

**MITSUBISHI DENKI**

# 三菱電機

エレクトロニクス特集



わが国はもちろん欧米にも前例のない画期的な列車無線電話

# 12

**VOL 34 1960**





東京国際空港  
における  
24,000 Mc  
レーダ 空中線



1 km レンジ  
の空港 パターン  
(誘導路にはい  
りかけるのは  
ダグラス DC-4)



ダグラス DC-4  
(一部拡大写真  
DC-4 の後方  
の輝点は人)



わが国最大  
の パラボラ  
アンテナ

## 三菱24,000Mcレーダ

ミリ波レーダでは比較的容易に鋭い空中線ビームが得られるのでこれに極短パルス送受信装置と高解像指示機を併用することにより、高度の分解能を有するレーダが得られます。

このレーダを近年とみに交通量の激増する空港、港湾などに設置することにより、とくに夜間および悪天候下の交通管制が容易となり、管制業務の合理化と、航行の安全度向上が期待できます。

当社は昭和30年来ミリ波レーダの開発を続け、現在なおさらに高分解能の機器の研究を行なっていますが、写真は東京国際空港において試験を行なった際の、当社24,000Mcレーダと、そのPPIパターンを示します。

## 三菱パラボラアンテナ

三菱電機のパラボラアンテナは公共ならびに民間に広く使用されています。とくに日本電信電話公社のマイクロウェーブ中継網の大部分には当社製のアンテナが使用されております。

この写真のアンテナは日本電信電話公社の鹿児島—奄美大島間の見透外通信用に当社が納入したわが国最大のもの(高さ17m 幅25m)で、当社が31年に国際電信電話株式会社に電波伝播実験用として納入した直径18mのアンテナを上回る大きさのものであります。





## 表紙説明

走行中の列車から一般家庭、事業所などに直接電話がかけられる列車無線電話が完成し、東海道線ビジネス特急「つばめ」「こだま」に施設されました。公衆通信のほかに運転室、車掌室からの業務通信にも使用されます。

この列車無線は400 Mc 超短波を用いたものでわが国ではもちろんはじめてですし、欧米にも前例のない画期的なものであります。詳細は本文記事ご参照下さい。



# 三菱電機

昭和35年 第34巻 第12号 (エレクトロニクス特集)

## 目次

巻頭言	更田健彦	2
国鉄列車電話	寺井和己・佐藤 晋・北垣成一・上野芳雄・奥村 徹・桂川 弘	3
FM 通信機における位相同期復調方式	津村 隆・小林信三・太田堯久	10
東京国際空港における24,000 Mc レーダの試験	榎本俊弥・近藤輝夫・石井栄一	18
RC-3 形気象レーダ	井上義男・森川 洋・植田英雄・藤井祥男	23
6,000 Mc 超広帯域伝送用左右両旋共用円偏波 パラボラアンテナ	土井博之・青木昌司・河津祐元	31
大橋啓吾・加藤修助・沼野雄司・榎本俊弥・森川 洋・大林愛弘・喜連川隆・立川清兵衛		31
900 Mc 帯工業用 テレビジョン 無線中継装置	北垣成一・上田重夫・阿部 修・木本裕之・道家昭彦	40
三菱 トランジスタテレビジョン 受像機 8P-116 形	糸賀正巳・柳川 滋・野口善男	47
三菱 17 形 カラーテレビジョン 受像機	杉多重雄・植竹勝人	55
MELCOM-1101 計数形電子計算機 (1)	馬場文夫・渡辺文明・嶋村和也・高橋幸四郎	60
計数形電子計算機 MELCOM-LD 1 の論理要素	中島正志・樋田俊一	71
磁気円筒記憶装置	中塚正三郎・壺井芳昭	80
工作機械数値制御装置 (2)	前田良雄	80
馬場文夫・渡辺文明・小島一男・中島 碧・俵口久元		89
トランジスタ 形論理要素: NOR	浜岡文夫・大野栄一・山崎英蔵	101
トランジスタリレー 制御方式	吉田太郎・酒井靖夫・宮 幸助	112
シリコン 可変容量 ダイオード	清水潤治・杉本和彦	123
GM 環境試験	香取由之・木下親郎	128
《技術解説》		
制御電極付 シリコン 整流素子とその応用	加藤又彦・室賀 淳・小林 凱・岡 久雄	133
粒子加速装置の展望 (1)	今村 元	143
《文献抄訳》		
超大形タービン発電機の経済性・工業制御用計算機の開発・384 MVA タービン発電機		153
《ニュースフラッシュ》		
帝都高速度交通営団新宿変電所向け1,500 kW イグナイトロン 整流器用 H 種絶縁乾式変圧器完成・FA 形900 kW 誘導電動機完成・ダイヤレシ 防食電動機 (低圧 パラ 巻)・オートカット 付 スーパーライン S 単相 モートル・SI-A 形 スーパーライン S 反発起動単相 モートル・シリコン 制御整流子完成・外灯専用 ケイ 光灯の発売・10 MVA 負荷時 タウ 切換変圧器大量受注		155
《特許と新案》		
(特)超音波探傷装置・(新)超音波探傷器		158
《昭和35年(第34巻)総目次》		159
《最近における当社の社外寄稿一覧》		46, 79, 100
《最近における当社の社外講演一覧》		127, 152
《表紙》		
2. 三菱 24,000 Mc レーダ 三菱 パラボラ・アンテナ		
3. 無線機製作所紹介		
4. 三菱 カラーテレビ 21 CT-830 形		

# 巻 頭 言

電子機器事業部長 取締役

更 田 健 彦



最近のわが国の電子工業は、テレビの急速な普及と、トランジスタ・ラジオの輸出の激増とを背景にして、実に目ざましい発展をとげ、その成長性は、他の産業にみられない高い水準を示している。しかし、テレビ、ラジオの需要の一巡とともに、しだいにいわゆる民生用機器の比率が下がり、電子計算機、オートメーション用電子応用機器などを中心とする産業用機器が、大きなウェイトを占めるようになってきた。産業構造の全体が、漸次軽工業から重工業へと変転しつつある今日、この電子工業の高度化も、当然の推移であって、さらにこれに伴って、電子工業の将来に、無限の新分野が開けよう。

当社は電子工業の将来の発展を期待して、過年来その拡充に力点を置き、起業投資を続けて来たが、さらに如上のすう勢にかんがみ、今度鎌倉市大船地区に土地を求めて、鎌倉製作所を設立し、一般産業用電子機器と民生用電子商品とを分離し

て、前者の専門工場とすることにした。また一昨年着工した北伊丹製作所も、昨春竣工、すでに稼働にはいり、半導体専門工場として将来開けゆくモレクトロニクスなどの生産にも備えている。なお基礎部品の専門工場として計画中の京都製作所も、近く実現の運びとなるであろう。

急速な電子技術の進歩に対しては、設備投資より、研究、開発がさらに重視さるべきはいうを待たない。当社はこの面には、平常から力の及ぶ限りの努力を傾けており、その成果は十分満足すべきとはいいい難いが、それ相応の実果は着々挙げつつあると思っている。本号は当社の電子関係技術者が、過去1ヵ年間研究開発に払った努力の一部を集成したものであって、読者各位におかれては、これにより当社が電子工業の進展に力を致さんとする微意の一端をくまれ、今後いっそうのご愛顧とご支援を賜われれば、まことに幸いとするところである。



# 国 鉄 列 車 電 話

日本国有鉄道電気局 寺 井 和 己\*

三菱電機無線機製作所 佐藤 晋\*\*・北垣成一\*\*\*・上野芳雄\*\*\*\*・奥村 徹\*\*\*\*・桂川 弘\*\*\*\*

## Train Radio-telephones for the Japanese National Railways

Japanese National Railway Kazumi TERAJI

Electronics Works

Susumu SATO・Seiichi KITAGAKI・Yoshio UENO

Tōru OKUMURA・Hiroshi KATSURAGAWA

Train radiotelephones installed on trains running on the Tōkaido trunk line has been completed recently as a result of a pending problem. This has made possible the communication between a swiftly running express trains and ground stations for both railway service and public talk. The train telephone consists of a 400 Mc band radio circuit, a cable carrier circuit and a microwave circuit incorporated together so as to make selective pursuit and connection of running trains. The project has been brought to accomplishment through a close cooperation between Mitsubishi and Hitachi engineers in addition to the guidance of National Railways. The composition and scale of this train radiotelephone is an epochal undertaking unprecedented even in the Europe and America.

### 1. ま え が き

今般国鉄東海道線を走るビジネス特急車と地上を結ぶ列車電話が開通し、7月1日から業務通信、8月20日から公衆通信が開始された。この無線電話設備は国鉄関係当局のご指導のもとに日立製作所と三菱電機技術陣の緊密な協力によって完成されたもので、機器の製作および現地据付工事については、東京―浜松間を日立製作所が、豊橋以西を三菱電機が請負い、また列車内装置も両社が分担したが、列車用環状スロットアンテナは三菱電機が交換機器は日立製作所がそれぞれ全装置の製作を担当した。

この列車電話は東海道鉄道沿線に14の基地局において、列車と基地局とを結ぶ400 Mc帯超短波無線回線、各基地局と4カ所の統制局を結ぶケーブル搬送回線（一部実回線）および各統制局間の既設マイクロ波回線によ

て構成されている。

このように今回の列車電話は超短波無線回線、搬送回線、マイクロ波回線を駆使するとともに、列車の搜索、追跡接続を果す交換方式と、列車から基地局を選択する選択切換方式などを有機的に組合せた欧米にも先例を見ない画期的な規模を有するものである。

### 2. 回線構成の概要

#### 2.1 総合系統

東海道全線を14のゾーンに分け、各ゾーン内の適当な場所にそれぞれ一つの基地局が設けられた。基地局の名称および使用周波数は表2.1のとおりである。基地局は1局おきにAゾーンおよびBゾーンの二つのグループに分かれ、それぞれ同一周波数が割当てられている。また各基地局はCh-1およびCh-2の2通話を同時に使用できる。地上設備の交換接続系統は図2.1に示すとおりで、各基地局はアプローチ回線により東京、静岡、名古屋および大阪の各統制局交換接続装置に接続され、各統制局相互間はマイクロ波回線によって結ばれている。統

表 2.1 無線局周波数表

局 名	ゾーン	送 信 周 波 数 (Mc)	
		Ch-1	Ch-2
東 京	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
真 鶴	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
南 宗	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
用 谷	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
浜 松	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
崎 崎	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
名 古	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
米 原	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
大 津	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
大 阪	A	462.025	462.125
	B	462.275	462.475
移 動		412.025	412.125



図 1.1 岡崎基地局横を通過する特急「こだま」号  
Fig. 1.1 Limited express "Kodama" passing by Okazaki base station.



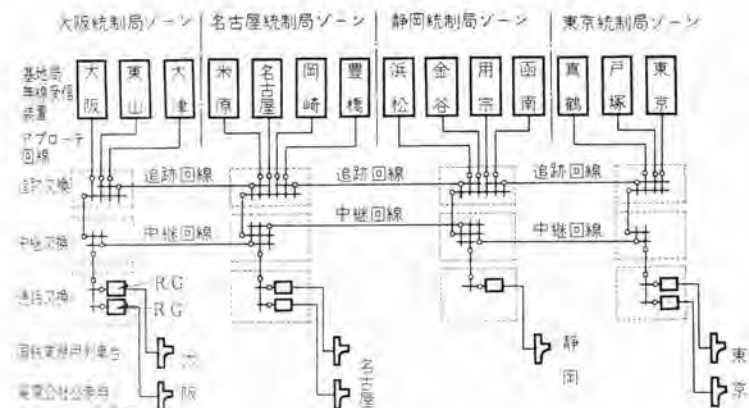


図 2.1 列車電話の交換接続系統

Fig. 2.1 Schematic diagram of railway radiotelephone system connected to a dial telephone exchange.

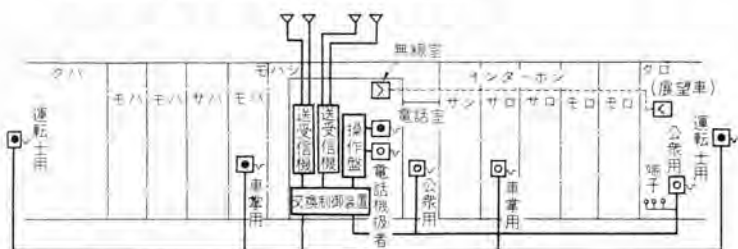


図 2.2 特急車内無線電話装置

Fig. 2.2 Radio telephone equipments of limited express.

制局交換接続装置は電電公社公衆用列車台および国鉄業務用列車台に接続される。ただし静岡の公衆電話は東京で取扱われる。アプローチ回線としては場所により局内ケーブル、市外ケーブルまたはケーブル搬送が使用され、各基地局につき通話用 2 回線、打合電話および遠隔監視制御用に 1 回線の計 3 回線を有する。追跡回線 3 回線および中継回線 3 回線は、列車進行にともなう統制局間の追跡および中継に使用されるもので、国鉄マイクロ回線を使用している。

移動局系統は図 2.2 に示すとおり Ch-1、Ch-2 の 2 通話に対応する 2 組の無線送受信機と、交換制御装置、操作盤、公衆用および業務用電話機により構成される。

## 2.2 接続方式

基地局送信機は常時電波を発射し、かつ自局所属ゾーンが空線のばあいには空線信号を、話中のばあいには話中信号を送出する。

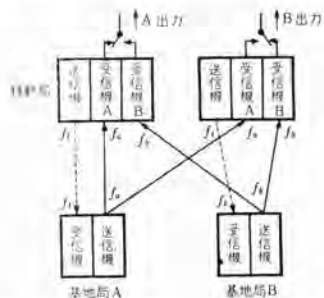


図 2.3 1 通話路当たりの基地局と移動局の周波数組合せ

Fig. 2.3 Frequency allocation of base and movable station per one channel.

移動局は図 2.3 に示すように最寄りの隣接 2 基地局の電波を受信し、その  $S/N$  を比較して、 $S/N$  大なるほうの基地局を選択し、自局の所属するゾーンを決定するとともに、所属ゾーンが空線であるか話中であるかを常時

監視しながら走行する。移動局は待受時には電波を発射せず、通話時だけ上記  $S/N$  比較により決定された自局所属ゾーンを指定する信号を送出する。

### (1) 移動局からの発信

移動局発信は、移動局が所属するゾーンの Ch-1、Ch-2 いずれかが空線のばあいに行なわれる。

業務通話を行なうばあいは、たとえば車掌室電話機を取上げると一つのチャネルだけが空線のばあいは、空線チャネル側の送信機が起動し、両チャネルとも空線のばあいは Ch-1 側の送信機が起動し、業務呼出信号と、基地局指定信号を送出する。この信号は最寄り基地局受信機に受信され、アプローチ回線を経て、基地局所属の統制局交換装置に導かれ、自動的に国鉄列車台に接続される。

公衆呼出のばあいは、通話希望者は、車内係員に通話を申込み、係員は操作盤の抜者電話機により公衆呼出を行なう。このばあいにも業務用と同様通話回線は、自動的に最寄り電電公社市外交換台に継続され、一般市外通話と同様に通話先の電話番号を告げて接続を待つ、接続された電話はパーラーカーまたは公衆電話室に切換えられて通話希望者に接続される。

### (2) 地上からの発信

地上から列車を呼出すばあい、たとえば大阪の国鉄列車台から上り第一つばめを業務通信で呼出すばあいは、列車台抜者は、上り第一つばめに対応する 2 数字の列車番号 (このばあいは 04) をダイヤルする。この 2 数字ダイヤルは、交換装置で 2 周波数組合せの列車呼出信号に変換され、大阪統制局管内の話中でない全ゾーン全チャネルに呼出が行なわれる。

列車は、自局呼出信号を受信すると自動的に送信機が起動し、基地局指定信号と加入者監視信号を送出して応答する。統制局では応答のあった基地局の列車指定チャネルに通話回線を固定し、再呼出信号を発して、列車内抜者に通話開始をうながし、爾後の通話を行なう。もし一定時間内に応答がなければ、大阪→名古屋→静岡→東京の順に各統制局管内の列車を同じ方法で自動的に順次探索し、列車からの応答を求める。

応答があれば、列車指定の基地局の指定チャネルに通話は固定されるが、応答がなければ、列車はすでに話中であるか、または他の列車の通話により閉塞されたゾーンにいて通話不能であるから、列車台には話中音が返される。



以上のように地上から列車呼出は、列車の運行ダイヤと無関係に単に列車番号をダイヤルするだけで、東海道全線どこを走っている列車でも捕捉できる方式になっている。

公衆通話のばあいも同様に交外交換台で列車番号をダイヤルすれば、列車を搜索捕捉して、車内係員が応答し、通話回線ができる。

(3) 列車追跡

通話接続された列車が走行するにつれて、ゾーンの境界にきたときは、列車内の2台の受信機のS/N比較装置が働き、受信機をS/N良好なゾーン側に切換え、同時に、基地局指定信号を切換えて送出する。

統制局交換機は列車からの基地指定信号に応じて接続ゾーンを切換え、通話は途切れることなく列車追跡が行なわれる。

さらに列車の進行によって次の統制局支配ゾーンにはいったときは、統制局間の追跡マイクロ波回線により、境界点から2番目の基地局まで追跡が行なわれる。ただし2番目の基地局にはいると時間監視によって切断予報音を出し、通話者に終話をうながす。

(4) 通話閉塞

上り下りの列車がすれ違う場合を考えると、列車発信の周波数が同一であれば、当然混信が発生するので、このような混信を防ぐために、通話接続された列車の所属するゾーンの前後各2ゾーンずつを、その列車のために確保し、他の列車がこのゾーン内では新しい呼を行なえないようにしている。これを通話閉塞という。

同一チャンネルを使用する列車がたがいに接近するばあい

表 2.2 列車電話信号一覧表

信号送受区間	帯域内、外	周波数 (c/s)	作 号 の 目 的
移動局→統制局	帯域外	3,450	A 静基地局指定
		3,600	B 群 "
	帯域内	1,615	業務通話呼出信号
		1,785	公衆通話 "
		1,955	通話終了、復旧確認指示
		2,125	加入者応答監視
統制局→移動局	帯域外	2,295	非常時、強制通話呼出
		3,450	空線表示
	帯域内	3,600	話中(閉塞)表示
		2 波組合せ	通話終了、復旧指示
統制局⇄統制局	帯域外	"	再呼出
		"	全列車一斉呼出
		"	業務通話、個別呼出
		"	公衆通話、個別呼出
移動局⇄移動局	帯域外	2,500	Ch-1、第1ゾーン着信可能
		2,590	" " 着信中
		2,730	Ch-1、第2ゾーン着信可能
		2,820	" " 着信中
統制局⇄基地局	帯域外	2,960	Ch-2、第1ゾーン着信可能
		3,050	" " 着信中
		3,190	Ch-2、第2ゾーン着信可能
		3,280	" " 着信中
基地局⇄基地局	帯域外	2,635	Ch-1 閉塞完了
		2,295	Ch-2 "
		3,315	一般監視制御用信号
		2,975	"
基地局⇄統制局	帯域外	2,635	Ch-1 障害
		2,295	Ch-2 "
		3,315	一般監視制御用信号
		2,975	"

は、相手側の列車によりすでに閉塞されているゾーンに突入した列車に対して時間監視が行なわれ、切断予報音を出し、通話者に終話をうながして、混信を防ぐ。いずれの場合にも一度接続された通話に対しては3通話以上の通話時間が確保される。

2.3 信号方式

以上のような通話接続を行なうために、列車電話には表 2.2 に示すような各種信号を使用している。信号は帯域内信号と帯域外信号に大別され、通信帯域としては通話回線では 0.3~3kc、打合回線では 0.3~1.8kc をとっている。統制局から移動局への帯域内信号は、将来列車数の増加に備えて、472.5 c/s から 712.5 c/s の間に15 c/s おきに16周波数を取り、この2周波数組合せにより、各種信号を構成する。一方この信号の受信回路としては、選択度のセツ鋭なパイプレーティング・リード・セレクタを使用している。このため信号伝送路の同期ずれによる離調が起こらないように、この信号は副搬送波 2,975 c/s で変調され、副搬送波を添加して送出される。受信側ではこれを復調してもとの2周波数の組合せを得ている。

2.4 運用方法

列車無線の基地局は、運用上無人局をたてまゑとし、基地局の制御および監視はすべて統制局から行なっている。

このためアプローチ回線 3 回線のうち 1 回線の帯域外 2 周波を使用して、遠隔制御および遠隔監視を行なっている。

表 2.3 統制局基地局間遠隔制御監視項目

統制局→基地局制御	制 御 監 視 項 目
基地局→統制局監視	1. 無線機電源接続
	2. エンジン起動停止
	3. 商用、エンジン電源切換え
	4. Ch-1 送信機現用、予備切換え
	5. Ch-2 送信機現用、予備切換え
基地局→統制局監視	1. 送信機 I 動作中
	2. " II "
	3. " III "
	4. 受信障害
	5. 無線機電源接続
	6. " 断
	7. 商用電源異常
	8. エンジン運転中
	9. 発電機電圧異常
	10. 過電流
	11. 燃料不足
	12. エンジン故障
	13. 室温上昇
	14. 扉開放
	15. Ch-1 予閉塞
	16. Ch-2 予閉塞
	17. 予備

制御監視信号は3数字インパルスを使用し、3数字の合計がつねに15になるように選んである。もし伝送途中にインパルスの誤りがあれば、チェック装置が働いて、信号を自動的に再送し、誤制御、誤表示をなくする方式となっている。制御監視の項目は表 2.3 に示すとおりである。

基地局は無人局であるため、無線送信機は現用機2台に対して1台の予備機をもち、送信出力故障、変調故障、



送風機風量不足のばあい自動的に現用機から予備機に切り換わり、また故障警報を統制局に送る。

無線受信機は、各通話路ごとに2台並列運転し、常時2台の受信機を比較監視して、S/N良好な側の受信機に回線を選択接続するとともに、故障が発生すれば、これを検出して統制局に故障警報を送る。

3. 施設機器の概要

3.1 構成

表 3.1 に各局の主要構成品を示す。図 3.1 ないし図 3.6

表 3.1 列車電話装置構成品一覧表

局の種類	品 名	単位	数量
統 制 局	無線送信架	架	3
	無線受信架	架	1
	送信用八木空中線	架	6
	受信用八木空中線	台	4
	送信電力分配器	台	3
	ケーブル搬送変換架	架	1
	〃 信号架	架	1
	追跡交換架	架	1
	中継交換架 A	架	1
基 地 局	無線送信架	架	3
	無線受信架	架	1
	送信用八木空中線	架	6
	受信用八木空中線	台	4
	送信電力分配器	台	3
	ケーブル搬送端局架	架	1
	中継交換架 B	架	1
中 継 局	ケーブル搬送中継架	架	1
移 動 局	無線送受信架	架	2
	環状スロット空中線	架	4
	交換制御架	架	1
	操作盤	架	1
	車掌室電話機	台	2
	運転室電話機	台	2
	公衆用電話機	台	2
	公衆用補助電話機	台	1

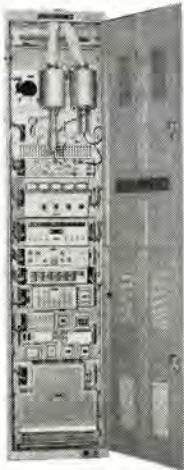


図 3.1 基地局超短波無線送信架  
Fig. 3.1 UHF transmitter bay of base station.

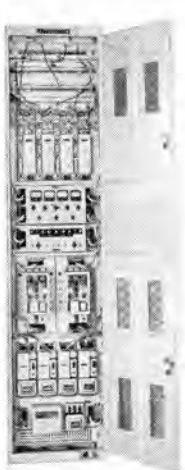


図 3.2 基地局超短波無線受信架  
Fig. 3.2 UHF Receiver bay of base station.



図 3.3 統制局ケーブル搬送変換架  
Fig. 3.3 Cable carrier terminal equipment translation bay of control station.

は統制局、基地局装置、図 3.7 ないし図 3.10 は移動局装置の写真である。

統制局、基地局無線機の系統は図 3.11 に示すように送信機出力は、上り方向および下り方向の各サービスエリアに応じて適当な比に電力を分配して空中線に供給され、地形による低電界地域が少なくなるように配慮されている。図 3.12 は米原基地局の空中線で、手前が送信用、向こう側が受信用空中線である。図 3.13 は東山基地局の全景で、局舎内の機器配置の一例を図 3.14 に示す。

移動局は特急列車 ビュッフェ の無線室に無線送受信架と



図 3.4 統制局ケーブル搬送信号架  
Fig. 3.4 Cable carrier terminal equipment signal bay of control station.



図 3.5 基地局ケーブル搬送端局架  
Fig. 3.5 Cable carrier terminal equipment of base station.



図 3.6 ケーブル搬送中継機  
Fig. 3.6 Cable carrier repeater.



図 3.7 移動局超短波無線送受信架  
Fig. 3.7 UHF transmitter and receiver bay of movable station.

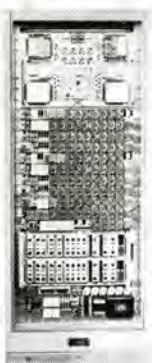


図 3.8 移動局交換制御装置  
Fig. 3.8 Switching unit of movable station.



図 3.9 移動局操作盤  
Fig. 3.9 Control of movable station.

図 3.10 移動局電話機  
Fig. 3.10 Telephone sets of movable station.





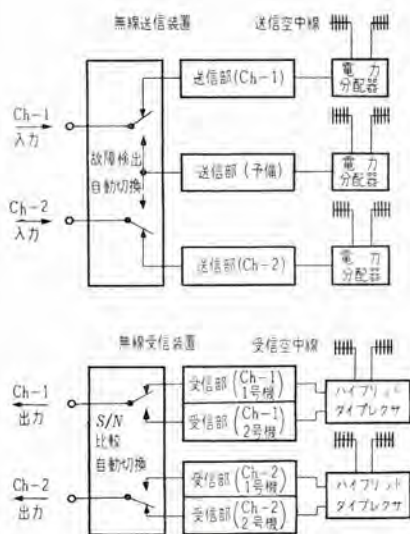


図 3.11 基地局無線系統図

Fig. 3.11 Block diagram of base station transmitter and receiver.



図 3.12 米原基地局送受信空中線  
Fig. 3.12 Transmitting and receiving antennas of Maibara base station.



図 3.13 東山基地局  
Fig. 3.13 Higashiyama base station.

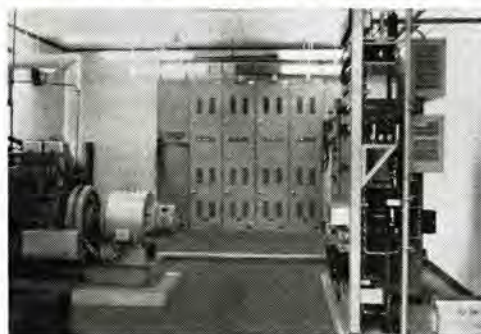


図 3.14 岡崎基地局機器配置

Fig. 3.14 Inner view of Okazaki base station.

扱者操作盤が据付けられ、交換制御装置は通路を隔てた無線室の向かい側に据付けてある。公衆電話はジュッフェ内の電話室と、パーラーカーに備え付けてあり、パーラーカーの電話機は客席間を自由に移動できるようにプラグイン形式となっている。業務用電話は車掌室と

表 3.2 無線装置、搬送装置仕様概要

項 目	規 格
無線送受信機	
送信周波数	固定局 462.0~462.5 Mc 移動局 412.0~412.5 Mc
受信周波数	固定局 412.0~412.5 Mc 移動局 462.0~462.5 Mc
送受信周波数安定度	$5 \times 10^{-6}$ に測定可能
電波形式	F9
通信形式	同時送受話方式
変調方式	位相変調による等価周波数変調
最大周波数偏移	$\pm 10.5$ kc
送信出力	固定局 100 W 移動局 40 W
送信出力インピーダンス	50 $\Omega$ 標準
受信方式	水晶制御三重スーパーヘテロダイン
受信入力インピーダンス	50 $\Omega$ 標準
電源消費	固定局送信機 730 VA 固定局受信機 210 VA 移動局送受信機 420 VA (送信時)
ケーブル搬送装置	
伝送方式	群別二線式搬送波阻止単調帯波伝送方式
伝送周波数	低群 12~60 kc 高群 72~120 kc
通話路容量	2 方向 12 通話路
通話路伝送帯域	0.3~3.6 kc
音声周波数帯域	通話回線 0.3~3.6 kc 打合回線 0.3~1.8 kc
電源	DC 24 V



図 3.15 基地局送信部系統図

Fig. 3.15 Block diagram of transmitter of base station.



図 3.16 移動局送信部系統図

Fig. 3.16 Block diagram of transmitter of movable station.

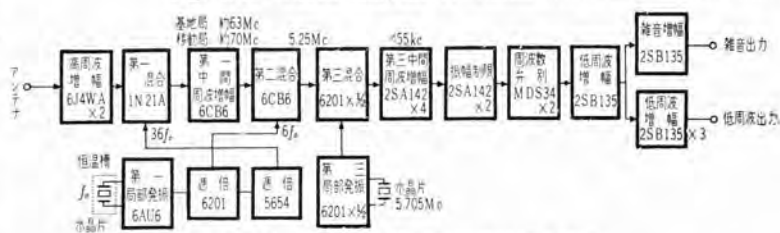


図 3.17 基地局・移動局の受信部系統図

Fig. 3.17 Block diagram of receiver of base and movable station.

運転士室にそれぞれ備え付けられている。列車用空中線は、偏平構造の環状スロット空中線で、列車屋上のユニットクーラの上に取付けられている。

### 3.2 仕様概要

各機器の仕様概要を表 3.2 に示す。無線送受信部のブロックは図 3.14, 3.15, 3.16 に示すとおりである。

### 4. 機器の特長

この列車電話は一般の無線通信機にない特別な回路と設計を要する点が多いが、以下に各構成機器の特長と設





図 4.1 環状スロットアンテナ 外観  
Fig. 4.1 Exterior view of annular slot antenna.

表 4.1 環状スロットアンテナ の性能

項 目	性 能
周波数	送信用 412.0~412.5 Mc 受信用 462.0~462.5 Mc
偏波方向	垂直
指向特性	水平面内 無指向性
入力電圧定在波比	50 Ω 給電線に対し上記周波数範囲内において 1.5 以下
耐電圧	同軸給電点の内部導体、外部導体間 AC 1,000 V 1分間 同軸給電点の内部導体外部導体一括とアンテナ外部導体間 DC 4,000 V 1分間
耐風速	列車に取付けた状態で秒速 70 m に耐える

計製作に当たってとくに考慮を払った問題について、その一端を紹介する。

#### 4.1 環状スロット空中線

列車電話移動局用空中線は構造上種々の制約があり、またとくに必要な条件として耐電圧、耐風速、水平面内無指向性などがあげられる。これらの条件を満足する最初の列車用空中線形式として、図 4.1 に示す環状スロット空中線が採用されたが、これは三菱電機研究所においてわが国で初めて実用化したものである。

垂直偏波水平面内無指向性を得るには、スロットに最低次モードの電界を励振すればよく、スロット平均直径が約半波長以下のばあいには、輻射指向特性は普通の4分の1波長ユニポール空中線とほとんど同じである。その性能を表 4.1 に示す。

#### 4.2 受信高周波段系統

基地局、移動局とも回線の品質を高めるため、受信電力をできるだけ大きくする必要があるが、この列車電話ではつぎに示すような構成をとっている。

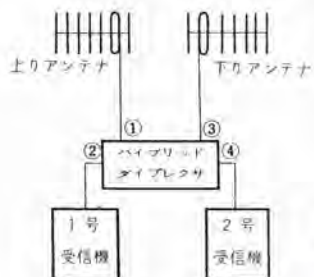


図 4.2 基地局受信高周波段系統図  
Fig. 4.2 Block diagram of RF stages of receiver at base station.

(1) 基地局  
基地局受信系統は図 4.2



図 4.3 ハイブリッドダイプレクサの外観  
Fig. 4.3 Exterior view of hybrid diplexer.

表 4.2 ハイブリッドダイプレクサの性能

項 目	性 能
周波数	412.0~412.5 Mc
挿入損失	約 3.2 db (分岐損 3 db を含む)
アイソレーション(①③端子間)	約 35 db
入力インピーダンス	50 Ω に対して VSWR 約 1.2

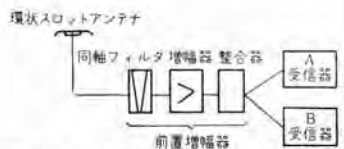
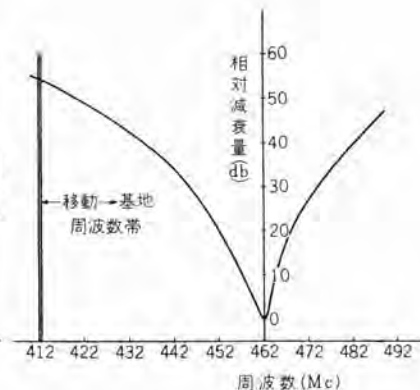


図 4.4 移動局受信高周波段系統図  
Fig. 4.4 Block diagram of RF stages of receiver at movable station.

#### 図 4.5 同軸フィルタ 選択特性

Fig. 4.5 Selectivity characteristic of coaxial filter.



に示すように上りおよび下り方向の各アンテナによって受信された電力をハイブリッドダイプレクサによって2台の受信機に配分している。このハイブリッドダイプレクサの特性を表 4.2 に、外観を図 4.3 に示す。

#### (2) 移動局

移動局においては空中線出力を2台の受信機に分配することによる総合雑音指数の低下を改善し、自局送信機からの妨害を防ぐため、受信機の前段に図 4.4 に示す同軸フィルタを含む前置増幅器を設けた。この前置増幅器によって雑音指数は約 3 db 改善された。同軸フィルタの選択特性は図 4.5 のとおりである。

#### 4.3 ゾーン切換回路

この列車電話では、移動局において常時隣接する二つの基地局からの送信電波を受信し、その  $S/N$  を比較して  $S/N$  の良好な基地局を移動局が指定し、その基地局と通話を行なう「移動局制御方式」を採用しており、高速で移動する列車に対する交換方式の重要な基礎になっている。

図 4.6 にこの移動局のゾーン切換回路系統を示す。この回路は同一チャンネルの二つの基地局を受信する2台の受信機 A、B から音声と信号出力 (S 出力) および雑音出力 (N 出力) を別個に取出し、N 出力中 6 kc 以上の成分を対数増幅し、整流、直流増幅後一定レベル以上 ( $S/N$  で一定値以下) となれば、スケルチリレーを動作させて音声回路を断にする。さらにこの N 出力は、N 比較リレーにはいり、AB 両受信機の N 出力の差、したがって  $S/N$  差が一定 db 以上になったばあい、N 比較リレーが働き、 $S/N$  良好な側の受信機 S 出力を回線出力として取出す。また N 比較リレーの働きによって送信時には選択した基地局を指定する基地局指定信号発振器の周波数を制御する。なおゾーン切換回路はゾーン境界付近の電界の小きザミな変化による過度に頻繁な切換えや、パルス性雑音による誤動作を防止するために、前記の一定レベル差を持たせるとともに、2~3 秒の時間遅延を与えて動作の安定化を計っている。

このゾーン切換回路に使用した対数増幅器は 40~50



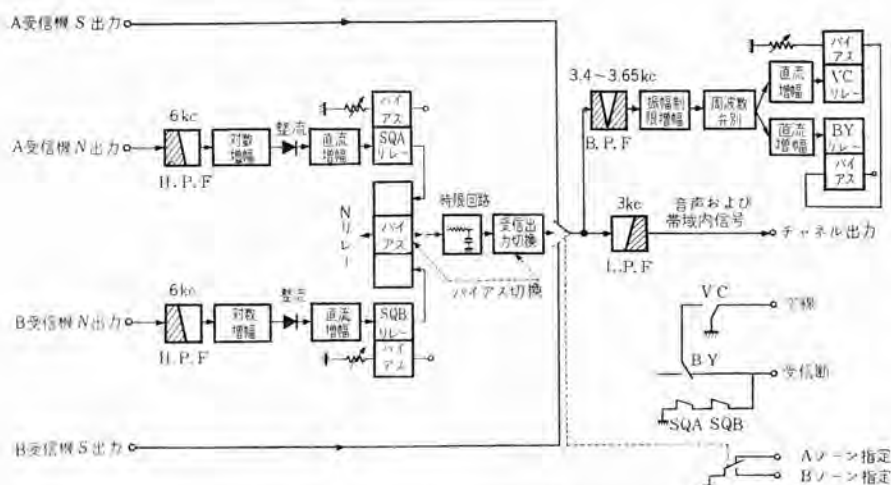


図 4.6 移動局ゾーン切換回路系統図

Fig. 4.6 Block diagram of zone exchanger at movable station.

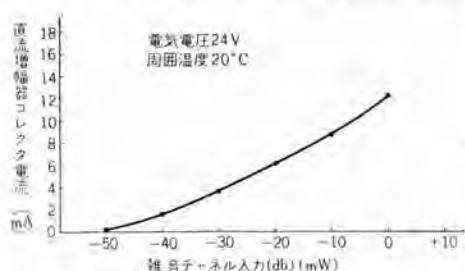


図 4.7 対数増幅器特性

Fig. 4.7 Characteristics of logarithmic amplifier.

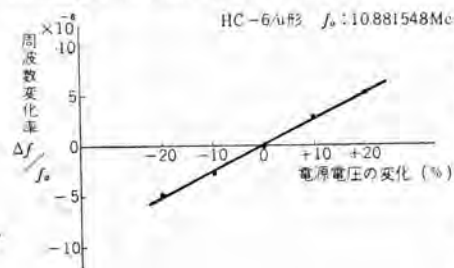


図 4.8 電源電圧の変化による受信周波数の変化特性

Fig. 4.8 Variation characteristic of receiving frequency due to supply voltage change.

db の入力変化範囲にわたって良好な対数特性を得ており、温度、電圧の変化に対しても安定に動作する。その特性を図 4.7 に示す。

#### 4.4 周波数安定度

UHF 帯狭帯域無線機では、周波数安定度をとくに高くする必要がある。このため送受信機とも水晶片と、恒温槽、温度補償用コンデンサを用いて温度変化による変動を防ぎ、また電圧の変動にたいしても安定な回路を採用することによって、十分満足できる特性が得られた。

試験結果の一例を図 4.8 に示す。

#### 4.5 着信リング回路

移動局からの基地局指定信号を受信するこのリングは S/N の悪い地域でも確実に動作することが必要である。そのため回路は雑音による誤動を防ぐために、雑音相殺回路を採用し、適当な時定数およびリレーの定位性を付与することによって、信号レベルが基準値より 8db 低下しても試験音 S/N 9db の入力で確実に動作し、パルス性雑音によっても誤動することがないようにしている。

#### 4.6 レベルと周波数特性

列車電話の交換接続が満足に行なわれるためには、各統制局と各移動局間の信号の授受がそれぞれ確実に行なわれることが先決で、このため各種信号のレベルと伝送路の周波数特性を厳重に押さえた。とくに、統制局よりアプローチおよび無線回線を経て移動局に向かう方向に対

しては、帯域内信号と帯域外信号の相対レベル差をきわめて厳格に押さえるとともに、さらに移動局では帯域外信号を利用して AGC をかけることによって、最終的な信号出力の、途中の無線スパンの電界変動、周波数スレおよび温度、電圧の変動などによるレベル変動を防止した。

#### 4.7 トランジスタの使用

移動局は限定された場所に機器を設置するため、極力トランジスタ化を行なって各部を小形化し、発熱量、電力消費を減らしている。そのトランジスタ化部は、受信部の第三中間周波 (455 kc) 以降、ゾーン切換え、制御関係および電源部で、トランジスタを使用するにあたっては発熱部を架の上部に、トランジスタ化部を下部に配置して温度に対する安定化をはかっている。また基地局の搬送端局装置は全部、受信架は受信部第三中間周波以降および切換え、制御関係をトランジスタ化し、機器の小形化と電力消費の減少を計った。

#### 4.8 使用部品の選定

安定な回線を得るために、送受信部に高信頼管を使用し、またリレーとして接点寿命が長く、フリッカリングのないワイヤスプリングリレーを使用して信頼度を高めている。一方限られた場所を無理なく有効に使用するための小形化、たとえば端局装置の全トランジスタ化、プリント配線の採用、電源部のシリコンダイオードおよびカトコアの使用、さらに送信部整合回路スタブの集中容量による短縮および CM 形方向性結合器との一体化などを行なっている。

### 5. む す び

以上今回設置された国鉄列車電話の構成および機器の概要を紹介した。機器の据付後現地試験の段階においてなお 2,3 の問題について苦心したが、国鉄関係当局および会社関係者一体となった協力と努力によっていずれも解決することができた。今後なおトンネル対策など研究すべき問題が残されているが、400 Mc 帯超短波による列車電話の実用性が証明できた。ここにあらためて国鉄関係当局各位のご指導と日立製作所のご協力ならびに三菱電機関係者のご尽力にたいして深甚の謝意を表する次第である。

# FM 通信機における位相同期復調方式

無線機製作所 津村 隆\*・小林信三\*\*・太田堯久\*\*

## Phase-Locked Demodulators in FM Communication Equipment

Electronics Works Takashi TSUMURA・Shinzō KOBAYASHI・Takahisa ŌTA

Regarding the phase-locked demodulator used as an FM demodulator, its demodulation mechanism is analyzed as a servomechanism analog, its optimum filter is determined by use of N. Wiener's least mean square method and the Condition of the maximum threshold level improvement is clarified. Moreover, it is disclosed that the threshold level is improved by ratio of IF bandwidth to equivalent noise bandwidth in the phase lock loop. With an introduction of a concept of the distortionless maximum frequency deviations for a single sine-wave signal and multi-channel signals, which are considered to be effective locking ranges, it is revealed that the optimum maximum frequency deviation of the signal is approximately half of the distortionless maximum frequency deviation.

### 1. ま え が き

位相同期復調方式 (Phase-Locked Demodulator 以下 PLD と略称する) はいわゆる同期検波方式であって、FM 復調方式としては従来の リミタ・ディスクリミネータ 方式よりもスレショルド・レベル を改善しうる方式としてとくにミサイル の ガイダンス、テレメタリング、宇宙通信またはマイクロ波の多重通信などに使用され注目 されているものである。

この方式は最初 AFC 用の位相同期発振器 (Phase-Locked Oscillator) として オランダのフィリップス 社において開発されたもののようであり<sup>(1)</sup>、米国においても早くから研究された<sup>(2)</sup>。これを FM 復調器として使用する方法も相前後して確立されたものと思われ、ステップ関数的信号の場合の最適 フィルタ の設計法 がくわしく研究された。<sup>(3)(4)(5)</sup> また ドイツ においても PM 波の復調に同一原理を適用した例がある。<sup>(6)</sup>

わが国においても、牧通信が模写電送 (正負の符号による位相偏移方式) に使用して成功したのが最初と思われるが、最近日本 電気がマイクロ波の多重通信に適用して成功を収め<sup>(7)</sup>内外の注目を集めている。

この方式は自動制御の見地から見ると、基準入力に自動位相制御される被制御発振器 (Voltage Controlled Oscillator, 以下 VCO と略称する) を有し、これと基準入力との位相差を検出しこれを積分して帰還するものであって、AFC としては周波数誤差を必要としない無定位形であり、FM 復調器としてはリミタ 作用を有し、かつそのスレショルド・レベル が IF の雑音帯域幅に無関係に VCO の位相内の雑音帯域幅によって定まるという特長を有し、AM 復調器としては同期検波となり、ドップラ・シフ

トを受けた DSB・SC の復調さえ可能である、という多くの特色をもっている。

筆者らは以前この方式の一般解を求め、スレショルド・レベル の改善度について簡単な考察を行なったが、<sup>(8)(9)(10)</sup> 一応の基礎実験を行なってその特色をつぶさに経験したのでここに種々の角度からあらためて考察し最適設計について述べ、ご参考に供したいと思う。

### 2. 復 調 機 構

PLD のブロック・ダイアグラム を図 2.1 に示す図において、位相検波器は本質的には平衡変換器であって、被制御発振器 (VCO) 出力  $e_2$  と入力  $IFe_1$  との位相差成分  $e_3$  を検出する。ループフィルタは  $e_1$  と  $e_2$  との差周波数成分だけを通過させる低域通過形 フィルタ (LPF) である。VCO はたとえば リアクタンス管発振器 などの FM 波発振器であって、ループフィルタの出力  $e_4$  で FM される。一般に位相検波器は  $e_1$  と  $e_2$  との位相差が  $\pi/2$  のとき出力は 0 である。しかるに  $e_1$  が FM 変調波であるから  $e_2$  が  $e_1$  とつねに  $\pi/2$  の位相差を保つためには、 $e_2$  の瞬時周波数は  $e_1$  と同相に偏移しなければならない。VCO を  $e_4$  で FM するのはこのためである。

また、 $e_1$ 、 $e_2$  および  $e_3$  の瞬時位相に着目すると、この系は負帰還系であることが容易に了解される。したがって系は誤差関数すなわち位相差  $e_3$  が 0 になるよう自動制御されるべきことが予想される。これは  $e_1$  と  $e_2$  との中心周波数が一致し、かつ位相差が  $\pi/2$  となるよう制御されることを意味する。中心周波数を制御するものは  $e_4$  の DC 成分である。この系においては、 $e_4$  の AC 成分だけでなく DC 成分をも帰還することが必要である。



この系をベクトルの  
に考察すると(7)簡単に  
比較的明快に理解する  
ことができるが、その  
本質を深く理解し、最  
適設計を行なうために  
は不十分であるので、  
以下この系を解析し復  
調機構を本質的に考察する。

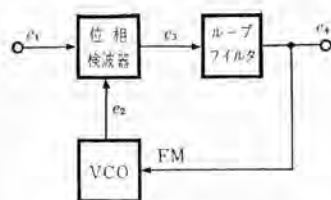


図 2.1 基本的位相同期復調器  
Fig. 2.1 Basic phase-locked demodulator.

いま  $e_1$ , および  $e_2$  を一般的に次式によって表現する。

$$e_1 = E_1(t) \sin \theta_1(t) \quad (2.1)$$

$$e_2 = E_2(t) \cos \theta_2(t) \quad (2.2)$$

ここに  $\theta_1(t)$  および  $\theta_2(t)$  は瞬時位相であって一般に  $t$  の  
任意の関数であり、 $E_1(t)$  および  $E_2(t)$  は振幅であって、  
任意の時間関数であるが、振幅の変化周波数は位相のそ  
れに比し、かなりゆるやかであると仮定する。

この仮定は AM の場合にも FM の場合にも、現実に  
成立する条件である。位相検波器は直線性を保持するた  
め

$$|E_1(t)| \ll |E_2(t)| \quad (2.3)$$

の条件のもとで  $e_1$  と  $e_2$  との積をつくり、その差周波数  
成分をとりだすもので、その特性は、

$$e_3 = K_D \{E_1(t) \sin(\theta_1(t) - \theta_2(t))\} \quad (2.4)$$

ただし  $K_D$  は位相検波感度である。LPE の伝達関数を  
 $F(p)$  とすると、VCO の瞬時位相に関する基礎方程式は

$$p\theta_2(t) = \omega_2 + K_M e_4 - \omega_2 + K_M K_D F(p) \{E_1(t) \sin(\theta_1(t) - \theta_2(t))\} \quad (2.5)$$

ただし  $p = d/dt$ ,  $\omega_2$  は入力がないときの VCO の自己発  
振周波数、 $K_M$  は VCO の FM 変調感度 (rad/sec/V)  
である。ここで出力に関する量として、

$$\theta_0(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t) \quad (2.6)$$

を導入すると、式 (2.5) は

$$p\theta_0(t) + F(p)K(t) \sin \theta_0(t) = p\theta_1(t) - \omega_2 \quad (2.7)$$

$$K(t) = K_M K_D E_1(t) \text{ (rad/sec)} \quad (2.8)$$

$E_1(t)$  がゆるやかな時間関数であることを想起すると  
 $K(t)$  は自動制御系の利得定数に相当するものであると  
考えることができる。

式 (2.5) または式 (2.7) は非線形微分方程式であって、  
一般には解けない。しかし、位相に着目すると、図 2.2  
のような非線形自動制御系に等価することができる。

この系が定常状態にはいった場合を考察すると、負帰  
還回路であるから、誤差関数  $|\theta_1(t) - \theta_2(t)| \rightarrow 0$  となる  
よう制御されることが予想される。したがって

$$|\theta_1(t) - \theta_2(t)| \ll 1 \quad (2.9)$$

FM 通信機における位相同期復調方式・津村・小林・太田

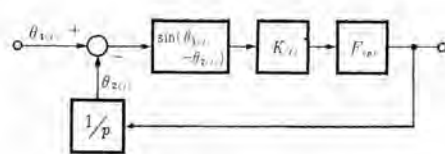


図 2.2 等価ブロック・ダイアグラム  
Fig. 2.2 Equivalent block diagram.

よって式 (2.5) および式 (2.7) から、

$$\theta_0(t) = (p\theta_1(t) - \omega_2) / (p + F(p)K(t)) \quad (2.10)$$

$$\theta_2(t) = \frac{F(p)K(t)}{p + F(p)K(t)} \theta_1(t) + \frac{\omega_2}{p + F(p)K(t)} \quad (2.11)$$

$$e_4 = \frac{F(p)K(t)}{p + F(p)K(t)} \left( \frac{p\theta_1(t)}{K_M} - \frac{\omega_2}{K_M} \right) \quad (2.12)$$

定常解においては  $p = j\omega$  であるから、

$$|F(j\omega)K(t)| \gg \omega \quad (2.13)$$

が成立する場合には、定常解は近似的に

$$\theta_2(t) \approx \theta_1(t) \quad (2.14)$$

$$e_4 \approx \frac{1}{K_M} \left( \frac{d}{dt} \theta_1(t) - \frac{\omega_2}{K_M} \right) \quad (2.15)$$

すなわち、VCO の瞬時位相は入力 IF のそれにほぼ一  
致する。また LPF 出力は入力 IF の位相の微分に比例  
し、入力 IF の振幅  $E_1(t)$  には無関係になる。これはリ  
ミタ作用にはかならない。このように VCO は入力 IF  
に同期しその位相差はほぼ  $\pi/2$  であるから、これを  
 $\pi/2$  移相して入力 IF とヘテロダインすれば振幅  $E_1(t)$  に  
比例した出力が得られる。これは AM 波の同期検波に  
はかならず、PLD の AGC に利用される。(図 2.3 参照)

FM 波においては、フェーディングなどのため振幅も時間  
関数であるが、その変化は時間的にゆるやかであり、か  
つ条件式 (2.13) が成立する場合には定振幅の場合とみ  
なしてもとくに一般性を失わないのでここでは定振幅の  
場合を取扱う。すなわち、

$$E_1(t) = E_1, K(t) = K \quad (2.16)$$

信号は多重信号とし、

$$\theta_1(t) = \omega_1 t + \sum_k \theta_{mk} \sin(\omega_{mk} t + \varphi_{mk}) + \varphi_1 \quad (2.17)$$

$\omega'_s, \theta'_s, \varphi'_s$  はそれぞれ  
角周波数、変調指数、定  
位をあらわす。添字  $m$  は  
変調成分の意味で付した  
ものである。この場合に  
は、式 (2.11) および式  
(2.12) は、

$$\theta_2(t) = \frac{F(p)K}{p + F(p)K} \theta_1(t) + \frac{\omega_2}{p + F(p)K} \quad (2.18)$$

$$e_4 = \frac{F(p)K}{p + F(p)K} \left( \frac{p\theta_1(t)}{K_M} - \frac{\omega_2}{K_M} \right) \quad (2.19)$$

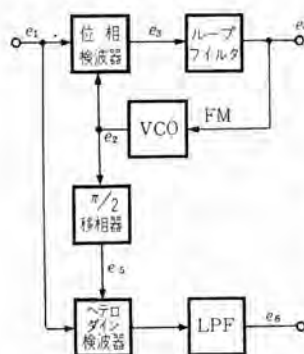


図 2.3 AGC を有する位  
相同期復調器

Fig. 2.3 Phase-locked demodulator with AGC system.

式 (2.17) を代入してその定常解を求めると (過渡項も正確に求めることはできるが、条件式 (2.9) は過渡現象の末期においてだけ成立する条件であるからここでは定常解だけを取扱う。)

$$\theta_2(t) = \omega_1 t + \frac{\omega_2 - \omega_1}{K} + \varphi_1 + \sum_k \theta_{mk} \{ R \omega_{mk} \sin(\omega_{mk} t + \varphi_{mk}) + X(\omega_{mk}) \cos(\omega_{mk} t + \varphi_{mk}) \} \quad (2.20)$$

$$e_4 = \frac{1}{K_M} \left[ \omega_1 - \omega_2 + \sum_k \theta_{mk} \omega_{mk} \{ R(\omega_{mk}) \cos(\omega_{mk} t + \varphi_{mk}) - X(\omega_{mk}) \sin(\omega_{mk} t + \varphi_{mk}) \} \right] \quad (2.21)$$

$$R(\omega_{mk}) + jX(\omega_{mk}) = \frac{F(j\omega_{mk})K}{j\omega_{mk} + F(j\omega_{mk})K} \quad (2.22)$$

しかるに

$$R(0) + jX(0) = 1 \quad (2.23)$$

したがって  $\omega_{mk}$  が小さく、

$$\omega_{mk} \ll K|F(j\omega_{mk})|, |F(j\omega_{mk})| \approx 1 \quad (2.24)$$

の範囲では近似的に

$$\theta_2(t) = \omega_1 t + \frac{\omega_2 - \omega_1}{K} + \varphi_1 + \sum_k \theta_{mk} \{ \sin(\omega_{mk} t + \varphi_{mk}) - \frac{\omega_{mk}}{K} \cos(\omega_{mk} t + \varphi_{mk}) \} \quad (2.25)$$

$$e_4 = \frac{1}{K_M} \left( \omega_1 - \omega_2 + \sum_k \theta_{mk} \omega_{mk} \left\{ \cos(\omega_{mk} t + \varphi_{mk}) + \frac{\omega_{mk}}{K} \sin(\omega_{mk} t + \varphi_{mk}) \right\} \right) \quad (2.26)$$

式 (2.25) および式 (2.26) から、つぎのことが明らかである。

- (1) VCO の搬送波周波数は IF のそれと一致する。
- (2) VCO の変調波成分はよい近似で入力 IF のそれと一致しその誤差はほぼ微分値の  $1/K$  に等しい。
- (3) VCO と入力 IF との位相差はほぼ  $\pi/2$  でその誤差は  $(\omega_2 - \omega_1)/K$  である。
- (4) 出力の交流成分は入力 IF の微分に比例し、その比例常数は入力 IF の振幅に無関係に VCO の FM 変調感度に逆比例する。これは リミタ・ディスタリミネータ と同じ復調作用 をすることを示している。

### 3. 最適フィルタ

最適フィルタとは、PLD に雑音を伴った入力 IF が到来したとき、真の信号にもっとも近似した出力をすみやかに得るようなフィルタであって、これを実現するためには N. Wiener の最小自乗法によって定常誤差 (雑音成分による誤差) と過渡誤差 (または重み誤差 weighted error, 過渡応答にもとづく誤差) との 2 乗平均を最小にするよう設計すればよい。

最適フィルタの研究はステップ関数的信号に対しては R. Jaffe および E. Reichtin<sup>(3)</sup> が先鞭をつけ、C. E. Gilchrist<sup>(4)</sup> によって一応完成された。筆者は同様の方法で正弦波信号に対する最適フィルタを解析した。ここでは詳細に

わたることを避けごく簡単にのべる。

PLD は前節で明らかになったように、VCO が入力 IF に同期するということが第一条件であるが、信号が正弦波である場合には搬送波成分は完全に同期するが信号成分には誤差をとめない、この誤差は理想的にはその微分に比例する。(式 (2.25) 参照)。よって最適動作をすべき系の伝達関数を  $H(s)$  とし、理想的な系の伝達関数を  $H_1(s)$  とすると式 (2.25) から

$$H_1(s) = 1 - \frac{s}{K} \quad (3.1)$$

を理想伝達関数として採用するのが適当と考えられる。

過渡誤差を  $E_T$  とするとこれは次式で表わされる。<sup>(3)(4)</sup>

$$E_T^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} |\Theta_1(s) (H_1(s) - H(s))|^2 ds \quad (3.2)$$

ただし  $\Theta_1(s)$  は  $\theta_1(t)$  のラプラス変換である。また定常誤差を  $\sigma_N$  とすると、これは VCO の位相内に含まれる雑音にはかならないから、雑音スペクトラム密度を  $\Phi_N(s)$  とすると、

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{+j\infty} |H(s)|^2 \Phi_N(s) ds \quad (3.3)$$

よって最適フィルタは

$$\sigma_N^2 + E_T^2 \lambda^2 = \varepsilon^2 \quad (3.4)$$

$\lambda$ : ラグランジュの乗数

を最小とするような  $H(s)$  を求める問題すなわち最適平滑化の問題に帰着する。式 (3.4) に式 (3.1), (3.2), (3.3) を代入して、物理的に実現可能な (発振条件を満たさないの意味) 伝達関数を求めるのであるが、式 (2.25) から

$$H(s) = \frac{KF(s)}{s + KF(s)} \quad (3.5)$$

であることを考慮して、最適フィルタ  $F(s)_{opt}$  を求めると、

$$F(s)_{opt} = \frac{1 + T_1 s}{T_1 s} \quad (3.6)$$

ただし、信号は単一正弦波 (角周波数  $\omega_m$ ) とし、

$$T_1 = \frac{B_0}{\sqrt{2} \omega_m^2} \left\{ 1 + \frac{3}{2} \left( \frac{\omega_m}{B_0} \right)^2 \right\} \approx \frac{B_0}{\sqrt{2} \omega_m^2} \quad (3.7)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}}{B_0} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_m}{B_0} \right)^2 \right\} \approx \frac{\sqrt{2}}{B_0} \quad (3.8)$$

$$B_0 = \sqrt{\frac{\lambda \theta_m \omega_m^2}{\Phi_N}} \quad (3.9)$$

$$\Phi_N = \Phi_N(s) : \text{Const (白色雑音)} \quad (3.10)$$

$$K = \frac{B_0^3}{\sqrt{2} \omega_m^2} \left\{ 1 + \frac{3}{2} \left( \frac{\omega_m}{B_0} \right)^2 \right\} \approx \frac{B_0^3}{\sqrt{2} \omega_m^2} \quad (3.11)$$

$$(\omega_m B_0)^2 \ll 1 \quad (3.12)$$

よって、

$$\sqrt{\frac{2}{K}} T_1 = T_2 \quad (3.13)$$

式 (3.7) ~ 式 (3.11) の最適条件は正弦波信号に独特なものであるが、条件式 (3.13) はステップ関数的信号の場合にも成立する関係である。FM 波の場合は前者を、AM 波の場合は後者を最適条件として設計に使用すればよい。



式 (3.6) において

$$|T_1 S| \gg 1 \quad (3.14)$$

の範囲の信号周波数に対しては、最適フィルタは、

$$F(s)_{\text{opt}} \approx \frac{1+T_2 s}{1+T_1 s} \quad (3.15)$$

なる形で近似できる。これは図 3.1 で実現できる。しかし FM の変調周波数（信号周波数）が 100 kc 以上になるとループ内の種々の回路素子の時定数が影響してくるので、図 3.1 のような回路をそのまま用いることは不可能になることもあることは注意すべきである。

なお式 (3.9) は  $B_0$  の定義式であるが、後節で述べるように  $B_0$  は系の雑音等価帯域幅と密接な関係を有する量であり、単位は ラジアン/秒 である。以上述べた最適フィルタにおいては与えられた  $B_0$  に対する最適条件であることは注意を要する。 $B_0$  の最適値に関しては後節において論ずる。

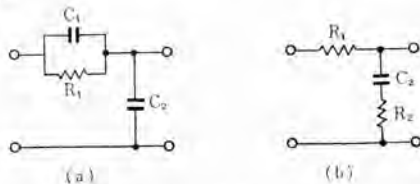


図 3.1 最適フィルタ  
Fig 3.1 Optimal filters.

#### 4. 雑音等価帯域幅

PLD の雑音等価帯域幅としては、同期作用を妨害する雑音に対する帯域幅、すなわち VCO の位相内の雑音等価帯域幅および復調信号を妨害する雑音に対する帯域幅、すなわち出力雑音等価帯域幅の 2 種類が考えられる。出力雑音はループ外に高級なフィルタを挿入して濾波することができるが、VCO の位相内の雑音に対しては中断特性のよい高級フィルタを挿入することはかえって系を不安定にし同期動作を妨害する。したがって VCO の位相内の雑音帯域幅がもっとも重要な量である。

前節における最適フィルタを図 3.1 の回路で実現することを念頭において、ここでは図 3.1 の回路をループフィルタ  $F(j\omega)$  として用いた場合を計算する。VCO の位相内の雑音等価帯域幅を  $W_1$  とする。

式 (2.18) から系の伝達関数は  $p$  を  $j\omega$  とおいて

$$H(j\omega) = \frac{F(j\omega)K}{j\omega + F(j\omega)K} \quad (4.1)$$

ここでループフィルタは式 (3.15) であらわされるものとする。

$$F(j\omega) = (1+j\omega T_2)/(1+j\omega T_1) \quad (4.2)$$

よって

$$W_1 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_1} \left| \frac{F(j\omega)K}{j\omega + F(j\omega)K} \right|^2 d\omega \quad (4.3)$$

ただし、 $\omega_1 = \pi B_1$  ( $B_1$ : IF の帯域幅) (4.4)

ここで

FM 通信機における位相同期復調方式・津村・小林・太田

$$\omega_n^2 = K/T_1 \quad \text{固有角周波数} \quad (4.5)$$

$$\Omega = \omega/\omega_n, \quad \Omega_i = \omega_i/\omega_n \quad (4.6)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \left( \frac{\omega_n}{K} + \omega_n T_2 \right) : \text{ダンピング係数} \quad (4.7)$$

を定義すると、

$$2\pi W_1 \equiv \omega_{M1} = \frac{\omega_n}{4} \left[ \frac{1 - (2\xi - \omega_n/K)^2}{2\sqrt{1-\xi^2}} \log \right.$$

$$\left. \frac{1 + \Omega_i^2 + 2\Omega_i\sqrt{1-\xi^2}}{1 + \Omega_i^2 - 2\Omega_i\sqrt{1-\xi^2}} + \frac{1 + (2\xi - \omega_n/K)}{\xi} \right] \quad (4.8)$$

$$\left( \tan^{-1} \frac{\Omega_i \xi}{1 + \Omega_i \sqrt{1-\xi^2}} + \tan^{-1} \frac{\Omega_i \xi}{1 - \Omega_i \sqrt{1-\xi^2}} \right) \quad (4.8)$$

上式 [ ] 内の第 1 項は第 2 項に比し通常かなり小さいので無視できる。 $\Omega_i$  が 1 に比しある程度大きくなると、 $W_1$  は  $\Omega_i \rightarrow \infty$  の場合で近似できる。この極限においては、

$$W_1 = \frac{f_n}{4} \frac{1 + (2\xi - \omega_n/K)^2}{\xi} \cdot \pi \quad (4.9)$$

$$= \left( \frac{K}{2\pi} \right) \frac{1 + KT_2^2/T_1}{1 + KT_2} \frac{\pi}{2} \quad (4.10)$$

式 (4.10) は Gruen<sup>(2)</sup> が求めた最適条件にはかならない。通常  $KT_1 \gg 1$  のように選ぶから、 $W_1$  を最小にする条件は、

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{KT_1} + 1} \approx \frac{1}{2} \quad (4.11)$$

$$T_2 = \frac{1}{K} \left( \sqrt{1 + KT_1} - 1 \right) \approx \sqrt{\frac{T_1}{K}} \quad (4.12)$$

式 (4.11) は  $W_1$  の最小値を与えるダンピング係数  $\xi = 1/2$  であることを示し、式 (4.12) は  $W_1$  の最小値を与える  $T_2$  の値を定めたものである。式 (4.12) は最適フィルタの条件式 (3.13) と  $\sqrt{2}$  倍だけ異なるが、これは過渡誤差を考慮するか否かの差である。式 (4.12) の条件のもとでは  $W_1$  の最小値

$$W_{1\min} = \pi f_n = \pi \cdot \frac{1}{2\pi} \sqrt{K/T_1} \quad (\text{c/s}) \quad (4.13)$$

また式 (4.6) の条件のもとでは

$$W_{1\text{opt}} = \frac{3}{2\sqrt{2}} \frac{\omega_n}{2} = \frac{3}{4\sqrt{2}} \sqrt{K/T_1} \quad (\text{c/s}) \quad (4.14)$$

すなわち式 (4.13) と式 (4.14) とは、ほとんど同じである。したがって設計にあたっては式 (3.13) または式 (4.13) いずれでも大差はなく、いずれも調整の出発点と考えることができる。

#### 5. 同期幅——無歪最大周波数偏移

AM 波またはステッパ関数的信号による FM 波の場合には、無変調波に対する同期幅 (Lock Range) および引込幅 (Capture Range または Lock-in Range) が大切な量である。同期幅とは、すでに同期状態にある場合その状態を保持しうる周波数範囲をいう。引込幅とは非同期状態より同期状態にはいりうる周波数範囲をいう。同期するということが PLD の前提であることを想起するとこれらの量の重要性がよくわかるのであって、すでに多く

の研究<sup>(1)(2)(5)</sup>がある、一般に同期幅は  $K$  で引込幅は  $K$  より大きくなることはできず、図 3.1 のようなループフィルタを用いるときは、 $K$  で標準化された引込幅は  $\omega_n/K$  の関数として表わされることが知られている。<sup>(2)</sup>

しかしながら、正弦波信号による FM 波の場合は変調指数がきわめて小さく搬送波に近い場合を除いては、上記のような同期幅と引込幅との区別はなくなり、かつその値は変調周波数の関数である。したがって上記のような同期幅および引込幅の概念は成立しないわけである。

正弦波信号の場合の同期幅としては筆者がすでに提案したことがある。<sup>(9)(10)</sup>ここでは多重信号への拡張を試みる。

正弦波信号に対する実効同期幅としては無歪最大周波数偏移なる概念を導入する。これは無歪復調が可能な範囲内の最大周波数偏移であって、これ以上周波数偏移が大きくなると、セーヘッド周波数偏移のとき同期はずれを生じ、このため同期雑音を発生して信号はいちじるしくひずむ。この無歪最大周波数偏移は系の帯域幅の関数である点と IF 入力の瞬時周波数偏移がこの値をこえる瞬間同期がはずれこの値より小さくなる瞬間同期にはいる点とで前述の引込幅と同様の性質をもち、瞬時周波数偏移がこの値をこえない限り同期状態を維持する点で前述の同期幅と同様の性質をもっている。よって正弦波信号に対する同期幅としてふさわしい概念と考えられる。以下この量の値を求めよう。

### 5.1 単一正弦波信号の場合

2 節において PLD 系は定常状態では式 (2.9) が成立して直線系となることをのべた。そこで系が同期にはいるための式 (2.9) 左辺の最大値を  $\delta$  とおくと、同期状態では、

$$|\theta_1(t) - \theta_2(t)|_{\text{peak}} = |\theta_0(t)|_{\text{peak}} \leq \delta \quad (5.1)$$

上式に式 (2.18) および単一正弦波の FM 波

$$\theta_1(t) = \omega_1 t + \theta_m \sin \omega_m t + \varphi_1 \quad (5.2)$$

を代入し、ループフィルタとして式 (3.6) であらわされる最適フィルタを用い  $\omega_1 = \omega_2$  の場合について考察すると、

$$\left| \frac{\omega_m \Delta \omega_m T_1}{K - \omega_m^2 T_1 + j \omega_m K T_2} \right| \leq \delta \quad (5.3)$$

$$\text{ただし } \Delta \omega_m = \theta_m \omega_m \quad (5.4)$$

上式において等号が成立するときの  $\Delta \omega_m$  が無歪最大角周波数偏移  $\Delta \Omega_m$  であって、

$$\Delta \Omega_m = \frac{\delta}{\omega_m T_1} \sqrt{(K - \omega_m^2 T_1)^2 + K^2 \omega_m^2 T_2^2} \quad (5.5)$$

式 (3.7)～式 (3.13) の最適条件においては、

$$\Delta \Omega_{m \text{ opt}} = \frac{B_0^2}{\omega_m} \delta \sqrt{1 + \left( \frac{\omega_m}{B_0} \right)^4} \approx \frac{B_0^2}{\omega_m} \delta \quad (5.6)$$

しかるに式 (3.8)、(3.13) および式 (4.5) から

$$B_0 = \omega_n \quad (5.7)$$

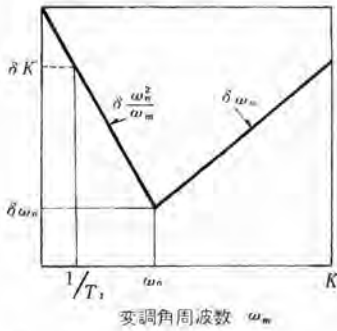


図 5.1 無歪最大角周波数偏移特性

Fig. 5.1 Distortionless maximum angular frequency deviation characteristics.

よって

$$\Delta \Omega_{m \text{ opt}} = \omega_n^2 \delta / \omega_m \quad (5.8)$$

式 (5.6) を漸近線近似で図示すると図 5.1 のようになる。

ループフィルタは実際には図 3.1 のようなフィルタを用いるので折点  $1/T_1$  以下においては点線のように一定値になる。 $\omega_m = 0$  に対する  $\Delta \Omega_{m \text{ opt}}$  が無変調搬送波に対する引込幅に相当するのである。 $\delta = 1$  として計算した  $\Delta \Omega_m$  およびその測定値を図 5.2 に示す。

図 5.2 により近似的に

$$\delta \approx 1$$

と考えることができる。

式 (5.8) を見ると、 $\Delta \Omega_{m \text{ opt}}$  は、変調周波数に反比例し、系の固有周波数  $\omega_n^2$  に比例することがわかる。式 (3.12) および式 (5.7) から  $\omega_m$  に反比例する領域が有用領域であることがわかる。 $\Delta \Omega_m$  は定義式から判断してきわめて測定容易な量であって、のちに述べるように系の特性関数であるばかりでなく、 $\omega_n$  したがって  $K$  の値を間接的に測定するのに用いられる。これは設計上および調整上重要な量である。

なお図 5.1 または図 5.2 は系の伝達関数に対して図 3.1 のフィルタが支配的である場合のものであって、変調周波数が数 100 kc にもなると位相検波器、FM 発振器の変調入力回路などの時定数が無視できなくなるので、補償回路を必要とし、典型的な V 字形特性は必ずしもあらわれない。

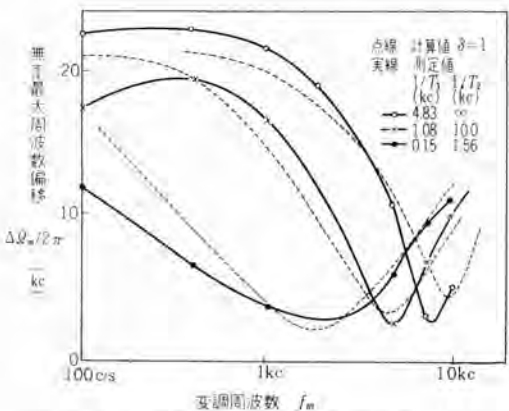


図 5.2 無歪最大周波数偏移の実例

Fig. 5.2 Examples of distortionless maximum frequency deviation.



## 5.2 白色的多重信号の場合

白色の場合にも式 (5.1) が成立するとき同期し、等号が成立するときの最大周波数偏移を無歪最大周波数偏移と定義する。その セツ頭値を  $\Delta\Omega_p$ 、実効値を  $\Delta\Omega_e$  とする。この場合式 (5.3) の代わりに、

$$|\theta_0(t)| = |\eta(t)| |\theta_0(t)|_{\text{eff}} \\ = |\eta(t)| \sqrt{\int_{\omega_{m1}}^{\omega_{m2}} \left| \frac{T_1 \theta_m(\omega) \omega^2 / 2}{(K - T_1 \omega^2) + j\omega T_2 K} \right|^2 d\omega} \leq \delta \quad (5.9)$$

ここで、 $\theta_m^2(\omega)$  は式 (2.17) の  $\theta_{mk}^2$  に相当し単位角周波数当たりの電力の変調指数で  $\omega_{m1}$  および  $\omega_{m2}$  はそれぞれ多重信号の下限および上限角周波数である。 $\eta(t)$  は実効値で規準化された多重信号の瞬時振幅を表わす。式 (3.8)、(3.13) の最適条件を代入し、

$$(\omega_{m2}/B_0)^4 \ll 1 \quad (5.10)$$

と仮定すると

$$|\eta(t)| \sqrt{\frac{\Delta\omega_e}{3 B_0^2}} \leq \delta \\ \Delta\omega_e^2 = (\omega_{m2} - \omega_{m1}) \theta_m^2(\omega) \omega^2 / 2 \quad (5.11)$$

$\Delta\omega_e$  は多重信号の実効角周波数偏移である。上式において等号が成立する場合の  $\Delta\omega_e$  がすなわち  $\Delta\omega_e$  で、すでに式 (3.6)～式 (3.13) の最適条件を適用しているゆえ前節のように  $\Delta\Omega_{\text{eopt}}$  とあらわす。 $\omega_{m2} \gg \omega_{m1}$  の場合に

$$(\omega_{m2} + \omega_{m1})^2 \approx 4\omega_m^2 \approx \omega_{m2}^2 + \omega_{m2}\omega_{m1} + \omega_{m1}^2 \quad (5.12)$$

なる近似を用いると、

$$\Delta\Omega_{\text{eopt}} = |\eta(t)|_{\text{peak}} \Delta\Omega_{\text{eopt}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\delta \omega_m^2}{\omega_m} \quad (5.13)$$

ここで  $\omega_m$  は変調角周波数の平均値であり、上式は式 (5.8) と同様の結果になることを示している。実際には多重信号の  $\delta$  は準漏話の制限から単一の場合の  $\delta$  より小さい。

## 6 スレシヨルド・レベル

リミタ・ディスクリミネータ方式のスレシヨルド現象はリミタの非直線特性にもとづくものであって、リミタの入力の  $S/N$  によって支配される。しかしながらこの方式のスレシヨルド現象は VCO の同期はずれに起因するものである。同期はずれは式 (5.1) が成立しなくなると発生するものでこれは位相検波器の非直線性にもとづくものと考えられることもできる。この現象は信号の周波数偏移を大きくするとその セツ頭値で生起することは式 (5.3) から明らかであり、セツ頭値を過ぎて式 (5.1) が成立するようになるるとふたたび同期にはいるので、同期状態への出入の前後に同期ビートを発生しこれが雑音（以後同期雑音という）となる。これは雑音入力がなくともスレシヨルド現象があることを示している。これがこの方式の特長である。この本質に着目すると、すでに定義した無歪最大周波数偏移がスレシヨルド現象と密接な関係をもつことに

気付くであろう。すなわち、信号の最大角周波数偏移  $\Delta\omega_m$  が無歪最大角周波数偏移  $\Delta\Omega_m$  に等しい場合は、わずかな入力雑音の存在も同期はずれを生ずるのでこのような状態ではスレシヨルド・レベルの改善は不可能であることは明らかである。よって  $\Delta\omega_m$  と  $\Delta\Omega_m$  との最適関係を考察することはきわめて重要である。これに関してはすでに簡単に発表したが<sup>(9)(10)</sup> ここでは多重信号の場合をも含めて考察する。

IF 入力は式 (2.16) および式 (2.17) であらわされるものとし、雑音入力  $e_N$  は

$$e_N = \sum_k E_{Nk} \sin(\omega_{Nk}t + \varphi_{Nk}) \quad (6.1)$$

VCO の瞬時位相は信号で変調される  $\theta_s(t)$  と雑音で変調される  $\theta_N(t)$  との線形結合であると仮定し、

$$\theta_s = E_s \cos(\theta_s(t) + \theta_N(t)) \quad (6.2)$$

式 (2.5) と同様

$$p(\theta_s(t) + \theta_N(t)) = \omega_s + KF(p) \sin(\theta_1(t) - \theta_2(t) - \theta_N(t)) \\ + KF(p) \sum_k \frac{E_{Nk}}{E_1} \sin(\omega_{Nk}t + \varphi_{Nk} - \theta_s(t) - \theta_N(t)) \quad (6.3)$$

上式右辺の第3項は雑音の各周波数成分がおのおのの信号および雑音で周波数変調されたものの白色的結合であるから、これを第1近似として白色雑音として

$$\sum_k \frac{E_{Nk}}{E_1} \sin(\omega_{Nk}t + \varphi_{Nk} - \theta_s(t) - \theta_N(t)) = \sum_k \frac{E_N}{N E_1} \sin(\omega_{Nk}t + \varphi_N) \equiv \frac{N(t)}{E_1} \quad (6.4)$$

とおくと、直線近似が成立する範囲では、

$$\theta_0(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t) = \frac{p}{p + KF(p)} \theta_1(t) - \frac{\omega_s}{p + KF(p)} \quad (6.5)$$

$$\theta_N(t) = \frac{KF(p)}{p + KF(p)} \frac{N(t)}{E_1} \quad (6.6)$$

よって、式 (5.1) の同期条件が成立するためには

$$|\theta_1(t) - \theta_2(t) - \theta_N(t)|_{\text{peak}} \leq \delta \quad (6.7)$$

$$\therefore \left| \frac{p \theta_1(t)}{p + KF(p)} - \frac{\omega_s}{p + KF(p)} - \frac{KF(p)}{p + KF(p)} \frac{N(t)}{E_1} \right|_{\text{peak}} \leq \delta \quad (6.8)$$

### 6.1 単一正弦波の場合

5.1 の場合と同様に、式 (5.2) で示される正弦波とし、式 (3.6)～式 (3.13) の最適条件を満足する最適フィルタを用いた場合、

$$|\theta_0(t)|_{\text{peak}} = \frac{\omega_1 - \omega_2}{K} + \frac{\omega_m \Delta\omega_m / \omega_n^2}{\sqrt{1 + \omega_m^4 / \omega_n^4}} \quad (6.9)$$

$$|\theta_N(t)| = |\eta(t)| \sqrt{\frac{N_i}{S_i} \frac{3}{2\sqrt{2}} \frac{\pi f_n}{B_i}} \quad (6.10)$$

ただし、 $N_i$  および  $S_i$  は IF 入力における雑音電力および信号電力、 $B_i$  は IF の雑音等価帯域幅  $f_n = \omega_n / 2\pi$  である。スレシヨルド条件は信号と雑音の両成分のセツ頭値の2乗平均を考え、かつ

$$\delta' = \delta - \frac{\omega_1 - \omega_2}{K} \quad (6.11)$$

なる  $\delta'$  を導入すると、式 (6.9) および式 (6.10) を式 (6.8) に代入し、

$$\sqrt{\left(\frac{\omega_m \Delta \omega_m}{\omega_n^2}\right)^2 + |\eta(t)|^2_{\text{peak}} \left(\frac{N_t}{S_t}\right)_{\text{th}} \frac{3}{2\sqrt{2}} \frac{\pi f_n}{B_t}} = \delta' \quad (6.12)$$

ここで  $(N_t/S_t)_{\text{th}}$  は、スレシヨルド・レベルにおける値を示す。 $\delta'$  の意義は  $\omega_1$  と VCO の自己発振周波数との差が  $\delta$  の値を小さくするよう影響するということを示しているものである。

スレシヨルド・レベルをもっとも改善する条件は式 (6.2) の  $(N_t/S_t)_{\text{th}}$  を最大にする条件にほかならない。与えられた  $\omega_m$  および  $\Delta \omega_m$  に対し  $(N_t/S_t)_{\text{th}}$  を最大にする  $\omega_n$  の値を  $\omega_{n\text{opt}}$  とすると、

$$\omega_{n\text{opt}} = \sqrt{\sqrt{5} \Delta \omega_m \omega_m / \delta'} \quad (6.13)$$

またこのときの  $\Delta \Omega_m$  は最適値であり  $\Delta \Omega_{m\text{opt}}$  とすると、式 (5.8) に式 (6.13) を代入して

$$\Delta \Omega_{m\text{opt}} = \sqrt{5} \Delta \omega_m \delta' / \delta' \quad (6.14)$$

このときの スレシヨルド・レベル は

$$(N_t/S_t)_{\text{th max}} = \frac{8\sqrt{2}}{15} \frac{\delta'^2}{|\eta(t)|^2_{\text{peak}} \pi f_n} \frac{B_t}{W_{\text{topt}}} = \frac{4}{5} \frac{\delta'^2}{|\eta(t)|^2_{\text{peak}}} \quad (6.15)$$

この結果は重要である。すなわち与えられた最大周波数偏移に対し、系の無歪最大周波数偏移をほぼ2倍になるよう設計すればよいことがわかる。無歪最大周波数偏移は式 (5.8) または式 (6.13) により変調周波数および系の固有周波数  $\omega_n$  により定まり、 $\omega_n$  は式 (4.14) により雑音帯域  $W_{\text{topt}}$  に比例するゆえ、結局この条件は最適雑音帯域を定めることに相当する。リミタ・ディスクリミネータ方式のスレシヨルド・レベルとこの方式のそれとの比を スレシヨルド・レベル改善度  $G_{\text{th}}$  と定義すると、

$$G_{\text{th}} = \frac{64}{5} \frac{\delta'^2}{|\eta(t)|^2_{\text{peak}} 2W_{\text{topt}}} = \frac{1.28\delta'^2 \sqrt{\delta'}}{|\eta(t)|^2_{\text{peak}} \sqrt{\omega_m \cdot \Delta \omega_m}} \frac{(2\pi B_t)}{\pi f_n} \quad (6.16)$$

$|\eta(t)|_{\text{peak}}$  の値は同期はずれの確率で定まり、たとえば同期はずれの確率を  $10^{-3} \sim 10^{-4}$  におさえるためには  $|\eta(t)|_{\text{peak}}$  の値は3~4にとればよいから、

$$G_{\text{th}} \approx \delta'^2 \frac{B_t}{2W_{\text{topt}}} \quad (6.17)$$

単一正弦波の場合、5.1 で明らかにしたとおり  $\delta \approx 1$  ゆえ改善度は帯域の比で定まる。業務用のように低品質回線でもよい場合には  $|\eta(t)|_{\text{peak}} \approx 1.5$  程度でよく、

$$G_{\text{th}} = 5.5 \frac{B_t}{2W_{\text{topt}}} \quad (6.18)$$

の改善が得られることが実験結果から明らかである。 $\Delta \Omega_m$  で規準化された角周波数

に対する改善度  $G_{\text{th}}$  を測定すると図 6.1 のようになる。これより最大周波数偏移に対する最適の規準化周波数偏移  $(\Delta \omega_m / \Delta \Omega_m)_{\text{opt}}$  を求めると図 6.2 を得る。この結果は式 (6.14) とほぼ一致している。

## 6.2 白色的多重信号の場合

式 (6.7) における信号成分  $|\theta_1(t) - \theta_2(t)|$  は式 (5.9) で求めたものと同じであり、雑音成分は式 (6.10) と同じである。信号は雑音と同様の白色信号であり、 $\eta(t)$  の統計的性質は両者ともまったく同じであると仮定する。5.2 の場合と同一条件を採用し、式 (5.13) および式 (6.10) を参照し解析すると、

$$|\theta_n(t)| = |\eta(t)| \sqrt{\frac{2\omega_m}{3\omega_n^2} \Delta \omega_m} \quad (6.19)$$

$$|\theta_N(t)| = |\eta(t)| \sqrt{\left(\frac{N_t}{S_t}\right) \frac{3}{2\sqrt{2}} \frac{\pi f_n}{B_t}} \quad (6.20)$$

よって式 (6.7) は

$$|\eta(t)| \sqrt{\frac{4}{3} \frac{\omega_m^2 \Delta \omega_m^2}{\omega_n^4} + \left(\frac{N_t}{S_t}\right) \frac{3}{2\sqrt{2}} \frac{\pi f_n}{B_t}} \leq \delta' \quad (6.21)$$

6.1 とまったく同様の考え方で最適条件を求めると、

$$\omega_{n\text{opt}} = \sqrt{\frac{|\eta(t)|_{\text{peak}} \Delta \omega_m \cdot \omega_m}{\delta'} \sqrt{6.6}} \quad (6.22)$$

式 (5.13) に代入して

$$\Delta \Omega_{p\text{opt}} = |\eta(t)|_{\text{peak}} \Delta \Omega_{e\text{opt}} = \sqrt{5} |\eta(t)|_{\text{peak}} \Delta \omega_m \delta' / \delta' = \sqrt{5} \Delta \omega_m \delta' / \delta' \quad (6.23)$$

$$\Delta \omega_p = |\eta(t)|_{\text{peak}} \Delta \omega_e \quad (6.24)$$

式 (6.23) は式 (6.14) とまったく同じ結果である。6.1 と同様 スレシヨルド・レベル は次式であらわされる。

$$(N_t/S_t)_{\text{th max}} = \frac{8\sqrt{2}}{15} \frac{\delta'^2}{|\eta(t)|^2_{\text{peak}} \pi f_n} \frac{B_t}{W_{\text{topt}}} = \frac{4}{5} \frac{\delta'^2}{|\eta(t)|^2_{\text{peak}} W_{\text{topt}}} \quad (6.25)$$

この結果も単一正弦波の場合とまったく同様である。したがって改善度も式 (6.16) であらわされる。よって、

$$G_{\text{th}} = \frac{64}{5} \frac{\delta'}{|\eta(t)|^2_{\text{peak}} 2W_{\text{topt}}} \frac{B_t}{\pi f_n} = 0.75 \left( \frac{\delta'}{|\eta(t)|_{\text{peak}}} \right)^5 \frac{2\pi B_t}{\sqrt{\omega_m \cdot \Delta \omega_m}} \quad (6.26)$$

## 7. 信号対雑音比の測定の検討

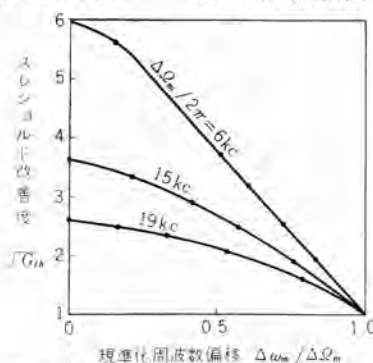


図 6.1 スレシヨルド改善度の測定値  
Fig. 6.1 Experimental threshold level improvement ratio,

リミタ・ディスクリミネータ方式の場合の  $(S+N)/N$  の測定は変調を

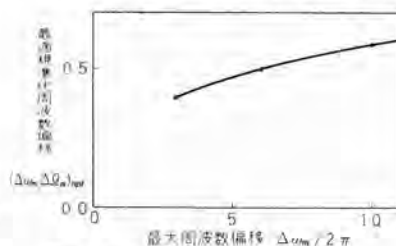


図 6.2 最適規準化周波数偏移  
Fig. 6.2 Optimum normalized frequency deviation,



加えたときの出力電力  $(S+N)$  と無変調時の出力電力  $N$  とを測定し、その比を求める。しかしこの方式の  $(S+N)/N$  の測定はそう簡単にはいかないことは注意を要する。式(6.12) または 式(6.21) を考察すれば明らかのように  $\Delta\omega_m$  または  $\Delta\omega_e$  がゼロの場合すなわち無変調の場合とそうでない場合とでは、同期状態にはいるための  $N_i/S_i$  の値すなわちスレシヨルド・レベルが異なる。しかもこの方式ではスレシヨルド・レベル以下になって同期がはずれると同期雑音  $N'$  を発生する無変調時にちょうどスレシヨルド・レベルである場合について考察すると、リミタ・ディスクリミネータ方式のような  $(S+N)/N$  を測定すると、変調時には同期はずれを起こすので  $(S+N+N')/N$  を測定することになる。これは見掛け上の  $S/N$  比に過ぎず、測定値は真の スレシヨルド 以下でも見掛け上スレシヨルド以上にあるような値を示すのである。このような錯覚は VHF/FM の場合のように単一 FM の場合だけでなく、マイクロ多重の場合における SSB-FM の場合にも起こるので注意を要する。またリミタ・ディスクリミネータ方式のスレシヨルド・レベルは信号の周波数偏移に無関係であるので、多重の場合も単一チャンネルで測定すれば十分であるが、この方式においては周波数偏移が重要な因子であるゆえ、多重の場合は全チャンネル同時に働かすか、起こりうる最大周波数偏移を加えて測定しなければならない。

この方式の出力  $(S+N)/N$  の測定は変調時の信号出力を狭帯域の BEF (帯域消去フィルタ) で遮断して  $N+N'$  を測定し、 $(S+N+N')/(N+N')$  を求めるのが理想的である。

図7.1は単一チャンネルの場合の出力  $(S+N+N')/N$  の測定値である。ここで点線はリミタ・ディスクリミネータ方式と同じ測定法で求めた見掛け上の値を示し、実線は聴覚によって判定した真の  $(S+N+N')/(N+N')$  の値である。一般に同期雑音は硬く澄んだ音で白色雑音とは容易に区別がつくのでその発生は容易にわかる。入力  $S_i/N_i$  が小さくなると出力の状態はリミタ・ディスクリミネータ方式と差異がなくなるので、実線のように急激に劣化することが推定されるのである。

以上の結果はこの方式の使用を制約する。すなわちス

レシヨルド・レベル 以上だけを使用する高品質回線においては十分利用価値があるが、業務用 VHF/FM のように変調指数が大でスレシヨルド以下でもメリット3以上の通信が可能な場合にはこの方式の利点は消失する。

## 8. む す び

以上 PLD 方式を自動制御系として考察して復調機構を明らかにし、正波信号に対す

る最適フィルタの設計法を確立し、正式波信号に対する実効同期幅としての無歪最大周波数偏移なる概念を導入して設計調整の目安とするとともにスレシヨルド・レベル改善度を最大にする設計法を確立し実験的にもほぼ妥当であることを明らかにした。

この方式はいろいろの利用法が考えられるのであるが、筆者らの研究がいささかなりともお役にたてば幸いである。

## 参 考 文 献

- (1) Edouard Labin: Philips Res. Rep. (in French) (Aug. 1941).
- (2) Wolf J. Gruen: Proc. IRE (Aug. 1953).
- (3) R. Jaffe and E. Rechin: IRE Trans. Inform. Theory (March 1955).
- (4) C. E. Gilchrist: IRE Trans. on Telemetry and Remo. Con. (June 1958).
- (5) M. T. McAleer: Proc. IRE (June 1959).
- (6) カール・シェーレル: 特公 32-8769.
- (7) 森田・伊東: 信学誌 (昭 34-8).
- (8) 黒田・小林: 昭 34 信学会全国大会予稿, No. 487.
- (9) 津村・小林・太田: ランダムプロセス研究会資料(昭 35-4).
- (10) 小林・太田: 昭 35 電気四学会連合大会予稿 No. 1572.
- (11) 津村・小林・太田: 信学会 通信方式専門委員会資料 (昭 35-9).

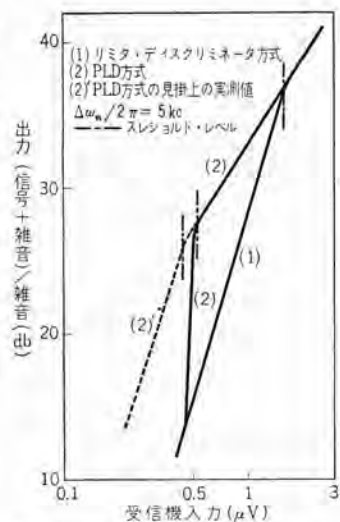


図 7.1 位相同期復調器とリミタ・ディスクリミネータの  $S/N$  比較

Fig. 7.1  $S/N$  comparison between PLD and Limiter-Discriminator.

