

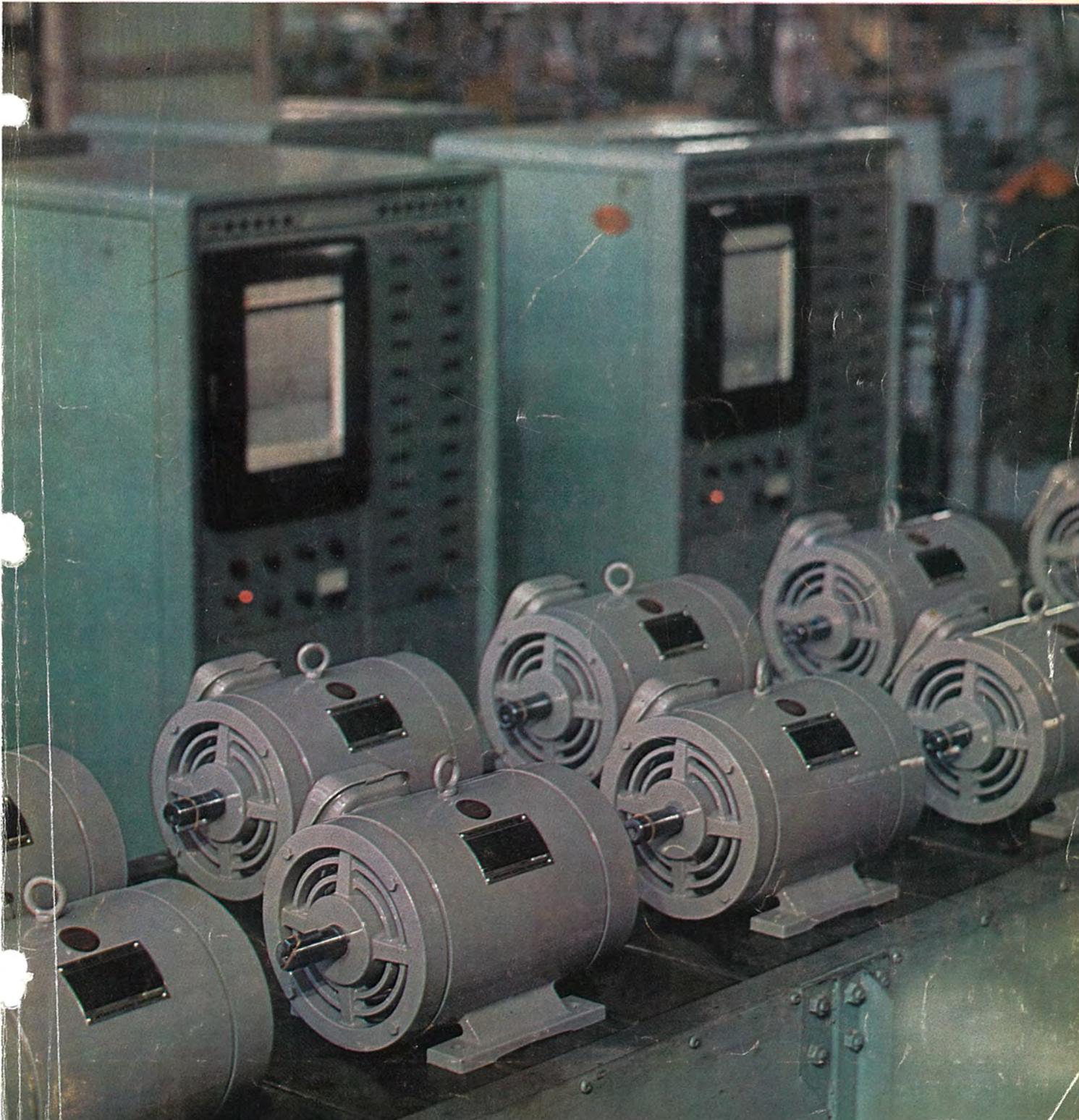
MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vol. 40 June 1966

電動機特集

6

開放形E種電動機



燃焼形MHD発電実験装置

3,000°Kで20時間MHD発電到新記録!

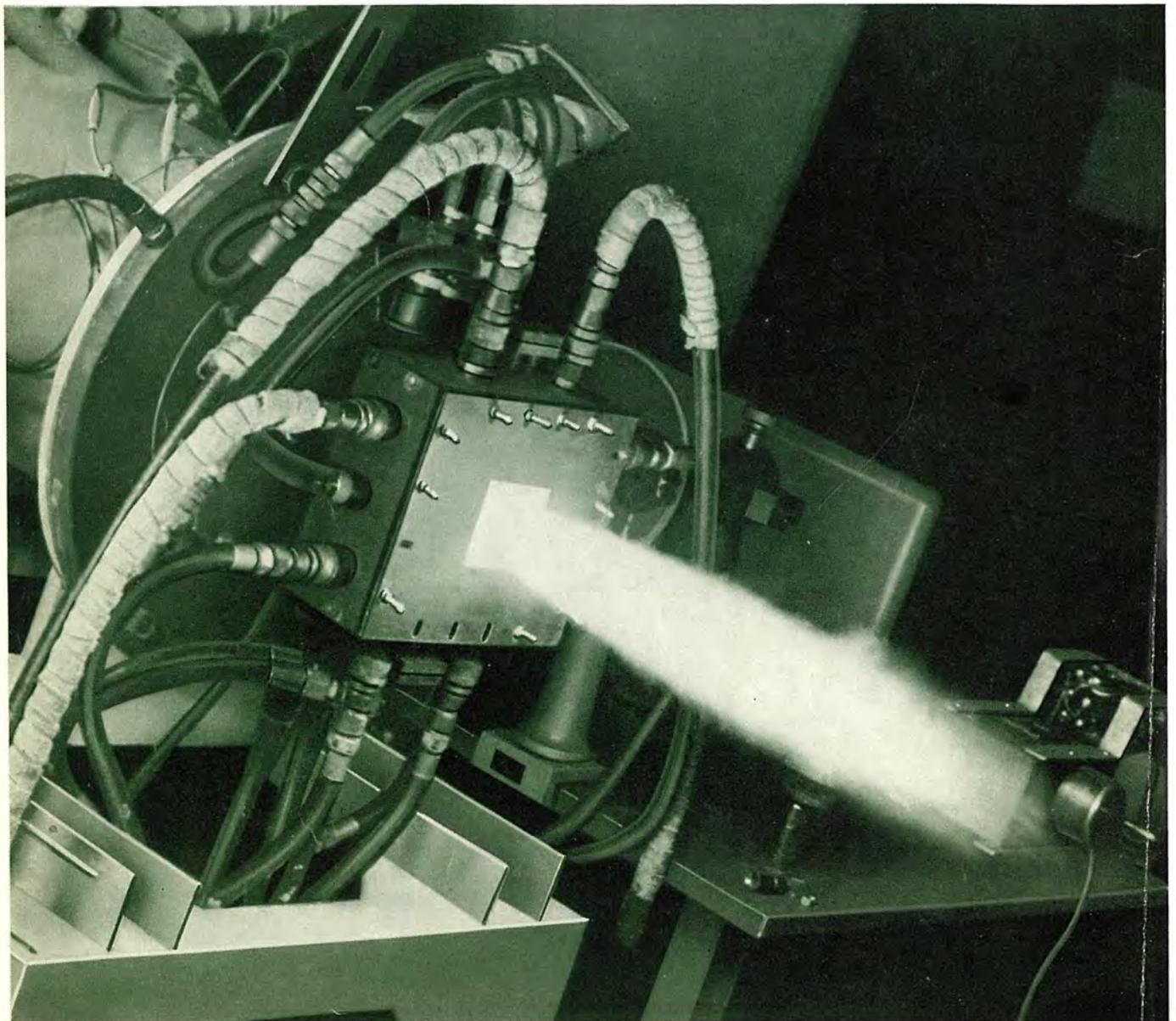
三菱電機では三菱重工、旭ガラス、三菱金属、三菱原子力と共同でMHD発電の研究を行なっている。

写真はMHD発電研究設備の一部である発電ダクト研究装置の動作状態を示したものである。この装置はアセチレンバーナ、水冷燃焼室、試験および測定用のダクトからなり、約1%のカリウムをシードした質量流れ40~65g/s、流速300~700m/s、温度2,400~2,800°Kの燃焼気体を約2時間にわたって発生できるものである。装置の主要部分である試験用ダクトは断面40×40mm、長さ230mmの大きさを有している。ダクトの絶縁体部分は電融マグネシア煉火で構成され、背後から水冷されている。このダクトには各種の試験用電極をそう入できるようになっているが、すでに水冷銅、水冷ステンレス、ジルコニアボライドからなる電極を使用し、その特性を究明している。またダクトには多

数の窓を設け、温度、流速などの測定のほか電極の表面現象の観測も行なえるようになっている。

この装置を用いて高温燃焼気体の温度と導電率との関係、電極近傍の現象、電極の耐火性、高温気体から壁への熱伝達などを詳細に測定した結果、MHD発電の設計のための広範な基礎資料を得ている。

これと並行して、断熱壁からなる燃焼室をもち、3,000°Kの燃焼気体を約20時間にわたって供給できる装置を設備し、マグネシア、トリア、ジルコニアなどの耐火材料の高温における特性を詳細に究明している。その結果特殊な加工を施された電融マグネシアやトリアが、MHD発電用の耐火絶縁材料としてかなりすぐれた特性を有していることを確認している。





電動機特集

目次

《特集論文》

サイクロコンバータ式サイリスタ電動機……………林 邦雄・大野栄一・岸本 健・赤松昌彦・衛藤 護
山下隆三郎… 969

回転ブラシ電動機の諸特性……………近藤博通・飛田敏男… 941

直流電動機の特性とその実際……………高月 一・林 昌宏… 945

IEC 寸法によるE種絶縁防爆形防食形誘導電動機 ……………山本慧実… 951

岐阜市水道部納め三菱高圧水中モートル……………八木 勝・和田義彦・早川隆昭… 956

新形クラッチモートル……………梶谷定之・横山昌弘… 960

三菱中容量E種電動機……………八木 勝・梶谷定之・篠原芳男… 965

新しい誘導電動機の絶縁(ダイアエボキシ絶縁) ……………柴田鉄雄・伊藤昭八郎… 969

低騒音誘導電動機……………新良由幸・甘粕忠男・衛藤 護… 973

全自動遠心分密機用4段速度カゴ形誘導電動機……………新良由幸… 978

ブラシレス同期電動機……………東海林恵二郎… 981

《普通論文》

三菱電機伊丹製作所放射線検査室とその設備……………前田吉郎… 989

200チャンネル波高分析器 ND-1600形……………倉橋浩一郎・大西良一・津田元裕… 996

人工衛星打上げロケットの誘導制御……………三好賢一・田中 稔…1003

大形アンテナサーボにおける風の乱れの影響……………西村昭三…1010

全固体化マイクロ波発生装置……………阿部 修・笹田雅昭・一ノ瀬友次…1018

35 MeV ベータトロン……………田中 修・高倉康一・広 三寿・池田 洋…1025

大電力パルスクライストロン用マッシュ形陰極……………秦 卓也・甲斐潤二郎・小坂橋正康・佐野金治郎…1030

パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題(2)……………喜連川隆・白幡 潔…1035

《電子計算機利用シリーズ》

交流電気機関車の空転再粘着……………入江則公・久山研一…1046

《技術講座》

SCR インバータとその応用(その4) —PWM インバータと多重インバータ— ……………大野栄一・赤松昌彦…1054

《新製品紹介》

オートカラー付きE種モータを系列化・モノレール式トロリバスダクトを開発・三菱植物成長用ケイ光ランプを完成・三菱トランジスタテレビ6P-126形・三菱テレビ19T-480形《ダイナミカ19エース》新発売・三菱テレビ19K-850形《ダイナミカ19コンソール》新発売……………1063

《ニュース・フラッシュ》

メキシコ CFE 向け 400 kV 変圧器・リアリトル・空気シャ断器大量受注・高圧真空シャ断器収納 EV キュービクル閉閉装置完成・MAR-6 無線の N-62 (伊藤忠製軽飛行機) による飛行試験完了・汐浜陸橋(川崎市)にハイウェイ灯を設置・モダンリビングフェア'66 に三菱住宅用照明具出品 —グッドデザイン賞選定器具—……………1069

《特許と新案》

遠方監視制御方式・テレビジョン受信機の自動周波数制御装置・蓄冷枕・押しボタン操作スイッチ・防音変圧器 ……………987

《表紙》

1. 開放形E種電動機

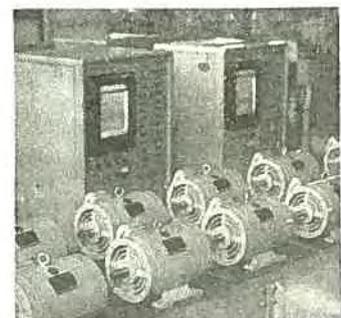
昭和39年将来の標準電動機としてわが国に登場したE種電動機はその後急速に需要が伸び、いよいよE種電動機の時代に入ろうとしている。当社はE種電動機、とくに標準電動機の主体である開放形電動機の開発に力を注ぎ、昭和40年7月他社に先がけ、そのシリーズを完成させた。さらに引き続きその量産体制の整備も進め、現在ではE種電動機の量産工場もでき上っている。

写真は当社開放形E種電動機の量産状況の一部を示すもので、近代の設備、行きとどいた品質管理の下に多量生産されるE種電動機は、そのすぐれた特性と相まって必ずやご利用の皆様にご満足していただけるものと確信している。

2. 燃焼形MHD発電実験装置

3. わが国最初のポータブルレーザ測距装置

4. ダイアエボキシ絶縁





SPECIAL COLLECTION OF MOTORS

CONTENTS

SPECIALLY COLLECTED PAPERS

Cycloconverter Type Thyristor Motors.....	933
Kunio Hayashi • Eiichi Ohno • Takeshi Kishimoto • Masahiko Akamatsu • Mamoru Eto • Ryuzaburō Yamashita	
Characteristics of Rotating Brush Motors.....	941
Hiromichi Kondo • Toshio Tobita	
Features of DC motors and their Practice.....	945
Hajime Takatsuki • Masahiko Hayashi	
Explosion-proof and Corrosion-proof Induction Motors with Class E Insulation Conforming to IEC Demenions.....	951
Satomi Yamamoto	
Mitsubishi High Tension Submersible Pump Motors for Gifu City Water Service Division.....	956
Masaru Yagi • Yoshihiko Wada • Takaaki Hayakawa	
Clutch Motors for Sewing Machines (New Product).....	960
Sadayuki Kajitani • Masahiro Yokoyama	
Mitsubishi Medium Rating Induction Motors With Class E Insulation.....	965
Masaru Yagi • Sadayuki Kajitani • Yoshio Shinohara	
"Dia-Epoxy" Insulation for High Voltage Large Induction Motors.....	969
Tetsuo Shibata • Shohachirō Ito	
Low Noise Induction Motors.....	973
Yukō Shinra • Tadao Amakasu • Mamoru Eto	
Four Speed Squirrel Cage Induction Motors for Fully Automatic Sugar Centrifuges.....	978
Yukō Shinryo	
Brushless Synchronous Motors.....	981
Kejiro Shōji	

TECHNICAL PAPERS

Radiation Inspection Center and Equipment in Mitsubishi Itami Works.....	989
Yoshirō Maeda	
200-channel Pulse Height Analyzers Type ND-1660.....	996
Kōichirō Kurahashi • Ryoichi Ohnishi • Motohiro Tsuda	
Guidance and Control of Satellite Launching Vehicle.....	1003
Kazuyoshi Miyoshi • Minoru Tanaka	
Effect of Wind Gust on a Large Antenna Servo System.....	1010
Syōzō Nishimura	
Solid State Microwave Sources.....	1018
Osamu Abe • Masaaki Sasada • Tomoji Ichinose	
35 MeV Betatron.....	1025
Osamu Tanaka • Kōichi Takakura • Sanju Hiro • Hiroshi Ikeda	
Mush Cathodes for High Power Pulsed Klystrons.....	1030
Takuya Hata • Junjirō Kai • Masayasu Koitabashi • Kinjiro Sano	
Problems on Parametric Amplifiers (2).....	1035
Takashi Kitsuregawa • Kiyoshi Shirahata	

APPLICATION OF COMPUTERS FOR USER-SERIES

Adhesion Characteristics of AC Electric Locomotives.....	1046
Noriaki Irie • Keniichi Hisayama	

TECHNICAL LECTURE

SCR Inverter and It's Applications (4).....	1054
Eiichi Ohno • Masahiko Akamatsu	

NEW PRODUCTS.....	1063
-------------------	------

NEWS FLASH.....	1069
-----------------	------

PATENT AND UTILITY MODEL.....	987
-------------------------------	-----

COVER EXPLANATION

1. Open Type Class E Motors.

Since their debut in 1964 as future standard machines in this country, class E motors have made rapid increase in demand, promising to bring an age of the motors referred to. Mitsubishi has been trying hard in the development of open type motors forming a major feature of the class E products, particularly of the standard ones, until completing their series ahead of other manufacturers. Following this success, the provision of quality production has been made and resulted in the building of a plant for the purpose.

The photograph shows a part of the factory manufacturing the open type class E motors in a massproductive scale, which manifests the latest equipment and thorough quality control under which a good many motors of the kind are turned out to satisfy the purchasers with excellent performance.

2. Experimental Arrangement of Combustion Type MHD Power Generation.

3. Portable Laser Range Finder Completed for The First Time in This Country.

4. Dia-Epoxy Insolation.

UDC 621.326.7

サイクロコンバータ式サイリスタ電動機

林 邦雄・大野栄一・岸本 健・赤松昌彦・衛藤 護・山下隆三郎

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P933～940

直流電動機の整流子をサイリスタスイッチに置きかえ、整流に伴う多くの難点を取り除いた無整流子電動機には、インバータを用いた直流無整流子電動機とサイクロコンバータによる交流無整流子電動機がある。この論文は後者について基本原理を説明し、各種方式を検討したのち、三相および単相の二つの方式について試作装置の概要ならびに実験結果を示したものである。サイクロコンバータ方式では起動時や低速時には交流電源による整流が行なわれてきわめて安定な動作を行なうとともに、高速時には電動機の誘起電圧による転流を生じて、同期速度以上に十〇分達し得ることが確められた。

UDC 621.313.23

回転ブラシ電動機の諸特性

近藤博通・飛田敏男

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P941～944

回転ブラシ機構、すなわち通常の直流機とは逆にブラシが回転してコンミュテータは固定されているものを多相誘導電動機のように速度を制御するためのインバータとして利用することが計画されている。単純化されたモデルがこの装置の理論的解析のために採用され、運転特性が求められた。いくつかの予備の実験が記述されているが、これらは理論を保証し、この装置の可変速度動力源としての実際的な応用性を示した。

UDC 621.313.2-9

直流電動機の特性とその実際

高月 一・林 昌宏

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P945～950

最近の自動化の進歩に伴い回転電気機械のなかで最も歴史の古い直流電動機が見直され、ふたたび一般産業に数多く使用されるようになったので、直流電動機について一般的説明を行ない、あわせて最近の直流電動機の特性とその実情を紹介する。なお直流機でもっとも問題となる整流子とブラシの保守についても説明する。

UDC 621.313.333

IEC寸法によるE種絶縁 防爆形 防食形 誘導電動機

山本慧実

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P951～955

石油化学工場などのように多くの爆発性の腐食性ガスが存在する場所に用いられる防爆形、防食形電動機について、JEM1180すなわちIEC寸法を採用したE種絶縁のものを開発し、今日シリーズ化を完成したのでその概略を述べる。防爆形電動機はJIS0903および労働省安全研究所発行の防爆指針によっており、防食形は今までの経験を生かしあらゆる点に防食性を考慮している。また端子箱は指針に示されたA種用の大形寸法と出力を基準にしてとりあえず採用しているが、そのため過大にすぎるときらいがないでもない。

UDC 621.313.333:621.65

岐阜市水道部納め三菱高圧水中モートル

八木 勝・和田義彦・早川隆昭

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P956～959

水中モートルポンプの利用は、その範囲が拡大され、その出力も次第に増加の傾向にある。当社では、水中モートルの大形化が進むに従い、当然3,000V級の電圧による駆動が要求されることを予期し、すでに数年来、鋭意、その研究につとめ、モデルコイルによる基礎実験を経て、1963年には100kW 4Pの試作機を完成し、寿命試験を実施してきた。このたびの岐阜市水道部の拡充計画には当社での研究成果が認められ、ここに本邦初の3,000V級高圧水中モートルの実用化に成功した。この水中モートルは1964年6月無事営業運転に入り、今日まで全くの無事故で稼働中で〇ある。ここに、その高圧水中モートルの概要を紹介するものである。

UDC 621.313.333:621.838

新形クラッチモートル

梶谷定之・横山昌弘

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P960～964

工業用縫製ミシン用クラッチモートルは三菱電機においては、30余年の歴史と実績をもっているが、今回開発した新形クラッチモートルは、縫製業界の新しい要望を大幅に取り入れると同時に、運転特性などの性能上の問題を理論的に解析し、これに基づいた合理的設計が行なわれた。機能、構造上も各所に最新のアイデアが盛り込まれた。また振動、騒音問題の大きな障害であった単相クラッチモートルの脈動トルクについては、特殊三相巻線方式の開発によって解決し、全面的に大きな進歩がみられ、市場の評価も日増しに高くなっている。

UDC 621.313.333

三菱中容量E種電動機

八木 勝・梶山定之・篠原芳男

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P965～968

昭和39年9月JEM-1180により63～160フレーム迄のE種電動機の規格が制定されわが国でもE種電動機は標準電動機として生産を開始されたのであるが、E種電動機の真価が認められその普及が進むにつれ、現在の160フレーム以下の範囲だけにとどまらず、さらにそれ以上の中容量E種電動機の要望が各方面で増してきた。

ここに紹介する三菱中容量E種電動機はこれ等のご要望に答えるため開発したもので180～315フレーム迄の開放形、全閉外扇形の2、4、6極の低圧E種電動機のシリーズである。〇本文ではこのE種電動機の特長を中心にその概要を紹介したいと思う。

UDC 621.313.333.048:678.643

新しい誘導電動機の絶縁（ダイアエポキシ絶縁）

柴田鉄雄・伊藤昭八郎

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P969～972

定格電圧6600Vまでの誘導電動機の絶縁にダイアエポキシ絶縁を適用し、従来の絶縁に比し、耐熱・耐湿・耐薬品性にすぐれた絶縁を得た。この絶縁方式はマイカとエポキシ樹脂を用い一体にした絶縁組織である。工作方法も開発し巻線全体にダイアエポキシ絶縁層を作ることができる。工場では巻線完成後、固定子を水中に浸せきして試験するなど、画期的な工程を採用している。絶縁性能として、電気的、機械的、熱的および化学的試験などを実施し、過酷な使用条件や環境にあつて、絶縁の信頼性を向上する。この絶縁方式は交流発電機同期電動機の固定子絶縁に〇も適用できる。

74x52 127x76

UDC 621.313.333-758

低騒音誘導電動機

新良由幸・甘粕忠男・衛藤 護

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P973~977

当社では、今までに多数の低騒音電動機を製作納入し、需要家のご要望に答えてきたが、最近、環境衛生、公害問題などから電動機の騒音に対する関心が急速に高まり、今後は低騒音電動機の要求がますますふえるものと思はれる。

低騒音電動機は、その適切な選定を誤れば不心要な設備投資の原因となるので、騒音への関心が高まってきたのを機会に、騒音の基本的性質および低騒音電動機の基本構造を代表的保護方式について紹介し、需要者各位が低騒音電動機の選定される際のご参 〇 考に供する。

UDC 621.317.35

200チャンネル波高分析器 ND-1660形

倉橋浩一郎・大西良一・津田元裕

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P996~1002

マルチチャンネル波高分析器は、放射線計測をはじめとして他の分野においても使用されている。当社においては、先に製作したトランジスタ式の256チャンネル波高分析器を基とし、高級ハン用器として開発した400チャンネル波高分析器と、中級専用器として開発した200チャンネル波高分析器とがある。このうち200チャンネル波高分析器とその付属機器の内容について述べる。

この波高分析器の特長は、1) シリコントランジスタを採用し、信頼度を高めた。2) 小形化に努めた。3) ガンマ線スペクトロメータ測定を主目的とした準専用器である。4) 低 〇 価格である。

UDC 621.313.333.2:621.928.3

全自動遠心分密機用4段速度カゴ形誘導電動機

新良由幸

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P978~980

世界的な砂糖の需要増加と、内外市場に於ける製糖業界の競争激化にそなえて、製糖能力の増大とともに設備の合理化が進められ、とくに先進諸国においては、遠心分密機の運転方式も、従来の手動ないし半自動方式より、全自動運転方式へと移行する形勢にある。

遠心分密機の全自動化によって、製糖能力の増大とともに、砂糖の質の均一さ、人件費、電力料金などの節減を期待できる。

今回、われわれは、全自動遠心分密機駆動用4段速度カゴ形誘導電動機を製作し、満足な結果を得ることができた。

この論文では、その概要 〇 を述べるものである。

UDC 629.19:629.1.05-52

人工衛星打上げロケットの誘導制御

三好一賢・田中 稔

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P1003~1009

人工衛星を所定の軌道にのせるための、大形ロケットの誘導制御の概要について紹介したつぎに制御上、(1)弾性体(Elastic Booster)の制御、(2)レーダ・ノイズ(Radar Noise)とジャイロ・ドリフト(Gyro Drift)による誘導誤差等の問題を取り上げ、その検討結果を述べる。弾性体の制御では補償要素として誘導m型フィルターを用いて良好な結果の得られることが結論できた。また、誘導誤差の問題では、軌道誤差を最小にするために、レーダノイズとロケットの偏位(噴進系、姿勢制御系の誤差)の周波数スペクトラムを考慮して、最適伝達関数(スムージング、 〇 フィルタ)を得た。

UDC 621.313.323

ブラシレス同期電動機

東海林恵二郎

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P981~985

同期電動機は従来高効率、力率が1.0または進み力率で運転できるといふ大きな利点を有するが、その反面直流励磁が必ず必要であるため、スリップリング、刷子が必要で、その保守点検がカゴ形誘導電動機に比較して欠点となっていた。しかし最近の半導体整流器の発達により、初めに同期発電機にブラシレス励磁方式が実用され、今では広く一般に使用されつつある。それに比較して電動機のブラシレス励磁方式は起動の問題があり発動機より実用化が遅れていたが、サイリスタ、ゼナーダイオードなどを採用することによって、この点も解決され、今後は盛んに使 〇 用される見込みである。

当社でもブラシレス同期 〇 電動機の試作が完了したので、その報告とブラシレス同期電動機の特長 〇 や回路方式について記述する。

UDC 621.396.677.8:621-531.4:624.042.4

大形アンテナサーボ系における風の乱れの影響

西村昭三

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P1010~1017

レードームを持たない大形回転可能なアンテナでは、風の乱れによるアンテナ駆動サーボ系の制御誤差を明らかにすることが必要である。この論文はこの問題を解明するために、まづアンテナ駆動サーボ系の基礎的な特性を求め、つぎに外乱トルクによる系の応答特性および風の乱れのバラスベクトルを用いて、一般的な風の乱れによる影響を解析した。この結果レードームを持たない大形アンテナ駆動サーボ系では駆動機構のバックラッシュおよびコンプライアンスがとくに問題であり、これを小さくすることは不可欠であることが明らかになった。なお具体的な例として 〇 商用宇宙通信用アンテナを取上げ、その風の乱れによる影響も考察して 〇 ある。

UDC 620.179.152.006.3

三菱電機伊丹製作所放射線検査室とその設備

前田吉郎

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P989~995

旧来の簡易施設でX線管などの放射線検査を行なうと、放射線安全および作業能率の点で好ましくない点が多かったので、伊丹製作所では、放射線専用の検査室を新設した。設計にあたり検査室として、室の配置、構成ならびに放射線使用施設として、とくに重要な放射線シャヘイの問題について、経済性を含めた考え方、シャヘイ壁や材料、トビラの構造、機構および安全装置について述べ、さらに建家完成後に実測した放射線安全性の確認と法令に基づく管理区域設定について触れている。また操作室、暗室なども含め放射線検査装置とおもな付帯設備についても 〇 も簡単に紹介する。

UDC 621.372.632:621.382.2

全固定化マイクロ波発生装置

阿部 修・笹田雅昭・一ノ瀬友次

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P1018~1024

可変容量ダイオード(バラクタ)を主体とする固体化マイクロ波発生装置の技術、ならびに製品の一部を報告する。従来のクライストロンあるいは板極管に比較して、技術的および経済的にすぐれた点が多いが、電力・効率・安定性・雑音特性・広帯域性などについて、回路の解析ならびに多数の製作経験から帰納的に得られた技術を報告し、回路構成の手法、量産における試験設備も紹介した。なお新技術の分野としてステップレカバリダイオードによる高次テイ倍、テイ倍と変換を同時に行なうテイ倍・混合方式のデータも添えた。(図27, 表1, 参考文献14)

UDC 621.384.6

35MeVベータトロン

田中 修・高倉康一・広 三寿・池田 洋

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P1025~1029

35MeV ベータトロンは、医療用または工業用を目的に建設された。これはさきに建設された30MeV フィールドバイアス形ベータトロンと異なり、電磁石の構造および電気回路が簡単で、問題点が少なく、実用機としてすぐれている。現在好調に運転されており、ラジオグラフィ、X線および電子線照射などの実験に威力を発揮している。最高加速エネルギーは34MeVで、X線出力は30MeVで50 γ /min-cmを得ている。このベータトロン電磁石の構造、磁界特性、放射線および電子軌道の実験について述べる。

UDC 621.314.5:621.314.1

SCRインバータとその応用(その4)

大野栄一・赤松昌彦

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P1054~1062

サイリスタ(SCR)を用いたインバータを電源として使用する場合、電圧制御を行なう方法として、インバータの内部においてサイリスタの導通時間を変化させて電圧制御能力を持たせるのが、PWMインバータとしては好ましい利点がある。またこのPWMインバータを数個用いて電圧制御を行なわせる多重インバータが、大容量装置に適したものと考えられる。以下ではこのように一般の電源装置として重要な意味をもつPWMインバータおよび多重インバータについて説明し、とくに定周波定電圧(CFCV)電源装置への応用例について述べる。

UDC 621.385.62.032

大電力パルスクライストロン用マッシュ形陰極

秦 卓也・甲斐潤二郎・小坂橋正康・佐野金次郎

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P1030~1034

大電力パルスクライストロン用陰極として、マッシュ形陰極を製作面から検討した。多量な炭酸塩が容易かつ完全に充テンできるように、多孔層を40~100メッシュのあらいニッケル粉末を使って粗化した。このような多孔層から作った陰極の特性は多孔層の寸法、焼結条件および炭酸塩の充テン量に大きく影響されたが、これらの因子を適切に制御してやれば非常にすぐれた特性で長寿命の陰極が得られることを確認した。陰極温度890°Cで動作させると、10A/1cm²以上のパルスエミッションが空間電荷制限域で4,000時間以上減少を示さなかった。

UDC 621.318:621.375.001.6

パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題(2)

喜連川 隆・白幡 潔

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P1035~1045

この文は「パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題(1)」三菱電機技報Vol.38, No.5, PP.802~813, 1964の続編である。

まず前回に引続き広帯域化についてさらに研究を行ない、帯域幅の限界について述べた。次に構成法については、信号およびアイドラ共振器の構成例を種々示した。とくに広帯域化を目的とする場合には平衡形がすぐれていることを論じた。冷却増幅器については具体例を示した前回に引続き一般諸問題について述べた。そのほかの問題として、ダイオード、サーキュレータ、ポンプ源などを採り上げ、必要条件な○について論じた。最後に今日まで開発実用化してきた10数種のパラメ○トリック増幅器について略述してある。

UDC 621.335.2.025:625.03.001:681.142

交流電気機関車の空転再粘着

入江則公・久山研一

三菱電機技報 Vol.40・No.6・P1046~1053

交流整流器式電気機関車の動輪が空転を発生したときに、ふたたび粘着状態に戻るか、空転速度が発散するかあるいは一定値に収束するかは、駆動系の電気系時定数、機械系時定数、動摩擦係数のコウ配および速度引張力特性のコウ配の4個の値によって定まることを導き、再粘着状態に復帰するための条件を明らかにした。また空転中の自励振動の発生を防止する条件を導いた。これらの理論には、電子計算機によるシミュレーションおよびED75形機関車を使用した試験によって裏付けを行なった。

サイクロコンバータ式サイリスタ電動機

林 邦雄*・大野 栄一**・岸本 健**
赤松 昌彦**・衛藤 護***・山下隆三郎***

Cycloconverter Type Thyristor Motors

Hokkaidō University

Kunio HAYASHI

Mitsubishi Elec. Corp., Central R. Lab.

Eiichi OHNO・Takeshi KISHIMOTO・Masahiko AKAMATSU

Mitsubishi Elec. Corp., Nagasaki Works

Mamoru ETŌ・Ryuzaburō YAMASHITA

Cycloconverter type commutatorless motors are made to operate directly from the A. C. power supply, having analogous characteristics to ordinary D. C. motors and using the thyristors in place of the commutator. They are switched on or off by signals from a distributor connected to the rotating shaft. Compared with the thyristor motors provided with a DC-AC inverter, this type has a simpler circuit because of no commutating circuit required. In the low speed regions, the commutation of the cycloconverter is made by the electromotive force of A. C. supply, while in the higher regions by that of the motors itself, resulting in reliable operation over a wide speed range. Two kinds of the motors are studied; one is of a three phase voltage type and the other of a single phase current type. Both prove successful operation from standstill to normal speeds.

1. ま え が き

電動機として同期電動機を用い、その回転軸に直結して分配器を置き、サイリスタを電動機の回転位置にあわせて点弧させる無整流子電動機は、従来の直流電動機のもっている制御性のよさを残し、整流子・ブラシを使用しないため電動機の高速度ならびに大容量化を容易にするものとして多くの関心が寄せられている。

無整流子電動機は最も重要な部分である電力変換器によって大別すると、直流を電源としてインバータを用いる直流無整流子電動機と、交流電源から直接サイクロコンバータによって電動機を駆動する交流無整流子電動機とに分けられる。前者についてはすでに多数研究がなされており、種々の文献が発表されている^{(1)~(8)}。

一方、後者については、原理的にはかなり古くから水銀整流器を使用して実験および解析が行なわれているが^{(1), (2)}、サイリスタを使用することにより一段と性能のよいものが期待できる^{(3)~(5)}。

この誌上においては、後者のサイリスタを使用したサイクロコンバータ式無整流子電動機(以下サイクロコンバータ式サイリスタ電動機と呼ぶ)に関して種々の方式を紹介し、そのうちの代表的な回路方式についての実験検討結果を報告する。

2. 基本回路と動作原理

2.1 基本回路

図 2.1 に基本回路を示す。同図 (a) は比較説明のために示した直流無整流子電動機、(b) は交流無整流子電動機(サイクロコンバータ式サイリスタ電動機)である。

いずれの場合もサイリスタによる電力変換部、同期電動機、分配器およびゲート回路から構成されるが、前者では直流を電源とするため電力変換部は、6個のサイリスタによるインバータとなるのに対して、後者では三相交流電源のため18個のサイリスタによるサイクロコンバータとなる。この場合図からわかるように、同じ電動機端子につながる3個のサイリスタが直流無整流子電動機の場合の1個のサイリスタに対応する。

分配器とゲート回路は回転子位置、したがって電動機誘起電圧

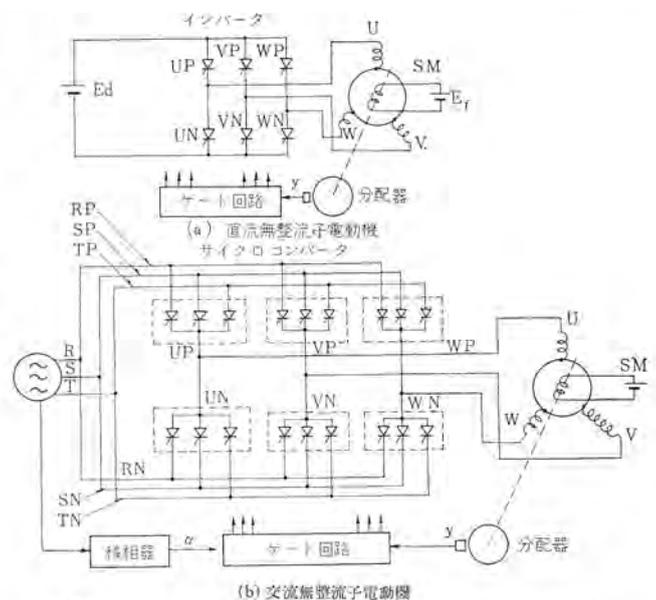


図 2.1 サイリスタ無整流子電動機の基本回路
Fig. 2.1 Basic circuits of thyristor commutatorless motors.

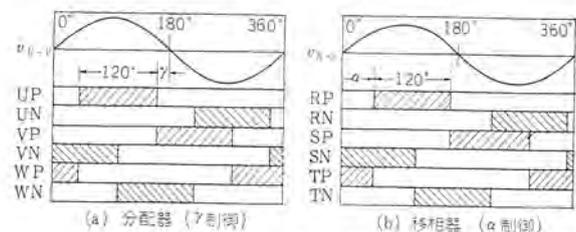


図 2.2 ゲート回路の信号
Fig. 2.2 Signals of gate circuit.

の位相に応じて図 2.2 (a) に示すように、P 群および N 群のサイリスタのうち、おのおの 1 個にゲート信号を送ってこれを導通させることによりトルクを発生させるもので無整流子電動機の制御部に相当する。ここで図示したように UP のゲート信号の終わりと、 $V_{i-p}=0$ の時点との位相進み角 γ は、次節で説明するようにサイ

リスタの転流に関係し重要なものであり、通常分配器と回転子の機械的位置関係により調整できるようにしてある。一般に γ 角が大きいほど転流余裕角が大となるが、力率が低下して無効電流が増加し、好ましくないで、 $30^\circ \sim 45^\circ$ が普通用いられる。この調整をこの論文では γ 制御と呼ぶ。

交流を電源とするサイクロコンバータの場合には、各個のサイリスタにはさらに電源RSTの関係が加わる。すなわち図2.2(b)に示すように、移相器によって整流器の場合と同様、ゲート位相角 α を制御してRSTにつながる3個のサイリスタの中の1個にゲート信号が送られる。この α 制御によって平均電圧は $\cos \alpha$ に比例して変化し、広範囲の速度制御ができる。さらに $\alpha > 90^\circ$ では電力は負となって回生を行なうことができる。サイクロコンバータの場合には、電源が交流のため、少なくとも電源の1サイクルごとにサイリス

タの電流は断たれて、逆電圧がかかるので転流失敗がなく安定な運転ができる特長がある。このような電源電圧による転流を、ここでは電源転流と呼び、これに対して、 γ 制御によって負荷となる電動機の誘起電力を利用する転流を負荷転流と呼ぶ。これはまた、前者を格子転流(Grid Commutation)、後者を陽極転流(Anode Commutation)と呼ぶこともある⁽¹⁾。

以下2.2節では電圧形として、2.3節では電流形としての動作をさらに詳細に説明する。

2.2 電圧形としての動作説明

図2.3は電流の脈動を制限するリアクトルのない場合を、三相全波サイクロコンバータについて示したものである。ここで、回転界磁と機械的に直結された分配器が界磁に対して、位相差 γ だけ進んだ状態にあるとすると、点弧すべきサイリスタの組を示す論理回路出力と、電動機の端子電圧 V_{U-r} との位相関係は図2.4(b),(c)のようになる。今UPの組にあるサイリスタRUPについて考える。サイリスタの点弧位相角 $\alpha=0$ とすると、RUPの点弧期間は論理回路の信号UPの期間において、R相電圧がS、T相より高い期間であり、図のd~eの期間である。したがって、期間a~bおよびb~dはそれぞれサイリスタSUPおよびTUPが導通する。全体としてU相の電流 i_u は、期間a~eだけUPの組から流れる。そして i_u は期間a~cではVN相を期間c~eではWN相を通して電源にもどる。すなわち電動機の電流導通期間は半サイクルにつき 120° である。

次に点弧期間がUPからVPにe点で移る。R相の点弧位相であるから転流を無視すると、e点でサイリスタRVPが点弧するのでRUPには、電動機の端子電圧が逆電圧として図のようにかかる。インパルス式無整流子電動機であれば、以後図の太点線のように電圧が上昇していくのであるが、サイクロコンバータ式の場合は各サイリスタは3相電源と3相電動機端子との間に結合されているので、R相電圧最大の期間を過ぎると、SVPが導通するためRUPの端子電圧は、RS間の線間電圧だけ逆電圧がかかることになる。

すなわち、サイリスタの電圧は直流無整流子電動機の場合にかかる電圧に、三相全波整流時の波形が加わることになるのでインパルスとして転流失敗しても、電源各相の点弧位相の終わりには、電源により転流が行なわれ正常な運転状態にもどることになる。図(d)によると、e点では負荷転流を行なっており、h点では電源転流を行なっていることがわかる。図2.3では回路に直流リアクトルを用いてないので、電源側と電動機側の電圧差はほとんど電動機巻線の漏れインダクタンスにかかるため、端子電圧および電源波形は非常に複雑になるが、図では簡略化して示した。また電動機の電流位相は γ が一定にもかかわらず、負荷条件により変化し、電動機速度トルク特性は直巻特性になってくることは、直流無整流子電動機の電圧長方形波のインパルス場合と同様である。

2.3 電流形としての動作説明

次に直流リアクトルがそう入された定常状態では、リアクトルの全アンペアターンは、一定と考えられる場合について少し詳しく取扱ってみよう。5章の実験結果との対照の便宜さから、単相電源の場合について述べる。図2.5に回路、図2.6に動作説明を示す。論理回路の出力が図2.6(c)のように電動機電圧に対して電流が位相角 γ だけ進んでいるとすると、電動機各相の電流は同図(f)のように転流重なり角を無視すれば、完全に 120° 導通の長方形波となる。電動機誘起電力と電源電圧との差電圧は、同図(e)に示すようにほとんど直流リアクトル $2Ld$ 端にかかることになる

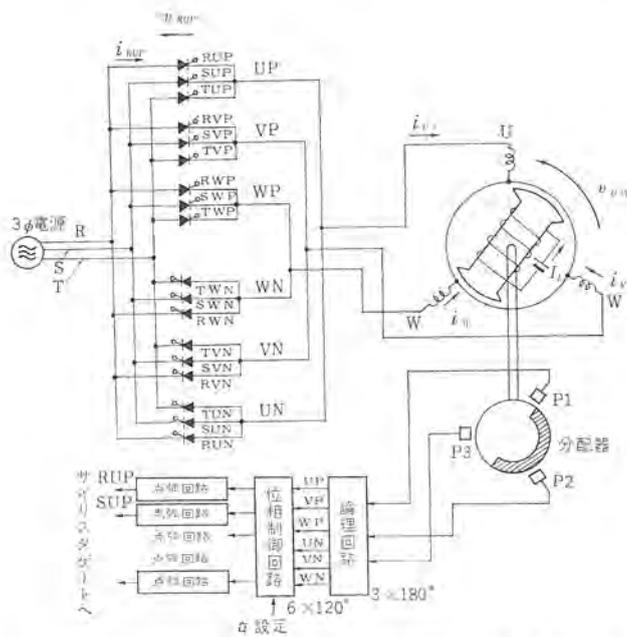


図2.3 三相サイクロコンバータ式サイリスタ電動機結線
Fig. 2.3 Circuit diagram of three phase cycloconverter type thyristor motor.

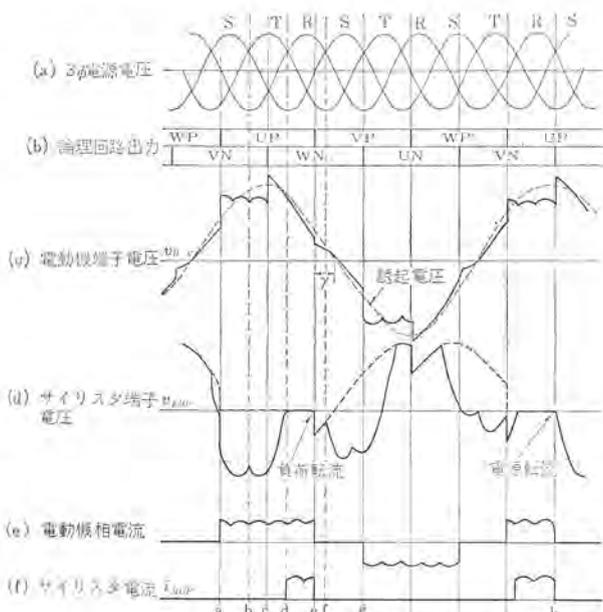


図2.4 図2.3の動作波形
Fig. 2.4 Wave forms for Fig. 2.3.

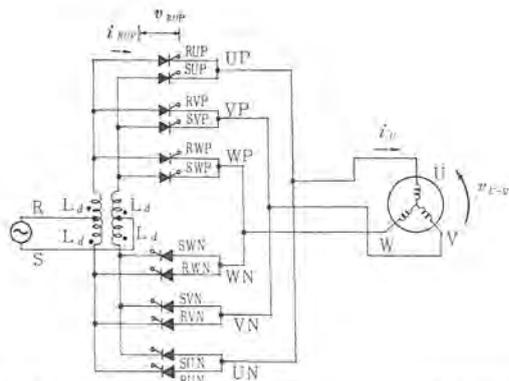


図 2.5 単相サイクロコンバータ式サイリスタ電動機結線
Fig. 2.5 Circuit diagram of single cycloconverter type thyristor motor.

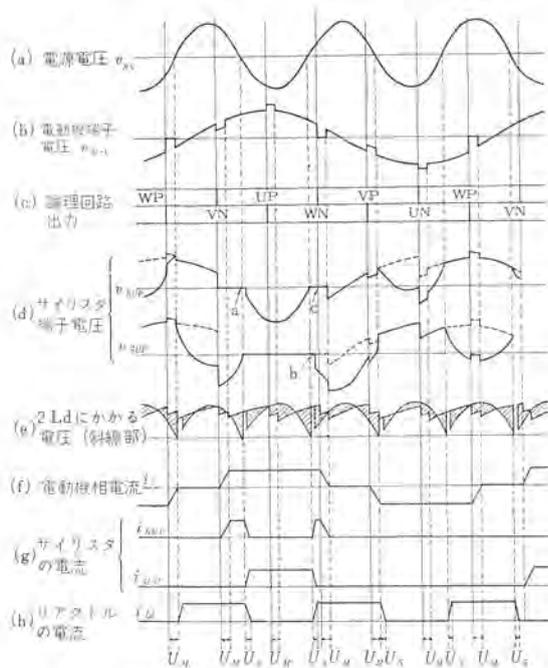


図 2.6 図 2.5 の動作波形
Fig. 2.6 Wave forms for Fig. 2.5.

ので、電動機の端子電圧は、転流期間の でばこを除けばほぼ正弦波になる。UP の組の二つのサイリスタの端子電圧を(d)に示す。図で a 点での転流は電源電流で転流期間は、ほとんど直流リアクトル L_d の漏れインピーダンスにより決まる。b, c 点での転流は負荷転流であり、転流期間は電機子巻線のインダクタンスで決まるもので、図では転流期間をそれぞれ U_s , U_M で表わしている。この場合は電動機の電圧電流の位相差は γ によって決ってしまうので、特性は分巻特性になり、 γ が小さいとき速度変動は非常に小さくなる。速度変動は電動機の転流重なり角が、負荷の増加につれて増えるため、等価的 γ が小さくなり V_m が下がること、巻線のピーダクタンス降下などによる。

前者について簡単に記すと、 V_t , V_m をそれぞれ電源電圧、電動機誘起起電力の実効値(線間電圧)とし、電流が UP から VN 流れる期間の入出力電圧平均値のバランスから P 相では

$$\frac{\sqrt{2} V_t \sin \frac{\pi}{P} \cos \alpha}{\frac{\pi}{P}} \cos \alpha = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_m \cos \left(\gamma - \frac{U_M}{2} \right) \cos \frac{U_M}{2}$$

$$\text{左式から } \therefore V_m = \frac{P \sin \frac{\pi}{P} \cdot \cos \alpha}{3 \cos \left(\gamma - \frac{U_M}{2} \right) \cos \frac{U_M}{2}} V_t \dots \dots \dots (2.1)$$

負荷が増すと U_M が増加するので $\cos \left(\gamma - \frac{U_M}{2} \right) \cos \frac{U_M}{2}$ は増加し、 V_m が減少し回転数が低下することがわかる。

次にサイリスタにかかる最大電圧を考慮すると、図 2.1 または図 2.2 から明かなように、インバータ式直流無整流子電動機の場合は、順方向には電動機端子電圧の最大値、逆方向には同電圧に $\sin \gamma$ を乗じた電圧が最大電圧としてかかることになるが、サイクロコンバータ式ではインバータ式の場合に比べて、電源電圧の最大値が加わるため相当高くなる。なお単相電源から運転する場合 V_t は、 V_m に比べかなり高くなる。

3. 各種方式

3.1 コンバータの方式

交流無整流子電動機の動作原理を、基本回路について 2 章で説明したが、電源、電動機の中性点の有無などに関して図 3.1 に示すような各種方式が存在する。図は 3φ で示したが 1φ の場合も容易に考える。

(a) は 3φ 全波形のサイクロコンバータ基本形であるが、電流制限用リアクトルは転流インダクタンスの一部となるので、あまり大きくするのは望ましくない。

(b) は (a) と異なって、図に示す極性のように各相間に結合をもたせてインダクタンスを入れているので、電流リップルを小さくするとともに、交流的には短絡回路となるので性能がよい。実際上

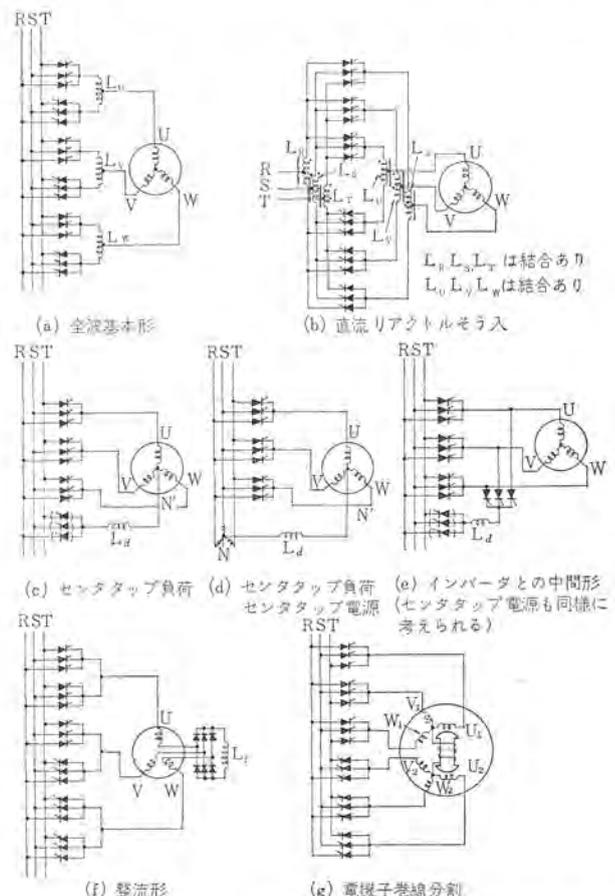


図 3.1 三相サイクロコンバータ式サイリスタ電動機の各種方式
Fig. 3.1 Various types of cycloconverter type thyristor motors.

電源側か電動機側のいずれか一方に入れることになるが、その場合リアクトルの漏れインダクタンスが転流インダクタンスになるので、結合の良いものを使用すべきである。

(e) はインパースとの中間形で、電動機と L_a との中間にある3組のサイリスタは負荷転流しか行なわないので、サイクロコンバータの特長を失うことになる。図の()を付したサイリスタをダイオードに置きかえた場合、回生は不可能となる。ほかの回路の場合も同様である。(c), (d), (f), (g)はともに電動機に中性点を有するとき可能で、サイリスタの数は小さくなるが、(f)を除いては電動機の巻線を半波電流が流れるため、利用率は全波の場合の70%に低下する。ただ、直巻電動機として界磁巻線を主回路と直列に入れ場合便利である。たとえば、(b)の場合では界磁巻線を分割する必要がある。(f)はそのようなめんどろをなくすため、中性点にダイオードを用いてリアクトルを一つにまとめたものであるが、 L_f の電流が整流回路内で循環するので、電動機電流は途切れることがある。

3.2 直巻サイリスタ電動機

以上の回路は分巻電動機としての方式を述べたが、界磁巻線を主回路と直列にそう入することにより、前述の方式はすべて直巻電動機として運転することが可能であり、従来の直流機と同様の特性が得られる。ただし、前述のように(a), (b)など中性点のないものは、界磁巻線を分割巻にせねばならない。直巻の場合の特長は、負荷が増加すると界磁が強まるため転流能力が増し、転流重なり角は負荷電流に無関係にほぼ一定となるので、重負荷時に転流失敗を生じにくくなることである。図3.1(f)の回路方式により行なった実験結果の1例を図3.2に示す。

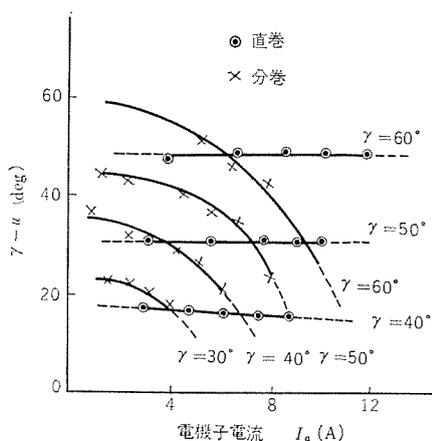


図 3.2 分巻電動機と直巻電動機との転流重なり角の比較
Fig. 3.2 Commutating angles in a shunt thyristor motor and a series thyristor motor.

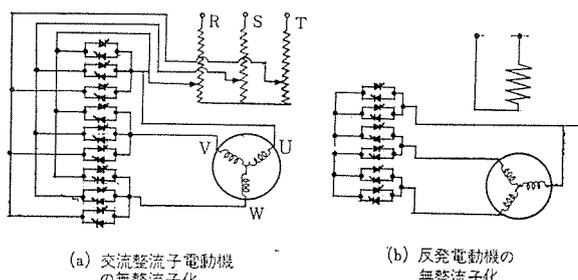


図 3.3 ほかのサイリスタ無整流子電動機
Fig. 3.3 Another types of thyristor commutatorless motors.

3.3 特殊サイリスタ電動機

交流整流子電動機もサイリスタを用いて無整流子化できる。代表的な方式を図3.3に示す。(a)は界磁を交流励磁する方式で、従来の三相交流整流子電動機を無整流子化するものである。図は三相分巻方式のみを示したが、直巻方式、界磁のみ単相にするもの、単相電源を用いるものなど種々の方式が考えられる⁽³⁾。図(b)は従来の反発電動機を無整流子化するものである⁽⁹⁾。そのほか従来の整流子機器は、サイリスタを用いることによりすべて無整流子化できるものと考えられる。

4. 三相全波形サイクロコンバータ式サイリスタ電動機

4.1 装置の概要

北大工学部に納入した実験用装置の概略を、図4.1に示す。この装置は、円筒回転子形回転機の三相全波形サイクロコンバータによる運転を目的としたもので、回転機は回転子の結線を変えることにより、同期機、誘導機のいずれにもできるように考慮している。制御装置は、18個のサイリスタからなるコンバータ、誘導形移相器、回転軸に直結した鉄製カムと発振、停止形の近接スイッチからなる分配器、論理回路、点弧回路および界磁調整回路からなっている。点弧回路には図4.1(b)に示すように変調形ゲート増幅器を用い、広い周波数範囲に対し確実に動作するようにしている。また分配器の近接スイッチは、回転機の円周方向に自由に動かせる構造とし、転流余裕角 γ を運転中にも連続的に変えることができるようにしている。

論理回路は、回転機のU, V, W相につながれているサイリスタ群を図2.2に示すようにそれぞれ120°ずつ導通せしめる120°形サイクロコンバータを得るために用いている。

回転機および、コンバータの概略仕様を下記に示す。

(同期機としての仕様)

三相, 50c/s, 100V, 1kW, 4P, 0.9pF(進み), 円筒形

(誘導機としての仕様)

三相, 50c/s, 100V(1次), 1kW, 4P, 円筒形

(サイクロコンバータ)

三相全波形(図4.1(a), $CR_1 \sim CR_{18}$: 2SF298

L : 5mH

分配器 近接スイッチ形

なお回転部は、最高5,000rpmの連続運転に耐えるように、構

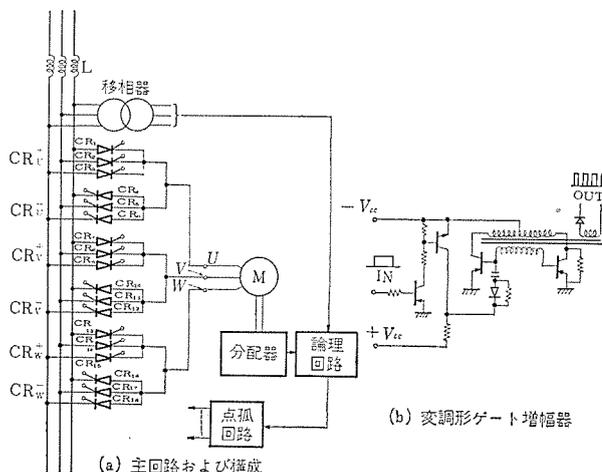


図 4.1 実験用サイクロコンバータ式サイリスタ電動機装置
Fig. 4.1 Diagram of cycloconverter type thyristor motor.

図 4.2 (a) 装置の外観
Fig. 4.2 (a) Photograph of the motor and thyristor controller.

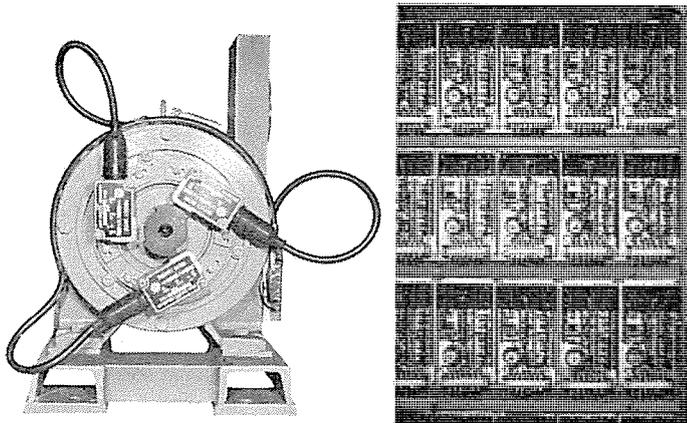
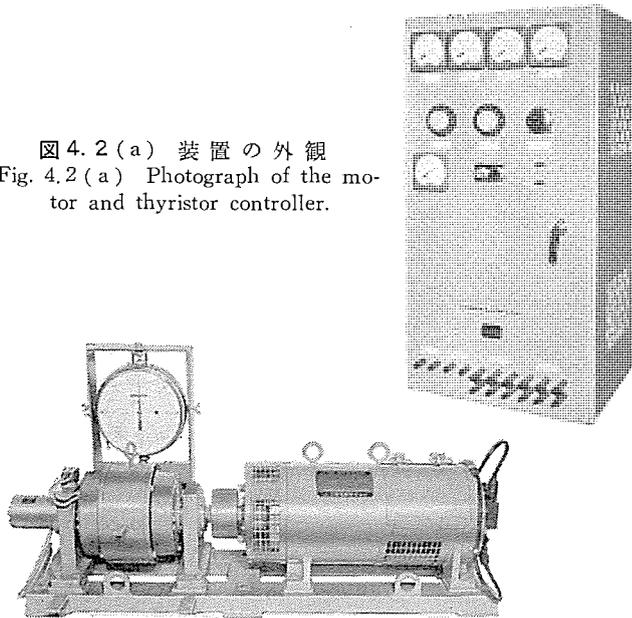


図 4.2 (b) 電動機および分配器
Fig. 4.2 (b) Photograph of a motor and distributors.

図 4.3 サイクロコンバータ・パネル
Fig. 4.3 Panel of cycloconverter.

造上配慮されている。

図 4.2 (a) にこの装置の外観を、(b) に分配器を示す。

図 4.3 は、サイクロコンバータ部のゲート回路および主サイリスタの構成を示す。

4.2 無負荷特性

図 4.4 に界磁電流 I_f を一定とし γ をパラメータとする位相制御角 α と速度との関係を示す。無負荷時では U_M が小さいと考えられ、式 (2.1) から $V_m \propto \cos \alpha$ となるが、図 4.4 はこの傾向を示している。図 4.5 は α 一定とするときの界磁電流と速度との関係を示す。磁気回路を無視すれば近似的に $n \propto 1/I_f$ となる。以上の無負荷特性から電動機は α および I_f を変えることにより、速度制御を広範囲に行なえる。

4.3 負荷特性

図 4.6 に γ を一定に保ち α をパラメータとするトルク速度特性を示している。この方式では直流リアクトルが使われていないので、負荷条件により電動機の力率が広範囲に変わるため、速度変動率がかかり大で分巻特性と直巻特性との中間程度の特性を示している。この方式では直流リアクトルをそう入する電流形にくらべて小形になる。

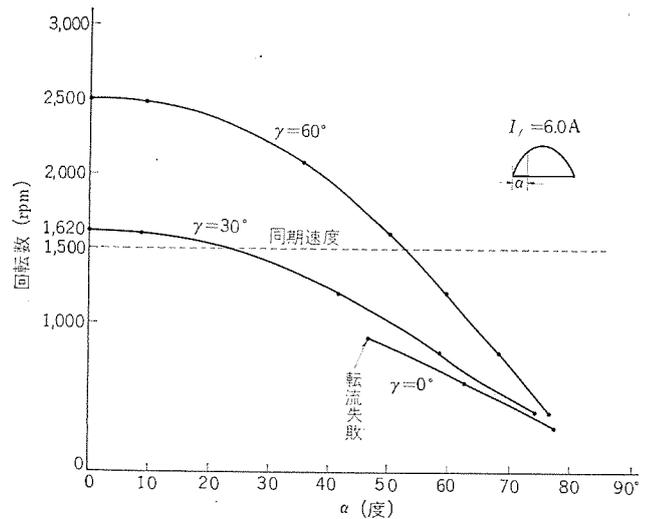


図 4.4 無負荷 α 制御特性
Fig. 4.4 No load characteristics under α control.

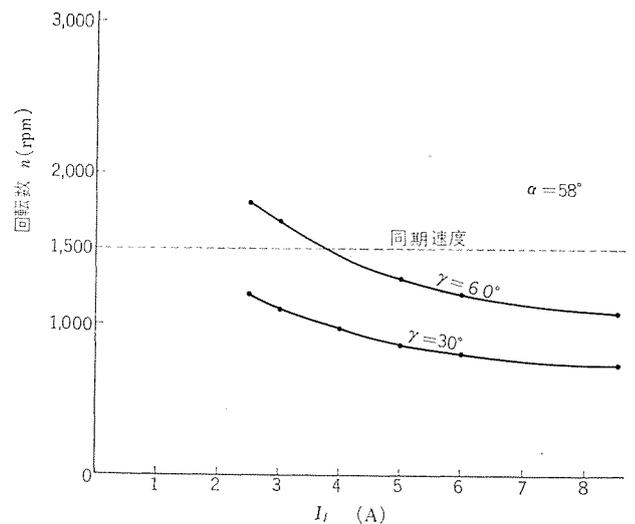


図 4.5 無負荷界磁制御特性
Fig. 4.5 No load characteristics under field control.

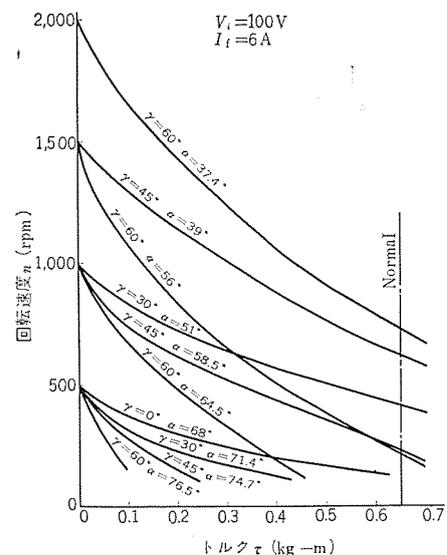


図 4.6 トルク-速度特性
Fig. 4.6 Torque-speed characteristics.

4.4 動作波形

図 4.7 に定常運転中の $\gamma=30^\circ$ における動作波形を示す。図上半は無負荷 $\alpha=10^\circ$ 、下半は全負荷、 $\alpha=58.5^\circ$ のオシログラムを

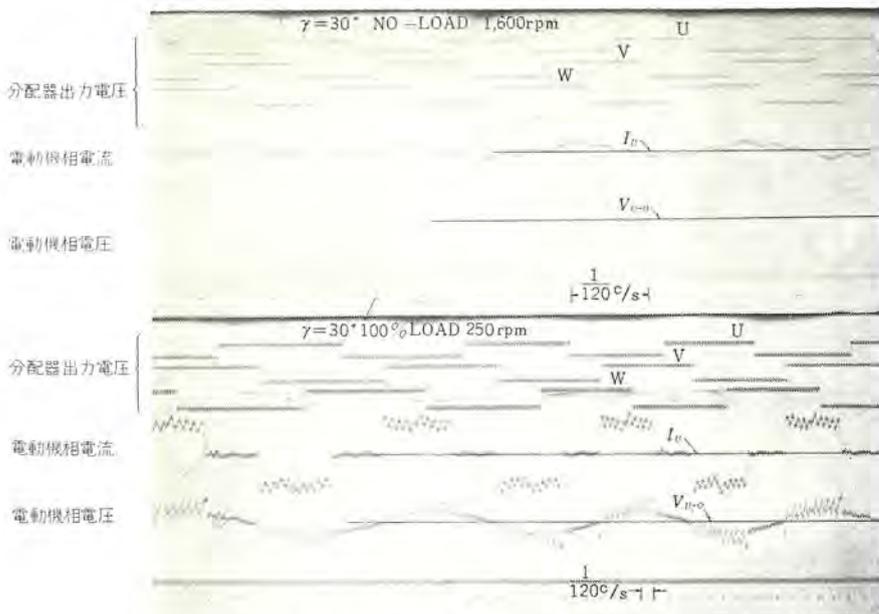


図 4.7 定常時各部波形 (無負荷および全負荷)
Fig. 4.7 Oscillograms in constant speed running.

示す。

以上本文では概略特性を示すにとどめたが、今後北大で行なわ

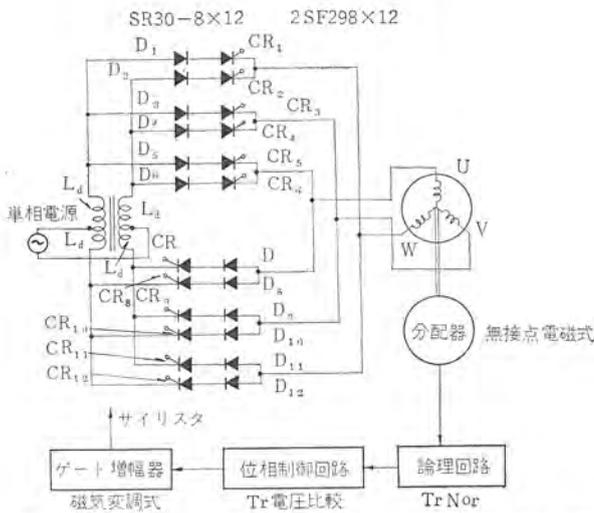


図 5.1 単相サイクロコンバータ式サイリスタ電動機結線
Fig. 5.1 Diagram of a single phase cycloconverter type thyristor motor.

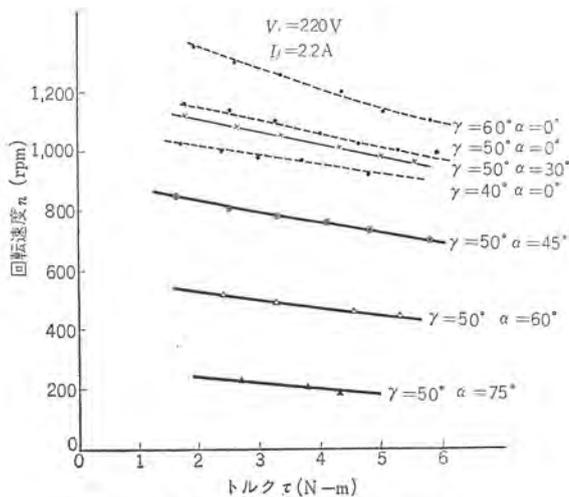


図 5.2 トルク-速度特性
Fig. 5.2 Torque-speed characteristics.

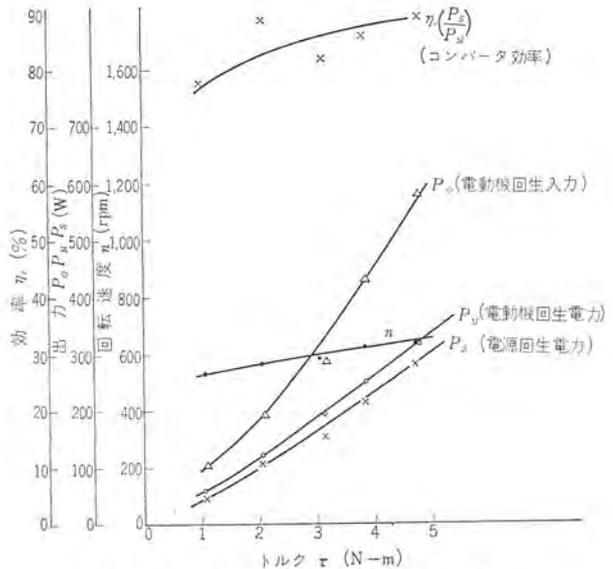


図 5.3 回生時特性 (γ=50°, α=120°)
Fig. 5.3 Regenerating characteristics.

れる種々の実験に注目したい。

5. 単相全波形サイクロコンバータ式サイリスタ電動機

5.1 装置の概要

実験に用いた試作装置の概略結線図を図 5.1 に示す。おもな仕様は下記のとおりである。

同期電動機 (誘導同期電動機)

3φ, 60 c/s, 220 V, 1HP, 4極, 1,800 rpm, 円筒形

サイクロコンバータ: 単相全波形 図 5.1

CR₁~CR₁₂: SF298

D₁~D₁₂: SR30-8

L_d: 0.15H

分配器: 無接点電磁式

単相サイクロコンバータはサイリスタに逆方向により高い電圧がかかるので、サイリスタと直列にダイオードを接続してダイオードに電圧を持たせている。なお論理回路はトランジスタ NOR を主体とするものであり、位相制御回路はトランジスタ電圧比較形を使用し、ゲートアンパとして磁気変調形を使用している。

5.2 定常特性

5.2.1 トルク速度特性

L_s が十分大きく電流が平滑されている電流形においては、相電流は 120° 導通の長方形波交流となり、トルク速度特性はすでに報告した⁽⁶⁾ように、直流無整流子電動機と同様に速度変動の小さい分巻特性となる。図 5.2 の点線は α=0° における γ を変化させるときのトルク速度特性を示す。電動機の端子電圧は式(2.1)から与えられ、P=2, α=0°, V_t=220V のときは

$$V_m = \frac{133}{\cos\left(\gamma - \frac{U_M}{2}\right)} \cos \frac{U_M}{2}$$

となり、γ が大であるほど回転数が大となることがわかる。また速度変動は γ が小さいほど小となる。分巻特性としては、理想的

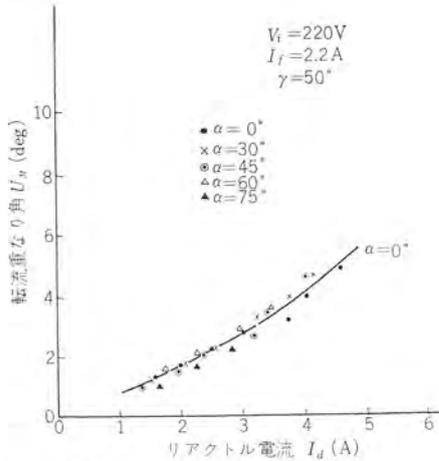


図 5.4 転流重なり角特性
Fig. 5.4 Characteristics of commutating angle.

には $\gamma=0$ が望ましいことは文献⁽⁶⁾ですでに示したが、サイクロコンバータ式では負荷転流を可能にするため α は転流重なり角+サイリスターンオフ角以上必要である。

図 5.2 の実線は $\gamma=50^\circ$ において α を変化させるときのトルク速度特性を示す。 α 制御を行なうことにより $V_m \propto \cos \alpha$ と変化するので高速から超低速にかけて安定に速度制御できる。

5.2.2 回生特性

運転中 L_d の電流が途切れぬようにして、 α を 90° 以上にすると電源電圧の極性が逆になるため回生制動が可能となる。図 5.3 は負荷の直流発電機を電動機として、逆方向に駆動したときの定常状態における回生時特性を示す。

5.2.3 転流重なり角

図 5.4 は L_d の電流 (R. S. 両相の和で直流機としたときの電機子電流に相当) I_d に対する転流重なり角を示す。 α によってあまり差がない。

5.2.4 出力特性

図 5.5 にトルクに対する入出力特性を示す。従来の直流機と同程度の特性が得られ実用性の十分あることを示している。

5.2.5 動作波形

最後に図 5.6 および図 5.7 に $V_i=220V$, $\gamma=50^\circ$ における $\alpha=0^\circ$ および $\alpha=60^\circ$ の定常運転中のオシログラムを示す。

なお、この実験には一般用の円筒形同期電動機を使用したため、誘起起電圧に 20~30% の電圧リップルがあり γ を小さくすることは困難であった。起電力のリップルを除き、ダンパなどを考慮して設計すれば、さらに γ が小さく、高性能が得られるであろう。

5.3 過渡特性

5.3.1 起動

図 5.8 に入力電圧 220V でコンバータの位相制御角を $\alpha=90^\circ$ からステップ状に $\alpha=0^\circ$ に設定したときの起動特性を示す。なお電

サイクロコンバータ式サイリス電動機・林・大野・岸本・赤松・衛藤・山下

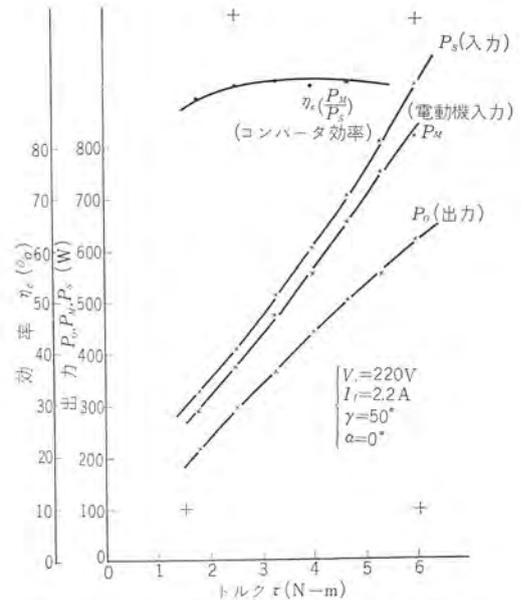


図 5.5 トルク-出力特性およびトルク-効率特性
Fig. 5.5 Output characteristics.

電源電圧 v_{RS}
サイリスタ
ゲート信号 v_{G-RUF}
サイリスタ
端子電圧 v_{RUF}
 v_{RUP}
電動機端子電圧 v_{U-V}
リアクトル電圧 v_{Ld}
電源電流 i_s
サイリスタ電流 i_{RUF}
 i_{RUP}
電動機相電流 i_U

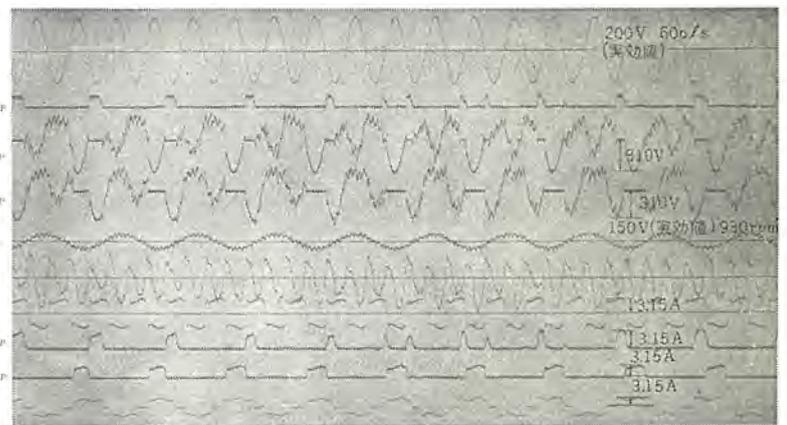


図 5.6 定常時各部波形 ($\alpha=0^\circ$)
Fig. 5.6 Oscillogram in constant speed running.

電源電圧 v_{RS}
サイリスタ
ゲート信号 v_{G-RUF}
サイリスタ
端子電圧 v_{RUF}
 v_{RUP}
電動機端子電圧 v_{U-V}
リアクトル電圧 v_{Ld}
電源電流 i_s
サイリスタ
電流 i_{RUF}
 i_{RUP}
電動機相電流 i_U

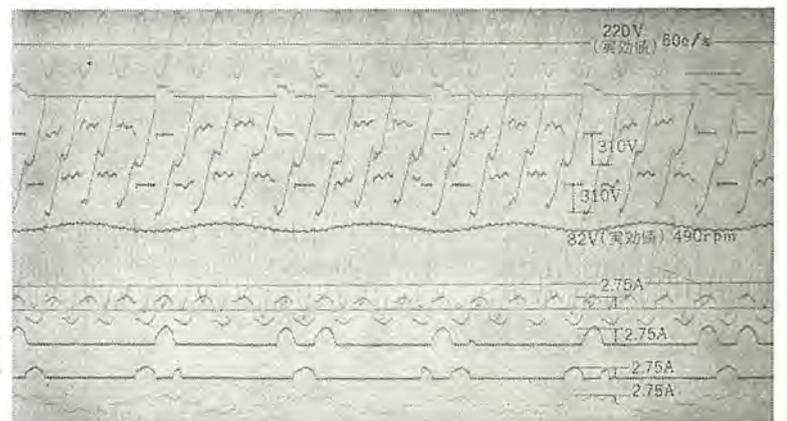


図 5.7 定常時各部波形 ($\alpha=60^\circ$)
Fig. 5.7 Oscillogram in constant speed running ($\alpha=60^\circ$)

流が過大に流れるのを防ぐため、一定電流以上の電流に対して応答するような電流帰還をほどこしている。起動初期においては電流が 60c/s の数サイクル間電源転流も正常にっていないし、図ではわかりにくいを負荷転流も失敗があるにもかかわらず、定常状態では正常にもどっておりサイクロコンバータ式の特長を十分発揮し

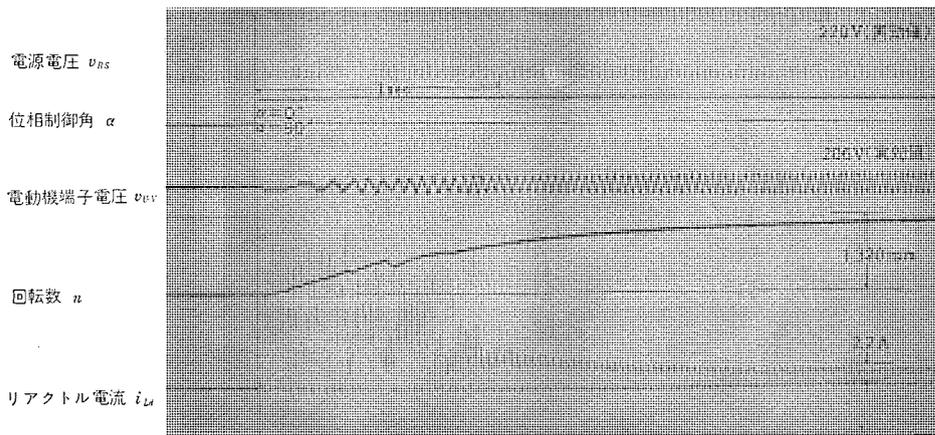


図 5.8 起動時波形
Fig. 5.8 Transient oscillogram in starting.

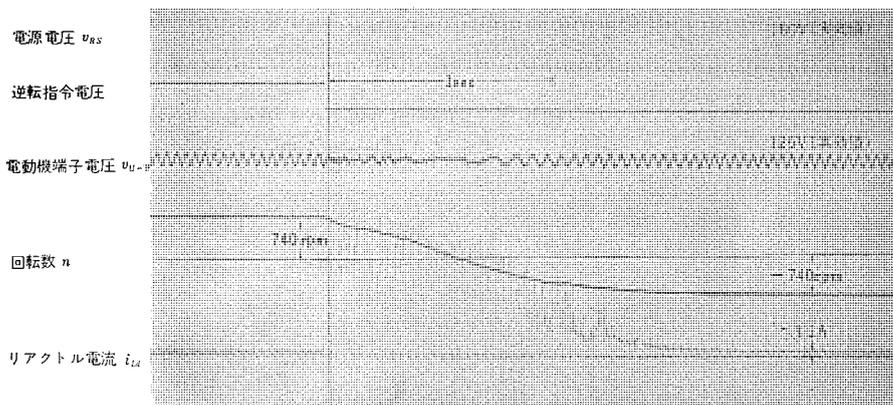


図 5.9 逆転時波形
Fig. 5.9 Transient oscillogram in reversing.

ているといえる。負荷転流のみによる他励式インバータに比べて本質的に安定である。

5.3.2 逆転

図 5.9 に位相制御角は $\alpha=0^\circ$ に設定し論理回路を変更することにより、逆転運転を行なったときの過渡特性を示している。ここでは正転時 $\gamma=30^\circ$ で動作させ逆転しても $\gamma=30^\circ$ となるように論理回路を変更させて逆転を行なっている。

6. む す び

以上サイリスタによるサイクロコンバータ式無整流子電動機について述べてきたが、そのおもな特長を下記に要約する。

- (1) 特別な転流回路を必要としないので回路が比較的簡単になる。
- (2) 分配器位相制御(γ 制御)により回生、逆転が容易である。
- (3) 交流電圧による電源転流が利用できるのが本質的に安定で、起動時や低速運転時にも十分な電流を流し得る。
- (4) 電源に対する点弧位相制御(α 制御)により広範囲の速度制御ができる。最高速度は電源周波数による同期速度以上に

十分達し得ることが確認された。

(5) 3相運転中サイリスタが1個故障しても容量を減らせば単相運転可能である。

(6) 従来直流機の整流子が持っていた制約が除去され、高速大容量機の実現が可能である。

欠点としては、サイリスタの数が比較的多いことや逆電圧のセン頭値が高いためサイリスタ装置のVAが大きくなることがある。しかし転流に関する上記の特長は大きく、今後サイリスタ素子の普及とともに経済的にも従来の直流電動機に代わって実用化されるものと期待される。

最後にこの研究に関して種々ご援助願った北大工学部林研究室の皆様、ならびに社内関係者の方々に感謝する。

(昭 41-4-11 受付)

(付記)

なお、執筆者の一人である北大工学部林邦雄教授が病のため、この研究の途中において逝去されました。ここに生前のご指導に感謝するとともに慎んで哀悼の意を表します。

参 考 文 献

- (1) E. F. W. Alexanderson, A. H. Mittag : The Thyatron Motor, E. E. 53, p. 1517 (1934)
- (2) M. Stöhr : Die Typenleistung Kollektorloser Stromrichter motoren bei verbesserten Motorschaltungen, Archiv für Elektrotechnik 32, No. 11, 12, (1938)
- (3) 林・倉重 : AC SCR 電動機, 昭和 39 連大 581.
- (4) 林・武田・高橋・武田 : 点弧制御による AC SCR Motor の速度調整, 昭 41 連大, 398.
- (5) 林・土谷・高橋 : Series SCR Motors の実験結果, 昭 41 連大, 399.
- (6) 大野・岸本・赤松 : サイリスタ 無整流子電動機, 「三菱電機技報」 39, No. 9, p. 1103 (昭 40)
- (7) 宮入, 常広 : SCR を用いた無整流子電動機の研究, 電学誌 82, p. 1741 (昭 37)
- (8) 佐藤 : 無整流子電動機の研究, 電学誌 84, p. 1249 (昭 39)
- (9) 野中・小野・岡田・平野 : SCR 応用のブラシなし反発電動機, 昭 39 連大, 586.

回転ブラシ電動機の諸特性

近藤 博通*・飛田 敏男*

Characteristics of Rotating Brush Motors

Central Research Laboratory Hiromichi KONDŌ・Toshio TOBITA

Squirrel cage type induction motors have many talking points besides being simple in construction and inexpensive, but the speed control is the only weak point with them. To cope with this disadvantage, many devices are worked out to enable the motors to operate with variable speed. The rotating brush mechanism, in which brushes rotate with the commutator fixed contrary to conventional DC machines, in one of the devices. It is applied as an inverter to control the speed of multi-phase induction motors. A simplified model is used for theoretical analysis of the contrivance to obtain its operating performance. A number of preliminary experiments have been conducted to testify the theory and assure the practicability of this device for a variable speed power source.

1. ま え が き

カゴ形誘導電動機は、安価で構造が簡単であるなど多くの利点を有しているが、速度制御を必要とする場合には可変電圧可変周波数の電源を設置しなければならないので、従来速度を制御するときの動力源にはむしろ高価な直流電動機が用いられることが多かった。しかし直流電動機を使用する場合でも電源電圧はかなり広い範囲にわたって精密に調整することが必要であるから、たとえば電車の速度制御においてみられるようにかなりの重量をもつ制御用抵抗器、スイッチ群を積載することが要求されるなど、いずれにしても電気→機械エネルギー変換系にあって、その回転を自由に制御することは、なかなか困難である。

この論文は直流電動機においてブラシ+コミュテータの系が、その機構がきわめて単純でありながら一種の可変周波数インパタとして動作している事実に着目して、これとカゴ形誘導電動機を組み合わせ、一方電源としては多くとも数段階程度に電圧を粗に変化し得る直流電源を採用し、全体として構造が単純かつ安価な可変速電動機を作る試みについて考察を加えたものである。

2. 概 要

図 2. 1 は以下で扱う装置の構成を示した略図である。図にえられるようにカゴ形電動機の固定子には、直流機の電機子巻線と同じような(誘導機巻線に用いられる極数変換の考えでブラシの回転数と回転子のそれを整数比に保つことも可能である。)巻線が施され空間的に固定したコミュテータと結線される。直流入力スリップリングを経て回転ブラシからコミュテータに伝達される。ブラシは別に設けた制御用電動機の回転軸に固着され、かくして後者の制御用電動機を速度を制御することによってカゴ形電動機の固定子巻線を通る電流の周波数を制御し、結局その出力回転数を制御することができる。直流電動機の場合には、通常ブラシが空間

的に固定されてコミュテータが回転するのであるから、この装置ではこれらの関係が逆になっているわけである。ここではこのように構成された装置を仮に回転ブラシ電動機と名付ける。

上に述べたように、この形式の速度制御においては電動機本体となるカゴ形誘導電動機のほかにブラシを回転させるための制御用電動機を付属させ、出力系の要求にしたがって、その速度を制御することが必要であるから、あまり出力の小さいものには適さない。

しかし出力が数 10 kW 以上のもの場合には、ブラシ回転に要する制御用電動機の容量は 1 kW 前後で足りるので、そこでの電力損失は無視しうる程度となり、十分実用の可能性がある。制御系全体から考えるとき制御電動機は一つの遅れ要素となるが、ブラシ自体の機械的慣性は非常に小さいので、電動機を選択を適切におこなうことによって、その影響を十分小さくとどめることが可能であると考えられる。これらの構成によって、誘導電動機のスベリ、トルク特性を通常の誘導電動機の特長、すなわち同期速度の近傍でスベリの絶対値大なるほどトルクの絶対値も大きくなるような運転の安定性の上から、必要な形に近づけるためには、実は図 2. 2 に示すように正負のブラシの中間点に補助的なブラシを設けて、これらをすべて短絡することが必要である。その意味は次節の理論的な扱いによって自然に明らかとなるであろう。

この装置では回転の方向を逆転させるために主回路の極性を変えることは必要ではなく、単にブラシの回転方向を逆転せしめるだけでよいから、電源極性の切換回路を必要とせず、したがって絶縁のうえにおいても一つの利点を有すると考えられる。

誘導電動機は非凸極機であるから、回転ブラシ機構におけるブラシ火花条件は、通常の直流機におけるよりきびしくなることは容易に想像されるのであるが、コミュテータが静止している点から火花消去用のコンデンサを装着することは可能であり、セグメント数の選択や電流密度の選定を多少和らげることによって、実用性の

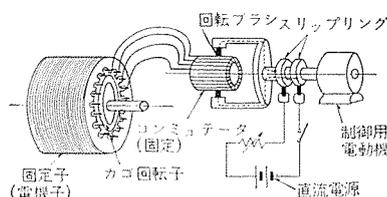


図 2. 1 回転ブラシ電動機
Fig. 2.1 Rotating brush motor.

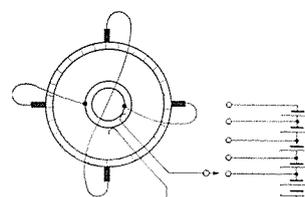


図 2. 2 結線図
Fig. 2.2 Circuit diagram.

ある条件に押えうるものと考えている。

3. 理 論

3.1 モデル

一つの簡単なモデルとして、以下に図 3.1 に示す構成について考える。図において R, ρ はそれぞれ回転子外側表面、固定子内側表面の半径であり、空け長さを δ とすれば

$$\rho - R = \delta \quad (>0) \quad \dots\dots(3.1)$$

である。 V_s は直流電源の電圧、 i_a は入力電流、 i_b は短絡ブラシを流れる電流、 μ は鉄心の透磁率である。回転子および固定子電流は、いずれも鉄心表面の無限に細い部分にシット状に流れ、 z 成分のみを持ってそれぞれ

$$\left. \begin{aligned} j_z &= \alpha e^{i\xi} + \beta e^{-i\xi} \quad (A/m) \quad (r=R) \\ I_z + K_z &= I \sin \xi + K \cos \xi \quad (A/m) \quad (r=\rho) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(3.2)$$

ただし $\xi = \omega t + m\theta$

で与えられるものとする。固定子電流は i_a および i_b のそれぞれ長方形分布の和として与えられるものであるが、計算の簡単のためその基本波のみをとって考察する。 m は誘導電動機の極対数であるが、以下では図 3.1 に示したような最も単純な 2 極配置すなわち $m=1$ の場合のみを考える。 $m \geq 2$ の場合もまったく同様に計算が可能である。いま実際のカゴ形誘導機として全節巻きの 2 層重ね巻きを施した場合 (図 3.2)、について、上記モデルとの最も単純な対応を求めると R および ρ は、それぞれ実際の誘導機の回転子および固定子の表面の半径と一致し、関係式

$$\left. \begin{aligned} i_a &= (4\rho \Delta\theta / n\pi) I \quad (A) \\ i_b &= (4\rho \Delta\theta / n\pi) K \quad (A) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(3.3)$$

が得られる。ただし n は巻線 1 ヶあたりのターン数、 $\Delta\theta$ は固定子の相隣る ヶ間の角である。回転子の電流 j_z は回転子表面における電界 $E_z(r=R)$

$$j_z = \sigma' E_z(r=R) \quad \dots\dots(3.4)$$

によって関係づけられるが、比例係数 σ' は

$$\sigma' = \sigma S / R \Delta\theta \quad \dots\dots(3.5)$$

によって与えられる。ここで σ はカゴ導体の、たとえば鋳込みアルミニウムの導電率、 S はその 1 本 (1 ヶ) の断面積 $\Delta\theta$ は回転子の相隣るの ヶ間の角である。

3.2 基本方程式と電磁界計算

誘導機を同心円筒状に (I) 回転子 $0 < r < R$ 、(II) 空け $R < r < \rho$ 、(III) 固定子 $\rho < r < \infty$ の 3 領域にわけ、それぞれの領域において

$$(I), (III) \quad \text{rot } \mathbf{H} = 0, \text{div } \mathbf{B} = 0, \mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

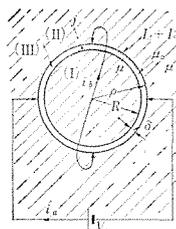


図 3.1 計算のモデル
Fig. 3.1 Model of calculation.

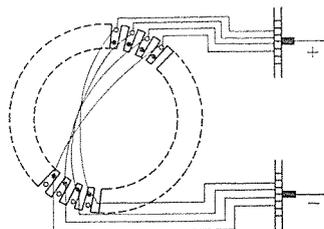


図 3.2 巻線の結線例
Fig. 3.2 Example of connection of windings.

$$(II) \quad \text{rot } \mathbf{H} = 0, \text{div } \mathbf{B} = 0, \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H}$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad \dots\dots(3.6)$$

を

$$A(r) e^{i\xi} + B(r) e^{-i\xi} \quad \dots\dots(3.7)$$

の形に解くことを考える。結果は⁽¹⁾

$$\left. \begin{aligned} (I) \quad & \begin{cases} E_z = -\Omega r (A e^{i\xi} + B e^{-i\xi}) \\ B_r = A e^{i\xi} + B e^{-i\xi} \\ B_\theta = i(A e^{i\xi} - B e^{-i\xi}) \end{cases} \\ (II) \quad & \begin{cases} B_r = (E + F/r^2) e^{i\xi} + (G + H/r^2) e^{-i\xi} \\ B_\theta = i(E - F/r^2) e^{i\xi} - i(G - H/r^2) e^{-i\xi} \end{cases} \\ (III) \quad & \begin{cases} E_z = -(\omega/r) (C e^{i\xi} + D e^{-i\xi}) \\ B_r = (1/r^2) (C e^{i\xi} + D e^{-i\xi}) \\ B_\theta = -(i/r^2) (C e^{i\xi} - D e^{-i\xi}) \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(3.8)$$

と書き表わされる。これらは、いずれも静止系から観測した値であるが、(I)の一番はじめの式だけは静止系から観測した回転子電流が式 (3.2) に従って

$$j_z = \alpha e^{i\xi} + \beta e^{-i\xi} = \sigma' E_z \quad \dots\dots(3.9)$$

と書き表わされるように変形されてある。

未定係数 $A \sim H$ および α, β, I, K を求めるための方程式は、まず各領域の境界条件

$$\left. \begin{aligned} (I) \sim (II) \quad & B_{r(II)}(R) = B_{r(I)}(R) \\ & \left(\frac{1}{\mu_0}\right) B_{\theta(II)}(R) - \left(\frac{1}{\mu}\right) B_{\theta(I)}(R) = j_z \\ (II) \sim (III) \quad & B_{r(III)}(\rho) = B_{r(II)}(\rho) \\ & \left(\frac{1}{\mu_0}\right) B_{\theta(III)}(\rho) - \left(\frac{1}{\mu}\right) B_{\theta(II)}(\rho) = I_z + K_z \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(3.10)$$

と回路方程式

$$\left. \begin{aligned} V_s + \int_{\theta = -\omega t}^{\pi - \omega t} \frac{n l}{\Delta\theta} E_z d\theta &= \eta' I \\ \int_{\theta = -\frac{\pi}{2} - \omega t}^{\frac{\pi}{2} - \omega t} \frac{n l}{\Delta\theta} E_z d\theta &= \eta' K \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots(3.11)$$

および式 (3.9) からなる。上式中 V_s は、直流電源の電圧 l は誘導機の軸方向長さ、 η' は固定子巻線抵抗を表わす定数で、誘導機停止時入力間で測定される直流抵抗を η とすると

$$\eta' = 4\eta\rho \Delta\theta / \eta\pi \quad \dots\dots(3.12)$$

によって与えられる。

3.3 運転特性

以上の計算結果から、図 3.1 に示した回転ブラシ電動機の運転特性はただちに求められる。入力ブラシを経て誘導機にはいる直流入力 W は、

$$W = V_s i_a \quad \dots\dots(3.13)$$

によって与えられるから、これから固定子巻線における抵抗損 L を差し引けば誘導機の実出力トルク T が求められる。すなわち

$$\omega T = W - L \quad (W) \quad \dots\dots(3.14)$$

誘導機回転子の回転角速度は $(\omega - \Omega)$ であるから、 $W - L$ のうち $(\omega - \Omega)/\omega$ が機械的出力となり、残り Ω/ω が回転子中の抵抗損となることは、通常の誘導機におけると同じである。固定子巻線中の抵抗損 L の表式は

$$L = \eta (i_a^2 + i_b^2) \quad (W) \quad \dots\dots(3.15)$$

で与えられる。

さて入力電流 i_a および短絡電流 i_b の表式は、簡単にするため

式(3.6)において

$$\mu \gg \mu_0 \dots\dots\dots(3.16)$$

を仮定することによって

$$\begin{aligned} i_a &= \{1 - a\mu_0\epsilon / (a^2 + b^2)\} (V_s/\eta) \\ i_b &= \{-b\mu_0\epsilon / (a^2 + b^2)\} (V_s/\eta) \end{aligned} \dots\dots\dots(3.17)$$

と求められる。ただし

$$\begin{aligned} \epsilon &= x^2 + y^2 \\ a &= \mu_0\epsilon + 2\rho yR^2/\xi\omega(\rho^2 - R^2)^2 \dots\dots\dots(3.18) \\ b &= -x(1 - y^2)/2\rho\xi\omega \end{aligned}$$

ここで

$$\begin{aligned} x &= -(R^2 + \rho^2)/(\rho^2 - R^2) \\ y &= \sigma'\mu_0R\Omega = \sigma S\mu_0\Omega/\Delta\theta \dots\dots\dots(3.19) \\ \xi &= n^2\pi l/4\rho\eta(\Delta\theta)^2 \end{aligned}$$

である。 ωT について整理すれば、

$$\omega T = \frac{V_s}{\eta}, \quad \frac{\mu_0\epsilon(a - \mu_0\epsilon)}{a^2 + b^2}$$

である。

3.4 固定子巻線抵抗が0の場合の解

式(3.11)において $\eta' = 0$ とおくと、式(3.17)に対応する結果の表式は著しく単純化される。すなわち

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{8S\rho^2R^2\sigma(\Delta\theta)^2}{n^2\pi l\omega\Delta\theta} V_s \frac{\Omega}{\mu_0(K^2 - \rho^2)^2 \left(\frac{\sigma S\Omega}{\Delta\theta}\right)^2 + (R^2 + \rho^2)^2} \\ i_b &= \frac{2(\Delta\theta)^2(R^2 + \rho^2)}{n^2\pi l\mu_0(\rho^2 - R^2)} V_s \frac{\mu_0^2(R^2 - \rho^2)^2 \left(\frac{\sigma S\Omega}{\Delta\theta}\right)^2 + (R^2 - \rho^2)^2}{\mu_0^2(R^2 - \rho^2)^2 \left(\frac{\sigma S\Omega}{\Delta\theta}\right)^2 + (R^2 + \rho^2)^2} \end{aligned} \dots\dots\dots(3.20)$$

が得られる。この場合には、式(3.14)において $L = 0$ であるから、トルクに関して簡単な関係式

$$T \approx (1/\omega^2) f(\Omega) V_s^2 \dots\dots\dots(3.21)$$

が導かれる。ただし $f(\Omega)$ は、式(3.20)上のほうの式の右辺最後の分数に相当し、電動機構造と回転子巻線定数が同じならばスベリ周波数のみの関数である。上式の導出はもちろん、鉄心の飽和の効果を含めていないので、実際にはトルクの値は ω の低い所で式(3.21)に与えられるよりもかなり低くなることは容易に想像される。

3.5 通常の誘導機の変速運転の場合

以上に求めた回転ブラシ電動機の理論特性が、通常の2あるいは3相の誘導電動機を可変周波数電源で運転する場合と比較するために、ここでは3.1節にあげたと同じようなモデルを使って2相誘導機についての運転特性を算出したい。2相機を使うのは、計算の簡単のためであるが、得られる結果は3相機と本質的な相違はない。各相の電流をそれぞれ

$$i_1 = i_p \sin \omega t, \quad i_2 = i_p \cos \omega t \dots\dots\dots(3.22)$$

また各相の巻線は、全節巻で第1相は $-45^\circ < \theta < 45^\circ$ および $135^\circ < \theta < 225^\circ$ に、第2相は $45^\circ < \theta < 135^\circ$ および $225^\circ < \theta < 315^\circ$ に巻かれてあるものとする。固定子電流密度は基本波成分のみを考えて

$$\begin{aligned} I \sin \xi \quad \text{ただし} \quad I &= (n\pi/2\sqrt{2}\Delta\theta\rho) i_p \\ \xi &= \omega t + \theta \dots\dots\dots(3.23) \end{aligned}$$

によって与えられる。ここでも先と同様、2極配位について考えている。回転子に関する式(3.2)の上の式と式(3.4)、(3.5)および電磁界の解式(3.8)はそのまま成り立つ。接続の条件式(3.10)

は $I_2 + K_2 \rightarrow I \sin \xi$ とおきかえ、一方回路方程式は、

$$V_{sp} \sin(\omega t + \varphi) + \int_{-\pi/4}^{\pi/4} \frac{n l}{\Delta\theta} E_z d\theta = \eta'' i_p \sin \omega t \dots\dots\dots(3.24)$$

で与えられる。ただし η'' は、ここでは固定子の1相巻線の抵抗を示すことにする。前述した回転ブラシ電動機のモデルと同じ巻線と使用同じ毎ミツ巻数としたときには

$$\eta'' = 2\eta \dots\dots\dots(3.25)$$

が成り立つ。

これらの関係式から、ふたたび $\mu \gg \mu_0$ を仮定して計算すると、

$$\begin{aligned} \omega T &= 2(V_{sp}/\sqrt{2})(i_p/\sqrt{2}) \cos \varphi - 2\eta''(i_p/\sqrt{2})^2 \\ &= \{4\mu_0^2\omega n^2 l \pi \sigma S \rho^2 R^2 \Omega / (\Delta\theta)^2\} V_{sp}^2 - \mu_0^2 \left(\frac{\omega n^2 l \pi}{(\Delta\theta)^2}\right)^2 \\ &\quad \{(\rho^2 + R^2)^2 + (\rho^2 - R^2)^2 (\mu_0 \sigma S \Omega / \Delta\theta)^2\} \\ &\quad + 8\mu_0^2 \left(\frac{\omega n^2 l \pi}{(\Delta\theta)^2}\right) \eta'' \sigma S \Omega \rho^2 R^2 / \Delta\theta \\ &\quad + (\eta'')^2 \{(\rho^2 - R^2)^2 + (\rho^2 + R^2)^2 (\mu_0 \sigma S \Omega / \Delta\theta)^2\} \end{aligned} \dots\dots\dots(3.26)$$

が得られる。この結果は、回転ブラシ電動機の場合の解式(3.17)とは著しく相違しているが、 $\eta'' = 0$ の場合には

$$T = \frac{4S\rho^2R^2\sigma(\Delta\theta)^2}{n^2\pi l\omega\Delta\theta} V_{sp}^2 \frac{\Omega}{\mu_0^2(\rho^2 - R^2)^2 \left(\frac{\sigma S\Omega}{\Delta\theta}\right)^2 + (\rho^2 + R^2)^2} \dots\dots\dots(3.27)$$

となり、 V_{sp} の代わりに実効値 V_{se} を用いて書き表わせれば、 $V_{sp}^2 = 2V_{se}^2$ であるから、式(3.27)は $V_s = V_{se}$ とおくことによって上式とまったく合致する。

4. 数値計算例

前節で導いた運転特性式(3.17)および式(3.26)はかなり複雑であるから、ここでは一つの数値例について検討を加えることにする。いま

$$\begin{aligned} R \approx \rho &= 0.05, & \rho - R &= 0.3 \times 10^{-3} \\ \Delta\theta &= 2\pi/36, & \Delta\theta &= 2\pi/44 \\ n &= 60, & l &= 0.048 \\ \sigma &= 0.38 \times 10^8, & & \text{(アルミニウムの場合)} \end{aligned}$$

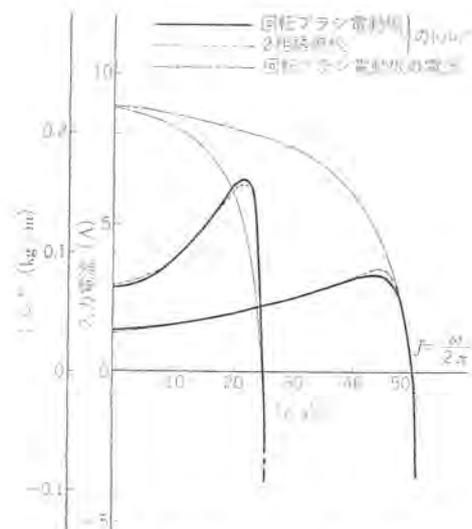


図4.1 運転特性の計算例
Fig. 4.1 Calculated operation characteristics.

$$S=2.6 \times 10^{-5}, \quad \eta=10(\Omega)$$

$$V_s = V_{se} = 100(V)$$

を仮定して ω をパラメータとして、式 (3.17), (3.26) を計算すると図 4.1 に示す結果が得られる。図中実線は回転ブラシ電動機の場合であり、点線がこれと等価な誘導機を可変周波数電源で駆動した場合である。また一点鎖線で示したのは回転ブラシ電動機の入力電流 i_a をプロットしたものである。いずれの場合も電源電圧は 100V(実効値)としているが、式 (3.17) あるいは式 (3.26) に見られるとおり、機械出力は単純に電源電圧の 2 乗に比例するので図の結果をほかの電圧値の場合に換算するのは容易である。

図 4.1 の結果は一次巻線抵抗が、ここで考えた程度の大きさの鉄心と巻数を使った電動機として、通常市販されているものに比べて、かなり高いような場合においても回転ブラシ電動機と誘導電動機との運転特性が、その最終結果の解析表示の相違にもかかわらず良く一致する事実を示している。

図中入力電流 i_a が負となる領域は、回生制動がかけられることを示しているが、有効な回生制動がかけられる範囲は通常の誘導機におけるとほぼ同じであり、その範囲外では逆に電源から減速のための動力が供給される。

5. 実験例

以上の理論的結果の実験的な検討と回転ブラシにおける火花の発生状況を観察するため、小形の試験機を試作し予備的な測定をおこなった。試験機はハン用 AC 220V の 3 相 750 W 4 極誘導機を改造したもので、回転子はそのまゝ使用した。一次巻線は短節巻の多相 2 極巻に変更し、コンミュテータセグメント数は、固定子ミジ数と同じ 36 に選んだ。大略の構造寸法は、一次巻線抵抗を少し高く選んだほかは前節の数値例に示したと同じである。

図 5.1 は、試作電動機を 250V の直流電源に接続して運転した場合の特性を示す実験結果の一例であるが、ブラシ回転速度が高く鉄心の飽和が少ない範囲では、理論式 (3.17) とかなり広く合致するのが認められる。点線で示したのは一つのブラシ回転

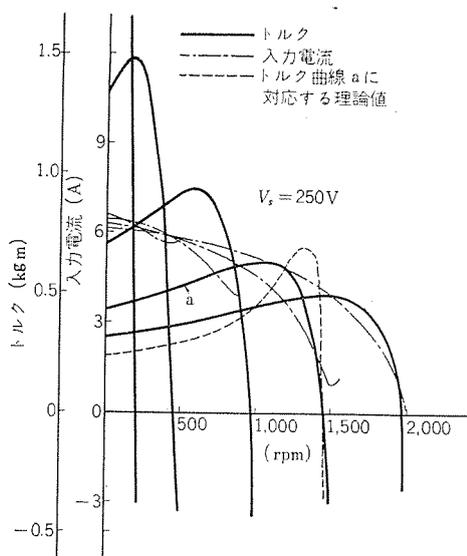


図 5.1 試作機 の 特性
Fig. 5.1 Observed characteristics of a test machine.

