

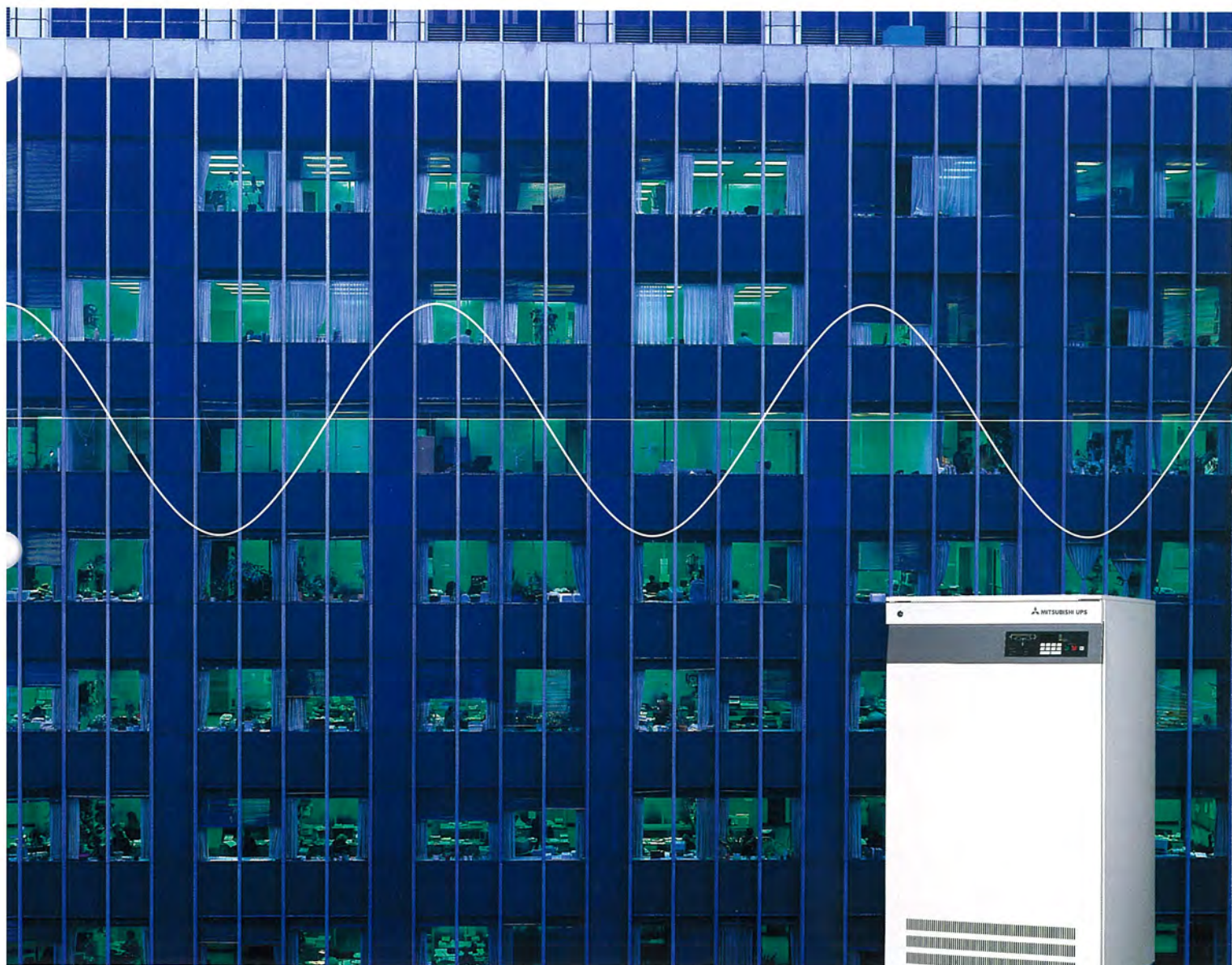
# MITSUBISHI

# 三菱電機技報

MITSUBISHI DENKI GIHO Vol.62 No.6

6  
1988

パワーエレクトロニクス特集



技術がつくる高度なふれあい *SOCIO-TECH*

## パワーエレクトロニクス特集

### 目次

#### 特集論文

パワーエレクトロニクス特集に寄せて……………	1
深尾 正	
インバータ技術の歩みと最近の技術動向……………	2
川畑隆夫	
高周波GTOシリーズの特性と応用……………	7
石堂道治・中川 勉	
新シリーズコンパクト低騒音CVCF《MELUPS-8400》……………	11
鹿野義郎・古野 徹・本城建二・中村 透・森 治義・山本融真	
アクティブフィルタとその応用……………	15
竹田正俊・池田和郎・深田雅一・有塚智彦	
オールデジタル汎用インバータFR-Zシリーズ……………	21
梶田武良・伊藤友隆・杉島栄一・岩崎政彦	
工作機用全デジタルインテリジェントサーボ及び主軸駆動……………	27
海野真人・生田目輝昭・岡地広明	
ミシン駆動用ACサーボ装置《リミサーボX》……………	33
熊谷 博・山内聡見・玉国法行・岸本 健	
アダプティブコントロールインバータ……………	37
杉本英彦・玉井伸三・長野鉄明・今中 晶	
サイクロコンバータ誘導電動機駆動システム……………	41
新野修平・阪部茂一・川口守弥・富永善治・松尾隆義	
誘導加熱用電流形トランジスタインバータ……………	47
中村行延・目次正武・中野裕行・田中 毅	

#### 普通論文

オーストラリア ニューサウスウェルズ州鉄道納め 4象限チョップ制御電車用電機品……………	53
高見 弘・西土井 進・菊池高弘・森原健司	
大画面高画質カラーテレビ“CZシリーズ”……………	59
柴田 守・利安雅之・吉田直久	
換気扇自動運転シリーズ……………	63
鶴飼 誠・牛越康徳・古屋芳明・吉田 隆・大嶋兼芳	
高速リレーショナル データベースマシンHDM……………	69
中村俊一郎・峯村治実・箕原辰夫・板倉國司・花畑寿士	
“三菱マルチワークステーションM3300シリーズ”モデルM3307……………	75
吉田俊一・野村孝雄・田中謙次	
1 MビットCMOSスタティックRAM……………	81
広瀬愛彦・河野芳雄・和田知久・杠 幸二郎・穴見健治	
空気吸込み式ロケットの推力解析……………	85
楢本照男・松井安次・永井龍一・丸山祐一	

#### 特許と新案

巻線形誘導電動機の起動方法, 傘歯車機構のバックラッシ除去装置……………	91
貯湯式電気温水器……………	92

#### スポットライト

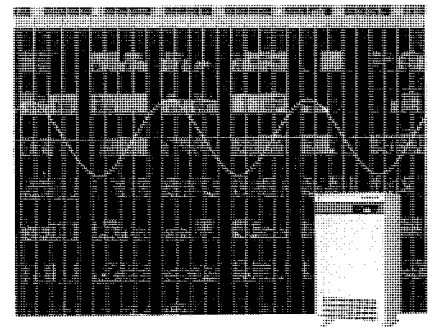
三菱自動車向け故障診断用テスト……………	89
漏電警報付遮断器……………	90
汎用形レーザ式変位計…………… (表3)	

#### 表紙

#### CVCF (無停電電源) 装置

情報化社会の進展によるコンピュータを始めとした電子機器の普及に伴い、これらの安定稼働に不可欠なCVCF (無停電電源) 装置が、コンピューターームを始めオフィスや工場などの、より身近なところで使われるようになってきた。

表紙の製品は、このような用途に開発されたバッテリー内蔵形 (メンテナンスフリータイプ) のMELUPS-8400M, 10 kVA出力のものを示す。この製品は入力電流・出力電圧の高調波レス, 低騒音 (50 ホン以下), デジタルモニタリングなど数々の特長をもった最新のパワーエレクトロニクス技術を取り入れた製品である。



# アブストラクト

## インバータ技術の歩みと最近の技術動向

川畑隆夫

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P2~6

パワーエレクトロニクスは、基幹産業から家電に至るまで、その用途はますます多様化しつつある。特に電圧形インバータは自己消弧形素子とマイクロエレクトロニクスの進歩により、性能の向上と経済化が著しく、数多くの変換方式の中でも、最も応用分野が広い方式として、目覚ましい展開を示している。このようにパワーエレクトロニクスの主役ともいえる電圧形インバータについて、技術の流れを振り返るとともに、技術動向と課題について述べる。

## 工作機用全デジタルインテリジェントサーボ及び主軸駆動

海野真人・生田目輝昭・岡地広明

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P27~32

近年工作機械用サーボ及び主軸コントロールのAC化、デジタル化、インテリジェント化の進展は目覚ましいものがある。この論文は32ビットCNC《MELDAS300シリーズ》と同期して開発された新世代全デジタルインテリジェントサーボ/インテリジェント主軸の特長・システム構成・性能について紹介する。

## 高周波GTOシリーズの特性と応用

石堂道治・中川 勉

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P7~10

GTOは従来のサイリスタに代わり、車両用インバータ・チョップを中心に本格的実用期を迎えている。しかし、現状のGTOはその許容動作周波数が1kHz程度で、一般産業用分野の要求周波数特性に十分こたえられていない。このたび、新しく開発した高周波GTOシリーズは許容動作周波数を従来の2~3倍の1~3kHzに高め、市場要求にこたえるものであり、ここでは、その主要定格・特性・応用について紹介する。

## ミシン駆動用ACサーボ装置《リミサーボX》

熊谷 博・山内聡見・玉国法行・岸本 健

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P33~36

工業用ミシン駆動装置は、従来からクラッチモートル方式が主に用いられてきたが、ミシン停止時の無騒音化や省電力の要求から、今回、ミシン用としては世界で初めてのオールデジタルベクトル制御システムを採用した、ブレーキ等摩擦部分の全くない堅ろうな誘導電動機を用いたACサーボ装置《リミサーボX》を開発した。ここでは、ミシン駆動用とするために新たに実施した開発・改良点、及び装置の特長・構成について述べる。

## 新シリーズコンパクト低騒音CVCF《MELUPS-8400》

鹿野義郎・古野 徹・本城建二・中村 透・森 治義・山本融真

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P11~14

《MELUPS-8400》は、オフィスコンピューター用として開発した、単相出力7.5~30kVAの無停電電源装置である。マイコン制御と当社独自のバイモス(Bi MOS)インバータ方式の採用により、①100%非線形負荷給電、②入力容量・入力高調波の大幅低減、③低騒音化(50ホン以下)、④コンパクト化(当社従来比50%以下)、⑤デジタルモニタリングによる容易な取扱い、などの特長を実現した。

## アダプティブコントロールインバータ

杉本英彦・玉井伸三・長野鉄明・今中 晶

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P37~40

汎用誘導電動機を高性能に可変速駆動するために、その回転速度をモデル規範適応制御システムに基づき同定し、それを使ってベクトル制御するアダプティブコントロールインバータを開発した。本稿では、モデル規範適応制御システムに基づく誘導電動機の回転速度同定法、その同定回転速度を使って行うベクトル制御システムの構成、実験結果を紹介する。

## アクティブフィルタとその応用

竹田正俊・池田和郎・深田雅一・有塚智彦

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P15~20

アクティブフィルタは、高調波電流補償機能以外に無効電力補償、逆相電流補償、電圧変動補償などの種々の補償機能を持っており、従来にはない多機能な補償装置としての地位を築きつつある。また、その性能も従来の補償装置に比べ著しく勝っており、理想的な補償装置として注目を集めている。この論文ではアクティブフィルタの制御方式を適用別に分類し、当社がこれまでに実用化した適用例を基に、各用途におけるアクティブフィルタの特性について述べる。

## サイクロコンバータ誘導電動機駆動システム

新野修平・阪部茂一・川口守弥・富永善治・松尾隆義

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P41~46

交流駆動システムの圧延機への適用により、駆動効率の向上、保守性の向上、機械系の簡略化、制御応答性の向上などが実現できる。この論文では、各種大容量交流駆動システムの比較及びサイクロコンバータ誘導電動機駆動システムの特長を述べるとともに、厚板ミル駆動用及び連続冷間ミル駆動用に、それぞれ非循環及び循環電流方式サイクロコンバータ誘導電動機駆動システムを適用し、その優れた駆動性能を確認したのでここに紹介する。

## オールデジタル汎用インバータFR-Zシリーズ

梶田武良・伊藤友隆・杉島栄一・岩崎政彦

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P21~26

汎用インバータに対する市場の要求は、近年ますます多様化、高度化している。当社はこれにこたえるため、このたびオールデジタル汎用インバータFR-Zシリーズの開発・量産化を行った。FR-Zシリーズは、高性能マイコンと新方式PWM制御法の採用でオールデジタル化を実現するとともに、パラメータユニットの採用で大幅に機能の拡充と操作性を改善し、高性能パワーモジュールやデータリンクシステムなど汎用インバータの革新をねらったものである。

## 誘導加熱用電流形トランジスタインバータ

中村行延・目次正武・中野裕行・田中 毅

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P47~52

誘導加熱装置の小電力容量用としてトランジスタインバータを開発した。従来から使われているサイリスタインバータの特長を受け継ぐために電流形の構成とし、主回路の新方式と簡素化により、コンパクトで信頼性、メンテナンス性に優れたインバータを作り上げるとともに、電力可変範囲、出力周波数範囲を拡大するなど高機能化を達成することができた。

# Abstracts

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 27 ~ 32 (1988)

## Type MR-S Intelligent Servo Drives and FREQROL-SF and SFJ Intelligent Spindle Drives

by Mahito Unno, Teruaki Ikutame & Hiroaki Okachi

The article reports on the intelligent servo drives and intelligent spindle drives developed in conjunction with MELDAS 300 Series 32-bit CNCs. This equipment reflects the latest developments in intelligent digital control technology for AC servos used in machine tools.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 2 ~ 6 (1988)

## Inverter Technology History and Trends

by Takao Kawabata

The article reviews the development history, trends, and current hurdles of voltage-source inverter technology. The market for voltage inverters has grown quickly since the introduction of self-extinguishing devices reduced inverter cost and raised their performance. Voltage inverters are the most widely used form of inverter, and represent one of the significant developments in the power electronics field.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 33 ~ 36 (1988)

## The Limiservo X AC-Servo Driver for Industrial Sewing Machines

by Hiroshi Kumatani, Satomi Yamauchi, Noriyuki Tamakuni & Takeshi Kishimoto

Mitsubishi Electric has developed the world's first all-digital vector-control AC servo driver for industrial sewing machines. Consisting of an induction motor and a servo driving unit controlled by a single-chip microprocessor, the system features quick response, energy saving, quieter operation, more accurate needle-positioning, and is almost maintenance-free, thanks to elimination of mechanical contacting parts such as clutches, brakes, and brushes.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 7 ~ 10 (1988)

## The Characteristics and Applications of a New High-Frequency GTO Thyristor Series

by Michiharu Ishido & Tsutomu Nakagawa

The article reports on the specifications, characteristics, and applications of a new series of GTO thyristors that operate at 1~3kHz. GTO thyristors have largely replaced conventional forced-commutation thyristors in inverters and choppers for electric trains. However, low operating frequencies (typically 1kHz) have excluded them from motor applications in manufacturing. The new series helps fill this gap.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 37 ~ 40 (1988)

## Adaptive-Control Inverters

by Hidehiko Sugimoto, Shinzo Tamai, Tetsuaki Nagano & Akira Imanaka

The Corporation has developed adaptive control inverters that implement high-performance variable-speed control of general-purpose induction motors. The inverters employ a model reference adaptive-control system to identify the motor speed and apply vector control. The article reports on the speed-identification algorithm, the inverter construction, and test results.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 11 ~ 14 (1988)

## Series 8400 DDC BiMOS Uninterruptible Power Supplies

by Yoshiro Shikano, Toru Furuno, Kenji Honjo, Toru Nakamura, Haruyoshi Mori & Yushin Yamamoto

The Corporation has applied a state-of-the-art BiMOS inverter in the Series 8400 7.5~30kVA uninterruptible power supplies. The Series supplies power for 100% nonlinear loads with greatly reduced input capacity and input harmonic current, and a low acoustic noise level of only 50dB (A). The size of the finished units has been reduced to less than half that of previous Mitsubishi products. The series also has digital monitoring functions for easy operation.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 41 ~ 46 (1988)

## A Cycloconverter-Fed Induction-Motor Drive System

by Shuhei Niino, Shigekazu Sakabe, Moriya Kawaguchi, Yoshiharu Tominaga & Takayoshi Matsuo

The article reports on tests of two Mitsubishi cycloconverter-fed induction-motor drive systems for rolling mills. One employs circulating currents and drives a tandem cold mill. The other drives a thick-slab mill and does not employ circulating currents. The article contrasts this drive system with alternative AC drive systems. AC drive systems boost the efficiency and response of rolling mills, while simplifying their mechanisms and reducing maintenance.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 15 ~ 20 (1988)

## An Active Filter and Its Applications

by Masatoshi Takeda, Kazuo Ikeda, Masakazu Fukada & Tomohiko Aritsuke

The article reports on the characteristics of active-filter control methods now being adapted to a variety of applications. Hailed as ideal compensating devices, active filters are rapidly evolving into multifunction devices that can compensate for reactive power, negative-phase current, and voltage-fluctuation effects as well as compensating for harmonic currents.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 47 ~ 52 (1988)

## Current-Fed Transistorized Inverters for Induction Heating

by Yukinobu Nakamura, Masatake Metsugi, Hiroyuki Nakano & Takeshi Tanaka

The Corporation has developed a small-capacity transistorized inverter for induction heaters. The inverter employs a current-fed thyristor inverter design with a new and simplified main circuit that is compact, reliable, and easily maintained. The inverter operates over an extended range of frequencies and power levels:

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 21 ~ 26 (1988)

## The FR-Z Series All-Digital Inverters

by Takeyoshi Kajia, Tomotaka Ito, Eiichi Sugishima & Masahiko Iwasaki

The Corporation has employed high-performance microprocessors and new pulse-width modulation techniques to develop these all-digital inverters. They use a parameter unit that realizes a wide range of functions and simplifies operation. Target applications include high-performance power modules and data-link systems.

## アブストラクト

### オーストラリア ニューサウスウェルズ州鉄道納め 4 象限 チョッパ制御電車用電機品

高見 弘・西土井 進・菊池高弘・森原健司

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P53～58

オーストラリアは、1988年が建国200年の年である。これに照準を合わせ、NSW州鉄道では、先進の技術を多く取り入れた新造車両450両を発注、当社が主要電機品一式を納入した。この車両は“TANGARA (原住民語でTO GO)”の愛称で親しまれ、今後、州鉄道の主要路線に順次投入されていくことになる。大容量GTOチョッパ制御をはじめとして、マイコン応用の車両情報管理システムの採用等次世代にふさわしい車両である。

### “三菱マルチワークステーションM3300シリーズ”モデルM3307

吉田俊一・野村孝雄・田中謙次

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P75～80

三菱電機では、32ビットマイクロプロセッサi80386を使用し、ダイレクトマッピング方式(2ウェイセットアソシアティブへの拡張が可能)キャッシュメモリを搭載したマルチタスクワークステーションを開発した。本稿では、この新ワークステーションのハードウェア構造の概要について述べるとともに、ソフトウェアの概要について述べる。

### 大画面高画質カラーテレビ“CZシリーズ”

柴田 守・利安雅之・吉田直久

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P59～62

カラーテレビのCRTサイズは、当社が昭和60年秋に発売した37型を皮切りに大画面化された。また、パッケージメディアではビデオディスクに始まり62年春には高画質VTR(S-VHS)が発売され、今後も質の良い放送、パッケージメディアの出現が予定されている。このニーズに対応すべく開発されたカラーテレビCZシリーズにつき、大画面CRTと回路の両面から高画質化技術について報告する。

### 1MビットCMOSスタティックRAM

広瀬愛彦・河野芳雄・和田知久・丸 幸二郎・穴見健治

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P81～84

最先端の0.8 $\mu$ m設計ルールと3層ポリシリコン1層アルミプロセスを用いた1MビットCMOSスタティックRAMを開発した。内部同期回路及びワード線3値制御方式の採用とメモリセルアレーの16分割により、低消費電力化とともにアクセス時間34ns(標準)の高速性能を達成した。メモリセル内の素子分離に初めてトレンチ分離を採用し、3層目のポリシリコンを高抵抗負荷のみに用いたことでメモリセルサイズを44 $\mu$ m<sup>2</sup>と縮小した(チップサイズは84.2mm<sup>2</sup>)。

### 換気扇自動運転シリーズ

鶴飼 誠・牛越康徳・古屋芳明・吉田 隆・大嶋兼芳

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P63～68

換気によって快適な空間を創造し、維持するためには、必要なときに必要なだけ換気することが望ましい。今回開発した“換気扇自動運転シリーズ”は、センサとマイコンにより換気扇の機能を高度化し、自動運転による適正換気を実現したものである。本稿ではこのシリーズの各用途(浴室、居間、台所)に応じたセンサの選択、実際面での結露又は汚れ空気の発生状態、制御仕様の決定及び実使用における自動運転の確認について述べる。

### 空気吸込み式ロケットの推力解析

楢本照男・松井安次・永井龍一・丸山祐一

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P85～88

将来の宇宙往還機、又はミサイルの推進系として空気吸込み式ロケットの推力を一次元モデルにより数値計算した。推力性能に及ぼす各種パラメータを整理し、それらの影響について検討した。その結果、推力の限界は空気比に強く依存すること、また燃焼室断面積の大きさによって亜音速モードの動作範囲が限定されること、などが明らかになった。

### 高速リレーショナル データベースマシンHDM

中村俊一郎・峯村治実・箕原辰夫・板倉國司・花畑寿士

三菱電機技報 Vol.62・No.6・P69～74

マイクロプロセッサ技術が急激な勢いで進展を遂げている。一方、高度情報化社会に向けてリレーショナル データベースが有望視されているが、その処理速度の遅さの故に普及の速度は今一つと言ったところである。これを解決すべく高性能マイクロプロセッサを複数用いた、並列処理方式の高速リレーショナル データベースマシンの試作を行った。一般のソフトウェアによるリレーショナル データベースに比べて、一けた以上の極めて高い性能を達成した。

# Abstracts

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 75 ~ 80 (1988)

## The Series M3300 Model M3307 Multiworkstation

by Shunichi Yoshida, Takao Nomura & Kenji Tanaka

Mitsubishi Electric has developed a 32-bit i80386-based multitasking workstation with a direct-mapping memory that is field upgradable to a two-way set-associative cache memory. The article reports on the hardware architecture of the new workstation with a brief discussion of software considerations.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 53 ~ 58 (1988)

## Electrical Equipment for Four-Quadrant GTO-Chopper-Controlled Cars of the SRA NSW, Australia

by Hiroshi Takami, Susumu Nishidoi, Takahiro Kikuchi & Kenji Morihara

Mitsubishi Electric has delivered the first sets of this equipment for use in 450 Tangara electric railcars ordered by the State Railway Authority of New South Wales, Australia. The final set will be delivered in 1995. Tangara railcars are used on the Authority's major lines and have many types of high-tech equipment such as chopper controllers using GTO thyristors and a microprocessor-controlled train-information system.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 81 ~ 84 (1988)

## A 1M-bit CMOS Static RAM

by Toshihiko Hirose, Yoshio Kohno, Tomohisa Wada, Kojiro Yuzuriha & Kenji Anami

Mitsubishi Electric has developed a 1M-bit (128K × 8) CMOS static RAM with a typical access time of 34ns and low power dissipation. This performance is achieved by dividing the memory cells into 16 groups, and employing internal sync circuits and tri-level word lines. The device employs a 0.8μm minimum feature and a three-layer polysilicon process with single-layer metalization. Trenches have been used to separate the elements within the memory cells and the use of high-resistivity polysilicon has been restricted to the third layer to reduce the cell size to 44μm<sup>2</sup>. The chip area is 84.2mm<sup>2</sup>.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 59 ~ 62 (1988)

## Series CZ Large-Screen High-Quality Color TVs

by Mamoru Shibata, Masayuki Toshiyasu & Naohisa Yoshida

The article reports on the CRTs and circuitry used to achieve high-quality reproduction in Mitsubishi CZ Series large-screen (37") TVs. Mitsubishi Electric opened the CRT large-screen TV market in 1985 with its 37" color TVs, and has been continuously improving the picture quality to reproduce high-quality sources such as videodiscs, S-VHS video, and satellite broadcasts.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 85 ~ 88 (1988)

## One-Dimensional Calculation of the Thrust of Air-Breathing Rockets

by Teruo Sugimoto, Yasuji Matsui, Ryuichi Nagai & Yuichi Maruyama

Air-breathing rockets have been proposed to eliminate the need for missiles or space planes to carry an oxidant. The authors have employed a one-dimensional model to estimate the thrust of air-breathing rockets. The parameters that influence the thrust were rearranged, and the specific impulse (ISP), which depends greatly on the flight Mach number, was calculated. It was found that the fuel-air ratio limits the maximum ISP of the rockets, and the cross section of the combustion chamber limits the operating range in the subsonic mode.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 63 ~ 68 (1988)

## A Series of Automatic Ventilators

by Makoto Ukai, Yasunori Ushikoshi, Yoshiaki Furuya, Takashi Yoshida & Kaneyoshi Oshima

The Corporation has developed a series of automatic ventilators employing a sensor and microprocessor. The fan operates as necessary to keep the room comfortable, and specific sensors have been developed to optimize comfort in living rooms, kitchens, and bathrooms. The sensors are activated by smoke or water vapor. The article reports on the design of the detection system, control specifications, and test results.

Mitsubishi Denki Giho: Vol. 62, No. 6, pp. 69 ~ 74 (1988)

## The HDM High-Speed Relational Database Machine

by Shun'ichiro Nakamura, Harumi Minemura, Tatsuo Minohara, Kuniji Itakura & Hisashi Hanabata

The Corporation has produced a dedicated database processor that uses high-performance microprocessors in a parallel-processing configuration to overcome the processing overhead associated with relational database searches. The processor can run more than ten times faster than general-purpose computers with software execution. The prototype system was developed to evaluate the feasibility of manufacturing dedicated database machines to meet the current demand for high-speed relational databases.

## パワーエレクトロニクス特集に寄せて

大容量のGTOサイリスタやパワートランジスタのような自己消弧形素子が開発されたこと、電力変換装置の制御に十分な処理速度や能力を持ったマイクロプロセッサとその周辺回路が安価に手に入るようになり、実際の装置に高度な制御理論が適用できるようになったこと、さらには石油ショックをきっかけに省エネルギー化のための技術の開発が緊急を要したことなどの様々な要因で、1970年代から1980年代にかけて、電力の変換・制御の技術は研究・開発の点でも実用化の点でも飛躍的に発展した。

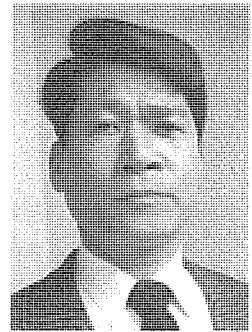
電力用半導体スイッチング素子を用いて電力の変換・制御を行うこのパワーエレクトロニクス技術によって電力の周波数だけでなく、電力の波形そのものも制御できるようになったことが、電気エネルギーを利用する分野に及ぼした影響は極めて大きい。

交流電動機は周波数変換装置というパートナーを得て、直流機に勝る高応答や、直流機の限界をはるかに越える大容量、高速度の可変速電動機システムが構成できるようになった。

これらのシステムは可変速揚水発電用、ファン・ブロー用、圧延主機用の大出力から、電車で、一般産業用はもちろん、家庭で使われるエアコン用の小出力機にまで実用され、もはや変換装置との組合せなしでは回転機の応用は考えられなくなっている。

一方、電源のいかに係わらず常に一定の周波数、電圧の電力を供給できる無停電電源装置は、今日の高度情報化社会、安全な社会生活を維持するために欠かせないパワーエレクトロニクス装置の一つである。

このように、高度な最新の技術を駆使したパワーエレクトロニクス装置が身近にあり、重要な役割を演じている割には、一般にはほとんど知られていない。この分野に携わ



東京工業大学工学部  
電気工学科  
教授 深尾 正

る技術者を確保し育てていくために、この分野をもっと認識してもらう必要があるように思う。

パワーエレクトロニクスの広い範囲にわたる最新の技術を知ることができる本特集号はその意味で誠に有意義である。

ところで、SCRの発表以来30年、すでにパワーエレクトロニクスは円熟期に入ったともよく言われる。

新しい素子の応用、制御理論の適用、装置の提案に関する論文や記録品、新製品の発表は益々盛んである。しかし、もはや高性能化も応用範囲も限界にきているように思われる。

将来の核融合や宇宙基地で用いられるパワーエレクトロニクス装置に求められるであろう超大電流、超高速、超小形・軽量、超高密度、もしその様な言葉があるのなら、超高効率を達成するには、より高性能なスイッチ素子が必要であろう。

ターンオフ時間や順電圧降下が従来の素子の1/10以下、電流密度や $di/dt$ 耐量が従来の100倍以上などの素子が開発されたなら、電気エネルギーを利用するすべての分野に再び大きなインパクトを与えることができるであろう。

既に、高温超電導材料や新磁性材料の可能性も夢ではない。

次の世代のパワーエレクトロニクス技術への飛躍は何によってもたらされるか、それがいつ、どこで起こるのか。

この分野のわが国での発展の要因は、メーカー、大学・研究機関、ユーザーの間の緊密な協力関係、情報交換にあったとよく言われる。

今後ともこれらの間の交流を密にして、次世代を開く基本技術を是非わが国で生み出したいものである。

# インバータ技術の歩みと最近の技術動向

川畑隆夫\*

## 1. ま え が き

パワーエレクトロニクスは基幹産業のあらゆる分野から家電に至るまで、その用途はますます多様化し、拡大しつつある。

特に電圧形PWMインバータはこの数年の自己消弧形素子とマイクロエレクトロニクスを活用した制御の進歩により、性能の向上と小形・経済化が著しく、数多くの変換方式の中でも、図1に示すように最も応用分野が広い方式として、目覚ましい展開を示している。

PWMインバータがこのような普及する要因は、負荷の特性に無関係に、任意の周波数の定電圧を発生できるため、あらゆる用途に対してシステムの構成と解析が容易で、汎用性があるためである。

ここでは、このようにパワーエレクトロニクスの主役ともいえる電圧形PWMインバータについて、その技術の流れを振り返るとともに、最近の技術動向と課題について述べる。

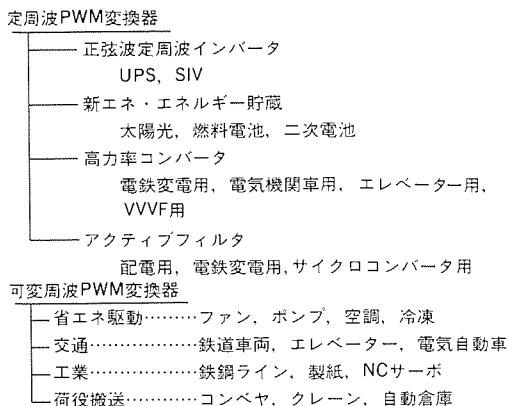


図1. PWM変換器の用途

## 2. サイリスタインバータの時代

インバータの歴史は、昭和36年に発表されたGE社のW.McMurray氏による図2(a)の帰還ダイオード付き(矩)形波インバータの論文<sup>(1)</sup>に始まるといえるであろう。W.McMurray氏の回路は、氏の論文に先立ち昭和32年、GE社において発明されたサイリスタの特徴である短いターンオフ時間特性を生かしたもので、負荷の大小や力率、あるいは非線形性などに無関係に、ほぼ一定の矩形波電圧を発生

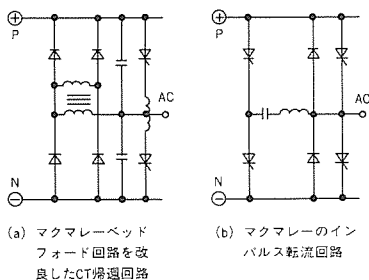


図2. マクマレーの流転回路

生ずることのできる、画期的に使いやすい方式であった。

この論文を契機にサイリスタ式矩形波電圧インバータの種々の転流回路が活発に研究されるようになったが、その主たるねらいは次のような事項であった。

- (1) 転流回路の高効率化による小形化, 経済化
- (2) 転流に要する時間の短縮による高周波動作の実現
- (3) 直流電圧制御形の変電圧可変周波数インバータにおいて、直流電圧が零近くから定格まで変化する場合でも、常に転流能力が保証できる転流補助電源付きの回路方式の開発。

氏の第二の論文<sup>(2)</sup>による図2(b)のインパルス転流回路は高効率化、高周波化の点で大きな進歩をもたらし、インバータ用として設計された高速サイリスタを用いると、2 kHz程度までの周波数で、実用的なインバータを製作することができるようになった。

昭和40年代から50年代の前半はこのようなサイリスタインバータの時代であったが、それが無停電電源装置(UPS, CVCF)や可変電圧可変周波数インバータ(VVVF)などに広く適用された。

これらの用途は、すべてインバータを電圧源として使うものである。したがって、正弦波定電圧定周波インバータの場合では、図3

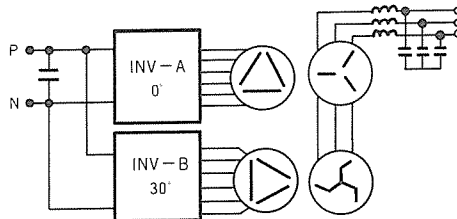
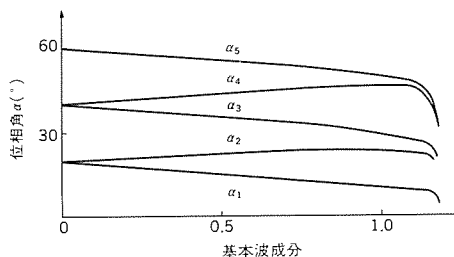
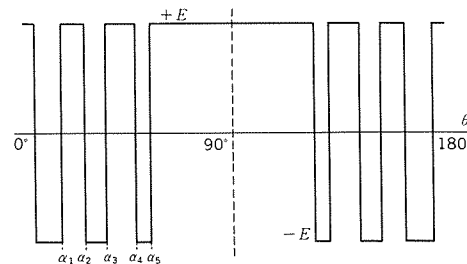


図3. UPS等の1パルスPWM多重インバータ



(a) 多パルス変調のスイッチング位相



(b) 多パルス変調のスイッチング波形

図4. 第3から第9の高調波を消去しつつ基本波を制御する多パルス変調方式



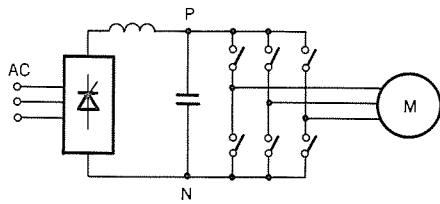


図 5. 三相ブリッジPAM式VVVF

に示すように、多重インバータとして第3、第5及び第7などの低次の高調波を除いた上で、LCフィルタを設ける方式が多く採用された。

また、50年ごろからは多パルス変調方式のインバータが現れてきた。この方式は図4に示すように、1サイクルに複数回のスイッチングを行うものである。特定の高調波を消去しつつ基本波成分を制御できるようなスイッチング位相のテーブルをコンピュータで求め、その位相をROMに入れておき、それを利用してスイッチングを制御するもので、データメモリ方式とも呼ばれている。

一方、VVVFによるモータ駆動では、モータ自身のインダクタンスにより電流の高調波が抑制されるので、図5に示すような、単に三相ブリッジインバータの直流側電圧制御と周波数制御を組み合わせたPAM (Pulse Amplitude Modulation) 方式が最も多く適用された。

しかし、VVVFでも大容量のファンを駆動する場合、その共振率は100程度にもなり、トルク脈動の許容値は非常に小さく、1%程度以下に抑える必要があるので、図6に示すように複数の三相ブリッジインバータを用いた多重インバータによるPAM方式を採用する必要があった。

このようなサイリスタインバータの歴史において、転流技術の次に重要な課題は、次の2項目であった。

- (a) いかにして過電流状態にならないように制御するか。
  - (b) インバータの出力電圧・電流の高調波をいかにして少なくし、正弦波に近付けるか。
- (a)は、限られた転流能力の範囲でいかにしてインバータをうまく使いこなすかということである。

このようなことが問題となるのは、サイリスタインバータの転流能力を増やすと、それに比例して転流損失が増大し、効率が劣化するとともに、部品の寸法と経済性を損なうため、通常、せいぜい150から200%程度の転流能力しか与えられないこと、及びこの転流能力を越えた過電流がたとえ数十マイクロ秒でも流れると、転流失敗となり、内部短絡現象によりヒューズの溶断や素子の破損をもたらすためである。このような転流限界内で、その限界を最大限まで利用

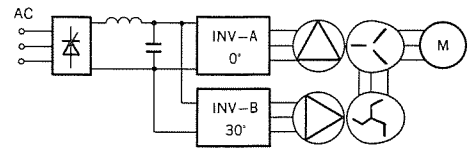


図 6. サイリスタコンバータによるPAM式12相多重VVVFインバータ

しつつ、負荷を起動したり、加速すべくインバータを制御することは容易ではなく、この問題をスマートに解決する方法は見い出されていなかった。

上記(b)は、もともと多くの高調波を含有する矩形波インバータを多重化したり、多パルス変調を行ったりあるいはフィルタを設けたりして、高調波を少なくすることであるが、できるだけインバータのアーム数及び多重トランスやフィルタなどのハードウェアの節減を図りつつ、経済的な設計を実現するために多くの研究開発の努力が傾けられた。

その結果、図7に示すように、用途に応じて多様なインバータの主回路方式が開発された(なお、図中の自己消弧形素子と追従制御は次章に現れるものである)。

### 3. 自己消弧形素子の出現と新しいインバータ方式の胎動

昭和53年から55年ごろにかけ、自己消弧形素子であるGTOと経済的なトランジスタモジュールが、相次いで開発されることにより、インバータは新しい世代に突入することになる。

また、そのときはマイクロエレクトロニクス技術開発の一つの頂点である16ビットマイクロプロセッサのIntel-8086, Motorola-68000などが発表され、その後活発に行われるデジタル制御を経済的に導入し得る条件が整い、インバータ開発の二つの大きなシーズがタイムリーに出そろった時期でもあった。

これらのシーズのうち、トランジスタモジュールはまず、二度にわたる石油ショックの影響で強いニーズのあった省エネ用VVVFに適用され、画期的に小形・経済的ないわゆる汎用VVVFインバータ(図8)という製品ジャンルを実現することによって、大きな市場ブームを巻き起こした<sup>(4)</sup>。

また、トランジスタモジュールはUPSにも適用され、性能向上をもたらすと同時に、VVVF制御によるエレベーターも開発された。GTOはその高耐圧・大電流を生かして、電鉄用チョッパやVVVFの著しい進歩をもたらした<sup>(6)</sup>。

これらの新技術開発は、昭和55年から58年ごろにかけてのことで、

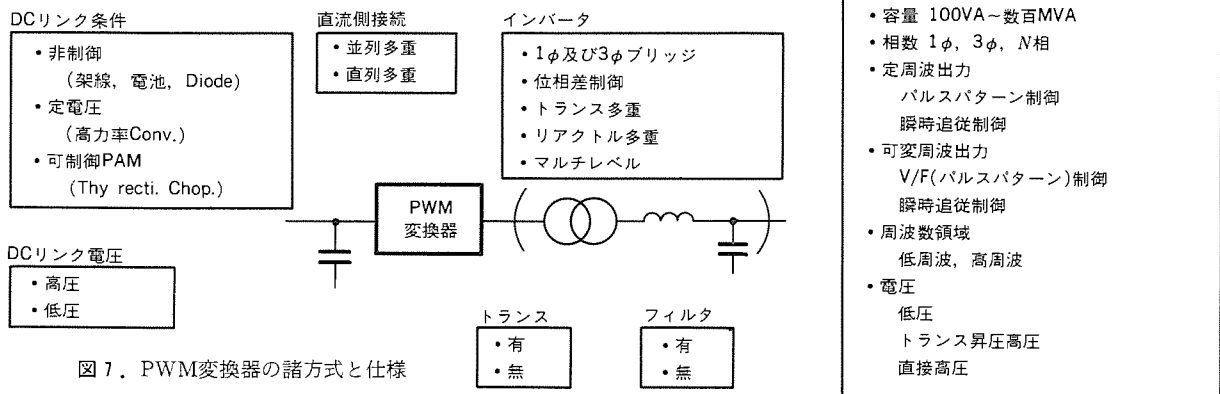


図 7. PWM変換器の諸方式と仕様

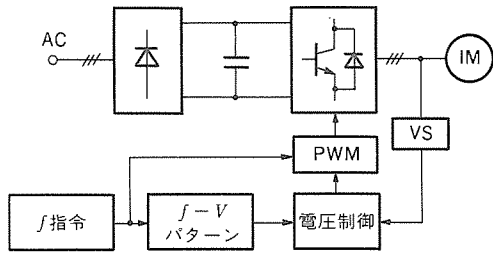


図 8. 汎用VVVFインバータのVF制御

現在も引き続きその開発が進展している。これらの新しいインバータでは、自己消弧素子を転流回路の不用な、また高速スイッチングの可能な素子としてサイリスタに替えて適用し、大きな成果を得たのである。しかし、前章で述べた(a), (b)の課題については、あまり進展はなく、制御の面からみると、ベクトル制御の展開による進歩を待つ必要があった。

一方、モータ駆動の分野では、直流機に替わる誘導電動機の高性能駆動方式の開発に多大な研究開発努力が続けられた結果、直流機並みの高速応答を実現しうる、いわゆるベクトル制御方式が西独のV.K.Hasse氏により考案され<sup>(3)</sup>、それが我が国において実用化され始めたのが、やはり昭和50年代の中ごろである。

ベクトル制御ではモータの電圧ではなく、電流の励磁成分とトルク成分を独立に制御する必要があるため、インバータは従来の電圧源的なインバータではなく、電流源的なインバータが必要となる。そのために、初期の段階では、主回路そのものが電流形の特徴を持つサイリスタ式電流形インバータが採用された。しかし、サイリスタ電流形インバータによるベクトル制御では、インバータの電流を自在に制御することはできないため、十分な速応性を持つベクトル制御を実現することは不可能である。

そこで、次の段階として現れてきたのが、図9のように1kHz程度のスイッチングによる高周波PWMインバータに電流マイナーループを持たせた、いわゆる瞬時電流制御形インバータによるベクトル制御という新しい方式である。この方式は、インバータの瞬時出力電流を制御することができるので、サーボなど、高速応答の用途において直流機の代替として、適用できるベクトル制御を実現する手段を得たこととなった。

瞬時電流制御形インバータでは、その出力電流が上位のコントローラの指令に拘束されるので、前章の(a)の問題点の本質的な解決をもたらした。すなわち、出力過電流に対し、インバータ自身の特性による保護が可能になり、基本的に大きな前進をしたと考えられる。

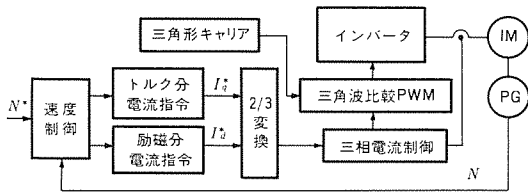


図 9. 瞬時電流追従制御形インバータによるベクトル制御

#### 4. 瞬時電流制御形インバータの発展

ベクトル制御の要求機能として生まれてきた瞬時電流制御形インバータは、自己消弧素子の高周波スイッチング特性を最大限に活用し、インバータの課題である過電流に対する保護の問題をスマートに解決できるとともに、用途に応じた制御系を構築しやすいインバータとして、汎用的に応用できる方式である。

その結果、図10に示すようなアクティブフィルタや高効率コンバータといった新しい応用システムを、瞬時電流制御形インバータの概念に基づいて構成することが、脚光を浴びるようになり、そのPWMや電流制御の方法などに関する活発な研究開発が始まり、現在に至っている。

一方、インバータの大きな用途であるUPSなど、正弦波定電圧定周波インバータは、本来、電圧源として使われるものであるため、それに瞬時電流制御形インバータを適用する方法が開発されるのはやや遅れたが、図11に示す構成により出力過電流に対して電流マイナーループにより保護された、新しい方式が実現された<sup>(6)(7)</sup>。

これによって、表1に示すように、インバータの主要な用途がすべて、瞬時電流制御形インバータによって統合されたことになる。

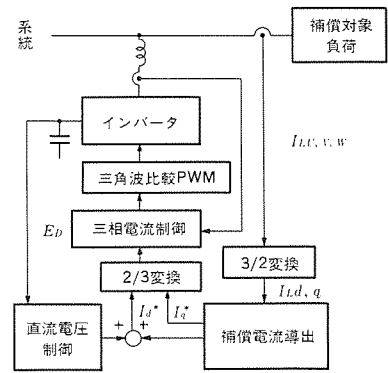


図 10. アクティブフィルタの制御系

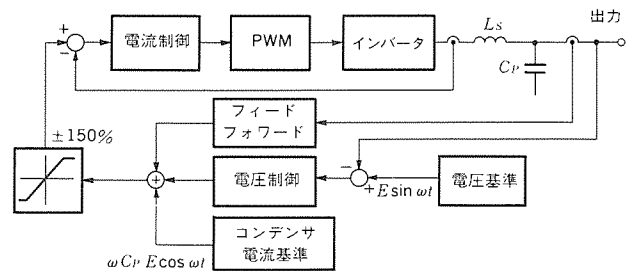


図 11. 電流マイナーループ付き正弦波インバータ

表 1. 電流追従制御形インバータによる各種応用システム

用途	上位コントローラ	特徴・課題
(1)誘導機ベクトル制御 (2)誘導機VF制御 (3)アクティブフィルタ	磁束, トルク制御 電圧, 周波数制御 障害電流検出	負荷の逆起電力の推定 負荷の逆起電力の推定 補償すべき電流の導出
(4)高効率コンバータ	直流電圧制御 力率制御	V <sub>DC</sub> の高速制御 高調波レス制御
(5)正弦波インバータ	直流側電圧制御 交流出力電圧制御	交流母線電圧の確立 負荷電流の予測制御

#### 5. PWMインバータの機能、種々の制御方式とその用途

前章から、優れた電流マイナーループを実現することができれば、インバータの大部分の用途に対して、電流マイナーループによって過電流から保護されたインバータシステムを適用できることになり、極めて都合がよいことが理解できる。

しかし、高周波スイッチングの可能な自己消弧素子によって製作可能な容量範囲は限られていることや、高周波スイッチングは効率の点で若干不利であることから、容量の大きなものや直流電圧の高い場合などでは、1パルスPWMの多重インバータやデータメモリ式のパルスパターン制御も多く採用されている。

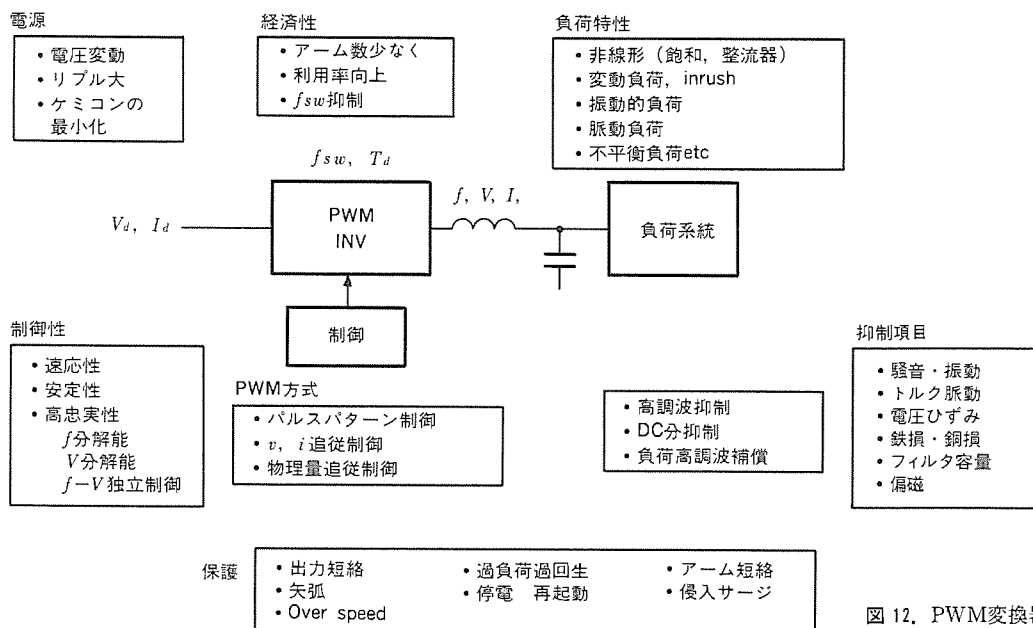


図 12. PWM変換器の機能

表 2. 変調方式とその用途

変調方式	定周波	可変周波
パルスパターン制御 (1)パルスPWM (2)三角波比較(同期) (3)特定高調波消去法 (4)評価関数最小化法 (5)位相差制御	正弦インバータ UPS SIV 新エネルギー用 高力率コンバータ	V/F制御 ファン ポンプ 車両
瞬時電流追従制御 (1)hysコンパレータ (2)三角波比較 (3)瞬時ベクトル法	正弦波インバータ アクティブフィルタ 高力率コンバータ UPS	ベクトル制御 サーボ 圧延
物理量 (T, Φ, etc) 追従制御 (1)瞬時ベクトル法 (2)その他	—	新方式 サーボ 圧延

図12にPWMインバータに要求される機能を示している。用途によりこれらのうち、どの項目に重点をおくかが異なってくるし、またどの方式もある機能に優れていても、他の欠点を持つことが多い。そこで、図7と図12を総合的に判断しつつ、その用途にとって最もバランスの取れた方式が選択されている。このようなインバータの性能は、PWM制御方式で決まる度合いが大きい、種々の方式とその用途を表2に示している。これらの特徴は次のとおりである。

(1) パルスパターン制御：低いスイッチング周波数で高調波の少ない出力電圧を得ることができるので、トランジスタやGTOなどの中速・低速素子と組み合わせて用いられる。特に効率を重視する大容量機では、多重方式と組合せ、スイッチング周波数を極力低く選定する方法がよく採用される。ただし、出力電圧の平均値の制御であるため応答は遅く、また前章で述べた電流マイナーループを設けることはできない。

(2) 瞬時電流追従制御：インバータの出力周波数の10倍程度以上のスイッチング周波数が必要であるので、スイッチング損失の少ない素子が前提となる。最近ではBiMOSやIGBTなど20kHz程度のスイッチングが可能な素子の定格が1,000V、300A程度まで向上しているので、100kVA程度以下の中小容量では、1サイクルの間に100回以上のスイッチングが可能である。このような場合では、PWMも簡単な三角波比較で十分で、主回路も極限まで単純化され、単相では2又は4アーム、三相では6アームの単一ブリッジで、優れた応答の電流追従形インバータが可能であり、高性能のUPSやサーボ用のベクトル制御が実現されている。

GTOインバータのベクトル制御などスイッチング周波数を上げ

ることが困難な場合のPWMでは、最適のスイッチングを行うように工夫する必要があるが、瞬時ベクトル法による最適PWM方式が開発されつつある。

## 6. デジタル制御とアナログ制御

マイクロプロセッサの高性能化と経済化により、制御に直接デジタル制御 (DDC) を採用するケースが多くなってきた。

また、ベクトル制御やアクティブフィルタなど、上位の制御系がd-q軸上で構成されるものが多いので、電流マイナーループも2軸で構成する場合が増えている。この場合はPWMも図13のように2軸上でソフトウェアで処理する円軌跡法などが採用される。

特にデジタル制御では離散化の影響で干渉が大きくなるので、d-q軸上で構成した上で非干渉化を行い、特性を改善することも配慮されている<sup>(6)</sup>。

このように2軸上で構成すると、定常状態では偏差のない積分制御系にできるので都合がよい。

トランジスタインバータなど、2kHz以下程度のスイッチングの場合ではこのようなDDCは比較的無理なく適用できるが、どうしても計算時間による遅れが避けられない。したがって、極限までの応答性を追及する場合は、アナログ制御とハードウェアによる三角波比較PWMが採用される。

また、最近実用化され始めたBiMOSやIGBTなど10kHz以上のスイッチングのインバータでは、マイクロプロセッサではインバータのスイッチングに見合うサンプリング周期を実現することは困難であるので、DDCを行うには高速のDSP (Digital Signal Processor) が必要となる。しかし、DSPはまだ経済性に問題があるので、経済

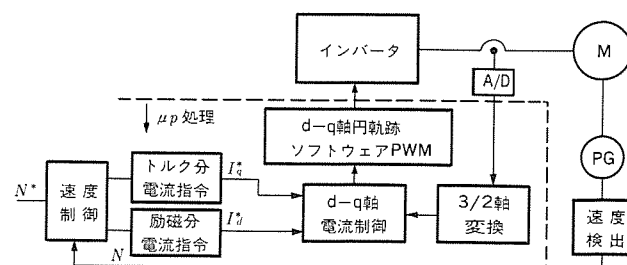


図 13. DDCのソフトウェア制御によるベクトル制御

性を重視する小容量の装置ではアナログ制御が当面採用されるであろう。

アナログ制御では干渉が少ないので、d-q軸上で電流制御系を構成する必要は少なく、シンプル化のためU、V、Wの各相の電流制御を行うことも多い。各相ごとの電流制御は追値制御となり、定常偏差が避けられないが、スイッチング周波数が高い場合は電流制御のゲインを高く取れるので、偏差は十分小さくできる。

DDCは、演算速度と経済性の点から、上記のように全面的に適用できる状況ではないが、DSPや高速メモリの経済化につれて、今後ますます適用範囲が拡大するものと考えられる。

## 7. 高周波スイッチングによるインバータ技術

以上述べてきたように、最近のインバータ技術開発の中心課題は高周波化である。これは波形制御の忠実度向上、高速応答化、トルク脈動の軽減、無騒音化などをもたらすものである。

素子定格の点では、1,000V、300A級のBiMOSやIGBTなどが既に開発されており、インバータ容量にして100kVA程度までは製作可能となってきている。しかし、これを完全に実用化するためには、次のような技術課題がある。

(1) 低インダクタンス主回路構造技術：電流が数十A以上になると、素子と直列のわずかの配線のインダクタンスLがスイッチングを著しく妨げる。このLのエネルギー $L^2/2$ は素子周辺の空間に蓄えられるもので、これを少なくするには細心の構造設計が要求される。このLが大きいと、スナバの損失や素子のスイッチング損失が増加し、インバータの性能を著しく劣化させる。

(2) 高周波スイッチング用周辺部品技術：数kHz以上のスイッチング周波数では、通常のトランス、リアクトル、コンデンサは損失が異常に増大するとか、予想したインピーダンスを示さないなど、種々の問題が生じる。これは巻線の表皮効果、近接効果、鉄心のマイナーループなどにより、損失やインピーダンスが増加したり、ストレイCやLの影響が大きく現れるためである。これらの問題を解決した部品技術が重要となる。

(3) EMIの軽減：スイッチング周波数の向上につれ、ラジオノイズを出入力線や空間に出さぬための工夫が重要になってくる。

(4) リーク電流対策：スイッチングに伴い、トランスやモータのコイルとコイル間、コイルとフレーム間、主回路部品と盤間などの浮遊キャパシタンスに高速スイッチングの $dv/dt$ による充電電流が流れる。この電流は接地リレーを誤動作させたり、モータの軸電流を増加させるなどの障害をもたらすことがあるので、その抑制対策が必要となる。

これらの事項は高周波スイッチングによる高性能インバータの実用化と一層の用途拡大を図るために解決すべき重要な課題である。

## 8. PWMインバータの将来技術

PWMインバータはこれからも次のような技術seedsの進歩により、発展すると考えられる。

(1) パワーデバイスの進歩：微細加工技術の進歩により、中小容量では高速スイッチング化、パワーIC化（ドライブ・保護機能内蔵）など、大容量では高速化、高圧化、逆並列ダイオードの一体化など

が更に進むと思われる。

(2) 主回路技術：スイッチング特性の向上が高圧・大電流デバイスまで展開されるにつれ、従来は図6に示した多重構成やチョップインバータ方式を採用していた用途のうち、単一ブリッジで可能なものが多くなり、一層の高性能化と小形・経済化が進むであろう。また、トランスの小形化を実現する高周波リンク方式や、直接高圧出力方式の実用化も進むと考えられる。

(3) 制御技術：ワンチップ マイクロプロセッサやDSPなどの高性能マイクロプロセッサの進展に伴い、これをコアとして用いたインバータ専用コントローラが気軽に、経済的に使用できるようになることが期待される。

また、それに伴って、高度なノウハウを盛り込んだモード切替えや非線形制御、又は現代制御理論の実用化などが進むと考えられる。

(4) システム技術：インバータそのものの進歩以上に、それを含むトータルシステムの構築技術は、上位のコンピュータを含む伝送通信を駆使して飛躍的に進歩するであろう。すなわち、AI、オートチューニング、リモート メンテナンスシステムなどが実用化され、優れたマンマシンのユーザーフレンドリーなシステムが実現することが予想される。

## 9. むすび

PWMインバータは家電、エレベーター、電車など日常生活に密着した存在になってきており、今後更に普及するものと期待される。

そのためには、より一層、騒音、高調波、ラジオノイズなどのポリューションのない、また資源とエネルギーの利用率が良く、経済的で、だれでもどのような用途にも使えるような、理想的な次世代インバータが早期に実現することを期待するものである。

また、そのためには、より一層のユーザーの御指導御支援をお願いする次第である。

## 参考文献

- (1) W.McMurray, et al : A Silicon-Controlled Rectifier Inverter with Improved Commutation, AIEE Tr. Vol CE-80(1961-11)
- (2) W.McMurray : SCR Inverter Commutated by an Auxiliary Impulse, Intermag Conference(1964-4-1)
- (3) Von Karl Hasse : Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb mit variabler Standerfrequenz und Standerspannung, ETZ-A, Bd.89, H.4, 77(1968)
- (4) 山崎ほか：新形はん用トランジスタインバータ, 三菱電機技報, 55, No.5(昭56)
- (5) M.Ohta, et al : Advanced AC Propulsion with High Power GTO and Direct Digital Control for Electric Rolling Stock, IEEE IAS 1983 Conf. Rec. p.307
- (6) T.Kawabata, et al : Chargerless UPS using Multifunctional BiMOS Inverter, 1986 IEEE IAS Conf. Rec. Part 1
- (7) 川畑ほか：三相インバータの同期回転座標系における有限時間整定制御, 電気学会論文誌D(昭62-11)
- (8) 川畑ほか：三相インバータの離散時間電流制御におけるd-q軸の非干渉化について, 昭62年電学会産産全大会, No.98

# 高周波GTOシリーズの特性と応用

石堂道治\*  
中川 勉\*

## 1. ま え が き

ゲートターンオフサイリスタ(以下、GTOと称す)は自己ターンオフ機能を持つがゆえに転流回路を不要とする。この特長が認められて、従来のサイリスタに代わり、車両用インバータ・チョップを中心に本格的実用期を迎えている。しかし、一般に市販されているGTOは、その許容動作周波数が1kHz程度であり、PWM用途などの更に高周波動作を必要とする用途への進出が遅れており、GTOの高周波化が望まれていた。当社ではこの市場要求にこたえるため、周波数特性の改善に取り組み、高圧・大電流であるがゆえにスイッチング性能が劣るといふ大電力GTO唯一の欠点を克服し、新世代GTOともいえる高周波GTOサイリスタ(以下、高周波GTOと称す)シリーズの開発に成功した。新しく開発した高周波GTOは許容動作周波数を従来の2~3倍に引き上げるとともに、GTOの最大の欠点ともいえるスナバコンデンサの容量を従来の1/2~1/4に低減したもので、耐圧1.6kV及び2.5kV、可制御オン電流300Aから2,000Aまで全11機種種のシリーズ化を達成した。

本稿では、この新開発高周波GTOの特長、主要定格、特性及び応用上の性能などについて、従来形GTOと比較しながらその優位性を紹介する。

## 2. 三菱GTOの系列

三菱GTOの製品系列はその用途によって使い分けられるように、内部構造、外形に種々の工夫をこらしている。図1はこの三菱大電力GTOの各種類について、その電圧・電流範囲を示したものである。

電圧・電流の低い分野は、比較的小容量のインバータ用として、

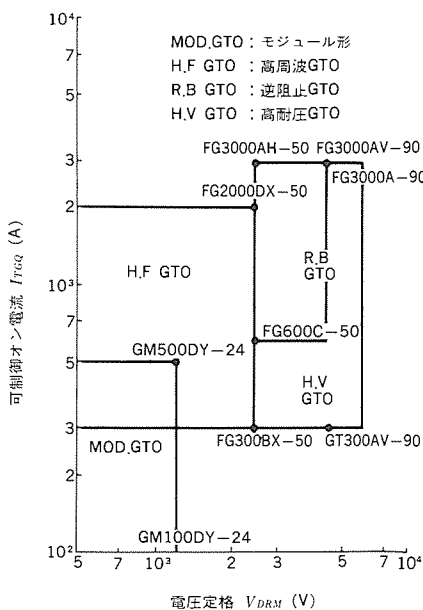


図1. 三菱大電力GTOの電圧・電流範囲

使い勝手の良いモジュール形のGTOを用意し、逆に大容量の車両用インバータなどのように高電圧・大電流の用途では逆阻止形または逆導電形の平形大容量GTOを準備している。

この中間の領域、すなわち100kVAから1,000kVA程度の中間容量のインバータ用として開発したのが高周波GTOシリーズである。現在この範囲のインバータにはバイポーラトランジスタモジュールが主に採用されているが、500kVA以上のインバータにはその単体容量が不足するため2~10個のトランジスタを並列接続して使用されている。その理由は、PWM制御を行う場合、一般にその動作周波数は2~3kHz程度を必要とし、この動作周波数が許容できる良質の半導体が他に存在しなかったからである。新規開発の高周波GTOは、許容動作周波数を3kHzまで向上させているので、このような用途に対し無理なく適用でき、大電力GTOの用途を拡大するものと予想される。

## 3. 高周波化に対する問題点

GTOは高耐圧・大電流化が比較的容易であるという特長を持つ反面、高耐圧・大電流であるがゆえにスイッチング時の損失エネルギーが大きく高周波化が困難という二面性を持っている。したがって、GTOの高周波化を考えると、高耐圧・大電流性能を保持しながら、いかにしてスイッチング損失の低減を図るかが最重要課題となる。また、一般に大電力GTOではターンオフ時のストレスを軽減する上からスナバ回路が付加されるが、装置全体からみた場合、この付加回路の周波数特性もまた高周波化をさまたげる大きな問題点といえる。

### 3.1 GTOのスイッチング損失

大電力GTOは、高耐圧・大電流を制御するため、ターンオン、ターンオフ時に多大なスイッチング損失エネルギー ( $E_s$ ) を消費する。スイッチング損失はこの  $E_s$  と動作周波数に比例した値となるため、高周波化を図るためには  $E_s$  の低減を図る必要がある。

図2は代表的な従来形GTOのターンオン、ターンオフ時のスイッチングエネルギーの一例を示している。同図から明らかのように、GTOの  $E_s$  はその大半がターンオフ時の損失エネルギー ( $E_{off}$ ) であり、その75%を占めている。また、図3はこの  $E_{off}$  の実測例を示しており、同図から  $E_{off}$  の50%以上がテイル期間中に発生していることが分かる。したがって、スイッチング損失を低減し、GTOの高周波化を図るには、このテイル期間中の特性改善が重要であることが分かる。

### 3.2 GTOの臨界ゲート逆バイアス時間

一般にGTOのターンオフ時間としては、ゲート逆電流を流し始めてから、オフ電圧が印加され始める(オン電流が遮断される)までの期間が用いられるが、実用上この値だけではターンオフ性能を表現するには不十分である。

なぜならば、GTOは前記ターンオフ時間経過後でも、臨界値内にゲート逆バイアスを取り去ると再ターンオンに至るからである。こ

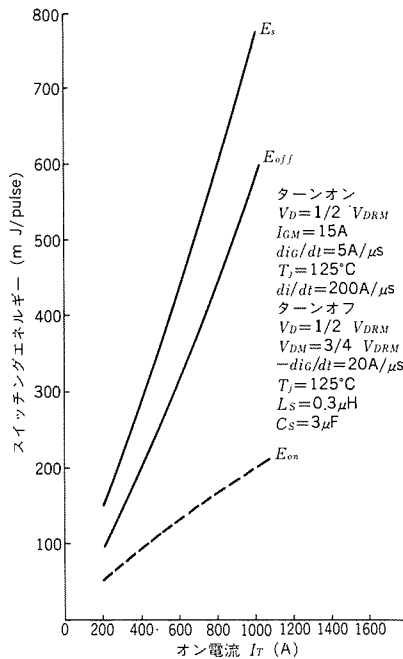


図 2. スwitchingエネルギーの割合

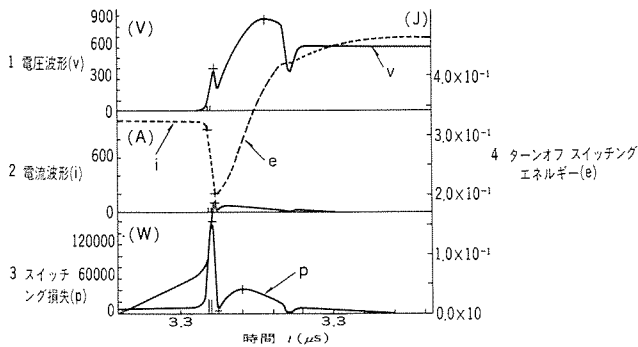


図 3. ターンオフ スwitchingエネルギーの実測例

れは、GTOの内部に蓄積されたキャリアが、ターンオフ時間経過後もまだ完全には消滅しておらず、テイル電流となってゲートに流出しており、ゲート逆バイアスを取り去るとGTOを再トリガするからである。GTOの高周波化を可能にするにはGTOが完全にターンオフを完了するまでの期間（ゲート逆バイアスを取り去ってもオフ状態を維持し得る期間で、臨界ゲート逆バイアス期間と称す）を短くする必要がある。

3.3 スナバ損失

スナバ回路で発生する損失 $P_s$ は使用回路電圧（V）とスナバコンデンサの値（ $C_s$ ）及び動作周波数（ $f$ ）で一義的に決まり、次式で表される。

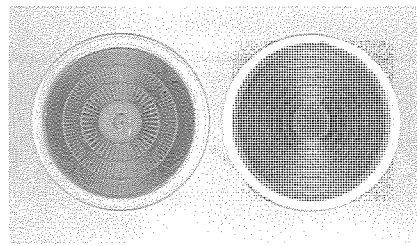
$$P_s = 1/2 \cdot C_s \cdot V^2 \cdot f \dots\dots\dots(1)$$

この $P_s$ を減少させるには、 $C_s$ の値を小さくせねばならないが、このことはターンオフ時にGTOに加わる $dv/dt$ の上昇を促すこととなり、一般に遮断耐量の低下及びswitching損失の増大につながる。このトレードオフの関係を改善して、 $C_s$ を小さくしなければGTOの高周波化を達成することはできない。

4. 高周波GTOの構造と特長

前述の問題点を解決するため、高周波GTOには種々の改善が加えられている。その主な改良点について以下に解説する。

GTOは基本的には従来のサイリスタと同様pnpnの4層構造から



(左) FG1000AL (従来形GTO)  
(右) FG1000BX (高周波GTO)

図 4. 陰極パターン形状の比較

成り立っているが、ゲートの制御機能を強化する上で、陰極電極が小さく分割され、周りをゲート電極が取り巻くような構造となっている。すなわち、小電流容量のサイリスタが、同一シリコン基板内で並列に接続されたような構造となっている。GTOの高速switching化を実現する上で、個々のサイリスタを形成するセグメントの幅を小さくすることが極めて重要な要素となる。しかし、微細化しすぎると、switching時のサージ電圧が高くなりすぎ、逆バイアスの安全動作領域を超えて遮断耐量の低下を招くおそれがあり、その微細化にはおのずと制限を受けるようになる。図4は以上の点を考慮の上、慎重に設計された代表的な高周波GTOの陰極パターン写真である。比較のため同図に示した従来形GTOと比べ、高周波GTOの陰極パターンは効果的に微細化されており、各セグメントの面積は約1/2に、その総数は約4倍に増加されている。このことにより、各セグメント当たりのターンオフ電流密度を約1/2に低減し、遮断能力の向上に成功した。

また、switching損失を低減し、かつswitching速度を早めるには、キャリアのライフタイムを短くし、テイル期間の短縮を図らねばならない。しかしながら、ライフタイムとオン電圧の間にトレードオフの関係があり、ライフタイムを抑制するとオン電圧が増加する。したがって、高周波GTOでは、オン電圧に依存するオン状態損失と動作周波数に依存するswitching損失の関係の適正化を図り、許容動作周波数内においてその損失の比率が最適となるように設定している。

以上の改良の結果、従来形GTOと比較して、高周波GTOのすべての機種において、オン電圧の上昇は約30%程度にとどめ、switching損失を約50%に、臨界ゲート逆バイアス時間を約60%、許容動作周波数を約2倍に改善することができた。

5. 高周波GTOの定格・特性

高周波GTOの主要定格・特性一覧を表1に示す。この中から1,000A定格の素子を例にとり、その優れた特性を従来形GTOと比較しながら以下に詳述する。

5.1 ターンオフ動作

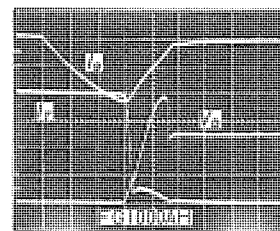
図5は2.5kV、1,000A定格の高周波GTO (FG1000CX) と従来形GTO (FG1000AH) のターンオフ動作波形を、定格条件において比較測定した例である。ただし、スナバコンデンサについては、それぞれの定格条件として、前者は1 $\mu$ F、後者は2 $\mu$ Fを適用している。したがって、ターンオフ時の再印加電圧上昇率（ $dv/dt$ ）の値は、従来形GTOに比べ高周波GTOでは約2倍の1,000V/ $\mu$ sが印加されている。

この両者の波形を更に詳細に調べてみると、高周波GTOのテイル電流のピーク値は、 $dv/dt$ が高いにもかかわらず、ほぼ従来形GTOと同等の値であり、そのテイル期間が短いことからswitching損失の低減がうかがえる。一方、ピークターンオフゲート電流（ $I_{GQM}$ ）