# 東京国際空港における 24,000 Mc レーダの試験

無線機製作所

檜本俊弥\*・近藤輝夫\*\*・石井栄一\*\*

## Field Test of 24,000 Mc Radar at the Tokyo International Airport

Electronics Works

Toshiya KASHIMOTO・Teruo KONDO・Eiichi ISHII

With the expansion of air field traffic the control becomes difficult with the naked eye, especially under poor visibility. As a means to provide the control personnel with sufficient information of the airport, a high resolution radar has been appreciated highly. A Mitsubishi K-band radar, though a prototype, has been tested of its function at the Tokyo International Airport. As a result, it has been proved that aerodrome echoes from plants or rough grounds are no less strong than those from buildings and other fixed objects, while such smooth surfaces as taxiways and runways are seen as dark regions on the PPI-scope. A big four-engine aeroplane is discerned; small flying machines and vehicles are observed as bright spots. The equipment, however, needs modifications based on data made available in this test so as to be complete.

### 1. ま え が き

近時航空事業の急速な発展は、大空港の交通量をいちじるしく増加させ、空港内の交通整理もますます繁忙を加えて来た。運航の安全性と定期性のもっとも重要な航空事業では、霧、雨天、夜間など目視による管制が困難な場合にも、レーダによって管制を行なおうとする要求が次第に高まって来た。ことに大形ジェット機の就航は、空港の拡張を余儀なくさせ、レーダによる空港地上管制の要求をさらに強めている。

### 2. 要求性能と供試機器の仕様

飛行場管制装置としては、悪天候下、および夜間において、航空機の離着陸に際しての滑走路の観察、被管制者の滑走路上のコースや誘導路に沿っての誘導などができるための十分な情報を提供しうることが、必要である。このためには探索レーダとは対照的に、掃査範囲が狭くても、分解能をあげることが必要となる。ここで観察の対象となるのは飛行場内に限られるから、その範囲は大空港においても高々数 km に過ぎない。2 目標からのエコーを指示機上に識別できるレーダの能力、すなわち分解能は、PPI 表示のレーダにあっては方位、距離の二つに分けられる。空中線中心の同心円上の分解能、すなわち方位分解能は主として空中線の水平ビーム幅から決まる。ビーム幅  $\theta$  は式 (2.1) で与えられ、

$$\theta = K \cdot \frac{\lambda}{D} \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし  $\theta$ : ビーム幅 (degree) $\lambda$ : 波長 (cm) $D$ : 空中線直径 (m) $K$ : 比例常数 ( $\approx 0.7$ )

工作可能な大きさの反射鏡を用いて、尖鋭なビームを得るためには、高い周波数を用いなければならない。一方距離分解能は、空中線中心の半径方向の分解能で、これは式 (2.2) で表わせる。

$$d = \frac{c\tau}{2} \dots \dots \dots (2.2)$$

ただし  $d$ : 距離分解能 (m) $c$ : 電波の自由空間伝播速度 ( $3 \times 10^8$  m/sec) $\tau$ : パルス幅 ( $\mu$ s)

したがって距離分解能をあげるために可及的短いパルスとそれを再現するための広帯域受信機が必要となる。

尖鋭なビームを得るために、われわれが 24,000 Mc を選んだのは、16,000 Mc, 24,000 Mc, 34,000 Mc などを実験された結果<sup>(1)</sup>を参考にし、空中線製作精度、測定器などの入手状況を考慮し、比較検討した結果である。またこの帯域では TR, ATR 管の入手が容易で、空中線の構成が簡単になる特長があった。

供試レーダは、この波長帯において種々の試験ができるように試作したもので、とくに空港管制用として設計したものでないため、上記の諸条件を完全に満たしているとはいいいくいが、大略の仕様を下記する。

周波数	24,000 Mc
構成	空中線 送受信機 変調器 PPI 指示機 A スコープ 指示機
送信部	マグネトロン 3 J 31



	セヘッド出力 約 20 kW
変調器	水素入り サイクロン 4 C 35 使用の ラインパルス 方式 パルス 幅 0.05 $\mu$ s パルス 繰り返し 4,000 PPS
指示機	PPI スコープ 12 in CRT A スコープ 5 in CRT
空中線	水平 2 m, 垂直 1 m $f=650$ mm の回転放物面鏡に補助板を設け伏角輻射を与えた。 主ビーム 幅 水平 0.5 度 垂直 2 度 回転数 25 rpm
その他	AFC (受信機全帯域) FTC, STC (距離可変) あり

### 3. 試験結果並びに検討

#### 3.1 分解能

距離、方位両分解能の測定は、いずれも コーナ・リフレクタおよび人間を目標とし、空港の運用上、保安上の妨害にならず、かつ パターン観測 には適当と思われる 4 つの地点を選んで行なった。各地点の空中線からの距離は、ほぼ 250 m, 500 m, 750 m および 1,000 m で図 3.1 の①～④、③'④'で示す。距離分解能の測定は、上記の各地点において、2 目標を空中線中心の半径線上に一列に並べ、その間隔を変えながら エコー を PPI スコープ 上に観察し、識別できる最小間隔を巻尺で実測した。方位分解能も同様に、上記の各点において 2 目標を空中線中心の同心円上に並べ、その間隔を変化しつつ スコープ 上で識別できる最小角度を空中線直下の トランシット で実測した。以上の結果を表 3.1 に示す。

供試レーダ のパルス幅は 0.05  $\mu$ s で式 (2.2) による計算

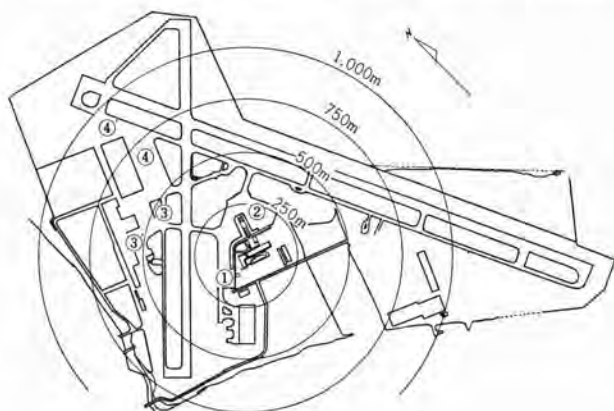


図 3.1 羽田空港見取り図と測定点

Fig. 3.1 The map of Haneda International Airport and measurement points.

表 3.1

測定点距離 (m)	250	500	750	1,000
距離分解能 (m)	8	8	10	10
方位分解能 (分)	90	40	30	30

値は 7.5 m である。一方今回用いた CRT は 30.5 cm の残像性ブラウン管で実際使用状態におけるスポットの大きさは、平均 1 mm である。1 スポットの表す実際距離  $D$  は式 (3.1) で表わされ、

$$D = \frac{S}{L} \times d \dots \dots \dots (3.1)$$

ただし  $D$ : 距離 (m)

$S$ : 1 スイープ の実際距離 (m)

$L$ : CRT の半径 (mm)

$d$ : スポットの大きさ (mm)

1 km レンジで用いたとき、約 6.6 m となって、0.05  $\mu$ s のパルスの表示には十分とはいえないが、一応所期の分解能を有している。遠地点での分解能の低下は、電子集束の不均一性による、CRT 周辺部の焦点不良に起因するものである。

一方水平ビーム幅 0.5 度の空中線を使用した場合、PPI 上で 0.5 度の分解能を保ちうる最短距離は、図 3.2 からわかるように、CRT のスポットの大きさによって決まってくる。すなわち空中線中心から  $r_1$  の距離にある二つ

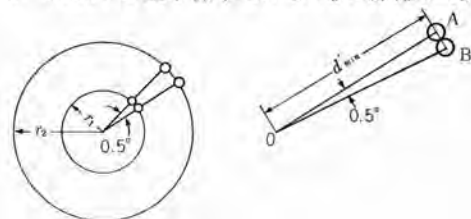


図 3.2 スポットの大きさによる方位分解能の制限  
Fig. 3.2 Limitation of azimuth resolution due to spot size.

の点目標は、2 点として区別できるが、 $r_1$  以下の距離にある同一目標は、もはや 2 点として識別不可能である。この距離  $r_1$  は、図 3.2 を参照し式 (3.2) から求まる。

$$r_1 = \frac{d}{\theta} \times \frac{S}{L} \dots \dots \dots (3.2)$$

ただし  $r_1$ : 距離 (m)

$\theta$ : 水平ビーム幅 (radian)

他は式 (3.1) に同じ。

スポットの大きさを 1 mm としたとき、1 km レンジでの  $r_1$  は、約 750 m になる。すなわち 750 m 以遠では、 $\theta$  なる分解能が保てることを意味する。実測の結果は、この理論を裏書きし、250 m 地点の値も、スポットの大きさによって制限された結果であることがわかる。このように PPI の性質上、中心付近の方位分解能は、スポットの大きさによって決まってしまうので、高解像度の CRT を用いるのでなければ、さらに反射鏡を大きくして水平ビーム幅を狭くしてもその効果は少ない。

### 3.2 識別度

従来のレーダは主として探索レーダで、広範囲の目標の有無を知るのが主目的で、目標物自体の性質に関しては、ほとんど何の情報も得られないのが普通であるが、この種のレーダでは被管制体に関する十分の情報を得るのが目的であり、飛行場での識別度を観察記録する必要があった。図3.3は羽田空港の航空写真で、図3.4、3.5はそのレーダ・パターンである。一見して、従来のレーダ像とは異なって、両者の対照は、きわめて明瞭である。中



図 3.3 羽田空港の航空写真  
Fig. 3.3 Birds-eye view of Haneda Airport.



図 3.4 2 km レンジの PPI パターン  
Fig. 3.4 2 km-range PPI pattern.



図 3.5 1 km レンジの PPI パターン  
Fig. 3.5 1 km-range PPI pattern.

央に大きく交差する2本の太い線は、舗装した滑走路であり、白く浮き出ている部分は、不整地帯に密生する雑草や、固定目標からのエコーである。さらにその間を縫って交錯する誘導路、格納庫前の広場、レーダ設置場所足下のエプロンの部分も黒く見えている。下部の太く黒い部分は六郷川で、その中に点在するエコーは、滑走路の延長を示す誘導灯である。空中線の設置高は、地上約18 mで、その東のほうには管制塔が高くそびえていたの、その影が滑走路の一部をシャハイしている。路上の



図 3.6 滑走路上的大形機 (DC-4)  
Fig. 3.6 A Douglas DC-4 on the runway.



図 3.7 滑走路移動中の中形機と格納庫前の大形機  
Fig. 3.7 Aeroplanes of medium size on the runway and of large size in front of the hangar.



図 3.8 滑走路移動中の中形機  
Fig 3.8 An aeroplane of medium size on the runway.





図 3.9 格納庫前の航空機と人影

Fig. 3.9 An aeroplane and a man in front of the hanger.



図 3.10 離陸する航空機

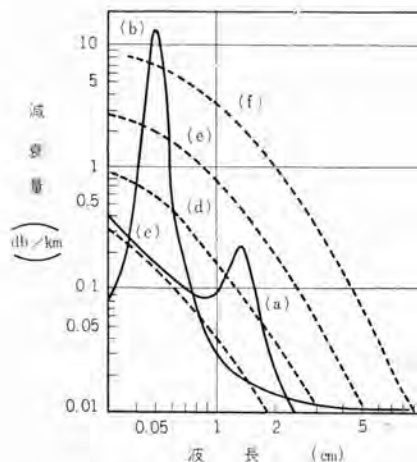
Fig. 3.10 An aeroplane on taking off.

目標からのエコーを記録したのが、図 3.6, 3.7, 3.8, 3.9 である。大形機 (Douglas DC-4, DC-7 C, Comet 級のもの) では、その形状を認めうる。中、小形機では、形状の識別は困難で、ジュー、牽引車、荷物車、自転車などと同じく点として見えるが、慣れればその大きさから種類を判別するのは、さして困難とは思えない。また路上の人影は小さい鮮明な点としてよく見えるので、前述のように分解能測定の際の標的として用いた。これは将来ジェット機の近くの整備員などに警報を発する際に有効になる。現在の空中線回転数では、図 3.10 のように、離着陸に際しての機体の速度がかなり速くて、空中線の 1 回転中に進む距離が大きいため、画面上に連続して見えないが、これは空中線回転数をあげれば改良される。

### 3.3 降雨の影響

24,000 Mc レーダの実用に当たってもっとも懸念されるのは、この波の大気伝播中に受ける減衰および雨雪などによる吸収、散乱の問題である。図 3.11 に示すように大気中の酸素および水蒸気はある周波数の電波を選択的に吸収して減衰させる。また同図に雨滴による減衰に関する Ryde の解析結果を併示した。これから 1.25 cm の波の減衰は大雨の際にも 2~3 db/km の程度で、1 ないし 2 km 高々数 km までの範囲の観察に用いるこの種のレーダにあっては致命的な欠点とはならないであろうこと

東京国際空港における 24,000 Mc レーダの試験・榎本・近藤・石井



(a) (b) 水滴と酸素による吸収  
(c) (d) (e) (f) それぞれ 0.25 mm/h, 1 mm/h, 4 mm/h, 16 mm/h の雨による減衰

図 3.11 大気と雨滴による減衰

Fig. 3.11 Attenuation in atmosphere and rain.

は予想される。しかし水滴による散乱反射 (rain clutter) が真目標からのエコーを大きくシャベリするような場合には、たとえ近距離でも運用上問題になってくる。雨滴はその一粒ずつが大きい誘電率をもった小さい球体と考えられ、その radar cross section  $\sigma_0$  は

$$\sigma_0 \approx 300 \frac{d^6}{\lambda^4} \dots \dots \dots (3.3)$$

で示され、radar cross section  $\sigma$  なる目標のエコーとの強度比  $\gamma$  は式 (3.4) で与えられる。<sup>(6)</sup>

$$\gamma = 150 \cdot \frac{R^2 C \tau d^6 n}{A \lambda^2 \sigma} \dots \dots \dots (3.4)$$

ただし R: 距離

A: 空中線開口面積

n: 単位容積内の雨滴の平均数

d: 水滴の平均直径

この rain clutter の影響は円偏波を用いることにより軽減できることが知られており、<sup>(6)(7)</sup>ある距離における雨のエコーの平均強度の軽減度が 26 db であるのに対して固定目標からの反射の減衰度は 4~8 db であり、結局円偏波による改善度は 22~18 db 程度期待できる。供試レーダはこの点についても実験を行ないよう、円偏波発生装置を備えていたが、実験中大雨のときは大風を伴った台風の来襲時で実験できず、円偏波の試験を行なったときの降雨状態は 3 mm/h の中程度の雨で、この程度の降雨では rain clutter の影響もさほど強くない、したがって円偏波による大きな改善度は見られなかった。

## 4. 試験結果に対する考察と将来の ASDE 設計に対する指針

供試レーダの各構成部に分けて述べる。

### 4.1 送受信機および変調器

距離分解能を決定する送信パルス幅に関しては、今回

の試験で用いたラインタイプパルスにより発生した  $0.05\mu\text{s}$  パルスで、飛行場管制には十分な分解能が得られた、さらに高度の分解能、たとえば双発機と四発機とをスクリーン上で区別したいという要求がある場合には、エンジン間の距離が  $3\text{m}$  程度であるので少なくともこの程度の分解能が必要となり、これは  $0.02\mu\text{s}$  の送信パルスと、その反射波を受信再現する広帯域受信機を用いなければならないことを意味する。 $0.05\mu\text{s}$  までのマグネトロン変調パルス発生には構成が簡単で能率のよいラインタイプパルスで十分であるが、これ以下の狭いパルスでは高圧サイクロトンのイオン化時間、パルストランスの製作などから制限を受けるから、真空管式のパルス発生器を用いる必要があり、受信機も  $100\text{Mc}$  程度の帯域をもつ分布増幅器を用いなければならない。 $0.02\mu\text{s}$  以下にすることは別にマグネトロンの立上がりから制限を受け、能率も悪くあまり効果が上がらないように思われる。

送信電力はたとえ近距離だけの使用にあっても情報容量増大の目的からすれば大きいほうがよい。

送信パルスの繰り返し周波数は現在のもので最高  $4,000\text{PPS}$  であるが、スレショルドレベルを下げるためにもマグネトロンの衝撃係数、指示機の最大表示距離、ゲートの回復時間、サイクロトンの消イオン時間などを考え合わせて、許される限り高くとしたほうがよい。

各パターン写真の中心部の ringing は TR 管の尖頭漏洩電力による受信機共振回路の減衰振動で TR 管の選択、受信機の構成などに注意して、極力小さくすることが望ましい。

#### 4.2 空中線

供試レーダの空中線パターンは回転放物面鏡によるファンビームで、水平、垂直のビーム幅はそれぞれ  $0.5$  度、 $2$  度の精度を十分に保ち、利得も十分であったが、 $2$  度の垂直幅は ASDE としては狭過ぎ必要範囲を十分照射することができなかったので、補助反射板を設けてビームを変形し、伏角輻射を増して試験を行なった。

場内の航空機はその向きにより受信感度を異にするから、空中線設置高を十分にとって空港全体をふかんとするようになれば形状識別度は改善されるが、一方空中線足下の照射はいよいよ困難となる。このために垂直ビーム幅を広くするか、 $\text{cosec}^2\theta$  形の変形ビームを用いて照射する必要がある。また水平ビーム幅に関してはこの程度の方位分解能で管制には十分であるが、これ以上の分解能を要する場合には空中線が非常に大きくなるので距離分解能および指示機の解像度などより経済的な協調点を

見出して決定すべきである。

空中線走査速度は、観測の容易さと高速移動体の観測に便利ないように上げたほうがよい。観測範囲が高々数  $\text{km}$  であるので走査損失はほとんど問題にする要はない。また、耐風速、耐候性の点からラドームを用いることについては、折角の狭ビームを害さないようにラドームの設計に十分注意を払わなければならないが、経済的には問題があると考えられる。

#### 4.3 指示機

指示機 CRT のスポットの大きさにより分解能の制限を受けるため、高い解像力をもった残像性の CRT を選択使用し、良好な高速応答パルス回路を設計する必要がある。また、飛行場内を重点的に観察できるよう、オフセクタでできることが望ましい。

さらに TV 変換、蓄積管などを使用した白昼表示方式も今後検討開発すべき問題である。

### 5. む す び

今回の試験により、運用・操作の面から、機器に対してはなお工夫改良を要するが、空中線指向特性、走査速度、走査方式、指示ブラウン管、パルス幅などに関する設計資料が得られ、適切な設計を行えば  $24,000\text{Mc}$  帯で十分実用できる飛行場管制装置を製作しうる目途を得ることができた。

拙筆に当たりこの試験に好意あるご教示とご示唆を賜わった運輸省航空局荒木部長、松田技官、同省技術研究所西技官に深甚なる謝意を表する次第である。

#### 参 考 文 献

- (1) J. E. Woodward: Airport surface detection equipment, IRE Conv. Rec. part 5 (1955).
- (2) J. E. Woodward and D. R. Kirshner: Design of ASDE Radar equipment, Tel-Tech & Electronic Industries, p. 86 (Jun 1956).
- (3) Das Decca 8 mm-Radar für rollfeld-überwachung, Elek. Rdsch., 8, S 303 (1955).
- (4) 吉田他: 短パルス変調器, 「三菱電機」, 31, No. 7 (昭32).
- (5) 榎本他:  $24,000\text{Mc}$  レーダ, 「三菱電機」, 32, No. 2 (昭33).
- (6) L. N. Ridenour: Radar System Engineering, MIT Rad. Lab. Series 1, p. 84.
- (7) W. D. White: Circular radar cuts rain clutter, Electronics, p. 158 (Mar. 1954).
- (8) J. M. G. Seppen and J. Verstraten: An 8 mm high-resolution radar installation, Philips Technical Review, p. 92, 21, No. 3 (1959/60).



# RC-3 形 気 象 レ ー ダ

無線機製作所

井 上 義 男\*・森 川 洋\*\*  
植 田 英 雄\*・藤 井 祥 男\*\*

## RC-3 Weather Radar

Electronics Works

Yoshio INOUE・Hiroshi MORIKAWA  
Hideo UEDA・Yoshio FUJII

Origin of the weather radar dates back to the year of 1941 when Ryde discovered the reflection of electric waves from rain and cloud. It took a decade before a regular weather radar was put in use in this country by the meteorological research laboratory. Mitsubishi has participated in the development of this device with much success since then. Now the company has completed a new weather radar of an improved system, in which the pattern of range height indicator is represented by the Cartesian coordinate with earth curvature compensation, transformed from polar coordinate. A DC thyatron servo system is fully adopted in the driving antenna.

### 1. ま え が き

1941年、Ryde がレーダの電波が雨や雲から反射して来ることを理論的に計算し、その直後実験により雨からの反射を捕え理論の正しかったことが証明された。しかし本格的にレーダが気象観測のために研究されだしたのは戦後であって、わが国における気象観測用レーダは昭和28年(1953)初めて気象庁気象研究所に設けられて以来、各地に次々と設置され、気象観測に従事している。

当社も世界最初の 5.7cm の大電力レーダを昭和30年中央气象台に納入し、引続いて多少目的は異なるがやはり 5.7cm を使用した対水上見張レーダを昭和31年に製作した。

上記レーダ製作の経験と新技術の開発により、当社レーダ技術を結集した RC-3 形気象レーダを完成したので、その概要について報告する。

その特長とするところは、国産レーダとしては最初の直角座標方式を使用する RHI (Range Height Indicator) 指示装置をもち、空中線駆動には水平垂直とも、当社製サイラトロンを使用したサイラトロンサーボ方式を採用している点である。

### 2. RC-3 形レーダの概要

#### 2.1 構 成

この装置の主要構成品目はつぎのとおりである。

- (1) 空中線装置
- (2) 空中線制御装置
- (3) 送受信装置

- (4) 主指示装置
- (5) 遠隔指示装置
- (6) その他

#### 2.2 主 要 性 能

- (1) 空中線
  - a. 利得 42 db
  - b. ビーム幅 1.5 度
- (2) 空中線制御
  - a. 水平走査
    - i 連続走査 360 度全周約 10 rpm
    - ii 手動走査 任意の方向に±1 度で停止
    - iii セクタ走査 任意の方向を中心として60度の範囲にわたって 1 サイクル/3 秒
  - b. 高低走査
    - i 手動走査 - 5 度から+60度の間任意の方向に±1 度で停止
    - ii セクタ走査 - 5 度から+60度の間 6 サイクル/分から 2 サイクル/分の間連続可変
- (3) 送受信系
  - a. 送信周波数 5,250~5,350 Mc
  - b. セン頭出力 300kW Nominal
  - c. パルス幅 1 μs
  - d. パルス繰返周波数 220 pps
  - e. 最小受信感度 -100 dbm
  - f. 中間周波数 30 Mc
  - g. 中間周波バンド幅 2.5 Mc

- h. 受信機増幅特性 対数—直線 切換式
- i. 受信利得調整 0~60 db の間 10 db ごとに低下可能

(4) A/R 指示機

- a. CRT 12.7cm (5 in) P-1
- b. 距離範囲 20, 50, 100, 200, 400km
- c. 距離マーカ 5, 10, 20, 50, 100km
- d. 可変距離マーカ 0~400km
- e. R スコープ表示 可変マーカの前後±5 km を拡大

(5) PPI 指示機

- a. CRT 30.5cm (12 in) P-7
- b. 距離範囲 20, 50, 100, 200, 400km
- c. 距離マーカ 5, 10, 20, 50, 100km
- d. 角度マーカ 直北輝線
- e. オフセンタ 1 半径 (400km を除く)

(6) RHI 指示機

- a. CRT 30.5cm (12 in) P-7
- b. 距離範囲 20, 50, 100, 200km
- c. 距離マーカ 5, 10, 20, 50km
- d. 高度範囲 10, 20km
- e. 高度目盛 2.5, 5km
- f. 地球曲率補正回路付
- g. 表示方式 地球中心を原点とする極座標指示をレーダ位置を原点とする直角座標に直して表示

(7) 遠隔指示装置

PPI 指示機と同じ

(8) 耐候性

- a. 耐温性 -30~+50°C (屋外機器)  
-20~+40°C (屋内機器)

- b. 耐湿性 +30°C において RH 100%
- c. 耐風圧性 瞬間最大風速 45m/sec の状態で動作し, 75m/sec のとき破壊しない

## 2.3 空中線装置

空中線装置の外観を図 2.1 に示す。空中線の開口面積は所要空中線利得により一次的に決定される。苛酷な周囲条件において サーボ系 の一要素として所期の動作を期待するにはまず 風トルク および慣性率を軽減することが必要である。すなわち、反射鏡は 耐食アルミ を使用したスリット形式として、曲面精度、耐食、重量の点で有利のように考慮してある。また反射鏡の重心を回転軸に近づけてある。風トルクおよびその変動を少なくするために風洞実験によって選定された平衡翼を取付けた。

回転伝達機構は運動の急激な変更、急激な加速減速に耐え、かつ確実な動作をするように慣性率の軽減、および強度、剛性の向上に注意した。一方装置の方位精度を向上するために、歯車の パラクラッシュ量を少なくすることに努め、検出機構の一部には anti-back lash gear を採用した。また騒音を少なくするために歯車のかみ合率に注意した。垂直駆動部には ブレーキ を取付け、垂直の動作範囲からの over shoot による空中線の損傷を防ぐために、動作範囲の ±5 度、±10 度の 2 段にわたって、リミットスイッチ をおき、それぞれ モータ および全電源が断になり、ブレーキが連動するようになっている。垂直、水平の各駆動部には Manual Handle があり手動調整の便を計っている。空中線各部はそれぞれの ユニット に分解できる構造とし、とくに保守点検が便利のように考慮した。

## 2.4 空中線制御系

空中線装置の サーボモータ、シンクロ、タコジェネレータなど、



図 2.1 空中線装置  
Fig. 2.1 Antenna.



図 2.2 空中線制御装置の内部  
Fig. 2.2 Interior of antenna control device.



図 2.3 送受信装置の内部  
Fig. 2.3 Interior of transmitting receiving device.



空中線制御装置、および主指示装置内の空中線制御部とからなり、すべての操作は空中線制御部でワンマンコントロールできる。空中線制御装置の内部構造を図2.2に示す。これの詳細は後述する。

## 2.5 送受信装置

空中線と送受信装置間の伝送損失を極力少なくするため、送受信装置は通常空中線装置の直下におく。操作保守その他の点を考慮してすべての操作は主指示装置のレーダ制御部において行ない、各部の動作電圧電流をも主指示装置で点検できる。もちろん必要に応じて送受信機室においてもすべての操作が可能である。

送信マグネトロンは5.7cmのMX-502を使用している。この装置の内部構造を図2.3に示す。

## 2.6 主指示装置

主指示装置はA/R指示機、PPI指示機、RHI指示機からなりその外観を図2.4に示す。A/R指示機の一部パネルは空中線制御部とレーダ制御部が組込まれそれぞれ空中線およびレーダ系制御（主電源の開閉、送受信系の制御）の操作ができる。A/Rスコープ表示部のマルチメータは各装置の必要な電圧電流を点検する。送受信装置、空中線制御装置はヒューズを持たず、すべて主指示装置のヒューズパネルに集中配置してある。

この装置は外観上1台であるが容易に3分割でき輸送、設置に便のよう考慮してある。かつ各回路は機能的に分割の上標準シャーシに組込まれ、とくに主要回路は引



図 2.4 主指示装置および遠隔指示装置外観  
Fig. 2.4 Exterior view of main indicator and remote indicator.



図 2.5 主指示装置引出機構  
Fig. 2.5 Draw-out mechanism of the main indicator.

RC-3 形気象レーダ・井上・森川・植田・藤井

出機構を採用し引出した上直角に回転すればスコープ上のパターンを見ながら回路の点検ができ保守が容易である。

気象レーダの性質上パターン撮影には年月日時が同時に撮影できることが必要であるが、年月日はカード式、時間表示は24時間制のデジタル表示を採用し親時計の信号により表示管を動作させ自動的に時間表示をする。

PPI指示機は2.2項に記す性能をもつほか、スイーチの回転には1X、36Xのリープ増幅器によりきわめて高い精度で空中線の回転に追随する。

RHI指示機については後述する。

## 2.7 遠隔指示装置

この装置は別室においてパターンを観測するためのものであり、外観構造回路ともほとんど主指示装置のPPI指示機と同じである。所要信号はすべて主指示装置から来る。

# 3. 空中線の設計

## 3.1 駆動機構

制御系の要素の一つとしての回転機構を設計する上において、とくに次のような点に注意した。すなわち系の応答速度の向上のために、負荷はもちろんのこと駆動用歯車列の慣性率の軽減に努力した。慣性率とは歯車比の自乗分の1になるから歯車比が大きい場合、歯車列の慣性率は負荷のそれに比して無視することができない。したがって、要求される歯車比に対して慣性率を最小にする理想的な歯車列の段数および各段の歯車比を求め、これに組立の難易さ、歯車箱の寸法の制約などを考慮して歯車列を決定した。回転機構部において制御の質を決定するものの他の一つにバックラッシュがある。これの原因となるものには、①歯車の中心距離の誤差、②歯車の誤差、③ボールベアリングの遊隙、④ハメアイ部の遊隙、⑤軸の振れ、がある。そのうち①および②がもっとも大きな要素であり、これらの精度は工作技術に大きく影響されるが、われわれは設計および工作精度管理の点から考えて、公差を与える規格としてDINを採用して来た。すなわちDINは主要な基準寸法のすべてに公差を規定し、設計基準の旨点となりがちな中心距離寸法誤差を各等級で規定し、また総合誤差としてかみ合誤差を規定しているなど、他の規格に比して一段の進歩が見られるようである。③についてはボールベアリングの内外輪の偏心、ラジアル遊隙など公差によって管理されているから、使用する歯車の精度に応じたものが入手できる。④は歯車のボスの穴と軸、軸とベアリング内径、ベアリング外径とハウジングの間隙などでハメアイ公差によって規定される。⑤は細長い軸においてとくに問題になるもので、よじ

れ、共振などの点からも軸はできるだけ短くすることに努めた。以上のようなものが総合された バックラッシュの負荷軸への影響は、その点から負荷軸までの歯車比分の1になる。したがって負荷軸に近い所で起こるものほど影響が大きい。しかしながら動力伝達用歯車列は終段に行くに従って伝達トルクが大きくなるから歯車の直径が大きくなる。このことは慣性能率の点からは好ましくないが、歯車の精度を高く取るために有利である。また、検出用セルシシ駆動用歯車の一部にバネ加圧形の antibacklash gear を用いている。この歯車を用いることによってその部分の全バックラッシュが連続的に除去される。したがって、歯車精度、中心距離、軸受部などの公差を大きく取り得る利点があるので構造は少し複雑になるが中心距離の不安定な所に使用している。また制御系の設計のために空中線各部の慣性能率や共振周波数の概算を行なったが、実測値はそれに近い値を示し概算の方法について参考になった。騒音については空中線装置の騒音の原因のほとんどが駆動部にあるが、歯車の騒音はかみ合率が2以上になれば少なくなることが知られており、また歯1枚当りに加わる力の点からも有利であるのでかみ合率の向上につとめた。

### 3.2 風圧特性

反射鏡は鏡のように凹凸のない面が最良であるが、風圧を減じ機構部を小形化するために、ある定まった波形や周波数に対して許される損失の範囲内で、穴を抜いて格子状にしたものや、金網状のもの、あるいはスリット状のものが使用される。われわれは曲面精度、工作法、風圧特性の点から考えてスリット形を採用した。いま反射鏡の風に対する特性を考えると、風負荷はスリット間隙と反射鏡を支持するフレームの形状に影響される。

ここでフレームの影響を無視すればスリットの間隙の大きいほど、風負荷は小さい値を示す。風トルクは反射鏡に作用する風負荷の合成力が、回転軸に対して長いアームを介して作用するのであるから、作用点が回転軸から離れていると大きなトルクが生ずるし、反対に風の合成力の作用線上に反射鏡の回転軸があれば理想的でトルクは0である。しかしこのようなことは有り得ないことであり、生ずるピークトルクを最小にするためにいろいろな努力がなされた。すなわち、風負荷を小さくするために、仰角の変化に対するスリットの奥行の長さによる影響を考慮に入れながら、周波数の許せる範囲内でスリットの間隙を大きく採った。風トルクに大きな影響を与えるものとして風負荷のほか、風負荷の合成力の作用点と回転軸の間の距離がある。今回の空中線の仕様と構造とから、距離をほとんど0にすることはできないが、小さくするこ

とが風トルクを減少させることは確実であり、また同時に負荷の慣性能率を小さくすることにもなるので二重の効果をもたらす。風トルクと慣性能率が駆動機構部の仕様を決める要素であるから、距離を小さくするために非常な努力を払った。しかし、このような努力にもかかわらずなお1回転中の風トルクの変動は相当大きいものであり、また、垂直回転軸の回りの重量の不均衡もあって制御系に外乱を与えるのでこれを軽減するために平衡翼を取付けた。平衡翼の仕様の決定は風洞実験によって行なったがこれについては後の項で述べる。重量の不均衡は平衡翼をバランスイイトとして取付けることにより比較的簡単に補償し得た。風トルクについても影響する要素は多いが後述のようにほぼ満足すべき結果が得られた。結論として、水平、垂直の軸に関しては平衡翼を取付けることにより少しの慣性能率の増加はあったが、動力の減少、制御の質の向上などマイナスを補う多くの利益が得られた。

### 3.3 風洞実験

レーダ空中線に対する仕様が近來ますますきびしくなりつつあるが、駆動と支持の機構について最適な設計をなすために最大風速時の空中線に加わる負荷のデータが必要である。しかし、与えられた空中線に対する風負荷や風トルクを計算で得ることは、風負荷が反射鏡の形状、向き、風速の関数であり、また、風トルクが反射鏡の形状、向き、仰角、回転軸の位置、回転速度、風速の関数であることから考えても非常に困難なことであり、したがって実験による方法がいちばん早くて確実な解答を与えてくれる。われわれは今まで新しい形式の空中線を設計するに際してはつねに模型を風洞実験することによってその空中線の風に対する特性を得ている。今回 RC-3 形レーダを設計するに当たって 1/5 の模型で行なった実験の結果の一部を次にまとめてみた。今までの実験の結果反射鏡の一般的な特性として、反射鏡の形式のいかんにかかわらず風負荷、風トルクともに風速の自乗に比例し面積に比例することが確かめられている。したがって、風負荷および風トルクを次のように表わすことができる。

$$F = k_f \cdot V^2 A \quad T = k_t \cdot V^2 A$$

ここに  $F$  = 風負荷  $T$  = 風トルク  $k_f$  = 抵抗係数

$k_t$  = トルク係数  $V$  = 風速  $A$  = 面積

今回の実験の目的は①反射鏡が回転軸の回りに風に抗して回転するために必要なトルクを測定する、②反射鏡の受風面積から仮定した3種類の平衡翼を用い風トルクを最小にするために必要な平衡翼の大きさ、取付位置および取付角を見出す、③前の項目で決定されたものの仰角に対する影響を測定する、④反射鏡の風負荷を測定することである。実験に使用した風洞は吹出口直径 3.5 m の





図 3.1 風洞実験  
Fig. 3.1 Wind tunnel test.

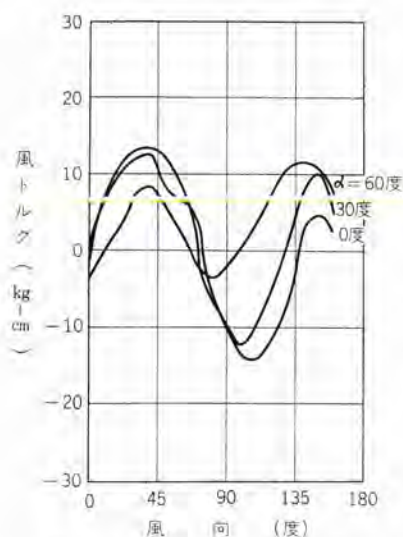


図 3.4 仰角の風トルクへの影響  
Fig. 3.4 Effect of angle of elevation on wind torques.

もので風トルクの測定には自作のトルク測定台を、また、風負荷の測定にはストレインゲージを使用した。実験の状況を図3.1に示す。この風洞実験によって測定された結果を整理してグラフにまとめたものを図3.2～図3.5に示した。図3.2の曲線①は平衡翼を取付けない状態における風向きと風トルクの関係を示す。今までの経験からも明らかに、スリット形反射鏡においては、風トルクは、風が反射鏡の正面に対して約40度と130度傾いた方向から当たるときにピークになる。そしてこのピークのうちのいずれかが反射鏡の回転軸が最適軸位置をはずれると大きくなり、また、回転軸が最適軸位置に近くなるとピークは小さくなりほぼ等しい大きさとなる。したがってこの曲線①は、この反射鏡の回転軸の位置が反射鏡に対してほぼ最適な位置に近く取り得たことを示している。つぎに図3.3は3種類の大きさの平衡翼のうちもっとも良い傾向を示したもので、取付角を①②③と次第

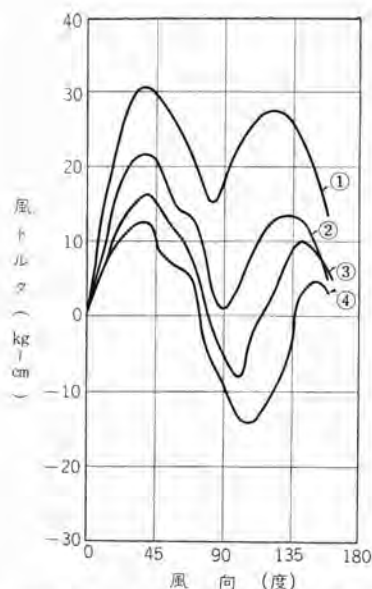


図 3.2 平行翼の風トルクへの影響  
Fig. 3.2 Effect of wind balancing vane on wind torques.

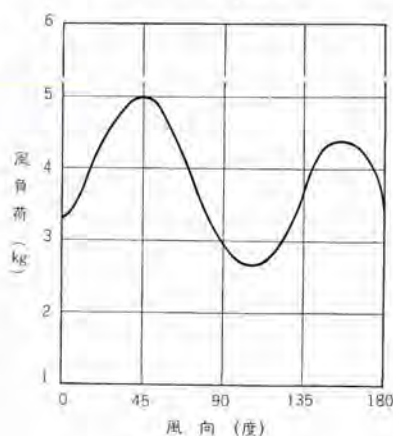


図 3.5 風向の風負荷への影響  
Fig. 3.5 Effect of direction of wind on wind forces.

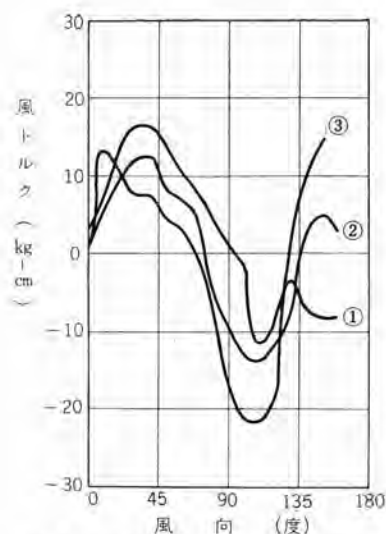


図 3.3 取付角の風トルクへの影響  
Fig. 3.3 Effect of angle of vane on wind torques.

に増したときの測定結果を示す。この結果から曲線②のトルク曲線がよく平均され、ピークの絶対値もほぼ等しいのでもっとも適当なものと判定した。

図3.2は同じ条件で平衡翼の大きさを変えたときの傾向を示している。図3.4は前項で決定されたものを、よく使用されると考えられる角度の範囲内で反射鏡に仰角を与えてその影響をまとめたものである。反射鏡のスリットの間隙とその奥行の長さの関係は抵抗が小さくなるように選んであるから、仰角は風トルクに対してそれほど悪い影響を与えなかった。図3.5は風負荷の測定

結果を示す。スリット形反射鏡では最大の風負荷は反射鏡が風の方向に対して40～50度回ったときに表われる。この傾向はスリット形反射鏡の特長である。これら一連の実験において、曲線の傾向がスムーズな変化を示さないものがあるが、これは平衡翼を取付けたために生じた空気の流れの乱れによるものである。

以上のように反射鏡に平衡翼を取付けることによりその最大風トルクを平衡翼を取付けないときに比べて約1/2.2に減少させることができた。もちろん厳密にはこれらの値はこの形式についてだけいいうることであるが別な表現をすれば同じトルクで1.5倍の風速に耐えられることを意味し、より高い風速中における動作を約束するものである。

## 4. 空中線制御系

### 4.1 概説

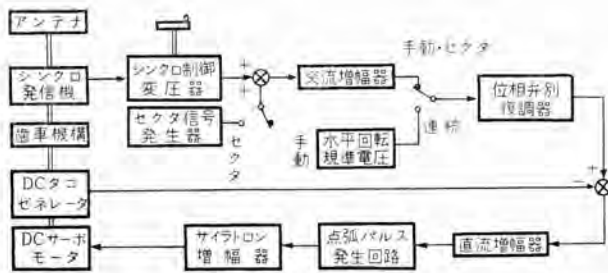


図 4.1 空中線水平制御系系統図

Fig. 4.1 Antenna azimuth control block diagram.

このレーダに用いられている空中線制御系は、空中線を水平面または垂直面内の希望する方向に向けることができ、またその方向を中心として左右および上下にセクタ走査を行なうための位置サーボ系と PPI パターンを得るために空中線を水平回転させる速度制御系からなっている。

これらの系に要求される性能の特長は気象観測の性質上、風速 45m/sec の強風時においても位置誤差 1 度以下で水平回転の際の回転むらにより PPI パターンの画像の質が低下しないような外乱トルクに対して非常に強い系であることである。図 4.1 に空中線水平制御系の系統図を示す。垂直制御系は「水平回転」を除くほか図 4.1 と同様である。

図に示すように シンクロ制御変圧器に取付けられたハンドルを回すことにより空中線を希望する方向に向ける「手動」操作を行ない、また シンクロ制御変圧器 の出力電圧（誤差電圧）に セクタ信号発生器 からの電圧を加えることにより「手動」操作で向けられた方向を中心として「セクタ」走査を行なわせる。強風時の 外乱トルク に対し強く 十分安定な位置サーボ系 を実現するために モータ軸 に直結された タコジェネレータ により速度帰還を行ない、同時にこれを用いて水平回転の場合の速度制御系を構成して 風圧トルク による空中線の回転むらを非常に小さくしている。

サーボモータは要求性能、風洞実験による風圧トルクの測定結果、空中線慣性率、まさつトルクなどから決まるがこのレーダには水平垂直とも直流分巻電動機を使用して電機子制御を行なっている。

直流分巻電動機は同一定格の AC サーボモータに比し停動トルクははるかに大きいから風圧トルクによる外乱の影響を受けにくい系を実現しやすい。これら直流電動機用の出力増幅器としてはサイラトロン増幅器、磁気増幅器、回転増幅器などが考えられるがサイラトロン増幅器は速応性の点で他の 2 者にまさり、出力インピーダンスも十分低くすることが容易であるから直流電動機と組合せた場合の過渡応答がすぐれている。

この装置には水平駆動用出力増幅器として当社で新たに開発した クセノンガス と水銀とを封入した サイラトロン 7G 15 を三相半波として使用し、また垂直駆動用出力増幅器としては クセノンガス入サイラトロン 6G21/C6J を単相半波として使用している。

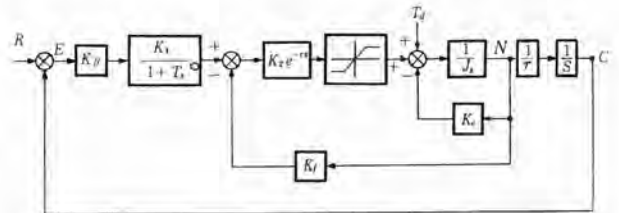


図 4.2 位置サーボ系のブロック図

Fig. 4.2 Position servo system block diagram.

## 4.2 制御系の特性

「手動」操作または「セクタ」走査における位置サーボ系のブロック図を図 4.2 に示す。ブロック図中の飽和要素はサーボモータの過負荷を防ぐため出力増幅器の出力電圧をモータの定格電圧よりいくぶん大きい電圧に制限するためのものである。図中の記号は

- $R$  : 「手動」または「セクタ」の命令角度
- $E$  : 誤差角
- $C$  : 空中線の回転角
- $n$  : モータの角速度
- $T_d$  : 風圧トルク（モータ端子電圧に換算）
- $K_\theta$  : シンクロの角度検出感度
- $K_1$  : 交流増幅器、位相弁別復調器の利得
- $T$  : 位相弁別復調器のフィルタ時定数
- $K_2$  : 直流増幅器、点弧回路、サイラトロン増幅器の利得
- $\tau$  : サイラトロン増幅器によるむだ時間
- $J$  : サーボモータ および負荷の慣性率
- $K_e$  : サーボモータの電気的ダンピング

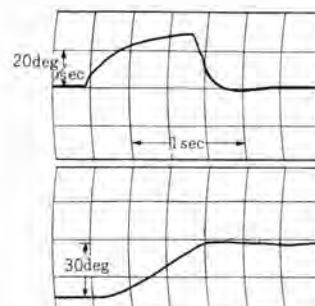


図 4.3 ステップ入力に対する位置  
応答  
Fig. 4.3 Response to step fu-  
nction.

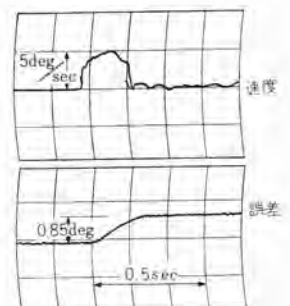


図 4.4 風速 55m に相当す  
るトルク外乱に対する応答  
Fig. 4.4 Response to to-  
rque disturbance.



$r$  : 歯車比

$K_f$  : タコジェネレータフィードバック定数

系の設計にあたってはこの飽和の影響を考慮に入れ、目標値  $R$  の大きなステップ入力に対して系が非線形領域で最適応答を行なうようにタコジェネレータフィードバック定数  $K_f$  を定め、この  $K_f$  に対し線形領域で十分安定になるように  $K_0 \times K_1 \times K_2$  を定めている。

製作したこのレーダのサーボ系のステップ応答および風圧トルクの外乱に対する実測結果を図 4.3, 4.4 に示す。

## 5. RHI 指示機

### 5.1 概説

RHI 指示機は目標までの距離および高度を表示する。一般には目標までの直距離および仰角を表示する極座標方式またはこれに類する表示方法が採用されているが、この方式はトラッキングレーダなどに適しているが気象観測レーダとしては目標の地図上における距離および高度で表示できる直角座標方式のほうがすぐれているので本指示機には直角座標方式を採用した。

また、距離が 200km におよぶと地球の湾曲による高度誤差が無視できなくなるのでこの指示機では高度誤差を補正する回路を付加した。

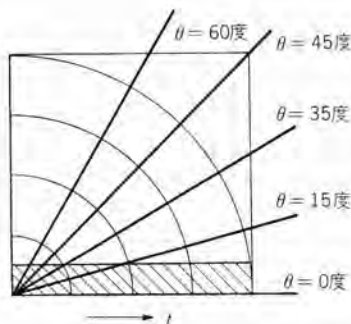


図 5.1 極座標表示

Fig. 5.1 Indication of polar coordinate.

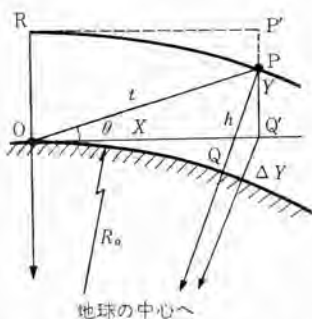


図 5.2 地球湾曲を考慮したレーダと目標の位置関係  
Fig. 5.2 Relation between radar and target in consideration of earth curvature.

### 5.2 座標変換

レーダ系から RHI 指示機に与えられるデータは目標の仰角  $\theta$  およびレーダより目標までの電磁波の往復走行時間  $t$  である。これをそのままブラウン管上に表示すると図 5.1 のように極座標表示になる。気象観測レーダでは仰角はむしろ必要でなく水平距離および高度が必要なことはすでに述べたが、また必要距離に対して必要高度が小さいので（雲の高さは上層雲でも 6~10km であり降雨を伴う雲は 0.5~1km の高さとして）図 5.1 の斜線部分がいちばん観測したい範囲となり、ブラウン管

RC-3 形気象レーダ・井上・森川・植田・藤井

のスペースがむだになる。図 5.2 は地球の湾曲を考慮したプロフィールである。図中の記号は

O 点 : レーダ位置

P 点 : 目標の位置

$t$  : 目標までの直距離 ( $\overline{OP}$ )

$h$  : 目標の高度 ( $\overline{PQ}$ )

$X$  :  $\overline{OQ'}$

$Y$  :  $\overline{PQ'}$

$R_0$  : 地球のレーダ半径 ( $8.45 \times 10^3 \text{ km}$ )

$\theta$  : 目標の仰角

しかるとき、目標の高さ  $h$  は次の式で与えられる。

$$h = -R_0 + \sqrt{(R_0 + Y)^2 + X^2} \quad \dots\dots\dots (5.1)$$

ただし

$$X = t \cdot \cos \theta$$

$$Y = t \cdot \sin \theta$$

式 (5.1) を展開すると

$$\begin{aligned} h &= -R_0 + \left\{ (R_0 + Y) + \frac{X^2}{2(R_0 + Y)} - \frac{X^4}{8(R_0 + Y)^3} + \dots \right\} \\ &= Y + \frac{X^2}{2(R_0 + Y)} \quad (R_0 \gg X) \quad \dots\dots\dots (5.2) \end{aligned}$$

いま  $Y$  の最大値は約 20km であるから  $R_0 \gg Y$ 、ゆえに式 (5.2) は

$$h = Y + \frac{X^2}{2R_0} = t \sin \theta + \frac{1}{2R_0} t^2 \cos^2 \theta \quad \dots\dots\dots (5.3)$$

図 5.2 の  $\triangle Y$  は

$$\begin{aligned} \triangle Y &= -R_0 + \sqrt{R_0^2 + X^2} = -R_0 + \left\{ R_0 + \frac{X^2}{2R_0} \dots \right\} \\ &= \frac{X^2}{2R_0} = \frac{1}{2R_0} t^2 \cos^2 \theta \quad \dots\dots\dots (5.4) \end{aligned}$$

となり、これは式 (5.3) の第 2 項と同じになるから、

$$h = Y + \triangle Y \quad \dots\dots\dots (5.5)$$

式 (5.1) で与えられた  $h$  の値との誤差は、誤差の最大となる距離 200km、高度 20km の場合で約 6m すなわち 0.03% である。つぎに最大高度が 20km であるから式 (5.3) の  $\cos^2 \theta$  を 1 とする。これによる誤差のいちばん大きくなる高度 20km、 $\theta = 60$  度のとき式 (5.1) から計算した値との誤差は約 0.12% で十分無視しうる。よって

$$h = t \cdot \sin \theta + \frac{1}{2R_0} t^2 \quad \dots\dots\dots (5.6)$$

次に地図上の距離  $r$  は  $\overline{OQ}$  であるが、 $\overline{OQ}$  の中心角を  $\phi$  とすると

$$\phi = \sin^{-1} \frac{X}{R_0 + h} \quad \dots\dots\dots (5.7)$$

$R_0 \gg X$  であるから  $\phi$  はきわめて小さく、 $\overline{OQ}$  は  $X$

に等しいとする。この場合の最大誤差は高度の場合と同様距離 200km, 高度 20 km のときで 0.2 % である。距離 200km,  $\theta=0$  の場合は 0.02 % である。

すなわち

$$r = X = t \cdot \cos \theta \cdots \cdots (5.8)$$

よってブラウン管の縦軸に  $t \cdot \sin \theta + \frac{1}{2R_0} \cdot t^2$  を、横軸に  $t \cdot \cos \theta$  を加えれば図 5.2 の ORPQ で囲まれた部分は ORP'Q' の矩形の形でブラウン管に表示される。

このままではブラウン管に表示されるパターンは図 5.1 の斜線部分のようになるのでこの指示機では縦軸方向に拡大した。すなわち

$$\text{横軸} : \frac{K}{X_0} t \cdot \cos \theta$$

$$\text{縦軸} : \alpha \cdot \frac{K}{Y_0} \cdot (t \cdot \sin \theta + \frac{1}{2R_0} \cdot t^2)$$

ただし  $Y_0$  : 指示高度範囲

$X_0$  : 指示距離範囲

$K$  : 常数

$\alpha$  : 拡大率

を加える。

### 5.3 各回路の説明

6.2 項で解析した結果に基づいて構成した回路について機能的に説明する。スイープ回路の系統図を図 5.3 に示す。

スイープ回路は各距離範囲に応じた  $\frac{K_1}{X_0} \cdot t$  なる波形を作成しリジルパに供給する。 $(X_0$  は距離範囲) この装置では  $\sin \theta$ ,  $\cos \theta$  に分解するのに帰還巻線付のシンクロナウスリジルパを使用した。リジルパのロータは空中線からの仰角データ  $\theta$  で回転する。リジルパからの出力のうち  $\frac{K_2}{X_0} \cdot t \cdot \cos \theta$  は距離スイープ増幅回路に、 $\frac{K_2}{X_0} \cdot t \cdot \sin \theta$  は高度スイープ増幅回路に加えられる。

スイープ増幅回路はリジルパ出力波形をブラウン管を偏向するのに必要な電圧に増幅する。距離スイープの増幅回路は問題ないが、高度スイープ増幅回路は入力が高距離範囲  $X_0$  で変化するので、これを  $Y_0$  (高度範囲) で変化する関数に直すためにその利得を  $\alpha \cdot \frac{X_0}{Y_0} \cdot \frac{A_1}{A_2}$  と変化させる。地球湾曲補正回路は積分回路の合成により図 5.3 のような出力をうる。

クランプ回路は距離および高度スイープを大地電位にクランプするためである。この出力はヨークドライバに加わり電流スイープに変換される。

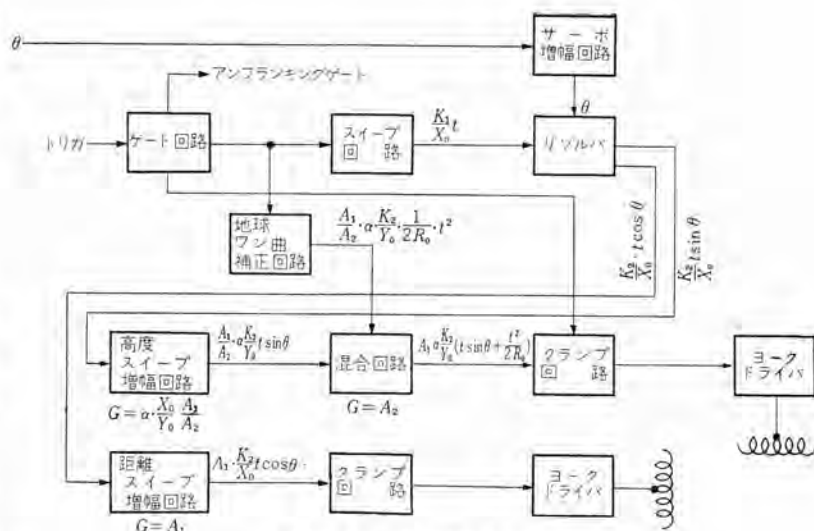


図 5.3 スイープ回路系統図  
Fig. 5.3 Sweep circuit block diagram.

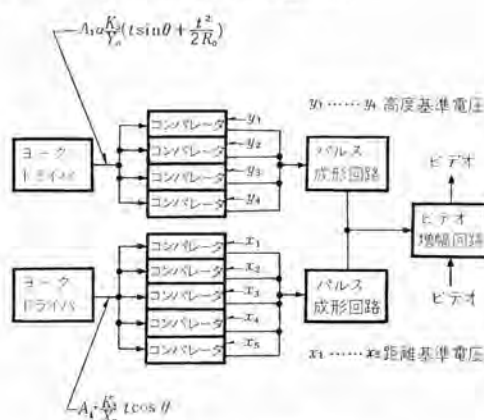


図 5.4 ビデオマーカー回路系統図  
Fig. 5.4 Video-Marker circuit block diagram.

図 5.4 はビデオおよびマーカー系の系統図である。ヨークドライバからそれぞれの偏向コイルを流れる電流に比例した電圧をそれぞれのコンパレータに加える。コンパレータにおいて各距離マーカー、高度マーカーに対応した基準電圧  $x_1 \cdots x_5$ ,  $y_1 \cdots y_4$  と比較して、距離および高度スイープと基準電圧の交点にパルスを作る。これを整形増幅しビデオと混合してブラウン管の輝度変調を行なう。

## 6. む す び

以上主としてこのレーダの特長とするところについて述べたが、空中線、サーボ系、RHI 表示などいずれも所期の性能がえられた。

最後にこのレーダの製作にご指導ご協力をいただいた関係者各位に深く感謝します。

### 参 考 文 献

- (1) 小平信彦：気象レーダによる雨量測定、水利化学、第 4 巻 第 1 号 (昭 35)。



# 6,000 Mc 超広帯域伝送用左右両旋共用 円偏波パラボラアンテナ

日本電信電話公社 本社 土井 博之・青木 昌司  
日本電信電話公社 電気通信研究所 河津祐元・大橋啓吾・加藤修助・沼野雄司  
三菱電機株式会社 無線機製作所 榎本俊弥\*・森川 洋\*\*・大林愛弘\*\*  
三菱電機株式会社 研究所 喜連川 隆\*\*\*・立川清兵衛\*\*\*

## Dual Circularly Polarized Paraboloidal Mirror Antenna for 6,000 Mc Super Broad-band Transmission System

Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation Hiroyuki DOI・Shōzi AOKI  
Electric Communication Laboratory of Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation  
Sukemoto KAWAZU・Keigo OHASI・Syūsuke KATŌ・Yūzi NUMANO  
Electronics Works Toshiya KASHIMOTO・Hiroshi MORIKAWA・Yoshihiro OHBAYASHI  
Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA・Seibei TACHIKAWA

The antenna described herein has been built for the use on the super-multi channel link of the Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation. It has very favorable performances such as: the gain is 44.7 db (at 6,100 Mc), input voltage standing wave ratio below 1.030, power ellipticity ratio below 1.15, wide angle radiation beyond  $\pm 60$  deg. less than  $-60$  db. With this equipment in use, the relay link is able to transmit waves over eight routes on both the up and down lines in the frequency band of 5,925~6,425 Mc. Each route has a capacity of accommodating 1,800 channels of telephone at least. The article covers the improvements effected on the performances of the paraboloidal mirror antenna.

### 1. ま え が き

電話需要の急激な増加ならびに テレビ局の増設およびカラーテレビ局の新設にともなう、従来のものよりもはるかに高性能のマイクロ波多重無線中継線の新設が必要となり、東京-名古屋-大阪間の 4,000 Mc 多重無線中継線と並列に、6,000 Mc 多重無線中継線が建設されることになった。

この 6,000 Mc 多重無線中継用左右両旋共用円偏波パラボラアンテナは利得 44.7 db、入力電圧定在波比 1.030 以下、電力楕円偏波率 1.15 以下、偏波識別度  $-25$  db 以下、前方対後方輻射比  $-65$  db 以下、 $\pm 60$  度以上の広角度輻射特性はほぼ  $-60$  db 以下である。これにより、5,925~6,425 Mc の間に 8 往復ルートのをせ、1 ルートには、少なくとも 1,800 回線の電話が収容できるものであって、入力電圧定在波比がいちじるしく改善されていることと、与えられた周波数帯域により多くのルートを載せるために左旋円偏波と右旋円偏波とを同時に輻射するようになっていることとであるが、利得および広角度輻射特性などももちろん改善されていて、現在最高級と思われる ホーン・リフレクタ・アンテナに比べてまさるとも劣らぬ性能を有っている。

学会などにおいてすでに報告済み<sup>(1)(2)</sup>であるにもかかわらずここに筆をとるのは、その性能が格段にすぐれているだけでなく、そもそも超多重無線中継用左右両旋共用円偏波パラボラアンテナなるものは世界にその例を見ないからである。以下本文においては、従来のアンテナと比べてどのような点が具体的にどのような手段でどこまで改良されたかを主として記す。

### 2. パラボラアンテナ改良計画

マイクロ波多重無線中継用アンテナ<sup>(3)(4)</sup>は、電氣的にはできる限り広い周波数帯域にわたってアンテナ利得が高いこと、入力電圧定在波比の低いこと、広角度輻射レベルの低いことおよびアンテナ間の相互結合度の低いことが必要であって、機械的には工作容易で軽量かつ強度が十分なことが必要である。また設計が容易で性能が理論的に予想でき試験調整が容易で、運搬、組立および保守が簡単なこと、高温低温蒸気雨雪氷結および強風などの不利な環境条件によって機械的に劣化したり電気性能がそこなわれたりしないことも必要で、最後にもっとも肝心なことは価格の安いことである。

マイクロ波多重無線中継実用化の初期においては果してどんなアンテナがこれらの必要条件をもっとも合理的に

満たすかということがまだよくわかっていなかったのも、各種各様のアンテナが各国で使用されていた<sup>(3)(4)</sup>。すなわち、わが国はパスレングス・レンズ・アンテナ<sup>(5)(6)</sup>、アメリカは金属細長片装荷形擬似誘電体遅延レンズアンテナ<sup>(7)</sup>、イギリスはパラボラアンテナ<sup>(8)</sup>、フランスは多孔性レンズアンテナ<sup>(9)</sup>を使用していたが、レンズアンテナは一般に構造複雑でかつ重量、価格ともに大なるため次第に作られなくなってきて、最近ではもっぱら反射鏡アンテナが作られている<sup>(10)</sup>。

日本電信電話公社のアンテナもパスレングス・レンズ・アンテナからどのようにしてパラボラアンテナになったかということはずでに

昭和31年の本誌<sup>(10)</sup>に記し、またその後どのように改良されたかということについても昭和33年の電気四学会連合大会<sup>(11)</sup>で報告した。そしてこの改良形4,000 Mc多重無線中継用パラボラアンテナは直線偏波用のものについていえば改良の第1は入力電圧定在波比で、3,600~4,200 Mcにおいて、もとの1.06以下が1.035以下となっており、その第2は広角度放射レベルの低下であって、文献で知られている範囲で最高性能のドイツのパラボラアンテナ<sup>(12)</sup>よりもすぐれたものである。

ところが、通信の進歩発達にともなって周波数の割当が窮屈になり、与えられた周波数帯にできる限り多くの回線を収容することにあらゆる限りの努力をする必要が生じてきた。

そこでまず、与えられた周波数帯域になるべく多数のルートを書せることが必要で、このために垂直水平両偏波共用あるいは左右両旋円偏波共用が必要になってきた。4,000 Mc多重無線中継線においては、3,600~4,200 Mcの約600 Mcの間に7往復ルートしか載せられないが、この新しいアンテナは、5,925~6,425 Mcの約500 Mcの間に8往復ルートを書せることができる。しかも、1ルートに収容できる電話回線数も4,000 Mcの場合に比べて約2倍以上の性能をもつよう設計されている。

このように1ルートに収容する回線数が多くなると信号対雑音比  $S/N$  を必要な値に保つために、熱雑音による  $S/N$  からまずアンテナ利得を増大することが必要で回線設計上の希望値は45 dbである。アンテナの工作誤差はアンテナの寸法とともに大きくなるが、工作誤差に

表 2.1 内外の多重無線中継用マイクロ波アンテナの入力電圧定在波比および利得

国 名	形 式	開口面積 ( $m^2$ )	偏 波	周波数帯 (Mc)	入力電圧定在 波比	利 得 (db)	文献 番号
ア メ リ カ	金属細長片装荷形 擬似誘電体遅延レ ンズアンテナ	9.29 (3.048× 3.048)	垂直偏波	3,700~4,200	1.10	39	(7)
フ ラ ン ス	多孔性レンズアン テナ	7	単一 直線偏波	3,570~3,710 3,850~3,990	1.10	38.5	(9)
日 本	パスレングス・レ ンズ・アンテナ	8.91 (3.3×2.7)	垂直偏波	3,700~4,200	1.15 (風防なし 1.07)	平均 39.7 (3,950 Mc)	(5) (6)
イ ギ リ ス	パラボラアンテナ	7.30 (3.048φ)	水平偏波	3,600~4,200	1.064	39.5	(8)
日 本	パラボラアンテナ (改良前)	8.55 (3.3φ)	単一直線偏波 単一円偏波	3,600~4,200	1.048** 1.053**	40.2* (3,950 Mc) 40.1* (3,950 Mc)	(10)
ド イ ツ	パラボラアンテナ	7.07 (3φ)	水平偏波	3,600~4,200	1.04	38.5	(12)
日 本	パラボラアンテナ (改良後)	8.55 (3.3φ)	単一直線偏波 単一円偏波	3,600~4,200	1.035 1.034**	40.2 40.5* (3,950 Mc)	(11)
日 本	パラボラアンテナ	12.57 (4φ)	左右両旋円 偏波共用	5,925~6,175 6,175~6,425	1.023** 1.020**	44.5 (6,100 Mc)	
フ ラ ン ス	ホーン・リフレク タ・アンテナ	4.0	垂直水平直 線偏波共用	3,800~4,200	1.05	36	(13)
ソ 連	ホーン・リフレク タ・アンテナ	7.25	同 上	3,450~4,150	1.03	40	(14)
ド イ ツ (Siemens)	ホーン・リフレク タ・アンテナ	7.5	同 上	3,600~4,200	1.023 (風防なし 1.020)	40.33 (V) 40.24 (H)	(15)
ド イ ツ (Telefunken)	ホーン・リフレク タ・アンテナ	7.25	同 上	3,600~4,200	1.020	40	(12)
ア メ リ カ	ホーン・リフレク タ・アンテナ	6.45	同 上	3,700~4,200	1.015 (V) 1.0055 (H)	39.6 (V) 39.4 (H)	(3,950 Mc) (6,175 Mc) (11,200 Mc)
				5,925~6,425	1.020 (V) 1.008 (H)	43.2 (V) 43.0 (H)	
				10,700~ 11,700	1.007 (V)	48.0 (V)	
					1.01 (H)	47.4 (H)	

注 \* 製作したアンテナ全数について平均した値

\*\* 各アンテナの測定値中の最悪値を製作したアンテナ全数について平均した値

よる利得の低下は誤差が波長の何分の1かによって定るので、口径大にして利得の高いアンテナ、とくに利得が40 dbをこえるアンテナは機械設計ならびに工作に高級な技術が必要となる。つぎに干渉雑音の点からは背面放射を含めて広角度放射レベルを下げる必要があり、回線設計上、前方対後方放射比-70 db以下、アンテナ間側面結合-80 db以下、背面結合-100 db以下を目標とした。このためにとくに一次放射器部給電導波管および一次放射器支持柱の張り方に留意してある点は4,000 Mc改良形パラボラアンテナ<sup>(11)</sup>と同様であるが、一次放射器の放射特性をも加減してある。なお、円偏波パラボラアンテナは頂点整合板を用いないので、これを必要とする直線偏波パラボラアンテナよりは散乱放射が少なく、広角度放射レベルを低くなくする。最後に準漏話雑音の点からはエコーヒズミを少なくするために入力電圧定在波比を低くする必要があり、回線設計上1.02以下を目標とした。

なお、以前から注目されているホーン・リフレクタ・アンテナ<sup>(3)(10)</sup>とこのパラボラアンテナとを比較すると次のようになる。入力電圧定在波比の点では、アンテナ本体としてはホーン・リフレクタ・アンテナはたしかに高性能のものが期待できるが、偏分波器を用いて偏波共用にする場合には、このパラボラアンテナに比べて、それほどすぐれたものにはならないと考えられる。また、ホーン・リフレクタ・アンテナは散乱波エネルギーが小さく、アンテナ間相互結合度が低いといわれているが、その放射特性を、一次放射特性ならびに給電導波管および支持柱の張り方に十分な考慮の払われたこのパラボラアンテナのそれと比較すると、格段の差は



表 2.2 ホーン・リフレクタ・アンテナとの輻射特性の比較

国 名	形 式	偏波	main beam の半値幅			水平面内最大輻射方向(0度)よりのレベル差						
			周波数 (Mc)	水平面 内(度)	垂直面 内(度)	周波数 (Mc)	30度 (db)	60度 (db)	90度 (db)	120度 (db)	150度 (db)	180度 (db)
日 本	6,000Mc左右 両旋共用円 偏波パラボラ アンテナ	左旋	6,100	0.984		6,100	-56	-60	-62	-67	-65	-65
		右旋										
ア メ リ カ	ホーン・リフ レクタ・アン テナ	垂	3,740	2.5	2.0							-71
		直	6,325	1.5	1.25							-71
		平	10,960	1.0	0.75							-78
		水	3,740	1.6	2.13	3,740	-48	-70	-76	-80	-80	-77
		直	6,325	1.25	1.38							-71
		平	10,960	0.8	0.88							-71
ド イ ツ (Siemens)	ホーン・リフ レクタ・アン テナ	垂	3,600 ~4,200	1.9	1.4	4,000	-60	-72	-72	-73	-75	-65
		直	5,925 ~6,325	1.4								
		水	3,600 ~4,200	1.4	2.0	4,167	-54	-69	-60	-75	-77	-75
		平	5,925 ~6,325	1.2		5,929	-60	<-70	-70	<-70	<-70	<-67
		垂	4,000	2.0		4,000	-54	-62	<-65	<-65	<-65	-65
		平	4,000	1.4		4,000	-55	-63	<-65	<-65	<-65	-65
ド イ ツ Telefunken	ホーン・リフ レクタ・アン テナ	垂	4,000	2.0		4,000	-54	-62	<-65	<-65	<-65	-65
		平	4,000	1.4		4,000	-55	-63	<-65	<-65	<-65	-65

認められない。アンテナ開口能率においてはホーン・リフレクタ・アンテナのほうがこのパラボラアンテナよりもすぐれているが、鏡面の製作とその寸法誤差測定法に難点がある。

要するにこのパラボラアンテナはその使用周波数帯においてはホーン・リフレクタ・アンテナと電気性能に優劣のない程度に改善されている。後者の唯一の特長は周波数特性がきわめて広帯域で多周波数帯の共用が可能であるという点であって、特性のよい群分波器の実用化に期待がかけられている次第である。電気性能以外の点を考えると、ホーン・リフレクタ・アンテナは重量容積が大きくて高価格となり、施設がやりにくく、気密構造にすると分解輸送が困難になるなどの欠点をもっている。

これらの諸点を考えると、ホーン・リフレクタ・アンテナは多周波数帯にわたって重偏波輻射のできるのが特長であるから、中継線を施設する所が諸外国におけるがごとく平野で、各局に塔を必要とし、したがって受風面積を小さくすることが望ましく、また給電導波管軸長が長くてその共用が好ましい場合にはきわめて好都合なものである。しかしわが国の現状のように局舎の屋上にアンテナを設置することが多く、また既設の4,000 Mc 多重無線中継線との並設を考えるとその特長は半減される。かかる意味で、このパラボラアンテナはその軽便さ経済性などをあわせ考えると、ホーン・リフレクタ・アンテナよりもわが国の現状としては、むしろ有利なものと考えてよい。

### 3. 機械的構造

直径4,000mmのパラボラアンテナを輸送する場合、トラックでは幅の制限は2.5mであるが、所によっては条件付で非分割形でも輸送することができる。しか

し、どこへでも、いつでもというわけにはいかないことは当然である。鉄道では第一限界から第五限界まで限界にも種類があるがいずれにしても幅約3m以上のものを輸送するのは無理である。したがって、設計方針としてまず分割形とし、どこへでも輸送できるものとした。

分割の仕方にも種々の方法が考えられるが  
(a) 分割したそれぞれのものが十分な剛性をもっていること。

(b) 高い精度を要する中央部は分解、組立によって精度を損うおそれのないこと。

等を考慮して、周辺部の両端を取はずせる三分割形とした。

つぎにこのアンテナは山の上など交通不便なところに設置することが多いので、運搬、取扱いは人手による可能性が大きい。したがって重量をできるだけ軽くすることが望ましい。一方このアンテナの反射鏡面の精度は中央部で±1.5mm、周辺部で±3mmという非常に精密なものであるから、風荷重などによる変形をきわめて小さく押える必要がある。以上の理由から反射鏡のフレームは薄板閉断面のもので構成することにした。しかも閉断面の一面は反射鏡のアルミ板を使うことにして材料の重複を避け、強度に余裕のある反射鏡のアルミ板を有効に



図 3.1 試験台上のアンテナ

Fig. 3.1 Antenna on the test site.

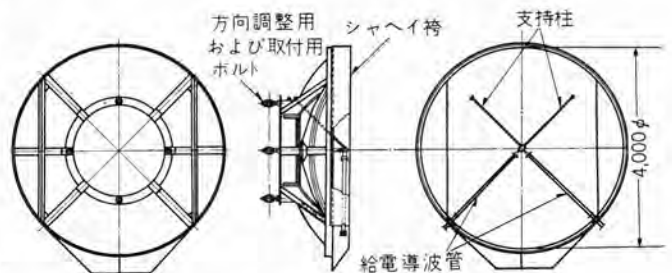


図 3.2 アンテナの構造

Fig. 3.2 Structure of antenna.



利用することにした。このようなもので フレーム を作れば、材料のもっている強度ぎりぎりまで荷重が加わっても変形がきわめて小さく、目的に適した構造とすることができる。ただし薄板構造であるから座屈の防止および防食には十分注意した。

従来の 4,000 Mc 多重無線中継用の 3,300  $\phi$  の パラボラアンテナ では反射鏡の周縁だけで フレーム にとめていたがこの アンテナ ではそれよりも大きく、しかも高い精度を要するので、周縁だけでなく フレーム の中央部のリングおよび リング から放射状に出ている 4 本の リウ にもとめ

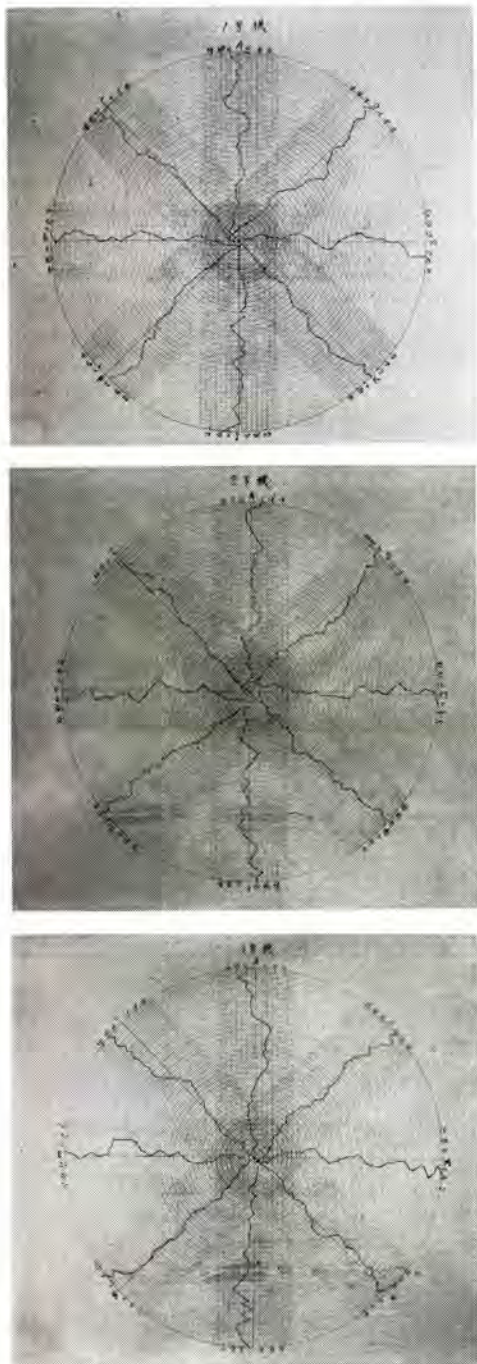


図 3.3 反射鏡鏡面精度測定結果の 3 例  
Fig. 3.3 Three examples of the results of the mirror accuracy measurements.

ることにした。とくに フレーム中央部の リング の反射鏡を当てる面は機械加工をすることによって、アンテナ 中心部の高い精度を出せるようにした。また リウ の反射鏡を当てる部分は、ゲージ に合わせて調整できるようにして、フレーム の精度を出した。(図 3.2)

以上のような構造で製作した反射鏡の精度は中心部  $\pm 1.5\text{mm}$ 、周辺部  $\pm 3\text{mm}$  の要求をいずれも満足した。その測定結果の例を図 3.3 に示す。

#### 4. 一次輻射器部の構造と電気性能

左右両旋共用円偏波用の一次輻射器部としては種々の形式のものが考えられるが、アンテナ開口面にあるのでアンテナ輻射特性をそこなわないように、左右対称形にしてかさ張らず、しかも構成部品数を少なくした合理的な構造のものとして採用したのが図 4.1 に示すものである。給電直線導波管、偏分波器、移相器およびフィードホーンより構成されていて、給電導波管 No.1 から入射すれば左旋円偏波を、No.2 から入射すれば右旋円偏波を輻射する。なお、通常の パラボラアンテナ についている角曲り導波管は偏分波器が兼ねている。さらに各部は構造を簡単にかつ小形にし、しかも比較的容易な試験調整で所要の特性を得るような設計になっており、広帯域整合に関しては、アンテナ 入力電圧定在波比を極力小さくするようにとくに考慮が払われている。

なお、この アンテナ は回線設計上の要求より、周波数帯域が 5,925~6,175 Mc の「1」号用と、6,175~6,425 Mc の「2」号用との 2 種類を製作したが、一次輻射器部に関しては、「1」号用と「2」号用とで寸法を波長に比例して多少変えることにより特性の向上がはかっている。以下、本節では各部の構造と電気性能につき記す。

##### 4.1 給電導波管

初期の 4,000 Mc 多重無線中継用パラボラアンテナ<sup>(10)</sup> では給電導波管に H 面大曲り導波管を用い、反射鏡面を貫

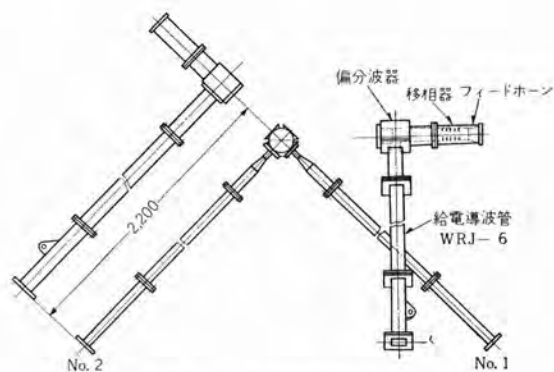


図 4.1 一次輻射器部の構造  
Fig. 4.1 Structure of primary radiator.



通させていたが、このアンテナでは、その後の 4,000 Mc 用の改良形<sup>(11)</sup>の場合と同様、直線導波管を用いアンテナ開口をまたいで反射鏡縁部に達せしめてある。かかる構造にすることにより、大曲り導波管の残留反射による入力電圧定在波比特性の劣化、および、鏡面貫通孔による鏡面電流の乱れが招く輻射特性の劣化を防止してある。

また、この直線導波管には、機械的強度をとくに必要とする反射鏡との取付部を除いては、銅製 6,000 Mc 引抜き導波管が用いてある。しかし、日本工業規格の 6,000 Mc 帯用方形引抜き導波管では、その内径寸法の許容差が  $+0.06 \sim -0.14$  mm であって、この給電導波管に用いた場合残留反射の点で多少問題があるため、とくに許容差を  $\pm 0.06$  mm 以下とした高精度引抜き導波管を製作使用した。

## 4.2 偏分波器

ここでいう偏分波器とは、2本の矩形導波管中の  $TE_{10}$  状態の波を、1本の円形導波管中の互いに直交する縮退した  $TE_{11}$  状態の波に変換する装置であって、図 4.2 に示すように、1本の円形導波管と2本の矩形導波管とを、3本の管軸がたがいに直交するように組合せた構造となっている。この偏分波器にたいしては、両矩形導波管側よりの入力電圧定在波比および両矩形導波管間の電力漏洩量が広帯域にわたってできるだけ小さいことが要求される。この回路は円形導波管側の偏波面の方向を  $X$  および  $Y$  方向にとれば、一種の縮退管形ハイブリッド回路として取扱うことができる。このハイブリッド回路の広帯域整合法については、すでに報告済みであるが<sup>(17)(18)</sup>、その概略をここに再述すれば次のようである。まず円形導波管および矩形導波管の内径を適当に選定するとともに、結合窓寸法および短絡円錐位置は  $X$  方向偏波状態にたいする広帯域整合に好都合になるように選定し、つぎに金属鱗寸法を  $Y$  方向偏波状態にたいする広帯域整

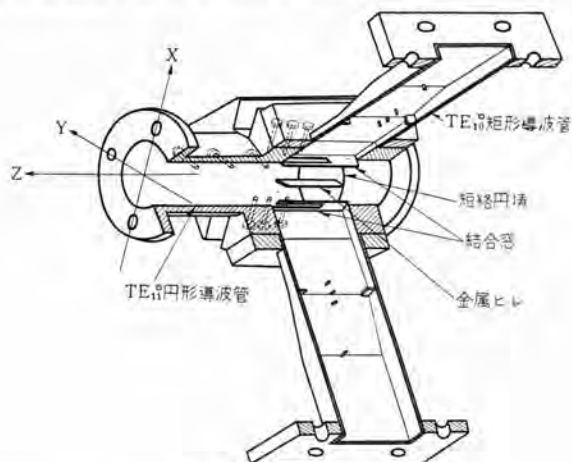


図 4.2 偏分波器の構造

Fig. 4.2 Structure of the polarization-selector.

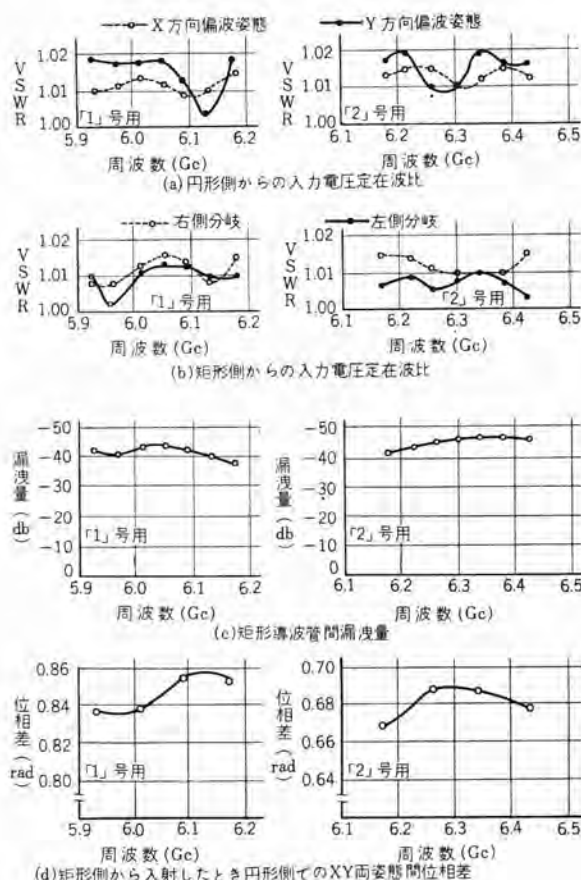


図 4.3 偏分波器の特性

Fig. 4.3 Performances of the polarization-selector.

合に好都合になるように選定し、しかるのち、容量性整合ビス群によって広帯域整合を行なった。この特性は、図 4.3 に示すように、前記周波数帯域にわたって、入力電圧定在波比は円形側より 1.02 以下、矩形側より 1.015 以下、矩形導波管間電力漏洩量  $-38$  dB 以下というきわめて優秀なものであって、導波管ハイブリッド回路としては内外にその例をみないすぐれたものである。これらの値は製作に当たってとくに精密な治工具を用いなければ得られないものである。なお、図 4.3 (d) は矩形導波管側から入射した場合の円形導波管側の同一平面上で測定した  $XY$  両偏波状態間の位相差  $\phi_r$  であって、この位相差のため、偏分波器の円形導波管側では楕円偏波となる。これを次節の移相器で円偏波にする。

## 4.3 移相器

前述のように偏分波器は、矩形導波管側から波を入射した場合、円形導波管側にあらわれる波の  $XY$  両偏波状態の間には、図 4.3 (d) に示したような周波数特性の位相差  $\phi_r$  をもっている。したがって、左右両旋共円偏波の一次輻射器部を実現するためには、 $XY$  両偏波状態間の移相差が  $\phi_p = (\pi/2 - \phi_r)$  rad なる移相器が必要となる。この移相器の電気性能としては、入力電圧定在波比が広帯域にわたって低いこと、 $XY$  両偏波状態間の

移相差の周波数特性を任意に与え得ることが要求される。また小形軽量である必要があり、さらに上記要求性能を満足した状態で  $\phi_p$  がある程度可変であると試験調整に際して好都合である。

移相器としては、さきに考案した差動形饋付広帯域 1/4 波長板<sup>(19)(20)</sup>、和動形容容量性棒付金属饋装荷小形広帯域 1/4 波長板<sup>(19)(21)</sup> があり、さらに広帯域化の理論を明らかにし、4,000Mc 多重無線中継用パラボラアンテナ<sup>(10)</sup> に使用した誘電体板入り広帯域 1/4 波長板<sup>(19)(22)</sup> などがある。これらのものに使用した移相器は、従来のものに比べれば良好な特性をもつものであるが、入力電圧定在波比特性、形状小形化の点では、この一次輻射器部に使用するにまだなお不十分であり、また移相量を可変にするのが構造的にかなり困難である。結局使用したのは、入力電圧定在波比特性をよくすることを第一として今回新たに考案した容量性棒装荷広帯域無反射可変移相器<sup>(19)</sup> である。

この容量性棒装荷広帯域無反射可変移相器は図 4.4 に示すように円形導波管に対向して 10 本の容量性棒を挿入したものである。容量性棒  $A_1, A_2$  と  $B_1, B_2$  とをそれらによる反射の周波数特性がたがいに相殺するような関係のもとに挿入し、つぎにこれら 4 本の容量性棒が中央面で呈する等価誘導性サセプタンスを相殺するように容量性棒 C を挿入することによって、前記周波数帯域にたいし入力電圧定在波比 1.02 程度の広帯域無反射にすることができる。かかる条件を満たす各容量性棒挿入長の組合せはある範囲内で連続的に存在するから、広帯域無反射可変移相器が実現しうる。なお、この移相器の移相量  $\phi_p$  の周波数特性は主として各容量性棒の等価容量性サセプタンスの周波数特性によってきまるが、これは容量性棒の直径を適当に選定することによってある程度任意に与えることができる。この移相器の特長は、構造が非常に簡単でしかも移相量が可変であること、

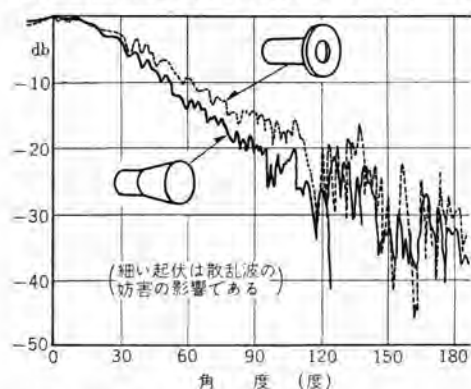


図 4.5 一次輻射器部の円偏波にたいする輻射特性  
Fig. 4.5 Radiation pattern of primary radiator for circular polarization wave.

全長が  $3/4 \lambda_p$  程度で小形であること、入力電圧定在波比特性がきわめて良好なことであって、このアンテナにはきわめて好都合なものである。

#### 4.4 フィードホーン

パラボラアンテナに用いるフィードホーンの電気性能としては、それによる一次輻射特性と入力電圧定在波比との二つがある。一次輻射特性はその main beam の幅がアンテナ利得にまた後方輻射のレベルがアンテナの広角度輻射特性あるいはアンテナ相互間の結合度に関係してくる。従来の 4,000 Mc 多重無線中継用パラボラアンテナ<sup>(10)</sup> のフィードホーンはアンテナ利得を改善するために、マイカ押えのフラッジの寸法を適当に選んである。これと同様なフィードホーンを使用すると、一次輻射器部全体としての円偏波にたいする一次輻射特性は図 4.5 の点線に示すように 90 度方向のレベルが 0 度方向のレベルにたいして -15 db 程度であり、後方輻射のレベルが -20 db 以上となる方向があるので、アンテナ利得は高くなるが広角度輻射特性は劣化する。フィードホーンの形状を開口 0.9 波長程度のフラッジのないコーン状にすると図 4.5 の実線に示すように 90 度方向のレベルは -20 db 程度となり、後方輻射のレベルは -20 db 以下となることがわかった。この結果、アンテナの二次輻射特性は後掲の図 5.1 に示すように、80 度方向の輻射レベルが前記フラッジ付のものより約 8 db 程度改善される。結局、アンテナ利得は約 0.5 db 程度低下するけれども、アンテナ相互結合度をできるだけ小さくすることを第一として図 4.4 に示すようなコーン状のものを使用した。

フィードホーンの前面には 3 弗化 1 塩化ポリエチレン板をガasket および押えワクを用いて気密に圧着してあるが、押えワクはこれによりアンテナの広角度輻射特性が劣化しないように、とくに外部寸法が小さくなるよう留意し

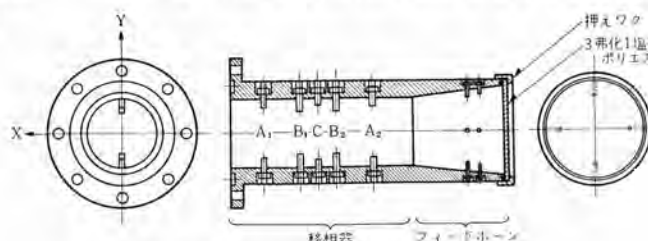


図 4.4 移相器およびフィードホーンの構造  
Fig. 4.4 Structure of the phase shifter and feedhorn.



図 4.6 偏分波器移相器およびフィードホーンの外観  
Fig. 4.6 Outside view of the polarization-selector, phase shifter and feedhorn.