速度に関する理論値をプロットしたものである。

ブラシ火花は、同程度の容量の交流整流子機においてみられるくらいの強さで発生するのが観測されたが、コンミュテータセグメント間に数 $\sim 10\mu\text{F}$ 程度の低圧コンデンサをそう入することによって、かなり軽減することが可能である。もっとも試作機においてはセグメント数がまだかなり少なく、また 1 ミジあたりの巻数が相当多いので、これらに検討改良を加えることによって、火花の抑制を計る可能性はまだ残されている。この場合コンミュテータは静止固定されているので、セグメント間に火花抑止用コンデンサを入れることは通常の直流機と違ってきわめて容易である。

6. 電圧制御

鉄心の飽和の影響を除き、かなり広い範囲の速度制御をおこなうためには、ブラシの回転速度の変化と同時に電源電圧をある程度変化させることが必要であるが、ほかの一つの便法として、入力ブラシの間隔を機械的に変化させる方法も考えられる。すなわち、図 6.1 に示すように正負のブラシ間角度 θ を変化させ、それと同時に、短絡ブラシはやはり正負のブラシの中点にとどまるように調整する方法である。ただし通常の巻線では、ブラシ間隔が不均一となるにつれて巻線の一部は短節巻、ほかは長節巻を施したことになるので、これを嫌う場合には図 6.1 に示すような一次巻線を使用することも可能である。また正負の極に対応して力のかかり方が不平衡となるので、4 極以上の電動機に適用するのが好ましいと考えられる。

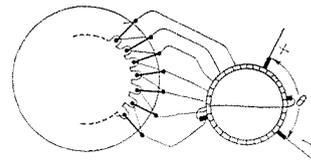


図 6.1 電圧制御の一方方法
Fig. 6.1 A method of voltage control.

7. むすび

ブラシ-コンミュテータ系の保守上のやっかいを除けば、回転ブラシ電動機は速度制御のきく動力源として、制御系まで含めた全体として軽量、小形かつ安価な方法を提供する。とくに複雑な電子回路を必要とする制御系が、すべて低レベルの制御用電動機の回路にのみ含まれる結果、主電力回路はきわめて単純化され、たとえば前節に案として述べた方法によって、電源電圧の必要な変化が得られるようになれば、一定電圧の直流電源の供給しか期待されないような直流電車または船舶あるいはバッテリーなどの用途に対して一つの有利な特長を有するものと考えられる。

本文中に述べたとおり、コンミュテータセグメントは、電機子巻線と単に電氣的結線のみで結合しており、通常の直流機におけるように、回転子と機械的に直結していなければならないという必要はないので電動機と少し離れた位置に装置して保守の便利を計ることは可能である。

参考文献

- (1) 近藤, 利岡: 電気学会誌, 84, 905. p. 123.

直流電動機の特性とその実際

高月 一*・林 昌宏*

Features of DC motors and their Practice

Kōbe Works Hajime TAKATSUKI・Masahiro HAYASHI

DC motors have features of better speed control than other type of motors, being fit for use in the fields where continuous and wide ranges of speed change are required. Motor application in the latest industries demands higher speeds and larger capacities together with automatic controls. This is the reason that DC machines are coming in the lime light again. Modernized DC motors, like induction motors of general use, are now standardized according to their applications. For special limited uses they are further arranged in a series in production. The basic features of the DC machines consist in a characteristic of the wide range of speed. When the automatic control of severe nature comes in requisition, transient characteristics are apt to pose problems.

1. ま え が き

直流電動機はその速度制御性がほかの電動機よりもすぐれているので、電動機の回転速度を自由に広い範囲で連続的に変える必要のある分野に使われることが多い。

最近の電動機応用設備は従来よりも高速大容量となり設備能力を高める方向にあり、しかも自動制御方式を導入してその高速大容量化の真価を発揮するようになってきた。直流電動機を使えばその自由な速度特性を自動的に制御し、早くて確実な運転を行なうことができる。

近代化された直流電動機は、一般用の誘導電動機と同じように各種の用途に適するように標準化されるとともに、特殊な限定された用途に対しても系列化が進んでいるが直流電動機の基本的な特性はその広い速度特性であって、自動制御をうけるときには過渡的な特性も問題となる。

本文は各種の用途に対する直流電動機の基本的な特性とその実際の値とを紹介し、あわせて保守上の注意事項について説明したものである。

2. 最近の直流電動機の特長

電動機全般の傾向として小形軽量化が直流電動機に対しても要求され、絶縁材料・設計技術・工作方法の進歩により、電動機の温度上昇限度を高くしてこの要求にこたえ、しかも寿命を確保するように電動機製造業者が努力している。また自動制御がすすむにつれて、電動機の慣性 (GD^2) を小さくすることも要求され、この面からも小形化がとくに注目されているが、 GD^2 を小さくすると直流電動機はその整流能力が低くなりがちで、しかも直流電源としてサイリスタなどの整流器電源を使うと、その脈動電圧・電流のために、整流条件はますます苦しいものとなってくる。このようないろいろの要求に対処するために最近の直流電動機にはつぎのような変革が認められる。

- (1) 全般な標準化・系列化が進んできた。
- (2) 絶縁の種類としてはB種絶縁が普及し、次第にF種・H種に進みつつあり、Eポキシ系の材料の導入が目立つ。
- (3) サイリスタによる直流電動機の運転が本格的になり、直流発電機の存在理由はきわめて弱くなってきた。

以下順を追ってこれらの内容を広い視野から説明していく。

2.1 標準化

標準化が実用されているのはアメリカで、NEMA規格ではとくに工業用直流電動機 (Industrial D-C Motor) についての標準化が進んでいる。わが国でもJEM 1170(1963)がこのNEMA規格に準じて制定された。^{(1),(2)}

また製鉄用延補機用の直流電動機の標準化については、アメリカのAISEの規格が最も権威があるが、1965年に従来の600番系列に代わり800番系列が仮制定された。この800番系列は、その外形取付寸法が従来の600番系列とほとんど同じでありながら、出力が600番の約1.5倍出るので、直流電動機の製造技術の進歩の一端を示すものとして注目してよい。⁽³⁾

この800番系列については別に内容を説明するが、わが国を含めて全世界の電機メーカーが具体的な検討を加えるものと思う。

なおヨーロッパ系の電機メーカーでも標準化が進められ、とくに小形軽量化については進歩のあとが見られるものがある。⁽⁴⁾

標準化において国際電気標準会議 (IEC) の推奨するいろいろの標準を尊重する気運が高くなり、直流電動機ではその取付外形寸法のみならず、カーボグラシにまでIECでの検討が進められている。⁽⁵⁾また直流機規格 JEC 54 も改定された。⁽⁶⁾

一方、直流電動機を系列的に見ればつぎのようになる。

- (1) 小容量 (0.37kW 未満)
- (2) 工業用小形 (0.37~110kW)
- (3) 工業用中形 (150~600kW)
- (4) 製鉄用延補機用 (3.7~370kW)
- (5) 一般工業用 中・大形 (150~5,200kW 程度)
- (6) 特殊用途用 (kW に無関係)

直流電動機の応用範囲はきわめて広く、上記の特殊用途例として電気鉄道関係、船舶、エレベータ、工作機械、自動車用電装品などがあげられるが、それぞれの用途において系列があり、需要家に便利ようになっている。特殊用途系列では同じkWであっても系列間の電動機の互換融通・共通性に乏しいが、工業用系列では、たとえば製紙機械駆動用電動機と製鉄用ラオスライン電動機とはある程度の共通性があり、若干の修整・変形などにより融通可能となるのが特色である。

2.2 絶縁の進歩

電動機の歴史の一面は、電気絶縁材料の進歩のあとを示すもので、とくに最近のポリエステル、Eポキシ系統の材料の進歩がめざまし

く、直流電動機では10年前までは考えられなかった回転子コイルエンドのバインド線が、今ではほとんどガラス繊維を含む合成樹脂系のものとなり、バインド線と呼ぶのが不適當になった例に示すように製造技術上におよぼす影響は非常に大きい。直流電動機にとって重要な整流子もモールド化が進んでいるがエポキシ粉末による絶縁処理法も注目すべきである。

さらに今後期待されるのはマイカに代わる新材料の出現で、比較的電圧の低い直流電動機では、マイカよりも熱伝導率のよい材料を使用して冷却をよくするほうが、耐熱と耐電圧とのバランスの上から好ましい。

この絶縁材料・技術の進歩のおかげで直流電動機の内部のスペース利用率が高くなり、小形軽量化が可能になったわけであるが、冷却方法等設計技術上の寄与も見のがすことはできない。

2.3 サイリスタによる直流電動機の運転

いよいよサイリスタ時代となり第一にとりあげられたのが直流電動機のサイリスタ制御であり、最初は界磁制御のみであったサイリスタがついに電機子電源に本格的に採用されるようになった。これは世界的な傾向で、すでに総容量数十万kWに達し、わが国でも10,000kWを越える熱間可逆圧延用直流電動機の電源をサイリスタ方式とする計画が進められている。

今までの直流電動機を使いたいいわゆるM-G電源や、冷却などに神経をつかう水銀整流器などに比べるとサイリスタ電源方式はすぐれているが、直流電動機の整流器運転に際してのつぎの一般的な注意事項を忘れてはいけない。

(1) 整流

整流器電源のときには、脈動電圧・電流により今までのM-G電源のときよりも整流条件が苦しくなるから主回路にリアクトルを入れるのが普通であるが、必要以上のリアクトルは直流電動機のスレスレス性を悪くするから直流電動機自体としても整流能力をできるだけ高いものにしておかねばならない。この方法については筆者がまえに紹介したことがあるのでここでは省略する。⁽²⁾

(2) 軸電圧⁽⁷⁾

M-G電源のときよりも軸電圧が高くなるのが一般の傾向である。しかしこれは水銀整流器電源のときにも経験しているので今までの整流器運転の場合と同じように軸受の絶縁・接地ブラシなどの考慮をしておけばよい。当社の経験ではとくに整流器運転で軸受関係の損傷が今までよりも多いことはないようである。

(3) 温度上昇、騒音など

これも電源相数を多くしたり、リアクトルを入れることにより中・大形電動機では問題はないが、小容量のものではとくに可変電圧電源にて電圧を下げ、低い回転数で冷却効果の悪い状態で運転するときには注意せねばならない。また最低速運転時のトルク変動対策も考えなければならない。

3. 直流電動機の特性—速度特性

上述のように直流電動機は、時代の要求によりいろいろ進歩してきたがここではその基本的な速度特性について説明する。一般に特性といえば多くの機能の内容を示すものであるが、慣習により電動機の特性を速度特性を意味するものとして取り扱う。

3.1 基本式

直流電動機から出る有効トルク $T(\text{kgm})$ は

$$T = 974 \times P / N$$

で示される。ここで P : 電動機出力(kW)

N : 回転速度(rpm)

また電動機内部での発生トルク T_0 は電機子電流 $I(\text{A})$ と界磁磁束 ϕ との積に比例する。すなわち

$$T_0 = K\phi I$$

ここで K : 比例定数(電動機の内容によってきまる)

電動機有効トルク T は上記 T_0 から無負荷時の電流 I_0 による無負荷トルクを差引いたものとなる。すなわち

$$T = T_0 - K\phi I_0 = K\phi(I - I_0)$$

げん密には電機子反作用により界磁磁束 ϕ と電機子電流 I との間には相関関係があるが、基本的には上式のように考えてよい。

さて直流電動機を他励式として電機子電圧を制御すれば電動機回転速度は電機子電圧にほぼ比例して変化する。これがレオナード方式であり、電機子電源としてはサイリスタが有力になってきた。また直流電動機の界磁を制御すれば定出力の範囲でその回転速度を制御することができ、レオナード方式と併用すれば、非常に広い範囲で速度制御することができる。

この関係は図3.1に示されるように、直流電動機の使用限界

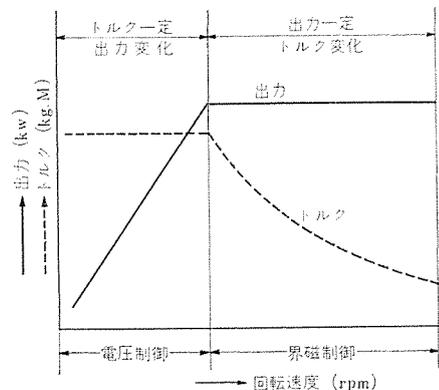


図 3.1 直流電動機(他励)の速度・出力・トルクの関係
Fig. 3.1 Speed · output · torque characteristics of DC motors.

表 3.1 工業用直流電動機の出力および回転速度 (JEM 1170 (1963) による)

定格出力 (kW)	基 底 速 度 (rpm)									定格電圧 (V)
	3,500	2,500	1,750	1,150	850	650	500	400	300	
	界磁調整により得られる最高回転速度の限度 (rpm)									
0.37	—	—	—	—	3,000	2,600	2,000	1,600	—	110 または 220
0.55	—	—	—	3,200	3,000	2,600	2,000	1,600	—	
0.75	—	—	3,500	3,200	2,800	2,600	2,000	1,600	—	
1.1	4,000	4,000	3,500	3,000	3,000	2,800	2,600	2,000	—	
1.5	4,000	4,000	3,300	3,000	2,600	2,600	2,000	1,600	1,200	
2.2	4,000	3,700	3,300	2,800	2,600	2,600	2,000	1,600	1,200	
3.7	3,700	3,700	3,000	2,800	2,600	2,400	2,000	1,600	1,200	
5.5	3,500	3,500	3,000	2,800	2,600	2,400	2,000	1,600	1,200	
7.5	3,500	3,500	3,000	2,800	2,500	2,200	2,000	1,600	1,200	
11	3,500	3,300	3,000	2,600	2,500	2,200	2,000	1,600	1,200	220
15	3,500	3,300	3,000	2,600	2,400	2,200	1,800	1,600	1,200	
18.5	—	3,100	3,000	2,600	2,400	2,000	1,800	1,600	1,200	
22	—	3,100	3,000	2,600	2,400	2,000	1,800	1,600	1,200	
30	—	3,100	2,700	2,400	2,200	2,000	1,800	1,600	1,200	
37	—	—	2,700	2,400	2,200	1,800	1,800	1,600	1,200	
45	—	—	2,400	2,200	2,000	1,800	1,600	1,600	1,200	
55	—	—	2,400	2,200	2,000	1,800	1,600	1,600	1,200	
75	—	—	2,200	2,000	1,800	1,600	1,600	1,600	1,200	
90	—	—	2,000	2,000	1,800	1,600	1,600	1,600	1,200	
110	—	—	2,000	2,000	1,800	1,600	1,600	1,600	—	
150	—	—	1,900	1,800	1,700	1,600	1,600	1,600	—	

として 電機子電圧制御範囲でトルク一定、出力可変

界磁制御範囲で出力一定、トルク可変

となる この特性をうまく利用すれば、非常に広い範囲で速度を
変える運転ができて、工業用として直流電動機の利用価値が大きく
認められているわけである。

工業用直流電動機では、界磁制御範囲を表 3. 1 に示すように
最高 1:4 まで規格化しているが、最近の鉄鋼 3 ロセスラインなどの
巻取り用電動機では、界磁調整範囲を 1:5 あるいは 1:6 まで要
求されるようになってきた。大容量のものでは整流上の制限があり、
500kW 級で 1:3

1,000kW 級で 1:2.5

2,000kW 級で 1:2

が普通の界磁制御範囲である。

3. 2 速度変動率

無負荷速度 N_0 と全負荷速度 N との差の全負荷速度に対する
比を 速度変動率 といひ、 $(N_0 - N)/N \times 100(\%)$ で表わす。こ
の場合に電動機の励磁回路は調整しないものとする。

さて直流電動機は励磁方式により分巻・直巻・複巻・安定直巻
他励などに分類されるが、ここでは自動制御用、工業用などに広
く使用される分巻式、他励式を対象にする。(直巻式は車両用、
複巻式は定電圧直流電源で速度範囲のせまい用途に使われること
が多いので除外することにした)

工業用直流電動機は速度変動率は、分巻または安定分巻電動機
の場合に表 3. 2 の値をこえないことを目標としている。これは
また他励式の場合にも準用されていると考えてよい。

実際には電機子反作用があるから、界磁一定にしておいても負
荷電流とともに界磁磁束は少し変わり図 3. 2 のようなものにな
るのが普通である。負荷電流の少ないときには電機子反作用が小
さく、電動機内部の電機子回路抵抗による電圧降下のために電動
機回転速度は負荷とともに下がるが、負荷電流が大きくなると電
機子反作用のほうがかつて内部電圧降下よりも強くなって負荷が増すと
回転速度が上昇するいわゆる上昇特性となり、制御上つごうが悪
いことが多いので、直流電動機を製造するときにはいろいろのく
ふうをこらしてこの上昇特性を防ぐようにしている。安定直巻を
つけるのが最も安易な対策であるが過渡時の問題、逆転時の切換
えの問題があるのでできるだけ安定直巻なしで、垂下特性になる

表 3. 2 速度変動率 % (工業用直流電動機)

定 格 出 力	表 3. 1 の最高速度の限度値と基底速度との比		
	2 未 満	2 以上 3 未 満	3 以 上
2.2 kW 未 満	20	25	30
2.2 kW 以上 5.5 kW 以下	15	20	25
5.5 kW をこえるもの	10	15	20

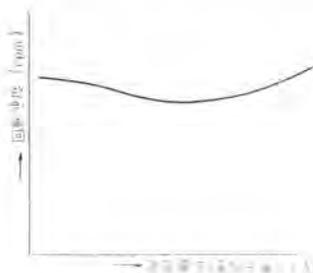


図 3. 2 他励(分巻)電動機の特
Fig. 3.2 Speed characteristics of DC shunt motors.

ように要求されている。

なお、非常にきびしい仕様をうける熱間または冷間の連続圧延
用直流電動機においては、当社ではその速度変動特性をできるだ
け直線的にしているから全体の制御すなわち圧延作業は非常に安
定確実なものとなっている。

3. 3 過渡特性

自動制御をうける直流電動機では、制御がきびしくなると過渡
時の電動機特性が問題となってくる。たとえば加速減速電流の制
御とか、瞬時に負荷がかかったときの速度降下特性 (Impact
Speed Drop) などがその課題となり、電動機自体の基本的な機
格がこの過渡特性によって決まることも少なくない。

直流電動機の加速時の特性を示すものとしてはつぎの定数があ
る。

3. 3. 1 加速定数: T_J (sec)

$$T_J = \frac{2.74 GD^2}{\text{定格出力 (kW)} \times 1,000} \left(\frac{N}{1,000} \right)^2$$

ただし、 GD^2 : 電動機をふくめたはずみ車効果 ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)

N : 定格回転速度 (rpm)

この T_J は定格回転速度において定格出力に対応する一定の加
速トルクで回転速度を静止状態から定格回転速度まで加速するに
要する時間を意味する。

一般に回転速度 N_1 (rpm) から N_2 (rpm) まで T 秒で加速す
るのに必要な一定トルク ($\text{kg} \cdot \text{m}$) は

$$0.00266 GD^2 (N_2 - N_1) / T$$

で計算される。

3. 3. 2 電動機始動時定数: T_m (sec)

$$T_m = T_J \frac{I_n R}{E_n}$$

ただし、 I_n : 定格電機子電流 (A)

R : 電機子回路抵抗 (Ω)

E_n : 定格時の電機子誘起電圧 (V)

3. 3. 3 瞬時速度降下

直流電動機が定格電圧で無負荷運転中に急に全負荷がかかっ
たときの最初の速度降下率をいうものであるが、熱間連続仕上圧延
用や線材圧延用直流電動機などで問題になるものである。

図 3. 3 は、この瞬時速度降下率の概略を示すもので、界磁お
よび電源は一定の場合の電動機固有の特性であり、実際には速度
制御装置が動作して速度を早く回復するようになる。

図中の式において t : 時間 (sec)

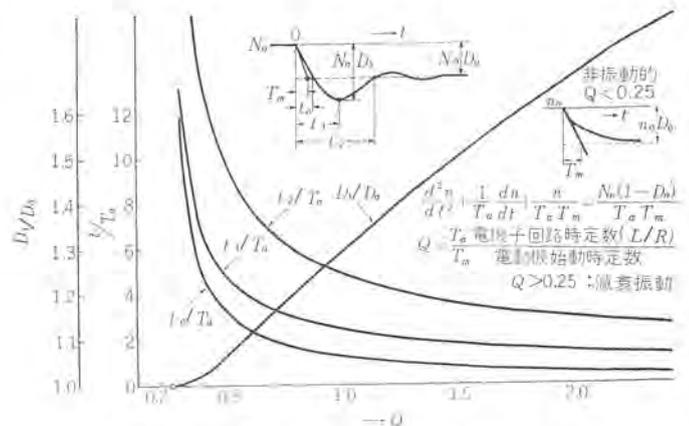


図 3. 3 直流電動機の瞬時速度降下率
Fig. 3.3 Impact speed drop of DC motors.

n : 回転速度 (rpm) N_0 : 無負荷回転速度 (rpm)

D_0 : 最終の速度降下率 (%) D_1 : 瞬時速度降下率 (%)

であって、電機子回路時定数 $T_a=L/R(\text{sec})$ と電動機始動時定数との比によって、速度降下が減衰振動になるときと非振動的になるときがある。ただしこれは理論計算によるもので、電機子反作用などを考慮していない。

なお電機子回路のインダクタンスとなる直流電動機のインダクタンスの推定式としては、次式が一般に使われる。

$$L = \frac{19.1CE}{P \cdot N \cdot I_n} (H)$$

ただし、 E : 定格端子電圧(V) P : 極数

N : 定格回転速度(rpm) I : 定格全負荷電流(A)

C : 定数=0.4 (補償コイルのない場合)

=0.1 (補償コイルのある場合)

過渡時の電流の突入に対して整流能力を確保するために、直流電動機の補極磁気回路を成層構造としてウズ電流を押えるようにすることは、最近の直流電動機の常識となっている。

4. 三菱直流電動機の特長

当社直流電動機は、全産業に対してあらゆる分野に広く三菱直流機として、その高性能と高信頼度とによって各方面からのご支持をいただいていたもので、時代の要求に対してつねに最高の技術を駆使して製造されている。最近の系列化された代表的なものを紹介するとつぎのとおりである。

4.1 スーパーライン D (通称 SD 形) 直流電動機⁽¹⁾

JEM 1170 の系列にはいるものですでに数千台の製作実績をもち、ほとんど無事故の運転が続けられているが最近はいろいろの変形系列をつくり、その用途を広げつつある。図 4.1 は SD 形の応用として現在多数製作している立形直流減速電動機の一例を示すもので、床面積を小さくし機械全体をコンパクトにまとめることができる。また多数の製作経験により細部の改良を続けて品質奉仕に努力している。

4.2 三菱 600 番系列 KM 形直流電動機⁽²⁾

さきに紹介したとおり、JEM 1109 準拠の製鉄圧延補機用のこの KM 系列直流電動機は、製鉄用のみならず荷役設備など重負荷運転の用途にまで広く使用されてきた。また特殊な低回転テーブル各個運転用(ライプターブル用)の系列も整備して多数の製作実績を得た。

さて昭和 39 年アメリカ鉄鋼業見本市で、今までの 612 番、55kW と取付外形寸法が同じで、容量が一段上の 75kW の出力をもつ

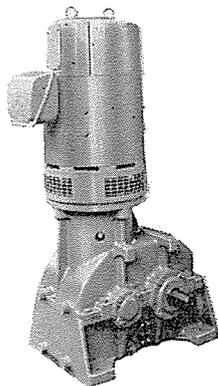


図 4.1 立形直流減速電動機 (SD-V-G 形)
Fig. 4.1 Vertical geared DC motor, Type SD-V-G.

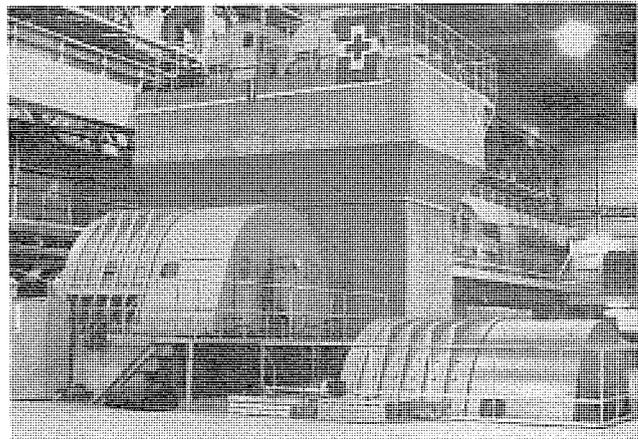


図 4.2 1,500kW エッジャー電動機 (Upper) と 2-2,600kW 主圧延電動機

Fig. 4.2 Top forward twin drive main mill motors with top-attached edger motor.

新系列の直流電動機が発表されたが、当社がかねてから製鉄圧延用 600 番系列について十分な研究を進めており、ちょうど時機を同じくしてスタートしたことになったが、その後の使用者側の意向をくみ、現在は 600 番系列と新 800 番系列と並行生産中でどちらでもご要求に応ずる体制となっているが、将来は新系列に主体をおいていきたいと考えている。

4.3 圧延用直流電動機

製鋼圧延設備の高効率化にともない、圧延用電動機も面目を一新してさらに高い信頼度をもたせることに成功した。図 4.2 は水銀整流器電源によるエッジャー付きの Twin drive 方式の直流電動機を示すもので、中間軸の取扱い、スラスト軸受関係など保守点検に便利のように細心の注意を払っている。

4.4 そのほかの特殊系列直流電動機

エレベータ関係の直流電動機は最も標準系列化の進んだものです。優れた制御系によってエレベータとしての総合特性を最高の水準に保っており、国内外に多数の使用実績をもっているが、直流電動機内部にはいろいろの技術を駆使して信頼度を高めている。高速エレベータ用に対すころがり軸受の採用など世界のトップレベルの直流機技術の一例を示しているが、エレベータの本質的な要求からとくに信頼性を重視して十分な安全率をもった設計・製作を行なっている。

なお、直流電動機の用途が広がるにつれて全閉内冷形(空気冷却器装荷のもの)、防爆形さらに屋外形の要求があり、防爆形の小容量のものは標準系列を完成している。

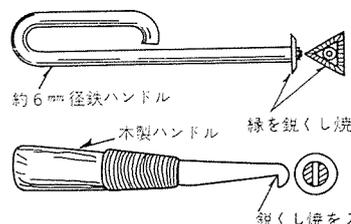
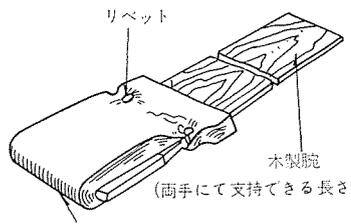
5. 直流機の保守

直流機は交流機と異なり整流子に関する問題が多く、円滑な運転を確保するには、とくにブラシをふくむ整流子まわりの保守に慎重な配慮が必要であり、ふだんの保守が機械の耐用年数を増し企業の発展に寄与すると信ずる。

整流子の表面はなめらかで真円をたもち整流子面が新しい間に面を荒らさぬように適当な酸化皮膜を作り、チリやホコリがつかないように清潔にたもち、ブラシ保持器は円滑なブラシ作動を確保することが肝要である。

以下次表に日常の保守点検に対する主要点をチェックシート式にまとめたが、一般的な原理原則に類するものであって実際には多くの経験的判断を必要とする。したがって取扱上の疑点や本

絶縁抵抗の測定	<p>運転停止直後に 500V メガーで総合的なものと回路ごとに測定し記録しておく。その値が 1MΩ 以下の場合は電機子、補極などに分割して測定しメグ低下の箇所をつきとめる。絶縁抵抗値は直流機の温度や湿度によって広く変動し、いくらか以上であればよいかを確定することはむずかしいが参考として下記式がある。</p> $\frac{\text{定格電圧(V)}}{\text{定格出力(kW)}+1,000} \text{M}\Omega, \frac{\text{定格電圧(V)}+(1/3) \cdot (\text{回転速度 rpm})}{\text{定格出力(kW)}+2,000} +0.5\text{M}\Omega$														
	<p>(1) 機内に工具類や異物の置き忘れはないか。 (2) 定電圧電源の場合、起動電流に異常はないか。 (3) 異常音や振動に注意。 (4) 軸受温度の確認、潤滑油は十分まわっているか、オイルリングは円滑にまわっているか、油もれはないか。 (5) グリース（軸受、ギヤカップリング……などに）は補給されているか。 (6) 発煙または異臭の発生はないか。 (7) 通風冷却のための吸入空気は清浄か。 (8) ゴミの除去：圧力 5kg/cm² 前後の乾燥圧縮空気を吹きつけて機内のゴミ、セメント粉、砂じんなどを機外へ飛散させる。</p>														
運転に際しての諸注意	側面摩擦														
	ブラシ側面のあたりに注意（サイドウェア）	ブラシ保持器とブラシのスキマの融通性を確認する。 ブラシと保持器の公差は JIS C 2802 による。たとえば可適用で厚さ 8mm をこえる単体ブラシの場合（電気黒鉛質）													
ブラシ	ブラシと保持器とのクリアランス	<table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>ブラシの許容差(mm)</th> <th>保持器内部寸法許容差(mm)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td rowspan="2">厚さ</td> <td>-0.05</td> <td>+0.10</td> </tr> <tr> <td>-0.10</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td rowspan="2">幅</td> <td>-0.10</td> <td>+0.10</td> </tr> <tr> <td>-0.30</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table> <p>なお黒鉛質、金属質ブラシのときは公差を大きくして熱膨張をにげる。JIS C 2802 参照。</p>		ブラシの許容差(mm)	保持器内部寸法許容差(mm)	厚さ	-0.05	+0.10	-0.10	0	幅	-0.10	+0.10	-0.30	0
		ブラシの許容差(mm)	保持器内部寸法許容差(mm)												
厚さ	-0.05	+0.10													
	-0.10	0													
幅	-0.10	+0.10													
	-0.30	0													
ブラシ圧力	<p>メーカーの推奨値にあわせて、できるだけ一様になるよう調整する。角度のついたブラシの圧力計算は、ブラシ先端の接触面積でなく断面積を用いること。 ブラシ圧力は用途により若干異なるが標準値はつぎのとおりである。</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th></th> <th>ブラシ圧力g/cm²</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>工業用直流機</td> <td>140~200</td> </tr> <tr> <td>高速機 (3,000~3,600rpm)</td> <td>170~200</td> </tr> <tr> <td>ミルタイプ 600 番形 (JEM 1109)</td> <td>280~360</td> </tr> </tbody> </table>		ブラシ圧力g/cm ²	工業用直流機	140~200	高速機 (3,000~3,600rpm)	170~200	ミルタイプ 600 番形 (JEM 1109)	280~360						
	ブラシ圧力g/cm ²														
工業用直流機	140~200														
高速機 (3,000~3,600rpm)	170~200														
ミルタイプ 600 番形 (JEM 1109)	280~360														
関係	ブラシ保持器と整流子間のギャップ	 <p>約 2~4mm が標準である。この値が大きすぎるとチャタリング発生の原因になることがある。</p>													
	ブラシの摩擦	<p>運転初期には比較的摩擦が早いことがある。整流子面の仕上げが荒かったり、工事時のセメント粉、ゴミなどによることがあるが、環境が改善されるにつれて次第におちつく場合が多い。また漏油、油気、湿気、化学ガスなどにより整流子面が荒れ、そのためブラシが急激に摩擦することがある。 ブラシの摩擦は 5mm/1,000hrs 程度であれば正常といわれている。ただし高速機（整流子周速で約 40m/s 以上）の場合は 8~10mm/1,000hrs 程度が標準である。</p>													
整流子関係	異種材質の混用	<p>同一機内における異種ブラシの混用は、ブラシの電流選択作用、整流悪化、整流子条コン発生そのほかの事故を誘発しやすいので、電機メーカーから推奨があった場合をのぞき、同一機内における異種ブラシ材質の混用は絶対避けかならず同一銘柄ブラシを使用すること。</p>													
	色調	<p>整流子の酸化皮膜は茶褐色の半光沢が望ましいが、とくに色にのみこだわらなければならない。光沢がよすぎる場合はチャタリングをおこす心配がある。</p>													
整流子関係	偏心	<p>整流子の偏心はダイヤルインジケータ（全振れ）でつぎの値を標準とするがめやすであって絶対的なものではない。</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>整流子周速 (m/sec)</th> <th>偏心 (mm)</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>>45</td> <td>1.3/100 以下</td> </tr> <tr> <td>25~45</td> <td>3/100 以下</td> </tr> <tr> <td><25</td> <td>6/100 以下</td> </tr> </tbody> </table>	整流子周速 (m/sec)	偏心 (mm)	>45	1.3/100 以下	25~45	3/100 以下	<25	6/100 以下					
	整流子周速 (m/sec)	偏心 (mm)													
>45	1.3/100 以下														
25~45	3/100 以下														
<25	6/100 以下														
カッパドラッキング	<p>整流子片がアンダカットミゾにのびだしてくるカッパドラッキング現象の原因は、はっきりしていないがそのまま放置すると子片を短絡し、さらにフラシオーバに発展するおそれがあるので注意を要する。 この場合は、子片の面とりをして、軽くストーンがけを行なう。またブラシ材質の変更そのほかにより解決できる場合もあるので電機メーカーにご照会下さい。</p>														

面とり	<p>整流子片の面取り量のめやすは子片幅が 6mm 程度のとき 45° 角度で約 0.8mm とし、そのほか幅に応じ面取量をかえる。</p>
	<p>マイカのアンダカットは (1.6±0.4mm) を保つ。この場合マイカ端の切り残りがないようにとくに注意を要する。</p>  <p>約 6mm 径鉄ハンドル 木製ハンドル 縁を鋭くし焼を入れる 鋭くし焼を入れる アンダ・カット工具と面取工具</p>
清掃	<p>整流子に油気、水分が付着したときはかわいた布で十分ふきとる。ベンジン、ガソリンで洗浄したのち、自然乾燥してもよい。 整流子のアンダカットミゾにカーボンドストその他異物が付着している場合は、ノコ刃などを通してミゾ掃除を行なう。</p>
整流子関係	<p>起動とあるいは定期的に約 10 分間、回転方向に追従してキャンパスを整流子にあてることが望ましく、保安上もっとも有効な手段の一つである。整流子面の光沢、酸化皮膜の状況から判断すれば保守の間隔および時間の延長、短縮はおのずから定まる。</p>  <p>リベット 木製腕 (両手にて支持できる長さ) キャンパス (重ね合わせる) 整流子清掃工具</p>
整流子関係	<p>整流子の条コン発生</p> <p>整流子の条コン発生は原因は種々あるが、いくつかの原因が複雑に入りこんでいる場合が多い。条コン発生の主因子としてはまずつぎのものが考えられる。</p> <ol style="list-style-type: none"> (1) 異物による。 (2) 湿気により整流子一面に毛髪状の条コンが発生する。 (3) 有害な化学ガスの存在する場合。 硫化水素により作られた整流子面の絶縁皮膜が放電により破壊される。亜硫酸ガス、アンモニアガス、硫酸などの場合は電解によるものといわれている。 (4) 油の付着した場合。 (5) ブラシの平均電流密度が低すぎる場合……軽負荷連続運転。 (6) ブラシ材質の不適合な場合。 <p>日常十分の手入れをし、ストーキング、帆布がけ、圧縮空気の吹きつけなどを実施して、なお条コンが発生し進退する場合は上記の原因に対処して、有害ガスのシャ断、油気、湿気の防止策（ブラシの平均電流密度をあげる（ブラシ個数をへらし電流密度を 5A/cm² 以上とする）通気量をしぼる、ブラシ材質を変更するなど原因に応じた処置をとる必要がある。ただし条コンが発生しても進退しないときは余計な手当てをくわえぬほうがよい。条コンに対しては適正な対策をたてるべきであるが、あまり神経質になる必要はない。 なお、若干の整流火花（JEC 54-1965 の火花号数で約 4 号以下）が存在する機械は整流子条コンが発生しにくいことを経験している。</p>
整流子関係	<p>整流子面の黒化現象</p> <ol style="list-style-type: none"> (1) 整流子片何枚かおきに等間隔に整流子片をシン食し、荒損はなほだしい場合、あるいは極数、スロット巻線に関連性のある場合は、 <ol style="list-style-type: none"> a. 電機子、均圧コイルおよび整流子ライザなどのハンダ付部の溶解。 b. 電機子コイルの層間短絡および整流片間の異物による短絡などが考えられる。 (2) 整流子面が不規則に荒損はなほだしい場合、 <ol style="list-style-type: none"> a. 主極、補極ピッチ、エアギャップのくるい、ブラシピッチのくるいによる。これは分解作業を行なったあとにおこることが多い。 b. ブラシ位置の移動、ブラシ材質の変更、整流子面の荒損などによる整流悪化が悪循環となる場合もすくなくない。
整流子関係	<p>急激な整流悪化</p> <p>電機子コイルの断線や層間短絡が疑わしい。</p>

整 流 子 関 係	銅 ビ ッ キ ン グ	整流子面の銅粒子がブラシ接触面に転移する現象で、木炭の電気分解による整流子銅のブラシ面への析出、ブラシ部分に発生するアークによる整流子銅の蒸発などが直接原因と考えられる。銅ビッキングが発生したら、ブラシの接触面をサンドペーパーですり銅片をとりのぞき拡大を防ぐ。
	整流火花	<p>整流子、ブラシ保持器、ブラシ、電機子、界磁に異常があるとブラシに火花が発生する。ただし正常状態において若干の火花が存在すると整流子の荒損が起こりにくいという事実から、無火花整流を固守するのは得策でない。</p> <p>有害な火花の厚因としてはつぎのものがあげられる。</p> <ol style="list-style-type: none"> (1) ブラシ材質の選択がわるい。 (2) 機械の制御が不適当で極端な過負荷がかかったとき。 (3) 機械の定格をはるかにこえる過負荷。 (4) ブラシ位置が工場試験でセットされた位置よりくっているとき。 (5) ブラシがブラシ保持器のなかで固着しているとき。 (6) ブラシスリ合わせ不十分。 (7) ブラシが整流子片と平行でないとき。 (8) ブラシ圧力が不適当であるとき。 (9) ブラシ保持器ピッチがくっている。 (10) 整流子の偏心、面のアラサ、ハイマイカ。 (11) 振動。 (12) 電機子コイル回路が切れたときまたは短絡したとき。 (13) コイルの接地。 (14) 界磁コイルの部分短絡。 (15) 補極ギャップの不適当。 (16) ギャップの不同。 (17) 主極あるいは補極ピッチのくいる。 (18) 補極コイル（または補極コイル）の逆極性あるいは短絡。

文に十分に述べられていない詳細な点については遠慮なく質問をよせられたい。

われわれの経験では、中小形直流機の整流子面の条コン発生と大形機における整流子面の Copper Drag が、最近の直流電動機

のトラブルの大部分を占めており、これは各業界の調査の結果からも明らかであって中小形機に対する適性負荷および温度などは使用者側においてもご考慮ねがいたい問題である。

6. む す び

上述のように三菱直流電動機は、時代の要求に対して合理的な系列をもち、その基本的な速度特性に直線性をもたせ、しかもコンパクトデザインでサイリスタ運転にとくに適するように、整流能力を高くし、 GD^2 を小さくしている。ラントの合理化、コストの低減、生産性の向上に寄与することを三菱直流電動機製造部門の最終のモットーとしている次第で、さらに改良進歩をすすめるために各位のご叱正、ご教示をいただきたい。

参 考 文 献

- (1) 小山・茶谷：「三菱電機技報」36, 1,320 (昭37)
- (2) 高月ほか：「三菱電機技報」38, 836 (昭39)
- (3) AISE Standard No. 1, Revised Dec. 1965
- (4) E. Thum : Siemens Review, No. 5, 153 (1964)
- (5) IEC Publication 136-1 (1962)
- (6) JEC 54 (1965) 電気学会電気規格調査会標準規格
- (7) R. M. Dunaiski : AIEE Transaction Paper No. 60
- (8) AIEE No. 66 July 1957. Proposed Guide for Determination of short-circuit Characteristics of DC Machinery.

IEC 寸法による E 種絶縁防爆形・防食形誘導電動機

山本 慧実*

Explosion-proof and Corrosion-proof Induction Motors with Class E Insulation conforming to IEC Dimensions

Fukuoka Works Satomi • YAMAMOTO

Recent development in chemical industry has come to need motors of corrosionproof construction as well as explosionproof design. Mitsubishi has been producing types XF, AF, CF or CFX, CFA motors to meet the requirements. They are, however, built with class A insulation and dimensions according to JEM 1110; while the establishment of JEM 1180 employing IEC dimensions has brought about a trend of changing the motors with class E insulation. Under the circumstances a new series of explosionproof and corrosionproof motors in conformity to the new standard has come in necessity, for which Mitsubishi has completed the building of those with frames upto 160 L, the details being given herein.

1. ま え が き

近年の化学工業の発達はめざましく、それにともないそこで使用される電動機もいろいろときびしい条件をかせられるようになってきた。すなわち多くの爆発性ガスおよび蒸気が発生する場所で使用される場合、それらのガス、蒸気は大部分腐食性を有するため同時に防食性も要求されることが多いので、特殊な配慮を行なった電動機が必要となる。

こういった要求を満足すべく当社は従来 XF 形、AF 形、CF 形、あるいは CFX 形、CFA 形シリーズとして多数の電動機を製作してきた。これらは JEM 1110 に制定された寸法による A 種絶縁の電動機である。

しかし昨今、IEC 寸法を採用した JEM 1180 が制定され、近い将来全面的に E 種絶縁の電動機に切換えられる動きにあるため防爆形あるいは防食形の特殊電動機もこれに準拠して製作することが必要となった。今回 160 L フレームまでのシリーズが完成したのでその概要を報告する。

各電動機の形名は従来の形名に準じ、しかも E 種絶縁なることがわかるように考え、表 1.1 に示すように決めている。またおのおのの準拠規格は表 1.2 に示すとおりである。

表 1.1 形名一覧

XF-E	耐圧防爆形	E種	低圧カゴ形	全閉外扇形
AF-E	安全増防爆形	E種	低圧カゴ形	全閉外扇形
CF-E	防食形	E種	低圧カゴ形	全閉外扇形
CFX-E	防食耐圧防爆形	E種	低圧カゴ形	全閉外扇形
CFA-E	防食安全増防爆形	E種	低圧カゴ形	全閉外扇形
注) 屋外形の場合 : -W を付す 例 CF-E-W				
フランジ形の場合 : -L を付す 例 XF-E-L				
立て形の場合 : -V を付す 例 AF-E-V				
ダイアレジン処理の場合 : -D を付す 例 CF-E-WD				

表 1.2 準拠規格

形名	防爆構造	外形寸法	特性
XF-E	JISC0903および防爆指針	JEM1180(IEC)	JISC4210
AF-E	JISC0903および防爆指針	JEM1180(IEC)	JEC37※
CFX-E	JISC0903および防爆指針	JEM1180(IEC)	JISC4210
CFA-E	JISC0903および防爆指針	JEM1180(IEC)	JEC37※
CF-E	—	JEM1180(IEC)	JISC4210

※ 回転子構造の記号のみ JISC4210 を準用

2. 防爆形電動機

爆発性ガスあるいは蒸気のなかで電動機を運転する場合、この電動機の点火源となり、爆発事故が起こらないように防爆性能をもった電動機を使用しなければならない。このため労働省産業完全研究所から「工場電気設備防爆指針」が発行され、一部は JIS C 0903「電気機器の一般防爆構造通則」として制定されている。さらに労働安全衛生規則により一般工場ではその危険度に応じた防

表 2.1 発火度の分類

発火度	発火点 (°C)
G 1	450 超過
G 2	300 " 450 以下
G 3	200 " 300 以下
G 4	135 " 200 以下
G 5	135 以下

表 2.2 爆発等級の分類

爆発等級	スキの値 (mm)
1	0.6 超過
2	0.4 " 0.6 以下
3	0.4 以下

注) ただし、スキの奥行 25mm に対して点火波及を生ずるスキの値を示す

表 2.3 爆発性ガスの分類

発火度	G 1	G 2	G 3	G 4	G 5
爆発等級	アセトン エタシ 酢酸エチル アシモニア ベンゾール (純) 酸 一酸化炭素 メタン メチルアルコール プロパン トルオール	エチルアルコール 酢酸アミル (イソ) ブタン(正) ブチルアルコール(正) 酸化エチレン	ガソリン ヘキサン (正)	アセトアルデヒド エチル エーテル	
2	エチレン 石炭ガス				二酸化炭素
3	水性ガス 水素	アセチレン			

爆構造の電気設備を施行せねばならない。

工場防爆の場合は対象ガスおよび蒸気が多種多様であるためこれを発火度により表 2.1 のごとく5段階に、また点火波及を生ずるスキの値にしたがって表 2.2 のごとく3等級に分類してある。これにしたがい代表的ガスを分類すれば表 2.3 のようになる。今回シリーズ化を行なったのは耐圧防爆形電動機と安全増防爆形電動機、それからあとで章をあらためて述べる防食形電動機とであるが、以下それぞれについて述べる。

2.1 耐圧防爆形電動機

耐圧防爆形電動機は内部に爆発性ガスが侵入して万一爆発を起した場合には、その爆発圧力に耐え同時に外部に引火しない構造としなければならない。そのため構造部分は規格による表 2.4 の爆発圧力 10 kg/cm² に十分耐えるように設計しげん重な爆発強度試験を行ないその安全度を確認している。さらにすべてのハメアイ部たとえばフレームとブラケットの間などの静止部は規格による表 2.5 に、軸貫通部は同じく表 2.6 にあたえられた値によって製作する。この軸貫通部のスキは図 2.1 に示す品番1および21に示す防爆環により保持されている。この場合もまた爆発引火試

験を行ない安全度の確認をおこなっている。

2.2 安全増防爆形電動機

安全増防爆形電動機は耐圧防爆形とことなり爆発圧力に耐えるだけの強度は保証されていないが、常時運転中に火花、アークまたは過熱を生じてはならない部分に、これらの発生を防止するようにとくに安全度を増加したものである。そのため巻線の温度上昇値も各規格値より 10°C 低くとり、許容拘束時間も5秒以下にならないようにしなければならない。この許容拘束時間とは初温約 40°C で回転子を拘束し定格電圧、定格周波数を加えたときの温度上昇値が E 種絶縁の場合、表 2.7 の値に達するまでの時間で、固定子、回転子いずれか短いほうをいう。この拘束電流と許容拘束時間は銘板に明示しなければならない。

2.3 製作範囲

耐圧防爆形はこれを記号 d で表わすが、標準は d1G3、すなわち発火度 G3、爆発等級1級のガスまでを対象としている。さらに d2G4 までは問題なく製作可能である。しかし水素ガスを対象とした d3aG1 は製作可能ではあるけれども、この場合は

表 2.4 内部圧力

内容積	20cm ³ 以下	2cm ³ をこえ 100cm ³ 以下	100cm ³ をこえるも
爆発等級 1	製作上必要な強さ	8kg/cm ² 以上	10kg/cm ² 以上
爆発等級 2			
爆発等級 3			
		爆発試験により測定した爆発圧力の 1.5 倍 ただし最小値は 8kg/cm ²	10kg/cm ²

表 2.5 静止部のスキおよびスキの奥行 (mm)

内容積 スキおよび スキの奥行	2cm ³ 以下	2cm ³ をこえ 100cm ³ 以下	100cm ³ をこえ 2,000cm ³ 以下	(1) 2,000cm ³ をこえるもの		
最大スキ (直径差) W	爆発等級 1	0.3	0.2	0.25	0.3	0.4
	2	0.2	0.1	0.15	0.2	0.25
W	3	0.1	爆発試験において点火波及しない最大スキの50%			
スキの最小奥行 L	5	10	15	25	40	
ボルト穴までの最短距離 L ₁	5	6	8	10	15	

(備考) 1. 内容積が 2,000cm³ をこえるもので最大のスキが (W) 爆発等級において 0.3 と 0.4 との間にあるばあい、爆発等級 2 において 0.2 と 0.25 との間にあるばあいは L および L₁ の数値は表の数値から比例算出する
2. 2cm³ 以下の内容積のものは、容器が相互にねじ込みされているか、または合わせ面が相互にかみ合わさった構造であれば、一般にそれだけで点火波及は確実に防止されることが実証されている。

表 2.6 回転軸のスキおよびスキの奥行 (mm)

内容積 スキおよび スキの奥行	2cm ³ 以下	2cm ³ をこえ 100cm ³ 以下	100cm ³ をこえ 500cm ³ 以下	500cm ³ をこえるもの			
最大スキ (直径差) W	爆発等級 1	1	0.45	0.3	0.45	0.45	0.6
	2	2	0.3	0.2	0.3	0.3	0.4
	3	3	0.15	※	※	※	※
スキの 最小 奥行 L	爆発等級 1	1					
	2	2	5	10	15	25	40
	3	3					

(1) ※爆発試験において点火波及しない最大スキの50%
(2) 内容積が 500cm³ をこえるもので、最大スキ(W)が爆発等級 1 において 0.45 と 0.6 との間にあるばあい、爆発等級 2 において 0.3 と 0.4 との間にあるばあい L の値は表の数値から比例算出する。

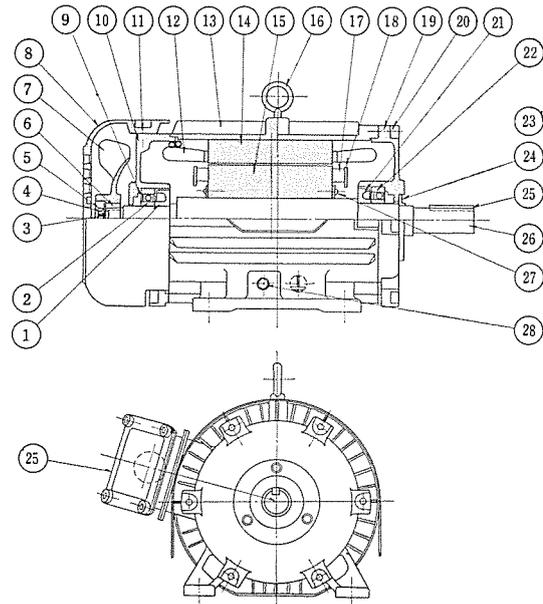


図 2.1 耐圧防爆形電動機構造断面 (XF-E 形)
Fig. 2.1 Cross section of pressure-resistant explosion-proof motor.

表 2.6 許容拘束時間に対する温度上昇限度 °C

発火点	G 1	G 2	G 3	G 4
固定子	135-θ	135-θ	135-θ	85-θ
カゴ形回転子	360-θ	230-θ	140-θ	85-θ

注) θ は定格負荷で連続運転時の巻線の温度上昇値

非常に特殊な構造となるので注意を要する。

安全増防爆形は記号 e で表わすが、標準は e G3 である。すなわち発火度 G3 のガスを対象としているため、ほとんどの場合これで間に合う。ただし G4 のガスの場合の製作例は少数ながらあるが標準のツク番号のなかにはいないことが多いので注意を要する。G5 のガスに関してはほとんど製作不可能といってい

3. 防食形電動機

化学工場などのように、酸アルカリの噴霧や腐食性ガスが多く発生し、しかも湿度の高い場所などに防食形電動機が使用されるがその条件が多様であるため、防爆形電動機のように規格化することが困難である。当社の場合、防食性の高い第1種防食形と比較的程度の軽い第2種防食形と2種類に分類しているが、ここでは主として第1種防食形について述べる。

防食性を具備する点は大別すると

- 1 構造材料
- 2 部品材質
- 3 絶縁材料

の3点が考えられる。以下それぞれについて防食性に対する考慮点を述べる。

3.1 構造材料

フレーム、ブラケットなどはすべて防食性にすぐれた肉厚の特殊铸铁を使用し、リブ付き冷却フレームで屋外形を標準としているため防食カバーをつけ屋外カバーと兼用させている。またフレームとブラケットのハメ合い距離を大きくしこの部分からのガスの侵食を防止している。

外扇の取付けは図 3.1 に示すように締付けボルトを保護すべく防食パテで埋め込み、さらに軸端をテープにして分解しやすいようにしている。

防食塗装は、防食性にすぐれたポリウレタン系塗料を防食カバー、端子箱カバーなどの板金製品は内外面共に4回塗りを、直接防食性能を左右するツク、ブラケットなどの铸铁製品は内外面とも5回塗りをほどこしている。

3.2 部品材質

軟鋼製品は腐食されやすいので、ボルト、ナット類はすべて銅ニッケルまたはカドミ・ニッケルメッキをほどこし組立後は防食塗料を塗布するが、とくに防食性の完全を期すべくこれらを防食パテで埋め込めるような構造としている。

名板は防食性有機ガラスに封入したものを標準にしているが、ステンレス製のものも要求があるとき付けている。

3.3 絶縁材料

最も電気機器の弱点とされている絶縁部分の防食性に関しては最大の留意が必要である。当社では巻線した固定子を予備乾燥のあと、当社独特のダイアレンジ処理を施し厚い保護層を形成させて

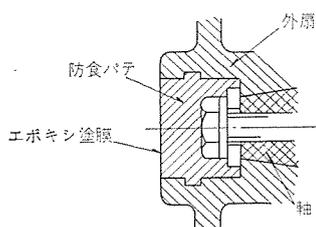


図 3.1 軸端のファン取付法
Fig. 3.1 Mounting of fan at the shaft end.

いる。これは特殊工作法により固定子コイルとその周辺を無溶剤性のダイアレンジで真空含浸させている。このため防食性はもとより耐湿性、絶縁強度、機械的信頼度が飛躍的に増大している。

4. 端子箱

4.1 防爆形端子箱

防爆形機器を必要とする場所は、600 V 以下の場合原則として電線管配線が行なわれるため、外部導線の引込み口は管配線用を標準としているが、ベルマウス付の耐圧あるいは防ジンパッキン式なども容易に製作される。

端子はスタッド式引込方式で3端子ともに形造絶縁物でモールドしている。

大きさは防爆指針の参考資料にある「防爆形低圧電動機端子箱の基本寸法」を満足する大形の端子箱を標準としている。したがって従来から端子箱自体はかなり大形となって容易に作業ができるようになっている。

4.2 防食形端子箱

端子は防爆形と共用としているが、リード出口はコンパウンド充填可能のようにし、リードの固定とともにこの部分からの腐食性の浸入を防止する構造を標準としている。また大きさも前記大形端子箱とあわせ作業の容易さをはかっている。

5. 屋外構造

防爆形、防食形電動機ともにその性質上、屋外使用が大部分をしめるのは当然である。この場合次のような配慮をしている。

1. 軸貫通部にオイルシールをはめ、グリースパッキンと併用させる。
2. フリンガーおよびフリンガカバーをつける。(図 5.1)
3. 外面は屋外専用塗装を施し、ウニス含侵などもとくに強化させる。
4. フレーム・ブラケットのはめ合い部は防食ボンドなどを塗り組み立てる。
5. そのほか屋外カバーを適宜取り付ける。

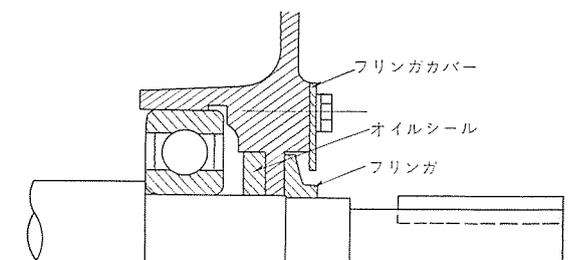
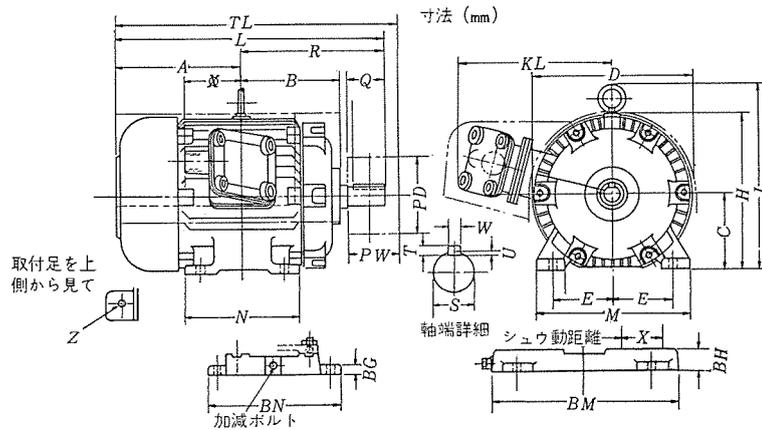


図 5.1 屋外形軸端部構造
Fig. 5.1 Construction of outdoor type shaft end.

6. むすび

以上 E 種絶縁防爆形防食形電動機について概要を述べてきたが、絶縁材料、小形化による電動機特性、重量、その他の変化、規格の制定などでの経過などは多数の文献に示され論じつくされた感があるので、ここでは防爆防食性に限定すべく心がけた。

防食形・防爆形電動機はその性質上両性能を併せて要求されることも多く、その設置場所と条件がそれぞれ異なるため、端子箱の構造外面の塗装その他に特殊仕様を各需要家ごとに決定しなければならぬことが多い。したがって最大公約数的な仕様を標準とし、それもかなりの柔軟性をもたせる必要がある。しかし



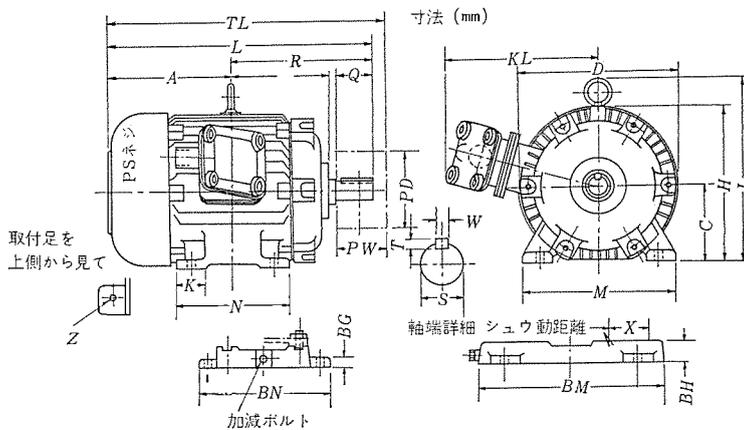
ワ 番 ク 号	電 動 機											軸 端				プ ー リ			ベ ー ス						
	A	B	※C	D	H	I	K	KL	L	M	N	Z	Q	R	◎S	T	W	PD	PW	TL	BG	BH	BM	BN	X
63	148	74	63	124	128	—	28	198	251	135	100	7.2	23	103	11	—	—	50	38	273	14	30	185	190	40
71	148	84	71	150	149	—	35	206	268	150	115	7.2	30	120	14	5	5	75	65	303	14	30	200	200	40
80	154	94	80	176	168	—	35	225	294	165	130	9.5	40	140	19	5	5	75	65	319	14	30	215	210	40
90 L	169	112	90	193	192.5	226	35	230	337.5	180	155	9.5	50	168.5	24	7	7	100	75	362.5	14	30	230	240	40
100 L	171	126	100	218	209.5	251	40	235	354	200	175	11	50	183	24	7	7	125	75	374	18	40	265	260	50
112M	192	133	112	250	237	278.5	45	250	392	230	180	11	60	200	28	7	7	140	100	432	18	40	295	260	50
132 S	229	151	132	285	279	330	50	316	468	260	180	11	80	239	32	8	10	140	125	513	20	45	335	270	60
132M	248	170	132	285	279	330	50	316	506	260	218	11	80	258	32	8	10	180	125	551	20	45	335	310	60
160M	270	205	160	329	324.5	375.5	60	330	593	310	260	15	110	323	42	8	12	180	150	628	22	50	395	370	70
160 L	292	227	160	329	324.5	375.5	60	330	637	310	304	15	110	345	42	8	12	230	150	672	22	50	395	410	70

備考

※ この寸法は表に示すものを超過しない
◎ 軸径の上下法差は JIS B 0401 ハメアイ方式 “h6” による。

図 6.1 XF-E 形 耐圧防爆形電動機の外形寸法

Fig. 6.1 Outline dimensions of type XF-E pressure-resistant explosion-proof motor.



ワ 番 ク 号	電 動 機											軸 端				プ ー リ			ベ ー ス						
	A	B	※C	D	H	I	K	KL	L	M	N	Z	Q	R	◎S	T	W	PD	PW	TL	BG	BH	BM	BN	X
63	124	75	63	124	124	—	28	192	227	135	100	7.2	23	103	11	—	—	50	38	249	14	30	185	190	40
71	125	84	71	150	146	—	35	202	245	150	115	7.2	30	120	14	5	5	75	65	280	14	30	200	200	40
80	140	94	80	176	167	—	35	223	280	165	130	9.5	40	140	19	5	5	75	65	305	14	30	215	210	40
90 L	155	112	90	193	190	223	35	228	323.5	180	155	9.5	50	168.5	24	7	7	100	75	348.5	14	30	230	240	40
100 L	181	126	100	218	209	250.5	40	233	364	200	175	11	50	183	24	7	7	125	75	384	18	40	265	260	50
112M	200	133	112	250	237	278.5	45	247	400	230	180	11	60	200	28	7	7	140	100	440	18	40	295	260	50
132 S	234	150.5	132	285	278	329	50	314	473	260	180	11	80	239	32	8	10	140	125	518	20	45	335	270	60
132M	253	169.5	132	285	278	329	50	314	511	260	218	11	80	258	32	8	10	180	125	556	20	45	335	310	50
160M	280	205	160	329	324.5	375.5	60	328	603	310	260	15	110	323	42	8	12	180	150	638	22	50	395	370	70
160 L	302	227	160	329	324.5	375.5	60	328	647	310	304	15	110	345	42	8	12	230	150	682	22	50	395	410	70

備考

※ この寸法は表に示すものを超過しない
◎ 軸径の上下寸法差は JIS B 0401 ハメアイ方式 “h6” による。

図 6.2 AF-E 形 安全増防爆形電動機の外形寸法

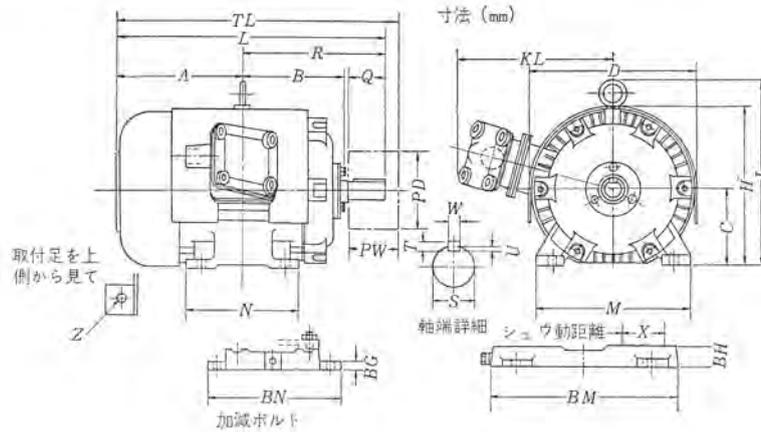
Fig. 6.2 Outline dimension of type AF-E safety increased explosion-proof motor

今後共試作試験を続け、より一般的でよりすぐれた性能を持ったものとして考えている。

また端子箱の大きさも防爆指針にある A 種絶縁 (JEM 1110) 用のものをそのまま採用したためアンバランスが生じ、小形のものは特に甚だしい。極端なものは電動機本体より大きいものさえあ

る。この点は将来検討すべき大きな問題点であろう。

これらの問題はわれわれのみでは解決できない性質のものであるから、需要家その他関係者のご協力をお願いするしだいである。なお、図 6.1~6.3 に各電動機の外形寸法図を示し参考に供したい。



ワタ 番号	電 動 機											軸 端				プ ー リ			ベ ー ス					備考
	A	B	※C	D	H	I	KL	L	M	N	Z	Q	R	◎S	T	W	PD	PW	TL	BG	BH	BMBN	X	
63	124	78	63	128.5	125	—	190	227	135	100	7.2	23	103	11	—	—	50	38	249	14	30	185	190	40
71	125	87	71	152.5	147	—	200	245	150	115	7.2	30	120	14	5	5	75	65	280	14	30	200	200	40
80	140	97	80	176.5	168	—	220	280	165	130	9.5	40	140	19	5	5	75	65	305	14	30	215	210	40
90 L	155	115	90	202	191	224.5	225	323.5	180	155	9.5	50	168.5	24	7	7	100	75	348.5	14	30	230	240	40
100 L	181	129.5	100	211	218	251.5	230	364	200	175	11	50	183	24	7	7	125	75	384	18	40	265	260	50
112M	200	136.5	112	253	238.5	280	245	400	230	180	11	60	200	28	7	7	140	100	440	18	40	295	260	50
132 S	234	154	132	295	279.5	330.5	305	473	260	180	11	80	239	32	8	10	140	125	518	20	45	335	270	60
132M	253	173	132	295	279.5	330.5	305	511	260	218	11	80	258	32	8	10	180	125	556	20	45	335	310	60
160M	280	208.5	160	333	375.5	377	320	603	310	260	15	110	323	42	8	12	180	150	638	22	50	395	370	70
160 J	302	230.5	160	333	375.5	377	320	647	310	304	15	110	345	42	8	12	230	150	682	22	50	395	410	70

図 6.3 CF-E-WD 形防食形電動機の外形寸法
Fig. 6.3 Outline dimensions of type CF-E-WD anticorrosive motor.

備考
※ この寸法は表に示すものを越
過しない
◎ 軸径の上下寸法差は JISB
0401 ハイエイ方式 “h6” に
よる。

岐阜市水道部納め三菱高圧水中モートル

八木 勝*・和田 義彦*・早川 隆昭*

Mitsubishi High Tension Submersible Pump Motors
for Gifu City Water Service Division

Nagoya Works Masaru YAGI・Yoshihiko WADA・Takaaki HAYAKAWA

Submersible pump motors are increasingly employed in the various and their outputs are also on the trend of enlargement. With an anticipation of the motors of the kind becoming at higher voltage of 3,000V, Mitsubishi has been endeavoring to make earnest study of the machines referred to. Based on basic experiments of model coils conducted for several years, the company built for trial a 100kW 4p motor in 1963 to test its life. On the occasion of extending the exciting facilities the Gifu City Water Service Division approved the result of study them made available and placed an order for 3,000V high tension submersible pump motors with Mitsubishi. They are the first products in this country and have been operating with success since 1964.

1. ま え が き

近年、工業、土木、農業カンガイ(灌漑)および水道用などのポンプ駆動用としての水中モートルポンプの需要は、その利点と経済性が一般に認識されるにしたがって、ますます増加の傾向にある。そして、大容量機種への利用が進みつつある。

当社では、水中モートルの大形化への移行にともない、電圧階級においても、今までの低圧(440V級)のみならず、高圧(3,300V級)の要求が必ず高まることを予期し、すでに数年前から、水中高圧コイルの具体的な研究に着手し、幾多の基礎実験を重ね、さらに設計工作両面に対する改良研究を行ない、その基本的絶縁組織を確立するに至った。その後、この絶縁組織の実用機としての安定性を確認するため、1963年初頭において100kW 4Pの3,300V級高圧水中モートルを製作し、実用機としての寿命試験を開始した。そして、このたびの岐阜市水道部の水道設備拡充計画に対しては、将来の給水用大形ポンプ駆動電動機のあり方を考慮され、当社の基本的絶縁組織および試作品の特性を十分検討のうえ、多大の期待をもって発注が決定されたものである。その後設計工作関係者の努力により、1964年5月無事据付を完了し、6月15日から営業運転にはいり、現在までまったくの無事故で実動中である。

ここに、わが国最初の実用機であり、世界でもあまり例をみない画期的な製品である岐阜市水道部納め高圧水中モートルについて紹介するものである。

2. 特 長

この高圧水中モートルの特長は次のとおりである。(図2.1)

(1) 高圧水中コイルは、一般モートルと同様の平角線を使用し、特殊ゴム材料と特殊合成樹脂との組み合わせにより、完全に加熱融着させたもので、両材料の高度の融着性により、コロナの発生がまったくないという絶縁特性上画期的なものである。

さらに、絶縁抵抗特性、耐電圧特性および耐熱特性も抜群で、長期にわたり安定した絶縁特性を保証できるものである。

(2) スラスト軸受は特殊合成樹脂製で、ミッチェル式の構造をもち、きわめて高荷重に耐えうるものである。ラジアル軸受は特殊青銅製の自働調心構造を採用している。スラスト軸受は、下部ラジアル

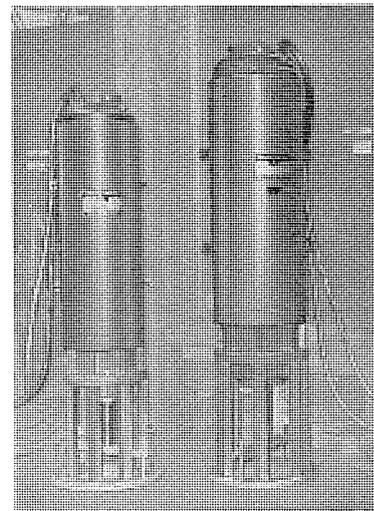


図2.1 岐阜市水道部納め高圧水中モートル
Fig. 2.1 High tension submersible motors delivered to Gifu City Water Service Division.

軸受と回転子との間に設けられ、構造的に、きわめて安定である。

(3) 軸封装置には、きわめて精度の高いメカニカルシールの組み合わせ方式を採用しているため、長寿命が保証できるものである。

3. 仕 様

この水中モートルは、全閉立軸(軸端下部)の満水形水中電動機でモートルの最上部のフィルタを設け、満水位の場合、自然にモートル内部に水が補給できる形式を採用している。

仕様の詳細は、次に示される。

出力(kW)	150	75
極数	4	4
電圧(V)	3,300	3,300
周波数(c/s)	60	60
定格電流(A)	36.5	19.5
定格回転数(rpm)	1,780	1,780
絶縁種別	Y	Y
許容温度上昇(deg)	40	40
最高周囲水温(°C)	25	25
起動方式	Y-△	Y-△

概略外形寸法 (mm)	590φ×2,500	540φ×2,000
概略重量 (kg)	2,200	1,600
ワタ番号	2,800S	2,500S

このモータに直結駆動されるポンプは、久保田鉄工製で、その仕様は次に示される。

口径 (mm)	400	250
形式	400LSM形	250LSM形
揚水量 (m ³ /min)	18	8
揚程 (m)	35	35

4. 水中高圧絶縁

4.1 基本的考察

低圧水中モータにおいては、ポリエチレン押し出被覆電線の被覆厚0.4~0.8mm程度のものが一般に使用されて、単独にパラ巻きコイルとして収められているが、この場合は低圧であるため巻数が少ないこと、比較的薄い被覆厚で絶縁耐力が保ちうるということから使用されているものである。このような方式は、直接高圧水中絶縁組織としては、耐電圧の問題とミゾ占積率の問題から延長して使用することはきわめて困難であり、高圧用として特別な絶縁方式を確立する必要が生じた。

一般に、陸上用高圧絶縁においては、耐コナ材を使用することにより、絶縁組織を安定化することが考えられているが、水中絶縁においては、さらに耐水性を考慮する必要があり、このためには、耐水特性の安定している有機材料の併用を考えねばならない。有機材料の耐コナ特性は、比較的良好といわれるものにおいても、無機材料のように安定した実績も少なく、また、コナ発生時の寿命が論議される段階では、これに全面的信頼を期待することはできないと考えられる。このため、水中高圧絶縁組織を確立するためには、使用電圧において、まったくコナが発生しない絶縁組織を考えるべきであるという結論に達した。また、近年における高圧電力ケーブルの絶縁組織は、この考え方で出発されており、極力コナの発生原因となる絶縁空ゲキをなくすよう努力がされている。

高圧電動機の場合、必然的に直列導体数が増加するため、個々の導体の絶縁を強化することは、ミゾ占積率の点からみて、きわめて不経済となるので、陸上モータ同様の形状のフォームコイルを作成し、これに上記のコナレス耐水絶縁を施すこととしたものである。

4.2 絶縁構成

三菱高圧水中モータの絶縁構成は、図4.1に示される。参考までに同図に低圧水中絶縁を併記する。

この図で明らかなように、導体部分と特殊合成ゴム層、特殊合成樹脂層および補強層からなる、特殊合成ゴム層と特殊合成樹脂層は、巻き付け後加熱融着され、完全に一体なコイル絶縁を形成する。

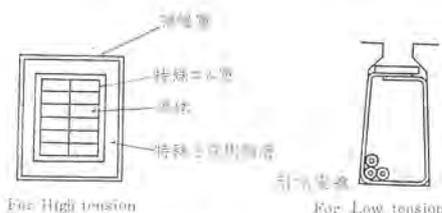


図4.1 三菱高圧水中コイルの絶縁構成
Fig. 4.1 Insulating construction of Mitsubishi high tension submersible coil.



図4.2 高圧水中モータ用コイル
Fig. 4.2 Coil for use in high tension submersible motor.

コナレス絶縁を施す場合、導体相互間、導体とゴム層間、ゴム層、ゴム層と合成樹脂層間および合成樹脂層に空気が残存するのを完全に防止せねばならず、巻線作業上きわめて高度な技術を必要とする。さらに、コイルからの接続リードの分岐の絶縁、コイル相互間の接続部および口出線との接続部の絶縁は、最も高度な技術を必要とする個所で、これらは、過去においてつちかわれた当社独特の接続技術が十二分に発揮され、きわめて耐水性の高いポイドレス絶縁が形成されている。また、特殊ゴム層と合成樹脂層との厚みは、それぞれの分担電位が、それぞれの絶縁耐力に応じた値になるよう選定されている。(図4.2)

5. 構造

図5.1に岐阜市水道部納め高圧水中モータの構造を示す。

この水中モータは、立テ軸、軸端下部出しのもので、ポンプ部分は最下部にあり、揚水は、モータのフレームの回りをモータを冷却しながら通って上部に集められ吐き出される構造になっている。モータは満水式で、最上部にフィルタが設けられ、満水位にはフィルタを通して自動的に、モータ内部に水が補給されるようになっている。

次に、構造各部について、その概要を述べる。

(1) 固定子巻線

一般の平角線が使用され、フォームコイルとしてミゾ内に収められる。絶縁方式および接続方式については、上述されている。

そして、コイルエンドは、起動時における電磁力に対して十分耐えうるようフレーム部分に強固に保持されている。

(2) 固定子構造

フレームは鋳鉄製である。固定子鉄心は巻線完了後、フレームにソウ入される。(図5.2)

(3) 回転子構造

水中における流体損失を減少させるため、回転子ミゾ形状は全閉ミゾを採用している。回転子鉄心は、軸に直積みされたのち、エンドリングとロータリーとの溶接により、一体の構造に形成されている。軸には、上下2個のバランスリングが装着され、これにより十分なダイナミックバランスをとっている。

軸径は、工作上許容される空ゲキ不平衡による磁気吸引力およびポンプインペラによるラジアル荷重を十分考慮して決定されている。回転子表面は、十分の下地処理のうえ、特殊サビ止め塗料により完全な焼付処理が行なわれている。

(4) 軸受構造

下部スラスト軸受は、回転子鉄心の最下部と下部軸受との間に設けられ、立テ軸として理想的な構造を形成している。スラスト軸受は、特殊合成樹脂製のミツチェル形で、高速、高荷重に耐えうるものである。上部スラスト軸受は、上部軸受の下部に設けられ合成樹脂製の固定式となっている。上下2個のラジアル軸受は、特殊青銅製のもので、自働調心構造を採用している。

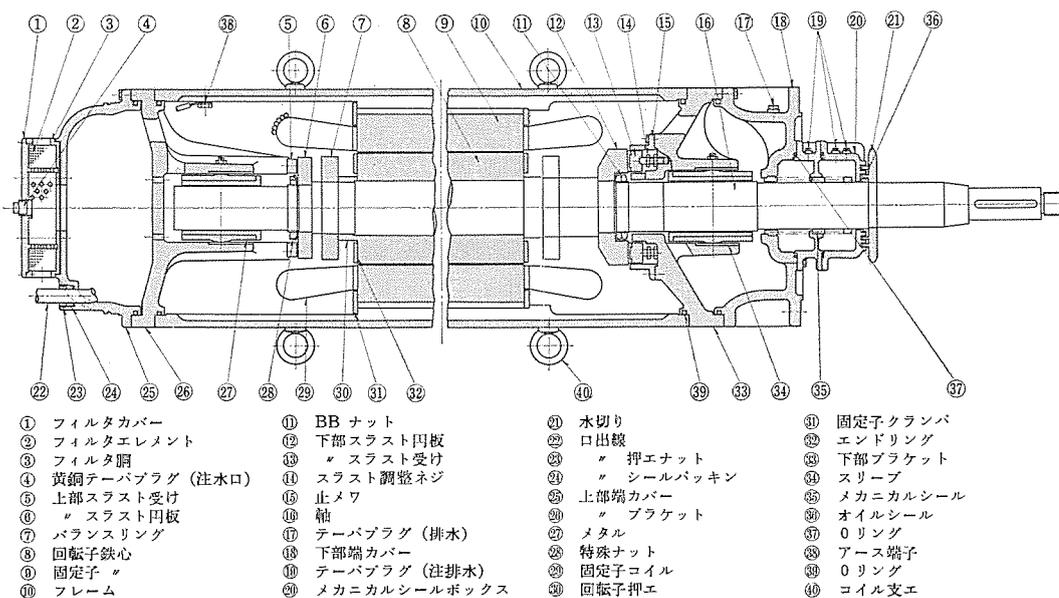


図5.1 高圧水中モートル構造図
Fig. 5.1 Longitudinal section of hightension submersible motors.

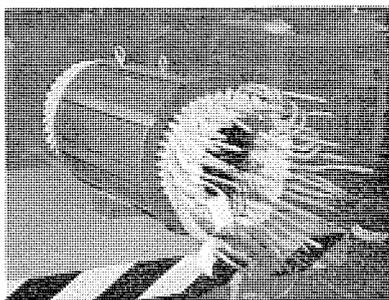


図5.2 高圧水中モートル固定子
Fig. 5.2 Sator of high tension submersible motors.

スラスト円板および軸の軸受シュウ(摺)動面は、熱処理後、適切な硬度に調質され、さらに超仕上げが施されている。下部スラスト円板のシュウ動面には、回転方向に合わせたミゾが設けられており、起動時における摩擦トルクの軽減、および潤滑水の補給を効果づけている。

(5) シール構造

軸貫通部には、良質のメカニカルシールをタンデム配列にした組み合わせ構造を採用している。第一段目のメカニカルシールの先端には、オイルシール、およびラピンス構造を設け、砂などのダストが軸貫通部分に浸入するのを防止している。構造物の各はめあわせ部には、Oリングを使用して、完全な密封構造としている。

(6) フィルタ機構

モートルの最上部には、フィルタ機構が設けられている。フィルタは、当社独自の製法による特殊形状のものを使用している。外部からの水は、フィルタ機構に設けられた横穴からフィルタ部にはいり、貫流されて、モートル内部に向かうようになっている。

(7) サビ止め処理

主要部品には、ステンレスおよび青銅系材料が使用されている。鋳鉄部分および鉄心部分は、下地処理のうえ、特殊サビ止め塗料により焼付け処理が施されている。

6. 特性

6.1 絶縁特性

わが国の実用機である高圧水中モートルに対しては、とくにその絶縁性能について入念な検討を行なった。次に、その結果を列記する。

(1) 電圧—tan δ 特性

水温 20°C における電圧—tan δ 特性を図 6.1 に示す。これによれば 6kV に至るも tan δ はまったく変化なく、その値も 0.4% 程度でポイドレス絶縁の効果は、あきらかに示されている。

(2) 温度—tan δ 特性

温度の変化に対する tan δ 特性を図 6.2 に示す。これによれば 3kV および 6kV においても大差なく、モートル連続使用温度と考えられる

65°C においても 1% 以下であり、きわめて、安定した画期的絶縁といえよう。

(3) 温度—絶縁抵抗特性

図 6.3 に温度の変化に対する絶縁抵抗の低減特性を示す。これによれば、温度と絶縁抵抗の低減率は、H種絶縁について良好であることが明らかに示されている。

(4) 絶縁抵抗試験

図 6.4 は、モデルコイルによる 60°C 温水中での 6,000V 連続課電特性を示す。これによれば、すでに 3 年間の試験においても絶縁抵抗の低下はまったくみられず、6,000V 級にも使用できることを示しているものといえよう。また、図 6.5 は 100kW 試作機の連続寿命試験における絶縁抵抗の推移を示したもので、その値は、きわめて安定していることが、うかがわれよう。

(5) 耐電圧特性

このコイルの絶縁破壊電圧は 40kV で、衝撃破壊電圧は (1×40) μS において 100kV であった。図 6.6 は コナ発生ヒン度と コナ電荷の関係を示したものである。この図で明らかのように、水中高圧コイルのコナ開始電圧は 6.5V で、そのときのコナ発生ヒン度は、非常に少なく、コナ電荷の分布も 1×10⁻¹⁰~3×10⁻¹⁰ クーロンと非常に小さいパルスで安定しており、使用電圧においては、まったく、コナの発生しない安定した性能をもっていることが

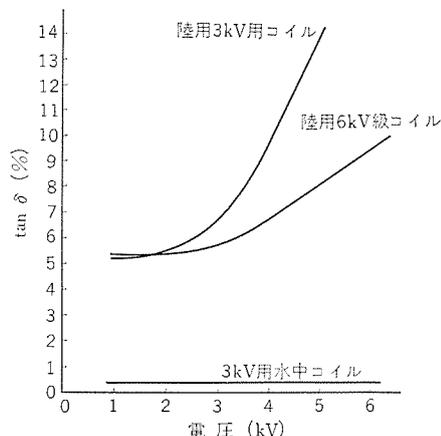


図 6.1 電圧—tan δ 特性
Fig. 6.1 Relaying between voltage and tan δ.

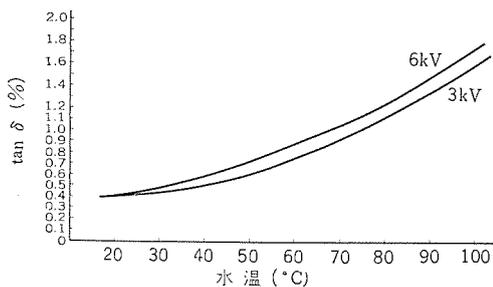


図 6.2 温度 - tan δ 特性
Fig. 6.2 Relation between temperature and tan δ.

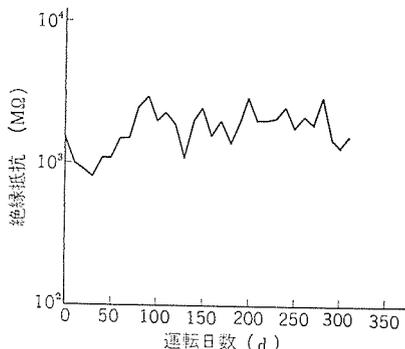


図 6.5 試作機における絶縁抵抗特性
Fig. 6.5 Insulation resistance of 100 kW trial productive high tension submersible motors.

表 6.1 高圧水中モートル特性 (3,300V, 60c/s)

	75kW/4P	150kW/4P
全負荷特性		
電流 (A)	18.84	36.8
効率 (%)	83.3	81.8
力率 (%)	83.6	87.2
滑り (%)	0.6	0.7
最大出力 (%)	336	316
停動トルク (%)	348	328
起動トルク (%)	170	144
起動電流 (A)	116	215
△時最低起動電圧 (V)	1,665	1,590
内部封水量 (l)	144	205
温度上昇 (deg)	抵抗法 30.5	抵抗法 21.0

確認された。

(6) 温度特性

定格電流連続通電時の導体温度と絶縁物表面との温度差を実測した結果、この間の温度差は、約 10deg であることが確認された。この値は、この種の強固な絶縁方式においては非常に少ない値である。また、拘束電流に対する許容時間については、コイル温度 60°C まで許容した場合、約 10 秒であり、一般水中モートルに比べ、熱容量が大きく、占積率を増すために採用した方式が効果をあげたものといえよう、図 6.7 は電流 - 許容時限特性を示したものである。

6.2 電動機としての一般特性

この高圧水中モートルの一般特性は、表 6.1 に示される。

7. 保護装置

この水中モートルの保護装置としては、当社製の トランジスタ式 3E リレーおよび漏電検出装置が、一般の高圧配電器具のほかに特別に設けられている。

トランジスタリレーは、125% 不動作、500% 電流で 5 秒以内の特性をもったもので、上述の温度特性からみて十分な保護が期待できるものである。

岐阜市水道部納め三菱高圧水中モートル・八木・和田・早川

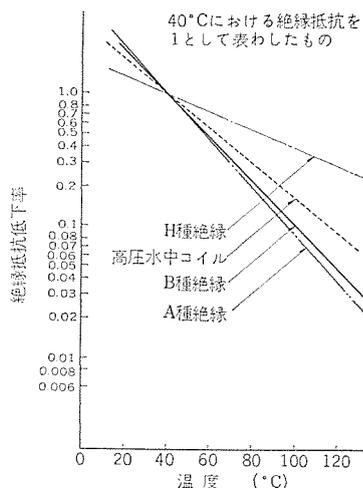


図 6.3 温度 - 絶縁抵抗特性
Fig. 6.3 Relation between insulation resistance and coil temperature.

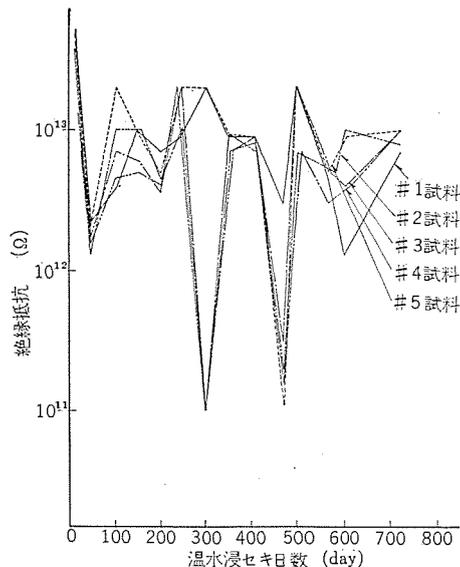


図 6.4 モデルコイルの絶縁抵抗特性
Fig. 6.4 Insulation resistance of model high tension submersible coils.

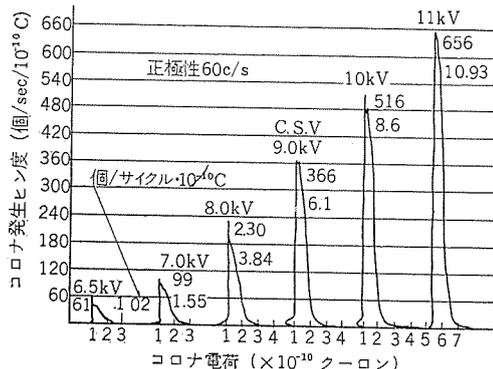


図 6.6 コロナ発生ひん度とコロナ電荷の関係
Fig. 6.6 Corona generation frequency vs corona charge.

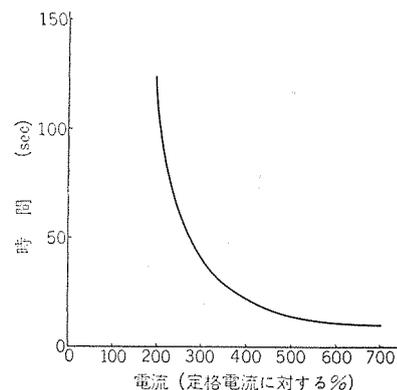


図 6.7 電流 - 許容時限特性
Fig. 6.7 Motor current vs allowable time characteristics.

漏電検出装置は 200mA まで検出できる性能をもったものが使用されており、万一の絶縁抵抗低下に備えている。

8. む す び

以上、岐阜市水道部納め高圧水中モートルの概要について紹介した。この高圧水中モートルは、長年にわたる低圧水中モートルの実績と、高圧水中コイル絶縁に対する不断の研究と独特の卓越した技術によって完成したもので、一般陸上運転用の高圧モートルと同等の安全性と信頼度をもっているものと確信している。

しかも、種々のデータが示すように、低圧水中モートルの絶縁方式よりも、格段に安定した絶縁特性をもっているため、低圧水中モートルよりも、むしろ安定しているものと考えている。

現段階では、当社の高圧水中モートル中の実績は、岐阜市水道部のご理解によって製作した、150kW および 75kW 2 台と、当社長崎製作所納め 30kW 2P および、試作 100kW の 4 台のみであるが、この成果が多方面に理解され、大形水中モートルのほとんどに高圧が採用される時代が、やがて到来することを期待している。現在実働中の 150 kW および 75W 高圧水中モートルが、今後も安定して運転を続け、岐阜市の水道事業に貢献することを念じてやまない。

参 考 文 献

- (1) 和田、佐藤：水中モートル「三菱電機技報」38, No. 6, 891 (昭 39)

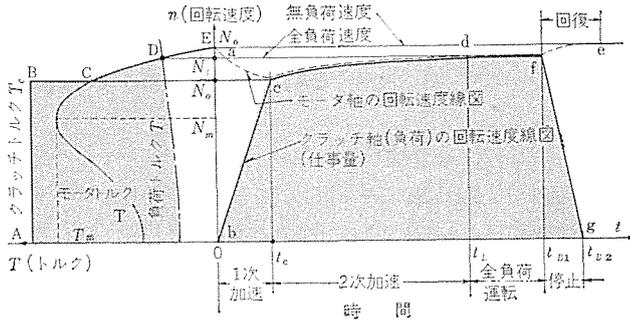


図 3.2 クラッチモータの運転特性曲線
Fig. 3.2 Characteristic curves of operation in clutch motor driving system.

3.1 一次加速性

クラッチが働いた時点 $t=0$ から連結が完了した時点 t_c まではクラッチ板はハズミ車に接触し、すべりながら負荷を加速している。このときの加速トルク T_c (クラッチ伝達トルク) はハズミ車の慣性トルクによってささえられるので、瞬間的には非常に大きくでき、負荷の急速な加速を可能にしている。

ここで一次加速性について考察すると、 t 時間後のクラッチ軸すなわち負荷の速度は式 (3.1) で表わされる。

$$N_{cl} = \frac{30(T_c - T_L)}{\pi J_L} t \dots\dots\dots (3.1)$$

ここに N_{cl} : クラッチ軸の回転数 (rpm)

T_c : クラッチの伝達トルク (kg·m)

T_L : 負荷の反抗トルク (kg·m)

J_L : 負荷の全慣性モーメント (kg-m-s²)

t : クラッチが働いた時点からの時間 (s)

一方、モータ軸は急激にかかったクラッチトルク (加速トルク) によって式 (3.2) のように減速する。

$$J_M \frac{d\omega}{dt} = T - T_c \dots\dots\dots (3.2)$$

ここに ω : モータの角速度 (= $2\pi N/60$) (rad/s)

J_M : ハズミ車側の全慣性モーメント (kg-m-s²)

T : モータのトルク (kg·m)

ここでモータの速度-トルク特性曲線を2次方程式で表わすと、無負荷速度から停動トルク前後の速度までは、式 (3.3) で近似できる。

$$T = T_m \left\{ 1 - \left(\frac{N - N_m}{N_0 - N_m} \right)^2 \right\} \dots\dots\dots (3.3)$$

ここに T_m : モータの停動 (最大) トルク (kg·m)

N_m : モータの停動トルク時の回転数 (rpm)

N_0 : モータの同期回転数 (rpm)

N : モータ軸の回転数 (rpm)

式 (3.3) を式 (3.2) に代入して式 (3.2) を積分すると、 t 時間後のモータ軸の速度 N_1 は、 $T_c > T_m$ のとき、

$$N_1 = N_m + (N_0 - N_m) \xi \tan \left\{ \tan^{-1} \frac{1}{\xi} - \xi \frac{\delta}{2} t \right\} \dots\dots\dots (3.4)$$

ここに $\xi = \sqrt{T_c/T_m - 1}$

$$\delta = \frac{60}{\pi} \cdot \frac{T_m}{(N_0 - N_m) J_M} \text{ (1/S)} \dots\dots\dots (3.5)$$

したがって、式 (3.1) と式 (3.4) から連結が完了するまでの時間、 t_c とそのときの回転数 N_c が求められる。

一次加速においてはハズミ車の慣性 J_M 、負荷の慣性 J_L とクラ

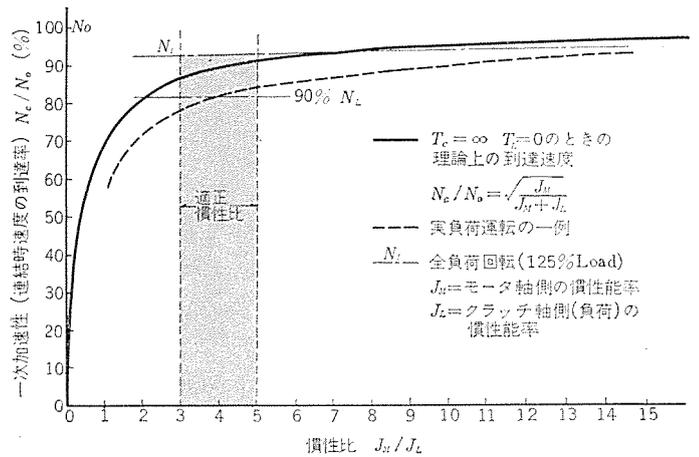


図 3.3 (a) 慣性比と一次加速性の関係
Fig. 3.3 (a) Relation between inertia ratio and primary driving speed.

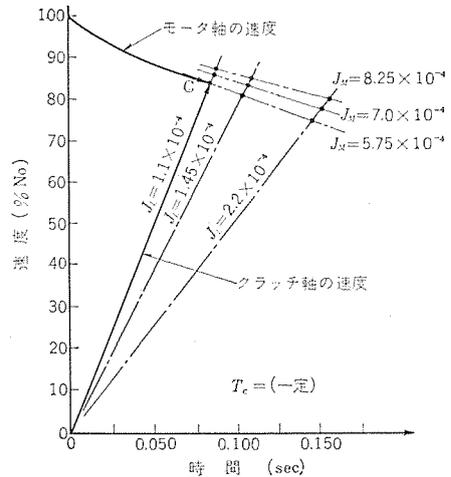


図 3.3 (b) モータ側および負荷側の慣性と一次加速性の関係
Fig. 3.3 (b) Relation between inertia of motor and load side and primary acceleration.

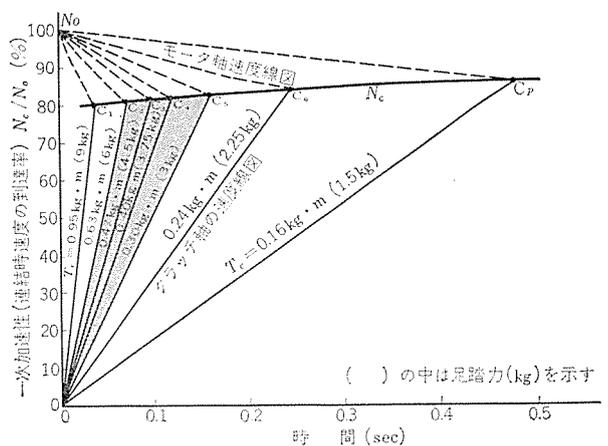


図 3.4 クラッチ伝達トルク T_c (足踏力) と一次加速性
Fig. 3.4 Relation between clutch transmitting torque and primary driving speed.