表1. 三菱高周波GTOシリーズの主要定格特性

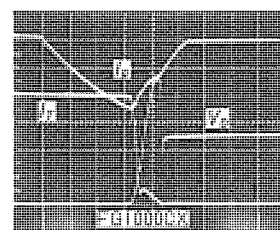
TYPE	$V_{DSM}$ (V)	$I_{SM}$ (mA)	$I_{TSM}$ (A)	$I_{TSM}$ (A)	$I_T$ (A)	$I_T$ (A)	$V_{TO}$ (V)	$di/dt$ (A/ $\mu$ s)	$dv/dt$ (V/ $\mu$ s)	$V_{CE}$ (V)	$t_{tr}$ ( $\mu$ s)	$t_{tr}$ ( $\mu$ s)	Operation frequency (kHz)	$T_j$ (°C)	$R_{\theta j-c}$ (°C/w)
FG300AX GT300AX	1,200 1,600	30 30	300 300	300 0.3	100	60	(3.0) 300	600	1000	1.5 0.5	10	30	3	-40~+125	0.15
FG300BX GT300BX	2,000 2,500	30 30	300 300	300 0.3	100	60	(3.5) 300	600	1000	1.5 0.5	10	45	1.5	-40~+125	0.15
FG450CX	1,200 1,600	30 30	450 450	150 0.4	150	100	(3.0) 450	600	1200	1.5 0.9	10	30	3	-40~+125	0.08
FG600DX	1,200 1,600	50 50	600 600	200 0.5	200	130	(3.0) 600	600	1200	1.5 1.5	10	30	3	-40~+125	0.05
FG600EX	2,000 2,500	50 50	600 600	200 0.5	200	130	(3.5) 600	600	1200	1.5 1.5	10	45	1.5	-40~+125	0.05
FG1000BX	1,200 1,600	70 70	1,000 1,000	330 0.7	330	200	(3.0) 1000	600	1400	1.5 2.0	10	30	3	-40~+125	0.04
FG1000CX	2,000 2,500	70 70	1,000 1,000	330 0.7	330	200	(3.5) 1000	600	1400	1.5 2.0	10	45	1.5	-40~+125	0.04
FG1600AX	1,200 1,600	90 90	1,600 1,600	550 1.2	550	350	(3.0) 1600	600	1300	1.5 2.5	10	30	3	-40~+125	0.03
FG1600BX	2,000 2,500	90 90	1,600 1,600	550 1.2	550	350	(3.5) 1600	600	1300	1.5 2.5	10	50	1.5	-40~+125	0.03
FG2000CX	1,200 1,600	120 120	2,000 2,000	700 1.5	700	450	(3.0) 2000	600	1300	1.5 3.0	10	30	3	-40~+125	0.02
FG2000DX	2,000 2,500	120 120	2,000 2,000	700 1.5	700	450	(3.5) 2000	600	1300	1.5 3.0	10	50	1.5	-40~+125	0.02

注: ※印 目標規格



(a)従来形GTO

$I_g$ : 100A/div  
 $I_T$ : 250A/div  
 $V_D$ : 500V/div  
 $t$ : 5 $\mu$ s/div  
 $C_s$  = 2 $\mu$ F



(b)高周波GTO

$I_g$ : 100A/div  
 $I_T$ : 250A/div  
 $V_D$ : 500V/div  
 $t$ : 5 $\mu$ s/div  
 $C_s$  = 1 $\mu$ F

図5. ターンオフ動作波形の比較

は、従来形GTOより高周波GTOの方が大きく、見掛け上のターンオフゲインが減少している。しかし、テイル時間の減少によりゲートターンオフ電荷量は減少しており、ターンオフに必要なエネルギーをターンオフゲインと考えるならば、実質的なターンオフゲインは高周波GTOの方が高いといえる。

### 5.2 スイッチングエネルギー

図6は1.6kV、1,000A定格のGTOを例にとり、高周波GTO (FG1000BX) と従来形GTO (FG1000AL) の $E_{on}$ のオン電流依存性を示したものである。同図に示したように、両者の間に顕著な差は認められず、セグメント数を約4倍に増し、ライフタイムを抑制した悪影響は全く現れていないことが分かる。また、 $E_{on}$ はオン電流の上昇率( $di/dt$ )に強く依存し、 $di/dt$ を200A/ $\mu$ sから600A/ $\mu$ sに上昇すると30~40%程度 $E_{on}$ は増加する。

図7は高周波GTO (FG1000BX) と従来形GTO (FG1000AL) について、 $E_{off}$ のオン電流依存性を示したものである。同図に示したように、高周波GTOの $E_{off}$ は従来形GTOのそれと比較して約50%に低減されている。さらに、 $E_{off}$ はスナバコンデンサ( $C_s$ )に強く依存するが、 $C_s$ の値を1 $\mu$ Fに下げても高周波GTOの $E_{off}$ は従来形GTOの2 $\mu$ Fにおけるその60~70%以下となっている。

このように高周波GTOの $E_{off}$ が低下した理由は、テイル期間中の損失(テイル損失)が極めて小さいからにほかならない。すなわち、従来形GTOでは $E_{off}$ の50%以上を占めていたテイル損失が、高周波GTOでは約25%に低減されている。これはターンオフ波形例にも示したように、テイル期間が大幅に短縮された結果の産物であり、高周波GTOのターンオフ特性がいかに改善されているかを示すものといえよう。

以上の結果、従来形GTOでは $E_{on}$ の2~3倍あった $E_{off}$ の値を、高周波GTOでは $E_{on}$ と $E_{off}$ がほぼ同等の値とすることができ、スイッチングに伴う損失を極めて低い値に改善することができた。

### 5.3 臨界ゲート逆バイアス時間

3.2節で述べたように、GTOの実用上ターンオフ時間として重要なのは臨界ゲート逆バイアス時間( $t_{GW}$ )である。アノードショートをもつ逆導電形のGTOにとって(高周波GTOもこの形である)この

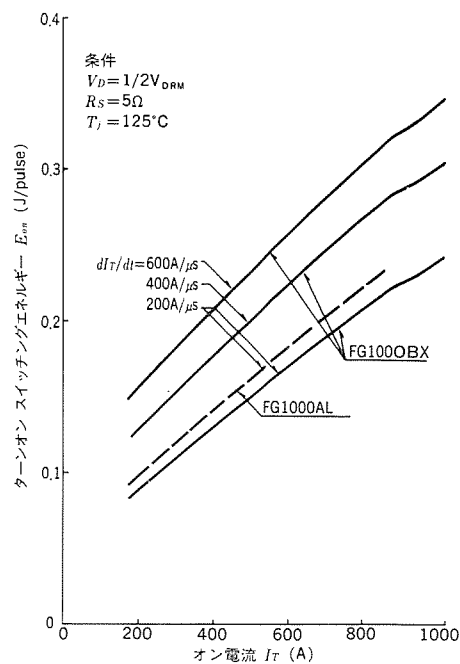


図6. ターンオン スイッチングエネルギーのオン電流依存性

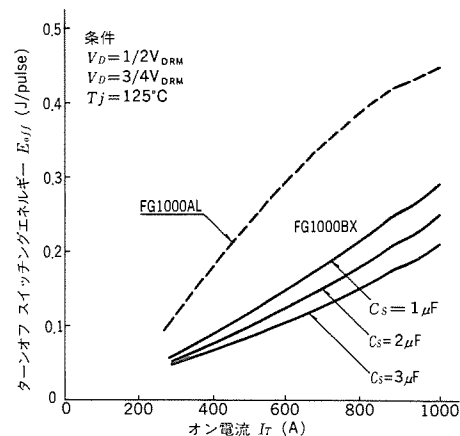


図7. ターンオフ スイッチングエネルギーのオン電流依存性

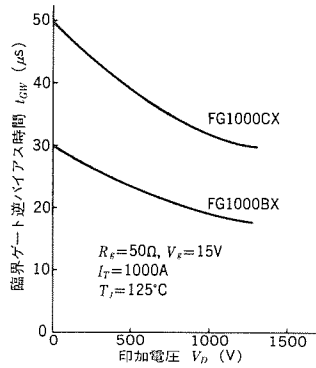


図8. 臨界ゲート逆バイアス時間の印加電圧依存性

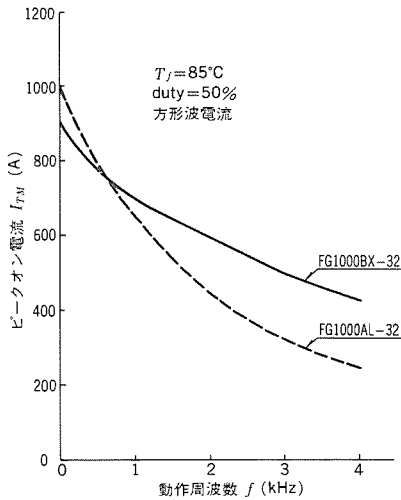


図9. 高周波GTOの許容オン電流

$t_{crv}$ は極めて特異な特性を示す。すなわち、図8に示すように、一般通念でいえば、GTOのターンオフ条件としては軽い方向の条件であるべき印加電圧の低下は、 $t_{crv}$ の増加をもたらす。この理由は、印加電圧が低下するほどGTOの接合に加わる電界が低下するため、GTO内部に蓄積されたキャリアの排出速度が鈍化され、テイル期間が長くなるためである。

高周波GTOの $t_{crv}$ は図8に示したように、印加電圧が零付近まで低下しても2.5kVタイプで50 $\mu$ s、1.6kV耐圧では30 $\mu$ s以下に納まっており、高周波動作に十分対応できるターンオフ時間性能を保有している。

## 6. 高周波GTOの応用

以上説明した特性をもとに、高周波GTOの応用について、その性能面から検討を加える。

### 6.1 高周波許容電流

スイッチング損失の低減により高周波領域の許容電流の向上が果たされたことは十分予想されるが、具体的にどの程度周波数特性が改善されたかを端的に示すのが図9の許容電流特性である。同図に示すように、動作周波数( $f$ )が500Hz以下では従来形GTOの方が許容電流は大きい、 $f = 1$  kHz以上では明らかに高周波GTOの方が許容電流が大きくなる。そして、 $f = 3$  kHzでの値を比較すると、高周波GTOは従来形GTOの約1.6倍の電流を許容できる。

1,000AクラスのGTOの場合、実用電流を400Arms ( $I_{TM}=570A$ , at 50% duty)と仮定すると、従来形GTOでは許容動作周波数が1.3 kHz程度であるのに対し、高周波GTOは約2.5kHz程度となり、約2倍の周波数まで許容することができる。

表2. GTOの制御性能からみた許容動作周波数

機種	$C_s$ ( $\mu$ F)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$t_{crv}$ ( $\mu$ s)	$t_d$ ( $\mu$ s)*	許容周波数 (Hz)
FG1000AL	3.0	5	60	105	950
FG1000BX	1.0	3	30	39	2,600

注：\*印 スナバコンデンサの充電電圧が完全に放電してしまわない状態でターンオフ動作に入ると、著しく遮断能力を疎外するのでターンオン時の制御不能時間はスナバの放電時間定数の3倍とした。ターンオフ時も含めると次式で計算している。

$$t_d = t_{crv} + 3 \cdot C_s R_s$$

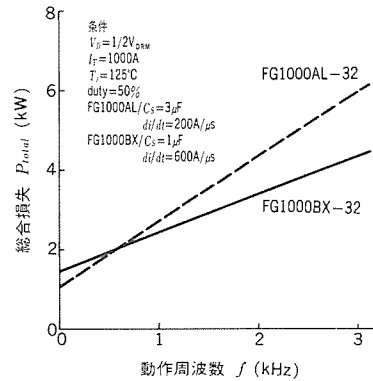


図10. 総合損失の周波数特性

また、GTOの周波数特性を考えると、単に素子のみの損失だけでは評価できない。なぜならば、GTOには必ずスナバ回路が付加され、その回路損失を無視することができないからである。図10はGTOの発生する損失にスナバ回路の損失を加えた場合の全損失( $P_{total}$ )と動作周波数の関係を示したものである。図9同様、500Hz程度が分岐点となり、これ以上の動作周波数では高周波GTOの方が損失が低下している。このことは、高周波GTOが高周波における許容電流を大きくとれるということだけではなく、装置全体としての効率をも高める効果があることを示している。

### 6.2 高周波制御性能

GTOを高周波でスイッチングさせようとした場合、ターンオン動作及びターンオフ動作の完了を待たずして次のサイクルに入ることにはできない。このため、GTOのスイッチング時間分はどうしても制御不能時間( $t_d$ )として考慮する必要がある。この制御不能時間を10%に抑えようとした場合の許容周波数を求めると、表2のようになる。すなわち、従来形GTOでは1 kHz弱の許容動作周波数であるのに対し、高周波GTOでは3 kHz弱まで許容動作周波数を上げることができる。

## 7. むすび

以上、新規開発した高周波GTOの主要定格・特性を従来形GTOと比較しながら紹介したが、高周波GTOはスイッチング時間の短縮、スイッチング損失の低減、スナバコンデンサの低減が図られており、従来形GTOでは成し得なかった高周波への用途拡大が期待される。

特に、キャリア周波数が1 kHz以上の大容量PWMインバータに大電力GTOを適用することが可能になり、現在の車両用主体のGTOの応用分野を、一般産業用機器、UPSなどの用途へと拡大し、今後のパワーエレクトロニクス分野における主要半導体の一つとして活用が図られるものと予想される。



# 新シリーズコンパクト低騒音CVCF《MELUPS-8400》

鹿野義郎\* 中村 透\*  
古野 徹\* 森 治義\*  
本城建二\* 山本融真\*

## 1. ま え が き

静止形無停電電源装置(以下、CVCF装置と称す)は、コンピュータを始めとするエレクトロニクス機器など、一瞬の停電も許されない重要負荷装置の電源として広く使われている。

CVCF装置は昭和40年代半ばの金融オンラインに始まり、その後の情報化社会の進展や、公共・生産システムの自動化と相まって、特に昭和50年代に入ってから数千kVAの大容量システムから1kVA程度の小容量機に至るまで、社会のすみずみにまで使われるようになった。

技術的には、昭和50年代半ばのパワートランジスタを始めとする自己消弧形電力用半導体素子の開発により大きな進歩をみた。当社でも昭和57年に、従来のサイリスタ方式に代わるトランジスタ式CVCF《MELUPSシリーズ》、さらに昭和60年には《MELUPS-8000シリーズ》の製品化を完成した。

一方、近年のコンピュータの進歩・普及には著しいものがあり、従来の大形汎用機並の能力を持ったコンピュータが小形化されて、一般のオフィスや生産現場に設置されるようになってきた。これに伴い、CVCF装置も電気室のような特別な部屋ではなく、コンピュータのそばに設置できるものが要求されるようになってきた。このような用途に適した小容量域のCVCF装置として《MELUPS-8400S》(1, 3, 5kVA)を昭和62年に製品化し、OAや端末装置用として数多くの実績を積んだ。

今回開発した《MELUPS-8400M/8400T》は、《MELUPS-8400S》の上位機種として、単相出力の中容量域 7.5~30kVAをカバーする高機能化・低騒音化・コンパクト化を実現した新シリーズCVCFである。

## 2. 特長と仕様

《MELUPS-8400M/8400T》の特長を下記に示す。

### (1) コンピュータ負荷に100%適合

スイッチングレギュレータなど高調波が多く、ピーク電流の大きな整流器負荷に対しても、新しい制御方式によって出力電圧を正弦波に保つことができると同時に、従来のようにフィルタ回路などを付加せずとも出力定格仕様と同じ100%容量の負荷に給電することができる。

### (2) 100%負荷急変に対応

負荷急変0→100%にて出力電圧変動±7%以下とし、負荷急変や突入電流に強くした。

### (3) 高入力力率・低入力容量

高力率コンバータ方式の採用により、入力力率をほぼ1に制御し、単相入力にもかかわらず入力容量を出力容量と同等まで大幅に低減した(《MELUPS-8400M》標準装備)。

### (4) 入力電流の高調波レズ

高力率コンバータを高周波PWM制御することにより、入力電流

はほとんどひずみのない正弦波となり、受電側への高調波の流出を単相サイリスタ整流器方式の1/15以下にした(《MELUPS-8400M》標準装備)。

### (5) オフィス設置にふさわしい低騒音と外觀

高周波技術により、オフィスコンピュータールーム設置にふさわしい50ホン以下の静かさとコンパクトで機能的な外觀を実現した。

### (6) マイコンモニタリング

CVCF各部の計測を始め、操作ガイダンス、故障アイテム、バッテリー放電時間、バッテリー運転回数表示などの豊富なモニタリング機能を標準装備した。

### (7) メンテナンスフリー

小型シール鉛蓄電池を採用し、蓄電池の日常メンテナンスを不要とした。表1に《MELUPS-8400M/8400T》の標準仕様を示す。

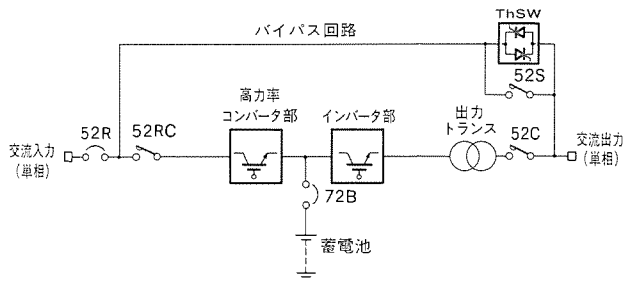
表1. 《MELUPS-8400M/8400T》の標準仕様

項目		仕様								備考
シリーズ名		8400M				8400T				
定格出力容量	(kVA)	7.5	10	15	10	15	20	30		
	(kW)	6	8	12	8	12	16	24		
運転方式		商用同期常時インバータ給電								
交流入力	相数	単相2線				三相3線				
	電圧	100V±10%				200V±10%				
	周波数	50Hz又は60Hz±5%								内部スイッチにより切替可
蓄電池	形式	小型シール鉛蓄電池								
	電圧	240V								
	保持時間	10分(内蔵) 5分又は10分(別置)								
交流出力	相数	単相2線								
	電圧	100V								
	電圧精度	±2%								
	周波数	50Hz又は60Hz								入力周波数と同一
	周波数精度	±0.01%以下(バイパス非同期時)								±1%以下(バイパス同期時)
	定格負荷力率	0.8遅れ								
	負荷力率変動範囲	0.6~1.0遅れ								
	電圧波形ひずみ率	3%以下(定格線形負荷時)								7%以下(100%整流器負荷時)
	過渡電圧変動率	±7%以下 負荷急変0→100%にて ±2%以下 交流入力停電・復電時 ±7%以下 出力切替時(入出力定格時)								
	過渡変動回復時間	4サイクル以下								
インバータ許容ピーク電流	定格電流実効値の250%									
インバータ過負荷耐量	120%1分, 150%1秒									
バイパス過電流耐量	1,000%1サイクル				125% 10分					

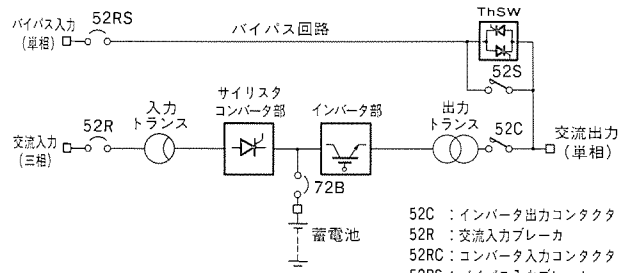
## 3. 構成

### 3.1 主回路構成

《MELUPS-8400M/8400T》の主回路単線結線図を図1に示す。単相入力・単相出力の《MELUPS-8400M》は、コンバータ入力とバイパス回路を同一の単相電源から受電する。通常運転時は入力電流を力率1の正弦波に制御する高力率コンバータ部により、インバータ部へパワーを供給しながら蓄電池を充電する(フロート充電)。インバータ部はパルス幅制御(PWM)を行い交流電圧を発生し、小容量のフィルタ回路によってキャリア周波数成分の高調波を除去した後、出力トランスを介して負荷装置に正弦波電圧を供給する。交



(a)《MELUPS-8400M》



52C : インバータ出力コンタクト  
 52R : 交流入力ブレーカ  
 52RC : コンバータ入力コンタクト  
 52RS : バイパス入力ブレーカ  
 52S : バイパスコンタクト  
 72B : バッテリブレーカ  
 ThSW : バイパス サイリスタスイッチ

(b)《MELUPS-8400T》

図1. 主回路単線結線図

流出力電圧はバイパス回路が規定の周波数範囲内であれば、バイパス回路と周波数及び位相を一致させて運転し、過負荷 若しくは故障時にはバイパス サイリスタスイッチThSWとバイパスコンタクト52Sで構成されるハイブリッド形バイパス切替スイッチによって無瞬断切替えを行う。

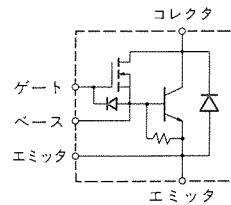
三相入力・単相出力の《MELUPS-8400T》は、《MELUPS-8400M》と同一の出力性能を持ちながら容量アップを図ったもので、入力を受電容量の大きな三相電源とし、コンバータはサイリスタ整流器を標準とした。また、単相のバイパス入力は別入力とした。

### 3.2 主回路素子

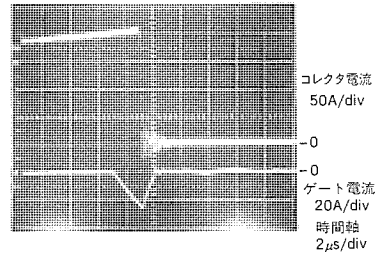
高効率コンバータ及びインバータの主スイッチング素子には、低駆動電力で大電流・高速スイッチングの可能なカスケードタイプのBi MOS<sup>(1)(2)</sup> (バイモス)を、CVCF装置としては世界に先駆けて採用した。これにより、キャリア周波数を可聴周波数以上として装置の低騒音化を達成するとともに、主回路部品点数の削減による信頼性向上を図っている。図2にBi MOSの内部回路構成及びターンオフ時の電流波形を示す。オン時はBi MOS内の前段に用いているパワーMOS FETのゲートを順バイアスする。パワーMOS FETのゲート入力抵抗は数MΩと大きいため、電流駆動形のバイポーラトランジスタに比較し、駆動回路の消費電力は大幅に低減される。また、ターンオフ時はシングルトランジスタと同等の高速スイッチングが可能である。

### 3.3 制御回路

制御回路はワンチップ マイクロコンピュータ(以下、マイコンと称す)をコンバータ制御、インバータ制御、インバータ同期制御、シーケンス制御に使用し、高機能化・高信頼化・コンパクト化を図るとともに、現代制御理論に基づいたDDC (Direct Digital Control) 方式により制御系の高速度応答を実現した。図3に《MELUPS-8400M》の制御ブロック図を示す。



(a) Bi MOS内部回路構成



(b)ターンオフ時波形 (200A素子)

図2. Bi MOSの内部回路構成とターンオフ時の波形

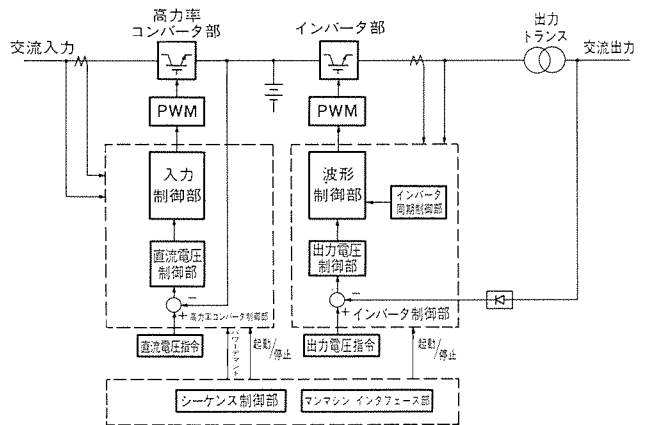


図3. 制御ブロック図 (《MELUPS-8400M》)

#### 3.3.1 高効率コンバータ制御

高効率コンバータを標準的に採用した《MELUPS-8400M》は、仕様値で入力電流ひずみ率3%以下、入力効率0.98以上を達成し、受電側への高調波の流出を抑えるとともに入力容量も低減した。

高効率コンバータ制御部は、直流電圧制御部によって蓄電池のフロート充電制御を行い、入力制御部で入力電流が力率1の正弦波となるように高効率コンバータ部をパルス幅制御(PWM)する。制御の主要部分をデジタル化することによって、発電機出力負荷変化をなめらかに制御するワークイン機能、回復充電時などに入力電流を制限し、電源からの必要入力電力量を設定値内に制御するパワーデマンド機能などをコンパクトに収めた。

#### 3.3.2 インバータ制御

インバータ部には電流リミッタ付きの瞬時波形制御機能を装備した。これにより、出力過電流に対する保護を容易にするとともに、スイッチングレギュレータなど、高調波を多く含むピーク値の大きなコンデンサインプット形の整流器負荷に対しても、インバータ自身が高調波電流を供給しながら交流出力電圧を正弦波に保つことを実現した。この結果、従来の装置で必要とした大容量の並列フィルタ回路を省略した。

インバータ制御部は出力電圧制御部によって交流出力電圧の定電圧制御を行い、波形制御部で交流出力電圧を正弦波に保つようイン

バータ部のパルス幅制御(PWM)を行う。交流出力電圧はインバータ同期制御部からの位相指令に従い、周波数及び位相をバイパス回路と一致させて運転し、過負荷及び万一の故障時には無瞬断でバイパス回路に切り替えることを可能とした。

### 3.3.3 シーケンス制御及び表示

CVCF各部の状態監視結果に基づき、起動・停止・切替制御を行うシーケンス制御部、操作・表示パネルを介して計測表示などを行うマンマシンインタフェース部もマイコン制御とすることによって、高機能化・高信頼化・コンパクト化を実現した。

シーケンス制御部の内、切替制御は通常時はマイコンからの指令によって動作を行うが、重故障発生時にはハードウェアの故障検出回路でバックアップし、万一故障が発生した場合にも確実にバイパス回路への無瞬断切替えを行うことによってシステムとしての給電信頼性を高めた。操作・表示パネルを図4に示す。模擬母線・状態表示部・計測表示部・インバータ操作部に分割してモニタリングを容易にするとともに操作性を高めた。

計測表示部に用いているデジタルディスプレイには、計測表示スイッチの操作によって各部電圧、電流、周波数及びバッテリー運転回数の表示を行うほか、自動的に下記の表示を行い操作・保守性を高めた。

- (1) 停電時はバッテリー放電時間を分単位で表示
- (2) CVCF起動時は手動操作スイッチ(52R, 52RS, 72B, インバータ起動スイッチ)の操作ガイダンスを表示
- (3) 異常発生時は過負荷・故障などのコードを表示(75種類)

また、故障表示に関しては、重故障発生時点に先行して発生していた軽故障を保持する機能を持たせ、故障発生時の原因調査を容易としMTTR(Mean Time To Repair)の短縮を図った。CVCF装置の日常操作は、操作・表示パネル上のインバータ起動・停止操作だけで行えるようにし、だれでも簡単に取り扱うことができるように配慮した。また、遠方操作機能及び遠方送出接点を標準装備し、インバータの起動、停止操作及びCVCF装置の状態監視を離れた場

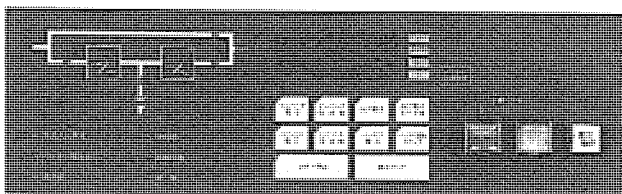


図4. 操作・表示パネルの外観

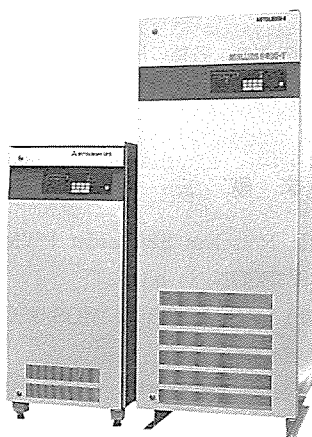


図5. 装置の外観

左: 《MELUPS-8400M》  
7.5kVA  
右: 《MELUPS-8400T》  
30kVA

表2. 《MELUPS-8400M/8400T》の外形・重量

項目	出力容量	幅	奥行	高さ	重量	保持時間	備考
		(mm)	(mm)	(mm)	(kg)	(min)	
MELUPS-8400M	7.5kVA	500	740	1,200	350	10	蓄電池内蔵
	10kVA	700	740	1,200	475	10	
	15kVA	800	740	1,500	780	10	
MELUPS-8400T	10kVA	550	740	1,500	300	—	上段: CVCF盤
		300	740	1,500	250	5	
	15kVA	550	740	1,500	350	—	下段: 蓄電池盤
		500	740	1,500	330	5	
	20kVA	650	740	1,700	460	—	
		500	740	1,700	450	5	
30kVA	650	740	1,700	530	—		
	600	740	1,700	570	5		

所で集中管理できるようにした。

### 3.4 外観と構造

図5に《MELUPS-8400M》7.5kVA装置と《MELUPS-8400T》30kVA装置の外観、表2に《MELUPS-8400M/8400T》の寸法及び重量を示す。単相入力・単相出力の《MELUPS-8400M》は、特にオフィスコンピュータールーム設置を前提とし、操作スイッチの削減・保持時間10分の小形シール鉛蓄電池の標準的内蔵などによってコンパクトワンパッケージ化を図り、据付け・操作・メンテナンスの容易な装置とした。三相入力・単相出力の《MELUPS-8400T》は、蓄電池部とCVCF部を分離し、蓄電池の仕様に対し柔軟な対応をとることを可能とした。

この装置は前面だけからでも保守できるようにし、さらに出力容量15kVAまでは高さを1,500mm以下に抑え、設置後の視界を妨げないようにして設置環境の自由度を大きくした。また、小容量機についてはキャスト付きとすることによって運搬を容易とした。

## 4. 運転特性

この装置の代表的な諸特性について、その試験結果を示す。

### 4.1 交流入力特性

図6に《MELUPS-8400M》7.5kVA装置における定格負荷時の交流入力電圧・電流波形を示す。入力電流は波形ひずみ率1.3%と仕様値3%よりもはるかに良好な特性が得られており、負荷装置の種類に関係なく電源側へ流出する高調波を吸収し、入力電流を正弦波

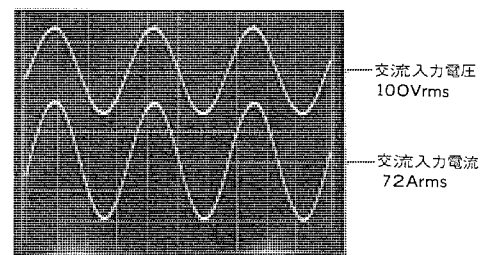


図6. 交流入力電圧・電流波形(《MELUPS-8400M》7.5kVA)

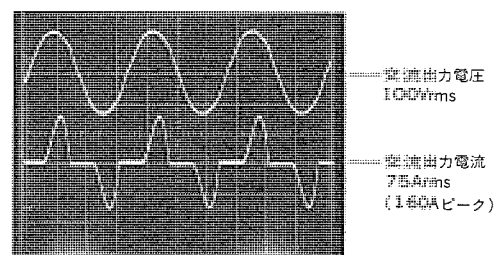


図7. 交流出力電圧・電流波形(《MELUPS-8400M》7.5kVA)

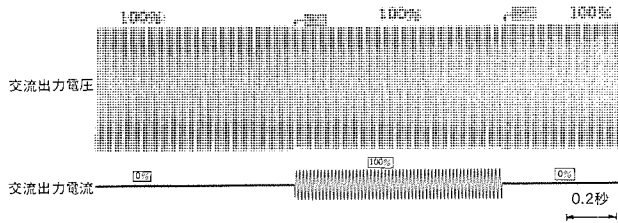


図8. 負荷急変試験結果 (0%→100%→0%)

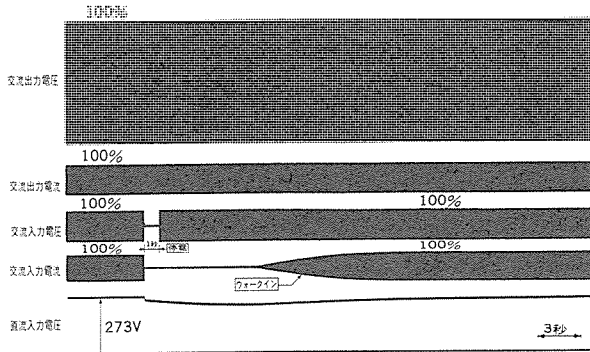


図9. 停電・復電試験結果

に保っている。さらに、入力力率は0.99の高力率になっており、定格負荷時の入力容量を7.2kVAと出力容量7.5kVA以下に抑えることを実現した。これにより、例えば現在商用電源から給電を行っているコンピュータの電源としてCVCF装置を導入する場合でも、上位電源の容量アップやサーキットブレーカの変更をほとんど行うことなく、そのままCVCF装置を設置することが可能となった。

#### 4.2 交流出力特性

図7に《MELUPS-8400M》7.5kVA装置に、100%整流器負荷を接続したときの交流出力電圧・電流波形を示す。高調波含有率の大きい負荷に対しても、瞬時波形制御によって交流出力電圧波形ひずみ率は3.7%と仕様値以下となっており、整流器を含む負荷装置に対しても正弦波電圧を安定して供給できるようになっている。これにより、一般的にコンピュータや通信機器に内蔵されているコンデンサインプット形の整流器に対しても標準的に対応することができる。

#### 4.3 負荷急変時交流出力特性

図8に負荷急変時の交流出力電圧及び交流出力電流波形を示す。100%の負荷急変に対しても、電圧変動は±4.0%に納まっている。これにより、CVCF装置の出力共通母線に接続された他の負荷装置に入力電圧変動などの影響を与えることなく、個々の負荷装置の起動・停止ができるようになった。

#### 4.4 停電・復電時交流入出力特性

図9に停電・復電時の各部電圧・電流波形を示す。停電時においてもCVCF装置の交流出力電圧の変動は全くなく、蓄電池を電源として無停電で負荷装置への給電を継続している。復電後はコンバータが約10秒間でウォークインを行うことによって交流入力側へ与える影響をなくしている。これにより、交流入力側の停電や電圧変動などをCVCF装置が確実に吸収し、負荷装置へ安定して給電するとともに交流入力側に対しては、復電後の負荷変動をなめらかにすることによって、発電機との組合せにおいても安定して動作することが可能である。

#### 4.5 過負荷バイパス切替時交流出力特性

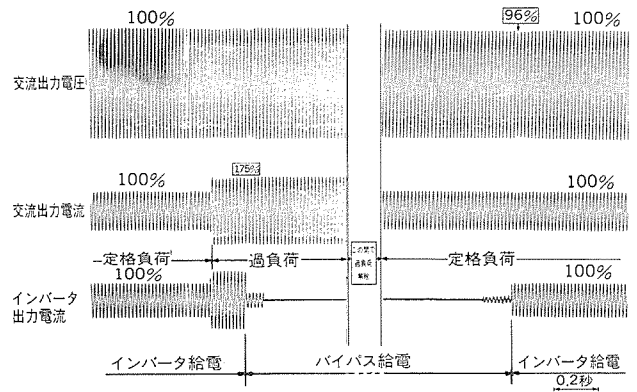


図10. 過負荷バイパス切替試験結果 (100%→175%→100%)

図10に過負荷バイパス切替時の交流出力電圧・電流及びインバータ出力電流の波形を示す。過負荷を検出するとバイパス給電に切り替わり、過負荷が解除されると自動的にインバータ給電に戻るオートリトランスファ機能によって、負荷装置には無停電で連続的に電力が供給される。これにより、負荷装置への電力供給を安定して継続しながらトランスなどの負荷投入を行えるようにした。

#### 4.6 騒音レベル

《MELUPS-8400M》7.5kVA装置の騒音の実測値(前方1m JIS A特性)は46ホンとなっている。高周波PWM及び低騒音ファンの採用により、15kVAまで50ホン以下を実現し、静かなオフィスなどに設置しても存在を感じさせないレベル<sup>(9)</sup>とした。

#### 4.7 効率

この装置はフロート充電方式によって変換器の数を最小とし、かつBi MOSの採用による制御電源容量の低減、低損失リアクトルの採用などを行うことにより、最小容量の7.5kVA装置においても、定格負荷においても84%と、このクラスのほかの常時インバータ給電形CVCF装置と比較して約10%効率を向上した。

これにより、CVCF受電電気料金の節減並びに、室内空調機の容量低減・コンパクト化を実現した。

### 5. むすび

高周波スイッチングの可能な新しい自己消弧形半導体素子Bi MOSと、ワンチップ マイクロコンピュータの採用により製品化した新時代のCVCF装置《MELUPS-8400M/8400T》を紹介した。この製品は今後の中容量CVCF装置に求められるニーズにこたえとともに、更に大容量のCVCF装置の高機能化・低騒音化・コンパクト化につながるものと確信する。

今後共、新しい技術を積極的に取り入れ、各種の用途・ニーズにマッチした、より使いやすいCVCF装置の開発にまい進する所存である。

#### 参考文献

- (1) K.Kawagishi, et al: Acoustic Noiseless Sinusoidal PWM Inverter Employing Bi-MOS, IECON '84 p.149
- (2) G.Majumdarほか: 500V-200A CASCADE形 Bi MOS モジュール, 電気学会全国大会, No473 (昭62)
- (3) 公害防止の技術と法規編集委員会編: 新版公害防止の技術と法規, p.19

# アクティブフィルタとその応用

竹田正俊\* 有塚智彦\*  
池田和郎\*  
深田雅一\*

## 1. ま え が き

最近の半導体応用機器の著しい普及に伴い、電源系統における高調波の増加や力率の低下の問題がクローズアップされてきている。従来から高調波フィルタとしては、一般にL-Cの共振特性を利用したパッシブフィルタが適用されていたが、パッシブフィルタはその原理上、電源インピーダンスや負荷の条件に大きく左右されるため、これらの条件が変化する場合には高調波吸収効果を十分発揮できないという問題を抱えていた。また、電源系統とパッシブフィルタとの間に並列共振現象が存在するため、反共振点付近に高調波成分が存在するとその高調波成分が増幅され、電圧ひずみを増加させるという場合も少なくない。

このような問題点を解消した新しい高調波対策機器として、当社ではアクティブフィルタをいち早く開発・製品化し、フィールドに適用を行っている<sup>(1)(2)(3)</sup>。アクティブフィルタはその名が示すように、高周波電流を自励式インバータを用いて能動的に補償する方式であり、上述のパッシブフィルタと異なり、回路の共振現象を利用していませんので、電源条件や負荷条件に影響されず、これらの条件が頻繁に変化するような場合でも安定して運転でき、その高調波吸収特性も常に最適状態を保つことができるとともに、電源系統との間に並列共振現象が存在しないのでアクティブフィルタを設置しても他のコンデンサ等の機器に悪影響を与えないという特長を持っている。さらに、アクティブフィルタは高調波の補償だけでなく、負荷の無効電力や逆相電流の補償も瞬時に行うことができるため、最近問題となってきている高調波や無効電力を始めとする障害電流を一挙に補償できる多機能な補償装置として注目を浴びてきている。

以下に、アクティブフィルタの動作原理、制御方式及びその機能について適用例を含めて説明する。

## 2. アクティブフィルタの基本動作

図1にアクティブフィルタを接続した回路図を、また図2に動作波形を示す。アクティブフィルタは補償対象負荷と並列に接続され、負荷電流 $I_L$ に含まれる高調波、無効電流などの障害電流成分 $I_H$ を検出してこれと逆位相の電流 $I_C$ をアクティブフィルタに流すことにより、電源側の障害電流を相殺するように作用する。図2は整流器負荷を想定した場合の動作波形を示す。同図において、高調波電流を補償する場合を例にとって説明する。同図(a)に示す負荷電流 $I_L$ は、

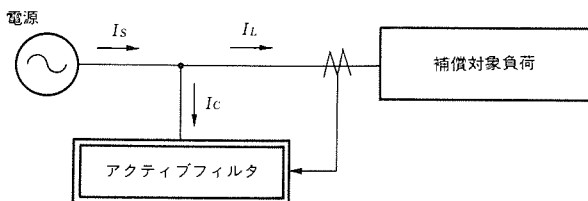


図1. アクティブフィルタの接続方式

基本波成分 $I_1$  (図の点線波形) と高調波成分 (図の斜線部) に分離でき、高調波成分は(b)に示す波形 $I_H$ となる。アクティブフィルタは、高調波成分 $I_H$ と逆位相の電流 $I_C$ を図2(c)のように制御するため、 $I_H$ は $I_C$ により相殺され、電源側では図2(d)に示すように基本波成分のみの正弦波電流 $I_S$ となる。

図3にアクティブフィルタの基本回路図を示す。アクティブフィルタの中心部である自励式インバータは、複数台のインバータユニットから構成されており、それぞれのユニットはインバータ変圧器を介して直列に接続されている。また、各インバータユニットのトランジスタはPWM制御され、補償電流 $I_C$ を流すのに必要な電圧を発生する。なお、インバータユニットの台数を複数台(N台)で構成し、PWM搬送周波数を互いに $(360/N)$ 度ずつずらせることにより、等価的にN倍の搬送周波数で制御できるような多重化を行っている。

図3の回路図においてインバータは直流側コンデンサCに充電された直流電圧を交流電圧に変換する役割りを果たしており、交流電圧 $E_1$ を発生する電圧源とみなすことができるので、図3を図4に示す等価回路に置き換えることができ、アクティブフィルタに流れる電流は電源電圧 $E_S$ とインバータ出力電圧 $E_1$ との差電圧で決まることになり次式で表現できる。

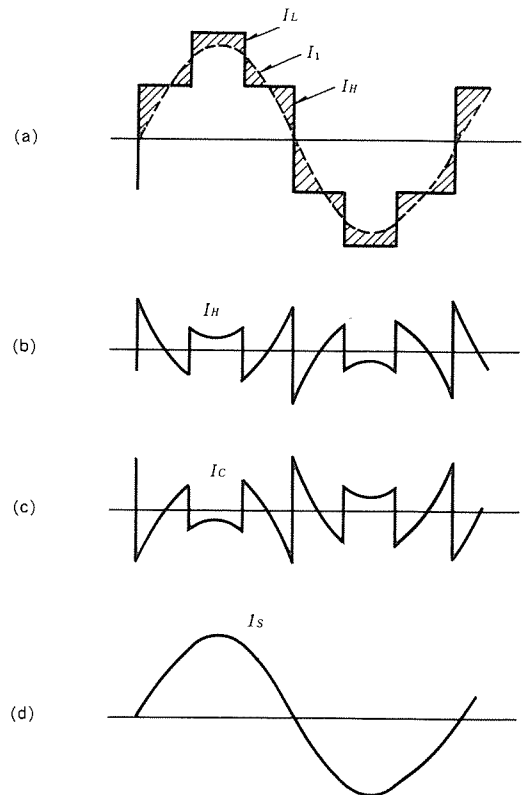


図2. 動作波形

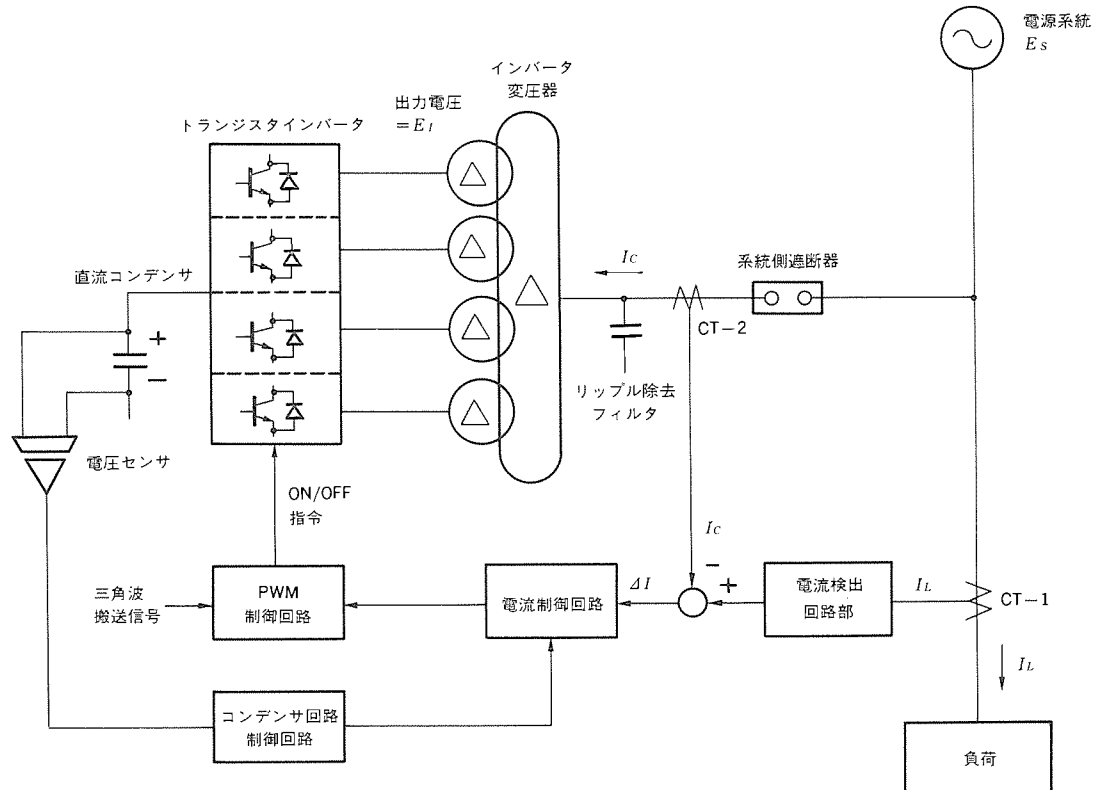


図 3. アクティブフィルタの基本回路

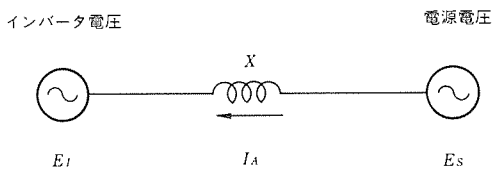


図 4. 等価回路

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{E}_s - \dot{E}_1}{X} \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 $X$ は図3に示す変圧器のインピーダンスを示す。

したがって、インバータの出力電圧 $E_1$ を調整することにより、図5に示すような6モードの特性を出すことができる。

(1) 無負荷モード (図5(a))

$\dot{E}_s = \dot{E}_1$ とすることにより $I_A = 0$ となる。

(2) 進相電流制御モード (図5(b))

$\dot{E}_s$ と $\dot{E}_1$ を同位相にし、かつ $E_s < E_1$ とすることにより $I_A$ は進相電流となり、 $I_A$ の大きさは $E_1$ を調整することにより連続的に制御できるので進相無効電力制御装置として機能する。

(3) 遅相電流制御モード (図5(c))

$\dot{E}_s$ と $\dot{E}_1$ を同位相にし、かつ $E_s > E_1$ とすることにより $I_A$ は遅相電流となり、 $I_A$ の大きさは $E_1$ を調整することにより連続的に制御できるので遅相無効電力制御装置として機能する。

(4) 「高調波+進相」制御モード (図5(d))

$\dot{E}_s$ と $\dot{E}_1$ とを基本波成分として同位相にした状態で、 $E_s < E_1$ とし、かつ $E_1$ に高調波成分を持たせることにより、 $I_A$ は(進相電流+高調波電流)となりその大きさを連続的に制御できるため「高調波フィルタ+進相無効電力制御装置」として機能する。

(5) (高調波+遅相)制御モード (図5(e))

$\dot{E}_s$ と $\dot{E}_1$ とを基本波成分として同位相にした状態で、 $E_s > E_1$ とし、

かつ $E_1$ に高調波成分を持たせることにより、 $I_A$ は「遅相電流+高調波電流」となりその大きさを連続的に制御できるため「高調波フィルタ+遅相無効電力制御装置」として機能する。

(6) 高調波電流制御モード (図5(f))

$\dot{E}_s$ と $\dot{E}_1$ とを基本波成分として位相・大きさ共に等しくした上で、 $E_1$ に高調波成分を持たせることにより、 $I_A$ は高調波電流成分のみとなり基本波成分を含まない高調波フィルタとして機能する。

上記の6モードの機能を1台のアクティブフィルタに持たせることができるので、単に高調波補償機能だけではなく、次章に述べるように多機能なアクティブフィルタを構成することが可能となる。

3. アクティブフィルタの制御方式

図6にアクティブフィルタの制御回路を示す。補償の対象となる負荷電流の三相成分を $i_{La}$ 、 $i_{Lb}$ 、 $i_{Lc}$ で表した場合、この三相成分はp-q直交座標系に次式を用いて変換できる。

$$\begin{pmatrix} i_p \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin\omega t & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \\ \cos\omega t & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{pmatrix} \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 $\omega$ は電源周波数である。

式(2)の $i_p$ と $i_q$ は次式で表現できる。

$$i_p = \bar{i}_p + \tilde{i}_p, \quad i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \dots\dots\dots(3)$$

ここで、 $\bar{i}_p$ と $\bar{i}_q$ は $i_p$ と $i_q$ の直流成分を示し、また $\tilde{i}_p$ と $\tilde{i}_q$ は $i_p$ と $i_q$ の交流成分を示す。また、 $i_p$ と $i_q$ は三相交流回路において表1に示すような物理的な意味を持っている<sup>(4)</sup>。

アクティブフィルタの制御方式は、その適用目的に対応して表2に示すような五つのタイプに分けることができ、表1に示すパラメ

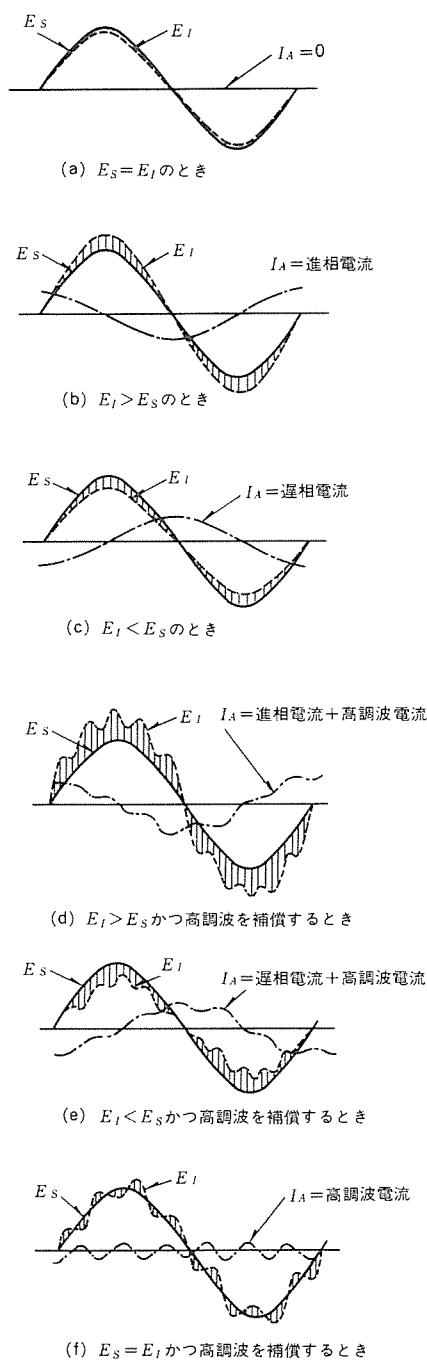


図5. 動作波形

ータもまた各種制御方式に応じて表2のように選択して適用している。これらの制御方式の選択は図6のパラメータ選択回路で行っており、動作周波数領域選択用フィルタを用いてパラメータを選択している。

選択したパラメータを  $i_{pc}$  と  $i_{qc}$  として直交する二つの成分にまとめた後、次段の二相/三相変換回路において三相交流回路におけるパラメータ  $i_{Ra}$ ,  $i_{Rb}$ ,  $i_{Rc}$  に逆変換している。

三相パラメータ  $i_{Ra}$ ,  $i_{Rb}$ ,  $i_{Rc}$  はアクティブフィルタの電流基準信号として作用し、アクティブフィルタの出力電流  $i_{AFa}$ ,  $i_{AFb}$ ,  $i_{AFc}$  がそれぞれこの電流基準信号と等しくなるように電流制御回路においてフィードバック制御を行っている。

電流制御回路の出力は次段のPWM制御回路において、三角波キャリア信号比較方式によりパルス幅変調信号に変換された後に、イ

表1. p-q軸上のパラメータとその物理的意味

p-q軸上のパラメータ	三相交流回路における物理的意味
$\hat{i}_p, \hat{i}_q$ ( $\omega = 0$ )	負荷電流の正相成分
$\hat{i}_p, \hat{i}_q$ ( $\omega = 2\omega_0$ )	負荷電流の逆相成分
$\hat{i}_p, \hat{i}_q$ ( $\omega = \omega_n \pm 1$ )	負荷電流の高調波成分

注  $\omega_0$ : 電源周波数  
 $\omega_n$ : 高調波周波数

表2. 適用目的と制御パラメータの関係

制御方式のタイプ	適用目的	制御パラメータ
A	高調波電流補償	$\hat{i}_p, \hat{i}_q$
B	無効電力補償	$\hat{i}_q$
C	高調波電流と無効電力の補償	$\hat{i}_p, \hat{i}_q, \hat{i}_q$
D	高調波電流, 無効電力, 逆相電流の補償	$\hat{i}_p, \hat{i}_q, \hat{i}_q$
E	電圧変動の抑制と高調波電流の補償	$\hat{i}_p, \hat{i}_q, \hat{i}_p, \hat{i}_q$

ンバータのトランジスタスイッチにON/OFF信号として伝達される。

次章に上記の各種制御方式におけるアクティブフィルタの特性を適用例を中心に説明する。

#### 4. アクティブフィルタの適用例とその特性

##### 4.1 高調波電流の補償

アクティブフィルタを鉄鋼圧延機駆動用サイクロコンバータの高調波補償用に適用した例を図7に示す。サイクロコンバータから発生する高調波電流の周波数は、サイクロコンバータの出力周波数に応じて変化するため、共振点の固定されている従来のパッシブフィルタでは十分な補償効果が得られないという問題があった。このため、周波数の変化する高調波電流に対しても補償可能なアクティブフィルタを用いて高調波補償を実施したのが図7のシステムである。なお、このシステムでは、経済的観点からサイクロコンバータから発生する高調波電流のうち11次以上の高次の成分をハイパスフィルタで吸収するようにし、11次以下の低次の高調波電流をアクティブフィルタで吸収するようにしている。さらに、ハイパスフィルタと電源側インピーダンスとの間で生じる並列共振現象をアクティブフィルタの制動作用により効果的に抑制している。

図7のシステムでは表2のタイプAの制御方式を用いており、次式で示す制御パラメータを適用している。

$$\begin{pmatrix} i_{pc} \\ i_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{i}_p \\ \hat{i}_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

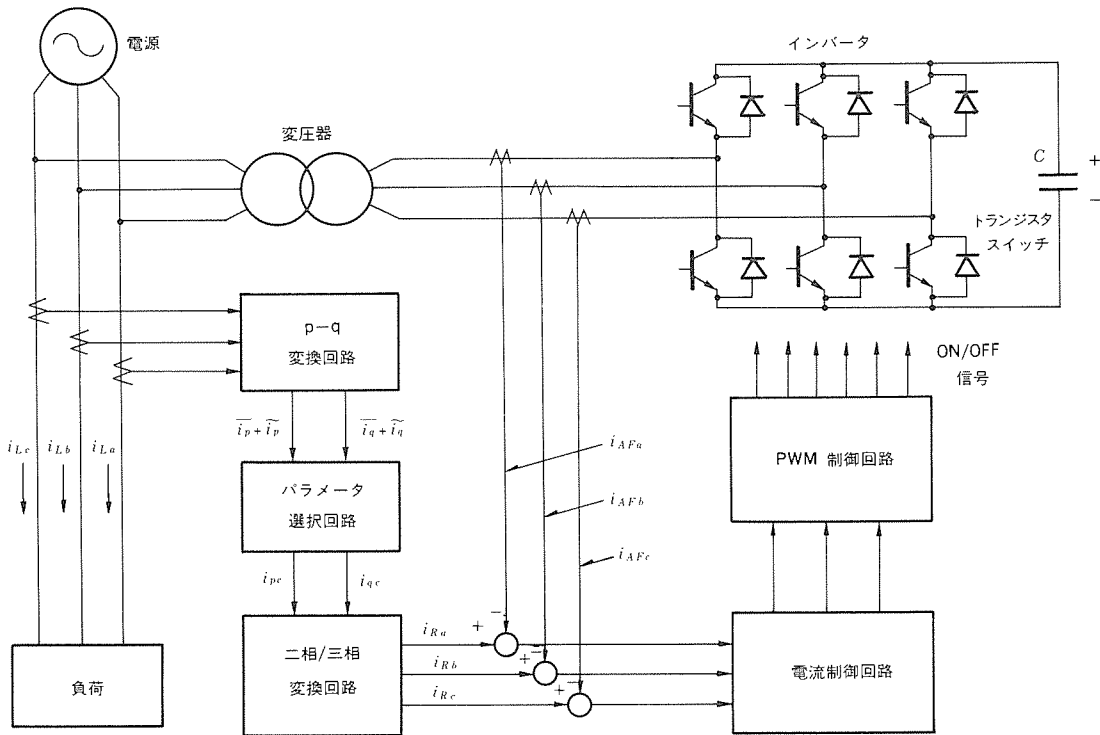


図6. アクティブフィルタの制御回路

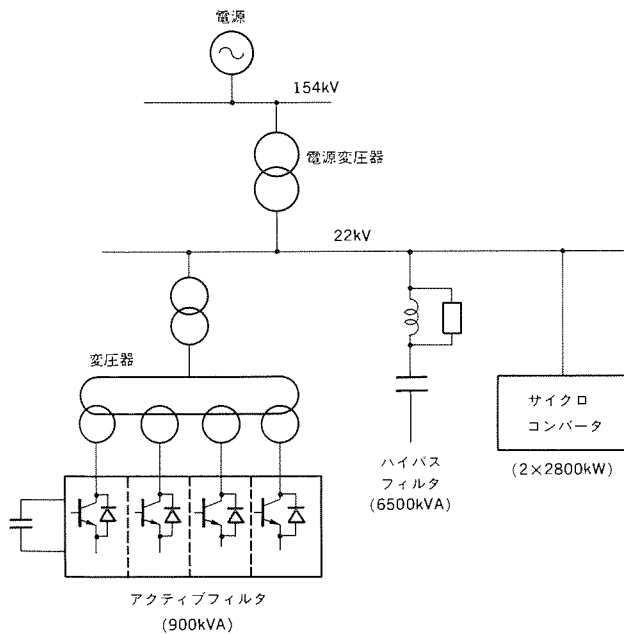


図7. アクティブフィルタによる高調波電流補償の実施例

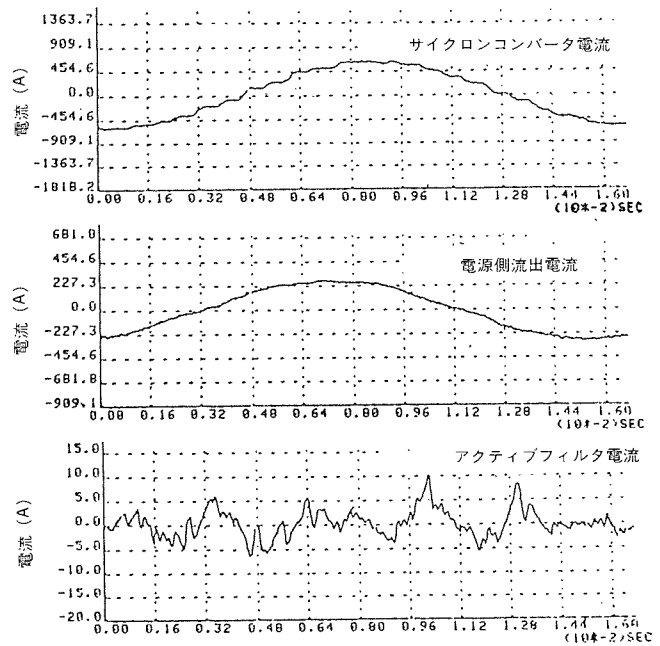


図8. 電流波形

図8にサイクロコンバータ運転中の電流波形を示しているが、アクティブフィルタを適用することにより電源側の電流は正弦波に改善できている。

4.2 高調波電流と無効電力の補償

アクティブフィルタを整流器負荷の高調波電流補償と無効電力補償の目的で適用した場合の例を図9に示す。このシステムでは表2のタイプCの制御方式を用いており、次式で示す制御パラメータを適用している。

$$\begin{pmatrix} i_{pc} \\ i_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q + \bar{i}_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots(5)$$

図10に整流器負荷電流をアクティブフィルタで補償した場合の電流波形を示しているが、同図(a)の負荷電流波形は同図(b)のようにアクティブフィルタにより補償され、その結果、電源側の電流波形は力率1.0の正弦波に改善できている。また、アクティブフィルタの電流波形を同図(c)に示しているが、アクティブフィルタは高調波電流と進相無効電力とを同時に流しており、高調波電流補償と無効電力



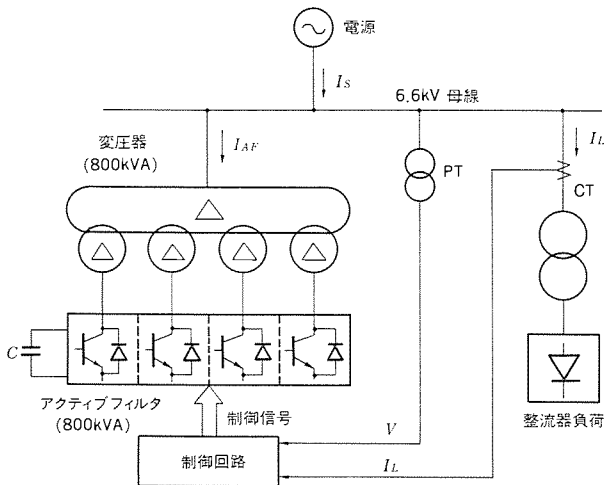
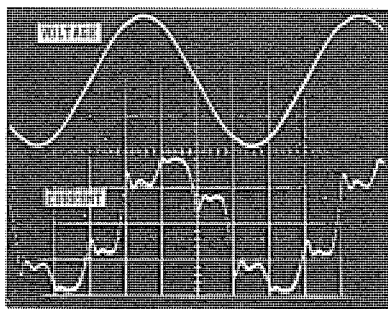
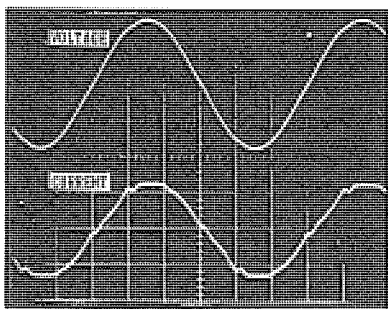


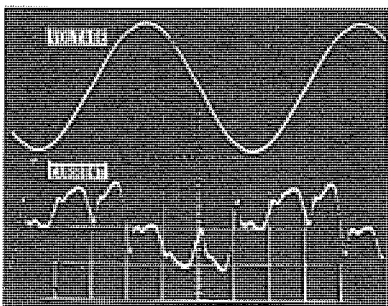
図9. アクティブフィルタによる「高調波+無効電力」補償の実施例



(a)整流器負荷電流



(b)電源側電流



(c)アクティブフィルタ出力電流

図10. アクティブフィルタで補償時の電流波形

補償の両方の機能を同時に発揮していることがわかる。

アクティブフィルタによる高調波電流補償効果を定量的に求めるため、図10の波形を周波数分析した結果を図11に示す。また、同図からアクティブフィルタの高調波低減率特性を求めた結果を図12に示す。同図からわかるようにアクティブフィルタは低次から高次に至るまで良好な高調波低減率特性を持っており、高次の高調波に対

アクティブフィルタとその応用・竹田・池田・深田・有塚

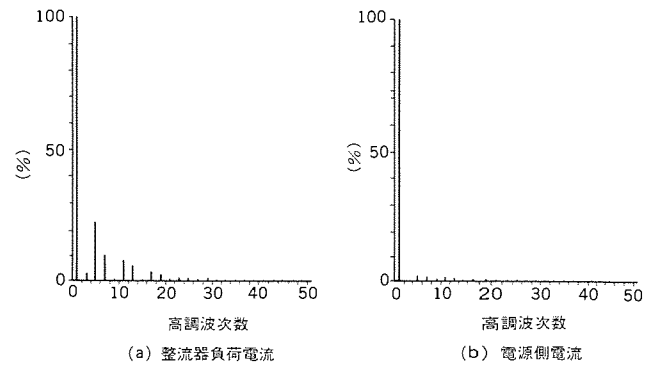


図11. 電流波形の周波数分析結果

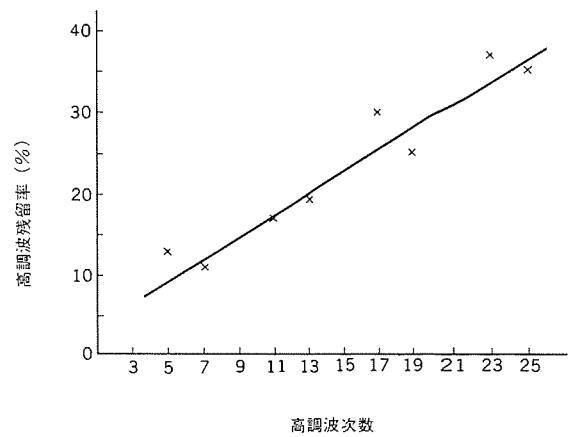


図12. アクティブフィルタの高調波電流低減特性

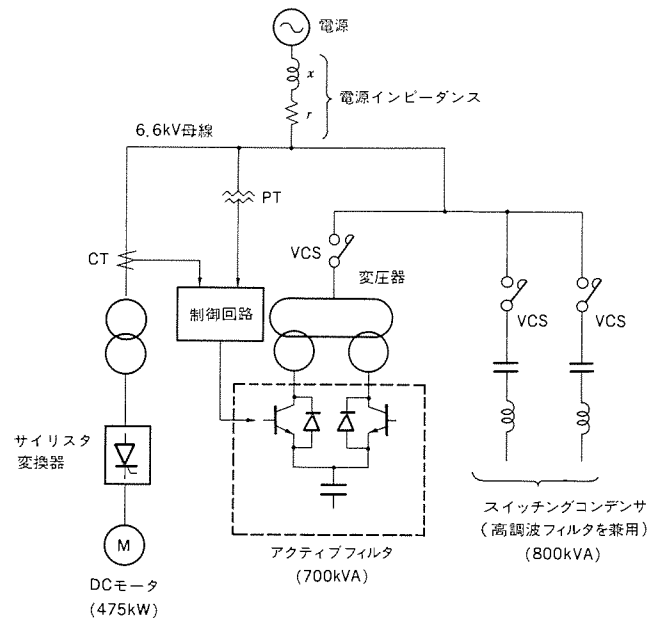


図13. 「電圧変動+高調波電流」補償用に適用した例

しても十分な補償が可能である。

#### 4.3 電圧変動の補償

スキージフトは電力会社の変電所から遠く離れた山岳部に設置される場合が多く、送電線のインピーダンスがかなり大きくなる。このような電源システムで大容量のスキージフトを運転すると、スキージフト起動時の電流により電源電圧が大幅に低下し、電圧降下が20～30%に及ぶこともある。また、スキージフト駆動用サイリスタ装置

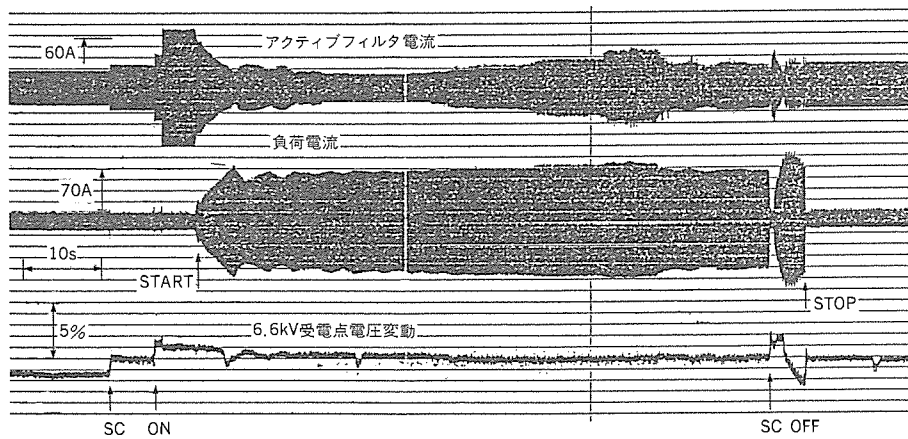


図14. スキーリフト起動・停止時の電圧変動測定結果

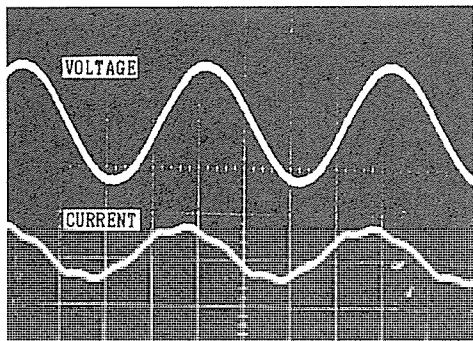


図15. スキーリフト運転時の受電点の電圧・電流波形

から発生する高調波電流による電圧ひずみも大きくなるため、電圧変動と高調波の両方の対策を必要とする場合が多い。

図13はアクティブフィルタをスキーリフト運転時の電圧変動抑制と高調波補償の目的で設置した場合のシステム構成を示す。この場合の制御方式としては表2のタイプEを適用している。

図13の受電点における電圧低下は次式で表される。

$$\Delta V = r \cdot P_L + x \cdot Q_L \dots\dots\dots(6)$$

ここで、 $\Delta V$  : 受電点における電圧変動値 (PU)

$r$  : 電源インピーダンスの抵抗分

$x$  : 電源インピーダンスのリアクタンス分

$P_L$  : 負荷の有効電力

$Q_L$  : 負荷の無効電力

式(6)において進相無効電力  $Q_c$  により補償した場合の受電点の電圧変動値は、

$$\Delta V = r \cdot P_L + x \cdot (Q_L - Q_c) \dots\dots\dots(7)$$

式(7)で  $\Delta V = 0$  とするには次式が満足できればよい。

$$Q_c = Q_L + \frac{r}{x} \cdot P_L \dots\dots\dots(8)$$

したがって、アクティブフィルタは次式により制御されている。

$$\begin{pmatrix} i_{pc} \\ i_{qc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{i}_p \\ \bar{i}_q + \frac{r}{x} \bar{i}_p + \bar{i}_q \end{pmatrix} \dots\dots\dots(9)$$

図14はスキーリフト起動時の電圧変動を測定した結果を示している。アクティブフィルタがない場合には約30%の電圧降下が生じるような条件下で運転されているが、アクティブフィルタを設置することにより3%以内の電圧変動に抑制できている。また、図15にスキーリフト運転時の受電点の電圧・電流波形を示している。電圧ひずみはアクティブフィルタがない場合に約20%の電圧ひずみが生じ

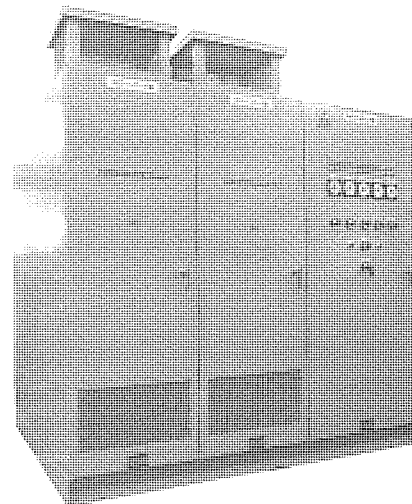


図16. アクティブフィルタの外観 (三相70kVA)