である。なお、フィードホーンは開口付近に4方向より2本ずつ計8本の整合ビスを挿入して、入力電圧定在波比1.02程度に広帯域整合してあるが、この整合ビスによって一次輻射特性はほとんど影響されない。

## 5. アンテナの電気性能

### 5.1 利得の向上

回線設計上アンテナ利得として45db程度が要求されたがアンテナ開口能率を従来の4,000Mc多重無線中継用パラボラアンテナと同様に約50%と仮定すれば、反射鏡の開口直径として4,000mmが必要となる。

アンテナの開口能率を決定するおもな要素としては反射鏡の鏡面精度、一次輻射器部構造物による電波の散乱、および一次輻射特性がある。反射鏡の鏡面精度を高めることは、開口寸法が大きくなるほど工作的に困難となる。一方また、波長が短くなるほど当然高精度のものが必要となる。したがって、大口径高利得のアンテナほど開口能率が低下するのが普通である。この反射鏡の軸方向に沿った理想曲面からの最大偏差の規格は、中心から半径1,000mm以内は2mm以下、半径1,000mm以上は4mm以下に押えてあって、開口面における電界の位相誤差が最大30度をこえないようにしてある。実際の製品では、図3.3に示したようにほとんど中心部で1mm以下、周辺部で2mm以下であって、開口寸法の大きい割に高精度の得られているのは、反射鏡工作技術の進歩と、補強機構の合理化によってはじめて可能になったものである。

節4.4に記したように、フィードホーンとして従来の4,000Mc多重無線中継用円偏波パラボラアンテナと同様な図4.5の点線で示すような一次輻射特性をもったものを使用すると、6,100Mcにおける利得の実測値は45.2db開口能率51%となった。すなわち上述のように、アンテナ開口能率はアンテナ利得増大にともなって減少するのがつねであるにもかかわらず直径3,300φ、

利得40dbのアンテナと同じ開口能率が直径4,000φ、利得45dbのアンテナで得られたことは注目に値する。利得の向上という点から、鏡面精度ならびに一次輻射器支持柱および給電導波管の張り方などは、すべてこれで十分なることが知れたので、フィードホーンは利得をある程度犠牲にし、広角度輻射特性をよくすることを主として、一次輻射特性が図4.5の実線のようなものを用いた。

その結果、6,100Mcにおける実測利得は44.7db、開口能率は45.5%となった。

なお、このアンテナは反射鏡からの反射波が入射矩形導波管へではなく、他の矩形導波管にもどるから、アンテナの入力電圧定在波比特性をよくするための頂点整合板が不要で、したがって頂点整合板による利得低下はない。

### 5.2 広角度輻射特性の改善

超多重無線中継方式に用いるこのアンテナでは、従来の多重無線中継方式に用いるアンテナよりも干渉雑音を減少させるために広角度輻射特性が重要になる。広角度輻射特性を決定するおもな要素としては、フィードホーンの最大輻射方向より90度以上の角度をもつ方向の輻射特性、一次輻射器部給電導波管の外表面やフィードホーン支持柱からの散乱波などがある。

一次輻射特性は節4.4に記したように、コーン状のフィードホーンを使用することにより、90度方向が最大輻射方向にたいして-20db程度、後方輻射を-20db以下に押えてある。この結果、従来の円偏波アンテナよりも、反射鏡周辺部からの溢出エネルギーを小さくするとともに、一次輻射器からの直接輻射によるレベルを低くして広角度輻射特性の改善を図ってある。

このアンテナの給電導波管としては矩形導波管WRJ-6を、支持柱として直径30mmの金属管が用いてあり、これらの表面上を流れる電流による二次輻射波は、管軸に垂直な面内で約-40db程度のレベルの無指向性の輻射特性をもつ。したがって、もしこれらを、開口面上にて鉛直に走らせれば、大体このレベルで水平面内の広角度に散乱波をばらまき、広角度輻射特性はこの散乱波のレベルで支配されることになる。ところが図3.2に示すように、給電導波管および支持柱を鉛直面にたいして、45度傾いた面内に取付けることによって、これら散乱波のレベルはさらに-30~-40db程度低くなることが計算上明らかで、広角度輻射特性がいちじるしく改善

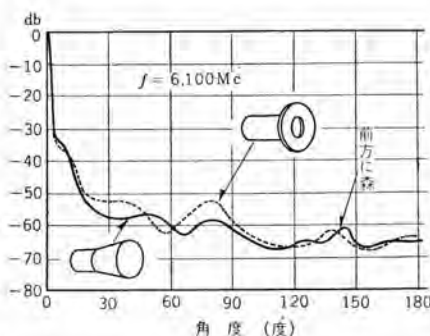


図 5.1 アンテナの水平面内輻射特性 (セン頭包絡線)  
Fig. 5.1 Antenna pattern in the horizontal-plane (envelope of peak points).

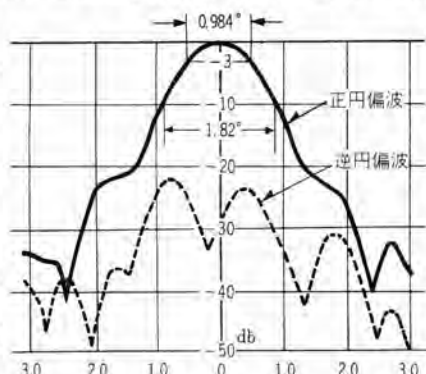


図 5.2 アンテナの main beam 近傍の水平面内輻射指向特性  
Fig. 5.2 Antenna pattern near the main beam in the horizontal plane.

表 5.1 Main beam 近傍の特性 (6,100 Mc)

main beam の幅	-3 db		0.984 度
	-10 db		1.82 度
1st side lobe	位	置	1.8 度
	レ	ベ	ル
2nd side lobe	位	置	2.5 度
	レ	ベ	ル

される。

図 5.1 の実線は 6,100 Mc で測定した水平面内輻射指向特性のセン頭値の包絡曲線で、 $\pm 60$  度以上の広角度輻射特性はほぼ  $-60$  db 以下になっている。なお図の点線は参考として、前述のフラジ付のフィードホーンを用いた場合の結果を示したものであって、両者を比較すると  $80$  度付近のレベルが約  $8$  db 改善されている。図 5.2 の実線は 6,100 Mc での main beam 付近の輻射指向特性を示したものであって、main beam の幅、side lobe の位置およびレベルを表にすると表 5.1 のようである。

### 5.3 入力電圧定在波比および電力楕円偏波率の改善

このアンテナは 1 ルート中の収容回線が従来のものよりも多くなる関係上、準漏話雑音の点からエコノミズを極力少なくするため、入力電圧定在波比は目標値 1.02、最大値 1.035 以下、入力電圧反射係数の自乗平均平方根 0.012 以下というきびしい性能が要求された。このためにまず一次輻射器部において、その構成部品の数できるだけ少なくし、かつ 1 個所に集めるとともに、各構成部品は第 4 に述べたようにその残留反射を極力小さくするように設計してあるが、とくに工作技術の点には特別の考慮が払われている。

なお、この一次輻射器部の構成部品のうちで、その反射がそのままアンテナの入力電圧定在波比としてあらわ

れるのは給電導波管および偏分波器だけである。移相器の反射は、偏分波器の円形導波管側ですでにある程度楕円偏波になっている関係上、それがそのまま入力矩形導波管側にもどってこない。またフィードホーンの反射はもしもそれが等方性であれば、入力矩形導波管側にはもどらない。反射鏡からの反射波についてもフィードホーンと同様であって、入力電圧定在波比をよくする目的での頂点整合板は不要である。事実、入力電圧定在波比に関しては、アンテナ全系と一次輻射器部単独との間にはほとんど差は認められなかった。このように円偏波アンテナの特長をうまく利用したことも、このアンテナの入力電圧定在波比を良くした大きな理由の一つである。日本電信電話公社東京一名古屋一大阪間 6,000 Mc 超多重無線中継用「1」号「2」号各 18 台のうちの、とくに良くも悪くもない代表的なものの特性を図 5.3 に、また規格値、最悪値、平均値、最良値を表 5.2 に示す。

電力楕円偏波率は偏分波器および移相器両者の移相量の和が  $\pi/2$  rad よりいかほどずれているかによって定まる。移相器は第 4.3 に述べたように新考案の容量性棒装荷広帯域無反射移相器を使用することにより、移相量の調整が容易になり、しかも特性的にも良好なものが得られるようになった結果、製品の大部分について、電力楕円偏波率は規格値 1.22 よりも十分 1 に近い値が得られ、36 台中最悪のもので 1.15 以下となっている。東名阪間 6,000 Mc 超多重無線中継用「1」号「2」号各 18 台のうちのとくに良くも悪くもない代表的なものの特性を図 5.4 に、また規格値、最悪値、平均値、最良値を表 5.3 に示す。

なお、電力楕円偏波率はアンテナの偏波識別度、すなわち正および逆旋の円偏波を受信したときの両者の受信電力比を決定する。電力楕円偏波率を  $e_p$  であらわせば

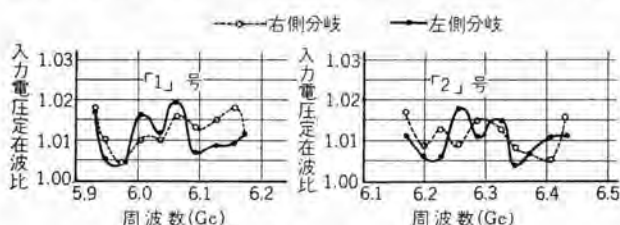


図 5.3 アンテナの入力電圧定在波比の一例

Fig. 5.3 Example of input voltage standing wave ratio of antenna.

表 5.2 アンテナの入力電圧定在波比

周波数帯域 (Mc)	「1」号 5,925~6,175	「2」号 6,175~6,425
規格	1.035	1.035
測定点の平均の最悪	1.019	1.019
〃〃平均	1.013	1.012
〃〃最良	1.009	1.006
測定点中の最悪の最悪	1.030	1.029
〃〃平均	1.023	1.020
〃〃最良	1.016	1.015
入力電圧反射係数の自乗平均平方根	規格 0.012	0.012
最悪	0.0103	0.0098
平均	0.0073	0.0066
最良	0.0049	0.0038

測定点の平均というのは、各アンテナ測定値の平均値、測定点中の最悪というのは、各アンテナ測定値中の最悪値

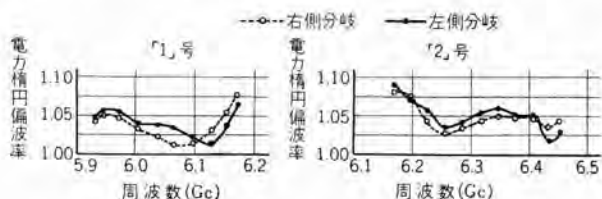


図 5.4 アンテナの電力楕円偏波率の一例

Fig. 5.4 Example of power ellipticity ratio of antenna.

表 5.3 アンテナの電力楕円偏波率

周波数帯域 (Mc)	「1」号 5,925~6,175	「2」号 6,175~6,425
規格	1.22	1.22
測定点の平均の最悪	1.088	1.098
〃〃平均	1.047	1.057
〃〃最良	1.026	1.027
測定点中の最悪の最悪	1.132	1.145
〃〃平均	1.078	1.097
〃〃最良	1.042	1.052

測定点の平均というのは、各アンテナ測定値の平均値、測定点中の最悪というのは、各アンテナ測定値中の最悪値



完全円偏波にたいする アンテナ正面方向 の偏波識別度は  

$$\frac{(\sqrt{e_p}-1)^2}{2(e_p+1)}$$
 で与えられ、 $e_p=1.2$  とすれば  $-26.8$  db となる。実測結果によれば、前掲の図 5.2 に示したように  $-32$  db 程度である。

前述のように、反射鏡からの反射は入力矩形導波管へではなく、他方の矩形導波管へもどってくる。したがって、アンテナ全系としての矩形導波管間漏洩量は、一次輻射器部単独の場合に比べていちじるしく悪くなる。しかも電力楕円偏波率がよいほどこの劣化の度合は大きくなる。実測結果によれば、 $-26$  db 程度であるが、これは頂点整合板を装着することによって改善されて  $-30$  db 以下にはなる。しかし装着による利得の低下および広角度輻射特性の劣化を考慮し、かつ回線構成上この程度の漏洩量でもさしつかえないとの理由で、製品には装着しないことになった。

## 6. む す び

以上、概略的ではあるが、6,000 Mc 超多重無線中継用左右両旋共用円偏波パラボラアンテナが、従来のアンテナと比べて、いかなる点で具体的に、どのような手段で、どこまで改善されたかを主として記した。超多重無線中継用パラボラアンテナとして、左右両旋円偏波共用を実現した世界最初のものであるばかりでなく、特性的にも内外にその例を見ないすぐれたものであって、斯界の注目の的となっている。

終わりに臨み、ご指導ご鞭撻を賜わった日本電信電話公社電気通信研究所の染谷次長、深海無線課長ならびに関係各位に深甚なる謝意を表する。

またこの空中線の開発製作に電気通信研究所で開発された 1.0004 程度の微小定在波比を測定しうる新しい定在波測定器<sup>(23)</sup>が使用されたことを付言し、関係各位に謝意を表する。

## 参 考 文 献

- (1) 河津・大橋・加藤・沼野・青木・喜連川・森川・立川：偏波共用パラボラアンテナの特性、昭和 34 年電気四学会連合大会講演論文集、p. 781、(昭和 34 年 4 月)。
- (2) 河津・大橋・加藤・沼野・喜連川・森川・立川：6Gc 帯超多重通信用アンテナ系、電気通信学会アンテナ研究専門委員会資料、(昭和 34 年 7 月 8 日)。
- (3) 喜連川：マイクロ波アンテナとその諸問題、『三菱電機』、28、臨時号、無線機特集、pp. 15~27、(Aug., 1954)。
- (4) 喜連川：マイクロ波アンテナ、昭和 30 年度電気関係学会関西支部連合大会部門講演要旨集、pp. 45~47、(昭和 30 年 10 月)。

- (5) 竹内・河津・和田・小口・大橋：パステリウス・レンズ・アンテナ、通研実用化報告、2、No. 2、pp. 172~207、(Aug., 1953)。
- (6) 河津・喜連川：マイクロ波中継用アンテナ、電気通信学会アンテナ研究専門委員会、(昭和 29 年 4 月 9 日)。
- (7) A. A. Lince: Antennas for the TD-2, Bell Laboratories Record, 30, No. 2, pp. 49~55, (Feb., 1952)。
- (8) G. King, L. Lewin, J. Lipinski and J. B. Setchfield: Microwave Techniques for Communication Links, Proc. I.R.E., 99, Part III, No. 61, pp. 275~288, (Sept., 1952)。
- (9) J. C. Simon: Un nouveau type de lentilles en hyperfréquences L'Onde Électrique 32, pp. 187~189, (Avril-Mai, 1952)。
- (10) 河津・榎本・喜連川：直線偏波および円偏波の広帯域パラボラアンテナ、『三菱電機』、30、No. 9、無線機特集、pp. 561~567, (Sept., 1956)。
- (11) 河津・大橋・喜連川・立川：マイクロ波広帯域伝送直線偏波パラボラアンテナの改良、昭和 33 年電気四学会連合大会講演論文集、p. 836, (昭和 33 年 5 月)。
- (12) H. Laub and W. Stöhr: Hornparabolantenne für Breitband-Richtfunkanlagen, Frequenz, 10, pp. 33~34 (Feb., 1956)。
- (13) L. J. Libois: Les Nouveaux Systèmes de Faisceaux Hertzien de L'Administration Française des P.T.T., L'Ond Électrique 37, pp. 919~936 (Nov., 1957)。
- (14) A. A. Metrikin and V. K. Paramonov: Hornreflector Antenna for Radio Links using apparatus "BECHA", Communication Techniques, U.S.S.R., in Russian (Nov., 1958)。
- (15) Antennenanlagen 4000 MHz (Telefunken)。
- (16) R. W. Fris and A. S. May: A New Broadband Microwave Antenna System, A.I.E.E., 77, pt 1, No. 2 pp. 97~100, (March, 1958)。
- (17) 喜連川・立川：導波管ハイブリッド回路の広帯域整合、『三菱電機』、34、No. 11, pp. 1419~1428, (Nov., 1960)。
- (18) 喜連川・立川：6Gc 帯左右両旋円偏波分離回路、昭和 35 年電気四学会連合大会講演論文集、p. 1251, (昭和 35 年 7 月)。
- (19) T. Kitsuregawa, S. Nakahara and S. Tachikawa: Broad-band Microwave Quarter-wave Plate, Mitsubishi Denki Laboratory Report, 1, No. 4, (Oct., 1960)。
- (20) 喜連川・信岡・中原：差動形饋付導波管広帯域 1/4 波長板、昭和 31 年電気三学会連合大会講演論文集、p. 591, (昭和 31 年 4 月)。
- (21) 喜連川・信岡：小形広帯域マイクロ波 1/4 波長板、『三菱電機』、30、No. 2, 研究所創立 20 周年記念特集、pp. 114~117, (昭和 31 年 2 月)。
- (22) 喜連川・立川：誘電体板入り 1/4 波長板の広帯域化、昭和 31 年電気通信学会全国大会講演論文集、p. 91, (昭和 31 年 11 月)。
- (23) 河津・稲毛・江戸：微小反射係数測定器、昭和 34 年電気通信学会全国大会講演論文集、p. 239, (昭和 34 年 10 月)。

# 900 Mc 帯工業用テレビジョン無線中継装置

無線機製作所 北垣成一\*・上田重夫\*\*・阿部修\*\*  
木本裕之\*\*・道家昭彦\*\*

## 900 Mc Band Radio Relay Equipment for Industrial Television

Electronics Works Seiichi KITAGAKI・Shigeo UEDA・Osamu ABE  
Hiroyuki KIMOTO・Akihiko DÔKE

Industrial television has been expanding its field of application nowadays, fact which has increased the necessity of radio relaying. Based on much experience on the manufacture of industrial TV sets, Mitsubishi has been developing 900 Mc band radio relay equipment and just completed one for the Mitsubishi Bank. The apparatus has features of relaying simultaneously with one transmitter video signal having resolution capability to the similar degree as the TV broadcasting and order wire signal. The receiver is in such an economical composition as to combine a standard TV receiver and a simple converter. The televising camera and camera controller are fully transistorized and built compact and light.

### 1. ま え が き

溶鉱炉内の状況を危険のない場所で、発電所のダムの水位を遠く離れた制御室で、あるいは外科手術の模様を多くの学生がいる教室で観察させるなど各方面において有線による工業用テレビジョン (ITV) が広く使用されている。しかし、撮像機と受像機の間 ケーブル を施設することが地理的、経済的条件で制約される場合には無線伝送の必要が生ずる。

従来、テレビの無線伝送は放送用以外には許可されなかったが、ITV の応用が拡大し、無線伝送の必要性が次第に増加した結果、最近、900 Mc 帯が ITV 無線伝送用として割当てられた。すなわち、原則として 5km 以上の有線延長を有するか、あるいは中央から放射状に同時送信を必要とする場合、その他有線による伝送が困難な場合に、送信出力 10W 以下で、映像と連絡用音声の伝送が許される。

当社では有線による工業用テレビジョン装置については発電所その他に多くの納入実績を有するが、今回無線による ITV 装置を完成し、このほど、三菱銀行に納入したので、ここにその概要を報告してご参考供にしたいと思う。

この装置はテレビ放送と同程度の解像度を有する映像の伝送と連絡用音声の伝送とを 1 台の送信機で同時に行なうことができるという特長を有し、受信機は標準の TV 受像機に簡単なコンバータを付加する経済的な構成である。また撮像装置は全トランジスタ化して、小形軽量に作られている。

### 2. 方式の概要

無線伝送の場合 ITV の方式は、放送用 TV の伝送方式とまったく同一とした。すなわち、同じ程度の解像度を要求されること、放送 TV の標準技術が使用できること、および受信機の構成に簡単なコンバータと TV 放送受像機の組合せが使用できることなどを考慮して、走査、同期などの方式はもちろん、入出力レベル、インピーダンスなども標準の伝送方式を採用した。

従来、放送 TV の送信機は映像信号送信機と音声信号送信機の 2 台から構成されるのが普通である。また ITV 無線伝送装置でも従来 1~2 発表されている機器は上記放送 TV と同一の方式か、あるいは映像と音声の交互伝送であって、1 台の送信機で映像と音声の同時伝送を実用化したものはまだ見受けられない。

われわれは前記のように、映像と音声の同時伝送方式を採用した。すなわち音声信号で周波数変調した 4.5Mc の音声副搬送波と映像信号とを混合し、この合成信号で 900 Mc 帯主搬送波を振幅変調する方式で、両信号の変調度は映像信号の 60% に対し音声副搬送波のそれを 25% とし、音声副搬送波の周波数偏移は放送 TV の場合と同じく  $\pm 25$  kc とした。なお送信波の占有帯域幅は 9.1 Mc が割当てられているので、残留側帯波用濾波器は実装していないが、これを付加すれば残留側帯波方式とすることができる。

1 台の送信機で映像と音声の同時伝送を行なう場合にもっとも問題となるのは、映像信号と音声副搬送波との多重振幅変調の際、非直線ヒズミによって生ずる相互干



波と変調度を両信号に分割した場合の信号対雑音比の低下であるが上記のようなレベル比とし、直線性のよい変調器を使用して実用化に成功したものである。

### 3. 設備の概要

伝送は映像と連絡用音声の同時片方向伝送である。  
機器の構成を図3.1に示す。送信側にはテレビ撮像系1式、無線送信機および送信空中線系1式が設備される。とくに銀行の場合、通常の三脚式撮像機台のほかに、文書撮像台を設けた。

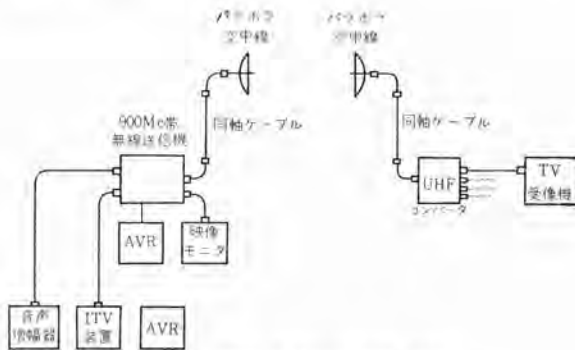


図 3.1 ITV 無線伝送装置系統図  
Fig. 3.1 Block diagram of radio relay equipment of ITV.

受信側には、コンバータと一般市販の放送用TV受信機および受信空中線系1式を設備する。受信機は合計4台まで併設して、異なる場所で受信することができる。空中線は直径1.8mのパラボラ空中線を使用した。

### 4. 総合性能

距離約20kmでおよそ次のような性能を有する。

映像の信号対雑音比	30 db 以上
音声の信号対雑音比	40 db 以上
映像の解像度	水平、垂直とも約300本
音声のヒズミ減衰量	25 db 以上

### 5. 無線装置

#### 5.1 仕様の概略

無線装置の仕様を列記すると次のとおりである。

##### (1) 送信機

a. 周波数範囲	830~920 Mc
b. 送信出力	公称10W
c. 送信周波数安定度	±0.01%以下
d. 伝送方式	映像、音声同時伝送
e. 伝送周波数範囲	映像 20 c/s~4.5 Mc 音声 0.3~3.4 kc 音声副搬送波 4.5 Mc
f. 変調方式	映像、AM変調 60%

音声、FM—AM

周波数偏移 ±25kc  
(75 μs プリエンファシス特性)、

AM変調度、25%

g. 送信機入力インピーダンスおよびレベル	映像、75 Ω ± 20 %、 同軸 1.4 V <sub>p-p</sub> 、 音声、600 Ω ± 20 %、 平衡または不平衡、 0 db m
-----------------------	---

h. 送信機不要輻射	-40 db 以下
i. 電源	AC 100/200 V ± 5 %、50/60 c/s、単相

j. 消費電力	850 VA 以下
---------	-----------

##### (2) 受信コンバータ

a. 出力周波数	放送TVのチャンネル1 (91.25 Mc)、 またはチャンネル2 (97.25 Mc)
b. 雑音指数	15 db 以下
c. 受信帯域幅	3 db 低下点で約7 Mc
d. 電源	AC 100/200 V ± 5 %、50/60 c/s 単相
e. 消費電力	50 VA 以下
(3) 空中線	
a. 直径	1.8m
b. 利得	21.5 db 以上
c. VSWR	1.1 以下
d. ビーム幅	約11度

#### 5.2 送信機

送信機は図5.1に示すように、幅600mm、高さ2,000mm、奥行550mmの鉄架きょう体に収容されている。

その回路系統図は図5.2に示すとおりであるが、以下各部について概要を説明する。

##### (1) 音声変調

音声信号の周波数変調はリアクタンス変調器で0dbmの音声信号にたいし60kc以上の周波数偏移が得られた。副搬送波信号4.5Mcの自励発振器はAFCを設けて、電源電圧、周囲温度の変動、真空管の特性の変化の影響をおさえた。AFCのルーブリックは約7で、周波数弁別器の温度にたいする安定度は1°Cにつき0.01%以下である。AFC回路は音声信号の一部をも帰還し、75 μsecのプリエンファシス特性を得ている。出力増幅段は映像信号ケーブル回路に接続してビデオ信号と副搬送波の間の干渉を生じることなく、0.6V<sub>p-p</sub>以上の出力が取り出せる。

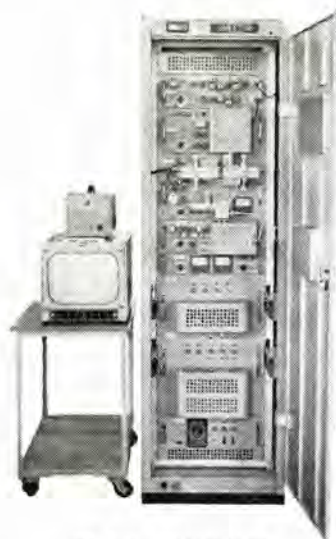


図 5.1 送信機外観  
Fig. 5.1 Appearance of radio transmitter.

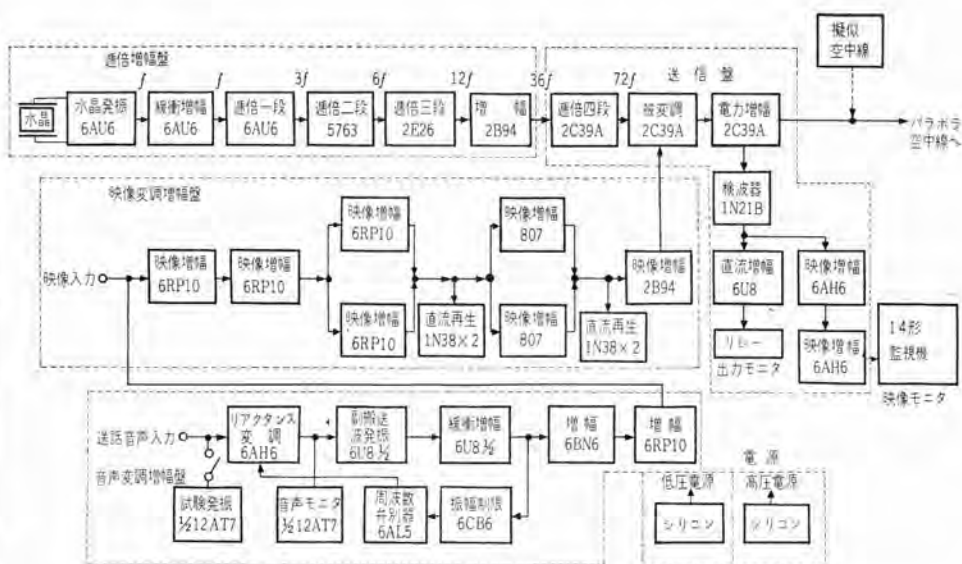


図 5.2 送信機回路系統図  
Fig. 5.2 Circuit diagram of radio transmitter.

モニタ回路として 400 c/s の発振器、増幅器、および検波器を設け、音声信号のレベル点検と変調の較正を簡単に行なえるようにした。

## (2) 映像変調

映像増幅器は音声副搬送波と映像信号との合成信号を増幅し、変調器のカソードホロア出力で約 10 V<sub>p-p</sub> を与える。変調器の格子回路には G<sub>0</sub> 検波器のクラッパを設け直流再生を行なった。

終段増幅管と変調管には安定化された -90V 電源からバイアス電圧を与え、この電源が障害の時は継電器によって +B 電源を自動的に切断して真空管を保護する。

被変調器は板極管を箱形空洞に装備した格子接地形 C 級増幅器で、変調出力を陰極に加えて振幅変調を行なわせる。送信機の変調信号入力端子から映像モニタ出力端子までの総合周波数特性は図 5.3 のとおりで、また送信機総合の波形ヒズミはオーバーシュート 8% 以下、立上がり 0.15 μs、サグ 2% 以下、非直線ヒズミは 7% 以下である。図 5.4 はステップ波形を送信し、入力波形と受信機の出力波形（ラック管入力波形）を 2 現象オシロスコープ上に描かせたもので、両者を比較するとほとんどヒズミなく伝送され、良い特性を有していることがわかる。

## (3) 通倍電力増幅およびモニタ

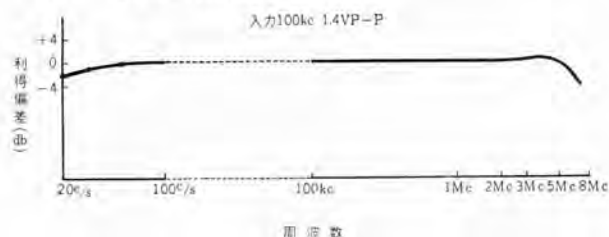
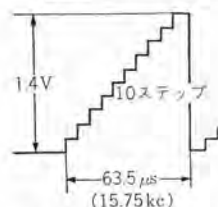


図 5.3 送信機総合周波数特性  
Fig. 5.3 Overall frequency characteristics of radio transmitter.



図 5.4 ステップ波形の伝送  
Fig. 5.4 Transmission of step signal.



搬送波は水晶発振器でえた信号を 72 通倍している。周波数安定度は ±0.01% 以内である。電力増幅は定格出力 10W、3 db 降下点で 9 Mc 以上の帯域を有している。

送信機は出力モニタと映像モニタを有する。映像モニタは送信出力の一部を S<sub>1</sub> 検波器で直接ビデオ検波し、増幅して 1.4V<sub>p-p</sub> で映像モニタに送り出す。出力モニタは上記検波器の直流分を増幅してリレーを動作させ出力に異常を生じたとき制御回路に警報を発する。

## (4) 制御

保守に必要な各回路の電圧、電流は各盤と制御盤に設けたロータリースイッチを選択して制御盤の計器に集中して監視できる。なお送信出力と 450 Mc 帯信号出力の監視に専用の計器を 1 台備えた。

監視、制御回路は次の動作をする。

- 送信出力障害の場合は、障害表示および警報
- 送風機障害の場合は、板極管の高圧を切断



c. 変調回路バイパス電圧障害 の場合は、変調回路終段の動作停止と障害表示および警報

(5) 電 源

電源整流器には シリコン整流器 を使用し、また、変圧器は カットコア を使用し特殊絶縁処理によって小形化した。+B 電源はすべて電子管式電圧安定回路を備え、電源入力の変動  $\pm 5\%$  以上の変動に対し十分な安定度をえている。リップル は各  $-70\text{ db}$  以下である。

また、高圧印加は 主電源スイッチ の投入から 50 秒間自動遅延させて各真空管の ヒータ予熱 を十分にし、板極管冷却用送風器には 風量スイッチ を設けて過熱による事故を防いだ。

電源盤は動作状態のまま前面に引出し、さらに扉式に前開して背面の部品、配線などを点検しうる構造となっている。

5.3 受信機

受信系は コンバータ と TV 受像機からなり、その外観を図 5.5 に示す。コンバータは、幅 450mm、高さ 260mm、奥行 205mm の体裁優美な卓上形である。本器は 900Mc 帯受信信号を放送 TV の適当な ブラック チャネル の信号に変換し、増幅して受像機に送出するもので、電源整流部を自蔵する。その回路系統図は図 5.6 に示すとおりである。

入力回路は集中定数形の二重同調回路で、

VSWR は 10 Mc の帯域内で 2 以内、3 db 帯域幅 15 Mc 以上、挿入損失 0.8 db 以下である。局部発振器は レッヘル線 を用いたコルピッツ形の発振器で、先端の 可変コンデンサによって周波数を変える構造でよい結果がえられた。

中間周波増幅器の利得は約 20 db で雑音指数は 15 db 以下、コンバータ総合 の周波数特性

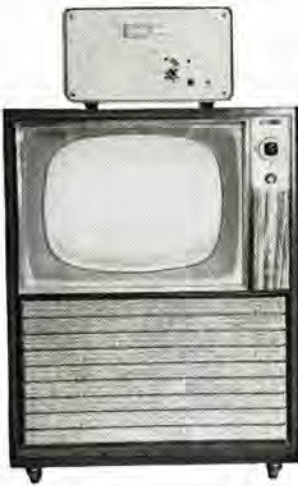


図 5.5 受信機外観  
Fig. 5.5 Appearance of radio receiver.

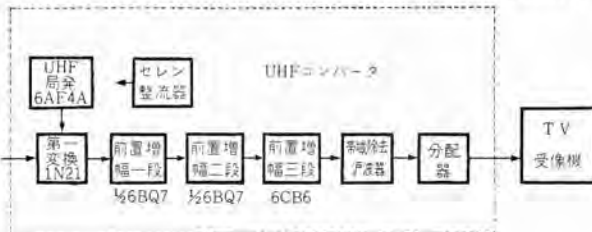


図 5.6 受信機回路系統図  
Fig. 5.6 Circuit diagram of radio receiver.

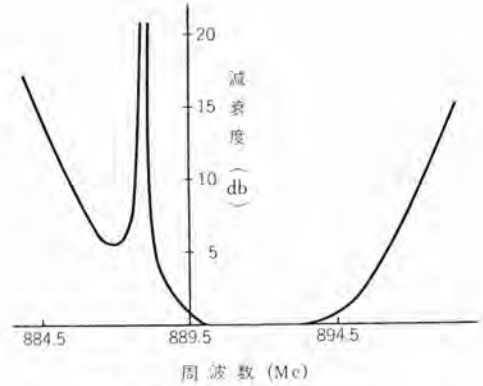


図 5.7 コンバータ総合帯域特性  
Fig. 5.7 Overall response of converter.



図 5.8 受信側受像画面 (千円札の一部)  
Fig. 5.8 Received picture.

は図 5.7 のとおりである。

送信機と受信機とを ケーブル で接続し、距離約 20 km に相当する減衰を与えた場合の受像画面の一例を 図 5.8 に示す。

6. ITV 装 置

6.1 特 長

今回の ITV 装置は、現在一応「テレビ放送室」を設けて、その室に設置してあるが、将来銀行内各所に移動させて使用することが予想されるので、容易に運搬できるとともに簡単にどこからでも電源が取れるようにする必要がある。このため装置の小形軽量化と、消費電力の減少を計るために、監視機 (モニタ) を除く他の機器、すなわち撮像機、撮像制御機、同期信号発生部および電源装置はすべて トランジスタ化 した。これにより各機器の寸法および重量は表 6.1 に示すように小形軽量化され、また消費電力は、

表 6.1 各機器の寸法および重量

機 器 名 称	縦 (mm)	横 (mm)	長 寸 (mm)	重 量 (kg)
撮 像 機	150	130	350	4.5
撮 像 制 御 機	120	360	470	7
同 期 信 号 発 生 部	120	360	470	6.5
電 源 装 置	230	200	300	10
監 視 機	342	360	470	25
自 動 電 圧 調 整 器	250	200	300	15

監視機 約 170 VA  
 その他全機器(電源装置より供給される) 約 45 VA  
 となっている。

## 6.2 仕様および性能

### (1) 走査方式

水平走査周波数 15.525 kc  
 走査線数 621 本  
 垂直走査フィールド数 50 枚/sec  
 垂直走査フレーム数 25 枚/sec  
 飛越走査 1 : 2

電源同期方式

### (2) 同期信号

同期信号の形式は日本の テレビジョン 放送の規格に準じており、受像側で インターレース を確実にさせるため等化パルス を挿入してある。

### (3) 映像信号出力

出力インピーダンス 75  $\Omega$  不平衡  
 出力レベル 撮像制御機出力端子において  
 複合映像信号 1.4V (p-p)  
 極性 白正

### (4) 映像増幅器

総合周波数特性 図 6.2 参照  
 サグ 60 c/s の 矩形波入力に対し  
 1 %  
 オーバーシュート 15 kc, 250 kc の矩形波入力  
 に対し、オーバーシュート 12 %,  
 立上がり時間 0.08%

雑音 (常用使用状態で 1Vp-p に対し)

ハム雑音 55 db  
 その他の雑音 -34 db

直線性 常用利得状態において入力波  
 形に対し出力電圧の直線性は  
 1.4 V (p-p) まで 5 %以内

(5) 水平解像度 350 本以上

(6) 音声増幅器 (撮像制御機内に組み込みのもの)

入力インピーダンス 600  $\Omega$

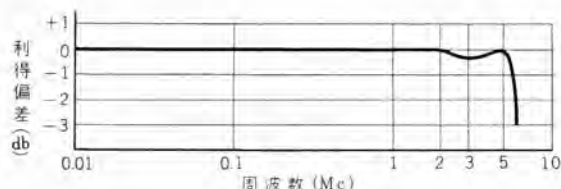


図 6.1 映像増幅器総合周波数特性  
 Fig. 6.1 Overall frequency characteristic of video amplifier.

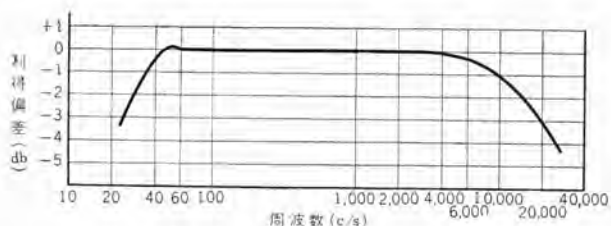


図 6.2 音声増幅器周波数特性  
 Fig. 6.2 Overall frequency characteristic of voice amplifier.

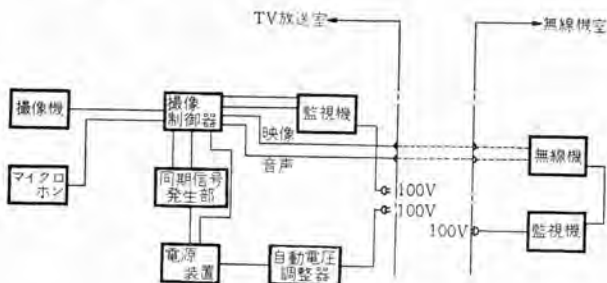


図 6.3 ITV 系統図  
 Fig. 6.3 Block diagram of ITV.



図 6.4 IT-4 形 ITV  
 左より監視機・電源装置・撮像制御機 (上)  
 および同期信号発生部 (下)

Fig. 6.4 Appearance of ITV  
 Monitor (left), Power supply (center) Camera  
 controller (upper) and Synchronize signal  
 oscillator (lower).



図 6.5 三脚に取付けた撮  
 像機  
 Fig. 6.5 Camera mount-  
 ed on a tripod.



図 6.6 文書撮像台  
 Fig. 6.6 Camera mounted  
 on a desk.





撮像機の高さを机面上より 300mm から 600mm まで調整することができる。焦点距離 25mm のレンズおよびプリズムを使用して約 12×16cm<sup>2</sup> から約 24×32cm<sup>2</sup> の範囲の大きさのものが撮像可能であるが、バックホーカシンの機構のストロークが約 20mm あるので被写体の下に適当な台を使用することにより、さらに小さなものたとえば印鑑などを画面いっぱいに写すことができる。

6.5 テレビ放送室

テレビジョン装置を置くテレビ放送室と無線機室との距離はケーブル長で約 60m あり、映像信号は 7C—2V 形同軸ケーブルを使用し音声は、2 心シールド線を使用している。

テレビ放送室の広さは、約 6.4×3.3m<sup>2</sup> で高さは 2.65m であり、この室からは所員の教育用などに講演などを送信することができるので、被写体の照明として天井に 40W ケイ光灯 4 本のもの 2 列、40W ケイ光灯 2 本のもの 1 列および 500W のスポットライト 2 台を用意し大略被写体面上 1,500lx 以上の照度が得られるようにした。図 6.8 参照。

また周囲の壁面は灰緑色（オーシャングリーン）として被写体との調和を計り、材料は吸音テックス、穴あきボードな

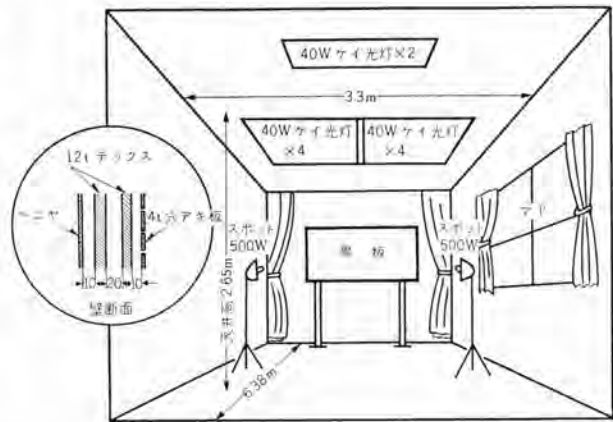


図 6.8 テレビ放送室  
Fig. 6.8 Construction of studio.

どを使用して音響的效果を計った。

7. む す び

以上が今回製作納入した三菱銀行向け、900 Mc 帯工業用テレビジョン装置の概要である。一般産業におけるテレビの応用分野は今後ますます拡大発展することが予想されるが、われわれは不断的な努力をもって技術の向上を図り各位のご期待に添いたいと考えている次第である。

最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所属場所
35-7-1	電気通信	モロトロニクス	吉松 誠一・大久保利美	研究所
" 7-7	電気学会	変圧器の衝撃電圧試験における印加電圧波形の算定	岩崎 晴光	伊 丹
" 7-9	電気学会	モレキュラエレクトロニクスの概念と可能性	大久保利美	研究所
" 7-11	金 属	モロトロニクス	吉松 誠一・大久保利美	研究所
" 7-13	プラスチック年鑑	電気用機器（強電）	石黒 克巳	研究所
"	電気学会	デジタル計算機を用いた変圧器の設計	菅 寿 郎	伊 丹
"	"	トリニスタ三極素子による電力逆変換	加藤 又彦	伊 丹
" 7-26	オートメーション	リレー要素による空気圧自動制御	吉山 裕二	研究所
"	自動制御連合講演会	電子管時分割形関数乗算器の動特性	大鳥羽幸太郎・桑田 博	無線機
" 7-30	電気学会	シリコン整流素子の順電圧降下とその損失	加藤 又彦	伊 丹
"	照明学会誌	高出力ケイ光灯用安定器について	高島 秀二・松島 勇作	大 船
35-8-2	建築と社会	輸送計画自動選択郡管理全自動エレベータ	板垣 晃平	名古屋
" 8-5	電気書院	半導体スイッチとは	加藤 又彦	伊 丹
"	エレクトロニクスダイジェスト	スポーツ医学用テレメータ装置	谷 貞和・忍足 博	無線機
" 8-8	冷 凍	エナメル線および合成ゴム of 電気的性質におよぼす冷媒と油の影響	白井万次郎・原 仁 吾 平林 庄司	研究所
" 8-9	電気学会	空気シ断器の電流零点近傍における動特性（とくにキロメートル故障に対する動作）	潮 恒 郎・伊藤 利朗	研究所



# 三菱トランジスタテレビジョン受像機 8P-116形

無線機製作所 糸賀正巳\*・柳川 滋\*・野口善男\*

## Mitsubishi Transistorized TV Receivers Type 8P-116

Electronics Works Masami ITOGA・Shigeru YANAGAWA・Yoshio NOGUCHI

As various kinds of electronic apparatus are transistorized, study on the characteristics of transistors has been made actively to further their applications, of which that to TV receivers is worthy of attention. The first transistorized TV set using a type 8 picture tube built by Mitsubishi was exhibited at the International Trade Fair in Osaka in last spring. Since then much improvement has been made on the model so as to produce marketable units type 8P-116. However, there are many points to be improved with the design of circuits together with the performance of transistors and components.

### 1. ま え が き

近年各種電子機器のトランジスタ化がめざましい勢いで進められ、これに伴ってトランジスタの高周波特性の改善、コレクタ耐圧、最大短絡電流の増加など、トランジスタの特性が急速に向上して来た。このような情勢により、テレビジョン受像機の各回路をトランジスタ化する気運が起り、当社においても、トランジスタ受像機の開発を進め、本年4月の大阪国際見本市には、8形受像管を使用した試作品を

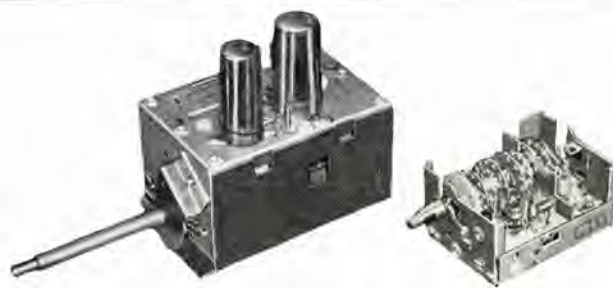


図 2.1 トランジスタチューナと真空管チューナ  
Fig. 2.1 Transistor tuner and vacuum tube tuner



図 1.1 外観図  
Fig. 1.1 Appearance.

展示したが、その後さらに検討改良を加え、8P-116形トランジスタ受像機の製品化を完了したので、ここにその概要を報告する。

### 2. トランジスタ受像機の問題点

#### 2.1 設計方針

本機の設計にあたっては、ポータブル受像機として、つぎの点に重点をおいた。

##### (1) 小形軽量化

キャビネット内部での発熱量が少なく、熱的トラブルのおそれがないので、チューナ、ケミコン、コイルなどを小形にすることができた。また90度偏向の細ネック(28mm)受像管(全長約225mm)の開発、プリント配線技術の採用

図 2.2 新形8形受像管と8DP4

Fig. 2.2 New type 8 picture tube and 8DP4.



により小形軽量化に努めた。

##### (2) 同期の安定化

外来雑音の多い所や、周囲温度の変化の大きい所で、使用される機会が多いので、とくに同期の安定化に注意した。

##### (3) 十分な輝度

周囲照度の明るい戸外で受像する機会があるので、後述の消費電力の節減と相反するが、十分な輝度が得られるように設計した。アノード電流100 $\mu$ Aのとき、約9kVの高圧が受像管に印加されている。

##### (4) 利得、雑音指数、AGC

利得、雑音指数は使用するトランジスタの性能による所が大きいが、回路、トランジスタの動作点、部品配置などの検討により、できるだけ真空管受像機の性能に近づけ





図 2.3 IF 部 プリント基板  
Fig. 2.3 Printed circuit board of IF section.



図 2.4 プリント基板取付け状態  
Fig. 2.4 State of printed circuit board mounted.

るよう努力した。また ポータブル 受像機なので アンテナ 入力の変動も大きいと思われるので、AGC の特性に考慮をはらった。

### (5) 消費電力の節減

電池により動作する場合が多いので、電池の負担を少なくして、電池による動作時間を長くするとともに、小形軽量にするため受像機の消費電力を節減するよう努力した。

## 2.2 改良すべき問題点

2.1 で述べた各項を満足し、さらに、ほぼ完全に近い性能を持った最近の真空管受像機と同程度の性能を得るためには、今後次のような点を解決する必要がある。

### (1) 高周波用 トランジスタ

テレビジョン・バンド (90~108 Mc, 170~222 Mc) の増幅、発振を行なう チューナ用 トランジスタとしては、250 Mc くらいまでの電力利得と雑音指数がほぼ一様で、真空管に匹敵する性能であることが望ましい。現在は、マイクロアロイ形、メサ形、合金拡散形が試作または量産化されている段階で、われわれは後者の二つを検討したが、 $f_a$ ,  $r_{bb}$ ,  $C_c$  などについてはさらに改善が必要である。本機に使用の TJ 75 (メサ形) の  $f_a$  は 600 Mc 以上、 $r_{bb}$  は 60  $\Omega$  (Boonton RX メータによる) 以下である。またコストの点でも RF 増幅用真空管 4 RHH 2 の 5~6 倍もする現状では、真空管受像機に対抗して、トランジスタ受像機を商品化するため トランジスタ 生産者のいっそうの協力を望んでいる。

### (2) 水平偏向出力 トランジスタ

本機は ポータブル 受像機として、戸外で使用される場合を考慮して、100  $\mu$ A の高圧を 9 kV に設計し、また小形にするため 90 度偏向受像管を使用したので、水平偏向出力トランジスタは 4 A<sub>p-p</sub> 以上の大電流 (ダンプダイオードに偏向電流の約半分をうけもたせたとする) をスイッチする必要がある。また帰線期間に 120 V<sub>p-p</sub> 程度の フライバックパルスが発生するので、一般電力用 トランジスタを使用すると、損失、コレクタ 破壊などの点で問題となる。そのため水平

偏向出力用 トランジスタとしては、(a) コレクタ耐圧 (b) 最大短絡電流、(c) 短絡 インピーダンス (d) 立下がり時間などの特性が重要である。本機に使用した トランジスタ TJ 39 は、合金 ドリフト形 ゲルマニウムトランジスタで、コレクタ耐圧 180 V 以上、最大短絡電流 6 A 以上、短絡 インピーダンス 0.05  $\Omega$  で、後述のようにとくに立下がり時間には注意している。本機の水平偏向出力回路にはこの トランジスタを 2 石使用しており、偏向電力は受像機全体のほぼ 80% 近くになっている。能

率のよいスイッチ 動作による消費電力の節減、1 石による 8 形受像機の完全な動作、14 形、17 形など大形受像機の動作のために立下がり時間、短絡 インピーダンス、短絡電流などの改善が必要である。

### (3) 受 像 管

現在開発されている映像出力用 トランジスタの コレクタ耐圧は 70 V 程度で、受像管の輝度変調入力としての映像信号電圧が不十分であるため、高  $g_m$  受像管の開発が必要であるとともに、さらに偏向電力の節減のために偏向能率のよい受像管が必要である。本機では カットオフ 電圧 35 V 前後、28mm の細 ネック受像管を開発したが、今後 14 形、17 形などの大形受像管については、偏向拡大器 (英国 Mullard 社発表) などの検討が必要であると考えられる。

### (4) 蓄 電 池

トランジスタ受像機に使用する蓄電池として、現在考えられているものは、Ni-Cd アルカリ電池である。アルカリ電池は過放電に強く寿命が長いので取扱いが便利であるが、

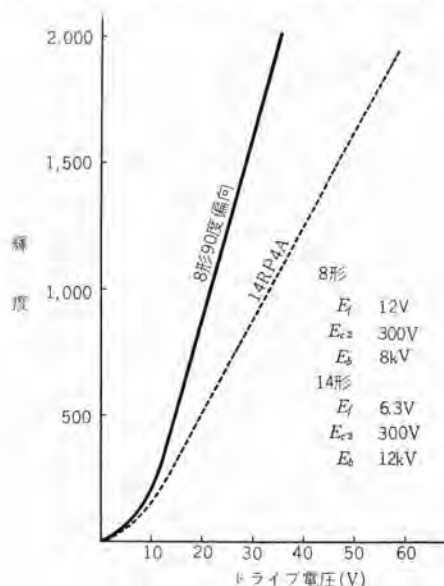


図 2.5 新形 8 形受像管の輝度変調特性  
Fig. 2.5 Brightness modulation characteristic of new 8 type picture tube.





値段が鉛電池より高い(2~3倍)点が欠点である。しかも現状では形状、重量ともに大きく、8形受像機としては、電池の容量も3~4 Ah程度が限度であり、受像機の消費電流が1.3~1.4 Aであるので、動作時間も2~3時間程度である。電池電圧は受像機の性能率、トランジスタのコレクタ耐圧などを考慮して12 Vが適当である。本機には12 V、3.5 Ahのアルカリ電池を使用しているが電池メーカーの協力を切望する次第である。

### 3. 外観、構造、性能

交直両用のポータブル形で AC 電源、DC 電源ともに外付きである。図 1.1 は本機の外観写真である。本機の概略性能は次のとおりである。

受信チャンネル	Ch 1~Ch 12
アンテナ	ロッドアンテナ 付 外部 アンテナ 接続端子付
トランジスタ	24 石
ダイオード	15 本(電源回路 4 本を含む)

サーミスタ	3 本
受 像 管	8 形 90 度偏向 28 mm ネット
真 空 管	5642 (高圧整流用)
スピーカ	92 mm 円形
最大感度	Ch 1      7 $\mu$ V Ch 12     15 $\mu$ V (ただし映像出力段出力 10 V <sub>p-p</sub> の時)
6 db S/N	Ch 1      17 $\mu$ V Ch 12     25 $\mu$ V
雑音指数	Ch 1      6 db Ch 12     11 db
音声出力	無歪 260 mW
消費電力	DC      16 W
電 源	DC 12 V 3.5 Ah アルカリ電池 AC 100 V 50/60 c/s

外形寸法	幅      217 mm 高さ    166 mm 奥行    280 mm (電池付) 重 量    8 kg (電池付)
------	--

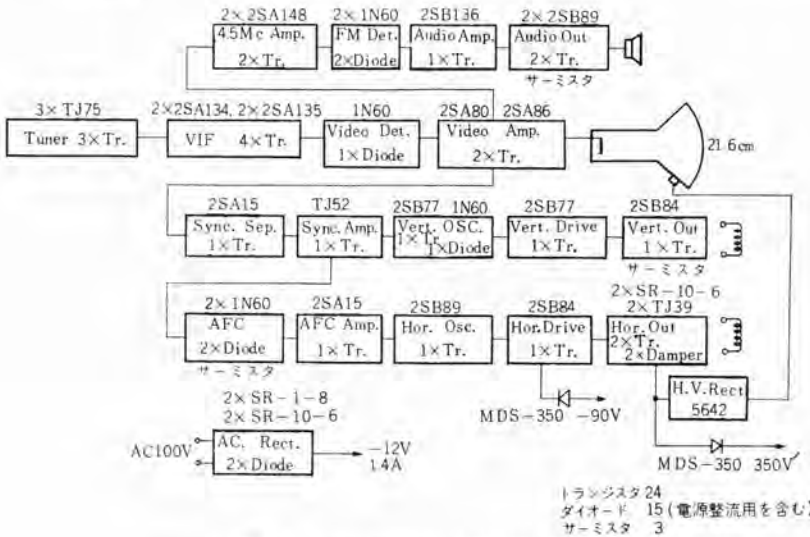


図 3.1 トランジスタテレビ 8P-116 結線図

Fig. 3.1 Transistorized TV 8P-116 block diagram.

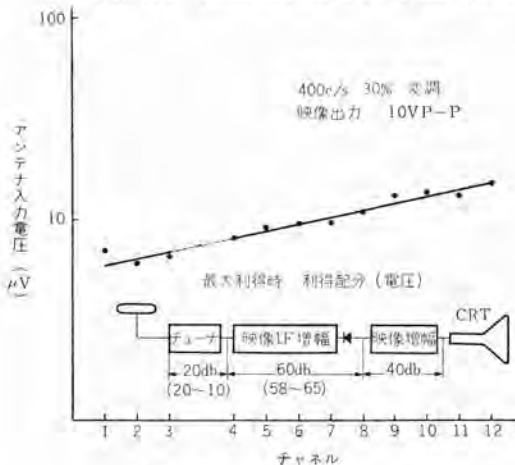


図 3.2 最大感度

Fig. 3.2 Maximum sensitivity.

図 3.1 は本機のブロックダイアグラムである。

### 4. 各部回路の説明

#### 4.1 チューナ部

チューナ部は RF 増幅、ミキサ、局発からなり、メサ形トランジスタ TJ-75 を 3 石使用している。図 2.1 に示すように、構造は円板ターレット方式のものを開発した。RF 段は、中和をとったエミッタ接地方式を採用したが、高チャンネルにおける特性の低下が目だっている。トランジスタの性能の改善とともに、回路方式についても、さらに検討を続けたいと考えている。RF 増幅段に AGC を加えることについては、図 4.3 からわかるように Forward (正方向) と Reverse (逆方向) が考えられるが、実験によれば、前者は大きな制御電力を必要とし、またいずれの方法も制御範囲が狭く、さらに非直線ヒズミを伴いやすいので、本機では雑音指数が最小となる範囲で、 $I_b$  を 2 mA 程度に設計し (AGC を加えなかった)、大信号に対しては、アンテナ入力端において減衰器を用いる方法が過負荷を防止するのに有効である。

入力、結合回路とも、インピーダンス整合は C 分割方式により、所要の帯域、利得を得るとともにチューナ切換接点の数を最小限におさえるようにした。



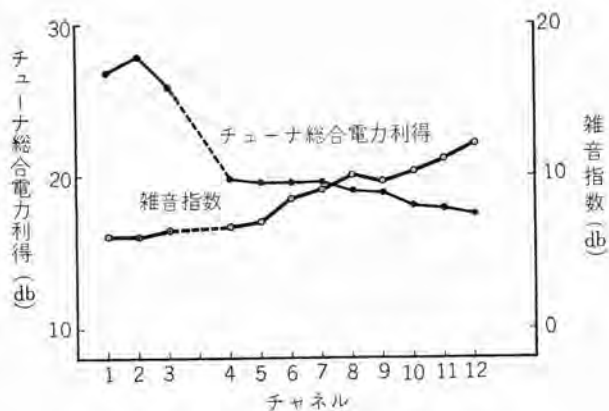


図 4.2 チューナ総合利得および雑音指数  
Fig. 4.2 Tuner overall gain and NOISE figure.

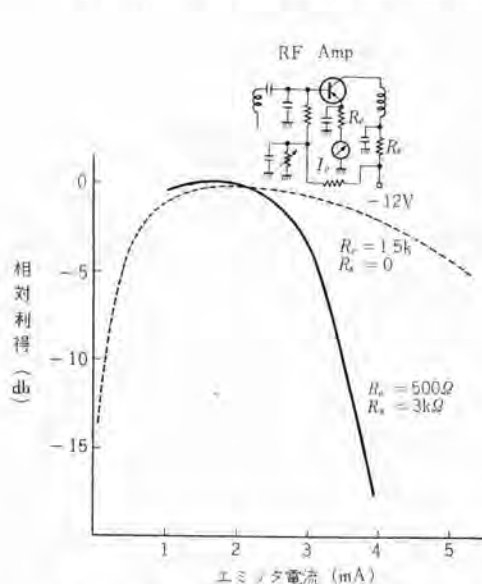


図 4.3 RF 増幅回路のエミッタ電流  
対利得特性  
Fig. 4.3 Emitter current vs gain  
characteristic of RF amplifier  
circuit.

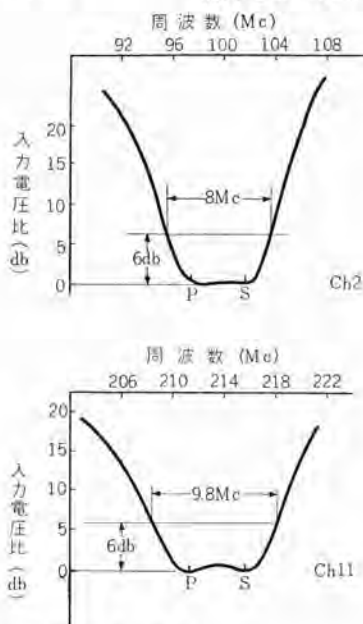


図 4.4 チューナ RF  
レスポンス  
Fig. 4.4 Tuner RF  
response.

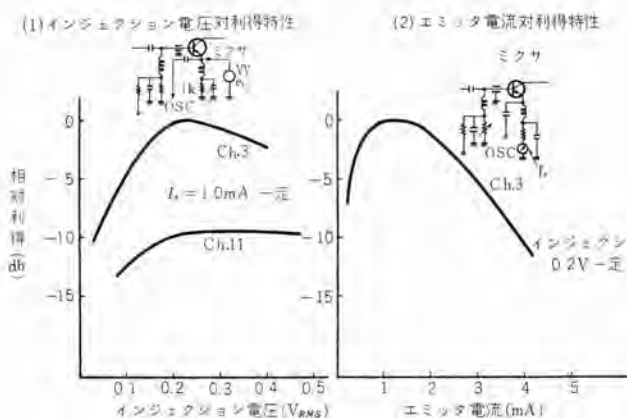


図 4.5 ミキサ特性  
Fig. 4.5 Mixer characteristic.

トランジスタミキサの場合、最大利得は、エミッタベースダイオードが発振勢力により 1 サイクルのごく一部分の期間だけ逆バイアスされるようなときに得られる。これは同じく最大利得を得るような  $I_e$  を与えるベースバイアスに関係するが、これは実験によれば大体インジェクション電圧  $0.2 \text{ V}_{\text{RMS}}$ 、 $I_e$  は  $1.5 \text{ mA}$  であった。信号と局発勢力は、別の電極に加えたほうが利得の点で有利であるので、局発はエミッタインジェクションとしたが、これはベースインジェクションに比し、注入電力がやや多く必要である。また、ベース回路に映像 IF に対するトラップを入れることにより、映像 IF に対するミキサトランジスタの内部帰還による障害を避け、変換利得を  $3 \sim 4 \text{ dB}$  増す。

局発振は RF 増幅用と同じトランジスタを用い、ベース接地のコレクタ回路を用い、全チャネルにわたって十分な勢力をミキサに与えている。バイアス用抵抗は、安定係数が多くとも 3 以下に設計する必要がある。本機の局発周波数の温度および電源電圧に対する安定度は、図 4.6 に示すとおりである。

#### 4.2 映像 IF 増幅

トランジスタによる映像 IF 増幅回路の周波数特性に関する条件は、真空管の場合とまったく同様であり、スタガ増幅によって必要な選択度特性をもたせる。各段中和を施し、インピーダンス整合

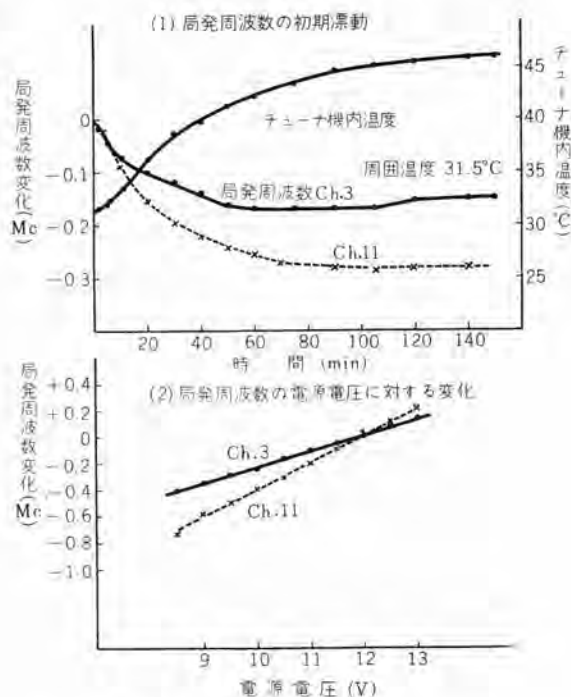


図 4.6 局発周波数の安定度  
Fig. 4.6 Stability of local oscillation frequency.

をとりつつ帯域幅を得るように IF トランス を正しく設計すれば、 $f_a=100$  Mc 程度の トランジスタ を用いて十分満足できる値を得る。本機では 2 SA 135, 2 SA 134 を各 2 石用い、エミッタ 接地 4 段で 中心周波数 25 Mc、帯域幅 2.8 Mc で IF 入力端から映像検波出力までで最大利得は、トランジスタ 差し替えによる パラツキ を含めて 58~65 db、80 % 変調時の最大検波出力は 1.6~2.0 V 得られた。

### 4.3 AGC 回路、映像検波回路

トランジスタ 増幅器に AGC をかけることは、衆知のように困難な問題で、このため種々の方法が報告されている。十分な制御電力を得るためにはどうしても AGC 増幅器が必要となるが、本機で採った方法は、とくに AGC 増幅用 トランジスタ を用いず、後述する検波段と映像増幅段の間に挿入する エミッタフォロフ 段を AGC 増幅と兼用さ

せている。すなわち検波出力は エミッタフォロフ 段に直結され、増幅された直流分を IF 増幅段の 被制御 トランジスタ に加えている。この場合、入力信号の強弱に応じて エミッタフォロフ 段の コレクタ側 に表われる直流電圧の変化を、逆方向 AGC 出力として被制御 トランジスタ の ベース に加え、同じく エミッタ側 に表われる電圧変化で同じ被制御 トランジスタ の エミッタ 電位を制御し、いずれも、被制御 トランジスタ の エミッタ電流 を信号の増大とともに減少させる方向に働かし、大きな制御特性を得ている。図 4.7 の実測値に見られるように、AGC の制御範囲は、AGC 増幅用 トランジスタ による パラツキ を考慮しても 40~50 db は十分得られている。

トランジスタ の エミッタ 電流を変化させることによって利得を制御することに付随して生ずる周波数特性の変動

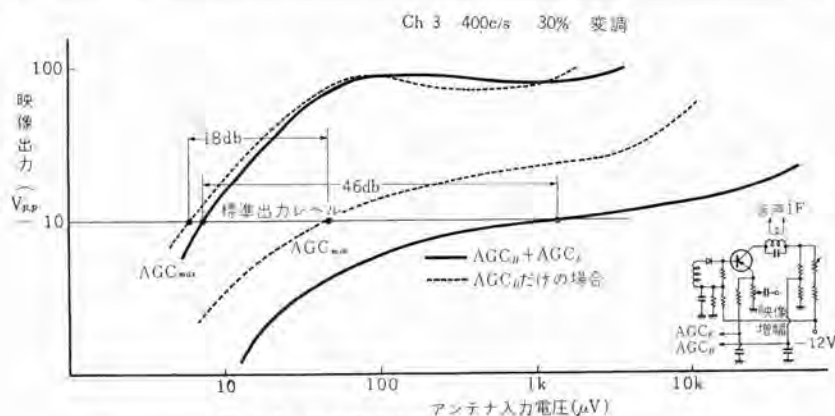


図 4.7 総合入出力特性

Fig. 4.7 Overall input and output characteristic.

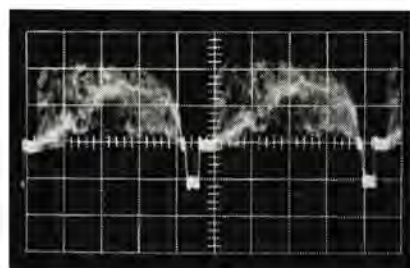


図 4.9 映像検波信号

Fig. 4.9 Video detection signal.

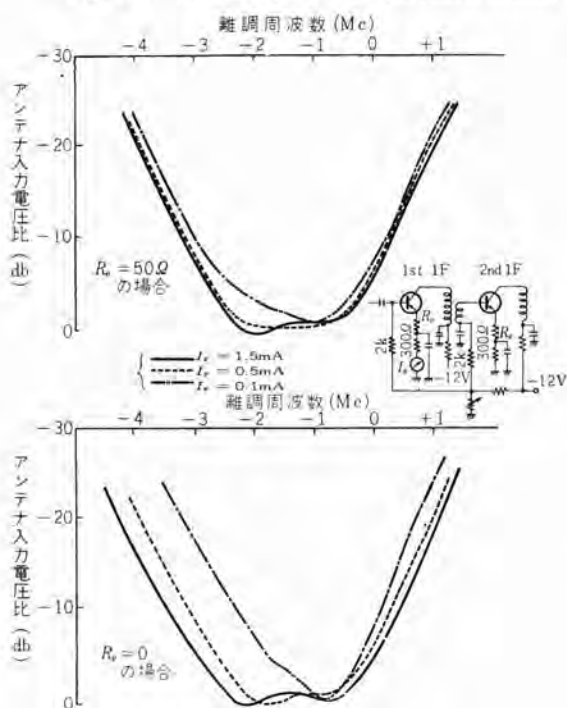


図 4.8 映像 IF 段帰還用抵抗  $R_e$  の効果

Fig. 4.8 Effect of emitter resistor  $R_e$  of Video IF stage.

は、 $f_a$  の十分高い トランジスタ を用いること、エミッタ 回路に 50 オーム の帰還用抵抗を挿入すること、および前記の ベース、エミッタ の両方を制御することにより実用上ほとんど問題がない程度におさえることができた。

映像 IF 出力は ダイオード MD-60 A (IN 60) で検波され、その出力は エミッタフォロフ の映像増幅回路に送られる。

### 4.4 映像増幅回路

エミッタ 接地の映像出力回路の入力 インピーダンス は低いので、インピーダンス の高い映像検波段との結合には、インピーダンス 変換のための エミッタフォロフ 回路 が使用されている。この回路は前述のように、AGC 増幅として直流増幅も兼ねているため検波段とは直結になっている。またコレクタ回路に、4.5 Mc 音声信号を取出すための テイクオフ トランス を挿入している。

映像出力回路には、コレクタ耐圧 80 V、コレクタ 損失 200 mW の TJ 67 を使用し、水平 ドライバ 回路から得られた 90 V の電圧を コレクタ回路 の供給電源としている。周波数振幅特性は図 4.10 に示すように、-3 db で 3 Mc 以上、



利得は 40 db で、最大出力電圧は 60 V<sub>P-P</sub> を得ることができる。

#### 4.5 音声回路

4.5 Mc 音声中間周波増幅には 2 SA 148 を 2 石使用し、初段で増幅し、2 段目は リミッタ として働かせている。この場合、コレクタ電圧 をごく低くして (2~3 V) 動作範囲を狭くすれば出力はほとんど一定にはなるが、検波出力が小さすぎて (約 0.01 V) 具合が悪いので、本機では、ベース動作点 を決める ブリーダ回路の電流を大きくして (2 mA 以上) その動作範囲の中央に固定し、エミッタ回路の

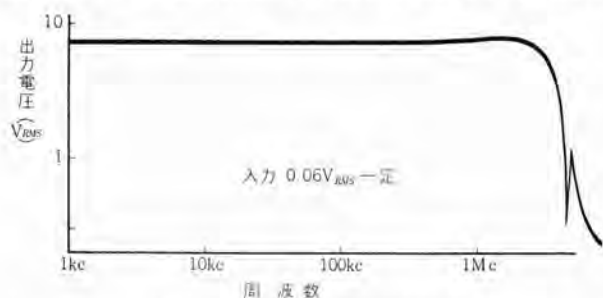


図 4.10 映像増幅器周波数特性

Fig. 4.10 Video amplifier frequency characteristic.

時定数を適当に選ぶことにより、60 db の範囲にわたって 0.1 V 一定の振幅制限特性が得られた。

FM 検波回路は、レシオ検波回路を採用し、FM 対 AM 比は 20 db 以上となっている。

低周波回路は 2 SB 136 で 1 段増幅してから 2 SB 89 2 石でプッシュプル増幅して 92 mm 円形スピーカをドライブしている。

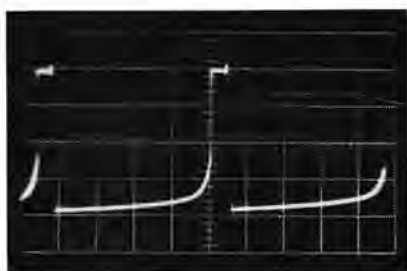


図 4.11 同期分離波形

Fig. 4.11 Separated Sync pulse waveform.

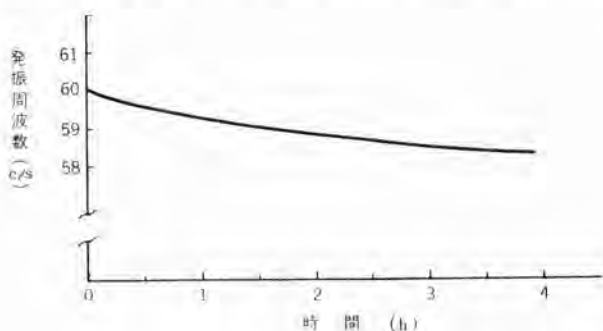


図 4.12 垂直発振周波数の漂動

Fig. 4.12 Drift of vertical oscillation frequency.

#### 4.6 同期分離回路

同期分離回路には、P-N-P 形 Ge トランジスタ 2 SA 15, NPN 形 Ge トランジスタ TJ-52 を各 1 石使用している。トランジスタは、きわめて鋭いカットオフ特性と飽和特性を示すので、あるレベルの入力信号に対しては、動作点を適当に選ぶことによりきわめて良好な同期分離を行なうことができる。しかし入力信号レベルが変わると、映像分の混入が起こり同期が不安定になる現象に当面して苦労した。これはエミッタ接地の同期分離初段の入力インピーダンスが低く、分離回路への信号源インピーダンスが無視できないためと考えられる。本機に採用した回路によれば、初段での同期分離が不完全でも、2 段目が N-P-N 形であるので、混入した映像分を完全に除去することができる。したがって同期信号の部分で 0.1 V 以上の信号入力があれば、この回路は十分良好な分離動作を行なう。

#### 4.7 垂直偏向回路

垂直偏向回路は、発振器、ドライバ、出力段で構成される。発振器は 2 SB 77 を使用したブロッキング発振回路で、エミッタから、のこぎり波電圧をとり出し、つぎの 2 SB 77 で増幅して出力トランジスタ 2 SB 84 をドライブしている。出力トランジスタの負荷として、偏向ヨークのインピーダンスは適当な値なので直結にすることもできるが、直流分によるラストの偏位およびヨークの抵抗分による直流損失を考えてチョーク結合とした。出力トランジスタのコレクタには、帰線期間に約 90 V<sub>P-P</sub> の負極性パルスが発生するのでこれをブランキングパルスとして受像管の第一グリッドに加えている。

のこぎり波出力電流波形は、負荷のインダクタンス成分のためヒズミを生ずるので、出力段から発振器のエミッタに正帰還、ドライバのエミッタに負帰還して偏向ヒズミの補正を行なったので、直線性は -5% ~ +3% の範囲におさえることができた。しかし出力トランジスタ自身の発熱によって動作点変動して、直線性が悪くなるおそれがあるので、ベースバイアス回路には、サーミスタを入れて補償している。このサーミスタを取付ける位置には十分注意する必要がある。



図 4.13 垂直偏向電流波形

Fig. 4.13 Vertical deflection current waveform.

#### 4.8 水平偏向回路

水平偏向回路は、AFC 回路、発振器、ドライバ、出力段からなる。

AFC 回路はダイオード MD 60 A (IN 60) 2 個を使用したのこぎり波 AFC を採用し、得られた制御電力を 2 SA 15 で直流増幅して発振器に加えている。発振器は 2 SB 89 を使用したブロッキング発振器で、その出力パルスをドライバのベースに加える。ドライバの動作は、出力段の動作と類似で、発振器から得たパルスを電力増幅して、出力段が完全なスイッチ動作できるようにするためのものである。したがって出力段と同様、電力消費の大きい回路であるので小さくなるよう十分注意して設計しなければならない。映像出力段のコレクタ回路用電源 ( $-90\text{ V } 7\text{ mA}$ ) はドライバトランスから得ているので、帰線期間に発生するコレクタパルスが  $60\text{ V}_{\text{p-p}}$  程度におさえられ、コレクタ破壊を防止するのに役だっている。水平出力トランジスタにはとくに開発した TJ 39 を 2 個並列に使用している。このトランジスタは、前述のように大電力のスイッチング素子として使用されており走査期間はトランジスタが ON の状態で負荷の偏向コイルには直線的に上昇する電流が流れるが、帰線期間にはドライバから加えられる正方向パルスによりトランジスタが OFF となる。このようにして偏向コイルには、 $8\text{ A}_{\text{p-p}}$  以上ののこぎり波電流が流れる。トランジスタは双方向特性が不完全なので、これを補償して走査の前半の負方向偏向電流をうけもたせるとともに帰線期間に発生する振動をダンピングする目的で、エミッタ、コレクタ間にダイオードを挿入した。帰線期間に偏向コイルに発生するパルス電圧は、

$$E_B \left( 1 + \frac{\pi}{2} \cdot \frac{t_1}{t_2} \right)$$

$t_1$ : 走査時間

$t_2$ : 帰線時間

$E_B$ : 電源電圧

で表わされる。いま帰線時間を  $10\text{ }\mu\text{s}$  とすると、出力トランジスタのコレクタ、エミッタ間には電源電圧の約 9 倍のパルス電圧が印加されることになる。図 4.16 は本機のエミッ

タパルスで約  $120\text{ V}_{\text{p-p}}$  発生している。

水平出力段は水平ドライバ段とともに、セットの消費電力の 70 % 以上を消費しているので、出力段の消費電力を減らすことはわれわれの大きな課題であったが、これは前述のようにトランジスタの特性による所がきわめて大きい。しかし通常のパワートランジスタで測定される静特性、すなわち  $f_{\alpha}$ ,  $\beta$ ,  $I_{\text{co}}$  などと実際に水平偏向動作をさせた場合の性能、すなわち消費電力、高圧、偏向ののこぎり波の帰線時間などとの間には、はっきりした相関がないので、現在では矩形波でスイッチングしてコレクタ波形の立下がり時間を測定してトランジスタの良否を判定している。

表 4.1 はトランジスタの立下がり時間と偏向回路の性能との関係を示す。

このようにして受像機の消費電力は全体で  $16\text{ W}$  程度におさえたが、この電力の消費によりキャビネット内部では約  $15^{\circ}\text{C}$  の温度上昇があるので、発振周波数の変動の問題が起こった。普通はトランジスタの安定法としてはエミッタ抵抗を挿入するのが常識とされているが、ブロッキング発振器の場合には効果がない。したがってサーミスタを AFC 回路に挿入して周波数の安定化をはかった。

また周波数の変動は必ずしもトランジスタだけではなく、回路部品の特性の変化にも起因することが実験的に判明した。図 4.16 は発振トランジスタのエミッタ回路のコンデンサとして電解コンデンサとタンタルコンデンサを使用した場合の周波数の漂動を示すものである。以上のような検討により、水平発振周波数は相当安定にすることができた。

#### 4.9 高圧発生回路

高圧発生回路は一般の真空管受像機と同じように、水平出力段に発生したパルス電圧をフライバックトランスによっ

表 4.1 トランジスタの立下がり時間と水平偏向回路の特性

トランジスタ	立下がり時間 ( $\mu\text{s}$ )	消費電流 (mA)	のこぎり波電圧 ( $\text{A}_{\text{p-p}}$ )	高圧 (at (kV) 100 $\mu\text{A}$ )	帰線時間 ( $\mu\text{s}$ )
1	11	800	8	6.8	11.2
2	10				
3	7				
4	7	600	8.4	8.5	10.0
5	5				
6	4				
		550	8.5	9.0	9.8

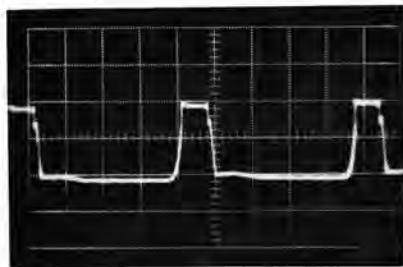


図 4.14 水平ドライバ波形  
Fig. 4.14 Horizontal driver waveform.

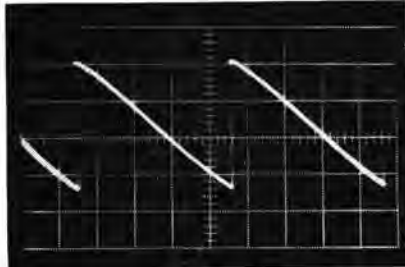


図 4.15 水平偏向電流波形  
Fig. 4.15 Horizontal deflection current waveform.

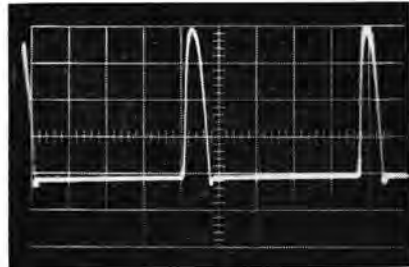


図 4.16 水平出力トランジスタエミッタパルス  
Fig. 4.16 Horizontal output transistor emitter pulse.



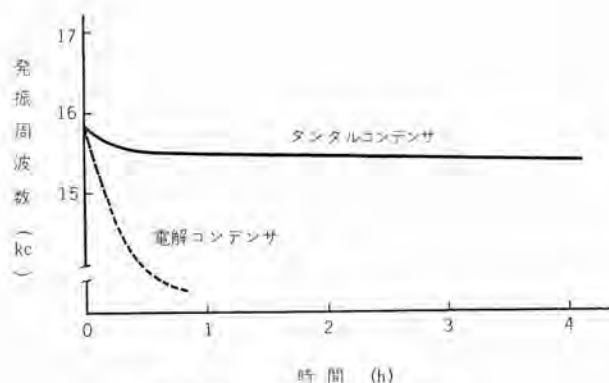


図 4.17 水平発振周波数の漂動

Fig. 4.17 Drift of horizontal oscillation frequency.

て昇圧し、サウ MT 管 5642 で整流して  $100\ \mu\text{A}$   $9\ \text{kV}$  の高圧を得て受像管のアノードに供給している。なお、別巻線で受像管のフォーカスおよび加速用電圧  $300\ \text{V}$  を得ている。

#### 4.10 電源

本機は DC  $12\ \text{V}$ 、AC  $100\ \text{V}$  の交直両用に設計されている。消費電力は DC の場合で約  $16\ \text{W}$  である。各回路の消費電流は次のとおりである。

チューナ部	6 mA
映像 IF 回路	4 mA
映像増幅回路 (1 段目)	3 mA
映像増幅回路 (2 段目)	(7 mA $90\ \text{V}$ )
音声 IF 回路	5 mA
低周波回路	15 mA (100 mW 平均)

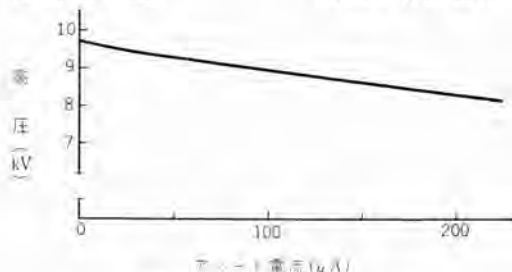


図 4.18 高圧特性

Fig. 4.18 High voltage characteristic.

同期分離回路	6 mA
垂直偏向回路	185 mA
(出力段)	(160 mA)
水平偏向回路	950 mA
(発振回路)	(50 mA)
(ドライバ)	(320 mA)
(出力段)	(580 mA)

受像管 ヒータ	150 mA
合 計	1,324 mA

付属の電池は、 $12\ \text{V}$   $3.5\ \text{Ah}$  の Ni-Cd アルカリ 電池で約 2 時間半使用可能であり、充電は付属の AC 電源で容易に行なうことができる。また フローティングオペレーションも可能である。

#### 5. む す び

以上このたび製品化した トランジスタテレビ の概要、および問題点について説明したが、現用の真空管受像機に對抗して、商品として一般に使用されるためには、回路設計にも、さらにいろいろと改良すべき点が残されているが、他方 トランジスタを始めとして部品の性能の改善、コストの低減にまつ所がきわめて大きい。部品メーカーのご協力を切望する次第である。

終わりにのぞみ、本機の開発、試作、生産にご尽力下さった商品技術課、商品工作課、機器工作課、管球製造部、研究所の各位に厚く感謝の意を表する。

#### 参 考 文 献

- (1) 田子島：水平偏向回路に用いる トランジスタ の具備すべき特性について、電通誌 43 p. 25 (昭 35-01)。
- (2) H. F. Cooke: Designing TV Tuners With Mesa Transistors, p. 64 Electronics (April 8, 1960)。
- (3) V. Mukai, P. V. Simpson: Transistorized Tuners For Portable Television, p. 76 Electronics (March 18, 1960)。
- (4) B. R. Overton: Transistors in Television Receivers, Journal of Television Society, 8, 11, p. 444 (1958)。
- (5) 山根：TV 受像機回路の トランジスタ化 (1), 電子科学, p. 45 (昭 35-4)。
- (6) 沼口：TV 受像機回路の トランジスタ化 (4), 電子科学, p. 48 (昭 35-7)。
- (7) R. J. Turner, P. Hermann: Transistor Design for Picture IF Stages, I. R. E. Transactions, BTR-3 (Oct. 1957)。
- (8) G. Schiess, W. Palmer: Transistorized TV Horizontal Deflection and High Voltage System, I. R. E. Transactions, BTR-4, p. 19 (June 1958)。
- (9) P. B. Helsdon: Transistor Line Deflection Circuits For Television, Marconi Review, First Quarter, p. 38 (1959)。
- (10) W. F. Palmer, G. Schiess: Transistorized Television Vertical Deflection System, I. R. E. Transaction BTR-3 (Oct. 1957)。

# 三菱17形カラーテレビジョン受像機

無線機製作所 杉 多重 雄\*・植 竹 勝 人\*\*

## Mitsubishi Type 17 Color TV Receivers

Electronics Works Sigeo SUGITA・Katsuhito UETAKE

Until a recent date there were only two countries in the world where color TV broadcasting was in a regular program: one is U. S. A. and the other Cuba. In last September Japan announced her participation in this project, becoming the third country where the color TV broadcasting has been officially approved by the authorities. TV receivers in the market, however, are mostly of 21 inch size and hardly meet everybody's budget for the time being. Mitsubishi has started the building of 17 inch models in an anticipation of helping the diffusion of color TV sets. In the back of this apparatus stands the company's unique technique made available from the research and experience on 21 inch models introduced last year.

### 1. ま え が き

わが国におけるカラーテレビ放送も本年7月にNTSC方式が日本のカラーテレビ放送標準方式として正式に採用されることが決定し、これに従って9月からアメリカ、キューバについて世界で第3番目に本放送が開始された。

テレビにしろ映画にしろ、生れながらに色彩のある世界に住むわれわれが白黒を見て不思議と思わないのがむしろ不思議である。当社ではテレビも早晚必ずカラーになるとの見通しから鋭意研究を進めていたが、数年前から各種の展示会に出品し、とくに本来4月の大阪国際見本市では多大の好評を受けた。これらの受像機の量産形として、7月から21形の21CT830形と17形の2機種在市販を開始している。

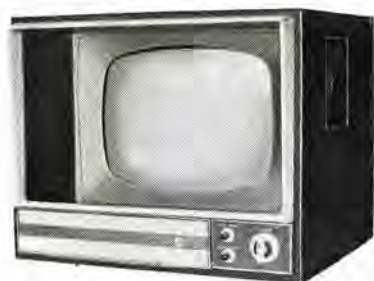


図 1.1 三菱 17 形  
カラーテレビ受像機  
Fig. 1.1 Mitsubishi  
type 17 color T.V.  
receiver.

21形は昨年本誌8号に発表した21CT810形の改良機であって基本的な違いはないので今回は日本独自で開発され、とくに三菱製のカラー受像管を使用している17形受像機の概要をここにご紹介したい。

### 2. 17形受像機の特徴

アメリカでは白黒受像機の需要のほとんどが21インチであるためか、カラー受像機もずっと以前、15インチ、19イ

ンチ丸形受像管を使用したものが作られたのと、一時ウエスチングハウス社が22インチ角形受像管を搭載した22形を製造した以外、最近では21形以外の受像機は作られていない。

ところがわが国の現状では白黒受像機がもっぱら14インチであることが示すように21インチでは家庭用として大形にすぎ、また価格の点でも普及するとは考えられない。ここで当然小形のものが考えられるのであるが14インチではカラーとしてはあまり小さすぎることで、小形になれば受像管の製造がむずかしくなるなどの理由で、NHK技研で研究されていた17インチ角形受像管による受像機が日本の国情に合ったものとして急にクローズアップして来たわけである。その後、この17インチ角形受像管は電子機械工業会内で合同研究され、実用段階にはいったのであるがウエスチングハウス社の22インチ管22EP22以外、角形のものが作られた例がなく、22EP22も色純度の安定性悪くその後製造されていないところから受像機側から見た場合、一抹の不安がなかったわけではない。しかし製造法、材料ともにその間進歩しているのでこの受像機に使用している430AB22では実用的に十分な性能を持つようになっている。

以上述べたようにわが国の現状に合ったものとして取上げられた17形受像機の特徴はとりも直さず小形、軽量で廉価ということではなならない。

三菱17形受像機は好性能に加えて以上の点にとくに留意して設計されたものである。

図2.1(a)、(b)に21インチの21CYP22、22インチ角形の22EP22そして17インチ角形の430AB22を示した。大きさを比較されたい。



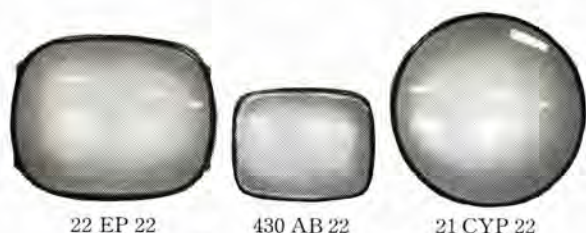


図 2.1 (a) カラー受像管の大きさの比較

Fig. 2.1 (a) Comparison among color T. V. picture tubes.



図 2.1 (b) カラー受像管の大きさの比較

Fig. 2.1 (b) Comparison among color T. V. picture tubes.

### 3. 三菱 17 形カラーテレビ受像機

#### 3.1 外観、機構

本機の構造は図 1.1 に示すようにいわゆる L 形 コントラクトタイプである。キャビネットは木製でシャーシは水平にはいつている。スピーカは正面左方に 23×12cm の大形楕円スピーカと 5cm 丸形のスピーカが取付けられている。正面にはチャンネル、色相・輝度、音量・スイッチ・飽和度のつまみが 3 個出され、他のつまみは飾りツタの中に収容した。コンパネンツボードはキャビネット右側面の開閉する扉の中に装着され、正面から画面を見ながら容易にコンパネンツの調整ができる構造とした。

前面パラスは飾りツタを取はずすことにより正面から簡単にはずせるので受像管面がよこれやすいカラー受像機ではとくに便利である。

受像管はキャビネットに固定されている。チャンネル標示は 12 個のパイロットランプを切換えて正面飾りツタにきざま

れた数字を照明する形式のものである。

キャビネットの大きさは幅 605、高さ 483 (ゴム足 25)、奥行 510 (CRT カバー 130)、重量は 42 kg であり、白黒受像機と大差なく、小形軽量という設計目標をほぼ満足している。ただし高価なものは形も大きくなってはいけないという風潮もあるので小形にできるとしてもそのまま市場で歓迎される現状ではない。図 3.1 はキャビネット内部、図 3.2、3.3 はシャーシの表と裏を示したものである。

#### 3.2 電気回路

図 3.4 は本機のブロックダイアグラムである。カラー受像機に小形軽量でしかも高性能、高安定性を与えるには電源回路の設計が大切であることは本誌昨年 8 号の拙稿でも指摘したがこの受像機では前記要求を満足させるため、セミトランスレスとした。図 3.5 は電源回路だけを抜き出したものでトランスにはカットコアを使用して小形化を計っている。ただカラー受像機をトランスレスにする場合は、数多い調整部分の絶縁に十分注意しないといけない。本機ではセミトランスレスとしたため、重量を相当軽減できたほか、消費電力の節減、電源非同期性の完璧などの利益を得た。

つぎに大きな関心は 17 形にすると 21 形に比べ、偏向電力がどの位減らせるかということである。しかし本機に使用している 430 AB 22 は電子銃やネック径が 21 CYP 22 と同様のものが使われているため、表面的にはアノード電圧が下がって偏向感度が増加する分しか低減できないわけである。実験の結果によるとこのほか、諸損失がへるため約 20 % 軽減でき、B 電圧は 21 形の 380 V に対し 300V で十分偏向できた。受像機全体の消費電力は 265W で 21 形より約 40W 節減できた。

この受像機の大体の電気的定格は次のとおりである。

- |                |           |
|----------------|-----------|
| (1) 消費電力       | 265W      |
| (2) 受信周波数      | 1~12チャンネル |
| (3) 映像搬送波中間周波数 | 26.75 Mc  |

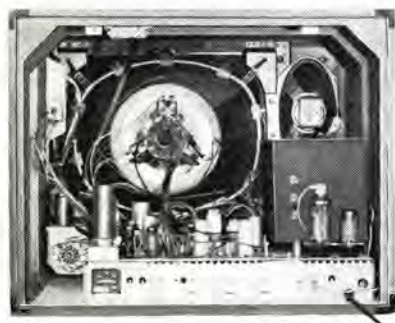


図 3.1 キャビネット内部

Fig. 3.1 Interior of cabinet.

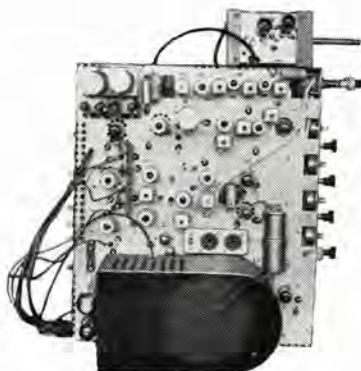


図 3.2 シャーシ表面

Fig. 3.2 Front of chassis.

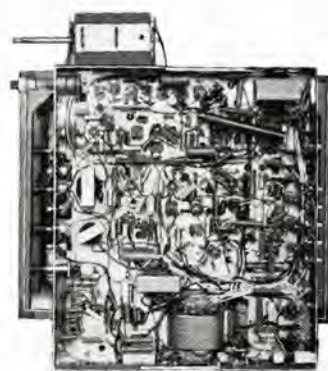


図 3.3 シャーシ裏面

Fig. 3.3 Back of chassis.