ッチトルク T_c が重要な役割を果たすことは式 (3.1) からわかるが、これらの関係を定性的に示せば、図 3.3 (a) (b) および図 3.4 のようになる。

ハズミ車慣性 J_M (モータ回転子も含む) については、図 3.3 (a) のように負荷の慣性 J_L に対する比率で、3~5倍程度が実用的見地から適当で、これ以上大きくしても、その効果は少なくむし

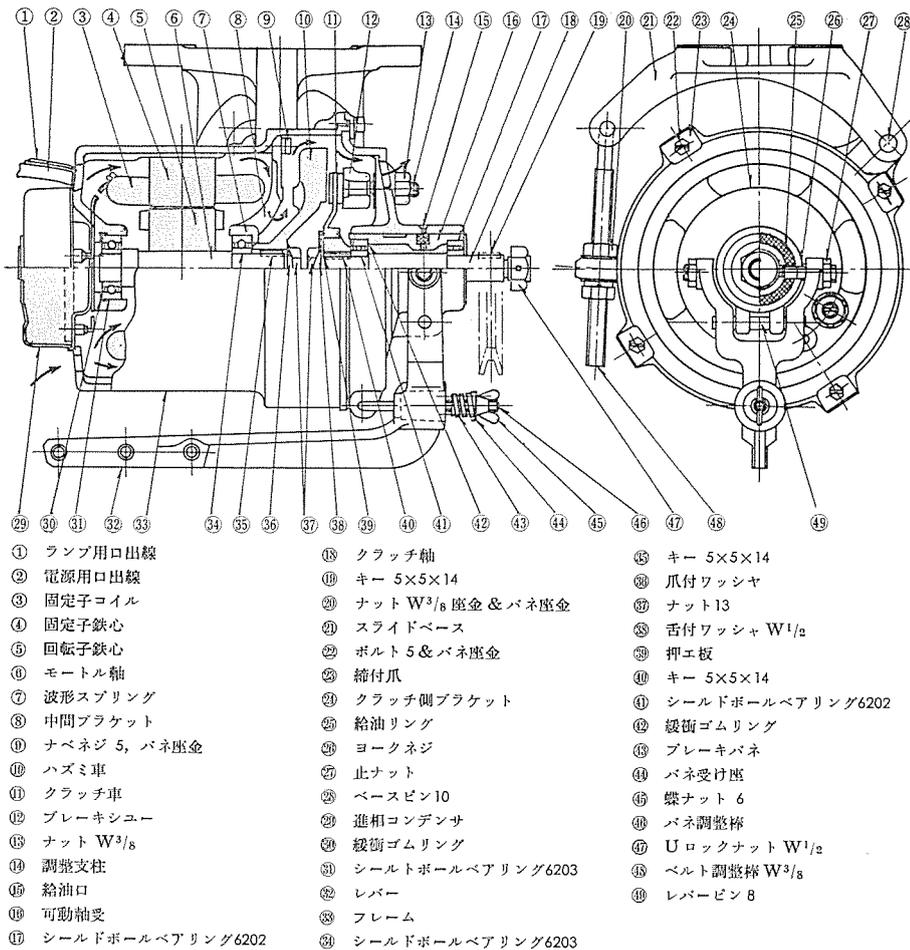


図 4.3 新形単相クラッチモートルの断面構造および部分名称
Fig. 4.3 Cross sectional view and parts list of new single phase clutch motor.

$$\dot{z}_0 \doteq r_1 + j \left(x_1 - \frac{1}{3} x_{D'} \right) \quad (\text{零相分 インピーダンス})$$

$$\dot{z}_1 \doteq \frac{1}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - j \frac{1}{2} \right) x_{D'} \quad (\text{正相分 インピーダンス})$$

$$\dot{z}_2 \doteq -\frac{1}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} - j \frac{1}{2} \right) x_{D'} \quad (\text{逆相分 インピーダンス})$$

$$\dot{V}_{1P} = \frac{1}{3} \left(\frac{2+\tau}{2\tau} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \dot{V}_A$$

$$\dot{V}_{1N} = \frac{1}{3} \left(\frac{4\tau-1}{2\tau} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \dot{V}_A$$

r_1 : 主巻線の相間抵抗 (Ω)

x_1 : 主巻線の漏れリアクタンス (Ω)

$x_{D'}$: x_D / τ^2

x_D : コンデンサの容量リアクタンス

τ : 主巻線に対する補助巻線の巻数比

x_0 : 励磁リアクタンス

r_2' : 主巻線に換算した 2 次一相の抵抗

x_2' : 主巻線に換算した 2 次一相の漏れリアクタンス

4.3 風音と通風方式

風音はファンの周速とか通風方式によって大幅に変化する。前者はモートルの回転数によるもので、一般に 4 極 (低速) モートルより 2 極 (高速) のほうが騒音が高いといえる。

クラッチモートルの発熱は鉄損、銅損などによるモートル部分の発熱と起動停止時の摩擦損によるクラッチ部分での発熱がある。これらは負荷率、起動停止ヒン度などによって相当異なるが、要するにモートル部分とクラッチ部分の 2 個所で発生する熱を外部に放散し、

これらの部分を過熱による損傷から守ることが、クラッチモートルの通風においては必要である。

またこの通風による排気が直接作業者の足もとに当たったり、不必要に騒音を大きくしたりすることは、クラッチモートルとして好ましくない。図 4.3 は当社が採用してきた通風方式をさらに改善した新形クラッチモートルの通風方式を示しているもので、同一の空気流でモートル部分とクラッチ部分を冷却でき、しかも排気はラリ側に逃げてしまうので、作業者に風が当たらない。また風音にも同様な方向性があるので作業者の位置での不快感が少ない。

4.4 軸受音

軸受にはボールベアリングを使用しているので、ある程度の騒音は避けられないが、とくに騒音の低いベアリングを使用するばかりでなく、モートルのフレーム構造から加工、組立てにいたるまで細心の注意が払われている。また封入グリスについても異物の混入の少ない潤滑、騒音特性のすぐれたものを使用するなど細部にわたって吟味されている。

5. 構造、寿命

(a) クラッチ摩擦板

これはクラッチモートルでは重要な部品の一つであるが、一応消耗品と考えられるので簡単に取り換えられる構造になっている。しかし実際には寿命の長い、摩擦性能のすぐれたものが必要である。当社は一貫して独自のアスベスト系特殊ライニングを使用しており、安定した摩擦特性と抜群の寿命の長さは過去の実績とともに業界の定評となっている。

(b) 貯給油リング

クラッチ部分のスリーブ軸受には独自の貯給油リングがソウ入され、長期にわたってシユウ動部に十分な潤滑油を供給でき、注油の手間はふける。

(c) 構造

スライドベースは力学的に合理的なアメリカ系のピッチ寸法に合わせてるとともに、ベルト調整範囲を大きくし、調整しやすくした。またこの調整によるレバーの倒れを修正するため負荷側ブラケットを回転自在にした。

6. 仕様

新形クラッチモートルの標準仕様は表 6.1 のとおりで、外形寸法図 6.1, 6.2 は代表機種を示してある。

なお標準機種として各種のクラッチモートルも生産している。また防じん形クラッチモートル (実新出願中) についても防じん装置単体でも生産している。

表 6.1 三菱標準 クラッチモートル

定格出力 (W)	極数	単相 100V 50/60c/s	三相 200V 50/60c/s	用途
100W	2	SN-120		職業用ミシン
200W	2	CA-202A	CB-202A	工業用(高速)ミシン 2,500~3,600rpm
	4	CA-204A	CB-204	工業用(低速)ミシン 1,000~2,500rpm
250W	2	CA-252A	CB-252A	工業用(高速)ミシン 2,500~4,400rpm
	4	CA-254A	CB-254A	工業用(低速)ミシン 1,000~3,000rpm
400W	2		SN-320	工業用(高速)ミシン 2,500~3,000rpm

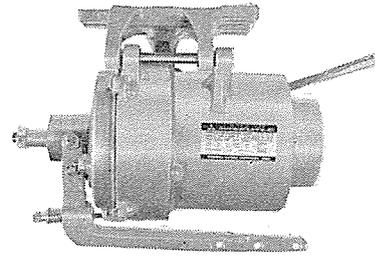


図 6.2 単相新形クラッチモートルの外観
Fig. 6.2 New single phase clutch motor.

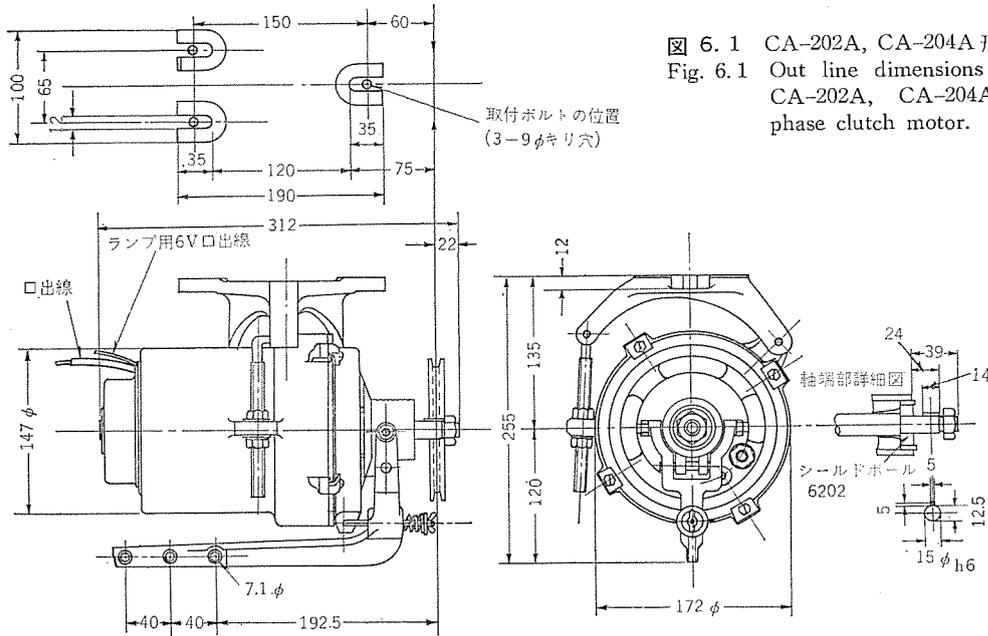


図 6.1 CA-202A, CA-204A 形外形寸法
Fig. 6.1 Out line dimensions of type CA-202A, CA-204A single phase clutch motor.

7. む す び

以上クラッチモートルの概要と新製品の特長を紹介したが、クラッチモートルは縫製工業界とともに進歩発展しており、国内市場ばかりでなく広く海外市場に相当輸出され、いよいよ国際的商品になりつつある。

ここでは縫製ミシン用クラッチモートルを中心に述べたが、これ以外にも一般産業機械用、自動織機用として出力容量の大きいものや、電磁式のものも製造しており、それぞれの機械に最適なクラッチブレーキ付きモートルの注文にも応じている。

(昭41-4-15受付)

三菱中容量E種電動機

八木 勝*・梶谷 定之*・篠原 芳男*

Mitsubishi Medium Rating Induction Motors With Class E Insulation

Nagoya Works Masaru YAGI・Sadayuki KAJITANI・Yoshio SHINOHARA

In September, 1964 the standard of class E motors about the frame assignment from 63 to 160 were established by JEM-1180. The production of these motors was set about as standard motors in this country. As the class E motors were recognized of their true value and came in popular use, the present range of the frame number became too narrow to meet the requirement, so class E medium rating motors of the frame number larger than the above mentioned one are asked for by various customer. Mitsubishi medium rating induction motors with class E insulation are new developments of standard products in response to these demands. This series ranging from 180 to 315 frame number include open type and totally enclosed type of 2, 4, 6 poles.

1. ま え が き

誘導電動機は古くから絶えず小形化、軽量化の努力がなされ、設計工作、電気材料など全般の技術的進歩を基に着実に成果を上げてきたが、この電動機の小形化、軽量化の歴史に一区画を築いたのがE種電動機である。E種電動機がはじめてわが国に登場したのは約2年前のことであるが、その間、国内においてもE種電動機の規格 JEM-1180(寸法規格)、JIS-C-4210(特性規格)が制定されるなど、A種電動機に代わるハ用電動機としての地位を固めてきた。

当社も昭和39年8月、160フレームまでの小形E種全閉外扇形のシリーズを完成させ発売したが、当時一部の需要家に見られた小形化による電動機のトルク低下、温度上昇増加に対する懸念をまったく一掃する高性能E種電動機であったので、需要家のかたがたには十分な好感を持って迎えられた。

その後昭和40年7月には、当時全閉外扇形と適用ワク(枠)番が同じでは技術的な困難が多いものとされていた小形開放形E種電動機の系列(63~160フレーム)をも他社に先がけ完成し発売を開始した。

元来開放形は全閉外扇形と異なりわが国での需要率が圧倒的に高い機種であったことと、その著しい小形化軽量化にもかかわらず、A種電動機にまさるとも劣らぬトルク特性、予想外に低い温度上昇等きわめてすぐれた性能を有していたので当社E種電動機の利用度は急速に高まってきた。このようにE種電動機の使用が各方面に広く浸透してくると、当然のことながら現行の160フレームまでの系列ではあきつらざらに出力の大きい中容量機種への系列的拡大が強く要望されてきた。

ここに紹介する三菱中容量E種電動機はこういった顧客のご要望に応ずることができるように、そのシリーズの整備をした低圧中容量E種電動機である。以下この電動機の構造、特長等を逐次説明する。

2. 三菱中容量E種電動機

2.1 ワク番適用

三菱中容量E種電動機はこれまでのE種電動機開発の考え方に沿いIEC規格に準拠しそのワク番適用も著しく下げ、小形化、軽量化が図られたものである。すなわちIEC規格 Pub 72-1(72-2)

には標準出力シリーズ、ワク番に対する標準取付寸法シリーズ、ベルト掛け負荷の場合の軸シリーズの三つのシリーズが含まれているが、実際に適用するにはこれらを適宜組み合わせ用いていることになっている。

したがってすでにこのIEC規格を基に国内規格[JEM-1180(一般用)、JEM-1189(フランジ形)]として制定済みの全閉形225フレームまでについては問題ないがまだ規格化されていない開放形および250フレーム以上の全閉外扇形については各社の事情に応じワク番適用、軸端を決めていかねばならない。この点当社E種電動機は小形化の最も進んでいるドイツのDIN 42672(開放形)、DIN 42673(全閉形)を参考に4、6極電動機のワク番適用はDIN規格と同一にし、2極電動機についてはDIN規格を多少変え4極電動機と同じワク番適用としている。この考えは225フレーム以下のE種全閉形電動機の規格をまとめたときの基本的方針であり、また現在200フレームまでの開放形E種電動機の規格制定を電機工業会で審議中であるが、その場合の基本的な考え方に合わせたものである。

軸端寸法についても同じくDIN規格を参考に、IEC規格の軸シリーズから選定しているが4極以上の電動機についてはベルト駆動を対象として寸法を決めてカップリング駆動の場合でもこれをそのまま流用するので、現行A種電動機のように長軸、短軸の区別はしていない。また2極電動機の場合はカップリング駆動を主体に考え決めている。表2.1は以上の考え方を基にまとめた当社中容量E種電動機の適用ワク番表である。

表2.1 三菱中容量低圧E種電動機(連続定格)の適用ワク番

ワク番	開放形			全閉外扇形		
	2極	4極	6極	2極	4極	6極
180M	22	22	15	18.5	18.5	—
180L	30	30	18.5	22	22	15
200M	37	37	22	—	—	—
200L	45	45	30	30	30	22
225S	—	—	—	37	37	—
225M	55	55	37	45	45	30
250S	75	75	45	—	—	—
250M	90	90	55	55	55	37
280S	110	110	75	75	75	45
280M	132	132	90	90	90	55
315S	160	160	110	110	110	75
315M	200	200	132	132	132	90

* 名古屋製作所

表 2.2 SB-E 形中容量 E 種電動機の外形寸法表

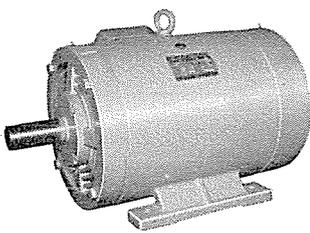
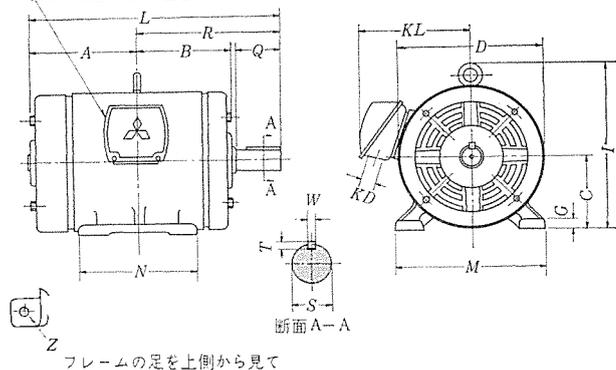
50/60c/s 200V 単位 (mm)

キロワット		ワク番号	電 動 機												軸 端				
4 極	6 極		A	B	*C	D	G	I	KD	KL	L	M	N	Z	Q	R	◎S	T	W
22	15	180M	273.5	228.5	180	353	22	407.5	35	281	625	350	300	15	110	351.5	55	10	15
30	18.5	180L	292.5	247.5	180	353	22	407.5	35	281	663	350	338	15	110	370.5	55	10	15
37	22	200M	301	253.5	200	394	25	457	55	356	707.5	400	347	19	140	406.5	60	10	15
45	30	200L	320	272.5	200	394	25	457	55	356	745.5	400	385	19	140	425.5	60	10	15
55	37	225M	342.5	291.5	225	439	28	515.5	55	378	787	440	390	19	140	444.5	65	12	18
75	45	250S	376.5	313.5	250	490	30	566	55	400	840	506	398	22	140	463.5	75	14	20
90	55	250M	395.5	332.5	250	490	30	566	55	400	878	506	436	22	140	482.5	75	14	20
110	75	280S	437	359	280	550	32	633.5	55	432	981	570	460	22	170	544	80	14	20
132	90	280M	462.5	384.5	280	550	32	633.5	55	432	1,032	570	511	22	170	569.5	80	14	20
160	110	315S	490	409	315	620	35	705.5	55	465	1,079	636	508	25	170	589	90	16	24
200	132	315M	515.5	434.5	315	620	35	705.5	55	465	1,130	636	559	25	170	614.5	90	16	24

備考

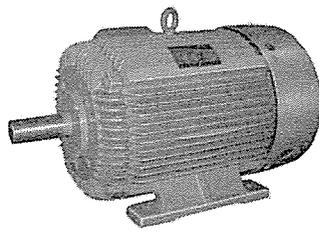
* 軸中心高の上下寸法差は 250までは $\begin{matrix} 0 \\ -0.500 \end{matrix}$ 280, 315は $\begin{matrix} 0 \\ -1.00 \end{matrix}$
 ◎軸径の上下寸法差は日本工業規格 (JIS) B0401
 ハメアイ方式 "m6" による
 ワク番号 180 はシールドボールベアリング, 200 以上はオープンボールベアリングを使用

端子箱の位置は上下左右に付け変えられる



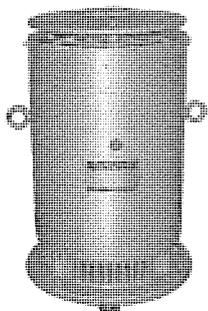
200/200V 50/60c/s
SB-E 55KW 4P
225M

図 2.1 SB-E 形スーパーライン E モータ
Fig. 2.1 Type SB-E super-line E motor.



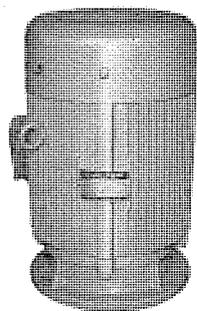
200/220V 50/60c/s
SF-E 45KW 4P
225M

図 2.2 SF-E 形スーパーライン E モータ
Fig. 2.2 Type SF-E super-line E motor.



200/220V 50/60c/s
SB-EV 55KW 4P
L5-225M

図 2.3 SB-EV 形スーパーライン E モータ
Fig. 2.3 Type SB-EV super-line E motor.



200/220V 50/60c/s
SF-EV 45KW 4P
L5-225M

図 2.4 SF-EV 形スーパーライン E モータ
Fig. 2.4 Type SF-EV super-line E motor.

2.2 外観, 機種および外形寸法

ここで紹介する当社 E 種電動機は 180 フレームから 315 フレームまでの開放形と全閉外扇形の中容量機種で, 床取付け横軸形 [SB-E, SF-E] の 2, 4, 6 極およびフランジ取付け横軸 (縦軸) 形 [SB-EF (V), SF-EF (V)] 4, 6 極 E 種電動機である。図 2.1~2.4 はこの E 種電動機の外観を示す製品写真であり, また表 2.2 は SB-E 形電動機の外寸法である。これらからわかるように, 開放形も全閉外扇形も先に紹介した⁽¹⁾⁽²⁾ 160 フレーム以下の E 種電動機と大体同じ外観を有しておる。

3. 構造

3.1 構造一般

2.1 節で説明したように, 当社 E 種電動機は開放形も全閉外扇形も 80 フレーム以上のものは全系列ほとんど同じ構造である。したがって重複を避ける意味で先に紹介した 160 フレーム以下の電動機と異なる⁽¹⁾⁽²⁾ 軸受部以外は簡単な紹介にとどめることにする。

開放形電動機は図 3.1 の断面が示めすように反負荷側ブラケットの通風口より吸気し負荷側ブラケットの排気口より排気する軸流式通風方式である。長い方のエンドリングファンでラジアル方向に飛ばされた冷却風はファンガイドに沿って導かれ, 固定子外周を通過して貫流するが, その際冷却風はコイル, 鉄心等を効果的に冷却していくので温度上昇の低い電動機となっている。この場合とくに注意を払ったことは, 小形 E 種電動機の場合と同様各部の通風路断面積のアンバランスを生じさせないようにすること, 通風路の急激な方向の変化による通風抵抗の増大を抑制することである。

また, さらに保護機能として防滴保護形となしうるようブラケット各部の形状, 寸法に考慮を払っている。全閉外扇形電動機も小形 E 種電動機と同様, 電動機に取り付けられた外扇ファンで冷却されるが, この場合は実験結果にもとづき理想的な冷却効果を

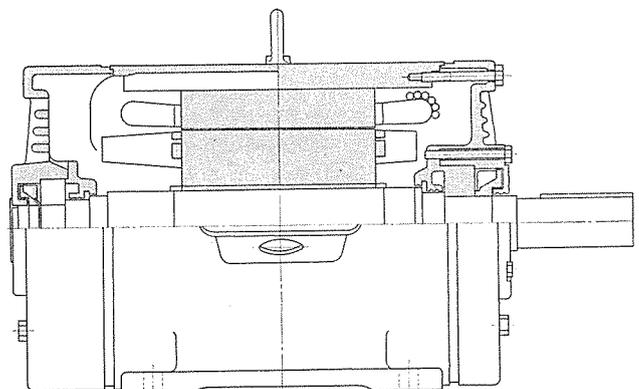


図 3.1 中容量開放形 E 種電動機の断面
Fig. 3.1 Sectional drawing of open type medium rating induction motor with class E insulation.

もたらしようにフィンの高さ、数およびファン、ファンカバーの形状を設定し騒音が低くしかも冷却効果の高いものになるようにした。

また開放形、全閉外扇形両者に言えることであるがE種電動機は同一相当ワットの現行A種電動機と比べ出力が著しく増加しているため、フレーム、ブラケットについては各部の鋳物肉厚の増加、適切な補強リブの配置などで剛性を高め、耐震性の高い構造にしている。

3.2 軸受構造

200フレーム以上の中容量E種電動機にはオーランポールベアリングを採用している。このうち4極以上の電動機はVベルトや歯車駆動を対象としているので、負荷側には負荷容量の大きな円筒コロ軸受を採用している。ただし反負荷側およびカップリング駆動を対象としたフラジ形および2極電動機の両側には玉軸受を採用している。

オーランポールベアリングを採用した電動機においては、熱による軸の伸縮に応じようように負荷側ベアリングの外輪はブラケットとのめ合いをゆるくして軸方向に遊ばせ、反負荷側ベアリングが排油ランナーで軸に固定されている。したがってスラスト荷重は反負荷側ベアリングで持つ構造になっている。もちろんこれらベアリングサイズの選定にあたってはこれまでの電動機製作の実績にもとづき実際上考えられる種々の動荷重、動力の伝達方式等を考慮して決めているので寿命上全く心配のないものになっている。

ただ実際のベアリングの寿命は潤滑剤の種類、潤滑法、保守管理、防じん効果等により大きな影響を受けるので、当社E種電動機は

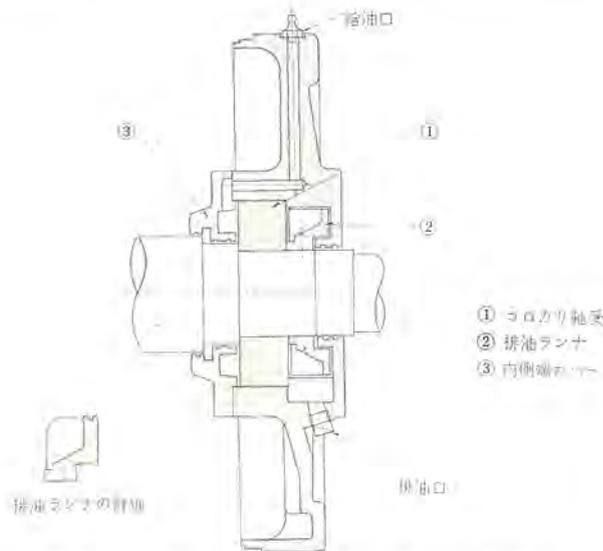


図3.2 中容量E種電動機の軸受部分詳細
Fig. 3.2 Detail drawing of bearing parts of medium rating induction motor with class E insulation.



図3.3 グリス循環試験装置
Fig. 3.3 Testing device of circulation of ball bearing grease.

軸箱構造はじんあい、水分の浸入を防ぎ、潤滑剤にも潤滑性はもとより、耐老化性、耐熱性等にすぐれたリチウム系グリスを採用し、さらにまたグリスの吸排油も簡単で確実にこなえる構造とした。

図3.2はE種電動機の軸受部構造を示すものであるが、この構造でも先ず排油口における抵抗をできるだけ低くなるようにその長さや径の選定に留意したが、さらに軸貫通部のシール効果を上げる研究も進めた。図3.3は透明なプラスチックで作られた軸受部のモデルであるがこれを使用して理想的な軸箱構造の設計に努力を払った。その結果図3.2に示すような構造になったのであるが、軸貫通部のラビリンス構造と当社独特の排油ランナーに大きな特長を持っている。この排油ランナーはラビリンス構造を形成しシール効果を上げると共にオーパグリスによるベアリングの過熱を防ぎ、また反対に2極電動機の場合のようにベアリング内のグリスが飛び散り潤滑剤不足となってベアリングを損傷することを保護するなど、絶えずグリスを転動体部に適量保つのに非常に役立つものである。

このように軸受部は適切なベアリング・サイズ、グリスの選定、さらに改良された軸受部構造と細かい点に留意して設計しているので十分長い寿命が期待できる。

3.3 端子箱

端子箱については、これまでの小形E種電動機と同様、横軸電動機においてはフレームの中心に対し18°斜め上方に取り付けてあるがこれは端子の接続を容易にするものであり、電動機内部との機密度もゴムパッキンを使用し十分なものとなっている。また図3.1の断面図からわかるように開放形電動機においてはブラケットの幅を負荷側と反負荷側の寸法を変え反負荷側にはファン、ファンガイドを装備しながらフレームの中心と鉄心の中心とを合わせた構造にすることができた。この結果全閉外扇形はもとより開放形においても簡単に組み換えることで端子箱を軸端に対し左右いずれの方向にも位置させることが可能となり、また端子箱のリード出口も端子箱の付け換えだけで上下左右いずれにも向けることができ接続しきわめて便利になっている。

3.4 電気部分

電気部分の設計はすでに参考文献⁽¹⁾⁽²⁾に述べてきたようにE種電動機の系列開発の基本方針に沿って進めているから、本文ではその詳細な説明は省略させていただくがトルク、温度上昇とくに漂遊損の抑制に留意した。すなわち固定子と回転子のミジ数の組み合わせについても回転子ミジ数は固定子ミジ数の約80%のミジ数にしその中から適当なものを選び、また回転子はすべて全閉ミジ回転子を採用し、そのミジの形状もこれまでの実績と研究結果にもとづき2極電動機には台形を、4極以上のものには2重カゴ形の形状にしトルク特性のすぐれた、温度上昇の低い電動機になっている。また各機種ともすべてアルミダイキャスト回転子を採用しているが、このため耐熱性、耐震性にすぐれ、各種起動条件に対しても有利な性能を確保することができた。

絶縁方式についても電動機の容量が大きくなっているから、使用材料の厚みは増しているが本質的には小形E種電動機と同じであり耐熱度の高いポリエステル樹脂系のものである。これらはいずれも当社がE種ハン用電動機の開発にそなえて早くより研究を積み重ねて完成したものでそのすぐれた性能は豊富な実績で実証済みのものである。

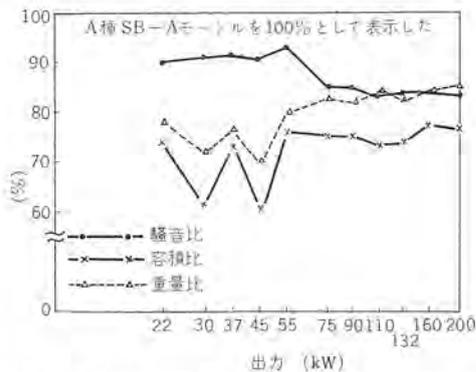


図 4.1 中容量 E 種電動機と A 種電動機の重量、容積、騒音比較 (低圧開放形 4 極電動機)

Fig. 4.1 Weight, volume and noise of medium rating class E motor compared with those of class A motor.

4. 特 長

4.1 小形・軽量

図 4.1 は開放形 4 極電動機を例に現行 A 種電動機との重量、容積比を示めたものであるが、これからわかるように当社中容量 E 種電動機は現行 A 種電動機より著しく小形化、軽量化が図られている。

4.2 トルク特性

前節でも述べたように E 種電動機の特長は現行 A 種電動機にまったく見おとりなく、トルクスぺリ 特性も非常にすぐれている。

4.3 振動騒音

E 種電動機は耐震性の高い構造と回転部分の小形化にもとづく風音源の減少、とくに開放形では中容量機種においてもエンドリング・ファンのみによる冷却方式を採用しているので非常に静かな運転特性が得られている。図 4.1 は現行 A 種電動機の騒音比較である。

4.4 グリースの入れ換え

前章に述べたように E 種電動機においては軸受構造の改良設計

にも十分考慮を払ったので理想的にグリースの交換ができる。

4.5 その他

その他当社 E 種電動機には回転子の GD² が著しく減少していること (開放形で A 種電動機の約 50~60%) また Al ダイカスト回転子の採用による強固な回転子構造等 使用上の大きな利点を数多く有している。

5. む す び

JIS, JEM 規格に従った 160 フレームまでの小容量 E 種電動機を一昨年に開発し、販売以来 E 種電動機に対する需要家のかたがたのご理解により急激にその普及が高まり、それ以上の中容量機種に対する要求も非常に強まってきた。当社はこの状況を考慮しこのほど開放形、全閉外扇形中容量 E 種電動機への系列の拡大を完了したが、早くも船用電動機をはじめ各種用途で実際にご利用いただいているところである。この電動機は本文で説明したように多くの特長を有している。ワク 番適用も予測される JEM 規格化の方針を見込みながら世界で最も小形化の進んだドイツ DIN 規格とほとんど同じにしたもので小形化においても国際水準のトップを行く電動機である。幸いですにご利用いただいた需要家からはご好評をいただいているが今後ご利用していただく方にもその性能は必ず満足していただけるものと確信している。われわれは日進月歩の技術革新の時代に、さらに研 さんに努め、より一層すぐれた電動機の製作をもって需要家の方々のご期待に添っていきたいと思う。

皆様方の相変わらぬ激励をお願いする次第である。

参 考 文 献

- (1) 八木・梶谷・篠原：三菱開放形 E 種電動機
「三菱電機技報」40, No. 3, 557 (昭 41)
- (2) 篠原：三菱 E 種はん用電動機
「三菱電機技報」39, No. 6, 765 (昭 40)

新しい誘導電動機の絶縁 (ダイヤエポキシ絶縁)

柴田 鉄雄*・伊藤昭八郎*

“Dia-Epoxy” Insulation for High Voltage Large Induction Motors

Nagasaki Works Tetsuo SHIBATA・Shōhachirō ITŌ

Insulation performance governs the life of electric machines as well as affects their reliability and maintenance in service. To find good insulating materials is the first to success in producing excellent electric apparatus. Dia-epoxy insulation developed by Mitsubishi has better heat resistance, moistureproofness and withstanding against chemicals, now being applied to induction motors with rated voltages upto 6,600V. This insulation system is made from mica and epoxy resin hardened by interpolymerization. It is so excellent electrically, mechanically and thermally that the stator coils of motors processed with it can be dipped in the water for the test of marvellous quality.

1. ま え が き

電気機械の絶縁性能は、機械の寿命を決定するばかりでなく、機械の性能、信頼性および保守の難易などに影響を与える。したがって、絶縁材料および工作には、長年の経験と絶えざる研究を必要とする。ことに最近の合成化学のいちじるしい進歩につれ、絶縁技術もめざましい発展をとげつつある。

当社では、10数年前、不飽和ポリエステル系樹脂を使用したダイヤラスチック絶縁を開発し、大形回転機、発電所補機用あるいは化学、製鉄などの工業用の電動機に、広く使用しており、順調に運転されているが、^{(1),(2)}さらに研究開発をおこない、従来のポリエステル系とは、異なる材料、処理方法を用いたエポキシ絶縁を開発し、生産を開始した。この新しい絶縁方式を、ダイヤ・エポキシ絶縁(形式記号DF)と称し、定格電圧6,600Vまでの高圧大形回転機に適用し、きびしい使用条件、環境、信頼性などあらゆる要求に合致し、十分にその威力を発揮する絶縁方式である。

2. 絶 縁 方 式

ダイヤエポキシ絶縁(DF)は、マイカを使用するが、マイカボンドおよび含浸樹脂に、エポキシ樹脂を用い、含浸樹脂をマイカボンドの共重合により硬化反応させて、マイカを固着し、樹脂とマイカとを一体にし、緻密な絶縁組織としたものである。この絶縁組織は、電気機器の運転中における導体の熱膨張、収縮にじゅうぶんに順応する特性を有し、これらの熱的および機械的応力による亀裂の発生や接着力の劣化などを防ぐことを基礎としたダイヤラスチック絶縁と同じ考慮が払われている。

工作の面からは、従来のようにコイルに絶縁を適用し、絶縁処理後、コイルを巻線組み立てるという方法でなく、コイルに所定のマイカテープングを行ない、表面をガラステープでバインドした状態で、鉄心にコイルを入れ、結線を行ない、巻線を完成させ、この鉄心とコイルを含浸タンクに入れ、高真空のもとでエポキシ樹脂を含浸圧入する方法をとっている。すなわち、コイルは鉄心に、密着固定し、コイルおよびつなぎ部分を含めて、巻線全体として、絶縁層を形成させることができる。したがって、工場においては、絶縁処理後、固定子全体を水中に浸せし、電圧を印加して耐電圧試験を実施

し、絶縁抵抗の測定をおこなったのち、次工程へ送り、組み立てるという方法を採用している。図2.1は、ダイヤエポキシ絶縁を採用した誘導電動機600kW、3,300V 8極の固定子を示し、図2.2は、固定子全体を、水中に浸せし、耐電圧試験を実施しているところを示したものである。

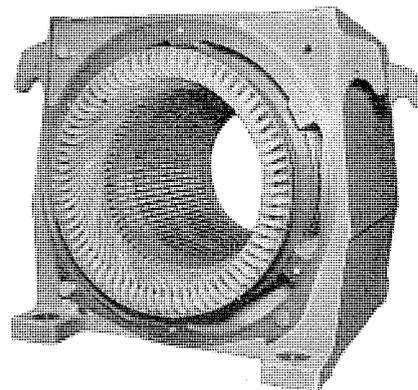


図 2.1 ダイヤエポキシ絶縁を適用した固定子
600kW 3,300V 8極誘導電動機
Fig. 2.1 600kW stator processed with Dia-epoxy insulation.



図 2.2 水中浸せしにより試験中の固定子
Fig. 2.2 Stator undertesting by dipping in the water.

3. ダイアエポキシ絶縁の特性

このダイアエポキシ絶縁に用いる個々の材料についての特性、たとえば、含浸樹脂としての粘度、可使用時間や硬化条件、またはマイカテープの作業性などの特性も工作の面からは重要な要素であるが、これらについては、すでに詳細を発表してある^{(3),(4)}。ダイアエポキシ絶縁は、マイカや補助材料など個々の材料の単なる組み合わせやコウ(膠)着でなく、マイカ、マイカボンドおよび含浸樹脂の反応により一体となった複合の絶縁組織であり、この組織としての代表的な特性について以下に述べる。

3.1 耐電圧

図 3.1 は、短時間および長時間の破壊電圧を求め、外ツウ(挿)法により長年月の耐電圧曲線を求めたものである。これは絶縁劣化の一要因である電圧についての試験結果であるが、初期には高く見えても、寿命が短いものがある。この基礎試験で、じゅうぶんな寿命を示さない絶縁組織は好ましくない。ダイアエポキシ絶縁は高いレベルの耐電圧を有している。この基礎試験の結果や、従来の絶縁の長年の経験または以下にのべる試験結果も併せて、絶縁組織の改良を行ない、実用上より合理的な絶縁設計をしている。

3.2 耐熱サイクルテスト

ダイアエポキシ絶縁組織は、エポキシ樹脂により一体化され、導体との密着も良好で、かつ導体の熱膨張、収縮に十分順応する。急激な温度変化に耐える試験として、155°C に1時間保持し、取り出し後 -30°C のドライアイスアルコール液中に1時間浸せき保持することを繰り返して行ない、絶縁抵抗および絶縁の外観を調べたが、20回行っても外観は異常なく、キ裂の発生など見られなかった。絶縁抵抗も 10,000 メガオーム以上保持している。(図 3.2)

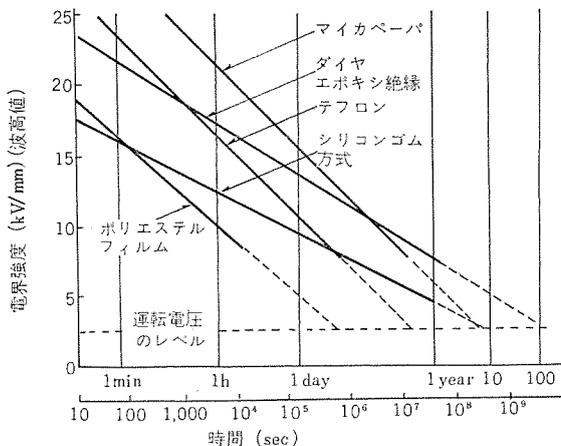


図 3.1 各種絶縁の耐電圧曲線

Fig. 3.1 Voltage endurance curves of various insulation.

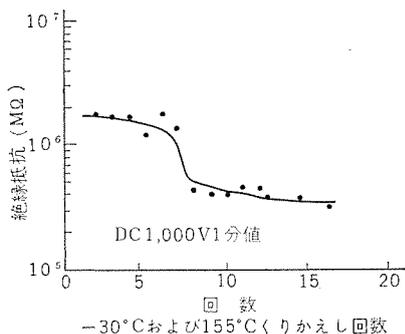


図 3.2 ダイアエポキシ絶縁の熱衝撃性

Fig. 3.2 Thermal shock test given to Dia-epoxy resin.

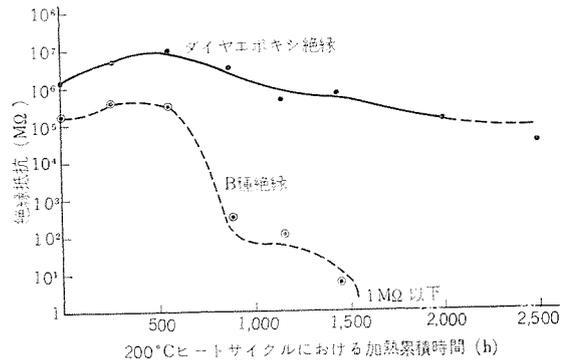


図 3.3 200°C ヒートサイクルによるダイアエポキシ絶縁とB種絶縁の比較 (40°C 100% R. H 中の絶縁抵抗の経過)

Fig. 3.3 Comparison between Dia-epoxy insulation and class B insulation subjected to 200°C heat cycle (changes of insulation resistance).

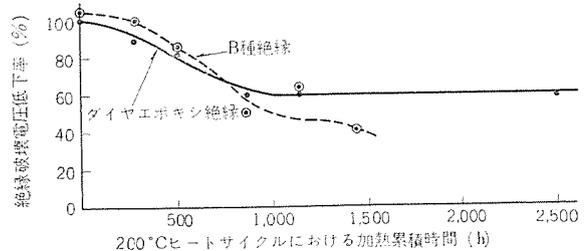


図 3.4 200°C ヒートサイクルによるダイアエポキシ絶縁とB種絶縁の比較 (破壊電圧の変化)

Fig. 3.4 Comparison of Dia-epoxy insulation and class B insulation subjected to 200°C heat cycle (changes of breakdown voltage).

またダイアエポキシ絶縁の 3,300V 級のコイルについて、200°C におけるヒートサイクルテストを行なった。すなわち、200°C にて 96 時間加熱し、40°C 100% RH の恒温恒湿槽に、24 時間放置し、この加熱吸湿中は、3,300V の電圧を印加し、さらに振動台にのせ、振幅 200 μ 60c/s の振動を加えるという試験を 1 サイクルとし、このサイクルを繰り返して、加速劣化させ、吸湿中の絶縁抵抗および破壊電圧の変化を測定した。(図 3.3) ダイアエポキシ絶縁の絶縁抵抗は、ほとんど変化せず、キ裂の発生などの徴候は見られない。図 3.4 は、絶縁破壊電圧の変化を示したもので、B 種絶縁は漸次低下する傾向を示すが、ダイアエポキシ絶縁は、加熱時間、約 1,000 時間付近で、ほぼ一定値に近づき、いちじるしい変化は見られずこの値は使用電圧に対して、かなりの裕度を有している。

3.3 耐水性および耐海水性

耐湿性は絶縁にとってなくてはならない性質で、機械の保守上からも重要な要素である。湿気を透過させることは、絶縁抵抗を低下させ、または水分中に含まれる種々の異物が絶縁内部に浸透し、絶縁劣化を促進させる。ダイアエポキシ絶縁の耐湿性を評価するため、コイルを、水および海水両者に浸せきし、その絶縁抵抗の変化を調べた。(図 3.5, 図 3.6) いずれも 1,000 メガオーム台の絶縁抵抗を示し、ほぼ安定している。またコイルを液中よりとり出すと、容易に初期の値近くに回復する。図 3.7 は、コイルを海水に浸せきし、テスト中の状況を示す。

3.4 耐薬品性および耐溶剤性

ダイアエポキシ絶縁に使用する樹脂の耐薬品性および耐溶剤性を表 3.1 に示す。

図 3.8 は 3% カ(苛)性ソーダ、3% 硫酸および飽和食塩水にダイアエポキシ絶縁のコイルを浸せきし、絶縁抵抗の変化を示したも

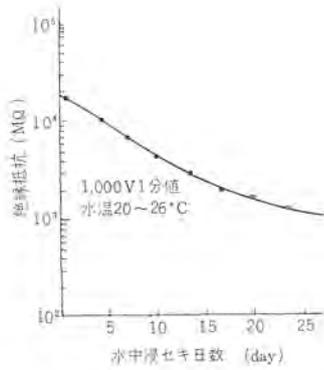


図 3.5 ダイエポキシ絶縁固定子の水中浸セキによる絶縁抵抗の変化
Fig. 3.5 Insulation resistance characteristics of Dia-epoxy insulation of submerging in water.

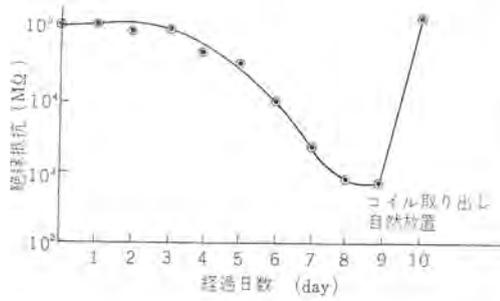


図 3.6 ダイエポキシ絶縁コイルの海水浸セキによる絶縁抵抗特性
Fig. 3.6 Insulation resistance characteristics of Dia-epoxy insulated coil dipped in brine.



図 3.7 ダイエポキシ絶縁コイルの海水浸セキの試験状況
Fig. 3.7 Test of Dia-epoxy insulated coil submerging in brine.

ので耐薬品性にすぐれていることがわかる。また図 3.9 は、沸騰水中に浸セキしたダイエポキシ絶縁の特性を調べたもので、絶縁抵抗値は高く、いずれも絶縁が安定していることを示すものである。図 3.10 は、メチルエチルケトンに 30 日浸セキしたコイルの絶縁抵抗の変化を示す。

このように耐湿性および耐薬品性にすぐれているので、絶縁の保護として、全閉形を使用している場所に、開放防滴または開放形の使用や、スペースヒータが不要になるなどの利点があり、保守上からも、手入れが容易となり、清掃、水洗いし放置後、そのまま使用することも可能である。

3.5 機械的強度

誘導電動機においては、起動時の突入電流により、コイルに大きな電磁力が働き大きな応力をうける。鉄心ミジ中のコイルは、固く保持されているが、コイルエンドはこの応力のため変形することがある。これは適切な保持方法により、防ぐことができるが、起動時などには、絶縁は強い圧縮応力をうける。この応力に対する強度が弱ければ、じゅうぶんなコイルエンドの保持ができない。この圧縮テストとして、絶縁に、幅 20mm の平鋼をあて、130°C に加熱して、圧力を加え、電圧を印加し、短絡するまでの強度を求めた。その結果の 1 例は、図 3.11 に示すように、じゅうぶんな強度を有している。また供試機についても、全電圧起動をくりか

えし行なった後、固定子を水中に浸セキし、絶縁抵抗を測定し、1,000 メガオーム以上あることを確認した。

3.6 耐熱寿命

ダイエポキシ絶縁に使用する樹脂を、加速熱劣化による重量減少率から、Arrhenius の式を用いて耐熱寿命を推定した。(図 3.12) さらに図 3.13 に示すようなコイルのセットを用い、機能試験を行ない、ダイエポキシ絶縁の耐熱寿命を求めた。試験は IEEE No. 511 の試験方法によった。図 3.14 は、その寿命曲線である。ダイエポキシ絶縁は F 種に相当する寿命を示し、絶縁が熱的に安定した絶縁層であることがわかる。ダイエポキシ絶縁は、本来、F 種絶縁の耐熱性を有するものであるが、F 種が普遍的に使用されるよ

表 3.1 レジン化学薬品浸セキ後の変化 (10 日間浸セキ)

3% 龍 酸	変化なし
3% カ性ソーダ	●
3% 食塩水	●
アセトン	●
ベンゼン	●
アルコール	●
トリクレン	少し膨潤
ガソリン	変化なし
トランス油	●

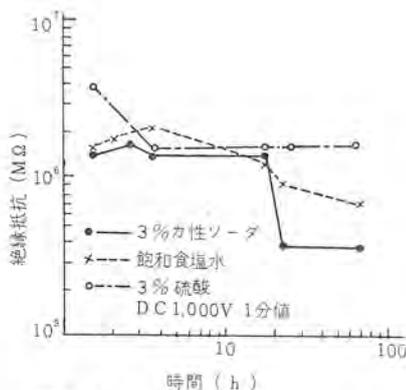


図 3.8 ダイエポキシ絶縁の耐薬品性
Fig. 3.8 Resistance against chemicals of Dia-epoxy insulation.

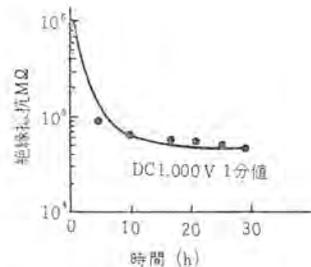


図 3.9 ダイエポキシ絶縁の沸騰水浸セキ後の絶縁抵抗の変化
Fig. 3.9 Characteristics insulation resistance in Dia-epoxy insulation dipped in boiled water.

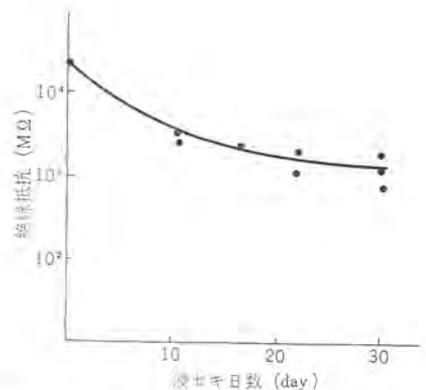


図 3.10 ダイエポキシ絶縁コイルのメチルエチルケトン浸セキ中の絶縁抵抗特性
Fig. 3.10 Insulation resistance characteristic of Dia-epoxy insulated coil dipped in methyl-ethyl-ketone.

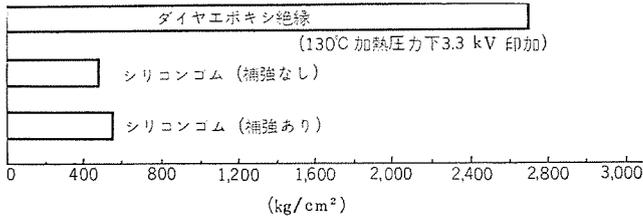


図 3.11 3.3 kV 絶縁の機械的強度のテスト
Fig. 3.11 Mechanical strength test of 3.3 kV insulation.

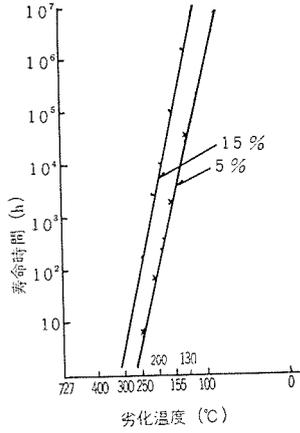


図 3.12 重量減少率による寿命時間と劣化温度との関係
Fig. 3.12 Relation between life and deterioration temperature based on percent weight loss.

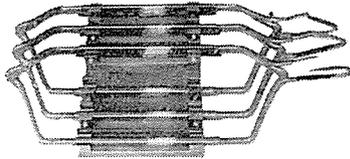


図 3.13 機能試験のコイルセット
Fig. 3.13 Coil sets used for functional test.

うになるまでは、B種絶縁として使用するので、絶縁の寿命および信頼性がさらに向上する。

4. む す び

以上、ダイヤエポキシ絶縁の代表的な特性についてのべたが、その他、耐摩耗性、長期屋外暴露試験など実施しているが、これらについては、別の機会にゆずる。

ダイヤエポキシ絶縁は、従来の絶縁に比し、すぐれた性能を有し、

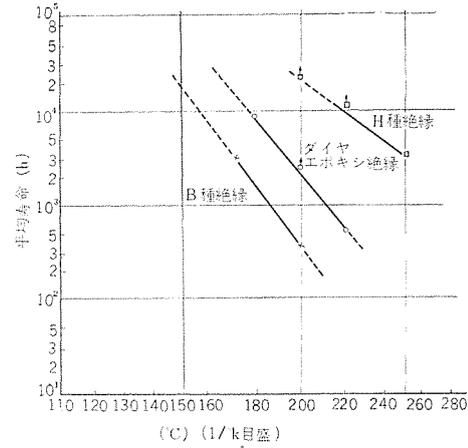


図 3.14 ダイヤエポキシ絶縁の耐熱寿命
Fig. 3.14 Thermal insulation life of Dia-epoxy.

現在、定格電圧 6,600V までの回転機の B または F 種絶縁として使用している。この絶縁方式の特長を要約すると、

1. 絶縁の主体は、マイカおよびエポキシ樹脂を用い、高温のヒートサイクルに対し、じゅうぶんに順応する。
 2. 新しい工作法の開発により、コイルおよびつなぎ部分を含めて、巻線全体に、ダイヤエポキシ絶縁方式を適用できる。したがって、巻線完成後、水中に固定子を浸せし、耐電圧試験および絶縁抵抗測定などの管理方法を採用している。
 3. 耐水、耐海水、耐薬品性、および耐溶剤性などにすぐれている。
 4. 耐熱性にすぐれ F 種絶縁に相当する耐熱寿命を持っている。
 5. 絶縁性能および信頼性が向上し、機械の形式として、開放形または開放防滴形の適用範囲の拡大が可能である。さらに、保守が容易になる。
- などである。

このダイヤエポキシ絶縁は、誘導電動機のみならず、交流発電機、同期電動機の固定子絶縁にも適用することができる。

参 考 文 献

- (1) 石黒, 伊佐山: 「三菱電機技報」 30, 329 (昭 31)
- (2) 伊藤: 「三菱電機技報」 32, 1251 (昭 33)
- (3) 穴山, 伊藤, 岡橋, 伊藤: 「電気学会 昭 40 連大」 電気材料 (II) 227.
- (4) 穴山, 伊藤, 岡橋, 伊藤: 「三菱電機技報」 39, 81 (昭 40)

低騒音誘導電動機

新良 由幸*・甘粕 忠男*・衛藤 護*

Low Noise Induction Motors

Nagasaki Works Yūkō SHINRYŌ・Tadao AMAKASU・Mamoru ETŌ

Mitsubishi has built a number of low noise motors heretofore to meet the demands of customers. In view of the latest problems on environmental sanitation and public nuisance attention to the prevention of noise has been rapidly increased and noiseless motors are demanded more and more. Nevertheless, improper selection the noiseless machines causes under investment of the equipment and thorough study is necessary before making a determination of the types. The products turned out by Mitsubishi on the outcome of careful consideration on these points and the result of investigation on the basic properties of noises. The noiseless motors put on the market by the company are sure to satisfy the users.

1. ま え が き

誘導電動機の騒音は、従来は主としてビルやホテルなど多数の人間が集まる場所に設置されるターボ冷凍機用電動機を中心に關心が寄せられてきたが、最近では、化学工場・石油製精工場・火力発電所その他で電動機を屋外で使用するものが多くなり、電動機を含めて各種機械の騒音が公害問題として重要視されるに至った。

これらの例に限らず、近來とみに誘導電動機の騒音に対する關心が一般的に高まってきた結果、騒音対策は電動機設計上欠くことのできない項目となったが、この場合に取扱うエネルギーは非常に小さく、たとえば高音のラジオと同じぐらいの大きさに聞こえる騒音でもそのエネルギーは 0.1W 程度にすぎず、100kW の電動機に対しては定格出力の 100 万分の 1 に相当する僅かなエネルギーである。さらに、騒音の大きさの評価には個人差・気分差によって相違するため、客観的普遍的評価がきわめてむずかしく、騒音問題特有の複雑多様性がある。

そこで、騒音への關心が広く高まってきたのを機会に、以下において、まず騒音の基本的性質を説明し、ついで当社が今までに製作した多数の低騒音電動機のなかから代表的数例を採りあげ紹介したい。

2. 騒音の性質と評価法

騒音とは、概念的には、やかましい音とか不快な音とかいうように簡単に説明できるが、ある音をやかましく感じるか、あるいは不快に感じるかはきわめて主観的、心理的な事柄であって、個人差、気分差によってかなり異なる。

しかし、アメリカの Fletcher および Munson 両氏が約 1,000 人の健康な青年について心理実験をした結果、ならびに、イギリスの Robinson および Dadson 両氏が 18~25 才の青年を対象にして調査した結果によれば、人間の耳は図 2.1 のような聴感曲線を持っており、とくに Robinson-Dadson 氏の聴感曲線は ISO にも採用されて国際的に広く認められている。

図 2.1 において、音圧レベルは

$$\text{音圧レベル} = 20 \log_{10} \frac{P}{2 \times 10^{-5}} \text{ (dB)} \quad \dots \dots (2.1)$$

として定義され、ある音の音圧の実効値を PN/m^2 とするとき、

* 長崎製作所

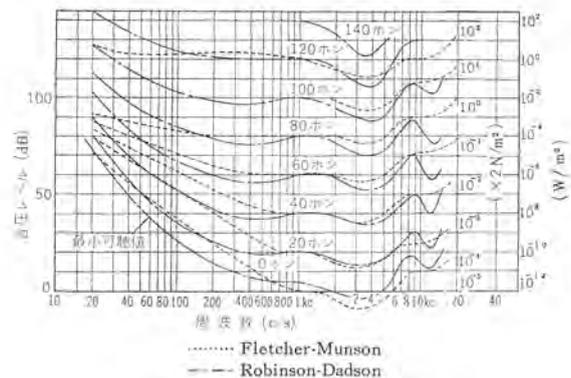


図 2.1 聴感曲線
Fig. 2.1 Fletcher-Munson and Robinson-Dadson curves.

表 2.1 誘導電動機の騒音の種類

騒音	電磁氣的	基本波磁束による振動音 高調波磁束による振動音 すべりうなり音 (slip-beat noise) その他
	機械的	アンバランスによる振動音 軸受音 ブラシ音 その他
	通風音	ファン音 ダクト音 その他

この値が人間の最少可聴音圧 $2 \times 10^{-5} N/m^2$ より何 dB 大きいかを表わす。

また、ホンとはある音が 1,000c/s の純音と同じ大きさに聞こえたとき、この 1,000c/s の純音の音圧レベルをもってその音の大きさを表わすもので、たとえば、1,000c/s の音圧レベル 80dB と同じ大きさに判断される音はすべて 80 ホン といひ、図 2.1 において同一線上にある音はすべて同じ大きさに聞こえることを示す。

このように、音圧レベルが同じでもその周波数により人間の耳に聞こえる大きさが異なる事実は、騒音対策を施さずうて、また騒音を評価する上で重要な事柄である。

以上は純音の場合、すなわち騒音の周波数が 1 種類の場合についてであるが、誘導電動機には表 2.1 に示す多種類の騒音源があり、図 2.2 に例示するよう可聴周波数の全域にわたって騒音が存在する。また、電動機の設置される場所の周囲には他

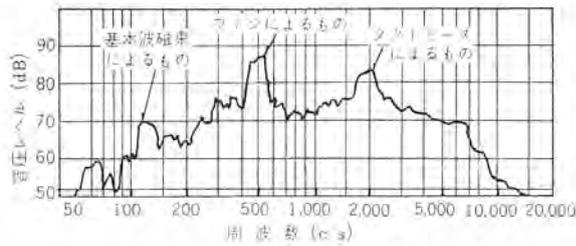


図 2.2 高速度電動機の周波数分析例
Fig. 2.2 Analysis of frequency of high speed motors.

の騒音源も存在するであろうが、このように二つ以上の騒音が存在する場合の複合音は、各騒音の dB 数を直接加算せず、いったんエネルギーに換算してから加算すべきである。

すなわち、各騒音の全音響出力 $W_1, W_2, \dots, W_n (W)$ とするときの複合音のレベルは、 $10^{-12} W$ を基準にして

$$L = 10 \log \left(\frac{W_1 + W_2 + \dots + W_n}{10^{-12}} \right) (\text{dB})$$

$$= 10 \log (10^{\frac{L_1}{10}} + 10^{\frac{L_2}{10}} + \dots + 10^{\frac{L_n}{10}}) (\text{dB}) \dots (2.2)$$

ここで $L_i = 10 \log \frac{W_i}{10^{-12}}$

したがって、もともと周囲騒音が 80dB である場所に騒音レベル 80dB の電動機を設置しても、全体の騒音は 83dB になるに過ぎず、また、設置場所や負荷機械の騒音の方が高ければ電動機の騒音をいくら低くおさえても、全体の騒音レベルはけっして低くならないことを銘記しておくべきである。

誘導電動機の騒音は、前述のように複合音であるが、複合音の評価方法についてはいろいろな提案があるけれども、いずれも定説として一般に認められたものはない。

しかし、誘導電動機においては、

(1) 騒音を 8 個のオクターブバンドに分け、各オクターブバンドごとにそのエネルギーを dB で表示する方法 (AIEE No. 85)⁽¹⁾

(2) 聴感曲線と同様な聴感補正回路を持つ指示騒音計により、総合音としてのホン数を測定する方法 (JEM 1020)⁽²⁾ がもっぱら用いられ、わが国においては誘導電動機の騒音は(2)の方法により測定するのを原則としている。

指示騒音計は、図 2.3 のように入力として音圧を測り、出力としてホン数を指示するもので、その中間に聴感補正回路がはいっている。この聴感補正回路は、音圧 (物理量) をホン (感覚量) におきかえるためのものであり、人間の耳の周波数特性にできるだけ一致させることが望ましいが、図 2.1 の聴感特性をすべての音圧レベルについて再現しうるフィルタの設計は実用上不可能なので、3 種類の周波数特性をもつフィルタをつくり、それぞれ A, B, C 特性と呼んでいる。

A 特性は、Fletcher-Munson 曲線の 40ホン、B 特性は 70ホンにほぼ似た周波数特性をもち、C 特性はたいらな直線特性となる。したがって、A 特性は比較的低い音、B 特性は中ぐらいの音、C



図 2.3 指示騒音計構成説明
Fig. 2.3 Schema of indicating noise meter.

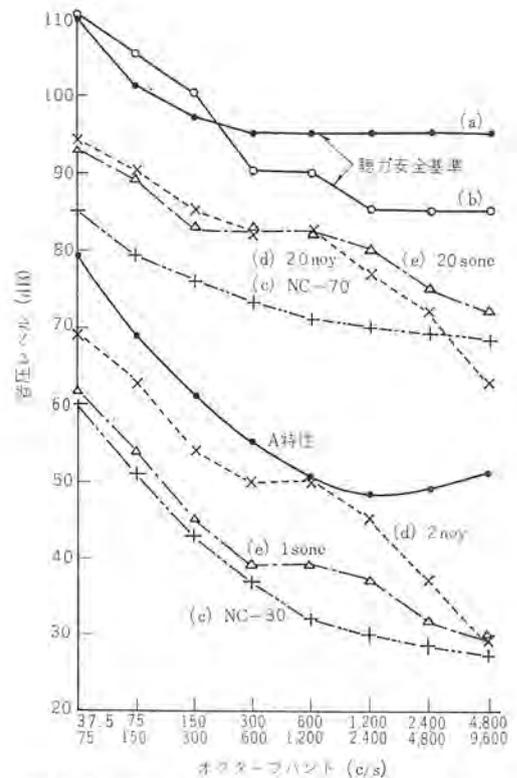


図 2.4 騒音の許容度を示す種々の特性と A 特性
Fig. 2.4 Various characteristic showing the tolerance of noises characteristic A.

特性は大きな音の測定に適すると考えられ、JIS Z 8731-1957「騒音レベルの測定方法」では「まず B 特性で測って 60 ホン未満のときは A 特性で、60 ホン以上 85 ホン未満のときは B 特性で、85 ホン以上のときは C 特性」で測定することを規定している。

しかし、この適用はあくまで純音を前提とするものであり、さきに電動機の騒音のように多数の周波数をもつ音に対してそのまま適用するのは妥当でない。

しかも、騒音は単に音が大きいというだけでなく、うるささややかましさを点もあわせて多面的に評価しなければ、真の評価ができない。

このような騒音のもつ種々の特性と A 特性とを比較したものが図 2.4 である⁽³⁾。

図 2.4 において、(a), (b) は米国で得られた難聴に対する許容限界であり、(e) の NC (Noise Criteria) は会話の妨害度から定められるもので音のやかましさを示す。(d) の noy 数は音のうるささを表示する。(e) の Sone (ソ) は音の大きさを数量化しようとして作られたもので、

$$S = 2^{(P-40)/10} \dots \dots \dots (2.3)$$

ここで S : ソン数, P : ホン数

の関係にあり、1 ソンは 40 ホン、20 ソンは約 83 ホンに相当する。

これらを指示騒音計の A 特性と比べると、いずれも類似の傾向を示しており、つまり A 特性は、音の大きさ・やかましさをうるささ・難聴限界などをすべて含めて、聴覚の周波数特性にもっとも近いといえるわけである。

そのため、誘導電動機の騒音測定には、音圧レベルの大きさには無関係に A 特性を用い、電動機主壁面から 1m の点で測定するように JEM 1020「三相誘導電動機試験法」に規定されている。

なお、ISO や IEC でも騒音測定は A 特性だけを用いることを提案しているし、外国の諸文献でも A 特性を支持するものが多い。

3. 各種保護方式と低騒音対策

誘導電動機の騒音は、保護方式、回転数、出力によって異なり概略的傾向は図 3.1 に示すとおりである。

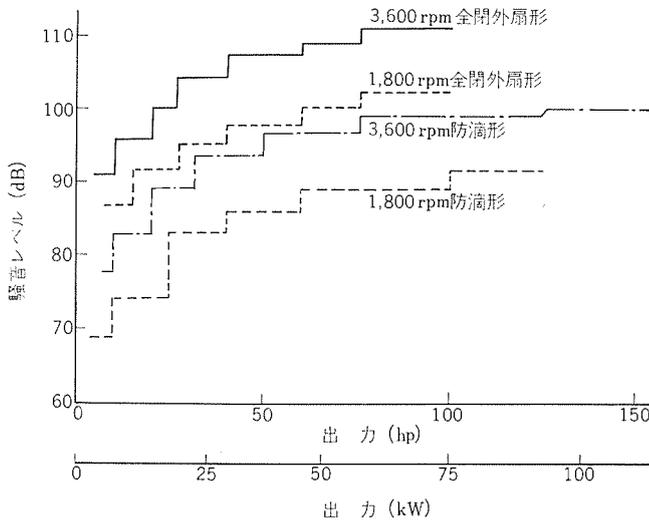


図 3.1 NEMA 規格の騒音レベルと電動機の出力、回転数、保護形式との関係
Fig. 3.1 Relation between the noise level according to NEMA standards and protective system of output and speed of motor.

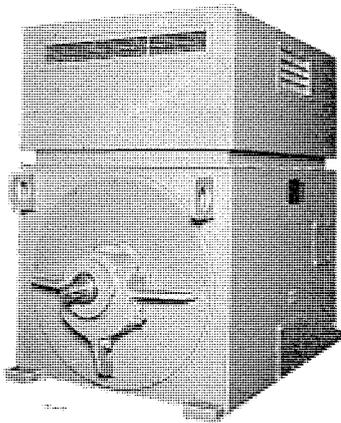
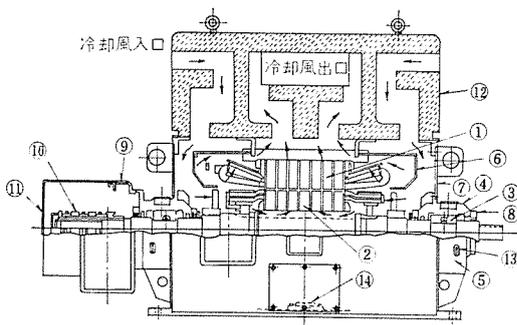


図 3.2 防滴保護形サイレンサ付電動機外観
Fig. 3.2 Dripproof type motor with silencer.



品番	品名	品番	品名
1	固定子	8	端カバー
2	回転子	9	アダプタ
3	軸	10	集電環
4	軸受押え	11	集電環カバー
5	ブラケット	12	消音器
6	風ウケ	13	油面計
7	フレームカバー	14	スペースヒータ

図 3.3 防滴保護形サイレンサ付電動機断面
Fig. 3.3 Cross section of dripproof type motor with silencer.

図 3.1 は、NEMA 規格に定められた最大許容値であり、2極機と 4極機とでは約 10dB、全開外扇形と防滴保護形とでも約 10 dB の差があることを示す。当社品の場合、標準構造の電動機でもその騒音はこの図の値より 10~15dB 程度低いが、さらに低騒音が要求される場合には、その低下すべき騒音レベル、周波数、設置条件に応じて適切な低騒音対策を講じている。

以下に代表的な保護方式について、その概要を述べる。

3.1 防滴保護形サイレンサ付

図 3.2 は、防滴保護形サイレンサ付の外観写真であり、図 3.3 はその断面図で、断面図中の矢印は冷却風路を示す。

冷却風は、負荷側および反負荷側の両軸方向にあるサイレンサ吸い込み窓より吸い込まれ、サイレンサの迷路を通り電動機内部に到着し、回転子の両側に設けられたファンと回転子鉄心のエアダクトによりコイルおよび鉄心に発生する熱をうばって、電動機の中央部より上部のサイレンサ迷路にはいり、両側面の排出窓より排出される。

サイレンサは、風道の曲りを多くして音の反射・干渉により減衰を計るとともに、モルトレンやグラスウールなどの吸音材料を風道にはって消音を行なうものであり、その低下すべき騒音レベル、周波数、設置条件に応じていろいろな構造、寸法のものが作られるが、それに対応して電動機の寸法、重量、価格は増す。

この形式の代表例としては、ビルやホテルに設置されるターボ冷凍機電動機があり、騒音は 500kW 程度の 2極機で 75~80 ホンである。

3.2 開放屋外形サイレンサ付

前述のサイレンサを開放屋外形に使用するのは、吸音材の吸湿によるコイルのメグ低下の遠因ともなるので望ましくない。

そのため、開放屋外形電動機用のサイレンサにはまったく吸音材を使用せず、図 3.4 のごとき膨張式または共鳴式の吸音機構を利用したものが用いられる。図 3.5 に膨張形吸音機構の外観を示す。電動機内部に発生する騒音は、サイレンサ入口、出口にいたるまでの吸音部分で十分に減衰されるが、音質は吸音材使用のサイレンサに比してやや金属的である。

なお、このサイレンサの通風経路は、NEMA 規格 Weather Protected Machine type II としての次の 3 条件を満足する構造と

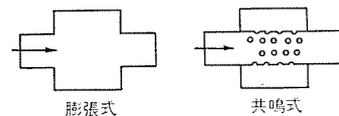


図 3.4 吸音機構の例
Fig. 3.4 Examples of silencers.

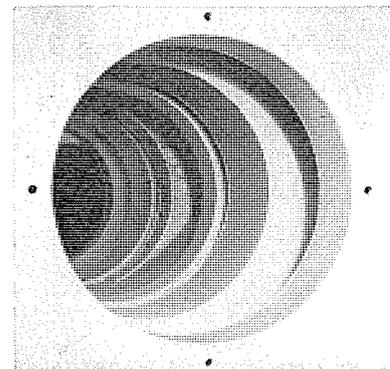


図 3.5 膨張形サイレンサ吸音機構外観
Fig. 3.5 Noise absorption mechanism of expansion type silencer.

なっている。

(1) 冷却風は少なくとも3箇所90°以上の曲折をつけて、空气中に含まれている雨滴を切る構造とすること。

(2) 冷却風の取入れ口には、強風時に雨・雪が電動機内部に吹き込まれないように吹き通しをもうけること。

(3) 内部の風速を秒速3m以下にする部分を設けて、水滴を切る構造とすること。

この形式の代表例には、火力発電所で屋外に設置される火力補機があり、最近では80ホン前後を要求する発電所が多くなった。

3.3 全閉外扇形サイレンサ付

シニアイや腐食性物質の多い場所では、全閉外扇形が広く使用されるが、全閉外扇形は各種保護方式のなかでは最も騒音が高いため、低騒音が要求される場所では中・大容量機には全閉内冷形または全閉管通風形のほうが適している。

全閉外扇形の騒音が大きい原因は、外扇による通風音が高いためであるので、低騒音機では外扇を小形にする。しかし同時に冷却風が減少し電動機の温度上昇が高くなり、電動機寸法は大きくなるので、外扇の小形化だけにたよるのは経済的でなく、より安価な方法として図3.6、3.7のようにシヤ音カバーで電動機全体をおおう方法を併用する。

このシヤ音カバーは、鋼板に吸音材を接着材で裏張りしたもので、吸音材としては作業性がよい点からモルトレンをもちい、低

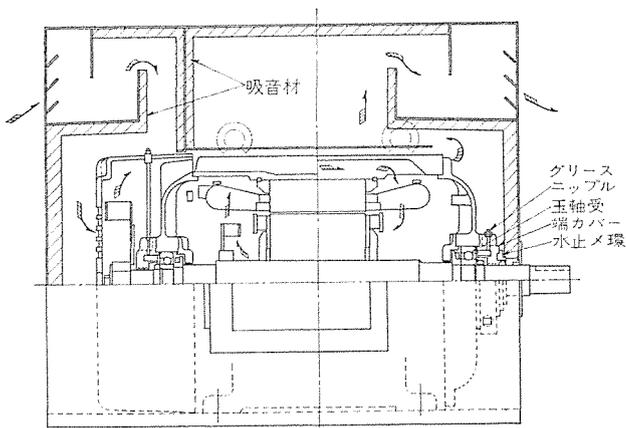


図3.6 リブ冷却全閉外扇形サイレンサ付電動機断面
Fig. 3.6 Cross section of totally enclosed ribs and fan cooled type motor attached with silencer.

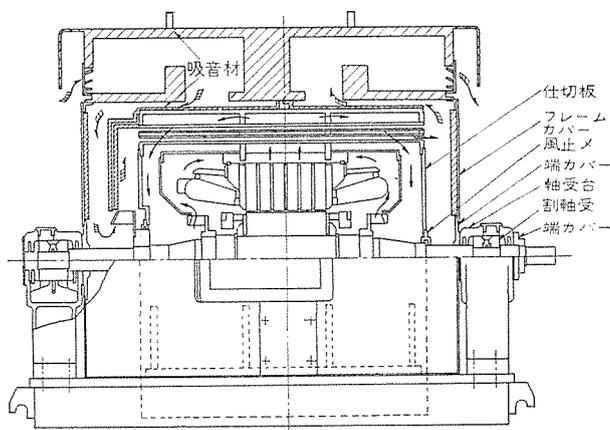


図3.7 冷却管付全閉外扇形サイレンサ付電動機断面
Fig. 3.7 Cross section of totally enclosed motor of fan cooled type with cooling pipes and attached with silencer.

下すべき騒音レベル、周波数に応じてその厚みや吸音面積を決定する。

また、軸受部分の保守点検を容易にするため、図3.6のボール・ベアリングの場合にはグリス給、排油センの位置に特別な考慮を払い、図3.7のすべり軸受の場合にはベダスタル形にしてシヤ音カバーの外部に軸受部分を置くようにする。

なお、電動機を全閉外扇屋外形にしておけば、このシヤ音カバーは屋外で使用しても差支えない。

この形式の代表例には、石油精製工場において屋外で使用されるポンプ用電動機があり、450kW、2極機を75ホン以下で納入したところもある。

3.4 全閉内冷形

図3.8は全閉内冷形の外觀写真であり、図3.9はその断面と通風路を示す。

電動機中央部よりあがってくる熱い空気は、クーラボックス内で負荷側および反負荷側の軸方向に左右等分に分かれ、軸に対して直角方向に適當個数配列してある冷却水管の間をジグザグにくぐりぬけて電動機内部を一巡する。その間に電動機に発生する熱損失は、全部この空気より冷却水によって運び出され、電動機は完全に密閉されているので、内部の音はシヤ音され騒音が低い。

この方式は、冷却水の供給される場所でないで使用できない欠点があるが、一般に全閉外扇形はもちろん防滴保護形よりも電動

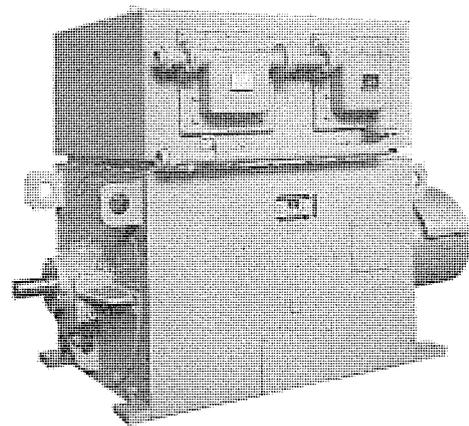
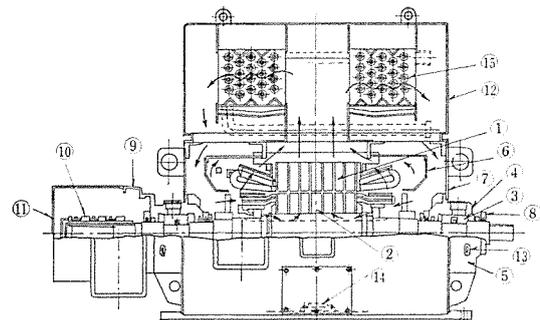


図3.8 全閉内冷形電動機外觀
Fig. 3.8 Totally enclosed inner cooled motor.



品番	品名	品番	品名
1	固定子	9	アダプタ
2	回転子	10	集電環
3	軸受	11	集電環カバー
4	軸受押え	12	空気冷却器囲い
5	フラケット	13	柱面計
6	風ウケ	14	スペースヒータ
7	フレームカバー	15	冷却水管
8	端カバー		

図3.9 全閉内冷電動機断面
Fig. 3.9 Cross section of totally enclosed inner cooled motor.

機寸法は小形となり、また騒音も低いので、大容量高速機には最も適した方式であって、たとえば化学工場の圧縮機用電動機ではほとんどこの方式が採用されている。

また、電動機の冷却風が電動機外部に出ないので、電動機を設置している部屋の室温が上昇したり、室内のジヤイによって電動機内部がよごされる心配もないので、ビルの狭い地下室に設置されるターボ冷凍機用電動機にさかんに採用されている。

3.5 無騒音電動機

騒音をとくに低くしなければならぬときには、上述のものよりもさらに騒音対策を講じた特殊な構造の低騒音電動機が使われる。

図3.10はその一例であり、500kW 2極の高速機でありながら工場試験では約65ホンの低騒音を示し、実用上は無騒音電動機と



図3.10 無騒音電動機外観
Fig. 3.10 Noiseless motor.

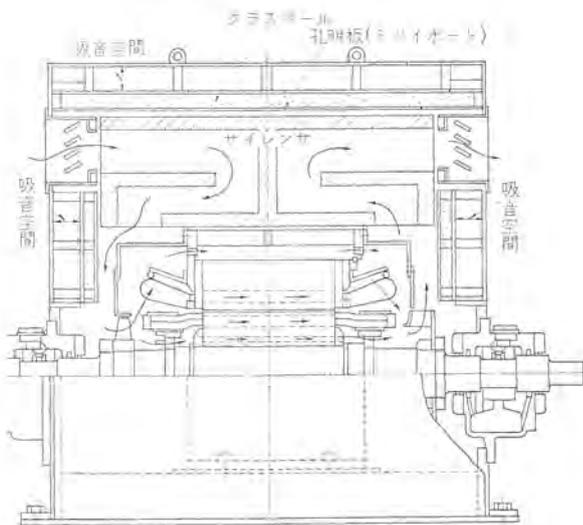


図3.11 無騒音電動機断面
Fig. 3.11 Cross section of noiseless motor.

もいえる特性を得た。

図3.11は、その構造を示すもので、鉄心背部および歯部に通風穴を設け軸流通風方式とすることによりダクトピースの通風音を除去し、冷却ファンの形状は、空気ウズが発生を極力おさえるように細心の設計と製作を施している。

さらにシヤ音カバーは二重カバー方式とし、ファン騒音の周波数に合わせて、吸音空間の距離を選び、また、シヤ音板はグラスウールと穴アキ板を適切な厚みに組み合わせて、吸音効果を高める一方、鉄心は特殊支持方式によりフレームに支持して鉄心の磁気振動の伝達をシヤ断し、回転子ミジを斜に切って磁気騒音の低下を計っている。

このような対策を可能な限り適用していくと、電動機の低騒音化は経済性を度外視すれば技術的にはいくらかでも可能である。

4. む す び

低騒音電動機の要求は、今後は作業環境の改善、公害問題その他により、ますますふえるものと予想される。

低騒音電動機は、経済性を度外視すれば技術的には製作限界はなく、無騒音電動機も製作可能であるが、騒音を下げようとすればするほどその低下すべき騒音レベルに応じて寸法、重量、価格が増す。つまり、電動機の騒音はできるだけ低いに越したことはないが、騒音を何ホンに押えるかは電動機の価格、寸法、重量に直接関係するので、慎重にその許容限界を検討しなければ、必要以上に高価な電動機を使用することになる。

しかも、電動機を設置する場所には、他の機械も多数据え付けられるであろうが、多数の音が同時に存在する場合の総合音の大きさは最大レベルをもつ音によってほぼ決定されるので、周囲騒音や負荷機械の騒音との協調なく電動機の騒音だけを低くしても、全体の騒音レベルはけっして低くならない。

したがって、低騒音電動機の設定は騒音の許容限界の適確なはあくを伴わなければ無意味であり、むだな設備投資を招くに過ぎない。

当社は、今までの製作経験をもとにして今後とも価格、特性の面でよりすぐれた低騒音電動機を製作するように努力する所存であり、その一つの現われとして騒音測定室を最近完備充実したが、需要者各位におかれても上記の点を念頭におかれて適切な低騒音電動機を選定されるよう希望する次第である。

参 考 文 献

- (1) AIEE No. 85 "Test Procedures for Noise Measurements on Rotating Electric Machinery".
- (2) JEM 1020 「三相誘導電動機試験法」
- (3) 守田：「回転電気機械の騒音測定法」、電気学会誌 82, 883.

全自動遠心分密機用 4 段速度カゴ形誘導電動機

新 良 由 幸*

Four Speed Squirrel Cage Induction Motors for Fully Automatic Sugar Centrifuges

Nagasaki Works Yūkō SHINRYO

To provide for increasing demands of sugar in the world and for keen competition among sugar industry in the home and overseas markets, rationalization of the manufacturing equipment as well as the enlargement of the refining capacity is being carried forward. Especially in the advanced countries improvement on the arrangements is sought for in every respect. As one instance the operation of the centrifuges is on the trend of changing from the manual or semi-automatic control to a fully automatic system, which not only increases the capacity but to make the quality of sugar uniform with resultant advantage of reducing labor charges and power cost. Under the circumstances Mitsubishi is successful in building four speed squirrel cage induction motors for fully automatic centrifuges.

1. ま え が き

生活レベルの向上とともに、砂糖の消費量は年々増加の傾向を示しておりこれに対処するため製糖業界においては、製糖能力の増大がはかられるとともに、遠心分密装置も内外市場における競争の激化にそなえて大形化、全自動化され、人件費、電力料金の節減、保守の容易さとあいまって、砂糖の質の均一などを期待できる極数変換カゴ形誘導電動機を用いた全自動遠心分密機が一般化されつつある。

今回われわれは、東洋化工機株式会社向けとして、4段速度カゴ形誘導電動機を製作納入したので、ここにその内容を報告する。

2. 遠心分密機の概要

遠心分密機としては、もっぱらつり下げ式のものが多く用いられているが、これは次の三つの主要部分で構成されており、その概略の配置は図 2.1 に示すようなものである。

- (1) 遠心分離用 バスケット
- (2) 分密操作機構 (チャージ装置、洗浄、スチーミング および ス

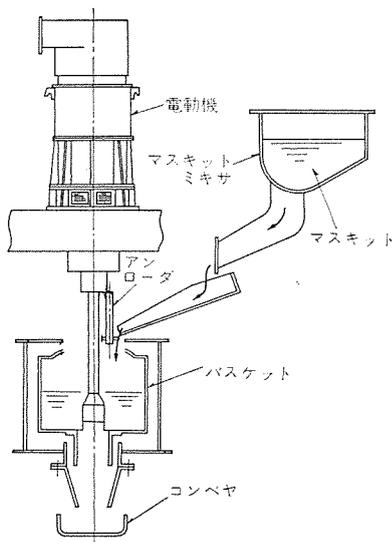


図 2.1 遠心分密機略図

Fig. 2.1 Sketch of centrifuge showing principle.

ム 排出装置、ピスコ 散布、かき落としおよび排出装置など)。

(3) 駆動用電動機

結晶釜、ミキサーを経たマスキット (砂糖、糖蜜、水分などを含んだシロウ) はまず 200~300 rpm 程度の回転速度で回転しているバスケットに投入 (チャージ) され、チャージ確認装置によってマスキットが所定の仕込み量だけ投入されたことが確認されると、次に 1,500 rpm 程度の高速度までバスケットを加速して脱水 (スピニング) する。スピニングが終わるとただちに減速して 40~60 rpm 程度の回転速度を保ちながらラウをソウ入し、バスケットの内周に付着した砂糖をかき落とし (ラウイング) て 1 工程を終る。全自動遠心分密機ではこれら一連の操作が完全に自動的に行なわれるわけである。

図 2.2 は運転スケジュールを示す。

今回製作した 4 段速度カゴ形誘導電動機は、4/8/28/56 極とし、チャージ用として 28 極、ラウイング用として 56 極、加速用として 4/8 極を用いるものである。

従来は巻線形電動機や、微速度用補助電動機と減速機構をもつカゴ形電動機などが用いられたが、消費電力の点や微速度運転、保守に難点があり、現在では全自動大形遠心分密機用としてはほ

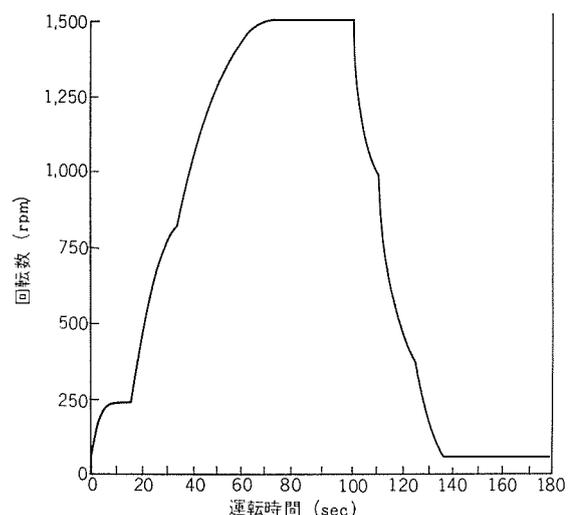


図 2.2 運転特性曲線

Fig. 2.2 Operation characteristic curve.

とんど4段速度カゴ形誘導電動機が用いられている。

3. 電動機

(1) 分密機仕様

- パケット内径 42''φ (1,067mmφ)
- パケット有効高サ 24'' (610mm)
- 空転時 GD² 635kg・m²
- 加速時 GD² 970kg・m²
- 減速時 GD² 840kg・m²
- チャージング速度 240rpm
- スピニング速度 1,500rpm
- ラウイング速度 60rpm
- 運転周期 20サイクル/時

(2) 駆動用電動機仕様

- 形式 MKB形
- 電圧 440V
- 周波数 60c/s
- 極数 4/8/28/56極
- 絶縁種別 B種
- 周囲温度 45°C
- スペースヒータ付
- 冷却用ファンモータ付

4. 電動機設計上の問題点

全自動遠心分密機用電動機に要求される諸条件として、次のものをあげることができる。

- (1) 所定のスケジュールを達成するために、加速、減速をすみやかにこなせる十分なトルクと熱容量を持っていること。
- (2) 安定した微速度が得られること。
- (3) 広範囲にわたる速度領域において電力損失が小さいこと。
- (4) 保守が容易で、十分な信頼性を持っていること。

今始動時におけるトルク、時間、発生損失などの関係を求めて検討してみる。

電動機と負荷の運動方程式は次式で表わされる。

$$T_m - T_L = J \cdot \frac{d\omega}{dt} = \frac{GD^2}{4g} \cdot \left(\frac{2\pi}{60}\right) \cdot \frac{dn}{dt}$$

$$= \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} \text{ (kg} \cdot \text{m)} \dots\dots\dots(4.1)$$

- ただし T_m 電動機発生トルク (kg・m)
- T_L 負荷トルク (kg・m)
- GD^2 電動機軸系のハズミ車効果 (kg・m²)
- J 電動機軸系の慣性モーメント (kg・m²)
- ω 角速度 (rad/sec)
- t 時間 (sec)
- g 重力の加速度 (m/sec²)

式(4.1)を書き直すと、

$$dt = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{1}{(T_m - T_L)} \cdot dn \dots\dots\dots(4.2)$$

したがって、時間 t_1 から t_2 までの始動過程 (スベリ S_1 から S_2 まで) における一次側と二次側の発生損失 Q_1, Q_2 は次式のようになる。

$$Q_1 = 3 \cdot 10^{-3} \cdot R_1 \int_{t_1}^{t_2} I_1^2 dt \text{ (kW} \cdot \text{sec)} \dots\dots\dots(4.3)$$

$$Q_2 = 3 \cdot 10^{-3} \cdot R_2' \int_{t_1}^{t_2} I_2'^2 dt \text{ (kW} \cdot \text{sec)} \dots\dots\dots(4.4)$$

- ただし R_1 一次抵抗 (Ω)
- R_2' 一次換算二次抵抗 (Ω)
- I_1 一次電流 (A)
- I_2' 一次換算二次電流 (A)

始動過程においては励磁電流を無視することができるから、 $I_1 \cong I_2'$ とすることができる。したがって、

$$Q_1 \cong Q_2 \cdot \frac{R_1}{R_2'} \dots\dots\dots(4.5)$$

となり、始動中に発生する電動機の全損失は、

$$Q_1 + Q_2 = Q_2 \cdot \frac{R_1}{R_2'} + Q_2 = Q_2 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) \dots\dots\dots(4.6)$$

しかるに分密機用カゴ形電動機では、始動時の一次発生損失をできるだけ小さくするために、 R_1 を小さく、 R_2' を大きく、すなわち $R_1/R_2' \ll 1$ となるような設計としなければならないから、式(4.2)を代入し、スベリ S 、同期速度 n_0 (rpm)、二次側入力 P_2 (kW) として式(4.6)は次のように表わすことができる。

$$Q_1 + Q_2 = Q_2 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2'}\right) \cong Q_2$$

$$= \int_{t_1}^{t_2} S \cdot P_2 dt = \frac{n_0}{975} \cdot \int_{t_1}^{t_2} S \cdot T_m dt$$

$$= \frac{GD^2 \cdot n_0^2}{365} \cdot 10^{-3} \int_{s_2}^{s_1} \left(\frac{T_m}{T_m - T_L}\right) \cdot S ds \text{ (kW} \cdot \text{sec)}$$

.....(4.7)

すなわち、カゴ形電動機に発生する始動損失のほとんど全部が回転子側に発生し、しかも軸系の GD² に比例した値となることかわかる。前述のように分密機の GD² はきわめて大きく、したがって発生損失も大きいので、加速、減速時の損失熱に十分安全に耐えうるだけの熱容量をもつ回転子構造を設計しなければならない。

今回の製作にあたっては、この点を十分配慮し、特殊な回転子

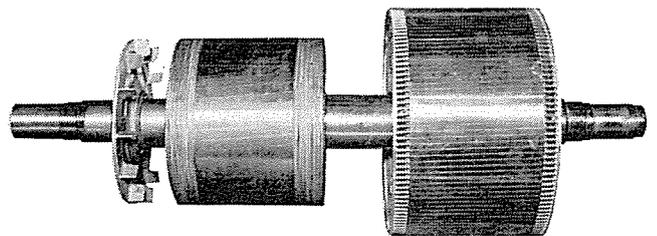


図 4.1 分密機用電動機回転子
Fig. 4.1 Rotor of motor for centrifuge.

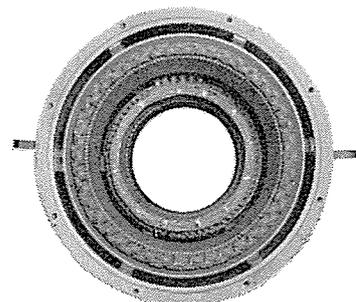


図 4.2 分密機用電動機固定子
Fig. 4.2 Stator of motor for centrifuge.

構造を採用してこの問題を解決した。この加速、減速時に発生する損失熱にいかに対処するかが分密機用電動機設計における最大の問題点である。

チャージングおよびラウイング時の微速度は、極数を28/56極に選定したため28極により安定したチャージング速度がえられ、ラウイング速度は20~40 kg-mの負荷トルクが加わったとき、56極によって40~60 rpmが得られるように設計している。実際には、負荷トルクが砂糖の種類、量、機械などによって異なるため、一次閉閉制御方式によって速度をこの範囲に保持している。

このように極数変換カゴ形電動機では、各極数のスリが小さい範囲で運転できるので回転子における電力消費が少なく、かつ、減速時には再生制動により電源に電力を返還できるので、とくに巻線形電動機にくらべると消費電力の点できわめて有利であり約 $\frac{1}{2}$ でよい。

このほか、ほとんど保守、点検の必要がないので極数変換カゴ形電動機は、全自動遠心分密機駆動用として最適である。

5. 電動機構造

電動機の構造は図5.1に示すような立テ軸閉鎖強制通風形とし、4/8極と28/56極のものをタンデムにして上部軸端には、回転計発電機を直結している。前述のように負荷のGD²はきわめて大きく、加速、減速時の損失熱が大きいので、十分な冷却を行なうため上部にファン用電動機をおき、軸流ファンを直結して上部から冷却風を押し込み下部ブラケットの金網から排出する構造としている。なお、分密機の据付環境がきわめて悪いときには、通風ダクトを介して外部の清浄な空気を取り入れるようにファンチェンブの構造を設計している。

また、激しい繰り返し運転における巻線の保護のため、温度検出用サーミスタを固定子巻線の各相に埋め込んで過熱保護を行なっている。また分密機の据付環境はかなり湿度が高いので、電動機停止中における巻線のメグ低下防止のため、下部ブラケット上にスペースヒータを備えている。

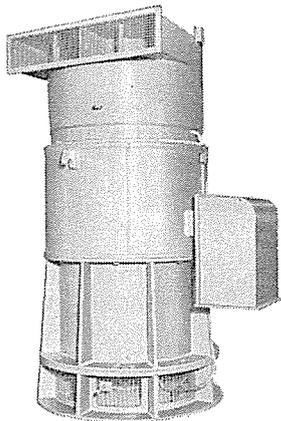


図 5.1 分密機用電動機組立
Fig. 5.1 Centrifuge motor assembled.

6. 試験結果

分密機は運転の各時点においてGD²がたえず変化するものであるから、電動機の試験も実際には負荷と組み合わせた状態のも

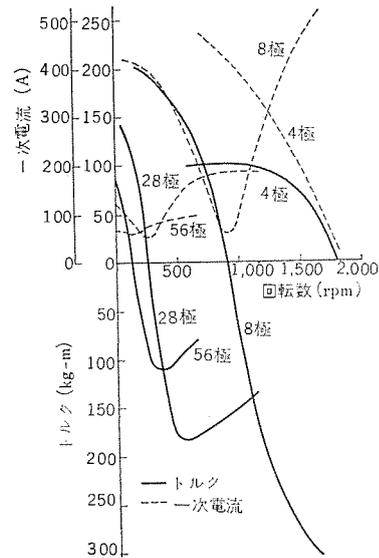


図 6.1 電動機特性曲線
Fig. 6.1 Motor characteristic curves.

表 6.1 温度上昇試験(°C)
(図6.2の繰り返し運転, 3時間後)

4/8 極 側		28/56 極 側		室 温
固定子線輪 (抵抗法)	フレーム (温度計法)	固定子線輪 (抵抗法)	フレーム (温度計法)	
73	14	47	15	15

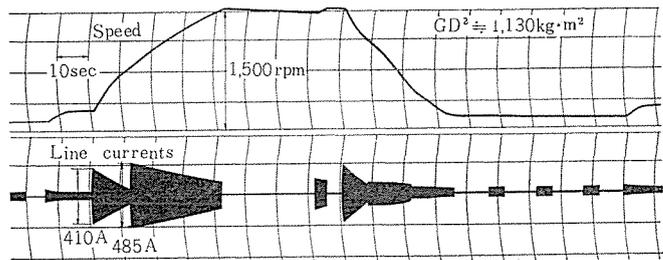


図 6.2 運転曲線(工場試験 オシログラム)
Fig. 6.2 Operation curve.

のでなければならぬが、工場試験ではこのような負荷をつなぐことが不可能であるから、1,130 kg·m²のGD²をもつフライホイールを直結して行なった。固定子線輪には各所にサーモカップルを取り付け、これを自動温度記録計につないで温度変化の状態を測定し、回転子については各所に種々のサーモカラーを塗布して温度上昇をチェックした。

表6.1は温度試験結果を示し、図6.2は、運転曲線を示すものであるが、いずれも満足な結果がえられた。

7. む す び

以上、今回製作した遠心分密機用4段速度カゴ形誘導電動機の概要を述べたが、今回の経験を通して、貴重な諸データをうるとともに、重慣性負荷駆動用カゴ形誘導電動機設計上の要点を理解できた。

最後に、本機の設計、製作にあたり、終始適切な助言とご協力を賜った東洋化工機株式会社の関係各位に心から謝意を表わす次第である。

ブラシレス同期電動機

東海林 恵二郎*

Brushless Synchronous Motors

Nagasaki Works Keijirō SHŌJI

Synchronous motors have great advantages in operation because of high efficiency and unity or leading power factor. On the other hand they need DC excitation which requires slip rings and brushes, accompanying the drawback of trouble in maintenance and inspection in comparison with squirrel cage type induction motors. Meantime, semiconductor rectifiers have been developed and first made practicable the brushless excitation of synchronous generators, which has now become prevalent. In the case of the synchronous motors, however, a problem of starting came in and it took some time before the new type of excitation took shape. Now that thyristors and zenor diodes have come in use to give a new turn to the design, the difficulty has been cleared up to promise the extensive use of brushless synchronous motors. Mitsubishi has been successful in trial manufacture and is ready to supply a market with the products.

1. ま え が き

ここ数年来、半導体整流器を使用したブラシレス交流発電機が実用化され、現在わが国でも広く一般に使用されるようになった。当社でも最初に船用交流発電機として937.5kVA 1,200rpmのものを製作して以来、ここ1～2年間に数十台のブラシレス交流発電機を製作し、好調に運転中である。またとくに高速の2極タービン発電機では当社が日本カーバイト(魚津)に昭和40年春に納入した15,625kVA 3,600rpm機がわが国でブラシレスタービン発電機の実用化第1号機でこれも現在好調に運転されている。ブラシレス励磁方式は最初アメリカで発達し、わが国でも続々と実用化されている。

一方同期電動機は交流発電機と異なり、起動時界磁コイルに20kV以上にも達する高圧が発生するため、適当な放電抵抗を通じて短絡し、誘導電動機としての起動トルクで加速し、十分にスリップが小さくなった時点で直流励磁を与えて同期化し、その後放電抵抗を回路から切り離す必要がある。発電機よりも動作が複雑であったため実用化が遅れていた。

しかしブラシレス同期電動機もサイリスタの発達により、いろいろな励磁回路が開発され、今後は盛んに使用されると考えられる。

このようにブラシレス同期電動機の実用化にともない同期電動機本来の特長とする高効率である。力率を1.0またはある任意の進み力率で運転できる。負荷が急変しても回転数が一定であるということのほかスリップリング、ブラシの保守点検からも開放されてますます使いやすく信頼度の高い電動機をうることができるようになった。

2. ブラシレス同期電動機の特長

ブラシレス同期電動機の特長をあげると次のようになる。

- (1) ブラシの取換えと保守が不要
- (2) 直流励磁機を使用した場合の整流子の保守が不要
- (3) スリップリングの保守が不要
- (4) 炭素粉や銅および鉄粉がなく絶縁の清掃回数が少なくて済み、長時間の連続運転が可能であり、寿命も伸びる。
- (5) 故障が少なく運転の信頼性が高い。
- (6) 有害なフイ気の影響を受けにくい、とくに化学および石油化学工場では、爆発性ガスの存在のおそれのあるところでの

運転に際しては、スリップリングに内圧防爆形の防爆構造を採用しているが、ブラシレス励磁方式を採用すればその必要がなく、内圧用フロア、送風ダクトが不要となる。また防食上もすぐれており、ジーンアイの多い場所への使用にも適している。

(7) 火災の危険度が減少する。

(8) 直流励磁機や変圧器、移相器、シリコン整流器を使用した普通使用されている静止励磁機よりも速度が大きく、負荷急激時の強制励磁がすみやかに行なえる。

また力率調整は手働、自動のいずれでも交流励磁機の界磁を調整することにより、従来の同期電動機と同様に可能である。

3. ブラシレス励磁方式

同期電動機のブラシレス励磁方式はいろいろの回路のものが実用化されているが、ブロック図で示すと図3.1のようになり、構成要素としては交流発電機と同じように、同期電動機の主軸の上に、または直結軸に回転整流器と交流励磁機の電機子(回転子)をマウントした方式となっている。放電抵抗は高速機では回転整流器に取り付けるが、低速機では電動機本体のスパイダー部に取り付けることが多い。

回転電機子交流励磁機の出力は回転整流器に導かれ、ここで直流に変換されて電動機の回転界磁に供給される。起動の際に発生する電動機界磁の交番電圧は回転整流体に導かれて放電抵抗を通じて短絡される。

したがって、スリップリングおよびブラシなどのシュウ動接触部がまったくなく、交流励磁機の励磁電源は適当な所内低圧交流電源から整流されて供給される。

またブラシレス励磁方式にはいろいろの回路があるが、それぞれの回路の特長、欠点をよく見きわめて、いずれの回路を使用するかは電氣的、機械的ないろいろな条件を考えて選ぶ必要がある。

3.1 ブラシレス励磁回路(I)

図3.2の回路は現在当社が標準のブラシレス励磁回路として採用しているもので、小容量から大容量、高速から低速機にいたるまで、あらゆる範囲に適用できる。発電機のブラシレス励磁の基本回路に、3個のサイリスタ、3個のゼナーダイオード、保護抵抗および放電抵抗を追加した形となっており、比較的簡単な回路で、しかも起動、同期運転、保護の動作を十分に行なえる回路になっている。

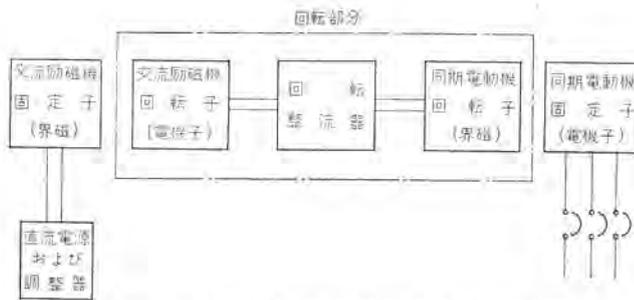


図 3.1 ブラシレス同期電動機のブロック線図
Fig. 3.1 Block diagram of brushless synchronous motor.

