

IMITSUBISHI DENKI GIHO

三菱電機技報



Vol.51 No.12

音響・映像特集

三菱電機技報

Vol. 51 No. 12 DECEMBER 1977

音響・映像特集

目 次

特 集 論 文

最新のスピーカー技術	伊藤 実・菅原 潔・矢島幹夫・檜森聖二	785
低ひずみスピーカーの開発	土屋英司・岡田 将・池田英男・佐伯多門	789
PCM 磁気録音機	大西 健・国井郷志・佐藤隆晴	793
クオーツ PLL シンセサイザチューナ	工藤隆二・七戸大助・長谷川 豊	798
沸騰冷却パワーアンプ	成田耕治・小川 勉・福島 满・藤井雅雄	801
レコードピックアップの共振対策	田中武夫	805
110 度偏向インライン形カラー受像管システム	藤村健男・中村浩二・利安雅之	810
メニスカスレンズを内蔵した投写形陰極線管	鷹野 泰・菅原 喬・片木孝至・栗津健三・大串哲郎	814

普 通 論 文

高圧発電機コイルエンドの新電界緩和方式の開発	平林庄司・谷 功・川上 剛	821
デュアルスピシン衛星の姿勢運動の解析	土屋和雄・関 時明・若杉 登	825
小田急町田駅ビルの空調制御システム	山下紀夫・上野義弘・山田 淳	829
最近の直流電気動力計	星野吉信・神保健作・米倉善彦・上田一郎・杉本 弘	834
バルス幅変調式インバータによる車両用主電動機の運転	赤松昌彦・居蔵和徳・東 健敏・室田 仁・加我 敦	839
オゾン酸化湿式洗浄による排煙脱硝	吾妻健国・鈴木 澤・後藤令幸・春田健雄・吉留昭男	844
特許と新案		819
方向探知装置・磁気浮上輸送装置・角度検出装置		
当社の登録特許一覧		818・853
スポット		849
4,000V 2,500A 高耐圧大容量サイリスタ・漏油監視伝送装置・共同住宅用ヒートポンプ式太陽熱冷房給湯システム・新形電気掃除機		
年間総目次(昭和52年第51巻)		855

FEATURING ACOUSTIC AND VIDEO

CONTENTS

FEATURED PAPERS

Recent Developments in Speaker Technology	Makoto Ito et al.	785
The Role of the FN Ring in the Development of a Low-Distortion Loudspeaker	Hideshi Tsuchiya et al.	789
A Stereo Tape Recorder Using Pulse-Code Modulation	Ken Onishi et al.	793
A Quartz-Synthesizer Phase-Locked Loop Tuner	Ryuji Kudo et al.	798
An Audio Amplifier Cooled by Vaporization-Condensation Heat Transfer	Koji Narita et al.	801
Methods of Reducing Resonance in Phonograph Pickups	Takeo Tanaka	805
A 110°-Deflection In-Line Color Picture Tube	Takeo Fujimura et al.	810
A Projection-Type CRT with a Built-in Meniscus Lens	Yutaka Takano et al.	814

GENERAL PAPERS

A New Method of Corona Suppression for the Stator Coil-Ends of High-Voltage Generators	Shoji Hirabayashi et al.	821
An Analysis of the Attitude Dynamics of a Dual-Spin Satellite	Kazuo Tsuchiya et al.	825
An Air-Conditioning-Control System for the Machida Station Building of the Odakyu Electric Railway	Norio Yamashita et al.	829
Recently Developed DC Electrodynamometers	Yoshinobu Hoshina et al.	834
Rail-Vehicle Traction Motors with a Pulse-Width Modulation Inverter	Masahiko Akamatsu et al.	839
The Removal of NO _x from Stack Gases Using Ozone and a Wet Scrubber	Kenkoku Azuma et al.	844

表 紙

《DIATONE》PROFESSIONAL シリーズモニタ-1 (4S-4002P)

表紙の写真は、これからの新しいオーディオの世界である PCM (パルスコードモジュレーション) 機器に対処して開発した新モニタスピーカー 4S-4002P 形のカットモデルで、人間の可聴帯域 20~20,000 Hz を低ひずみと広いダイナミックレンジで完全に再生する超高速域、高性能を誇るスピーカーシステムである。

なお、これは昭和52年(9月23~29日)のオーディオショーに出展してマニアの注目を浴びたものである。

COVER

The 4S-4002P Professional Monitor Speaker

The cover shows a cutaway view of Mitsubishi Electric's new Model 4S-4002P monitor speaker, developed to match the pulse-code modulation equipment that represents the new wave of the audio world. This is a superhigh-range, high-performance speaker capable of reproducing sounds throughout the audible range of 20Hz~20kHz at low distortion levels and in a broad dynamic range. The 4S-4002P was given an excellent reception by hi-fi fans at the September 1977 Tokyo Audio Show.

アブストラクト

最新のスピーカー技術

伊藤 実・菅原 潔・矢島幹夫・檜森聖二
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P785～788

めざましく進展するHiFiオーディオ市場の中で、スピーカーにおける技術的な性能競争は一段とくびしい。《DIATONE》スピーカーシステムにおいても、性能競争に対処するためいろいろな新しい技術を研究開発し新製品に導入した。本文はこの中でハニカム構造体の振動板、低ひずみ化、デジタル計測技術の応用の3項目について報告する。

レコードピックアップの共振対策

田中武夫
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P805～809

オーディオ機器へのエレクトロニクス技術の導入が進み、特にアンプの性能が飛躍的に向上した結果、機械的要素を基本構成とするために近年まで大きな進展の見られなかったレコードピックアップに関しても、その性能向上が大きなテーマとなってきた。本文では、ピックアップで発生する共振が、音質上特に重要な周波数特性に与える影響と、新しい測定方法から得られた対応策及び応用について報告する。

低ひずみスピーカーの開発—FNリングの特性—

土屋英司・岡田 将・池田英男・佐伯多門
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P789～792

スピーカーの性能向上の一環として、低ひずみ化に取組んでいる。スピーカーの音圧ひずみの原因として、駆動系と振動系が挙げられ、ここでは前者に基づくひずみを取扱う。

駆動系からのひずみを低減する方法は種々考えられているが、筆者らは、特殊な工程で製造したFe-Ni合金(FNリングと呼称)を用いて低ひずみ化に成功し、2機種のスピーカーが既に市販されている。このリングの特性と効果の詳細を報告する。

110度偏向インライン形カラー受像管システム

藤村健男・中村浩二・利安雅之
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P810～813

我々の開発した大形の110°偏向管(22形、26形)のシステムが、他のシステムに比べ、どのような特長があるかを、述べている。特に磁界制御素子を要しない一体化電子銃とコマ収差補正コイルを採用した鞍-鞍偏向ヨークとの組合せによる自己動的集中方式、アルミによる金属黒と窓を有する内部磁気シールドを採用したドーミング対策などに特長がある。

PCM磁気録音機

大西 健・国井郷志・佐藤隆晴
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P793～797

最近、オーディオ機器の性能の進歩はめざましい。そのなかで、従来のものと比較して著しく性能を進歩させるPCM(パルス符号変調)を適用した磁気録音機が開発されつつある。PCMを用いると、媒体の記録容量が通常の音響帯域の数十倍必要となること、ドロップアウトによる符号誤りの処理方法が問題である。本文では、1976年に開発した9トラック固定ヘッド方式と、1977年に開発した回転ヘッド方式について概説している。

メニスカスレンズを内蔵した投写形陰極線管

鷹野 泰・菅原 喬・片木孝至・栗津健三・大串哲郎
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P814～817

投写形カラーテレビジョン装置に用いられる新形の陰極線管を開発した。この陰極線管はすべての光学系を内蔵していること、更に光学系としてメニスカスレンズ方式を採用していることに特徴がある。ここではメニスカスレンズ方式を採用した経緯、投射形陰極線管の特異性などについて述べ、最後に、投写距離2.5m、84インチ(対角)の大きさをもつスクリーンを設計条件として今回開発した陰極線管の性能について報告している。

クオーツPLLシンセサイザ チューナ

工藤隆二・七戸大助・長谷川 豊
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P798～800

PLL技術を用い、精度の高い水晶発振器から得られた100kHzのパルスの整数倍の周波数に局部発振周波数をロックするクオーツPLLシンセサイザ方式のチューナを開発した。水晶発振器の周波数精度は、-10°Cから+60°Cの温度範囲で±50ppm以内であるため、この方式を用いると局部発振器の周波数精度は±3kHz以内となり、正確な同調がとれる。本文ではこの方式の特長・原理・特性について述べる。

高圧発電機コイルエンドの新電界緩和方式の開発

平林庄司・谷 功・川上 剛
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P821～824

発電機の単機大容量化・高電圧化のすう勢にともない、固定子コイルエンドの沿面コロナ防止が重要な問題となっている。これに対処するためSiCペイント層を2層設け、それぞれのペイントでの電力損失を最適化することにより、30kV級発電機にも適用できる2重シールド形電界緩和方式を開発した。本文では、この新しい方式の開発における理論検討結果、モデルコイルにより確認した性能及び24kV級実機コイルへの適用例について述べた。

沸騰冷却パワーアンプ

成田耕治・小川 勉・福島 満・藤井雅雄
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P801～804

オーディオパワーアンプの高出力化にともない、パワートランジスタからの発熱を効率よく放散させることが重要な課題になってきているが、高効率化を図るために、沸騰冷却方式を適用した場合の放熱器について自然空冷方式と対比しながら述べ、あわせて沸騰冷却形放熱器を搭載した300Wパワーアンプについて紹介する。

デュアルスピンドル衛星の姿勢運動の解析

土屋和雄・関 時明・若杉 登
三菱電機技報 Vol.51・No.12・P825～828

デュアルスピンドル衛星は、回転部と静止部とから構成された衛星である。回転部を高速に回転して姿勢の安定化を図る。静止部にはミッション機器を搭載する。現在この種の衛星は、通信衛星を中心に広く使用されている。この論文は、デュアルスピンドル衛星の姿勢運動に関する研究をまとめたものである。まず、この種の衛星の姿勢運動の安定性を解析的に調べる。次に、この種の衛星の姿勢制御精度を劣化させる最大の要因であるワブル運動の除去方式について検討する。

Abstracts

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 805~09 (1977)

Methods of Reducing Resonance in Phonograph Pickups

by Takeo Tanaka

With the increasing application of sophisticated electronics to audio equipment and the remarkable progress thereby achieved in amplifier performance, a demand has also developed for improvement in the performance of the pickup, which, because it is composed primarily of mechanical elements, has until recently been neglected. The article clarifies the importance of the effect of pickup resonance on frequency response and hence sound quality, and discusses remedial measures derived from new methods of measurement, as well as their application.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 785~88 (1977)

Recent Developments in Speaker Technology

by Makoto Ito, Kiyoshi Sugawara, Mikio Yagima & Seiji Himori

In the burgeoning hi-fi audio market, competition in terms of speaker performance is fierce, and to maintain its position, Mitsubishi Electric has incorporated a number of technological innovations and developments in new addition to its line of Diatone speaker systems. The article reports on three of these—a honeycomb diaphragm, techniques for decreasing distortion, and applications of digital metering technology.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 810~13 (1977)

A 110°-Deflection In-Line Color Picture Tube

by Takeo Fujimura, Koji Nakamura & Masayuki Toshiyasu

The article compares the 22-inch and 26-inch 110°-deflection color picture tubes recently developed by Mitsubishi with tubes using other systems. The main features of the new tubes include a self-convergence system that combines an integrated electron gun requiring no magnetic-field control element with a saddle-type deflection yoke having a coma-correction coil; and anti-doming measures consisting of an internal magnetic shield using black metallic aluminum with a window.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 789~92 (1977)

The Role of the FN Ring in the Development of a Low-Distortion Loudspeaker

by Hideshi Tsuchiya, Masaru Okada, Hideo Ikeda & Tamon Saeki

As one means of improving speaker performance, work has been done to reduce distortion in the acoustic pressure output of the speaker, which arises both in the drive system and in the vibration system. The article deals with the former.

Of the many possible methods of reducing this kind of distortion, the authors have succeeded through the use of an 'FN ring' made of a specially formulated Fe-Ni alloy, and two models embodying FN rings are now on the market. The article details the properties and effects of the FN ring.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 814~17 (1977)

A Projection-Type CRT with a Built-in Meniscus Lens

by Yutaka Takano, Takashi Sugahara, Takashi Katagi, Kenzo Awazu & Tetsuro Ogushi

A new type of CRT has been developed for use in projecting color-TV images onto an 84" (diagonal) screen at a distance of 25mm. The new CRT is noteworthy in that all its optical systems are built in, and further, that the meniscus-lens system is applied. The article describes the process that led to the adoption of the meniscus lens and the special characteristics of a CRT for video projection, and reports on the performance of the new CRT.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 793~97 (1977)

A Stereo Tape Recorder Using Pulse-Code Modulation

by Ken Onishi, Satoshi Kunii & Takaharu Sato

Among the many important improvements in audio-equipment performance none is more remarkable than that obtained by the application of pulse-code modulation in magnetic tape recording. The PCM system presents problems, however, in that the recording medium must have a capacity several orders of magnitude greater than that required for conventional analog recording, and some means must be found to deal with miscoding resulting from tape dropout. The article outlines the 9-track stationary-head system developed by Mitsubishi Electric in 1976, and the helical-scanning-head system of 1977.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 821~24 (1977)

A New Method of Corona Suppression for the Stator Coil-Ends of High-Voltage Generators

by Shoji Hirabayashi, Tsutomu Tani & Takeshi Kawakami

With generators becoming larger and voltages higher, suppression of the corona at stator coil-ends has become an important problem. As a solution, Mitsubishi Electric has developed a double-layer stress-grading system, applicable even to generators of the 30kV class, in which two layers of silicon-carbide paint are applied and the power loss at each layer is increased. The article presents the results of a theoretical study performed in developing the new system, discusses performance parameters that were confirmed by the use of a model coil, and describes an actual application in the coil of a 24kV-class machine.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 798~800 (1977)

A Quartz-Synthesizer Phase-Locked Loop Tuner

by Ryuji Kudo, Daisuke Shichinohe & Yutaka Hasegawa

A tuner has been developed that applies phase-locked loop circuitry to lock a local oscillator frequency to the integral multiples of the output of a 100kHz quartz-crystal oscillator. Since the quartz oscillator has a frequency accuracy of $\pm 50\text{ppm}$ in the $-10^\circ \text{C} \sim +50^\circ \text{C}$ range, the local-oscillator frequency is held to an accuracy of better than $\pm 3\text{kHz}$, providing stable tuning performance. The article discusses the features, principle and performance of this system.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 825~28 (1977)

An Analysis of the Attitude Dynamics of a Dual-Spin Satellite

by Kazuo Tsuchiya, Tokiaki Seki & Noboru Wakasugi

Dual-spin satellites, which are in wide use particularly as communications satellites, are composed of a rotating portion that spins at high speed, assuring attitude stability and a nonrotating portion containing the mission instruments. The article covers research on attitude stability of such satellites, providing a stability analysis, and discussing means of eliminating wobble, the most important factor in the degradation in the accuracy of attitude control.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 801~04 (1977)

An Audio Amplifier Cooled by Vaporization-Condensation Heat Transfer

by Koji Narita, Tsutomu Ogawa, Mitsuru Fukushima & Masao Fujii

With the growing output power of audio amplifiers, the efficient dissipation of heat from the power transistors has become an important consideration. The article discusses a radiator used in a vaporization-condensation heat-transfer system applied to increase dissipation efficiency, compares it with natural convection cooling, and introduces a 300W power amplifier equipped with radiators for vaporization-condensation heat transfer.

アブストラクト

小田急町田駅ビルの空調制御システム

山下紀夫・上野義弘・山田 淳

三菱電機技報 Vol.51・No.12・P829～833

省エネルギー化のすう勢の下に、大規模ビルで空調システムの効率向上を目的に電算機が利用される例が多くなってきている。本文では、昨年9月に竣工した小田急町田駅ビルに設置された空調の電算機制御システムを紹介する。この空調システムは蓄熱槽を利用した省エネルギーと、省デマンド効果をねらいとしており、空調負荷予測を制御の基本においている。

パルス幅変調式インバータによる車両用主電動機の運転

赤松昌彦・居蔵和徳・東 捷敏・室田 仁・加我 敦

三菱電機技報 Vol.51・No.12・P839～843

電気車用主電動機として、直流直巻電動機の代わりに交流電動機を採用する試みがなされている。この論文はその背景及び、電車駆動用に適したシステムとして、PWM式インバータで3相誘導電動機を運転する方式について記述している。更に試作した各機器の詳細を紹介し、フライホイールによる現車模擬試験の結果も報告している。

最近の直流電気動力計

星野吉信・神保健作・米倉善彦・上田一郎・杉本 弘

三菱電機技報 Vol.51・No.12・P834～838

従来から自動車の性能試験や耐久試験に動力計は広く使用されてきており、測定精度の向上や用途の拡大が進むにつれて、要求性能も高度化してきた。当社では自動車産業の発展とともにこれらの要望とその需要に応えて、多くの動力計及びその応用製品を製作してきたので、ここに最近の直流電気動力計について、胴体浮揚式直流電気動力計と、MATOCトルク検出装置及び応用装置として好評の電気慣性装置について紹介する。

オゾン酸化湿式洗浄による排煙脱硝

吾妻健国・鈴木 澤・後藤令幸・春田健雄・吉留昭男

三菱電機技報 Vol.51・No.12・P844～848

当社で研究開発中のオゾン酸化湿式脱硝方法について報告した。その方法は排煙中のNOをオゾンでNO₂に酸化した後、NO₂吸収能力のすぐれた亜硫酸ソーダとチオ硫酸ソーダの混合水溶液で洗浄脱硝する。洗浄液に吸収されたNO₂はアンモニア又はスルファミン酸で窒素ガスに液相還元される。最近大形オゾナイザが高周波放電方式などによって大幅な低価格化と省エネルギー化を実現しつつあり、この方法はダーティ排煙浄化の分野での実用化が期待できる。

Abstracts

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 839~43 (1977)
Rail-Vehicle Traction Motors with a Pulse-Width Modulation Inverter
by Masahiko Akamatsu, Kazunori Igura, Katsutoshi Higashi, Hitoshi Murota & Atsushi Kaga

A number of attempts have been made to replace DC series motors with AC motors for railvehicle traction. The article discusses the background, and describes a system using 3-phase induction motors powered by pulse-width modulated inverters, a system well suited to rail-traction applications. It also introduces in detail the various equipment prototypes, and reports the results of simulation tests using a flywheel.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 829~33 (1977)
An Air-Conditioning-Control System for the Machida Station Building of the Odakyu Electric Railway
by Norio Yamashita, Yoshihiro Ueno & Sunao Yamada

The trend toward energy saving has resulted in many examples of the use of computers to increase the efficiency of air-conditioning systems in large buildings. The article introduces such a computer control system installed in the Machida Station Building of the Odakyu Electric Railway, which was completed in September 1976. Designed to reduce the demand for energy, this system employs heat-storage tanks, and places primary reliance on the forecast of energy loads.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 844~48 (1977)
The Removal of NO_x from Stack Gases Using Ozone and a Wet Scrubber
by Kenkoku Azuma, Shigeru Suzuki, Yoshiyuki Goto, Kenyu Haruta & Akio Yoshitomi

The article reports on a method now under development by Mitsubishi Electric for removing nitrogen oxides from stack gases by the use of ozone and a wet scrubber. The system oxidizes all oxides of nitrogen to NO₂, which is then scrubbed out in a mixed aqueous solution of sodium sulphite and sodium thiosulfate, which possesses excellent nitrogen-absorbing properties. The NO₂ in the scrubbing solution is then reduced in the liquid to nitrogen gas, using ammonia or sulfamic acid. Due to the use of high-frequency discharge in large-scale ozonizers, it has recently been possible to effect significant reductions in cost and savings in energy consumption, and the new method holds the promise of practical application.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 51, No. 12, pp. 834~38 (1977)
Recently Developed DC Electrodynamometers
by Yoshinobu Hoshino, Kensaku Jimbo, Yoshihiko Yonekura, Kazuo Ueda & Hiroshi Sugimoto

Conventionally, dynamometers have been used to test the performance and durability of automobiles, but as measurement accuracy has increased and the range of applications extended, the performance requirements have become more sophisticated. Mitsubishi Electric has responded to this demand from the expanding automotive industry by the manufacture of a large number of dynamometers and devices incorporating them. The article introduces several recently developed DC electrodynamometers, including one type with a hydraulically lifted frame, and another with a MATOC torque-detector and one of its well-received applications, electrical flywheel equipment.

最新のスピーカー技術

伊藤 実*・菅原 潔*・矢島幹夫*・檜森聖二*

1. まえがき

この5~6年間の HiFi オーディオ市場の進展は目ざましく、急上昇で伸びてきた。この裏には機種的な内容からみてセパレートステレオからユーザが自分で好みで組合せを考えるコンポーネントステレオへと、グレードの高い製品への需要変化があったため、技術的な性能競争がげんげん行われた。

スピーカーシステムはこうした中で著しい技術進歩があり、新製品が次々と発表され目まぐるしく変わってきた。この中心は再生周波数帯域の広帯域化やダイナミックレンジの拡大、これに伴うひずみの低減や位相特性の改善などが話題であり、性能向上には計測技術の進歩や新材料の開発導入などが大きく貢献している。

『DIATONE』スピーカーシステムにおいても、次々と新しい技術開発を行い機会あるごとに報告^{(1)~(3)}してきているが、最近の新製品へ導入した新技术としては、大口径の低音用スピーカーに採用した、アルミニウム材のハニカムを中心(芯)とした FRP のサンドイッチ構造のコーン形振動板やボイスコイル周辺の磁極部材に交流特性のよい NF リングを開発し採用するなどがあり、スピーカーシステムの性能向上に貢献している。

本文はこの中から、ハニカム構造体の振動板、低ひずみ化、デジタル計測技術の応用の3項目についてその成果を報告する。

2. ハニカム構造体の振動板

ハニカム構造体は、軽量でかつ剛性が強いため航空機には早くから使用してきた。この軽くて剛性が強いというハニカム構造体の特長は、スピーカー用振動板として最適の条件である。にもかかわらず、ハニカム構造体が現在までスピーカー用振動板として実用化できなかったのは、スピーカー用振動板としての条件を満足するようなハニカム構造体を製造する上で、成形性や量産性の多くの問題があったためで、今回初めて当社の技術陣がこれを解決し、実用化できるようになった。

(1) 構造

ハニカム構造体の振動板は、図1.に示すように心材の部分とスキンの部分から成り、サンドイッチ構造を有している。心材の部分は、無数の六角筒のセルが蜂の巣状(ハニカム)に集まった構造であって、ハニカム構造体のせん断強さ、圧縮強さ等の力学的特性は、この心材の部分に依存している。心材の材質は、アルミニウム、ステンレス、チタン、FRP、クラフト、ノーメックスなどの糊(箔)状材料で作られている。スキンの部分は、接着剤を用いて心材のハニカムと接着するか、あるいはスキンの含浸剤として用いるプラスチックが硬化するときにハニカムと一体成形される。スキン材として、当社では FRP を用い、主に CFRP、GFRP を使ったハニカム構造体の振動板を開発した。FRP は、機械的強度が強く曲面の成形が容易なことから使用範囲は広く、特に航空機のレーダードームには、電波の透過性がよいので使用されている。今回開発した 40 cm 低音用スピーカーの振動板は、アルミニウムの 20 μ の

箔でハニカムが構成されており、ハニカムのセルは対辺が 5 mm (3/16インチ)、高さが 3 mm のもので作られている。スキンとして使用した GFRP の厚さは 100 μ である。構造上からも分かるように空気層がハニカム構造体の振動板の 90 % 前後を占め、重量対強度比、重量対剛性比が、他の振動板材料に比べて非常に大きいのが特長である。

(2) 特長

従来、スピーカーの振動板材料として使用してきたものは、最も一般的な紙の外に、アルミニウム、ベリリウム、チタンなどの金属振動板、GFRP に代表される複合材料、ソフトドームスピーカーに使われているコティング材を加えて成形した布などがある。その他にハニカム構造体の振動板と同じサンドイッチ構造を持つものとして、心材に発泡プラスチックを用い、スキンに金属を用いたサンドイッチコーンと呼ばれているものもある。これら種々の材料と比較してハニカム振動板が特に優れている点は、剛性/質量が大きく、ピストン運動中における振動板の条件を十分に満足させることができることにある。この長所は、実際の設計では低音部と中音部の帯域を受けもつスピーカーユニットにおいて、

その性能をフルに生かすことができる。また、他の材料では難しい浅いコーンの振動板も、曲げ強度の強いハニカム構造体の振動板では、容易に採用できる。ハニカム構造体の振動板は、材料がアルミニウムと FRP でできているため、耐湿性、耐水性、耐熱性、難燃性などの性質を併せて所有している。図2.に示すよう

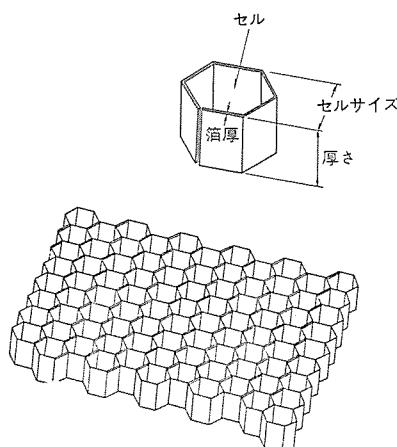


図 1. ハニカムの構造

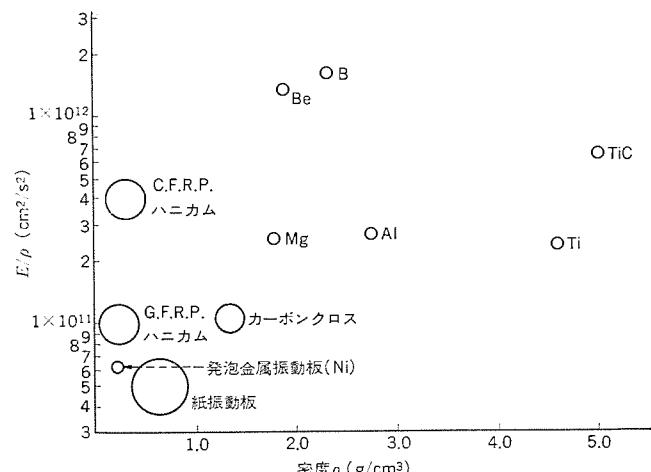


図 2. 各種振動板材料の E/ρ の比較 (振動リード法)

に、ハニカム構造の振動板の E/ρ は、従来の紙コーンに比べて、スキン材料が CFRP の振動板で 8~9 倍、GFRP の場合で 2 倍と大きく、ハニカム振動板の密度が非常に小さいことと合わせて考えると、振動板として要求される軽くて剛性の強いものが、容易に得られる。

(3) 実施例

実際に、40 cm の低音用スピーカーに組みこんだときの紙コーンとハニカム構造体の振動板の特性比較を図 3. と図 4. に示した。ハイカットの周波数は、一般に次式(1)であらわされる。

$$\text{ハイカット周波数 } f_h = \frac{1}{2\pi} \sqrt{S_h \left(\frac{1}{m_c} + \frac{1}{m_v} \right)} \quad \dots \dots \dots (1)$$

ここで、
 S_h : 振動板頂部のスチフネス
 m_c : 振動板の質量
 m_v : ボイスコイルの質量

$$S_h = \pi E t_c \cdot \frac{\cos^2 \theta}{\sin \theta} \quad \dots \dots \dots (2)$$

E : 振動板のヤング率

t_c : 振動板の厚さ

θ : 振動板の半頂角

この式から明らかなように、ハイカットの周波数は、ヤング率 E と振動板の厚さ t_c に比例しており、ハニカム構造体の振動板の場合、紙コーンに比べてヤング率が 2 倍、厚み t_c が 2~3 倍あり、ハイカットの周波数がより高い周波数になることが分かる。実際、図 3. で分かるように、ハイカットピークが従来の紙コーンに比べ高い周波数に伸びており、ピストン運動域が広がっている。そして、分割振動の周波数が

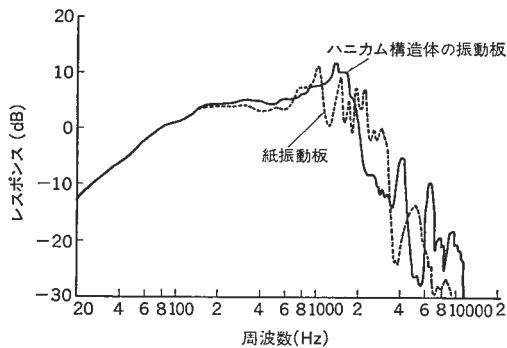


図 3. 40 cm の低音用スピーカーでの紙振動板とハニカム構造体の振動板の音圧・周波数特性の比較 (入力 1 W, マイク距離 1 m)

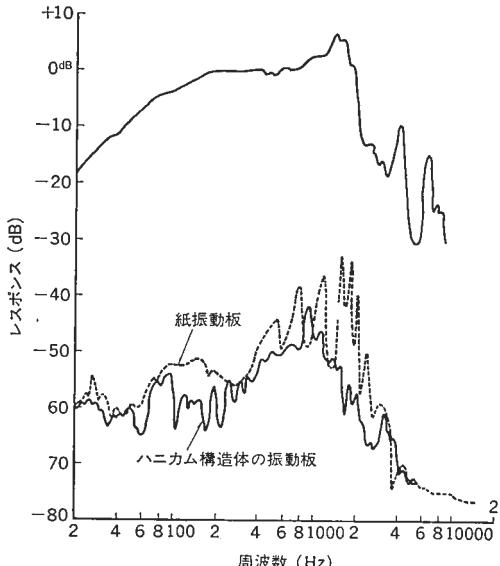


図 4. 第 2 高調波ひずみ特性 (入力 1 W, マイク距離 1 m)

高い周波数に伸びているため、スピーカーシステムに使用するとき、使用帯域内に入っているため、ハイカットピークによる高調波ひずみの減少と、フラットレスポンスを容易に得ることができる。また使用帯域内の第 2 高調波ひずみのレベルも低く、低ひずみ化においても、ハニカム振動板が優れている。

3. 低ひずみ化

従来、スピーカーのひずみとは高調波ひずみだけを指すことが多かったが、技術の進歩により高調波ひずみ自体の値が減ったこと、及び計測器を含めた計測技術が進んだことにより混変調ひずみ、あるいは過渡ひずみが従来の高調波ひずみと同一のウエートづけされた値として注目され、スピーカーシステムのひずみに対する評価の基準も広義の意味合いを呈してきた。

高調波ひずみの値が低減されてきている要因を考察するに、振動系はハニカム構造体の振動板、あるいは $\sqrt{E/\rho}$ の大きくとれる金属箔を使用してピストン運動域が拡大され、帯域内の高調波ひずみが減少された。一方、磁気回路から発生する駆動系のひずみは、空げき(隙)部を形成する磁性材料のマイカループを線形化するといふことから、古くから銅ショートリングが多く用いられていたが、現在では更に進んだ Ni-Fe 材が使用されて、2 次、3 次の音圧高調波ひずみを -60 dB(0.1%) のオーダーに乗せるのも難しいことではなくなった。このように高調波ひずみの低減とともにクローズアップされてきたのか混変調、あるいは過渡ひずみであるが、過渡ひずみについてはトーンバースト法や、インパルスを用いた累積スペクトル法などにより測定される。

以下に混変調ひずみについて検討した 2~3 の事例の成果を掲げながら述べる。

混変調ひずみは大別して、機械振動により音圧を得るスピーカーに本質的に発生するドラ効果による混変調、そしてマルチウェーブスピーカーにおける各ユニット間の干渉による混変調、特にマルチウェーブスピーカーのユニット間干渉は従来、パッフル板がエネルギーの大きい低周波で強制振動させられ、これを通して中高音ユニットが加振されるのでドラひずみが大きいとされていたが、最近の研究から中高音ユニットから放射された音波が低音用振動板で反射する際に起こすドラひずみのほうがはるかに大きい場合が多いことが判明している。ちなみに、ツイーターがウーハーのために低周波振動をする場合の混変調ひずみは、ある試作機で測定した結果、第 1 側波帯レベルが -60 dB 以下と極めて小さいのに比べ、ツイーターの音がウーハーの振動板で反射されることによる位相変調ひずみは第 1 側波帯で約 -40 dB と無視できない値であった。このことからひずみ低減の対策法として考えられるのは、ウーハー開口面に音響的なローパスフィルタを設け、ツイーターの音がウーハーの振動板に到達するのを阻止したり、ウーハーとツイーターの間に障壁を設けることなどが考えられる。

混変調ひずみの低減を開発のテーマにした新製品《ダイヤトーン》F 1 形では後者の方法を採用し、ひずみを低減している。

つまり図 5. に示すようにウーハーとツイーターに障壁(木材一突出高さ 5 cm、板厚約 4.5 cm)をキャビネット全幅にわたり、パッフル板に取付けることにより、図 6. に示すようにウーハー振動板に到達するツイーターの音波は約 7~10 dB 低下する。この減衰量は障壁の寸法に依存し、特に突出高さが大きくなれば減衰量も大きくなるが、この部分で音波の反射量も大きくなり音場が乱れて指向性に悪影響が出る。このために反射を入れた形状、材質を吟味する必要がある。

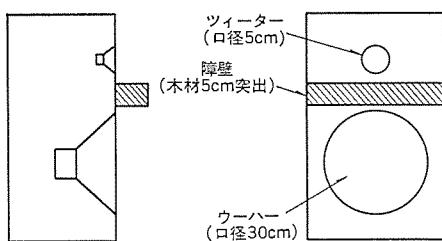


図 5. 試作モデル

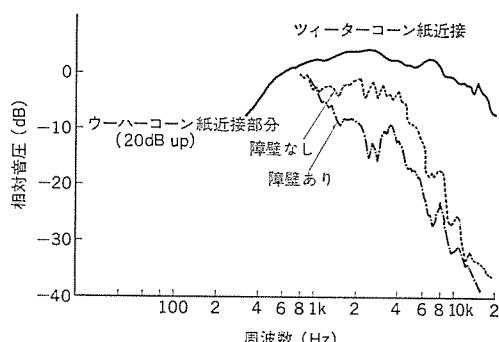


図 6. コーン紙近接部分の音圧周波数特性
(入力信号はツイーターのみに印加)

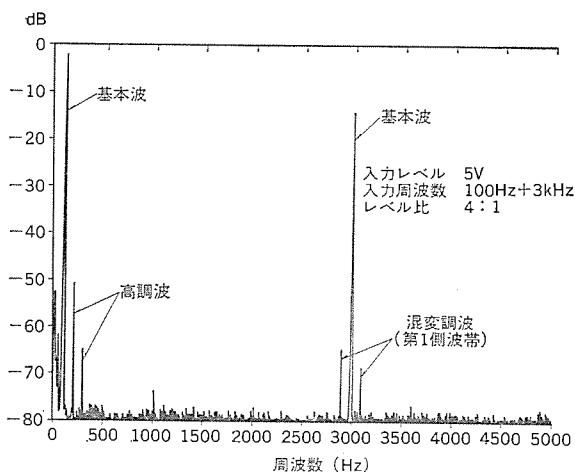


図 7.(a) 混変調周波数分析(バスクットの突出がない場合)

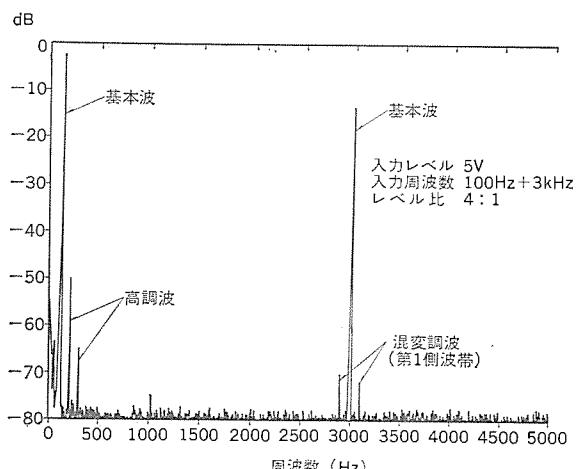


図 7.(b) 混変調周波数分析(バスクットの突出がある場合)

る。

「DPL」変調の理論によれば主として問題となる入力信号の基本波(ウーハーの入力周波数 f_L 、ツイーターの入力周波数 f_H)の和、及び差

で表される混変調第1側波帶のレベルは、ツイーター信号がウーハー振動板に到達する量にほぼ比例し、上記F-1形システムの場合は f_H が 1.5 kHz 以上において約 7~10 dB 程度低下する。(第2側波帶以上の高次変調積は第1側波帶に比べて極めて小さい。) F-1形スピーカーシステムにおいては突出させたバスレフダクトを障壁として兼用しているため、中空となっているダクトの内への音波の回折があり、多少その効果は異なるが基本的に上記の原理に基づいた設計がなされており、図 7. に示すように約 3~5 dB 程度の改善効果を得ている。

今後、スピーカーシステムの構成においては、低ひずみ化の図られたユニットを用い、これら混変調ひずみや、過渡ひずみを空間的処理を含め、ユニット配置やクロスオーバーの設定のし方などにより、いかに解決すべきかがこれから課題となろう。

4. ディジタル計測技術の応用

最近、音響関係分野において急速にディジタル計測が注目されてきている。ディジタル計測は振動分析の分野においては早くから使用され、それをベースとしてディジタル計測システム、並びにソフトウェアが発達し性能が大幅に向上した。一方では半導体技術の発展により、コンピュータをはじめ周辺機器の発達と同時に価格が下がってきた。

従来はアナログ計測だけに頼ってきたが、音響関係分野の諸量はアナログ量であり、その情報量は極めて大きく、有限時間幅について処理を行うディジタル計測を適用することに問題がないわけではない。しかし、音質の評価に係るであろう多くの諸特性の中にはアナログ計測では測定困難なものやほとんど不可能なものも多い。これらの分野にディジタル計測技術を応用し、諸特性の新しい解析を行い、また置き換えるものはアナログ計測からディジタル計測化を図って測定の能率と確度を上げ、開発技術の向上を図るものである。

音響機器の中でも特にスピーカーは従来から掃引信号発振器と電気的あるいは機械的に運動したペンドレーラによってレスポンスのスペクトラムの測定が主で、入力信号は主に正弦波である。

ディジタル計測においてはアナログ信号をPAMし、更にPCMされたディジタル信号を小型コンピュータで処理し、そのシステム・ソフトの中核はFFT(高速フーリエ変換)すなわちDFT(離散的フーリエ変換)である。スピーカーも電気信号を音波に変換する伝送系であり、伝送系の伝達関数はその系のインパルスレスポンスのフーリエ変換で表され、入力信号は主としてインパルスである。外に目的に応じてホワイトノイズあるいは正弦波も使う。インパルスの幅は通常サンプリングレートの1/4程度にとるが、SN比の点からサンプリングレートの1/2程度にとる場合もある。図8.は計測システムの構成を示したものである。

インパルスレスポンスの測定において無響室不要論もあるが、確かに暗騒音の小さい十分に広い部屋があればよいが、普通は空調やけい光灯、外来騒音、更に計測器自体の冷却ファンの騒音などがあり測定のSN比はよくない。理論上はアベーリングによりノイズレベルが無限に低減できるはずであるが実際一定値に収れん(収束)する。また、アベーリング回数を多くすることはデータ取り込み時間が多くなり、特殊測定を除いて実用上好ましくない。したがって通常のデータは無響室においてインパルスレスポンスの同期加算、あるいは演算処理スペクトラムのアベーリングを行う。無響室といえども数十Hz以下の周波数では吸音特性の低下があるので設定処理には注意を要する。

ディジタル計測の長所の一つに、自身でディジタルフィルタを作ることができ、またデータのブロック演算ができるので、ソフトウェアによって取り込みデータのフィルタリングや、時間窓などの処理が容易なことで

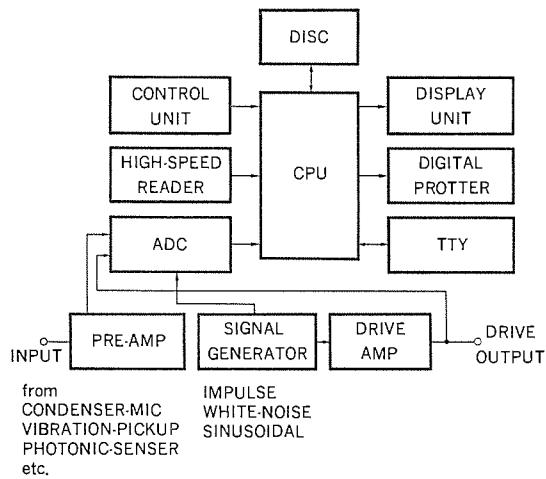


図 8. 計測システムの構成

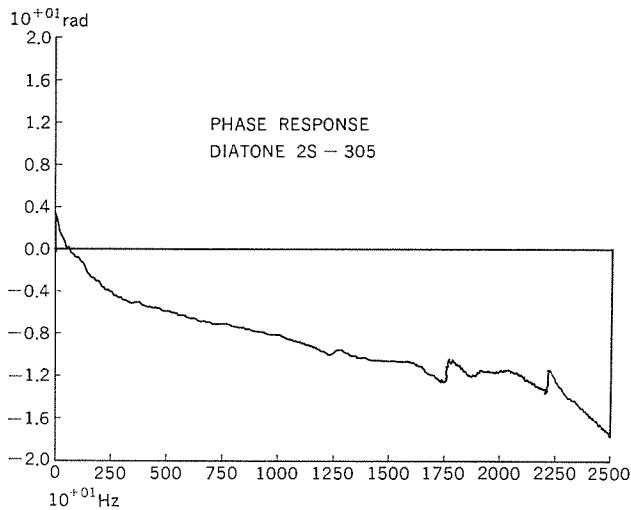


図 9. 位相特性の例

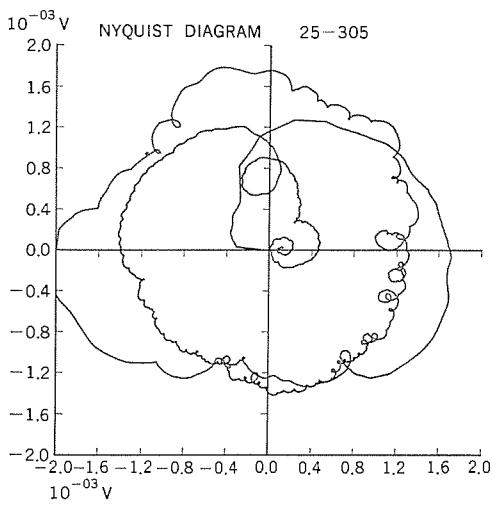


図 10. ナイキスト線図の例

ある。演算機能を応用して各種シミュレーションが可能であるのである程度の特性予測ができる。

インパルスレスポンスから直接に周波数特性を求ることについては問題があるが、同一条件における相対比較として振幅特性、位相特

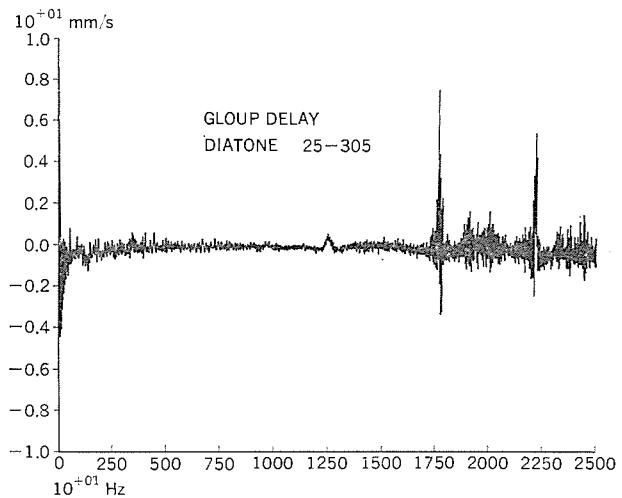


図 11. 群遅延特性の例

性は容易にかつ確実に得られる。更にインパルスレスポンスからソフトウェア処理によりスペクトラムの時間的変化を表すキュムレーティブスペクトラムが求まり、これもアナログ計測では得られなかつたもので、パターンの相対比較として有益である。

スピーカーのドプラひずみその他のひずみの解析はデジタル計測の有利な分野である。また、ソフトウェアにより任意の帯域の高精度解析が可能である。

スピーカーシステムにおけるクロスオーバーを含む位相特性の問題も、デジタル処理では位相特性(図9)やナイキスト線図(図10.)はもちろん、ブロック演算により群遅延特性(図11.)も容易に得られ、多角的解析が可能である。

これらのデータは磁気ディスクあるいは紙テープに記録保存され、後日必要に応じて読み出し演算処理や、線図描き出しができるのはデジタル計測の利点である。

5. む す び

以上、最近の《ダイヤトーン》スピーカー4S-4002形、DS-90C形、DS-30B形、F-1形などの新製品にそれぞれ導入した新しい技術についての成果を述べた。

しかしスピーカーシステムの技術においても開発研究のテンポは早く、しかもスピーカー設計技術者の視野よりもはるかに広い科学分野での技術開発が必要であり、今後ますます各分野の研究者の協力が必要となってきている。

(昭和52-9-2受付)

参 考 文 献

- (1) 進藤、鈴木外：モニタスピーカーの新技術、三菱電機技報、51, No. 5 (昭52)
- (2) 土屋、岡田外：スピーカーの駆動系による非直線ひずみの低減、三菱電機技報、50, No. 12 (昭51)
- (3) 進藤、森田外：スピーカーキャビネットの板振動の解析、三菱電機技報、49, No. 8 (昭50)
- (4) 佐伯、鈴木、矢島：スピーカーの広帯域再生の問題点、三菱電機技報、48, No. 9 (昭49)
- (5) 進藤、鈴木外：レーザホログラフィによるスピーカーの振動測定、三菱電機技報、46, No. 8 (昭47)

低ひずみスピーカーの開発 —FNリングの特性—

土屋英司*・岡田 将**・池田英男**・佐伯多門**

1. まえがき

オーディオ機器全般の性能向上の一環として、スピーカーの低ひずみ化が要求されている。

スピーカーの音圧ひずみの原因として、駆動系と振動系の両者があることはよく知られており、ここでは駆動系（磁気回路）に基づくものだけを取扱う。駆動系によるひずみは、ボイスコイルに交流電流を流した時に発生する交流磁束が正弦波であっても、周囲の磁性体の作用によって電波波形がひずんだり、ボイスコイルが動く範囲の直流磁束の分布が均一でないなどの理由で、駆動力が非直線性を持つために生じる。

駆動系に起因するひずみを小さくするためには、交流磁束の絶対量を小さくすることや、先に述べた非直線性を少なくすることが有効で、ボイスコイル近傍の磁性体に、けい素鋼の積層材料を用いたり、磁性材に鋼キャップをかぶせたり、磁極の形状に工夫をこらしたり、透磁率の高い材料を用いたり、と種々な形式が考えられている^{(1)~(4)}。筆者らは、特殊な工程により製造したFe-Ni合金を用いて（FNリングと呼称）、低ひずみ化を図ることに成功し⁽⁵⁾⁽⁶⁾、DS 35 B 及び D S 40 C の2機種のスピーカーシステムに適用して51年度に既に市販している。

低ひずみスピーカーを実現するに至った技術内容の全容については既に概略を報告したが⁽⁵⁾⁽⁶⁾、ここでは、技術内容の中心となるFNリングの特性と、その果たす作用についての筆者らの考え方について詳しく述べる。

なお、低ひずみスピーカーの技術内容のもう一つの重要な点は、直流磁束の分布や、ボイスコイルが作る磁束の分布が、周囲の状況によってどのように変わるかをは（把）握することであり、これはほとんど計算によって導くことができる。この理論解析の結果については、稿を改めて報告する予定である。

2. 電流ひずみとマイナーレップ

ボイスコイル近傍の磁性体の磁化特性の非直線性に基づくひずみについては、マイナーレップの非線形性によるものと、実務のスピーカーでは更にとり入れるべき要因も合わせてひずみの表現式として前に示している⁽⁵⁾⁽⁶⁾。ここでは、このひずみの表現式の考え方について簡単に述べる。そして、種々の材料のマイナーレップをこの式によって比較し、FNリングを低ひずみ化スピーカー用材料として採用した経過について述べる。

2.1 ひずみの表現式

内磁形のスピーカーの構造を図1に示した。ボイスコイルに正弦波電圧を印加した時、式(1)のような電圧平衡式が成立つ。ここで、 R はボイスコイルの直流抵抗とアンプの出力側の内部抵抗の和、 i_{vc} はボイスコイルに流れる電流、 L はボイスコイルのインダクタンス、 B_0 は空げき（隙）の磁束密度、 I はボイスコイルの等価長さ、 dx/dt はボイスコイルの振動速度である。

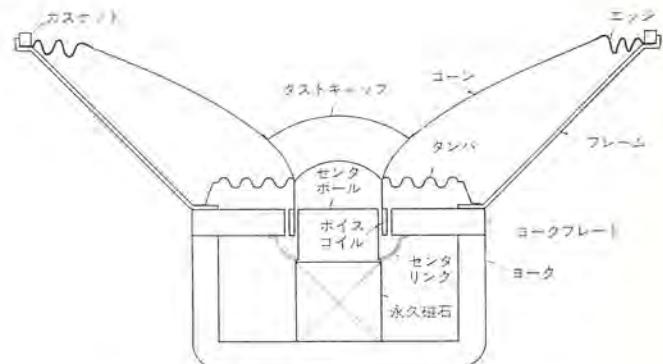


図1. スピーカーの構造

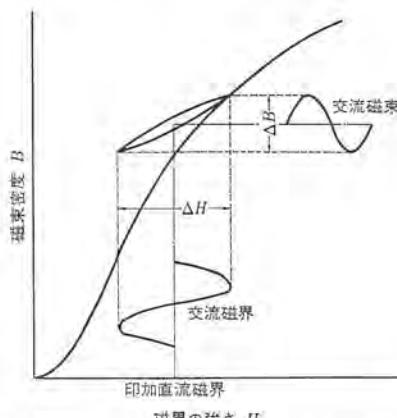


図2. ボイスコイル周辺にある磁性体の動作状態

$$i_{vc} = R i_{vc} + L \frac{di_{vc}}{dt} + B_0 l \frac{dx}{dt} \quad (1)$$

ボイスコイルが受ける力は式(2)で表される。

$$F = B_0 l i_{vc} \quad (2)$$

ここで、ボイスコイル近傍にある磁性体は図2に示すような動作状態にある。すなわち、永久磁石による直流磁界によって、空隙中の磁束密度と同程度の直流磁束密度に磁性体は磁化されており、そこにボイスコイルに流れる信号電流に比例した交流磁界による交流磁束が重畠して通る。この交流磁界と交流磁束が描く軌跡は、軟鐵のような磁性体の場合には図2に示すように、両者が直線比例の関係になくマイナーレップを形成する。こうした状況下では、ボイスコイルに正弦波電圧を加え、仮に交流磁束が正弦波状に変化しても、交流磁界すなわちボイスコイルに流れる電流はひずみ波形となる。そのため、式(2)に示す駆動力に基本波以外の成分が生じ、再生音にひずみが生じる。

図2に示すようなマイナーレップを、直流で測定し、その上昇側と下降側をそれぞれ別個に扱い、磁束密度Bと磁界の強さHの関係を式(3)で与える。ただし、a, b, cは磁束密度の各項の係数である。

$$H = aB^3 + bB^2 + cB \quad (3)$$

うず電流の影響を受けない程度の周波数で、最大磁束密度 B_m で磁

束が正弦波的に変化しているとすると、磁束密度は式(4)で示される。

式(4)を式(3)に代入し、磁界の強さの第2次及び第3次高調波と基本波の比から、マイナーランプの非線形性によるひずみが計算できる。実用上は、うす電流の影響も考慮する必要があり、これは例えばマインラーブの直流での保磁力 H_{DC} と交流での保磁力 H_{AC} との比で表すこととした。また、スピーカーのボイスコイルが作る磁界 H_{VC} のすべてが磁性体に加わるのではなく、空間と磁性体に配分される。そこで、磁性体に加わる磁界 H_{int} と H_{VC} の配分比率をとって、これも考慮に入れ、なお、聽感と対応させるため対数表示をとると、結局、2次の電流ひずみ I_{2nd} と3次の電流ひずみ I_{3rd} を式(5)、式(6)で表すこととした。

$$I_{2nd} = 20 \log \left| \frac{b}{2c} B_m \right| + 20 \log \frac{H_{DC}}{H_{AC}} + 20 \log \frac{H_{int}}{H_{VC}} \dots\dots\dots (5)$$

$$I_{3rd} = 20 \log \left| \frac{a}{4c} B_m^2 \right| + 20 \log \frac{H_{DC}}{H_{AC}} + 20 \log \frac{H_{int}}{H_{VC}} \dots\dots\dots (6)$$

この二つの式によって、磁化特性の非直線性に基づく電流ひずみが計算できることになる。

マイナーループを線形にすれば、式(3)において係数 a , b が小さくなり、透磁率を高くすれば、同じく係数 c が大きくなり、式(5), 式(6)から明らかのように 2 次及び 3 次ひずみが減少することが分かる。

2.2 種々の磁性材のマイナーループ

FN リング、Fe-Co、純鉄、2種類の軟鉄（それぞれ軟鉄I、軟鉄IIとする）の計5種類の磁性材からリング状試料を作り、直流磁化特性及びマイカループの比較を行った。

各試料について、約 1.5(T) 程度までの直流磁化特性を測定し、その結果を図 3. に示す。次に、種々なバイアス磁束密度の下で、マイカループの振幅 B_m を変化させた時のヒステリシスループを測定し、2.1 節に示した式から、マイカループのひずみの 3 次成分を求めた。図 4. は、これをまとめたものである。

図3.から、磁化特性について、 $B=1.0$ (T)における透磁率がFe-Co、純鉄、FNリングでは大きく、軟鉄ではどちらも小さい。また、図4.から、FNリングと軟鉄Ⅱではマイカループのひずみは小さ

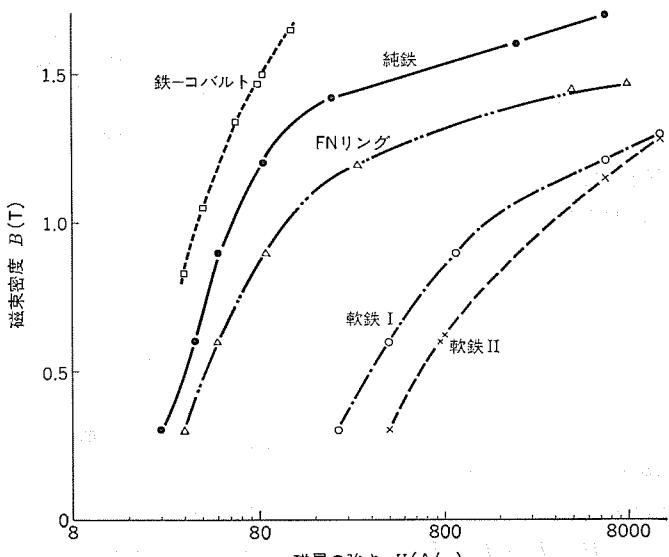


図 3 直流磁化特性

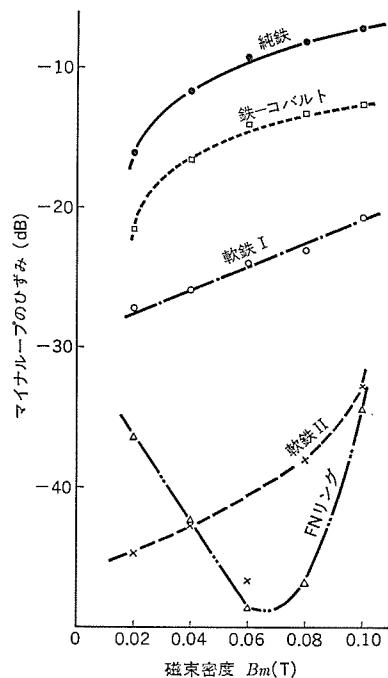


図 4. マイナループ のひずみ

い。これらの二つの結果に対して、2.1節に述べた電流ひずみの表現式をあてはめると、FNリングはこれらの材料の中では最も優れたものであることが理解できよう。

なお、FN リング以外の試料では B_m とともにマイナーラップのひずみも単調に増加しているが、FN リングの場合はある B_m でひずみが最小になる。そのため、FN リングでは最適な使用条件を選ぶ必要のあることが分かる。

2.3 モデル磁路での実測

2. 2 節で FN リングが他の試料に比べ、ひずみの表現式の観点から、低ひずみ化の可能性が非常に大きいことが分かった。そこで、種々の製造条件の FN リング、純鉄、SS 41(従来品)をモデル磁路に組み込んで電流ひずみを実測して、FN リングの優位性を実験面で確認することとした。

電磁石で励磁するようにしたスピーカーのモデル磁路において、ボイスコイル周辺に種々の磁性体のリングを組み込んで電流ひずみを測定し、また、マイナループのひずみも計算した。電流ひずみの実測値は20~4,000 Hz の16点の周波数における値の総和で表現し、マイナループからのひずみの計算値との相関を調べると、 $\gamma=0.869$ で1(%)の危険率で相関があると言える。

したがって、ひずみの実測値と計算値に相関があることから、FNリングが低ひずみ化のために非常に有効であることか、実測の上からも確かめられた。

3. 热处理条件とひずみ

2章で既に述べたように、種々の磁性材について、磁化特性とマイナーラップを調べた結果、電流ひずみの低減に最適な材料として、FNリングを見い出している。しかし、この材料は応力に対し比較的敏感であり、製造途中でのさまざまな加工によりかなりの塑性ひずみを生じており、磁化特性が劣化していると思われるので、磁気特性の回復のため、焼きなましを必要とする。

そこで、電流ひずみの低減効果を最大にする焼きなまし条件を決定するために、焼きなまし条件とひずみの関係を調べた。

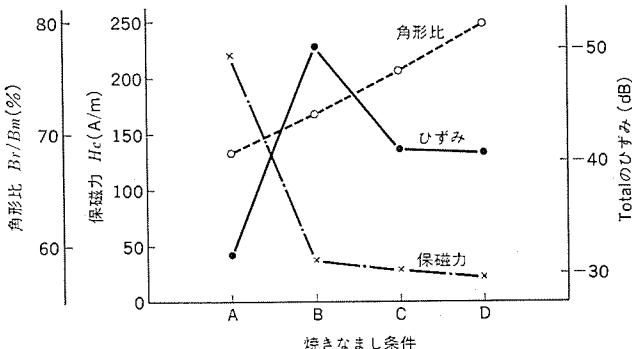


図 5. 焼きなまし条件とひずみ

3.1 実験

Fe-Ni 合金を熱間及び冷間加工後、磁気測定用として適当な大きさのリング試料を作り、各種の条件で焼きなましを行った。焼きなまし後の試料について、最大磁束密度が約 1.0(T) のメジャーラープを測定した。更に、消磁操作を行った後、スピーカーでの動作状態に対応する適当なバイアス磁界を印加し、直流のマイナループを測定した。