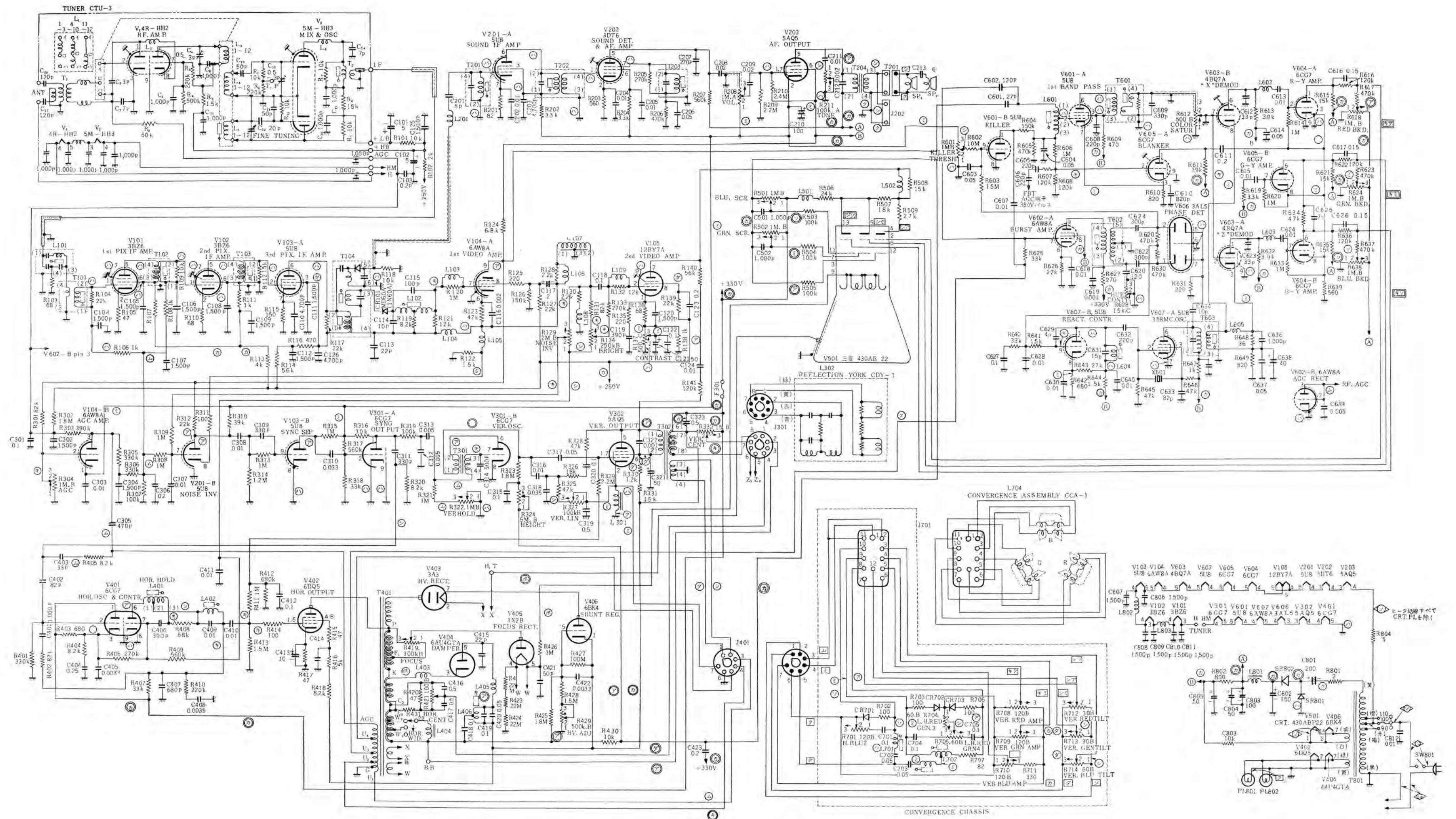


図 3.6 三菱カラーテレビ受像機 17 CT 325 形回路図

Fig. 3.6 17 CT type 325 color TV receiver circuit diagram.



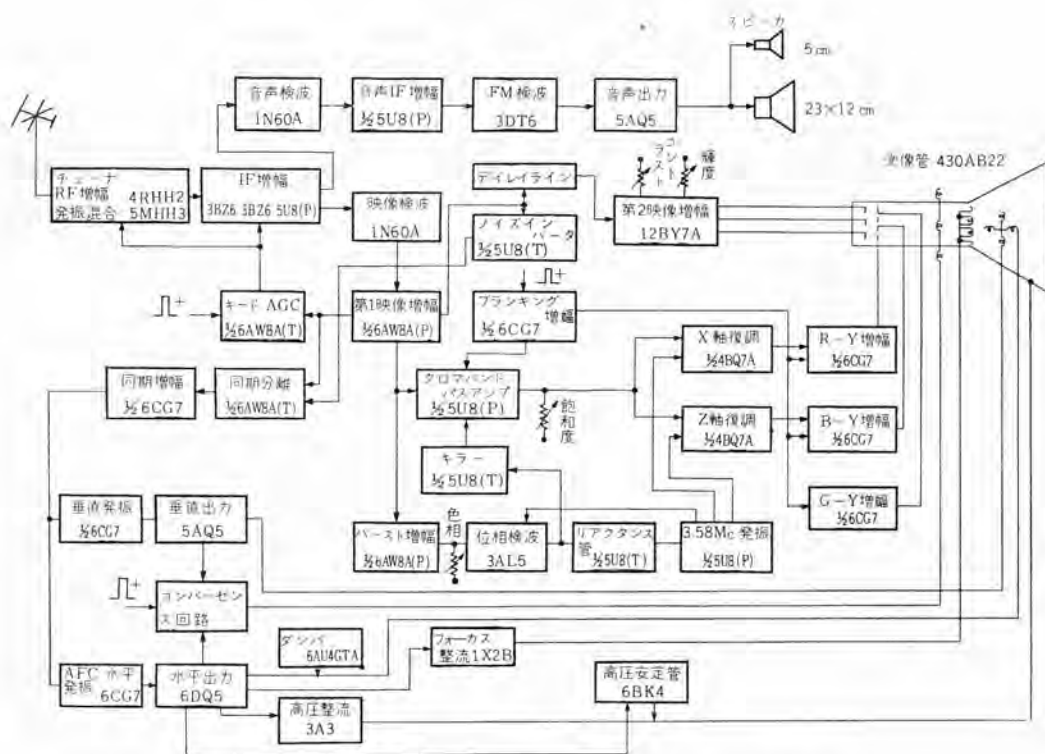


図 3.4 フロックダイアグラム

Fig. 3.4 Block diagram.

- (4) クロ中周波数 23.17 Mc
- (5) 音声搬送波中周波数 22.25 Mc
- (6) 受像管 430 AB 22 (三菱製)
- (7) コンバーゼンス方式 DC --- 永久磁石  
ダイナミック --- 左右独立式
- (8) クロ同期安定方式 位相検波, リアクタ  
ンス管式
- (9) AGC方式 遅延キード AGC
- (10) AFC方式 パルス幅 AFC
- (11) 付属回路 音質調整  
外部スピーカ端子
- (12) クロ復調軸 X, Z 軸
- (13) 真空管 25球 (CRTを除く)  
シリコン整流器×2  
ゲルマニウムダイオード×2
- (14) 性能
  - a. 音声出力 1.2W (無歪)
  - b. 電氣的忠実度 80~8,000c/s (-3db)
  - c. FM/AM 比 35db (10kμV で)
  - d. FM 検波帯域幅 ±50kc
  - e. 映像 IF 段帯域幅 3.6Mc (-6db)
  - f. 輝度信号帯域幅 2.6Mc (-6db)
  - g. クロ信号帯域幅 1Mc (-3db)
  - h. アンテナ映像感度 50μV 以上 (6db S/N)

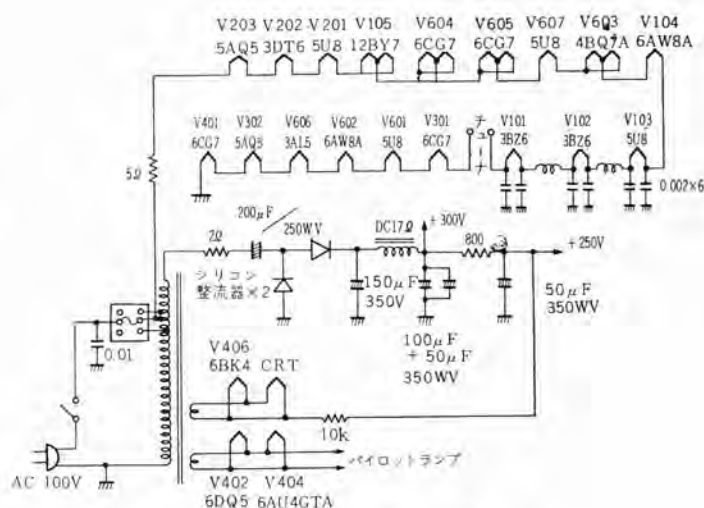


図 3.5 電源回路

Fig. 3.5 Power supply circuit.

- i. 高圧 18.5kV ( $i_a=0.6mA$ )
- j. コンバーゼンス 全画面で2mm 以内
- k. 解像度 水平 260 本以上
- l. 同期引込み範囲 水平 300 c/s 以上  
垂直 14 c/s 以上
- m. 色同期引込み範囲 ±300 c/s
- n. 色相変化範囲 120 度

電気回路の詳細は折込みの回路図のとおりであって電源回路以外、とくに変わった点はないが性能的には次のような点に意を用いた。(図 3.6)

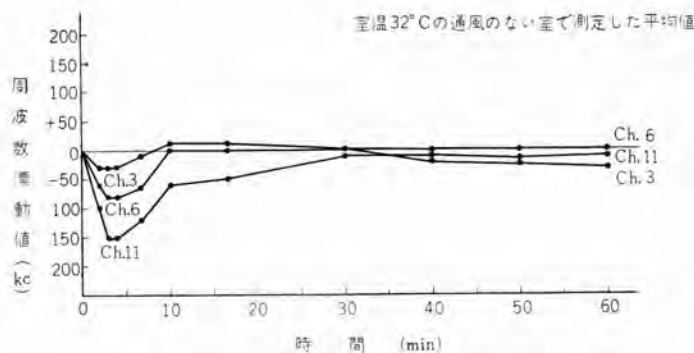


図 3.7 チューナ局発周波数初期漂動  
Fig. 3.7 Tuner local oscillation frequency initial drift.

### (1) 局発振周波数安定度

チューナは「バンド幅」を正確にとることはもちろんとして、とくに局発周波数の安定度を向上させることに苦心した。受像機の微調をさわらないとすると実験の結果、局発漂動の許せる範囲は 50kc しかない。一般に局発周波数は温度または経年変化により低くなる傾向を有するが 100kc 以上低くなると映像の色が消滅していわゆる「カラーロス」を生じる心配がある。特別の補正回路を使用しないで局発漂動を 50kc 以内に納めるのは非常に困難であるが、回路部品の温度係数をうまく組合せることと絶縁物材料を工夫することで本機の局発漂動は図 3.6 に示すようにほぼ目標値にはいっているのだとえ使用者がスイッチング後調整をしない場合でも安定な映像が得られるものと思う。

### (2) コンバーゼンス

良好な「コンバーゼンス」の状態を得るには「コンバーゼンスコイル」に所望の電流を流してやらないとならないことはもちろんであるが量産上いじばん問題になるのは「ヨーク」と受像管の組合せて「コンバーゼンス」の良否がパラつくことである。これの解決策として図 3.7 に示すように「ヨーク」に永久磁石を取付けることにより色純度を悪化させることなく「ヨーク」の磁界分布を調整できるようにした。これにより画面全体で「コンバーゼンス」のずれを 2mm 以内に納めることはきわめて容易となった。

また一度調整した後、長期間安定であるためには「パル



図 3.8 偏向ヨーク  
Fig. 3.8 Deflection yoke.

ス源」である偏向回路の経年変化を少なくするよう苦心している。

### (3) 感度

カラー受像機は「カラー放送」が当初大都市に限られることから白黒受像機よりむしろ高感度でなくてはならず、また一方都市で使用するときは強電界による混信や同期不安定があってはならずよりいっそう安定でなくてはならない。

本機では RF 増幅段に 4 RHH 2, IF 段に「リモートカット」管 3 BZ 6 を使用し、これらに遅延形「キード」AGC を併用してこの問題を解決している。

われわれはいろいろの実験から 6 db S/N の映像が実用限界の映像であることを確かめているが本機の 6 db S/N 感度は平均 40 $\mu$ V であり、とくに「ゴースト」や特定の妨害波のない限り、本機の実用限界は白黒受像機とまったく同じであると考えてよい。

### (4) 総合クロマバンドパス特性

本機のように狭帯域形の受像機では「クロマ」成分の復調器に達する「クロマ成分」の帯域は「チューナ」IF 段、「クロマバンドパス増幅器」のすべてに関係しているのでとくに IF レスポンスの形は大切である。

図 3.8 は IF レスポンス、図 3.9 は「クロマバンドパス増幅器」レスポンス、図 3.10 はアンテナより復調器までの総合「クロマバンドパス特性」である。楽に 1Mc の帯域がとれており、局発が安定であることと相まって鮮明な色彩再現に重要な

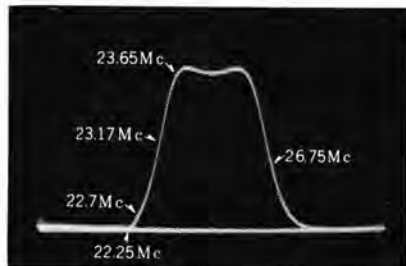


図 3.9 IF レスポンス  
Fig. 3.9 IF response.

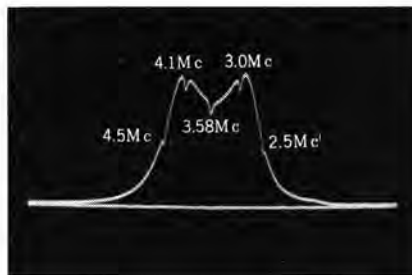


図 3.10 クロマバンドパス増幅器レスポンス  
Fig. 3.10 Chromatic bandpass amplifier response.

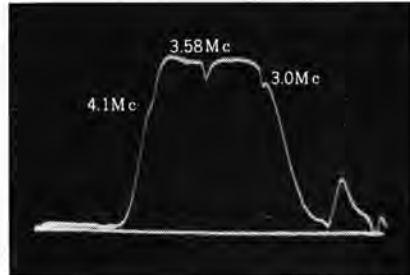


図 3.11 総合クロマバンドパス特性  
Fig. 3.11 Overall chromatic bandpass characteristic.



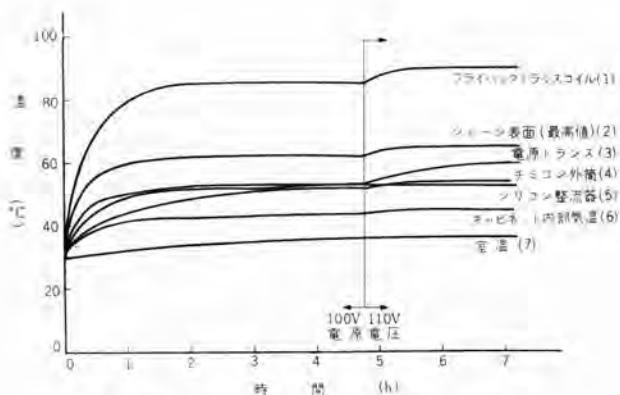


図 3.12 17 形受像機温度上昇状況（室内の通風を断って測定）  
Fig. 3.12 Temperature rise curves of 17 inch receivers.

役をなしている。

#### （5）温度特性

耐久度にもっとも影響するものは温度特性であると考えられるのでとくにこの点留意した。温度の中でもっとも問題のあるのは フライバックトランス である。コアの高温時特性、とくに直流重畳特性と コイル の処理を慎重に研究した。コイル の処理は 特殊ワックス を真空含浸して固めた後、パイワックス でコロナ防止 をしている。このワックスは流動点が  $200^{\circ}\text{C}$  以上できわめてすぐれた特性を持っている。

図 3.11 は本機の温度の実測例で各部品の温度特性を決定する際の目安になるものである。

#### （6）3.58 Mc 移相回路

X, Z 各復調器に加える 3.58Mc はその間の位相差が  $57^{\circ}$ 、振幅比は  $1:1.4$  でなくてはならない。これを満足させるため、本機では回路図のように固定の移相器を用いている。21 CT 810 形では復同調回路の移相器であったため、コイル の製作がむずかしく また調整もめんど

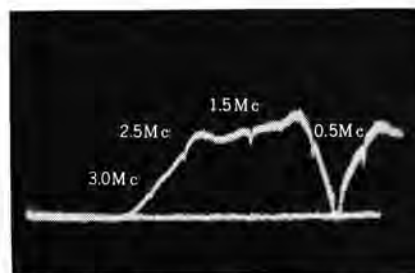


図 3.13 総合 Y チャンネル周波数特性  
Fig. 3.13 Overall Y channel frequency characteristic.

うであったが固定式としたので非常に安定させることができた。

以上のほか、IF 段の スカート 減衰特性をよくして隣接チャネルトラップ を廃し、群遅延特性を改善したり、映像特性に適当な オーバershoot を持たせて見掛けの解像度を上げるなどの配慮がなされた。電気回路は 21 CT 810 形から引継いだ所が多いので各部とも安定なものとなっている。

## 4. む す び

以上簡単に三菱 17 形カラーテレビ受像機を紹介したが、本機は非常に鮮明な色彩映像が得られ、21形を見なれた眼から見るとその色彩映像のきらびやかさには驚ろかされるほどである。

三菱シャドーマスク式 三電子銃カラー受像管を使用しているがこれの量産をさらに進めるとともに前述の17形に課せられた特質を鋭意実現してゆけば日本のカラーテレビの前途はまさに輝かしいものに思えるのである。

筆をおくにあたりいろいろご尽力いただいている渡辺副所長、松村、佐藤、瀬辺技師はじめ関係各位に厚く御礼申し上げる次第である。

# MELCOM-1101 計数形電子計算機 (1)

無線機製作所

馬場文夫\*・渡辺文明\*\*・嶋村和也\*\*  
高橋幸四郎\*\*・中島正志\*\*・樋田俊一\*\*

## MELCOM-1101 Digital Electronic Computers (Part 1)

Electronics Works

Fumio BABA・Fumiaki WATANABE・Kazuya SHIMAMURA  
Kōshirō TAKAHASHI・Tadashi NAKAJIMA・Shunichi TOIDA

As the management is rationalized and the business transaction is mechanized, digital electronic computers are confirming the position in the modern industry as an indispensable element of it. The MELCOM-1101 is a fully transistorized, small electronic computer for general purpose designed chiefly for a scientific field. Incorporated with additional equipment for a high speed operation, FLORA, and other accessory components, the device is capable of operating as well as a medium computer, and also as a large digital differential analyzer. This article describes its outline, features, specification and program systems.

### 1. ま え が き

電子計算機は相似形(アナログコンピュータ)と計数形(デジタルコンピュータ)の2種に大別される。

ここ数年来、わが国でもこれら電子計算機についての関心が非常に高まってきているが、とりわけ後者に対しては経営の合理化、事務の機械化などにともない近代企業に不可欠のものとして、また急速な近代科学分野の進展によってもたらされる膨大なデータの処理、迅速確実な計算業務の要求などを解決するカギとして大きな期待が寄せられている。

当社でもこの時代の要求にこたえるべく種々研究を進めているが、ここにその一環として科学用を主目的とした汎用の計数形電子計算機(以下単に計算機と称す)MELCOM-1101の完成を見るに至った。

現在までに開発、製作されたわが国の計算機は、東大のPC-1、通研のM-1をもととする“論理回路素子としてパラメトロンを使用したもの”と電気試験所で開発されたMK-4Aを母体とする“トランジスタ・ダイナミック回路を使用したもの”と2通りの流れがその大部分を占めているが、MELCOM-1101はこれらのものと異なるトランジスタ・スタティック回路により組立てられた新しい計算機である。

ここにその第1報として、特長、構成、仕様、構造、およびプログラム方式などの概要を述べる。

### 2. 特 長

この計算機は次に述べるようにいくつかの大きな特長をもっている。

#### 2.1 トランジスタ・スタティック方式の採用

従来の電子計算機には論理回路素子として真空管が使用されていたが、信頼性の点、電力および温度上昇の問題などから最近ではトランジスタ、パラメトロンなどの固体素子に置換えられつつある。わが国では1章に述べたようにパラメトロンおよびトランジスタのダイナミック回路の2通りの主流がある。

パラメトロンの計算機は発明者後藤英一博士によって提唱され、その後何台かの実用機が製作されているが、パラメトロンを使用する場合特殊な高周波電源が必要なこと、しかもそれが現状ではかなりの大電力を要しスプリアスの点でも多少問題があること、また現段階では十分安定な動作を保証する範囲でキーイング周波数をあまり高く取れないこと、などの難点がある。

またトランジスタ・ダイナミック方式とスタティック方式との比較はそれぞれ一長一短があつて一概に優劣を決めることはできないが、外国計算機の多くはトランジスタ・スタティックの方向に進みつつあること、トランジスタの信頼性が飛躍的に増大し、しかも価格が安くなったことなどから、わが国で使用されているトランジスタ・ダイナミック回路の大きな特長であつたトランジスタの数が少なくすむという利点が薄れて来たことは事実である。またダイナミック方式は数種のクロックパルス系を必要とし、その伝送にも幾多の困難な問題がともなう上に回路の安定性がパルス波形と非常に密接な関連を有し総合的なマージンを上昇させるのに綿密な注意を要すること、ダイナミックな動作をしているために故障検出がむずかしいことなどの難点がある。

以上の諸問題を考慮してMELCOM-1101ではトランジスタ・スタティック方式が採用された。この計算機に使用さ



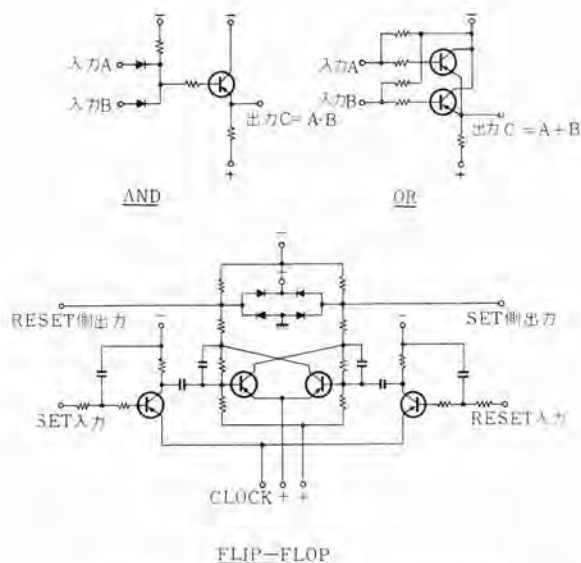


図 2.1 トランジスタ・スタティック 論理回路例

Fig. 2.1 Examples of transistorized static logical circuit.

れている論理回路のおもなものを図2.1に示してあるが、これらの回路は総合的に200kcのクロック周波数で十分安定に動作している。

## 2.2 並行演算方式

普通の計算機には命令の制御部が一つあって、これに内部記憶装置にたくわえられたプログラムの命令が一つずつ読出され、それにしたがって演算も一つずつ順を追って遂行されて行く。すなわち計算機はある時刻を取って見るならば、つねに一つの動作しか実行していないのが普通である。もし二つの命令を同時に実行することができれば演算の所要時間を大幅に短縮することができる。このように同時に別個の演算を一つの計算機で実施することにより演算時間を短縮させるという研究が現在世界各国で取上げられており、計算機の新しい動向の一つと考えられている。

MELCOM-1101にはこの手法が採用されており画期的な一大特長といわなければならない。

この計算機は後述するように直列演算方式を採用しており、したがって加減算に比して乗除算、シフトなどに長時間を必要とする。これらの命令群を特殊命令群と考え、この命令が実行されているときに一般の加減算、コピーなどの命令を同時に実行できるようにするならば、乗除算、シフトなどに要する時間を実質的に短縮できることになる。

MELCOM-1101の演算制御系は図2.2に示すように四つの部分に分れている。このうち一つが主制御部で、すべての命令は一度この部分に導入されそれぞれの命令の内容が判読されたならば、場合によっては他の三つの副制御部へ仕訳けられ各制御部内で独立に実行される。すなわち記憶装置から読出された命令が特殊命令群であ

れば副制御部#1(特殊命令制御)へその命令が転送され実行を開始すると同時に次の命令を読出する状態となる。プログラムを適当に組むならば、この特殊命令中に次の命令を主制御部へ読出すことができるから、その次の命令を加減算などの普通の命令群にする

ならば並行演算が可能になる。

特殊演算が未完の間に次の命令が読まれ、その命令がふたたび特殊演算を指令している場合およびその命令が特殊演算回路に関係ある動作(たとえば乗除算レジスタとの間のデータの転送など)を指令している場合には、誤操作をすることがないように自動的に実行中の特殊演算が完了するに十分な時間だけ次の命令の実行を待つよう保護されている。このためプログラムを行なうに当たって安心して並行演算を自由に駆使することができる。

プログラム方式の項で後述するインタープリティブル・チン IN FO-3000においては浮動小数点演算がサブルーチンによって実行されているが、この場合乗算、除算の所要時間はこの並行演算方式の採用により約 $\frac{2}{3}$ ~ $\frac{1}{2}$ にまで減少させられている。

並行演算方式の原理は、「三菱電機」第34巻、11号「計数形電子計算機の特種演算高速化方式」に詳述されているので参照していただきたい。

## 2.3 入力動作、出力動作、演算の並行実施

2.2項で述べたように非常に長い演算時間を要する命令は並行式の制御を行なうならば計算能率を飛躍的に高めることが可能である。計算機でもっとも時間を要する動作は入出力動作で、これらの動作に比して演算時間は非常に短い。いい換えるならば入力動作を実行しながら演算を行ない、しかも出力を取り出すような並行方式を採用するならばその利益は非常に大きいということである。

このような制御方式は現在世界各国で研究されているが、わが国ではごく最近完成した電気試験所のMK4Bに取入れられただけで、非常に新しい方式である。これもMELCOM-1101の大きな特色といえる。

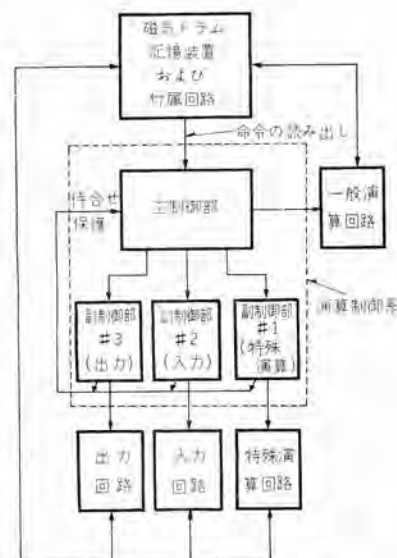


図 2.2 演算制御系系統図  
Fig. 2.2 Block diagram of control system.

図2.2において、主制御部に読出された命令が入力または出力関係のものであると、そのことがただちに判読され、それぞれ副制御部 #2 または #3 に命令が転送されて入出力動作が行なわれる。一方主制御部は特殊演算の場合同様命令の転送が終わるとすぐに次の命令を読出して実行しう状態になる。

一つの入力または出力動作が完了しないうちにふたたび同種の命令が読出された場合には、これも特殊演算の場合同様前の動作完了まで次の命令を実行しないで待つように保護されている。

また入出力装置が1台で入力にも出力にも使用できる場合、たとえばタイプライタとか磁気テープ記憶装置などでは同じ機械で入出力を同時に実施することは不可能で、このためにプログラムで誤って同じユニットが重複して入出力に指定された場合にも、前の命令が完了するまで自動的に待合せ保護を行なうよう設計されている。

一般に入力動作はデータを導入した後の処理が関係するために、入力指令、入力完了後の処置というように始めと終わりがおさえられるので、並行性にある程度の制約をうける。このことは特殊演算の場合、演算終了後のデータが後の演算に利用されるという関係に似ている。

一方出力動作は演算結果を計算機の外部に取出すためのものであるから、動作完了後の問題を考える必要なく、したがって突放し制御でさしつかえない。このため出力動作の並行性はなんらの制約を受けず、その効果が100%に発揮できる。

比較的小形の計算機においては入出力装置にそれほど高速のものを設けることができず、とくに出力装置はタイプライタ、テープパンチなど非常に低速なのが普通で、この点出力動作の並行制御は非常に有効といえる。この方式を活用した場合、MELCOM-1101 においてはほとんどタイプライタの連続という形で演算を行なうことが可能で、場合によっては総合の計算時間を $1/5$ 近くまで短縮させることができる。

## 2.4 ビルディングブロック方式と融通性

計算機は自動的なプログラム制御により演算が行なわれるので、それ自身融通性に富んでいる。たとえば現用されている中、大形の計算機は事務用、科学用どちらにも使用でき、場合によっては翻訳などの特殊操作を行なうことも可能である。このため普通の電子機器のように用途によって仕様を変えた別の機器を作るということは行なわれない。

しかし実際問題として使用者側からするならば、ある特定の計算処理の頻度が多い場合もありうるわけで、このようなときには計算機としてあまり適してない形のも

のを無理に使用することになり経済的でない。

MELCOM-1101 はこのようなことを考慮して使用者に適するように、ビルディングブロック方式を採用している。すなわち通常の科学技術計算に十分な機能を発揮する範囲でできるだけ簡単化したものを基本構成とし、とくに高速な演算処理を必要とする場合やテーブル・ルッキングなどの操作を主目的とするような場合には、つぎのべる付加装置 FLORA を、また計数形電子計算機として不得手な微分解析演算を行なわせる場合には、同じく DDA を付加できるよう考えられているほか、入出力装置も数多く設けることができるようになっている。

MELCOM-1101 とは基本構成の名称で、付加装置を有する場合にはそれぞれ 1101 F、1101 D と呼ばれる。

### (1) FLORA

FLORA とは浮動小数点演算を主目的とし、さらにグループの加減乗算、テーブル・ルッキングを高速に処理する機能をもたせたアリスメティックな付加装置である。MELCOM-1101 の基本構成では浮動小数点演算をインタープリータブル・チェーンにより実施しているが、このような場合には実際の演算に要する時間ばかりでなく命令の翻訳に要する時間も問題になるので、サブルーチンを使用したための演算時間の増加もさして問題にはならない。しかしたびたび使用される計算ルーチンなど機械用語に近い形でプログラムされているような場合、しかもつねに相当な規模の浮動小数点演算を行なうときには浮動小数点専用のアリスメティック回路があるほうが便利である。

FLORA にはこのための回路がハードウェアで用意されている。

また MELCOM-1101 は後述するように遅延線形の磁気ドラムを使用しており、したがってデータのブロックでの処理が可能である。この利点を有効にするために FLORA にはグループ演算回路が設けられている。すなわちドラム上の記憶トラック2本の上にたくわえられたグループのデータを、それぞれの対応する位置ごとに加減算したり乗算したりすることが可能で、さらに1本のトラックの中からの最大値の選出などのテーブル・ルッキングをすることができる。

FLORA の詳細については「三菱電機」第34巻11号“計数形電子計算機の特種演算高速化方式”を参照されたい。

FLORA を付加した場合の演算時間の短縮は表2.1に示すとおりで、固定小数点の乗除算においても約 $1/5 \sim 1/10$ になっている。

### (2) DDA

MELCOM 1101 は DDA を付加することにより微分



表 2.1 所要演算時間の例

演 算	MELCOM-1101 (基本構成)		MELCOM-1101F (基本構成+FLORA)	
	単長数値 (2進33ビット) (ms)	倍長数値 (2進66ビット) (ms)	単長数値 (2進33ビット) (ms)	倍長数値 (2進66ビット) (ms)
固小 数 乗 算	0.16	0.31	0.16	0.31
定小 数 除 算	10	20	0.62	1.2
浮小 数 乗 算	10	21	2.0	7.5
浮小 数 除 算	約 25~40	約 40~55	0.62	1.2
乗 算	約 25	約 40	0.62	1.2
除 算	約 25	約 40	1.6	6.5

注 1. 基本構成の場合の浮動小数点演算はインタープリティブル・チップ INFO-3000 によるもので、数値のいかににより変化する。(概略値)  
2. この演算速度にはアクセスタイムは含まれていない。

解析機として使用することができる。これは国産の計算機として最初のもので、その一大特長といえる。

一般に微分解析にはアナログ計算機が使用されるが、アナログ計算機ではすべてがハードウェアで構成されるので積分器数を増加することすなわち規模の増大を意味し、演算の規模が増大すると非常に高価な計算機を要することになる。さらにアナログ計算機はプログラム制御に適していないので演算途中で系の状態がたびたび変化するような問題を解くことは非常にむずかしい。これに対して計数形電子計算機に微分解析用付加装置を設けた場合には、高精度の計算ができること、自由なプログラム制御が可能であること、時分割の原理を利用して簡単に数多くの積分器を用意できること、非直線要素を簡単に取入れられることなどの非常に多くの利点がある。

MELCOM-1101 D を使用した場合、積分器数は 100 個、独立変数最小区分の繰り返し周期約 16ms である。

### 3. 構 成

#### 3.1 基本構成

MELCOM-1101 の基本構成は次のとおりである。

制 御 卓	1 台
光電式 テープリータ	2 台
紙 テープパンチ	1 台
入出力 タイプライタ	1 台
表示制御盤	
を含む、	

演算制御装置

磁気ドラム記憶装置

#### 3.2 付加可能な装置

FLORA

DDA

#### 3.3 増設可能な入出力装置

光電式 テープリータ

紙 テープパンチ

磁気テープ記憶装置

### 4. 仕 様

MELCOM-1101 の仕様を取まとめると表 4.1 のようになる。

表 4.1 MELCOM-1101 の仕様

項 目	仕 様	備 考
論理回路および素子	トランジスタ・スタティック回路、トランジスタ約 3,500 個、アルミニウムダイオード約 4,000 個	
制御および演算方式	ストアド・プログラム方式、タイプライタからの手動制御も可能 プログラムの進行順序は逐次式、ただし命令の実行は一部同時に行われる。 スタティック直列式、FLORA を併用した場合は一部直列式	
クロック周波数	約 214 kc	
数 値	小数点形式	固定、浮動両用、ただし浮動小数点演算は基本構成の場合ヤブ・チップにより実装、FLORA を併用した場合は点位置演算回路により実装。
	表 現	内部 2 進数、外部からは 10 進数で取扱う。
数 値	固定小数点	単長数値 33 ビット (うち符号 1 ビット); 10 進 8 桁、倍長数値 66 ビット (うち符号 1 ビット); 10 進 16 桁。
	浮動小数点	単長、倍長とも符号および全ビット数は固定に同じ、指数数 8 ビット; 単長 (10 <sup>-73</sup> ~10 <sup>-74</sup> )
命 令	組 式	33 ビット、変数 2 番地方式 (情報線、行先および次の命令のアドレスを指定)
	種 類	51 種 (FLORA を併用した場合 73 種) ただし厳密性あるため多目的に使用可能
記憶装置	方 式	遅延線形磁気ドラム、回転数 3,600rpm (63 c/s)
	容 量	一般; 100 語ライン 40 本 4,000 語、高速; 4 語ライン 8 本 32 語、2 語ライン 6 本 12 語、1 語ライン 2 本 2 語、他にアドレス不能のライン数本、クロックおよびタイミングトラックあり
インデックスレジスタ	方 式	一般; 7.8 ms 高速; 4 語ライン 0.31 ms、2 語ライン 0.16 ms、1 語ラインランダム
	プログラムで実施、INFO 3000 では 7 個使用可能	
入出力装置	入出力モード	[A] モード; 変数、記号、数字、ただし数字も数としてでなく記号の一種として扱われる。 [C] モード; 変数、記号、数字、ただし数字だけは演算可能な数として扱われる。 [N] モード; 数字だけ取扱う。
	光電式テープリータ	6 単位式、正逆両方向可動、リール: 11 cm、繰返し速度: 200 ch~400 ch/s、全トランジスタ化
紙テープパンチ	紙テープパンチ	6 単位式 パンチ速度: 1,200 ch/m
	タイプライタ	タイプライタ: 10 ch/s、変数、記号、数字使用可能 リボン制御可能、キャーレッジ 24 in.
付加可能な装置	FLORA、DDA、磁気テープ記憶装置 4 台	
磁気テープ記憶装置	機 構	ランションアーム式、26.7 cm リール、12.7 mm、テープ出し
	性 能	テープ速度: 25 cm/s または 12.5 cm/s、巻戻し: 約 2 分 スタート時間: 3.0 ms 以内、ストップ時間: 1.5 ms 以内、チーネル数: 8
外形寸法および必要床面積	演算制御装置	1,800 mm (H) × 700 mm (W) × 800 mm (D)
	磁気ドラム記憶装置	1,100 mm (H) × 1,000 mm (W) × 800 mm (D)
制御卓	制 御 卓	750 mm (H) × 1,650 mm (W) × 800 mm (D)
	必要床面積	約 15 平方メートル
電 源	AC 100 V (±10%) 50/60 c/s (±2 c/s) 単相 約 6 A AC 220 V (±10%) 50/60 c/s (±2 c/s) 三相 約 2 A	

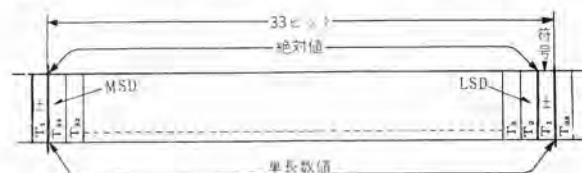


図 4.1 単長数値 (固定小数点)

Fig. 4.1 Single precision number (Fixed point).

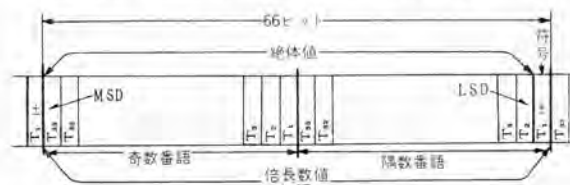


図 4.2 倍長数値 (固定小数点)

Fig. 4.2 Double precision number (Fixed point).

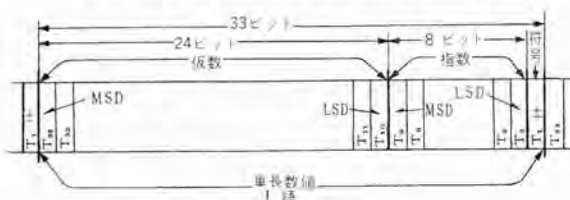


図 4.3 単長数値 (浮動小数点)

Fig. 4.3 Single precision number (Floating point).

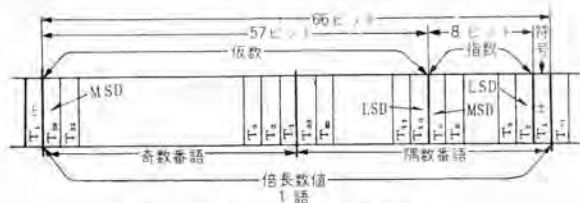


図 4.4 倍長数値 (浮動小数点)

Fig. 4.4 Double precision number (Floating point).

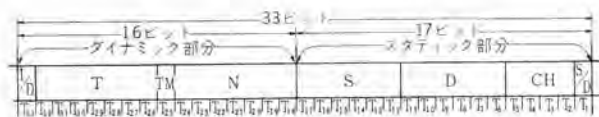
## 5. 命令の様式とプログラム方式

### 5.1 機械用語

MELCOM-1101 の命令語は表 4.1 図 4.1 に示す単長数値語と同じ 33 ビットをもって構成され、図 5.1 に示す形をもっている。命令語も数値語もすべて時間的に直列な形でサイクリックに取扱われるので、その各ビットはそれぞれ時間信号に対応をもっており、各ビットは  $T_1$  ビット、 $T_2$  ビット、……、 $T_{33}$  ビットなる形で表現される。

命令語の  $T_1 \sim T_{17}$  ビットはスタティック部分と呼ばれ計算の種類、内容、性質などを示す部分である。

$T_1$  ビットはこの命令によって実行される演算が単長数値演算であるか ( $T_1$  ビット="0"), 倍長数値演算であるか



記号	数の範囲	機能
S/D	"0" または "1"	単長数値演算か倍長数値演算かの区別
CH	0000~1111 (10進で0~15)	情報処理の性質
D	000000~111111 (10進で0~63)	情報の行先のライン番号 (例外あり)
S	" "	情報源のライン番号
N	0000000~1100011 (10進で0~99)	つぎに実行すべき命令の位置
TM	"0" または "1"	演算ループ中断のマーク
T	0000000~1100011 (10進で0~99)	命令実行時間の規正
ID	"0" または "1"	命令実行に待時間ありや否や

図 5.1 命令語 (機械用語) の構造

Fig. 5.1 Machine language structure.

( $T_1$  ビット="1") を示し、S/D ビットとも呼ばれる。

$T_2 \sim T_5$  ビットは CH ビットとも呼ばれ、表 5.1 に示す 16 種類の組合せに従って情報の流れを制御するものである。しかしこれには例外条件があり、後にのべる D ポーシジョンが 10 進の表示で 59~63 まではこの限りでない。

$T_6 \sim T_{11}$  ビットは D ポーシジョン、 $T_{12} \sim T_{17}$  ビットは S ポーシジョンと呼ばれ、それぞれ情報の行先および情報源を示している。この計算機は磁気ドラムを記憶装置に使用しており、その各記憶ラインの番号が D、S となる。すなわちともに 2 進数 6 ケタの数で、00~63 までは取れ、後述するダイナミック部分の T ポーシジョンと関連させて、取扱うデータの磁気ドラム上の位置すなわち番地を示すことになる。表 5.2 にこの D、S の意味が示されているが、この表からわかるように D、S とも 50 以上は例外となってい

表 5.1 CH 表

CH	MAP	動	作	呼 称
0000	0	<S.T> のデータと <D.T> をコピー		Copy
0001	1	<S.T> のデータを正負逆にして <D.T> をコピー		Negate and Copy
0010	2	<D.T> をクリアし、<S.T> のデータの絶対値を加算形変換してコピー		Clear and Add absolute Value
0011	3	<S.T> のデータの絶対値を加算、(ただし D=54, 56~58 以外は CH=2 に同じ)		Add absolute Value
0100	4	<D.T> をクリアし、<S.T> のデータを加算形変換してコピー		Clear and add Value
0101	5	<S.T> のデータを加算、(ただし D=54, 56~58 以外は CH=4 に同じ)		Add
0110	6	<D.T> をクリアし、<S.T> のデータの絶対値の負数を加算形変換してコピー		Clear and Subtract absolute Value
0111	7	<S.T> のデータの絶対値を減算、(ただし D=54, 56~58 以外は CH=6 に同じ)		Subtract absolute Value
1000	8	<D.T> をクリアし、<S.T> のデータを正負逆にして加算形変換してコピー		Clear and Subtract
1001	9	<S.T> のデータを減算、(ただし D=54, 56~58 以外は CH=8 に同じ)		Subtract
1010	U	<S.T> のデータを AR I を経由してコピー (1 WT 遅延する)		Copy via AR I
1011	V	<S.T> のデータを AR III を経由してコピー (2 WT 遅延する)		Copy via AR III
1100	W	<S.T> のデータを (ライン 44) でエクストラクトして <D.T> をコピー		S - M44 to D
1101	X	S.P. の数と D.P. の数の変換 (固定小数点)		Change between S.P. and D.P.
1110	Y	" "		" "
1111	Z	<D.T> をクリアする		Clear D.T.

- 注 1 D=56~63 の場合は例外でこの表にはよらない。  
 2 <S.T> のデータとは (ライン S) の時間位置 T のデータを示す <D.T> に関するもので、ただし演算が命令実行からすぐ実行される場合は (T-1) までのブロックのデータを示す。  
 3 加算形変換とは負数ならば 2 の補数を取る操作をいう。

表 5.2 S、D 表

S	MAP	情 報 源	D	MAP	行	先
000000	00	ライン 0	000000	00	ライン 00	
000001	01	" 01	000001	01	" 01	
000010	02	" 02	000010	02	" 02	
000011	03	" 03	000011	03	" 03	
000100	04	" 04	000100	04	" 04	
...	...	...	...	...	...	...
100011	35	ライン 35	100011	35	ライン 35	
100100	36	" 36	100100	36	" 36	
100101	37	" 37 (出カライン)	100101	37	" 37 (出カライン)	
100110	38	" 38	100110	38	" 38	
100111	39	" 39 (入カライン)	100111	39	" 39 (入カライン)	
...	...	...	...	...	...	...
101000	40	ライン 40	101000	40	ライン 40	
101110	46	ライン 46	101110	46	ライン 46	
101111	47	" 47 (入カライン)	101111	47	" 47 (入カライン)	
...	...	...	...	...	...	...
110000	48	ライン 48	110000	48	ライン 48	
110001	49	" 49	110001	49	" 49	
...	...	...	...	...	...	...
110010	50	ER FLORA のスタティックレジスタ	110010	50	ER FLORA のスタティックレジスタ	
110011	51	FR	110011	51	FR	
...	...	...	...	...	...	...
110100	52	MQ	110100	52	MQ	乗 算
110101	53	ID	110101	53	ID	除 算
110110	54	PN	110110	54	PN	乗 算
110111	55	(ライン 40)・InR (入カレジスタ)	110111	55	Out.R (出カレジスタ)	
...	...	...	...	...	...	...
111000	56	AR I (S.P. 用)	111000	56	AR I (S.P. 用)	累 算
111001	57	AR II (S.P. 用)	111001	57	AR II (S.P. 用)	累 算
111010	58	AR III (D.P. 用)	111010	58	AR III (D.P. 用)	累 算
...	...	...	...	...	...	...
111011	59	(ライン 40)・(ライン 41)	111011	59	NCST	
111100	60	(ライン 40)・(ライン 41)	111100	60	TEST (テスト命令)	
111101	61	(ライン 42)・(ライン 43)	111101	61	FLORA (FLP.)	FLORA 命 令
111110	62	(ライン 42)・(ライン 43)	111110	62	" (Fxp.)	"
111111	63	(ライン 40)・(ライン 41) + (ライン 40)・AR II (SP) AR III (DP)	111111	63	特殊命令	

る。

命令語の  $T_{18} \sim T_{33}$  はダイナミック部分と呼ばれるもので、命令の遂行順序、実行時間などのタイミングを指定する部分である。

$T_{26} \sim T_{32}$  は T ポーシジョンと呼ばれ、ドラム の回転方向の時間位置を示すものである。この部分は 2 進数 7 ケタすなわち 10 進法で 00~127 まで取れるが、実際には 1 ライン 100 語であるから 00~99 までの数となる。これはスタティック部分によって指示された性質の演算をいつ実行するかという時間規正の要素で、S、D と組合せて番地を示すことになる。

$T_{18} \sim T_{25}$  はこの命令を実行し終った後、続いて実行す



べき命令の番地を指定するビットで N ポージョンと呼ばれる。これも T と同じく 00~99 まだが有効である。

T<sub>35</sub> は TM ビット (Trapping Marker) と呼ばれ、計算の途中で チェック その他の目的で自動的に一時計算を中断させるための指定で、この ビット が "1" なれば計算機をトラッピングモードで動作させた場合、この マーク のある命令を実行した後次の命令を読み出さないで計算を一時中断しアイドルの状態になる。計算再開はタイプライタから手動で制御される。

T<sub>35</sub> のビットは I/D ビットと呼ばれるもので、この命令が読取られた後すぐに演算の実行にはいるか (I/D ビット="0"), ある時間まってから行なうか (I/D ビット="1") の区別を示している。

以上が機械用語の形と各 ビット の機能であるが、実際の命令の種類、機能については次の MAP 用語の項で説明する。

## 5.2 MAP 用語

MAP (Machine Language Assembling Program) 用語とは、機械用語に非常に近い形で人間がプログラムするに便利ように考えられた 10 進法の命令で、プログラム準備ルーチン "MAP" を使用して機械用語に変換される。

一般に計算機にとってはそれ自身の機械用語がもっとも計算遂行に適した形をもっている。しかし計算機を取扱うオペレータにとっては人間にもっとも理解しやすい用語を使用するのが便利である。一方計算機はそれ自身非常に融通性にとんでいるから、外部のオペレータが使用する用語をある一定の約束のもとに設定し、これを機械用語に変換したり翻訳したりするプログラムをあらかじめ機械用語で作っておくならば、機械用語とは別の使いやすい形の自由な用語によって計算機を動作させることができる。

しかし機械用語になるべく近い形の用語を使用するほど計算機の負担が減少し、したがって能率よいプログラムを行なうことができるのは当然で、ある種の設計計算などによくあるように、一度プログラムしておけば後から何度も使用されるようなプログラムにおいてはできるだけ機械用語に近い形の用語を使ったほうが得である。

MELCOM-1101 の MAP 用語はこのようなもので、ほとんど機械用語を 10 進法におきかえたものと考えてよい。したがって比較的難解ではあるが計算機を能率よく働かせることができ、さらに他のプログラム・ルーチンの基本となるものである。

この命令のタイプイン形は図 5.2 に示されている。この図に見られるように I/D ビットの代わりに G 部分があることおよび順序が入れ代わっていること以外は形式とし

TM	G	T	N	S	D	CH	S/D
----	---	---	---	---	---	----	-----

TM : トラッピングマーカの有無 (タイプキー "T" を打つか否か)  
G : グループ演算か否か (タイプキー "G" を打つか否か)  
T : 10 進 2 ケタ T ナンバー  
N : 10 進 2 ケタ N ナンバー  
S : 10 進 2 ケタ S ナンバー  
D : 10 進 2 ケタ D ナンバー  
CH : 数字および記号 1 ケタ  
S/D : 単長数値, 倍長数値の別 (タイプキー "-" をうつか否か)

図 5.2 MAP の命令構造 (タイプインの形式)

Fig. 5.2 Map command structure (type in form).

て機械用語と同一である。G 部分は グループ 演算の指定で、待時間のない演算は外部から見ればグループ演算のとき (正確には多少の例外あり) にだけ必要なので、I/D と称する代わりに G と呼び グループ 演算のときだけ G を打つように考えられている。同様タイプインの場合、TM は "T" を打つことになる。T, N, S, D の部分は 10 進数を、CH は 1~9 および U~Z までの記号を、S/D は倍長数値演算のときだけ マイナス 記号を打つ。機械用語、MAP 用語においては命令の性質はスタティック部分で定められ、原則として情報源 S から行先 D への情報の流れを制御するという形で取扱われる。表 5.2 において D, S とも 10 進数であらわして 00~39 は磁気ドラム上の一般記憶ライン (100 語のライン)、40~47 は 4 語の高速ライン、48, 49 は 2 語の高速ラインを示している。50, 51 は付加装置 FLORA に内蔵されるスタティックレジスタ ER, FR を、52~54 は乗除算用の、また 56~58 は加減算用の アリスメティック・レジスタをあらわしている。D=55, S=55 は外部に A-D 変換器、D-A 変換器等を設けた場合の入力、出力レジスタを指定するのに使用される。また S59 以上は高速ライン、累算レジスタなどのエクストラクトされたものを情報源とする場合で、エクストラクテッド・ソースと呼ばれる。

このように S=00~63 (S の取りうる組合せのすべて) および D=00~58 の場合は多少特別なものを含んではいるが、すべて情報源と行先の記憶番地と考えることができる。この D=00~58 で作られる命令を基本命令という。

D がこの範囲にある場合は命令の性質は CH 部分によってきまり、Sにあるデータを CH で示す処理をして D に送るという一種の情報の流れの処理で演算が行なわれる。CH の持つ意味は表 5.1 に示すとおりで、この種の命令の例をあげれば次のようになる。(MAP 用語でスタティック部分だけ例示)

S D CH S D  
27 30 0 -

ライン 27 の T, T+1 にある倍長数値のデータをライン 30 の同じ時間位置にコピーせよ。

ライン 12 の T にある データ を累算器 AR II に加算形変換して コピー セよ (クリア・アンド・アッド)

つぎに D=59~63 はすべて特殊な取扱いになる。D=59 は NCST (Next Command from S. T) と称し、コマンドのルーチ以外の場所 (S. T) から命令を取出す場合に使用される。この場合 (S. T) にある データ に累算器 ARI の内容が加算されて命令として取出されるから、(S. T) の内容を改変したいときは ARI = 0 にしておき、改変不要のときは ARI = 0 にしておけばよい。この命令は インデクシング に主として使用される。

D=60 のグループは テスト 命令群で 7 種ある。NCST, テスト 命令は表 5.3 に示されている。

D=61, 62 は FLORA を併用した場合の特殊命令で、D=61 のとき浮動小数点、D=62 のとき固定小数点の取扱いとなり詳細は表 5.4 に示されている。

D=63 は基本構成だけで処理される特殊命令群である。計算機を動作させるためには、入力、出力などの動作のように データ の流れの処理という原則的な形式では表現できない沢山の命令群が必要で、これが D=63 にまとめられている。この場合 S, CH は本来の意味を失い特殊命令の種類を示すコードになる。これらの命令群は表 5.5 に示されている。

### 5.3 インタープリティブルーチン “INFO-3000” とその用語

MELCOM-1101 は FLORA を併用しない限り固定小数点の変則 2 番地式として作られている。

変則 2 番地方式とは、情報源の番地 (S と T により定まる) と行先の番地 (D と T により定まる) のほかに次の命令をどの番地から取るかを 1 個の命令の中で指定できる方式である。S と D とが自由にとれることは遅延線形の磁気ドラムを使用している場合非常に有利で、前項で述べたように融通性のある取扱いができることになる。さらに磁気ドラムを記憶装置として使用した場合には、

表 5.3 NCST テスト 命令表

機械用語	MAP 用語	内 容	呼 称
D	CH	D	CH
111011	59	(S.T) + ARI を次の命令として実行せよ	NCST (Next Command from S.T)
111100	0000	0	Test for Non-zero
0000	1	(S.T) $\geq 0$ なら次の命令を N から取れ (N+1) $< 0$ なら次の命令を N から取れ	Test for Negative
00010	2	(S.T) $\geq 0$ なら次の命令を (N+1) から取れ (N+2) $< 0$ なら次の命令を N から取れ	Special Test
0011	3	ARI (S.P.) - ARII (D.P.) $\geq 0$ なら次の命令を N から取れ (N+1) $< 0$ なら次の命令を N から取れ	Compare
0100	4	オーバーフローしていなければ次の命令を N から取れ (N+1) なければ	Test for Overflow
0101	5	出力動作実行中なければ、次の命令を N から取れ (N+1) なければ	Test for Output Ready
0110	6	入力動作実行中なければ次の命令を N から取れ (N+1) なければ	Test for Input Ready

注 D=59 NCST のときは CH によらない。

表 5.4 FLORA 命令表

機械用語	MAP 用語	内 容	呼 称
D	CH	D	CH
111101	0001	61	1
0011	3	(ライン S) の最大値を ER に選出し、その時間位置信号を AR II に取出す	Select Max Number
0101	5	ER と (S.T) との和を ER に作る	Group Add
0110	6	(ライン S) と (ライン S) の対応する時間位置のデータの和を (ライン 38) に作る	Add
0111	7	(ライン S) の最初にある ER より大きなデータを FR に選出し、その時間位置信号を AR II に取出す	Group Subtract
1001	9	ER - (S.T) を ER に作る	Table Looking No. 1
1100	W	(ライン S) のデータに AR II (S.P) または (AR III) をかけ、結果を (ライン 38) に入れる	Subtract
1101	X	ER と (S.T) の積を ER に作る	Group Scaling
1110	Y	(ライン S) と (ライン S) の対応する時間位置のデータの積を (ライン 38) に作る	Multiply
1111	Z	ER + (S.T) を ER に作る	Group Multiply
111101	0001	62	1
0011	3	(ライン S) の最大値を ER に選出し、その時間位置信号を AR II に取出す	Select Max Number
0100	4	ARI (S.P) または AR III (D.P) の 10 進数を 2 進数として ER に変換	Group Add
0101	5	2 進数を 10 進数 へ	D to B
0110	6	(ライン S) と (ライン S) の各対応する時間位置のデータの差を (ライン 38) に作る	B to D
0111	7	(ライン S) の最初にある ER より大きなデータを FR に選出し、その時間位置信号を AR II に取出す	Group Subtract
1000	8	(ライン S) の最初にある ER に等しいデータを FR に選出し、その時間位置信号を AR II に取出す	Table Looking No. 1
1001	9	(ライン S) の最初にある ER に等しいデータと同じ時間位置にある (ライン 38) のデータを AR II に選出する	No. 2
1100	W	(ライン S) のデータに AR II (S.P) または (AR III) をかけ、結果を (ライン 38) に入れる	No. 3
1101	X	ARI (S.P) または AR III (D.P) と (S.T) の積を AR II (S.P) または AR III (D.P) に作る	Group Scaling
1110	Y	(ライン S) と (ライン S) の対応する時間位置のデータの積を (ライン 38) に作る	Fast Multiply
1111	Z	ER + (S.T) を ER に作る	Group Multiply
			Fast Divide

表 5.5 特殊 命 令

機 械 用 語			MAP 用語			内 容	呼 称
S	D	CH	S	D	CH		
000000	111111	0000	00	63	0	(ライン37)のデータの最初のゼロを取出さ ない出力動作を要す	Out put zero- element Eliminate
000001	#	M (M+4)	01	#	M (M+4)	磁気テープへ(ライン37)を書込む	Mag Tape out
000011	#	03	03	#	03	磁気テープへ(ライン37)をパンチする (Fast)	Fast Punch out
000101	#	05	05	#	05	タイプアウト	Type out
000110	#	06	06	#	06	カードへ(ライン37)をパンチする	Slow Punch out
000111	#	07	07	#	07	磁気テープへ(ライン37)をパンチする (Slow)	Card out
001000	#	0000	10	#	0	入力、出力を強制的にレディーセットする	Ready Set
001001	#	M (M+4)	11	#	M (M+4)	磁気テープから正方向に読込む	Mag Tape in For
		#		#	#	逆方向に	# Rev
001011	#	#	13	#	#	光電式テープリーダーから正方向に読込む	Punched Tape in For
		#		#	#	逆方向に	# Rev
001101	#	M	15	#	M	タイプイン。Mはモード<N>、<A>、<C> を示す	Type in
001110	#	#	16	#	#	カードイン	Card in
010000	#	C.L	20	#	C.L	命令グループの次の位置をマークして (C.L)Nの命令にジャンプ	Mark and Transfer
010001	#	#	21	#	#	前にマークした位置に帰る	Return to Mark- ed Place
010010	#	#	22	#	#	コマンドラインを(C.L)に移しマークは行 なわない	Unconditional Transfer
010000	#	0000	30	#	0	ベルをならす	Ring Bell
010001	#	#	31	#	0	ホールド(計算中断)	Halt
100000	#	#	40	#	0	MQ、ID、PNレジスタとサインフリップフ ロップをタリヤする	Clear MQ、 ID、PN and Sig- n Flip-Flop
100001	#	#	41	#	0	PNレジスタをタリヤし兼置	Clear PN and Multiply
100010	#	#	42	#	0	割算	Divide
100011	#	0000/0001	43	#	0/1	ノルマライズ(CH=0ならそのまま、CH=1 ならARJに1を加ひ切る)	Normalize
100100	#	#	44	#	#	左シフト( )	Left Shift
100101	#	#	45	#	#	右シフト( )	Right Shift
100110	#	#	46	#	#	MQ左、ID右シフト( )	Left and Right Shift
100111	#	0000	47	#	0	置算し前の結果の上に加算	MQ ID Multiply and Accumulate
101000	#	#	50	#	0	コマンドラックを(ライン38)にコピー	CN to M 38
101001	#	#	51	#	0	PNと(ライン39)の論理積をIDにPNと (ライン39)の論理積と、CHを付する	Special Extra

注 特記しないかぎり M はユニット番号 (0~3) を示し、出力の値 M だけのときはアドレスなし、M+4 のときはアドレス付を示す。入力の場合は、アドレスコントロールの有無を示す。ただしタイプアウトのときは M の 0~3 はそれぞれ (ライン 37), ARI, AR II, AR III のタイプアウトを示し、M+4 のときは同リタイプを示す。



高速ラインを設けて補ってはいらぬものの、原理的に記憶の読出しに待時間を必要とする。普通の単一番号方式を使用したときには命令はドラム1回転に1回しか読出すことができず、したがっていかに早く演算を処理しても演算の実行は1ドラムに1回となり総合的な演算時間は低下する。しかるにこの計算機に使用されているようにN ポージョンによって次の命令の番地を指定するならば、ドラム1回転の間に沢山の命令を読み実行することが可能になり、プログラムの方法によって待時間を極度に減少させることができる。

とくにデータの記憶番地をきめておけるサブルーチンのようなものにおいて、この手法は最大の威力を発揮する。いい換えるならばMELCOM-1101はサブルーチンでの計算に適した計算機ともいえる。

INFO-3000はMELCOM-1101の基本構成において、浮動小数点演算を単一番号方式で実行するためのインタープリティブルルーチンである。このルーチンを使用する場合の命令はオペレータにとって非常に使いやすい形をもちその詳細は図5.3および表5.6に示されている。この命令を使用した場合、外部からタイプライントした命令は演算過程においてINFO-3000により機械用語に翻訳されつつ実行され、あたかも単一番号の浮動小数点用計算機として動作する。このプログラムルーチンは機械用語で書かれており、したがって浮動小数点用のサブルーチン、翻訳用のサブルーチンは非常に能率よく使用される。

図5.3に示すように、この命令は7けたの数からできている。最初にインデックスレジスタの指定Kを、つぎに2けたのOPコードを、最後に4けたの番地をタイプライントすればよい。

インデックスレジスタは1～7まで合計7個指定できる。また有効な記憶番地は0000～2999までの単長語として3000語である。

INFO-3000には単長数値用、倍長数値用の2種がありそれぞれINFO-3000S、同3000Dと呼ばれている。

INFO-3000用語の数値語は10進の浮動小数点数で、仮数は1より小さな端数、単長数値語で6けたまで、倍長数値語で14けたまで、指数部は $10^{+38}$ ～ $10^{-38}$ まで、2けたであらわす。入出力の場合の形は図5.4に示すとおり最初に指数部2けた、つぎに仮数部が続く。ただし通常取扱いやすいように指数部と仮数部はピリオドで区別す

K	O	P	C	H	W	D
---	---	---	---	---	---	---

K: インデックス・レジスタの指定  
OP: オペレーションコード 2けた  
CHWD: 表5.6に特記する以外はオペランドの記憶番地 10進4けた  
0000～2999

図5.3 INFO-3000の命令構造(タイラインの形式)  
Fig. 5.3 INFO-3000 command structure (type in form).

表5.6 INFO-3000の命令表

OP	操 作	備 考
Transfer Control		
00	No Operation	なんらの演算も行なわぬ
08	Perform Subroutine	CH; サブルーチンのはいつているチャネル, WD サブルーチンの入口
15	Return to Marked Place -A	CHWD に無関係にマークされた位置にかえる
16	" B	"
17	" C	"
25	Mark and Transfer A	コマンドカウンタの内容をマークして CHWD にジャンプ
26	" B	"
27	" C	"
28	Transfer Unconditionally	CHWD に無条件ジャンプ
29	Transfer if Acc Positive or zero	累算器が正または0なら CHWD にジャンプ
22	" " Negative	" 負なら "
23	" " Non-zero	" 0でなければ "
Output		
30	Type Command from Memory	CHWD にある命令をタイプアウト
31	Type Floating Point Number and Tab	CHWD にあるデータをタイプアウトしキャリッジリターンする
32	Type Floating Point Number and C.R.	CHWD にあるデータをタイプアウトしキャリッジリターンする
33	Position Type Writer Paper	CH; tab の数, WD; CR, の数, CH $\leq 63$ , WD $\leq 127$
34	Punch Paper Tape	(CH; チャネル) の00～WD-1までパンチアウト
35	Type Tabulating Symbol	CHWD にある記号を(A) モードでタイプアウト
36	Write Magnetic Tape	(CH; チャネル) の00～WD-1まで磁気テープに書き込む
37	Type Tabulating Number	CHWD をそのままタイプアウト
38	Type Location of Last Command Executed	CHWD に無関係にコマンドカウンタの内容をタイプアウト
Arithmetic		
42	Clear and Add	
44	Add	
40	Clear and Subtract	
41	Subtract	
43	Multiply	
47	Divide	
46	Inverse Divide	
49	Store	
45	Clear and Add Absolute Value	
Input		
50	Permit Command Type in	CHWD は命令を記憶すべき番地
51	Permit Type in Floating Point Number	" データを "
52	" Tabulating Symbol	" 記号を " ([A] モード)
53	Read Punched Tape Forward	(CH; チャネル) の00～WD-1にはいる
54	" Reverse	"
55	Read Magnetic Tape Forward	"
56	" Reverse	"
Special		
60	Ring Bell	CHWD に無関係
61	Halt and Permit Manual Operation	" マニュアルモードにはいる
62	Halt	
63	Compute Automatically	CHWD は次の命令番地オートマチックモードになる
65	Select Fraction Digits	タイプアウトの時の有効けた数をWDで決定
67	Block Copy	CH (チャネル) → WD (チャネル)
68	Set Unit Number	入出力機器のユニット番号を指定 CHWD=000\$ \$=0なら命令不要
69	Set Tape Address Code	CHWD; テープアドレスコード, アドレスなしの上は命令不要
Indexing		
70	Assign Base	CHWD そのものをインデックスレジスタに入れる
71	Assign Difference	"
72	Assign Limit	"
73	Increment Base	Base に Diff を加え Limit より小なれば CHWD にジャンプ
74	Assign Base with Truncated Number	CHWD の浮動小数点数を正の整数としてインデックスレジスタに入れる
75	Assign Difference with	"
76	Assign Limit with	"

る。また指数部は $+38$ ～ $-38$ までであるので Excess 50 の形になっており、たとえば 数値  $100(=0.1 \times 10^3)$  は単長数値の場合

53.100000

としてあらわされる。

符号	指数部 2ケタ	仮数部	単長数値語: 6ケタ 倍長数値語: 14ケタ
浮動小数点数値語			

- 注 1. 指数部 " Excess 50  
 仮数部 " 1より小さな数  
 符号 " 土 (タイゴインの場合土は不要)

2. 例  
 $99.3 = 0.993 \times 10^2$  の場合  
 52.993000 (単長数値) とあらわす

図 5.4 INFO-3000 の数値語

Fig. 5.4. Floating point number of INFO-3000.

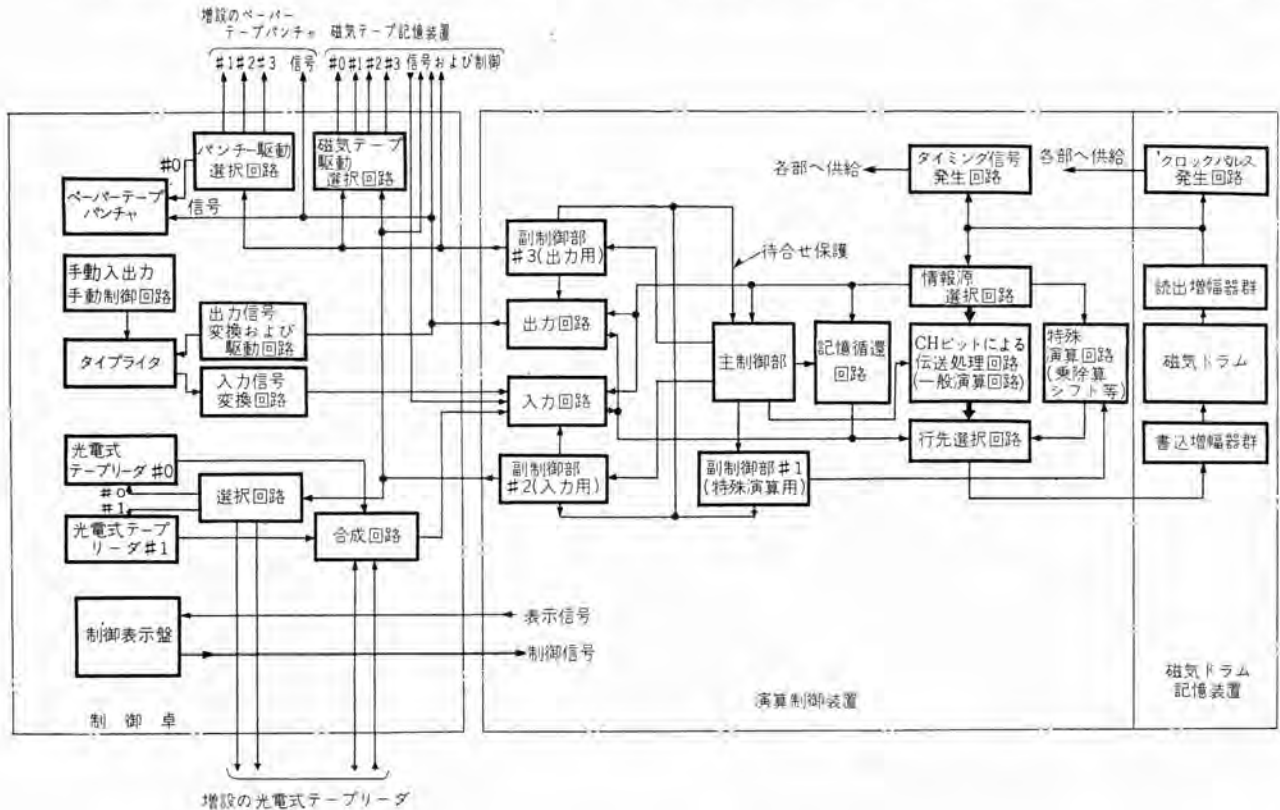


図 6.1 MELCOM-1101 の総合系統図

Fig. 6.1 Block diagram of MELCOM-1101.

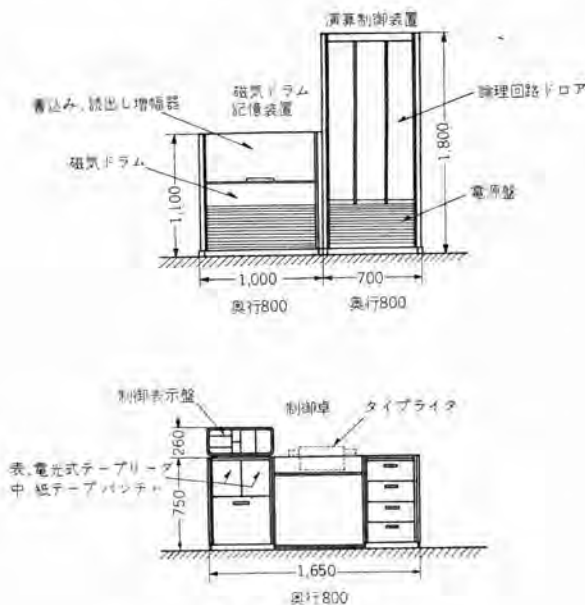


図 6.2 外形寸法図

Fig. 6.2 Appearance of MELCOM-1101.

## 6. 各部の機能、構造

MELCOM-1101 の総合系統図を図 6.1 に示す。

### 6.1 制御卓

制御卓は計算機全系統の制御、基本構成における入出力および各種の表示を行なうところである。回路系統は図 6.1 に示すとおりで、入出力装置としてタイプライタ 1 台、光電式 テープリーダ 2 台、紙テープパンチ 1 台が実装され

ている。外形は図 6.2 に示す。

タイプライタ には直接計算動作に関係ある制御 スイッチ が 3 種類設けられている。第 1 は入出力の手動制御用で、このスイッチ で入力または出力のいずれかを選択してタイプライタ のキー を打てば、計算機に記憶された プログラム とは関係なく任意の入出力動作が実行できる。第 2 は演算動作の制御で演算停止、実行および前へのべたトラップモード の制御を行なうものである。第 3 は特殊制御で、1 個ずつの命令実行とか コマンドラインのセット とかに使用される。

光電式 テープリーダ 2 台は制御卓の左袖に実装され、1 台は主として データ 入力用に、他の 1 台は サブルーチン などの各種の計算に共用される プログラムルーチン の入力用に用意されており、テープ かけかえの 手間をはぶくよう考えられている。

紙テープパンチ および各種の駆動、選択回路、電源部な



とは制御卓の後部に内蔵されている。

計算機本体からの信号により選択された入力装置からの信号は信号変換回路、合成回路などを経て計算機入力回路に送られる。計算機本体からの出力信号は、逆に選択回路により各出力装置に振分けられる。外部に増設可能な光電式 テープリーダー、紙テープパンチ、磁気テープ記憶装置との情報の受授もこの制御卓を介して行なわれる。

制御卓上部にはタイプライタのほかに制御表示盤が設けられており、全系統（付加装置付属の場合にはそれらのものすべてを含む）の電源制御を行なうとともに、入出力動作状態、実行中の命令の状態などを表示させている。

## 6.2 磁気ドラム記憶装置

磁気ドラム記憶装置は図6.1にその系統を示すように、遅延線形の磁気ドラム、その読出増幅器、書込増幅器、クロックパルス発生回路およびドラム駆動回路から成っている。

ドラム本体は直径約30 cm、長さ約30 cmの3,600 rpmのもので、読出し、書込みのヘッドそれぞれ約70個をもつ。遅延線形の磁気ドラムは図6.3に示すように読出しと書込みの独立したヘッドを持ち、読出された情報は外部回路で整形増幅されてただちに書込みヘッドから再書込みされ、前の記憶位置は読出した直後に消磁される。このように情報は外部回路を介して循環して記憶されており、一種のダイナミックな記録方式といえる。この方式にはドラムの回転速度と無関係に待時間の少ないラインを作れること（したがって信頼性の高い低速ドラムを使って計算速度をある程度上昇させることができる）、外部につねに記憶情報が取りだされておりしたがって外部回路で情報の記憶の中断を行ない別の情報に書きかえることが簡単にできること、情報がつねに順次読出されてくるのでブロックでの演算処理が可能であるなどの大きな利点がある。

情報循環用の論理回路はすべて演算制御装置に含まれており、ここには読出し、書込み増幅器群だけが用意さ

れている。

外形は図6.2に示すとおりで、ワッパ体下部に磁気ドラムが上部に増幅器用パッケージが配置されている。

## 6.3 演算制御装置

演算制御装置は計算に関係あるすべての論理回路を収容するもので、計算動作の中心である。回路系統は図6.1に示すとおりで、記憶装置の内容を循環させるための系統、一般演算（D=00～58 および テスト などの若干の特殊命令）を実行するための系統、特殊演算の系統、入力系統、出力系統、これらの制御系統およびタイミング系統に大別される。

この計算機の命令はライン00～13、ライン39 および ライン47 から取ることによって約束づけられており、そのライン指定は命令または手動制御によってなされる。一度コマンドラインが指定されたならばそのラインから命令のNポーションによって芋づる式に命令が読出され次にコマンドライン変更命令が来るまで変わらない。読出された命令は主制御部に導入され、スタティック部分によって一般演算、特殊演算、入力動作あるいは出力動作のいずれであるかが判別され、もし後の3者であれば2章にのべたようにそれぞれの副制御部へ送られて独立に実行される。もし一般演算の場合には命令のダイナミック部分で指定された時間に記憶の循環回路が制御されて演算が行なわれる。

演算制御装置は図6.2に示す外形をもち、最下部に電源が、上部に論理回路が収容されている。論理回路は標準化されたユニットパッケージにまとめられ約650枚3ドアに分割実装されている。各ドアは単独に引出され動作中でも自由に点検が行なえる。

## 6.4 パッケージ

この計算機の論理回路は図6.4に示すようにすべてプリント配線のユニットパッケージに組まれている。

パッケージの基板には国産電子計算機では最初の当社製のエポキシプリント基板が使用され、基板両面のプリント接続はリード線による接続のほか、特殊な加工法で三重に実施されており、半田付け不良による障害を極力少なくするよう考慮されている。

MELCOM-1101に使用されているパッケージの種類は19種類、約750枚である

## 7. 実際の計算操作と取扱い

6章までにMELCOM-1101の特長、仕様、性能、命令、動作などその概略をのべたので、最後に実際の操作に若干ふれておくことにする。

### 7.1 計算操作

計算に先立ってプログラミングが完了したならば、使用す

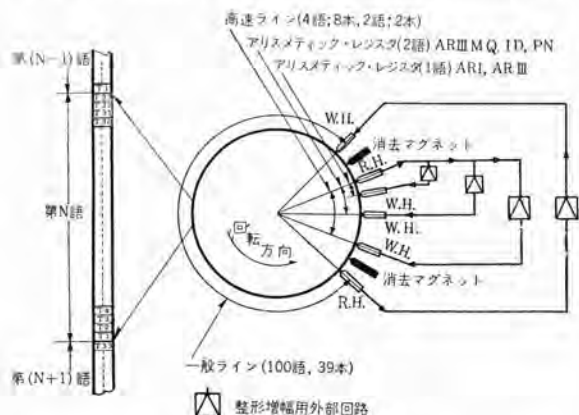
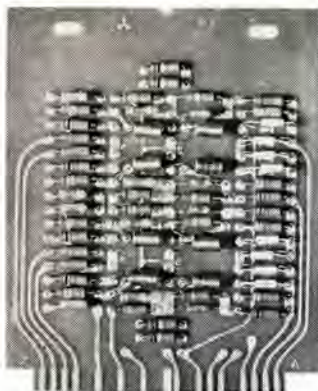
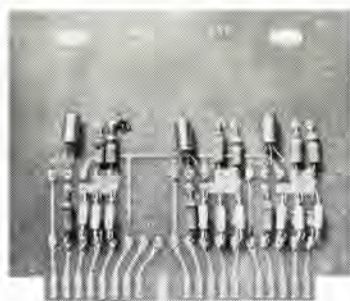


図 6.3 磁気ドラム 原理図

Fig. 6.3 Memory line construction of magnetic drum.



(a) フリップフロップパッケージ



(b) 3 ターム アンド ゲートパッケージ

図 6.4 パッケージの例  
Fig. 6.4 Example of packages.

る共通のプログラムルーチン、サブルーチンなどのテープを用意し計算を開始する。

まず必要な付加装置、入出力機器を制御卓でプリセットする。これは制御表示盤の押しボタンスイッチで実施される。つぎに制御卓で主電源スイッチを投入すれば磁気ドラムが回転をはじめ、ドラムが定速回転に達するとドラム関係の準備完了が表示され、計算スタート可能な状態となる。この準備完了までは内部回路でインターロックされ計算スタートは指令できないよう保護されている。

ドラム準備完了になったならばスタートボタンを押せば全系統に電源が投入され、自動的に磁気ドラム上に基準となるタイミング信号が書込まれ、さらに共通のプログラムルーチン、たとえば INFO-3000 などのローディングルーチンが光電式テープリータから読み込まれる。(場合によってはこのローディングルーチン読み込みは手動で制御もできる)。この状態が本当の準備完了で、コンピュータレディとして表示される。

この状態でタイプライタに付属する手動制御スイッチを GO にすれば、共通のプログラムルーチンが自動的に読み込まれストップする。読み完了後タイプライタから計算のプログラム、データなどを打ち込むか、あるいは非常によく使用される計算ですでにテープの形にまとめられているものでは手動でテープを読み込むように指令し、その計算に特有なデータだけタイプライタで入力する。

このようにしてすべての必要な情報が計算機の記憶装置の望ましい位置にたくわえられたならば、計算プログラムルーチンの最初の命令を取出すよう手動で指令する(場合

によってはテープの形で導入するときとその中で命令で自動的に指定することもある)。これによって、以後計画された計算プログラムは自動的にスタートし遂行されていく。

以上のようにして計算を実行させるが、作成されたプログラムのデバッグ、計算に先だつてのテストなどを行なう必要があるのはもちろんである。

## 7.2 マージンテスト

MELCOM-1101 では計算に先だち、テストルーチンを使用してマージンテストを行なうのを原則

とする。このテストルーチンは記憶回路が正しく動作するか、アリスメティック回路が正しく動作するかなど逐次自動的にテストを行ない、動作不良の回路があればタイプライタでその回路を示し警告する。このテストに並行して強制的に内部電源電圧を $\pm 10\%$ 変化し、その状態で正常動作をすることを確認してテスト完了とする。このテストに合格するならば回路のマージンは計算を実行するに十分である。

このような簡単でかつ有効なマージンテストの方法もこの計算機の特長といえる。

## 8. む す び

以上 MELCOM-1101 計算システムの第1報としてその概要を紹介したが、各プログラム方式の詳細、シンボリックプログラム方式、付加装置 DDA の詳細などについては順を追って発表する予定である。

おわりに当たり、この計算機の論理設計にご協力いただいた研究所電気第二研究室の各位、新しい信頼性あるパッケージの工作法にご尽力いただいた製作部門の方々はじめ担当各位に深甚なる謝意を表する次第である。

### 参 考 文 献

- (1) 穂坂・嶋村・中島・吉江・首藤；デジタル演算高速化装置、「三菱電機」34, No. 9, 10 (昭35)。
- (2) 豊田他；計数形電子計算機の特種演算高速化方式「三菱電機」, 34, No. 11 (昭35)。
- (3) 前田；磁気円筒記憶装置、「三菱電機」, 34, No. 12 (昭35)。



# 計数形電子計算機 MELCOM-LD1 の論理要素

研 究 所 中 塚 正 三 郎\* 壺 井 芳 昭\*

## Logical Elements for MELCOM-LD1

Research Laboratory Syōzaburō NAKATSUKA • Yoshiaki TSUBOI

Logical elements occupy the most important position in the electronic digital computer both quantitatively and qualitatively. This report covers the function and circuit of elements, AND gate, OR gate, Flip-Flop, Buffer Inverter, Buffer Amplifier and Gated pulse repeater built for trial for the purpose of adaptation to a medium size electronic digital computers under development by the research laboratory of Mitsubishi. Fully transistorized, these elements are used at present with a clock pulse repetition rate of 200 kc and good enough for dependable operation up to 500 kc. These logical elements are applicable to logical circuit of a numerical controller as well as to the digital computer.

### 1. ま え が き

計数形電子計算機（デジタルコンピュータ）の電子回路の大部分は論理演算のための素子によって占められている。したがって各演算素子の小形化とともに、その信頼度を上げるため十分な検討が必要である。現在当所で研究試作中の中形計算機（MELCOM-LD1）は、<sup>(1)</sup>論理回路構成として同期式のスタチック回路方式を採用しており、おもな論理素子としては、AND ゲート、OR ゲート、フリップフロップ、バッファインバータおよびパルスリピータなどがある。これら各素子は、全面的に真空管の代わりにトランジスタとゲルマニウムダイオードを用いており、またプリント配線によりパッケージタイプとし小形化とともに交換の便を考えている。

以下これらの試作各素子の回路および動作について説明する前に、まず計数形電子計算機の各種演算回路の基本となる演算について述べるとともに、論理素子を設計するに当たっての問題となる点について記す。

### 2. 論理演算およびその原理的な演算素子

#### 2.1 論理積、論理和および否定の演算

まず計数形電子計算機の内部で行なわれる論理演算の基本となる論理積、論理和および否定の各演算について説明する。論理積の演算素子を AND ゲートと呼び図 2.1 の (a) に示す記号で表わす。この素子は同図 (c) の真理表に示すように条件入力  $A$  および  $B$  が同時に真すなわち 1 となったときだけ出力  $X$  は 1 となり、それ以外の条件入力の組合せに対しては、出力はつねに偽すなわち 0 である。これに対し論理和の演算を行なう素子を OR ゲートと呼び図 2.1 (d) の記号で示す。これは同図

(f) の真理表に示すように条件入力  $A$  および  $B$  がともに同時に 0 であるとき以外はつねに出力は 1 となる。これらは図 2.1 の (b) および (e) に示すスイッチ回路において、入力条件をスイッチが開いている状態を 0、閉じたときを 1 とし回路ができたときを出力 1 として対応させて考えれば理解しやすい。以上の説明では簡単のため二つの入力の間の演算を考えたが、入力が 2 組以上の場合についても同様に考えればよい。つぎに否定演算であるがこれは入力条件が 1 であれば出力は 0、0 であれば 1 となる条件の反転を行なう演算でありこの素子を NOT 回路あるいはインバータ (Inverter) という。

これらの演算素子が電子回路ではどのようにして構成されるかについて原理的な説明をしよう。一般に計数形電子計算機では、二値論理の真と偽すなわち 1 と 0 に対してそれぞれ適当な電圧  $V_1$  および  $V_0$  を対応させることによって論理条件を示している。条件電圧  $V_1$  および

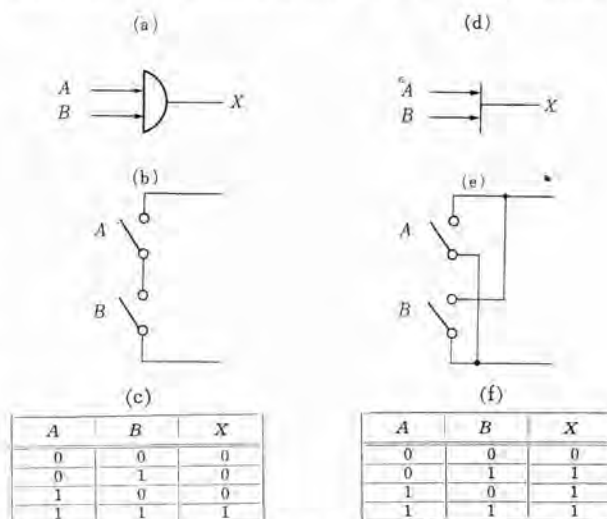


図 2.1 AND ゲートと OR ゲート

Fig. 2.1 AND-gate and OR-gate.

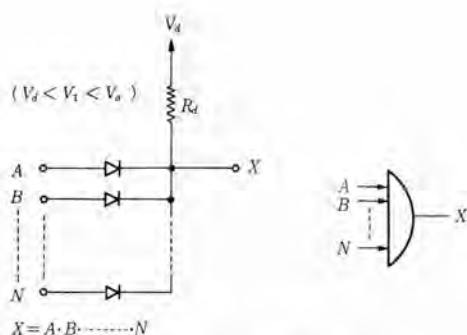


図 2.2 ダイオード AND ゲート  
Fig. 2.2 Diode-AND-gate.

$V_0$  の値は原理的にはどのようにでも選べるが実際には回路条件によって制限を受ける。試作素子回路では  $V_i \equiv 0\text{ V}$ ,  $V_0 \equiv 5\text{ V}$  に選んでいるのでこれとの関連上  $V_i < V_0$  の場合について説明を進める。まず論理積演算を行なう AND ゲートは図 2.2 に示すようにダイオードと抵抗とによって構成することができる。この回路では条件入力  $A, B, \dots, N$  のうちどれか一つでも  $V_0$  であれば、その入力端子に接続されたダイオードから  $R_d$  を通り電源  $V_d$  に電流が流れ出力端子  $X$  は  $V_0$  に保たれる。そして入力が  $V_i$  である端子のダイオードは逆バイアスとなり出力端子とシ断される。もしすべての入力が同時に  $V_i$  となれば、そのときに限り  $R_d$  を流れる電流は全ダイオードに分配され、各ダイオードが導通となるため出力は  $V_i$  となり AND (論理積) の動作を行なう。

一方論理和演算のための OR ゲートは図 2.3 に示す回路により行なわれる。この場合は、ダイオードおよび電源の極性が AND ゲートとは逆であるため、電流は電源  $V_u$  からいちばん電位の低い入力端子に向かって流れる。すべての入力が同時に  $V_0$  とならない限り、出力  $X$  は入力の低いほうの電位  $V_i$  に保たれる。つぎに否定演算であるがこれは図 2.4 に示すような回路で行なうことができる。いまトランジスタは入力が  $V_i$  では導通、 $V_0$  ではシ断状態になるように適当なバイアスが  $V_u$  により与えられているものとする。入力が  $V_i$  の場合はトランジスタが導通し飽和状態になれば、コレクタの電位はエミッタ電位

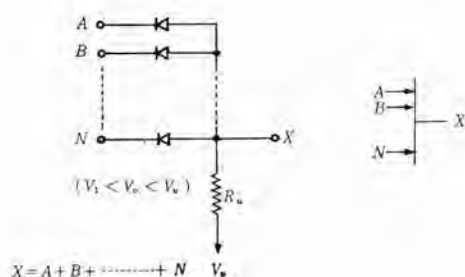


図 2.3 ダイオード OR ゲート  
Fig. 2.3 Diode-OR-gate.

にはほぼ等しくなり出力  $X$  は  $V_0$  となる。逆に入力が  $V_0$  となりトランジスタがシ断状態になれば、出力  $X$  はコレクタ電源電圧  $V_i$  となり条件の反転が行なわれる。

以上基本的な論理演算およびその原理的な素子について説明したが、さらに複雑な演算も結局は AND, OR, NOT の組合せに分解して考えることができる。

## 2.2 論理素子としてのフリップフロップ

フリップフロップは論理条件あるいは演算結果の一時的な記憶要素として用いられる。図 2.5 に示すようにフリップフロップは二つの出力  $X$  および  $Y$  を持つがこれらはお互いに表と裏の関係にある。すなわち  $X=1$  ならばかならず  $Y=0$  であり、 $X=0$  ならばつねに  $Y=1$  である。出力  $X$  および  $Y$  に対する条件入力  $A$  および  $B$  には、それぞれの演算結果であるゲートの出力あるいは他の条件信号が与えられる。いま出力が  $X=1, Y=0$  となっているものとすれば、これは条件入力があるいは過去のいちばん最後において  $A=1$  であったことを示す。そしてこの状態は  $B=1$  ( $A=0$ ) になるまで保たれる。このようにフリップフロップは過去の情報を記憶する素子である。フリップフロップの両出力もそれぞれの入力も左右まったく対称であるが、通常一方を True side, 他方を False side (あるいは NOT 側) とし対応する入力をそれぞれセット入力 (信号) およびリセット入力 (信号) と呼んでいる。以上の動作は自己保持形のリレーと対応させて考えればよい。

計数形電子計算機あるいは数値制御などに用いられる論理回路は一般に一定のクロック信号に同期されて演算が行なわれる。そして各フリップフロップは条件入力とクロックパルス的一致によって動作をする。これらの関係を図 2.6 により説明する。入力  $A$  および  $B$  が 0 であれば出力  $X$  および  $Y$  はそれ以前の状態  $X=0, Y=1$  を保っている (図の 1)。いまこの状態を反転させるために  $A=1$  になったとする (図の 2)。しかし出力はその瞬間には反転せず次に来るクロックパルス (図の 3) ではじめて動作し  $X=1, Y=0$  となる。ひとたび反転された後は、入力  $A$  が 0 となっても次に  $B$  が 1 とならないかぎりその状態を保

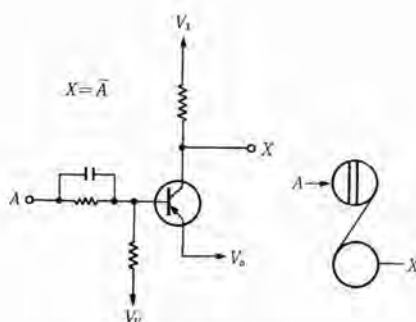


図 2.4 インバータ  
Fig. 2.4 Inverter.

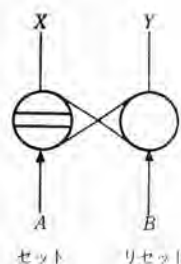


図 2.5 フリップフロップ  
Fig. 2.5 Flip-Flop.



