傍にキャリヤ濃度の低下する部分があり、高抵抗領域を生じる⁽⁵⁾。この原因は Cu などの蓄積やエピタキシャル成長初期の As や GaCl の蒸気圧に関係するものであるとされている。高抵抗層の発生を防ぐために三つの方法をとっている。(1) は基板からの auto doping や out diffusion と熱処理効果を併用した方法で、Ga 温度とエピタキシャル成長時間を適当に選ぶことにより、高抵抗層は発生しない。(2) は N^+ 基板表面を気相エッティングすることにより、良好なキャリヤ濃度分布を得ている⁽⁶⁾。基板温度とエッティング速度の関係を図 2.2 に示す。エッティングは 900°C で 10 分間以上行なえば光沢のよい面が得られる。20 分以上エッティングした後 750°C で引き続き N^- 層のエピタキシャル成長を行なうと、高抵抗領域の存在しないエピタキシャル層を得ることができる。ただし急激なエッティング条件では、ダイオード組立後整流性を示すものがある。(3) の方法は成長初期の As 圧を高くすることで、 AsCl_3 の流量制御あるいは As ゾーンの温度制御により、高抵抗層は認められない。

As grown のエピタキシャル層で高抵抗層が認められなくても、熱処理を行なうと基板境界に高抵抗層が発生することがある。この場合は、ガンドイオードの寿命を劣化させる原因となる。実用化されているガンドイオード用エピタキシャル結晶は、 N^+ 基板のドーピング、Ga 温度、エピタキシャル成長時間等の成長条件と熱処理結果とについて綿密な実験、検討を加えている。

以上種々の成長条件、移動度、キャリヤ濃度分布、寿命試験等の検討に加え、フォトミネッセンスや質量分析による不純物も調べられてお

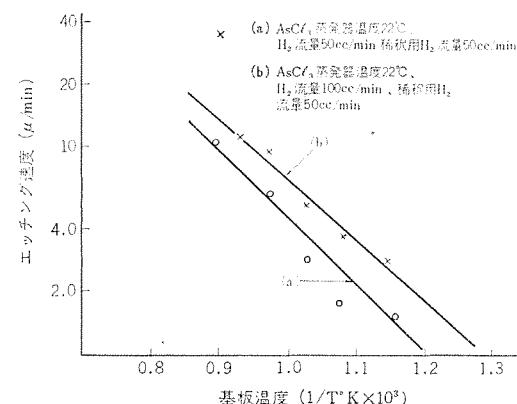


図 2.2 基板温度とエッティング速度の関係
Relation between substrate temperature and etching rate.

り、これらの技術のもとに作られたエピタキシャル GaAs 結晶からガンドイオードが製作され、実用に供されている。

3. ガンドイオード

ガンドイオードの特長としては、低い直流電圧(約 10 V)で数十 mW ～ 数百 mW の連続マイクロ波電力を発振し、雑音が低いことなどがあげられる。出力に関してはインパットダイオードより劣るが、種々のメリットをもっているため高出力化を目標にいろいろな試みがなされている。また実用化のためには信頼性、寿命が重要な問題である。

当社ガンドイオードは図 3.1 のような外観をしている。ガンドイオードの中心部である半導体部は図 3.2 に示すように、GaAs からなるメサ形サンドイッチ四層構造を形成しており、その上下にオーム性金属電極が取り付けられている。従来知られているガンドイオードは N^+ 層と金属電極の間の N^{++} 層がない、いわゆる三層構造をしているが、この間に N^{++} 層を入れることにより完全で安定なコンタクトが得られる。この四層構造はダイオードの信頼性を高め、より高温に耐える効果をもっている。

ガンドイオードのペレットは熱放散をよくするため、パッケージの放熱電極スタッドに倒置状に取りつけられている。他の電極はパッケージ上部電極に全線を通してつながれている。

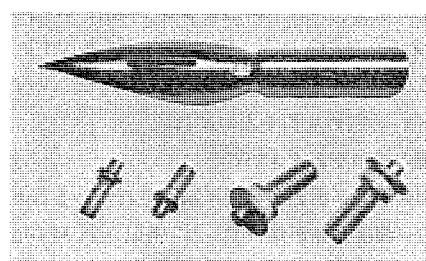


図 3.1 X バンド用および K バンド用ガンドイオード
(大形ダイオードは X バンド用、小形ダイオードは K バンド用)
X-band and K-band Gunn diodes.

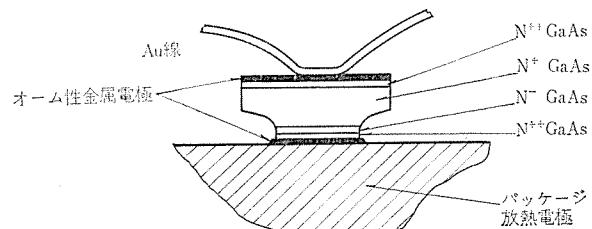


図 3.2 ガンドイオードの構造
Structure of Gunn diode.

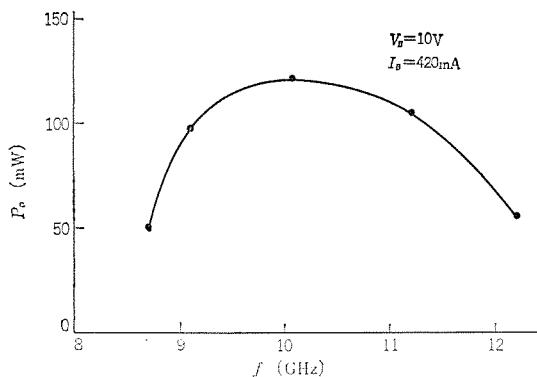


図 3.3 X バンド ガンダイオード の発振周波数と出力の関係
Frequency characteristics of output power of a X-band Gunn diode.

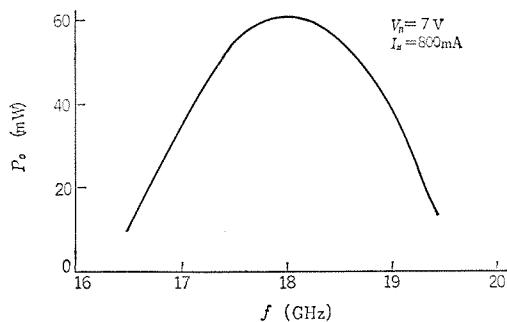


図 3.4 K バンド ガンダイオード の発振周波数と出力の関係
Frequency characteristics of output power of a K-band Gunn diode.

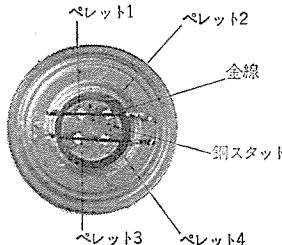


図 3.5 並列マウント ガンダイオード
Gunn diode connected in parallel combination.

ガンダイオードの基本発振周波数は動作層、すなわち N^- 層の厚み L で決まり⁽⁷⁾、10 GHz の発振周波数を得るために $L=10 \mu$ である。連続動作で最も効率よく動作させるための N^- 層キャリヤ濃度 n は、 $nL=1 \sim 3 \times 10^{12}/\text{cm}^2$ の関係を満たす範囲にある。

図 3.3 および図 3.4 は当社 X バンドおよび K バンド用 ガンダイオードの代表的特性例である。発振周波数 f はキャビティを用いて数 GHz の帯域にわたって同調することができる。発振動作効率として 2 ~ 3 % のものが普通である。

ガンダイオードの発振周波数の温度依存性 df/dT は一般には負であるが、動作層のキャリヤ濃度 n を大きくするほどこの依存性は減少する⁽⁸⁾。

しかし ガンダイオードの発振特性、すなわち周波数同調特性、発振効率、温度依存性、電圧依存性、負荷依存性、雑音特性は発振器として使用するキャビティの特性に強く依存する⁽⁸⁾。

ガンダイオードの高出力化としては、いくつかのダイオードのペレットを並列または直列接続して動作させる方法がある⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。ここでは当社で行なった並列動作実験について紹介する。

実験は表 3.1 に示した 3 種類の比抵抗の異なる X バンド用 ガンダイオードのペレットを、それぞれ同一 パッケージ中に並列マウントした場

表 3.1 並列動作試験に用いた 3 種類の ガンダイオードペレット
Three types of Gunn diode pellets used in the parallel-running experiment.

タイプ	ρ ($\Omega \cdot \text{cm}$)	寸法 (μ)	RL (Ω)
I	2.0	180×180×9	5.5
II	0.4	140×140×9	1.7
III	0.35	110×110×9	2.5

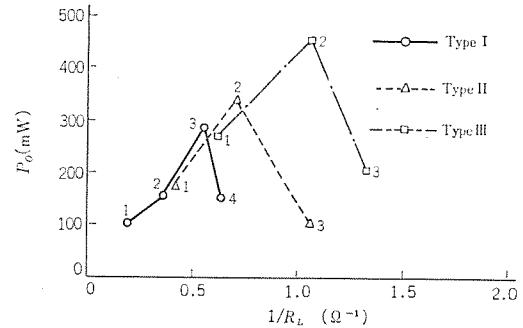


図 3.6 低電界抵抗の逆数と出力の関係。(図中各点に対応する数字はペレットの数を示す)
Output power vs. inverse of low field resistance. The number of Gunn diode pellets are indicated at each point.

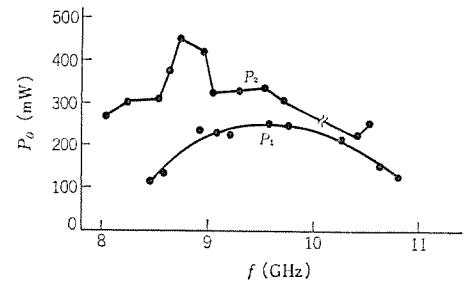


図 3.7 タイプ III の ガンダイオード の発振周波数と出力の関係。
(添字の数はペレットの数を示す)
Output power vs. oscillation frequency. Each suffix number represents the number of Gunn diode pellets.

合について比較した。図 3.5 は 4 個のペレットが並列にマウントされている様子を示している。

図 3.6 に示すようにいずれのタイプのダイオードの場合にも、ペレットの数を増すにつれて最初出力は増大するが、やがて減少する。この出力の減少は、並列ペレットの増加にともなってダイオードインピーダンスが低下し、負荷とのインピーダンス整合がとれなくなるためと考えられる。図 3.7 はタイプ III の場合の単一ペレットおよび 2 個のペレットの並列マウントの場合の発振周波数と出力の関係を示している。このように並列動作による高出力化はマイクロ波回路系の工夫がなされないかぎり限界がある。

ガンダイオードの作成過程で注意しなければならないことで、これまであまり知られていない点をあげると、GaAs 結晶中または結晶表面に格子欠陥を作らないようにする必要があることである。作成過程の内でも、とりわけペレットをパッケージにマウントする熱圧着時には格子欠陥が導入されやすいものである⁽¹¹⁾。格子欠陥の導入はダイオードのマイクロ波特性を悪くするばかりでなく、ガンダイオードの劣化や破損の原因となる。

実用上たいせつな信頼性に関しては、当社 ガンダイオードは従来の半導体素子と同程度の環境試験に十分耐え得ることがわかっている。また寿命試験はすでに実験 10,000 時間以上を経過して、なお正常に動作しており、材料および作成過程の改良によって十分保証された ガンダイオードを供給することができる。

4. インパットダイオード

インパットダイオードの開発状況をみると、高出力および高い発振周波数をうることに力が注がれ、出力ではXバンドで1W以上、周波数で数百GHz以上のものが発表されている。一方実用化の面からは高信頼性、長寿命が要求されており、発熱の問題を考えると、低入力、高効率で要求される出力特性を満足する素子の開発が必要となるであろう。

4.1 リード形インパットダイオード

1958年Readが提案した構造のマイクロ波負性抵抗ダイオードは構造的に実現がむずかしく、現在まで報告されているインパットダイオードのほとんどは、構造上からいっていわゆるPN形のものである。リード形については二三の報告例⁽¹²⁾⁽¹³⁾があるにすぎず、周波数は13GHz程度までである。低入力で比較的効率がよいという点からリード形は寿命、信頼性の点で好ましいと考えられる。

われわれは以前よりKバンドのリードダイオードを開発してきた⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。その構造は図4.1に示すようなもので、PN接合はSi表面より約0.7μのところにあり、表面にTi-Auが蒸着された後、金メッキされた銅スタッド上にマウントしている。ダイオードパッケージは前記のガンドイオード用のものとほとんど同じである。リード形構造を作るには高度のエピタキシャル成長技術が要求され、製作上の問題を考えると高周波

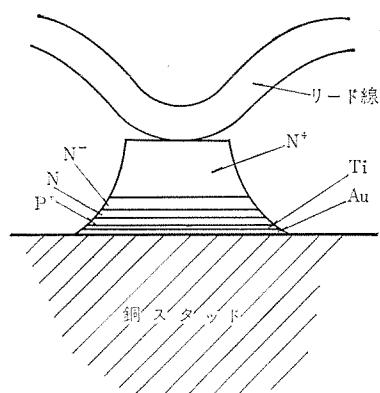


図4.1 ダイオードマウント部の構造
Upside-down mounted diode

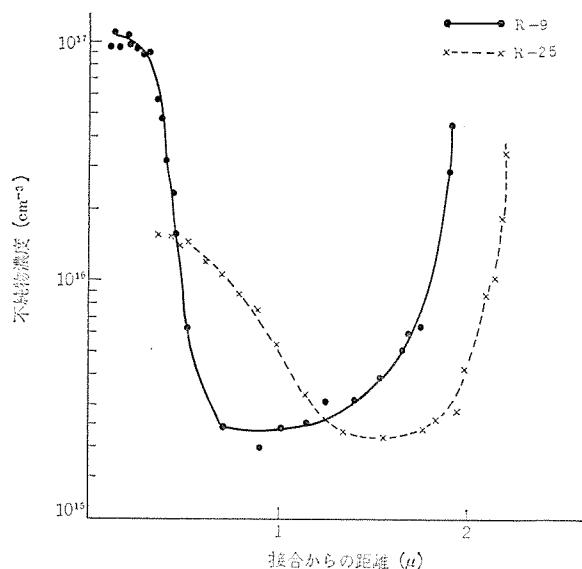


図4.2 リードダイオードの不純物分布
Doping profile of Read diodes.

限界はKバンドまでであろう。

ダイオードペレットはP⁺N⁺N⁻N⁺⁺構造で、不純物分布の異なった2種のダイオードについて比較した結果を以下に示す。図4.2は二種のリード構造の不純物分布を示したものである。図4.3はこれらのダイオードの電圧-容量特性を、図4.4は電界分布を示している。図からR-9のアバランシェ領域の幅はR-25のその約半分と推定される。

図4.5はそれぞれのダイオードの発振特性である。R-25の効率がR-9に比べ約半分であることは、前述のアバランシェ領域の幅がおもな原因と推定される。理論的にはアバランシェ領域の幅をδ、空乏層の幅をWとすると、効率は(1-δ/W)に比例する⁽¹⁶⁾。これはまた高い発振周波数のリードダイオードの製作が困難であることを示している。すなわち発振周波数を高くするためにはWを小さくしなければならず、それにともなってδを小さくしないと効率があがらないが、このような不純物分布を実現することはむずかしい。

高出力化の一例として、同一パッケージ内に二つのダイオードペレットを並列にマウントしたものについて、その特性を図4.6に示す。この場合は容量の増加などの原因から単一ペレットのものより発振周波数が低下している。

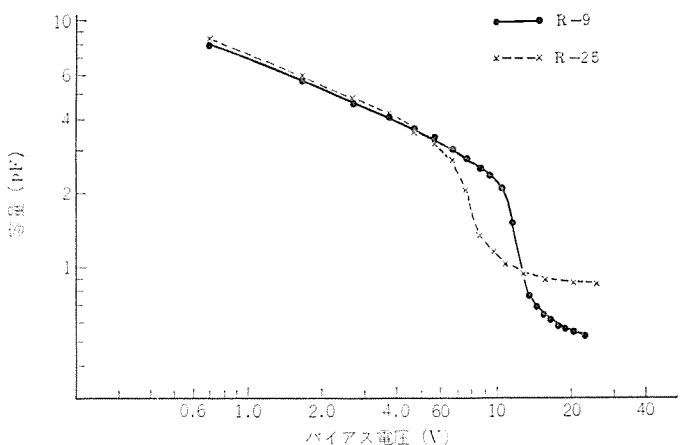


図4.3 リードダイオードの電圧容量特性
Measured capacitance-voltage characteristics of Read diodes.

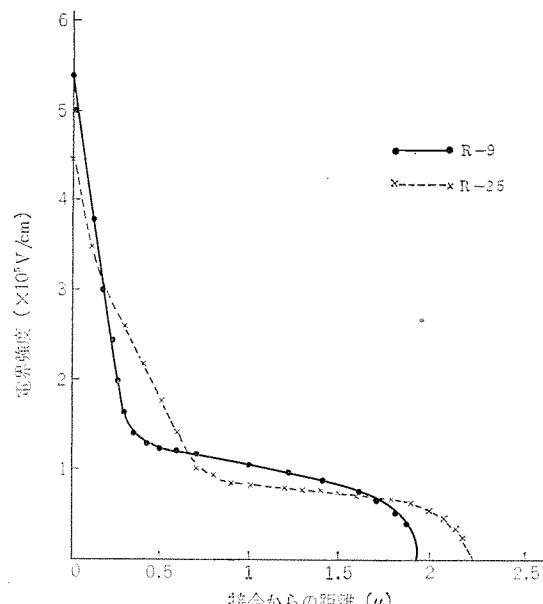


図4.4 リードダイオードの電界分布
Electric field distribution of read diodes.

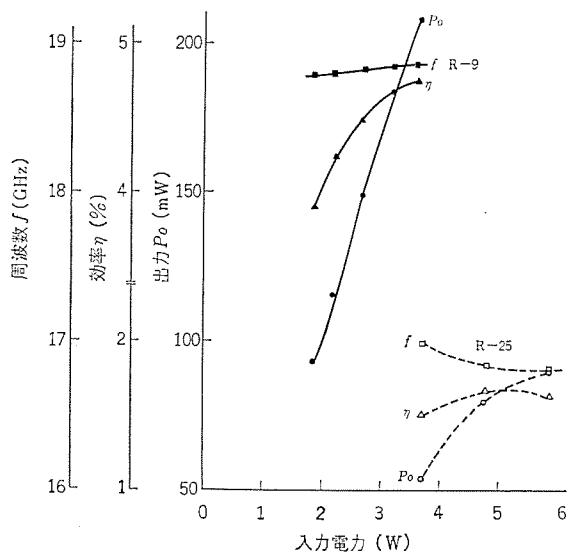


図 4.5 リードダイオードの出力特性
Output power, efficiency and frequency vs.
DC input power of read diodes.

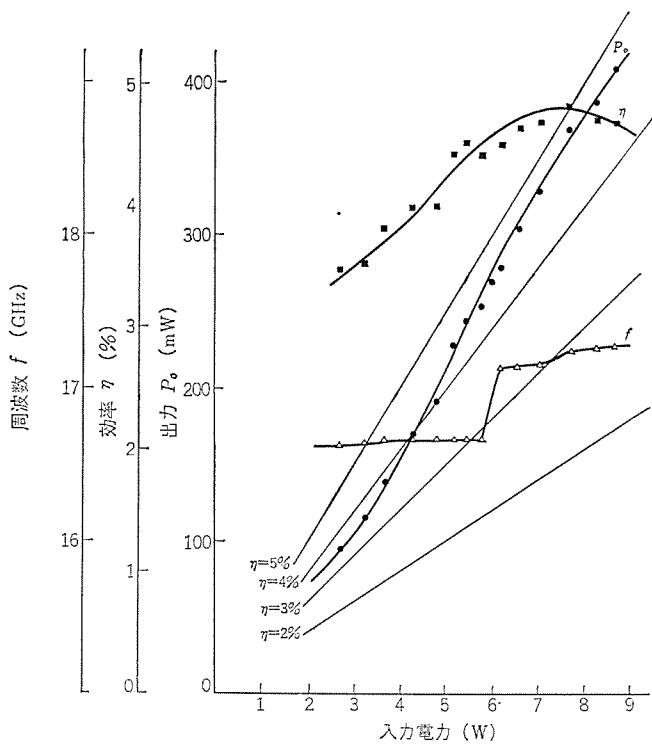


図 4.6 ペレットを 2 個マウントしたダイオードの出力特性
Output characteristics of double pellets Read diodes.

4.2 寄生パラメータのダイオード特性への影響

普通ダイオードといふのは半導体ペレットとそれがマウントされたパッケージが一体となったものである。周波数が高くなつてマイクロ波領域になると、ダイオード特性へのパッケージによる影響が無視できなくなる。インパットダイオードはマイクロ波からミリ波の領域にわたつて用いられるので、これらの影響は大きいと考えられる。そこでパッケージに付随して生ずるパラメータがダイオードの発振特性に及ぼす効果について検討した。

インパットダイオードの発振特性に関与する寄生パラメータとして、リード線のインダクタンス L とダイオードに並列に付加される浮遊容量 C_s を考え、この影響について考察する。

図 4.7 はダイオードと外部回路とを含んだ等価回路である。ここでダイオードは並列回路であらわされるとし、 $-G$ は負性ダイナミック

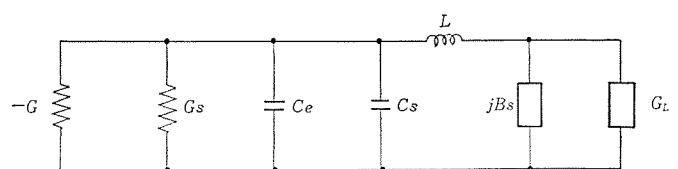


図 4.7 ダイオードと外部回路の等価回路
Equivalent circuit of a diode and its external circuit.

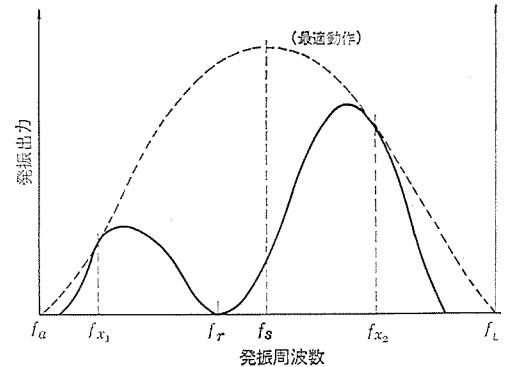


図 4.8 発振出力の周波数特性（最適動作状態と比較）
Frequency characteristics of output power.

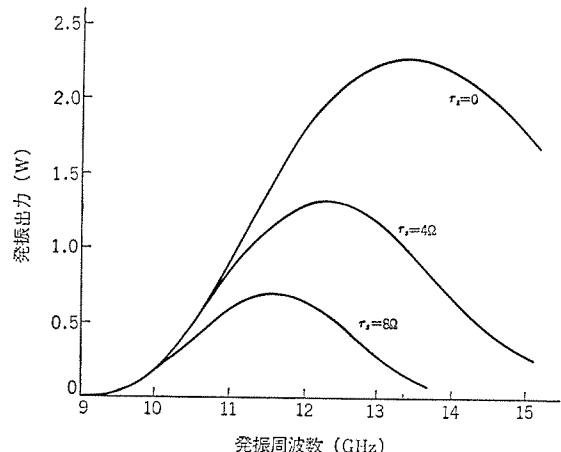


図 4.9 最適動作状態における出力特性の損失抵抗依存性
($f_a=9$ GHz)
Dependence of frequency characteristics of output power
on series resistance under the optimum conditions.

コンダクタンス、 G_s は損失コンダクタンス、 C_e はペレットの等価容量である。 G_L は負荷コンダクタンス、 B_s は同調サスセプタンスでパッケージ容量を含んでいる。この等価回路および特性計算は古川⁽¹⁷⁾らが行なつたものであり、ここでは少し計算範囲を拡張して設計の指針を得ようとするものである。

ダイオードはリード形とし、小信号インピーダンスを基礎にして動作特性を求めた。 L 、 C_s 等の諸定数にある適当な値を入れて発振特性を計算すると、図 4.8 の実線が示すような特性曲線が得られる。ここで f_r はダイオードの直列共振周波数で $f_r = 1/2\pi\sqrt{L(C_e + C_s)}$ 、 f_a はダイオードのアバランシェ周波数、 f_L はダイオードの負性抵抗が零になる周波数である。点線で示した曲線はダイオードの寄生パラメータを種々変えて求めた出力特性曲線群の包絡曲線である。この曲線を最適動作曲線と呼び、出力最大になる周波数を f_s とする。この最適動作曲線は図 4.9 に示すようにダイオードの直列抵抗によって大きく変化し、直列抵抗の減少につれて出力は大きくなり、出力最大点 f_s は周波数の高いほうへ移動する。図 4.8において、ある f_r をもつダイオードの出力曲線が最適動作曲線と接する点をそれぞれ

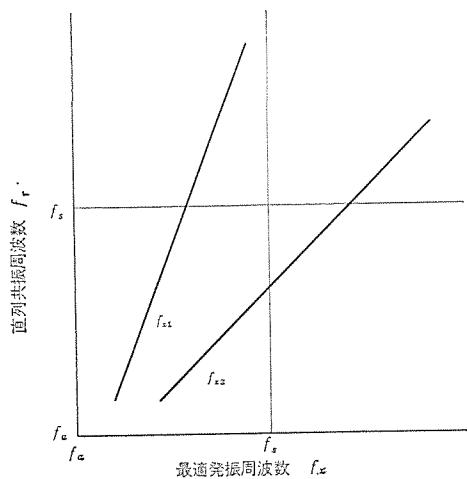


図 4.10 最適発振周波数と直列共振周波数との関係
The optimum oscillation frequency vs. diode series resonance frequency.

f_x_1 , f_x_2 とし、これと f_r の相関関係を求めるとき図 4.10 のようになる。

すなわちダイオードの直列共振周波数 f_r があたえられると、図から f_x_1 , f_x_2 が求まり、ダイオードの最適動作の発振周波数がわかる。また所望の周波数で最適値に近い出力を得るためのリードインダクタンス、容量等を求めるには、この周波数を f_x として図 4.10 から f_r を求め、この値から計算すればよい。なお f_r を f_s よりずらすことにより出力曲線を最適動作曲線に近い一つの山形に近づけることも可能となる。これらのこととは寄生パラメータがいかに発振特性に影響するかを示している。

5. む す び

ガンドイオードおよびインパットダイオードは、マイクロ波機器固体化の一翼

を荷なう重要な素子であり、その進歩は目ざましいものがあり、特性の向上については多くの報告がある。一方実用化を目標に高信頼性、長寿命さらに低価格化を実現するため地道な努力が続けられている。ここではこれらの問題に関連して、当社で開発した材料製作法、デバイス製作法、およびダイオード特性などについて紹介した。これらのダイオードに関しては応用分野の拡大、使用数量の増大に対応して解決すべき問題が多く残されており、材料、デバイス、回路とそれぞれの分野における技術者の協力が今後ますます重要になってくるものと考えられる。(昭和 45-10-5 受付)

参 考 文 献

- (1) 藤林：半導体研究（半導体研究振興会編），4，215（昭 44）
- (2) 大坪ほか：昭 45 秋 応物学会, 11 pM 1
- (3) C. M. Wolfe et al. : J. Appl. Phys., 41, 504 (1970)
- (4) 石井ほか：昭 42 春 応物学会, 224
- (5) 三木ほか：昭 43 秋 応物学会, 74
- (6) 三木ほか：昭 44 秋 結晶成長国内会議, 14
- (7) 奥ほか：三菱電機技報, 41, No. 9, 1,185 (昭 42)
- (8) 白幡ほか：三菱電機技報, 44, No. 7, 969 (昭 45)
- (9) S. Mitsui : IEEE, MTT-17, 1,158 (1969)
- (10) R. E. Enstrom : Electronics Letters, 5, No. 26, (1969)
- (11) 三井ほか：昭 44 信学全大, 798
- (12) 古川ほか：信学誌(C), 52 C, No. 11, 743 (昭 44)
- (13) R. L. Johnston et al. : IEEE, ED-13, 412 (1966)
- (14) M. M. Bloake et al. : IEEE, G-MTT, (1970)
- (15) 近藤ほか：昭 43 連大, (1,558)
- (16) 近藤ほか：昭 44 連大, (1,573)
- (17) A. S. Tager : Soviet phys., 9, No. 6, 892 (1967)

20 GHz 帯 FM 方式画像伝送装置

立川 清兵衛*・吉田 宏**・山野辺 国雄**
森田 忠男*・藤林 肇 次**

20 GHz Band FM Radio Repeater for Industrial Television (ITV)

Kamakura Works Seibei TACHIKAWA・Hiroshi YOSHIDA・Kunio YAMANOBE
Communication Equipment Works Tadao MORITA
Kitaitami Works Keiji FUJIBAYASHI

With the advancement in society and the renovation of technology, it has become an intensive desire to extend the operation of the ITV, that used to be limited within the closed area, between points having a considerable distance. The theme of discussion in this paper is about a 20 GHz band all solid-state radio repeater developed for accomplishing the above aim with a compact radio relay system. The feature of the device is that 20 GHz is oscillated at a bound with a Gunn diode and its output is used to phase-lock an IMPATT oscillator so as to generate low noise and powerfull microwaves. The modulation system is the microwave direct frequency one in which a varactor diode is coupled to the Gunn oscillator. A receiving mixer is of low noise ($NF \leq 8$ dB) provided with a Schottky-barrier diode. The construction of the device is integration of a parabola antenna 300 mm in diameter and a radio repeater for the ease of installation.

1. まえがき

情報化時代の本格的発展に伴い、データ通信や画像通信などの新技术を駆使した多彩な新規サービスが日を追って登場している。中でも産業用テレビ(ITV)あるいはテレビ電話は、年々使途を拡大し、同一構内の伝送にとどまらず、たとえば本社と支店との相互間など、かなりの距離をへだてた地点間にテレビ伝送回線を構成したいという要望が強くなっている。この需要に対して日本電信電話公社では、昭和45年2月有線ケーブルによる画像通信サービス制度を発足させ、これを福井銀行ほかで具体化し、多様化する情報社会の要請に先べんをつけ話題を呼んでいる。

筆者らは、このような画像伝送サービスを無線方式で経済的に実現させるため、Gunn およびインパットダイオード等の新マイクロ波半導体と、ついでアンテナと一体化した完全固体化無線伝送装置の開発試作を行ない、実用化のめどを得たので報告する。なお本装置は当社開発のテレビ電話機と組み合わせ、昭和45年4月中旬、東京晴海会場で行なわれたエレクトロニクスショーに出品展示し好評を得た。

2. 設計方針の概要

2.1 方式設計

マイクロ波を一挙に発振するGunnダイオードおよびインパットダイオードなどの半導体素子が現われてから、まだ日は浅いが、これらをマイクロ波通信機に使用すれば、従来技術の複雑な(過)倍回路が不要となり、装置が画期的に小型軽量化され、したがって高信頼性および経済性が達成でき、ひいてはマイクロ波通信方式の適用領域拡大に大きく寄与するものとして注目されている。

わが国における両素子の開発は、当社が先端を切って行ない、その成果は10 GHz以上の準ミリ波帯において数種の実用化機器に使用するなど著しいものがある。そこで筆者らは、ITVの画像伝送用無線中継機にこれら素子の活用は最適と考え、方式ならびに機器開発を行なった。ちなみにマイクロ波の周波数帯は、現在15 GHz帯まで使用計画が決まっており、特に広帯域画像伝送を目的とした場

合、当然新周波数帯の方向をとるものと考え、20 GHz帯(17.7~21.0 GHz)に焦点を合わせて具体的設計を行なった。

直接発振器は、Gunn およびインパットダイオードそれぞれについて、別個に最適マウントを設計した。その現状を一言でいえば、Gunn発振器の出力スペクトルはクライストロンと同程度であるが、出力が30~60 mWとやや不足気味であり、これに対してインパット発振器出力は150~200 mWと強力であるが、スペクトルはややノイジーである。そこで両者の利点を合成して、欠点を排除させるため、Gunn出力でインパット発振器を駆動制御するいわゆる位相同期発振器⁽¹⁾(増幅器)構成をとり、低雑音高出力の目的を達成した。周波数安定化対策には、別に標準空洞を設定して、マイクロ波弁別器を構成させた帰還形AFC方式と、発振器開孔近傍に温度補償形高Q空洞を附加した安定化発振器⁽²⁾⁽³⁾との二者について開発を行ない、ともに電波法ならびに方式上要求される許容偏差内に収めることができた。

方式の基礎となる変調形式は、原理上周波数変調(FM)もしくはデジタル位相変調(PSK)がマイクロ波を容易に直接変調できることから、両者について基礎的検討を行なった。その結果、さし当たりの需要は短距離中継であり、また専用回線構成の要望が多いことから、一次変調器の不要なアナログFMに経済性があるのでこれの実用化を優先させた。

2.2 回線設計と伝送規格

テレビ画像と視覚の関連は非常に難題であり、学界等の論議をみてても研究の緒の段階と言えよう。ましてや途中に伝送系を含む場合、端末機、伝送路に割当てられる規格および評価法は多分に流動的であり当分の間、摸索状態がづくことであろう。本装置の方式設計に当たっては、実用的であろうという観点に主眼をおき、図2.1に示す仮定擬似回線と、下記目標規格を設定し一応のモデルとした。

(1) 区間距離 5 km 4スパン 全長 20 km

(2) 中継はすべてビデオ検波中継である

本節では画像伝送についてだけを考え、上記擬似回線に対するおもな画像伝送規格を表2.1のように定め、ビデオ4区間に等配分した。瞬断の規格は、上記擬似回線において、S/Nが30 dB以下にな



図 2.1 擬似回線
Reference circuit.

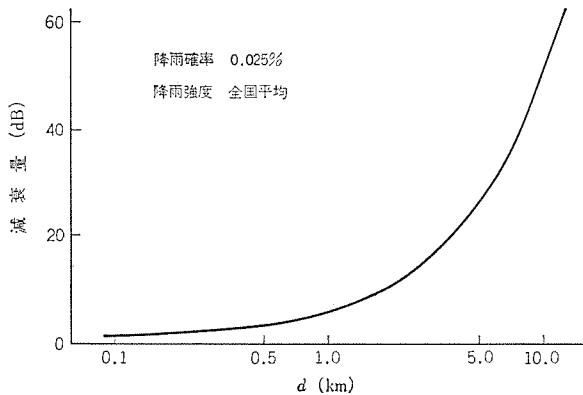


図 2.2 20 GHz 帯の減衰量と区間距離
Attenuation vs. span length in 20 GHz band.

表 2.1 画像伝送規格
Specifications of television transmission.

項目		規格
信号受渡しレベル	映像	0.7 V P-P
	同期	0.3 V P-P
信号受渡しインピーダンス		75 Ω 不平衡
信号対雑音比	ランダム雑音	54 dB (P-P/rms)
	三角雑音の場合	40.5 dB (P-P/rms)
	平担雑音の場合	44.9 dB (P-P/rms)
	低次高調波を含むハム	30 dB (P-P/P-P)
	1 kHz~1 MHz の单一周波	50 dB (P-P/P-P)
	1 MHz~4 MHz は一様低下	4 MHz で 30 dB 以上, ただし 3.58 MHz では 50 dB 以上 50 Hz~4 MHz で ±1.0 dB 以下
振幅周波数特性		15.75 kHz に対する 4 MHz の偏差 30 ns 以下
位相周波数特性	微分利得 (DG)	10%
非直線ひずみ	微分位相 (DP)	5°

表 2.2 規格の配分
Distributed specifications.

(1) 热雑音対信号比	
(注) _____ 値は評価値である。	
(2) 振幅-周波数特性	
(3) 位相-周波数特性	
(4) 微分利得	
(5) 微分位相	

る時間率が夏期 3 カ月の 0.1% (133 分) 以下であることとした。

20 GHz 帯で生ずる瞬断の原因は、大気中の雨滴による吸収・散乱による減衰が主たるもので、回線設計にあたっては降雨時における伝搬特性を十分に考慮する必要がある。降雪・霧・ガス等による減衰は降雨によるそれと比較して小さいので無視してかまわない。

本方式におけるビデオ 4 区間にに対する規格の配分を表 2.2 に示す。この規格の配分値から、熱雑音に対する回線諸元を検討してみた。この場合、設計当時の技術水準から判断して、受信帯域幅 20 MHz、受信機雑音指数 10 dB と考えた。この条件から 1 区間に配分された熱雑音による $S/N = 47.5 \text{ dB}$ (無評価) をうるには、 -58.5 dBm 以上の受信電力があればよい。一方、最悪時の $S/N 30 \text{ dB}$ を割る時間率は 1 区間あたり夏期 3 カ月の 0.025% と規定しているので、標準受信電力は、空間伝搬で生ずる降雨減衰量のマージンを見込んだものが必要となる。ここで $S/N 30 \text{ dB}$ をうるに必要な最低受信電力は -76 dBm であり、降雨減衰量は次式で与えられる⁽¹⁾。すなわち

$$Z_P = Z_{OP} \cdot d \cdot K_P \cdot C_P$$

ここで

$$Z_P : 1 \text{ 区間の減衰量の } P \% \text{ 値}$$

$$Z_{OP} : 一様降雨の場合の 1 km 当たりの減衰量の $P \%$ 値$$

$$d : 区間距離 km$$

$$K_P : 瞬間的な降雨強度が一様でないための補正係数$$

$$C_P : 理論値に対する補正係数$$

この式から降雨確率が 0.025% であるときの減衰量と区間距離の関係は図 2.2 のように求められる。ここで降雨強度は全国平均の 0.025% 値をとった。同図から区間距離、5 km における降雨減衰量は 27 dB と求められるから、標準受信電力は -49 dBm 以上、AGC 動作範囲は 27 dB 以上が必要となる。

つぎに送・受信アンテナ利得の算定については、送信電力 P_t 、標準受信電力 P_{rs} 、自由空間損失 L_{fa} およびアンテナ利得 G_a (送信、受信共に同一アンテナ) とすれば、次式が成立する。(それぞれ dB 単位で表示)

$$P_{rs} = P_t - L_{fa} + 2G_a$$

設計当時に得られたデータから、送信電力 P_t は 20 dBm を確保できる見通しを得たので、5 km の L_{fa} は 131 dB であるから、同式より、アンテナ利得 G_a は 31 dB となる。実際の設計にあたっては 1 区間に設計マージン 2 dB を見込み、アンテナの必要利得は 33 dB とした。

3. 装置の詳細

マイクロ波半導体の採用によって、小形な発振器が得られる利点を生かして、2 章で述べた回線設計に従った送・受信装置モデル A と、1 km 程度の伝送が可能な送、受信装置モデル B を試作した。いずれもアンテナと装置を一体化した構造で、可搬性に富み据え付けが容易で、ITV 三脚にとりつけることもできるので、FPU 用装置としての機能も十分に備えている。この一体化構造は給電系の損失が大きい準ミリ波以上の帯域における装置の必然的姿であろう。他方、一体化構造のため、装置全体が外気にさらされることになるので、きょう (筐) 体を二重箱、密閉構造にして雨・湿気の漏れ込みおよび直射日光下での温度上昇を抑えるよう考慮した。装置の電子回路には IC を積極的に採用して、小形化と同時に安定性および信頼性の向上を計った。

本章では送信装置と受信装置とに節を分け、各モデルの構成と主

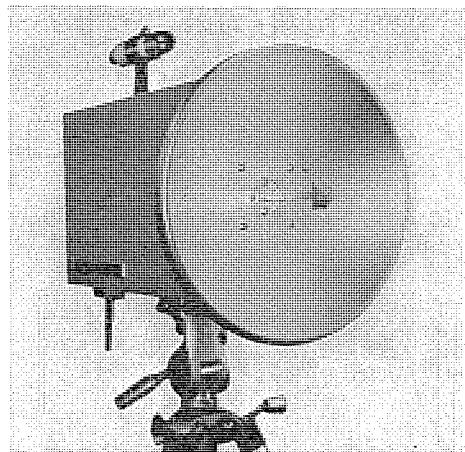


図 3.1 送(受)信装置モデル A
Transmitter (receiver) model A.

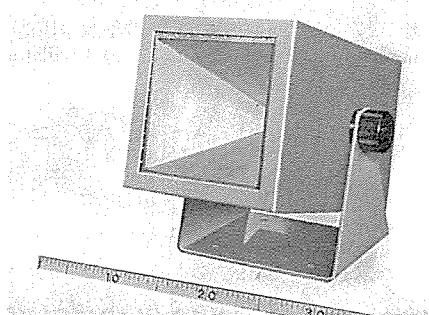


図 3.2 送(受)信装置モデル B
Transmitter (receiver) model B.

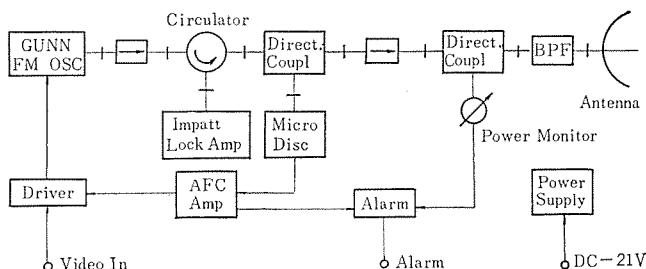


図 3.3 送信装置モデル A のブロックダイヤグラム
Block diagram of transmitter model A.

要回路について説明する。なお、マイクロ波移動無線機の可能性を確かめるために試作した簡易送信装置(モデルC)についても若干述べてある。

3.1 送信装置

3.1.1 送信装置モデル A

この装置は開口直径 300 mm リアファードパラボラアンテナを使用し、送信出力 100 mW をうるために、ガン FM 発振器の出力をインパット同期発振器で増幅する構成をとった。送信出力の 1 部をマイクロ波周波数弁別器に入れ、発振周波数の基準周波数からの偏差を検出してガン FM 発振器に帰還する AFC 方式を採用した。また、送信出力、発振周波数および変調状態を常時、自動監視して、いずれかが異常になった場合に、外部に警報信号を出す回路を備えた。図 3.3 に本装置のブロックダイヤグラムを示す。

(1) ガン FM 発振器

ガン FM 発振器の必要条件は、(a) 出力能率のよいこと。(b) 広帯域にわたって直線性があること。(c) 周囲温度の大幅な変化($-10^{\circ}\text{C} \sim +50^{\circ}\text{C}$)に対して発振周波数の変化が少なく、特に AFC

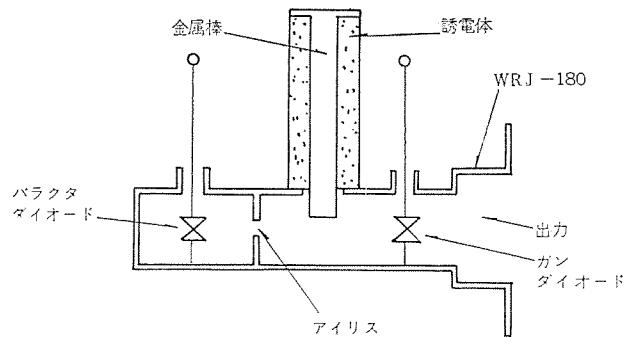


図 3.4 ガン FM 発振器の構造
Structure of Gunn FM oscillator

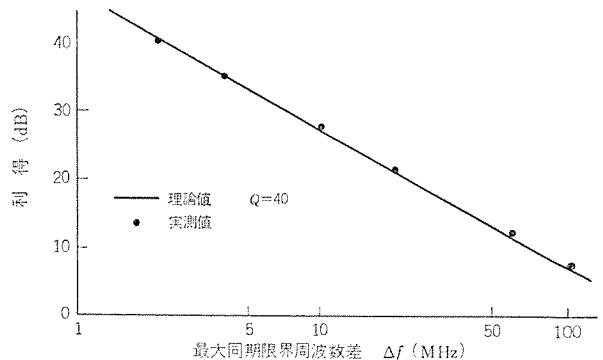


図 3.5 同期増幅器の同期特性
Locking performances of locking amplifier.

との兼ね合いかから、そのロッキングレンジ内にあることなどが必要である。

図 3.4 にその構造を示す。すなわち、導波管厚を薄くして特性インピーダンスをガンダイオードの動作インピーダンスに近づけて発振効率をあげ、金属棒のそう入長を誘電体の熱膨張を利用して変えることにより、ガンダイオード自体がもつ周波数-温度係数を相殺させて、温度による周波数の変動を押えた。FM 変調はバラクタダイオードを発振器に疎結合し、障壁容量の変化による発振周波数の変化を利用した。この構造で、出力 40 mW、変調感度 $10 \text{ MHz}(P-P)/V(P-P)$ 、 $-10 \sim +50^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で DG 1.5%，温度係数 $-0.3 \text{ MHz}/^{\circ}\text{C}$ の特性を得た。

(2) インパット同期増幅器⁽⁵⁾

インパット発振器が注入源の周波数に容易に同期することを利用したもので、セキュレータを結合して 2 端子増幅器を実現した。

利得 G と最大同期限界周波数差の間には次式が成立する⁽⁶⁾。

$$\Delta f = \frac{f_0}{2Q_{\text{ext}}} G^{1/2}$$

ここで f_0 : 出力の周波数

Q_{ext} : インパット発振器の外部 Q

図 3.5 に特性の一例を示す。

(3) アンテナ

装置との一体化構造を容易にするため、リアファード形を採用し、ラドームをつけて雨雪の害を防いだ。開口直径 300 mm 利得は 32 dB で、比帶域 8% に対し、入力 VSWR は 1.15 以下であった。

(4) マイクロ波周波数弁別器

ショートスロットハイブリッドと高 Q 空洞を組み合せたもので、空洞が共振周波数の前後で示す急しゅん位相変化を利用した。この周波数弁別器を用いた外部帰還 AFC において、引込み範囲 $\pm 50 \text{ MHz}$ 、安定度 5×10^{-5} ($-10 \sim +50^{\circ}\text{C}$) が得られた。

3.1.2 送信装置モデルB

この装置は短距離伝送を目的としたものであるが、同時に極力小型化を計った。アンテナには利得 23 dB の角すい(錐)ホーンを使用し、これに自己同期形 ガン FM 発振器⁽³⁾を装備した簡単な構造である。加えて、外部帰還による AFC の代わりに、発振器自体に安定化の機能をもたせたことを特長としている。電源は DC +12 V を受電して、安定化回路を通して、ガンダイオードにバイアスを与えると同時に、電子回路にそのまま給電する方法とした。図 3.6 にこの装置のブロックダイヤグラムを示す。

この装置に用いている自己同期形 ガン FM 発振器について説明する。原理的には、ガン発振器の負荷側に帯域阻止ろ波器を結合し、二者間の位相関係を適切にしてやることにより、ガン発振器がろ波器の共振周波数に同期する特性を利用したものである⁽⁷⁾。

帯域阻止ろ波器に バラクタダイオードを疎結合して、障壁容量を変化させることによって、ろ波器の共振周波数を変化させ、FM 変調をかけた。自己同期発振の利点は、周波数が安定することとともに、FM 雑音が抑圧されることである。その抑圧度は 20 dB であった。使用した FM 発振器には、ガンダイオードの温度特性による同期はずれをなくすために、前節で述べた金属—誘電体棒による温度補償を施した。この発振器の構造を図 3.7 に示す。

3.1.3 送信装置モデルC

この装置は、導波管回路構成で達成しうる最小の形状をねらったものであって、構造の簡単な誘電体棒アンテナを用い、これにアイソレータを介して、自己同期形 ガン FM 発振器を直結した構成である。電源は DC +12 V を受電して、そのまま電子回路に給電するとともに、安定化回路を通して、所定バイアスを ガンダイオード に与える方式とした。

誘電体棒アンテナの誘電体にはポリスチロールを使用した。このアンテナは円形導波管内にそう入された誘電体部分から給電する形式で、電波は誘電体棒に沿って進行し、軸方向に放射される。誘電体棒の長さ、直径およびテーカの度合によって放射パターンや利得が決定される。試作したアンテナは長さが約 7 波長で、利得は約 17 dB、入力 VSWR は周波数帯域 17.7~19.3 GHz において 1.15 以下、電力半値幅は 24 度であった。

3.2 受信装置

3.2.1 受信装置モデルA

この装置では、ガンダイオードを用いた局部発振器の残留雑音を極力除去するため、バランスドミクサによって構成された ダウンコンバータを採用するとともに、イメージ不整合にして変換損失の改善を計ったことを特長としている。直径 300 mm のリアファイドパラボラアンテナを使用し、外観は送信装置モデルAと同じである。電源は DC -21 V を受電し、所要電圧を各部に供給する DC-DC コンバータ方式とした。装置のブロックダイヤグラムを図 3.9 に示す。

局部発振器には送信装置モデルAに用いた ガン FM 発振器と同一構成のものを用い、中間周波が常に 70 MHz になるよう、追従式の外部帰還 AFC をかけた。ダウンコンバータには当社製 ショットキバリアミクサダイオードを用い、総合 NF 8 dB を得ている。70 MHz 主中間周波増幅器は混成 IC (当社製 MA 7003) 3段、ダイオードバリオロッサ 3段で構成し、帯域幅 20 MHz、最大利得 60 dB、AGC 動作範囲 50 dB 以上の特性を実現し、大きな降雨減衰に対処してある。

3.2.2 受信装置モデルB

この装置はモデルAとはまったく異なる構造で試作したもので、

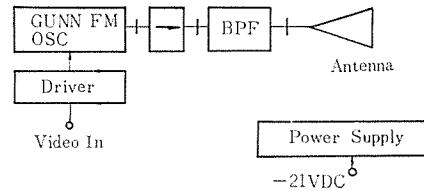


図 3.6 送信装置モデルBのブロックダイヤグラム
Block diagram of transmitter model B.

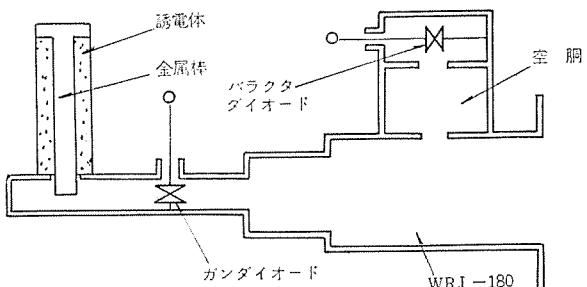


図 3.7 自己同期形 ガン FM 変振器の構造
Structure of self-locking Gunn FM oscillator.

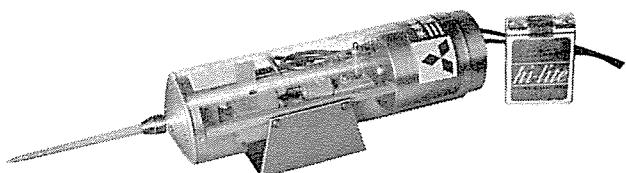


図 3.8 送信装置モデルC
Transmitter model C.

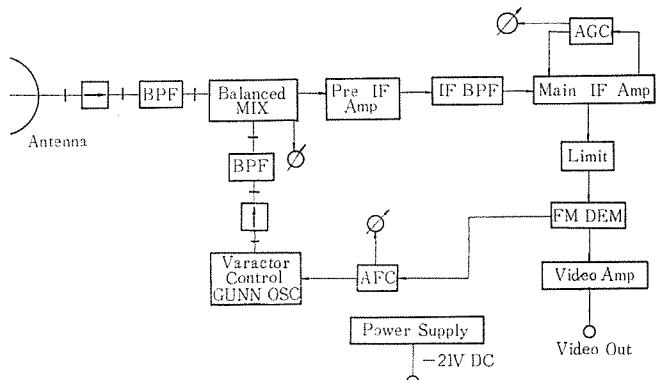


図 3.9 受信装置モデルAのブロックダイヤグラム
Block diagram of receiver model A.

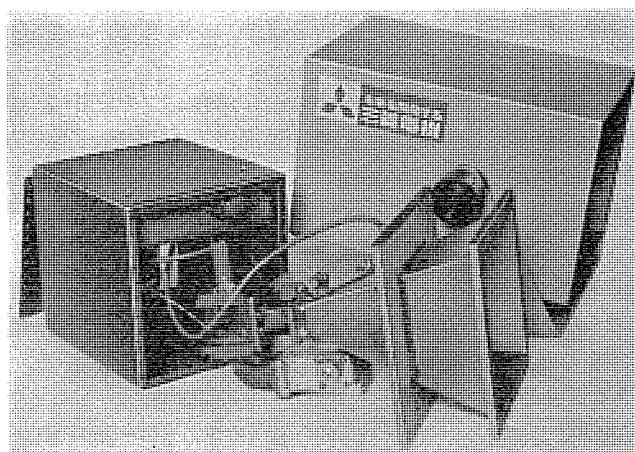


図 3.10 受信装置モデルB
Receiver model B.

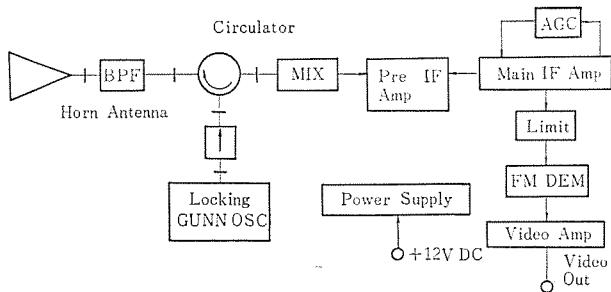


図 3.11 受信装置モデル B のブロックダイヤグラム
Block diagram of receiver model B

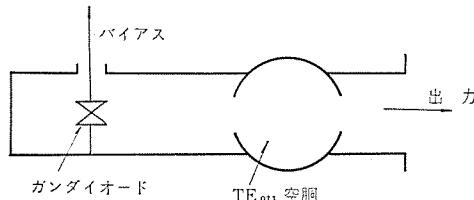


図 3.12 高 Q 空洞を付加した自己同期 ガン 発振器の構造
Structure of self-locking Gunn FM oscillator with high-Q cavity.

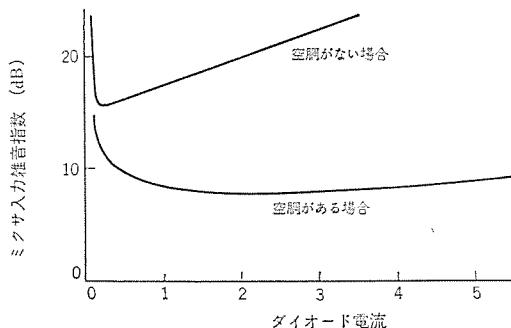


図 3.13 ダウンコンバータの特性
Characteristics of down converter.

表 4.1 主要性能
Principal performances.

送信装置モデル A	受信装置モデル A
送信周波数	15.4~21.0 GHz
周波数安定度	5×10^{-6}
送信電力	150 mW
変調方式	FM
最大周波数偏移	8 MHz P-P
変調周波数	最高 4 MHz
信号入力レベル	1 V P-P
使用導波管	WRJ-180
送信アンテナ	利得 32 dB
電源	DC-21 V
消費電力	30 W 以下
重量	15 kg
受信周波数	15.4~21.0 GHz
局発周波数	受信周波数 -70 MHz
中間周波数	70 MHz
等価雑音帯域幅	20 MHz
雑音指数	8 dB
信号出力レベル	1 V P-P
使用導波管	WRJ-180
受信アンテナ	利得 32 dB
電源	DC-21 V
消費電力	30 W
重量	15 kg

周波数安定度を改善した自己同期 ガン 発振器を局発に採用することによって、外部帰還による複雑な AFC を排除し、またシングルミクサで低雑音のダウンコンバータを実現している。図 3.11 にブロックダイヤグラムを示す。70 MHz を中間周波数とし、AGC 機能をもつモリシック IC 2 個を用いて、最大利得 60 dB、AGC 動作範囲 50 dB 以上の特性をもつ主中間増幅器を使用した。電源は外部より DC +12 V を受電し、安定化回路を通して各部に供給する方式とした。ここに使用した ガン 発振器は図 3.12 に示すように、ガン 発振器の負荷側に高 Q 空洞を帯域通過ろ波器として結合したものである⁽²⁾。この高 Q 空洞の雑音指数の改善に与える効果を図 3.13 に示す。ミクサダイオードはショットキバリアダイオードを用いた。この装置の外観構造は送信装置モデル B と同じである。

4. 主要性能と画像伝送特性

送信装置モデル A と受信装置モデル A の主要性能を表4.1 に示す。

5. むすび

以上、20 GHz 帯の新マイクロ波半導体を使用した FM ビデオ検波中継方式の開発結果を報告したが、つづいてマイクロ波直接変調による PCM 用四相位相変調 (PSK) 方式の開発を検討中である。また、FM 方式については現実需要を検討すると、7~8 区間の多段中継を必要とする実例が多少あり、これに対してはヘテロダイン 中継機の適用が望ましいので、これについても開発を継続中である。

最後に本装置の開発に種々ご指導いただいた日本電信電話公社関係各位に深く感謝する次第である。

(昭和 45-10-5 受付)

参考文献

- 1) 三宅ほか：三菱電機技報, 44, No. 3 (昭 45)
- 2) 山野辺, 角田：昭 44 連大, No. 445
- 3) 山野辺, 田中：昭 45 連大, No. 1389
- 4) 森田ほか：通研実報, 19, No. 1 (昭 45)
- 5) 渡辺, 角田, 斎藤：昭 44 信学全大, No. 435
- 6) R. C. Mackey : IRE Trans., MTT-10, P. 228 (1962)
- 7) 白幡ほか：信学会マイクロ波研資 MW 69-8 (昭 44)

公衆通信用カセグレンアンテナ

立川 清兵衛*・水沢 丕雄*
香川 哲**・高松 泰男**・田中 宏和**

Cassegrain Antennas for Super Multichannel Transmission Systems

Kamakura Works Seihei TACHIKAWA・Motoo MIZUSAWA・Satoshi KAGAWA
Yasuo TAKAMATSU・Hirokazu TANAKA

The Cassegrain antenna with a large aperture has been in use extensively as a high gain antenna for the satellite communication earth station, but the one with a small aperture is also sufficiently applicable to a super multichannel transmission system. Herein are outlined various types of Cassegrain antennas as a result of study made on them for use in the latter purpose.