3.2 実験結果

最大磁束密度が約 1.0(T) における保磁力 H_c 及び角形比 B_r/B_m を縦軸に、焼きなまし条件を横軸にとって図 5. に示す、また、マイナループから 2 章に示した方法により、3 次ひずみを計算し、同図に併記した。ただし、同図で Total のひずみは式(6)の右辺第 1 項と第 3 項の和であり、第 2 項はこの場合計算には含まれていない。

3.3 結果に対する検討

焼きなまし条件に対する保磁力の変化から、焼きなましの効果が認められるのは、B, C, D の条件である。角形比については、焼きなまし条件が A から D に変わるために従って高くなっている。保磁力の一一番低い条件 D では動作点での透磁率は高く、低ひずみ化にも有効であると考えられるようである。しかし、ここでの実験範囲からは、マイナループもメジャーラープと同様の形状化をするとみなしてよく、角形比の変化から条件 D ではマイナループが線形化せず、低ひずみ化には有効にならないと考えられる。したがって、保磁力と角形比のバランスがとれるようにした条件 Bにおいて、図 5. に示すようにひずみが少なくなったものと考えられる。

メジャーラープの角形性については、一般に次のように言われている⁽⁷⁾。すなわち、飽和磁束密度 $B_s (= 4\pi I_s)$ まで磁化した場合の残留磁束密度 B_r は、単純化された条件のもとで定量的に計算できる。(1)結晶配列が等方向で、しかも結晶磁気異方性 エネルギ K_c が優先して磁化過程を支配しているとする。この場合、 B_r/B_s は結晶の磁化容易軸が [100] 方向のときは 0.83, [111] のときは 0.87 である。(2)同じく、等方的な材料で、例えば材料内部に存在するひずみなどにより、等方向に分布している磁気異方性が優先する場合には $B_r/B_s = 0.5$ である。(3)また、異方性材料で、例えば結晶配列によって磁化容易軸がそろっている場合、また 1 軸性磁気異方性 K_u が優先する場合などでは、磁化容易軸の方向は $B_r/B_s = 1$ で、磁化困難軸の方向は $B_r/B_s = 0$ である。このように条件次第で B_r/B_s の値は 0 から 1 まで広範囲の値をとりうる。

したがって、材料の結晶磁気異方性 エネルギ K_c 、内部応力 σ 、磁歪い(歪)定数 λ などが、メジャーラープやマイナループの形状に大きく関係する。これらのパラメータ及び、もちろん、これらのパラメータに強い依存性をもつて保磁力 H_c などがマイナループのひずみの大きさを左右する。低ひずみ化のためにはこれらすべてをバランスよく

調整する必要がある。

筆者らは、上記の点を考慮して FN リングを製造し、現在の低ひずみ化スピーカーに適用している。

4. 2 次ひずみと 3 次ひずみ

3 章において、マイナループからひずみを計算する場合、3 次ひずみのみを扱っているが、式(5)と式(6)を比較して分かるように両式は同様の形をしている。したがって、3 次ひずみと 2 次ひずみは対応して変化すると考えられる。ただし、2 次ひずみについては、空隙部の磁束分布の非対称性や振動系の非対称性の影響が特に低域(大振幅)では大きく効くため、マイナループの線形化による低ひずみ化の効果が素直には現れないことも考える必要がある。

そこで、この章では種々の方式のスピーカーについて、その電流ひずみ特性に対し、ある一定のデータ整理方法を適用して、2 次ひずみと 3 次ひずみの関係について調べた結果について述べる。

4.1 データの整理方法

電流ひずみの周波数特性にはおうとつ(凹凸)が多く、複雑な変化をしている。この特性曲線全体には種々な情報が含まれているのは事実であるが、できればもっと単純な形にまとめるのが以後の検討には便利である。したがって、一つの試みとして、次のような形でひずみを表現した。

1(W) 入力における電流ひずみの測定データから、周波数が 100 から 4,000(Hz) までの合計 8 点におけるひずみの値を、2 次、3 次ひずみについて読みとり、その代数和をとって、それぞれのひずみを表す値とする。

4.2 計算結果及びその検討

前節に示した方法によって計算した 3 次ひずみを表す値を横軸に、2 次ひずみを表す値を縦軸にとってプロットしたものを図 6. に示す。両者の相関係数は $\gamma=0.92(n=13)$ である。

したがって、2 次ひずみと 3 次ひずみの間には強い相関があり、3 次ひずみに低減効果が認められれば、2 次ひずみも低減すると考えられる。

図 6. に示したデータの中には他社の低ひずみ化スピーカー(銅キャップ方式やラミネートコア方式など)も含まれており、2 章で示したひずみの表現式を種々の方式に適用することも可能であると考えられる。ただし、交流でのマイナループについては、直流のマイナループとは同一に扱えない面もあるので、現在のところ、各方式の低ひずみ化スピーカーに対し、定性的な説明付けだけが可能である。

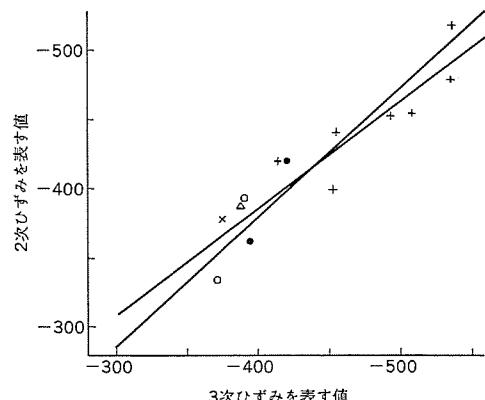


図 6. 2 次及び 3 次ひずみ

5. 各種の低ひずみ化方式の比較

磁気回路からの低ひずみ化を考える場合、筆者らの基本的な考えは既に2章に示した式(5)、式(6)に要約されている。これらの式の第1項はマイナーブの形状及びマイナーブの磁束の振幅を、第2項はうず電流の効果を、第3項はボイスコイルの作る磁界が周囲の空間と磁性体に分配される比率を示している。

前章において、低ひずみ化に対する各種の方式について、このひずみの表現式による説明付けの可能性を示したが、この章で各種低ひずみ化方式の相互比較の結果をまとめてみる。

5.1 各方式の特長の比較方法及びその結果

基本的には前に述べているひずみの表現式(5)、式(6)の各項ごとに分けて考えることとし、各項がSS41材(いわゆる無対策のもの)と比べて優れているか、劣っているかを筆者らの判断によって区分した。なお、式(6)の第1項にある $a/4c \cdot B_m^2$ のうち、 a はマイナーブの非直線性、 c は同じくその傾きの大きさ、 B_m は磁束の大きさを表すが、部材として用いる磁性体の特性をこのように細分化して考えるほうが便利であり、第1項は更に三つに分けることにした。

また、各方式の総合評価として、ひずみの低減に対する寄与は、第1項が最大で、次いで第3項、第2項の順であろうと考えられるので、各項にウェート点数を与え、SS41との差の点数を計算し、これらの結果を表1にまとめた。

なお、ここで、各方式の簡単な説明を行う。

- (1) T字形ポール：センターポールの一部を削り、T字形にしたもので、空隙の磁束分布の改善をはかったもの。
- (2) 高抵抗リング：固有抵抗の高い合金を使い、うず電流を制限して、表皮効果による磁束の表面への集中を少なくしたもの。
- (3) 銅めっき又は銅キャップ：ボイスコイル近傍の磁性体を銅めっきや銅板で覆い、うず電流による磁束の打消し効果を利用したもの。
- (4) ラミネートコア：けい素鋼板などを積層してボイスコイル近傍に配置し、交流磁束の通る方向の磁気抵抗を増加させたもの。
- (5) 低飽和磁束密度部材：動作時の磁束密度で直流通じて十分飽和する材料を使い、マイナーブの線形化をはかったもの。

表1. 低ひずみ化方式の特長の比較

低ひずみ化 方式	第1項			第2項	第3項	Σ (従来品に 対する各項目の 優劣) × (ウ エート点数)
	3			1	2	
	a	c	B_m	H_{DC}	$H_{int}/H_{int} + H_{air}$ $= H_{int}/H_{VC}$	
従来品 (SS-41)	△	△	△	○	△	0
T字形ポール	△	△	△	○	△	0
高抵抗リング	△	△	○	×	△	2
銅めっき又は銅キャップ	△	△	○	○	△	4
ラミネートコア	×	○	○	×	○	4
低飽和磁束密度部材	○	×	○	△	○	5
高透磁率部材	△	○	△	△	○	5

注) ○印は従来品(△印)に比べ優
×印は従来品(△印)に比べ劣

(6) 高透磁率部材：透磁率の高い材料を用い、マイナーブの傾きを大きくしたもの。

5.2 結果の検討

各方式によって、低ひずみ化についての特長が明らかに異なり、例えば、高透磁率部材方式と低飽和磁束密度部材方式とでは、前者は c と H_{int}/H_{VC} 項に、後者は a と B_m 項に大きな特長をもつ。

本稿で取り上げたFNリングは、高透磁率部材方式に3章に述べた方法によって a 項についても改良を加えたものであると言える。このFNリングをスピーカーに実際に適用するには、他の方式も組合せて、 B_m 項や H_{DC}/H_{AC} 項を改良して更に特性の改善をはかることも可能であると考えている。

また、表1から得られる知見から、他の方式においても改善の余地のあることが分かる。

6. むすび

オーディオ機器の性能向上の一環として、スピーカーの低ひずみ化に取組み、筆者らは、特殊な工程により製造したFe-Ni合金(FNリングと呼称)を用いて低ひずみ化を図ることに成功している。

ここでは、FNリングの特性とその果たす作用について調べたので、その結果をまとめると次のようになる。

- (1) 種々の材料の直流磁化特性と計算で求めた、マイナーブのひずみについて調べたところ、FNリングが、低ひずみ化に有効なことが分かった。これは、スピーカーのモデル磁路での電流ひずみの実測からも確かめられた。
- (2) FNリングを条件を変えて焼きなましを行ったところ、角形比と保磁力のバランスがとれるようにした条件においてひずみが最小になった。
- (3) 2次ひずみと3次ひずみの関係について、種々の低ひずみ化方式のスピーカーについて調べたところ、両者の間の相関係数は $\gamma=0.92$ であり、強い相関が認められた。
- (4) 各種の低ひずみ化方式の比較によって、FNリングの特長を位置づけることができた。また、他の方式においても改良の余地のあることを示した。

最後に、この研究開発に協力いただいた関係各位に感謝の意を表します。
(昭和52-9-2受付)

参考文献

- (1) 小岩ほか：スピーカーの非直線歪(その2)，電気音響研究会資料，EA71-8(昭46-7)
- (2) 川上ほか：スピーカーの駆動系のひずみの改善，電気音響研究会資料，EA71-9(昭46-7)
- (3) 後藤ほか：低ひずみダイナミックスピーカー，電気音響研究会資料，EA72-21(昭47-12)
- (4) 中園ほか：新磁気回路SLCについて，ラジオ技術，JAN.(昭48)
- (5) 土屋ほか：スピーカーのひずみと磁化過程，磁性材料研究会資料，MAG-76-23
- (6) 土屋ほか：スピーカーの駆動系による非直線ひずみの低減，三菱電機技報，50，No.12(昭51)
- (7) 近角ほか編：磁性体ハンドブック，朝倉書店(昭50)

PCM磁気録音機

大西 健*・国井郷志**・佐藤隆晴**

1. まえがき

近年、オーディオ愛好家の HiFi 化に対する要求はますます高くなり、各オーディオ機器の性能は著しく進歩しつつある。しかしオーディオシステム全体としてみると、各機器間にはかなりの性能レベルの差があり、特に音源媒体として重要な位置を占める磁気録音機は、アナログ録音方式の場合、磁気材料のもつ制約からくる性能限界 (S/N 、ひずみ等) があって、マイクロホンからスピーカーに至るオーディオシステムの中のネックになっている。

これに対する有力な解決策が PCM (パルス符号変調) 方式の適用で、既にその効果は期待どおりの優れた性能によって実証され、オーディオ業界を始め多くのオーディオ愛好家の間で、大きな関心と高い評価とともに次代の録音方式として大きな期待が寄せられている。

PCM 録音方式は磁気テープの単位時間当たりの記録容量がベースバンドのアナログ録音機に比し数十倍必要なため、テープデッキとしては VTR を利用した回転ヘッド方式とマルチトラック固定ヘッド方式が考えられ、両者の試作を行ったので、ここにその結果を報告する。また PCM は今までオーディオ関係者になじみが薄かったと思われる所以 2 章で PCM の概要と PCM を録音機に適用していく上に必要な事項を述べ、3、4 章に試作した PCM 録音機の構成と性能を述べる。

2. PCM 録音方式

2.1 PCM 方式の原理⁽¹⁾

パルスによる変調方式は、電気通信において主に多重化を目的としてパルス振幅変調、パルス幅変調、パルス位置変調等が考えられていた。その中で PCM 方式は A. H. Reeves が 1937 年に考案したものであり、近年では 24 チャンネルの近距離 PCM をはじめとして実用に供されるようになってきた。

図 1. は PCM 方式の原理を示すブロック図で、変調側では入力のアナログ信号を適当な時間ごとに走査し、その振幅を求め (標本化)，次にその時点の振幅を適当な細かさで区切ってその数を求め (量子化)，更にその数に対応して 1, 0 のパルスの組合せをつくる (符号化)。復調側では伝送されてきた信号を元の 1, 0 の符号にもどし (復号化)，補間 (炉) 波することにより元のアナログ信号に変換する。PCM 方式の特徴は、アナログ方式と違って伝送路や記録媒体で雑音やひずみが増加しても 1, 0 の値だけ判別ができるれば正確に元の信号が再生できる点である。

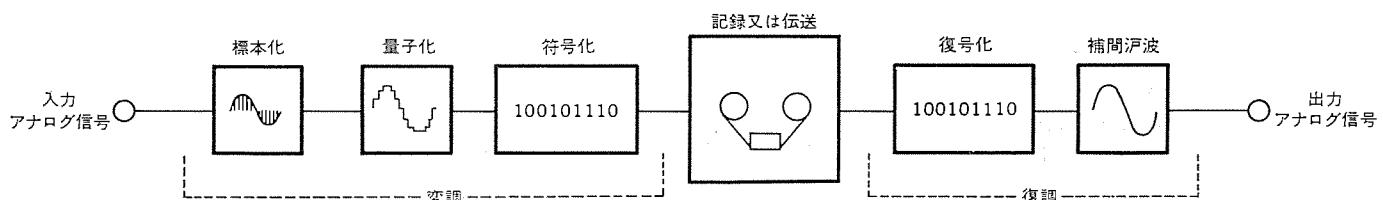


図 1. PCM 方式の原理

2.2 符号化

標本化、量子化、符号化をまとめて広義の符号化と呼ばれる。

2.2.1 標本化

C. E. Shannon によって導かれた標本化定理により標本化周波数が定まる。その定理の内容は「 $0 \sim f_0$ Hz までの周波数帯域にのみスペクトルをもつ波 $g(t)$ は $(1/2 f_0)$ ごとの時間間隔で標本化した値 $g\left(\frac{n}{2 f_0}\right)$ ($n=0, 1, 2, \dots, -1, -2, -3, \dots$) のみでつくられる」ということである。

この標本化定理は信号の完全な帯域制限、理想的なインパルス列への変換、理想的な低域フィルタによる補間を前提としているが、現実にはいずれの条件も完全には満足されず、そのために各種の誤差を生じる。折り返し雑音、アーチャ効果、補間雑音がそれである。これらの誤差は、標本化周波数を $2 f_0$ よりも高くすること、アーチャや時間を短くすること、適当な等価回路で補償する事により実用上無視できる程度に減少させることができる。

2.2.2 量子化

音響信号の振幅は連続的に変化するが、それをある一定の区間 (量子化ステップ) に区切って離散的な値に変換するのが量子化である。その時の丸め誤差を量子化雑音といい、PCM に変換された信号の S/N (Signal to Noise Ratio) は量子化雑音で決まる。今、 n ビットで均一量子化した場合の最大 S/N は

$$S/N = 6 \cdot n + 1 \cdot 8 \text{ (dB)} \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

で与えられる。

図 2. より S/N 80 dB 程度必要とすれば $n=13$ ビットとなる。音響信号は、一般に S/N よりもダイナミックレンジをより大きく必要とする。この場合は非線形量子化を行って小さいレベルでの量子化ステップを細かくする。②は非線形量子化を行った場合で図は 11 ビット 13 折線の場合を示す。この場合ダイナミックレンジは 100 dB 以上とれることになる。

2.2.3 符号化

量子化された標本値は、更にその量子化レベルの大きさを示す 2 進あるいは多進符号に変換されるが、この操作を符号化という。PCM で広く用いられる 2 進符号には、符号化及び復号化が簡単な自然 2 進符号、ハミング距離が 1 で 1 ビット誤りの影響が軽減される交番 2 進符号、両極性信号の表示に適する折り返し 2 進符号等があり、それぞれ用途に応じて使いわけられる。多進符号は伝送路の S/N が比較的良好な場合で、帯域幅が狭い場合に用いられる。

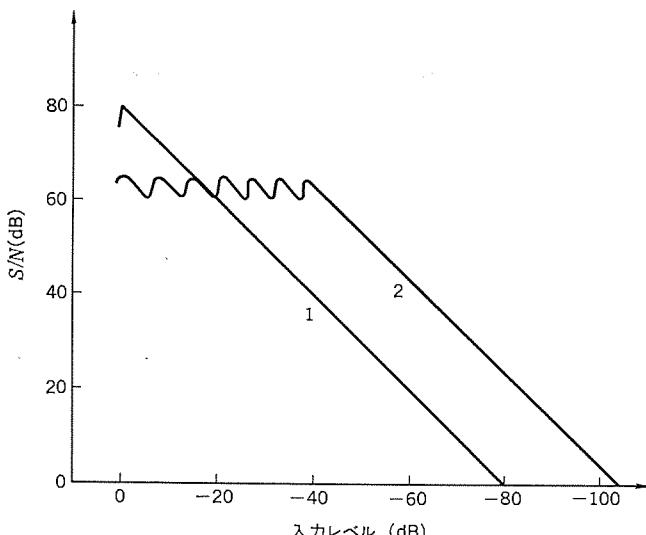


図 2. S/N 特性

2.3 信号形式

符号化されて 2 進符号となった信号は、磁気テープ上に記録するため適当なフォーマットに変換される。その際ドロップアウトによる符号誤りを軽減するために、誤り訂正符号、誤り検出符号等による冗長ビットが付加される。記録装置として VTR を用いる場合は、擬似テレビ信号として信号を多値化し、FM 変調されて記録される。

固定ヘッドの場合には、通常 2 値のままで PE (Phase Encode), FM, MFM (Modified FM) 変調されて記録される。この場合、信号の同期をとるために一定パターンの同期信号などがそう(挿)入される。

2.4 データ補正

2.4.1 ジッタ吸収

再生された信号は装置の走行系からくるワウフラッタ及びジッタを含んでいる。アナログ信号の場合は、これがそのまま出力信号となってしまうのであるが、PCM 信号の場合は 1, 0 のデジタル信号であるため、IC メモリを用いてこうした時間軸のゆらぎを除去することができる。

IC メモリとしては、FiFo メモリ、RAM 等を用い、書き込みはゆらぎのある再生クロックで、読み出しは水晶発振器からの基準クロックで行う。この場合メモリが空になつたりあふれたりしないために、再

生時に再生信号と基準信号を比較して速度制御を行う必要がある。このようにすれば、メモリの容量内のワウフラッタ、ジッタを完全に吸収できる。

2.4.2 ドロップアウト補正

磁気テープは大容量の記憶媒体としては安価なものである反面、ドロップアウトによる一部信号の欠落は避けられない。ドロップアウトによる信号の欠落は、アナログ信号にもどすとクリック雑音となるため、ドロップアウトの検出と信号の補正是不可欠である。その検出方法としては、再生信号のレベルによるものと符号によるもの⁽²⁾とがある。レベルによる検出は、信号の包絡線が設定レベル以下に低下した時をドロップアウトとみなすのであるが、そのスレッショルドは、復調系のレベルに対する余裕度(マージン)により決定される。符号によるものには誤り検出符号と誤り訂正符号によるものがあり、誤り検出方式としては最も簡単なパリティ方式や、信用符号として使われている CRC (Cyclic Redundancy Check) 符号等がある。誤り訂正符号としては岩垂符号や巡回符号等があり、誤りの訂正を行なうが、誤り検出符号と比較すると冗長度が大きくなる。

信号の補正は、誤りを検出してこれを訂正できない場合に、平均値内そう(挿)、前置保持、ミューテイング等の方法により行われる。

3. 装置の構成

3.1 固定ヘッド方式 (3)

3.1.1 概要

磁気ヘッドを固定し、磁気テープを高速走行させることにより広帯域の PCM 信号を記録することができるが、磁気テープは低速走行でマルチトラック化したメカニズムのほうが記録時間、信頼性の点で優れている。

ここに紹介する固定ヘッド方式は、1/4 インチ幅の高密度磁気テープと 9 トラック磁気ヘッドを用いた 2 チャンネルの PCM 録音機(1976 年開発)で、その外観を図 3. に、ブロック図を図 4. に示す。

3.1.2 PCM 記録系

図 4. のブロック図に示すように、入力信号はしゃ断周波数 20 kHz の 9 次 チェビシェフ形 LPF (Low Pass Filter) を通った後、S/H (Sample & Hold) 回路で 48 kHz で標本化され、A/D (Analog to Digital) 変換回路で 13 bit の自然 2 進符号となる。この A/D 出力は、誤り検出符号生成回路で左右チャンネルそれぞれ 4 サンプルずつまとめ

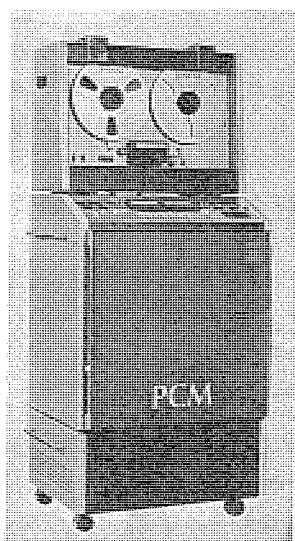


図 3. 固定ヘッド式 PCM 録音機

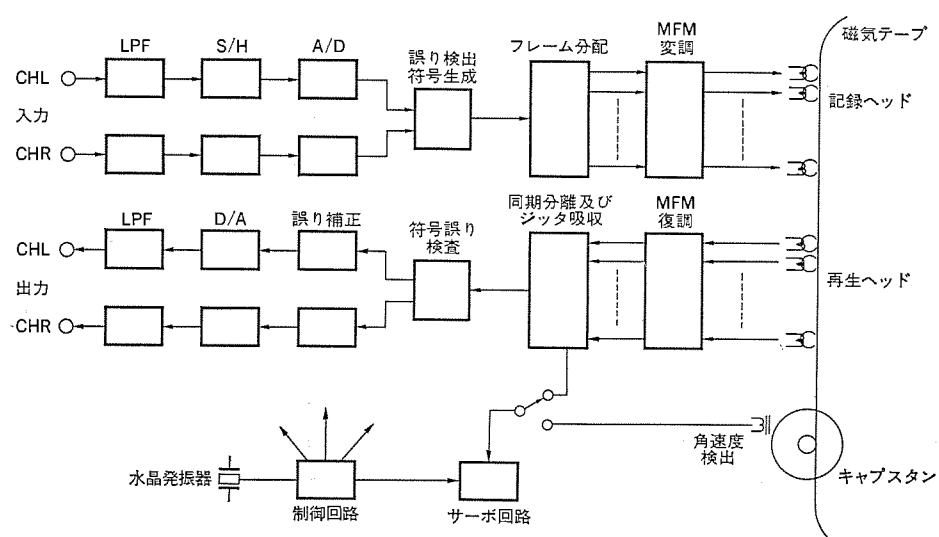


図 4. 固定ヘッド式 PCM 録音機 ブロック図

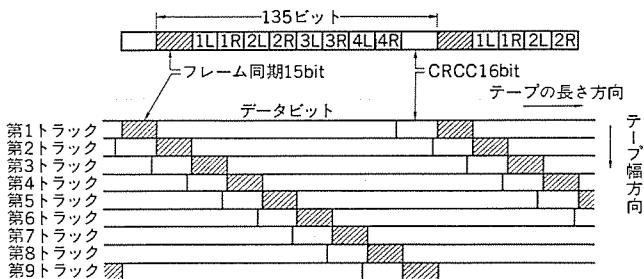


図 5.1 フレームの構成と記録フォーマット

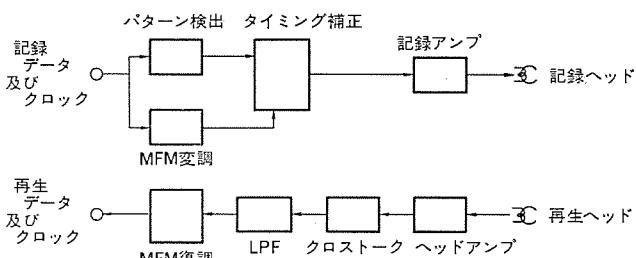


図 6. MFM 変復調系ブロック図(1トラック分)

て 16 bit の CRC 符号が付加された後、フレーム分配回路に送られる。CRC 符号は誤り検出能力の高い符号で、16 ビットまでの誤りはすべて検出し、それ以上の誤りに対しても $1 - 1/2^{10}$ 程度という高い割合で誤りを検出する。フレーム分配回路で 9 トラックに分配することにより、1.62 Mbps(bit/sec) の高速 PCM 信号が 180 Kbps の低速 PCM 信号に変換され、更にフレーム同期 15 ビットが付加されて 1 フレーム 135 ビットが構成され、MFM 変調回路に送られる。図 5.1 に 1 フレームの構成とテープ上に記録されるフォーマットを示す。

3.1.3 MFM 変復調系

180 Kbps の低速 PCM 信号を 38 cm/s で走行させる磁気テープに記録すると、記録密度は 472 bpm (bit/mm) となる。この記録密度を達成するため MFM 変復調を行っている。

MFM 変復調系の 1 トラック分のブロック図を図 6. に示す。MFM 変調のアルゴリズムは “1” のビットの中央で電流の反転があり、“00” と続いたときはビットの境界で電流の反転がある変調方式で、これにより記録周波数は最高 90 kHz となる。しかし、テープ上の評価密度は 472 bpm と非常に高いため、評価されたパルス波形がなまり、隣りのパルスと干渉を起こしてパルスの位置が移動する、いわゆる「ピークシフト現象」を起こす。このピークシフト現象を抑え記録されたパルスを正確に再現するために、記録補正、高抗磁力テープの採用、精密フェライトヘッドを用いている。

MFM 変調された信号は、NRZ (Non Return to Zero) 信号であるため再生信号から再生クロックをつくる必要があり、“101” のパターンを検出することにより行っている。また 6.3 mm ピッチに 9 トラックもの信号を記録しているために、隣接トラックからのクロストークがあるが、信号の同相成分をキャンセルするキャンセラー回路によりクロストークを改善している。以上のような構成により、再生信号のピークシフト余裕 50 %、レベル余裕 18 dB を得ている。

3.1.4 PCM 復調系

MFM 復調回路で復調された低速 PCM 信号とクロックは、テープ走行系による走行むらから若干のジッタを伴っているが、128 ビットのシフトレジスタを各トラックにつき 2 個用い、また再生信号と水晶発振器からの基準信号により位相ロック形のキャプスタンサーボをかけることによ

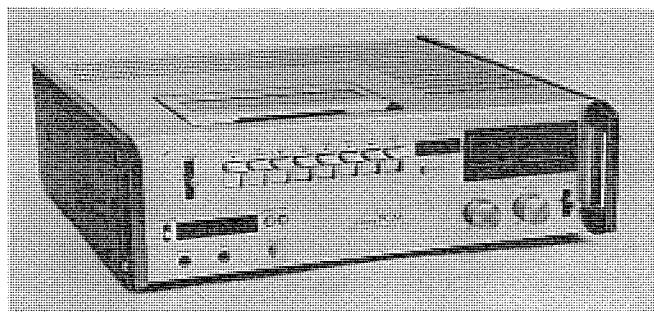


図 7. 回転ヘッド式 PCM 録音機

より、ジッタを吸収し同時に高速 PCM 信号に速度変換している。高速 PCM 信号は、符号誤り検査回路で誤りを検出し、誤り補正回路で誤りがある場合は、4 サンプルのうち端の 1 サンプルずつをそれぞれ前、後の 1 サンプルに置きかえ、残りの 2 サンプルは前後のサンプルの平均値を内挿する 4 サンプル内挿法により補正を行っている。D/A (Digital to Analog) 変換回路の出力は、デグリッチャ、補間フィルタで不要成分が除去された後、アーチャ補正が行われ元のアナログ信号となる。

復調系で問題となるのはドロップアウトによる誤り率である。誤り率の測定では使用テープ 3 M-455 でビット誤り率 3×10^{-5} 、平均バースト長 70 ビットが得られている。これに CRC 符号 16 ビットとしてギルバートモデルを適用し、符号誤りを見逃がしてクリック雑音が発生する確率を計算すると⁽⁴⁾、約 14 時間に 1 度という結果が得られ通常の音源(ソース)では十分な値である。一方、誤りを検出し補正される割合は 1 秒に数回あることになるが、この時の補正雑音は 4 サンプル内挿法により聴感上ほとんど問題とならない。

3.2 回転ヘッド方式

3.2.1 概要

PCM 処理された広帯域の信号を記録、再生するものとして、VTR がある。回転ヘッド方式とは、この VTR 若しくは VTR のメカニズムを利用するタイプで、具体的には、磁気ヘッドを高速回転させ、低速走行の磁気テープに対して磁気ヘッドが高速走査し、その結果得られる広帯域の記録再生系を利用する方式である。

VTR の形式としては、放送用 4 ヘッド形と民生用 2 ヘッド形があるが、ここでは一般音楽愛好者を対象に 1977 年に開発した回転 2 ヘッド式 PCM 録音機の概要を説明する。この外観を図 7. に示す。

3.2.2 PCM 記録系

基本的には 3.1 節の固定ヘッド式と同じであるが、回転ヘッド式では、次の 2 項が異なる。

(1) 記録・再生系が広帯域であるので、一つのトラックで PCM 信号が記録できる。(トラック分配不要)

(2) 回転 2 ヘッド機構に固有の 1 回転に 2 回、具体的には回転数が 30 rpm に選ばれるので、1/60 秒に 1 回の割で信号の欠落又は重複が生じる。

更に本機は一般音楽愛好者を対象とするため、安価にする必要があり、折線量子化を採用している。

折線量子化……一般的の音楽信号では S/N の検知限は 60 dB 以上あれば十分といわれており、一方 ダイナミックレンジは 80 dB 以上は必要といわれている。これを達成するため、一様量子化では高密度の A/D コンバータが必要となり、高価となるので本機では圧伸技術を利用している。圧伸法としてはアナログ圧伸、デジタル圧伸があり、更にデジタル圧伸にも種々の方法があるが、ここでは安価で再現性

のよい打線延伸を用いている。

図 8. は折線延伸の動作を説明する図で、入力レベルとそれに対応する量子化レベル及びゾーンコードを示している。ゾーンコード N ビットをすべて折線に使った場合、ほぼ $6(2^N - 1)$ dB のダイナミックレンジが増加する。本機では 11 bit を量子化ビットに、2 ビットをゾーン bit にしているので、S/N は約 67.8 dB、ダイナミックレンジは約 85.8 dB を得ている。

信号パターン……VTR は磁化軌跡が狭く、記録波長が短くトラック

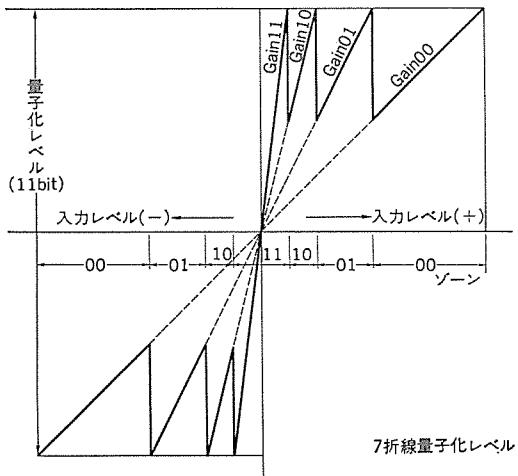
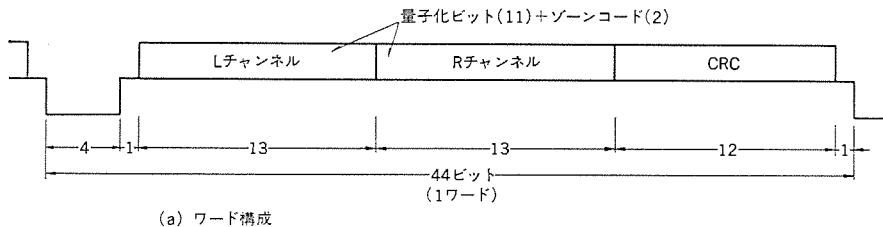


図 8. 折線量子化



(a) ワード構成

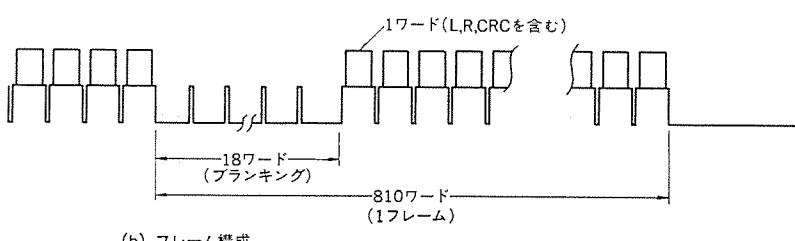


図 9. 回転ヘッド式信号パターン

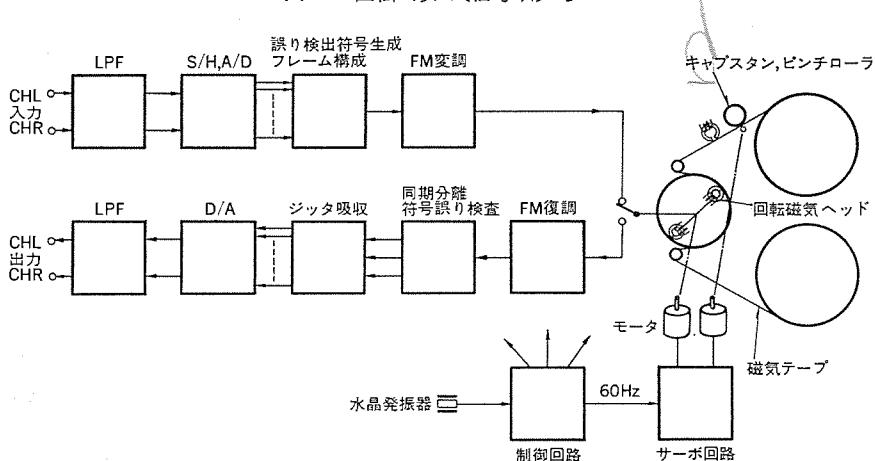


図 10. 回転ヘッド式ブロック図

表 1. PCM 録音機の性能

項目	方式	固定ヘッド式	回転ヘッド式
性能			
オーディオチャンネル数	2	2	2
周波数特性	20~20 kHz (+0.1) (-1.0)	20~20 kHz (+0.3) (-2.0)	68 dB 以上
S/N	80 dB 以上	80 dB 以上	86 dB 以上
ダイナミックレンジ	80 dB 以上	80 dB 以上	86 dB 以上
全ひずみ率	0.03 % 以下	0.03 % 以下	0.08 % 以下
クロストーク	-60 dB 以下	-60 dB 以下	-60 dB 以下
ワウフラッタ	水晶振動子精度	水晶振動子精度	水晶振動子精度
録音時間	1 時間 max	2 時間 max	
構成			
符号化方式	均一量子化	7 折線量子化	
サンプル当たりビット数	13	13 (うち量子化 11 ビット)	
サンプリング周波数	48 kHz	47.52 kHz	
データ速度	38.1 cm/s	3.33 cm/s	
磁気データ	1/4" 高密度磁気テープ	1/2" 高密度磁気テープ	
記録トラック数	9	1	
記録変調方式	MFM	3 値 FSK (FM)	
記録密度	472 bit/mm (12,000 bpi)	358 bit/mm (9,100 bpi)	
誤りチェックと補正	CRC, 4 サンプル内挿	CRC, 前値保持	
付加機能			
テーブモニタ	可	不可	
補助チャンネルオーディオ	無	可	

幅が狭いため レベル 変動が大きい。このため PCM 信号は被 FM 信号として磁気テープに記録する。図 9. に PCM 信号のパターンを示す。レベルは n 値とし、データに 2 値、同期に 1 値を使い、同期に 4 ビット、前後ポチに 1 ビット、左右サンプルに 13 ビット \times 2、CRC 符号に 12 ビットを用い、1 ワードは 44 ビットで構成している。また図 9. (b) は 1 フレームを示し 792 ワードとヘッド切換え雑音を避けるための プランギング として 18 ワードの計 810 ワードで構成している。

記録信号処理……図 10. に本機のブロック図を示す。音声の左右信号 (L・R) は標本化時の折り返し雑音等を除く フィルタ を通った後、S/H, A/D 変換回路により、標本化同期 (47.52 kHz) で、ゾーンコードと量子化による ステップビット に変換される。これらは 1 度に行われるのではなく、まず入力レベルにより ゾーンコード が生成され、このコードにより ラーネットワーク を含む可変利得増幅器の利得が制御され、この制御された入力信号を A/D 変換するという 2 段階の動作により 符号が作られる。この符号は次の記録プロセッサにより、直変換、CRC 符号生成、速度変換、同期付加等が行われ、図 9. に示す PCM 信号を得る。この信号は更に被 FM 变調波に変換され、磁気テープに記録が行われる。一方、クロックコントロール系は各部に必要なクロックを供給するとともに、2 つの回転ヘッドの接続点を 18 ワードの プランギング 中央に位置するように制御を行う。

3. 2. 3 PCM 再生系

磁気テープより再生された被 FM 信号は DEMOD で PCM 信号に復調され、同期分離、CRC

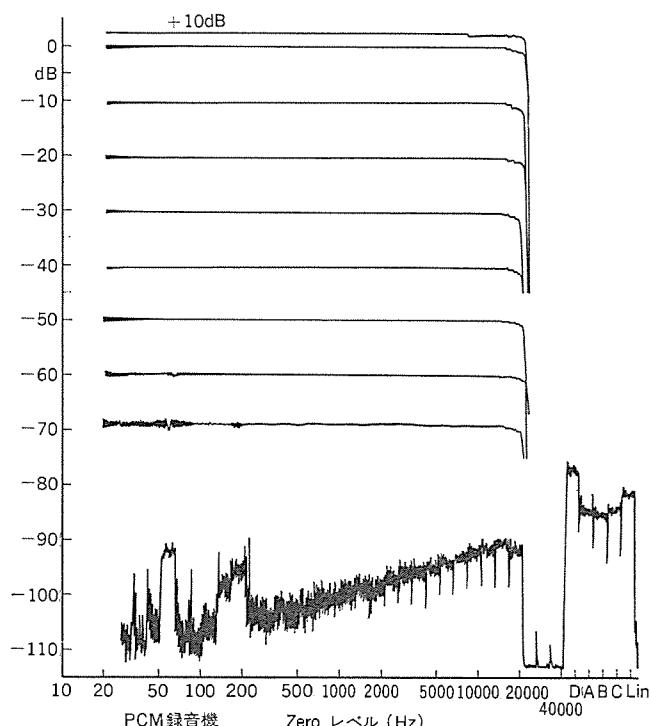


図 11. PCM 録音機の特性

符号による誤りチェック、FiFo メモリによる速度変換、ジッタ吸収を行った後、D/A 変換され フィルタを介して アウトプットされる。ここで D/A は記録と逆の動作が行われ D/A 変換後、ゾーンコードにより利得制御される増幅器を介して 伸長動作が行われる。また CRC 符号による誤り検査信号により、前値保持、更には シューティング補正が行われ、再生信号を得る。

4. 性能

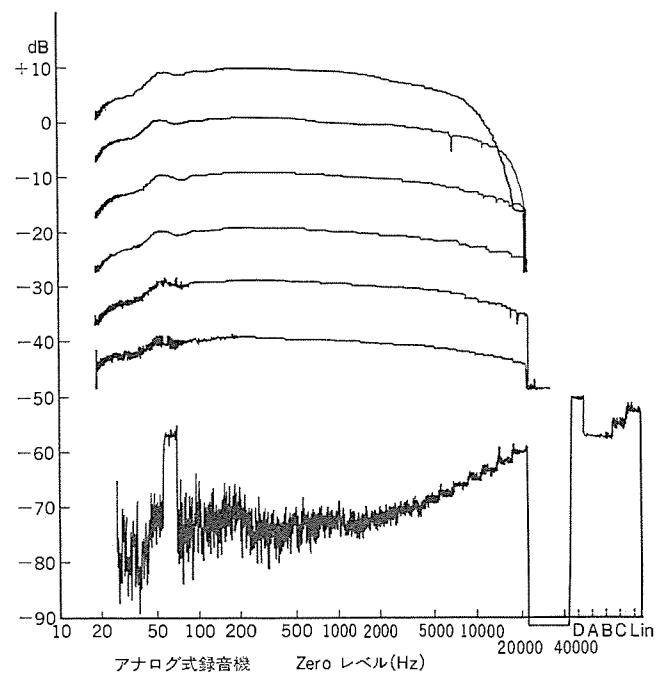
表 1. に試作した固定ヘッド、及び回転ヘッド式 PCM 録音機の諸元を示す。また、試作した固定ヘッド式 PCM 録音機と従来のアナログ式録音機の特性を 図 11. (a), (b) に示す。

5. むすび

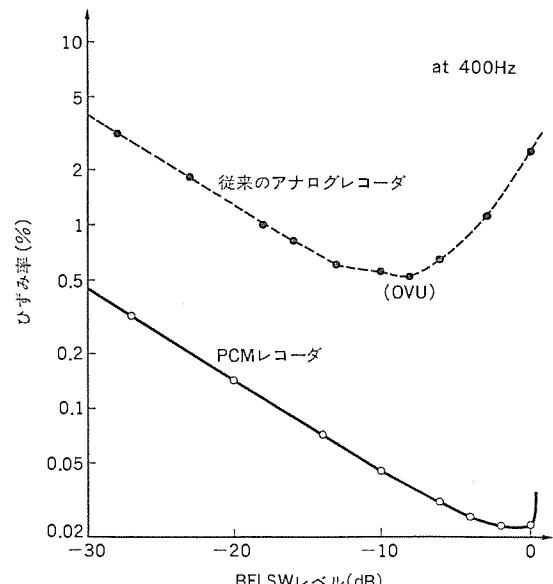
PCM 録音機について、マルチトラック 固定ヘッド方式と回転ヘッド方式の構成と性能の概要を述べたが、性能的にはいずれも期待通りの超 HiFi を実現できた。回転ヘッド方式はメカニズムが複雑で機器雑音が大きく、ヘリカルスキャンの場合、木目細かなテープカット編集ができない等の問題があるが、回路が簡単で小形になる特長があり、家庭用小形 VTR の利用を考えると比較的廉価に構成できるメリットがある。また固定ヘッド式はメカニズムが単純で信頼性が高いが、マルチトラックの場合、回路が複雑でかつ大形化する傾向がある。このようにいずれも一長一短があり、コスト、信頼性、機能、操作性を考慮して業務用や民生用の各分野に使い分けていくことが必要と思われる。

今後の課題は磁気テープの（磁性層の剝離やごみ等による）ドロップアウトに対する、聴感的により完全な誤り補正方式の開発と、低コスト化であろう。

PCM 録音機の出現はオーディオシステムやオーディオレコーディングの世界に種々の影響を及ぼすものと思われるが、優れたその性質から、P



(a) 周波数特性と雑音特性



(b) ひずみ率特性(対出力)

CM 録音機がオーディオ機器発展の歴史の中で重要な一時期を画すことは確実であろう。
(昭和 52-9-2 受付)

参考文献

- (1) 猪瀬ほか：PCM 通信の基礎と新技術、産報 (昭 43)
- (2) 宮川ほか：符号理論、昭晃堂 (昭 48)
- (3) 田中、植竹：A Stereo PCM Tape Deck Employing Stationary Head, AES 57 th Conv., A-3 (1977-5)
- (4) 藤原ほか：Go-Back-N ARQ 方式の一般的解説、信学会誌、J 59-A, No. 4 (昭 51-4)

クオーツPLLシンセサイザチューナ

工藤 隆二*・七戸 大助*・長谷川 豊*

1. まえがき

近年、FMチューナの性能は新しい回路と素子の開発により飛躍的に向上している。特に群遅延特性の平たん(坦)な中間周波フィルタ。PLL(Phase Lock Loop)方式副搬送波再生回路によるMPX・ICにより、ひずみ率・ステレオセパレーション特性の向上はめざましい。しかし図1. IC示すようにこれらの優れた特性も正しく同調をとってもはじめて得られるものであり、FMチューナにおいては同調を正しくとするための同調指示器は重要な役割をもっている。しかしハイファイ受信用FMチューナの同調指示器として通常用いられているチューニングメータ(センターメータ)はその精度にやや問題があり、またとえ正確に同調がとれたとしても局部発振器に周波数ドリフトが存在し、温度湿度の変化で正しい同調点が移動してしまう。このため従来のFMチューナでは放送局の送信周波数に正しく同調をとることは非常に困難であった。これを容易にしたのが本文で述べるクオーツPLLシンセサイザチューナである。

FM放送局の周波数割当ては日本では100kHz間隔、アメリカでは200kHz間隔である。したがってこれらを受信するためにはFMチューナの局部発振回路の発振周波数は連続的に可変できる必要はない、100kHz間隔に不連続に可変できればよい。日本ではFMの割当て周波数は76MHzから90MHzで局部発振周波数はこれより10.7MHz低い65.3MHzから79.3MHzが用いられている。アメリカの場合は割当て周波数は88MHzから108MHzで局部発振周波数はこれより10.7MHz高い98.7MHzから118.7MHzが用いられている。したがって100kHzの非常に正確な基準発振源から100kHz間隔に、日本の場合は65.3MHzから79.3MHz、アメリカの場合は98.7MHzから118.7MHzの周波数を合成すれば、精度の高い同調をとることが可能である。このような考え方ばかり古くからあり、計測器あるいはデジタルシンセサイザチューナとして既に実用化されている。しかしデジタルシンセサイザチューナの場合は従来より使い慣れてき

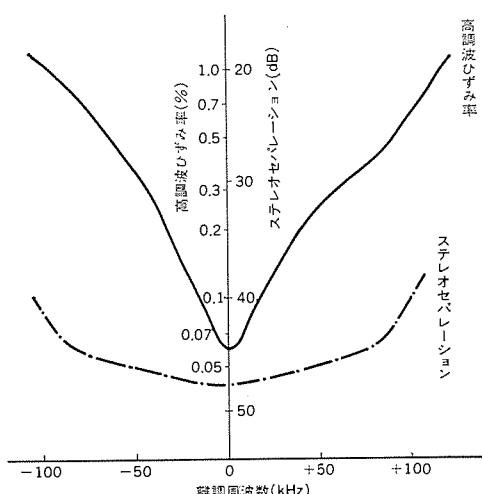


図1. FMチューナの同調特性

たバリコン式のチューナに比較すると使い勝手に問題があり、またかなりのコスト高となるため現在あまり普及していない。本文で報告するクオーツPLLシンセサイザチューナはバリコン式のチューナにデジタルシンセサイザチューナの同調精度の良さをとりいれ、使い勝手は従来のチューナとほとんど変わりのない方式であり、今後普及するものと思われる。

2. 動作原理

図2.はクオーツPLLシンセサイザチューナのブロックダイアグラムを示す。ブロックダイアグラムに示すようにクオーツPLLシンセサイザ方式局部発振回路は次の五つのブロックからなる。

- (1) 水晶発振器のような高精度の單一周波数発振器
 - (2) この高精度の発振器に同期したパルス発生器
 - (3) このパルス発生器の整数倍の周波数に同期させられる電圧制御発振器(VCO)
 - (4) パルスと電圧制御発振器(VCO)の位相差に応じた直流電圧を提供する位相検波器(サンプリング回路+ホールド回路)
 - (5) 位相検波器によって得られた電圧の高調波を除去し、定常状態では電圧制御発振器に直流信号のみ提供するローパスフィルタ。
- ここでパルス発生器の角周波数を ω_1 、位相を φ_1 、電圧制御発振器の角周波数を ω_2 、位相を φ_2 とすると位相検波器の出力 e_d は二つの入力の位相差 $\varphi_1 - \varphi_2$ のサインに比例し、次式のようになる。

$$e_d = K_d \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \quad \frac{d\varphi_1}{dt} = n\omega_1 \quad \frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_2 \quad \dots \quad (1)$$

ローパスフィルタの伝達関数を $F(j\omega)$ とすると電圧制御発振器に加えられる制御電圧 e_c は次式のようになる。

$$e_c = F(j\omega)e_d = F(j\omega)K_d \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \quad \dots \quad (2)$$

この制御電圧によって電圧制御発振器の角周波数 ω_2 は次式のようになる。ここで ω_0 はフリーランニング角周波数、つまり $e_c=0$ のときの発振角周波数である。

$$\omega_2 = \omega_0 + K_c e_c \quad \dots \quad (3)$$

式(1)(2)(3)より次式が成立する。

$$\frac{d(\varphi_1 - \varphi_2)}{dt} = n\omega_1 - \omega_0 - K_c K_d F(j\omega) \sin(\varphi_1 - \varphi_2) \quad \dots \quad (4)$$

ここで n は整数である。基準周波数 ω_1 を100kHzとすると、今、電圧制御発振器VCOの周波数が100kHzの整数倍でない場合は、式(1)より位相検波器の出力 e_d は交流成分を含む。この交流信号によって電圧制御発振器は周波数変調される。このとき位相検波器の出力が電圧制御発振器の周波数を100kHzの整数倍に一致させることができる大きさであれば、PLLの理論により電圧制御発振器の発振周波数は基準周波数100kHzの整数倍に一致する。

位相検波器の構成を図3.に示すように電圧制御発振信号を100kHzのパルスでサンプリングし、これを次のサンプリングパルスがくるまでホールドするような構成では式(1)は電圧制御発振器(VCO)の100kHzごとに成立する。したがって、電圧制御発振器のフリーランニング

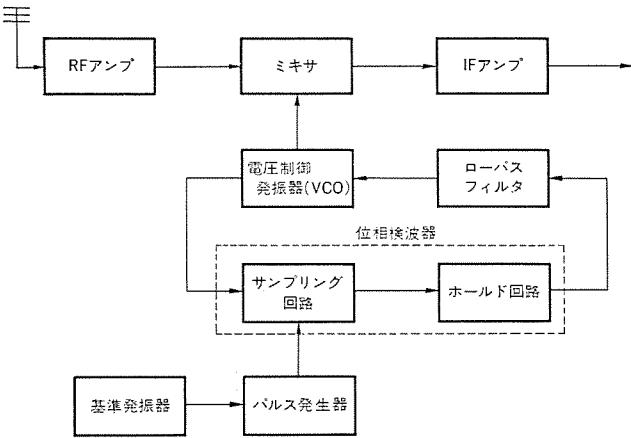


図 2. クオーツ PLL シンセサイザチューナのブロックダイアグラム

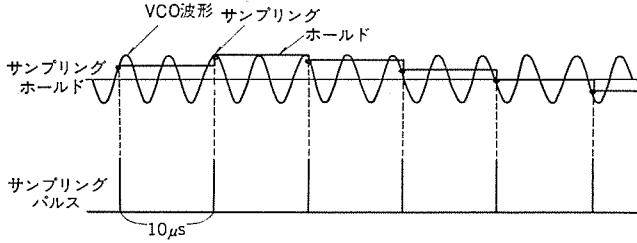


図 3. サンプリングホールド 動作波形

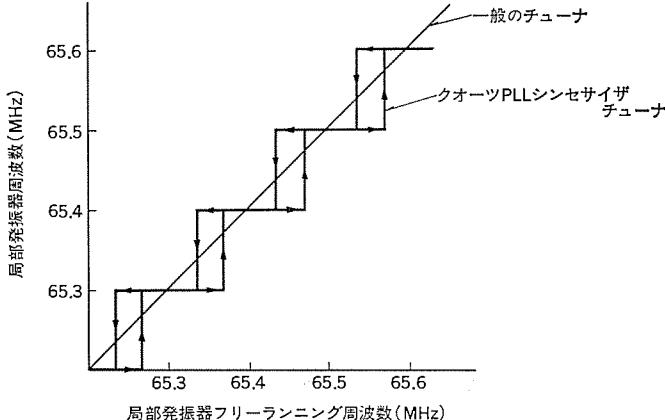


図 4. クオーツ PLL シンセサイザチューナの動作

角周波数 ω_0 を変えることによって電圧制御発振器の周波数は 100 kHz ごとに $\Delta\omega$ し不連続に変化する。図 4. にこの様子を示す。

局部発振回路の フリーランニング 周波数は タンク 回路の 容量を エアバ
リコンで 変えている。

現在生産されている水晶振動子は 10 MHz 近辺のものが最も安定でコストも安い。そこで今回開発したクオーツ PLL シンセサイザチューナは 6.4 MHz の水晶発振器で得られた周波数を $\frac{1}{64}$ 分周し 100 kHz を得ている。水晶振動子の周波数精度は -10°C から $+60^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で $\pm 50 \text{ ppm}$ 以内であるため、この方式を用いた FM チューナの局部発振回路の周波数精度は -10°C から $+60^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で $\pm 3 \text{ kHz}$ 以内に收まり、極めて正確な同調がとれる。しかも フリーランニング 周波数を ロックレンジ 内で動かしても局部発振周波数は動かないため、FM チューナの同調に依存する特性は変化しない。

3. ロックインジケータ

ロック現象が起きたとき、電圧制御発振器の角周波数 ω_2 は基準発振器の角周波数 ω_1 の整数倍に一致し $n\omega_1 = \omega_2$ となる。したがって式(1)より

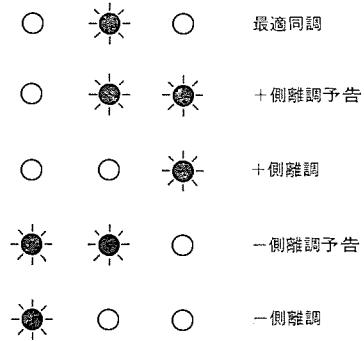


図 5. ロックインジケータ動作

$$\frac{d(\varphi_1 - \varphi_2)}{dt} = 0$$

したがって式(4)より

$$\sin(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{n\omega_1 - \omega_0}{F(j\omega)K_c K_d} \dots \dots \dots \quad (5)$$

$|\sin(\varphi_1 - \varphi_2)| \leq 1$ であるから式(5)より

$$n\omega_1 - \omega_0 \leq |F(j\omega)K_cK_d| \quad \dots \dots \dots \quad (6)$$

すなわち電圧制御発振器のフリーランニング角周波数 ω_0 と基準角周波数 ω_1 の整数倍 $n\omega_1$ との差は $F(j\omega)K_cK_d$ より大きくならず、したがって $2F(j\omega)K_cK_d$ はロッケンジとなる。

クオーツ PLL シンセサイザ 方式の チューナ においては、 上記の ロックレンジ の境界付近で 局部発振器が ロック されている場合は、 温度・湿度 等の環境の変化で 受信中に 突然 ロック が 隣接 チャンネル (希望受信周波数の +100 kHz 又は -100 kHz) に 移ってしまい、 受信不能となることがある。したがって この方式の チューナ においては 最悪の場合でも 希望 チャンネル の ロックレンジ から 外れない ように 同調操作時に、 電圧制御発振器の フリーランニング 角周波数 ω_0 を 基準角周波数 ω_1 の 整数倍 に だいたい一致させる 必要がある。すなわち フリーランニング 角周波数 ω_0 が 基準角周波数 ω_1 の 整数倍 の 角周波数 $n\omega_1$ との 関係を示す ロックインジケータ が この方式の チューナ では 不可欠である。

ロック現象がおきているときは、電圧制御発振器への制御電圧 e_c は式(2)、式(5)より

$$e_c = F(j\omega) K_d \sin(\varphi_1 - \varphi_2) = \frac{n\omega_1 - \omega_0}{K_s} \dots \dots \dots (7)$$

すなわち制御電圧 e_c は電圧制御発振器の フリーランニング 周波数と、基準周波数の整数倍の周波数との差に比例する。この制御電圧 e_c と電波を受けていることを示す中間周波増幅器からの信号と FM チューナの同調、離調を示す FM 検波回路からの信号とを入力とする ロジック回路で ロックインジケータ回路を構成し、この方式の FM チューナにとう(搭)載した。図 5. に示すように中央のインジケータだけが点灯するように最初に同調をとれば、たとえ局部発振器の フリーランニング 周波数が ドリフト しても使用中に突然 100 kHz 離調するようなトラブルは生じない。

4. 局部発振器のフリーランニング周波数ドリフト対策

式(6)が示すように、もし電圧制御発振器のフリーランニング周波数がドリフトし、基準周波数の整数倍の周波数との差がロックレンジを超えると電圧制御発振器の周波数は突然100kHz変わってしまう。したがってこの方式のチューナの局部発振器単体の周波数ドリフトはできるだけ小さくする必要がある。局部発振器の周波数ドリフトはタンク回路のインダクタンスの変化を湿度補償用コンデンサで補償するのが

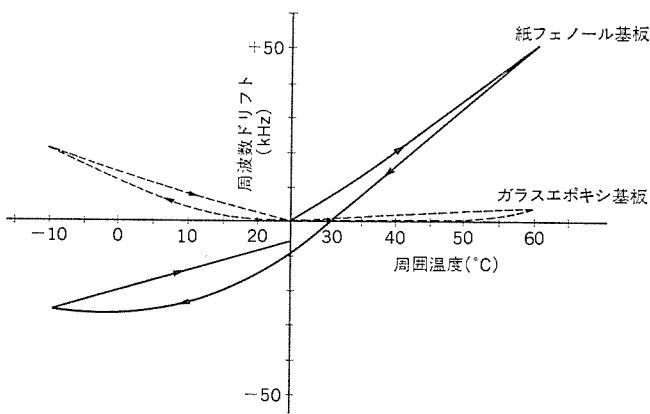


図 6. 局部発振器のフリーランニング周波数ドリフト

一般的であるが、実際は、温度ドリフトは基板の影響が最も大きい。基板が熱により膨脹、収縮すると基板上に乘っている部品、特にタンク回路部品にひずみを与え発振周波数を変化させてしまう。更に銅はく(箔)パターンの変化、あるいは基材の誘電率の変化によっても発振周波数が変化する。基材がガラスエポキシの配線基板は熱収縮率、誘電率の熱による変化率は紙フェノール基板に比較し非常に小さく、温度特性の要求の厳しい局部発振回路はガラスエポキシ基板のほうが好ましい。今回開発したクオーツPLLシンセサイザチューナでは、局部発振回路部品をガラスエポキシ基板に乗せ、更に局部発振回路とバリコンは銅箔パターンの影響を避けるため1mm角の黄銅線で結んだ。またトライマコンデンサはテフロントリマ、コイルはスペース巻アルミコアのものを用い、電圧制御発振器のフリーランニング周波数のドリフトを押さえた。図6.に紙フェノール基板による局部発振回路と、ガラスエポキシ基板による局部発振回路の周波数ドリフトのデータを示すがその差は大きい。