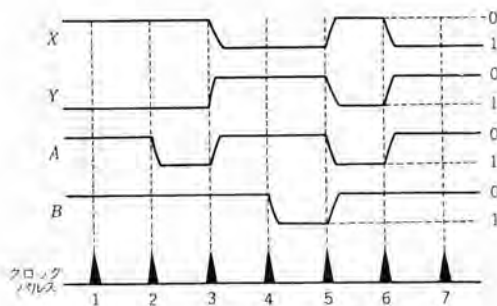


図 2.6 フリップフロップのタイムチャート  
Fig. 2.6 Time chart of Flip-Flop.

持し、 $A=1$  となったことを記憶する (図の 4)。なおフリップフロップの性質上いかなる場合でも、同時に  $A$  および  $B$  が 1 となつてはならない。しかしすでに  $X=1$  であるにもかかわらず、 $A=1$  ( $B$  は 0) となることは動作としてむだであるだけで機能的にはさしつかえない。このようにフリップフロップは入力条件とクロックパルスとの一致によって反転し、図 2.6 からわかるように入力と出力の間には 1 クロックパルス間隔だけの時間遅れが起こる。

### 2.3 論理演算回路の一例

論理演算素子を組合せて構成した論理回路の例として、2 進数の直列加算回路について説明する。これは 2 進数を下のケタより各ケタごとに順に加えていく加算方式である。いま加算すべき 2 数  $A$  および  $B$  は図 2.7 に示

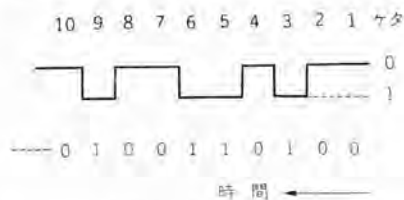


図 2.7 2 進数の直列形  
Fig. 2.7 Binary number in serial form.

表 2.1 2 進数の加算表

1	0	1	1	0	0	1	0	$C_n$
1	1	0	1	0	1	0	0	$A_n$
1	1	1	0	1	0	0	0	$B_n$
1	0	0	0	1	1	1	0	$SUM_n$
1	1	1	1	0	0	0	0	$C_{n+1}$

すように、各ケタが時間的に等間隔なパルス列で表わされているとする。  $A$  および  $B$  の  $n$  ケタ目の値 (1 か 0) を  $A_n$  および  $B_n$ 、それに 1 ケタ前からのケタ上げ (Carry) を  $C_n$  とすれば、 $n$  ケタ目の和  $SUM_n$  および次のケタへのケタ上げ  $C_{n+1}$  に対する組合せは表 2.1 に示すように 8 通りである。この表の結果は次のように要約できる。 $SUM_n$  を 1 にするのは

- (1)  $A_n, B_n$  および  $C_n$  のうちどれか一つだけが 1 のとき
  - (2)  $A_n, B_n$  および  $C_n$  の全部が 1 のとき
- だけである。これを論理式で表わせば

$$SUM_n = A_n \cdot \bar{B}_n \cdot \bar{C}_n + \bar{A}_n \cdot B_n \cdot \bar{C}_n + \bar{A}_n \cdot \bar{B}_n \cdot C_n + A_n \cdot B_n \cdot C_n \quad (2.1)$$

となる。ここで  $\bar{A}_n, \bar{B}_n$  および  $\bar{C}_n$  はそれぞれ  $A_n, B_n$  および  $C_n$  の NOT である。式 (2.1) の始めの 3 項は (1) の条件を、第 4 項は (2) の条件を表わすことは  $A_n, B_n$  および  $C_n$  に表 2.1 の各値を代入して計算してみれば確かめられる。

同様にケタ上げに関しては、 $n$  ケタ目から  $n+1$  ケタ目へのケタ上げ  $C_{n+1}$  が 1 となるのは  $A_n, B_n$  および  $C_n$  のどれか 2 個以上が 1 の場合である。これを論理式で表わせば、

$$C_{n+1} = A_n \cdot B_n + B_n \cdot C_n + C_n \cdot A_n \quad (2.2)$$

となる。これらの結果はわれわれが、図 2.8 に示すように筆算で 2 進数の加算をする場合に頭の中で行なっている判断の操作と同じはずである。

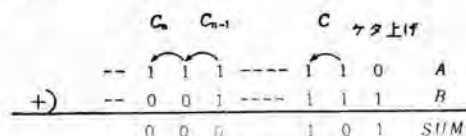


図 2.8 2 進数の加算  
Fig. 2.8 Addition of binary numbers.

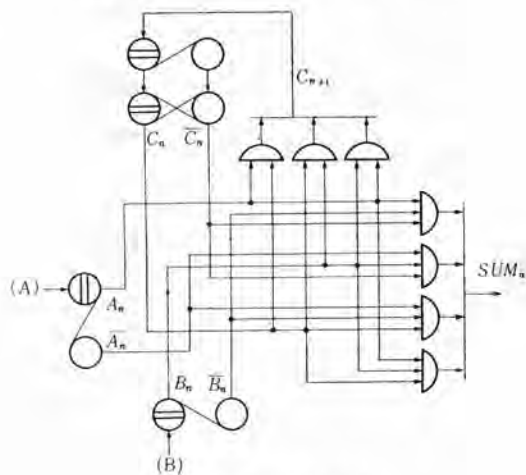


図 2.9 直列加算回路  
Fig. 2.9 Serial full adder.

つぎに論理演算素子を組合せて加算演算を行なう論理回路を構成することを考える。まず  $SUM_n$  は式 (2.1) を、そのまま対応する素子、AND および OR ゲートで置き換える。ケタ上げに対しては式 (2.2) で表わされる演算の結果を次のケタまで残すためにフリップフロップが必要である。このフリップフロップをケタ上げフリップフロップ (Carry Flip-Flop) といい、1 ケタ分に相当する時間遅れ要素となっている。加算入力  $A$  および  $B$  はインバータにより、それぞれの否定  $\bar{A}$  および  $\bar{B}$  が作られ各ゲートに供給される。またケタ上げがない場合、ケタ上げフリップフロップを元の状態にもどすため (リセット) に、ケタ上げがな

いことを示す信号  $\bar{C}_{n+1}$  が必要だが、このため  $C_{n+1}$  の NOT をインバータにより作っている。図 2.9 に以上の結果をまとめた全体の演算回路を示す。

### 3. ダイオードゲート

#### 3.1 ダイオードゲートの接続順序に対する問題

図 2.2 および図 2.3 に示した AND ゲート および OR ゲートを組合せて、図 3.1 の回路を構成する場合を考える。この回路において入力 A, B および C の端子を開放

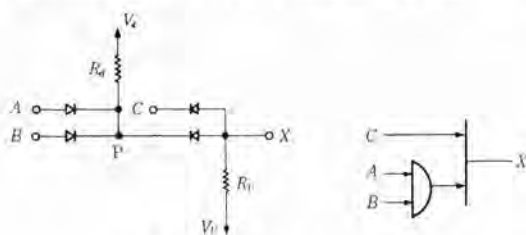


図 3.1 ダイオード AND-OR ゲート

Fig. 3.1 Diode AND-OR gate.

したときの P 点の電位を  $V_p$  とすれば、この組合せゲートが正常に動作するためには

$$V_p \leq V_l \quad (3.1)$$

であることが必要である。このため各電位および抵抗は次の関係を満足しなければならない。

$$(V_u R_d + V_d R_u) / (R_u + R_d) \leq V_l \quad (3.2)$$

いまもし式 (3.2) の条件が満たされず、 $V_p \geq V_0$  となれば出力 X は入力 C だけに従い、入力 A および B に接続されたダイオードはつねに遮断されたままとなり AND ゲートは制御作用を失ってしまう。

同様に OR ゲートの後に AND ゲートを接続する場合について、各電位および抵抗の間の条件を求めれば

$$(V_u R_d + V_d R_u) / (R_u + R_d) \geq V_0 \quad (3.3)$$

となる。  $V_l < V_0$  だから式 (3.2) および式 (3.3) を比較すれば明かなように、両式は同時に成立しない。こ

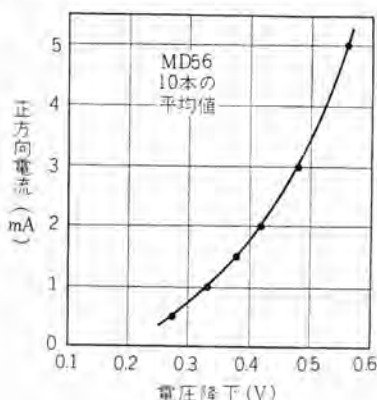


図 3.2 ゲルマニウムダイオード MD 56 の正方向特性

Fig. 3.2 Forward characteristic of germanium diode.

れは同一の回路定数の場合、そのままでは AND-OR および OR-AND の接続ができないことを示している。したがって、両接続を可能にするためには、AND ゲートあるいは OR ゲートに定数の異なったものを作り、組合せ順序により使いわけの必要がある。あるいはどちらかの組合せの場合には、両ゲート間にバッファ（増幅器、たとえばエミッタフォロア）を入れてお互いを隔離すればよいが、分岐数の多い、多段にわたる複雑な論理回路を構成する場合にはかなりやっかいな問題である。

つぎにダイオードゲートによる条件電圧レベルの変動について考える。図 2.2 あるいは図 2.3 において、抵抗  $R_d$  あるいは  $R_u$  を流れる電流は各ダイオードを通して流れる。したがってダイオードの正方向抵抗によって電圧降下が生じ、入力と出力の間には AND ゲートでは負の方向に、OR ゲートでは正の方向にそれぞれ電圧レベルの変動が起こる。ゲートを多段にわたって組合せる場合は、各ダイオードを流れる電流を検討し、最悪の条件においてもレベル変動が許容幅内にあるようにしなければならない。図 3.2 にゲルマニウムダイオード MD 56 の正方向特性を示す。この特性からゲートのダイオードを流れる電流に対する条件電圧レベルの変動を知ることができる。

#### 3.2 ダイオードゲートの応答速度

図 3.1 に示したダイオードゲートについて、出力 X に配線の浮遊容量などによる容量  $C_s$  がはいった場合の影響を考えてみる。いま入力が  $V_l$  から  $V_0$  に階段状に変化し、出力 X がそれに従って  $V_l$  から  $V_0$  に変化する場合を考える。まず AND ゲートのダイオードは導通方向の変化だから P 点の電位も入力に従って変化する。しかし出力 X には負荷容量  $C_s$  があるため、出力が  $V_0$  に達するまでには時間遅れ  $T_u$  が生じる。この  $T_u$  の間、OR ゲートのダイオードは逆バイアスとなり遮断状態になる。ここで  $T_u$  は

$$T_u = R_u \cdot C_s \ln \frac{V_u - V_l}{V_u - V_0} \quad (3.4)$$

により計算される。この入力と出力の関係を図 3.3 に示す。

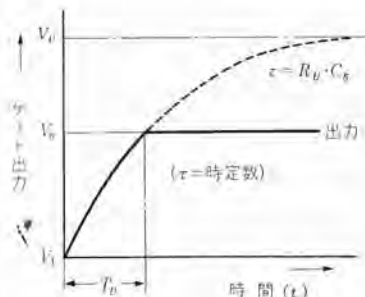


図 3.3 ゲートの出力波形

Fig. 3.3 Out-put waveform of gate.

同様に出力が  $V_0$  から  $V_l$  に変化する場合について立ち下りの遅れ  $T_d$  を計算すれば

$$T_d = \frac{R_d R_u}{R_d + R_u} \cdot C_s \ln \frac{V_{\infty} - V_0}{V_{\infty} - V_l} \quad (3.5)$$

ここに  $V_{\infty}$  は

$$V_{\infty} = (V_u R_d + V_d R_u) / (R_u + R_d) \quad (3.6)$$

一例として図 3.1 の回路において

$$V_d = -15 \text{ V} \quad V_u = 20 \text{ V} \quad V_l = 0 \text{ V}$$



$V_0 = 5\text{ V}$   $R = 39\text{ k}\Omega$   $R_u = 150\text{ k}\Omega$   $C_s = 200\text{ pF}$   
 とした場合のスイッチング時間  $T_d$ ,  $T_u$  はそれぞれ

$$T_d \doteq 3\text{ }\mu\text{s} \quad T_u \doteq 8.5\text{ }\mu\text{s}$$

となる。これらの結果はいずれもダイオードが理想的なスイッチング素子とした場合である。

ダイオードゲートの応答速度を早くするためには、

- (1) 負荷容量（浮遊容量、負荷素子の入力容量など） $C_s$  を小さくすること
- (2) 抵抗  $R_u$  あるいは  $R_d$  を小さくすること
- (3) 電源電圧が一定ならば論理条件電圧のレベル差（ $V_0 - V_1$ ）を小さくすること

などがいえる。(1) の  $C_s$  はおもに配線の浮遊容量によって制限される。たとえば、心線の直径が  $0.5\text{ mm}$  程度の低圧配線用 PVC 線を数 10 本ごく軽くたばねた場合、中心の線 1 本が他の周りの線に対して持つ容量は  $1\text{ m}$  当たり  $50 \sim 100\text{ pF}$  程度となる。一方  $R_u$  および  $R_d$  は、他の素子から負荷として取り得る電流によって制限されるため、電源電圧によって定められる。また条件電圧のレベル差、（ $V_0 - V_1$ ）はゲートによるレベル変動を考慮しなければならないのであまり小さくはできない。トランジスタとダイオードとを用いた論理回路では、 $4 \sim 6\text{ V}$  の電圧レベル差のことが多い。

## 4. 試作論理演算素子

### 4.1 概 要

一般に電子計算機の論理素子としては、

- (1) 動作が確実に信頼性が大きい
- (2) 応答速度が十分早い
- (3) 論理回路を構成する場合、素子の接続に制限条件が多すぎないこと
- (4) 特殊な回路部品はなるべく必要としないこと
- (5) 保守に便利であること

などが必要である。ゲート素子としてダイオードゲートは構成が簡単であるため動作が確実に信頼性も大きいが、前章で述べたような問題があるため試作電子計算機ではダイオードトランジスタゲートを使用している。このゲートは入力インピーダンスが大きく、しかも出力インピーダンスを低くすることができるためダイオードゲートに比し非常に有利である。すなわちゲートの接続順序はまったく自由であり、一つのゲートの出力に 5 個以上のゲートを同時に負荷しうよう設計されている。

一方フリップフロップにおいても、クロックパルスによる同期駆動回路にトランジスタゲートを用いた結果、非常に安定で確実に動作するものが得られた。こ

のほか、パツファインパータ、パツファアンプおよびクロックパルスリピータなどの試作素子についてそれぞれ特色のある点に関し以下に説明をする。

### 4.2 FAN-OUT Ratio

一つの論理素子の後に負荷として接続しうる次段の素子の数を FAN-OUT Ratio といい、 $m$  で表わすものとする。分岐の数を  $m$  より多くとる場合には、段間に電力増幅のための素子、たとえばエミッタフォロアなど、を適当に入れなければならない。また  $m$  が大き過ぎる場合は各素子がむだな能力を持てあますことになり不経済である。試作素子では、実際に使用すべき計算機の論理回路

表 4.1 試作素子の FAN-OUT RATIO

論 理 素 子	FAN-OUT RATIO (負荷し得る素子の数)
AND ゲート	5
OR ゲート	5
フリップフロップ	12
パツファインパータ	12
パツファアンプ	12

を検討した結果、 $m$  を表 4.1 に示す値に選んで各素子设计了。これらの条件は、負荷の素子までの配線が非常に長くなる場合、あるいは負荷素子の種類などによって多少変えなければならない。

### 4.3 条件電圧レベル

すでに述べたように論理条件 1 および 0 はそれぞれ  $V_1$  および  $V_0$  の二つの電位によって表現されるが、実際にはゲートによる電圧レベルの変動があるため、適当な許容幅をもつことが必要である。そして各素子は、条件レベルがこの範囲で変動してもつねに正常に動作するように設計されていなければならない。レベル変動の許容幅が広いほど、たとえばゲートの縦続接続可能な数が多くなり論理回路を構成する場合の制限が少なくなる。試作素子では AND ゲートによるレベルの変動は非常に小さく、OR ゲートによる正方向のものがほとんどであるた

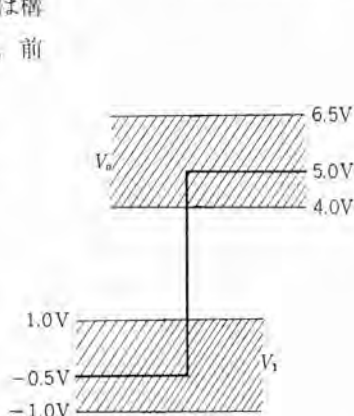


図 4.1 条件電圧の許容幅  
 Fig. 4.1 Tolerance of voltage level which represents logical conditions.

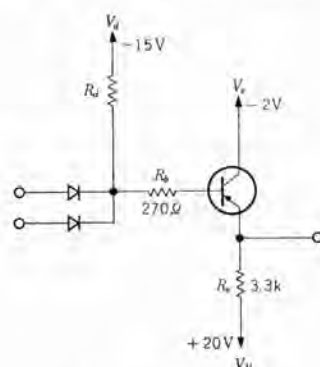


図 4.2 ダイオードトランジスタ AND ゲートの基本回路  
 Fig. 4.2 Basic circuit of diode-transistor AND gate.

め 図4.1に示すように、正方向の許容幅を大きく取っている。

#### 4.4 ダイオードトランジスタゲート

ダイオードゲートは節3・1で述べたような欠点をもつため、試作素子ではトランジスタと組合せてゲートを構成している。ANDゲートの基本回路は図4.2に示すように、普通のダイオードANDゲートの後にエミッタフォロアを接続したものである。このようにすれば、インピーダンスの高いダイオードANDゲートの負荷は、エミッタフォロアの入力インピーダンスだけとなり、配線による浮遊容量や負荷素子の影響を受けない。エミッタフォロアの入力容量は使用するトランジスタおよび回路定数によって異なるが、図4.2に示す回路ではエミッタフォロアの出力に負荷として200 pFの容量を接続した状態で、約20~30 pFの値を取る。したがってゲートの応答時間を非常に早くすることができる。またダイオードによる電圧降下とトランジスタによるものとお互いに反対方向で打ち消し合うため、入力と出力の電圧レベルの変動は非常に少なく、±0.05 V程度である。

一方ORゲートは図4.3に示すように、2個以上のエミッタフォロアのエミッタ抵抗 $R_e$ を共通にすることによって構成している。図4.3で各トランジスタのベースの入力が $V_i$ すなわち5 Vであるとすれば、エミッタの電位もベースの電位にほぼ等しく約5 Vに保たれ、エミッタ抵抗の電流は各トランジスタに分配されて流れる。いま、もしどれか1個でも入力が $V_i$ すなわち0 Vとなれば、そのトランジスタのエミッタはベース電位に追いついて0 Vとなる

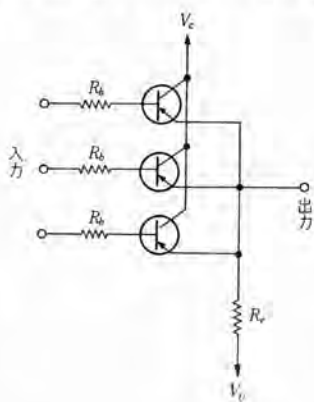


図 4.3 トランジスタ OR  
ゲート  
Fig. 4.3 Transistor  
OR gate.

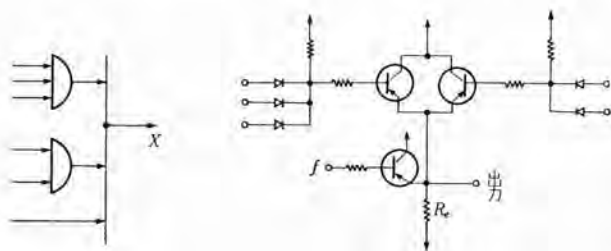


図 4.4 AND-OR 組み合わせ ゲート  
Fig. 4.4 Combination of AND and OR gates.

ため、残りのトランジスタは逆バイアスとなり電流が遮断される。そして電流は入力が0 Vとなったトランジスタを通して流れる。この回路はまた、各エミッタ回路の抵抗を独立させることにより単なるエミッタフォロアとして使用できることはいふまでもない。

ダイオードANDゲートの後に接続されたエミッタフォロアは、ORゲートの場合と同様に、図4.4のように他のANDゲートあるいはORゲートとそのエミッタ抵抗を共通にすることによりAND-ORゲートを構成することができる。論理回路の設計手順から考えて明らかなように、電子計算機や数値制御の論理回路は大部分がAND-ORの接続である。したがって、このダイオードゲートの後のエミッタフォロアは、ゲートの出力インピーダンスを下げる目的とORゲートの構成を兼ねさせることができ非常に巧妙な方法である。図4.5に単独のANDゲートおよびAND-ORゲートとして動作させた場合の応答を示す。AND-ORとして動作させた場合は、エミッタフォロアというよりはむしろ電流スイッチ素子として動作している。このためベースインピーダンスの高いANDゲートは単独のANDゲートの場合にくらべて、応答が少し遅くなっている。ORゲートの場合はベース回路のインピーダンスが低いため時間遅れはほとんど起こらない。

トランジスタを用いたANDゲートあるいはORゲートのもう一つの利点は、各ゲートが電流増幅作用をもっていることである。各ゲートはエミッタフォロアによって出力を取出しているため、ゲートの入力と出力はお互いに隔離され、ゲート自身がバッファ(Buffer)の役目も兼ねている。したがって各ゲートの接続順序はまったく自由であり、また各素子の負荷を考える場合もその素子に直接負荷となっている素子だけを考えればよい。このため論理回路そのままを、それぞれ対応する素子で置き換えることによって、実際の回路を構成することができる。

一方トランジスタゲートの欠点としては、ゲートばかりを多段にわたって縦続接続した場合などに、図4.6の入力波形に示すような振動が起こることである。この振動の起こる限界の条件を定めることは困難であり使用トランジ

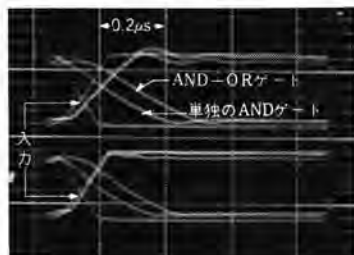


図 4.5 ダイオードトランジスタゲートの入力と出力の波形  
Fig. 4.5 Input and output waveforms of diode-transistor gate.



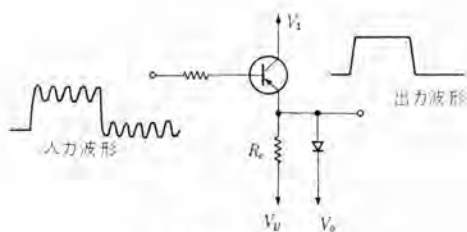


図 4.6 クランプ回路  
Fig. 4.6 Clamping circuit.

タ、ゲートの組合せ方、配線などによって違ってくる。これはベース回路に入れた抵抗を大きくすることによりある程度おさえることもできるが、この抵抗を大きくすることは応答速度および電圧降下の点で問題となる。振動が大きすぎる場合は、図 4.6 に示すようにその素子の出力をダイオードとコレクタ回路とでクランプすることにより完全に止めることができる。

#### 4.5 フリップフロップ

論理素子として、ここでフリップフロップと呼ぶ場合は、二安定マルチバイブレータ (Bistable multi-vibrator あるいは Eccles-Jordan 回路)<sup>(9)</sup> に、それをトリガするための条件入力端子、クロック信号の入力、そのためのゲートなどを含んでいる。節 2・2 で述べたようにフリップフロップは条件入力とクロックパルス的一致があったときだけトリガされて反転する。比較的シャ断周波数  $f_{ac}$  の低いトランジスタ (2SA142 の  $f_{ac}$  は 8 Mc) を用いた試作フリップフロップでは、このトリガ回路にトランジスタゲートを用いた結果、非常に安定で確実に動作するものが得られた。

図 4.7 にフリップフロップの回路を示し、トリガ回路の動作を説明する。クロックパルスは基準レベルが  $V_1$  より少し負で、最大値  $V_m$  は  $V_1$  をこえ  $V_0$  をこえないようにえらぶ。ゲートのトランジスタは抵抗  $R_L$  を通して  $V_1$  よりさらに負の電圧  $V_L$  に接続されている。いま条件入力が  $V_0$  の場合はゲートトランジスタのエミッタは、ベースに対しクロックパルスがきた場合も、つねに負に保たれるためトランジスタはシャ断状態にあり、コレクタは  $V_L$  に保たれている。つぎに条件入力が  $V_1$  になった場合は、クロックパルスが来

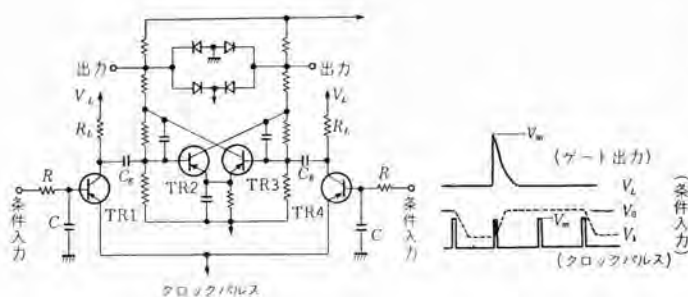


図 4.7 フリップフロップの回路とトリガゲートの波形  
Fig. 4.7 Circuit of Flip-Flop and waveforms of its triggering circuit.

たときだけ  $V_m > V_1$  だからエミッタがベースに対し正となり、順方向にバイアスされトランジスタは導通となる。したがってコレクタの電位は、ほぼ  $V_m$  になり結合コンデンサ  $C_c$  は電圧変化 ( $V_m - V_L$ ) に対応する充電電流が流れ二安定回路をトリガする。このトランジスタゲートはゲート作用と電圧増幅作用を同時に行なっているため、論理条件電圧のレベル差  $V_0 - V_1$  が小さい場合でも大きな電流をスイッチすることができる。ゲートを導通させるのに必要なクロックパルスの振幅は、パルス幅によっても異なるが、 $0.2 \mu s$  以上の場合、エミッタがベースに対しほぼ 1 V 以上正になれば動作する。エミッタからコレクタへのクロックパルスの立ち上がりの遅れはほとんど認められない。

試作フリップフロップは安定度を大きくするため、トランジスタの電流増幅率のバラツキを考え、スイッチングトランジスタ (TR2 および TR3) は十分飽和の状態で作動するように設計されている。コレクタ電流は約 20 mA 流し、スイッチングスピードを早くするためにダイオードにより出力をクランプしている。図 4.8 に容量性負荷に対するフリップフロップ出力の応答を示すが、無負荷の場合立ち上がり立ち下がりとも  $0.25 \mu s$  以内、500 pF の容量負荷の場合でも約  $0.5 \mu s$  以内にスイッチングが終わっている。



(立ち上がり、立ち下がりの早いほうからそれ)  
(それ無負荷, 100, 250, 350, および 500 pF)

図 4.8 フリップフロップの出力波形  
Fig. 4.8 Output waveforms of Flip-Flop.

#### 4.6 バッファインバータおよびバッファアンプ

バッファインバータ (Buffer Inverter) は入力条件の真および偽の出力を同時に取出すことのできる演算素子である。すなわち入力条件をそのまま電力増幅する一方、その NOT 出力も同時に取出すことができる。たとえば入力  $A$  に対し  $A$  および  $\bar{A}$  を対として必要な場合に用いられる。試作計算機では、節 2・1 で述べたインバータの代わりにバッファインバータを用いる。

バッファアンプ (Buffer Amplifier) は入力条件をそのまま電力増幅するものであり、論理演算は行なわない。負荷素子数の多い場合の電力増幅や、ゲートを多段通った場合に起こる条件レベルの変動などを矯正する目的に用いられる。これは回路的には、バッファインバータの否定演算の部分を取のぞいたものと考えればよい。

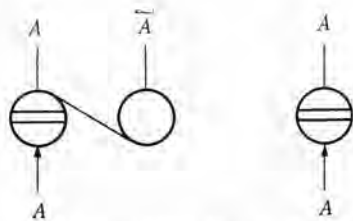


図 4.9 バッファインバータ (左) と バッファアンプ  
Fig. 4.9 Buffer-inverter (Left) and buffer-amplifier.

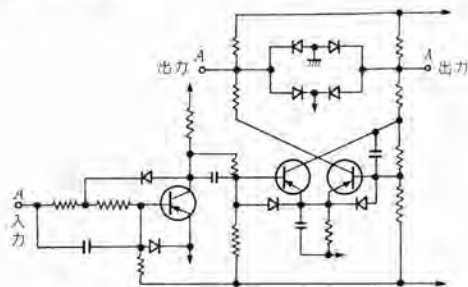


図 4.10 バッファインバータの回路  
Fig. 4.10 Circuit of buffer-inverter.

図 4.9 にバッファインバータ と バッファアンプ の記号を示し図 4.10 には バッファインバータ の回路を示す。ダイオードによる非直線帰還を利用した不飽和形の増幅回路で入力を1段増幅した後、コレクタ電流約 20 mA を流す飽和形増幅器の出力段を駆動している。出力段のコレクタ回路はフリップフロップと同じであり、その負荷特性も図 4.8 のものとはほぼ同じである。入力信号の立ち上がり、立ち下がりがそれぞれ  $0.5 \mu\text{s}$  以下の場合、入力と出力の時間遅れは、お互いの条件電圧の中心値で測定した場合、無負荷のときは立ち上がり立ち下がりとともに  $0.15 \mu\text{s}$  以下、 $500 \text{ pF}$  の容量を負荷した場合でも  $0.3 \mu\text{s}$  以下であった。

#### 4.7 パルスリピータ

パルスリピータ (Gated Pulse Repeater) は各フリップフロップにクロックパルス を供給するために用いられる。試作計算機では約 400 個のフリップフロップを用いているが、このクロックパルス を1台のトランジスタパルス増幅器から供給することは困難なので、20 ないし 30 個ずつ適当に配分し、親パルス を各パルスリピータで電力増幅した後供給している。

パルスリピータのもう一つの大切な働きは、条件入力端子を持ち、この入力によって出力クロックパルス を制御することにより、論理演算回路素子として動作することである。前述のようにフリップフロップは条件入力とクロックパルスとの一致があったときだけ動作する。したがってクロックパルス がない場合は、条件入力に関係なくそのままの状態を保つ。通常フリップフロップはつねにクロックパルス が供給されており、条件入力により出力が制御されている。しかしシフトレジスタ (Shift Register) を構成する場合は、図 4.11 に示すようにクロックパルス を制御するほうが論理回路構成が簡単になる。もしこれを、条件入力を制御す

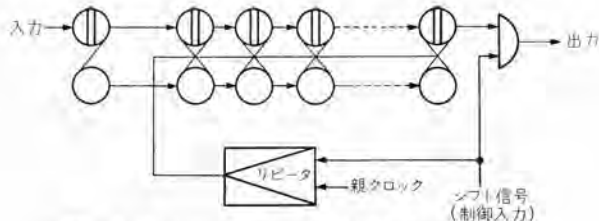


図 4.11 クロックパルス を制御する方式のシフトレジスタ  
Fig. 4.11 Shift register with controlled clock pulse.

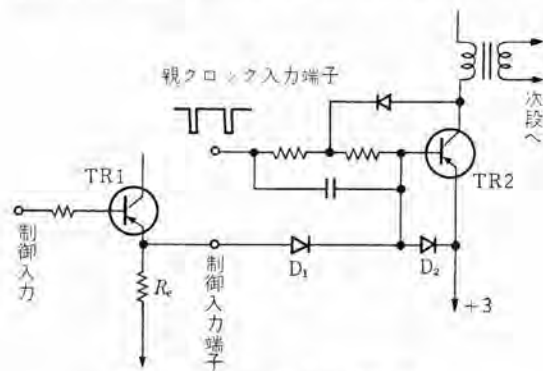


図 4.12 クロックパルスの制御回路  
Fig. 4.12 Clock pulse control circuit.

る方式にするとすれば、各フリップフロップの間に2個ずつのANDゲートが必要である。

パルスリピータはトランス結合の2段増幅器からなり、各段ともダイオードによる非直線帰還を利用し、トランジスタは不飽和状態で使用している。パルス幅  $0.3 \sim 0.5 \mu\text{s}$  の場合、出力電圧は  $10 \Omega$  までの抵抗負荷に対し、 $7 \text{ V}$  一定であり、出力パルスの入力パルスに対する時間遅れは  $50 \text{ m}\mu\text{s}$  以下、パルスの立ち上がり立ち下がりとともに  $0.1 \mu\text{s}$  以下である。

条件入力によるパルス出力の制御は、図 4.12 に示すように、1段目のトランジスタ TR2 のベース、エミッタ間のダイオードスイッチによって行なっている。エミッタフォロア の出力である条件信号 (制御信号) はダイオードを通し、トランジスタのベース回路に接続される。エミッタフォロア TR1 の入力が  $V_0$  すなわち  $5 \text{ V}$  の場合、エミッタ抵抗  $R_e$  を流れる電流は  $D_1$ ,  $D_2$  を通って、TR1 のベースより低電位である TR2 のエミッタ電位  $3 \text{ V}$  に向かって流れる。この電流により  $D_2$  はつねに導通に保たれ、TR2 のベース、エミッタ間を短絡しているためコレクタには出力が現われない。つぎに TR1 の入力が  $V_1$  すなわち  $0 \text{ V}$  になった場合は、TR1 のベースのほうがエミッタ電位より低電位になるため  $D_1$  を流れていた電流は全部エミッタフォロアのほうに移る。このため  $D_1$  は遮断され  $D_2$  には所定の逆バイアス電流が流れパルス増幅器として動作する。

#### 5. 試作素子のパッケージ

試作素子は図 5.1 に示すように、すべて同一寸法の E



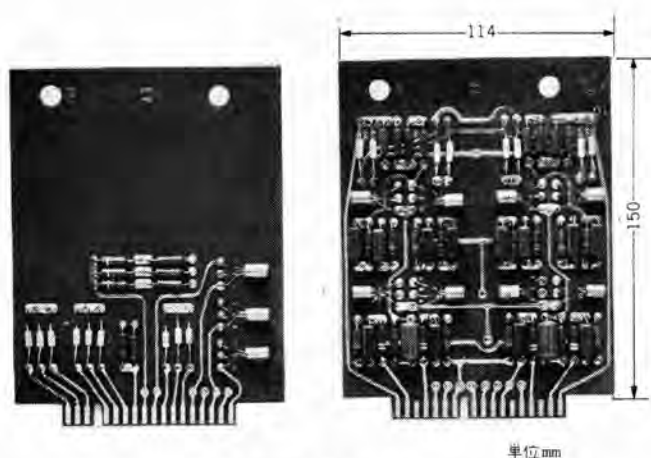




















図 5.1 論理素子 パッケージ  
Fig. 5.1 Logical element packages.

ホキシ基板上に、プリント配線により1個または数個ずつまとめられている。これをパッケージといい、プリント配線用ソケットにそう入して使用する。表5.1にパッケージの種類を示す。なお試作計算機ではこのほかに、たとえば図2.9に示す加算回路のゲート群など特別な組合せゲートを一つのパッケージに収めたものもあるがこれについては割愛した。

## 6. む す び

以上の試作素子は現在200kcのクロック周波数で使用しているが、各素子の応答速度からみて500kc以上でも十分満足に動作する。これら各素子は電子計算機ばかりではなく、数値制御などの論理演算回路にそのまま用い

表 5.1 パッケージの種類と収容素子数

素子の名称	一つのパッケージの収容素子数	備 考
ANDゲート  {このままで AND-ORゲート を構成すること ができる。}	   3	2 入力の AND
	   3	3 入力の AND
	  2	4 入力の AND
	  2	5 入力の AND
ORゲート	 6	必要な数だけ組合す
フリップフロップ	  2	
バッファインバータ	  2	
バッファアンプ	  2	
パルスリピータ	 1	

ることができる。

なお終わりに本件についていろいろご協力ならびにご討論下さった無線機製作所第三技術課の方々に深謝する。

## 参 考 文 献

- (1) 豊田・他：計数形電子計算機の特種演算高速化方式、「三菱電機」, 34, No. 11 (昭35)。
- (2) J.Millman, H.Taub: Pulse and Digital Circuits, McGRAW-HILL (1956)。

## 最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所屬場所
35-8-9	照明学会	東急くろがね上尾工場の照明	小堀富次雄	本 社
"-8-10	産業と電気	制御電極付 シリコン 整流器とその応用	小 林 凱	伊 丹
"-8-12	日本物理学会	Electroluminescence of CdS single crystal.	山下博典・小宮啓義	研究所
"-8-16	応用物理学会	マルチアルカリ 光電面	西 岡 直	研究所
"-8-17	日本物理学会	Anomalous photovoltaic of CdS single crystals.	{伊吹順章・小宮啓義 山下博典	研究所
"-8-20	電気学会	FORTTRAN 形式の List	福永圭之助	研究所
"	電気学会	直列 インバータ 抵抗負荷時の定常特性	河 合 正	研究所
"-8-22	照明学会	高出力 ケイ光灯の原理と特性	小堀富次雄	本 社
"-8-25	放電研究	絶縁物の耐 コロナ 性試験	原 仁 吾	研究所
"	電 力	六弗化硫黄 ガス と今後の利用	潮 恒 郎・宮本紀男	研究所
"-8-27	火力発電	内部冷却 タービン 発電機	加賀貞広・志岐守哉	長 崎
"-8-29	家庭電気文化会	リビングキッチン の照明	小堀富次雄	本 社
"-8-31	電力社	油入変圧器の温度上昇とその監視	田村良平・坂田邦寿	伊 丹

# 磁気円筒記憶装置

研究所 前田 良 雄\*

## Magnetic Drum Memory

Research Laboratory Yoshio MAEDA

The magnetic drum memory is a vital memory device in the electronic digital computer, being used for many of them. Unlike most of other memories that do not involve many mechanical elements, the magnetic drum memory is a super precision machine. In this article are given outlines of the determination of design specification on a magnetic drum together with other design feature, machining and electronic circuits in regard to the building it. In particular, how the relation with the arithmetic and control unit is dealt with in the design specification, how careful study is needed on the raw materials, bearings and machining methods in the design and machining, and what kind are to be used for.

### 1. ま え が き

電子頭脳とも呼ばれている計数形電子計算機（ディジコンと略称する）は実際に演算（計算）をおこなう演算装置、演算と入出力に必要な命令群と演算および出力に必要な数値群とをたくわえておく記憶装置、命令群および数値群（まとめて情報と称す）の入出に必要な入出力装置、およびこれら全体を制御する制御装置に4大別される。これを図1.1に示す。

記憶装置にはディジコンの規模とか性能に応じていろいろなものが用いられており、陰極線管、磁歪遅延線、水

銀遅延線、ガラス遅延線などを用いた記憶装置、磁気円筒記憶装置（磁気ドラムと略称する）、磁心記憶装置などがある。磁気テープも記憶装置として用いられている。このほか最近では記憶装置としての強磁性薄膜の磁性、超低温現象、光伝導と光電発光、強誘電現象などの研究が盛んにおこなわれている。

これらのなかで現在盛んに用いられておりまた将来も用いられると考えられる代表的なものの一例として磁気ドラム、磁心記憶装置、磁気テープがあげられる。

磁気ドラムは記憶容量当たりの価格、記憶容量、アクセスタイム（記憶番地を指定してからその番地の情報が読み出しあるいは書き込みができるまでの待時間）などの点で磁心記憶装置と磁気テープとの中間に位置するものである。

図1.2に示すような非磁性回転円筒の表面に磁性被膜を設け、磁気ヘッドにより2進符号化された数値あるいは命令を記録し必要に応じて読み出すというのが磁気ドラムの原理であるが、頭脳と対比させて記録することを記憶すると称しこのような装置を記憶装置と呼んでいる。

磁気ドラムもアクセスタイム、記憶容量などによってさらに分類される。また書き込み、読み出しの方法によっても分類される。

記憶容量を多少犠牲にしてもアクセスタイムを短くした磁気ドラムを高速度磁気ドラム、アクセスタイムを多少犠牲にしても大記憶容量を目的にした磁気ドラムを低速度磁気ドラムと称している。

また第2の分類のおもなものとしては非遅延線形と遅延線形とに分ける方法がある。

昭和32年度通産省補助金による低速度非遅延線形磁気ドラム（本文では磁気ドラムA形と略称する）と現在当研

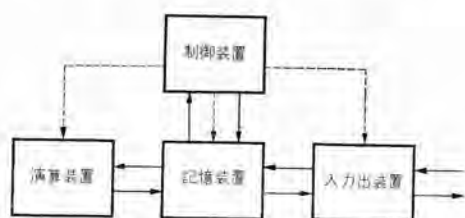


図 1.1 ディジコンの構成図

Fig. 1.1 Block diagram of digital computer.



図 1.2 磁気ドラム A 形の回転体

Fig. 1.2 Rotor of type A drum.



究所において研究試作中の オールトランジスタライズドデジタルコンピュータ の主記憶装置として用いる低速度遅延線形磁気ドラム（磁気ドラムB 形と略称する）とを試作したのでこれらについて以下記述することとする。

2. 磁気ドラム設計仕様

磁気ドラム を デジコン の記憶装置として用いるとき、すでに製作されている 磁気ドラム あるいは磁気ドラムメーカーの標準品となっている 磁気ドラム を用いる場合は別として、設計製作しようとする デジコン にできるだけ都合のよい 磁気ドラム を製作しようとする場合には 磁気ドラムの設計に当たっているいろいろな事項について十分検討しなければならない。記憶容量、アクセスタイム などについてはもちろん検討しなければならないが、トラック数、1トラックの記憶容量、ハイアクセスのトラック数 とその記憶容量、クロック周波数、機械強度、回転数、工作限界というような細部にわたっても十分検討する必要がある。

また書き込み方法、ビット密度、工作精度なども当然これらに関係している。A形とB形とは用い方が相違しているので 磁気ドラム の設計仕様も当然相違している。

2.1 磁気ドラムA形の設計仕様

昭和32年度通産省補助金により試作した 磁気ドラムA形は他社で試作された演算制御装置をはじめとするいろいろな装置と接続できるようにするため電波技術協会電子計算機調査委員会試作分科会において討議が行なわれた。そのなかで 磁気ドラム に関係のある部分を表2.1に示す。

図2.1 は記憶装置全体のブロックダイアグラムである。図

表 2.1 磁気ドラムA形の設計仕様

1. 演算制御装置との間のパルスの受渡しは次のとおりとする。  
パルス幅 : 1~1.5  $\mu$ s  
電圧 : 6V 以上  
雑音レベル : 0.5V 以下  
立上がり、立下がり : 0.3 $\mu$ s 以下
2. 情報パルスおよびアドレス指定パルスは並列5ビットおよび並列4ビット、直列デジットの排列で受渡しを行なう。
3. 情報パルスおよびアドレス指定パルスとシフトパルスの関係は、シフトパルスが先行しその差は 0.3 $\mu$ s 以内とする。
4. 記憶装置および入出力装置ではパリティチェックを行なわない。
5. 低速磁気ドラムのアドレスは 0000~9999 番地とし、第1のバンドには 0000~0499 番地、第2のバンドには 0500~0999 番地、以下同様にして第20のバンドには 9500~9999 番地があるものとする。  
各バンドは、5トラックとし、並列5ビットの各ビットを各トラックに対応させる。短単語の大きさは、6デジットしたがって1トラックには 3,000 ビットはいるものとする。
6. 一つのリード、ライトの命令によって最大10短単語まで連続して受渡しできるものとし、番地の指定は演算制御装置からの、ストップパルスによっておこなう。ただし1度に連続して受渡しできる情報は二つのバンドにまたがらないものとする。
7. 演算制御装置との間で受渡しするパルスの種類とその順序は次のとおりである。

演 算 制 御 装 置 か ら	演 算 制 御 装 置 へ
アドレス・シフトパルスとアドレス指定パルス (200kc) ライトあるいはリード指令パルス 情報パルス (ライトの場合) リードあるいはライトのストップ指令パルス	情報パルス (リードの場合) と情報シフトパルス (約 150kc)

8. スペアトラックを20トラック設けること。

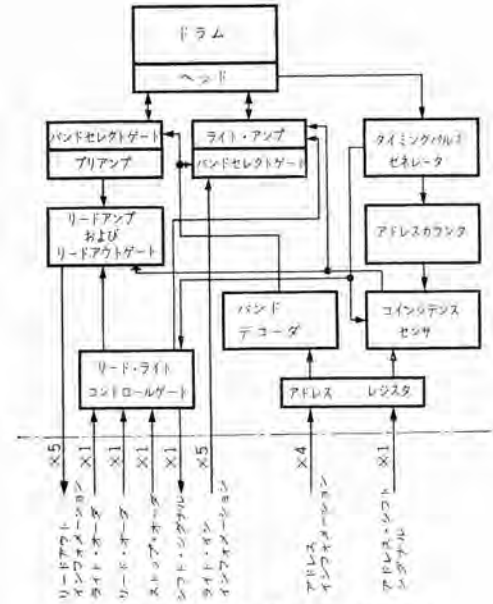


図 2.1 ドラムメモリ の ブロックダイアグラム

Fig. 2.1 Block diagram of drum memory.

中  $\times 1$ ,  $\times 4$  などとあるのは ケーブル の本数を示す。電子回路の機能は表2.1 と図2.1 から明らかであると思われるので省略することにする。

2.2 磁気ドラムB形の設計仕様

磁気ドラムB形は前述したように現在研究所において研究試作中の オールトランジスタライズド、デジタルコンピュータ の主記憶装置として用いるものである。そのため磁気ドラムB形の設計に当たっては演算制御装置からの要求をできるだけ満足するようにした。設計仕様について説明するために試作中の デジコン について簡単な説明を加えておく。

試作中の デジコン は遅延線形磁気ドラム を主記憶装置とした内部2進の直列形で 1ワード33ビット、クロック周波数約 200kc である。

演算制御部は ベーシック と称される部分 と、フロー と称される部分に2分される。記憶装置として遅延線形の磁気ドラム を用いた理由は ベーシック にある。ベーシック においてはその名の示すとおり基本演算をおこなうが演算用の レジスタ もすべて 磁気ドラム に設けてある。したがって一つの レジスタ に関する内容の読み出し、書き込みが同時におこなえることが必要で、これには非遅延線形よりも遅延線形が適している。レジスタ 以外の一般のメモリーライン も遅延線形にしたために都合のよい演算処理ができるようになっていて、フロー は フローティングオペレーションとかその他の演算を高速度でおこなう機能を有しているがその詳細については別文に割愛する。

命令語も数値語も同一長さとし、記憶容量（ここでは語数）と計算精度との点から 1ワード の大きさは 33ビット になっている。命令はいわゆる モデファイド 2 アドレス 方式

でソースライン（ラインはトラックと同じ）、デスティネーションライン、トランスファertime、ネクストコマンドアドレス、トランスファークラックなどを指定できるようになっている。

さて記憶容量であるが、これをきめる決定的要素はむしろ製作面にあり、プログラムの面からは経験的かつ希望の数値を示しうるにすぎない。プログラマグループによって示された記憶容量と工作機械からの制限とからの結論を表2.2に示す。

表 2.2 磁気ドラムB形の設計仕様

1.	1 ラインのワード数	ライン数	アクセスタイム(最大)	記憶容量
	100	40 (42)	16.5 ms	4,000
	4	8 (10)	660 $\mu$ s	32
	2	2 (7)	330 $\mu$ s	4
	1	0 (5)	165 $\mu$ s	0

(1) ライン数の内 ( ) の外はメモリとして使用できるライン数 ( ) 内はその他を含む。  
(2) 記憶容量はメモリとして使用できるものについて示した。

- 磁気ドラムを主記憶装置として用いるのでディジコンのクロックは磁気ドラムのクロックと同一とする。そのため磁気ドラムにはクロックトラックを設ける。また各ワード内での時間を示すタイミングパルスを生じさせるためのタイミングトラックを設ける。これら、二つのトラックは磁気ドラム上に記録されたままになっており消磁はおこなわない。
- 遅延線形磁気ドラムとするために各ラインにはライトヘッドとリードヘッドとを設ける。さらにリードヘッドとライトヘッドとの間に消去機構を設ける（消去機構は永久磁石による）。また各トラックにおいてライトヘッドとリードヘッドとの間に予定されたパルスが記録できるようにライトヘッドあるいはリードヘッドのいずれかを切鋭方向に調整できるようにしておく。
- 回転体の直径は 300  $\phi$  とし、長さは必要に応じて長くしてもさしつかえがないことができるだけ短くする。

### 3. 機 械 設 計

磁気ドラムは回転体の表面につくられた磁性被膜が回転によってリードヘッドおよびライトヘッドと相対運動をおこなうことによって情報が磁気ドラムに記憶されるのであり、また記憶された情報の品質を高めるためには回転体表面とヘッドとの間隙を相当精密におさえる必要がある。そのため磁気ドラムの設計および製作にあたっては次のような点について十分吟味しなければならない。

(1) 磁気ドラムは前述したように精密機械と考えてよくその精度が直接磁気ドラムの性能に影響する。そのためまず機械振動があってはならない。機械振動は記憶情報の品質を下げるだけでなく磁気ドラムの寿命を短くする。また騒音の原因となり望ましいものではない。

(2) 回転体の表面の偏心はきわめて小さくしなければならない。回転体表面の偏心はリードアウトパルスの大きさがふぞろいとなり、リードアンプの利得の調整が困難となるか、あるいは磁気ドラムそのものが使用できなくなる。

(3) 磁気ドラムが静止しているときと定常回転しているときの回転体表面とヘッドとの関係は大きく変化してはならない。

このために機械設計に当たっては次のような考慮をは

らった。

(1) 機械振動の原因にはいろいろなものが考えられるが、回転体（とくに軸）、支持ツクに十分な強度をもたせる。回転体の材質が均質であるかを十分検討し満足できるものを用いる（動的不釣合に関係する）。軸受は寄生振動を生じたり回転偏心のないものを用いる。

(2) 回転体表面の偏心を極力小さくする。回転体の偏心は軸受の偏心と工作機械の精度に関係がある。軸受の精度と工作機の工作精度とは現在ほぼ同程度のところまできており磁気ドラムに要求されている精度はこれに接近して来ている。

以下 A 形と B 形に分けて要点を説明する。

#### 3.1 磁気ドラム A 形の機械設計

(1) 磁気ドラムの回転体としては非磁性金属であれば用いるが、普通アルミ合金か黄銅が用いられているようである。A 形には 52S アルミ合金を用いた。

回転体素材の製造過程についても均質にして無傷なものをつくるためとくに注意し、焼鈍後はケイ光探傷法、超音波法により傷の有無および表面近くの巣などを検査した。

(2) フレームについては詳細は省略するがいろいろな理由から回転体と同質の 52S の鋳造品を用いた。(図 3.1 参照)

これによって回転体表面とヘッドとの間隙の室温に対する影響を実質的に除くことができた。

(3) 軸受についてはとくに吟味し超精密級の規格と軸受メカの製造技術とを検討しとくに精度のよい軸受を製作使用した。形式および大きさは 6305 SP 単列深溝超精密級である。

#### 3.2 磁気ドラム B 形の機械設計

(1) 回転体の材料 寸法と製造メカが異なるだけで材質、製造過程は A 形とまったく同様である。

(2) フレーム A 形においては図 3.1 に示すようにフレームを半密閉形とした。これによってフレームの強度をあげ得た訳である。このような利点のある反面、工作方

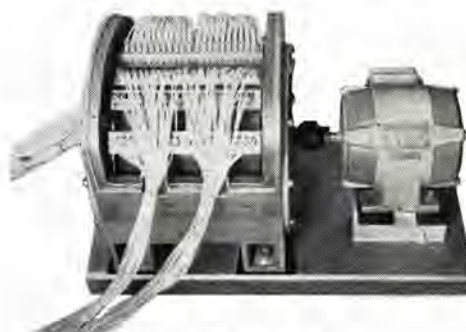


図 3.1 磁気ドラム A 形  
Fig. 3.1 Type A drum.



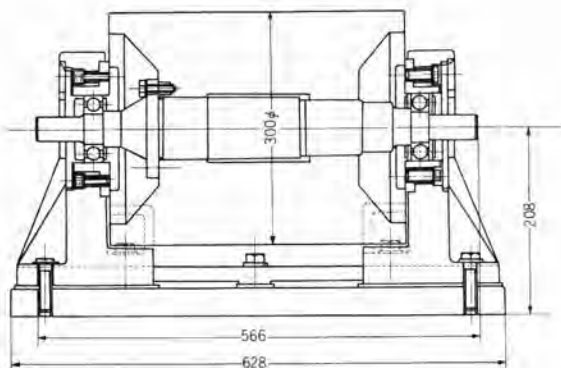


図 3.2 磁気ドラム B 形

Fig. 3.2 Type B drum.

法によっては不具合な面もある。B 形においては後述するような工作法を採用したので図 3.2 に示すような構造とした。

(3) 軸受 B 形には単列深溝超精密級 6308—SP 使用のものとアンギュラ—コンタクト 形超精密級 17308—SP 使用のものがある。A 形も B 形も横形であるので単列深溝のほうが良好なようであるが立形ではアンギュラ—コンタクト形のほうが適しているようである。

### 3.3 設計についての注意事項

設計に関するおもな点については上述したが、このような精密回転装置を設計製作するに当たっていつも問題になるのはハメアイである。軸受と軸ならびに軸箱とのハメアイはとくに注意を要するところ、これは軸受の遊隙、軸箱の材質と構造などに関係する。この部分のハメアイはきつくても、逆にゆるくても好ましくない結果を招くものである。

## 4. 工作ならびに組立

前述したことによって磁気ドラムは回転体の工作が最も重要なものであることが明らかになったが、それではどのような方法で工作すればよいのかということが問題になって来る。また軸箱をどのようにして工作すればよいのかということも問題となって来る。

### 4.1 回転体の工作

これにはいろいろな方法があるが簡単に分類すると次のようになる。

(1) 回転体の軸の両端にセンタ穴を設け、これを用いて旋盤加工をおこなう方法。

(2) 旋盤で中仕上をした後、研削加工をおこなう方法。

(3) 回転軸に使用する軸受を挿入し、この外輪を支持し旋盤加工をおこなう方法。

(4) 回転軸に使用する軸受を挿入し、この外輪を支持し研削加工をおこなう方法。

(5) 磁気ドラムの機械部分を組立てたのちにおいて、磁気ドラム専用の切削装置により仕上加工をおこなう方法。旋盤あるいはこれに類似な方法で回転体の切削をおこなうときにはダイヤモンドを用いることが望ましい。

通常の工作用旋盤では新しいものでもかなりの偏心があり高記憶密度、かつ高性能の磁気ドラムを製作したいときにはあまり好ましい加工法とはいえない。もちろん中仕上までの旋盤加工は当然なことである。

つぎに旋盤であらかじめ加工したのち研削する方法であるが回転体の全円周面を均一に加工することは、とくに回転体の材質がアルミ合金、銅合金であるときには相当困難である。しかしながら機械工作部門の努力によって回転体表面をきわめて満足すべき状態に仕上げることに成功し、A 形にはこの方法を採用した。

つぎに(3)、(4)の方法であるが、これは(1)、(2)の方法と(5)の方法の中間的存在であるが、その支持方法などにずい分問題がありめんどものであるにかかわらず満足な結果を期待することは困難なように思われる。

最後に(5)の方法であるが、これは機械部分を完全に組上げておいて加工する方法である。B 形の加工にはこの方法を用いたが B 形の構造はこのため図 3.2 に示すように回転体を切削に都合のよいように露出させる構造となっている。また切削装置に旋盤のようなものでは満足できないので、切削速度、送り速度、被加工物の駆動方法、などいろいろな点について十分検討した切削装置をとくに準備した。計画の当初はそれでもなお疑問な点もあったがきわめて満足すべき結果を得ている。

### 4.2 軸箱の加工

回転体の加工は十分慎重におこなわれても、軸箱の加工は一般に簡単に考えられがちである。磁気ドラムのような精密回転装置においては軸箱の加工も回転体と同じような慎重が必要である。

軸箱の内径などの寸法を公差内に入れるとか、表面粗度を指定された範囲に入れることはもちろんであるが、軸箱をフレームにとりつけた状態で二つの軸箱の中心線が相当高い精度で一直線に近いことがきわめて重要である。

このためにはフレームに二つの軸箱をとりつけた状態で治具ポーラなどを用いて同時に二つの軸箱の穴の加工をおこなえばよい。二つの軸箱を別々に加工してフレームにとりつける方法はこの種精密機械装置においては極力さけたほうがよい。

A 形、B 形とももちろん治具ポーラを用いて加工をおこなった。なおこのとき軸箱の端面加工もあわせておこなっておくことが望ましい。

### 4.3 回転体の加工および組立

A 形は直径 260mm、長さ 220mm、B 形は直径 300mm 長さ 380mm でその工作方法も相違するが仕上加工後の表面の偏心幅は A 形は  $1.5\mu$  B 形は  $0.5\mu$  以下であった。

超精密級の軸受の偏心はきわめて少ないが A 形に使用したものでは前に示したように  $2\mu$  程度である。この種軸受においては回転体の偏心と軸受の偏心とが相殺するようにし、組立てられたものの偏心を極力小さくしようとするため軸受に 偏心マーク がつけられている。A 形ドラムにおいてはこのような注意をした結果 B 形とほぼ同程度の偏心となっている。

### 4.4 ダイナミックバランステスト

磁気ドラムのような超精密回転装置においては、ダイナミックバランス がよくとれていなければならない。アンバランスがあるときにはこれが振動の原因となり、記憶情報の品質をおとすとか、軸受の寿命を減じるとか、いろいろと悪い結果を招く。

A 形においては回転体の仕上加工後 ダイナミックバランス グラフシ にかけて テスト をしたがごくわずかにアンバランス があっただけで問題になるほどではなかった。テストに当たっては使用する軸受を装着しこれを適当な方法で マシン に支持したことはもちろんである。

材料、加工法を吟味したために アンバランス が生じなかったものと考えられ B 形においては バランステスト を省略したが回転体からの振動発生は認められなかった。

## 5. 磁性被膜

回転体表面の磁性被膜は大きく分けて次の二つがある。

- (1) 強磁性合金の メッキ による磁性被膜
- (2) 酸化強磁性粉を顔料とする磁性塗料の塗布による磁性被膜

これら二つの方法は現在両方とも用いられている。磁気ドラム 試作の初期において (1) の方法を計画したこと

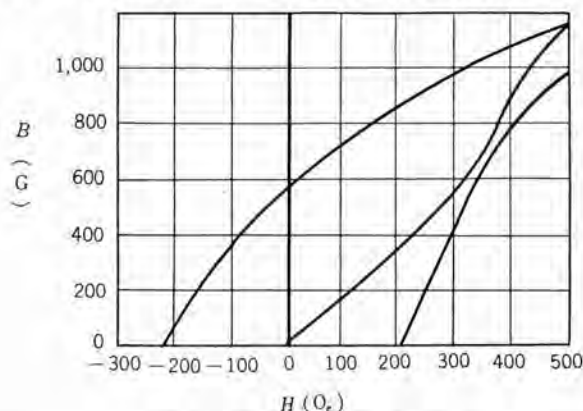


図 5.1 RD 3010 の B-H 特性

Fig. 5.1 B-H characteristics of RD 3010 magnetic dispersion.

があるが、メッキ法 には回転体が アルミ合金 ではだめで黄銅にしなければならない。そのため大形のものでは重量が大きくなる。また メッキ設備 も現在あるものでは不十分であるなど、いろいろ問題があり、現在 (2) の方法を用いている。酸化強磁性粉は塗料状にして用いるがこれには米国 MMM 社製マグネチックデスパーション RD 3010 を用いた。これの磁気特性を図 5.1 に示す。

塗布にあたっては、下地すなわち アルミ合金 回転体表面の処理がきわめて重要で、これは直ちに塗膜の接着力に関係する。

### 5.1 下地処理

機械加工をした回転体表面には、切削液、研削液あるいは保存のための特殊な油などが付着しているため、ガソリン、トリクレム、アルコール などを用いて表面にきづをつけないような方法でよく除去する。

アルミ合金 の場合には表面の酸化膜を十分除去しておかないと思われ失敗をおこすことがある。

つぎに下地処理をおこなうが下地処理にはいろいろな方法があるがいずれも本質的には大差がなく多少問題はあるがいまのところ エッチングプライム を直接塗装する方法を便宜上採用している。

### 5.2 磁性塗料の塗布

磁性塗料として MMM 社の マグネチックデスパーション を用いることは前述したがその塗布方法について略記すれば次のようになる。

塗布方法としては

- (1) スプレー法
- (2) ディップ法

が代表的なものであるが (1) の方法を用いた。

RD 3010 に 高沸点ナフタリ (25%) トルオール (25%) 酢酸ブチル (50%) の混合溶剤を等量加えよくカクハシ、これを スプレーガン を用いて洗浄をすませた アルミ合金 回転体表面に塗装する。

ドラム表面 に均一に塗装することが必要であるが、そのためには、スプレーガンの種類、気体の圧力、ガン とドラム表面 との距離、ドラムの回転速度と ガン の横送り速度などについて十分検討しなければならない。1 回の スプレーによって必要とする肉厚を得ることは塗装の一般的常識からいってもさけたほうがよい。

磁気ドラム のような超精密機械にあっては加工後、加熱することはさけるべきであるから塗布後の乾燥は自然乾燥にまたなければならない。

### 5.3 磁性被膜表面の加工

塗布を終わった 磁気ドラム は塗膜に十分な強度ならびに接着力が出るまで自然乾燥を続ける。

アルミ合金回転体表面 の加工がきわめて満足すべき状



態であっても塗膜の表面がこれと同程度の精度を確保していなければならない。したがって塗膜の表面加工（平滑化）はきわめて重要である。塗装方法、塗装条件が悪いと塗膜表面はまったく不規則な形状をなしている。

塗膜表面の加工には大きく分けて機械によらない方法と機械による方法の二つがある。

### （１）機械によらない方法

塗布方法が良好で表面の凹凸が少なく塗膜の厚さも均一であり、記憶密度もさほど高くないときには#400～#600程度のエメリ紙で水とぎし、その後#1000程度のエメリ紙で水とぎするかPVAトイシなどで水とぎをすれば相当平滑な面を得ることができるが十分注意して均一に水とぎしなければかえって逆効果をまねくことになる。

磁気ドラムA形はこのような方法によって平滑化をおこなったがまずまず満足できる結果を得た。

しかしこの方法で塗膜の厚さを設計値にまでもってゆくことは通常困難で、塗り厚についてあらかじめ十分検討しておかなければならない。

### （２）機械による方法

アルミ合金の表面を切削（あるいは研削）によって仕上加工したのとまったく同様の方法で塗膜表面を仕上げようとするものである。ただ対象が金属でなく塗膜であるために工作技術上多少検討すべき事項があることに注意しなければならない。

B形は前述した特殊切削装置によって塗膜の平滑化をおこなった。研削の方法とともにきわめて優秀な結果を得ている。塗膜表面の偏心、粗度ともにアルミ合金表面の場合とほぼ同一である。

これらの結果から高記憶密度の磁気ドラムを製作することが可能となった。

## 6. ヘッドとヘッドホルダ

マグネチックヘッドは磁気ドラムにおいて重要な役割を果たしており、その良否はS/N比、利得、記憶密度などに直接影響する。磁気ドラムに用いられているマグネチックヘッドに限定しても、磁気ドラムの性能、用途あるいは製作技術の内容によっていろいろなヘッドが実用に供されている現状である。

A形およびB形ドラムに用いたヘッドおよびヘッドホルダについて述べる。

### 6.1 A形のヘッドとヘッドホルダ

回転体の長さは220mm、必要なトラック数は120トラックであるためトラックは1.8mmごととし、相隣るトラック間のクロストークなどを考慮し、トラック幅は1mmとした。

ヘッドは24,000 Mcの丹銅矩形導波管を切断加工し、これにマウントした。このため1本のホルダに21ヘッドとりつけ6段スタグとした。（図3.1参照）

図6.1に示すようなフェライトコアを用い、マウント後ヘッド先端を図6.2に示すように研摩した。図6.1において①はフェライトコア、②はマイラあるいはマイカスペーサ③は電解銅箔スペーサ、④はコイルを示す。A形では、リードヘッドとライトヘッドは共用であるためコイルの巻数は110回とした。

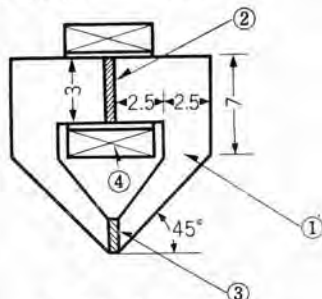


図 6.1 A形のヘッドコア  
Fig. 6.1 Head cores used in type A drum.

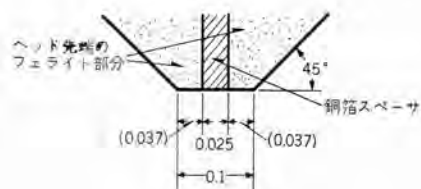


図 6.2 A形のヘッドの先端部分  
Fig. 6.2 Tip of head used in type A drum.

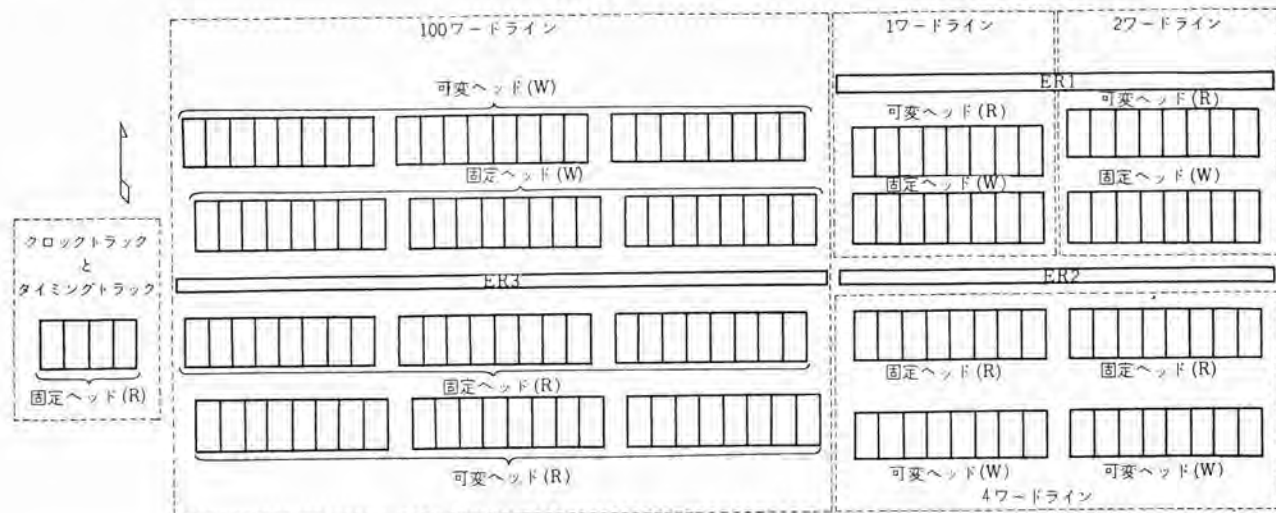


図 6.3 ヘッド配置図

Fig. 6.3 Map of heads.

## 6.2 B形のヘッドとヘッドホルダ

磁気ドラム B 形はすでに述べたように遅延線形である。したがって タイミングトラック とかクロックトラック以外の各メモリーラインには、ライトヘッド、リードヘッド および消去のための永久磁石が存在しなければならない。また、A 形の場合と同様ヘッドは 24,000Mc の導波管を加工したものにマウントするため 100 ワードラインについては 2 段スタガとした。

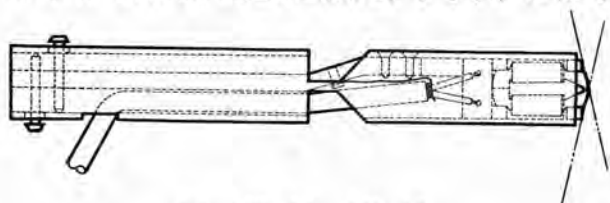
表 6.1 ライトヘッドとリードヘッドのなす角と距離

1 ラインのワード数	ライトヘッドとリードヘッドのなす角 (度)	出周上での距離	ライトヘッドの形名	リードヘッドの形名
100 ワード	33.33	872.22mm	LW-1A/ LW-1F	LR-1A/ LR-1F
4 ワード	13.33	34.89	LW-1A	LR-1A
2 ワード	6.67	17.44	LW-1F	LR-1F
1 ワード	3.33	8.72	SW-1F	SR-1A

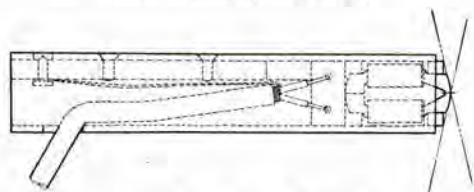
図6.3はライトヘッド、リードヘッド、消去用永久磁石および各ラインの配置を示すもので、小さな長方形がヘッドを示す。ヘッドホルダは図6.3に示す位置にヘッドを支持できるようにになっている。

ライトヘッドとリードヘッドとの中心に対してなす角度は、回転体の1断面円周上に108ワード記憶できるものとして計算されている。その結果を表6.1に示す。

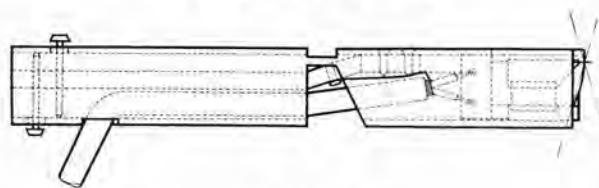
B 形においては遅延線形としたために ライトヘッドとリードヘッドとを分けなければならないが、そのため ライトヘッドには ライトアンプ に適した条件を、リードヘッドにはで



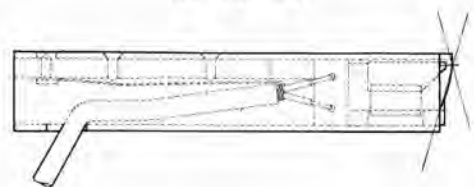
(a) LW-1A, LR-1A.



(b) LW—1F, LR—1F,



(c) SR-1A.



(d) SW-1F.

図 6.4 磁気ドラム B 形に用いたヘッドの構造  
Fig. 6.4 Structure of head used in type B drum.

きるだけ リードアウト電圧 を大きくするのに適した条件をとらせることができた。

ライトアンプ、リードアンプについては後述するとしてヘッドについて説明する。

ライトヘッドとリードヘッドとの距離は表 6.1 に示すような距離になるようヘッドホルダがつくられているが、あまり厳密なことを望むことはできない。そのために各ライソのライトヘッドとリードヘッドのいずれかを円周方向の位置調整ができるようになっている。

これらについては表 6.1 と図 6.4 を参照されたい。

コアはいずれもフェライトであるが、LW、LRにはG C社製と当社製をSW、SRには当社製のものが用いられており、スパーサは先端部だけに挿入すればよいようになっている。

導波管を利用したヘッドワク内にマウントを終わったものをアルライトによって固定し、のちその先端部を研磨加工するが、この研磨の良否はヘッドの特性に大きな影響を与える。

## 7. リードライト回路

ここでは 磁気ドラムB 形の リードライト回路 について説明する、この ドラム を主記憶装置とする現在試作中の ディジコンはその一つの特長として オールトランジスタライズ することになっているので ドラム の リードライト 回路もすべて トランジスタを用いている。

## 7.1 リードライト回路の構成

試作中のディジコンにおいては大きく分けて2種類のリードライト回路を用いているが図7.1にその一例を示した。図7.1においてWAはライトアップでG2からの情報を

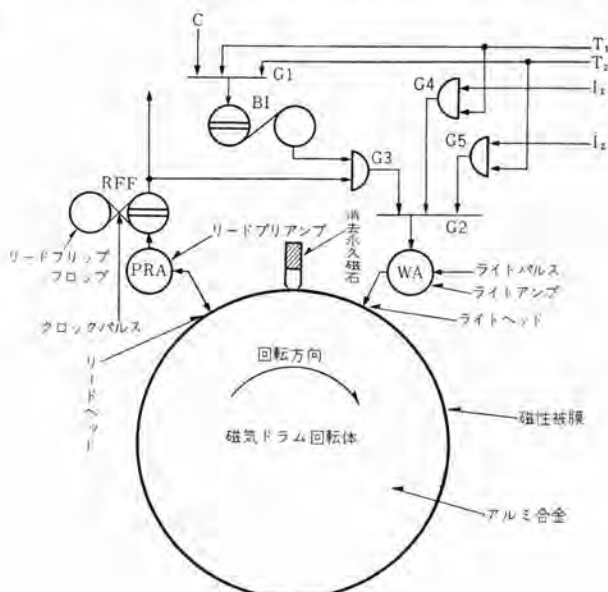


図 7.1 リードライト回路  
Fig. 7.1 Read-write circuit.



ライトパルスに同期させてライトヘッドにパルス電流を与えるものである。PRAはリードプリアンプ、RFFはリードフリップフロップ、BIはバッファインバータでここでは否定として動作している。G1、G2はORゲートG3、G4、G5はANDゲートである。Cは記憶内容を全部消去するための信号入力端子である。T<sub>1</sub>あるいはT<sub>2</sub>のトランスファ信号が存在しないときにはANDゲートG3はリードフリップフロップRFFにあるリードアウト情報をふたたびライトアンプWAにトランスファさせるが、もしT<sub>1</sub>にトランスファ信号、I<sub>1</sub>に情報が現われるとT<sub>1</sub>がORゲートG1にはいりバッファインバータBIで否定となりANDゲートG3をリードフリップフロップRFFの情報は通り得なくなる。と同時にANDゲートG4からORゲートG2さらにライトアンプWAへと情報が送られ新しい情報I<sub>1</sub>がT<sub>1</sub>に信号がある時間の間記憶されることとなる。このような方法によって二つのラインの内容を同時に交換することも容易となる。

試作中のディジコンでは大よそこのような形で記憶がなされているのである。

## 7.2 ライトアンプ

ライトアンプの回路構成を図7.2に示す。⑧に情報が0V(2進数の1に対応)、+5V(2進数の0に対応)の組合せ連続波形として与えられ⑨にライトクロックが加えられる。TR1、TR2はいずれもエミッタフォアをなして

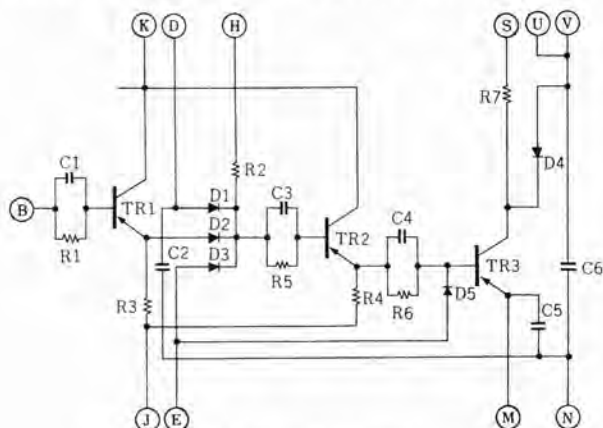


図 7.2 ライトアンプ回路  
Fig. 7.2 Circuit of write amplifier.

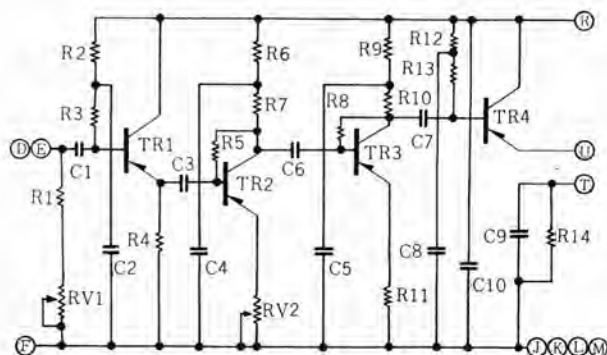


図 7.5 リードプリアンプ回路  
Fig. 7.5 Circuit of read-pre-amplifier.

いるがTR1はペーシックの論理回路に対してライトアンプが負荷になることを極力さけようとするものでありTR2はD1、D2、D3、R2からなるANDゲートではTR3をドライブできないためのバッファとなっている。TR3にはパワートランジスタを用いたがD5の接続によって出力波形は満足できるものとなった。また入力電圧は0V、+5Vとも±0.5V程度は変化するものと考えられるがその変化によって出力電流に変化が生じないようにするため⑩と⑪によってクランプしてある。

図7.3の下方が入力情報波形、上方は出力波形(TR3のコレクタの電圧)である。また図7.4の下方はTR3のベース電圧波形、上方はコレクタの電圧波形である。

## 7.3 リードプリアンプ

リードプリアンプの回路構成を図7.5に示す。リードプリアンプの入力となる波形を図7.6に示す。図7.6の下方は(1)1110000101011001111なるパターンを磁気ドラムよりリードアウトしたときの入力端子⑩における電圧波形である。上方はライトアンプのTR3のコレクタ電圧波形を示している。

リードプリアンプの回路定数を適当な値にすることにより出力電圧波形をきれいなものにすることができた。

出力電圧の調整はRV1およびRV2によっておこなう。

## 7.4 リードフリップフロップ

リードフリップフロップの回路構成を図7.7に示した。入力端子⑩⑪はリードプリアンプの出力端子⑩⑪に接続される。

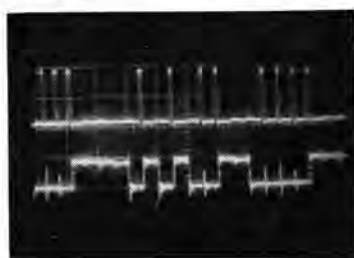


図 7.3 ライトアンプの入力波形と出力波形  
Fig. 7.3 Input and output waveforms of write amplifier.

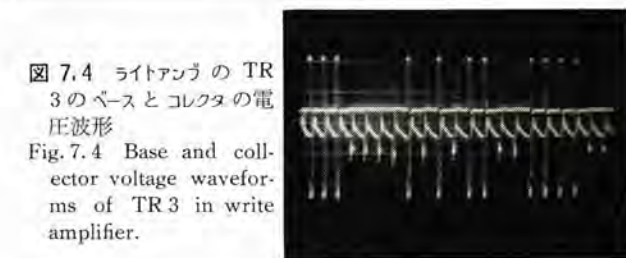


図 7.4 ライトアンプのTR3のベースとコレクタの電圧波形  
Fig. 7.4 Base and collector voltage waveforms of TR3 in write amplifier.

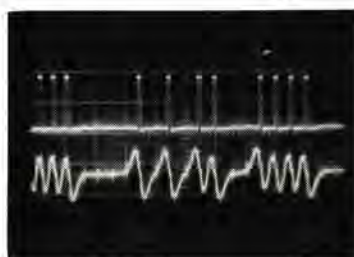


図 7.6 リードアウト電圧波形  
Fig. 7.6 Read out voltage waveforms at input point of read pre-amplifier.

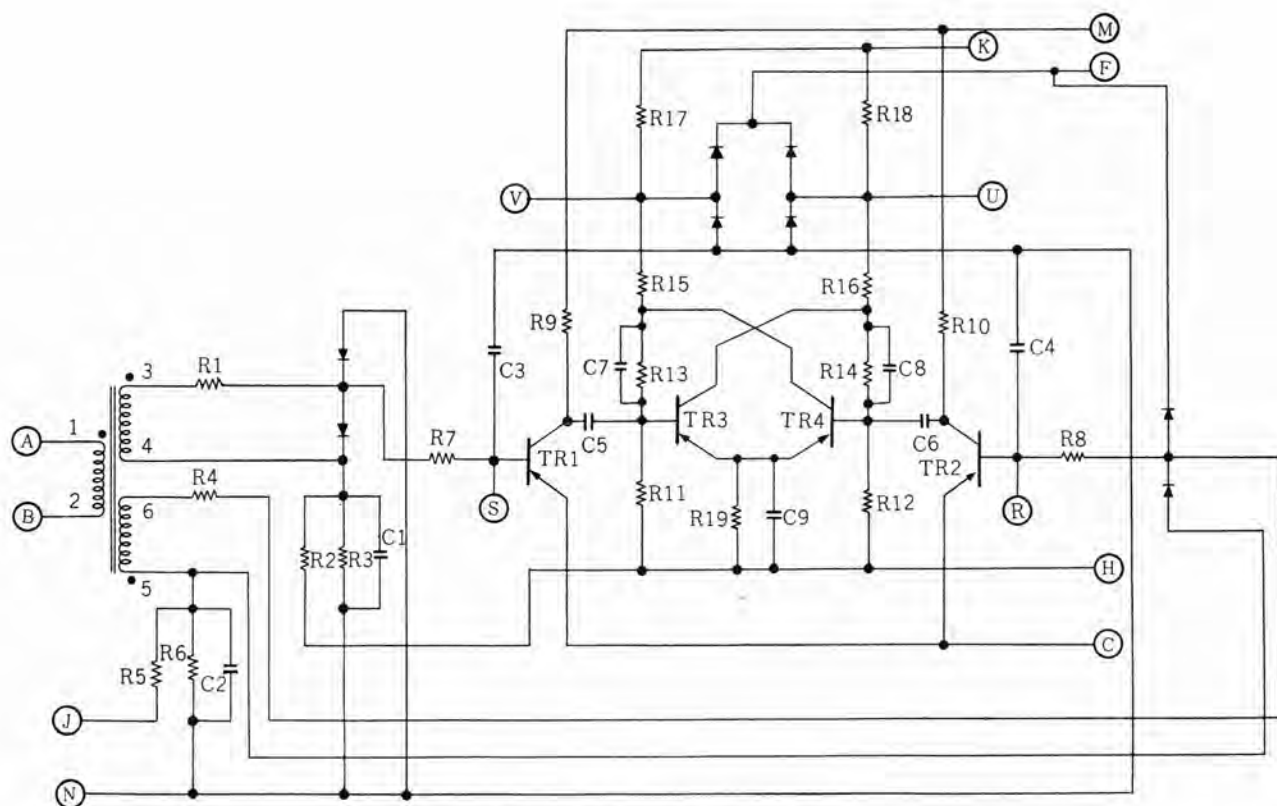


図 7.7 リード、フリップフロップ回路  
Fig. 7.7 Circuit of read flip-flop.

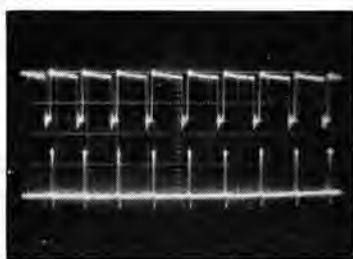


図 7.8 ライトクロックとクロックの電圧波形  
Fig. 7.8 Voltage waveforms of write clock and timing (read) clock.

リードクロックはCより加えられ、リードアウトした情報が1であるか0であるかによってTR1あるいはTR2が導通となり、TR3、TR4で構成されるフリップフロップをセットしたり、リセットしたりする。S、Rは可逆ヘッドの位置調整をおこなうときのテストポイントである。

これらの回路の詳細については省略することにする。図7.8にライトクロック(上)とクロック(下)の電圧波形を図7.9に、ライトアンプ、リードプリアンプ各パッケージを示した。

## 8. む す び

説明の不十分と思われる点もあるが、研究所において試作した磁気ドラム の設計から電子回路までの概要を説明した。A形ドラムとB形のそれとの間には設計面から

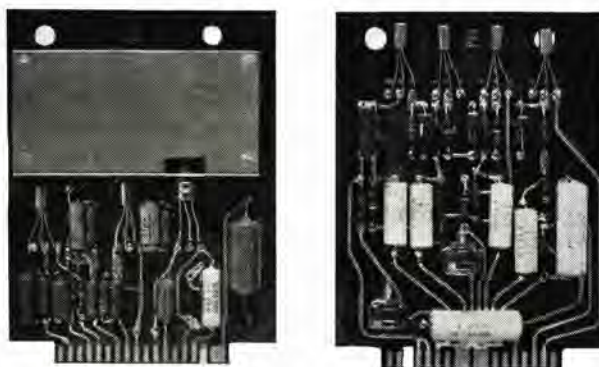


図 7.9 ライトアンプパッケージとプリアンプパッケージ  
Fig. 7.9 Write amplifier package and preamplifier package.  
工作面から相当な進歩のあったことは見のがせない。磁気ドラムは今後さらにいろいろなデジタル装置に用いられる傾向にある。本文において説明したことがデジタル装置の記憶装置として磁気ドラムを使用するきっかけとなれば幸いである。

この装置の試作に当たっては無線機製作所工作技術課ならびに研究所工務課のご協力をいただいた。ここに深甚の謝意を表する次第である。

(35-9-10 受付)



# 工作機械数値制御装置 (2)

無線機製作所

馬場 文夫\*・渡辺 文明\*\*・小島 一男\*\*  
中島 碧\*\*・俵口 久元\*\*

## Machine Tool Numerical Controllers (Part 2)

Electronics Works

Fumio BABA・Fumiaki WATANABE・Kazuo KOJIMA  
Midori NAKASHIMA・Hisamoto HYÖGUCHI

Numerical control of machine tools promises revolutionary development of productive industry with the progress of the latest electronic computers. The numerical control is automation of high degree combining the technique of digital computers and servo-mechanism. It is also an epochal control system placing the computer on-line. The most marked feature of Mitsubishi numerical controllers is the employment of "Parametron" as a logical element, which is proud of its world-wide invention. In comparison with transistors or electronic tubes, the parametron has semi-permanent life with stable operation and high reliability. Being the second report on the equipment, this article describes numerical controllers of an automatic lathe and of a precision boring machine exhibited with success in the International Trade Fair held in 1960.

### 1. ま え が き

工作機械の数値制御は、現代における技術革新の一典型として、一般の スポット・ライト を浴びており、とくに最近では電子計算機の発達により、新しい革命的産業発展を約束されている。

数値制御工作機械は、約8年前の1952年にMITにおいてフライ盤の数値制御化に成功したのが最初であり、航空機製造の合理化を計ることが目的であったが、今日では航空機工業だけでなく、一般機械工業においてもオートメーション化としてのプログラム制御として取入れられて来た。

数値制御は、デジタル計算機の技術とサーボ機構の技術を有機的に結合させた高度のオートメーションであり、計算機をオン・ラインとして取入れた画期的な制御方式である。数値制御は、加工物に対する工具の相対的な位置を適当にコード化した数値情報を、コントロールテープ、あるいは磁気テープのような指令媒体に与えて、工作機械を自動制御するもので、指令を数値の形で与えるので、numerical control (数値制御) と名づけられた。

工作機械の数値制御方式としては、大別して continuous control と point-to-point control である。第1はフライ盤、スクミラー、自動旋盤などの連続加工を輪廓制御によって工具の位置を制御するもので、第2は精密中グリ盤、ターレット・パンチ、打鉋機などの穴の位置ぎめを制御するものである。いずれにしても数値制御の特色は図面上から得られた数値をもとにして工具の運動をすべてテープ上に符号化し、この符号化されたテープをデジタル技術によって電気パルスに変換し、このパルスで機械工作

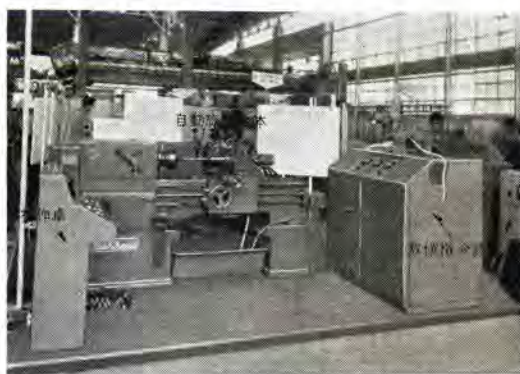


図 1.1 自動旋盤数値制御装置  
(1960年国際見本市会場にて)

Fig. 1.1 Numerically controlled lathe in International trade fair, 1960.

が制御されることである。すなわち従来のアナログ形であるナライ装置をもった工作機械のようにモデルを加工する必要がなく、図面上から得た数値情報によって直接

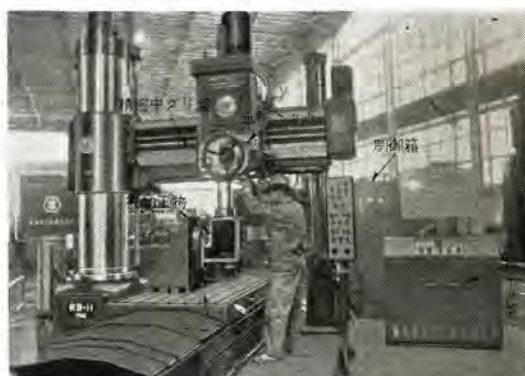


図 1.2 精密中グリ盤自動定位数値制御装置  
(1960年国際見本市会場にて)

Fig. 1.2 Numerically positioning controlled of boring machine in International trade fair, 1960.



今回は国際見本市(1960年)に出品し、好評を博した自動旋盤数値制御装置と精密立 $\pi$ 形中グリ盤自動定位数値制御装置についてその概要を紹介する。



図 2.2 テープリーダ (巻取装置付)  
Fig. 2.2 Tape reader with automatic winder.



图 2.3 操作桌  
Fig. 2.3 Operating desk.

## 2. 自動旋盤数值制御装置

この装置は設計図面からあらかじめプログラムされたコントロールテープによって旋盤の切削工程を数値情報で縦軸および横軸の切削指令を与え、工作物の加工を数値制御したものである。論理演算素子としては他の要素に比して永久的寿命と高信頼度により画期的であるパラメロンを用いている。

従来のナライ制御方式によるテンプレートなどはまったく必要とせず、作業時間が大幅に短縮され、高精度の加工を一定に保つことができる。

## 2.1 仕 様

機械系および数値制御系の仕様は表 2.1 のとおりである。

## 2.2 装置の構成ならびに機能の概要

この装置の構成は大別すると、指令のテーブルの作成に必

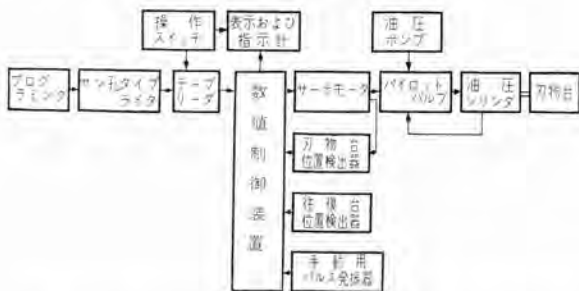


図 2.4 動作系統図

Fig. 2.4 Block diagram of numerically controlled lathe.  
 要な機器・テープ読取装置・指令装置・操作卓・駆動系・  
 位置検出系に分けられる

- (1) 自動旋盤本体
  - 油圧源および油圧パイロットバルブ
  - 位置検出器（縦軸および横軸）
  - 原点検出器（        ”        ）
  - サーボモータ
- (2) テーブラリーダ
- (3) 数値制御装置
  - 演算制御部
  - 数値演算部
  - サーボ増幅部
  - 電源部
- (4) 操作卓
  - 各種操作スイッチ および 表示ランプ
  - 指示計
  - 手動パルス発生器
- (5) 装置間接続ケーブル

表 2.1 自動旋盤制御装置定格

機 械 系		数 値 制 御 系	
ベット上の振り	400 mm	入力指令	サン孔テープ
往復台上の振り	210 mm	指令コード	6 単位検出符号
両センタ間の距離	最大 850 mm	入力指令精度	縦軸(Y軸)
縦軸、横軸の切削送り	* 300 mm/min		100pulse/mm
縦軸の早戻り	5,000 mm/min	横軸(X軸)	150pulse/mm
主軸回転数(8 段)	175—2,000 rpm	設定移動量	縦軸(X軸)最大75mm
横軸の制御範囲	最大 75 mm		横軸(X軸) * 218mm
主電動機	5.5kW 4P	論理要素	パラメトロン 1,200units
総合精度	最大 0.03 mm	電 源	200/100V 50/60c/s 1kVA



图 2.1 数值指令控制装置  
Fig. 2.1 Numerical control unit.



図 2.5 直角座標と 45 度座標  
Fig. 2.5 Mutual relation of rectangular and oblique coordinates.