るところをアクティブフィルタにより3.4%以下に抑えることができています。

図16は三相700kVA容量のアクティブフィルタの外観写真であり、正面に列盤になっているのがインバータ盤(2面)と制御盤である。

### 5. む す び

以上、アクティブフィルタの適用方式を五つに分類し、それらの各適用方式について実用例を中心に説明し、その機能の多様性と有効性を明らかにした。

アクティブフィルタは既に実用化の時代に入っており、高調波電流補償用だけではなく無効電力補償や電圧変動補償の目的にも広く適用されようとしている。この論文に述べた内容がアクティブフィルタの適用の際の一助となれば幸いである。

### 参 考 文 献

- (1) 竹田ほか：アクティブフィルタを適用した高調波補償装置，三菱電機技報，61，No.7 (昭62)
- (2) M.Takeda, et al. : Harmonic Current Compensation with Active Filter, IEEE/IAS Annual Meeting, p.808 (1987)
- (3) 寺本ほか：アクティブフィルタを適用した無効電力補償装置，昭和62年電気学会全国大会
- (4) 赤木ほか：多重電圧形PWM変換器を用いた高調波抑制アクティブフィルタ，電気学会論文誌，105-B，No.7 (1985)

# オールデジタル汎用インバータFR-Zシリーズ

梶田武良\* 岩崎政彦\*  
伊藤友隆\*  
杉島栄一\*

## 1. ま え が き

汎用インバータは、近年機能、操作性、信頼性の向上でますます幅広く各産業分野に使用されるようになってきた。これに伴いインバータに要求される機能もますます多様化している。

当社ではこれにこたえるべく多機能汎用インバータとして《FREQROL-K400》をシリーズ化し、好評を得てきたが、今回これを一新したオールデジタルインバータ《FREQROL-Zシリーズ》の開発、量産化に成功した。《FREQROL-Zシリーズ》は、高性能マイコンによりインバータの各制御をすべてマイコンのソフトウェア処理によって、オールデジタル制御化したものである。また、多くの機能の取り込み、操作性の向上、部品点数削減による信頼性の向上が実現されたFA化時代にふさわしいインバータである。

本稿ではオールデジタルインバータ《FREQROL-Zシリー

ズ》(図1, 図2)の概要、新機能及びこれを支える新技術について述べる。

## 2. 開発の背景と新シリーズの特長

従来の多機能汎用インバータ《FREQROL-K400シリーズ》は、図3に示すように制御用とPWM波形制御用のマルチマイコン構成となっている。これらによって、要求される多様な機能やキャリア周波数の切替機能など高い性能が実現されている。しかし、汎用インバータに対する市場の要求はますます高度化し、次のような更に高度な機能が必要となってきた。

- (1) より高精度な周波数設定, 出力周波数表示のため, これらのデジタル化実現
- (2) FA化に適した更に多様な仕様の実現
- (3) より一層の高信頼性実現のため, 部品点数の削減

《FREQROL-K400シリーズ》では、多機能化のため設定ボリュームや切替スイッチを多数装備し、また周波数設定機能などの制御はハードウェアにより行っている。このため、一層の多機能化や周波数設定表示のデジタル化などは、部品点数が増加し、信頼性の低下やコストアップをまねくという問題があった。

《FREQROL-Zシリーズ》では16ビットの1チップ高性能マイコンの採用とこのソフトウェアを工夫することでこれを解決し、次に示すように新世代にふさわしいインバータとすることができた。

- (1) 運転, PWM波形制御など, 全制御を1マイコンのソフトウェア処理によって, オールデジタル制御化を実現した。
- (2) パラメータユニット(図2)の採用で表示のデジタル化と操作性の大幅改善を実現した。
- (3) シーケンサとのデータリンクなどFA化に適した機能を実現した。
- (4) 1マイコンによるオールデジタル制御により大幅な部品点数削減を実現し一層の信頼性向上を図った。

## 3. 新シリーズ汎用インバータの概要

新シリーズ汎用インバータ《FREQROL-Z》は表1に示すように、FR-Z100, FR-Z200の2シリーズより成る。FR-Z100シリーズは小容量多機能インバータとして一般産業用などに広く採用されている。FR-Z200シリーズは、汎用インバータとしては最も多くの機能を内蔵しFA化に適した高性能インバータである。また、0.4kWから55kW, 200V級, 400V級の全シリーズが同一の設計思想, 仕様で製品化されている。

次にFR-Z100, 200シリーズの特長を述べる。

- (1) パラメータユニットの採用で各制御パラメータ, 指令周波数のキースイッチによるダイレクト設定・確認が可能で, 操作性が大幅に向上した。
- (2) 最高出力周波数は360Hzまで可能で, 周波数の設定, モニタが0.01Hz単位で可能である。



図1. オールデジタルインバータ《FREQROL-Z》の外観

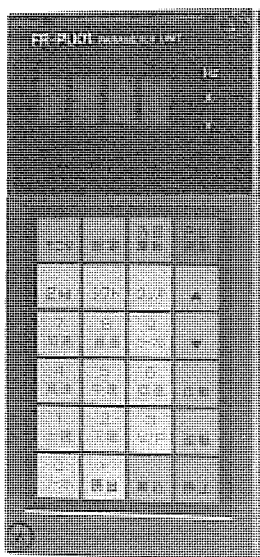


図2. パラメータユニット

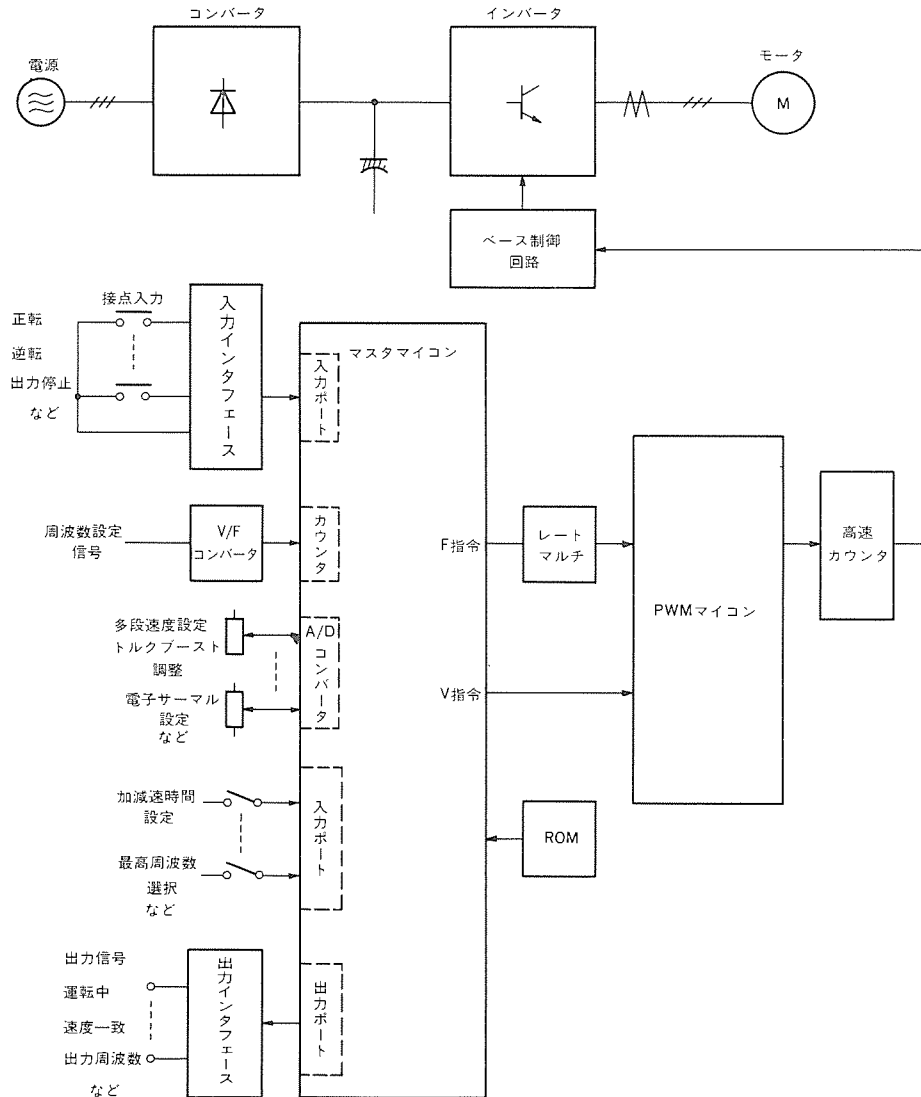


図3. 従来形インバータの回路ブロック

- (3) 出力電流, 出力電圧 (FR-Z200) のモニタが可能である。
- (4) 加減速時間は3,600秒まで0.1秒単位で設定可能である。
- (5) アナログ入力指令は標準 (0~5V又は0~10V) の外, 補正入力 (0~±5V, 0~±10V), 電流入力 (4~20mA) が使用できる。また, これら入力の正負の極性に応じて可逆運転させることも可能である。(FR-Z200)
- (6) 基底周波数 (出力電圧が最高となる周波数) を任意に設定可能 (50~360Hz) で, V/Fパターンを自由に選択できる。
- (7) 始動周波数を任意設定可能である。(0.5~10Hz)
- (8) 地絡保護の標準装備 (ER-Z200)
- (9) 豊富なオプションユニット(インバータ内蔵(9種))の準備 (FR-Z200)
  - (a) データリンク オプションユニット (FR-ZDL) (シークенсаと光リンクによりデータ交信を行う)
  - (b) オリエンテーション (位置決) オプションユニット
  - (c) タイムスケジュール運転ユニット (あらかじめ設定した運転パターンに従って自動運転させる)
  - (d) PI制御オプションユニット など

表1に新シリーズ汎用インバータで設定できる制御パラメータを示す。最大56項目の調整が可能である。

#### 4. 新シリーズ汎用インバータの新技术

##### 4.1. 1マイコン制御とPWM波形制御のソフトウェア処理化

図3, 図4は従来及び新シリーズ汎用インバータの回路構成である。新シリーズでは, 16ビットの高性能マイコンを使用し, 従来2個必要であったマイコンを1個とした。また, 更にPWM制御に必要な周辺回路の省略にも成功して, 大幅な部品点数削減が実現した。1マイコン化することで柔軟なソフトウェア処理ができ, 大幅な多機能化や高度な制御が可能となった。また, オプションユニットの接続を汎用データバスによることとし, 将来の機能拡張にも対応できるようにしている。

1マイコン制御の実現には, PWM波形制御のソフトウェア処理化が不可欠である。新シリーズインバータでは, リアルタイム出力機能をもつマイコンの採用と, 新方式のPWM制御法に基づくプログラムによりこれを実現した。以下にこの新方式PWM制御法を説明する。

図5に従来のPWM制御法を示す。これは三角波比較と呼ばれる方式で, 基準となる正弦波と三角波を比較してこの交点でトランジスタをスイッチングさせている。図に示すようにトランジスタの導通幅が基準となる正弦波の振幅と比例するため, 正弦波近似された

表1. 設定可能な制御パラメータ

パラメータ No	機能	設定範囲	FR-Z100	FR-Z200
0	トルクブースト	0~30%	○	○
1	上限周波数	0~120Hz	○	○
2	下限周波数	0~60Hz	○	○
3	V/Fパターン(基底周波数)	50~360Hz	○	○
4~6	多段速度設定(1~3速)	0~360Hz	○	○
7, 8	加速, 減速時間	0.1~3,600秒	○	○
9	電子サーマル	0~999.9A	○	○
10	PMMモード	(FR-Z100)6種, (FR-Z200)16種	○	○
11	直流制動時間	0~10秒	○	○
12	直流制動電圧	0~20%	○	○
13	始動周波数	0.5~10Hz	○	○
14	適用負荷選択	低減トルクパターン可	○	○
15	JOG運転周波数	0~360Hz	○	○
16	JOG運転加減速時間	0.1~3,600秒	○	○
17	第2加減速時間	0.1~3,600秒	○	○
18	高速上限周波数	120~360Hz	○	○
19	最高出力電圧	0~500V	—	○
20	5V入力時出力周波数	1~360Hz	○	○
21	ストール防止動作レベル	0~200%	○	○
22	第2ストール防止動作レベル	0~200%	—	○
23	第2ストール防止動作周波数	0~360Hz	—	○
24~27	多段速度設定(4~7速)	0~360Hz	—	○
28	多段速度入力補正選択	有, 無	—	○
29	加減速パターン選択	3種	—	○
30	回生ブレーキ使用率	0~30%	○	○
31~36	周波数ジャンプ	3点設定可	—	○
37	運転速度表示	60Hz時11~9,998	—	○
38	周波数計出力基準周波数	1~360Hz	—	○
39	20mA入力時周波数	0~360Hz	—	○
40	自動トルクブースト	0~200%	—	○
41	アナログ入力極性可逆運転	有, 無	—	○
42~44	出力信号設定	周波数一致, 周波数検出	—	○
45	直流制動動作周波数	0~60Hz	—	○
46	外部サーマル入力	有, 無	—	○
77~79	運転モード設定	4種	○	○

電圧が出力される。図3の従来機種ではマスタマイコンにて基準正弦波の周波数・電圧の演算を行う。一方、PWMマイコン及び周辺回路では基準正弦波と三角波の生成比較を行っている。これらすべてをソフトウェア処理化するには、正弦波及び三角波を生成比較しこの結果の出力をリアルタイムで行う必要があるが、マイコンの演算速度に限界があるため困難であった。

図6に新方式のPWM制御法を示す。同図(a)に示すように各相のトランジスタは正又は負いずれかが導通しており、これらの組合せにより8種類の出力状態(電圧ベクトル)が定義できる( $V_0 \sim V_7$ )。この各電圧ベクトルを位相平面上に示すと同図(b)のようになる。電動機を円滑に回転させるためには、与えられる電圧により生じる磁束が位相平面上で円形となることが望ましい。発生する磁束はほぼ電圧の積分値となるため、位相平面上で電圧ベクトルの軌跡として表される。同図(c)に示すように、8種類の電圧ベクトルを適当に組み合わせることにより磁束を円形に近似させることができる。

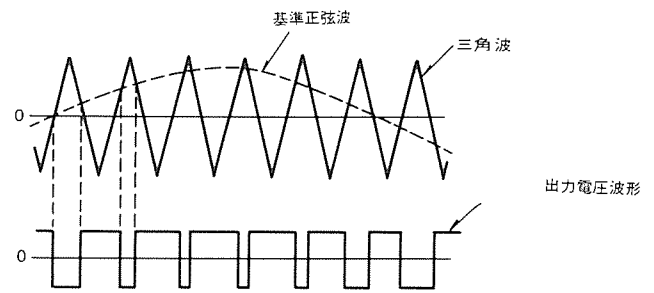


図5. 三角波比較によるPWM制御

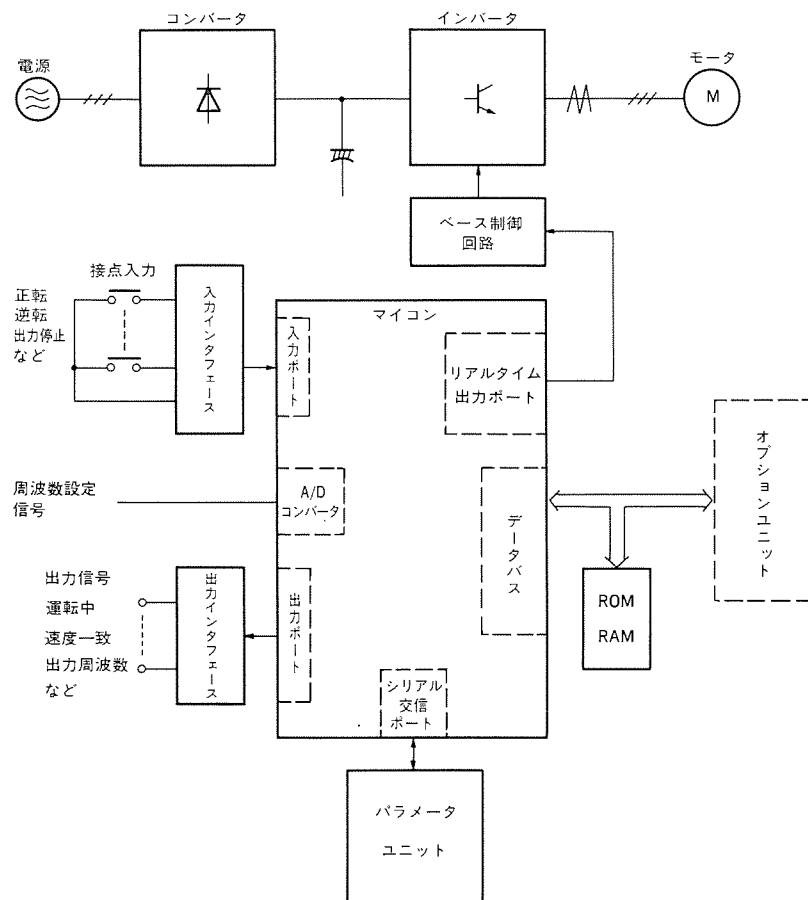
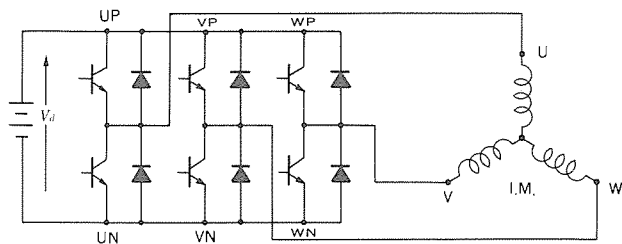


図4. 新シリーズインバータ (FR-Z200) の回路ブロック

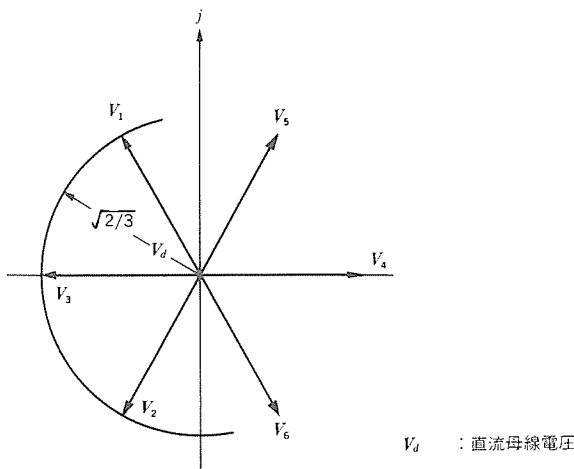


電圧ベクトルの定義

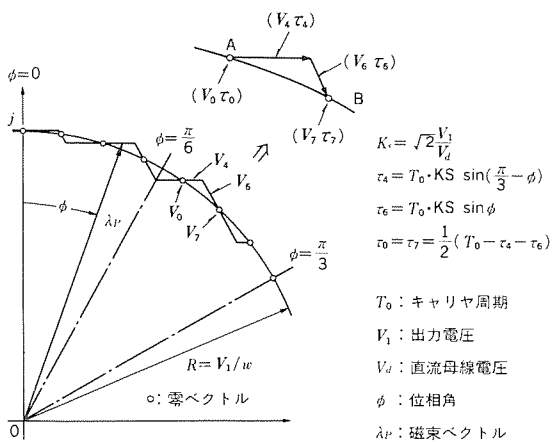
	U相	V相	W相
$V_0$	0	0	0
$V_1$	0	0	1
$V_2$	0	1	0
$V_3$	0	1	1
$V_4$	1	0	0
$V_5$	1	0	1
$V_6$	1	1	0
$V_7$	1	1	1

1: P側トランジスタ導通  
0: N側トランジスタ導通

(a)インバータ主回路と電圧ベクトル



(b)位相平面上の電圧ベクトル



(c)電圧ベクトルの選択例

図6. 新方式のPWM制御法

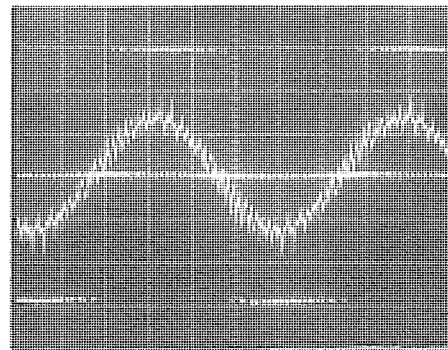
これは発生磁束を円に近似させるので、磁束円近似法と呼ばれる。各電圧ベクトルを図示の式で与えられる時間出力することで、所望の電圧・周波数に対応した磁束を得ることができる。

新シリーズインバータでは、図示の式により各電圧ベクトルの持続時間を演算し、これに従ってマイコンがリアルタイム出力ポートから順次トランジスタの導通信号を出力している。周波数、電圧が決まると各電圧ベクトルの持続時間が一意的に決まるため、これらの演算はまとめて行えばよく、リアルタイムに行う必要がない。新シリーズインバータでは、キャリア周期(図6(c)A点-B点間)に一度各演算を行う。この演算時間はキャリア周期に対し十分余裕があり、この間にインバータの運転制御プログラムが処理可能となる。このように新方式のPWM制御法により、運転制御とPWM波形制御の並行処理が可能となり、インバータの全制御を1マイコンで制御することが実現した。図7にPWM制御波形を示す。

4.2. パラメータユニット

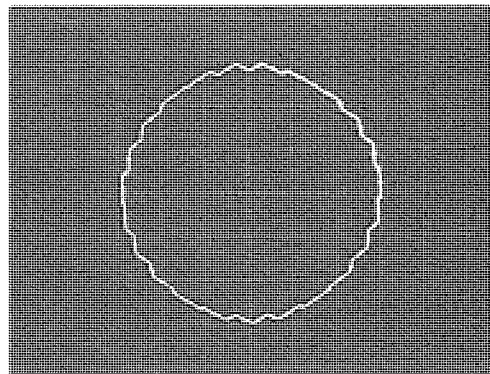
前述のように新シリーズインバータは従来に比べ大幅に機能が拡大しており、表2に示すように多くの制御パラメータを設定できる。これら多くのパラメータをボリューム、スイッチなどで調整、設定することは煩雑であり困難である。そこで図2のパラメータユニットを設け、これらをキースイッチの操作で行うことで操作性の改善を図ることができた。

パラメータユニットは専用のマイコンを内蔵しており、インバータ本体のマイコンとはシリアルデータ交信を行う。このマイコンは、



30Hz  
100V/div  
10A/div

(a)電圧、電流波形の例



(b)磁束リサージュ波形

図7. PWM制御波形

表 2. 高 $h_{FE}$ トランジスタの仕様

適用インバータ	型名	I <sub>C</sub> (A)	$h_{FE}$ (min)	内部構成
200V級	QM10KD-HB	10	250	複合形
	QM15KD-HB	15	250	複合形
	QM20KD-HB	20	250	複合形
	QM30TF-HB	30	750	6素子入り
	QM50TF-HB	50	750	6素子入り
	QM75TF-HB	75	750	6素子入り
	QM100TF-HB	100	750	6素子入り
	QM150DY-HB	150	750	2素子入り
	QM200DY-HB	200	750	2素子入り
400V級	QM15TB-2HB	15	750	6素子入り
	QM25TB-2HB	25	750	6素子入り
	QM50TB-2HB	50	750	6素子入り
	QM75DY-2HB	75	750	2素子入り
	QM100DY-2HB	100	750	2素子入り
	QM150DY-2HB	150	750	2素子入り

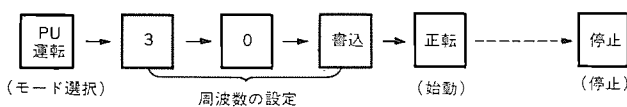
注(1)  $h_{FE}$ の条件は、定格 $I_c$ 、 $V_{ce}=2V$  (200V級10~20A)  
 2.5V (200V級30~200A, 400V級15A)  
 $V_{ce}=3.5V$  (400V級25~150A)  
 (2) 200V級10~20Aは、コンバータ部のダイオードも内蔵した複合モジュール

データ交信しながらキースイッチ入力の解読、表示LEDの制御を行っている。また、パラメータユニットは自由に本体に着脱でき、インバータ運転中にこれを行っても、本体、パラメータユニット共正常に動作するよう配慮されている。

パラメータユニットは、図8に示すように極めて簡単な操作で、動作させることができる。各パラメータの値は直接数字をキーインするため(ダイレクト設定)、高精度で確実な設定が可能である。周波数指令の設定も、同様に数字をキーインして行うが、▲、▼キーを使用して微調整を行うこともできる。したがって、従来のボリュームによる調整と同様な設定も可能となっている。

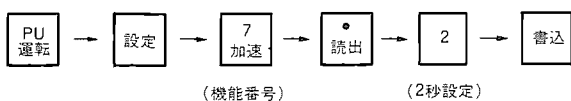
設定されたパラメータや周波数指令は、インバータ本体に内蔵されたE<sup>2</sup>PROMに記憶される。E<sup>2</sup>PROMは自由に書き換えが可能で、

パラメータユニットで30Hz、正転運転する場合



(a) 例1 パラメータユニットでの運転

加速時間を2秒に設定する場合



(b) 例2 制御パラメータの設定

図 8. パラメータユニットの操作例

停電時も記憶を保持するため、任意にパラメータ等の変更ができ、かつ電源OFF時もデータが保存される。インバータに異常が発生した場合、異常の要因をE<sup>2</sup>PROMに記憶させている。異常の記憶は過去4回分可能で、これにより異常時の原因解析、対策のための情報を容易に得ることができる。

### 4.3. 高性能パワーモジュール

#### (1) 高 $h_{FE}$ トランジスタモジュール

汎用インバータは主回路スイッチング素子として、バイポーラトランジスタが使用される。一般に大電力のトランジスタは相対的に増幅率( $h_{FE}$ )が低く、従来主回路電流を制御するために、比較的大きなベース電流が必要であった。このため、特に大容量の機種においてベース回路の消費電力が大きくなっている。ベース回路電力が大きいため、ベース電源、ベース制御回路が大型化するとともに、発熱も大きく、この冷却が重要な課題であった。

当社では新シリーズインバータの開発に当たり、ベース電流の低減のため、全シリーズトランジスタモジュールの新開発を行った。新形トランジスタモジュールは増幅率( $h_{FE}$ )を従来の3~10倍と大幅に増大させたものである。このモジュールは、新しいベース・エミッタ接合構造、超微細化パターン、高耐圧高信頼度のパッシベーション技術など開発により実用化されたものである。高 $h_{FE}$ 化のため、200V級10~200A、400V級15~150Aの全シリーズにわたって、50~100mAのベース電流でトランジスタの駆動が可能となった。

このように新シリーズインバータでは、従来1~3A必要であったベース電流が大幅に低減し、ベース回路の小形化、発熱低減が実現できた。表2に高 $h_{FE}$ トランジスタモジュールの仕様を示す。

#### (2) 複合化モジュール

汎用インバータの主回路は、コンバータ部とインバータ部からなる。従来これらは各々ダイオードモジュール及びトランジスタモジュールにより構成されていた。新シリーズインバータでは、200V級0.4~1.5kWについて、図9に示すようにこれらを同一パッケージに収納した複合化モジュールを開発しこれを採用した。複合化モジュールの採用で、ダイオードモジュール及びトランジスタモジュールの占有面積が約2/3となり、前述のトランジスタの高 $h_{FE}$ 化と合わせ主回路、ベース回路を大幅に小形化することができた。

### 4.4 シーケンサとのデータリンク

近年のFA化の進展で、シーケンサが広く普及するようになった。これにより、インバータもシーケンサに接続され、この指令で運転されることが多くなっている。また、シーケンサの高機能化で上位

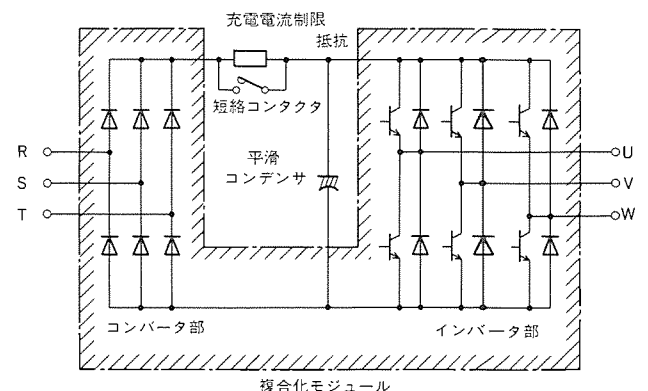


図 9. 複合化モジュール

計算機と接続したり、相互にデータを通信することで、トータル自動化システムとして運用されることも多くなってきた。これに伴い、インバータもこれらとデータ通信を可能として、直接運転指令の授受、インバータ状態のモニタを行えるようにすることが求められている。

新シリーズインバータ (FR-Z200) ではこれにこたえるため、データリンクシステムとして、シーケンサと光ケーブルで通信するシステムを開発した。これは三菱シーケンサ《MELSEC-Aシリーズ》の光データリンクシステム《MELSEC NET/MINI》と接続するものである。図10にシステムの構成例を示す。図でAJ71P32は光データリンクシステムの親局となるもので、システム全体の通信制御を行っている。各インバータはこのシステムの子局として、シーケンサのリモートI/Oユニットとともに、光ケーブルで接続されている。FR-ZDLはこのシステムに使用する新シリーズインバータ (FR-Z200) のデータリンク オプションユニットで、インバータに内蔵することができる。

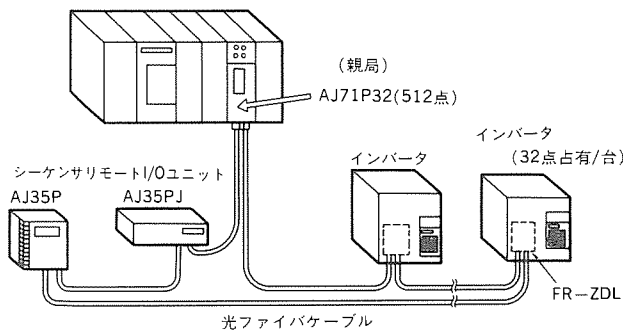


図10. データリンクシステム

さて、このシステムでは以下のデータが通信できる。

- (1) シーケンサ→インバータ
  - (a) 運転指令 (始動, 停止信号, 周波数指令など)
  - (b) 制御パラメータの書込み
  - (c) インバータの各種データの読出し指令
- (2) インバータ→シーケンサ
  - (a) インバータステータス (回転方向, 異常の有無など)
  - (b) 制御パラメータの読出し
  - (c) インバータ状態のモニタ (出力周波数, 電流, 電圧, 異常要因)

これらは、図11に示すように32ビットのデータとして、シリアル通信される。図で“運転指令”は正転, 逆転, 多段速度指令など通常インバータに接点入力として与えられる信号, “インバータステータス”は、回転方向, 速度一致信号, 異常の有無などインバータの状態を示す信号で、これらは常時通信されている。“書込み, 読出しデータ”は制御パラメータ, 出力周波数など書込み, 読出しされるデータ値であり, “書込み, 読出しコード”はこれらデータの区分を表す。これらのデータは必要に応じシーケンサから、書込み, 読出

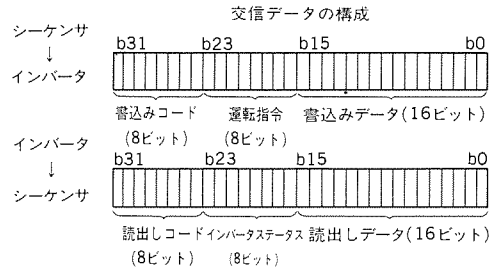
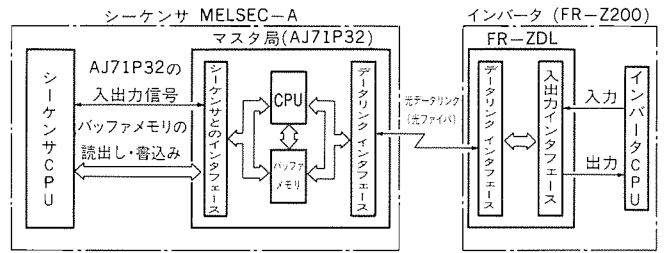


図11. データ通信の方法

し指令に従って伝送される。

このシステムで通信される16局32ビットのデータは、最大4msでリフレッシュされる。このため、常時通信される運転指令、インバータステータスの信号には、ほとんど伝送遅れが生じない。したがって、リアルタイムに運転制御を行うことが必要な位置決めなどの用途にも適用することができる。

## 5. む す び

以上、新シリーズの汎用インバータ《FREQROL-Zシリーズ》について、特長、主な新技術を紹介した。《FREQROL-Zシリーズ》は、高性能マイコンの採用と新方式のPWM制御法で1マイコン制御を実現し、パラメータユニットの採用で大幅な機能拡充と操作性を改善して、汎用インバータの革新をねらったオールデジタルインバータである。《FREQROL-Zシリーズ》によってますます多様化、高度化する市場の要求機能にこたえ、汎用インバータが一層広く各方面に採用されるようになることを信じ期待している。

我々は今後も汎用インバータの一層の機能、性能の向上、高信頼化を図って高機能で低価格なインバータを市場に提供すべく需要家各位の御指導を得ながら努力していく所存である。

## 参 考 文 献

- (1) 村井ほか：インバータ駆動誘導機のトルク脈動低減のためのPWM制御法の考察, 電気学会論文誌⑩ (昭56-6)
- (2) 長南ほか：新形汎用インバータ, 三菱電機技報, 57, No.7 (昭58)
- (3) 長南ほか：新形汎用インバータにおける新技術, 三菱電機技報, 60, No.4 (昭61)



# 工作機用全デジタル化インテリジェントサーボ及び主軸駆動

海野真人\*  
生田目輝昭\*  
岡地広明\*

## 1. ま え が き

近年、工作機械用サーボ及び主軸コントロールのAC化、デジタル化、インテリジェント化の進展は目覚ましいものがある。この論文では32ビットCNC《MELDAS 300シリーズ》と同期して開発された新世代 全デジタル インテリジェントサーボ/インテリジェント主軸の特長・システム構成・性能について紹介する。

## 2. MR-S ACサーボシステム

### 2.1 特長

MR-S ACサーボシステムは、32ビットCNC《MELDAS 300シリーズ》のサーボとして開発された。以下に特長を述べる。

- (1) サーボモータには、応答性、保守性で実績のあるブラシレスDCサーボモータを採用し、0.5~4.5kWまでをシリーズ化した。
- (2) サーボアンプはインバータ部分とコンバータ部分とを一体化し、小形化を図っているため、客先での取扱いが容易である。
- (3) 制御回路は16ビット高速マイクロプロセッサを採用することにより、電流ループ、速度ループ、位置ループを完全デジタル化し、調整要素を排除することにより、生産性向上と応答性、再現性を実現している。
- (4) サーボ側とCNC (M300シリーズ) とはバス結合されているため、CNC側でサーボパラメータの設定、自己診断結果のチェックが可能になり、ユーザーの使用しやすいシステムである。

### 2.2 システム構成

表1はMR-S ACサーボシステムの構成一覧である。標準システムはセミクロズドループ方式(位置検出器モータ取付タイプ)であるが、位置検出器に高分解能エンコーダ(5,000パルス/rev)を採用し、モータ軸換算ボールねじピッチで6mm/revから20mm/revまで、1μm/パルスの制御が可能となった。

このほかMR-Sサーボシステムでは、高精度切削用として高分解能エンコーダ(25,000パルス/rev)を開発することにより、サブミクロン制御(0.1μm/パルス)を実現し、高速高精度加工を可能とした。また、絶対位置検出の要求に対しては、セミクロズドループ用、クロズドループ用の2種類のシステムに対応できるよう絶

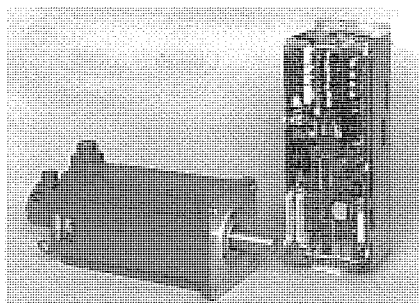


図1. サーボアンプMR-S/ACサーボモータの外観

表1. ACターボシステムの構成

システム	指令	システム構成図	システム能力
セミクロズドループ	1ミクロン		標準仕様 <ul style="list-style-type: none"> <li>最大追従能力 1Mpps</li> <li>最小分解能 0.018°/p(モータ軸端)</li> <li>最大回転数 3000rpm</li> </ul> 使用するモータにより最大回転数は制限される。
	3φ 200V		選択仕様 <ul style="list-style-type: none"> <li>最大追従能力 2Mpps</li> <li>最小分解能 0.0036°/p(モータ軸端)</li> <li>最大回転数 1200rpm</li> </ul>
インテリジェント	ボールねじピッチ検出		特別仕様 <ul style="list-style-type: none"> <li>最大追従能力 1Mpps(ボールねじ端)</li> <li>最小分解能 0.018°/p(ボールねじ端)</li> <li>最大回転数 3000rpm(ボールねじ端)</li> </ul> 使用するモータにより最大回転数は制限される。
	スケール検出		特別仕様 <ul style="list-style-type: none"> <li>最大追従能力 1Mpps</li> <li>最小分解能 1μm又は0.5μm</li> <li>最大回転数 3000rpm</li> </ul> 使用するモータ、スケールによってシステム能力は制限される。
絶対位置検出	ボールねじピッチ検出		選択仕様 <ul style="list-style-type: none"> <li>最大追従能力 1Mpps</li> <li>最小分解能 0.018°/p(モータ軸端)</li> <li>最大回転数 3000rpm</li> </ul> 使用するモータにより最大回転数は制御される。
	スケール検出		選択仕様 <ul style="list-style-type: none"> <li>最大追従能力 2Mpps</li> <li>最小分解能 0.1μm</li> <li>最大回転数 1200rpm</li> </ul> 使用するスケールによってシステム能力は制限される。

対位置システムを開発し、多様なユーザーの要求にこたえるようにした。

これらのシステムは、MR-Sサーボアンプ上のメイン制御用カードに、オプションカードを追加し容易に構成することができる。

### 2.3 ハードウェア構成

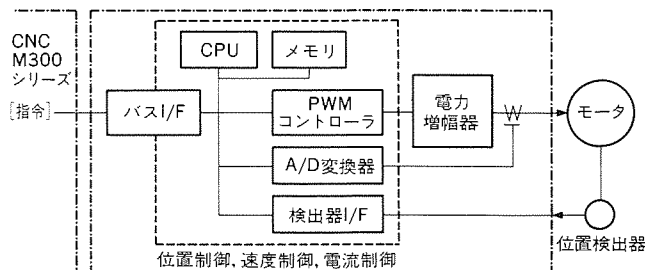


図2. MR-S ACサーボシステムのブロック図

\*名古屋製作所

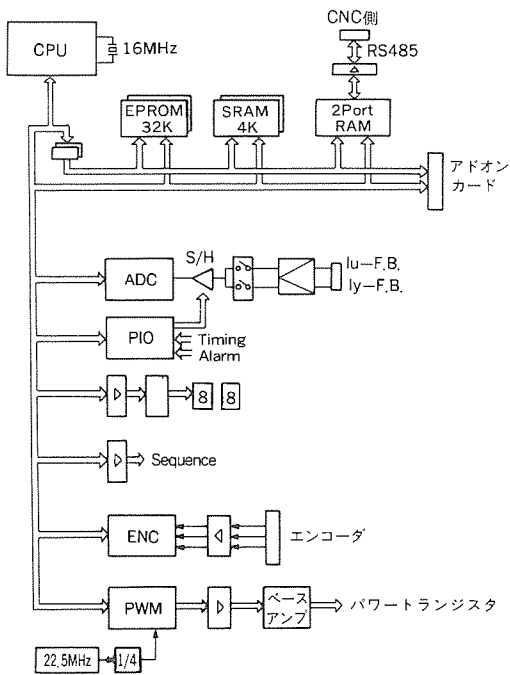


図3. サーボAMP MR-Sの構成ブロック図

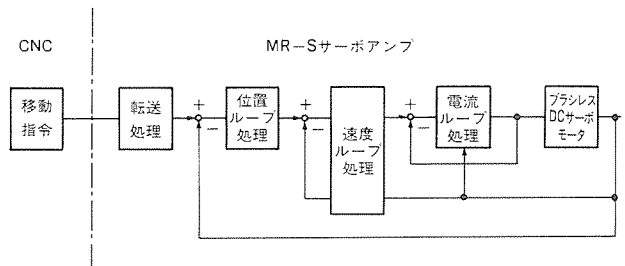


図4. 基本制御ブロック図

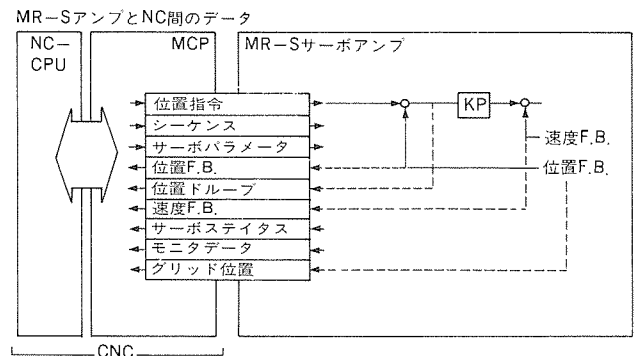


図5. データ転送方式

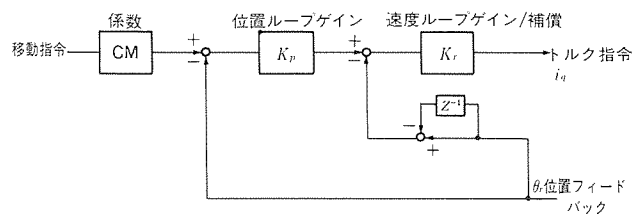


図6. 位置/速度ループ構成

図2はMR-S ACサーボシステムのブロック図、図3はサーボAMP MR-Sの構成ブロック図である。電力増幅器は、インバータ部、コンバータ部一体形のため、整流ダイオード、コンタクト、パワートランジスタ、平滑用電解コンデンサ、により構成されている。パワートランジスタには6素子入モジュールを使用し(75Aまで)、集積化、信頼性を高めているほか、サーボAMPの周囲温度上昇を抑制するため、モータ停止時のエネルギーを吸収する再生放電抵抗をAMPの裏面に配置し、直接外部から冷却可能な構造とした(冷却密閉形タイプ)。

制御部分は、メモリ、マイクロプロセッサ、PWMコントローラ、A/D変換器、検出器I/Fから構成されるが、これらは1枚の制御基板に収め、メンテナンスが容易な構造とした。

また、制御部分はCNC(M300シリーズ)とRS485によりバス結合され、2PORT RAMにより“位置指令”“シーケンス”“サーボパラメータ”“モニタデータ”の各データの授受を行い、CNCのCRTによりサーボパラメータの設定及びサーボモニタのチェックが可能になった。

演算は16ビット高速マイクロプロセッサを採用し、データ転送処理、位置ループ処理、速度ループ処理、電流ループ処理を行っている。電流ループは周波数帯域を広くする必要から、電力増幅器で検出された電流を高速A/D変換器によりデジタル変換し、処理時間間隔を短くすることにより処理している。PWMコントローラ部分は、正弦波PWM制御方式であり、電流偏差と三角波とを高速デジタル比較し、パワートランジスタをスイッチングして電力変換している。

制御部分は、各種ゲートアレーを使用し、集積化されているため、小形でかつ高信頼性を得ている。

2.4 ソフトウェア処理

図4にMR-Sサーボシステムの基本制御ブロック図を示す。MR-Sサーボシステムでは、サーボAMPで位置ループ制御までを取り込んでいるため、四つの基本となるソフトウェア処理、データ転

送処理、位置ループ処理、速度ループ処理、電流ループ処理が必要である。以下に処置内容について述べる。

2.4.1 データ転送処理

図5はCNCとMR-SサーボAMPとのデータ転送方式を示す。このデータ転送処理により、電源投入時の運転シーケンス、レディオン、サーボONの制御を行い、CNCから送信される位置指令をサーボAMP側に送信しサーボモータを回転させる。さらに、サーボシステムの運転パラメータである、速度ループゲインの設定、速度ループの進み補償の設定、位置ループゲインの設定、などをCNCのCRT画面上から調整し、その設定データを転送する。ユーザーではサーボパラメータをCRT画面上で確認できるため、サーボシステムの運転状態を把握することが可能である。また、MR-Sサーボシステムでは、故障診断機能を充実させているが、これはサーボ処理内のデータを逐次CNC側に転送し、CRT画面上で表示し保守の容易なシステムとした。

2.4.2 位置・速度・電流ループの各処理

図6に位置ループ/速度ループの構成を示す。位置ループ処理では、検出器位置データのサンプリング処理を行い、検出器のもつ1パルス単位の重みに変換された移動指令と、検出器の位置フィードバックデータとの差分から累積誤差を算出し、定数(位置ループゲイン $k_p$ )を乗算して、速度指令を演算している。次の速度ループ処理では、位置検出器のフィードバック量を微分することにより速度

を算出して、速度指令と比較してループを構成している。速度ループの補償としては、PI補償を行ってサーボ系の特性を決定している。

その他、この速度ループ内で、機械振動抑制の処理及びマシン

グセンターなどで円弧切削を行ったときの象限切替時の真円度改善の処理を行い、従来のサーボでは実現できなかった高精度切削を可能にしている。

電流ループ処理では、モータの電機子に流れるU相、V相の電流を

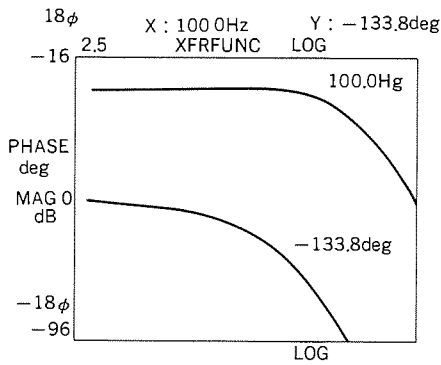


図7. MR-Sサーボシステムの周波数特性

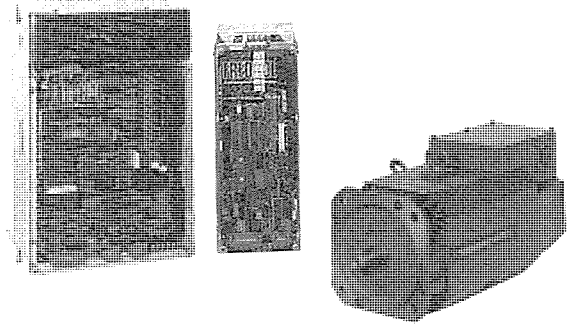
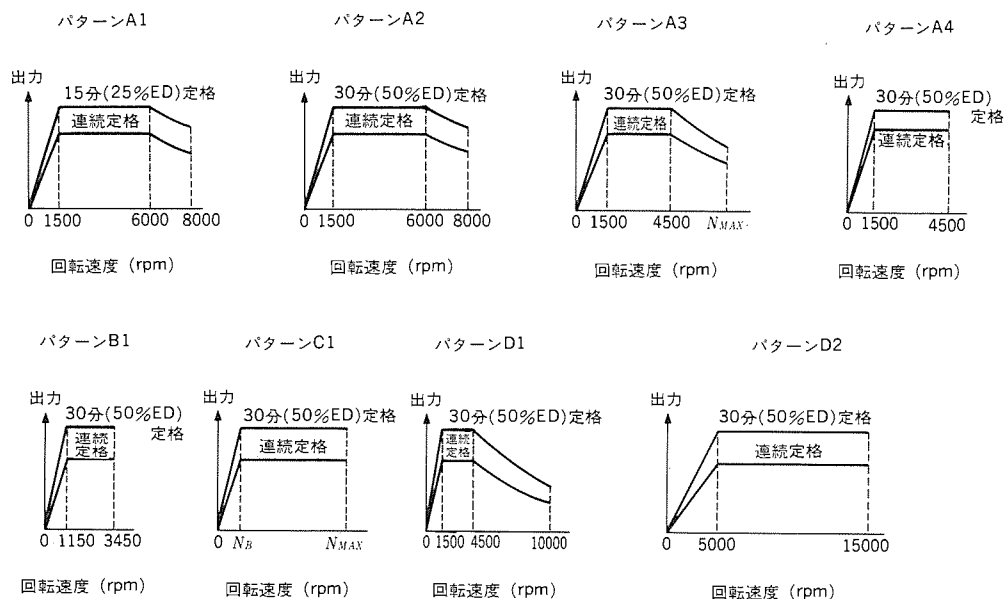


図8. FREQROL-SF/SFJ形AC主軸駆動装置の外観

表2. AC主軸モータ及び制御装置の仕様

形式	小容量シリーズ		ベース回転数 1,500rpmシリーズ										1,150rpmシリーズ		広域(1:8)定出力シリーズ				広域(1:12)定出力シリーズ				高速シリーズ											
	SJ-J		SJ-										SJ-		SJ-				SJ-				SJ-											
連続定格出力(kw)	1.5	2.2	3.7	5.5	5.5A	7.5A	7.5A	11A	11A	15A	18.5A	22A	22A	26A	30A	30B	37B	45B	5.5 ×WB	7.5 ×WB	11 ×WB	15 ×WB	18.5 ×WB	22 ×WB	5.5 ×WC	7.5 ×WC	11 ×WC	15 ×WC	5.5AZ	7.5AZ	5.5LH	7.5LH	11LH	15LH
30分(又は50%ED)定格出力(kw)	2.2 15min	3.7 15min	5.5	7.5	5.5	7.5	11	11	15	18.5	22	22	26	30	30	37	45	5.5	7.5	11	15	18.5	22	5.5	7.5	11	15	5.5	7.5	5.5	7.5	11	15	
低減連続定格出力(kw)	1.1	1.7	2.8	4.1	2	3	5	5.5	8	11	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1.6	2	-	-	-	-	
ベース速度 N <sub>B</sub> (rpm)	1,500		1,500										1,150		750				625				500											
最高速度 N <sub>MAX</sub> (rpm)	8,000		8,000			6,000			4,500			3,450		6,000		5,000		4,000		6,000		4,800		10,000			20,000		15,000					
振動階級	V5		V5			V5			V10			V5		V10		V5		V10		V5														
騒音 (dB(A))	75		75			75			80			85		75		80		85		75		80		85										
過負荷耐量	30分定格出力の120%1分間 (2.2A, 3.7Aについては15分定格出力の120%1分間)																																	
出力特性のパターン	A1		A2		A3					A4					B1				C1				D1			D2								
形式	FR-SFJ-2-										FR-SF-2-																							
電源容量 (kVA)	2.2K	3.7K	5.5K	7.5K	5.5K	7.5K	11K	15K	18.5K	22K	26K	30K	30K	37K	45K	11K	11K	22K	26K	30K	37K	11K	15K	26K	30K	5.5K	7.5K	7.5K	11K	11K	15K	15K		
電源仕様	三相200/200~230V+10%-15% 50/60Hz±3Hz																																	
速度変動率	最高速度の0.2%以下 (負荷変動10-100%にて)																																	
速度指令	アナログ指令, ±10Vmax (入力インピーダンス約10kΩ), 12ビットバイナリ又はBCD3けた																																	



サンプリング処理にて検出し、W相は  $i_w = -(i_u + i_v)$  から算出している。電流ループ処理ではループの周波数帯域を広くするため、高速A/D変換器の採用、高速PWM変換により高帯域のループとなっている。

2.5 運転特性

図7はMR-Sサーボシステムの周波数特性である。一般に工作機械のサーボシステムの周波数帯域は、80Hz程度が必要と考えられるが、MR-Sサーボでは100Hzを達成しており、デジタルサーボシステムにおいても工作機械のサーボとして、デジタルサーボシステムが十分な周波数特性を持っていることが分かる。

3 FREQROL-SF/SFJ形AC主軸装置

3.1 特長

今回、製品化した《FREQROL-SF/SFJ》(図8)の特長は下記のとおりであり、主な仕様を表2に示す。

(1) 基本性能の向上

- (a) オリент時間の短縮：高速回転から位置制御を行う新オリエンテーション方式の採用により、滑らかな動作とオリエンテーション時間の短縮を実現した。
- (b) インパクト負荷応答の向上：速度応答の向上と速度偏差に応じた速度応答補正により、切削時のインパクト負荷に対する応答を向上させた。

(2) 主軸のサーボ化

- (a) 高速タッピングの実現：速度応答の向上と位置制御精度の向上により、タッピング加工において主軸を送り軸に完全同期することを可能にし、フローティングタップチャックなしで高速・高性能タッピングを実現した。
- (b) 輪郭制御の実現：速度応答の向上とNC装置とのバス結合の確立により、C軸送りモータを使わずに主軸モータでC軸制御を実現した。

(3) 使いやすさの追求

- (a) フレキシビリティの向上：制御基板上のキースイッチと6ヶ

たの7セグメントLEDによるパラメータ設定、及びNC装置側CRT画面におけるパラメータ設定を可能にし、操作性を向上させた。また、CRT画面に運転状態、アラーム状態などを表示し、診断機能を充実させた。

- (b) 信頼性の向上：制御のデジタル化、専用のLSIの採用により部品点数の削減、無調整化を達成し信頼性を向上させた。

(4) 豊富な品ぞろえ

- (a) 標準シリーズ：2.2kWから45kWまでシリーズ化した。
- (b) 広域定出力シリーズ：定出力範囲が1：12までの広域定出力タイプをシリーズ化した。
- (c) 高速タイプ：最高速度30,000rpmまで高速化を実現した。
- (d) ビルトインモータタイプ：これによりモータ主軸の一体化を可能にし、主軸のダイレクトドライブを実現した。

(5) 小形化

16ビット高速マイクロプロセッサ、専用LSIの採用により全デジタル化を図り、制御基板の小形化、特に小容量シリーズ《FREQROL-SFJ》はコントローラの寸法を2.2~7.5kWまで同一とし、しかも2章で既述の送りサーボAMPMR-Sと同一として制御盤への組み込みを容易とした。

3.2 システム構成

図9に《FREQROL-SF》のシステム構成を示す。《FREQROL-SF》の主回路構成は、AC電源を整流するダイオードコンバータ、DCをACに変換するインバータ、及びモータに制動をかける際に発生する再生エネルギーをAC電源に再生する再生コンバータから成り、先のシリーズ《FREQROL-SE》と基本的に同一であるが、インバータ及び再生コンバータには電圧駆動形新素子“BIMOS”(Bipolar MOS Transistor)を採用し、特にベースアンプ回路の小形化を達成した。図10に2素子入“BIMOS”の外観を示す。

また、《FREQROL-SFJ》は取り扱うエネルギーが比較的小さいことから、モータ制動時の再生エネルギーは抵抗で消費する方式を採用し、回路の簡素化、小形化を達成した。制御回路は16ビット高速マイクロプロセッサ、4種の専用LSI、周辺LSIなどで構成し、

《FREQROL-SFJ》では位置制御、速度制御、電流制御及び再生制御すべてをソフトウェア処理で行っている。また、高応答を達成するためPWM制御は専用LSIを用い、ハードウェアで瞬時三角波比較を行っている。《FREQROL-SF》では、後述する輪郭制御などの高機能化とモータ高速化に対応するため、位置制御、速度制御をソフトウェアで処理し、電流制御、PWM制御はアナログ回路で構成し高速応答の電流制御を達成している。また、当社の新形CNC装置《MELDAS 300シリーズ》とRS485によるバス結合を可能とし、主軸もサーボ軸の一軸として位置付け、制御の高精度化・高機能化に十分こたえる構成とした。さらに、従来との接続の互換性を考慮

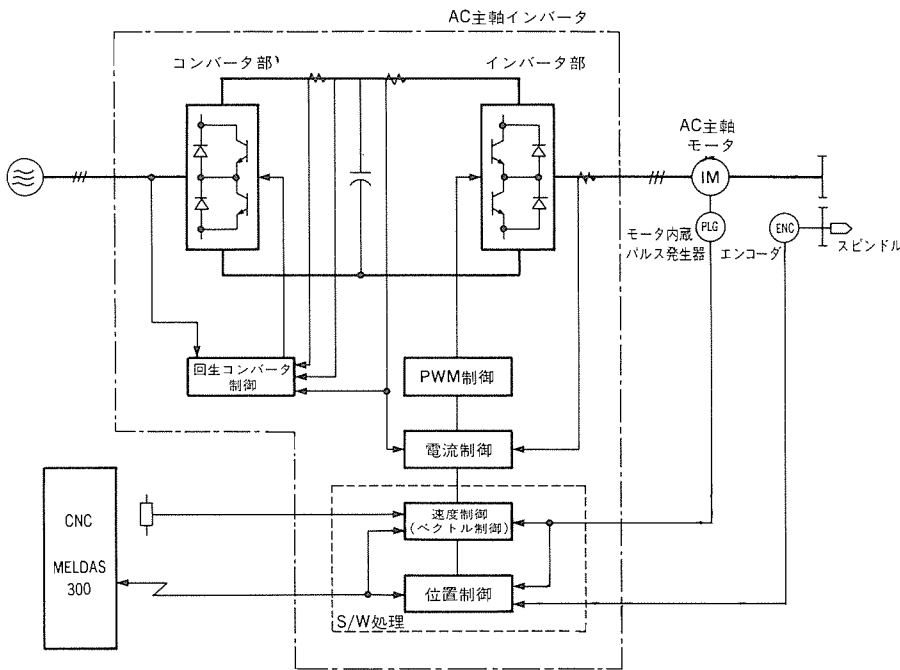


図9. 《FREQROL-SF》のシステム構成

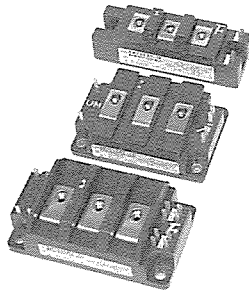


図10. 新パワーモジュール“BIMOS”の外観

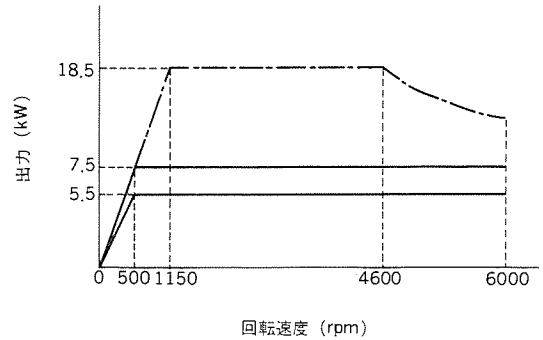


図12. 広域定出力（1：12）モータの出力特性例

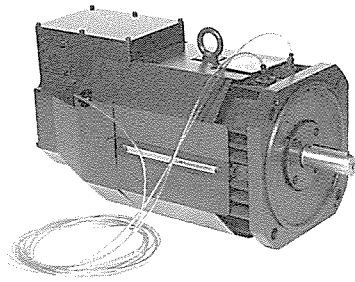


図11. 高速AC主軸モータの外観

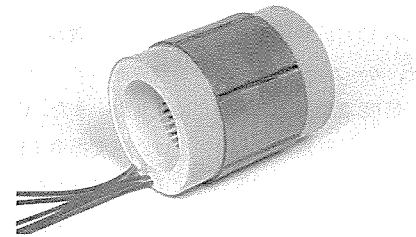


図13. 樹脂注形処理を施したステータコイルの外観

し、アナログ速度指令とDIOインタフェースにも対応できるようになっている。以下、主軸モータ及び特徴的な制御機能について述べる。

### 3.2.1 主軸モータ

前シリーズ《FREQROL-SE》で開発したAC主軸モータを標準とし、市場の要求にこたえて高速化を追求、さらに広域定出力モータ、ビルトインモータ、小容量低慣性モータ、薄形モータをラインアップした。ここではその主な特長について述べる。

#### (1) 高速モータ

ロータスロット形状を特殊とし、ロータバー及びエンドリングに特殊アルミ合金を使用することによりロータ強度のアップを図った。また、軸受には高速アンギュラーボールベアリングを採用するとともに、Oil Air潤滑を行うことにより最高速度を20,000rpm（30分定格出力で7.5kWまで）、15,000rpm（30分定格出力で15kWまで）へとそれぞれ高速化した。また、一部30,000rpmも実用化した。さらに、各 부품の工作精度の向上を図り、2面釣合わせのダイナミックバランスによりロータのアンバランス量を少なくし、全域で振動階級V5を達成した。図11に連続定格7.5kW/30分定格11kW、ベース回転5,000rpm/最高速度15,000rpmの外観を示す。

#### (2) 広域定出力モータ

機械切削加工には低速切削になるほど大トルクを必要とする定出力特性が要求される。モータ自体の定出力制御範囲を拡大することにより、工作機械側のギヤやプーリーによる変速の段数を少なくすることが指向されつつあるが、今回、回転数に対する磁束制御、電流制御に工夫を施し、定出力範囲を1：12まで大幅に拡大した。これにより、機械の変速レス（ミッションレス）を実現し、機械構造の簡素化、小形化を可能にした。図12にその出力特性の例を示す。

また、最近の工作機械は生産性向上のため、主軸駆動本来の機能である切削パワーの供給のほか、加工を伴わない段取り前後の加減速時間を短縮することが強く要求される。これに対応するため、切削時と加減速時を判別し、図12の一点鎖線で示すように加減速時に

はモータの可能な最大出力まで出力して制御することにより加減速時間の短縮を図った。

#### (3) ビルトインモータ

モータと主軸の一体化の要求にこたえ、ビルトインモータを製品化した。これはロータ、ステータ及び検出器を機械メーカーに供給し、主軸をロータに貫通させ一体化を図るもので、キャやベルトプーリーなどのモータ・主軸間の伝達機構がなく、主軸系の剛性アップ、機械の小形化が図れる。また、ラジアル荷重が主軸にかからないので主軸の曲がりや防げ、高精度加工にも適するなど種々の利点がある。今回、主軸とロータの着脱を可能にするためロータ内部にステップドスリーブを設け、また、冷却効果と耐環境性向上のためコイル部分に樹脂注形処理を採用した。図13にその外観を示す。

### 3.2.2 高速オリент

オリент停止する場合、これまでは速度指令をオリентスピード及びクリーブ速度ヘシケンシャルに切り替え、モータ速度が追従したことを確認し、目標点近傍において位置ループヘ切り替えて目標位置ヘ停止させていた。この場合動作を安定させるため、オリентスピード、クリーブ速度で一定期間主軸を回転させる必要があるために無駄時間が生じ、オリент停止に要する時間（オリент時間）をあるレベル以下に短縮することは困難であった。マシニングセンターではATC（Auto Tool Change）ごとにオリент停止を行うため、このオリент時間の短縮は加減速時間の短縮と併せ重要なポイントである。今回、速度ループで運転中も位置の監視を行い、オリент停止指令が入力されると、まず速度ループのままモータ最大トルクを維持しつつ減速させるとともに、目標点までの位置演算を行い、ダイナミックに位置ループヘ切り替えて上記無駄時間を排除し、大幅なオリент時間の短縮を図った。これは位置制御、速度制御をデジタル化し、16ビット高速マイクロプロセッサによるソフトウェア処理を行うことによつて初めて実現できた。図14に速度変化の様子を示す。

### 3.2.3 高速タッピング

従来マシニングセンターによるタッピング加工は、フローティングタ

ップチャックを用いて行われていたが、今回、当社の《MELDAS 300シリーズ》CNCとバス結合を行うことにより、送り軸（Z軸）との完全位置同期をとり、フローティング タップチャックなしでのタッピングを実現した。これにより、次のようなメリットが生まれた。

- (1) 高速回転でのタッピングが可能になり加工時間の短縮が図れ、また、極小径タップ加工も可能となった。
- (2) 正確なタップ深さが得られるため、底つきタップも可能となった。
- (3) フローティング タップチャックがないため、工具の振れが小さくねじ精度の向上、工具寿命の延長が図れた。

図15にそのシステム概要を示す。CNCから主軸コントローラ、送りサーボコントローラに、バス結合で位置指令が与えられ、各コントローラにおいて位置制御を行うが、両者の位置ループの応答を正確に一致させ、かつ、ソフトウェア処理のタイミングを同期させることにより高精度な位置同期運転を達成した。また、CNCとバス接続せず、CNC側で位置制御を行いアナログ速度指令でI/Fするシステムにも対応できるように内部処理に工夫をこらしている。さらに、モータビルトイン エンコーダによるセミクローズ方式と主軸端エンコーダによるクローズ方式いずれも選択でき、機械構造の変更なしで高速タップを可能とした。

### 3.2.4 輪郭制御（C軸制御）

従来、旋盤におけるC軸制御は専用のサーボモータに切り替えて行っていたが、今回、位置検出用として90,000パルス/revのエンコーダを用い、制御分解能の向上、処理時間の短縮、非線形補償、インバータ側トランジスタのデッドタイムによる制御不感帯の補償などに工夫をこらし、速度応答を向上させて主軸のサーボ化を実現し、主軸モータによるC軸制御を可能とした。これにより、主軸モータ1台で主軸、C軸制御が可能となるため、C軸用のサーボが不要となるばかりでなく、主軸-C軸切替時間、原点割り出し時間などが大幅に短縮できた。サーボ剛性、位置決め精度などのC軸駆動の基本性能達成には、機械側主軸系の剛性アップ、ギヤ系のバックラッシュ抑制など、機械構造によるところが大であり、機械側システム設計に特に注意が必要である。

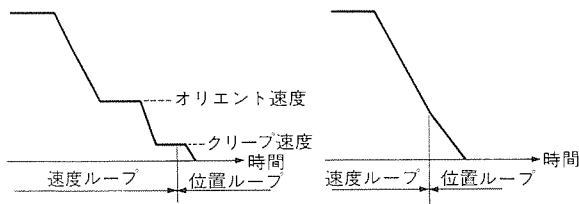


図14. オリエント停止動作

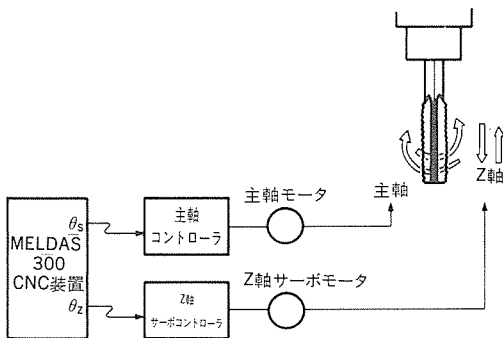


図15. 高速タップのシステム構成

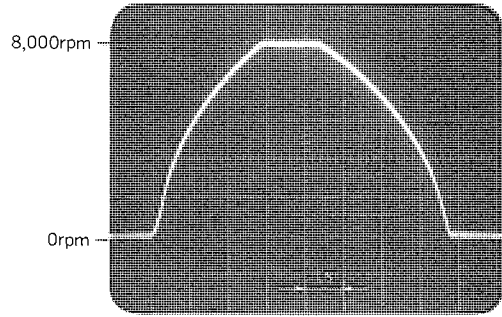


図16. 0→8,000→0 rpm加減速特性

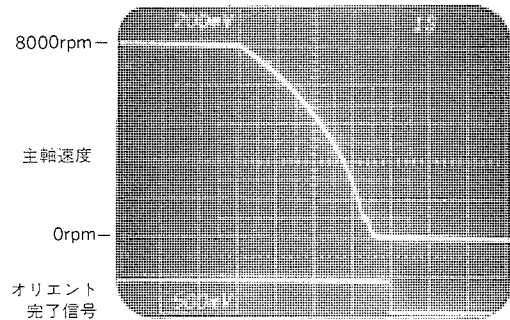


図17. オリエント特性

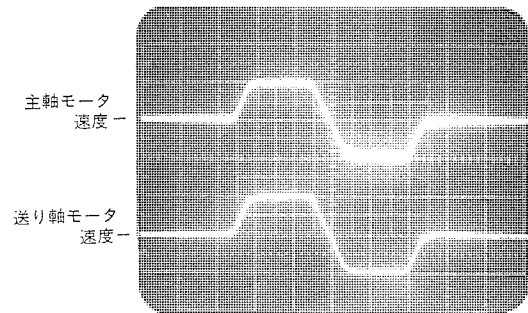


図18. 高速タップ動作特性

### 3.3 運転特性

図16は主軸モータ（出力5.5kW、ベース回転数1,500rpm）にモータGD<sup>2</sup>の2.3倍の負荷GD<sup>2</sup>を付加し、Top速度8,000rpmまで加減速を行った場合の特性である。図17は上記モータでTop速度から高速オリエントを行った場合の動作であり、滑らかに減速から位置決めに移行しているのが分かる。図18は高速タップ時の主軸と送りサーボとの速度波形である。

## 4. む す び

工作機械用全デジタル インテリジェントサーボ/インテリジェント主軸の特長・システム構成・性能について紹介した。

今後、更にユーザーの要求にマッチした機能を持つ装置の製品化に努力を重ねる所存である。需要家各位の御指導、御批判をいただければ幸いである。

# ミシン駆動用ACサーボ装置《リミサーボX》

熊谷 博\* 岸本 健\*  
山内聡見\*  
玉国法行\*

## 1. ま え が き

工業用ミシン駆動装置は、従来からクラッチモートル方式<sup>(1)</sup>が主に用いられてきたが、ブレーキ等摩耗部があること、さらにミシンが停止中にもモートル部が引き続き運転し続けることによるモートル騒音や消費電力の点から、近年ミシン業界ではサーボモートル化の要求が高まってきた。そこで当社では、ミシン用としては世界で初めてのオールデジタルベクトル制御システムを応用し、ブレーキ等摩耗部分の全くない堅ろうな誘導電動機を用いたACサーボ装置《リミサーボX》を開発し、市場投入した。以下この《リミサーボX》の主な特長と構成について紹介する。

## 2. 特 長

### (1) 低消費電力

ミシン停止中はモートルも停止するので消費電力を大幅に低減できる。(ミシン稼働率30%で、従来比40%低減)

### (2) 低騒音

モートルはミシン停止中は停止しているため、ミシン停止中の騒音はなく、さらにインバータのキャリア周波数とモートル構造物との共振を避けているので運転中も低騒音である。

### (3) 小形・軽量

クラッチ・ブレーキがなく小形・軽量である。(重量で従来比45%低減)

### (4) 低漏えい(洩)電流

絶縁形二重フレーム構造の採用により低漏洩電流化を実現した。

### (5) 高応答と停止精度向上

誘導電動機のベクトル制御により高応答を、さらに摩擦式ブレーキに代わる位置ループ制御により停止精度向上を実現した。

### (6) 真のメンテナンスフリー

クラッチ・ブレーキなどの摩耗部分がなく、さらにモートルは堅ろうな誘導電動機を採用して真のメンテナンスフリーを追求した。

### (7) 逆転機能の標準装備

糸切り後、モートルを逆回転させミシン針を針棒上死点付近まで移動させる逆転機能を標準装備し、クッションなどの厚地縫製物に対する作業性改善を図った。

## 3. 構 成

図1に今回開発した《リミサーボX》の外観、図2に一般工業用ミシンの構成、図3に《リミサーボX》の全体構成を示す。《リミサーボX》は、モートルの速度・位置信号を出力するエンコーダを内蔵したモートル部、ミシン軸に直結しミシン針の位置信号を出力する位置検出器、ペダル操作による動作量を速度信号に変えて制御盤に入力するレバー部、及びエンコーダ・位置検出器・レバー部からの信号を受けてモートル部とミシンを制御する制御盤の四つの部分から構成される。