5. クオーツPLLシンセサイザチューナの特性

FMチューナの復調された信号のひずみを決定する要素はたくさんあるが、その中でも中間周波数の群遅延特性の占める割合は大きい。しかし、一般にFM・IF段に用いられている帯域フィルタは最小位相推移回路であるので振幅特性と群遅延特性は両立せず、選択性の関係から群遅延平坦部をひろげることには限界がある。昨年開発したチューナDA-F10に用いられているIFフィルタは群遅延特性の平坦部を広げるため、位相特性をチエビシェフ近似した直線位相フィルタとして設計されたものである。このチエビシェフ近似直線位相フィルタは通常のガウス形の遅延平坦フィルタに比較し遅延平坦部は約1.4倍ほど広くとることができ、なおかつ選択性の点でも優れた特性を得ることができる。しかし、このフィルタをIF段に用いてもひずみ率の同調依存特性を改善することはできるが、なくすることはできない。したがって最小ひずみ点で受信するためには正確に同調をとる必要がある。現在のFMチューナの同調指示器として一般に用いられているチューニングメータ(センターメータ)は精度にやや問題があり、また、たとえ正確に同調がとれてもFMチューナには程度の差はあるが温度・湿度の変化で、同調がずれる現象がある。しかしクオーツPLLシンセサイ

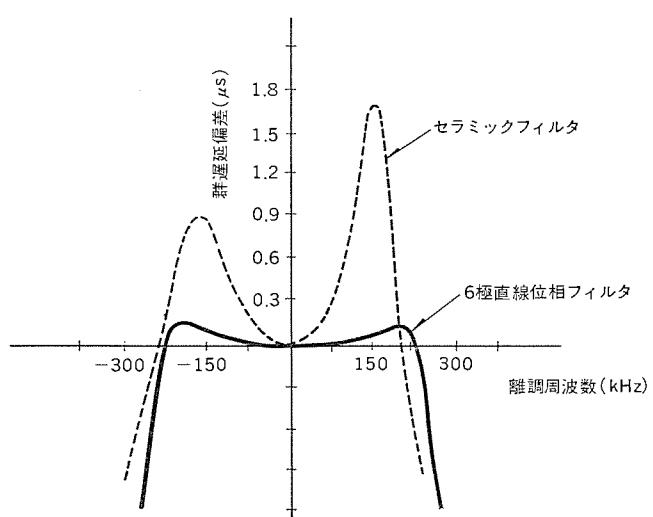


図 8. FM・IF用フィルタの群遅延特性

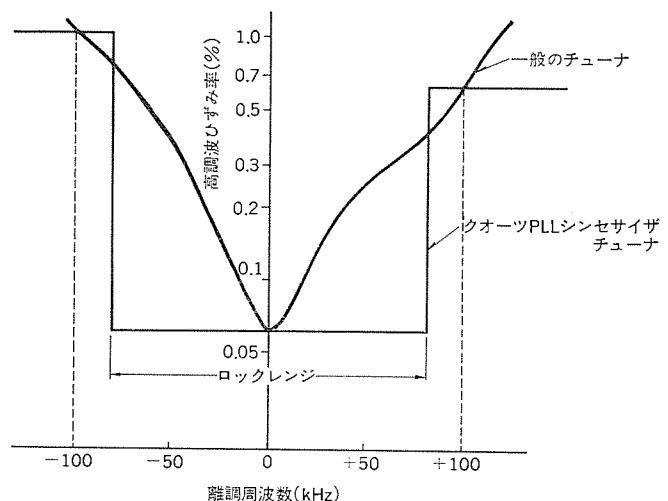


図 9. クオーツPLLシンセサイザチューナの同調特性

ザ方式の局部発振回路は、水晶発振器の精度で正確に同調がとれるので図9.に示すようにロックレンジの範囲内では同調に依存する特性的変化はないと言える。

6. むすび

FMチューナの受信周波数を送信局の送信周波数に正確に一致させる方として、クオーツPLLシンセサイザ方式の局部発振回路について、その動作原理、特長・特性等について述べた。高級FMチューナは次第にデジタルシンセサイザ方式に進んでいくものと思われるが、このクオーツPLL方式はデジタルシンセサイザ方式の同調精度の良さを取り入れており、使い勝手は従来のバリコン方式のものとほとんど変わらないため、当分の間はこの方式が高級FMチューナに取り入れられるものと考えられる。本文では述べなかったがこの方式をFMチューナに採用する場合、水晶発振器の妨害、及び同調操作時の雑音発生、電源ON-OFF時のロック外れ等を防ぐ必要があり、これらの事にも十分な配慮が必要であった。

参考文献

- (1) G. Salmet : An Analysis of Pulse Synchronized Oscillators, Proc. IRE, November (1956)
- (2) F. M. Gardner : Phase Lock Techniques, John Wiley and Sons (1966)

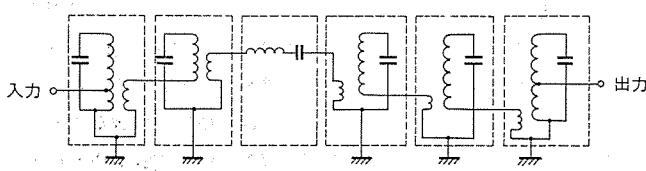


図 7. 6極直線位相フィルタ

沸騰冷却パワーアンプ

成田耕治*・小川 勉*・福島 满**・藤井雅雄**

1. まえがき

家庭用 Hi-Fi 再生においても、ダイレクトカッティングレコードの普及により最大ピーカーレベルが高くなるとともに、ロック系のソースを中心に平均聴取レベルも高くなる傾向にある。この傾向は勢いパワーアンプの出力を増大させることになる。パワーアンプがハイパワー化すればするほど、パワーアンプからの発熱、特にパワートランジスタからの発熱が大きくなり、これをいかに効率よく放熱させるかということが重要な課題となってきた。

オーディオパワーアンプで従来使用されている冷却方式としては、自然空冷方式、強制空冷方式などがある。しかし、自然空冷方式はパワー・トランジスタの発熱量の増大とともに放熱器が大形になるという欠点があり、強制空冷方式では冷却ファンの騒音に伴うS/Nの低下、冷却ファンの保守を必要とするなどの問題点がある。

このため、最近ヒートパイプを用いた冷却方式、煙突効果を利用した冷却方式などのオーディオアンプへの適用も検討されている。

ところで、当社では従来より冷却媒体（冷媒）の相変化を利用して沸騰冷却方式を開発し、既に大電力用半導体素子の冷却に実用化している⁽¹⁾。この方式は、半導体素子を直接冷媒液中に浸し（漬）し、沸騰熱伝達によって半導体素子を冷却するもので、冷却効果が優れしており、電気機器の冷却方式としては理想形態といえるものである。

今回、この沸騰冷却方式をオーディオパワーアンプに用いられているパワー・トランジスタの冷却に適用した沸騰冷却形放熱器を開発し、第25回全日本オーディオフェアに沸騰冷却アンプとして発表展示した(図1.)。この沸騰冷却形放熱器は、従来の放熱器では避けられなかつたすえ(据)付け熱抵抗を沸騰・凝縮という極めて熱伝達率の高い熱伝達に基づく熱抵抗に置きかえることにより、従来の自然空冷形放熱器に比較して、その伝熱面積を約50%に縮小可能にした。

また、この沸騰冷却アンプは低域における位相ひずみを無くするためにDCアンプとともに、高域における高調波ひずみを改善して、低ひずみ率・広帯域再生を可能にしている。

この論文は、この沸騰冷却形放熱器の構造、動作原理、従来の放熱器との性能比較などについて述べ、この放熱器を用いた沸騰冷却パワーアンプについて紹介したものである。

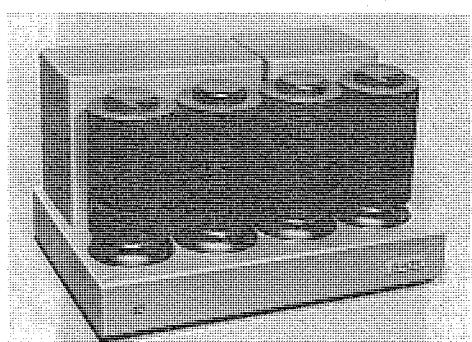


図 1. 300 W 沸騰冷却 パワーアンプ 外観

2. 従来のパワートランジスタの冷却方法

従来の パワートランジスタ の冷却方法のうちで、信頼性が高い・構造が簡単などの理由で最もよく用いられている自然空冷形放熱器について検討を行う。

図2.はパワートランジスタを自然空冷形放熱器の基板に取付けた場合を示したものである。基板(普通はアルミニウム、銅などの金属製である)とパワートランジスタの間には電気絶縁のために薄いマイカ、あるいはマイラなどの絶縁板がそう(挿)入されている。

図3.はコレクタ接合部で発生した熱の伝達経路を熱回路網を使って示したものである。パワートランジスタ内における電力損失（コレクタ損失）に基づく発生熱は「ベースエミッタからリード線を通してトランジスタケースへ、また、コレクタ溶着部からケースへ、内部充てん物ないしはふく射によりキャップへと放熱される。このパワートランジスタのコレクタ接合部からケースに至る熱抵抗（ $\theta_j \sim \theta_c$ 間）はパワートランジスタの内部構造によって決定され、各メーカーによってカタログに規定されており、接合部～ケース間熱抵抗 R_{jc} として一つのものと考えるのが便利である。

パワートランジスタのコレクタ損失を P_c 、接合部温度を θ_j 、ケース温度を θ_c とすると、

$$P_c = (\theta_j - \theta_c) / R_{jc} \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

なる関係が成立する。接合部温度 θ_j は ゲルマニウムトランジスタ では +85

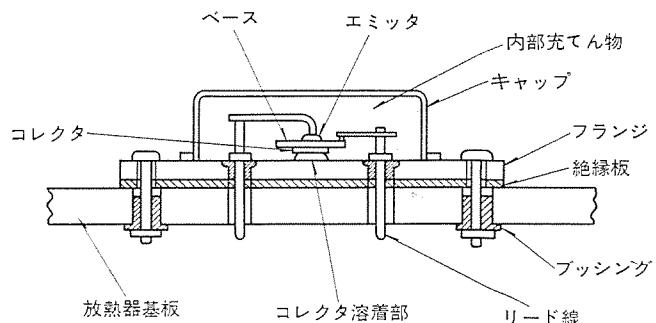
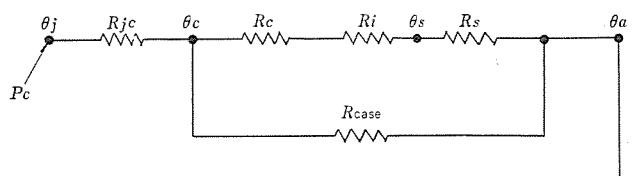


図 2. パワートランジスタ断面図（放熱器基板に取付けた場合）



- θ_j : コレクタ接合部温度
- θ_c : ケース(キャップ, フランジ)温度
- θ_s : 放熱器基板温度
- θ_a : 周囲空気温度
- P_e : ランジスタの電力損失
- R_{jc} : 接合部～ケース間熱抵抗
- R_c : フランジ～放熱器間接触熱抵抗
- R_i : 絶縁板を通しての熱抵抗
- R_s : 放熱器を通しての熱抵抗
- R_{cas} : 直接ケースから放熱する分の熱抵抗

図 3. 自然空冷形放熱器の熱の伝達経路

～+100°C, シリコントランジスタでは +150～+200°C と上限が決められており、この温度を超すとトランジスタの特性に永久的な変化を生じるおそれがある。したがって、接合部温度を抑えて、パワートランジスタの電力定格を増すには、トランジスタケースから周囲空気へ至る熱抵抗 ($\theta_c \sim \theta_a$ 間) をいかに小さくするかということが問題になる。

図 2. に示した自然空冷形放熱器では、 $\theta_c \sim \theta_a$ 間の熱抵抗が図 3. に示したように

$$\frac{(R_c + R_t + R_s) R_{case}}{R_c + R_t + R_s + R_{case}}$$

で与えられる。パワートランジスタの場合、 R_{case} は極めて大きいため、 $\theta_c \sim \theta_a$ 間の熱抵抗は結局近似的に

$$R_c + R_t + R_s$$

となる。

フランジと絶縁板、絶縁板と放熱器基板の間の接触熱抵抗 R_c はビス、ナットによる放熱器基板とパワートランジスタ間の押し付け圧力や接触面の表面状態などによって大きく変化する。そのため、普通 R_c と R_t はその和をとって「据付け熱抵抗」と呼ばれ⁽²⁾、実験的に決められるが、TO-3 形ケースを用いたパワートランジスタの場合で、約 1.0 °C/W である。 R_s は放熱器で最高温度上昇を示す点から周囲空気への自然対流、及びふく射による熱伝達に基づく熱抵抗である。自然空冷形放熱器では発熱源（最高温度上昇を示す点）から遠ざかるにつれて放熱器内で温度降下が起こり、伝熱に寄与する有効面積が見掛けの伝熱面積より小さくなる。したがって、パワーアンプの大容量化に伴うパワートランジスタの発熱量の増大に対応するには、放熱器自体をかなり大形化する必要があるが、その占有容積の増大に比べて冷却性能は良くならない。

3. 沸騰冷却形放熱器

3.1 構成及び動作原理

開発した沸騰冷却形放熱器の概略図を図 4. に示す。密閉化された放熱管の内部を真空中にした後、冷媒 フロン 113 (R-113) を充てんし、その液中にパワートランジスタを 2 個浸漬した構成になっている。冷媒フロン 113 は、電気絶縁性がトランス油などに良好で、蒸気圧が低く、無色透明、引火・爆発の危険性のない冷媒である。

パワートランジスタが電気端子を通して通電され、コレクタ接合部で発熱するとトランジスタケース表面から気ほうの発生が起り、この気ほう発生に伴う冷媒液のかく乱効果及び潜熱輸送の効果などによってトランジスタケース表面は極めて良好に冷却される。発生した気ほうは蒸気となって冷媒液面上の気相空間に面した放熱管（外壁面は自然対流及びふく射により冷却されている）の内壁面で凝縮液化し、重力の作用で冷媒液中へ自然落下してもどる。放熱管の内壁面で蒸気が凝縮する際に放出した凝縮潜熱は、管壁及びフィンを通して周囲空気へ放熱される。

3.2 热の伝達径路

図 5. に沸騰冷却形放熱器の熱の伝達径路を熱回路網を使って示す。 $\theta_c \sim \theta_s$ 間の熱抵抗

$$\frac{R_{b1} \cdot R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} + R_{co}$$

が 2 章で示した「据付け熱抵抗」に相当する。図 6. はコレクタ損失が 30 W の時のパワートランジスタの沸騰の状況を示したものである。沸騰はパワートランジスタのフランジ面で起こっており、コレクタ接合部で発生した熱のほとんどがフランジ面を通して冷媒 フロン 113 に放熱さ

れていて、 $R_{b1} \ll R_{b2}$ が成立することが分かる。したがって、 $\theta_c \sim \theta_s$ 間の熱抵抗は近似的に

$$R_{b1} + R_{co}$$

となる。 R_{b1} はフランジと冷媒 フロン 113 間の沸騰による熱抵抗、 R_{co} は

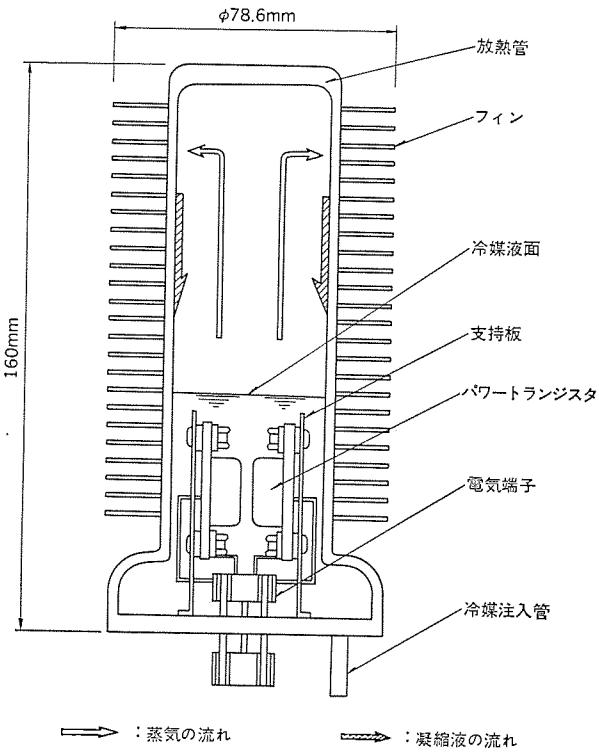
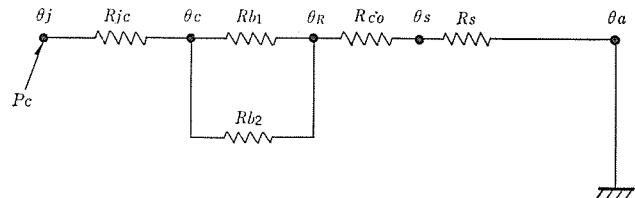


図 4. 沸騰冷却形放熱器



θ_R : 冷媒温度

R_{b1} : フランジ～冷媒間の沸騰による熱抵抗

R_{b2} : キャップ～冷媒間の熱抵抗

R_{co} : 冷媒～放熱管内壁面の熱抵抗

(主に凝縮による)

図 5. 沸騰冷却形放熱器の熱の伝達径路

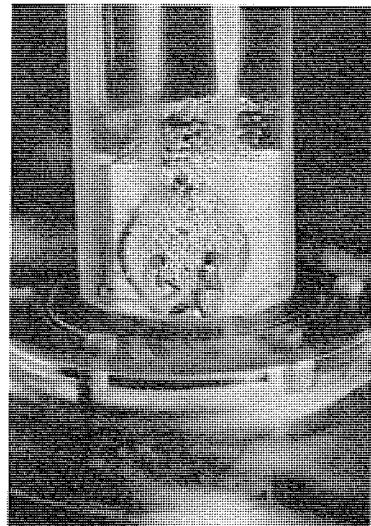


図 6. パワートランジスタの沸騰

冷媒 フロン 113 と放熱管内壁面の主に凝縮による熱抵抗で、今回開発した沸騰冷却形放熱器では $R_{b1} \approx 0.14^\circ\text{C}/\text{W}$, $R_c \approx 0.1^\circ\text{C}/\text{W}$ である。すなわち、従来の自然空冷形放熱器に比較して「据付け熱抵抗」が約 76% 減少している。言いかえれば、例えばパワートランジスタ 1 個のコレクタ損失が 30 W の場合、「据付け熱抵抗」の差は温度差にして約 20 °C に相当する。 R_s は 2 章で説明したのと同じ、放熱器の最高温度上昇を示す点から周囲空気への自然対流及びふく射による熱伝達に基づく熱抵抗である。沸騰冷却放熱器では次節で示すように放熱管全体が一様温度に保たれるため、放熱管外の表面積はすべて有効に伝熱面積として用いられる。

以上から明らかなように、コレクタ接合部温度を一定に保った場合、「据付け熱抵抗」と有効伝熱面積の点で、沸騰冷却形放熱器は従来の自然空冷形放熱器に比べてコンパクト化が実現できる。すなわち、従来用いられている自然空冷形放熱器（放熱量が約 60 W の場合）の例では、 $R_{jc} = 1.25^\circ\text{C}/\text{W}$, $R_s = 0.7^\circ\text{C}/\text{W}$ 程度で、コレクタ接合部から周囲空気までの全熱抵抗にすると $2.95^\circ\text{C}/\text{W}$ となり、沸騰冷却形放熱器において、従来の自然空冷形放熱器におけるパワートランジスタのコレクタ接合部温度と同じ接合部温度を保つには $R_s = 1.46^\circ\text{C}/\text{W}$ でよいことになる。熱抵抗 R_s は放熱器管外表面積を A 、管外熱伝達率を α とすると

$$R_s = \frac{1}{\alpha A} \quad \dots \dots \dots (2)$$

となる。したがって、従来の自然空冷形放熱器と沸騰冷却形放熱器で、管外熱伝達率 α を同じと考えると、沸騰冷却形放熱器では、その管外表面積を約 50% 以下に小さくすることができる。

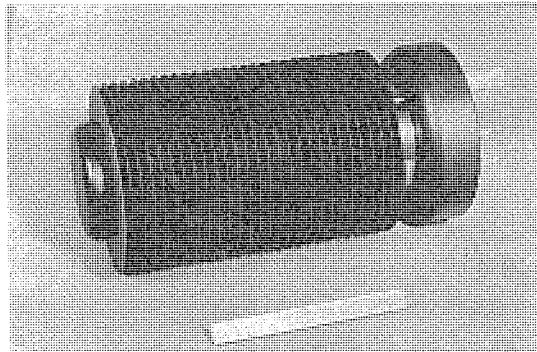


図 7. 沸騰冷却形放熱器外観

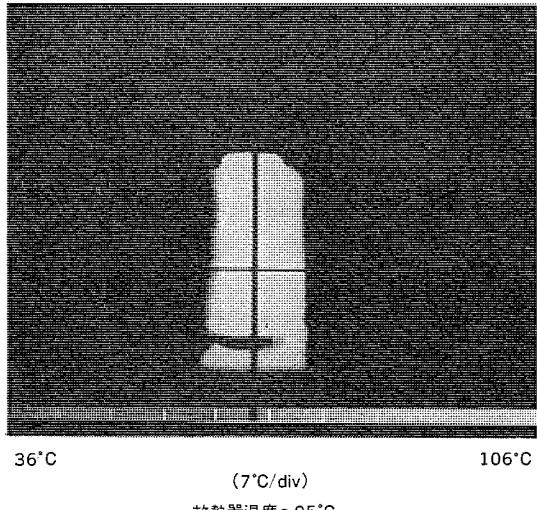


図 8. 沸騰冷却形放熱器の赤外線像

3.3 沸騰冷却形放熱器

図 7. は今回開発した沸騰冷却形放熱器（最大放熱量 = 61.3 W）の外観写真である。フインの形状は製作上の容易さ、経済性、デザインなどの点から横フイン形にしてある。このフイン形状は自然対流熱伝達特性に対して顕著に影響を及ぼすため、フイン形状を更に工夫することにより熱抵抗 R_s を小さくすることができ、一層のコンパクト性が確保できる。

図 8. は沸騰冷却形放熱器の動作時（放熱量 = 79 W）の赤外線像である。放熱器全体が一様温度になっていることが分かる。

沸騰冷却形放熱器では、コンパクト化と同時にパワートランジスタを密閉容器中に収納してあるため信頼性が高く、無保守化が可能などの長所も有している。現在、沸騰冷却形放熱器のコンパクト化を図るために、放熱管外・管内熱伝達及び沸騰熱伝達の改善を目指して更に研究を進めており、並行して冷媒 フロン 113 に対するパワートランジスタ、その他の電気部品の耐食性の検討も行っている。

4. 300 W パワーアンプ

ソース側の「ダイオードレンジ」を拡大するための努力により、家庭用 Hi-Fi 再生においても、平均聴取レベル、最大ピークレベルとも高くなる傾向にあるが、最大ピークレベルを 105 dB、平均聴取レベルを 87 dB、したがってピークファクタを 18 dB としてスピーカーの能率とパワーアンプの出力の関係を求めるとき図 9. のようになり、能率 90 dB/W/m のスピーカーを使用してスピーカーより 4 m の点で聴取するとして、パワーアンプは 250 W 程度の出力が必要になる。このような観点から、沸騰冷却形放熱器とう（搭）載のパワーアンプとして 8 Ω 負荷時出力 300 W のモノラルアンプを開発した。

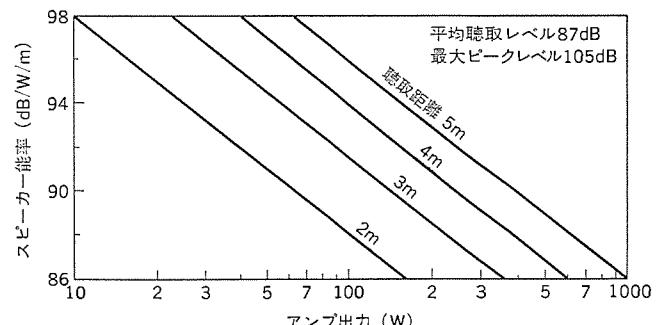


図 9. スピーカーの能力とアンプの出力
(ステレオ再生時の片チャンネル出力)

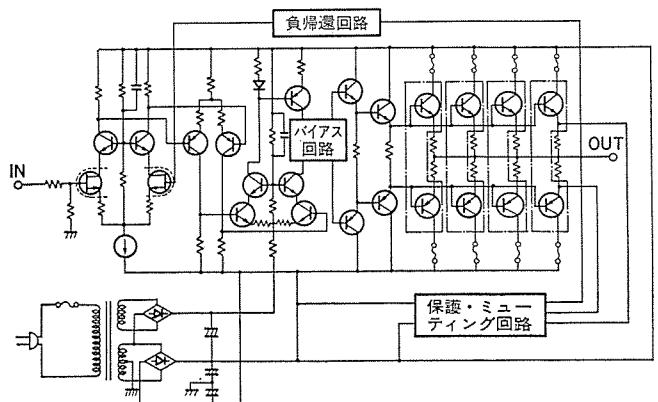


図 10. 300 W 沸騰冷却パワーアンプ概略回路図

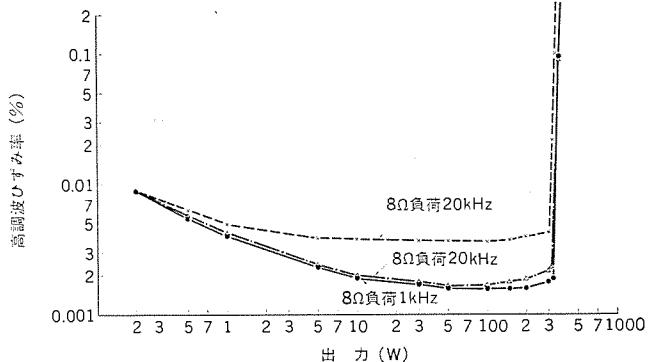


図 11. 出力対高調波ひずみ率特性

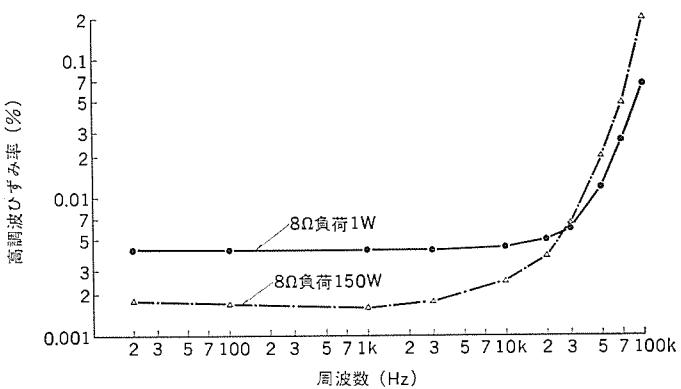


図 12. 周波数対高調波ひずみ率特性

4.1 回路構成

図 10. が沸騰冷却 パワーアンプ の概略回路図であり、超低ひずみ率、広帯域再生を目標に設計されている。そのため、差動増幅 3 段、3 段 ダーリントン 構成とし、十分な オープループゲイン を得ると同時に、差動増幅段の エミッタ (ソース) 側に電流帰還を行い、各段の利得分配を調整し、最大帯域幅が得られるようにしている。

また、低域側の再生帯域を広げる(位相ひずみを無くする)ために完全 DC アンプ 構成にしているが、そのため出力端子の DC 電位の 温度 ドリフトが問題となる。これを解決するためには初段差動増幅段の 温度 ドリフトを少なくする必要があり、 温度係数の少ない酸化金属被膜抵抗器を使用すると同時に、定電流回路に 温度補償回路 を設けている。更に、差動増幅素子の 温度 特性をそろえるために、 g_m が高く、特性がよくそろった半導体 チップ 2 個を 1 パッケージ に収納した デュアル FET (2SK109) を当社で開発した。その結果、出力端子の DC 電位 ドリフト は周位温度 0 ~ 40°C の範囲において 0 ± 30 mV 以内にすることができた。なお、初段差動増幅段の負荷は、ミラー効果による高域特性の劣化を防ぐために カスコード 接続としている。

3 段目差動増幅段は カスコード 接続 カレントミラー 負荷回路と呼ばれているものであり、出力 インピーダンス が高く次段を電流 ドライブ でき、電源電圧変動を受けにくい上に、A 級 プッシュプル動作により オープループ 時のひずみを少なくすることができます。

次に電流増幅のB級段では、1段目と2段目に フローティングタイプ の ダーリントン 回路を採用しているが、 フローティングタイプ にすることにより、終段トランジスタ(パワートランジスタ)の スイッチング動作に関係なく常時トランジスタは ON 状態にあり、これらの段での スイッチング ひずみは発生しないために、小信号レベル及び高域における高調波ひずみの改善が図れる。

終段はコレクタ損失 150 W の パワートランジスタ を 4 並列接続している

表 1. 300 W 沸騰冷却 パワーアンプ 定格

項目	定 格	
連続出力	20~20 kHz T.H.D 0.01% 8Ω	300 W + 300 W
全高調波ひずみ率 (20~20 kHz 8Ω)	連続出力時 150 W 出力時 1 W 出力時	0.008% 以下 0.005% 以下 0.008% 以下
混変調ひずみ率 (70 Hz : 7 kHz = 4 : 1)	連続出力時 1 W 出力時	0.008% 以下 0.01 以下
出力帯域幅	IHF T.H.D 0.1%	10 Hz ~ 100 kHz DC ~ 150 kHz (-1 dB)
周波数特性		
入力感度 / 入力インピーダンス	1 V / 50 kΩ	
ダンピングファクタ	100 以上	
残留ノイズ	0.21 mV 以下	
使用半導体数	IFET 31 Tr 13 Di	
外形寸法 (W × H × D)	355 × 220 × 248 mm	
重量	20 kg	

が、NPN 形及び PNP 形おのおの 1 個ずつが 3 章で示した 1 個の沸騰冷却形放熱器内に収納されており、合計 4 個の放熱器で 300 W の出力を得ている。

4.2 性能

パワーアンプ にとって最も重要な性能はひずみ特性、周波数特性及び S/N であるが、図 11.、図 12. に 出力対高調波ひずみ率 及び 周波数対高調波ひずみ特性 を示す。また表 1. に 定格 がまとめてある。

図 11. において、出力が小さくなるほどひずみ率が増加しているが、これはアンプの 残留ノイズ によるものであり、スペクトルアナライザで波形分析すると、小出力時ほどひずみは逆に減少していることが分かる。中出力時においては測定系の 残留ひずみ率 0.0015% にまで減少しており、図 12. より約 10 kHz まではほとんどひずみの増加は無いことが分かる。これより高い周波数においては高調波ひずみは増加していくが、これはパワートランジスタの スイッチング 特性によるものであり、大電力用高速スイッチングトランジスタの開発が望まれる。

周波数特性は DC から 150 kHz まで伸びており、可聴帯域を十分にカバーするものであるが、特に DC 化より可聴帯域下限付近の位相回転を全く無くしている。また、S/N は定格出力電圧と 残留ノイズ 電圧の比とすると 107 dB に達する。

5. む す び

大出力オーディオパワーアンプ の新しい冷却方式として、沸騰冷却形放熱器を中心述べてきたが、この冷却方式の最大の長所は自然空冷方式に比べ放熱器を小形化できるということである。

一方、Hi-Fi 再生の ダイナミックレンジ を主として制限している ソース 側においても、今後引き続き ダイナミックレンジ の拡大が図られるものと考えられる。その結果、より高品質の Hi-Fi 再生のためには更に大出力の パワーアンプ が必要となるが、沸騰冷却形放熱器はこのような大出力アンプを小形化することができ、設置場所を節約することができる。そのため、大出力アンプほど沸騰冷却形放熱器の長所が生かされるものと思われる。

参 考 文 献

- 小林ほか：三菱電機技報、48, No. 2, 229/239 (昭 49)
- 相原：日本機械学会誌、70, 583 号, 75/82 (昭 42)

レコードピックアップの共振対策

田中武夫*

1. まえがき

新機軸の全電子制御プレーヤーとして新しく発売されたダイヤトーンECプレーヤーは、最近のオーディオ市場の話題となっている。その制御機構のユニークさもさることながら、オートプレーヤーとして初めて、音質を高く評価された商品である。また、これにとう（搭）載されているピックアップは、当商品研究所と郡山製作所との共同研究によって、種々の改善が加えられたものである。

本文では、ECプレーヤーのトーンアームを中心としたピックアップ系の概念と、その研究成果の一端を紹介する。

2. レコードプレーヤーの役割

レコードプレーヤーに要求される機能は、再生しようとするレコード盤の中から、このレコード盤を録音（カッティング）するときに用いた信号（カッティングマシンのカッタードライバコイルに加わった信号）と相似の信号をピックアップすることである。具体的に要約すると次の3項目になる。

- (1) レコード音みぞ（溝）と針の相対速度（レコード盤の回転速度）が録音時と同一であること。
- (2) 振動電気変換系の振動状態がカッタ針の振動軌跡と相似であること。
- (3) 振動電気変換系入出力特性の直線性が、録音時の信号の変動範囲を十分にカバーすること。

以上のことから理想的には、カッティングマシンとレコードプレーヤーとはレコード盤を鏡とする実像と虚像の関係にあることが望ましい。しかし実際には再生に用いるレコード盤は複製品であり、複製工程上で発生するそりや偏心に関する対策も考慮する必要があるので、これらの条件を簡易構造・取扱い容易でかつ安価に満たすことは非常に難しく、性能・操作性等の上からある程度の妥協をして製品化されているのが今日の一般的なレコードプレーヤーの姿である。

3. ピックアップのモデルと基本性能

図1.にレコードピックアップの概念的なモデル図を示す。レコードプレーヤーにおいて、その音質の性能を大きく支配するのは、レコード盤と振動電気変換系及びピックアップ振動系保持部の機械振動的性質、並びに振動電気変換系（ピックアップカートリッジ）の変換性能である。オーディオ機器においては、入力に対する出力の周波数特性（以下周波数レスポンスと記す）がその音質の性能を表す代表的な特性であることは論を待たない。

レコードプレーヤーにおいて、周波数レスポンスはカートリッジの振動電気変換系の変換性能によってほぼ決定されるが、この周波数レスポンスに悪影響を与えるものとして、振動電気変換系に結合されている各部において発生する共振現象を見逃すわけにはいかない。

図1.のモデルのレコード盤再生系を、概念的な集中定数による等価回路で示すと図2.となる。トーンアーム部分において、質量・コンプライアンス・抵抗を分割して示したが、これは特にトーンアーム部分での

コンプライアンスが大きい場合が多いためであり、厳密には振動系においても質量を分割すべきである。この図で、 V_a がピックアップ出力と等価とされているが、各質量とコンプライアンスにより発生する共振現象により、 V_r （レコード盤の振動速度）が一定であっても、 V_a の値が変化することは容易に推定できる。以上のようにこの共振現象の影響は V_a の周波数特性上にも表れるが、ピックアップの機械インピーダンス（ Z_p 、 Z_t ）をは（把）握することによって共振・反共振点が分かり、共振部分の解明を容易に行えるようになる。

図3.は図2.における質量・コンプライアンスに適当な値を与えて求めた Z_p 、 Z_t 、 V_a の周波数特性である。ピックアップ出力（ V_a ）の周波数レスポンスのピークディップは、機械インピーダンス（ Z_t ）のピークディップに対応していることが分かる。そして、周波数レスポンスへの共振現象の影響は、 Z_t の値が大きくなるほど（周波数が上昇するほど）現れにくくなることが分かる。

また、現在市販されている一般的なレコード盤の録音特性は、周波

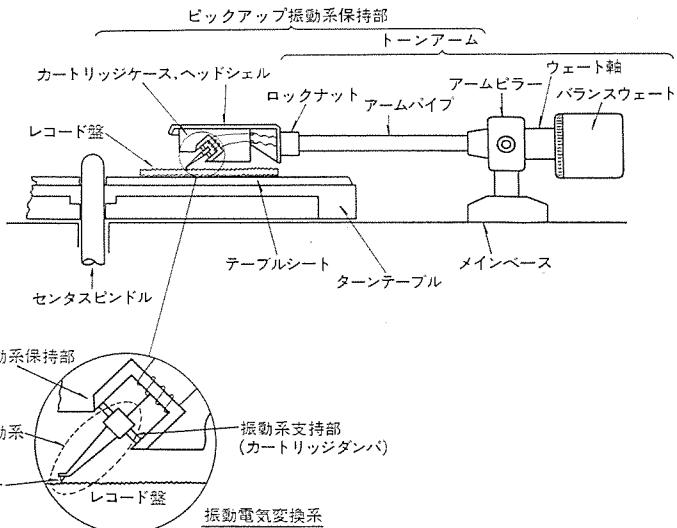
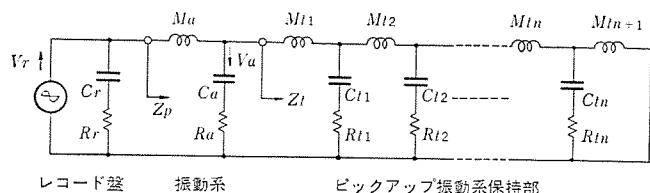


図1. レコードピックアップのモデル



V_r : 音溝の振動速度
 V_a : 振動電気変換部分の振動速度（ピックアップ出力に代替）
 C_rR_r : レコード盤音溝壁の等価コンプライアンス、等価抵抗
 M_a : 振動系の等価質量
 C_aR_a : 振動系支持部の等価コンプライアンス、等価抵抗
 $M_{t1} \sim M_{tn+1}$: ピックアップ振動系保持部の等価質量
 $C_{t1} \sim C_{tn}$: ピックアップ振動系保持部の等価コンプライアンス
 $R_{t1} \sim R_{tn}$: ピックアップ振動系保持部の等価抵抗
 Z_p : 針からみたピックアップの機械インピーダンス
 Z_t : 振動系とピックアップ振動系保持部の境界よりみたピックアップの機械インピーダンス

図2. レコード盤とピックアップの等価回路

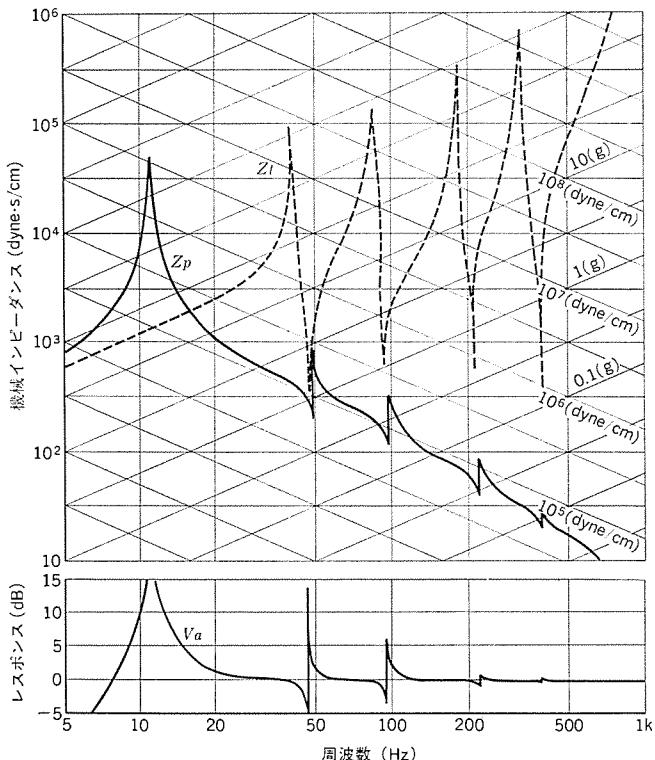


図 3. 等価回路における機械インピーダンスと周波数レスポンス

数の上昇にしたがい録音レベルが増大する RIAA 録音特性となっている。このため、振動系支持部を経てピックアップ振動系保持部に伝搬する振動により、じゃっ(惹)起される共振が周波数レスポンスに与える影響は、その周波数が高くなるほど少なくなる。したがって、その周波数が高いほどレコード再生にとっては有利であることが分かる。要するに、ピックアップ振動系保持部(カートリッジケース・ヘッドシェル・トーンアーム)で発生する共振の周波数は、高いほど好ましいと結論づけられる。

4. 性能評価のための物理特性

以上の検討などにより、ピックアップの性能を評価する場合には、周波数レスポンスとともに機械インピーダンス特性も有用であることが分かった。この機械インピーダンス特性は追従特性の面でも重要な特性であり、追従特性向上の観点からは

- (1) レコード盤のそりなどの不要振動の対策として、図 2.における全等価質量と振動系支持部の等価コンプライアンス(C_a)によるアームレジアンス周波数(F_0)は、10 Hz 前後に設定されること。
- (2) 全等価質量はできるだけ小さいこと。
- (3) 振動系支持部の等価コンプライアンスは、できるだけ大きいこと。が必要である。

従来、カートリッジ振動系支持部のハイコンプライアンス化が進むなかで、単にヘッドシェルの軽量化による等価質量の低減をもって安易な F_0 対策とし、その共振対策をしなかった例もあったが、基本性能上は好ましいことではない。

以上述べてきた諸条件を考慮すると、振動系を保持するピックアップの本体部分(ピックアップ振動系保持部)は、共振周波数を上昇させるために軽量かつ高剛性であることが要求される。

つまり、ピックアップの性能を評価する場合には、(1)周波数レスポンス、(2)機械インピーダンス、(3)ピックアップ構成要素個々の剛性、を状況に応じて使いわけ、把握することが有効である。これら 3 項目

につき、以下順次その測定法と実測結果を考察する。

5. 特性測定

5.1 周波数レスポンス

5.1.1 テストレコード法

従来より、周波数レスポンスの測定はテストレコードを用いる方法が一般的であり、この測定法は、(1)レコードを含めてプレーヤーシステム全体を総合的に評価できる。(2)測定が簡便である、などの利点がある。反面トレーシングひずみなどのレコード盤の影響のためにピックアップ単体の特性が把握しづらく、分析的な手段としては不利な点もある。

図 4. にテストレコードを使用した周波数レスポンスの測定例を示す。主信号である L_{CH} の特性はほぼ平坦(坦)であるが、振動レベルの低いクロストークの特性上に共振によると考えられる特性の乱れ(a, b)が認められる。振動レベルの低い場合に、周波数レスポンス上に共振の影響の現れやすい現象については、明確な結論に達していない。

5.1.2 加振器を使用する測定法

加振器を使用して針先に振動を与える測定法は

- (1) レコード盤固有の悪影響がなくなる。
- (2) 振動波形の監視と補正が容易にできる。
- (3) 振動レベルを正確に設定できる。

などピックアップ特性把握の分析的手法として有効である。反面、総合的評価の行えない欠点もある。今回我々が新たに完成した測定系は、図 5. に示すように加振面の加速度を検出することによって一定速度の振動レベルを得るものである。この測定法は振動レベルが低い場合に、周波数レスポンスに共振の影響の現れやすいピックアップの特性測定には極めて都合がよい。

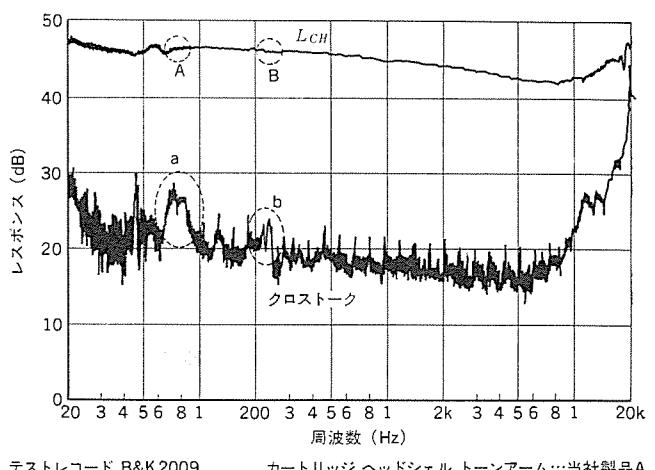


図 4. 周波数レスポンス(テストレコード法)

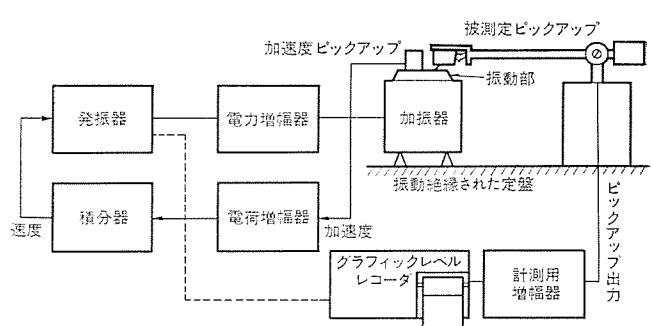


図 5. 加振器を用いた周波数レスポンス測定系

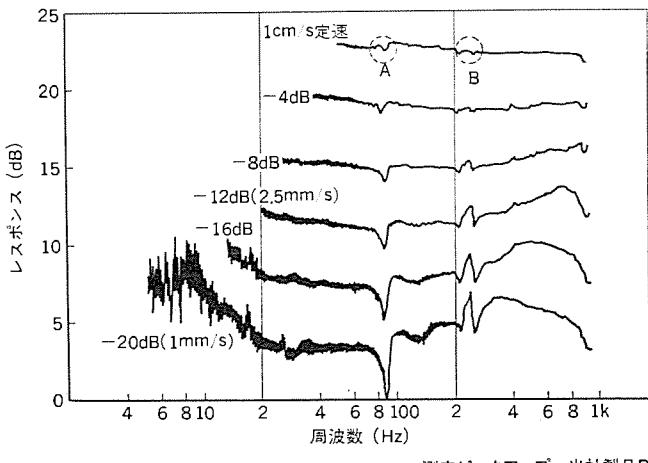
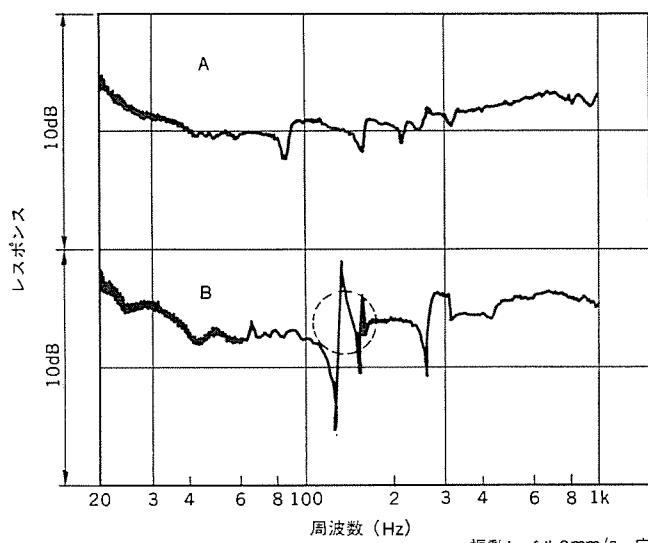


図 6. 振動 レベル と 周波数 レスpons



A: 粘弾性カップラ構造のピックアップ
(トーンアーム 当社製品B, ヘッドシェルS社品, カートリッジA社品)
B: Aより粘弾性カップラのみ除去したピックアップ
(トーンアーム 当社製品B改造, ヘッドシェル S社品, カートリッジ A社品)

図 7. 粘弾性 カップリング 構造の効果

図 6. は振動 レベル を 4 dB 間隔で変化させた場合の ピックアップ 系 単体の特性である。なお、この被測定 ピックアップ は トーンアーム・ヘッド シェル とも 図 4. の測定に使用したものと同種品である。

図 7. は B. Bauer⁽¹⁾の提唱した トーンアーム 中間部に直列に 粘弾性 体を結合する構造をもった ピックアップ の共振に対する効果を測定した結果である。ピックアップ B の 130 Hz 付近での ピークディップ は、過去に行われた計算結果⁽²⁾⁽³⁾などからも明らかなるように、パイプ部分の分布定数による共振の影響である。この図により、粘弾性 カップリング 構造が周波数 レスpons の平坦化に対し非常に有効なものであることが分かる。

図 8. は市販されている各種 ピックアップ について、 使用 カートリッジ や振動 レベル 等の条件を同一として測定した結果である。この図で、全 ピックアップ における 150Hz 付近の特性の乱れは、前述のように アームパイプ に起因する共振の影響であるが、 ピックアップ B・E においては、 粘弾性 カップラ によって共振が制動されていることが分かる。ピックアップ B では、 粘弾性 カッpla に起因する共振が 40 Hz 付近で発生するが、 カッpla の粘性抵抗不足によって十分な制動が行われないために特性上の谷となり、 また 200~400 Hz での乱れは ヘッドシェル が

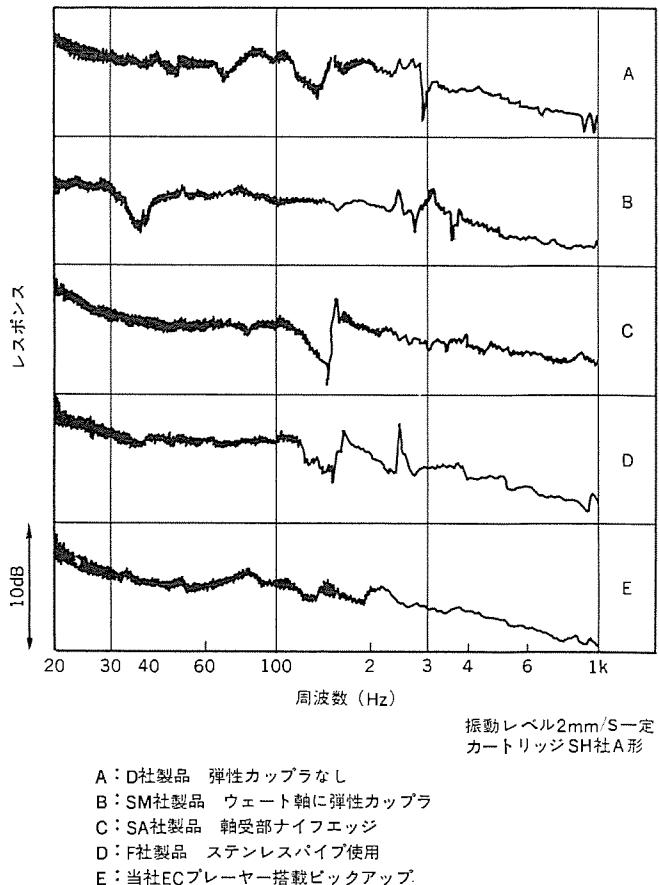


図 8. 各種 ピックアップ の周波数 レスpons No. 1

特に低剛性のために発生するものである。ピックアップ A, C, D における 200~400 Hz での同様の乱れは、 ヘッドシェル を交換して測定した場合の特性(図示せず)と照合した結果、 ヘッドシェル に分布する弾性によって発生する共振の影響と判明した。

5.2 機械インピーダンス特性

機械構造系ではその機械 インピーダンス 特性を測定することで、 動的剛性・動的質量及び共振と反共振の周波数と動的抵抗並びに振動 モードまで知ることができる。ピックアップ における機械 インピーダンス 特性は、 等価回路による計算や テストレコード 中の スポット 周波数で測定していたが、 これまでの目的は追従性能の定量的表示であり、 周波数 レスpons との関連づけは行われていなかった。ピックアップ の機械 インピーダンス 特性と周波数 レスpons との関連づけを行うには (1)針先からみた場合、 (2)振動系保持部の振動系との接点からみた場合の双方の機械 インピーダンス を把握することが望まれる。しかし、 現在のところ針先からみた場合のような低 インピーダンス を測定できる測定器がないために、 今回は (2)の場合の機械 インピーダンス の測定のみに留まっている。

図 9., 図 10., 図 11. は 3 種類の ピックアップ の機械 インピーダンス (絶対値及び位相) 特性の測定結果である。粘弾性 カップリング 構造を有する ピックアップ A では、 カッpla に起因する共振点が 17 Hz 付近にあり、 それ以上の周波数帯域での共振は制動されるが、 カッpla とは距離のある ヘッドシェル の弾性に起因すると考えられる 400 Hz 以上の周波数では乱れが大きくなる。ピックアップ A と同じ カートリッジ・ヘッド シェル と他の トーンアーム で構成された ピックアップ B では、 150 Hz 付近で パイプ 部分により鋭い共振が発生する。500 Hz 前後の共振は ピックアップ A と同様の ヘッドシェル による共振である。ピックアップ B と同じ

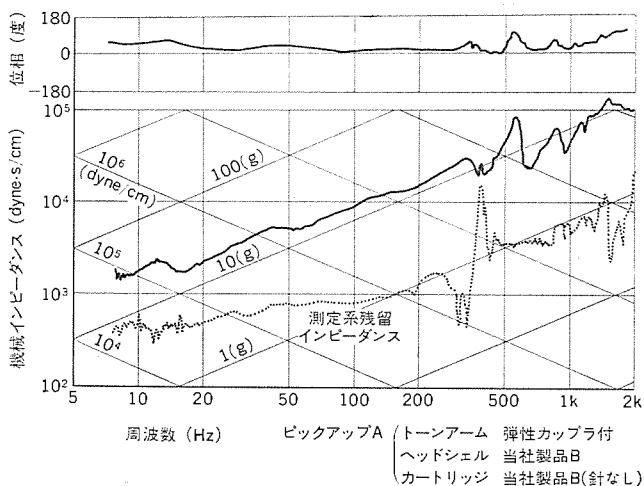


図 9. ピックアップ A の機械インピーダンスと位相特性

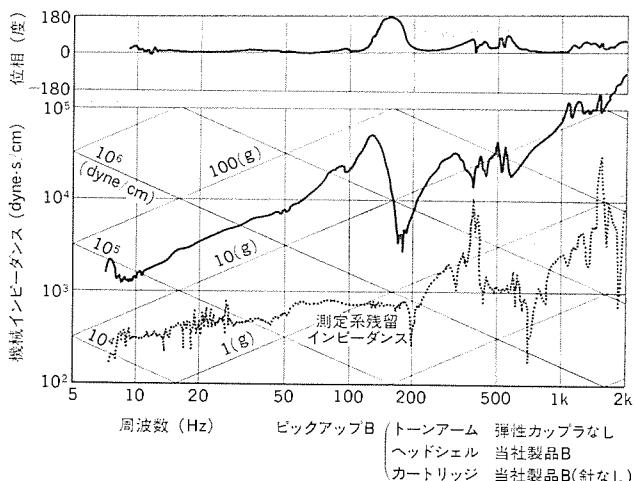


図 10. ピックアップ B の機械インピーダンスと位相特性

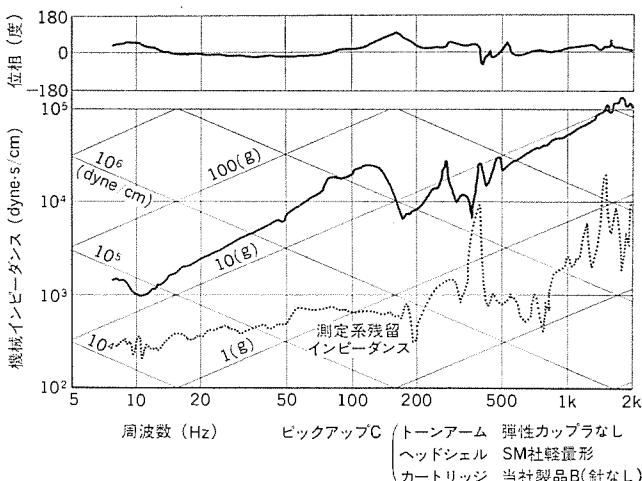


図 11. ピックアップ C の機械インピーダンスと位相特性

カートリッジ・トーンアームと他のヘッドシェルで構成されたピックアップ C では、ヘッドシェルの剛性不足による変形量の増大によってヘッドシェルでの動的抵抗が増加するため、150 Hz での共振は若干制動される。そして、ヘッドシェルによる共振周波数は 300 Hz 付近にまで低下する。

図 12. は、図 9., 図 10., 図 11. に対応する 3 種類のピックアップの周波数レスポンスである。カートリッジの交換やヘッドシェルのぬきさしで境界条件などが変化している可能性もあるが、機械インピーダンス

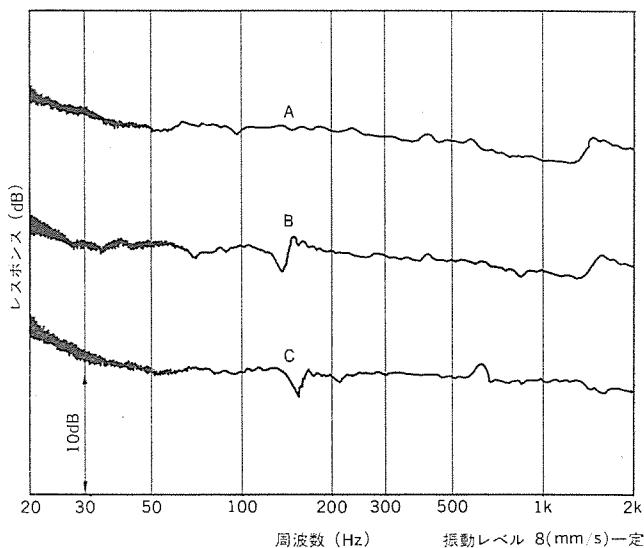


図 12. 各種ピックアップの周波数レスポンス No. 2

にほぼ対応して周波数レスポンスも乱れているのが分かる。

5.3 ピックアップを構成するパーツ個々の剛性

ピックアップ 振動系保持部の機械的条件としては、前述の説明からも明らかなように、(1)追従性向上のための軸量化、(2)共振周波数の高域への移動のための高剛性化、(3)共振制動のための内部損失量の増大、が主なものである。前項でも説明したように、周波数レスポンスはヘッドシェルの種類によてもかなり影響の受け方が異なる。そこでヘッドシェルの剛性を相対的に比較する測定について以下に記述する。

ピックアップは単純支持はりとして、また外力としてはせん断力・曲げモーメント・ねじり応力のいずれもが加わるものと考えることができる。ただし、せん断力ははりの長さが長いため、ほぼ曲げモーメントに含まれてしまう。このため、今回は曲げモーメント・ねじり応力についてのみ検討した。曲げ剛性、ねじり剛性はそれぞれ曲げ剛性 = EI 、ねじり剛性 = $GK^{(4)}$ で表される。

ここに E : 縦弾性係数

I : 断面の形と寸法で定まる断面 2 次モーメント

G : せん断弾性係数

K : 断面の形と寸法で定まる剛性係数

であり、両剛性ともに形・寸法に大きく支配されている。

また、ヘッドシェルについて形状・寸法と曲げ剛性の関連を求めた。実験ではダミーカートリッジ(5.5 g)をセットしたヘッドシェルを片持振り状に固定し、インパルス的外力を与えたときに発生する共振周波数を求め、この周波数の高低によって各ヘッドシェル間の剛性的相対的な大小を比較する方法を採用した。共振周波数は加速度ピックアップによって振動を検出し、デジタルメモリに記憶後周波数分析を行って求めたが、同時にその減衰波形によって損失係数 η も求めた。図 13. に測定したヘッドシェルの概略形状を、また表 1. に材料・加工法・重量並びに測定結果を示す。この結果以下のことが確認できた。