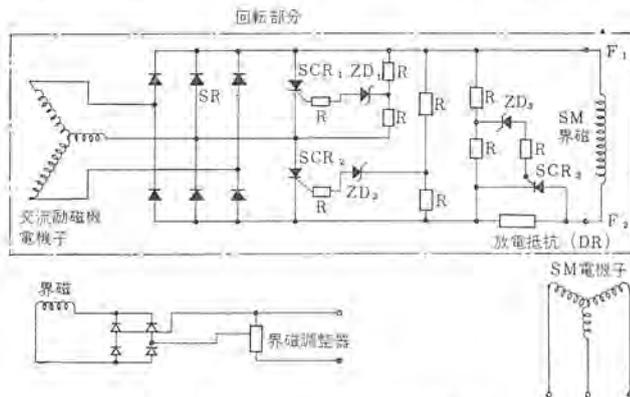


図 3.2 ブラシレス励磁回路 (I)
Fig. 3.2 Brushless excitation circuit. (I)

3.1.1 動作原理

図 3.2 で点線で囲まれた上半部の回路が回転部分である。下半部は静止部で、交流励磁機の界磁に直流を供給する回路と電動機本体の電機子を示す。交流励磁機の界磁には普通工場内の低圧三相または単相交流電圧から供給し、界磁調整器によって自働または手動で任意に力率を調整できる。

同期運転中はブラシレス交流発電機と同様に交流励磁機の回転電機子から回転整流器のシリコン整流器(今後 SR と略称)により整流されて同期電動機の界磁に励磁電流を与える。また同期電動機は正起動の際、界磁に発生する交番高電圧を吸収し、加速トルクをますため界磁を適当な放電抵抗を通じて、短絡しなければならない。

もし SR のみの発電機の回路では起動の間、電動機の界磁コイルの端子 F_2 が正の場合は SR を通じて電動機界磁が短絡されているので問題ないが、他方の界磁コイルの端子 F_1 が正の場合は SR に数万ボルトの高圧が印加され、たちまち SR が破壊し、電動機の界磁コイルの絶縁も破壊されてしまうだろう。もし破壊するほどの電圧でなくても電動機の界磁電流に大きな直流分が存在すれば、大きな制動トルクが発生して電動機は起動しないことがある。

このように、同期電動機を起動する時は 2 個のサイリスタ (SCR1 SCR2) に存在し、これらのサイリスタは起動の間界磁を短絡するほかに同期化のために同期速度近傍で界磁に直流電圧を与える役目を果している。

このようにサイリスタは基本的には一方方向の開閉器として動作し、ゼナーダイオード (ZD_1, ZD_2) はサイリスタの Turn-on のための電圧感応装置として動作する。

起動時のサイリスタの動作は次のようになっている。

電動機界磁端子 F_1 の電圧が正方向に増加していくとき、ゼナー電圧に達するまでゼナー ZD_2 を通じて電流は流れない。それ以上わずかな電圧の増加により、サイリスタを Turn-on させるのに十分

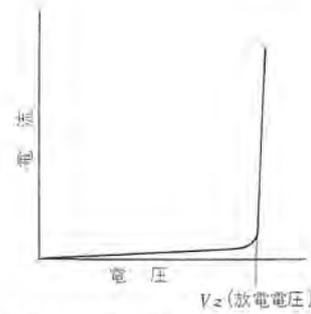


図 3.3 ゼナーダイオードの電流-電圧特性
Fig. 3.3 Current-voltage characteristics of zener-diode.

なゲート電流を流すようになる。サイリスタ SCR2 がこのようにして Turn-on したのちは、界磁電圧はすべてサイリスタ SCR1 を介してあらわれ、同様な方法で SCR1 が Turn-on する。この Turn-on するに要する全所要時間は電動機の電機子に全電圧が加わってから約 $10\mu s$ 程度である。図 3.3 はゼナーダイオードの電圧-電流特性を示す。

またこの回路の励磁電圧はサイリスタの Turn-on する電圧を越えないようにしてある。また SR の逆電圧はゼナー電圧以上になることがなく、サージ高電圧から SR は完全に保護された形になっている。

このように電動機の界磁は有効に短絡されるから、定格速度に向かって加速される。定格速度に近づくにしたがって交流励磁機はある出力電流を供給しはじめる。電動機が同期引き入れをはじめ界磁誘起電圧を減らすまで、この付加直流電流はサイリスタか界磁を通じて流れることになる。界磁誘起電圧がサイリスタを Turn-on するに要する電圧値以下になったとき、励磁機は電動機に全励磁を与えて同期引き入れを行なう。この場合は最初から励磁機の界磁を投入している場合であるが、励磁機の界磁を開放して同期速度付近まで加速し、限時リレーなどで励磁機の界磁を投入すれば、起動中界磁に直流分は全然流れず加速をよりすみやかに行なうことができる。

同期運転中はサイリスタに SR の順方向電圧降下が逆方向に加わるので、この降下分は 1V 程度のわずかな値であるが、サイリスタを不導通に保つのに十分である。

3.1.2 放電抵抗回路とその動作

前述のように普通同期電動機を起動する場合に、電動機の界磁に直列に放電抵抗を接続するのが通例である。また同期化したのちは余分な損失をなくするために、放電抵抗を切り離すか短絡する必要がある。この短絡装置として用いられるのが図 3.2 の SCR3 である。

起動の間、電動機界磁端子 F_1 が正である場合、界磁に誘起する電流は SCR3 に逆電圧を加えるような方向に流れる。この方向には電流を阻止するから全電流は放電抵抗を通じて流れることになる。

端子 F_2 が正である場合は電流が逆になり、SCR3 には順方向の電圧が加わるが、SCR3 の陽極に対してゲート電圧は SR の電圧降下分約 2V 負であるから SCR3 は Turn-on することはできない。

このように加速中は界磁電流はすべて放電抵抗を通じて流れることになり、大きな加速トルクを発生することになる。

しかし SCR1 および SCR2 が Turn-off 状態を保ち交流励磁機が電動機の界磁に直流出力を供給しはじめると界磁の端子 F_1 が正となると同時に SCR3 に順方向電圧が加わる。またゲート電

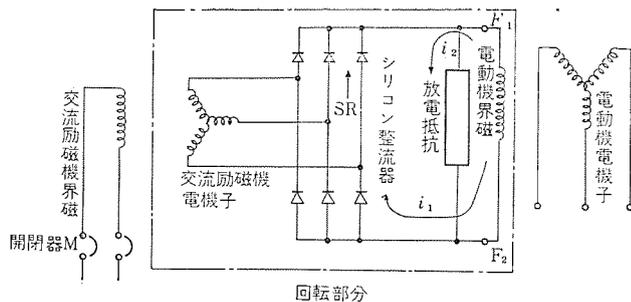


図 3.4 ブラシレス励磁回路 (II)
Fig. 3.4 Brushless excitation circuit. (II)

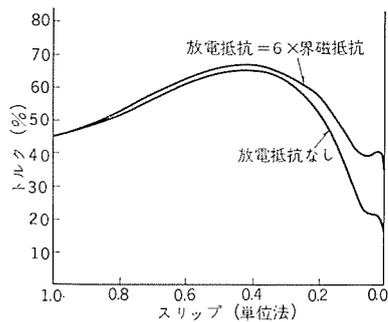


図 3.5 同期電動機の起動トルクに対する放電抵抗の影響
Fig. 3.5 Effect of discharge resistance on starting torque of synchronous motor.

圧も正電圧となるので SCR3 が Turn-on して放電抵抗を短絡する。ゼナーダイオード ZD_3 は加速途中で放電抵抗を短絡するおそれがないような役目をする。

3.2 ブラシレス励磁回路 (II)

図 3.4 に示めすような回路で発電機の基本回路の整流器の直流出力側に適当な抵抗値を有する放電抵抗が並列に接続されているにすぎない。これは非常に簡単な回路で、いろいろ電氣的欠点を有するが、基本部品が少ないことが特長で、4, 6 極の高速大容量機などで励磁容量が小さく、かつ各部品が高い遠心力を受けるような場合に使用する。

3.2.1 動作原理

前述のように同期電動機は起動時、界磁コイルに発生する交番高電圧を吸収するとともに加速トルクを増加されるため、適当な値を有する放電抵抗を通じて界磁を短絡する必要がある。図 3.4 で端子 F_2 が正の場合は SR を通じて、放電抵抗なしで界磁が短絡される。また端子 F_1 が正の場合は SR に対しては逆電圧となり、SR を通じて電流が流ることができないので、放電抵抗を通じて流れることになる。このように 1 方向のみが放電抵抗を通じて短絡され、他方向はただちに短絡された形となるが、加速トルクが発生し、電動機は同期速度近傍まで加速される。その後限時リレーで交流励磁機の界磁開閉器 M を閉じれば、交流励磁機から直流が電動機界磁に供給されて同期引き込みが行なわれ、電動機は同期運転にはいる。

3.2.2 回路の問題点

回路の設計にあたって次のような問題点があげられる。図 3.4 で端子 F_2 が正の場合、放電抵抗が界磁短絡回路に接続されていないため、加速トルクが減少する。放電抵抗の値と加速トルクとの関係の一例を図 3.5 に示めす。この場合の加速トルクは放電抵抗のない場合とある場合の算術平均的なトルクとみなすことができる。

また同期運転にはいっても放電抵抗は接続されたままになっているため、余り低い抵抗値の放電抵抗を使用すると、整流器から

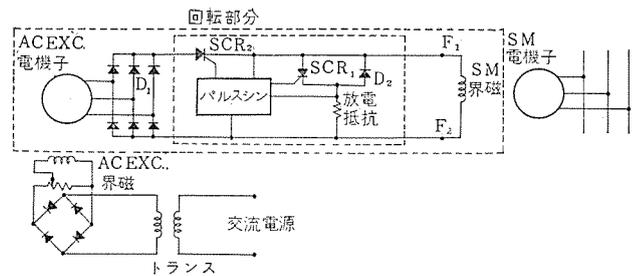


図 3.6 ブラシレス励磁回路 (III)
Fig. 3.6 Brushless excitation circuit. (III)

の直流出力の放電抵抗回路への分流分が増加し、それがすべて放電抵抗で熱損失となって消費されるので、電動機の効率が低下し、かつ励磁機と整流器の容量をいわずらに増大することになる。

また一方放電抵抗に大きな値を使用すれば前記の欠点は、ある程度補正することはできるが、図 3.2 で起動時界磁短絡回路に流れる電流のそれぞれの方向の電流 i_1, i_2 の大きさの差が増大し、界磁に流れる電流に大きな直流分があらわれ、加速トルクを著しく低下させ加速できない現象が生ずるおそれがある。まだスリップが大きい低速の範囲では電動機界磁のリアクタンス値が放電抵抗と比較してはるかに大きいため i_1, i_2 の差も小さいが、同期速度付近では界磁リアクタンスはスリップとともに減少するので、加速とともに i_1 と i_2 の差が大きくなり、同期速度近傍では大きな直流分が界磁に流れることになり著しくトルクを阻害する。

また大きな抵抗値の放電抵抗を使用するとサージ電圧に対して放電抵抗の両端電圧が高くなり、シリコン整流器が高圧にさらされるおそれも出てくる。

このように相反する要求が放電抵抗に果せられ、実際の設計では上述のいろいろの条件を考慮して適当な抵抗値のものを選ぶ必要がある。

いずれにしてもこのブラシレス励磁回路は電氣的に根本的な欠陥を有するため、4 極機などの高速大容量機で機械的信頼性の点から、できるだけ使用部品の数をへらす必要がある場合のみ使用される。

3.3 ブラシレス励磁回路図 (III) (W社 日本特許請求中)

図 3.6 の回路は当社が技術提携しているアメリカ Westinghouse 電機会社で開発した回路である。

一般に同期電動機は最適速度、最適位相を検出して、それが両立したとき界磁に直流を与えて同期化すれば同期化トルクも大きく、電氣的ショックも最少で同期化できる。この励磁回路は同期化のための最適速度、最適位相の検出と脱調検出および自動再同期化を“PULSE-SYN” (商品名) という制御要素で動作せしめるようになっている。このように同期電動機は理想的な運転ができるようになるが、回路が複雑になることは避けられない。

簡単に図 3.6 について説明すると起動の際、電動機の界磁端子 F_2 が正電圧の場合は放電抵抗とダイオード D_2 を通って電流が流れ、端子 F_1 が正電圧の場合は PULSE-SYN からパルスゲート電流が流れてサイリスタ SCR_1 が Turn-on するので、 SCR_1 と放電抵抗の回路が形成される。この場合サイリスタ SCR_2 は不導通状態に保たれているので、主ダイオード D_1 に界磁電流は流れない。

このように界磁は放電抵抗を通じて有効に短絡されるので同期速度にむかって加速される。

また一方、放電抵抗の両端電圧から入力を得ている PULSE-SYN はトランジスタ論理要素と抵抗、コンデンサの充放電回路からなりたっており、界磁誘起電圧の大きさと界磁周波数から最適速

度と最適位相を検出して、それが両立した時点でパルス電流をサイリスタ SCR2 のゲートに供給し、SCR2 を Turn-on すると同時に SCR1 が不導通となり、電動機界磁に直流を与えて同期引き込みを行なう。同期後はサイリスタ SCR1 は不導通およびダイオード D₃ によって放電抵抗に界磁電流は流れることはない。

脱調の際は直流界磁電圧に重畳する交流分を端子 A、B から PULSE-SYN に入れ、PULRE-SYN は同期化と逆の動作を行ない、脱調の原因が取り除かれれば自動的に再投入する。

4. 制御および保護方式

4.1 起動方式

ブラシレス同期電動機の起動方式は普通のスリップリング付電動機と変わることがなく、自己起動としては

- (1) 全電圧起動方式
- (2) 減電圧起動方式
 - a. リアクタ 起動方式
 - b. 単巻変圧器起動方式
- (3) 分割巻線起動方式
- (4) その他の特殊起動方式

などがある。

(1)と(2)-(a)が最も多く使用され、最近各事業所の受電および自家発電容量が強力になったため、単巻変圧器起動はほとんど使用されなくなり、全電圧起動が使用されることが多くなっている。また当社ではリアクタ 起動では約 1,500kW 以上の電動機の場合はリアクタ を中性線側に接続し、リアクタ に加わる電圧を軽減するようにしている。

4.2 力率調整方式

ブラシレス電動機もスリップリング付と同様に自由に手動および自動で力率調整が可能である。化学工業などで使用される電動機は年間を通じて負荷がそう大きく変動することはないので手働力率調整が使用されるが、製鉄工業の圧延ラインに使用される電動機は負荷が大きく、しかも急激に変動するので自動力率制御することが多い。

図 4.1 は当社が標準として使用している電動移動器式自動力率調整方式の回路を示す。もっと速い速度が必要な場合は交流励磁機にサイリスタを使用し、力率検出回路を増幅してサイリスタ点弧角制御を行なう方式を採用する。

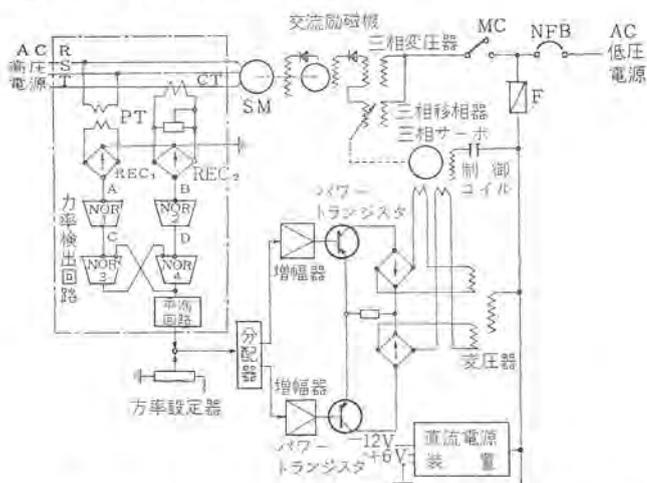


図 4.1 電動移相器式自動力率調整方式
Fig. 4.1 Phase shifter type automatic power factor control circuits.

4.3 保護方式

ブラシレス同期電動機の保護方式はブラシレス励磁方式によっても若干異なるが次のように行なう。

(1) 過負荷

通常は電機子電流の増加を限時特性を持った過電流リレーを使用して保護する。とくに大形機では固定子コイルに装置したサーチコイルで固定子巻線の温度を測定するとともに、規定温度以上になると警報を発し、主シヤ断器をトリップすることもできる。

(2) 低電圧保護

通常は誘導形不定電圧継電器を使用するが、小容量のものは補助リレーを使用して無電圧保護を行なう。

(3) 脱調保護

ブラシレス励磁方式では脱調の際の界磁回路の保護は前述のように自動的に行なわれる。そのほかの保護は反時限特性の誘導形過電流リレーを使用し、脱調時の電機子電流の増加を検出して保護するのが普通であるが、脱調しても同期速度近傍で誘導電動機として運転が続けると検出が不確実のおそれがあるから、電機子電流の力率が変動を検出してシヤ断器を動作せしめる。

(4) 界磁喪失保護

交流励磁機の界磁電圧の喪失を検出する。また励磁回路のシリコン整流器、サイリスタ等は十分な容量と信頼度のすぐれたものを採用するが、事故を生ずると交流励磁機は短絡状態になるので、交流励磁機の短絡比を小さく設計し、持続短絡電流を制限し、ある安全電流以上流れないように設計する。界磁喪失すれば脱調するので脱調保護装置が動作する。

(5) 起動巻線保護

起動の際、途中で加速不能または加速に長時間を要するなどの起動巻線の過熱保護は電機子電流で過電流リレーが動作する。

(6) 界磁投入動作不能保護

電動機起動後所定の時間がたっても同期引き入れ動作が行なわれないと限時リレーを動作させる。

(7) その他、大形機は比率差動リレー、軸受温度、潤滑油圧、油温、空気冷却器水量などを検出して保護する。

5. 試験結果

当社では昭和 39 年から 40 年にかけてブラシレス同期電動機の試作とあらゆる試験が完了している。試験を行なったのは、現在当社のブラシレス励磁回路の標準として採用している前述のブラシレス励磁回路 (I) で、回転整流器の半導体取付け方向から見た写真を図 5.1 に示す。

試験の結果は電気的、機械的に所定の優秀な成績を得て、いつでもブラシレス同期電動機を製作しうる態勢が確立された。

試験を行なった電動機の仕様

- 同期電動機
70kW 3,300V 60c/s 6P 1,200rpm 1.0pF B種
交流励磁機
5kVA 90V 6P 60c/s 1,200rpm 0.9pF

実施した試験項目

- (1) 交流励磁機の単独試験
無飽和特性、三相短絡特性、抵抗および諸定数測定、耐圧、過速度などのあらゆる試験
- (2) 励磁装置の単独試験 (図 3.2 参照)
サイリスタ SCR1, SCR2, SCR3 の点弧試験を中心として実施



図 5.1 回転整流器
Fig. 5.1 Rotating rectifier.

(3) 組み合わせ試験

- a. 起動試験
 - ・SCR1, SCR2 の Turn-off 回路確認試験
 - ・SCR1, SCR2 の Turn-on 電圧調整試験
 - ・SCR3 の Turn-on 電圧調整試験
 - ・交流励磁機界磁電流の大きさと起動特性 チェック
 - ・起動完了後交流励磁機界磁投入試験
 - ・SCR1 破壊状態における起動特性 チェック
- b. 脱調試験
- c. 瞬時停電試験
- d. 起動および脱調時の負荷角測定
- e. 連続運転試験
- f. 過速度試験
- g. 耐圧試験

以上の試験を実施し、負荷トルク特性界磁電圧と SCR1, SCR2 の Turn-on 電圧、および SCR3 の Turn-on 電圧の相互関係などの基礎設計資料が数多くうることができた。

試験結果の一例として加速途中で SCR3 が Turn-on して、放電抵抗が切り離されると、加速トルクが減少し、起動時間が長くなることを図 5.2 の波形に示す。

まだ脱調の際は起動とちょうど逆になり、シリコン整流器は完全

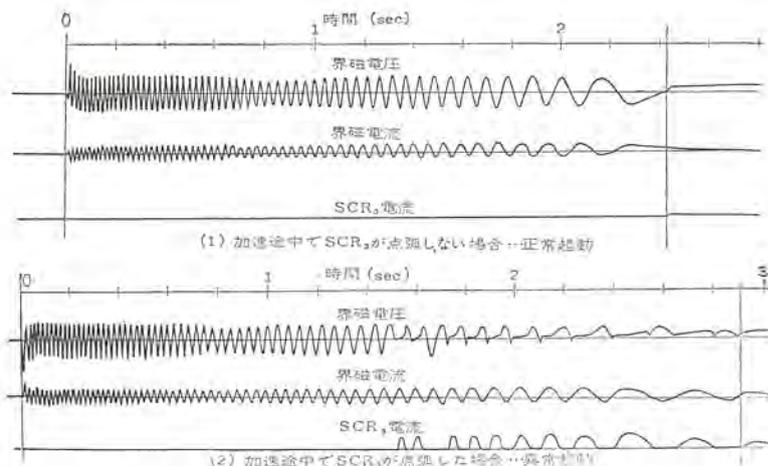


図 5.2 加速途中で放電抵抗を cut-off した場合の起動特性の変化
Fig. 5.2 Variations of starting performance, when the discharge resistor is cut-off during acceleration.

に保護されることが確認された。

6. む す び

以上 ブラシレス同期電動機の特長、種々のブラシレス励磁回路の比較、制御および保護方式、社内試験結果の一部を紹介した。

励磁回路はその時の電氣的、機械的な負荷条件によって選定する必要がある。

ブラシレス同期電動機はアメリカでは構造的に防爆形であることなどで、とくに化学工場の防爆形同期電動機に盛んに使用されている。引き入れトルクを 100% にすれば脱調してもその原因となった外部要因が除去されれば、ただちに自動的に再同期化され、化学、石油化学のラロセスライン用として理想的な電動機をうることができる。その他の用途でも保守点検がほとんど不要のため長時間の連続運転が可能となる。

参 考 文 献

- (1) 高原, 元木: 「三菱電機技報」 38, 1535 (昭 39)
- (2) 甲斐, 長沢: 「三菱電機技報」 39, 997 (昭 40)
- (3) G. M. Rosenberry: AIEE T. p. 60-127 (1960)
- (4) D. D. Stephen, K. D. Stephen: AEI Engineering, Nov. Dec. (1963)

最近登録された当社の特許

名 称	特 許 日	特 許 番 号	発 明 者	関 係 場 所
記録紙印字装置	40-10-26	458353	林 正之・相田利光	福 山
非可逆回路	40-11- 4	458717	中原昭次郎	中央研究所
発電機の過励磁制限装置	40-11- 4	458718	久松章三	神 戸
正逆回転を指示する誘導子形回転計	40-11- 4	458719	岡本孝治	神 戸
ガラスから結晶性陶磁器を製造する方法	40-11- 4	458720	林 次郎・上村正光	中央研究所
高速自動車道路用誘導無線装置	40-11- 4	458722	森川 洋・奥村 徹	通 信 機
無電素子の製造方法	40-11- 4	458723	杉岡八十一・平野昭夫	中央研究所
積算記録装置	40-11- 4	458848	吉村四郎・益田鑑五	福 山
圧力継電器の誤動作防止装置	40-11- 4	458849	広尾次郎市	伊 丹
パルス 発生装置	40-11- 4	458850	高田信治	神 戸
日出、日没を利用した自動点滅装置	40-11- 9	459167	武田克己・神本明輝	福 山
電界効果形 トランジスタ	40-11- 9	459169	藤井泰郎	伊 丹
制動装置	40-11-17	459901	和田宏康	福 山
タイムスイッチ 装置	40-11-17	459902	神本明輝	福 山
セン 速装置	40-11-17	459903	武谷勝次	福 岡
充電電流補償式保護継電装置	40-11-17	459904	森 健	神 戸
電流制限装置	40-11-17	459905	松浦 清	福 山
多重故障回線選択継電装置	40-11-17	459906	三上一郎	神 戸
内燃機関点火装置	40-11-17	459907	三木隆雄	姫 路
空気吹付式単位 スイッチ	40-11-17	459908	野間良員・鉄野治雄	伊 丹
内燃機関点火装置	40-11-17	459909	三木隆雄	姫 路
トランジスタ 継電器	40-11-17	459910	森 健・阪上正幸	神 戸
トランジスタ 継電器	40-11-17	459911	森 健	神 戸
タンク 揚油時の傾斜警報装置	40-11-17	459912	木内 修	長 崎
ケイ 光放電灯電極支持用導線の製造方法	40-10-18	457753	大田重吉	大 船
自動電気炊飯器	40-10-18	457754	高橋正農・村岡和典	群 馬
電気掃除機の制御装置	40-11- 4	458721	加藤 悟・長嶺 元	群 馬
積分回路	40-11-29	460560	浜岡文夫・山崎英蔵	中央研究所
パルス 発生装置	40-11-29	460571	松岡宏昌	中央研究所
充電発電機用電圧調整装置	40-12- 2	460982	宮崎秀夫	姫 路
二速度を同時に得られる誘導電動機装置	40-12- 2	460783	大窪純治	長 崎
関数発生装置	40-12- 2	460784	柴谷浩二・桑田 博	鎌 倉
二次関数発生装置	40-12- 2	460785	石田哲爾・内海堅志	鎌 倉
情報伝送装置	40-12- 4	461110	前田良雄・蒲生容仁	中央研究所
超高周波用周波数通倍装置	40-12- 4	461111	喜連川 隆・岡田武夫	中央研究所
位相検波装置	40-12- 4	461112	吉田太郎・宮崎 浩	名 古 屋
カラー 受像管用露光台	40-12- 4	461115	小林弘男	中央研究所
熱電装置の製造方法	40-11- 9	459168	大場健司・笠置 紘	商品研究所
冷蔵庫の自動温度調節装置	40-12- 4	461113	木下忠男	静 岡
軸受装置	40-12- 4	461114	新倉宗寿・竹中正恭	中 津
テレビジョン 装置における2局同時受像方式	40-12-16	461807	{松村長延・植竹勝人 西谷芳久	無 線 機
パイロット 継電装置	40-12-16	461808	森 健・寺田 真	神 戸
高 インピーダンス 接地系	40-12-16	461809	森 健・寺田 真	神 戸
統用パイロット 継電方式	40-12-16	461810	{潮 恒郎・松田節之 田辺俊雄	伊 丹
常時充填式電力用 ショ 断器	40-12-16	461811	岩垂邦昭・渡辺睦夫	神 戸
高速度開閉器	40-12-22	462153	近藤博通・飛田敏男	中央研究所
予備電離装置	41- 1- 7	462616	柳下和男	中央研究所
放射線による計測装置故障検出装置	41- 1- 7	562617	北浦孝一・伊吹喜一	神 戸
二端子定電流装置	41- 1- 7	462618	大久保利美・早水弘一	中央研究所
多重故障回線選択継電装置	41- 1- 7	462619	三上一郎	神 戸
内燃機関点火装置	41- 1- 7	462620	三木隆雄	姫 路
内燃機関点火装置	41- 1- 7	462621	三木隆雄	姫 路
内燃機関点火装置	41- 1- 7	462622	三木隆雄	姫 路
内燃機関点火装置	41- 1- 7	462623	三木隆雄	姫 路
内燃機関点火装置	41- 1- 7	462624	三木隆雄	姫 路
回路 ショ 断器	41- 1- 7	462666	宮本紀男・鎌谷章博	中央研究所



特許と新案

遠方監視制御方式

発明者 大木 掀 爾

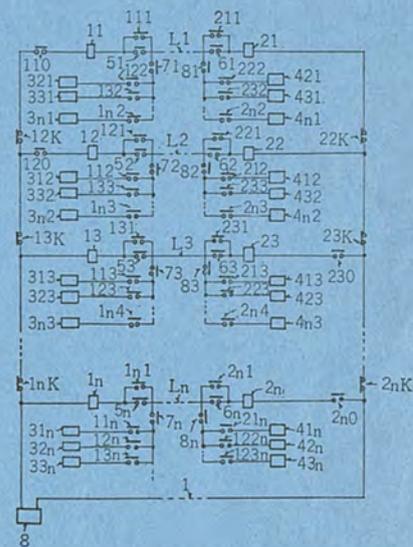
この発明は遠方監視制御方式に関するものである。遠方監視制御方式には直接式および選択式などがあるが、前者は迅速確す、保守容易等の利点がある半面、機器項目数に比例して所要連絡線が増し、後者は連絡線が少なくすむ代わりに両端の装置が複雑になる。本発明は直接式の利点と選択式の経済性を合わせ有することにより、遠方監視制御装置の経済性および信頼性を向上させるものである。

第2図はその実施例を示す。10は制御所、20は被制御所を示し、連絡線路1、 L_1 、 L_2 等により連絡される。8は制御電源、11~1nおよび21~2nは機器選択用継電装置を示し、111~11nは選択装置11の付勢時に閉じ消勢時に開く接点を示す。12Kは選択装置12の付勢時に開き、消勢時に閉じる。51~5nは制御所において選択装置11~1nのどれか1組が付勢されたことが確認されるとただちに開き、選択装置全部が消勢すると若干時限後閉路する接点をそれぞれ示す。71~7nは選択装置11~1nのどれかが付勢されたことが確認されて後若干時間遅れて閉じ、選択装置全部が消勢するとただちに開く接点をそれぞれ示す。110、120...は選択指令用接点、312、313...、321...、323...等は機器制御指令送信装置、機器状態監視信号受信装置等を示す。被制御所において211~21nは選択装置21の、221~22nは選択装置22の付勢時に閉じ消勢時に開く接点を示す。22Kは22の付勢時に開き、消勢時に閉じる接点、61~6n、81~8nは51~5n、71~7nと

同じで21~2nに応答する。

以上のような構成によってこの装置では一組の選択装置が付勢されると、その選択装置が接続されている線路を除く他の連絡線路の両端はそれぞれの選択装置回路から切離される。この選択状態では各線路は独立している。かくしてn個で $n(n-1)$ と通りの用途に使うことが可能である。

(特許第426778号) (伊藤記)



テレビジョン受信機の自動周波数制御装置

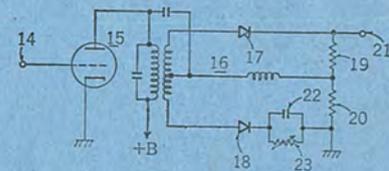
発明者 植竹 勝人・瀬辺 国昭

この発明は、周波数弁別器の出力で可変リアクタンス回路を制御することにより自動周波数制御を行なうテレビジョン受像機で、映像搬送波中間周波数を調整して画質を調整できるようにした装置に関するものである。

図について説明すると、端子(14)へ印加された中間周波信号は弁別回路一次側(15)、二次側(16)によって画像搬送波中間周波数の変動が弁別され、変動分に応じた出力電圧が端子(21)からリアクタンス回路に加えられる。弁別回路二次側(16)には二次側不平衡用にそう入された抵抗(23)コンデンサ(22)がある。正常な接続の弁別回路で出力がゼロとなる周波数でも、非対称弁別回路のため出力を生ずるが、この出力の大きさは抵抗(23)の抵抗値を変え、弁

別回路の非対称の程度を調整することにより変化させられる。この弁別回路の出力電圧を可変リアクタンス回路、たとえば可変容量コンデンサなどに印加し、局部発振回路の発振周波数を自動的に制御する。したがって弁別回路の非対称の程度を調整することにより画像の最も見やすい周波数に映像搬送波の中間周波数を調整することができる。

(特許第444719号) (宮本記)



蓄冷枕

考案者 村山 悦 朗

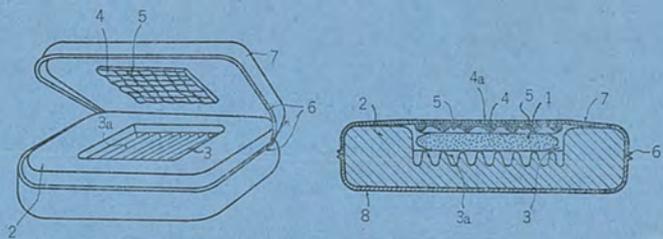
この考案は就寝時に使用する頭部冷却用枕に関するものである。図において、(2)は保温材で構成された枕本体で、その中央部に設けられた凹(凹)所(3)の底部には多数のヒダ(3a)を備えてい

る。(1)はこの枕本体内に収納された蓄冷容器で、この内部には蓄冷材が封入されている。(7)は上記枕本体の開閉カバー、(4)はこのカバーの内面に重合定着され、上記開閉カバー表面に冷気を

特許と新案

放出する多数の通気孔(5)を備えた上記オウ(凹)所(3)の上づらである。

したがって、就寝前にあらかじめ上記蓄冷容器を冷蔵庫などで冷しておけば、必要のたびごとにこれを取り出して枕本体に入れることにより簡単に頭部を冷却し安眠に好適な枕として使用できる。
(実用新案登録第766014号) (村松記)



押しボタン操作スイッチ

考案者 都築 勇吉・杉浦 博

この考案は、スイッチ部の操作棒が直接操作カムに接触して、簡単な構造で多種多様な動作をするとともに、押しボタン操作、切換え押しボタン操作の各操作にわたって、目的を同じくするものは共通部品とし、部品手配、工程、保管、生産性などを有利にし、さらに装置の構造単純化、および小形化した押しボタン操作スイッチにおいて、コンタクトブロック内に納められた固定接点を、ミジに弧状に湾曲させて固定するようにしたものである。

図1はこの押しボタン操作スイッチ組立体を示し、図2はスイッチ部分を分解して示した各部品の斜視図である。

図2においてコンタクトブロック50のミジ64に入る操作棒65は、角穴67に相対向する2個の可動接触子68と接点パネ70が組み込まれ、また下端の穴71に戻しパネ75がはまりミジ55にはまったパネ受け76により常に矢印方向に押されている。端子80はミジ57にはまり、固定接点83は可動接点69と対応する位置にある。コンタクトブロック50の両端51、52がお互いに逆方向に組みあわされて取付ネジ59によりケース4のネジ穴に締めつけられる。パネ6に抗して押された押しボタンヘッド1は、操作円板13により直接接している操作棒を押して接点69、83を開閉する。端子80に固定接点83を取り付け、コンタクトブロック50のミジ57にはめ込む。接点を取り付けられていない側88は固定壁56の部分に対応する。図3

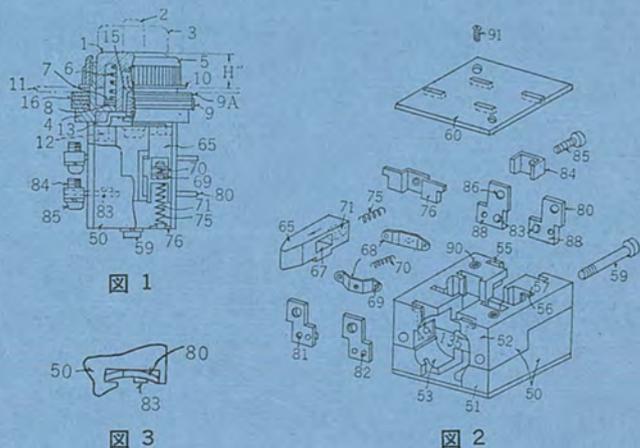


図1

図3

図2

図3

(実用新案登録第75230号) (秋山記)

は端子のミジ57の入り状態を示す図で、ミジ57と端子80の板厚との間に狭い間隔をもたせ、端子80をミジ57の幅に適当な固さではまるよう全体をわずかに湾曲させている。

これにより、上記の特長を有する押しボタン操作スイッチにおいて、さらに端子80のガタをなくすることができ、これによる誤動作および接触不良などを防ぐことができるものである。

防音変圧器

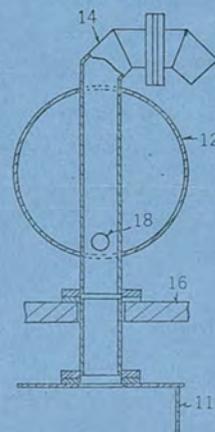
考案者 西村 憲治

この考案は防音変圧器の改良に関するものである。従来防音壁を小形化するため、ラッキング、放圧管、およびコンサベータを外部へ貫通させる構造においては、その貫通箇所を3個設ける必要があり、防音効果上好ましくなかった。

そこでこの考案では図に示すように、コンサベータ12の中に放圧管14を貫通させ、放圧管14の上記貫通部分に小穴18を設けて、コンサベータ12と放圧管14を連通させたもので、本体内の油は放圧管14をとって上昇し、放圧管14の小穴18により、ここからコンサベータ12部分へ侵入することになり、コンサベータの接続管を省略することができる。

このような構造とすることにより、防音効果をあまり減衰することなく、防音壁の寸法を縮小することができるものである。

(登録実用新案第775682号) (秋山記)



三菱電機伊丹製作所放射線検査室とその設備

前田吉郎*

Radiation Inspection Center and Equipment in Mitsubishi Itami Works

Itami Works Yoshirō MAEDA

In Itami Works is constructed a new radiation inspection center in order to solve the problem of the safety in radiation inspection and workability of existing simple facilities and also to improve the utilization of the nondestructive inspection. In building a new inspection room careful consideration was taken to the selection of the site, space, environment and economic restriction on the installation for the radiation inspection from the viewpoints of protection against the radioactivity and working efficiency. This article describes the design consideration in particulars, radiation inspection equipment and accessory components in the center. It is also the aim of the Company to improve the quality assurance of the products by performing nondestructive inspection with the arrangements.

1. ま え が き

伊丹製作所では、さる昭和28年ころから非破壊検査を導入し、その後製品の品質管理に積極的にこれを適用し、製品の品質保証改善、向上および設備の保守に成果をあげてきた。中でもとりわけ放射線検査の成果は大きく、最近ではその需要も各分野にわたり増加の傾向が続いている。

しかし、伊丹製作所における従来の放射線検査室は既設工場の一部を使用し、そのうえ数箇所に分散していたために、作業能率が非常に悪くさらに簡易な設備であったため漏れ放射線量が大きく、周囲に対する放射線安全上問題があり、一部の検査室では、周囲に一般作業者のいる間は使用できないので、夜間作業をしなければならない状態であった。このような放射線安全上および作業能率上の点から以前から、放射線専用の検査室の建設が計画されていたが、このたび新放射線検査室の完成を見たので、ここに検査室とその設備について紹介・説明し、放射線検査の認識といっそうの有効利用をはかりたいと思う。

2. 放射線検査室

2.1 検査室配置と構造

検査室は図2.1に示すように、X線検査室・γ線検査室・操作室および暗室から構成しており、総床面積103.3m²である。これらの各室には、現有放射線装置およびその付属設備を設置、使用することが前提で、そのうえ建設場所も限定されたためかなりの制約条件のもとで最も有効かつ能率的に設計することが必要であった。

したがって、設計基本は現有放射線装置であるX線発生装置3台(200kVp撮影兼透視用、250kVp撮影用、180kVp携帯撮影用)およびRI(Radioactive Isotope)¹³⁷Cs1キュリ(γ線)によって、大略の姿が決定された。

すなわち、X線とγ線を同一室内で、同時に照射使用できないため、γ線装置はγ線検査室でX線装置はX線検査室で2台を別個に使用し、1台(180kVp)は予備兼出張用とすることでX線検査室とγ線検査室をそれぞれ独立させて1室づつ設けてある。X線・γ線照射のため操作室は共用とし、フィルム処理のための暗室

とともに、X線・γ線各検査室とは構造を別にし、下家の形で付属させた。これで放射線検査に必要な室が1箇所にまとめられ、検査準備、撮影(または透視)、フィルム処理、判定という一貫した放射線検査業務を能率よく行なうことができるようになった。

各室の主要構造および仕上げは、表2.1に示すとおりである。この中で主体のコンクリート壁は400~500mmの厚さになるため、とくに建築強度上鉄筋の配筋に考慮がはらわれている。

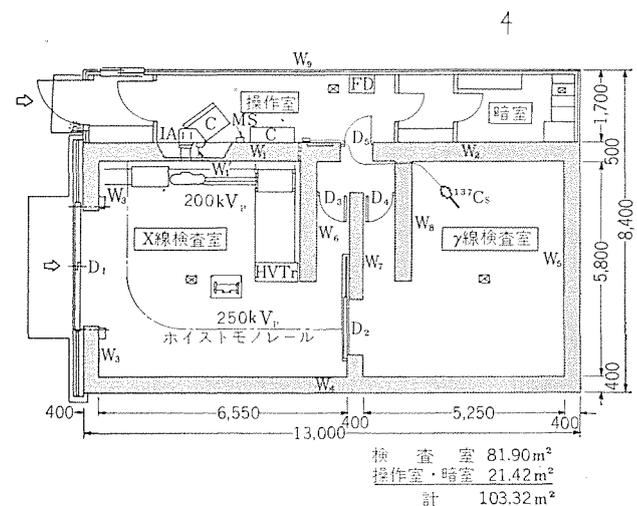


図2.1 放射線検査室平面配置
Fig. 2.1 Plant layout of the new radiation inspection center.

表2.1 各室主要構造と仕上げ [単位 mm]

Xγ線検査室	主 体	壁式鉄筋コンクリート造り
	外 壁	モルタル塗り、ハケ引仕上げ
内 壁	床	プラスタ塗り仕上げ既壁モルタル塗りコテ仕上げ H=1,200 コンクリートコテ押え D=150
	天 井	プラスタ塗り仕上げ
井 根	天 井	プラスタ塗り仕上げ
	屋 根	防水モルタル塗り仕上げ
操作室・暗室	主 体	木 造
	外 壁	小波石綿スレート張り
内 壁	床	小波石綿スレートふき コウ配 3.5/10 コンクリートコテ押え D=150
	天 井	プラスタボード張り O.P
間仕切壁	天 井	一部コンクリートブロック D=1,000 既壁モルタル塗り コテ仕上げ H=1,200
	間仕切壁	

* 伊丹製作所



図 2.2 放射線検査室外観

Fig. 2.2 Exterior view of the new radiation inspection center.

X線検査室は電気操作でX線照射をコントロールし、γ線検査室は密封のRI線源を使用するため、室内汚染の心配はまずないので室内仕上げはとくに考慮することなく、一般仕上げとした。

また、散乱線防止用のX線防御塗料なども一応検討したが、材料費、工費の割りに効果が少ないので採用は見合わせた。検査室の写真を図 2.2 に示す。

2.2 放射線シャヘイ材

放射線検査室の特殊性は放射線シャヘイをいかにするかであり、放射線安全上最も重要な問題である。一般に放射線シャヘイ材には鉛、コンクリート、特殊コンクリート(特殊セメントに、砂鉄・重晶石・各種鉄鉱を混和したもの)などが用いられる。

鉛および特殊コンクリートは、シャヘイ能力はすぐれているが、材料費、工費ともに高価であり、工法も複雑になるので建設費を下げるために普通コンクリート(普通ポルトランドセメント1に砂2、砂利2の割合で配合混和したもの、密度 2.22g/cm³)を一般シャヘイ壁として使用し、トビラおよびイメージアンプリファイア透視装置貫通壁には鉛板および鉛ガラスを使用した。

シャヘイ能力の必要条件としては、次の事項が必要であった。

(1) 建設場所および周囲工場環境から、法令⁽¹⁾による管理区域を建家より外側へ設けることが困難なため、建家内全体を管理区域とし、建家外はすべて、管理区域許容放射線量(30mrem/week)に達しないこと。

(2) 操作室には常時作業従事者がいるため、X線検査室と操作室間の仕切壁は、法令による作業従事者常時立入場所許容放射線量(100mrem/week)以下でかつ、透視検査を行なうことも考慮して、できるだけ漏れ線量を少なくすること。

(3) 暗室には常時X線フィルムをはじめとする写真材料を保管し、さらに作業者が入室してフィルム装テンおよび現像定着など、フィルム処理を行なうため、これら写真材料の変質(とくにフィルムの感光)を生じてはならず、かつ(2)とどうよう作業従事者の安全を考慮すること。

(4) X線検査室とγ線検査室はそれぞれ独立して使用するので、各室相互間の仕切は、(2)とどうよう隣室に対しては常時立入場所の許容放射線量以下にならなければならない。

(5) 屋上には人が立入ることはなく、その上空周辺には放射線により悪影響を与えるものはないので、天井は建家強度上耐えられる構造でよい。

以上の条件のうち、(1)~(4)については、単にコンクリート壁だけでなく、D₁およびD₂のトビラおよびW₁の貫通壁にもどうよう要求され、これらはコンクリートで厚く造ることは構造および機能上非常に困難なので、これらには鉛板を用い鋼板で補強した。

表 2.2 シャヘイ部分とシャヘイ材

シャヘイ部分	シャヘイ材	厚さ (mm)	備 考
X線検査室・操作室間壁 W ₁	コンクリート	500	コンクリート部分は、モルタルまたは、プラスチックでコンクリートの上を片側約 20mm 塗っているため仕上りは +40mm くらいである。
X線検査室・操作室(貫通壁)W' ₁	鉛+鋼板	9+6.4	
γ線検査室・暗室間壁 W ₂	コンクリート	500	
X線検査室・γ線検査室外間壁 W ₃ ~W ₅	コンクリート	各 400	
X線検査室・外部間トビラ D ₁	鉛+鋼板	9+4.8	
X線検査室・γ線検査室間壁 W ₀ ~W ₅	コンクリート	各 400	腰部のみ:とくにシャヘイ能力をもたせていない
X線検査室・γ線検査室トビラ D ₂	鉛+鋼板	6+4.8	
操作室および暗室・外部間壁 W ₀	コンクリート 石綿スレート	50.6	
天井	コンクリート	150	

各壁、トビラについてX線装置、γ線装置の使用条件から、法令許容線量に対しシャヘイ計算を行ない、計算結果をベースに前記各条件および構造上の要求を加えて、それぞれのシャヘイ材の厚さを表 2.2 のとおり決定した。

参考までに、2、3のシャヘイ材厚さの求め方を示す。

シャヘイ材厚さの求め方例

X線検査室の場合

X線検査室では、250 kVp、4 mA および 200 kVp 10 mA のX線装置を使用し、この管電圧、管電流が装置としての最大出力(最大条件)である。装置は通常下向きに使用するが、横向きに使用することも多いので、一応利用線スイ(錐)は横向き(水平照射)になるものとして厚さを求める。

X線シャヘイ計算の基本は、減弱の法則に基づく式

$$I_0 = \text{物質を透過する前のX線の強さ}$$

$$I = \text{物質を透過した後のX線の強さ}$$

$$\frac{I}{I_0} = e^{-\mu x} \quad e = \text{自然対数の底 (2.7183)}$$

$$x = \text{シャヘイ体の厚さ}$$

$$\mu = \text{吸収係数}$$

により単的に表わされるが、げん密には空気中での減弱、被検査物体中での減弱、あるいは装置の電圧波形などにより、条件が定まり難いため、基本式を考慮して装置などにより、経験的要素も加え図 2.3 のような図表から一応の厚さを求めるのが通常となっている。この図表は定電圧波形の装置で、法令に基づく管理区域の許容線量 30 mrem/week (ただし、実照射時間 30 h/week) とした場合のもので、管電圧 (kVp) 管電流 (mA) およびX線管とシャヘイ壁間の距離からシャヘイ体の厚さ(鉛当量)を求めるもので、当所の装置、条件に合わせている。

各装置について、この方法より図 2.3 を用いてシャヘイ壁の厚さを求めると、表 2.3 のようになる。

以上、法令に基づいた許容線量に対して、現有設備の最大条件からシャヘイ壁の厚さを求めたが、これをベースに表 2.2 のシャヘイ材の厚さを決定した。

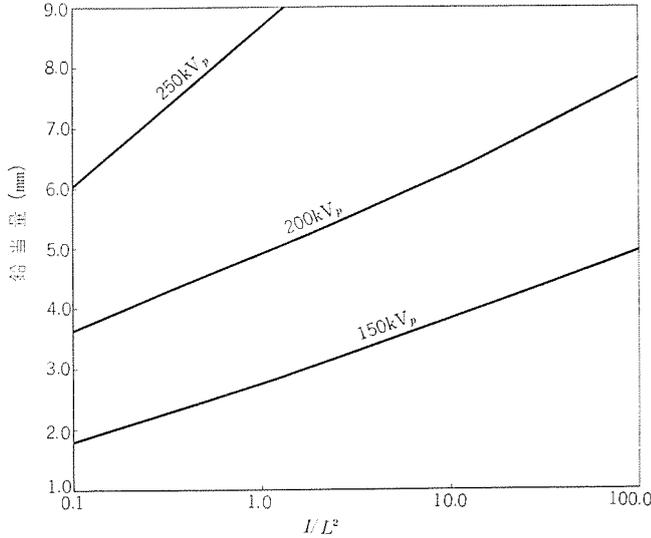
γ線検査室の場合

γ線検査室では¹³⁷Cs、1キュリを使用するものとして、図 2.1 のW₅を例にとると、最大使用条件は、線源の位置をシャヘイ壁から、2mまで近づけるものとして、法令に基づく管理区域の許容線量は、X線検査室の場合と同じく 30mrem/week で実照射時間はやはり、30h/week とすると、

W₅の外側(管理区域外)の許容線量率 I_{ns} は

表 2.3 シャヘイ材厚サの計算

X線装置		シャヘイ壁までの距離 L(m)	I/L ²	シャヘイ壁厚サ(mm)	
管電圧 (kVP)	管電流 I(mA)			鉛当量	コンクリート
250	4	2	1	8.7	360
200	10	0.4	6.3	6.0	400



I管電流(mA), Lシャヘイ壁までの距離(m), X線管電圧(kVP), 許容量 30 mrem/week, 実照射 30h/week 定電圧波形の装置に適用

図 2.3 利用 X 線 錐 方向 の シャヘイ 壁 鉛 当 量
Fig. 2.3 Thickness of lead shield for main X-ray beam.

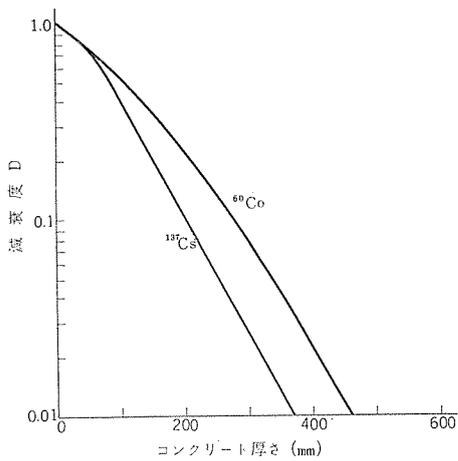


図 2.4 γ線のコンクリートによる減衰
Fig. 2.4 Reduction curve of γ-ray in concrete.

$$I_{W_5} = 30 \text{ mrem} / 30 \text{ h} = 1 \text{ mrem} / \text{h}$$

シャヘイのない場合の最大線量率 I_0 は ¹³⁷Cs, 1キュリからの rnh 値 (I_1) は, 0.32 であるから

$$I_0 = I_1 \times Q / L^2 = 0.32 \times 1 / 2^2 = 0.08 \text{ rem} / \text{h} \\ = 80 \text{ mrem} / \text{h}$$

ただし Q は線源のキュリ数

許容線量率 1mrem/h にシャヘイするに必要な減衰度 D は, 普通コンクリートで,

$$D = I_{W_5} / I_0 = 1 / 80 = 0.0125$$

となり, 図 2.4 に示す ¹³⁷Cs の減衰度曲線より, シャヘイ壁の厚さを求めると, 約 360 mm となる. これをベースに W_5 は表 2.2 のように 400 mm に決定した.

2.3 シャヘイトビラ

D₁・D₂ のトビラのシャヘイ材について, 2.2 節に説明したが,

三菱電機伊丹製作所放射線検査室とその設備・前田

ここではとくにトビラについて特長を述べる.

2.3.1 電動式シャヘイトビラ D₁

D₁ のトビラは, 前記のとおり鉛板 9mm + 鋼板 4.8mm を中空はり合わせ構造とし, 外部への放射線シャヘイをはかっているが, これに形鋼を組み合わせて剛体を構成し, ヌヅ形コロ 2 個で受けて, 6kg レールに乗せている. トビラは両開き式とし, 1 枚の大きさは, 3,050 × 1,800 × 150 (mm) の箱形で 900kg の重量である. 建物入口および相手トビラとの重なり幅は, 全周 200mm で斜方向からくる, 放射線の漏れを防いでいる.

1 枚の重量が 900kg でこれを手動操作することは, 非常に困難で安全上も感心しないので, 0.4kW の減速電動機により, 3.2 m/min の速度で開閉するようにし, 両側トビラを各別々の減速電動機で同時動作させている.

全開および全閉は, トビラガイド両端および中央にリミットスイッチを取り付け, リミットスイッチからの信号を, 減速機と駆動軸間に取り付けた電磁クラッチに入れて, ただちにクラッチを切り, トビラが停止するようにした.

クラッチの入・切は, 壁に埋没した停止押ボタンによっても行なえるので, トビラを開閉途中に任意の位置で, 即座に停止させることができる.

トビラは, 常時は前記により電動開閉を行なうが, 停電時を考慮して, 駆動軸に取り付けたチェーンホイールを, ショートリングチェーンによりクラッチが切れている状態で, 手動操作を容易にしている.

トビラは, 通常外部から手動開閉することが困難であるが, テコなどでむりにあければ開くので, 絶対外部からは開かないようにするため, 電動機停止中でもクラッチを励磁することによりトビラを完全ロックできるように, 開閉押しボタンスイッチの上に, クラッチ用 ON・OFF スwitch を取り付け万全を期した. 停電時や夜間は電源が切れるので, カケ金でトビラを固定するようにしてある.

さらに, このトビラには安全装置として, トビラが開いている間は X 線照射装置の電源が自動的にはいらないよう, トビラガイド中央にリミットスイッチを取り付け, これを X 線照射装置用電磁スイッチに接続して, インターロック回路を構成している.

このように D₁ トビラは, 電動開閉式に加え放射線安全を十分考

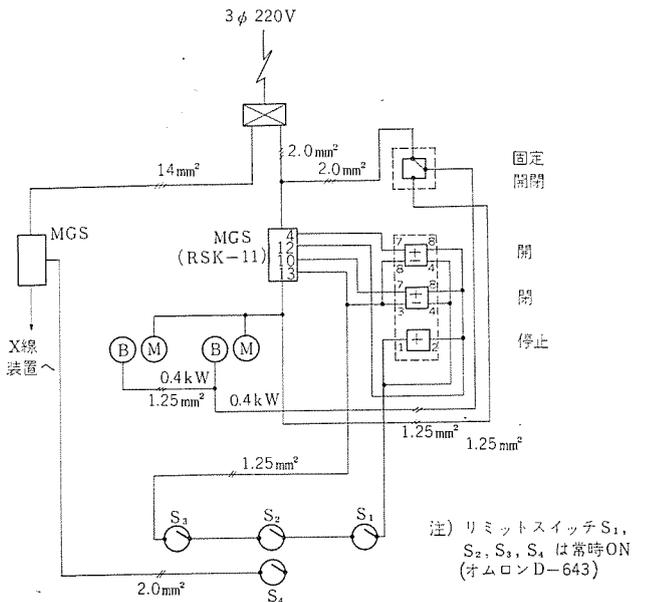


図 2.5 D₁ トビラ系電気配線
Fig. 2.5 D₁ door system operating circuit.

慮し、外部非閉式およびX線装置電源 インターロック回路と二重安全装置を備えている。D₁ トビラ系の電気配線を図 2.5 に示す。

2.3.2 手動式シャハイトビラ

D₂ のトビラは、X線検査室・γ線検査室間の仕切りで、シャハイト能力もD₁のように外部に対するほど必要でないので、鉛板6mm + 鋼板4.8mm でD₁トビラの2/3の重さである。

大きさは、2,200×1,700×52(mm)の箱形で、やはり形鋼で補強し、剛体を構成し、トムソンカムフォロー 3個で受けて、オウ(凹)形レールにはめ込ませている。

トビラは、片開き式で重量が600kgであるため、これは手動開閉式にした。入口との重なり幅は、全周100mmとしD₁とどうよう斜方向からの放射線の漏れを防止している。このトビラは、一般者の立入禁止場所にあるため、とくに安全装置は設けていないが、γ線照射時間が長く、警報ラザーがつけられないため、照射中は、X線検査室側からは開けられないようカケ金でトビラを固定するようにした。(γ線照射中は、D₁トビラは施錠するので入室できない)

2.3.3 そのほかのトビラ

以上に述べた、D₁・D₂のトビラは放射線シャハイト構造になっているが、X線・γ線各検査室に通じるD₃・D₄・D₅の各トビラはとくにシャハイト構造していない。これはX線またはγ線の発生源の使用位置から考え、W₀・W₇・W₈のシャハイト壁で、シャハイトできるためD₅トビラ付近では、漏れ放射線量はほとんど問題にならない程度になるため、一般の木製トビラにした。

2.4 電気・水系・そのほか

2.4.1 電気系

特別なものはなく、用途別にわけると次の程度である。

(1) X線装置用

200 kVp・250 kVp用として、単相 AC 220V60A を前記の、D₁トビラインターロック用、電磁スイッチを介して2回路にわけてある。X線装置については後述する。

(2) ホイストおよび走行台車

X線検査室に、1tホイストを取り付け、被検査物のMHに使用している。また後述の透視検査用被検査物走行台車(前後・上下・回転)を設置している。

(3) 換気装置

X線・γ線各室および操作室には窓がないため、三菱 PF-30E 形有圧換気扇を各1台づつ取り付け、各室の強制換気を行ない、コンクリート厚壁による室内の防湿をはかっている。とくに、操作室にはフィルム乾燥器の余熱風がこもるため、それを排気する意味も大きい。

暗室には、シキ光筒を屋上に出して、VX-18A形トイレットファンを取り付け、暗室内の換気をよくしている。前者は三相 AC200V、後者は AC100V である。

(4) 照明装置および安全標識灯

X線・γ線各検査室には、40W 2灯用蛍光灯を各2台づつ取り付け操作室に40W 蛍光灯、計4本を取り付けた。操作室の照明は、透視検査時任意に消灯できるようにしている。暗室には、40W 白熱灯と2灯式安全灯を取り付けた。安全標識灯は、操作室入口外側に回転式赤色警告灯を、各検査室入口(D₂の両側・D₃・D₄)および暗室入口に赤色標識灯を、それぞれ取り付け、いずれも各室使用中の標示をし、点灯中は危険立入禁止とした。いずれも AC100V である。

以上のほかに、各室に AC100V コンセントを、計6個所設け使用の便利をはかった。以上電気系電源スイッチは、操作室の壁に複式配電盤(AC200V・100V用)を埋め込んで、使用の便利をはかっている。配電盤の電流容量は、AC200V・200A・AC100V・60A である。

2.4.2 水系

水は、上水道をX線検査室に、200 kVp X線装置本体管球冷却用として、暗室にフィルム処理用として、それぞれ排水管とともに引いた。夏季は、上水道の水温が28°C近くに上昇し、フィルム現像定着処理に支障をきたすので、三菱 LCP-10 形ウォータクーラにより簡易冷却を行ない、水温を21°Cくらいに下げて使用する。

2.5 操作室

操作室は、X線およびγ線検査室から、ほとんど確実にシャハイトされておりここにX線装置およびγ線装置の制御器を置いて、作業者はすべて放射線の操作を、この室から行なうようになっている。

またイメジアンテリファイアによる、透視検査もこの室で行なうため、シャハイトコンクリート壁の一部を貫通して、そこにコンクリート相当の鉛板シャハイト壁(図2.1・W₁)をコンクリート壁埋込みの鉄ワクにはめこんで、それにイメジアンテリを取り付けた。W₁壁には、鉛当量9mmの鉛ガラス(600mm×350mm)の窓を設け、操作室からX線検査室の状況、とくに透視検査時走行台車上の被検査物の状況を見ながら、検査できるようになっている。イメジアンテリ装置と200 kVp X線装置用制御器は、併用するのでW₁壁の前に置き、走行台車の操作を容易にした。

250 kVp用制御器は、200 kVp用の横のコンクリート壁ぎわの操作台上に置いた。X線照射中は、法令により自動警報装置により、ラザーを鳴らすことになっているので、この操作台上に200 kVp・250 kVp ラザー切替スイッチを設けている。

γ線装置用遠隔操作装置は、250 kVp 制御器の左下に置いた。これら装置の制御器と本体および高圧発生装置間のケーブル、操作管諸配線などは、いずれもコンクリート壁にあけた斜貫通ダクトを通して接続し、そこからは放射線が漏れないようにした。そのほか操作室には、D₁シャハイト壁とX線装置のインターロック用電磁スイッチをコンクリート壁に取り付け、それから各X線装置へ電源を供給している。図2.6に操作室の写真を示す。

2.6 暗室設備

放射線検査室の中心は、X線フィルムによるX線写真撮影であるので、そのフィルム処理のための暗室が必要であり、操作室に隣接して設置し、フィルム処理のじん速化および能率向上をはかった。



図 2.6 操作室
Fig. 2.6 Radiation operating room.

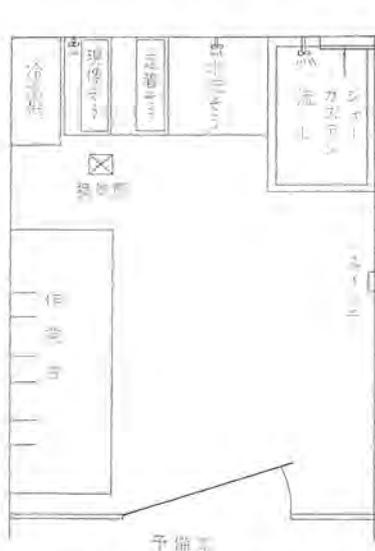


図 2.7 暗室配置
Fig. 2.7 Layout in dark room.

暗室は、予備室と現像室にわかれ、予備室にはフィルム・増感紙・写真材料・その他の器具備品をスチール戸だに保存するようにした。γ線検査室からの漏れ放射線量は、0.01 mrem/h と非常に小さくフィルムの保存になんら影響しない。現像室には、図 2.7 のような配置で、ステンレス鋼板製フィルム処理水そう・マイル流し・作業台・ハンガーつり金具・ウォーターなど配し、床は排水口に向ってゆるい傾斜をつけ、滴水の排水をよくしてある。

フィルム処理水そうは、現像水そう・定着水そうおよび水洗水そうの3水そうに仕切っており、現像水そうのあふれ水が、定着水そう・水洗水そうを通して、マイル流しに流れるようにしてある。

現像・定着水そうには、現像タンク・定着タンクを入れて、タンク周囲から冷却水、または温水により液温コントロールをするようになっている。

この装置によるフィルム処理能力は、1回15枚(四つ切換算)である。流しの上には、フィルム濃度チェック用シャカステンとフィルム濃度サンプルを置いた、フィルム乾燥は、操作室にフィルム乾燥器(四つ切36枚用)を置いて、強制乾燥を行なう。なお、暗室内外の連絡用伝声管兼通気口用として、簡易的に75φ塩化ビニルパイプを、現像室と、操作室間に通して両端にエルボを付けて屈折させてある。現像室の換気は、前記のVX-18A用トイレットファンで行なっている。

2.7 写真判別装置

撮影したフィルムを観察し、良否判別を行なう装置として、四つ切形シャカステン2台および光電式濃度計を備え、適正な判定を行なえるようにしている。

2.8 MHについて

X線検査室には、2tフォークリフトが出入りできるので、重量物の搬入は問題ない。またX線検査室には、1tホイストを走行台車と、γ線検査室入口間に走らせており、それ以外の場所へは、500kgポークリフトで、MHを行なうことができる。

3. 漏れ放射線量と管理区域

X線およびγ線検査室の放射線シールドについては、2.2節で説明し、十分シールド能力を有するだけのシールド材と厚さを決定したが、建家完成後、漏れ放射線の空間線量率を実測により確認した。

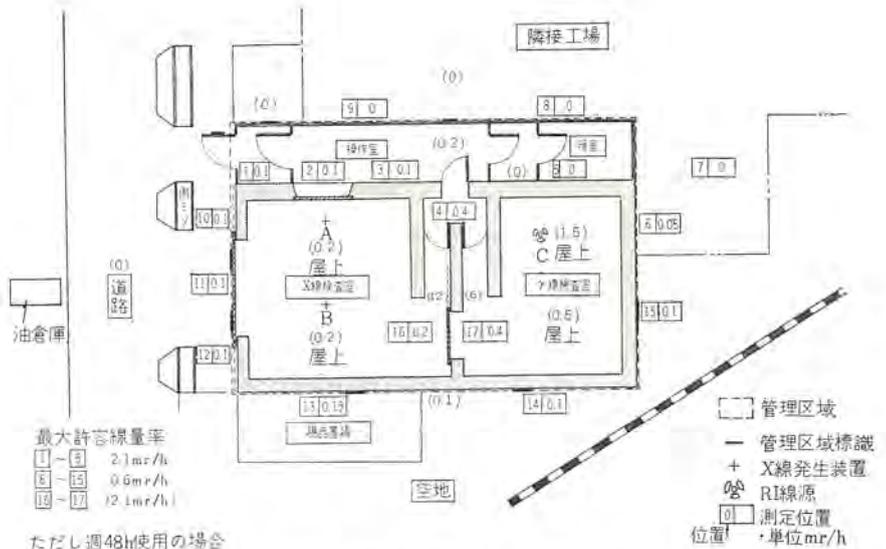


図 3.1 放射線検査室漏れ線量率と管理区域
Fig. 3.1 Radiation leakage (mr/h) from inspection room and controlled area.

漏れ線量率測定は、テシ DR-3 形電離式サーベイメータで行ない、図 3.1 のとおり結果を得た。これによれば、最初予定どおりX線およびγ線検査室外では、漏れ線量率は非常に小さく、法令に定められた 30 mrem/week (0.625 mrem/h) 以下を、十分満足しておりなら問題は無いので、図 3.1 の破線で示したとおり法令に基づいて、管理区域を設定し、その周囲を標識により標示した。

図 3.1 において、()内の線量率は、参考までに測定したものである。

4. 放射線検査設備

放射線検査室に設置した検査設備は、全部現有設備を集中移設したもので、大別すると、X線検査装置とγ線検査装置があり、X線検査装置は、撮影用と透視用にわけられる。

4.1 X線検査装置

4.1.1 200 kVp X線用検査装置 (島津製信愛 II 形)

この装置は、撮影および透視兼用で、本体・管球ならびに架台、高電圧発生装置、冷却用ポンプおよび制御器から成っており、据置形である。

装置の仕様は、次のとおりで、本体および高電圧発生装置を図 4.1 に示す。

高電圧装置定格

X線管回路電圧	200kVp	100kVp
X線管回路電流	10mA	20mA
時間	連続	連続
電圧脈動率	10%以内(定格出力において)	
焦点	2.5 mm ²	
照射角	60°	
電源定格		
相数	単相	
電圧	200 V	
周波数	50 c/s または 60 c/s	

(1) 撮影検査の場合

撮影検査を行なう場合は、以上の装置単独でX線を発生させ、フィルム撮影すればよいわけで、最大透過能力は、高感度工業用X線フィルム(フジ400、さくらSタイプ)を使用して、時間をかければ70mmFeである。

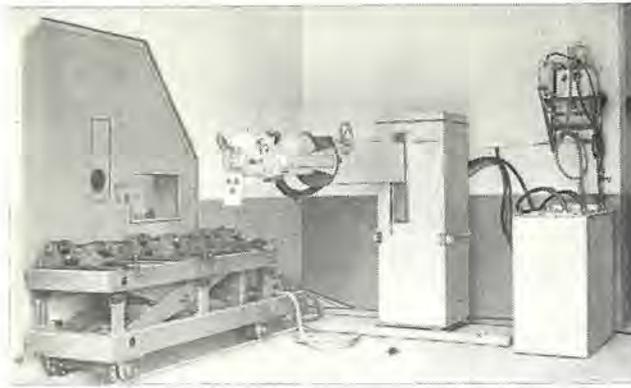


図 4.1 200kVp X線装置本体、高圧装置および走行台車
Fig. 4.1 Main tube and high voltage transformer of 200 kVp X-ray generator and transporting truck.



図 4.2 イメージャリファイアと200kVp X線装置制御器
Fig. 4.2 Image amplifier and controller of 200 kVp X-ray generator.

この装置は、水冷式で冷却能力が大きいので、転統使用が可能で夏季でも平常とどうよう可以使用できる。またこの装置は、半自動であるので、管電圧・管電流を Pre-Set すれば、あとは押ボタンスイッチで、電圧、電流が自動上昇し、Time out になると自動降下して、装置が停止するようになっているので操作が簡単である。

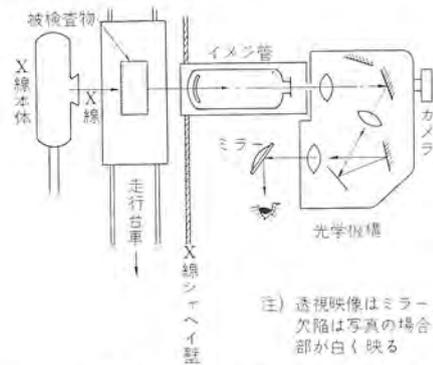
(2) 透視検査の場合

透視検査の場合は、前記の X 線装置と、イメージャリファイア (X 線蛍光増倍装置) を組み合わせて行なう。イメージャリファイアの仕様は、次のとおりで図 4.2 にその外観と X 線装置制御器を示す。

形式	島津 5-III 形 (5 インチイメージ管)
輝度増倍率	約 400 倍 (蛍光面積 25φ)
観察機構	レンズおよび鏡による光学式
透視能力	35mmFe 程度まで可能

イメージャリファイアの構造と透視検査方式は、図 4.3 に示すようになり、X 線源の前に被検査物を置き、その後ろに X 線フィルムに代わるイメージ管を設置し、被検査物を透過した X 線を、蛍光増倍装置により可視線に変換、さらに輝度を増倍して、光学系を通して観察鏡に写して、観察するわけである。

イメージャリファイアは、図 2.1 W₁ のシヤヘイ壁に、スライド板を介して取り付けられており、上下動 400mm のストロークで高さを加減できる。被検査物は、X 線検査室の W₁ 壁ぎわの走行台車に乗せ、W₁ のシヤヘイ壁に設けた、鉛ガラス窓 (鉛当量 9mm) を通して、眺めながら X 線装置制御器に内蔵した、台車操作スイッチで、前後・上下・回転の各動作ができるので、被検査物を移動させながら、連続検査ができる。走行台車には、2,000×800 の大きさ、重量 300kg まで乗せられる。



注) 透視映像はミラーに反射させて観察する。欠陥は写真の場合(直接撮影)と違って欠陥部が白く映る

図 4.3 イメージャリファイアの構造と透視検査方法
Fig. 4.3 Clairvoyance inspecting method by imageamplifier.

イメージ管画面は、一般テレビジョンよりいくぶん輝度が低く、かつフィルムのように時間的要素による、映像変化が得られないため、写真フィルムなみの像コントラストが出ないうえ、陽陰がフィルムの場合と逆になるため、像の観察にはかなりの訓練が必要で、したがって一般に欠陥識別度が、4~6%と多少悪くなるので、精密な検査には適当な方法とはいえない。

$$\left(\text{欠陥識別度} = \frac{\text{欠陥深さ}}{\text{被検査部厚さ}} \times 100\% \right)$$

しかし、フィルム撮影に比べ、連続高速度の検査が可能で、非常に能率が向上する。透視の場合、検査員が X 線発生源に比較的接近して観察するため、X 線被曝の危険性があるが、当検査では、図 2.1 の W₁ に示すシヤヘイ壁 (鉛板 9mm + 鋼板 6.4mm) で、ほとんどシヤヘイしてしまうので、漏れ線は少なく、まず問題は無い。

現在、当所に ITV はないが、これを併用すれば放射線安全上も理想的で、さらに高コントラストの像が得られ、精度の向上もはかれるので将来の課題としたい。

4.1.2 250 kVp X 線検査装置

(理学電機製 ラジオフレックス 250 形)

この装置は、撮影専用で半携帯形になっているため、X 線管本体 (高圧発生装置内蔵) ならびに架台、制御器およびケーブルから成っている。携帯形ではあるが、本体重量が 120kg もあるため、原則として X 線検査室内で使うことにしている。室内での移動は、架台付きの台車により容易にできる。

装置の仕様は、次のとおりで本体の写真を、図 4.4 に示す。

出力	250 kVp 5 mA 連続
透過能力	85 mmFe
焦点	2.1 mm ²
照射角	60°
電源	単相 200 V, 50 c/s, 60 c/s



図 4.4 250 kVp X線装置本体
Fig. 4.4 Main tube of 250 kVp X-ray generator.

この装置は、本体密封循環油冷式になっているため、長時間連続使用すると、温度上昇が大きくなり、とくに夏にはぐあいの悪い場合がある。

4.1.3 180 kVp X線検査装置

(理学電機製 ラジオフレックス 180形)

これも撮影専用の携帯形で、本体重量が68kgで、主として現場出張検査に使用するので、ふだんは使用していない。装置の様子は、次のとおりである。

出力 180 kVp 5 mA 連続

透過能力 60 mmFe

焦点 1.5 mm²

電源 単相 200 V, 50 c/s, 60 c/s

冷却そのほかの方式は、250 kVp とどうようである。

4.2 γ線検査装置

γ線検査装置としては、¹³⁷Cs (セシウム 137)、1キュリがあり、これの線源の出し入れが容易な、遠隔操作式装置に、装テンしてある。

仕様は、次のとおりで、装置の写真を図 4.5 に示す。

線源核種 ¹³⁷Cs(半減期 30年)

容量 1キュリ、(昭和40年現在で、半減期の約1/3が過ぎているのでげん密には、0.8キュリくらいに減っている)

大きさ 3φ×3 ステンレスカプセル 密封形

装置 遠隔操作式 シヤハイ 容器形

(理学電機製 ガンマフレックス Cs-1形)

透過能力 80 mmFe

この装置は、γ線検査室において使用する。

これは、やはり撮影専用であって、線源容量が比較的小さいため、照射時間を0.5~8hくらいに長くしなければ、透過しにくい欠点があるが、形状の複雑な銅合金铸件の検査などには肉厚変動の影響が少なく、好つごうの方法である。

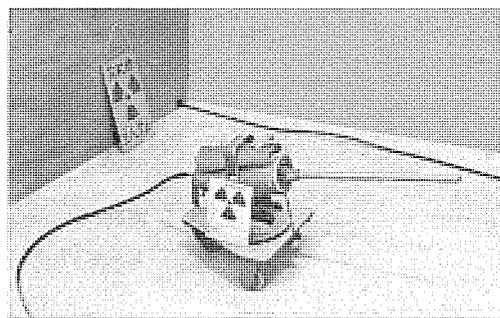


図 4.5 セシウム 137γ線検査装置
Fig. 4.5 ¹³⁷Cs (RI) γ-ray inspection equipment.

またこの装置は、アタッチメントの取り換えにより、60°単放射、360°全放射が可能で、一度に数多くの品物を同時に撮影検査することができる利点がある。

5. む す び

以上放射線検査室と検査設備について、その概要を説明したが、広くこれらの設備について認識いただき、有効に利用して品質、技術の向上に努めたいと思う。

最後に放射線検査室建設にあたり、当所工務課をはじめ大林組、大同鉛化工機ならびにX線装置の移設にご協力いただいた島津製作所の関係者に、お礼申しあげる。

参 考 文 献

(1) 法令 :

放射性同位元素等による放射線障害の防止に関する法律

(昭和32年6月10日法律第167号、昭和37年5月一部改正)

同施行令 : (昭和35年9月30日政令第259号)

同施行規則 : (昭和35年9月30日総理府令第56号)

電離放射線障害防止規則 : (昭和39年1月1日 労働省令第21号)

要である。この装置の簡単なものとして、シングルチャンネル形のもの
が、広く使用されていたが、放射線計測技術の進歩につれて不便
となり、短時間で広いエネルギー帯を分析できるマルチチャンネル形が研
究された。

シングルチャンネル波高分析器を例にとってエネルギースペクトル分析を説
明しておく。ブロック線図を図 2.1 に示す。

検出器に到来した放射線は、検出器でそのエネルギーに比例した電
圧パルスに変換される。放射線がガンマ線の場合、検出器はシンチレ
ータと呼ばれる放射線→光変換器と光電子増倍管の組み合わせが多
い。シンチレータにはおもにヨウ化ナトリウムの単結晶が用いられる。
検出器より取り出された電圧パルスは、比例増幅器で各パルスの波
高値間の比例関係を保ったまま増幅されてシングルチャンネル波高分析
器にはいる。分析器は、上限および下限の波高選択回路、逆同時
回路からなる。上限、下限の波高選択回路で、図 2.2 に示すよう
にチャンネル幅を設けておき、入力パルスのうち、その波高値がこの
チャンネル幅の中心にはいったパルスのみ出力として取り出す。図 2.
2 でいえば③④のパルスが相当する。このチャンネルのベースラインを
まず 0V とし、そのチャンネル幅にはいるパルスの数を一定時間、スケ
ーラで数えて記録する。次にベースラインを少し上に動かして同様に
計数する。この操作を繰り返していけば図 2.3 のような波高スペ
クトルが得られる。またこればベースラインを一定速度で移動させて、
計数率計を使用して連続的に計数、記録することによって得られ
るし、一般にはその方法を用いる。この得られた図が測定している
放射線のエネルギースペクトルである。ところでシングルチャンネル PHA

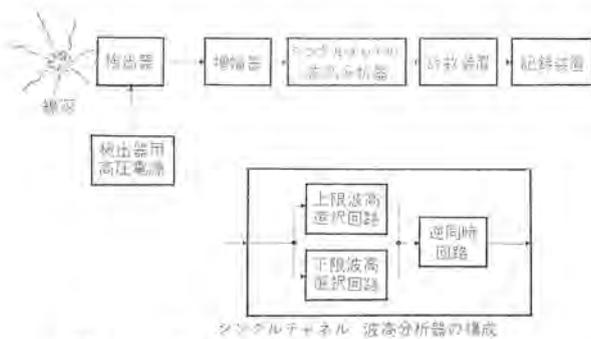


図 2.1 放射線エネルギースペクトロメータ構成
Fig. 2.1 Block diagram of nuclear energy spectrometer.

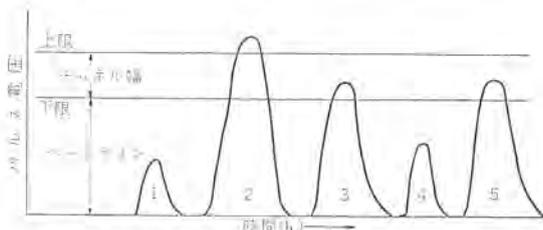


図 2.2 シングルチャンネル波高分析器の原理
Fig. 2.2 Principle of single channel PHA.

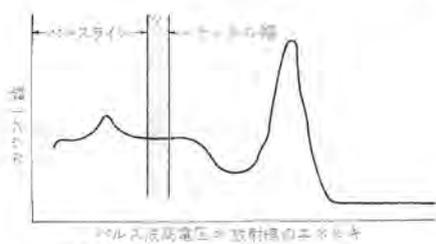


図 2.3 エネルギースペクトル
Fig. 2.3 Example of energy spectrum.

は、各時点でのチャンネル幅にはいるパルスしか測定せず、それ以外
のパルスはすべて捨てている。一方精度をあげるためには、各チャ
ネルにはいるカウント数を大きくしないといけないから、必然的に
チャンネル幅を走査するのに必要な時間がきまってくる。そのため、全
域を走査するのにかなりの時間(10分以上)を必要とする。とく
に入射するパルス数の少ない時や減衰の早い放射線の分析には不
便である。これらを解決するためにチャンネル数を増して短時間に
分析を完了させることが考えられた。この方法にもいくつかの方法が
あり、

- (1) シングルチャンネル PHA のベースラインの異なるものを並列にな
らべる形
- (2) パルス波高-時間変換形
- (3) 力学的によるもの
- (4) ビーム偏向方式

など種々ある。しかし現在マルチチャンネル PHA の主流を占めるも
のは、Wilkinson によって考えられたパルス波高-時間変換器を、
コア・メモリと組み合わせたものである。これは Schuman および、
Mc Mahon⁽²⁾によって典型的な形にまとめられた。彼らによる電
子計算機技術の導入により、PHA のチャンネル数、およびデータ容
量が一挙に増し、分析速度、精度をあげるができるようになった。

2.2 マルチチャンネル PHA の動作原理

図 2.4 を参照して説明する。検出器からの入力パルスは適当に
増幅された後、アナログ・デジタル変換器(ADC)にはいる。ADC
は、計数形のものである。すなわち、入力パルスはまず、その波
高に比例した時間幅をもつゲートパルスに変換され、このゲートパルス
により内部のクロックパルスをゲートして、波高に比例した数をもつ
クロックパルス列を発生する。このクロックパルス列をメモリ・アドレ
ス・レジスタ(AR)で数えれば、変換終了時点には入力パルスの波高に
対応する数値(すなわちチャンネル番号)が AR に置数されたことにな
る。つまり、チャンネル番号を数値とみなせば、この番号は明らかに
入力パルスの波高値と比例関係をもつ。ついで、変換終了ごとに、
今置数されたチャンネル番号をアドレスとするデータをメモリから読
み出し、1を加えて同じアドレスに書き込む。このようにすれば、
メモリの各記憶セルは、そのアドレスを、チャンネル番号とする入力パルス
(すなわち、そのチャンネルに属する入力パルス)の生起回数を記憶す
ることになるから、この動作を繰り返すことにより、エネルギースペ
クトルを測定できる。分析によってメモリ幅に蓄積されたデータは

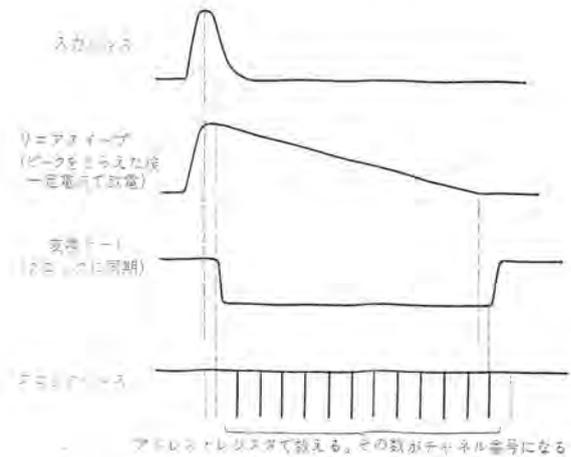


図 2.4 ADC の原理
Fig. 2.4 Principle of analog-digital converter.

ラウン管や、X-Yレコーダ、デジタルプリンタなどを用いて読み出すことができる。

シングルチャンネルPHAを並行して置く形のマルチチャンネルPHAでは、各PHAの増幅器等の差やベースライン、チャンネル幅のドリフトが精度に関係し、チャンネル数もただか20チャンネルくらいまでであるが、分析時間は早い利点がある。一方、波高-時間変換形では、入力からA-D変換にいたるまで一つの系で行なっているため、ドリフトの問題や機器の差などはなくなるが、一度に1個のパルスしか変換を行なわないから、変換に要する時間だけデッドタイムとなる。これを短くするには、クロック、パルスの繰り返しを早くして変換速度をあげれば良いわけである。現在は、2~5 Mcのクロックパルスを使用する例が多いが、10 Mc以上を使用している例もある。一般にチャンネル数は100チャンネル以上で、1チャンネルあたりの記憶容量は $6 \times 10^4 \sim 10^6$ 個である。チャンネル数および記憶容量は、分析器内でのロジックが純2進か、2進化10進かによって表現が異なる。256チャンネルPHAの場合は前者にあたり、200、400チャンネルPHAの場合は後者にあたる。この違いは、この程度のチャンネル数では技術的にとりたてていうことはないが、後者のほうが扱いが便利と言える。チャンネル数や記憶容量がふえてくると純2進を使用するほうがよい。

以上が波高分析器の動作原理であるが、中級以上のPHAでは波高分析のほかに時間分析が可能である。単位時間内に到来したパルス数を計数し記憶しておく動作である。単位時間ごとにチャンネル番号を進めて行けば、チャンネル数だけ次々と連続的に測定できる。いかえれば、チャンネル数だけのスケラを順次動かすのと同じであるので、マルチスケラと呼ばれている。

3. ND-1660形PHAの機能と構成

2章においてPHAの原理を述べたPHAの基本的機能は、

- (1) 分析機能
 - a. 波高分析
 - b. 時間分析
- (2) 表示機能
- (3) 記録(読み出し)機能

である。これらの機能の説明は、別稿の「400チャンネルパルス波高分析器」⁽¹⁾第2章を参照していただきたい。ここでは、200チャンネルPHAの機能を述べる。図3.1に構成を示す。

3.1 蓄積モード (ACCUMULATE)

- (1) 波高分析 (PHA)
- (2) 時間分析 (TA)

の二つのサブモードからなる。蓄積モードでは加算(+1)の形でも、減算(-1)の形でも蓄積可能である。蓄積の開始は、手動で行なうほかに外部からの制御パルスでも行なえる。

3.1.1 入力

入力は、A・B・C三つの入力がある。A・B入力はともに入力増幅器をもっている。A入力は、被分析入力のみ扱うが、B入力は、PHAモードのときに、被分析信号入力として使うほかに、ゲート信号を導入することによってA入力を制御することもできる。この操作については、次のメモリ分割で述べる。C入力は、同時および逆同時 (Coincidence, Anticoincidence) のゲート信号を入れる。同時モードでは、ゲート入力と一致した入力パルスのみ蓄積し、逆同時モードでは一致したものは蓄積しない。論理回路で言えば前者はANDであり、後者はINHIBITである。入力

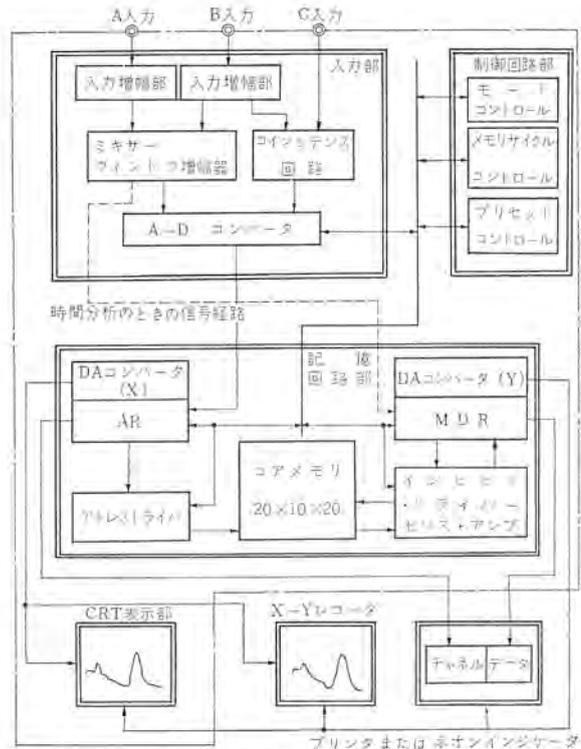


図 3.1 ND-1660形の構成
Fig. 3.1 Block diagram of PHA.

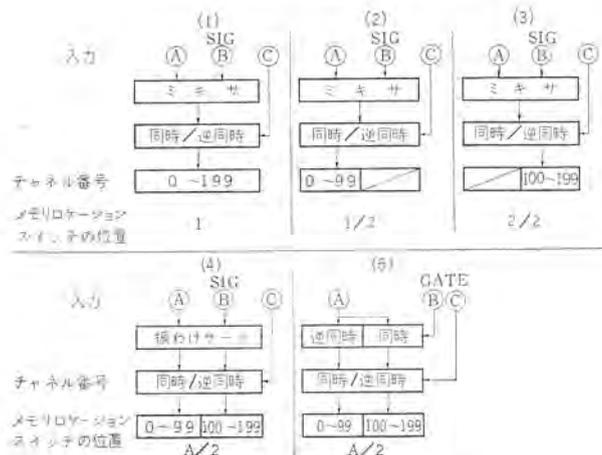


図 3.2 メモリ分割使用例
Fig. 3.2 Memory subgrouping.

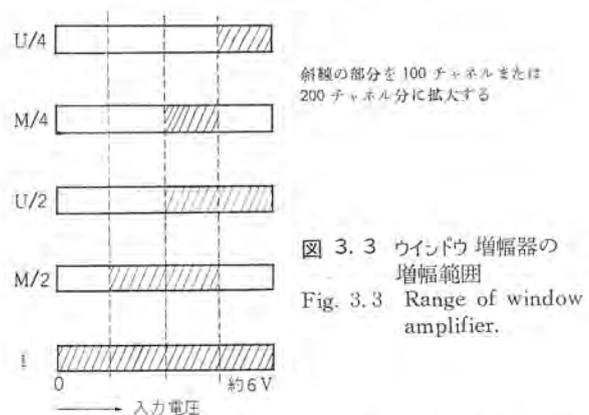


図 3.3 ウィンドウ増幅器の増幅範囲
Fig. 3.3 Range of window amplifier.

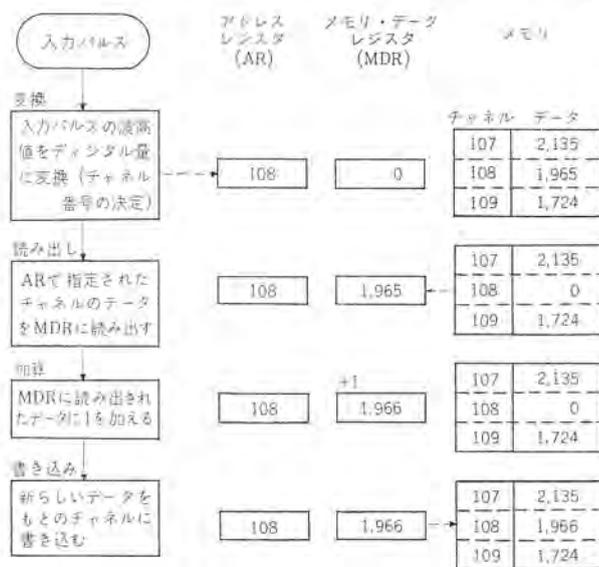
はA・B入力とも最小50mVで、極性は負である。C入力は、負の4V以上、パルス幅1μsの入力を必要とする。

3.1.2 メモリの分割

メモリはそれぞれが100チャンネルの容量を持つ二つの部分に分割

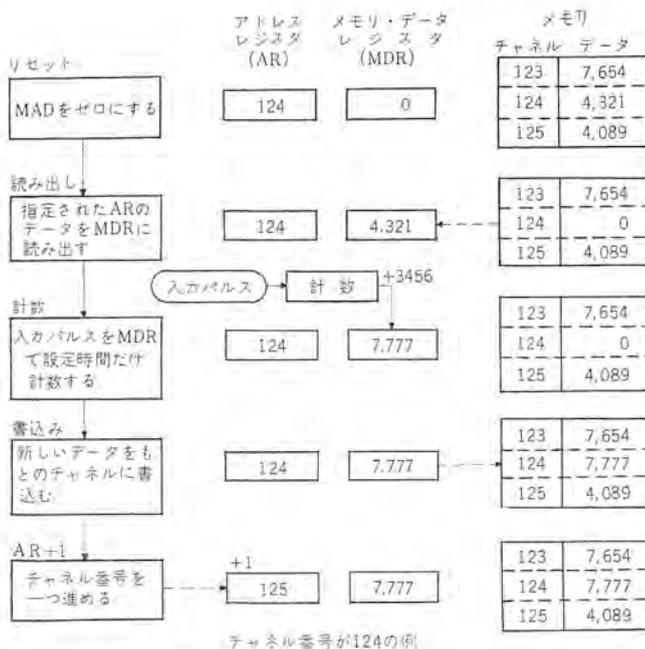
できる。分割したメモリの使い方は図 3. 2 に示すとおり 1/1, 1/2, 2/2, A/2 (Automatic halves) の 4 種がある。B 入力 A/2 以外では単に A 入力と混合されるだけで、被分析入力を入れて使用できる。使用しない側の入力、開放しておけばよい。図中(1)は 0~199 チャンネルすべてを使う。(2)は、0~99 チャンネルに、(3)は、100~199 チャンネルにそれぞれ蓄積する。(4)は、A 入力は、0~99 チャンネルに、B 入力は 100~199 チャンネルに蓄積するモードである。2 入力同時分析がこれにより可能となるが、これは 100 チャンネル PHA を、2 台並行して使用するのに等価である。

ただし、図には示していないが ADC は 1 個しかないから、2 入力、一致したときはともに蓄積しない。(5)は B 入力をゲートとして使った場合で A 入力のパルスが B と一致したときは、100~199 チャンネルへ、そうでない場合は 0~99 チャンネルにはいり分析される。C 入力はいずれの場合も使用可能であり、B 入力より



入力波高値がチャンネル108になった例

図 3. 4 波高分析モード
Fig. 3. 4 Accumulating sequence for each event pulse in PHA mode.



チャンネル番号が124の例

図 3. 5 時間分析モード
Fig. 3. 5 Accumulating sequence in TA mode.

優先する。TA モードのときは、メモリローションスイッチを A/2 とした使い方 (図 3. 2 (4)(5)) はできない。

3. 1. 3 ウィンドウ増幅器

スペクトルの任意の箇所のみ拡大して分析するためにウィンドウ増幅器を持っている。図 3. 3 に示すように、1, M/2, U/2, M/4, U/4 と五つに分けられている。1 は全電圧幅をそのまま増幅するものであり、0~199 または 0~99 (100~199) チャンネルに分析する。M/2, U/2 は 1 の時より利得が 2 倍になり、図に示す範囲をそれぞれ 0~199 または 0~99 (100~199) チャンネルに拡大する。M/4, U/4 は利得が 4 倍となり図に示す範囲が拡大される。このようにスペクトルの中間および上部の領域のみを拡大して分析できる。下部はウィンドウ増幅器を 1 としておいて入力増幅器の利得を上げれば拡大されるが、中間領域より上の方はそのような手段では分析範囲の 200 チャンネルよりはみだしてしまうからである。

3. 1. 4 プリセット

分析時間などをあらかじめ設定するものである。PHA モードにおいて設定方法は、

- (1) 全規定時間 (Clock time)
- (2) 測定可能な時間 (変換時間などのデッドタイムを除いたもの: Live time)
- (3) 分析した入力パルスの全カウント数 (Total count)
- (4) 分析したスペクトルの最も高いピークでのカウント数 (Peak count)

など種々あるが、ND-1660 形 PHA では一番重要である (2) 項の Live time 設定が $1 \sim 10^6 - 1$ 秒まで 1 秒おきに設定できるようにしてある。プリセットタイムの精度は 10^{-4} 秒である。TA モードではチャンネルは一定時間幅で順次送られていくがその時間幅、いかえれば 1 チャンネルあたりの滞在時間 (Dwell time) をプリセットする。ND-1660 形では、この滞在時間は 1, 10, 100, 1,000ms を内部でプリセットできるほかに、外部タイムによる設定も可能である。この場合は $100 \mu s$ 以上の任意の値に設定できる。以上二つの分析モードの動作図を図 3. 4, 3. 5 に掲げる。

3. 2 表示モード (DISPLAY)

表示には、80mm 角形 CRT を使用することにより、小形にもかかわらず広い有効表示面積が得られるようになった。リニア表示のみで、ログ表示は行なわない。表示は常に 200 チャンネルすべてを表示する。10 チャンネルごとにマーカーを入れることができる。スイッチの切換えで 0~99 チャンネルの像と 100~199 チャンネルの像とを重ね合わせて表示できる。これにより、メモリを 2 分割に使用したとき、この二つのメモリに蓄積されたスペクトルを比較できる。このとき二つの像を上下に分離して移動させることができ、二つのスペクトルの比較を容易にしている。

3. 3 テストモード (TEST)

メモリアの動作が正常に行なわれているかどうかを確認するためのモードであり、所要のメモリブロックを選択することができる。+1, -1 のいずれでもテストでき、その確認は CRT 面上で観察できる。またこのモードは、メモリに蓄積されたデータに、各チャンネル共通の定数を加算するのもにも利用できる。

3. 4 メモリ消去モード (MEMORY CLEAR)

メモリに蓄積されているデータのうち、不要なものを消去するモードである。この際消去するメモリブロックを指定することができる。なおデータ転送およびメモリ消去は、メモリを破壊してしまうので、誤操作により、データ転送あるいはメモリ消去が実行されな

いようにこれらの動作開始用スイッチ(押しボタンスイッチ)はとくにストロークの長いものを用い、かつ、スイッチの配置についても十分の考慮がはらわれている。

3.5 データ転送モード (DATA SHIFT)

二つのブロック間でデータを転送するものである。転送の方向はどちらでも任意であり、さらに正常な形でも 10^3-1 に対する補数の形で自由に転送できる。転送源のデータはもとのまま残り破壊されない。転送先のデータは転送に先立ち自動的に消去される。このモードにより、バックグラウンドの引き算などが容易、有効に行なえるようになった。(3.7節参照) 転送に要する時間は20ミリ秒である。400チャンネルPHAでは、レベルの中に含まれていて独立したモードではない。

3.6 読出しモード (READ OUT)

メモリに蓄積されたデータを外部に読み出すモードであり、次の二つのサブモードからなっている。

- (a) アナログ読み出し (PEN)
- (b) 並列デジタル読み出し (PRINT)

アナログ読み出しは、X-Yレコーダまたは、チャートレコーダを対象としている。読出し速度は1チャンネルあたり1秒に固定されている。並列読み出しはラインプリンタを対象としている。読み出し速度は使用するプリンタによって異なるが、あとで述べるND-2501形プリンタでは1チャンネル当たり約0.2秒である。プリンタのかわりにネオン管で表示させることもできる。読み出しの際メモリ内のデータはそのままこわれずに残っている。破壊読出しは次の自動繰り返しするとき以外は行なわない。プリンタとX-Yレコーダを同時に読み出すこともできるが、このときの読み出し速度は1チャンネルあたり1秒である。直列デジタル読み出しはPHA本体から行なえないで並直変換の機器を要す。これを使用すれば、テーパパンチおよびタイプライタでデータ読み出しを行なうことができる。

3.7 自動繰り返しモード (AUTORECYCLE)

測定、読み出しなどを自動的に繰り返すもので、自動試料交換器を使用する多数の放射線測定を行なうときに便利である。次に示す二つの固定したプログラムが組み込まれている。

- (1) 蓄積→読出し→蓄積……を交互に行なうもの
- (2) 蓄積→読出し→データ転送→蓄積……を繰り返すものの二つである。

読出しはすべて破壊読み出しで、読み出し速度は、3.6節で記したとおり。読み出し方法によって異なる。また外部の機器と同期させるための信号出力端を持っている。蓄積はPHAモードでしか使用できない。また(2)の場合は転送がはいるので200チャンネルすべてを使うことはできない。必ずメモリを2ブロックにわけて使用する。一般に(2)は測定に際してバックグラウンドを差し引くのに用いられる。すなわち一つのブロックにあらかじめバックグラウンドを蓄積しておき、もう一方のブロックで測定を行なう。測定が済み、読み出しを終了すると、バックグラウンドを測定側のブロックに補数の形で転送する。次に測定を開始すればバックグラウンドの分だけ差し引かれたスペクトルが蓄積される。このように一定のバックグラウンドの分だけどのデータからも差し引く操作を行なうので連続測定ときは便利である。上に述べた操作は勿論手動でも可能である。

以上に述べたような各種のモードはすべて表示モードを基点として開始し、その動作が終了すると、ふたたび表示モードにもどる。この間の関係を図3.6に示す。すなわち電源がはいって、蓄積あるいは読み出しなどのモードを実行していないかぎり常に

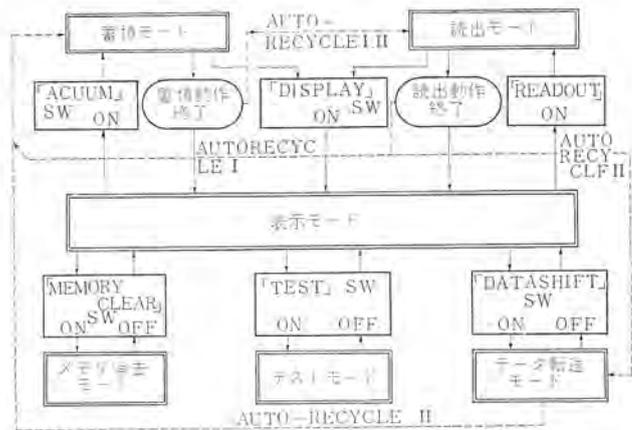


図 3.6 各モード間の関係
Fig. 3.6 Control for each operation mode.