## 2.3 プログラミング

数値指令は X 軸および Y 軸について与えられ、X 軸方向指令は送りネジにより往復台の移動量を制御し、Y 軸方向指令は X 軸方向に対して 45 度の角度をなすスタイラスの移動速度を制御し、油圧サーボ機構により工具をスタイラスの動きに従わせる。

$$\begin{cases} X_1 = x_1 - y_1 \\ Y_1 = \sqrt{2} y_1 \end{cases} \quad \begin{cases} X_2 = x_2 - y_2 \\ Y_2 = \sqrt{2} y_2 \end{cases}$$

$$\triangle X_{2-1} = X_2 - X_1 = (x_2 - x_1) - (y_2 - y_1)$$

$$\triangle Y_{2-1} = Y_2 - Y_1 = \sqrt{2} (y_2 - y_1)$$

X軸位置検出器からパルス分配器への入力パルス数を $N_x$ 、パルス分配器を出てY軸の加減算カウンタへの入力パルス数を $N_r$ とすれば、各軸の入力指令精度(表2.1)により

$$N_x = \Delta X_{\text{mm}} \times 150 \text{ pulse/mm}$$

$$= 150 \cdot \Delta X_{\text{pulse}}$$

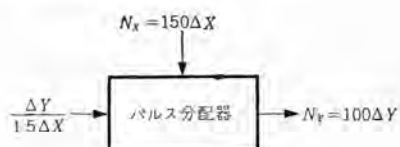


図 2.6 パルス分配器  
Fig. 2.6 Pulse distributor.

$$Y \text{ 指令} \cdots \cdots \frac{\Delta Y}{1.5 \Delta X} = \frac{\sqrt{2}}{1.5} \cdot \frac{(y_n - y_{n-1})}{(x_n - x_{n-1}) - (y_n - y_{n-1})}$$

$$d=2\sqrt{2r\delta-\delta^2}\simeq 2\sqrt{2r\delta}$$

図 2.7 直線補間法  
Fig. 2.7 Linear interpolation.

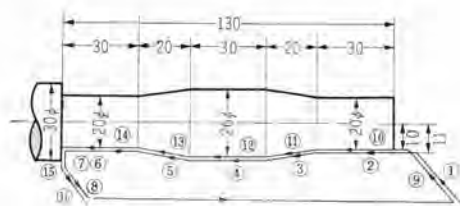


図 2.8 軸加工の一例  
Fig. 2.8 Sequence of working shaft.

上記を考慮に入れて加工図面上に与えられたデータから全切削区間について  $\Delta X$ ,  $\Delta Y$  を切削順序に従って算出する。これらの  $\Delta X$ ,  $\Delta Y$  から  $X$  軸および  $Y$  軸指令値を求め、プロセスシートに記入する。表 2.2, 図 2.8 に軸加工のプロセスシートの一例を示す。

プロセスシートによりサン孔タイプライタで指令テープに変換する、指令コードおよびチェックコードは表2.3のとおりである。

工作機械数値制御装置(2)・馬場・渡辺・小島・中島・俵口

表 2.2 フォレスシート

プロセスシート				名 軸	テ番	3213A
被加工物	S 45 C	主軸速度	1,170 rpm	タイマー	5 秒	昭和35年4月
切削工具	ST-1	X軸送り速	0.15 mm/rev	所要時間	2分20秒	1 日
ブロック番号	座標値	数値指令	方向符号	2 進 指 令 値	ブ	終
1	X	18	1800	00010000111		
	Y	+6	$\sqrt{2/3}$	01101010001111		
	Z					1
	Key			022420204462220		1
2	X	30	4500	0010100110001		
	Y	0				1
	Z					1
	Key		0	004040044000400		1
3	X	23	3900	001111001111		
	Y	-3	$\sqrt{2/13}$	101101111011		
	Z			206646226466000		1
	Key		0			1
4	X	30	4500	0010100110001		
	Y	0				1
	Z					1
	Key		0	004040044000400		1
5	X	17	3000	000111011101		
	Y	+3	$\sqrt{2/10}$	1001100001001		
	Z					1
	Key		2	200664044604200		1
6	X	30	4500	0010100110001		
	Y	0				1
	Z					1
	Key		0	004040044000400		1
7	X	5	1500	00111011101		
	Y	-5	$\sqrt{2/3}$	01101010001111		
	Z					1
	Key		0	026460644062220		1
15	X	6	1800	00010000111		
	Y	-6	$\sqrt{2/3}$	01101010001111		
	Z					1
	Key		0	022420204462220		1
9	X	22.5	2250	010100110001		
	Y	+7.5	$\sqrt{2/3}$	01101010001111		
	Z					1
	Key		2	062420640026220		1
8	X					1
	Y					1
	Z					1
	Key		4	000000000000000		1
16	X					1
	Y					1
	Z					1
	Key		5	000000000000000		1

動方向を表示する符号(±)が符号化され、第2ラインから第16ラインまでは $\Delta X_i$ ,  $\Delta Y_i$ の数値情報が低位より符号化され、第17ラインは1ブロックの終了信号がサン孔される。このように指令テープには指令ブロックの連続からなり、ブロック間はストップ符号によって区分される。

スプロケット穴の上半分はチェックのために用いられる部分であり、チェックはテープ上の情報をテープリーダーが正し

表 2.3 符号表

			指 令 コ ー ド			チ ェ ッ ク コ ー ド		
X	Y	Z	No. 1	No. 2	No. 3	No. 4	No. 5	No. 6
$\Delta X$	$\Delta Y$	$\Delta Z$	●	○	○	○	○	●
1	0	0	●	●	○	●	○	○
1	1	0	○	●	○	○	●	○
0	1	0	○	●	○	○	●	○
	+		○	○	○	●	●	○
	-		○	○	○	●	●	○
ブ ロ ッ ク 信 号			○	○	○	○	○	○
1 サ イ ク ル 終 了 信 号			●	○	○	○	○	●
同 工 程 終 了			●	○	●	○	●	○

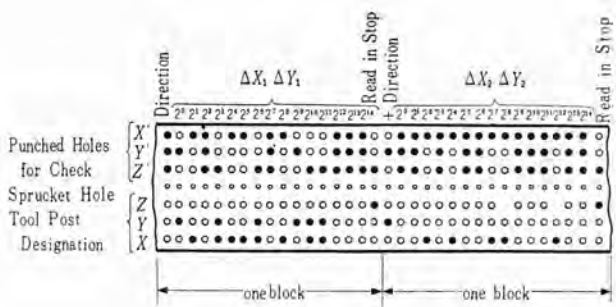


図 2.9 指令テープ  
Fig. 2.9 Control tape.

く読み、かつ正しくレジスタに置数されたか否かについて行なわれる。もし誤読がある場合には、そのブロックによるパルス分配が行なわれず、事前に緊急停止することになっている。

指令テープのチェック法としては二つのチェックが行なわれている。一つはブロックを形成するライン数によるチェックであり、他の一つは各ラインごとの読み込み符号のチェックである。なお表2.3の入力指令コードからわかるように各符号情報のサン孔に着目すれば、つぎの規則性を有している。

- (1) スプロケットの穴の下側が奇数個の穴数であれば上下の穴の位置は対称である。
- (2) スプロケットの穴の下側が偶数個の穴数であればXかX', YかY', ZかZ'のそれぞれには必ず穴がある。

すなわち各符号化情報のサン孔はスプロケット穴の下側のサン孔数が奇数なればスプロケット穴に対して上下対称であり、偶数なればスプロケット穴を中心にして折り重ねれば上側の3列のいずれにも一つの穴を有するような規則性がある。これらの規則性を利用して符号チェック用論理回路がパラメロンにより組込まれている。

## 2.5 指令装置

指令装置は指令テープの情報をアナログの連続指令に変換する装置であり、その構成はチェック回路・入力レジスタ・機能レジスタ・シフトゲート・一致信号回路・パルス分配器・加減算カウンタ・D-A変換器・サーボ増幅器などからなる。

### 2.5.1 パルス分配器

この装置では15ヶタであるが、いま動作原理の説明のためにヶタ数を少なくし、図2.10について述べる。

いまX軸位置検出器から指令パルスが2進カウンタ $C_1$ に加えられ、ノンキャリパルスは $C_1'$ として得られる。これは1, 3, 5……番目のパルスである。一方キャリパルスは2, 4, 6……の偶数番目のパルスであり、これが2段目の2進カウンタに加えられる。したがってこの段のノンキャリパルスは2, 4, 6……の中の奇数番目の2, 6, 10……



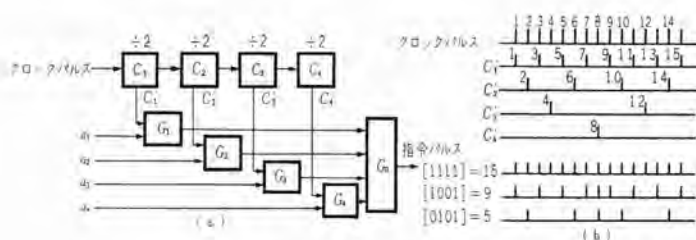


図 2.10 パルス分配器動作原理  
Fig. 2.10 Principle of pulse distributor.

が得られる。  $a_1 \sim a_4$  のゲート信号は Y 方向の指令情報によって与えられる。いま  $a_1 \sim a_4$  がすべて 1 のとき、すなわち [1111] なる 2 進数値で与えられると、(これは 10 進数で  $(8 \times 1) + (4 \times 1) + (2 \times 1) + (1 \times 1) = 15$  である)、  $G_1 \sim G_4$  のすべてのゲートが開かれるので、  $C_1' \sim C_4'$  もすべて  $G_1 \sim G_4$  を通って  $G_0$  ゲートから 15 個の出力パルスが得られる。

また [1001] = 9 ( $a_1 = a_4 = 1, a_2 = a_3 = 0$ ) なる Y 方向指令が与えられると、  $C_1'$  と  $C_4'$  のパルスだけしか  $G_0$  ゲートを通らないため、出力パルス P は 9 個しか得られない、同様に [0101] については出力パルスは 5 個となる。

これらの出力パルスは、ほぼ等間隔に均等に分布している。

上述のことから、サン孔テープ上に  $a_1 \sim a_4$  の 1 か 0 かを指令すれば、その数値情報の出力パルスが得られる。この場合 X 軸位置検出器からの指令パルスは旋盤の送りネジに結合しているために、往復台の移動量に比例したものである。すなわち  $\Delta X$  の移動時間に  $\Delta Y$  だけ移動するための出力パルス数が得られたことになる。

## 2.5.2 加減算カウンタ

パルス分配器の出力パルスとフィードバックパルスは 2 進可逆カウンタである加減算回路で比較され、その偏差すなわち誤差信号がデジタル量として記憶される。(+) 指令パルス、または反時計方向のフィードバックパルスはカウンタの記憶内容を増し、(-) 指令パルス、または時計方向パルスはカウンタの内容を減ずる。可逆カウンタの記憶内容は 2 進 7 ケタすなわち容量 128 で  $1000000 = 64$  を零とし、+63、-63 の計数ができる。最終段のフリップ・フロップは可逆カウンタの記憶内容の +、- の符号を表示するものである。

いま (+) 指令パルスがはいると

- (1)  $GG_1$  と  $FF_0$  がともにトリガされるが、  $GG_2$  はトリガされない、したがって  $G_1, G_3 \dots G_{11}$  はトリガされるが、  $G_2, G_4 \dots G_{12}$  はトリガされない。
- (2)  $FF_0$  は 0  $\rightarrow$  1 に反転する。このため転位パルスが  $G_2$  に送られるが  $G_2$  はトリガされない。

工作機械数値制御装置(2)・馬場・渡辺・小島・中島・俵口

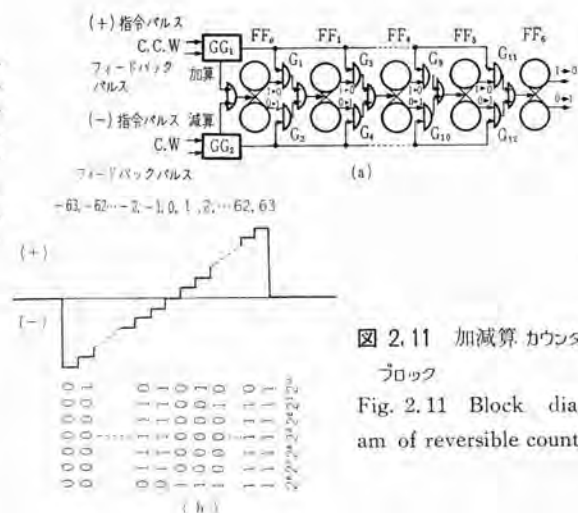


図 2.11 加減算カウンタ・ブロック

Fig. 2.11 Block diagram of reversible counter.

- (3)  $FF_1, FF_2 \dots FF_6$  には入力がないために、もとの 0, 1 のままであるから、可逆カウンタは 1000001 となる。したがって結果は 1 パルス加算されたことになる。

(-) 指令パルスがはいると

- (1)  $GG_2$  と  $FF_0$  がともにトリガされるが、  $GG_1$  はトリガされない、そのため  $G_2, G_4 \dots G_{12}$  はトリガされるが、  $G_1, G_3 \dots G_{11}$  はトリガされない。
- (2)  $FF_0$  は 0  $\rightarrow$  1 に反転し、転位パルスが  $G_2$  に送られ、  $G_2$  がトリガされているので、パルスは通過し  $FF_1$  にはいり、  $FF_1$  は 0  $\rightarrow$  1 に反転する。同様に転位パルスが  $G_4$  に送られ、  $G_4$  がトリガされているので通過して  $FF_2$  にはいり、  $FF_2$  は 0  $\rightarrow$  1 に反転する。同様に  $FF_3 \sim FF_6$  も 0  $\rightarrow$  1 に反転するが、  $FF_6$  だけは 1  $\rightarrow$  0 に反転する。
- (3) かくして  $FF_0 \sim FF_5$  は 1 に、  $FF_6$  は 0 となり、可逆カウンタは 011111 となる。したがって結果は 1 パルス減算されたことになる。

ここに述べた可逆カウンタはフリップ・フロップが 7 段であるが、土符号のフリップ・フロップを除けば記憶容量は  $2^6 = 64$  である。この容量は一見少ないように思われるが、指令値と実際の移動量との偏差が蓄積記憶されるので、この偏差が可及的に少ないことがサーボ系のレスポンスの良いことを示すことになる。可逆カウンタのフリップ・フロップの動作関係を図 2.11 に示す。

## 2.5.3 D-A 変換器

可逆カウンタの出力はデジタル量であるので、サーボモータを駆動するため、アナログ電圧に変換しなければならない。

いま  $a_n, a_{n-1}, \dots, a_1, a_0$  なる 2 進数の電圧を D-A 変換する場合を考える。

$2^j$  が 1 のときは  $FF_j$  が閉じられ、電流  $I$  が流れるが、  $2^j$  が 0 のときは  $FF_j$  が開かれていて、電流  $I$  は流れな

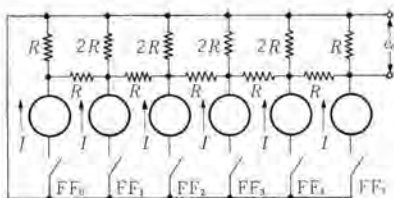


図 2.12 D—A 変換器ブロック

Fig. 2.12 Block diagram of D—A converter.

い。この  $FF_j$  は前述の可逆カウンタのフリップ・フロップによってスイッチされる。この電流  $I$  は理想電源からの電流と仮定すると、これによって生ずる出力電圧  $e_{0j}$  は

$$e_{0j} = \frac{2}{3} I \cdot R \cdot \frac{1}{2^j} \cdot (a_j \cdot 2^j)$$

となる。

したがって各々の総合出力  $e_0$  としては

$$e_0 = \sum C_{0j} = \frac{2}{3} I \cdot R \cdot \frac{P}{2^n}$$

ただし  $P = a_n \cdot 2^n + a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0$

となり、出力電圧  $e_0$  としてはディジタル数  $P$  に比例した電圧を得ることができる。

$FF_0 \sim FF_5$  がそれぞれ閉じたときに出力端に生ずる電圧量を  $e_{00} \sim e_{05}$  とすれば

$$e_{00} = \frac{2}{3} \cdot I \cdot R \cdot \frac{1}{32}$$

$$e_{01} = \frac{2}{3} \cdot I \cdot R \cdot \frac{1}{16}$$

$$e_{02} = \frac{2}{3} \cdot I \cdot R \cdot \frac{1}{8}$$

$$e_{03} = \frac{2}{3} \cdot I \cdot R \cdot \frac{1}{4}$$

$$e_{04} = \frac{2}{3} \cdot I \cdot R \cdot \frac{1}{2}$$

$$e_{05} = \frac{2}{3} \cdot I \cdot R$$

となり、 $e_{05}$  を基準として  $e_{00} \sim e_{05}$  は 1, 2, 4, 8, 16, 32 の関係になり、出力電圧  $e_0$  としてはディジタル数  $P$  に比例した電圧が得られる。

## 2.6 位置検出器

刃物台の移動量を検出し、可逆カウンタにフィードバックして、指令値との差異を誤差信号とするのであるが、刃物台の移動量をパルス化する方法として、この装置においてはフォト・トランジスタとスリット円板による光電変換方式を用いている。



図 2.13 位置検出器

Fig. 2.13 Position coder.

刃物台の移動に伴ってスリット円板が回転すればフォト・トランジスタから回転に比例したパルス列が得られる。このパルス出力は 60 pulse/rev であるが、歯車結合により機械的移動量に対し 0.01 mm/pulse の割合となっている。

## 2.7 原点検出器

X 軸および Y 軸方向の数値情報の運動の起点を定めるために、原点を設定しなければならない。このためこの装置においては、差動変圧器を用いて動作点でパルス信号を得る。二次コイルは相互に逆極性に直列に接続されている。一次、二次コイル間の結合がフェライトコアの位置に応じて 2 個の二次巻線と鎖交する磁束分布の状態が差動的に変化することを利用して機械量を電氣量に変換する。励磁周波数は 400 c/s で、30 mV/0.01 mm の電圧感度を有しており、設定精度は 0.002 mm である。

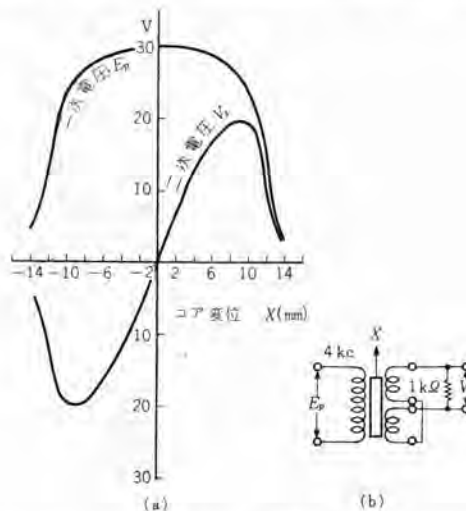


図 2.14 原点検出器

Fig. 2.14 Origin detector of numerically control.

## 2.8 動作の概要

テープリータで読み込まれた指令テープの情報が入力論理回路にはいる。この情報はサン孔、または読取の誤りがないかどうかの誤差検出がチェックされる。これは各ラインのコードチェックと 1 ブロックのライン数が 17 になっているか否かをチェックし、誤りがあればアラーム信号が出てテープリータが自動的に読取りを停止するようにしてある。

正しく読取られた指令テープの 1 ブロックの数値指令は各軸の入力レジスタに記憶され、テープリータはブロック終了信号により自動停止する。入力レジスタの数値指令は一致回路からのシフトパルスによって機能レジスタに移数される。これと同時に次のブロックの数値指令がテープリータにより新たに入力レジスタに記憶される。これらの数値指令は指令テープにサン孔されている通りすべて 2 進数



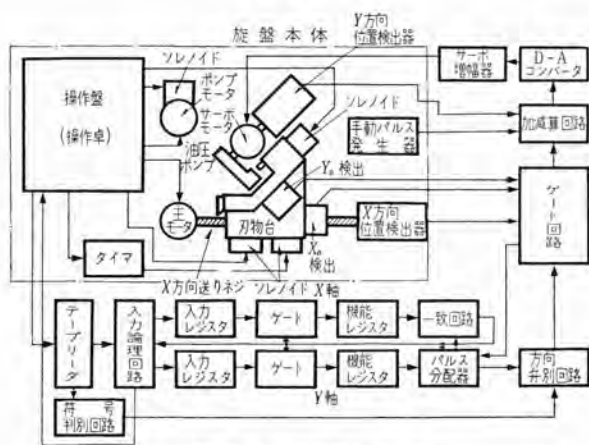


図 2.15 制御装置ブロック

Fig. 2.15 Block diagram of numerically controlled lathe. 値である。

機能レジスタにはいった数値指令は、X 軸の位置検出器からの入力パルスがパルス分配器に加えられ、Y 軸の機能レジスタの記憶数により分配されてパルス列となり、加減算回路にはいり、サーボモータを駆動する。

一方 X 軸位置検出器の出力パルスが計数され、一致回路で X 軸の機能レジスタの記憶数と比較される。この両者が一致すると一致信号が得られ、入力レジスタの記憶数がシフトパルスにより機能レジスタに移数される。パルス分配器の出力パルス列は次のブロックの数値指令により制御され、サーボモータを駆動する。

同様な動作を繰り返して、1 サイクルの切削が終了するとテーブルはサイクル終了信号として、X=1 を読み込み (表 2.3 参照)、これにより 1 サイクルが終了したことになり、刃物台は後退し、往復台は早戻り移動し、初期の位置に復帰する。

所定のサイクルの繰り返し動作を終了すると X=1, Z=1 なる全工程終了信号が読込まれ、すべての動作が完了する。

サイクル径路の一例を示せば図 2.17 のとおりである。

切削試験結果の一例として図 2.8 の軸加工の測定結果は図 2.18 に示すとおりで、切削精度は 0.03mm 以内で

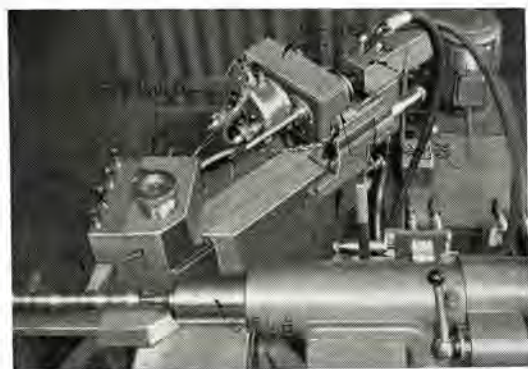


図 2.16 駆動サーボ系

Fig. 2.16 Driving servo mechanism.

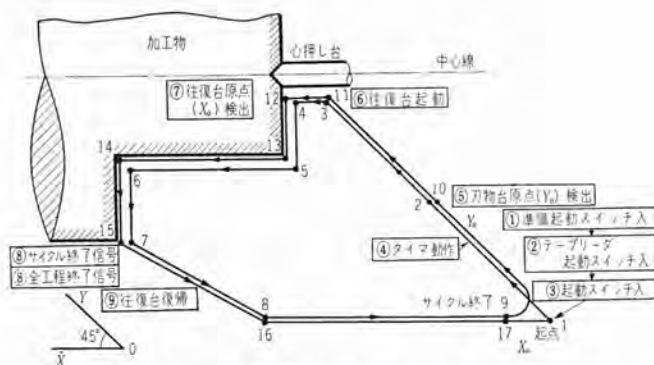
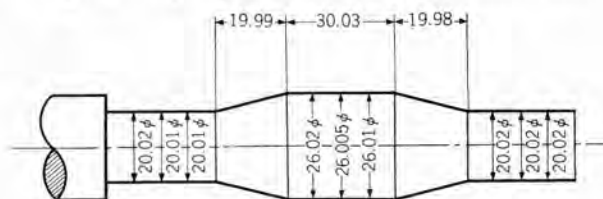


図 2.17 サイクル径路

Fig. 2.17 Cycle path of numerically controlled lathe.



真円度は各測定点で 0.01 以下

室温 18°C 湿度 68% 単位 mm

図 2.18 切削棒測定結果

Fig. 2.18 Measuring data of working test bar.

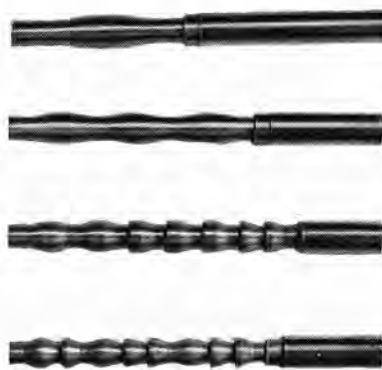


図 2.19 切削棒

Fig. 2.19 Test works of numerical lathe.

ある。旋盤加工としてはバイトの形状とか、刃物台の傾斜角によって、1 工程による加工形状は当然ある制限を受けることはナライ旋盤と同様である。図 2.19 は 1 工程による切削棒の例を示す。

## 2.9 自動旋盤の数値制御化の特長

この装置の概要につき記述したが、この特長を要約すれば次のとおりである。

(1) 作業時間が短縮され、製造原価が低減される。

従来のナライ制御に必要とされたモデルがまったく不必要となり、モデルの製作に要した段取加工の時間と費用を低減することができ、機械の運転時間を合理化することができる。

(2) 多量生産および多種少量生産のいずれにも適合する。

コントロールテープを用いるために、モデルの場合と異なり、



テープの複生は至極簡単であり、同時に何台でも運転することができる。また少量生産に対してもモデルに比しコントロールテープの作成は費用と時間ともに節減される。

(3) 加工精度と時間が一定であり、品質にむらがなく、デジタルサーボテープの形成によりつねに誤差検出が一定値以内に保持され、製品精度を一定に保つことができる。また作業による品質のむらがなく、つねに一定の加工精度を維持することができ、製品にむらがない。

(4) 自動制御のため1人の作業者が何台も運転できる。

テープリーダーから駆動サーボ機構に至るまで全工程が完全に自動制御化されており、起動ボタンを押すことにより全工程終了まで作業者を必要としない。誤動作の場合にはランプ表示およびブザーにより警報を発し、自動停止することにより製品の損傷を防止している。

(5) 論理演算要素がパラメロンであるから信頼度が非常に高い。

論理演算要素として他の要素に比して信頼度が高く、かつ寿命も半永久的である。とくにこの装置のように工場現場という周囲条件を考慮すれば、論理要素としてパラメロンは最適である。

(6) 装置が小形であり、広い据付面積を要しない。

制御装置は非常に小形化されており、既設工場内に簡単に据付できる。

### 3. 精密堅形中グリ盤数値制御装置

従来精密堅形中グリ・フライス盤の加工位置決めには、メジャリングロッド方式、光学読取方式およびダイヤルゲージ（セルフサイザ）による自動定位を採用しているが、工作機械のプログラム制御の一環としてこの装置はボーリングの自動定位を数値制御するものである。

この装置は図面上から自動定位位置の座標値を6単位テープにサン孔し、テープリーダー、数値制御装置および機械系制御装置を通して機械系駆動機構に運動指令を与え、所期の位置に主軸ヘッドを停止させる。

この装置は多数の中グリ作業、とくに繰り返し作業を行なう場合には生産性の向上、コスト引下げ、精密かつ均一性ある製品が得られるなどの効用を十分に発揮することができる。

#### 3.1 仕様

機械系および数値制後系の仕様は表3.1のとおりである。

#### 3.2 装置の構成ならびに機能の概要

この装置の構成は大別すると、指令テープサン孔機・テープ読取装置・指令装置・制御装置・駆動系・位置検出系

表 3.1 中グリ盤制御装置定格

機 械 系	数 値 制 御 系
テーブル有効作業面 1,000×1,900 mm <sup>2</sup>	入力指令 サン孔テープ(巾22mm)
前後移動量 1,510 mm	指令コード 6単位検出符号による 2進化10進数値
主軸ヘッド移動量 1,050 mm	入力指令精度 0.01 mm
ヘッド送り速度 早送り 1,000mm/min	設定移動量 主軸ヘッド 最大1,050mm
切削送り 25~250 "	テーブル " 1,510mm
微細送り 2.5 "	論理要素 パラメロン 1,800 units
テーブル送り速度 早送り 1,000 "	電 源 200/100V 50/60 c/s 1 kVA
切削送り 26~260 "	
微細送り 2 "	
総合位置設定誤差 0.03mm以下	



図 3.1 中グリ盤数値指令装置（前面）

Fig. 3.1 Control unit of boring machine. (front view)

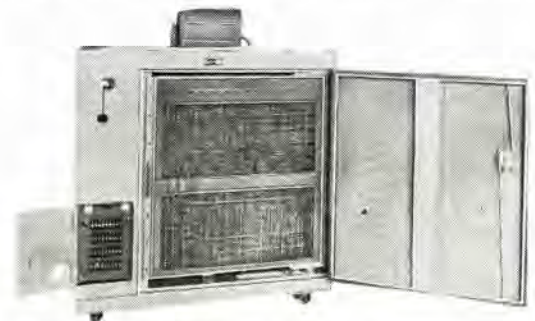


図 3.2 中グリ盤数値指令装置（後面）

Fig. 3.2 Control unit of boring machine. (back view)

に分けられる。

#### (1) 精密堅形中グリ盤本体

電磁クランチ および駆動機構

位置検出器（縦軸および横軸）

ペンダントスイッチ

#### (2) サン孔タイプライタ

#### (3) テープリーダー

#### (4) 数値指令装置

#### (5) 機械系制御装置

#### (6) 装置間接続ケーブル

この装置の動作系統は図3.4のとおりである。加工図面上からサン孔位置の座標点とサン孔順序などを決定し、これらの数値情報を基礎としてプロセスシートを作り、サン孔タイプライタによりサン孔し、指令テープを作成する。このときサン孔と同時にプリンタにより印字されるのでチェックをすることができる。

このようにして作られた指令テープはテープリーダーによ



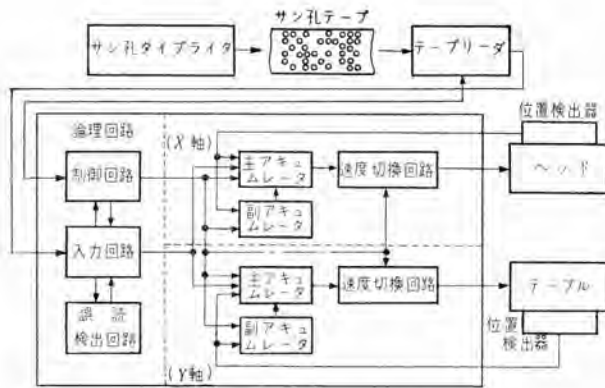


図 3.3 中グリ盤数値制御系統図

Fig. 3.3 Block diagram of boring machine.

って読取られ、指令装置に送られる。指令装置は約 1,800 個の パラメトロン論理演算素子 により構成されており、数値指令が駆動機構の指令信号として作用し、ドリルを設定位置に制御し、被加工物の所定位置にサン孔する。

位置決め動作は操作盤の 起動スイッチ を押せば自動制御され、所定の目標位置に設定完了すれば自動停止する。また移動距離の検出は マスタースケール に結合する位置検出器により検出し、この検出精度は 0.01mm である。位置検出器による検出量は アキュムレータ により デジタル制御をし、駆動装置の クラッチおよび クランプ を動作させ、本体を目標位置に設定する。

この装置の操作工程を要約すれば下記のとおりである。

起動スイッチ ON→テープリード読取→自動位置ぎめ→主軸ヘッド および テーブルクランプ→自動停止→起動スイッチ ON→クランプ復帰→テープリード読取→…… 自動停止。

### 3.3 指令テープの作成

指令テープ は加工図面上の サン孔位置 の座標値を基礎として作られた プロセスシート により サン孔 タイプライタ でサン孔 される。

数値指令は X 軸および Y 軸について与えられ、軸方向指令は 主軸ヘッド の移動を制御し、X 軸方向指令は テーブル の移動を制御する。

指令テープ の構成は下記のとおりである。

- (1) テープ指令 は 6 単位符号である。
- (2) 数値指令は 2 進化 10 進数値である。
- (3) パリティチェック符号 を含む。

指令テープ に サン孔 される指令は位置ぎめ位置に対応した数多くの ブロック からなる。この 各ブロック は 14～16 の文字からなり、各文字は 6 単位符号にして全部で 17 種あり、符号表を表 3.2 に示す。

各コード の構成は下記のとおりである。

No.1 ……………パリティチェック用の穴であり、すべての文字が奇数個の穴からなるようにし誤字を チェック する。

表 3.2 符号表

文 字	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	MINUS	CR	TAB	STOP	ALMARK	TAPEFEED
No. 1	○	●	●	○	●	○	○	●	●	○	○	○	○	○	○	○
No. 2	○	●	○	●	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
No. 3	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
FEED	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
No. 4	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
No. 5	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
No. 6	●	●	●	●	●	●	●	●	●	○	○	○	○	○	○	○

No. 2～No. 5…数字または命令を示す。

No. 6 ……………数字と命令を区別し、サン孔 されているときは数字をあらわし、なければ命令を表示する。

ブロック指令 は一般指令と特殊指令からなる。一般指令は数値および正負の判別符号からなり、特殊指令は機能の命令である。

#### 3.3.1 一般指令

一般指令は 0～9 の数字および負の記号からなる。この配列は正のときは何もつけないが負のときは最初に マイナス符号 を付し、以下 上ケタ からの数字を順次配列する。また指令は X 軸および Y 軸方向の サン孔 間の移動量 ( $\Delta X$ ,  $\Delta Y$ ) の数値情報を表わすものである。

この装置に用いる数値の単位および最大値は表 3.3 に記載のとおりである。

#### 3.3.2 特殊指令

特殊指令は機能の命令を表わすもので、この指令の意味する内容は下記のとおりである。

表 3.3

数 値 指 令	単 位 (mm)	最 大 値
移 動 量 (X 軸)	1/100	105,000
〃 (Y 軸)	〃	151,000

(TAB)…………一般指令相互間を隔てる符号である。

(STOP)…………1 工程の完了を表わし、テープの最終位置に配列される。

指令テープ の サン孔 の一例を図示すれば 図 3.4 のようである。

### 3.4 数値指令装置

指令テープ は テープリード で読取り、6 単位信号を入力変換回路に送る。テープリード は入力制御回路からの スタートストップ信号 により制御される。入力変換回路では パラメトロン位相 に変換され、入力レジスタ にはいる。このレジスタ に指令信号がたくわえられている間に チェック回路で 誤読チェック が行なわれ、この信号が正しければ、同期回路からの同期信号によって 入力ゲート が開かれ、数

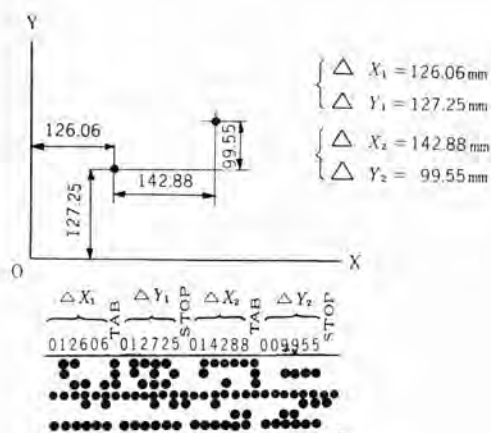


図 3.4 指令テープの一例  
Fig. 3.4 Control tape.

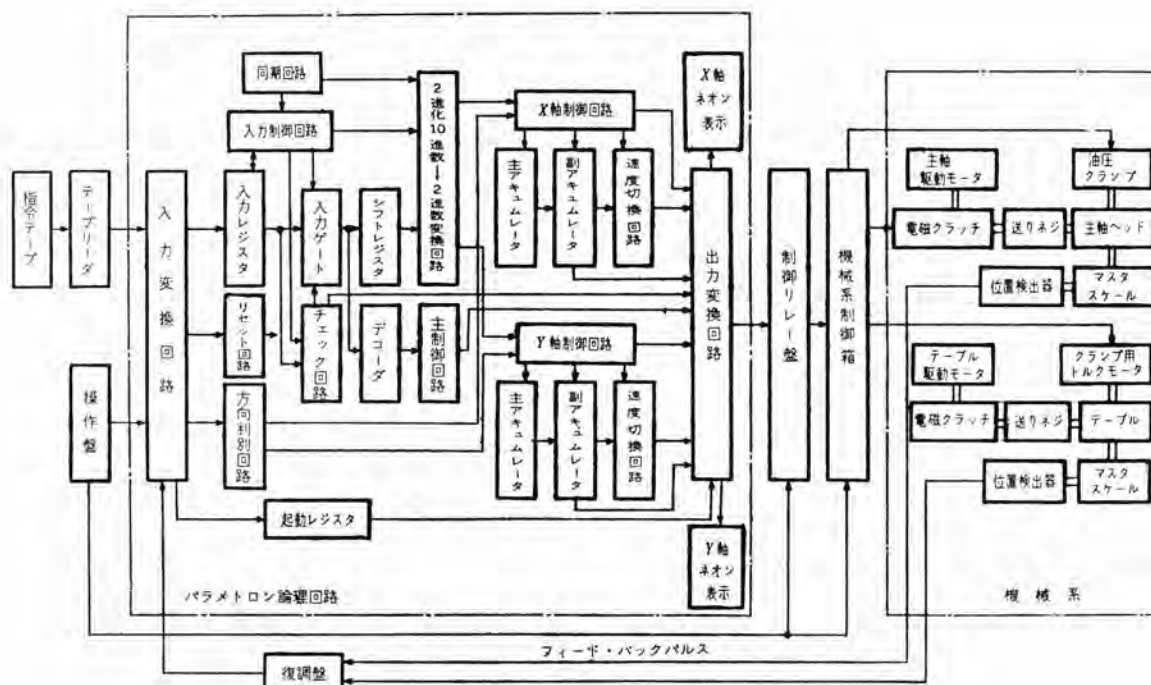


図 3.5 中グリ盤数値制御装置ブロック  
Fig. 3.5 Block diagram of control system to boring machine.

また速度切換えに際しては、0.1～0.5 秒の時間間隔をもたせ、その間に発電制動をかけてすみやかに次段の速 [STOP] は デコーダ を通って主制御回路のそれぞれのレジスタにはいる。

一方シフトレジスタにはいった数値指令は 2 進化 10 進数値であり、これを変換回路で 2 進数値に変換する、ここではテープの配列順序に従って、先に X 軸数値が変換され、つぎに Y 軸数値が変換され、それぞれの主アキュムレータに送られる。

1 ブロック の読取りが終了すれば テープリード は停止し、主アキュムレータ に指令が記憶され、主軸ヘッド および テーブル が同時に駆動を開始する。この 主軸ヘッド および テーブル の移動速度は速度切換回路からの信号により高速、中速、低速の 3 段に切換えられる。

### 3.4.1 正方向移動

値指令は シフトレジスタ に、正負判別符号および [TAB], アキュムレータ の記憶内容が位置検出器からの フィードバックパルス列 により減算されて 2047 になったとき速度切換回路により、高速から中速への切換信号が出る。中速で正方向に移動をつづけ、目標値よりも 2.55mm 手前で低速に速度変換し、主アキュムレータ の内容が零になったとき停止信号を発し、クラッチ を開放する。このとき ブレーキ を数秒動作させるとともに X 軸は 主軸ヘッド のクランプ用油圧シリンダ が動作して、主軸ヘッド をクランプすると同時に、Y 軸は テーブル のクランプ用トルクモータ が動作して テーブル をクランプする。

最初高速で移動を開始し、あらかじめ設定した目標値から 20.47mm 手前で中速に速度変換する。すなわち主

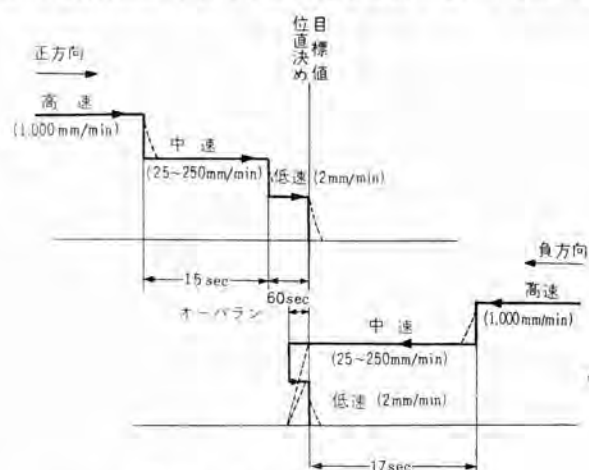


図 3.6 自動位置決め操作要領図  
Fig. 3.6 Time chart of positioning control.



度に落着かせている。

### 3.4.2 負方向移動

高速から中速に速度変換する位置は正方向移動の場合と同様に設定点から 20.47mm 手前である。中速で負方向の移動をつづけ設定点に到達したとき、すなわち主アキュムレータの内容が零になったとき低速に切替えるとともに正方向に方向転換する。このとき設定点よりも微量のオーバーンをする。このオーバーンした距離を低速で正方向に進行する。再度主アキュムレータの内容が位置検出器からのパルス列により減算されて零になったときクラッチは開放される。

テーブルおよび主軸ヘッドの最終設定位置と数値設定目標値との差異量、すなわちオーバーンした移動量は各軸の副アキュムレータに記憶され、ネオン表示するとともに許容量をこえたときは警報を出す。この副アキュムレータに記憶された数値は次のブロックの数値指令の主アキュムレータの記憶数値から加減算されて累積誤差を防止している。

## 3.5 位置検出器

テーブルおよび主軸ヘッドの移動量を検出し、主アキュムレータにフィードバックパルスを送る位置検出器はラック・ピニオンの結合によりそれぞれ 0.01mm 移動するごとに 1 パルス信号を出す。

これらの機械的移動量をパルス化する方法として、この装置においてはロータリ・インタクトン形のものを使用している。これは約 2Mc の高周波電圧を結合コイルを経てロータコイルを励磁し、ステータコイルには同相の位置で誘起電圧は最大となり、逆相の位置では誘起されない、したがってロータがテーブルまたは主軸ヘッドの移動に伴って回転すれば、ステータに出力が誘起され、これを検波してパルス化すれば回転に比例したパルス列が得られる。また正逆転を判別するために、ステータには90度の位相差をもった2組のコイルがある。すなわちこれらはA—D変換器であり、機械的移動量をパルス化して、数値化したものである。ステータの出力は1回転につき500パルスが得られ、最大20,000パルス/秒の回転まで許される。

この方式は電磁結合のために接触部がなく、長期使用

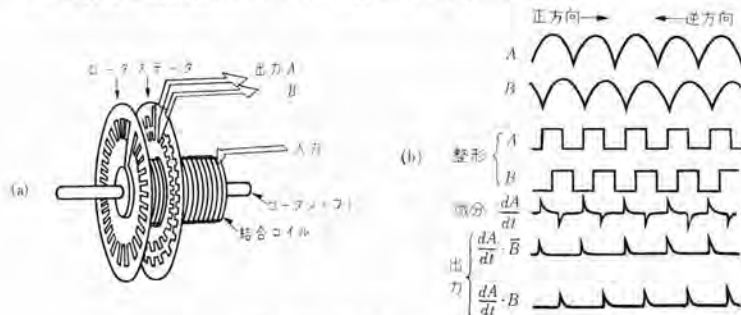


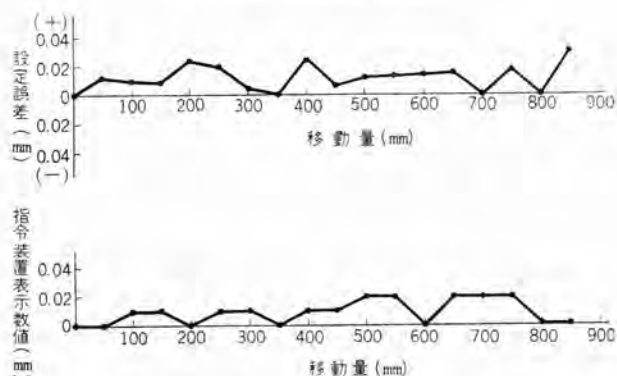
図 3.7 位置検出器構造

Fig. 3.7 Internal construction of position coder.

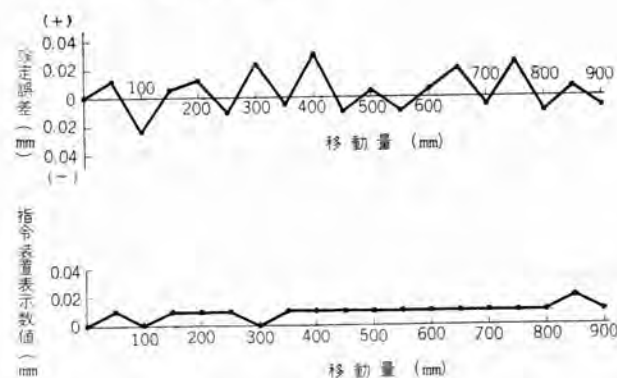


図 3.8 位置検出器

Fig. 3.8 Position coder.



(a) 主軸ヘッド (X 軸)



(b) テーブル (Y 軸)

図 3.9 実測結果

Fig. 3.9 Measuring positioning data of boring machine.

に耐えることができる。またラック・ピニオンバックラッシュに対してはトルクモータにより除去している。

## 3.6 精密中グリ盤の数値制御化の特長

この装置の概要につき記述したが、この特長を要約すれば下記のとおりである。

(1) 数値指令の入力情報として 6 単位検出符号を使用し、数値コードは 2 進法 10 進法を採用しているためプロセスシートによるテープ作成が 2 進法に比較してきわめて容易であり、テープの長さが短い。またパリティチェック方式のため誤読による位置ぎめの誤りがない。また磁気テープと異なり紙テープのためジヤイなどに対する抵抗性が強い。

(2) 論理回路の演算素子としてパラメトロ

ンを使用しており、長所を要約すると寿命が半永久的なこと、動作安定で信頼性が高いこと、電源電圧の変動や雑音で妨害されにくいこと、設計や配線が簡単なことなどがあげられる。これらはいずれも工作機械に直結して現場で使用するに適した点である。一方短所とみられる点は演算速度が遅いことであるが工作機械制御用としてはむしろ必要以上に速すぎるといえることができ、問題にならない。

(3) 位置検出器として電磁結合方式を採用しており、接触部がなく摩耗部分がないので寿命は永久的であり、精度も保持することができる。通常は光源ランプやブラシュ接触によっており摩耗性や寿命などの点で劣る。

自動位置ぎめの試験結果として1回の指令値を50mmとし、繰り返し設定した場合の指令装置(アキュムレータ)の記憶数と移動量の実測値を図3.11に示す。アキュムレータのネオン表示数はフィード・バックパルスにより演算したオーバーランの移動量を示し、また実測値は移動量をメジャリングロッドにより測定したものである。

4. む す び

以上は国際見本市(1960年)に出品し、好評を博した自動旋盤数値制御装置と精密堅形中グリ盤の自動定位数値制御装置について記述したが、当社においてはこのほかに3軸フライス盤制御装置として、サン孔テープによる電気サーボ方式のもの、また磁気テープによる油圧モータサーボ方式のものなどがある。その他に熱交換器管板孔

明機や罐胴孔明機の自動定位制御装置などもある。これらについては次回の機会に記述する。

数値制御工作機械はわが国における研究開発がされていまだ日も浅く、制御方式、位置検出機構やプログラミングについて実用性、経済性など改良の余地を残しており、今後の急速な発展が期待されている。

終わりにのぞみ自動旋盤制御装置については種々ご指導を賜った工業技術院機械試験所の各位と自動旋盤にご協力をいただいた吉川機械製作所の各位に、また精密中グリ盤については新日本工機の各位に誌上より厚く御礼申し上げる。

また工作機械の自動制御に関しては今後とも改良研究に最大の努力を惜しまない所存であり、わが国の産業界のいっそう広い分野においてますます奨用されることを期待してこの稿を終わることとする。

参 考 文 献

(1) 馬場・渡辺・小島・中島・松本：工作機械数値制御装置、「三菱電機」, 34, No. 3 (昭 35),  
(2) 馬場：デジタル制御 三菱電機方式, 「エンジニア」, No. 7 (1960),  
(3) 津村・小島：自動旋盤数値制御装置, 「制御工学」, 4, No. 6 (昭 35),  
(4) 杉本正雄他：機械加工の自動制御「オートメーション・シリーズ」7 共立出版, p. 61~67 (昭 35),  
(5) 馬場・小島：工作機械の数値制御, 「昭 35 電気関係学会関西支部連合大会予稿」II-3, p. 16~7 (昭 35).

最近における当社の社外寄稿一覧

寄稿年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所 属 場 所
35-9-1	日刊工業新聞	多種少量生産工場における図面管理の実際	松尾 準一	本 社
"-9-2	電気書院	最近の火力発電所における保護継電方式	森 健	神 戸
"-9-3	電気学会	非整数階積分形制御系について	真鍋舜治	研究所
"-9-15	週刊金属	半導体整流器の工業界への応用	加藤又彦	伊 丹
"-9-19	非破壊検査	T形溶接部の斜角三探触子法による超音波探傷	松元雄蔵・西尾康信	無線機
"-9-20	九州炭鉱連盟機関紙	超音波探傷機について	松元雄蔵	無線機
"-9-21	エレクトロニクス	ドッラナビゲータ	渋谷 裕	無線機
"-9-22	電気書院	新しい照光式模擬母線	立石俊夫	神 戸
"-9-26	電気評論	スイッチの問題を中心とした高電力回路技術の展望	安藤安二・河合 正	研究所
"-9-27	情報処理	数値計算の誤差	馬場準一・林 重雄	研究所
"-9-29	学会時報	ブラシなし同期電動機	加藤又彦	伊 丹
"-9-30	電気計算	電動機の定格出力決定の基本例題	八木 勝	名古屋
"	オーム社	CSP 変圧器について	篠崎善助	本 社



# トランジスタ形論理要素：NOR

研 究 所 浜岡文夫\*・大野栄一\*・山崎英蔵\*

## Transistorized Logical Elements : NOR

Research Laboratory Fumio HAMAOKA・Eiichi OHNO・Eizō YAMAZAKI

The digital system has extensively come in the control of industry in general recently. But the conventional digital computer elements without modification are hardly considered satisfactory as switching elements from the viewpoint of operating conditions. In the industrial control requirements of economy and dependability predominate over any other, and magnetic amplifiers have been appreciated as a contactless relay, except their high cost, size and slow response which make them unfitting to a high grade computing control. On the other hand, transistors have been not made use of because of their susceptibility with temperature and induction until recently when progress in the study on semiconductor offset this drawback. They are now especially accepted as switching elements in the field of industrial control. This article covers the operation, design and applications of NOR circuits as transistorized switching elements.

### 1. ま え が き

最近の制御技術の発展によって、制御系はますます高級複雑化して行くため、それらを構成する制御要素に対しては一段ときびしい要求がなされるようになって来た。ここ数年前から各方面に実用化されて来た無接点リレーもこうした要求に応じて生れて来たものである。

従来の無接点リレーはほとんどがそれまでにすぐれた実績をあげていた磁気増幅器を用いて構成されていたが\*\*、最近半導体の急速な発達によって半導体機器の信頼度も格段に向上して来た。その他重量、大きさ、動作速度、消費電力などに関しては磁気増幅器よりは半導体のほうがすぐれており価格もより安価となるためトランジスタを用いた無接点リレーは俄然注目されるに至っている。もちろん周囲温度の高い場所や、誘導を受けやすいような所ではまだ問題が多いようであるが、しかしシリコントランジスタではゲルマニウムの場合より温度に対しこの点はかなり改善され、さらに実用域は増大すると思われる。

一口にトランジスタを用いた無接点リレーといってもいろいろなものが考えられ、高級なディジタル形計算機用のトランジスタ回路を用いたものも含まれるのであるが、ここでは工業制御を対象とした無接点リレーであるから、ディジタル計算機ほどの高速度は要求しない代わりに、少々の外乱がはいっても誤動作を生ぜず絶対確実に動作するものでなくてはならない。それは制御されるものが一般に大きな出力をもった工業機械であり、わずかの誤動作も莫大な損失を招く危険性をはらんでいるからである。ま

たそのような工業制御に用いられる要素は簡単に理解しやすく、万一故障してもすぐ取換え、修繕の効くものでなくてはならない。

トランジスタと抵抗だけから成り立つスイッチング要素としてのトランジスタ NOR はこのような要求に対してもっとも適したものであると考えられる。このトランジスタ NOR も、磁気論理要素の場合の CYPAK と同様に米国 Westinghouse 社がもっとも早く手がけたようで 1957 年に最初の文献<sup>(1)</sup>が発表されている。その後この NOR 数個を一つのブロックに成形したものを PRODAC なる名称で発表しており、広く各方面に実用化を行なっているようである。当社においても研究開発が進められすでに実用化されたものもあるので、その概要を述べる。

### 2. 論理要素としての NOR

NOR は元来 NOT と OR が合併してできた新しい言葉で論理的には OR の次に NOT をほどこす操作を意味する。いまたとえば 3 入力の NOR を考え、その入力を  $X_1, X_2, X_3$ 、出力を  $Y$  で表わすと、入出力の関係は

$$Y = \text{NOR}(X_1, X_2, X_3) \\ = \text{NOT}\{\text{OR}(X_1, X_2, X_3)\} \dots \dots \dots (2.1)$$

と表わすことができる。

論理和 OR を +、論理積 AND を  $\cdot$ 、論理否定 NOT を  $\bar{\phantom{x}}$  で表わすと式 (2.1) は、

$$Y = (\overline{X_1 + X_2 + X_3}) \dots \dots \dots (2.2)$$

となる。この関係を真値表 (Truth Table) で示すと表 2.1 のようになり、入力がすべて 0 のときだけ出力は 1

\*\* 注 これらのものには米国では W 社の CYPAK System, GE 社の Industrial Control Static System, 国内では三菱電機の CYPAK System, 東芝の Logistrol, 日立的 Hitalog, 安川の Logit などがある。その他トランジスタと磁気増幅器の組合せを用いたものに国際電機の Logistor がある。

表 2.1 NOR 真値表

入 力			OR( $X_1, X_2, X_3$ )	出 力 Y NOR( $X_1, X_2, X_3$ )
$X_1$	$X_2$	$X_3$		
0	0	0	0	1
1	0	0	1	0
0	1	0	1	0
0	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	0	1	1	0
0	1	1	1	0
1	1	1	1	0

となる。

ところでおもしろいことは一般に基本論理関係として AND, OR, NOT の三つがあげられているが, NOR であればこれ一つで上述の AND, OR, NOT をすべて実現することができるのである。

まず NOT は 1 入力の NOR を考えれば, それがそのまま NOT となることは明白であろう。NOT ができれば NOT と NOR を続けて動かせば

$$\begin{aligned} Y &= \text{NOT}[\text{NOR}(X_1, X_2, X_3)] \\ &= \text{NOT}\{\text{NOT}[\text{OR}(X_1, X_2, X_3)]\} \\ &= \text{OR}(X_1, X_2, X_3) \dots\dots\dots (2.3) \end{aligned}$$

となって OR が実現される。

また式 (2.2) を De Morgan の定理で変形すると,

$$Y = (\overline{X_1 + X_2 + X_3}) = \overline{X_1} \cdot \overline{X_2} \cdot \overline{X_3} \dots\dots (2.4)$$

となるから各入力に NOT を通して NOR の入力とすれば AND も容易に実現することがわかる。

これらの関係を NOR のブロック表示によって図 2.1

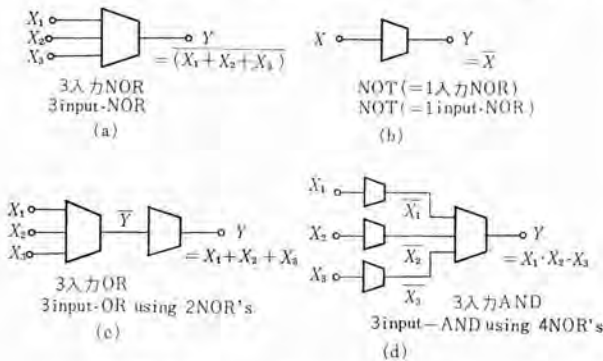


図 2.1 NOR による基本論理関数

Fig. 2.1 Basic logic functions in NOR system.

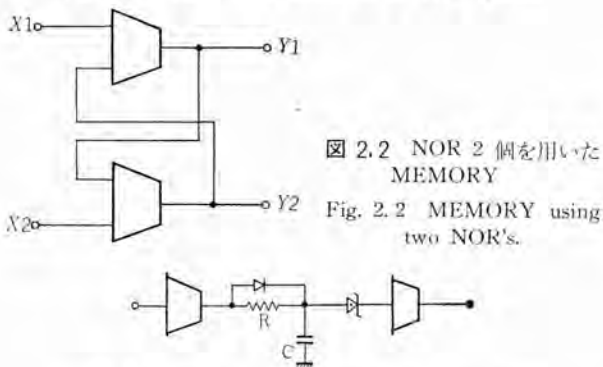


図 2.2 NOR 2 個を用いた MEMORY

Fig. 2.2 MEMORY using two NOR's.

図 2.3 RC 回路を用いた TIME DELAY

Fig. 2.3 TIME DELAY using RC network.

に示した, (a) は 3 入力 NOR を, (b) は NOT を, (c) は OR を, (d) は AND である 実際の論理回路構成においては始めから  $\overline{X_1}, \overline{X_2}, \overline{X_3}$  が得られたり, 出力も Y のほうが必要なときもあり, そのような場合は図 2.1 (c), (d) の NOT は省略できるから, NOR だけで論理回路を構成しても AND, OR を用いた場合に比べて要素数がとくに増加することはないと考えられる。それよりも, 全部同一の NOR 要素で統一がとれ, 互換性が大きいので予備も少なくすみ, 設計も慣れれば簡単化されるなどの特色を発揮する。また要素数から直ちに コスト がでるから論理回路の経済設計も考えやすい。

また シーケンス制御 に必要となる記憶要素も図 2.2 のように NOR を 2 個用いて作ることができる。この回路では入力が 0 である限りどちらか一方の NOR の出力が 1 で他方は 0 となり, その状態を保持する。たとえば Y1 が 1 であれば Y2 は 0 となっている。ここでもし入力 X1 に 1 を与えると Y1 は 0 となり, X2 が 0 である限り Y2 は 1 となる。Y2 が 1 となれば X1 が 0 となっても NOR の性質上 Y1 は 0 となり, 前とは反対の状態に移ったことになる。同様にして X2 に 1 を与えるとふたたび反転が起こって最初の状態に戻る。このようにして 2 個の NOR によって 1 bit の記憶が行なわれる。

シーケンス制御に必要なもう一つの要素として時間遅れ要素がある。これは入力を一定時限だけ遅らせて出力とする要素であるが, これを NOR だけで行なうことは時限の非常に短い場合以外困難で, 普通 CR 回路の時定数を利用している。動作時限の精度を上げるために ヲエーダイオード を用いたり, C の電荷を逃がす路を作って復帰時間を短縮したりする工夫が種々なされている。図 2.3 にこの回路の一例を示す。

### 3. トランジスタ NOR の動作原理

#### 3.1 トランジスタ NOR の静特性

さて前節で考えたように NOR とは入力が全て 0 のときだけ出力が 1 となる論理要素であるが, つぎにこれをトランジスタを用いて実現したものについて述べる。トランジスタは周知のようにエミッタ, ベース, コレクタの三つの部分から成り立っており電流増幅作用をもった半導体装置であるが, これを NOR のようなスイッチング動作を必要とするものに使えば非常に安定確実な動作が期待できる。

いま図 3.1 のような P-N-P トランジスタを用いたエミッタ接地回路で, スwitching を行なう場合について考えよう。図 3.1 (a) のように エミッタ=ベース間に逆電圧(ベース側が正となる電圧)をかけておくと ベース=コレクタ間はス



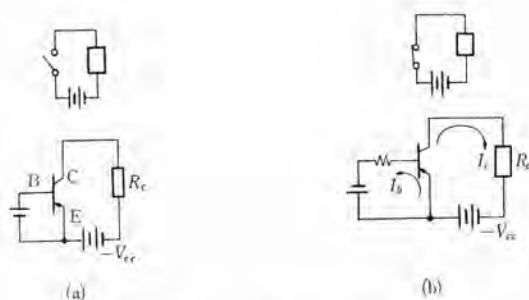


図 3.1 トランジスタスイッチ

Fig. 3.1 Transistor switch.

スイッチ・オフの状態となって負荷電流は遮断される。これに反して (b) 図のようにエミッタ=ベース間に順方向電流  $I_b$  を流してやるとトランジスタの増幅作用によって  $I_b$  の  $\beta$  倍の電流  $I_c$  が負荷を流れるようになる。 $I_b$  を増加して行くと  $I_c$  も増加し、ある  $I_{b1}$  において (漏洩電流  $I_{c0}$  は無視する)。

$$I_{c1} = \beta I_{b1} = V_{cc}/R_c \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

が成り立ち、電源電圧  $V_{cc}$  は負荷にかかり、トランジスタのコレクタ=エミッタ間の電圧降下はほとんど 0 となってしまう。これ以上  $I_b$  を増加しても  $I_c$  は増加することができず、トランジスタは飽和に達する。この状態がスイッチ・オンに対応する訳である。これからトランジスタをスイッチ・オンするためには

$$I_b \geq \frac{1}{\beta} \cdot \frac{V_{cc}}{R_c} \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

なる  $I_b$  をベースに流してやればよいことがわかる。

したがって図 3.2 のような回路を作って入力が入るたびに 0 のときにはバイアス電圧  $V_{bb}$  によってオフ状態とし、ど

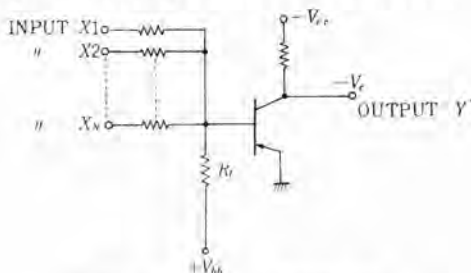


図 3.2 トランジスタ NOR 回路

Fig. 3.2 Transistor NOR circuit.

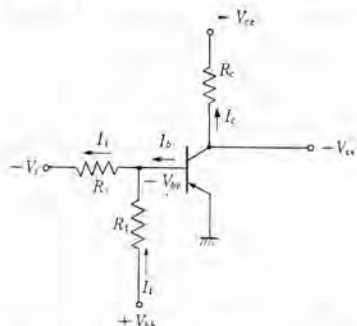


図 3.3 トランジスタ NOR 基本回路

Fig. 3.3 Basic circuit of transistor NOR.

れか一つでも入力を与えられると式 (3.2) を満足するベース電流が流れてオン状態になるようにしておけば、このトランジスタのコレクタ電圧は入力に対して NOR の動作を行なうことは明らかである。

つぎに図 3.3 のような 1 入力のトランジスタ NOR 回路についてもう少し詳しくその特性を考察してみよう。各部の電流電圧を図 3.3 のとおりとして制御域 ( $I_c$  が流れ始めて飽和域にはいるまでの間) における各部の関係式を記すと以下ようになる。

$$\left. \begin{aligned} I_b &= I_i - I_t \\ I_t &= (V_{bb} + V_{be})/R_t \\ I_c &= \beta(I_b + I_{c0}) + I_{c0} \\ V_i &= V_{be} + R_i \cdot I_i \\ V_c &= V_{cc} - R_c \cdot I_c \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

これらの式から  $V_c$  と  $V_i$  の関係を求めると、

$$V_c = V_{cc} + V_a - (\beta/\gamma) \cdot V_i \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

$$\text{ただし } V_a = (\beta/\gamma) V_{be} + \beta R_c I_t' \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

$$I_t' = I_t - I_{c0} \cdot (\beta + 1)/\beta \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

$$\gamma = R_i/R_c \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

を得る。

$V_c$  は実際は飽和域でのコレクタ=エミッタ電圧を  $V_{ce0}$  として

$$V_{ce0} \leq V_c \leq V_{cc} \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

であり、式 (3.4) もこの範囲で成立する。これを考慮して式 (3.5) の結果を図示すると図 3.4 のようになる。ここでカットオフ域から制御域への移行点 A と、制御域から飽和域への移行点 B に対応する入力電圧  $V_{iA}$ ,  $V_{iB}$  はそれぞれ、

$$V_{iA} = V_{be} + I_t' \cdot R_t \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

$$V_{iB} = V_{iA} + (\gamma/\beta) \cdot (V_{cc} - V_{ce0}) \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

となる。

ここで論理的に考えて二つの状態 0 と 1 を表わす電圧をそれぞれ  $V_0$ ,  $V_1$  とし、おのおのの許容最小値, 最大値を  $V_{0min}$ ,  $V_{0max}$ ,  $V_{1min}$ ,  $V_{1max}$  と書くことにする。図 3.4

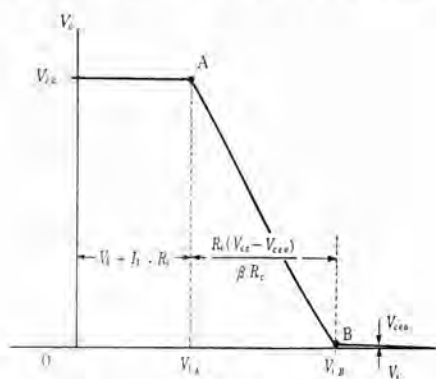


図 3.4 トランジスタ NOR の入出力特性

Fig. 3.4 Output-input relations of basic transistor NOR.

のような特性が NOR として安全に使用できるためには、

$$V_{id} > V_{n\max} \quad (3.11)$$

$$V_{id} < V_{i\min} \quad (3.12)$$

でなくてはならない。これから逆に、

$$I_{c0} < I_t - (V_{n\max} - V_{be}) / R_i \quad (3.13)$$

$$\beta > \gamma \cdot (V_{cc} - V_{ce0}) / (V_{i\min} - V_{id}) \quad (3.14)$$

が得られ使用するトランジスタとしては漏洩電流  $I_{c0}$  が小さくて、電流増幅率  $\beta$  が大きいものがよいことになる。

$N$  入力 NOR で入力が同時に変化したときの特性は上の関係で  $R_i$  が  $R_i/N$  に小さくなったことに相当するため  $\beta$  に対する条件は緩和されるが  $I_{c0}$  に対する条件はきびしくなる。

以上のようにトランジスタ NOR ではカutoffの状態が 0 に、飽和の状態が 1 に対応するのであるが、このような 2 位置動作はトランジスタ内部での電力損失の面でも非常に好ましい状態である。すなわちカutoffでは電圧はほとんど  $V_{cc}$  が直接コレクタに印加されるが、流れる電流はわずかであり、飽和状態では逆に電流は飽和値の  $I_{cm}$  となるが電圧は  $V_{ce0}$  で低いため、コレクタ損失は小さい。しかしスイッチングの回数が多いと、過渡的にはコレクタ損失の大きい点を通るのでこれも考慮して安全なコレクタ許容損失をもったトランジスタを使用しなくてはならない。

### 3.2 トランジスタ NOR の過渡特性

前節ではトランジスタ NOR の静的な基本特性を述べたが、ここでは動的な特性について簡単に調べてみよう。図 3.5 は入力に 1 に対応する負のパルス状電圧を入力に印加したときの各部電流電圧の応答を示したものである。

コレクタ電流の応答は式 (3.3) の関係から出力電圧の応答にも等しいのであるが、その応答波形を解析するために次のように四つの部分に分けて考える。

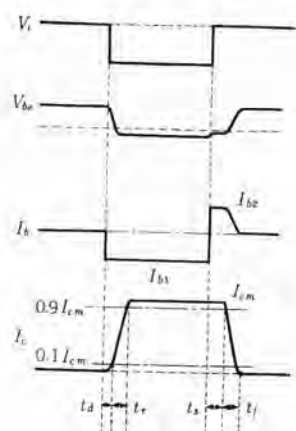


図 3.5 各部電圧電流波形

Fig. 3.5 Voltage and current wave shape in NOR transistor.

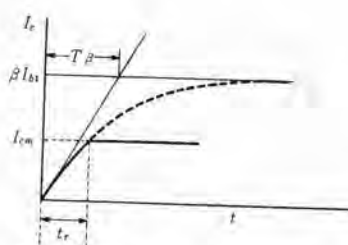


図 3.6 Rise time  $t_r$

Fig. 3.6 Rise time  $t_r$ .

#### (1) delay time: $t_d$

入力が印加されてから出力が最終値の 10% に達するまでの時間で、この間には正に充電されていたベース=エミッタ間の電荷が中和され、コレクタに向かってキャリアが移動し始めるが、まだ実際のコレクタ電流としては表われて来ない。普通この遅れは非常に小さいので、つぎの  $t_r$  に含めて考える場合も多い。

#### (2) rise time: $t_r$

$t_d$  に引き続き、コレクタ電流が最終値の 10% から 90% に達するまでの時間である。短い delay time を経てベース電圧が負になると実際にコレクタ電流が流れ始め、指数関数的に  $\beta I_b$  を目指して増加する。このときの時定数を  $T_\beta$  とするとコレクタ電流の変化は、

$$I_c = \beta I_{b1} (1 - e^{-t/T_\beta}) \quad (3.15)$$

によって示される。(図 3.6 参照)

$T_\beta$  はエミッタ接地における時定数で、ベース接地における時定数を  $T_\alpha$ 、トランジスタのシ断周波数を  $f_\alpha$  とすると、

$$T_\beta = \frac{T_\alpha}{1 - \alpha} = \beta \cdot T_\alpha = \frac{\beta}{2\pi f_\alpha} \quad (3.16)$$

なる関係がある。

実際には  $I_c$  はその最大値

$$I_{cm} = \frac{V_{cc} - V_{ce0}}{R_c} = \frac{V_{cc}}{R_c} \quad (3.17)$$

以上は増加できなく、ここで飽和域に達するから、結局  $t_r$  は  $I_c$  が 0 から  $I_{cm}$  に達するまでの時間となり式 (3.15) から、

$$I_{cm} = \beta I_{b1} (1 - e^{-t_r/T_\beta}) \quad (3.18)$$

を得て、 $t_r$  はこれから、

$$\begin{aligned} t_r &= T_\beta \ln \frac{\beta I_{b1}}{\beta I_{b1} - I_{cm}} \\ &= \frac{\beta}{2\pi f_\alpha} \cdot \ln \frac{1}{1 - I_{cm}/\beta I_{b1}} \quad (3.19) \end{aligned}$$

もし  $I_{cm} \ll \beta I_{b1}$  が成り立つときには近似式として、

$$t_r = T_\beta \frac{I_{cm}}{\beta I_{b1}} = \frac{1}{2\pi f_\alpha} \cdot \frac{I_{cm}}{I_{b1}} \quad (3.20)$$

としてよい。

この関係から rise time はトランジスタの  $\beta$  にはほとんど関係せず、 $f_\alpha$  に逆比例することがわかる。また同じ  $f_\alpha$  のトランジスタでも  $I_{cm}/I_{b1}$  の比を小さくすることによって  $t_r$  を短縮できる。

図 3.7 には  $f_\alpha = 0.7$  Mc の低周波トランジスタについて式 (3.20) により計算した  $t_r$  と実験結果をグラフにしたものを示した。

#### (3) storage time: $t_s$

入力が 0 に戻ってから  $I_c$  が実際に減少し始めるまで



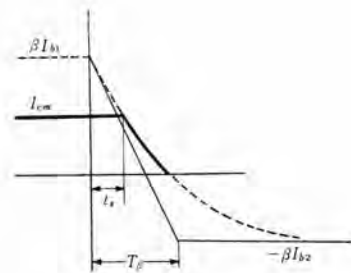
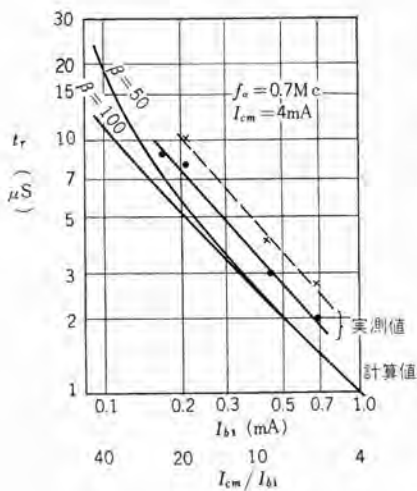


図 3.8 Storage time  $t_s$   
Fig. 3.8 Storage time  $t_s$ .

図 3.7 Rise time  $t_r$  の実測値と計算値の比較  
Fig. 3.7 Measured and calculated values of rise time  $t_r$ .

の時間で、最高値から 10% 低下するまでの時間である。これは前にエミッタから注入されたキャリアが蓄積されているため、これが消滅するのに時間を要するため生じるもので図 3.8 の関係から求められる。 $I_{b2}$  はこの期間にベースから逆流する電流で、バイアス電源から流入するから、

$$I_{b2} = V_{be} / R_t \quad (3.21)$$

$$t_s = T_\beta \ln \frac{\beta(I_{b1} + I_{b2})}{\beta I_{b2} - I_{cm}} \\ = \frac{\beta}{2\pi f_a} \ln \frac{1 + I_{b1}/I_{b2}}{1 + I_{cm}/\beta I_{b2}} \quad (3.22)$$

近似的には、

$$t_s = \frac{\beta}{2\pi f_a} \cdot \frac{1 - I_{cm}/\beta I_{b1}}{1 + I_{b2}/I_{b1}} \quad (3.23)$$

となる。これを  $t_r$  と同様な条件で計算した結果は図 3.9 のようになり、これは  $\beta$  にも大きく依存する。

(4) fall time:  $t_f$

最後に  $I_c$  が 0 に向かって減少して行く時間で、やはり  $T_\beta$  の時定数をもった指数曲線図 3.10 で示される。前と同様な関係で、

$$t_f = \frac{\beta}{2\pi f_a} \ln \left( 1 + \frac{I_{cm}}{\beta I_{b2}} \right) \quad (3.24)$$

$0 \ll \beta I_{b2}'$  のときには、

$$t_f = \frac{\beta}{2\pi f_a} \frac{1}{1 + \beta I_{b2}/I_{cm}} \quad (3.25)$$

となる。これを  $f_a = 0.7 \text{ Mc}$  について示したものが図 3.11 である。

ここで  $t_r$  と  $t_f$  を比べてみよう。 $t_r$  は式 (3.20) から  $I_{b1}$  に反比例するから同じ入力条件に対してはバイアスが浅いほど短くなる。一方  $t_f$  は  $I_{b2}'$  が大きいほど小さくなるから、これは逆にバイアスが深いほど短くなることになる。そこで図 3.5 のような応答で  $t_r = t_f$  の場合の条件を求めると、式 (3.20) および式 (3.25) から次式のようにになる。

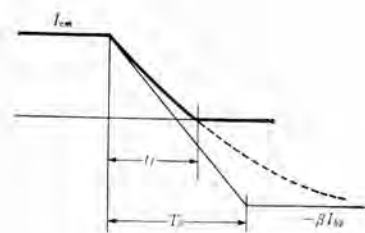


図 3.10 Fall time  $t_f$   
Fig. 3.10 Fall time  $t_f$ .

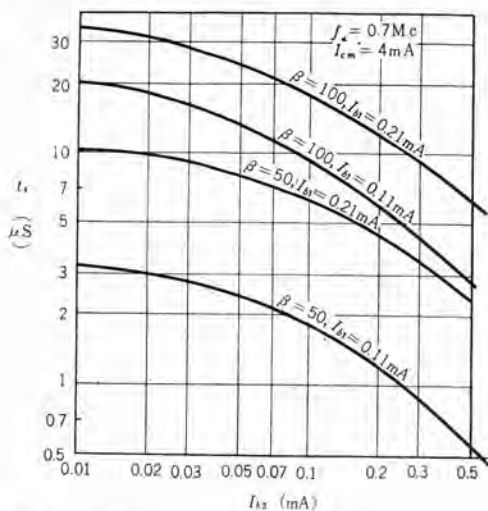


図 3.9 Storage time  $t_s$  の計算値  
Fig. 3.9 Calculated values of storage time  $t_s$ .

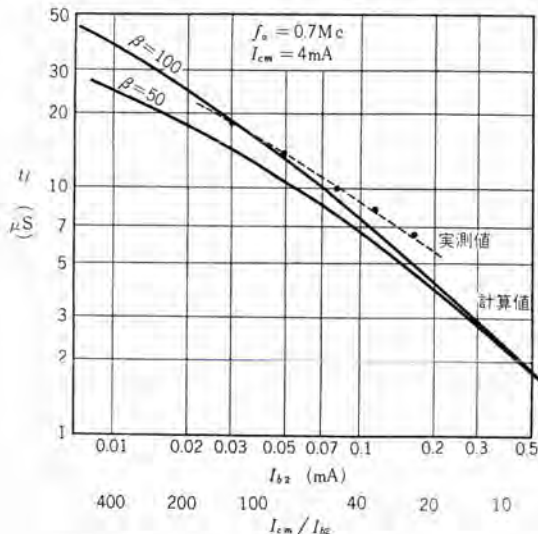


図 3.11 fall time  $t_f$  の実測値と計算値の比較  
Fig. 3.11 Measured and calculated values of fall time  $t_f$ .

$$I_{b1} = I_{b2} + I_{cm}/\beta \quad (3.26)$$

トランジスタが飽和するためには前にも述べたように  $I_{cm} < \beta I_{b1}$  でなくてはならないが、この安全率を  $S$  とすると、

$$I_{b1} = S \cdot I_{cm}/\beta \quad (3.27)$$

となり  $I_{b2}$  は式 (3.26) から

$$I_{b2} = (S - 1) \cdot I_{cm}/\beta \quad (3.28)$$

となる。

これから

$$I_{b1}/I_{b2} = S/(S-1) = 1/(1-1/S) = 1/\delta_0 \dots (3.29)$$

$$\text{ただし} \quad \delta_0 = 1 - 1/S$$

を得る. すなわち  $I_{b1}$  と  $I_{b2}$  の比を  $\delta_0$  の逆数の比になるようにすればよいことが知られる.

実際には NOR への入力の前段 NOR の出力から供給されるが, これは負荷の軽重によって変動するため,  $I_{b1}$  も変化し,  $t_r$  は一定とはならない.  $I_{b2}$  はバイアス電圧により決まり入力には影響されないから  $t_r$  は一定である. このため最小入力電圧  $V_{1\min}$  に対して上述の  $t_r = t_r$  の条件が満足されていても, 入力電圧が  $V_{1\min}$  より高いときは  $t_r < t_r$  となる. この  $t_r$  の変動率はほぼ入力電圧の変動率に等しくなる.

## 4. NOR 回路の設計

### 4.1 入出力数の制限

つぎに NOR 回路の一般的設計法について述べる. NOR 基本回路の出力電圧  $V_{ce}$  は入出力数の軽重により変動する<sup>(1)</sup>. NOR 回路の動作が確実であるためには出力負荷が接続された場合のコレクタ電圧が  $V_{iB}$  以上であることが必要であり, また入力負荷の接続に対しては  $V_{iA}$  以下であることが必要である.

図 4.1 の回路で オフ の状態のトランジスタ  $T_r$  に  $N$  個の出力負荷を接続した場合, 負荷 1 個当たりの電流を  $I_i$  とすればコレクタ電流  $I_c$  は,

$$I_c = NI_i \dots (4.1)$$

$$\text{しかるに} \quad V_{ce} = I_c R_1 + V_{be} \dots (4.2)$$

$$\text{また} \quad V_{ce} = V_{ce0} - I_c R_c \dots (4.3)$$

式 (4.1), (4.2), (4.3) から  $V_{ce}$  を求め,

$$R_1/R_c = \gamma \dots (4.4)$$

とおけば,

$$V_{ce} = \frac{\gamma V_{ce0} + NV_{be}}{N + \gamma} \dots (4.5)$$

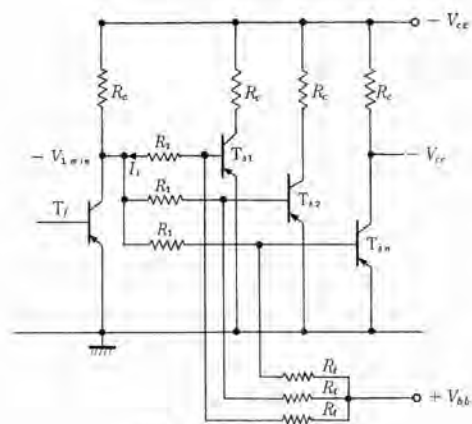


図 4.1 出力数の制限  
Fig. 4.1 Output loading.

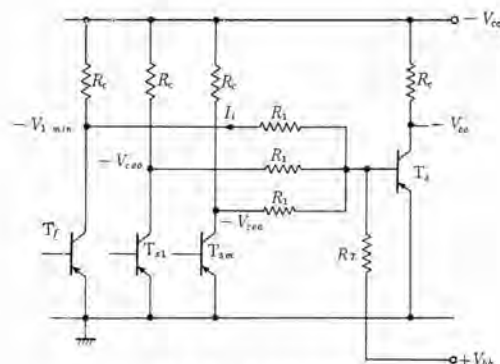


図 4.2 入力数の制限  
Fig. 4.2 Input loading.

NOR 回路を飽和させるに必要な  $V_{ce}$  の許容最小電圧を  $V_{1\min}$  とすれば, 接続しうる出力数  $N$  は次式で与えられる.

$$N = \left[ \frac{V_{ce0} - V_{1\min}}{V_{1\min} - V_{be}} \right] \gamma \dots (4.6)$$

入力回路に負荷が接続された場合の最悪の状態は, 図 4.2 の回路に示すように “オン” の状態のトランジスタ  $T_{S1}, T_{S2}, \dots, T_{S(M-1)}$  を通して接地されている場合である.

この状態のとき  $T_r$  に接続されている  $R_1$  を流れる電流は,

$$I_i = SI_{b\min} + \frac{V_{bb} + V_{be}}{R_t} + \frac{(V_{be} - V_{ce0})(M-1)}{R_1} \dots (4.7)$$

ただし

$I_{b\min}$ : トランジスタを飽和させるのに要するベース電流の最小値

$S$ : 安全率

$V_{ce0}$ : トランジスタ飽和時のコレクタ, エミッタ間電圧  $V_{ce0}$  の許容最大値を  $V_{0\max}$  とすれば, 式 (4.3) から

$$V_{0\max} = V_{ce0} - I_c R_c = V_{ce0} - \beta R_c I_{b\min} \dots (4.8)$$

$$\therefore I_{b\min} = \frac{V_{ce0} - V_{0\max}}{\beta R_c} \dots (4.9)$$

また式 (4.8) で  $V_{ce} = V_{1\min}$  とおき,

$$I_{in} = \frac{V_{1\min} - V_{be}}{R_1} \dots (4.10)$$

式 (4.9) および式 (4.10) を式 (4.7) に代入し整理すれば, 接続しうる入力数  $M$  は式 (4.11) で与えられる.

$$M = \frac{1}{V_{be} - V_{ce0}} \left\{ V_{1\min} - \frac{S}{\beta} \gamma (V_{ce0} - V_{0\max}) - \frac{R_1}{R_t} V_{bb} - \left( 1 + \frac{R_1}{R_t} \right) V_{be} \right\} + 1 \dots (4.11)$$

### 4.2 $\gamma$ と $M$ および $N$ の関係

式 (4.6) および式 (4.11) から  $\gamma$  と  $M$  および  $N$  は密接な関係のあることは明らかであるが, その定量的な関



係が明らかでない。しかし、これらの関係は  $t_r = t_f$  なる条件の  $\delta_0$  を用いることにより関係づけられる。すなわち

$$V_{bb}/R_t = \delta_0 S I_{b \min} \quad (4.12)$$

したがって

$$\frac{R_1}{R_t} V_{bb} = \frac{\delta_0 \gamma S}{\beta} V_{cc} \quad (4.13)$$

となり、これを式 (4.11) に代入して、

$$M = \frac{1}{V_{be} - V_{ce0}} \left\{ V_{1 \min} - \frac{S \gamma}{\beta} (V_{cc} - V_{0 \max}) - \frac{\delta_0 \gamma S}{\beta} V_{cc} - \left(1 + \frac{R_1}{R_t}\right) V_{be} \right\} + 1 \quad (4.14)$$

バイアス電圧  $V_{bb}$  が高く、 $R_1 \ll R_t$  なるとき、式 (4.14) は、

$$M = \frac{1}{V_{be} - V_{ce0}} \left\{ V_{1 \min} - \frac{S \gamma}{\beta} [(1 + \delta_0) V_{cc} - V_{0 \max}] - V_{be} \right\} + 1 \quad (4.15)$$

ゆえに、

$$V_{1 \min} = (M - 1) (V_{be} - V_{ce0}) + \frac{S \gamma}{\beta} [(1 + \delta_0) V_{cc} - V_{0 \max}] + V_{be} \quad (4.16)$$

NOR 回路の出力電圧  $V_{ce}$  は入出力条件が最悪の場合でも  $V_{1 \min}$  以上であるべきで、これに対する  $\gamma$  と  $M$  および  $N$  の関係は式 (4.5)、(4.16) の連立方程式の解として得られる。

図 4.3 は  $V_{cc} = -12 \text{ V}$ ,  $V_{be} = -0.25 \text{ V}$ ,  $V_{ce0} = 0.05 \text{ V}$ ,  $V_{0 \max} \ll V_{cc}$  ゆえこれを無視した場合の式 (4.5) および式 (4.16) の関係を示すものである。

なお、図 4.3 から明らかなように  $V_{1 \min}$  の値の  $M$  による変化はあまり大きくないゆえ、任意の  $V_{cc}$ ,  $N$  ( $M=1$  とする) に対する  $\gamma$  の概略値を知るには次のように規格化しておくと便利である。すなわち、

$\gamma V_{cc} \ll N V_{be}$  と考え式 (4.5) および式 (4.16) から

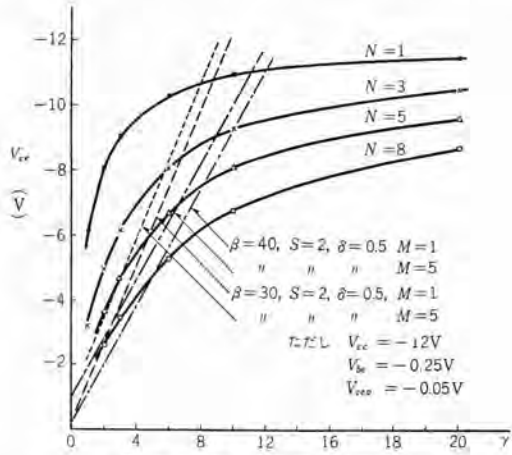


図 4.3  $V_{ce}$  の負荷特性曲線  
Fig. 4.3 Loading characteristics curve of  $V_{ce}$ .

$$V_{1 \min} = \frac{S \gamma}{\beta} (1 + \delta_0) V_{cc} \quad (4.17)$$

$$V_{ce} = \frac{\gamma V_{cc}}{N + \gamma} \quad (4.18)$$

式 (4.17)、(4.18) を規格化して、

$$\kappa = \frac{V_{1 \min}}{V_{cc}} = \frac{S \gamma}{\beta} (1 + \delta_0) \quad (4.19)$$

$$\xi = \frac{V_{ce}}{V_{cc}} = \frac{\gamma}{N + \gamma} \quad (4.20)$$

とおけば  $\kappa = \xi$  の点を与えられた  $N$  に対する  $\gamma$  の値である。これを図示したのが図 4.4 である。

### 4.3 温度によるトランジスタ定数の変化

NOR 基本回路の制御特性は図 4.5 のように温度により変化する。温度上昇とともに制御し始める  $V_{iA}$  が減少しているのは  $I_{c0}$  の増加によるためであり、 $V_i = 0$  でトランジスタを開路状態にするにはつねに、

$$\frac{V_{bb} + V_{be}}{R_t} > I_{c0 \max} \quad (4.21)$$

であることが必要である。

また、温度の低下とともに全制御に要する入力電圧  $V_{iB} - V_{iA}$  が増加しているのは、電流利得の減少によるものである。

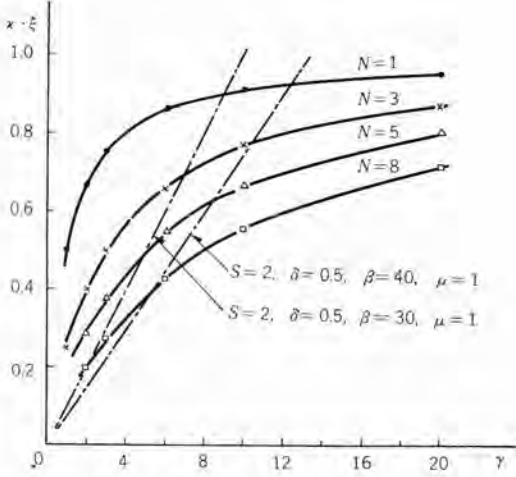


図 4.4 規格化された負荷特性曲線  
Fig. 4.4 Normalized loading characteristics curve.

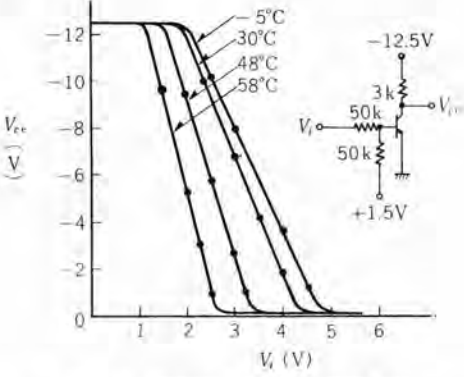


図 4.5 温度による制御特性の変化  
Fig. 4.5 Temperature effect on control characteristics.

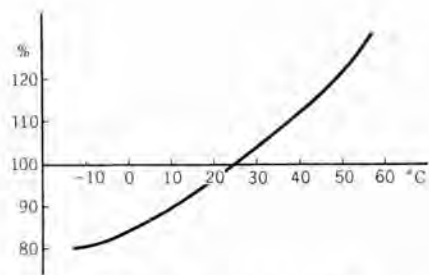


図 4.6 温度による  $\beta$  の変化

Fig. 4.6 Temperature effects on  $\beta$ .

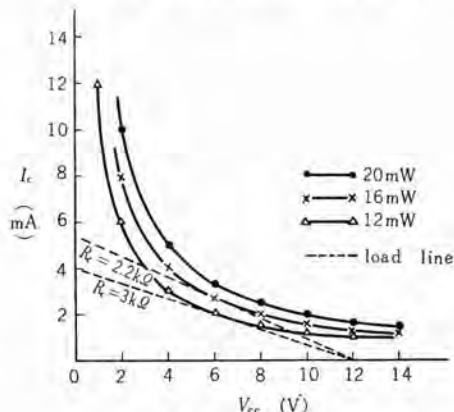


図 4.8 コレクタ損失

Fig. 4.8 Collector losses.