上記構成の《リミサーボX》の動作は次のとおりである。作業者のペダル操作をレバー部を介して速度指令として受け取り、モートルへの周波数・電圧を変えてモートルを所望の速度で回転させミシンを駆動する。制御回路では、エンコーダ・電流検出器からモートルの速度・電流が常にフィードバックされており、これを基にベクトル制御を行っている。また、停止動作はモートルを減速させ、位置検出器の信号を受けてエンコーダからの位置信号により位置ループ制御してミシン針を定位置に停止させる。

今回、世界で初めてオールデジタルベクトル制御システムを工業用ミシン用に採用するため、新たに開発・改良した主な項目は次のとおりである。

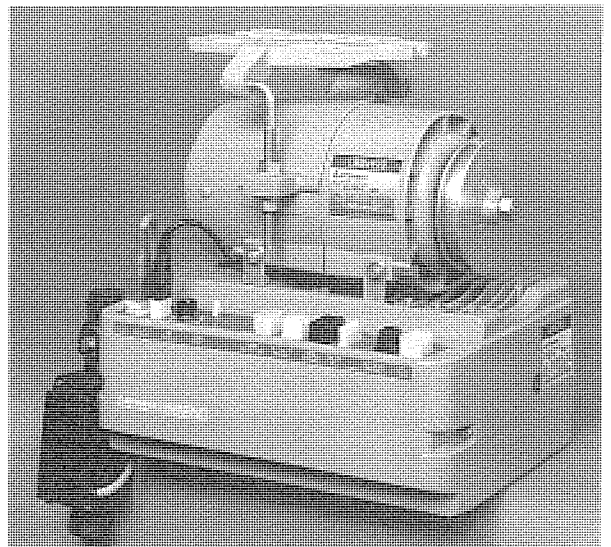


図1. 《リミサーボX》の外観

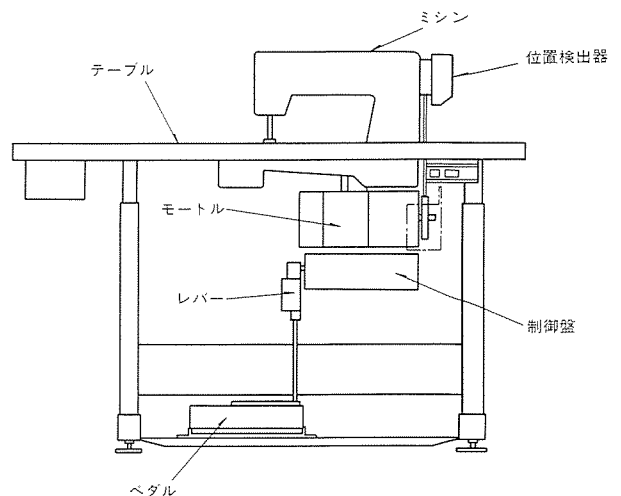


図2. 一般工業用ミシンの構成

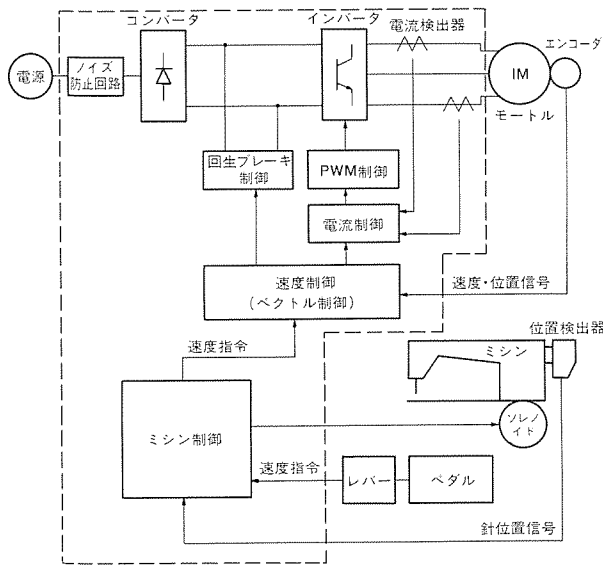


図3. 《リミサーボX》の全体構成

- (1) 低漏洩電流・低騒音モートル
- (2) ベクトル制御回路の小型化
- (3) ノイズ防止回路

以下、これらの項目の詳細について説明する。

3.1 低漏洩電流・低騒音モートル

図4にモートルの構成を示す。従来のクラッチモートル方式に比較し、モートルそのものを可変速駆動するので、クラッチ・ブレーキの必要がなく小形・軽量で、またミシン停止中はモートルも停止するのでミシン停止中の騒音はなく、消費電力も大幅に低減した。しかしながら、工業用ミシン駆動装置は作業者が近くにいること、また家庭内職用(単相100V)に使用されることも多いので、運転中のPWM(パルス幅変調)制御に起因する漏洩電流・騒音を極力小さく抑えることが重要となる。次に説明する技術開発により低漏洩電流・低騒音化を図った。

(1) 絶縁形二重フレーム構造

PWMによる電圧波形を図5に示すように台形波近似すると、

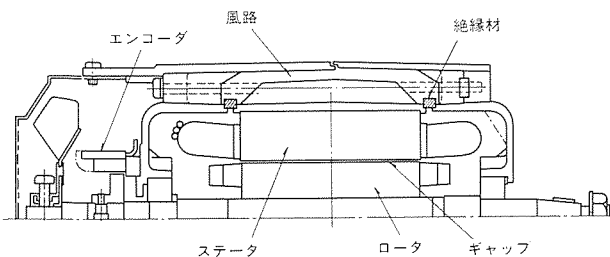


図4. モートルの構成

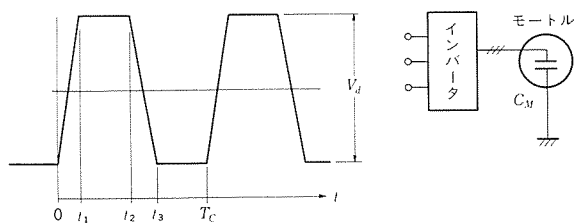


図5. PWM電圧波形の台形波近似

PWMによる漏洩電流実効値 $IL_{rms}$ は式(1)となる。

$$IL_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \left[ \int_0^{t_1} \left\{ C_M \frac{d}{dt} \left( \frac{t_1}{t_1} \right) V_d \right\}^2 dt + \int_{t_2}^{t_3} \left\{ -C_M \frac{d}{dt} \left( \frac{t-t_3}{t_3-t_2} \right) V_d \right\}^2 dt \right]}$$

$$= C_M \cdot V_d \sqrt{f_c \left( \frac{1}{t_1} + \frac{1}{t_3-t_2} \right)} \dots \dots \dots (1)$$

ただし、 $V_d$ : 直流母線電圧、 $t_1$ : 立ち上がり時間

$t_3-t_2$ : 立ち下がり時間、 $f_c$ : キャリア周波数 ( $1/T_c$ )

$C_M$ : モートルストレー キャパシタンス

つまり、漏洩電流はモートルストレー キャパシタンスに比例する。図4に示したモートルの構成では、絶縁材を挿入してステータを絶縁し、さらにこの部分を外部から触れることがないように二重フレーム構造とした。この場合のモートルストレー キャパシタンス $C_M$ は式(2)となる。

$$C_M = C_s(C_A + C_1 + C_g) / (C_s + C_A + C_1 + C_g) \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 $C_s$ : ステータスロット部ストレー キャパシタンス

$C_A$ : 絶縁材部キャパシタンス

$C_1$ : 風路部キャパシタンス

$C_g$ : ギャップ部キャパシタンス

等価回路は図6となる。一方、絶縁材がない場合は $C_A$ が短絡されるので式(3)となる。

$$C_M = C_s \dots \dots \dots (3)$$

つまり、絶縁材を挿入することでモートルストレー キャパシタンス $C_M$ を小さくすること(1/3以下)ができ、漏洩電流を大幅に低減することができた。

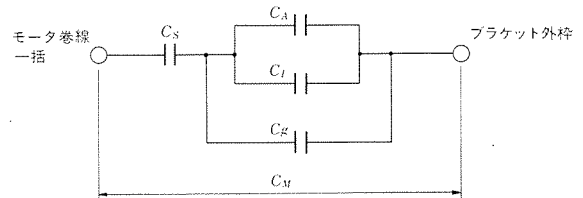


図6. 絶縁形二重フレーム構造等価回路

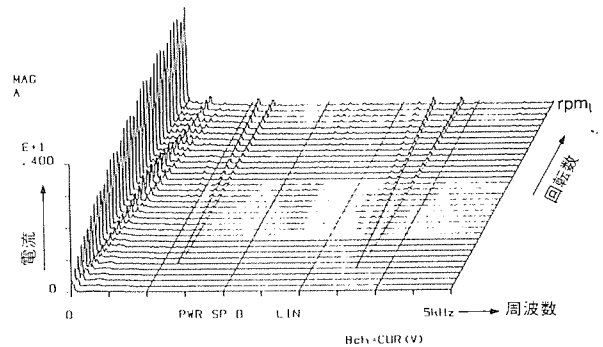


図7. モートル電流の周波数分析

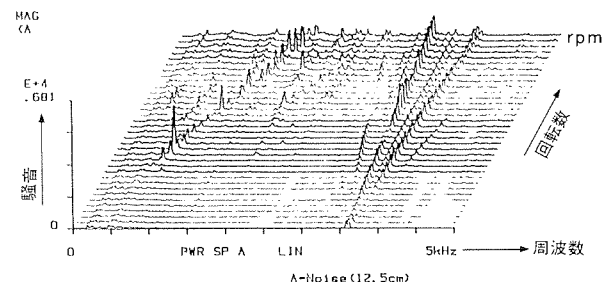


図8. モートル騒音特性



また、内部に冷却風路を設けた二重フレーム構造としたので、外枠温度も低く作業者に不快感を与えることもない。

(2) インバータのキャリア周波数との共振を避けたモートル構造  
 図7に示すように、加振源となるモートル電流の周波数分析を実施し、FFT(高速フーリエ変換)装置を用いてモートル構造物の振動周波数を解析し、モートル電流に含まれる周波数との共振を避けたモートル構造を実現したので、駆動中も低騒音化を図ることができた。図8にモートル騒音特性の測定結果を示す。

3.2 ベクトル制御回路の小形化

オールデジタルベクトル制御を採用し、デジタルシミュレーション技術を用いて16ビットシングルチップマイコンによるベクトル制御を可能とし、ベクトル制御回路の小形化を実現して、工業用ミシン駆動装置への実用化を可能とした。

(1) 16ビットシングルチップマイコンの採用

次項に示すデジタルシミュレーションシステムにより、デジタル制御で最も問題となる演算時間・サンプリング時間などがミシン駆動に与える影響を解析し、演算順序、サンプリングタイミングなどの最適化を図って、16ビットシングルチップマイコンの性能を最大限に引き出すことにより、シングルチップマイコンでのオールデジタルベクトル制御を可能とした。これにより、工業用ミシン駆動装置に使用できる十分小形で部品点数も少なく、信頼性の高いベクトル制御回路を得ることができた。実際のベクトル制御回路基板の状態を図9に示す。

(2) シミュレーションシステム<sup>(2)</sup>

誘導電動機の主磁束の磁気飽和だけでなく、インバータの短絡防止期間 $T_d$ に対する電圧降下や低次高調波分の影響、さらにデジタル制御に起因する演算無駄時間、サンプルアンドホールドの影響を考慮したデジタルシミュレーションシステムである。図10にシミュレーションシステムの概略構成を示す。このシステムにより、

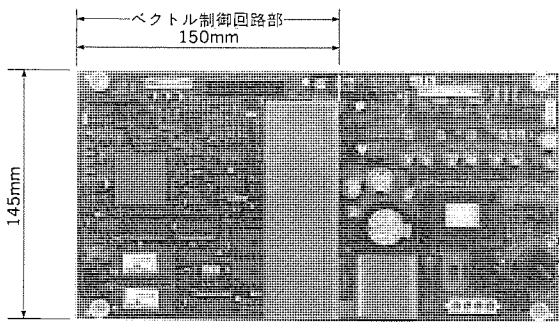


図9. ベクトル制御回路基板の状態

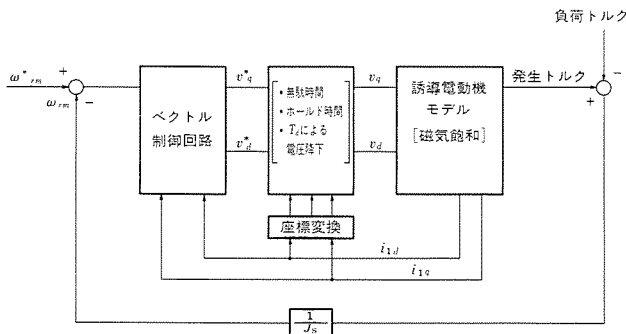


図10. シミュレーションシステムの概略構成

ミシン負荷に対するモートルの応答・電流波形や制御状態をシミュレートした。図11にシミュレーション波形の一例を、また図12に対応する実測値を示す。

3.3 ノイズ防止回路<sup>(3)</sup>

工業用ミシン駆動装置が、家庭内職用にも多く使用されることは前にも述べたが、この場合、他の家庭用電気機器に対する電源へのノイズの影響を考慮する必要がある。特に縫製作業は、駆動装置と同一の電源に接続したラジオを聞きながら行うこともあり、このラジオに対するノイズ防止策が必要であり、VCCI(情報処理装置等電波障害自主規制協議会)規制第2種(住宅地)を達成するため、コモンモードリアクトルとコンデンサから成る低域通過フィルタを入力側に挿入して雑音端子電圧の低減を図った。

図13にこのフィルタの回路構成を示す。この低域通過フィルタを4端子回路網にてモデル化し、フィルタを定K形フィルタと考えると、カットオフ周波数 $f_{cut}$ は式(4)となる。

$$f_{cut} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \dots\dots\dots(4)$$

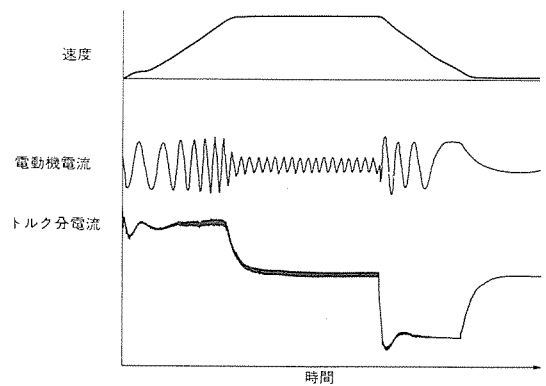


図11. シミュレーション波形

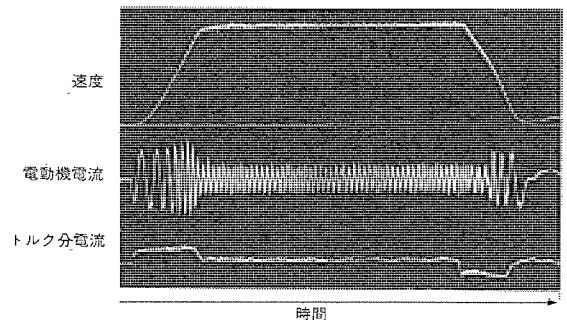


図12. 実測値

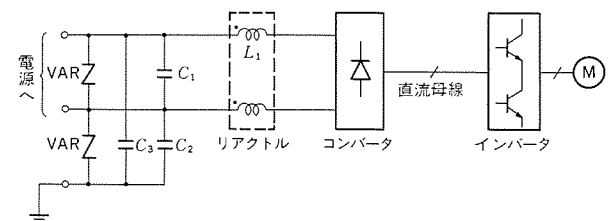


図13. フィルタの回路構成

また、フィルタの公称インピーダンスをRとすると、フィルタ定数L, Cは式(5)となる。

$$L = \frac{R}{2\pi f_{cut}}, \quad C = \frac{1}{2\pi f_{cut}R} \dots\dots\dots(5)$$

式(4), 式(5)により、コモンモードリアクトルとコンデンサの定数を、キャリア周波数・電源のスイッチング周波数を考慮したカット

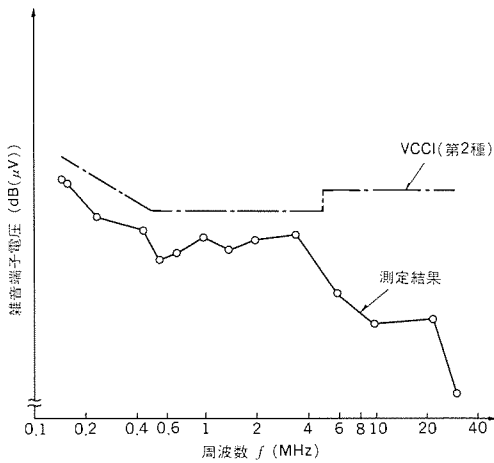


図14. 雑音端子電圧測定結果（せん頭値）

製物に有効となる。また、すくい縫いミシン用として、針下位置から上位置までの逆転機能も装備（XC-MF）しており、対応ミシンの範囲が拡大した。

- (3) レバー部は好評を得ている当社ZKシリーズと同様、コネクタ配線による別取付タイプとしたので、取付位置を自由に設定することができ立作業等への応用が容易に図れる。
- (4) モートルへの過電流を検出して電流を遮断する過電流保護機能、ミシンやモートルの拘束状態を検出してモートルへの電流を遮断する拘束保護機能を装備しており、モートルを確実に保護できる。

4.2 オプション

《リミ・ストップZ》用にラインアップされたオプション群（操作箱、電磁押え上げ、エア押え上げ、可変速ペダル、補正縫いスイッチ、フットスイッチ）が共用化されており、すべてのオプションが使用可能で作業の効率化が図れる。

以上のような機能・オプション対応を持つ《リミサーボX》の概略仕様を表1に示す。

5. むすび

ミシン駆動用オールデジタルベクトル制御ACサーボ《リミサーボX》の主な特長と構成を示した。プレーキなど摩耗部分の全くない誘導電動機を用いたサーボ装置を採用し、以上述べたような特

表1. 仕様

仕様	電源				
	単相 AC100V 50/60Hz	三相 AC200V 50/60Hz			
モートル	形名 XL-554-10	XL-554-20			
	回転数 (rpm)	70~3,000			
	出カトルク (kg-m)	0.18			
制御盤	形名	XC-M-A10**	XC-MF-A10**	XC-M-B20**	XC-MF-B20**
	用途	自動糸切り	自動機対応	自動糸切り	自動機対応
	速度制御範囲 (rpm) (ミシン軸にて)	160~4,000 (max.8,500)			
	ミシン用検出器	XC-K-12	XC-K-22	XC-K-12	XC-K-22
オプション	LF形操作箱	LF-C2, LF-C4, LF-C6, LF-C8			
	自動押え上げ装置	電磁式：LE-FM-1, LE-FM-2 エア式：LE-FA			
	可変速ペダル	LE-CVS			
	補正縫いスイッチ	LE-CR			
	フットスイッチ	足踏み式：LE-CFT-2, ヒザスイッチ式：LE-FM-CFT			

注 \*印は回転数区分を示す

オフ周波数に、またモートルインピーダンスを考慮した公称インピーダンスとなるよう選択することにより、VCCI第2種を達成することができた（単相100V電源にて）。図14に雑音端子電圧測定結果を示す。

4. 仕様

4.1 機能

(1) 従来から好評を得てきた当社《リミ・ストップZ》、LFシリーズに搭載していた機能はすべて網羅して、出力機能7種、外部操作入力機能14種、内部設定スイッチ33種（XC-MFタイプ）を装備しているため、縫製内容に合った最適作業ができる。また、簡易自動機としてローコストオートメーション化も可能となる。さらに、各種糸切りタイミングも設定スイッチにより簡単に選択できるので、当社だけでなく他社自動糸切りミシンへの対応も可能である。

(2) 糸切り後の針先端位置は、標準装備された逆転機能により針棒上死点付近に停止させることができ、特にクッションなどの厚地縫

長・機能を持つこの《リミサーボX》は、新時代のニーズに適合する工業用ミシン駆動装置であると確信する。さらに、工業用ミシンだけでなく一般産業機械の駆動装置としても合理化・省力化に応用できるものである。また、縫製工場のFA（ファクトリーオートメーション）化ニーズに対応すべく、今後共、ミシン駆動装置のあるべき姿を探究し、需要家各位の期待にこたえられるミシン駆動装置を開発していく所存である。

参考文献

- (1) 小林ほか：渦電流方式可変速クラッチモートル《リミ・ストップZ》、三菱電機技報, 54, No.10 (昭55)
- (2) 岸本：磁気飽和を考慮した誘導電動機のシミュレーションモデル、電学論B, 106, 339 (昭61.4)
- (3) 熊谷ほか：ノイズ防止の④作戦〈モータ〉、電気計算（臨時増刊）, 1987.12

# アダプティブ コントロールインバータ

杉本英彦\* 今中 晶\*\*\*  
玉井伸三\*\*  
長野鉄明\*\*\*

## 1. ま え が き

誘導電動機のインバータによる可変速駆動が広く普及しつつある。その制御方式はV/F制御とベクトル制御が一般的である。前者は汎用誘導電動機を可変速駆動できる点が、後者は直流電動機と同等以上の可変速性能が得られる点が長所である。逆に、前者はトルク制御性能が優れていない点が、後者は速度検出器を備えた専用誘導電動機が必要な点が短所である。ここで紹介するアダプティブ コントロールインバータは両者の長所を合わせ持つインバータ、すなわち汎用誘導電動機をベクトル制御することができるインバータである。モデル規範適応制御システムに基づくその制御原理・構成・性能などについて述べる。

## 2. 制 御 原 理

### 2.1 ベクトル制御の原理<sup>(1)</sup>

まず、従来のベクトル制御の原理について説明する。直流電動機が優れた可変速性能を持っているのはトルクの発生に関係し、互いに直交する磁束と電流をそれぞれ制御できるからである。誘導電動機はトルクの発生に関係するそれらを一次電流で制御しなければならない。ベクトル制御は一次電流を直交する二成分に分けて制御することにより直流電動機と同等以上の可変速性能を得るものである。

誘導電動機は角周波数 $\omega$ で回転する $d^{\circ}q^{\circ}$ 座標で次の状態方程式で表される。

$$P \begin{bmatrix} i_{d^{\circ}e_s} \\ i_{q^{\circ}e_s} \\ \lambda_{d^{\circ}e_r} \\ \lambda_{q^{\circ}e_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/\sigma L_s - R_r(1-\sigma)/\sigma L_r & & & \\ & -\omega & & \\ & MR_r/L_r & & \\ & 0 & & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d^{\circ}e_s} \\ i_{q^{\circ}e_s} \\ \lambda_{d^{\circ}e_r} \\ \lambda_{q^{\circ}e_r} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} v_{d^{\circ}e_s} \\ v_{q^{\circ}e_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

ここで、

- $R_s, R_r$ : 一次及び二次巻線抵抗 (一次換算)
- $L_s, L_r, M$ : 一次、二次巻線の自己インダクタンス及び相互インダクタンス (一次換算)
- $p$ : 極対数
- $\omega_r$ : 回転角速度 (機械系から見たもの)
- $v_{d^{\circ}e_s}, v_{q^{\circ}e_s}$ :  $d^{\circ}$ 及び $q^{\circ}$ 軸一次電圧
- $i_{d^{\circ}e_s}, i_{q^{\circ}e_s}$ :  $d^{\circ}$ 及び $q^{\circ}$ 軸一次電流
- $\lambda_{d^{\circ}e_r}, \lambda_{q^{\circ}e_r}$ :  $d^{\circ}$ 及び $q^{\circ}$ 軸二次巻線磁束鎖交数
- $P = d/dt$ : 微分演算子

従来のベクトル制御は式(1)において次の制御を行うものである。

- (1)  $\omega_r$ を速度検出器で検出し、 $\omega$ を次式で制御する。

$$\omega = p\omega_r + \frac{MR_r i_{q^{\circ}e_s}}{L_r \hat{\lambda}_{d^{\circ}e_r}} \quad (2)$$

ここで、

$$\hat{\lambda}_{d^{\circ}e_r} = \frac{M}{(L_r/R_r)P + 1} i_{d^{\circ}e_s} \quad (3)$$

$\hat{\lambda}_{d^{\circ}e_r}$ は推定 $d^{\circ}$ 軸二次巻線鎖交磁束数で(添字 $\hat{\phantom{x}}$ は推定したものを表す)、式(2)に従い $\omega$ を制御することで $\lambda_{d^{\circ}e_r} = \hat{\lambda}_{d^{\circ}e_r}$ 、 $\lambda_{q^{\circ}e_r} = 0$ となる。このとき誘導電動機が発生するトルク $T_e$ は次式で表される。

$$T_e = p(M/L_r) \lambda_{d^{\circ}e_r} i_{q^{\circ}e_s} \quad (4)$$

なお、式(2)右辺第2項はすべり角周波数 $p\omega_s$ を表している。

- (2) 式(4)から分かるように、 $T_e$ は $\lambda_{d^{\circ}e_r}$ 及び $i_{q^{\circ}e_s}$ を制御することによって制御できる。式(2)によって $\omega$ を制御するとき、図1に示すブロック線図が得られるので、 $v_{d^{\circ}e_s}, v_{q^{\circ}e_s}$ を式(5)、式(6)で与えるとき、 $v'_{d^{\circ}e_s}, v'_{q^{\circ}e_s}$ で $\lambda_{d^{\circ}e_r}, i_{q^{\circ}e_s}$ を制御することができる。

$$v_{d^{\circ}e_s} = v'_{d^{\circ}e_s} - \omega \sigma L_s i_{q^{\circ}e_s} \quad (5)$$

$$v_{q^{\circ}e_s} = v'_{q^{\circ}e_s} + \omega \{ \sigma L_s i_{d^{\circ}e_s} + (M/L_r) \hat{\lambda}_{d^{\circ}e_r} \} \quad (6)$$

式(5)、式(6)は $d^{\circ}q^{\circ}$ 軸間の非干渉制御を行っている。

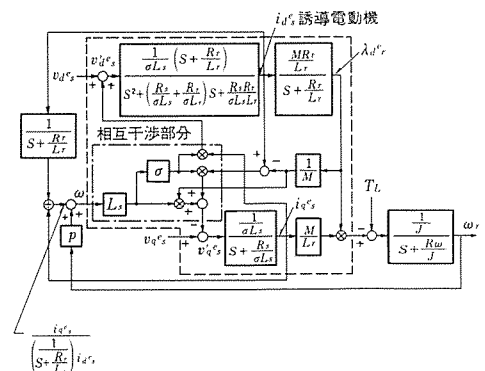


図1. 二次巻線磁束鎖交を $d^{\circ}$ 軸を一致させたときの誘導電動機のブロック線図

### 2.2 モデル規範適応システムに基づく回転速度同定原理

前節で述べた従来のベクトル制御は $\omega$ を制御するのに速度検出器で検出した $\omega_r$ を使っている。このため専用誘導電動機が必要になる。ここでは、汎用誘導電動機をベクトル制御するために速度検出

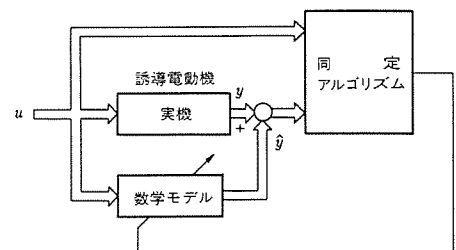


図2. モデル規範適応制御システムに基づく同定器の基本的構成

器を使わないで回転速度を同定する原理について述べる。

図2はモデル規範適応制御システムに基づく同定器の基本的構成である。実機と数学モデルに同じ入力 $u$ を入力し、それらの出力 $y$ と $\hat{y}$ の差が0になるようにアルゴリズムを構成することによって同定を行う。誘導電動機の回転速度を同定しようとする場合、実機を表す状態方程式には $\omega_r$ が含まれている式(1)の3及び4行目を使う。これを書き改めると次式のようになる。

$$P \begin{bmatrix} \lambda_{dqr} \\ \lambda_{qqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & \omega - p\omega_r \\ -(\omega - p\omega_r) & -R_r/L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dqr} \\ \lambda_{qqr} \end{bmatrix} + \frac{MR_r}{L_r} \begin{bmatrix} i_{qes} \\ i_{des} \end{bmatrix} \dots(7)$$

式(7)では $i_{des}$ ,  $i_{qes}$ が入力変数,  $\lambda_{dqr}$ ,  $\lambda_{qqr}$ が状態変数である。式(7)に対応する数学モデルの状態方程式には、誘導電動機をベクトル制御しようとしているから、ベクトル制御が正しく行われたときのそれを採用する。前節で述べたことから分かるように、それは $\omega$ を式(8)で与えることにより式(9)で表される。式(8)の $\omega$ は当然式(7)にも適用される。

$$\omega = p\hat{\omega}_r + \frac{MR_r i_{qes}}{L_r \lambda_{dqr}} \dots(8)$$

$$\left. \begin{aligned} P\hat{\lambda}_{dqr} &= -(R_r/L_r)\hat{\lambda}_{dqr} + (MR_r/L_r) i_{des} \\ P\hat{\lambda}_{qqr} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots(9)$$

ここで、 $\omega$ が式(8)で制御されることを考慮して、式(7)と式(9)の差を求めると式(10)が得られる。

$$P \begin{bmatrix} \lambda_{dqr} - \hat{\lambda}_{dqr} \\ \lambda_{qqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & \omega - p\omega_r \\ -(\omega - p\omega_r) & -R_r/L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dqr} - \hat{\lambda}_{dqr} \\ \lambda_{qqr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \hat{\lambda}_{dqr} p(\omega_r - \hat{\omega}_r) \dots(10)$$

なお、式(8)右辺第2項は推定すべり角周波数 $p\hat{\omega}_s$ を表している。

さて、式(10)において $\omega_r$ の同定アルゴリズムを考える訳であるが、式(10)中の $\lambda_{dqr}$ ,  $\lambda_{qqr}$ は精度よく検出できない。また、汎用誘導電動機の変速駆動を考えているから、それを検出するための特別な検出器を採用することは避けたい。そこで、 $\lambda_{dqr}$ ,  $\lambda_{qqr}$ と次式の関係がある疑似 $d^0$ ,  $q^0$ 軸二次巻線磁束鎖交数 $\lambda'_{dqr}$ ,  $\lambda'_{qqr}$ を導入することにする。

$$\begin{bmatrix} \lambda'_{dqr} \\ \lambda'_{qqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P+1/T & -\omega \\ \omega & P+1/T \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P & -\omega \\ \omega & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dqr} \\ \lambda_{qqr} \end{bmatrix} \dots(11)$$

ここで、 $T$ は一次遅れ要素の時定数であり、実用上1s程度以下の値が望ましい。 $\lambda'_{dqr}$ ,  $\lambda'_{qqr}$ は式(11)を変形することにより得られる図3のブロック線図に従い検出することができる。 $\hat{\lambda}'_{dqr}$ ,  $\hat{\lambda}'_{qqr}$ と $\hat{\lambda}_{dqr}$ ,  $\hat{\lambda}_{qqr}$ に対しても同様の関係を持たせる。 $\hat{\lambda}'_{dqr}$ ,  $\hat{\lambda}'_{qqr}$ は図4のブロック線図に従い検出することができる。なお、図4には $\hat{\lambda}_{dqr}$ 及び $p\hat{\omega}_s$ の演算についてもブロック線図で示してある。結局、 $\lambda_{dqr}$ ,  $\lambda_{qqr}$ が検出

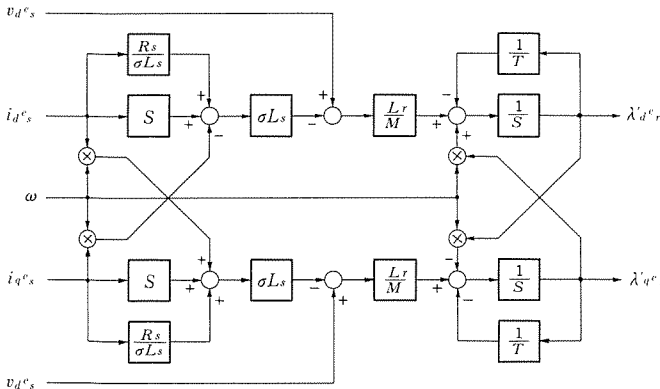


図3.  $\lambda'_{dqr}$ ,  $\lambda'_{qqr}$  検出器のブロック線図

きないために式(12)を導入し、式(10)及び式(12)において $\omega_r$ の同定アルゴリズムを導出する。

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dqr} - \hat{\lambda}_{dqr} \\ \lambda_{qqr} - \hat{\lambda}_{qqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P+1/T & -\omega \\ \omega & P+1/T \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P & -\omega \\ \omega & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dqr} - \hat{\lambda}_{dqr} \\ \lambda_{qqr} - \hat{\lambda}_{qqr} \end{bmatrix} \dots(12)$$

同定アルゴリズムはポポフの超安定論を利用して導く<sup>(2)</sup>。それは図5に示した等価非線形フィードバック系において、線形定常ブロックの伝達関数を強正実(正実)にし、非線形時変ブロックを次式に示すポポフの積分不等式を満足するものにするというものであり、漸近超安定(超安定)な同定アルゴリズムである。

$$\int v^T w dt \geq -\gamma_0^2 \dots(13)$$

ここで、 $\gamma_0$ は有限の正の定数である。

線形定常ブロックは式(10), 式(12)及びその伝達関数を強正実(正実)にする補償要素 $c$ を含む。式(10)の入力は $-w$ にあたるが、それが1入力であることを考慮すると、式(13)左辺内の掛け算を可能にするため $v$ は1行1列でなければならず、したがって $c$ は1行2列の行列になる。(1入力1出力であるので以下 $v$ は $v$ ,  $w$ は $w$ で表す)。1入力1出力である線形定常ブロックの伝達関数が強正実(正実)であることは、入出力間の位相差の絶対値が90°未満(以下)であることと等価であるから、入出力に含まれる時間の次数は同じ、又はせいぜい一次の差でなければならない。ここでは同じ次数にするものとし、さらに式(10)の構造を考察して $c$ を次式のように与えるものとする。

$$c = [\omega - p\hat{\omega}_r \quad P + R_r/L_r] \dots(14)$$

したがって、 $v$ は次式で表される。

$$v = (\omega - p\hat{\omega}_r) (\lambda'_{dqr} - \hat{\lambda}'_{dqr}) + (P + R_r/L_r) (\lambda'_{qqr} - \hat{\lambda}'_{qqr}) \dots(15)$$

このとき、線形定常ブロックの伝達関数 $G(s)$ は次式で表される。ただし、式(10), 式(12)の係数及び式(14)には時間的に変化する $\omega$ ,  $\omega_r$ 及び $\hat{\omega}_r$ が含まれているので、それらの動作点 $\omega_0$ ,  $\omega_{r0}$ 及び $\hat{\omega}_{r0}$ のまわりの小さな変動に注目して線形化し(添字0は動作点を表す)、それを得ている。

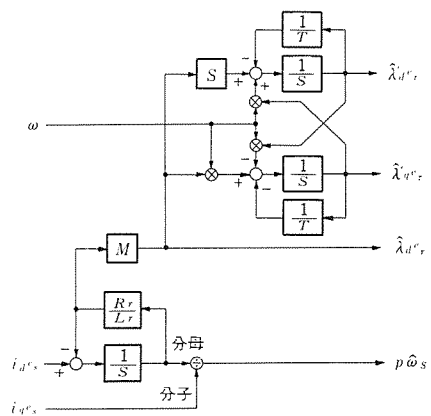


図4.  $\lambda'_{dqr}$ ,  $\lambda'_{qqr}$ 検出器と $\hat{\lambda}_{dqr}$ ,  $p\hat{\omega}_s$ 演算器のブロック線図

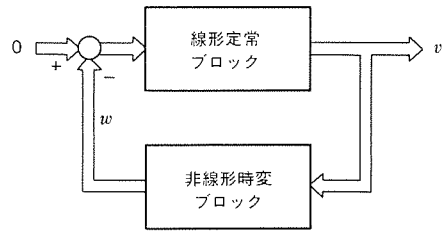


図5. 等価非線形フィードバック系

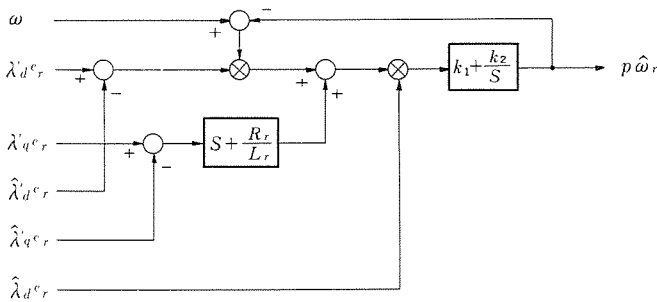


図 6. 回転同期器のブロック線図

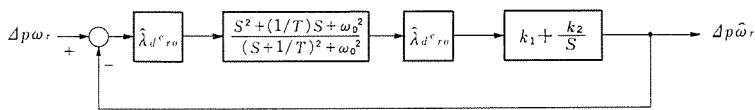


図 7. 回転速度同期のブロック線図

$$G(S) = \frac{S^2 + (1/T)S + \omega_0^2}{(S + 1/T)^2 + \omega_0^2} \dots\dots\dots (16)$$

式(16)は  $1/T \neq 0$  とすると、 $\omega_0 \neq 0$  で強正実、 $\omega_0 = 0$  で正実になる。したがって、 $c$ は式(14)のように与えればよい。

次に式(13)を満足させることを考える。この過程で  $\omega_r$  の同定アルゴリズムが導出される。式(13)を満足させる一つの方法は  $p\hat{\omega}_r$  を、同定時のオフセットを 0 にするために、積分要素を含む式(17)で表すとき、その式中の  $\psi$  を式(18)とすることである。

$$p\hat{\omega}_r = k_1 \psi + k_2 \int_0^t \psi dt + p\hat{\omega}_r(0) \dots\dots\dots (17)$$

ここで、 $\hat{\omega}_r(0)$  は  $\hat{\omega}_r$  の初期値である。

$$\psi = v \hat{\lambda}_{d e r} \dots\dots\dots (18)$$

したがって、 $p\hat{\omega}_r$  は次式で表される。

$$p\hat{\omega}_r = k_1 \{ (\omega - p\hat{\omega}_r) (\lambda'_{d e r} - \hat{\lambda}'_{d e r}) + (P + R_r/L_r) (\lambda'_{q e r} - \hat{\lambda}'_{q e r}) \} \hat{\lambda}_{d e r} + (k_2 \int_0^t \{ (\omega - p\hat{\omega}_r) (\lambda'_{d e r} - \hat{\lambda}'_{d e r}) + (P + R_r/L_r) (\lambda'_{q e r} - \hat{\lambda}'_{q e r}) \} \hat{\lambda}_{d e r} dt + p\hat{\omega}_r(0)) \dots\dots\dots (19)$$

式(19)が  $\omega_r$  の同定のアルゴリズムで、図 6 はそれをブロック線図で表したものである。なお、 $k_1$  は比例適応ゲインと呼ばれ、非負、 $k_2$  は積分適応ゲインと呼ばれ、正である。

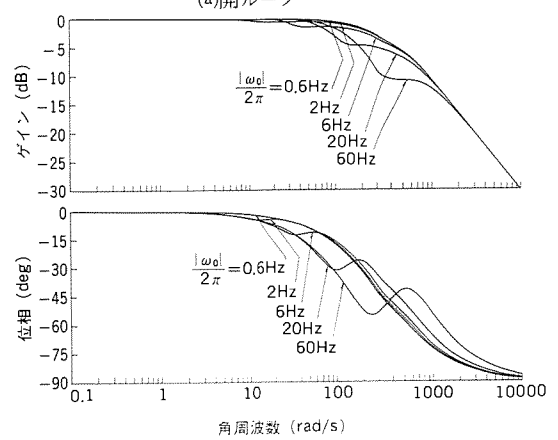
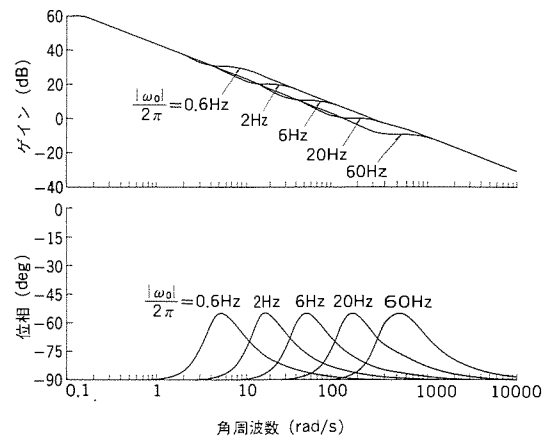


図 8. 回転速度同期のボード線図

以上に述べた速度同定によって得た  $p\hat{\omega}_r$  を式(2)の  $p\omega_r$  の代わりに使うことで、速度検出器を用いなくてベクトル制御することができる。

2.3 回転速度同期の伝達関数

実回転速度  $p\omega_r$  と同定回転速度  $p\hat{\omega}_r$  の関係は式(10)、式(16)及び式(19)から図 7 のブロック線図で表される。ただし、動作点のまわりの小さな変動 ( $\Delta$  を付けて表す) に注目し線形化している。図 7 から速度同期の開ループ伝達関数は式(20)、閉ループ伝達関数は式(21)で表される。

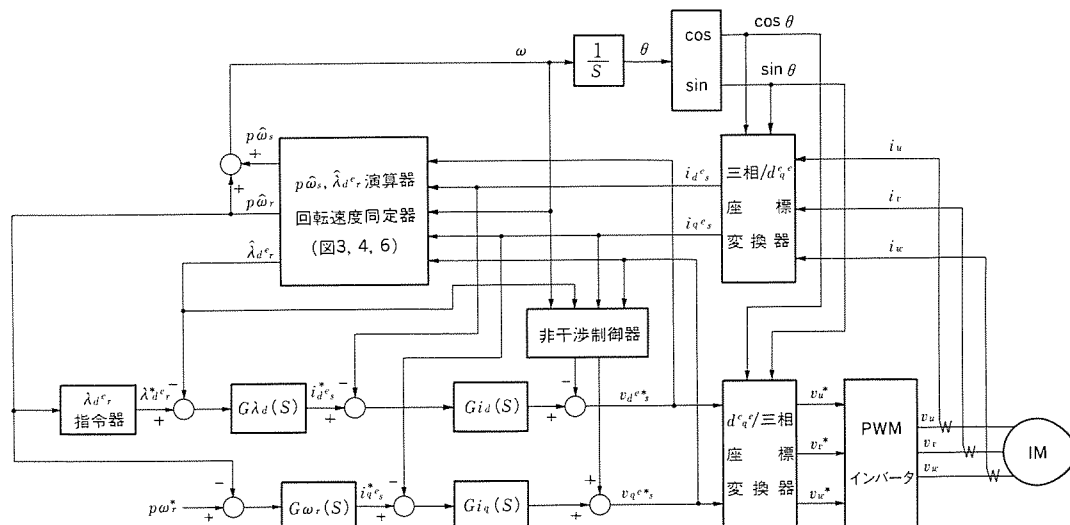


図 9. モデル規範適応制御システムに基づき同定した回転速度を用いた誘導電動機のベクトル制御システム

表 1. 誘導電動機の定数

定格出力	3.7kW
定格回転速度	1,500rpm
$R_s$	0.442Ω
$R_r$	0.334Ω
$L_s$	0.0624H
$L_r$	0.0624H
M	0.0607H
$\delta$	0.0537
$\beta$	2
J	0.0155kgm <sup>2</sup>
定格 $i_{d^*e_s}$	7.45A
定格 $i_{q^*e_r}$	0.452V <sub>s</sub>
定格 $i_{q^*e_s}$	26.8A

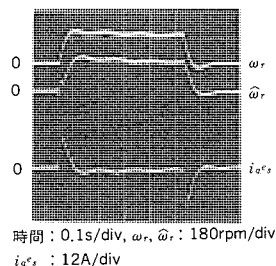


図10. 回転速度のステップ応答の実験結果

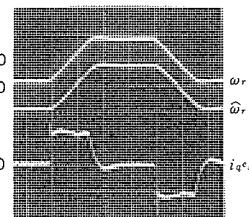


図11. 4象限運転の実験結果

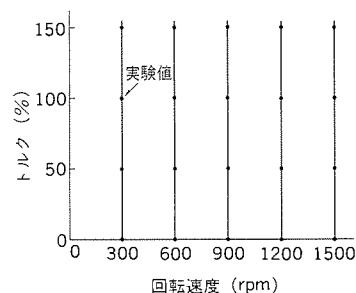


図12. 速度-トルク特性

$$H_o(S) = \frac{\lambda_{d^*e_r}^2 \{S^2 + (1/T)S + \omega_0^2\} (k_1S + k_2)}{\{(S + 1/T)^2 + \omega_0^2\} S} \dots\dots\dots(20)$$

$$H_c(S) = \frac{1}{1/H_o(S) + 1} \dots\dots\dots(21)$$

図 8 (a), (b)は後述の表 1 の誘導電動機につき、 $H_o(S)$ 、 $H_c(S)$  をボード線図で表したものである。 $\omega_0$  の変化による  $H_o(S)$ 、 $H_c(S)$  の変化を制御するために、 $\omega$  の変化に伴い  $T$  を変化させており、 $1/T = |\omega|$  に選んでいる。また、簡単化のため  $k_1 = 0$  とし、 $k_2$  は 50rad/s 程度までの  $p\omega_r$  の変化に追従できるように選んである。図 8 (a), (b) から適当な速度同定器が設計できることが分かる。

### 3. システム構成及び実験結果

#### 3.1 システム構成

2 章で述べたモデル規範適応制御システムに基づき同定した回転速度を用いた誘導電動機のベクトル制御システムの構成を図 9 に示す。誘導電動機に電力を供給する可変電圧可変周波数変換器には電圧形 PWM インバータを用いている。電圧形 PWM インバータでは、 $d^*$ 、 $q^*$  軸一次電圧指令  $v_{d^*e_s}$ 、 $v_{q^*e_s}$  (添字\*は指令を示す) とそれらの実際値  $v_{de_s}$ 、 $v_{qe_s}$  は比較的良好に一致するので、 $\lambda'_{d^*e_r}$ 、 $\lambda'_{q^*e_r}$  の検出には  $v_{d^*e_s}$ 、 $v_{q^*e_s}$  の代わりに  $v_{de_s}$ 、 $v_{qe_s}$  を用いている。 $\lambda'_{d^*e_r}$ 、 $\lambda'_{q^*e_r}$  の検出、 $\hat{\lambda}'_{d^*e_r}$ 、 $\hat{\lambda}'_{q^*e_r}$  の検出、回転速度同定、 $\hat{\lambda}_{d^*e_r}$ 、 $p\hat{\omega}_s$  の演算、速度制御、二次巻線磁束鎖交数制御、電流制御、座標変換は一つのデジタル シグナルプロセッサで行っている。実験に用いた誘導電動機は 3.7 kW、4 極の汎用誘導電動機で、表 1 にその定数を示す。

#### 3.2 実験結果

図 9 の構成において、回転速度同定は図 8 のボード線図で示したように設計してある。また、電流制御系は  $i_{d^*e_s}$ 、 $i_{q^*e_s}$  共 1,000rad/s の交差周波数を持つように設計してある。さらに、磁束制御系及び速度制御系は 50rad/s の交差周波数になるように設計してある。

図10は回転速度のステップ応答を見るための実験結果で、速度指令  $\omega_r^*$  を 0 → 200 → 0 rpm とステップ的に変化させている。 $\hat{\omega}_r$  は  $\omega_r$  とよく一致するとともに、行き過ぎ時間は約 60ms で、設計どおりの 50

rad/s の交差周波数が得られている。

図 11 は 4 象限運転特性を見るための実験結果で、 $\omega_r^*$  を  $-1,500 \rightarrow 1,500 \rightarrow -1,500$  rpm とステップ的に変化させている。トルクリミッタがかかった状態で、直線的に加減速できている。 $-1,500$  rpm から 1,500 rpm までの時間が約 0.15s で急加減速できている。

図 12 は速度-トルクの定常特性を見るための実験結果で、回転速度同定及び速度制御に用いた積分要素の作用によりオフセットはほとんどなく、低速から高速まで良好な速度-トルクの定常特性を示している。

## 4. む す び

以上、モデル規範適応制御システムに基づき回転速度同定を行い、速度検出器を用いることなく、汎用誘導電動機をベクトル制御できるアダプティブ コントロールインバータについて紹介した。

本稿の内容をまとめると以下のとおりである。

- (1) ベクトル制御状態の誘導電動機を数学モデルとするモデル規範適応制御システムに基づく安定な速度同定アルゴリズムを導出した。この実用的な回転速度同定範囲に制約がない。
- (2) 回転速度の実際値と同定値の間の伝達関数を導出した。この伝達関数は一次周波数の影響を幾分受けるが、誘導電動機の定数、すべり周波数の影響は受けず、広い範囲で回転速度同定ができることを示している。さらに、伝達関数は適応ゲインを変えることにより調節できる。
- (3) 実験により優れた特性が得られることを確認した。

今後、アダプティブ コントロールインバータは汎用誘導電動機の変速制御の高性能化に役立つものと考えられる。

## 参 考 文 献

- (1) 杉本・大野：VVVF 電源で駆動される誘導電動機の非干渉制御とその特性，電学論 B，104，11，p.781 (昭59-11)
- (2) I.D.Landau & M.Tomizuka：適応制御システムの理論と実際，オーム社(昭56)

# サイクロコンバータ誘導電動機駆動システム

新野修平\* 富永善治\*  
 阪部茂一\*\* 松尾隆義\*  
 川口守弥\*\*\*

## 1. ま え が き

近年、鉄鋼圧延機駆動用として直流電動機に代わり、交流可変速システムの適用が推進されている。交流駆動システムの圧延機への適用により、駆動効率の向上、電動機保守性の向上、ギヤレスなど機械系の簡略化、制御応答性の向上、極低速運転など圧延プロセスの自由度向上、高速回転及び広い磁束制御範囲駆動による圧延ラインの高速化など多くの利点が期待される。

当社では、圧延機駆動用として既にサイリスタモータ方式<sup>(1)</sup>を完成しているが、このたび、トルク脈動が極めて小さく、最高回転速度が1,200rpm以上の駆動方式を実現するために、サイクロコンバータによるかご形誘導電動機駆動方式を開発し<sup>(2)</sup>完成した。

この論文では、鉄鋼圧延プラント主機駆動システムに適用される各種大容量交流可変速駆動方式の性能比較及びプラント対応の駆動システム適用可能機種を示すとともに、当社のサイクロコンバータ誘導電動機駆動システムの特長を述べる。また、実機として厚板ミル駆動用に非循環電流方式サイクロコンバータ誘導電動機駆動システムを適用し、さらに連続冷間ミル駆動用に循環電流方式サイクロコンバータ誘導電動機駆動システムを適用し、優れた駆動性能が得られることを確認したのでここに紹介する。

## 2. 交流可変速駆動システムの種類と適用

交流可変速駆動システムには、電動機、電源方式の組合わせによ

表1. 鉄鋼圧延プラント主機駆動システムの比較

方式	サイリスタレオナード		サイリスタモータ		非循環電流方式サイクロコンバータ		循環電流方式サイクロコンバータ	
	サイリスタレオナード	サイリスタモータ	IM駆動	SYM駆動	IM駆動	SYM駆動		
(1)電源 ●電源効率	0.72	0.72	0.55	0.65	0.4~0.5	0.6		
●電源高調波	高調波電流含有率15%							
制御波	無し	無し	有り	有り	有り	有り		
(2)電動機仕様 ●単機最大容量	M定数の制約あり		単機最大容量の制約なし					
●TOP速度 (rpm)	M定数の制約から最大速度の制約あり		2,400	800	800	1,200	1,200	
●界磁範囲	1:3	1:3~5	1:7.5	1:3~5	1:7.5	1:3~5		
(3)制御性能 ●速度制御応答 (rad/s)	10~30	30	50	30	60	30		
●速度制御範囲 (極低速特性) (%)	良 0.1~100	低速域でトルクリップルあり 0.1~100	良 0.1~100	良 0.1~100	非常に良 0.1~100	良 0.1~100		
●トルク制御応答 (rad/s)	200	200	600	200	900	200		
●トルクリップル (%)	≒0	中高速度域 急激増	5 8	1.5	1.5	≒0	≒0	
(4)総合特性 ●総合効率 (%) (ランニングコスト)	-	+2	+2	+3	+2	+3		
●設備容量 (インシュラコスト)	小	小	中	中	大	大		
●保守性 (ランニングコスト)	整流子のメンテナンス要	スリップリング有り	メンテナンスフリー	スリップリング有り	メンテナンスフリー	スリップリング有り		

り、極めて多様な方式があるが、鉄鋼圧延プラント主機駆動システムとして、

- (1) サイリスタモータ
- (2) 非循環電流方式サイクロコンバータ + IM

表2. プラント対応のドライブシステムの適用可能機種

プラント	熱間低速可逆圧延機 (JEM1157-1種)	熱間中高速非可逆圧延機 (JEM1157-2種)	冷間中高速非可逆圧延機 (JEM1157-2種)	熱間非可逆圧延機 (JEM1157-2種)
	厚板主機HOT粗主機	HOT仕上主機	TCM主機・リール	棒線ミル
プラント対応の駆動システム 必要具備条件	120	800	1200	1500
(1).TOP速度 (rpm)	1:2.5	1:3.5	1:6	1:2.0
(2).界磁範囲	10	30	50	30
(3).速度応答 (rad/s)	不要但しストールトルク要	不要	要 (0速度からの起動特性要)	不要
(4).極低速特性	5以下	2以下	≒0	5以下
(5).トルクリップル (%)	①非循環電流方式C/C+IM ②非循環電流方式C/C+SYM	①非循環電流方式C/C+SYM ②非循環電流方式C/C+IM	循環電流方式C/C+IM方式 界磁範囲、速度応答、極低速特性から他方式の適用は困難	サイリスタモータ TOP速度1500rpmの条件から他方式の適用は困難
プラント対応の駆動システム必要具備条件と各種駆動システムの性能				

注 斜線部分：プラント対応の駆動システム必要具備条件

- (3) 非循環電流方式サイクロコンバータ + SYM
  - (4) 循環電流方式サイクロコンバータ + IM
  - (5) 循環電流方式サイクロコンバータ + SYM
- の各方式がある。

上記5方式及びサイリスタレオナードの各駆動方式について、表1に性能比較を、表2にプラント対応のドライブシステム適用可能機種をまとめた。

### 3. サイクロコンバータ駆動システム

#### 3.1 サイクロコンバータの特長

交流電動機駆動用電源としてサイクロコンバータは、次のような幾つかの優れた特長をもっている。

- (1) 出力電圧・出力電流が正弦波状であるため、電動機トルク脈動が小さく、高調波電流による電動機損失が少ない。
- (2) 連続的に出力電圧・電流・周波数を調整することができ、過渡的には出力電圧・電流の大きさ及び位相を瞬時に変化させることができるので、電動機を滑らかにかつ高速応答で可変速することが可能である。
- (3) 交流電源から直接周波数変換されるため変換効率が良く、個々の変換装置には、サイリスタレオナードと同じ他励変換装置を適用でき、大容量化が容易であり、装置の信頼性も高い。

##### 3.1.1 循環電流方式サイクロコンバータ

サイクロコンバータには大別して二つの方式があり、その一つである循環電流方式サイクロコンバータの主回路構成を図1に示す。互いに30°の位相差をもつ6パルスサイリスタ変換器を縦続接続した12相サイリスタ変換器2台及び循環電流抑制リアクトルで1相分のサイクロコンバータを構成する。12相サイリスタ変換器の一方を正群コンバータ、他方を負群コンバータと呼び、負荷に電流を流し込むときは正群コンバータが電流を分担し、逆方向電流は負群コンバータが分担する。二つのコンバータにはリアクトルを介して循環電流を流してあり、正群・負群コンバータの切替無駄時間はない。負荷電流と循環電流の相互干渉を除くため、循環電流非干渉制御<sup>(3)</sup>を行っている。図2に正群・負群コンバータ電圧波形、出力電圧及び出力電流波形のシミュレーション結果を示す。正群コンバータと負群コンバータの平均電圧が出力電圧となる。循環電流方式サイクロコンバータはコンバータの切替無駄時間がないこと及び出力電圧ひずみが小さいことにより、出力周波数の限界を電源周波数の4/6～5/6まで高くできる。

##### 3.1.2 非循環電流方式サイクロコンバータ

サイクロコンバータのもう一つの方式である非循環電流方式サイクロコンバータの主回路構成を図3に示す。逆並列接続された6パルスサイリスタ変換器を縦続接続し、12相逆並列サイリスタ変換器

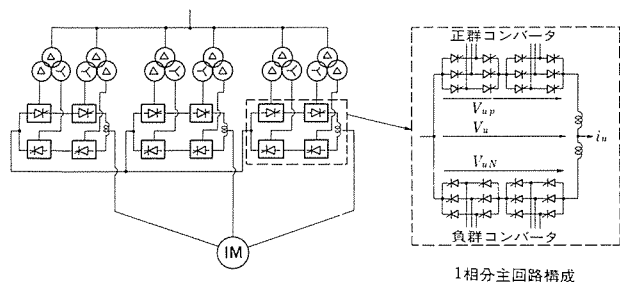


図1. 循環電流方式サイクロコンバータ主回路の構成

で1相分のサイクロコンバータを構成する。主回路構成は循環電流方式サイクロコンバータに比べシンプルである。正群・負群コンバータは同時に点弧させることができないことから切替無駄時間を生

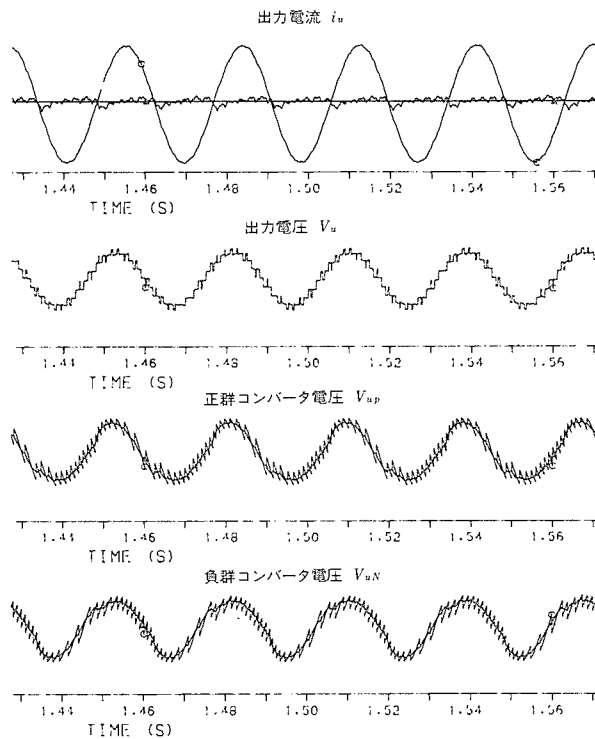


図2. 循環電流方式サイクロコンバータのシミュレーション波形

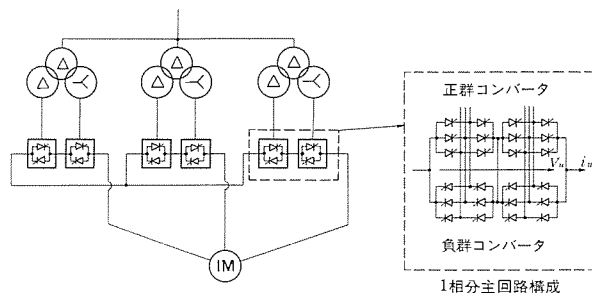


図3. 非循環電流方式サイクロコンバータ主回路の構成

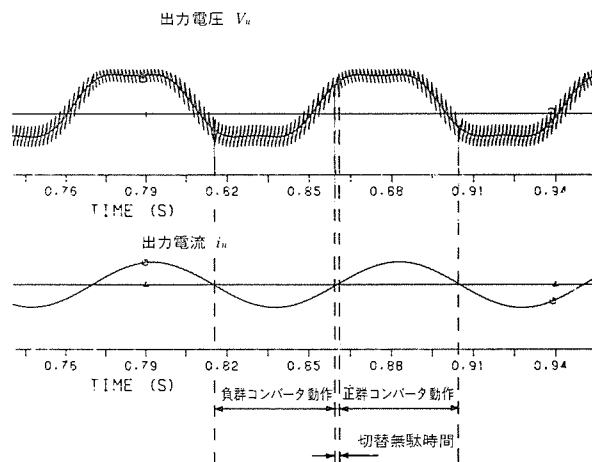


図4. 非循環電流方式サイクロコンバータのシミュレーション波形



ずる。この切替無駄時間による非制御期間の存在により、非循環電流方式サイクロコンバータの出力周波数は制限される(25~30Hz)。図4に出力電圧及び出力電流のシミュレーション波形を示す。出力電流が正から負及び負から正へ移行する際に、正群コンバータ、負群コンバータの切替えが行われる。切替無駄時間を極力小さく抑えるために、高速コンバータ切替制御を行う。

### 3.1.3 電源特性

サイクロコンバータは基本的に直流機駆動用電源であるサイリスタレオナードと同じ変換器動作をする。しかし、出力電圧を正弦波状に制御することからサイリスタレオナードと比べて、発生高調波電流特性及び電源力率特性は大きく異なっている。サイリスタの位相制御により交流出力電圧を得るため、サイクロコンバータの発生高調波電流は出力周波数に依存する側帯波成分をもつ。また、サイリスタ位相制御角は直流出力電圧を得る場合に比べ平均的に大きくなるため電源力率が低くなる。非循環電流方式サイクロコンバータに比べ循環電流方式サイクロコンバータでは、循環電流分無効電力が増える。

サイクロコンバータの力率改善方式としては、カスケード接続された二つのコンバータの一方を最大電圧に固定し他方で電圧制御を行う非対称制御方式、各相電圧に出力周波数の3倍成分を加えることにより、変換器入力電圧の低減を図る三次調波重畳制御方式などがある。非対称制御方式は力率改善効果が大きいですが、反面、発生高調波電流の増加、出力電圧脈動 トルク脈動の増加などの欠点もある。

サイクロコンバータの入力電源力率を改善し、また出力周波数に応じて変化する側帯波成分を含む高調波電流の電源側への流出を抑制するために、当社では力率改善コンデンサを兼ねたパッシブフィルタとアクティブフィルタを組み合わせた高調波補償装置を開発

し<sup>(4)</sup>、サイクロコンバータシステムに適用しており、その結果、良好なフィルタ特性を得ている。

## 3.2 サイクロコンバータ駆動システムの性能

### 3.2.1 制御システム

循環電流方式サイクロコンバータの制御ブロック図を図5に示す。回転座標軸上においてd-q軸の直流電流制御を行うことにより、定常偏差や位相遅れのない良好な交流電流制御系が実現できる。非干渉制御を用い2軸間の相互干渉を取り除くことにより、q軸トルク分電流及びd軸磁束分電流は線形制御される。循環電流制御には、負荷電流と循環電流の非干渉制御を採用した。速度制御及び磁束制御機能はサイリスタレオナードと同じである。

循環電流方式サイクロコンバータの制御ハードウェアの構成を図6に示す。高速16ビットマイクロプロセッサを複数使い、マルチCPU構成とし、機能の分散を図り高精度・高速演算を実現した。速度検出は5万カウント/回転に相当するレゾルバを採用し、電流センサには検出精度0.2%以下の低リップル・高速応答のDCCTを採用した。これら高速・高精度のデジタル信号処理技術・センサ技術により、広範囲な回転速度域での高精度・高速応答の制御システムが実現された。

全DDC化により、故障診断機能、データトレース機能、上位コンピュータとの制御・監視伝送機能などを備えた高性能、高信頼性の多機能な制御システムとなっている。

非循環電流方式サイクロコンバータの制御システムでは、図5の循環電流制御に代わり、正群負群コンバータ高速切替制御を行う。サイリスタ素子のターンオフ検出回路の採用により、約1msで正群負群コンバータ切替えが可能となり、ひずみの少ない高速応答の交流電流制御系によりトルク脈動の非常に小さい駆動システムが実現された。

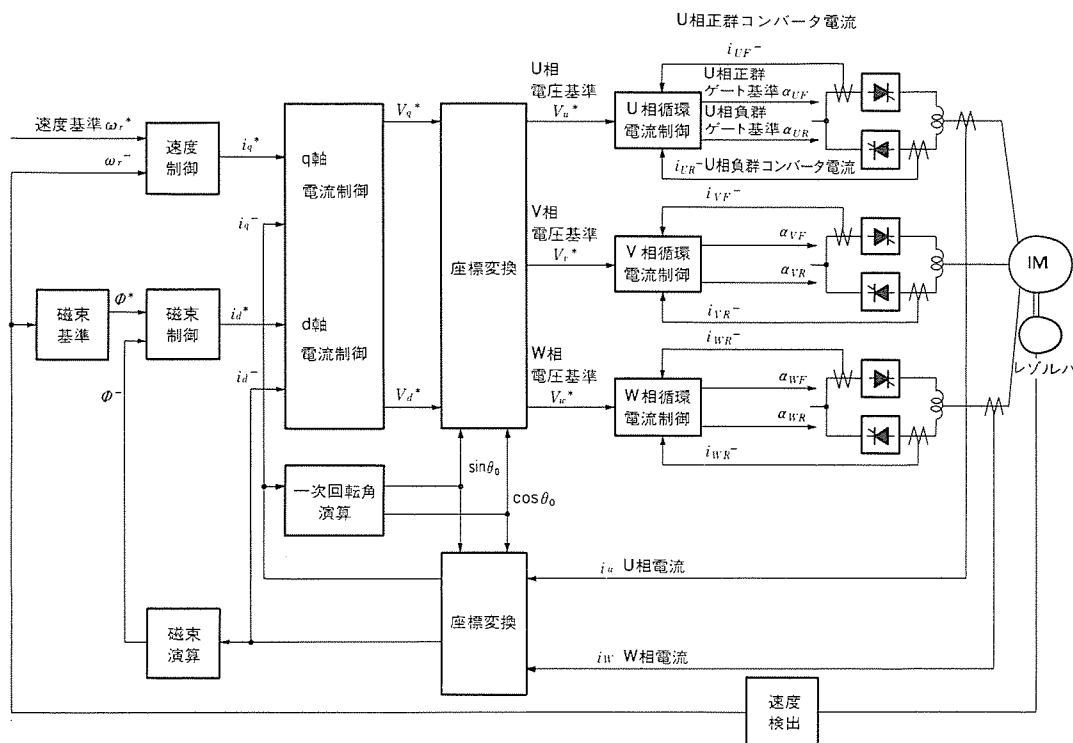


図5. 循環電流方式サイクロコンバータの制御ブロック図

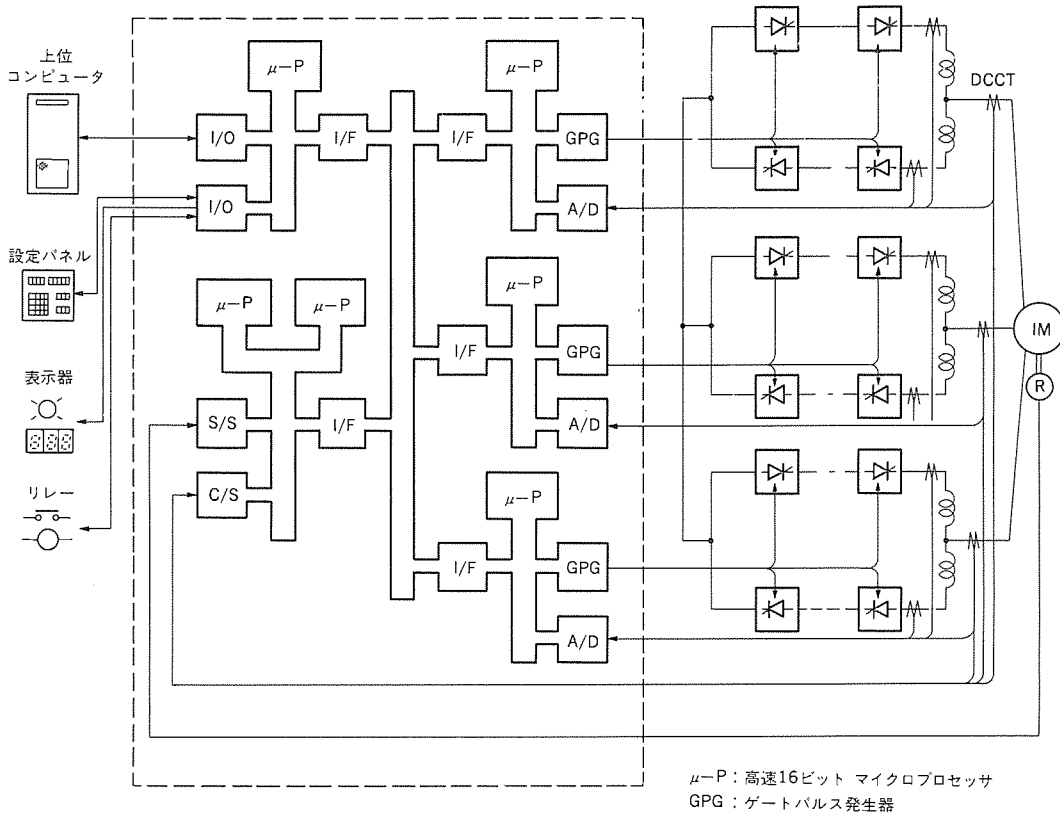


図 6. 循環電流方式サイクロコンバータの制御ハードウェアの構成

3.2.2 サイクロコンバータ駆動システムの性能

鉄鋼圧延機駆動用として、次に示すような広範囲の磁束制御性能及び高精度・高速応答のトルク制御性能・速度制御性能をもつサイクロコンバータ・誘導電動機駆動システムを完成した。

- 磁束制御範囲 200/1,200rpm
- トルク脈動 0.2%以下
- トルク応答 交差周波数 900rad/s
- 速度精度 0.01%以下
- 速度応答 交差周波数 50rad/s以上

また、高効率な誘導電動機を実現し、総合効率は直流電動機駆動システムに比較し、2%以上向上している。

3.3 ミル用誘導電動機

今回納入した電動機は可逆圧延粗ミル用（固定子2分割方式）並びに連続圧延ミル用であり、この実績によりすべての圧延設備に対応し得る誘導電動機技術を確立した。一般に圧延用電動機には、通常の電氣的過負荷耐力に加え、か(嚙)み込み時の大きな衝撃トルク強度が要求されるが、圧延用直流電動機の豊富な経験により確立してきた技術を随所に適用し、ミル用として十分な信頼性をもつ電動機となっている。また、かご形電動機を使用した完全ブラシレス方式であり、保守の面では従来の直流機に比べ画期的な労力の節減を実現するとともに、整流上の制約がないため小径化設計によるGD<sup>2</sup>の減少(約10%)、効率の向上(1.5~3%)など、省エネルギーの点でも優れた性能を実現している。

3.3.1 構造

(1) 回転子

回転子鉄心及びシャフトはこれまでの実績をふまえ、TAF(トルク増幅率)に対し圧延用直流電動機と同等以上の強度を持たせている。回転子バーと回転子鉄心スロットとの固定は全自動スエッジマ