Of them a Cassegrain antenna with a 4-m in diameter main reflector fed by a diagonal horn in 6 GHz band and one with a 3.3-m in diameter main reflector fed by a conical horn in 15 GHz band are in service on practical routes of the Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation.

1. まえがき

カセグレン方式のアンテナは高能率にしやすいこと、給電系損失を小さくできることなどの点より、従来は宇宙通信用などの大口径アンテナに広く使用されてきた。一方電話あるいはTV信号伝送用としての地上マイクロ波中継回線においては、パラボラアンテナとホーンリフレクタアンテナとが現在主流の座をしめている。しかし今後使用周波数帯がより高いほうに移行していく場合とか、高利得を必要とするような場合には、地上マイクロ波中継回線においてもカセグレンアンテナのほうが有利となる場合が出てくる。日本電信電話公社の超多重通信回線用として、これまで種々のカセグレン方式によるアンテナの検討が行なわれ、その一部はすでに実回線で使用されているものもあるが、ここではそのカセグレンアンテナの設計例・実施例について概要を述べる。

2. カセグレンアンテナの特長

通常のパラボラアンテナに比較してカセグレンアンテナが本質的に異なる点は2枚の反射鏡で構成されていることであり、それゆえのいろいろな特長を有している。おのとの鏡面を適当に修整することにより高能率のアンテナに、あるいは放射特性のすぐれたアンテナにすることが可能となる。また一次放射器が主反射鏡の頂点付近に位置することにより給電導波管が短くなり、高い周波数帯で使用する場合とか、特に給電系損失を嫌う場合には大きな利点となる。

副反射鏡の存在によりアンテナ開口面にブロッキングができる幾分能率が低下し、そのブロッキングの程度に応じて近軸のサイドローブレベルがほぼ決まるという欠点はあるが、副反射鏡にビーム整形能力を持たせることができるので、目的に応じてアンテナ総合の開口能率をかなり高くすることや、あるいは主反射鏡周辺部からのスピルオーバーを少なくして広角の放射特性の劣化を防ぐことができる。

その他の特長としては、一次放射器の開口径をフロントフィード形に比較して大きくできるので、インピーダンス整合が広い周波数帯域にわたって良好となり、雨雪によるVSWR特性の劣化も小さい。これは超多重通信回線用アンテナとして非常に大きい利点である。また偏波共用も容易で交さ(又)偏波識別特性もすぐれている。

3. 設計法の概要

3.1 方式の選定

カセグレンアンテナの方式を考える場合、反射鏡部と一次放射器部とに分けて考えることができる。反射鏡は従来光学系から導かれた放物面・双曲面方式が用いられてきたが、鏡面修整方式⁽¹⁾の設計法が明らかになるとともに、近年はこの方式がよく用いられるようになっている。放物面・双曲面方式は主反射鏡に放物面、副反射鏡に双曲面を用いる方式で開口面において位相分布が均一になるようにしたのである。これに対して鏡面修整方式は、位相分布のみならず振幅分布も考慮を入れた反射鏡方式で、開口面における振幅分布を均一にした高能率形、サイドローブが低くなるような分布にした低サイドローブ形がある。

一次放射器としては通常円すいホーンが用いられるが、水平・垂直面内における広角のサイドローブレベルを低くした場合、および偏波面によるビーム幅の違いを小さくしたい場合には、ダイヤゴナルホーン⁽²⁾が用いられることがある。

3.2 利得および放射特性

カセグレンアンテナの利得 G は開口が円形とした場合

$$G = \left(\frac{\pi D_m}{\lambda} \right)^2 \eta \quad \dots \dots \dots \quad (3.1)$$

で与えられる。ここで D_m は主反射鏡の直径、 λ は波長、 η は開口能率である。また開口能率は

$$\eta = \eta_{ss} \eta_{sm} \eta_b \eta_r \eta_i \quad \dots \dots \dots \quad (3.2)$$

で表わされる⁽³⁾。ここで η_{ss} は副反射鏡からの漏れ電力による能率、 η_{sm} は主反射鏡からの漏れ電力による能率、 η_b は副反射鏡とその支持柱とのブロッキングによる能率、 η_r は鏡面のおうとつ(凹凸)による能率、 η_i は開口の振幅および位相分布による能率である。

サイドローブを決定づける要素についても、開口能率と同様に分けて考えることができる。すなわち、主ビーム近傍のサイドローブは、副反射鏡およびその支持柱によるブロッキングを考慮を入れた開口分布によってほぼ決まり、広角のサイドローブは主および副反射鏡からの漏れ電力、副反射鏡およびその支持柱による散乱電力、および鏡面のおうとつによる散乱電力によって決まる。

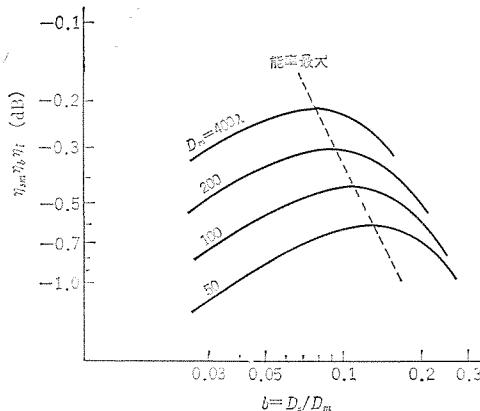


図 3.1 副反射鏡のブロッキングと能率
Efficiency vs. diameter ratio of the sub-and main reflectors.

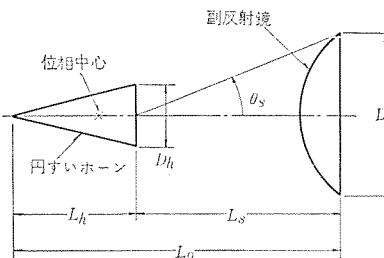


図 3.2 円すいホーンの寸法
Dimensions of the conical horn.

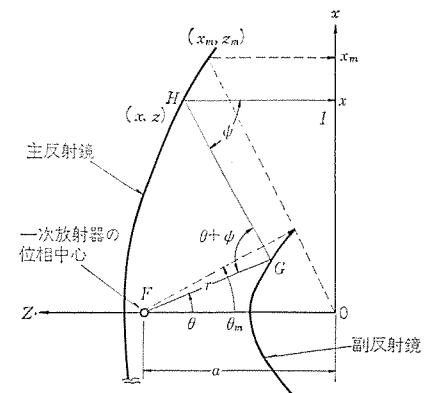


図 3.3 鏡面修整カセグレンアンテナの座標系
Coordinates of shaped-reflector Cassegrain antenna.

3.3 形状寸法

主反射鏡の直径は利得が与えられると式(3.1)から求めることができる。開口能率は正確には式(3.2)から求めるが、おおよそ高能率形で70%程度、低サイドローブ形で50%程度である。副反射鏡の直径は、直径/波長が大きいものほど理想的な放射パターンに近づくが、主反射鏡の直径 D_m を一定とした場合、副反射鏡の直径 D_s を大きくなり過ぎると副反射鏡によるブロッキングが増大し開口能率が低下する。すなわち副反射鏡の直径には最適値が存在する。高能率形の場合の能率最大となる D_s/D_m の値の例を図3.1に示す⁽³⁾。

主反射鏡の開口角、および一次放射器の副反射鏡への吹付角は開口能率に及ぼす影響がほとんどなく、ただ反射鏡からの漏れ電力の向う方向が変わるだけである。

一次放射器の寸法は図3.2に示す円すいホーンの場合

$$\left. \begin{aligned} u &= \frac{D_h}{\lambda} \sin \theta \\ t &= \frac{D_h^2}{8\lambda} \left(\frac{1}{L_h} + \frac{1}{L_s} \right) \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

をパラメータにして表わしたユニバーサルパターンを基に算出することができる⁽⁴⁾。すなわち、どのようなパターンのものを用いるかということから t を決め、副反射鏡周辺に対し何dBで吹付けるかということから u を決め、あと D_s , L_0 , λ が決まつていれば円すいホーンの直径、長さなどは

$$\left. \begin{aligned} D_h &= \frac{k_1 k_2 L_0}{L_0 + k_1^2 k_2} \\ k_1 &= \frac{D_s}{2\lambda u_s}, \quad k_2 = 8\lambda t \\ L_s &= k_1 D_h \\ L_h &= L_0 - L_s \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

から求められる。

3.4 鏡面座標

反射鏡の曲面形状は幾何光学的手法によって求めることができる。図3.3において任意の光線FGHIはつぎの三つの条件を満足しなければならない。

(1) 電力の条件

鏡に当たる全電力に対する $0 \sim \theta$ 内に含まれる電力の割合と、開口面における全電力に対する $0 \sim x$ に含まれる電力の割合とが等しいことから

$$\frac{\int_0^\theta E_p^2(\theta) \sin \theta d\theta}{\int_0^{\theta_m} E_p^2(\theta) \sin \theta d\theta} = \frac{\int_0^x E_d^2(x) x dx}{\int_0^{\theta_m} E_d^2(x) x dx} \quad (3.5)$$

ここで $E_p(\theta)$ は一次放射器の放射電界、 $E_d(x)$ は主反射鏡開口の振幅分布である。

(2) 光路長の条件

開口面で位相分布が均一となるためにFからIに至るまでの任意の光路長が一定であるから

$$r + \frac{z - a + r \cos \theta}{\cos \psi} + z = \text{一定} \quad (3.6)$$

である。

(3) 反射の法則

主および副反射鏡上でそれぞれ

$$\left. \begin{aligned} \frac{dz}{dx} &= -\tan \frac{\psi}{2} \\ \frac{1}{r} \cdot \frac{dr}{d\theta} &= \tan \frac{\theta + \psi}{2} \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

である。

これらの条件より数値計算によって鏡面座標を求めることができる⁽⁵⁾。

4. 応用例

4.1 6 GHz 帯カセグレンアンテナ⁽⁵⁾

4.1.1 設計

一般に最近の公衆通信用としてのアンテナは高能率ということよりも、広い角度にわたって低サイドローブであることを要求されることが多い。したがってここでは低サイドローブ形に鏡面修整したカセグレンアンテナを採用することにした。

低サイドローブ形鏡面修整を行なった場合、主反射鏡面は放物面とは異なる形状になる。しかし鏡面を決定するパラメータ、すなわち焦点距離または開口角を適当に選ぶことによって、主反射鏡については鏡面修整方式の鏡面でも、放物面に近似して差しつかえないことがわかつており、今回は従来より広く使用されている有効開口直径4m、焦点距離1mの放物面鏡を主反射鏡として用いることにした。

一次放射器はサイドローブが低く、しかもビームが回転対称に近いた

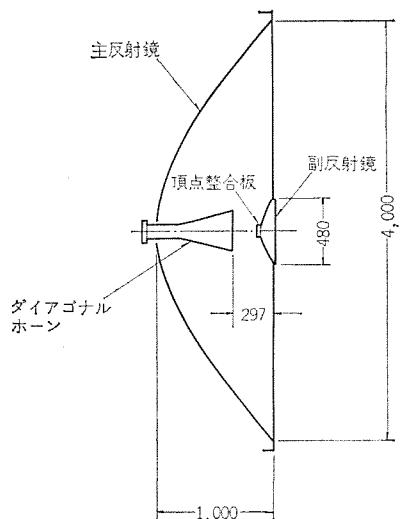


図 4.1 6 GHz 帯 カセグレンアンテナ の構成
Dimensions of 6 GHz band Cassegrain antenna

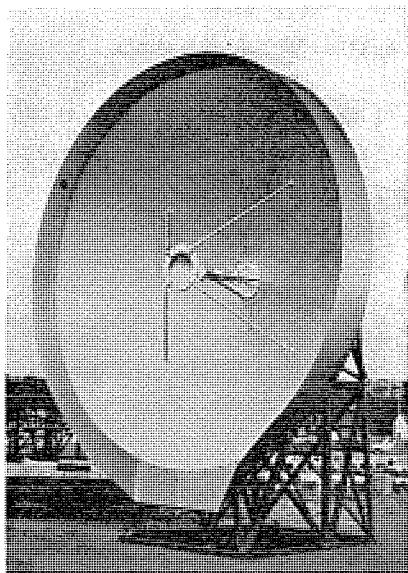


図 4.2 6 GHz 帯 カセグレンアンテナ
6 GHz band Cassegrain antenna.

めに円すいホーンに比較して効率の良いダイアゴナルホーンを用いた。一次放射器および副反射鏡の寸法は、副反射鏡からの漏れ電力の絶対レベル (isotropic level) が -5 dB になるように決めた。副反射鏡の鏡面形状は、主反射鏡上の開口分布として 40 dB の Taylor 分布 (ブロッキングのないときサイドローブが -40 dB 以下となるもの) と、一次放射器のパターンとを考えて計算した。

この結果得られた主反射鏡、副反射鏡および一次放射器の関係位置を図 4.1 に示す。また図 4.2 にこのアンテナの外観を示す。

4.1.2 試験結果

図 4.3 にこのアンテナの副反射鏡からの散乱パターンを示す。副反射鏡には一次放射器の VSWR を改善するための頂点整合板⁽⁶⁾を付けており、これがかなりパターンに影響を及ぼす。すなわち、頂点整合板のない場合は計算値とよく一致しているが、これを付けるとパターンのピークの位置が角度の大きい方向にずれてくる。位相パターンについても頂点整合板の影響により乱れが大きくなっている。

アンテナ総合の放射パターンの近軸特性を図 4.4 に示す。副反射鏡に頂点整合板を付けていない場合、第 1 サイドローブは副反射鏡のブロッキングの影響を考慮した設計値 -25 dB とよく合っている。しかし

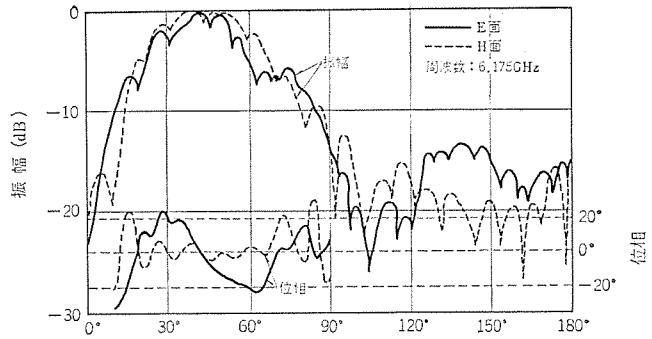


図 4.3 6 GHz 帯 カセグレンアンテナ の副反射鏡散乱 パターン
Scattering patterns of sub-reflector of 6 GHz band Cassegrain antenna.

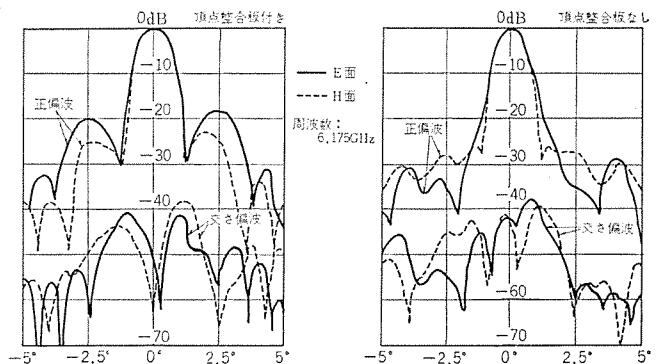


図 4.4 6 GHz 帯 カセグレンアンテナ の近軸放射 パターン
Near-axis radiation patterns of 6 GHz band Cassegrain antenna.

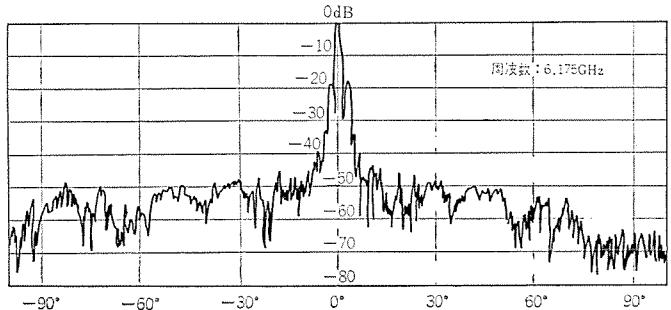


図 4.5 6 GHz 帯 カセグレンアンテナ の広角放射 パターン
(E面)

Wide-angle radiation pattern of 6 GHz band Cassegrain antenna (E plane).

頂点整合板を付けた場合には、位相および振幅分布の乱れにより、特に E 面の第 1 サイドローブレベルが劣化し約 -20 dB となった。図 4.5 および図 4.6 は広角放射パターンである。広角放射レベルを主として支配している一次放射器のスピルオーバーレベルは、ほぼ設計どおり約 -50 dB に表われている。

このアンテナの入力 VSWR は $5,925\sim6,175$ MHz または $6,175\sim6,425$ MHz の範囲で 1.03 以下である。副反射鏡からのリアクションは電圧反射係数で表わして約 0.17 あるが、頂点整合板の寸法を適当に選定することによりほとんど打ち消すことができる。最終的には一次放射器の後に偏分波器を接続して使用するが、この偏分波器を取付けた状態での入力 VSWR は 1.04 程度になる。

なお、このアンテナの利得は測定周波数 $6,175$ MHz で 45.2 dB (開口効率 50 %) であった。

4.2 11 GHz 帯カセグレンアンテナ

11 GHz 帯のアンテナとしては現在フロントファインのパラボラアンテナが

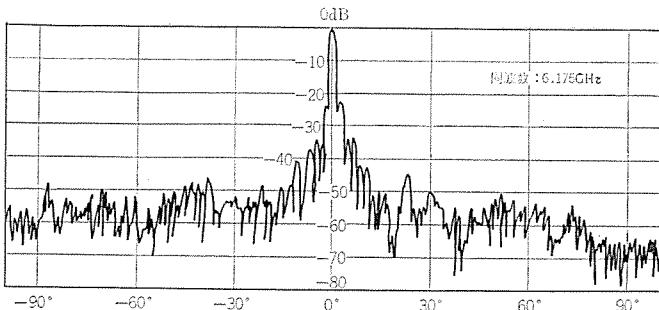


図 4.6 6 GHz 帯 カセグレンアンテナ の広角放射 パターン
(H面)

Wide-angle radiation pattern of 6 GHz band Cassegrain antenna (H plane).

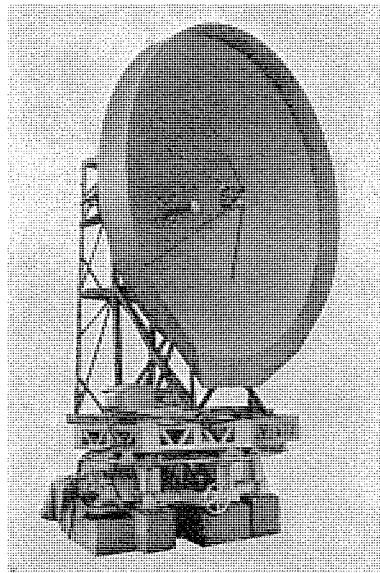


図 4.7 11 GHz 帯 カセグレンアンテナ
11 GHz band Cassegrain antenna.

— 通常カセグレン アンテナ
- - - 鏡面修整カセグレン アンテナ
- - - フロントフィード アンテナ

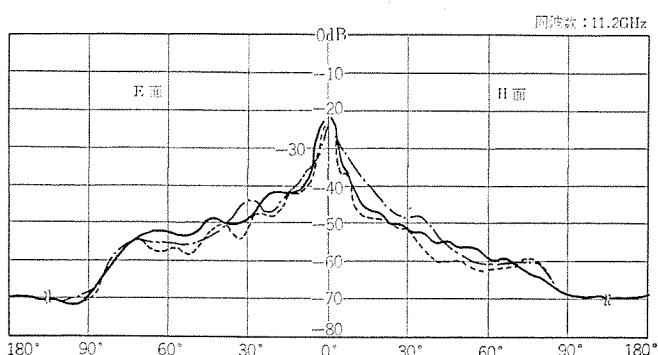


図 4.8 11 GHz 帯 アンテナ の広角放射 パターン (せん頭包絡値)
Wide-angle radiation pattern envelopes of 11 GHz band antennas.

多く使用されている。ここではこれらのフロントフィードのアンテナと、試作したカセグレンアンテナの主として放射特性についての比較検討をしてみる。フロントフィードのアンテナとしては開口直径 4 m、焦点距離 1 m の偏波共用パラボラアンテナの放射パターンを用いた。カセグレン方式のアンテナとしては、一次放射器から副反射鏡周辺への照射レベルを -13 dB とした放物面・双曲面方式の通常カセグレンアンテナと、このレベルを -20 dB としてさらに広角放射特性が良くなるように、副反射鏡を鏡面修整した修整カセグレンアンテナとを試作した。主反射鏡

表 4.1 11 GHz 帯 アンテナ 性能比較
Characteristics of 11 GHz band antennas.

	通常カセグレン	鏡面修整カセグレン	フロントフィード形
入力 VSWR (10.7~11.7 GHz)	1.04 以下	1.045 以下	1.05 以下
11.2 GHz における利得 (開口能率)	50.0 dB (45.5%)	49.7 dB (42%)	50.5 dB (50%)

表 4.2 15 GHz 帯 カセグレン アンテナ 性能
Characteristics of 15 GHz band Cassegrain antenna.

入力 V S W R	14.4~15.4 GHz の範囲で 1.055 以下
利 得	14.9 GHz にて 51.8 dB (開口能率 57%)
ビーム幅 (-3dB)	E面: 0.42 度, H面: 0.40 度
第1サイドローブレベル	E面: -25 dB, H面: -21 dB
第2サイドローブレベル	E面: -29 dB, H面: -27 dB

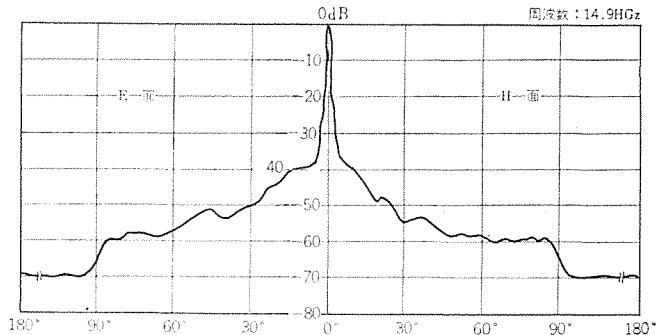


図 4.9 15 GHz 帯 カセグレン アンテナ の広角放射 パターン
(せん頭包絡値)

Wide-angle radiation pattern envelopes of 15 GHz band Cassegrain antennas.

はいずれも開口直径 4 m のものを使用している。図 4.7 に試作したカセグレンアンテナの外観を示す。

これら 3 種類のアンテナの広角放射パターンのせん(尖)頭包絡値を図 4.8 に示すが、修整カセグレンアンテナでは E 面、H 面とも広角放射パターンが改善されていることがわかる。しかし通常カセグレンアンテナでは副反射鏡周辺への照射レベルが高いため、特に E 面の 20 度方向でレベルが高くなっている。なお通常カセグレンアンテナの E 面パターンで、50~70 度方向のレベルが高くなっているのは一次放射器開口に設けた気密板による影響であり、この気密板の改良によりフロントフィードのアンテナと同程度にならうことがわかった。

この 3 種類のアンテナの性能の比較を表 4.1 に示す。これよりわかるように入力 VSWR については、カセグレン方式のほうが少し良くなっている。しかし利得については一次放射器から副反射鏡周辺への照射レベルを低くしたため若干低くなった。

4.3 15 GHz 帯 カセグレン アンテナ

15 GHz 帯 カセグレンアンテナは、公衆通信用として日本電信電話公社にて実回線に採用された最初のカセグレン方式によるアンテナである。開口直径 3.3 m の主反射鏡と直径 330 mm の副反射鏡を持つ通常カセグレンアンテナであり、その詳細についてはすでに本誌上に報告済みである⁽⁷⁾。ここでは図 4.9 に放射パターンのせん頭包絡値を、表 4.2 にその他の性能を簡単に示すにとどめる。なお図 4.10 がこのアンテナの外観である。

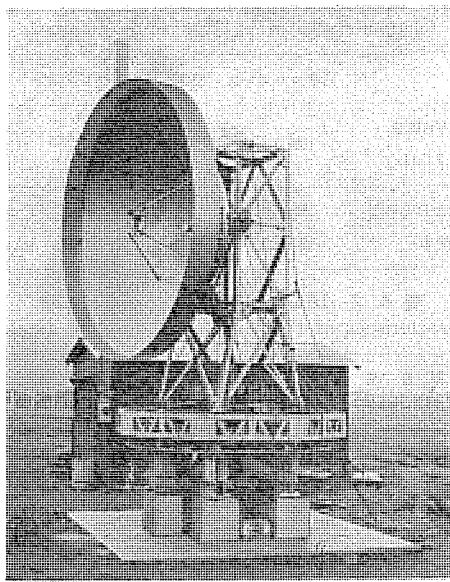


図 4.10 15 GHz 帯 カセグレンアンテナ
15 GHz band Cassegrain antenna.

5. 今後の課題

これまで述べてきた直径 100 波長前後の比較的開口径の小さいカセグレンアンテナにおいては、副反射鏡の直径および一次放射器の開口径を波長に比べて大きくすることがむずかしくなる。このため副反射鏡のビーム整形能力の劣化による主反射鏡からの漏れ電力の増加、小さな開口径の一次放射器で小さな副反射鏡に吹きつけるための副反射鏡からの漏れ電力の増加などによって、大口径のものほどの性能を持たせることができることがむずかしくなる。これらの問題を解決することが今後の課題になるものと考えられるが、ここではその解決策の例として、レンズ付きホーン給電カセグレンアンテナ⁽⁸⁾⁽⁹⁾およびオフセットカセグレンアンテナ⁽¹⁰⁾について述べる。

5.1 レンズ付きホーン給電カセグレンアンテナ

地上マイクロ波中継用アンテナの主反射鏡の直径は比較的小さいので、それに対応する副反射鏡の最適直径も小さくなる。このような小口径カセグレンアンテナにおいては、一次放射器と副反射鏡との距離が近く近接領域となるため、一次放射器の開口径を大きくしても、ビーム幅を狭くできず副反射鏡からの漏れ電力が増大する。一方、一次放射器のビーム幅に応じて副反射鏡直径を大きくするとブロッキングが増加し、いずれにしても性能劣化はまぬがれない。

一次放射器の開口に誘電体レンズを設けてビームを絞り、最適直径の副反射鏡に適応した一次放射器を得ることによって小口径でも十分性能の得られる方式が考えられる。このような考えのもとに試作したアンテナの例を図 5.1 に示す。

試作したアンテナの直径は 50 波長である。実験によるとレンズのないホーンの場合の利得は 41.5 dB (開口能率 57 %) であるが、レンズ付きホーンを用いた場合の利得は 42.3 dB (開口能率 69 %) になり、性能をかなり改善することができる。

5.2 オフセットカセグレンアンテナ

比較的開口径の小さいカセグレンアンテナにおいては、副反射鏡およびその支持柱によるブロッキングが大きく、開口能率の低下およびサイドローブ上昇の一原因となっている。また副反射鏡の直径/波長を十分大きくできないための性能劣化もかなり大きい。主反射鏡の開口径が小さくても副反射鏡およびその支持柱によるブロッキングがなく、



図 5.1 レンズ付きホーン給電カセグレンアンテナ
Lens-horn feed shaped-reflector Cassegrain antenna.

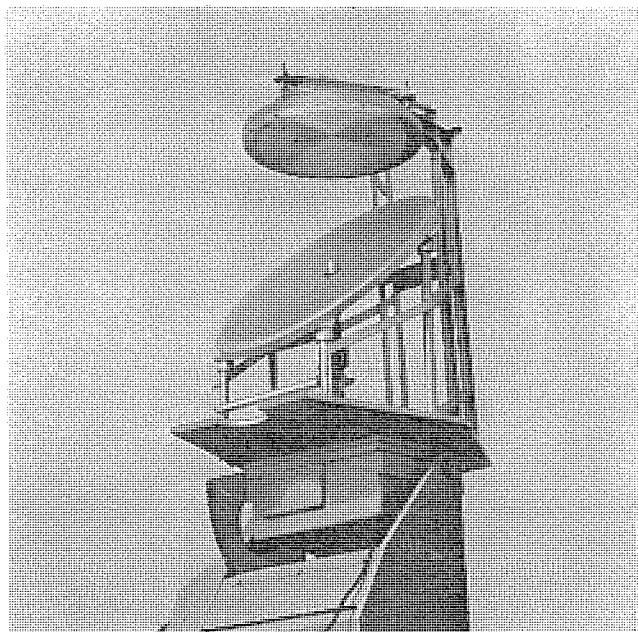


図 5.2 オフセットカセグレンアンテナ
Off-axis feed shaped-reflector Cassegrain antenna.

副反射鏡の直径を大きくしうるアンテナとしてオフセット形の複反射鏡アンテナがある。この種類のアンテナの例としてはすでに Open Cassegrain⁽¹¹⁾、Cassegrain Horn Reflector⁽¹²⁾などがあるが、これまでに発表されたものは主反射鏡に放物面、副反射鏡に双曲面と限定しているため開口能率は限られてしまう。

ここでは開口分布が一様に近くなるように鏡面の曲面形状を変え、高能率化をはかった図 5.2 に示すアンテナを試作した。開口径は 40 波長で利得の測定結果は 40.5 dB (開口能率 71 %) である。なお鏡面を修整しない放物面・双曲面形の場合には 39.6 dB (開口能率 58 %) である。

6. む す び

従来、高利得で大口径のアンテナに多く採用されていたカセグレン方式のアンテナが、公衆通信用として比較的小口径のアンテナでも十分

実用に供しうることを述べた。4章にある6GHz帯 カセグレンアンテナと15GHz帯 カセグレンアンテナは、すでに日本電信電話公社の実回線でか(稼)働中であり、また現在は、本土と沖縄を結ぶ回線用に4GHzと6GHzの両周波数帯共用の直径8mのカセグレンアンテナを製作中である。将来、無線通信の使用周波数が準ミリ波帯に移行していくことが考えられるが、その場合にもカセグレンアンテナの有利性は大きくなり、ますますこの方式によるアンテナの採用が増えていくものと思う。

最後に終始ご指導・ごべんたつを賜わっている日本電信電話公社技術局の無線担当各位に深く感謝の意を表する。

参考文献

- (1) B. Ye Kimber : On Two-Reflector Antennas, Radio Engineering and Electronic Physics, 6, 914 (1962)
- (2) A. W. Love : The Diagonal Horn Antenna, Microwave Jour., 5, 3, 117 (1962)
- (3) 水沢：鏡面修整 カセグレンアンテナの放射特性に及ぼす副反射鏡放射パターンの効果、信学誌, 52-B, 78 (昭44)
- (4) 喜連川, 水沢：昭44電学連大, No. 1,413
- (5) 松本, 水沢, 高松：昭44信学全大, No. 368
- (6) 香川, 高松：昭42電学連大, No. 1,299
- (7) 香川, 山内, 高松：三菱電機技報, 41, No. 4, 568 (昭42)
- (8) 水沢, 田中：昭44信学全大, No. 367
- (9) 水沢, 田中：公衆通信用カセグレンアンテナ, 信学会アンテナ・伝播研資, AP 69-64 (昭45)
- (10) 水沢, 田中, 牛込：昭45電学連大, No. 1,252
- (11) J. S. Cook, E. M. Elam and H. Zucker : The open Cassegrain Antenna, B. S. T. J., 44, 1,255 (1965)
- (12) S. R. Jones and K. S. Kelleher : A New Low Noise, High Gain Antenna, IEEE Internat'l Conv. Rec., 11, 1, 11 (1963)

ガン発振器を用いた Y. A. C. レーダースピードメータ

白幡 潔*・中村 泰而**・迎里 信夫**・小木曾弘司**

Y. A. C. Radar Speed Meter Using Gunn Oscillator

Kamakura Works Kiyoshi SHIRAHATA・Taiji NAKAMURA・Nobuo MUKAISATO・Kōshi OGISO

Y. A. C. radar speed meters using a Gunn oscillator as a microwave source have been developed. The radar speed meter referred to is employed for a speed detector operating in the automatic shunting yard. It is application of the Doppler effect with microwaves.

This article makes description on the outline of the Y. A. C. speed meter, its principal performance, investigation when using the Gunn oscillator for a practical unit, characteristics of the oscillator manufactured and irregularity of them in case of quantity production.

1. まえがき

貨物輸送における省力化の一手段としての操車場自動化システム (Yard Automatic Control System) が、郡山操車場を皮切りに各操車場に採用されようとしている。この自動化システムの中で、貨車転走速度制御自動化に使用される速度検知装置が Y. A. C. レーダースピードメータである。このレーダースピードメータは、マイクロ波によるドップラ効果を応用し、貨車速度を連続測定するもので、各仕分線内に設置される。したがって一操車場に多数使用されるため、高信頼度かつその価格が低いことが望まれる。

当社では、装置内のマイクロ波発振源として、従来から使用していたクライストロンを、近年実用の域に達したガン発振器に切換え、電源、および構成の簡素化を計り、信頼性向上と大幅原価低減を成し得た。

ガン発振器を実用機器に装荷するには、装荷しようとする機器の性質に合わせ、周波数変動、負荷に対する安定度、環境条件、雑音、特性のばらつき、信頼度などについて検討する必要がある。本文ではこれらの検討を含め、ガン発振器を用いた Y. A. C. レーダースピードメータの概要について紹介している。

2. 操車場とレーダースピードメータ

操車場にはいる貨車は、ハンプと呼ばれる小高い山の上で解結され行先別に各仕分線に転走され、新しく組成されて次の目的地へ送られる。もちろんそのまま継送される場合もある。この過程における自動化システムの範囲は、次の 5 項目に大別される。

- (1) 貨車情報の管理 (貨車番号、行先、記事など)
 - (2) 各作業計画立案作成 (分解表、組成指示表など)
 - (3) 貨車制御
 - (a) 転送貨車の速度制御
 - (b) 進路制御 (ポイント切換え)
 - (4) その他の進路制御 (組成進路、継送進路)
 - (5) 構内作業ダイヤの管理 (マンマシンシステム)
- この中で (3)-(a) の転送貨車の速度制御の自動化に レーダースピードメータが使用される。

在来のハンプ操車場では、転送貨車に構内作業掛が添乗し、車側ブレーキをかけ、仕分線内で適当な連結速度になるよう減速しており、危険作業と作業人員の削減が大きな問題となっている。

自動化操車場ではこの作業を、 レーダースピードメータ、カーリーターダ、およ

び電子計算機により自動化している。その方法は、ハンプより転走される貨車の速度を線路内に設置された レーダースピードメータで検出し、計算機により走行条件を加えて目標速度を計算し、線路内に設置された カーリーターダと呼ばれる ブレーキを制御して行なう。このため各仕分線ごとに速度検出する必要があり、郡山操車場で約 100 台、高崎操車場で 31 台の レーダースピードメータが設置されている。

操車場内に設置される各機器は、列車の運行に関係するものだけに、その信頼性が高く要求され、二重、三重の安全が考慮されている。とりわけ現場機器は、過酷な環境下に耐えられるよう設計、製作がなされなければならない。

3. 装置の概要

3.1 測定原理

この装置は各仕分線内に設置され、カーリーターダ内を転走する貨車の速度を測定するもので、マイクロ波によるドップラ効果を応用している。

アンテナよりふく射されている電波ビーム中に移動物体が進入すると、それより反射されてくる受信波の周波数は、ドップラ効果により移動速度に比例した周波数偏移を受ける。この反射受信波を送受共用アンテナで受信し、マジック T を介してクリスタルミクサに加え、送信波の漏えい電力と混合してホモダイン検波する。この検波出力には受信波と送受波の周波数差、すなわちドップラ周波数が取り出される。この周波数は一般に次式で表わされる。

$$f_d = 2vf \cdot \cos \theta / c$$

ここで f_d はドップラ周波数、 v は移動速度、 f は送信周波数、 θ は投射角、 c は電波の伝播速度である。したがって、このドップラ周波数を一定時間計数することにより、貨車の転走速度を測定することができる。

この装置では電波ビームの方向を貨車の転走方向に向いているため、 $\cos \theta = 1$ となる。一般に操車場構内を転走している貨車の速度は 0.5 m/s ~ 10 m/s であるため、このドップラ周波数は 35 Hz ~ 700 Hz の低周波となる。検出されたドップラ周波数はパルス化されたのち計算機入力として加えられる。

3.2 装置の検討

列車運行に関係する機器はそれ自体の性能はもとより、信頼度、安全装置、保守についても検討が必要である。

(1) 測定の精度

転送速度の測定に際し、その精度は速度制御の誤差として現われ

る。制御誤差が大きい場合、前方貨車への追突、途中停止等の問題が生じ、貨物に対する影響、構内ダイヤの乱れが生ずる。このような点から、レーダースピードメータの精度は1%以内に制約される。ドップラ方式で速度を測定する場合、その誤差は、送信周波数の変動、投射角の誤差に起因する。送信周波数の変動分を Δf とすれば、それによって生ずる測定誤差、 T_f は次式で表わせる。

$$T_f = \Delta f / f$$

したがって、10,000 MHzの周波数を使用すれば、周波数変動が50 MHzあったとしても、 T_f は 5×10^{-3} 程度に収められる。また、角度誤差 T_θ についても、投射角の微少変化に対し、次の近似式で表わされる。

$$T_\theta = \Delta \theta \cdot \tan \theta$$

したがって投射角を零度付近で使用する場合、その誤差は減少し無視することができる。

(2) 測定距離

測定可能距離は次により制約される。転走貨車が電波ビーム中に進入し、その速度を読み取ってから制動エネルギーを計算する時間、および計算機の指令で制動エネルギーを蓄積準備する時間により、貨車の最高転走速度から、レーダとカーリターダとの距離の最少が制約され、また最高転走速度と目標脱出速度、単位長あたりのカーリターダの制動エネルギーからカーリターダの長さの最少が制約される。したがってカーリターダ出口までの距離はカーリターダの性能と進入速度、目標脱出速度により制約され、空圧式カーリターダで35 m以上、自重式および電磁式カーリターダで25 m以上の測定可能距離が要求される。

この装置ではアンテナ利得約22 dB、総合雑音指数44 dB、最少受信入力-62 dBmを満足し、最小の貨車のレーダクロスセクション 10 m^2 で35 m以上の測定可能距離を得ている。

(3) 交流誘導雑音

東北本線、東海道新幹線など、交流電化区間が多くなっている鉄道路線において、信号伝送路は交流誘導雑音に対し考慮する必要がある。操車場構内で、その伝送路が500 m~1 kmにおよぶことも多く伝送回線は平衡度60 dB、しゃへい係数30%の電磁しゃへいケーブル、および市内対マルチ通信ケーブルを使用し平衡回線で仕分線より機器室（コントロールタワー）へ伝送している。

(4) 温度および振動

機器室内は電子計算機が設置されているため、常に最適温度にコントロールされているが、高周波部分は構内の線路内に設置されているため、夏の炎天下、冬の酷寒の下で十分動作するよう設計されねばならぬ。また貨車通過時の振動も問題となる。

高周波部分はこのため二重構造にして、直射日光によるふく射熱をさけ、また、密閉形であるため、内部熱放散はきょう（筐）体表面積を大きくとり、自然放熱を利用している。これはファンブロアなどの機械的摩耗部分をあえて避けたためである。ここで一番の問題点はマイクロ波発振源のガン発振器である。クラリストロンと異なり、ヒータがない半導体とは言え、発振動作層の約 10μ の厚さに数Wの電力が加えられるため、熱的条件は十分考慮する必要がある。この点については、4章で述べている。

この装置では周囲温度を-20~+50°Cに、振動を1.5 G以上に設計されている。

(5) 避雷対策

操車場はその面積が広いうえ、鉄塔など落雷を誘導しやすい建物が多く、高崎・郡山などは雷多発地帯でもある。このように操車場

内に設置される電子機器は十分避雷対策を施す必要がある。

雷は電圧、電流とも数 kV、数 kA であるため直接機器に落ちる場合は保護しがたい。しかし電子機器が雷の影響を受ける場合は、むしろ直撃ではなく、付近の避雷針、建物、または鉄塔に落ち、大地に吸収される際の接地電位の上昇、接地線に流れる雷電流による誘導、大地電位とケーブル間の静電誘導⁽²⁾によりケーブル内に異常電圧が発生し、それが機器の素子に及ぼす影響がおもである。

実測によると接地点における雷電流の80%は50 kAであるとされている⁽³⁾。したがって第一種アースでも数百 kVの接地電位の変動が生ずる。

一般に避雷器は炭素避雷器、真空避雷器、炭素電極保護ギャップなどがあるが、ここでは真空避雷器とツェナーダイオードの組合せにより保護回路を構成している。使用するツェナーダイオードの動作電圧は、保護をしようとする回路の破壊電圧以下に選択されている。

(6) 瞬時停電対策および停電対策

構内作業中の瞬時停電、および停電は予測しておかねばならず、それに対する対策が必要である。この装置には、バッテリフローティング方式を採用し、停電時にはバッテリより直接負荷に供給している。停電時、および停電復帰時の電源内回路切換えは自動で行なわせ、無人化を計っている。これもガン発振器の採用により低電圧、単一電源で装置が駆動できるようになつたためである。

(7) 保守性

この装置は操車場構内に数多く散在しており、昼夜連続運転しているため、保守性が重要な問題となる。個々の部品の選択のみならず、故障が生じた時は速やかに故障箇所とその処理ができるよう、システム構成されている。回路はすべて固体化されており、極力ICを採用し、信頼度の向上を計っている。また各部分はすべてプラグインユニット化され、故障時の即時交換を容易にしている。

故障時には制御システム上、安全側に切換える信号を計算機に送り出すとともに、ブザーを鳴動させ故障箇所を表示灯により表示させている。

4. ガン発振器

ガンダイオードは1963年、IBMのJ. B. Gunnが一般にガン効果と呼ばれる高電界中のIII-V族半導体におけるマイクロ波電流の存在を発表して以来、その発展は目ざましく、すでに実用期に達している。発振器は使用される機器の性質に応じ、外部Q、雑音特性、周波数変動、電力変動、電圧依存性、耐振性に対し検討する必要がある。ここではY. A. C. レーダースピードメータ用として開発したガン発振器について述べている。

4.1 発振器の外部Qと負荷

ガン発振器は、クラリストロンと異なり、ガンダイオード自体のインピーダンスが低く、外部Qが低いため、負荷状態が発振特性に影響しやすい。これはアイソレータのそう入により防止できるが、小形、低価格には反する。

外部負荷の規格化サセプタンスを b とすると、周波数変動($\Delta f/f$)は

$$|\Delta f/f| = b/2Q_{\text{ext}}$$

で与えられる。本装置は $Q_{\text{ext}}=50$ 以上、負荷V.S.W.R=1.05以下としている。

4.2 周波数変動

レーダースピードメータは電波法上、陸上標準局にあたり、電波法によ

って周波数偏差が規定されている。従来レーダスピードメータは10,525 MHzの発振周波数に対し、±12 MHz (クライストロンの場合) の偏差が許可されており、ガン発振器もこの規格に準じている。発振器の偏差は、温度による変動、振動による変動、負荷による変動を総じて規格内に入れなければならない。ここで負荷による変動を偏差内に入れている理由は、保守時における発振器の互換性を考慮するためである。

前項で述べたとおり負荷による変動は前式の b を0.055、 Q_{ext} を50以上として5.3 MHz以内に押さえている。電圧変動については安定化回路を発振器内部に組みこみ図4.1に示すように15~18 Vに対し1 MHz以内に押さえている。温度に対しては、高Q化と、機械的温度補償により80 kHz/°C以下に調整されている。振動に対してはダイオードマウント部の機構を細工し±2 MHz以内に押さえている。

4.3 雑音

雑音はガンダイオードおよび発振器の外部 Q_{ext} に関係するが、この装置ではドップラ検出用ホモダイン検波を使用しており、IF周波数がドップラ周波数帯の35~700 Hzと低く、検波用ダイオードのNoise-Temperatureが高く、発振器の雑音の影響は実験によって無視できる程度であることが確認されている。

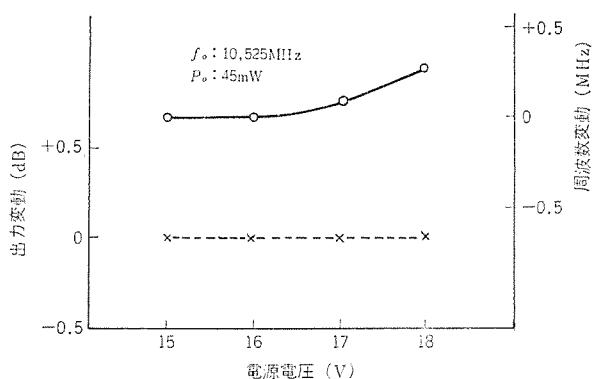


図4.1 安定化電源付きガン発振器の供給電圧に対する周波数、電力変動
Frequency and power variation vs. supply voltage of gunn oscillator with regulated power supply.

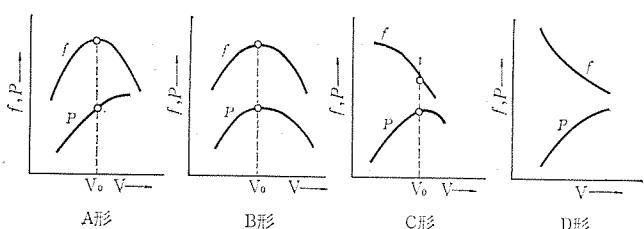


図4.2 電圧に対する周波数、出力特性から分類される静特性形
Classification of Gunn diode based on $V-f$, $V-p$ characteristics.

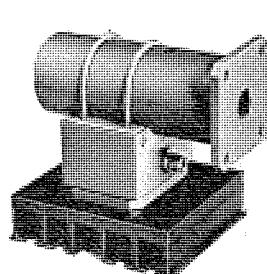
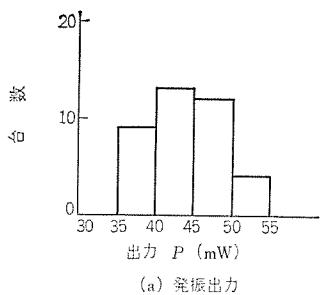
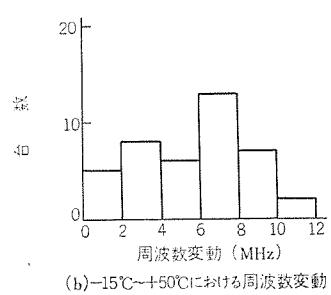


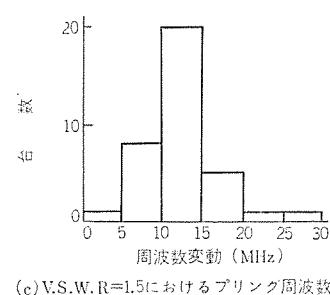
図4.4 ガン発振器 MGO-1015
Gunn oscillator MGO-1015.



(a) 発振出力



(b) -15°C~+50°Cにおける周波数変動



(c) V.S.W.R=1.5におけるブリッジ周波数

図4.5 1ロット50台の特性分布
Characteristic distributions among one lot of fifty oscillators.

4.4 ガンダイオードの選択

ガン発振器の量産に際し、ダイオードの温度依存性の均一化は、必要な条件の一つである。ガンダイオードは、その発振出力と周波数がバイアス電圧に対し図4.2に示す四つの特性に分類できる。この特性の変化はダイオードの動作層におけるキャリア濃度により決まるものである。図4.3はこの四つのタイプのガンダイオードのバイアス電圧依存性と温度依存性との相関を示しており、バイアス電圧に対する発振周波数、電力特性を見ることにより、温度依存性を予測することができる。⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾ 量産時にはA・B・C・タイプを選択し、これをキャビティに装てんしている。

4.5 寿命

発振器の寿命は、主としてガンダイオード動作層における発生熱により左右される。このためガン発振器の放熱は十分考慮されねばならない。当社で製作しているガンダイオードの安全温度は、ダイオードパッケージにおいて最高73°Cとされており、周囲温度50°Cでの使用にはパッケージより外気までの熱抵抗を極力少なくするか、強制空冷が必要となる。この装置では、熱抵抗を3°C/Wまで下げ自然空冷で使用している。長時間エージングの結果、すでに10,000時間突破しているが異常は認められていない。

製作したガン発振器の外観を図4.4に示す。また発振器の主要特性を表4.1に示す。図4.5は1ロット50台量産製作したときの発振器の出力、周波数の温度依存性、およびV.S.W.R=1.5のときの負荷に対する周波数変動を示すヒストグラムであり、特性が均一

表4.1 使用したガン発振器の平均発振特性
Mean values of Gunn oscillators characteristics.

特 性	平 均 値
発 振 周 波 数 MHz	10,525
出 力 电 力 mW	43
周 波 数 安 定 度 MHz/65°C	5
周 波 数 安 定 度 MHz/V	0.1
外 部 部 Q	170

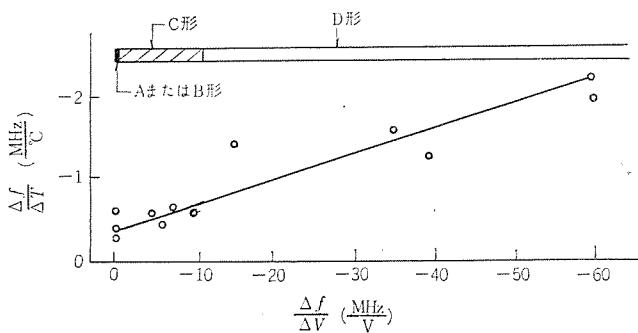


図4.3 $\Delta f/\Delta V$ と $\Delta f/\Delta T$ との関係
Relation between $\Delta f/\Delta V$ and $\Delta f/\Delta T$

化されていることがわかる。

5. 装置の構成

本装置は次の各部から構成されている。

5.1 高周波部

高周波部は各仕分線に設置され、マイクロ波の送受を行ない、貨車の転送速度に比例したドップラ周波数を検出し、增幅ののち、パルス化し、平衡回線の電磁しゃへいケーブルで機器室（コントロールタワー）内の本体架へ伝送している。この高周波部の駆動電圧は長距離にわたる伝送ケーブルの電圧ドロップを考慮して幅広く、直流 17.6 V～26.4 V の範囲の単一電源である。

5.2 本体架

本体架はハンプ頂上の機器室に設置され、各仕分線内に設置された高周波部に対応する操車監視部ユニットが、それぞれプラグインされている。本体架上部には警報部があり、各高周波部の送受信状態を検波用のクリスタルミクサダイオードに流れる整流電流で、各スピードメータの電圧異常を各操作監視部にある警報ヒューズで、その他、本体架のノーヒューズブレーカ、電源架のノーヒューズブレーカなどにより検出した故障を表示し、警報信号を計算機へ送っている。

またここでは系全体の動作が正常であるかを調べる高周波部内の点検信号発振器を遠隔で動作させ、出力をモニタすることができる。高周波部からのドップラ信号は、本体架内にプラグインされた操作監視部で受け、伝送中の波形ひずみを整形し、計算機へ送り出している。駆動電圧は電源架よりの直流 21.6 V～26.4 V 単一電源である。

5.3 電源架

ガソリン発振器の採用により、電源架は従来より大幅に簡素化されている。図 5.3 は電源架の大略ブロック図で、AC 100 V 単相入力を整流し、6 V 60 AH の鉛蓄電池 4 個に充電しながら負荷へ供給している。一次電圧の変動は可飽和リアクトルと磁気増幅器により帰還ループを構成し、整流器の交流入力をコントロールして安定化している。蓄電池の浮動、均等充電の切り替えはすべて自動で行ない、保守の無人化を計っている。

6. 装置の性能

6.1 総合性能

アンテナ出力	約 15 mW
受信方式	ホモダイン 検波
最大測定可能距離	35 m 以上
速度測定範囲	0.5～10 m/s
測定精度	1 % 以内
出力パルス	20 V _{P-P} 以上
消費電力	約 1.5 kVA/高周波部 42 台
温度範囲	高周波部 -15°～+50°C 本体架および電源架 +10°～+35°C
湿度	RH 90%
警報出力	重故障出力（電源架故障、本体架故障） 軽故障出力（操作監視部ヒューズ断、各高周波部のクリスタル電流半減）
停電時動作能力	30 分以上

6.2 高周波部

アンテナビーム	垂直 13.5 度、水平 10.5 度
アンテナ利得	22 dB

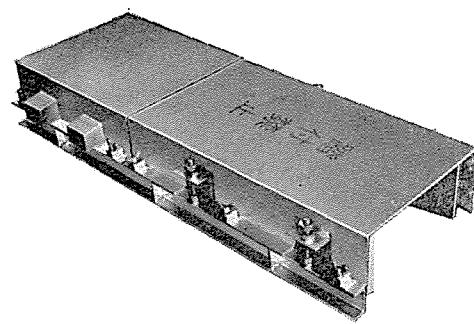


図 5.1 高周波部
Radio frequency unit.

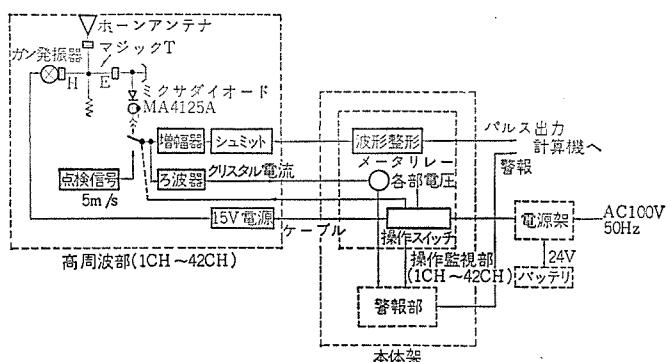


図 5.2 レーダースピードメータ系統図
Radar speed meter system diagram.

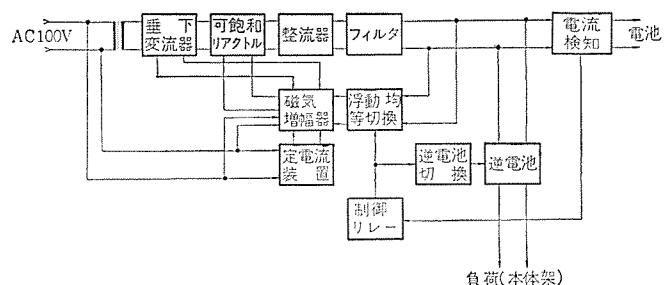


図 5.3 電源架ブロック図
Power supply block diagram

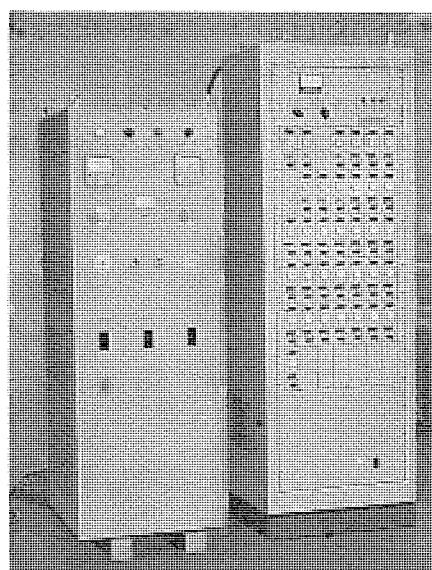


図 5.4 Y. A. C. レーダースピードメータ本体架および電源架
Main unit and power supply unit of Y. A. C. radar speed meter

送信周波数	10,525 MHz
発振出力	30 mW
増幅器利得	約 85 dB
増幅器周波数帯	35~700 Hz
ミクサダイオード	MA 4125 A
動作電圧範囲	17.6 V~26.4 V DC
6. 3 本体架	
警報出力	重故障出力
	軽故障出力
警報表示	クリスタル 電流半減 (各 レーダースピードメータ ごと) ヒューズ断 (各 レーダースピードメータ ごと) ブレーカ断 電源架故障
速度モニター	各 スピードメータ へ手動切換し, メータ表示
動作点検	各 スピードメータ 高周波部内の点検信号発振器を遠隔操作 信号 5 m/s
動作電圧範囲	21.6 V~26.4 V DC
6. 4 電源架	
整流方式	1 相全波整流
一次周波数	46~51 Hz
一次電圧	100 V ± 10%
浮動充電電圧	25.8 V
均等充電電圧	28.8 V
補充電電圧	32 V (手動で設定)
負荷定格電流	0~35 A
負荷電圧	21.6~26.4 V
充電切換	補充電をのぞき自動切換

7. 動作結果

郡山操車場で実動している、クリストロンを使用したレーダースピードメータと同一条件の下に、郡山操車場構内にて試験した結果、同一の性能であることを確認し、さらに高崎操車場構内において曲線軌条を走行中の貨車の速度測定を実施した。

既設の操車場を自動化するに際し、敷地面積による制約で、仕分線有効長を曲線部分（分岐点近く）にまで広げる傾向にある。この場合、今後の自動化操車場は高崎操車場を含め、曲線部分での集中速度制御が行なわれる。したがってレーダースピードメータは曲線軌条を走

行する貨車の速度をも、測定できなければならない。

曲線軌条における貨車速度の測定結果では、曲線部を走行中の貨車運動と、曲率、スラップ、カントなどの線路敷設状態によって、速度出力に時おり、見かけ上異常に速い速度が混入した。この現象は走行中の貨車振動と、レーダクロスセクションの変化、ビームの広がりなどにより、異常な速度ベクトルが発生するものと思われる。この装置では、種々の検討の結果、アンテナビーム 方向を下げ、反射面の複雑な貨車下部に照射し、さらに計算機内でプログラミングによる フィルタリングをかけ、制御動作上問題のない状態まで解決できた。

ガス発振器の性能および量産性については、4章で述べたヒストグラムでもわかるように、特性のバラツキが少なく十分量産性がある。また、このロットは全数 45 年 4 月より連続運転しているが、今日まで 1 台の異常も見られず、信頼性の良さも実証されつつある。

8. むすび

この装置は、昭和 45 年 4 月、高崎操車場に納入された。この操車場は国内第二の自動化操車場となるもので、東海道、上信越相互間の中継を行なうバイパスヤードとして、昭和 45 年 10 月運用開始を目指し、試験段階にはいっている。種々の試験を経て、レーダースピードメータは目標性能を發揮し、運用開始を待つばかりである。

昭和 45 年 9 月、電波監理局による落成検査が行なわれ、全数合格した。ガス発振器を使用した無線局としては国内で始めての局であり、これは今後のガス発振器の発展に大なる意義があるものと思われる。

終わりに、この装置を開発するにあたり、種々の実験にご協力をいただいた国鉄電気局信号課、鉄道技術研究所自動制御研究室、東京第二鉄道管理局ヤード自動化課の各位に深謝するとともに、ガスダイオードの開発に当たられた当社北伊丹製作所半導体研究部、製作、試験を担当された鎌倉製作所の各位に感謝する。

参考文献

- (1) 東ほか：三菱電機技報 42, No. 12, 68 (昭 43)
- (2) 発電所耐雷設計基準要綱、電力中央研究所技研報告
- (3) 避雷針解説 JIS A 4201
- (4) 三井ほか：信学会、マイクロ波研資、MW 69-42 (昭 44-10)
- (5) 小木曾ほか：昭 44 信学全大、437 (昭 44)
- (6) 白瀬ほか：昭 44 連大、1,569 (昭 44)

Xバンドマイクロストリップラッチング移相器

糸山公男*・星野幸太郎*
中原昭次郎**・紅林秀都司***・溝淵哲史***

An X-Band Microstrip Latching Phase Shifter

Sagami Works Kimio MOMIYAMA・Kōtarō HOSHINO
Kamakura Works Shōjiro NAKAHARA・Hidetoshi KUREBAYASHI・Akihito MIZOBUCHI

Conditions called for by phase shifters which form one component of the phased array antenna system are: compactness, lightweight, low cost and high reliability. As a phase shifter to meet these conditions a meander line microstrip latching phase shifter is adopted for the investigation in view of materials and devices. About the material, compositions and sintering conditions have been studied with Mn-Mg ferrite to find excellent ones. Regarding the device a current-controlled method differing from the old practice has been worked out to result in the development of a phase shifter to satisfy a variety of conditions.