したがって NOR 回路の設計には  $I_{c0}$ ,  $\beta$  の温度変化を考慮しなければならない。

図 4.6 は温度による  $I_{c0}$  の変化を、また図 4.9 は  $\beta$  の変化を図示したものである。

#### 4.4 NOR 回路設計法

4.1, 4.2 の結果を用いた NOR 回路の一般的設計法について述べよう。

$R_c$ : NOR 回路はトランジスタのオン、オフ動作であり、したがって コレクタ損失 は過渡特性により決まるのであるが、最悪の状態を考えた場合いかなる動作点にあって も コレクタ損失 はトランジスタ の許容最大損失以下であることが望ましい。

接合部分の温度上昇は コレクタ損失 に比例するものとするれば、温度上昇  $\theta$  は一般に次式で表わされる。

$$\theta = P_c / A \quad (4.22)$$

いま  $T_1^\circ\text{C}$ ,  $T_2^\circ\text{C}$  における 最大コレクタ損失 を  $P_{c1}$ ,  $P_{c2}$  とすれば接合部分の許容温度  $\theta_{\max}$  および  $A$  は、

$$\theta_{\max} = (P_{c1}T_2 - P_{c2}T_1) / (P_{c1} - P_{c2}) \quad (4.23)$$

$$A = P_{c1} - P_{c2} / T_2 - T_1 \quad (4.24)$$

で表わされる。NOR 要素のケース内部温度 を  $\theta_0^\circ\text{C}$  とすれば動作時に許される コレクタ損失 の最大値  $P_{c\max}$  は式 (4.22), (4.23), (4.24) から

$$\begin{aligned} P_{c\max}' &= A(\theta_{\max} - \theta_0) \\ &= \frac{P_{c1} - P_{c2}}{T_2 - T_1} \left\{ \frac{P_{c1}T_2 - P_{c2}T_1}{P_{c1} - P_{c2}} - \theta_0 \right\} \quad (4.25) \end{aligned}$$

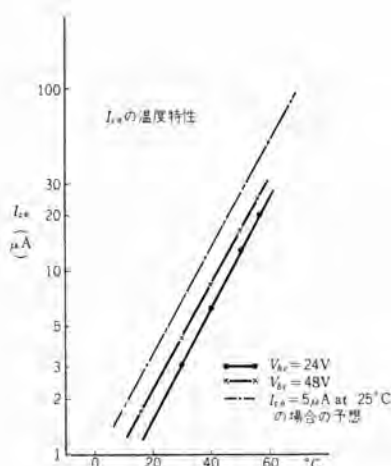


図 4.7  $I_{c0}$  の温度特性

Fig. 4.7 Temperature characteristics of  $I_{c0}$ .

で与えられる。コレクタ損失 に対する安全率を  $\alpha$  とすれば コレクタ損失 はつねに  $P_{c\max} = \alpha P_{c\max}'$  以下であることから  $R_c$  の最小値は図 4.8 に示すように接線の勾配で与えられる。

$R_1$ : トランジスタ の  $\beta_{at25^\circ\text{C}}$  の最小値を  $\beta$  とする。使用温度範囲の最低温度における  $\beta$  の最小値は図 4.7 から求められる。電源変動、抵抗のパラツキ、過飽和領域における  $\beta$  の減少を考慮して  $S$  を定め、 $t_r = t_f$  の条件のもとに  $\delta_0$  を求め、図 4.3 あるいは

図 4.4 から希望の  $M$ ,  $N$  に対する  $\gamma$  が求められる。

$R_1 = \gamma R_c$  ゆえこれから  $R_1$  を算出する。

$R_L$ : 式 (4.12) から  $R_L$  は式 (4.19) で求められる。

$$R_L = \beta R_c V_{bb} / \delta_0 S V_{cc} \quad (4.26)$$

ここで注意すべきことは NOR 回路はつねに式 (4.21) を満たしていることが必要である。したがって求めた  $R_1$  に対して

$$I_T = V_{bb} + V_{be} / R_L > I_{c0\max}$$

かどうかを検討し式 (4.21) を満足しないときには  $R_c$  を減少させ改めて上記の計算をする。なお  $I_{c0\max}$  は図 4.6 から求まる最高使用温度の  $I_{c0}$  である。

## 5. 応 用

### 5.1 NOR シミュレータ

論理要素としての NOR の動作は 2 節で述べたとおりでこれによってあらゆる論理制御回路の設計を行なう。この設計の手助けや、でき上がった回路の検討をす

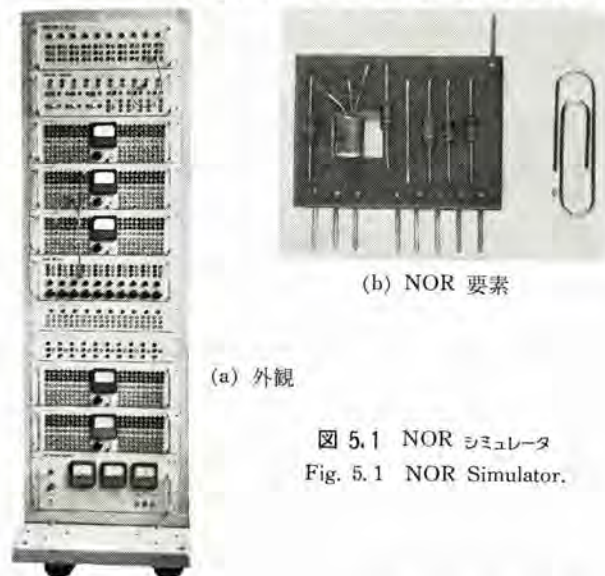


図 5.1 NOR シミュレータ

Fig. 5.1 NOR Simulator.



るために作られたのが NOR シミュレータでその外形は図 5.1 のようなものである。その構成は次のようになっている。

(1) NOR エlementパネル 5 個

各パネルには標準の NOR Element が 20 個ずつはっており、おのおの NOR は 3 入力であるが外部から付加抵抗を接続すればさらに多入力にも使うことができる。

(2) TIME DELAY パネル 1 個

図 2.3 に示したような CR 形の時間遅れ回路 10 組を含む。時限は 3 段切換え、連続可変で 0.5~30 秒となっている。

(3) 付加抵抗パネル 1 個

NOR の入力数を増加するための入力抵抗群で、3 入力ずつのもの 10 組を含んでいる。

(4) エミッタ・フォロワ・パネル 1 個

真空管の カソードフォロワ に相当する エミッタフォロワ 10 個を収容したもので、論理的には入力と出力は同等で、この間に パワ増幅 するのが目的である。

(5) リレー および 表示ランプパネル 1 個

NOR によって 小形リレー を駆動し、その接点を出力とすると同時に他の接点で ランプ を点灯し動作表示を明らかにするようにしたもので、10 組の同じ回路を含んでいる。

(6) 制御スイッチパネル 1 個

回路への入力を開閉したり、回線の切換えを行なったりするためのスイッチ類 12 個を取付けたものである。

(7) 電源パネル 1 個

トランジスタの安定電源により  $\pm 12V$  を作っている。

以上の各 Element はその入出力端子がパネル面に引出してあるから接続コードで任意の回路を構成し検討できるようにになっている。

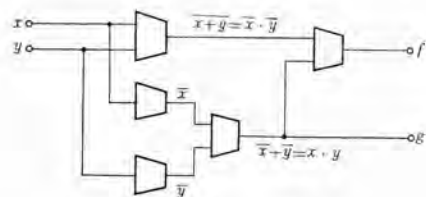


図 5.2 NOR 半加算器  
Fig. 5.2 NOR half adder.

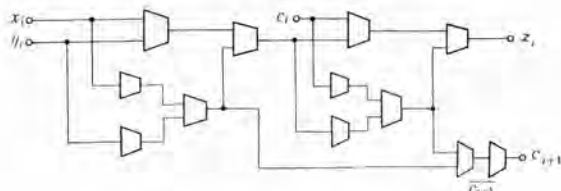


図 5.3 NOR 全加算器 (1)  
Fig. 5.3 NOR full adder (1).

## 5.2 加算回路

つぎに組合せ論理回路への応用例として 2 進の加算回路について述べる。いま 1 ケタの 2 進数  $x, y$  の和  $w$  を作るとき、 $w$  の下のケタを  $f$ , 上のケタを  $g$  とすると  $x, y$  に対する  $f, g$  は表 5.1 のようになる。これから、

$$\left. \begin{aligned} f &= x \cdot y + \bar{x} \cdot \bar{y} \\ g &= x \cdot y \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5.1)$$

が得られる。これを NOR に合うように変形すると、

$$\left. \begin{aligned} f &= x \cdot y + \bar{x} \cdot \bar{y} = (\bar{x} + y) \cdot (x + \bar{y}) \\ &= \overline{x \cdot y + \bar{x} \cdot \bar{y}} = \overline{g + (\bar{x} + \bar{y})} \\ g &= x \cdot y = (\bar{x} + \bar{y}) \end{aligned} \right\} \dots\dots (5.2)$$

となるから、図 5.2 のような NOR 回路が得られる。これがいわゆる半加算器 (Half Adder) と呼ばれているものである。

実際にはこの和  $w$  にさらに下のケタからのケタ上がり  $C$  が加わるから、同じ操作を  $w + C$  について行なうと図 5.3 のようになる。これで完全な 2 進数の加算を行なうための 1 ケタ分が実現したわけで、これを全加算器 (Full Adder) と呼んでいる。

全加算器は表 5.2 の真値表から直接式の変換を行なって導き出すこともできる。和  $Z_i$  とケタ上がり  $C_{i+1}$  は、

$$\begin{aligned} Z_i &= x_i \cdot y_i \cdot C_i + \bar{x}_i \cdot y_i \cdot \bar{C}_i \\ &\quad + x_i \cdot \bar{y}_i \cdot \bar{C}_i + \bar{x}_i \cdot \bar{y}_i \cdot C_i \dots\dots\dots (5.3) \end{aligned}$$

表 5.1 半加算器の真値表

$x$	$y$	$f$	$g$
0	0	0	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	0	1

表 5.2 全加算器の真値表

$x_i$	$y_i$	$c_i$	$Z_i$	$C_{i+1}$
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

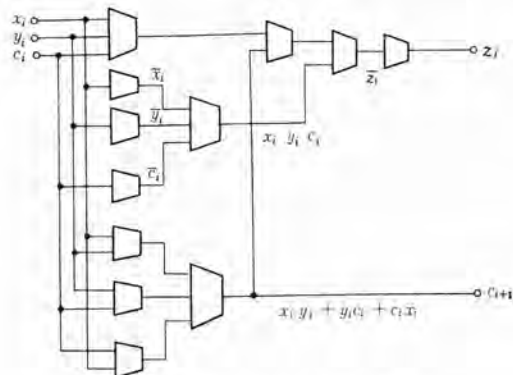


図 5.4 NOR 全加算器 (2)  
Fig. 5.4 NOR full adder (2).

$$C_{i+1} = x_i \cdot y_i \cdot C_i + x_i \cdot \bar{y}_i \cdot C_i + x_i \cdot y_i \cdot \bar{C}_i + x_i \cdot \bar{y}_i \cdot \bar{C}_i \dots (5.4)$$

となるからこれを変形して、

$$Z_i = [(x_i + y_i + C_i) + C_{i+1}] + (\bar{x}_i + \bar{y}_i + \bar{C}_i) \dots (5.5)$$

$$C_{i+1} = [(x_i + y_i) + (y_i + C_i) + (C_i + x_i)] \dots (5.6)$$

を得る。これを NOR で実現すると図 5.4 のような全加算回路ができる。

### 5.3 2 進計数回路

つぎにシーケンス制御回路の例として 2 進計数回路の構成を簡単に説明しよう。シーケンス回路ではその出力は入力だけの関数ではなく、出力や時間の関数でもあるために組合せ論理回路のように簡単な論理方程式で設計することはできない。

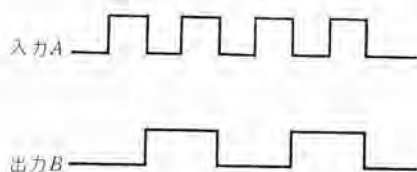


図 5.5 2 進計数回路の入力と出力

Fig. 5.5 Input and output of binary counter.

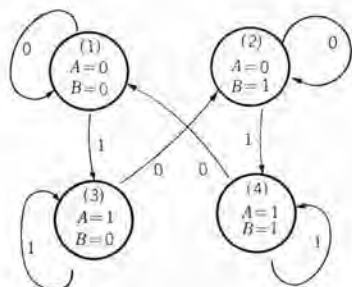


図 5.6 2 進計数における state の移行 (1)

Fig. 5.6 Transition of states in binary counter.

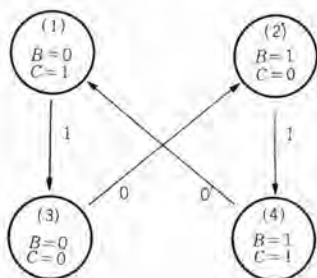
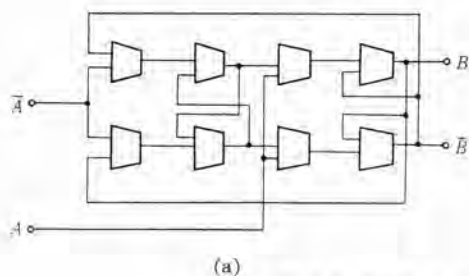
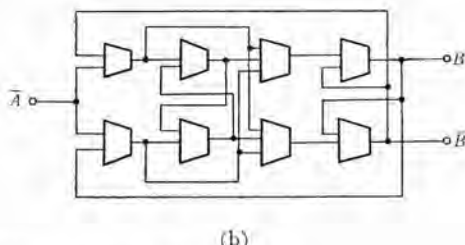


図 5.7 2 進計数における state の移行 (2)

Fig. 5.7 Transition of states in binary counter.



(a)



(b)

図 5.8 NOR による binary counter (1)

Fig. 5.8 Binary counter using NOR's (1).

2 進計数回路では入力 A が 1 から 0 に転ずるときに出力 B の状態が反転する様子は図 5.5 に示すとおりである。これから A および B による四つの状態 (state) が、入力 A の変化でどのように変わるかを示すと図 5.6 のようになる。四つの状態を図 5.6 のように (AB) で表わしておくと 00→11, 10→01 のように AB 同時に変化するので、これを (CB) の組で図 5.7 のように表わしてつねに C, B のうち一方しか変化しないようにする。このようにして C と B を MEMORY で実現し、そのセット、リセット 信号を  $C_S, C_R, B_S, B_R$  とすると、図 5.7 の関係から、

$$C_S = B \cdot A, C_R = \bar{B} \cdot A \dots (5.7)$$

$$B_S = \bar{C} \cdot \bar{A}, B_R = C \cdot \bar{A} \dots (5.8)$$

を得るから NOR 回路向きに変形して

$$C_S = \overline{B+A}, C_R = \overline{B+A} \dots (5.9)$$

$$B_S = \overline{C+A}, B_R = \overline{C+A} \dots (5.10)$$

となる。これから図 5.8 (a) のような NOR 計数回路が得られる。また式 (5.7) から

$$C_S + C_R = A(B + \bar{B}) = A \dots (5.11)$$

であるから式 (5.10) の A の代わりに  $C_S + C_R$  を用いると図 5.8 (b) のようになる。このようにして構成された計数回路は動作がきわめて確実に安定度が高いが、1 ケタ当たり 8 個の NOR を要する点が欠点である。

これを RC の時間遅れを用いて改善し、1 ケタ当たり 5 個で安定に動作する計数回路としたのが図 5.9 の結果である。

この回路では入力の RC 微分回路の時定数と、遅延用

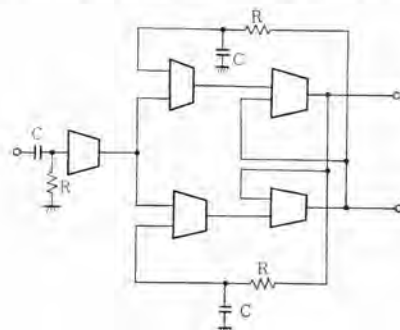


図 5.9 RC 遅延回路を用いた NOR 計数回路

Fig. 5.9 NOR counter using RC delay circuits.



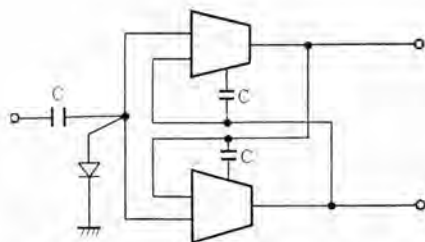


図 5.10 結合コンデンサを用いた NOR 計数回路

Fig. 5.10 NOR Counter using coupling capacitor.

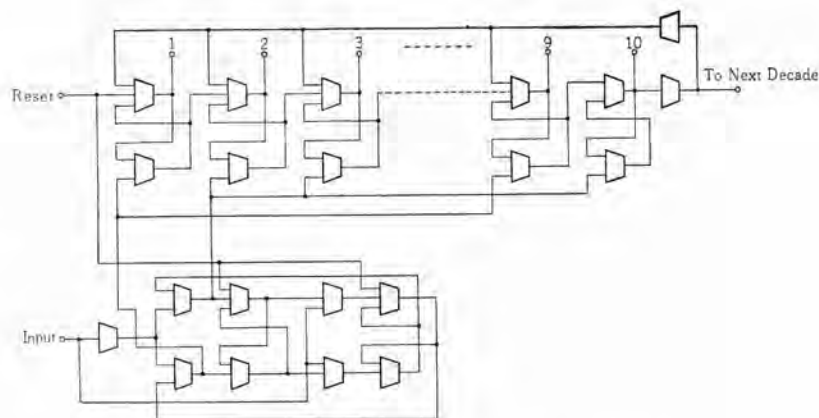


図 5.11 漸進形 10 進計数器

Fig. 5.11 Progressive decimal counter.

の RC 積分回路の時定数をうまく合わせておけば非常に安定に動作する。

また一般に用いられているように結合コンデンサを用いたフリップフロップは 2 個のトランジスタで構成されているが、NOR でもこれに若干の部品を付加して実現することができる。(図 5.10)<sup>(3)</sup> この方式は電圧変動、パラメータ変動などに対して NOR ほど安定でないという欠点があり、NOR 回路中に使用するには慎重を要する。

こうした 2 進計数回路を基礎にして 10 進あるいは 2 進符化 10 進の計数回路を構成する方法は普通の論理要素の場合と同様であるが、ここでは図 5.8 (a) の 2 進計数回路を 10 組の NOR MEMORY と組合せた 10 進計数回路の実例<sup>(2)</sup>を図 5.11 に示す。

## 6. む す び

以上 トランジスタ NOR の基本特性、設計ならびに基本的な論理回路への応用について述べて来た。最初に述べたように NOR では トランジスタ を完全な スイッチングモードで使用するため、設計において考慮してある条件内ならばたとえ トランジスタ の定数に変化を生じて、その動作特性にはほとんど影響せず、安定確実に働くことが確認されている。さらに最近ではトランジスタ自体の質も向上し、今後 シリコントランジスタ も実用にはいれば高温における問題も緩和される。

また動作速度の問題はコレクタ側にダイオード回路を付加することによってトランジスタの飽和を避け、Storage time の短縮を行なうことができる。また入力負荷数の制約も、入力抵抗をダイオードで置き換えれば取除かれるから、このような形のものも用途によっては用いられて行くであろう<sup>(4)</sup>。

実際的な応用面に関してはその範囲を限定することは困難であるが、現在すでに実用化されているものには工作機械のシーケンス制御<sup>(3)</sup>、エレベータの制御、その他製鉄製紙などの各種 モータ の制御などがある。いずれにせよ、NOR はその簡単な構造と高い信頼性、互換性という特長をもつため工業制御用には非常に適したもので、今後ますます発展を見るであろう。(35-9-11 受付)

## 参 考 文 献

- (1) W. D. Rane, G. H. Royer: Transistor NOR Circuit Design, AIEE, pp. 263~7 (July 1957).
- (2) W. M. Kaufman, T. A. Jeeves: A. Transistorized Digital Control System with Precision Indication of the Controlled Variable, AIEE, CP 58-232.
- (3) G. Richard, F. G. Dahlin: Transistor NOR's Used in Spot-Welder Feedback Control.
- (4) Dale P. Masher: The Design of Diode-Transistor NOR Circuits, IRE, pp. 15~24 (Mar. 1960).

# トランジスタリレー制御方式

名古屋製作所

吉田 太郎\*・酒井 靖夫\*・宮 幸 助\*

## Transistor-Relay Static Switching System

Nagoya Works

Tarō YOSHIDA・Yasuo SAKAI・Kōsuke MIYA

A transistorized static switching system has been developed so as to be smaller in structure, more economical and more practicable in operation than a magnetic amplifier type one. The logic circuits consisting principally of NOR elements, it is provided with more twenty kinds of standard elements involving a special NOR element of a memory circuit free from misoperation by switching surges and a time delay element. Moreover, the contactless push button, the limit switch and other input devices have been transistorized. A transistorized output amplifier has been also standardized from 5 to 100 watts rating. The control systems, then, have been all turned static except for the main circuits of motors. The transistor relays can be used for general purpose with ease from the viewpoint of technic and economy.

### 1. ま え が き

工作機械・繊維機械・荷役機械など、一般工業機械においても最近自動化とか自動制御などと、制御装置はかなり複雑になり高級になってきている。このため制御装置に使用される継電器の数が増えるとともに動作ひん度も高くなり、したがって寿命の長い誤動作の少ない信頼性の高い継電器の必要性がとくに大きくなってきた。

これらの要求に対して継電器の改良研究はつねに行なわれているが、電磁継電器にはこのもの固有の欠陥がある。すなわち機械的な損耗と接触不良の問題で、機械的な可動部分がある限り摩擦による故障はなくなり、電気回路を開閉する接点がある限り接触不良による誤動作は避けられない。

これに対するもっとも本質的な解決方法は、動かない、接点のない継電器を作ること、こういう要望に答えて静止式無接点継電器が生まれてきたのである。

当社においてはいち早く磁気増幅器を応用した無接点継電器「サイパック」を開発し、各種の分野に应用が進められている。

これから紹介するトランジスタリレー方式はトランジスタを応用した無接点継電方式で、従来の磁気増幅器式のものに比べてより小形、安価を目的とし、技術的にも経済的にも一般的に使用しやすい実用的な無接点継電方式として開発したものである。

現在、各方面に実用化が進められており、また1年近くの實用実績と数千個の製作実績をもってここに製品の紹介を行なうとともに今後の実用化を促進したい考えである。

従来の電磁継電器に相当するトランジスタ論理回路、ならびに記憶回路、時限回路などがトランジスタリレー方式の主幹となっているが、このほかに無接点のトランジスタ化された押しボタン、リミットスイッチなどの入力装置、電流リレー、電圧リレーなどの計測入力装置、ならびに電磁接触器などを直接動作させるトランジスタ出力装置なども開発され、入口から出口まで制御系全体が無接点化されるようになった。

しかもこれらが従来の制御方式のばあいと同程度の気安さ（技術的にも、経済的にも）で実施できるようになったことにとくに意味があり、無接点継電方式というのが特別な用途に対するものではなく、ごく一般的な用途に対しても気軽に実用されるものになってきたのである。

これからその概要を説明しよう。

### 2. トランジスタリレーの継電方式と動作原理

電磁継電器などによる制御とは、一般的には信号の伝達と組合せを意味するもので、たとえばいくつかの入力（押しボタンとかリミットスイッチ）が制御回路にはいったばあい、その組合せによっていくつかの出力が出るとすれば、図2.1 制御回路においてはこれらの信号の組合せ、伝達が行なわれているのである。

そしてこれらの継電動作というものは、論理関数とし

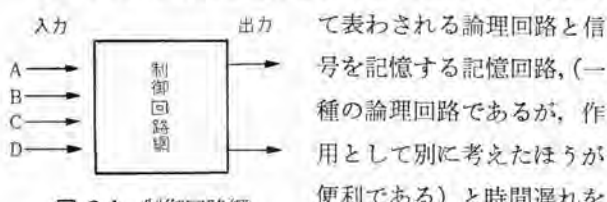


図 2.1 制御回路網

Fig. 2.1 Control network.



### (1) NOR 回路

P-N-P形トランジスタを  
エミッタ接地とし、コレク  
タより抵抗  $R_C$  を通じて

なおコレクタベース暗電流 ( $I_{CB}$ ) が増幅されるのを防ぐ意味からベースにバイアス電流 ( $I_T$ ) を流す。(ベースより抵抗  $R_T$  を通じ+電源  $E_B$  に接続する.)

この関係は大体  $I_C = \beta I_B$  となる.

(ここに $\beta$ は電流増幅率で、普通大体 50 以上である.)

コクタ電圧はコクタ抵抗  $R_c$  によりコクタ電流が増加するにしたがって減少し、入力電流に対するコクタ電流電圧特性は図 2.4 に

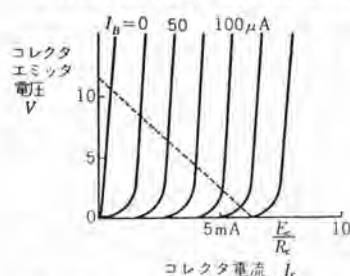


図 2.3 コレクタ電圧，電流特性  
Fig. 2.3 Collector voltage-current characteristics.

示すような曲線になる。

ここに A 点は  $I_T - I_{CO}$ , B 点は  $I_T - I_{CO} + \frac{1}{\beta} \frac{E_c}{R_c}$  で、リレー作用としてはこの A 点以下と B 点以上の二つの領域を使用し、入力はずいぶん A 点以下か B 点以上になるようにすれば、入力が off (入力電流が A 以下) の場合は

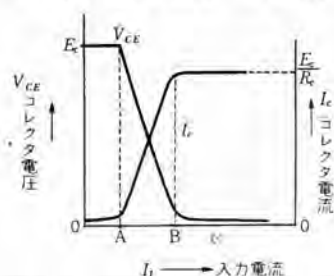


図 2.4 入力電流—コレクタ電圧, 電流特性  
Fig. 2.4 Input current-collector voltage & current characteristics.

出力は on になり、入力が on(入力電流が B 以上) の場合は出力は off となる。

この動作は論理要素  
の NOT の作用である。

つぎに図 2.5 に示すように入力抵抗を 3 個並列に接続すると、い

ずれかの入力が on ならば出力は off, すべての入力が off になると出力が on になる。この動作は NOT の前に OR が接続されたことに相当し、これを NOR と称する。(図 2.6)

これがトランジスタリレー  
における論理回路の基  
本形となっている。

## (2) 論理回路

一般に信号の伝達、

組合せは論理回路として表わされ，これらはAND(論理積) OR(論

理和) NOT (否定) の3種類の論理要素によって組立てられる。しかしこれらは NOR という一種の論理要素で表すこともでき、トランジスタリレーにおいてはこの NOR 要素だけですべての論理回路を表わそうというものである。

たとえば AND は図 2.7 に示すように NOR の入力の前に NOT をつけたものに等しい。

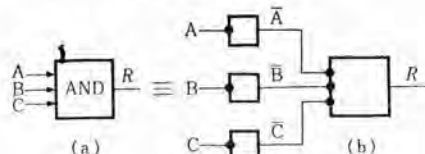


図 2.7 AND の NOR 変換  
Fig. 2.7 Translate AND to NOR.

NOR というものは on 信号の OR と NOT を接続したものと考えるが、換言すれば NOR は off 信号の AND とも考えることができる。

すなわちすべての off 信号がはいったとき出力が出ると考えれば AND と同様の作用であり、AND が不要であることが容易に理解されよう。

つぎに OR 回路は NOR の前半にはいつているものであるからこれだけ分離して考える必要はないが、図 2.8 のように NOR の後に NOR を接続すれば OR になる。

以上のように AND 要素, OR 要素は簡単に NOR 要素によって表わされるので, AND, OR 要素がなくてもなんら不便ではない, また実際の例で AND, OR, N

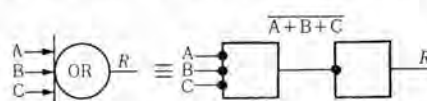


図 2.8 OR の NOR 変換  
Fig. 2.8 Translate OR to NOR.

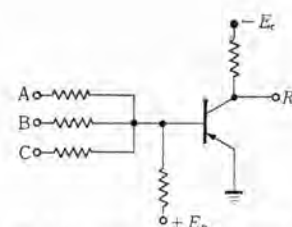


図 2.5 トランジスタ NOR 回路  
Fig. 2.5 Transistor NOR circuit.

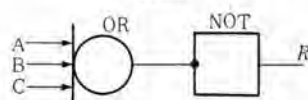


図 2.6 OR+NOT と NOR  
のブロック図

Fig. 2.6 Block diagram of  
OR+NOT & NOR.

OT の 3 種類の論理要素で組んだばあいと、NOR 1 種類で組んだばあいを比較してみてもその要素の個数はほとんど同程度である。

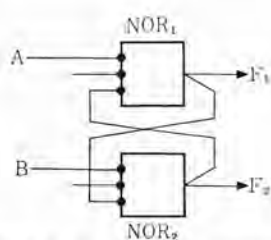


図 2.9 NOR による記憶回路  
Fig. 2.9 Memory by NOR element.

## 2.2 記憶回路

制御回路には論理回路のほかに信号を記憶する作用が必要である。

これは電磁継電器における自己保持回路に相当し、2 個の NOR 要素によって作ることができる。(図 2.9 参照) すなわちそれぞれ一方の出力を他方の入力に入れるよう接続する。

この動作は、たとえば A に入力があるとき NOR<sub>1</sub> は 0 (off)、NOR<sub>2</sub> には入力がないので NOR<sub>2</sub> は 1 (on) となる。この出力が NOR<sub>1</sub> にはいり、NOR<sub>1</sub> を 0 (off) に保つ。

したがって A 入力なくなってもこのままの状態 ( $F_1=0, F_2=1$ ) を保持する。つぎに B に入力があるとき NOR<sub>2</sub> は 0 (off) となり、今まで NOR<sub>1</sub> にはいっていた NOR<sub>2</sub> からの入力なくなるので NOR<sub>1</sub> は 1 (on) となる。

そしてこの出力により NOR<sub>2</sub> を off に保つ。すなわち NOR<sub>2</sub> に入力があるとき NOR<sub>1,2</sub> の状態は反転し、 $F_1=1, F_2=0$  となり、この状態を保持する。

このようにして記憶回路は 2 個の NOR 要素によって組むことができるが、普通の NOR 要素で組んだ場合一つの大きな問題がある。

それは電動機などの主回路、あるいは電磁接触器などの制御回路を接点によって開閉するとき発生する開閉サージによって記憶回路が誤動作することである。

一般にトランジスタの動作速度は数  $\mu\text{sec}$  以下できわめて速いが、一方数  $\mu\text{sec}$  程度の短時間の入力に対しても動作してしまう欠陥がある。

また、電源電圧が 0 になるとたとえそれが数  $\mu\text{sec}$  の短時間であっても前の記憶がなくなってしまう、ふたたび電源が正常な状態にもどっても記憶回路は前と同じ状態になるとは限らない。

接点回路の開閉によるサージはいろいろな所から飛び込むが、電源よりはいいこれが重畳されてきわめて短時間ではあるがコレクタ電源電圧を 0 にすることがあり、これによる誤動作が多いようである。

このような問題に対し一般的にはトランジスタ制御回路にフィルタによるサージ吸収装置を設けたり、あるいは誤動作検出回路を設けて誤動作を防いだり少なくしたりし

ているが、これらの保護回路は完全に行なうことが非常にむずかしく、あるいは複雑になり実用的でない。

われわれはこの問題をつぎに述べるような簡単な方法で解決した。

それは一定時間記憶を保持する フリップフロップ 用 NOR 要素 (3F, 2F, LF など) をとくに設け、これによって記憶回路を組むようにした。

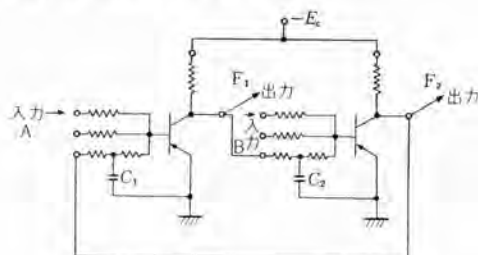


図 2.10 3F 要素による記憶回路  
Fig. 2.10 Memory by 3F element.

すなわち図 2.10, 2.11

に示すように、記憶作用を行なうフィードバック用入力端子にコンデンサを付加することにより、短時間の入力によっては反転しないように、あるいは短時間の電圧降下に対しても前の状態の

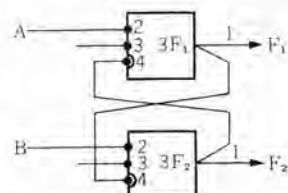


図 2.11 3F 要素による記憶回路  
Fig. 2.11 Memory by 3F element.

記憶を保持するようにしている。

換言すれば一定時間持続した信号がいらないければ動作しない記憶回路を作るようにした。

たとえば  $F_1$  が 1、 $F_2$  が 0 の場合は定常状態においては  $C_2$  が充電され、数 V の電圧をもっているが、 $C_1$  は 0 電位である。

A 端子に入力がある場合を考えると、まず  $F_1$  は直ちに導通しその出力は 0 になるが、 $C_2$  はすぐには放電せず  $F_2$  はいぜんとして導通している。

したがって  $C_1$  もそのままであり、ここから  $F_1$  へは入力はいらない。もし A 端子への入力が数 msec 持続すると  $C_2$  は放電し、 $F_2$  が on (1) となり、つぎに  $C_1$  が充電を始める。そしてある程度充電が進んだとき初めて  $F_1$  が保持されることになる。

しかるに A 端子への入力が非常に短時間であれば、すなわち  $C_2$  が十分放電しない前に入力がなくなれば、また元の状態にもどることになる。

このようにすることにより、開閉サージなどの非常に短時間 (msec 以下) のじょう乱に対しては記憶回路はなんら影響を受けなくなった。

しかしこのために制御回路の動作速度が犠牲になってはよくないが図 2.10 を見ればわかるように、A 入力に



対する  $F_1$  の出力, あるいは B 入力に対する  $F_2$  の出力は時間の遅れなしで動作する. したがって出力のとり方を適当に考慮すれば 信号の伝達は  $\mu\text{sec}$  のオーダーで行なわれ, 直列に多くの記憶回路が接続されても, 動作速度は遅くならない.

このフリップフロップ用 NOR 要素は, さらに論理回路の切換えの際若干の遅延動作を必要とするばあい有効に利用される. すなわち第 4 の端子  $\Phi$  は遅延入力端子として利用できる.

フリップフロップ記憶回路は停電によって 前の記憶はなくなり, ふたたび電源が復帰したときいずれの状態に復帰するかあらかじめ定めることができない.

そこで電源が復帰したばあいつねに一定方向 (たとえば  $F_1=1, F_2=0$ ) にリセットさせたいときは, 電源が復帰すると同時に短時間  $F_2$  の入力にリセット信号を入れるようにする. これは押しボタンにより行なう方法と, 自動的にリセット信号を出すものがある.

(これは RP, SN, RS, PN の各要素を組合せて使用する.)

また前の記憶の状態にふたたびもどる必要があるばあいには, 永久記憶回路を使用する. これは図 2.12 に示すように 前の状態をリアクトルの鉄心に記憶させておく.

すなわち  $RM_1$  が 0,  $RM_2$  が 1 の場合は, リアクトル 1 は一次が, リアクトル 2 は二次が励磁されている.

(磁束の状態はたとえば リアクトル 1 は上 1, リアクトル 2 は下 3 に飽和している). 停電になっても 磁束はそれぞれ 2.4 の位置に残っているので, つぎにふたたび電源が復帰したときは リアクトル 1 は一次電流が通りやすく, リアクトル 2 は一次電流が通りにくい. したがって  $RM_1$  は導通し (出力 = 0),  $RM_2$  は不導通 (出力 = 1) となり, 元の状態にもどる.

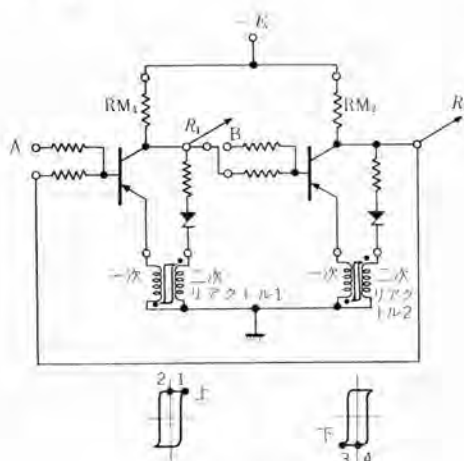


図 2.12 永久記憶回路  
Fig. 2.12 Retentive memory.

## 2.3 遅延回路

入力信号が与えられてから出力がでるまでに時間遅れの必要な場合がある.

トランジスタリレーにおいては抵抗とコンデンサを使用し, 抵抗を通じてコンデンサに充電するのに要する時間によって遅延動作を行なうようにしている.

具体的にはコンデンサの出力をゼナーダイオードを通じて出す方法と, トランジスタにより増幅して出す方法とがあり, 現在のところ一応この 2 種類のものを設けている.

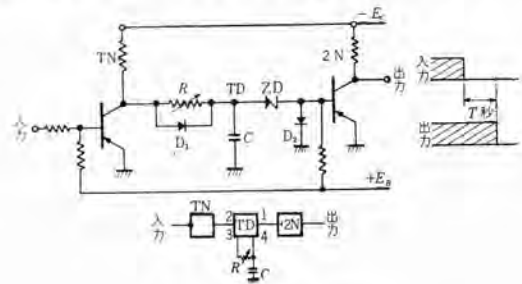


図 2.13 時限回路 (TD)  
Fig. 2.13 Time delay circuit.

図 2.13 はゼナーダイオードによる方式のもので (時限要素 TD), はじめ TN の出力 0 で C の電位は 0 のとき, TN の入力が 0 になると TN の出力が出, 抵抗 R を通じて C に充電が始まる. そして大体  $R \times C$  秒後コンデンサの電位がゼナー電圧に達すると, 急にゼナーダイオードが導通し, 次段 2N のトランジスタを導通させ, その出力を 1 → 0 に変化させる.

つぎに TN の入力が on になり TN の出力が 0 になると TN のトランジスタ, ダイオード  $D_1$  を通じて短時間にコンデンサ C の電荷が放電され, TD の出力はなくなり 2N の出力が on になる.

R ならびに C は外部取付けで  $R=5\text{ k}\Omega$ ,  $C=100 \sim 10,000\text{ }\mu\text{F}$  によって  $0.1 \sim 35\text{ sec}$  の時限が得られる.

図 2.14 はトランジスタによる増幅方式のもので (時間要素 TD-1) コンデンサの端子よりトランジスタのベース-エミッタを通じ増幅して出力を出すようにしたもので, コンデンサの電位に比例して増加する電流  $I_1$  がダイオード  $D_2$  を通じて流れる.

そして大体  $R \times C$  秒の時間が経つと  $I_1$  はバイアス電流  $I_2$  より大きくなり, ダイオード  $D_2$  が不導通となり, 2N へ出力がはいる. そして 2N, 3F で組まれたフリップフロップを反転させ, 3F より成形された出力が出る.

さらにこの出力を TN にフィードバックし, (TN の 4 の端子へ) TN の出力を 0 とし, ダイオード  $D_1$  を通じ C を放電させる. このようにして出力が出ると同時にリセットを行ない, つぎの信号に対して待機する. (これをリセット式タイマという)

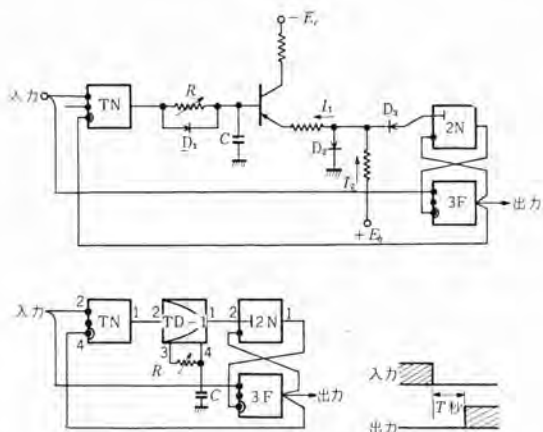


図 2.14 時限回路 (TD-1)

Fig. 2.14 Time delay circuit.

この方式によると  $R$  の値を大きくすることができ  $50 \text{ k}\Omega$  としている。

したがって時限は、 $C=10\sim10,000 \mu\text{F}$  によって  $0.1\sim500 \text{ sec}$  の時限が得られる。

### 3. トランジスタリレーの構造と使用条件

#### 3.1 構造と取付、配線

トランジスタリレーの各要素は、トランジスタ・ダイオード・抵抗・コンデンサなどをプリント配線した絶縁板の上に取付け、ポリエステル樹脂で成形し、すべて  $16\times35\times50 \text{ mm}$  の同じ大きさにまとめている。



図 3.1 トランジスタリレー要素

Fig. 3.1 Transistor relay element.

端子は下に 7 本の足と上に 1 本のチェック端子を設け、取付けはソケットを取付板に取付け、これにさし込むプラグイン方式でエレメントはソケットにさし込んだ後押え金具により締めつけ固定する。

配線は裏面配線であるが、動作状態のチェックは表面にでているチェック端子により容易に行なうことができる。

7 本の足はすべて 1~4 が入出力端子で、5~7 が電源端子である。

1.....出力端子.....(チェック端子は大出力端子と同じ)

2,3,4.....入力端子

5.....+6V バイアス電源

6.....0

7.....-12V コレクタ電源

5,6,7 の電源端子への配線は横に直線の導線によって



図 3.2 トランジスタリレーのソケット

Fig. 3.2 Socket of transistor relay.

図 3.3 トランジスタリレー制御盤(ドリルヘッドのステップフィード装置)

Fig. 3.3 Transistor relay panel (step feed device for drill head)

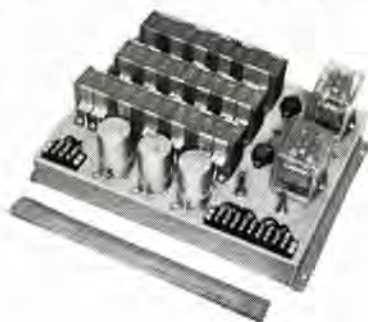


図 3.4 トランジスタリレー制御盤の接続

Fig. 3.4 Connection of transistor relay panel.

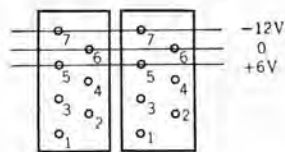


図 3.5 ソケットの接続

Fig. 3.5 Connection for socket.



図 3.6 標準電源装置

Fig. 3.6 Power source.

簡単にハンダ付されるので、配線については 1~4 の入出力端子間だけを問題とすればよい。

トランジスタリレーとしての電源はコレクタ電源  $-12\text{V}$ 、バイアス電源  $+6\text{V}$  のほかに接点入力電源として  $-100\text{V}$  が必要で、これらは標準の電源装置としてまとめられている。

#### 3.2 周囲温度と特性

一般にトランジスタは温度に弱いといわれているが通常の使用環境ならば問題なく使用できる。

もっとも問題とされるコレクタ暗電流の温度による増加についてはバイアス電流を適当な値にすることにより、その悪影響を排除している。すなわち温度に対する安全性と NOR 要素の入出力特性(入力数、出力数)とは相反する要素で、この間の適当なかねあいで回路定数を決定した。その結果 NOR 要素はおおの適当な安全率



をもってつぎの特性を保障している。

周囲温度……-10～+50℃

入出力特性……入力個数……5個

出力個数……4個

#### 4. 標準要素

もっとも一般的に使用されるおもな標準要素を表 4.1 にまとめたがこれらについて簡単に説明する。

表 4.1 標準要素

種類	記号	名 称	ブロック図
論理要素	3N	3入力 NOR 要素	
	2N	2入力 NOR 要素 (付加端子付)	
	LN	多出力 NOR 要素	
	OR	OR 要素	
	OD	多入力 OR 要素	
記憶要素	3F	3入力フリップフロップ用 NOR 要素	
	2F	2入力フリップフロップ用 NOR 要素 (付加端子付)	
	LF	多出力フリップフロップ用 NOR 要素	
	RM	永久記憶用 NOR 要素	
時限要素	TD	時限要素	
	TD-1	時限要素	
	TN	時限用 NOR 要素	
入力要素	IR	入力抵抗要素	
	HS	検出要素 (誘導入力用)	
	PH	光電入力要素	
出力要素	PA	前段増幅要素	
成形要素	PN	パルス成形要素	
	PND	パルス成形要素 (付加端子付)	

##### 4.1 論理要素

NOR 要素自体は5入力、4出力であるが、実際には入力個数は2～3個の場合が多いので3入力 NOR 要素(3N)を基本とした。

2Nは直接トランジスタのベースにはいる端子(2)をもった NOR 要素で、OR と組んで5入力 NOR 要素をつくる。

2Nはその他時限要素 TD、TD-1、検出要素 HS などの出力を付加端子に接続して使用する。

LNは5出力以上の NOR 要素が必要な場合これを使用し、3N8個までとれる。ただし入力は3N2個分をと

トランジスタリレー 制御方式・吉田・酒井・宮

るので前段の3Nは他への出力は2個に制限される。

ODはダイオードを使用したいわば独立した OR 要素で、3N、LNなどに接続し多入力 NOR 要素として使用する。ただしこのばあいダイオード内の電圧降下を考慮し前段の3Nの出力は全体として3N3個分に制限される。

##### 4.2 記憶要素

記憶回路用 NOR 要素として、3F、2F、LFを設けている。いずれも記憶回路用フィードバック端子(4)のほかに3N、2N、LNと同じである。

また永久記憶要素として RM があるが、これはリアクトル要素と接続して使用する。

##### 4.3 時限要素

遅延回路に関係する要素は時限要素 TD、TD-1のほかに TN、CD、CD-1 などがある。

TNは TD 要素に出力を供給する NOR 要素で3Nに比べて入力を2個分とる点が異なっている。(これはリセット時間を短縮する意味をもっている。)

CD、CD-1は外部取付のコンデンサ(CDは100μF + 200μF、CD-1は10μF + 30μF)をまとめたものである。

##### 4.4 入力要素

IRは接点入力をトランジスタリレー入りに調整する入力抵抗要素でこの出力は3個の3Nを動作できる。

HSは無接点押しボタン、無接点リミットスイッチなどの入力を変換するもので2NまたはPNDに接続する。

PHはホトトランジスタの出力を受ける要素でこの出力を2NまたはPNDに接続して使用する。

##### 4.5 出力要素

PAは前段増幅器で、この出力を1段または2段パワートランジスタで増幅し5～100Wの出力を得る。この入力は2個あるが、1個ずつ使用する場合と2個をいっしょにして使用するばあいがある。前者は3N2個分、後者は3個分の入力をとる。

##### 4.6 パルス成形要素

漸増、漸減する入力を on または off に成形する要素で、3N、LN または 3F、LF とともに使用する。(接続はいずれも(4)の端子にする)

PNDは2Nに相当し HS の出力などを受ける。

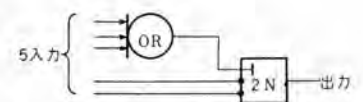


図 4.1 5入力 NOR 要素 OR+2N  
Fig. 4.1 5 input NOR element.

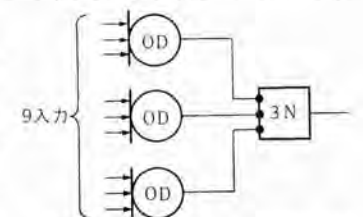


図 4.2 9入力 NOR 要素 OD+3N  
Fig. 4.2 9 input NOR element.

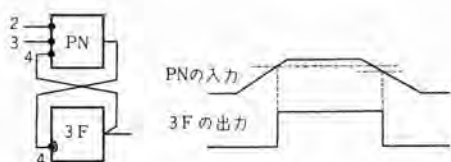


図 4.3 パルス 成形回路 PN+3F  
Fig. 4.3 Circuit for forming signal.

PN, PND はいずれも 3N, 2N に比べて バイアス を深くし、4 の端子へ入れる フィードバック の量を少なくすることにより出力を跳躍させるようにしたものである。

いずれも入力 は 3N 2 個分に相当する。

#### 4.7 リセットパルス要素

停電後、電源が復帰したとき記憶回路をリセットするためのパルス発生装置は RP, SN, RS, PN などの要素を組合せて作る。電源が復帰すると 0.1 sec くらいの時間 PN からリセット信号を出す。

なお RP へのリセット電源 R7, R2 は標準電源装置に設けられている。

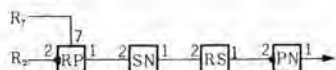


図 4.4 リセットパルス回路  
Fig. 4.4 Circuit for reset pulse.

### 5. トランジスタリレー制御回路

トランジスタリレーは無接点静止式リレーとして、接点のないこと、機械的可動部のないという本来の固有の長所のほかに、制御回路を設計するばあい、従来のリレーに比べ、より合理的な設計ができるといういま一つの特長をもっている。

この特長のもととなるものはトランジスタリレーのつぎのような性質による。

- 入力、出力ともいずれも単一の接続線により接続される。(従来のリレーにおいては、接点、コイルとも2個の接続線を必要としている。)
- いくつかの入力が組合さって出力が出るという機能そのものが回路の接続になっている。すなわち動作の機能を表わせばそのまま回路の接続になる。
- 信号の組合せ、伝達作用を行なう論理回路と、信号を記憶する記憶回路をはっきり分離しているので、制御回路の設計が段階的に行なえる。

一般に制御回路の設計はあらかじめ動作の仕様が与えられる。そしてこの仕様の動作順序、動作条件を満足するような制御回路を設計するのであるが、従来のリレー回路では普通主として経験と感によって行なってきた。

トランジスタリレーにおいても、従来のリレーと同様の方法で同程度の容易さで設計することができるが、トランジスタリレーの固有の特長を生かして論理数学を使用することに

よって回路の設計を容易に、しかも合理的に行なうことができるようになる。

#### 5.1 論理数学

論理数学そのものはかなり習熟しないと運用は困難であるが、われわれにはただ論理数学の基本的な考え方と一つの定理を利用するだけで十分である。

すなわちごくあたりまえの論理を記号化し、これによって動作条件などを数式的に表現しまとめる。つぎに一つの定理を用いて式を変換し、得られた結果の論理式をそのまま回路図にする。

##### (1) 論理記号

一般に論理(動作条件などはすべて論理的に表現される)は AND (論理積), OR (論理和), NOT (否定) の三つの基本論理要素で表わされる。

AND (論理積)  $\sim$  と  $\sim$ 、これを  $\times$  また  $\cdot$  で表わす。

$$R = A \cdot B$$

A と B が同時に 1 (on) ならば R は 1 である。

OR (論理和)  $\sim$  あるいは  $\sim$ 、これを  $+$  で表わす。

$$R = A + B$$

A あるいは B いずれかが 1 ならば R は 1 である。

NOT (否定)  $\sim$  でなければ、これを  $-$  で表わす。

$$R = \bar{A}$$

A が 1 ならば、R は 0 であり、A が 0 ならば、R は 1 である。

##### (2) 定理

論理数学には数多くの定理ができていますが、このうち直感的に理解される数種のものと De Morgan の定理だけを理解すればよい。つぎにおもなものをあげると

$$\text{否定の否定} \quad \bar{\bar{A}} = A$$

$$1 \text{ または } 0 \text{ を加乗した場合 } A \cdot 1 = A \quad A \cdot 0 = 0$$

$$A + 1 = 1 \quad A + 0 = A$$

$$\text{順序を変えてもよい} \quad A \cdot B = B \cdot A \quad A + B = B + A$$

$$( ) \text{ をはずすこと } A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$$

$$\text{演算の順序} \quad ( ), -, \cdot, + \text{ の順に演算する。}$$

以上のものは代数とほとんど同じであり直感的に理解される。

##### De Morgan の定理

これはトランジスタリレー回路においてつねに使用する非常に便利な定理で、AND 回路を NOR 回路に変換するとき必ず使用する。

$$\overline{(A \cdot B)} = \bar{A} + \bar{B}$$

$$\overline{(A + B)} = \bar{A} \cdot \bar{B}$$

全体の否定はおのおのを否定して、論理記号を変換したもの ( $\cdot \rightarrow +$ ,  $+$   $\rightarrow \cdot$ ) に等しい。





図 5.1 NOR 回路→OR, NOT 回路  
Fig. 5.1 NOR circuit→OR, NOT circuit.

## 5.2 トランジスタリレーの論理回路と記憶回路

### (1) NOR 回路の論理式

NOR は OR と NOT の組合せであるから図 5.1 のようになり、 $R = \overline{(A+B+C)}$ と表わされる。したがって論理式をこのような形に変形すればそのまま NOR 回路になる。

### (2) AND 回路の変換

AND 回路は論理積の形で表わされるから

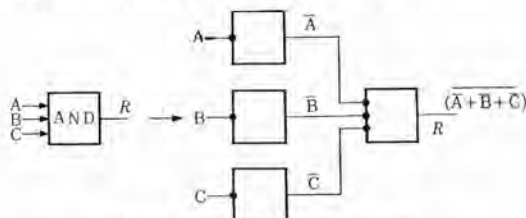


図 5.2 AND 回路→NOR 回路  
Fig. 5.2 AND circuit→NOR circuit.

$$R = A \cdot B \cdot C$$

De Morgan の定理を適用すれば

$$R = \overline{(A \cdot B \cdot C)} = \overline{(A+B+C)}$$

となりこれはそのまま NOR 回路に変換される。

### (3) リレー 回路より NOR 回路への変換の例

図 5.3 のリレー 回路を論理式で表わすと

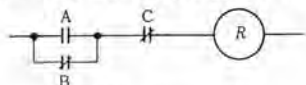


図 5.3 リレー 回路  
Fig. 5.3 Relay circuit.

$$R = (A+B) \cdot \overline{C} \quad \text{この式を変換すると}$$

$$R = \overline{((A+B) \cdot C)} = \overline{(A+B+C)}$$

これを NOR 回路にすれば図 5.4 のようになる。

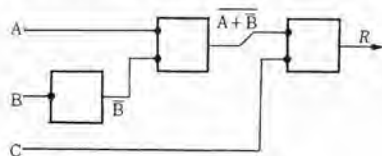


図 5.4 トランジスタリレー 回路  
Fig. 5.4 Transistor relay circuit.

### (4) 記憶 回路

トランジスタリレー 回路の設計には記憶回路はとくに重要で、これを階段として設計を進めて行くことが多い。すなわち制御回路を設計するばあい、入力と出力を結びつけるためにある入力はいったとき、あるいはある出力が出たとき、これを記憶するものが必要とされることが多い。その他自動サイクル動作するばあいなどは、各行程を規程するための記憶回路が必要とされる。そしてこの記憶回路を中継とすれば出力条件が容易に求められる。

トランジスタリレー 制御方式・吉田・酒井・宮

記憶回路の求め方はこれの on

条件と off 条件とを別々に求める。

on, off といっても出力は on, off

いずれも出るのでわかりにくい

が、たとえば図 5.5 の記憶回路を

$F_2$  と呼ぶれば

$$F_{2on} = A \quad (3F_1 = 0 \quad 3F_2 = 1)$$

$$F_{2off} = B \quad (3F_1 = 1 \quad 3F_2 = 0)$$

と表わされる (A, B はそれぞれ論理式で表わされる。)

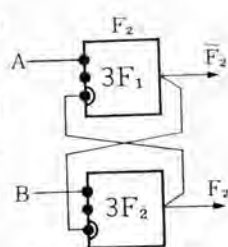


図 5.5 記憶回路  
Fig. 5.5 Memory circuit.

## 6. 入出力装置

論理回路、記憶回路、遅延回路などの制御継電回路のトランジスタリレー化に引きつづき、これらの入力ならびに出力回路がトランジスタ化されることにより、一段とトランジスタリレー化の効果が発揮される。とくに入力回路はトランジスタリレーの入力が mW オーダの非常にわずかなものであるから、いろいろな検出、計測入力が容易に得られる。

### 6.1 接点入力

制御継電回路だけトランジスタリレー化し、入力は従来のものをそのまま使用したい場合には、IR(入力抵抗要素)を使用し、接点回路は接触不良の危険性を少なくする目的で -100VDC としている。

例 普通の起動停止回路をトランジスタリレー化したものを図 6.1 に示す。

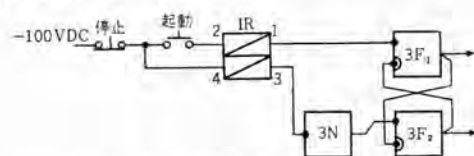


図 6.1 IR 要素と起動停止回路  
Fig. 6.1 IR elements & start stop circuit.

### 6.2 無接点入力(誘導入力)

磁性体の鉄片を近づけるとか、コイルの中の鉄心を移動させることにより、差動的に巻いたコイルに発生する出力電圧、あるいは検出コイルと基準コイルの差の出力電圧をベース、エミッタに印加し、このトランジスタにおいて増幅と位相検波をすることにより、トランジスタリレーとしての出力が得られる。無接点リミットスイッチ、無接点押しボタンはこういう原理に基づいて製作されている。図 6.2 は工作機に応用した無接点リミットスイッチで、検出部はエポキシ樹脂で成形し、オイルタイトになっており、このヘッドに鉄片を接近させれば動作する。(精度は空隙 1 mm において水平方向に対して  $\pm 0.5$  mm 程度である。) また図 6.3 は無接点押しボタンで、押しボタンによりコイルの中の鉄心を上下に動かし動作させる。いずれもトランジスタリレーの接続は同じで、検出部の出力を HS(検出要素(誘導入力用))の 2, 3 の端子に入れ、HS の出力を 2N または PN

図 6.2 無接点リモットスイッチ  
Fig. 6.2 Contactless limit switch.



図 6.3 無接点押しボタン  
Fig. 6.3 Contactless push button.

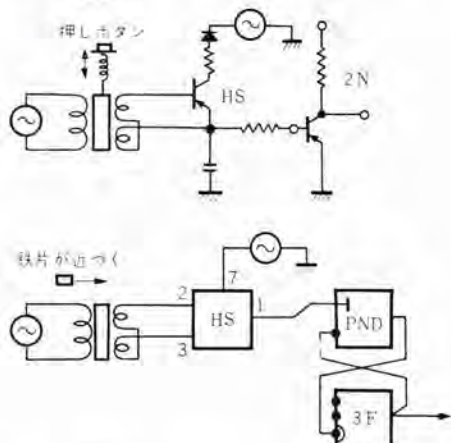


図 6.4 無接点入力の検出回路  
Fig. 6.4 Detector circuit for contactless input.

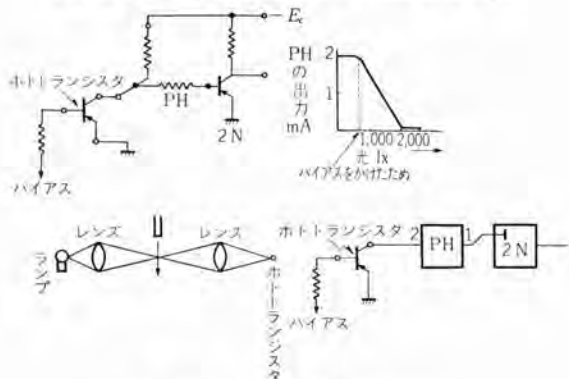


図 6.5 光電入力の検出回路  
Fig. 6.5 Detector circuit for photo relay.

D に入れる。PND, 3F に入れた場合は、漸増、漸減する出力が成形され on, off がはっきりするので、普通はこれを使用する。

### 6.3 光電入力

光をさえぎることによって動作させる光電装置も、受光部にホトトランジスタを使用すれば、容易にトランジスタリレーとしての出力が得られる。光が当たるとホトトランジスタは導通し、PH の出力は off となり、2N は on になる。光がさえぎられるとホトトランジスタは不導通となり、PH の出力 on, 2N は off となる。ホトトランジスタは温度により特性が変化するので、適当なバイアスをベースにかけ、光



図 6.6 光電受光部  
Fig. 6.6 Photo detector.

をさえぎったときの動作を確実にする。光はレンズにより集光することが望ましく、図 6.6 は受光部を示す。

### 6.4 電流リレー、電圧リレー

電流あるいは電圧がある一定値に達すると動作する電流リレー、電圧リレーなどは従来いろいろな形式のものがあるが、トランジスタリレーにおいてはいずれも簡単な検出回路を必要とするだけで実現できる。図 6.7 は電流リレーで、入力電流がある電流値 ( $I_a$ ) に増加すると出力が on, ( $I_f$  が  $I_s$  よりも大きくなると 2N に入力がある) ある電流値 ( $I_b$ ) まで電流が減少すると出力が off になるもので、これらの電流値が任意に調整できる。(  $R_1$  により  $I_a$  の値、  $R_2$  により  $\Delta I$  の値が調整できる。) またコンデンサ C の値により適当な反時限特性も得られる。この電流リレー、電圧リレーの精度は周囲温度  $-10 \sim 40^\circ\text{C}$ 、電源電圧変動  $\pm 10\%$  において大体  $\pm 1.5\%$  が得られ、実用上はかなり精度の高いものである。

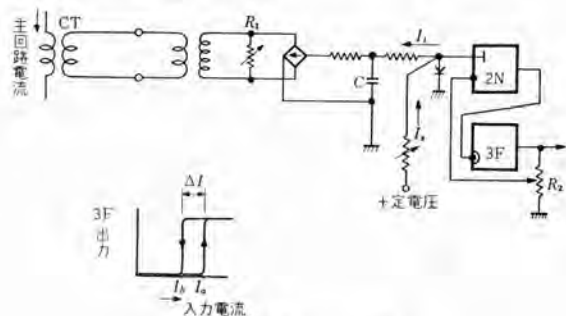


図 6.7 電流リレー回路  
Fig. 6.7 Current relay circuit.

### 6.5 温度検出装置

電動機、変圧器あるいはリアクトルなどの過熱保護装置としては、直接、巻線の温度を検出して、この温度がある値 (たとえば  $95^\circ\text{C}$ ) 以上になったとき動作するような装置がもっとも理想的とされている。具体的にはサーミスタとか熱電対などを埋込んで温度を検出するのであるが、これによって従来のリレーを動作させるのには途中に増幅装置が必要で実用的でなかった。しかるにトランジスタリレーでは増幅装置なしでサーミスタの出力でじかにトランジスタリレーを動作させることができ、非常に簡単に実施できる。 $R_1$  により動作温度を、 $R_2$  によりリセット温度を調整することができる。(  $R_2$  により手動リセットにすることもできる。) サーミスタの抵抗変化は大体  $10^\circ\text{C}$  増加で  $30\%$  くらい減少し、トランジスタリレーとしての動作点の精度は  $100^\circ\text{C}$  付近において  $\pm 1.5^\circ\text{C}$  以内で実用上かなり高いも



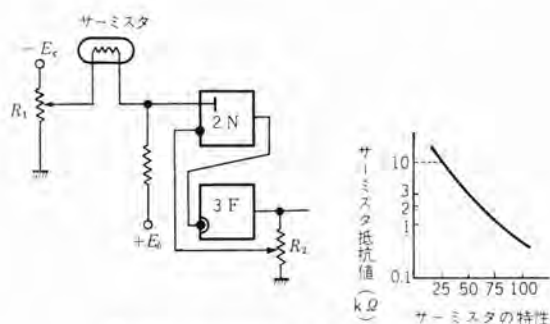


図 6.8 サーミスタ温度検出リレー回路  
Fig. 6.8 Thermistor relay circuit.

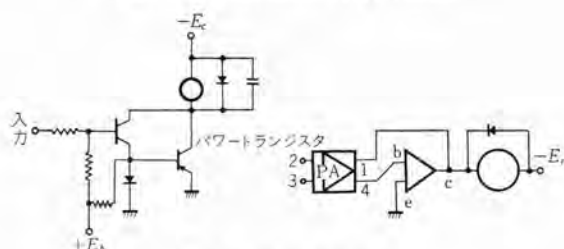


図 6.9 5 W 出力装置  
Fig. 6.9 Power amp (5 W).

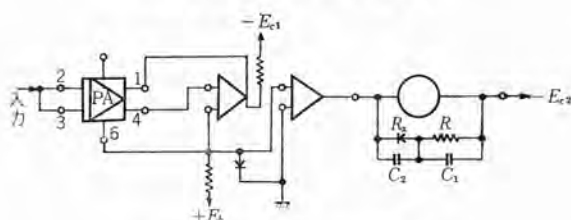


図 6.10 100 W 出力装置  
Fig. 6.10 Power amp. (100 W)

のである。

## 6.6 出力装置

トランジスタリレー制御系においては低エネルギーレベルで必要なすべての制御を行ない、最終段において一度に増幅して、電磁継電器、あるいは直接電磁接触器を動作させる。トランジスタリレーの出力を前段増幅器 PA に入れ、その出力をパワートランジスタで増幅して 5~15W の出力を得る。(これは 600 V 30 A の電磁接触器 (ND-35 形) まで動作できる。) さらにこの出力を第 2 のパワートランジスタで増幅すると、40 W, 100 W の出力が得られる。この 100 W の出力は 600 V 300 A の電磁接触器 (ND-305 形) を直接動作することができる。なお 100 W のものでは負荷コイルに抵抗  $R$ 、コンデンサ  $C_1$ 、 $C_2$ 、整流器 RX を接続し、off になるとき、パワートランジスタに印加される過電圧を防止するとともに、コイルの電流を急速に減衰させて、電磁接触器の落下を速くし、2 段階落下しないようにとくに考慮している。これで出力については電動機主回路の開閉に接点があるだけですべてが無接点化できるようになった。

## 7. トランジスタリレー制御装置の応用

以上説明してきたように トランジスタリレー 制御はきわめトランジスタリレー 制御方式・吉田・酒井・宮

て一般的なもので、あらゆる分野に応用することができ、現在各種分野に実用化が進められつつあるが、現在までに実用化した 2, 3 の分野の例について簡単に紹介する。

### 7.1 工作機関係

工作機用制御装置はとくに トランジスタリレー 化することが効果があり、いろいろな用途に部分的、あるいは全面的に トランジスタリレー 化が計られている。図 3.4, 3.5 は深穴ボール盤のドリルヘッドのステップフィード装置に応用したもので、一定時間前進後、後退し始端にもどると、ふたたび前進を始めるような繰り返し動作を行なうものである。なおこの時間を 1 回ごと漸減し、1 回ごと切削する穴の深さを漸減する方式のものも製作した。

図 7.1 はトランスフォーマシンのボール盤ユニットのドリルが折損した場合これを検出する装置で、多数のドリルのうち 1 本でも折損したばあいには NG の信号を出すようになっている。図 7.2 はこれの検出ヘッドで無接点リミットスイッチを応用した一つの例である。なおこの場合は基準部を設け、動作点を調整できるようにしている。

図 7.3 は多軸ボール盤のトランジスタリレー化した制御盤の全体を、図 7.4, 7.5 はそのトランジスタリレー制御盤の部分を示す。これは左右 2 組の数 10 本のドリルをもったヘッド

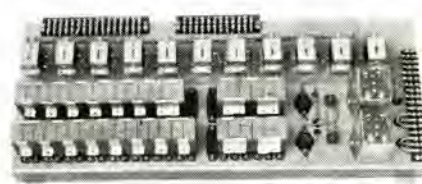


図 7.1 ドリル折損検出装置  
Fig. 7.1 Detector for broken drill.



図 7.2 検出ヘッド  
Fig. 7.2 Detector head.

の多軸ボール盤で、おのおのの主軸電動機と送り電動機を、押しボタンと、リミットスイッチにより切換正逆運転を行なうもので、押しボタン入力は従来の有接点のものを、リミットスイッチは無接点リミットスイッチを使用している。これらのほかに全自動円筒内面研削盤、あるいは円筒研削盤なども全面的に トランジスタ 化したものを製作したが、工作機の中でとくに トランスフォーマシなど、リレー 個数の多いものには有効で、現在無接点押しボタン、リミットスイッチなどの入力から電磁接触器、油圧バルブ用電磁石などの出力にいたるまで、制御系全体が無接点化したものも製作中である。



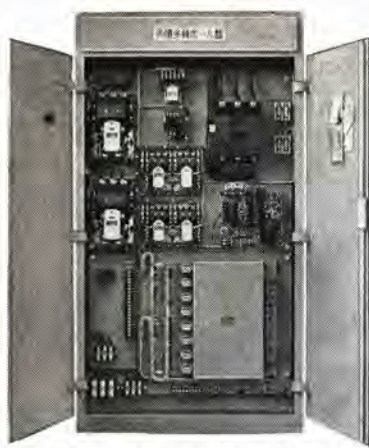


図 7.3 多軸ボール盤用制御盤の全体  
Fig. 7.3 Control panel for gang drilling machine.

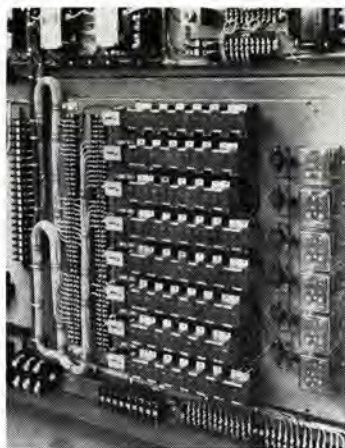


図 7.4 同左用トランジスタリレー制御盤  
Fig. 7.4 Transistor relay panel for ditto.

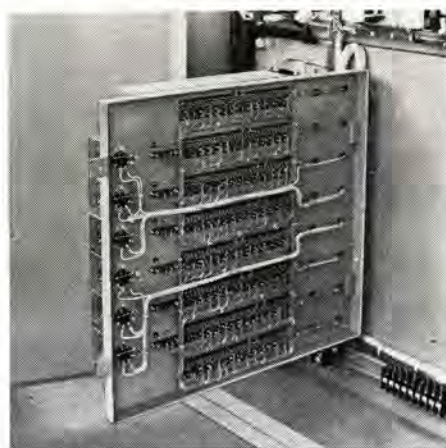


図 7.5 同左用トランジスタリレー制御盤(裏面)  
Fig. 7.5 Transistor relay panel (connection side) for ditto.

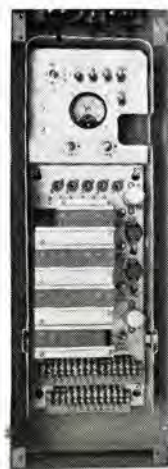


図 7.6 粗紡機用トランジスタリレー制御盤  
Fig. 7.6 Transistor relay panel for slubbing.



図 7.7 防爆形無接点押しボタン  
Fig. 7.7 Contactless push button (explosion proof)

図 7.8 エレベータ用トラフィックセンシブル  
Fig. 7.8 Traffic sentinel for elevator.



のエレベータにおいて、お客の流れに応じて自動扉の開閉時間を自動的に制御するもので、光電装置、時限回路、論理回路をトランジスタリレー化したものである。

クレーン、ロープウェイ関係では電流リレー、電圧リレー、サーミスタによる過熱保護リレーなどの部分的なトランジスタリレーの応用から始まり、現在はバケットクレーンに全面的にトランジスタリレーを応用したものも製作中である。

## 7.2 紡績化繊関係

紡績、化繊関係では部分的にトランジスタリレー化が試みられている。図 7.6 は粗紡機の糸切れ自動停止装置で、糸切れがあった場合光電装置と、ローラ接点で検出し、機械を自動的に停止させるものである。この場合動作の性質上、起動のとき遅延動作を必要とし、その他いくつかのインターロックなどはトランジスタリレーにより行なわれている。

化繊関係では電動機の負荷が一定値より増加した場合に信号を出す装置とか、過負荷になったばあい、サーマルリレーが動作する前に警報を出す機能と、起動時の遅延条件を組合せたトランジスタリレー制御盤なども製作した。その他爆発性ガスの中で使用する押しボタンにエポキシ樹脂で成形した完全防爆形の無接点押しボタンを使用し、その関係する制御回路をトランジスタリレー化したものも製作した。

## 7.3 その他

ゴム工業関係では、タイヤシートを一定の長さに自動的に切断するパイアスカッターにおいて、光電検出装置とこれに関係する論理回路をトランジスタリレー化した。

またエレベータ関係では自動扉の自動制御(トラフィックセンシブル)にトランジスタリレーを実用した。これは全自動運転

## 8. む す び

トランジスタリレー本体、ならびにその応用について、概要を紹介したがトランジスタリレーは入力から出力まで制御系全体の無接点、静止化を計るものであるとともに、とくに一般的に気軽に(技術的にも経済的にも)使用することを目的としているので、広く各分野にわたって、積極的に実用化が進められることを期待するとともに推奨したい。またトランジスタリレーの特長の一つは検出入力が容易に得られることで、これによって従来実用上困難とされていた分野でも、容易に自動化が進められるであろうし、また従来の自動化を、よりいっそう高度な自動化に発展させていくこともできるであろう。いずれにしても従来特殊な用途にしか使用されていなかった無接点継電方式というものが一般的な用途にも気安く応用されるようになり、今後加速度的に実用化が進められていくものと考えている。

(なおこの制御方式に関し、記憶回路をはじめ特長ある回路構成、構造など 10 件余特許、実新出願中である)



# シリコン可変容量ダイオード

研 究 所 清 水 潤 治\*・杉 本 和 彦\*

## Silicon Variable Capacitors

Research Laboratory Junji SHIMIZU・Kazuhiko SUGIMOTO

Variable capacitors need high  $Q$  and small capacitance to be used for parametric amplifiers. To have high  $Q$  they must have small series resistance  $R_s$ . For the step junction, this condition can be satisfied by choosing manufacturing conditions of thin wafer of crystal and of impurity concentration being to the range of  $10^{16} \sim 10^{18}/\text{cm}^3$ . However, it is hard to manufacture the step junction to satisfy such conditions having a small capacitance. On the other hand, for a graded junction a factor affecting the capacitance is not impurity concentration, but the gradient, which is controllable to a certain extent by a diffusion process. Under the circumstances, silicon variable capacitors have been fabricated by a fusion process and a diffusion process, resulting in a finding of very sensitive effect of impurity concentration on the microwave characteristics.

### 1. ま え が き

半導体ダイオードはその抵抗の非直線性を利用することによって、周波数変換器としてマイクロ波通信における重要な役目をこなしてきた。しかし最近、ダイオードのいま一つの特性である容量の非直線性を利用することによって、増幅作用を行なわせることが実用化されつつある。すなわち半導体ダイオードは逆方向に電圧が印加されたときには、空乏層の形成によって容量を生じる。そしてこの容量は電圧に対して  $1/2$  乗あるいは  $1/3$  乗の依存性をもっている。したがって時間的に変化する電圧を加えることによって時間的に変化する容量を得ることができ、これを利用することによっていわゆるパラメトリック増幅が可能になり、低雑音が特長である。

パラメトリック増幅器用として要求されるダイオードの特性には、材料の物理的性質と製作技術によってその到達限度がある。製作技術上でとくに問題になるのは容量値と直列抵抗値である。以下はシリコン P-N 接合によるパラメトリック増幅器用ダイオードを試作した結果について、容量値ならびに直列抵抗値に対する基体結晶の比抵抗と P-N 接合の製作条件の影響を検討し、パラメトリック増幅器用

ダイオードとしての最適の製作条件をいかにえらぶべきかについて考察を加えたものである。

### 2. ダイオードの

#### 可変容量

ダイオードの可変容

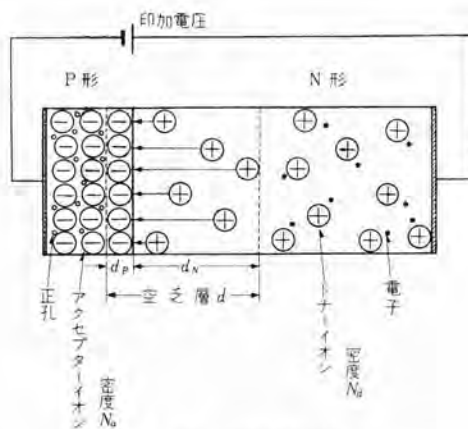


図 2.1 空乏層の容量

Fig. 2.1 Depletion layer capacitance.

量とは逆方向に電圧を印加したとき、接合部の容量が印加電圧によって変化するを指している。図 2.1 に示すように、逆方向に電圧が印加されると、接合部は電子と正孔がそれぞれ両極に引きよせられて、中間層にイオン化されているドナーとアクセプタだけが残る、電気的二重層（空乏層、depletion layer）が形成され、これによる電界が外部印加電圧とつりあいを保つ。

いま単位面積当たりの電荷を  $Q$  とすると

$$Q = q N_d d_N = q N_a d_P \quad (2.1)$$

ここで

$q$  : 電子の電荷

$N_d, N_a$  : ドナー、ならびにアクセプタの密度

$d_N, d_P$  : N 形領域、ならびに P 形領域の空乏層の幅  
等価的にはこの電荷  $Q$  が蓄積された平行平面コンデンサと考えることができる。<sup>(1)</sup>

このときの接合部の容量  $C_j$  は次式で表わすことができる。



図 1.1 メーバ用可変容量シリコンダイオード  
Fig. 1.1 Silicon variable capacitor for parametric amplifiers use.

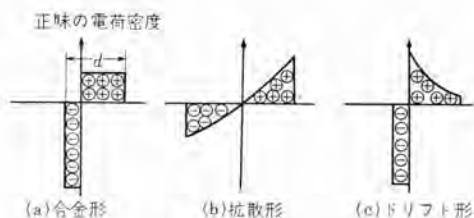


図 2.2 種々の接合における正味の電荷密度

Fig. 2.2 Net charge density on various junctions.

$$C_J = \frac{\epsilon A}{d} \quad (2.2)$$

ここで

$\epsilon$ : 誘電率

$A$ : 接合面積

$d$ : 空乏層の幅

したがって、空乏層の幅  $d$  が印加電圧や P 形層、N 形層の不純物密度とその分布によって種々変化するようにしたがい、上式に示すように接合部の容量が変化する。定量的にはポアソンの方程式を種々の不純物分布において解くことによって、空乏層の幅、したがって容量の電圧依存性を求めることができる。

さて P-N 接合における不純物密度分布は図 2.2 に示すように三つの形式に大別することができる。

合金形は合金法によって形成された接合におけるもので、その分布は階段状に変わる。そのときの接合部の容量  $C_J$  は次式で表わされる。

$$C_J = \frac{\epsilon A}{d} = \left( \frac{\epsilon q}{2} \right)^{1/2} \left( \frac{N_a N_d}{N_a + N_d} \right)^{1/2} \left( \frac{1}{V} \right)^{1/2} A \quad (2.3)$$

ただし  $V = \phi_0 - V_{ap}$

$\phi_0$ : 接触電位差

$-V_{ap}$ : 逆方向バイアス電圧

図 2.2 (a) に示すような通常の合金接合においては再結晶層の不純物密度はきわめて大である。したがって、たとえば N 形結晶に P 形を合金したときは、 $N_a \gg N_d$  であるから

$$C_J = \frac{\epsilon A}{d} = \left( \frac{\epsilon q}{2} \right)^{1/2} \left( \frac{N_d}{N_a} \right)^{1/2} \left( \frac{1}{V} \right)^{1/2} A \quad (2.4)$$

となる。上式をシリコンについて計算すると次式のようにになる。

$$C_J [\text{pF/cm}^2] = 2.92 \times 10^{-4} \left( \frac{N_d}{V} \right)^{1/2} \quad (2.5)$$

$N_d$ : 基体半導体の不純物密度 [個数/cm<sup>3</sup>]

したがって合金による接合においては  $C_J$  はその面積だけでなく基体半導体中の不純物密度にも関係する。

拡散形は拡散法によって形成された接合におけるものでこのときの接合部の容量  $C_J$  は次式で表わされる。

$$C_J = \frac{\epsilon A}{d} = \left( \frac{\epsilon^2 q}{12} \right)^{1/3} \frac{1}{a} V^{-1/3} A \quad (2.6)$$

ただしここで  $a [\text{cm}^{-4}]$  は接合部における不純物密度の変化の勾配である。

上式をシリコンについて計算すると

$$C_J [\text{pF/cm}^2] = 2.47 \times 10^{-3} a^{1/3} V^{-1/3} \quad (2.7)$$

拡散形接合においては、バイアス電圧が低いあいだは不純物密度の変化は直線状であると近似することができる。式(2.4)、(2.6)からわかるように合金形接合においては接合容量は電圧の 1/2 乗に、拡散形接合では電圧の 1/3 乗に反比例する。

容量変化分  $\Delta C$  とバイアス点での容量  $C_0$  の比  $\Delta C/C_0$  はダイオードを用いたパラメトリック増幅器の利得  $\sqrt{GB}$  に比例する量である。したがって、この値はできるだけ大きいことが望ましい。この点からいえば階段形の方が容量の変化率が大きいからより適している。そして上述の理由で 1/2 乗よりさらに大きい容量変化率をもつ超階段形 (hyper abrupt)<sup>(2)</sup> と称される構造が提案されている。これは基体結晶中の不純物密度に図 2.2 (c) に示すような傾斜をもたせたものである。ただこのときは、表面の不純物密度が大きくなるから、 $C_J$  の値は大きくなりやすく、1 pF 程度におさえることはむずかしい。

### 3. 等価回路

逆方向バイアスを与えたとき素子の外側からみた等価回路は、図 3.1 (a) のようになる。 $C_c$  は容器の固定容量で 1 N 形カートリッジでは 0.4 pF 程度である。

$R_J$  は接合部の逆方向漏洩電流による抵抗分で、これが小さいことは等価的に直列抵抗  $R_s$ 、容量  $C_J$  をともに大きくする。ゲルマニウムとシリコンを比較すると、不純

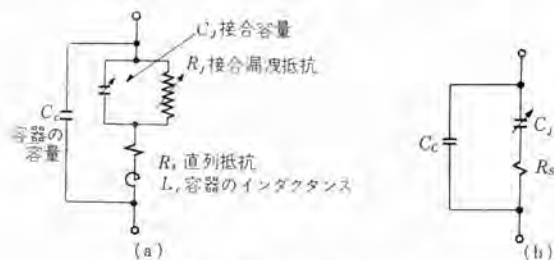


図 3.1 等価回路  
Fig. 3.1 Equivalent circuit.

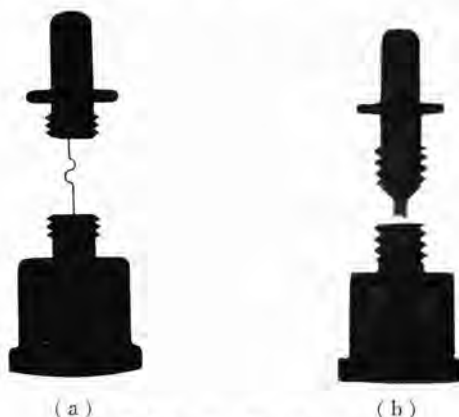


図 3.2 内部構造  
Fig. 3.2 Internal structure.



物密度が等しいときにはその移動度や誘電率が異なるために、空乏層の幅やベース抵抗において、ゲルマニウムがわずかに有利となる。<sup>(3)</sup> しかしシリコンはゲルマニウムに比較して逆方向漏洩電流がきわめて小であり、したがって  $R_J$  が大であり、また特性の安定度も高いという利点があるので、ここではシリコンをえらんだ。

$L_c$  はおもに容器内の P-N 接合を接続するリード線によって生じるもので、図 3.2 (a) に示すような Catwhisker では  $L_c$  が大きいのでこの試作品においては、同図 (b) のような構造とした。この結果、等価回路は一般にみられる図 3.1 (b) のようになる。

また  $R_s$  はおもに基体半導体内の抵抗によって生じると考えられ、点接触形ダイオードでは広がり抵抗として計算される。しかし可変容量ダイオードのように、直径 50  $\mu$  程度の接合面をもち結晶の厚みもこれと同程度以下になると、流線の広がりもそれほどいじむしくないので  $R_s$  は次式で表わされる。

$$R_s = \frac{W-d}{\sigma r^2 \pi} \cdot \frac{W}{q\mu N_A A} \quad (3.1)$$

ここで

$W$  : 基体半導体の厚み

$\sigma$  : 基体半導体の伝導度

$\mu$  : 基体半導体の移動度

$r$  : 接合部の半径

不純物密度が  $10^{16} \sim 10^{18}$  以上の結晶においては、空乏層の幅、 $d$  の大きさは図 3.4 に示すようになる。すなわち、このように不純物密度の大きい結晶を使用するかぎり、空乏層の大きさは結晶の厚みに比較して無視できる程度になり、したがって Punchthrough のおそれはない。

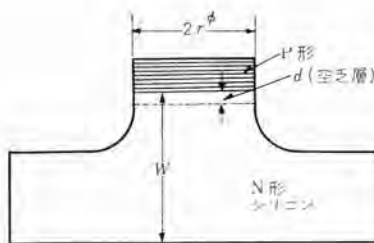


図 3.3 P-N 接合断面図  
Fig. 3.3 Section of P-N junction.

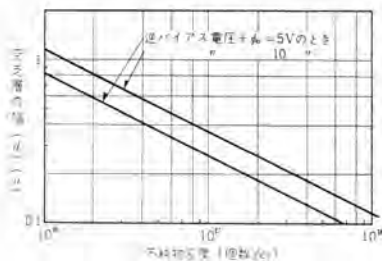


図 3.4 階段形接合における不純物密度と空乏層の幅  
Fig. 3.4 Width of depletion layer vs impurity density for step junction.

#### 4. $C_J$ と $R_s$ の問題

図 3.1 (b) に示すようによく設計されたダイオードの接合部は  $C_J$  と  $R_s$  だけの直列回路で表わされる。したがってダイオードの Figure of Merit としてこの等価回路の  $Q$  をとることができる。測定周波数を  $f$  とすると

$$Q = \frac{1}{2\pi f R_s C_J} \quad (4.1)$$

この  $Q$  が高いほど回路内の損失が少なくなり、接合部における熱雑音やショット雑音が少なくなる。

式 (4.1) に式 (2.4) (3.1) の  $C_J$ ,  $R_s$  を代入すると、階段形接合における  $Q$  は次式のようになる。

$$Q = \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{q\mu N_A}{W} \left( \frac{2}{\epsilon q} \right)^{1/2} \left( \frac{V}{N_A} \right)^{1/2} \frac{1}{A} \quad (4.2)$$

また P-N 接合に降伏を生じる直前にまで逆方向電圧を印加して  $C_J$  を最小にしたときの  $Q$  は次式で表わされる。<sup>(3)</sup>

$$Q = \frac{1}{2\pi f} \cdot \frac{\mu E_m}{W} \quad (4.3)$$

ここで  $E_m$  はそのときの接合部における電界強度で、すなわちこの接合部にかける最高電界強度である。

式 (4.2), (4.3) から  $Q$  に影響を及ぼす因子について考察をおこなうと、式 (4.2) から  $Q$  は  $\mu N_A^{1/2}$  の積に比例して接合面積  $A$  に無関係であることがわかる。また式 (4.2) および式 (4.3) のいずれの式においても  $Q$  は結晶の厚み  $W$  に逆比例しており、式 (4.3) では  $\mu E_m$  の積に依存している。したがって  $Q$  だけで可変容量ダイオードを評価すればダイオードの製作条件として不純物密度  $N_A$  と結晶の厚み  $W$  だけを考慮に入れればよいことになる。

しかし、ダイオードをパラメトリック増幅器用として、とくにマイクロ波領域で使用するときには、その容量はできうる限り小さいことが望ましく、また容器の浮遊容量も小さいことが望ましい。後者は 0.1 pF 以下にすることが困難で、試作品に用いた容器 1N 形カートリッジでは約 0.4 pF である。また 0 バイアスにおける  $C_J$  はシリコンを用いたときには 0.5~1 pF が通常とりうる値であって、これよりも小さくするには特別な工夫を要する。シリコン合金接合において  $V = -1$  V のときの  $C_J$  の値を簡単のためにかりに 1 pF にするための接合部の直径を不純物密度に対して図示すると図 4.1 のようになる。上述の式 (4.2) を考慮すると  $Q$  を高くするためには、使用する結晶の不純物密度として  $10^{16} \sim 10^{18}$  程度が適当と考えられる<sup>(4)</sup>。この範囲では階段接合においては図 4.1 から明らかにその直径はきわめて小さくなって機械的な強度に問題が生じやすい。

このような理由から電圧に対する変化率が 1/3 乗で劣るにもかかわらず拡散形を用いるほうが良好な特性をえ

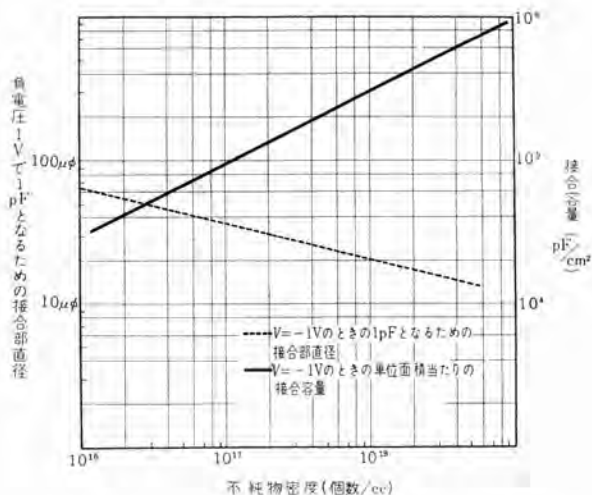


図 4.1 階段形接合における不純物密度と結合容量の関係  
Fig. 4.1 Relation between impurity concentration and junction capacitance for silicon step junction.

やすい。図 4.2 は拡散接合において種々の不純物密度勾配に対する接合部容量を示すものである。すなわち式 (2.6) から明らかなよう

に、拡散接合においては容量に影響を与える因子は不純物密度自体ではなくその勾配である。図 4.2 は式 (2.7) から不純物密度の勾配  $a$  をパラメータにして、接合部の容量とバイアス電圧との関係を示す。同図からも明らかなように結晶の比抵抗の値がどのようなであっても、 $a$  の値を小さくすることによって単位面積当たりの容量を小さくすることができる。

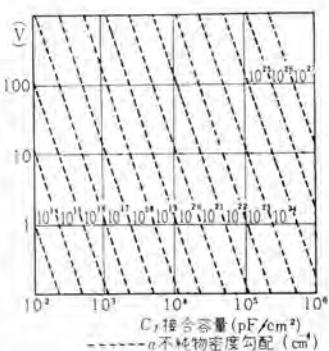


図 4.2 シリコン拡散形接合における不純物密度勾配と結合容量の関係  
Fig. 4.2 Relation between impurity gradients, capacitance, and potential for silicon diffused junctions.

一般には拡散時間を長くすることによって  $a$  を減少させることができる。このような方法によって接合径を合金形接合におけるよりも大きくしても 1 pF 程度の容量が得られる。このように  $C_j$  に限度があるから  $Q$  をさらに上げるためには  $R_s$  を小さくすることが必要である。

## 5. 結 果

試作にあたって拡散形と合金形との両方について検討を行なった。

いずれも N 形シリコンにアルミニウム線を溶着したのを電

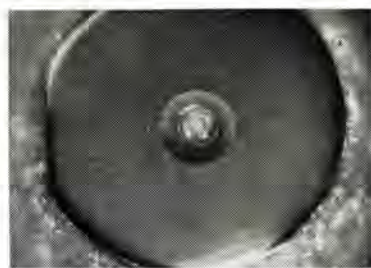


図 5.1 P-N 接合の上面図  
Fig. 5.1 Viewed from above P-N junction.

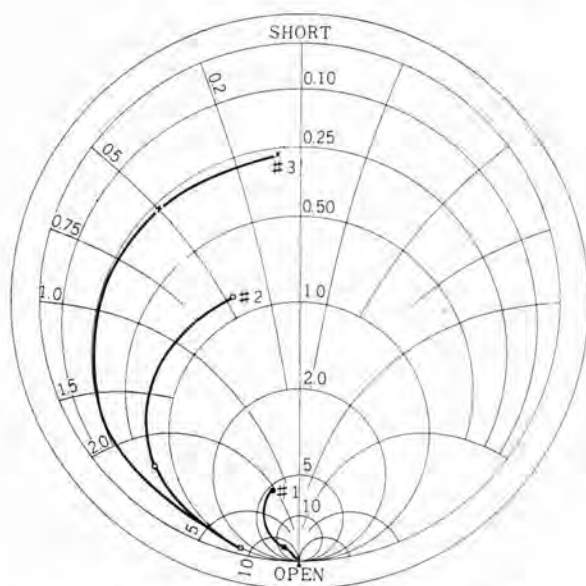


図 5.2 ダイオードの小信号インピーダンス ( $f=1,300$  Mc)  
Fig. 5.2 Small-signal impedance of si diodes at 1,300 Mc.