表示モードにある。表示モードを起点とする設計は、三菱製PHAの基本的な考え方であり、すべてこの方法で進められている。

3.8 構成

前項で機能を述べた。この機能を満たすために使用される半導体は、概数でトランジスタ500個、ダイオード850個でありこれらは機能別にプリント回路基板26枚にまとめられていて、保守点検に便利のように設計されている。構成は図3.1に示すとおりである。鎖線内がPHA本体である。プリンタおよびX-Yレコーダ、チャートレコーダは標準仕様のものを用意してある。またγ線スペクトロメータとしてのコンプレッション検出器および高圧電源も標準化されたNDシリーズのものが使用できる。

回路的には三つの部分に分かれる。すなわち入力部と電子計算機部および表示部である。前者はPHAモードにおいて波高分析に必要な増幅、ADCなどの回路からなり、パルス波高-時間変換を行なう。計算機部はフェライトコアメモリを含む記憶回路部と、種々の動作を指令、制御する制御部にわかれる。記憶回路は、チャンネル側のメモリアドレスレジスタ(AR)3ケタ、データ側のメモリデータレジスタ(MDR)5ケタがあり、この情報をコアメモリに読み書きするための増幅器、センスアンプおよび、ドライバがある。さらに記憶した情報を読み出して表示や記録を行なうためにD-A変換器がある。記憶素子は、200話×20ビットの容量を持つものであるが、当社大船製作所で開発された小形のフェライトコアメモリスタックを使用している。このメモリスタックの寸法は46×72×38という小形であり駆動電流も小さい。このメモリの駆動回路は巧妙な設計であるので部品の減少などの結果として小形化に役立っている。制御部は各動作モードを決定するモードコントロール、メモリの読み書きのタイミングを制御するメモリサイクルコントロール、測定時間を設定するリセットコントロールなどがある。リセットコントロールはPHAモードのリブタイム設定、TAモードの潜在時間幅設定を行なうリセットカウンタが主である。このカウンタは、角形ヒステリシスを持った磁心を利用したカウンタで⁽³⁾10kcの水晶発振器から1秒まで1/10づつ落としている。1段あたりの使用部品は、パルストラス(15φ×10位)1個とトランジスタ2個という少なさである。PHAモードのリセットはこのカウンタと、メカカルなカウンタを使用している。タイマとしての精度は10⁻⁴秒であるが、リセット時間は、1秒以内のあいまいさが残る。表示部は最大径80mm角形のブラウン管を使用している。小形化ということの主眼にしたこと、ブラウン管表示はモニタのみということとで設計してある。したがってブラウン管上のスペクトルを写真撮影するには外部に信号を取りだして130mmのブラウン管を使用した

ほうがよい。ネオン管による2進10進(BCD)表示は本体には付属していない。

4. 付 属 品

ND-1660形200チャンネルPHAは、本体のみでは分析データを記録できないので、記録を行なうために次のような機器が標準仕様として用意してある。

- (1) ND-2501形 デジタル・プリンタ
- (2) ND-2520形 X-Y・レコーダ
- (3) ND-2525形 チャート・レコーダ

(1)のプリンタは、並み列デジタル、読出しに、(2)、(3)はアナログ読出しに用いる。(2)および(3)のレコーダは、PHAの出力がX軸・Y軸とも1V以上でているので市販のものを利用して差支えないのでここでは説明を省略する。(1)のデジタル・プリンタ(以下プリンタと呼ぶ)について述べる。

4.1 プリンタ

プリンタは、hp社562A形メカニズムと当社で製作したケタ(桁)別にプリント回路基板に収められた2進(BCD)→10進変換回路を内蔵している。200チャンネルPHAの場合はアドレス3ケタ、データ5ケタであるが、このメカニズムは最大11ケタまで使用できるのでケタ数11までのハン用のプリンタとしても使用できるよう設計してある。印字ケタ数の増減は変換回路基板を抜き差しするだけでよい。ND-1665形400チャンネルPHAも本機を使用している。外形は200チャンネルPHAと並置することを考えて統一したデザインとしてある。寸法は220W×295H×600Dである。図4.1にPHAと並べた図を示す。

さて、このプリンタは、本体から、アドレス、データとも並列にBCD(1-2-4-8コード)ではいる。これをプリンタ内部で10進に変換し、各ケタ同字に印字する。印字の開始は、本体でREAD OUTの押しボタンを押して指令することにより第0チャンネルからはじまる。第0チャンネルのアドレスとデータの印字が終了するとプリント・エンド信号がPHA本体にかえり、ARを一つ進め次に第1チャンネルのアドレス、データを印字する。このように繰り返して印字し、指定したメモリブロックを読み出してしまおうとプリントを終了する。

4.2 ネオン・インジケータ

上記プリンタには、ネオンインジケータを取り付けることができる。図4.1のプリンタの最上部にあるのがそれである。プリンタに供給される並列デジタル信号がBCDのまま表示される。PHA本体をプリンタ読み出しとすれば、PHAのアドレスおよびデータが表示される。プリンタで印字を行なえば、その読み出し速度で表示が変わるから、インジケータとして使用するときには印字を止めておく。手動によって1チャンネルずつ送ることも、任意のチャンネルまで連続



図 4.1 波高分析器とネオンインジケータ付き
プリンタ ND-2501形(右)
Fig. 4.1 Type ND-1600PHA (left) and type
ND-2501 digital printer.(right)

的に送ることもできる。この表示は読み出しの一種であるから第99または第199チャンネルまで行くと読み出しを終了する。

4.3 直流高圧安定化電源

シンチレーション検出器などに供給するための最高1,200V 1mA程度の容量を持つ高圧電源をプリンタに組み込むことができる。出力がプリンタの裏面よりでていて操作も裏面で行なう。電圧は可変であり、電圧指示計、可変ダイヤルを備えている。回路は当社の標準の直流高圧安定化電源ND-1525形とほぼ同じである。

以上の三つの別々の機能のものを同一ケース内に収めてあるが、これらは、構造的にも独立していて、必要に応じて取り付けるはん用プリンタとして設計している所以他の面でも十分に応用できる。

5. 特性および測定例

図5.1はADCを含めたPHAの積分直線性を示す。±1チャンネルの中にはいっていることがわかる。図5.2はチャンネル幅の一致性、すなわち微分直線性を表す。低チャンネルを除いて±3%以内にはいっている。ND-1660形PHAを用いたγ線エネルギースペクトルの測定例を図5.3～図5.7に示す。図5.3はγ線源として¹³⁷Csと²²Naを同時に与えた場合のスペクトルである。図5.4は図5.3と同じLIVE TIMEで¹³⁷Csのみを図5.3のスペクトルの上にSUBTRACTで蓄積したもので、²²Naのスペクトルが得られる。このようなテストでLIVE TIMEの精度やADC利得のドリフトなどのめやすをうる。図5.5は¹³⁷Cs、図5.6は²²Naとそれぞれ単独のスペクトルを示す。以上の図はプリンタで得たデータをプロットしたものである。図5.7にチャートレコーダで読み出した例を示す。内容は¹³⁷Csと⁶⁰Co同時に与えた場合のもので右側の二つのピークが⁶⁰Coである。

6. む す び

以上、経済性、小形化を意図したガンマ線スペクトロメータ専用のND-1660形200チャンネル波高分析器およびその周辺について述べた。マルチチャンネルPHAは、電子計算機部の占める部分が多いことからいろいろな使い方が可能であるとときに述べた。ND-1660形PHAも一部改造を行ない、変換器を付加することにより他の

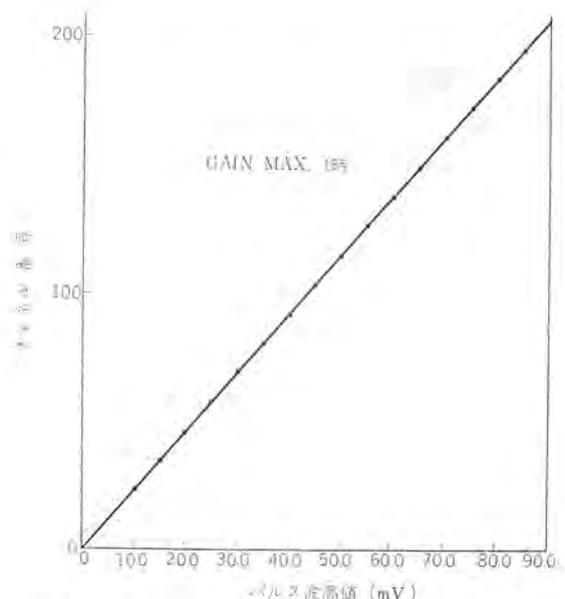


図 5.1 積分直線性 Fig. 5.1 Integral linearity.

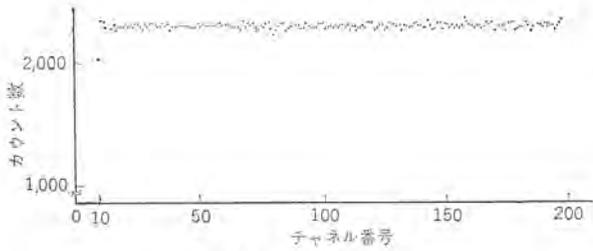


図 5.2 微分直線性
Fig. 5.2 Differential linearity.

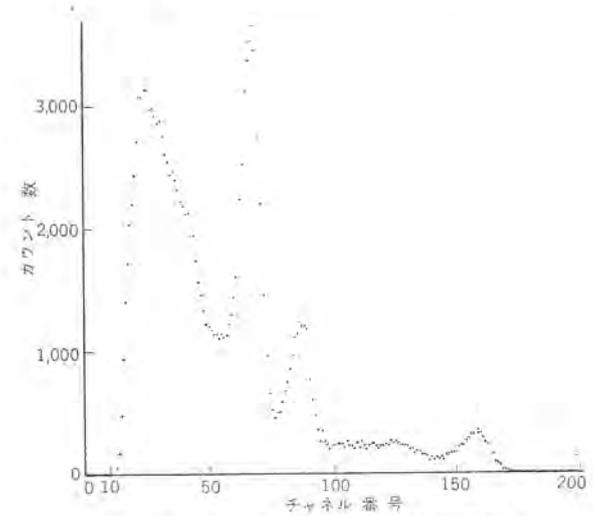


図 5.3 ガンマ線測定例-1 ($^{137}\text{Cs} + ^{22}\text{Na}$)
Fig. 5.3 Gamma-ray energy spectrum 1. ($^{137}\text{Cs} + ^{22}\text{Na}$).

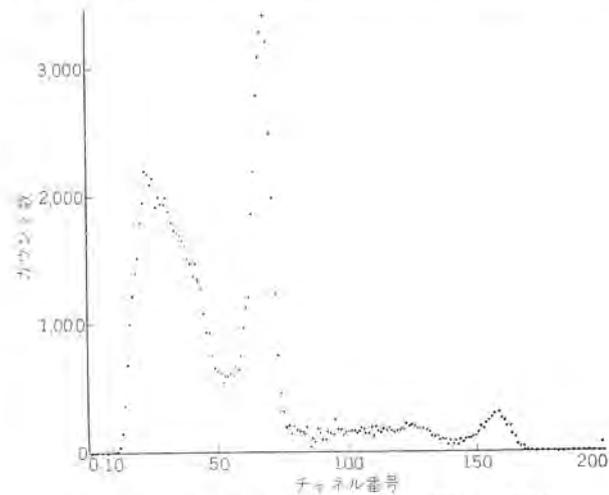


図 5.4 ガンマ線測定例-2 ($^{137}\text{Cs} + ^{22}\text{Na} - ^{137}\text{Cs}$)
Fig. 5.4 Gamma-ray energy spectrum 2. ($^{137}\text{Cs} + ^{22}\text{Na} - ^{137}\text{Cs}$).

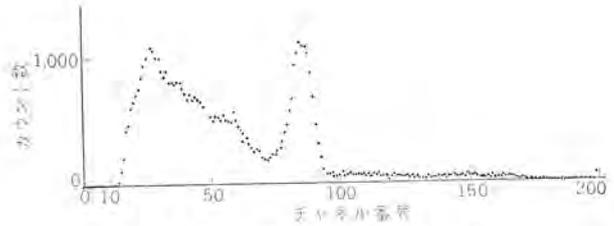


図 5.5 ガンマ線測定例-3 (^{137}Cs)
Fig. 5.5 Gamma-ray energy spectrum 3. (^{137}Cs).

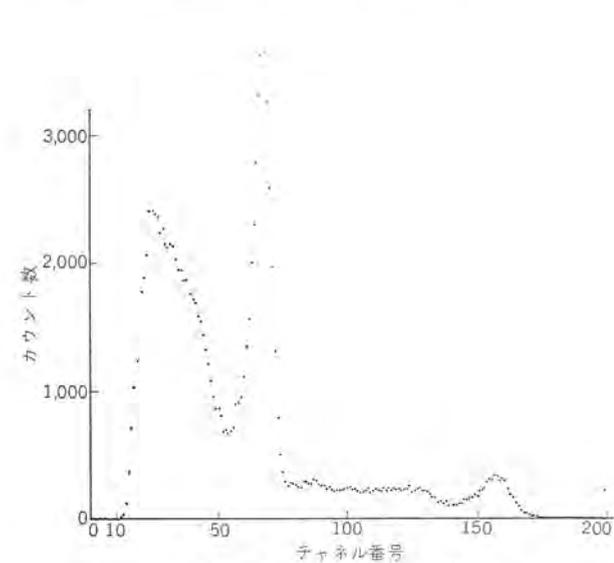


図 5.6 ガンマ線測定例-4 (^{22}Na)
Fig. 5.6 Gamma-ray energy spectrum 4. (^{22}Na).

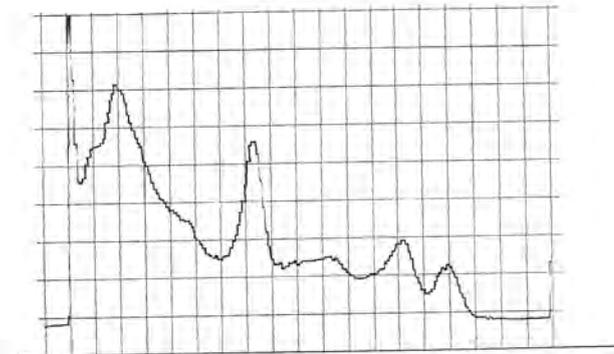


図 5.7 チャートレコーダによる読み出し例 ($^{137}\text{Cs} + ^{60}\text{Co}$)
Fig. 5.7 Example of analogue readout data. ($^{137}\text{Cs} + ^{60}\text{Co}$)

分析ができる。たとえば ND-1660 形 PHA を少し変更した ND-1660A 形 PHA は ND-2530 形時間分析ユニットと組み合わせることにより、PHA およびマルチスケラ形の TA のほかに飛行時間形 (Time of flight) の TA モードが可能となる。この時間分析も近年とくに重要となっているので発展性があると考えられている。さらにこの ND-1660A は加算平均化計算機 (Average Response computer) あるいは相関器にも拡張できるように考慮してある。
(昭 41-1-10 受付)

参考文献

- (1) 倉橋, 大西, 増井, 津田:「三菱電機技報」40, No. 2, 389 (昭 41)
- (2) R. W. Schumann, J. P. McMahon: The Review of Scientific Instruments 27, 675 (1956)
- (3) 浜岡, 阪尾:「三菱電機技報」36, 999 (昭 37)

人工衛星打上げロケットの誘導制御

三好一賢*・田中稔*

Guidance and Control of Satellite Launching Vehicle

Kamakura Works Kazuyoshi MIYOSHI・Minoru TANAKA

A project is on foot to launch satellite by means of a rocket built in Japan in near future. Realizing the scheme essentially needs a rocket engine of lightweight yet a large propulsive force and technology of guidance control of extremely high precision. Mitsubishi has been pursuing for a long time the development and trial manufacture of guided missiles. Based on this experience the Company made a system design of guidance control in the field of the space rocket by being supported by the Science and Technology Agency. This article introduces the outline of the rocket guidance control with the discussion on the control of the elastic booster and on the problem of guidance error due to Radar noise and Gyro drift.

1. ま え が き

昭和32年10月に、初の人工衛星、'スラートニク'が打上げられてから8年になり、わが国で、人工衛星が打上げられる日もそう遠くはない情勢である、すなわち、東大宇航研が昭和42年度に科学衛星を、また科学技術庁が昭和45年度に実用衛星を打上げる計画であることが新聞紙上に報ぜられている。

人工衛星を打上げるには、小形軽量で推力の大きいロケットと、誘導制御の技術の開発とが必要である。当社では、従来から誘導弾の開発、試作に努力しており、この技術を基礎として、昭和38年度、39年度に、科学技術庁から人工衛星打上げロケットの誘導制御に関する委託研究を受け、調査、研究を行なった。また並行して、社内の研究費で検討を続けている。

この論文では、まずロケットの誘導制御の概要について紹介し、つぎに自動制御理論上、興味ある2、3の問題について検討を加える。なお詳細な構成、性能、設計データ等については省略させていただきます。

2. 概 論

人工衛星を目標軌道にのせる誘導方法には、種々の方法が考えられるが、最も一般的な誘導方式には、慣性センサーの信号を基にする慣性誘導と、地上のレーダ観測値を基にする司令誘導とがある。ここでは、具体的な誘導方法に触れる前に、誘導の基礎について、Extrapolation 誘導、および誘導方程式について述べる。

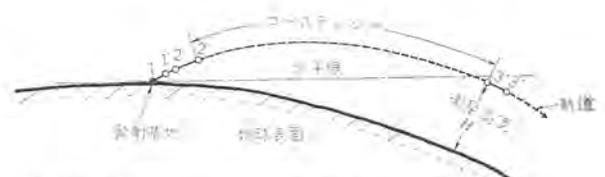
地球と人工衛星の相対運動を2体問題として取り扱うと、衛星はケプラー運動を行なう。この運動は、軌道突入時の条件(速度、および位置ベクトル)によって決定され、それらの状態によって軌道は、円、楕円、放物線、双曲線のいずれかになる。

今、打上げロケットを三段ロケットとし、その打上げ過程を図2.1のように仮定する。また軌道突入時の衛星の座標を図2.2のような座標系(天体座標という)によって表わす。このとき速度、および位置ベクトルの成分を、それぞれ

$$V_3: (V_3, \gamma_3, \beta_3)$$

$$R_3: (R_3, \lambda_3, \varphi_3)$$

で表わす。



- 1: 発射 (第1段ロケット点火) 1': 第1段ロケット燃焼完了
2: 第2段ロケット点火 2': 第2段ロケットエンジンカットオフ
3: 第3段ロケット点火 3': 軌道突入 (第3段ロケット燃焼終了)

図 2.1 人工衛星打上げ過程
Fig. 2.1 The process of launching vehicle.

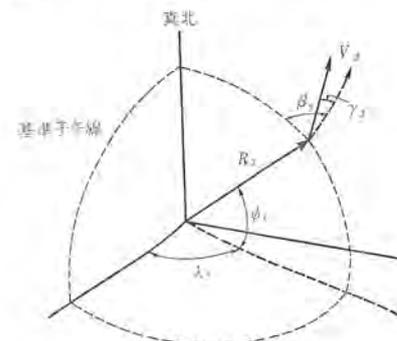


図 2.2 座 標 系 Fig. 2.2 Insertion coordinates.

ただし

- V_3 : 速度の大きさ R_3 : 地球の中心からの距離
 γ_3 : 径路角 λ_3 : 経 度
 β_3 : 方位角 φ_3 : 緯 度

したがって、慣性空間のある特定の軌道に人工衛星をのせるには、軌道突入時間とともに、上記の六つの座標成分を制御する必要がある。ただし、ランデブーのような場合を除けば、一般的には軌道突入時間に対する要求はげん格なものではない。

ここでは、第3段ロケットの誘導制御を行なわない方式(Extrapolation Guidance と言う)について説明する。この方式ではロケットが射点から近距離にいる第2段で誘導を終わるので、司令誘導の場合に好都合であり、また第3段ロケットが簡単で軽量になる利点がある。

すなわち、第1段および第2段ロケットの噴進中に誘導を行ない、のちに述べるある条件が満足された瞬間に第2段ロケットをカットオフする。第3段ロケットの姿勢角はなんらかの方法(たとえば

スピンを与えて)で安定化されており、そのまま弾道飛行(コースティング)を続け、やがてあらかじめ設定されたタイムからの信号で第3段ロケットに点火し、その燃焼完了とともに最終軌道に乗る。

この場合には、軌道は、第2段カットオフ時の位置、および速度ベクトル $\mathbf{R}_2, \mathbf{V}_2$ および第3段ロケットのロール軸の単位ベクトル $\rho_3 (= \rho_2)$ によって決定される。

ここで、ある定められた高度 (H) の円軌道に衛星を打上げる場合の誘導方程式を導いてみよう。この軌道が赤道に対してなす角を i (inclination) とするとつぎの四つの条件式が求まる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_3^2}{R_3} &= \frac{K}{R_3^2} \quad (K: \text{万有引力定数}) \\ \gamma_3 &= 0 \\ \beta_3 &= \sin^{-1}(\cos i / \cos \varphi_3) \quad (i: \text{傾き角}) \\ R_3 &= H \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.1)$$

つぎに、第3段ロケット燃焼終了時の各諸元と、第2段ロケットカットオフ時の諸元との関係をつぎの式で表わす。

$$\left. \begin{aligned} R_3 &= f_1(\mathbf{V}_2, \mathbf{R}_2, \rho_2) \\ \vdots & \\ \beta_3 &= f_6(\mathbf{V}_2, \mathbf{R}_2, \rho_2) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.2)$$

式(2.2)を式(2.1)に代入すると、第2段のロケットカットオフ時の諸元(8種類)を未知数とする四つの式が求まる。それをつぎのようにあらわす。

$$\left. \begin{aligned} h_1(\mathbf{V}_2, \mathbf{R}_2, \rho_2) &= 0 \\ \vdots & \\ h_4(\mathbf{V}_2, \mathbf{R}_2, \rho_2) &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.3)$$

まず、上式の八つの未知数のうち四つを定め、つぎに残り四つの未知数が式(2.3)を満足するように制御してやることにより、人工衛星を所望の軌道に乗せることができる。

すなわち、なんらかの手段によりカットオフの瞬間に、式(2.3)を満足させてやれば、目的は達せられるのであるが、突然そのような制御を行なうことは無理であるから、噴進中から徐々に制御しておくことが必要である。

そこで式(2.3)を噴進中に拡張すると、

$$\left. \begin{aligned} h_1(\mathbf{V}, \mathbf{R}, \rho) &= S_1 \\ \vdots & \\ h_4(\mathbf{V}, \mathbf{R}, \rho) &= S_4 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.4)$$

($\mathbf{V}, \mathbf{R}, \rho$ はロケットの噴進中の値
 であって、カットオフ条件と区別
 するため Suffix 2 をとった)

$S_1 \sim S_4$ は八つの諸元を、あらかじめ想定された基準となる軌道について求めておき、それを式(2.3)に代入して得られる値である。

測定する量と制御する量には、いろいろな組み合わせが考えられるが、たとえば、ロケットの噴進中に ($R_2, \lambda_2, \varphi_2, v_2$) を測定して残る ($\gamma_2, \beta_2, \theta_2, \varphi_2$) を式(2.4)が満たされるように制御する。ただし (θ_2, φ_2) はロケットの姿勢であるので、エンジンカットオフ後に制御することができるので、実際には (γ_2, β_2) を制御する。やがて、式(2.3)が満足された瞬間にエンジンをカットオフし、つぎにコースティング中に式(2.3)で決められた値に (θ_2, φ_2) を制御する。

2.1 慣性誘導

慣性的には、位置や速度を検知することはできないが、ロケットに加速度計の出力信号を、1回積分することにより、速度信号が得られ、2回積分によって距離信号が得られる。この加速度計を、互いに直交する3軸に取り付ければ、ロケットに働く加速度は、こ

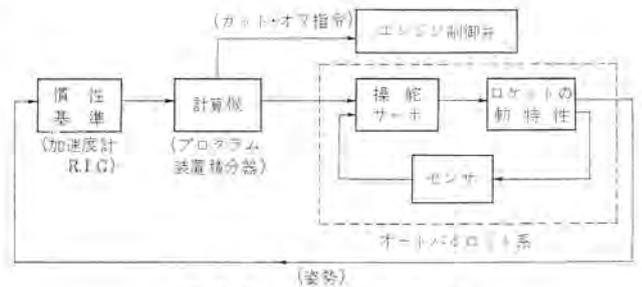


図 2.3 慣性誘導方式
Fig. 2.3 Inertial guidance system.

の3軸方向の成分として得られる。

この原理を利用したのが慣性誘導で、その概略のブロック図を図2.3に示す。この図について説明を加える。これら、加速度、速度、距離というものは、加速度計の取り付けられている3軸の座標系に関する値であるので、この座標系を所望の姿勢に保つ必要があり、このため、3軸にレート・インテグレーション・ジャイロ(RIG)を取り付け、このジャイロでジンバル機構を制御してこの座標系を安定化させたものがステープル・プラットフォームで、慣性空間に固定の座標系を保つことになる。これが図の慣性基準である。

この慣性基準の出力を入力とし、これに演算をほどこして、実際のフライトパスの速度および距離を出力とする装置と、あらかじめ予定の軌道をプログラムしているプログラム装置とから構成されるのが誘導計算機で、これは、ロケットの実際のフライトパスと計算機にプログラムされている予定の軌道との偏差を算出して、ロール、ピッチ、ヨーの制御信号を、つぎのオートパイロット系に送る。オートパイロット系は、操舵(舵)サーボと、ロケットの動特性をフィードバックするセンサーとから構成されており、制御信号にしたがって操舵を行なう。一方、ロケットの動特性は慣性基準にもフィードバックされ、全体の系のループが閉じられる。また第2段ロケットカットオフの条件が満たされると、計算機からカットオフ指令がエンジン制御弁に送られ、エンジンの燃焼がカットオフされる。

2.2 簡易慣性誘導

先に述べた慣性誘導を単純化したもので、プログラムによって姿勢を制御し、規定速度に達した時点でエンジンのカットオフを行なうものである。たとえば3個のレートインテグレーション・ジャイロ、加速度計、積分器、プログラム装置などから構成される。

機体のロール、ピッチ、ヨーの3軸に取り付けたレートインテグレーション・ジャイロはそれぞれ、ジャイロ、センサーとして用いられ、ロール角とヨー角は一定に、ピッチ角はプログラムに従って制御する。加速度計は機軸に沿って取り付け、この出力信号は積分器により積分され、ロケットの機軸方向の速度が得られる。この速度が規定値(プログラム値)に達するとロケットエンジンの燃焼がカットオフされる。

2.3 司令誘導

慣性誘導においては、ロケットの位置を測定するのに、ロケットに搭載した加速度計によっていたが、これを地上のレーダに置き換えたものが司令誘導である。ただし、まったく慣性基準を使わない方式は非常に実現が困難であるので、ここではロケットの姿勢を慣性基準によって制御し、その位置を地上のレーダによって観測し、修正司令信号をロケットに与える方式について述べる。この概略のブロック線図を図2.4に示す。

この図について概要を説明すると、ロケットの位置は地上のレーダトラックの追尾により測定され、デジタル量として誘導計算機に送られる。誘導計算機は、デジタル計算機であって、ロケットの実

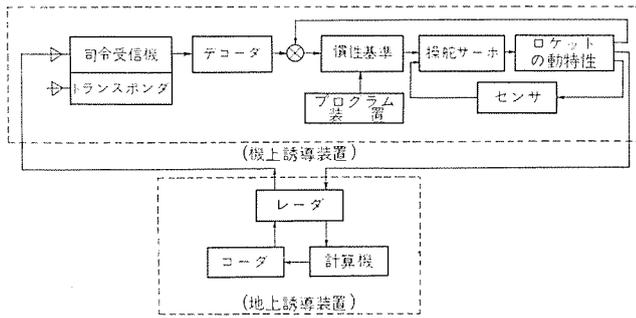


図 2.4 司令誘導方式
Fig. 2.4 Command guidance system (Radio-Inertial).

際的位置および速度を、予定された軌道について計算機にプログラムされている値と比較し、修正信号としてロケットの姿勢角の角速度を計算する。つぎにコーダでこの角速度信号をレーダ送信機の変調パルスに変換し、送信パルスとしてレーダ空中線からロケットに送信する。

このレーダパルスをロケットの空中線から検出し、司令受信機で受信増幅したのち、デコーダでアナログ角速度信号に変換する。慣性基準装置は、レート・インテグレーション・ジャイロであって、これのトルカークォイルにデコーダからの角速度信号を加えるとコマがフリクションしようとし、ピックアップに偏位電圧が生じる。

この偏位電圧をロケットのオートパイロット系に送ってロケットを操縦する。この操縦によってロケットは旋回し、レート・インテグレーション・ジャイロのコマは、先ほどのトルカークォイルによるものとは反対の方向にフリクションしてピックアップの偏位電圧がゼロとなったところで均衡が保たれる。すなわち、この状態は地上からの角速度司令の大きさとロケットの操縦による角速度が等しいという状態である。

以上のような原理によってロケットは誘導され、やがて所望の条件が満たされた瞬間に誘導計算機からの司令信号により、ロケットエンジンをカットオフされる。

3. 誘導と制御

打上げロケットの誘導と制御には、種々の困難な問題がある。たとえば、制御系には機体に関して、Body Bending (機体のたわみ) の影響および液体燃料の sloshing (揺れ) などがある。また誘導系には噴進系の推力変動や、姿勢制御系のドリフトや、トラックングレーダの雑音などがある。

ここでは、これらの問題のうち最も重要なものとして、3.1 節では、オートパイロット系への機体のたわみの影響を考察する。また、3.2 節では司令誘導系について姿勢制御系のドリフトとレーダの雑音を考慮に入れた場合の誘導誤差について考察を行なう。

3.1 オートパイロット系

オートパイロット系の基本的な問題として、機体の曲げ振動を取り上げる。普通この機体の固有振動数は、比較的lowく、しかも1%あるいはそれ以下の減衰率しかない。したがって、この周波数がオートパイロットレーダのコントロール周波数帯域に近づく(はいる)と振動エネルギーがフィードバックされて増大し、系の安定をそこなうことになる。ここでは、フィードバック系に補償要素を導入することにより、機体の曲げ振動の影響を軽減することを試みる。

3.1.1 ロケットの伝達関数

この節でロケット (elastic body) の伝達関数を求めてみよう。この伝達関数は入力を δ (舵)角とし、機軸の、ある場所に置かれ

たジャイロの角変位から測定されたピッチ角を出力として定義したものである。

空間における機体のピッチとヨーの運動は、ある質量分布をもつ両端自由の弾性ハリ (elastic beam) の運動によって近似される。次の偏微分方程式は、この運動を示す。

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \left[EI(x) \frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial x^2} \right] + \rho(x) B \frac{\partial y(x, t)}{\partial t} + \rho(x) \frac{\partial^2 y(x, t)}{\partial t^2} = T\delta(t) \Delta(x-x_l) \dots \dots \dots (3.1)$$

両端自由のハリ (機体) に対して満足されるべき境界条件は

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial^2 y(0, t)}{\partial x^2} = \frac{\partial^3 y(0, t)}{\partial x^3} = 0 \\ \frac{\partial^2 y(x_l, t)}{\partial x^2} = \frac{\partial^3 y(x_l, t)}{\partial x^3} = 0 \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (3.2)$$

である。

ここで

x : 機体の先端から、機軸上の任意の点までの距離

x_l : 機体全長

t : 時間

y : 点 x における変位 (機軸に対して垂直)

EI : 曲げ剛性

$\rho(x)$: 単位長さあたりの質量

B : 減衰係数

$T\delta$: 操縦力 (機軸に対して垂直)

δ : δ 角

$\Delta(x-x_l)$ = デルタ関数

$$\tau \approx x_l \quad \Delta(x-x_l) = 0$$

$$x = x_l \quad \int_0^{x_l} \Delta(x-x_l) dx = 1$$

式 (3.1) を解くのに横変位 $y(x, t)$ を規準関数: $Y(x)$ と規準座標: $q(t)$ の積とおき

$$y(x, t) = Y(x) \cdot q(t) \dots \dots \dots (3.3)$$

これを式 (3.1) (外力=0とした式) に代入し、式 (3.2) の境界条件を用いて、規準関数 $Y(x)$ を求めると、

$$Y_i(x) = C \{ (\sinh \beta_i x_l - \sin \beta_i x_l) (\cosh \beta_i x - \cos \beta_i x) - (\cosh \beta_i x_l - \cos \beta_i x_l) (\sinh \beta_i x - \sin \beta_i x) \} \dots (3.4)$$

となる。ただし、 i は振動モード、 C は定数を示す。

規準座標 $q(t)$ を求めるのに一般力 Q_i を用いたラグランジュの運動方程式を用いる。この場合、外力 $F(x, t) = T\delta(t) \Delta(x-x_l)$ から一般力 Q_i は

$$Q_i = \int_0^{x_l} F(x, t) Y_i(x) dx = T\delta(t) Y_i(x_l) \dots \dots \dots (3.5)$$

これを、ラグランジュ (Lagrange) の運動方程式に用いると、

$$\ddot{q} \int_0^{x_l} \rho(x) Y_i^2(x) dx + B_i \dot{q} \int_0^{x_l} \rho(x) Y_i^2(x) dx + \omega_i^2 q \int_0^{x_l} \rho(x) Y_i^2(x) dx = T\delta(t) Y_i(x_l) \dots \dots \dots (3.6)$$

式 (3.6) において、時間に関して、ラプラス変換を応用すると、

$$q(S) = \frac{K Y_i(x_l)}{S^2 + B_i S + \omega_i^2} \delta(S) \dots \dots \dots (3.7)$$

となる。ただし

$$K = T \int_0^{x_l} \rho(x) Y_i^2(x) dx$$

式 (3.7), (3.4) を式 (3.3) に代入すると

$$y(x, S) = Y_1(x)q(S)$$

$$= \frac{K Y_1'(x) Y_1(x)}{S^2 + B_1 S + \omega_i^2} \cdot \delta(S) \dots \dots \dots (3.8)$$

したがって、 δ 角に対するジャイロ位置におけるピッチ角(θ)の伝達関数は、次のように求まる。

$$\frac{\theta}{\delta} = \frac{K \cdot Y_1'(x_g) \cdot Y_1(x_l)}{S^2 + B_1 S + \omega_i^2} \dots \dots \dots (3.9)$$

式(3.9)は*i*次の振動モードの伝達関数であるが、一般に、 γ ミの影響をオートパイロット系に適用するときは、一次のみか、あるいはたかだか一次と二次のモードを考慮するだけで十分である。

3.1.2 オートパイロット系

一般的に、ブースタ (booster) の制御系は、種々の方法により推力方向を変更させる制御 (操 縦) 装置と安定化用レートフィードバックからなる姿勢制御系である。

ここで二次モードまでを考慮した機体の曲げ振動と横方向の運動を無視して単純化した姿勢制御系(オートパイロット系)を考える。この系のブロック図を図3.1に示す。

この系で、機体の曲げ振動がフィードバックされるのを防ぐことが重点である。これは角速度の検出器(レートジャイロ)の位置における、機体の振動(*i*)モードのコウ配に関係し、この補償要素としてフィルタを考え、フィルタ補償の効果を検討する。ただ、ここで注意すべきことは、制御周波数があまり共振周波数に接近すると、フィルタによる補償がシステムの応答をそこなう危険があることである。この場合、フィルタは、有効な補償要素とはならない。さて、司令に対する伝達関数は図3.1から次のようになる。

$$\frac{\theta_0}{\theta_i} = \frac{K_A \cdot K_M \cdot M\delta_D(S)}{S \cdot S \cdot S} \dots \dots \dots (3.10)$$

$$1 + \frac{K_M}{S} (K_D + \frac{M\delta_B(S)}{S} K_N + \frac{M\delta_D(S) \cdot K_A(S)}{S})$$

$$M\delta_B(S) = (M\delta_M + Y_1(x_l) \frac{G_1 S^2 Y_1'(x_g)}{Q_1} + Y_2(x_l) \frac{G_2 S^2 Y_2'(x_g)}{Q_2}) (\frac{S}{S^2 - M_n}) \dots \dots \dots (3.11)$$

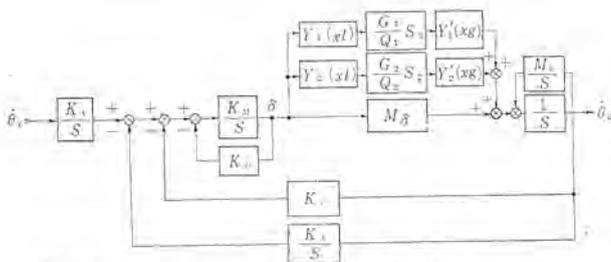


図 3.1 オートパイロット系 Fig. 3.1 Auto pilot loop.

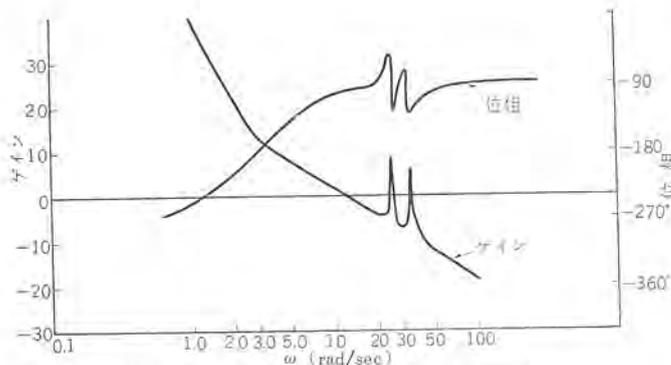


図 3.2 オートパイロット系の開ループ周波数特性 Fig. 3.2 Bode plot of auto pilot open loop.

数値例としては文献(2)から $t=0$ におけるツァ・テリス・ロケットの値を取り入れるものとする。

$$K_A = 1.37 \quad K_R = 0.563 \quad G_1/Q_1 = 48.9/(S^2 + 0.343S + 500)$$

$$K_M = 14.7 \quad M\delta_B = 4.76(t=0)$$

$$K_D = 0.85 \quad M_n = 0(t=0) \quad G_2/Q_2 = 97.9/(S^2 + 0.669S + 1120)$$

この場合の、開ループの周波数特性線図 (Bode 線図) を図3.2に示す。制御周波数は約2~3rad/secを目途とし、一次モードの共振点 ($\omega_1 = 24.5$ rad/sec) に補償要素として、図3.3に示すような誘導 m 形フィルタを付加することを考える。この誘導 m 形フィルタの周波数特性を図3.4に示す。したがって、補償要素が付加された後の開ループの周波数特性は図3.5のようになる。さらにニコルズ線図を使って、図3.6の開ループ周波数特性をうる。図3.6によると $t=0$ において、誘導 m 形フィルタは有効な補償要素となることがわかる。

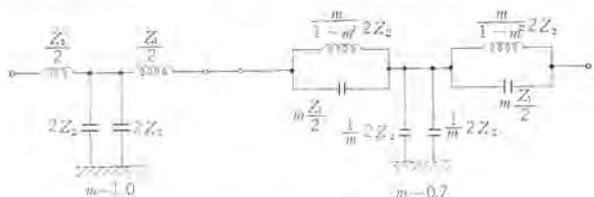


図 3.3 m 形誘導フィルタ Fig. 3.3 Derived m-type filter.

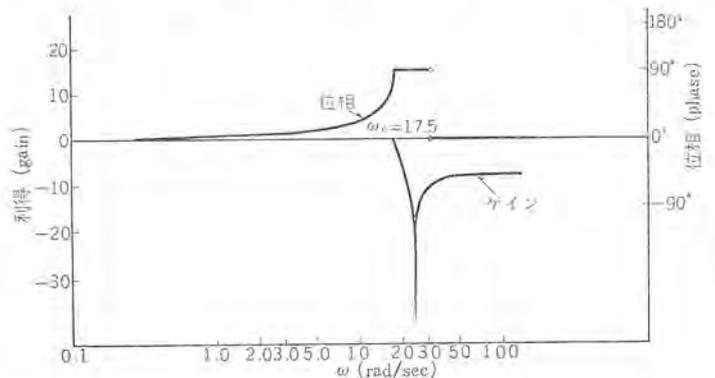


図 3.4 m 形誘導フィルタの周波数特性 Fig. 3.4 Bode plot of derived m-type filter.

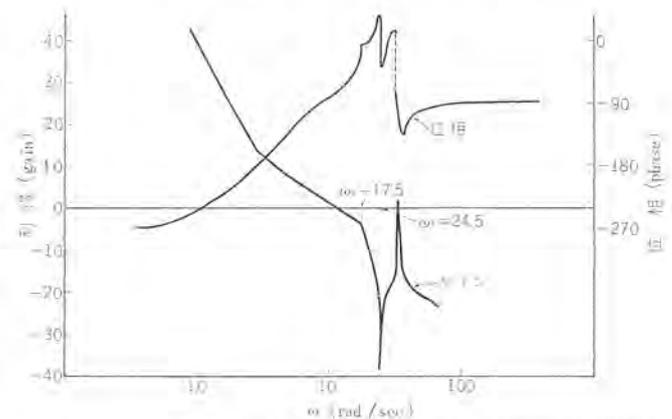


図 3.5 オートパイロット系の開ループ周波数特性 (補償要素を従属) Fig. 3.5 Bode plot of open loop with compensation element.

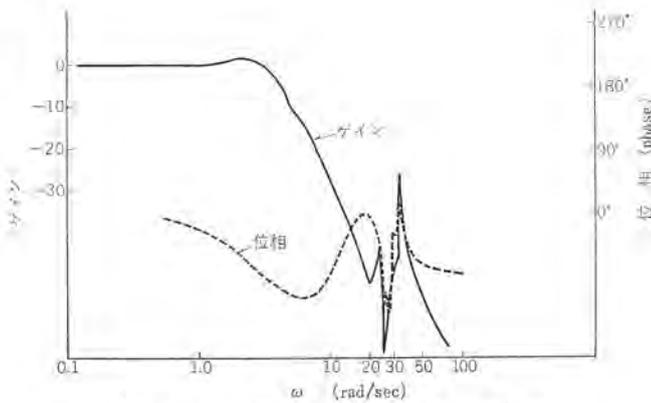


図 3.6 オートパイロット系の閉ループ周波数特性
Fig. 3.6 Bode plot of auto pilot closed loop.

らの変数の変位の合成されたものを最小にするべきである。

したがって誘導系を設計するには、これらの変位の原因となるレーダ・ノイズや、ロケットの偏位（噴進系、姿勢制御系の誤差）による軌道突入時の誤差を最小にする伝達関数を持つフィルタを見つけることである。

3.2.1 司令誘導系

ピッチ誘導系のブロック図を、図 3.7 に示す。（同様のブロック図はヨー誘導系に対しても描ける）。ここでは、全系に着目することとし、各要素の伝達関数を求める。

(1) ロケットの伝達関数

$$\dot{\gamma} = A(\delta + \theta - \gamma) \dots\dots\dots (3.12)$$

$$\dot{\theta} + B(\delta + \dot{\theta}) = M\delta \dots\dots\dots (3.13)$$

ここでオートパイロット系は巨視的にみて、理想的に動作していると考える。

$$\theta = \theta_c \quad (\theta_c: \text{司令ピッチ角}) \dots\dots\dots (3.14)$$

式 (3.14) を用いて、ピッチ角を求めると、次のようになる。

$$\gamma = \frac{A}{A+SV} \left\{ 1 - \frac{IS^2+BS}{M+BS} \right\} \theta_c \dots\dots\dots (3.15)$$

ここで、 $M \gg (IS^2+BS)\theta_c$ と考え、さらに 2 段目の状態では概略 $V=6000\text{m/s}$, $A=50\text{m/s}^2$ のオーダーであるから、外乱、ノイズなどによる応答を考える場合、式 (3.15) をつぎのように近似してもさしつかえない。

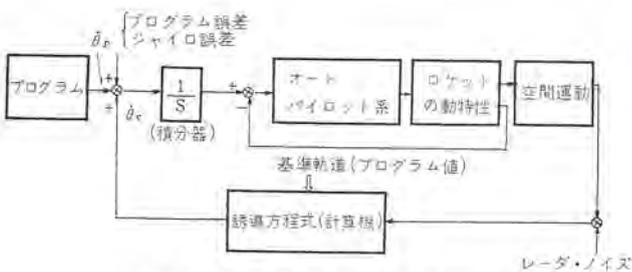


図 3.7 誘導系 (ピッチ方向)
Fig. 3.7 Guidance loop.

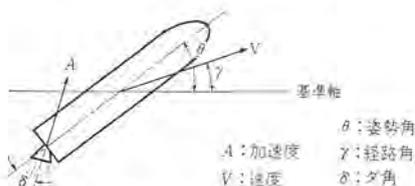


図 3.8 動力飛行中のロケット
Fig. 3.8 Vehicle configuration during boost phase.

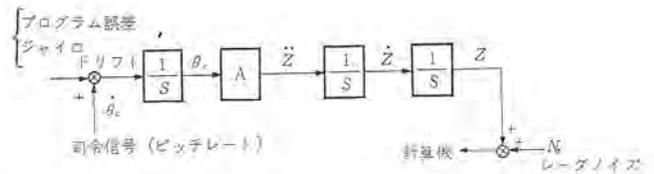


図 3.9 単純化したロケットの伝達関数
Fig. 3.9 Simplified transfer function of rocket.

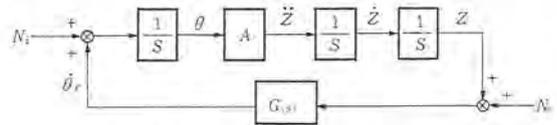


図 3.10 単純化した誘導系 (ピッチ方向)
Fig. 3.10 Simplified guidance loop.

$$\gamma = \frac{A}{V} \cdot \frac{\theta_c}{S} \dots\dots\dots (3.16)$$

したがってロケットのブロック図は、プログラム値からの微小変位を考えると、図 3.9 のようになる。

(2) 計算機の伝達関数

種々の誤差に対する計算機の伝達関数を $G(s)$ とし、図 3.9 と合わせると、司令誘導系（プログラムピッチレートと基準軌道を取り除いたもの）は図 3.10 のようになる。ここでプログラム誤差、ジャイロ誤差を単にイータノイズとして N_t で示し、レーダノイズは N_r として示す。

図 3.10 において θ , Z , \dot{Z} および \ddot{Z} は基準値からの変位を示し、誘導系により最小にされるべき量はこれらの変位の結合されたものである。

ここで最小にされるべきものとして軌道突入時の進路角の誤差 ε をとる。

$$\varepsilon = \dot{Z} + V_{III}\theta \dots\dots\dots (3.17)$$

式 (3.17) は、第 3 段目無誘導 (θ は小さいと仮定) である打上げロケットの突入速度ベクトルへの、 θ および \dot{Z} の影響を示す。

3.2.2 最適な系の設計

上の例にあげるように、図 3.10 の系が作動を始めてからカット・オフまでの時間が N_t や N_r の変化に比べて十分早く、また、カット・オフの瞬間における誤差のみが問題となる（最終値制御系）場合には $G(s)$ として非常常フィルタ (Non stationary Filter) が適している。しかし、この解析は非常に困難であるから、まず本文では定常フィルタについて検討する。式 (3.17) と図 3.10 から

$$\varepsilon = \frac{V_{III} + \frac{A}{S^2}}{1 + \frac{A}{S^2}G(s)} N_t + \frac{\left(\frac{V_{III}}{S} + \frac{A}{S}\right)G(s)}{1 + \frac{A}{S^2}G(s)} N_r \dots\dots\dots (3.18)$$

この ε を最小にするため、 $G(s)$ (最適伝達関数) の形を仮定し、そのパラメータを変えて ε を最小にする条件を求める。

N_t (イータノイズ) の周波数スペクトラムは、系の折点周波数 (corner frequency) に比較して非常に低周波領域に集中しており、一方 N_r (レーダノイズ) は系の応答を考慮すると、ほぼ白色雑音 (white noise) と考えられる。これらのことを考慮して、式 (3.18) を次式で近似する。

$$\varepsilon = \frac{V_{III} + \frac{A}{S^2}}{A S^3 G(s)} N_t + S \left(1 + \frac{V_{III}}{A} S \right) \frac{\frac{A}{S^3} G(s)}{1 + \frac{A}{S^3} G(s)} N_r \dots\dots\dots (3.19)$$

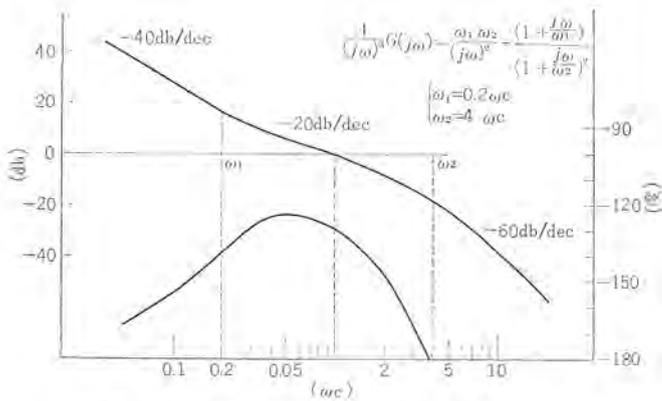


図 3.11 誘導系の開ループ周波数特性
Fig. 3.11 Bode plot of guidance open loop.

系の安定度をそこなわず、かつ N_i と N_r とに有効で、しかも簡単なフィルタの伝達関数を次式で与える。

$$G(s) = SK \frac{\left(1 + \frac{S}{\omega_1}\right)}{\left(1 + \frac{S}{\omega_2}\right)} \quad (3.20)$$

このフィルタを含む誘導系の閉ループの Bode 線図は図 3.11 になる。

ここで、このフィルタ設計の条件をあげると

(1) N_i による誤差を小さくするためには、 ω_1 を大きくしたい。しかしこれを大きくするとゲイン余裕 (phase margin) ϕ_m が小さくなって系が不安定になる。

(2) N_i による誤差を小さくするために $\omega < \omega_1$ における利得コウ配をなるべく、急峻にしたい。(-40dB/dec 以内で)

(3) N_r による誤差を小さくするためには ω_2 を小さくしたい。しかしこれを小さくすると、 ϕ_m が小さくなって系が不安定となる。

これらの条件を考慮して、フィルタの設計を行なうと

$$\left. \begin{aligned} \omega_1 &= \frac{1}{5} \omega_c \\ \omega_2 &= 4\omega_c \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

$$\omega_c = \frac{AK}{\omega_1} \quad (3.22)$$

の関係式が得られる。式 (3.21) と式 (3.22) から、 ω_c を定めるとフィルタの定数はすべて定まる。すなわち

$$K = \frac{\omega_c^2}{5A} \quad (3.23)$$

したがって、 ω_c を変えて式 (3.19) の ε の rms 値が最小となる点を探せばよい。式 (3.20) と式 (3.22) を式 (3.19) に代入し、近似を行なうと

$$\varepsilon = G_i(s)N_i(s) + G_r(s)N_r(s) \quad (3.24)$$

ただし

$$G_i(s) = \frac{A}{\omega_1 \omega_c} \cdot \frac{1 + \frac{S}{\omega_0}}{1 + \frac{S}{\omega_1}} \quad \left(\text{ただし } \omega_0 = \frac{A}{V_{III}} \right) \quad (3.25)$$

$$G_r(s) = \frac{S \left(1 + \frac{S}{\omega_0}\right)}{\left(1 + \frac{S}{a_1}\right) \left(1 + \frac{S}{a_2}\right) \left(1 + \frac{S}{a_3}\right)} \quad (3.26)$$

$$\left(\text{ここに } \frac{1}{\left(1 + \frac{S}{a_1}\right) \left(1 + \frac{S}{a_2}\right) \left(1 + \frac{S}{a_3}\right)} = \frac{A}{S^3 G(s)} \right)$$

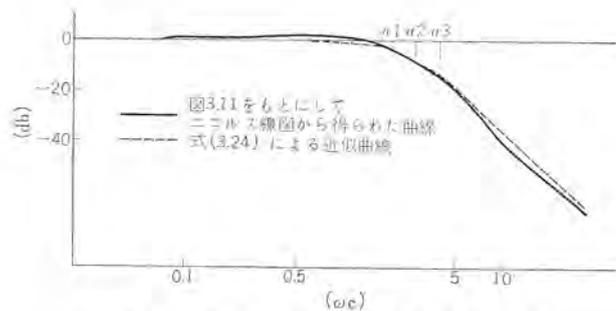


図 3.12 誘導系の閉ループ周波数特性
Fig. 3.12 Bode plot of guidance closed loop.

となる。図 3.11 の開ループ特性より、ニコルズ線図を使って、

図 3.12 の閉ループ周波数特性をうる。図 3.12 によると

$$a_1 = 2\omega_c, a_2 = 2\sqrt{2}\omega_c, a_3 = 4\omega_c \quad (3.27)$$

をうる。式 (3.24) の $G_i(s)$, $N_i(s)$, $G_r(s)$, $N_r(s)$ のラプラス変換したものを、それぞれ、 $g_i(t)$, $n_i(t)$, $g_r(t)$, $n_r(t)$ とする。すなわち

$$\left. \begin{aligned} L^{-1}\{G_i(s)\} &= g_i(t), L^{-1}\{N_i(s)\} = n_i(t) \\ L^{-1}\{G_r(s)\} &= g_r(t), L^{-1}\{N_r(s)\} = n_r(t) \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

をうる。これからイナ-ショナル・ノイズによる誤差 $e_i(t)$ 、レーダ・ノイズによる誤差 $e_r(t)$ は、それぞれ次式で与えられる。

$$e_i(t) = \int_0^t n_i(\tau) g_i(t-\tau) d\tau \quad (3.29)$$

$$e_r(t) = \int_0^t n_r(\tau) g_r(t-\tau) d\tau \quad (3.30)$$

また、それぞれの誤差の二乗平均、 $\overline{e_i^2(t)}$, $\overline{e_r^2(t)}$ は

$$\overline{e_i^2(t)} = \int_0^t g_i(t-\tau) \int_0^t n_i(\tau) n_i(\sigma) g_i(t-\sigma) d\sigma d\tau \quad (3.31)$$

$$\overline{e_r^2(t)} = \int_0^t g_r(t-\tau) \int_0^t n_r(\tau) n_r(\sigma) g_r(t-\sigma) d\sigma d\tau \quad (3.32)$$

となる。まず式 (3.30) から $\overline{e_r^2(t)}$ の計算を行なう。イナ-ショナル・ノイズがほぼゼロ周波数に集中していると仮定すると (一定の角速度誤差であると仮定)、その相関関数は

$$\overline{n_r(\tau) n_r(\sigma)} = \phi n_r(\tau, \sigma) = N_r \delta(|\tau - \sigma|) \quad (3.33)$$

したがって、式 (3.31) は

$$\begin{aligned} \overline{e_i^2(t)} &= N_i \left[\int_0^t g_i(t-\tau) d\tau \right]^2 \\ &= N_i \frac{A^2}{\omega_c^2} \left\{ \frac{1 - \omega_1}{\omega_1} (1 - e^{-\omega_1 t}) + \frac{1}{\omega_0} \right\}^2 \quad (3.34) \end{aligned}$$

となる。

次に式 (3.32) により、 $\overline{e_r^2(t)}$ を求める。レーダ・ノイズは白色雑音 (white noise) であると仮定しているから

$$\overline{n_r(\tau) n_r(\sigma)} = \phi n_r(\tau, \sigma) = N_r \delta(|\tau - \sigma|) \quad (3.35)$$

したがって式 (3.32) は

$$\begin{aligned} \overline{e_r^2(t)} &= N_r \int_0^t g_r^2(t-\tau) d\tau \\ &= N_r \sum_{j=1}^3 \sum_{i=1}^3 A_i A_j a_i^2 a_j^2 \left(\frac{a_i - 1}{\omega_0} \right) \left(\frac{a_j - 1}{\omega_0} \right) \frac{1 - e^{-(a_i + a_j)t}}{a_i + a_j} \quad (3.36) \end{aligned}$$

となる。系が動作しはじめてから、十分時間がたったときの誤差の二乗平均値は、次式で得られる

$$\overline{e^2} = \lim_{t \rightarrow \infty} \overline{e^2(t)} = \overline{e_i^2(\infty)} + \overline{e_r^2(\infty)} \quad (3.37)$$

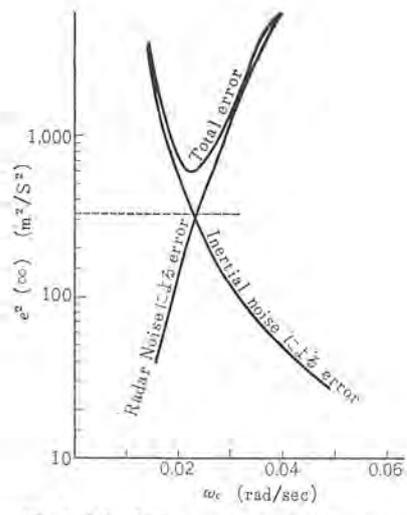


図 3.13 Noise による誘導誤差
Fig. 3.13 Guidance error due to noise.

式 (3.37) に式 (3.34), (3.36) を代入すると

$$\bar{e}^2 = N_l \left(\frac{\omega_c}{\omega_1} \right)^2 \frac{A^2}{\omega_c^4} + N_r \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 A_i A_j \frac{a_i^2 a_j^2}{a_i + a_j} \left(\frac{a_i}{\omega_0} - 1 \right) \left(\frac{a_j}{\omega_0} - 1 \right) \quad (3.38)$$

式 (3.38) を基に \bar{e}^2 の数値計算を行なう。数値例として、次のものを使用する。

- 加速度 A 50m/sec²
- 速度 (増分) V_{in} 2,000m/sec
- レート・インテグレーション・ジャイロのドリフト 2°/h
- ロケットの回転角速度 1°/sec
- 各素子 (プログラム値) の精度 0.1%
- レーダの測角度誤差 0.2mil rms/1c/s
- 直距離 (Slant range) 1,000km

N_l はプログラムの誤差とジャイロ誤差の二乗平均値である。

$$\left. \begin{aligned} N_l &= (0.967^2 + 1.74^2) \times 10^{-10} = 3.95 \times 10^{-10} \\ \text{また } N_r & \text{ は} \\ N_r &= \frac{(0.2 \times 10^{-3} \times 10^6)^2}{2\pi} = 6.37 \times 10^3 \end{aligned} \right\} \dots (3.39)$$

したがってこれらの数値を式 (3.38) に代入すると

$$\bar{e}^2 = \frac{0.987 \times 10^{-4}}{\omega_c^4} + 10^6 \cdot \omega_c^2 \{ 1.21(80\omega_c - 1)^2 + 4.96(114\omega_c - 1)^2 + 3.43(160\omega_c - 1)^2 - 2.40(80\omega_c - 1)(114\omega_c - 1) - 4.07(114\omega_c - 1)(160\omega_c - 1) + 1.91(80\omega_c - 1)(160\omega_c - 1) \dots \} \quad (3.40)$$

式 (3.40) を ω_c 関数として図示したのが図 3.13 である。

図 3.13 より \bar{e}^2 を最小にする ω_c は

$$\omega_c = 0.023 \text{ rad/sec}$$

このとき

$$\bar{e}^2 = \bar{e}^2_{\min} = 580 \text{ m}^2/\text{sec}^2$$

すなわちジャイロドリフトとレーダ雑音以外にまったく誤差がないとき、3 段目の燃焼終了時に速度ベクトルの方向が水平からなす角誤差 $\Delta\gamma$ の rms 値 $\Delta\gamma\sigma$ は

$$\Delta\gamma\sigma = \frac{\sqrt{580}}{8000} \approx 3.0 \text{ mil}$$

となる。

4. むすび

以上、人工衛星打上げロケットの誘導制御の一例について、その概要を述べたが、このほかにも、簡単なものから複雑多岐にわたる種々の誘導制御方法がある。これらの誘導制御方法、ならびに例にあげた方法についての詳細な、構成、性能、設計データなどは紙数のつごう上省略させていただき、最後に、軌道精度、および今後の問題について少しふれてみることにする。

4.1 軌道精度

人工衛星を軌道に打ち上げる場合、その衛星のミッションによって、種々の軌道精度が要求される。(たとえば、通信衛星の静止軌道、観測衛星の極軌道など)。ここで、一例として衛星を高度 1000 km の円軌道に打ち上げる場合を考え、衛星の軌道精度を円曲線で作られる離心率 e なる数値をもって判定してみよう。

この場合 (公称軌道は円)、離心率 e は衛星が軌道へ突入するとき (最終段燃焼終了時) の姿勢、高度、速度等の誤差の関数として求まる。すなわち、

$$e = \sqrt{(\delta\beta)^2 + \left(2 \frac{\delta v}{v} + \frac{\delta r}{r} \right)^2} \dots (4.1)$$

ここで、 $\delta\beta$, δv , δr 等は姿勢、速度、高度等の公称値からの誤差である。この式を基に、前章で述べたような誘導精度を基礎として、95% の確率で実現できるとであろうと思われる軌道精度はつぎの表 4.1 のようになる。

この表からわかるように、衛星の高度 1,000km の円軌道に打ち上げる場合、ロケットおよび各構成機器に要求される精度はかなりのきびしいものであることがわかる。

表 4.1 軌道精度

誘導精度					軌道精度	
第2段ロケットカットオフ時の誤差		第3段ロケットの誤差			離心率 e	高度誤差 (高度 1,000 km として)
速度誤差	高度誤差	姿勢誤差	速度誤差	姿勢誤差		
0.1%	0.02%	0.2° (4mil)	1%	0.2°	0.0092	±70km

4.2 今後の問題

上に、軌道精度の概算を行なったが、さらにげん密に誘導精度 (総合性能) の評価を行なうには、打上げロケット (推力パターン、動特性等)、トウ載誘導機器要素、および地上装置等の克明な性能、信頼度などのデータが是非必要である。したがって、今後これらロケット、各構成機器の試作、実験を行ない、得られたデータから全システムのデジタル、シミュレーションを行ない、さらに各機械に要求される精度、許容される精度の検討を加えるといった、数回の trial and error を行ない、早急に、目的に適合するシステムを作り上げることが必要である。

参考文献

- (1) M. J. Evans, G. H. Myers and J. W. Tinks: Command Guidance of Telstar Launch Vehicle, The Bell System Tech, J. Sept. 1963.
- (2) G. E. Tutt and W. K. Waymeyer: Model Feedback Applied to Flexible Booster Control, IRE Trans, on Automatic Control May, 1961.

大形アンテナサーボ系における風の乱れの影響

西村 昭三*

Effect of Wind Gust on a Large Antenna Servo Systems

Communication Equipment Works Syōsō NISHIMURA

For large steerable antennas without radomes is it necessary to analyze the control errors of antenna drive servo systems caused by wind gust. To solve the problem, the basic characteristics of the antenna drive servo system shall be obtained first, and then effect of wind gust in general shall be analyzed by using response characteristics of the system due to external disturbance torque and a power spectrum of the wind gust. As a result of this analysis, it is clarified that, in the case of a large antenna drive servo system with no radome, the back lash of the drive mechanism and its compliance pose problems and they shall be made smaller by oil means. As a example, effect of wind gust on an antenna for commercial space communication is taken up for study.

1. ま え が き

宇宙通信用アンテナ、電波望遠鏡などではアンテナゲインを高くする必要から、アンテナ開口面積拡大の傾向にある。

一方レードームは悪い気象条件から機構を保護し、それを軽く、かつ安価にするに役立つことを主眼とするが、アンテナの大形化に伴いレードーム自体は高価となり、アンテナの電気的性能を悪くする傾向をもつ。このためにレードームで保護されたアンテナでは電気的性能の低下を考慮に入れて、レードームを持たないアンテナとの経済的比較評価が必要となってきた。

この論文ではレードームを持たない大形アンテナ駆動系について、その風圧外乱に対する制御特性を解析する。アンテナ機構が風の影響を受ける場合には、駆動形としては駆動トルクが大幅に増大するが、このほかに風の乱れによるサーボ系の制御特性を明らかにすることは、その設計に際してきわめて重要である。このためにここでは、まず風の乱れのようなダイナミックな外乱に対する駆動サーボ系の応答特性を求め、つぎに風の乱れの特長として、A. G. Davenport による乱れのパワースペクトルを採用し、アンテナ指向精度への影響を解析する。

最後に具体的な例として現在予備設計中の商用宇宙通信用アンテナを取り上げ、平均風圧 15 m/sec のときの Az 軸の制御特性についても考察する。

2. 制御対象としてのアンテナ駆動部の特性

2.1 駆動機構の数式モデル

従来駆動歯車列の設計に際しては、サーボ系の立場から高々歯車列の伝達角度精度、摩擦トルク、バックラッシ、慣性能率などが問題となり、とくにバックラッシの取り扱いについては問題が多かった。しかし実際の大形アンテナ駆動サーボ系の試験結果によると、これらのほかに、歯車列を含めた駆動機構全体のコンプライアンスが重要な要素であり、とくに系が風圧外乱トルクを受ける場合には、バックラッシおよびコンプライアンスを極力小さくすることが不可欠な要素であることが明らかになった。

駆動機構のコンプライアンスについてはアンテナの大形化に伴い、出力軸回りの慣性能率が大幅に増大したと、要求制御精度が向上したことから新たに問題化したことではあるが、これを小さく

することはアンテナ系全体の設計、製作上、きわめて重大な問題である。

ここではこれらの要素がサーボ系の性能に及ぼす影響を定性的に解析するために、駆動機構を図 2.1 に示すように歯車列は 1 段とし、出力軸回りにのみコンプライアンスがあると取り扱うことにする。

図 2.1 からつぎの運動方程式が求まる。

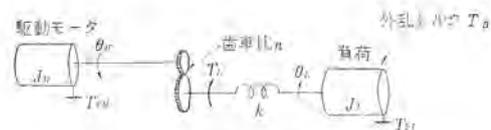
$$T_M - \frac{T_L}{n} = J_M \frac{d^2\theta_M}{dt^2} + T_{FM}(\dot{\theta}_M) \quad (2.1)$$

$$T_L = T_L \left(\frac{\theta_M}{n} - \theta_L \right) \quad (2.2)$$

$$T_L = J_L \frac{d^2\theta_L}{dt^2} + T_{FL}(\dot{\theta}_L) + T_P \quad (2.3)$$

T_{FL}, T_{FM} : 図 2.2 (a) による

T_L : 図 2.2 (b) による



	駆動モータ軸	負荷軸
慣性能率	J_M	J_L
トルク	T_M	T_L
回転角度	θ_M	θ_L
摩擦トルク	T_{FM}	T_{FL}
バックラッシ		θ_n
弾性係数		k
外乱トルク		T_D

図 2.1 駆動機構の簡単化したモデル
Fig. 2.1 Simplified model of drive mechanism.

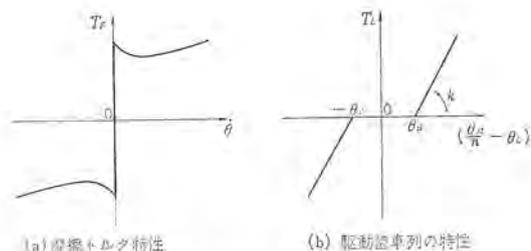


図 2.2 非線形要素の特性
Fig. 2.2 Characteristic of non-linear element.

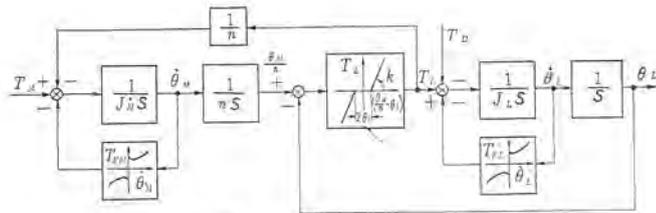


図 2.3 駆動機構のブロック線図
Fig. 2.3 Block diagram of drive mechanism.

$$\left| \frac{\theta_M}{n} - \theta_L \right| \leq \theta_B \text{ のとき } T_L = 0$$

$$\left| \frac{\theta_M}{n} - \theta_L \right| > \theta_B \text{ のとき } T_L = k \left[\left(\frac{\theta_M}{n} - \theta_L \right) - \theta_B \right] \dots (2.4)$$

これらの式をラプラス変換し、ブロック線図で書き表わすと図 2.3 のようになる。

2.2 駆動要素の選定および数式モデル

2.2.1 駆動要素の選定

アンテナ駆動要素として、これまでに電気駆動、油圧駆動とも用いられてきたが、それぞれ特色をもち、一般的にその優劣をつけることは困難ではないだろう。

ここでは大形アンテナの駆動を対象とし、高駆動トルク、広角速度範囲での円滑な駆動特性、高トルクゲイン、ノイズフリーなどの特色を重視して油圧駆動のみを取り上げて考察する。

油圧駆動の場合さらに 18mφ トラッキングアンテナ（東大生研納め）、宇宙通信用 20mφ アンテナ（KDD 納め）などの駆動に採用された、「サーボ弁-油圧モータ制御方式」と、25mφ 遠距離レーダアンテナ（防衛庁技研納め）の駆動に採用された「油圧ポンプ動力制御方式」との二つに分類できる。

実際には、前者のほうが一般的に制御が容易であり、また制御性能もすぐれているが、この場合常時最大駆動馬力以上の一定油圧動力源が必要であり、同時に作動油の温度上昇を防止するための大容量の熱交換装置、油中の Contamination 対策などが問題となる。一方、油圧ポンプ動力制御方式では原理的には必要とする負荷駆動動力のみを油圧動力に変換するに過ぎない。したがって風圧外乱トルクをもつアンテナ駆動の場合のように、その負荷トルクが時間的に変動し、しかもその最大トルクが著しく大きいときには、油圧ポンプ動力制御のほうが適している。

これらを考慮して、ここではアンテナ駆動にポンプ動力制御を採用することにし、その特性を求めて以下の解析に供する。しかし原理的にはこの二つの方式とも類似の特性をもつので、以下の解析は、サーボ弁-油圧モータ制御の場合にも容易に応用できる。

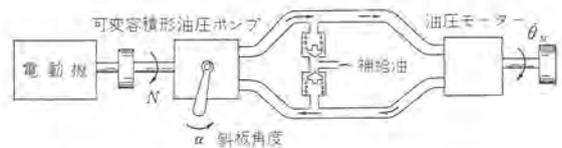
2.2.2 油圧ポンプ動力制御方式の数式モデル

油圧ポンプ動力制御方式とは、図 2.4 にその原理を示すように、常時一定回転数で駆動（たとえば誘導電動機で）される可変容積形油圧ポンプと、油圧モータが油圧的に閉回路で連結されており、油圧ポンプの斜板角度を制御して、油圧モータの回転速度を制御しようとするものである。この場合、モータの駆動トルクはモータの吸入、吐出口の油圧の差に比例するので、負荷トルクに応じてこの油圧が変動する。

実際にはこれらの油圧ポンプ、モータなどは複雑な特性をもつが、ここでは簡単にするために次式で近似できるものと仮定する。

$$Q_P = Q_M + Q_L + Q_C = D_P \alpha \dots (2.5)$$

$$Q_M = D_M \frac{d\theta_M}{dt} \dots (2.6)$$



記号	説明	単位
Q_P	油圧ポンプの吐出量	(cm ³ /sec)
Q_M	油圧モータの排水量	(cm ³ /sec)
Q_C	油の圧縮性による油量	(cm ³ /sec)
Q_L	油の漏れ量	(cm ³ /sec)
D_P	斜板の単位角変位あたりのポンプ吐出量	((cm ³ /sec)/rad)
α	斜板角度	(rad)
D_M	油圧モータの単位角速度あたりの排水量	(cm ³ /rad)
L	漏れ係数	(cm ³ /sec)/(kg/cm ²)
P	油圧モータの有効油圧	(kg/cm ²)
v	作動油の圧縮されている油量	(cm ²)
β_M	作動油の Bulk modulus	(kg/cm ²)

図 2.4 油圧ポンプ動力制御方式の原理
Fig. 2.4 Simplified schematic of pump-motor power-drive system.

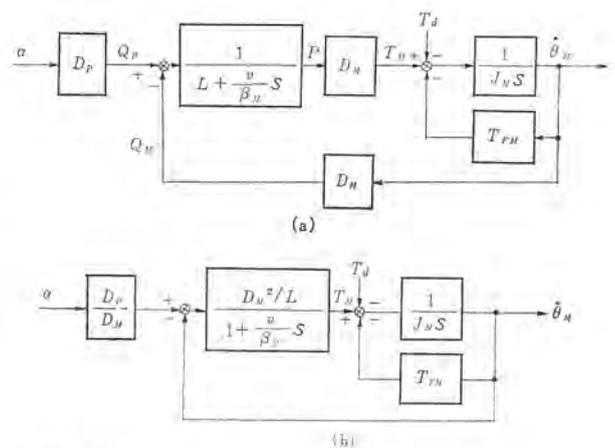


図 2.5 油圧ポンプ動力駆動方式のブロック線図
Fig. 2.5 Block diagram of pump-motor power-drive system.

$$Q_L = LP \dots (2.7)$$

$$Q_C = \frac{v}{\beta_M} \frac{dP}{dt} \dots (2.8)$$

$$T_M = D_M P = J_M \frac{d^2\theta_M}{dt^2} + T_{FM} + T_d \dots (2.9)$$

これらの式から

$$D_P \alpha - Q_M = LP + \frac{v}{\beta_M} \frac{dP}{dt} \dots (2.10)$$

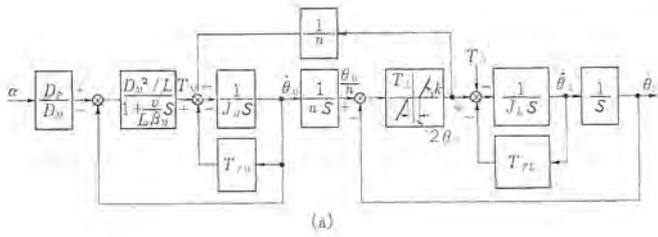
式 (2.5)~(2.10) をラプラス変換し、ブロック線図で書き表わすと図 2.5 (a) (b) のようになる。

2.3 駆動系のブロック線図

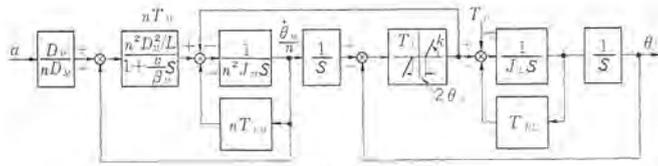
図 2.3 および図 2.5 から駆動機構および油圧駆動系を結合した駆動系のブロック線図は図 2.6 (a) (b) (c) のように書き表わされる。

図 2.6 のブロック線図に示すように、実際の駆動系は、バックラッシ、摩擦トルクなどの非線形要素をもつ。したがってこの特性を詳細に解析するためにはアナコムが必要となる。しかしアンテナ駆動系が風圧外乱トルクを受ける場合には、バックラッシを少なくとも総合角度誤差の 1/10 程度以下に抑制することが必要であり、このために歯車列の精度を高めるか、あるいはアンチバックラッシ機構を用いて見かけのバックラッシをゼロにしている。

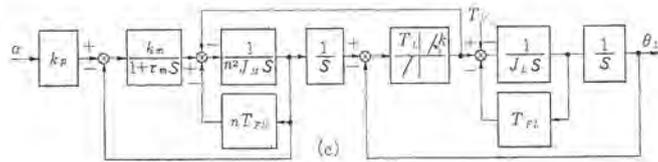
また、摩擦トルクについては、とくに低速駆動時の特性を改善するためにも、最近では、軸受に Hydrostatic bearings などを採用



(a)

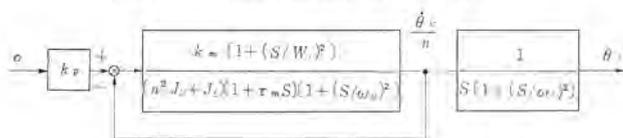


(b)



ここで $k_p = \frac{D_p}{nD_M}$ $k_m = \frac{n^2 D_M^2}{L}$ $\tau_m = \frac{v}{L\beta_M}$

図 2.6 駆動系のブロック線図
Fig. 2.6 Block diagram of drive system.



ここで $\omega_c = \sqrt{\frac{k}{J_L}}$ $\omega_M = \sqrt{k \left(\frac{1}{J_L} + \frac{1}{n^2 J_M} \right)}$

図 2.7 線形化した駆動部のブロック線図
Fig. 2.7 Block diagram of linearized drive system.

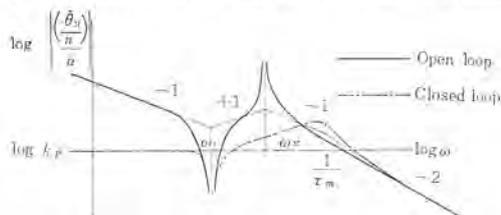


図 2.8 $\left(\frac{\hat{\theta}_M}{\alpha}\right)$ の周波数特性
Fig. 2.8 Log-magnitude diagram of $\left(\frac{\hat{\theta}_M}{\alpha}\right)$.

用して摩擦トルクを小さくする傾向にある。

ここでは簡単のために、バックラッシュおよび摩擦トルクをゼロとし、駆動部の特性を調べる。

すなわち図 2.6 (c) で

$$\theta_M = T_{FL} = T_{FM} = 0$$

とすると、駆動部のブロック線図は図 2.7 のようになる。

図 2.8 および図 2.9 は、斜板角度 (α) に対する油圧モータの角速度 ($\hat{\theta}_M$) および負荷軸の角速度の動特性をポラズ線図で示したものである。

図 2.7 で $\frac{\hat{\theta}_L}{\theta_M}(S)$ は極 ($\omega = \omega_c = \sqrt{\frac{k}{J_L}}$) をもつが、これは負荷軸回りの摩擦トルク (T_{FL}) をゼロとしたために現れたものであり、実際には振幅が小さいときの等価減衰係数は 0.01

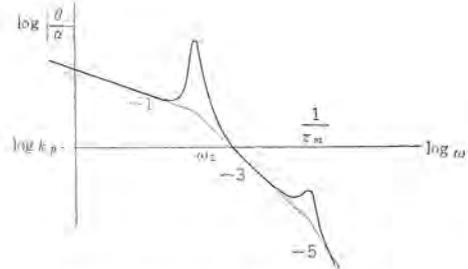


図 2.9 $\left(\frac{\hat{\theta}_L}{\alpha}\right)$ の周波数特性

Fig. 2.9 Log-magnitude diagram of $\left(\frac{\hat{\theta}_L}{\alpha}\right)$.

程度である。またこの共振モードは油圧モータの有効油圧を駆動信号入力に、フィードバックすることによって大幅に減衰させることができる。

3. 駆動サーボ系の特性

3.1 駆動サーボ系の構成

前節で記述したアンテナ駆動部の特性を考慮して、そのサーボ系を図 3.1 のブロック線図で示したように構成するものとする。すなわち、このサーボ系ではまず駆動モータの回転速度を検出 (たとえばタコジェネレータ) し、これを駆動信号にフィードバックするレートルーラをもつ。このルーラの補償要素を $[\omega_{cr}/S]$ とし、 ω_{cr} を十分高くして低周波域のゲインを高くし、レートルーラ中の不感帯、ヒステリシス、ドリフトなどの非線形要素による効果およびモータ軸回りの外乱トルクによる効果を小さくしている。

主ルーラはアンテナ系のもつ制御モードによって異なるが、アンテナ回転軸に連結されたシンクロ、エンコーダなどによるアンテナ角度信号、あるいは受信電波信号から検出されるアンテナ角度誤差信号などによるフィードバックルーラから構成される。この場合主ルーラの補償要素を $\left[\frac{\omega_c(\omega_1 + S)}{S}\right]$ として、低周波域でのゲインを十分高くして、速度誤差を小さくするとともに、負荷軸回りの外乱トルクによる制御誤差を小さくしている。

実際には比較的小形の追尾レーダなどは、受信系の熱雑音による追尾誤差を小さくするために、駆動サーボ系の帯域幅が制限されることもあるが、大形アンテナでは通常駆動機構の機械共振によってルーラの帯域幅が制限されることが多い。

図 3.2 は簡単にするために、駆動機構の非線形要素 θ_M, T_{FL} ,

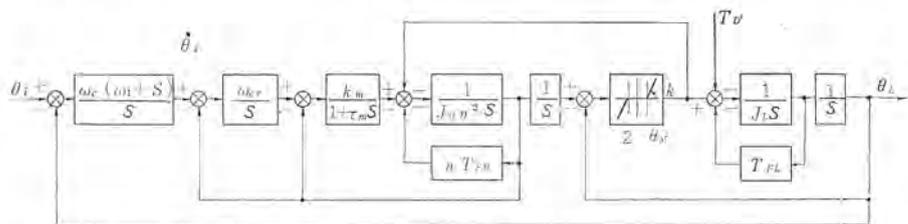


図 3.1 駆動サーボ系のブロック線図
Fig. 3.1 Block diagram of drive servo system.

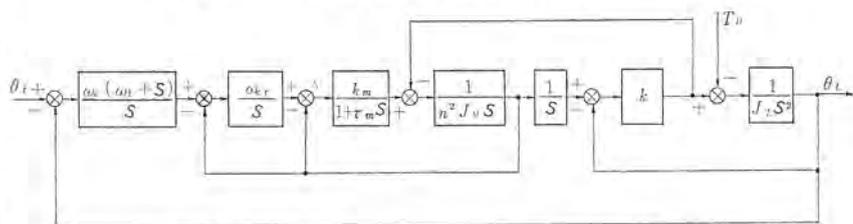


図 3.2 線形化したサーボ系のブロック線図
Fig. 3.2 Block diagram of linearized drive servo system.

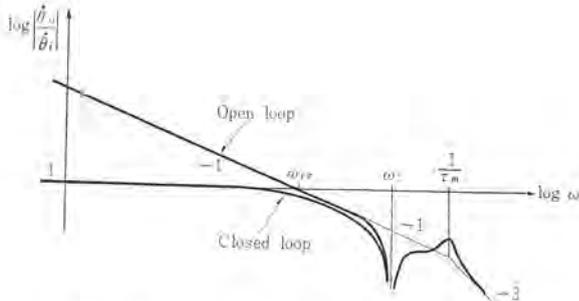


図 3.3 レートループのゲイン周波数特性
Fig. 3.3 Log-magnitude diagram of rate loop.

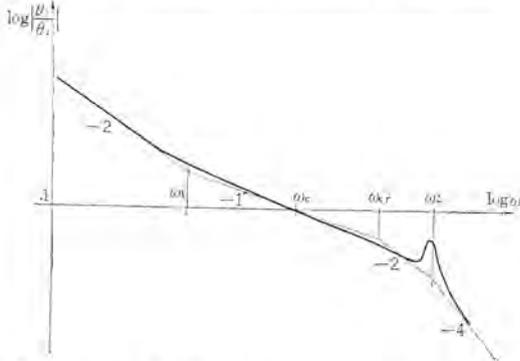


図 3.4 主ループ (開ループ) のゲイン周波数特性
Fig. 3.4 Log-magnitude diagram of main (open) loop.

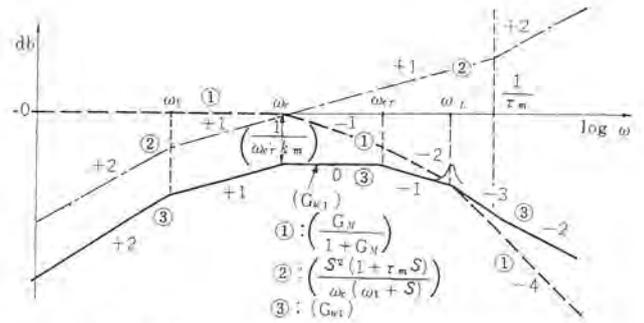


図 3.6 $G_{w1}(S)$ の折線近似ボデ線図
Fig. 3.6 Log-magnitude diagram of $G_{w1}(S)$.

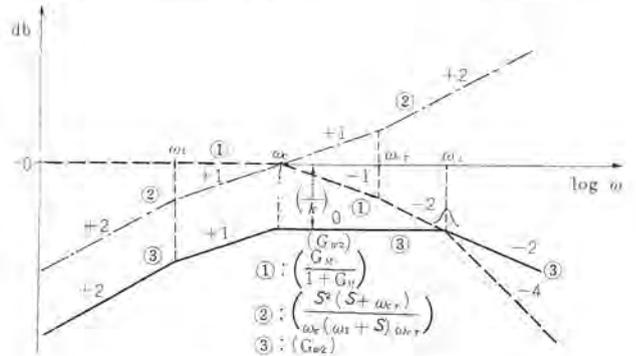


図 3.7 $G_{w2}(S)$ の折線近似ボデ線図
Fig. 3.7 Log-magnitude diagram of $G_{w2}(S)$.

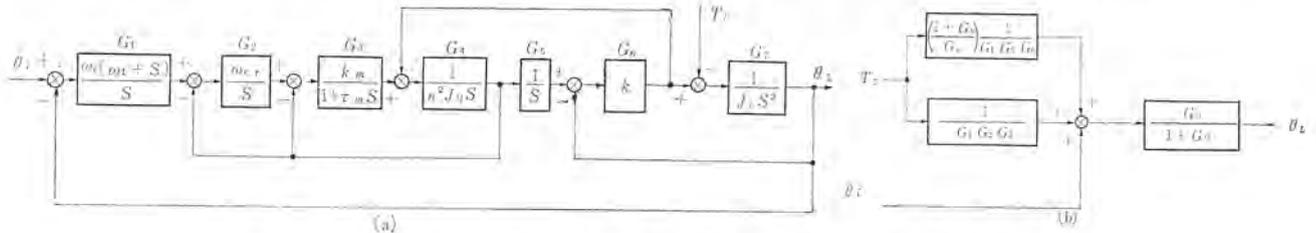


図 3.5 外乱トルクに対する駆動サーボ系のブロック線図
Fig. 3.5 Block diagram of drive servo system for disturbance torque.

T_{FM} を 0 とし て サーボ系を線形化した場合のブロック線図を示すものである。また参考のために図 3.3 および 3.4 に、外乱トルク $T_D=0$ のときの各駆動信号に対する駆動モータおよびアンテナ角度の応答性をボデ線図で示す。

3.2 外乱トルクに対する駆動サーボ系の応答特性

ここでは図 3.2 のように線形化された駆動サーボ系について、アンテナ軸まわりの外乱トルク T_D に対する系の応答特性を考察する。

簡単にするために、まず図 3.2 を図 3.5 (a) のように書き換え、順次ブロック線図を変換していくと、図 3.2 は図 3.5 (b) のようになる。ここで $G_R(S)$ は外乱トルク T_D および駆動モータの負荷トルクが 0 のときの、レートループの開ループ伝達関数 (図 3.6 参照)、 $G_M(S)$ は外乱トルク T_D が 0 のときの主ループの開ループ伝達関数 (図 3.4 参照) である。

すなわち、

$$(1) G_R(S) = G_2 \left(\frac{G_3 G_4}{1 + G_3 G_4} \right) \dots \dots \dots (3.1)$$

$$= \left(\frac{\omega_{cF}}{S} \right) \frac{1}{\left[\left(\frac{S}{\omega_h} \right)^2 + \frac{2\zeta_h}{\omega_h} S + 1 \right]}$$

$$\text{ただし } \omega_h = \sqrt{\frac{k_m}{\tau_m J_M}}, \quad \zeta_h = \frac{1}{2\tau_m \omega_h}$$

(2) $G_M(S)$

$$= \frac{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6 G_7}{1 + G_3 G_4 + G_2 G_3 G_4 + G_3 G_5 G_6 + G_6 G_7 (1 + G_3 G_4 + G_2 G_3 G_4)} \dots \dots \dots (3.2)$$

図 3.5 (b) から T_D に対する θ_L の関係は次式で表わされる。

$$\theta_L(S) = G_{w1}(S) T_D(S) + G_{w2}(S) T(S) \dots \dots \dots (3.3)$$

$$G_{w1}(S) = \left(\frac{1}{G_1 G_2 G_3} \right) \left(\frac{G_M}{1 + G_M} \right) \dots \dots \dots (3.4)$$

$$= \left(\frac{S}{\omega_c (\omega_1 + S)} \right) \left(\frac{S}{\omega_{cr}} \right) \left(\frac{1 + \tau_m S}{k_m} \right) \left(\frac{G_M}{1 + G_M} \right)$$

$$G_{w2}(S) = \left(\frac{1}{G_1 G_5 G_6} \right) \left(\frac{1 + G_R}{G_R} \right) \left(\frac{G_M}{1 + G_M} \right) \dots \dots \dots (3.5)$$

$$\approx \left(\frac{S}{\omega_c (\omega_1 + S)} \right) \left(\frac{S + \omega_{cr}}{\omega_{cr}} \right) \left(\frac{S}{k} \right) \left(\frac{G_M}{1 + G_M} \right)$$

図 3.6 および図 3.7 に $G_{w1}(S)$ および $G_{w2}(S)$ の折線近似ボデ線図を示す。

4. 風の乱れによる駆動サーボ系の制御誤差

4.1 風圧外乱トルク

4.1.1 風の乱れのワースペトル

自然風の乱れの構造を一般的に示すには、乱れのスペクトルにつ

いて考えるのが便利であり、しかもきわめて有効な手段である。風の乱れのスペクトルについてはすでに乱流理論の面からも、また航空機の飛行中の振動問題にも関連して調査、研究が進められ、今日では各種の条件におけるスペクトルが導かれている。

ここでは A. G. Davenport による比較的一般化された強風時の風の乱れのパワースペクトルを採用し、以下の解析を進める。すなわち、強風時の風の乱れのスペクトルは式 (4.1) で表わされるものとする。

$$S_z(n)dn = 4.0\kappa \bar{V}^2 \frac{x}{(1+x^2)^{4/3}} dx \dots\dots\dots (4.1)$$

- $S_z(n)$ 高さ x でのパワースペクトル
- n 周波数
- \bar{V} 標準高度 10 m における風速
- κ 高度 10 m での平均風速に関する drag coefficient
- x n/\bar{V} が μ - γ あたりのサイクルの場合 $1200 n/\bar{V}$

を表わす。

ここで式 (4.1) を以下の解析の便利のため ω (rad/sec) の関数で表わすと式 (4.2) になる。

$$S_z(\omega) = 1.5 \times 10^5 \kappa \frac{\omega}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{0.005\bar{V}}\right)^2\right]^{4/3}} \left(\frac{\text{m/sec}}{\text{rad/sec}}\right)^2 \dots\dots\dots (4.2)$$

\bar{V} : 標準高度 10 m における風速 [m/sec]

ここで

- (1) $\omega \ll 0.005\bar{V}$ のとき $S_z(\omega) \approx 1.5 \times 10^5 \kappa \omega$
- (2) $\omega \gg 0.005\bar{V}$ のとき $S_z(\omega) \approx 0.11 \kappa \bar{V}^2 \omega^{-4/3}$

[数値例]

$\bar{V} = 15 \text{ m/sec}$, $z = 10 \text{ m}$, $\kappa = 0.01$ のとき

$$S_z(\omega) = \frac{1.5 \times 10^5 \omega}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{0.075}\right)^2\right]^{4/3}} \left(\frac{\text{m/sec}}{\text{rad/sec}}\right)^2$$

$$\bar{\sigma}(v) = 3.7 \text{ m/sec.}$$

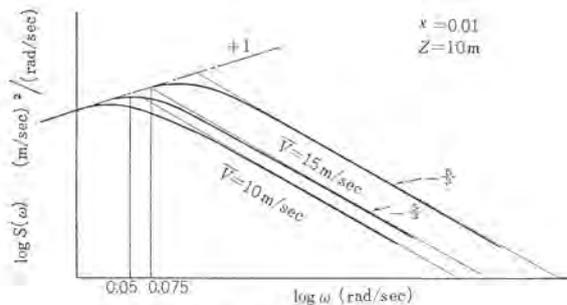


図 4.1 風の乱れのパワースペクトル
Fig. 4.1 Power spectrum of wind gust.

4.1.2 風の乱れによる駆動軸に関する外乱トルク

風圧荷重を受けてアンテナ系は種々のモードの応答特性をもつが、ここでは主反射鏡の風圧荷重による駆動軸まわりのトルクについてのみ考察する。実際には風洞実験などから求めた定常風による風圧トルクと、風の乱れによる風圧トルクとの関係について

はまだ明らかではないが、ここでは定常風時の風圧トルクの関係が風の乱れの場合にも適用できるものと仮定する。すなわち、風の乱れによる外乱トルクのパワースペクトル $\phi_{TD}(\omega)$ は、

$$T_w = C_w \bar{V}^2 \dots\dots\dots (4.3)$$

ここに C_w : 風圧トルク係数 [$\text{kg}\cdot\text{m}/(\text{m/sec})^2$]

T_w : 風圧トルク [$\text{kg}\cdot\text{m}$] とすると

$$\begin{aligned} \phi_{TD}(\omega) &= 4C_w^2 \bar{V}^2 S_z(\omega) \\ &= 6 \times 10^5 \kappa C_w^2 \bar{V}^2 \frac{\omega}{\left[1 + \left(\frac{\omega}{0.005\bar{V}}\right)^2\right]^{4/3}} \\ &\quad (\text{kg/m})^2 / (\text{rad/sec}) \dots\dots\dots (4.4) \end{aligned}$$

ここで (1) $\omega \ll 0.005\bar{V}$ のとき

$$\phi_{TD} \approx 6 \times 10^5 \kappa C_w^2 \bar{V}^2 \omega \dots\dots\dots (4.5)$$

(2) $\omega \gg 0.005\bar{V}$ のとき

$$\phi_{TD} \approx 0.44 \kappa C_w^2 \bar{V}^{14/3} \omega^{-(5/3)} \dots\dots\dots (4.6)$$

4.2 風の乱れによるアンテナ駆動サーボ系の制御誤差(その1)

風の乱れのように不規則な外乱トルクによるアンテナ駆動サーボ系の制御誤差は、その標準偏差を σ_w とすると、外乱トルクのパワースペクトル $\phi_{TD}(\omega)$ および外乱トルクに対するアンテナ指向角度の伝達関数 $\frac{\theta_L}{T_D}(S)$ から算出できる。すなわち

$$\sigma_w^2 = \int_0^\infty \left| \frac{\theta_L}{T_D}(\omega) \right|_{\theta=0}^2 \phi_{TD}(\omega) d\omega \dots\dots\dots (4.7)$$

$\frac{\theta_L}{T_D}$ は簡単にするために3章で記述したように G_{w1} , G_{w2} の二つに分けて考えたが、ここでもまずそれぞれによる制御誤差について考察する。

4.2.1 G_{w1} による制御誤差

これは主ルーラおよびレートルーラの補償要素の選定に関係するが、ここでは図 4.2 に示すように簡単にするために折線近似によるボーン線図から解析する。また実際には $\omega = \omega_L$ で比較的減衰の悪い振動モードをもつが、ここでは摩擦トルク、あるいは圧力フィードバックなどの補償によって十分な減衰性をもつものと仮定する。

図 4.2 において各線分の方程式は次式で表わされる。

(1) ϕ_{TD} :

$\omega > \omega_m = 0.005\bar{V}$ のとき、式 (4.6) から

$$\begin{aligned} \phi_{TD} &\approx 0.44 \kappa C_w^2 \bar{V}^{14/3} \omega^{-(5/3)} \\ &= A \omega^{-(5/3)}, \text{ ただし } A = 0.44 \kappa C_w^2 \bar{V}^{14/3} \end{aligned}$$

(2) $|G_{w1}|^2$:

- $\omega_m < \omega < \omega_1$ のとき $(\omega_{cr} \omega_c k_m \omega_1)^{-2} \omega^4$
- $\omega_1 < \omega < \omega_c$ のとき $(\omega_{cr} \omega_c k_m)^{-2} \omega^2$
- $\omega_c < \omega < \omega_{cr}$ のとき $(\omega_{cr} k_m)^{-2}$
- $\omega_{cr} < \omega < \omega_L$ のとき $k_m^{-2} \omega^{-2}$

(3) $\phi_{TD} |G_{w1}|^2$:

- $\omega_m < \omega < \omega_1$ のとき $A (\omega_{cr} \omega_c k_m \omega_1)^{-2} \omega^{7/3}$
- $\omega_1 < \omega < \omega_c$ のとき $A (\omega_{cr} \omega_c k_m)^{-2} \omega^{1/3}$
- $\omega_c < \omega < \omega_{cr}$ のとき $A (\omega_{cr} k_m)^{-2} \omega^{-5/3}$
- $\omega_{cr} < \omega < \omega_L$ のとき $A k_m^{-2} \omega^{-11/3}$

これらの式を用いると σ_{w1}^{**} は式 (4.8) のように近似できる。

* κ : 参考文献 (9) から転載。

地形の形	κ
① 開けた障害物のない地域	0.005
② 木や家など寄せ集まった低い障害物 (10 m 以下) で起伏のある地域	0.015~0.020
③ 高い建物が密集した都市の中心	0.050

** 式 (4.8) および (4.9) で各諸元の単位を

C_w : [$\text{kg}\cdot\text{m}/(\text{m/sec})^2$], V : [m/sec], k_m : [$\text{kg}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/(\text{rad})^2$]

k : [$\text{kg}\cdot\text{m}/\text{rad}$], $\omega_1, \omega_c, \omega_{cr}, \omega_L$: [rad/sec]

で表わすと $\sigma_w, \sigma_{w1}, \sigma_{w2}$ はそれぞれ [rad] の単位をもつ。

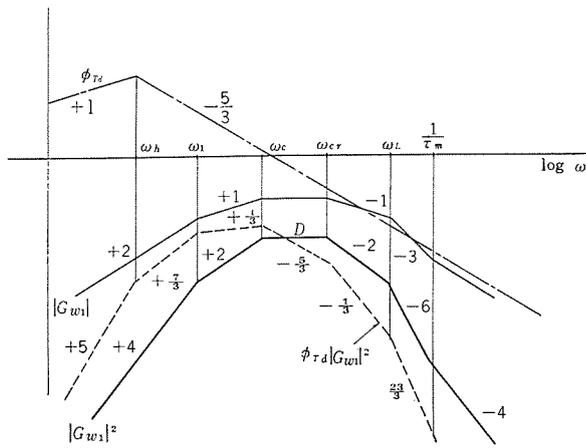


図 4.2 $\phi_{Td}|G_{w1}|^2$ のボデ線図 (折線近似)
Fig. 4.2 Log-magnitude diagram of $\phi_{Td}|G_{w1}|^2$.