- (1) プレス成形品はヘッドシェルコネクタかしめ部付近の形状・板厚により剛性に極端な差が生じやすい。
- (2) プレス成形品の軽量化のための穴あけは剛性の面で不利。
- (3) 一形状のヘッドシェルは上下方向での剛性が極端に低下。
- (4) ダイカストはプレス成形より概して剛性が高い。
- (5) 損失係数は剛性の低いほど大きくなる。

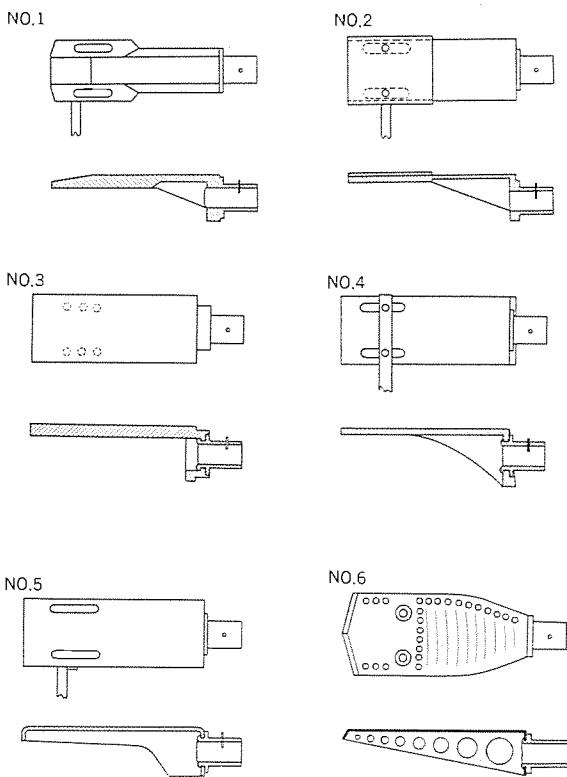


図 13. 各種 ヘッドシェル の形状

6. 周波数レスポンスと聴感特性

図 8. に周波数レスポンスを示した各種ピックアップは、この測定以前より試験実験に使用していたが、例えば、ピックアップ B では低域の解像度は非常に優れているが、超低域での伸びが足りずかなり急激にレスポンスが低下しているように感じられた。また、ピックアップ C は全体として非常に良質な音を再生するが、低域の一部で解像度が不足していると聴取された。これらの聴感実験は必ずしも十分厳密ではないが、音質要素の一つである解像度については、周波数レスポンスと相関があると推定されることからも、ピックアップの周波数レスポンスの平坦化は、当面の大きな課題といえる。

7. 製品への適用

以上述べてきたように、レコードピックアップの音質的基本性能を向上させるためには、周波数レスポンスを平坦化する必要があり、その確認のためには加振器を用いた特性の測定方法が有利であることが分かった。また周波数レスポンスの乱れは、ピックアップで発生する共振によることが解明でき、この対策としては、(1)粘弾性カップリング構造の採用、(2)高剛性材料・形状の適用、(3)使用部品の軽量化、などが有効であることも確認できた。

EC シリーズのプレーヤーに搭載したピックアップは、これらの成果をもとに、設計・試作・特性測定を行い、最後に試聴して可否を判断するサイクルによって完成されたが、試聴結果が不可の場合でも、その原因の究明が比較的容易であったために対応策も立てやすく、効率よく設計することができた。

表 1. 各種 ヘッドシェル の特性

ヘッドシェル No.	材 料	加 工	重 量 (g)	片持ぱり支持時の共振周波数		損失係数 η
				上下方向 (Hz)	垂直方向 (Hz)	
1	Mg	ダイカスト	7.7	495	590	0.0053
2	Al	ダイカスト	10.1	510	540	0.0114
3	Mg	ダイカスト	9.1	420	560	0.0201
4	炭素繊維	樹脂成形	7.3	380	435	0.0133
5	Al	プレス成形	8.0	305	270	0.0219
6	Al	プレス成形	5.4	170	140	0.0665

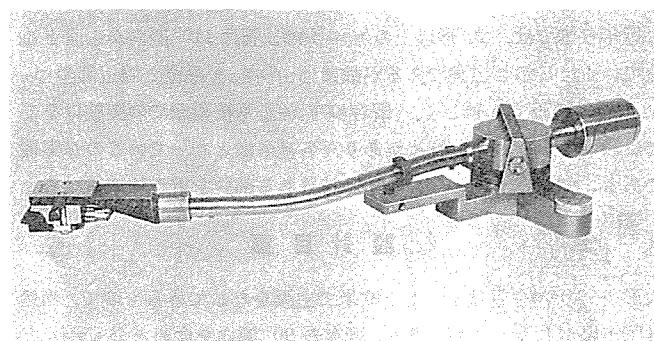


図 14. EC シリーズプレーヤー DP-EC 1 用 ピックアップ

以上の結果、EC シリーズのピックアップでは、

- (1) アームパイプ部の高剛性化のため、弾性係数の大きなステンレスパイプを採用した。
 - (2) ヘッドシェルの高剛性化のため、ダイカストにより剛性必要箇所のみ板厚を大きくした。
 - (3) 共振制動のため、粘弾性カップリング構造のバランスウェートを採用した。
- などによって高性能化を実現している。

8. む す び

現在オーディオ機器の最終的な音質性能の判定は、音質性能に係る構成部品の物理特性が複雑多岐にわたり、かつ従来からの特性測定法では十分な測定精度が得られないために、聴感に頼らざるを得ないのが実情であったが、今回は音質と物理特性の相関の足掛りを得るために研究を行い、音質に極めて関連が多いと考えられる周波数レスポンスに対し、ピックアップの共振現象が著しい影響を与えてることを定量的につきとめた。これらに基づき、EC シリーズのピックアップは物理特性的に、また聴感上も完成度の高いものとなっている。

しかし、オーディオファンの高忠実度再生を求める夢は、なお広がるばかりであり、オーディオメーカーの技術突破に寄せられる期待は大きい。この成果がオーディオ界発展の一助となれば幸いである。

最後に、この研究にあたり、終始多大のご教示及びご協力をいたいたいた郡山製作所技術部のかたがたに感謝する。

参 考 文 献

- (1) B. Bauer : J. A. E. S., 11, No. 3, 207 (1963-7)
- (2) 野口：日本音響学会講演論文集, 297 (昭 44-10)
- (3) 大貫ほか：信学技報, 76, No. 178, 21 (昭 51)
- (4) 機械設計便覧 : 552, (昭 37), 丸善

110度偏向インライン形カラー受像管システム

藤村健男*・中村浩二*・利安雅之*

1. まえがき

今回開発した大形(22形, 26形)カラーブラウン管システムについて報告する。

近年日本では、22形以上のカラーブラウン管は110°偏向が主流となっている。しかし広角であるが故にコンバーゼンス品位と周辺部のフォーカス特性の両立が難しく、既存のシステムも技術面での突破口をどこに設けるかそれぞれ特長があり、各社各様となっているのが実情である。本文では我々のシステムの特長ある部分を重点的に述べる。

2. 設計目標

大形カラーブラウン管はもともと欧米で主流をなしているもので、当然外国市場が大きく念頭にあり、既存の90°偏向を含めた全システムとの競合ということになる。重点目標は地域によって項目別の評価の重みに違いがあることも考慮に入れねばならないが、欧州できびしいコンバーゼンス品位、これと相反する性質のある周辺部でのフォーカス、90°偏向に対抗しかつNTSC地域では常識になっているブラックストライプけい光面で欧州地域の非ブラックストライプけい光面に負けないホワイトユニボディ、の諸特性の獲得を第1の目標とした。

設計的に最も基本的な値である電子銃の口径は、フォーカス特性の立場から90°偏向と同じいわゆる大口径(メインレンズの位置で電子銃間隔6.6mm)を用いることをまず定め、上述の目標の実現を目指した。

3. 特長

3.1 偏向ヨーク

110°偏向におけるセルコンバーゼンス化は、90°偏向に比べ、ミスコンバーゼンス、ラスタひずみ、偏向電力、偏向ひずみ(deflection defocussing)などの大幅な増大を伴う。この中でも基本的には、コンバーゼンスとフォーカス特性のディレンマが中心課題となるが、最も矛盾が少なく性能本位のシステムを実現させるため、この方式では、くら(鞍)-鞍タイプの偏向ヨークを採用すると同時に、コマ収差補正用磁界制御素子をブラウン管から除去することを前提とした。そのため、コマ収差補正を含むセルコンバーゼンスを、偏向ヨーク側で実現している。一方、経済性及び調整性、簡易性重視の立場から、従来の90°偏向技術の経験を生かし、偏向ヨークとブラウン管との軸合わせは首振り動作によって行うとともに、ヨークの固定は、くさびそう(挿)入法を採用している。

3.1.1 鞍-鞍ヨーク(Saddle-Saddle Yoke)

90°偏向セルコンバーゼンス方式は、セミトロイダルヨークで一応完成の域に達しているが、依然として無視でき得ない量産上の問題点の一つに、ミスコンバーゼンスのばらつきがある。これは細ネック($\phi 29.1\text{ mm}$)内で大口径電子銃(電子銃間隔 $S=6.6\text{ mm}$)を採用している点や、巻線形態などに関連し、ある範囲内の誤差は回避不可能であると言えるが、一方同一 S を持つ電子銃との組合せを前提に、110°偏向セル

コンバーゼンス化する上において、上記の点を考え合わせた場合、もはやセミトロイダルヨークでは量産性において限界があると判断される。特に水平、垂直各偏向磁界の相互の微小な軸ずれが無視できなくなり、ブラウン管との組合せにより、更にばらつきが助長される。上述した点を含め、この方式においては、以下の理由により鞍-鞍ヨークを選んだ。

すなわち、① 軸ずれが少ない。

② 差動電流による軸ずれ補正が可能である。

③ 磁界分布設計自由度が大きい。

①は水平、垂直両コイルとも、セパレータを基準に組み込まれるため、セパレータの設計及び量産精度を上げることにより、軸ずれを少なくすることが可能となる。また②のように、たとえ軸ずれが発生しても、後述するように鞍形コイルにおいては簡単かつ安価な方法で、差動電流を流すことにより軸ずれ補正が可能となる。これはトロイダル巻きにない大きな利点である。③については、言うまでもなくトロイダル巻きに比し、鞍形巻きは磁界分布設計自由度が大きく有利となる。

3.1.2 磁界分布設計

周知のように、インライン方式3ビームカラーブラウン管において、コマ収差を含めたコンバーゼンスエラーを同時に解決するために、3ビームが経験すべき偏向磁界の分布形態は、Haantjesらによって既に与えられている。すなわち水平偏向においては、ネック側においてバレル磁界に、スクリーン側においてピン磁界に、また垂直偏向においては逆にネック側においてピン磁界に、スクリーン側においてバレル磁界である必要がある。90°偏向セミトロイダル方式においては、スクリーン側で受けもつべき磁界を主に偏向ヨークで実現し、ネック側で発生させるべき磁界は、電子銃に設けた磁界制御素子(magnetic enhancer & shunt)によっているものである。110°偏向においては、特にラスタひずみが問題となるが、これはコイル開口部(スクリーン側)の磁界分布に大きく影響される。このことから、この方式における水平コイル磁界分布設計においては、開口部で強いピン磁界をかせぎ上下糸巻ひずみを極小化するとともに、ネック部(電子銃側)をバレル磁界としコマ収差をも同時に補正した。一方、垂直コイル磁界分布においては、開口部を強いバレル磁界にすることは、左右糸巻ひずみの増大を招き、回路設計上不利であることを考慮し、この方式では垂直コイルのネック部から開口部に至りゆるやかなバレル磁界を形成させ、その結果発生する垂直コマ収差補正には、コマ収差補正コイル(Coma Correction Coil)を偏向コイル後部に付加している。上記コマ収差補正コイルは強いピン磁界を形成するために、1対のU字形コアを上下に配置し、垂直コイルと直列接続されたコイルを巻装して構成されている。図1.はその外観である。

図2.にZ軸上水平、垂直磁界データを、また図3.にコマ収差補正コイルによる垂直コマ収差補正を、従来の磁界制御素子による補正と対比させて示す。この方式のように偏向ヨーク側でコマ収差補正も解決した結果、ミスコンバーゼンスに関する限り、偏向ヨークとブラウ

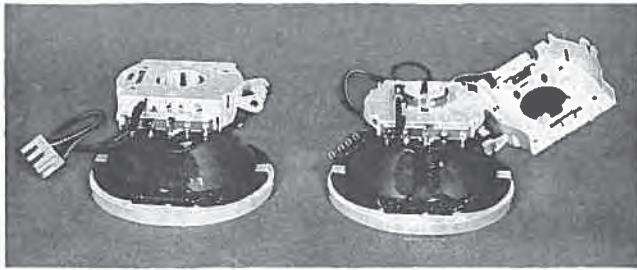


図 1. コマ収差補正コイル付き偏向ヨーク

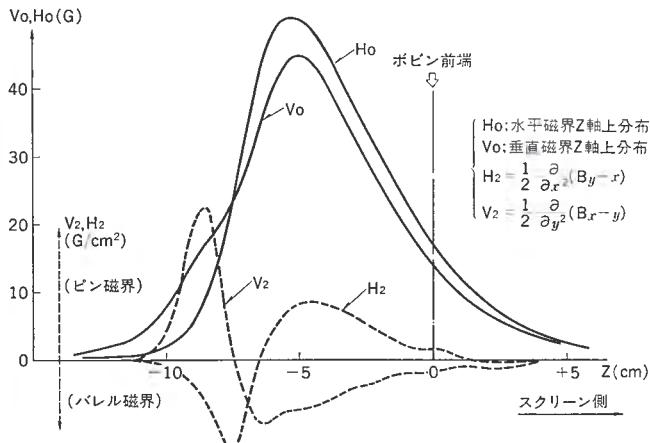


図 2. Z 軸上水平、垂直磁界データ (実線: H_0V_0 破線: H_2V_2)

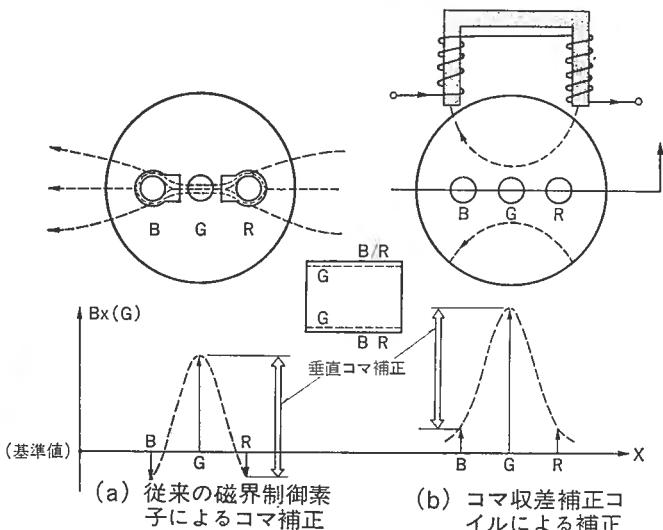


図 3. 垂直コマ収差補正モデル

ン管のすり合わせが不要となり、コンバーゼンスの設計精度が飛躍的に向上するとともに、開発期間も大幅に短縮された。また個々の微修正も独立に行える利点もある。

3.1.3 ミスコンバーゼンスのばらつき

量産上では、この方式が磁界制御素子を使わないことにより、磁性体としてのばらつき、組立てに起因するコマ収差のアンバランス、defocussingなどが少なくなり、また YPB (偏向ヨーク位置) のばらつきによる垂直コマ収差補正量の変化もほとんどなくなった。

ミスコンバーゼンスのばらつきの内、前述した水平、垂直偏向軸の軸ずれは、両コイルの非齊一性に付きまとつ重要な問題である。この方式は図 4. に示すように、垂直方向の軸ずれについては水平コイルの差動コイルを調整することにより、また水平方向の軸ずれについ

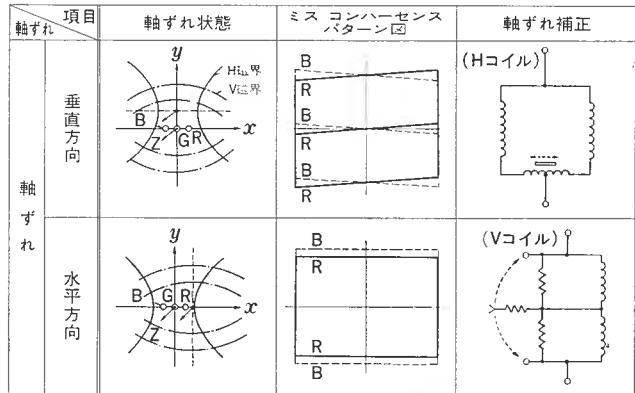


図 4. 差動電流による軸ずれ補正

表 1. 26形 110°カラーラウンド管特性比較

項目	方式例	A 66-500 X	A 67-610 X	三菱
CRT	ネック径	36.5φ	29.1φ	29.1φ
	電子銃構造	セパレート	ユニタイズ	ユニタイズ
	電子銃間距離	9.6 mm	5.08 mm	6.6 mm
	磁界制御素子	なし	あり	なし
DY	巻線形状	鞍々(分割巻)	オールトロイダル(PST)	鞍々
	偏向電力(mAh · A ² P-P)	45.4	40.8	37.5
	垂直直(OA ² P-P)(25 kV)	37.9	37.5 (4極回路含む)	23.2
	ラスターひずみ 上／下 (%)	/≈0	8.5	/≈0
	左／右 (%)	13	9.0	9.5
	調整内はらつき補正	電気調整 2+(5)	平行移動 2	首振り(2)
	固定方法	ハウジング	ハウジング	くさび

ては垂直コイルのダンピング抵抗を変化させることにより、それぞれ差動電流を流し4極磁界を発生させて補正を行う構造とした。

3.1.4 特性比較

表 1. に 26 形 110° 管を例に、他方式との特性比較をまとめた。上下糸巻ひずみは水平 2 次ひずみを若干伴っているが、ひずみ補正回路を必要としないレベルにある。また左右糸巻ひずみについても、従来のリアクタータイプ糸巻ひずみ補正回路で補正可能なレベルに十分おさまっている。ミスコンバーゼンスについても、現用 20 形 90° 偏向管並のレベルに達しており、他方式と同等以上の性能が実現できた。

3.2 電子銃とフォーカス特性

はじめに触れたように電子銃はいわゆる大口径電子銃を用いることを前提として出発したので、それ自体の特性は十分満足できるものである。しかし、一般に広角の場合水平方向の偏向によってけい光面上でのビームスポットが横長になる偏向ひずみが顕著であり、既存システムではビームスポットに縦長傾向を持たせるための何らかの工夫を行っているものが大部分であり、このような対策の要否は重要な問題であった。この方式では

(1) 偏向ヨークにコマ収差補正コイル方式を採用したのは、ビームに対して極力ゆるやかな磁界を使えばフォーカス特性に対してもよいであろうという考え方があったためであるが、結果的にこれが成功し、従来システムから予想されたよりもかなり良い特性を得ることができた。

(2) ビームスポットを綫長にする試みは副作用があり、最終的に商用放送で比較してあえて採用するだけの値打ちのあるものは見い出せないと判断した。

上記2点から、特に複雑になるような構造は避け、最も平凡なタイプを採用することとした。

更に間接的であるがフォーカス特性を損う大きな原因の一つである外部磁石によるビーム軌道の修正量を減らすため、装置の改良による電子銃とけい光面の相対精度の向上につとめ、ばらつきを従来の約1/2に向上させた。

フォーカスの特性は、最終的には実際の商用放送で比較によって判定する必要があるが、以上述べた方式は総合的に見て既存のどのシステムのものにも負けないと自負するに足るものとなった。

3.3 ホワイトユニホミティ

ホワイトユニホミティはランディング設計とけい光面をはじめとする製造技術とによって決定されるが、ここでは前者に絞って報告する。

3.3.1 露光系の設計

ランディングエラー補正のための露光系の設計は基本的には、あるシャドーマスク孔の列（スロット列）を通った電子ビーム群がパネルと交わってできる曲線（ビームランディング線）と、同じスロット列を通った露光光線群がパネルと交わってできる曲線とを一致させるという問題に帰結する（図5.）。

このような進み方をする露光光線を発生する光学系を設計するためにはビームランディング線の形状、特に各点でのこの線の接線の方向を知る必要がある。90°偏方向のときは問題としている点を通る管軸に平行な垂直面でパネルを切った時できる曲線の接線をもって近似すれば十分であったが、110°偏方向のときはビームランディング線が成形シャドーマスク孔の配列などの影響で図6.のように、いわゆるたる形に分布していることをある程度考慮してやる必要がある。つまり、パネル上の点 (X_p, Y_p) を与えたとき、たる形状すなわち図の ΔX_p 対 ΔY_p の量を計算できる一般式を作り、これとパネル曲面形状とから接線の方向を決めるわけである。たる形状の一般式は測定によって作るが、測定は実際の電子ビームについては困難なので、露光系設

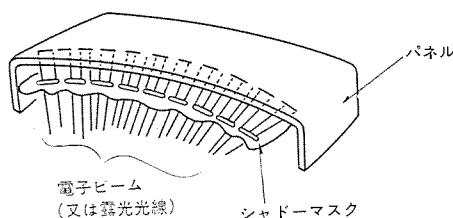


図5.

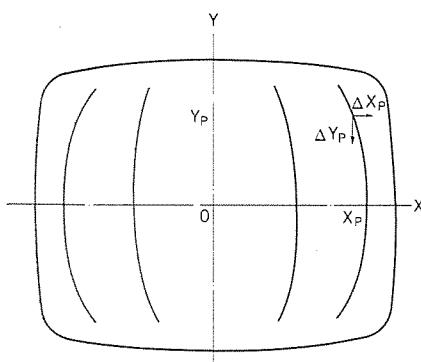


図6.

計用の仮ブラウン管（ランディング特性はある程度得られている）のけい光体ストライプのたる形状を測定した近似値を用いた。

設計の精度向上のためには更に、設計測定用の仮ブラウン管を製作するとき用いた補正レンズの形状を厳密に知ることが要求される。このため補正レンズ形状測定装置を今回新たに開発、使用した。これは補正レンズ上の指定した点を通る光線がどれだけ屈折するかを光学的に測定する装置であり、これによって従来設計のサイクルの中ではっきりは（把握できていなかった不安部分を一掃することができた。

以上のような注意を払ってもなお、光源として垂直方向に長いものを用いるとか、焼きつけられるストライプのジグザグ対策のため特殊な光源系を用いるとといった設計の際、理論的に取扱うことが困難な要素が幾つかあるが、これらは仕様をまず定めてそれを用いて設計測定用の仮ブラウン管を製作して、ミスランディングを測定し、これを補正する補正レンズを設計するようにし、複雑な誤差が極力入り込まないよう留意して万全を期した。

3.3.2 内部磁気シールド

磁気シールドは、ブラウン管の外部に設けるよりも内部に設けたほうが効果的であり、使用する立場からも簡単なので近年盛んに用いられるようになった。ところが通常の内部シールドはシャドーマスクから管壁へ向かっての熱ふく（輻射）の流通が悪くなるため、広角管の欠点の一つであるドーミングと称するシャドーマスクの薄板部の熱変形を増大させてしまう。そのため当社の伝統的な方法である大きな窓を有するシールド板を今回も採用した。このようなタイプの場合、効果を損なわずに材料を減らしできるだけ軽く作るにはシールド板を上下2分割にするのがよい。図7.にこのシールドを示す。また図8.にはこのような磁気シールドに合わせて開発した消磁コイル——パネルの上下側面に沿わせて取付ける——を示す。参考までにシールド効果を図9に示す。

3.3.3 ドーミング

磁気シールドの項でも触れたドーミングにはこのほかに、シャドーマスクとフレームの間の溶接点数を8カ所にする、Alによる金属黒をけい光

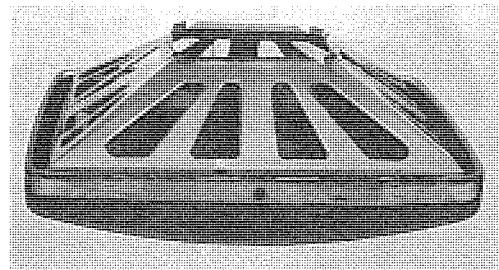


図7. 内部磁気シールド

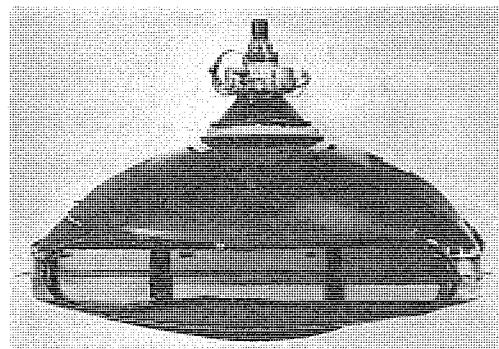


図8. 上下タイプ消磁コイル付き完成管

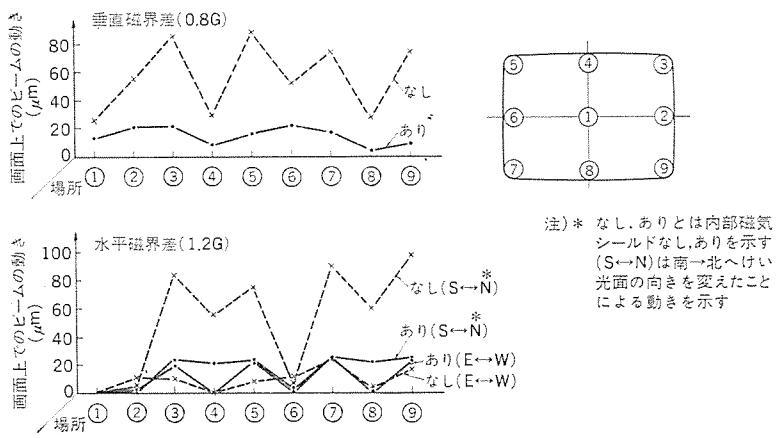


図 9. 内部磁気シールドによるシールド効果 (26形)

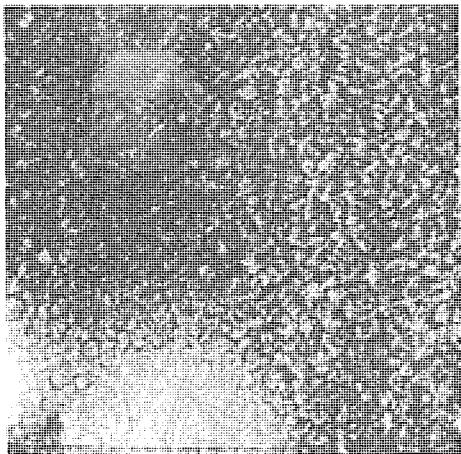


図 10. Alによる金属黒表面

面のアルミ蒸着の上に設ける、などの対策をとった。図10.は蒸着されたAlの7,000倍の電子顕微鏡写真である。同じ対策にこれまで黒鉛が用いられることが多かったが、我々は若干効果が少ないがあえてAlを採用した。その理由は輝度の損失の少ないと、耐電圧レベルの劣化のないこと、工程が簡単なことによる。最終的に画面一様ラスターによるドーミングによるランディング変化は、上述の諸対策を施さないとき得られた値 $60\text{ }\mu\text{m}$ を $20\sim30\text{ }\mu\text{m}$ へと減少させることができ実用的に問題にならないレベルとなった。

3.3.4 ランディング特性の評価

以上、3.3節で述べたランディング関係の特性は適当な方法で総合的に評価せねばならない。我々の用いている方法は第1にはけい光面上でのミスランディングの実測であり、第2は温度及び外部磁界に対する裕度での評価である。

このうち第2の方法は次のようにして行っている。磁界を自由に調節できるヘルムホルツチャンバ内で所定の垂直磁界(仕向け先により異なる)と、零水平磁界のもとで製品を十分ヒートランした後に調整し、次に磁界を変えて前もって決めてある保証磁界(例えば日本では垂直成分 $0.3\pm0.05\text{ G}$ 、水平成分はどの方向にも 0.4 G)に対し画面の一様性を見ながらどの程度余裕があるかを磁界の強さで調べる。次にこの調整状態のままセットを 0°C のこう(恒)温そう(槽)の中に入れる。十分 0°C で安定したらスイッチON直後直ちに前と同じ裕度試験を行う。更に同じテストを 40°C についても行う。この方法は实用に近い判断ができるので総合レベルの判断に貢献している。

今回開発した26形の試験結果の一例を図11.に示している。例のものは標準部品を用いた最良調整のものであるが、経験的に言っ

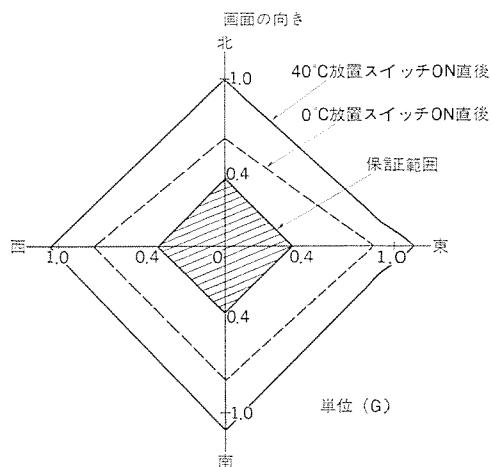


図 11. 磁気裕度特性 (水平磁界)
地磁気の水平成分を強めてゆく(その都度消磁)
垂直磁界に対しても同様の試験を行う(省略)

てこの程度あれば、ばらつきや調整の不完全さが多少入り込んだとしても全く安心して使用できるレベルである。この特性はけい光体ストライプの幅すなわち幾何学的な裕度で左右されるが、けい光体の面積率は画面中央で70%、周辺で50%と 90° 管なみであり、 90° システムと比べてもそん色ないものである。

4. む す び

以上、当社の大形カラーブラウン管システムについて述べたが、当初計画した性能目標がほぼ完全に満足できたと考えております。コストパフォーマンスも含めてこのシステムはユーザー側の期待に十分答えるものと信ずる。

終わりにこのシステムの開発にあたり、多大のご指導とご協力をいただいた社内外の関係各位に深く感謝の意を表する。

参 考 文 献

- (1) W. H. Barkow and J. Gross : The RCA Large Screen 110° Precision In-Line System
- (2) 太田外：26型広角偏向カラーレンズ受像管の開発、東芝レビュー 30, No. 12 (昭50)
- (3) R. L. Barbin外：New Color Picture Tube System for Portable Receivers IEEE Trans. BTR-18, 193-200 Aug. (1972)
- (4) 松本外：110°用セルフコンバーザンス偏向ヨーク、テレビジョン方式回路研究会 (昭51-12)
- (5) J. Haantjes and G. J. Lubben Errors of Magnetic Deflection, II Philips Res Repts 14, 65-97 (1959)
- (6) 別所、大石：偏向磁界設計上の諸問題、テレビジョン 20, No. 5, 314~323
- (7) 糸賀外：ダイナミックコンバーザンスレスカラーテレビ受像機の開発、三菱電機技術 48, No. 9, 1,103~1,110 (昭49)
- (8) 水野外：新方式カラーレンズ受像管、三菱電機技術 48, No. 9, 1,114~1,120 (昭49)
- (9) 鷹野：シャドーマスク管の局部ドーミング現象に関する理論検討、テレビジョン 31, No. 6, 484~490 (昭52)
- (10) 坂田：カラーブラウン管の内部磁気シールド、テレビジョン学会全国大会 (昭49)

メニスカスレンズを内蔵した投写形陰極線管

鷹野 泰*・菅原 喬*・片木孝至**・栗津健三***・大串哲郎***

1. まえがき

投写形テレビの歴史は古い。大形のブラウン管用ガラスが工業的に生産できなかった時代に、小形ブラウン管上のテレビ映像をスクリーンに拡大投写することが試みられた。更に、現在のシャドーマスク形カラー ブラウン管が実用化される以前に、それぞれ赤・緑・青に発光する単色ブラウン管上のテレビ映像をスクリーンで合成し、カラーテレビを実現しようとする投写形カラーテレビの案も文献に発表されている。これは一部、工業用、特殊用途として製品化されたが、高価格であり、明るさ、解像度が不十分なものであった。一方近年、コダック社のエクタライトスクリーンに代表される、高いスクリーン利得と、適切な指向特性をもった優れた映写スクリーンが実用化され、それを利用することにより実用的な明るさの投写形カラーテレビが、比較的廉価に造られるようになった。

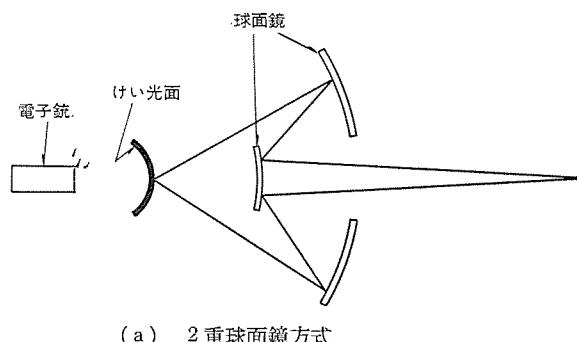
主として米国市場をにぎわしているこれら大画面投写形カラーテレビは、単管式と3管式とに大きく分類できる。単管式は通常の小形カラーテレビの映像をレンズにより拡大投写するもので、安価ではあるが、画面サイズも比較的小さく(50インチ程度)、明るさ、解像度が極めて低い。一方、3管式は、単色ブラウン管を3本使用し、それぞれの映像をレンズ又は球面鏡によってスクリーン上に拡大合成するもので、大画面で比較的明るい画像が得られる。後者の代表はAdvent社製のVideo Beam "1000 A", "750", "10"と言える。"750"及び"10"はレンズ方式で、画面は72インチ、60インチであり、"1000 A"は球面鏡と非球面シュミットプレートを採用した光学系をもち84インチの画面である。我々は、これら従来の投写形カラーテレビに比し、性能、価格両面で優れたものを開発目標とし新形の投写形カラーブラウン管及びそれを用いたカラーテレビ投写システムを完成した。これは球面メニスカスレンズと球面反射鏡とからなる同心光学系を管内に内蔵した特殊ブラウン管であって、将来の量産を想定し、材料費、加工費が少なくかつ、性能面で所期の特性が得られた。以下に、構造原理と得られた性能について述べる。

2. 投写形カラーテレビの光学系

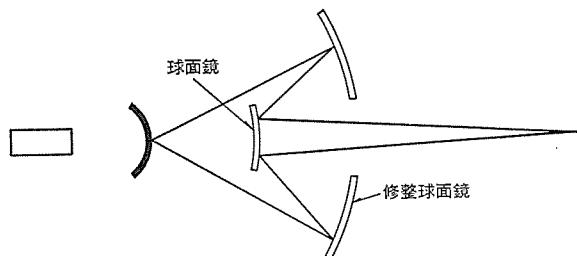
2.1 光学系の選定

投写形カラーテレビの光学系には大別して二つの方式がある。一つは、けい光面上の像を3~4枚組の光学レンズによってスクリーン上に投射する方式、他の一つは、けい光面から出る光を球面鏡で集め、適當なレンズによってスクリーン上に集束する方式である。前者の場合、通常は直視形の陰極線管が用いられるために信頼性の点から余り大きな像倍率が得にくい。これを解決しようとすると、いきおい大口径で明るいレンズが必要となる。したがって大画面には光学レンズ方式は向いていない。一方後者は、必ずしも直視形の陰極線管を必要とせず、そのために相当高輝度な原画像をけい光面上に描かせられるという利点がある。今回開発した投写形カラーテレビ装置のスクリーンは対角84インチと大きいので後者の方の光学系について検討した。

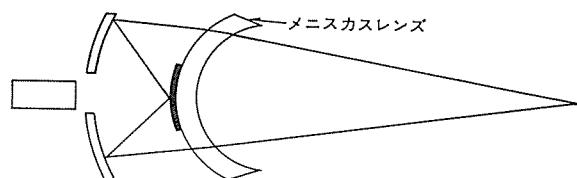
光学系において重要な性能は集光率と収差である。集光率はけい光面上の各点から放射された光線をいかに効率よくスクリーン上に投射するかを示し、収差はけい光面上の1点から出た光線がスクリーン上のどの程度の範囲に集中されるかを示す。通常集光率を高めようすると収差が大きくなるので、両者のバランスを考えた設計が重要



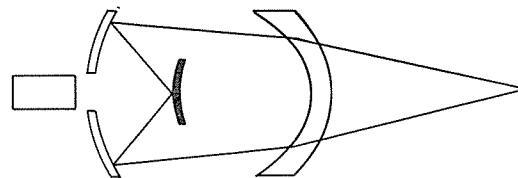
(a) 2重鏡方式



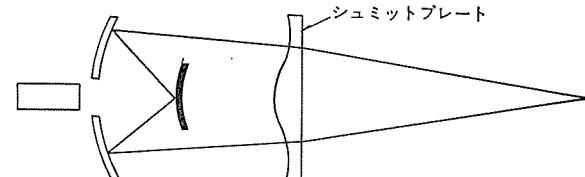
(b) 修整2重鏡方式



(c) メニスカスレンズ方式(その1)



(d) メニスカスレンズ方式(その2)



(e) シュミットプレート方式

図1. 投写形テレビ光学系の諸方式

となる。

選定に当たって検討した方式は図 1. に示すようなもので、これらの諸方式の特徴は以下に示すとおりである。

2.1.1 2重球面鏡方式

2枚の球面鏡を用いた図 1. (a) のような構成においては、けい光面上から出た光線は大きな球面鏡で反射され、小さな球面鏡を経てスクリーン上に集束される。けい光面及び2枚の球面鏡の曲率中心を同一にすることによってけい光面上のすべての点について収差の条件が同じになる。2枚の球面鏡の曲率半径を適当に選ぶことによっておののの球面鏡による収差を互いに打ち消し合うようにでき、集光率が高く比較的収差の小さい光学系を得ることができる。しかし、大きな球面鏡の体積が大きくなること、図の構成ではけい光面が直視形になるという欠点がある。

2.1.2 修整2重球面鏡方式

図 1. (b) の2重球面鏡方式において、いずれか一方の球面鏡の鏡面形状をわずかに変えてけい光面上の1点、例えば中心軸上の点から出る光線の収差を皆無にすることができます。この場合、けい光面上の他の点については条件が異なるため2重球面鏡の場合に比較して収差はむしろ増大するという欠点がある。

2.1.3 メニスカスレンズ方式

この方式は、けい光面、球面鏡、メニスカスレンズを同心に配置するもので、図 1. (c) (d) に示すようにメニスカスレンズの置き方に2通りある。2重球面鏡の場合と同じく、おののの曲率半径を適当に選べば比較的収差を小さくできる。またけい光面上のあらゆる点について条件が同じであるので、端の点においても収差が小さくできる。

2.1.4 シュミットレンズ方式

図 1. (e) のシュミットレンズ方式は、球面鏡による球面収差をシュミットレンズと呼ばれる軸対称非球面レンズによって補正するもので球面鏡を用いた光学系では最も多用されている。この方式は修整2重球面鏡の場合と同じことが言え、けい光面上の1点での収差は皆無にすることができますが、その点から離れるに従って大きな収差が出る。

以上の各方式を比較検討の結果メニスカスレンズ方式とシュミットプレート方式をとりあげ更に次に述べるような検討を加え前者を選定した。

2.2 光学系の評価

投射形テレビの光学系においては、けい光面から出た光の一部は球面鏡の外部にもれ、また電子ビーム通過のために球面鏡の中央に設けられた穴によって一部が失われる。更に球面鏡で反射された光線の一部はけい光面でしゃ光される。レンズを通過した光線も収差の大きいところではスクリーン上の有効な部分を照射しない。このような種々の要因によって有効に利用される光線は減少し、またこれらの損失はけい光面上の点の位置によって異なる。したがってこのような光学系の評価においてはけい光面上の1点からあらゆる方向に出た光線の追跡を行い、そのスクリーン上の像の形を明らかにする必要がある。このような光学系の評価及び設計に必要な計算を行うために評価プログラムを開発した。

評価プログラムにおいては、けい光面を測光的にランベルト面と仮定し、けい光面上の1点より各方向にその方向のエネルギー密度に比例した数の光線が放射されるものとし、その追跡を行ってスクリーン上の軌跡を求める。図形の像を求める場合、図形を等密度の点の集合とし、その各点からあらゆる方向に出る光線のスクリーン上の軌跡の集合として像の形を求める。

このような評価プログラムにより設計したメニスカスレンズ及びシュミット

レンズを比較した結果、両者は少なくともテレビ画面投写用として同等であると判断された。

2.3 放熱設計

通常のカラー陰極線管でのけい光面の電流密度は $0.1 \mu\text{A}/\text{cm}^2$ 程度であるが、投写形陰極線管にあっては $10 \mu\text{A}/\text{cm}^2$ にも及ぶ。けい光体の発光効率は 5 ~ 10% 程度であり、他はほとんどジュール熱となってしまう。けい光体は一般に温度が上昇すると発光効率が低下するとともに寿命が短くなるため、投写形陰極線管ではけい光面の放熱設計が特に重要である。図 1. (c) に示すメニスカスレンズ方式は、けい光面の位置をメニスカスレンズとおう(凹)面鏡との間のメニスカスレンズ近くにことができる。したがって、アルミ板上にけい光面を作製し、このアルミ板をメニスカスレンズに圧着固定することにより容易に熱放散の経路が形成される。アルミは熱伝導率がよく、またメニスカスレンズはガラスで、ふく(輻)射率が 0.9 程度であるのでこの経路による放熱効果は相当期待できる。しかも、この経路は有効光線を全くさえぎらないという特徴がある。これに比しシュミットプレート方式は、凹面鏡、シュミットプレート、けい光面の位置が離れているためにメニスカスレンズ方式のような放熱手段はとれない。また光軸合わせが必要なため一般にはけい光面の位置を可変とすることが多くけい光面の支持手段に大きな放熱効果を望めない。したがってけい光面の放熱に関してはメニスカスレンズ方式のほうが容易である。

2.4 光学系要素の位置調整

メニスカスレンズ方式の場合光学系要素のすべての光学面は同一曲率中心をもつ球面で構成される。このため、曲率中心を中心とした光学面のずれは収差の観点からはずれとはならない。一方、シュミットプレート方式の場合は、シュミットプレートが軸対称な非球面であるために光軸は1本きりしかなく、したがって空間的な3軸方向のいずれにも調整が必要とされる。いずれの方式においても光軸方向のずれの許容量は数十 μ のオーダーである。この許容量を量産時に安定的にクリアするのは極めて困難なことである。その意味で自由度のあるメニスカスレンズ方式は組立てが容易、換言すれば量産性に優れていると言える。

2.5 光学系の選択(結論)

以上のようなメニスカスレンズ方式とシュミットプレート方式との比較の結果として、投写形陰極線管及び投写光学系の問題点に総じて優位に立つ図 1. (c) のメニスカスレンズ方式を選定した。

3. けい光面

投写形陰極線管のけい光体の選定及びけい光面の製作にあたって注意すべきことは、通常の直視形陰極線管と異なる次の点に起因する。第1には、この種の陰極線管では発光光はけい光面の電子線入射側から取り出されるということ、第2にはけい光体の塗布密度が高く数倍にも及ぶこと、第3には電流密度が極めて大きいことである。したがって塗布膜の均一性を良くし空げき(隙)率ができるだけ小さい必要がある。これは高圧・高電流密度の電子線刺激下において熱伝導が良く、けい光面の粗さが映像の画質に影響を及ぼさないようにとの配慮からである。けい光体層厚みは電子の利用率を最適にするために電子ビームの加速電圧に見合ったものにしなければならないが、実験の結果では滲透度から計算したけい光体層厚みよりも大きい値が必要であった。この傾向は高電圧になる程著しい。滲透度の計算には体積充てん(填)率 1 としているが、実際のけい光体層はそれ以下の充填率であること、更に粒子表面における電子散乱が全

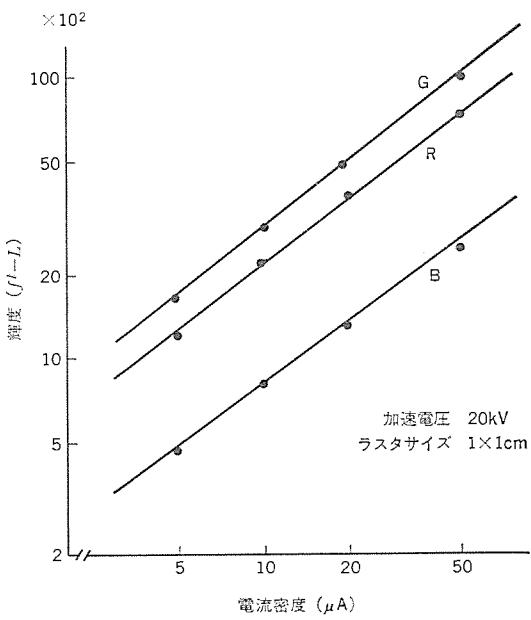


図 2. 各色けい光面の電流一輝度特性

体としての電子の滲透に大きく寄与しているためと考えられる。けい光体の選定は、色純度、電流対輝度特性(γ 特性)、輝度、残光、寿命などの外に塗着の容易さなどを考慮する必要がある。使用したけい光体の青・赤・緑成分のうち前述の条件に特に問題がなかったのは赤色けい光体だけであった。使用したけい光体は青成分に硫化亜鉛：銀(ZnS : Ag)、緑成分にガドリニウムオキシサルファイト：テルビウム(Gd₂O₃S : Tb)、赤成分にイットリウムオキサイド：ヨーロピウム(Y₂O₃ : Eu)である。ZnS : Agは γ 特性に、Gd₂O₃S : Tbは色純度にやや問題がある。

図2.に各色けい光体の γ 特性の一例を示す。これは組立式の電子線刺激装置を用いて測定したもので、試料はアルミニウム板に約10 mg/cm²の密度で塗布したものを用い、測光はライトネス・スポットメータによるものである。ラスタサイズは1×1cmでフォーカスは通常の状態である。高電流密度になるとけい光膜の温度上昇効果があらわれ、また長時間の刺激によりバーニング(やけ)も観察された。これらはけい光体の粒度特性や塗布条件を変えることによってその程度が変化する。これに関しては一連の実験の結果から目的に合った条件を選定し問題のないことを確認している。

4. 陰極線管の構造

以上光学系の選定の経緯を述べてきたが、後に残る問題は、量産において選定した光学系の性能を十分発揮させるのにはどうしたらよいかということである。これは、まず工場出荷の際にどの程度まで精度よく光学系が調整されているかということであり、次には、その調整状態の経時変化(輸送における衝撃などを含めて)をどの程度に抑えられるかということである。更には、与えられたけい光体の性能の発揮と維持のための熱放散がどの程度とられるかということが問題である。

このような投写形テレビジョンシステム特有の問題点を我々は次のようにして解決した。

- (1) 陰極線管の内部に光学系のすべてを封入する。
- (2) 光学系の組立ては無調整とする。
- (3) 光学系の相対的位置決めは、一つの基準物により行い、しか

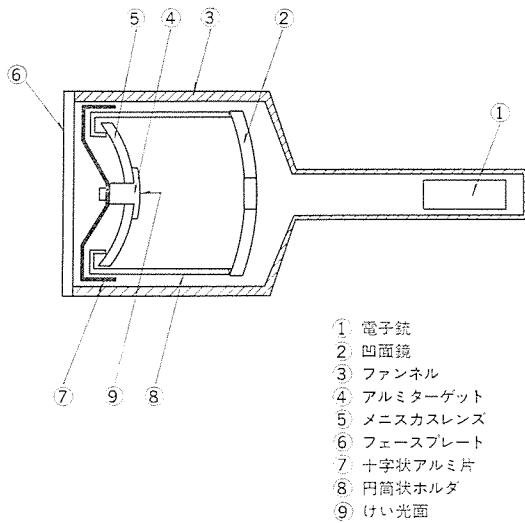


図 3. 陰極線管の構造

も固定はその基準物への弾性的圧接により行う。

(4) 热放散には二つの大きな経路を設ける。

開発した陰極線管の概略を図3.に示す。ガラス真空外周器はファンネルと表面を光学研磨したフェースプレートで構成し、内部には凹面鏡、メンスカスレンズ、表面にけい光体を塗布したアルミターゲットを納めまたファンネルのネック部に電子銃を設置している。メンスカスレンズと凹面鏡は円筒状ホルダで支持固定し、アルミターゲットはメンスカスレンズ上に固定している。アルミターゲットには更に十字状のアルミ片をねじ止めしている。

5. 热放散特性

この陰極線管における熱放散経路には2経路ある。一つは、十字状のアルミ片を介してガラス外周器及び円筒状ホルダに輻射によって流れる経路、いま一つはメンスカスレンズを通して円筒状ホルダに流れる経路である。ターゲット面で5Wの発熱があった場合は実験的にシミュレートしたところ、ガラス外周器外側表面を基準とした温度上昇値はターゲット面で約20degであった。更に陰極線管内の熱流分布及び発熱量に対する温度上昇変化を調べるために、熱回路網法により温度分布、熱流分布の計算を行った。熱回路網法とは対象物体をいくつかの領域に分割し、その領域の代表点に節点(ノード)を設け、ノード間に成立する熱平衡の式を解く方法である。計算の結果では、ターゲット面での全発熱量のうち、約50%程度が十字状のアルミ片を介して放熱され、約40%がメンスカスレンズを通して放熱されていることが分かった。けい光体の発光効率と温度及びけい光体の寿命と温度との関係は定かではないがおよそ100°C程度を一つの目安と経験的に考えられる。周囲温度30°C、陰極線管の取付けられるセット内の温度上昇分を40degとすれば、ターゲットの許容温度上昇分は30deg程度であり、これは陽極加速電圧を30kVとするとビーム電流は250 μA程度となり、現実的には十分な放熱がされていると考えられる。

6. 陰極線管の諸元と性能

表1.に陰極線管及び光学系の諸元と性能を、図4.に陰極線管の外観写真を示す。今回の開発品は10度のゲインをもつ84インチ(対角)のスクリーンを想定している。電子ビームの集束には電磁集束タイプを使用している。これは小電流から大電流までの焦点深度が深

表 1. 陰極線管の諸元

方 式	電磁偏光、電磁集束
偏 向 角	対角 30°
構 造	丸形、外部導電膜付き、リム補強形取付耳付き、全光学系内蔵、電磁偏光コイル付き、電磁集束コイル付き
外 形	全長: 555 mm 最大部径: 272 mm ネック直徑: 35.5 mm
重 量	約 12 kg
けい光色	赤あるいは緑あるいは青

表 2. 光学系の諸元

凹面鏡の口径	173 mm
凹面鏡の明るさ	F : 0.65
ターゲットの大きさ	3.6 インチ (対角)
集光率 (中央)	約 31%
投写距離	2.5 m

表 3. 陰極線管の性能

投写光量	緑 85 lm (陽極電圧: 30 kV, 陽極電流: 500 mA) 赤 65 " (") 青 17 " (")
水平解像度	450 TV 本以上 (中央) 400 TV 本以上 (周辺)

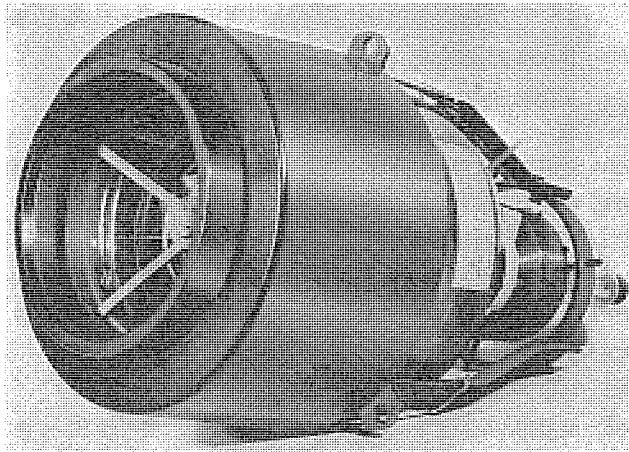


図 4. 陰極線管の外観

いからである。

この投写形陰極線管を応用したビデオプロジェクタの一例を図 5. に示した。3 管を△形に配置したビデオ信号部と 84 インチの特殊スクリーンより成り立っている。

7. むすび

今回開発した全光学系内蔵式の投写形陰極線管について述べた。陰極線管を作る立場の者から言えば、このように多くの物を真空中に

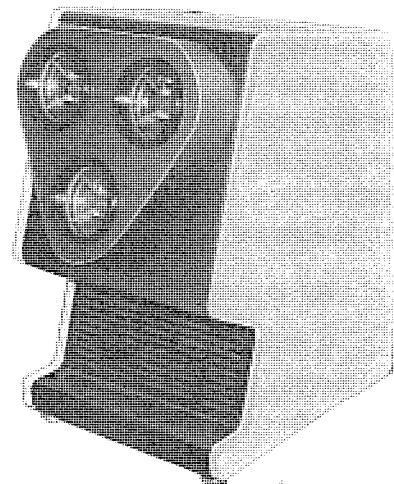
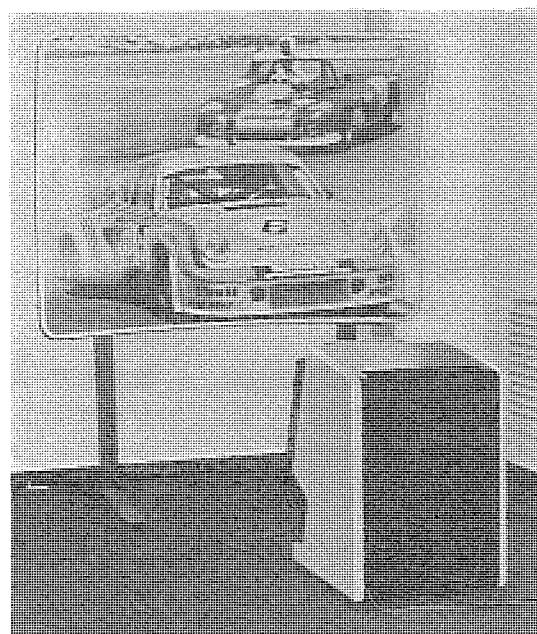
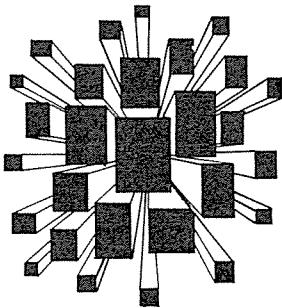


図 5. ビデオプロジェクタ及びカラーテレビ投写システム

封入するということは少し常識外れと考えられる。しかしながら、当初からの量産を念頭に置いた性能とコストのバランスを考えた上で、メニスカスレンズ方式の採用、そして陰極線管内への全光学系の内蔵という方針は正しかったと確信している。

情報を伝えるテレビから画面を楽しむテレビへという方向性は今後ますます加速化されるであろうと思われ、その時には必ず大画面という問題は登場してくるであろう。現在では、まだ米国を中心としてほんの少しの市場を獲得しているに過ぎない大画面テレビが更に多くの家庭に入り込むためには、価格もさることながらやはり小形であることが必ず(須)条件である。各社共に小形化と価格をベースにした投写形システムを発表してくるであろうと予想されるが、今回開発したこの陰極線管を基本としながらそのような情勢に対処したいと考えている。

登録番号	名 称	発 明 者	登録番号	名 称	発 明 者
799311	自動車における自動クラッチ装置	熊野昌義	799353	空気清浄装置	吉野昌孝・田中修
799312	連結装置	車戸秀男			草川英昭・松岡宏昌
799313	連結装置	車戸秀男	799354	空気清浄器	吉野昌孝・田中修
799314	保護継電装置点検回路	畠田稔			松岡宏昌
799315	クラッタ検出装置	橋本直樹	799355	交流発電機の励磁装置	川畑隆夫
799316	周波数切換方式	大塚明	799356	有害ガス除去剤	草川英昭・高橋健造
799317	半導体装置の不活性化方法	加藤忠雄・高木義夫	799357	電解加工用電極製作方法	葉石雄一郎・荒井伸治
799318	エレベータの制御装置	小沢靖彦	799358	洗浄装置	尾崎博規
799319	光帰還安定化回路	茂木充・伊藤昭子	799359	舶用タービンの制御方法	鶴史雄
799320	放電灯	{竹田俊幸・土橋理博 若林正雄	799360	イミド基含有グリコール類の製法 冷凍装置の冷蔵庫本体への組み込み方法	西崎俊一郎・江藤昌平 西郷勝
799321	選択呼出装置	大塚明	799361		
799322	1 $\frac{1}{2}$ CB式送電線保護継電方式	三上一郎	799438	メッキ装置	塩路孝夫・高田努
799323	結合運転における緩負荷平衡装置	横田浩・山本潤二	801906	アクセル動作検出装置	石川隆・室賀淳 兵頭太郎・松山功武
799324	ネマチック液晶組成物	柴山恭一・小野博	800369	無線通信方式	安川武
799325	ネマチック液晶組成物	柴山恭一・小野博	800376	多気筒エンジンの点火装置	馬場武・中島久雄
799326	回転数表示装置	林正之	801065	双方向半導体装置	奥村徹・横山保憲
799327	最大値計量装置	佐藤征男	801635	アンテナ方式	柴垣匡男・大西正義
799328	継電器常時監視点検装置	辻倉洋右・江田伸夫	803921	送水流量制限装置	蒲生浩・宮嶋辰夫
799329	差動保護継電装置	辻倉洋右・江田伸夫	803922	近接検出装置用検出感度調整装置	喜連川隆・中原昭次郎
799330	プラズマ電子ビーム装置	{上山善司・坂元正 安永政司	803923	遠隔指示式計測装置	有田不二男・王真哲雄
799331	エンジン性能試験装置	平野重明	803924	位相弁別装置	安田宣弘
799332	通電加熱方法	新見明彦	803925	遠隔指示式計測装置	寺園成宏
799333	半導体装置	中田仗祐	803926	積算記録装置	林正之・元木義明
799334	真空遮断器	加藤勝	803927	陰極線管の補強方法	高田信治
799335	自動紙継制御装置	村西有三	803928	プラウン管の製造方法	元木義明
799336	母線保護方式	辻倉洋右・海老坂敏信	803929	移動目標指示装置	林正之・土肥利昭
799337	ビーム電流制限装置	小島正典	803930	発振器の制御装置	岩田浩・有本論吉
799338	半導体装置の製造方法	天野正勝・松嶋勇	803931	空気調和機	岩田浩
799339	回転機の荷重検出装置	{久山研一・高橋康英 山本誠之	803932	複合カラー信号のレベル制御方式	岡本晃
799340	レジスタマーク挿入装置	道家昭彦・伊藤修攀	803933	ヒートポンプ装置	光岡宏・多田一彦
799341	交流無整流子電動機	山下隆三郎	803934	レーダ方式	山崎起助・笠置紘
799342	無整流子電動機の制御装置	山下隆三郎	803935	レーダ方式	中村信弘・山口哲成
799343	電源回路	松井秀夫	803936	界磁電流自動切換装置	大場健司
799344	限流素子	{中島陽三・今泉三之 藤原二三夫	803937	界磁電流切換装置	岩部昭・久永彰
799345	発電機制御装置	合田啓治	803938	計数率計	益田長之進
799346	水位調整装置	合田啓治	803939	プラズマ電子ビーム装置	森岡邦雄
799347	リニア・インダクションポンプ	東覚里志・赤崎文和	803940	平滑・予測用装置	森岡邦雄
799348	サイリスタ素子の誤点弧防止装置	{大島征一・山下信三 上野潔	803941	保護ヒューズ装置	小田実
799349	プログラムの走査・再生装置	安東滋	803942	放電ギャップ装置	{上山善司・坂元正 安永政司
799350	締付装置	山上健	903943	零相分電圧導出装置	松村雅司
799351	電子線硬化用塗料組成物	柴山恭一・鈴木康弘			岩崎行夫・太田忍
799352	舶用ディーゼル主機の操縦装置	山地正成・木戸正克			稻村彰一
					天野恒