シンによるスエッジ作業により、回転子バーと回転子鉄心を強固に固定する構造とした。

また、周速の大きい回転子に対してはエンドリング外周部にシュリンクリングをかん(嵌)合し遠心力によるエンドリングの変形及び回転子バーへの過大応力発生を防止できる構造とした。図7に回転子の一例を示す。

(2) 固定子

可逆ミルツインドライブ用として固定子2分割方式を採用しているが分割部接続箇所は位相リングのみとし、分解又は組立作業の煩雑さを極力少なくしている。連続ミル用ではクレーン容量等を勘案し非分割固定子を採用したが、固定子巻線の点検保守が容易に行えるように固定子を軸方向にスライドできる構造にした。固定子をスライドした例を図8に示す。固定子巻線及びわたり線は固定子鉄心

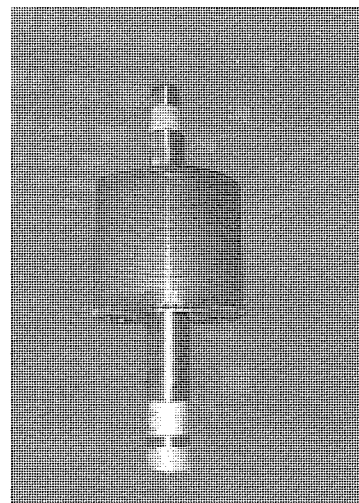


図 7. 回転子

と一体での真空加圧含浸処理により強固なものとし、圧延ごとの変動負荷の繰り返しに十分耐え得る構造とした。図9は含浸作業中の固定子を示す。また、運転中、巻線に流れる電流により発生する電磁力に対し解析を行い巻線各部のひずみが十分に小さくなるよう巻線間に間隔片を配置し剛性を高めている。図10、図11に可逆ミル及び連続ミル用電動機の外観を示す。

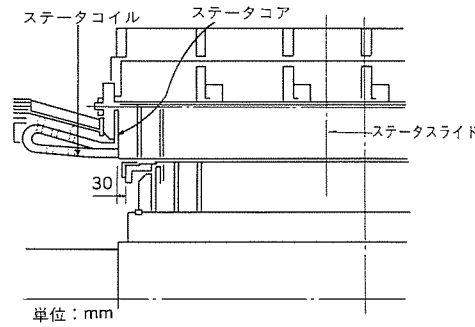


図8. ステータスライド

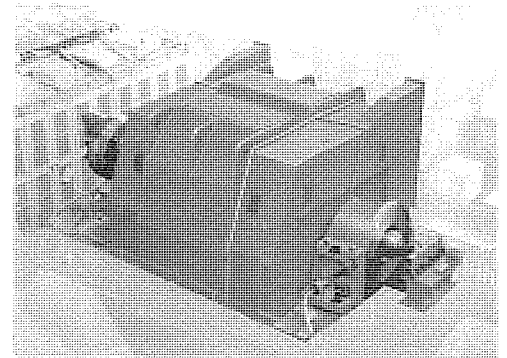


図10. 可逆ミル用電動機の外観

### 3.3.2 二分割巻線方式とトルクリプル

今回の粗ミル用2,800kW主電動機はツインドライブ方式であるため、容易に据付け、分解が可能な固定子二分割構造としている。通常の2層巻ではコイルの接続部が多くなり、二分割が困難であるので、わたり線接続部の分解のみで固定子分割の可能な単層巻とする必要があるが、この場合、各相コイル非対称性によるインピーダンス不平衡のため  $2fH_z$

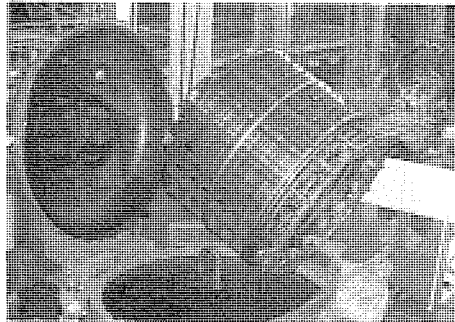


図9 含浸中の固定子

のトルクリプルを発生する。 $f$ は電動機の入力周波数で可変速駆動の場合は0~定格値まで変化するため、軸系のねじり固有振動数  $f_m$ と共振する点が出てくるので注意が必要である。当社では製作に先立ち、シミュレーション並びにモデル機による実験を行い、制御の効果によってトルクリプルを軽減でき、圧延用として十分に性能を発揮できることを確認した。

図12は共振点 ( $f_m=2f$ ) において、固定子1相分の漏れインダクタンスを他の相の50%とした場合のシミュレーション結果を示す。図12(a)は制御系のない場合のステップトルクのシミュレーションで、 $2f$ 成分のトルクリプル及び速度変動が定常状態になっても残っているが、制御系を加えた同図(b)の場合は  $2f$ 成分の変動がほとんどなくなり、トルクリプルが抑制されていることが分かる。なお、実機製作においては、各相コイルエンドの形状、接続に注意を払い、インピーダンス不平衡を最小限度に抑えている。

### 3.4 サイクロコンバータ駆動システムの実績

#### 3.4.1 適用例

中部鋼管(株) 厚板ミル主機駆動システムとして、非循環電流方式サイクロコンバータ+IMを、日本鋼管(株)福山製鉄所 新冷延主機駆動システムとして、循環電流方式サイクロコンバータ+IMを製作・納入し、現在、順調に稼働中である。表3に上記駆動システムの仕様を示す。

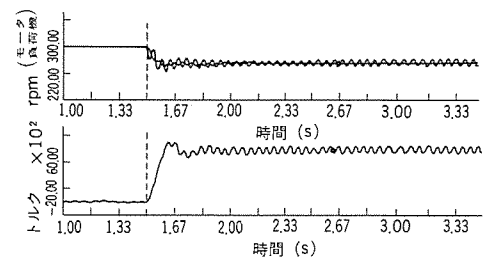
サイクロコンバータ変換器を図13に示す。大容量サイリスタ素子1,000A-4,000V及び1,500A-4,000Vを容量別に使用している。1,500Aサイリスタ素子の冷却には冷却効率の良いヒートパイプ冷却方式を採用している。

#### 3.4.2 運転実績

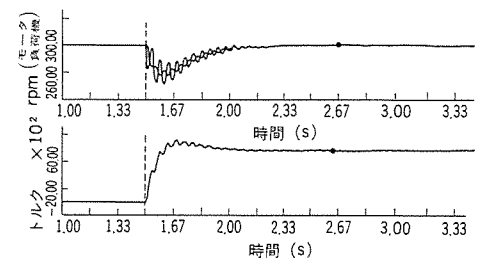
循環電流方式サイクロコンバータの運転特性として、冷間圧延機用6,000kW機の加減速運転オシロを図14に、速度ステップ応答オシロを図15に示す。速度制御応答 50rad/s以上で安定した運転が行われている。



図11. 連続ミル用電動機の外観



(a) 制御率無し



(b) 制御系有り

図12. トルクステップ応答 (不平衡率50%)

非循環電流方式サイクロコンバータの運転特性として、厚板ミル用2,800kW機の4象限連続移行運転オシロを図16に、速度ステップ応答オシロを図17に示す。正群負群コンバータの切替無駄時間は1ms以下を達成、出力電流は非常に滑らかであり、速度の高速応答も実現されている。

## 4. むすび

サイクロコンバータ誘導電動機駆動システムは、ほとんどすべての鉄鋼プラント圧延機に適用可能であり、今後は交流可変速が圧延

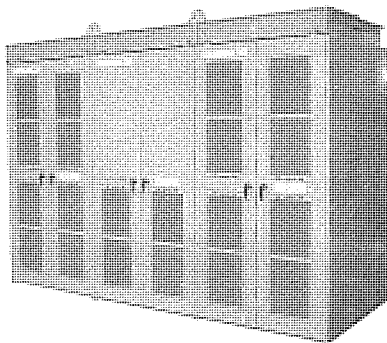


図13. サイクロコンバータ変換器盤の外観

表3. 駆動システムの仕様

	中部鋼板 厚板ミル	日本鋼管冷延ミル				
		No.1スタンド	No.2スタンド	No.3スタンド	No.4スタンド	テンションリール
駆動システム仕様 ●出力(kW) ●回転数(rpm) ●過負荷耐量(1分間)	2-2,800 40/80 225%	2,500 120/271 175%	6,000 180/451 175%	6,000 228/685 175%	4,500 270/813 175%	1,800 140/752 175%
電動機形式 ●標準規格	三相誘導電動機 [ツインドライブ アフォーワード] JEM1157-1	三相誘導電動機 JEM1157-2				
サイクロコンバータ ●方式 ●アーム数 ●出力周波数(同期)(Hz) サイリスタ素子(A/V)	非循環電流方式 72アーム 5.55/11.1 1,000/4,000	循環電流方式 72アーム 6.0/13.55 9.0/22.55 11.4/34.25 13.5/40.65 4.67/25.1 1,500/4,000 1,500/4,000 1,500/4,000 1,500/4,000 1,000/4,000				

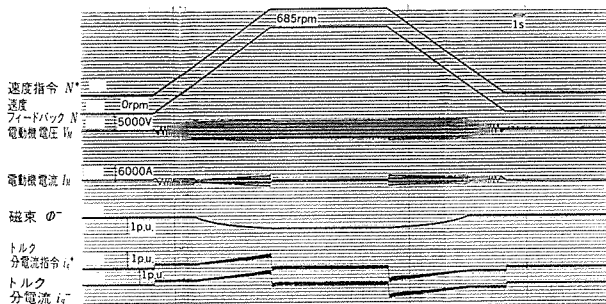


図14. 加減速運転 0→TOP 10  
循環電流方式サイクロコンバータ6000kW機

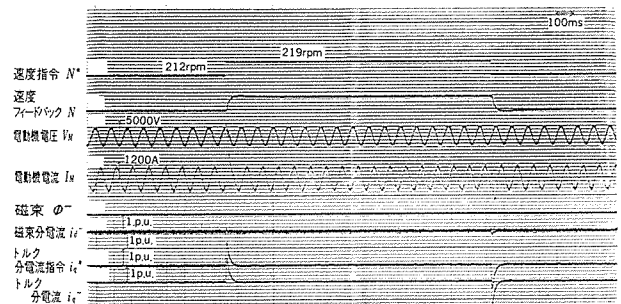


図15. 速度ステップ応答  
循環電流方式サイクロコンバータ6000kW機

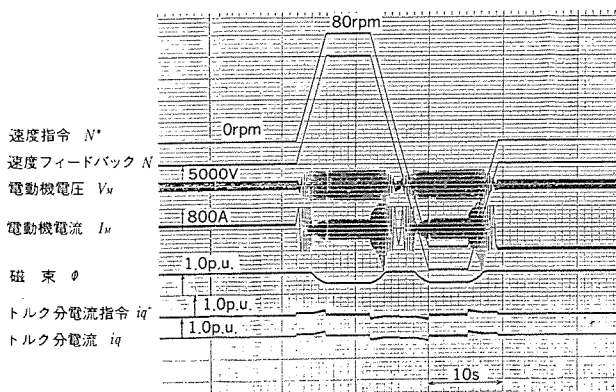


図16. 4象限連続移行運転 0→TOP 4s  
非循環電流方式サイクロコンバータ2800kW機

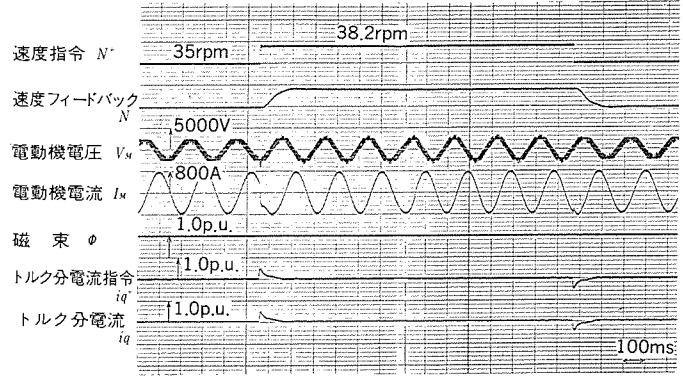


図17. 速度ステップ応答  
非循環電流方式サイクロコンバータ2800kW機

機駆動系の主流となる。

また、サイクロコンバータ駆動システムは優れた駆動性能を持っているため、鉄鋼圧延主機駆動はもとより、リニアモータ駆動、可変速揚水発電システムなどの大容量交流電動機の可変速駆動に適しており、その適用範囲は拡大しつつある。今後、サイクロコンバータは可変速駆動のみならず、大電力変換器としてフライホイール及び超電導によるエネルギー貯蔵システム、無効電力補償装置などへの適用も期待されている。

最後に、この駆動システムの鉄鋼プラントへの導入にあたり、多大な御指導をいただいた鉄鋼メーカー各社の方々に深く感謝の意を表するものである。

参考文献

(1) 矢野ほか：圧延用直流多相サイリスタモータ1,950kW，三菱電

機技報，55，No.11（昭56）

(2) 杉本，新野：大容量誘導電動機の高性能制御法，電気学会論文誌D，107巻2号（昭62）  
 (3) 細川ほか：循環電流方式コンバータの非干渉制御，昭60電気学会全大No.569  
 (4) 竹田ほか：アクティブフィルタを適用した高調波補償装置，三菱電機技報，61，No.7（昭62）  
 (5) 杉本，大野：VVVF電源で駆動された誘導電動機の非干渉制御法とその特性，電気学会論文誌B，104，781（昭59）

# 誘導加熱用電流形トランジスタインバータ

中村行延\* 田中 毅\*  
目次正 武\*  
中野裕行\*

## 1. ま え が き

誘導加熱とは、導電性の被加熱物に交番磁界を印加し誘起される渦電流によって被加熱物を昇温させるもので、代表的な工業用加熱手段として広く利用されている。この誘導加熱に必要な機器をシステムとして構成した誘導加熱装置は、鉄鋼プラントの圧延ラインや自動車部品などの鍛造ラインに多く導入されて、省エネ、省力化に寄与しているとともに、最近では新素材関連産業でも高品質化を実現する手段として活発に導入されている。このように、誘導加熱装置は今やあらゆる産業分野で使われている。

誘導加熱装置の重要な構成機器の一つである高周波インバータは、高周波の大電力を発生するパワーエレクトロニクス製品である。この高周波インバータが扱う周波数や電力容量は、被加熱物の材質、形状、時間当たりの処理量によって選択されるが、一般的には周波数で1~10kHz、電力で100~1,000kWのものが多い。

当社は誘導加熱装置の総合メーカーとして数多くの先駆的製品を供給してきたが、中でも周波数、電力に応じて幅広く選択可能なサイリスタ式高周波インバータは特に高い評価を得ている。この実績をもとに、需要の多い鍛造用の小電力容量品として、電流形トランジスタインバータを内蔵した誘導加熱装置を完成し、当社の標準品系列に加えた。以下に、誘導加熱装置の概要とともに、電流形トランジスタインバータの構成と新しい技術について紹介する。

## 2. 誘導加熱用インバータの概要

### 2.1 誘導加熱装置の構成

サイリスタインバータを使用した誘導加熱装置の一般的な構成を図1に示す。商用電源は、絶縁形の変圧器を介してインバータに供給され、所要の周波数を持つ高周波電力に変換される。この高周波電力を供給される加熱コイルによって交番磁束が発生し、加熱コイル内の被加熱物が誘導加熱される。被加熱物は丸棒の金属材料が多く、加熱コイル内を連続的に搬送されて鍛造温度(約1,250°C)に昇温し、誘導加熱装置の後工程であるプレスに送られて鍛造される。

加熱コイルは銅管をソレノイド状に巻いたもので、加熱コイルと被加熱物の結合の悪さによる低力率を改善するための力率改善用コンデンサが設置されている。また、被加熱物を搬送する機構(ピンチローラ及びモータ)、インバータ及び搬送機構の制御回路と操作パネルも内蔵されている。

鍛造用の誘導加熱装置の場合、これらの構成機器はすべて同一架台上に一体化されており、ボタン操作一つでインバータや搬送機構の運転を行うことができる。

### 2.2 誘導加熱用インバータの定格選択基準

誘導加熱用インバータの定格は一般に出力電力と出力周波数で呼称されるが、それらは以下のように選択される。

誘導加熱において被加熱物に誘起される渦電流の分布は、被加熱物の材質、形状と加熱周波数で決まる。鍛造に最も多く使われる炭

素鋼の丸棒の場合、効率よく誘導加熱を行うための周波数と丸棒の直径との関係は図2に示すようになり、丸棒の直径に応じて最適の周波数を選ぶ必要がある。同図から明らかのように、丸棒の直径が小さいほど(被加熱物が板材の場合は、板厚が薄いほど)、高い周波数が要求される。したがって、誘導加熱装置で加熱する被加熱物のサイズが決まれば、インバータの出力周波数を決定できる。

一方、加熱コイルに投入すべき電力は、被加熱物の時間当たりの処理量にほぼ比例する。インバータの定格出力電力は加熱コイルの必要電力より多めに選ばれるのが普通である。

### 2.3 サイリスタインバータの構成と動作

図1に示すように、誘導加熱用として従来から使われているサイリスタインバータは、変圧器から供給される三相の交流電源を整流する順変換部、直流電流リップル分を平滑する直流リアクトル、直流を高周波交流に変える逆変換部、初期の振動電圧を発生させる起動回路から構成されている。順変換部及び逆変換部は平行サイリスタ素子を、前者は三相ブリッジ接続、後者は単相ブリッジ接続で冷却片ブロックとともにスタック構造としている。冷却片ブロックが通電端子を兼ねているので、電食を防ぐため冷却水には純水が使われている。純水は、ポンプ、熱交換器及びイオン交換樹脂から成る密閉水系で循環使用されている。

このサイリスタインバータの動作は以下のとおりである。第1段階で、逆変換部サイリスタの $TH_1$ 、 $TH_2$ を導通させて直流回路を短絡させ、順変換部サイリスタの点弧位相制御により直流回路に一定の電流を流す。第2段階で起動回路内の起動サイリスタを点弧して、あらかじめ充電されている起動用コンデンサの電荷を負荷である加熱コイルと力率改善コンデンサに放出させることにより、インバータの出力に負荷の並列共振周波数を持つ振動電圧を発生させる。第3段階で、この振動電圧の波形に合わせて逆変換部サイリスタ $TH_1$ 、 $TH_4$ の正規な点弧を行う。点弧したサイリスタ $TH_4$ には直流回路を短絡していたサイリスタ $TH_2$ の電流が転流し、負荷に振動のエネルギーを供給する。電流が流れなくなったサイリスタ $TH_2$ には振動電圧、すなわちインバータ出力電圧がアノードカソード間に逆電圧として加わり、その時間が逆変換部サイリスタのターンオフタイムより長く設定されているため、出力電圧が逆転したときには順電圧阻止能力を得る。以降は逆変換部サイリスタに印加される逆電圧の時間が一定になるように、サイリスタ $TH_1$ と $TH_4$ 、 $TH_2$ と $TH_3$ が対になって交互にオン状態、オフ状態を繰り返す連続スイッチングに移行する。逆電圧時間の一定制御は、出力電圧検出器及び $TH_1$ 、 $TH_3$ のカソード間に設けられた転流タイミングの検出器の信号を用いてフィードバックループで行われる。スイッチング時の逆変換部の各部の波形は図3に示すとおりである。

### 2.4 サイリスタインバータの問題点

サイリスタインバータは以上のような構成と動作のため、以下に記す問題点がある。

- (1) 純水循環設備のメンテナンスが必要。

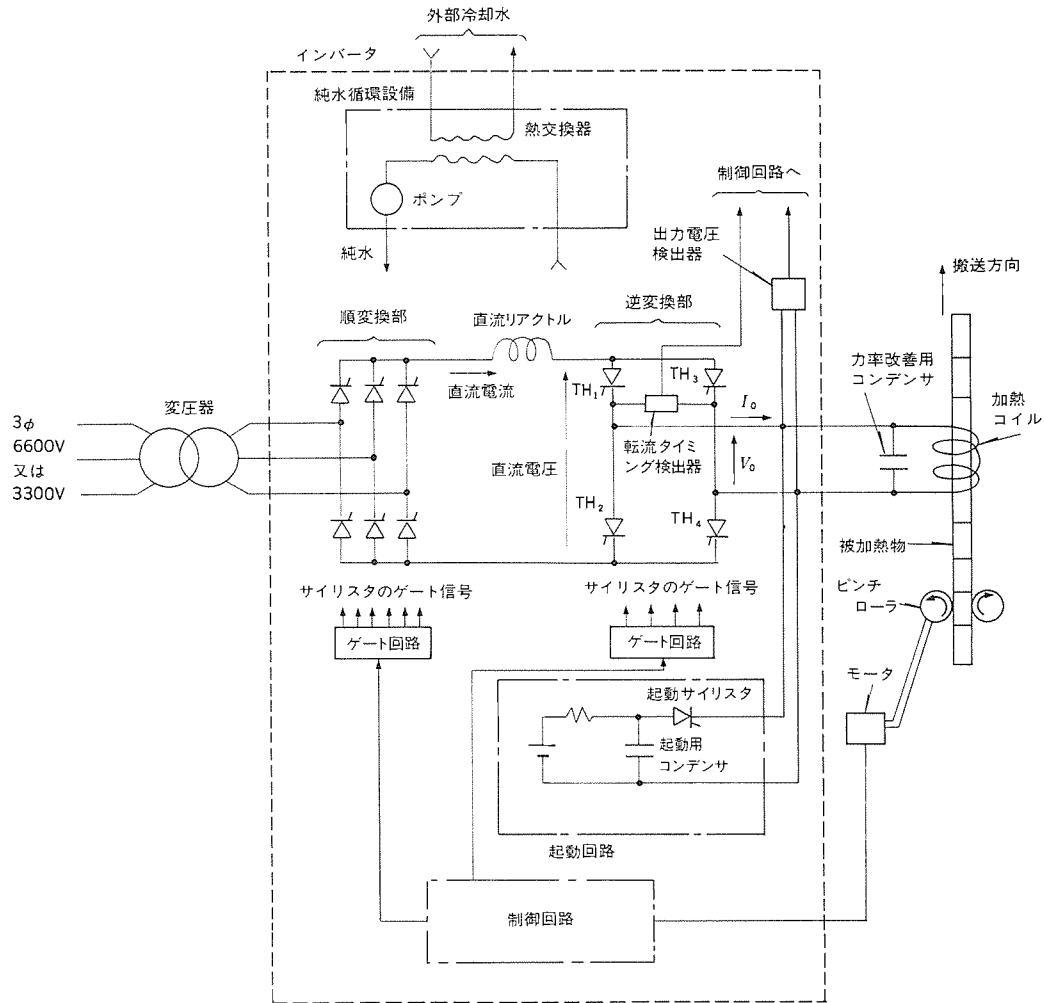


図1. サイリスタインバータ式誘導加熱装置の構成

冷却片ブロックの電食を防ぐため、純水の抵抗値のチェックとイオン交換樹脂の取替えを定期的に行う必要がある。

(2) 電力の可変範囲が小さい。

インバータの出力電力の調整は、順変換部サイリスタの位相制御により直流電圧を変化させて行う。電力を小さく設定することは直流電圧を低下させることになり、これは順変換部サイリスタのオン期間の減少を意味するので直流電流のリップルが増大する。直流電

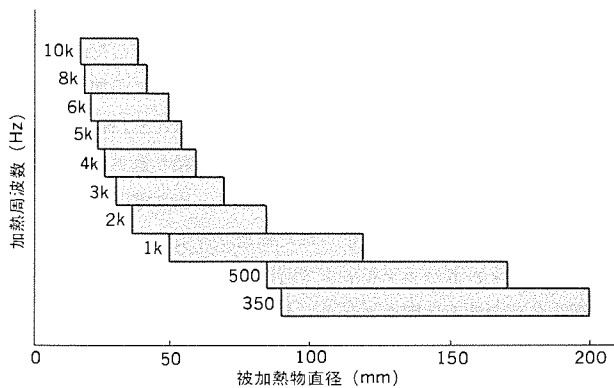


図2. 各加熱周波数に対する被加熱物（炭素鋼の丸棒）の適用範囲

流が断続するほどリップルが大きくなると、逆電圧時間一定制御のフィードバック信号として用いている逆変換部サイリスタの電流の転流タイミングが検出できないため、インバータの安定な運転が困難になる。したがって、インバータ出力電力の可変範囲の下限は直流電流が断続しない範囲に制約される。

(3) 出力周波数の調整範囲が小さく出力力率が悪い。

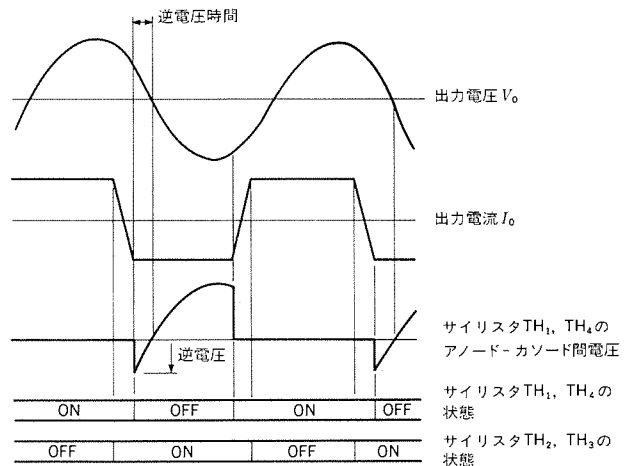


図3. サイリスタインバータのスイッチング波形

逆変換部サイリスタにはターンオフタイム以上の逆電圧時間を確保する必要があるため、出力周波数が高くなるほどターンオフタイムの短いサイリスタが要求される。ターンオフタイムで区分したサイリスタの種類は少ないため、実際は1kHz、3kHz、10kHzの使用周波数上限を設定したサイリスタをこれらの周波数帯に応じて使い分けている。このため、上限に近い周波数でインバータが運転されると出力力率が悪くなる。また、周波数帯が異なる範囲での出力周波数の調整は困難である。

(4) 起動能力が低い

インバータの負荷が重い場合（起動時に常温の被加熱物が加熱コイル内を占めているときに多い）には、起動回路で発生させた振動電圧が急激に減衰する。そのため、逆変換部サイリスタに必要な逆電圧が確保できず、オフすべきサイリスタが再びオンすることがあり、安定な起動ができないことがある。

3. トランジスタインバータの概要

3.1 回路方式

前述のように、誘導加熱用としてサイリスタインバータが従来から使われてきたが、最近の電力用トランジスタの大容量化に伴い、大電力を扱う誘導加熱用インバータへの適用が可能になった。

ここで、誘導加熱用インバータを回路方式により大別すると、電圧形と電流形がある。両者の比較を表1に記載したが、誘導加熱用として電流形は電圧形に比べ、変換効率が高く信頼性でも優れているなど多くの利点を持つため、当社はサイリスタインバータにおいて電流形を採用してきた。

一方、トランジスタをインバータに適用する場合、サイリスタと異なりトランジスタが自己消弧形素子であるという理由から電圧形で構成された例が多い。しかし、当社では誘導加熱用としての利点を生かすため、トランジスタインバータも電流形構成として開発、製品化に成功した。

3.2 構成

図4の外観写真は今回開発したトランジスタインバータを内蔵した定格出力400kWクラスの鍛造用誘導加熱装置である。

図5に400kWクラスのトランジスタインバータの構成を示す。供給される三相交流電源は420Vで、インバータによって500Vの出力電

表1. 誘導加熱用インバータとしての電圧形と電流形の比較

	比較項目	電圧形	電流形
回路構成	順変換部素子	ダイオード	サイリスタ
	逆変換部素子	トランジスタ	トランジスタ
	直流平滑用素子	電解コンデンサ	直流リアクトル
	負荷回路	直列共振回路	並列共振回路
特性	電力調整方法	複雑 [逆変換部の周波数、力率制御による]	容易 [直流電圧制御による]
	変換効率	低い (90%以下)	高い (95%以上)
	負荷短絡自己に対する保護	困難 [電解コンデンサの短絡となる]	容易 [直流リアクトルにより短絡電流を抑制する]
	故障率	高い [電解コンデンサに寿命がある]	低い

圧を持つ高周波電力に変換されて、負荷の加熱コイルと力率改善用コンデンサに供給される。インバータは約100kWの単機出力を持つ主回路ユニットが複数個並列に組み合わせてあり、所要の定格出力電力に応じて主回路ユニット数を1~4個の範囲で選択する。

図6に示すように、一つの主回路ユニットには順変換部、直流リアクトル、逆変換部のインバータ主要機器がまとまっている。順変換部はサイリスタで構成され、逆変換部は逆接続ダイオード付きのトランジスタとダイオードが直列に接続された構成である。この逆接続ダイオードは、トランジスタのコレクターエミッタ間に逆電圧がかかることを避けるためのものである。逆変換部のスイッチング時の波形は図7に示すように、サイリスタインバータの場合とほぼ同じである。

インバータ制御回路は電圧制御ループと周波数制御ループに分かれている。電圧制御ループは、インバータ出力電圧を一定に保つために出力電圧の検出信号と電圧設定値とを比較して、順変換部サイリスタの点弧位相制御により直流電圧を制御する。一方、周波数制御ループはインバータの出力力率を一定に保つために、逆変換部トランジスタのスイッチングの周波数を制御するものである。このために、トランジスタがオン状態からオフ状態に変わるときにダイオードにかかる逆電圧の時間を検出して逆電圧時間設定値と比較し、PLL回路でトランジスタのオン/オフのタイミングを決めている。なお、順変換部サイリスタのゲートドライブ用としてゲート回路が、逆変換部トランジスタのベースドライブ用としてベースドライブ回路が内蔵されている。

また、操作パネルとのインタフェース及びインバータの起動、停止、搬送機構のシーケンス制御などにはプログラマブルシーケンサを用いている。

3.3 特長と新技術

今回開発したトランジスタインバータの特長と新しく採用した技術について以下に述べる。これらは従来形のサイリスタインバータの問題点を解決するとともに、高機能化を図ることによりトランジスタインバータの使いやすさを向上させたものである。なお、表2にサイリスタインバータとトランジスタインバータの比較を示す。

3.3.1 主回路ユニット方式の実用化

トランジスタインバータがサイリスタインバータと最も異なるところは、主回路ユニット方式である。この主回路ユニットの順変換部にはサイリスタモジュール、逆変換部にはトランジスタモジュールを使用し、スナバ回路等とともに取付板に平面的に配置されてい

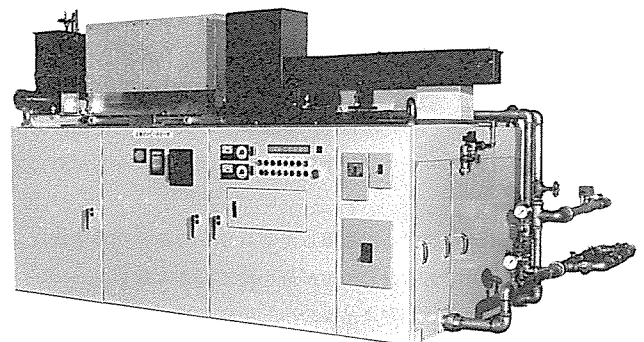


図4. トランジスタインバータ式鍛造用誘導加熱装置の外観

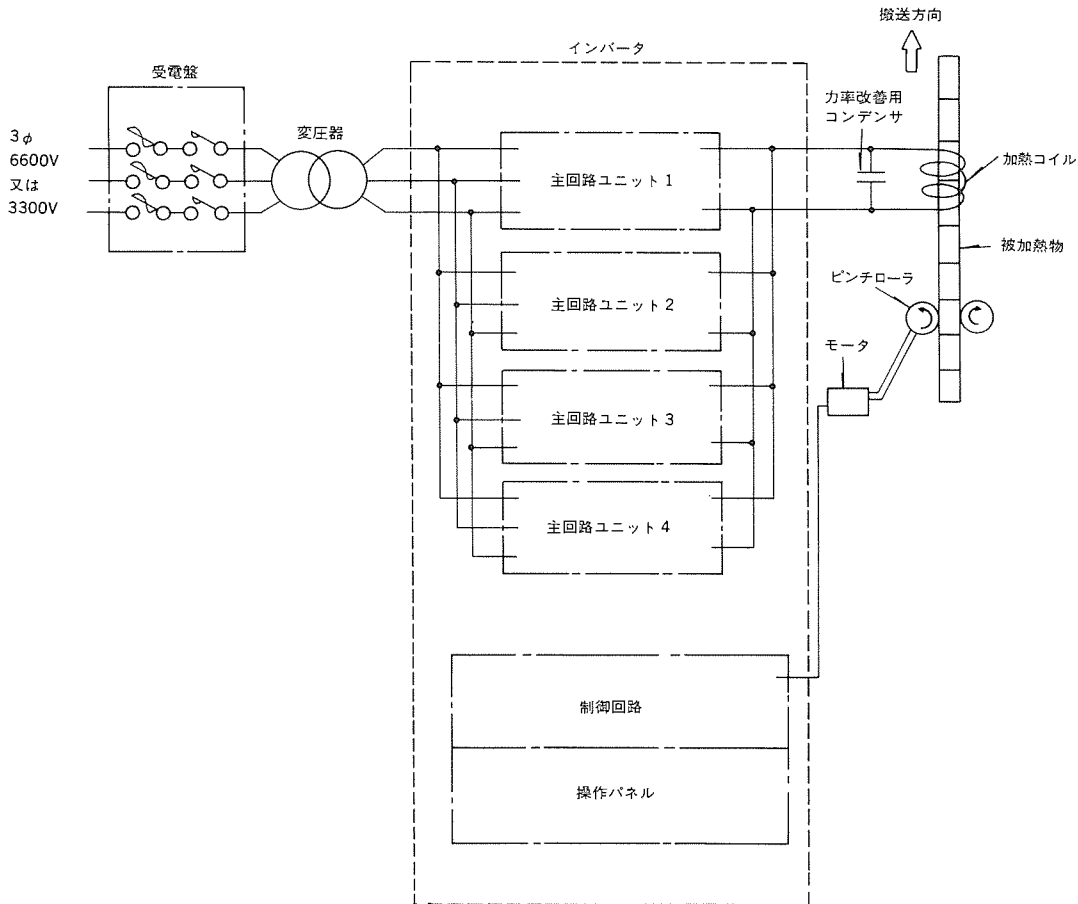


図5. トランジスタインバータ式誘導加熱装置の構成

る。この取付板には工業用水を通す冷却用銅管が貫通している。サイリスタモジュールとトランジスタモジュールはいずれも絶縁形であり、冷却片とは絶縁されているので、共通の冷却片にまとめて工業用水で冷却することができる。

この主回路ユニット方式の利点は以下のとおりである。

- (1) 定格出力電力を大きくする方法としては、主回路素子（サイリスタ、トランジスタ）の並列駆動又は素子の定格容量の増大が考えられる。これに対して今回実施した主回路ユニットの並列化はインバータ機能の並列接続となるため、定格出力電力に関係なく主回路部品に共通性ができるとともに、主回路素子の並列駆動時における素子間の電流アンバランスのような問題を生じない。
- (2) 主回路ユニットは取付板の表側に主回路素子を配置し、裏側にゲート及びベースドライブ回路などを置く二層構造として、取付板の寸法を小さくした。したがって、メンテナンスのために前後の空間を設けて複数ユニットを使用する場合でも所要スペースが極めて小さい。
- (3) 万一の故障発生時でも、故障したユニットのみを交換すればよく、復旧も短時間であるため被害が最小限に抑えられる。
- (4) 誘導加熱装置では加熱コイルの冷却用に多量の工業用水を必要とするので、その一部を利用する形で主回路ユニットを水冷する方式とし、純水循環設備のような特別な冷却装置を不要とした。

この主回路ユニット方式の採用とそれに伴う純水循環設備の不要

化の結果、表2に示すようにインバータ部の容積はサイリスタインバータに比べて半分以下と大幅にコンパクト化されている。また、純水循環設備のメンテナンスが不要になったため、インバータ全体のメンテナンスにかかる手間が簡素化されている。

### 3.3.2 電力可変範囲の拡大

2.2節で述べたように、誘導加熱装置では被加熱物の処理量に応じてインバータの出力電力を変えている。この処理量は、鍛造ラインの生産計画に合わせて定格値から10%程度まで下がることがあり、インバータ出力電力も定格値に対して広い可変範囲が要求される。出力電力は出力電圧の調整によって変えられるため、出力電圧が定格値（500V）から下げられる範囲により出力電力の可変範囲が決まる。

トランジスタインバータでは表2に示すように出力電力の可変範囲は、サイリスタインバータに比べて大幅に向上している。これは、逆変換部トランジスタのスイッチング制御用として、サイリスタインバータにおける電流の転流タイミング検出器に代えて、図6に示したようなダイオードにかかる逆電圧の時間を検出する光ファイバ式検出回路を採用したためである。ダイオードにかかる逆電圧時間（図7の $\gamma$ ）は出力電圧に対する出力電流の位相にほぼ等しく、出力力率の一定制御に利用できる。また、直流電流が断続するほど直流電圧が低い範囲すなわち出力電圧が低い範囲でも、負荷回路の共振は継続し出力電圧は安定である。したがって、ダイオードにかかる



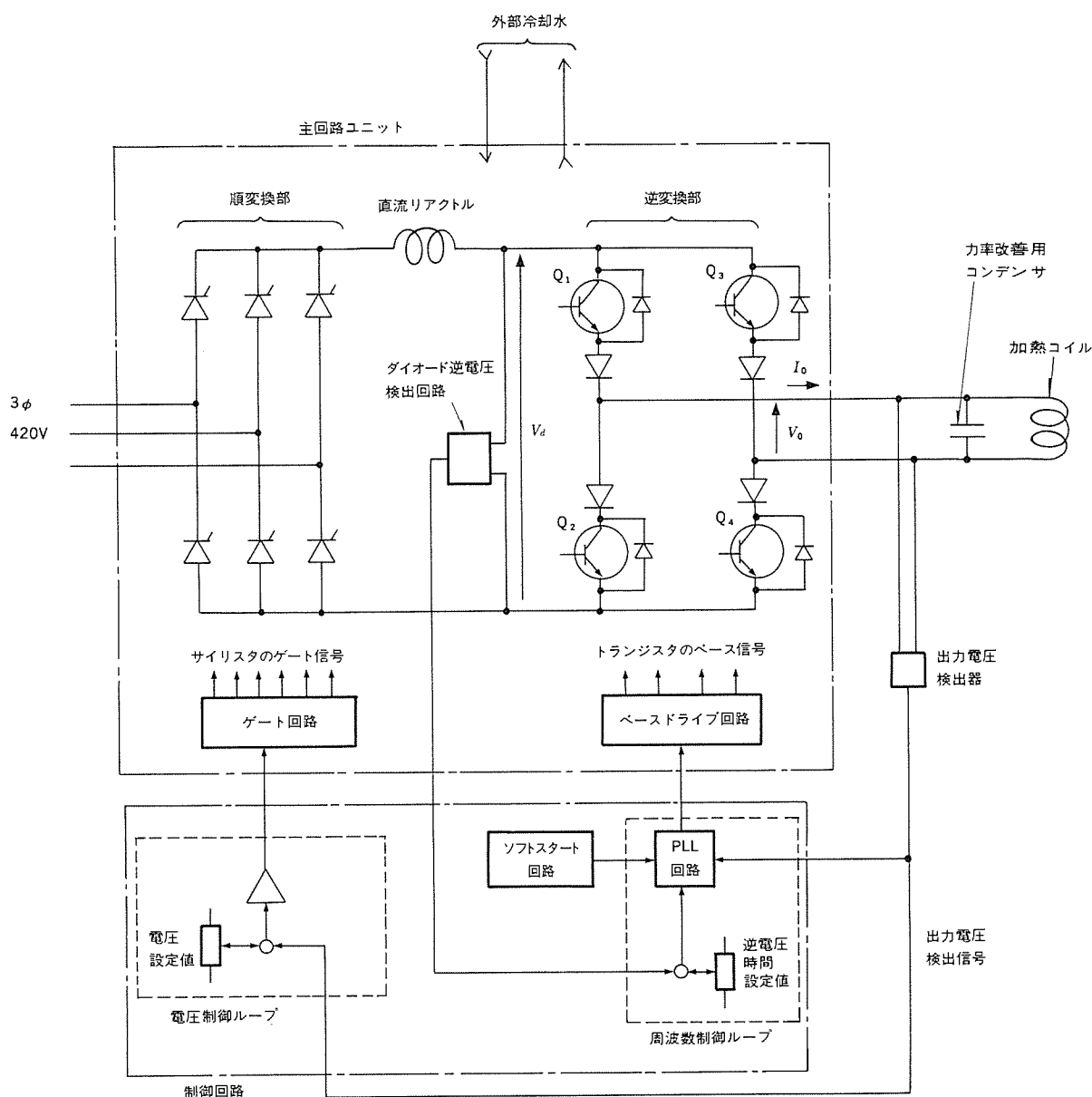


図 6. トランジスタインバータの回路構成

逆電圧は常に検出され、出力力率の一定制御を安定して行うことができる。

さらに、高周波、大電力を扱う誘導加熱用インバータでは、主回路と制御回路の絶縁と制御回路の耐ノイズ性の向上が不可欠であるが、光ファイバの採用により上記の問題が解消されたほか、検出波形の正確さと応答時間も改善され、出力力率一定制御の精度も向上している。

### 3.3.3 出力周波数範囲の拡大

図 2 に示したように被加熱物のサイズによって、また材質によって最適の加熱周波数を選ぶ必要がある。最近の傾向として、同一の誘導加熱装置でサイズ、材質の異なる多種類の被加熱物を処理することが多く、インバータの出力周波数も広範囲にわたって選択できることが要求される。

これに対し、トランジスタインバータでは以下の方式により対応している。

(1) トランジスタにはターンオフタイムという制約がないため、周

波数に関係なく同一の素子を使用する。

(2) 逆変換部のオンしているトランジスタはオフ状態のトランジスタの点弧によって転流されるため、そのコレクタ電流はベース信号の有無にかかわらず消える。そのため、ベース信号を切ってからオフ状態に移るまでの時間(図 7 の  $T_s$ )が長くなり、またこの時間はコレクタ電流に比例して増大する。高い周波数ではスイッチングの周期が短くなり、上記の時間  $T_s$  の割合が大きくなるが、これは出力力率の低下につながる。

この問題を解決するために、トランジスタのオフのタイミングに大きなベース逆電流パルスを与える新しいベースドライブ回路を開発し、オンからオフへの移行時間を大幅に短縮している。

この結果、最大 6 kHz の出力周波数でも 1 ~ 3 kHz クラスと同じ出力力率が得られる。したがって、1 ~ 6 kHz の広範囲にわたって負荷回路の定数の調整だけで、1 種類のインバータで対応可能となった。

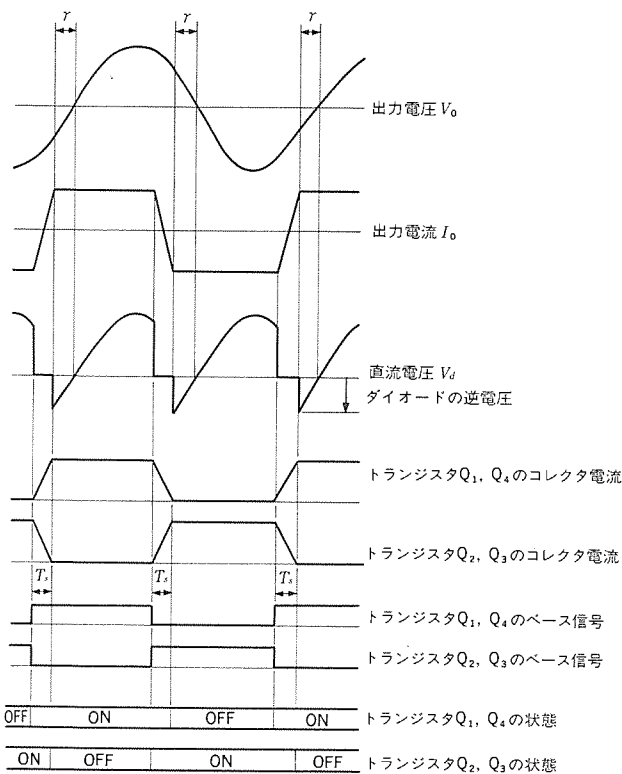


図7. トランジスタインバータのスイッチング波形

3.3.4 起動能力の向上

トランジスタインバータは従来のサイリスタインバータにおける起動回路を廃止するとともに、ソフトスタート式の起動回路を新たに装備して起動の安定性を確保している。

自己消弧形素子であるトランジスタには消弧のための逆電圧が不要であり、起動回路の助けを借りる必要がない。ただし、起動時には出力電圧が発生しないので、出力電圧の振動周期に合わせてトランジスタのオン/オフのタイミングを決める制御ができない。新たに採用したソフトスタート回路は、インバータの起動時には一定に決められた間隔でトランジスタのスイッチングを行い、出力電圧が立ち上がれば出力電圧の振動周期にトランジスタのスイッチング周期を徐々に近づけて、最終的に周波数制御ループに移行させる。したがって、負荷が重く出力電圧の立ち上がりに時間がかかっても、サイリスタインバータのような起動失敗に至ることがない。

この新しい起動方法によれば、被加熱物の状態（被加熱物の有無又は温度）による負荷回路定数の変化にもかかわらず起動が可能であり、鍛造ライン全体の稼働率の向上にも寄与している。

表2. サイリスタインバータとトランジスタインバータの比較

比較項目		サイリスタインバータ	トランジスタインバータ
出力定格	電力(kw)	300~1,200	100~370
	周数(kHz)	1, 2~3, 4~10	1~6
	電圧(V)	800又は1,000	500
入力電圧(V)		6,600又は3,300	420
スイッチング素子構成	順変換	サイリスタスタック	サイリスタモジュール
	逆変換	サイリスタスタック	トランジスタモジュール
インバータ部の容積(mm)		約4,000 <sup>mm</sup> ×1,600 <sup>mm</sup> ×2,000 <sup>mm</sup>	約2,800 <sup>mm</sup> ×1,300 <sup>mm</sup> ×1,000 <sup>mm</sup>
純水循環設備		要	不要
起動回路		要	不要
出力電力可変範囲(%)(定格を100%とする)		100~20	100~9

4. むすび

以上、誘導加熱用インバータの概要と、新しく開発した電流形トランジスタインバータの構成、特長及び新技術について述べた。このインバータは、かねてよりユーザーから強く要求されていたコンパクト化と、電力及び周波数範囲の拡大を実現し、サイリスタインバータで高い評価を得ている信頼性と機能性を一段と向上させることができた。

このインバータは小電力容量の鍛造用誘導加熱装置に搭載されて、電力と周波数の定格別に標準シリーズが完成している。発売開始後の多数の鍛造ラインでの稼働実績により、極めて高い評価を得ている。

誘導加熱の対象は、軽薄短小の時代に合わせて小さく薄い被加熱物が多くなり、材質も多様化している。このインバータはそのような要請にこたえ得る高機能品として発展が期待される。今後は、電力半導体技術の進歩を積極的に導入して、トランジスタインバータの大電力化、一層の高周波化を図っていきたい。

参考文献

- (1) 橋本ほか：誘導加熱における高周波スイッチング技術の応用，電気学会誌，107巻7号（昭62）
- (2) 林ほか：高周波誘導加熱用トランジスタ式電流形インバータ，昭和60年電気学会全国大会論文（昭60）

# オーストラリア ニューサウスウェルズ州鉄道納め 4象限チョップパ制御電車用電機品

高見 弘\* 西土井 進\* 菊池高弘\* 森原健司\*

## 1. ま え が き

当社は1971年にNSW州鉄道 (STATE RAIL AUTHORITY OF NEW SOUTH WALES: SRA NSW) から、53編成の抵抗制御式電車用電機品を受注、納入以来、ディーゼル電気機関車用電機品、他励回生ブレーキ付き電車用電機品、電気機関車用電機品など、大量の制御装置・主電動機・補助電源装置などの主要電機品を受注、納入してきた。また、主電動機、駆動装置などは、早くから現地メーカーへの技術供与による現地生産にも積極的に取り組んできた。

1986年にはSRA NSWに対し、初めて4象限 GTOチョップパ用電機品を納入した。これら当社製の電機品を搭載した電車、電気機関車は、今やSRAの幹線で主力的な活躍をしている。これらの実績をベースに、このたび、新たに4象限 GTOチョップパ式、2階建電車用電機品 450両を一括受注、納入し、1987年12月20日中央駅での一般公開後、1988年1月から本線での各種試験を終え順次営業運転に投入されている。

以下に電機品の概要を紹介する。

## 2. 車両の概要及び主要諸元と性能

この車両は、4両 (2×電動車+2×付随車) 固定編成、最大8両で営業運転が可能である。主要電機品は各車両の屋上部に配置されており、チョップパ装置、補助電源装置 (SIV)、空調装置はモジュール構造と称し、装置そのものが車両のルーフの一部を構成している。したがって電機品ぎ装はモジュールの車体への取付け及びモジュールからの主回路・制御回路の配線のみで完了するため、車両メ

表1. 車両の主要諸元

項番	諸元
1.	軌間 1,435mm
2.	架線電圧 DC1,500V (変動範囲) (DC2,000~2,050V)
3.	車両編成 $T_c-M-M-T_c$ (4両固定, 最大8両)
4.	車両重量 $T_c$ 車: 42.25トン M車: 50.06トン
6.	乗客数 $T_c$ 車: 110人(座席) : 147人(立席, 満車) M車: 120人(座席) : 164人(立席, 満車)
7.	車両性能 (2M2T)
(a)	連続定格出力 1,360kW
(b)	定格速度 67.0km/h
(c)	連続定格けん引力 136.0kN
(d)	最高速度 130km/h
(e)	加速度(平たん, 直線路線) $0.8m/s^2$
(f)	減速度( $\mu$ ) $0.9m/s^2$ (常用, 最大) $1.2m/s^2$ (非常)
(g)	車輪径 940mm(新) 860mm(最小)

ーカーでのぎ装作業の簡素化が図れることに加え、オーバーホール時にもモジュールごとに簡単に取り外して、保守・点検が可能となるなど、保守上も種々メリットが期待される。表1にこの車両の主要諸元を示す。

電動車(M車)は、4軸、各軸に170kW 直流分巻電動機が装架されており、4両編成、連続総出力は1,360kWである。停止ブレーキは、回生/発電ブレーキと空気ブレーキのフルブレンディングコントロールを行っている。また、M車の電気ブレーキ負担は、最大 $\mu=14\%$ を可能とすることで、車両の電気ブレーキ負担率を向上させることにより、付随車( $T_c$ 車)の空気ブレーキ負担率を下げ、保

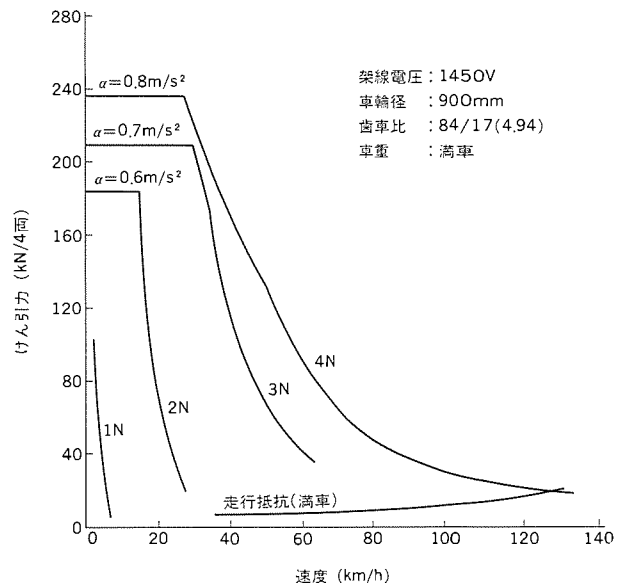


図1. 車両性能曲線 (力行)

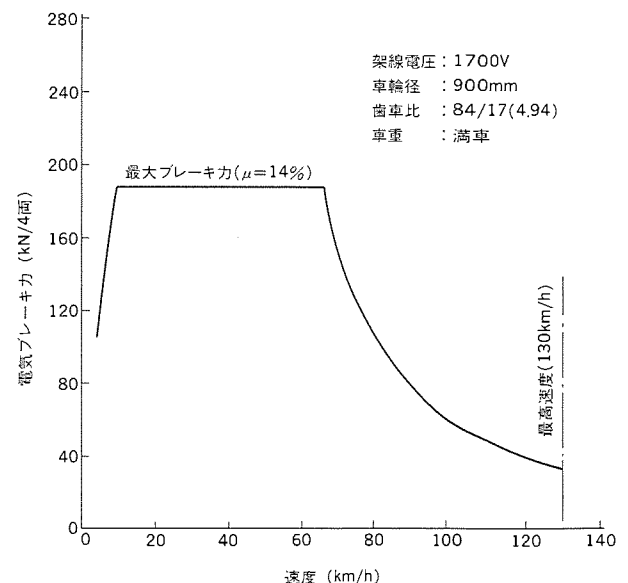


図2. 車両性能曲線 (電気ブレーキ)

守費用の軽減を図っている。図1に力行車両性能、図2に電気ブレーキ性能曲線を示す。

### 3. 推進制御装置及び電機品

#### 3.1 主回路方式及びその特長

主要諸元を表2に示す。主回路ツナギを図3に示す。電機子チョップは2台直列に接続された主電動機電機子を制御し、ブリッジ形界磁チョップは2個直列に接続された他励界磁巻線を制御する。主

表2. 制御装置の主要諸元

主回路方式	
電機子:	二相一重チョップ方式
界磁:	ブリッジ形界磁チョップによる他励制御
ブレーキ:	二相一重チョップ方式
制御方式	
マイコンによる定周波平均値制御	
回生ブレーキ/発電ブレーキ付き	
チョップ周波数	
電機子:	784Hz
界磁:	196Hz
ブレーキ:	392Hz
使用GTO素子	
電機子チョップ	4,500V, 1,000A, 1S-1P×2G
界磁チョップ	4,500V, 300A, 1S-1P-4A×2G
ブレーキチョップ	4,500V, 1,000A, 1S-1P×2G

回路方式は電機子チョップ、界磁チョップ部共二相に分れているため、台車単位の独立制御を行うことができ、粘着性の向上を図ることができる。また、二相の各回路を独立制御できるため、主電動機、チョップ部の異常時には、運転台から、各台車ごと開放運転を容易に行うことができる。

高速の回生ブレーキ時には主電動機電機子回路に直列に抵抗を挿入するシステムを採用し、高速度域での回生ブレーキ領域を拡大させている。また、回生ブレーキ中に回生負荷が不足した場合、フィルタコンデンサに並列に接続された発電チョップを動作させることにより、不足した負荷をこの回路で補うことができる。したがって、常に一定量の電気ブレーキ力を高速度域まで保証することが可能となるため、空気ブレーキの使用量は減少し、ブレーキシューの摩耗が少なくなる。

また、電機子チョップ、界磁チョップ及び発電チョップにはDC 4,500V耐圧のGTO素子を1S1P接続で使用し、信頼性の向上を図っている。

#### 3.2 制御方式

ノッチ曲線を図4、図5に示す。力行時は起動時から中速域までは、電機子チョップの通流率を増加させて電機子電流を一定に制御する一方、界磁チョップにより界磁電流を電機子電流と比例させて制御し、界磁率一定(150%F)の直巻電動機と同等の安定した定加速度制御を行っている。電機子チョップの通流率が最大に達した後は、電機子電流一定下で連続弱界磁制御を行い、これが最弱界磁率(35%F)に達すると同一界磁率を保持するよう界磁チョップを制御

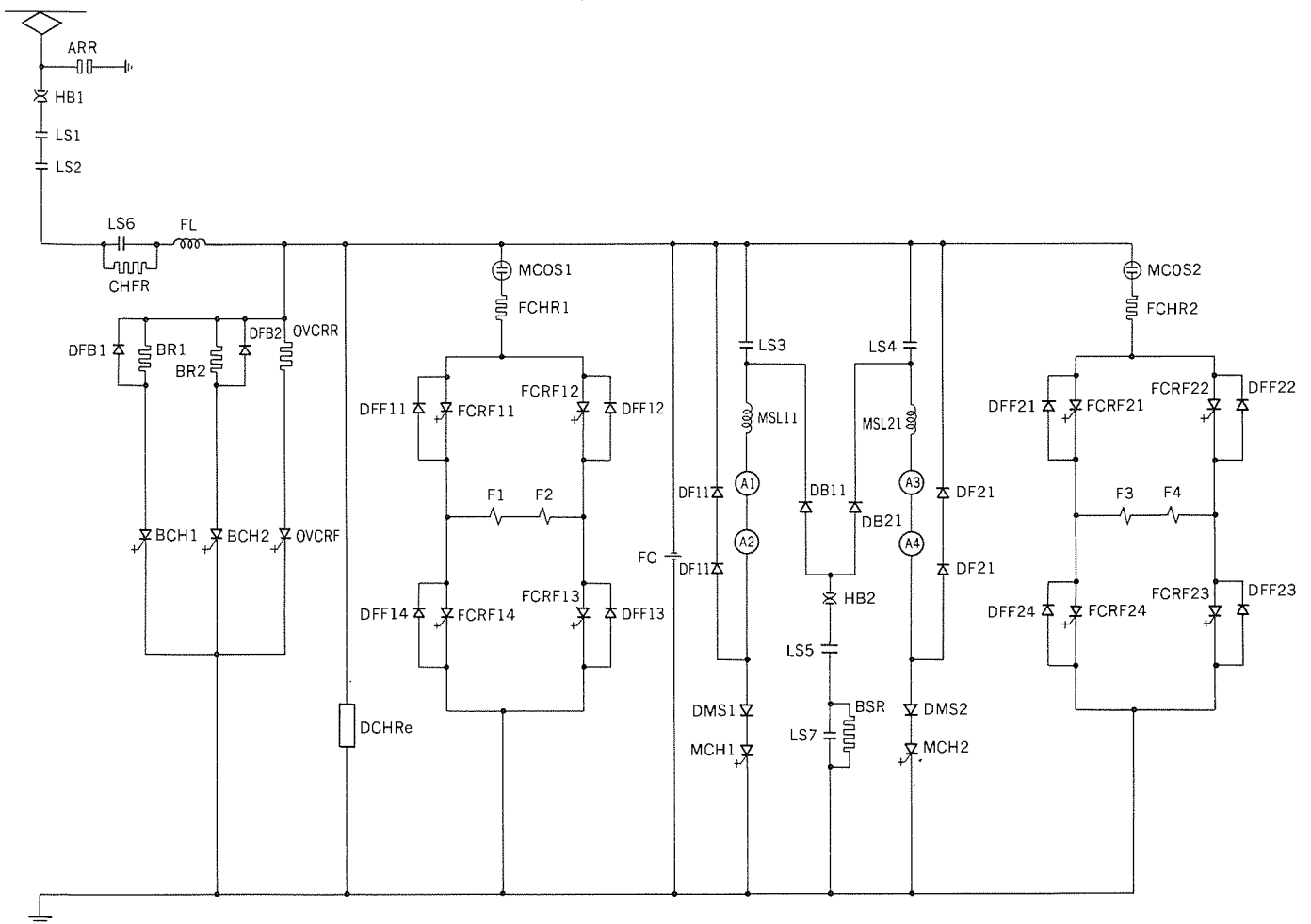


図3. 主回路ツナギ図

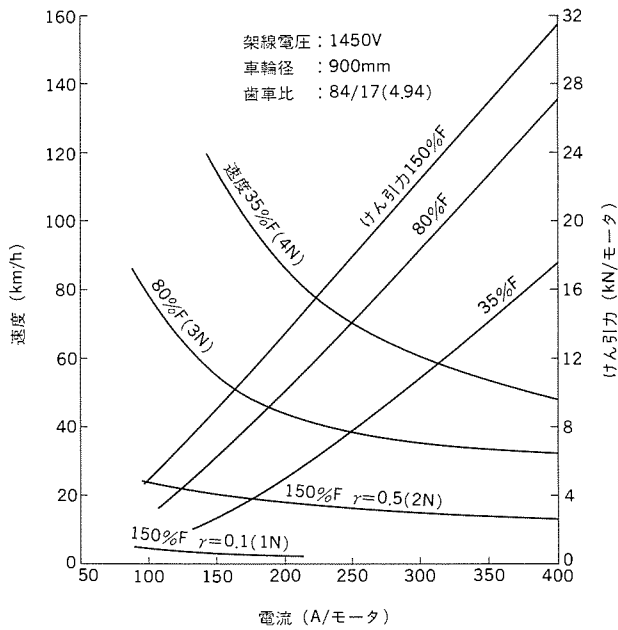


図4. ノッチ曲線 (力行)

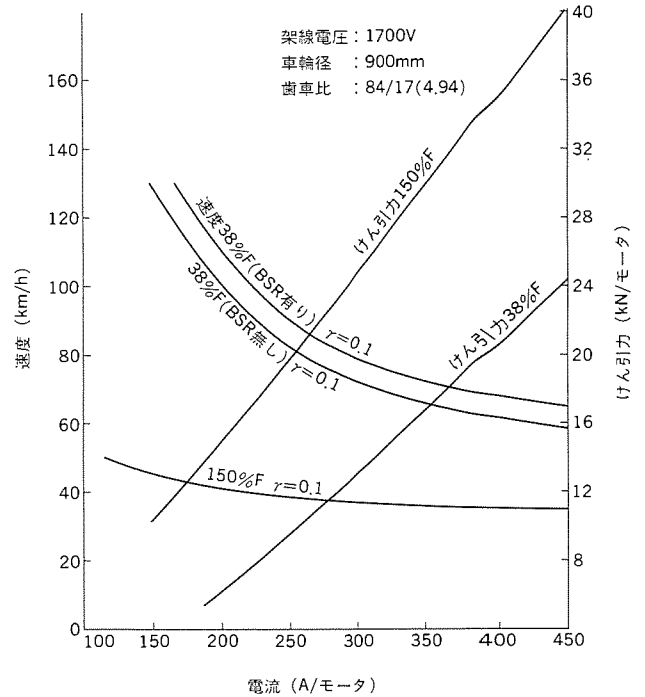


図5. ノッチ曲線 (ブレーキ)

する。

回生ブレーキ時は界磁電流の極性が力行時と逆になるように界磁チョップの動作を切り替え、主電動機を他励発電機として動作させる。高速域ではリミット制御、中速域以下では定トルク制御を行っている。さらに、高速域では電機子回路に直列に抵抗 (BSR) を挿入することにより、より高速域まで回生ブレーキ範囲を拡大することを可能にしている。これにより、M-T分の常用最大減速度0.9 m/s<sup>2</sup>を、65km/h以下の速度では回生ブレーキだけで賄うことができる。

なお、前述した高速特性改善のために電機子回路に直列に挿入される抵抗は、次の条件を検知すると自動的に短絡される。

$$EC = (E_M - R_{BSR} \cdot I_A) / (1 - \gamma) \cdots \text{BSR短絡前}$$

$$EC = E_M / (1 - \gamma_{\min}) \cdots \text{BSR短絡後}$$

$$\therefore \gamma = R_{BSR} \cdot I_A / EC + \gamma_{\min}$$

ここで

$\gamma_{\min}$ : 最小通流率

$R_{BSR}$ : 直列抵抗BSR

$I_A$ : 全電機子電流

$EC$ : フィルタコンデンサ電圧

$E_M$ : モータ電圧

回生ブレーキ時に回生負荷が不足した場合には、フィルタコンデンサ電圧が上昇するが、これが1,900Vに達すると発電チョップが瞬

時に動作を開始し、回生負荷の不足分に相当する回生電流をブレーキ抵抗 (BR) にて消費する。したがって、電気ブレーキだけで安定した減速度を保證することができる。また、回生負荷が回復した場合には、発電チョップは動作を止め、ブレーキ電流は再び架線に回生される。さらに、発電チョップとブレーキ抵抗は、100%回生から100%発電までどのような条件下でも制御可能な容量となっている。したがって、回生負荷変動時の電一空ブレーキ切替えによるショック等の問題もなく、スムーズなブレーキ、ブレンディング制御が可能となっている。

空転・滑走時の再粘着制御方式としては、新たに開発したアンチスリップ制御方式を採用して粘着性能を向上させている。これは、駆動軸のすべてから速度信号を採り、各々の速度差だけでなく加速度 $\alpha$ とその時間変化率 $d\alpha/dt$ を制御量として、マイコンのトルク制御系に入力し、いち早く空転領域に入ったことを検知し、粘着力のピーク値へ早く戻す制御を行う。すなわち、加速度低下量を最小限にするものである。

### 3.3 ハードウェア構成

図6にチョップ装置の外観を示す。2階建構造の車両に適応した機器として小型・軽量化を図るため、チョップ装置自身を車体の一部とするモジュールとし、屋根上ぎ装を可能としている。モジュールには、ワンタッチで開閉可能なハッチが取り付けられメンテナンスを容易にしている。さらに、電機子チョップ、発電チョップは自冷式フロン沸騰冷却方式、界磁チョップは自冷フィン冷却方式でメ

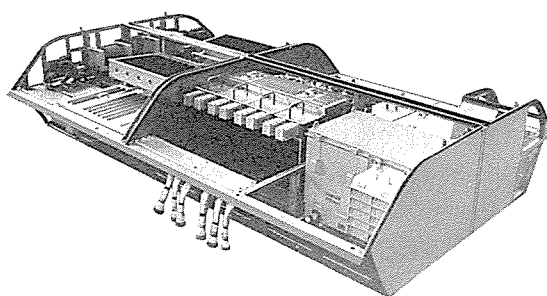


図6. チョップモジュール

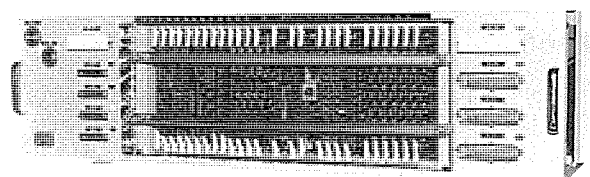


図7. ゲート制御ユニット

表 3. 主電動機の仕様・諸元

形式	MB-3303-B
方式	直流分巻補極付き
歯車比	84/17 (4.94)
駆動方式	可とう歯車WN駆動方式
通風方式	半密閉自己通風方式
連続定格	170kW, 725V, 265A, 2,130rpm
極数	4
最強界磁率	150%F
最弱界磁率	35%F
絶縁種別	H種

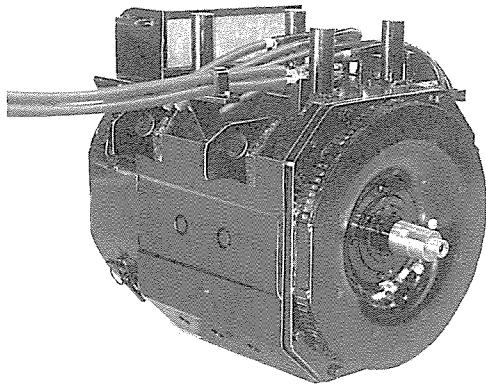


図 8. TYPE MB-3303B主電動機

メンテナンスフリー化を図っている。

ゲート制御部は、座席下に配置されるため入出力ユニットとゲート論理ユニットに分割し小型化を図っている。また、ゲート論理ユニットには、標準化されたワンボード 8 ビットCPUを組み合わせたマルチCPU方式を採用し、高精度な制御を実現している。図 7 にゲート制御ユニットの外観を示す。

### 3.4 主電動機と駆動装置

#### 3.4.1 仕様・諸元

主電動機及び駆動装置の仕様・諸元を表 3 に示し、主電動機の外観を図 8 に示す。

#### 3.4.2 特長

- (1) 主電動機は 4 象限連続運転による広範囲な制御を可能にするため、分巻電動機方式を採用している。725V と高圧モータなので整流子片数も多くとるなど整流性能に配慮した設計となっている。
- (2) 既納抵抗制御電車用主電動機と取付互換性を持っており、スペース効率の悪い分巻巻線を収納させるために、ぎ装空間効率の高い角形枠を採用し、コンパクトなぎ装を可能にしている。
- (3) 省保守化のために、長尺ブラシの採用、ブラシ絶縁棒への保護チューブ巻付け、重力分離式箱形点検カバーの採用を図っている。
- (4) 駆動装置は多くの実績をもつWN駆動方式を採用した。伝達トルクはかなり大きいにもかかわらず、カップリングはコンパクトに構成されている。

## 4. 車両情報管理装置 (TMS)

近年、パワー半導体やマイコン技術の導入によって、個々の車載機器は高性能化、多機能化、信頼性の向上、省エネルギー、省力など、鉄道車両が持つ多くの課題を大きく改善しつつある。さらに、

最近の伝送技術の進歩と普及は、列車を一つの装置としてとらえ、車両構成の再構築を促進し、課題の改善をより容易なものにしている。つまり、車両に搭載された個々の機器を有機的に伝送路で結ぶとともに、それらの情報を一元的に管理することによって、ぎ装配線、ツナギ箱などを大幅に削減し、かつ、それらの機能と機器の統廃合を図り、車両の構成をシンプルにすることなどを目的とした“車両情報管理装置”の応用が、国の内外で始まりつつある。今回の新型車両に採用されたTMS (Train Management System) は直列伝送技術を大幅に取り入れたもので、その代表的なものといえる。

### 4.1 TMS導入の目的

TMSは次のような設計思想を基に開発製作を進めた。

- (1) 引通し線や車両内のぎ装線を減らしながら高機能化を図る。
- (2) 列車を一つの装置としてとらえ、極力機能の集約とソフトウェア化を行い、車両構成のシンプル化、小型軽量化、高信頼度化を図る。
- (3) 車上単独での試験・診断実行機能の充実によって保守性の向上を図る。
- (4) 運転台表示装置として高解像度の表示パネルとタッチスクリーンキーを採用することによって、操作性の改善と運転台のコンパクト化を図る。

### 4.2 システムの機能

#### (1) モニタ機能

異常機器の位置、異常内容、応急処置の案内などを運転台表示装置に表示するとともに、異常の記録を行う故障モニタ機能とドア・駐車ブレーキ・機器の開放などの動作状態を表示する状態モニタ機能を持っている。

#### (2) 制御機能

チョップ装置、補助電源などへの制御指令の直列伝送化とパンタグラフの上昇・下降、灯回路のON/OFF、ドアの開閉、空調の順序起動、車両開放などの制御を直列伝送路を介して行う。

#### (3) 試験及び診断機能

定期検査後等に行う試運転時、列車性能状態をリアルタイムに表示装置に表示する機能を持つとともに、伝送路を含むTMS全体のシステムの状態を診断する機能を備えている。また、ブレーキ指令、乗務員室のセキュリティ、駐車ブレーキなどの異常診断機能、出庫検査機能なども合わせ持ち、保守性の良い車両を実現している。

#### (4) 行先表示装置の設定及び表示

行先表示装置は磁気反転式のドット表示素子を採用し、その設定はタッチスクリーンキーを持った運転台表示装置の表示パネルからダイレクトに行い、表示情報は直列伝送路を介し、行先表示装置に送られる。

#### (5) 放送及び通話機能

乗客への案内放送、乗務員間及び乗務員と運転指令基地間の通話を行う。なお、回線制御はデータ伝送路を介して行い、引通し線の削減を図っている。

#### (6) 列車無線を介して地上との間で情報を授受する機能

列車無線を介し、TMS装置が持つ車載の機器の状態情報及び運転士の非常などの操作指令を地上に伝送するとともに、地上からの運転指令を受け、運転台表示装置に表示し、地上と車上間のコミュニケーションの向上を図っている。