1. まえがき

最近のマイクロ波フェライト回路として、ラッチング回路が注目を集めている。これは、従来のマイクロ波フェライト回路が、外部より直流磁界を加えた状態で使用されるのが通常であるのに対し、その代わりに電子計算機のメモリーコアのように残留磁化の状態で用いるものである。その残留磁化の方向や大きさの変化によって、フェライトがマイクロ波磁場に対して示す性質が変わることを利用したものであり、現在では移相器とスイッチが開発されている。

これらの回路は、残留磁化を利用してるので、ある状態に回路を保つために、特別、外部からのエネルギーが必要でなく、状態を変えるときのみパルス電流を流して、残留磁化を変化させてやればよい。驱动エネルギーが従来のフェライト移相器やフェライトスイッチに比較してきわめて小さくなる。そのうえ、電気的性能のすぐれたものが多く、また小形軽量にもなり信頼性も高いので、移相器やスイッチを多数使用するフェイズドアレイアンテナ系の回路として適しており、最近開発が急速に進んでいる^{(1)～(5)}。

当社においても各種ラッチング回路を開発し、すでに報告しているが⁽⁶⁾⁽⁷⁾、本論文では、小形軽量の観点から取りあげたマイクロストリップ形移相器について報告を行なう。2章では移相器に使用するフェライトの組成に関する検討結果について、3章では、マイクロストリップ形移相器の構造、動作などについて、4章ではXバンドにおける試作移相器について述べている。

2. 材 料

ラッチング回路に用いられるフェライトに要求される具体的な特性定数については、今までのところ完全に判明しているとはいえない。これはラッチング回路での用いられる方が通常の飽和に近い状態で使用されるのと異なり、未飽和状態である残留磁化状態を用いているため、この解析が困難であることによる。

しかし近似的には、通常のマイクロ波用フェライトに要求される特性、すなわち飽和磁化($4\pi M_s$)、磁気共鳴半値幅(ΔH)、スピニ波半値幅(ΔH_k)、誘電率(ϵ)、誘電体損($\tan \delta$)などのほかに、角形ヒステリシス曲線を有し、スイッチングに対する要求であるスイッチング定数(S_w)が小でしかも保磁力(H_c)が小の特性を満足していればよいと考え

られる。

今回のXバンドマイクロストリップラッチング移相器用の材料についても、上述の特性を考慮して選定した結果、当社のマイクロ波用フェライト製品中のG-H材(表2.1)のラッチング特性に注目して、組成および製造工程上の問題について再検討を行なうこととした。

このG-H材のマイクロ波特性は良好であるが、ヒステリシス曲線の角形比 R ($R=B_r/B_{10}$:ここに、 B_{10} は磁場10Oeのときの磁束密度、 B_r は、磁場0での残留磁束密度)が0.85で、ラッチング回路用材料としては若干不満足である。G-H材は組成の点からみるとMg-Mn系フェライトであり、 $\tan \delta$ を向上させる意味で、スピネル形フェライトの化学量論からみた組成よりMgOが多くなっている。

このMgOの多い組成では、MgO- Fe_2O_3 -FeO系の状態図の報告⁽⁸⁾からみてもスピネル中の Fe^{2+} の量が急激に減少することが予想され、誘電体損($\tan \delta$)が非常に小さなものが得られるが、この反面MgOの析出により角形比の劣化が起こっていると推定される。したがって $\tan \delta$ を大にすることなく角形比を向上させるためには、焼結温度に応じて十分高い酸素圧下でMgOの析出がなく、しかも Fe^{2+} の生成を急激に生じさせないような限界の組成を求めれば、良好なラッチング回路用材料が得られることになる。このような観点から、基本組成をG-H材と同様に選び、このMgOの化学量論からの増減により、磁束密度 B_{10} 、角形比 R 、保磁力 H_c がどのように変化するかを検討してみた。

得られた試料のラッチング回路用材料としてのマイクロ波特性については、マイクロストリップ形移相器で実測特性を測定するのが最も確実であるが、材料開発と並行して、この移相器の開発を進めていた関係上、技術的に確立している導波形ラッチング移相器に組み込んで検討することとした。ただし、フェライトそのものの材料特性の検討が主眼であるので、整合用に誘電体を用いたのみの最も簡単な構造の移相器(図2.1)とした。

図2.2に、化学量論量からのMgOのずれの度合いと、 B_{10} 、 H_c 、 R との関係を示す。この場合、混合および粉碎の過程で混入していく F_e の量を補正した値をMgO、0%として記してある。角形比 R は、MgOの不足側で-5%程度までほとんど劣化しないが、それよりさらに減少すると急激に劣化する。一方、MgO過剰側では、不足側に比べてやかに劣化する。 B_{10} については、MgOが過

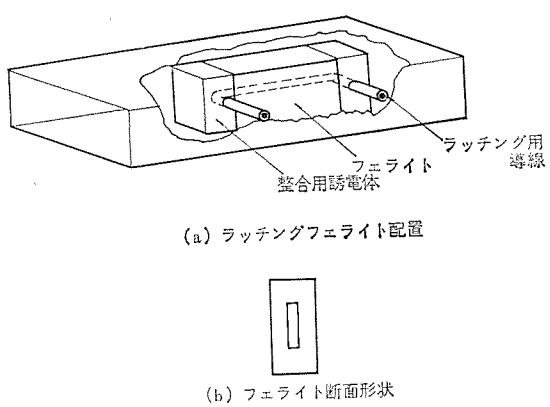


図 2.1 導波管形 ラッチング 移相器
Waveguide latching phase shifter.

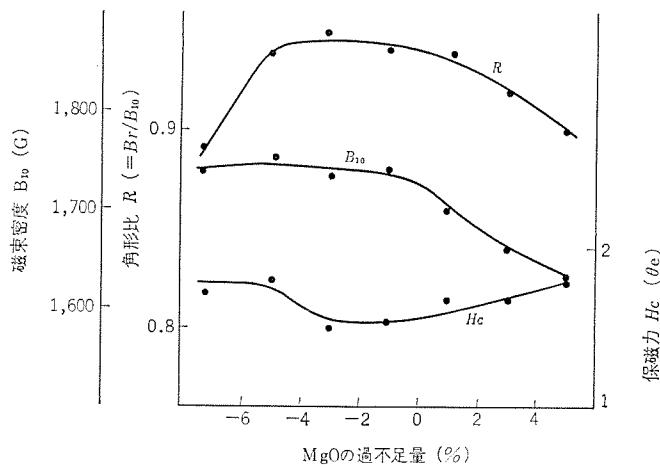


図 2.2 MgO 過不足量とヒステリシス 特性の関係
Hysteresis properties as a function of MgO deviation from stoichiometric composition.

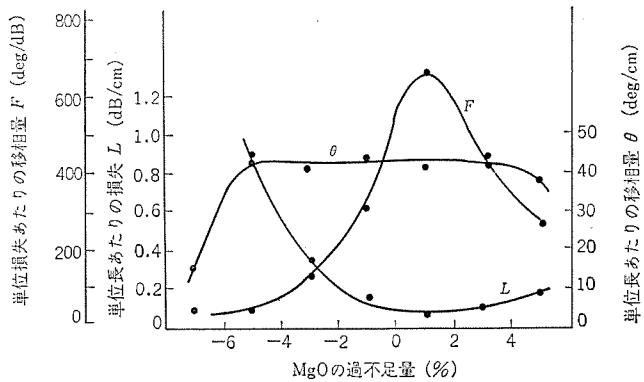


図 2.3 MgO 過不足量と導波管形 ラッチング 移相器の特性
Characteristics of the waveguide latching phase shifter as a function of MgO deviation.

表 2.1 フェライトの特性
Properties of ferrite.

項目	飽和磁化 4πMs (G)	半値幅 ΔH (Oe)	誘電率 ε	誘電体損 tan δ	キュリー 温 T _C (°C)	角形比 B _r /B ₁₀	保磁力 H _c (Oe)
G-H材	1,770	420	9.7	1.5×10 ⁻⁴	290	0.85	1.8
新材料	2,100	400	12.8	1.9×10 ⁻⁴	300	0.94	1.6

剩になるにしたがって急激に減少している。H_cについては、Rの変化と逆に、Rが大の組成で小となっている。

図 2.3 に導波管形 ラッチング 移相器を構成した場合の試料の単位長あたりの損失 L、移相角 θ および品質係数として、単位損失あたりの移相量 F (=θ/L) と MgO の過不足量との関係を示す。損失は、0 % の近くで極小を示し、それより MgO 不足側では急激に増加し、過剰側では、非常にゆるやかではあるが、若干増加する傾向にある。単位長あたりの移相角 θ については、角形比 R と同様に -5 % ~ +3 % 程度まで、ほぼ一定に保たれている。したがって、品質係数 F は、損失に逆比例する傾向で MgO 0 ~ +2 % 程度のところに、かなり急しうん(峻)な極大点をもつ変化を示している。以上の結果より、MgO 不足側では Fe²⁺ の生成により Fe₂O₃ 側に固溶度の幅が広く、角形比は保たれるが、損失、とくに誘電体損が急激に増加していると考えられる。一方過剰側では MgO の固溶度が小で、MgO の析出が生じ、誘電体損は小さいが、角形比の劣化にともない、磁気的な損失が増加していると推定される。

したがって ラッチング 回路用 Mg-Mn 系 フェライトでは、化学量論組成から MgO+2 % の範囲内に保つよう、正確にコントロールすることが優秀な材料を得るために必要である。このようにして、G-H 材を ラッチング 回路用 フェライトとして改良した結果、表 2.1 に示すような新材料の特性が得られ、これをマイクロストリップラッチング 移相器の実験に使用した。

3. マイクロストリップラッチング 移相器の動作機構

3.1 構造および動作

ここに報告する移相器は、結合 メンダーライン を用いたマイクロストリップラッチング 移相器 (Coupled meander line microstrip latching phase shifter, 以後、メンダーライン 移相器と呼ぶ。) に関するものである。その構造は、図 3.1 に示すとおり、フェリ磁性体励磁用 パルス 電流が流れる導線 (以後、ラッチング 導線と呼ぶ) を通す穴を中央部に持つ薄い フェリ磁性体基板上に、無電解 メッキ、電気 メッキ、フォトエッ칭などの手段により、結合 メンダーライン を装着したものである。

一般に、結合 メンダーライン は、図 3.1 に示す線路のピッチ (P) と フェリ磁性体基板の厚さ (H) の比 P/H を 1 よりも小さくするため、隣の線路と強い結合が生じている。結合線路長 L は 4 分の 1 波長を選定するため、隣の線路との間に 90 度の位相差が生じ、その結果、図 3.1 (c) に示す フェリ磁性体内の A 点において、紙面と同一面内に円偏波成分が発生する。ラッチング 導線に十分大きな パルス 電流を流すと、フェリ磁性体は、図 3.1 (a) に示す実線あるいは点線のような円偏波にほぼ直交した残留磁化状態となる。

ラッチング 導線に流す パルス 電流の方向を反転すると、残留磁化方向は反転するが、その際、磁化方向に対して右まわりの円偏波 (正の円偏波といいう) であったものは、磁化方向に対して左まわりの円偏波 (負の円偏波といいう) になり、負の円偏波であったものは正の円偏波に変化することになるが、フェライトは正と負の円偏波に対して異なる透磁率を示すため、パルス 電流の方向を反転することにより、残留磁化状態が変わり、マイクロ 波の透過位相が変化することになる。この二つの状態を利用することにより、透過位相の差に等しい移相量を得ることができる。

結合線路長が 4 分の 1 波長であるとき、フェリ磁性体内で、同一回転方向の円偏波成分が最も効率よく発生するため、移相能率が最良となる。したがって、結合線路長は 4 分の 1 波長 (=λ₀/4√(ε), λ₀ :

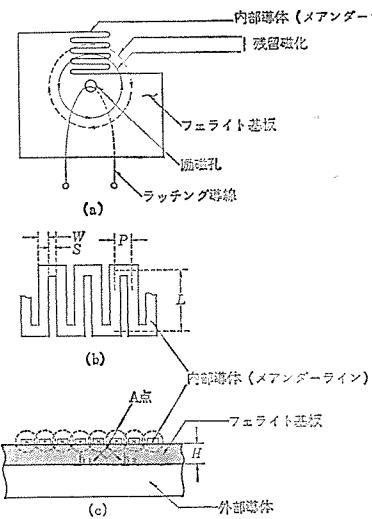


図 3.1 結合 メンダーラインマイクロストリップ 線路形 ラッチング 移相器の構造
Structure of coupled meander line microstrip latching phase shifter.

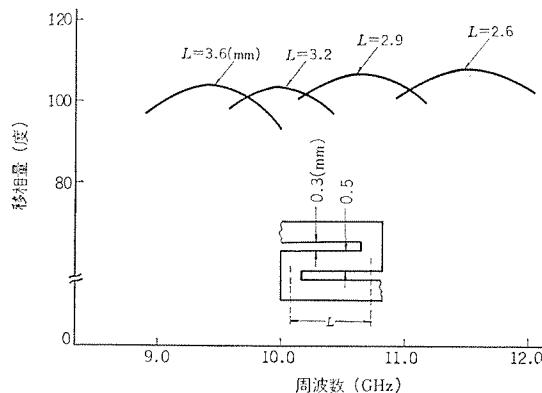


図 3.2 メンダーライン 結合線路長をパラメータとする場合の周波数に対する移相量(線路幅 0.5 mm, 線路間隔 0.3 mm)
Differential phase shift vs. frequency with meander line coupling length as a parameter.

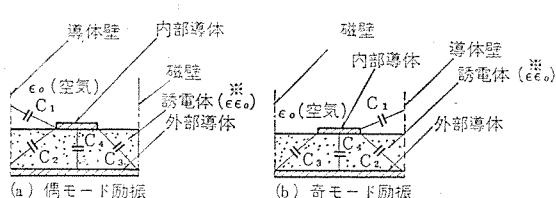


図 3.3 偶, 奇モード励振時の単位線路構造
Elemental cell structure with even and odd mode excitation.

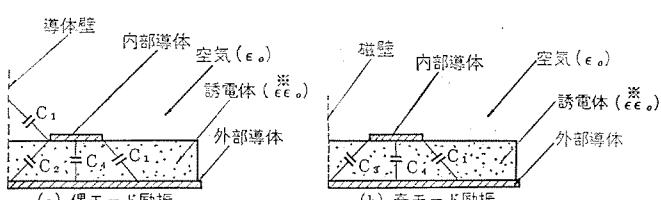


図 3.4 エンドラインの偶, 奇モード特性インピーダンスを計算する時に用いたモデル線路
Model line for calculation of even and odd mode end line characteristic impedance.

自由空間波長, $\langle \epsilon \rangle$: 実効誘電率) に設定しなければならないが, その長さを知るためには, 実効誘電率を知る必要がある。

結合のないマイクロストリップ線路の実効誘電率は容易に計算できるが⁽¹⁾, メンダーラインのように特殊な結合線路の場合は, 線路間の結合電界が発生するため, 結合のない線路に比較して内部導体と外部導体間の電界集中度が悪くなり, 実効誘電率の減少をもたらす。この実効誘電率の減少は, 線路間結合が強くなればなるほど大きくなるので, メンダーラインの構造が異なれば, 実効誘電率が異なり, したがって, 移相量最大となる周波数が異なることになる。そこでその様子を知るために, 結合線路長を変化したときの移相量を測定することにより, 逆に実効誘電率の評価を行なうこととした。

図 3.2 は, 線路幅 (W) が 0.5 mm 線路間隔 (S) が 0.3 mm のメンダーライン移相器について, 結合線路長 L を変えた場合の測定結果を示したものであるが, これより実効誘電率を求めてみると, $\langle \epsilon \rangle \approx 5.3$ となった。他の寸法のメンダーラインについても実験を行なってみたが, 結合のないマイクロストリップ線路の実効誘電率に比べて, かなりの減少を示している。

3.2 メンダーラインのインピーダンス整合

メンダーライン移相器の解析は, まだ十分には行なわれていないが, 文献(3)によると, 結合線路長が 4 分の 1 波長になっているときメンダーラインの特性インピーダンス (Z_0) は

$$Z_0 = \sqrt{Z_{00} \cdot Z_{0e}}$$

で表わされる。

ここに Z_{00} : 奇モードに対する特性インピーダンス

Z_{0e} : 偶モードに対する特性インピーダンス

この状態の特性インピーダンスを求めるのは, 導体壁と磁壁に囲まれた要素の特性インピーダンスを求めることが等価である。図 3.3 に, Z_{0e} , Z_{00} を求める際に用いたモデル線路を示す。 C_1/ϵ_0 , C_2/ϵ_0 , C_3/ϵ_0 としては文献(10), (11)のものを, $\langle \epsilon \rangle$ としては前節で求めたものを用いて次式にしたがって Z_0 を計算すればよい。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{\mu_0 \sqrt{\langle \epsilon \rangle}}{C/\epsilon_0}} = \frac{377 \sqrt{\langle \epsilon \rangle}}{\epsilon_0 + \epsilon \left(\frac{C_2}{\epsilon_0} + \frac{C_3}{\epsilon_0} + \frac{W}{h} \right)}$$

ここに, L : 単位長あたりインダクタンス

C : 単位長あたりキャパシタンス

W : 内部導体幅

h : 誘電体の厚さ

この方法で計算すると, $W=0.5$ mm, $S=0.3$ mm のメンダーラインの場合 39 オームとなる。

このメンダーラインを 50 オーム線路とインピーダンス整合するためには, メンダーラインと 50 オーム線路の間に, 特性インピーダンス $Z' (= \sqrt{50 \times Z_0})$ の 4 分の 1 波長変成器を入れてやればよいが, メンダーラインの最外側の線路(以後 エンドラインと呼ぶ)の幅, または線路間隔を調節することにより 4 分の 1 波長変成器として使用することができる。エンドラインの特性インピーダンスは, Z_{0e} , Z_{00} を計算する際に図 3.4 のモデル線路を用いれば, メンダーラインの場合と同様にして求められる。これによれば, $W=0.5$ mm, $S=0.3$ mm のメンダーラインを整合するためのエンドライン幅は, 約 0.45 mm となる。

一方, 図 3.5 にエンドライン幅を変えたときの入力 VSWR に関する測定結果を示したが, エンドライン幅 0.4 mm が広帯域で良好な結果を与えている。しかし, このように, 計算値と実験値に若干の差があるのは, この計算方法にいくつかの仮定が含まれているからであ

り、したがって、最終的寸法は計算値の周辺で細かく実験を行ない、その後、決定しなければならない。

さらに入力 VSWR を小さくするためには、メアンダーラインのコーナーについて検討する必要がある。一般に線路のコーナーには、サセターン分が生じ反射の原因となるが、メアンダーラインのコーナーは、結合のない線路におけるコーナーとは状態が異なっているかもしれない。そこで、コーナーの寸法を変えて、そのときの入力 VSWR を測定してみることにした。結果は図 3.6 に示すが、コーナー部をある状態にするとかなり広い帯域で入力 VSWR 1.2 以内に入れることができる。

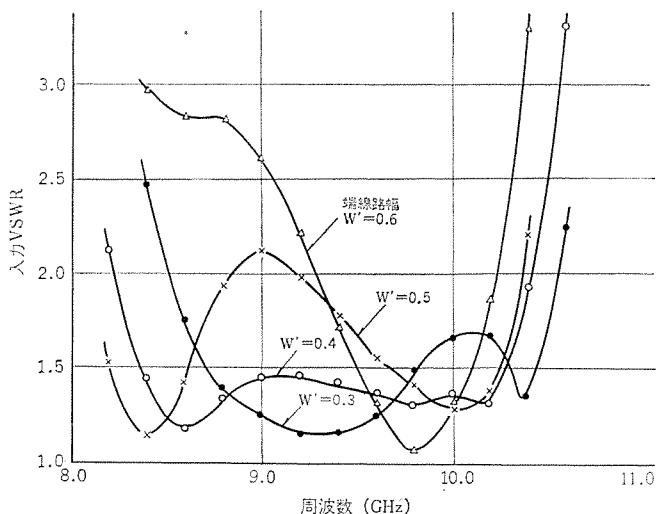


図 3.5 エンドライン 幅を パラメータとしたときの周波数に対する VSWR
VSWR vs. frequency with end line width as a parameter.

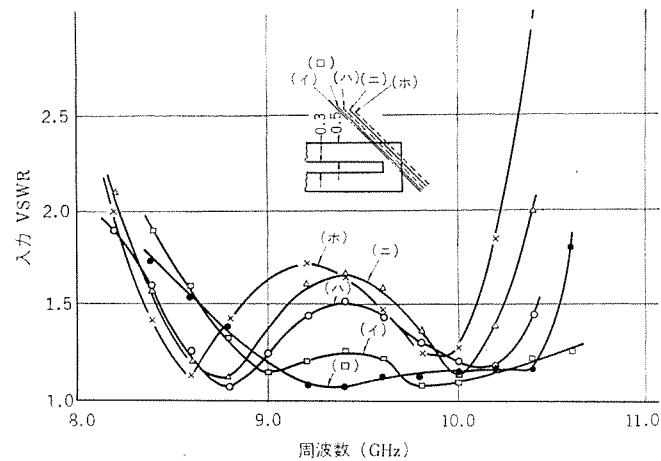


図 3.6 種々のコーナーについての周波数に対する VSWR
VSWR vs. frequency data for various corners.

4. マイクロストリップラッチング移相器

フェイズドアレイアンテナなどで実際に使用される移相器は、一定の移相量を持つメアンダーラインを何個か継続的に接続し、それらの組合せを変えることにより、デジタル的に位相変化するものが普通である。すなわち、図 4.1 は 5 ビットデジタル移相器の構造を示したものであるが、継続接続した 5 個のメアンダーラインは、それぞれ 180 度、90 度、45 度、22.5 度および 11.25 度の移相量を持つもので、これらの組合せにより 0 度から 348.75 度 (=360 度 - 11.25 度) まで、11.25 度ステップでデジタル的に位相変化するものである。図 4.2 に実際試

作した 5 ビットデジタル移相器を示したが、このタイプの移相器は、次に示すようないくつかの問題を含んでいる。

(1) 入力 VSWR：前節で説明したとおり、1 ビット移相器の入力 VSWR は 1.2~1.3 であった。いま、これを何個か継続接続してデジタル移相器を構成した場合、互いの移相関係にもよるが、普通かなり大きな入力 VSWR となる。これをある程度まで小さくするためには、1 ビット移相器の状態で入力 VSWR をかなり小さくしておく必要があるが、広帯域でこれを実現することは、そう簡単なことではない。容量性ビスを用いれば、狭帯域でかなりよい整合は可能である。

(2) そう入損失：X バンドにおけるメアンダーライン移相器のそう入損失は、大部分導体損失によるものである。したがって、そう入損失を小さくするためには、できるだけ線路を短くしなければならない。ところが、このデジタル移相器においてはビット間をつなぐ 50 オーム線路がかなり長く、そのためそう入損失の増大をまねく。

(3) ビット間の結合：たとえば位相を 90 度変化させると、90 度ビットを駆動するラッチング導線に励磁電流を流すが、その際隣接するビットの残留磁化状態をくずすようなことがあってはならない。そのためにはビット間距離を十分大きくするか、フェリ磁性体に切り込みを入れてビット間の磁気抵抗を大きくするか、などの方法が考えられるが、そうすると回路の大形化、あるいは温度特性の劣化など別の問題が生ずる。

(4) 各ビットの移相量：5 ビットの移相器について考えると、各ビットは 180 度、90 度、45 度、22.5 度、11.25 度の移相量を持つものであるから、これらの移相量を持つメアンダーラインをあらかじめ実験し、作っておく必要があり、手数もかかり、またそれほど容易なことではない。

などである。

これらの欠点を除去するため、われわれは以下に示す電流制御方式について検討することにした。

メアンダーライン移相器について、図 4.3 に示すヒステリシス曲線を用

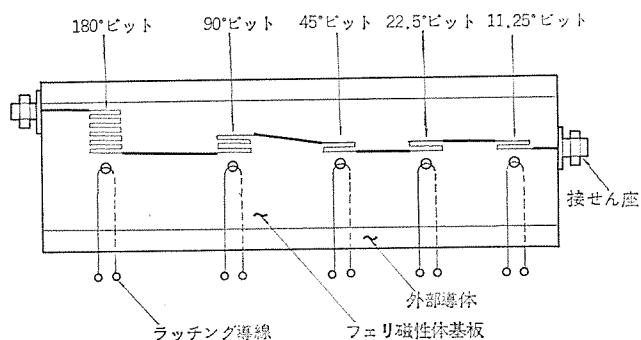


図 4.1 5 ビットデジタル 移相器の構造
Structure of a 5-bit digital phase shifter.



図 4.2 5 ビットデジタル 移相器
5-bit digital phase shifter.

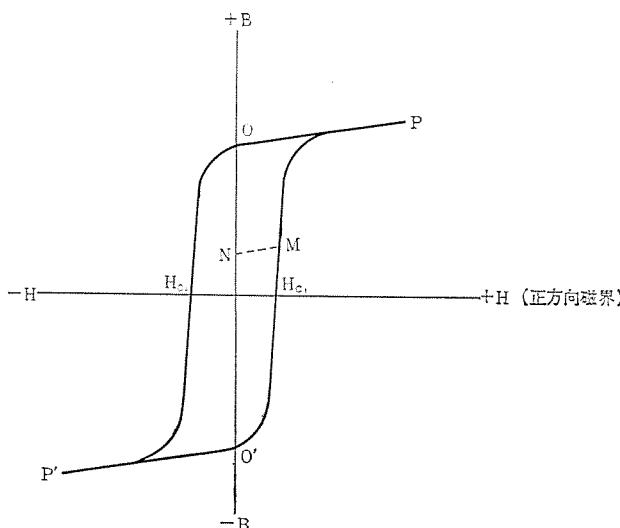


図 4.3 フェリ磁性体のヒステリシス曲線
Hysteresis curve for ferrimagnetic material.

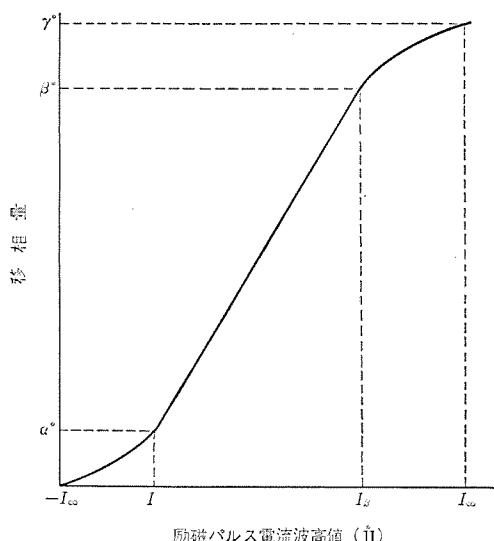


図 4.4 励磁パルス電流波高値に対する移相量
Differential phase shift vs. various amplitudes of exciting current pulses.

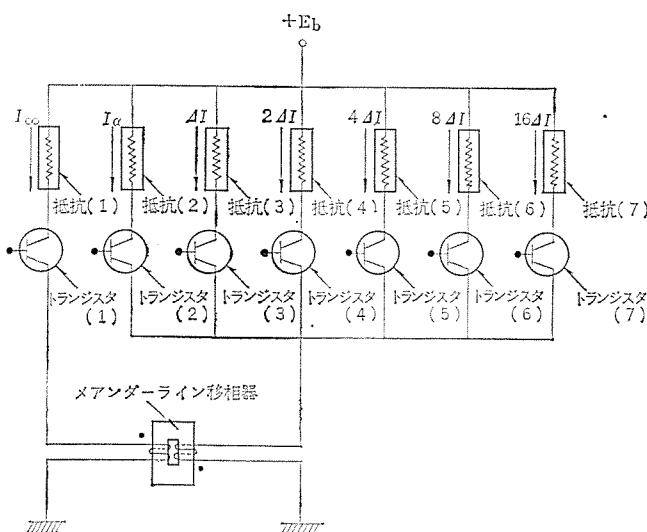


図 4.5 電流制御方式の移相器に使用した回路
Driving circuit for the current-controlled phase shifter.

いて説明すれば、ヒステリシス曲線のメジャーループ上の二点、点 O' と点 O におけるマイクロ波に対する透磁率 $\mu(O')$, $\mu(O)$ の違いを利用したものであるが、今、点 O' 状態にあるフェリ磁性体のラッチング導線に正方向磁界 ($+H$) が生ずるようなパルス電流を流す際、パルス電流の波高値をある程度正確に制御できれば、点 M 、したがって点 N の位置が制御できることになる。しかるに点 N におけるマイクロ波に対する透磁率 $\mu(N)$ は、たとえばマイクロ波の円偏波成分が正の円偏波となる方向に点 O' の磁化方向が選ばれていれば、

$$\mu(O') < \mu(N) < \mu(O)$$

また、負の円偏波となる方向に選ばれていれば、

$$\mu(O') > \mu(N) > \mu(O)$$

であるから、パルス電流波高値を制御することにより、 $\mu(O')$ と $\mu(O)$ 間の任意の $\mu(N)$ を得ることができ、したがってそれに相当する位相変化を得ることができる。

図 4.4 は、横軸にパルス電流波高値（以後、電流と呼ぶ）を、縦軸に移相量をとり、点 O' を位相の基準点として書いたマンダーライン移相器の電流対移相量特性である。なお、図中の $-I_\alpha$, I_α は点 O' , 点 O 状態にするための電流であり、 I_α , I_β は電流と移相量が比例関係にある領域の最小、最大電流、 α 度、 β 度は、それに対応する移相量である。

従来の電流制御方式によるラッチング移相器は、 $\gamma \approx 360$ 度とし、0 度から γ 度までの全領域を使って、その間を等ステップ移相量 $\Delta\theta$ 度で位相変化させるものである。その際、電流は等ステップで変化させても移相量は等ステップで変化せず、等ステップで移相量を変化させるためには電流をある関係で変化しなければならない。したがって一般に駆動回路は複雑なものとなる。

しかし、マンダーライン移相器に関する実験によれば、電流と移相量が直線関係にある領域の移相量が、他の領域の移相量に比べて十分大きいので、

$$(\beta - \alpha) \approx 360 \text{ 度}$$

なるように設計し、電流と移相量が直線関係にある領域のみを使用して移相器を構成すれば、電流を等ステップで変化させるだけで等ステップの移相量をうることができ、したがって駆動回路が非常に簡素化される。

われわれはこの方式による移相器の開発を行なうことにして、図 4.5 に示す駆動回路を用いて種々の実験を行なった。この回路は各トランジスタが導通状態になったとき、トランジスタ(1)には電流 $-I_\alpha$ 、トランジスタ(2)には電流 I_α 、トランジスタ(3)には電流 $4I$ 、トランジスタ(4)には電流 $24I$ 、トランジスタ(5)には電流 $44I$ 、トランジスタ(6)には電流 $84I$ 、トランジスタ(7)には電流 $164I$ が流れるよう抵抗値を選定している。

最初トランジスタ(1)を導通状態にし、ラッチング導線に電流 $-I_\alpha$ を流して移相器を図 4.4 の移相量 0 度の状態にする。次にトランジスタ(2)を働かせると負荷に電流 I_α が流れ、移相器は図 4.4 の移相量 α 度の状態となる。その後、トランジスタ(2)とトランジスタ(3)を同時に働かせると、ラッチング導線に電流 $I_\alpha + 4I$ が流れ、移相量 $\alpha + 4I$ 度（この場合、 $\Delta\theta = 11.25$ 度に設定する）となる。以下動作させるトランジスタの組合せを変えることにより、電流は I_α から $I_\alpha + 314I$ まで、 ΔI ステップで変化し、移相量はそれに応じて α 度から $\alpha + (360 - 11.25)$ 度まで、11.25 度ステップで変化する 5 ビットデジタル移相器となる。

また、この移相器はフェイズドアレイーダにおけるビーム走査など、

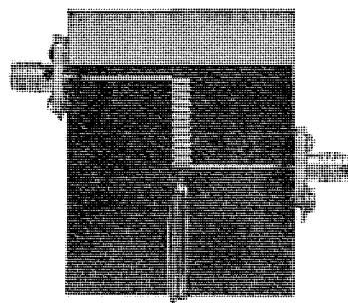


図 4.6 電流制御方式による移相器
Current-controlled phase shifter.

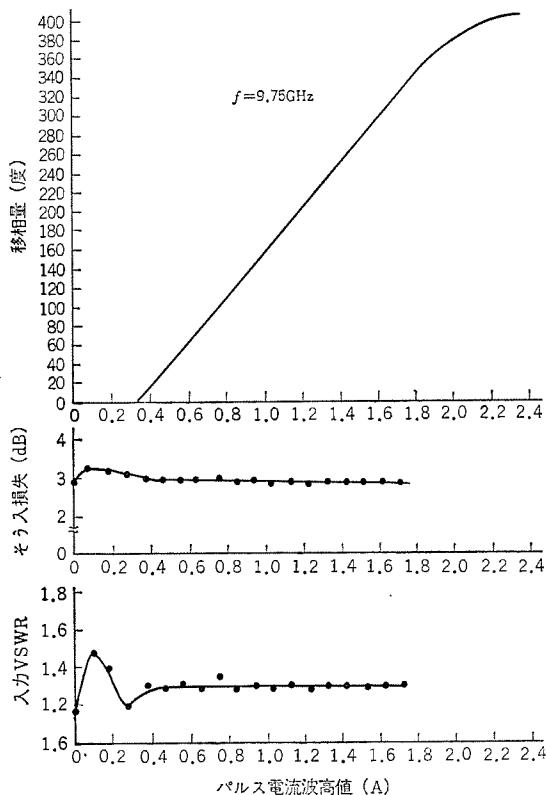


図 4.7 電流制御方式による移相器の特性
Performance characteristics of a current-controlled phase shifter.

単に一方向に位相を変えるものに用いる場合、従来のように1回ごとに $-I_{\infty}$ 電流(リセット電流)を流す必要はなく、移相量0度を持ってくるときにだけ流せばよく、後は希望する移相量に相当する電流を流せばよいなどの特長を持つものである。

このような考えにもとづき、試作した電流制御方式によるメアンダーライン移相器を図4.6に示す。図4.7は、周波数9.75GHzにおける

電流に対する入力VSWR、そう入損失、および移相量で、入力VSWR 1.35以内、そう入損失 2.8~3.0dB、移相量の直線からのずれ±3度以内であった。

5. む す び

小形、軽量の観点からマイクロストリップラッチング移相器を取り上げ、材料、回路両面からの検討を行なった。材料については、Figure of Merit 600(度/dB)以上というよい物が得られた。この材料は、もちろん、同周波数帯の他の回路にも使用可能である。移相器については従来とは異なる電流制御方式を考え、回路の小形化および構成の簡素化、駆動回路の簡略化、損失の改善がなされた。

フェイズドアレイアンテナ系の部品としては、電気的性能もさることながらコストと信頼性がそれにまさるとも劣らない因子であり、その点でも回路を小形にし構成を簡単にしてることは大きな価値があると思う。ただ、現在では損失が若干大きいことが短所であり、この点の改善が将来の問題である。

最後にメアンダーラインの作成に、いろいろご協力下さった中央研究所第四研究部の関係者各位に深謝します。

(昭和45-10-5受付)

参 考 文 献

- (1) W. J. Ince & E. Stern : IEEE Trans. MTT, MTT-15, No. 2, 87 (1967)
- (2) L. R. Whicker & R. R. Jones : IEEE Trans. MTT, MTT-13, No. 11, 781 (1965)
- (3) G. T. Roome & H. A. Hair : IEEE Trans. ED, ED-15, No. 7, 473 (1968)
- (4) W. W. Siekanowicz, R. W. Paglione & T. E. Walsh : IEEE Trans. MTT, MTT-18, No. 4, 212 (1970)
- (5) W. W. Siekanowicz & W. A. Schilling : IEEE Trans. MTT, MTT-16, No. 3, 177 (1968)
- (6) 中原、紅林 : 三菱電機技報, 43, No. 2, 302 (昭44)
- (7) S. Nakahara & H. Kurebayashi : 1970 G-MTT Internat'l microwave Symposium Digest, 398 (May, 1970)
- (8) A. E. Palagino : J. Am. Ceram. Soc., 43, 186 (1960)
- (9) H. A. Wheeler : IEEE Trans. MTT, MTT-13 (1965)
- (10) G. L. Matlhaei, et al. : Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures, (1964) MacGraw-Hill Book Co.
- (11) C. R. Cruzan & R. V. Garver : IEEE Trans. MTT, MTT-12 (1964)

電子レンジにおけるマイクロ波の諸問題

中原 昭次郎*・小畠 哲男**
小林 協三***・田村 邦夫***

Application of Microwave Techniques to Electronic Range

Kamakura Works Shyojiro NAKAHARA・Tetsuo OBATA
Shizuoka Works Kyozo KOBAYASHI・Kunio TAMURA

The electronic range is the application of the microwave to the kitchen utensil. The dimensions of the portion of the oven where the waves are present are large compared with the wavelength when it is considered as a circuit, thus a number of interesting problems being posed.

This article makes description on those problems handled up to the present. One of them is concerning the microwave leakage, for which regulations for the safety are expected to be in force from 1971 in Japan. Studies have been made on the door with latched handle structure and choked one, and also on the shape of the finder to peep in, the result being introduced herein.

Another one given is the measurement of electromagnetic field distribution inside the oven as a quick and accurate method of checking the performance which is accomplished by the use of liquid crystal.

1. まえがき

調理時間が非常に短い、食品に含まれる栄養成分の破壊が少ないなど、今までの調理方法にはなかった数々の特長をもつ電子レンジの国内での普及はめざましく、普及率世界一を誇るまでとなった。しかし、昨年来内外で問題となっている電波漏えい(洩)問題にみられるごとく、電波の人体に対する障害が世間の注目を集め、日本においても昭和46年からよりきびしい電波漏えい規制が行なわれる所以、その規制を満足する対策を行なった。

電子レンジはマイクロ波を利用したものであるが、その形状・寸法等が従来の通信やレーダに用いられているマイクロ波回路と異なっており、これをマイクロ波の回路として見た場合、種々興味ある問題を含んでおり、目下それらの解析に取り組んでいるが、今回は現在までに行なった解析のみにつき、以下2章においては安全性の観点に立った電波の漏えい防止法を、3章では電子レンジの性能チェックに用いられる迅速かつ正確なオーブン内電磁界分布の測定法について、その一端を記述する。

2. 電子レンジからの漏えい電波防止

人体に与える電波の障害については各国ともまだ研究段階であるが、より高い安全性がさけばれ、そこで電子レンジにも漏えい電波量の規準を設定して人体の安全管理をはかっている。

本章においては、まずその規準の概要を記し、次いでオーブンの開口部ととびらとの間の電波シール構造、特にとびらの開放時のインターロックの機械的遅延による漏えい電波の増加防止に最も有効な方法であるとびらのショート構造、およびオーブン内透視用の窓の構造について検討結果を述べる。

2.1 安全規格

日本および米国における規格内容を表2.1に示す。規格は漏えい電波の方向、距離による減衰、局部的漏えい電波および負荷量による変動を考慮し、計器の仕様、測定位置、負荷量などを規定している。ただしHEW(米国・保健・教育・厚生省)規格は規格案で、

表2.1 日本および米国における電波漏えいに関する規格
Standard of microwave leakage in Japan and USA.

項目	電気用品取締法	HEW規格		UL規格	
		注1	注2	注1	注2
1 電波漏えい量 mW/cm^2	10 ¹ 注1 5 注2 1 初期	10万回後 ¹⁾	注1 注2 初期	注1 注2 初期	10万回後 ²⁾
2 発効国	日本	米国	米国	米国	米国
3 規制力	販売不可	販売不可	販売不可	販売可	販売可
4 計器	注4	注4	注4	注4	注4
5 負荷	水 275cc	水 275cc	水 275cc	油275ccと無負荷	油275ccと無負荷
6 測定点	器体から5cm	器体から5cm	器体から5cm	器体から5cm	器体から5cm

注1 とびらが正常にしまっているときの電波漏えい量

注2 インターロックが作動するまでとびらをあけたときの電波漏えい量

注3 とびらの閉閉回数

注4 Model NARDA 8100, effective area 0.54 cm^2 , accuracy $\pm 3\%$

正式に決定されたものではないが、UL(Underwriters' Laboratories Inc.)規格もこれに準ずる予定のものである。

ここでの問題点は1項、注2のインターロック作動直前の電波漏えい量である。機械的インターロックを用いて規格を満足させるためには、とびらがあく前にその作動を完了させるラッチハンドル方式、またはとびらを作動分だけあけても漏えい電波の増加しないシール構造などを寿命の問題と合わせ研究する必要がある。誤ってとびらシール部に物をはさんで使用した場合、および使いやすさということから考えると一般的には後者がまさっている。

2.2 漏えい電波防止法

2.2.1 とびら周辺部からの漏えい電波防止

マイクロ波の立体回路によく用いられるチョーク構造を、電子レンジのオーブンととびらの間に利用して、オーブンととびらの接合部からの電波の漏えいを防止することができる。電子レンジにおいてはショートの形状を極力小さくする必要から、分岐路内に誘電体を充てんして媒質中の波長を短くするなどの工夫をしており、その構造は図2.1(a)のごときものである。各部の寸法決定にあたっては、このショート構造を図2.1(b)に示すように、導波管形の帯域阻止ろ波器(アイリス結合によるE面T分岐形)として考え、当社製電子

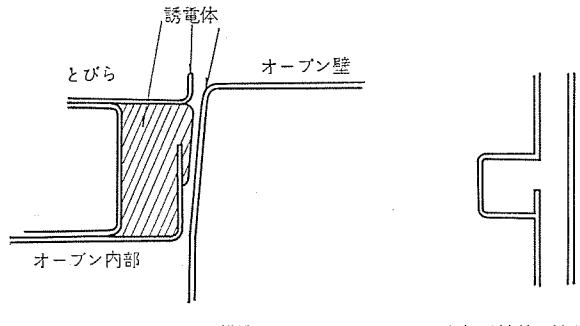


図 2.1 電子レンジのとびらのチョーク構造
Choke construction of microwave oven door.

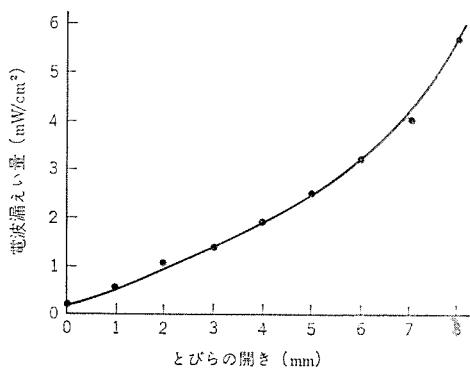


図 2.2 チョークシールされた電子レンジのとびらの開放距離
と電波漏えい量 (実測値)

Microwave leakage from a microwave oven with
choke sealed door (measured values).

レンジ RR-604 型について実験したところ比較的よく合うことが判明した。このチョーク方式の電子レンジについて、とびらを開放するにともなう漏えい電波の増加を測定した結果を図 2.2 に示す。図 2.2 からわかるように、とびらの開放にともなう漏えい電波の増加はきわめてゆるやかであり、とびらを 7 mm 開いても漏えい電波の量は 5 mW/cm^2 以下である。この 7 mm のストロークはとびらと連動しているマイクロ波発振停止スイッチ (interlock switch) を動作させるには十分である。このようにチョーク方式の電子レンジは、加熱中のとびら開放瞬時の漏えい電波はきわめて微量で、安全性の高いものである。

一方、従来の電子レンジに用いられていたシールスプリング方式の漏えい電波防止構造は、シールスプリングによる金属接触を利用したもので、とびらの開放によって金属接触がなくなると、漏えい電波は急激に増加してしまう。これを防止するには、とびらを開放する以前に何らかの方法でマイクロ波の発振を停止する必要がある。そのためシールスプリングを用いた当社製電子レンジ RR-605 では先に述べたラッチハンドル方式とし、安全性の向上をはかっている。

2.2.2 透視窓 (Finder) からの漏えい電波防止

オープン内の被調理物の調理状況をみるために窓がとびらについている。これには一般に打抜鋼板 (punching metal) が使用されている。したがってこの部分からも電波の漏えいがあり、これについて検討を行なう。

打抜鋼板面を図 2.3 に示すように xy 面にとり、これに平面波が垂直に入射すると仮定する。打抜鋼板の存在により、板の Z^+ 側および Z^- 側にそれぞれ透過平面波、反射平面波を生ずる以外に、打抜鋼板付近には、打抜鋼板上の境界条件を満足するように、多数の高次姿態波を生じ、これらの高次姿態波によって打抜鋼板付近に

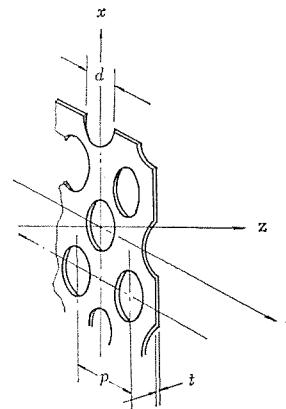


図 2.3 打抜鋼板
Punching metal

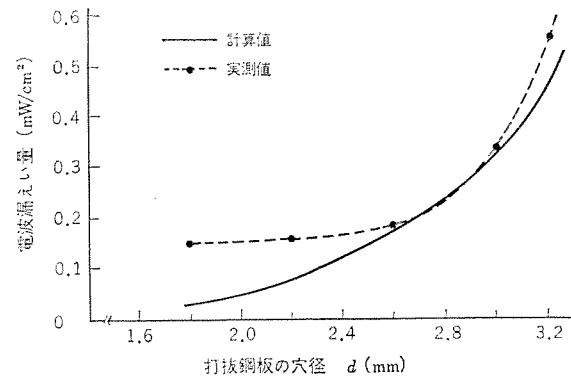


図 2.4 打抜鋼板面からの電波漏えい量
Microwave leakage through punching metals.

磁界および電界のエネルギーの蓄積を生じ、これらが平面波伝ば(播)の線路表示において分路アドミタンス Y となる。 Y_0 を平面波の特性アドミタンスとすれば電界透過率 P_E は

$$P_E = \frac{2Y_0}{2Y_0 + Y} \quad \dots \dots \dots (2.1)$$

で表わされる。

いま、打抜鋼板の形状を一種のアイリスとみなし、さらに解析しやすくするため、直径 $d\phi$ の穴を一辺 d の正方形の穴に近似する。すると分路アドミタンス Y は

$$Y = \frac{1}{R_t + jX_t + \frac{1}{Y_C + Y_L + Y_M + Y_t}} \quad \dots \dots \dots (2.2)$$

で表わされる⁽¹⁾。ここで Y_C および Y_L は、それぞれ容量性および誘導性アイリスによるアドミタンス、 Y_M は容量性アイリスと誘導性アイリスの相互間の相互アドミタンス、 Y_t は打抜鋼板の板厚によるアドミタンス、 $(R_t + jX_t)$ は打抜鋼板の材料が有限な導電率をもつためのインピーダンスを表わす。実際には $|Y_C| \ll |Y_L|$ かつ $1/R_t \ll |Y_t|$ であるから、式 (2.1) は

$$P_E = \frac{2Y_0}{2Y_0 + \frac{p}{d} Y_L + Y_t} \quad \dots \dots \dots (2.3)$$

となる。

打抜鋼板として、板厚 $t = 0.8 \text{ mm}$ 、ピッチ $p = 4 \text{ mm}$ 、穴配列は 60° 千鳥のものを用い、これを、275 cc 水負荷時に出力、500 W の出る電子レンジに取りつけ、測定器としてはナルダ 8100 を用いて、穴径 d を変え、電源の漏えい量を測定した結果を図 2.4 に示す。測定結

果と式(2.3)による計算結果との間には数値的にかなりの差が出るが、式(2.3)に適当な定数をかけて計算した結果は、傾向としては測定結果とよく合っており、これを同じく図2.4に示す。これらの差は打抜鋼板面でのマイクロ波が一様平面波でないことなどが原因していると思われる。なお穴径dが小さい間は、漏えい電波の量は少なく、測定結果には他からの漏えい電波の影響がかなり入っている。

図2.4に示すように、穴径が3mm以下では打抜鋼板面からの漏えい電波は少なく、安全上からはほとんど問題にならない程度であることが判明した。

3. オーブン内電磁界分布の測定

この章においては、オーブン内電磁界分布の測定法について、現在行なわれている二、三の方法および新しく開発した液晶を使う方法について述べ、それらの長短の比較を行なう。

3.1 現在行なわれている電磁界分布の測定法

電子レンジで食品を調理する場合に、食品の均一加熱を行なうため、現在はオーブン内にスターラを取りつけ、これを回転させてオーブン内の電磁界分布を均一化する方法がとられている。オーブン内の電磁界分布は、オーブンの寸法、スターラの形状等により大きく左右され、cut and tryによってこれらの形状・寸法・配置等が決められている。これらの決定に当たっては、一つ一つの形状についてオーブン内の電磁界分布の測定が行なわれるわけだが、その方法として現在広く行なわれているのは水を用いる方法で、これは数個の容器に等量の水を入れ、これをオーブン内の決められた位置におき、水の温度上昇を測定することによって行なわれている。この場合、水を置く位置のパターンは一種類ではなく数種あって、それら各パターンについて測定を行なっている。この方法以外で、一般にはあまり用いられていないが報告されているものに、乾燥剤として使われるシリカゲルを使用するもの⁽²⁾、寒天の板を作り、その中にサーモカップルを埋め込んで温度上昇を測るもの⁽³⁾がある。シリカゲルを使用する方法は、オーブン内に湿気を含ませたシリカゲルを敷き詰め、これがマイクロ波を吸収して温度が上昇し乾燥してくると、湿った状態ではピンク色を呈していたシリカゲルが青色に変色し、電磁界の強弱に関係したパターンができる利用したものである。寒天を用いる方法は、ガラスあるいはプラスチック板の上に厚さ1cmぐらいの寒天の板を作り、その中の決められた位置にサーモカップルを埋め込み、マイクロ波を吸収して上昇した寒天の温度をサーモカップルによって測定するものである。

これらの方法を比較してみると、水を使用する方法は定量的な測定はできるが、測定する個所が片寄っており、オーブン内の電磁界の連続的な分布がわからないこと、また測定に費やされる時間が長い等の欠点がある。シリカゲルを使用する方法は、電磁界の連続的な分布がわかるが、定量的な測定ができないという欠点を有し、寒天を使用する方法は、水の場合と同じく、電磁界の連続的な分布がわからない欠点がある。また、これらの方法はすべて大電力での測定法であり、小電力での測定には適さない。そこでオーブン内の電磁界分布を、電力の大小にかかわらず、定量的にかつ電磁界の連続的な分布を測る方法の一つとして、液晶を使って測定を行なった結果、非常に有用な方法であることが判明したので、以下に記述する。

3.2 液晶による電磁界分布の測定

この数年来、各種表示装置への応用を主目的として液晶(liquid crystals)が各方面で注目され研究されている。液晶というのは、見

かけ上は液体であるが、光学的には結晶の性質をもつもので、電界や熱により透明度や色が変化するものである。

液晶は性質により Smectic, Nematic, Cholesteric の3種に分類されるが、温度表示に適しているのは、Cholesteric typeである。Cholesteric typeの液晶は施光体で、これに光をあてると温度によって散乱色が異なり、その色を観測することにより逆に温度が知れる。

Cholesteric typeの液晶を用いてマイクロ波の電磁界分布を測定するには、まずマイクロ波を熱に変換する必要がある。方法としては、電磁界中にこれに対して損失を与える物質を置けばよいが、液晶自体はマイクロ波に対しては損失少なく発熱はしない。したがって液晶と損失物質を共用する必要がある。マイクロ波電力が数ワット以下の場合は、誘電体基板上に抵抗物質を塗布したものを使うとよい。測定する場合は抵抗物質上にさらに液晶を塗布するが、この場合、抵抗物質面は黒色であることが必要である。液晶を塗布する場合、塗りむらの生じないよう一様に塗布しないと正確な温度の測定は困難となる。広い面に一様に塗布することはむずかしく、面をいくつかに分割して塗布するとよい。面を分割することはこの他にも抵抗面上の熱の伝導による測定の誤差を少なくする効果があり、写真による正確な記録ができる。溶液を一様にむらなく塗布することがむずかしいことから、一枚のプラスチックシートの間に液晶をはさんでシート状とした液晶も市販されており、これを用いれば塗布の手間がはぶけるが、シートを発熱物質上に密着させて張る必要がある。

このような液晶を用いて電磁界分布を測定、表示した例として、マイクロ波の伝送線路の一つである不平衡ストリップ線路上に立つ定在波や、二つのアンテナ間に立つ定在波の観測を使ったもの⁽⁴⁾があり、その他アンテナの電力放射パターンなどの観測など各種の応用面が考えられる。

誘電体基板としてベークライトを用い、抵抗物質としてカーボンを塗布した発熱材の上に、シート状の液晶をシリコングリースにて密着させて、数ワットのマイクロ波電力でオーブン内の電磁界分布を測定した。オーブン内のスターラを取りはずしたときの測定結果の一例を図3.1に示す。このパターンからはおおざっぱではあるが、オーブン内のモードを知ることができる。次にスターラを取りつけ、これを回転させたときの測定結果を図3.2に示す。これを図3.1と比べると、スターラに

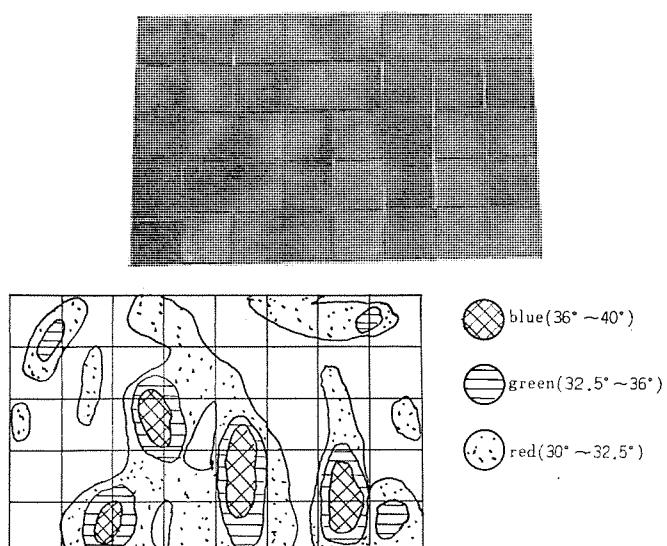


図3.1 スターラがない場合のオーブン内電磁界分布
Electromagnetic field distribution in an oven without a stirrer

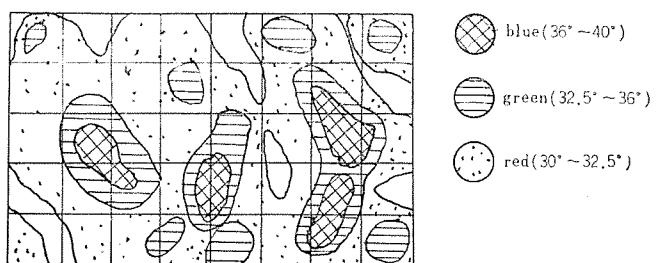
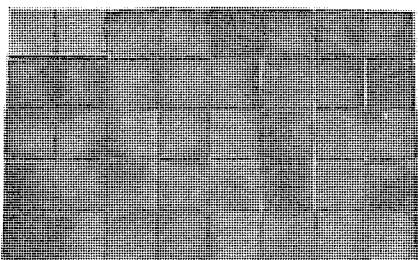


図 3.2 スターラを取り付けたときのオーブン内電磁界分布
Electromagnetic field distribution in an oven with a stirrer.