特許と新案

方向探知装置 (特許第765376号)

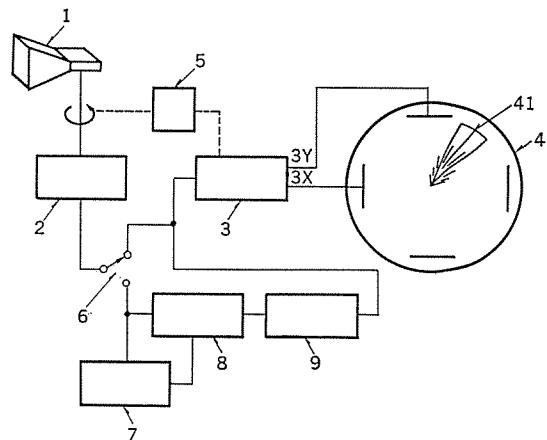
発明者 田原清一

この発明はパルスレーダ波のごときマイクロ波帯の断続波の到来方向を正確かつ安定に探知する方向探知装置に関するものである。

図はこの発明の方向探知装置の系統図であり、(1)は空中線、(2)は受信機、(3)はX-Y分解回路、(4)はブラウン管、(5)は駆動モータ、(6)はスイッチ回路、(7)は入力信号レベルホールド回路、(8)はスライス回路、(9)は飽和増幅回路、(41)は上記空中線(1)のビーム幅より狭い角度の扇形状に彫刻された3本の基準線からなるカーソルである。この発明は上記カーソルをブラウン管の輝線表示面に回転自在に設けるとともに、上記回転形指向性空中線が上記カーソルの3本の基準線の両側の内、最初の基準線の方向と一致したとき、スイッチ(6)が駆動されホールド回路(7)及びスライス回路(8)を作動させて、上記一致したときから他の側の基準線の方向を通過するまでの時間より若干長い一定時間の間、上記空中線が上記最初の基準線の方向と一致したときの受信信号より大きい信号のみをブラウン管(4)に表示するようにしたものである。

このようにすることにより、この発明は回転形指向性空中線(1)のビーム幅は既知であるので、カーソル基準線間隔を例えば70~90%の振幅値範囲に設定しておけば極めて狭い範囲でθ方位を判別でき

るので誤差が少なくなり、また扇形範囲は到来電波の電界レベルの変動に関係なく一定化できるので、空中線の毎回転ごとに表示振幅の変動する従来方式に比して安定で正確な判別ができるなどの効果がある。



磁気浮上輸送装置 (特許第788932号)

発明者 岩本雅民・山田忠利

この発明は磁気浮上装置、特に磁気浮上方式超高速列車の軌道コイルの改良に関するものである。

一般的な磁気浮上超高速列車の磁気浮上装置の構成は図1.に示す。列車が何らかの方法で駆動され、図1.の矢印の方向に進行するとき、車上コイル(1)を直流で、進行方向に対してN, Sと交互に励磁しておけば軌道コイル(2)は交番磁界を受ける。したがって、軌道コイル(2)に電流が誘起され、この誘起電流と車上コイル(2)中の電流との相互作用により浮力が生じる。これと同時に軌道コイル(2)中に誘起電流によるオーム損が生じる。この軌道コイル(2)中のオーム損は列車の制動力となる。低速時においてはこの制動力は非常

に大きく、この制動力に抗して列車を加速するためには大容量の駆動装置が必要となる。図2.に示すように軌道コイル(2-1), (2-2)のおのおのに誘起される誘起電流を, i_{2-1} , i_{2-2} すると、軌道コイル(2-1)と(2-2)とが隣り合う列車進行方向に直交する軌道コイル(2)についてみれば、全体として、図3.に示すような $i = i_{2-1} - i_{2-2}$ の電流が流れていることになる。

図4.はこの発明の一実施例を示し、軌道コイル(2)をはしご(梯子)状に構成したるものである。この構成において、軌道コイル(2)の一区切りの列車進行方向に平行な部分の抵抗を R_1 とし、残りの部分の抵抗を R_2 とすると、図4.に示す軌道コイル(2)の一区切り当

たりのオーム損は次式のようになる。

$$R_1 \cdot |i_{2-1}|^2 + 0.5R_2 \cdot |i|^2$$

一方、図2に示したような従来の軌道コイル(2)の一区切り当たりのオーム損は次式で与えられる。

$$R_1 \cdot |i_{2-1}|^2 + R_2 \cdot |i_{2-1}|^2$$

ところで、 $|i_{2-1}|^2$ の平均値に比較しての平均値は十分小さい。また、軌道コイル(2)のピッヂを小さくすれば $|i|^2$ は小さくなっていく。したがって、軌道コイル(2)の一区分当たりのオーム損は、 $R_2 \cdot |i_{2-1}|^2$ に近い値だけ減少させることができ、列車の制動力が減少する。

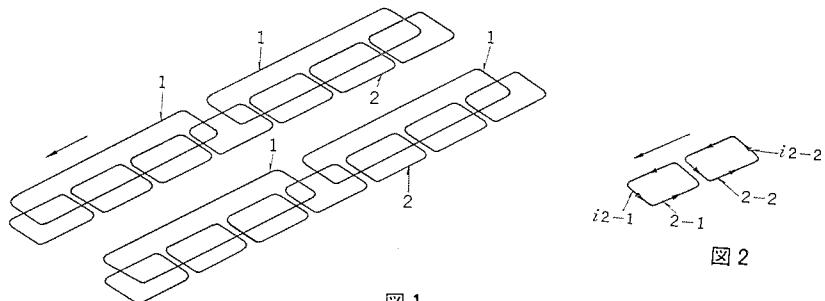


図1

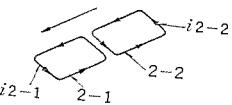


図2

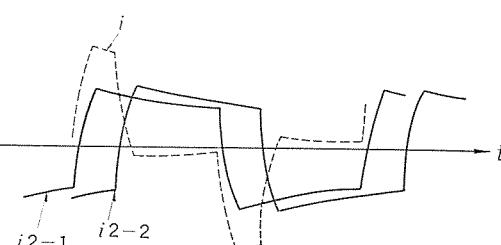


図3

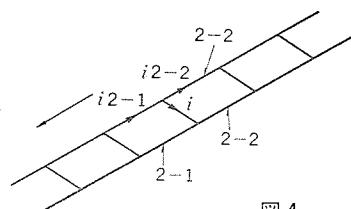


図4

角 度 検 出 方 式 (特許第770663号)

発明者 鷹尾和昭・竹内政和

この発明は空間飛しょう(翔)体の角度位置をデジタル的に検出する角度検出方式に関するものである。

従来、角度検出はアンテナ回転機構にギヤ等を通して、シンクロレジラバにより角度信号を電気信号に変えていたが、機械的回転に伴う限界があった。

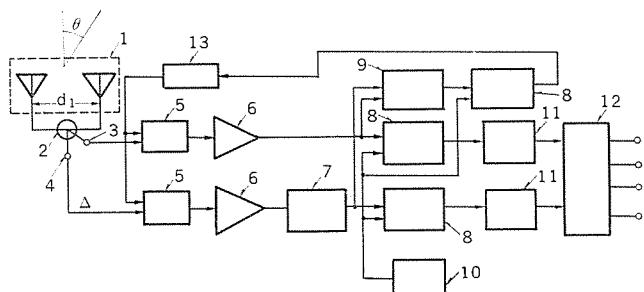
この発明は、1対以上のアンテナアレイを用い、受信された信号の和出力と差出力の位相関係から観測点に対する信号源の角度位置をデジタル的に求めるものであり、図により具体的に説明する。

アンテナアレイ(1)から入った入力信号はハイブリッド(2)により、和、差信号に分けられ和出力端子(3)、差出力端子(4)には検出角度のCOS及びSin出力を得る。それぞれの和、差信号はミキサ(5)によりIFにされて、中間周波増幅器(6)で増幅、90度移相器(7)により差信号の位相遅延量90度を補償した後、基準信号発生器(10)の基準信号と両チャンネルとも位相検波し、シュミット回路(11)でパルスに変える。

ここで上記和、差信号は四つの極性の組合せで表されるため、上

記四つの組合せに対応する出力をデコーダ(12)から取り出し、このデコーダ出力から入力信号源の角度位置をデジタル的に検出することができる。

この発明によれば、アレイアンテナの配列方法を工夫することにより、3次元空間における角度検出が可能であり、従来の機械的検出方式に比べて、検出精度の向上を実現することができる。



高圧発電機コイルエンドの新電界緩和方式の開発

平林庄司*・谷 功*・川上 剛**

1. まえがき

最近の発電機は単機大容量化・高電圧化のすう勢にあり、これに伴い固定子コイルエンドにおける沿面コロ^ロ防止が重要な問題となってきた。

高圧発電機の固定子コイルエンドのコイルスロット部に塗布してある低抵抗塗料端の沿面コロナ防止法としては、線形抵抗特性の高抵抗塗料あるいは非線形抵抗特性の高抵抗塗料を低抵抗塗料端のコイル表面に塗布する方法及び低抵抗塗料端の対地絶縁層に電極を埋め込むコンデンサ分圧方式の沿面電界緩和法があるが、最近は非線形抵抗特性の高抵抗塗料が一般に実用されている。

非線形抵抗材料としてはシリコンカーバイド(SiC)を用いたSiCペイント(以下、本文ではペイントと略すことがある)が主に使用されているが、このペイントは対地絶縁層の耐電圧試験、絶縁破壊試験など、コイルへの印加電圧が高くなったとき、ペイント中に発生するジュール熱で焼損(熱破壊)したり、沿面フラッシュオーバ(空気の沿面破壊)を発生することから、印加可能な電圧に限界があった。

そこで、発電機の高電圧化に対処するために、SiCペイント中の電力損失分布を最適化することにより適用可能な印加電圧を上昇できる2重シールド形電界緩和方式⁽¹⁾を開発した。

本文では新しい電界緩和方式の開発における理論検討結果、モデルコイルにより確認した性能、24 kV 級発電機コイルへの適用例などについて紹介する。

2. コイルエンドの沿面電界緩和法

2. 1 SiCペイントの特性

高圧発電機固定子コイルエンドの沿面電界緩和に用いるSiCペイントは、SiCの粉体と接着剤である結合材とを適量に混合した高抵抗塗料で、SiCの粒子径や結合材の材質によって抵抗特性が異なる。ここでは、現在入手できるSiCペイントの中でも電気特性、接着性、塗布作業

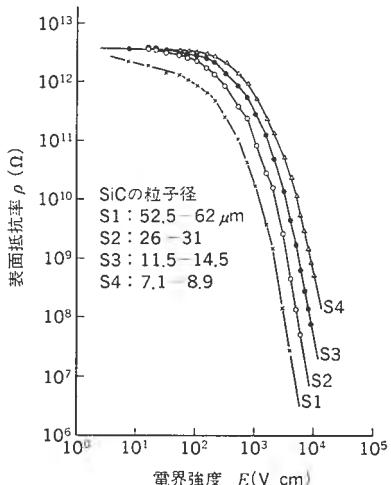


図 1. SiCペイントの表面抵抗率 - 電界強度特性(直流)

性などが特に優れているものについて検討した。

図1.は沿面電界緩和用として一般に使用されているSiCペイントのSiCの粒子径を、S1, S2, S3及びS4の4段階に変えた場合のペイントの表面抵抗率-電界強度特性の代表的な例を示す。

SiCペイントは低電界では絶縁物程度、高電界では半導体程度の抵抗率を示し、ある一定の電界強度で比較したとき、SiCの粒子径が小さくなるにしたがって抵抗率が大きくなる特性をもっている。

高電界の電界領域における SiC ペイントの非線形性は

ここに J : ペイントに流れる電流密度 (A/cm)

E : ペイント表面の沿面方向の電界強度 (V/cm)

$k_1, n (n > 1)$: 定数

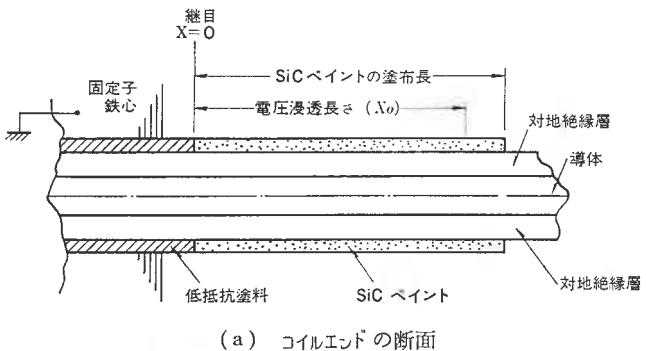
で表され、非線形性を示す指数 n の値はほぼ 4~12 の範囲にある。

図1の例では、 $2 \sim 3 \times 10^3$ V/cm 以上の電界で顕著な非線形性を示し、縦軸の抵抗率を電流密度に換算した場合に、式(1)の関係が成立する。

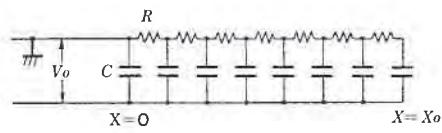
2.2 沿面電界緩和法

SiCペイントによるコイルエンドの沿面電界緩和法の例を図2.に示す。

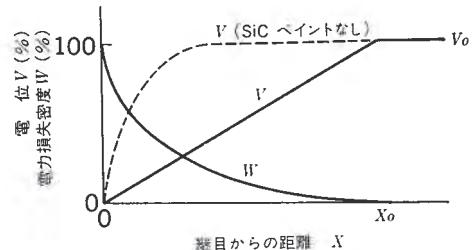
(a) はコイルエンドの断面で、(b) はその等価回路である。一般に、コイルエンドは対地絶縁層の単位面積当たりの静電容量 C と絶縁層の表



(a) コイルエンドの断面



(b) 等価回路



(c) 電位及び電力損失密度の分布

面抵抗 R による CR 分布定数回路で表示できるが、電界緩和に SiC ペイントを用いた場合は、電界依存性の非線形抵抗 $R(E)$ が分布している回路となる。この場合、低抵抗塗料と SiC ペイントとの継目 ($X=0$) で最も抵抗が低く、継目からの沿面距離 X が長くなるにしたがって抵抗値が大きくなるような分布である。

同図(c)は導体に電圧 V_0 を印加したときの SiC ペイントにおける電位 $V(X)$ 及び電力損失密度 $W(X)$ の分布例である。

電位 $V(X)$ のこう(勾)配で与えられる沿面方向の電界強度は、SiCペイントを用いない場合に縦目付近での電界強度が大きくなつて、沿面コロナの発生とかフラッシュオーバーを生ずる。これを防止するため電界強度が大きくなる部分にSiCペイントを塗布して、沿面電界緩和を行うものである。

このとき、SiCペイントで消費される単位面積当たりの電力損失密度 $W(X)$ は

$$W(X) = k_2 \omega C V_0^2 \text{ (W/cm}^2\text{)} \quad \dots \dots \dots \quad (2)$$

ここに k_2 : 定数

C ：導体に対する対地絶縁層の静電容量 (F/cm^2)

V_0 : コイルへの印加電圧 (V)

で与えられる⁽²⁾。SiCペイントにおける電力損失密度の分布は一定ではなく、継目で最大値となり、Xとともに減衰する分布特性を示す。

なお、SiCペイントの代わりに線形抵抗特性の高抵抗塗料を用いる方法は、 C 、 V_0 、高抵抗塗料の抵抗率などから塗布長さを計算し、所定の長さに高抵抗塗料を塗布するものであるが、この方法は高抵抗塗料の抵抗率の安定性、塗布した抵抗層の抵抗の均質性などに欠点があるため、現在の高圧発電機にはあまり用いられない。

3. SiCペイントの破壊電圧特性

コイルの対地絶縁層の耐電圧試験あるいは、絶縁破壊試験における印加電圧を上昇させる方法はいろいろな電圧昇圧法が採用されている。例えば、耐電圧試験ではできるだけ速やかに規定電圧に上昇させたのち、この電圧で規定時間保持する方法、絶縁破壊試験では一定の電圧上昇速度で連続昇圧して絶縁破壊させる短時間破壊試験法、短時間破壊電圧値の約 50%まで急速に連続昇圧し、この電圧で一定時間保持したあと、次の段階の高い電圧に上昇し、再び一定時間保持ということを繰り返して絶縁破壊させる階段上昇法などがある。ここでは、SiCペイントの熱破壊からみて非常に過酷な電圧昇圧法の場合にもペイントが適用できるようにするため、電圧印加開始から 50 kV までは 1 kV/秒の電圧上昇速度で連続昇圧したあと 1 分間保持し、その電圧以上では 2 kV ステップで 1 分間保持する階段上昇法の場合について検討した。なお、本文では電源の周波数が 60 Hz の場合について示したものである。

SiCペイントのジュール熱による温度上昇はほぼ電力損失に比例するため、コイルへの印加電圧が高くなると、ペイントの温度上昇は非常に高くなり、200~300°Cに達することもある。このとき、SiCペイントは継目付近で焼損し、熱破壊を生ずる。このようなことから、SiCペイントの抵抗率の大きさ、電力損失及び温度上昇の関係を検討し、これらとペイントが破壊する印加電圧との関連について調べた。

その結果、SiCペイントの抵抗率が小さくなるにしたがってペイント中での全電力損失が増加し、ジュール発熱量が大きくなるので、ペイントが熱破壊に至る印加電圧が低くなり、また、ペイントの抵抗率が大きくなると全電力損失は減少するが、沿面の電界強度が大きくなつてフラッシュオーバーを生じやすい傾向になることから、ペイントの抵抗特

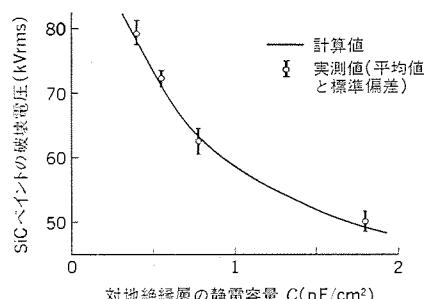


図 3. SiC ペイントの破壊電圧の絶縁厚さ特性

性に最適値があることが判明し、熱破壊及びフラッシュオーバの両面から、4種類のなかでS3が最適なペイントであることが分かった⁽³⁾。この関係は対地絶縁層の絶縁厚さが変わっても同じ傾向である。

図3.はコイルエンドの沿面電界緩和用としては最も適切な抵抗特性のSiCペイントであるS3のペイントの破壊電圧と対地絶縁層の厚さの関係を示したもので、横軸は絶縁厚さの代わりに単位面積当たりの静電容量Cで表した。式(2)の関係から、絶縁層が厚くなるにつれてSiCペイントでの電力損失が小さくなるので、ペイントの破壊電圧は上昇するが、対地絶縁層の実用的な厚さのCは0.3 pF/cm²以上であることから、かなり厚い絶縁設計のコイルにおいても、ペイントの適用可能な印加電圧の範囲は80kV以下となる⁽⁴⁾。この電圧値は、当社における耐電圧試験基準で適用できる発電機の定格電圧は22 kVまでである。

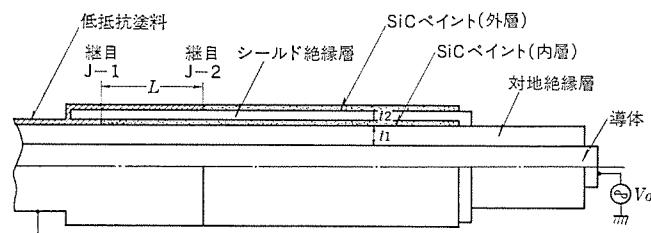
このようなことから、発電機の高電圧化に対処するための沿面コロナ防止法を確立する目的で、新しい電界緩和法を開発した。

4. 新しい電界緩和法

4.1 構造と等価回路

新しく開発した2重シールド形電界緩和法の構造と等価回路を図4に示す。この方式は対地絶縁層を何ら加工しないことを特長とし、対地絶縁層（厚さ t_1 、誘電率 ϵ_1 ）の外周にシールド絶縁層（厚さ t_2 、誘電率 ϵ_2 ）を介してSiCペイント層を2層設けたもので、対地絶縁層の外周に塗布した低抵抗塗料と内層のSiCペイントとの継目J-1からLの長さだけ低抵抗塗料を延ばして（以下、Lをシールド電極長と称する）外層のSiCペイントとの継目J-2で接続したものである。

等価回路ではコイル沿面方向の単位長さ ΔX 当たりの対地絶縁層及びシールド絶縁層の静電容量を C_1 及び C_2 , SiCペイントの抵抗 (非



(a) コイルエンドの断面

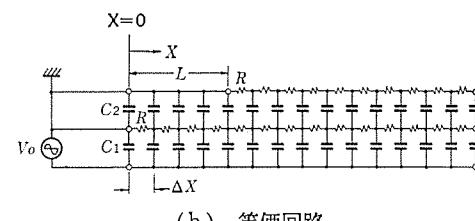


図 4 2重ギヤード形電脳緩和法の構造と等価回路

線形抵抗)を R で表した。なお、沿面方向の距離は継目J-1を $X=0$ とした。

4.2 解析方法

新しい電界緩和法の開発においては図4.(b)の等価回路を用い、 C_1, C_2, L, V_0 などをパラメータとして、SiCペイントの電界強度、電力損失などの解析を行ったが、電界に対して非線形な抵抗素子が分布する分布定数回路となるので、電子計算機による反復修正計算法では計算機使用時間がかなり多大となる。

そこで、半導体ダイオードの非線形抵抗特性を利用したダイオードキャパシタンス等価回路によるアナログシミュレーション解析手法^[5]を開発し、解析を試みた。この手法はSiCペイントの抵抗率の非線形性を半導体ダイオードの非線形抵抗特性に模擬して解く方法で、 ΔX の長さは0.5~1cmにとれば十分な精度が得られることから、ここでは ΔX を0.5cmとして解析した結果を示す。

4.3 SiCペイントでの電位分布

対地絶縁層とシールド絶縁層の静電容量の比 $Ck (=C_1/C_2)$ が0.25の場合のSiCペイントにおける沿面方向の電位分布を図5.(a)に示す。外層のSiCペイントの電位はほぼ直線的に上昇している。一方、内層のSiCペイントの電位は外層の低抵抗塗料によるシールド電極の影響で、シールド電極長 L が長くなると電位の上昇が抑制され、一定の電位以上には上昇しない領域がある。更に、 X が L 以上になると再び電位が直線的に上昇する。この一定になる電位は C_1 と C_2 との分圧比で決まり、 Ck が大きくなるにしたがって高い電位になる。

内層と外層のSiCペイントにおけるそれぞれの電位の差から得られるシールド絶縁層に加わる電圧の最大値 $V_{C2\max}$ と L との関係を図5.(b)に示した。 $V_{C2\max}$ は L が長くなるとともに増大し、飽和する傾向を示す。この飽和値はほぼ C_1 と C_2 との分圧比で決まる値に等しい。したがって、シールド絶縁層に加わる電圧を小さくするに

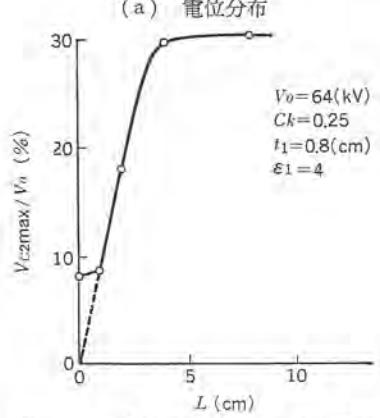
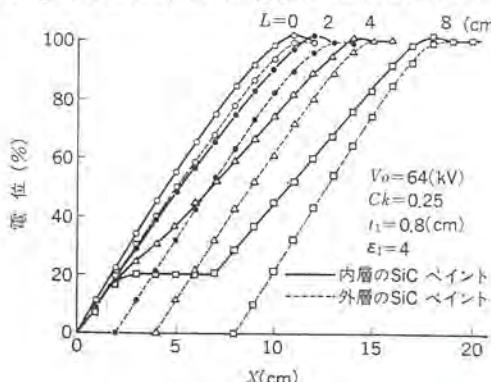


図5. 電位分布とシールド絶縁層に加わる最大電圧の特性

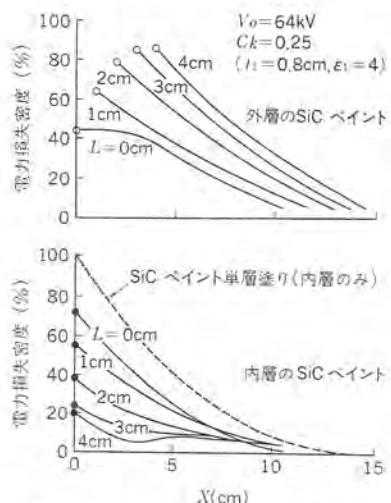


図6. SiCペイントにおける電力損失密度の分布

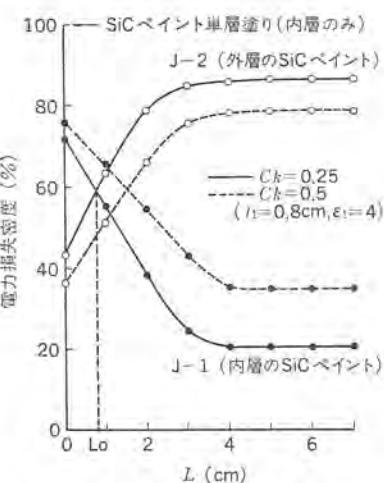


図7. 継目の電力損失密度-L特性

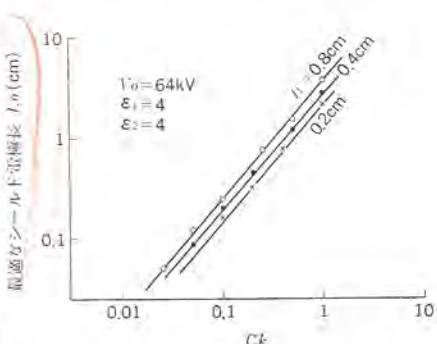


図8. L_0-Ck 特性

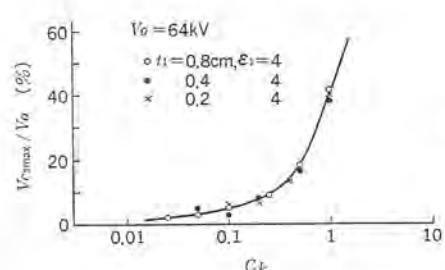


図9. $L=L_0$ における $V_{C2\max}$ と Ck の関係

は L は短いほうがよい。

4.4 SiCペイントでの電力損失

図6.にSiCペイントで消費される電力損失密度の分布を示す。図の縦軸は、対地絶縁層が同じで、SiCペイント単層塗りの場合の継目における電力損失密度を100%としたものである。電力損失密度はSiCペイント単層塗りの場合と同じように、内層、外層のペイント共に低抵抗塗料との継目J-1($X=0$)、J-2($X=L$)で最大となる。継目における電力損失密度は L が長くなるにしたがって、内層のペイントでは小さくなり、外層のペイントでは大きくなる。この継目における電力損失密度と L の関係を示したのが、図7である。

内層と外層の両者のSiCペイントの電力損失密度が同じになる L の長さを L_0 とすると、 L が L_0 より短いときは内層、 L が L_0 より長いときは外層のペイントの電力損失密度が大きいことから、それぞれ内層、外層のペイントが熱破壊する。したがって、 $L=L_0$ でSiCペイントの破壊電圧が最も高くなることが期待される。このときの電力損失密度は Ck の大きさに関係なく、SiCペイント単層塗りの場合の継目の電力損失密度の約60%である。

最適なシールド電極長 L_0 と Ck の関係を図8.に示すように、 Ck が大きくなるにしたがって L_0 は長くなり、また、対地絶縁層の絶縁厚さ t_1 が薄くなるほど短くなる。なお、図には示していないが印加電圧 V_0 が低くなるにしたがって L_0 は短くなる。

4.5 $V_{C2\max}$ の特性

$L=L_0$ において、シールド絶縁層に加わる最大電圧 $V_{C2\max}$ は Ck の大きさに依存する。図9.は $L=L_0$ における $V_{C2\max}$ と Ck の関係を示す。図より $V_{C2\max}$ は Ck の増加とともに急激に増加する。

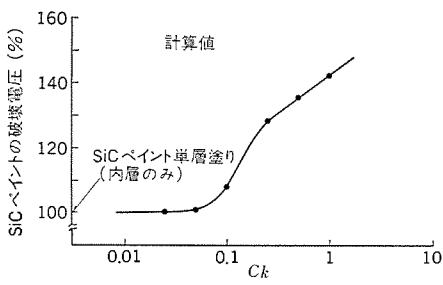


図 10. SiCペイントの破壊電圧 - C_k 特性

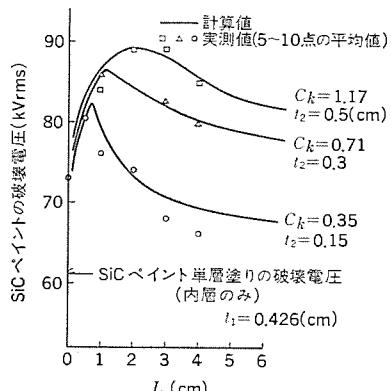


図 11. SiCペイントの破壊電圧 - L 特性

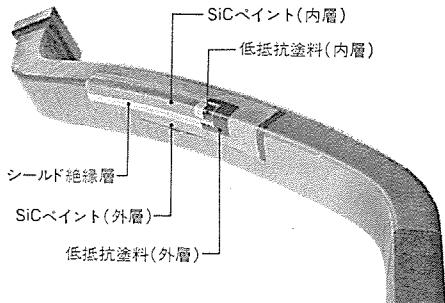


図 12. 24 kV 級 タービン発電機
へ適用した固定子コイル

縁層に加わる電圧の最大値 $V_{C2\max}$ と C_k の関係を図 9. に示す。 $V_{C2\max}$ は C_k が小さくなるにしたがって減少するが、同じ C_k であれば対地絶縁層の絶縁厚さ t_1 にあまり関係ない特性を示している。また、印加電圧が低くなるにしたがって幾分小さくなる傾向である。

C_k が 0.5 以下であればシールド絶縁層に加わる電圧の大きさは印加電圧の 10% 以下となるので、 C_k としてはできるだけ小さくするのが望ましい。

4.6 SiCペイントの破壊電圧特性

以上のような解析結果から得られた SiCペイントの破壊電圧特性を図 10. 及び図 11. に示す。

図 10. は最適なシールド電極長 $L=L_0$ における SiCペイントの破壊電圧と C_k の関係で、ペイント単層塗りの場合の破壊電圧値を 100% として示した。SiCペイントの破壊電圧は C_k が大きくなるにしたがって高くなる特性を示し、特に C_k が 0.1~0.5 の範囲では C_k の増加に対する破壊電圧の増加率が著しい。

図 11. は対地絶縁層の絶縁厚さ $t_1=0.426$ cm の場合において、 C_k をパラメータとして SiCペイントの破壊電圧と L との関係を示したもので、モデルコイルを用いて実測した結果もあわせてプロットした。モデルコイルの絶縁構成は、対地絶縁層には集成マイカテープを巻いてエポキシ樹脂を真空加圧含浸したもの、シールド絶縁層には集成マイカテープを巻きながらエポキシ樹脂をはけ塗りしたものである。

SiCペイントの破壊電圧の計算値と実測値とはよく一致しており、アナログシミュレーション解析手法で得られた結果が妥当であるといえる。

2重シールド形電界緩和法では C_k の値及びシールド電極長 L を最適に選択することにより、SiCペイントの破壊電圧を大幅に上昇させることができるが、実用的にはシールド絶縁層に加わる電圧の大きさ及びシールド絶縁層の絶縁厚さを考慮して、 C_k の値は 0.1~0.5 の範囲にとるのが適当であろう。このとき、図 11. の例では SiCペイントの破壊電圧は約 85 kV まで上昇するが、この電圧は SiCペイント単層塗りの場合の 61 kV と比較して約 40% 高い。更に、シールド絶縁層

に加わる電圧の最大値は印加電圧の 10% 以下であるため、シールド絶縁層には対地絶縁層ほど高性能な絶縁は必要ないといえる。

なお、シールド絶縁層を対地絶縁層と同じ絶縁構成とし、シールド絶縁層の絶縁厚さを增加するとした場合の SiCペイント単層塗りの方法と比べると、 $C_k=0.5$ に相当する絶縁厚さの増加の場合においても、SiCペイント単層塗りの場合の破壊電圧は約 10% しか上昇しないので、この新しい電界緩和法は非常に効果的な方法であるといえる。

5. 実機コイルへの適用

新しい電界緩和方式を 24 kV 級タービン発電機固定子コイルへ適用した例を図 12. に示す。実機への適用に際しては、実機コイルを用いて理論値どおりの性能を発揮することを確認した。

当社における耐電圧試験基準では、SiCペイント単層塗りの場合に適用できる発電機の定格電圧は 22 kV が限度であるが、新しい方式は適用可能電圧を約 40% 向上させることができるので、30 kV 級発電機にも適用が可能であり、将来の大容量・高電圧発電機を製作するうえでの技術的制約の一つを解決したものといえる。

6. む す び

発電機の高電圧化に対処するために、新しく開発した2重シールド形電界緩和方式の構造、特性、実機への適用例などについて紹介した。新しい方式の特長を要約すれば次のようになる。

- (1) SiCペイントを単層塗りする従来の方式では適用できる定格電圧は 22 kV が限度であるが、ペイントの適用可能な電圧を約 40% 向上させることができるので、将来の 30 kV 級発電機に適用できるであろう。
- (2) 対地絶縁層は何ら加工しないので、対地絶縁層の信頼性を低下させない方法である。
- (3) シールド絶縁層には対地絶縁層ほど高性能な絶縁は必要ないのに、対地絶縁層の絶縁厚さを増加させる方法と比べて効果的、かつ経済的な方法である。
- (4) 実用的な面から、対地絶縁層の静電容量とシールド絶縁層の静電容量の比 ($=C_k$) の値は 0.1~0.5 の範囲にとるのが適当であろう。最後に、この新しい方式の研究開発及び実用化に際してご指導ご援助いただいた関係者各位に深く感謝する次第である。

参 考 文 献

- (1) S. Hirabayashi, et al. : Proceedings of the 12 th Electrical Insulation Conference (1975)
- (2) 川上ほか：昭 49 年電気学会全国大会, 252
- (3) 谷ほか：昭 50 年電気学会全国大会, 316
- (4) 谷ほか：昭 51 年電気学会全国大会, 315
- (5) 谷ほか：昭 49 年電気学会全国大会, 544

デュアルスピンドル衛星の姿勢運動の解析

土屋和雄*・関時明**・若杉登**

1. まえがき

人工衛星の質量中心回りの回転運動は姿勢運動と呼ばれる。姿勢運動は、衛星の機能に応じ適切に制御することが必要である。例えば、通信衛星では、高指向性アンテナを常に地球上の目的方向へ向けるように、衛星の姿勢を維持することが必要である。衛星全体を回転させ、そのジャイロ剛性によって、姿勢の安定化を図るシングルスピンドル方式は、構造が簡単で信頼性が高く初期の衛星から広く使用されている。しかし、この方式は衛星形状に関して制約があり、また衛星全体が回転しているため、指向性の高い機器をとう(搭)載することが困難である。

デュアルスピンドル方式は、このようなシングルスピンドル方式の欠点を取り除いた制御方式として考案された⁽¹⁾。デュアルスピンドル衛星は、共通軸回りに回転することのできる二つの物体から構成された衛星である。一方の物体(ロータ)を高速に回転し、そのジャイロ剛性によって衛星の姿勢を安定化し、他方の物体(ステータ)は、その回転数を適切に制御して搭載機器を特定の方向へ指向させる。デュアルスピンドル衛星は、衛星の一部を任意方向に指向させることができるばかりでなく、衛星形状もシングルスピンドル衛星に比べて広くとることが可能である。60年代以降、米国では、通信衛星を中心にデュアルスピンドル衛星が広く利用されている。我が国においても、通信衛星を中心としてデュアルスピンドル衛星の開発が現在進められている。本年2月打上げられた我が国初の静止衛星“きく2号”(ETS-II)(図1.)、本年12月打上げ予定の実験用中容量静止通信衛星(CS)(図2.)、54年打上げ予定の実験用静止通信衛星(ECS)には、デュアルスピンドル方式が採用されている。

さて、従来のデュアルスピンドル衛星の姿勢運動の解析は、理想化されたモデルをもとに行われてきた。例えば

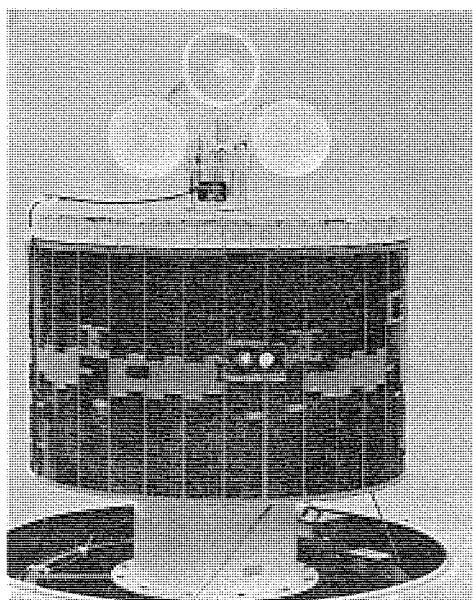


図1. きく2号(ETS-II)

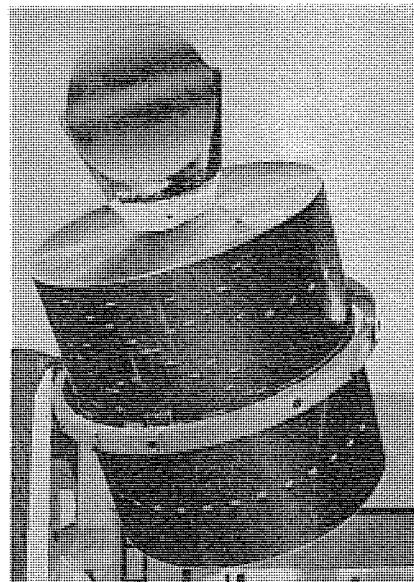


図2. 実験用中容量静止通信衛星(CS)

(1) 衛星を構成する物体は、回転軸に対して対称(回転軸直交方向の慣性モーメントの大きさが等しい)である。

(2) 衛星を構成する物体は、回転軸に関し、動的・静的不つり(釣)合を持たない。等々

デュアルスピンドル衛星が広く使用されるようになった現在、これらの仮定をはずし、より実際の衛星に近いモデルをもとに詳細な姿勢運動の解析を行うことが必要と思われる。我々もこののような状況をふまえ、ここ数年来より現実的なモデルをもとにデュアルスピンドル衛星の姿勢運動の詳細な解析を行ってきた^{(2)~(4)}。ここに、その成果の一部を報告する。

多くのデュアルスピンドル衛星は、非対称な物体から構成されている。このような非対称なデュアルスピンドル衛星の姿勢運動に対する安定条件を求めておくことは衛星設計において重要である。まず、2章において、デュアルスピンドル衛星を構成する物体の非対称性が姿勢運動に及ぼす影響を解析し、非対称なデュアルスピンドル衛星の姿勢運動に対する安定条件を導出する。衛星を構成する物体に静的・動的不釣合が存在すると、衛星は微小な姿勢運動(ワブル運動)を行う。ワブル運動は衛星の姿勢制御精度を低下させる大きな要因であり、何らかの方法で除去しなければならない。3章において我々の考案したワブル運動の除去方式について説明を与え、その特性解析の結果を示す。

2. 非対称性なデュアルスピンドル衛星の姿勢運動⁽²⁾

デュアルスピンドル衛星の姿勢運動は、次のように表せる(図3.)。衛星を構成している物体は、回転軸回りにそれぞれ相異なった回転速度で回転する。一方、回転軸は角運動量ベクトル回りに回転運動(ニュートーション運動)を行う。微小外乱トルクによって発生したニュートーション運動が徐々に減少し、角運動量ベクトル回りの純粋スピンドル運動に漸近すれば、姿勢運動は安定であり、逆にニュートーション運動が徐々に増

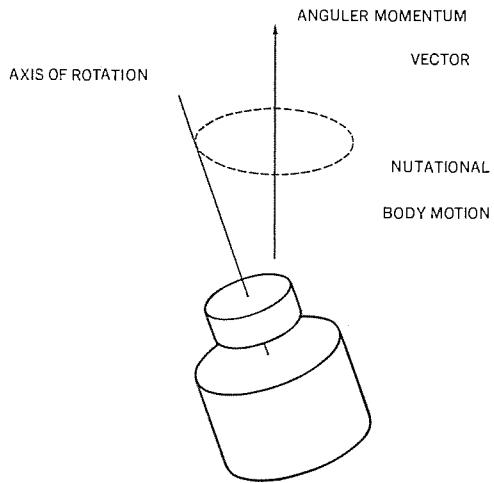


図 3. デュアルスピニ衛星の姿勢運動

大していけば、姿勢運動は不安定である。ニューテーション運動の変化は、衛星内のエネルギー散逸（例えば、ニューテーション運動に伴う燃料のスロッシング、可動部分の振動等）によって引き起こされる。この現象は、デュアルスピニ衛星の姿勢運動の安定化に利用されている。すなわち、ダンパをロータ、ステータ上に搭載し、衛星内のエネルギー散逸量を適当に調整することにより、姿勢運動の安定化を図っている。対称な物体から構成されたデュアルスピニ衛星の姿勢運動に対する安定条件、すなわち、衛星に搭載すべきダンパの大きさに対する制約条件、は既に多くの人々によって求められている。しかし、非対称なデュアルスピニ衛星の姿勢運動に対する安定条件は、まだ求められていない。ここでは、非対称なデュアルスピニ衛星の姿勢運動の近似解を求めるこによって、この種の衛星の姿勢運動に対する安定条件を導く。

衛星モデルは次のとおりである（図 4.）。

衛星は回軸（Z 軸）に対し非対称な物体 1, 2 から構成されている。各物体には Z 軸に関して、動的・静的不釣合量はないものとする。衛星の内部でのエネルギー散逸源、姿勢安定化のために搭載したダンパを、それぞれの物体上に取付けられた球状ダンパでモデル化する（図 5.）。物体 1 の角速度を $(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ とする。物体 2 の物体 1 に対する相対角速度を ϕ と表す。物体 i 上のダンパ（ダンパ i ）の角変位を θ_i と表す。衛星の姿勢運動を表す方程式は、次のように与えられる。

$$\dot{\omega}_1 + \alpha \omega_2 = -\epsilon_1 (\dot{\omega}_1 + \omega_3 \omega_2) - \epsilon_2 \left[\frac{d}{dt} (\omega_1 C_2 \phi t + \omega_2 S_2 \phi t) - S_2 \phi t \omega_1 \omega_3 + C_2 \phi t \omega_2 \omega_3 \right] - \gamma_1 \ddot{\theta}_1 - \gamma_2 [\ddot{\theta}_2 C \phi t - (\omega_3 + \phi) \dot{\theta}_2 S \phi t] \dots (1)$$

$$\dot{\omega}_2 - \alpha \omega_1 = \epsilon_1 (\dot{\omega}_2 - \omega_3 \omega_1) - \epsilon_2 \left[\frac{d}{dt} (\omega_1 S_2 \phi t - \omega_2 C_2 \phi t) + \omega_3 \omega_1 C_2 \phi t + \omega_3 \omega_2 S_2 \phi t \right] - \gamma_1 \omega_3 \dot{\theta}_1 - \gamma_2 [\ddot{\theta}_2 S \phi t + (\omega_3 + \phi) \dot{\theta}_2 C \phi t] \dots (2)$$

$$\ddot{\theta}_1 + 2\delta_1 \dot{\theta}_1 + k_1^2 \theta_1 = -\dot{\omega}_1 \dots (3)$$

$$\ddot{\theta}_2 + 2\delta_2 \dot{\theta}_2 + k_2^2 \theta_2 = -\omega_1 C \phi t - \omega_2 S \phi t + \omega_1 \phi S \phi t - \omega_2 \phi C \phi t \dots (4)$$

ここで $\alpha = (K-1)\omega_3 + K_R \phi$, $K = I_3/I$, $K_R = I_{23}/I$, $\epsilon_i = \Delta_i/I$, $\gamma_i = I_{Di}/I_0$; 回軸直交方向の衛星の平均慣性モーメント, I_3 ; 回軸方向の衛星の慣性モーメント, I_{23} ; 物体 2 の回軸回りの慣性モーメント, Δ_i ; 物体 i の回軸直交方向の慣性モーメントの差, I_{Di} ; ダンパ i の慣性モーメント, k_i^2 ; δ_i ; ダンパのばね定数, 減衰係数。 $S \phi t = \sin \phi t$, $C \phi t = \cos \phi t$ 。方程式(1)～(4)は周期係数を持つ線形連立常微分方程式系であるから、その平衡解の安定性はフロケの定理を使うことによって、数値的に求められる。しかし設計段階においては、安定条件を

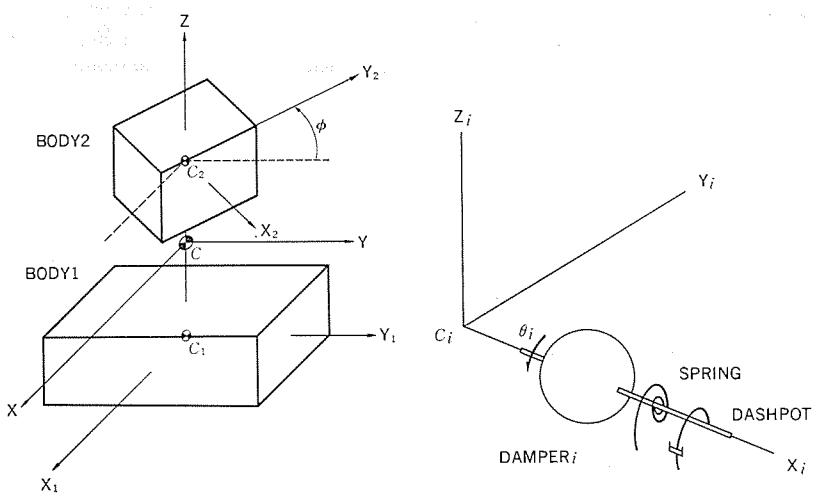


図 4. 衛星モデル

図 5. ダンパモデル

解析的に表しておくことが有用である。ここでは、次のように解析的な安定条件を求める。解析は 2 段階からなっている。まず、非対称物体から構成されたデュアルスピニ衛星と等価な対称なデュアルスピニ衛星を求める。次にこの等価な対称なデュアルスピニ衛星に対し、エネルギー散逸の効果を評価し、姿勢運動の安定性を調べる。ダンパを省略した方程式系は次のとおりである。

$$\dot{\omega}_1 + \alpha \omega_2 = -\epsilon_1 (\dot{\omega}_1 + \omega_3 \omega_2) - \epsilon_2 \left[\frac{d}{dt} (\omega_1 C_2 \phi t + \omega_2 S_2 \phi t) - \omega_1 \omega_3 S_2 \phi t + \omega_2 \omega_3 C_2 \phi t \right] \dots (5)$$

$$\dot{\omega}_2 - \alpha \omega_1 = \epsilon_1 (\dot{\omega}_2 - \omega_3 \omega_1) - \epsilon_2 \left[\frac{d}{dt} (\omega_1 S_2 \phi t - \omega_2 C_2 \phi t) + \omega_1 \omega_3 C_2 \phi t + \omega_3 \omega_2 S_2 \phi t \right] \dots (6)$$

物体の非対称性を表すパラメータ ϵ_i を摂動パラメータとして上記方程式の解を求ることにより、非対称なデュアルスピニ衛星の姿勢運動に及ぼす物体の非対称性の影響が求められる。方程式(5), (6)の解は次のとおりである。

$$\omega_1 = a_0 e^{i(\alpha + \Delta \alpha)t} + a_0^* e^{-i(\alpha + \Delta \alpha)t} \dots (7)$$

$$\omega_2 = -i(a_0 e^{i(\alpha + \Delta \alpha)t} - a_0^* e^{-i(\alpha + \Delta \alpha)t}) \dots (8)$$

ここで $\Delta \alpha = \epsilon_1^2 [(\alpha - \omega_3) - (\alpha - \omega_3)^2/2\alpha] + \epsilon_2^2 [(\alpha - \omega_3 - 2\phi) - (\alpha - \omega_3 - 2\phi)/2(\alpha - \phi)]$ 。 a_0 は複素定数, a_0^* は a_0 の複素共役を表す。さて、解(7), (8)は ϵ_i の 2 乗の精度で、次の微分方程式と等価である。

$$\dot{\omega}_1 + (\alpha + \Delta \alpha) \omega_2 = 0 \dots (9)$$

$$\dot{\omega}_2 - (\alpha + \Delta \alpha) \omega_1 = 0 \dots (10)$$

方程式(9), (10)は、対称な物体から構成されたデュアルスピニ衛星の姿勢運動を表す方程式と同形である。すなわち、方程式(9), (10)は、非対称性をくりこんだ対称化されたデュアルスピニ衛星の姿勢運動を表す方程式と考えられる。方程式(9), (10)を考慮して、元の方程式(1)～(4)は次のように変形される。

$$\dot{\omega}_1 + (\alpha + \Delta \alpha) \omega_2 = -\gamma_1 \ddot{\theta}_1 - \gamma_2 [\dot{\theta}_2 C \phi t - \dot{\theta}_2 (\omega_3 + \phi) S \phi t] \dots (11)$$

$$\dot{\omega}_2 - (\alpha + \Delta \alpha) \omega_1 = -\gamma_1 \omega_3 \dot{\theta}_1 - \gamma_2 [\dot{\theta}_2 S \phi t + \dot{\theta}_2 (\omega_3 + \phi) C \phi t] \dots (12)$$

$$\ddot{\theta}_1 + 2\delta_1 \dot{\theta}_1 + k_1^2 \theta_1 = -\dot{\omega}_1 \dots (13)$$

$$\ddot{\theta}_2 + 2\delta_2 \dot{\theta}_2 + k_2^2 \theta_2 = -\omega_1 C \phi t - \omega_2 S \phi t + \phi \omega_1 S \phi t - \phi \omega_2 C \phi t \dots (14)$$

ダンパの効果を表すパラメタ γ_i を摂動パラメタとして、上記方程式の解を求ることにより、非対称なデュアルスピニ衛星の姿勢運動に及ぼすエネルギー散逸の影響が求められる。ニューテーション運動に対する減衰率 δ_N は次式で与えられる。

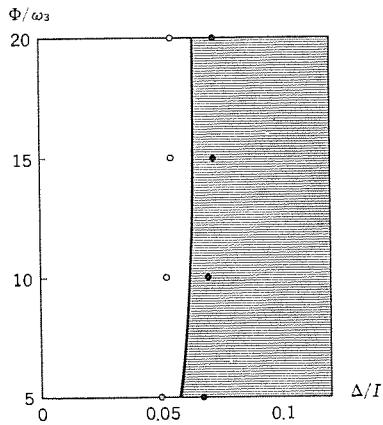


図 6. 姿勢運動の安定図

$$\delta_N = -\frac{1}{2} (\hat{\alpha} + \omega_3) [\gamma_1 f_{1r} \hat{\alpha} + \gamma_2 f_{2r} (\hat{\alpha} - \Phi)] \quad \dots \dots \dots (15)$$

ここで $\hat{\alpha} = \alpha + \Delta\alpha$, $f_{1r} = -2\hat{\alpha}^2 \delta_1 / [(k_1^2 - \hat{\alpha}^2)^2 + (2\delta_1 \hat{\alpha})^2]$, $f_{2r} = -2\delta_2 (\hat{\alpha} - \Phi)^2 / [(\delta_2^2 - (\hat{\alpha} - \Phi)^2)^2 + (2\delta_2 (\hat{\alpha} - \Phi))^2]$.