### 4.3 システム構成

この車両はT<sub>c</sub>車及びM車の2両を基本単位とし、4両、6両及び

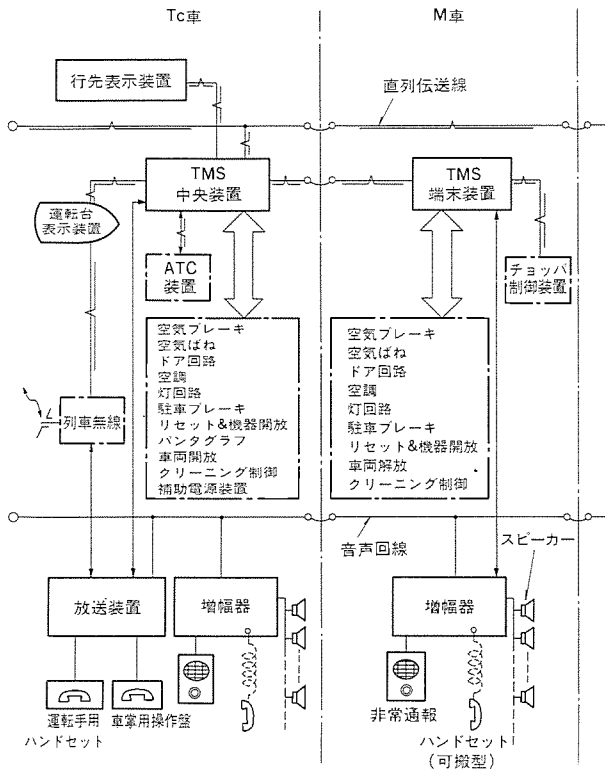


図9. TMSシステム構成図

表4. 伝送路の主仕様

項目	適用	車両間の幹線伝送路	車両内の支線伝送路
(1) 伝送路		ツイストペア電線	同 左
(2) 変調方式		FSK	カレントループ 1:20mA, 0:0mA
(3) 伝送速度		9.6kbps	同 左
(4) 伝送制御手順		HDLC準拠	基本型準拠

8両編成で運用される。TMSは図9に示すように行先表示装置、運転台表示装置、TMS中央装置及び端末装置、放送並びに通話装置、非常通報装置とそれらを結ぶ伝送回路から構成される。なお、伝送路の主な仕様は表4のとおりである。

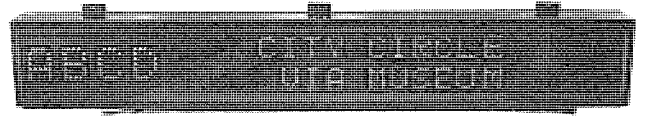


図10. 行先表示装置

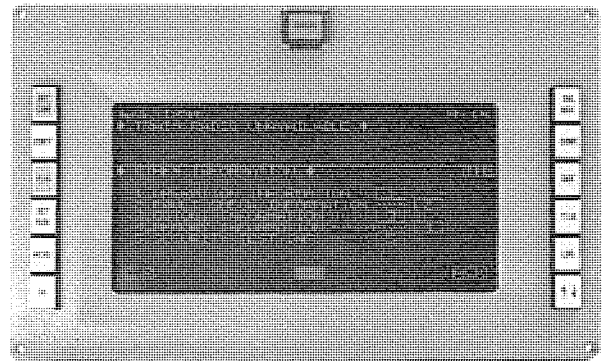


図11. 運転台表示装置及び表示例

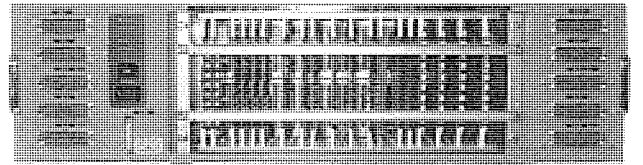


図12. TMS中央装置

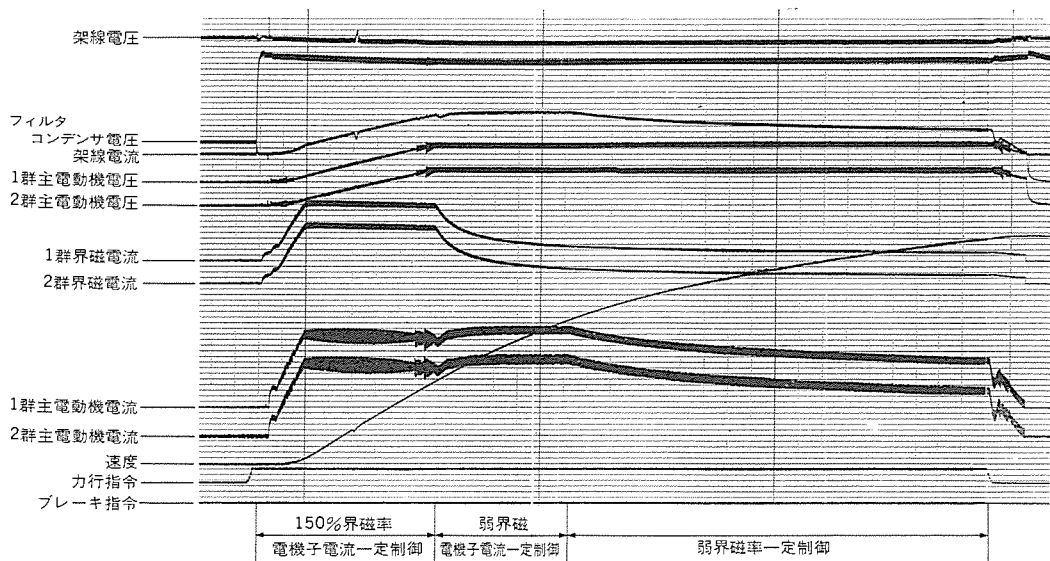


図13. 力行一括4ノッチ時オシログラム

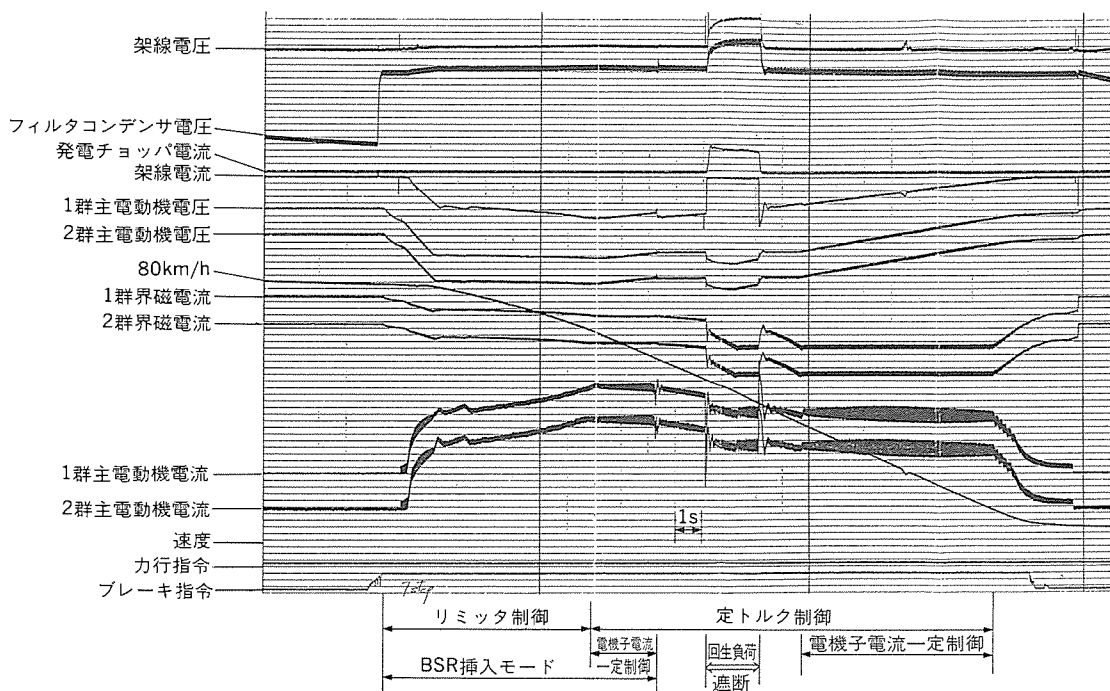


図14. 短時間回生負荷遮断時オシログラム

## 5. 試験結果

(1) チョップ装置は、車両等価試験装置による工場試験において、各種の確認試験を実施、所期の車両性能が得られていることを確認した。

図13に力行一括4ノッチ運転時のオシログラフを示す。電機子チョップ制御モードから界磁チョップ制御モードへの切り替えもスムーズに行われ、円滑な電機子電流一定制御が行われている。

図14に短時間回生負荷遮断時のオシログラフを示す。高速域では、電機子回路に抵抗 (BSR) を挿入した状態で界磁チョップによるリミット制御、定トルク制御が行われており、BSR短絡後も定トルク制御、電機子チョップによる電機子電流一定制御が行われ安定な回生ブレーキ制御が得られている。さらに、回生負荷が遮断した際には、瞬時に発電チョップが動作し、発電ブレーキモードに移行することにより回生失効することなく安定なブレーキ制御が行われており、回生負荷が回復した際には発電チョップが動作を停止し、再び回生ブレーキモードに移行している。

以上に代表されるような、現車想定の種類々の電気試験を行った後、現車試験でも誘導障害試験、車両性能試験など、種々の試験を行い、1988年2月から順次営業運転を開始している。

(2) TMS装置も工場試験において等価試験装置を用いて制御モニタ及び診断の全機能について動作試験を実施し、所期の性能が得られることを確認した。また、現車試験でもTMS装置が対象とするすべての装置との入出力インタフェースの論理、レベル、タイミングなどの仕様を確認するとともに、全機能の動作が良好であることを確認した後、順次営業運転を開始している。

## 6. むすび

以上、SRA NSW納め4象限チョップ制御車のシステム、性能、特長などにつきその概要を紹介した。

今や、車両にもパワーエレクトロニクス、マイクロエレクトロニクス応用機器の使用は常識であるが、それだけに高度な保守技術がユーザー側にも要求されることになる。

しかし、車両搭載電機品の制御情報、サービス情報、故障記録などを一括管理することにより、的確な運転情報の伝達による効率的な車両運用、有効な乗客サービス、迅速な故障解析などが可能となる。

TANGARA車両は、機器モジュール化による保守作業の簡素化を図っていること、車両全体を一つのシステムとしてとらえ一括制御することにより、車両情報管理をシンプルに構成していることに大きな特長があり、ユーザー側からも、その効果が期待されているものである。



# 大画面高画質カラーテレビ“CZシリーズ”

柴田 守\* 利安雅之\* 吉田直久\*

## 1. ま え が き

本格的なAV時代を迎え、カラーテレビの大画面化・高画質化の要求が強くなってきた。この状況をとらえ大画面、高画質、高音質を基本テーマとし、AV時代の感性をとらえ、カラーテレビの頂点を極めるべく“CZシリーズ”を開発・製品化した。このシリーズの開発にあたり、我々は次の点を開発テーマとした。

### (1) 大画面、高画質

ブラウン管サイズは、37型、33型、29型とし、ハイフォーカス、ハイブライト、ハイコントラストを目的とした新ブラウン管の開発、及び最新の回路技術を駆使し、高画質を実現する質感あふれる映像を作り出すことを目的に、新LSIを開発する。

### (2) 高音質

本格的なAV空間を創出する《DIATONE》スピーカーと大出力(30W+30W)アンプの開発をする。

### (3) 機能、デザイン

映像ライフへの提案として、フロア設置が自由にできるチルト機能をもち、ユーザーコントロールはすべてリモコンで操作可能なシンプルデザインとする。

以上の開発テーマをもとにCZシリーズとして37C-CZ1、33C-CZ1、29C-CZ1の3機種を製品化した。ここでは、大画面カラーテレビにおける高画質化技術について報告する。

## 2. 大画面ブラウン管の高画質化

CZシリーズでは、高画質を第1優先に種々の性能改良を加えている。それらの改善項目と効果にかかわる相互関連図を図1に示す。太い黒枠で囲んだものが高画質化に関係する項目である。

①コントラスト特性、②フォーカス・鮮鋭度、③ビームランディング特性は互いに相互関係にある。これらを同時に改善するためには、より多くの高圧パワー(アノード電圧×カソード電流)を印加して、①のコントラスト特性を向上させ、なお②、③の性能向上を

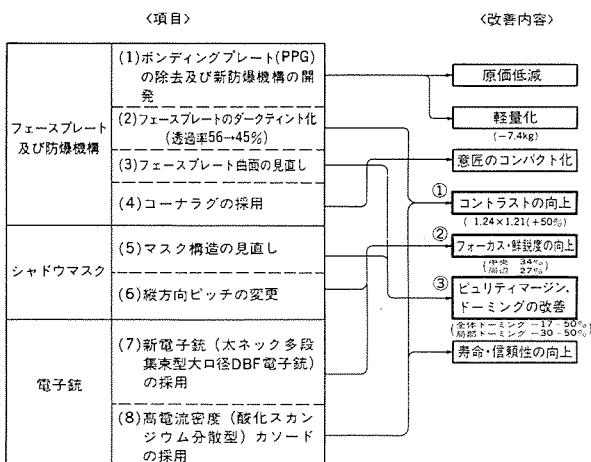


図1. CZ37"ブラウン管改善の相互関連図

実現するために、より多くのカソード電流が引き出せ、かつフォーカス性能の良い高解像度電子銃の開発、及びより多くの高圧パワーに耐えるシャドウマスク構造、フェースプレート曲面の見直し(須)であった。

### (1) コントラスト特性の向上

コントラスト比は、非発光蛍光面輝度(外光反射輝度)と発光蛍光面輝度の比で決定される。前者を小さく抑えるためにフェースプレートの光透過率を約24%低下させ、反射輝度を抑えている。発光部における白色輝度は蛍光面構造及び発光能率を一定とした場合は、高圧パワーで決定される。アノード電圧は電子銃等の耐圧特性の制限から約32kV弱(カットオフ時)に制限し、主にカソード電流の増加により高圧パワーを向上させた。高電流密度カソードを採用した高解像度電子銃の使用により、カソード電流は単ガン当たりピーク約4mAに達し、3ガン総合最大平均電流は2mA(従来1.65mA)を流すに至った。これらによりコントラスト比は、当初より約50%以上向上した。

### (2) フォーカス、鮮鋭度の向上

フォーカス性能の向上に関する新電子銃については、3章で詳述する。シャドウマスクの水平方向ピッチは、現行ピッチ(中央0.92~周辺1.13mm)で十分と判断し変更はしていない。しかし、電子ビーム径の改良により走査線構造が目立ち、マスクブリッジとの干渉じま(モアレ)が問題となった。この対策として、マスクの縦方向ピッチの修正とDBF(Dynamic Beam Focusing)パラボラ波形の最適化を行っている。

### (3) ピュリティマージン、ドローミング性能の改善

高圧パワー(30kV×2mA=60W)の約80%は、シャドウマスクの熱損失となり、熱変形(ドローミング)色ずれ(ピュリティ不良)の問題を引き起こす。これを根本的に解決するためにマスク曲面(及びフェースプレート曲面)の見直しと、マスクのフレーム構造及び支持構造の改良によりドローミングの低減を図った。

以上の対策改善は、高圧パワーをアップすることを前提に取られた策であるが、例えば蛍光体発光能率を飛躍的に向上させ得たとなればこれらの改善アイテムの必要性はなくなる訳であり、蛍光体技術の今後の技術進歩に期待するところ大である。

## 3. 新電子銃

### (1) 電子銃の構造

従来型電子銃XF-Iと新開発の電子銃XF-IV-DBFの各断面構造図を図2に示す。これらはブラウン管ネック径がそれぞれ29.1φ(内径24φ)と32.5φ(内径26φ)に封入される。

高電圧の印加はG<sub>4</sub>(XF-I)又はG<sub>6</sub>(XF-IV)に、フォーカス電圧はG<sub>3</sub>(XF-I)又はG<sub>5H</sub>、G<sub>5I</sub>(XF-IV)に印加され、XF-IVについてはダイナミック電圧(約1kV)が重畳される。さらに、XF-IVはG<sub>5V</sub>とG<sub>3</sub>が電気的に結ばれ、第2フォーカス電圧(固定)が印加されており、G<sub>4</sub>とG<sub>2</sub>は電気的に同電位である。電子レンズの構成

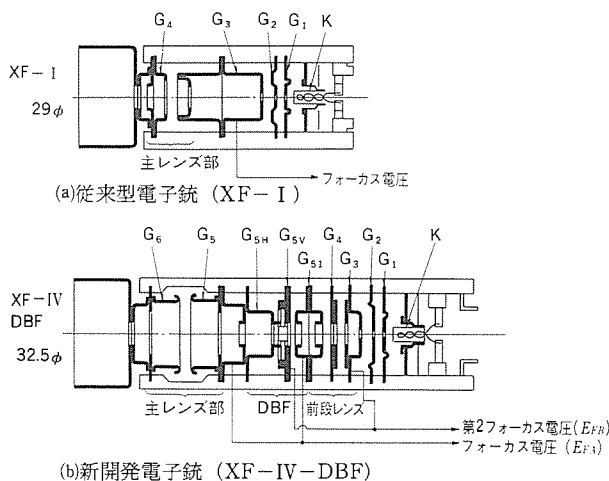


図 2. 電子銃の構造

としてXF-Iは $G_3$ と $G_4$ 電極で作られる複合型BPF(バイポテンシャルフォーカス)レンズであるが、XF-IVについては $G_3-G_4-G_{S1}$ 電極で作られる前段UPF(ユニポテンシャルフォーカス)レンズと $G_5-G_6$ 電極で、複合型BPFの多段レンズで構成され、全 $G_6$ 電極の等電位領域に4極子レンズ(DBF)が配設されている。

(2) 大口径主電子レンズ

従来型と新開発の主レンズ部の側断面図と正面図の略図を図3に示す。電子レンズの収束作用はレンズ1とレンズ2で行われ、レンズ1は三つの電子ビームに共通な大口径レンズ、レンズ2は三つの電子ビーム各々に作用する小口径レンズである。今回の大口径化はレンズ1とレンズ2を複合したレンズとし、レンズで発生する球面収差をできるだけ減らすことにある。そのために、図3(b)に示したレンズ1を形成する共通レンズの孔径を大きく(従来 $18.0 \times 8.0$ を $21.0 \times 12.0$ mm)し、図3(a)に示したレンズ2までの深さを従来の2.9mmから5.5mmにして孔径の拡大を図った。しかし、この拡大は、それぞれの電子ビームの縦方向と横方向の収束力、中央電子ビームと外側電子ビームの収束力とに差異を生じ、非点収差を発生させる大きな要因を作る。このデメリットに対して、レンズ2を作る小口径の孔形状を図2(b)に設定することにより解決することができた。その結果、実効レンズ径(円孔比較)は、従来の $6.9\phi$ に対して $11.3\phi$ の大口径を達成することができた。

(3) 前段レンズ

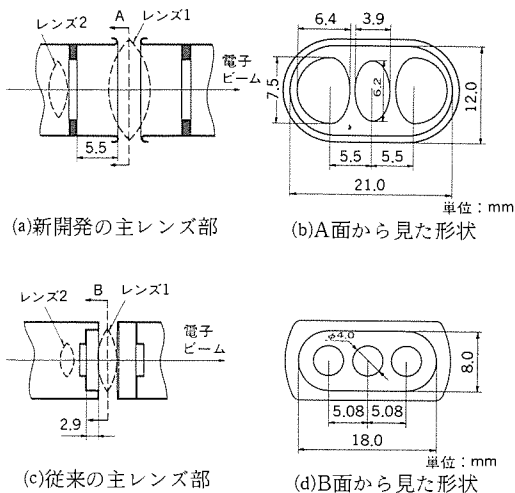


図 3. 主レンズ部とその形状

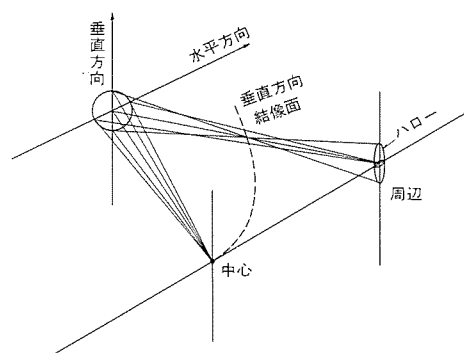


図 4. 偏向による電子ビームのひずみ

図2に示した前段レンズは高電流領域で電子ビームスポット径が増大するのを改善するために設置されたもので、高電流領域で主レンズの電子ビームの入射角を抑え球面収差の働きを小さくする。また、従来と同一のフォーカス電圧としているので、大口径になれば電子銃の全長が長くなり、電子銃の組立精度に問題が生じる。前段レンズの採用は電子銃の全長短縮の役割も一部に持っている。

(4) DBF

偏向による電子ビームスポットのひずみは周辺部に走査されるに従って大きくなり、その劣化は著しくハローとして現れる。

これは、現在のダイナミックコンバージェンスフリーのシステム(R, G, Bの各々の電子銃ビームを周辺に、一点に集中させるシステム)に必要な偏向磁界が水平でピン磁界分布、垂直でパレル磁界分布によって引き起こされる現象である。偏向による電子ビームの収束を水平・垂直で分け、その様子を図4に示した。電子ビームの水平方向は画面全体一様に収束するのに比べ、垂直方向は画面の手前に収束点を持ち、クロスした電子ビームが画面に到達する過フォーカスの状態を常に起こす。偏向磁界を電子レンズの作用と同じように考えれば、主レンズの後段に非点収差を持った電子レンズを置いた状態と等価である(図5(b))。このレンズは水平方向の電子ビームに対して凹レンズの作用、垂直方向の電子ビームに対しては凸レンズの作用をする。これらを主レンズを含めてレンズ作用を図5に示す。電子ビーム形状の劣化を防ぐために必要とされるレンズ構成は図4の作用から図5(a)が理想と考えられる。しかし、現在使用しているレンズは図5(b)に表された特性を持っている。

そこで、主レンズ( $G_6, G_5$ )の前に水平方向( $G_{SH}$ )と垂直方向( $G_{SV}$ )で作用の異なる電極を配置する。この作用は図6で示すように水平方向と垂直方向で電極を分割し、四極子電極の同一方向にある電極

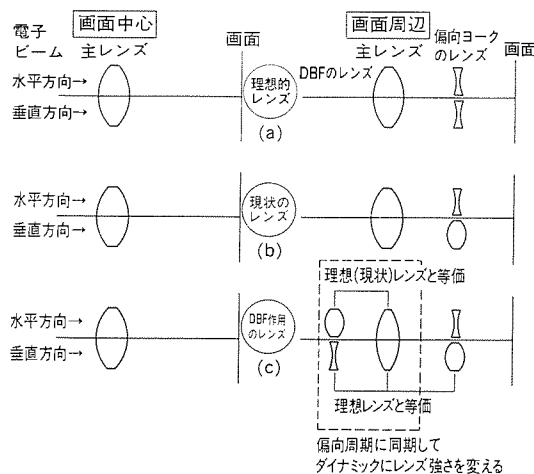


図 5. 等価レンズモデル

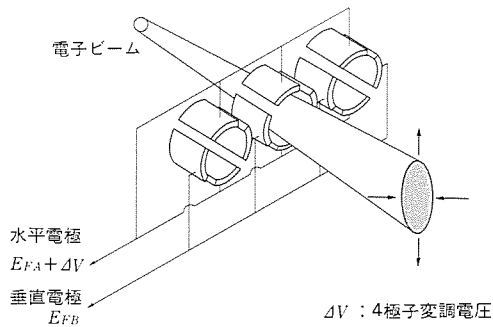


図6. 4極子の作用

へは同じ電位を印加する。これによって水平方向へは凸レンズ、垂直方向へは凹レンズになる電位を選択し図5(c)になるレンズを形成する。しかし、一箇所での作用を起こせば電子ビームへ与える最終結果は、水平・垂直互いに逆効果を生むだけで目的とする理想レンズにはならない。垂直方向は目的に合った作用を期待できるが、水平方向は逆にレンズ作用が強くなり過ぎる。主レンズのレンズ作用が同時に変わるように $G_{S1}$ に $G_{SH}$ と同一電位を印加することにより、DBFの水平方向レンズ作用が強くなれば主レンズ作用は弱くなり、垂直方向のレンズ作用は逆に凹レンズの効果が增大する。常に水平方向のレンズ作用を印加電位変化に対して一定になるように設定してやれば、垂直方向のレンズ作用だけが実質的に変化する。そのため、この電圧に変調電圧を与え、偏向距離に見合った電圧を設定することによって、画面全体に電子ビームを非点収差なく収束させることができる。

以上の新電子銃の使用により新ブラウン管フォーカス特性は画面中央で約34%、画面周辺で約27%と大幅な改善ができた。このビームスポット径実測値を図7に示す。

#### 4. 高画質回路一偏向系

32.5φ太ネック用偏向ヨークは、磁性板からなるフロントアーム(4枚)リアアーム(2枚)と上下部マグネットをセミトロイダル型偏向コイルに組み込み、シンプルな形態ながら上下ピンフリー、左右ピン3.7%のラストひずみを残したセミピンクッションフリーシステムとしてまとめ上げた。太ネックでありながら偏向に必要な電圧は、細ネック29.1φとほぼ同時に抑えている。

偏向回路に課せられた機能は、①安定したひずみのないラスタを蛍光面に形成させること、及び②ブラウン管の各電極に所望の電圧を安定して供給することにある。

##### 4.1 ラスタ形成回路

上述した偏向ヨークに安定した偏向電流を供給するために、直流電源回路を130W負荷対応の水平同期方式絶縁型スイッチングレギュレータで構成した。水平偏向出力回路は高出力パワーリングレスFBTを使用、2,600pFの高圧コンデンサを付加するとともにDBF電圧供給用高圧抵抗回路網と組み合わせ、高圧変動をアノード電流0→1mA変化に対し1.5kV以内に抑えている。フェースプレートの非球面構造にかんがみ、左右糸巻ひずみ補正回路は従来のリアクタ補正をやめ、ダイオードモジュレータ回路で構成した。ダイオードモジュレータ回路では上記左右糸巻ひずみ補正機能を持たせるのみならず、スタティック及びダイナミックラスタレギュレーション補正をも同時に行って安定したラスタ形成を行っている。

##### 4.2 DBF回路

二つのフォーカス電極 $G_{SH}$ 、 $G_{SV}$ に印加すべき電圧は、画面に対応

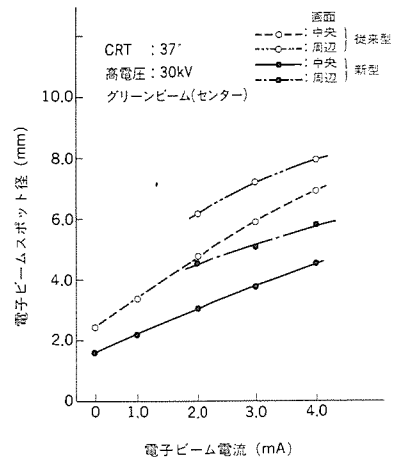


図7. 電子ビームスポット径の測定値

して図8に示すように、 $G_{SV}$ 電極には約7kV DC(高圧の24.5%)電圧を、また $G_{SH}$ 電極には、DC+ダイナミックフォーカス変調用パラボラ状電圧(水平・垂直構成で約1,000Vp-p)を印加する必要がある。上記ダブルフォーカス電極に所望の電圧を印加する手段として、以下3点の新規設計を必要とした。

- (a) ダブルフォーカス用新ブラウン管ソケットの導入
- (b) 新フォーカスパックの開発
- (c) 新ダイナミックフォーカス駆動回路の開発

以下に(b)(c)につき説明を加える。

##### (1) 新フォーカスパック

フォーカス用DC電圧と変調電圧の合成を図9に示すように、絶縁モールド化した1パック構成で実現することが、コスト、信頼性上必要である。VR-1、VR-2の調整により $G_{SH}$ 、 $G_{SV}$ には所望の直流電圧が得られるとともに、端子DFから印加される変調電圧は、コンデンサ $C_1$ (1,000pF)を介して $G_{SH}$ - $G_{SV}$ 間に印加される。 $G_{SV}$ には $C_2$ (1,000pF)が接続されているため、交流分はほとんど現れない。変調電圧の大部分を負担する50MΩの高抵抗は、高圧電極と対抗しない $G_{SV}$ 電極側に挿入しており、リーク電流の影響を避けることを意図している。

##### (2) 駆動回路

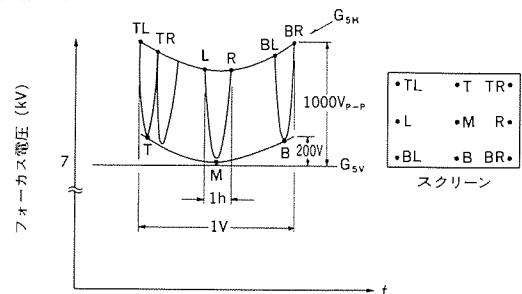


図8. 画面位置とフォーカス電圧

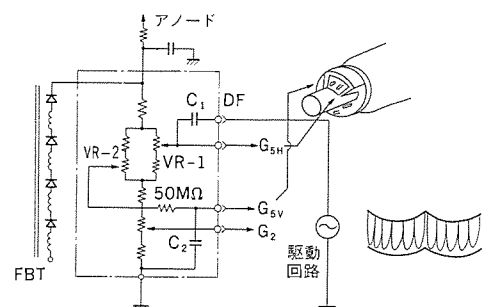


図9. フォーカスパック回路網

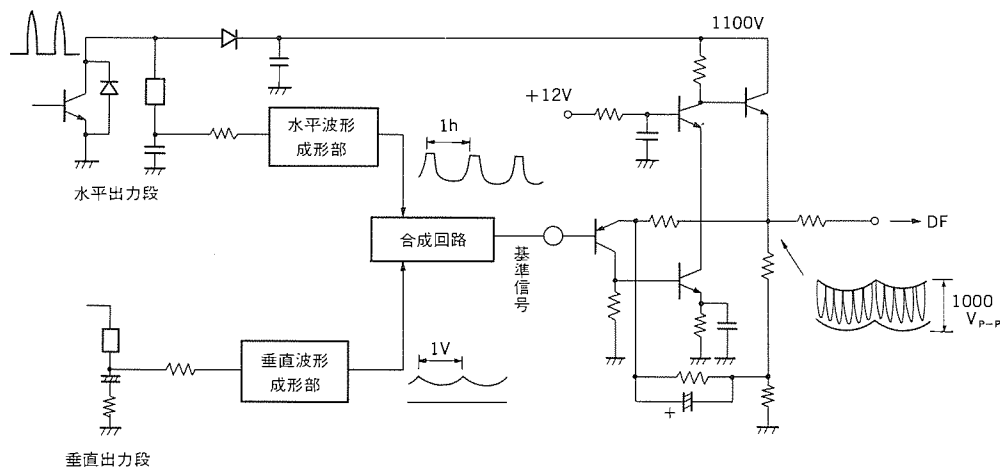


図10. DBF駆動回路

水平垂直合成パラボラ状電圧は前述のように約1,000V<sub>p-p</sub>必要とする。水平成分は電極容量の影響を受け、また垂直成分はフォーカスパック内の、容量値に制約を受けたカップリングコンデンサの影響を受けるため、それぞれ位相補正をしつつ広帯域化する必要がある。広帯域化、コスト及びスペースセービングを図るために、トランスレス構成とすることを目標に、基準信号発生部以降は全段直結型負帰還アンプとし、その出力段はカスケード+エミッタホロワで構成した。水平波形成形部では、出力段のダイナミックレンジの制約から、パラボラ部の上端部をブランキング部を含む約15 $\mu$ sの期間クリップしている。さらに、パラボラ電圧の有効領域においては、所望の電圧波形よりわずかに低い電圧を供給するようにU字型に成形し、低輝度部のモアレ対策と白ピークのブルーミング対策を兼ね備えている。出力段トランジスタは高耐圧モールドトランジスタを使用、DBF回路の全消費電力は約2.5Wに抑えた。以上の回路構成を図10に示す。

## 5. 高画質回路—信号系

カラーテレビにおいて高画質の映像を再現するには、放送又はパッケージメディア信号を忠実に再生する技術と、鮮明に再生する信号処理が必要である。CZシリーズでは前者として、①広帯域高忠実度VIF回路、②広帯域映像回路、③くし形フィルター+ノッチフィルター回路、④デジタル処理による同期回路、を採用し、後者として、⑤黒レベル補正回路、⑥ディレイラインアパコン+走査速度変調による輪郭補正回路、⑦映像及び色信号ノイズリダクション、⑧カラーピークコントロール回路、などの高画質回路により高精細で質感のある映像を作り出している。以下、特に高画質化に寄与した回路の説明を加える。

### 5.1 広帯域・高忠実度VIF回路

VIF信号処理は従来から狭帯域方式により行ってきたが、放送局から送られる映像信号(4.2MHz -6dB)を忠実に再現するため、及び今後の新放送メディアに対応する目的で、広帯域SAWフィルターを採用し、帯域特性の広帯域化を図り、RF入力時の水平解像度を従来の320本から350本以上とした。

映像検波回路において、今回PLL完全同期検波方式のIC M51366SPを採用した。この結果、従来の疑似同期検波方式から画像の忠実再現の妨げとなる直交ひずみの点で改善をみた。

### 5.2 映像信号処理 IC M51414SP

CZシリーズの高画質映像信号処理を目的に開発したIC M51414

SPは、映像処理回路、色信号処理回路、オンスクリーン表示回路、同期分離回路、デジタル同期回路を1チップに集積し、48ピンのシュリンクパッケージにまとめたICである。特に高画質化に関する回路について説明する。

#### (1) 輪郭補正回路

従来の輪郭補正回路はL、C、Rにより2回微分してオーバシャートプリシユート波形を作る方式であったが、今回75nsのディレイラインを用いるディレイラインアパコン方式とした。この方式を用いることにより、リングングの少ない高品位な輪郭補正が実現できた。

#### (2) 黒レベル補正回路

放送内容によって黒レベルが浮き、白けた映像が多々ある。この回路は信号中の黒レベルを検出して、浮いている場合のみ自動的に黒レベルを補正することにより、コントラスト・質感のある映像を再現することができた。

#### (3) カラーノイズリダクション

信号中の暗い部分のみカラーゲインを下げることにより、暗い部分で目立つカラーノイズを低減し品位の高いカラー映像を再現した。

### 5.3 広帯域映像回路

解像度700本(ビデオ入力時)を実現するためには、映像帯域は9MHz以上必要である。この帯域実現を困難にしている要因に、映像ディレイラインと映像信号処理IC及び映像出力回路がある。従来の広帯域ディレイラインでは7MHz以上で周波数特性が低下し群遅延特性が急激に悪化していたが、解像度560本対応のカラーテレビでは十分であった。

新開発した映像ディレイラインは、2種類の特性が異なる組合せで、周波数特性と群遅延特性の向上を図った。

また、従来使用していた映像信号処理ICの周波数特性は7MHz(-3dB)であったが、前記した新開発IC M51414SPでは、10MHz(-3dB)と広帯域化され、映像出力回路にカスタード方式を採用することと合わせて、総合周波数特性を9MHz(-3dB)と改善することにより、水平解像度700本を実現した。

## 6. むすび

今回の“CZシリーズ”の開発により、大画面・高画質技術は大きな前進となった。今後も現行方式での高画質化、ブラウン管の高性能化、またIDTVを始めとするデジタル技術を利用しての画質改善に努めていきたい。

# 換気扇自動運転シリーズ

鶴飼 誠\* 牛越康徳\* 古屋芳明\* 吉田 隆\*\* 大嶋兼芳\*

## 1. ま え が き

近年、我が国の住宅はアルミサッシや断熱材などの建材の普及により、冷暖房効果が高まった反面、密閉化が進み自然換気量は大幅に減少している。居住空間に新鮮な空気を供給し、汚れた空気を効率良く排出する換気設備は、快適な環境の維持のため必要不可欠なものとなっている。

当社では“1ルーム・1換気”を基本思想として、各部屋・各用途に応じた換気を提唱し、換気扇を部屋別、用途別、静粛性、インテリア性、清掃性、操作性などの視点からとらえ、住宅の多様化にも対応できる機種群の展開を図っている。

今回開発した“換気扇自動運転シリーズ”は、センサとマイコンにより換気扇機能を高度化し、必要なときに必要なだけ換気する適正換気を実現したものである。本稿では、シリーズを構成する浴室用、居間用、台所用の各々の開発の経緯と実使用における自動運転の性能評価結果について述べる。

## 2. 住宅換気の現状と開発のねらい

住宅内で発生し換気が必要とする汚れた空気には、油煙・湯気・におい・ほこり・たばこの煙などがあり、部屋の用途によって発生する汚れた空気の種類及び発生状態が異なる。快適な環境を維持するためには、汚れた空気の発生状態に応じて換気扇の運転を居住者

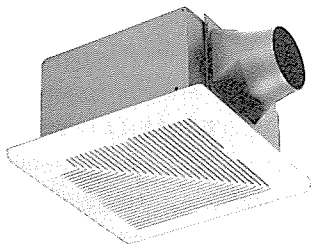


図1. VD-15ZA浴室用自動運転換気扇

自身が制御しなければならない。“換気扇自動運転シリーズ”は用途別に異なる汚れた空気に反応するセンサを選択し、汚れた空気を排出する制御アルゴリズムを開発することによって換気扇操作の手間を省き、居住者が意識しなくても快適な環境を維持する、自立型の換気扇を実現したものである。

### (1) 浴室用

浴室は住宅の中で最も傷みが早い場所であり、部屋の密閉度も高いため、かびの発生、建材の腐食などを防ぐためには換気扇による強制的な換気が必要である。しかし、入浴後換気扇を運転しないケースを含め、換気が不十分な例は多く、自動運転による建物保全効果は大きい。

### (2) 居間・事務所・店舗用

居間等、大勢の人が集まるリビングゾーンにおける空気汚れの主因はたばこの煙であり、他人への影響も大きい。たばこの煙を主眼においた自動運転は、換気扇の入切操作の手間を省き、切り忘れによる無駄も省くことができる。

### (3) 台所用

家庭料理では焼物料理（強火）から長時間の煮物料理（とろ火）まで幅広く火力が使い分けられ、調理の進み具合によってもきめ細かく調節される。火力によって汚れた空気の発生量は増減するため、火力に応じた換気扇の能力調整を行う自動運転は、換気不足や炎の立ち消えを防ぎ、スイッチ操作の手間を省くことができる。

## 3. 浴室用自動運転換気扇

### 3.1 製品の構造及び仕様

浴室用自動運転換気扇の外観を図1に、仕様を表1に示す。換気

表1. 浴室用自動運転換気扇の仕様

型名	消費電力(W)		風量(m <sup>3</sup> /h)		騒音(ホン)		重量(kg)
	50Hz	60Hz	50Hz	60Hz	50Hz	60Hz	
VD-15ZA	13	14	138	135	29	28.5	3.6

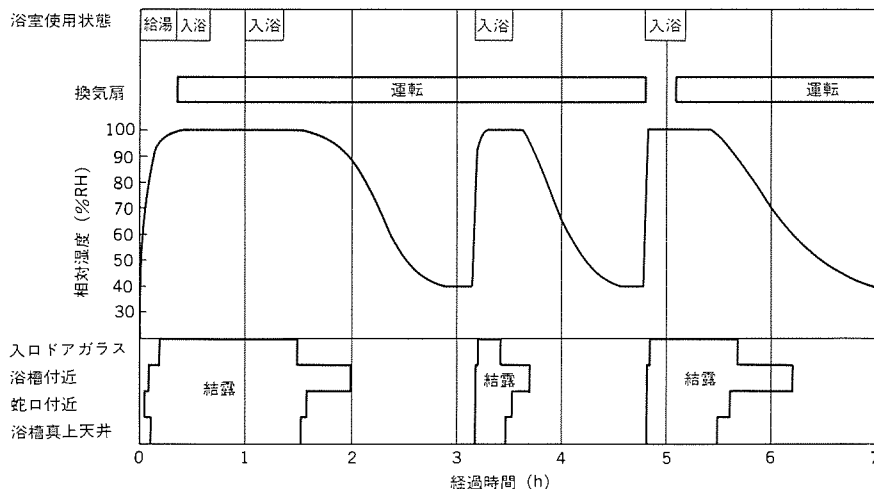


図2. 浴室の使用状態による相対湿度の変化

扇は浴室の天井に設置され、本体グリルから吸い込まれた空気は本体に接続されたダクトを通じて屋外へ排出される。換気扇の運転を制御するセンサ、制御回路は、耐湿処理を施したうえで本体に内蔵されている。

### 3.2 センサの構造と特性、信頼性評価

浴室の使用状態と換気扇の運転による相対湿度の変化を図2に示す。入浴すると浴室内の相対湿度は100%RHとなり、壁面、天井面は結露状態となる。入浴後、換気扇を運転すると結露状態は解消し、浴室内の相対湿度も徐々に低下する。このような高湿度、結露条件のもとで結露の発生を検出するには、結露センサが適しており構造を図3に示す。感湿抵抗被膜にはナイロン樹脂に炭素粉を含浸したものをを用いる。ナイロン樹脂は乾燥雰囲気では収縮し、結露雰囲気では吸湿し、膨潤して炭素粉の分散密度を可逆的に変化させる。炭素粉の分散密度はリード電極間の電気抵抗値として検出する。図4は相対湿度-電気抵抗特性を示すが、相対湿度90%RH付近から急激な変化特性を持っている。

前述のような電子部品にとって過酷な浴室雰囲気のもとで使用する結露センサの信頼性評価項目の内容を表2に示す。評価結果から下記内容を結露センサの改良に反映した。

- (1) 感湿材であるナイロン樹脂の配合比により最適な特性パターンを持ち、経時変化に対する感湿特性の安定した結露センサを開発した。
- (2) リード電極部の腐食、金属マイグレーションを防止するため樹脂コーティング処理を行った。

### 3.3 製品仕様決定のポイント

#### (1) 基礎試験と実態調査

仕様決定に際して、一般浴室における換気による排湿効果の基礎試験と実態調査を行った。図5は入浴後の換気扇の運転による浴室

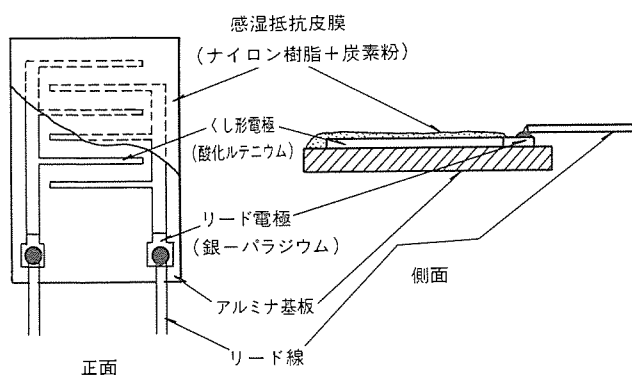


図3. 結露センサ構造図

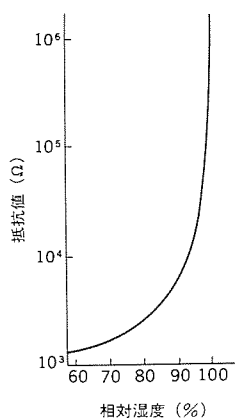


図4. 結露センサの特性

表2. 結露センサの信頼性評価内容

耐経時変化	(1)高温・高湿	60°C, 95%RH 1.000h放置, DC0.8V通電
	(2)温・湿度サイクル	60°C, 95%RH -10°C, 8h/サイクル 100サイクル, DC0.8V通電
	(3)温水浸漬	約30°Cの温水に24h放置
	(4)プレッシャークッカー	121°C, 100%RH, 2気圧 (Kg/cm <sup>2</sup> ), 500h放置
	(5)ヒートショック	-20°C → +60°C, 2h/サイクル, 100サイクル
	(6)凍結サイクル	-10°C → +60°C, (純水中放置) 2h/サイクル, 100サイクル
耐汚染	(1)塩素ガス (Cl <sub>2</sub> )	さらし粉 (2Ca(OH) <sub>2</sub> + 2Cl <sub>2</sub> ) の溶液が入っている13ℓ デシケータ中に1.000h放置
	(2)硫化水素 (H <sub>2</sub> S)	40°C, 90%RH, H <sub>2</sub> S 濃度3±1ppm放置
	(3)かび取り洗剤	かび取り洗剤を20cm離れた所から、約5秒間直接噴霧
	(4)入浴材	入浴剤(バスクリン)の溶液が入っている3ℓ デシケータ中に500h放置, DC0.8V通電
	(5)シリコンシーラント	シリコン10gが入っている3ℓ デシケータに、500h放置, DC0.8V通電
	(6)じんあい	じんあい(布ごみ, 砂ごみなどの複合ごみ)を2mg/cm <sup>2</sup> 付着

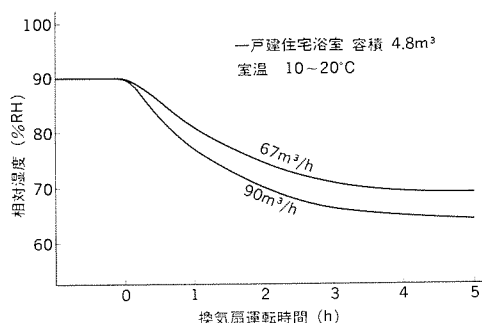


図5. 換気による相対湿度の変化

内の相対湿度の変化を示したもので、換気扇の風量によって多少異なるが、入浴後3時間以上換気扇を運転すれば、相対湿度は外気と等しくなって平衡状態となり浴室の内部は乾燥する。また、一般集合住宅における浴室換気の実態調査においても、下記のように入浴後の換気扇運転時間によって浴室内部の状態が大きく異なる。

- (a) 入浴後、約30分間だけ換気扇を運転する家庭の浴室では、午後3時ごろまで壁面は結露しており、天井にはかびが発生している。
- (b) 入浴後、約3時間換気扇を運転し、昼間も時々運転する家庭の浴室では浴室内は乾燥しており、かびの発生はない。

以上の結果から、入浴後約3時間換気扇を運転すれば、浴室内を乾燥することができ、その後も結露発生に応じて運転することによって浴室の建物保全に効果があることを確認した。

#### (2) 結露センサによる換気扇運転制御

製品を構成するうえで、センサは施工性、信頼性、コストの面から本体に内蔵することが望ましいが、換気扇の本体内部と浴室の壁面では、換気扇の運転による乾燥の速度が異なるので、単に換気扇を結露センサ信号のみで運転する制御方法では、換気扇が短時間に運転・停止を繰り返すチャタリング現象を起こす問題があった。この問題を解決するため、結露センサが結露して換気扇を運転し、換気によって結露センサが乾燥した後も壁面が乾燥するまで、換気扇を継続運転する制御方法を検討した。結露センサと浴室壁面の乾燥するまでの時間差には相関関係があるとの仮定のもとに、実際のユニ

ットバス（容積3.6m<sup>3</sup>、浴槽容量270ℓ）に換気扇（開放風量120m<sup>3</sup>/h）を設置し、換気扇に内蔵した結露センサが94%RH以上となって結露状態を検出している時間と、換気扇の運転による浴室内部の乾燥時間の関係の評価した。実験計画法により、室温・風量・湯温などの浴室の結露及び乾燥に影響を与える要因を変化させて評価した結果、図6のようなほぼ比例的な分布を得た。試験結果をもとに結露センサの結露検出時間から、浴室内部が乾燥するまでの時間を求める相関係数を25と決定した。すなわち、結露センサの結露検出時間の25倍の時間、換気扇を継続運転すれば、浴室の内部を乾燥できる。

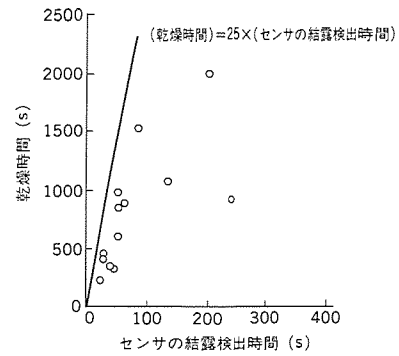


図6. センサの結露検出時間と乾燥時間の関係

### (3) 浴室用換気扇としての制約事項

- (a) 浴室用換気扇は、清掃時など結露が発生しない条件でも運転する場合があります、強制運転できる必要がある。
- (b) 従来機種は、ほとんどが単ノッチ仕様であり、壁埋込みスイッチから換気扇へ接続される電源線は2線の場合が多く、誤結線防止の意味からも電源線は2線方式が望ましい。

### 3.4 制御回路仕様

図7に制御フローチャートを示す。換気扇の電源のON・OFFを行う壁埋込みスイッチをONにすると、結露センサの結露チェックを行う。結露センサ部が相対湿度約94%RH以上となり、結露が発生していれば5秒経過後換気扇を運転し、94%RH未満であれば即時に運転を開始する。このチェックモードは、後述する約3時間の連続運転に入る前に結露センサの動作チェックができ、換気扇の組立検査時及びサービス修理時の動作チェックに用いられる。結露センサの動作湿度94%RH設定は、結露寸前の湿度条件であり、かつ湿度に対する抵抗値の変化が急しゅんな部分であるため、安定した結露検出ができる。チェックモード終了後、結露の有無にかかわらず約3時間連続運転する。

この連続運転は、入浴後に換気扇を運転する場合、浴室の壁面を乾燥させるのに効果があり、また結露がないときに運転する場合に有効である。連続運転後は結露センサが94%RH以上となれば運転を開始し、94%RH未満になれば結露を検出していた時間の25倍の

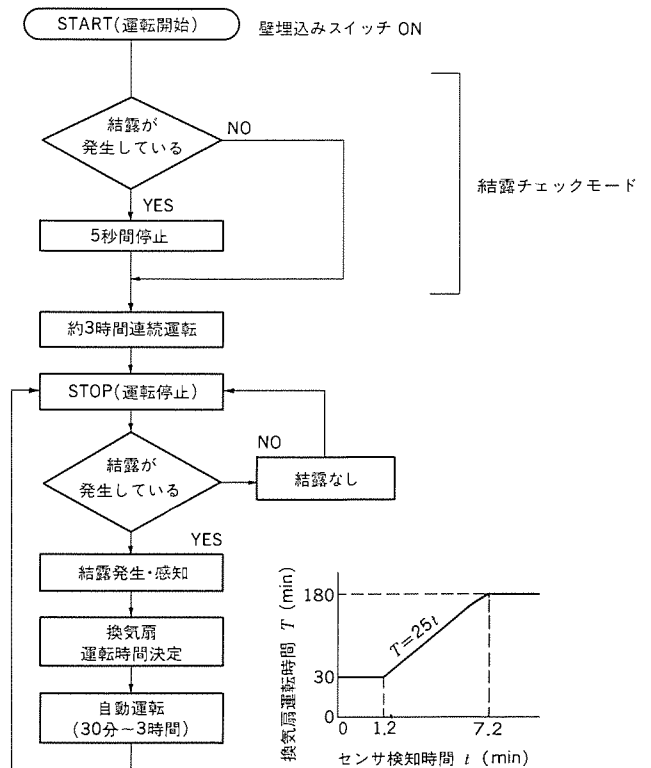


図7. 制御フローチャート

時間運転を継続する、センサ運転となる。継続する運転時間の上限は、前述の基礎試験から3時間とし、下限は頻繁な運転を避けるため30分とした。

### 3.5 モニター試験での仕様の確認

図8は浴室用自動運転換気扇を一般住宅に設置し、約1か月にわたって実使用時の運転状態、結露状態をモニターした結果の一部である。入浴開始からの経時的な変化をみると、

- (1) 浴槽に湯を落とし込むと同時に換気扇が運転を開始する。
- (2) 最後の人が入浴した後、約3時間運転して停止する。このとき、壁面の結露は解消し、室内の相対湿度も外気と同等になる。
- (3) 換気扇が停止した後、室内の相対湿度は徐々に上昇し、約80%

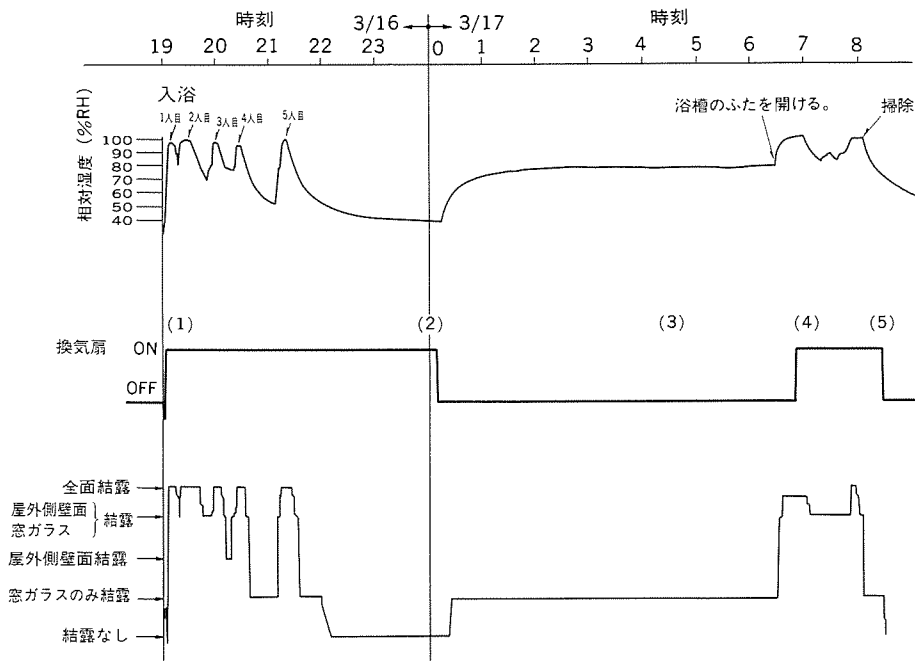


図8. 運転・結露状態モニター試験結果

RHで平衡する。外気に接する窓ガラスの内面は結露するが、壁、天井面には結露せず換気扇も運転しない。

(4) 翌朝、浴槽のふたを開けると、室内の相対湿度は100%RHとなり、室内の全面に結露し換気扇が運転を開始する。

(5) 浴室内の清掃が終わり、浴槽内の残り湯が排出されると、室内の相対湿度は低下し、結露は解消し換気扇も停止する。

以上のように、換気扇は結露の発生量に応じて運転時間を制御し、最終的に結露を解消しており、製品仕様の実使用面での適合性が確認できた。

#### 4. 居間用自動運転換気扇

##### 4.1 製品の構造及び仕様

居間用自動運転換気扇の外観を図9に、仕様を表3に示す。換気扇は居室の天井に設置され、本体パネル側面から吸い込まれた空気は、本体に接続されたダクトを通じて屋外に排出される。換気扇の運転を制御するセンサ、制御回路は、本体に内蔵され、付属品の壁埋め込みスイッチにより、自動・連続運転の切替え及び換気扇の運転表示が可能である。

##### 4.2 センサの構造と特性

たばこの煙の成分は、ガス状成分と粒子状成分に大別され、代表的なガス状成分は、炭酸ガス、一酸化炭素、水素、メタンガス、エタンガスなどであり、粒子状成分は主にニコチンとタール分である。このようなたばこの煙の検出には、半導体ガスセンサが構造、コスト面から優れており図10に構造を示す。センサはSnO<sub>2</sub>を主成分とする焼結体で、内部に電極と電極を兼ねた加熱ヒータコイルを備えている。加熱ヒータコイルにはAC1Vを印加して200~400°Cに加熱し、反応速度を迅速にしている。センサの表面に可燃性ガスが接触すると電極間の抵抗値が低下する。図11はセンサと4kΩの抵抗を直列に接続してAC100Vを印加し、代表的な可燃性ガスの濃度に対す

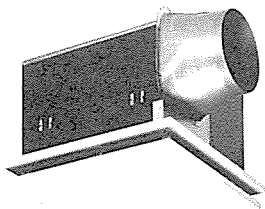


図9. VD-18ZA-W 居間用自動運転換気扇

表3. 居間用自動運転換気扇の仕様

形名	消費電力(W)		風量(m <sup>3</sup> /h)		騒音(ホン)		重量(kg)
	50Hz	60Hz	50Hz	60Hz	50Hz	60Hz	
VD-18ZA-W	18.5	22	258	270	29	30	7.7

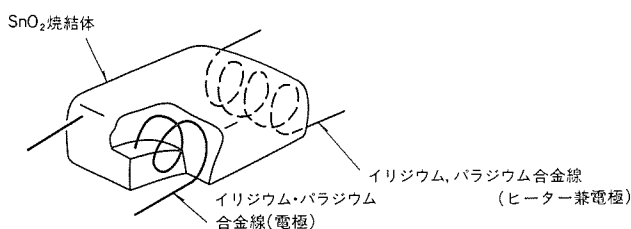


図10. 半導体ガスセンサの構造図

る抵抗両極の出力電圧を表したものである。

##### 4.3 製品仕様決定のポイント

###### (1) 基礎試験

図12は自然換気回数0.5回(換気量約16m<sup>3</sup>/h)の居室における喫煙時の一酸化炭素濃度とじんあい量の変化を示したものである。一酸化炭素濃度は1本目の喫煙で5ppmとなり、その後、喫煙を重ねると徐々に高くなる。じんあい量は喫煙によって急激に増加し、喫煙後は徐々に減少するが、再び喫煙すると再び急激に増加する。

###### (2) 半導体ガスセンサによる換気扇運転制御

半導体ガスセンサで喫煙を検出するには、一酸化炭素濃度を目安にすれば5ppm程度で動作するように設定すればよいが、残臭の原因となるニコチンやタール分などの粒子状成分は、ガス状成分に比べ滞留しやすいため、ガス濃度が設定値以下になっても換気扇を継続運転し、居室の空気を入れ替える必要がある。一般家庭の居室や事務所の換気設計をするうえでの換気回数の目安は、6回/時であり、10分間換気設備を運転すれば部屋の空気は新鮮空気に入れ替わ

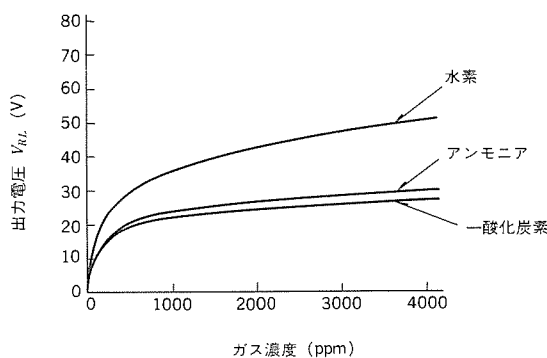


図11. 半導体ガスセンサの特性

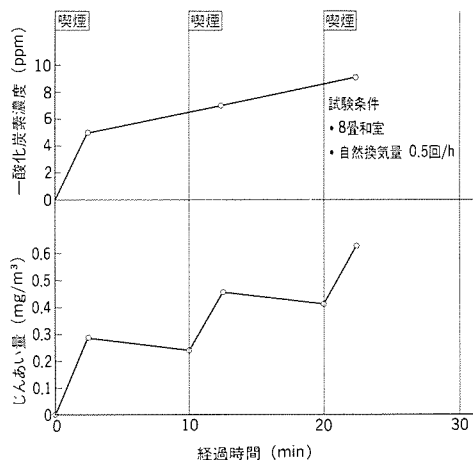


図12. 喫煙による一酸化炭素とじんあい量の変化

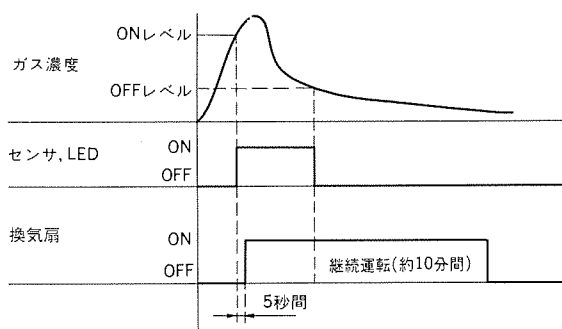


図13. 制御タイムチャート



ることになる。以上からガス濃度が設定値以下になった後の継続運転時間は10分間とした。

### (3) 居間用換気扇としての制約事項

居室に設置されるため、たばこの煙以外に夏期の熱気抜き、臭気抜きに使用されることもあり、長時間連続運転できることが必要である。

### 4.4 制御回路仕様

図13に制御タイムチャートを示す。ガスセンサが設定値以上の可燃性ガスを検出するとLEDが点灯し、5秒以上検出し続けると換気扇の運転を開始する。これは外乱による誤動作の防止と、センサの動作確認時及び感度調節時に換気扇運転までシーケンスを進ませないためである。ガス濃度が設定値以下になると、LEDは消灯し、換気扇は約10分間継続運転したのち停止する。

### 4.5 モニター試験での確認

図14は一般住宅の居室に居間用自動運転換気扇を設置し、室内で喫煙したときの一酸化炭素濃度、じんあい量のモニター結果である。一酸化炭素濃度は喫煙後は急激に濃度が低下するが、じんあい量は喫煙後2～3分してピークに達する。喫煙後の換気によって両者とも徐々に濃度を低下し、更にガス濃度が設定値以下になった後の継続運転終了後には、一酸化炭素は0.2ppm、じんあい量はビル管理基準の基準値0.15mg/m<sup>3</sup>を下回っており、残臭についても実用上問題のないレベルであった。

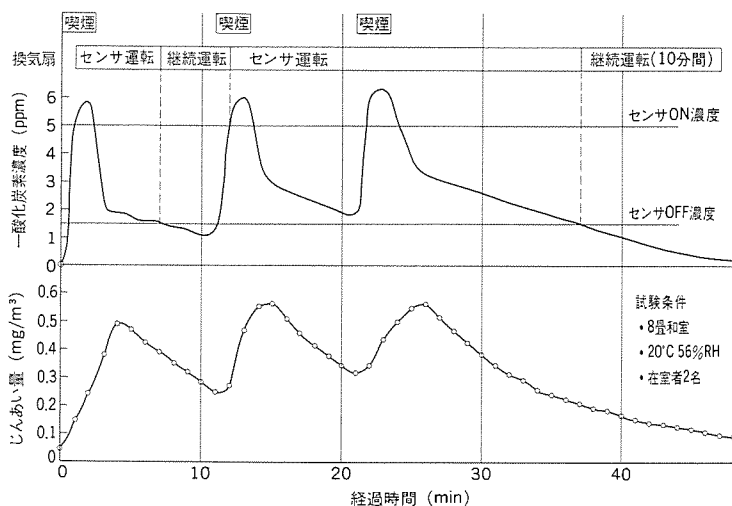


図14. 一酸化炭素濃度及びじんあい量のモニター試験結果

## 5. 台所用自動運転レンジフードファン

### 5.1 製品の構造及び仕様

台所用自動運転レンジフードファンの外観を図15に、仕様を表4に示す。レンジフードファンは台所のガスコンロの上方に設置され、下面からフィルターを通して吸い込んだ空気をダクト等を通して屋外に排出する。レンジフードファンの運転を制御するために、ガスコンロの火力を検出する高温用センサをフィルターの内側の左右に配置し、温度制御の基準とする室温用センサを吸い込み面上方のガスコンロの熱影響を受けない本体に配置している。スイッチ操作部はフラットパネルタイプとし、フィルターには水溶性のマスキングワックスを塗布して、付着した油汚れを簡単に落とせるようにして清掃性の向上を図っている。

### 5.2 センサの構造

台所で発生する汚れた空気には、ガスコンロの排ガスと調理時の

油煙、湯気、においなどがあるが、発生する量はガスコンロの火力と相関がある。また、センサは台所の汚れた空気検出のため、耐熱性・耐湿性・耐油性・耐薬品（調味料等）に優れ、清掃が容易なことが必要である。以上の条件からセンサには充電部をマイグレーションを防止するためシリコンゴムでモールドし、さらにその外かく(殻)をリード線ごとエポキシ樹脂でモールド成形したサーミスタを採用した。

### 5.3 製品仕様決定のポイント

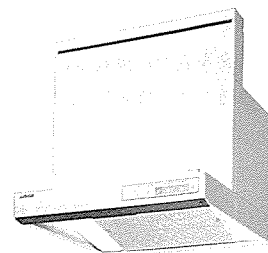
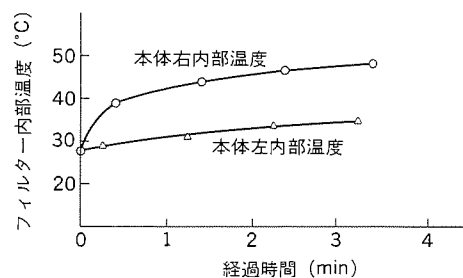


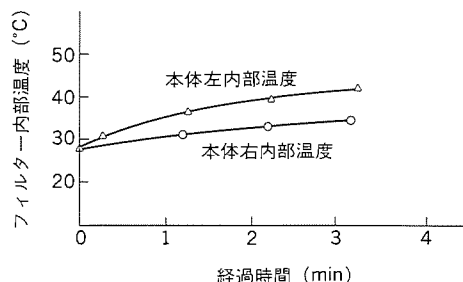
図15. V-605RA 自動運転レンジフードファン

表4. 台所用自動運転レンジフードファンの仕様

型名	ノッチ	消費電力(W)		風量(m³/h)		騒音(ホン)		重量(Kg)
		50Hz	60Hz	50Hz	60Hz	50Hz	60Hz	
V-605RA	強	128	140	820	770	47.5	45	17
	中	82	79	420	365	32	30	
	弱	72	67	330	290	27	25	



(a) 右側コンロ使用 (燃料消費量 2,300 kcal/h)



(b) 左側コンロ使用 (燃料消費量 1,500 kcal/h)

図16. コンロ使用とフィルター内の温度上昇

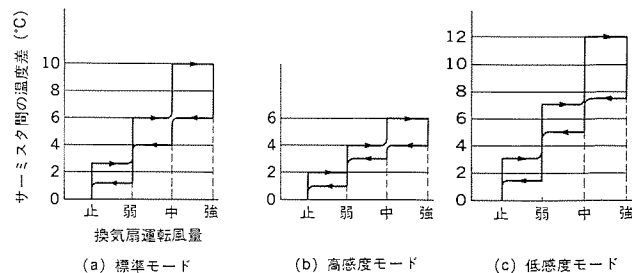


図17. サーミスタ間の温度差と換気扇運転風量

(1) 基礎試験

ガスコンロの火力をサーミスタで検出し、レンジフードファンの風量を制御する仕様を満足する応答性の良いサーミスタ位置を検討した。サーミスタは汚れ防止の点からフィルター内部に配置する必要がある。図16は2口のガスコンロ着火後のフィルター内部の温度変化を示したものである。左右のコンロを使い分けると、フィルター内部の温度変化も、着火しているコンロの位置に対応して変化するため、サーミスタは左右2箇所配置する必要がある。

(2) サーミスタによるレンジフードファン運転制御

サーミスタにより火力に応じた風量でレンジフードファンを運転するため、高温用サーミスタを直列に接続し、室温用サーミスタとの抵抗値との差を温度に換算して温度差に応じて風量を切り替える、図17(a)のような制御を採用した。高温用サーミスタの温度は抵抗値の平均値を温度に換算して表している。風量を切り替える温度は各種の調理を実際に行って決定したが、焼魚等における強い調理時には、においが排出しきれない例があり、図17(b)のような強ノッチ側に運転しやすいモードを設定し、逆に図17(c)のような強ノッチ側に運転しにくいモードも設定し、調理に応じて運転モードを設定できるようにした。

高温用サーミスタはフィルターの内側に配置されるため、冬期など排気口から冷気が侵入して、高温用サーミスタと室温用サーミスタの温度の逆転現象によるガスコンロ着火後の不動作を防止するため、高温サーミスタの温度変化率による制御を併用した。高温サーミスタの温度上昇値が1°C/分以上になったとき、弱ノッチで1分間起動し、その後、温度差運転制御に移行するもので、ガスコンロ着火後の運転応答性の改善にもなった。

(3) その他

- (a) 台所設置を考慮し、生ごみ等の腐敗臭の排出運転及び調理後の定時間運転のため、手動運転、タイマー運転モードを設けた。
- (b) 換気量が不足し、高温サーミスタが60°Cを超えると、アラームが継続して鳴り、注意喚起する警報機能を設けた。
- (c) 自動運転中、突発的な煙の発生などで運転風量を変える場合に、素早く対応できるように、選択した風量で3分間強制的に運転する強制タイマー運転モードを設けた。

5.4 制御回路仕様

(1) 自動運転モード

図18に自動運転モードの制御フローチャートを示す。

(2) タイマー運転モード

手動運転時、タイマー運転ができる。(5分、10分、30分)

(3) 手動運転モード

手動運転モードを選択すれば連続運転できる。(強、中、弱)

5.5 調理時の運転確認

図19に自動運転レンジフードファンを実際の台所に設置して、調理を行ったときの運転パターンを示す。

(1) 魚のフライパン焼き

臭いの強い調理としてセンサの感度を高感度モードに設定し、運転パターンを確認した。着火後40秒で運転を開始し、1分30秒経過後、強ノッチに移行する。調理終了後は2分30秒間継続運転し、残臭を排出する。

(2) やかんによる湯沸し

センサの感度を標準モードに設定、着火後1分で運転を開始し、

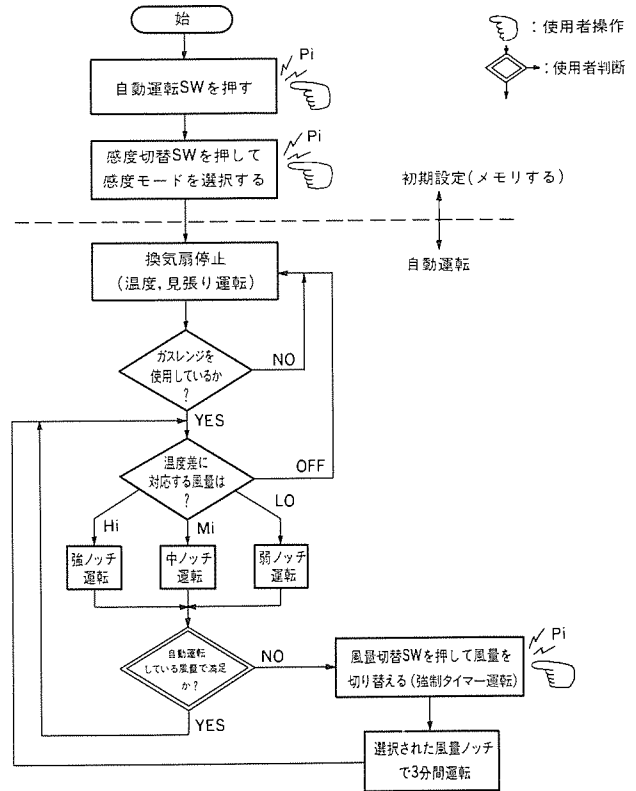


図18. 自動運転制御フローチャート

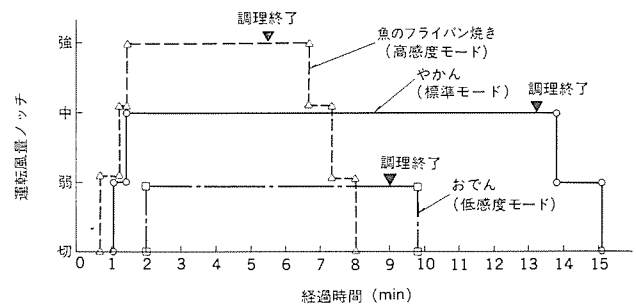


図19. 自動運転パターン

1分30秒経過後、中ノッチに移行する。調理終了後は1分50秒間継続運転する。

(3) おでんの温め直し

センサの感度を低感度モードに設定、着火後2分で運転を開始し弱ノッチ運転する。調理終了後は50秒間継続運転する。

以上のように、調理の進み具合に応じて風量が切り替わり、調理を終了した後も温度差に応じてしばらく運転し残臭を排出する。調理中、調理後の換気状態は良好であった。

6. む す び

以上、“換気扇自動運転シリーズ”について開発の過程を追って報告した。換気扇機能をセンサとマイコンで高度化することにより、現在の住宅に必要な換気を確実にし、換気扇操作の手間を省いて初期の目的を達成することができた。