より異なるモードの発生していることがわかる。

市販の電子レンジのオーブン内の電磁界分布をこの方法で測る場合、マイクロ波電力は数百ワットであるため、うえで述べたような発熱材では焼損するので、損失のあまり大きくなない材料を使用したほうがよい。このような材料は各種あるが、たとえば、ペーパーライト板自身はマイクロ波に対して少ないが損失があり、数百ワットのマイクロ波電力では比較的短時間で発熱するので、十分発熱材として使えること

がわかった。

4. む す び

本文においては、電子レンジのマイクロ波に関する種々の問題のうち、人体に対する安全性を高めるための漏えい電波防止法として、ラッチハンドル方式およびショーカ方式を採用したとびら部、さらに、オーブン内透視用の窓である打抜鋼板からの漏えい電波につき検討ならびに試作、実験を行なった結果、それぞれ、十分安全性の高いものが得られたことを報告した。次いで、迅速でより正確な電子レンジの性能チェック法である液晶を用いたオーブン内電磁界分布の測定法について検討を行ない、有用な方法であることがみとめられた。これらはすでに実用されて、より高性能・安全性の高い電子レンジとして市販されている。

参 考 文 献

- (1) 拔山、浅見：電磁波の理論と実際、コロナ社（昭30）
- (2) H. S. Hauck : Design Considerations for Microwave Oven Cavities, IEEE Trans., IGA-6, 1, 74~80 (1970)
- (3) P. M. Sluce : Simple Method for Determining Energy Distribution in a Microwave Oven, Non-Ionizing Radiation, 1, 3, 131~135 (1969)
- (4) C. F. Augustine : Field Detector Works in Real Time, Electronics, 41, 13, 118~122 (1968)



特許と新案

高層建築物用救助避難器具格納投下装置

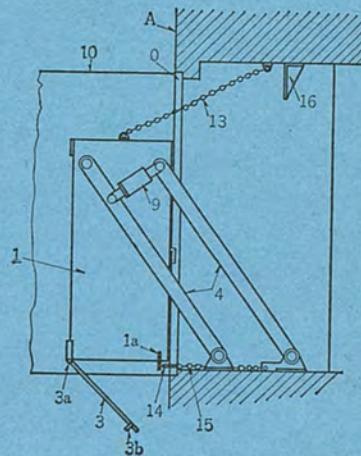
考案者 宇川 彰

この考案は、高層建築物の火災等に際し、救助避難器具を建物から容易に投下できるようにしたものである。

図は、その救助避難器具が投下されたときの装置の状態を示し、建物(A)の非常口のとびら(10)の内側に、救助避難器具格納箱(1)は、側面を腕(4)でまた上面を鎖(13)でささえられており、非常口のとびら(10)を開いて、この格納箱(1)の底板(3)は、このときピン(14)からはずれて下方に開き、救助避難器具(図示しない)を投下する。そして避難者は、この避難器具に移乗して避難する。

この考案によれば、救助避難器具の常時格納に都合がよく、また誰にでも容易にその救助避難器具を投下できる。

(実用新案第879663号) (荻原記)



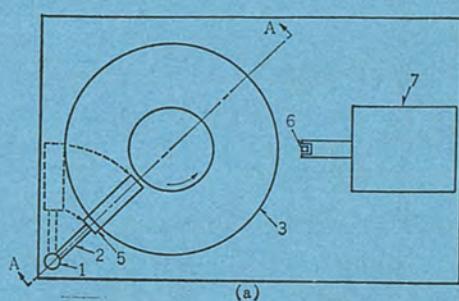
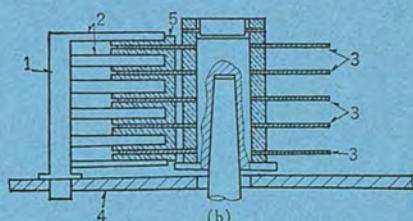
磁気ディスククリーナ

考案者 東山 昇・志賀正明

この考案は、電子計算機用周辺機器として使用される磁気ディスクの清掃に関するものである。

図において、(1)は支点、(2)はクリーナ腕、(3)は磁気ディスク、(4)は基板、(5)は清掃材、(6)は磁気ヘッド、(7)はポジショナーである。図に示すとく、この考案の磁気ディスククリーナはクリーナ腕(2)に獣皮・紙・布・プラスチック等からなる清掃材(5)を巻きつけ、このクリーナ腕(2)を磁気ディスク(3)全部を同時に清掃できる数だけ、所定間隔を置いて支点(1)に回動しうるように設けたものである。通常はクリーナ腕(2)は図に点線で示すように磁気ディスク(3)の外部に置かれていて、ポジショナー(7)により磁気ヘッド(6)が磁気ディスク(3)内にそう入されて、情報の読み出し・書き込みを行なっているものである。そして清掃時には、磁気ヘッド(6)は磁気ディスク(3)外にあり、クリーナ腕(2)は磁気ディスク(3)の配列内にそう入され、清掃材(5)が磁気ディスク(3)に接触するよう設けられているので、磁気ディスク(3)を回転させることにより、すべての磁気ディスク(3)を同時に清掃することができる。この場合、支点(1)は基板(4)に固定されている必要はなく、支点(1)と基板(4)は着脱自在になっていてもよいし、またクリーナ腕(2)

および支点(1)を中空状にし、清掃材(5)を巻くクリーナ腕(2)の部分に小穴を設け、中空部を真空にすることにより、じんかいを吸い取るようにしてよい。(実用新案第911606号) (久保記)



特許と新案

放電灯用電極物質

発明者 土井貞春・伊藤弘・宮井隆

この発明は電子放射特性が良好で、かつ物質飛散による管壁黒化現象を起しがたい電子放射物質に関するものである。

すなわち、バリウム (Ba)、ストロンチウム (Sr) およびベリリウム (Be) の三元酸化物組成において、酸化バリウム (BaO) の量を、Be/Ba+Sr モル % にて 40~120 % の範囲の組成としたもので、図 1 に示すように、タンクステン心棒 (1)、内側タンクステンコイル (2) およびタンクステン最外コイル (3) からなる構造の電極に、上記組成の物質を一般の方法で溶着させたものにおいては、図 4 に鎖線 B で示すように、点線 A で示す従来の放電灯よりも光束維持率が顕著に向上する。

また図 2 に示す構造のタンクステン電極に、まず上記組成の電子放射物質を塗布溶着させた後、図 3 に示すように、最外コイル (3) をはめ込み加熱して、これを内側コイル (2) 上に固定させると、図 4 に実線 C で示すように、さらに光束維持率を増大させることができる。

(特許第 544357 号) (小林記)

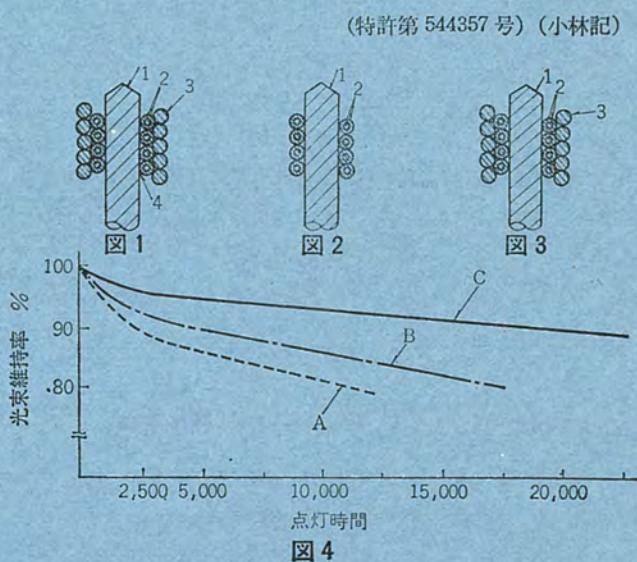


図 4

複合アンテナ

発明者 喜連川 隆・武市吉博・小野誠

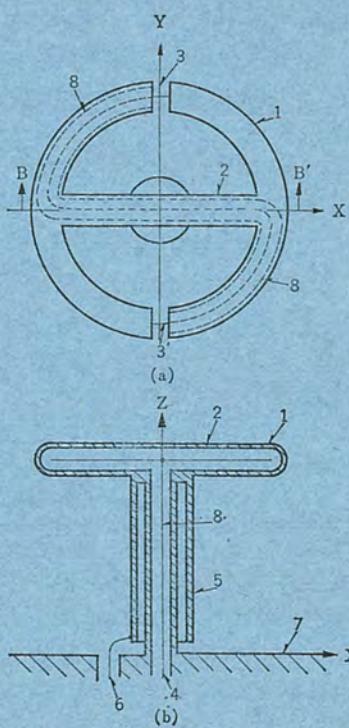
この発明は、ユニポールアンテナ または ダイポールアンテナ と、ループアンテナとを一体に構成しても、互いに独立に動作させうる複合アンテナに関するものである。

図において、(1) はループ、(2) はループ支持導体、(3) はループ給電点、(4) はループ入出力端子、(5) はユニポール、(6) はユニポール入出力端子、(7) は地板、(8) は同軸線路である。

このような構成において、ループ入出力端子 (4) に電磁エネルギーが供給されると、ループ給電点 (3) には ZX 面に対して逆対称の電圧が印加されるので、ループ (1) 上に流れる電流も ZX 面に対して逆対称になる。すなわちループ (1) を ZX 面で切った各半分は互いに他の鏡像となるので、ZX 面に設けられた導体には電流が流れない。したがってループ入出力端子 (4) に供給された電磁エネルギーは、ユニポール入出力端子 (6) に伝達されない。また逆に、Z 軸に含まれるユニポールの放射導体からの電界には、XY 面に平行な成分はないから、ユニポールとループとの間には結合は生じず、ユニポール入出力端子 (6) に供給された電磁エネルギーも、またループ入出力端子 (4) には伝達されない。

こうしてループ (1) とユニポール (5) は全く独立に動作し、それぞれ水平偏波水平面内無指向性アンテナ・垂直偏波水平面内無指向性アンテナとして働くものである。

(特許第 546750 号) (久保記)



VC形低圧真空電磁接触器の性能とその適用

丸地謙二*・岡戸弘行*・長尾良章*・松本文雄*

Type VC Low-Voltage Vacuum Magnetic Contactors and Their Applications

Nagoya Works Kenji MARUCHI・Hiroyuki OKADO・Yoshiaki NAGAO・Humio MATSUMOTO

Because of their distinct merits vacuum magnetic contactors are extensively used in the field of high voltage installation. They are replacing air and oil type apparatus of the similar operation, and are expected to spread into new fields. Nevertheless, they are handicapped in the sphere of low voltage engineering because of the disadvantage in economy, dimensions and the employment of bulbs. This prevent them from being put into practical use at low voltage. Under the circumstances, Mitsubishi has developed type VC-600 low voltage vacuum magnetic contactors by overcoming various troubles concerning them. They are put into practical operation for the first time in Japan.

1. まえがき

産業の発展とともに設備、機械、ビル設備などに使用される制御器具の需要は著しい増加を示している。しかし、製品の性能に対する要求はより高度となり、また仕様も多様化の傾向にあり今後制御器具類も要求仕様に合わせて特長をもった製品が相当のウエイトを占めていくものと思われる。電磁接触器についてもこの傾向は同様と考えられ、当社では国内最初の低圧真空電磁接触器としてVC-600形の実用化を行なった。真空電磁接触器は高圧の分野ではすでに相当数が実用化され今後とも普及が進むであろう。これは真空電磁接触器がもつ小形軽量、しゃ断性能優秀、長寿命、保守点検容易など数々の特長が生かされている結果と言え、VC-600形低圧真空電磁接触器も当然これらの特長を備えているものである。

本文ではVC-600形低圧真空電磁接触器の仕様、構造、特長、特性、性能、適用について紹介し、需要家各位の参考に供したい。

2. 真空スイッチの特長と問題点

2.1 特長

真空スイッチ応用製品は気中形に比べ、基本的に次の特長をもっている。

(1) しゃ断性能がすぐれている

高真空は絶縁耐力、絶縁回復特性が非常に優秀であるので、小電流から大電流まで、各種の回路条件でのアーカー時間はほとんど半サイクルで1サイクルをこえることはない。とくにコンデンサの開閉や高周波電流の開閉など、気中形では絶縁回復特性の点でしゃ断がむづかしい負荷についても、真空スイッチは容易にしゃ断が可能である。

(2) 長寿命で高ひん繁度開閉が可能

真空中のアーカーは気中に比べアーカー電圧が低く、また、アーカー時間が短い点も相乗されて電流しゃ断時のアーカエネルギーが非常に小さく、したがって、接点の消耗も少ないので長寿命であり、アーカーによる発熱が少ないので高ひん繁度の開閉が可能である。

(3) 非常に小形軽量で火災の心配がない

気中形に比べ接点間げき(隙)が小さいため、操作機構が小形に設計でき、また、接点部が密閉構造であるのでアーカーによる絶縁間げきなどを考える必要がなく、また、アーカーの吹き出しなどによる火災の心配もない。

(4) 保守・点検、取扱いが簡単で無騒音

最も保守点検を要する主接点部が完全密閉であるので、有害ガス、じんあいなどの影響も受けず保守不要であるので、保守の手間が大幅に省ける。また、電流しゃ断が真空中で行なわれる所以、大電流をしゃ断してもしゃ断音が皆無である。

2.2 問題点

真空スイッチは上述したようすすぐれた特長をもっているが、反面、若干の問題点をもっている。それは、

(1) 高真空度の維持

(2) さい断電流による異常電圧の発生

(3) 耐溶着性の問題

以上の3点をあげることができる。これらの問題は真空スイッチが今世紀初頭にその原理が発見されながら、実用化がきわめて最近まで実現しなかった理由でもある。しかし、最近ではこの3点についてもほぼ解決されているが、これらについては後述の各項目で述べる。

3. VC-600形の仕様

VC-600形低圧真空電磁接触器は、開閉部に真空スイッチを使用している点で、従来の気中形のものと若干イメージが変わるが、使用方法は通常の気中形電磁接触器と同様であるので設計にあたってはJEM 1038交流電磁接触器に準拠して仕様を決定している。表3.1にVC-600形の仕様および定格を示す。

なお、VC-600形シリーズは、非可逆式に加えて可逆式のVC-2×600形および機械ラッチ付きのVCL-600形も製作しているので、あわせてその仕様も記載した。

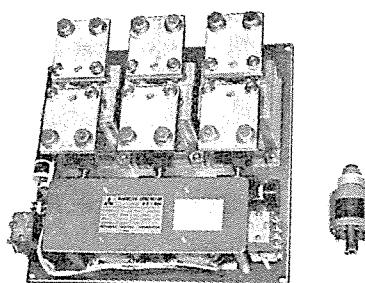


図3.1 VC-600形低圧真空電磁接触器と真空スイッチ
VC-600 vacuum magnetic contactor and its vacuum switch.

表 3.1 VC-600, VC-2×600, VCL-600 形の定格と仕様
 Ratings and specifications of type VC-600 nonreversible,
 VC-2×600 reversible and VCL-600 latched contactors.

形名		VC-600 非可逆式	VC-2×600 可逆式	VC-L-600 ラッチ付き
定格電流 (A)	220 V	600	600	600
	440 V	600	600	600
	550 V	600	600	600
定格容量 (三相電動機) (kW)	200~220 V	150	150	150
	380~550 V	300	300	300
定格通電電流 (A)		600	600	600
しゃ断路電流容量 (A)		AC 550 V 6,000 A		
開閉ひん繁度		1,200回/時		600回/時
寿命	機械的	500万回以上		10万回以上
	電気的	50万回以上		10万回以上
補助接点		4a4b	2×4a4b	4a4b

4. 構造と特徴

4.1 VC-600形の構造

VC-600形は接点閉鎖部に VS-1C6A形真空スイッチを使用し、この真空スイッチを電磁石により電磁操作できるようにした電磁接觸器で、構造は図4.1に示すように制御盤、コントロールセンタなどに取り付けやすいように盤取り付け表面接続端子構造とし、接点閉鎖部と操作電磁石部分を上下に平面配置し、横寸法および奥行寸法の縮小を計り、当社E形コントロールセンタに取り付けも可能となって いる。

4. 1. 1 真空スイッチと端子部分

真空スイッチ VS-1 C 6 A は、VC-600 用に特に設計されたもので、当社獨得の金属そう（槽）形を採用している。図 4.2 にその構造を示す。VS-1 C 6 A は、

- (1) 金属消弧室のため耐熱性が高い。
 - (2) 真空度の低下がない。
 - (3) さい断電流が小さい。
 - (4) 小形である。
 - (5) 機械的に堅固である。

などの特長を有し、開閉時のアーカーがスイッチ管の外部に吹き出さないため、気中形のように取り付け時にアーカクリヤラスを設ける必要がなく制御盤の取り付け面積をより縮小することができる。また、接点開閉部はスイッチ管内に密封されているため外部の影響を受けず、腐食性ふん(霧)囲気、多じんあいなどの悪環境での使用でも接触抵抗の異常増加がなく、安定した開閉を保つことができる。また、接点材料については、600 A の大容量電磁接触器として十分な耐溶着性をもたせるため特別の配慮をしている。

端子部分は、真空スイッチより可とう銅より線で接続し、端子ねじの締めつけ時スイッチ管に無理な力のかからないよう、また、電源側および負荷側端子は平板で製作し、バー配線にも便利なように配慮している。

接触子部分は、各極独立させ、電気的および機械的特性のよいガラスポリエステル樹脂で成形した絶縁ベースに固定して1極のみの取りはずしが簡単に行なえる構造とし、真空スイッチの取り換えも容易に行なえるよう、保守の点でも配慮した。

また、後述する誘導負荷開閉時の電流さい断によるサージ電圧を抑制するため、サージ保護器を負荷側端子間に簡単に取り付けられる

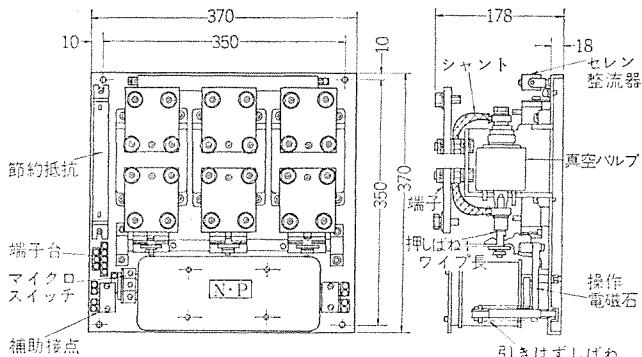


図 4.1 VC-600 形低圧真空電磁接触器の構造
Construction of type VC-600 vacuum magnetic contactor.

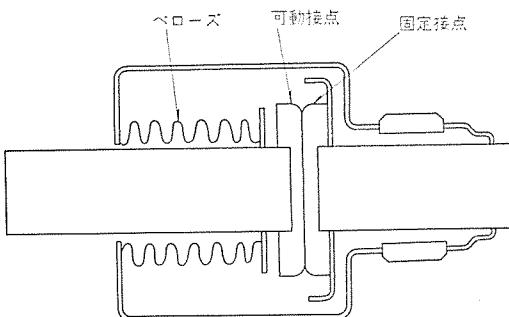


図 4.2 VS-1C6A 形真空スイッチの構造
Construction of type VS-1C6A vacuum switch.

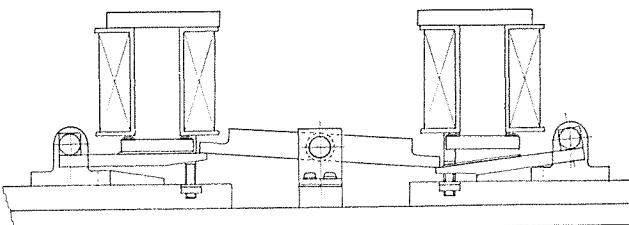


図 4.3 VC-2×600 形可逆式低圧真空電磁接触器の構造
Construction of type VC-2×600 reversing vacuum magnetic contactor.

ように端子構造の設計を行なっている。

4. 1. 2 操作電磁石

操作電磁石は構造の簡単な直流 クラップ形とし、大きさをできるかぎり小さくするため節約抵抗付きを採用し、可動部の動き出しの初期は節約抵抗を短絡して電磁石の起磁力を増大させ、吸引後は操作コイルに直列に節約抵抗をそう入して起磁力を下げコイルの温度上昇を押えている。騒音の発生については、直流電磁石であるため、多湿ふんい気などの使用で鉄心の接極面が発せ(錆)しても、うなりなどの騒音の心配はまったくない。また、直流電磁石は投入速度が交流のものに比べて緩慢で投入衝撃および衝撃音が小さく、落下は真空スイッチの耐溶着性を増加させるため、引きはずし荷重を大きくしているので落下速度が比較的速いが、この落下衝撃および衝撃音はポリアミド樹脂製の スッパーを設けて緩衝している。また、電流しゃ断音はまったくないなど、総合的に騒音は気中形に比べ非常に小さい。節約抵抗の短絡用スイッチは可動部ストロークのできるだけ終端で、すなわち、鉄心空げきの小さいところで抵抗をコイルに直列にそう入し、バツキなどの不安定な動作を発生しないよう十分な検討を行なった。交流操作にはセレン整流器が付属できるようにしている。

4. 1. 3 可逆式 VC-2×600 形の構造

可逆式 VC-2×600 形の構造は、図 4.3 に示すように VC-600 形

を2台並に配列し、これに相互に機械的 インターロックを設け、正逆の電磁接触器が同時に投入されないように安全を計ったものである。この可逆形も盤取り付け構造とし、コントロールセンタに収納できるよう横寸法を非可逆式 VC-600 形と同一となるよう設計した。このため、下側の電磁接触器が逆に取り付けられているが性能上なんら問題ない。

4.2 VC-600 形の特長

(1) 小形・軽量である

同定格の気中電磁接触器に比べて小形・軽量である。(当社 N-605 形気中電磁接触器と比較すれば、取り付け面積で 70 %、重量で 60 % と、小形・軽量になっている)。

(2) 高性能である

しゃ断・閉路電流容量が定格電流の 10 倍と高く、開閉ひん度も最大適用容量で 1,200 回/時と高ひん繁度開閉に耐える。

(3) 安全性が高い

接点開閉部はスイッチ管内部に密封されているため、アーカーが外部に吹き出さず、悪環境での使用でも安全性が高い。

(4) 長寿命

機械的に 500 万回以上、電気的に最大適用容量で 50 万回以上の開閉に耐える。

(5) 無騒音

電流しゃ断音がなく直流電磁石のためうなりなどの騒音がまったくなく静謐な運転ができる。

(6) 保守・点検の手間が省ける

5. 特性試験

5.1 動作特性

VC-600 形は直流電磁石を使用しているため、動作時間は比較的長くなっている。交流操作も、セレン整流器をつけて交流を直流に変換して直流電磁石に印加しているため、交流操作の動作時間も直流操作のものとほぼ同じである。表 5.1 に VC-600 形の動作特性を示す。

動作時間は、コイル印加電圧の大きさ、コイルの温度すなわちコイル抵抗値によって変化するが、印加電圧と動作時間の関係およびコイルの温度と動作時間の関係を図 5.1 に示す。また、VC-600 形の動作オシログラムを図 5.2 に示す。

5.2 温度試験

VC-600 形に定格通電電流を通電した場合の温度上昇値を表 5.2 に示す。JEM 規格によれば、端子の温度上昇は 50 deg であるから、VC-600 形は周囲温度 50°C 以下で使用できる。

5.3 閉路・しゃ断電流容量

JEM 規格には、最高級の A 級として定格電流の 10 倍のしゃ断電流を CO 責務 5 回、定格電流の 10 倍の閉路電流を C 責務 100 回の実施を規定しているが、VC-600 形では、定格電流 600 A に対して 3φ 550 V 6,000 A pf 0.39 lag を CO 責務 20 回および C 責務 200 回確認し、アーカー時間が 200 ms 以上および溶着のないことを確認している。図 5.3 に VC-600 形の、図 5.4 に VC-2×600 形のしゃ断試験のオシログラムを示す。

5.3.2 電流しゃ断時の異常電圧とその抑制装置

真空スイッチは、その高真空中における絶縁回復力が非常に良いためしゃ断性能は非常にすぐれている。しかし、このゆえに、アーカー電

表 5.1 VC-600 形の動作特性
Operating characteristics of type VC-600 vacuum magnetic contactor.

コイル定格	100~110V 50/60Hz	DC 100~110V
吸引電圧 (V)	40°C cold	73
	40°C hot	78
落下電圧 (V)	40°C cold	65
	40°C hot	67
コイル入力 (VA)	瞬時	330
	定常	120
コイル電流 (V)	瞬時	3.0
	定常	1.1
動作時間 (V)	主接点 on	120
	主接点 off	30

(備考) 1. 吸引電圧、落下電圧、コイル入力、電流は平均値
2. 動作時間は 40°C hot の 100 V のときの平均値
3. 直流コイルの時定数は約 150 ms である

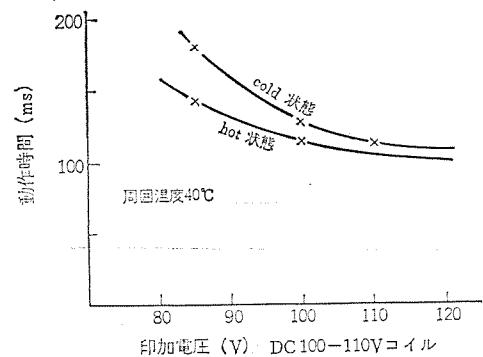


図 5.1 動作時間の変化
Variation of operating time.

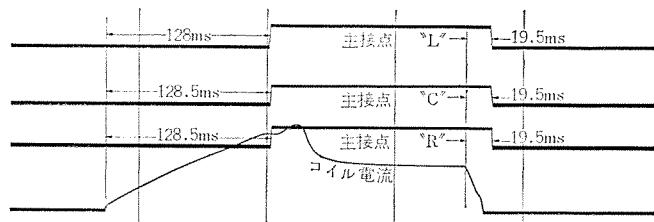


図 5.2 VC-600 形低圧真空電磁接触器の動作試験
Operating oscillogram of type VC-600 vacuum magnetic contactor.

表 5.2 VC-600 形の温度上昇
Temperature rise of type VC-600 vacuum magnetic contactor.
周囲温度 40°C 単位 deg

コイル	端子	試験条件		
		抵抗法	温度計法	
45	39	40	600 A	100 V 200 mm ² ×2

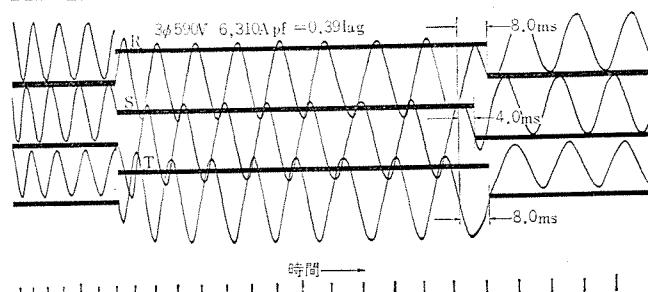


図 5.3 VC-600 形低圧真空電磁接触器のしゃ断試験オシログラム
Interrupting capacity test oscillogram of type VC-600 vacuum magnetic contactor.

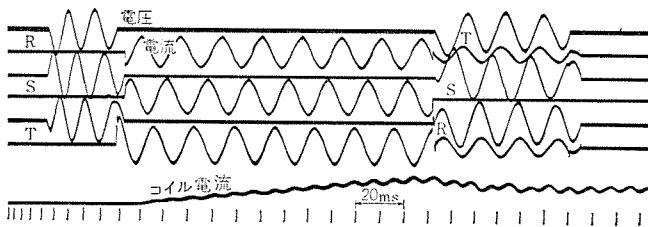


図 5.4 VC-Z×600 形 切換しや断試験 オシログラム
Oscillogram of chang-over interrupting test at type VC-Z×600.

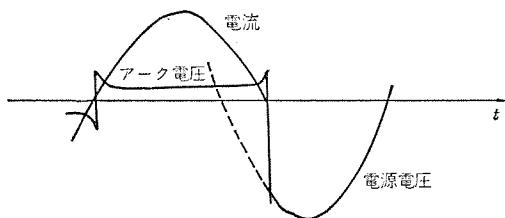


図 5.5 気中接触器による交流回路しや断
Interrupting phenomenon of alternating circuit at air-break contactor

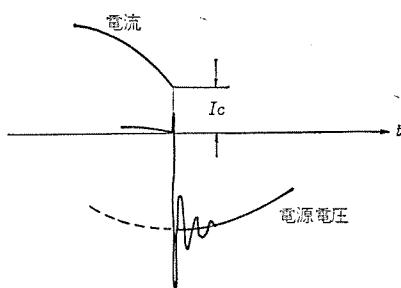


図 5.6 真空スイッチによる交流回路しや断
Interrupting phenomenon of alternating circuit at vacuum switch.

流が自然零点を通過する前にしや断を完了してしまう電流さい断現象を作らため、回路のサージインピーダンスにより異常電圧を発生する場合がある。気中接触器で交流回路を開路した場合、図 5.5 に示すように電流の自然零点通過時に消弧されるのが普通であるが、真空スイッチで交流回路を開路した場合、図 5.6 に示すような電流が自然零点を通過する前に瞬時に零になり、この電流変化により電圧が誘起され異常電圧の発生になる。この異常電圧が高いと機器の絶縁を破壊、または劣化を早めることとなるため、VC-600 形の開発にあたっては特にこれを重視し、慎重に検討を行なった。図 5.6 の I_c はさい断電流を示し、この大きさは接点材料によってほぼ決定されるものである。機器のサージインピーダンス z_0 ($=\sqrt{L/C}$)、損失係数 η がわかれば、機器にかかる異常電圧 v は近似的にほぼ次式で求めることができる。

$$v = \eta \cdot z_0 \cdot I_c \quad \text{ここに } 0 < \eta < 1$$

表 5.3 は各種負荷の損失係数、サージインピーダンスの実測値より異常電圧の大きさを計算したものであり、表 5.4 は各種負荷を VC-600 形で開閉した場合の異常電圧の測定結果である。これらの結果から電動機およびリクトルのような誘導負荷を開閉する場合、なんらかの異常電圧保護装置を設けたほうが安全といえる。

この異常電圧を抑制する方法としては、(1) アレスタによるもの (2) バリスタによるもの (3) コンデンサによるもの等があるがアレスタは負荷の端子間または真空電磁接触器の端子間に短ギャップの電極を対向させ、発生した異常電圧が放電電圧以上になると、火花を発

表 5.3 各種負荷の損失係数、サージインピーダンス、異常電圧
Loss coefficient, surge impedance and surge voltage of loads.

(さい断電流 2 A として計算)

負荷	損失係数	サージインピーダンス Z_0 (kΩ)	異常電圧 (V)
モータ SB-E 4 P 3.7 kW	入結線 0.54	6.0	6,480
	△結線 0.55	3.6	3,960
モータ SB-E 4 P 7.5 kW	入結線 0.55	4.0	4,400
	△結線 0.56	2.3	2,576
モータ SB-E 4 P 15 kW	入結線 0.55	2.4	2,640
	△結線 0.55	1.26	1,386
モータ SB-E 4 P 30 kW	入結線 0.68	1.24	1,686
	△結線 0.65	0.65	819
モータ SB-E 4 P 90 kW	入結線 0.56	0.70	784
	△結線 0.58	0.33	383

表 5.4 各種負荷の異常電圧の測定結果
Test results of surge voltage of loads.

負荷	しゃ断電流 A	サージ電圧 kV (吸収器なし)		サージ電圧 kV (吸収器付)	
		平均	最大	平均	最大
モータ SB-E 4 P 400 V 3.7 kW	入結線	3.05	2.5	3.7	0.23
	△結線	39.5	2.7	3.5	0.24
モータ SB-E 4 P 400 V 7.5 kW	入結線	2.3	1.9	3.2	0.22
	△結線	24	2.3	2.4	0.24
モータ SB-E 4 P 400 V 15 kW	入結線	4.7	1.3	2.1	0.12
	△結線	80	2.4	2.9	0.18
		5.8	1.0	1.7	0.10
		56	1.9	2.5	0.14
鉄心入りリクトル	入結線	10.5	0.7	1.2	0.08
	△結線	175	1.4	2.0	0.13
		0.5	2.2	3.1	0.30
		1.0	2.7	4.0	0.35
		2.0	3.0	5.8	0.40
		6.0	2.0	3.2	0.33
		10~600	電源電圧以下	0.40	0.51

生させ異常電圧をアレスタの放電電圧以下に抑制するものである。バリスタは電圧による抵抗変化を利用したものである。コンデンサによる方法は前述の異常電圧の計算式のサージインピーダンス $z_0 = \sqrt{L/C}$ のキャパシタンス分を故意に増加させ、異常電圧を小さな値におさえるものである。このうちのどの方法を採用するかは別として、どの方法でも、低圧回路に接続される器具の衝撃電圧強度以下に異常電圧をおさえたほうが安全といえる。この低圧器具で衝撃電圧値の最も低いものは、半導体を除き電動機と考えられる。低圧器具は一般に衝撃電圧試験が規格化されておらず、その耐電圧の値から、経験的に $\sqrt{2} \times 1.25$ 倍と考えられる。これを計算すると 200 V では 2.65 kV となり、この値が異常電圧保護装置の選定の一応の目あてとなる。VC-600 形において、異常電圧発生の懸念される用途には、コンデンサによる異常電圧保護装置が簡単に付けられるようにしてある。

図 5.7 は VC-600 形専用の異常電圧吸収装置を、図 5.8 はこの装置を組み込んだ写真を示す。この異常電圧保護装置はコンデンサと抵抗を直列に接続し、これに端子を設け樹脂で成形したものである。この異常電圧保護装置により、表 5.4 に示すように異常電圧は吸収されて小さな値となり、機器の絶縁破壊を発生させる危険はなくなる。

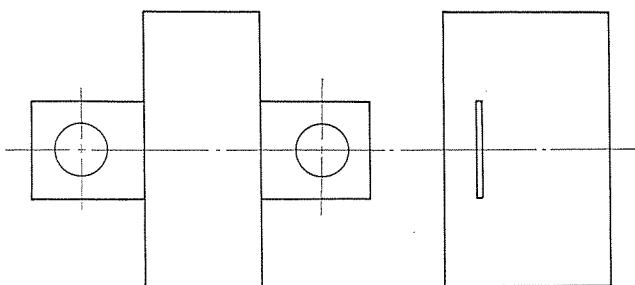


図 5.7 VC-600 形の異常電圧保護装置
Surge absorber of type VC-600 vacuum magnetic contactor.

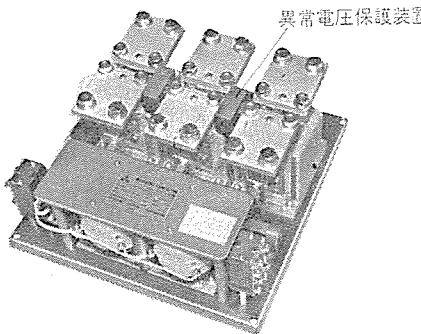


図 5.8 VC-600 形低圧真空電磁接触器(異常電圧保護装置付)
Type VC-600 vacuum magnetic contactor with
surge absorbers.

6. 寿命

6.1 機械的寿命

VC-600 形は直流電磁石を使用しているため投入衝撃が小さく、機械的破損としては、真空スイッチのペローズの破損が考えられるのみであるが、ペローズおよび機構に対し、設計上特に検討配慮を行なっているので、非常に長寿命であり 500 万回実施後も破損が発生しないことを確認している。

6.2 電気的寿命

VC-600 形の JEM 規格 A 級 1 号の電気的寿命試験結果を表 6.1 に示す。この結果から最大適用量では 50 万回無保守で開閉でき、50 万回目でオーバトラベルを再調整すれば真空スイッチを交換することなく、再使用することができる。

6.3 真空寿命

VS-1 C 6 A 形は金属そら形真空スイッチであるが、これは当社の得意とする密封形イグナイトロン整流器の多年にわたる製造技術を駆使し、諸種の厳格な製造管理の下に製造されているので、真空寿命はきわめて安定している。

VS-1 C 6 A 形真空スイッチの真空度は $10^{-5} \sim 10^{-6}$ torr 程度に製作されているが、 10^{-4} torr 程度の真空度までは真空スイッチの電気的性能は真空度にはまったく無関係で、使用限界の真空度は 10^{-3} torr 程度と考えられる。

図 6.1 はある真空スイッチの真空寿命の結果を示す。これをもとに真空寿命を推定すると、製品のばらつきを考慮してもガス圧が 10^{-3} torr に達するまでには短くとも 15 年を要し、長いものは 50 年にも達する。また、真空スイッチの真空度は電流をしゃ断すると回復される傾向にあるため、電流の開閉は真空寿命に好影響を与えるといえる。

以上の点より、真空スイッチの真空寿命については安心して使用できると考える。

表 6.1 VC-600 形電気的寿命試験結果
Results of electrical life tests of type VC-600 vacuum magnetic contactor.

試験条件	開閉回数(万回)とオーバトラベル(mm)				
	10万回	25万回	50万回	75万回	100万回
3φ 550 V 3,000 A pf 0.32 lag ON, 600 A pf 0.64 lag OFF	1.4	1.2	0.9	—	—
3φ 550 V 2,000 A pf 0.34 lag ON, 400 A pf 0.61 lag OFF	1.45	1.35	1.25	1.1	1.0

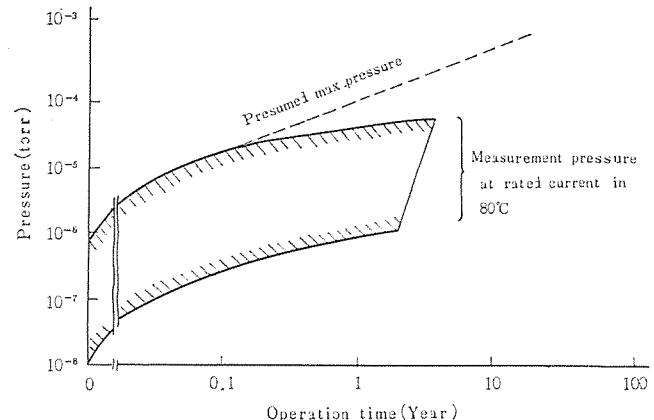


図 6.1 真空寿命曲線
Life test curve of vacuum.

6.4 真空判定方法と電気的寿命の判定方法

6.4.1 真空度判定方法

VC-600 形に使用している真空スイッチには 6.3 節で述べたように十分信頼性はあるが、ペローズ圧を測定することによって真空度の良否を判定することもできる。すなわち、VC-600 形の接触子部分を 1 極ごと 絶縁ベースに取り付けたまま取り付け板より取りはずし、この絶縁ベースを固定し真空スイッチの可動ロッド部を開方向に引張る。その際、6 kg 程度の力を要するならば、真空スイッチの真空度は正常といえる。

また耐電圧で真空度の良否を判定するには、真空スイッチの接点間開きを 2 ~ 2.5 mm 開閉させ (VC-600 形の OFF 状態で) 可動、固定接点間 (VC-600 形では電源・負荷側端子間) に電圧を印加し 15 kV 以上あれば真空度良好といえ、10 kV 以下であれば真空度不良といえる。

6.4.2 電気的寿命判定方法

VC-600 形の電気的寿命は接点のオーバトラベルの減少量で判定できる。真空スイッチの接点消耗量の限界値は 2 mm で、電気的寿命を判定するには VC-600 形を閉状態にし、接点消耗表示部のワープ長 (図 4.1 参照) を測定する。

このワープ長は部品で 1.5 mm に調整している。ワープ長が 1.0 ~ 0.8 mm になったときがワープの調整時期でこの時点でワープ長を 1.5 mm に調整する。このようにワープ長を再調整して使用すれば、真空スイッチの可動ロッドに刻印している消耗限界線が、接点 ON 状態で絶縁ベースと同一面になったときが、真空スイッチの取換え時期となる。

7. 適用と用途

VC-600 形はそのすぐれたしゃ断性能を生かして、電動機負荷は

もちろんのこと、電気炉などの抵抗負荷、コンデンサ負荷に使用することができる。また、真空スイッチのしゃ断性能は電流傾度 (di/dt) にはほとんど影響されないため、高周波用の電磁接触器としてその性能を十分発揮できるものと考えられる。表 3.1 には電動機負荷の適用容量を示しているが、表 7.1 および表 7.2 に抵抗負荷およびコンデンサ負荷の場合の適用容量を示す。

VC-600 形を操作するスイッチは、交流操作の場合は AC 250 V 1 A 級の押しボタンスイッチ（当社 OR 形相当）で十分操作できるが、直流操作の場合、AC 250 V 5 A 級の押しボタンスイッチ（当社 OU 形相当）でも操作するのは容量不足であるため、当社 SRD 形電磁継電器のような制御用電磁継電器の接点で開閉するか、火花吸収回路を付ける必要がある。表 7.3 に VC-600 形直流操作の場合の火花吸収回路の定数を示す。

8. む す び

以上、VC-600 形低圧真空電磁接触器の仕様、構造、特性、性能および適用上の注意事項について紹介したが、これが低圧分野へ初めての真空電磁接触器の適用の参考になれば幸いと考える。

なお今後使用実績による信頼度の確認および積み重ねにより問題点のは握、改良を行ない機種および各種定格の拡充を計り、需要家各位に満足いただける製品にして行きたいと切望するものである。

表 7.1 VC-600 形の抵抗負荷への適用
Maximum ratings of type VC-600 for resistance loads.

定格電流 A	三相定格容量 kW		単相定格容量 kW	
	200~220 V	400~440 V	100~110 V	200~220 V
600	200	400	60	120

表 7.2 VC-600 形のコンデンサ負荷に対する適用
Maximum ratings of type VC-600 for capacitors.

三相定格容量 kVA				単相定格容量 kVA	
200 V	400 V	500 V	600 V	200 V	400 V
170	340	420	500	100	200

表 7.3 VC-600 形の直流操作回路への火花消去回路
Surge absorbing circuit for type VC-600 DC operated magnetic vacuum contactor.

コイル定格	アーク消去回路の適用
DC 100~110 V	R=250 Ω 30 W
DC 200~220 V	C=50 μF

注 1. アーク消去回路はコイルのサージ電圧吸収も兼ねており約 50 % 減少する。

2. アーク消去回路は電磁コイル節約抵抗回路と並列に接続する。

分散形列車総合運転制御システム

田村 坦之*・六藤 孝雄**・金子 弘美***

Automated Dispersed Traffic Operation Control System

Central Research Laboratory Hiroyuki TAMURA

Itami Works Takao MUTÔ

Kamakura Works Hiromi KANEKO

An automated dispersed traffic operation control system is cited as one of the most practical and appropriate measures in turning the transportation system in cities to automatic operation viewed from general conditions. Through rational allotment of the function of train-mounted equipment and the central office and wayside equipment, an automated operation system of high reliability can be economically realized. In particular the amount of data processing with the central computer is fairly made less, and the data transmission from the center to each station is to be carried on via station apparatus only to result in the economy of the expense on the ground equipment. Moreover, it is the distinctive feature of the system that the automatic train control of individual units is feasible on the stage of practical use; and after that it permits easy extension to the combined system including the train group control. Thus the system constitution is easy when applying to the lines already in transportation service.

1. まえがき

列車運転の自動化は速度制御はじめり、保安を目的とした ATC 装置、個々の列車制御の自動化をはかるATO 装置等が実用化され、さらに運転能率の向上のため列車群を集中管理する CTC の計算機化へと発展しつつある。

従来、列車自動運転を構成する各要素は個別に取りあげ進められているが、これは列車運転がその性質上定常運転のほかに、事故等のためダイヤが乱れたときにその整理に高度の判断を必要とし、この複雑な人的要素を自動化することがきわめて困難であると考えられてきたためである。しかし最近急速に発達した情報制御技術を応用して、総合的な自動運転システムの検討が重要な課題になってきた。本論文では、都市における通勤を主とする鉄道輸送の総合的な自動化をはかる一方式として、分散型総合システムをとりあげ、その概要、特長、総合システムを構成する個々のシステムについて述べる。

2. 総合システムの概要

2.1 総合システムの目的

はじめに総合自動運転システムによって達成しようとする目的を、あきらかにしておく必要がある。大きく分類して、乗客に対するサービスを目的とするもの、経営の合理化を目的とするものがある。

(1) 乗客サービス

(a) 大量高速輸送

- (i) 現在よりも高速・高密度の運転を可能にする。
- (ii) 乗客需要に応じた配車を行なう。

(b) 安全運転

- (i) 列車ダイヤの乱れに対して適切な処置が速やかにとられ、その影響を最小限にとどめ、さらには未然に防止する。

(ii) 列車保安のための ATC 制御。

(2) 経営合理化

(a) 経済運転

- (i) 列車運転のモードとして、ラッシュ時には輸送力が最大に

なるような運転モードを選び、閑散時には電力消費量を少くするような運転モードを選ぶ。

(b) 省力化

- (i) 乗務員確保とその教育が困難なおりから、列車のワンマン運転を可能にする。
- (ii) 中央指令業務に関して、人間を機械的な作業から開放し、複雑な指令業務を円滑化する。

2.2 各種総合システムの比較

総合自動運転システムを構成する場合に、大きく分けて次の三つの方式に分類することができる。

表 2.1 全地上制御方式と分散形制御方式の比較

Comparison of centralized operation with automated dispersed traffic operation systems.

項目	方式	全地上制御方式	分散形制御方式
運転ヘッドの短縮	移動閉そく	時間とともに運転条件を変化させたり、ダイヤが狂って運転整理を実施する場合に移動閉そく(塞)の値値が出てくる。	固定閉そく 列車が標準ダイヤに従って正常に走っている場合には、列車速度に合わせた閉そく率を採用することによって、移動閉そくとの差をほとんどなくすことができる。
安全性	中央計算機が故障した場合、また誤動作した場合 back up をいかに行なうか問題である。多重系の採用によって、このような危険の生じる確率を小さくする必要がある。	固定閉そくの ATC 装置によって、完全に Fail-safe なシステムを構成することができ故障に対する安全性は十分に確保できる。	個々の列車制御機能は車上にあるため、中央と各列車間の情報交換量はわずかですむうえ、中央から列車および列車から中央への情報伝送は駅のみで行なって、十分満足な列車制御が可能である。 中央計算機は小形でよい。
情報伝送量、情報処理量	各列車の速度情報、位置情報細部にわたる情報処理、データ伝送を必要とする。 中央には高速の中大形計算機を必要とする。	個々の列車制御機能は車上にあるため、中央と各列車間の情報交換量はわずかですむうえ、中央から列車および列車から中央への情報伝送は駅のみで行なって、十分満足な列車制御が可能である。 中央計算機は小形でよい。	
技術的な問題点	Fail-safe 化、駅における定位停止、信頼性の高い on-line real-time computer, application software 等今後の技術開発に待つところが多い。	ATC, ATO, PTC 等車上制御機器に関しては多くの実績を残しており、総合システムへの拡張は比較的容易である。	

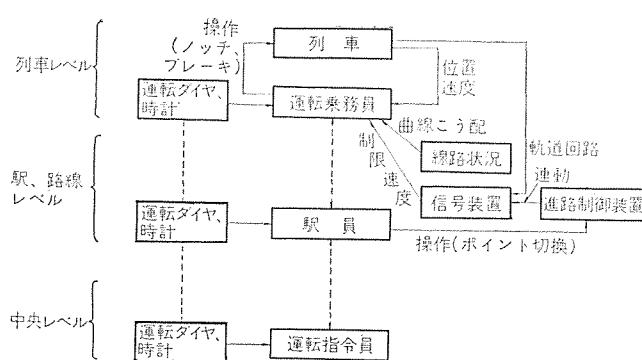


図 2.1 列車制御システムのブロック図：従来の方式
Block diagram of usual traffic operation systems.

表 2.2 分散形総合運転システムの各種方式
Various methods to realize automated dispersed traffic operation systems.

中央制御	車上制御	機能	特長
CTC + 人間	ATC, 手動運転	従来の信号装置を ATC におきかえたもの。	<ul style="list-style-type: none"> 運転手の労力は多少軽減するが、本質的に手動運転である。 保安度が向上する。
	ATO, 自動運転 (ATC を含む)	運転手が出発ボタンを押すと加速並行、減速、駅停止にいたるまでATOが受けもつ。(通勤電車区間用)	<ul style="list-style-type: none"> 運転手の労力が大幅に軽減され、one-man controlが可能となる。
	PTC (Programmed Train Control), 自動運転 (ATC を含む)	同上の機能以外に、PTCでは各駅間走行中時間制御まで行なう。(長距離区間用)	<ul style="list-style-type: none"> 運転手の労力が大幅に軽減され、one-man controlが可能となる。 中央指令員の労力が多少軽減される。
CTC + 計算機とその周辺装置 + 人間	ATC, 手動運転	中央指令員の判断機能をある程度計算機化する。	<ul style="list-style-type: none"> 中央指令員の労力が大幅に軽減される。
	ATO, 自動運転 (ATC を含む)	中央から駅経由で指令を与えたり、ATOの制限速度をかえることはよってATOの運転モードが変り、個々の列車および列車群の制御が大幅に自動化される。客あつかいをしない入出庫時には完全無人運転も可能。	<ul style="list-style-type: none"> 運転手、中央指令員の労力が共に大幅に削減される。 ダイヤ乱れに対して適切な処置が迅速にとられ、さらにはダイヤ乱れを未然に防止することができる。
	PTC, 自動運転 (ATC を含む)	同上の機能以外に各駅間走行中時間制御を行なう。	<ul style="list-style-type: none"> 運転手、中央指令員の労力が共に大幅に削減される。 ダイヤ乱れに対して適切な処置が迅速にとられ、さらにはダイヤ乱れを未然に防止することができる。 各駅到着時刻の精度が上がる。

(1) 全車上制御方式

すべての制御装置を各列車の車上に集中しようとするもので、これでは多数の列車の運転状態を同時に監視制御することができないため、前章にあげた多くの目的を達成することは不可能である。

(2) 分散形制御方式

個々の列車の運転操作は車上の制御機器にまかせ、多数の列車全体の運行を監視・制御する機能は、地上の計算機ならびにその周辺装置に担当させる方式である。本方式では、システム全体の機能を車上制御と地上制御に合理的に分散させ、階層構成を組む点に特長がある。

(3) 全地上制御方式

個々の列車の運転操作の自動化から多数の列車の運行監視・運行整理にいたるまで、すべてを地上から制御しようとするもので、全

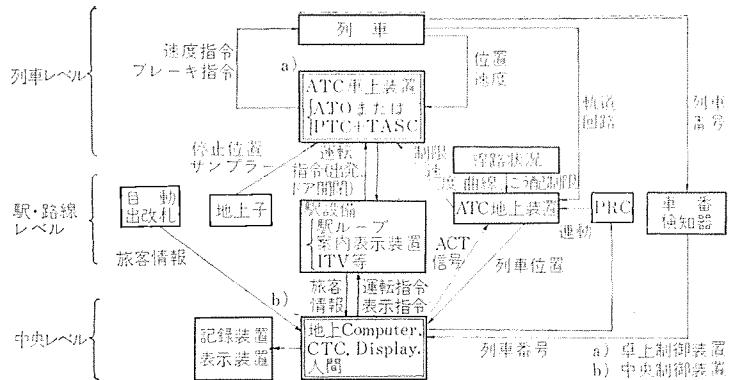


図 2.2 分散形総合自動運転システムのブロック図
Block diagram of automated dispersed traffic operation systems.

線に多量の情報量を伝送しうる情報伝送路を必要とし、中央における情報処理量も多量になるため、大型の制御用計算機の設置が必要になる。しかし、表 2.1 に記したような問題点が解決されれば、移動閉そくが可能であり、運転密度が若干向上するという特長を有する。

総合運転システムに要求される主要項目について、分散型制御方式と全地上制御方式の比較を表 2.1 に示す。

2.3 分散形総合システムの概要

図 2.1 に従来の運転システムのブロック図を示す。これは、人間(運転乗務員、駅員、運転指令員)が中心に運用されているシステムであり、列車レベル、駅・路線レベル、中央レベルとも運転ダイヤと時計をもとにして、人間が必要な操作をほどこすものである。これに対して図 2.2 には、自動化された分散型総合自動運転システムのブロック図を示す。ここでは個々の列車制御は、車上の制御装置 (ATO 装置⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾、PTC 装置等⁽⁵⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾) が担当し、列車群制御、進路設定等を中央の制御用計算機が担当するものである。

図 2.2 に示すシステムは、分散形総合システムの一つの goal と考えられるシステムであり、本システムを実際に実現するにあたって、最初から一挙に本システムを実現する必要はなく、Building block 的に一段ずつ自動化のレベルを高めていくという特長を持っている。

車上制御機能の自動化の度合い、中央制御機能の自動化の度合いに従って、表 2.2 に示す種々の自動運転システムが考えられる。

分散形総合システムを構成する個々の装置については、以下の章に詳しく述べる。

3. 列車群制御

3.1 自動ダイヤ調整⁽⁷⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾

列車がダイヤどおりに走行する場合には、列車の自動運転は個々の列車制御の自動化のみで十分である。しかしながら種々の原因によって生じる列車の遅延等によってダイヤが乱れると、線区を走行している全列車を有機的に制御する機能が必要になる。

都市内の通勤輸送を考えた場合、列車群をうまく制御するか否かによって、その効果が顕著にあらわれるのはラッシュ時である。一遅延列車の影響が他に波及して列車ダイヤがますます混乱する結果にならないよう、中央において常時微小のダイヤ乱れを検知し、乱れが大きくならないうちに正常ダイヤに戻す必要がある。

ラッシュ時の自動ダイヤ調整の基本的な考え方は、

(1) 運転ダイヤが乱れたときに、まず全列車の総合的な運転時間の変動をそろえる。

(2) 回復余力の範囲内で個々の列車の時間偏差の調整を行なう。の二点をあげることができる。(1)のための制御機能は主として中央の制御用計算機が担当し、(2)のための制御機能は主として車上の制御機器が担当する。

閑散時の列車調整法としては、できるだけ遅延列車の駅間走行中の回復能力と駅停車時分の短縮にとどめ、先行あるいは後続列車のダイヤ調整を最小限にとどめる。

ラッシュ時・閑散時を問わず、遅延の度合いがある値以上になると、中央計算機による自動ダイヤ調整は不可能になり、この場合には中央指令員の適切な判断のもとに、中央計算機の周辺装置を介して大幅なダイヤ変更が必要になる。

自動ダイヤ調整のアルゴリズムはすでに報告⁽⁸⁾⁽⁹⁾があるので、ここでは繰返さないが、これに必要な計算機の入出力情報は次のとおりである。

入力情報

- (a) 遅延発生場所
- (b) 遅延列車番号
- (c) 遅延度合い
- (d) 遅延発生地点と各先方駅の間を走行している列車台数

出力情報

遅延列車の先方を走行している各列車に対して、どの駅で何分待避させるかを各駅に指令する。計算機から各列車への制御指令は駅のみで与える。

車上制御機能と地上制御機能の関係をあらわすブロック図を図3.1に示す。

以上に概略を示した自動ダイヤ調整方式は、地上制御のアルゴリズムを簡略化し、中央計算機の負担をできるだけ軽くするという立場で開発したものであり、本方式の特長を列挙すると、

(a) 地上制御機能と車上制御機能を合理的に配分することにより、地上制御のアルゴリズムが簡略にまとめられる。

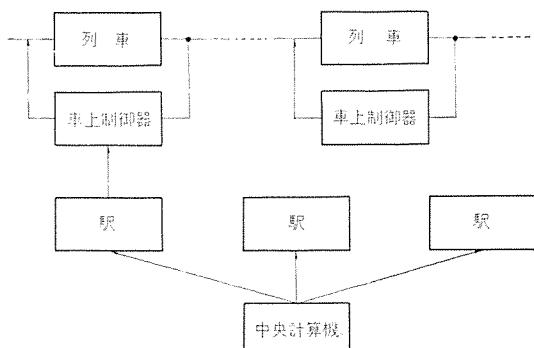


図 3.1 車上制御機能と地上制御機能の関係
Relation between the function of control equipment on each train and the function of central control computer.

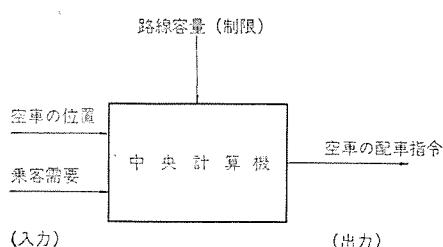


図 3.2 自動配車のブロック図
Block diagram of automatic dispatching.