姿勢運動に対する安定条件は、減衰率 δ_N を使って次のように表せる。

$$\delta_N > 0 \quad \dots \dots \dots (16)$$

すなわち、姿勢運動を安定化するためには、衛星に関するパラメータ、ダンパに関するパラメータは不等式(16)を満たさなければならない。ダンパに関するパラメータを一定にして、衛星に関するパラメータ、相対角速度 Φ 、非対称性 Δ (= $\Delta_1 = \Delta_2$) の変化による姿勢運動の安定性の変化を図 6. に示す。斜線部が不安定領域である。同じグラフ上に Fourier の定理を適用して求めた数値解のいくつかを示す。黒丸は不安定点、白丸は安定点を示す。解析解の数値解に対する一致は良好である。

3. ワブル修正装置の性能解析⁽³⁾

デュアルスピニ衛星のロータ部分に、静的・動的不釣合が存在するとき、衛星の姿勢運動は次のように表せる(図 7.)。各物体は、回転軸回りに相異なる角速度で回転する。回転軸は、ロータの不釣合によって生じる微小な円錐運動(ワブル運動)を行なながら、角運動量ベクトル回りを回転(ニューテーション運動)する。すなわち、ロータに不釣合がある場合、回転軸はワブル運動とニューテーション運動の重ね合わせられた運動を行う。ニューテーション運動は、前述したとおり、衛星内部でのエネルギー散逸量を調節することによって減衰させることができる。一方、ワブル運動はロータの静的・動的不釣合を取り除かなければ除去できない。ロータに不釣合の生じる最大の要因は、衛星を遷移軌道から静止軌道へ移行させるため遷移軌道の遠地点で噴射するロケットモータの燃料の残留物がロータに付着することであり、地上においては除去できない。すなわち、ロータの不釣合の除去は、静止軌道投入後、再度行わなければならない。我々は、受動形の不釣合除去装置(受動形ワブル修正装置)を考案した。以下、この方式の性能解析の結果について述べる。装置は1個の質点を封入した2組の円形チューブから構成している。これらのチューブは、ロータ上に回転軸に垂直に取付けられる(図 8.)。以下、この装置の特性解析のために使用する衛星モデルを次のように設定する(図 9.)。衛星は物体1(ロータ)、物体2(ステータ)からなる。物体1は回転軸に対して動不釣合があるものとする。物体2は回転軸に関し不釣合量は持たない。ワブル修正装置は、物体1上に回転軸に垂直に取付けられている。衛

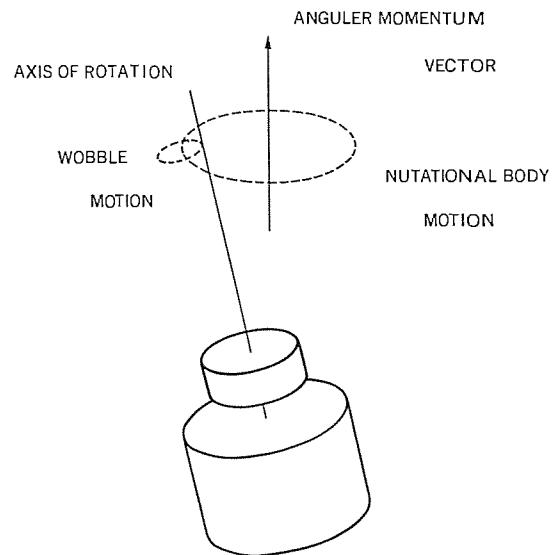


図 7. デュアルスピニ衛星の姿勢運動(ロータに動不釣合のある場合)

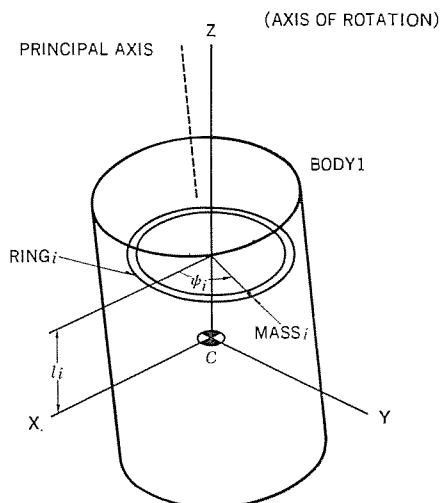


図 8. ワブル修正装置

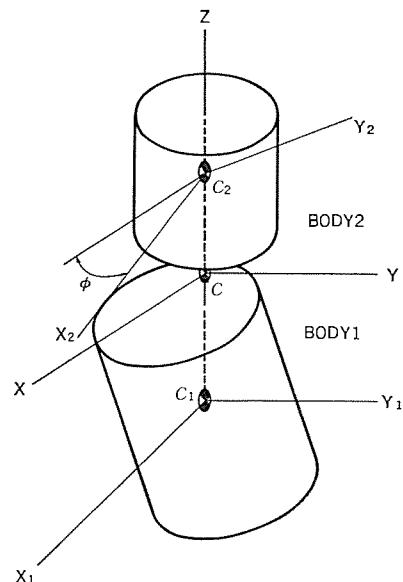


図 9. 衛星モデル

星内部でのエネルギー散逸、姿勢安定化素子としてのダンパを物体1、2上に取付けられた球状ダンパでモデル化する。物体1の角速度を $(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ と表す。物体2の物体1に対する相対角速度を ϕ と表す。

リング i 中の質点 i の物体 1 に対する相対角変位を ψ_i , ダンパ i の角変位を θ_i と表す。この系の運動方程式は次のように与えられる。

$$\dot{\omega}_1 + \alpha\omega_2 = \epsilon\omega_3^2 - \gamma_1\ddot{\theta}_1 - \gamma_2[\dot{\theta}_2C\Phi t - (\omega_3 + \Phi)\dot{\theta}_2S\Phi t] - \sum_{i=1}^2 \beta_i\omega_3^2\psi_i \quad \dots \dots \dots (17)$$

$$\dot{\omega}_2 - \alpha\omega_1 = -\gamma_1\omega_3\dot{\theta}_1 - \gamma_2[\dot{\theta}_2S\Phi t + (\omega_3 + \Phi)\dot{\theta}_2C\Phi t] + \sum_{i=1}^2 \beta_i\omega_3^2C\psi_i \quad \dots \dots \dots (18)$$

$$\dot{\theta}_1 + 2\delta_1\dot{\theta}_1 + k_1^2\theta_1 = -\omega_1 \quad \dots \dots \dots (19)$$

$$\dot{\theta}_2 + 2\delta_2\dot{\theta}_2 + k_2^2\theta_2 = -(\omega_1 + \Phi\omega_2)C\Phi t - (\omega_2 - \Phi\omega_1)S\Phi t \quad \dots \dots \dots (20)$$

$$\ddot{\psi}_i + 2\eta_i\dot{\psi}_i = -\mu_iC\psi_i(\omega_3\omega_2 - \omega_1) + \mu_iS\psi_i(\omega_3\omega_1 + \omega_2) \quad (i=1, 2) \quad \dots \dots \dots (21)$$

ここで $\alpha = (K-1)\omega_3 + K_R\Phi$, $K = I_3/I$, $K_R = I_{23}/I$, $\epsilon = \Delta/I$, $\gamma_i = I_{Di}/I$, $\beta_i = m_i\gamma_i l_i/I$, $\mu_i = l_i/\gamma_i$ 。 I : 衛星の回転軸垂直方向の慣性モーメント, I_3 : 衛星の回転軸方向の慣性モーメント, Δ : 物体 2 の慣性軸方向の慣性モーメント, Δ ; 物体 1 の回転軸に関する動不釣合量, m_i , η_i : リング i 中の質点 i の質量, 減衰率, γ_i , l_i ; リング i の半径, 衛星の質量中心からリング中心までの距離, I_{Di} , δ_i , k_i^2 ; ダンパ i の慣性モーメント, 減衰率, ばね定数。この時, 衛星は次のような二つの運動状態を経て, ニューテーション運動とワブル運動の共存する状態から純スピン運動状態へと移行していく。すなわち, 初期のニューテーション運動の大きい状態では, チューブ内の質点はチューブ内を一定角速度で回転する。またニューテーション運動は, ダンパによるエネルギー散逸効果によって徐々に減衰していく(ニューテーション同期モード)。ニューテーション運動が小さくなると, チューブ内の質点はロータの動不釣合量を打ち消す位置の近傍で振動運動を行う。一方, ニューテーション運動は, ニューテーション同期モードと同じく, ダンパのエネルギー散逸効果によって減衰する(スピン同期モード)。スピン同期モードにおける質点の振動振幅は, ニューテーション運動の減少とともに小さくなり最終的に, ニューテーション運動, ワブル運動とも除去された純スピン運動状態へ到達する。ニューテーション運動とワブル運動の共存する状態から, 純スピン状態へ到達するのに必要な条件, また到達するのに要する時間など, ワブル修正装置の設計に必要な諸量は, 方程式(17)~(21)の解を求ることによって得られる。方程式(17)~(21)の近似解は次のように与えられる。

(ニューテーション同期モード)

$$\omega_1 = 2\gamma_N \cos(\alpha t + \Theta_N) \quad \dots \dots \dots (22)$$

$$\omega_2 = 2\gamma_N \sin(\alpha t + \Theta_N) \quad \dots \dots \dots (23)$$

$$\psi_i = \psi_{i0} + \delta\psi_i \gamma_s \cos(\alpha t + C_{si}) \quad (i=1, 2) \quad \dots \dots \dots (24)$$

(スピン同期モード)

$$\omega_1 = 2\gamma_s \cos(\alpha t + \Theta_s) \quad \dots \dots \dots (25)$$

$$\omega_2 = 2\gamma_s \sin(\alpha t + \Theta_s) \quad \dots \dots \dots (26)$$

$$\psi_i = \psi_{i0} + \delta\psi_i \gamma_s \cos(\alpha t + C_{si}) \quad (i=1, 2) \quad \dots \dots \dots (27)$$

ただし $\gamma_N = \{(\gamma_{N0}^2 - \gamma_s^2)e^{-\delta_N t} + \gamma_s^2\}^{1/2}$, $\delta_N = -(\alpha + \omega_3)[\gamma_1\alpha f_{1r} + \gamma_2(\alpha - \Phi)f_{2r}]$, $\gamma_{N0} = \gamma_1\alpha f_{1r} + \gamma_2(\alpha - \Phi)f_{2r}$, $\delta_N = -(1/2)(\alpha + \omega_3)[\gamma_1\alpha f_{1r} + \gamma_2(\alpha - \Phi)f_{2r}]$, $\gamma_s = \gamma_{s0}e^{-\delta_s t}$, $\delta_s = -(1/2)(\alpha + \omega_3)[\gamma_1\alpha f_{1r} + \gamma_2(\alpha - \Phi)f_{2r}]$, $f_{1r} = -2\alpha^2\delta_1/[(k_1^2 - \alpha^2)^2 + (2\delta_1\alpha)^2]$, $f_{2r} = -2(\alpha - \Phi)^2\delta_2/[(k_2^2 - (\alpha - \Phi)^2)^2 + (2\delta_2(\alpha - \Phi))^2]$, $f_{3r} = -2\eta_i\alpha^2/[\alpha^4 + (2\eta_i\alpha)^2]$, Θ_N , C_{si} , γ_{N0} , γ_s , ψ_{i0} , $\delta\psi_i$, γ_{s0} ; 定数。解(22)~(27)から, 初期に存在したニューテーション運動とワブル運動が減衰し, 衛星が純スピン運動状態へ移行するために, 満足すべき条件が次のように求められる。

$$\delta_N > 0, \delta_s > 0, \alpha < 0 \quad \dots \dots \dots (28)$$

また, 純スピン状態へ移行するのに要する時間 τ は, 次式で評価で

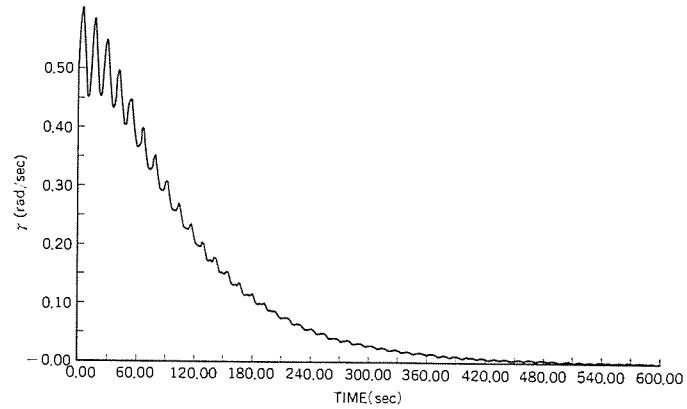


図 10. 姿勢運動(ワブル修正装置あり)

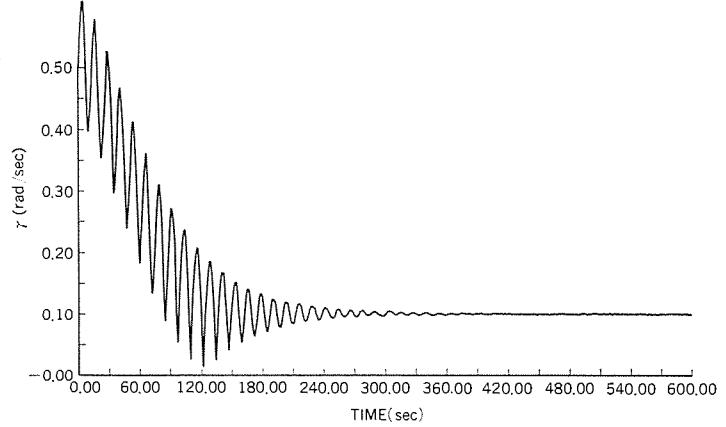


図 11. 姿勢運動(ワブル修正装置なし)

きる。

$$\tau \approx 1/\delta_N + 1/\delta_s \quad \dots \dots \dots (29)$$

搭載したダンパ, ワブル修正装置のパラメータが条件(28)を満足する衛星のふるまいを方程式(17)~(21)を数値的に積分することにより調べた。結果を図 10. に示す。ここで縦軸は回転軸垂直方向の角速度 $\gamma = (\omega_1^2 + \omega_2^2)^{1/2}$ である。また比較のため, 同じ衛星に対し, ワブル修正装置を取り除いた場合の結果を図 11. に示す。これらの結果から, ワブル修正装置, ダンパの作用によって衛星は最終的に, 純スピン状態へ移行していることが分かる。

4. む す び

デュアルスピン衛星の姿勢運動に関し, 二つの項目について述べた。

(1) デュアルスピン衛星を構成する物体は, 通常回転軸に関し非対称である。衛星を構成する物体の非対称性が, 衛星の姿勢運動に及ぼす影響を解析し, 非対称なデュアルスピン衛星の姿勢運動に対する安定条件を導びき, 設計基準を明確にした。

(2) デュアルスピン衛星の姿勢制御精度を劣化させる最大の原因の一つであるワブル運動を除去する装置(ワブル修正装置)を考察し, その性能を解析した。この装置により, ワブル運動を受動的に十分な精度まで除去することが可能である。

参 考 文 献

- (1) London, V. D and Stewart, B : Journal of Spacecraft and Rockets 1 (1964)
- (2) K. Tsuchiya : Proceedings of the 11th ISTS (1975)
- (3) 土屋外 : 第19回宇宙科学技術連合講演会(昭50)
- (4) K. Tsuchiya : AIAA Journal 15 (1977)

小田急町田駅ビルの空調制御システム

山下 紀夫*・上野 義弘**・山田 淳***

1. まえがき

省エネルギーは、エネルギー資源の大部分を輸入に依存する我が国にとって重大な課題であり、これに対処するため、エネルギー消費各部門で、真剣にこの問題を検討している。ビルにおいても、その消費エネルギーの30~40%程度を占める空調の省エネルギー化が、大きな課題の一つとされている。空調の省エネルギー化を図るときは、単に消費エネルギーの節減だけでなく、省エネルギー化及びこのための作業の省力化を伴うことが多い。これらの目的に対して、空調システムに計算機を利用して制御の最適化を図ったりまた負荷の平滑化による熱源機の設置容量の低減や運転時間の制御を行うために蓄熱槽(槽)を設置する例が多くなる傾向にある。

以上のような背景のもとに、我々は空調システムの省エネルギー化を目指した空調制御法を開発してきており、ビル総合管理システムの一つのサブシステムとして今回これを小田急町田駅ビルに適用した。このシステムでは、空調負荷を予測することにより、蓄熱槽の効果的利用とともに冷凍機の高効率運転制御を行っているのが特徴である。なお、機械管理者の労務管理上、熱源機の運転を昼間運転に限っている。また、ビル総合管理には、工業用電子計算機《MELCOM》350-7を導入して管理の自動化を図り、省エネルギー化とともに信頼性の向上及び省力化を図っている。

本文では、主としてこの空調制御システムの特徴について述べ、更に、他のサブシステムとの関連性のもとに、計算機システム構成について概述する。

2. 空調システムの概要

昭和51年9月にしゅん工したこのビルは、複合多目的ビルであり、複槽式の蓄熱槽を設置した蓄熱式空調システムを備えている。ビルの主要な用途は駅施設・百貨店・店舗であり、空調負荷の多くは百貨店系で占められている。このビルの外観を図1.に示す。また、その建築概要は次のとおりである。

所在地 東京都町田市原町田 6-12-20

建築規模 地下2階 地上11階 塔屋 3階

延床面積 65,000 m²

躯体構造 鉄骨鉄筋コンクリート造

この空調システムにおける熱源機は、ターボ冷凍機とボイラであり、冷凍機は大形5台、小形1台で構成され、負荷に応じて台数制御が行われている。蓄熱槽は2槽に分けられ、それぞれ500 m³の容量を有し、夏季には両槽とも冷水槽として、冬季にはそれぞれ冷温水槽としての機能を果たす。ここでは、空調機への送水温度制御を行っており、空調機のリターン水と冷凍機の冷水の混合比を調整できるようにしている。これらの配管システムをモデル化すると図2.のようになる。

空調系統は百貨店の2系統・店舗系・電気室系・監視室系・駅務室系及び駅コンコース系の7系統である。更に、上層階におけるペリ



図1. 小田急町田駅ビルの外観

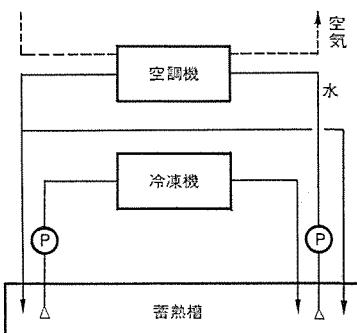


図2. 空調配管をモデル化した図

メータージュに対しては、日射負荷を考慮したペリメータ系統を設置している。空調設備の概要をまとめると次のとおりである。

- (1) 電動ターボ冷凍機 660 RT 5台, 220 RT 1台
- (2) 冷却塔 253×10⁴ kcal/h 5台, 97.5×10⁴ kcal/h 1台
- (3) ボイラ 4,200 kg/h 3台
- (4) 热交換器 210×10⁴ kcal/h 2台, 25×10⁴ kcal/h 1台
- (5) 空調方式 各階ユニット方式
- (6) 蓄熱槽 500 m³×2槽

3. 空調制御システムのソフトウェア

この制御システムでは計算機を利用しているが、その目的は省エネルギー化による経済性の向上、設定値の変更、シーズン切換、熱源機器の始動・停止などの運転操作におけるオペレータの作業量の軽減及び作業の正確さの向上である。この制御システムの各機能を図3.のブロック図で説明する。まず、室内外の環境状況を検出して空調季節をとらえ、それぞれの季節に適応するように室温設定値及び外気取り

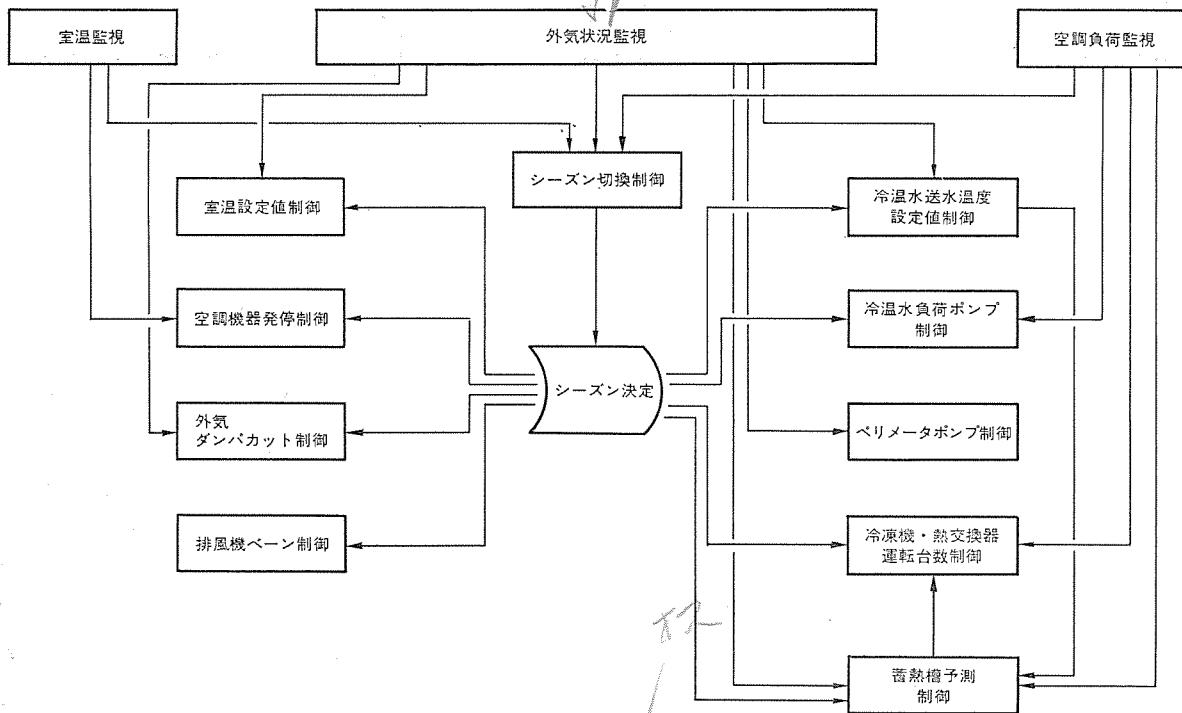


図 3. 機能ブロック図

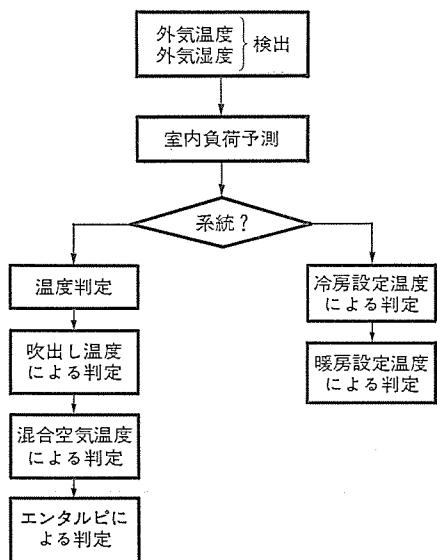


図 4. シーズン判定フローチャート

入れ量を適正にして空調負荷をできるだけ軽くするとともに蓄熱運転の最適化を図り、冷凍機の高効率運転により省エネルギー化を図っている。更に、空調機への送水温度及び、その始動時刻の最適化により快適性の向上をも図るようにしている。以下にこれら制御機能について述べる。

3.1 シーズン決定

室内を快適に保つために、各系統ごとに冷房期か暖房期が、あるいは、中間期かのシーズン決定を行う必要がある。このビルでは、空調負荷の大きい百貨店を有しており、この系統でのシーズン判定はやや複雑であるが、他系統である駅のコンコースとか駅務室については、単に外気要因だけでシーズンが決定されている。

百貨店系統では頑熱基準による判定とエンタルピ基準による判定で4段階の比較を行う。すなわち、(1)基準設定室温と外気温度、(2)予想入店客数などによる室内外負荷より求められる空調機の

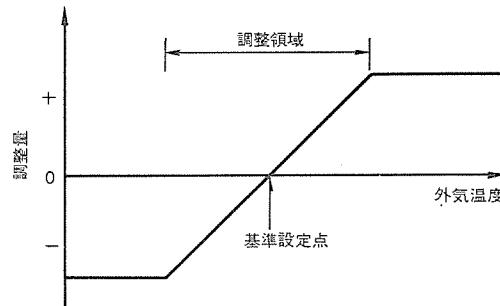


図 5. 室温設定の微調整特性

吹出し温度と外気温度、(3)この吹出し温度と空調機の混合空気温度、以上の比較により冷房期を判定する。この比較で冷房期と決定されなかった場合には、更に、(4)吹出しエンタルピと外気エンタルピとの比較によって冷房期か中間期かの判定を行う。これに対し、他の系統では、各系統ごとに設定した冷房期・暖房期温度と外気温度とを比較して三つのシーズン判定を行う。

これらのシーズンが決定されれば、三方電磁弁の切換制御を行なうが、冷房期・暖房期の切換えでは、中間期を経由して行なうようにしている。このシーズン判定の概略フローチャートを図4に示す。

3.2 室温設定

従来、室温は一定として設定されているが、今回はある温度幅内で外気温度の1次関数として室温を設定する方式を探っている。すなわち、冷房期では図5に示すように、外気温度が上昇するにつれ設定室温が上昇するようにしているので、省エネルギーとともに室内外の温度差によるコールドショックなどの不快感を除去して快適性を向上させている。各系統ごとに1次関数の係数が異なるように調整を行い、それぞれの系統に適切な室温設定を行って、最適な空調環境条件を求めている。

3.3 空調機器発停制御

タイムスケジュールによって空調機器の始動・停止制御を行うことに加

え、そのときの室温に応じ発停時刻を修正するようにしている。すなわち、タイムスケジュールによる空調機器の始動予定時刻の一定時間前に室温を計測し、始動に適した温度かどうか判定し、空調機器の始動時刻を決定する方式を探っている。このことによって、空調開始時の快適性が向上する。

3.4 外気ダンパカット制御

基準設定室温と外気温度、下限設定温度と外気温度、基準設定エンタルピと外気エンタルピとの比較によって外気取り入れダンパの開度を最小にするか否かを判定し、ダンパ制御する。この最小ダンパ開度の領域を空気線図上で示すと図6. のようになる。この制御により、環境条件を満足する範囲内で外気取り入れ量を最小に制限して外気負荷の軽減と吹出し温度の保持ができる。

3.5 冷温水送水温度設定値制御

外気温度の変化に応じて空調機への送水温度設定値を変える方式を採用しており、外気温に影響される負荷の変動に応じた送水温度とすることができます。したがって、軽負荷時に高めの温度の冷水を送ることができ、吹出し温度が過度に低くなることを押えて快適性の向上を図るとともに、槽損失・配管損失の低減化を図ることができます。

3.6 冷温水負荷ポンプとペリメータポンプ制御

あらかじめ規定した負荷値に対してポンプ運転台数を設定し、積算運転時間の短いポンプから運転させている。この値を超えた時には、これに上乗せする形で負荷熱量に応じた台数のポンプを運転する。負荷熱量としては、式(1)に示すような平滑化した値を用いている。

$$H_T = (h_T \times k_1 + H_{T-1} \times k_2) / K \quad \dots \dots \dots (1)$$

ここに、 H_T : T 時の平滑化した負荷熱量

h_T : T 時の検出した負荷熱量

H_{T-1} : T-1 時までの平滑化した負荷熱量

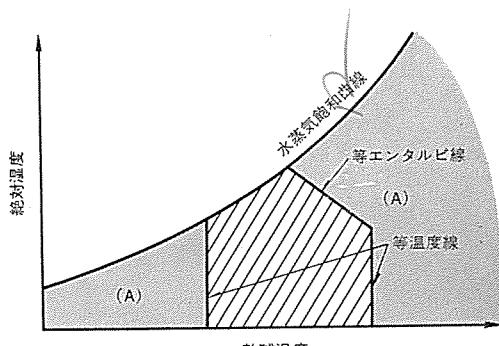


図 6. 外気取り入れダンパの最小開度領域 (A)

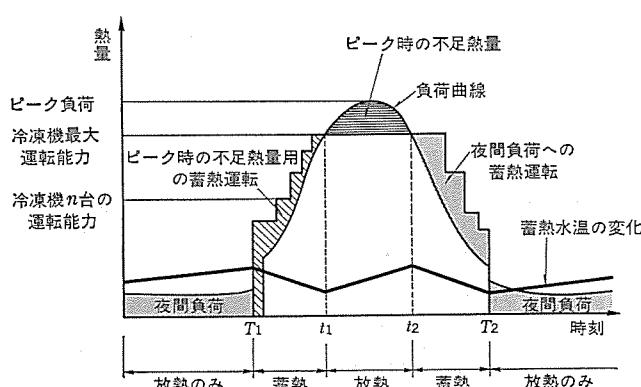


図 7. 冷凍機の蓄熱運転と空調負荷の関係

k_1, k_2 : 平滑化係数

$K : k_1 + k_2$

上層階に存在するペリメータゾーンの日射負荷に対処するためにペリメータ用ポンプが設置されており、日射負荷と伝熱負荷の演算によってシーズン判定がなされ、ポンプの始動・停止を行う。

3.7 冷凍機運転台数制御

この制御のねらいは、空調のピーク負荷を予測して必要な台数の冷凍機を全容量運転することにより、省電力効果を発揮させるとともに高効率運転を行わせることである。ピーク負荷の予測は、計算機に遂次記憶される過去十数日間の室内外の気象データから重回帰方程式により求められ、式(2)で示される。

$$Q_p^* = A \cdot X^T \quad \dots \dots \dots (2)$$

ここに、 Q_p^* : 予測ピーク負荷

A : 回帰係数

X : 説明変数

説明変数 X は、任意時刻の外気温度・外気湿度及び室内温度などによって構成されている。

このピーク負荷の予測値よりある程度少い値をその日に運転すべき冷凍機の全容量と設定し、冷凍機の最大運転台数を決定する。このときの冷凍機の蓄熱運転と空調負荷の関係を図7. に示す。この図において、時刻 $t_1 \sim t_2$ をピーク時間帯とすると、この時間帯では冷凍機を、先に決めた最大台数で運転する。このビルでは管理上冷凍機の運転時間を昼間に限っているので、ピーク時間帯に不足する熱量は朝方に、夜間に必要な熱量は夕方に蓄熱せねばならない。これらの蓄熱量を予測ピーク負荷と別に定める負荷パターンから予測し、朝方並びに夕方の実負荷に加えて冷凍機を蓄熱運転する。なお、このビルの負荷パターンは百貨店に大きく依存することから、入店客パターンへの依存度が大きいのが特徴であり、平日・休日などによってそのパターンは異なっている。

蓄熱水温は、予測したピーク時間帯の平均外気温度から求められる送水温度を基準に演算される。この外気温度の予測は、負荷予測と同様に重回帰方程式により求められるが、説明変数には朝方の気象状態すなわち、外気温度・外気湿度及び全天空日射量などがある。運転する冷凍機は、それぞれの冷凍機の積算運転時間が等しくなるように選択される。

冷凍機の台数制御をそれぞれの時間領域について説明すると、次のように分けられる。

- (1) 冷房負荷立上がり時までの予冷運転領域
- (2) ピーク時間帯のための蓄熱運転領域
- (3) ピーク時間帯の放熱運転領域
- (4) 夜間負荷のための蓄熱運転領域

これらの領域において、冷凍機は各領域の必要蓄熱量をある一定時間で蓄熱できるように制御される。このため、蓄熱量を考慮して現在運転中の冷凍機能力から不足熱量を算出し、その大きさと蓄熱水温の時間的変化によって大容量冷凍機か小容量冷凍機かを始動・停止制御する。

ところで、冷凍機の運転制御に対する熱量は、平滑化されている実負荷と単位時間当たりの必要蓄熱量の和であるが、この必要蓄熱量は各領域における目標蓄熱水温によって求められる。この蓄熱水温の変化は、図7. に示す折線のようになる。

4. 電子計算機によるビル総合管理

このビルでは、前章までに記述してきた空調設備と熱源設備の監視制御の外に、受変電設備・照明設備・給排水衛生設備・昇降機設備・集中検針設備・防災防犯設備の各設備に総合管理システムが適用され、防災防犯設備については防災センタで、また、それ以外の設備については図8に示す中央監視室で集中管理が行われている。

4.1 中央監視室設備概要

ビルの地下2階に位置する中央監視室には、熱源監視盤・空調監視盤・電力電灯監視盤及び昇降機監視盤が設けられ、それらの中央に、運転員が電子計算機を介して監視操作を行うためのCPU盤(オペレータコンソール)が設置されている。ここでは、監視盤のコンパクト化を図るために、従来のグラフィックパネルを廃し、CPU盤にカラーグラフィックディスプレー装置(CRT)を組み込み、運転員が任意に各設備の運転状況

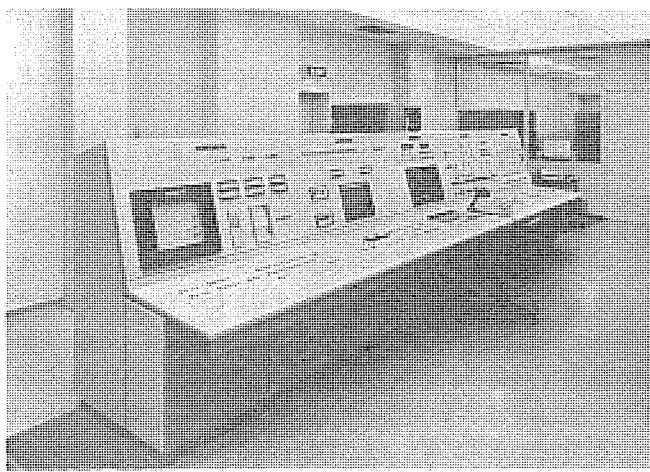


図8. 中央監視室

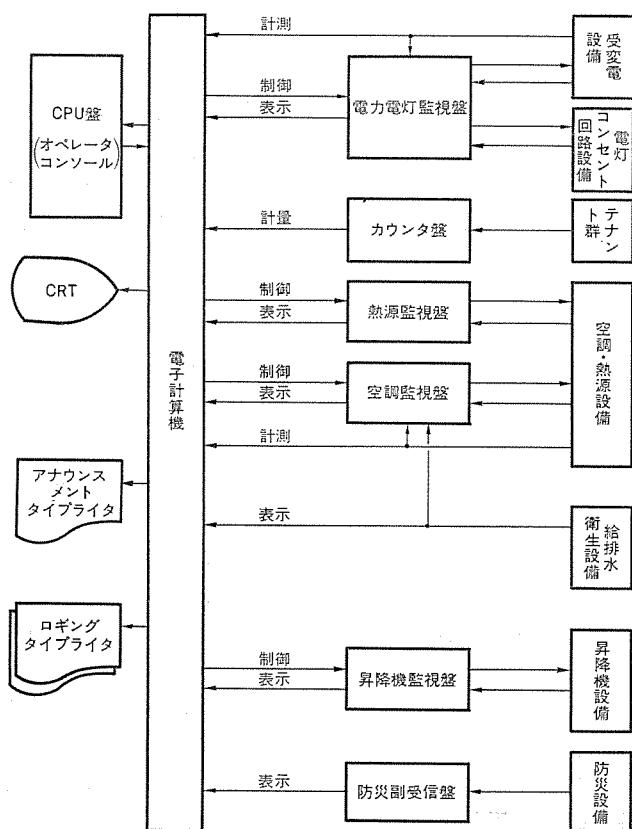


図9. ビル管理設備構成図

況や建物内の空調状態とか外気状況などをグラフィカルに表示し、ち(緻)密な管理ができるようにしている。このビル管理設備の構成を図9に示す。

4.2 工業用電子計算機による空調管理システム

この空調管理システムでは、これまでに述べた空調制御及び熱源機器制御は、すべて工業用電子計算機により自動制御し更に、次に示す機能をも有している。

(1) 上・下限監視

空調機器の動作電流・冷凍機の圧力などの機器の運転状態を示す計測値、室内温度・蓄熱槽水温・空調器への送水温度などの計測値の上下限監視を行い、異常発生の時には警報を発するとともにアナウンスメント印字を行わせる方式としている。

(2) 動作・故障監視

空調機器及び熱源機器の動作や故障を一定周期で入力し、動作変化や故障発生を迅速に発見して警報やアナウンスメント印字を行わせている。

(3) 運転状態のCRT表示

熱源機器の運転状態を送水温度、流量などの関連する計測値の一括表示や、空調機器の運転状態と吹出し温度・室内温度・室内湿度の一括表示を行わせ、機器の運転状態とその効果のは(把)握を容易にしている。この表示例を図10に示す。

(4) 計測値のトレンド表示

外気温度・外気湿度・空調負荷・蓄熱槽水温及び送水温度を10分周期で収集し、過去24時間分のデータをCRTにグラフ表示し、1日の傾向を把握することにより、外気状況と空調負荷との関連性の検討及び制御機能の効果の検討に利用する。この表示例を図11に示す。

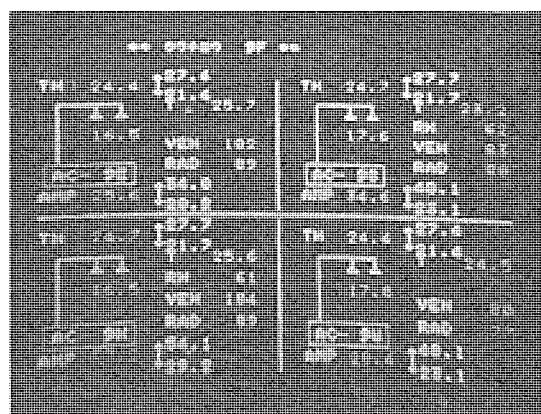


図10. CRTパターン例

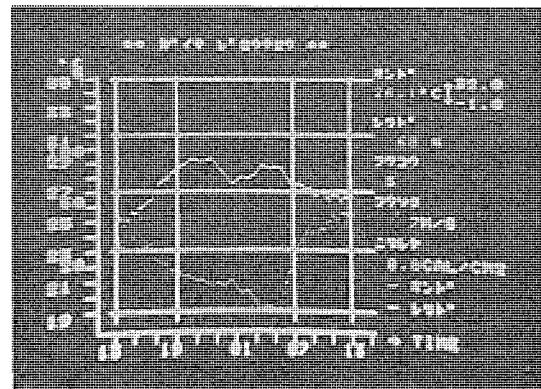


図11. 外気状況トレンド例

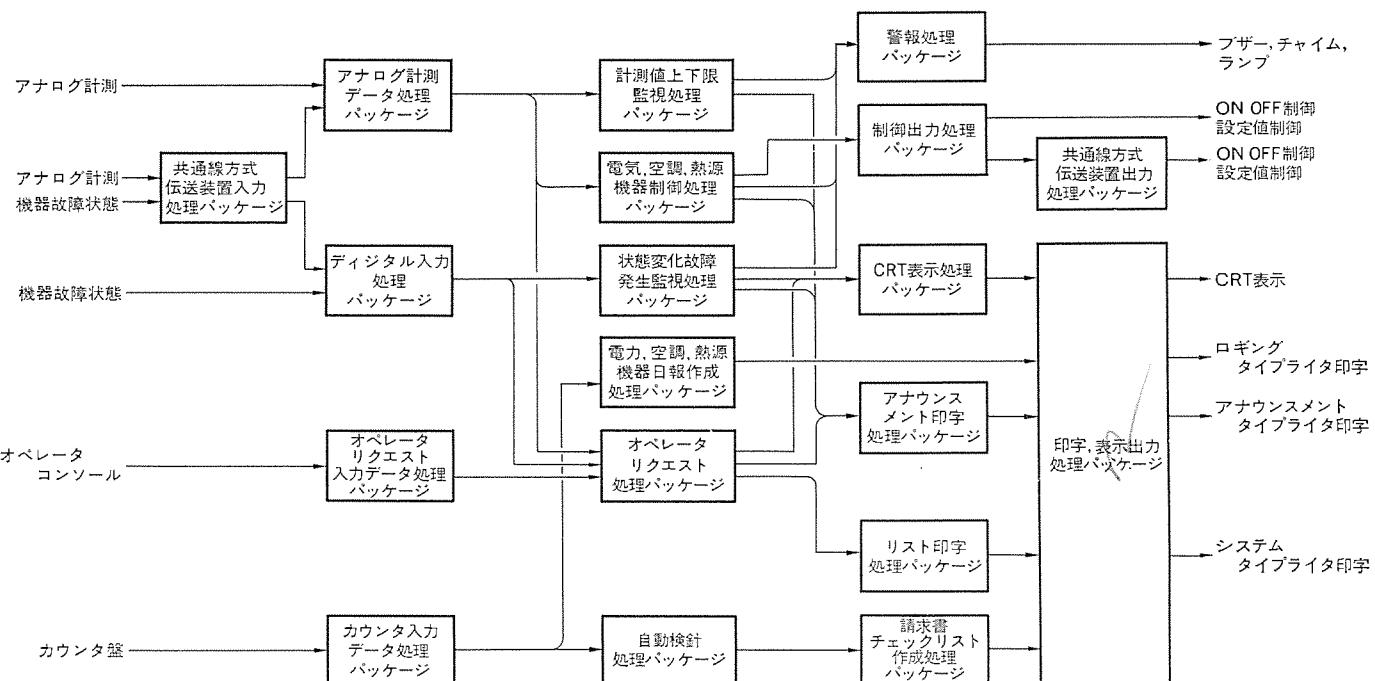


図 12. ソフトウェアシステム 構成図

(5) ロギング

外気状況・室内温度・室内湿度及び熱源機器の運転状態を示す計測値、蓄熱槽の水温の温度分布を自動的に日報として記録させる。以上に示したような各機能により、運転員は総合的な見地から実際の空調設備の運転状態を正確に把握するとともに、制御機能の評価及びより適切な制御方式の検討を行うことができる。

4.3 工業用電子計算機システム機器構成

既に述べたように、種々のプロセス制御に多くの実績を有する工業用電子計算機《MELCOM》350-7が、このビルの総合管理用として導入されており、そのシステム機器構成は次のとおりである。

- ・中央演算処理装置《MELCOM》350-7

コアメモリ	24 K 語
固定ヘッド磁気ディスク	131 K 語 × 2 台
周辺機器	
システムタイプライタ	1 台
F.C. タイプライタ	3 台
高速紙テープリーダ	1 台
高速紙テープパンチ	1 台
图形表示用 CRT	1 台

- ・プロセス入出力装置

アナログ入力	
電圧入力	144 点
RTD 入力(測温抵抗体)	96 点
スライドワイヤ入力(抵抗)	32 点
デジタル入力(接点)	496 点
デジタル出力	
接点出力(ラッピングタイプ)	240 点
接点出力(モーメンタリタイプ)	128 点
割込み入力(接点)	32 点

4.4 ソフトウェアシステム構成

当社では、工業用電子計算機によるビル管理システムは、既に数多くの実績を有しております。このビルの総合管理システムも、それらの経験を十分に生かした上でソフトウェア設計を行っている。更に将来の手直しや拡張を容易にするため、データの入力処理から制御・印字及びCRT表示などの出力までが段階ごとにブロック化している。

各ブロック間は、データで受け渡しきれ、処理項目の追加や削除をデータベースで行うように考慮されている。このソフトウェアシステム構成を図 12. に示す。

5. む す び

ビル管理システムの中での空調管理が、近年のエネルギー事情からますます重要になってきている。計算機の機能も従来のロギングから最適制御への道を歩んでいるが、シミュレーションによる省エネルギーのための設計と最適制御手法の効果的運用により、その効果を更に増大させる必要がある。

ここに述べたシステムは、空調負荷予測をベースにした省エネルギー化・省力化と信頼性向上を大きなねらいとしており、省エネルギー効果は夏場の運転において明確に実証されると考えられる。

これまでの運転状況からみて、オペレータの人数は半減でき、更に、計算機との会話が十分に行えることから、オペレータの勤労意欲向上に貢献し、緻密な制御が行われている。このように初期に期待した効果の実をあげることができた大きなポイントは、仕様決定に際してユーザ側と十分に打合わせ検討を重ねた事にある。すなわち、ユーザ側・メーカー側両者において、設備面と計算機応用面についての検討・理解を進めて仕事の質的向上を図ることが、これから計算機制御システムの効果的運用を達成する基本であると考える。

終わりに、種々ご協力いただいた小田急百貨店の渡辺氏はじめ関係各位に深謝の意を表したい。

(付記) 今後更に省エネルギー効果を向上させるために、時代の要求に応じた制御を付加修正していく予定である。

最近の直流電気動力計

星野吉信*・神保健作*・米倉善彦**・上田一郎**・杉本弘**

1. まえがき

従来から自動車の性能試験や耐久試験に動力計は広く使用されており、測定精度の向上や用途の拡大が進むにつれて、要求性能も高度化してきた。当社では自動車産業の発展とともにこれらの要望とその需要に答えて、多くの動力計及びその応用製品を製作して來たので、ここに最近の直流電気動力計について、胴体浮揚式直流電気動力計と、MATOCトルク検出装置 (Mitsubishi Auto TOorque Calculation) 及び応用装置として好評の電気慣性装置について紹介する。

2. 胴体浮揚式直流電気動力計

直流電気動力計はその制御性能の卓越性と応用範囲の広さから、現在最も高性能の動力計といつてよいことができる。また最近の計測技術の向上に伴い、トルク計測精度の向上、及び高い精度を長期間にわたり

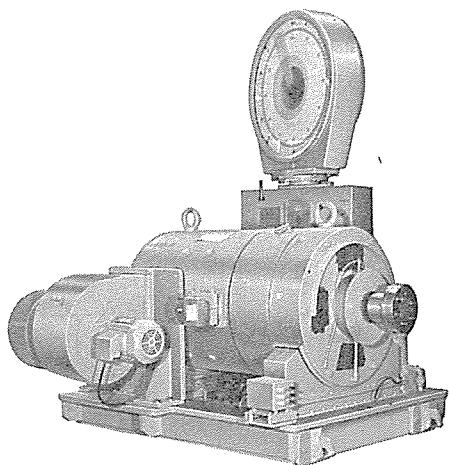


図 1. 胴体浮揚式直流電気動力計

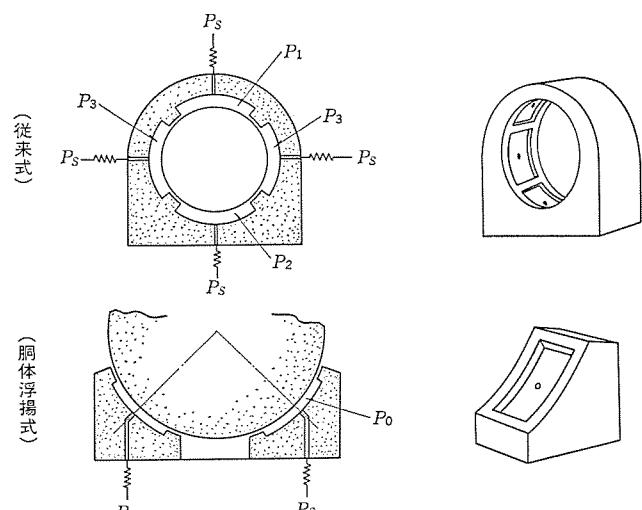


図 2. 静圧軸受構造図

容易に維持することが、ユーザからの強い要請である。これに対処するため、このたび当社独自の設計による胴体浮揚式静圧振動軸受を備えた直流電気動力計を製品化した。

2.1 原理、構造と有利性

動力計のトルク計測精度を大きく左右するのは、振動部を支持する軸受の摩擦抵抗の大きさであり、現在最も優れているのは静圧軸受による油圧浮揚式である。これは静圧ポケット上に油膜を介して振動部を支持するもので振動摩擦係数は 10^{-5} 以下で、ほとんど無視できる程度の誤差トルクしか発生しない。このたび開発した胴体浮揚式静圧軸受は図 2. に示すように、振動部胴体部分をじかに斜め下方から二つのラジアル静圧軸受で浮揚させるもので、一種のオイルリフト装置である。スラスト方向にも対向する1対のポケットをもった静圧軸受を設置している。

動作原理は、例えば振動部の水平方向に外力が作用した場合、右に偏心しようとすれば右のポケットのラジアルすき間が減少し、このすき間からの油の流れ抵抗が増大しポケット圧力は高くなる。一方、左のポケットは逆に圧力が減少するために、左右の圧力差による復原力が生じて偏心が拘束される。原理的には従来形とは同じであるが、胴体浮揚式では上部ポケットが無く、ポケット圧力が低くポケットから流出する油量が極めて少なくなっていることが特長である。このために油圧供給源のユニットが非常にコンパクトになったことが大きなメリットである。また同時にダブルポケット自動調心方式(特許出願中)を採用し、軸受部のセッティングエラーによるクリアランスの不整を自動的に解消することが可能となり、油膜厚を限界まで小さくして油量を更に減少させることができた。

2.2 胴体浮揚式と従来形との比較

表 1. に従来形との比較の一例を示す。従来形との相違は上述のように、静圧軸受の所要油量が大幅に減少したことであるが、これは以下のようない由によるものである。

静圧軸受に必要な油量はポケットの周囲のラング部の微少すき間から流出する油量で計算され、簡単には次式のようく表される。

表 1. 静圧軸受諸元

	従来形	胴体浮揚形
負荷容量	600 kg	600 kg
供給元圧	25 kg/cm ²	14 kg/cm ²
ポケット圧力	上 10.5 kg/cm ² 下 16.2 " " 左右 13.1 "	6.5 kg/cm ²
油流量	28.1 l/min	0.9 l/min
油圧ユニット	IM ポンプ オイルクーラー	7.5 kW 6P 25 kg/cm ² 120 l/min 水冷式
タンク容量		なし 200 l
		15 l

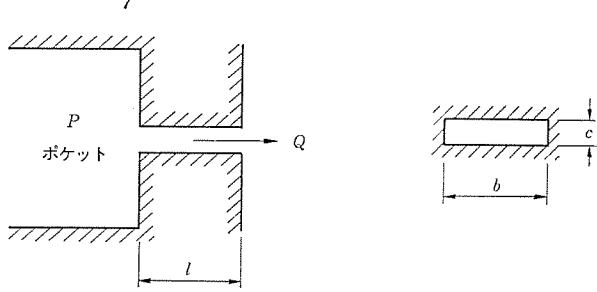


図 3. 静圧軸受油量説明図

$$Q = \frac{bc^3 P}{12\mu l} \quad \dots \dots \dots (1)$$

ここに, P : ポケット圧 μ : 流体の動粘度

c : すき間 b : すき間の幅

l : すき間の長さ Q : すき間からの流量

この説明図を図 3. に示す。

流量を決定するおののの要素に対し、同一軸受負荷の場合について従来形と胴体浮揚式で比較してみる。

(1) ポケット圧

ポケット圧は鉛直方向のポケット反力が、振動部重量とつり合うことから決定される。従来式では、上下ポケットの圧力差で、胴体浮揚式では下方ポケット圧で決定される。すなわち、鉛直方向のポケット投影面積を Ae 、振動部重量 W とすれば

$$\text{従来形} \quad W = Ae(P_2 - P_1)$$

$$\text{胴体浮揚式} \quad W = AeP$$

ここに P_1 は上部ポケット圧、 P_2 は下部ポケット圧である。 Ae はほぼ等しいが、 P_1 、 P_2 の平均値に対し胴体浮揚式では P はおよそ $1/2$ 以下となっている。

(2) ラジアルクリアランス

振動部の浮上がり量をほぼ同程度とすれば下方のポケットについてはラジアルクリアランスは同じであるが、従来式では上方にも大きなクリアランスを持つポケットが在るので等価的には胴体浮揚式よりもかなり小さくなっている。更にダブルポケット自動調心式を開発したことにより、胴体浮揚式では浮上がり量を小さくしているので、従来式に比して

約 40 %となっている。

(3) すき間の幅 (ラング部の周長)

従来式では、4コのポケットであり胴体浮揚式では2コであるので約 30 %となった。

(4) すき間の長さ (ラングの幅)

これは長くすればするほど、流路抵抗が大きくなるので油量が減少するものであるが、従来、軸受部の傾き(ミスアライメント)によりこのラング部では接触することも考えられるため余り大きくとれなかった。胴体浮揚式では従来形に比べて両側軸受のスパンが小さいので、ミスアライメントによる傾きが小さくなるとともに自動調心式とすることによって、上記の問題については極めて有利であり、ラング幅は約 1.7 倍とした。

以上のように、所要油量を決定するすべての要素が油量の減少に寄与したために、従来の $1/30$ 程度の流量となった。またスラスト軸受については、形式的には従来式と同じであるが、自動調心式としたために、クリアランスを大幅に減少させることができこの部分の流量も $1/10$ 以下となった。

油量の減少によって、油圧ユニットを構成する機器がすべて小形化されることになり、スペースの減少(図 4. 参照)及びランニングコストの低減が実現できた。中でもオイルポンプの小容量化によってオイルクーラーも不要となり、冷却水の導入が不要となったことは、ユーザにとって設備の簡略化のために大きなメリットとなった。

2.3 リード線の引出し方式

油圧浮揚式振動軸受を備えた高精度の動力計では振動部への給電用に水銀端子を採用することが多かったが、水銀の取扱いはメンテナンスの上で問題とされることがあった。当社では胴体浮揚式動力計の開発を機に、これについても見直しを行い特殊編組導線によるフレキシブルリードでも十分振動抵抗を小さくすることができた。これによって胴体浮揚式静圧振動軸受とフレキシブルリード、及び高性能自動ばかり(秤)の組合せにおいて動力計のトルク計測精度は $\pm 0.15\%$ 以下とすることができた。

3. MATOC トルク検出装置

この装置は直流電気動力計が吸収又は駆動するトルクを、直流電気動力計の振動部や秤などを介すことなく、直接、電気動力計の端子電圧、電流、回転速度等から電気的な計算により算出するものである。以下にその原理及び特長を述べる。

3.1 原理⁽¹⁾

直流機のトルクは次式で与えられる。

$$T = K_1 \cdot \Phi \cdot I_a (\text{kg-m}) \quad \dots \dots \dots (2)$$

ここに, K_1 : 比例定数

Φ : 每極の有効磁束数 (wb)

I_a : 電機子電流 (A)

回転中の逆起電圧は次式で与えられる。

$$E = K_2 \cdot n \cdot \Phi (\text{V}) \quad \dots \dots \dots (3)$$

ここに, K_2 : 比例定数

n : 回転速度 (rpm)

また端子電圧は次式で与えられる。

$$E_a = E + I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt} (\text{V}) \quad \dots \dots \dots (4)$$

ここに, R_a : 電機子抵抗 (Ω)

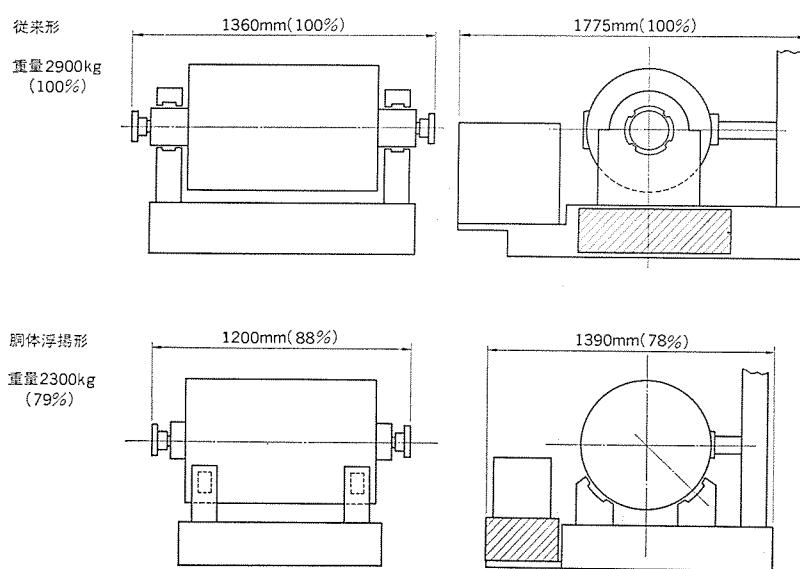


図 4. 動力計寸法比較図

L_g : 電機子 インダクタンス (H)

したがってトルクは次式のように与えられる。

$$T = K_3 \frac{I_a}{n} \left(E_a - I_a R_a - L_a \frac{dI_a}{dt} \right) \dots \dots \dots (5)$$

ここに、 K_3 ：比例定数

I_a , E_a , n , $L_a \frac{dI_a}{dt}$, $I_a R_a$ 等を正確に検出し、計算回路で演算を行うことにより、トルクを求めることができる。

このような方式を採用した結果、直流電気動力計の界磁の飽和や電機子反作用等は、原理的に全く影響が表れないようになり、更に機械損や風損や鉄損の補正を行い、かつ R_a や E_a の正確な測定に際しての電機子温度による修正やブラシドロップ電圧による修正を行うなど、誤差の減少に細心の注意を払っているため、速応性のある精度の高いトルクの検出が可能である。

3.2 特 姨

MATOC トルク検出装置は、前述のように直流電気動力計の振動部や秤装置などを介すことなくトルクを検出するので、従来方式のような秤にロードセルを取り付けた方式に比較して、トルクの応答時間は約1/10に改善されている。したがってこの装置からの出力をトルク制御の帰還信号として使用した場合のトルクの応答時間もまた、従来装置の約1/10に短縮されることになり、速度変化の激しいモード運転のトルクシミュレーションや後述の電気慣性装置の性能が著しく向上することになった。

また、揺動部や秤装置などを介する必要がないので、秤装置はもとより、揺動部のない直流電気動力計が製作可能となった。

3.3 应用

MATOC トルク検出装置は、前述のような種々の特長を用いて、各種の応用が考えられる。

(1) 電気慣性装置への応用

動力計に慣性を付加しようとする場合、機械慣性装置（メカニカル フラ イホイル装置）を装着するのが一般的である。しかし、機械慣性装置は掘付面積が大きいこと、慣性量の切換 ピッチ が段階的であることなどの理由により、機械を使用しない、純電気的な電気慣性装置に置き換えようとする試みがなされてきた。このような試みがあったにもかかわらず電気慣性装置が実用化されなかったのは、従来の動力計においては前述のようにトルクの応答が遅いため、電気慣性量の模擬精度が実用に供し得る程ではなかったためであった。

このたび、当社においては、従来の電気慣性装置の問題点を解決するため、トルク応答の優れている MATOC トルク検出装置を用いることによって、電気慣性装置の性能を著しく向上させることができ、実用に供し得たので、あらためて別項に詳細を紹介する。

(2) 変動軸トルク計への応用

被試験体の騒音や振動は変動軸トルクに比例するので、その研究には動力計によるトルク測定のほかに、被試験体の軸トルクを高い周波数で測定することが不可欠である。

従来の動力計の指示トルクは被試験体が発生又は吸収したトルクのうち、動力計の電機子に誘発される電気トルクの平均値のみを示しており、電機子の個有慣性重量を加減速するのに要するトルクは含まれていない。

このため、動力計の回転速度が変化しつつある間は、真の軸トルクは動力計の指示トルクとは異なる値であり、また、被試験体の軸トルクに周期的速い変動がある場合にもそれは動力計には指示されないのが一般的である。

従来は、このような変動軸トルクを計測しようとする場合に、特別な軸トルク検出器を設けていたが、このために設備が大きくなったり、また、機械振動系に変化を与えて正確なトルクの測定が困難になったり、回転速度の制限がついたりする欠点があった。

このようなことから、当社では直流電気動力計の個有慣性量と回転加減速度検出器の出力信号とから個有慣性量を加減速するために要するトルクを算出し、それを MATOC トルク 検出器の出力信号に加算するように構成し、軸トルクを表示する装置を製作している。直流電気動力計の個有慣性量を加減速するためのトルクを算出する装置は、MATOC トルク 検出装置を利用した動力計に簡単に組み込むことが可能である。

(3) 負荷急変試験装置への応用

MATOC トルク 検出装置は、前述のように、直流電気動力計の揺動部や秤装置などを介すことなくトルクを検出できるので、秤装置はもとより、揺動部のない直流電気動力計を製作することが可能である。このように揺動部や秤装置のない直流電気動力計は保守が簡単で、急激なトルク変動を与えるような手荒な運転に耐えることができるので、ブレーキ や クラッチ 等の負荷急変試験装置や、各種耐久試験等に最適である。MATOC トルク 検出装置を有し、秤装置や揺動部のない直流電気動力計のことを当社では MATOC 動力計と称している。

(4) MATOC ピッキング 動力計への応用

被試験体の各種試験は從来静止床上に固定され、動力計に直結して使用されるのが一般的であった。しかし、舶用、航空機用はもちろん、陸上用においても加減速度の大きい2輪車などでは、実際の運転姿勢は絶えず傾斜、回転等が加わる複雑なものであるため、特に長時間の耐久、摩耗試験では実機の結果との間に大きな差が生じ、有意の結果を得られにくいという問題があった。

当社では、このような問題点を解決するため、MATOCトルク検出装置を用いた、秤装置や揺動部のないMATOC動力計を使用し、運転しつつ、あらゆる方向への傾斜を可能とし、この傾斜をプログラム制御することで実機運転に近い状態を再現することが可能となつた。

4. 電氣慣性裝置

自動車をはじめ各種用途のエンジン試験に用いられる直流電気動力計において、最近は装置の小型化、操作性向上、既設装置の改良等の理由で電気慣性装置を採用する例が増加している。しかしこれまでには、トルク信号の応答速度が遅いことや速度信号にのっているリップルのために、機械慣性装置と完全に置き換えられるまでには至っていなかった。当社は従来のトルク検出方法と全く異なる検出方式(MATOC トルク検出方式)により前記諸問題を解決し電気慣性装置を実用化することに成功した。

ここではその原理、機械慣性装置との比較、理論的な限界等について述べる。

4. 1 原理及び性能

この装置のブロック図を図5に示す。図中、直流電気動力計の回転速度はパルスピックアップによりパルスで検出され、直流電圧に変換するためF/DC回路に入力される。F/DC回路の出力信号は二つに分かれ、一方は走行抵抗設定器に入力され、この出力は走行抵抗制御のトルク指令値として、前述のMATOCトルク検出装置からのトルク値とともにトルクアンプTに入力され、いわゆる走行抵抗制御系を構成

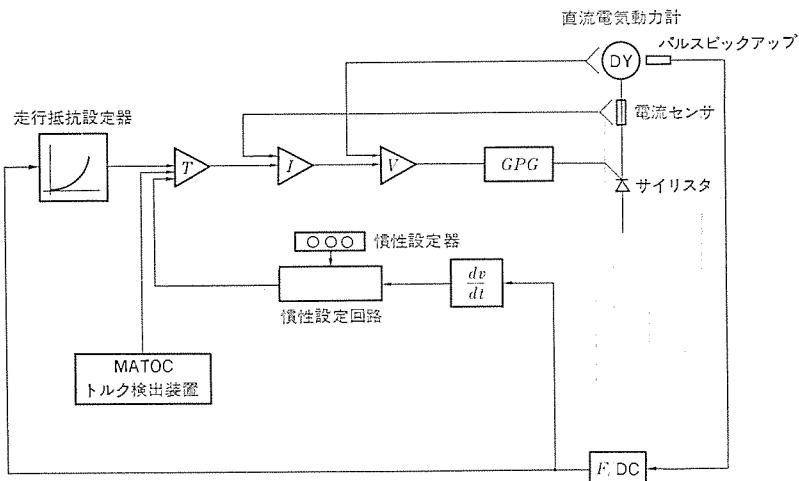


図 5. 電気慣性装置原理

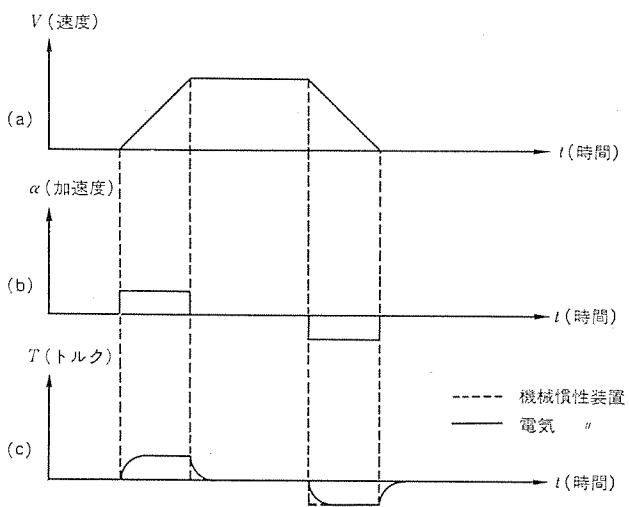


図 6. 性能比較説明図

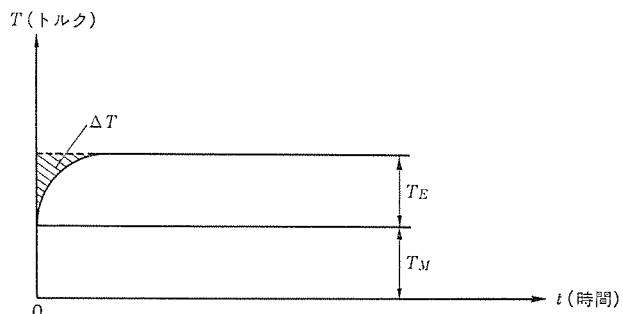


図 7. 電気慣性説明図

する。他方は速度微分回路 dN/dt に入力され、この出力である加速度信号を慣性設定回路に入力し、ここで慣性設定器からの出力と乗算され、この信号が慣性トルク指令値として前述のトルクアンプ T に投入される。電気慣性装置を備えた走行抵抗制御系は、一般的いわゆる走行抵抗制御系のトルク指令値の外に慣性トルク指令値が付加され、この総合されたトルク指令値が直流電気動力計で吸収、又は駆動されるトルク値となる。ここで参考のために、機械慣性装置を備えた場合と電気慣性装置を備えた場合とで直流電気動力計に与えられるトルク指令値についてのみ比較してみると、走行抵抗制御のトルク値は両者とも同じであるが、慣性トルク指令値は、前者は機械慣性装置自身で処理されるべきものであり直流電気動力計には無関係