今後、他の換気扇用途分野の開拓も含め市場ニーズに合致した換気扇を開発していく所存である。

# 高速リレーショナル データベースマシンHDM

中村俊一郎\* 峯村治実\* 箕原辰夫\* 板倉國司\*\* 花畑寿士\*\*

## 1. ま え が き

ハードウェアの世界では、マイクロプロセッサの技術が急激な勢いで進展を遂げている。CPU性能について言えば、1チップのマイクロプロセッサで、一昔前のスーパーミニコン等の性能を大きく上回るものが市販されている。LSIの集積度はまだ進歩を続けており、今後内蔵キャッシュメモリ容量の増加、アーキテクチャの高度化などにより、その性能はますます向上していくであろう。一方、マイクロプロセッサの周辺部については、現状は手つかずであるといつてよい。すなわち、一時代前のマイクロプロセッサ用の周辺LSIしか市販されておらず、集積度、性能とも非常に不満足である。数年後、DMAコントローラ、割り込みコントローラ、タイマ、並列 I/O(今はそれぞれ別のLSIになっている)などを内蔵した、インテル82370(開発中)のようなものが出てきたときには4MビットDRAMなどと相まって、1枚の小さなカードの上に驚くべき高性能なコンピュータが実現されることになる。

各人にこのような高性能なパソコンとかワークステーションが行き渡ったとき、次にくるものはこれらをネットワークでつないでデータベースにアクセスすることであろう。このような高度情報化社会対応のデータベースとしてリレーショナル データベースが期待されているが、一般の計算機上のソフトウェアによるリレーショナル データベースでは、CPUパワーを大量に消費することと応答速度が遅いことが問題となっている。これを解決すべく我々は上記のように発達したマイクロプロセッサ技術を利用して、リレーショナル データベース処理を高速に実行する専用マシン(データベースマ

シン)の開発を行った。

商用のデータベースマシンとしては米国ブリトンリー社のIDM 500<sup>(1)</sup>、同じくテラデータ社のDBC/1012<sup>(2)</sup>があるが、前者は単一プロセッサであるため性能的に限界があり、後者は複数のプロセッサ間をYネットという高価なハードウェアでつないでいるため価格性能比に問題がある。ここで開発したHDM<sup>(3)(4)(5)</sup>(High Speed Database Machine)は、複数のマイクロプロセッサを単純なバスでつないだ並列処理方式を採用しているため、処理速度、価格性能比が非常に優れたものとなっている。

## 2. HDMの特長

HDMの特長は次の3点に集約できる。

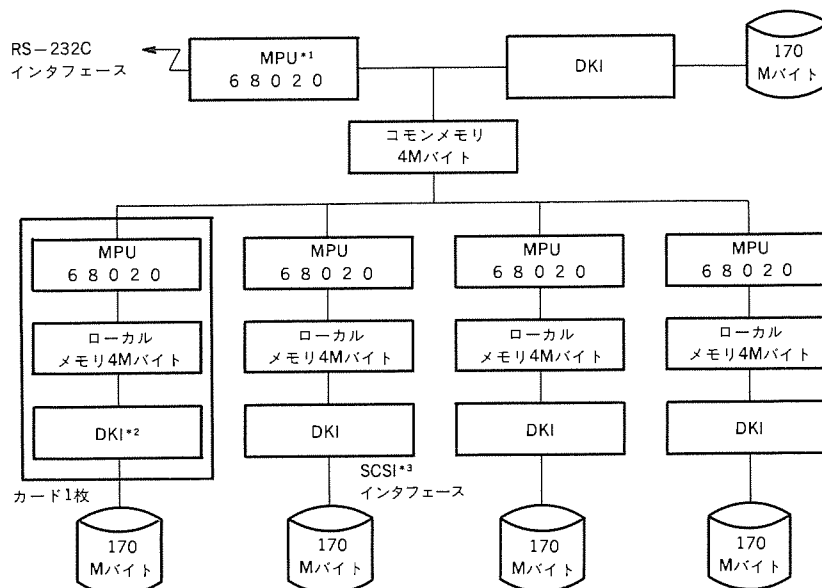
- (1) 高速なリレーショナル データベース処理
- (2) コンパクトなハードウェア
- (3) SQLのサブセットを実装

注 SQL: ANSI, ISO, JISで標準化されたリレーショナル データベース言語

後述のようにHDMは世界最高水準のリレーショナル データベース処理性能を達成している。また、5枚のCPUカードを単純な高速バスでつなぐアーキテクチャのため、ハードウェアは非常にコンパクトである。さらに、国際標準リレーショナル データベース言語SQLに準拠した言語でホストマシンとインタフェースするため、ポータビリティが非常に高い。すなわち、ホストマシンの機種にかかわらず共通なデータベースマシンになりうる。

HDMの高速化要因としては次のようなものが挙げられる。

- (1) 高性能マイクロプロセッサによる並列処理



注 \*1 MPU: Micro Processing Unit \*2 DKI: Disk Interface Logic  
\*3 SCSI: Small Computer Systems Interface

図1. HDM試作機のハードウェア構成図

- (2) 並列ディスク入出力
- (3) 1MビットDRAMによる大容量メモリ
- (4) リレーショナル データベース処理専用最適化されたディスクアクセス方式/各種ソフトウェア

リレーショナル データベースの処理では項目の内容検索性能が  
かぎ(鍵)になる。一つのリレーションを均等に分割して、これを  
複数の高性能マイクロプロセッサがそれぞれ分担して並列処理を行  
うことにより、1/プロセッサ台数の高速化が図られる。また、各  
プロセッサが独自にディスクを持っているため、全体として並列に  
ディスク入出力が行われ高速化される。大容量メモリにより、ディ  
スクキャッシュ、ソート領域、中間データ領域などが大きくとれ、  
ディスクとのやりとりが減って性能向上につながる。現代の計算機  
におけるディスク アクセスメソッドなどの汎用ソフトウェアは、そ  
の高機能、汎用性のために処理時間のオーバーヘッドが大きくなって  
おり、ここを専用化すれば処理速度が上がるというのはBrittonLee  
社のデータベースマシン (IDM500) 等でも実証済みである。

### 3. システム構成

#### 3.1 ハードウェア構成

図1にHDM試作機のハードウェア構成図を示す。図に示される  
ようにHDM試作機は一つのマスタプロセッサと四つのスレーブプ  
ロセッサで構成される。一つのプロセッサは1枚のカード(30cm四  
方)から成り、5枚のカード(マスタ、スレーブ共通)が単純な高  
速バス(10MBps)で接続されている。このほかにはプロセッサボ  
ードにSCSIインタフェースで接続するディスク装置と電源があるだ  
けである。(図2に示す試作機はミニコンのきょう体に実装されて  
いるが中味はガラガラであり、デスクサイド型の小さなきょう体  
に納めることが可能である)

HDMではこのようにプロセッサ間をバスで接続したところに大

きな特長があり、ハードウェア量の削減につながっている。図3に  
各プロセッサの中味のブロック図を示す。プロセッサ間の割り込み  
制御機能と高速バスを介してのコモンメモリアクセス機能を除けば  
通常のマイクロプロセッサ ボードと同様の構成である。ただし、  
ディスクがデータを転送中でもCPUがフル回転できることがこのマ  
シンの命であるため、市販のDMAの性能不備を補うべく、ディスク  
バッファ ロジックを追加してディスクのデータはバースト転送す  
るようにした。各プロセッサは4Mバイトのローカルメモリを持っ  
ており、マスタプロセッサのメモリはコモンメモリとしても使われ  
る。マスタプロセッサと各スレーブプロセッサの間には双方向の割  
り込み機能があり、これとコモンメモリによってマスタスレーブ間  
通信が行われる。以上のようにHDMではデータベースマシン特有

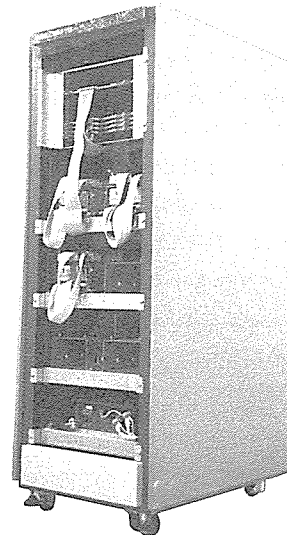


図2. HDM試作機の外観

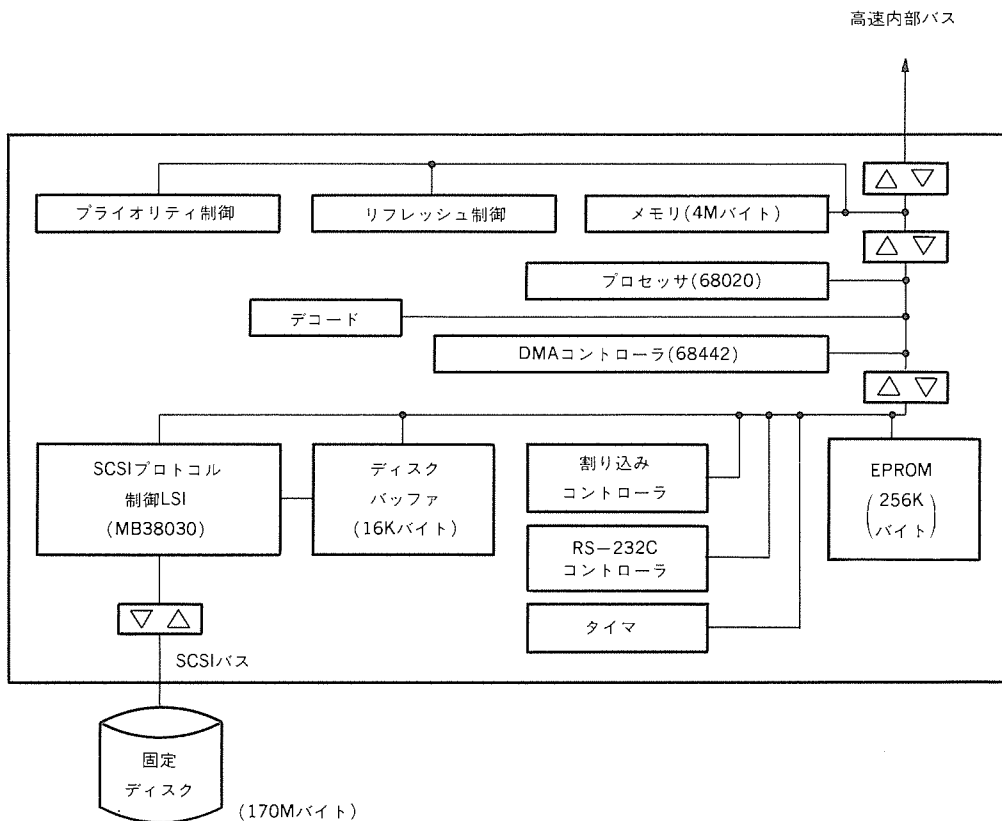


図3. 一つのプロセッサ内のブロック図

のハードウェアは持たず、32ビットマイクロプロセッサの高速処理性能に頼りきっており、それを単純な高速バスでつなぐというアーキテクチャをとっている。

ディスク容量については、一つのプロセッサに16台のディスク(380Mバイト×16)をつなぐとして(最大は28台まで可能)、5プロセッサ構成で30.4Gバイト、9プロセッサ構成で54.7Gバイト程度が、現状のSCSIインタフェースのままでも無理なく実現可能である。

### 3.2 ソフトウェア構成

HDMのソフトウェアは、次の点に留意して設計した。

- (1) 汎用的なユーザーインタフェース
- (2) ハードウェアの特長(マルチプロセッサ, 大容量メモリなど)を生かす。
- (3) データベース処理の専用ソフトウェアに徹する。

図4に示すとおり、HDMソフトウェアはホストマシンとマスタープロセッサ及びスレーブプロセッサ上で動作するもので構成する。ホストマシン上には、SQL言語を中間言語に変換するSQLパーサーとユーザーにインタラクティブなインタフェースを与えるSQI(Simple Query Interface)がある。このようにデータベース処理言

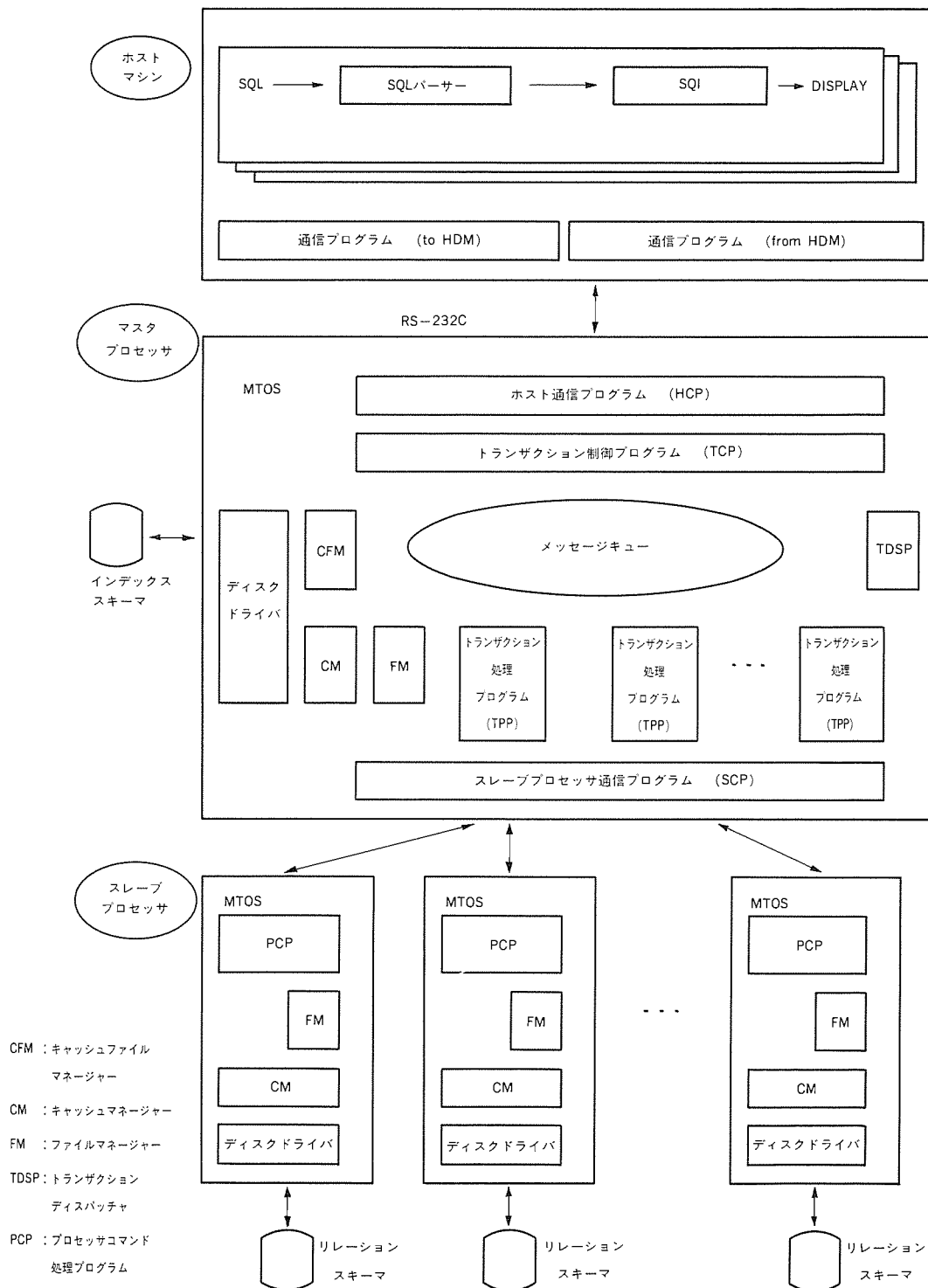


図4. HDMソフトウェアの構成

語として、SQLを採用することで、汎用的なユーザーインターフェースを提供した。

マスタプロセッサはホストマシンからのSQL中間言語処理要求をトランザクションとして受け取る。マスタプロセッサ上のプログラムは、スレーブプロセッサを並列に動作させて、一つのトランザクション内における並列処理とか複数のトランザクション間の並列処理を実現している。

トランザクションを解析し、その処理を実行するのはトランザクション処理プログラム (TPP) である。TPPが動作するタスクは幾つか用意されていて、それらは並行に動作し、各々が別々のトランザクションを処理する。TPPはリレーションの実際の操作等をスレーブプロセッサ通信プログラム (SCP) 経由で、プロセッサコマンド処理プログラム (PCP) に要求を出す。一つのTPPが同時に複数のスレーブプロセッサに要求を出すと、一つのトランザクションの処理が各スレーブプロセッサ上で並列に実行される。一方、TPPが各々別々のスレーブプロセッサに別の要求を出すと、各々のトランザクションの処理が各プロセッサ上で並列に実行される。このように、マルチプロセッサを有効に使用している。

キャッシュマネージャー (CM) とキャッシュファイル マネージャー (CFM) は、大容量メモリをディスク入出力バッファとして使った高速処理機構を提供する。

スレーブプロセッサ上のプロセッサコマンド処理プログラム (PCP) はマスタプロセッサから要求を受けリレーションの入出力と、そのデータの加工 (選択, 射影, ソートなど) を実行し、結果をマスタプロセッサに返す。PCPはリレーション入力と選択, 射影などを並列に処理し、またリレーション入力をファイル管理を経由せず、直接キャッシュマネージャーを介してアクセスするなど、データベース処理の専用ソフトウェアに徹している。

### 3.3 ホスト接続

図5はHDMとホストマシンの接続法を示している。現状ではRS-232Cインターフェースによりホストマシンとつながっているが、これでは通信時間を多く必要とするため、高速のSCSIインターフェース (1.5Mbps) で接続するように改良中である。現在はトランザクションに対する応答時間として、HDMの内部処理時間のほかに3~5秒程度を要しているが、この改良によりこれが0.5秒程度に短縮される予定である。

図5に示されるように、ホストマシン上にもSQLパーサなどのHDMのフロントエンドプログラムを乗せる必要がある。SQLはSQL言語による会話型データベースインターフェースを提供するもので、端末からのSQL文によるデータベースへのアクセスを可能にする。ホストマシン上のアプリケーションプログラムも同様に、SQL言語によりフロントエンドプログラムとインターフェースする。当社で開発したユーザーフレンドリインターフェースMELQUERY<sup>(6)</sup>もこのインターフェースでHDMに接続している。HDMは当初ホストマシンとしてMX3000と接続したため、MX3000上に上記フロントエンドプログラムを開発した。その後エンジニアリングワークステーションME1000に接続したが、このためのフロントエンドプログラムのME1000への移植作業は半日で完了した。このように、UNIX環境同志であればフロントエンドプログラムを別のホストマシンへ移植することは非常に容易である。

図6はHDMをデータベースサーバとしてME1000のローカルエリアネットワークに接続する構成を示しており、現在この構成で稼働している。HDMにTCP/IP通信プログラムが乗っていないため、HDMからRS-232Cで一台のME100ワークステーションに接続し、このTCP/IP機能を利用してデータベースサーバを構成した。LAN上の各ワークステーション (上記の一台も含む) 上にはSQLパ

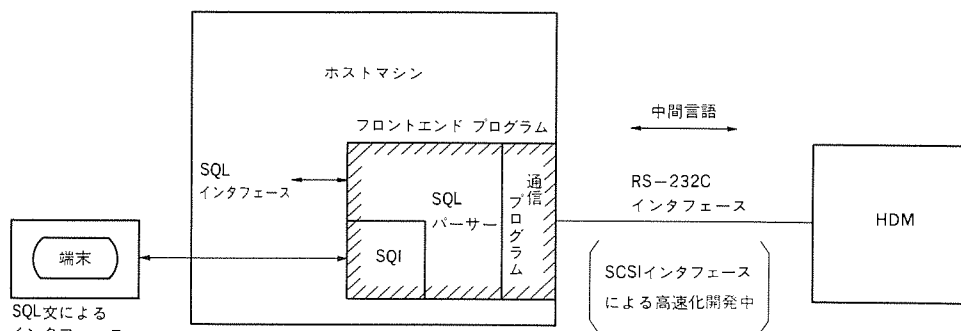


図5. ホストマシンとの接続法

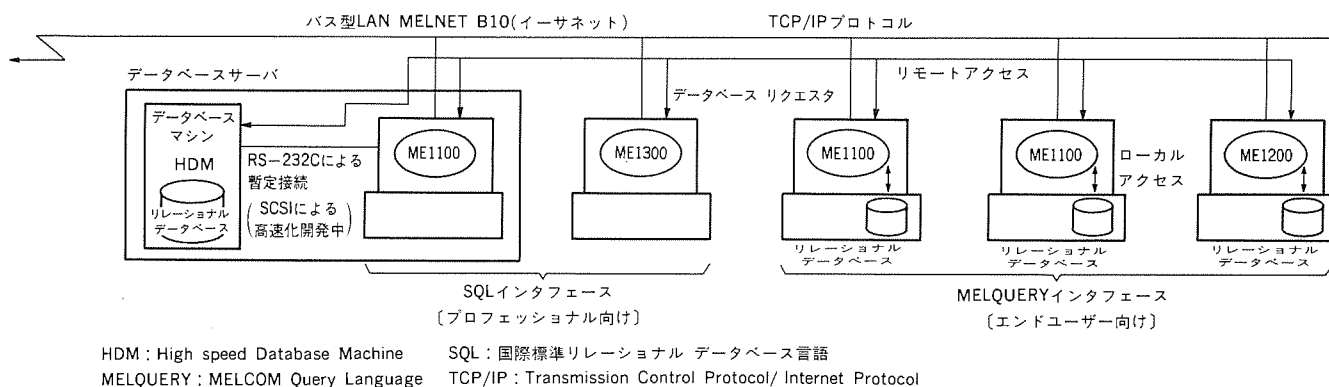


図6. HDMをデータベースサーバとするME1000ローカルエリアネットワークシステムの構成

ーサなどのフロントエンド プログラムが乗っており、各ワークステーションからSQL文によってHDMにアクセスすることができる。なお、この内の幾つかのワークステーションについては、ユーザーフレンドリ インタフェースMELQUERY<sup>(6)</sup> からHDMにアクセスすることもできるようになっている。

#### 4. 性能評価と使用例

##### 4.1 性能評価

HDMの性能評価は標準的なベンチマークとして定評のあるウィスコンシン ベンチマーク<sup>(7)</sup>によって行った。ウィスコンシン ベンチマークでは、1ダブル182バイトの1,000ダブルと10,000ダブルのリレーションが使われる。データの内容は乱数による2バイト整数項目(13項目)と52バイト文字列項目(3項目)が組み合わされている。表1はウィスコンシン ベンチマークによる性能評価結果を示している(インデックス不使用)。図7はこの評価に使われたSQL文を示している。

HDMについては、通常ディスクキャッシュに常駐しているはずのルートディレクトリなどをも含めたすべてのディスクキャッシュを無効化した直後の1回目と2回目の問い合わせの時間を測定した。2回目はディスクキャッシュに前のデータが残っているため応答時間が速くなる。括弧外の値は端末における応答時間を示しており、括弧内の値はこの内のHDMの内部処理時間を示している。前記のようにホストとのインタフェースがSCSIに改良されると、端末応答時間は括弧内の時間に0.5秒程度加えたものになる予定である。これを基準にして表1をながめると、HDM(1回目)はブリトンリー社のデータベースマシンIDM500(DACあり)の約10倍の高性能を実現していることがわかる。

ウィスコンシン ベンチマークでは、1万件までのリレーションし

表1 ウィスコンシンベンチマークによる性能評価

##### (1) インデックスなしの選択

システム	(a)	(b)
商用INGRES	38.4 秒	53.9秒
ORACLE	53.2 秒	72.5秒
IDM(DACなし)	20.3 秒	27.2秒
IDM(DACあり)	19.9 秒	23.4秒
HDM(1回目)	5(1.79) 秒	4(1.81) 秒
HDM(2回目)	3(0.65) 秒	2(0.81) 秒

##### (2) 射影(重複除去)

システム	(a)	(b)
商用INGRES	26.4秒	132.0秒
ORACLE	29.4秒	117.3秒
IDM(DACなし)	58.9秒	31.5秒
IDM(DACあり)	33.0秒	22.0秒
HDM(1回目)	4(2.64) 秒	5(1.73) 秒
HDM(2回目)	3(1.50) 秒	4(1.10) 秒

##### (3) インデックスなしの結合

システム	(a)	(b)	(c)
商用INGRES	1.8分	2.6分	2.1分
ORACLE	>300分	>300分	>300分
IDM(DACなし)	9.5分	9.2分	2.1分
IDM(DACあり)	1.4分	1.9分	0.6分
HDM(1回目)	10(5.86) 秒	8(5.88) 秒	11(7.20) 秒
HDM(2回目)	10(4.38) 秒	8(4.39) 秒	11(5.60) 秒

かテストしていないため、これを1万件から10万件まで変化させた大規模リレーションに対する性能評価も行った(図8, 図9)。ここで見られるように、例えばインデックスのない10万件(1ダブル182バイト)のリレーションに対する2バイト項目の選択が6.5秒、52バイト項目に対する文字列サーチが26秒、52バイト項目に対する重複

```

(1) 選択
(a) 選択率1%の選択演算
    insert into temp select * from t10k
      where unique1 between 100 and 199;
(b) 選択率10%の選択演算
    insert into temp select * from t10k
      where unique1 between 1000 and 1999;

(2) 射影
(a) 1万件から100件の重複除去射影
    insert into temp select distinct hundred from t10k;
(b) 1000件から1000件の重複除去射影
    insert into temp select distinct * from t1k;

(3) 結合
(a) 2つの1万件のテーブルを千件にしぼって結合
    insert into temp select t1.*, t2.* from t10k t1, t10ka t2
      where t1.unique1 = t2.unique1 and t2.unique1 < 1000;
(b) 1万件のテーブルと千件のテーブルの結合
    insert into temp select t1.*, t2.* from t1k t1, t10k t2
      where t1.unique1 = t2.unique1;
(c) 3つの1万件のテーブルを千件にしぼって結合
    insert into temp select t1.*, t2.* from t1k t1, t10k t2, t10ka t3
      where t1.unique1 = t2.unique1 and t2.unique1 = t3.unique1
        and t2.unique1 < 1000 and t3.unique1 < 1000;
  
```

図7. ウィスコンシン ベンチマークに使われたSQL文

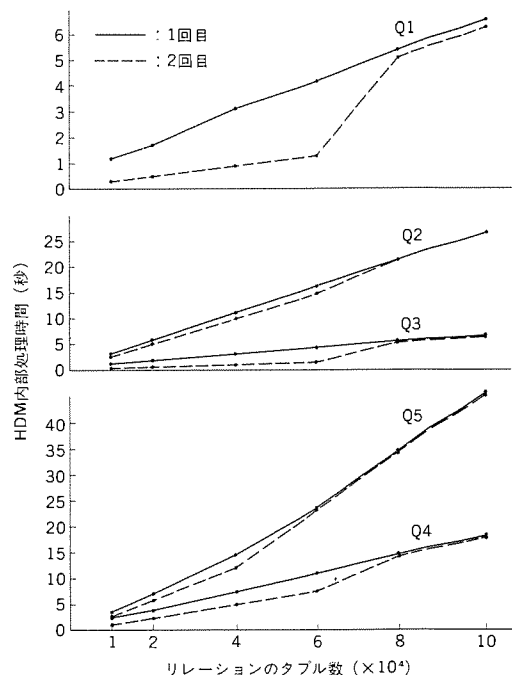


図8. 大規模リレーションに対する性能(結果)

```

Q1: 2バイト項目の選択
    select unique1 from t100k where unique1 = 1000;
Q2: 52バイト項目の文字列サーチ
    select string1 from t100k where string1 like "%X%" and unique1 > 9950;
Q3: 2バイト項目の選択
    select string1 from t100k where unique1 < 9950 and string1 like "%X%";
Q4: 2バイト項目の重複除去射影
    select distinct four from t100k;
Q5: 52バイト項目の重複除去射影
    select distinct string4 from t100k;
  
```

図9. 大規模リレーションに対する性能(SQL文)

除去射影が45秒と、極めて高い性能を発揮している。

インデックスがある場合の性能評価については、182バイト9万件のリレーションについて2バイト項目の選択を行ったところ、インデックスがない場合には5.5秒かかったが、これにインデックスを付けると、ディスクキャッシュ無効化後の1回目で0.5秒、2回目で0.15秒で実行できた(いずれもHDM内部処理時間)。すなわち、処理時間はそれぞれ11倍、36倍に向上する。

#### 4.2 使用例

現実的なデータを用いたHDMへのアクセスの例を図10、図11、図12に示す。これらは前述のSQI(SQLインタフェース)の端末画面である。図10は124バイト24,500件の工具リレーション(box)の中から工具番号(kno)に“-G3B”を含み、図番(zuban)が“HT”, 部門(bumon)が“85”の文字列で始まる工具を選択し、登録日(day)の順にソートして表示させた例である。

図11は図書のリレーション(2,400件)と、出版社のリレーションに対して結合演算を行った例である。図書のリレーションにはタイトル、著者名、出版社名などが入っている。出版社のリレーションには出版社名、住所、電話番号などが入っている。この二つのリレーションを出版社名により結合し、タイトル中に“UNIX”を含む

```

UNIXデータベース00
UNIXデータベース00
sql[0]> select count(number) from library group by publisher;
*****
transaction information
Transaction = Select (Aggregate) Status = 0
Info: aggregation from library publisher
      695 records
HDM inner processing Time : 0.660 [sec]
*****
publisher      number
-----
技報堂出版      1
吉岡書店      1
京大工学部情報工  1
共立出版      14
共立出版      15
共立出版(株)    9
共立出版(株)    15
共立出版株式会社  1
共立出版社      1
教育社          1
press>return (462/695)

```

図12. SQIによる検索例(集約)

本と、その出版社の電話番号を表示させたものである。

図12は上記図書のリレーションに対して集約演算をほどこした例である。count演算子を用いて出版社ごとの図書件数を表示している。なお、この例では出版社名の入力時に変なコードが混じったりしたため、一つの出版社が幾つかの別な名前でも出たりしている。

## 5. むすび

リレーショナルデータベースの良さは、だれもが認めるところであり、高度情報化社会に向けた有望商品として各社が全力で開発を進めている。しかしながら、その割には普及の速度は今一つと云ったところである。その最大の理由は処理性能が良くないことである。この問題を解決すべく、高性能マイクロプロセッサによる並列処理方式を用いた、高速リレーショナルデータベースマシンHDMの試作を行い、性能評価の結果一般のソフトウェアによるリレーショナルデータベースよりも一けた以上高い性能を発揮することを確認した。

今後、高度情報化社会に向けて大きく伸びると予想される、情報系データベースの分野にねらいを定めており、データベースサーバとしての製品化の開発を進めている。

## 参考文献

- (1) P.Hawthorn et al: A Database Machine for Local Area Networks, COMPCON Spring' 86, p.378
- (2) J.Shemer et al: The Genesis of a Database Computer, IEEE Computer 17: 11, p.42 (1984)
- (3) マルチプロセッサ型データベースマシンを開発, 4台の68020で検索, ソートなどを並列に処理, 日経コンピュータ, p.116(1987-10-19)
- (4) 中村ほか: 高速データベースマシンHDMのアーキテクチャ, 情報処理学会第35回全国大会論文集 4C c-6, p.415 (昭62)
- (5) S.Nakamura et al: A High Speed Database Machine HDM, IWDM'87, p.340 (1987)
- (6) 和田ほか: ワークステーションデータベース管理システム MELQUERY, 電子情報通信学会データ工学研究会(1987.11.4)
- (7) D.Bitton et al: Benchmarking Database Systems-A systematic Approach, 18th VLDB Conference (1983)

```

UNIXデータベース00
UNIXデータベース00
sql[2]>
sql[2]> select kno, zuban, bumon, day, kname from box
> where kno like "%G3B%" and zuban like "HT%" and bumon like "85%"
> order by day;
*****
transaction information
Transaction = Select (Projection) Status = 0
Info: selection from box
      7 records
HDM inner processing Time : 0.950 [sec]
*****
kno      zuban  bumon day      kname
-----
BH146203-G3B HT75410 858 76:00:00 BEND DIE
JHA64926-G3B HTU1021 855 81:09:29 DR JIG
GHJ22782-G3B HTP7840 855 82:01:20 GAUGE
FHA19848-G3B HTR8187 857 83:05:31 カイフンカヒウ
BHB81598-G3B HTU6710 858 84:02:29 BEND DIE
GHA23188-G3B HT4A334 850 86:10:09 LIMIT G.
FHK39497-G3B HT4F585 858 87:09:16 カイト"ヒ"ン
sql[3]>

```

図10. SQIによる検索例(選択)

```

UNIXデータベース00
UNIXデータベース00
sql[4]> select a.book, b.phone from library a, publisher b
> where a.book like "%UNIX%"
> and a.publisher = b.publisher;
*****
transaction information
Transaction = Select (Join) Status = 0
Info: join from library publisher
      8 records
HDM inner processing Time : 0.550 [sec]
*****
book      phone
-----
プロフェッショナルUNIX      03-486-7111
標準UNIXハンドブック        03-486-7111
UNIX活用技法 NO24          03-294-2547
UNIX原典                    03-xxx-xxxx
UNIXシステム入門1          03-542-8821
UNIX詳説 基礎編            03-272-7211
オペレーティングシステム構築法 UNIX詳説 構築編 03-272-7211
BIT臨時増刊 最新UNIX      03-947-2511
sql[5]>

```

図11. SQIによる検索例(結合)



# “三菱マルチワークステーション M3300シリーズ”モデルM3307

吉田俊一\* 野村孝雄\* 田中謙次\*

## 1. ま え が き

1985年10月のインテル社の32ビット マイクロプロセッサ80386の発表以来、パソコンやワークステーションでの32ビット マイクロプロセッサの応用が本格化した。“三菱マルチワークステーション M3307”（以下、M3307と称す）は、このような32ビット マイクロプロセッサのシーズと、高度情報化社会の多様なニーズに的確に対応するため、“三菱マルチワークステーション M3300シリーズ”の最上位機として開発した32ビット ワークステーションである。

## 2. M3307の特長

M3307の主な特長は次のとおりである。

### (1) 従来モデル比2倍の高い処理能力

16ビット マイクロプロセッサi80286を使用した従来モデルM3303、M3305に対して、ソフトウェアの上位互換性がある32ビット マイクロプロセッサi80386 (16MHz)を搭載し、本格的キャッシュメモリを標準装備することにより、従来モデル比2倍の性能を引き出している。さらに、オプションとして高速演算機構i80387 (16MHz)又はi80287 (8MHz)を装備できる。

### (2) 大容量主記憶・大容量ディスク

主記憶は標準2Mバイト、最大10Mバイトまで拡張可能で、内蔵固定ディスク装置は40Mバイト、70Mバイト、130Mバイトの3タイプがある。固定ディスク装置は130Mバイトタイプの場合、最大260Mバイトまで拡張可能である。

### (3) M3300シリーズの互換性

入出力機器及びソフトウェアは、従来モデルのM3303及びM3305との互換性を確保している。

M3307 (図1)はその特長から次の利用分野で性能を発揮する。M

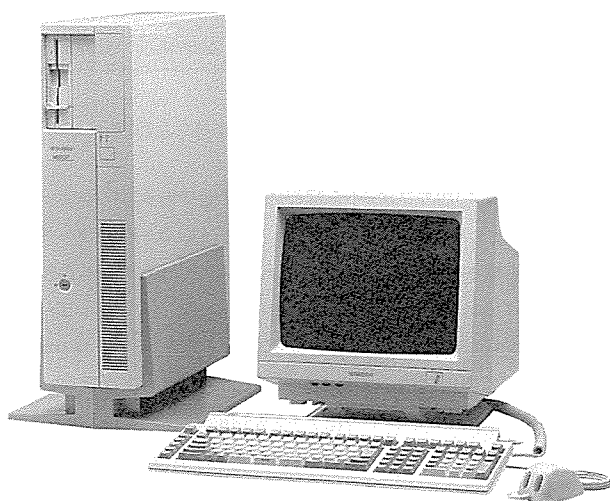


図1. 三菱マルチワークステーション M3307の外観

3307の利用形態の一つとして、豊富な通信ネットワーク機能やOA（オフィスオートメーション）ソフトウェアに基づく統合OAの中核ワークステーションがあり、このようなシステムではLAN（ローカルエリアネットワーク）のサーバやクラスシステム（Multi Cluster）の制御ステーションへの利用などが挙げられる。また、高性能ワークステーションとしての利用形態では、定型・非定型オフィス業務をはじめとして、イメージ処理システムやパーソナルCAD、科学技術計算などへの利用、自動計測や解析など研究所等のラボラトリ オートメーションへの利用などが挙げられる。

## 3. システム構成と概要

図2はM3307のシステムブロック図である。CPUにはインテル社の80386 (16MHz)を採用している。高速演算機構として、インテル社の80287 (8MHz)及び80387 (16MHz)のうち、いずれか一方又は同時に両方を実装できる。ホイットストーンベンチマークテストの結果では、80387は80287に比べて約2.4倍の性能を持っている。80287はIEEEハイインテル社が浮動小数点演算仕様を提案した時点の仕様を持っている。一方、80387はIEEE P754で確定した浮動小数点演算仕様に基づいて作られている。このため、80287と80387は細部の仕様上の相違がある。80287と80387は、通常はその仕様の相違を意識することなく使用することができる。

これら2種類の高速演算機構は、本体前面にあるシステムパネルのスイッチによって、いずれか一方を選択して使用する。特定のアプリケーションソフトウェアが80287の仕様を必要とし、なおかつ80387の高速性も必要とするシステムの場合に、80287と80387の両方を実装して切り替えながら使用する。80287と80387の両方を実装し、使用する高速演算機構を切り替えた場合には、システムパネルのリセットスイッチ押下又は電源再投入による再IPL (Initial Program Load)が必要である。

このように2種類の高速演算機構を設定することによって、システム性能の幅が広がり、幅広く顧客ニーズに対応することができる。キャッシュメモリは基本構成で32Kバイトを搭載している。さらに、増設キャッシュメモリとして、32Kバイトを追加装備することができる。

主記憶は基本構成の2Mバイトのほかに、最大2枚の32ビット増設メモリを実装できる。32ビット増設メモリは、1枚当たり2Mバイトの製品と4Mバイトの製品があり、システムの必要に応じて増設することができる。M3307の最大主記憶容量は、32ビット増設メモリを含めて10Mバイトである。

入出力制御装置や増設メモリを実装するためのI/Oスロットは、従来モデルM3305より3スロット多い10スロット用意した。これによって、CPUの性能向上に伴うシステム規模拡大の自由度が更に高まっている。I/Oスロット10スロット中の2スロットは、32ビット増設メモリを実装することができる32ビット拡張スロットである。基本システムを構築する上で、ディスプレイ制御装置及び固定ディスク制御装置が3スロットを占有するため、ユーザーが自由に使用できるスロット数は7スロットである。これは、従来モデルM3305と比較しても2スロット多い。

周辺機器や制御装置は、“三菱マルチワークステーションシリーズ”で

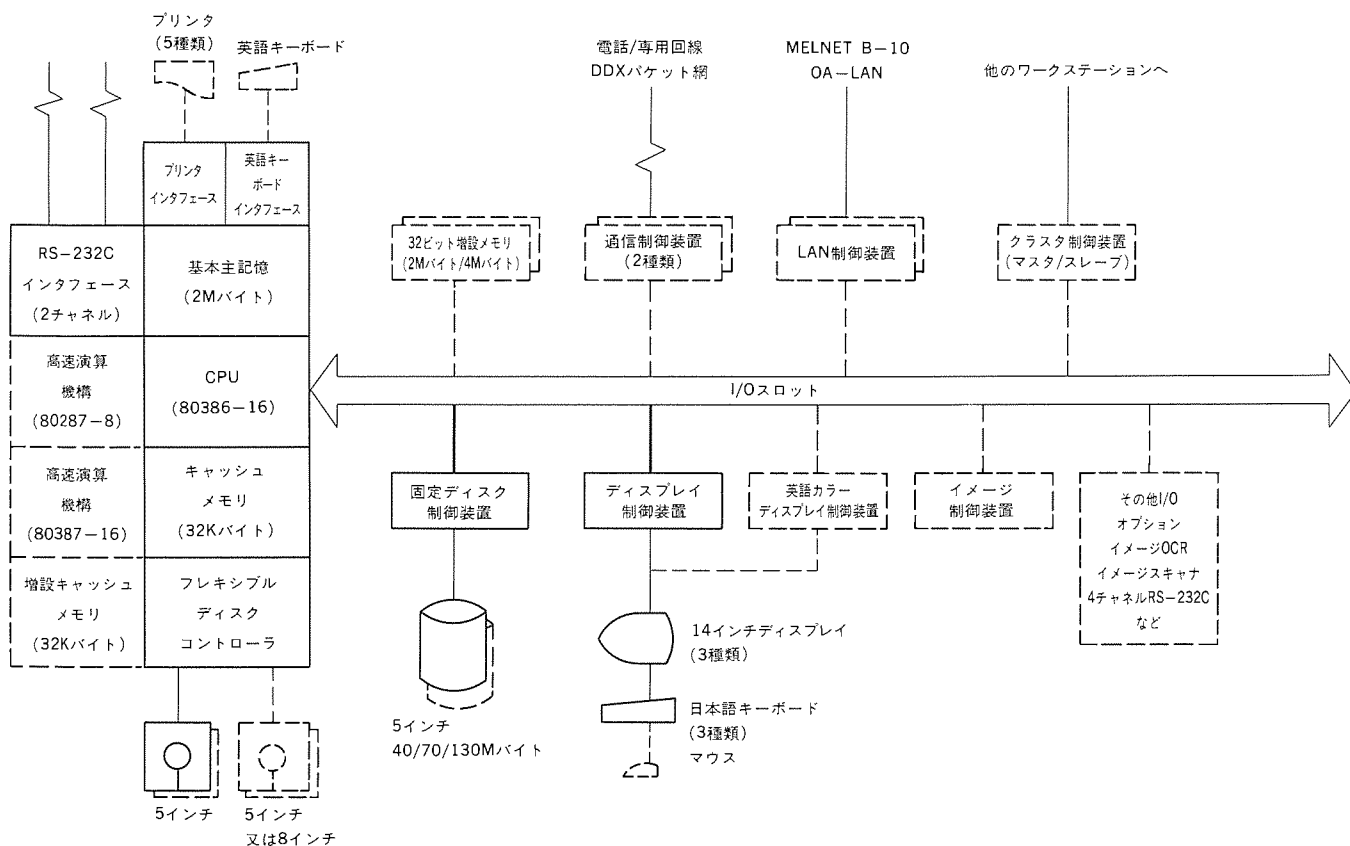


図 2. システムブロック図

共通に使用できるよう、従来機種との互換性を維持・拡大することを前提に、従来機種と完全に互換性のあるI/Oスロットの仕様を実現した。周辺機器や制御装置には概略次のようなものがある。

キーボードは3種類の日本語キーボードのほか、マルチモードMS-DOSのもとでの英語キーボードも使用可能となっている。また、日本語キーボードのうち2種類のキーボードには、マウスの接続が可能であり、さらにキーボード操作上の疲労を軽減するパームレストが取り付けられる。

ディスプレイはモノクロ/カラー計3種のディスプレイがある。いずれも、漢字表示は24ドットである。プリンタは日本語ラインプリンタ(漢字300行/分)を始めとして、40字/秒のワイヤドットプリンタまで4種類のプリンタ(いずれも漢字ドット数24ドット)に加えて、A4判8枚/分のページプリンタ(漢字ドット数30ドット)まで、システムに応じた多様なプリンタが選択できる。

このほか、通信制御装置2種類、クラスシステム用通信制御装置、LAN制御装置など、多くの通信のためのハードウェアを用意している。さらに、イメージOCR、イメージスキャナ、CD-ROM、パソコン通信アダプタ、ファクシミリモデム、自動電源制御機構、《MULTI 16》カードアダプタなど豊富な周辺機器を用意している。

M3307専用の各種オプション(32ビット増設メモリ、80387高速演算機構、130Mバイト固定ディスク装置)を除いて、前記各種入出力機器や制御装置は、「三菱マルチワークステーション シリーズ」3モデル8タイプで共通に利用できる。

#### 4. ハードウェア構造

##### 4.1 ハードウェアの基本構造

図4はCPUと周辺回路を搭載しているメインボードと基本主記憶2M

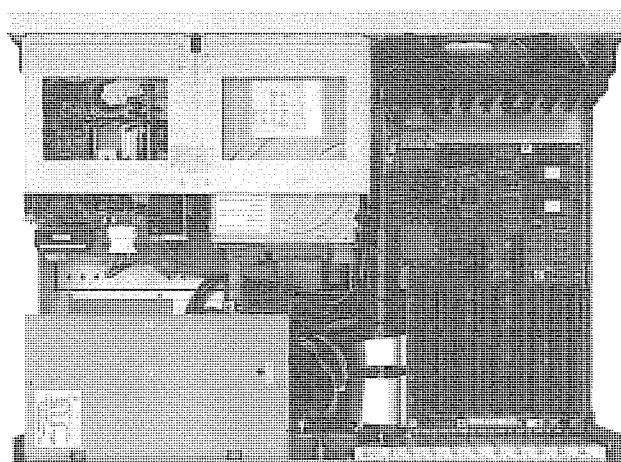


図 3. M3307の内部構造(カバーを外したところ)

バイトを搭載するメモリサブボードを含むブロック図である。メインボード上には、CPUを始めとする基本的ハードウェアとI/Oスロット用のカードエッジコネクタが搭載されている。I/Oスロットは、データ幅16ビットであるが、このうち2スロットは32ビットのデータ幅を持っている。このメインボードは、ICソケットやコネクタを除いて両面表面実装の4層基板で、381mm×305mmの寸法である。また、メインボード上には、7石の表面実装パッケージによるCMOSゲートアレイ(総ゲート数14Kゲート)を使用している。

32ビット幅のデータバスによって、CPU、基本主記憶、キャッシュメモリ、高速演算機構のうちの80387及び32ビットI/Oスロットを接続している。ROM及び一般のI/Oスロットは、16ビット幅のデータバスによって接続している。これら以外のハードウェアは、8ビット幅のデータバスで接続した。

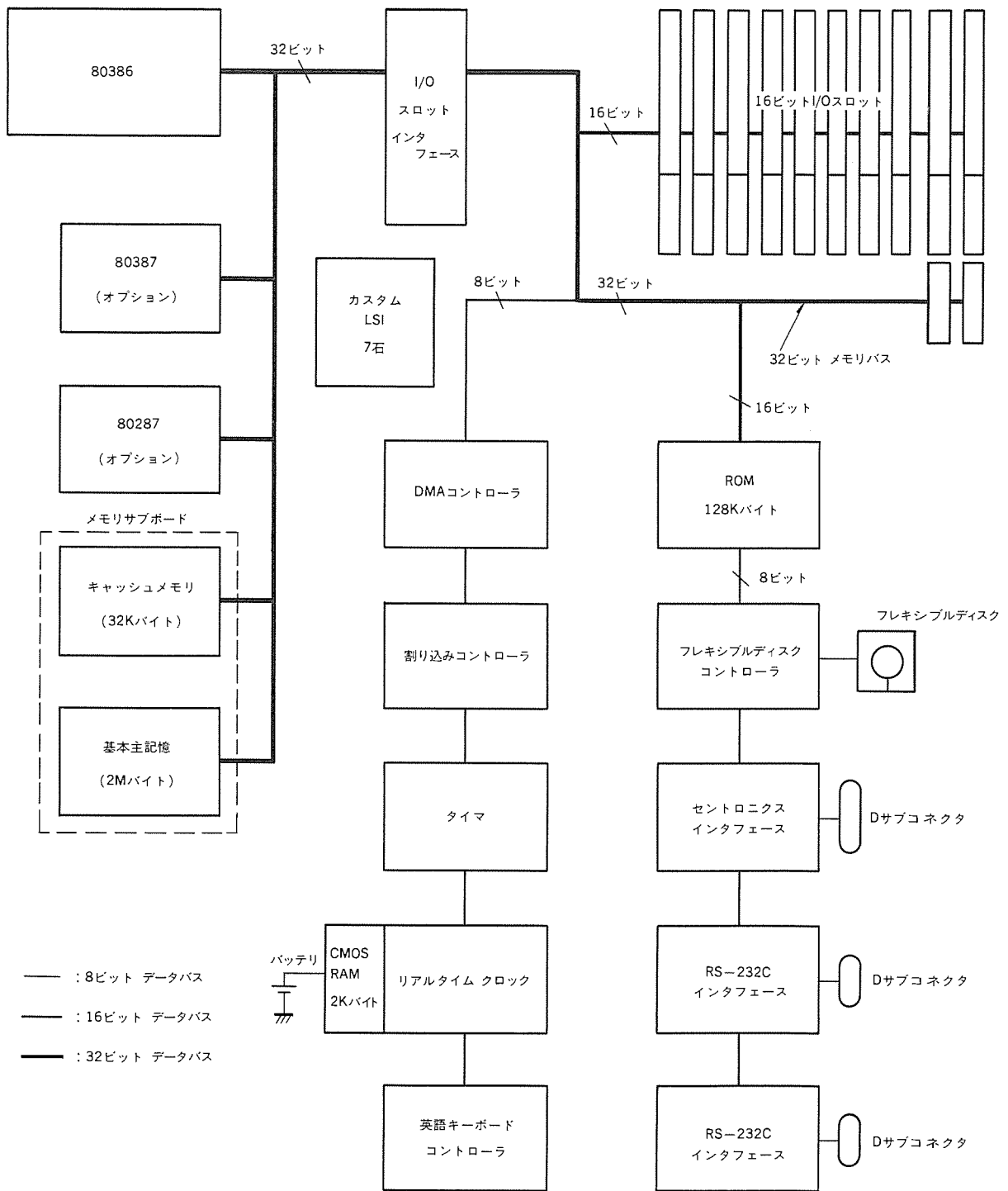


図4. メインボードブロック図

ROMは128Kバイトの容量を持ち、ソフトウェアからは64Kバイトだけが見える。128KバイトのROMを対応するOSごとに二面に分割し、それぞれ拡張日本語コンカレントCP/M-86とマルチモードMS-DOSに必要な機能とに分けて使用する。ROMの内容切替は、システムパネルのOS切替スイッチで切り替える。

このほか、プリンタ インタフェースは、セントロニクス インタフェースにDMA (ダイレクトメモリ アクセス) によるデータ転送機能を付加している。さらに、バッテリーバックアップされたCMOS RAMを2Kバイト装備しており、ハードウェアシステム構成上の各種パラメータを記憶している。

#### 4.2 本格的キャッシュメモリの採用

マイクロプロセッサはプロセッサチップ外部をアクセスする場合の大半

が、主記憶からの命令フェッチ動作である。このため、主記憶とマイクロプロセッサとのデータ転送が高速に実行できるようにすることが、マイクロプロセッサ応用システムにおける最も重要かつ基本的課題である。そこで、M3307ではCPUと基本主記憶及び増設メモリとの間を32ビットのデータバスで接続した。しかし、単に32ビットのデータバスでCPUと主記憶を接続しただけでは、16Mバイトpsのスループットしか得られない。16MHzの動作速度で80386の最大性能を得るには、32Mバイトpsのメモリスループットが必要である。32MBpsのメモリスループットを実現するため、M3307では本格的な32ビットキャッシュメモリを採用した。

M3307は32Kバイトのダイレクトマップ キャッシュメモリを持ち、CPUが主記憶からデータを読み出す際、キャッシュメモリがヒットした場合には、主

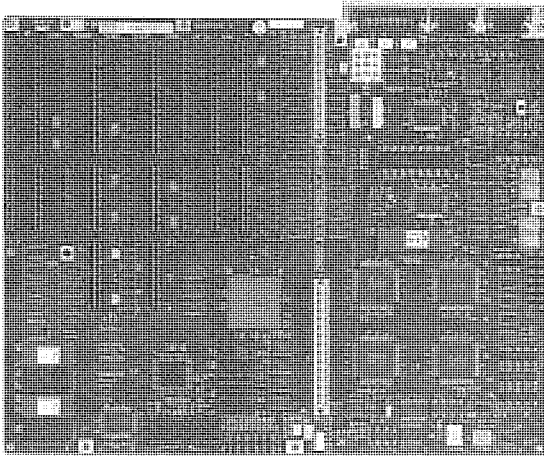


図 5. M3307メインボード

記憶に代えてキャッシュメモリから、ウェイトサイクルなしに読出しを行える。CPUが主記憶に書き込みを行う場合には、主記憶とキャッシュメモリの内容を同時に更新するいわゆるストアスルー方式を採用している。また、CPU以外のバスマスタが主記憶に書き込みを行う場合には、キャッシュメモリ中に当該メモリアドレスの内容が存在するときには、主記憶と同時にキャッシュメモリの内容も更新され、常にキャッシュメモリと主記憶の内容が同一となるよう制御している。CPU以外のバスマスタ(例えばDMAコントローラ)が、主記憶から読出しを行う際には、キャッシュメモリは動作せず、

主記憶からデータが転送される。

M3307のキャッシュメモリは、1セット当たり2,048ブロック、1ブロックのサイズは16バイトである。基本の32Kバイトのキャッシュメモリに加えて、スタティックRAMチップを増設することにより、更に32Kバイトのキャッシュメモリを増設できる。この場合には、2ウェイセット アソシアティブ キャッシュメモリとして動作する。2ウェイセット アソシアティブ方式の場合には、タグアレー中にLRU(Least Recently Used)フラグを1ビット追加している。このLRUフラグによって、キャッシュメモリで、CPUのメモリアクセス時にヒットしなかった場合の、当該ブロックの主記憶からのロード先をどちらのセットにするかを決定する。ダイレクトマップ方式の場合にはLRUフラグはなく、ヒットしなかった場合には、事実上1セットしか存在しないことと等価であるため、当該ブロックの主記憶からのロード先は一意的に決まる。また、キャッシュメモリがヒットしなかったときの動作は、次のようである。

すなわち、4バイト単位で主記憶を読み出して、データアレーへ書き込む動作を4回繰り返した後、CPUが出力したメモリアドレスで再度キャッシュメモリを動作させる。これによって、CPUが必要とする主記憶内容をキャッシュメモリから読み出してCPUへ引き渡す。

主記憶にはバイト単位でパリティビットを持っているが、キャッシュメモリにも、データアレー及びタグアレーに8ビット単位のパリティビットを持っている。さらに、2ウェイセット アソシアティブ方式キャッシュメモリの構成時には、両セットで同時にヒットするような誤り(ダブルヒットと呼んでいる)を検出することができる。また、キャッシュメモリがヒットしなかったときに、前述のように当該ブロックのロードを行うが、ロード完了後、再度キャッシュメ

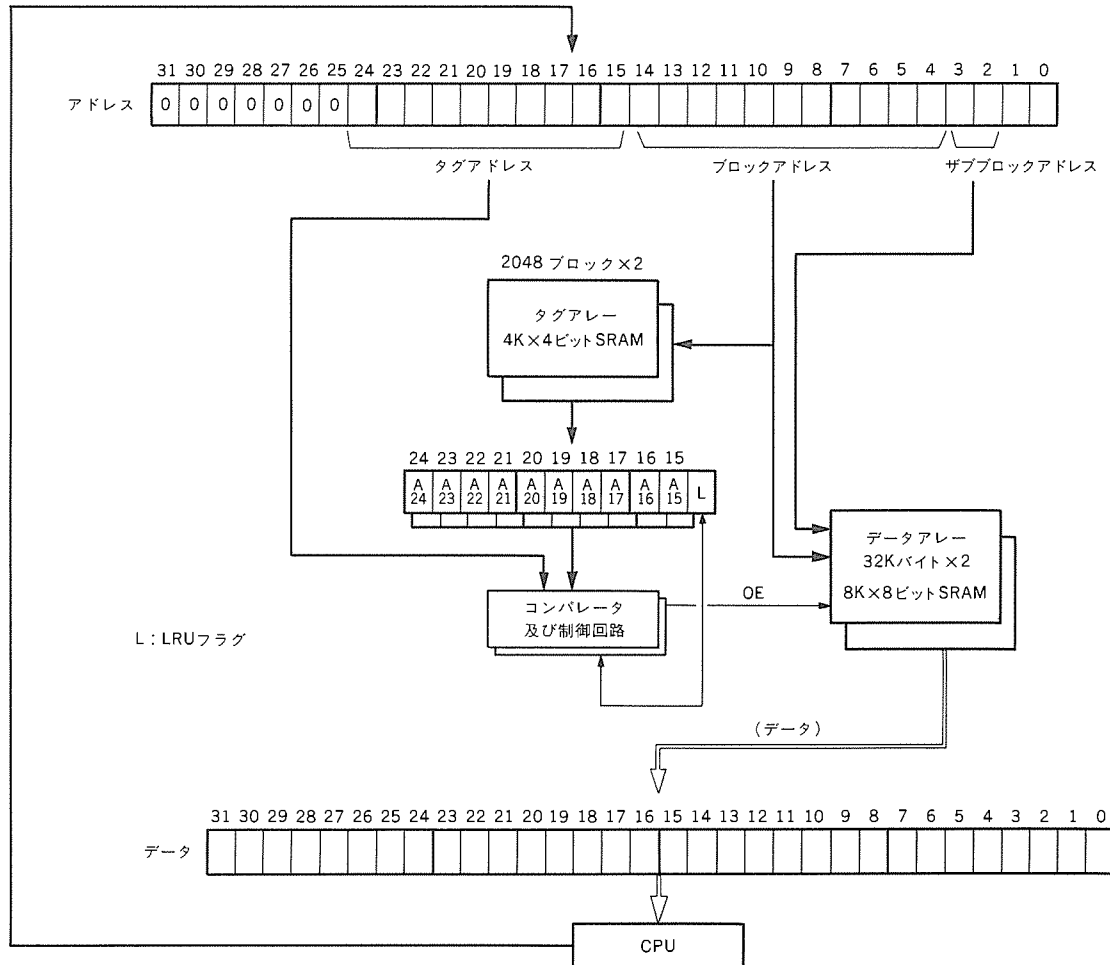
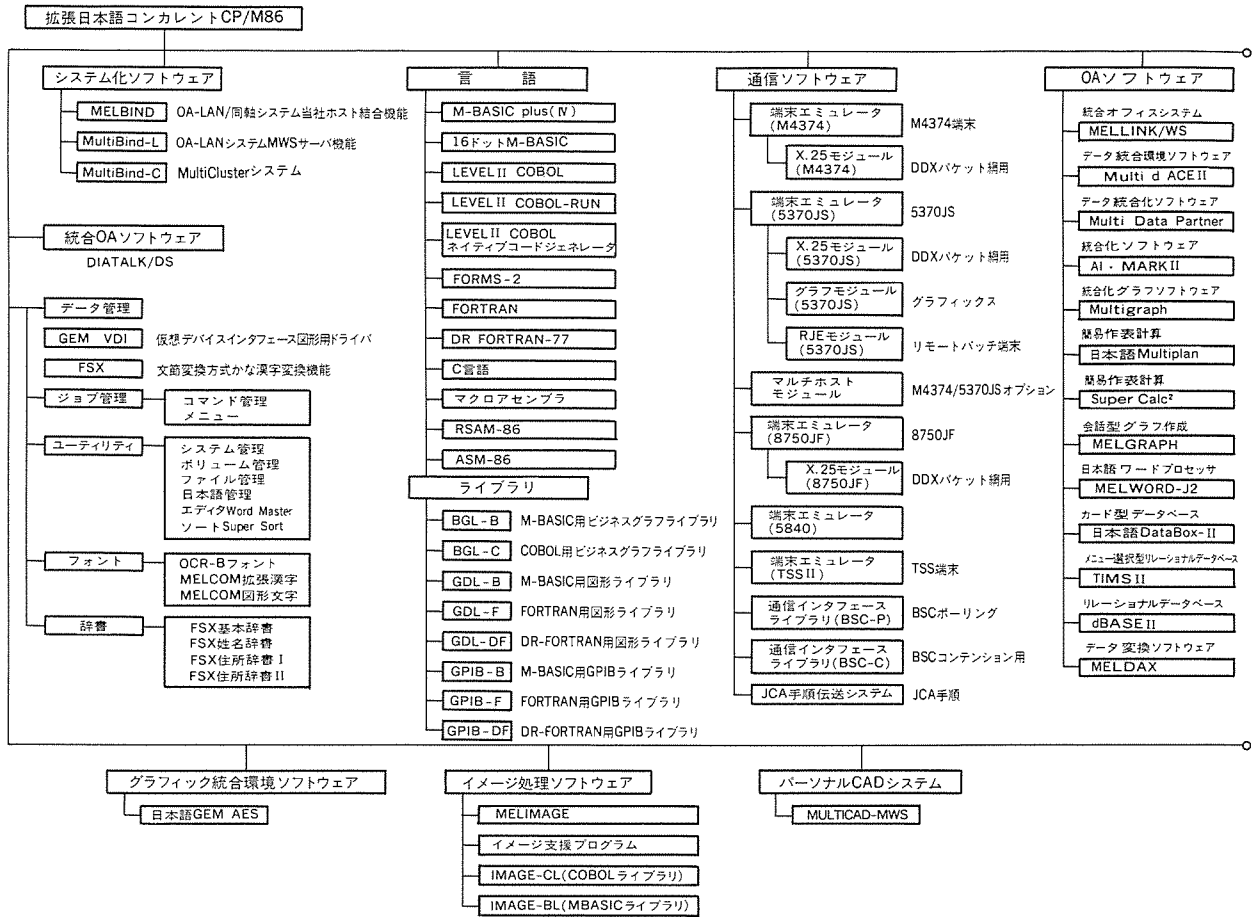
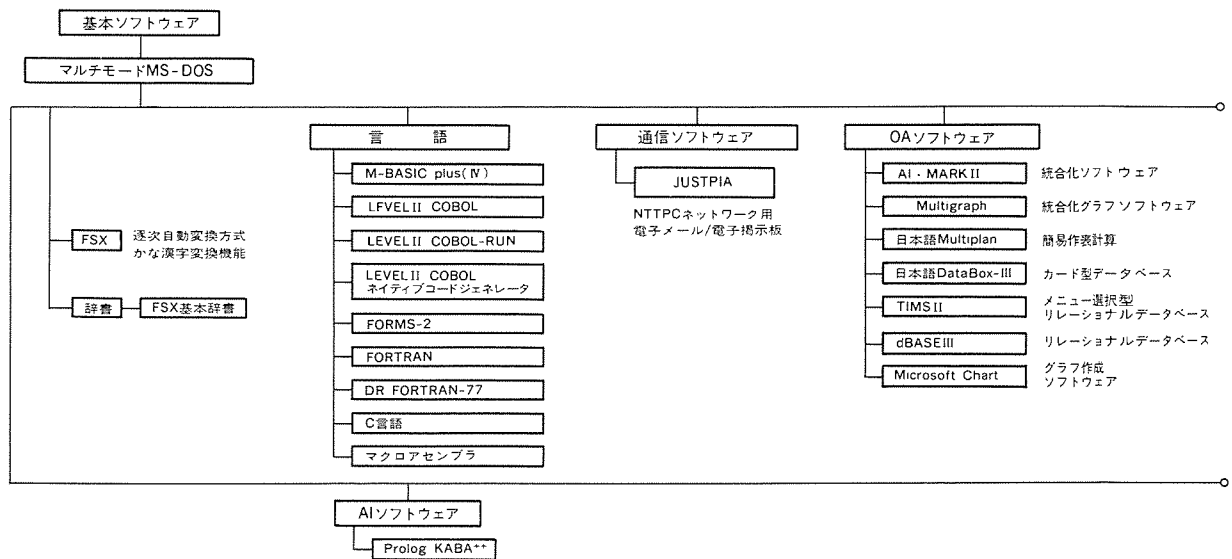


図 6. キャッシュメモリの構造



(a) 拡張日本語コンカレントCP/M-86



(b) マルチモードMS-DOS

日本語コンカレントCP/M-86, FSX, DR FORTRAN, GEM VDI, GEM AESはデジタルリサーチ社,  
 MS-DOS, Multiplanはマイクロソフト社,  
 WordMaster, Super Sortはマイクロプロ社,  
 SuperCalc<sup>2</sup>はコンピュータアソシエイツ社,  
 DataBox-II, DataBox-IIIはリードレックス社,  
 TIMS IIはInnovative Software社,  
 dBASE IIはアシュンテイ社,  
 LEVEL II COBOL, FORMS-2はマイクロフォーカス社,  
 JUSTPIAはNTT PCコミュニケーションズ社の登録商標である。  
 Prolog-KABA\*\*はKABA, 岩崎技研工業株式会社, ソフネック株式会社, 南形像の共同開発によるソフトウェアであり, 岩崎技研工業株式会社の登録商標である。

図7. ソフトウェア体系

モリを動作させてもヒットしないことを検出する（ブロックエラーと呼んでいる）機能を持っている。

M3307のキャッシュメモリは、IPL実行時の初期化プログラムによってタグアレーの内部メモリを初期化して初めてキャッシュメモリとして動作するように設計されている。これによって、タグアレーから有効・無効識別フラグを削除することができるとともに、キャッシュメモリ初期化回路を削除することができ、キャッシュメモリの制御回路を簡素化することができた（図6）。

## 5. ソフトウェアの概要

### 5.1 オペレーティング システム (OS)

M3307はOSとして拡張日本語コンカレントCP/M-86及びマルチモードMS-DOSをサポートしている。“拡張日本語コンカレントCP/M-86”は、M3307の能力を最大限に引き出し、当社が提供する端末機能やOAソフトウェア機能及びシステム化機能を最大限に活用するOSである。このOSは最大4ジョブまでのマルチジョブ機能をはじめ、1ジョブ当たり448Kバイトの大きなメモリ空間を提供するなど、多くの優れた機能を持っている。さらに、当社のパソコン《MULTI16》上のMBASICで記述されたソフトウェアをそのまま実行するための16ドット版MBASIC plus IVをサポートしている。

マルチモードMS-DOSは日本語モードと英語モードを持っている。日本語モードでは国内の第三者ソフトウェアベンダが提供する有力ソフトウェアと、当社が提供するOAソフトウェアを利用することができる。英語モードでは、米国を中心に世界に広く流通している市販パッケージソフトウェアの多くをそのまま利用できる。日本語モードと英語モードは、コマンドによって簡単に切り替えることができる。

拡張日本語コンカレントCP/M-86とマルチモードMS-DOSの切替えは、システムリセット又は電源再投入による再IPLによって行う。さらに、各種システム化ソフトウェア、各種端末エミュレータ、通信手順ライブラリなど、豊富なネットワーク機能を背景として、ホストコンピュータの基幹業務とワークステーションのOAソフトウェアを統合して、文書処理を中心とする非定型業務に加えて、伝票や帳票処理中心の定型業務に至るまで統一的に処理できる統合ソフトウェア群が用意されている。このほか、ワードプロセッサ/イメージ処理/表計算などの機能を統合したA1 MARK II、日本語Multi planなどのOAソフトウェア、イメージ処理ソフトウェア、パーソナルCADシステム、AIソフトウェアなどと合わせて幅広い利用範囲を持っている。

以上のソフトウェアは、“三菱マルチワークステーション”ファミリー全体で共通に利用できる。

### 5.2 マンマシン インタフェースの特長

優れたソフトウェアによって、M3307のマンマシン インタフェースには次のような特長がある。8ウインドウまでのマルチウインドウ機能は、人間の感覚に、より親しみやすい操作環境を提供するための機能である。

統合OA操作環境を提供する機能として、《DIATALK/DS》がある。《DIATALK/DS》は、ホストコンピュータ側とワークステーション側のソフトウェアで構成されている。《DIATALK/DS》とは、ホストコンピュータ側の統合OAマネージャと各種サービスプログラム、ワークステーション側の電子デスクを中心とする文書処理パッケージとデータ処理パッケージ、業務処理パッケージの総称である。これらのソフトウェアがお互いに連携を取り合って動作することによって、ホストコンピュータの操作を意識することなく、マルチワークステーション側の電子デスクからいろいろな統合OAサービス機能を利用することができる。統合OAサービス機能には、オフィス業務を効率良く支援する電子デスク、オフィスに設置された資料庫の役割を果たす電子キャビネット、ホストコンピュータのデータベース利用機能、グラフやイメージ情報などの混在する文書の処理機能、データベースから引き出したデータの加工/編集を行うためのサービス機能、定型業務の支援機能がある。

OS組み込みのカナ漢字連文節変換機能によって、システムに共通した日本語入力機能と各種辞書を利用することができる。

以上の特長はM3307だけでなく“三菱マルチワークステーション”ファミリーすべてに共通するものである。

## 6. む す び

M3307は高い性能を持つタイムリーな製品である。M3307を製品系列に加えることによって、そのソフトウェア群を背景として、より大規模なワークステーション システムを構築することができ、“三菱マルチワークステーション”ファミリーの製品としての幅を拡大することができた。今後更に、最新のマイクロプロセッサ技術やLSI技術と高密度実装技術によって、一層の高性能化を図るとともに、より充実したソフトウェアを提供し、市場ニーズに対応して製品の充実を図ってゆく予定である。

## 参 考 文 献

- (1) 日経バイトブックス, No 3 (1987-11)

# 1 MビットCMOSスタティックRAM

広瀬愛彦\* 河野芳雄\* 和田知久\* 杠 幸二郎\* 穴見健治\*\*

## 1. ま え が き

VLSI技術の進歩に伴い、MOSスタティックRAMの記憶容量も2～3年に4倍と高集積化が進んでいる。MOSスタティックRAMは、最大アクセス時間70ns近辺を境にして、中速品と高速品との製品系列に大別される。中速品はコンピュータ周辺機器やOA機器などの比較的小規模なシステムで用いられ、×8の語構成のものが主である。また、スタンバイ時における低消費電力も中速品の特長であり、バッテリーバックアップ可能なメモリとして、ICカードなどへの需要も見込まれている。一方、高速品は主に×1又は×4の語構成をとり、ミニコンのキャッシュメモリ、スーパーコンピュータの主記憶、LSIテストのテストパターンメモリなどに用いられる。