(b) 中央計算機から各列車への情報伝送が駅のみで行なわれる所以、地上設備（情報伝送装置、中央計算機など）の規模が小さくですむ。

(c) 運転ヘッドの小さい通勤輸送の自動ダイヤ調整に適している。などをあげることができる。

3.2 乗客需要に応じた配車

各改札口、各改札口からプラットホームにいたる通路や階段等にITVカメラを設置し、主要な駅への乗客の集まりぐあいを中央で監視して、乗客数に応じた配車を中央から指令することができる。主要駅には車庫または側線を数本設け、常時空車を待機させておく必要がある。図3.2に自動配車に関する簡単なブロック図を示す。ここで空車の位置に関する初期状態を中央計算機に記憶させておき、ITVを通して得た乗客の集中度に関する情報を中央の指令員が計算機に入力すると、空車の位置、各線区の線路容量に関する制限を考慮して、中央計算機は空車の配車に関する指令を各駅に送る。

自動配車の機能は、単に乗客需要の変動に対処しうるのみならず、在線列車の車両性能が悪化して車をとりかえる必要が生じた場合、取りかえ作業の、列車ダイヤに及ぼす影響をできるだけ少なくしたいという要望に対しても、有効に使われる。

なお乗客需要情報の収集方法としては、今後実用化が進む自動出改札システムを利用して、自動的に情報を入力する方法も考えられる。

4. 分散形総合システムにおける個々の制御装置

4.1 信号保安装置

先行列車との間隔により追突防止を行なうため、次の停車駅へ進入時の減速のため、あるいは軌道の曲線条件やこう（勾）配において、列車速度を制限することを目的としたATC装置は現在広く用いられ、その安全確保は十分実証されている。自動運転系においても、ATCによるローカル制御は非常に有効な手段と考えられる。

自動運転系におけるATCは、自動運転装置と互いに協調をとり、機器の能率的な活用をはかり、システム全体として簡略化を行ないながら、かつ保安装置としては、その要求を十分満足する構成とすることが可能である。

ATC装置は設置位置により次の二つに大別される。

- (1) ATC 地上装置
- (2) ATC 車上装置

ATC地上装置の機能は、軌道回路を用いて列車を検知し、後続列車に対して、上記追突防止のために相互の距離関係で制限速度を定め、これを再び軌道回路を通じて後続列車に与える。列車の駅進入のための減速や、曲線・こう配等の条件による速度制限は、常に位置によって定まっているから、上記先行列車による速度制限と合わせて、各進行列車に対して、制限速度指令として与えられる。

ATC車上装置は軌道回路を通じて送られる制限速度信号を、レールに面して車上に設けた受信アンテナを通じて受信し、受信器により、具体的な制限速度を検知する。（この制限速度信号は、自動運転における基準速度としても用いる。）他方車軸に運動して取付ける速度発電機によって列車速度を検知し、上記制限速度を越えていないかどうかを常に比較しており、車速が制限速度以下であることを監視する。車速が制限速度を超過している場合は、自動的に速やかにブレーキ指令を発し列車の安全を確保する。

このような用途に用いられるATC装置は、常に最も信頼度の高

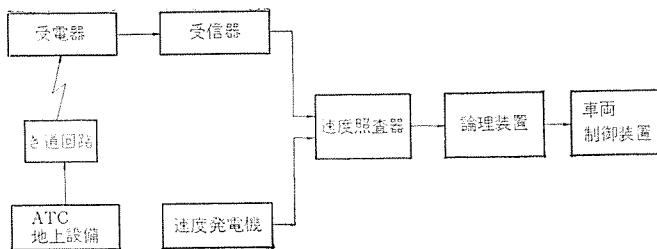


図 4.1 ATC 装置 ブロック図
Block diagram of ATC system

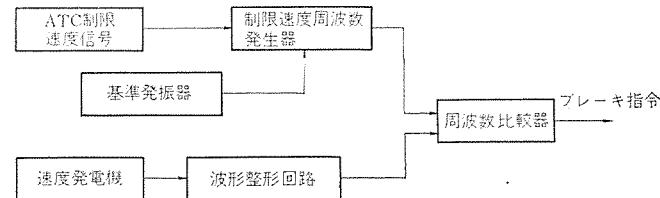


図 4.2 照査器 ブロック図
Block diagram of ATC speed checker.

い back-up 装置であることが要求され、万一装置の一部に故障が生じたような場合にも、必ず安全側の指令を発するよう、いわゆる fail-safe な構成としておく必要がある。

図 4.1 に ATC 装置のブロック図を示す。ATC 地上設備により指定される制限速度に対応して定められた信号をキロサイクル波を用いて軌道を通じて列車に送る。車上アンテナである受電器を用いてこの信号電流は受信され、受信器において、制限速度信号の種別を判別する。速度照査器は列車の実速度と制限速度を比較し、車速が制限を超えていていると、論理装置でブレーキ種別（非常、常用等）を選択して車両制御装置にブレーキ指令を発する。

図 4.2 は速度照査器のブロック図の一例である。速度発電機は、車軸 1 回転あたり一定の数の交番信号を発するような誘導子形の速度発電機で、その出力周波数は速度に比例する。波形整形回路は、この出力をく(矩)形波に変換するためのものである。基準発振器は安定な発振周波数の発振器であり、この出力を ATC 制限速度信号に応じて適宜分周し、制限速度に対応した周波数信号を作成し、周波数比較器でデジタル的に比較を行ない、車速が制限速度より低いか否かを照査するものである。

4.2 車上自動運転装置

地上に設置された総括制御システムから与えられる駅出発指令に従い、車上に設置された自動運転装置 (ATO) は力行制御を行なって加速し、駅間を所定のランカーブに沿って走行するように速度制御を行ない、前方駅に至るとブレーキ力を調節して減速し、乗りごこちよく、ホームの定められた停止目標地点に列車を停止させる。

車上自動運転システムの導入による利益は、次のように考えられる。

- (a) 列車運行における安全性の向上
- (b) 運転手に要求されてきた熟練度の軽減ないし解消
- (c) 正確な運転時分の確保
- (d) 列車間隔の短縮と輸送力の増大

ATO 装置のシステム構成は、用いる線区により条件が種々変わるため一律には論じられない。ここでは、近年とみにかかる装置が要求されるものの一つとして、地下鉄等に代表される都市近郊の通勤線区を条件とした ATO システムを例にとり述べる。

図 4.3 に ATO システムの構成を示す。

4.2.1 信号装置

駅間走行における基準とするランカーブに従って、基準速度信号を

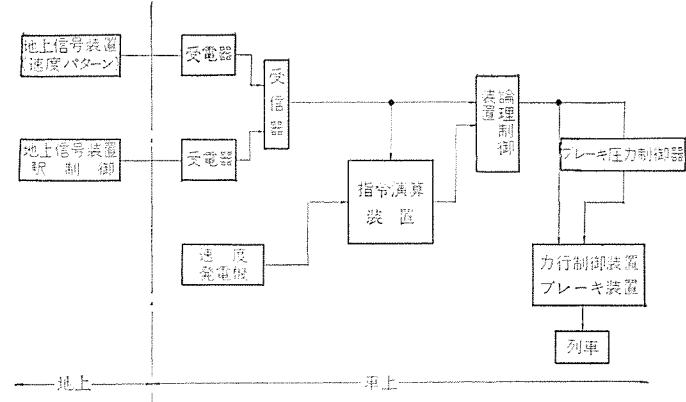


図 4.3 ATO 車上装置 ブロック図
Block diagram of train-carried ATO equipment.

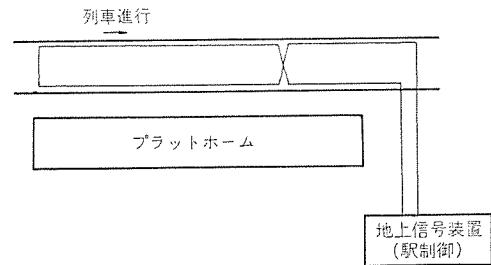


図 4.4 駅停止地域信号伝送路
Information transmitting line located in station area.

速度パターンとして連続的に軌道を通して、ATC 信号と合わせて送る。また駅においては、レールに沿って設けたループ線により、駅制御である定位停止信号および出発制御信号を送る。図 4.4 は沿線を示し、定位停止の基準地点信号を車上に与えるために、停止目標地点の一定距離手前に、ループ線を交差させている。

4.2.2 指令演算装置

走行中は當時速度照査を行ない、地上から与えられる基準速度によって力行・だ行・ブレーキの各パターンを発生し、他方速度発電機より得る速度信号と比較する。

また停止区間では、停止点を目標とする停止パターンを発生し、これと走行速度とを比較する。速度パターンと実速度との比較演算結果は論理制御装置へ与えられる。

4.2.3 論理制御装置

信号装置・演算装置から与えられる条件によって、力行、だ行、ブレーキおよびその強弱の設定を行ない、車両制御装置を制御する。作用出力は次のとおりとなる。

- (a) 力行・だ行選別回路
 - (b) 速度制限回路
 - (c) 定位置停止制御回路
 - (d) 特殊運転制御回路（手動運転、etc）
- 総括制御系の故障その他による手動運転のためには、切換スイッチにより手動運転を行なうが、その場合も速度照査を行ない、保安機能の活用で安全をはかる。

4.2.4 比較演算方式

制限速度信号でもあり、かつ ATO のための基準信号をも与える信号装置出力に応じ、KO, KA, KB, KC の速度パターンを作り、列車速度がどの二つのパターンの間にあるかを検知し、制御信号を発する。地上信号に対するパターンの関係は図 4.5 のようにする。

- (a) ATC 信号が下位に変化したような場合は、所定の減速パ

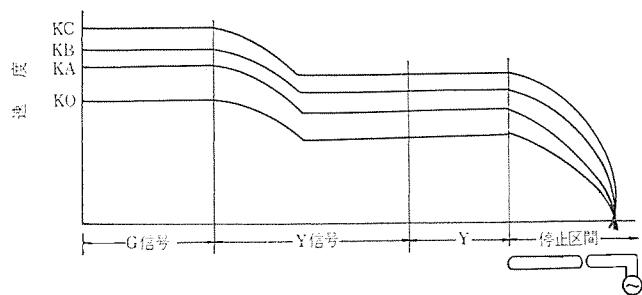


図 4.5 地上速度信号と速度 パターン
Ground speed signal and speed pattern.

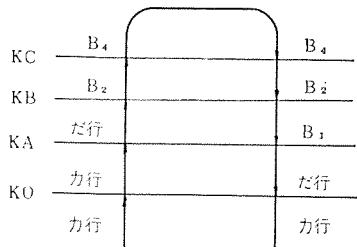


図 4.6 照査帯と制御指令 (駅間)
Control signal given by speed zone detector (way side area).

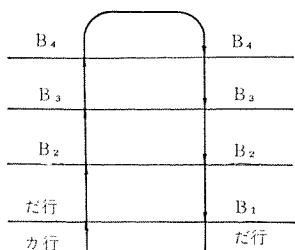


図 4.7 照査帯と制御指令 (駅停止)
Control signal given by speed zone detector (station stop area).

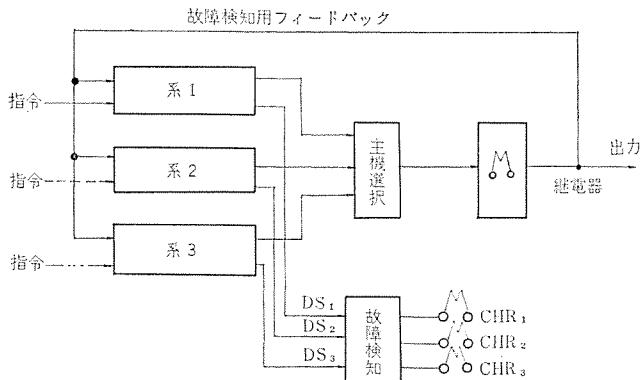


図 4.8 多重化構成 ブロック図
Block diagram of multiplex systems.

ターンに従って減速する。

(b) 制御指令 シーケンス は、ヒステリシス をもたせる。

4.2.5 定位置停止演算方式

ATC 制限で所定の速度まで列車速度を減速しておき、駅停止信号を受けると停止 パターンを発生し、車速がこの パターンに追従するよう、ブレーキ 力を調節して目標地点に停止させる。駅の所定位置へ停止すると、車上で停止位置検知を行ない、停止情報およびドア閉情報を地上に送り、地上からのドア閉、出発等の制御指令を待つ。

4.2.6 多重化方式と故障検知

自動化された制御系においては、装置一部故障が生じたような場

合にも、できるかぎり平常状態の運転が行なえることが望ましい。そのため、多重化をはかり 3 重系構成とし、1 系列の故障に対しても、他の 2 系列で正常に運行できるようにする。また故障された系をそのまま放置すると、続いて他の系の故障が生じたとき、2 系列故障としてシステム故障となるため、故障系を自動的に検出し、表示を行ない、当日中または、一定周期ごとに正常な装置と差換えるようとする。多重化された各系はまったく同一仕様とし、差換えるための予備機の便を良くしている。各系列は上記のデジタル演算回路方式を適用しており、完全無調整で互換性を有している。

図 4.8 に多重化構成 ブロック図を示す。3 系列のうち一つの系を主機として用い、他の残りの二つの系を補機として使用し、出力継電器の信号を補機に与えて主機の動作が正しいか否かを判定させている。正常なときは故障 リレー CHR_{1~3} を常時励磁しており、故障を検知すると、CHR_{1~3} を落下し、故障系を回路から切り離す。3 系列はいずれも、主機にも補機にも設定できる。

4.2.7 運転モード切換

中央装置における列車 ダイヤ 保持機能の出力指令として、出発指令を出すとき、標準 ランカーブ に沿った運転を行なう「中速」、できるだけ短時間で前方駅に着くような運転を行なう「高速」および走行時分に余裕があるとき、電力消費を少なくしてゆっくり走行する「低速」の走行条件を指令する。車上ではこの指令により、ランカーブを修正して、走行時分の調節を行なう。

4.3 地上総括制御システム

中央計算機と駅との間に 50 ボウ 以上の電信回線を 1 回線持ち、主として中央の通信制御装置がその送受信を制御する。駅と中央との間の交換信号は次のとおりである。

- (a) 待機指令
- (b) 方向転換指令
- (c) ドア開指令
- (d) ドア閉指令
- (e) 出発および走行条件指令「高速」、「中速」、「低速」

一定の周期で n 駅 ($n=1, 2, \dots$ と駅につけた番号) の入力信号の変化を調べ、変更すべき出力情報を中央より送出する。周期はシステムにより異なるが、0.2 秒程度にすれば、実用になると推定される。すなわち列車停止情報は 0.2 秒以内に中央に送られ、直ちにドア開指令を出すと、計算機の処理時間・通信処理時間の遅れを考慮しても、おそらく停止後 0.5 秒内にドアが開く。

列車発車指令は同様に、ドア閉じ完了後、列車からドア閉じ確認を受け、計算機から走行条件をつけた出発指令を列車に与えるまでやはり 0.5 秒以内の時間で可能である。

駅に設置する各機器と中央との信号のやりとりは、各駅ごとに通信制御装置・入出力論理装置をおき、中央の通信制御装置を経由して計算機と情報交換する。

4.3.1 駅に設置する機器とその機能

(1) 通信制御装置

中央計算機と論理情報を通信する装置。

(2) 入力論理装置

駅内の各機器から送られてくる論理情報に変化が生じた場合、通信制御装置の走査を待って、変化した情報の入力チャネル番号と、変化内容を中央に送り出すための装置。

(3) 出力論理装置

中央計算機の指令のうち、走査されるごとに変更する必要のある

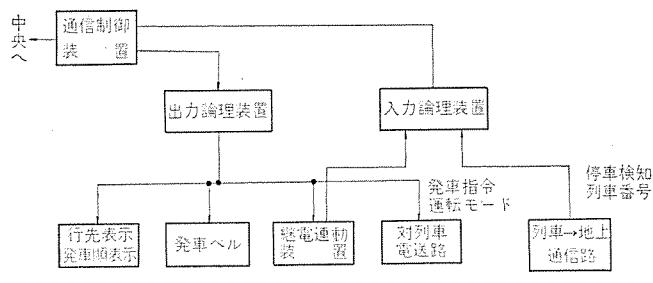


図 4.9 駅設備ブロック図

Block diagram of control equipment installed at each station.

出力論理チャネル番号と変化量を通信制御装置から受け、その情報を中央から変更の指令がくるまで自己保持し、指令を各機器に送り出す装置。

(4) 送受信装置

車両とループコイルを経て通信する装置、論理情報を周波数に変換する機能を含む。

(5) 電動運動装置

必要な駅のみに設置。

(6) 発車ベル

所定の停止時分経過後、ベルを指令する出力が計算機から発せられる。(手動扱い可能)

(7) 行先、発車順表示

列車の行先を各駅にて表示し、列車を待っている乗客に知らせる。始発駅等先発列車、次発列車ホームを指示する必要があるところで発車順表示まで計算機処理で行なう。

4.3.2 中央制御室に設置する機器とその機能

(1) 通信制御装置

各駅、車庫等と中央計算機との情報交換を行なう装置。

(2) CTC機能

このシステムの中核となるもので、計算機システムおよびCTC装置より構成される。

(a) 列車ダイヤ保持

(b) 列車進行方向制御

(c) 各駅に対する列車行先表示制御

(d) 列車の出入線(出入庫)制御

(e) 駅発車指令のインターロックとドアの開閉制御

(f) 特・急・普を設ける線区の場合は、列車区分による駅停止指令の制御

(g) 列車および周辺機器の故障監視と警報指令

(3) 中央計算機

CTC機能に含まれる判断業務を行なう。

(4) 表示装置

列車位置・列車番号を軌道模型図上に表示することにより、列車群の運行状況をながめることが可能とする。列車情報は中央計算機の設置時期が後となるときは、在来のCTC装置からの列車情報出方を受けるような構成とする。

(5) 列車運行ダイヤ記録装置

刻々の列車運行状況をあらかじめ距離(駅配置)をえて軸、時間(24時間分を一面に収めた)を横軸にとり、標準ダイヤを印刷してある記録紙上に記録することで、運行経過をながめること、および記録を残すことができる。他方本記録機をながめながら中央計算機による運転指令機能を、手動で運転指令として行なう場合の指令員

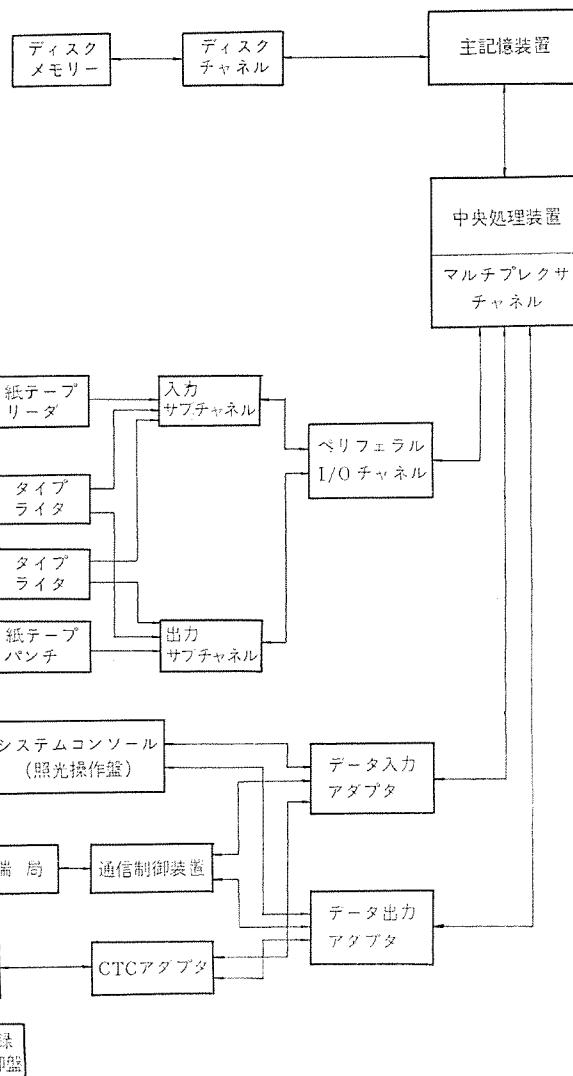


図 4.10 中央制御室計算機システムブロック図
Block diagram of central control computer systems.

の判断資料として用いることができる。

(6) CTC付加機能

中央計算機の規模を大きくすることにより、次のような機能をさらに付加することができる。

(a) 使用車両ごとの走行距離と走行時間の積算

(b) 使用車両ごとの検修日時の算出

(c) 線路レールを含む設備の交換、その他の維持データ

(d) 列車ダイヤが乱れたときの運行システムアリシス

(7) 手動制御盤

CTCの中心となる計算機システムの故障や、特殊運行を行なう目的で手動による列車運行制御を行なう必要が生じたときのために、表示装置、列車運行ダイヤ記録装置の表示、記録をながめながら運行指令を発するための装置である。

5. むすび

以上、都市における通勤輸送システムの総合的な自動化を行なうのに、実用的に最も適した方法であると考えられる分散形総合運転システムを述べた。

終わりに、本システムの特長を列挙しておく。

(1) システムの拡張性

(a) 自動化の第一ステップとして、まず車上制御機器を主体にし

た個々の列車運転の自動化を行い、統いて列車群制御を含む総合システムへの拡張が容易である。

(b) 列車運転の線区が拡張された場合に、自動運転システムの規模の拡張が容易に行なえる。

(2) 乗客需要変動に対する即応性

長期あるいは短期的な乗客需要の変動に対して、ダイヤ変更が容易に行なえ、また乗客数に応じた配車が可能である。

(3) 異常状態からの復元性

常時、各閉そく(塞)区間を通して列車走行位置を検出し、中央計算機は標準ダイヤと実時刻を比較し、微小のダイヤ乱れを正常ダイヤに戻す復元力を与えるため、異常状態から正常状態への復元が速やかに行なえる。

(4) 経済性、信頼性

車上制御機能と地上制御機能を合理的に配分することによって信頼性の高い総合運転システムを経済的に実現することができる。特に中央計算機の情報処理量が少なくてすみ、中央から各列車への情報伝送は駅設備を介してのみ行なえるので、地上設備の設備費が少なくてすむことは実用的見地から大きなメリットであると言える。

最後にこのシステムの研究開発にあたり、多大のご指導をいただいた日本国有鉄道、帝都高速度交通営団、大阪市交通局、東京都交通局をはじめとする関係各位に対し深く感謝の意を表します。

参考文献

- (1) 石田、鳥居：自動運転のための指令装置、三菱電機技報、37, No. 12, 25-32 (昭 38)
- (2) 北岡、六藤、鳥居、山崎：列車自動運転装置、三菱電機技報、41, No. 2, 318-324 (昭 42)
- (3) 山崎、洲崎、北岡、鳥居：地下鉄自動運転装置の実績、鉄道サイバネシンポジウム 予稿集、21-27 (昭 41)
- (4) 横田、森田、五十嵐、北岡、鳥居、六藤：大阪市営地下鉄の自動運転について、鉄道サイバネシンポジウム 予稿集、39-47 (昭 43)
- (5) 田村：プログラム自動運転における時間制御系の最適設計、鉄道サイバネシンポジウム 予稿集、19-25 (昭 44)
- (6) 小原、喜多、石田、鳥居：プログラムによる列車の自動運転、三菱電機技報、37, No. 9, 1,171-1,177 (昭 38)
- (7) 田村：列車のプログラム自動運転と計算機制御、三菱電機技報、44, No. 2, 288-294 (昭 45)
- (8) 山崎、小畑：遅延列車の回復運転法、三菱電機技報、43, No. 3, 454-459 (昭 44)
- (9) 井上、田村：通勤輸送における列車群制御、鉄道サイバネシンポジウム 予稿集、69-72 (昭 44)

放電加工における適応制御

斎藤 長男*・小林 和彦**

Adaptive Control of EDM Process

Nagoya Works Nagao SAITO・Kazuhiko KOBAYASHI

In the electric discharge machining (EDM) a servo mechanism is provided to control the electrode gap at a constant value. But with this simple mechanism only it is impracticable to cope with unexpected changes in machining condition, and it is desirable to have adaptive control in the system.

This article reports on the experiments in confirmation of several factors affecting the stability of the EDM process. It has been made known as a result of the experiments that mean working current is to be controlled. By changing the machining condition such as the pulse duration, the peak of discharge current and the pause period chiefly in accordance to the electrode gap condition, the adaptive control of the EDM was examined. One technique of the control, a device DIAX optimizer and examples proving its effectiveness are also introduced herein.

1. まえがき

最近の放電加工は、半導体スイッチング素子の採用などにより、加工特性が著しく向上したことから、非常に広い分野にまで応用されるようになってきた。その反面、加工技術が複雑化し、かなりの熟練が要求されるようになった。

元来、放電加工機は開発当初から極間間げきを一定に自動制御する機構が採用され、自動的に加工が進行するシステムになっているが、この機構だけでは不測の加工状況の変化には必ずしも対処できず、そのため加工状態の監視と調整とが強いられ、機械の操作にかなりの熟練と経験を要するという欠点があった。そのようなことから、放電加工に適応制御を導入する気運が生じてきて、フォードモータースにおいて 1967~1968 年にはじめて適応制御の試みがなされ、これについては Fred. L. King 氏の詳しい報告⁽¹⁾がある。筆者らも数年前から放電加工における適応制御についての研究をはじめ、このたび新しい制御方式を確立し、かなり満足した結果を得た。

本報告では、その確立した適応制御方式について述べ、またその研究途上において実験的に求めた、もろもろの放電現象について報告する。

2. 適応制御の目的

実際の放電加工の作業において最も重要なことの一つは、高能率の加工を加工終了まで維持することであり、そのためには時々刻々変化する放電現象の状態（以下放電状態と呼ぶ）を常に安定に保つ必要がある。市販の放電加工機では、極間間げきを一定に制御する油圧式ないしは電動式によるサーボメカニズムが必ず付属しており、これにより放電状態を常に一定に維持して、加工を安定に制御する方式がとられている。すなわち極間間げきをそれとほぼ直線的な関係にある極間電圧として検出し、それをフィードバックすることにより極間間げきを単に一定に自動制御する方式（図 2.1）⁽²⁾である。

ところでこの方式の制御が安定に行なわれるには、放電状態に及ぼす極間間げき以外の他の諸要因（後述）が、加工の進行とともに変わらず、安定な状態のもとに極間間げきと極間電圧との関係がほぼ直線的に保てる場合であって、もし他の諸要因が変化し、上記の

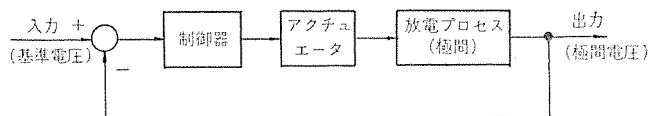


図 2.1 極間間げき制御のブロック線図
Block diagram of discharge gap control system.

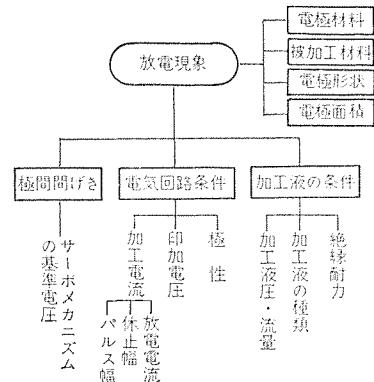


図 2.2 放電現象における要因
Variables affecting discharge gap phenomena.

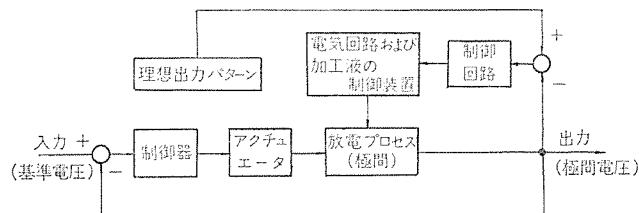


図 2.3 放電加工における適応制御の一例
Block diagram of adaptive control system in EDM process.

直線的な関係が保持できなくなれば、安定な制御もできなくなり、ますます放電状態を悪化させるという悪循環に陥るようになる。したがって広範囲に安定な放電状態を維持するためには、放電状態に影響を及ぼす極間間げき以外の他の諸要因の制御も必要になってくることが理解できる。

さて放電現象に及ぼす諸要因を大別すると、図 2.2 のような因果関係で示されよう。図 2.1 において、電極材料と被加工材料の組み合わせには適合、不適合があり、また材料そのものに放電加工

に適さないものもある。一般には被加工材料に対して最も適した電極材料が選定される。電極形状、面積は放電現象にかなりの影響を及ぼし、尖鋸部分が存在したり、極端に面積が狭かったりあるいは広かったりすると、通常安定な放電が得られないと言われている。

ところで以上述べた要因は、使用目的によって一義的に定まる性質のものなので、放電状態が悪いからと言ってこれらを変えることはできない。したがって放電状態を安定に保つためには、他の残りの要因である極間間げき、電気回路条件および加工液の条件を制御する必要がある。

現在までに行なわれてきた制御の対象は、前述したようにこれら三つの要因のうち極間間げきを一定に制御するものであったが、この単純フィードバックだけの制御機構では、必ずしも十分安定に放電状態を維持することができないため、通常は作業者が電気回路条件や加工液の条件を経験により変化させながら、この不足を補ってきた。この作業者の行なうことの自動制御するならば、これは従来の制御方式に比べ一段高次の制御であり（たとえば図2.3）、いわゆる適応制御と言うことができる。ここに適応制御の意義と目的がある。

3. 放電諸現象

放電現象に影響を及ぼす要因を調べるために、2、3の実験を行なったので、ここではその結果について述べることにする。

3.1 限界加工深さ

加工深さとともに放電状態が悪くなっていく加工、たとえば側面がストレートの電極で下穴のない加工（底付加工）を行なう場合、加工条件を一定にしてゆくと、加工深さの増加とともに加工粉の排出能率が低下してくるので、加工不能に陥る加工深さの限界が現われてくる。この限界加工深さをグラファイト電極で鋼を加工した場合について求めた実験結果を図3.1、図3.2、図3.3に示す。実験方法としては、種々な面積の電極（噴出口径6mm ϕ ）を用い、加工電流、噴出液圧、電極面積をパラメータにとって一定加工条件の下に加工を行ない、加工が不能になる状態を極間電圧計と加工深さを示すインジケータの針の振れより判定することにより、限界加工深さを求めた。加工不能の状態になると、それぞれ針の振れが非常に大きくなり、極間間げきの制御が不能になるので比較的簡単に判定できた。

図3.1は加工電流を変化させた場合の実験結果である。加工電流に対し限界加工深さは非常に影響を受け、ある一定の関係の下で加工電流の減少したがって増加していることがわかる。たとえば図3.1より加工電流45Aのとき限界加工深さは2~3mm位であるのに対し、加工電流がその半分の22Aくらいになると、ほぼ30mmに達し、両者間に約10倍の差が存在している。このデータを実際の加工に応用する場合、限界加工深さの手前で加工電流を一段低く切換えるようにすれば、最も効率の高い加工ができることになる。

図3.2は噴出液圧に対する限界加工深さを示す。噴出液圧に対しても相当に影響を受けることがわかる。噴出液圧の増加は、加工粉の排出を促進させることなので、実際の加工ではできるかぎり加工液を極間に流すように工夫することが肝要である。

つぎに電極面積を変化させた場合の限界加工深さを図3.3に示す。図3.3より、この実験で用いられた面積の範囲内では、電極面積が大きいほど限界加工深さが増加する傾向にあることがわかる。

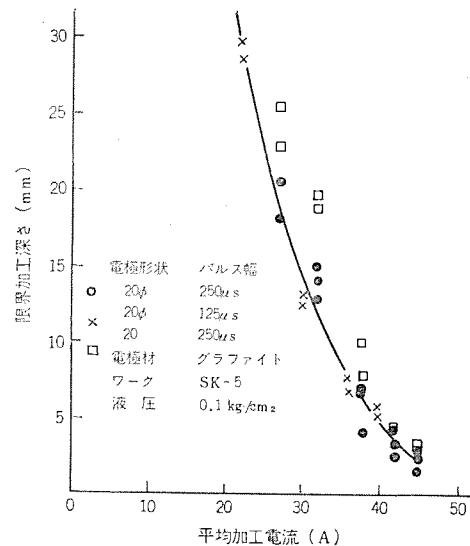


図3.1 平均加工電流に対する関係
Penetration depth limit as a function of discharge current.

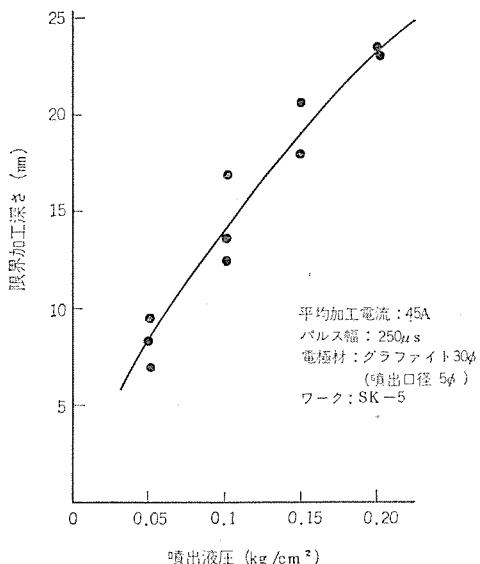


図3.2 噴出液圧に対する関係
Penetration depth limit as a function of flushing pressure

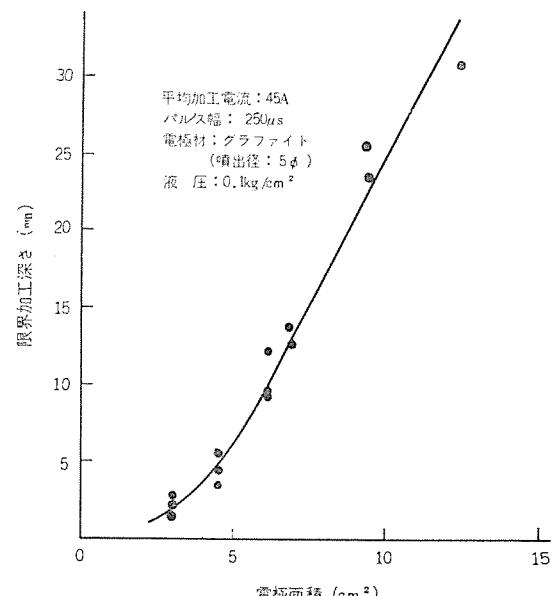


図3.3 電極面積に対する関係
Penetration depth limit as a function of electrode area.

3.2 電極面内における放電の分散の様子

電極面内のある1箇所に放電が集中すると、放電状態が著しく悪化する。したがって放電を安定に持続させるためには、放電が適当に分散する必要がある。ここでは放電の分散の様子について観察するために、図3.4のように被加工物を絶縁2分し、各部分に分流抵抗器を取付けて放電の発生を平均的に加工電流で測定した。

実験結果を図3.5、図3.6、図3.7に示す。これらの結果より、噴出液圧と加工面積の変化によって放電の分散の様子が種々に変化することがわかった。とくに図3.6では、両面の間で放電がFlip Flop状に行なわれている様子を示している。各図よりわかるように、一般的な傾向として放電は電極面全域で行なわれるのではなく、ある限られた範囲内で分散しながら発生し⁽³⁾、その放電範囲が順次移動していくと見るのがよさそうである。

その理由としてつぎのように考えられる。まずある場所で放電が発生すると、放電によって生成される加工粒や油の熱分解で生じたカーボン(タール成分)等により極間間隔が見かけ上小さくなり、さらに加工液の絶縁耐力が低下することから、放電はその場所付近の範囲内で発生するようになる。一方放電が発生していない部分は、加工液の洗浄効果で液の絶縁耐力が回復する方向に進み、いっぽう放電が発生しにくくなり、ますますその範囲での放電の持続を助長し、一種の正帰還作用が働くものと考えられる。しかしながらある程度放電による加工が進み、極間間隔が放電発生限界の距離に近づくと自動的にやむようになるので、他の場所で放電が移行する。

ところで上記の場合、加工粉や熱分解によるカーボン等が排出されずに、電極や被加工物表面に付着して累積するような状態になると極間間隔は放電によって広がらないので、放電が1箇所で持続し、

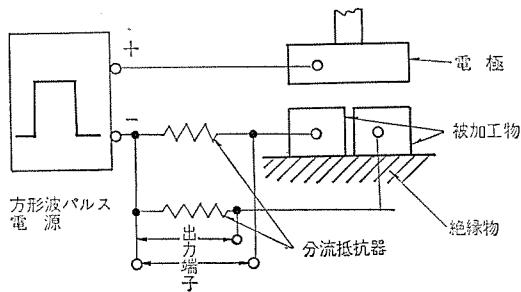


図3.4 実験装置
Experimental equipment.

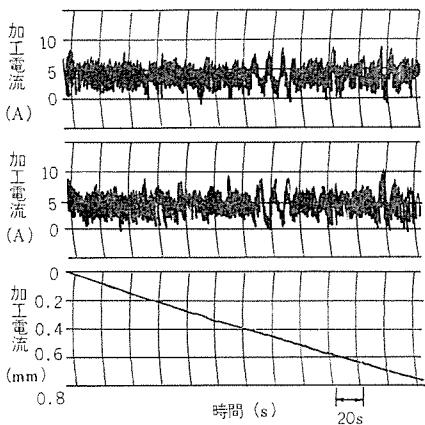


図3.5 電極面積: 1 cm^2 $I_P = 13 \text{ A}$
液圧: 0.01 kg/cm^2 $\tau = 800 \mu\text{s}$

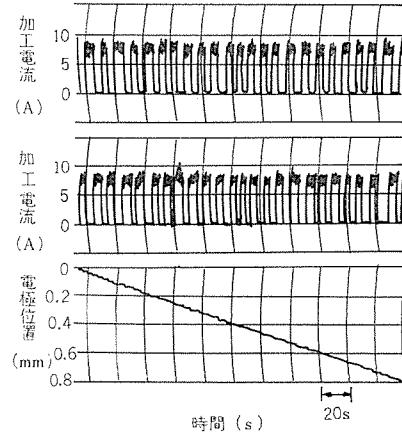


図3.6 電極面積: 1 cm^2 $I_P = 13 \text{ A}$
液圧: 0.1 kg/cm^2 $\tau = 800 \mu\text{s}$

Discharge currents and electrode position as a function of time.

最終的に定常アーチ状態に陥る。図3.7はそれを示したもので電極は降下せずむしろ上昇しているのが観察される。このような定常アーチ状態を防止するためには、当然のことながら洗浄効果を上げるか、ないしは加工電流をその場合の洗浄効果に見合った加工電流以下に下げることが適切であると考えられよう。

3.3 電極面上の異物の発生

放電加工中に電極面上に異物が発生し、それが成長するとその部分の電位傾度が高くなるので、放電がそこに集中しやすくなり、定常アーチ状態に移行する場合がある。極間では放電の発生熱によって蒸発した金属蒸気や加工粉、油の熱分解によるカーボン等が混在しているので、これらが電極間に付着するという可能性は十分に考えられる。しかし付着したものがその後の放電圧力で普通は除去されるので、付着物が成長することはほとんどないが、電極材料の種類によってはある加工条件のもとで成長する場合があり、一般に電極消耗がきわめて少ないような加工ではその傾向は強い。

銅電極表面上の付着物についての分析結果は、たとえば文献(4)、(5)で詳しく報告されている。グラファイト電極材はとくに異物が発生しやすく、図3.8に見られるように、加工深さとともに変化する異物の成長過程が観察できる。表3.1はその異物の成分分析結果で、これよりほとんどがカーボンであるが、それに被加工物(この

表3.1 グラファイト電極面上の異物の成分分析結果
Analysis result of ingredients of the projection growing on the graphite electrode surface.

成 分	含 有 量
Fe	卅'
Cu	廿'
Cr	廿'
Ni	廿'
Al	廿'
Ca	廿
Mn	廿'
Si	廿'
Mo	廿
Co	十
Sn	十
Mg	十
C	残り

記号説明
卅 1% 前後
廿 0.1% 前後
廿 0.01% 前後

十 0.001% 前後
廿 より少々多い

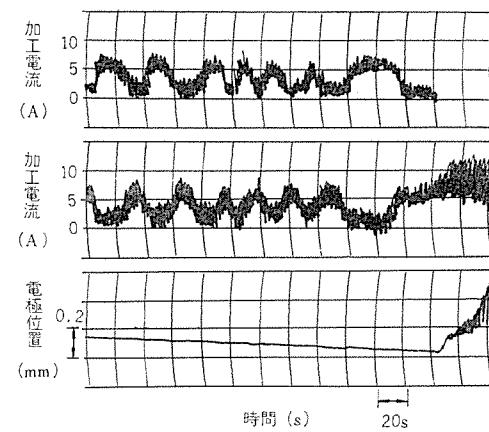


図3.7 電極面積: 5 cm^2 $I_P = 13 \text{ A}$
液圧: 0.01 kg/cm^2 $\tau = 800 \mu\text{s}$

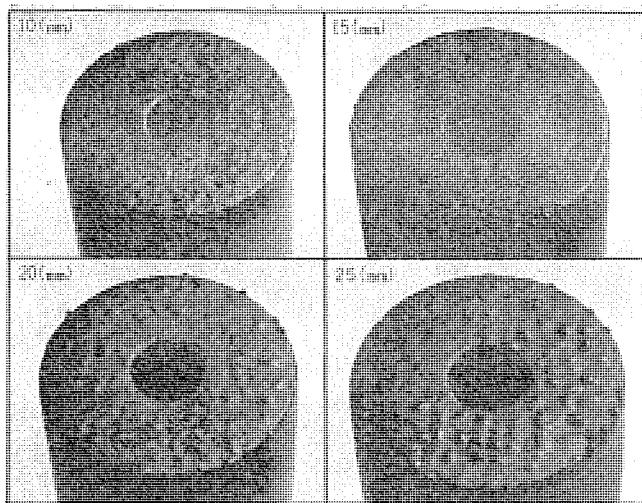


図 3.8 放電加工後のグラファイト電極面写真
 Photographs of machined surface of graphite electrode
 for various penetration depths.

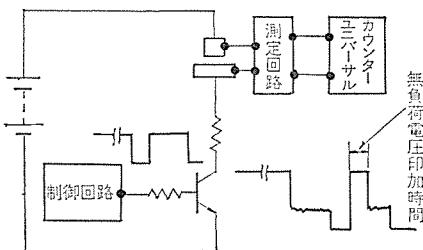


図 3.9 実験装置 Experimental equipment.

表 3.2 無負荷電圧印加時間測定結果
Number of open circuit voltage appearing prior to discharging made 100 times.

液の種類	休止時間 (μs)	極間距離 (μ)	無負荷電圧印加時間 (μs)						
			0	1 10	11 20	21 30	31 40	41 50	51 以上
清 (灯 油)	2	15	100回	0回	0回	0回	0回	0回	0回
	6	15	62	10	4	1	6	2	15
	10	15	22	11	11	3	7	4	42
	10	*	2	1	1	3	1	0	92
汚 (濁 液)	2	10	100	0	0	0	0	0	0
	6	15	100	0	0	0	0	0	0
	10	15	100	0	0	0	0	0	0
	10	*	20	14	3	4	2	2	55

* 電極を遠くから近づけて放電させる。

** 沈殿物/物全体の液の体積 $\div 0.5$
なお、パルス幅 250μs

場合 SK-5) の成分が混入していることがわかる。

3.4 加工液の絶縁回復

加工能率を上げるために、Duty Factor の高い（休止時間の短い）放電 パルスを与える必要があるが、放電現象の面から見てどの程度まで本質的に高め得るかという問題が生ずる。これは放電後どのくらいの時間で加工液の絶縁が回復するかということと大いに関係がある。ここでは方形 パルスを 2 回つづけて放電させることによって行なった実験結果について述べる。

まず実験方法としては、第1パルスの放電後に一定休止時間を置いて第2パルスを極間に印加し、その場合図3.9で示すような無負荷電圧が現われたら、加工液の絶縁が回復しているものと仮定し、そ

の無負荷電圧の時間を時間間隔で測定用パルスカウンタで測定した。電極および被加工物材料として、それぞれ銅 (5 mmφ) と銅 (SK-5) を用いた。

最初極間間げきを設定するにあたって、まず電極と被加工物を接触させ、その間の接触抵抗が $10 \text{ m}\Omega$ 以下（ベース電流 1 A 時）になったところを一応間げきの零点とした。同一実験を 100 回くり返して行ない、無負荷電圧印加時間に対する発生回数の分布を調べた。その結果を表 3. 2 に示す。

無負荷電圧印加時間の分布は、清浄液と汚濁液の場合とではかなりの差があるが、清浄液の場合、パルス幅の比較的長い条件(250 μ s)に対して10 μ s以下のきわめて短い休止時間を設定しても、かなりの高い比率で無負荷電圧が現われており、放電後の加工液の絶縁が回復し得ることがわかる。ただし2 μ sまで休止時間を短くすると、全然無負荷電圧が現われず、放電後の絶縁は回復しないものと思われる。また休止時間の長いほう、当然のことながら加工液の絶縁の回復度は大きくなっている。

しかしながら汚濁液の場合は、無負荷電圧の現われる率が非常に少なくなつており、このことから加工中の極間における液が汚濁するにしたがい絶縁の回復度は小さくなり、それだけ放電の集中が起りやすくなることがわかる。

4. 放電加工における適応制御の一手法

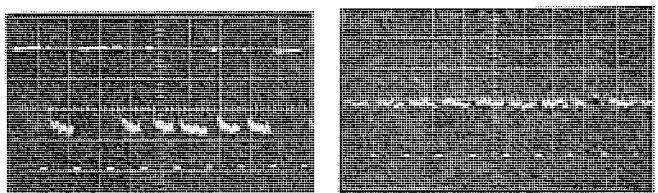
放電加工の適応制御は、放電現象を安定することが一つの目的となるならば、そのためには3章より加工電流を放電現象の変化に応じて制御することが最も適切であるということが理解できる。そこでここでは、加工電流の制御による適応制御の一手法について述べることにする。

4.1 理想出力パターン

放電加工における極間間げきは非常に狭いので、放電現象そのものを直接に観測するわけにはいかず、通常は間接的な方法として極間電圧、極間間げき制御のサーボメカニズムの安定度、放電による発生音、放電ガスの量ないしは色、極間における加工液の絶縁度等々によって測定する方法がとられている。制御を行なうには電気的信号として検出するほうが都合がよいので、極間電圧で求めるのが最も適していると言える。

極間電圧で求める場合、平均値として求めるかあるいは電圧波形として求めるかの二通りの方法がある。前者はたとえば平均電圧の変動の振幅や周期等で測定するようなことであるが、ここでは後者の場合について考えて見ることにする。

放電現象が安定しているときの極間電圧波形は、方形波パルスで加工している場合、図4.1(a)のようなパターンが普通である。すなわちパルスの放電終了後、加工液の絶縁が回復してつぎのパルスの



(a) (20 V/div, 0.1 ms/div) (b) (20 V/div, 0.1 ms/div)

図 4.1 電極間の電圧波形

Oscillograph traces of discharge gap voltage in the cases of stable (a) and unstable (b) discharges.

印加で適当な無負荷電圧が現われ、これがくり返される形をとっている。ところが放電現象が不安定状態になると、図4.1(b)のようになり、正規の無負荷電圧が現われない状態に移行するようになる(無負荷電圧が現われても極間の疑似的な抵抗により、極間に電流が流れて正規の電圧が出ない場合も含む)。

したがって以上の説明より図4.1(a)のような極間電圧波形を放電状態の理想出力パターンとし、このパターンからはずれた誤差を何らかの方法で検出し、この誤差を零にするように制御すればよいということがわかる⁽⁶⁾。

4.2 加工電流を制御する条件

放電加工中の加工電流 $I(A)$ は、方形波パルスで加工する場合、次式で与えられる⁽⁷⁾。

$$I = \frac{D \cdot I_p(E - V)}{E - D \cdot I_g} \quad D = \frac{\tau}{\tau + \tau_r}$$

ここで、 D : Duty Factor (<1)

I_p : 放電電流ピーク値 (A)

E : 放電開始電圧 (V)

I_g : アーク電圧 (V)

τ : パルス幅 (s)

τ_r : 休止幅 (s)

これらの式より加工電流を制御するためには、パルス幅 τ 、休止幅 τ_r 、放電電流ピーク値 I_p および加工電圧 V のうちいずれかを変化させても行ない得ることがわかる。ところで I_p と τ は単一パルスの放電エネルギーを決定するファクタであることから、加工特性と密接な関係があり、とくに電極消耗に及ぼす影響は大きい^{(7)~(10)}。したがって I_p 、 τ を変化させる場合には両者の相互関連のもとに変化させたほうがよさそうで、単にいずれか一方だけを独立して変化させることは得策でないようと思われる。

しかしある放電現象に対し、即効的な役割りで短時間だけ変化させるのは、かなりの効果がある場合にはその限りではない。たとえばグラファイト電極の異物の発生(前述)は、パルス幅の比較的長い低電極消耗条件で起りやすいので、異物が発生しそうになった場合、パルス幅を短いほうに変化させるのはそれを防止する上で効果的である。

一方休止幅と加工電圧は、(加工速度を除く他の)加工特性に及ぼす影響は比較的少ない。したがってこの二つの条件を変化させることにより加工電流を制御することは、良好な手段の一つだと言えよう。

また上記の条件以外にパルス波形を方形波以外の波形に変えて、制御する方式も提案されている^{(11), (12)}。

ところで加工電流の制御がある限られた範囲の加工を対象にする場合は、上記の条件のうちの一つだけを変化させるだけで十分であるが、非常に広範囲の加工においては必ずしも十分でなく、その場合は当然二つ以上の条件を変化させることが要求されるようになってくる。

4.3 放電加工における適応制御方式の原理

前節の説明にもとづいて休止幅を変化させることにより加工電流を制御することを試みたので、その制御方式⁽¹²⁾について述べる。

図4.2は制御回路のブロック線図であり、また動作原理をチャートで示すと図4.3のようになる。そこで図4.2と図4.3をもとにして適応制御の原理について説明する。

まず図4.2よりわかるように放電状態を極間電圧によって検出

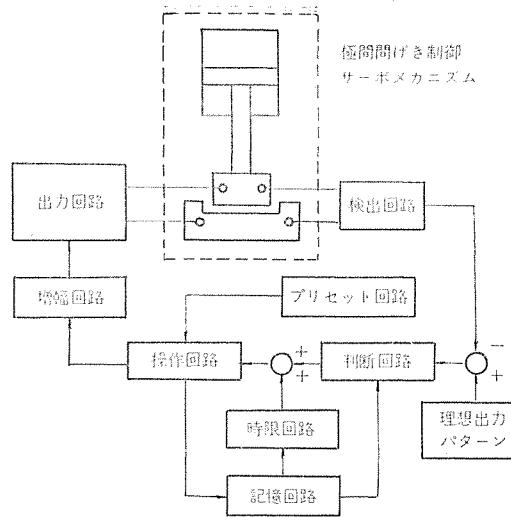


図4.2 放電加工の適応制御方式のブロック線図
Block diagram of a method for adaptive control in EDM process.

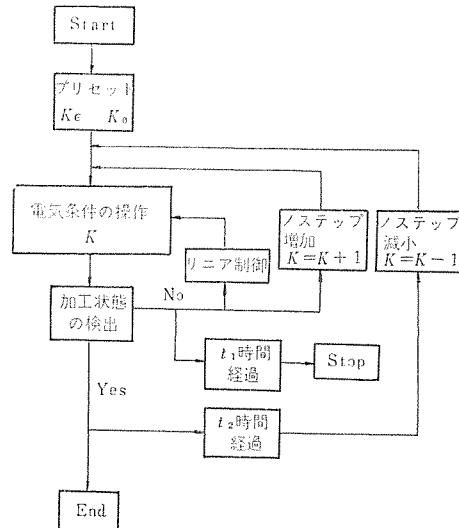


図4.3 放電加工適応制御方式のフローチャート
Chart for operation principle of adaptive control.

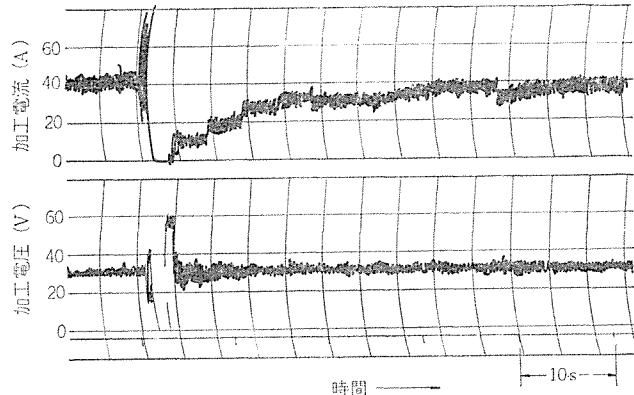


図4.4 加工電流の制御法の一例
Example of control method of average discharge current and voltage.

し、理想出力パターンと比較することにより誤差信号を得る。ついで誤差信号の大小、種類さらに記憶回路からの出力により、判断回路において極間での放電状態が判断される。判断する目的としては、たとえば加工開始時、休止幅が非常に短いかないしは長い場合等では放電現象がわずかであるが変化するので、それを考慮して判断す

ことである。

判断回路からの出力は操作回路に送られ、出力信号によって休止幅が（短時間ではパルス幅も）制御される。休止幅は判断回路からの出力により、加工電流を減少させるために1ステップ増加させるわけであるが、単に1ステップ増加させるだけではなく、シーケンス回路でいくつかの増加させる方式が組まれている。図4.4は、誤差信号が出て加工電圧を最終的に1ステップ減少させるまでの電流制御の一例を示す。記憶回路は操作回路において条件を変化させる場合、変化させる前の条件を記憶しておくもの、判断回路に送るための出力等を記憶しておく回路である。

ところで一方放電状態が安定になり、誤差信号がない場合は加工電流を増加できる可能性があるわけで、この場合増加できるかどうか試行錯誤を行なってみる必要があり、この方法として回路的には、時限回路からの信号により休止幅を短く操作することができるようになっている。短くした場合、ふたたび誤差信号が出るようなら前の条件に戻される。

時限回路はまた、記憶回路からの出力により制御され、加工開始時や休止幅の設定条件によって変化される。加工開始時はできるかぎり速く最適加工電流に持っていくのが理想なので、この場合は比較的時限が短く、またいったん最適加工電流が選定され、放電状態が安定の場合は、放電加工のサイクルは通常かなり長いものであることから、比較的長く自動的に設定されるようになっている。

以上は制御方式の基本的な内容であるが、このほかに放電状態に応じてリニアに制御される回路や、誤差信号により電極を一時的に上昇させたり、さらに放電状態がこの制御方式による範囲を越えてしまった場合、加工を自動的に停止させる回路などからさらに付加されている。

4.4 加工条件のプログラム制御

前節で述べた適応制御方式により休止時間が制御され、最適な加工電流が自動的に選定されて、常に安定な加工が行なわれるが、加工特性と密接な関係にある休止時間以外の（電気的）加工条件であるパルス幅、放電電流ピーク値は、加工の使用目的に合った仕上面あらさ、電極消耗等から決定されるので、これらは加工の初めにあらかじめ設定しておく必要がある。

これらの加工条件は1段階の加工が終了するまで通常固定されるべきものであり、しかも加工のプロセスは、荒、中、仕上加工とせいいぜい数段階で行なわれるから、比較的簡易なプログラム制御によって加工条件を設定しておけば問題なく目的が達成できる。

加工条件の切換えは、規定の加工深さまで加工が進行したときに行なうので、加工深さも同時にプリセットが必要である。図4.5はプログラム制御方式の一例を示す。N/Cプログラム装置においてあらかじめ数段階の加工条件とその各条件に対する加工深さを設定しておけば、装置からの指令により、電気パルスマータが深さ設定金具をプログラムした加工深さの位置に自動的に位置決めを行なうから、加工が規定の深さまで進行したとき、リミットスイッチが深さ設定金具によって動作し、その信号によって加工条件をプログラムどうりに次々と切換えていくことができる。

4.5 適応制御による加工結果

前述の適応制御方式にもとづいた装置を製作し（図4.8）、それを用いて実際に加工を行なった場合の結果を図4.6、図4.7に示す。図4.6における加工結果では、適応制御された場合と手動で加工を行なった場合とを対比させて示している。手動の場合の電流

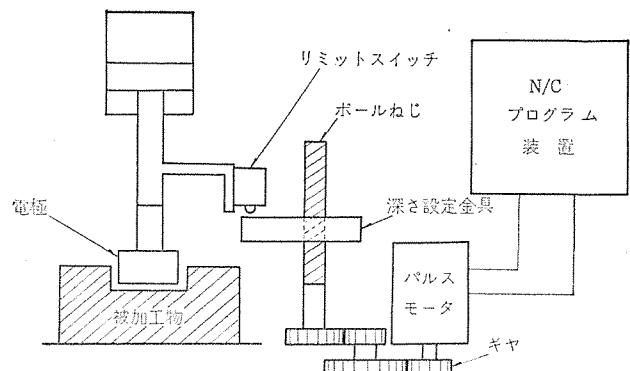


図4.5 加工条件のプログラム制御の原理図
Principle of program control of machining conditions.

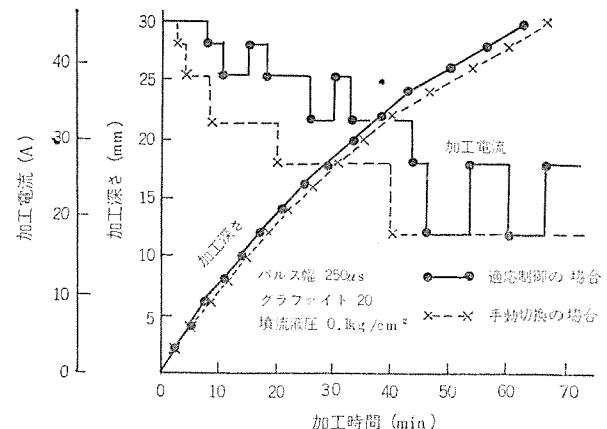


図4.6 適応制御を行なった場合の実験結果
Curves showing penetration depth and discharge current vs. machining time, with and without adaptive control device.

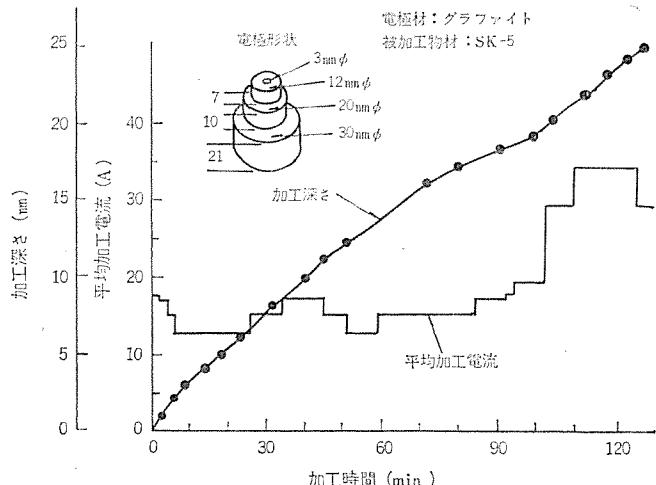


図4.7 加工面積が深さで変化する場合の結果
Stepped hole machining with adaptive control device.