であって、後者は電気動力計に負担させていることになる。

さて、この装置の性能については原理の項で述べたごとく、加速度信号と慣性設定値との乗算値を慣性トルク設定値としている。しかるに加速度検出器が速度信号のリフレを抑えるため不完全微分器で構成されること、トルク制御ループの遅れにより加減速トルクに遅れを生じる。例として加速度がステップ状に変化した場合を考える。図 6. (a) のような速度パターンを運転する場合、加速度は同図 (b)、その時必要なトルクは (c) のように変化する。図 (c) の点線は機械慣性装置を使用した場合を示し、実線は電気慣性装置を用いた場合である。図から分かるとおり加速度信号が変化した時だけ両者に差が生じる。この差がこの装置の制御応答遅れによる誤差であり、この装置の性能を決定する最大要因である。図 7. を用いて誤差の現れ方をもう少し詳しく説明する。図中で T_M は機械慣性（動力計のロータ及びシャフトによる）を加速又は減速するのに必要なトルクであり、 T_E は電気慣性装置が発生するトルクであって動力計により吸収（加速時）又は駆動（減速時）されるトルクである。いま時刻 $t=0$ で加速度信号が 0 からある値に增加了とすると図のように機械慣性によるトルク T_M は瞬時に立上がるが電気慣性によるトルクはある時定数をもって T_E に近づく。図の斜線部分が電気慣性装置の遅れによる誤差トルク ΔT である。遅れ時定数を τ (sec) とすると ΔT の時間変化を表す式は次式となる。

$$\Delta T = T_E \times \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad \dots \dots \dots (6)$$

供試体の出力が時間 $t=0$ で $T_M + T_E$ だけ增加了とすると誤差トルク ΔT は機械慣性 I_M を加速することとなり、回転数が計画値からはずれる。この回転数誤差 ΔV は、 $\Delta \omega$ を ΔT による角加速度の誤差とする

$$\Delta \omega = \frac{\Delta T}{I_M} = \frac{T_E}{I_M} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad \dots \dots \dots (7)$$

$$\Delta V \propto \int_0^{\infty} \Delta \omega dt = \tau \cdot \frac{T_E}{I_M} = \tau \cdot \dot{\omega} \cdot \frac{I_E}{I_M} \quad \dots \dots \dots (8)$$

となる。

ここで、 $T_E = I_E \times \dot{\omega}$

I_E : 電気慣性設定量

$\dot{\omega}$: 角加速度の計画値

である。

式(8)から ΔV は I_E/I_M に比例することが明らかであり、電気慣性設定量 I_E に対する機械慣性 I_M を大きくすることにより回転数誤差 ΔV を小さくすることができる。

この装置だけで慣性を模擬するより、脱着可能な比較的慣性量の大きな機械慣性（フライホイール）と併用し、大幅な慣性設定をフライホイールで小ささみの慣性設定をすることによりこの装置の性能を最大限に利用することができる。

4.2 シャーシダイナモに要求される特性

エンジンの性能試験は、定常性能以外に過渡性能に関するものが重要な位置を占める。その最も代表的なものは排ガス試験である。

このような試験においては、自動車が路上を走行する場合の負荷を模擬する必要がある。この負荷 F は、

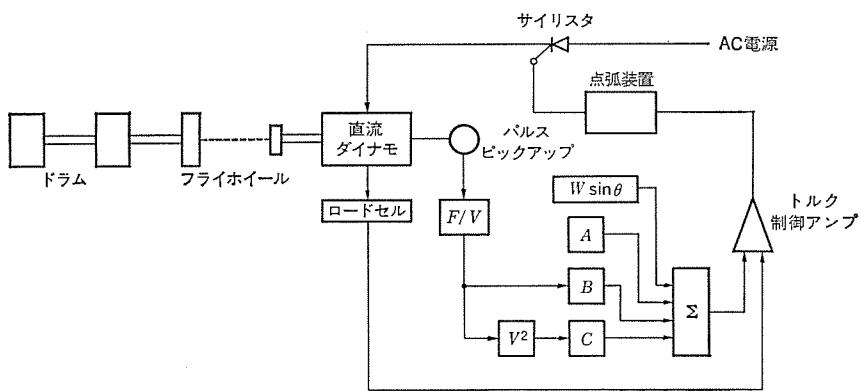


図 8. シャーシダイナモ構成図

表 2. 性能比較

	電気式	機械式
価格	約 30万円~100万円	約 400万円~800万円
スペース	室内組みとなる	3m(L)×1m(W)×1m(H)
車重模擬精度	1.5% (定加速度時) (応答時間約 0.1~0.2 sec)	0%
設定方法	連続的に設定可能	段階的な設定
車重模擬範囲	ダイナモ定格トルク及び制御装置の性能による制限あり	無制限
模擬加速度範囲	ダイナモ定格トルクによる制限あり	無制限 (軸の機械強度設計による)
特長	装置全体の占める面積が小さい 低価格である	設定精度がよい

$$F = A + BV + CV^2 + W \frac{dV}{dt} + W \sin \theta \quad \dots \dots \dots (9)$$

となる。ただし A : ころがり抵抗

B : 摩擦抵抗

C : 風損抵抗

W : 自動車の重量

V : 車速

$W \sin \theta$: 坂道抵抗 である。

この負荷 F を模擬するシャーシダイナモの構成例を図 8. に示す。

式(9)の A , BV , CV^2 項は関数発生器により設定し, $W \sin \theta$ は設定器により設定しそれぞれトルク制御アンプにトルク設定値として入力される。一方, $W \frac{dV}{dt}$ 項に対しては機械式フライホイールを装備し模擬するのが普通であり、何枚かの円板を組合せて使用する。この組合せは連続的でなく、最小円板で決まる車重間隔でしか設定できず、設定精度に限界がある。このような装置において電気慣性装置を応用すれば連続的に設定可能となる。表 2. に機械的に車重を設定する場合と、電気的な場合との比較を示す。

4.3 仕様決定手順

電気慣性装置は、前述のように結果的には動力計の吸収又は駆動トルクを制御するものであるから、計画される動力計の最大トルクは電気慣性装置に必要とされる慣性トルクを見込んで決定されるべきである。また微分器が装置の性質上必ず必要となるが速度信号のリップルにより加速度検出器の応答が一定値以下に抑えられ、また慣性設定

値にも制限があるので注意を要する。この装置では、最大加速度を 0.3 とし各種排ガスモード運転が可能な仕様とした。

手順

(1) 用途制限チェック

対象装置がいかなる試験を目的とした装置であるかを検討する。検討内容は主に電気慣性装置の応答遅れ(0.1秒)が試験結果に大幅に影響を与えるか否かの点である。

(2) 定格トルクの決定

(a) 要求最大車重と最大加速度、又は被試験機によって与えられる最大トルクを確認する。最大加速度や最大トルクは試験内容にもよるが、クラッチ接続時やブレーキング時の加減速度又はトルクも考慮する。

(b) 最大加速度は、車速に応じて変化する値として見込み、これと最大車重から装置の出すべき最大トルクを算出する。

(c) (b)で算出したトルクを全車速範囲でカバーできるように直流電気動力計の定格を決定し、ダイナモピーク容量を仮定する。

(d) エンジン定格トルクと走行抵抗トルクが(c)項の定格トルク範囲内であることを確認する。

4.4 応用

この装置は 3 章でも述べたように今まで機械慣性装置を使用している装置にはすべて応用できる。しかし前述したようにその性能には限界があるのでこの点に留意して使用の可否を決定する必要がある。この性能限界(標準仕様)を次に記す。

(1) 加速度

ダイヤモの定格トルク、最大慣性設定値、及び運転可能な最高車速による。同じ加速度を模擬する場合最高車速の低いほうがよい。

(2) 最大慣性量

機械慣性の 5 倍以内で、動力計の容量、加速度範囲、運転可能な最高車速による。

(3) 電気慣性トルクの遅れ時間

現在はこの遅れ時間は、0.1秒としているので、0.1秒以内の時間で急変するトルクが負荷として必要な試験には適当でない。

上記のような限界はあるが通常の排ガス試験装置では、(1), (2) の範囲内に収まり、(3) の時間遅れについては 0.1 秒であれば排ガス試験に使用できる。

更に式(9)より時間遅れによる誤差 ΔV は、 I_E/I_M に比例するので、適当なフライホイールとこの装置を併用することによりこの誤差は実用上差し支えない程度に小さくすることが可能である。

5. むすび

以上のように当社では、自動車業界の要望と需要に応えて、より小形の、より高精度の動力計などを製作してきたが、一方では将来必要になるであろう各種新製品も銳意開発している。しかし、今後研究改良を進めていかなければならない分野も多く、ユーザの各種要求性能に答えていく考えである。

参考文献

- (1) 三菱電機技報, 50, No. 5 (昭 51)

パルス幅変調式インバータによる車両用主電動機の運転

赤松昌彦*・居蔵和徳**・東捷敏**・室田仁**・加我敦**

1. まえがき

鉄道用電気車を駆動する主電動機にはそのほとんどに直流直巻電動機が使用されてきた。その理由は、直流電動機の特性が電気車に適していること、及び速度制御が広範囲にしかも自在に行えることがある。この直流電動機には整流子があるため、機械的・電気的な制約を受け、その制約中で車両性能も決定されてきた。また、近年では省力化の見地から、整流子回りの保守が直流機の問題点の一つになっている。このため、同期式又は非同期式の交流電動機を主電動機に採用する試みがなされてきた。ここに述べるシステムもその目的によるものであり、可変電圧・可変周波数制御インバータにより、3相誘導電動機を広範囲に制御し電気車を駆動しようとするものである。現用の地上設備、車両構造のうちで車両性能や運転操作も、現状の直流電動機の場合と全く同様なものにすることに開発の重点を置いた。以下にこのシステムの概要を紹介する。

2. 誘導機式主電動機

2.1 誘導機式主電動機の利点

直流電動機は電気車用主電動機に適した特性を有し、チョップ制御の普及によって電力回生も高効率で行えるようになり、技術的に完成の域にあると考えられる。車両性能的には、直流電動機の整流子を

有する構造のために機械的・電気的制約を受けるが、現状ではその制約中で最高の性能を追求している段階にあると考えられる。そして、より性能拡大を目指したものとして、チョップ制御やH種絶縁などが開発されてきた。しかし直流電動機で飛躍的に性能を向上させることは難しくなってきたと考えられる。他方、整流子やブラシの保守は、健全な運転を維持するために必ず(須)であり、メンテナンスフリーのネックになってきた。このような状況のうちで主電動機を同期式又は非同期式の交流機に置き換えて⁽¹⁾、無整流子化する試みが幾つかなされているが、それらの目的は、直流機の持つ制約を乗り越えようすること、及びメンテナンスフリー化することの2点につきようである。我々が今回開発したシステムには、種々の方式のうちから非同期式(誘導機式)を探り上げたが、この方式によって得られる利点を図1に示す。図に示すように、前述の利点の外に経済性についても大きな効果が期待される。

2.2 誘導電動機の特性と主電動機としての制御

誘導電動機の特性は、式(1)～式(3)のように示される。

ただし、

$$E_1 : 1\text{ 次コイル誘起電圧 (V)} \quad f : \text{電源周波数 (Hz)}$$

$$n : \text{回転数 (rpm)} \quad p : \text{極数}$$

$$Z_2 : \text{ローテインピーダンス} (\Omega) \quad R_2 : \text{ロータ内部抵抗} (\Omega)$$

とする。

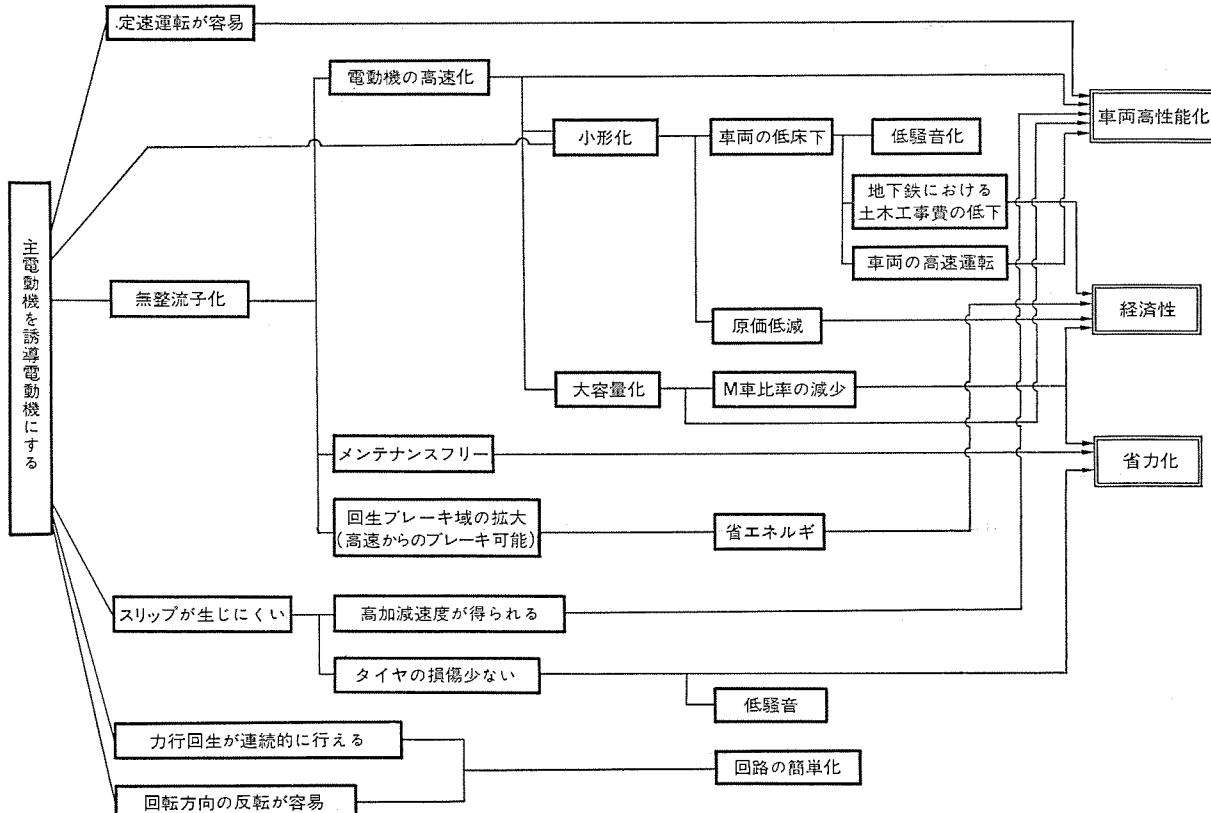


図1. 主電動機を誘導電動機にする利点

図4.に示すように2種の波形から形成される。図中の(a)は三角波で搬送波と称し、(b)は正弦波で変調波と称する。この二つの波に対して別に相互のレベル比較を行い、レベルの変化点で信号を発生するようにしてある。その結果(C)の波形が得られる。同様にして得られた120°ずれた波形(D)と組合せることによってインバータの相間に、(E)のパルス列交流が発生することになる。このパルス列交流は、その高調波成分として誘導電動機に有害な、2次・5次などの低次の高調波が少なく、円滑な、高効率の運転を期待することができる。

4. 試作機の概要

4.1 主電動機

主電動機は、直流電動機とそのまま置き換えるように、台車装荷

表 1. インバータ装置及び主電動機仕様

項目		仕様
インバータ装置	定格入力電圧	DC 750 V
	定格出力容量	350 kW
	出力電圧制御方式	高周波パルス幅変調方式
主電動機	出力電圧・周波数	1~70 Hz VVVF領域 10~580 V 70~120 Hz 580 V一定 CVVF領域
	制御方式	自動加速度制御・回生制動付き
主電動機	形式	3相かご形誘導電動機
	定格	1時間
	出力	120 kW
	電圧	580 V
	回転数	2,210 rpm
	冷却方式	自己通風式
絶縁		F種

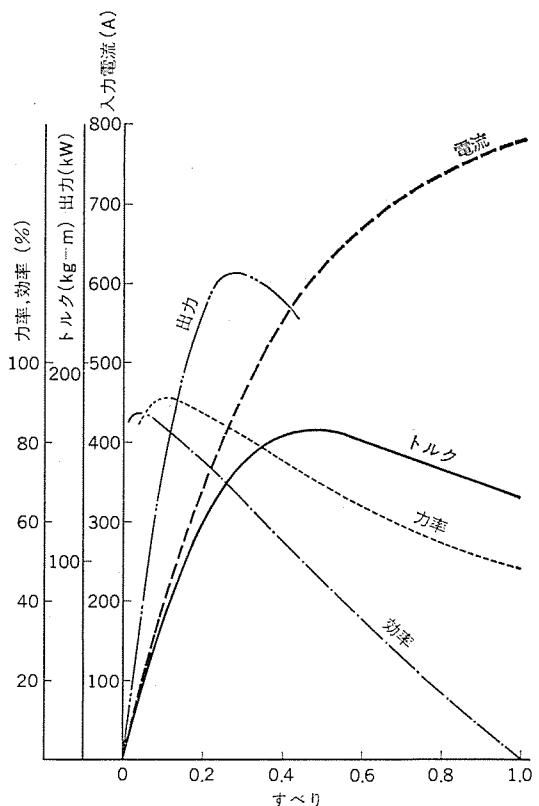


図5. 電動機特性

・平行カルダン式を想定して設計し、保守や将来の高速度定格を考慮してかご形誘導電動機を採用した。設計上に留意した点は、以下のようである。

(1) 通風方式は、電車用主電動機に一般に採用されている自己通風式である。誘導電動機は空けき(隙)長が小さく、この部分での冷却が少ないので、回転子鉄心の軸方向に通風孔を設け、固定子背面には空間を設け、直流電動機並みの電気装荷を選定することができた。

(2) インバータ1台で複数個の誘導電動機を制御して車両を駆動する場合の問題は、車輪径差のために各電動機にすべり差を生じ、このために各電動機の入力電流に差を生ずることである。これを補償するために回転子の抵抗値を大きくする。この試作機では、回転子導体にアルミ棒を採用して高すべり特性としている。

(3) 高調波が多く含む電圧で運転されるので、スロットスキューや空隙磁束密度を下げるなどして磁気音の低減を考慮した。更にファン音を低下させるために不等ピッチファンを採用している。

(4) 主電動機を誘導電動機にすれば、保守を要する部分は軸受だけになると考えられるので、軸受を密封構造にして保守周期の延長を図った。試作機の仕様を表1に、特性曲線を図5に示す。

4.2 インバータ装置

4.2.1 概要

インバータ装置は、従来の制御装置と同一の運転・取扱いができる、同一の運転特性を發揮するように設計した。設計上、特に留意したことは次の点である。

(1) 変調モードを切換えるのに、出力く(矩)形波に含まれる基本波成分が変化しない時点と、移行方法とを採用した。この結果、低周波より高周波までの円滑な制御性能が得られた。

(2) 電動機のトルク脈動が発生しやすい低周波域では、パルス数を周波数に応じて増減させるようにした。この結果、トルク脈動のほとんどない加速性能が得られた。

(3) 主回路には、高周波変調を行っても転流損失が少なく、高速

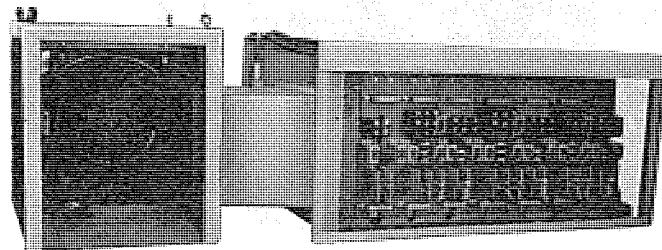


図6. インバータ装置

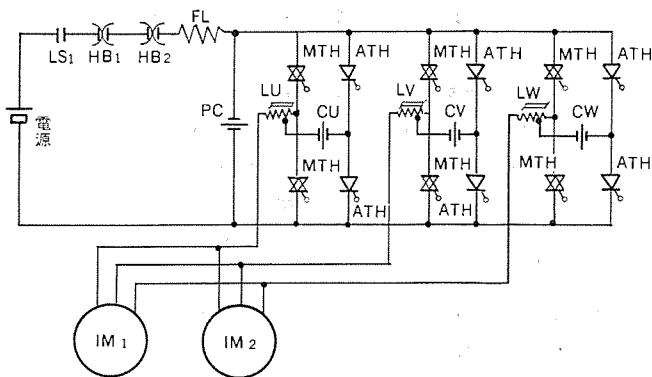


図7. インバータ主回路

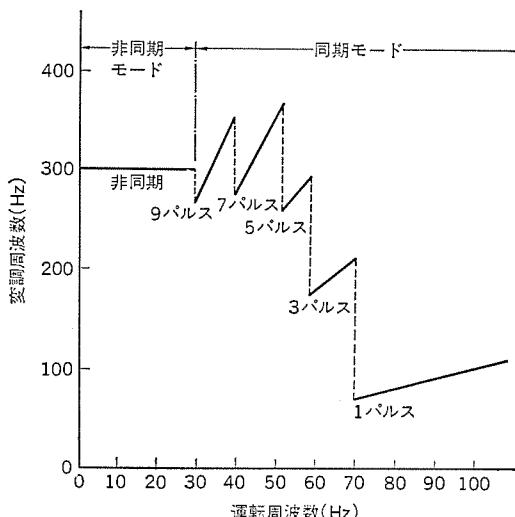


図 8. インバータ 運転周波数と変調周波数

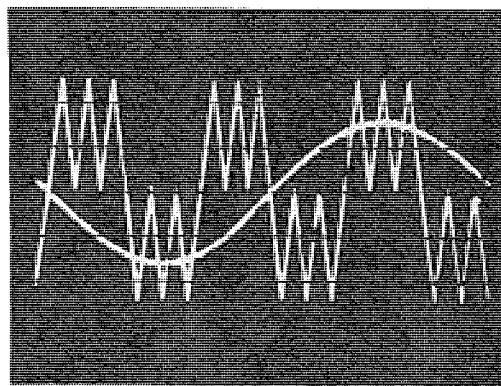


図 9. 変調波と搬送波 (7 パルスモード 50 Hz)

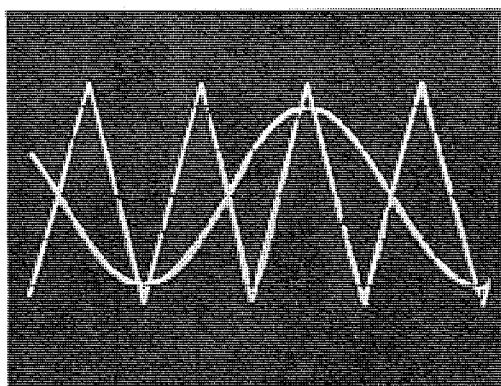


図 10. 変調波と搬送波 (3 パルスモード 67 Hz)

転流が行える方式を採用した。図 6. にインバータ装置を示す。

4.2.2 主回路方式

主回路には当社がさきに開発した高性能転流法を採用した結果、3相インバータとしての高周波運転が可能である。回路図を図 7. に示す。各相は主サイリスタ(逆導通サイリスタ)・補助サイリスタ(逆阻止サイリスタ)・転流装置から構成する。この転流方式⁽²⁾は転流リクトルが変流器の機能をもち、転流エネルギーの有効利用と、装置の小形化を実現するものである。

主回路保護系統には、転流失敗検知・欠相検知・負荷過電流検知などを設けて万全を図った。

4.2.3 制御回路

制御回路は、高周波変調を行うための変調信号を発生する変調回路

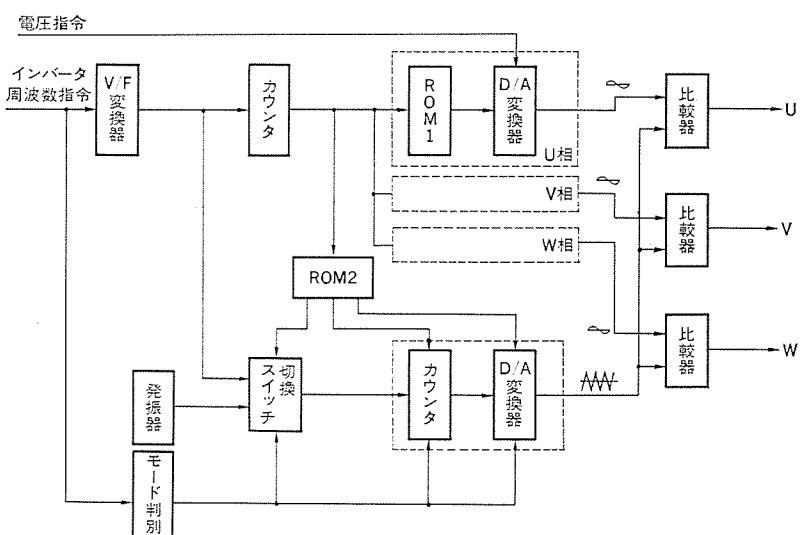


図 11. 変調回路

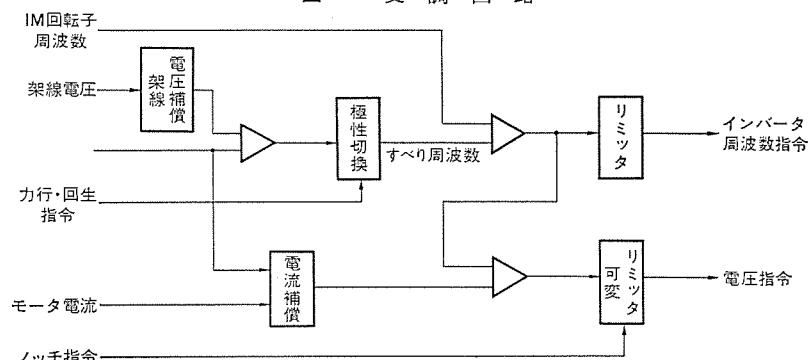


図 12. 演算回路ブロック図

と、誘導電動機をトルク制御するためにインバータ出力電圧と周波数とを演算指令する回路とで構成する。全体として、前進・後進指令、力行・回生指令、断流器投入条件、ノッチ指令などに従って動作する。

(1) 変調回路

変調信号は、変調波の正弦波と搬送波の三角波とを比較して得られる。低周波時のトルク脈動、高周波時のサイリスタスイッチング特性と転流時間とを考慮し、搬送波形を運転周波数によって切換え、非同期モード・9パルス・7パルス・5パルス・3パルス・1パルスモードの7種のモードで運転する。図 8. に運転周波数と変調周波数との関係を示す。また、図 9.、図 10. にそれぞれ7パルス・3パルスの各モードでの変調波と搬送波形を示す。

インバータ出力電圧の3相間不平衡問題を解決するため、変調波及び搬送波の発生にはROM(Read Only Memory)などを用いてデジタル化を図った。図 11. に変調回路のブロック図を示す。正弦波は、ROM1に正弦波関数を記憶させておき、メモリの番地を周期的に走査することによって発生させる。三角波は、カウンタを用いて単純な三角波を発生させ、運転モードに応じ、ROM2に記憶させた三角波制御信号によって図 8.、図 9. などに示した搬送波形に変換する。同時に、ROM2にモード切換制御信号を記憶させておき、切換えを特定相で行って、切換え時の電圧波形の乱れを抑制する。

(2) 演算回路

演算回路のブロック図を図 12. に示すが、基本的にすべり周波数一定の制御を行う。このために、

$$[\text{インバータ周波数}] = [\text{すべり周波数}] + [\text{誘導電動機回転子周波数}]$$

の演算を行ってインバータ周波数指令を発生するとともに、誘導電動機の電圧／周波数比 (V/f) を一定に保つように電圧指令を発生する。この場合、(V/f) 一定制御だけでは低周波運転時にトルク不足になるので、電流による補償を行わせている。

ノッチ扱いを従来の直流機車のそれと同じにするため、ノッチ指令に応じて最高出力電圧の設定と、最高出力電圧以後のトルクの大きさを制御することで、弱め界磁特性をもたせる。始動、ノッチ切換え及び再ノッチ時のショックを少なくするために、いわゆるソフトスタート特性をもたせた運転を行わせる。

また架線電圧の変動に対しては、すべり周波数を制御してトルク補正を行わせる。

5. 試験

5.1 概要

試験には、インバータによる制御機能を十分には(把)握するため等価負荷装置を使用したが、実際の台車条件に近づけ、車両の幾つかの走行状態を模擬できるように、この等価負荷装置を改造した。すなわち、2台の誘導電動機を2台のフライホイールに連結し、かつ双方を機械的に結合し、車輪径などの影響がすべり周波数制御にどの程度現れるかを確認できるようにした。

5.2 力行試験

通常の運転方法に従って制御性能・加速性能・安定性について各種の確認を行い、所期の特性に近い結果が得られた。図13.に一括4ノッチの再ノッチ運転を行った状態を示す。図中ノッチのON-OFFによって加速と惰行とを繰り返しているが、再ノッチの時は電動機への突入電流も少ない。またノッチOFFでも主回路電流の乱れはなく、安定に制御されていることを示している。

5.3 回生試験

回生を行うには、回生指令と同時に主回路を再構成し、すべり周波数を負にして減速するようにした。この結果いずれの速度からも安定して回生が行われることを確認した。

以上各種のノッチ扱い運転・回生運転・強制転流失敗試験を行い、従来の車両性能を発揮できること及び保護協調がとれていることを

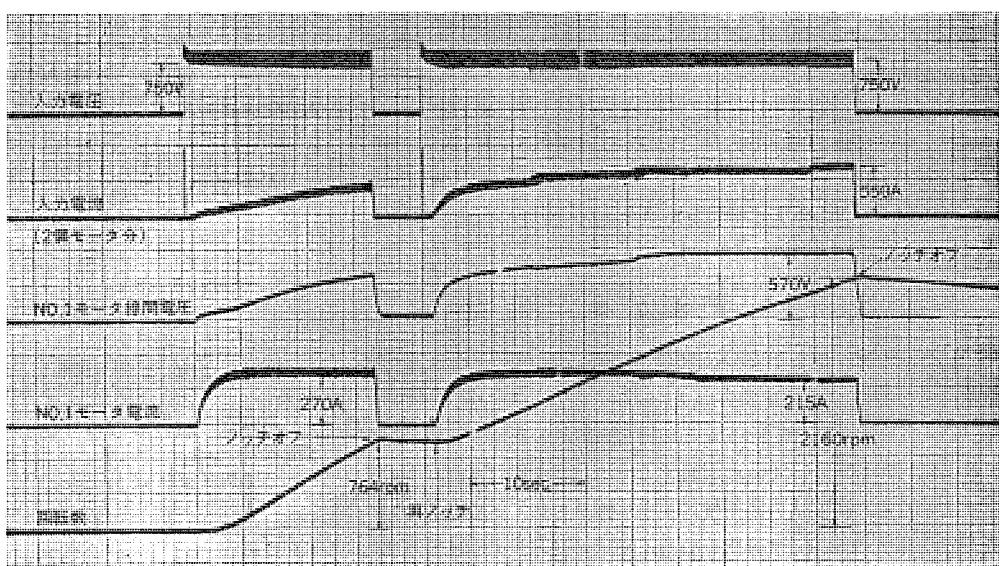


図 13. 4ノッチ再ノッチ運転(2個モータ制御)

確認し、次のステップへのデータを多数集積した。

6. むすび

誘導機式主電動機の採用は、無保守化・車両の高性能化・初期投資の低減など、チョッパ車に次ぐ車両システムとして大いに期待されるものであり、この開発は、その実現に向けて大きく前進したといえよう。今後は、現車運転の実現に向けて誘導障害の問題など実用化への具体的改善を行っていく予定である。

なお、この開発は、財団法人日本船舶振興会の助成を受けて日本鉄道技術協会で行われた事業であり、そのうちから紹介した。開発委員の皆様ならびに日本鉄道技術協会の御指導を仰いだことを報告し、謝意を表する次第である。

参考文献

- (1) 佐々木：試作無整流子電動機の現車試験、電気車の科学, 26, No. 3, P. 39~42
- Werner Teich : Neue Impulse für die Drehstrom-Antriebstechnik. Eisenbahn Technische Rundschau, 112 (1974)
- Richard Stokes : Three-phase, traction: problems and prospects. Railway Gazette International, Nov. (1976)
- (2) 赤松ほか：サイリスタ高性能転流とその応用、三菱電機技報, 47, No. 3

オゾン酸化湿式洗浄による排煙脱硝

吾妻健国*・鈴木 滋*・後藤令幸*・春田健雄*・吉留昭男**

1. まえがき

我が国では世界一厳しい NO_x の環境基準値、24時間平均 0.02 ppm を達成するため、自動車の排出ガス規制と並行して、昭和48年8月以来3度にわたってボイラなどの固定発生源の窒素酸化物排出規制が実施されてきた。それに対処するため、国を挙げて低 NO_x 燃焼技術や乾式又は湿式の脱硝技術開発が推進されている。その結果低 NO_x バーナやアンモニア選択接触還元脱硝装置等が実用域に達するまでになった。最近はエクソン社のアンモニア無触媒還元法がその経済性及び装置構成が極めて簡単である点で脚光を浴びている。

しかしアンモニア (NH_3) を用いた乾式脱硝法では C 重油排煙等の数百 ppm 以上の SO_x を含む排煙を処理する場合、酸性硫安の付着に基づく熱交換器やダクトの腐食の問題が解決されていない。更に、アンモニア接触還元法では重金属類を含む媒煙の付着による触媒活性の劣化の懼れが大きい。無触媒還元法では脱硝率が 50% 前後と低い、脱硝条件として反応温度 700~1,100°C、反応時間約 0.5 秒を要するので対象煙源が限定されるなどの欠点も指摘されている。

ごみや下水汚泥焼却炉排煙には NO_x 以外に SO_x , HCl , ダストが含まれており、浄化装置としてはそれらの有害物質の同時除去が可能な湿式脱硝法の開発が強く望まれている。しかし現状では洗浄廃液の無害化処理と装置の経済性に問題があり、実用化のためにはその点の改善が不可欠であるとされている。

本報では上記湿式法の問題点解決のために研究開発を進めているオゾン酸化吸収法について報告した。その処理フローは排煙にオゾン (O_3) を添加して NO を NO_2 に酸化した後、還元性水溶液で洗浄して脱硝するもので、 NO_x は最終的には窒素ガスに還元される。この方式はダーティ排煙の浄化装置の実現可能な廃水処理法と更には装置のクローズド化のための足がかりを提供するものである。

最近、オゾン発生量 10 kg/h 以上の大形オゾナイザが高周波化等によって大幅なコストダウンと電力消費量の低減化を実現しつつあり、近い将来オゾンを用いた湿式脱硝装置の実用化が期待される。

2. オゾン酸化湿式洗浄による排煙脱硝方法

2.1 フローシート

この方法のフローシートを図 1. に示した。図において排煙はまず熱交換器を通った後、冷却塔に導入されて飽和点近くまで増湿冷却される。冷却後のガス温度は焼却炉排煙では約 50~70°C になる。ミスト除去後、そのガスにオゾンを注入して NO を NO_2 に酸化し、脱硝塔へ導入する。脱硝後のガスは熱交換器と蒸気式又は直火式の再加熱器を通して約 180°C に昇温して煙突から大気中に放出される。

オゾン制御器は脱硝塔入口での NO 濃度が一定値、例えば 1~10 ppm となるようにオゾナイザのオゾン発生量を制御する。拡散器は容量比で約 1.4~2% のオゾン化空気を瞬間に均一混合させる機能を果たす。

脱硝塔の洗浄液は亜硫酸ソーダ (Na_2SO_3) とチオ硫酸ソーダ (Na_2S_2)

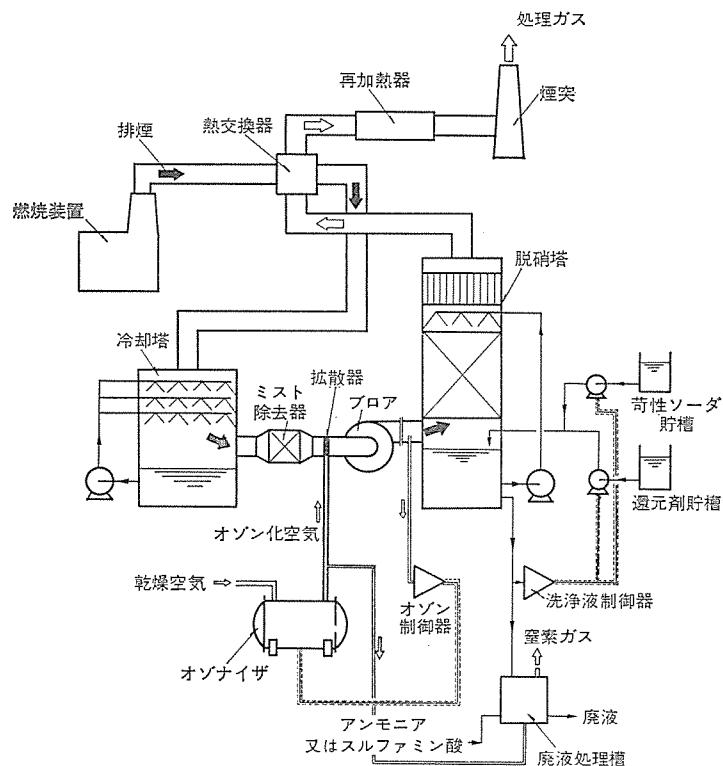


図 1. オゾン酸化湿式脱硝装置のフローシート

O_3 を含む pH 8 以上の水溶液で、 NO_2 を NO_3^- の形で液中に保持する。洗浄液制御器は還元剤濃度と pH を調節・制御する。

脱硝塔からの溢流液は廃液処理槽へ導かれ、オゾンによって液中の還元剤を硫酸塩に、 NO_3^- をアンモニア又はスルファミン酸と反応させて窒素に処理した後、中和放流される。

2.2 オゾンによる NO の酸化

排煙にオゾンを注入する際、予想される化学反応を表 1. に示した。表の反応速度定数の列には () 内に 60°C の値を記入した。それによれば主反応 [1] の速度定数が他の反応速度定数よりも 128 倍以上大きい。また NO_2 の熱分解反応 [5] は共存酸素濃度が 3% 以上の場合、500°C 以下では特に考慮する必要はない。

表 1. に記載されたもの以外の副反応、例えば SO_x , CO , H_2 , 炭化水素類とオゾンとの反応については、オレフィン類とオゾンとの反応が最も迅速である。しかしその速度定数は 25~27°C で $0.13 \sim 2.1 \times 10^4 \text{ l} \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{sec}^{-1}$ (7) 程度であり、主反応 [1] と比較して無視できる。

表 1. から、60°C でオゾンと NO 濃度が各 100 ppm のとき、主反応 [1] が 95% 進行するために必要な反応時間は 0.29 秒と計算される。すなわち、実装装置ではこの反応は排煙とオゾンとの混合律速となる可能性が大きい。筆者らはダクト内で主反応 [1] を進行させるため、オゾン注入点から下流側 1.5 m, オゾン注入後 0.12 秒以内にオゾン化空気と排煙が均一混合するように、排煙の流れ方向に垂直に 80 mm 間隔でオゾン化空気の吹出し口を備えた格子形拡散器を設計

表 1. 関連反応

	反応式	反応速度式	反応速度定数 (60°C の値)	参考文献
[1]	$\text{NO} + \text{O}_3 \xrightarrow{k_1} \text{NO}_2 + \text{O}_2 + 48 \text{ kcal}$	$-d[\text{O}_3]/dt = k_1[\text{NO}][\text{O}_3]$	$k_1 = 8 \times 10^8 \exp(-2,500/RT) l \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{sec}^{-1}$ (1.8×10^7)	1
[2]	$2 \text{NO}_2 + \text{O}_3 \xrightarrow{k_2} \text{N}_2\text{O}_5 + 46.4 \text{ kcal}$	$-d[\text{O}_3]/dt = k_2[\text{NO}_2][\text{O}_3]$	$k_2 = 5.9 \times 10^9 \exp(-7,000/RT) l \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{sec}^{-1}$ (1.4×10^5)	2
[3]	$\text{O}_3 + \text{M} \xrightleftharpoons[k_{-3}]{k_3} \text{O}_2 + \text{O} + \text{M} - 24.6 \text{ kcal}$ (M=N ₂ , O ₂ , CO ₂ , O ₃ , ...)	$[\text{O}_2] \gg [\text{O}_3], \text{M} = \text{O}_2$ のとき, $-d[\text{O}_3]/dt = 2k_3k_4[\text{O}_3]^2/k_{-3}[\text{O}_2]$	$k_3k_4/k_{-3} = 2.28 \times 10^{15} \exp(-30,600/RT) \text{ sec}^{-1}$ (1.6×10^{-5})	3
[4]	$\text{O}_3 + \text{O} \xrightarrow{k_4} 2 \text{O}_2 + 93 \text{ kcal}$			
[5]	$2 \text{NO}_2 \xrightleftharpoons[k_{-5}]{k_5} 2 \text{NO} + \text{O}_2$	$-d[\text{NO}_2]/dt = k_5[\text{NO}_2]^2 - k_{-5}[\text{NO}]^2[\text{O}_2]$	$k_5 = 4 \times 10^9 \exp(-26,900/RT) l \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{sec}^{-1}$ (5.6×10^{-9}) $k_{-5} = 2.4 \times 10^5 \exp(1,046/RT) l^2 \cdot \text{mol}^{-2} \cdot \text{sec}^{-1}$ (1.2×10^4)	4
[6]	$2 \text{N}_2\text{O}_5 \xrightleftharpoons{k_6} 4 \text{NO}_2 + \text{O}_2$	$-d[\text{N}_2\text{O}_5]/dt = k_6[\text{N}_2\text{O}_5]$	$k_6 = 2 \times 10^{13} \exp(-24,700/RT) \text{ sec}^{-1}$ (1×10^{-8})	5
[7]	$\text{SO}_2 + \text{NO}_2 \xrightleftharpoons{k_7} \text{SO}_3 + \text{NO}$	$-d[\text{NO}_2]/dt = k_7[\text{SO}_2][\text{NO}_2]$	$k_7 = 6.2 \times 10^9 \exp(-27,000/RT) l \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{sec}^{-1}$ (1.0×10^{-6})	6

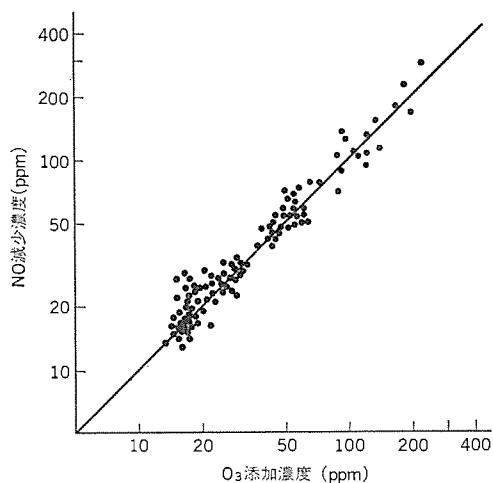


図 2. オゾン添加濃度と NO 減少濃度

して使用した。

NO とオゾンの反応生成物を確認するため、市販のポンベ入り窒素ガスと、窒素と NO との 2 種混合ガス及び酸素を原料とするオゾナイザを用いて実験を行った。ガス成分の測定には市販の化学発光方式の NO_x メータとオゾンメータ及び赤外分光計を使用した。

その結果、25°C、NO 濃度 456 ppm、反応初濃度比 [O₃]/[NO] < 1 のとき、市販ガスをそのまま用いた乾燥ガス系ではオゾン添加量と当量の NO の減少と NO₂ の生成が観測された。しかし相対湿度 65 % まで水蒸気を加えた加湿ガス系では NO₂ 生成量が減少し、オゾン添加量の増大とともに NO₂ 理論生成量との差が増大した。この結果は器壁又は気相で、2 NO₂ + H₂O → HNO₃ + HNO₂ の反応が部分的に起こっていることを示唆している。

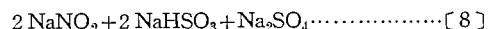
[O₃]/[NO] > 1 の領域では NO₂ 以外に乾燥ガス系で N₂O₅、加湿ガス系で N₂O₅ と HNO₃ が観測された。

上記実験結果から NO_x を無害化処理が比較的簡単な NO₂⁻として洗浄液中に吸収・保持するためには排煙脱硝率の目標値を満足する範囲内で [O₃]/[NO] 比を小さく設定する必要がある。

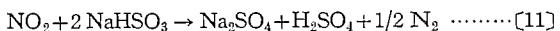
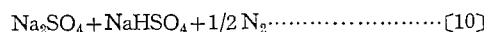
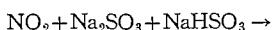
図 2. は化学工場の廃油や汚泥の混焼炉排煙を水洗冷却した後、オゾンを添加して、[O₃]/[NO] < 1 のときのオゾン添加濃度と NO 減少濃度との関係を測定した結果であり、標準ガスを用いた場合と同様に、オゾン添加量と NO 変化量との間に 1:1 の強い相関性が示されている。

2.3 脱硝反応及び脱硝塔

オゾン酸化された排煙中の NO_x は脱硝塔内で洗浄液と気液接触し、下記化学反応式[8], [9]に従って吸収されるものと思われる。



しかし反応式[10], [11]等もしばしば提案されている。



筆者らは NO₂ 吸収反応の情報を得るために小形気泡塔を用いて実験を行った。実験条件は気泡塔の液深 65 mm、洗浄液量 1 l, Na₂SO₃ 初濃度 1,000 ppm, 導入ガス(合成ガス) 1 l/min, NO₂ 濃度 1,000 ppm, 室温である。NO₂ の分析には前述の化学発光方式 NO_x メータを使用し、液中の NO₂⁻ は酢酸アリシン-αナフチルアミン法及び紫外外部吸収法スペクトルによって定量した。Na₂SO₃ は pH 7 でよう素滴定法により定量した。

実験の結果、(1) Na₂SO₃ 消費量はガス中の酸素濃度に大きく依存し、両者の関係を図 3. に示した。図より NO₂ 除去量とのモル比、($\Delta \text{Na}_2\text{SO}_3 / \Delta \text{NO}_2$) は酸素濃度の増大とともに 1.5 から 3.0 へと増加している。(2) NO₂ 除去能力は Na₂SO₃ 濃度の低下とともに減少し、Na₂SO₃ 1,000 ppm 以下では NO₂ 吸収速度は液側抵抗支配であることを示している。(3) NO₂ の物質収支を液中に蓄積された NO₂⁻ とガス側から除去された NO₂ との比、[NO₂⁻]/[NO₂] として計算すると、約 400 個のサンプルについて 1.07 ± 0.15 となった。すなわち、吸収された NO₂ のほぼ全量が NO₂⁻ として液中に溶存しており、反応[10], [11]等の窒素ガス生成反応は進行していないこ

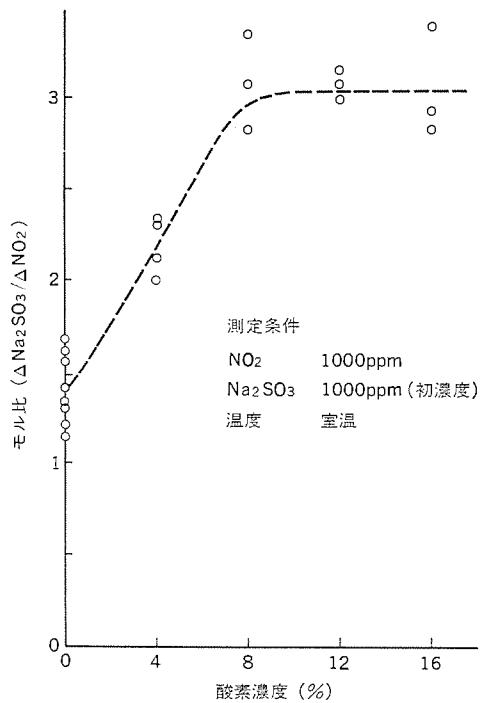


図 3. NO₂ と Na₂SO₃ との反応 モル 比

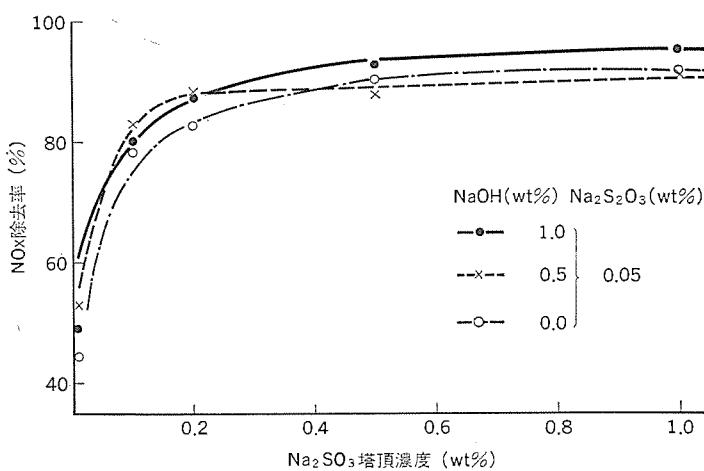


図 4. Na₂SO₃ 濃度と NOx 除去率

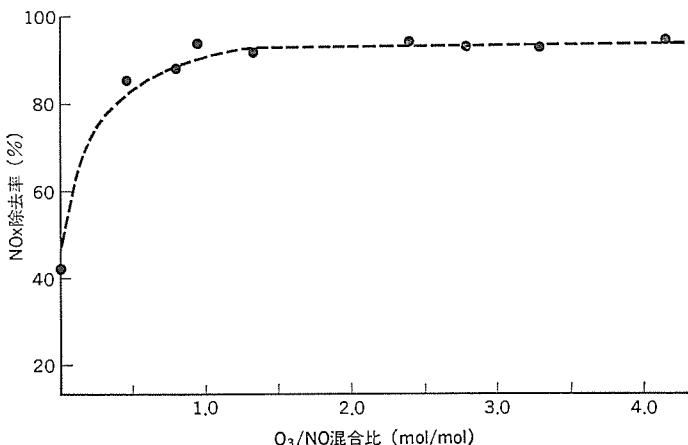
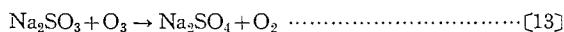
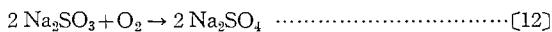


図 5. O₃/NO 混合比と NOx 除去率

とを示している。なお液中には NO₃⁻ は見い出されなかった。

上記実験結果から Na₂SO₃ 水溶液による NO₂ 吸収反応は式[8]による可能性が強い。

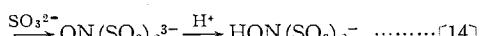
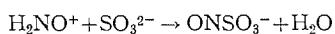
酸素又はオゾンを含む系ではそれらによる Na₂SO₃ の酸化反応、[12], [13]が起こりうる。



被処理ガスが NO₂ を含まなければ反応[12]は緩慢であるが、NO₂が含まれると NO₂の触媒作用によって反応[12]は加速される。筆者らは Na₂SO₃ の酸化防止のために 300 ppm 以上の Na₂S₂O₃ を添加すると効果があることを確認した。

次に脱硝塔について説明する。

図 4. に向流充てん(填)塔により廃棄物焼却炉排煙 30 Nm³/h を洗浄したときの脱硝性能を示した。ここで NOx 濃度は 260~460 ppm, G=2,350 L/G=1.5 であり充填物層は 1/2 インチ 磁製ラシリング 146φ × 1,500 である。図 4. は Na₂SO₃ 濃度と NOx 除去率との関係を示し、液濃度は 0.1 % ≤ (Na₂SO₃) ≤ 0.2 % が好ましい。NaOH を添加すれば (Na₂SO₃) ≤ 0.2 % の領域で効果が出る。洗浄液の pH は 8 以上であればよいが酸性になると NO₂ や SO₂ の吸収速度が低下するうえ、6 以下では式[14]のような NOx イオンと SO₃²⁻との反応が起きるので好ましくない。



脱硝性能は L/G 比にも依存し、例え L/G=1.5 でも NOx 除去率 80~85 % であっても L/G=2.5 にすると 90 % 以上になった。

上述の検討結果から脱硝塔の操作条件を Na₂SO₃ 濃度 1,000 ppm, Na₂S₂O₃ 濃度 300 ppm, 洗浄液の pH ≥ 8, L/G=2 とした。その条件下で脱硝塔を、実用的な S 形 テラレットを充填した処理風量 1,420 Nm³/h の十字流充填塔にスケールアップしたところ、G_M=164 のとき NO₂ 吸収の H_{OG} は約 0.53 m となり、良好な脱硝能力が得られた。

図 5. は図 4. と同一の条件で [O₃]/[NO]=1 になるまではオゾン添加量とともに NOx 除去率が増大しているが、1 ≤ [O₃]/[NO] ≤ 4 ではオゾン添加量に依存しない。図 2. 及び図 5. からオゾン添加量は NO と当量のとき必要かつ十分であるといえる。

また瞬間に [O₃]/[NO]>1 となり脱硝塔に入るガス中にオゾンが含まれていても、この洗浄液によるオゾン除去能力は H_{OG} ≤ 0.41 m と優れているので未反応のオゾンを放出する恐れはない。

洗浄液中の還元剤濃度は洗浄液制御器によって一定値に保たれるが、この装置は原理的には還元剤とよう素との反応を光学的又は電気化学的にモニタする方式によっている。なお NO₃⁻ は pH ≥ 7 ではよう素と反応しない。

2.4 洗浄液の無害化処理

脱硝塔の洗浄液中に蓄積された NOx イオンを無処理のまま放流することは水の富栄養化等の2次公害を引き起こす可能性を多分に含んでいる。したがって洗浄液の無害化処理は湿式脱硝プロセスの一貫として装備されなければならない。その最も望ましい方式は廃液中の窒素分を窒素ガスに分解することであり、それによって回収物の有効利用に苦慮する必要もなくなる。

窒素ガスへの転換が容易な窒素酸化物の形態は NO₂⁻ であり、NO₃⁻ の窒素ガス化は実用上極めて困難である。

本報の湿式脱硝方式は既に記述したように洗浄液中の窒素成分の形態はほとんど NO₂⁻ であり、それが廃液処理を容易にしている。

NO₂⁻ と反応して窒素ガスを生成する実用的な物質としてはスルフ

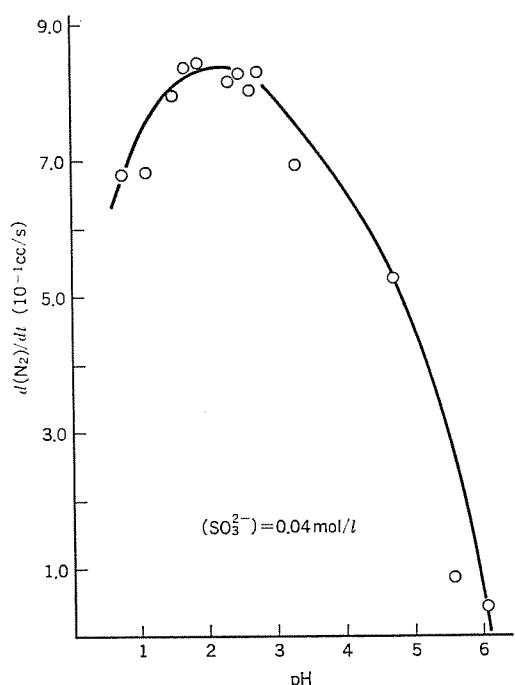


図 6. 亜硝酸とスルファミン酸との反応速度の pH 依存性

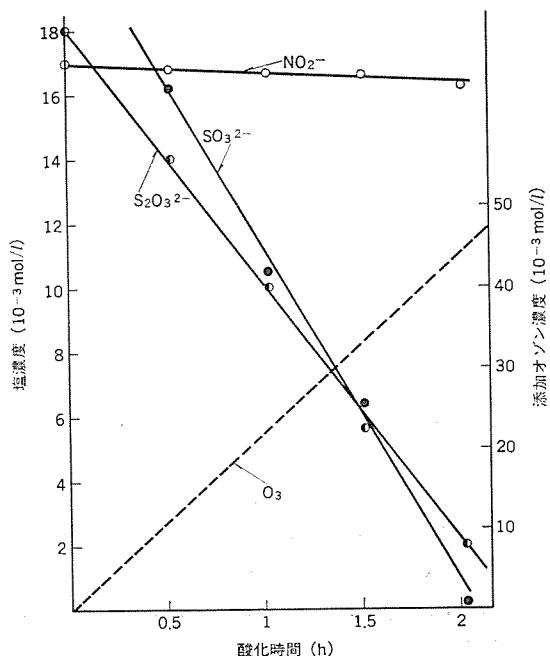
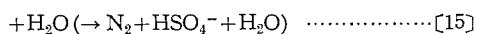
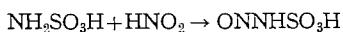


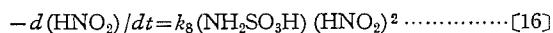
図 7. SO_3^{2-} , $\text{S}_2\text{O}_3^{2-}$, NO_2^- のオゾンによる酸化速度

アミン酸 ($\text{NH}_2\text{SO}_3\text{H}$) 又はアンモニアがある。筆者らはこれらの薬剤による NO_2^- の還元反応を研究し、次のような結果を得た。

スルファミン酸と NO_2^- との反応はアミンのニトロ化反応であり、反応式[15]で表される。



反応式[15]でのニトロ化剤は N_2O_3 であり、 NO^+ と NO_2^- とに分かれアミン態窒素の自由電子対を攻撃する。反応速度式は式[16]



で与えられる。ここで観測された (HNO_2) への 2 次の依存性は式[17]

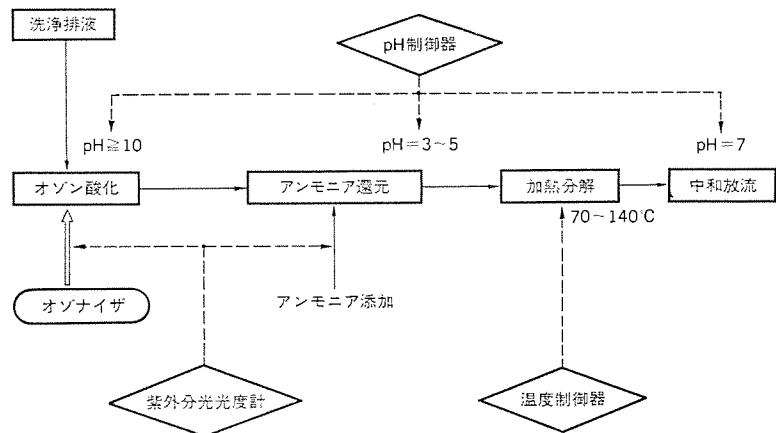
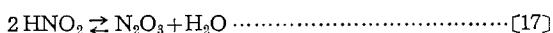