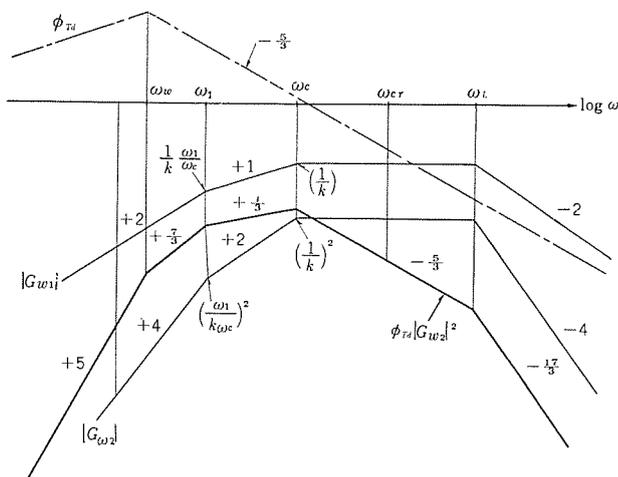


図 4.3 $\phi_{Td}|G_{w2}|^2$ のボデ線図 (折線近似)
Fig. 4.3 Log-magnitude diagram of $\phi_{Td}|G_{w2}|^2$.

$$\begin{aligned} \sigma_{w_1}^2 &= \int_0^{\omega_1} |G_{w_1}|^2 \phi_{Td} d\omega \\ &< \int_0^{\omega_1} A(\omega_{cr} k_m \omega_c \omega_1)^{-2} \omega^{7/3} d\omega + \int_{\omega_1}^{\omega_c} A(\omega_{cr} \omega_c k_m)^{-2} \omega^{1/3} d\omega \\ &+ \int_{\omega_c}^{\infty} A(\omega_{cr} k_m)^{-2} \omega^{-5/3} \\ \sigma_{w_1}^2 &< \frac{0.14 \kappa C_w^2 \bar{V}^{14/3}}{\omega_{cr}^2 k_m^2} \left[\frac{\omega_1^{4/3}}{\omega_c^2} + 2.5 \left(\frac{\omega_c^{4/3} - \omega_1^{4/3}}{\omega_c^2} + \frac{5}{\omega_c^{2/3}} \right) \right] \end{aligned} \quad (4.8)$$

4.2.2 G_{w_2} による制御誤差

G_{w_2} による誤差は主として駆動機構のコンプライアンスによるものであるが、これについても G_{w_1} の場合と同様に解析する。 G_{w_2} による制御誤差はその標準偏差を σ_{w_2} とすると、 $\sigma_{w_2}^{2**}$ は式 (4.9) のように近似できる。

$$\sigma_{w_2}^2 < \frac{0.14 \kappa C_w^2 \bar{V}^{14/3}}{k^2} \left[\frac{\omega_1^{4/3}}{\omega_c^2} + 2.5 \left(\frac{\omega_c^{4/3} - \omega_1^{4/3}}{\omega_c^2} + \frac{5}{\omega_c^{2/3}} \right) \right] \quad (4.9)$$

以上風の乱れによる制御誤差 σ_w を G_{w_1}, G_{w_2} による誤差 $\sigma_{w_1}, \sigma_{w_2}$ にかけて考察したが、 $\sigma_{w_1}, \sigma_{w_2}$ はつぎの関係をもつ。

$$\frac{\sigma_{w_1}}{\sigma_{w_2}} \approx \frac{k}{\omega_{cr} k_m} = \frac{kL}{\omega_{cr} \tau^2 D_M^2} \quad (4.10)$$

したがって大容量の駆動モータを選定し、歯車減速比を大きくしてアンテナ最大角速度を低くすれば

$$\sigma_{w_1} < \sigma_{w_2} \quad \text{したがって} \quad \sigma_w \approx \sigma_{w_2} \quad \text{となる。}$$

この関係は通常の大形アンテナに適用できることが多い。

すなわち、一般には σ_w は駆動機構のコンプライアンスによってのみ規定されるので、レドームをもたないアンテナ駆動系ではとくにこのコンプライアンスを低くすることが必要である。

4.3 風の乱れによるアンテナ駆動サーボ系の制御誤差(その2)

4.3.1 駆動機構の機械共振との関係

4.2 節の考察からもわかるように、風圧外乱をもつアンテナ系ではその制御誤差を小さくするために、レートルーラおよび主ルーラの帯減幅を広くすることが望ましい。

レートルーラの帯域幅は図 2.8 のボデ線図からわかるように、主として油圧駆動系の動特性、駆動機構の機械共振による反共振モードによって制限される。また主ルーラの帯域幅および駆動機構の機械共振によって制限される。このようにサーボ系の各補償要素は駆動機構の動特性と密接な関連をもつ。実際にはアンテナ系の駆動モード、目標の状態などによって駆動サーボ系の設計が異なるものもあるが、ここでは従来の大形アンテナの試験調整などの経験から、まず $\omega_c, \omega_{cr}, \omega_1$ は互いに

$$\omega_{cr} \approx 3\omega_c, \quad 5\omega_1 \approx \omega_c \quad (4.11)$$

の関係をもつと仮定すると、式 (4.8) および (4.9) は

$$\sigma_{w_1}^2 < 0.1 \kappa C_w^2 \bar{V}^{14/3} k_m^{-2} \omega_c^{-8/3} \quad (4.12)$$

$$\sigma_{w_2}^2 < \kappa C_w^2 \bar{V}^{14/3} k_m^{-2} \omega_c^{-2/3} \quad (4.13)$$

$$\text{さらに} \quad \omega_c \approx \frac{\omega_L}{8} \quad (4.14)$$

と仮定すると、式 (4.12), (4.13) は式 (4.15), (4.16) のように簡単化できる。

$$\sigma_{w_1}^2 < 26 \kappa C_w^2 \bar{V}^{14/3} k_m^{-2} \omega_L^{-8/3} \quad (4.15)$$

$$\sigma_{w_2}^2 < 4 \kappa C_w^2 \bar{V}^{14/3} k_m^{-2} \omega_L^{-2/3} \quad (4.16)$$

これらの式は ω_c あるいは ω_L による効果は σ_{w_2} よりも σ_{w_1} のほうが大きいことを示す。しかし、実際には k_m は設計時の駆動モータおよび歯車比などの選定によるある程度の自由度をもつ。したがって $\sigma_{w_1}/\sigma_{w_2} < 1$ であり、 σ_w は k によるものとするれば、 σ_w^2 は $k^{-5/3}$ に、また $\omega_L^{-2/3}$ に比例すると見なせる。

4.3.2 反射鏡の大きさとの関係

ここでは主反射鏡をパラボイドアンテナとし、その直径 D と風の乱れによる駆動サーボ系の制御誤差 σ_w との関係について考察する。

まずアンテナ機構はその直径に無関係に相似形であると仮定すると、コンプライアンス、負荷軸慣性性能率、風圧負荷トルクはつぎのような関係をもつと仮定できる。

$$\left. \begin{aligned} (a) \quad k &\propto D^3 \\ (b) \quad J_L &\propto D^5 \\ (c) \quad C_w &\propto D^3 \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

また駆動モータの容量 D_M を $D_M \propto D^2$ とすると

$$(d) \quad k_m \propto D^4$$

式 (4.17) の (a)~(d) の関係を式 (4.15) および (4.16) に適用すると、

$$\sigma_{w_1} \propto D^{1/3} \cdot \bar{V}^{7/3} \quad (4.18)$$

$$\sigma_{w_2} \propto D^{1/3} \cdot \bar{V}^{7/3} \quad (4.19)$$

すなわち、風の乱れによる指向精度は反射鏡直径の3乗根に、また平均風速の2乗以上に比例して悪化するといえる。しかし、これらの仮定は直径 10~30 mφ 程度の反射鏡をもつアンテナ機構を念頭に置きおぼろげに仮定したものであり、実際には各アンテナ系でこれらの仮定がどの程度適用できるかは、かなり問題がある。

5. 数 値 例

具体的な例として、現在われわれのところ予備設計中の商用宇宙通信用アンテナを取り上げ、ここではそのアジマス軸駆動サーボ系の風の乱れによる影響を考察する。

このアンテナは直径 26 m の Near field cassegrain 形の パラボロイドアンテナであり、Az-EI アウンド方式による回転可能な大形アンテナである。アンテナ機構はレドームをもたないので、とくに剛性を高くしてそのコンプライアンスを低くするように設計を進めているので、たとえば Az 回転面上の総重量は約 370 トンになるものと予想される。

駆動系は図 5.1 にその系統図を示すように、2 速度駆動方式で、いずれも油圧ポンプ動力制御である。高速駆動は Manual, Slave Mode 用で、アンテナ最大角速度は約 3°/s である。一方、低速駆動は 0.3°/s 以下の低速における高精度なアンテナ角度制御に用いられる。また低速駆動の場合には風圧外乱によるアンテナ指示向精度の悪化を防ぐために、まったく等価な 2 組の油圧モータ、歯車列からなる アンチバックラッシ機構をもつ。

表 5.1 は低速駆動の場合の主要諸元の設計基準値を示すものである。以下 Az 軸低速駆動において平均風速 15 m/s の際の風の乱れによる駆動サーボ系の制御誤差を求める。

まずアンテナ風圧トルクとしては従来の風洞実験のデータなどから、風速 15 m/sec のとき最大風圧トルク (EI 角度 0°, Az 角度 125° 近傍のとき) を 100 Ton-m と仮定する。

したがって式 (4.3) から

$$C_w = \frac{100 \times 10^3 \text{ kg} \cdot \text{m}}{(15 \text{ m/sec})^2} = 4.45 \times 10^2 \text{ kgm}/(\text{m/sec})^2$$

また脚注*から $\kappa=0.01$ と仮定する。

表 5.1 から $\omega_L = \sqrt{\frac{k}{J_L}} \approx 16 \text{ rad/sec.}$

式 (4.11) および (4.14) が適用できるとして

$$\omega_c = 2 \text{ rad/sec, } \omega_{cr} = 6 \text{ rad/sec, } \omega_1 = 0.4 \text{ rad/sec.}$$

また図 2.6 (c) から

$$k_m = \frac{n^2 D n^2}{L} = 1.68 \times 10^8 \text{ kg} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}^2$$

式 (4.10) から $\frac{\sigma_{w_i}}{\sigma_{w_1}} = \frac{k}{\omega_{cr} k_m} = \frac{1}{2.5} < 1$

したがって $\sigma_{w_r} > \sigma_{w_i}$

式 (4.9) から

$$\sigma_{w_1}^2 < 2.67 \times 10^{-9}$$

$$\sigma_{w_2} < 0.052 \times 10^{-3} \text{ rad rms あるいは } 0.003^\circ \text{ rms}$$

したがってバックラッシ、摩擦トルクなどによる誤差を含めても平均風速 15 m/sec (瞬間最大 23 m/sec ぐらい) のとき最大 0.01° rms 以下になると予想できる。

しかしこの商用宇宙通信アンテナでは、従来の試験、研究用のアンテナと異なり、種々の気象条件における実際の実動率が問題となる。実際には風の性質は場所、周囲の地形、地表面の状態などで異なるので、これを詳細に検討するにはアンテナ設置場所における地道な気象観測を行ない、これらのデータから各観測時間中における最大風速の確率、あるいはその風速の持続時間、強風時の風の乱れのスペクトルなどを解析する必要がある。

また風の性質が地上からの高さによって時間的に異なるので、とくに EI 軸まわりの風圧トルクを従来の風洞実験などのデータから算定することはむずかしく、信頼できるデータは実際のアンテナ

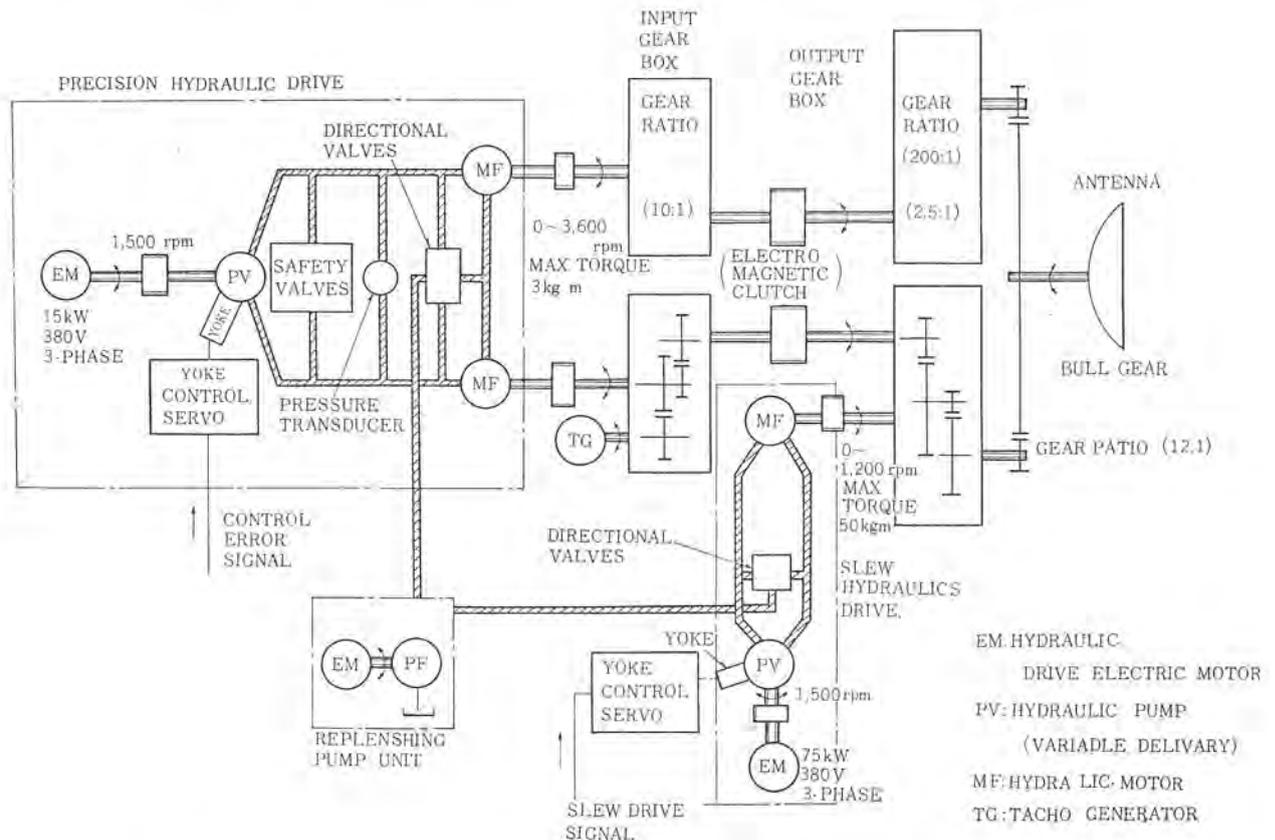


図 5.1 Az 駆動系のブロック線図 Fig. 5.1 Block diagram of azimuth drive system.

表 5.1 Az 駆動系低速駆動時の諸元

n	6×10^4	
D_M	2.48	cm^3/rad
D_P	9.3×10^2	cm^3/s
L	1.32	$(\text{cm}^3/\text{s})/(\text{kg}/\text{cm}^3)$
v	500	cm^3
β_M	1.4×10^4	kg/cm^2
J_M	0.2	kgcm^2
J_L	15×10^7	kgcm^2
k	4×10^{10}	kgcm/rad

についての実測によるほかはない。一方実際の アンテナ についての風に対する制御特性、各風速に対する風圧 トルク などの試験についても、風速計および風速計の設置場所などの選定、あるいは観測の タイミング など実際には、かなりの問題があるう。

6. む す び

以上主として レードーム を持たない大形 アンテナ 駆動系における、風の乱れに対するその制御特性を解析してきた。実際には簡単のために種々の仮定が導入され、これらの仮定がそれぞれ問題点をもつので、ここで解析した結果は必ずしも一般性をもつといえない。しかしこれらの解析結果から、当面の アンテナ 機構およびサーボ系の設計上の重要な問題がある程度解明できると思われる。

(和 40-11-11 受付)

参 考 文 献

- (1) D. V. Stallard: Servo Problems and Techniques in Large Antennas, IEEE Trans., (on Appl. and Ind.) Mar. No. 71 p. 105 (1964).
- (2) G. Biernson: Relation between Structural Compliance and allowable Friction in a Servomechanism, IEEE Trans., on Auto. Control, Jan. p. 59 (1965).
- (3) P. M. Lowitt and S. M. Shinnars: Type N-Integral Space Tracking Configurations, IEEE Trans., on Mil. Electronic, April, p. 116 (1965).
- (4) J. C. Dolling, R. W. Blackmore, W. J. Kindermann, and K. B. Woodard: The Mechanical Design of the Horn-Reflector Antenna and Radome, B.S.T.J., July. p. 1137 (1963).
- (5) J. C. Lozier, J. A. Norton and M. Iwama: The Servo System for Antenna Positioning, B. S. T. J., July, p. 1253 (1963).
- (6) R. G. Wheeler: Design Study of Control System for 210 ft. Radio Telescope, 2nd IFAC (Unpublished paper) p. 365.
- (7) 樫本, 森川, 渡部, 若田, 篠原: テレメータ 追尾 レーダ「三菱電機技報」39, No. 3, 73 (昭 40)
- (8) F. J. D. Taylor: Large Steerable Microwave Aerials for Communication with Artificial Earth Satellites, P. O. E. E. J. 55, No. 3, p. 152 (1962).
- (9) A. G. Davenport: The Spectrum of Horizontal Gustness near the Ground in high Winds, J. Roy. Meteor. Soc., 87, p. 194 (1961).
- (10) I. A. Singer: Wind Gust Spectra, Proc of Conference Large Steerable Radio Antennas—Climatological and Aerodynamic Considerations, New York Academy of Science, June, p. 116 (1964).
- (11) J. S. Brown and K. E. McKee: Wind Loads on Antenna Systems Microwave Journal, Sep., p. 41 (1964).
- (12) H. W. Bredin: Hydrostatic Bearings: Designs and Application, Machinery, Aug. p. 101 (1965).

全固体化マイクロ波発生装置

阿部 修*・笹田雅昭**・一ノ瀬友次**

Solid State Microwave Sources

Communication Equipment Works

Osamu ABE・Masaaki SASADA・Tomoji ICHINOSE

Solid state technique of microwave circuits reached the stage of practical application. Particularly those used for small electric power below S-band are in predominant positions both technologically and economically as compared with conventional klystrons, travelling wave tubes and disk sealed tubes. Herein are reported on the technique of generating solid state microwave with Varactor frequency multipliers as the principal assembly. Solid state microwave circuits are not only applications to take the place of old electron tubes but evolution of a new system to display their distinctive features effectively.

1. ま え が き

マイクロ波回路の固体化技術は、すでに実用化の段階に達し、とくに S-BAND 以下の小電力用途では、従来のクライストロン・進行波管、および板極管などと比較して、技術的および経済的に優位を示している。さらに、固体化マイクロ波回路は、単に従来の電子管に代わる应用のみならず、その特長を効果的に発揮する新しい方式の出現にまで及んでいる。

ここでは、バラクタ周波数ティ(通)倍器を主体とする、固体化マイクロ波発生の実用化技術について紹介する。

2. 電力および効率

50~400 Mc 帯のトランジスタ電力増幅器を励振源とするマイクロ波用バラクタ周波数ティ倍列において、そのティ倍次数の選定は、電力、効率などよりも、むしろ、経済的尺度から見て次の2点が重視される。

- (1) 各周波数の標準系列化
- (2) トランジスタ、バラクタの性能

このような観点から、当社では各種原振周波数を使用した、

1000 Mc 帯までを基本モジュールとし、これに所要次数の S, C, X-BAND のモジュールを積み上げてゆく、ビルディング・ブロック方式としている。なお、量産、調整の容易さから各モジュールに含まれるティ倍段数は、2段までを単位とするよう構成している。

このように、標準系列化された固体化マイクロ波発生器の電力系列を図 2.1 に示し、また電力効率(直流入力対マイクロ波出力)を図 2.2 に示す。なお、図示する消費電力は 90~120 Mc を原振とする、水晶発振器からの電力を含む。なお、図 2.3, 2.4, 2.5 は、標準系列化における製品例である。(1), (2), (3), (4)

バラクタ周波数ティ倍器の呈するティ倍効率、および励振電力の理論は、多くの文献に示されているが、実現に当たってかなりの差異を生ずることがある。図 2.6 は、VHF 帯および X-BAND の場合について、理論⁽²⁾との比較を行なった例である。図 2.6 (a) は集中定数による3ティ倍回路であり、図 2.6 (b) は同軸回路による3ティ倍回路で、いずれもアィドラ回路を有する。測定はいずれも、最適な動作状態で行なったが、VHF 帯と X-BAND のティ倍動作の間には、つぎの差異が現われている。

(1) X-BAND では、回路損失を、考慮すれば理論とよ一致を見るに反し、VHF 帯では、理論値より大きい励振入力に最

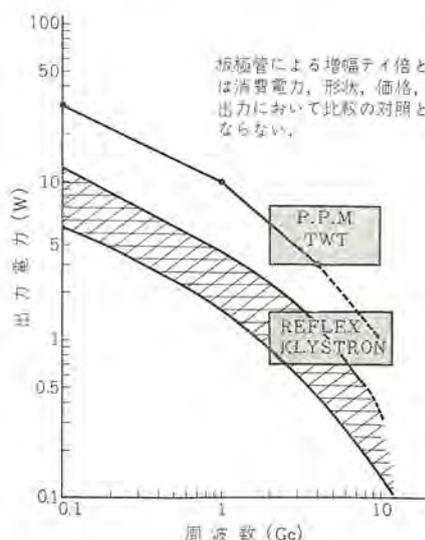


図 2.1 出力周波数対出力電力
Fig. 2.1 Output frequency vs. output power.

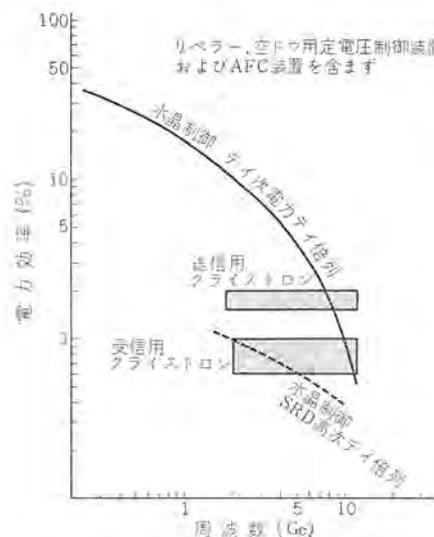


図 2.2 電力効率
(直流入力対出力電力比で示す)
Fig. 2.2 Power efficiency diagram.



図 2.3 12Gc 100mW 水晶制御ティ倍
Fig. 2.3 X-Band 100 mW crystal controlled solid state source.



図 2.4 4Gc, 0.5 W 水晶制御ティ倍器
Fig. 2.4 4Gc, 0.5 W crystal controlled solid state source.



図 2.5 4Gc 2.7W 水晶制御低雑音テイ倍器
Fig. 2.5 4Gc, 2.7W crystal controlled low noise source.

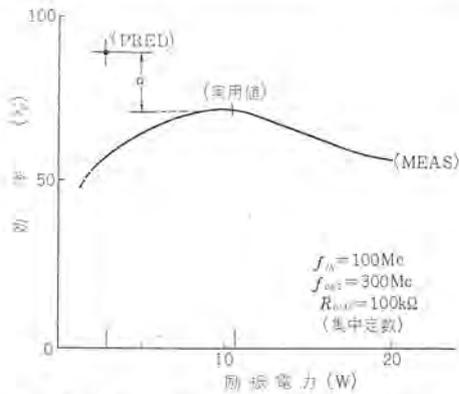


図 2.6 (a) VHF TRIPLER の励振特性
Fig. 2.6 (a) Efficiency vs. input power of VHF-TRIPLER.

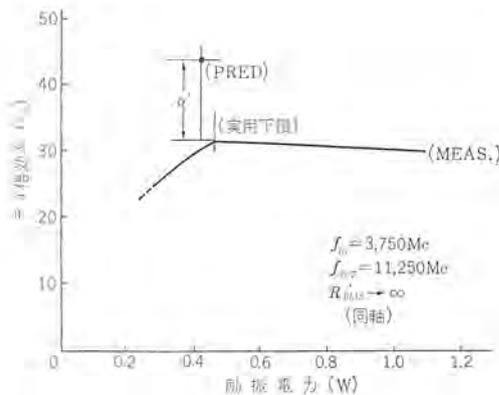


図 2.6 (b) X-BAND TRIPLER の励振特性
Fig. 2.6 (b) Efficiency vs. input power of X-Band TRIPLER.

適点がある。

(2) VHF 帯では、低いバイアス抵抗により、順方向にふりこんでいるのに反し、X-BAND ではバイアス抵抗が無限大の場合最良動作を呈し、順方向へのふりこみは行なわれていない。

(3) 少数キャリアの寿命から、VHF 帯では、順方向の電荷蓄積効果を利用できるので、反し、X-BAND では、励振周期に比べて少数キャリアの寿命が長いので、引用した分岐の示すパラクタ動作である。

(4) 実用に当たって励振許容入力、理論の示す値を越えても問題はなく、その制限はパラクタの接合点温度とその影響によるパラクタの信頼度で定められる。

パラクタ周波数テイ倍回路には、多くの残された問題があり、とくに VHF 帯においては、パラクタのフルマイについて正確な解析が研究されておらず、今後の課題である。

3. パラクタ周波数テイ倍器の等価回路

パラクタ周波数テイ倍回路において、パラクタの動作についての研究は、広く行なわれているが、パラクタに接続される外部回路の検討はほとんど例がない。実用化にあたり、パラクタの改善に著しいものがあり、あるものは総合効率に寄与する回路損失が無視でき

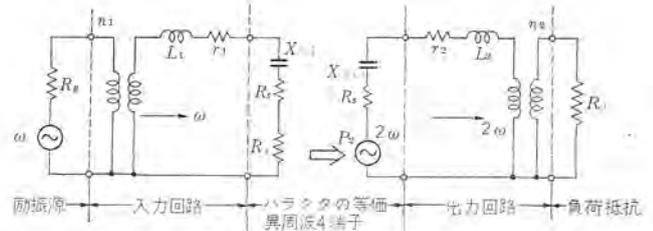


図 3.1 パラクタ 2 テイ倍等価回路
Fig. 3.1 Equivalent circuit of doubler using Varactor diode.

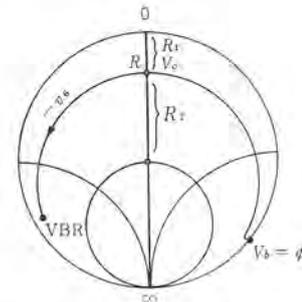


図 3.2 バイアス電圧 V_b を変えた場合のテイ倍器
小信号インピーダンス軌跡 (R_0 で正規化)
Fig. 3.2 Small signal impedance vs. bias voltage.

なくなり、またパラクタ周波数テイ倍器において、実用上の最大の問題である異常発振ヒステリシス現象あるいは雑音特性の劣化など、外部回路を含めた考察が要望される。筆者らは、この目的のためにパラクタテイ倍器の外部回路を含む等価回路の検討を行なっているので、その概要を紹介する。

図 3.1 は、広く文献⁽⁶⁾に知られている 2 テイ倍回路の等価回路であり、各構成素子は以下に述べる諸元を示す。

- R_0 : 電源コンダクタンス
- R_s : パラクタ直列抵抗
- r_1 : 入力回路損失抵抗
- r_2 : 出力回路損失抵抗
- R_T : 等価変換抵抗
- P_2 : 2倍波の等価発電機

$X_{(n\omega)}$: $n\omega$ に対し、パラクタの呈する平均リアクタンス

図 3.1 に示す等価回路の各定数を、実測によって求めるには、まず所定の励振を加え最適動作を行ない、かつ整合させておいて、次にバイアス電圧を変えながら、入出力端子から見た小信号インピーダンスを求めると、変換抵抗 R_T は小信号のため無視できるので、インピーダンス軌跡の抵抗分は、 R_s と $r_{1(2)}$ の和で示される。また、実軸をよぎるバイアス電圧 V_b は、このバイアス電圧でパラクタの呈するリアクタンスが、ほぼ大信号動作の平均リアクタンスであることは容易に考えられる。

したがって小信号正規化インピーダンスを、図 3.2 のように求めれば、実軸を横切るバイアス電圧 V_b と正規化抵抗値 $R_{1(2)}$ から、図 3.2 の各量を測定することができる。

今測定値 $R_{1(2)}$ を使用して、回路を含む総合効率 η_T を求めると、入力側の効率 η_1 出力側の効率 η_2 の積として考えられる。

入力波 ω に対し、大信号動作時は整合しているとすれば、

$$R_0 = \eta_1^2 (r_1 + R_T) \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

小信号インピーダンス k_1 は、図 3.1 および図 3.2 から、次式で与えられる。

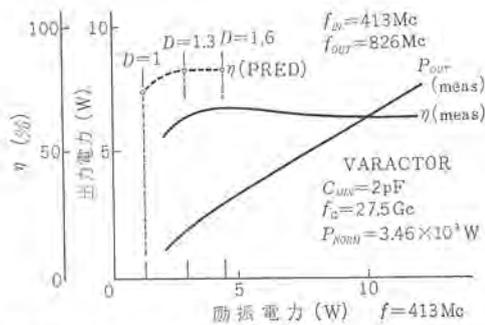


図 3.3 実験に使用した 2 ティ 倍器の入出力特性
Fig. 3.3 Driving characteristics of Varactor multiplier.

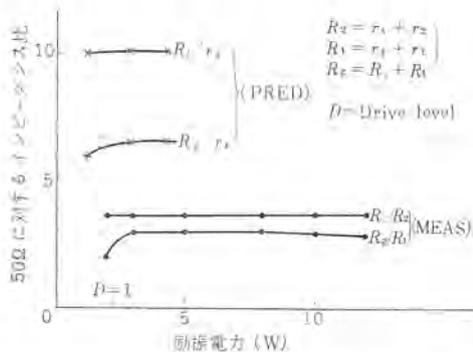


図 3.4 励振レベルによる小信号インピーダンスの変化
Fig. 3.4 Small signal impedance vs. driving level.

$$\frac{n_1^2 (r_1 + R_2)}{R_0} = k_1 \quad (3.2)$$

したがって、励振源の有能電力 P_0 、等価変換抵抗 R_T に消費される電力 P_1 の比をとれば、入力側の効率 η_1 は、式 (3.3) で示される。

$$\eta_1 = \frac{P_1}{P_0} = (1 - k_1) \quad (3.3)$$

二次側の 2ω 波発電機の有能電力 P_2 は、一次側の等価変換抵抗に消費された電力 P_1 に等しいはずであるから、負荷抵抗 R_L に流れる電流 i を考えて

$$P_1 = P_2 = [n_2^2 (r_2 + R_3) + R_L] i^2 \quad (3.4)$$

出力端から見た小信号抵抗分を R_2 とすれば

$$\frac{n_2^2 (R_3 + r_2)}{R_L} = k_2 \quad (3.5)$$

負荷に供給される電力を P_L とすれば、二次側の効率 η_2 は、式 (3.6) で示される。

$$\eta_2 = \frac{P_L}{P_1} = \frac{R_L i^2}{[n_2^2 (r_2 + R_3) + R_L] i^2} = \frac{1}{1 + k_2} \quad (3.6)$$

したがって、総合効率 η_T は、式 (3.7) となる。

$$\eta_T = \eta_1 \times \eta_2 = \frac{1 - k_1}{1 + k_2} \quad (3.7)$$

図 3.3 は、この実験に使用した 2 ティ 倍回路の入出力特性であり、図 3.4 は、小信号軌跡の抵抗分の励振レベルによる変化を示す。なお、理論予測値 (PRED) は、文献 (7) の OVER-DRIVE の理論を用いたが、回路損失は含んでいない。

この手法は、バラクタの等価回路を与え、したがって外部回路の設計、安定回路、不要高低調波フィルタの設計に寄与するものと考えられ、検討を続けている。

4. 回路構成法

バラクタ周波数 ティ 倍回路は、次の動作を考える必要がある。

- (1) 所要入出力周波数の分離、選択
- (2) 入出力 インピーダンスの整合
- (3) 逆方向 バイアス 電圧の印加

まず、バラクタを含む入出力回路は一般に、整合とフィルタを兼ねた構造となるが、バラクタは著しくリアクティブであり、動作定数が励振によって異なり、またその数値的な評価が十分検討されていないなどの理由により、定量的設計はできないが、定性的には次の配慮を行なうことが必要である。

- (a) 所要周波数以外の不要共振路、とくに低域でバラクタを含む共振路を作ると、寄生振動を生ずる。
- (b) 不要共振路は、段間接続のため波長より長いケーブルを使用して、不整合の状態で接続したり、ティ倍器より狭帯域の負荷に接続し、不要閉回路を作ると発振を起こしやすく、一般的には波長より十分短い回路構成を行なうべきである。
- (c) 励振入力の変化、入出力 インピーダンスの変化、温度変化などにより、バラクタの等価定数の変動、回路の離調などの起こらないよう、検討を要する。
- (d) 不要高低調波比の許される限り、入力フィルタの Q は低く、かつ段数を少なくし、複雑なフィルタ応答としてはならない。
- (e) 多数の高級なフィルタは、バラクタティ倍器が、定抵抗終端にならないので、複雑な応答となるので、使用しないほうがよい。高級なフィルタを段間にそう入しても、ティ倍器の入出力フィルタと干渉し、不要共振路を作り寄生振動を起こし、このため、スリアスの負性抵抗増幅を行なうことがある。

(f) バラクタのバラクタを補償するインピーダンス可変機構を設けることが必要である。

実現に当たって、機構的に、あるいは経済的に、多くの制限があるが、筆者らが多く実用化している、推奨回路例について、図 4.1 に、L-BAND 以下の集中定数回路、図 4.2 に X-BAND に至る同軸回路の例を示す。なお、導波管回路は、高 Q フィルタ、インピーダンス調整に容易であるが、高次モード、不要モードの発生

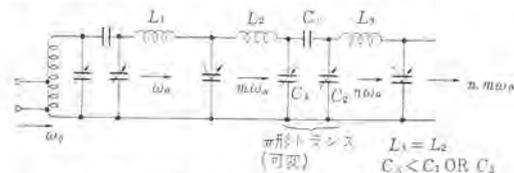


図 4.1 集中定数の段間接続を含む回路
Fig. 4.1 Inter stage connection of V~UHF Varactor multiplier.

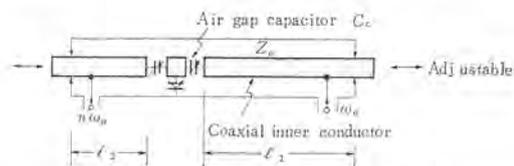


図 4.2 同軸形 ティ 倍回路
Fig. 4.2 Varactor multiplier using coaxial configuration.

図 4.3 入力 1Gc-X4-X3-12Gc ティ倍器
Fig. 4.3 X-Band multiplier configuration consisting of quadrupler and tripler.



による、スプリアス・レスポンスが生じやすいので出力端以外は好ましくない。なお、パラクタを含む共振回路はパラクタのQが低く、また負荷のQを低くしないと安定化できないので、同軸共振器の無負荷のQはさほど高くともなくともよい。

バイアス回路は、自己バイアスが適当である。自己バイアスは、順方向にふりこみ、励振波形のセン頭値がコンタクトポテンシャル点でクランプされるため、励振レベルが変化してもパラクタのヒズミの大きい、コンタクトポテンシャル近傍で動作するため、パラメータ励振率の変化が少ない。したがって、自己バイアスのほうが固定バイアスに比べれば、入出力ヒステリシス現象の起こる機会が少ない。自己バイアスの回路は、チョークコイルあるいはバイパスコンデンサを経由することなく、若干の損失を無視しても、直接、パラクタに抵抗体を取り付けることが、好ましく、C-R、L-Rによる、ブロッキング発振を起こさない。

バイアス抵抗値の選定は、効率の低下する直前まで、低い値とすることが好ましく、また、動作周波数の低いほど、テイ倍次数の低いほど、励振電力の低いほど、安定性も含めた最適抵抗は低くなり、およそのめやすは、表4.1のとおりである。

表 4.1 バイアス抵抗値のめやす

出力周波数	バイアス抵抗
VHF~UHF	10~100 k Ω
L-BAND	100~220 k Ω
S-C~BAND	220~2 M Ω
X-BAND	∞ (バイアス抵抗なし)

5. 安定性と雑音特性⁽⁴⁾

パラクタ周波数テイ倍器は、前述の構成法を忠実に実行すれば、きわめて安定であり、寄生振動、ヒステリシス現象、帯域特性の不連続現象などは起こらない。とくに量産に当たってその再現性が要求されるが、市販に見られるような同軸ケーブルで、テイ倍段間を接続する方法は、テイ倍器は一種のフィルタであるから、定抵抗終端でなければケーブル長で特性が変化するのはすであり、その安定性には疑問がある。

一般に、テイ倍器の励振入力にはトランジスタ増幅器で終端されるが、マイクロ波出力端は、負荷インピーダンスが影響するので注意を要する。経験的には、高効率2テイ倍列で、全位相角で発振しない負荷の定在波比は2以下と見るべきで、これ以上になる場合は、テイ倍器の帯域幅に相当する伝送特性を有するサーキュレータあるいはアイソレータのそう入を必要とする。また効率の劣るテイ倍器は、当然ながら負荷の影響が少なくなる。

このように十分に吟味されたパラクタテイ倍器は、温度に対しても安定であり、総合温度特性を支配するものは、パラクタ回路よりむしろ、トランジスタ増幅器の特性、およびこれにもとづくパラクタ励振レベルの変化による効果が大である。

このため、温度補償はむしろパラクタ回路より、トランジスタ回路に施すべきであり、セミス・サーミスが、効果を発揮する。図5.1は、4Gc、100mW（入力24V、7.5W）の水晶制御マイクロ波送信機（パルス変調）であるが、トランジスタ段の温度補償により0~50°Cにわたり、 ± 0.2 dB以内の出力変動であり、その帯域特性の変化は、図5.2のとおりである。

安定なパラクタテイ倍器は必然的に、スプリアス特性も良好であり、雑音特性は、きわめてすぐれている。従来パラクタテイ倍器の雑音



図 5.1 安定化送信機 (4Gc 100 mW)
Fig. 5.1 Stable solid-state transmitter 4Gc 100 mW.

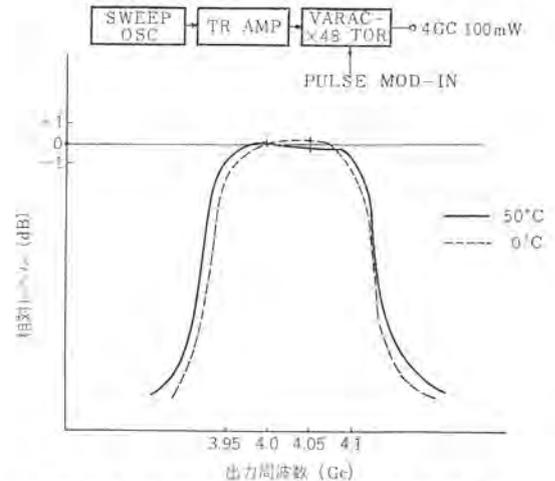


図 5.2 安定化テイ倍器列の温度特性
Fig. 5.2 Temperature characteristic of C-Band solid-state transmitter.



図 5.3 テイ倍器調整用計器
Fig. 5.3 Measuring instrument of Varactor frequency multiplier.

特性に問題があるとされていたが、これらは不安定に起因する雑音成分の負性抵抗増幅によるものであり、多くの場合寄生振動を伴っている^{(3),(4)}。現在は、水晶発振器、自励変調器⁽⁸⁾などの雑音特性の改善のほうが重要となり、またトランジスタの発達により、原振周波数を高く取る傾向がある⁽¹¹⁾。

しかしながら安定化、低雑音化の問題は、再現性ある量産技術をとまなわねば無意味である。当社では、量産調整の一手段として、図5.3に示す調整器⁽³⁾のほか、周波数掃引法、あるいは励振波の短形波駆動などにより、容易に安定状態の調整および判定ができるよう測定系の整備、テイ倍器の接続法に、多くの配慮を施している。

6. 広帯域化

トランジスタ電力増幅器と同程度の帯域幅を、パラクタテイ倍器で得ることは困難であり、そのおもな制限は安定性に起因するものであった。筆者らは、安定化テイ倍回路の思想を延長して、広帯域化への検討を進めているが、その実例の一つを紹介する。

まず、広帯域化する回路構成として、次のことを考慮した。

(a) アイドラのない2テイ倍回路を2段連続した。

(b) パラクタを含む各入出力回路は、すべて二重同調形とした。

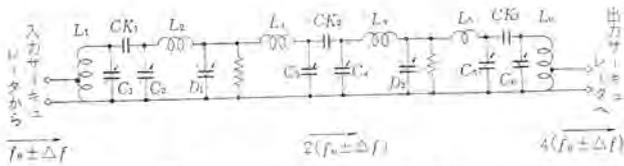


図 6.1 広帯域テイ倍回路
Fig. 6.1 Wide-band doubler chain.

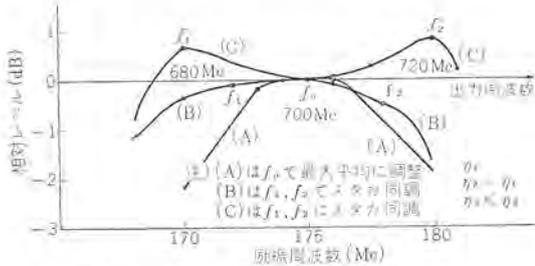


図 6.2 スタガー同調による広帯域化
(°印は 0.5 dB 低下点)
Fig. 6.2 Frequency response of stagger tuning
Varactor multiplier.

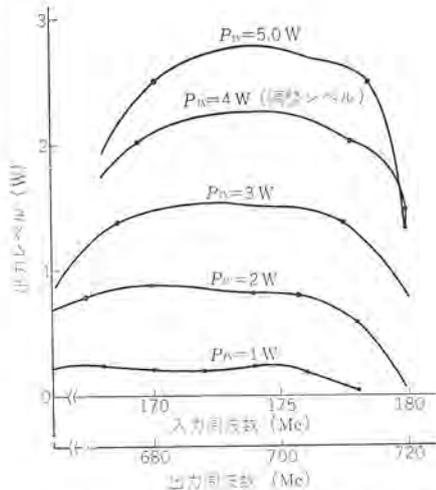


図 6.3 励振レベルによる周波数特性の変化
Fig. 6.3 Frequency response of wide-band Varactor multiplier.

(c) 広帯域、定抵抗終端条件を得るために、入出力にサーキュレータを設けた。

(d) 動作中心周波数で、最大効率が得られるよう安定な動作状態へ調整した。

この実現回路を 図 6.1 に示し、その特性を 図 6.2 に示す。図 6.2 の曲線 (A) は、安定状態における最大出力調整時であるが、テイ倍回路の各入出力二重同調回路を、おのおの f_1, f_2 にスタガー同調した場合、図 6.2 (B) および (C) の特性が得られる。小形サーキュレータの帯域幅が十分でないためあって、曲線 (C) のように双峰特性とすると効率が低下するので、実用域を (B) に定めた。このスタガー同調による広帯域テイ倍器の入出力特性は、図 6.3 に示すとおりで、励振レベルを低下するに従って、帯域は低いほうへ移動するが、これは自己バイアスのため、パルクタの呈する平均容量が増大するためであろう。このテイ倍器で、入力のサーキュレータの代わりに、トランジスタ電力増幅器を接続し、励振源インピーダンスの定抵抗化を計ったものが、図 6.4 の製品例であるが、サーキュレータを使用したと同様の効果が得られ、実用的価値が大きい。このように入出力の広帯域定抵抗終端が、ある手順



図 6.4 広帯域増幅テイ倍器
Fig. 6.4 Wide-band amplifier and quadrupler.

のスタガー同調を可能にすることが確認された。

さらに、後述するステップリカバリダイオードによるテイ倍回路はアイドラを必要としないので、同様な手段で容易に広帯域化できることが確かめられている。

7. 高次テイ倍回路

パルクタによる周波数テイ倍回路は、その実用最高次数は、ほぼ 9 程度であり、16 次以上となると回路構成、調整にくふうを要する⁽⁸⁾。しかしながら、近來、注目されているステップリカバリダイオード⁽⁸⁾ (Step Recovery Diode, SRD と略) によれば、10~100 次の高次テイ倍がアイドラの助けがなくとも実用化できる。SRD は、静的に見れば 図 7.1 に示すように、ゼロバイアス電圧近傍から急激に容量を増大する特性を有し、動的には、順方向にたくわえられた電荷が逆方向電圧印加により急激に放電する 図 7.2 の特性を呈する。図 7.2 の階段復旧 (STEP RECOVERY) は、励振角周波数 ω が、小数キャリアのライフタイム τ が、適当な関係にあるときのみ発生し、 $\omega\tau \ll 1$ なるときは整流動作を呈し、 $\omega\tau \gg 1$ なるときは一般のパルクタの波形に類似してくる。したがって、SRD の高次テイ倍を行なうためには、おもにライフタイム τ によって決まる最適励振周波数範囲があるが、バイアス電圧、励振インピーダンスも影響するので、目下理論的・実験的検討を続けている。また、出力周波数あるいはテイ倍次数は、SRD のトランジションタイム (TRANSITION TIME) に支配されるが数値的評価に至っていない。

SRD 高次テイ倍器を実用化するに当たり、最大の問題は安定性であり、とくに入力回路は SRD の Q が高くパラメータ励振率が大きいので、異常発振を起こしやすく、回路構成に、くふうを要する⁽⁹⁾。以上の考察をへて、実用化した 1 例を 図 7.3 に示す。図 7.3 は、入力 100 Mc 帯 300 mW で、出力 1,700~2,300 Mc ($\times 17 \sim \times 23$) において、出力 20~40 mW を得ている。こ

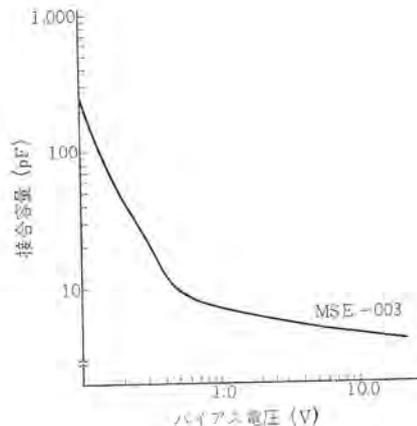


図 7.1 三菱製 SRD 特性
Fig. 7.1 Function capacitance vs. bias voltage of step recovereg diode.

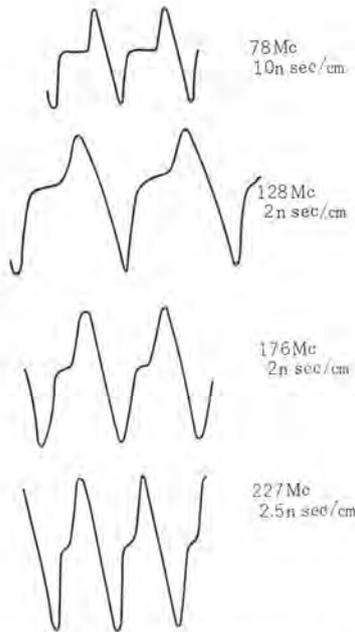


図 7.2 励振周波数による波形の変化例
Fig. 7.2 Wave form of SRD.

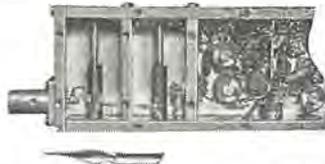


図 7.3 SRD による S-Band ティ倍器
Fig. 7.3 S-Band multiplier using step recovery diode.

の例に見るように、SRD による高次周波数ティ倍器は、形状、価格の点で、きわめてすぐれた点が多く、小電力用途として、今後急速な発展が予想される。

このような急激な容量変化特性（不純物濃度コウ配）を有するバラクタを、チャージストレージ、ダイオード (CSD) と称するが、大電力用途のため耐圧を高く取り、熱抵抗を低く容量を大きくすると、ライフタイム、トランジションタイムが長くなるので、VHF 励振波に対し階段回復応答をしないで、バラクタと類似の動作をするが、通常のバラクタ (Abrupt Junction) とインピーダンス特性を比較すると図 7.4 のようになる。

図 7.4 は、入力 114 Mc, 30 W, 出力 342 Mc, 20 W の 3 ティ倍器を、合金形バラクタ MVB-6118 ($n=1/2$) および、CSD, 1N-4387 ($n=1/5$) で実現し、その小信号入力インピーダンスのバイアス電圧による軌跡を示す。

(1) バラクタは、逆方向の排線形リアクタンスを、ほぼ均等に使用しているに反し、CSD では、ゼタボルト近傍のヒズミを利用している。

(2) バラクタは、広がり抵抗が一定であるに反し、CSD は、広がり抵抗がバイアス電圧により変化する。

(3) CSD のほうが低い自己バイアス抵抗を要する。

(4) 耐圧、 $-6V$ 点の容量が同じなら、CSD のほうが大電力励振に耐える。

自己バイアスで使用する場合、ゼロバイアス近傍で、急激な容量変化を呈する CSD が、励振レベル変動に対し安定であり⁽¹⁰⁾、今後 CSD 形バラクタへ移行する傾向が、考えられるが、広がり抵抗の、バイアス電圧依存性があるので、CSD の FIGURE OF M

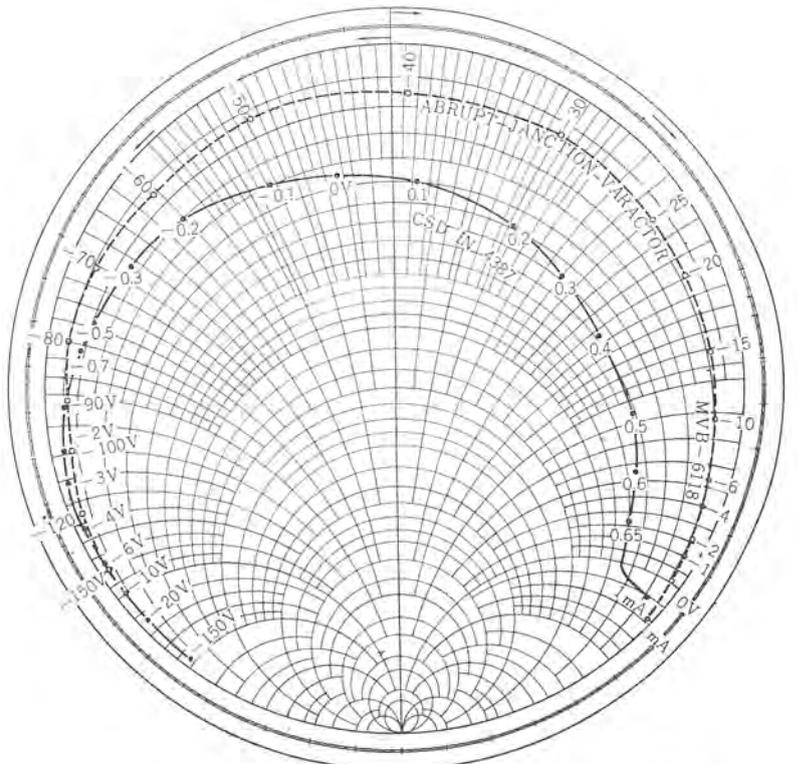


図 7.4 Abrupt Junction Varactor と CSD のバイアス電圧による小信号軌跡の比較
Fig. 7.4 Small signal input impedance of VHF 20W output tripler using Varactor and charge storage diode.

ERIT について検討を要する。

8. 周波数変換技術

マイクロ波電力の周波数を能率よく変換する技術が、ヘテロダイン中継機などに要求され、バラクタの非線形容量を利用する、上側帯波変換器 (Up-CON) が実用化されている⁽⁸⁾。

この Up-CON のポンピング源は、一般にバラクタティ倍器を利用するので、周波数ティ倍と周波数変換が同一バラクタで行なうことはできないか、と着目し開発をしていたが、従来のティ倍と変換を別々に行なう回路と比較して、電力効率の点ですぐれていることが、理論的にも、実験的にも証明された⁽¹¹⁾。

図 8.2 は、従来のバラクタティ倍器とバラクタ変換器 (Up-CON) による送信出力系統であり、図 8.3 は、新しく開発された MUL-CON (MULTIPLIER AND CONVERTER) である。この MUL-CON 方式は、安価・小形で、また、調整の容易な点は大きな特長であり、広く実用化されることが予想される。



図 8.1 バラクタ、アッパコンバータによる 7 Gc 中継機
Fig. 8.1 7.5 Gc, 100 mW solid state heterodyne repeater.

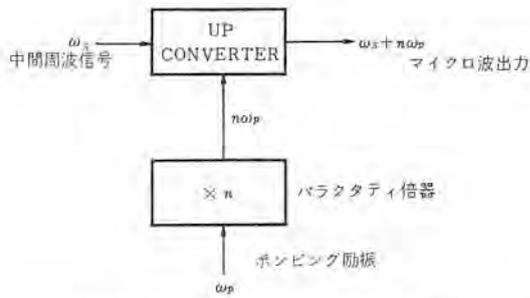


図 8.2 従来のヘテロダイン送信機
Fig. 8.2 Conventional heterodyne transmitter.



図 8.3 MUL-CON によるヘテロダイン送信機
Fig. 8.3 Newly developed heterodyne transmitter using MUL-CON.

なお、これら パラクタ 周波数変換器の入出力直線性を利用した AM 波通信機への応用も見べきものがあり、今後の応用が期待される。

9. その他の応用

パラクタ 周波数テイ倍器の励振源としての、トランジスタ電力増幅器の開発も^{(12),(13)}、広く行なわれ、100 Mc 10 W (利得 10 dB) コレクタ効率 75%、あるいは並列接続で 120 Mc 38 W を実用化しているが、目下の技術的関心は、動作周波数の向上と、その集中定数による実現技巧である。また、トランジスタによる高電力周波数テイ倍も方向性があり、安定化の面で応用がある。他方、YIG など、マイクロ波磁性体の量産により、半導体素子と組み合わせた新しい回路の生産・応用など広範囲の技術の集約が注目される。

さらに、固体化マイクロ波技術の積極的利用により、新しい通信方式⁽¹⁴⁾が考えられるに至り、多様な需要も期待される。

10. むすび

半導体による固体化マイクロ波技術は、わが国においてパラクタテイ倍器を中心に、ようやく企業化への軌道に乗ってきたが、今後の飛躍的な発展・普及が期待される。

最後に、筆者らが日ごろ、指導をうけている NHK 総合技術研究所、日本放送協会技術管理局、同施設局の関係各位、電々公

社、電気通信研究所の関係各位、国鉄、鉄道技術研究所の関係各位に謝意を表す。

また、これら実用化技術の開発について指示をいただいている工場長津村博士、同次長榎本博士、およびフェライト応用については、当社中央研究所、中原博士、半導体の開発量産については、当社北伊丹製作所、大久保利美氏をはじめとする関係各位の協力によることを付記して謝辞とする。

(昭 40-11-25 受付)

参考文献

- (1) 笹田, 阿部, 一ノ瀬: L-X-Band microwave source 電通学全大 (昭 40-11)
- (2) 大久保, 笹田, 近藤: マイクロ波電力用パラクタ 電通学全大 (昭 40-11)
- (3) 一ノ瀬, 笹田, 大久保, 近藤: パラメトリック周波数テイ倍とその応用
- (4) 二宮, 中村, 滝田: 電学関西支部連大 (昭 40-11)
- (5) Rafuse and Penfield: Varactor applications. The Mit-press. (1963)
- (6) D. Leeson and Weinreb.: Frequency multiplication with nonlinear capacitors P-Ire (Dec-1959) p. 2076
- (7) C. B. Burckhardt.: Analysis of varactor frequency multipliers for arbitrary capacitance variation and drive level. BSTJ (April 1965) p-675.
- (8) 富田, 藤田, 丸浜, 阿部, 君川: 7 GC 帯全固体化無線機 電通全大 (昭 40-11)
- (9) 笹田, 森田, 藤林, 近藤: Step recovery diode による周波数テイ倍について 電学関西支部連大 (昭 40-11)
- (10) G. Schaffner and J. Chchran: Varactor diode and circuits for high power out-put and linear responce. Wescon No. 123. 1964,
- (11) 陶山, 阿部, 尾形, 笹田: 固体化テイ倍混合器 (MUL-CON) 電学関西支部連大 (昭 40-11)
- (12) 丸浜, 阿部ほか: VHF トランジスタ増幅器の効率改善について 電学連大 (昭 40-4)
- (13) 一ノ瀬, 阿部, 笹田: VHF トランジスタ増幅器の効率改善 (第二報) 電通学全大 (昭 40-11)
- (14) 阿部, 尾形, 沼田, 笹田: マイクロ波通信機の固体化について 電学関西支部連大 (昭 40-11)

35 MeV ベータトロン

田中 修*・高倉 康一*・広 三寿*・池田 洋*

35 MeV Betatron

Central Research Laboratory Osamu TANAKA・Kōichi TAKAKURA・Sanju HIRO・Hiroshi IKEDA

A 35 MeV betatron has been constructed for use in medical treatment and industry. Unlike the 30 MeV field bias type betatron built formerly, it has an electromagnet of simple construction and also a simple electric circuit so as to reduce troubles in operation. This qualifies the machine excellent in practical service. It has been in successful operation now and well adapted to the radiography and the experiment of X-rays and electron irradiation. The maximum energy obtained is 34 MeV and X-ray output available is 50r/min-met with the energy of 30 MeV. This report deals with the design, construction, field characteristics, radiation and electronic orbit of the magnet of the betatron referred to.

1. ま え が き

35 MeV ベータトロンは、がん、しゅようなどの放射線治療に用いる医療用装置、あるいは肉厚物体の非破壊検査、高エネルギー電子線またはX線の照射用などの工業用装置として建設された。本体の駆動機構はまだ製作していないが、現在好調に運転されており、実用機としての性能を十分に備えている。その概要について報告する。

2. 装 置

2.1 電磁石の構造

電磁石の構造を図 2.1 に示す。ポールピスは外径 640 mm、内径 360 mm のリング状の軌道磁極面をもち、中心角 20° の扇形ユニット 18 個からなる。各ユニットは 0.3 mm 厚 高透磁率方向性ケイ素鋼

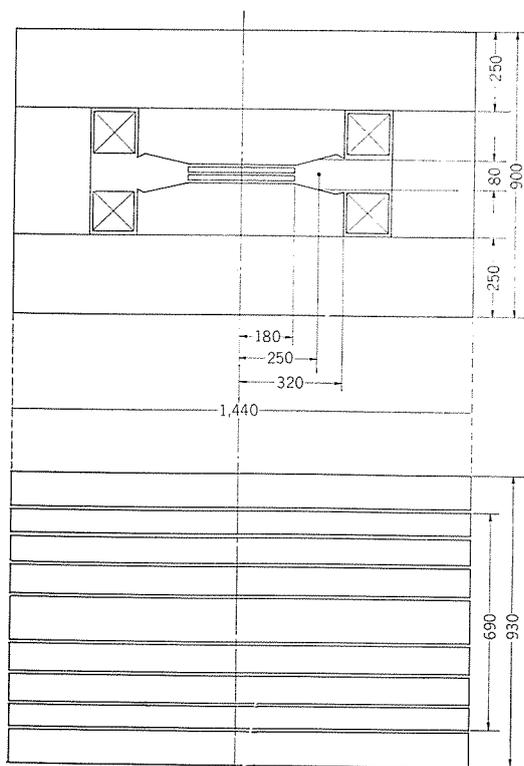


図 2.1 電磁石の構造
Fig. 2.1 Magnet structure.

板 Z-11 を積層し、はり合わせたものである。組み立てのとき生ずる各ユニット間のわずかの空ゲキは、強制空冷の通風孔になっている。

軌道調整板 (ウェファ) はやはり 0.3 mm 厚の Z-11 を積層し、中心コアの空ゲキに 2 枚そう入できるよになっている。

ヨークおよびレッグは 0.2 mm 厚 ケイ素鋼板 H-12 を積層し、この積層ブロックを磁束密度を考慮して、適当な厚さにはり合わせ、5 mm のすき間をあけて対称に配置されている。このすき間もやはり通風孔の役目をしている。図 2.2 は本体の正面の外観である。

2.2 電磁石の励磁回路

図 2.3 に示すように電源と電磁石の励磁コイルとは並列結合させている。励磁コイルの巻数は 88 で、コイル断面が $3 \times 4 \text{ mm}^2$ の平角銅線 4 本を並列にして巻いてあり、エネルギー 35 MeV で、励磁電流は約 240A (rms) である。同調コンデンサは 990 kVA (3,300V, 241 μ F) の容量のものを 2 個直列に使用し、それぞれ周波数変動

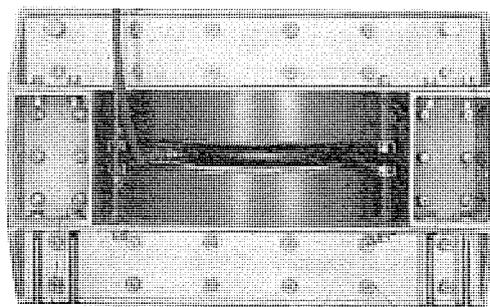


図 2.2 ベータトロン本体
Fig. 2.2 Head of the betatron.

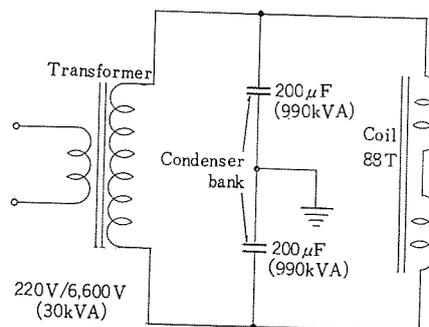


図 2.3 電磁石励磁回路
Fig. 2.3 Driving circuit of the magnet.

表 2.1 35 MeV ペーストロンの基本パラメータ (設計値)

安定軌道半径	$r_0=25\text{cm}$
n 値	$n=0.75$
磁極間ゲキ	$l_0=8\text{cm}$
コイルの巻数	$N=88$
コイルのインダクタンス	$L=70\text{mH}$
共振コンデンサ (60c/s)	$C=100\mu\text{F}$
r_0 上の磁束密度	$H_0=4735\text{G}$
中心磁極の磁束密度	$B_c=13350\text{G}$
励磁電圧	$V_{\text{rms}}=5790\text{V}$
励磁電流	$I_{\text{rms}}=242.4\text{A}$
アンペアターン	$AT=21331.2$
皮相電力	$W=1393.5\text{kVA}$
電力損失	$W=23\text{kW}$

に対する同調用微細コンデンサをもち、遠隔操作で切り換えができるようになっている。

ペーストロン全体の電力損失は、電気回路素子のほかに鉄損も含めて、エネルギー 35 MeV で約 23 kW で、本体の Q は約 60 である。

電磁石の設計から得られた代表的な基本パラメータを表 2.1 にまとめる。実測できる基本パラメータは設計値とほぼ等しい値になった。

2.3 制御装置

制御装置としては、主電源・パルス発生装置・制御卓・制御パネルおよびパンプス補正装置がある。

主電源は本体の励磁電源で、その電圧変動を抑えるため、励磁電圧の一部を整流して直流電圧とし、その変動を比較回路の基準直流電圧と比較して、サーボアンプを通し、サーボモータで主トランスの一次側にはいつているスライダックを動かし制御している。安定度は 1% 以下に押えられている。

パルス発生装置には電子の入射、X線および電子の取出し回路がある。電子の入射については、磁界ゼロ近傍で発生するピーキングストリップからのパルスを、電子回路で大幅にしかも微細に遅延できる。入射電圧のパルス波高値は 80 kV、パルス幅 4 μ S に設計している。X線および電子線取出し回路は軌道磁極面に巻いてあるコイルにパルス電流を流すもので、X線と電子線の切り換えは制御卓でできるようになっている。エネルギーの選定は、主コイルの両端の電圧を信号としてとりこれを RC 積分回路に入れ、これにディスプレイメータのレベルを設定しておき、積分波形がこのレベルを越えた瞬間に発生する信号を利用している。

制御卓および制御パネルには以上の 2 系統の操作のほかに、電子銃フィラメント電流の制御、放射線出力の監視が可能で、照射線量計により照射線量がリセットできるようになっている。パンプス補正もここでできる。図 2.4 は制御卓、制御パネルの外観である。

2.4 加速管

加速管はドーナツ形で、肉厚 4~5 mm、内径 190 mm、外径 320 mm、切口の断面は長径 130 mm、短径 74 mm の長円形の硬質ガラス製である。内面は酸化第 2 スズの透明被膜がしてあり、両端のアース端子間で約 200 Ω の抵抗値をもつ。電子線取出窓は 0.1 mm 厚の T_i の薄い板を使用し、ほかに電子銃、イオンポンプおよび白金ターゲットを内蔵している。

電子銃はカースト形で、フィラメントはタングステン線をフレノイド状に巻いており、入射電圧 50kV、4 μ S の幅で 0.5A のパルス電流が得られる。



図 2.4 制御卓および制御パネル
Fig. 2.4 Control desk and control panel.

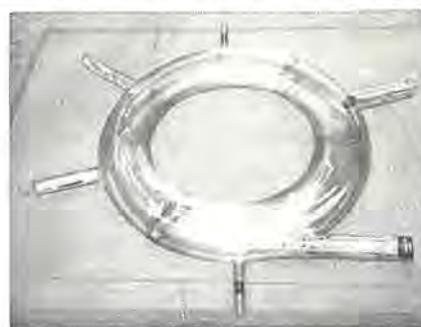


図 2.5 加速管
Fig. 2.5 Acceleration tube.

加速管を封じきりにしたあと、イオンポンプを働かすことにより運転中で 1×10^{-6} mmHg 以下の真空度に保つことができる。

図 2.5 は加速管の外観を示す。

3. 磁界の特性

3.1 安定軌道

安定軌道の測定は厚さの異なる幾種類かのウエファを入れ換えて行ない、そのうち X線出力の大きい特性のものを選んだ。それを図 3.1 に示す。こまかくみると θ 方向の電界強度 E_θ の極小値が三つある。大まかにみれば設計値に近い安定軌道半径 r_0 に相当している。あとで述べるが、X線を発生させた実験上からは軌道が二つないし三つある結果が得られている。図 3.2 はウエファの厚さに対する大まかな r_0 の測定値で、実線は計算値を示す。

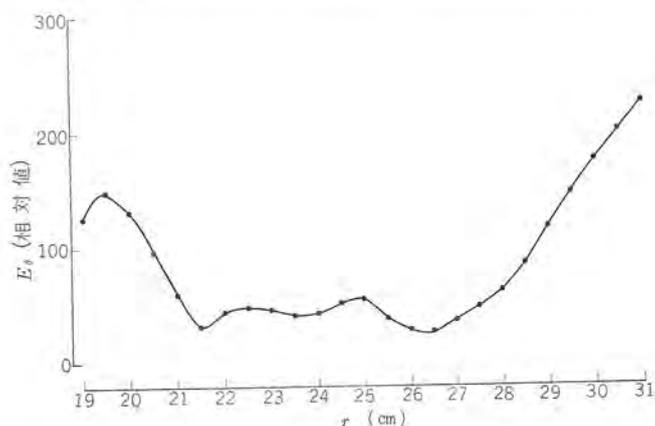


図 3.1 安定軌道の測定
Fig. 3.1 Measurement of stable orbit.

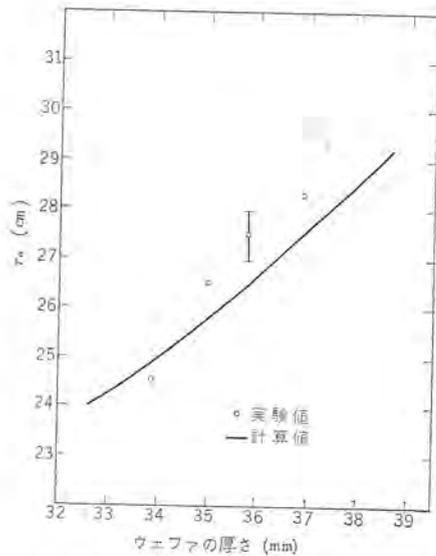


図 3.2 種々のウェファの厚さに対する軌道半径
Fig. 3.2 Orbit radius vs thickness of several wafers.

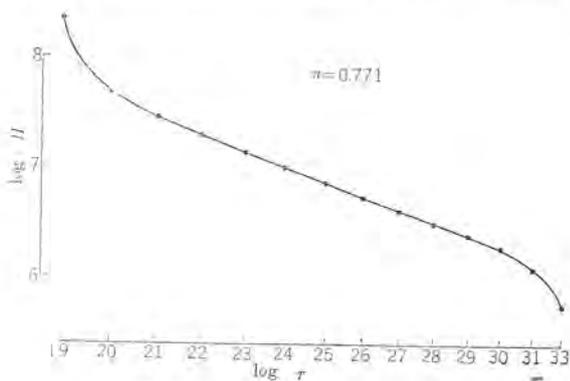


図 3.3 高磁界での n 値
Fig. 3.3 n value in high field.

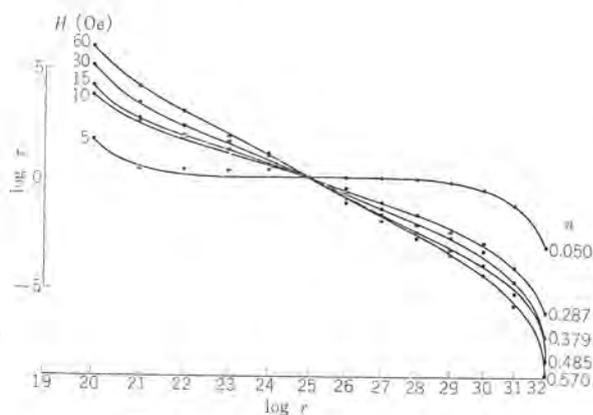


図 3.4 (a) 低磁界での n 値
Fig. 3.4 (a) n values in low fields.

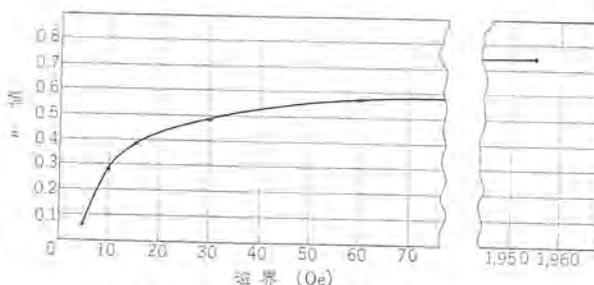


図 3.4 (b) 低磁界での n 値変化
Fig. 3.4 (b) Variation of the n value in low fields.

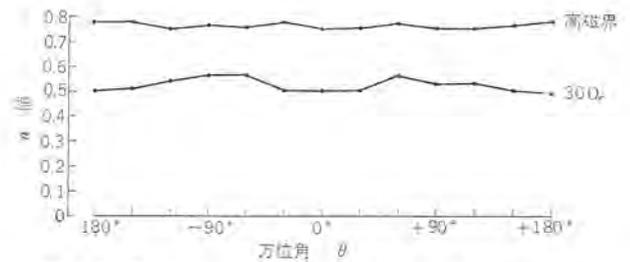


図 3.5 高磁界および 30 Oe での 30° 間隔における n 値
Fig. 3.5 n values at intervals of 30 degree in high field and 30 Oe.

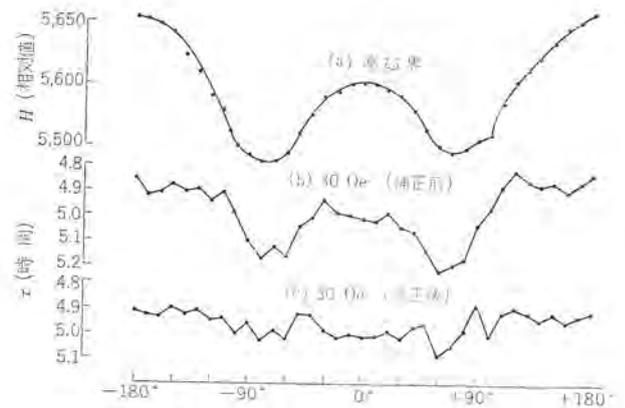


図 3.6 バンプス
Fig. 3.6 Bumps.

3.2 n 値

高磁界の n 値は、サーチコイル⁽¹⁾を使用して r 方向 1cm 間隔で測定した。その結果の一例を図 3.3 に示す。

低磁界の n 値はピーキングストリップを用い、種々の磁界で測定した。これも、フィールドバイアス形ペータロン⁽¹⁾の場合と同じ傾向を示し、磁界が低くなるにつれて n 値 (r_0 近傍) が下がっている。その結果を図 3.4 (a) に示す。磁界に対する n 値変化を書きおしたものが図 3.4 (b) である。

高磁界および 30 Oe での n 値を $\theta = 30^\circ$ 間隔で測定した結果を図 3.5 に示す。横軸の角度は電磁石の正面を 0° とし、右に +、左に - をとっている。高磁界での n 値はどの角度でも設計値の 0.75 に近い。

3.3 磁界不整 (バンプス)

高磁界のバンプスを $r = 25$ cm 上で θ を 10° 間隔で測定した結果を図 3.6 (a) に示す。ログのある側 ($\theta = \pm 90^\circ$ 付近) で低くなっている 2 次の高調波が出ている。このバンプスは $\pm 1\%$ 以内に押えることができた。

低磁界でのバンプスの測定を行なった結果を図 3.6 (b) に示す。これは $r = 25$ cm 上、30 Oe での値で、2 次の高調波以外に 12~14 次の高調波がみられる。これはフィールドバイアス形ペータロン⁽¹⁾の場合にもあるが、高調波の次数が少なく、顕著に現われていない。これは 18 個の扇形磁極片のつなぎの空ガキ部分と、そうでない部分を上下の磁極間で交互に配置したためと考えられる。

バンプス補正は 2 次の高調波成分を低磁界で補正する目的で行なった。その結果、図 3.6 (c) に示すように 30 Oe で ± 0.73 Oe 以下に押えることができた。

4. 実験

4.1 放射線の特性

加速エネルギーの更正是 X 線による光核反応のシキイ値 E_{th} から求

めた。更正に用いた光核反応は $^{63}\text{Cu}(\gamma, n)^{62}\text{Cu}$ ($E_{th}=10.8\text{ MeV}$), と $^{12}\text{C}(\gamma, n)^{11}\text{C}$ ($E_{th}=18.7\text{ MeV}$) で、励磁コイルのアンペアターンからの計算で得られるエネルギーとほぼ一致している。これから現在得られる最高エネルギーは 34 MeV であることがわかった。

4.2 角度分布

制動放射で得られるX線出力の角度分布をエネルギー $E=20\text{ MeV}$ と $E=30\text{ MeV}$ で測定した。

測定は、Victoreen社製ラドコン Model 575 を2台使用し、1台はモニタ、他の1台はターゲットから 1 m の半径で、水平面上を円弧に動く架台上的測定器にして角度分布を測った。その結果を図4.1に示す。横軸はビームセンタを中心にした広がり角、縦軸はX線の最大エネルギー 20 MeV および 30 MeV でのX線出力の角度分布をビーム中心の強度で規格化した相対値を示す。 30 MeV フィールドバイアス形ベータトロンで実験を行なったエネルギー 5 MeV 、 10 MeV および 15 MeV での角度分布⁽¹⁾と比較して、半値幅はさらに小さくなっている。

4.3 電子軌道

ベータトロン⁽²⁾の電子軌道の理論⁽¹⁻³⁾から、入射電圧 $V_i=35\text{ kV}$ 、入射位置 $r_i=29\text{ cm}$ 、 $r_0=25\text{ cm}$ としたときの加速電子の瞬時軌道を減速過程まで拡張して計算を行なった。その結果を図4.2に示す。この計算結果によれば、電子軌道は加速過程では軌道が収縮し、しだいに r_0 に収縮していき、減速過程では r_0 からしだいに離れて発散し、加速角 90° に対して対称な形を示している。したがって電子が加速電界 E_0 を得る過程と失なう過程になるから電子のもつエネルギーは加速角 90° に対して対称になるはずである。

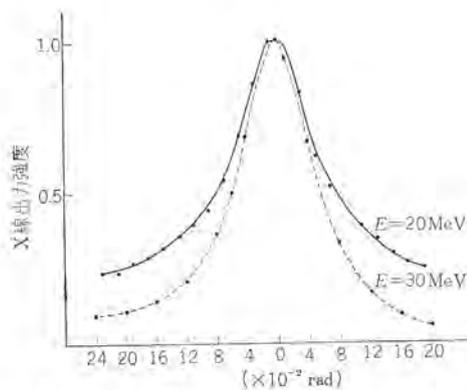


図 4.1 エネルギー 20 MeV および 30 MeV での制動放射による水平面上での角度分布

Fig. 4.1 Angular distributions of bremsstrahlung on the horizontal plane with the energy of 20 MeV and 30 MeV .

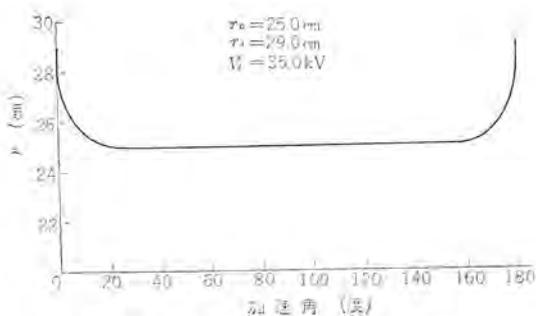


図 4.2 電子の瞬時軌道

Fig. 4.2 Instantaneous orbit of the electron.

これを実験により確かめる方法としては、加速角 90° に対して対称な時刻にとりだされた制動放射によるX線出力が 90° 対称であることを示せばよい。電子の入射パルスを利用して、これを遅延回路 ($0\sim 10\text{ ms}$ まで可変) を通して遅らせ、そのパルスで加速および減速過程の任意の時刻にエキスパンダを働かせ、X線出力を測定する実験を行った結果を図4.3に示す。これから明らかにX線出力の 90° 対称が実証されたことになり、理論から予想される軌道を裏付けている。

安定軌道の測定から (図3.2参照) r_0 が三つ存在する可能性がある。これを確かめるために、エキスパンダ電流を徐々に増加していった場合X線出力の変化を調べてみた。軌道が分離していれば、それぞれの軌道上の電子を取り出すに必要なエキスパンションコイルのアンペアターンは違ってくることが予想される。図4.4はエキスパンダ電流に対するX線出力を測定した実験の一例で、出力の変化が三つの階段状になっており、各階段状出力が図3.2に示すそれぞれの r_0 にほぼ対応している。 30 MeV フィールドバイアス形ベータトロンの実験⁽²⁾では、X線出力パルスがセルフエキスパンションで自然に発生するので r_0 の分離が明らかに現われている。

4.4 出力

最高加速エネルギーは 34 MeV であるが、X線出力はエネルギー 30 MeV 程度の励磁電流までは上昇のいっとをたどり、それ以上ではやや出力が低下してくる。励磁電流 (または加速エネルギー) に対

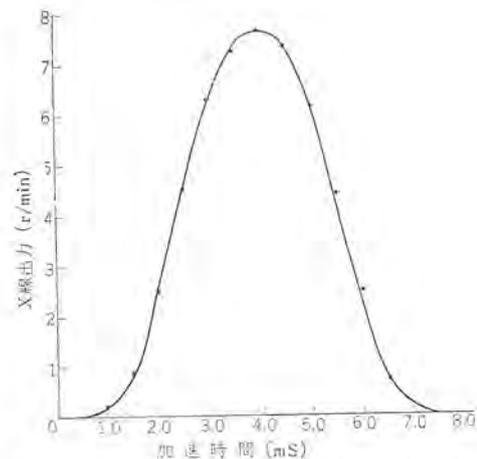


図 4.3 加速角および減速角におけるX線出力
Fig. 4.3 X-ray output at the acceleration and deceleration angle.



図 4.4 エクスパンダ電流に対するX線出力の変化
Fig. 4.4 Variation of the X-ray output vs. the current of the expander.

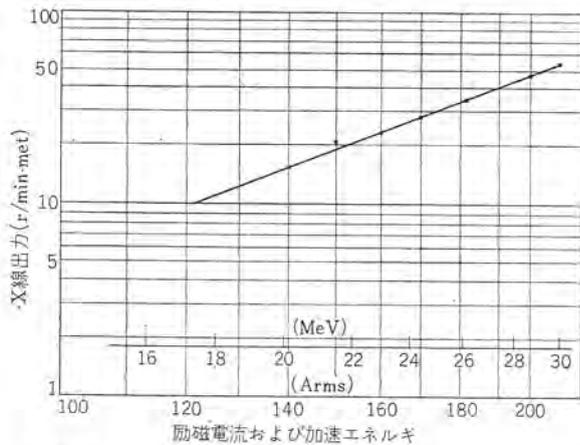


図 4.5 励磁電流および加速エネルギーに対するX線出力
Fig. 4.5 X-ray output vs. exciting current and acceleration energy.

するX線出力の実験を行なった結果の一例を図4.5に示す。測定はラドコン、Model 575、ラローラ606に3mm厚の鉛を被覆して行なったもので、エネルギー30 MeVで、X線出力50 r/min-metを得ている。

電子線取り出しは、X線取り出し用のコイルのほかに電子線取り出し用の空心コイルを外周磁極の適当な位置に巻いて、両者を組み合わせて行なった。取り出しに成功したものの、集束がよくないか取り出し効率がわるく、ラドコンラローラ607で測定した結果では電子線出力はX線出力の10倍程度であった。

5. 結 論

現在エネルギー30 MeVで、X線出力50 r/min-metの性能をもっているが、この値はさらに向上する可能性を十分にもっている。

電子線取り出しは、ビームによる方法が、空心コイルによる取り出し方法を改良して電子の集束をよくすれば大幅の電子線出力が得られることが期待される。

磁界特性はきわめて良好で、磁界補正をしなくてもX線出力がよく出ることがたびたびあった。

加速エネルギーが30 MeV以上になると中心コアの飽和現象によるものか内側ターゲットに加速電子が自然に衝突するセルフコントラクションの現象が現われはじめている。

励磁による本体の温度上昇は大部分励磁コイルによるもので、コイルを圧搾空気による吹きつけで冷却しており、最高エネルギー34 MeVでは1時間運転、エネルギー25 MeV以下では長時間連続運転が可能である。

音は本体をカバーしていないのでかなり大きいですが、本体の組立てに細心の注意をはかり、吸音材料(たとえばテックス類)を含めた化粧カバーでおおうことによりかなり低減できる見込みである。

6. む す び

医療用または工業用を目的としたこのベータトロンは本体重量5.7tで、この駆動装置はまだ取り付けしていない。医療用機械として必要な付属装置は備えてはいないが、問題点が少なく、実用機としての性能は十分備えている。現在ラジオグラフィ、X線および電子線照射の実験に威力を発揮している。

(昭40-11-18受付)

参 考 文 献

- (1) 後藤, ほか:「三菱電機技報」38, No. 7, 1044 (昭39)
- (2) 田中, ほか:「三菱電機技報」39, No. 6, 799 (昭40)
- (3) E. Amaldi and B. Ferretti: R. S. I. 17, 389 (1946)

大電力パルスクライストロン用マッシュ形陰極

秦 卓也*・甲斐潤二郎**・小坂橋正康***・佐野金治郎***

Mush Cathodes for High Power Pulsed Klystrons

Central Research Laboratory Takuya HATA・Junjirō KAI・Masayasu KOITABASHI・Kinjirō SANO

The mush cathode has been developed for use in high power pulsed klystrons. The preparation methods have been studied with the porous layers as the major subject. The porous layers made from 40~100 mesh nickel powder are found much more coarse than usual one, and permit the impregnation of much quantity of alkaline earth carbonate with ease and completion. The characteristics of the cathodes are greatly affected by the dimensions of these porous layers—the thickness, porosity and pore diameters—the sintering condition and the amount of impregnated carbonate. Through proper control of these factors, high emission current and long life of the cathode have been realized with test diodes; pulsed space charge limited current above 10 A/cm² having life of more than 4000 hours have been obtained at an operating temperature of 890°C.

1. ま え が き

マイクロ波管には、含浸形などのディスプレイ形陰極が好んで使われているが、パルス動作の大形なマイクロ波管には製作や動作温度の観点からは、むしろ酸化陰極あるいはそれと同類な陰極が有利である。しかし、従来の酸化陰極は機械的および電気的破壊作用に弱いので、マイクロ波管用として、もっぱらこの欠点を補強したメッシュ形、メタライズド形、マッシュ形(マトリックス形)およびモールド形(プレス形)などと呼ばれる陰極⁽¹⁾が実用されている⁽²⁾。これらの陰極のうちパルス動作のクライストロン用としては、凹面の大形陰極に製作可能なこと、パルスで高電流密度が必要であることなどからマッシュ形陰極が有望である。そこでわれわれは大電力パルスクライストロン用⁽³⁾を目的として、とくにマッシュ形陰極をえらび、製作と特性に関する基礎的な研究を行なった。その結果、より簡単な製作法で長寿命そして高電流密度のマッシュ形陰極が得られたのでここに報告する。

2. 製作法の検討

マッシュ形陰極の一般的な構造は図2.1に示すようなもので、基体ニッケル上にニッケル粉末を焼結させ多孔層となし、この多孔層にアルカリ土類炭酸塩を充テンさせて作られる。この構造で最もたいせつな役割を果たしているのが多孔層であり、一般には10μないし50μ程度の細かいニッケル粉末から作られた多孔層が使われている。このような多孔層は気孔率こそ約50%と大きいが、気孔径が小さく、アルカリ土類炭酸塩の懸濁ペーストを直接充テンするのは困難である。その対策として、気孔中での水溶液反応でアルカリ土類炭酸塩を沈着させる方法⁽⁴⁾とか、アルカリ土類の水酸化物を溶融させ毛細管作用で充テンする方法⁽⁵⁾が考案されているが、不純物が混入したり、充テン物質自身の電子放出能力が低かった

りして、高電流密度の陰極は得られない。そこで、ここでは改良の重点を多孔層におき、アルカリ土類炭酸塩が容易に充テンできてしかもハク(剥)落しないような多孔層の製作法を研究し、各種特性への影響を検討した。

2.1 多孔層

気孔率50%を目標に種々の気孔寸法多孔層を作るため、表2.1に示すニッケル粉末を使った。製作にあたっては、形焼法および落下法と便宜的に名づけた二つの方法を試みた。

形焼法はニッケル粉末を焼き形に入れて、軽く加圧しつつ湿潤水素中で予備焼結させ、次いで焼き形から取り出して乾燥水素中で本焼結させる操作からなる。この方法は焼き形を用いるので、凹面の大形陰極の製作には不利である。

落下法はこの不利を除くためにくふうされたもので、上方からニッケル粉末を基体上に落とし、同時に硝化綿ワックを吹き付けて、ニッケル粒子を固定しルーズパック層とし、乾燥水素中で焼結させる方法である。

焼結温度は過度の焼結がなく、多孔層の強度が保証されるような値をえらんだ。すなわち、湿潤水素中では1,000°C、乾燥水素中では1,100°Cにきめた。図2.2はこのようにして作った多孔層の一例であり、(a)は60—100メッシュのシュウ酸法ニッケルを使い形焼法で作ったもの(以下シュウ酸法ニッケル—形焼法のように略記する)、(b)は40—100メッシュカーボニル法ニッケル—落下法のもの断面である。この図から明らかなようにこれらの多孔層は密閉状の気孔を含まず、気孔はいずれかの部分で大きなスキ間により互いに連結している。そしておのおののニッケル粒子は一部分でしか接触しておらず、焼結もこの部分に限られている。気孔率は(a)の場合約50%、(b)の場合約60%で、同じ粒度の粉末を用いても落下法のほうがやや粗な多孔層になった。また、このようなルーズパック状で焼結された多孔層の気孔形状や寸法は使用した

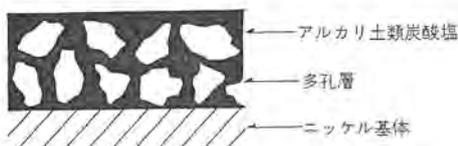


図 2.1 マッシュ形陰極の構造
Fig. 2.1 Typical structure of the mush cathode.

表 2.1 多孔層用ニッケル粉末

名 称	粒度 (mesh)	粒 子 形 状	主 要 不 純 物
シュウ酸法ニッケル	20~40	やや細長 表面平滑	Mg, Al, Si, Fe.
	40~60		
	60~100		
カーボニル法ニッケル	40~100	やや細長	Si, Fe, Co.



(a) シュウ酸法ニッケル-形焼法



(b) カーボニル法ニッケル-落下法

図 2.2 多孔層の断面

Fig. 2.2 Cross-sections of the porous layers.

ニッケル粉末自身の特長でまきまきになってしまうこともわかった。

2.2 アルカリ土類炭酸塩粉末の充テ

まず、このような粗な多孔層への炭酸塩の充テを検討した。電子放出性物質として Ba, Sr, Ca の三元炭酸塩を使い、次のような組成のペーストにして充テした。

三元炭酸塩粉末	40g
硝化綿ラッカ	10cc
酢酸ブチル	70cc

充テは実用上できるだけ簡単な方法をとることが望ましいので、毛筆でペーストを多孔層に塗り込み、乾燥させる操作をくり返す方法を用いた。充テ率は多孔層の種類による差はあまりなく、気孔全容積に対し 70~80% の値が得られた。これに対し 100~150 メッシュのニッケル粉末を使った多孔層では約 60% であった。これはこの実験で製作した多孔層がいずれも粗構造であるため、ほぼ完全に充テされることを示す。充テ率が 100% 近くにならないのはペースト中の溶剤が蒸発したあとに残る気泡(泡)や硝化綿のためであり、このようなペーストを使う限り避けられない。しかし、排気の容易さあるいは酸化物陰極の動作機構からすれば、この程度の未充テ気孔の残存は望ましいとも考えられる。

40~60 メッシュのシュウ酸法ニッケル粉末および従来とほぼ同じ 100~150 メッシュのニッケル粉末からそれぞれペレット状(直径 7mm、厚さ 2mm)の多孔体を作り、それぞれの上表面から上記のペーストを塗布し、下表面まで炭酸塩がどのくらい浸透するかを調べた。その結果、40~60 メッシュから作った多孔体では明らかにより多量の炭酸塩が下表面にまで達しており、炭酸塩の充テ量に関しては見かけ上、上下両表面には差はなかった。

このようにこの実験で製作した多孔層は、いずれも上記のような簡単な方法でも容易に炭酸塩ペーストが充テできるので、この充テ法に関しては問題はない。

2.3 特性

前述の方法で直径 7mm ないし 14mm のペレット状の陰極を製作

大電力パルスクライストロン用マッシュ形陰極・秦・甲斐・小板橋・佐野

し、これをモリブデン製陽極の二極管に組み立て、酸化物陰極に準じた方法で排気したのち、エミッション特性を測定し、多孔層の因子との関連を検討した。陰極温度はとくに断わらない限り、酸化物層に焦点を合わせた光高温計の読みを酸化物のエミッピテイ(0.30)⁽⁶⁾で更正した真価で示す。エミッションはすべて幅 5 μs、繰り返し 100c/s のパルスで測定した。

2.3.1 多孔層の構造と炭酸塩充テ量の影響

図 2.3 は排気直後の陰極について、多孔層の厚さと炭酸塩の充テ量のエミッションへの影響を示す。ここで、多孔層は 40~100 メッシュのカーボニル法ニッケル粉末を使って作られ、縦軸のエミッションは陰極温度 775°C で 3/2 乗則からそれる点、つまり最大の空間電荷制限電流を示す。この図から明らかなように、多孔層の厚さよりも炭酸塩の充テ量がエミッションに大きく影響し、80mg/cm² 以上充テの陰極ではいずれの多孔層でもエミッションはよくない。

このように充テ量の多い陰極では、炭酸塩は気孔中に存在する以外に表面部分に多量に被着している。反対に炭酸塩の充テ量が 30mg/cm² ぐらいになると多孔層の突起部が多数露出し、気孔が炭酸塩で十分に満たされなくなるが、極端に充テ量が少なくならなければ悪化しないようである。また多孔層が厚くなってもそれほど充テ量は多くできないこともわかる。したがって、多孔層をあまり厚くするのは無意味であり、厚すぎると、このような粗な多孔層では熱伝導も悪いので、表面と内部とで温度差を生じ、炭酸塩の未分解や焼結などの原因となるおそれもある。厚さは 1mm ぐらいを限度としたほうがよさそうである。

一方、40~100 メッシュのシュウ酸法ニッケル粉末から作った多孔層では、先と同一厚さでも炭酸塩の許容充テ量の範囲はせまく、0.5~1mm 厚に対して最高 50mg/cm² であった。これは気孔率が小さいことにもよるが、この多孔層のニッケル粒子がなめらかな表面を持っているので(図 2.2)、炭酸塩との接触面積も小さく、その接着強度も弱いので、厚い被着がより不利になるのであろう。接触面積の減少は結果的にニッケル粒子とアルカリ土類酸化物界面での電流密度の増加を招くので、寿命中に生成される界面中間層物質による電圧降下もそれだけ大きくなり、陰極の動作に好ましくない。このようなことから考えると、多孔層のニッケル粒子が不規則な表面のほうが有利であり、図 2.2 の(b)のような多孔層がより適している。

また、この図から多孔層の厚さならびに炭酸塩の充テ量には、かなりの変動が許容されることがわかる。これは製作上非常にありがたいことである。しかし、いずれの場合でも、多孔層用とし

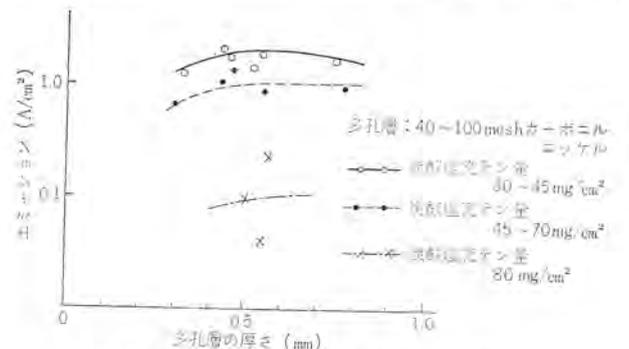


図 2.3 多孔層の厚さと炭酸塩充テ量のエミッションへの影響

Fig. 2.3 Effects of the thickness of porous layer and the coated weight of carbonate on the emission.

では40メッシュより細かい粉末を使うことが必要である。

2.3.2 焼結条件の影響

多孔層の構造はおもに使用したニッケル粉末で決まり、焼結条件が少々変動しても、ほとんど影響されなかった。しかし初期エミッションと蒸発速度とは焼結条件により大きく影響される。焼結作業に使用するふんい気ガスである水素の乾燥度あるいは湿潤度を適当に調節することにより、初期エミッションは低い蒸発速度も低い陰極や、両者とも高い陰極を得ることができる。これはパインダの硝化綿の分解生成物であるカーボンの残存率や、ニッケル粉末中の還元性不純物元素の未酸化率と関連していると思われる。

湿潤水素中で予備焼結後、乾燥水素中で1時間および10時間加熱焼結された多孔層から作った陰極のエミッションを比較すると、10時間焼結のものははるかにエミッションが高く、前述のようなエミッションの表現をすると、500時間動作の時点で、それぞれ0.1~0.2A/cm² および1~2A/cm² であった。これは、前の湿潤水素加熱中にニッケル中から脱炭が起り、しかもあとの乾燥水素中の長時間加熱によりニッケル粒子の表面に変化が起り、内部からの還元性不純物の拡散が容易になったためであろう。

2.3.3 エミッション特性

これまでの種々の条件を考慮し理想的と思われる多孔層からマッシュ形陰極を製作した。図2.4はこのような陰極の典型的なエミッション特性を示す。この陰極はカーボニル法ニッケル-落下法の多孔層を使ったもので、100時間寿命後である。シュウ酸法ニッケル-形焼法の多孔層を使った陰極は初期のエミッションは低い、100時間寿命後はほぼ図2.4の特性に等しくなる。

図2.4からわかるように陰極温度830°C以上で10A/cm²以上のパルスエミッションが、空間電荷制限域で得られる。1A/cm²程度であれば、陰極温度775°Cでも十分である。なお、この図で、775°C以下の温度は陰極の基本ニッケルに溶接したPt-Pt/Rh熱電対で測定した値である。

このようなlog-logプロットでは空間電荷制限域のエミッションはコウ配3/2の直線に一致するはずである。ところが図2.4から

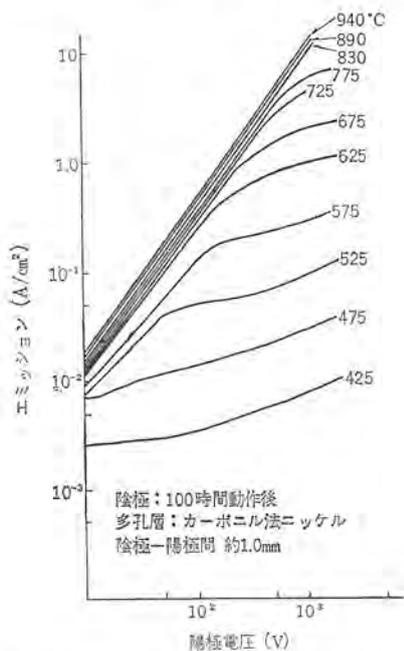


図 2.4 マッシュ形陰極の典型的なエミッション特性
Fig. 2.4 Typical emission characteristics of the mush cathode.

わかるように実際のコウ配は3/2よりも小さい。この差の原因としては、部分飽和あるいは表面不均一を仮定しなければならない。また、空間電荷制限域で陰極温度により直線が移動していることは、エミッションを行なう面積が温度により変化すると考えられ、やはり表面の不均一性に帰せられる。この表面不均一性は陰極の外観や、次に示すショットキプロットのコウ配が急なこと(図2.5)からも予想されることで、正確なビームが要求されるクライストロンにとっては大きな問題である。したがって、圧力を加えたり、切削加工などにより多孔層の表面をできるだけ平滑化する必要がある。

このような不均一と思われる陰極について、ショットキプロットやリチャードソンプロットを行なうのは不合理かも知れないが、従来の習慣に従ってプロットすれば図2.5および図2.6のようになる。図2.5は飽和域のエミッションをショットキプロットしたもので、横軸は陽極電圧の平方根の値で目盛られている。725°Cの陰極温度で約2A/cm²のゼロ電界パルスエミッションが得られる。この値は通常の酸化陰極にほぼ等しい。図2.6はこのようにして求めたゼロ電界飽和エミッションをリチャードソンプロットしたものであり、そのコウ配から仕事関数を計算すると1.23eVになる。ここで用いた陰極は100時間動作後のものである。

以上の結果から、ここで製作したマッシュ形陰極はほぼ通常の酸化陰極と同じエミッション特性を持つと考えてよい。

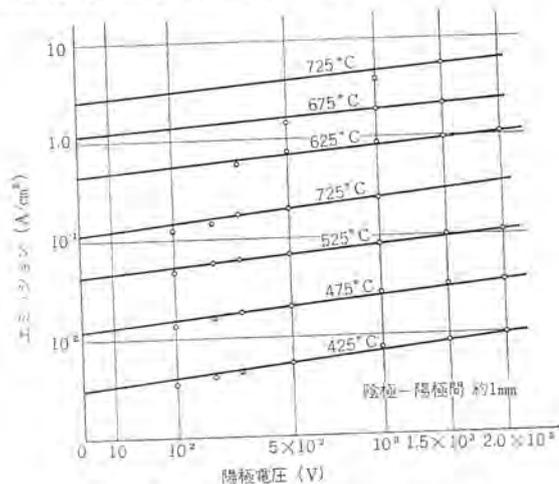


図 2.5 100時間動作後のマッシュ形陰極のショットキプロット
Fig. 2.5 Schottky plots of the mush cathode after 100 hour operation.

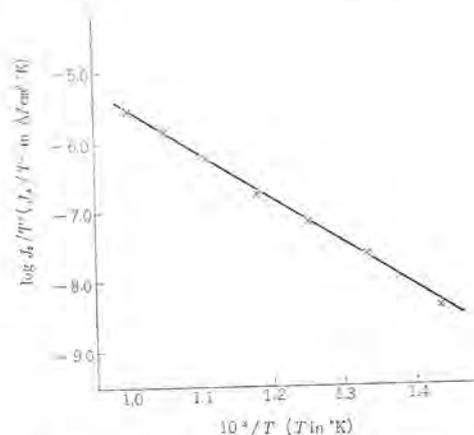


図 2.6 100時間動作後のマッシュ形陰極のリチャードソンプロット
Fig. 2.6 Richardson plots of the mush cathode after 100 hour operation.

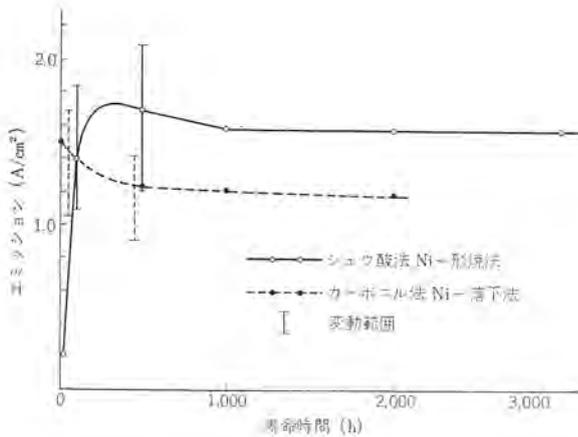


図 2.7 種々の多孔層から作った陰極の寿命試験
Fig. 2.7 Life test of the cathodes made from various porous layers.

2.3.4 寿命

図 2.7 は上記のような条件に基づいて製作した実験用陰極の寿命試験結果を示す。寿命試験は陰極温度 890°C で陽極に 50V の直流電圧を加え、100mA/cm² 程度のエミッションを取り出しながら行なった。この図で縦軸は 775°C で 3/2 乗則からそれる点、つまり最大の空間電荷制限電流を示す。寿命試験の陰極温度として、890°C という高い値を選んだのは次の理由による。このマッシュ形陰極は、通常の酸化物陰極と同じエミッション機構を有すると思われるので、陰極温度を高くしてやれば、遊離バリウムの補給速度が上昇し、残留ガス⁽⁷⁾やイオン衝撃などによる破壊を受けにくくなると思われる。実際に際しても陰極はこのような破壊作用の激しいふんい気におかれるので、高温で使ったほうが有利である。もちろん、これらの破壊作用の少ないふんい気では、それ相当の低い陰極温度で使うのが、寿命あるいは陰極からの蒸着物による事故を防ぐためにも望ましいのはいうまでもない。

また、陰極の判定に陰極温度 775°C における最大の空間電荷制限電流を用いたのはこの最大値は球の構造に無関係で、陰極の特性に敏感であること、装置の容量の関係で低温でないと、この最大値が測定不能なことによる。あまり低温ではエミッション機構そのものが異なり、必ずしも実用温度域の値を代表しないので、この研究の目的であるクライストロン用に必要な最低の空間電荷制限電流が得られる陰極温度、775°C を選んだ。

シュウ酸法ニッケル-形焼法の多孔層を使った陰極では排気直後のエミッションは低いが、寿命 500 時間ぐらいまで上昇する。一方、カーボニル法ニッケル-落下法の多孔層のものでは排気直後のエミッションは高く、逆に 500 時間ぐらいまで降下する。いずれの陰極も 500 時間以後はほぼ一定になるが、シュウ酸法ニッケル-形焼法のほうがよりエミッションが高い。この寿命後半での差は還元性不純物の多いシュウ酸法ニッケル粉末を使っているためである。

すなわちシュウ酸法ニッケル粉末は 0.1-1 wt% の Mg, Al, Si などを含むが、カーボニル法ニッケルは 0.01-0.1 wt% の不純物しか含まない。落下法で不純物の少ないカーボニル法ニッケル粉末を使っているにもかかわらず、排気直後のエミッションが高いのは、先にも少々触れたように、多孔層の製作中にニッケル粒子に固溶したカーボンの活性化作用によるのであろう。

すなわち、この多孔層の製作には硝酸綿を含むバインダを多量に使い、その直後、水素中で加熱するので、多量のカーボンが残ると推定される。しかしニッケルに固溶したカーボンは高温では拡散速度が大きいため、短時間で酸化バリウムとの反応で消費されその

効果を失ってしまう⁽⁸⁾。したがって少量のカーボンは初期のエミッションに有効に作用するが、多量のカーボンは BaO+3C=BaC₂+CO↑ なる反応も起こし、無益に酸化バリウムを消費し、しかもガス放出源ともなるので有害である。湿潤水素加熱で脱炭してやるのも有効であろう。

図 2.8 は 4,000 時間の寿命を経過中の陰極のエミッション特性であり、エミッションの低下もなく、きわめてすぐれた特性であるといえる。

2.3.5 蒸発特性

高い陰極温度で動作させる場合は、熱蒸発による陰極物質の損失が大きな問題となってくる。図 2.9 はカーボニル法ニッケル-落下法の多孔層からなる陰極の排気直後および 100 時間後の蒸発特性であり、Becker の方法⁽⁹⁾で測定した。すなわち、陰極からの蒸発物をタンガステリボンに受け、それからの熱エミッションが最大になる時間から計算した。ここで蒸発物はすべて金属状バリウムからなり、エミッション最大に相当する被覆率を 0.64⁽¹⁰⁾ とした。この図には比較のため文献の酸化物陰極についての値⁽¹¹⁾も記入しておいた。890°C での蒸発速度は排気直後、10⁻⁸g/sec·cm²、寿命 100 時間後 10⁻⁹g/sec·cm² であり、寿命時間とともに急速に低下している。

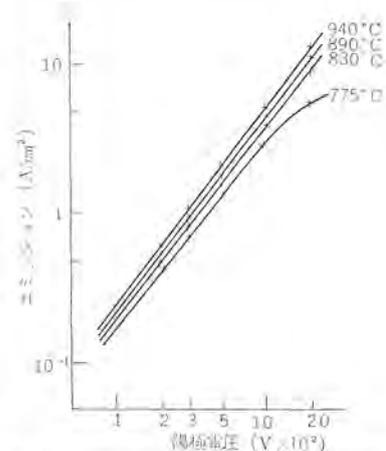


図 2.8 4,000 時間寿命後のマッシュ形陰極のエミッション特性
Fig. 2.8 Emission characteristics of the mush cathode after the lapse of 4,000 hours.

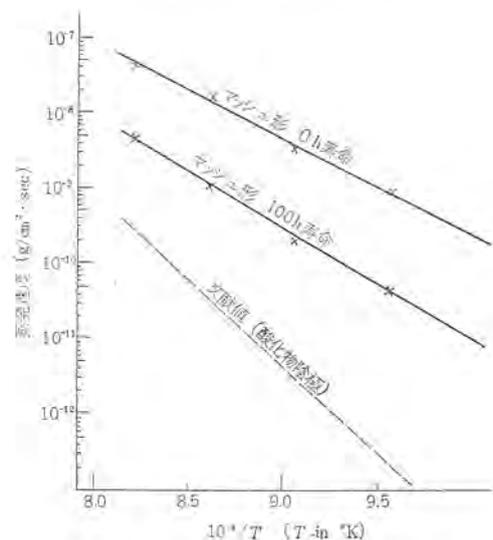


図 2.9 マッシュ形陰極の蒸発特性
Fig. 2.9 Evaporation characteristics of the mush cathode.