切換えは、図3.1における限界加工深さと加工電流の関係より実験的に求めたもので、まず加工の初めはその使用条件における最大の加工電流から出発し、その電流に対応する限界加工深さの近くまで加工が進行すると一段加工電流を下げ、つぎの限界加工深さの近くまでその電流で加工を行ない、順次このようない方法で加工電流を減少させていけば、いわゆる手動で行なう場合の、加工深さに対する最適加工電流の切換条件が求められるという前提に立っている。

図4.6より適応制御された場合の加工電流は、手動切換の場合より大きくなっています。その結果加工速度も増加していることがわかる。この実験で注目してもよい点は、上記の手動電流切換えで加

工を行なうにあたって、途中で加工不能に陥る状態が発生し、加工の中止を余儀なくされたことがあり、数回行なってやっと一つだけ求めたのが図のデータであるが、適応制御された場合は、加工不能に陥ることは一度もなく、何度行なっても個人差のない結果が得られ、両者の間に大きな差異が見られたということである。

図4.7は、段付電極で加工面積が深さとともに変化する場合の結果であるが、図3.1、図3.2の結果から推察されるように、加工深さと加工面積の増加によって放電現象に及ぼす効果が相乗された形で加工電流が増減しており、加工深さとともに変化する放電状態に適応して加工電流が制御されていることがわかる。

5. 放電加工適応制御装置オプティマイザ (Optimizer) と応用例

5.1 オプティマイザの構造および種類

オプティマイザは、アダプティブコントロール機能とプログラムコントロール機能を包含したもので、外観 (OP-1) を図5.1に、またその構造を図5.2に示す。図5.2よりわかるように、オプティマイザの構造はトレイ方式 (引出方式) を採用しており、用途に応じ各ユニットの差し換えが可能で、アダプティブコントロールのみ、あるいはプログラムコントロールのみというような要求にも応じられるようになっている。機能別による機種は表5.1のようになる。

アダプティブコントロール装置には、加工中の動作状況を表示するランプ (青、黄、赤) やデジタル化表示管がついており、これにより、作業者がどのような状態で加工が進行しているかが一目でわかるようになっている。プログラムコントロール装置は、図4.5の原理により4段階の電気加工条件が設定でき、使用目的により求められる電流波形すなわちパルス幅、放電電流ピーク値をプリセットすることができる。

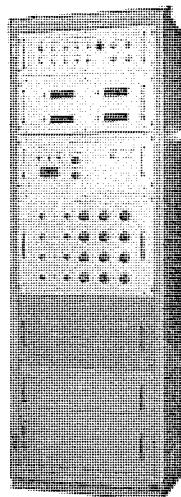


図5.1 適応制御装置オプティマイザの外観写真
Exterior view of adaptive control unit optimizer.

表5.1 オプティマイザの機能別による種類
Kinds of optimizer classified by function.

機種	種類	機能
オプティマイザ	OP-1形	アダプティブ+N/Cプログラム
オプティマイザ	OP-2形	アダプティブ+手動プログラム
オプティマイザ	OP-3形	アダプティブ
オプティマイザ	OP-4形	手動方式プログラム

5.2 特長

オプティマイザの特長をまとめるとつぎのようになる。

- (1) オプティマイザによって、従来の放電加工機で必要とされた監視、調整が不要になり、連続無人運転ができる。
- (2) 常に時々刻々変化する加工状態に適応して最適加工電流が選定されるので、加工時間の短縮が可能となる。
- (3) 加工能率に個人差がなく、だれが操作しても熟練者と同等

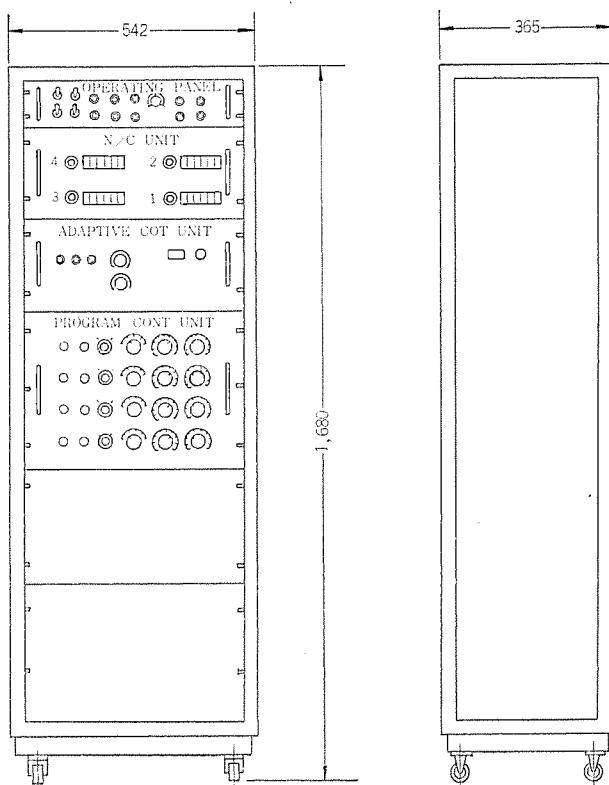


図5.2 オプティマイザ OP-1形
OP-1 type optimizer.

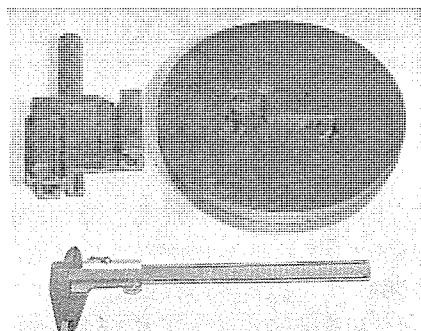


図5.3 応用例1 アルミサッシュ形
Aluminum sash die.

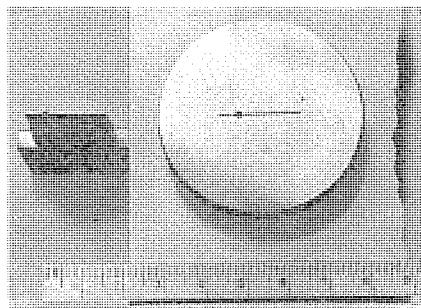


図5.4 応用例2 細みぞ加工
Narrow slit machining.

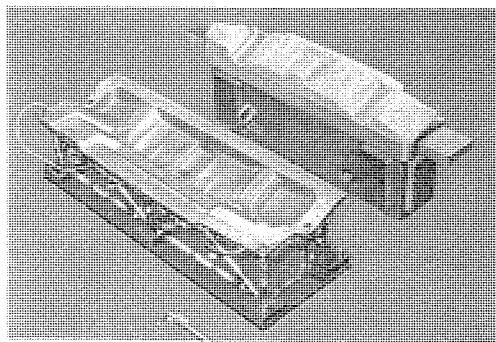


図 5.5 應用例 3 自動車ボディの絞り形
Car body die.

の結果が得られる。

(4) 複雑な形状で、加工液の噴流のできないようなむずかしい加工において特に効果を発揮し、非常に安定な加工が得られる。従来定常アーカーを引きやすいとされたグラファイト電極材の場合にも、まったく危険がない。

5.3 應用例

オプティマイザの効果を示す応用例を 2~3 紹介してみたいと思う。図 5.3 はグラファイト電極でアルミサッシュの引き抜き型を加工した例で、加工液の噴流がなくてもほとんど能率を低下させずに加工ができたものである。図 5.4 は深い細みぞ加工で、従来の放電加工機では加工が困難とされたもの、さらに図 5.5 は、非常に大面積の自動車ボディの絞り形加工例である。いずれも無人運転が可能となり、大幅な加工能率の向上が可能となった。

6. む す び

放電加工における適応制御の方式を確立するために、実験的に求めた放電諸現象と適応制御の一手法について述べ、さらに適応制御

装置 オプティマイザの紹介を行なった。

異形の貫通穴加工を主目的として当初開発された放電加工が、半導体スイッチング素子の採用で画期的な低電極消耗特性を実現し、底付加工分野に進出するとともに、用途を大幅に拡大した。そして現在、放電加工に適応制御を導入することにより、完全無人運転が実現されるに至った。最近の入件費高騰や企業の合理化に対する要求からして当然帰着すべき方向であろう。今後の放電加工の飛躍的発展が大いに期待されるものと信ずる。

参 考 文 献

- (1) Fred. L. King : ASTME Technical Paper MR 68-119
- (2) 凤誠三郎、倉藤尚雄：改訂 放電加工 昭36、コロナ社
- (3) 斎藤長男：放電分散の研究、精密機械 26, No. 2
- (4) 西村、土屋：低電極消耗放電加工の研究 1, No. 2
- (5) 田中、加藤、片寄：三菱電機技報 41, Oct. 1967
- (6) 特許出願中
- (7) 斎藤、小林：パルス電源による放電加工 電気加工誌 1, No. 1
- (8) 元木、季、谷村：液中過度アーカー放電の電極消耗、電学誌 87, No. 943
- (9) 奥野、三谷、藤村：放電加工における放電回路の影響、精密機械 29, No. 10 その他
- (10) 木本、田宮、平田：銅電極による電極低消耗の放電加工、精密機械 33, No. 6
- (11) 倉藤、木下、福井：放電加工における電流波形の影響 (第1報) 電気加工, 3, No. 4
- (21) 特許出願中
- (13) 斎藤、小林：昭44年精機学会秋期大会前刷り

限流形避雷器

新田 東平*・渋谷 義一*
永井 信夫**・荻野 一夫**

Current Limiting Arresters

Central Research Laboratory Tohei NITTA・Yoshikazu SHIBUYA
Itami Works Nobuo NAGAI・Kazuo OGINO

Elevation of reliability in electric power supply is demanded increasingly in future. In line with the trend the part to be played by the arrester becomes important, more and more. In addition, the improvement of its performance and reliability is inevitably demanded. Under the circumstances, it is very effective to make use of the features of current limiting arresters, that is, low protection level and high interrupting capacity.

This article makes description on test results of basic characteristics of arcs in a slit, an analytical method of current limiting interruption phenomena, and the construction and characteristics of the current limiting arrester developed based on the information made available by the above.

1. まえがき

電力需要は毎年旺盛な伸びを示し、消費エネルギーに占める電力エネルギー比率は増加の一途をたどっているが、これは必然的に需給の円滑化をより必要としてくる。このため、供給信頼度を向上させることが今後ますます要求されてくるが、供給障害事故に占める雷害事故率は減少傾向にあるとはいえ、まだかなり高率である。雷害事故の防止は、制御回路をも含めた電力系統全体にわたる耐雷施策によらねばならないが、雷害事故を急激に減少させるためには抜本的対策も必要と考えられ、このため現用の耐雷設計方法を見直そうとされている。

耐雷保護装置の内でも、避雷器の雷害事故防止に対する寄与度は多大のものがあることは周知のとおりであるが、このような状況下では、避雷器の性能向上と信頼度の向上がさらに要請されてくるといえよう。

避雷器の性能向上は必然的に信頼度の向上に結びつくが、性能を向上させる有用な手段のひとつとして限流ギャップの採用がある。限流形避雷器は、アメリカなどで10数年以前から製作されているが、わが国では開閉サージレベルが総体的に高くとられているので、避雷器の責務が外国より過酷であることなどによりこれまであまり実用化されていなかった。しかしながら、汚損による特性変化の防止、保護裕度の拡大等を指向するためには、高性能しゃ断ギャップがどうしても必要となってくる。当社ではこれを限流ギャップの開発によりひとつの解決手段とすることにした。

限流ギャップ開発に際しては、実用製品は存在していたが、限流作用についての理論的な位置づけはなされていない状態だったので、まず限流アーケの基礎特性の研究から着手し、これらの成果をもとに限流形避雷器を完成した。以下、これらの研究結果と開発された避雷器について述べる。

2. 細げき(隙)中アーケの基礎特性

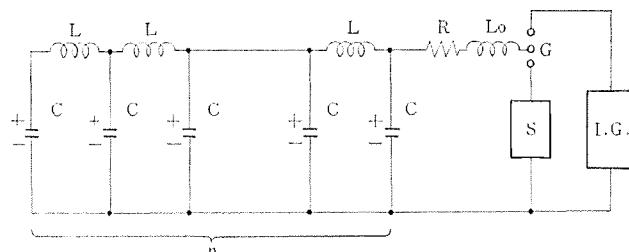
限流形避雷器においては、ギャップ中に生じた続流アーケを速やかに磁気駆動して消弧室中の細げきに吹きこんでアーケ電圧を高め、

続流を本来の電流ゼロ点以前にしゃ断する。その際、磁気駆動による速やかなアーケの伸長や消弧室細げきによる効果的なアーケの冷却の技術が必要である。本章では限流形避雷器ギャップの開発の基礎データとなった細げき中アーケの磁気駆動速度、細げき中アーケのアーケ電圧などの測定結果を述べる。

2.1 実験方法

図2.1は以下の測定に使用した実験回路である。LC回路の放電電流により大電流を試料に流すことができる。この電源回路の特性インピーダンスは 1.6Ω で最大充電電圧 15 kV のときやく 10 kA の電流を流すことができる。この出力電流の持続時間は約 4 ms である。衝撃電圧発生装置 I.G. によりギャップ G_1, G_2 を放電させるとLC回路の放電電流が試料 S を流れる。インダクタンス L_0 はインパルス電圧が試料ギャップにかかりやすくするため、抵抗 R は放電電流を加減するためのものである。

図2.2は細げき中で磁気駆動されるアーケの基礎特性を調べるために用いた試料ギャップである。試料ギャップは石英ガラスと他の材料の消弧板との間の細げき中に設置され、アーケ駆動磁界発生用のコイルと直列に接続される。インパルス電圧からコイルを保護する目的で特性要素 R_N をコイルに並列に接続している。この試料を図2.1の回路で実験を行なうと、まずインパルス電圧によりギャップ G が放電した後、LC回路の放電電流が続流としてギャップ G およびコイルに流



$L = 50 \mu\text{H}$, $C = 20 \mu\text{F}$, $n = 60$, R :電流制限抵抗,
 $L_0 = 100 \mu\text{H}$, G :分離ギャップ, S :試料, $I.G$:衝撃電圧発生器

図2.1 実験回路
Experimental circuit.

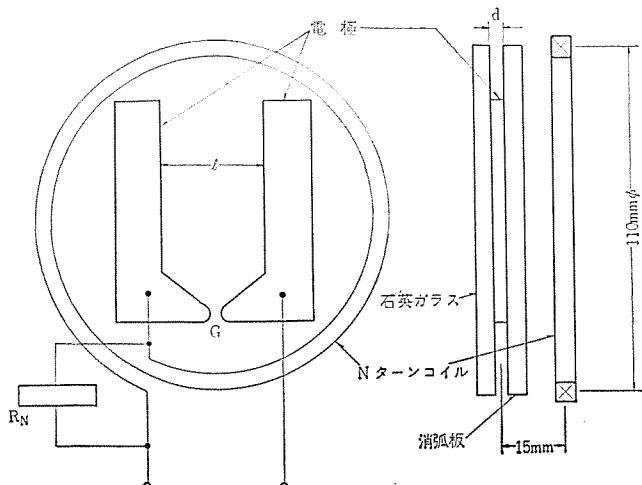


図 2.2 試料ギャップ
Sample gap in a slit.

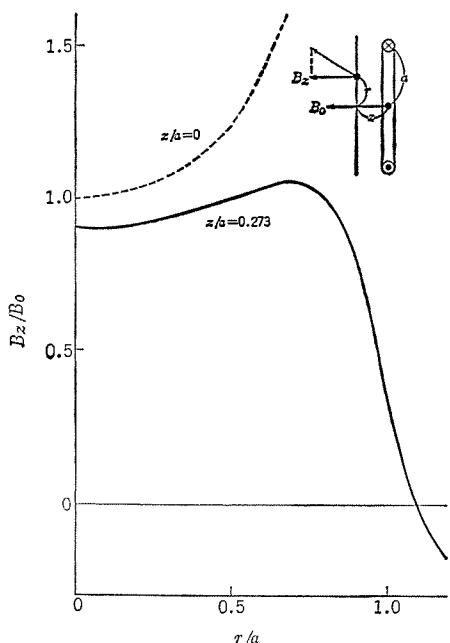


図 2.3 磁束密度分布
Flux density distribution.

れる。放電点Gに生じたアークはコイルの磁界により平行電極部分に磁気駆動される。

図2.3はこの試料ギャップの細ぎ面内における軸方向磁束密度 B_z の分布を示す⁽¹⁾。このようにギャップ面上の磁束密度はほぼ一定で、コイル中心磁束密度 B_0 にほぼ等しい。

筆者らはこの試料の細けき中で磁気駆動されるアーカを石英ガラスを通して高速コマ撮りカメラ (Dynafax Camera Model-36) を用いてアーカの駆動の様子を撮影するとともに、アーカ電流およびアーカ電圧を 2 ビームシンクロスコープ (岩崎 DS-5155) を用いて観測した。アーカが平行電極部分に達するまではアーカ電圧は増大するが、アーカが平行電極部分に達すればアーカ電圧は一定となり、アーカの駆動速度も一定となるので、平行電極部分で駆動されるアーカについて次の量を測定することができる。

- (1) アークの磁気駆動速度
 - (2) アーク電圧
 - (3) アークの太さ

また放電点での駆動の様子から、アーカのこう（膠）着現象あるいは再

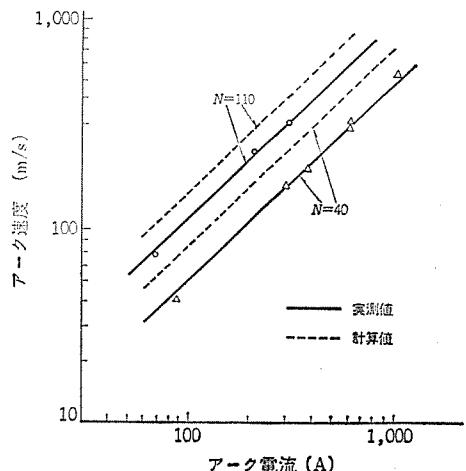


図 2.4 アーク駆動速度と電流との関係
Relation between arc velocity and current.

発弧などの付随的な現象にも注目した。

実験条件としては空气中（大気圧）で

- (1) アーク電流 ($I=100\sim 700\text{ A}$)
 - (2) 駆動コイルのターン数 ($N=40, 70, 110$)
 - (3) 細ぎきの大きさ ($d=0.6\sim 2.3\text{ mm}$)
 - (4) 電極間距離 ($l=16\sim 46\text{ mm}$)
 - (5) 電極材料 (銅, ステンレス, グラファイト)
 - (6) 治具板材料 (石英ガラス板, 石英ガラスコート, 仙人掌ガラス板)

(4) 前掲資料(日本大手銀行、日本中小銀行)によると、
のように変化させて、上記の諸量にどのように影響するかを検討した。

2. 2 アークの磁気駆動速度

空気中のアークの磁気駆動速度についてはかなり調べられているが、Guile^{(2)～(5)}らはそれらをまとめてアークの駆動速度 v (m/s) の実験式として次式を提案している⁽⁵⁾。

ただし、 $l(m)$ はギャップ長、 $B(\text{Wb}/\text{m}^2)$ は磁束密度、 $I(\text{A})$ は電流値である。式(2.1)は消弧板などが存在しない空間でアーチを磁気駆動を行なったときの駆動速度を与えるものであって、われわれが問題としている細ぎき中の磁気駆動速度とは異なる。

図2.4は図2.2の試料ギャップにおいて銅電極を用い $d=0.8\text{ mm}$, $l=26\text{ mm}$ のときの駆動速度と電流値の関係を示す。これによると $N=40, 110$ の場合ともに駆動速度は電流にほぼ比例している。このように、アーカーの駆動速度が電流に比例する現象は今の試料のように駆動磁界が電流に比例するような場合に特長的な現象であって⁽²⁾, このことは式(2.1)からも結論される。なお、図2.4に示す破線は上記Guile等の式から求めた駆動速度

$$v = 0.00797 N^{0.6} I$$

を図示したものである。上式は式(2.1)の B にコイルの中心磁界

$$B_0 = \mu_0 NI / 2a = 1.142 \times 10^{-5} NI$$

および $l=0.026\text{ (m)}$ を代入して求めたものである。

図 2.4 によれば 筆者等が求めた 駆動速度は Guile 等のものよりも小さいことがわかる。これは細げき中のアーチが自由アーチに比べて動きにくいためであると考えられる。しかし、細げきの大きさを $d=0.6\sim2.3\text{ mm}$ の範囲で変化させても駆動速度はあまり変わらないことがわかった。また電極間距離 l を変えた実験からは、 l が大きいほど大きい駆動速度が観測され、式(2.1)と同じような傾向が見られた。さらに、筆者らが行なった実験の範囲では駆動速度は電

極材料あるいは消弧板材料によってあまり影響されないことがわかった。

2.3 アーク電圧

細げき中のアーカについても通常のアーカと同じようにアーカ電圧は、アーカ長に比例する陽光柱の電圧と電極降下の二つの和で表わされる。細げき中アーカの電極降下は銅電極で約40V、ステンレス電極が50V、グラファイト電極で100Vであり、この値は電流値、細げきの大きさ d および消弧板材料によりあまり変わらなかった。

アーカ長に比例する陽光柱の電圧降下は、細げきの大きさ d および消弧板材料によって著しい影響を受けるが、電流値あるいはガスの種類によってあまり影響されない。図2.5は銅電極を用いて500Aの電流を流した際の陽光柱の電位傾度と細げきの大きさとの関係を求めたものである。細げきが2mm以下になると、陽光柱の電位傾度は急激に上昇し、 $d=0.8\text{ mm}$ では約100V/cmに達している。

図2.5は消弧板にジュラコンを用いたとき（片方の消弧板は石英ガラス）の陽光柱の電位傾度である。表2.1は細げきを構成する一方の消弧板にジルコン、コージライト、マイカレックス、アルミナを用いた場合の陽光柱の電位傾度をジュラコンのものと比較したものである。この結果によれば、ジュラコンを用いた場合の陽光柱の電位傾度が無機物を用いる場合のものよりも高い。これは、ジュラコンはアーカの高温にさらされると構成物質の蒸発が起こるためであると考えられる。表2.1は細げき $d=1\text{ mm}$ の場合のデータであるが、後述するように消弧板材料によりアーカの磁気駆動の難易が違い、たとえばジュラコンではあまり細げきを小さくできない。したがって、表2.1がそのまま消弧板材料の優劣を示すものではない。

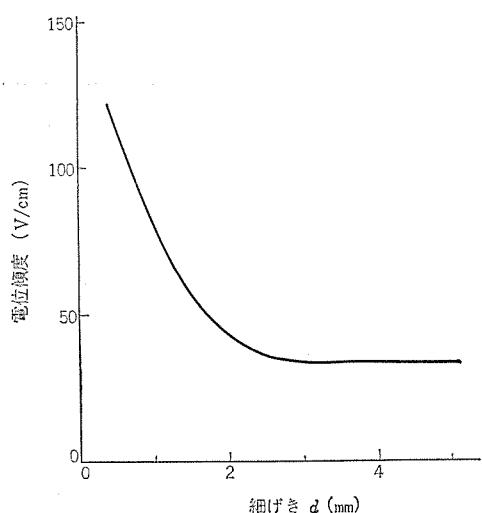


図2.5 陽光柱電位傾度と細げきの大きさの関係
Potential gradient of arc as a function of slit width.

表2.1 消弧板材料と陽光柱の電位傾度の関係
Quenching material and arc column potential gradient.
(ただし $d=1\text{ mm}$ 、片側の消弧板は石英ガラス)

消弧板材料	ジュラコン	ジルコン	コージライト	マイカレックス	アルミナ
材料組成	$-(\text{CH}_2\text{O})_n\text{-X-}$	$\text{ZrO}_2 \cdot \text{SiO}_2$	$2\text{MgO} \cdot 2\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 5\text{SiO}_2$	マイカ・ガラス	Al_2O_3
アーカ柱電位傾度 V/cm	88	75.2	70.9	65.6	55.7
ジュラコンを100としたときの100分率	100	85.5	80.6	74.6	63.3

2.4 アーカの断面積

高速コマ撮り写真のアーカの像の太さから大雑把(把)なアーカの断面積を求めることができる。すなわち、観測されたアーカの太さは細げきの大きさ d よりも大きいので、アーカの太さと細げきの大きさ d の積から大体のアーカの断面積が求められる。図2.6はこのようにして求めたアーカ断面積と電流値の関係を示す。図2.6は銅電極、ジュラコン消弧板を使用した場合であるが、このような関係は電極材料、消弧板材料によってあまり変わらないようである。図2.6によると、 d が一定のときアーカ断面積は電流に比例することがわかる。一方、この断面積は細げきの大きさ d にもほぼ比例する関係があり、同じ電流値のアーカの太さは細げきの大きさによらず、ほとんど変わらない。

アーカ断面積が電流に比例し、しかもアーカ電圧は電流にはあまり関係ないことから、一定の細げき中のアーカの導電率は電流によらないで、一定であることが結論される。

2.4 アーカのこう着現象、再発弧の現象

アーカの磁気駆動を行なう場合、アーカに磁界をかけはじめてからアーカが実際に動き出すまでにはある時間を必要とする。この現象はアーカのこう着現象と呼ばれ、その時間はこう着時間と呼ばれる。筆者らの使用した試料ギャップの放電点でのこう着現象を観察したところ、次のような点が明らかとなった。

すなわち、放電点ギャップ長が小さいほど、細みぞの大きさが小さいほどこう着現象が起こりやすい。また、ジュラコンを消弧板に用いると、とくにこう着現象が起こりやすく、こう着時間が4ms以上となってこの実験に用いている電源の出力持続時間を越える場合があったので、細げきの大きさが0.8mm以下の実験は、すべて放電点部分の細げきを1mm以上に増して行なっている。このようなこう着現象は、ギャップ構造などの細かい実験条件の影響を受けやすく、定量的な結論を出すのは困難である。

そのほか、限流形避雷器ギャップの構成上注意しなければならないものに再発弧の現象がある。これはアーカが放電点からあるところまで駆動された際に、アーカがふたたび放電点にもどる現象である。筆者らの実験においてこの再発弧の現象は駆動コイルターン数が多いほど、放電点のギャップ長が小さいほど、また電極間距離 l が大きいほど起こりやすいことがわかった。しかし、この再発弧の現象も定量的に論じるのは困難である。

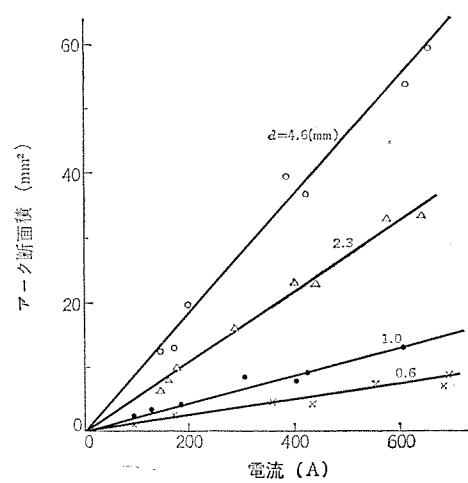


図2.6 アーカの断面積と電流値の関係
Observed cross sections and currents of arc in slit.

3. 細げき中アーカの限流しゃ断現象

前章では細げき中を準定常的に磁気駆動されるアーカについて観測を行ない、限流形避雷器ギャップの開発に必要な種々のデータが得られた。しかし、実際の避雷器ギャップ中のアーカは磁気駆動により絶えずアーカ長の伸長、冷却がなされるような過渡的な状態にある。

本章では簡単なギャップモデルについてのアーカのしゃ断過程をアーカの熱的特性も考慮して解析を行なう。その結果、アーカ電圧が回路電圧まで上昇したときにしゃ断が行なわれるとする従来の考え方よりは、アーカの熱的エネルギーの平衡がくずれるとき急速に続流しゃ断が行なわれるを考える方が本質的であることを明らかにする。そして、前章で求めた諸量の値を使った計算結果は実験結果とかなりよく一致することを示す。

3.1 細げき中限流アーカに対する微分方程式

図3.1のような簡単な限流ギャップモデルについて解析を行なう。限流ギャップは、角度 α で開かれた電極間ににおいてアーカが駆動伸長されるものを考え、ギャップは回路抵抗 r および回路インダクタンス L を通して直流電源 V に結ばれているとする。直流電源を仮定したのは、限流避雷器は短時間にアーカをしゃ断する際、商用周波の交流電圧はほぼ一定と見なせるからである。

また、実際の避雷器では続流を制限する目的で特性要素を用いるが、続流に対しては、特性要素は直線抵抗と考えられるので、回路抵抗 r でこれを現わしている。また、回路インダクタンス L には駆動コイルのインダクタンスも含めて考えるものとする。

前章で述べたように、一定細げき中のアーカは電流の大小にかかわらず一定の導電率であると考えられる。この導電率を σ とし、アーカの断面積を A 、長さを x 、電流を i とすれば、アーカ電圧 e は

$$e=ix/\sigma A=V-Ldi/dt-ri \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

で表わされる。アーカが図3.1のような円弧状に駆動されると仮定すると、アーカの伸びる速度とアーカの駆動速度は比例する。アーカの駆動速度が電流に比例するという前章の結果がこの過渡的なアーカの駆動の際にも成り立つと考えると、次式が得られる。

$$dx/dt=Ki \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

アーカのエンタルピーおよび密度をそれぞれ h 、 ρ とすれば、アーカについて次のような熱エネルギーに関する方程式が得られる。

$$ei=\frac{d}{dt}[h\rho Ax]+W \quad \dots \dots \dots (3.3)$$

上式において左辺はアーカ全体に供給される熱入力であり、右辺第1項はアーカ部分に蓄積された熱エネルギーの変化率、第2項はアーカ部分からの熱損失を与える。前章の結果から細げき中のアーカの断面は図3.2のようになっていると考えられる。したがって、アーカから逃げる熱損失は、消弧板への熱伝導損失と細げき中の対流および熱電導損失からなる。アーカと消弧板の接触面積とアーカ断面積とは比例するので、単位長さあたり消弧板に熱伝導で失なわれる熱損失はアーカの断面積に比例すると考えられる。一方、アーカの駆動に伴なって細げきの大きさは変化しない場合を考えているから、単位長さあたり細げき中の対流および熱電導によって失なわれる熱損失は一定と仮定することができる。したがって、アーカの熱損失を

$$W=k_1Ax+k_2x \quad \dots \dots \dots (3.4)$$

とおくことができる。

式(3.1)～(3.4)において α 、 K 、 $h\rho$ 、 k_1 、 k_2 は定数であり、これらの式から i 、 x および A に関する連立方程式が次のように求められ

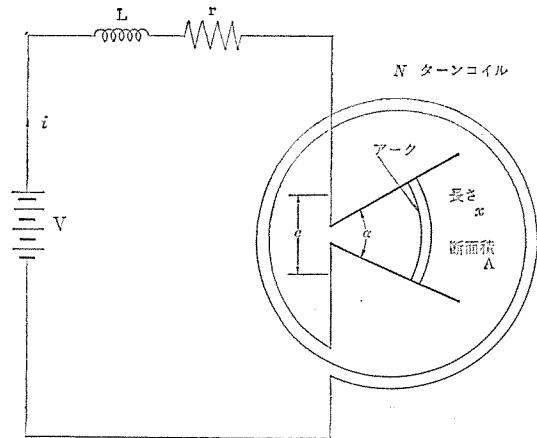


図3.1 簡単な限流ギャップモデル
Simple limiting gap for analysis.

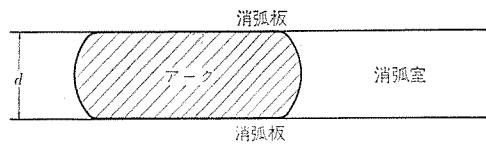


図3.2 細げき中のアーカの断面
Section of arc in a slit.

る。

$$\begin{cases} L\frac{di}{dt}=V-\frac{ix}{\sigma A}-ri \\ \frac{dx}{dt}=Ki \\ h\rho\left[A\frac{dx}{dt}+x\frac{dA}{dt}\right]=\frac{i^2x}{\sigma A}-(k_1Ax+k_2x) \end{cases} \quad \dots \dots \dots (3.5)$$

以下では式(3.5)に従って限流現象の解析を行なう。

3.2 解析例

式(3.5)は非線形微分方程式であり、解析的にはもちろん解くことはできない。ここでは電子計算機を用いて式(3.5)を数値的に解き、その結果を実験値と比較する。

まず、式(3.5)に現われる各係数の値を2章の実験結果などを用いて定める必要がある。そのために図3.1の限流ギャップのディメンションを

$$\alpha=75^\circ, N=40, d=1\text{ mm (細げき)}$$

のように定めると、式(3.5)の各係数 K 、 σ 、 k_1 、 k_2 および $h\rho$ を次のように推定することができる。

〈 K の値〉 図2.4の結果から、アーカ駆動速度と電流との比例係数を求めると、 $N=40$ のとき $64\text{ cm/s}\cdot\text{A}$ である K の値はこれに α を乗じて次のように求められる。

$$K=64\times75\pi/180=83.8\text{ cm/s}\cdot\text{A}$$

〈 σ の値〉 図2.6の直線の傾きから $d=1\text{ mm}$ のときの電流密度は $4,550\text{ A/cm}^2$ となる。一方、 $d=1\text{ mm}$ のときのアーカ柱の電位傾度は図2.5から 80 V/cm である。したがって、アーカの導電率 σ は電流密度と電位傾度の比として次のように求めることができる。

$$\sigma=4550/80=56.9\text{ V cm}^{-1}$$

〈 k_1 および k_2 の値〉 前節のアーカのモデルの定常状態における電圧電流特性からこれらの値を定める。定常状態の電圧電流特性は式(3.1)、(3.3)および式(3.4)において微分項をゼロとして次のように求められる。

$$\frac{e}{x}=E\left[\sqrt{1+\left(\frac{i_0}{i}\right)^2}+\frac{i_0}{i}\right] \quad \dots \dots \dots (3.6)$$

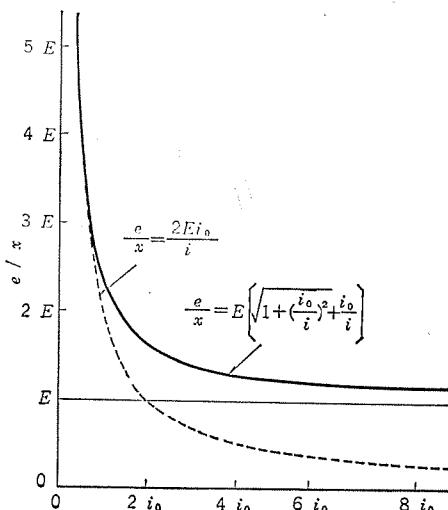


図 3.3 定常アーカの電流電圧特性
Voltage current characteristics of steady arc.

ただし、

$$E = \sqrt{k_1/\sigma}, \quad i_0 = k_2/2\sqrt{k_1/\sigma} \quad \dots \quad (3.7)$$

図 3.3 は式 (3.6) の電圧電流特性を示したもので、アーカの電位傾度は大きな電流に対しては一定値 E をとり、電流が i_0 以下になれば急激に大きくなっている。 E の値は図 2.5 から 80 V/cm , i_0 の値は 5 A 程度であると推定される⁽⁶⁾。これらの値およびすでに求められた σ の値を用いれば、式 (3.7) から k_1 および k_2 の値は次のようになる。

$$k_1 = 91,040 \text{ W/cm}^3, \quad k_2 = 800 \text{ W/cm}$$

$\langle h_p \rangle$ の値 アーカのエンタルピーと密度の積 h_p はアーカの時定数から推定することができる。アーカに電力が供給されなくなった直後のアーカを考えると、式 (3.3) の左辺がゼロとしたものに式 (3.4) を用いることにより次式が成り立つ。

$$h_p dA/dt = -k_1 A \quad \dots \quad (3.8)$$

ここでは A の小さくない場合を考えて式 (3.4) 第 2 項は無視し、式 (3.3) においてギャップ長 x は変化しないとした。式 (3.8) を解くと、

$$A = A_0 \exp\left(-\frac{k_1 t}{h_p}\right)$$

となるので、アーカの時定数は h_p/k_1 である。1気圧空気中のアーカの時定数は約 $300 \mu\text{s}$ と考えられる⁽⁷⁾。したがって h_p の値が次のように定まる。

$$h_p = 33 \text{ J/cm}^3$$

以上、求められた定数を用いて式 (3.5) の微分方程式を数種の回路条件について解いた結果を、図 3.4 (a), (b), (c) の破線で示す。計算は電子計算機 (IBM-360/75) を用い、Runge Kutta Gill の方法により初期条件 $i=x=A=0$ から適当な時間幅で step by step の数値積分を行なったものであり、図 3.4 には電流とアーカ長の時間変化を示している。

図 3.4 の実線は実験結果を示す。実験に使用したギャップの構造は、図 2.2 の平行電極の代わりに 75° に開かれた銅電極を用いる構造のものであり、実験回路は図 2.1 を用いたが、 V = 充電電圧、 $r=Rf$ (LC 回路の特性インピーダンス) と考へることにより図 3.1 の直流電源の回路と同等となる。

図 3.4 の実験結果と計算結果を比較すると、回路抵抗が大きく

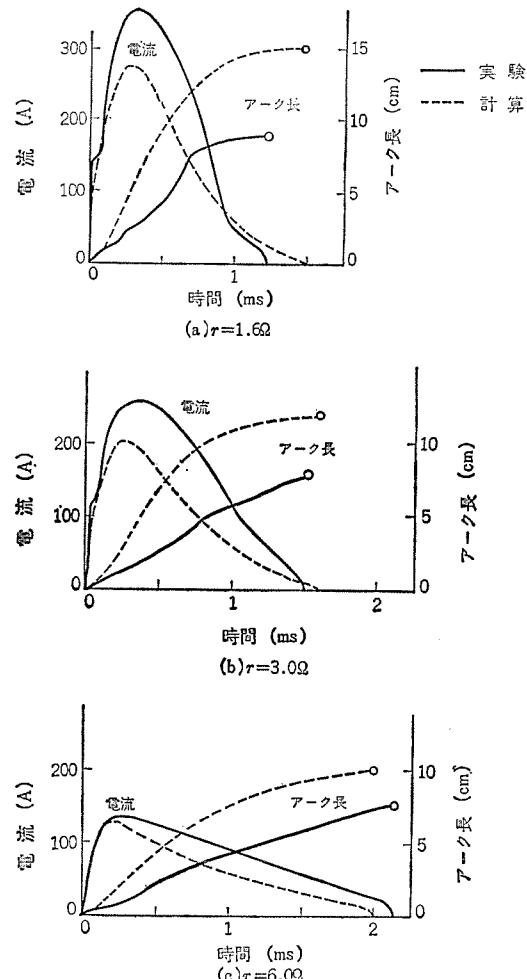


図 3.4 実験結果と計算結果の比較
Experimental and calculated results.

電流値が小さい (c) の場合には両者はだいたい一致するが、電流値が大きくなると両者の食い違いが大きいことがわかる。しかし、計算の基礎になっている前節の理論の仮定はきわめて大胆であるのにもかかわらず、計算結果の曲線と実験結果の曲線とは傾向においてよく一致している。とくに、電流の変化について見ると、初期値ゼロから短時間で回路抵抗で定まる電流ピークに達するが、磁気駆動によりアーカ長が長くなるに従って電流が徐々に減少し、20 A 程度に達すると急速に電流が減少して電流のしゃ断が行なわれる過程は両者一致している。

限流しゃ断過程の最後の段階においてアーカ長の増大を伴わないで電流しゃ断が行なわれていることは、次のように解釈される。すなわち、その時点において式 (3.2) で表わされるアーカの熱エネルギーの平衡を考えると、アーカへの電気的入力よりも熱損失となって出ていくエネルギーのほうが大きくなっているため、急速に限流しゃ断が行なわれるものと考えられる。一般に、限流しゃ断現象についてはアーカ電圧が上昇して回路電圧まで達したときにしゃ断が行なわれると漠然と言われるが、上のようアーカの熱平衡を論じるほうがより本質的であると考えられる。

4. 開発上の問題点

以上で紹介したアーカの基礎的特性および簡単な限流ギャップの限流しゃ断現象の解析を行なったが、実用的な限流形避雷器ギャップの開発に際しては以下に述べるような解決すべき多くの問題があった。

4.1 こう(膠)着現象

放電点に生じたアーカは駆動コイルの磁界によってすぐに動きはじめるのではなく、動きはじめるまでにある時間を要する。このこう着時間があると、限流しゃ断に要する時間が長くなったり、放電点の電極が損傷を受けるのでこのこう着時間は短いことが限流形避雷器ギャップの必要条件となる。

2章の実験結果からもわかるように、このこう着時間を短くするには次のようにすればよい。

- (1) 消弧板には有機質より無機質の材料がよい。
- (2) 放電点の細げきはなるべく大きくする。
- (3) コイルの保護にはブロックが望ましいが、シャントギャップを用いるものではコイル電流の立ち上がりが速いものがよい。

4.2 駆動停止の現象

放電点の細げきは既述のように大きいほうがよいのであるが、一方アーカは磁気駆動に伴ってできる限り小さい細げき中にはいってゆくようにしてアーカ電圧を上げるようしなければ、コンパクトな限流形避雷器ギャップを実現することはできない。そこで、実用的な限流形避雷器ギャップでは3章で扱ったような一様な細げきのものとは異なり、細げきをテー^バ状として放電点から最終アーカ部分にかけて、細げきの大きさが徐々に変わるようにしなければならない。

上述の細げきのテー^バが大きすぎるとアーカの駆動がその部分で停止する現象が生じる。この現象は電流値が大きく、アーカが太い場合にとくに著しいことから次のように解釈される。図4.1は大電流のアーカがテー^バ状の細げきにさしかかったときのアーカの断面の想像図である。アーカ断面のうち、Aの部分の細げきよりもCの部分の細げきのほうが大きいので、Aの部分よりもCの部分がより冷却され、Cの部分の導電率がAの部分の導電率よりも小さくなる。結果として、電流はCの部分よりもAの部分を流れやすいためにアーカは細げきの大きい方向に移行しようとし、直角磁場Bによりアーカには矢印の方向の電磁力が働いているにもかかわらず、その部分でアーカが停止するものと考えられる。電流がある程度小さい場合には、このようなアーカの停止現象は見られないことから、この現象を防ぐには、アーカがテー^バ状の細げき部分にさしかかる前にアーカ長を延ばすなどして、アーカをある程度限流するようなギャップ構造とするのがよいことがわかる。

4.3 再発弧の現象

限流形避雷器においては、続流アーカはできるだけ速く磁気駆動により限流しゃ断を行なうことが要請されるが、アーカ長が急に長くなるような構造のギャップにおいては、いったんアーカが放電点からあるところまで駆動された際にふたたび放電点にアーカが移る。この再発弧の現象が長い時間繰り返されるときには、限流しゃ断ができないこともある。

2章の結果より再発弧の現象を防ぐには、放電点における電極の開き角を大きくとりすぎないこと、および駆動磁界をあまり大きくしないことに注意するとよい。

4.4 密閉式構造

細げき中でアーカが磁気駆動される場合、細げき中にはアーカの駆動に伴ってガス流が生じる。2, 3章の実験では、細げきの端は開放の状態としたが、細げきの端をふさいで実験すると、アーカの磁気駆動はほとんど行なわれないことが観察された。実際の避雷器ギャップではアーカの駆動に伴うガスがギャップの外に吹き出ると、端子間の内絡の原因となるので、ガス流を外に出さない密閉式としなけ

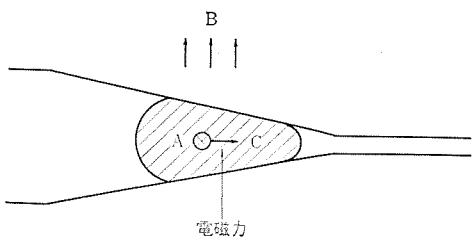


図4.1 テー^バ状細げき中のアーカ
Arc in a tapered slit.

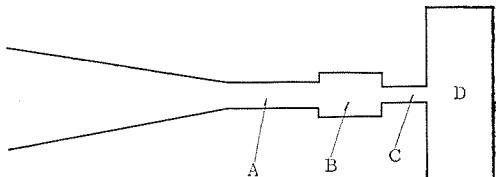


図4.2 改良された細げき構造
Section of improved interrupting space.

ればならない。すなわち、密閉された消弧室中でアーカの磁気駆動を行なう技術が必要となる。

密閉消弧室中でアーカの磁気駆動を行なうには次の二つの方法が考えられている。

- (1) ガス循環みぞにより細げき端から吹き出すガス流を放電点付近にもどす方法。この方法によればアーカの駆動速度をいっそう早めることができる。
- (2) 気孔性の消弧板材料を用いて、ガス流が消弧板中の小さい気孔を通してよく冷却してから外部に出る構造を用いる方法。

4.5 駆動の不そろい

限流しゃ断時間の短い限流形避雷器ギャップを構成するためには、数多くの限流ギャップを直列多段積みとするのがよい。これは限流ギャップ1点の限流しゃ断時のアーカ電圧上昇速度が再発弧の現象などから制限されるのに対し、多段積みとすれば電圧上昇速度がギャップ点数倍になり、それだけ限流しゃ断時間が短くなることによる。しかしながら、多段ギャップにおいて限流しゃ断時に各ギャップのアーカの駆動が不そろいになるのは避けられない。アーカの駆動が完全にそろって行なわれる場合には、全体の限流しゃ断電圧は正確にギャップ1点のギャップ点数倍となると考えられるが、アーカの駆動が不そろいな場合には限流しゃ断特性はそれより低下するという問題がある。

多段ギャップのアーカの駆動の不そろいは、各ギャップにおけるアーカのこう着時間の違いやギャップの設置される位置の差違による駆動磁界の不均一などが原因として考えられ、多段ギャップの駆動の不そろいは避けることができないものである。筆者らは次のような工夫をすることによりある程度この問題を解決することができた。

図4.2は改良された消弧室細げきの断面を示す。このような細げき中において細げきAの中を進んできたアーカは、Aの部分よりも少し大きい細げき部分Bにはいるが、Cの部分の細げきが小さいためにBの部分にとどまる。なお、Dは前節で述べた循環みぞである。このような細げき構造をもつギャップを多段とした場合を考えると、アーカの駆動が速く行なわれるギャップではアーカは、Bの位置で静止して他のギャップのアーカが駆動されるのを待って限流しゃ断が行なわれる。もし、図4.2のような工夫をしないでBのような細げき部分を設けなければ、その部分まで達したアーカは静止しないで、振動したりあるいは循環みぞDに落ち込む危険性がある。

5. 製品化された避雷器の構造、特性

上述の基礎的研究結果にもとづいて開発された SV-CA 形限流避雷器は、当社の限流形避雷器シリーズのうち、とりあえず定格電圧 28~140 kV まではん用クラスについて製品化されたものであるが、限流形ギャップの特長を十二分に生かし、高しゃ断性能、低保護レベル、コンパクト化された、公称放電電流 10,000 A、特別動作責務静電容量 25 μ F の防爆形避雷器である。

5.1 構造

SV-CA 形避雷器は、28~98 kV 避雷器がユニットとして構成されているが、1 例として図 5.1 に 28 kV ユニットの内部構造図を示す。内部要素は1組の直列ギャップとその上下に配設された2個の特性要素で、定格 14 kV を単位とし、必要に応じて柱状に堆積して構成される。また、内部要素は防振用スプリングと合成ゴム製の振れ止めによりがい管中央部に保持されている。気密構造は、良質のネオプレンガスケットを所定の寸法まで圧縮することによって行なわれておらず、がい管内部へは真空乾燥後乾燥室素ガスが大気圧に封入されている。

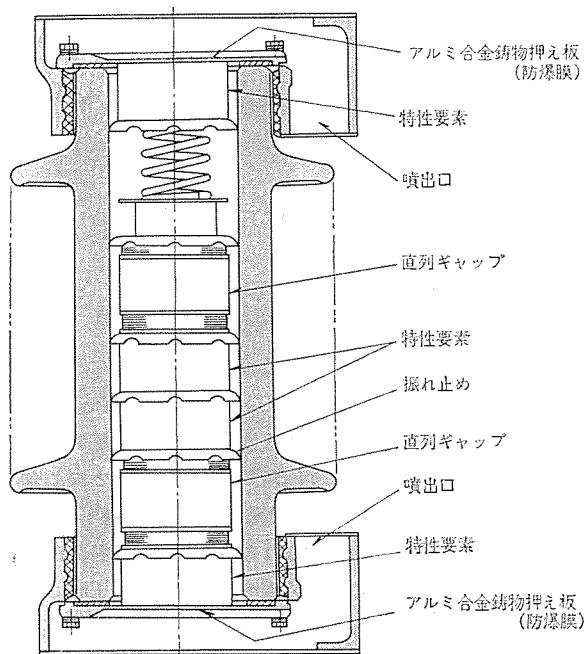


図 5.1 SV-CA 形 28 kV ユニット避雷器の内部構造
Internal construction of type SV-CA 28 kV rated arrester.

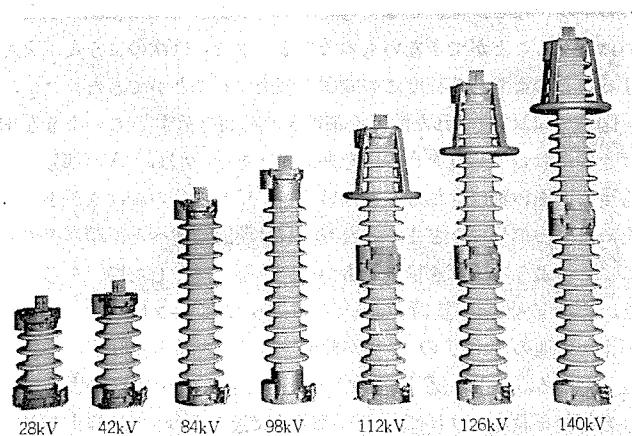


図 5.2 SV-CA 形避雷器の外観 (定格 28~140 kV)
Type SV-CA current limiting arresters from 28 kV to 140 kV.

また、防爆構造は一部分薄くなったアルミ合金鉄物押え板へ特性要素を直接接触させる構造⁽⁸⁾により、小短絡電流時でも容易に内部ガスを放出することができ、かつ噴出口間での外部せん絡の生成により 300~30,000 A 回路にわたり良好な特性を有している。

図 5.2 は完成避雷器を示している。

(1) 直列ギャップ

直列ギャップは、図 5.3 に示すような 3 区分された消弧板上に配設された電極によって消弧板 1 枚あたり 3 点の放電ギャップが構成され、14 kV あたり 22 点の放電ギャップを有している。続流アーカの磁気駆動は 14 kV ユニットギャップの両端におかれた吹消コイル磁束によっておこなわれ、アーカは中心部から周辺方向に向かって駆動される。

また、アーカの発生に伴って生ずるイオン化ガスは、図 5.3 に図示するように所定の通路を経て冷却されながら放電点へ循環するよう構成され、イオン化ガスは消弧室外部へは出ないようになっている。さらに、吹消コイルの絶縁保護を保護ギャップでおこなっている関係上、保護を特性要素で実施した場合に比べると吹消磁束の立ち上がりが若干遅い傾向にあるので、電極の先端部をホーン状とし、初期段階でのホーン状電極効果による駆動をねらっている。これらの相乗効果によりアーカは細げきへ追い込まれるが、アーカの駆動をより速やかにするために細げきはテープ状になっているので、アーカが周辺部へ到達すると細げきおよび伸長による冷却効果により急速

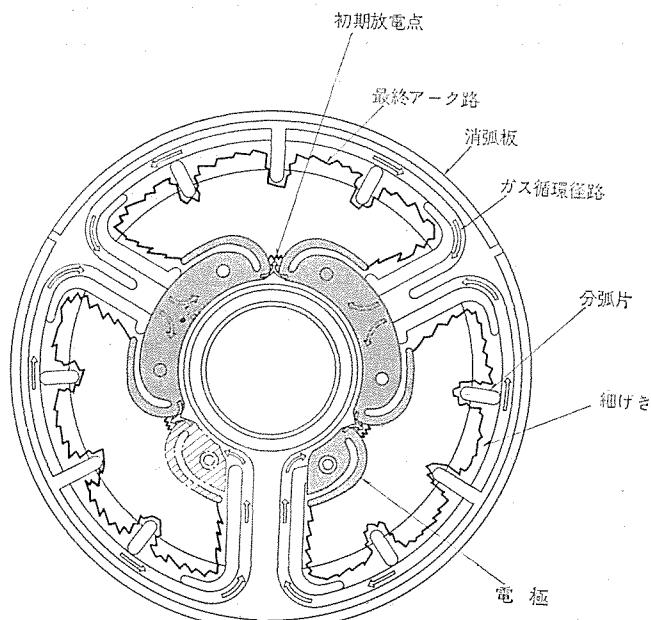


図 5.3 SV-CA 形避雷器ギャップ構造と続流アーカの磁気駆動
Current limiting arrester's configuration and arc movement.

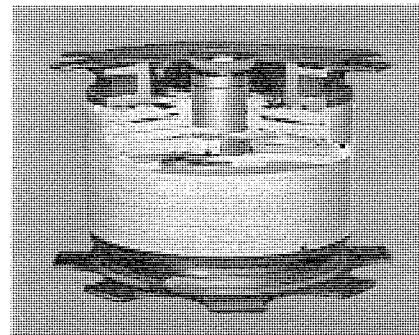


図 5.4 一部切断した 14 kV ギャップユニット
14 kV rated gap unit.

に限流しゃ断される。

図5.4は一部切断した14kVギャップユニットを示すが、分圧抵抗体は消弧板中央部の空間にそう入されており、全体がコンパクト化されている。

(2) 特性要素

特性要素はカーボランダムと磁器質結合剤を混合、成型し、1,300°C程度の高温で焼成されたもので、寸法は114φ×50tである。側面せん絡防止塗料は、カーボランダム焼成剤に磁器質のものを塗布しておき、カーボランダムと同時に焼成される。このため、側面の絶縁が強化されているので、150kAの衝撃大電流流通に対しても十二分に耐え、く形波放電耐量としては2ms、600A 20回を保証できる。

5.2 特性

弁形避雷器は通常放電ギャップと非直線抵抗体である特性要素からなるが、避雷器の放電ギャップには限流形、非限流形をとわず本来特性要素なしでも数100A程度の電流値を比較的容易にしゃ断できる。(回路率は1)特性要素を直列接続する理由は、避雷器の保証動作責務内において、その続流値の大きさを放電ギャップでしゃ断できる値以下に押えるためであることは周知のとおりである。

一方、避雷器には保護裕度の拡大、低保護レベル避雷器の採用による機器絶縁強度の低減化効果、あるいは系統電圧の上昇化から、より大きな続流値をしゃ断できる放電ギャップおよび大きな続流値に耐える特性要素の製作が必然的に要求されてきている。これらは避雷器を大形化し、高価なものにする要素を含んでいるが、限流形避雷器は少なくとも避雷器を大形化しないで、これらの技術的課題を解決するひとつの有用な手段であるといえよう。

すなわち、限流形避雷器が非限流形と本質的に異なる点は、非限流形避雷器の消費エネルギーの大部分が特性要素で消費されていたのに対し、限流形避雷器では放電ギャップでもエネルギー消費を行なう点であるから、これを有効に利用することにはかならない。しかし、限流形避雷器であれば保護レベルを低減できると単純に考えるのは誤りであるし、限流効果によって続流値を低減できるものとするのも本質的ではない。つまり、限流形避雷器では放電ギャップのしゃ断電流値を高めることと、処理エネルギーを増大させることができなければ、保護レベルの低減は不可能である。

以下に避雷器の主要性能である保護特性と続流しゃ断特性の詳細について述べる。

(1) 保護特性

避雷器の保護特性は、侵入雷サージ電圧に対して放電と雷サージ電流の通流によるサージ電圧を制限することであり、避雷器の特性としては放電開始電圧と制限電圧特性がこれに相当する。この両者を総合して通常保護レベルと呼ばれるが、これは両者の高いほうの値できるものであるから、片方だけを極端に低くしても無意味である。また、この保護特性の現象そのものは限流形避雷器であることによる差異はない。表5.1にSV-CA形避雷器の保護特性を示すが、保護レベル比(保護レベルと避雷器定格電圧実効値との比)は低電圧クラスを除いてほぼ2.8以下で、JEC-156規格に比べ十分低い値である。図5.5は代表的な定格電圧避雷器のv-t特性曲線を示す。

(2) 続流しゃ断特性

非限流形避雷器では続流の大きさ、波形は回路の定数、電圧、現象と避雷器の特性要素特性からほぼ正確に求められるが、限流形避雷器ではこれにアーカ特性が加わるので複雑である。しかし、現象がほぼstaticなもの(たとえば雷サージ動作責務)では、3項で述

表5.1 SV-CA形避雷器特性表
Characteristics of type SV-CA lightning arrester.

系統の接地方式		非有効接地							
系統の最高使用回路電圧 kV		23	34.5	46	66 中性点	69	80.5	161 中性点	115
基準衝撃絶縁強度 kV crest		150	200	250	300	350	400	450	450 550
避雷器定格電圧 kV		28	42	56	70	84	98	112	126 140
公称放電電流 A crest		10,000							
特別動作責務 静電容量 μF		25							
放電開始電圧	商用周波 kV rms 以上	42	63	84	105	126	147	168	189 210
	衝撃波 100% kV crest 以下	90	135	179	185	216	252	288	324 350
	0.5 μs	103	155	206	222	270	315	345	389 438
放電耐量	緩波頭衝撃波 1,000 μs kV crest 以下	86	114	152	190	228	267	304	343 381
	1,500 A	60	90	120	151	181	211	241	271 301
	5,000 A	71	107	142	178	214	250	285	320 357
制限電圧 kV crest 以下	10,000 A	78	117	156	196	235	274	313	352 392
	20,000 A	86	129	172	216	259	302	344	387 432
	衝撃大電流 4 \times 10 μs	100 kA 2回							
	く形波電流 2 ms	600 A 20回							

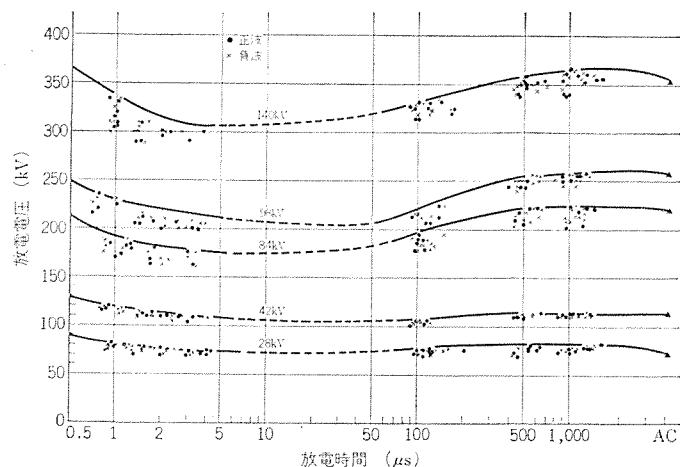


図5.5 SV-CA形避雷器の放電開始電圧-時間特性曲線
Volt-time curve of type SV-CA lightning arrester.