近年マイクロプロセッサを始めとする電子機器の高性能化が進み、またMOSスタティックRAM自体の大容量化が進んできたこともあって、MOSスタティックRAM全体の高性能化を望むユーザーの要求はますます強くなってきている。

このような背景の中で、当社は×8構成の汎用中速品として最大アクセス時間70nsの32K語×8ビットの256K Mixed CMOSスタティックRAM(M5M5256AP)<sup>(1)</sup>を製品化しているが、大容量化した後継機種として、128K語×8ビットの1MビットMixed CMOSスタティックRAM<sup>(2)</sup>(M5M51008P)を開発した。本稿では、このRAMの設計・製造プロセス技術及び電気的諸特性について紹介する。

## 2. 開発のねらい

M5M51008PはM5M5256APの後継機種として、低消費電力性と高速性をともに重視して開発した。したがって、開発に当たっては以下の目標を設定した。

- (1) 131,072語×8ビット構成
- (2) パッケージ対応

標準32ピン600ミル幅プラスチックDIPパッケージ及びSOP、TSOPなどの高密度実装対応パッケージに実装可能とする。図1にDIPパッケージのピン配置を示す。

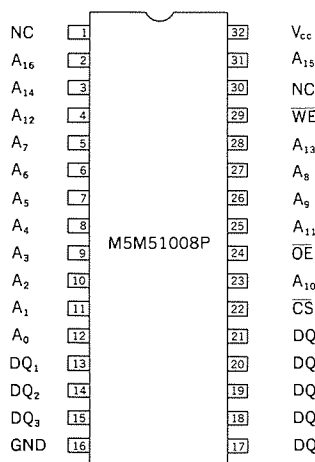


図1. ピン配置

## (3) 高速アクセス時間

最大アクセス時間を55/70/100nsとし、×8構成としては高速の55ns品を実現する。

## (4) 低消費電力

内部同期回路を用いたオートパワーダウン方式により、低周波動作時の消費電力を低減するとともに、回路の最適化により最小サイクル動作時の平均電流とピーク電流を低減する。また、メモリセルの負荷抵抗素子を超高抵抗に制御することにより、スタンバイ時のデータ保持電流を最大100μAとバッテリーバックアップ可能なレベルとする。

## (5) 冗長構成

不良メモリセルと置換する冗長メモリセルとして予備行と予備列の両方を設け、様々な種類の欠陥に対して救済可能とし、歩留りの向上を図る。

## 3. 設計技術

### 3.1 チップ構成

M5M51008Pのブロック構成を図2に示す。メモリセルアレーは512行×128列を1ブロックとし、8個の行デコーダにより16ブロックに分割されている。動作時は、Z0～Z3アドレスにより選択される1ブロックのみが活性化されるので、ビット線を通るカラム電流が低減され、低消費電力化に寄与している。また、ワード線をタングステンシリサイドを用いたポリサイドにし、かつ1本の長さが約700μmと短いため、ワード線遅延は約1.5nsと高速化されている。各ブロックは8ビット構成に対応して8個の512行×16列のサブブロックに分割され、各サブブロックにセンスアンプと書込みドライバが設けられている。

### 3.2 内部同期回路

M5M51008Pは外部クロックを必要としない完全非同同期RAMとして使用できる。しかし、チップ内部では、アドレス変化を検知して発生するATD (Address Transition Detect) 信号を基準クロックとして各回路を制御する内部同期方式を採用している。図3に内部動作波形のタイミングチャートを示す。アドレス変化後、ATD信号を受けてビット線とセンスアンプ内部が中間電位にプリチャージされ、ワード線立ち上がりからセンスアンプ出力までの時間が短縮されている。また、センスアンプから出力バッファ回路にデータを送るデータバスも同時にプリチャージされ、データバスにおける遅延が最小限に抑えられている。出力バッファ回路の入力部は、データラッチ信号で制御されるラッチ回路で受けており、データバスが中間電位にプリチャージされても、出力は前サイクルのデータが保持されるよう設計している。センス及びデータラッチが完了すると、ワード線とセンスアンプは自動的に非活性となり、RAMはオートパワーダウン状態になる。したがって、読み出し時にはサイクル時間が長くなるほど、動作電流は大幅に低減される。

書込み時には、ライトイネーブル信号WEで書込みを制御

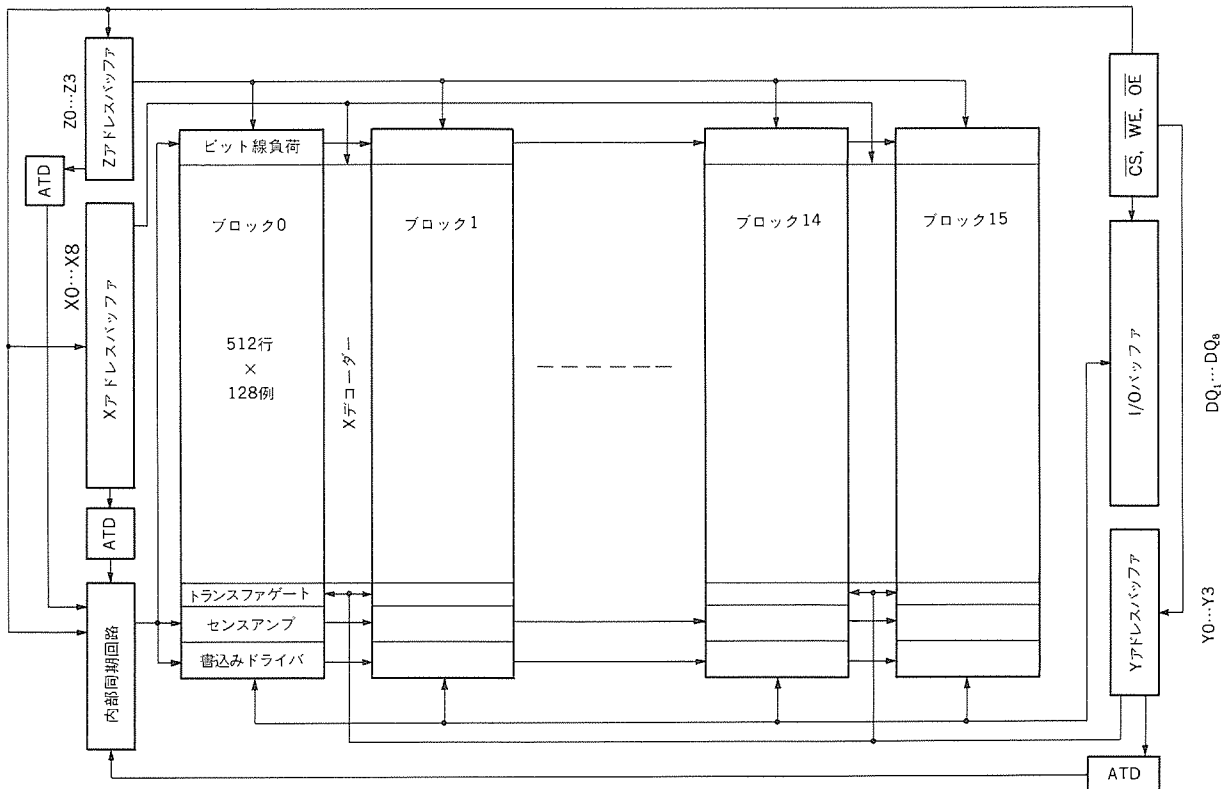


図 2. ブロック構成図

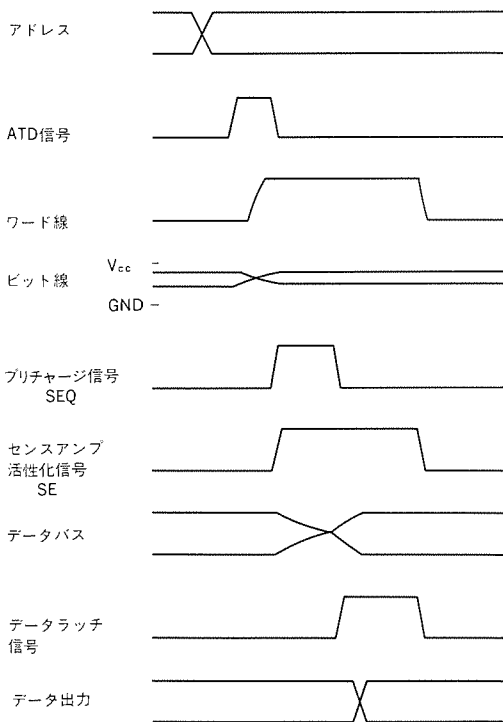


図 3. タイミングチャート

するため、ATD信号によるオートパワーダウンは利用できない。そこで、M5M5256APで当社が独自に開発した、書き込み時にワード線を中間電位に設定するワード線3値制御方式をこのRAMでも採用し、書き込み時における低消費電力化を行っている。

センスアンプは図4に示すように、改良されたカレントミラー型の差動アンプを2段縦続接続し、高利得かつ高速な性能を得ている。図中の同期信号SEはセンスアンプ活性化信号であり、非選択時及びパワーダウン時にセンスアンプ電流を遮断する。SEQはセンス開始

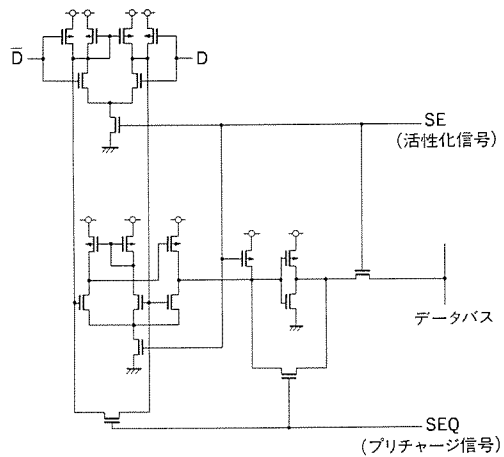


図 4. センスアンプ回路

前にセンス出力をプリチャージする信号であり、高速動作に寄与している。

### 3.3 冗長回路

不良メモリセルを置換するための冗長メモリセルは、図2において各ブロックごとに1行(128セル)、1列(512セル)、合計16行、16列配置されており、不良セルの置換はレーザビームを用いたポリシリコンヒューズの溶断により行う。各ブロックにおいて、スペア行は任意の行に、スペア列は任意のI/Oの任意の列に置換可能である。これらを組み合わせで様々な不良を救済することにより、歩留りの向上を図っている。

## 4. 製造プロセス

1MスタティックRAMの製造プロセスは、P基板ツインウェルCMOS、3層ポリシリコン(ポリサイドを含む)、1層アルミプロセスからなっている。パッケージからの要請及び量産コスト面から決



表 1. プロセスパラメータ

項目	中速256K スタティックRAM	1M スタティックRAM
	M5M5256P	M5M51008P
プロセス	2層ポリシリコン1A/	3層ポリシリコン1A/
ゲート電極	リンドープポリシリコン	WSixポリサイド
トランジスタ構造	シングルドレイン	LDD構造
素子分離法	LOCOS	トレンチ
ゲート長 (NMOS)	1.3 $\mu$ m	0.8 $\mu$ m
ゲート長 (PMOS)	1.8 $\mu$ m	1.0 $\mu$ m
ゲート酸化膜厚	25nm	18nm
n <sup>+</sup> 拡散層(線幅/間隔)	1.6/1.4 $\mu$ m	0.8/0.8 $\mu$ m
ポリシリコン(線幅/間隔)	1.2/1.2 $\mu$ m	1.0/1.0 $\mu$ m
コンタクト	1.2 $\times$ 1.4 $\mu$ m	0.8 $\times$ 0.9 $\mu$ m
アルミ配線(線幅/間隔)	2.2/1.7 $\mu$ m	1.5 $\times$ 1.2 $\mu$ m

定されるチップサイズを達成するには、メモリセルサイズは256KスタティックRAMの約1/3に縮小しなければならず、メモリセルの形成方法が重要なテーマである。

表 1 に 1.3 $\mu$ m設計ルールの汎用中速256KスタティックRAM<sup>(1)</sup>との主要なプロセスパラメータの比較を示す。メモリセルサイズの縮小に伴うプロセス技術のポイントとして、①フォトリソグラフィ、②高抵抗形成法、③トランジスタ分離法、④ゲート電極材料、⑤トランジスタ構造、⑥コンタクト形成法がある。

1MスタティックRAMは0.8 $\mu$ m設計ルールを用いているので、線幅を厳密に制御する必要な工程では多層レジスト法を採用している。従来の一層レジスト法に比べると、多層レジスト法ではレジストそのもので平坦化しているのが下地のパターンに影響されず、また上層レジストを薄くすることが可能なため、サブミクロンのリソグラフィには必ず(須)技術である。

スタティックRAM特有のプロセスとして、高抵抗形成技術がある。スタティックRAMはますます大容量化に拍車がかかっているにもかかわらず、ユーザー側からのスタンバイ電流の要求値は低下していない。一方、メモリセルが小さくなるに従い高抵抗長を十分長く取れないことに加えて、高抵抗を形成しているポリシリコンに外方から不純物が侵入することによって、十分高い高抵抗値が得られない問題があった。256KスタティックRAMまでは、第2ポリシリコンで高抵抗部と低抵抗部を使い分けていたため、高抵抗部へのりん(燐)やひ(砒)素の流入が高抵抗値を決めていた。1MスタティックRAMでは、低抵抗部を第2ポリシリコンに、高抵抗部を第3ポリシリコンと層を分けて形成している。図 5 はメモリセルのパターン図を示し、図 6 は第3層ポリシリコンで高抵抗を形成した後のSEM写真を示す。高抵抗は第2ポリシリコンから成るV<sub>cc</sub>配線から2セルに1個の割合でダイレクトコンタクトで接続され、H字形の

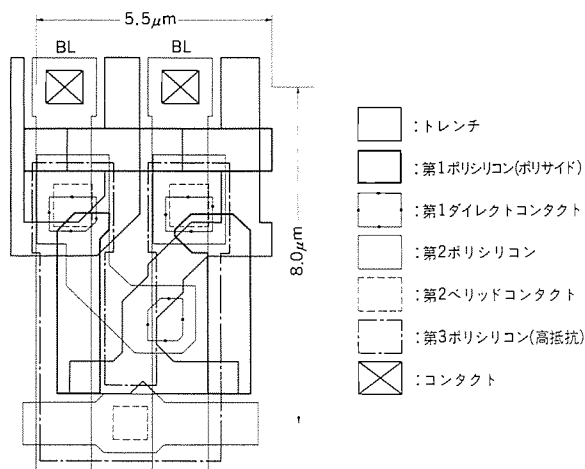


図 5. メモリセルのパターン図

パターンをしている。第3ポリシリコンを100nmと薄膜化することが可能となり、また不純物の混入が抑制され1本当たり3テラΩの高抵抗が得られている。

1MスタティックRAMにおけるメモリセル内の分離幅は、約0.8 $\mu$ mが必要であるが、従来採用されてきたLOCOS分離法ではバースビークが大きく、この最小寸法を採用しても活性領域が実効的に小さ過ぎるという問題がある。メモリセルの活性領域を十分大きくとれないことは、フリップフロップ回路を不安定にしたり、ダイレクトコンタクトやコンタクトホールとのマージンが小さくなるためプロセス上好ましくない。バースビークを小さくする方法は数多く学会に発表されてきたが、ストレスのためトランジスタに悪影響を及ぼすという問題があった。そのため、1MスタティックRAMでは、ほとんど設計値どおりの分離幅になるトレンチ分離法を採用している。これはシリコン基板に溝を掘り、その中にCVDの酸化膜を埋め込む方法である。この方法では上記の長所以外にも平坦性が良いことや、最適化することによって狭チャネル効果が抑制され、アクセストランジスタのようなサブミクロンのチャネル幅トランジスタでもしきい値電圧の上昇を防ぐことができる。また、分離特性もトレンチ溝の形状、チャネルカットのボロン注入法や熱処理を最適化すれば、ほとんどLOCOS分離法なみの電気特性を示しており、さらに高密度の4MスタティックRAMの可能性もある。

ゲート電極材料はワード線遅延を小さくするために、抵抗を小さくする必要がある。高速256KスタティックRAMではMoSixポリサイドを採用していたが、1MスタティックRAMでは更に抵抗の低いWSixポリサイドにしている。後者は前者と比較して、酸化特性やエッチング特性で若干の差があるが、基本的な差異は小さいため抵抗の低い分だけ有利である。

トランジスタ構造において、Nチャネルトランジスタはホットキャリア効果に伴う劣化を防ぐためLDD構造を採用している。Pチャネルトランジスタはホットキャリアの問題は小さいが、N型のゲート電極を使用する場合にはパンチスルーが発生しやすいので、P<sup>+</sup>ソースドレインやチャネルドープの濃度プロファイルを精度良く制御することが重要である。最近ではゲート容量を小さくするために、LDD構造用のサイドスペーサをマスクとしてB<sup>+</sup>やBF<sub>3</sub><sup>+</sup>をイオン注入し、その後熱処理でソースドレインを形成する方法が一般的になりつつある。この方法では、ウェーハが大口径になるに従いトランジスタ特性のばらつきが大きくなり、最悪の場合オフセットゲート型となって電流増幅率の低下という問題が生ずる。このため1Mス

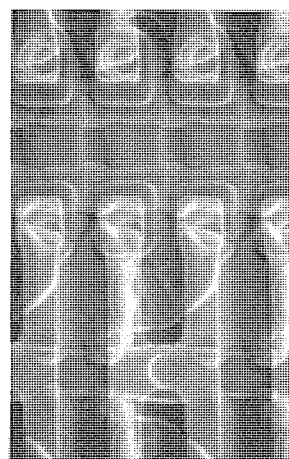


図 6. 高抵抗形成後のSEM写真

スタティックRAMでは、NチャネルトランジスタとともにPチャネルトランジスタもLDD構造にしている。

最後に、サブミクロンデバイスの重要な問題として、コンタクト形成法があげられる。従来、アルミ配線材料として、スパイク防止のためシリコンが1%前後含有されていたが、このシリコンがコンタクトホール内で析出することにより、異常にコンタクト抵抗が大きくなることが指摘されている。これを防止するために、シリコンとアルミ電極との界面にバリアメタルを敷く方法がある。1MスタティックRAMではバリアメタルとしてTiNを用いている。ただし、バリア性ととともに、コンタクトへのアルミ電極のカパレッジ不良を改善するタングステンを選択埋め込み法が注目をあびている。

### 5. 電気特性

1MビットCMOSスタティックRAMのチップ写真を図7に示す。チップサイズは5.52×15.26 (mm) である。図8は電源電圧  $V_{cc}=5V$ 、室温時での出力波形で、アドレスアクセス時間  $t_a(A)=34ns$  を示している。図9に高温時におけるアクセス時間特性を示す。  $T_a=70^\circ C$ 、  $V_{cc}=4.5V$  の最悪条件でも  $t_a(A)=46ns$  と高速性能を保っている。動作時における電源電流  $I_{cc}$  のサイクル時間依存性を図10に示す。  $T_c=100ns$  でも  $I_{cc}$  は40mA以下となっている。サイクル時間が長くなるとオートパワーダウンが作用して  $I_{cc}$  はより小さくなる。待機時には周辺回路における直流電流経路をすべて遮断するので、スタン

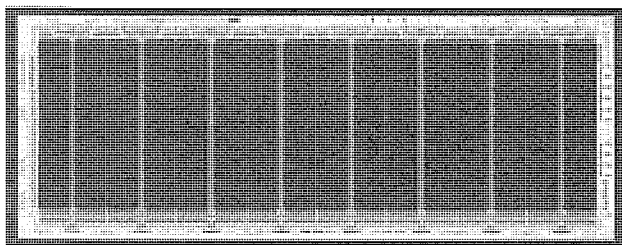


図7. チップ写真

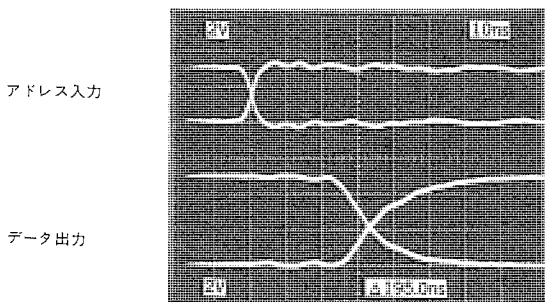


図8. 出力波形

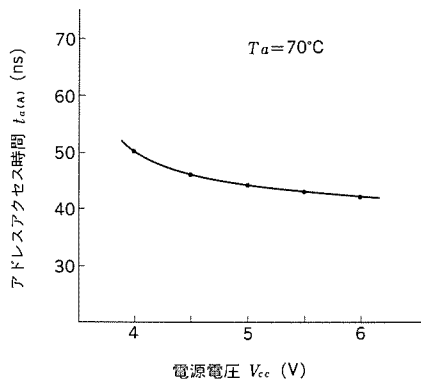


図9. アクセス時間特性

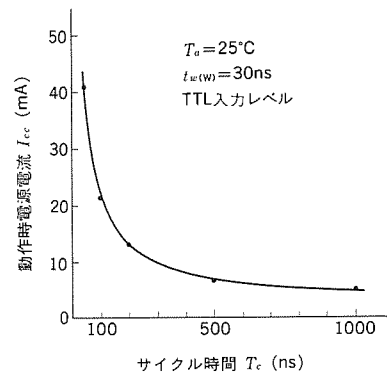


図10. 電源電流特性

表2. M5M51008Pの特長

構成	128K語×8ビット
プロセス	3層ポリシリコン 1層アルミ ツインウェルCMOS
メモリセル	高抵抗負荷型NMOS
メモリセルサイズ	5.5μm×8.0μm (44.0μm <sup>2</sup> )
チップサイズ	5.52mm×15.26mm (84.2mm <sup>2</sup> )
使用電源	5V単一
入出力レベル	TTL
アドレスアクセス時間	55/70/100ns (最大)
チップセレクト アクセス時間	55/70/100ns (最大)
サイクル時間	55/70/100ns (最小)
電源電流 動作時	70/55/40mA (最大)
待機時	100μA (最大)

バイ電流  $I_{cc2}$  はメモリセルの高抵抗ポリシリコン負荷だけで決まる。  $T_a=70^\circ C$  においても  $I_{cc2}$  は 100μA 以下であり、バッテリーバックアップ応用が十分可能なレベルを達成している。

CMOS回路特有の問題として、ラッチアップ現象があるが、Mixed CMOS構成では CMOS部分が面積的に余裕のある周辺回路に限られ、パターンレイアウト上での対策をとりやすい利点がある。このRAMにおいては、nチャネルトランジスタとPチャネルトランジスタの間隔を十分に離し、ガードリングによりウェルへの電源コンタクトを強化するなどの対策を施しており、定格内の実使用条件下ではラッチアップは発生しない。α粒子によるソフトエラーに関しても、Mixed CMOS構成のM5M5256APと同程度の耐α線特性を得ている。M5M51008Pの特長を表2にまとめる。

### 6. むすび

Mixed CMOS技術を用いて、128K語×8ビット構成のスタティックRAM M5M51008Pを開発した。0.8μmレベルの微細化プロセスと内部同期回路方式とを駆使して大容量化と同時に高速かつ低消費電力を達成することができた。CMOS スタティックRAMもいよいよメガビット時代に突入したが、高度情報化社会の進展に伴う情報処理量の増大に対応して、スタティックRAMに対する高性能化の要求はますます強まるものと思われる。これに対処するためには、回路技術はもとより、パターンの微細化やトランジスタの高性能化といったデバイス技術における、たゆみない技術革新が要求される。今後もM5M51008Pで培った技術をもとに次世代の高性能スタティックRAMを開発していく予定である。

### 参考文献

- (1) 篠原ほか：三菱電機技報，60, No. 4, p.53 (昭61)
- (2) T.Wada, et al: Solid-State Circuits, IEEE J, SC-22, p. 727 (1987)

# 空気吸込み式ロケットの推力解析

梶本照男\* 松井安次\*\* 永井龍一\*\*\* 丸山祐一†

## 1. ま え が き

近年、高速飛しょう体の推進系として空気吸込み式ロケット (Air Breathing Rocket) が注目されている。今話題のオリエン特 エキスプレスや日本における宇宙往還機の構想<sup>(1)</sup>を始め、各種ミサイルの推進系としての妥当性を評価するために、推進薬や推力などの検討がなされている。通常のロケットは燃料と酸化剤の両方を搭載し、高压燃焼させその燃焼ガスをノズルから噴出して推力を得る。一方、空気吸込み式ロケットはブースタ (補助推進装置) 及び一次燃焼に必要な酸化剤は積み込むが、二次燃焼で使用する酸化剤を外部大気から取り込み、かつ流入空気の動圧を利用して圧縮行程を行い<sup>(2)</sup>、高压燃焼させることに最大の特徴がある。したがって、ロケットが持つ酸化剤の量が少なくすむ。これらのことから、空気吸込み式ロケットには以下のような長所が挙げられる。

- (1) 燃料の重さ当たりの推力 (比推力)、飛行距離 (比距離) が大きい。
- (2) 超音速の高速飛行に適している。
- (3) 可動部分がなく、構造がシンプルである。

一方、吸込み空気量や圧縮行程の能力が飛行速度等に強く依存することより、

- (4) 空気吸込み式のみでは速度 0 からの発進が不可能である。
- (5) 速度や高度などの飛行条件によってその推力性能が大きく変化する。

などが短所として考えられる。

筆者らは一次元モデルを用いた空気吸込み式ロケットの推力の数値計算プログラムを開発し、推力に及ぼす各種パラメータの影響について検討した。一次元モデルは現象やパラメータの依存性を把握するのに見通しのよい方法である。

本稿では推力性能に及ぼす各種パラメータを整理した上で推力計算を行い、推力の限界が空気比 (吸込み空気量 / 燃焼量) に強く依存すること、そして燃焼室流速が音速以下である亜音速モードでは、動作範囲が燃焼室断面積の大きさによって限定されることなどについて報告する。

## 2. 一次元モデル

空気吸込み式ロケットの推力  $F$  の表式は式(1)で、比推力  $I_{sp}$  は、式(2)で与えられる。

$$F = (G_A + G_F) U_E - G_A U_A + A_{ND} (P_E - P_A) \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$I_{sp} = F / G_F \quad \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 $G_A$  : 吸込み空気の質量流量、 $G_F$  : 燃料質量流量、 $U_E$  : 噴出ガスの流速、 $U_A$  : 吸込み空気の流速 (飛行速度)、 $P_E$  : 噴出ガスの圧力、 $P_A$  : 飛行高度における大気の圧力、 $A_{ND}$  : 噴出部面積、式(1)の第1項は燃焼ガスの噴出によって得られる運動量、第2項は吸込み空気の運動量、第3項は噴出ガス出口の圧力差によって得られる推力で、空気吸込み式ロケットの場合の推力は第2項の吸込み分の運動量を差し引く必要がある。

計算モデルを図1に示す。推進系を空気取り込み部(Intake)、燃焼部、推進ノズル部の三つの要素に分割し、各要素の特性を結び付けて推力を計算している。Intake部ではランプ(Ramp)による斜め衝撃波及び垂直衝撃波を考慮し、衝撃波以外では等エントロピー流れの関係を用いている。ここで考えているIntakeは外部圧縮型で、

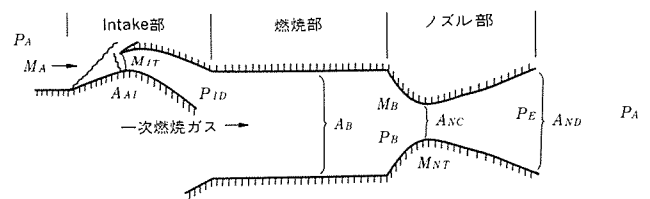
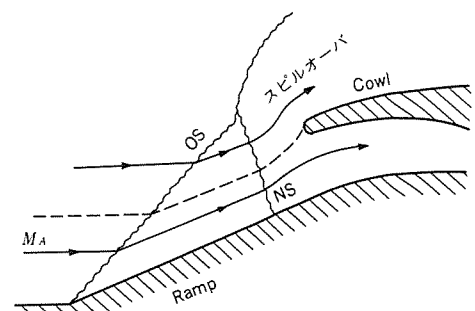
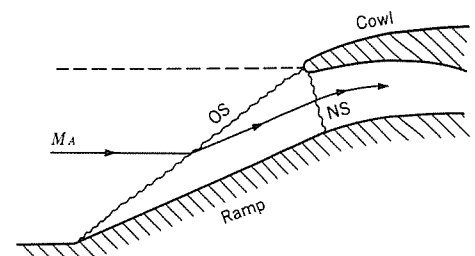


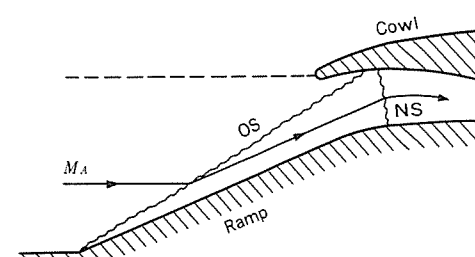
図1. 計算モデル



(a) サブクリティカル状態 (設計マッハ数以下)



(b) クリティカル状態 (設計マッハ数)



(c) スーパークリティカル状態 (設計マッハ数以上)

図2. Intakeの状態 { OS: 斜め衝撃波 }  
{ NS: 垂直衝撃波 }

\*中央研究所\*\*同研究所 (工博)\*\*\*鎌倉製作所+同製作所 (工博)

各衝撃波の強さからIntake効率（圧力回復係数）を算出している<sup>(3)</sup>。

吸込み空気量によって垂直衝撃波の位置は自律的に変化し、その様子を図2(a), (b), (c)に示す。垂直衝撃波がIntake入口から上流側に位置する状態をサブクリティカル (Sub-critical) (同図(a)), ちょうど入口に位置する状態をクリティカル (critical) (同図(b)), そしてIntake内部に入り込んだ状態をスーパクリティカル (Super-critical) (同図(c)) と称する。

サブクリティカルでは吸込み流線は湾曲し、吸込み可能以上の空気はIntake部を避けて流れる、いわゆるスピルオーバー (Spill over) の状態となる。このような場合、実際には付加抵抗が無視できないが、今回の推力計算では考慮していない。燃焼部では、Intake部の圧縮による流入空気温度の上昇と燃焼室でのマッハ数を考慮して、燃焼温度（断熱平衡温度）を求めた。その際Gordonらの平衡計算プログラム<sup>(4)</sup>を用い、燃焼効率は100%としている。燃焼部前後の間は等断面積流れのレーレーの関係を用いている。推進ノズル部では、等エントロピーの凍結流れを仮定しており、ノズル部を10区間に分割した平衡流れと比較しても計算される推力にはほとんど差がないことを確認している。ノズル出口以前で静圧が大気圧 $P_A$ に等しくなる過膨脹の場合には、その位置で流れははく（剝）離するものとみなしている。

空気吸込み式ロケットの性能は、飛行速度や高度、その他設定する各部の大きさなどによって大きく変化する。推力に影響を与えるこれらのパラメータをまとめると、表1のように3つの条件に分類、整理することができる。第1の飛行条件としては、飛行速度（飛行マッハ数 $M_A$ ）と飛行高度 $H$ であり、図3に示す標準大気<sup>(5)</sup>から吸込み空気の温度と圧力が決まる。第2は燃料条件で、これには燃料種とその燃焼量すなわち燃料流量 $G_F$ とがある。第3は寸法条件で、各部

表1. 推力に影響するパラメータ

(1) 飛行速度 $M_A$ , 飛行高度 $H$	.....	飛行条件
(2) 燃料種, 燃料流量 $G_F$	.....	燃料条件
(3) Intake形状, 各部寸法 or 空気比 $F_{AP}$ (効率)	.....	寸法条件 (特に燃焼室断面積 $A_B$ )

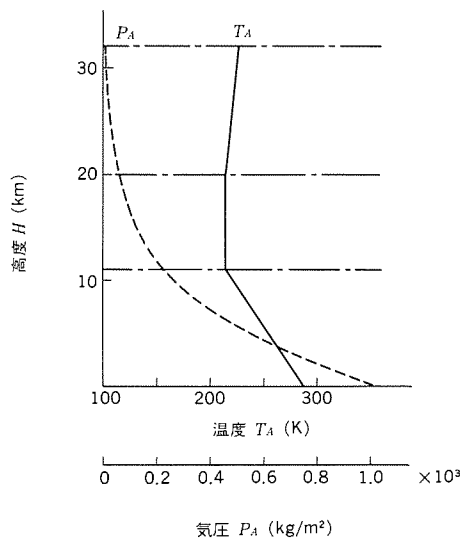


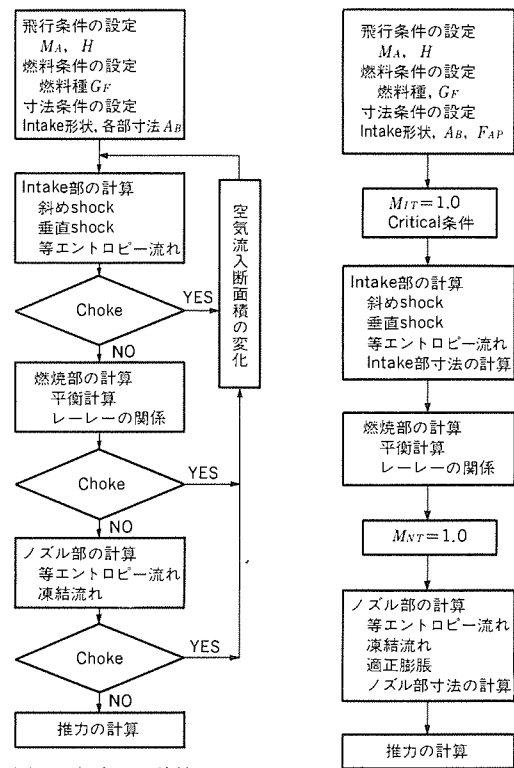
図3. 標準大気の温度と圧力

の寸法及びIntake形状がパラメータである。各部寸法とは一次元モデルの場合各要素の断面積を意味し、これらの値はロケットエンジンの内部状態、更には吸込み空気量にまで影響を及ぼす。特に燃焼室断面積 $A_B$ は亜音速モードの範囲を限定する上で重要なパラメータである。Intake形状は衝撃波の種類及びその数によってIntake効率を与えることになる。一方、吸込み空気量に影響する各部寸法は、燃料流量 $G_F$ に関連して空気比 $F_{AP}$ と密接に結び付いており、片方を与えれば他方もほぼ決まってしまう関係にある。本稿ではパラメータとして各部寸法を与える代わりに、主にこの空気比 $F_{AP}$ を用いて議論を進めていく。

設定した各種条件パラメータに対する推力計算の手順を図4(a), (b)に示す。各々の要素の順に計算を進めていくが、同図(a)はすべての条件パラメータを設定した場合のものである。ある要素で閉そく（塞）(choke)が生ずるとその都度最初に戻り、実効的な空気取り入れ断面積を小さくし(スピルオーバー)、系全体の質量流量の保存が成り立つようになっていく。この計算フローは主に固定寸法の場合の推力計算に用いる。同図(b)の計算フローは、ある設計点 (Design Point) で最大の推力が得られるように各部寸法を決めながら推力を計算するものである。手順としては同図(a)とほとんど同じであるが、①Intakeスロート位置でマッハ数 $M_{IT}=1.0$ 及びクリティカル条件、②ノズルスロート位置でマッハ数 $M_{NT}=1.0$ 及び適正膨脹の二つの条件を同時に満足するようにあらかじめ状態を仮定し、閉塞の判断が不要な手順で計算を行った。

### 3. 結果

推力の計算を行う上で、各パラメータの条件をはっきりさせておく必要がある。図5は、図4(a)の計算フローに従って、各部寸法固



(a) 固定寸法の計算フロー (b) 最適条件の計算フロー

図4. 推力計算の手順

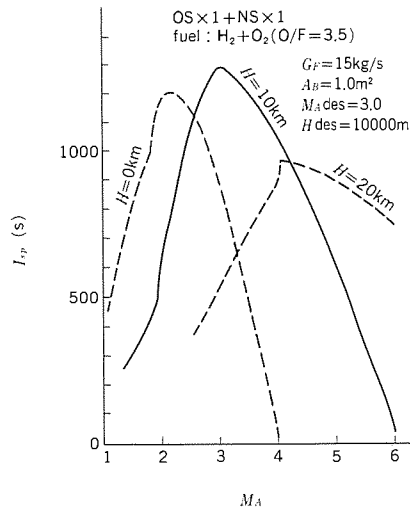


図5. 飛行マッハ数に対する比推力(固定寸法)

定の場合の飛行マッハ数 $M_A$ に対する比推力の計算結果である。条件は燃料として液体水素と液体酸素 ( $H_2 + O_2$ ;  $O/F=3.5$ )<sup>(6)</sup>を用い、燃料流量 $G_F=15\text{kg/s}$ 、燃焼室断面積 $A_B=1.0\text{m}^2$ とした。Intakeは斜め衝撃波と垂直衝撃波が各1枚 ( $OS \times 1 + NS \times 1$ ) 立つと考え、設計点としては高度 $H_{des}=10\text{km}$ 、飛行マッハ数 $M_{A,des}=3.0$ のとき、空気比 $F_{AP,des}=20$ で最大推力が得られるように、図4(b)の計算フローによりあらかじめ各部寸法の最適値を選んである。設計高度 $H_{des}=10\text{km}$ (実線)では当然ながら設計マッハ数 $M_{A,des}=3.0$ で最大の比推力が得られるが、飛行マッハ数 $M_A$ が $M_{A,des}$ からどちらにずれても推力は低下する。 $M_A \geq 6$ 以上では比推力が0以下になるが、これは式(1)第1項の噴出で得られる運動量よりも、第2項の吸込み空気の運動量の方が大きくなるためである。また、 $M_A \sim 2.0$ で比推力の増加割合が急に変化しているのは、Intakeのランプ角度が固定されており、この $M_A$ 以下では斜め衝撃波は存在できず垂直衝撃波のみとなって、Intake効率が急変するためである。固定寸法の場合、飛行高度 $H$ が設計高度 $H_{des}$ からずれても比推力は変化する(破線)。ある飛行マッハ数 $M_A$ で比推力は極大となるが、その極大値は設

計点における値よりも小さい。また、極大となるマッハ数も設計点からずれ、高度 $H$ が高くなるに従って高マッハ数側に移動する傾向を持つ。高度 $H=20\text{km}$ の極大値付近で比推力が急に大きくなるのは、Intakeがスークリティカル状態に遷移する際のヒステリシスによる跳躍現象のためである。このように、空気吸込み式ロケットの推力性能は条件パラメータの設定によって大きく変化することが分かる。

推力性能を論じる場合、これら条件パラメータ依存性を整理して考えなければならない。通常、設計点で最大推力が得られるように各条件パラメータを設定していくが、寸法パラメータを可変にして設計点を変化させたときの推力(比推力)の変化を考えてみる。この場合、寸法の代わりに空気比 $F_{AP}$ を与えることにする。具体的には、各設計飛行マッハ数 $M_{A,des}$ において、空気比 $F_{AP,des}$ 一定でかつ前述の①、②の条件を満足するように各部寸法を変化させたことになる。図4(b)の計算フローに従って、燃焼室断面積 $A_B$ が極めて大きい場合の最大比推力を設計マッハ数 $M_{A,des}$ に対して求めたのが図6である。条件は図5と同じであり、燃焼室断面積だけが $A_B=100\text{m}^2$ と大きくとってある。実線で示されているのは設計空気比 $F_{AP,des}$ 一定の曲線群で、設計飛行高度 $H_{des}=10\text{km}$ の場合である。基本的には空気比が大きいと比推力も大きくなる特性であるが、 $M_{A,des}$ が高い領域では $F_{AP,des} \geq 50$ 以上では逆に比推力は低下してくる。一方、 $M_{A,des}$ が低い範囲では空気比が大きいほど比推力は単調に増加し、一定空気比のもとでの比推力が極大となる $M_{A,des}$ は低マッハ数側に移動していく。実線の曲線群に対して包絡線(破線)が定義できる。これは燃料種、設計飛行高度 $H_{des}$ 、そしてIntake形状を決めたときの空気吸込み式ロケットの推力の限界を表している。他の設計飛行高度についても同様の空気比一定の比推力曲線群が計算でき(図示せず)、それらの包絡線である推力限界線が描ける。図6の破線は $H_{des}=0, 10, 20\text{km}$ について示してあり、seaレベル( $H=0\text{km}$ )よりも $H=10\text{km}$ の方が高い推力が得られるが、 $H=10\text{km}$ と $H=20\text{km}$ ではあまり差がない。図3の大気の高さによる温度と圧力の状態変化を考慮すると、推力限界は吸込み空気温度に依存し、密度にはほとんど影響を受けないことが分かる。図6の推力限界線は設計飛行マッハ数

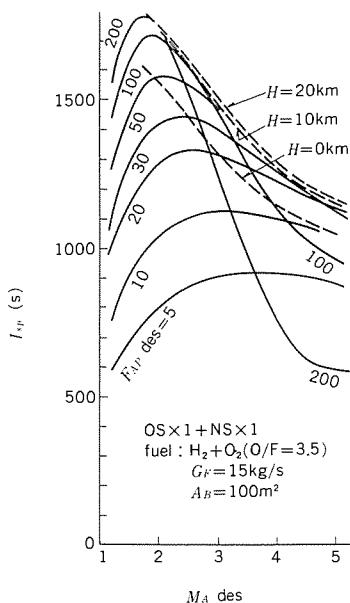


図6. 最適条件の比推力 (一定空気比, 可変寸法)

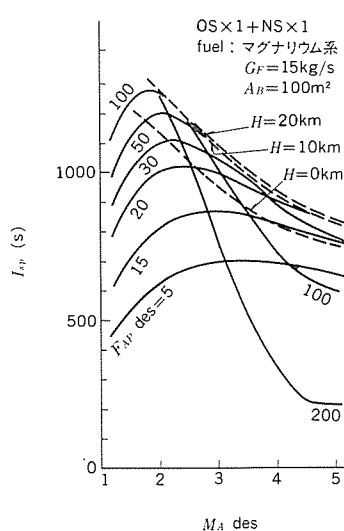


図7. 最適条件の比推力 マグナリウム系固体燃料 (一定空気比, 可変寸法)

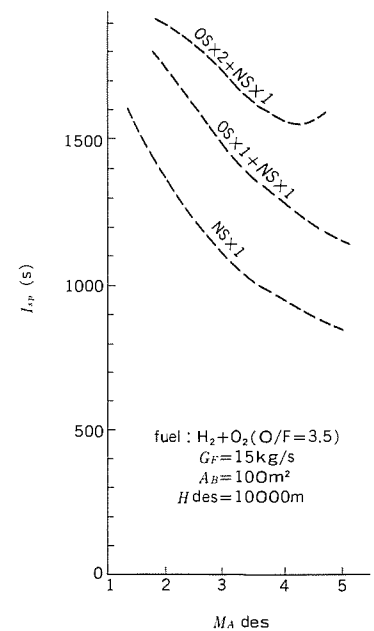


図8. Intake形状に対する比推力の限界

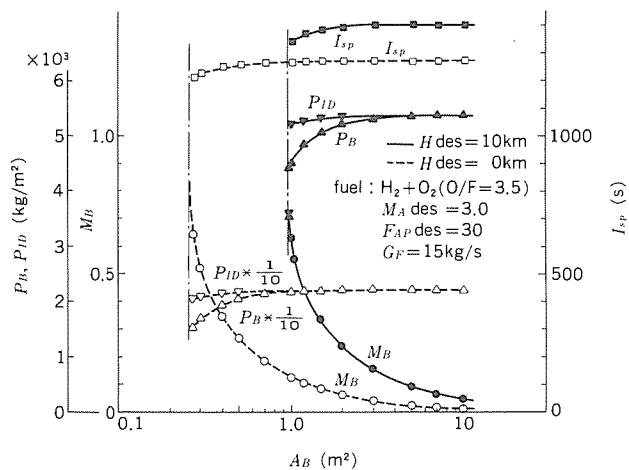


図9. 燃料室断面積に対する諸変量の変化

$T_{SP}$ : 比推力,  $M_B$ : 燃料室マッハ数  
 $P_B$ : 燃料室圧力,  $P_{ID}$ : Intake出口圧力

が低いほど高推力が得られる可能性のあることを示しており、衝撃波の散逸のみを仮定しているこの計算のIntake効率では、 $M_A \text{ des} \rightarrow 1.0$ で最大の限界推力になると推測される。

燃料種による推力性能はこの包絡線で比較することができる。固体燃料の一つであるマグナリウム系の燃料<sup>(7)</sup>に対して、同様な計算を行ったのが図7である。設計マッハ数、空気比に対する比推力及び推力限界の特性は図6とほとんど同じであるが、 $H_2 + O_2$ 燃料に比較すると得られる比推力の値は小さい。このほかにもボロンを含有した固体燃料、又は炭化水素系の液体燃料などがあるが、それらの燃料系では $H_2 + O_2$ 系に比べて、いずれも高い推力性能を持っている。ただし、ボロン含有燃料では、実際に100%の燃焼効率を実現するのが困難であるとの実験結果も報告されており<sup>(7)</sup>、一概に比較することは難しい。

図8はIntake形状の違いによる推力限界の変化を示したもので、他の条件は図6と同じである。ランプなしの垂直衝撃波のみ(NS×1)の場合では、当然予想されるように得られる推力限界は低い。ランプ段数を増し利用する斜め衝撃波の数が増えるに従って、衝撃波による散逸が減少しIntake効率が高くなるので、推力の限界は約30%程度ずつ向上する。しかしながら、ランプ段数を多くすると、その分Intake自体が大きくなり、機体抵抗が増加する。と同時にサブクリティカル状態では付加抵抗も大きくなるので、飛ばしう体として総合的にみた場合、必ずしも有利になるとは限らない。付加抵抗を考慮した詳細な検討は今後発表していく予定である。

今までは推力性能の限界を調べるために、燃料流量 $G_F (=15 \text{ kg/s})$ に対して燃焼室断面積 $A_B = 100 \text{ m}^2$ と極端に大きな場合を考えてきたが、本節では $A_B$ を小さくし現実的な場合を考える。図9は燃料流量 $G_F = 15 \text{ kg/s}$ 、空気比 $F_{AP} = 30$ 、飛行マッハ数 $M_A = 3.0$ において、エンジン内部状態を表す幾つかの変量の変化を燃焼室断面積 $A_B$ に対してプロットしたものである。 $A_B$ が小さくなると燃焼室(出口)マッハ数 $M_B$ は増加し、燃焼室圧力 $P_B$ 及び比推力 $I_{sp}$ の値は低下する。そして、ある $A_B$ の値で $M_B \rightarrow 1.0$ となり燃焼室(出口)で閉塞し、亜音速モードの動作に限界が現れることがよく分かる。図は飛行高度 $H = 0, 10 \text{ km}$ の二つの場合について示してあるが、高度が高いほど大きな燃焼室面積でも閉塞が起こる。飛行高度が高いと大気圧 $P_A$ は低く、それに伴って燃焼室(出口)圧力 $P_B$ も低くなり、所定の質量流量に

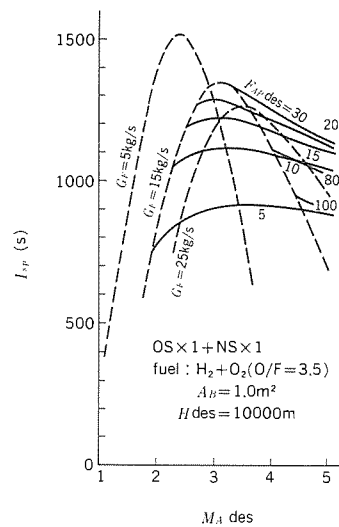


図10. 亜音速モードの限界

対する流速が大きくなるためである。

図10の実線は燃焼室断面積 $A_B = 1.0 \text{ m}^2$ にしたときの設計飛行マッハ数 $M_A \text{ des}$ に対する空気比一定の場合の比推力( $G_F = 15 \text{ kg/s}$ のみ図示)で、図6の実線と同じ意味である。 $M_A \text{ des}$ を低くするとあるマッハ数で上述の閉塞が生じ、それ以下の $M_A \text{ des}$ では亜音速モードの流れ場としての解は存在できない状態に陥る。各空気比に対してこの閉塞の生ずる点をつらねたのが図中の破線で、燃料流量 $G_F$ が多くなると亜音速モードの限界が設計飛行マッハ数 $M_A \text{ des}$ の広い範囲にまで及んでくる。空気比一定の条件下で $M_A \text{ des}$ が小さい場合に燃焼室(出口)で閉塞が生じるのは、飛行マッハ数が小さいとそれによる圧縮能力も低く、上述と同じ理由で燃焼室(出口)マッハ数 $M_B$ がより大きくなるためである。このように、燃焼室断面積が小さい場合には燃焼室(出口)で閉塞が起こり、この亜音速モードの限界は主に燃焼室断面積 $A_B$ と燃料流量 $G_F$ との相対的な大きさによってその範囲が決まる。

#### 4. むすび

以上、一次元モデルを用いた空気吸込み式ロケットの推力計算プログラムを開発し、その推力性能を解析した。推力に及ぼす各パラメータを整理しそれらの影響を明らかにするとともに、燃焼室断面積を無限大として最大推力条件に設定することにより推力の限界が決まり、また燃焼室断面積が有限の場合には、燃料流量との関係で亜音速モードの動作範囲が限定される、などが明らかになった。今後は付加抵抗を考慮した検討及び飛行シミュレーション、更には高速流中の燃焼場の詳細な解析まで行っていく所存である。

#### 5. 参考文献

- (1) 野村, 松島: 第30回宇宙科学技術連合講演会予講集, p.12(1986)
- (2) W.H.T.Loh編: Jet, Rocket, Nuclear, Ion and Electric Propulsion Theory and Design, Springer-Verlag (1968)
- (3) 航木: 日本航空宇宙学会誌, 33, 584 (1985)
- (4) S.Gordon, B.J.McBride: NASA SP-273 (1971)
- (5) 日本航空宇宙学会編: 航空宇宙工学便覧, p.5, 丸善 (1974)
- (6) 工藤ほか: 航空宇宙技術研究所報告, TR-892 (1985)
- (7) 松本, 安達: 技術研究本部技報, 技報-946 (1986)

# スポットライト 三菱自動車向け 故障診断用テスト

昭和62年10月、三菱自動車 (MMC) より新形ギャランが発売になりました。この車両には三菱電機製の数多くのカーエレクトロニクス機器が搭載されていますが、同時にこれら車載電子制御システムの点検を迅速・確実に行うために新しい故障診断システムが導入されています。MMC乗用車技術センター殿と協同開発した新診断システムの概要と、当所で開発した故障診断用テスト (商品名マルチユーステスト: MUT) の特長を紹介します。

## 1. 故障診断システムの概要

MUTは、車体側に設けられたダイアグノシス・コネクタ (12ピン) を介して、最大8機種の車載制御装置 (ECU) と診断情報を交信する事が可能です。ECUにダイアグ機能を内蔵しており、診断情報と診断結果を出力する事ができます。通信方法には燃料噴射や自動変速機のような高機能システムと交信を行うシリアル伝送方式と、電子制御装置が検知した不具合情報をMUTが読み出し表示するセルフダイアグノシスコード方式の2種類があります。シリアル伝送方式は、配線本数を少なくして多くのシステムと双方向通信可能な調歩同期式半二重を採用。

## 2. 故障診断用テスト (MUT) の特長

全てのECUに使用できます。テスト下部のROMパックカートリッジは、年式 (モデルイヤー) と、車両仕向先別 (国内および海外) に準備されており、交換する事によりテスト本体を長期的に活用できます。ROMパックのソフトウェアで、英、独、仏語などの外国語でも診断表示する方式も完成しています。

MUTは基本機能として次の3種類を有しています。

### (1) セルフダイアグノシス

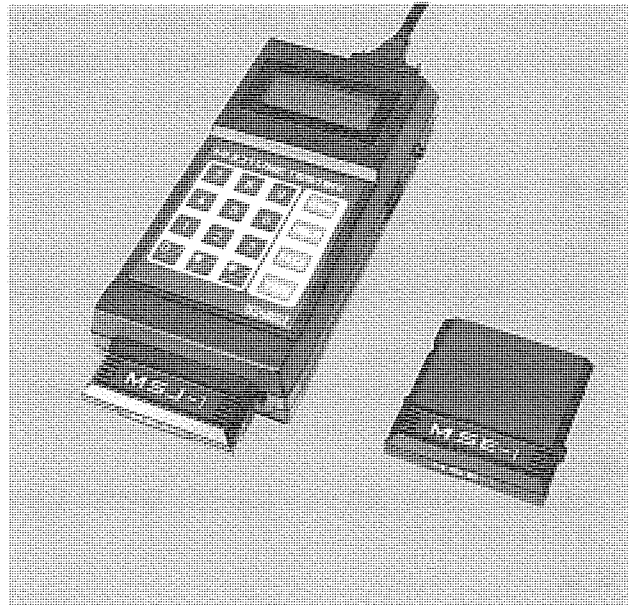
ECUが診断した故障診断結果の故障コード番号と不具合箇所を文字で瞬時に表示。コネクタも嵌合状態で判定し、整備解説マニュアルのペーパーレス化を達成。

### (2) サービス情報の表示

診断およびサービスに必要なECUのRAMデータをシリアル通信で読取り、水温なら℃、回転数はRPMなどのように物理量変換して車種ごとに各種情報をリアルタイム表示。

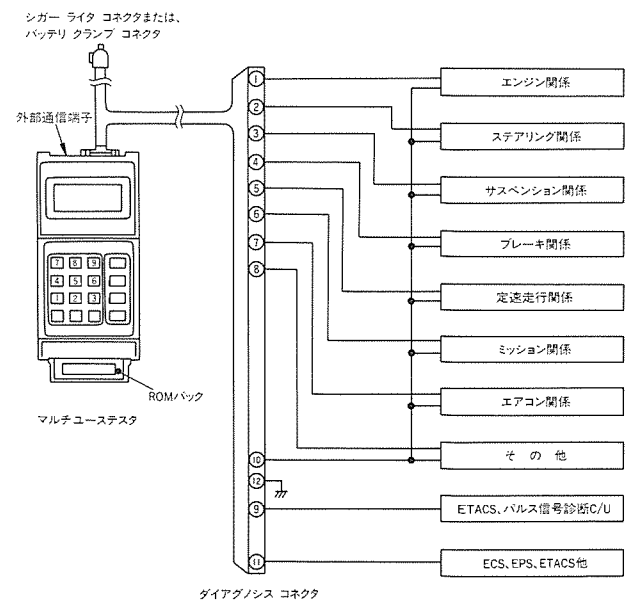
### (3) アクチュエータ類の強制動作

診断点検に必要なインジェクタやソレノイド類の各種アクチュエータの強制駆動または停止の操作が可能。その他MUTより擬似車速信号を出したり、ワンショットパルスの検知も行う事が可能。ROMパックのソフトウェアを変更してRS-232C準拠により外部システムと接続したり、飛行機のフライトレコーダに相当する故障記憶システムなどの新機能も近日中に追加される予定です。



マルチユーステスト (MUT)

## 故障診断システム構成図



# スポットライト 漏電警報付遮断器

近年、CPUやOA機器の導入に伴って、地絡が発生しても直ちに遮断できない回路が、工場、ビルを問わず増加しています。この遮断器は、地絡が発生した場合、内蔵のZCTで検出して電気的信号を出す、漏電リレーが一体化された配線用遮断器です。(この遮断器は、漏電遮断器ではありませんので、設置義務などをご配慮の上ご使用ください。)

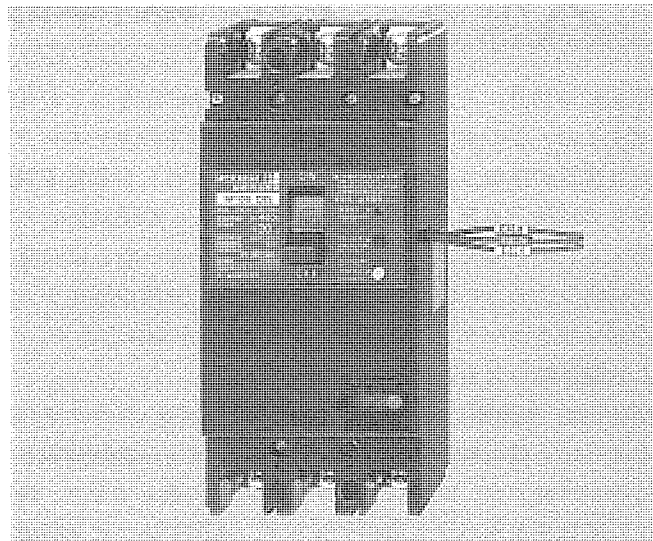
## 特長

- リレーと一体形の省スペース、省力化  
ZTC、リレー部が内蔵されており、NFB+漏電リレーの組合せに対し、取付スペースの削減および、取付作業の省力化がはかられています。
- 漏電遮断器と同一外形  
漏電遮断器と同一外形ですから、裏面形、埋込形、操作とって、箱入りなど豊富なオプションが取付可能です。
- S.Cの二系列準備  
C相当品は、NFB+漏電リレーに比べて、価格的にも大きなメリットがあります。

## 用途

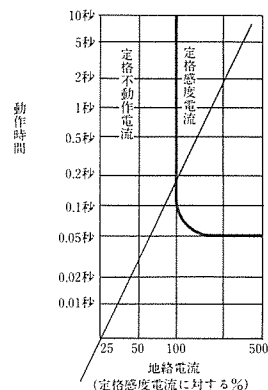
連続給電が必要な重要回路に最適です。

- (例)
- 各種生産設備(NC工作機、電気炉、半導体製造装置など)
  - CPU、OA関連機器
  - 非常用、防災用設備
  - 冷蔵・冷凍設備
  - 医療用設備……など



NF100-ZSS形

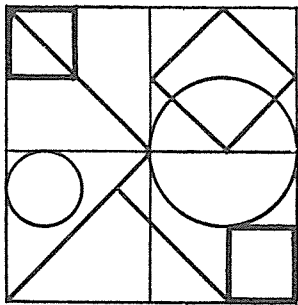
## ■ 漏電動作特性



## 仕様

形名		NF30-ZSS	NF50-ZSS	NF100-ZSS	NF100-ZCS	NF225-SZB	NF400-SZB	NF400-CZB	NF225-CZB
極数		3	3	3,4	3	3	3	3	3
定格電流(A)		15,20,30	15,20,30,40,50	15,20,30,(40)50,60,75,100	60,75,100	125,150,175,200,225	250,300,350,400	250,300,350,400	125,150,175,200,225
定格電圧(ACV)		220,460固定			200,415切替		200,415固定		100,200固定
定格遮断電流(kA)	AC460V	5	7.5	22	7.5	—	—	—	—
	AC415V	—	—	—	—	42	—	18	—
	AC220V	10	10	50	14	—	—	—	—
	AC200V	—	—	—	—	85	—	30	15
	AC100V	—	—	—	—	—	—	—	22
接続方式		表面形							
付	種類	漏電警報リレー (EAL)							
	定格感度電流(mA)	30・100・500切替			200・500切替		(100),200固定		
	動作時間	0.1秒以内							
属	接点構成	1C (自己保持形)							
	装		COSφ=1	COSφ=0.4 L/R=0.07			COSφ=1	COSφ=0.4 L/R=0.07	
		AC125V	3A	2A		AC100V	5A	2.5A	
		AC250V	3A	2A		AC200V	5A	2A	
置	DC 30V	2A	2A		DC 30V	5A	2A		
EALの接続方式		リード線引出し 450mm				リード線引出し 600mm			
EALのリセット方式		手動リセット (リセットボタン)						リード線引出し	





# 特許と新案 有償開放

有償開放についてのお問合せ先 三菱電機株式会社 特許部 TEL (03) 218-2136

## 巻線形誘導電動機の起動方法 (特許第1274943号)

発明者 工藤憲昭, 片岡正博

この発明は、ブローア、ポンプ負荷などの重慣性負荷を駆動する、回転子に位相の異なる2組以上の二次巻線を有する巻線形誘導電動機の起動方法に関するものである。

従来は、図1に示すように、二組以上の二次巻線(1)、(2)を並列に接続し、これを共通の起動用抵抗器(3)に接続していたが、巻線間に生じる電位差により循環電流が流れるという欠点があった。これに対して、この発明は、図2に示す如く、Y結線した二組以上の2次巻線(1)、(2)のうち、一組の二次巻線(1)を起動用抵抗器(3)に接続し、他の2次巻線(2)を開放のまま起動し、且つ過電流防止のための電流制限器(図示せず)を上記一組の二次巻線(1)に付加した。この場合、電動機の発生するトルクは、定格トルクの約半分程度(二次巻線が二組の場合)になるが、ブローア、ポンプなどのように負荷の反抗トルクが速度の二乗に比例して変化する二乗トルク負荷を起動するときには十分な加速トルクが得られ、起動には何ら問題はない。

以上のように、この発明による起動方法によれば、起動装置が簡略化し、その大きさも縮小し得るほか、価格の低減も可能になる。

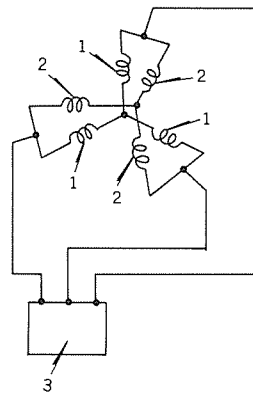


図1

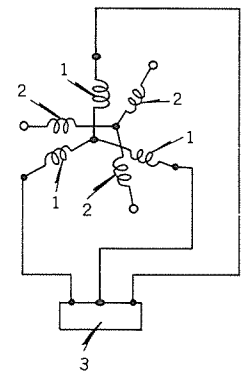


図2

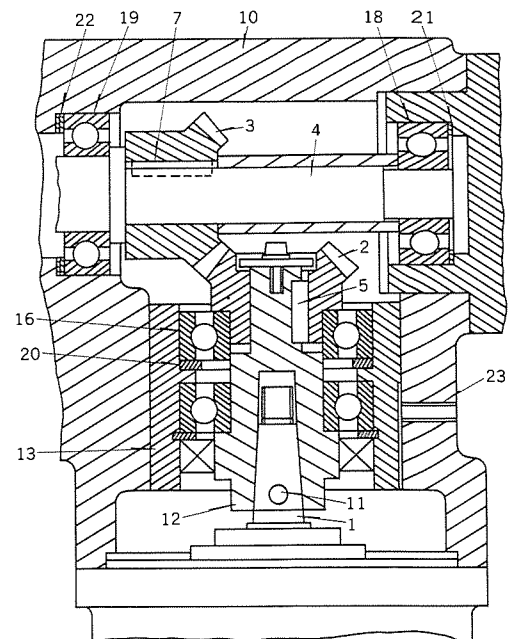
## 傘歯車機構のバックラッシ除去装置 (特許第1377881号)

発明者 志賀康宣, 寺内常雄

この発明は、ロボットの関節軸の駆動伝達機構などの傘歯車機構のバックラッシ除去装置に関するものである。

即ち、図に示すように、電動機の出力軸(1)に結合された中継軸(12)に、中継軸線上を平行キー(5)に沿ってわずかに動くことができるように原動側傘歯車(2)が取付けられており、一方この原動側傘歯車(2)とかみ合う従動側傘歯車(3)が平行キー(7)によって出力軸(4)に固定されている。そして、玉軸受(10)の外輪とハウジング(13)の段部との間に第一の弾性部材(20)を、また玉軸受(19)の外輪と歯車箱(10)の段部との間に第二の弾性部材(22)を、更に玉軸受(18)の外輪と歯車箱(10)の段部との間に第三の弾性部材(21)が挿入されており、それぞれが加える荷重の大きさは、第一の弾性部材>第二の弾性部材>第三の弾性部材となるよう設定されている。

従って、原動側傘歯車(2)、中継軸(12)、ハウジング(13)等で構成された部分組立品と電動機出力軸(1)とをテーパピン(11)で結合し、この状態で電動機を歯車箱(10)へ締付け、ハウジング(13)をセットネジ(23)で固定すると、従動側傘歯車(3)は図中左へ押し戻される。そして、この力とつり合うまで原動側傘歯車(2)が平行キー(5)に沿って中継軸(12)を滑り、若干のプリロードが加わった形の傘歯車機構のバックラッシ除去装置として機能する。また、電動機出力軸(1)に対して駆動回転力以外の力が加わることがない。



# 特許と新案 有償開放

有償開放についてのお問合せ先 三菱電機株式会社 特許部 TEL (03) 218-2136

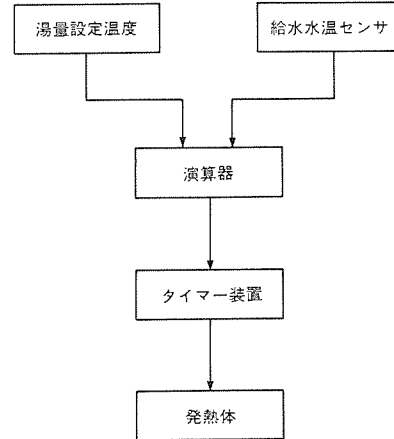
## 貯湯式電気温水器 (特許第1414439号)

発明者 窪田 秀治, 原 和夫

この発明は、給水水温を把握し、設定使用湯量に対して必要な通電時間を算出し、通電開始を適切に設定することによって、熱ロスの減少を図った深夜電力用電気温水器に関するものである。

即ち、翌日の使用湯量Vリットル(湯温T°C)を湯量設定手段にインプットし、通電時間帯突入直後の給水水温センサの検出値をt°Cとすると、演算器が $(T-t) \times V \div 860 \div W$ の演算を行い、所要通電時間を算出する(1kWh=860kcal)。ここで、Wは発熱体の消費電力を示す。そして、この演算器で求めた所要通電時間が深夜通電終了時刻に得られるように、タイマー装置によって深夜通電時間帯の途中から発熱帯への通電を開始させる。

したがって、電力負荷のピークを緩和して送電効果を向上させることができるほか、必要以上の電力量を供給したり、必要以上の湯量を沸き上げたりすることがなくなる。また、不必要に高い温度の湯を長時間放置することがなく、熱ロスが減少し、維持費が安くなる。



### <次号予定> 三菱電機技報 Vol. 62 No. 7 光ディスク特集

#### 特集論文

- 光ディスク特集に寄せて
- 光ディスク技術の展望
- 追記型光ディスク
- 書換え型光磁気ディスク
- 光ディスク用高出力レーザ
- 光ディスク用高性能光ヘッド
- 追記型光ディスク装置
- 書換え型高性能光記録技術
- 光ディスクを応用した図面管理システム
- 光ディスク写真ファイリング装置
- マルチワークステーションM3300シリーズの光ディスクシステム

#### ●ミニコンピュータMXシリーズの光ディスク応用システム

#### ●汎用コンピュータEXシリーズの光ディスク応用システム

#### 普通論文

- 原子力発電所電気設備の最近の技術動向
- 関西電力(株)赤穂発電所1号タービン発電機用超速応ブラシレス励磁装置
- 小容量ACサーボモータ《MELSERVO-S0シリーズ》
- 国際電信電話(株)納めDC-1型データ伝送交換設備
- 第2世代1MビットダイナミックCMOS RAM
- ファクシミリ用サーマルヘッド製造における自動化技術
- 異形部品自動挿入機

#### 三菱電機技報編集委員

委員長 鶴田敬二  
 委員 峯松雅登  
 " 目次善孝  
 " 堀切賢治  
 " 風呂功  
 " 村田豪  
 " 藤井学  
 " 郷鉄夫  
 " 高橋誠一  
 " 田中輝一郎  
 " 柳下和夫  
 幹事 長崎忠一  
 6月号特集担当 川畑隆夫

#### 三菱電機技報62巻6号

(無断転載を禁ず)

昭和63年6月22日 印刷

昭和63年6月25日 発行

編集兼発行人 長崎 忠一  
 印刷所 東京都新宿区榎町7  
 大日本印刷株式会社  
 発行所 東京都港区新橋六丁目4番地9号(〒105)  
 三菱電機エンジニアリング株式会社内  
 「三菱電機技報社」Tel.(03) 437局2338  
 発売元 東京都千代田区神田錦町3丁目1番地(〒101)  
 株式会社 オーム社  
 Tel.(03) 233局0641代, 振替口座東京6-20018  
 定価 1部700円送料別(年間予約は送料共9,100円)

# スポットライト 汎用形レーザ式変位計



三菱電機では、物体の寸法・形状・振動をレーザ光により非接触で測定するFA検査ライン用のレーザ式変位計〈MD-2211形〉を発売しました。〈MD-2211形〉は、被測定物の表面にレーザビームを照射し、その表面からの散乱光の一部を光位置検出素子で検出し、三角測量の原理を使って測定します。測定面の凹凸、色、傾きにより散乱光の強さは極端に変化し、さらに測定面が移動体であればこの強さが高速に変化します。このような場合、測定不能になる可能性があります。このような場合、測定不能になる可能性がありますが、〈MD-2211形〉は、マイクロプロセッサによるレーザ光の出射パワーの自動制御と受信回路の自動ゲイン制御を組み合わせることにより、業界初の受光量変化1万倍以上（レーザ光出力一定とした場合の換算値）に高速追従できる性能を有していますので、条件の厳しいFA検査ラインに適しています。また、優れた温度安定性（±0.02%/deg、このクラスの機種では最高）と低価格化を実現していますので、FAラインでの製品の品質向上や目視検査に代わるセンサとして非接触オンライン計測の用途に最適です。

## 特長

- **レーザ光による非接触オンライン測定が可能**  
物体の寸法・形状・振動などを非接触で高精度に測定することができます。
- **測定面の変化に強い**  
受光量変化1万倍以上に高速追従できるため、測定面での凹凸、色、傾きなどの影響を受けにくく、FA検査ラインに最適です。
- **高精度で温度安定性に優れる**  
マイクロプロセッサの使用により高精度に測定でき、かつ独自の温度補償設計により優れた温度安定性を実現しています。
- **付属機能が豊富**  
2台の組合せて厚みや段差の絶対値測定ができます。また、上限・下限設定による制御出力やRC-232Cインタフェースによるホストコンピュータへの接続ができます。

## 前面パネル



## 用途

FAや計測の分野における、下記の用途に使用できます。

- 物体の変位、寸法、形状の非接触測定
- 厚さ、段差の非接触測定

## 仕様

項目	ヘッド形名	SD-2211-40	SD-2211-80	
	コントローラ形名	MD-2211-40	MD-2211-80	
光	光源	半導体レーザ 波長780nm		
	ビームスポット	約1mm×0.5mm		
性	作動距離	40±0.5mm	80±1.5mm	
	測定範囲	10mm(±5mm)	30mm(±15mm)	
	直線性	±25μm	±75μm	
	繰返し性	±10μm	±30μm	
	出力分解能	5μm	15μm	
能	温度ドリフト	ヘッド	1μm/deg	3μm/deg
		コントローラ	1μm/deg	3μm/deg
	サンプリング周波数	2kHz		
	平均回数	1回、8回、64回の切替え		
入	変位(厚み)表示	符号付き3桁デジタル表示(LED)		
	アナログ出力	±5V/測定範囲(電流容量5mA)		
出	外部インタフェース	RS-232C		
	制御出力	オープンコレクタ(MAX40V、100mA)		