排気直後の蒸発速度は普通の酸化物陰極より2ヶタ以上大きい。これはオウツツのため、表面積が見かけよりも大きくなっていることにもよるが、先に論じたカーボンの還元作用が主因であろう。寿命100時間後も蒸発速度は減少し、しだいに酸化物陰極の値に近づくと推定されるが、この値から最初の1,000時間当たりの蒸発量を計算すると、890°Cの陰極温度では数mg/cm²となり、少なくとも初期においては陰極物質の消耗が非常に激しいことを物語っている。したがってこのような多孔層を用いる場合、炭酸塩の充填量は2.3.1項に述べたことから許される範囲内で大きくすることが望ましい。

3. 大形陰極の製作

以上の実験から、種々の製作条件を考慮すれば簡単な方法で、長寿命かつ特性のすぐれたマッシュ形陰極が製作できる見通しがついたので、直径70mmのオウ面形陰極の製作を試みた。

多孔層用としては、寿命中、高いエミッションを維持させるため、約1%の還元性金属あるいは化合物粉末を混入させたニッケル粉末を用いた。多孔層の製作ならびに炭酸塩の充填にあたっては、これまでに述べた事項に細心の注意を払い、直径70mmのオウ面形状のマッシュ形陰極を完成させた。

この直径70mmオウ面形陰極をクライストロンに組み込み、酸化物陰極に準じた方法で排気し、寿命試験を行なっているが、890°Cの陰極温度で2,000時間以上事故なく動作している。

このクライストロンはゲッタイオンポンプを内蔵しているため、管内は常に10⁻⁷mm Hgよりよい真空度に保たれており、ガス被害作用やイオン衝撃などによる破壊作用はさほど問題にならない。したがって、陰極の動作温度としては寿命試験に採用した890°Cより低い温度が陰極蒸発物による事故を防ぐためにも望ましい。これらの点を考慮すれば、実用の陰極動作温度は、このクライストロンに必要な約2A/cm²の Pulsエミッションが空間電荷制限域で十分な余裕をもって得られる800~850°Cが適当である。この動作温度はいままでの補強形陰極と比較し、低い値である。これは陰極の加熱系の設計、製作にとって非常に有利であり、マッシュ形陰極を使う大きな利点の一つである。

4. む す び

大電力パルスクライストロン用陰極としてマッシュ形陰極を取り上げ、多孔層の粗化を中心に検討した。多孔層の粗化は初めの予想どおり、製作法の簡略化および特性の向上に大いに役だった。このような多孔層を用いた陰極は長寿命かつ高電流密度であり、しかも動作温度も低いなどのクライストロンにとって非常に有利な特長をもつことを確認した。すなわち、890°Cの陰極温度で4,000時間以上10A/cm²以上の Pulsエミッションが空間電荷制限域で減少なく維持されている。

終わりに、このマッシュ形陰極の製作にあたり有益な助言をいただいた東京大学原子核研究所の田中、堀越、石井の各先生に厚くお礼を申し上げる次第である。(昭40-11-18受付)

参 考 文 献

- (1) G. B. Collines: Microwave Magnetron, 505 (1948)
M. A. Pomerantz: Proc. I. R. E., 34, 903 (1946)
C. P. Hadley and W. G. Rudy: J. Electrochem. Soc., 105, 395 (1958)
- (2) M. Chodorow et al.: Proc. I. R. E., 47, 20 (1959)
- (3) 岡田隆か:「三菱電機技報」, 39, 1062 (昭40)
- (4) W. Balas et al.: J. Appl. Phys., 26, 1163 (1955)
- (5) 荒木: 応用物理, 30, 278 (1961)
- (6) S. Wagener: The oxide coated cathode, II, 76 (1951)
- (7) W. G. Rudy: Advance in Electron Tube Techniques, 94 (1961)
- (8) E. S. Rittner: Philips Res. Rep., 8, 184 (1953)
H. E. Kern: Bell Laboratories Record, 38, 451 (1960)
G. W. Caldwell: Advance in Electron Tube Techniques, 101 (1961)
- (9) J. A. Becker: Phys. Rev., 34, 1323 (1929)
- (10) E. Hess et al.: Proc. 4th International Conf. on Electron Microscopy (1958)
- (11) W. F. Leverton: J. Appl. Phys., 23, 787 (1952)

パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題 (2)

喜連川 隆*・白幡 潔**

Problems on Parametric Amplifiers (2)

Central Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA・Kiyoshi SHIRAHATA

This text is a sequel to an article entitled "Problems on Parametric Amplifiers" Mitsubishi Denki Giho vol. 38 No. 5 (1964~5). Discussions on bandwidth limitations of parametric amplifiers are first given herein in pursuance of researches following the previous ones on broad banding. Next on the formation manner are shown many examples of signals and idler resonators with special comment on a balanced form to be superior in view of the aim of broad banding. As to cooled parametric amplifiers, a number of problems are expounded in succession to experimental results in the previous issue. Furthermore, diodes, circulators and pump sources are taken up of their necessary conditions. Lastly several parametric amplifiers developed and put in practice are touched upon.

7. ま え が き

この論文は「パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題(1)」
「三菱電機技報」Vol. 38, No. 5. pp 802~813 1964の続編である。
前編ではパラメトリック増幅器を実用化するに際してのいくつかの問題点を呈示し、その原因と改善の方法について述べた。すなわち広帯域化、利得の安定化、低雑音化、および位相の安定化について検討し、改善例を示した。

この編では、まず広帯域化に関し前編に引続いて行なった研究成果について述べ、帯域幅の限界と最適条件を明らかにした。次いでパラメトリック増幅器の構成法については、種々制約の多い信号および共振器について記した。とくに広帯域化を目的とする場合の構成法としては、平衡形増幅器がすぐれていることを理論と実例をもって示した。冷却による雑音特性の改善については、前編にダイオードを冷却した場合についてのみ記したが、本文ではさらにアイドラ負荷を冷却する場合など、広く冷却パラメトリック増幅器の諸問題について述べた。

なおそのほかの問題としてダイオード、サーキュレータおよびポンプ源について必要条件などについて論じた。最後に今日までに開発実用化した10数種のパラメトリック増幅器について略述してある。

8. パラメトリック増幅器の増幅帯域幅の限界⁽²¹⁾⁽²²⁾

3章でパラメトリック増幅器の広帯域化について論じ、その実例も示したが、この章ではさらに増幅帯域幅の限界あるいは最適設計法について述べる。まず各種共振形増幅器の等価回路について、ダイオードの Q_1 をパラメータとして \sqrt{GB} 積を求め、最適条件を明らかにして種々の形の極大 \sqrt{GB} 積を示す。

8.1 等価回路

2, 3章では等価回路を式(2.3)によって図2.2, 3.2としたが、これらの等価回路ではダイオードの定数が明確な形で表現されておらず、定量的な考察には不便であった。そこでダイオードの Q および R_s を含んでいる式(2.10)によって信号アイドラ両共振器とも2重共振形の等価回路を示せば図8.1となる。この等価回路で L_1, L_2 の一部および C_0, R_s がバラクタダイオードの定数であり、カートリッジ容量は無視してある。 L_1L_2 の残部は、ダイオードを信号およびアイドラ周波数に共振させるために付加した直列インダクタ

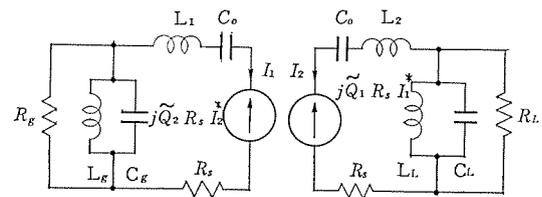


図 8.1 等価回路

Fig. 8.1 Equivalent circuit with double tuned signal and idler resonator.

スである。 R_g は信号負荷、 R_L はアイドラ外部負荷抵抗、 L_gC_g, L_LC_L は信号およびアイドラ副共振器の LC である。

$jQ_2R_sI_s^*, jQ_1R_sI_s^*$ は式(2.10)の結合項で、パラメトリック励振により信号およびアイドラ回路に生じた電圧である。

図8.1によって利得を求めれば式(8.1)となる。

$$G \doteq \frac{\left(\frac{Z_{11} + Z_{22}^*}{R_s} \right) \left| 1 + \frac{Z_{11}}{R_s} \right|^2}{\left| \left(1 + \frac{Z_{11}}{R_s} \right) \left(1 + \frac{Z_{22}^*}{R_s} \right) - \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \right|^2} \dots \dots \dots (8.1)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} \frac{Z_{11}}{R_s} &= \frac{2j \frac{A\omega}{\omega_1}}{\omega_1 C_0 R_s} + \frac{\frac{R_g}{R_s}}{1 + 2j\omega_1 C_g R_g \frac{A\omega}{\omega_1}} \\ \frac{Z_{22}^*}{R_s} &= \frac{2j \frac{A\omega}{\omega_2}}{\omega_2 C_0 R_s} + \frac{\frac{R_L}{R_s}}{1 + 2j\omega_2 C_L R_L \frac{A\omega}{\omega_2}} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (8.2)$$

である。式(8.1), (8.2)から種々の形の増幅器の \sqrt{GB} 積が求められる。

8.2 非縮退単一共振増幅器

図8.1の等価回路で $L_g \rightarrow \infty, C_g \rightarrow 0, L_L \rightarrow \infty, C_L \rightarrow 0$ とした場合で、また $R_L \rightarrow 0$ とする。 B_1/f_1 を3dB減の比帯域幅とすれば、式(8.1), (8.2)から比 \sqrt{GB} 積は、

$$\sqrt{G_0} \frac{B_1}{f_1} \doteq \frac{2 \left\{ \tilde{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) - 1 \right\}}{Q_{D1} \left\{ 1 + \tilde{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^3 \right\}} \dots \dots \dots (8.3)$$

と求まる。ただし

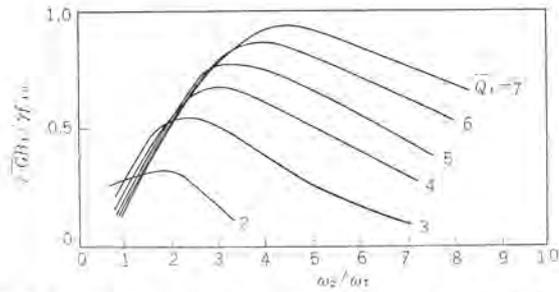


図 8.2 非縮退単一同調形増幅器の ω_2/ω_1 対 $\sqrt{GB_0}/\gamma f_{10}$
 Fig. 8.2 $\sqrt{GB_0}/\gamma f_{10}$ vs. ω_2/ω_1 in the nondegenerate single tuned type.

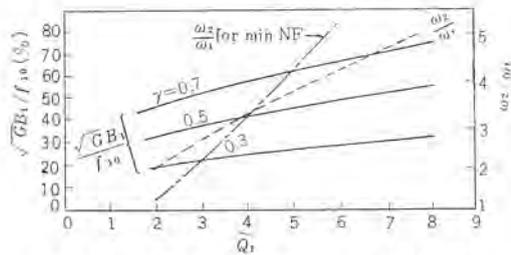


図 8.3 非縮退単一同調形の極大 \sqrt{GB} 積と ω_2/ω_1 の最適条件
 Fig. 8.3 Max \sqrt{GB} product and its optimum condition of (ω_2/ω_1) on the nondegenerate single tuned type.

$$Q_{DT} = \frac{1}{\omega_1 C_0 R_s} = \frac{2}{\gamma} \bar{Q}_1, \quad \gamma = \frac{C_{\max} - C_{\min}}{C_{\max} + C_{\min}} \quad (8.4)$$

で、式 (8.3) を \bar{Q}_1 と ω_1/ω_2 の関数として示せば図 8.2 となる。すなわち \bar{Q}_1 を一定とすれば \sqrt{GB} 積を極大にする周波数の存在することがわかる。式 (8.3) で $\bar{Q}_1^2(\omega_1/\omega_2) \gg 1$ とすれば、比 \sqrt{GB} 積は

$$\left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 = \frac{1}{2\bar{Q}_1^2} \quad (8.5)$$

のとき極大となって

$$\sqrt{G_0} \frac{B_{1\max}}{f_1} = \frac{\gamma}{1.5} \left(\frac{\bar{Q}_1}{2}\right)^{\frac{1}{3}} \quad (8.6)$$

を得る。式 (8.5), (8.6) を図 8.3 に示す。

8.3 非縮退信号二重共振形増幅器

$L_L \rightarrow \infty, C_C \rightarrow 0$ のアィドラは単一共振器とし、また $R_L \rightarrow 0$ とする。

8.3.1 最大平タン利得特性

信号回路に副共振器をつければ式 (8.3) の \sqrt{GB} 積をさらに拡大し得るが、増幅特性を最大平タンにするために必要な $Q_0 (= \omega_1 C_0 R_0)$ は

$$\frac{Q_0}{Q_{DT}} = \frac{1 + \bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2}{\bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) - 1} = \frac{2}{Q_{DT} \sqrt{G_0 B_1} f_1} \quad (8.7)$$

であり、この場合の \sqrt{GB} 積は

$$\sqrt{G_0} \frac{B_2}{f_1} = \left(\frac{G_0}{4}\right)^{\frac{1}{4}} \frac{2\left\{\bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) - 1\right\}}{Q_{DT} \sqrt{1 + \bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2} \left\{1 + 2\bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2\right\}^{\frac{1}{4}}} \quad (8.8)$$

となる。式 (8.8) は

$$\left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^3 = \frac{1}{2.5\bar{Q}_1^2} \quad (8.9)$$

のとき極大となり

$$\sqrt{G_0} \frac{B_{2\max}}{f_1} = \left(\frac{G_0}{4}\right)^{\frac{1}{4}} \frac{\gamma}{1.37} \left(\frac{\bar{Q}_1}{2.5}\right)^{\frac{1}{3}} \quad (8.10)$$

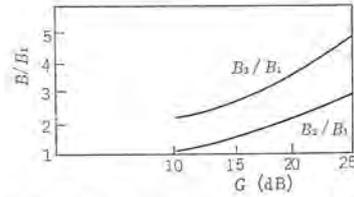


図 8.4 非縮退二重共振形の帯域幅拡大比
 Fig. 8.4 Bandwidth expansion ratio on the nondegenerate double tuned type.

を得る。式 (8.10) と (8.6) を比較すると

$$\frac{B_{2\max}}{B_{1\max}} = \left(\frac{G_0}{4}\right)^{\frac{1}{4}} \quad (8.11)$$

となる。

8.3.2 双峰利得特性

増幅特性をじゃっかん双峰化すると、 \sqrt{GB} 積はさらに増加する。この場合に必要となる Q_0 は最大平タン特性の式 (8.7) の Q_0 より常に大きい。利得が十分大きくなるほど両者は近づく。双峰特性のピークを G_0 とし、山と谷の比を 3dB とすると、 \sqrt{GB} 積は

$$\sqrt{G_0} \frac{B_3}{f_1} = (2G_0)^{\frac{1}{4}} \frac{2\left\{\bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right) - 1\right\}}{Q_{DT} \sqrt{1 + \bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2} \left\{1 + 2\bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2\right\}^{\frac{1}{4}}} \quad (8.12)$$

となり、式 (8.12) は式 (8.9) の条件のもとで、極大となり、

$$\sqrt{G_0} \frac{B_{3\max}}{f_1} = (2G_0)^{\frac{1}{4}} \frac{\gamma}{1.37} \left(\frac{\bar{Q}_1}{2.5}\right)^{\frac{1}{3}} \quad (8.13)$$

式 (8.13) を式 (8.6) および (8.10) と比較すれば、

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_{3\max}}{B_{1\max}} &= (2G_0)^{\frac{1}{4}} \\ \frac{B_{3\max}}{B_{2\max}} &= 1.68 \end{aligned} \right\} \quad (8.14)$$

である。式 (8.11) および (8.14) を図 8.4 に示す。

8.4 非縮退形アィドラ外部負荷付き増幅器

信号側は $L_0 \rightarrow \infty, C_0 \rightarrow 0$ の単一共振器とし、アィドラ側に純抵抗または副共振器を付加することにより増幅帯域幅が広帯域でできないかを考える。負荷が純抵抗の場合は利得の十分大きいときの \sqrt{GB} 積は、

$$\sqrt{G_0} \frac{B}{f_1} = \frac{2\left(1 + \frac{R_L}{R_S}\right)}{Q_{DT}} \left\{ \frac{\bar{Q}_1^2 \frac{\omega_1}{\omega_2} - \left(1 + \frac{R_L}{R_S}\right)}{\bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^3 + \left(1 + \frac{R_L}{R_S}\right)^2} \right\} \quad (8.15)$$

と算出される。式 (8.15) は ω_1/ω_2 に関して

$$\left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^3 = \frac{\left(1 + \frac{R_L}{R_S}\right)^2}{2\bar{Q}_1^2} \quad (8.16)$$

のとき極大となり、

$$\sqrt{G_0} \frac{B_{\max}}{f_1} = \frac{\gamma}{1.5} \left\{ \frac{\bar{Q}_1}{2\left(1 + \frac{R_L}{R_S}\right)} \right\}^{\frac{1}{3}} \quad (8.17)$$

を得る。また式 (8.17) は R_L に関して $R_L=0$ のとき最大となり、アィドラ側に負荷なしとして \bar{Q}_1 と ω_1/ω_2 の最適条件から求めた式 (8.6) に一致する。すなわち図 8.1 の等価回路については、アィドラ側に負荷をつけた増幅器の最適条件は負荷がないということである。

アィドラ負荷が純抵抗でなく副共振器で構成されている場合は解析がめんどうであるが、 $R_L=R_S$ という条件の下では、 \sqrt{GB} 積は信号側二重共振形に比べてその 65% にしかならないことがわかる。

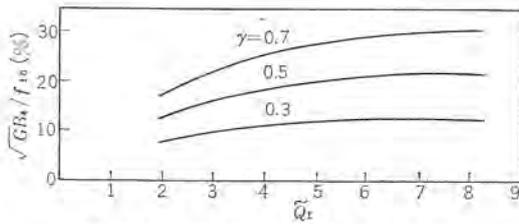


図 8.5 縮退単一同調形の \sqrt{GB} 積
Fig. 8.5 \sqrt{GB} product on the degenerate single tuned type.

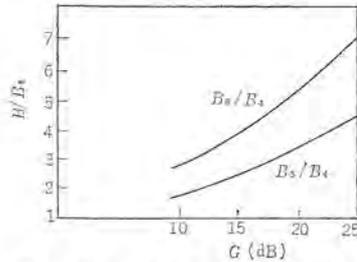


図 8.6 縮退二重共振形の帯域幅拡大比
Fig. 8.6 Bandwidth expansion ratio on the degenerate double tuned type.

8.5 縮退形増幅器

$\omega_1 = \omega_2$ であって、信号共振器はアイドラ共振器を兼ね、アイドラも外部に対して開口を持つ。したがって $R_0 = R_L$, $L_0 = L_L$, $C_0 = C_L$ である。

8.5.1 単一共振形増幅器

$L_0 \rightarrow \infty$, $C_0 \rightarrow 0$ の場合であるが、結果のみ記せば、

$$\sqrt{G_0} \frac{B_5}{f_1} = \frac{\gamma}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_1}\right) \quad (8.18)$$

となる。もし両側帯側波受信とすると、式(8.18)の右辺は $\sqrt{2}$ 倍となる。式(8.18)を図 8.5 に示す。

8.5.2 二重共振形増幅器

最大平たん特性とするためには、副共振器に

$$\frac{Q_0}{Q_{D1}} = \frac{1}{Q_1 - 1} \quad Q_0 = \frac{1}{\sqrt{G_0}} \frac{B_5}{f_1} \quad (8.19)$$

なる Q_0 を持たすべきであり、このとき \sqrt{GB} 積は

$$\sqrt{G_0} \frac{B_5}{f_1} = G_0^{1/4} \frac{\gamma}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_1}\right) \quad (8.20)$$

となる。

3dB 双峰特性とすると、 \sqrt{GB} 積は

$$\sqrt{G_0} \frac{B_5}{f_1} = (8G_0)^{1/4} \frac{\gamma}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_1}\right) \quad (8.21)$$

となる。 Q_0 は $G_0 \gg 1$ で式(8.19)である。

式(8.18)、(8.20) および (8.21) を比較すると

$$\left. \begin{aligned} \frac{B_5}{B_4} &= G_0^{1/4} \\ \frac{B_5}{B_4} &= (8G_0)^{1/4} \\ \frac{B_5}{B_4} &= 1.68 \end{aligned} \right\} \quad (8.22)$$

である。式(8.22)を図 8.6 に示す。

8.6 検討

8.2, 8.3, 8.5 節の結果を表 8.1, 8.2 に示す。以上の結果から利得が十分大きいという条件の下で次のようなことがわかる。

(a) \sqrt{GB} 積はいずれの形式でも γ に比例して大きくなし得る。

(b) 非縮退形では、信号周波数における Q が与えられると \sqrt{GB}

パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題 (2)・喜連川・白幡

表 8.1 非縮退形増幅器

信号共振器	増幅特性	比 \sqrt{GB} 積 Q_0	極大条件	極大値 \sqrt{GB} 積	帯域幅の拡大
単一共形		$\frac{\gamma(\sqrt{Q_1^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2} - 1)}{Q_1(1 + \sqrt{Q_1^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2})}$	$(\frac{\omega}{\omega_0})^2 = \frac{1}{2.5Q_1}$	$\frac{\gamma}{1.5} \left(\frac{Q_1}{2}\right)^{1/3}$	1
二重共振		$\frac{\gamma(\sqrt{Q_1^2 + 1} \sqrt{Q_1^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2} - 1)}{Q_1 \sqrt{1 + Q_1^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2} (1 + 2Q_1^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2)}$	$(\frac{\omega}{\omega_0})^2 = \frac{1}{2.5Q_1}$	$\frac{\gamma}{1.5} \left(\frac{Q_1}{2}\right)^{1/3}$	$\frac{B_5}{B_4} = \left(\frac{G}{4}\right)^{1/4}$
		$\frac{\gamma(2G_0^{1/4} + \sqrt{Q_1^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2} - 1)}{Q_1 \sqrt{1 + Q_1^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2} (1 + 2Q_1^2(\frac{\omega}{\omega_0})^2)}$	$(\frac{\omega}{\omega_0})^2 = \frac{1}{2.5Q_1}$	$G_0^{1/4} \frac{\gamma}{1.5} \left(\frac{Q_1}{2}\right)^{1/3}$	$\frac{B_5}{B_4} = (2G)^{1/4}$ $\frac{B_5}{B_4} = 1.68$

表 8.2 縮退形増幅器

信号共振器	増幅特性	比 \sqrt{GB} 積 Q_0	帯域幅の拡大
単一共形		$\frac{\gamma}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_1}\right)$	1
二重共振		$G^{1/4} \frac{\gamma}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_1}\right)$	$\frac{B_5}{B_4} = G^{1/4}$
		$G^{1/4} \frac{\gamma}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_1}\right)$	$\frac{B_5}{B_4} = (8G)^{1/4}$ $\frac{B_5}{B_4} = 1.68$

積を最大にするアイドラ周波数が存在する。この条件は雑音指数を最小にする条件と $Q_1 = 4$ のとき一致する。

(c) 非縮退形の極大 \sqrt{GB} 積はいずれの形式でも $\gamma Q_1^{1/3}$ に比例する。

(d) 非縮退形で信号共振器を二重共振器化し最大平たん特性をもたせた場合、および 3dB 双峰特性をもたせた場合には、その極大帯域幅は単一共振形の極大帯域幅のそれぞれ $(G_0/4)^{1/4}$ 倍、および $(2G_0)^{1/4}$ 倍に拡大される。

(e) 非縮退形でアイドラ側に負荷抵抗を装荷した形の広帯域化に関する最適条件は負荷抵抗がないということである。

(f) 縮退形にあっては Q_1 が大きい場合、 \sqrt{GB} 積は γ のみに比例する。

(g) 縮退形にあって、単一共振形から二重共振器化したときの帯域幅の拡大率は、非縮退形における極大帯域幅の拡大率より $\sqrt{2}$ 倍だけ大きい。

(h) 非縮退形の極大 \sqrt{GB} 積と縮退形の \sqrt{GB} 積とを比較してみると、非縮退形の極大 \sqrt{GB} 積のほうが常に大きい。すなわち、

単一共振形:

$$\frac{\text{非縮退形}}{\text{縮退形}} = \frac{\frac{\gamma(Q_1)^{1/3}}{1.5(2)}}{\frac{\gamma}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_1}\right)} = \frac{Q_1^{1/3}}{1 - \frac{1}{Q_1}} \geq 2.12$$

二重共振形:

$$\frac{\text{非縮退形}}{\text{縮退形}} = \frac{\left(\frac{G_0}{4}\right)^{1/4} \frac{\gamma(Q_1)^{1/3}}{1.37(2.5)}}{G_0^{1/4} \frac{\gamma}{2} \left(1 - \frac{1}{Q_1}\right)} = \frac{Q_1^{1/3}}{\sqrt{2} \left(1 - \frac{1}{Q_1}\right)} \geq 1.5$$

(1) 二重共振器化する際の信号回路にそう入されるべき副共振器の Q_0 は、単一共振形の \sqrt{GB} 積の逆数に比例する。また非縮退形の Q_0 は縮退形に比べて式の上記に 2 倍になっている。

以上の検討結果は図 8.1 の等価回路についてのものであり、図 8.1 で表わし得ない増幅器にはもちろん以上の結論はあてはまらない。

9. パラメトリック増幅器の構成

パラメトリック増幅器は1個のダイオードを共有する信号、アイドラおよびポンプの3共振回路で構成され、おのおのの共振周波数調整の独立化、また広帯域化のための各共振器のQ低減など種々の条件に拘束されるので、複雑やっかいである。増幅器の解析は通常最も簡潔な集中定数的な等価回路について行なわれるから、完全な共振状態のみの考察でむずかしい雑音に関しては、理論と実験の一致をみている⁽³⁾が、帯域幅に関しては、理論、構成法の両面でむずかしい問題が多く、構成法についてはいろいろとくふうがこらされている。この章では今まで開発してきた増幅器を基礎として、構成法の概略を記す。

9.1 信号共振器

信号共振器の調整は非縮退形では式(3.1)、(3.2)、縮退形では式(3.3)、(3.4)を満足させることにある。すなわちダイオードに適切なインダクタンスを付加して同調をとること、共振器と外部回路との結合を適当な大きさにすることである。

9.1.1 同調

付加するインダクタンスとしては集中定数であれば、共振器の内部Qは望み得る最低QすなわちダイオードのQ、 Q_D に等しくなり、広帯域化のためから好ましいが、Lバンド以上では同軸線路が用いられることが多い。導波管は3.1節に述べた理由そのほかによって望ましくないと思われる。

ダイオードをマウントした同軸共振器の同調の方法には図9.1の(a)~(e)が考えられる。同調をとる際のバイアス電圧は意図する目的によっていろいろであるが、γ式(2.7)を大きくとるためにはGaAsダイオードでは0V、Si、Geでは1V程度の負バイアスをおかけるのがよい。

9.1.2 外部回路との結合

式(3.1)、(3.3)の結合係数Kは実際上2~8の値をとること

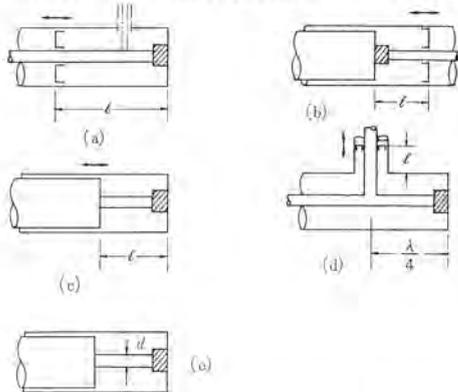


図 9.1 同軸共振器の同調方法
Fig. 9.1 Tuning manners of coaxial resonator.

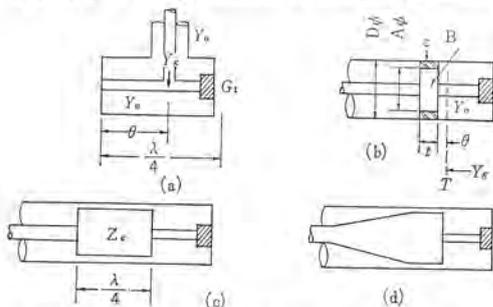


図 9.2 同軸共振器の外部回路との結合方法
Fig. 9.2 Coupling manners of coaxial resonator with external line.

が多い、 $K=G_0/G_1$ はまた $K=R_0/R_s$ と表わすこともできる。 R_s は 5Ω 前後であるから、 R_0 は多くの場合 50Ω 以下になる。ダイオードからみた線路のインピーダンスを下げる方法としては図9.2の(a)~(d)が考えられる。

図9.2(a)では $G_1 \doteq (\omega_1 C_0)^2 R_s$ とすれば

$$\frac{Y_0}{Y_0} = -j \cot \theta + \frac{G_1 + j \tan\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)}{1 + j \frac{G_1}{Y_0} \tan\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right)} \doteq \frac{G_1}{Y_0 \sin^2 \theta} \quad (9.1)$$

$$\frac{G_0}{G_1} = \frac{R_0}{R_s} = \frac{1}{\sin^2 \theta} \geq 1 \quad (9.2)$$

となる。また図9.2(b)は等価回路的に適当な基準点Tについて考えると、サセプタンス成分は消えて⁽²³⁾

$$\frac{G_0}{Y_0} = \frac{1}{1 - \frac{b^2}{2} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{2}{b}\right)^2} - 1 \right\}} \geq 1 \quad (9.3)$$

$$\tan \theta = \frac{b}{2} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{2}{b}\right)^2} - 1 \right\} \quad (9.4)$$

となる。ただし $b=B/Y_0$ である。Bは誘導性でもよいが、図9.2(b)のように容量環で構成するときは

$$C = \frac{0.566 \epsilon t}{\log e \left(\frac{D}{A}\right)} \text{ (pF), } t \text{ (cm)} \quad (9.5)$$

である。

9.1.3 副共振器

3.2節あるいは8.3節に述べた副共振器、すなわち同軸信号線路にそう入する並列共振器の構成法には図9.3(a)(b)がある。

(a)については⁽²⁴⁾

$$Y_0 = G_0 + j G_p \tan n\pi \left(\frac{d}{\omega_0}\right) \quad (9.6)$$

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{2 G_0} \left. \frac{\partial B_p}{\partial \omega} \right|_{\omega = \omega_0} = \frac{n\pi G_p}{2 G_0} \quad (9.7)$$

である。また(b)については⁽²⁵⁾

$$Y_0 = G_0 + j \frac{G_p n\pi}{\sin^2 \theta} \left(\frac{d}{\omega_0}\right) \quad (9.8)$$

$$Q_0 = \frac{n\pi G_p}{2 G_0 \sin^2 \theta} \quad (9.9)$$

である。(a)の方式では Q_0 の調整に副共振線路のインピーダンスを変えねばならぬが、(b)の方式では θ を変えればよいので調整容易である。

9.2 アイドラ共振器

アイドラ共振器は、パラメトリック増幅器の構成上最もやっかいなものの一つで、外部に開口を持たないためにはなほだ取扱いにくい。独立したアイドラ共振器の不要な縮退形増幅器の構成は非縮退形増幅器に比較すればはなほだ容易といえる。

9.2.1 アイドラ共振器の構成

アイドラ共振器の構成としては図9.4(a)~(e)などがある。(a)は3.1節に略述した、アイドラ波が通過帯域にある導波管にダイ

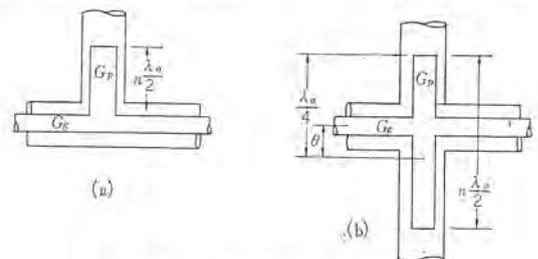


図 9.3 共振同軸線路
Fig. 9.3 Resonant coaxial transmission lines.

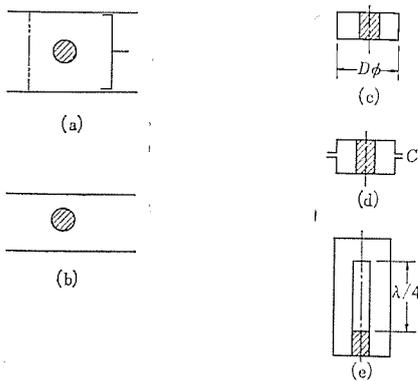


図 9.4 アイドラ共振器の構成
Fig. 9.4 Compositions of idler resonator.

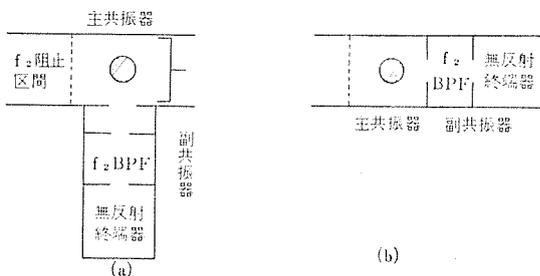


図 9.5 アイドラ複共振器
Fig. 9.5 Idler resonators with subresonators.

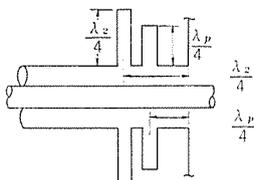


図 9.6(a) 信号線路に設けた
アイドラおよびポンプのBRF
Fig. 9.6 (a) BPF at idler
and pump frequencies
inserted in the single line.

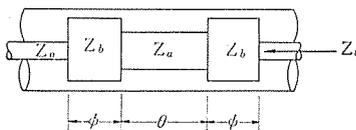


図 9.6(b) 低域通過 1/4
波長変成器
Fig. 9.6 (b) Low pass
quarter-wave trans-
former.

ードをマウントした場合で、増幅帯域幅は広くならないが調整容易という利点を有し、また 3.3 節に述べた可同調形とするのに好つてである。(b) はアイドラ波がシャ断領域にあるような導波管を用いた場合、(c) はリエントラント形空胴にマウントした場合で (b) (c) に至るに従い、共振器が集中定数的に扱えるようになり、内部 Q がダイオードの Q に近づく。(b) (c) ではアイドラ周波数はダイオードの自己共振周波数より低くなるが、(c) を変形して (b) のように容量間ゲキを設ければ、アイドラ周波数を高められる。また (a) ~ (d) のようにしよせん空胴の中にダイオードを封じ込めずに、(e) のようにダイオードの自己共振周波数の 1/4 波長の開放線路を、ダイオードに直列接続し、全体として 3/4 波長の共振器とする方法⁽²⁶⁾もある。

9.2.2 副共振器

副共振器を付加したアイドラ共振器を図 9.5 (a), (b) に示す。

9.2.3 フィルタ

図 9.4 (b) のようにポンプ回路にアイドラ波の漏れる心配のないときは別として、(a) などの場合には BPF をつけるかポンプ給電線路をしぼってシャ断する。また信号回路に対しては LPF または図 9.6 (a) のようなアイドラおよびポンプ波の BRF をつける。LPF は信号周波数では図 9.2 (b) の B として働かせるかあるいは図 9.2 (c) の 1/4 波長変成器として動作するように設

計することもできる⁽²⁴⁾。1/4 波長変成器の所要インピーダンスを Z_e とするとき図 9.6 (b) について

$$\left(\frac{Z_c}{Z_b} - \frac{Z_b}{Z_c}\right) = \left(\frac{Z_a}{Z_b} - \frac{Z_b}{Z_a}\right) \sin \theta \dots\dots\dots (9.10)$$

$$\left(\frac{Z_a}{Z_b} + \frac{Z_b}{Z_a}\right) \tan 2\phi \tan \theta = 2 \dots\dots\dots (9.11)$$

なる条件を得る。 θ , ϕ はアイドラ周波数で 1/4 波長に選ぶ、このときアイドラ周波数でみた信号線路のインピーダンスは

$$Z_i = \frac{Z_b^4}{Z_a^2 Z_0} \dots\dots\dots (9.12)$$

となる。

9.3 ポンプ回路

4.2 節に述べた理由によりできる限り低 Q であることが望ましく、アイドラ波を BPF でシャ断するより、導波管をしぼってシャ断したほうが低 Q になるようである。

10. 平衡形増幅器⁽²¹⁾

9 章に積々の構成法を述べたが、増幅特性が 7 章の解析結果に近くなるような構成法の一つとして、いわゆる平衡形増幅器がある。簡潔な構成で広帯域増幅特性を得ようとする場合、問題点は信号アイドラ両共振器の Q 低減にしぼられるのであるが、このためには、信号アイドラ両共振器の構造そのものと、両共振器相互間およびポンプ回路との結合についても考慮しなければならない。以上の観点に立つとき平衡形増幅器は一つの理想的な構成法といえよう。

10.1 平衡形増幅器の \sqrt{GB} 積

2 個のダイオードを対にして用いることはミキサなどで一般的であるが、パラメトリック増幅器でこの方法をとった場合の利点について検討する。

図 10.1 のように 2 個のダイオードは信号側で並列に、アイドラ側では直列に接続された形になっているから、回路の対称性が完全であればポンプなしの状態では信号回路とアイドラ回路は分離されている。ポンプすれば図 10.1 の合成マトリクスは次のように結合項を生ずる。

図 10.1 で

$$-V_1' = V_1'' = V_1, \quad -I_1' + I_1'' = I_1, \quad V_2^* + V_2^{**} = V_2^*, \\ I_2^* = I_2^{**} = I_2^*$$

と仮定すれば合成 4 端子網の定数は

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j \frac{(B_{11}' + B_{11}'')(B_{22}' + B_{22}'') - (B_{12}' + B_{12}'')(B_{21}' + B_{21}'')}{B_{22}' + B_{22}''} \\ j \frac{B_{21}' B_{22}'' - B_{21}'' B_{22}'}{B_{22}' + B_{22}''} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10.1)$$

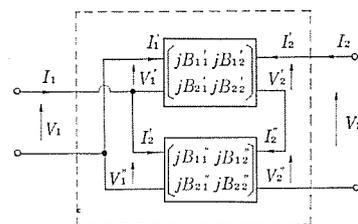


図 10.1 平衡形増幅器の等価回路
Fig. 10.1 Equivalent circuit of balanced amplifier.

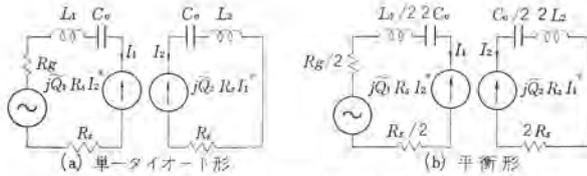


図 10.2 パラメトリック増幅器の等価回路
Fig. 10.2 Equivalent circuit of parametric amplifier.

となる。今、 $B'_{mn} = B''_{mn} = B_{mn} \begin{pmatrix} m=n \\ m \neq n \end{pmatrix}$ と仮定すれば、式(10.1)の結合項はなくなり、 $B'_m = B''_m = B_{mn} (m=n)$ 、 $B'_m = -B''_{mn} = B_{mn} (m \neq n)$ とすれば結合項が生じ

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2jB_{11} & jB_{12} \\ jB_{21} & j\frac{B_{22}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots (10.2)$$

となる。ダイオードは同電極を突き合わせてマウントし、逆相にポンプするのが1方法である。

接合容量の変化が式(2.2)とすると

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2j\omega_1 C_0 & j\omega_2 C_1 \\ -j\omega_2 \frac{C_1^*}{2} & -j\omega_2 \frac{C_0}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots (10.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\frac{1}{2\omega_1 C_0} & -j\tilde{Q}_1 R_s \\ j\tilde{Q}_2 R_s & j\frac{1}{2\omega_2 C_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{bmatrix} \quad \dots\dots (10.4)$$

となる。式(10.3)(10.4)を単一ダイオードの場合の式(2.3)(2.10)と比較すると、信号側で C_0 が2倍になっているから R_s は $1/2$ 、アィドラ側では C_0 が $1/2$ であるから、 R_s は2倍のはずである。結合項は不変であるから、大利得条件とも考え合わせると単一ダイオード形の図10.2(a)に対応する平衡形の等価回路は図10.2(b)でなければならない。図10.2(a)に対する電力利得は式(8.1)である。ただし、

$$\left. \begin{aligned} \frac{Z_{11}}{R_s} &= \frac{R_g}{R_s} + j\frac{2\frac{d\omega}{\omega_1}}{\omega_1 C_0 R_s} \\ \frac{Z_{22}^*}{R_s} &= j\frac{2\frac{d\omega}{\omega_2}}{\omega_2 C_0 R_s} \end{aligned} \right\} \dots\dots (10.5)$$

である。一方図10.2(b)についても $\frac{Z_{11}/2}{R_s/2} = \frac{Z_{11}}{R_s}$ 、 $\frac{2Z_{22}^*}{2R_s} = \frac{Z_{22}^*}{R_s}$ となり利得はやはり式(8.1)そのものである。したがって \sqrt{GB} 積も以上の仮定のもとでは両者全く等しいはずである。

以上の考察によって平衡形の利点は、静的状態における信号アィドラ両回路間の結合がないということと考えられる。両回路が分離されているということは、いわゆる非縮退形増幅器で広帯域なものを構成しようとする場合にはとくに重要な意味を持つ。単一ダイオードの場合には原理的に結合されているのでこれを独立に調整するために分離素子が必要で、このためアィドラ共振器の Q を十分低く、すなわちダイオードの Q に近づけることができなかった。

10.2 構造と実験例

図10.1の等価回路の具体化例を図10.3に示す。アィドラ共振器は、同軸形、信号共振器はストリップライン形となっている。この構造は共振状態が簡潔で共振周波数の推算が容易であり、また等価回路的に図10.2(b)に近いと考えられるもので、共振器の内部 Q をダイオード自体の Q 近くまで下げられるものと思われる。

信号共振器とアィドラ共振器の共振周波数はおおよそ次式によ

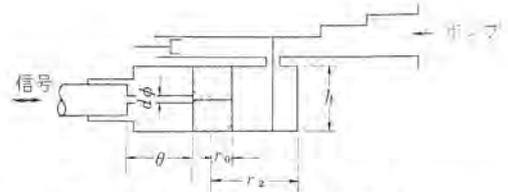


図 10.3 平衡形増幅器の構造
Fig. 10.3 Schematic sectional view of balanced type amplifier.

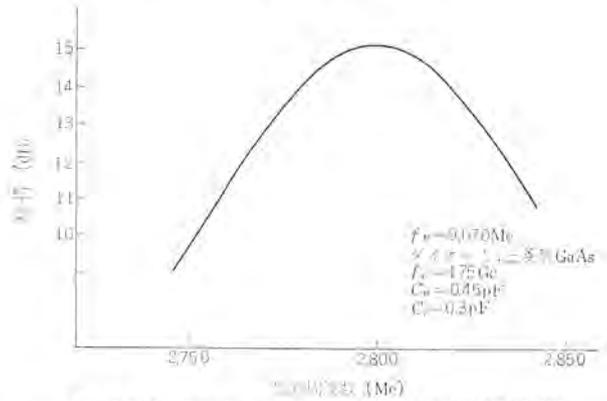


図 10.4 2.8Gc 平衡形増幅器の増幅特性
Fig. 10.4 Gain response on a 2.8 Gc balanced amplifier. (cf. Fig. 12.4)

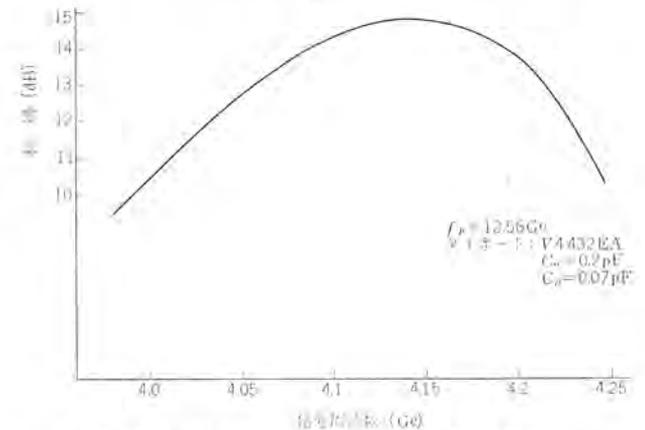


図 10.5 4GC 平衡形増幅器の増幅特性
Fig. 10.5 Gain response on a 4 Gc balanced amplifier. (cf. Fig. 13.7).

り算出できる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_D^2}}{\omega_1(2C_0)} &= \frac{\sqrt{\mu}}{2\pi \epsilon} \ln \frac{4h}{\pi d} \tan \theta \\ \frac{1 - \frac{\omega_2^2}{\omega_D^2}}{\omega_2^3 \left(\frac{C_0}{2}\right)} &= \frac{\mu h}{2\pi} \ln \frac{r_L}{r_D} \end{aligned} \right\} \dots\dots (10.6)$$

ここに ω_D はダイオードの自己共振周波数である。

実験例を図10.4、10.5⁽²⁷⁾に示す。両者単一共振形であるが、従来の2重共振形、あるいはそれ以上に帯域幅が広い。雑音指数は図10.2から単一ダイオード形と同一であることがわかるが、実験的にも確かめられた。結果は表13.1に示してある。

現在市販のダイオードの自己共振周波数は、ほぼ X バンドにあるから S バンドまでの最適設計はできよう。C バンド以上については自己共振周波数の向上が必要である。また上記理論値に十分近い実験値を得るためには、 $C_H \ll C_0$ であることが必要である。

11. 冷却パラメトリック増幅器⁽²⁸⁾

本文中で述べているダイオードを用いたパラメトリック増幅器の内部雑

音はダイオードに整流電流が流れていないとき、主としてダイオードの直列抵抗から生ずる熱 ジョウ 乱雑音によるものであるから、冷却することによって雑音特性が改善できることは5章に実例をもって述べた。本章では2章の一般理論および5章を補足する意味で冷却パラメトリック増幅器の一般的な問題点を述べる。

11.1 冷却増幅器の雑音温度

雑音指数の一般式は式(2.18)であるが、冷却増幅器では雑音温度を用いることが多い。式(2.18)は

$$T_e = T_s \left(\frac{R_s}{R_g} + \frac{\omega_1}{\omega_2} + \frac{R_s \omega_1}{R_g \omega_2} \right) + (T_L - T_s) \left(\frac{1 + \frac{R_s}{R_g}}{1 + \frac{R_s}{R_L}} \right) \frac{\omega_1}{\omega_2} \dots (11.1)$$

となる。ただし T_L , T_s はそれぞれアイドラ負荷およびダイオードの温度 (°K) である。また式(2.18)はコンダクタンスで表現されているのに対し、式(11.1)は図8.1による抵抗表現を用いている。大利得条件式(2.23)のもとでは

$$T_e = T_s \frac{1 + \frac{R_L}{R_s} \left(\frac{1 + \frac{R_g T_L}{R_s T_s}}{1 + \frac{R_L}{R_s}} \right) \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 + 1}{\frac{\bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) - 1}{1 + \frac{R_L}{R_s}}} \dots (11.2)$$

となる。

アイドラ外部負荷のない場合 $R_L=0$ では、

$$T_e = T_s \left(\frac{R_s}{R_g} + \frac{\omega_1}{\omega_2} + \frac{R_s \omega_1}{R_g \omega_2} \right) = T_s \frac{\bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 + 1}{\bar{Q}_1^2 \left(\frac{\omega_1}{\omega_2} \right) - 1} \dots (11.3)$$

となり、式(2.28)、(3.1)の条件の下で極小となり

$$T_e = 2T_s \frac{\sqrt{1 + \bar{Q}_1^2} + 1}{\bar{Q}_1^2} \dots (11.4)$$

となる。

アイドラ外部負荷をダイオードと同一温度に冷却する場合は、式(2.24)に示すように、 $\bar{Q}_2 \rightarrow \bar{Q}_2'$ となるが、結局 \bar{Q}_1 を \bar{Q}_1' とおくだけで式(11.3)(11.4)および(2.28)がそのまま有効である。

$$\bar{Q}_1' = \sqrt{1 + \frac{R_L}{R_s}} \dots (11.5)$$

アイドラ外部負荷をとくに冷却して $T_L < T_s$ とした場合は結局 ω_2 を ω_2' とおくだけで式(11.3)(11.4)および(2.28)がそのまま有効である。

$$\omega_2' = \frac{\omega_2}{1 + \frac{R_L}{R_s}} \dots (11.6)$$

適当なアイドラ外部負荷をつけ、最適アイドラ周波数を選び、外部負荷を $T_L < T_s$ に冷却しても、せいぜい外部負荷なしの極小値までしか下らないことがわかる。

両側帯波受信方式の縮退形増幅器の雑音温度は、式(3.4)の高利得条件のもとで

$$T_e = \frac{T_s}{\bar{Q}_1 - 1} \frac{R_s}{R_g} T_s \dots (11.7)$$

となる。

式(11.3)を図にしたものが図5.1であるが、 \bar{Q} と ω_1/ω_2 との関数として表現したものを図11.1に示す。

R_s が温度によりかなり変化するので、冷却状態での雑音温度をより確からしく推定するには、その温度における R_s , \bar{Q}_1 を諸式にあてはめなければならないことは5章に述べた。しかし R_s ,

パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題 (2)・喜連川・白幡

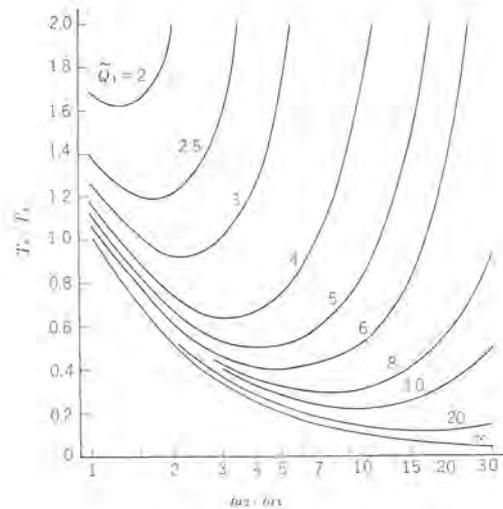


図 11.1 雑音温度
Fig. 11.1 Noise temperature.

R_L 以外に雑音源があれば、実際の値は予想値とはなお異なるものとなるであろう。それにはまずダイオードの順電流によるショット雑音がある。常温の GaAs ダイオードでは $3^\circ\text{K}/\mu\text{A}$ の雑音を発生するが、Si ダイオードではこれの10倍にも達する⁽²⁰⁾。次に非励振の状態ではダイオードが T_s に冷却されているとしてもポンプ電力で励振しているときには、ダイオードの接合部すなわち R_s の温度が T_s よりじゃっかん高まっていると考えられる。またポンプ回路が適当でない場合には、これを通じて常温負荷がアイドラ波および上側帯波と結合し雑音の流入することが考えられる。

以上は冷却増幅器特有の問題ではないが、 T_e が低いだけに影響が大きく留意しなければならないことがらである。

11.2 冷却増幅器システムの雑音温度

増幅器システムを図11.2とすれば、システムの入力雑音温度は

$$T_{\text{sys}} = \frac{T_1(1-L_1)}{L_1} + \frac{T_e}{L_1 L_c} (1-L_c) + \frac{T_e + T_c(1-L_c)}{L_1 L_c} + \frac{T_2(1-L_2)}{L_1 L_c^2 G} + \frac{T_{p0}}{L_1 L_c^2 G L_2} \dots (11.8)$$

で表わされる。ここに

T_1, L_1 : サーキュレータまでの入力線路の温度と損失

$$\left(L = \frac{\text{出力}}{\text{入力}} \right)$$

T_c, L_c : サーキュレータのそう入損失と温度

T_e, G : 増幅器の雑音温度と利得

T_2, L_2 : サーキュレータから次段増幅器までの線路の温度と損失

T_{p0} : 次段増幅器の雑音温度

である。もしダイオードと同一温度まで冷却できるサーキュレータがなければ、常温サーキュレータと増幅器空共振器との間に断熱線路をそう入しなければならない。このときサーキュレータ開口からみた増幅器の雑音温度は T_e から T_e' と増加する。

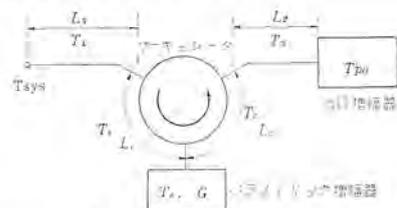


図 11.2 冷却増幅器システムの雑音温度
Fig. 11.2 Cooled amplifier system.

表 11.1 冷媒の特性

	H_1	H_2	N_2
蒸発熱 (cal/g)	650	7,560	38,600
液体の密度 (gr/cc)	0,125	0,071	0,808
1気圧のガス(蒸気)の エンタルピー (cal/gr)	4°K	7	
	20°K	28	171
	80°K	103	324
	300°K	376	1,010

$$T_e = \frac{T_3(1-L_2)}{L_3} + \frac{T_e}{L_3} + \frac{T_3(1-L_3)}{L_3GL_3} \dots\dots(11.9)$$

T_2, L_3 : 断熱線路の温度と損失

冷媒の特性概略を表 11.1 に示す。

12. そのほかの問題点

以上のほか、種々ある問題の中からダイオード、サーキュロスおよびポンプ源をとり上げ、必要条件などについて記す。

12.1 パラクタ ダイオード

パラメトリック増幅器に用いるダイオードの Figure of merit としては、いわゆる dynamic Q 、 \bar{Q} が代表的なものとされている。これは 2 章、および 10 の雑音に関して最も有効なパラメータであるが、3 章および 7 で述べたように \sqrt{GB} 積に関して有用な指数である。ただし \sqrt{GB} 積の場合は、 \bar{Q} 単独としてのほか、 \bar{Q} 一定であっても、 $\bar{Q} = Q_D \gamma / 2$ の中、 Q_D は小さく γ が大きいほうが望ましい。なお \bar{Q}_1 は図 11.1、図 8.3 から、実用上 4~8 のダイオードを選べばよいであろうことがわかる。

接合容量 C については、 Q が一定としても、 C_0 の大なるほど所要ポンプ電力は大きく、自己共振周波数は下る。しかし C_0 が小さ過ぎるとダイオード自身の浮遊容量による γ の低下、また共振器の所要 L の損失分による Q の低下などの弊害が起こる。共振器の構成しやすさなども考えて、 C_0 は 1Gc には 1~2 pF、10 Gc には 0.1~0.2 pF が適当であろう。所要ポンプ電力のめやすは式(12.1)で与えられる。

$$P = \frac{(\phi - V_D)^2 \omega_1 C_0 (\omega_p)^2}{2 Q_1 (\omega_1)^2} = \frac{(\phi - V_D)^2 \omega_p C_0}{2 Q_p} \dots\dots(12.1)$$

12.1.1 ダイオードのホルダの影響

半導体で決まる \bar{Q} 、 C_0 のほか、ダイオードにはホルダの容量 C_H およびインダクタンス L がある。 C_H および L は雑音特性には関係ないとしてよいが、帯域幅には重大な影響を及ぼす。

共振器の L からダイオードの L を差引いたものを集中定数 L_0 とみなせば、共振器の内部 Q 、 Q_H は

$$Q_H = \frac{Q_D}{2} \left[\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_D^2} \right) + \frac{C_H}{C_0} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_D^2} \right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_D^2} \frac{L_0}{L} \left\{ 1 + \frac{C_H}{C_0} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_D^2} \right)^2 \right\} \right] \dots\dots(12.2)$$

となる。ただし

$$\frac{\omega^2}{\omega_D^2} = \frac{1 + \frac{L_0}{L} + \frac{L_0 C_H}{L C_0} - \sqrt{1 + \frac{L_0}{L} + \frac{L_0 C_H}{L C_0}}^2 - 4 \frac{L_0 C_H}{L C_0}}{2 \frac{L_0 C_H}{L C_0}} \dots\dots(12.3)$$

である。式(12.2)を図 12.1 に示す。 $Q_H \rightarrow Q_D$ のためには $C_H/C_0 \rightarrow 0$ が必要である。

12.1.2 パラクタ ダイオードの種類

ダイオードを半導体の接合によって大別すれば、いわゆる拡散形とポンド形とにわかれる。拡散形では接合容量の小さいものは製作しがたく、ポンド形では大きいものがむずかしいが、その限界は

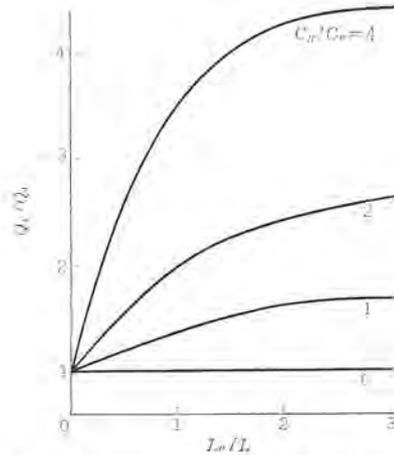


図 12.1 カートリッジの C_H による Q_H の上昇
Fig. 12.1 Q_H increase due to diodeholder's C_H .

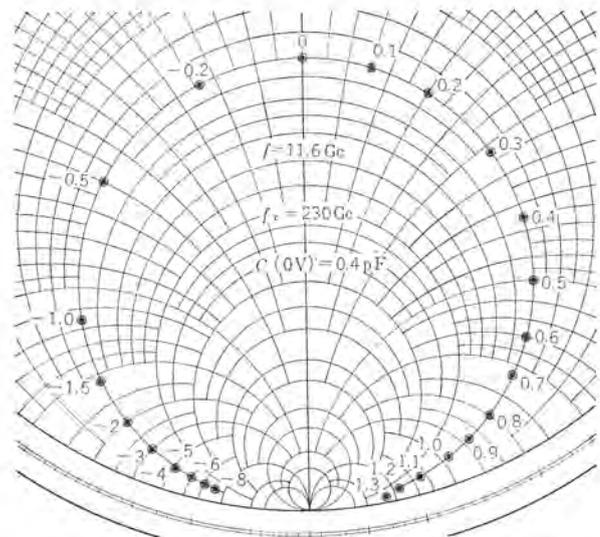


図 12.2 三菱製 GaAs パラクタダイオードの特性例。
Fig. 12.2 Typical impedance plot of GaAs varactor manufactured by Mitsubishi Elect Corp.

0 V バイアス電圧でおおよそ 0.3 pF である。ポンド形は一般に接合形より電気的に弱い、わずかの順逆電流で接合の劣化破損する。すなわち式(12.1)の所要ポンプ電力と破損電力との差の非常にクリティカルなものがあるので注意を要する。

半導体材料としては Si, Ge, GaAs などがあるが、製作上 f_c を高めるといふ点からみて GaAs が望ましいが、使用上 \bar{Q} が大きくとれるという点からみても GaAs が最も望ましい。GaAs では正バイアス領域でも R_N が増大しないが、Ge, Si では増大する。すなわち $f_c = 1/2\pi R_N C_{min}$ が同一でも、可変 C の範囲が狭く γ を大きくとれない。GaAs では γ を約 1 までとり得るが、Ge では 0.5 程度であり、Si はこれらの中間の値をとる。したがって \bar{Q}_1 と f_c との関係は

$$\bar{Q}_1 \leq \frac{f_c}{m f_1} \dots\dots(12.4)$$

であって、 m は GaAs では 4、Si では 6、Ge では 8 といわれている。

当社が開発した GaAs 拡散接合形ダイオードの測定例⁽³³⁾を図 12.2 に示す。バイアス全域にわたって R_N は一定であるから、式(12.4)の m は 4 とおき 11.6 Gc で \bar{Q}_1 がほぼ 5 であることがわかる。

一方冷却したときの振舞については、100°K までの実験結果を 5 章に示したが、文献に表われた 4°K までの実験結果はおおよそ次のとおりである。

(a) Si ダイオード、不純濃度のあまり高くない一般市販のダイオードでは、冷却すると R_S が増大、 Q が劣化し、20°K 以下ではバラクタとして動作しなくなる。⁽²⁹⁾⁽³⁰⁾ しかし適当にドーピングしたエピタキシャル形であれば、實際上 4°K までは使用できる。

(b) Ge ダイオード：シルバートド形は 85°K で Q が常温の2倍に達するから⁽³¹⁾、液体窒素冷却では良特性が期待できる。50°K 以下に冷却すると逆に性能が劣化し、4°K では R_S が 30 倍にも達する例がある。

(c) GaAs ダイオード：アメリカ Texas Instruments 社の XD-502 では 80°K で約 20%⁽¹⁹⁾、4°K で約 50%⁽³⁰⁾ の R_S の増大がみられる。しかし逆に 77°K で約 10%、4°K で約 20% の R_S の減少している例⁽³²⁾もある。ともかく冷却パラメトリック増幅器用としても GaAs ダイオードが適している。

12.2 サーキュレータ

パラメトリック増幅器に使用するサーキュレータについては、このような2端子網形増幅器以外に用いる場合とは区別して考えなければならない。後者の場合は単なる伝送線路として扱えるが、前者の場合は、利得、周波数特性、安定度など増幅特性を支配する密結合された副共振器として扱われなければならない。このために、サーキュレータ開口については VSWR だけでなく、適当な基準面に対するインピーダンスの周波数特性、温度特性を知る必要がある。適当に基準面を選べば、一般に中心周波数近傍のインピーダンス特性をリアクタンスのみ変化するようにすることができる。すなわちサーキュレータは共振器と見なし得る。この共振器の Q 、 Q_c と主共振器の Q 、 Q_a との比および基準面間の距離が最適に選ばれば、サーキュレータを副共振器として広帯域化が行なえる⁽³³⁾。

一般にサーキュレータの特性の温度依存性は無視できない。増幅器の温度特性を劣化させる主因の一つは、4.3 節に述べたようにダイオードの定数変化であり、ほかの一つはサーキュレータの特性変動である。ダイオードに十分負バイアスが印加されているときには後者が支配的となる。温度が変化するとサーキュレータの中心周波数が移動する。すなわち温度を変えたときのインピーダンス軌跡が周波数を変えたときの軌跡にのる。したがって上述の両基準面間の距離を選べば、サーキュレータの温度変化を、単に増幅中心周波数の移動に止めることも、中心周波数は動かずに利得が変動するようにすることもできる。上述のサーキュレータを副共振器に利用して広帯域化を行なった場合は、平坦な周波数特性が傾斜する。

サーキュレータの逆方向漏れは増幅器の安定度を決める。主共振器

の接続される開口の電圧反射係数の絶対値が、入出力開口に接続される回路からの反射 $|r_1|$ 、 $|r_2|$ で、 $\Delta|T|$ だけ変わったとすると、利得変動 ΔG は、

$$\Delta G = \frac{G}{G_0} = \left\{ \frac{1 \pm \frac{\Delta|T|}{\sqrt{G_0}}}{1 \pm \Delta|T|/\sqrt{G_0}} \right\}^2 \dots \dots (12.5)$$

となる。サーキュレータの隣接開口間の逆方向漏れを $L (\gg 1)$ とすると、 $\Delta|T|$ と $|r_1|$ 、 $|r_2|$ との関係は近似的に3開口形、4開口形および5開口形で、それぞれ

$$\Delta|T| < \frac{|r_1|}{\sqrt{L}} + \frac{|r_2|}{\sqrt{L}} + |r_1||r_2| \quad (3 \text{ 開口}) \dots \dots (12.6)$$

$$\Delta|T| < \frac{|r_1|}{\sqrt{L}} + \frac{|r_2|}{L} + \frac{\Delta|T||r_2|}{\sqrt{L}} \quad (4 \text{ 開口}) \dots \dots (12.7)$$

$$\Delta|T| < \frac{|r_1|}{L} + \frac{|r_2|}{L} + \frac{|r_1||r_2|}{L} \quad (5 \text{ 開口}) \dots \dots (12.8)$$

である。

12.3 ポンプ源

ポンプ源としてはクライストロン発振器が用いられるが、これには高圧クライストロン電源が必要である。要求される安定性の程度によっては、APC、AFC も必要である。これらは、増幅器本体がいわゆる固体化装置であるのに対し、電子管装置で、寿命が有限な上、安定性を向上しようと APC、AFC などの付属装置を付加するほど、システム全体の信頼性が落ちるわけで、パラメトリック増幅器システムの事故は、このポンプ源によることが多い。そのうえ経済的にみてもシステム全価格の上でポンプ源の占める割合が大きいため、性能価格の両面から、もっと合理化されたポンプ源が望まれる。

これらポンプ源を、水晶発振器制御の安定なバラクタ周波数テイ倍マイクロ波固体化電源で置換できれば、信頼性、安定度の向上とともに価格の低減が期待できる。

13. 実 用 例

1960 年以降開発したパラメトリック増幅器の諸例を表 13.1 に示す。

1,300 Mc、1,680 Mc の L バンドパラメトリック増幅器では調整容易な一構成法⁽³⁴⁾を案出するとともに、アイドラ側を2重共振器化して比 \sqrt{GB} 積 30% を得ている⁽¹¹⁾。これは大形のダイオードを用いた場合の結果としては最も広いほうに属する。またこの帯域の増幅器を用いて可調形増幅器⁽¹³⁾の理論を確めた。さらに冷却用にじゃっかん改造を加えた形で、液体窒素までの実験を行ない、

表 13.1 パラメトリック増幅器開発実用例

信号周波数 (Ge)	利 得 (dB)	帯 域 幅 (Mc)	雑音指数 (Ge)	ポンプ周波数 (Ge)	用 途	実 用 場 所	年 月	備 考
1.3	15	15	1.5	10.675	長距離レーダ		1960-11	
1.3	15/20	82/61	1.8	10.8	長距離レーダ		1962-9	図 13.1
1.6	15	14	1.3/0.5*	11.2			1962-11	図 13.2
1.68	15	14	1.6	11.2	ロケット追尾レーダ	東大生研ロケットセンタ ユーゴスラビヤ	1961-12 1962-6	
1.7	10/15	160/85	1.5	11.2			1961-8	
2.8	15	47	2.5	10.502	気象レーダ	オーストラリア・メルボルン	1963-5	図 13.3
2.8	15	70	2.0	9.100	長距離レーダ		1965-8	図 13.4
2.88	15	36	2.6	10.88	気象レーダ	富士山頂	1964-7	
4.08	15	47	2.0	17.5	人工衛星自動追尾装置	KDD 茨木宇宙通信実験局	1963-4	図 13.5 図 13.6
4.17	15	200		12.57			1964-6	図 13.7
5.3	15	57	4.6	10.6	気象レーダ	名古屋	1961-5	
5.3	15	100	4.5	10.6	気象レーダ	札幌	1965-6	図 13.8

* 液体窒素冷却 (98°K)

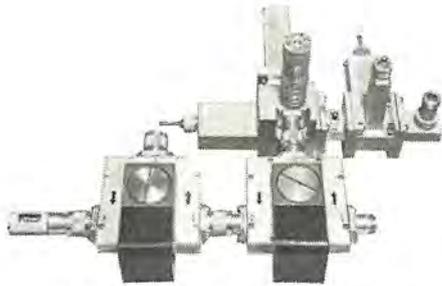


図 13.1 1.3 Gc 広帯域 パラメトリック 増幅器
Fig. 13.1 1.3 Gc wide band parametric amplifier.



図 13.2 1.6 Gc 液体窒素冷却 パラメトリック 増幅器
Fig. 13.2 1.6 Gc trial parametric amplifier cooled with liquid nitrogen.

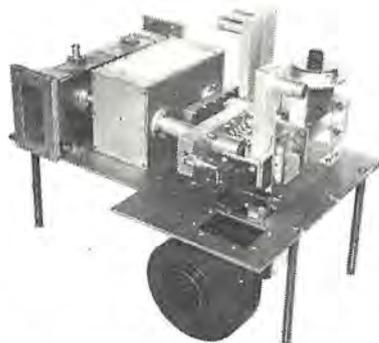


図 13.3 2.8 Gc パラメトリック 増幅器 システム
Fig. 13.3 2.8 Gc parametric amplifier system.

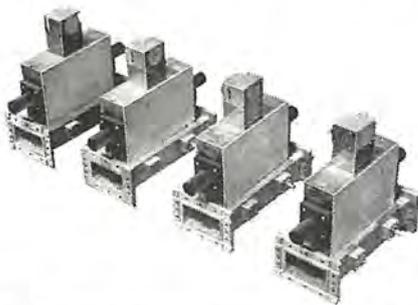


図 13.4 2.8 Gc phased array 用 パラメトリック 増幅器
Fig. 13.4 2.8 Gc parametric amplifiers for phased array.

19°C で 1.3 dB の NF であったものが 98°K で 0.5 dB (35°K) という理論値によく一致する結果を得ている⁽¹⁹⁾。ダイオード材料は GaAs である。図 13.1 は 1,300 Mc 広帯域 パラメトリック 増幅器、図 13.2 は 1,600 Mc 液体窒素冷却 パラメトリック 増幅器の外観を示す。

2,800 Mc 帯のパラメトリック 増幅器は L 帯増幅器の延長として



図 13.5 4 Gc 人工衛星自動追尾装置用 パラメトリック 増幅器
Fig. 13.5 4 Gc parametric amplifiers for automatic satellite tracking system.

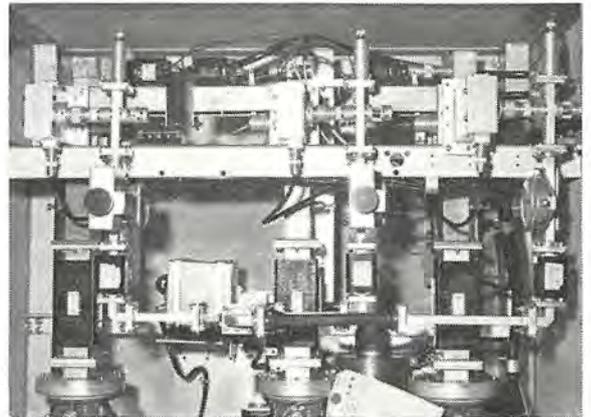


図 13.6 4 Gc 人工衛星自動追尾装置用
パラメトリック 増幅器 システム
Fig. 13.6 4 Gc parametric amplifier system set in the automatic satellite tracking system.



図 13.7 4.2 Gc 冷却用 パラメトリック 増幅器 ヘッド
Fig. 13.7 4.2 Gc cooled parametric amplifier head.

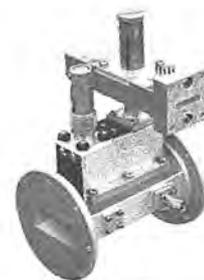


図 13.8 5.3 Gc パラメトリック 増幅器
Fig. 13.8 5.3 Gc parametric amplifier.

の構造では構成が困難である。それに ポンウ 周波数を X 帯としたとき、アィドラ 周波数にちょうどピル形 バラクタダイオードの自己共振周波数を利用できることから、この事実をとりいれて共振器を簡潔化し、また増幅器系全体をサブシャーシ上にまとめて、信頼性の向上と保守点検の容易をはかった。図 13.3 はその外観である⁽³⁰⁾。

図 13.4 は 9 章に述べた平衡形増幅器で、2,800 Mc 帯周波数 Phased Array に用いられるよう、位相性も良好にした⁽³⁷⁾。

4,000 Mc 帯のパラメトリック 増幅器では、ダイオードの自己共振周波数を利用して簡潔な形で広帯域化を図った場合、ポンウ周波数 X 帯となり、常温では最良の雑音特性が得られない。最適状態にするには ポンウ周波数を Ku 帯以上に上げなければならない。

図 13.5 は人工衛星自動追尾装置用の 3 台の パラメトリック 増幅器でポンプは 1 個の Ku バンドポンプ 源から分岐給電されている⁽³⁸⁾。図 13.6 は実装状態を示す。

図 13.7 は冷却用 パラメトリック 増幅器のヘッド であって、共振器は平衡形である⁽²⁷⁾。断熱区間は信号回路は銀メッキ 薄肉 ステンレスパイプからなる同軸、ポンプ 回路は薄肉洋銀導波管である。

5,300 Mc パラメトリック 増幅器では一般に最適 ポンプ 周波数は K バンド 以上になり構造が細かくやっかいとなる。図 13.8 は構成の簡単な縮退増幅器であって、ポンプ 周波数は 10,600 Mc である。

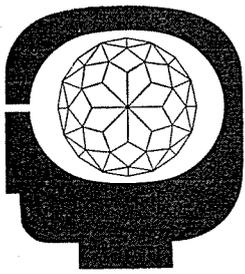
14. む す び

13 章にわたってサーキュレータを用いる共振形ダイオードパラメトリック増幅器の実用上の諸問題点、設計、構成法などに関して研究成果に調査事項も加えて記した。パラメトリック増幅器は、現在は価格の点で、電波望遠鏡、遠距離レーダおよび遠距離通信など以外にはあまり使われていないが 1~3 dB の雑音指数が常温で得られ、冷却して ~1 dB の雑音指数が得られる増幅器として、パラメトリック増幅器は比類のないものであるから、ダイオード、サーキュレータなどの性能向上、価格低減とあいまって用途はさらに広がるものと思われる。

(昭 40-11-10 受付)

参 考 文 献

- (21) 喜連川, 白幡: 「パラメトリック増幅帯域幅の限界」マイクロ波伝送研究会資料, (昭 39. 7. 24)
- (22) T. Kitsuregawa, K. Shirahata: Maximum Bandwidth of the diode Parametric Amplifier, ICMCI, M 10-4, 1964.
- (23) 喜連川・白幡・武富: 「広帯域サーキュレータ形エサキダイオード増幅器」輻射科学研究会資料, (昭 38. 6. 22)
- (24) H. M. Endler, C. E. Nelson: C band wide band solid state amplifier third quarterly technical note, Mar. 1962.
- (25) REFERENCE DATA for RADIO ENGINEERS, 3rd ed, p. 315, Mar. 1950.
- (26) 黒川・浜崎・赤尾: 「液体冷却パラメトリック増幅器の実験」マイクロ波伝送研究会資料 (昭 39. 6. 25)
- (27) 喜連川・白幡・立山: 「平衡形パラメトリック増幅器」電気通信学会全国大会(昭 39. 287)
- (28) 電気学会パラメトリック増幅器専門委員会技術報告書 5. 6 節 (近刊)
- (29) M. Uehohara, J. G. Josenhans: Liquid helium temperature parametric amplifier, ICMCI, M 10-1, 1964.
- (30) J. Murakami: 「Helium cooled parametric amplifier」ICMCI, M 10-2, 1964.
- (31) 喜田・田原: 「低温におけるパラメトリック増幅器用ダイオードの特性」電気四学会連合大会, (昭 38, 1366)
- (32) H. J. Fink ほか: Varactor Diode Amplifier at Liquid Helium Temperature, Proc. IEEE, 51, 246, (1963)
- (33) 喜連川・白幡: 「高 Q パラクタの Q 測定法」電気通信学会全国大会(昭 40)
- (34) 喜連川・白幡・立武: 「エサキダイオード設計上の問題点」電子工業, 14, No. 2, 1049~1058 (1965)
- (35) 喜連川・有田・白幡: 「1.3 Gc パラメトリック増幅器」電気四学会連合大会, 1203 (昭 35)
- (36) 植田・白幡・鈴木: 「S バンドパラメトリック増幅器」電気四学会連合大会, 1497 (昭 40)
- (37) 喜連川・白幡・立山: 「28 Gc 平衡形パラメトリック増幅器」電気通信学会全国大会 (昭 40)
- (38) 喜連川・白幡: 「モノパルスレーダ用パラメトリック増幅器」パラメトリック増幅器専門委員会資料(昭 38. 12. 20)



交流電気機関車の空転再粘着

入江 則公*・久山 研一**

1. ま え が き

機関車が発揮できるけん引力は、レールと車輪の間の粘着係数によって定まることは広く知られている。レールと車輪の間の粘着力は大幅なばらつきを持っており、動輪に生ずるけん引力がこの限界を突破すると空転現象が発生する。直流電気機関車ではひとたび空転が発生するとただちに大空転にまで成長するので、利用できる粘着力はこのばらつきの下限を越えることができなかった。ところが交流整流器式電気機関車がわが国ではじめて製作されて以来、たとえ空転が発生してもふたたび粘着状態に復帰する機会がきわめて多いことが確認され、粘着係数はそのばらつきのほぼ中間程度まで利用できる可能性が見出された。

粘着係数をこのようにばらつきの平均値程度まで利用しようとするだけでも空転の発生は避けられないから、空転状態にはいった動輪を積極的に再粘着させる必要があるが、そのためにはどうあるべきかを車両側から検討するのがこの論文の目的である。

また付随する問題として、空転が発生するとレールと車輪間の乾性摩擦が負性抵抗として作用するから、自励振動を発生する可能性がある。自励振動は駆動系の各部に大応力を発生させ破損にいたらせる危険があるから、これの防止についても考慮しなければならない。

このような観点から交流整流器式電気機関車の駆動系の自励振動に対する安定性と、再粘着特性について検討を試みる。理論を進める過程において微分方程式を解く操作がひん繁に要求されるので、電子計算機を利用し、デジタル計算機の力を借りながら理論を展開してゆくことにする。

2. 基 本 式

2.1 系の考え方

電気機関車の駆動方式には種々あるが、ここでは最も一般的な各軸駆動のつり掛式あるいはクイル駆動式で考える。軸バネや枕バネの動き、軸重移動などを考慮せず、1個の動軸の動きだけに着目すると駆動系は図 2.1 のようになり、回転力は主電動機電機子→小歯車→大歯車→ねじりバネ→車軸→動輪と伝達される。この内ねじりバネとはクイル駆動ではクイルバネ、つり掛式では大歯車と車輪を結ぶゴムクッションを指すが、そのほかの部分(電機子軸、車軸など)のねじり剛性に比べて約 $1/100$ 以下の柔らかさであるから、この部分だけがバネとして作用すると考え図 2.2 のような二自由度の振動系に置き換える。

電気系は一般には主変圧器で降圧された交流を整流器で全波整流した後、数個並列に接続された主電動機に供給するが、ここでは1個の電機子回路だけが整流器に接続されているものと考え、空転現象中並列回路相互間の影響はないものとする。(図 2.3)

2.2 摩擦係数

動輪踏面とレール面との間に相対速度がない場合、すなわち動

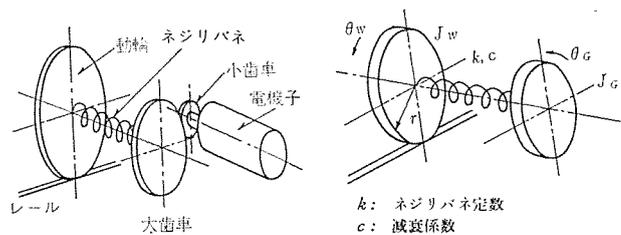


図 2.1 駆動系(機械系)
Fig. 2.1 Driving mechanism.

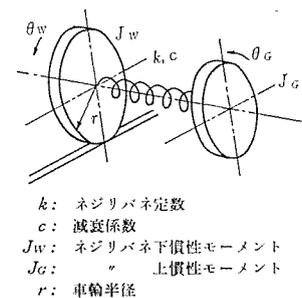


図 2.2 機械系模式図
Fig. 2.2 Model of mechanism system.

E_a : 電源電圧
 E_a : 電機子逆起電力
 L : 回路全インダクタンス
 R : 回路抵抗
 I_m : 回路電流

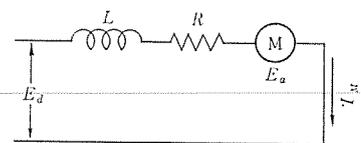
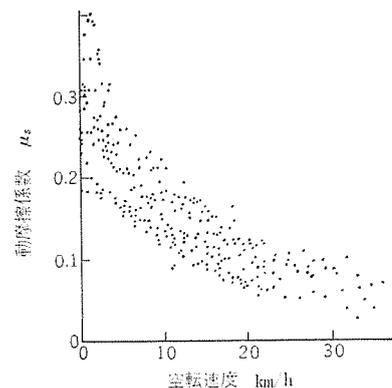


図 2.3 電気系模式図
Fig. 2.3 Model of electrical system.

図 2.4 動摩擦係数
実測値
Fig. 2.4 Test values
of dynamic friction
coefficient.



輪とレールが粘着して走行しているときの両者の間の静摩擦係数が粘着係数と呼ばれている。この粘着係数はレール表面の状態によって大きく左右され、実際の機関車によって数多く行なわれた試験の結果も広範囲なばらつきを持っているが、一般的な傾向として列車速度が高くなるほど小さくなることが知られている。

これに対して動輪踏面とレール面との間に相対速度がある場合、すなわち空転が発生しているときの動摩擦係数が測定された例は数少ないが、その一例を図 2.4 に示す。動摩擦係数もきわめてばらつきが大きい、空転速度の増大とともに急激に減少する傾向がみられる。

空転速度 $v=0$ のときの動摩擦係数と粘着係数は等しくなく、かならず粘着係数の方が大きい。何らかの原因で微小空転が発生すると摩擦係数が両者の差だけ急激に減少する。この落差が空転の初期において動輪を加速する力となる。

このような傾向を一定の形に式化することが以後の検討を進める上で必要なので、図 2.5 のように動摩擦係数 μ_s を一次式で近似して、

$$\mu_s = \mu - \Delta\mu - \rho V_s \dots \dots \dots (2.1)$$

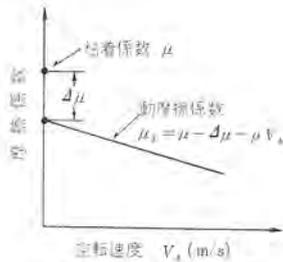


図 2.5 摩擦係数
Fig. 2.5 Friction coefficients.

μ: 粘着係数 ρ: 定数 V_s: 空転速度 m/s
とおく。

2.3 基本方程式

図 2.2 の系について運動方程式をたてると、

$$J_W \ddot{\theta}_W + k(\theta_W - \theta_G) + c(\dot{\theta}_W - \dot{\theta}_G) = Q_W \quad (2.2)$$

$$J_G \ddot{\theta}_G + k(\theta_G - \theta_W) + c(\dot{\theta}_G - \dot{\theta}_W) = Q_G \quad (2.3)$$

ここで Q_W, Q_G はそれぞれねじりバネより下にある部分, 上にある部分に加わる外力である。大歯車にかかるトルク(すなわち主電動機の発生トルクを大歯車軸に換算したもの)を T とすると、

$$Q_G = T \quad (2.4)$$

軸重を W (一定) とすると、車輪(ねじりバネ下部分)に加わる外力は次式で求められる。

$$\text{粘着時} \quad Q_W = -T \quad (2.5)$$

$$\text{空転時} \quad Q_W = -\mu_s W_r \quad (2.6)$$

一方図 2.3 の系について電気回路の方程式を作ると次のようになる。

$$E_a + RI_M + LI_M \dot{I}_M = E_d \quad (2.7)$$

$$E_a = U_a Z \phi \dot{\theta}_G \quad (2.8)$$

U_a: 定数 φ: 磁束数 Z: 歯車比

$$T = U_T Z \phi I_M \quad (2.9)$$

U_T: 定数

以上の式をまとめると、空転時の方程式は次のようになる。

$$J_W \ddot{\theta}_W + k(\theta_W - \theta_G) + c(\dot{\theta}_W - \dot{\theta}_G) = -\mu_s W_r \quad (2.10)$$

$$J_G \ddot{\theta}_G + k(\theta_G - \theta_W) + c(\dot{\theta}_G - \dot{\theta}_W) = U_T Z \phi I_M \quad (2.11)$$

$$U_a Z \phi \dot{\theta}_G + RI_M + LI_M \dot{I}_M = E_d \quad (2.12)$$

粘着時は式(2.11)(2.12)の2式だけとなり、しかも $\dot{\theta}_W = 0$ である。

3. 再粘着性能の解析

3.1 ネジリバネと再粘着性能の関係

空転再粘着現象を調べるには上記の微分方程式を解けばよいが、2階3元の連立微分方程式であるのでこのままでは理論的な解析は困難である。そこで理論解析が容易に行なえるまで元数を下げようを試みる。

空転再粘着の現象自体は根本的には主電動機の発生するトルクと、車輪とレール間の拘束力との関係だけで生ずるものであるから、その中間に存在するネジリバネは現象には原理的に無関係であることが推察できる。これを確認するために、ネジリバネ定数 k の値を種々に変えて式(2.10), (2.11), (2.12)の微分方程式を電子計算機によって解き、解を求めてみる。

計算には 7090 電子計算機を使用し、Runge-Kutta 法によって交流電気機関車の空転再粘着・入江・久山

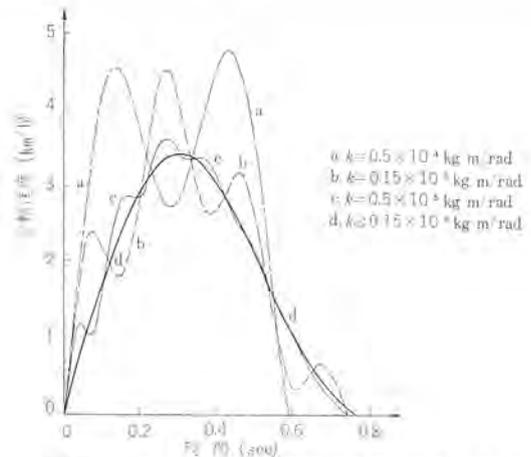


図 3.1 ネジリバネ定数 k を変化させたときの空転状態比較 (ED75)
Fig. 3.1 Slip speed when spring constant "k" is changed.

微分方程式を解く。時間 t=0 における初期値を与え、微小ステップで t を増し、各時間における空転速度、電流などを求める。定数として ED75 形電気機関車の値を使用する。ネジリバネ定数 k の値は ED75 では約 $5 \times 10^4 \text{ kgm}^2/\text{rad}$ であるが、この計算では 5×10^4 から $5 \times 10^0 \text{ kgm}^2/\text{rad}$ まで変化させる。

得られた結果を図 3.1 に示す。k を小さくすると空転速度にバネの固有振動数に相当した振動が重畳する。この振動は k が小さいほど振幅が大きく不安定域に近づくが、大きく見た空転特性は k の値に関係しない。すなわちバネ定数 k の値は再粘着特性には関係がないことが裏づけられた。ただし制御工学的に不安定となる場合は別であって、この場合は 4 章で取扱う。

3.2 方程式の簡易化と一般解

前項に述べたように空転再粘着特性だけに着目した場合には、ネジリバネ k の存在を無視してもよいから、式(2.10), (2.11), (2.12)は次の2式にまとまる。

$$J \ddot{\theta} = T - \mu_s W_r \quad (3.1)$$

$$E_a + RI_M + LI_M \dot{I}_M = E_d \quad (3.2)$$

ただし $J = J_W + J_G$

$$\theta = \theta_W = \theta_G$$

空転速度 V_s と回転角 θ の間の関係は次のようである。

$$V_s = r \dot{\theta} \quad (3.3)$$

車軸トルク T は式(2.9)で得られるが、電機子電流 I_M = I_A あたりの動輪周引張力を F₀ とすると、

$$T/r = F_0 I_M \quad (3.4)$$

$$\text{ただし} \quad F_0 = U_T Z \phi / r \quad (3.5)$$

電機子逆起電力 E_a は式(2.8)で得られるが、空転速度 V_s = 1 m/s あたりの逆起電力を E₀ とすると、

$$E_a = E_0 V_s \quad (3.6)$$

$$\text{ただし} \quad E_0 = U_a Z \phi / r \quad (3.7)$$

式(3.3), (3.4), (3.6)を式(3.1), (3.2)に代入し、I_Mを消去すると V_sに関する微分方程式が得られ、

$$a_1 \ddot{V}_s + a_2 \dot{V}_s + a_3 V_s = a_4 \quad (3.8)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{JL}{Wr^2} \\ a_2 &= \frac{JR}{Wr^2} - L\rho \\ a_3 &= \frac{E_0 F_0}{W} - R\rho \\ a_4 &= J\mu \cdot R \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.9)$$

なお各定数の単位は次のようにとるものとする。

$$\begin{aligned} J: t \cdot m \cdot s^2 & \quad W: t & r: m & \quad L: H & R: \Omega \\ E_0: V \cdot s/m & F_0: t/A & V_s: m/s & \rho: s/m \end{aligned}$$

式 (3.8) を解くために、

$$y = V_s - a_4/a_3 \dots\dots\dots (3.10)$$

とおき、演算子 D を使って書き直すと、

$$f(D)y = (a_1 D^2 + a_2 D + a_3)y = 0 \dots\dots\dots (3.11)$$

(1) $a_2^2 - 4a_1 a_3 > 0$ の場合

$f(D)=0$ は実根をもつから、根を b_1, b_2 とすると、一般解は、

$$y = ae^{b_1 t} + be^{b_2 t} \dots\dots\dots (3.12)$$

すなわち、

$$V_s = ae^{b_1 t} + be^{b_2 t} + a_4/a_3 \dots\dots\dots (3.13)$$

(2) $a_2^2 - 4a_1 a_3 < 0$ の場合

$f(D)=0$ は複素根をもつから、根を $\alpha \pm i\beta$ とすると、

一般解は、

$$y = e^{\alpha t} (a \sin \beta t + b \cos \beta t) \dots\dots\dots (3.14)$$

すなわち、

$$V_s = e^{\alpha t} (a \sin \beta t + b \cos \beta t) + a_4/a_3 \dots\dots\dots (3.15)$$

ただし $\alpha = -a_2/2a_1 \dots\dots\dots (3.16)$

$$\beta = \sqrt{-a_2^2 + 4a_1 a_3}/2a_1 \dots\dots\dots (3.17)$$

3.3 空転と再粘着のモード

(1) $a_2^2 - 4a_1 a_3 > 0$ の場合

式 (3.13) において $b_1 < 0$ $b_2 < 0$ の場合、空転速度 V_s は a_4/a_3 に収束する。

$$b_1 + b_2 = -a_2/a_1 \quad b_1 b_2 = a_3/a_1 \quad a_1 > 0$$

であるから $a_2 > 0$ $a_3 > 0$ の場合に収束する。

b_1, b_2 の少なくとも一方が正のとき、すなわち a_2, a_3 の内少なくとも一方が負の場合は、 V_s は発散する。

(2) $a_2^2 - 4a_1 a_3 < 0$ の場合

式 (3.15) の定数 a, b を初期条件から決定する。初期条件は、

$$t=0 \text{ において } V_s=0 \quad I_M = E_d/R$$

式 (3.1), (3.15) に初期条件を代入して a, b を求めると、

$$b = a_1/a_3 \dots\dots\dots (3.18)$$

$$a = \frac{1}{\beta} \frac{a_1}{a_1} \left(\frac{L}{R} \frac{a_2}{2a_1} \right) \dots\dots\dots (3.19)$$

したがって空転速度 V_s は次式で与えられる。

$$V_s = \frac{a_4}{a_3} \{ -e^{\alpha t} c_1 \sin(\zeta - \beta t) + 1 \} \dots\dots\dots (3.20)$$

ここで、

$$\tan \zeta = \beta \left(\frac{a_3 L}{a_1 R} - \frac{a_2}{2a_1} \right) \dots\dots\dots (3.21)$$

$$c_1 = \sqrt{1 + \frac{1}{\beta^2} \left(\frac{a_3 L}{a_1 R} - \frac{a_2}{2a_1} \right)^2} \dots\dots\dots (3.22)$$

V_s を単位化し、

$$\bar{V}_s = \frac{1}{c_1} \frac{a_3}{a_1} V_s \dots\dots\dots (3.23)$$

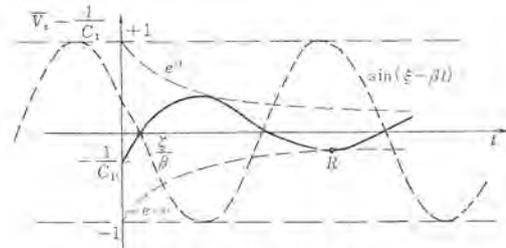


図 3.2 $(\bar{V}_s - \frac{1}{c_1})$ のグラフ

Fig. 3.2 Curve of $(\bar{V}_s - \frac{1}{c_1})$.

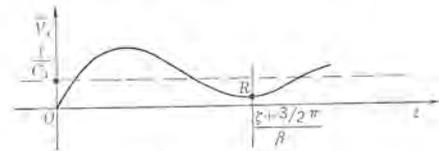


図 3.3 \bar{V}_s のカーブ

Fig. 3.3 Curve of slip speed.

とおくと、

$$\bar{V}_s = -e^{\alpha t} \sin(\zeta - \beta t) + \frac{1}{c_1} \dots\dots\dots (3.24)$$

式(3.24)のグラフは容易に描くことができる。まず $(\bar{V}_s - \frac{1}{c_1})$ のグラフは図 3.2 のようになる。すなわち $(\bar{V}_s - \frac{1}{c_1})$ のカーブは $\pm e^{\alpha t}$ を包絡線として \sin カーブが減衰または発散する。このカーブを $1/c_1$ だけ上に移すと \bar{V}_s のカーブが得られ、図 3.3 のようになる。周期は $2\pi/\beta$ である。

$\alpha > 0$ の場合は $e^{\alpha t}$ は発散するから \bar{V}_s はかならず $t > 0$ で t 軸を横切る。したがって $\alpha > 0$ であればかならず再粘着する。

$$\alpha = -a_2/2a_1 \quad a_1 > 0$$

であるから、 $a_2 < 0$ であれば再粘着する。

$\alpha < 0$ すなわち $a_2 > 0$ のときは図 3.3 の R 点が t 軸より下にあれば再粘着することになる。 R 点における t の値は、

$$t = \frac{\zeta + \frac{3}{2}\pi}{\beta}$$

であるから、 R 点において $\bar{V}_s < 0$ とおくと次の式が得られる。

$$e^{\frac{\beta}{\alpha} \left(\zeta + \frac{3}{2}\pi \right)} > \frac{1}{c_1} = \sin \zeta \dots\dots\dots (3.25)$$

あるいは、

$$\frac{\alpha}{\beta} \left(\zeta + \frac{3}{2}\pi \right) > \log e \sin \zeta \dots\dots\dots (3.26)$$

すなわち $\alpha < 0$ の場合に式 (3.26) を満足すれば再粘着する。以上をまとめればよいが $a_1 > 0$ であるから、 $a_3 < 0$ ならば常に $a_2^2 - 4a_1 a_3 > 0$ が成立する。したがって a_2, a_3 の符号を基準にして次のように空転再粘着のモードと条件をまとめることができる。

$\left\{ \begin{array}{l} a_3 < 0 \\ a_3 > 0 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} a_2 > 0 \\ a_2 < 0 \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} a_2^2 - 4a_1 a_3 < 0 \text{ でしかも} \\ \frac{\alpha}{\beta} \left(\zeta + \frac{3}{2}\pi \right) > \log e \sin \zeta \end{array} \right.$	再粘着
		$\left\{ \begin{array}{l} a_2^2 - 4a_1 a_3 > 0 \\ a_2^2 - 4a_1 a_3 < 0 \end{array} \right.$	収束 再粘着

3.5 再粘着条件の物理的意味

このようにして数学的再粘着条件が求まったから、次にこの物理的意味を明らかにする。

(1) $a_3 > 0$

再粘着するには $a_3 > 0$ が必要条件である、式(3.9)から、

$$\frac{E_0 F_0}{WR} > \rho$$

今空転速度の変化を dV_s 、これに対する電流変化を $-dI_m$ とすると、

$$\begin{cases} -dI_m \cdot F_0 = -dF \\ -dI_m \cdot R = dV_s \cdot E_0 \end{cases}$$

したがって、

$$\frac{E_0 F_0}{WR} = \frac{E_0 F_0 dI_m}{WR dI_m} = \frac{E_0 dF}{-W E_0 dV_s} = \frac{1}{W} \left(-\frac{dF}{dV_s} \right)$$

これは単位軸重あたりの引張力の速度に対する傾斜を表わし、空転を生じたときの ρ における速度-引張力曲線の ρ 周配に相当する。

$$\gamma = \frac{E_0 F_0}{WR} = \frac{1}{W} \left(-\frac{dF}{dV_s} \right) \quad (3.27)$$

とおくと、 $a_3 > 0$ は、

$$\gamma > \rho \quad (3.28)$$

と等価である。すなわち再粘着するためには主電動機の世界-引張力曲線の傾斜が、動摩擦係数の傾斜より大きく、図 3.4 のようにならず交点が存在することが必要条件である。

(2) $a_2 > 0$

a_2 が正でも負でも再粘着域は存在するが、 a_2 の符号によって付加される条件が変わってくる。式(3.9)から、

$$\frac{J}{W r^2 \rho} > \frac{L}{R}$$

ここで L/R は電気系の時定数であるから、

$$\tau_e = \frac{L}{R} \quad (3.29)$$

とおく、 $\frac{J}{W r^2 \rho}$ は回転系の速度変化のしやすさを表す量であるから機械系の時定数と考えると、

$$\tau_m = \frac{J}{W r^2 \rho} \quad (3.30)$$

とおくと、

$$\tau_m > \tau_e \quad (3.31)$$

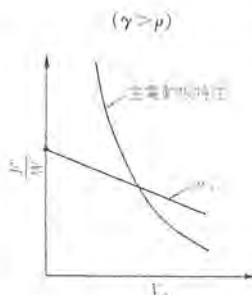


図 3.4 $\gamma > \rho$ の例
Fig. 3.4 Example of $\gamma > \rho$.

となる。すなわち $a_2 > 0$ とは機械系の時定数 τ_m が電気系の時定数 τ_e より大きいことを意味する。

(3) $a_2^2 - 4a_1 a_3 < 0$

a_2 の符号にかかわらず $a_2^2 - 4a_1 a_3 < 0$ が再粘着の必要条件である。この式に式(3.9)を代入し整理すると次式が導ける。

$$\tau_m^2 + 2 \left(1 - \frac{2\gamma}{\rho} \right) \tau_m \tau_e + \tau_e^2 < 0 \quad (3.32)$$

あるいは、

$$\frac{\frac{1}{2} (\tau_m + \tau_e)}{\sqrt{\tau_m \tau_e}} < \sqrt{\frac{\gamma}{\rho}} \quad (3.33)$$

左辺の分子は τ_m と τ_e の算術平均、分母は幾何平均であるから、 τ_m と τ_e の算術平均と幾何平均との比が $\sqrt{\frac{\gamma}{\rho}}$ より小さいことが必要条件ということになる。

(4) $\frac{\alpha}{\beta} \left(\zeta + \frac{3}{2} \pi \right) > \log e \sin \zeta$

この式は簡単にはならないが、 α, β, ζ を求める式を簡単にすると、

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_e} \right) \quad (3.34)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{\tau_m \tau_e} \left\{ \frac{\gamma}{\rho} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{1}{\tau_e} \right) \right\}} \quad (3.35)$$

$$\tan \zeta = \frac{\beta}{\frac{1}{\tau_m} \frac{\gamma}{\rho} - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{1}{\tau_e} \right)} \quad (3.36)$$

なお α は図 3.2 に示す exponential カーブの指数であるから、

空転速度は $\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_e} \right)$ を時定数とする包絡線にそって減衰

または発散することがわかる。

以上をまとめると空転再粘着のモードと条件は表 3.1 のようになる。

表 3.1 空転再粘着のモードと条件

$\gamma > \rho$	$\left\{ \begin{array}{l} \tau_m < \tau_e \\ \tau_m > \tau_e \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\tau_m + \tau_e}{2\sqrt{\tau_m \tau_e}} < \sqrt{\frac{\gamma}{\rho}} \\ \frac{\tau_m + \tau_e}{2\sqrt{\tau_m \tau_e}} > \sqrt{\frac{\gamma}{\rho}} \end{array} \right.$	再粘着 発散
		$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\tau_m + \tau_e}{2\sqrt{\tau_m \tau_e}} < \sqrt{\frac{\gamma}{\rho}} \text{ ではない} \\ \frac{\alpha}{\beta} \left(\zeta + \frac{3}{2} \pi \right) > \log e \sin \zeta \\ \text{その他の場合} \end{array} \right.$	再粘着 収束 発散
$\gamma < \rho$			発散

ρ : 動摩擦係数の ρ 周配 s/m
 γ : 主電動機引張力の速度傾斜 s/m
(軸重基準に単位化した値)
 τ_m : 機械系時定数 s
 τ_e : 電気系時定数 s
 $\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_m} - \frac{1}{\tau_e} \right)$
 $\beta = \sqrt{\frac{1}{\tau_m \tau_e} \left\{ \frac{\gamma}{\rho} - \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{1}{\tau_e} \right) \right\}}$
 $\tan \zeta = \frac{\beta}{\frac{1}{\tau_m} \frac{\gamma}{\rho} - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau_m} + \frac{1}{\tau_e} \right)}$

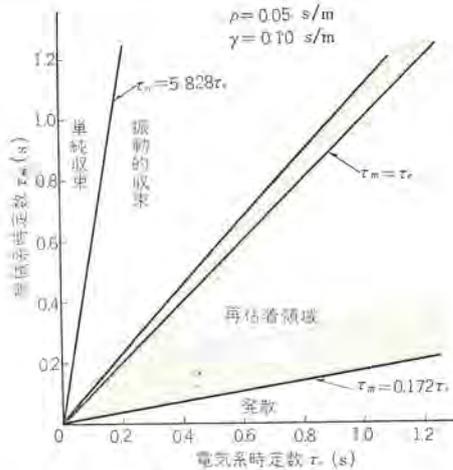


図 3.5 再粘着領域
Fig. 3.5 Readhesion domain.