べたような方法で電流の大きさと波形は求められるが、現象がdynamicに変化するもの(たとえば開閉サージ動作責務)では、それらを求めることが非常に困難である。そこで、アーカの特性を直線で置換するとこれらは比較的容易に求められる⁽³⁾⁽⁴⁾。

しかし、この方法は限流作用の本質を表わしてはいないと思われるが、本来のアーカ特性式には種々の要因が作用し、定量的な一致を望むのは困難であるから、現象的な理解にはこれらの方法でも十分であろう。

通常の電力回路を模擬した試験回路では、避雷器の続流波形は回路インダクタンスによって多少の影響を受け、インダクタンスが大きい(短絡電流が小さい)ほど続流の立ち上がりしゅん(峻)度は小さく、インダクタンスが小さいほどしゅん度は大きくなることはよく知られている。

一方、続流値の大きさは非限流形では通常の試験回路であるが、回路インダクタンスの影響はあまりうけない。ところが、限流形避雷器では放電ギャップの端子間電圧が現象的には時間の関数とも考えられるので、波形(電流の時間変化軌跡)の変化が続流値の大きさに影響することを留意する必要がある。つまり、試験回路の短絡電流が小さければ続流値は小さく、短絡電流が大きければ続流値は大きくなる傾向にあるが、特性要素の抵抗値できる続流値以上に大きくなることはない。これらの現象の様相は、限流ギャップの構造に

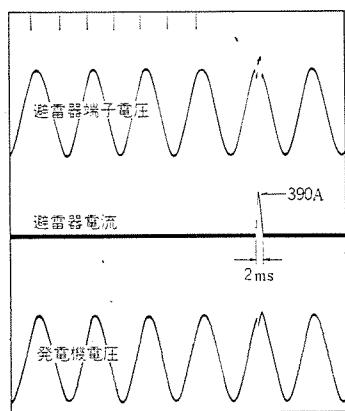


図 5.6 3 kA 回路での普通動作責務試験 (同極性)

Oscillogram of lightning surge operation on power circuit having 3 kA rms available.

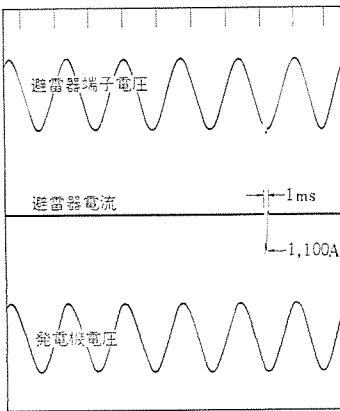


図 5.7 33 kA 回路での普通動作責務試験 (同極性)

Oscillogram of lightning surge operation on power circuit having 33 kA rms available.

よっても異なるので、定量的、解析的に求めて一般化するのには困難であるが、筆者らが限流ギャップ開発にあたってとくに留意した点である。

一般に、限流形避雷器の制限電圧特性は非限流形避雷器のそれより低く設定されているが、これは通常の試験回路では続流値が見かけ上小さくなるためにより低い制限電圧値に設定したものではなく、制限電圧特性できまる続流値の大きさに対して、限流ギャップと特性要素が総合的に耐え得ることを前提に設定されているものである。

また、限流形避雷器の特性要素の処理エネルギーは、非限流形のそれに比べると約半分であるが、特性要素の大きさは一般にそれほど小さくはない。これは続流のような電流に対する特性要素の耐量が処理エネルギーのみに依存しないことを示すもので、く形波による実験結果からもそのような傾向がうかがえたが、これは特性要素(SiC)の破壊機構にも関連するものであるが、破壊機構そのものに定説のないのが現状であるので、特性要素の耐量については実験的に耐えることを確認するにとどめた。

以上のような事項の検討のもとに続流しゃ断性能を検証したが、代表的なオシログラムとして、図 5.6 に短絡電流 3,000 A 回路での普通動作責務オシログラム、図 5.7 に短絡電流 33 kA 回路での普通動作責務オシログラム、図 5.8 に特別動作責務オシログラムを示す。

6. 限流形避雷器の利点

限流形避雷器は限流ギャップのすぐれた特性を基調として設計されたものであり、以下のような種々の利点を有する。

(1) 電圧零点を待たずに限流しゃ断するためには、限流作用中に、高い絶縁回復特性が生成されなければならぬから、限流形避雷器はすぐれたしゃ断特性を有するといえる。

(2) 多ひん度動作の場合、避雷器は強い熱的影響を受けるが、限流形避雷器では動作1回あたりの処理エネルギーが小さいので、多重雷撃のような連続動作に強い。

(3)すぐれたしゃ断性能をもつ限流ギャップの採用および処理エネルギーの軽減により低保護レベルである。

(4) 主として処理エネルギーの軽減により、避雷器が小形化された。

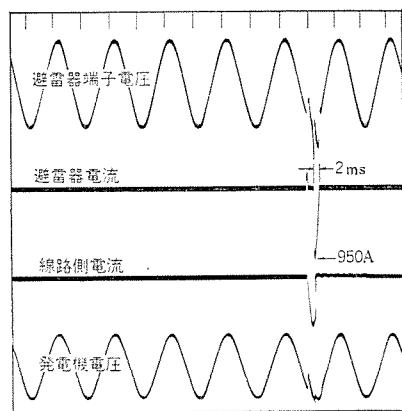


図 5.8 特別動作責務試験オシログラム

Oscillogram of switching surge operation.

7. む す び

限流形避雷器の開発にあたって、筆者らはアーチの基礎特性、限流しゃ断現象等の解明を試み、これらの結果をもとに今回 SV-CA 形避雷器を開発した。限流形避雷器のわが国での使用実績はまだ少ないので、今後この種の高性能避雷器が大勢を占めると考えられるので、限流形避雷器の現象と特性の理解に本文がいさかでも役立てば幸いである。

終わりにあたり、種々有益なご示唆をいただいた電力会社、開発に際し多大の協力をいただいた社内関係各位に深甚の謝意を表するしだいである。

参 考 文 献

- (1) C. L. Barthberger : Magnetic field of a plane circular loop, Journal of applied physics, 21, 1,108 (1950)
- (2) M. L. Féchant : Vitesses de déplacement d'arcs électriques dans l'air, Revue Générale de l'Électricité, 68, 519 (1959)
- (3) P. E. Secker, A. E. Guile : Arc movement in a transverse magnetic field at atmospheric pressure, Proc. of IEE, 106, 311~320 (1959)
- (4) A. E. Guile, E. D. Blix, H. C. Spink : Column effects in the interaction of arcs with transverse magnetic fields, 7th Int. Conf. on Phenomena in ionized gases, 1, 745 (1966)
- (5) V. W. Adams, W. T. Load, A. E. Guile, K. A. Naylor : Correlation of experimental data for electric arcs in transverse magnetic fields, Proc. of IEE, 114, 1,556 (1967)
- (6) 電気学会 : 放電ハンドブック
- (7) 宮本, 鎌谷 : SF₆吹付形しゃ断器の電流零点近傍における現象, 電学誌, 85, 665 (昭40)
- (8) 特許 : 447295
- (9) R. Greuter : Modern lightning arresters, Bulletin Oerlikon, No. 367, 24 (1966)
- (10) E. Sarbach : Switching surge operating duty of lightning arresters, IEEE, PAS-87, 1,521 (1968)

静電吸引板の開発

柴山恭一・飯坂捷義**

Development of Electrostatic Attractive Plates

Central Research Laboratory Kyōichi SHIBAYAMA・Katsuyoshi IISAKA

The electrostatic attractive force known as Johnsen-Rohbek effect is applicable to the force transmission mechanism with various technical instruments.

Investigation has been made on the J-R effect of the electrostatic attractive plate constructed by adding a little quantity of conductive carbon black into polymer binder. Based on knowledge thus acquired a new electrostatic attractive plate has been developed; it has not only large attractive force but also ease of fabrication, good reproducibility of bulk resistance and possibility of economical production.

1. まえがき

オランダの Johnsen と Rohbek (1923 年) は高精度研磨をほどこした金属板と半導電性の板とを接触させ、これに電圧を印加すると板間に吸引力が発生することを見つけた。この現象は Johnsen-Rohbek 効果 (J-R 効果) と呼ばれ、この静電吸引力は各種の機械装置において力の伝達機構として応用の可能性がある⁽¹⁾⁽²⁾。J-R 効果を示す半導電性物質としては最初、大理石、石灰石、ぞうげおよびセロファン等⁽³⁾が見つけられたが、これらはいずれも水分の吸着によるイオン伝導を利用したものであるので、使用中に抵抗が増加して静電吸引力が弱くなるという欠点があった。

その後 Balakrishnan は Mg_2TiO_4 などの真性半導体が大きな静電吸引力を示し (DC 100 V で静電吸引力 250 g/cm^2)、試料を乾燥しても吸引力は落ちないという事実を見つけたが⁽³⁾、この場合に試料が固すぎるために金属板電極を研削するという欠点をもっている。

その後これらの欠点を改良したものとして、セルロースを部分的に熱分解した半導電性の吸引板が General Electric 社により開発された⁽⁴⁾。このものは DC 400 V で 2.0 kg/cm^2 の静電吸引力をもつが、所定の抵抗値を再現性よく得ることがむずかしく、また成形性が悪い。その他にゴム質基材中に導電性カーボンラックを充てんして半導電性をもたせたものが開発されている⁽⁵⁾が、このものは摩耗により J-R 効果で重要な金属板と半導電性吸引板との間の接触抵抗を減らすため、使用中に静電吸引力が低下するという欠点をもつ。

J-R 効果をクラッチやブレーキなどに応用した場合、従来の電磁方式と比べて信号に対する応答速度が早い、消費電力が少なくてすむ、交番電流でも使用できるなどの特長をもっているので、大きな静電吸引力を示し実用的に利用可能な吸引板の開発は大いに望まれている。この研究の目的は、従来の欠点を改良した大きな静電吸引力を示す吸引板を開発することである。

2. J-R 効果の原理

図 2.1 に示すように半導電性の板が金属板と接触する場合、両者の面がたとえ研磨されたものであっても真の接触は微少面積の点接触であり、これらの限られた接触点を通して流れる電流が界面で大きな電位差を引き起こすことがある。この場合の吸引力は界面での小さい空げき(隙) (air gap) を通して働く通常の静電的な力であって式 (2.1) で示される。

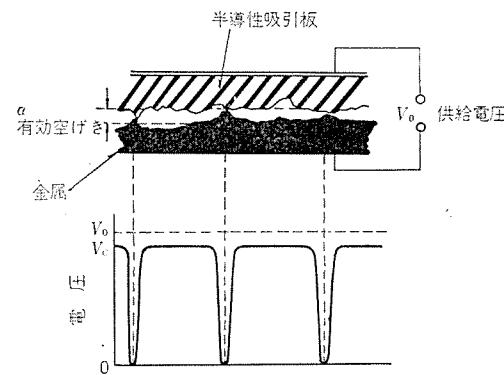


図 2.1 半導電性吸引板の表面での電圧分布
Potential distribution at surface of semiconductive plate.

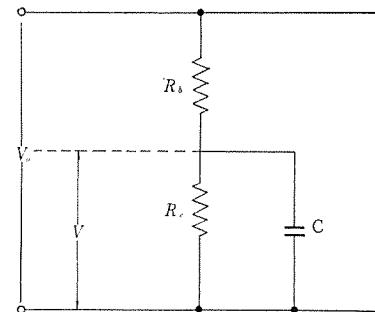


図 2.2 Johnsen-Rohbek 効果の等価回路
Equivalent circuit of the Johnsen-Rohbek effect.

$$\text{力/単位面積} = \frac{\varepsilon V_c^2}{8\pi d^3} \text{ dyn/cm}^2 \quad \dots \dots \dots (2.1)$$

ここで ε は環境媒体の誘電率、 V_c は空げきを通しての電位差 (e. s. u.)、 d は空げきの有効長さ (cm) である。この式から界面を通しての力は、空げきでの電場が強電界放出 (field emission) を開始するには十分なほど大きくなるまでは、近似的に電圧の自乗に比例する。強電界放出が起こると空げきを通して電流が流れ、界面抵抗をへらし、力は式 (2.1) にしたがって増加しなくなる。これまでの研究から限界の力は 7 kg/cm^2 程度であることが示されている。

界面の等価回路は図 2.2 によって示すことができる。図 2.2 から吸引力は接触点での接触抵抗 R_c および空げきの容量 C を通して印加される電圧 V_c の結果として起こることが示される。一定供給電圧 V_0 での電圧 V_c の大きさは、 R_c と試料の体積抵抗 R_0 との比によって定まる。 R_c と R_0 の比は半導電性物質の厚さにより、ま

た R_c と R_b の絶対値は半導電性物質の抵抗によって定まる。 t 秒後の電圧 V_c は次の式によって与えられる。

$$V_c = \frac{V_0 R_c}{R_b + R_c} \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{(R_b + R_c)t}{CR_b R_c} \right] \right\} \quad \dots \dots \dots (2.2)$$

ここで $R_b \ll R_c$ であるから時定数は CR_b である。実際にはこの関係は、強電界放出の存在および金属板と半導電性の板との間の接触状態によって影響をうける。たとえば厚さ 0.02 インチ、抵抗値 $10^5 \Omega \cdot \text{cm}$ のセルロースカーボンで、時定数は $10 \mu\text{s}$ と報告されている⁽¹⁾。

半導電性物質の抵抗 R_b の大きさに関しては、その下限値は抵抗が小さくなればなるほど時定数が小さくなるが、接触点での消費電力 ($P = V_c^2 / R_c$) が大きくなるので両者のバランスによって決定されてくる。通常 $10^5 \Omega \cdot \text{cm}$ が適当とされている。また上限値は応答速度が問題にならなければ、消費電力を小さくするために抵抗は大きいほどよいが、現在のところどのような大きさまで許されるか明確にされていない。

3. 実験

3.1 試料の調製

静電吸引板の作成にあたって使用する高分子基材として Vickers 硬度 100~200 をもち、また使用中に水分吸収などによる抵抗変化が少ない熱硬化形のキシレン樹脂を選んだ。また充てんさせる導電性物質として、電気抵抗および粒子径のそれぞれ異なる導電性カーボンブラックおよび高分子を焼成して得られる特殊半導性微粉体の 2 種類を用意した。

試料の調製条件は、導電性カーボンブラック充てん系に関しては硬化剤を含むキシレン樹脂(ガス化学製)10部と、カーボンブラック(旭電化製)1部を10部のメチルエチルケトン(MEK)と混合しよくかくはん(攪拌)後、室温でローラにて2回混練し、100°C、15分間保つ。次にこの固形物を細かく粉碎後、成形器に入れ500~800 kg/cm²の圧力下で200°C、1時間熱プレス後さらに成形物を230°C、5時間にわたって後処理を行なった。

特殊半導性微粉体充てん系に関しては、焼成した半導電性を示す高分子微粉体2部と、前述のキシレン樹脂10部およびMEK5部とをよく混練し、以下前述と同じ条件で成形試片を作った。成形試片の形状は厚さ約1 mm、直径2.95 cm、Vickers硬度は120~180、Talysurf (Taylor Hobson 社製)で測定した面粗度は1 μ以下である。表3.1に試料の記号と抵抗値を示す。A系列はカーボンブラックを充てんしたもの、B系列は特殊半導性微粉体を充てんしたものである。

3.2 J-R効果の評価

J-R効果の測定に関しては図3.1に示す装置を作成した。図において④と⑥が電極になり電極④に試料を導電性接着剤(エポキシ銀粉接着剤)で付着させてある。電極④をテトロン糸で矢印の方向に引張ることによってレール上を移動させる。

図3.2にJ-R効果の評価法を示す。両電極間に電圧を印加したときに発生する吸引力を、糸を引張る力の変化として観測する。現在の測定法から観測している量は摩擦力 f である。すべり摩擦に関しては摩擦力と荷重との関係は複雑であるが⁽⁶⁾、ここでは近似的に $f = \mu W$ で与えられるものとする。ここで μ は摩擦係数、 W は荷重である。各試料についてJ-R効果を測定する前に μ の値を電圧を印加しないときに測定した摩擦力と試料をはりつけた電極④の重さ W_1 との比より求めた。 W_1 は14~15 gの範囲である。

表3.1 試料
Sample.

記号	組成 (部)	試料抵抗 $\Omega \cdot \text{cm}$
A-1	カーボンブラック 1/樹脂 20	1×10^{11}
A-2	カーボンブラック 1/樹脂 10	2×10^4
A-3	カーボンブラック 1/樹脂 10	1×10^4
A-4	カーボンブラック 1/樹脂 10	9.5×10^3
B-1	特殊半導性微粉体 1/樹脂 5	7×10^6
B-2	特殊半導性微粉体 1/樹脂 5	4×10^6
B-3	特殊半導性微粉体 1/樹脂 5	7×10^6
B-4	特殊半導性微粉体 1/樹脂 5	9×10^6
B-5	特殊半導性微粉体 1/樹脂 5	8×10^6

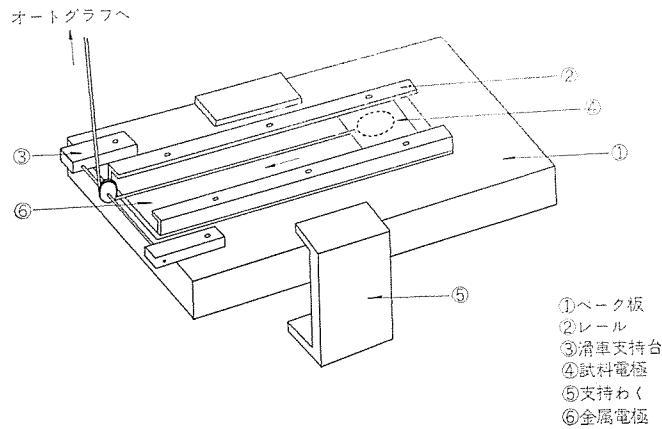


図3.1 J-R効果測定装置
Apparatus for measuring J-R effect.

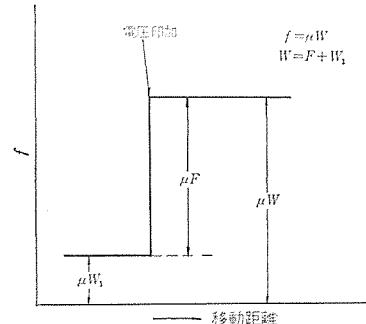


図3.2 静電吸引力の評価法
Evaluation of electrostatic attractive force.

また接触抵抗 R_c は測定電圧と電流との比より求めた全抵抗から試料抵抗を減じたものである。引張り試験は島津製万能引張り試験機により引張り速度 1 cm/分で行なった。電極⑥は鋼板を機械研磨した後、クロムめっきをほどこしたものよりなり、面粗度 16, 10, 1.6 μ のものを 3 種類用意した。印加電圧は直流 0~400 V である。

4. 結果と考察

表4.1にカーボンブラック充てん系について測定したJ-R効果を示す。静電吸引力は条件によって 3 g/cm^2 から 54 g/cm^2 の範囲にわたっている。参考に行なった高絶縁性の誘電体においても測定しているいどの静電吸引力が現われる。表4.1の結果から、この研究で用いた方法によって静的ではあるが、J-R効果が満足に測定できることは明らかであり、また半導電性試片によって高絶縁性誘電体よりは 100 倍以上の吸引力が得られることが確かめられた。ここで得られた最高の値 54 g/cm^2 は、国内の文献値 30 g/cm^2 (DC 400 V)⁽²⁾ と同程度であるが、General Electro の発表した焼成セルロー

表 4.1 カーボンブラック 充てん系および絶縁体の J-R 効果
(DC 350 V 印加)

J-R effects of sample series containing carbon black and insulators (applied with DC 350 V).

試 料	摩 擦 係 数 μ	静 電 吸 引 力 F (g/cm ²)
A-1	0.24	3.1
A-2	0.24	18.5
A-3	0.24	37.0
A-4	0.24	54.0
A-2*	0.37	9.0
A-2**	0.40	6.5
熱硬化性ビニールエポキシ	0.25	0.21
無定形ポリエチレンテレフタレート	0.20	0.21
テ フ ロ ン	0.15	0.26

注) 1. 金属電極の面粗度は 1.6μ のものを使用

2. 試料引張速度 $1 \text{ cm}/\text{分}$

3. *, **印は金属電極の面粗度 10 および 16μ のものを使用

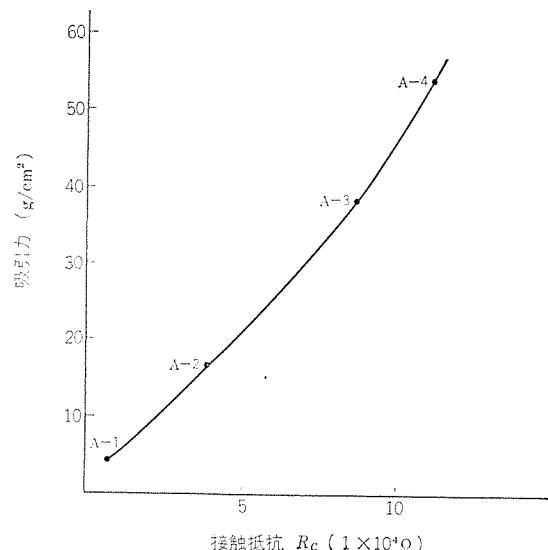


図 4.1 吸引力の接触抵抗依存性 (試料 : A 系列)
Contact resistance dependence of attractive force
(sample : A-series).

スカーボンによる $2 \text{ kg}/\text{cm}^2$ に比べてまだかなり小さい値である。より大きい吸引力を実現するための要因をここで得られた結果から次に考察する。

式 (2.1) から吸引力を大きくするためには V_c を大きくし, d を小さくするとよい。 V_c は $R_c/(R_c + R_b)$ によって定まるので、接触抵抗 R_c を大きくするか試料の体積抵抗 R_b を小さくすることが必要になる。消費電力を考えれば R_c の絶対値はある下限以上でなければならない。 R_c の内容については不明の点が多いので、これを任意に制御することはむずかしい。また R_b の値を R_c とは独立に変化させることにも困難があり、 R_c と R_b の選択は試行的に行なわねばならない要素が多い。

普通の場合、 $R_b \ll R_c$ の条件が成立つと考えられているが、この実験で観測した R_c は R_b に近い値を示す。図 4.1 は A 系列について接触抵抗 R_c に対して吸引力 F の実測値をプロットしたものである。図中の実測点は R_c を除いて同一の条件で測定したものである。図から明らかのように F は R_c に強く支配されており、どの実験点も大体 R_c の自乗に比例した曲線上にある。この結果から F を大きくするためには R_c を大きくする方向にもっていくことが重要であると考えられる。

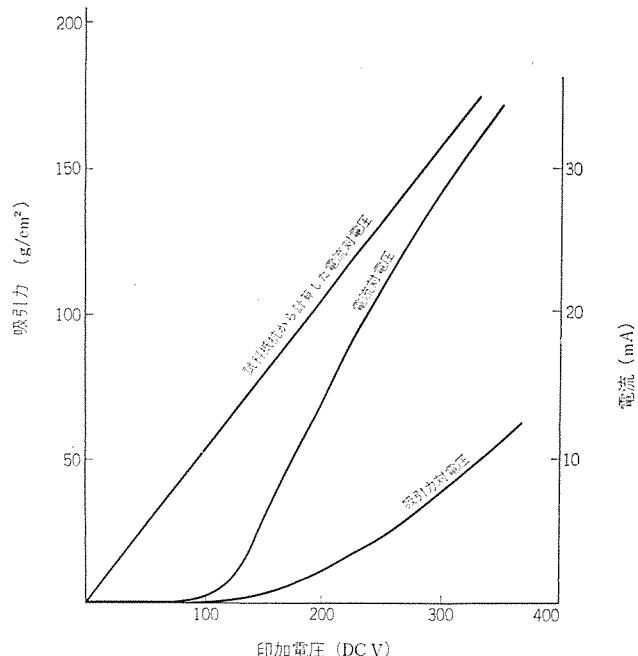


図 4.2 カーボンブラック 充てん系の電流および吸引力の印加電圧依存性 (試料 : A-4)
Applied voltage dependence of current and attractive force in sample series containing carbon black (sample : A-4).

表 4.1 において A-2, A-2* および A-2** は同じ吸引板を使って、電極板の面粗度が $1.6, 10$ および 16μ とそれぞれ異なる場合の実験結果を示す。電極の面粗度が大きくなるにしたがって F は低下する。 F の低下のていどから電極板の面粗度は、式 (2.1) における空げきの有効長さ d に比例しないことが示される。今電極面粗度を d に等しいとして式 (2.1) より静電吸引力 F を推算してみる。現在の実験結果から R_c は R_b に近い値を示しているので V_c を $1/2 V_0$ に等しいと仮定し、 $\epsilon=1$ として計算すると $d=1.6 \mu$ の場合に、 $1,000 \text{ g}/\text{cm}^2$ 、したがって $d=16 \mu$ で $20 \text{ g}/\text{cm}^2$ の静電吸引力がそれぞれ得られる。 d が大きい場合に計算値と実測値との差は小さいけれども、 d が小さくなるとこの差は大きくなっている。この事実は d と面粗度の関係が単純でないか、あるいはここで考えた以外の複雑な要因が関与しているものと考えられる。

図 4.2 は A-4 について回路を流れる電流、および吸引力の電圧依存性を示す。電流-電圧曲線において 100 V 附近から電圧の増加とともに電流が急激に増加しており、試料抵抗から計算した電流-電圧直線に漸近する。この事実は電圧の増加とともに吸引力が増し、また試料をすべらせる結果として、吸引板表面が研削されて試料中から排出される導電性のカーボンブラック微粒子 (粒径 0.01μ といど) により空げきが充てんされ、接触抵抗 R_c を減らすことを示していると考えられる。A 系列はいずれの試料も A-4 と類似した電流-電圧挙動を示しており、この事実が大きな静電吸引力の得られない原因になっているものと考えられる。

これに対して粒子径が数 μ あり、電気抵抗がカーボンブラックと比べて比較的大きい特殊半導性微粉体を充てんさせることにより作成した試料系 (B 系列) の電流-電圧特性は、図 4.3 に示すように電圧の増加とともに電流はゆるやかに増加し、試料抵抗から計算した電流-電圧直線に漸近せず大きなへだたりを持っている。またこの場合の吸引力は、カーボンブラック 充てん系に比べてはるかに大きい値を示

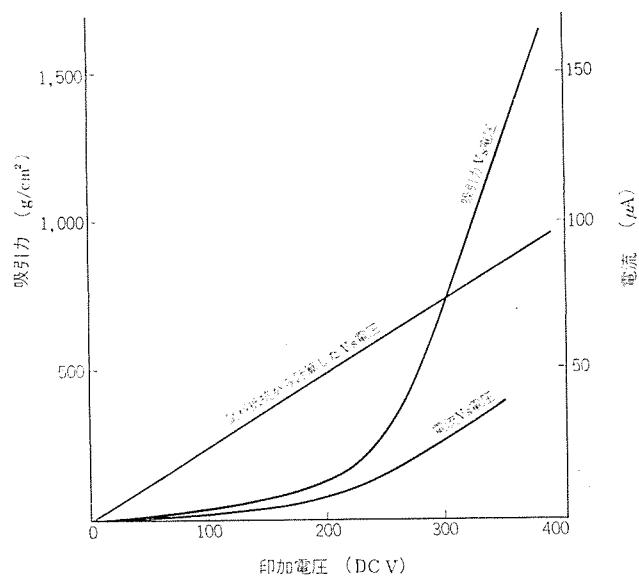


図 4.3 特殊半導性微粉体充てん系の電流および吸引力の印加電力依存性(試料: B-2).

Applied voltage dependence of current and attractive force in sample series containing special semiconductive powder (sample : B-2).

表 4.2 特殊半導性微粉体充てん系の J-R 効果 (DC 350 V 印加)
 J-R effects of sample series containing special semi-conductive powder (applied with DC 350 V).

試 料	摩 擦 係 数 μ	静 電 吸 引 力 $F(\text{g}/\text{cm}^2)$
B-1	0.20	1,800
B-2	0.20	1,300
B-3	0.24	1,350
B-4	0.18	1,100
B-5	0.18	1,200

注) 1. 金属電極の面粗度は 1.6μ のものを使用
2. 試料引張り速度 $1 \text{ cm}/\text{分}$

す。

表4.2はDC 350 Vでの吸引力を示し、いずれの試料も1,200～1,800 g/cm²の値を示す。図4.2および図4.3から350 Vにおける $R_c/(R_b+R_c)$ を計算すると、A-4については0.08、B-2は0.57となる。これは静電吸引力において約50倍の差となるが、実際に表面状態のわずかの変化でも R_c が変わることや、またその他の複雑な要因も考慮すると、B-2で観測された静電吸引力の大きな増

加は接触抵抗 R_c の増加によってよく説明できるといえよう。

この研究で開発した特殊半導性微粉体は、高分子基材との混和性がよく、また摩耗によって排出される粉末の量がカーボンブラック充てん系と比べて少なく、粉末自体はあるていどの電気抵抗をもつてるので接触抵抗を減らさない。このため大きな静電吸引力が得られたものと考えられる。

特殊半導性微粉体充てん系で得られた 1.8 kg/cm^2 の静電吸引力を持つ吸引板を、半径 R の円周上に 6 個の小円盤を配置した円盤クラッチ⁽¹⁾に適用した場合に得られるトルクを推算する。トルクは次式によつて与えられる。

μ : 摩擦係数

N ：静電吸引力

n : 円盤の数

A ：円盤の面積

R : ピッチ 円周径

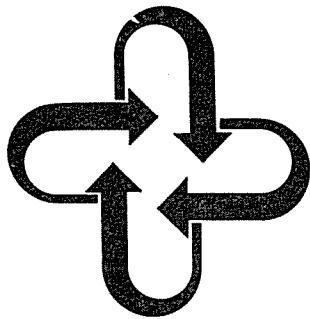
ここで文献により $\mu=0.33$, $n=6$, $A=4.52 \text{ cm}^2$, $R=2.85 \text{ cm}$ を採用し, $N=1.8 \text{ kg/cm}^2$ とすると $T=25.5 \text{ kg-cm}$ を得る。この値は実用的に十分利用可能な大きさである。

5. む す び

各種機械装置への応用が期待される静電吸引板について、静電吸引力を増加させるための要因として吸引板と電極の間の接触抵抗が重要であることを確かめ、これを実現させるために特殊半導性微粉体を高分子媒体中に充てんした静電吸引板材料を開発した。この吸引板材料は、抵抗値の再現性がよく経済的に製造でき、実用に供する大きさの静電吸引力をもっている。

参 考 文 献

- (1) R. W. Dudding, et al : G. E. C. Journal 33, 2 (1966)
 - (2) 加藤 : 計測と制御 3, 1 (昭38)
 - (3) A. D. Stuckes : Proc. IEE 103, 125 (1956)
 - (4) 英国特許 : 第 994676 号 The General Electric Co., Ltd.
 - (5) C. J. Fitch : IBM Journal 49 (1957)
 - (6) 暱中 : 高分子 17, 665 (昭43)



技術解説

UDC 535. 41 : 778. 534. 1

ホログラフィーの情報産業への応用

安 東 滋*

1. まえがき

フーリエ変換の理論がエレクトロニクスに欠かせない重要な基礎の一つであることはよく知られているが、最近フーリエ変換を利用する別の新しい技術が情報産業に導入されようとしている。エレクトロニクスでよく知られているフーリエ変換は、交流電気信号の時間軸と周波数軸の間で行なわれるが、新しい技術では画像、空間的符号の空間座標と空間周波数の間で行なわれる。

この新しい技術とはレーザとともに発達してきたホログラフィー(holography)と密接な関係があるが、ホログラフィーそのものではない。ホログラフィーの誕生は1948年のガボル(Gabor)の研究⁽¹⁾にさかのぼるが、1962年リース(Leith)とウパトニクス(Upatniekis)が参照光の利用という新しいアイディア⁽²⁾を導入し、また1960年以来発達しつつあつたレーザを盛んに利用することによって、ホログラフィーの研究は開花期を迎えた。完全な立体情報の記録再生、情報の多重記録、天然色立体画像の記録再生、ホログラフィー干渉技術等今まで考えられなかつた新しい技術が次々と可能になり、その内容から考えて情報産業に大きく寄与するものと予想された。しかし実際はその花々しい技術内容にもかかわらず、情報産業への重要な応用はわずかにBTLのAndersonらによるホログラフィー応用計算機用大容量メモリーシステム⁽³⁾にすぎず、これとても本格的応用にはほど遠い状態であった。IBMその他でも類似の技術はあるが、研究段階を出ていない。

一方、最近のカラーテレビ(Video Tape Recording), EVR(Electronic Video Recording)を中心とする動きは世界的にきわめて活発であるが、このようなときに次第に注目を集めつつあるRCAのホログラフィー応用ビデオ記録再生システム(1969年9月発表当初は“セレクタビジョン”Selecta-Visionと称した。以後略してS.V.と呼ぶ。)が上に述べたフーリエ変換による新しい技術である。注目されている理由は次のように考えられる。

(1) 機械的損傷、ごみ、ほこり等によって失われやすい高密度の画像情報を、空間周波数へのフーリエ変換という理想的な危険分散法で保護することができる。

(2) ホログラフィーの記録媒体としては高価な高解像度フィルムしかなかったが、安価、高解像度でしかも大量複製できるビニール製のホログラフィックテープ(Holographic Tape以後略してH.T.と呼ぶ。)を開発した。

(3) 画像再生のときH.T.の角度さえ変わらなければ、静止している、またはいかなる速度で動いているH.T.からも静止画像が再生できる。このことは動画の再生に圧倒的な強味を発揮できるし、動画を必要なときに止めて見ることもでき、H.T.の送り機構の単純さ、同期機構の省略などにつながる。

(4) ホログラフィーの再生には大抵の場合レーザを必要とするが、安価で長寿命のHe-Neレーザが使用可能である。

本稿ではホログラフィーの原理を説明し、S.V.をはじめとする情報産業への応用を中心に解説したい。

2. S.V.の原理

ホログラフィーの一般的な原理を説明してからS.V.にはいるのが順序のように思えるかもしれないが、実際は逆である。S.V.の原理は単純明解でホログラフィーの一種であるS.V.を先に理解しておくと、ホログラフィーの一般的原理が理解しやすいく思われる。歴史的な発展過程からいとS.V.のほうが後になるということは、S.V.がホログラフィー研究者にとって“コロンブスの卵”であることを示すものと思われる。

S.V.における記録再生は図2.1に示す方法で行なわれる。C.E.M.とはカラーエンコードドマスター(Color Encoded Master)の略で、カラーテレビカメラ、カラーVTR、天然色映画フィルム等の画像信号をNTSC方式信号から分解して16mm白黒フィルムに電子ビーム録画したものである。C.E.M.の信号システムについては後に詳述するので、ここでは白黒の映画フィルム(陽画)のようなものと仮に考えておく。レンズの焦点の所におかれたC.E.M.の背後からレーザ光で照射すると、C.E.M.上の各点(A点で代表させる。)から出る光はレンズを通過したあと平行光線となってP.R.C.F.に入射(入射角を β とする。)

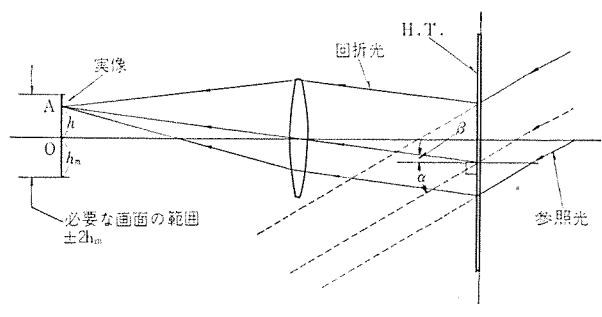
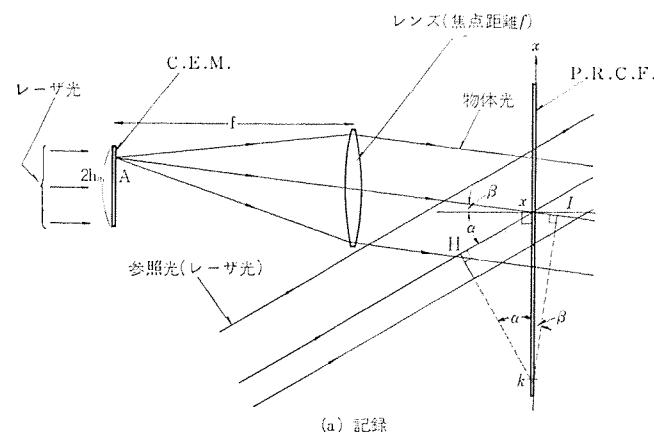


図2.1 RCAのホログラフィー応用ビデオ記録再生システム(セレクタビジョン)の原理

技術解説

する。

P.R.C.F. とは フォトレジストコーテッド フィルム (Photo Resist Coated Film) の略で後に詳述するが、ここでは高解像度の写真乾板またはフィルムとしておく。別に前と同じレーザ光の平行光線を P.R.C.F. に入射 (入射角を α とする。) させる。P.R.C.F. に入射する二つの平行光線は物体光、参照光と呼ばれ、P.R.C.F. 上に等間隔の干渉しま (縞) をつくる。P.R.C.F. 上の x, K の 2 点で物体光と参照光が位相が一致して強め合うとすると、両光の波面 KH, KI の光路差 ($\overline{Hx} + \overline{xI}$) が波長 λ の n (整数) 倍という関係から、

$$(x-K)(\sin \alpha + \sin \beta) = n\lambda$$

x における単位長さ当たりのしま数、すなわち空間周波数を ν とすると、

$$\nu = \frac{dn}{dx} = \frac{1}{\lambda} (\sin \alpha + \sin \beta) \quad \dots \dots \dots (2.1)$$

式 (2.1) は平面上に二つの平面波が入射する場合の両波の入射角と干渉しまの空間周波数を与える。平面波でなくとも、 x 付近のしま間隔程度の範囲で十分平面とみなせるような曲率半径の大きな球面波でも成立する。P.R.C.F. に現像その他の処理(後に詳述する。)をほどこして ホログラフィックテープ (Holographic Tape 以後 H.T. と略す。) ができる。H.T. は S.V. においては位相 ホログラム であるが、ここではかりに写真フィルムに白黒の細かいしまがはいったものとしておく。このような H.T. を記録のときの位置に再びもどし、記録のときと逆の方向から平面波参照光を入射させると、物体光と逆の方向に回折光を生じ、レンズで収れんされてもとの A 点に実像を作る。

$$\nu = \nu_0 + \Delta\nu \quad \text{ただし} \quad \nu_0 = \frac{\sin \alpha}{\lambda}$$

$$\Delta\nu = \frac{h}{f\lambda} \quad \dots \dots \dots (2.2)$$

式 (2.2) は H.T. 上の空間周波数と実像の変位 (h) が比例することを示し、A に光を発する点があるという情報は空間周波数という形で H.T. 全面に分布している。 x から h への変換はフーリエ変換であることは言うまでもない。

C.E.M. 上の一点 A は H.T. 上では、A がどこにあっても AO と直角方向の等間隔のしまとなり、その空間周波数 ν は式 (2.2) の関係により $AO = h$ と一次の関係になる。したがって C.E.M. 上の画像を各点に分解して考えれば、H.T. にはこれら各点に対応する種々の方向と空間周波数のしまが重畳して記録されている。以上で前章 (1) に述べた特長が明らかになった。

図 2.1(b) を見てわかることは、H.T. が x 軸に平行でさえあればレンズとの距離が変わっても、また x 方向にずれても A 点の位置は変わらない。なぜならばこの場合角 β は一定に保たれており、A 点の位置は角 β だけできるからである。このことを利用して映画フィルムのように少しづつ違う画面が連続している場合、各コマのホログラムを連続するコマにそれぞれ記録した H.T. を一定速度で流して(間欠的に止めずに) 映画を再生することができる。この場合、H.

T. を流す速度を変化させても、映画の動きが変化するだけで、映画のようにフィルムのきれ目が見えるようなことはない。もちろん H.T. をどの位置で停止させても完全な画像が停止するだけである。したがって前章 (3) で述べた特長を生じる。

以上述べた S.V. の記録再生用光学系は、ホログラムの中では フラウンホーファーホログラム (Fraunhofer Hologram) と呼ばれるものを実際に改良したもので、さらに一般的な原理にはいるためにこれを考えてみたい。図 2.2(a) の透過物体とは映画フィルムのようなものをいう。S.V. の場合と同様に物体光と参照光で写真乾板を露光し、現像したもののが ホログラム になる。現像のみで黑白反転の必要がないのは、必要な情報は空間周波数だけであることによる。ホログラムは S.V. の場合の H.T. 同様等間隔のしまであるから、 β の物体光の方向と対称な $-\beta$ の方向でも位相がそろって回折光を生じるので、もとの透

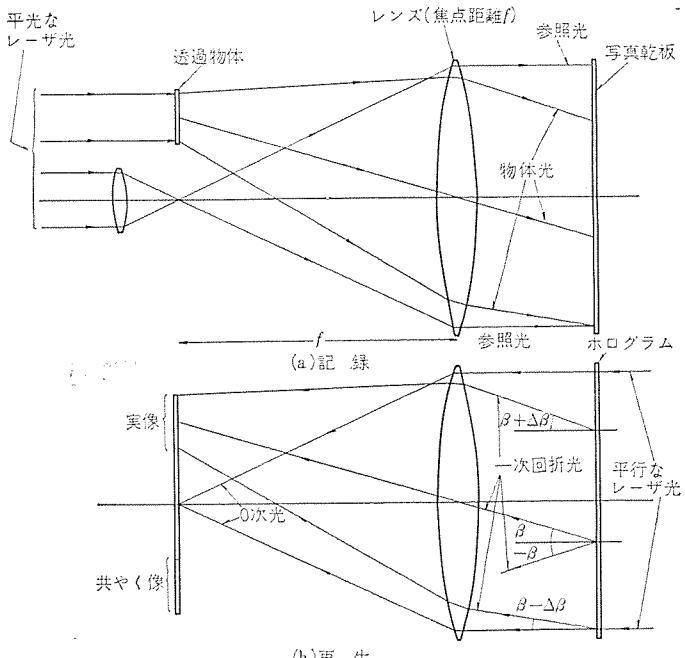


図 2.2 フラウンホーファーホログラムの記録と再生

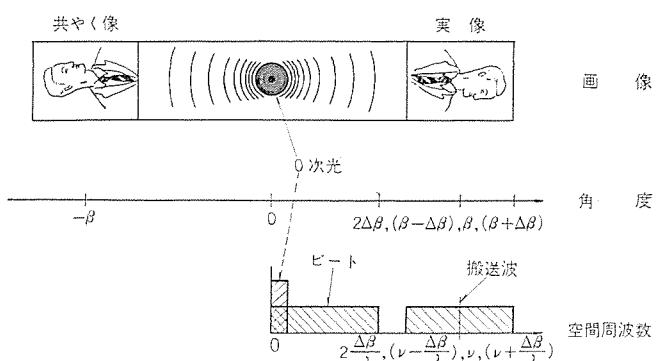


図 2.3 フラウンホーファーホログラムによる再生画像と空間周波数の対応関係

過物体の実像のほかに光軸に関して対称な共やく(輻)像を生じる。再生のときにレンズの焦点の位置に光軸と直角にスクリーンを置いて見ると、図2.3の画像が得られる。実像の中心に向う角度 β の回折光に対応する空間周波数は式(2.1)から

$$\nu = \frac{\sin \beta}{\lambda}$$

実像の上下の端に對応する空間周波数はそれぞれ

$$\frac{\sin(\beta \pm \Delta\beta)}{\lambda} = \nu \pm \frac{\Delta\beta}{\lambda} \quad \text{ただし } \frac{\pi}{2} \gg \beta$$

したがって画像に對応する角度と空間周波数の関係は図2.3のようになり、周波数 ν はこの実像の搬送波と考えられる。

この場合ホログラムには最大 $(\nu + \Delta\beta/\lambda)$ から最小 $(\nu - \Delta\beta/\lambda)$ の周波数が重畳されており、写真乾板も一種の二乗検波器と考えられるから、最大周波数 $2\Delta\beta/\lambda$ のビートが発生し、このビートの空間周波数が $\pm 2\Delta\beta$ の範囲の回折光を生み出す。このビートによる回折光が実像と重なることはSN比の低下を招くので、重ならないようにするため回折光の角度に次の条件が必要となる。

$$\beta > 3\Delta\beta \quad \dots \dots \dots \quad (2.3)$$

ホログラムを透過後回折せずに直進する光は0次光と呼ばれ、レンズの焦点の位置に強い光のスポットを作る。

ガボールのホログラフィーでは参照光がなく、物体光同志の干渉によってホログラムを作っていた。したがって実像から共やく(輻)像までが重なって、非常に画質の悪いものであった。リース、ウパトニクスの参照光の利用というアイデアによって図2.3のような必要な像の分離が可能になり、ホログラフィーの技術は一度に進歩した。

3. ホログラフィーの原理と方法

フラウンホーファーホログラムは直線で、等間隔の干渉しまの集まりであることを示したが、物体光、参照光のいずれか一方または両方が球面波である一般的のホログラムでは干渉しまは二次曲線の集まりである。最も簡単な場合は図3.1(a)のように平面波の参照光が写真乾板(xy 面)に直角に入射し、物体上の点からの球面波の物体光が直接これに重なる場合で、ホログラムは同心円状のしまとなる。

このようにしてできたホログラムは別名フレネルズゾーンプレート(Fresnel's Zone Plate、以後略してF.Z.P.と呼ぶ。)と呼び、図3.2に示すようにとつ(凸)レンズとおう(凹)レンズの作用を併せもつようなものである。すなわちF.Z.P.上的一点 y に平面波参照光が入射すると、発散および収れんする二つの一次回折光がもと物体上の点のあったところに実像を、実像とホログラムに關し対称の点に虚像を生ずる。ホログラムから実像(または虚像)までの距離がレンズとしての焦点距離でこれを f とすると、 y における空間周波数 ν は

$$\nu = \frac{y}{\lambda\sqrt{f^2 + y^2}} \quad \dots \dots \dots \quad (3.1)$$

平面波参照光が写真乾板面に入射角 α であつたり、物体上的一点か

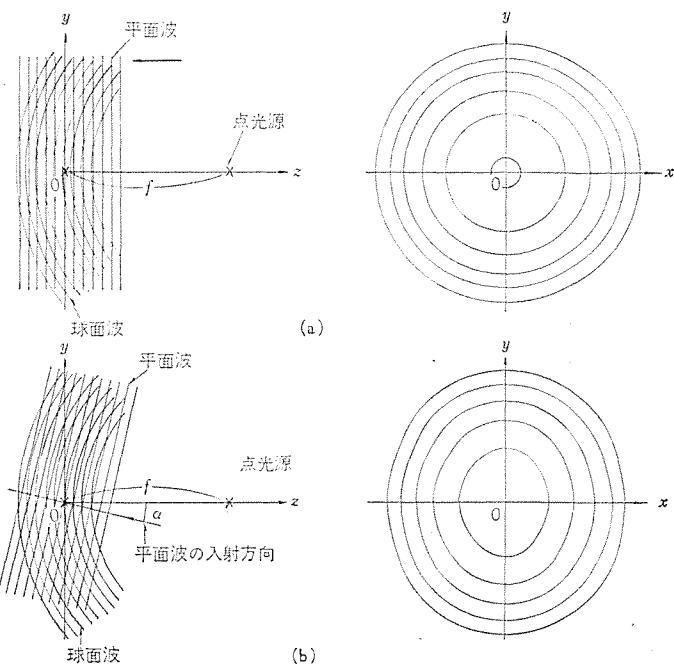


図3.1 平面波(参照光)と球面波(物体光)によるF.Z.P.の生成

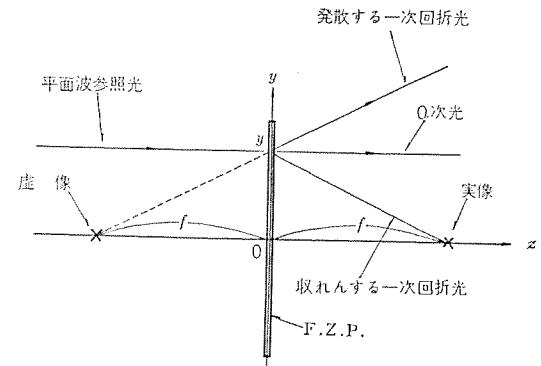


図3.2 F.Z.P.による回折

らの球面波がこれに重なる場合は、図3.1(b)に示すように干渉しまはだ円になり、その方程式は次式で与えられる⁽⁵⁾。

$$\frac{x^2}{A^2} + \frac{(y+C)^2}{B^2} = 1 \quad \dots \dots \dots \quad (3.2)$$

ただし

$$A^2 = \frac{n^2 \lambda^2 - f^2 \cos^2 \alpha}{\cos^2 \alpha}$$

$$B^2 = \frac{n^2 \lambda^2 - f^2 \cos^2 \alpha}{\cos^4 \alpha}$$

$$C = -\frac{n \lambda \sin \alpha}{\cos^2 \alpha}$$

n は正の整数とする

ホログラムにおける空間周波数 ν は、F.Z.P.を考えて式(3.1)から

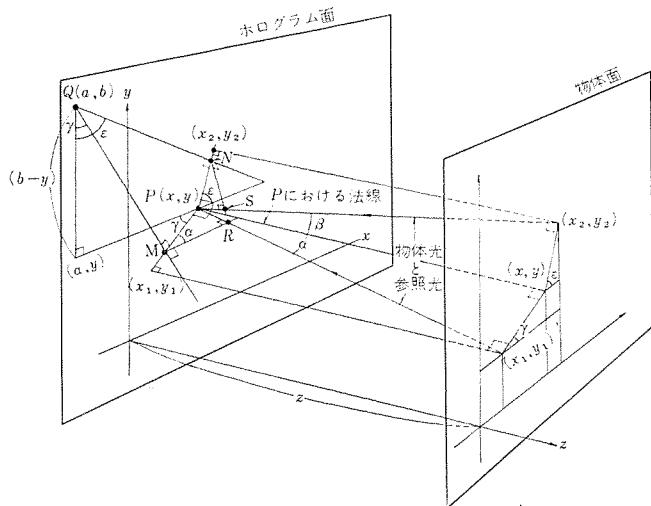


図 3.3 ホログラム面における物体光と参照光の干渉の三次元的取扱い

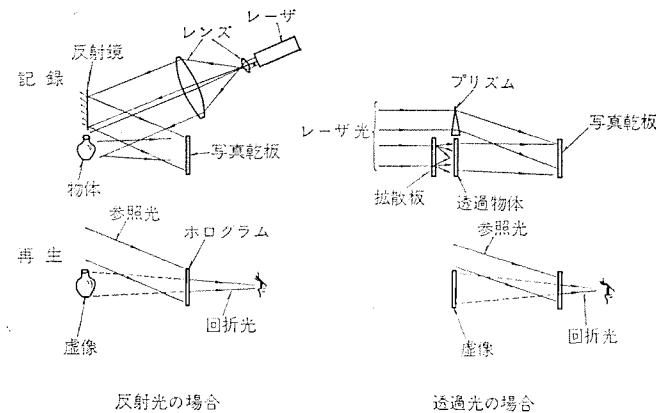


図 3.4 フレネルホログラムの記録と再生

求めることが便利な場合もあるが、一般的な取扱いとして写真乾板上的一点における物体光と参照光の入射角からその点の空間周波数 ν を求める方法が必要である。式(2.1)もその一つであるが、図 3.3 に示すような三次元的配置における一般式が必要である。点 P と Q がともに両波の位相の一致する点であるとし、 Q を通る両波の波面がホログラム面と QM , QN なる線上で交わり、 P への両波の入射光軸と R , S で交わるとし、光路差 $(\overline{PR} - \overline{PS})$ を波長 λ の整数倍とおいた式を x , y はついて偏微分することにより、 x , y 方向の空間周波 ν_x , ν_y , P 点の空間周波数 ν が得られる。

$$\nu_x = \frac{\partial (\overline{PR} - \overline{PS})}{\partial x} = \frac{\cos \gamma \cdot \sin \alpha + \cos \varepsilon \cdot \sin \beta}{\lambda} \quad \dots \dots \dots (3.3)$$

$$\nu_y = \frac{\partial (\overline{PR} - \overline{PS})}{\partial y} = \frac{\sin \gamma \cdot \sin \alpha + \sin \varepsilon \cdot \sin \beta}{\lambda} \quad \dots \dots \dots (3.4)$$

$$\nu = \sqrt{\nu_x^2 + \nu_y^2} \quad \dots \dots \dots (3.5)$$

以上の式は点 P に二つの平面波が入射するとして導かれたが、式(2.1)同様に、 P 点付近のしま間隔程度の範囲で十分平面とみなせ

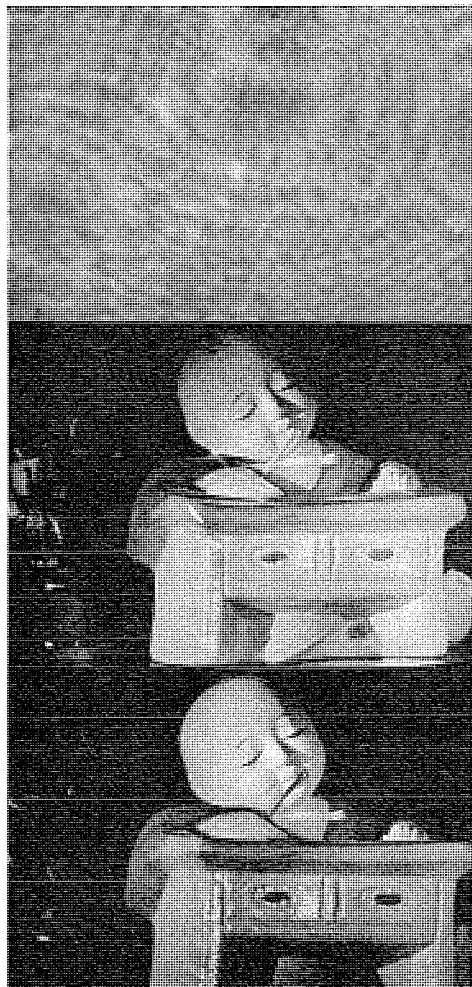


図 3.5 ホログラムと再生像

る程度の曲率半径の大きな球面波についても成立する。

以上でホログラムにおける干渉しまの形と空間周波数が明らかになったが、最もよく用いられるフレネルホログラム (Fresnel hologram) の記録、再生法について述べる。物体上の同一の点から出る物体光は、フランホーファホログラムでは写真乾板に平面波として入射するのに対し、フレネルホログラムでは図 3.4 のように物体と写真乾板の間にレンズがないから、球面波として入射するのが特長である。図 3.4 からわかるように、物体上的一点がそれぞれホログラム上に F.Z.P. を形成しており、再生のときこれらの F.Z.P. が参照光を回折させてそれぞのものとの点の虚像と実像を作る (図 3.2 参照)。この実像は物体が凸面なら凹面、凹面なら凸面と裏返しの像になるので通常虚像のほうを利用する。

図 3.2 からわかるように、一般にホログラムからの一次回折光は記録のときの物体光とまったく同一の方向であるので、ホログラムによる再生像は完全に立体的な像 (そこに物体がある場合とまったく同一の光を出す像) である。たとえば、陰になって見えない部分が

眼の位置を移動することによって見えるようになったり、実在の物体と同様に奥行きがあり、任意の所に焦点を合わせてそこだけ鮮明な写真をとることができる。図3.5は同一のホログラム再生像を角度を変えて撮影した写真である。

ホログラムに記録する空間周波数については、図2.3のような制約があり、あまり低い周波数は使用できない（フランホーファホログラムだけでなくホログラム全般にいえる。）が、そうかといって高いほうはどこまでも使えるかというと、そのようなことはなく、ホログラム記録媒体にはそれぞれ解像度の限界がある。

写真フィルムのメーカーがホログラム用として開発したものでは、Agfa社の10E70, 10E75があり、ともに赤色付近で2,800本/mmくらいの解像度を有するが、かなり高価である。Kodak社の649Fも2,000本/mmくらいでかなり高解像度であるが、安価なフィルムの中では、たとえば富士フィルムのミニコピーの200~300本/mmがわずかにホログラム用として使える程度で、オーソ、パンクロ系統のフィルムでは100本/mm以下でほとんどホログラムには使用できない。この点でもRCAのS.V.は独自の技術を利用している。

16mm白黒フィルムに記録されたC.E.M.は、図2.1(a)の光学系により波長4,416ÅのHe-Cdレーザ光でP.R.C.F.上に記録される。P.R.C.F.は1/2"幅の上質マイラーテープにフォトレジスト（光重合性感光樹脂、一般に高解像度である。）を数μmの厚さに塗布したもので、露光後か性ソーダ溶液を通すと光の強かった所ほど深い谷となり、干渉じま（縞）に応じたおうとつの面ができる。谷の深さは最大1μm、平均0.1μmといわれている。

このおうとつの面に平均150μmの厚さにニッケルをメッキし、これをはがすことによりニッケルマスターができる。このニッケルマスターを1/2"幅、50μm厚のビニールテープと重ねて加熱ローラで圧着することによりH.T.ができ上がる。1本のニッケルマスターから数千本のH.T.が複製でき、2,000コピーをとるときの1本あたりのH.T.のコストは2~3ドルといわれる。

このようなH.T.の解像度の限界は不明であるが、図2.3の搬送波周波数は約1,000本/mmである。H.T.は写真乾板のように濃淡ではなく、透明媒体の厚さの変化によって光の位相を変調すること

により光を回折させるので、位相ホログラムと呼ばれるもの一種である。

F.Z.P.によってできる像の大きさは、通常のレンズと同じようにF.Z.P.の直径D、波長λできる回折限界値以下にはなり得ない。このような最小の点の半径rが近接した2点を見分けられる最小距離、すなわちそのF.Z.P.の分解能を表わす。

$$r = 1.2 \frac{f\lambda}{D} \quad \dots \dots \dots \quad (3.6)$$

ただしfはF.Z.P.の焦点距離である。

4. 情報産業への応用

ホログラムの情報産業への応用としては様々なシステムが研究されているが、決定的な実用化は今一步という段階であった。このようなときにS.V.が出現して技術的 possibilityを開くとともに、情報産業全般への応用を刺激する結果となった。S.V.そのものはカラー受像機の付属機器であるが、これは大量の情報を蓄積し、必要なときに再生できる大容量記憶装置または情報検索システムとも解することができ、しかもそれがきわめて安価にできる可能性を示した所に意味が

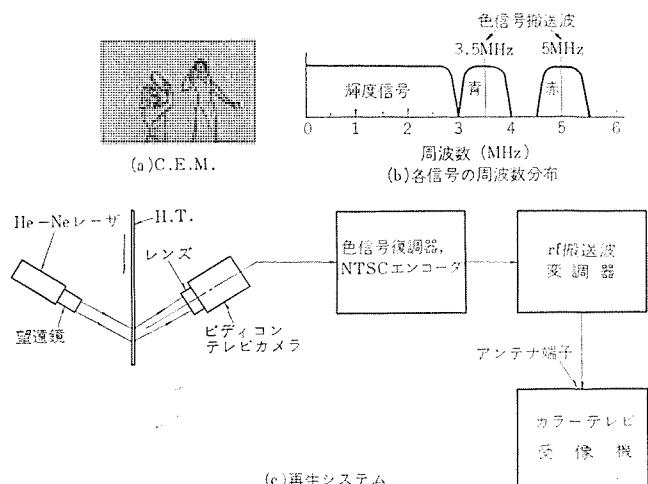


図4.1 RCAのビデオ再生システム (S.V.)