図 8. 排液処理フロー (アンモニア法)

表 2. 排液処理データ

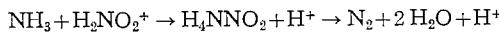
工 程 排 液	項 目	内 容
	排液組成	NO_2^- 濃度 10^4 ppm , pH 3.0, 液温 70°C
オゾン 酸化	オゾンとの 反応モル比	$\text{Na}_2\text{S}_2\text{O}_3$ 0.78, Na_2SO_3 3.0
	反応式 (推定)	$3\text{S}_2\text{O}_3^{2-} + 10/3\text{O}_3 + 40\text{H}^- \rightarrow 4\text{SO}_4^{2-} + 2\text{HSO}_3^- + \text{H}_2\text{O}$ $\text{SO}_3^{2-} + 1/3\text{O}_3 \rightarrow \text{SO}_4^{2-}$
アンモニ ア還元	アンモニア 添加量	3,700 ppm
	反応時間	60°C 升温後 1.5 時間
NO ₂ ⁻ 初濃度に 対する発 生ガスの 割合	還元反応式	$\text{H}^+ + \text{HNO}_2 \rightleftharpoons \text{H}_2\text{NO}_2^+$ 及び本文の式[19]
	N ₂	93 %
	NO ₂	5 %
	N ₂ O	観測されない

の平衡に起因するものと説明できる。この反応によって生成したニトロ錯体、 $\text{ONNH}_2\text{SO}_3\text{H}$ 、は迅速に解離して窒素ガスを放出する。速度定数、 k_8 、は窒素ガス発生速度を測定することにより、 31°C 、pH 3 のとき $0.31 \text{ l}^2/\text{mol}^2 \cdot \text{sec}$ となった。更に興味あることに、この反応は極めて強い pH 依存性をもっており、図 6. に示したように pH 3 附近に最大値が認められる。

アンモニアを還元剤に用いた場合の反応機構もスルファミン酸の場合と類似なものと思われるが、反応速度式は式[18]となる。



速度式[18]は $\text{H}_2\text{NO}_2^+ (\rightleftharpoons \text{HNO}_2 + \text{H}^+)$ がアンモニア態窒素の自由電子対を直接攻撃する反応を示唆している。速度定数 k_9 は pH 3 のとき、 $k_9 = 6.4 \times 10^{16} \exp(-28,000/RT) \text{ l/mol} \cdot \text{sec}$ であった。反応は化学式[19]で表される。



しかしスルファミン酸還元の場合と異なり、中間生成物である H_4NNO_2 を分解させるためには約 70°C 以上に液温をあげる必要がある。更に NO_2^- を窒素に還元処理する際の前処理として Na_2SO_3 及び $\text{Na}_2\text{S}_2\text{O}_3$ をオゾンにより Na_2SO_4 に酸化しておくことが必要である。 NO_2^- が共存してもそれらの酸化反応は選択的に進行するが、実測データを図 7. に示した。

図 8. はアンモニアによる NO_2^- 分解のフローシートであり、四つの工

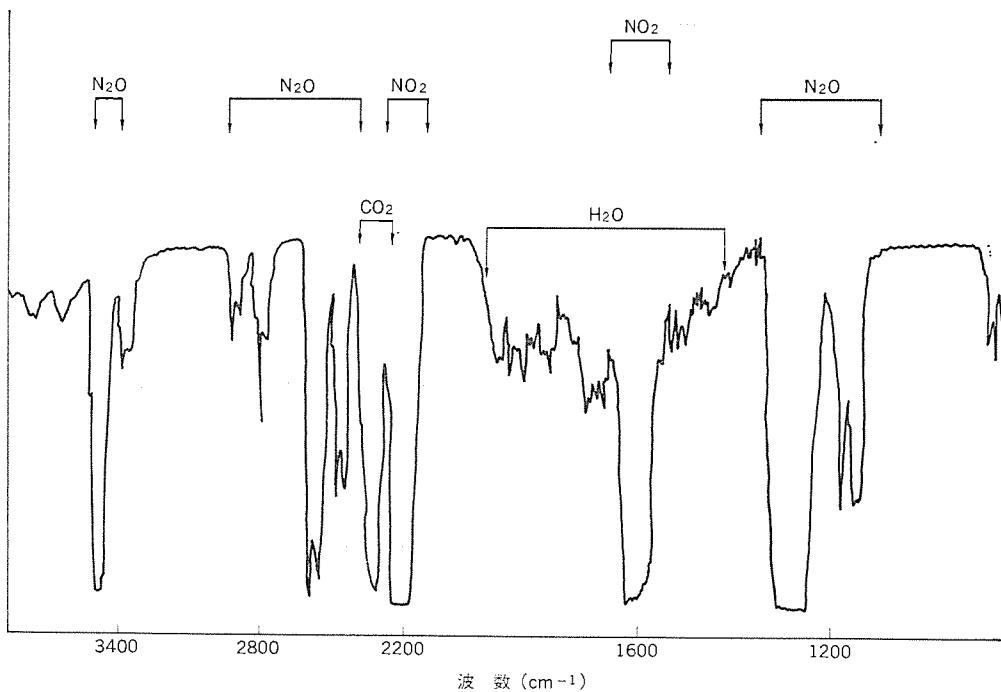


図 9. 排液処理の際発生するガスの赤外吸収スペクトル

程からなる。最初の工程では Na_2SO_3 と $\text{Na}_2\text{S}_2\text{O}_3$ をオゾンにより Na_2SO_4 に酸化する。この工程でオゾンは NO_2^- 濃度が減少し始めるまで注入する。 NO_2^- 濃度はその $355 \mu\text{m}$ での紫外吸収強度でモニタすればよい。酸化処理後、アンモニアを添加し、pH を $3 \sim 5$ に調整して NH_4NO_2 を生成させる。更に液温を 70°C 以上にあげて NH_4NO_2 を窒素と水に分解する。最後に液を中和放流する。

表 2. に模擬廃液を用いて上述の処理を行った結果を示す。また廃棄物焼却炉排煙の脱硝廃液を処理した時の発生ガスの赤外吸収スペクトルを図 9. に示した。ここでは N_2O の発生がみられるが、量的にはわずかで窒素ガス発生量の 0.1 % 以下である。

3. む す び

オゾン酸化湿式洗浄による排煙脱硝方法は NO_x , SO_x , HCl 及びじんあい(塵埃)を同時に除去できるうえ、二酸化塩素や過マンガン酸カリと比較してオゾンが酸素原子だけからなる“クリーン”で制御が容易な酸化剤であるところからその実用化研究が待たれている。しかし湿式法は全般的に洗浄液の無害化処理が不完全であることとコスト高であることが指摘され、実用化のためにはそれらの問題点の解決が必要であった。

当社ではこれら従来法の欠点を除くために、 NO をオゾンで NO_2 に酸化した後湿式脱硝し、 NO_2 を最終的には窒素ガスにまで液相還

元して無害化する方式を開発したが、その特徴は次の点に要約される。

- (1) NO_2 の吸収液として薬剤消耗量が少なくて、 NO_2 吸收能力の優れた亜硫酸ソーダとチオ硫酸ソーダの混合水溶液を開発した。
- (2) 上記吸収液によって NO_2^- を NO_2^- の形で固定した後、 NO_2^- をアンモニア又はスルファミン酸で窒素ガスに還元する方式を開発したので、安価で確実な廃液無害化処理が可能となった。
- (3) 排煙の成分濃度が変動してもオゾン発生量、洗浄条件及び廃液の無害化処理を最適に保つ制御方式を開発した。

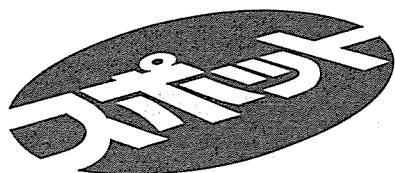
共通記号

G : ガスの空塔質量速度 ($\text{kg}/\text{m}^2 \cdot \text{h}$)
 H_{OG} : 気相基準総括 H. T. U. (m)

$k_1 \sim k_9$: 反応速度定数 (sec^{-1} , $l/\text{mol} \cdot \text{sec}$ 又は $l^2/\text{mol}^2 \cdot \text{sec}$)
 L : 液の空塔質量速度 ($\text{kg}/\text{m}^2 \cdot \text{h}$)
 R : 気体定数 ($1.987 \text{ kcal}/\text{kg} \cdot \text{mol} \cdot ^\circ\text{K}$)
 T : 絶対温度 ($^\circ\text{K}$)

参考文献

- (1) H. S. Johnston and H. J. Crosby : J. Chem. Phys. 22, 689 (1954)
- (2) H. S. Johnston and D. M. Yost : J. Chem. Phys. 17, 386 (1949)
- (3) S. W. Benson and A. E. Axworthy : Ozone Chemistry and Technology, p.398, Am Chem. Soc. (1959)
- (4) 山田外 : 産業公害 9, 137 (昭 48)
- (5) H. S. Johnston : Gas Phase Reaction Rate Theory, Ronald Press, New York, p. 24 (1966)
- (6) J. W. Armitage et al. : Combustion and Flame, 16, 125 (1971)
- (7) 秋元 : 大気汚染研究 8, 680 (昭 48)
- (8) 吾妻外 : 化学工学協会第 41 年会研究発表要旨集, p. 526 (昭 51)



4,000V2,500A 高耐圧大容量サイリスタ

三菱電機はこのたび世界最大容量(耐圧4,000V、電流容量2,500A)の高耐圧大容量サイリスタを開発しました。このサイリスタを使用すればサイリスタの使用個数およびゲート回路部品、補助部品を従来の約 $\frac{1}{2}$ ~ $\frac{1}{3}$ に減らすことができるで装置の小形化はもちろん性能、信頼性が向上するものと期待されています。

大容量サイリスタはモータ制御、各種電力系統の応用装置などに使用し、装置の信頼性、コストパフォーマンスの向上に役立っていますが、素子の応用分野の拡大や装置の大容量化にともない、サイリスタそのものにも高耐圧・大容量化が求められています。最近では耐圧4,000V電流容量1,500A級のサイリスタが実用化されるまでになりました。

しかしサイリスタは耐圧が一定値を越えるとオン電圧の増大や動作特性の低下が著しくなるので、シリコンウエハの単位面積あたり実現可能な制御容量には限界があります。したがって制御容量をさらに向上させるためにはシリコンウエハの面積を広げる必要がありますが、ウエハが大口径になるとほど電気的に均質な大面積高耐圧接合やオーミック接触の形成が困難になります。

また、ウエハの面積利用率の低下を抑え、素子に発生する熱を効率よく放散させることも困難であり大口径化への妨げになつていきました。

当社は以上の問題点を下記の技術で解決し、高耐圧大容量サイリスタを開発しました。

●ウエハの変形や結晶欠陥の発生を抑えて大口径ウエハに均質なPn接合を形成する新しい拡散技術。

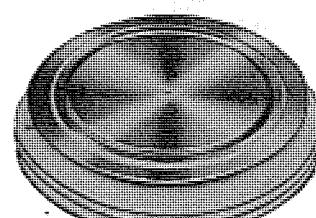
●ウエハの広い領域で瞬時にターンさせ、ウエハの面積利用率を高めるゲート構造の設計技術。

●シリコンに加わる過大な熱応力を軽減させる大面積電極形成技術および高信頼度のパッケージ設計技術。

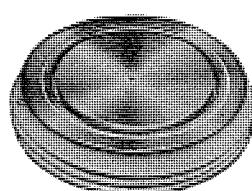
上記により開発した三菱高耐圧大容量サイリスタに使用するシリコンウエハは直径100mmです。なお、これらの新技術は従来の大電力半導体素子、例えば4,000V1,000Aサイリスタ、4,000V1,500Aサイリスタ、3,000V4,000Aダイオードなどにも適用し、品質の向上を図っています。

主要特性定格

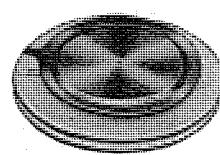
特性・定格	記号	単位	
ピーク繰返し逆電圧 ピーク繰返しオフ電圧	V _{RRM} V _{DRM}	V	4,000
平均オン電流	I _{T(AV)}	A	2,500
臨界オン電流上昇率	d <i>i</i> /dt	A/μs	300
臨界オフ電圧上昇率	d <i>v</i> /dt	V/μs	2,000
ターンオン時間	t _{gt}	μs	6
ターンオフ時間	t _q	μs	400
ゲートトリガ電流	I _{GT}	mA	350
ゲートトリガ電圧	V _{GT}	V	3
サージオン電流	I _{TSM}	A	50,000
接合温度	T _j	°C	-40~+125
オン電圧	V _{TM}	V	2.6 (I _{TM} =7,850A)
熱抵抗	R _{th(j-t)}	°C/W	0.0075



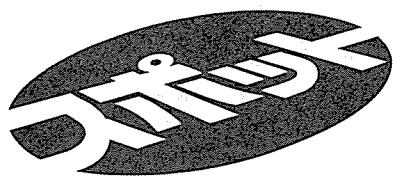
4,000V2,500Aサイリスタ(シリコンウエハ直径100mm)



4,000V1,500Aサイリスタ(シリコンウエハ直径85mm)



4,000V1,000Aサイリスタ(シリコンウエハ直径65mm)



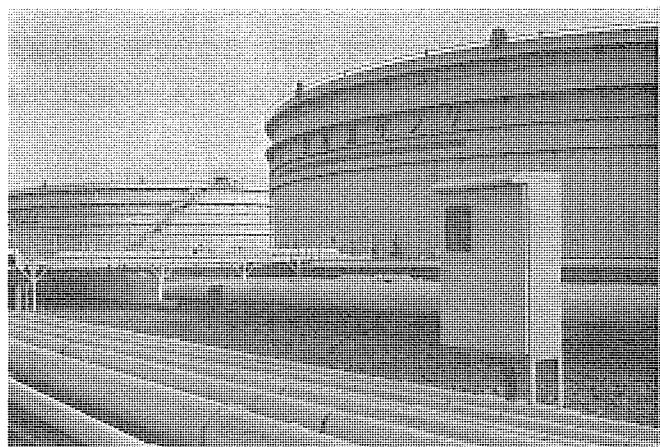
三菱漏油監視伝送装置

三菱電機が燃料タンクの油漏れを集中監視する漏油監視伝送装置を開発しました。

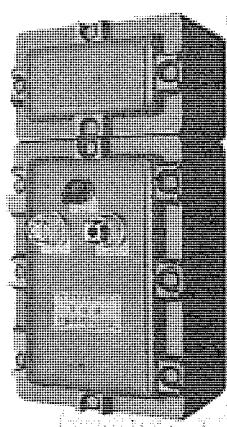
この装置は消防法の改正により「10,000㎘以上」の屋外貯蔵タンクの周囲に設ける防油堤内には、流出した危険物を自動的に検知する警報装置を設置し、常時監視することが義務づけられたのに対応して開発したもので、1カ所での集中監視により経済的で的確な把握・管理が行えます。

機能と構成

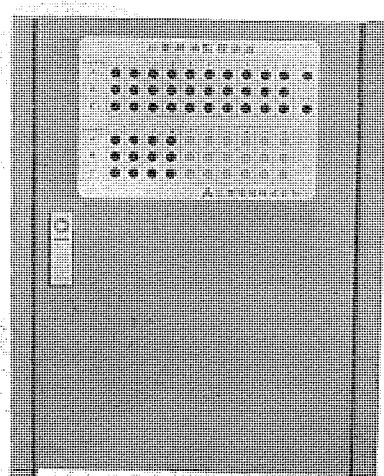
漏油の発生を検知する漏油検知器からの接点信号を受けて伝送線に一定様式の信号を送出する複数の送信器と、中央に設置して伝送線の送信器信号を検出再生し、ランプによる個別表示とブザーによる一括警報を行う受信器で構成してあります。伝送線は1対のAC100Vまたは200Vの配電線を使用する配電線方式と、1対または2対の専用線を使用する専用線方式があります。なお、配電線方式による長距離伝送には信号の減衰を補償する中継器が必要です。



設置状況



防爆形送信器の外観



受信器の外観

特長

1. 配線工事費が安い。

受信器から送信器へは1対または2対の伝送線による樹枝状配線ですから、個別配線方式にくらべて工事費が安くります。また、増設も簡単にできます。

2. 自己チェック機能があります。

一定周期で送信器から受信器に信号を送り、装置の機能をチェックします。

3. 漏油監視以外にも使用できます。

1台の送信器で3(配電線方式)、3または9(専用線方式)の接点信号が伝送できますから、油・水面監視や弁の開閉状態監視などにも利用できます。

4. 危険区域内にも設置できます。

危険区域内用に耐圧防爆構造(d_2G_4)のものも用意しました。

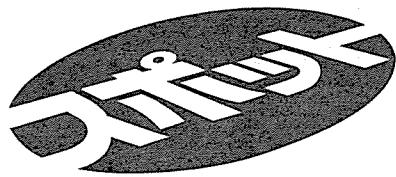
5. 停電補償が可能です。

専用線方式は停電補償機能を付加できます。

6. あらゆる漏油検知器と組合せて使用できます。

仕様

項目	方式	配電線方式	専用線方式
制御電源		AC100V/200V±20% 50/60Hz	
周囲温度		-10°C ~ +60°C	
耐電圧		AC1500V1分間(充電部—金属ケース間)	
絶縁抵抗		DC500Vにて50MΩ以上(")	
信号電送方式		時分割サイクリック方式	
伝送形態	I(受信器):N(送信器)単方向		
信号様式	高周波パルス信号	複流パルス信号	
伝送速度	50/60ポー	最大1Kポー	
測定点数	最大30カ所、1カ所3接点	同左 最大14カ所、1カ所9接点	
配線数	1対(2芯)	1対(小容量伝送) 2対(大容量伝送1対は電源用)	
伝送距離	最大2km(但し、約1km毎に1台の中継器を設置)	最大2km	
伝送線	ビニールキャブタイヤケーブル VCTまたはクロロブレンキャブタイヤケーブル RNCTと同等品		
停電補償	不可	可能	



共同住宅用ヒートポンプ式 太陽熱暖冷房給湯システムの 研究開発 (OSTCソーラハウス)

三菱電機は国家のサンシャインプロジェクトだけでなく、大阪科学技術センター(略OSTC)エネルギー技術対策委員会太陽エネルギー部会にも加入し、共同住宅用ヒートポンプ式太陽熱暖冷房給湯システム(OSTCソーラハウス)の開発に取組んでいます。

このOSTCソーラハウスは太陽熱利用による共同住宅暖冷房給湯システムの実用実験施設として昭和52年1月に完成し、現在種々の実験を行っています。

特長

1. 暖房・給湯に必要な熱量の大半は太陽熱でまかなえます。
2. 当社が開発した高効率の水熱源ヒートポンプを使用していますから、冬期は太陽熱をヒートポンプの熱源にして低温で集熱します。このため簡単な集熱器で効率良く集熱できます。
3. 共同住宅用に開発しましたから、1戸あたりの機器容量が小さくてすみ、設備費が安くなります。

実験内容

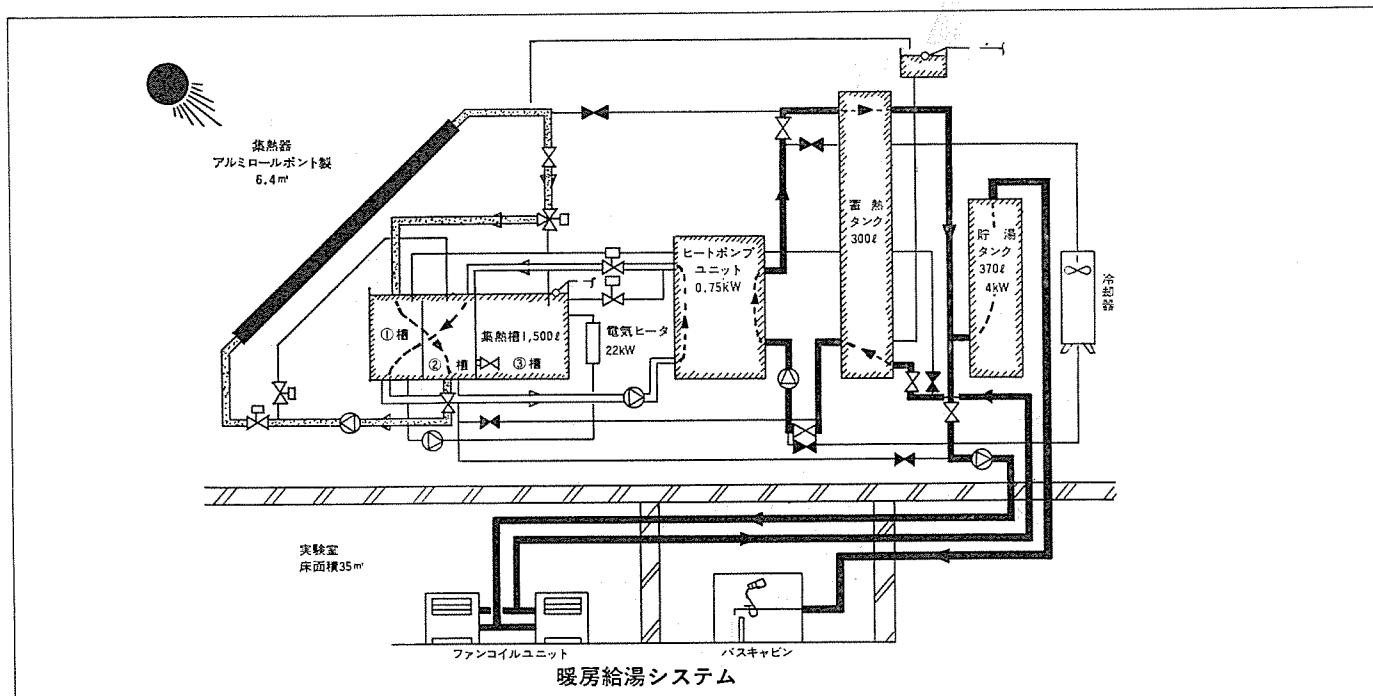
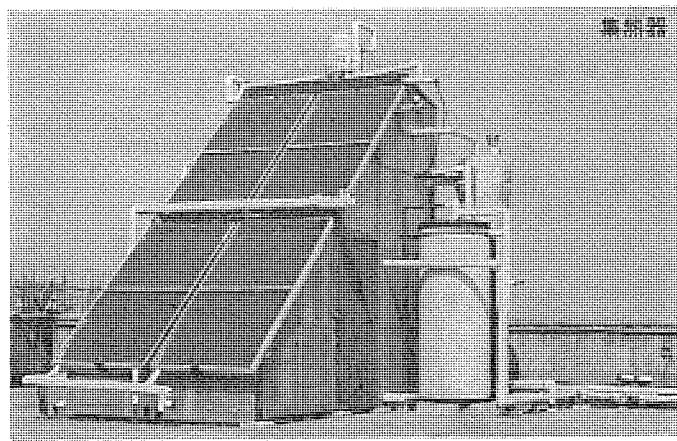
今回の試作実験は既存の建物の3階と屋上を使用して3DK一戸分を実験の対象にしています。集熱器面積は6.4m²です。暖冷房給湯に使用している水熱源ヒートポンプは、暖房能力2,940Kcal/h(温水出口温度45°C、熱源水入口温度15°C)冷房能力1,840Kcal/h(冷水出口温度5°C、冷却水入口温度32°C)で、冬期でも成積係数(COP)は3.2です。

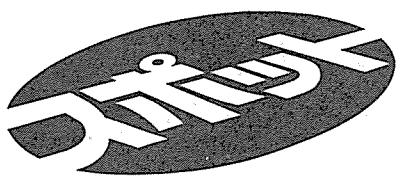
システム

冬期は15°Cで集熱した低温水を熱源にしてヒートポンプで45~50°Cの温水を得て暖房・給湯に使用します。夏期はヒートポンプを冷房用に使用し、給湯は太陽熱を使用します。

(システム構成、下図参照)

なお、本研究は大阪科学技術センター、大阪工業大学ほか8社が参加している太陽エネルギー部会により進められています。





「押すとポン」掃除機 TC-7700A形

三菱電機は清潔なチリ処理のできる電気掃除機TC-7700A形を発売しました。「チリに触れずにチリ処理したい」とのご要望に応えて開発した商品で、集じんケースの中にチリをため、トコロテンの押し出しと同じように除じんハンドルを押すとチリが強い圧力でプレスされてポンと外へ押出されます。まさに「押すとポン」掃除機です。

特長

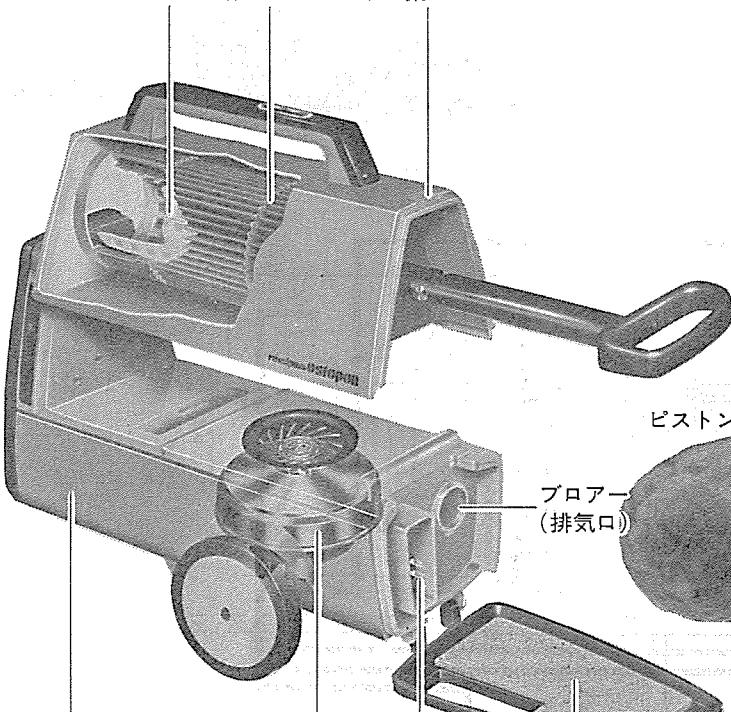
- チリをかたためて押出しますから、ホコリがまい上がりません。
- 除じんハンドルを回すとプレフィルターも同時に回転してチリを落とします。
- フィルター(緑のロシポーザ)は水洗いできます。
- 集じんケースへの各フィルターの着脱はワンタッチで行えます。
- 持運びし易いキャリーバッグタイプです。

仕様

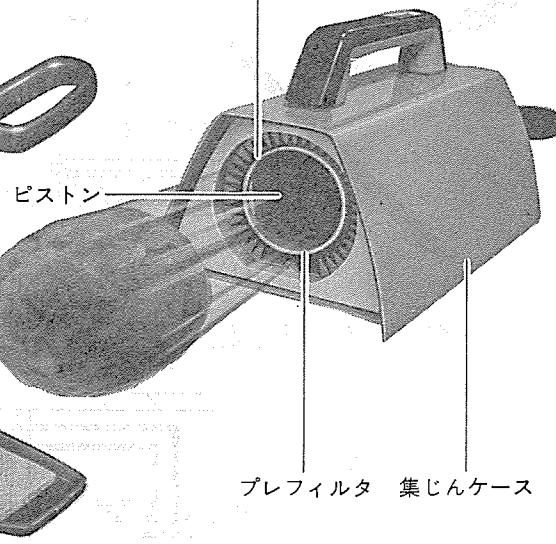
消費電力	100V 50/60Hz 550W
吸込仕事率	120W
寸 法	長さ370×幅205×高さ330(mm)
重 量	4.8kg(本体のみ)



プレフィルター 緑のロシポーザ 集じんケース



緑のロシポーザ



本体ケース ダブル Wガイドファンモータ コードリール 排気口カバー
(長さ5m)

当社の特許

登録番号	名 称	発 明 者	登録番号	名 称	発 明 者
803944	電着用エポキシ樹脂エマルジョンの製造方法	柴山恭一・地大英毅	805354	真空遮断器	加藤勝・片山康平 山中隆司・橋口年春 堀内利明
803945	保護繼電器	中嶋安広・大西公和	805355	地絡過電流保護繼電方式	美濃順一
803946	角度検出装置	金井 宏	805356	自動トースタ等の時限装置	小川 昇・高橋恒夫
803947	大気汚染ガス検出装置	{中原昭次郎・伊東克能 佐伯利一	805357	真空蒸着装置	石井研二・田淵剛
803948	抑制形保護繼電器	中嶋安広・大西公和	805358	高電圧装置	上岡康宏・角田聖治
803949	放射線線量率計	岩井 優	808635	自動運転列車の運転切換装置	北岡 隆・六藤孝雄
803950	圧粉体限流素子	中島陽三	808636	交流繼電器	三上一郎
803951	圧粉体限流抵抗素子	中島陽三	808637	トランジスタ繼電器	三上一郎
803952	内燃機関用回転数制御装置	{辰己巧・都留之舒 宮崎正明	808638	搬送保護繼電装置	古谷昭雄・高田信治
803953	真空蒸着装置	石原理・管博文	808639	プラズマジェット発生装置	小村宏次
805327	自動同期投入装置	宇野克己・森永義次	808640	リアクタ補償送電線の保護繼電方式	三上一郎
805328	パルス出力安定化回路	上富勇・朝井克治	808641	交流励磁形可飽和リクトル	三上一郎
805329	光検知器の装着装置	藤川恭一郎・高宮三郎	808642	自動車用自動定速走行装置	内藤靖雄
805330	電解加工装置	斎藤長男・久慈陽一	808643	充電表示装置	平田毅
805331	ホーンリフレクタアンテナ	片木孝至	808644	速度計試験装置	長谷川雅言
805332	通信制御装置	前田良雄・松永宏	808645	コンデンサ閉開装置	光岡宏・多田一彦
805333	位相変調回路	吉川義彦	808646	直流高速遮断方式	赤松昌彦
805334	工作機械数値制御における原点復帰方式	{金森剛明・黒田泰次 飯田秀正	808647	エンジンクラッチ制御方式	今井吉郎
805335	計測装置	{高田信治・前田耕二 野沢輝夫・津川和夫	808648	溶融メッキ装置	岸木健・小倉新三
805336	マイクロストリップサーチューレータ	中原昭次郎・折目晋啓	808649	偏波面切換器	篠原英男
805337	自動音声編集装置	{堀村功・御法川秀夫 山本悌三	808650	電磁連結装置	車戸秀男
805338	選択同期返送方式およびその装置	竹垣弘	808651	発電制動装置	横田浩
805339	パルス発生装置	林正之・山根満徳	808652	パルス発生装置	林正之・山根満徳
805340	エレベータ用階床選択器	小沢靖彦	808653	パルス発生装置	林正之・山根満徳
805341	テーププレーヤのクランプ装置	和田庄次・小倉大八	808654	連結装置	車戸秀男
805342	ストリップ線路形ディジタル移相器	{中原昭次郎・紅林秀都司 溝淵哲史	808655	カート情報読み取り装置	松永宏
805343	レーザ加工装置	宮沢生行	808656	定速駆動装置	横山昌弘・小林孝生
805344	液相成長法	大坪睦之・畿田隆雄	808657	気のうの破裂防止用安全弁	猪熊章
805345	直流再生器	小田 稔	808658	ラジレス回転磁極形電機の励磁制御装置	尾畠喜行
805346	円偏波発生器	橋本勉・武田文雄	808659	倉庫用荷役装置における位置決め補正制御装置	佐竹幸雄
805347	階段状周波数変調型レーダ方式	岩部昭・福原直之	808660	推力軸受装置	山本明
805348	金属ハロゲン化物入り水銀ランプ	{竹田俊幸・土橋理博 若林正雄	808661	エレベータ群管理方式	{板垣晃平・篠崎裕久 竹内照男
805349	フレーム信号検出方法	斎藤幸夫	808662	変圧器	中島四郎・服部勝敏
805350	ダイカストマシンの自動注湯装置	松野博朗	808663	渦電流継手	藤山辰之
805351	サーチューレータ	{中村昭次郎・紅林秀都司 川端俊一郎・折目晋啓	808664	シフトレジスタ	竹内照男
805352	電気装置の制御方式	上田敦・石井光明	808665	電磁連結装置	車戸秀男
805353	温風機の制御回路	加藤道明	808666	物体の位置検出装置	山崎英蔵・白石彊
			808667	磁性ばね合金の製造法	杉原真・奥村博司
			808668	交流エレベータ制御装置	安西伸夫
			808669	遠方監視制御装置	山中彪生
			808670	半導体結晶製作装置	{石井恂・十河敏雄 田中利夫

当社の特許

登録番号	名 称	発 明 者	登録番号	名 称	発 明 者
808671	測距制御回路	小林信三・太田堯久	808694	内燃機関用電気式制御装置の試験装置	西山賢明
808672	無接触形状追跡装置	稻荷隆彦・高嶋和夫	808695	冷却装置	田中修・福島満
808673	交流 チョッパ装置	矢野昌雄	808696	冷却または加熱装置	岩崎善彦・内山隆夫
808674	動力車の発電ブレーキ保護装置	平尾新三	808697	エポキシ樹脂で絶縁処理された電気装置	西崎俊一郎・寺谷宏
808675	真空遮断器	加藤勝	308698	エポキシ樹脂組成物	{ 福島二郎・安田和男 柚本修一・西崎俊一郎 }
808676	回転駆動装置	小林孝生	808699	エポキシ樹脂組成物	{ 西崎俊一郎・寺谷宏 福島二郎・安田和男 }
808677	滑走または空転検知装置	鳥居健太・金子弘美	808700	温度検知装置	坪井俊吾・武藤勝俊
808678	ヘアシェーバー	相樂秀雄	808701	半導体制御整流器の点弧装置	光岡宏・多田一彦
808679	マイクロ波加熱装置のドア機構	小畠哲男	808708	制御装置	{ 宮部亮夫・酒井靖夫 清水賢一・壇井芳昭 笹尾勇夫 }
808680	和電流検出方向縦電装置	古谷昭雄	808709	制御装置	{ 宮部亮夫・酒井靖夫 清水賢一 }
808681	印刷配線基板の保持装置	大丸幹雄	808841	均質螢光体の製造法	朝長朗・未安高幸
808682	スポットネットワーク受電系統保護方式	天野恒	809367	MOS型トランジスタ装置	小峰義治
808683	半導体素子の製造方法	三井茂・石原理	809368	超電導体装置およびその製造方法	坪内夏朗
808684	電磁連結装置の残留磁気消去装置	浜田富美雄・岡本清秀	809369	インバータ装置	小俣虎之助・平田郁之
808685	距離検出装置	渡辺幸康	809370	自動溶接装置	赤松昌彦
808686	定寸駆動制御装置	橋爪淳	809371	しゃ断器の消弧室	弘中一光・丸山寿一
808687	電気機器	渡辺次男	809372	モールド形電磁誘導機器の製造方法	田辺俊雄
808688	電磁粒子式連結装置	車戸秀男			長野光佑
808689	集積回路パッケージの製法	樋本裕三			
808690	直流電力回生制御装置	赤松昌彦			
808691	真空スイッチ用接点	{ 河野慶三・山下進一 武谷康・中山隆司 }			
808692	歯形電磁連結装置	小林良治・西井勝己			
808693	星車駆動装置	林正之			

<次号予定> 三菱電機技報 Vol. 52 No. 1 技術の進歩特集

- 研究
- 電力
- 産業用電機品と環境保全設備
- 汎用電機品と計測
- 通信と電子応用

- 半導体素子と集積回路

- 電子計算機

- 建築設備と冷凍

- 交通

- 家電関連機器

三菱電機技報編集委員		三菱電機技報 51巻12号					
委員長	樋木俊弥	常任委員	久保田伸夫	(無断転載を禁ず)			
副委員長	浦徳太郎	"	平林庄司	昭和52年12月22日 印刷			
"	後藤正之	委員	遠藤裕男	昭和52年12月25日 発行			
常任委員	佐々木二郎	"	村上卓弥				
"	荒川信雄	"	神谷友清				
"	葛野信一	"	橋爪基				
"	武藤正	"	吉田太郎				
"	奈川敏雄	"	土井貞春				
"	三矢周夫	"	松村長延				
"	高橋広光	"	小野勝啓				
"	忍足博	幹事	本間吉夫				
"	武田克己	"	三田村和夫				
"	清田浩	12号特集担当	福家章				
編集兼発行人 本間吉夫							
印 刷 所 東京都新宿区市谷加賀町1丁目12番地 大日本印刷株式会社							
発 行 所 東京都千代田区大手町2丁目6番2号(〒100) 菱電エンジニアリング株式会社内 「三菱電機技報社」Tel.(03)243局1785							
発 売 元 東京都千代田区神田錦町3丁目1番地(〒100) 株式会社 オーム社書店 Tel.(03)291局0811、振替口座 東京20018							
定 價 1部400円送料別(年間予約は送料共5,200円)							

三菱電機技報 (昭和52年) 総目次

1号 技術の進歩特集	7号 昇降機・ビル管理特集
2号 火力発電特集	8号 鉄鋼プラント電機品特集
3号 マイクロプロセッサ応用特集	9号 ノーヒューズレバ断器特集
4号 オフィスコンピュータ・数値制御特集	10号 レーダ特集
5号 冷凍と空調特集	11号 研究特集
6号 電力系統保護・500kVガス絶縁変電所特集	12号 音響・映像特集

《技術の進歩特集》

	号	ページ	号	ページ	
1. 研究編	1	6	7. 電子計算機編	1	58
2. 電力編	1	15	8. システム編	1	65
3. 産業用電機品と環境保全設備編	1	26	9. ビル・店舗・工場用設備機器編	1	69
4. 汎用電機品と計測編	1	36	10. 輸送編	1	79
5. 通信機器と電子応用機器編	1	45	11. 家電関連機器編	1	86
6. 半導体素子と集積回路編	1	52			

特集論文

《火力発電》

1. 最近の火力発電所向けタービン発電機の動向	速水和夫・上田明紀・植松豊	2	99
2. 大容量タービン発電機の信頼性	松田禎夫・大石紀夫・伊藤裕之・八木耕三・土方明躬	2	105
3. ガスタービン発電プラントの進展	森義孝・森要・風呂功・上田健二・松宮保夫	2	111
4. 最近の地熱発電プラントにおける電機設備の動向	久保博和・広崎吉彦・森崎博・佐藤欽也	2	117
5. 蒸気タービンの電気一油圧式ガバナ	佐々木俊之・横須賀良夫・遠藤康治・森岡康二・伊与田寛忠	2	123
6. 火力発電所の計算機による自動化	小野勝弘・羽倉義征	2	129

《マイクロプロセッサ応用》

1. プラントコントローラ《MELPLAC》50 ハードウェアシステム	千葉正・山内信治・松村雅司・横内通憲・大野宣男	3	171
2. プラントコントローラ《MELPLAC》50 の方式とソフトウェア	真鍋舜治・山下弘雄・山本修・松村雅司・片岡猪三郎	3	176
3. マイクロプロセッサの計算機及び周辺端末機器への応用	大川清人・今村貞良・江村弘・西田考一・三浦裕史	3	182
4. マイクロプロセッサ応用製品	岩永俊之・伊藤堅一・西山幸和・石橋彰彦・野村大也	3	187
5. マイクロプロセッサシリーズの最近の実績	水野忠剛・井手口哲夫・大槻貞二郎・山田国裕・浜野尚徳	3	192

《オフィスコンピュータ・数値制御》

1. オフィスコンピュータ《MELCOM》80シリーズ/モデル8	渡辺義彦・江村弘・吉川英之・永野栄次・田窪昭夫	4	239
2. オフィスコンピュータの入出力装置	中野雅博・鈴木庸生	4	243
3. オフィスコンピュータ《MELCOM》80シリーズ/モデル11, 11Mプログレス	玉木遼・比屋根敬司・小池玲子・越川武夫・菊地寿	4	248
4. オフィスコンピュータ《MELCOM》80シリーズ/モデル31オペレーティングシステム	山崎洋美・馬場理・犬山博満・竹沢明・新田俊晴	4	254
5. マイクロプロセッサCNC《MELDAS》5000C/5100C	桑田博・米谷光雄	4	258
6. 対話形数値制御方式《MELDAS》820	宮幸助・石橋和夫・山口勉	4	263

《冷凍と空調》

1. Hi/Re/Li冷凍システムの特性解析	荻野治・池内正毅・小林靖夫	5	301
------------------------	---------------	---	-----

2. ルーフトップタイプエアコンディショナー	石沢昭夫・知久道明	5…305
3. マルチセントラル空調システム	笠置 紘・飯島 等・柴田 実・徳永 龍	5…309
4. 空冷式冷蔵クーリングユニット	上田和弘・川井 治	5…314
5. 食品店舗用ショーケース	佐藤邦彦・高妻光昭・東海枝明男	5…319
6. スーパーマーケットの熱回収システム	石塚春雄	5…323
《電力系統保護・500 kV ガス絶縁変電所》		
1. これから電力系統保護・制御装置	森 健・山田郁夫・鈴木健治	6…363
2. 計算機による電力系統運用制御システム	山田郁夫・中川秀人・辻 俊彦	6…368
3. 系統事故時のひずみ波と保護装置	鈴木健治・畠田 稔・吉田敬史	6…372
4. 関西電力(株)大飯原子力発電所納め 550 kV ガス絶縁開閉所	阿澄一興・松田節之・合志宏道	6…377
5. 550 kV ガス絶縁母線の実系統における性能試験	松村 晋・富永正太郎・今瀧満政	6…384
6. 500 kV ガス絶縁変電所用避雷器	永井信夫・宇治田克	6…390
《昇降機・ビル管理》		
1. OSシステム75群管理方式と会話形シミュレータ	竹内照男・蒲原捷行・後藤誠一	7…431
2. 中速ギヤレスエレベータの新制御方式—ダイヤグラムGLエレベータ	釜池 宏・米本正志	7…436
3. 三菱新形乗用油圧エレベータ	矢田貝純弘・榎本 篤	7…440
4. 橫断歩道橋用エスカレータ	飯田剛士・本作芳英・植木康雄・神谷 隆	7…445
5. ビルディング総合管理システム	吉田修己・上野義弘・那須利男・山田 淳・金谷外志彦	7…451
6. 画像情報装置と防犯・防災システム—画像検索カラーディスプレー装置とその応用—	和泉陽平・近藤邦一・北垣 享・平居宣威	7…458
《鉄鋼プラント電機品》		
1. 最近の圧延機駆動用電動機の動向	林 昌宏・島 幸弘・矢野昌雄・片岡正博	8…501
2. 鉄鋼プラント用電動機制御装置	村松英樹・柴田謙司・神谷秀男・留井英明・開高 徹	8…507
3. 鉄鋼プラントにおける電子制御装置の応用	外山守城・松谷勝己・林 敏弘・山本 修・大野宣男	8…513
4. ホットストリップミル制御システム	辻 順一・川崎宗男・浜崎芳治・小寺嘉一・渡辺文夫	8…519
5. 棒鋼(線材)圧延機用電機設備における最近の動向	大場宏一・稻村和美・轟 幸男・稻本 慎・佐々木希晴	8…525
《ノーヒューズシャンターアクセサリ》		
1. 新形ノーヒューズシャンターアクセサリ	長谷川清博・飯尾 司・寺地淳一	9…571
2. 引外し素子を半導体化した船用気中しゃ断器	江口清司・望月義範・田中正幸・石川尊義・矢木沢 守	9…577
3. 選択協調形漏電リレーによるアーケ地絡保護	新田裕穂・小林照朋・佐藤 勇・石井康裕	9…582
4. 電磁反発形限流しゃ断器の限流特性に関する理論考察	久常文之・江口清司・山本啓一・笹尾博之・宮本紀男	9…587
《レーダ》		
1. レーダ技術の動向	玉真哲雄	10…639
2. 最近の特殊レーダ技術とその応用	岩部 昭・篠原英男・江口紀英・横内通憲・尾形良征	10…640
3. レーダのハードウェア技術の現況	水沢丕雄・中司浩生・田中安敏・増野芳樹・徳丸芳孝	10…647
4. 24 GHz 空港面監視用高分解能レーダ	近藤輝夫・橋本 一・徳丸芳孝・飯森昌直・福井清緝	10…653
5. レーダ技術の民生応用	北原照義・古東啓吾・伴 和紘・森中明善・野田博司	10…657
6. 降雨観測レーダ用2周波数共用アンテナ	山田松一・小川明義・古田 治・片木孝至・別段信一	10…662
《研究》		
1. シャンターアクセサリ用プラズマ診断技術	植田至宏・笹尾博之・吉安 一・奥田莊一郎・宮本紀男	11…711
2. 大形発電機用絶縁の繰り返し応力に対する信頼性の検討	二川暁美・平林庄司・谷 功・柴山恭一	11…717
3. 送水系統の解析と最適運用法	中堀一郎・福田豊生	11…722
4. 活性汚泥処理プロセスにおける曝気槽のシミュレーション	前田和男・岡本耕一	11…726
5. 半導体素子の全自動ポンディングシステムの開発	津田栄一・稻荷隆彦・井上 駿・小坂宜之・山崎雅敏	11…730
6. 空調用蓄熱槽の動作解析とシステムへの応用	山崎起助・山下紀夫・松岡文雄	11…735

7. 半導体におけるマイクロビームアナリシス	松川隆行・河津 哲	11…740
8. 赤外線装置用光学系の試作	佐伯利一・伊東克能・橋本 勉	11…745

《音響・映像》

1. 最新のスピーカー技術	伊藤 実・菅原 潔・矢島幹夫・檜森聖二	12…785
2. 低ひずみスピーカーの開発	土屋英司・岡田 将・池田英男・佐伯多門	12…789
3. PCM 磁気録音機	大西 健・国井郷志・佐藤隆晴	12…793
4. クオーツ PLL シンセサイザチューナ	工藤隆二・七戸大助・長谷川豊	12…798
5. 沸騰冷却パワーアンプ	成田耕治・小川 勉・福島 満・藤井雅雄	12…801
6. レコードピックアップの共振対策	田中武夫	12…805
7. 110 度偏向インライン形カラー受像管システム	藤村健男・中村浩二・利安雅之	12…810
8. メニスカスレンズを内蔵した投写形陰極線管	鷹野 泰・菅原 喬・片木孝至・栗津健三・大串哲郎	12…814

普通論文

1. 札幌市交通局納め車両用高圧インバータ装置	小山 滋・三金敏雄・加我 敦	2…135
2. 工業プラントにおける同定	立花康夫・稻本 悠・高橋正夫	2…139
3. トヨタ自動車工業(株)納めリニアモータ方式自動車衝突試験装置	古川俊幸・猪谷耕太郎・川内豊行	2…145
4. 運輸省新東京航空交通管制部の電源設備	守川哲郎・向 義則・北田文宏	2…149
5. 水道用集中管理システム	富田 実・柳沢 忍・田中 智・関川一彦・長束晴弘	2…155
6. 真空スイッチ式負荷時タップ切換器	樋口 昭・吉田和夫・伊藤克明・源川一志・山中隆司	2…161
7. 永久ヒューズの理論考察とその応用製品	宮本紀男・和田勇一・井上武男・実森俊夫・堀田滋矩	3…201
8. 東京電力㈱鹿島変電所納め超高压系統自動操作装置	落合友義・安立秀男・金田 明・矢野恒雄・横田敦信	3…207
9. G形コントロールセンタ	高木洋一郎・辻 徳雄・田淵靖英	3…211
10. 扇形開口オフセットカセグレンアンテナ	水沢丕雄・高松泰男・倉島徳幸	3…216
11. 最近の大形変圧器技術開発(II)	田村良平・清水英範・平井正好・渡辺次男・石井敏次	3…220
12. 《MELCOM》70 モデル 20・25 のハードウェア	阪尾正義・深尾忠一郎・今村貞良・松本典明・田原 豊	3…226
13. 紫外線電離形 SF ₆ ガス漏洩検知器	今村長義・井田芳明・吉岡武男・桑原 宏	3…232
14. 最近の電鉄変電所集中管理システム	村川亮三・鍋倉浩一郎・塚本順一郎・安居院憲彰・竹内克彦	4…269
15. ND 5804 形オンライン硫黄分析計	河野慶三・小田 稔	4…274
16. オゾン酸化脱臭装置	吾妻健国・鈴木 滋・土居邦宏・池田 彰・高原博文	4…279
17. 航空路管制用レーダ目標検出装置	鎌田靖彦・島谷正三・立田耐二・橋本直樹・横内通憲	4…284
18. 紫外線エネルギーを利用した木材の塗装乾燥法	七戸慶人・三上龍夫・山本成一郎・川名 昇・山田俊郎	4…288
19. 電子計算機による受変電設備の仕様・計画図の自動作成システム	片岡康男・鈴木隆二・川村 一	4…291
20. 《MELCOM-COSMO》700 PL/I コンパイラー	太細 孝・山口和彦・角田久雄	5…329
21. レーザによる金属板表面自動検査装置	稻荷降彦・亀井光仁	5…334
22. カラー TV カメラを用いた色彩画像解析システム	秋田興一郎・辻 秀一・中塚国男・伊藤貴康	5…338
23. SS リレーとその応用	大島征一・鎌田 勉	5…343
24. ヒートパイプ利用による 4000 A WN 形メタルクラッド開閉装置	田中 修・大串哲郎・村上政明・津久井 進	5…348
25. モニタスピーカーの新技术	進藤武男・鈴木英男・興野 登・酒井新一・柴田繁憲	5…353
26. 関西電力(株)大飯原子力発電所納め 1,300 MVA タービン発電機	大石紀夫・天笠信正・伊藤裕之・八木耕三	6…397
27. 制御用コンピュータシステムにおけるデータウェー	池田健夫・石坂充弘・中尾好宏・今道周雄	6…402
28. 有線放送用電子交換システム MDS-21	勝野平蔵・中野修身・前田良雄・杉村滋夫・北村春夫	6…407
29. MH-A シリーズ電気ホイスト	武谷勝次・脇山嘉之・吉富 安	6…411
30. 高速かご形回転子の強度	田村 旭・元村芳則・押沢健治・吉岡純夫・井上彰夫	6…417
31. 電鉄回生変電所用サイリスタインバータ設備	鈴木敏夫・米畑 譲・甲木莞爾・多田一彦	6…421
32. 高性能電着絶縁電線	柴山恭一・佐藤文彦・地大英毅・高浜 隆	7…465
33. 対話形自動プログラム付ワイヤカット放電加工機	小林和彦・大丸隆正・加藤善久・丸山寿一・大島道隆	7…469

34. 東京大学教育用計算機センタ省力化システム	猪瀬 博・鈴木 功・沓沢啓二・平塚 尚	7...475
35. MNOS構造不揮発性メモリと4KビットEAROM	榎本龍弥・鍋谷 弘・風間悦男・中山春夫・松本平八	7...481
36. 家庭用冷蔵庫の熱系シミュレーション	山崎起助・瀬下 裕・小林協三・井上 博	7...487
37. 大容量8,5000 kVA自励式インバータ	細野 勇・川畑隆夫・矢野頼成・原 康博・開高 徹	7...491
38. エポキシ樹脂注型がいしブッシングの長期屋外課電暴露試験	坂井龍吉・宗村弘次・農蘇正和・中沢 隆・桑原 宏	8...533
39. X-バンド・シリコンダブルドリフトインパットダイオード	小谷三千男・小引道博・渡瀬 学・高宮三郎・三井 茂	8...539
40. マーガリン製造ラインの総合生産システム	丸山 昇・高橋正夫・末武 隆	8...543
41. 誘導電動機の電磁騒音低減法	小泉孝之・成田正夫・山田一秀・持永元喜	8...548
42. MEL-O-MATIC TIG チューブ自動溶接機	鵜飼 順・鉄 豊造	8...553
43. オージェ電子分光法の半導体素子への応用	藤原賢三・大谷 誠・金山 清・尾形仁士	8...559
44. M 2350 形インテリジェントディスプレー端末	渡辺 治・三井浩康・古形 昌・野津工ア	8...564
45. 技術試験衛星II型(きく2号)	田畑淨治・小原 基・石沢禎弘・渡部 優・植田剛夫	9...595
46. 三菱製紙(株)八戸工場抄紙機プロセスの計算機制御	星野仁美・小林一勝・松下 拓・高橋正夫・北村英久	9...601
47. デュアルモードバスシステムにおける衝突防止装置	八幡敏雄・半田 哲・打田良平・菅野佳明・森本義信	9...607
48. 家庭電気製品の適正包装	田中克幸・竹内和史・前沢英一・久木野政次・橋本恭平	9...612
49. 240/300 kV 及び 550 kV 50 kA 単一圧力式タンク形ガスしゃ断器	松田節之・宮本龍男・伊吹恒二・坂本成義・佐藤章雄	9...616
50. 狹帯域TV伝送装置《ナロービジョン》	堀高 明・山際豊行・土屋徳翁・村上篤道	9...621
51. FM電流差動キャリアレー	志賀正明・杉山 劍・鈴木健治・鈴木 愿・赤塚和禧	9...625
52. 水冷式低圧大電流スタック	米田良忠・前田 甫	9...631
53. 《MELCOM》70シリーズ・モデル35のハードウェアとオペレーティングシステム	出口博章・深尾忠一郎・北原拓也・渡辺修享・稻坂朋義	10...667
54. 気化予熱混合式石油燃焼技術とその応用《クリーンヒーター》	野間口有・松野信義・西 敦義・八代勝雄・桑沢宏康	10...672
55. 石油温風暖房器《クリーンヒーター》の制御	古屋芳明・西 敦義・八代勝雄・桑沢宏康・川淵 勇	10...676
56. 大容量発電機主回路用ガスしゃ断器の開発	松村 晋・富永正太郎・信崎泰秀・山田和豊・浅田正敬	10...681
57. 三菱オゾン濃度計OAシリーズ	竹内秀夫・城下賢司・米川浅治	10...686
58. 直流機の整流現象理論	阪部茂一・野村達衛・岩本雅民	10...691
59. 往復動圧縮機の熱解析	石嶋孝次・福島 満・大串哲朗	10...696
60. 直流機の通風冷却解析	星野吉信・佐々木希晴・久野和雄・西山 槐・山中悟郎	10...701
61. 高周波パルスTIG溶接機とその応用	梶野幸男・後藤 徹・橋本進一郎・島田 弥	11...751
62. 須賀川ダム計算機制御システム	石川欣央・北村英久	11...756
63. ベネズエラ向け900 MWアルミ精練用整流装置	田中潤次郎・鹿野義郎・湯浅和典・金内 修	11...761
64. 揚水発電所の発電電動機始動用サイリスタ始動装置	山本潤二・大屋 正・矢野昌雄・甲木莞爾	11...776
65. 高級テレビモニタ用カラー受像管	小磯 寛・太田勝啓・林 圭一	11...771
66. 4メガバイトICメモリ装置	水上益良・星野幸太郎・内藤 昭・橋本 勝	11...775
67. 高圧発電機コイルエンドの新電界緩和方式の開発	平林庄司・谷 功・川上 剛	12...821
68. デュアルスピンドルの姿勢運動の解析	土屋和雄・関 時明・若杉 登	12...825
69. 小田急町田駅ビルの空調制御システム	山下紀夫・上野義弘・山田 淳	12...829
70. 最近の直流電気動力計	星野吉信・神保健作・米倉善彦・上田一郎・杉本 弘	12...834
71. パルス幅変調式インバータによる車両用主電動機の運転	赤松昌彦・居蔵和徳・東 健敏・室田 仁・加我 敦	12...839
72. オゾン酸化湿式洗浄による排煙脱硝	吾妻健国・鈴木 澄・後藤令幸・春田健雄・吉留昭男	12...844



新形の「三菱ふとん乾燥機」が発売されました

掛けふとん、敷きふとんを敷いたまま速やかに乾燥できる、「三菱ふとん乾燥機」は昭和52年2月発売以来好評を得ていますが、このたびさらに新形3機種を発売しました。

AD-700形はエアマットおよびホースを本体内に収納でき、コードは自動巻取り式です。

AD-610形は持運びに便利なコンパクトタイプです。

AD-1000形は2組のふとん(計4枚)を同時に乾燥できます。つまりツインベットや2段ベッドのふとん乾燥が一度にできるようになりました。

AD-700形

特長

- ふとんの種類にあった風温が選べます。(一般のふとん:625W 羽根ふとん、純毛ふとん:425W)
- ホース、エアマットを本体内に収納できます。
- コードは適した長さだけ引出しができ、巻取りは自動式です。
- 空気吸入口を本体の両側に設けましたから、横倒しになって片側の吸入口がふさがっても安心です。
- 3つの安全装置(手動復帰式安全スイッチ、温度ヒューズ、モータ過熱防止装置)の採用により安全性を高めました。



仕様

形 名	AD-700	AD-610	AD-1000
呼 称	高級収納タイプ	コンパクトタイプ	ツインタイプ
消費 電 力	425 → 625W 切換可能	625W	1,010 → 530W 切換可能
タ イ ム ス イ チ	モータ式(時計方向のみ回転) OFF → 3時間 → 連続	モータ式(時計方向のみ回転) OFF → 3時間 → 連続	モータ式(時計方向のみ回転) OFF → 3時間 → 連続
風温切換スイッチ	ロータリー式3段 (冷風 → 溫風 425W → 溫風 625W)	シーソー式2段(冷風 ↔ 溫風)	シーソー式2段(冷風 ↔ 溫風) 片側シャッターフル
コ 一 ド	自動巻きコードリールつき(コード1.9m)	コード巻きつき(コード1.9m)	手動巻き(コード2.5m)
安 全 装 置	手動復帰式安全スイッチ・温度ヒューズ・モータ過熱防止装置	手動復帰式安全スイッチ・温度ヒューズ・モータ過熱防止装置	手動復帰式安全スイッチ・温度ヒューズ・モータ過熱防止装置
外 形 尺 法	長さ335×高さ317×幅195mm	長さ350×高さ255×幅169mm	長さ422×高さ249×幅260mm
重 量	4.8kg(本体)	3.5kg(本体)	5.8kg(本体)
付 属 品	エアマット1枚 長さ1,500×幅700mm ホース1本 直径66×長さ330mm	エアマット1枚 長さ1,500×幅700mm ホース1本 直径66×長さ360mm	エアマット2枚 長さ1,500×幅700mm ホース2本 直径66×長さ900mm 曲がりホース2本

AD-1000形

特長

- 2組のふとんを同時に乾燥できます。(ダブルベットでも使用可)
- コードは適した長さだけ引出しができ、巻取りは手動式です。
- 通電表示ランプつきです。
- 3つの安全装置(手動復帰式安全スイッチ、温度ヒューズ、モータ過熱防止装置)の採用により安全性を高めました。
- 片側シャッターフルですから1組のふとん乾燥にも使用できます。



AD-610形

特長

- 持運びに便利なコンパクトタイプです。
- 空気吸入口を本体の両側に設けましたから、横倒しになって片側の吸入口がふさがっても安心です。
- 3つの安全装置(手動復帰式安全スイッチ、温度ヒューズ、モータ過熱防止装置)の採用により安全性を高めました。