3.6 再粘着領域

次にどのような範囲にあれば再粘着するかを定量的に調べてみる。動摩擦係数のコウ配 ρ は常に一定ではなく、空転速度の増大にもなって減少するし、実測値にもばらつきがあるため明確に定めることは困難であるが、だいたい $0.04 \sim 0.06$ s/m の範囲にある。一方引張力特性のコウ配 γ は主電動機特性によって定まり、わが国の交流電気機関車ではだいたい $0.09 \sim 0.13$ s/m の範囲にある。したがって交流電気機関車では $\gamma > \rho$ という基本条件はかならず満足されていると見てよい。

いま $\rho = 0.05$ s/m $\gamma = 0.10$ s/m とおいて粘着条件を満足する τ_e と τ_m の範囲を求めると図 3.5 のようになる。 $\tau_m > \tau_e$ では再粘着条件を満足する領域はきわめて狭い。

4. 自励振動の防止

車輪が空転を発生すると、レールと車輪の間の動摩擦係数は図 2.4 に示したように速度の増加とともに減少する。これは負性抵抗と呼ばれる特性であって、このような抵抗を含む系には自励振動を発生することがある。実際の交流電気機関車において自励振動の発生が認められたことのあるバネ系は、駆動系のねじりバネ、車軸のねじり、台車と軸バネが構成する系などであるが、ここではねじりバネを含む駆動系だけについて考える。

機関車が 3 章に示した再粘着条件を満足してしかも自励振動を発生するのはねじりバネ剛性 k がきわめて低い場合であって、図 3.1 の α にみるような空転状態となる。この場合は自励振動の周波数は非常に低く、2~3 サイクル 後にはかならず再粘着して自励振動は十分成長することなく停止するから、実害はあまりないと云える。したがって再粘着の条件を満足している場合には、自励振動についてとくにとりたてて検討する必要はない。問題はすでに製作され使用されている機関車で再粘着条件を満たしていない場合に生じる。空転速度が発散する場合は問題外であるが、空転速度が低い値に収束する場合には自励振動を防止すれば、適当なノッチ操作によって、ある程度空転が発生する状態まで引張力を利用することができる。

空転を生じた場合に自励振動を発生しないためには、電気系を含めた駆動系全体が制御工学的に安定でなければならない。制御

系の安定性を知る方法は数多くあるが、ここでは式の取扱いに便利な Hurwitz の安定条件を用いる。式 (2.10)(2.11)(2.12) をヨウラス変換して行列の形で表わすと次のようになる。

$$\begin{vmatrix} J_W P^2 + (k + CP) - \rho W r^2 P, & -(k + CP) & 0 \\ -(k + CP) & J_G P^2 + (k + CP), & -U_T Z \phi \\ 0 & U_a Z \phi P & R + LP \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \theta_W \\ \theta_G \\ I_M \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -\mu_a W r \\ 0 \\ Ed \end{vmatrix} \dots\dots\dots (4.1)$$

この特性方程式は、

$$A_0 + A_1 P + A_2 P^2 + A_3 P^3 + A_4 P^4 = 0 \dots\dots\dots (4.2)$$

と表わせる。ただし、

$$A_0 = k U_a U_T (Z \phi)^2 - \rho W r^2 k R \dots\dots\dots (4.3)$$

$$A_1 = (J_W + J_G) k R - \rho W r^2 (C R + k L) + (C - \rho W r^2) U_a U_T (Z \phi)^2 \dots\dots\dots (4.4)$$

$$A_2 = (J_W + J_G) C R - \rho W r^2 (J_G R + C L) + (J_W + J_G) k L + J_W U_a U_T (Z \phi)^2 \dots\dots\dots (4.5)$$

$$A_3 = J_W J_G R + (J_W + J_G) C L - \rho W r^2 J_G L \dots\dots\dots (4.6)$$

$$A_4 = J_W J_G L \dots\dots\dots (4.7)$$

Hurwitz の条件から、自励振動を発生しない条件を求めると、

$$A_0 > 0 \quad A_1 > 0 \quad A_2 > 0 \quad A_3 > 0 \dots\dots\dots (4.8)$$

$$A_1 A_2 A_3 - A_0 A_3^2 - A_1^2 A_4 > 0 \dots\dots\dots (4.9)$$

となる。

A_0, A_1, A_2, A_3, A_4 を $\tau_e, \tau_m, \gamma, J$ を使って書き直すと次のようになる。

$$A_0 = \frac{k}{\rho \tau_m} (\gamma - \rho) \dots\dots\dots (4.10)$$

$$A_1 = k \left(1 - \frac{\tau_e}{\tau_m} \right) + \frac{C}{\tau_m} \left(\frac{\gamma}{\rho} - 1 \right) - \frac{J}{\tau_m^2} \frac{\gamma}{\rho} \dots\dots\dots (4.11)$$

$$A_2 = \tau_e k + C \left(1 - \frac{\tau_e}{\tau_m} \right) - \frac{J_G}{\tau_m} + \frac{J_W}{\tau_m} \frac{\gamma}{\rho} \dots\dots\dots (4.12)$$

$$A_3 = \frac{J_W J_G}{J} + C \tau_e - J_G \frac{\tau_e}{\tau_m} \dots\dots\dots (4.13)$$

$$A_4 = \frac{J_W J_G}{J} \tau_e \dots\dots\dots (4.14)$$

$A_0 > 0$ から $\gamma > \rho$ が導ける。これは再粘着するための基本条件と同じであって、 $\gamma > \rho$ が再粘着のためにも自励振動を生じないためにも基本条件となることがわかる。

5. 電子計算機によるシミュレーション

このように空転再粘着のモードとその条件、および自励振動防止の条件を理論的に導いたが、いままで理論を進める上での仮定が妥当であったかを確かめるため、定数を変えると空転状態は具体的にどのように変わるかを調べるために、電子計算機によってシミュレートを行なう

基本式は (2.10)(2.11)(2.12) の 3 元 2 階連立微分方程式であって、これだけを解くのであればアナログ計算機で容易に行なえるが、後に 4 軸 (1 車両) 分まで拡張すること、摩擦係数、インダクタンス、主電動機特性など将来は非線形として解くべき要素が多いこと、粘着状態と空転状態の切換えを瞬時に行なわなければならない

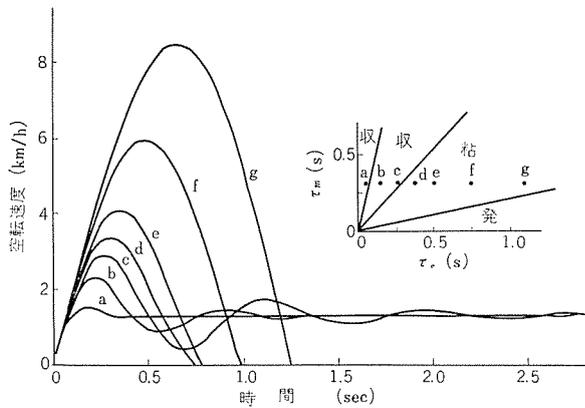


図 5.1 電気系時定数 τ_e を変化させたときの空転状態比較 (ED75)
Fig. 5.1 Slip speed when electrical time constant " τ_e " is changed.

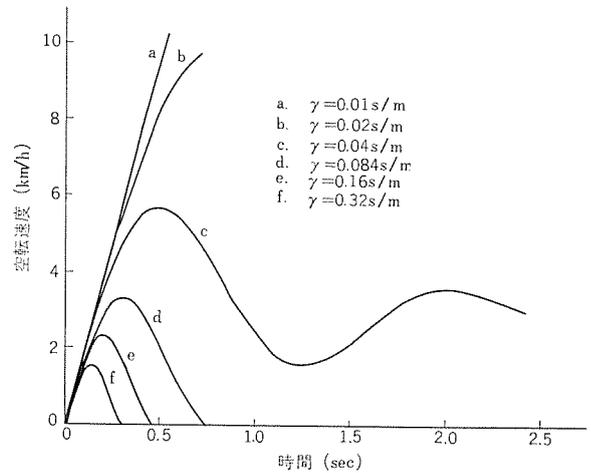


図 5.3 速度引張力特性の傾き γ を変化させたときの空転状態比較 (ED75)
Fig. 5.3 Slip speed when gradient of performance curve " γ " is changed.

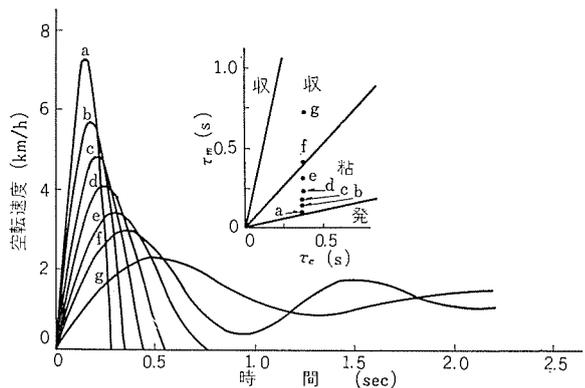


図 5.2 機械系時定数 τ_m を変化させたときの空転状態比較 (ED75)
Fig. 5.2 Slip speed when mechanical time constant " τ_m " is changed.

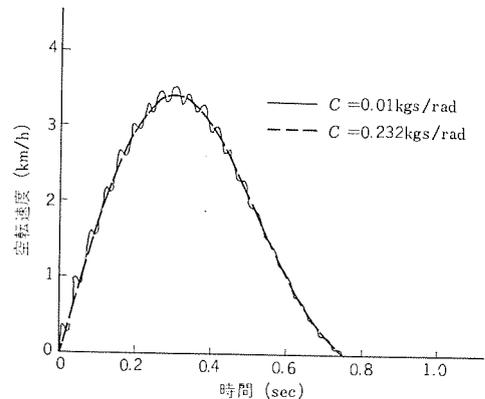


図 5.4 減衰係数 C を変化させたときの空転状態比較 (ED75)
Fig. 5.4 Slip speed when damping factor " C " is changed.

いことなどを考慮して、デジタル計算機を使用して行なった。

計算の方法は 3.1 項に述べたのと同様であるが、モデルとして ED75 の定数を使用し、 $\tau_e, \tau_m, \gamma, k, C$ を変えた場合の変化を調べた。ED75 の原設計の定数は次のようになって、再粘着条件、自励振動防止の条件ともに満足している。

$$\begin{aligned} \tau_e &= 0.36 \text{ s} & \tau_m &= 0.31 \text{ s} & \gamma &= 0.084 \text{ s/m} \\ k &= 0.52 \times 10^6 \text{ kgm/rad} & C &= 0.23 \text{ kgs/rad} \end{aligned}$$

電気系時定数 τ_e を変化させた場合を図 5.1 に示す。 τ_e をかなり大きくしても再粘着条件は満足しているが空転速度、空転継続時間が大きくなって好ましくない。反対に τ_e を小さくすると収束域にはいり、空転速度のピークは小さくなるが再粘着しなくなって一定値に収束するようになる。

機械系時定数 τ_m を変化させた場合を図 5.2 に示す。 τ_m を増すと収束域に入り再粘着しなくなる。

主電動機速度引張力特性の傾き γ を変えた場合を図 5.3 に示す。 γ が小さく式(3.33)を満足しない範囲では空転速度は発散するが、 γ が大きくなると再粘着するようになり、しかも γ が大きいほど空転速度も空転継続時間も小さくなる。

パネ定数 k を変化させた場合はすでに図 3.1 に示したとおりである。この中で a が自励振動を発生している場合である。 k が大きくなるにしたがって速度に重畳している固有振動の波が小さくなる。固有振動の波を除いた空転速度はパネ定数 k に無関係で

ある。

パネの減衰係数 C を変えた場合を図 5.4 に示す。 C の値を ED75 の $1/20$ としても空転現象そのものには変化がなく、空転速度にパネの固有振動数に相当するリップルが乗るだけである。自励振動を起こすまでもない。

このように ED75 の定数は微妙なところにあり、少し値を変えると再粘着しなくなる可能性が大きい。

6. ED75 起動空転試験

6.1 試験

ED75 形交流電気機関車を使用して起動時の空転試験を行なったので、試験結果を理論解析あるいは電子計算機によるシミュレーションと対比してこれらの裏づけとする。

試験日時 昭和40年3月31日～4月2日
試験場所 三菱重工三原製作所構内
試験車両編成 ED7537 (試験車)一ワラ (測定車)一ED75 (荷重)一C59 (荷重)

荷重車にはブレーキを作用させた。

線路条件 (1) レール乾燥砂まき (2) レール乾燥砂なし
(3) レール湿潤砂まき (4) レール湿潤砂なし

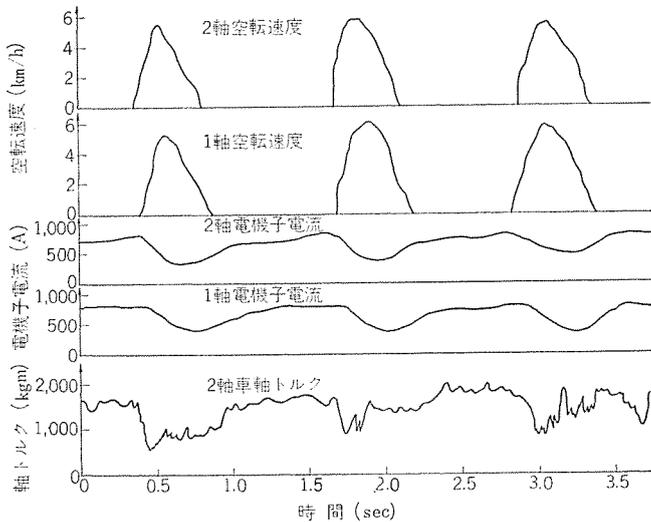


図 6.1 ED75 起動空転試験 オシロ 波形
No. 1 (レール 乾燥, 砂なし)
Fig. 6.1 Diagram of ED75 slip test.
No. 1 (dry rail)

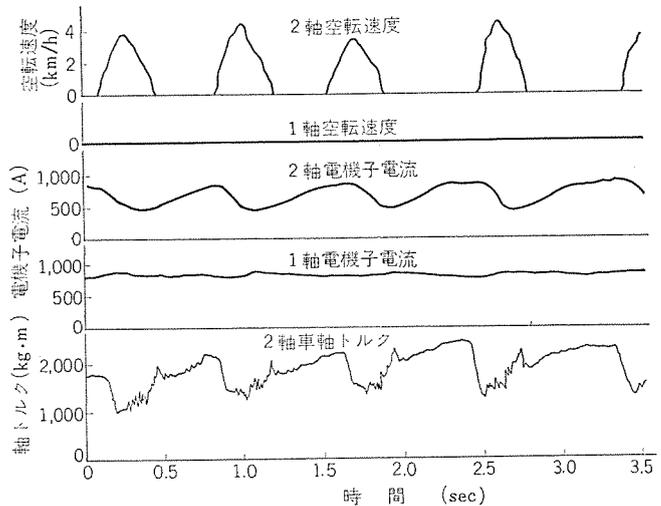


図 6.3 ED75 起動空転試験 オシロ 波形
No. 3 (レール 乾燥, 砂まき)
Fig. 6.3 Diagram of ED75 slip test.
No. 3 (dry rail with sand)

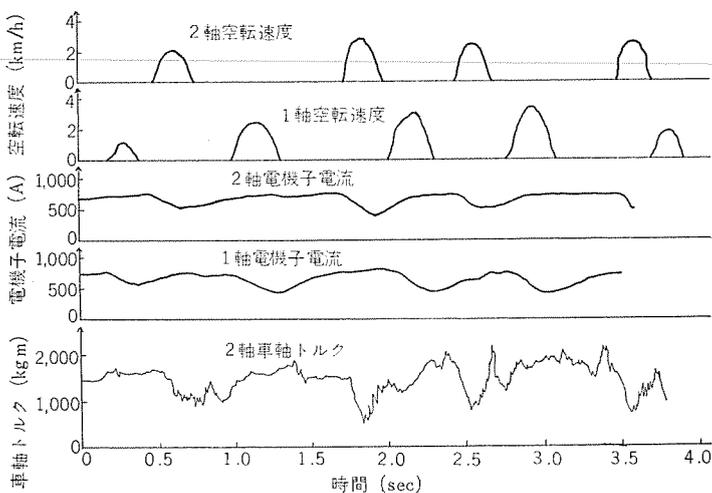


図 6.2 ED75 起動空転試験 オシロ 波形
No. 2 (レール 湿潤, 砂なし)
Fig. 6.2 Diagram of ED75 slip test.
No. 2 (wet rail)

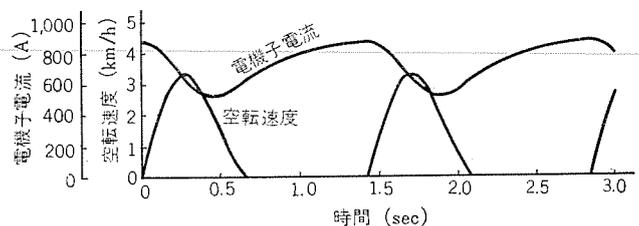


図 6.4 ED75 起動空転試験 シミュレーション
(1 軸空転の場合)
Fig. 6.4 Slip test simulation of ED75 loco.
(1 axle slip).

ノッチアップ条件 パーセン制御でノッチアップし、空転の発生と同時にノッチを止めて保持した。

オシロ波形の一部を図 6.1, 6.2, 6.3 に示す。

6.2 検討

(1) 空転が発生してもかならず再粘着している。このことは ED75 の駆動系が図 3.5 の再粘着域にあることを示し、理論解析の結果と一致する。

(2) 自励振動も発生していない。4 章の安定条件に ED75 の定数を代入すると自励振動を発生しないことが導けるから、このことと合致する。

(3) 砂をまかない場合に、レール乾燥の時は全軸がほぼ同時に空転再粘着をくり返すのに対し、レール湿潤のときは 1 台車内の 2 軸が交互に空転を発生する。レール乾燥のときは各軸間の摩擦係数のばらつきが少ないため同時に空転を発生し、レール湿潤(手で水をまいた)のときは摩擦係数が各軸間でかなりばらついているため、摩擦係数の低い軸から空転を発生し、主として台車内の動的

軸重移動のために他軸に空転がおよび、これを交互にくり返すものと思われる。

(4) 砂まき器が台車内の前軸だけにしか砂がまけない構造となっているので試験も前軸にだけ砂をまいて行なったが、この場合は砂のある軸は常に粘着状態にあり、砂のない軸だけが空転再粘着をくり返す。

(5) 今までの解析では電源電圧は空転開始直後から一定に保つとしてきたが、このようにすれば一度空転して再粘着した後は 2 度と空転を発生することがない。現実には空転再粘着は一定の周期をもつてくり返されているが、これは運転士がノッチを上げていった場合に空転が発生してからこれを検知してノッチをとめるまでに時間遅れがあるため、電源電圧は空転発生時よりもやや高い値に保たれるためである。この状態を電子計算機によってシミュレートした結果を図 6.4 に示す。電源電圧は約 2% オバージュトしたと仮定した。結果は実測値をよく模倣している。

7. 各種機関車の検討

今までに当社で製作した 4 軸の交流整流器式電気機関車に再粘着および自励振動の理論をあてはめると表 7.1 に示したようになる。いずれも $\gamma > \rho$ を満足しているから、 τ_e, τ_m をモード図の中に示すと図 7.1 のようになる。

ED70, 71 はコイル駆動、ED74, 75 はつり掛式であるが機械系

表 7.1 各種交流機関車の再粘着性能

機関車形式	ED70	ED71	ED74	ED75
電気系時定数 τ_e (s)	0.23	0.18	0.31	0.36
機械系時定数 τ_m (s)	0.36	0.35	0.31	0.31
引張力特性コウ配 γ (s/m)	0.12	0.13	0.084	0.084
空転再粘着のモード	収束	収束	再粘着	再粘着
自励振動に対する安定性	不安定	不安定	安定	安定

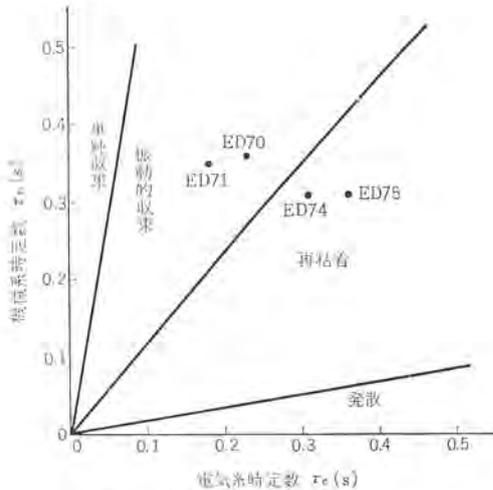


図 7.1 各種機関車の τ_m, τ_e の位置
Fig. 7.1 Position of type ED loco. in $\tau_m-\tau_e$ diagram.

時定数には大差はない。ED70, 71 は電気系時定数が小さいために収束域にあるが、ED74, 75 では電気系時定数が大きく再粘着域にはいる。ED74 は ED75 に比べてリアクトルのインダクタンスが小さく、レギュレーションも悪いために電気系時定数がやや小さく、収束域に非常に近いところにある。自励振動については ED70, 71 ではコイルパネのパネ定数が小さいため不安定になるが、ED74, 75 ではねじり剛性が約 10 倍になるので安定となる。

結局再粘着特性をよくするためには十分に大きいインダクタンスをそう入すること、自励振動を防止するためにはねじりパネ剛性を上げることが最も有効である。

8. む す び

従来経験的には知られていたが機構が解明されていなかった電気機関車の空転再粘着の現象について、明確な理論的裏づけを与えることができた。すなわち空転開始後の動輪の挙動は、電気系時定数 τ_e 、機械系時定数 τ_m 、動摩擦係数の傾き μ 、速度引張力特性の傾き γ の 4 個の定数によって定まることを導いた。この理論は 1 個の動軸だけに着目して導いたが、さらに発展させて機関車全体の空転特性を考察しながら、發揮できる引張力の大きさまで求めることができる。これについては稿を改めて述べることにしたい。

最後にいろいろとご指導ご助言をいただいた日本国有鉄道、三菱重工業の関係者の皆様へ厚くお礼を申し上げる次第である。

(昭 41-3-31 受付)

技術講座

SCR インバータとその応用(その4) —PWM インバータと多重インバータ—

大野 栄一*・赤松 昌彦*

1. ま え が き

サイリスタ(SCR)を用いたインバータは、McMurrayの転流改良形によって代表される方形波インバータとして、広く実用化が進んでいることは前回すでに述べたとおりである⁽¹⁾。このような新しいサイリスタインバータはあらゆる種類の負荷に対してきわめて安定な動作をし、出力電圧変動も小さいすぐれたものである。

しかし電源としてのインバータでは、出力が正弦波であることや、入力電圧および負荷の変動に対しても出力電圧が一定に保たれる一方、要求によっては任意の電圧に制御できることが要求される。したがってこのような用途に対しては、出力電圧の高調波除去と、電圧制御の二つが大きな問題となる。

電圧制御を行なう方法には、インバータの前後に電圧調整装置を置くものもあるが、インバータの内部においてサイリスタの導通時間を変化させることによって電圧制御能力を持たせるものが実用的である。このようなPWM(Pulse Width Modulation)インバータでは出力パルス幅を適当な値を中心に变化させれば、出力波形のヒズミ率も減少するという好ましい利点を伴う。

またこのPWMインバータをさらに数個用いて出力を積み重ね、波形を改善するとともに、相互の位相差を調整することによって電圧制御を行なわせる多重インバータが、大容量装置に適したものと考えられる。

以下では、このように一般の電源装置として重要な意味をもつPWMインバータおよび多重インバータについて説明し、とくに定周波定電圧(CFCV)電源装置への応用例について述べる。

2. PWM 安定化インバータ

2.1 PWM インバータの原理

最近のサイリスタインバータは、並列インバータから出発した方形波インバータともいうべきものであることは、前回までのこの講座でも繰り返し述べたが⁽¹⁾、この方形波出力電圧の幅を変化させる方式には、大別して二つのものが考えられる。

(a) PWM スイッチ法

第1は図2.1に示すもので、通常のインバータでは二つのサイリスタ S_1 および S_2 (図では等価スイッチで表わしてある)が、それぞれ異なる半サイクル間、導通して方形波出力を生ずるが、PWM出力を得るためにこの S_1 および S_2 の導通時間を短縮するものである。すなわち同図(c)に示すように、 θ の間のみ S_1 、 S_2 がオンとなれば、パルス幅変調された出力 v_o が得られる。

この場合の S_1 、 S_2 をPWMスイッチと呼び、それぞれ独立して任意の時点でターンオフできなくてはならない。したがって対となるサイリスタの点弧によって、転流電圧を得るC形転流は適用できず、D形、E形あるいはG形転流を用いなくてはならない。(転

流方式の分類はこの講座(その2)および(その3)参照のこと。)

図2.2はD形転流の一種であるインパルス転流方式を用いた回路の例である。この動作は(その3)の5章に詳述したのでここでは説明を省略する。ただこのPWMスイッチによるインバータでは、抵抗負荷の場合には原理どおり図2.1(c)のような出力波形となるが、誘導負荷の場合には遅れの負荷電流が帰還ダイオードを導通させるため、出力電圧波形は図2.2(b)の斜線部のようなヒズミを生ずるためヒズミ率が大きくなるうえに、負荷力率により出力電圧変動を生じ好ましくない。

(b) 移相法

第2の方法は図2.3に示すようなブリッジ形インバータにおいて、それぞれ直列に接続された二つのスイッチ群(S_{11} 、 S_{12})および(S_{21} 、 S_{22})の動作位相をずらせることによって、PWM出力を得るものである。

この方式では、各群のスイッチ S_{11} (S_{21})と S_{12} (S_{22})は互いに逆位相で、 180° ずつ開閉するから、通常のC形転流が利用できる利点のほかに誘導負荷に対しても、前述のようなヒズミを生ぜず、常に理想的なPWM波形が得られる特長があり、以後主として

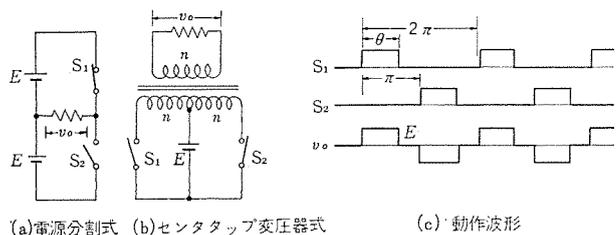


図 2.1 PWM インバータの基本動作(1)-PWM スイッチ法

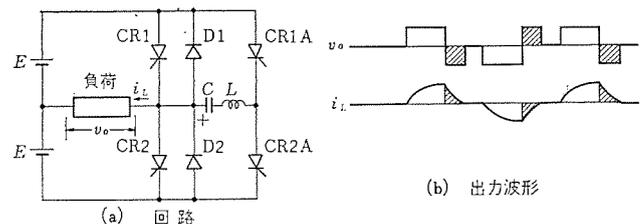


図 2.2 D形転流を用いた PWM インバータ

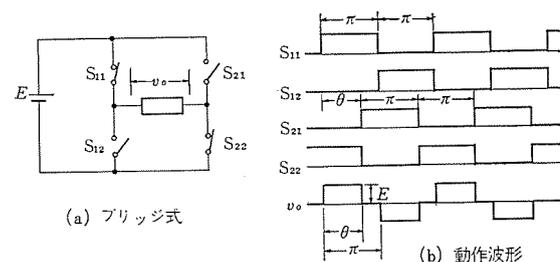


図 2.3 PWM インバータの基本動作(2)-移相法

この方式について説明する。

2.2 PWM インバータの動作

いま、移相方式によるPWMインバータがすぐれていることを述べたが、ここでさらに詳しくこの動作を考えてみよう。

図2.4は最もよく用いられるC形転流によるブリッジ形PWMインバータの回路例で、簡単のため抵抗帰還方式となっているが、効率向上のためには前に紹介した変流器帰還方式を用いれば効果がある。

このPWMインバータの誘導負荷の電圧電流波形は、図2.5に示すようになる。転流時の過渡状態は別に考えることにすれば、図から電力供給モード(A)、電力帰還モード(B)および循環電流モード(C)の三つの動作モードのつながりとなることがわかる。したがって負荷の力率および出力パルス幅によって、各サイリスタおよびダイオードに流れる電流分担は変化する。

今、出力電流は正弦波と仮定し、その実効値を I_0 、基本波電圧に対する電流の位相遅れを φ とすると、各サイリスタおよびダイオードの平均電流はそれぞれ次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} I_{CR I} &= \frac{I_0}{4.44} \left\{ 1 + \sin\left(\frac{\theta}{2} + \varphi\right) \right\} \\ I_{CR II} &= \frac{I_0}{4.44} \left\{ 1 + \sin\left(\frac{\theta}{2} - \varphi\right) \right\} \\ I_{D I} &= \frac{I_0}{4.44} \left\{ 1 - \sin\left(\frac{\theta}{2} + \varphi\right) \right\} \\ I_{D II} &= \frac{I_0}{4.44} \left\{ 1 - \sin\left(\frac{\theta}{2} - \varphi\right) \right\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.1)$$

ここで添字IおよびIIはそれぞれインバータを構成するグループを示す。(たとえば $I_{CR I}$ は CR_{11} または CR_{12} の平均電流) また直流入力電流の平均値 I_d は式(2.2)となる。

$$\begin{aligned} I_d &= I_{CR I} + I_{CR II} - (I_{D I} + I_{D II}) \\ &= \frac{I_0}{2.22} \left\{ \sin\left(\frac{\theta}{2} + \varphi\right) + \sin\left(\frac{\theta}{2} - \varphi\right) \right\} \end{aligned}$$

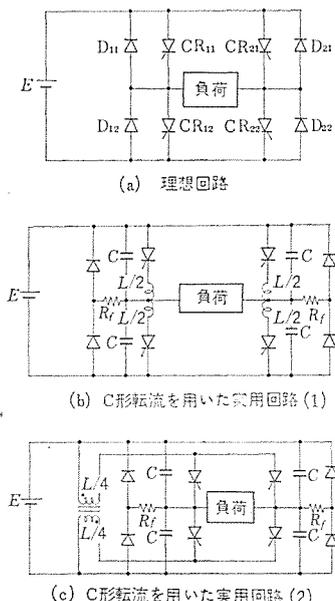


図2.4 ブリッジ形PWMインバータ回路例

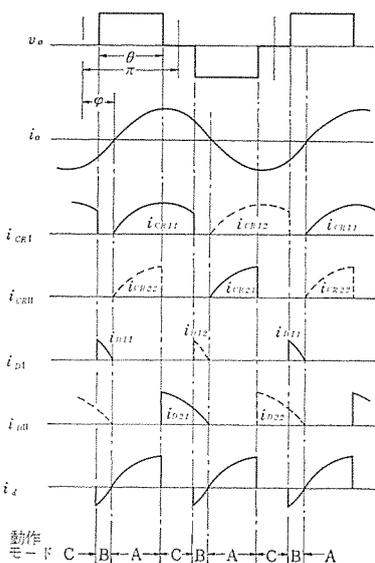


図2.5 PWMインバータの電圧電流波形

$$= \frac{I_0}{2.22} \sin \frac{\theta}{2} \cos \varphi \dots\dots\dots (2.2)$$

2.3 転流条件

インバータの転流についてはこの講座(その2)、(その3)において詳しく述べたので、ここではPWMインバータ独自の問題点のみを述べる。図2.4(b)の回路は各グループが独立して転流動作を行なうので、通常の転流条件と同じように転流時の負荷電流を i_0 とすれば次式を満たせばよい。すなわち、

$$t_C = E \cdot C / 2i_0 > t_{off} \dots\dots\dots (2.3)$$

ここに t_C は回路ターンオフ時間、 t_{off} はサイリスタ素子のターンオフ時間である。図2.5の波形からわかるように、誘導負荷時には $CR_{21}(CR_{22})$ の転流すべき電流のほうが大きいので、 i_0 としてこの値をとればよい。

次に図2.4(c)のように転流リアクトルを結合したインバータでは少し条件が異なってくる。この場合転流上と同じ理由から CR_{22} の転流を考えてみよう。

図2.6はこのときの状態を知るため、関連する部分のみを描いた等価回路である。この回路で、転流時の CR_{22} の端子電圧 v_{CR22} は、

$$v_{CR22} = -v_C + E - e_L \dots\dots\dots (2.4)$$

となるが、 CR_{21} が導通するため、

$$e_L = v_C \dots\dots\dots (2.5)$$

となる。

一方、 v_C は図2.6からわかるように、初期値 E から出発し、 $(3/2)i_0$ (i_0 は転流時負荷電流)により変化するから、

$$v_C = E - (3i_0/2C) \cdot t \dots\dots\dots (2.6)$$

したがって式(2.4)~(2.6)から、

$$\begin{aligned} v_{CR22} &= E - 2v_C \\ &= -E + (3i_0/C)t \dots\dots\dots (2.7) \end{aligned}$$

となるから、回路ターンオフ時間 t_C は $v_{CR22} \leq 0$ から、

$$t_C = EC/3i_0 \dots\dots\dots (2.8)$$

が得られる。この関係は通常の方波インバータでの値の $2/3$ となるので、設計上注意を要する。

2.4 波形分析

次に、PWMインバータの出力波形に含まれる高調波成分を調べてみよう。図2.7のように時間軸の原点を定めると、この波形は次のようにフーリエ級数により

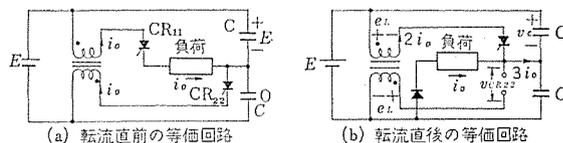


図2.6 PWMインバータの転流(誘導負荷時)

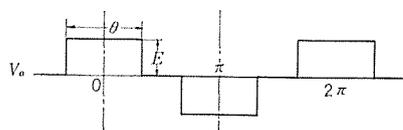


図2.7 PWM出力波形

表わすことができる.

$$v_0 = \frac{4}{\pi} E \left\{ \sin \frac{\theta}{2} \cos \omega t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\theta}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\theta}{2} \cos 5\omega t + \dots \right\} \quad (2.9)$$

$$\equiv \sum_{n=1}^{\infty} k_n \cos n\omega t \quad (2.10)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} n=2m \quad k_n &= 0 \\ n=2m-1 \quad k_n &= \frac{4E}{\pi \cdot n} \cdot \sin n \frac{\theta}{2} \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

すなわち基本波成分は θ を変化すれば $\sin \frac{\theta}{2}$ に比例して変わる. また, PWM 出力には奇数次高調波のみが含まれ, しかもその最大値は次数 n に逆比例することがわかる. 図 2.8 は高調波成分を θ に関して示した図で, (a) はその振幅 (k_n) を, (b) は各高調波のヒズミ率 k_n/k_1 および全高調波のヒズミ率 k_T/k_1 を示す.

ここに k_T は各高調波成分 k_n の二乗平均値として,

$$k_T = \sqrt{k_3^2 + k_5^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} k_n^2} \quad (2.12)$$

と表わされる. ただし実際には, k_n は n が偶数のとき 0 であるから,

$$k_T = \sqrt{k_3^2 + k_5^2 + \dots} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} k_{2n+1}^2} \quad (2.12a)$$

となる. したがって各高調波ヒズミ率と全高調波ヒズミ率は,

$$\left| \frac{e_0(n)}{e_0(1)} \right| = \left| \frac{k_n}{k_1} \right| \quad (2.13)$$

$$\left| \frac{e_0(T)}{e_0(1)} \right| = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} e_0^2(n)}}{e_0(1)} = \frac{k_T}{k_1} \quad (2.14)$$

により, 式(2.11)を用いて図 2.8 が得られる.

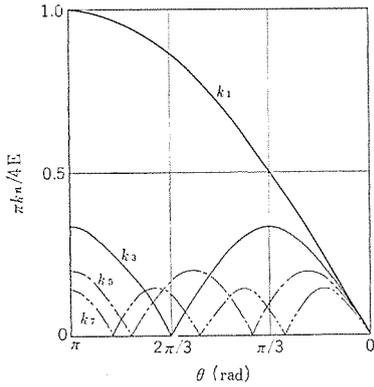
ただし $e_0(n)$ は出力電圧の第 n 高調波を, $e_0(T)$ は全高調波の実効値を示す.

図から $\theta=120^\circ$ において最も大きい第 3 高調波成分が 0 になり, その他の高次の高調波を考えれば, $\theta=140^\circ$ 付近において最もヒズミ率の小さい出力波形が得られることがわかる. この点が前にも述べたように電圧制御できるとともに, PWM インバータの

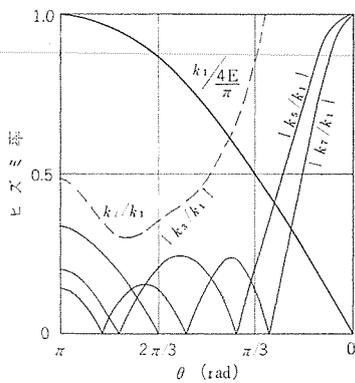
大きな特長の一つである.

2.5 三相 PWM インバータ

大容量の場合や, 回転磁界を必要とする交流電動機を駆動する場合には, 一般に三相交流を必要とする. 三相 PWM インバータは, 図 2.9

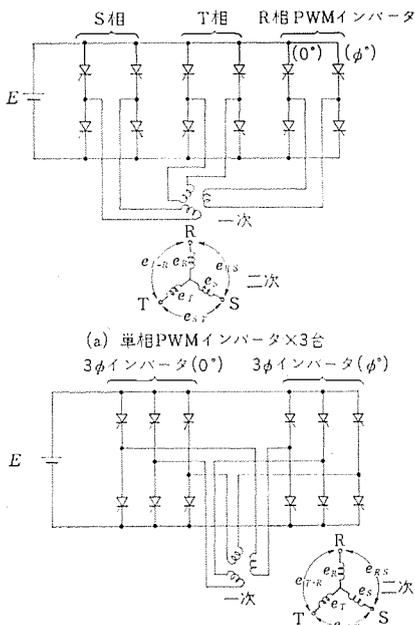


(a) 各高調波成分の振幅



(b) ヒズミ率

図 2.8 PWM インバータの波形成分



(b) 三相単純インバータ×2台

図 2.9 三相 PWM インバータの構成

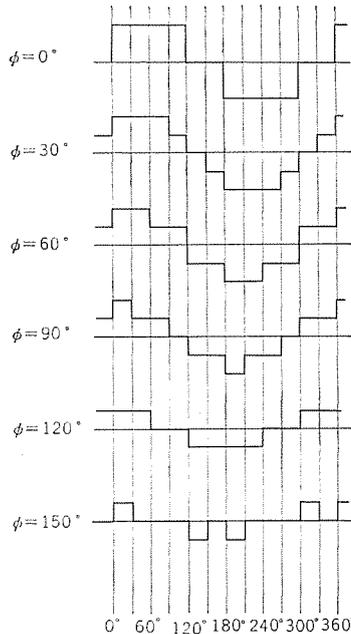


図 2.10 3φ PWM インバータの出力電圧波形

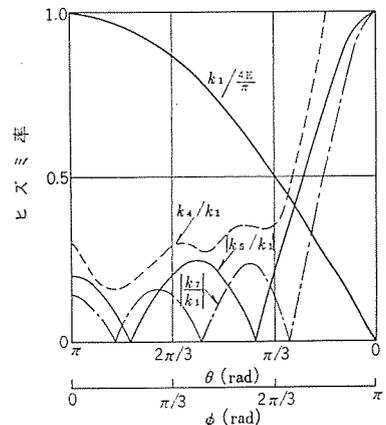


図 2.11 三相 PWM インバータの高調波ヒズミ率

(a) に示すように、前節までに述べた単相 PWM インバータ 3 個をそれぞれ 120° ずつ位相をずらせて、組み合わせることにより実現される。

ところで、この単相 PWM インバータを図 2.4 のようなブリッジ形で構成されているものとすれば、三相 PWM インバータは図 2.9(b) のように書き換えても、まったく同じである。これは、2 相三台のブリッジインバータを適当な位相差 ϕ によって動作させることになる。ただし $\phi = \pi - \theta$ となる。

図 2.10 は $\phi = 0, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ$ に対する出力電圧波形を示したものである。ここで各相電圧は単相の場合と同じであるが、線間電圧は 2 個の相電圧の差になるため、第 3 高調波とその倍数高調波が消え、かなりの波形改善が認められる。

ここで三相 PWM インバータの場合、 $3n$ 高調波が消えることを示そう。まず、各相電圧を e_R, e_S および e_T とすると、それらは式(2.10)にもとづいてそれぞれ、次のように表示できる。

$$\left. \begin{aligned} e_R &= \sum k_n \cos n\omega t \\ e_S &= \sum k_n \cos n\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \\ e_T &= \sum k_n \cos n\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2.15)$$

したがって R-S 間の線間電圧を e_{R-S} とすると、

$$\begin{aligned} e_{R-S} &= e_R - e_S = \sum k_n \left\{ \cos n\omega t - \cos n\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \right\} \\ &= 2\sum k_n \cos \frac{n}{6}\pi \cos n\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \dots\dots\dots(2.16) \end{aligned}$$

ここで $\cos \frac{n}{6}\pi$ は $n=3m$ のとき 0 となり、3 の倍数の高調波は消去される。その他の n (ただし奇数) では $\pm\sqrt{3}/2$ となるから、

$$e_{R-S} = \sum \pm\sqrt{3} k_n \cos n\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \dots\dots\dots(2.17)$$

ただし $n=1, 7, 13, 19, \dots, (6m-5)$ のとき +
 $n=5, 11, 17, \dots, (6m-1)$ のとき -

となって、3 の倍数の高調波は消えることが証明される。したがって残る高調波は 5, 7, 11, 13, 17, 19, \dots となるが、これらの消去については次に多重インバータの項で説明することにした。図 2.11 はここに述べた 3 ϕ PWM インバータの出力電圧波形のヒズミ率を示すグラフである。

3. 多重インバータ

3.1 多重インバータの特長

前章では、方形波インバータに電圧制御能力を与える PWM インバータについて述べたが、ここではとくに高調波除去を目的とした多重インバータについて述べる。一般に方形波電圧から正弦波電圧を得るには、フィルタや鉄共振回路を用いることが必要となるが、これらの装置はかなり大がかりなものとなるうえに、周波数の変化に鋭敏であるため、周波数が変化する場合には使用が困難となる。

これに対して、数台の方形波インバータの出力を組み合わせて階段波形 (Stepped Wave) を作ることににより、高調波成分を除去しようとするのが多重インバータの考え方であり、次のような特長をもつ。

(a) インバータ自体でかなり高次までの高周波成分を除去することができる。

(b) 構成する単位インバータ間の位相を変化させることにより、出力電圧の大きさを簡単に調整できる。(前章に述べた PWM インバータと同じ原理による)

(c) 動作周波数の変化によっても出力波形に変化を生ずることなく、十分安定である。

(d) 万一単位インバータに事故が生じて、そのユニットのみを運転休止すれば、わずかの出力低減とヒズミ率の増加で運転を継続でき、全停止としなくてよい。

(e) ユニット間の位相差を適当に選ぶことにより、二相、三相などの多相インバータでは単位インバータの利用率も高く、とくに効果的である。

以下に単相および三相の場合について、多重インバータの基本的構成と原理を説明する。

3.2 単相多重インバータ

(1) 単相 2 段多重インバータ

まず最も簡単な例として、図 3.1 に示したような 2 段多重インバータを考えてみよう。図中、 θ はユニットインバータの出力パルス幅を、 ϕ は 2 台のユニットインバータ相互の位相差を表わす。ユニットインバータとして単純な方形波インバータを用いたときは $\theta = \pi$ で不変であり、 ϕ を変化して最も高調波の少くなるようにすることになる。この場合には全体で PWM インバータ 1 台と等価となり、前章で考察したように $\phi = \pi/3$ のとき第 3 高調波が除去できる。図の (b) はその際のベクトル図、(c) は出力波形を示す

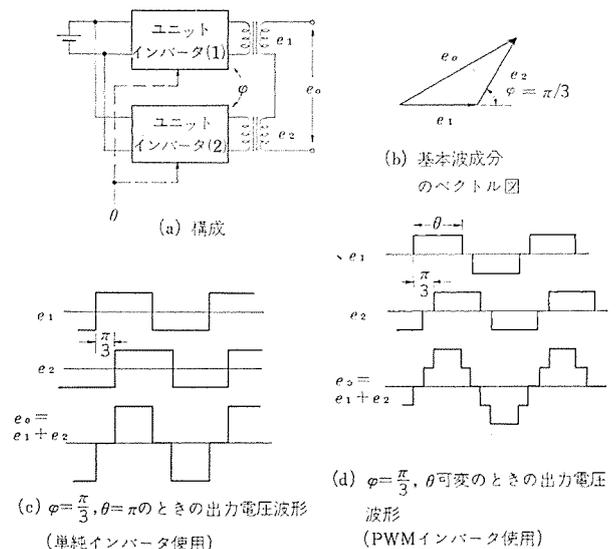


図 3.1 単相 2 段多重インバータ

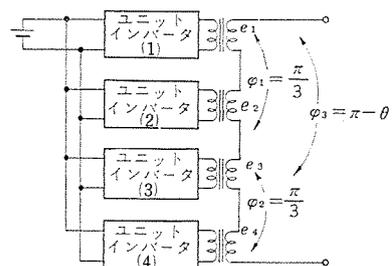


図 3.2 単相 4 段多重インバータ

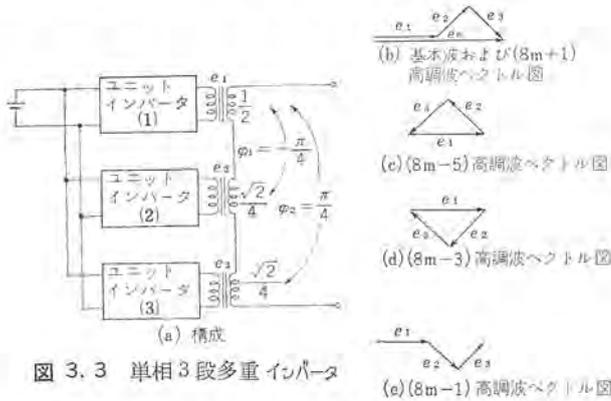


図 3.3 単相3段多重インバータ

次にユニットインバータとしてPWMインバータを用い、これを $\theta = \pi/3$ の位相差に固定すれば、上と同様に第3高調波は除去されるから、各ユニットインバータの θ を変化させることによって出力電圧をも調整できる。このとき第5以上の高調波成分は θ によって変化するが、その基本波に対する成分は図2.8と同じになる。このときの出力波形の一例を図3.1(d)に示す。

これはユニットインバータを単純な方形波インバータと考えれば、図3.2に示すように単相4段多重インバータとなる。したがって混乱をさけるため、図3.1で θ 可変とするものは単相PWM2段多重インバータと呼ぶことにしたい。

単純な方形波インバータはPWMインバータの特殊な場合と考えられるから、以下単相多重インバータの説明ではユニットインバータとしてPWMインバータを考えることにする。

(2) 単相3段多重インバータ

ユニットインバータ3台を用いた例として、図3.3の構成のものについて考えよう。図から各ユニットの出力電圧は、

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= \frac{1}{2} \sum k_n \cos n\omega t \\ e_2 &= (\sqrt{2}/4) \sum k_n \cos n(\omega t - \pi/4) \\ e_3 &= (\sqrt{2}/4) \sum k_n \cos n(\omega t + \pi/4) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.1)$$

となるから、合成出力電圧 e_0 は、

$$\begin{aligned} e_0 &= e_1 + e_2 + e_3 \\ &= \frac{1}{2} \sum k_n \left(1 + \sqrt{2} \cos n \frac{\pi}{4} \right) \cdot \cos n\omega t \\ &\equiv \sum k_n \cdot K_n \cdot \cos n\omega t \dots\dots\dots (3.2) \end{aligned}$$

ただし、

$$K_n = \frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cos n \frac{\pi}{4} \dots\dots\dots (3.3)$$

となる。ここで k_n は式(2.11)で与えられるから、 n の奇数の場合のみ考えればよく、式(3.3)から K_n を求めると、

$$\left. \begin{aligned} n=8m \pm 1 \quad \text{のとき} \quad K_n &= 1 \\ n=8m-5, 8m-3 \quad \text{のとき} \quad K_n &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.4)$$

となる。したがって第3, 5, 11, 13, ……高調波は0となるが第7, 9, 15, 17, ……高調波はそのまま残ることになる。

図3.3の(b), (c), (d), (e)はこの関係をベクトル図のうえで示したものである。

この方式では基準インバータの出力電圧 e_1 と、 $\pm\pi/4$ の位相差で動作するインバータの出力電圧 e_2 および e_3 は大きさが異なり、出力変圧器の巻数を $2 : \sqrt{2} : \sqrt{2}$ としなくてはならない。

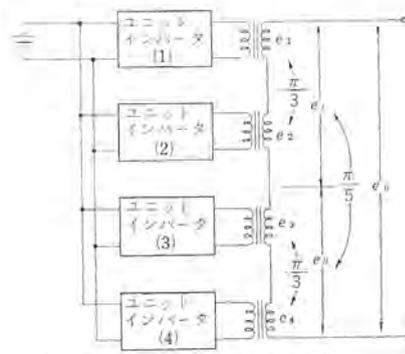


図 3.4 単相4段多重インバータ

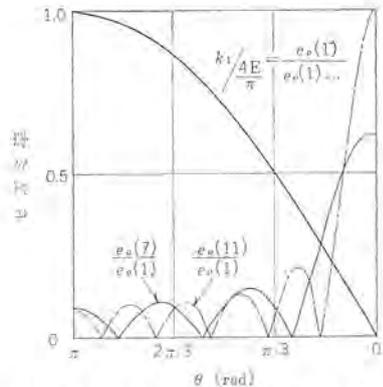


図 3.5 単相4段多重インバータの高調波ヒズミ率(図3.4の方式)

また e_2 および e_3 を $\pm\pi/4$ 以外にしてもよく、とくに $\pm\pi/6$ とすると第5, 7, 17, 19, ……高調波が消えるので、三相インバータに用いて効果が大い、これについては次に3.3節(1)で述べることとする。

(3) 単相4段多重インバータ

4段多重インバータの構成はすでに図3.2に示したが、ここでユニットインバータがすべてPWMインバータの場合を考える。まず θ_1 および θ_2 がともに $\pi/3$ であるので、式(2.14)のように e_1+e_2 および e_3+e_4 は、第3高調波とその高次高調波を除いた他の奇数次高調波を含む。

ここではさらに図3.4のように第5高調波を除去するために $\theta_3 = \pi/5$ とした場合を考えよう。今 $\pi/5$ だけ位相のずれた $e_1=e_1+e_2$ および $e_{11}=e_3+e_4$ を合成すると、

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= 2 \sum k_n \cos \frac{n}{6} \pi \cos n \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \\ e_{11} &= 2 \sum k_n \cos \frac{n}{6} \pi \cos n \left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{5} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.5)$$

として、

$$e_0 = e_1 + e_{11} = 4 \sum k_n \cos \frac{n\pi}{6} \cdot \cos \frac{n\pi}{10} \cdot \cos n \left(\omega t - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{10} \right) \dots\dots\dots (3.6)$$

となるから、

$$\left. \begin{aligned} n &= 3(2m-1) \quad \text{のほかに、} \\ n &= 5(2m-1) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.7)$$

の場合、すなわち $n=5, 15, 25, 35, \dots\dots$ のとき、

$\cos n\pi/10 = 0$ となり、合成出力 e_0 にはこれらの高調波は含まない。そのほかの成分は、式(3.6)により与えられる。

図 3.5 はこの場合の高調波ヒズミ率を示す。これは、出力電圧 e_0 中の第 n 高調波成分を $e_0(n)$ を表わすと、最初の高調波である第 7 高調波および第 11 高調波によるヒズミ率は、

$$\left. \begin{aligned} \frac{e_0(7)}{e_0(1)} &= \frac{k_7 \cos \frac{7\pi}{6} \cos \frac{7\pi}{10}}{k_1 \cos \frac{\pi}{6} \cos \frac{\pi}{10}} = \frac{k_7 \cos \frac{7\pi}{10}}{k_1 \cos \frac{\pi}{10}} \\ \frac{e_0(11)}{e_0(1)} &= \frac{k_{11} \cos \frac{11\pi}{6} \cos \frac{11\pi}{10}}{k_1 \cos \frac{\pi}{6} \cos \frac{\pi}{10}} = \frac{k_{11}}{k_1} \end{aligned} \right\} \dots\dots (3.8)$$

となることから計算したものである。

3.3 三相多重インバータ

(1) 三相 3 段多重インバータ⁽³⁾

三相の場合は、前節で述べた単相多重インバータを 3 組用いて、 120° ずつの位相差で動作させればよいが、2.5 節に述べたように三相出力の線間電圧はすでに $3(2m-1)$ 次高調波を含まないので、少なくとも第 5 高調波以上を除去することが目的となる。

また 3.1 節の特長 (e) にも述べたように三相の場合には、 $\pi/3$ ごとに位相のずれた出力が元来存在するから、単相の場合よりも簡単に多段化できる。

そこでまず、比較的簡単に第 5、第 7 高調波を除去できる方式として図 3.6 を考えてみよう。この方式は (a) のように 30° ずつ位相差のある 6 台のユニットインバータを組み合わせ、二次側を (b) のベクトル関係になるように結線するものである。一つの相については 3 台のインバータの出力を積み重ねることになるので、3 段多重インバータである。これは図 3.3 と同じ分類の三相化されたものと考えられる。今、R 相について考えよう。これに関するものは (1), (2), (6) の三つの出力であるが、それらは、

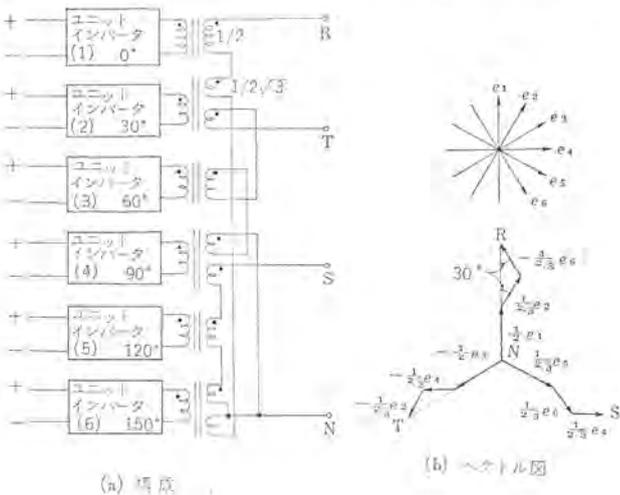
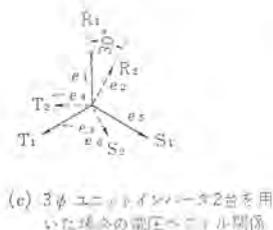


図 3.6 三相 3 段多重インバータ



(c) 3φ ユニットインバータ 2 台を用いた場合の電圧ベクトル関係

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= \frac{1}{2} \sum k_n \cos n\omega t \\ e_2 &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \sum k_n \cos n\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ e_6 &= -\frac{1}{2\sqrt{3}} \sum k_n \cos n\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \\ &= \frac{1}{2\sqrt{3}} \sum k_n \cos n\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \right\} \dots\dots (3.9)$$

と表わせるから、R 相電圧 e_R は、

$$\begin{aligned} e_R &= e_1 + e_2 + e_6 \\ &= \frac{1}{2} \sum k_n \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \cos n\frac{\pi}{6}\right) \cos n\omega t \\ &\equiv \sum k_n \cdot K_n \cos n\omega t \dots\dots (3.10) \end{aligned}$$

$$\text{ただし } K_n = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{2}{\sqrt{3}} \cos n\frac{\pi}{6}\right) \dots\dots (3.11)$$

となる。ここで n が奇数の場合の K_n は、

$$\left. \begin{aligned} n=1, 12m \pm 1 & \text{ のとき } K_n=1 \\ n=12m-7, 12m-5 & \text{ のとき } K_n=0 \\ n=3(2m-1) & \text{ のとき } K_n=\frac{1}{2} \end{aligned} \right\} \dots\dots (3.12)$$

となるから、第 5、第 7 およびそれに 12 の倍数を加えた次数の高調波は除かれる。したがって線間電圧はさらに 3 の倍数の高調波が除去され、第 11、13 およびそれに 12 の倍数を加えた次数の高調波のみが残ることになる。

この方式は単相ユニットインバータ 6 台によって構成されるが、見方を変えれば図 3.6 (c) に示したように、 30° の位相差をもつ 2 台の三相インバータから構成されるといってもよい。いずれの場合も電圧制御を可能にするためには、ユニットインバータを PWM 方式とすればよく、結局 24 相、48 個のサイリスタスイッチからなる多重インバータということになる。

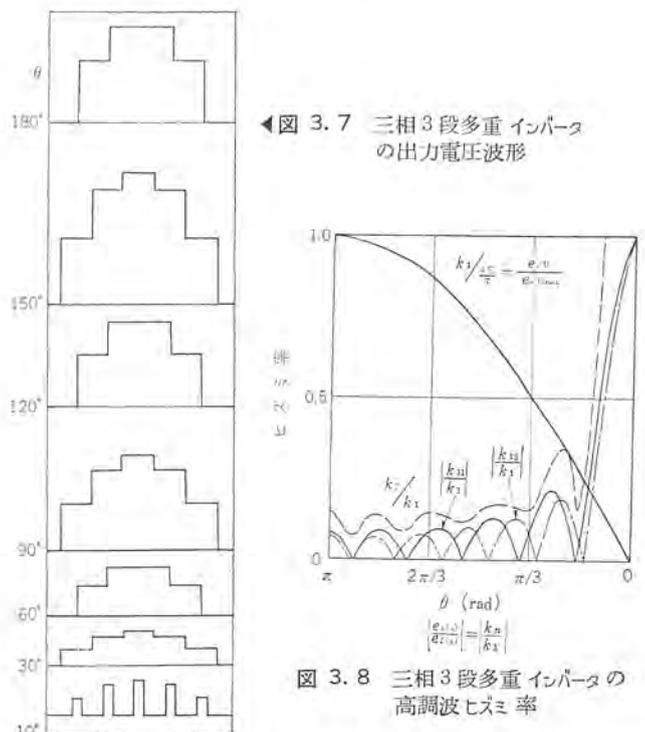


図 3.7 三相 3 段多重インバータの出力電圧波形

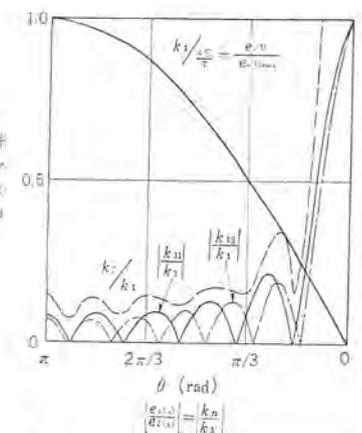


図 3.8 三相 3 段多重インバータの高調波ヒズミ率

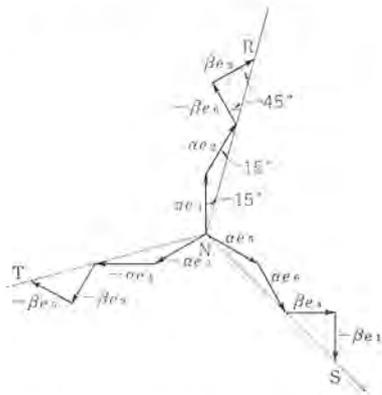


図 3.9 三相4段多重インバータベクトル線図

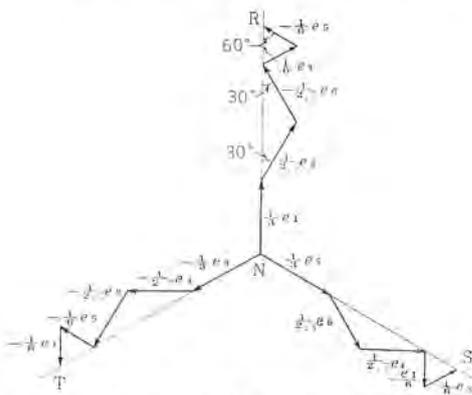


図 3.10 三相5段多重インバータベクトル線図

図 3.7 は θ の種々の値に対する出力線間電圧, 図 3.8 はその波形の高調波ヒズミ率を示す図である。

(2) 三相4段多重インバータ

次に4段の場合の結線を図 3.9 に示す。この場合インバータは図 3.6 (a) と同様、 30° 位相差のもの6台で構成され、出力トランス二次側の結線が変わることになる。図 3.9 において N-R 相を基準にとると R 相電圧は、

$$e_n = 2 \sum k_n \left(\alpha \cos \frac{n\pi}{12} + \beta \cos \frac{n\pi}{4} \right) \cos n\omega t \dots\dots (3.13)$$

となるから、第5高調波を消す条件は $n=5$ を代入して、

$$\alpha \cos \frac{5\pi}{12} + \beta \cos \frac{5\pi}{4} = \alpha \cos \frac{5\pi}{12} - \beta \cos \frac{\pi}{4} = 0$$

$$\therefore \frac{\alpha}{\beta} = \frac{\cos \frac{\pi}{4}}{\cos \frac{5\pi}{12}} = 0.366 \dots\dots (3.14)$$

により電圧比が決まる。式 (3.14) の条件は $n=7$ に対してもその係数を0にすることが示されるから、この4段式においても線間電圧には3, 5, 7の高調波は除去され、11, 13以上の高調波が表われ、高調波含有率は3段の場合と同様である。

4段の場合の特長は図 3.9 からわかるように、6台のユニットインバータに対し、いずれも2個の出力巻線 α と β をもち、同一定格となることである。これに対して図 3.6 の3段方式では2種類の出力トランスを必要とする。

(3) 三相5段多重インバータ⁽⁴⁾

図 3.10 は同様に6台のユニットインバータから各相5段の多重を

実現したものを示す。これは実は図 3.6 (b) の3段ベクトル図で、線間電圧に相当するものを相電圧に置きかえたものとなる。したがって5段の場合、各相電圧が各自で第3, 5, 7とその高次高調波を含まないものとなっている点に特長がある。しかし、この場合、すでに第3高調波は除去されているので、線間電圧の高調波含有率はこれ以上改善されない。

そのほかにも種々の方式が考えられるが、三相の場合には線間電圧をとることによって第3高調波を除去できる利点を活用した。

図 3.6 の方式が比較的簡単に高調波除去の効果が高く有効なものであろう。

4. 定周波定電圧(CFCV)電源への応用

4.1 サイリスタ静止形 CFCV 電源の特長

以上に述べたような PWM 多重インバータは広い応用分野をもつが、ここでは最も一般的な定周波定電圧電源への応用について述べよう。まず最初に従来の回転機を用いた CFCV 電源と比べた場合のおもな特長をあげると、以下のようになる。

- (a) 静止形であるため、振動や騒音がない。
- (b) 消耗部品がなく、保守が容易である。
- (c) 固定損失が少なく、効率が高い。
- (d) 瞬時起動が可能である。
- (e) 周波数精度はきわめて高く、負荷に影響されない。
- (f) 電圧および周波数の設定値を容易に変化できる。
- (g) 制御回路により高い精度の電圧安定化が可能である。

このような特長に加えて、サイリスタの普及による価格の低下により、経済的にもより実用的となる。このようなサイリスタ・インバータは精密安定化電源として、非常用電源として、また無停電電源として広く用いられはじめている。

4.2 装置の構成

(1) 基本構成とフィルタ

インバータ出力電圧の制御方法には図 4.1 に示すように、インバータ外部で行なう (a) または (b) と、インバータ内部で行なう (c) の方式がある。(c) は具体的には PWM インバータを用いるもので、装置が簡単に調整個所が少なく、融通性に富んだすぐれた方式で

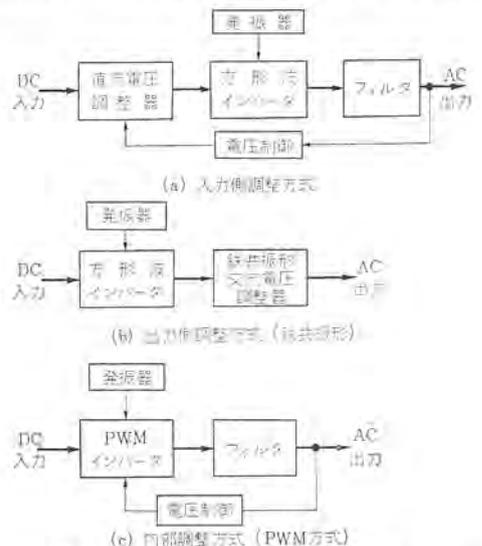


図 4.1 CFCV 電源の基本構成

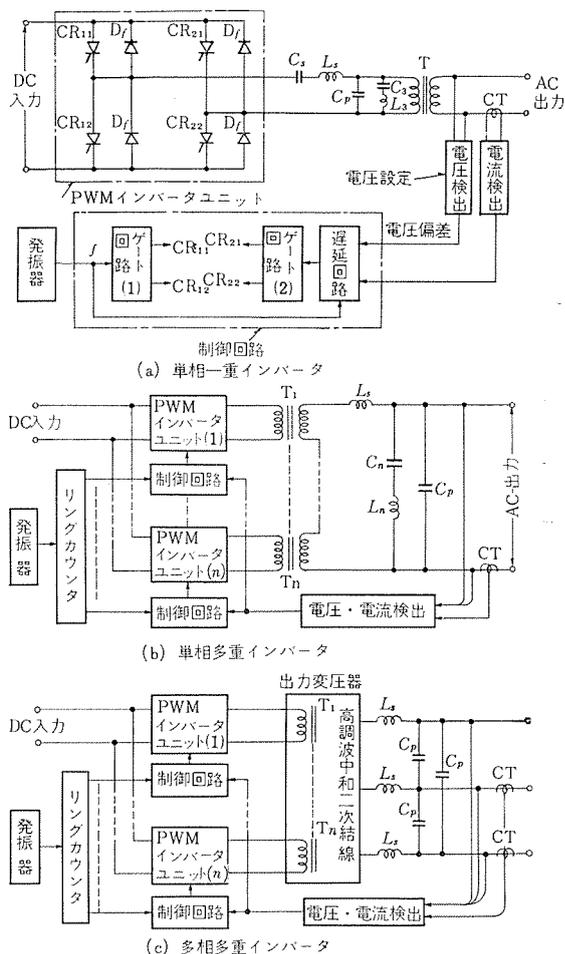


図 4.2 PWM 式 CFCV 電源装置の構成

ある。図 4.2 はこれをさらに具体的に示したものである。

単相小容量機では、同図(a)のように PWM インバータ出力を直接フィルタを通して正弦波とするのが得策であろう。このときのフィルタは、直列共振回路 L_s, C_s および並列コンデンサ C_p のほかに、第 3 高調波を除くための直列共振回路 L_3, C_3 を並列接続して、ヒズミ率を小さくするのが有効である。直列共振回路 L_s, C_s は基本波に共振をとるため大きくなるが、直流分を除く効果があり、インバータ出力パルス幅の正負に非対称があっても出力変圧器を飽和させることがない利点を持つ。

大容量機の場合には図 4.2 (b) または (c) のように多重インバータを用い、フィルタは直列共振回路を省略し、直列リアクトル L_s と並列コンデンサ C_p を主体として残存する高調波を除く。このとき残っている最低高調波に共振するような直列回路 L_n, C_n を並列に入れれば、さらに効果がある。

(b) 電圧制御

これら PWM 式 CFCV 電源では、出力電圧は、図 4.2 (a) に示すように、遅延回路の遅延時間を出力電圧設定値との偏差によって制御し、 θ を変化させて常に設定値に等しくなるようにする。図 4.3 は磁気増幅器を用いた制御回路の実例である。

また出力電流を検出して過負荷時に電流を制限したり、起動時のパルス幅をせばめて、出力トランスの飽和を避けることも容易に行なうことができる。

電圧精度は帰還制御であるので、自動制御系のループゲインを増

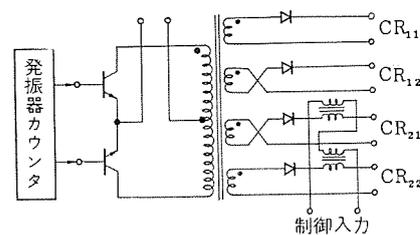


図 4.3 制御回路

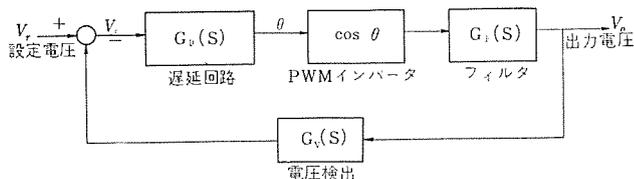


図 4.4 電圧制御回路の伝達関数

すことにより高精度を得ることも容易であるが、実際には図 4.4 に示すように、この制御ループの各要素の伝達関数を考慮して十分安定なものとしなければならないので限界を生ずる。また設定電圧源や、電圧検出回路に波形ヒズミを考慮した高精度のものを使用すべきことはもちろんである。通常の負荷変動および入力電圧変動において、一般には $\pm 5\%$ 以内とするが、 $\pm 1\% \sim \pm 0.5\%$ に保つことも比較的容易である。

(3) 周波数制御

インバータ出力周波数はゲート回路を駆動する発振器の精度によって決まり、通常のトランジスタや UJT 発振器では $\pm 1\%$ 前後、水晶発振器を用いれば $\pm 0.01\%$ 、さらにコウ温タンク入りの水晶発振器を用いれば $\pm 0.0001\%$ を得ることも容易である。

4.3 実例

(1) CFCV 一般用電源装置

図 4.5 は図 4.2 (a) に示した構成による単相 PWM インバータを用いた小容量 CFCV 電源の実例で、移動が容易であり交流電源のない場合や、50/60c/s の周波数変動を要する場合の電源として、きわめて便利である。出力周波数の切り換えは発振器の定数および出力フィルタ用リアクトルのタップ切り換えにより、容易に行なうことができる。出力電圧変動は入力電圧変動 $\pm 10\%$ 、負荷変動 0~100% に対して $\pm 1\%$ 以内である。

図 4.6 は各種条件における PWM インバータ出力電圧と、フィルタを通ったあとの正弦波出力電圧の波形を示すものである。

次に図 4.7 はテレビ放送用の 90kVA CFCV 電源の外観で、

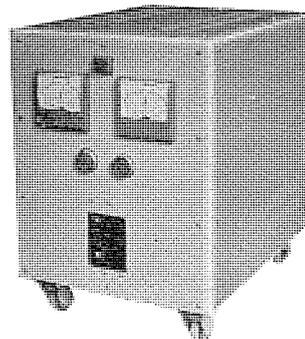


図 4.5 1kVA CFCV 電源外観

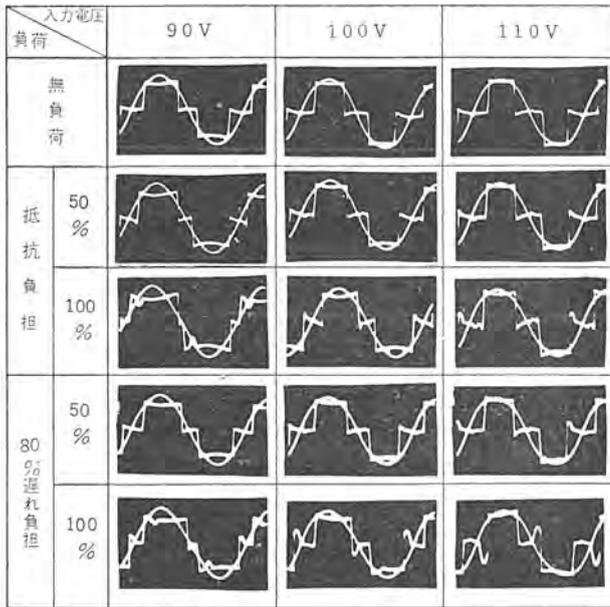


図 4.6 PWM インバータ出力波形



図 4.7 90kVA CFCV 電源の外観

水晶発振器を用いて $60\text{c/s} \pm 0.01\%$ 以内を得ているものである。この装置は北海道放送株式会社に納入後、順調に運転を続け、実際にテレビ画面の安定化にも効果を示している。

このような CFCV 電源は、計算機、計測制御装置や通信機などの非常用電源、あるいは無停電電源として広く用いられている。

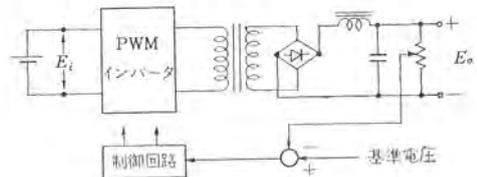
(2) PWM インバータによる DC-DC コンバータ

CFCV 電源とは少し異なるが、まったく同様な方式を用いて、図 4.8 に示すように出力側を整流して直流とすることにより、任意の直流安定化出力を得る DC-DC コンバータが構成できる。図 4.8 (b) はその 1 実例を示す回路で、この PWM インバータでは CR_{11} と CR_{12} がインバータとしての転流用、 CR_{21} と CR_{22} が通電角制御用として動作し、PWM スイッチとなっている。

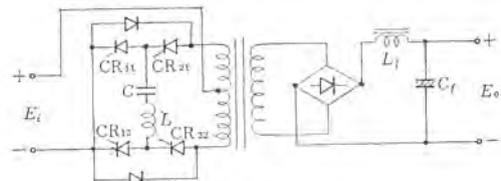
図 4.9 は 列車の ATC 制御電源の外観で、DC 100V (実際には 70~110V) 入力から $24\text{V} \pm 2\%$ 、500W の安定化された直流出力を得るものである。

(c) 車両用高圧インバータ電源

直流電車内の交流電源は従来 M-G によって得ていたが、これも同様なサイリスタインバータを応用して静止化できる。この場合の問題点は直流入力電圧が 600V または 1,500V とかなり高いことであるが、これにも十分信頼性のある高圧インバータが開発され、現



(a) DC-DC コンバータの構成



(b) 回路側

図 4.8 PWM インバータを用いた DC-DC コンバータ

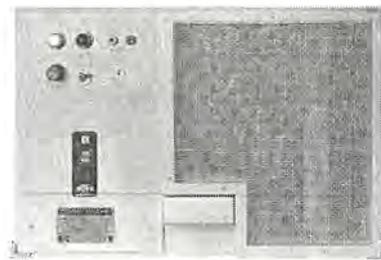


図 4.9 ATC 用 DC-DC コンバータの外観

車試験を終わっている。本格的に使用される日も近いであろう。(5)

5. む す び

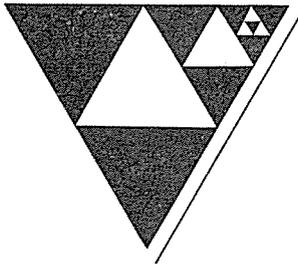
以上サイリスタ・インバータの実用に際して重要となる電圧制御と、高調波の除去を主点として、これを解決するために最も有効と思われる PWM インバータと多重インバータについて説明し、その実例についても簡単に紹介した。

ここに示したように、新しい半導体とエレクトロニクスの技術を十分に活用することによって、従来の回転機による電源に比べて、技術的にも経済的にもよりすぐれた静止形電源を得ることができるとは明らかで、今後ますますこの傾向が強まり、サイリスタ・インバータの普及を促すとともに、より高性能、より実用的な新しいものへと発展するであろうことが予想される。

(昭 41-3-8 受付)

参 考 文 献

- (1) 大野：SCR インバータとその応用 (その 1), 「三菱電機技報」, 39, 400 (昭 40); (その 2) 39, 824 (昭 40); (その 3) 39, 1282 (昭 40)
- (2) 大野, 赤松：PWM 安定化 SCR インバータとその応用, 自動制御連大, 303 (昭 39); 自動制御部会 (昭 40.6)
- (3) B. D. Bedford, R. G. Hoft: Principles of Inverter Circuits, chap. 8, John Wiley & Sons, Inc.
- (4) A. Kernick, J. L. Roof, T. M. Heinrich: Static Inverter with Neutralization of Harmonics, TAIEE, May p. 59 (1962)
- (5) 小原ほか：“車両用高圧サイリスタインバータ”「三菱電機技報」40, 346 (昭 41)



新製品紹介

オートカラー付きE種モータを系列化

このたびE種ハン用モートルにオートカラーを付けた新しいE種モータの系列を整備したが、このオートカラー付きモータは、現行のオートカット付きモータとは異なった特長を有するモータである。

オートカラーは図2に示すように、ヒータ、示温板、示温塗料、ケースからなる焼損防止装置であり、このヒータは、モータ巻線の中性点を形成するように接続されている。したがって、モータ負荷が異常に増加すると、ヒータの発生する熱により示温板は加熱され、設定温度以上になると示温塗料は変色し、異常負荷がかかっていることを示す。この示温板は、モータコイルと比べると熱時定数が非常に小さいから、モータコイルの温度上昇が、まだあまり高くないうちに変色する。

したがってオートカラーが変色後、まだ15分は運転しうるのである。この点がオートカット付きモータと異なった大きな特長で、異常な負荷がかかってもオートカット付きモータのように、瞬間的にモータがストップすることなく、事前に事態をキャッチできるし、仕事の工程を適宜調整することで、能率よく仕事が行なえるものである。

ただし、このオートカラーそれ自体には、モータをストップする能力

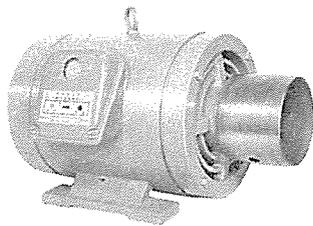


図1 SB-EK形オートカラー付きE種モータ
2.2kW
4P 100Lフレーム

がないから、異常負荷が続けば、スイッチを切らなければならない点に注意を要する。以下取扱上の注意およびモータの仕様を記述する。

■仕様

200V 50/60c/s

SB-EK 0.75~3.7kW 4P

SF-EK 1.75~3.7kW 4P

■取扱上の注意

- (1) 運転中にオートカラーが変色したら、15分以上電源から切り離すこと。
- (2) 拘束状態でオートカラーが変色したら、即刻(10秒以内)電源から切り離すこと。
- (3) 端子箱のフタをははずすと、示温板の温度上昇に影響を及ぼし、誤動作をきたすのでフタは付けたままで使用のこと。

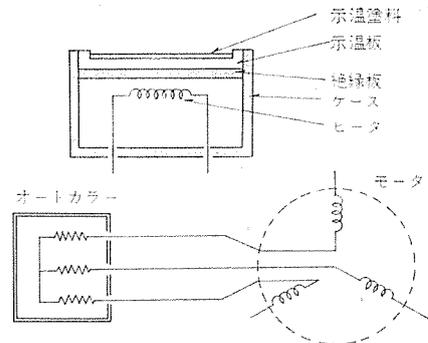


図2 オートカラーの構造および接続

モノレール式トロリバスダクトを開発

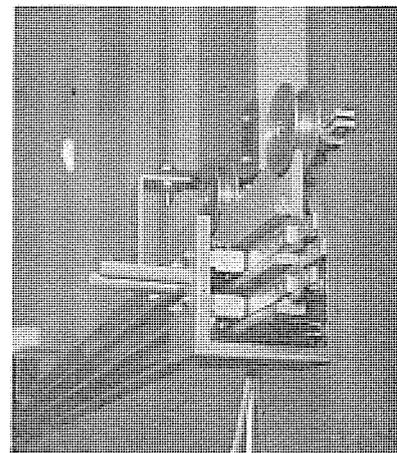
トロリバスダクトは、電気ホイスト、走行クレーン、コンベアなどの移動用機器の完全性を向上(感電事故、断線の絶無)させ、この2~3年間急速に利用されてきた。

需要の拡大にともない、トロリバスダクトに下記の改善が顧客より望まれてきた。

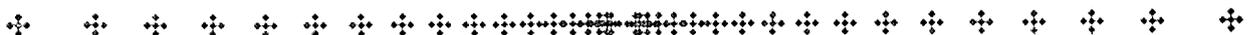
- (1) 価格が高い
- (2) 布設が難しい。(接続部で集電子がスムーズに移動しないことがある)

この2点を解決するため、新しいアイデアをもとに試作研究を重ね、まったく新形式のトロリバスダクトを開発した。

新形式のトロリバスダクトは、製作費のかさむ鋼板製ダクトを省略し、絶縁材料からなるミツ付きプレートの両側に導体を設け、集電子はこのプレートの上端をレール面とし、集電するようにしたモノ



モノレール式トロリバスダクト



NEWS FLASH

■ メキシコ CFE 向け 400kV 変圧器・リアクトル ・空気シヤ断器大量受注

先にメキシコ電力局 (C. F. E.) よりマルパソ発電所用として、1φ、60c/s 15kV $\frac{400kV}{\sqrt{3}}$ 75MVA 13台と 3φ 400kV/115kV/11kV 50MVA 2台の変圧器を受注し、鋭意製作中であるが、41年3月さらに下記仕様の変圧器、分路リアクトルの一括受注が決定した。

受注に当たっては C. G. E. (イタリア)、ASEA (スウェーデン)、Alstom (フランス) 等ヨーロッパメカをしりぞけての結果であるが、これも当社技術レベルが高く評価されたことはもちろん、従来からメキシコ市場に示してきた営業陣の手腕によるものである。

なおこれで当社の 400kV 級に対する変圧器製作実績は 55 台、容量 5,000MVA に達したことになり、きたるべき国内 500kV 送電に対し貴重なデータを提供するものと考える。

1. Minatitlan II s/s, Puebla II s/s 向け
8台×1φ 60c/s 自冷/送油風冷 $\frac{400kV}{\sqrt{3}} / \frac{115kV}{\sqrt{3}} / 13.8kV$ 75MVA 変圧器
2台×3φ 60c/s 自冷/風冷 32kV/13.8kV 18MVA 電圧調整器
2. Temascal II s/s, Texcoco s/s
11台×1φ 60c/s 自冷/送油風冷 $\frac{400kV}{\sqrt{3}} / \frac{230kV}{\sqrt{3}} / 13.8kV$ 75MVA 単巻変圧器
2台×3φ 60c/s 自冷/風冷 24kV/15.2kV 10.5MVA 電圧調整器
3. 上記各 s/s 向け分路リアクトル
9台×3φ 60c/s 自冷 400kV 35MVA 分路リアクトル

また、上記電力局の超高圧系統に使用される 220kV、7,500MVA、1,200A Y形空気シヤ断器 30台の大量受注にも成功した。Y形空気シヤ断器は、三菱電機独自の純国産技術によって開発され、内外の実績を積み重ねながら成長した。内前断路部付き低抵抗シヤ断方式の空気シヤ断器であるが、今回ヨーロッパメカ各社との競争に打ち勝って受注に成功したものである。空気シヤ断器は、比較的少量の材料を精密加工する加工比率の高いシヤ断器で、輸出品としてきわめて適しているため、この受注を機会に今後の海外進出が期待される。

主要な定格は、

電 圧	220kV
電 流	1,200A
シヤ断容量	7,500MVA
シヤ断時間	3サイクル
再開路時間	10サイクル 空気シヤ断のみでの CO 回数 3

高度 2,500m 以上の高地で使用されるため、海面における BIL は 1,050kV 漏れ距離は 6cm/kV という特殊な仕様が指定されている。

■ 高圧真空シヤ断器収納 EV キュービクル開閉装置 完成

古くから理想のシヤ断器として注目され、現在すでに実用化されている真空シヤ断器は、従来の同性能のシヤ断器と比較して、小形軽量、無保守、無発火、長寿命と枚挙にいとまないほどの長所がある。

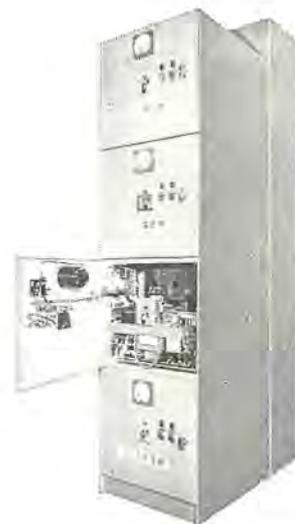
EV 形キュービクル開閉装置はこれら真空シヤ断器の長所を非常によく利用し、大電流シヤ断可能な高圧限流ヒューズと組合わせて他に例をみない、一面に 4 段収納すると言う従来の高圧盤の常識を破るコントロールセンタ形式の高圧 # 電回路開閉装置であり、6/3kV 級でシヤ断容量 250MVA 定格電流 200A (限流ヒューズを含む) の性能を有しているので 3kV、750kVA、6kV、500kVA までのほとんどの回路に適用できる。

したがって一般産業用はもちろん小形のため据付け面積に制限のあるビル用電源設備などに最適のものであり以下にその特長および定格を示す。

■ 特 長

(1) 真空シヤ断器の採用

真空シヤ断器の採用により有害、ジヤイ、潮風などの影響を受けないばかりかアークが外部に出ることがないので外部条件の変化、外部におよぼす影響の両面において高い信頼性を発揮し、また主接触部の保守点検はほとんど不要である。





(2) 一面に4基(饋)電回路収納可能

一面に限流ヒューズと組合わせて4基電回路を収納できるので床面積は著しく縮小され、据付け工期の短縮、据付け経費の節減など全体として非常に経済的になる。

(3) ショ断器は自動連結式

ショ断器および電力ヒューズは、1体として自動連結式の引出構造となっており各ユニットは互換性があり、保守、点検はきわめて便利である。

(4) ショ断器の着脱が簡単

ショ断器の着脱は盤外部からの簡単な操作によって行なうことができ、また、ショ断器が閉のままでは着脱できないよう、機械的インターロックを備えている。

(5) コントロールセンタ形式

コントロールセンタ形式であるので、各種機器を内蔵したユニットを組み合わせることで種々の応用ができる。

(6) 小形軽量

外形寸法が小さいばかりでなく、構造材に当社独自のユニバーサルフレーム(軽量形鋼)の採用、また、主母線にアルミ合金帯の使用など、軽量化を考慮している。

■ 定 格

準拠規格	JEM-1153
形 式	JEM-1114-E に準ずる
定格電圧	3.45kV 6.9kV
定格電流	200A
主母線定格電流	600A
定格周波数	50/60c/s
絶縁階級	3号B 6号B

■ MAR-6 無線機の N-62 (伊藤忠製軽飛行機) による飛行試験完了

新規開発の VHF/AM 機上無線機 MAR-6 無線機は、全トランジスタ化の航空機トウ載用小形無線機である3月初めに試作機を完成したが、さらに使用上および実装上からの問題点を検討し、これを本機に取り入れるため、伊藤忠に依頼してN-62による飛行試験(実用試験)を行ない所期の成果を収めて完了した。この無線機は手動で周波数切り換えを行ないうるようにして、極力小形軽量化をはかり、計器盤等に装備できる構造としたもので、ラジオ以外の操作は、すべて前面パネルで行なうことができる。航空機メーカやパイロットには小形軽量で、チャンネル数が多く、所要電力が少なく、信頼性が高い等の特長を認められて、非常に好評を得ている。



MAR-6 形 無線機

■ 汐浜陸橋 (川崎市) にハイウェイ灯を設置

国道川崎港線の汐浜陸橋は、さる4月12日に開通したが、当社では、ここにHP-314形(名神高速道路に納入と同形)ハイウェイ灯を18基設置し、平均路面照度25lxをえている。当地は京浜工業地帯の中心であり、いままで遠回りしていた道路が立体化され、夜間の照明とあいまって産業の発展に寄与するところ大である。

■ 仕 様

道 路 幅	7.2m
ポール間 隔	25m (千鳥配置)
設置灯 数	18灯
ポール高 さ	8m
使用ランプ	HF-400 形ケイ光水銀ランプ
平均照度	約25lx



図1 汐浜陸橋全景



図2 照明 情 況

■ モダンリビングフェア '66 に三菱住宅用照明
器具出品—グッドデザイン賞選定器具—

さる2月11日から16日まで、日本橋白木屋において、財団法人国産品普及向上本部および東京商工会議所共催、通産省・東京都・日本商工会議所後援により「モダンリビングフェア '66——世界に誇る日本製品展——」が開催された。

当社では、住宅用洋風器具6器種、和風器具3器種を出品し、来場者の好評を得た。なかでも20W 2灯用 KL-2112 形器具は、通産省主催による昭和40年度上期のグッドデザイン商品（Gマーク）に選定されたものである。この選定は、デザインだけでなく、性能・機構・価格など、総合的に厳重審査の結果決定されたもので、照明業界では当社が唯一の受賞を得たものである。

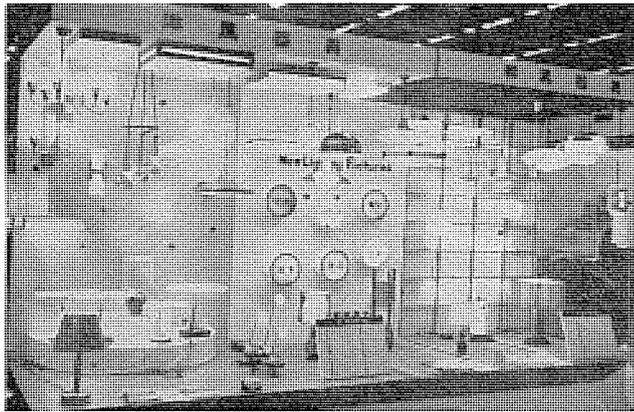


図1 展示場風景



図2 展示した住宅実施例

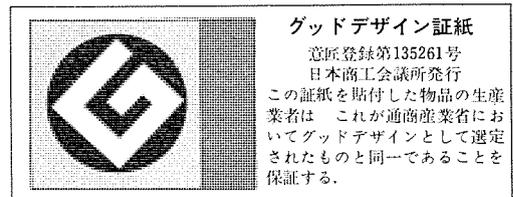
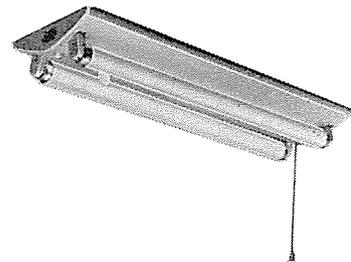


図3 Gマーク



ジカ付け・つり下げ兼用形・
プルスイッチ・豆球・チェーン付き
現金正価 円 2,100

図4 グッドデザイン賞に輝く KL-2112 形 ケイ 光灯器具

次号予定

三菱電機技報 Vol. 40 No. 7

電気材料・計測器特集

電気材料特集論文

- Cu-Be 合金の粒界反応に及ぼす微量 Mg の影響
- 真空シヤ 断路器接点材料の研究
- 半硬磁性合金 4% V-Fe-Co の試作
- 水平出力 トランス 用 フェライトコア
- ドリルワニス および積層品の諸性質
- 絶縁材料としての合成繊維紙
- ダイアエポキシ 絶縁の機能評価試験
- 防食絶縁

計測器特集論文

- プロセス 計装の動向と三菱産業計測器
- AR-100 シリウス はん用記録計
- 細管式粘度計
- 単軸送受同時切換式超音波流速計
- マスフィルタ 形真空分析計
- 電解そう電圧監視装置
- MR-1 D, MR-1 BD 形特別精密交流積算電力計
- レーダスピードメータ の応用
- 三菱産業用 テレキータ
- 高速 データ 収集 システム MELDAP-2000
- 水晶 とけいの 計測器・制御器への応用
- HM シリウスサーボモータ

普通論文

- 徳山曹達納め 120 kV レジスタフォーマ
- パワコンピュータ

CdS 蒸着膜

電子計算機利用シリーズ

- 電気車のサイリスタ 整流回路解析

技術講座

- 車両用多素子ヒューズ

三菱電機技報編集委員会

委員長	小倉弘毅
副委員長	片岡石高
常任委員	明石安理
	宇佐見重夫
	大北野寛孝
	小堀富次
	小鈴木正晴
	祖父江文夫
	馬場文栄
	山田一茂
委員	横山喜行
	尾畑大進
	神島津大介
	林昇真
	堀元幸
	松元雄蔵

(以上50音順)

昭和41年6月22日印刷 昭和41年6月25日発行
「禁無断転載」定価1部 金100円(送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内2丁目12番地 小倉弘毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町1丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町1丁目 高橋武夫

発行所

三菱電機株式会社内 「三菱電機技報社」
東京都千代田区丸の内2丁目12番地 (三菱電機ビル内)
(電) 東京 (212) 大代表 6111

発売元

東京都千代田区神田錦町3の1 株式会社オーム社書店
電話 (291) 0912 振替東京 20018

本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本社	東京都千代田区丸の内2丁目12番地 (三菱電機ビル内) (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪営業所	大阪市北区堂島北町8の1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町3の88・大名古屋ビル (電) 名古屋 (561) 大代表 5311
福岡営業所	福岡市天神2丁目12番地1号 天神ビル5階 (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル(電)札幌(26)大代表 9111
仙台営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電)仙台(21)代表 1211
富山営業所	富山市桜木町1番29号・明治生命館(電)富山(31)代表 3151
広島営業所	広島市中町7番32号・日本生命ビル(電)広島(21)大代表5111
高松営業所	高松市鶴屋町45番地 (電) 高松 (2) 代表 0001
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2の12・三菱電機ビル (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8の1 (電)大阪 (312) 大代表 1231
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町3の88・大名古屋ビル (電) 名古屋 (561) 大代表 5311
福岡商品営業所	福岡市天神2丁目12番地1号・天神ビル5階 (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌商品営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル (電)札幌(26)大代表9111
仙台商品営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電)仙台(21)代表 1211
富山商品営業所	富山市桜木町1番29号・明治生命館(電)富山(31)代表 3151
広島商品営業所	広島市中町7番32号・日本生命ビル(電)広島(21)大代表5111
高松商品営業所	高松市鶴屋町45番地 (電) 高松 (2) 代表 0001
北九州出張所	北九州市小倉区京町10の281・五十鈴ビル (電) 小倉 (52) 代表 8234
長崎出張所	長崎市大黒町3番1号・長崎交通産業ビル (電) 長崎 (11) 代表 1601
横浜出張所	横浜市中区富士見町2の11 (電) 横浜 (65) 2691~3
新潟出張所	新潟市万代町69番地 (電) 新潟 (45) 1378
長野出張所	松本市白坂212番地 (電) 松本 (3) 1453
京都出張所	京都市中京区壬生坊城町5 (古橋ビル) (電)京都(82)1245
神戸出張所	神戸市兵庫区西宮内町82(万統ビル) (電)神戸(68)1396
静岡出張所	静岡市七間町9の10・池田ビル (電)静岡(53)代表 9186
金沢出張所	金沢市幸町13番28号 (電) 金沢 (63) 代表 1341
岡山出張所	岡山市西長瀬字村北122の1 (電)岡山 (24) 代表 0331
中央研究所	尼崎市南清水字中野80番地 (電)大阪 (481) 大代表 8021
商品研究所	鎌倉市大船782番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 6111
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目 (電)神戸(67)大代表 5041
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
長崎製作所	長崎市平戸小屋町122番地 (電)長崎(3)大代表 6211
稲沢製作所	稲沢市井之口町1100番地 (電) 稲沢 (32) 代表 4121~9
和歌山製作所	和歌山市岡町91番地 (電)和歌山(3)代表 1275~9
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋325番地 (電) 鎌倉(6)大代表 6171
通信機製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
北伊丹製作所	伊丹市大塚字主ヶ池1番地 (電)伊丹(72)大代表 5131
名古屋製作所	名古屋市中区東区矢田町18丁目1番地 (電) 名古屋 (721) 大代表 2111
福岡製作所	福岡市今宿青木690番地 (電)福岡(88)代表 0431
福山製作所	福山市緑町1番8号 (電)福山(2)代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町840番地 (電)姫路(23)大代表 1251
相模製作所	相模原市小山字久保224の224 (電) 相模原 (72) 大代表 5131
静岡製作所	静岡市小島110番地 (電)静岡(85)大代表 1111
中津川製作所	中津川市駒場町1番3号 (電)中津川(5)大代表 2121
大船製作所	鎌倉市大船800番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 6111
郡山製作所	郡山市宇境橋町1番地 (電) 郡山 (2) 1220~3
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松800番地 (電) 太田 代表 4311
無線機製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電)大阪(481)大代表 8021
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字岡所1 (電) 京都 西山 (92) 大代表 4171
伊丹製作所	三田市三輪町字父ヶ部85番地 (電) 三田 代表 4371~4375
相模製作所	東京都世田谷区池尻町437番地 (電) 東京 (414) 代表 8111
世田谷工場	東京都世田谷区池尻町437番地 (電) 東京 (414) 代表 8111
札幌営業所	札幌市北二条東12丁目98番地 (電) 札幌 (22) 3976

わが国最初の ポータブルレーザ測距装置 を完成



ポータブルレーザ測距装置

当社では従来からレーザの基礎研究とともに各種のレーザ応用機器の開発を進めているが、このたび小形軽量、高精度なポータブルレーザ測距装置を完成した。

装置は、高出力のジャイアントパルスレーザ光を目標物へ照射し、レーザ光が装置と目標物間を往復する時間を計数して、目標物までの距離を計測している。出力光は、1kmで広がりが30cm程度の非常に鋭いビームを有し、光エネルギーのほとんどすべてが目標物に投射されるので、方位分解能がすぐれており、また遠距離の測定が可能である。

装置は、照準望遠鏡で目標物をねらい、測距スイッチを押すとただちに目標物までの距離測定ができるので、取り扱いが大変簡便である。

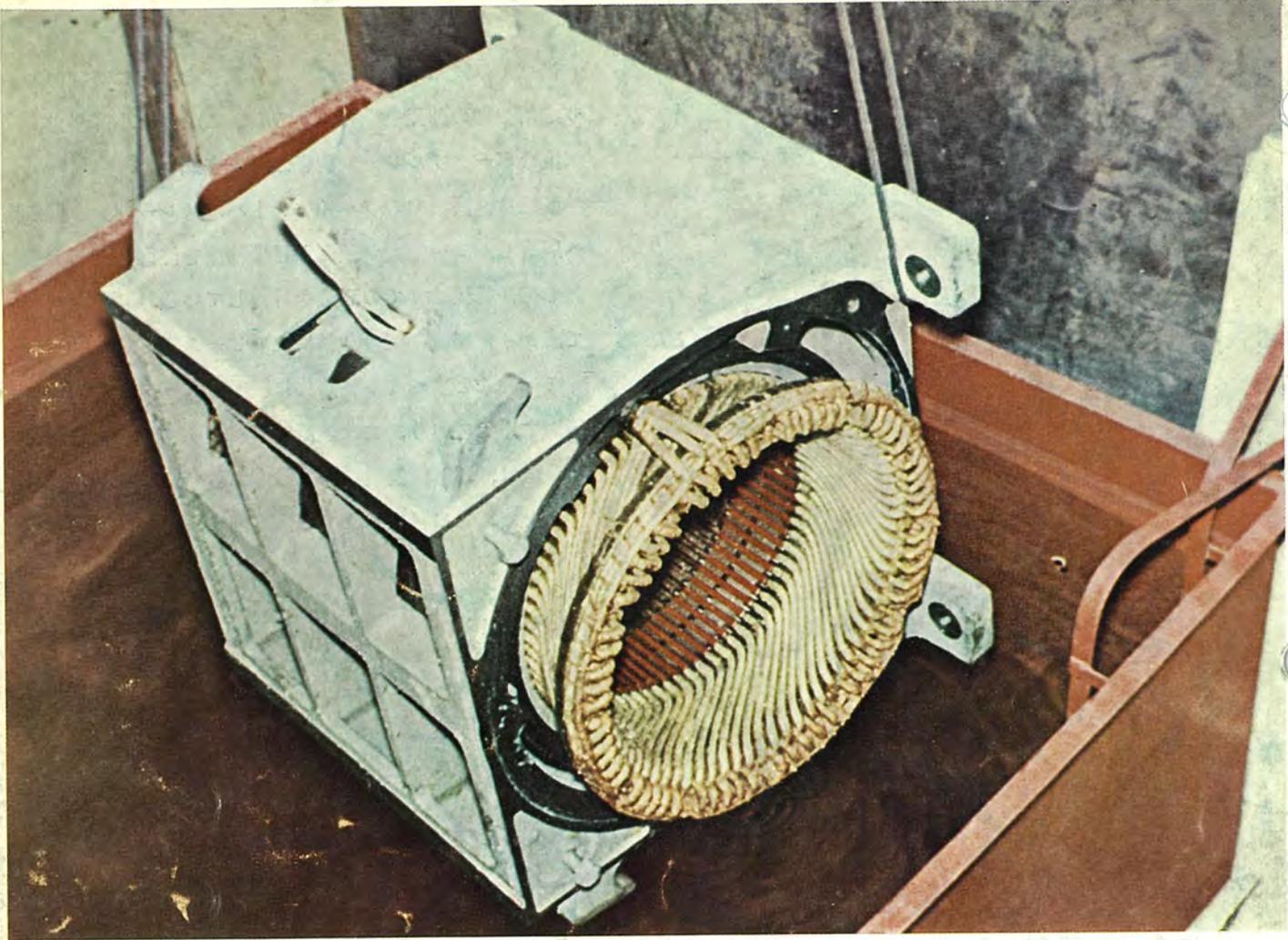
■特長

- (1) 高精度である。
- (2) 人間による個人誤差が皆無である。
- (3) 実測距時間は、従来の方法に比べて、瞬間であり迅速性に富んでいる。
- (4) 測距表示は判読容易な数字で明示される。
- (5) 光ビームは非常にシャープなので、方位分解能がよ
く妨害とか大地クラッタの影響がない。
- (6) 操作が容易である。
- (7) 小形軽量である。
- (8) 充電可能なバッテリーを内蔵しているの
ので、測定場所の制約を受けない。

■仕様

測距距離	150～6,000m
測距分解能	5 m
測距精度	10m (距離に無関係)
測距表示	数字表示 (4ケタ)
送信光ピーク電力	1MW以上
送信光ビーム幅	約0.3m・rad
送信光波長	6,943 Å
繰返し	6回/min
寸法・重量	
本体	200×150×400(mm) 約13kg
電源	200×230×400(mm) 約20kg

なお、当社ではさらに小形軽量高性能なレーザ測距装置の開発を実施中であり、簡便な測距装置として多方面への応用が期待される。



ダイヤエポキシ絶縁

ダイヤエポキシ絶縁は 定格電圧 7,000V までの高圧大形回転機の絶縁として適用している。使用する材料や工作方法の開発により、従来の絶縁に比べて、多くの特長が得られ、信頼性や機械の寿命および保守の容易さなどを著しく向上させた。

絶縁方式は、マイカ主体とするが、マイカボンドおよび含浸樹脂にエポキシ樹脂を用い、含浸にあたっては、固定子全体をタンクに入れ、真空および圧入含浸するもので、つなぎ部分などを含めて、巻線全体を一体化する絶縁構造のものである。

■ 特長

- 1 耐電圧がきわめてすぐれているので、より合理的な絶縁設計を行なうことができる。
- 2 絶縁組織として、弾性を有するように配慮してあるので、高温と低温の熱サイクルにおける膨張収縮に対し

十分に順応するのでキ裂発生のおそれがなく、また機械的振動や衝撃に対しても強い。

3 耐熱寿命は F 種相当の性能を有しているが、B 種絶縁として適用するので、信頼性が向上する。

4 耐水性、耐海水性にすぐれている。巻線全体にダイヤエポキシ絶縁層を適用することができるので、工場においては、固定子を水中に浸セキ（漬）し、耐電圧試験や絶縁抵抗測定を行ない管理している。この写真は、固定子を水中に浸セキし、耐電圧試験を実施する所を示したものである。

5 耐薬品性、耐溶剤性にすぐれている。

6 絶縁性能がすぐれているので、モータ保護形式を、全閉形から開放防滴形の適用や、スペースヒータが不要になるなどの利点がある。

7 保守が容易である。汚損の場合、清掃水洗いを行ない、そのまま放置して、使用可能である。

詳しくは本文 ページをご参照下さい。

今日もあなたと共に