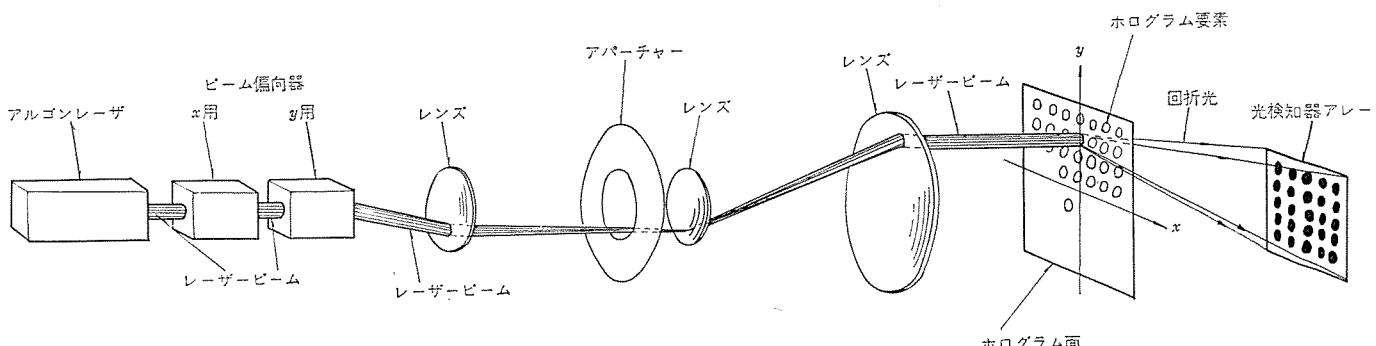


図4.2 BTLの読み出し専用光学メモリー

あった。

図4.1にS.V.再生システムの概略を示す。C.E.M.の色信号システムは必ずしも発表されたものが本命かどうかわからないが、図4.1(b)のようなものといわれる。C.E.M.作成のときの入力方式としては前述の各種のものが可能であるが、いずれの場合も輝度信号と青および赤の色信号に分解され、輝度信号はそのまま0~3MHzのベースバンドに入れ、青および赤信号はそれぞれ3.5MHz、5MHzの搬送波を振幅変調する。しかし後、この三つの信号を重畳して電子ビームでNTSC方式の同期信号により16mm白黒フィルム上に録画する。

したがってC.E.M.は画像の上に3.5MHz、5MHzの搬送波によるたてしまが重なったものとなる。H.T.はこのC.E.M.の画面を記録したものであるから、He-Neレーザによりビデイコンの光導電膜上にこの画面が再生され、輝度信号と青および赤の色信号に分けられ、NTSC方式のビデオ信号に合成されてカラーテレビ受像機アンテナの端子に加えられる。

再生に使われるHe-Neレーザ、ビデイコンはともに寿命3,000~5,000時間の高い信頼性のものが最近できるようになっており、RCAではおのの部品交換のコストは量産すれば30ドル以下であると言っているが、現在の技術から考えて可能な線と思われる。カラーテレビを除いた再生システムは1972年には100ドルで売り出されるとのことで、これが実現すればホログラフィーが重要な商品に結びつく最初の成功となろう。

図4.2は、4年ほど前からBTLで開発が続けられている超大容量の読み出し専用光学メモリーである⁽³⁾。読み出し専用とは、記録媒体に写真フィルムを使用しているため、いったん記録したら消すことのできない永久メモリーであることを意味している。

記録内容は白と黒の点(ON, OFFに対応する。)のマトリックスで、一つのマトリックスがホログラム面上の任意の一要素から再生され、マトリックスの点の位置には点と同数の光検知器が配置されている。任意のホログラム要素はx, y方向にレーザービームを偏向する二つのビーム偏向器によって選択され、光検知器アレーによって読み出される。BTLの発表によると、ホログラムの要素の数が32×32、一要素のマトリックスが64×64ビットで合計4×10⁶ビットとなり、これがわずか数cm²の面積のホログラム面内に記憶される。ホログラム要素および各ビットのアクセスタイムはそれぞれ4および1μsのことである。

図4.3はIBMの開発した光学メモリー⁽⁴⁾で、BTLのメモリーのよ

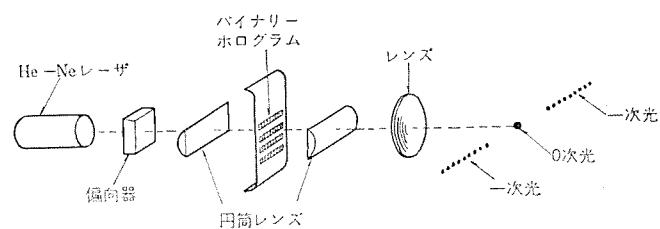


図4.3 IBMの計算機で作られたホログラムによる光学メモリーシステム

うに実際に白黒のマトリックスにレーザ光をあてて記録したホログラムを使用していない。IBMの場合には、9ビットの2進数を示す白黒の9個の点の一次元ホログラムを電子計算機で計算し、電子ビームでフィルムに録画したものである。空間周波数は100本/mm前後で、ホログラムの長さは250μmとのことで極度に大容量ということはないが、1章で述べた特長(1)にとくに留意したコード技術の一種と解される。

5. む す び

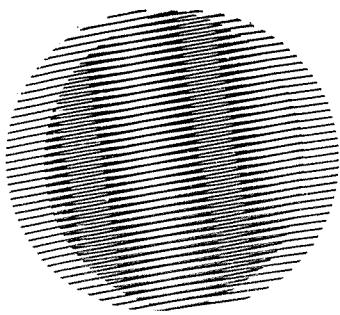
ホログラフィーの情報産業への応用は、100ドル前後の低廉なビデオ再生装置の可能性をひらいたS.V.の刺激によって需要が急上昇する直前の状態と言えよう。おそらく今後数年間にかなり実用化が進むものと思われる。しかし、ホログラフィーが本格的に情報産業で活用されるためには、なおいくつかの技術が開発される必要がある。これらを正確に予言することはむずかしいが、瞬間に記録され現像などの処理が不要で、しかも短時間で消去でき何度も使用できる高解像度のホログラム媒質、応答が高信頼性でしかも安価な光偏向器などが開発されればホログラフィーの実用化が促進され、従来不可能であったこと、たとえば家庭における高品質画像のテレビ撮影記録、再生などが家庭に受け入れられるコストで可能になるであろう。

(昭和45-10-20受付)

参 考 文 献

- (1) D. Gabor : Nature, 161, 777 (1948)
- (2) Emmett N. Leith and Juris Upatnieks : J. O. S. A., 52, No. 10, 1123 (1962)
- (3) L. K. Anderson et al : 1970 Sixth International Quantum Electronics Conference Digest of Technical Papers (3-4)
- (4) L. F. Shew : ibid. (3-5)
- (5) 安東滋 : 三菱電機技報, 42, No. 8, 1149 (昭-43)

新製品紹介



航空機用窓温度調節装置

当社では、他メーカーに先がけて、航空機用窓温度調節装置を開発した。

この装置は、操縦席前面の風防ガラスに組込まれたヒータに、供給する電力を制御して、風防ガラスの温度を常に一定の温度に保持し、操縦士の視界をさえぎる結氷や、曇りを防止する装置である。

風防ガラスに取付けられた特殊の抵抗体で構成される温度検出素子により、ガラスの温度を測定して、抵抗値に換算された基準温度と比較し、ヒータへの電力を制御するもので、半導体回路を採用、コンパクトに軽量化されており、確実な動作を保証している。

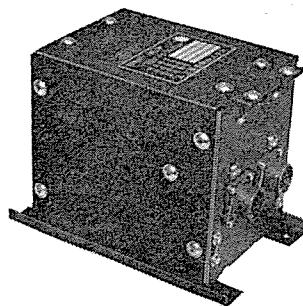
さらに、過熱保護回路、温度検出素子の短絡・断線に対する保護回路など、装置に発生する不測の事故に対して、ヒータへの電力供給を必ずしも断する、当社独自のフェールセーフ機構を取り入れ、信頼性・安全性にすぐれています。ユーザの好評を得ています。

■特長

- (1) 入力電圧の変動(±15V)に対しても、装置は誤動作しない。
- (2) 通信に悪影響を及ぼす無線障害を発生しない。
- (3) IC(集積回路)を使用したソリッドスタート回路のため、信頼性は高い。
- (4) フェールセーフ回路を兼備しているため、安全である。

■主要諸元

部品番号:	AU-1
電 源:	1φ 115V 400Hz
制御温度範囲:	338±2Ω (113°F) で OFF 作動 332±2Ω (104°F) で ON 作動
過熱保護:	350±3Ω (131°F) で作動
電流しゃ断容量:	2A 抵抗負荷 (パワーリレー、MS-24166 しゃ断可)
制御回路数:	2回路
保護回路:	温度検出素子の短絡・断線に対する保護
重 量:	1.0 kg



航空機用窓温度調節装置

【名古屋製作所】

DS形シリコン小信号ダイオード

当社では、かねてから開発中であった超小形 DS (Double Stud) 形ガラスパッケージを採用した、エピタキシャルプレーナ形の定電圧用・一般整流用・高周波電力スイッチング用(PIN)・スイッチング(高周波接点切換)用およびバリキャップダイオードの開発を完了し、量産・市販を開始した。

■特長

- (1) 従来の DO-7 形ガラスパッケージに比較して、大幅に小形化され、実装密度の向上が可能である。
- (2) 小形でありながら、DO-7 形と同等以上の許容損失を有し、特殊な表面保護を採

新製品紹介

用しているので信頼度が高い。

(3) 生産性に富み、大量生産が容易である。

■ 仕様

(1) 定電圧(ウェナー)ダイオード

用途： 電圧制御

形名： MZ 206, 207, 208, 209, 210, 212

公称ウェナー電圧： 6 V～12 V

許容損失： 250 mW

(2) 一般整流用ダイオード

用途： 一般整流

形名： MD 234, 235, 236

最大逆電圧： 125 V

(3) 高周波電力スイッチング用ダイオード

用途： アンテナ切換

形名： MI 301

周波数： VHF, UHF

(4) スイッチング(高周波接点切換)用ダイオード

用途： テレビチューナの電子切換

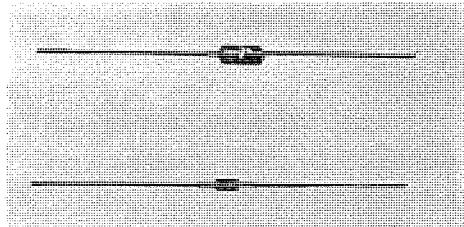
形名： MC 301

(5) バリキャップダイオード

用途： テレビおよびFMラジオの自動周波数制御(AFC)

形名： MV 201

Q： 160 以上 ($V_R=3$ V, $f=50$ MHz)



DO-7形(上)およびDS形(下)の外形

[北伊丹製作所]

三菱炭酸ガス半自動アーク溶接機“MEL-AUTO”シリーズ発売

溶接作業の自動化・省力化機器として造船・鉄鋼・製かん・自動車等各産業界で需要が急増してきた炭酸ガス半自動アーク溶接機を，“MEL-AUTO”シリーズとして、SA-300 PS・SA-350 PS・SA-500 PSの3機種を開発し、12月より全国発売することになった。

■ 形名および価格

三菱炭酸ガス半自動アーク溶接機“MEL-AUTO”

SA-300 PS形 定価 400,000 円

SA-350 PS形 定価 455,000 円

SA-500 PS形 定価 565,000 円

■ 特長

(1) アークの安定性の向上

薄板から厚板、下向きから立向き姿勢まで、あらゆる溶接状況に対してスパッタの少ない美麗なビードが得られる。特に三菱独自の立向き下進溶接用電源特性(特許出願中、準標準

品として制御ユニットを用意)と、アーカ起動方式(特許出願中)は、オールポジション溶接を可能にし、半自動溶接の適用分野を拡大した。

(2) 操作性抜群の空冷溶接トーチ

チップやケーブルなどに新しいアイデアをふんだんに採り入れ、大電流までトーチの空冷化を実現した。また耐久性の向上に加えケーブルの軽量化・柔軟化を計り500A形でも市販の300A形なみの軽さである。ハンドル形状にもバランス、握りやすさなど人間工学面より十分検討を加えられている。

(3) 溶接条件設定の簡単な直接表示方式

溶接電流・電圧は調整ダイヤル部に直接表示してあるので、必要な電流・電圧が簡単に得られる。また直流リアクトルの切換により、ショートアーカー・中電流域のいずれの特性を選定することができ、操作性抜群のトーチとあわせて、はじめての人でも楽に使いこなすことができる。

(4) 使いやすさと保守点検を加味したクールなデザイン

操作機構とケーブル端子の合理的な配列、前面とびら方式による保守点検の簡単な電源構造は、従来の半自動溶接機のイメージを一新するホットな溶接に対し、クールなデザインである。

■ 標準仕様一覧表

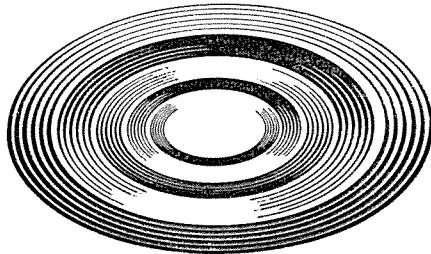
総合形名	SA-300 SP	SA-350 SP	SA-500 PS
構成・定格仕様	CM-300 F	CM-350 F	CM-500 F
1. 直流アーカ溶接機(制御装置内蔵)			
定格交流入力電圧V	200 3	200 3	200 3
周波数Hz	50,60(周波数別専用)	50,60(周波数別専用)	50,60(周波数別専用)
定格格入力kVA	16	18	34
出力電流A	80~300	80~350	80~500
出力電圧V	16~32	16~35	16~42
定格使用率%	60	60	60
整流方式	シリコン三相全波	シリコン三相全波	シリコン三相全波
ワイヤ送給速度制御方式	サイリスタレオナード方式	サイリスタレオナード方式	サイリスタレオナード方式
ワイヤ送給速度m/min	0.5~1.2	0.5~1.2	0.5~1.2
外形寸法(幅)×(奥行)×(高さ)mm	460×580×812	460×580×812	510×670×947
重量kg	160	165	215
標準制御機能	ワイヤ送給、コンダクタ制御	ワイヤ送給、コンダクタ制御	ワイヤ送給、コンダクタ自己保持、クレータフィーラー
2. ワイヤ送給装置	WF-401 B	WF-401 B	WF-501 F
適応ワイヤ径mm	0.9, 1.2	0.9, 1.2	1.2, 1.6
適応ワイヤ(スプール巻)kg	10~25	10~25	10~25
スプール軸径×スプール外径×スプール幅mm	50×300(最大)×105(最大)	50×300(最大)×105(最大)	50×300(最大)×105(最大)
ケーブル・ホース標準長m	5	5	5
重量(ワイヤ・ケーブル類を除く)kg	10	10	10
3. 溶接トーチ	MT-301 F	MT-401 B	※MT-501 B ※MW-501 B
定格電流A	300	400	500 500
適応ワイヤ径mm	0.9, 1.2	0.9, 1.2	0.9, 1.6 1.2, 1.6
冷却却方式	空冷	空冷	空冷 空冷
定格使用率%	60	60	60 60
形状	カーブド形	カーブド形	カーブド形 ピストル形
ケーブル・ホース標準長m	3	3	3 3
重量(ケーブル類を除く)g	450	450	500 500
4. (フローメータ付きレギュレータ) (CO ₂ ヒータ用ケーブル3m付き)	FCR-803	FCR-803	FCR-803
5. リモコンボックス	RM-350 F	RM-350 F	RM-500 F
用途	板厚6mmまでの軟鋼の薄板溶接に最適 (自動車、電機……)	板厚12mmまでの軟鋼の薄板から中厚板溶接に最適 (車両、造船……)	板厚4.5mm以上の軟鋼の厚板溶接に最適 (造船、製かん……)

※印トーチはいずれかが付属している。



SA-300 PS

NEWS FLASH



無人化エンジン耐久試験用プログラム制御装置

当社では、このたび自動車エンジンの耐久試験の無人化を目的とした、110 kW うず電流式電気動力計およびプログラム制御装置を完成し、納入した。

このプログラム制御装置は、ピンボードにより設定されたプログラムにしたがい、エンジンの回転速度・吸気圧・冷却水温・潤滑油を制御している。さらに、休止プログラムによりエンジンの自動停止および起動を行なっており、厳重な保護回路とあいまって、装置の起動時以外はまったく人手を必要としなくなっている。

■仕様

動力計定格： 110 kW 3,000/7,000 rpm

プログラム方式： ピンボード

プログラムステップ数： 24

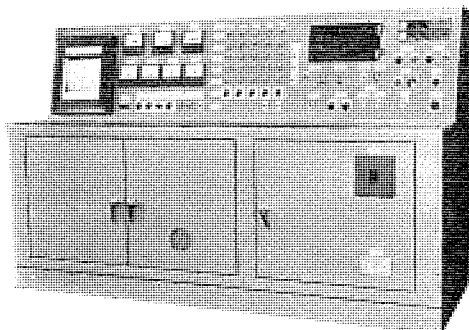
制御項目： 回転速度（動力計により制御）

吸気圧（スロットルにより制御）

過度（3点）

タイマー： 5~120 分

1~24 時間（休止プログラム用）



[神戸製作所]

小形軽量 20.5 トン 21 MVA タービン発電機完成

当社では、このほど“動く発電所”と呼ばれるトレーラ積載の、ジェットタービン発電パッケージ用の、小形軽量化された 20.5 トン 21 MVA タービン発電機を完成した。当社では 43 年秋以来、この用途の小形軽量 2 極タービン発電機の開発にとり組んできたが、45 年 1 月末開発機を完成し、一連の開発試験を完了した。

一方、44 年末この製品第 1 号を受注し、45 年 7 月好成績をもって納入した。

本機は、20.5 トンの重量で 21 MVA の出力を、問題なく出すことができ、このクラスの 3,600 rpm タービン発電機として、kVAあたり 0.976 kg/kVA は、かって例をみないものである。

本機の完成にあたっては

- (1) 当社独自の 13,000 V 級 F 種絶縁の採用
- (2) 特殊な冷却方式の採用
- (3) 漂遊負荷損・機械損などの損失低減
- (4) 剛性・強度性能を低下させることなく重量軽減

を図るなど、数多くの新しい技術が盛り込まれており（特許新案出願中）、発電機性能を低下させることなく、20.5 トン 21 MVA のタービン発電機を完成するに至った。

■仕様

21,000 kVA, 18,750 kW, 0.85 PF, 13,200 V, 60 Hz, 3,600 rpm, 2 極, 250 V_{EX}, 開放空冷屋内形、両軸受 ブラケット形、140 kW サイリスタ励磁方式、潤滑油装置付き、IEC 規格、F 種絶縁。

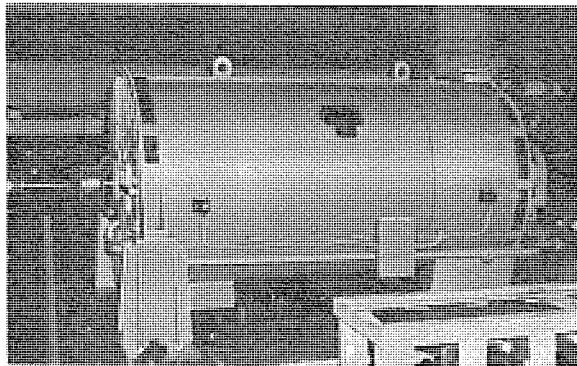


図 1 工場試験中の小形軽量 タービン発電機

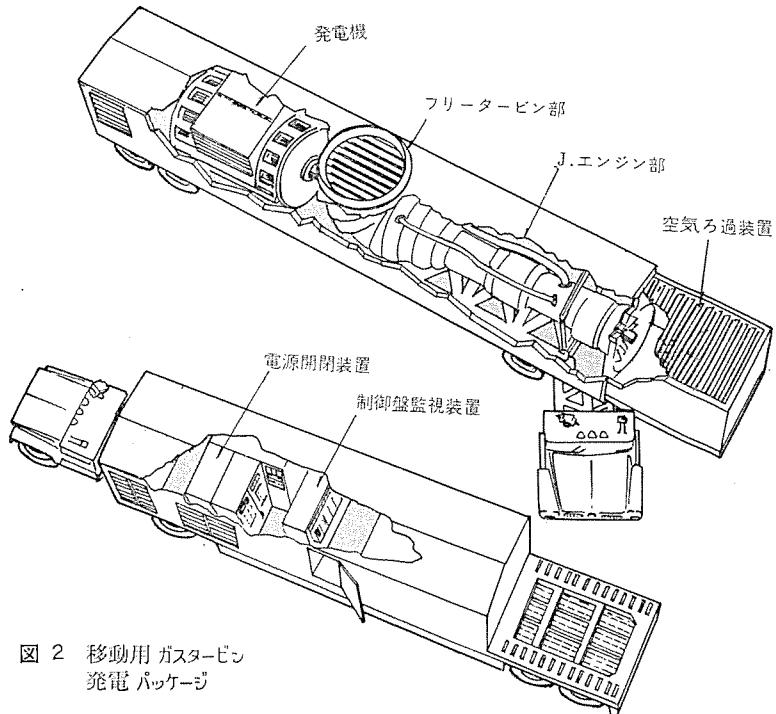


図 2 移動用 ガスタービン
発電 パッケージ

[長崎製作所]

わが国はじめてガンドイオード利用の レーダ スピード メータの製品化に成功

当社では、かねてから“ガンドイオード”(注1)をマイクロ波の発振源に使用した、全固化の“貨車速度制御用レーダ スピード メータ”的製品化をすすめていたが、本年4月国鉄高崎操車場に納入し、電波管理局の検査にも合格し、このほど正式か働を開始した。

この装置は、従来の“クライストロン”を使用したものに比べ、約半分に小型化され、信頼性も向上し、原価も低減されたが、この製品化成功のかぎは当社北伊丹製作所において信頼性の高い“ガンドイオード”が開発されたことによるもので、ガンドイオードを実用機に利用したのはわが国でもはじめてである。

レーダ スピード メータとは、電波のドップラ効果(注2)を利用してスピードを測定する装置で、高崎操車場においてコンピュータにより、貨車の自動仕分けを行なうシステム(YAC)の一環として、貨車のスピードを測定し、このデータにより、自動的に貨車の速度を制御して貨車の連結を円滑に行なわせるものである。このほかに、現在交通事故対策として、注目されている自動車の速度警告用または取締用の面でも、この装置の応用が期待される。

今回使用されたガンドイオードの特性

発振周波数	10,525 MHz
出力電力	40 mW
周波安定度	5 MHz/65°C 0.1 MHz/V
外部Q	170
所要電力	15 V 0.5 A (7.5 W)

(注1) ガンダイオード

「ガンダイオード」は、1963年IBMのGunn氏によって発見されたダイオードで、ガリウムひ素(GaAs)単結晶の固体発振効果(バルク効果)を利用して、直流電力を直接マイクロ波電力に変換することができる。

10V程度の直流入力で、100mW程度のX-バンド(6.2—10.9GHz)のマイクロ波出力が得られるので、小電力クライストロンの代わりとして十分な性能を発揮することができる。

(注2) ドップラ効果

踏切に立っていると近づく列車の汽笛は高く、遠ざかる列車の汽笛は低く聞える。これと同様に動く物体に電波を発射すると、発射された周波数に比較して反射される周波数は近づく物体の場合は高く、遠ざかる物体の場合低くなる現象を「ドップラ効果」といい、二つの周波数の差により移動物体の速度を検出することができる。



図1 国鉄操車場で実動を開始した
レーダースピードメータ
(端末機部品)

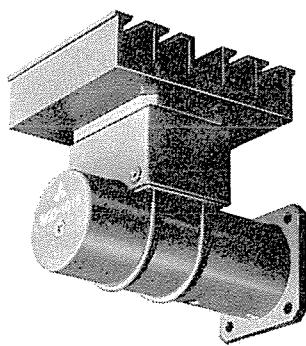


図2 ガン発振器

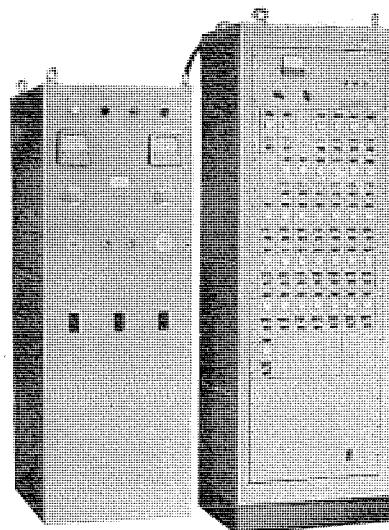


図3 レーダースピードメータの本体(右側)
および電源(左側)

[鎌倉製作所]

三菱電機技報 昭和45年第44巻 総目次

第1号 技術の進歩特集

ハイライト	9
卷頭言	25
1. 研究	26
2. 発電	42
3. 送電、変電	53
4. 配電	74
5. 工業プラント用電機設備	80
6. 工業用電機品—I	100
7. 工業用電機品—II	110
8. ビル用電気設備	122
9. 交通	133
10. 船用電機品	142
11. 電装品	147
12. 電子機器	150
13. 電子計算機	166
14. 計測器	174
15. 放射線機器	179
16. 電子管および半導体素子	184
17. 照明	193
18. 家庭用電気品	200
19. 材料	213

第2号 電鉄用電機品特集

《特集論文》

最近の電気車用主電動機	河村寿三・久山研一 225
電気車用WNカップリングの歯面強度について	重浦淳一・古田俊久 232
帝都高速度交通営団向け回生ブレーキ付き第二次試作チョッパ制御電車	北岡 隆・久山研一・芦谷正裕・赤松昌彦・古田俊久・成戸昌司 237
新幹線試験電車用運転指令装置	北川和人・六藤孝雄・金子弘美 245
最近の車両用高圧インバータ	白庄司昭・太田幹雄・田原 先 253
電鉄変電所用油冷式シリコン整流器	小林 凱・上岡康弘・冬広 力 260
海外における三菱電鉄変電所の実績	鈴木敏夫 268
通勤車冷房装置	坪山 宏・西部敏夫 277
電鉄変電所負荷のシミュレーション	大野栄一・今村純寿 282
列車のプログラム自動運転と計算機制御	田村坦之 288

《普通論文》

SL形ラッチ式電磁接触器とその適用	丸地謙二・岡戸弘行・長尾良章 297
網目高分子における分子鎖のからみ合い効果	柴山恭一・鈴木康弘 303

符号伝送試験装置とその実測例	前田良雄・平沢茂一・酒井勝也・山内戈胤	309
変圧器のさい断波試験	岩崎晴光	314
電動ばね操作機構付き DHE 磁気しゃ断器	桜井武芳・浅田正敬	322
エボキシ樹脂の耐トラッキング性	草川英和・橋本修	328
真空中の金属電極間の絶縁破壊現象(1)	秋葉稔光・高倉康一・上田孝寿・磯貝文彦	333
《技術講座》		
最近の磁気記憶装置	織田博靖	339
《新製品紹介》		
航空機用電動バルブシリーズ・UL-150 形ヘリウム液化装置・三菱 Hi/Re/Li ブラインクーラ〈BCL 形〉・三菱けい光灯器具 “鎌倉シリーズ”発売		344
《ニュースフラッシュ》		
万国博三菱未来館・万国博会場約三菱昇降機完成・電子式速度計・速度検知用 F-DC 変換器・中部電力西名古屋火力発電所向け屋外形タービン発電機完成・配電線用静止形高感度地絡方向继電器 TWG-1 形完成・高速大容量立軸水車発電機完成コロンビヤ国ガターベ発電所向け・八幡製鉄戸畠製鉄所向け 7,300 kW かご形誘導電動機完成・ネットワーク用 FLK 形限流ヒューズの完成・超高速運転に成功・超高速リニアモータ試験装置完成・三菱エレベット R 形住宅用エレベータ完成		348
《特許と新案》		
重複表示装置・数値制御装置における円弧内挿近似方式・系統分離装置・電圧周波数変換装置		295

第3号 音響機器特集

《特集論文》		
音響再生の現状と改善の方向	中島平太郎	361
最近のダイヤトーンステレオ	諏訪寧	364
最近のVカット式ステレオキャビネット	泉 静雄・野地良寛・小林正美・川名良一	368
最近のダイヤトーンレコードプレーヤ	三瓶富雄・小畑紘一・西田道雄・結城吉之	373
ステレオアンプの技術的問題点	東 譲	380
ダイヤトーンスピーカーシステム	佐伯多門・杉本宗久・菅原潔	383
三菱テープレコーダ	伊藤 実	391
音響施設用スピーカーシステム	佐伯多門・鈴木英男・亀山格彦	394
三菱ICラジオ	高橋利清・福井貢・井上忠雄	402
カラーラジオの最近の動向	岩本康雄・奥村修・増山敦	409
カーステレオの最近の動向	藤田恒雄・小幡雅己	416
三菱自動音声通報装置	高石 皎・佐藤昌樹・日下俊一	421
《普通論文》		
MDF-1 形機上用方向探知機	小林信三・村山昇・手塚雅之・池上和生	427
MELCOM-9100-5 のソフトウェア	田原 豊・北原拓也・松本孝郎	432
18GHz 帯半導体直接発信器	三宅 隆・香川哲・角田登	439
テレビジョン受信機のサービス性評価法	倉田健一	446
レーダーブライトディスプレイ装置	山内信治・松原宏明・徳丸芳孝	450
東京電力安曇発電所 111,000kW フランシス水車、111,000kVA 水車発電機および運転制御装置	篠富士巳・富田次郎・森垣誠太郎・森与志彦・石井清隆	456
《新製品紹介》		
6.5mm, 10mm 携帯用電気ドリル・真空しゃ断器収納三菱クリーンクラッド開閉装置・エレベータ用バセンジャーサービス装置完成・MELCOM-7000 システムシリーズ発売		469
《ニュースフラッシュ》		
超高層世界貿易センタービル (WTC) 完成・ミリ波帯高精度アンテナ・新形三菱低温機器シリーズ・原子力船“むつ”用キャンドモータ完成		473
《特許と新案》		
母線切換断路器保護装置・搬送保護继電装置・静止形積分特性继電装置		425

第4号 空調および冷凍特集

《特集論文》

三菱ターボン冷凍機〈CTE形〉	熊本 永・江本浩徳・保坂征宏	481
Hi/Re/Liシステムと特殊空調	中村雄二・丸山 忍	488
空調用フィン付き熱交換器—実験計画法による解析—	山崎起助・湯山 英	494
マシンショット向け空調機	三浦 隆・貝瀬俊朗	501
高層集合住宅の暖房給湯設備	大畠晃一・山地 昇・山中速雄・目加田允彦	508
冷暖房用冷温水発生機器	岩崎善彦・飛田徹二・渡辺 靖・上田和弘	512
最近の空気清浄器	荒木義起・平山建一	525
大形パッケージエアコン〈PFシリーズ〉	八尋裕一	532
水スクラバ方式による青果物のCA貯蔵	安生三雄・水野久隆	540
冷蔵・冷凍用小形クーリングユニット	米田稔哉・丸山佳宏	545
UZ形コンデンシングユニット	大門啓治・江本浩徳・菊池照弘	551
三菱Hi/Re/Liブライクーラ〈BCL形〉	大門啓治・保坂征宏・谷本嘉裕	555

《普通論文》

MELCOM-3100ディスクオペレーティングシステム(3) —プログラム管理—		
レーザ式座標測定装置	三井大三郎・首藤宏樹・大竹祥之・黒崎和男	561
最近のプレートミル用電機品	前田八郎・東本暁美・安東 澄・佐藤一成・管野 勉	567
高温度用ITV	久保田伸夫・林 昌宏	574
ニュースフラッシュ		590
完全屋外一体ガスタービン発電機完成・日本の大規模工業用コバルト照射装置完成・三菱グループタイ国向け大形水力プラント受注 ・わが国初の150kV級変電所無人化装置完成(中部電力・三菱電機共同開発)・水冷式ASモータ完成・サイクロナスマータ製品化		
特許と新案		559
冷蔵庫・テープレコードのピンチローラ操作装置・水銀放電灯		

第5号 普通号

《普通論文》

新燃焼方式	伊藤利朗・野間口有・柘植 恵	599
ZnSeとGaSeのElectro-Reflectance	浜川圭弘・池田健志・鈴木義彦・伊吹順章・小宮啓義・木村 寛	604
イオン結合を含む高分子固体の力学的性質	柴山恭一・地大英穂	613
絶縁油中のいおう化合物の形態と銅に対する腐食性	今村 孝・横山一男・石橋 勝・白井万次郎	618
新しい耐熱材料ポリアミドイミド	西崎俊一郎・不可三晃・広田 潔	622
IC化DA形速度変換器	長谷川雅信	626
最近の交流き電線保護器	北浦孝一・高田信治・前田耕二・津川和夫	631
新形大容量SF ₆ ガスしゃ断器SFHシリーズ	富永正太郎・森岡昭二・大野 玲・山内高雄	637
スキンバスマル用自動化装置	齊藤 豊・山下弘雄・林 敏弘・大野宣雄	645
鉄綱プロセスラインのサイリスタレオナード	兵頭太郎・大道 隆・竹内三郎・錢場 敬	655
MELCOM-350/30オンラインシミュレータ	有田不二男・井上信義・首藤 勝・居原田邦男	664
MOS Trのチャネル特性	河津 哲・安岡晶彦	670
りん拡散によるシリコンの格子欠陥発生	行本善則・中村源四郎	675
高出力モリシックIC	中野隆生・早水弘一・堀場康孝	682

高速スイッチングサイリスタの高周波応用	岡 久雄・飯田隆彦・岩本英雄・石堂道治	692
テレビチューナ用ダイオード	中村邦宏・西面宗男・玉利邦喜	697
リニア IC の最適集積度についての考察	石井 悠	702
《技術講座》		
最近の磁気記憶装置	小野和夫	709
《新製品紹介》		
MISA 溶接専用溶接機・取扱いが簡単な新形はん用油しゃだん器・新形高圧用過電流遮断器・超ミニサイズ新形遮断器		718
《ニュースフラッシュ》		
高圧サイリスタ AC 制御装置完成・限流形避雷器完成・阪神電鉄納め MAU 13 H 形空調装置完成・マレーシア通信省向け衛星通信地上局完成		721
《特許と新案》		
救難用すべり台・冷房機の温度調節装置・半導体装置・半導体集積回路用ダイオードおよびその製造方法		707
《ハイライト》		
産業用大形電子計算機 MELCOM-7000 シリーズの販売開始		

第 6 号 電子計算機特集

《特集論文》		
MELCOM-7000 シリーズ	嶋村和也・坂 和磨	727
MELCOM-83 小形電子計算機システム	大矢 博・渡辺義彦・宮崎光二・本間雅美	741
MELCOM-3100 DAC システム(はん用データ管理システム)	真木世之・市川照久・紙谷和夫	747
旅客予測システム(FOPS)	内堀光正・荒河清仁・若松利昭・宇野孝雄・金谷勇二・金井守司	752
MELCOM-9100/30 研究所システム	清水恒夫・阿部寿夫・阪田勇夫・天野倉亀次	758
MELCOM-9100 マルチアクセスオペレーティングシステム—複数台端末からの技術計算システム—	阪田勇夫・藤間孝雄・片岡信弘・由留部政則	765
小形制御用計算機(MELCOM-9100)とデータロガ(MELDAP-1300)	竜田直紀・松岡宜雄・三浦康宏・深尾忠一郎	772
最近の計算機用記憶装置	小島一男・水上益良・阪尾正義・土屋鍊平・綾田博靖	780
電子計算機用端末機器	竜田直紀・齊藤靖彦・田 隆吉・山崎英蔵・大野陽吉	794
《普通論文》		
中国電力株式会社椋梨川発電所 25,000 kVA 水車発電機および運転制御装置	横山俊文・石見武弘・岡 祐輔・合田啓治	809
日本道路公団東名高速道路納め変電設備集中遠方監視制御装置	島田政代士・山中彪生・津吉信夫・森本博文	817
電子照射による塗膜の硬化	鈴木康弘・上田和宏・永井昭夫・柴山恭一	827
最近の表示線保護遮電装置	高田信治・菅井英介・下迫賀生・西浜 忠	834
ガス温風暖房機(クリーンヒーター)	伊藤利朗・田畠則一・野間口有・柘植 恵	840
《技術講座》		
最近の磁気記憶装置(3)—その制御方式と誤り処理—	小野和夫	844
《新製品紹介》		
VC 600形低圧真空電磁接触器・交流商用電源使用による三菱スピードコントロールモータル -DIAROL(ダイヤロール)-シリーズ		851
《ニュースフラッシュ》		
MELCOM-7000 実演披露会・川崎製鉄水島製鉄所向けホットストリップミル用オートクロップ装置を完成・ IC 化高速度大容量形遠方監視制御装置 (MELDAC-400)		853
《特許と新案》		
自動トースタ・音響機器の音質表示装置・單相直巻電動機の速度制御装置		807
《ハイライト》		
三菱透明形エスペック(規格形透明エスカレータ)		

第7号 配電近代化特集

《特集論文》

配電の自動化システム	芝滝寿宏	859
最近のレギュラネットワーク配電とその機器	梅本隆司・西迫静隆・魚住幸男	863
世界貿易センタビル納めスポットネットワーク受電設備	梅本隆司・片山 明・阿部 智・福田信夫・佐藤洋一	876
過密都市架空配電用機器の技術開発	青木 清・井上俊輔・宇佐見重夫・勝田久登・庄司忠一・岡田正歩・魚住幸男	885
最近の配電用避雷器	永井信夫・但田昭司・三住日出夫	896
LOE形高圧地絡継電装置	天野 恒・松本忠士・原 邦芳	901
PO形乾式計器変圧変流器	光本晃造・小野達男・藤井吉秋	906
スポットネットワーク用 FLK 形限流ヒューズ	岩崎行夫・野田 雄	912

《普通論文》

MK形, SK形制御スイッチ	立石俊夫	919
中部電力高根第一発電所 100,000 kVA/100,000 kW 発電電動機および運転制御装置		
観測船気象レーダ装置	森 与志彦・石井 明・山本潤二	923
半導体 Si 中不純物の放射化分析	御法川秀夫・紙谷栄人・小杉 明	934
新形小容量サイリスタインバータ	高木高志・池田 洋・杉岡八十一	938
表面処理による導波管の低損失化	中原昭次郎・堀切賢治・太田基義・杉浦俊夫	952
周波数安定化ガスレーザ装置	谷口一郎・富島一成・永井治彦	958
鉄損の連続試験装置	土屋英司・鈴木 裕・下井 弘	964
Xバンドガンダイオードと発振器	白幡 潔・小木曾弘司・三木秀三郎・三井 茂・中村泰而	969

《新製品紹介》

977

パネルクーラータイプ変圧器・ステアエース KSS 形エスカレータ・“浮袋式の網干出装置”完成 一のり養殖の革命

《ニュースフラッシュ》

980

110 kW (150 PS) ユニバーサル ED ダイナモーメータ完成・370 kW (500 PS) 15,000 rpm ED ダイナモーメータ (うず電流動力計) 完成

《特許と新案》

917

水銀放電灯・高圧水銀灯・単相誘導電動機の速度制御装置

《ハイライト》 第15回全国優良電設資料展で建設大臣賞を受賞 (三菱 NFU 形永久フェーズ付しゃ断器)

第8号 エレベータ特集

《特集論文》

平常時におけるエレベータ交通のシミュレーションとその応用	新保松夫・藤田 明・寺山佳佑・小池将貴・大西祥子	985
超高速化の進む三菱シンクログライドエレベータ	高村 明・安西伸夫・渡辺英紀	1005
アプローチディテクタ	吉山裕二・野田昌弘・丸橋 敏	1015
高速エレベータの総振動の解析	松倉欣孝・竹下光夫・瀬原田三郎・大富貞行	1020
三菱 ASP-A MARKII 全自動群管理エレベータ	板垣晃平・石鷗 進	1025
新形エレベット	山田春夫	1038
屋外用エレベータ	小林憲太郎・伊藤拓三	1042

《普通論文》

22kVミニクラッド (固体絶縁開閉装置)

22kVミニクラッド (固体絶縁開閉装置)	鶴持 宏・永田秀次・永井信夫・桜井武芳・信崎泰秀・畠田 稔	1051
7300kW 4極かご形回転子三相誘導電動機	富田晴彦・伊瀬知孝・森永恭光	1062
回転曲面に分布する電流による磁界の計算法	野村達衛	1067

ビデオテープレコーダ VT-900	道家昭彦・国井郷志	1074
高温化学反応の実験的研究—メタンからアセチレンの生成—	小村宏次・伊藤利朗	1081
日本万国博覧会における三菱未来館の照明	穴沢喜美男・森本俊一	1086
シルエトロン—日本万国博覧会三菱未来館設置電光映像装置	高田真藏・倉橋浩一郎・池端重樹	1093
日本万国博覧会におけるリコー館のバルーン照明	小川俊也・福島善夫・狩野雅夫・橋本武雄・森本俊一	1098
《新製品紹介》		1105
380mm 携帯用電気丸のこ・航空機用足温器・電動式ゴルフカート発売		
《ニュースフラッシュ》		1107
世界記録品 400kVA 10kHz 立形高周波発電機完成・“日本最大の大出力ガラスレーザ開発”	名大プラズマ研究所に設置・三菱電機	
水車発電機に水冷スラスト採用 (北海道企業局岩尾内発電所約14,500kVA 水車発電機)		
《特許と新案》		1049
時計装置・ワイヤボンドレス半導体素子・ヒューズ筒装着装置・電圧変動表示装置		
《ハイライト》	“三菱住宅設備コア”を開発 《工事の省力化機器のシステム化を図る総合住宅設備ユニット》	

第9号 ガス絶縁変電所特集

《特集論文》		
縮小形ガス絶縁変電所(GIS)の開発と製品化	潮恒郎	1113
関西電力(株)姫路・新生駒変電所におけるガス絶縁変電所の実用化試験		
山本 健・音瀬 熊・森井清二・春木容正・潮恒郎・林 幸平		1119
ガス絶縁変電所用避雷器	鎌田隆好・永井信夫・但田昭司	1127
SF ₆ ガスの絶縁特性	新田東平・山田直也・荒畠吉邦	1133
GISの管理上の諸問題	小飼正二郎・高橋宏次・左申英夫・今瀧満政	1143
ガス絶縁開閉装置耐震強度に関する研究	金谷正和・高橋康英・篠原資直・奥津尚宏	1152
ガス絶縁開閉用 SF ₆ ガスしゃ断器	稻村彰一・松田節之	1156
77/66kV, 110kV ガス絶縁開閉装置	森岡昭二・吉田頼弘・林 幸平	1164
ガス絶縁変電所用変成器	長野光佑・塙見 実	1171
SF ₆ ガスの化学的特性	広岡紘一・土橋 勝・平林庄司・玉越泰彦	1175
ガス絶縁変電所用絶縁物の製造技術	高橋康英・小飼正二郎・太田照雄・坂井竜吉・長野光祐	1183
《普通論文》		
ポリビニルホルマールの分子運動	飯阪捷義・柴山恭一	1195
三菱-BBC 低周波炉による鉄鉱溶解	田中敬一・外山 隆・干場俊昌	1200
H形鋼切断・せん孔プラント用数値装置	中野宜政・石川嘉夫	1208
大阪府立放射線中央研究所納め電子線表面処理装置 (600keV 電子線照射装置)		
吉田俊夫・北川通治・宮下恭一・永井昭夫・上田和宏・広 三寿		1215
試作電子交換機—共通制御方式	前田良雄・石坂充弘・杉山康夫・酒井勝也	1220
試作電子交換機—システムと通話路		
前田良雄・平沢茂一・石坂充弘・杉山康夫・酒井勝也・後藤正彦・甲波賢吉		1230
《技術解説》		
固体表面の研究とその応用	西鷗光昭・小宮啓義・伊吹順章	1237
《新製品紹介》		1249
日よけカバー付き屋外形三相誘導電動機シリーズ完成・三菱ソリッドステートカラーテレビ〈高雄〉2機種・ヒステリシスクラッチブレーキ新発売		
《ニュースフラッシュ》		1253
火力および原子用大容量タービン発電機あついで完成・TAWG 地絡表示線維電器・LAWS 形短絡表示線維電器完成・国鉄通勤車用冷房装置		
《特許と新案》		1193
積算量記録装置・パルス発生装置・積算量記録装置・電動ポンプ装置		
《ハイライト》	“各一般紙に大きな反響の経済性” 三菱全電式ヒートポンポンボ冷暖房・給湯システム	

第10号 溶接機および荷役運搬装置自動化特集

《溶接機特集論文》

溶接技術の進歩	岡田 実	1261
溶接機の進歩	山本利雄	1262
標準半自動アーク溶接機	大間知伸洋・後藤洋治・平松正毅	1266
最近のMIG溶接機	鶴飼 順・鈴 豊造・島田 弥	1274
MISA溶接機	伊野宮 興・鶴飼 順・杉山尚男	1282
数値制御自動アーク溶接装置	杉江法雄・赤枝潤二郎	1288
プラズマ電子ビーム溶接機	上山善司・坂元 正・安永政司・奥村 謙・森 一平	1295
鉄鋼プロセスライン用ウェルダ	馬場利彦・越智紀明・袖野恵嗣・兵頭太郎・奥田滝夫	1302
自動溶接装置	福井三郎・魚森昭義	1310
拡散接合機	大隅 真・清藤晋一郎・鳥取 浩・大峯 恩・君塚 疎	1316

《荷役運搬装置自動化特集論文》

荷役運搬装置自動化の傾向	吉田太郎	1323
自動倉庫システム	佐竹幸雄・中野宣政・伊藤善文	1327
石炭・鉱石ヤードにおけるスタッカ・リクレーマの自動運転	佐竹幸雄・野村 哲	1339
クレーンにおける直流電動機の制御と最近の実例	田中藤重	1347
クレーンにおける交流電動機の制御と最近の実例	原田浩治・吉田勝己・滝沢義知	1352
新シリーズ電気ホイスト	武谷勝次・脇山嘉之	1363
三菱リフティングマグネット	松木素郎	1376

《普通論文》

超短波探傷器FD-160形	河野勝美・長沢音彦	1383
中小容量特高受電における低圧側保護しゃ断器の経済設計	吉田三雄・堀 大成・岩崎行夫・和田宏康	1387
新シリーズダイヤパワーユニット	一瀬一良・泰 弘継・松元一彦	1395
最近の距離離電器	北浦孝一・古谷昭雄・高田信治・前田耕二	1404

《技術解説》

透過式全熱交換器(ロスナイ)の新開発	吉野昌孝	1412
《新製品紹介》		1424

E形コントロールセンタ姉妹品CNFE分電盤完成・新方式の“救命かいろ”を開発 北洋漁業・冬山遭難に対する朗報・省力化と安全性向上を図る“超音波式検出装置”および自動音声通報装置を完成

《ニュースフラッシュ》		1428
-------------	--	------

中小容量サイリスタレオナードシリーズ完成・6.6kVミニクラッド東京電力土橋変電所に納入・高圧サイリスタ制御スイッチを発売

《特許と新案》		1321・1381
---------	--	-----------

第11号 照明特集

《特集論文》

メタルハライドランプの添加物金属の消失	甲斐潤二郎・平野昌彦・渡部勤二・尾形善弘・西山京子	1435
Th増感 $\text{YPO}_4:\text{Ce}$ 蛍光体の光学的特性	栗津健三・武藤勝俊	1439
紫外線けい光ランプ用けい光体	太田重吉・山崎清司・大谷光興	1442
メタルハライドランプ“三菱BOCランプ”的特性改善	竹田俊幸・土橋理博・若林正雄・風間誠	1447
光化学反応用点光源	竹田俊幸・加茂部透・正田勲	1455
海洋照明に関する各種の実験と考察	小堀富次雄・田中民雄・狩野雅夫	1461
空調けい光灯器具の機能分析	勝田高司・石井重行	1466
人工気象室と照明	飯塚宗夫	1472
美浜原子力発電所1号機の照明	金関勇	1478
最近の三菱照明施設例	願念和男	1485

《普通論文》

電気化学用整流装置の進歩	小林凱・大沢喜信・田中潤次郎	1493
アルコア社納めアルミボットライン電源用シリコン整流器	横畠洋志・織井稔・児玉俊英・三谷俊介・笠原清	1502

鹿島電解(株)納め 103.5 MW 450 kA サイリスタレクチフォーマ	小林 凱・大沢喜信・田中潤次郎・佐藤辰夫・児玉俊英…1511
鹿島北共同発電(株)向け 1号 111,765 kVA, 147,059 kVA タービン発電機	甲斐 高・大石紀夫・浜田一義・天笠信正…1520
EL パネルテレビ	伊吹順章・倉橋浩一郎・新居宏王・池端重樹・栗津健三…1334
計算機による布線検査の自動化	小島一男・上野靖彦・渡辺照久・齊藤正宏…1540
熱間圧延ミルにおける自動クロップ装置	小藪俊昭・山崎英蔵・淡野光章…1546

《技術解説》

水中におけるレーザの応用	稻荷 隆彦…1553
《新製品紹介》	1560
新形電磁クラッチ 2種完成・乗車券等自動発売機用テープきん孔装置・定期券印刷発行機を開発	
《ニュースフラッシュ》	1563
原子力第一船「むつ」向け原子炉出力自動制御装置核計装装置の完成・列車ダイヤ自動記録装置の新機種完成	
《特許と新案》	1491
雑音除去回路・やぐら形電気コトツ・周波数測定装置・空間ダイバシティ受信装置	

《ハイライト》	わが国はじめての海中作業基地用照明装置の完成
---------	------------------------

第12号 マイクロ波特集

《特別寄稿》

マイクロ波特集号によせて	岡村 総吾…1569
--------------	------------

《特集論文》

衛星通信におけるマイクロ波技術	尾形陸奥男・陶山昌雄・竹内政和・別段信一…1570
レーダにおけるマイクロ波技術	渡部 優・竹内政和・篠原英男・松田英昭・別段信一…1576
マイクロ波アンテナの動向	喜連川隆・武市吉博・水沢丕雄…1582
ハイブリッドマイクロ波集積回路	近藤輝夫・根本幸昭・堀切賢治・浜中宏一…1592
集束伝送路	武市吉博・竹居敏夫…1587
マイクロ波直接発振素子	藤林肇次・近藤明博・三木秀二郎・三井 茂…1597
20GHz帯FM方式画像伝送装置	立川清兵衛・吉田 宏・山野辺国雄・森田忠男・藤林肇次…1603
公衆通信用カセグレンアンテナ	立川清兵衛・水沢丕雄・香川 哲・高松泰男・田中宏和…1608
ガン発振器を用いたY.A.Cレーダースピードメータ	白幡 潔・中村泰而・迎星信夫・小木曾弘司…1614
Xバンドマイクロストリップラッピング移相器	糀山公男・星野幸太郎・中原昭次郎・紅林秀都司・溝渕哲史…1619
電子レンジにおけるマイクロ波の諸問題	中原昭次郎・小畠哲男・小林協三・田村邦夫…1625

《普通論文》

VC形低圧真空電磁接触器の性能とその応用	丸地謙三・岡戸弘行・長尾良章・松本文雄…1631
分散形列車総合運転制御システム	田村坦之・六藤孝雄・金子弘美…1637
放電加工における適応制御	齊藤長男・小林和彦…1644
限流形避雷器	新田東平・渋谷義一・永井信夫・萩野一夫…1652
静電吸引板の開発	柴山恭一・飯阪捷義…1661

《技術特集》

ポログラフィーの情報産業への応用	安東 滋…1665
《新製品紹介》	1671
航空機用窓温度調節装置・DS型シリコン小信号ダイオード・三菱炭酸ガス半自動アーク溶接機“MEL-AUTO”シリーズ発売	
《ニュースフラッシュ》	1674
無人化エンジン耐久試験用プログラム制御装置・小形軽量 20.5トン 21MVA タービン発電機完成・わが国はじめてガンダイオード利用のレーダースピードメータの製品化に成功	
《特許と新案》	1629
高層建築物用救助避難器具格納投下装置・磁気ディスククリーナ・放電灯用電極物質・複合アンテナ	
《総目次》	1677

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2番3号(三菱電機ビル) (電) 100 (電) 東京(03) 218局2111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) 343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
静岡出張所	静岡市伝馬町16の3番地(明治生命静岡支社)	(電) 420	(電) 静岡 (0542) 54局4681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7番8号(長崎底曳会館)	(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 (011) 261局9111番
仙台営業所	仙台市大町1丁目1番30号(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
岡山営業所	岡山市駅前町1丁目9番地(明治生命館)	(電) 700	(電) 岡山 (0862) 25局5171番
高松営業所	高松市鶴屋町2番1号	(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2番3号(三菱電機ビル)	(電) 100	(電) 東京 (03) 218局2111番
城北家電営業所	東京都文京区大塚3丁目3番1号(新茗渓ビル)	(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
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	静岡市小鹿2丁目1番22号	(電) 420	(電) 静岡 (0542) 85局6141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 (011) 261局9111番
仙台商品営業所	仙台市大町1丁目1番30号(新仙台ビル)	(電) 980	(電) 仙台 (0222) 21局1211番
北陸商品営業所	金沢市小坂町西97番地	(電) 920	(電) 金沢 (0762) 52局1151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
高松商品営業所	高松市鶴屋町2番1号	(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
関東商品営業所	与野市上落合後原842番地	(電) 338	(電) 与野 (0488) 33局3181番
東京機器営業所	東京都千代田区丸の内2丁目2番3号(三菱電機ビル)	(電) 100	(電) 東京 (03) 218局2111番
大阪機器営業所	大阪市北区堂島北町8番地の1	(電) 530	(電) 大阪 (06) 344局1231番
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
生産技術研究所	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) 4371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
稻沢製作所	稻沢市菱町1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	伊丹市瑞原4丁目1番地	(電) 664	(電) 伊丹 (0727) 82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	名古屋市東区矢田町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	静岡市小鹿3丁目18番1号	(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) 6局2111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 (0249) 32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) 尾島 (02765) 2局1111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岡所1番地	(電) 617	(電) 京都西山 (075) 921局4111番
長野工場	長野市大字南長池字村前	(電) 380	(電) 長野 (0262) 27局1101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
札幌営業所	札幌市北2条東12丁目98番地	(電) 060	(電) 札幌 (011) 231局5544番

次号予定

三菱電機技報 Vol. 45 No. 1

昭和45年技術の進歩

- | | |
|--------------|--------------|
| ○研究 | ○電装品 |
| ○発電 | ○電子機器 |
| ○送配電 | ○電子計算機 |
| ○工業プラント用電気設備 | ○計測器 |
| ○工業用電機品(Ⅰ) | ○放射線機器 |
| ○工業用電機品(Ⅱ) | ○電子管および半導体素子 |
| ○ビル用電気設備 | ○照明 |
| ○交通 | ○家庭用電気品 |
| ○船用電機品 | ○材料 |

三菱電機技報編集委員会

委員長	正木茂雄	常任委員	湊武雄
副委員長	神崎遙	"	武藤正
常任委員	石川理一	"	依田功
"	上田重夫	委員	北垣成一
"	宇佐見重夫	"	南日達郎
"	北川和人	"	秦卓也
"	古賀享	"	林昇寿
"	小堀富次雄	"	松元雄藏
"	鈴木正材	"	吉武正彦
"	牧野六彦	"	和田義勝

(以上50音順)

昭和45年12月22日印刷 昭和45年12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2番3号

正木茂雄

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

(郵便番号 162)

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町1丁目12番地

高橋武夫

発行所

東京都千代田区丸の内2丁目2番3号(郵便番号 100)

三菱電機株式会社内 「三菱電機技報社」

(電) (03) 218局2323番

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局0912番 振替東京 20018