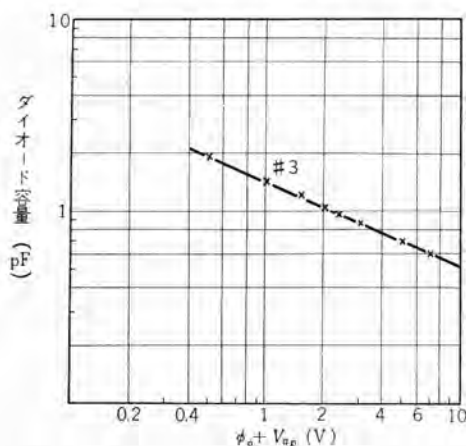


図 5.3 結合容量の測定値  
Fig. 5.3 Junction capacitance vs bias voltage.

解エッチを行なって接合面積を小さくした。図 5.1 はこの写真である。

試作品の 1,300 Mc における小信号インピーダンス特性として、たとえば図 5.2 に示すようなものをえた。

同図の試料 #3 について周波数 1 Mc において直流容量計によって測定した容量値は図 5.3 である。図 5.2 において試料 #1, #2, #3, の順に使用した結晶の不純物密



度は大きくなっている。

比抵抗以外に問題になるのは結晶の厚みである。とくに式 (4.2), (4.3) からわかるように  $Q$  を上げるためには厚みの薄いことがとくに重要である。

しかし同一不純物密度の結晶を使用して、基体結晶の厚みが  $20 \sim 80 \mu$  の範囲にわたると考えられるダイオードを試作してインピーダンス測定を行なった結果では  $R_s$  の値に顕著な差異が認められなかった。

これら結果から  $R_s$  を小にするためには不純物密度の大なる結晶を使用することがより有効であることがわかった。

## 6. む す び

可変容量ダイオードとくにマイクロ波領域に使用するパラメトリック増幅器用ダイオードとして評価を示すものとして  $Q$  をとったときに、 $Q$  に影響を与える製作上の諸因子について検討を行なった。シリコン P-N 接合ダイオードを試作した結果、もっとも影響を与えるものは使用する結

晶の不純物密度であって、この値が大であることが望ましいことがわかった。しかし不純物密度が大になると実際の回路に使用するうえに必要な容量値をできるだけ小さくするという条件を満足することが困難になる。

これを軽減するための手段として拡散形接合を使用して、その不純物密度の勾配をできるだけ小にすることが考えられる。

ダイオード試作にあたり、特性測定ならびに種々有益なご助言を与えられた研究所電気第二研究室、喜連川研究員および同研究室各位に深く謝意を表する。

(35-10-6 受付)

## 参 考 文 献

- (1) 渡辺寧：半導体とトランジスタ (2), P. 29.
- (2) MacMahorn et al. : I. R. E. Wescon Conv. Record II, Part 3 (1958).
- (3) Morterson : J. A. P. 36, p. 1542.
- (4) Messenger & McCoy : Proc. of I.R.E. 45, p. 1269.

## 最近における当社の社外講演一覧

講演年月日	主催および開催場所	題 名	講 演 者	所属場所
35-8-23	関西電力須磨クラブ	機器固有信頼度の測定	市 田 嵩	無線機
"-8-27	大阪 マツダ	軽三輪用電装品について	市 村 武	姫 路
"-8-28	大平興業新潟支店	ふそう電装品について	平 田 毅	姫 路
"	新潟自動車	電装品一般	平 田 毅	姫 路
"-8-30	神戸関西電力 サービスセンタ	放電加工機について	松 元 雄 藏	無線機
"	プログラム研究会	研究所における電子計算機運営状況	豊 田 準 三	研究所
35-9-2	大阪府工業奨励館	工場における簡略製図法	松 尾 準 一	本 社
"-9-3	日刊工業新聞社	直流機の各種応用例	片 岡 高 示	神 戸
"	放電加工研究会	放電加工の機構について	斎 藤 長 男	研究所
"-9-4	北海道電力、北海道電気協会 (名寄市役所)	工場照明と作業能率	小 堀 富 次 雄	本 社
"-9-5	日刊工業新聞社	電気式空気清浄装置	斎 藤 寛	神 戸
"	北海道電力、北海道電気協会 (旭川公会堂)	工場照明と作業能率	小 堀 富 次 雄	本 社
"-9-6	小松製作所	農機車用電装品について	市 村 武	姫 路
"	北海道電力、北海道電気協会 (北見大丸講堂)	工場照明と作業能率	小 堀 富 次 雄	本 社
"-9-8	" (釧路労働会館)	"	小 堀 富 次 雄	本 社
"-9-9	" (帯広第一生命ビル)	"	小 堀 富 次 雄	本 社
"-9-10	早稲田大学	設備投資の経済性	高 田 真 藏	本 社
"-9-13	国際電々研究所	位相同期復調方式	小 林 信 三	無線機
"-9-14	工業技術会館	直流機の各種応用例	片 岡 高 示	神 戸
"-9-16	産業安全研究所	工場照明	小 堀 富 次 雄	本 社

# GM 環境試験

無線機製作所 香 取 由 之\*・木 下 親 郎\*\*

## Environmental Testing of Guided Missile

Electronics Works Yoshiyuki KATORI・Chikao KINOSHITA

Rapid development of electronics has enlarged the field of application of electronic equipment. As the performance of the equipment advances and the number of its components increases, the environment to which the apparatus are subjected becomes very grueling. Particularly it is true with the guided missile, since it is, unlike the aircraft, full automatic in operation, fact which makes it difficult to secure dependability under this condition. The writers expound herein the testing method by which desired dependability is to be assured with the guided missile.

### 1. ま え が き

電子工学の急速な進歩によって、電子機器は応用分野が広くなり、しかも非常に高性能で使用部品の数の甚大な複雑な機器がどしどし作られるようになってきた。それとともに電子機器の使用される周囲条件も従来は屋内にとどまっていたものが屋外に、海上に、そして空間へと広がってゆき、だんだんと苛酷さを増してきた。このように苛酷になってゆく環境条件下で複雑な機器が所定期間満足に機能をはたすための目安として、機器の信頼度という概念が新しく登場してきたが、とくに ミサイルのように、複雑な機能をまったく自動的に遂行しなければならないとなると、信頼度の確保ということが最大の問題となってくる。この信頼度の確保も、周囲条件すなわち使用中に遭遇するすべての環境条件の下において論じられなければならない。逆にいえば機器が所定の環境条件下において、満足に作動しうるかどうかをたしかめるための試験である環境試験も、つねに機器の信頼度をはなれては考えられず、機器の設計、製作、品質管理をも統制する、大きな信頼度管理の一つの部門として処理されなければならない。ここでは、ミサイルに搭載される電子機器に課せられる環境試験について概説する。

### 2. ミサイルの環境条件

環境試験法を決めるためには、まずどのような条件下で電子機器が用いられるかという、環境条件を正確に把握する必要がある。しかしながら環境条件の程度は、搭載される ミサイル の性能、種類によっても大幅に変わるものであるから、ここではまず一般に ミサイル にはどのような環境条件があるかをのべる。

ミサイル のおかれる条件としては、気候風土的な環境、

地上での取扱いの際に生ずる環境、ミサイル の飛しょう中に生ずる環境と三つの環境があり、前二者は、普通の航空機用の電子機器、あるいは地上兵器の場合に遭遇する環境と同じものである。

気候、風土の環境条件に対しては、米軍規格 MIL—STD—210 A (2, Aug, 1957) “Climatic Extremes for Military Equipments” の中において地上および海上、極地、熱帯、砂漠などに分けて気象条件の規準を詳細に示している。

#### 2.1 温 度

まず高温のほうは、地上にあるときには、大気温度と日光のあたる所におかれた場合に太陽輻射を受けて生ずる温度上昇の二つから限界が決まる。日本国内で今までに記録された最高温度は、山形市の 40.8°C (1933 年 7 月) であるが、外国では 北アフリカ で 57.3°C (1922 年 9 月) という記録<sup>(1)</sup>もある。

太陽輻射は MIL—STD—210 A によれば 105 W/ft<sup>2</sup> となっており、砂漠地帯では 71°C にまで太陽輻射によって大気温度が上昇する。わが国でも、炎天下の飛行場においた航空機の レーダペイ が太陽輻射により、80°C 近くまでの温度上昇を示したといわれている。温度と高度との気象上の関係は 100,000m の成層圏までは地上より低い、それ以上の電離層では逆に非常に高温となる。

低温の記録は、日本では旭川市の -41.0°C (1902 年 1 月) 世界では、アラスカ での -67°C というのが地上での最低温度であるが、<sup>(1)</sup> 上述のように高度が高くなるとともに低くなる。温度と高度との関係は、地球上の場所によってずいぶん差があり多くの モデル がたてられている。

ミサイル に生じる温度の条件でとくに顕著なものは、高速で空気中を飛しょうする時に発生する空気力学的加熱



とこの空気力学的加熱が衝撃的に加わるために機器に与える温度衝撃である。ミサイルの頭部や翼の前縁においては非常に高温になり、とくに大気圏に再突入するような ICBM などでは、5,000°C くらいにも達する。このミサイル表面の温度上昇が内部にある電子機器に高熱と温度衝撃を与えるのである。

太陽輻射は高速で飛しょう中にも与えられ機体の温度上昇に関係しているが、空気密度の濃い 30,000m 以下の低空では、空力加熱による温度上昇のほうが高いので太陽輻射による温度上昇は無視できる。ただし 30,000m 以上の高空を、マッハ数 1.5 程度の低速で飛しょうする場合ないしはこれより空力加熱の条件が弱い場合には、太

表 2.1 各種電子機器に要求される環境条件

環 境	高性能の航空機 地对空、空対空ミサイル	ICBM	原子力駆動 の 機 器
温 度			
機器動作	(°C) -65 ~ +125	-65 ~ +200	-65 ~ +500
貯 蔵	(°C) -65 ~ +85	-65 ~ +85	-65 ~ +85
温度衝撃	(°C) -65 ~ +125	-65 ~ +200	-65 ~ +500
振 動	10 ~ 2,000 c/s 10 g	10 ~ 2,000 c/s 15 g	10 ~ 3,000 c/s 40 g
衝 撃	50 g 11 ± 1 m sec	50 g 11 ± 1 m sec	50 g 11 ± 1 m sec

陽輻射による温度上昇を考えなければならない。

1959年に出版された米国の政府出版物<sup>(2)</sup>によれば表 2.1 のような温度条件を与えている。しかしながらミサイルの使用範囲を日本に限ると温度の条件は高温では +40°C の最高温度に +15°C の日光輻射を考えて +55°C、低温は地上での最低温度である -40°C を地上整備時の温度と考えればよい。当社で国有化を行なっている程度のミサイルでは、空気力学的な加熱も大きな問題とならず、また地对空ミサイルであるから飛しょう中はいかなるばあいにも加熱されるので低温に対しては、地上温度が一番低いと考えてよい。

このような温度条件下におかれた場合に電子機器に生ずる欠陥は熱膨張係数の差による機構的部分の収縮とゆるみ、材料の強度低下、ゴムやプラスチックなどの弾性材料の弾性の喪失および変化、潤滑剤の固化ないしは蒸発、絶縁の破壊、磁気的性質の変化および喪失、電気部品の諸常数の変化などがある。もちろん、GM の頭部などの機体表面は非常に温度上昇をうけるのでたいていの金属あるいは非金属材料では、蒸発してしまう。

2.2 湿度

雨、露、みぞれ、雪、あられ、霧、氷、海水、などの気象条件が湿度を生じる原因となる。上述の MIL-ST D-210 A では、やはりこれらの条件について規定している。このような湿度に関連した気象条件によって腐食、かび、結氷、侵食などの現象を生ずる。

かびは相対湿度が 70~100 % RH の場合に生じるが

機器を包んだかびの発生によりさらにその場所の湿度が高くなり機器に損傷を与える。結氷や侵食は、気象条件だけでなく、融点の低い燃料や酸化剤を使用している場合には、燃料系統の近くの機器が凍結した高速で雨の中を飛しょうする場合などに、レードームや、アンテナのケースのようなプラスチックの部分に侵食が生ずることがある。

2.3 高度

高度が高くなれば気圧は低くなりそしてすでに述べたように大気温度は低くなる。NACA の標準<sup>(3)</sup>に従えば、P を高度 h (feet) での気圧、Psl を海面での気圧とすると 10,000m までの対流圏では

$$P = Psl \left(1 - \frac{h}{145366}\right) \times 5.255$$

30,000m までの成層圏では

$$\log_{10} \frac{Psl}{P} = \frac{h}{48211} - 0.09759$$

という式がある。

圧力低下によって油圧、空気圧の配管系の漏洩や、電気的絶縁の破壊、過熱、潤滑の不良、電解液の蒸発などの損傷を与えることになる。もちろん機体全体の空気力学的、熱力学的な特性も影響をうける。

2.4 振動、加速度、衝撃

ミサイルにとってもっとも苛酷な環境条件は、空力加熱による高温を除けばこの振動、加速度、衝撃の三つである。しかもこれらはいずれも資料が乏しく定量的な把握の行なわれていない環境条件である。振動、加速度、衝撃は地上での整備の際、輸送の際、および飛しょう中にそれぞれ性質の異なったものを受けている。

(1) 地上での整備中

地上での整備中には主として衝撃が加わるが、その程度は、取扱い者としての人間が介在しているために、推測するのは非常にむずかしいが大体 5 G 程度と考えてよい。

(2) 輸送中

輸送中の条件はトラック、鉄道貨車、航空機、船舶などによって異なる。トラック輸送の場合には道路の条件、トラックの速度にもよるが大体 3~150 c/s くらいの振動が

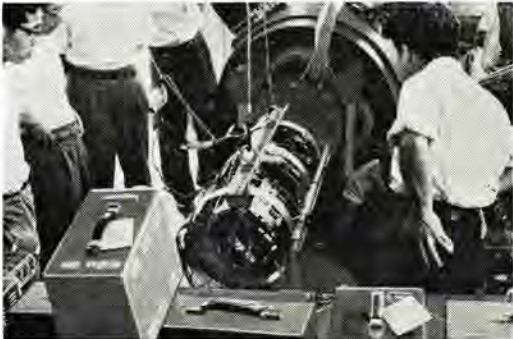


図 2.1 TLRM-2 電子機器振動試験  
Fig. 2.1 Vibration test of electronic apparatus TLRM-2.

生じ、道路の悪い場合には、2~3 c/s で全振幅 10in (25 4 mm) もの大きい振動を示すことがあるが大部分は約 1 G 程度<sup>(3)</sup>である。鉄道輸送時に生ずる振動、衝撃は貨車と客車とで異なり客車のほうがはるかに小さい。大体車の共振点である 5~10 c/s で 0.5 G 程度の振動と、35 c/s 以上で約 1 G 以下の振動を生ずる。しかしもっとも大きい損傷を与えるものは、貨車の連結時および発車、停止の場合に生ずる衝撃であってアメリカでの資料によれば、3 mile/h および 7 mile/h の相対速度で連結された時にはそれぞれ約 4 G および約 18 G 程度の衝撃となる。したがって部品の輸送を鉄道を利用して行なうときには客車便のほうが望ましい。

航空機を利用して輸送する場合には、航空機の環境条件と同様の振動、衝撃、加速度を受けるが、これはもちろん航空機の種類によって大幅に異なる。B-47 や B-52 などのターボジェットエンジンの爆撃機では、100 c/s 以上の周波数で 10 G の加速度<sup>(4)</sup>を示している。しかし 20 c/s 以下の周波数成分は少ないので、振動の遮断が容易でありまたレシプロエンジンの輸送機では、40~200 c/s の間でも通常は 3 G 程度の加速度しか作用しないので、輸送時間が他の方法に比較した場合に極端に短い点を考えてみれば振動による疲労がきわめて少なく、最上の輸送方法といえる。

衝撃は、着陸の場合に多いが商業ラインの航空機で記録した結果によると荷物の積みおろしや積み込みなどのときに生ずる衝撃のほうがはるかに大きく、着陸時は 3 G 程度である。

船舶の場合には、輸送時に生じる振動、衝撃は非常に小さく他に比してあまり問題にはならない。

### (3) 飛しょう中

ミサイルの環境条件のうち他の航空機などの環境条件に比してもっとも苛酷なものが振動の条件である。しかも実際に飛しょう中にミサイルに生じる振動の値についての記録が非常に少なく、とくにわが国においては正確な信頼しうる実測の資料が皆無であるので、外国の文献や、規格から推定して議論をたかかわせている段階である。

ミサイルの振動のうち、もっとも程度の高いものはブースタで加速中のきわめて短時間の間に生ずるものであって、周波数範囲も高いほうまで広がっており、振幅も大きい。その他に機体のフラッタやパフエクト、突風などによって局所的な振動も生じる。

振動の大きさは、エンジンに近いところほど大きく、先端部に近づくにつれ、機体を伝播する間にこの大きい振動が吸収されて小さくなっている。したがってミサイルに

部品を配列する場合は先頭から弾薬、誘導装置、制御装置、燃料、酸化剤、圧力系、エンジン付属品、エンジンの順に障害を受けやすい部品ほど前のほうへ置くべきである。

大きな衝撃や過度的な振動は発射時、ブースタ分離時、燃焼停止時に生じる。加速度も発射誘導および突風によって生ずる。これら三つの環境条件のうち搭載機器の破損に対しては、振動がもっとも大きい影響を与え、衝撃

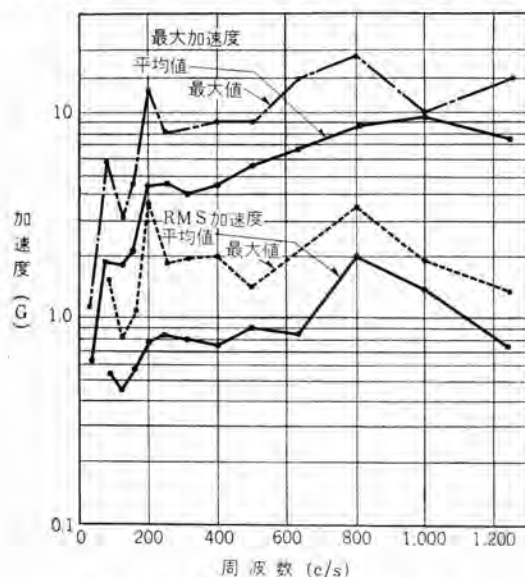


図 2.2 ミサイルの飛しょう中の運動  
Fig. 2.2 Motion of missile in flight.

や短時間の加速度に比べると通信機の場合は 4 : 1 くらいとなる。すなわち 50~75 G の衝撃に耐えうる部品が 2~3 G の振動に対してしか耐えられない。

数少ないデータの一つの例を図 2.2 に示す。<sup>(5)</sup>これはどの程度の性能を持つミサイルであるかは不明であるが、飛しょう中のミサイルの内部 6 か所においた加速度計の信号をテレメータしたものである。

東大生研で製作したカッパロケットの地上試験では周波数 500 c/s で加速度 5 G 以上の振動のあることを示している。

他方上記表 2.1 のような振動、衝撃に対する要求条件もある。これらの振動や衝撃が電子機器に加えられたときにどのような部品が故障をおこしやすいかを示すもの

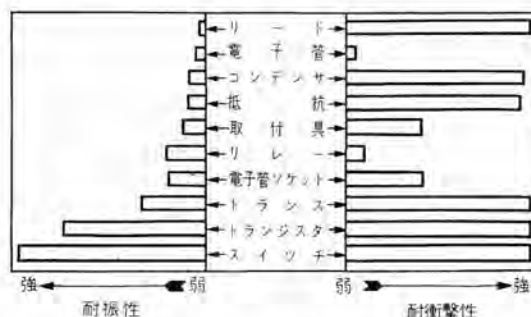


図 2.3 各種部品の抵抗性  
Fig. 2.3 Resistance of various components.



として図2.3の Wright air Development Center での試験結果<sup>(5)</sup>がある。これは電子管式の各種受信機、送信機、コンパス、ダイナモ などについて 2~5 G (ダイナモ に対しては 10 G) で 2,000 c/s までの振動と 50~75 G の衝撃を与えて試験を行なった結果を示している。

## 2.5 音 響

高性能の ターボジェットエンジン や、 ロケットエンジン は タービンの回転や、排気音によって非常に騒音を発生し、ノイズの付近は数千サイクル までの周波数で 175 db ( $10^{-16} \text{W/cm}^2$  を 0 db とする) までにも達している。

## 2.6 その他

砂塵、落雷、爆風、突風、などの環境条件にもさらされる。

## 2.7 環境条件に対する仕様

米軍空軍では、ミサイル を開発する場合に ミサイル を地上の電子機器、整備、保存、訓練をも含んだ一つの兵器体系として考えなければならないものとし ミサイル に対

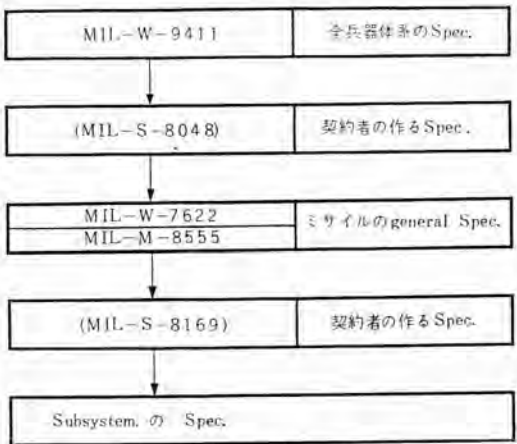


図 2.4 ミサイル に対する Spec の体系  
Fig. 2.4 Systems of specification for missile.

する要求を米軍仕様書 (Military Specification) において体系的に規定している。ミサイル自体 では図2.4のような構成となっている。

各規格では ミサイル の環境条件については気象条件以外は抽象的な事がらだけしか規定せず、具体的数字は個々の機器の仕様書によっている。

## 3. 環境試験規格

2項でのべた種々の環境条件を持つ ミサイル に搭載する電子機器が所定の信頼度を保ちうることを確かめるのが環境試験である。もちろん2項で述べた各種の環境条件は、いずれもが単独に ミサイル に加えられるものではなく、多くのものが複合して同時に加わってくる。逆に落雷や爆風、時によっては極低温などの条件には遭遇しないこともありうる。また振動などはたいいていの場合振

幅の大きさは ランダム に変化し、同時に多くの周波数成分をもった振動が加わっている。

実際に生じる複合された環境条件の下で機器が満足に動作しうるかどうかは、実際に試射を何回も行なってみるのが一番いい方法ではあるがそれを行ない得ない以上できるだけ単一の環境条件に分けて個々の環境条件下での機器の性能を認識し、複合した条件下での信頼度を推定するという形がとられている。その場合環境条件を抽出するには実際の条件にできるだけ近くそれに多少の安全係数を加え、なおかつ故障の生じた場合にいかなる環境条件が原因で故障したかがよくわかるような方法でなければならない。もちろん最初にのべたようにこれは本来信頼度 プログラム と切り離して考えられるものではなくとくに多量に生産する場合には、あらかじめある単一環境条件下での信頼度と実際の使用条件下での信頼度とを結びつける関係式を求めてそれに基づいて試験を行なう。

しかしながらわが国においては環境条件下における信頼度について経験がなく米軍仕様書を参考にして試験方法を決定するのがせいぜいというところである。

ミサイル に適用しうる仕様書としては、MIL-E-5272 C (ASG) 13. Apr. 1959 "Environmental Testing, Aeronautical and Associated Equipment, General Specification for" が基準となっており、航空機用電子機器の環境試験の仕様書 MIL-T-5422 E (ASG) 13. Apr. 1959 も参考にしている。しかしそれも米軍の仕様書がはたしてどのような ミサイル を目標にしているのかが不明であって、何を採用するか非常にむずかしい問題である。表3.1に MIL-E-5272 C と MIL-T-5422 E お

表 3.1 環境試験方法の比較

環境条件	MIL-E-5272C	MIL-T-5422E	TLR M-2
温 度	71°C 48時間 (動作) 54°C 24時間 (動作) -62°C (非動作)		50°C 30分 (動作) -20°C 30分 (動作) 電池は30分後-5°C (動作)
湿 度	50°C 95% RH* 360時間 後動作 95% RH で 常温から 71°C 2時間のサイクルを10サイクル (240 時間) 加えたのち動作	50°C 95~100% RH 48時間後動作 95~100% RH で70°C 6時間後標準状態のサイクルを10回加えた後動作	50°C 95% RH 2時間加えた後動作
加 速 度	動作中 14 G 1 分間 3 軸方向に加速		15G 1 分間 3 軸方向 非動作
衝 撃	15G 11±1 m sec の衝撃を 3 軸 2 方向 各 3 回	左に向じ	15G 11±1 m sec の衝撃を 3 軸方向各 2 回 (一部動作)
振 動	ターボジェットのミサイルに搭載する機器 5~15c/s 0.08in* (2.032mm) DA or ±0.41 G 15~500 c/s 0.036 in (0.914mm) DA or ±10 G 3 軸 3 時間 高スラストのロケットエンジンのミサイル 20~2,000 c/s 0.05in (1.27mm) DA or ±20 G 3 軸 2 時間 共振点で 1 分	5~15 CPS 0.08 in (2.032mm) DA ±0.41 G 15~500 c/s 0.036 in (0.914mm) DA ±10 G 3 軸 動作 1~3 時間 共振点 30分	5~500 c/s 0.05in (1.27mm) DA or ±10 G 3 軸 10分 共振点で 1 分 すべて動作中

\* RH は相対湿度 DA は全振幅

よび国産ミサイル TLRM-2 用電子機器の環境試験法を比較して示す。

MIL-E-5272 C では表 3.1 のほかに温度衝撃（高温から低温）高度、塩水噴霧、耐カビ、日光照射、雨、砂じん、浸水、耐爆、温度高度といった各種の試験方法を規定している。二つ以上の複合した環境条件下での試験としては湿度試験、温度高度試験、および高温あるいは低温での振動試験がある。またこれらの試験と日光照射、耐カビ、砂じん試験などは試験時間の短縮のための加速試験である。

振動試験は機器に加わる振動が ランダム でありまた多くの周波数成分を含むものが同時に加わるのであるが、機器の破損は機器の固有振動数と同じ振動が加えられた場合にもっとも多いという考え方にしたがって単一周波数の正弦運動を加えている。しかしながらよりよく飛しょう中の振動条件を再現させるために テレメータ されたデータを記録した マグネチックテープ や ランダム 信号発生器を用いて供試品に ランダム 振動 を与える方法もある。衝撃試験の場合には落下式あるいはハンマ式の衝撃試験機が広く用いられているが衝撃値（加速度と持続時間および波形）の再現が非常にむずかしく、Hyge Shock Tester という二つの シリンダ の間の差圧を利用して任意の衝撃値を取りうるような試験機が考案されているが、現在わが国においては所要の衝撃値を正確に得る方法はまだ確立されていない。MIL-E-5272 C にもとりあげられていないが国産のミサイルの性能がもう少し高いものになれば当然出てくる試験方法として、低温から高温にさらされた場合の温度衝撃および音響の試験がある。とくに米国では機体に対して赤外線加熱炉、風洞、ショックチューブなどを用いて温度衝撃の大々的な試験が行なわれているが国産のミサイル用電子機器に対しても早急に生じてくる問題であろう。しかしながら急激な温度衝撃を与えうる試験機の製作には大きな費用が必要であり、国営の機関で所持する必要がある。音響に対してはジェットエンジンないしラウドスピーカを用いた試験が行なわれている。

#### 4. 当所における環境試験

当社において試作した エリコン用機上電子機器 に対して表 3.1 に示した TLRM-2 の環境試験方法によって試験を行なった結果について説明する。この TLRM-2 の温度に対する規格は 地对空ミサイル であることと飛しょう中の速度があまり早くないことから表のように定められた。振動は客観的に決めうる正確な資料がなく加速度を 10 G とするか、それとも MIL-E 5272 C と同様の 20 G とするか、議論されたが電子機器は機体の前

部において エンジン から遠いこと、および 10 G を示す資料もあったので規格は 10 G に決められ 20 G 試験は参考として行なうことになった。立会試験を行なう前に何度も予備実験を行なったが TLRM-2 の規格中でもっとも苛酷なのは振動試験であり衝撃、加速度は 2 項で述べたように 10 G 振動に対して耐えるならば 40 G まで保証されるので問題にはならなかった。温度に関しては以前に  $+40^{\circ}\sim-20^{\circ}\text{C}$  の規格で試験を行なった経験を持っていた。湿度も試験そうの処理を誤って機器を水びたしにするようなことさえなければ問題はなく、もっぱら耐振性に重点をおいて試験品の補強を行なった。改良を行なった点は主として次のような項目である。

1. 機器の性能上許しうる限り ショックマウント を採用する。
2. トランス類が アンクル に取付けられている場合には アンクル の板厚、材質、曲げ、半径について十分検討し改良する<sup>(6)</sup>
3. 強度を必要とする アルミ材料 の ネジ 穴はすべて ヘリポート を挿入する。
4. すべて締結部の ネジ はペン止めする。
5. 形の大きい コンデンサ 類は接着剤あるいは金属の取付具で シャーシ に固定する。
6. リード を接着剤で シャーシ に固定する。
7. フィルタ の コア の耐振性を改良する。

このような改良を加えて動作中に振動を加えた結果一部をのぞいては標準状態での規格値をわるものもなく機械的にもすでに疲れ限度にきていた ゴムクッション 1 個の破損以外は損傷がみられなかった。また ショックマウント を介した電子機器に対する 20 G の振動を与えた参考試験のばあいにも故障は生じなかった。ジャイロ や タイムスイッチ などのミサイル用機構部品についても 20 G の耐振性をもつように開発が行なわれており一部は十分耐えうる試作品ができています。

#### 5. む す び

以上ミサイルの環境試験および当所におけるミサイル用電子機器の環境試験についてのべたが何分にも試験法の基礎となる環境条件に未知の項目があまりにも多く、これを正しく認識することが急務となっている。またそれによって初めて所要の信頼度をもった製品の開発も可能となる。他方現在のような少数の開発品に対する環境試験を信頼度の面から解析するということが残された問題である。

#### 参 考 文 献

- (1) 理科年表 昭和 35 年版。
- (2) "Environmental Requirements Guide for Electronic Parts" Office of Technical Services, March 1959.
- (3) "Aerodynamics, Propulsion, Structures and Design Practice" E. A. Bonney, 1956 Van Nostrand.
- (4) "Electronic Designers Shock and Vibration Guide for Airborne Applications" 1958 HQ-ARDC.
- (5) "What Designers Should know about missile components" H. C. Lawrence, Electronics April 29, 1960.
- (6) "Range Servo の振動試験における疲労破壊部分について" 三菱電機技術メモ 第 16328 号、武田、森川他。



## 制御電極付シリコン整流素子とその応用

伊丹製作所 加藤 又彦\*・室賀 淳\*\*・小林 凱\*\*  
 研究所 岡 久雄\*\*\*

### 1. まえがき

一般に半導体整流素子（またはダイオード）とよばれるものは二極電極付の P-N 接合体で、ゲルマニウムあるいはシリコンで作られ、その性能と生産量は実に目ざましい発展をとげて各種の定格電圧、電流のものが製造され、販売されている。一方通信用のトランジスタの発達もいちじるしく、これが製作技術は電力用のトランジスタへと進歩して特殊形の接合体の代表例として 4 層の P-N-P-N 素子または P-N-P-M 素子が作られた。これらは一般にスイッチングダイオードと呼ばれている。この 4 層の P-N-P-N 素子に制御電極（ゲート電極とよぶ）とよぶ第 3 電極をもうけたシリコン整流素子（シリコン整流素子）が出現し、在来の P-N 形二極電極付の電流増幅率を改善して制御能をもったものとなり、別名を固体サイトロンとよび、在来のサイトロン放電管と電気的に同一の作用を演ずる整流素子となった。この制御電極付シリコン整流素子はトリニスタ（Trinistor）またはシリコンコントロール（Silicon Controlled Rectifier）整流素子などの商品名で現在売り出されている。かかる P-N-P-N 素子は電力用直流電源としてまたは制御系の一要素として使用されるものであるがその信頼性は現在のところその使用経験が少ないといううらみはあるが電気的特性、電流容量、電圧耐量、作用とはともに従来のサイトロン放電管、コンタクタ、リレー、回路開閉器、静止形スイッチ、マグナウなどによってかわる性格を十分そなえている。

### 2. P-N-P-N シリコン整流素子の原理と構造

図 1.1 トリニスタ（制御電極付シリコン整流素子）  
 平均電流 50A  
 級  $V_{BO}=300V$



本文はこの 4 層 P-N-P-N 素子の構造と原理、電気的特性ならびに応用例を中心に種々の技術的問題とその特長とを解説し、ご紹介するものである。

4 層の P-N-P-N 素子はトランジスタの PNP; NPN の構造を一步進めたものであって図 2.1 は 4 層 P-N-P-N 素子の通電回路と接合状況を示したものである。なお 4 層整流素子でも図 2.2 (a) に示すように P-N-P-M 素子でダイニスタとよばれるものがある。これは 4 層は 4 層でも最終段の M は金属層を表示しており、構成の相違によってその電気的特性が P-N-P-N 素子と比較して図 2.2 (a), (b) にみるように逆特性が相違している。図 2.1 の 4 層 P-N-P-N 素子は二つの P-N 接合 ( $J_1, J_3$ ) と一つの N-P 接合 ( $J_2$ ) とから構成されていることを示す。このうち  $J_1, J_3$  は在来の P-N 接合に正方向に電圧が印加された場合と同一であるが中間部の  $J_2$  接合は逆方向に電圧が印加された形となっ

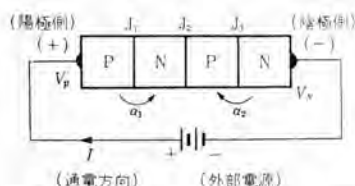


図 2.1 P-N-P-N 素子と通電原理図

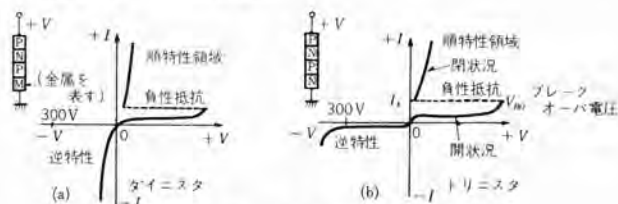


図 2.2 4 層特殊整流素子の電気的特性

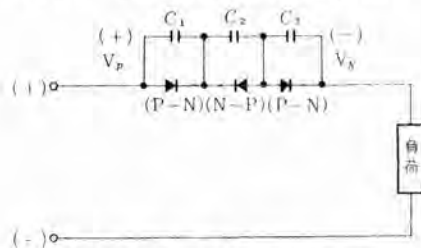


図 2.3 P-N-P-N 素子等価回路

ている。これが等価回路を描けば図 2.3 に示すようになる。よって  $J_2$  の逆方向電流値によって回路電流は制限される。この逆方向電流は  $J_1, J_3$  の接合にも流れ、各接合からは正孔および電子が注入されているがシリコンではこの電流は小さいので  $J_2$  の接合の逆方向電流にあまり影響を与えない。これをトランジスタとしての P-N-P (図 2.1 左側) と N-P-N (図 2.1 右側) 接合の電流増幅率  $\alpha_1, \alpha_2$  で考えると  $\alpha_1, \alpha_2$  はともに小さいわけである。上記  $J_2$  の逆方向電流は図 2.1 に示す印加電圧が  $J_2$  のブレイクオーバー電圧 ( $V_{BO}$ ) をこえるまではほぼ一定の値 ( $I_L$  以下の電流値) を示し、図 2.2 (b) の  $0 \sim V_{BO}$  の曲線に相当している。式 (2.1) は図 2.1 の電流関係を示している。

$$I = \alpha_1 I + \alpha_2 I + I_L$$

$$\therefore I = I_L / (1 - (\alpha_1 + \alpha_2)) \quad (2.1)$$

ただし  $\alpha_1 = \text{P-N-P 接合の電流増幅率}$

$\alpha_2 = \text{N-P-N 接合の電流増幅率}$

$I_L = \text{逆電流値}$

このうち  $0 \sim V_{BO}$  領域では  $(\alpha_1 + \alpha_2)$  は比較的小さい。開閉器でいえばこの状況は開 (off) である。 $(\alpha_1 + \alpha_2)$  が 1 に近づけば電流値 ( $I$ ) は外部回路で定まる値になる。これは平均 50 A の順電流をながしたときに、約 1 V の順電圧降下を生ずる状態である。このときは開閉器にたとえれば閉 (on) の状態を示す。しかしゲート回路を設けた 4 層 P-N-P-N 素子はゲート電流値によって上記のスイッチング特性に差を生ずる。こ

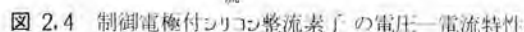

$$V_H \doteq 2,000 (L, p_H)^{0.36} \dots\dots\dots (2.2)$$

表 2.1 P-N-P-N 素子と P-N 素子の比較表

図 2.6 トリニスタ整流素子外形寸法(ロケットツウ形(WX-809形))

P(合金)	
N(拡散)	(a)
P(拡散)	
N(母体)形シリコン	

N(拡散)	P(合金)	(b)
P(母体)形シリコン		
N(拡散)		

(c)

図 2.7 4層P-N-P-N  
整流素子の構造

[illegible]

図 2.8 制御電極付 P-N-P-N 整流素子の内部構造

表 2.2 制御電極付シリコン整流素子代表例の仕様

134 (1618)



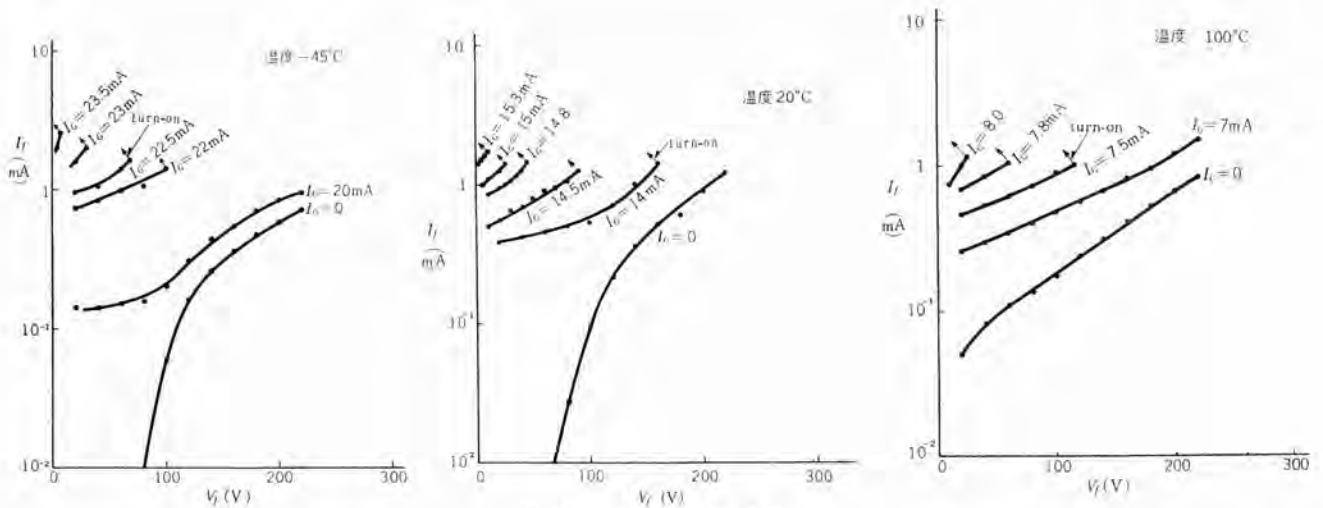


図 3.1 正方向  $V$ - $I$  特性

P 形シリコンの一面に Sb を拡散させ、その上に Al を蒸着し、他面には Au-Sb を蒸着させたものである。

以上 3 種の (a) (b) (c) の P-N-P-N 素子のブレークオーバー電圧 ( $V_{BO}$ ) は構造により大きく変化する。このうち (b) と (c) とは順方向特性がよく似ている。実用化されている制御電極付シリコン整流素子の内部構造を図 2.8 に示す。この構造は (c) に相当するものである。よって  $V_{BO}$  は使用したシリコンの抵抗によって変化するし、また  $V_{BO}$  は avalanche breakdown 電圧にほぼ等しく、温度が上昇すると若干減少する傾向にある。

表 2.2 は現用の制御電極付シリコン素子の代表例の仕様である。

### 3. 制御電極付シリコン整流素子の電気的諸特性

#### 3.1 電圧—電流特性

制御電極付シリコン整流素子の電圧—電流特性のうち逆方向領域は、図 2.4 に示すように、普通の電力用シリコン整流素子の特性とほとんど変わらない。しかし順方向領域においてはいちじるしく様相を異にし、制御電極すなわちゲート (Gate) から陰極に向かって流れる制御電流  $I_G$  によって電圧—電流特性が変化する。図 3.1 は制御電極付シリコン整流素子の順方向電圧—電流特性の

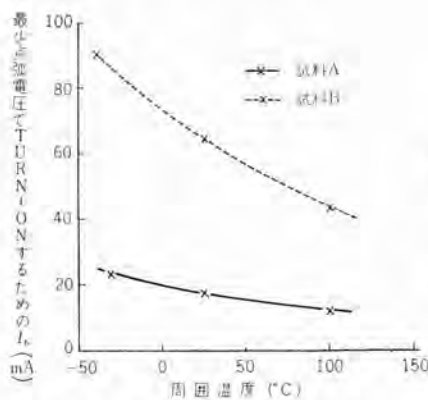


図 3.3 最少点弧電圧で Turn-on するための Gate 電流と周囲温度

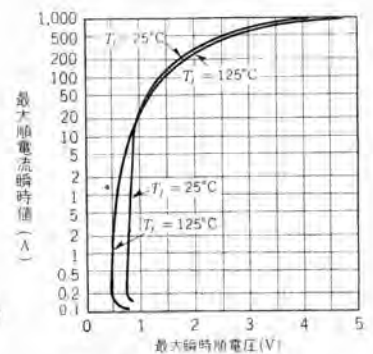


図 3.4 導通状態における最大正方向特性

一例で、同図 (a), (b) および (c) はそれぞれ同一素子の低温、常温および高温における特性を示している。 $I_G = 0$  においてさらに順方向電圧を高くして行けばついにブレークオーバー (Breakover) し、導通状態になる。どの温度においても  $I_G$  がある限界値に近づくにしたがって陽極電流  $I_F$  は急激に増加し、低い電圧で導通状態にターンオン (turn-on) するようになり、ついにきわめて低い電圧でターンオン (turn-on) するにいたる。

図 3.2 は  $I_G$  とターンオン (turn-on) 電圧との関係を温度をパラメータとして求めた実験結果の一例である。同図の実線群と点線群はそれぞれ同種類、同定格の素子の特性を示す。

図 3.1 からわかるように最少の陽極極間電圧でターンオン (turn-on) するのに必要な  $I_G$  の限界値は温度とともに変化する。温度の高いほど必要な  $I_G$  は少なくなっているが、図 3.3 はその関係を求めた実験データである。

つぎにターンオン (turn-on) した後の導電状態における正方向特性の一例を図 3.4 に示すが、これは普通の電力用シリコン整流素子の順特性とほぼ同様である。

#### 3.2 ゲート (Gate) 点弧特性

制御電極付シリコン整流素子を阻止状態から導通状態にターンオン (turn-on) するために、いかなるゲート (Gate) 入力を与えるかは、整流素子の種類により異なるが、一例として W 社製 WX-809 (50A) のゲート (Gate) 点弧特性を図 3.5 に示す。セン頭

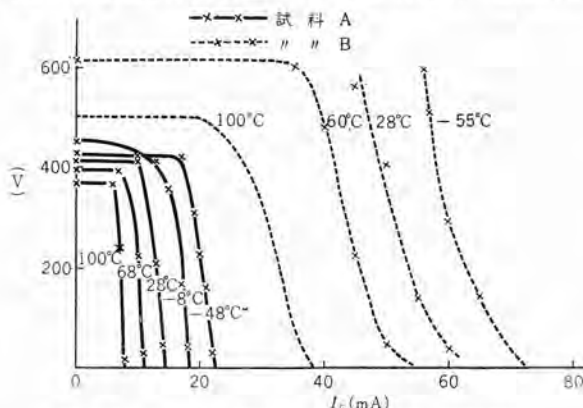


図 3.2 Turn-on 電圧と  $I_G$  との関係 (実験例)

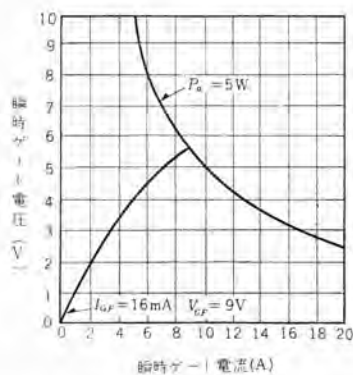


図 3.5 代表的な Gate 点弧特性

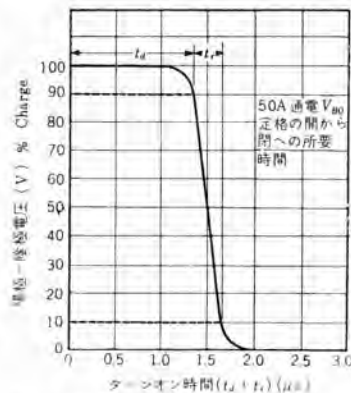


図 3.6 代表的な Turn-on time

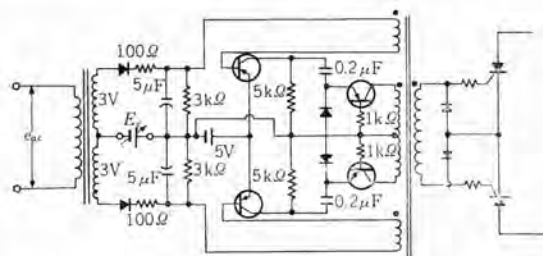


図 3.8 Gate 回路の一例

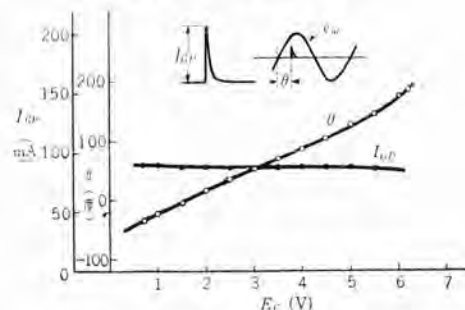


図 3.9 図 3.8 に示す Gate 回路の特性

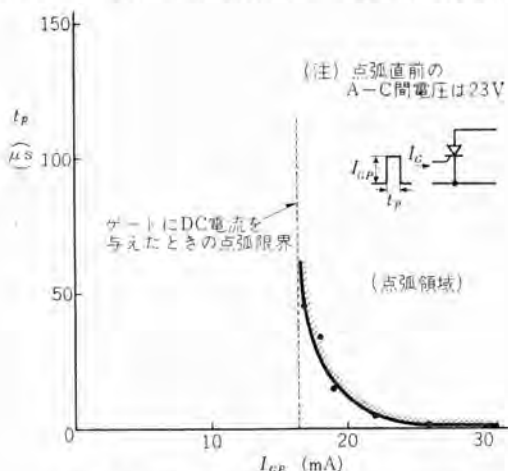


図 3.7 パルス電流による Gate 点弧特性

ゲート電力 5W、セン頭ゲート電圧 10V、セン頭ゲート電流 2A はいずれも ゲート に対する限界値で、すべてこの範囲内の入力を与えるべきことを示している。ゲート—陰極間の電圧—電流特性の代表例は原点 0 から始まる実線で示してある。しかしほとんどの整流素子はこれらの限界値よりかなり下回る領域で確実に点弧する。

図 3.6 は WX-809 の ターンオン・タイム の代表例で、<sup>(4)</sup> ゲートに印加する  $I_g$  は少なくともこの時間以上の幅を持たなければならない。いま波高値  $I_{gp}$ 、時間幅  $t_p$  の任意に変えられるパルス電流をゲートに与えて陽陰極間をターンオンさせる限界を求めた実験例を図 3.7 に示す。この例では  $t_p$  の最少限界は約 2μs であった。

### 3.3 ゲート回路

ゲート回路として要求される条件として次のようなものがある。

(1) 整流素子の使用温度範囲に対してつねに確実に陽陰極間をターンオンするための最少  $I_g$  をゲートに与え、かつその時間幅はターンオン・タイムより十分に長いものでなければならない。しかし必要以上の電力をゲートに加えることは好ましくなく、少なくとも図 3.5 に示すような限界以上の電力、をゲートに与えてはならない。

(2) 同種類、同定格の整流素子でも現状ではかなりのバラツキがあるため、点弧位相のバラツキを防ぐために、 $I_g$  の立上がりはできるだけ急峻なものであること。

(3) 点弧位相を任意に制御するために  $I_g$  の立上がり位相は広範囲にかつ速応性よく移動しうるものであること。

(4) ゲート回路として消費する電力はできるだけ小さく、また装置自体が小形軽量であること。

上記の条件のもとに試作したゲート回路の一例を図 3.8 に示す。この回路の出力は立上がり 1μs、時間幅約 10μs のパルス電流であり、図 3.9 にその特性を示すようにパルス位相が 260 度移動するのにに対し、パルスの波高値はほとんど変化せず、また速応性もきわめてよい。このほかゲート回路としては種々のものが考えられているが、<sup>(4)(5)</sup> いずれも上記の条件を満足するようになされている。

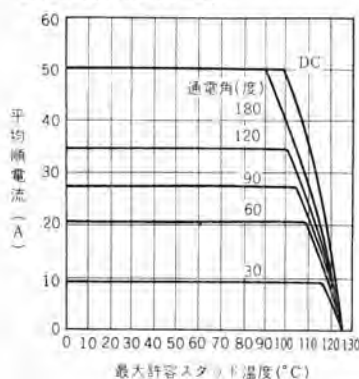


図 3.10 平均順電流—スタッド温度特性

### 3.4 制御電極付シリコン整流素子の電流、電圧特性

制御電極付シリコン整流素子の冷却条件（最大許容スタッド温度と平均順電流値との関係）を示したものが図 3.10 であり、90°C までは通電角 180 度の間、流しうることを示しているし、120°C のスタッド温度になるとはじ

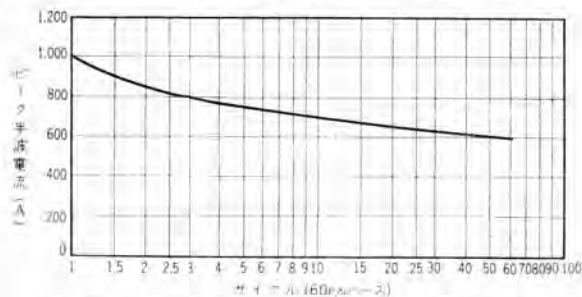


図 3.11 定格負荷状況における最大サージ電流特性



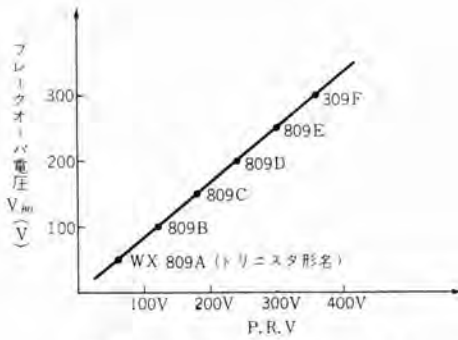


図 3.12  $V_m$ —P.R.V. との関係

めて整流性がなくなる。図 3.11 は定格負荷状況における最大サージ電流特性曲線であって セン 頭半波電流値と許容時間 (サイクル) との関係を示している。この種整流素子の破壊電圧 ( $V_B$ ) は式 (2.2) で示したが  $V_{BO}$  と セン 頭逆電圧 (peak reverse voltage 以後 P.R.V. と記す) との関係を示した一例が図 3.12 である。この P.R.V. は P.I.V. に相当するものであり、P.R.V. はゲート回路を開放した状況下の値であって直流電圧耐力を示している。

整流素子の効率は単相で対称的なスイッチング回路で、それに 2 個の素子を使ったときには式 (3.1) で示される。

$$\text{効率 } (\eta) = 1 - V/V_{BO} \dots\dots\dots (3.1)$$

ただし  $V$  = 順電圧降下 (1.1 V 程度)  
 $V_{BO} = 150 \sim 300 \text{ V}$  の値

$\therefore \eta \approx 99\%$  である。

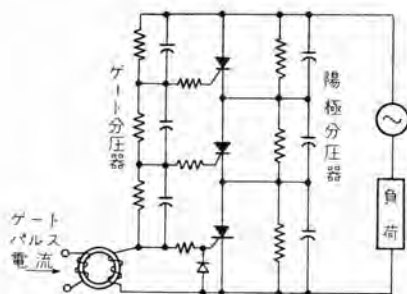


図 3.13 直列接続回路

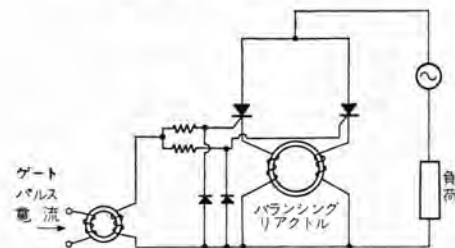


図 3.14 並列接続回路

### 3.5 直、並列接続

制御電極付シリコン整流素子の直、並列接続は普通の電力用シリコン整流素子の場合のように単に逆電圧や負荷電流の分担を均等化すること以上にすべての素子をいっせいに点弧させなければならないという問題がある。<sup>(6)</sup>

これらの二つの条件を満足させるためわれわれが試みた方法について紹介する。

直列接続については図 3.13 に示すように陽極分圧器と ゲート

分圧器とを設け、入力に単に最下段の整流素子の ゲート にだけ加え、後は ゲート回路 のコンデンサの放電によって将棋倒しの順次上段の整流素子の ゲート にパルス電流を与えることによりいっせいに点弧するようにしてある。<sup>(7)</sup> 試験は 6 段直列まで行なったが ゲート回路 の素子定数を適当に選ぶことにより全体の陽、陰極間の電圧が 9~300 V の範囲で点弧時間わずか 2  $\mu$ s でいっせいに点弧させることができた。

並列接続については図 3.14 に示すように ゲート電流を抵抗により分割すると同時に陰極側に バランシングリアクトル を設けることによりいっせいに点弧させ、かつ点弧後の電流の分担を均等にさせるようにした。この場合 リアクトル の誘起電圧は点弧の少しでもおくれた整流素子の ゲート電流 を増し、その整流素子の点弧を促進する働きとともに、全体が点弧した後の正方向降下の差を補償する二つの役目を果している。

### 4. 回路方式

前項で制御電極付シリコン整流素子の電気的特性、ゲート回路方式、直、並列接続方式について解説したのであるがこの制御電極付シリコン整流素子 と在来の P-N 接合の素子その他 P-N-P-M 素子との接続においていろいろな方式が考えられる。図 4.1 はその代表例を示したものであり、(a) から (g) までは単相回路を、(h) から (k) までは三相回路方式を示したものである。

これらの諸方式中 (c) (d) は在来の P-N 素子の特性と 制御電極付シリコン整流素子 とを協調させた方式である (g) は直列接続方式において逆耐電圧耐量を分割し、 制御電極付シリコン素子

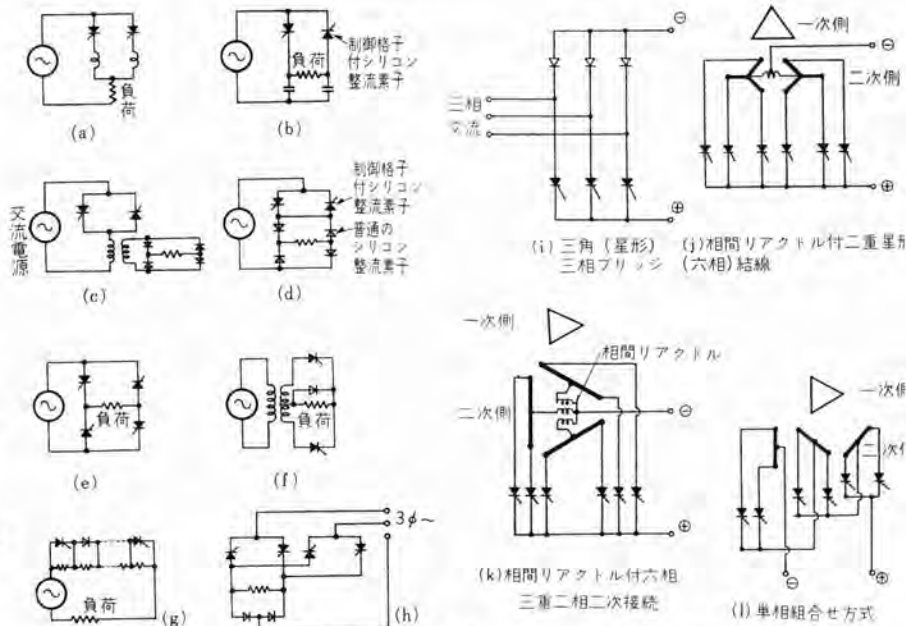


図 4.1 制御電極付シリコン整流素子を使用した主回路方式

の特性を有効にした方式である。(h) (i) についても同様のことがいえる。

ただ ゲート回路 をまとめた制御盤なるものが必要であるがその必要度は出力直流電圧を 制御電極付シリコン整流素子 で何 パーセント 制御するかによってかわってくる。状況いかにによっては負荷時電圧調整器を挿入し、調整器の タップ間電圧、数倍 (直流電圧) を整流素子で制御する方式が一般に採用されよう。

## 5. 応用例とその解説

P-N 形の大電力用半導体整流器はめざましく発展し、各分野で使用され、その代表例としては電解工業用直流電源をはじめとして直流電動機駆動用電源、交流発電機の励磁器用、ウェルダ、蓄電池充電用など各種あるがさらに電鉄部門には車両載積用と地上変電所用半導体整流器とがある。

上記の使用事例は在来の水銀整流器その他と比較して性能上、保守上、経済上の利点が認知されているものである。これに対し制御電極付シリコン整流器はその電気的特性と経済性からみて上記の使用分野に全面的に利用されるとはいえない。しかし負荷側の運転条件と保守内容、経済性によって採否が決定される。

### 5.1 電解用直流電源への応用

この電解用というのは金属電解をはじめとして食塩、水などの化学工業用の直流電源のことである。しかしかかる電解用の負荷の性格がそれぞれことなるため直流出力電圧の制御方式と設計内容とがその責務によって異なってくる。その共通点をあげれば次のとおりである。

- 起動時、定格出力電圧の 60~80% の低電圧から徐々に負荷電流をあげて行く必要がある。
- 定格出力電圧に到達すれば定電流制御を行なう。
- 6ヵ月~1ヵ年間、無停電で連続運転できること。アルミニウムのようなものでは長時間の停電は絶対許されない。
- 効率をできる限りたかく設計すること。

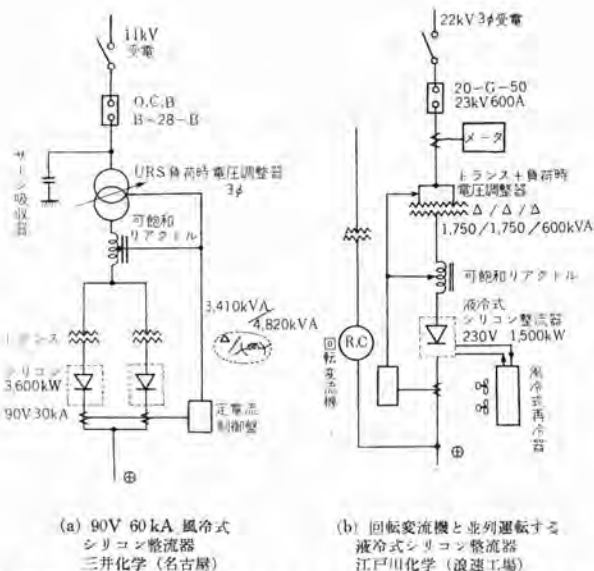


図 5.1 P-N (二端子) 接合体によるシリコン整流器主回路方式

以上の諸条件を満足させるため在来の方式は図 5.1 (a), (b) に示すように URS 形負荷時電圧調整器と可飽和リアクトルとを組合せて a, b. の項目を満足させている。この方式は機器の据付面積の問題と効率および信頼性の問題にも関係し、ひいては建設費の増大となる。いま制御電極付シリコン整流器を使用し、経済的設計を実施した場合、可飽和リアクトルを除去することができることも定電流制御装置を簡易化しうる傾向にある。現在の制御電極付シリコン整流素子の価格をもってしては

今すぐに大電流容量のシリコン整流器が全面的に置換えられるところまでは行かない。

### 5.2 各種工業設備への応用

この分野は 250V 級の工場内直流電源をはじめとして中、小容量の直流電動機の制御に、また開閉器、電圧調整器などに使用されるものがその代表例である。

#### (1) 各種電動機の制御

表 2.1 に示したようにサイatron と同一作用を行なうため在来のサイatron による電動機駆動方式のものはすべて制御電極付シリコン整流素子によって置換えることができる。その一例を図 5.2 に示す。図 5.2 はブリッジ結線方式の (+) 側の整流素子だけを制御電極付のものとした実例であり、制御方式の簡易化と経済性ですぐれている。これと同様な考え方が図 4.1 に単相の各種の場合が例示してある。つぎに直流電動機の可逆運転の単相全波方式の一例を図 5.3 に示す。この回路中、直流モータ (M) の正転は  $S_2, S_3$  の制御電極付シリコン整流素子で行ない、逆転は  $S_1, S_4$  で実施する。これが極性変換は  $R_1$  のポテンシオメータで行なうのである。これが基本原理図を示したものが図 5.4 である。図中 (a) はフィールドを切換えて逆転を行なう方式、図 (b) はフィールドはそのまま主回路、通流電流を逆転させる方式である。

つぎに直流電動機のダイナミックブレーキ方式の一例を示したものが図 5.5 である。これは直流モータ (M) のブレーキ時にモータ端子電圧が一定値よりたかくなるとツェナーダイオードが放電し、 $S_1, S_2$  の制御電極付シリコン整流素子のゲート回路をいかし、モ

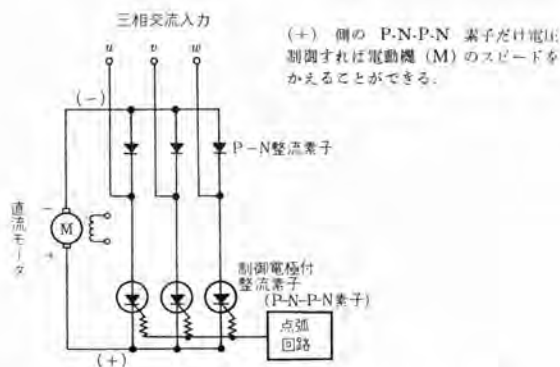
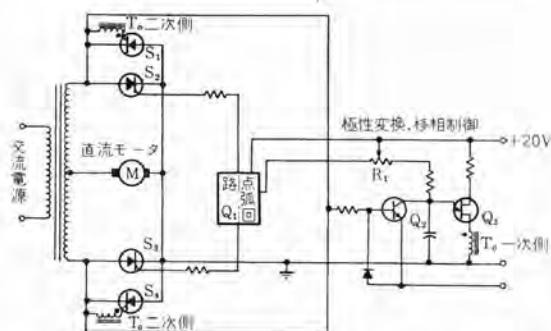


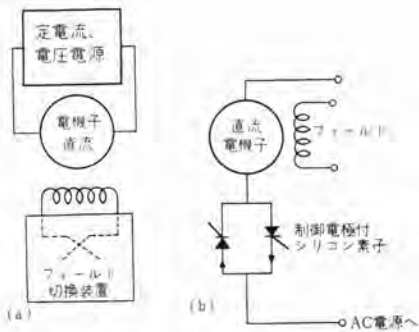
図 5.2 三相ブリッジ回路による直流電動機駆動回路



$S_2, S_3$  は  $Q_1$  で点弧し、同様に  $S_1, S_4$  は  $Q_2$  で  $T_2$  一次側を経て点弧させる。ポテンシオメータ  $R_1$  のポラリティをかえまた出力電圧の大きさをかえるのに使用。  $R_1$  が中央の点で  $Q_1$  も点弧せずまた負荷への出力電圧はない。左へうごかせば出力電圧最大。右へうごかせば逆転はじめる

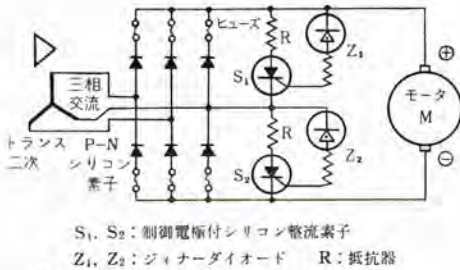
図 5.3 単相全波の可逆運転方式





(a) 図はフィールドだけをきりかえて正逆転を行なわせる方式  
(b) 図はフィールドはそのまま主回路方式の通流電流の方向を制御して正逆転を実施させる方式

図 5.4 直流モーター可逆運転



$S_1, S_2$ : 制御電極付シリコン整流素子  
 $Z_1, Z_2$ : ジョーナーダイオード  $R$ : 抵抗器

図 5.5 ダイナミックブレーキ および回生時の  
高電圧吸収制御方式

一端子電圧による直流電流が  $S_1, S_2$  に流れて端子電圧を低下させる。端子電圧が低下すればゲート回路がとまり、 $S_1, S_2$  の放電も中止される。すなわちコンタクトの不要なブレーキ回路である。

このほか Rectiflow 駆動方式による誘導電動機への制御や、静止セルブス方式のインバータ側の整流器の代用に、また静止形励磁器、などの分野に進出する余地がある。これらについては「三菱電機」Vol. 33, No 8「半導体整流器の工業界への応用」を参照されたい。

小交流モータを駆動する方式としては原理的に次の4種類がある。図 5.6 (a) (b)、図 5.7 (a) (b)、はこれを示す。図 5.6 (a)

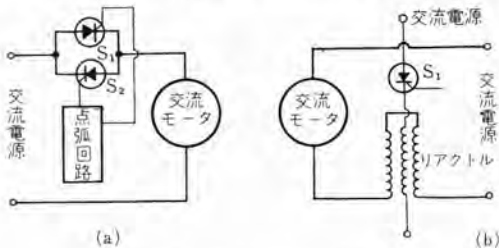


図 5.6 交流モータ駆動方式

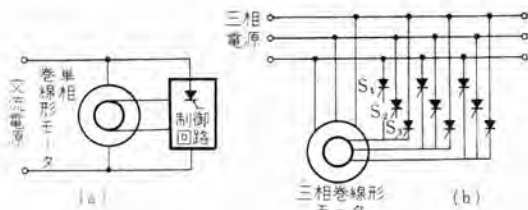
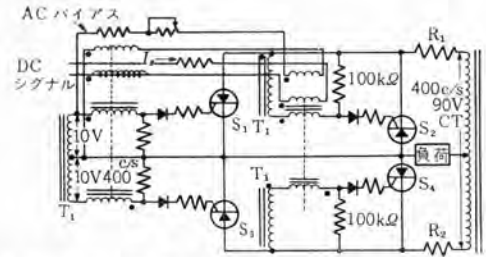


図 5.7 交流モータ駆動方式



$S_1, S_2, S_3, S_4$ : 制御電極付シリコン素子  $R_1, R_2$ : 制限抵抗器

図 5.8 交流小モータ駆動方式

は  $S_1, S_2$  の制御電極付シリコンを交互に点弧させ制御する方式、図 5.6 (b) は可飽和リアクトルの励磁電流の変化を  $S_1$  で行なう方式、図 5.7 (a) (b) は巻線形モータ二次側インピーダンス制御を行なうもので単相、三相の場合を示したものである。図 5.8 は

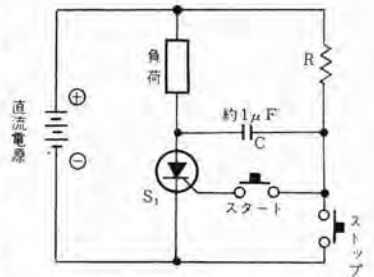


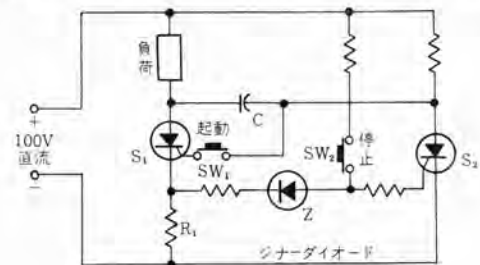
図 5.9 直流開閉器

交流サーボモータ用のラッシュル回路を示す。

## (2) 開閉器 およびリレー

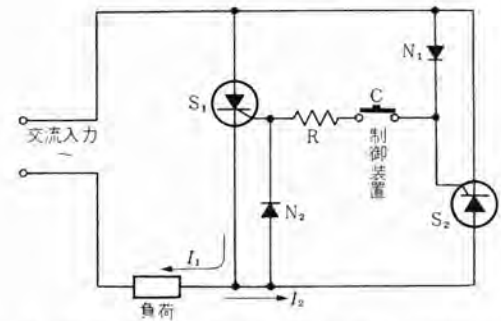
制御電極付シリコン整流素子を以下説明するように適切に使用した直流、交流回路の開閉器としての用途例を示す。図 5.9 は直流回路開閉器の一例であってスタートの押しボタンをおせばゲート回路がいきいて  $S_1$  が通電する。ストップボタンをおせば  $C$  が負につながるため数マイクロ秒間に  $S_1$  は負となり通電はとまる。この回路はパルス増幅器、同期オシレータ、ノコギリ歯形発電機、ダイナミックブレーキ用コンタクトまたは電流制限用開閉器として使用される。

図 5.10 は電流制限開閉器回路の一例であって、瞬時動作の



瞬時動作をもった直流電流制限開閉器回路

図 5.10 直流制限開閉器



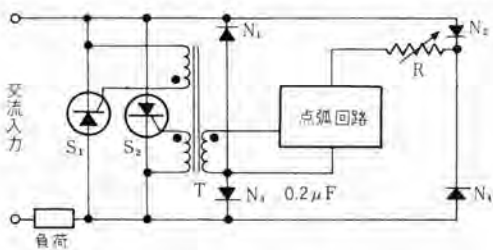
$S_1, S_2$ : 制御電極付シリコン整流素子、抵抗  $R$ : ゲート電流の制限用

図 5.11 交流静止形スイッチ

特性をもっている。起動にはSW<sub>1</sub>をおせばよく、SW<sub>2</sub>をおすか、R<sub>1</sub>に過電流がながれればS<sub>2</sub>の制御電極付シリコンが動作して開放する。

図 5.11 は交流静止形スイッチの代表回路例であって制御装置 C には電圧、電流または圧力などの制御要素が挿入される。抵抗 R はゲート回路電流制限用であり、ダイオード N<sub>1</sub>、N<sub>2</sub> は制御電極付シリコン整流素子 S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub> をそれぞれ交互に点弧させ負荷に交流電流を供給する。この回路の用途としては溶接機の通電制御用、炉の温度制御、X 線の制御、照明調整用として使われる。図 5.12 は 上記同様交流スイッチであるが制御電極付シリコン整流素子の位相制御ができる交流スイッチである。ダイオード N<sub>1</sub>、N<sub>2</sub>、N<sub>3</sub>、N<sub>4</sub> からなるブリッジ回路の出力が抵抗 R で制御され、S<sub>1</sub>、S<sub>2</sub> の点弧位相をかえる。図 5.13 はこれらの各部の波形を示したものであり、用途としてはタングステンランプの制光装置の実例がある。点弧位相を磁気増幅器 (L<sub>3</sub>、L<sub>4</sub>) で制御した方式を図 5.14 に示す。この方式の問題点はランプが低温のときのサージ電流の制限、ラジオ障害防止策とであったと報告されている。

以上の交流スイッチはキロワット級のものまで製作可能であるが図 5.15、5.16 (a) (b) (c) (d) (e) (f) ならびに図 5.17 (a) (b) に各部の波形と開閉時の過渡的電流のおく



S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>: 制御電極付シリコン整流素子  
図 5.12 交流位相制御スイッチ

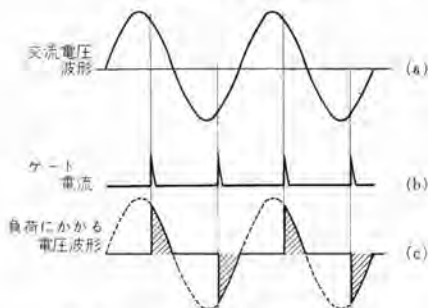


図 5.13 図 5.12 の位相制御スイッチの各部の波形

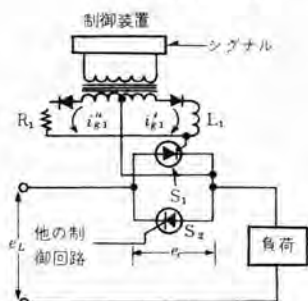


図 5.15 トリニスタ使用の電力用リレー回路

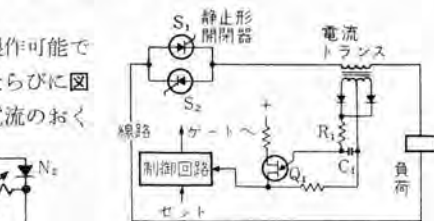


図 5.19 静止形開閉器

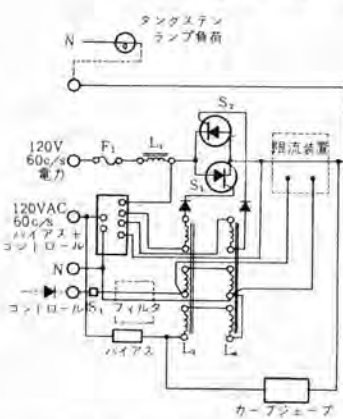


図 5.14 制光装置回路方式

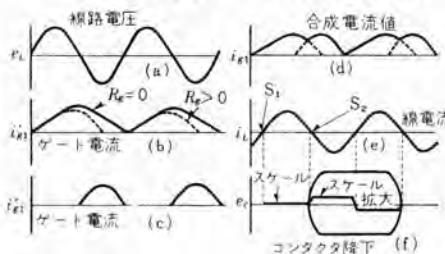
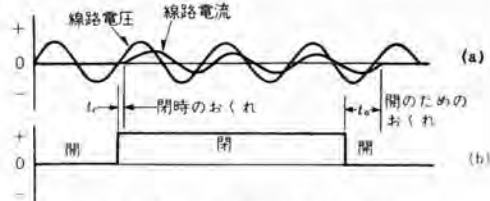
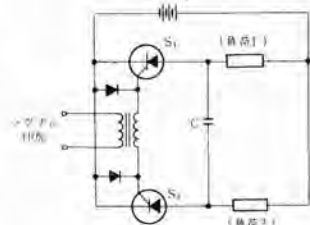


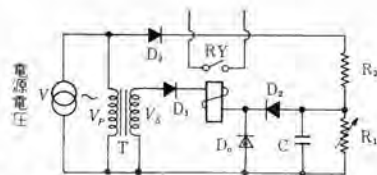
図 5.16 図 5.15 の各部波形



(a) は誘導負荷に対する過渡的開、閉電流  
(b) は機械的なコンタクトの動作  
図 5.17 過渡的開、閉電流



S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>: 制御電極付シリコン整流素子  
負荷 1 から負荷 2 へ電圧移行を行なうものである  
図 5.18 フリップフロップ回路およびラッチングリレー



D<sub>0</sub>: ダイニスタ  
D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>3</sub>: ダイオード  
T: トランス  
V<sub>p</sub>, V<sub>s</sub>: 一次電圧、二次電圧  
R Y: 二次電圧リレー接点  
図 5.20 (a) ダイニスタ使用の開閉器

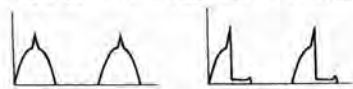


図 5.20 (b) ダイニスタに印加される電圧波形

Latching Relay 回路の一例である。

図 5.19 は交流遮断器の一例である。これは静止形開閉器、負荷電流検出装置、積分回路などからなり、制御電極付シリコンのゲート回路を開放して主回路を遮断する方式である。図 5.19 はこの一例を示す。

また図 5.20 (a) (b) は P. N. P. M 素子を使用し、その電気的特性を利用して開閉を行なうリレー回路の一例である。すなわちダイニスタ D<sub>0</sub> が図 5.20 (b) に示したようにブレイクオーバーしたとき D<sub>1</sub> を通じて V<sub>s</sub> が放電し、R Y のリレーが動作して回路の開閉を行なうものである。

## (3) インバータ

直列形インバータ、並列形インバータの基本回路については先に「三菱電機」Vol 33, No. 8 で紹介したがその具体的な例として図 5.21 には直流から交流への並列インバータ回路を示す。直流 28V を負荷が 100 kΩ で約 60 サイクルの交流を発生させ、112 W の入力で効率 95 % (トランスの損失を無視) である。また図 5.22 には直流を 400 サイクル交流になおす並列インバータ回路を示す。



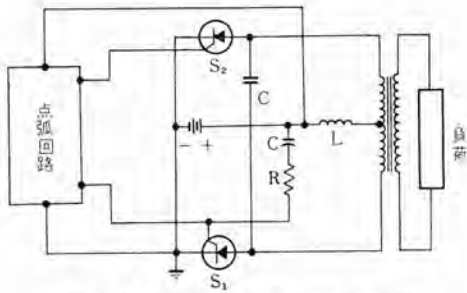


図 5.21 直流対交流並列インバータ回路

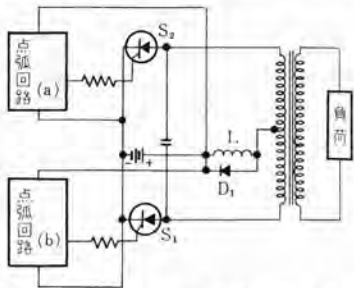


図 5.22 直流対 400 サイクル交流並列インバータ回路

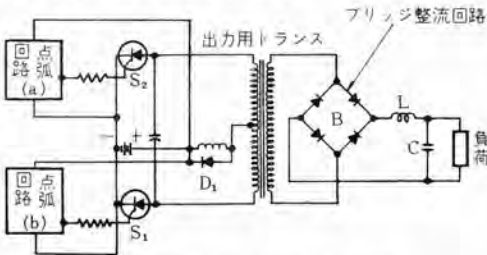


図 5.23 直流対直流変換器

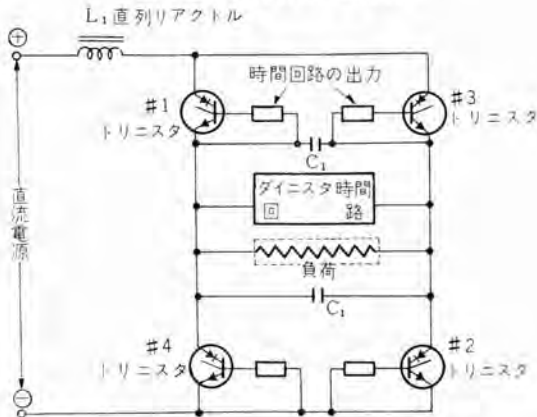


図 5.24 4 個の トリスタ を使った インバータ回路

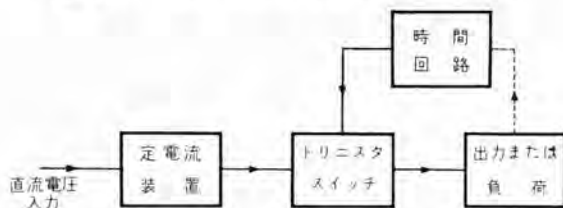


図 5.25 トリスタ整流素子を使った インバータ回路 の ブロック図

図 5.23 は直流対直流のインバータの回路例であって出力側の直流波形を改良するため 数十ミリヘンリ から 数百ミリヘンリのリアクトル、コンデンサ抵抗類を入れたときのものである。図 5.24 はトリスタ 4 個を使用したインバータ回路であり、 $\pm 1$ ,  $\pm 2$  のトリ

スタは同時にターンオン、オフをする、 $\pm 3$ ,  $\pm 4$  もまた同様で、これらは交互に動作することによって負荷の両端に (+) (-) が生ずる。そして  $C_1$  の電圧  $v_c$  と負荷電流 ( $I$ )、負荷抵抗  $R$  との間には式 (5.1) が成立する。

$$v_c = I \cdot R \cdot [1 - e^{-\frac{t}{2RC}}] \dots \dots \dots (5.1)$$

ただし  $v_c = 0 \sim I \cdot R$  の間に 式 (5.1) はあてはまる。

図 5.24 のダイアグラムは図 5.25 に示したとおりである。この種のインバータでは 3,000 サイクルで 300 W の出力のものは 94 % の効率をもっていることが立証され、また 4 個のトリスタを使って 10,000 W のものも作成された。

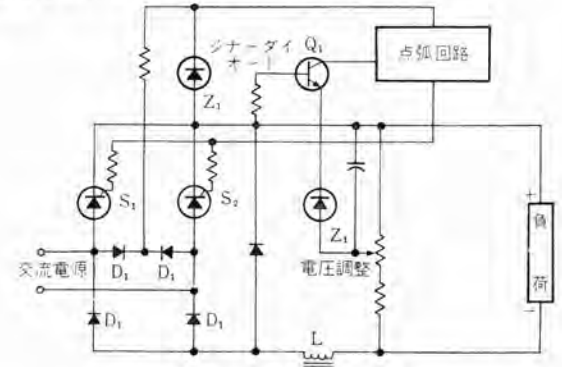
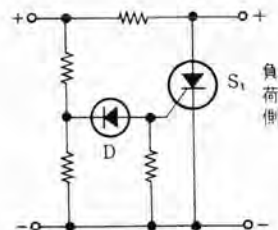


図 5.26 定電流装置



S<sub>1</sub>: 制御電極付シリコン整流素子  
D: ダイオード  
図 5.27 過電圧保護方式

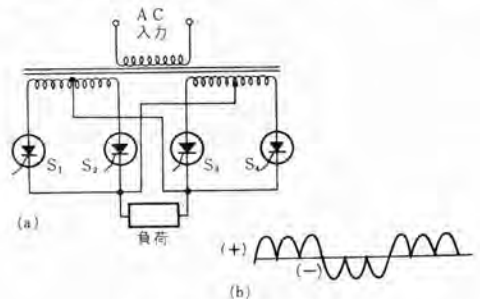


図 5.28 周波数変換回路

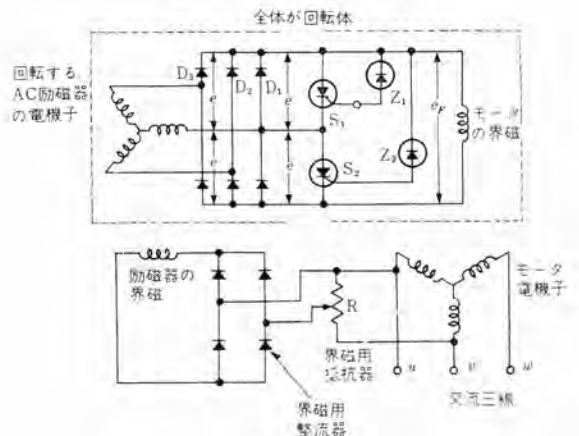


図 5.29 ブラシなし同期電動機回路

## (4) その他

定電圧装置、これは交流線路電圧が $\pm 20\%$ かわったとき $\pm 0.5\text{ V}$ の平均出力電圧をうるような回路の一例を示したものが図 5.26 である。またサージ電圧吸収回路の代表例としては図 2.7 のものがあってあらかじめ規定した線路電圧値をこすと  $S_1$  がダイスタの特性で点弧して線路インピーダンスに電圧降下をおこさせる方式のものである。

図 5.28 (a) (b) は単相交流回路で 4 個の制御電極付シリコンを使い、倍調周波数の交流電力を作る方式であって用途によって制御方式も波形も異ならしめることができる。この方式は溶接機に利用されたこともある。

最近発表されたものに 50 A の制御電極付シリコン整流素子を使ったブラシなし同期電動機がある。図 5.29 はこれの回路を示したものである。現用の 50 A 級の制御電極付シリコン整流素子を使えば 1,250 馬力までのブラシなし同期電動機ができると報告されている。この方式の利点は保安上の簡易化、リレー、コンタクト類の除去できる点であって整流素子の低廉化とともに広く一般に使用されることになる。

## 6. むすび

以上述べたところは制御電極付シリコン整流素子の電気的特性とその応用実例を例記したものにすぎない。しかしこの実例は目下開発研究中のものまでふくまれている。さらに制御電極付シリコン整流素子の電気的特性と信頼性が十分解明されていないうらみもないではないが、これが使用法については素子製作者の仕様をとり入れることが大切である。

最後にこの制御電極付シリコン整流素子が将来、安価に製作され、信頼性が実証されれば広汎なる利用分野が開拓されることは明らかであり、その日の 1 日も早からんことを切望してやまない。以上の解説がいささかなりともご参考になれば筆者の幸いとするところである。

## 参考文献

- (1) 加藤・細野・小林：半導体整流器の工業界への応用、「三菱電機」, 33, No. 8, p. 135 (昭 34)。
- (2) 加藤：電力用としての半導体整流器の応用, 電子技術, 2 巻, 第 9 号, (昭 35-8)。
- (3) D. K. Bisson & R. F. Dyer: A Silicon controlled

Rectifier—its characteristics and ratings—I, A.I.E.E. Conference Paper No. 58-1248.

- (4) H. J. Hierholzer, Trinistor Triode Power Inverter, C. P. of A.I.E.E. 60-71 (1960)。
- (5) F. W. Gutzwiller, An All-Solid-State Phase Controlled Rectifier System, C. P. of A.I.E.E. 59-217 (1959)。
- (6) 岡：電力用半導体整流器回路の諸問題 (その 2), 「三菱電機」, 33, No. 5, p. 96 (昭 34-5)。
- (7) 岡：制御電極付整流器の直列接続, 昭 35 電連大予稿 703 (昭 35-7)。
- (8) F. S. Stein & E. W. Torok: High-Current Trinistors, A.I.E.E. Conference Paper #58-1397。
- (9) E. A. Petrocelli: Trinistor A-C Switch, A.I.E.E. Conference Paper #59-1292。
- (10) J. M. Goldey: PNP switched, A.I.E.E. Conference Paper #58-1359。
- (11) A. W. Carlson & R. H. McMahon: P-N-P-N Four-layer Diodes in Switching Functions, Electrical Manufacturing p. 71-78 (Jan. 1960)。
- (12) W. R. Seegmiller: Controlled Rectifiers drive A-C and D-C Motors, Electronics, p. 73-75 (Nov. 13, 1959)。
- (13) Richard F. Blake: Solid-State Static Power Relays, Electronics, p. 114-117 (May, 27, 1960)。
- (14) R. F. Dyer: Characteristics of the 50 ampere silicon controlled rectifier—a new component for control applications, A.I.E.E. District Conference Paper 59-670。
- (15) G. M. Rosenberry: The Brushless Synchronous Motor, Electrical Manufacturing, p. 125-128 (June, 1960)。
- (16) W. D. Cockcell & C. S. Walker: The controlled rectifier in Power control application, A.I.E.E. Conference Paper #58-1347。
- (17) F. W. Gutzwiller: An all-solid-state phase controlled rectifier system, A.I.E.E. conference Paper #59-217。
- (18) F. W. Gutzwiller: The Silicon Controlled Rectifier Electrical Manufacturing, p. 62-65 (Dec. 1958)。



## 粒子加速装置の展望(1)

三菱原子力工業株式会社研究所 今村 元\*

## 1. まえがき

20世紀にはいってから微視的な物質の性質、および構造の研究は急速に発達した。とくに原子内電子いわゆる軌道電子に関する現象、たとえば光、電子線、X線、または物質の種々の性質は量子力学によって原理的にみごとに説明され、原子物理学の時代が出現した。そのころ、原子の中心にあって元素の特性を示すと考えられた原子核の性質や構造については自然崩壊現象が唯一の研究手段であった。しかし原子核の研究は加速装置を利用して荷電粒子を高速度に加速し、原子核に衝突させ、原子核反応の研究することによって非常な進歩をとげ、現在原子核内の莫大なエネルギーを人工的に取出して利用しうる原子力時代の基礎を作ったといえるであろう。

原子力の平和利用として、原子炉と放射線の利用は車の両輪のようなものである。放射線源としては、原子炉はもちろんのこと、放射性同位元素と加速装置とがある。

加速装置<sup>(1)(2)</sup>とは電界または磁界、あるいはその両方を利用して荷電粒子(たとえば電子、陽子、重陽子など)を高いエネルギーにまで加速する装置である。一般に、加速装置は高電圧発生部あるいは電磁界発生部、荷電粒子源、加速管ならびに排気装置から構成されている。

この意味では陰極線、ラジオグラフィ、質量分析装置、電子顕微鏡なども加速装置といえない訳ではない。しかし、ここではとくに最近急激に発展してきた工業用(照射用、医療用、ラジオグラフィ用)のものに主眼をおき、あわせて原子核反応研究用として利用されているものについて述べることにする。

加速装置という名にふさわしい最初の装置として、1926年にGeneral Electric社のW. D. Coolidge<sup>(3)</sup>が試作した400 kV耐圧のX線発生装置があげられるが、本格的な加速器らしい加速装置としては、1932年にJ. D. CockcroftとE. T. S. Walton<sup>(4)</sup>が陽子を加速して原子核の人工崩壊に成功した600 kVの高電圧発生装置(コッククロフト・ワルトン形加速装置)であろう。この装置の出現に刺激されてその後、バン・デ・グラフ形加速装置、線形加速装置、サイクロトロン、ベータトロン、シンクロトロンなどの各種の加速装置が開発され、原子核反応の研究に大きな成果を収めてきた。

原子核反応の研究が発展するにつれて、加速装置開発の動向はその加速エネルギーをますます高くする方向に向けられ、1950年代になってからBeV級( $\text{MeV}=10^3\text{eV}$ ,  $\text{BeV}=10^9\text{eV}$ , 英国ではBeVをGeVと書く)のコスモトロン(Cosmotron)、ベバトロン(Bevatron)、シンクロファイトロンなどが次々に出現し、つい最近欧州では、欧州合同原子核研究所(CERN)において、25 BeVのラトロン・シンクロトロン<sup>(5)</sup>の完成が発表されたのはご承知のことと思う。一方わが国でも、東京大学原子核研究所において1 BeVの電子・シンクロトロン<sup>(6)</sup>の完成が間近である。

工業用、すなわち医療用、ラジオグラフィ用として加速装置が使用されているが、放射線の利用の対象として、最近放射線化学の分野があらわれた。これは低分子または高分子物質に放射線

を照射するとその性質が改善されるという現象と放射線の重合および触媒に対する効果を利用するものである。もちろん、放射性同位元素も使用されているけれども、線量率の大きい加速装置は今後この方面でも非常に期待されている。

現在、わが国では米国よりバン・デ・グラフ形加速装置が輸入されており、一方三菱グループにおいてもバン・デ・グラフ形、ベータトロン、線形加速器、コッククロフト・ワルトン形の加速装置が製作または試作されており、そのうちの一部は放射線化学の領域で研究に使用されている。

ここでは高電圧発生部あるいは電磁界発生部、荷電粒子源、加速管、および排気装置について、その概略を述べることにする。

## 2. 加速装置の分類

加速装置の種類は多種多様であるが、その原理または形状によって分類することができる。その分類方法としては、加速方式すなわち加速管に加える電圧のいかんによって分類することができ、または加速管の形状すなわちビームの軌道の形状によって、さらには加速方法が電界によるか、磁界によるか、電界磁界両方を使用するかなどによっても分類することができる。

まず最初に加速管に加える電圧によって大別すると、高電圧を直接加速管に加える方法と直接高電圧を利用しない方法とに分類することができる。

## (1) 高電圧を直接加速管に加える方法

## a. 変圧器形

- (a) カスケード変圧器(cascade transformer)
- (b) 鉄心絶縁変圧器(insulating core transformer)
- (c) 共振変圧器(resonance transformer)
- (d) トランスミッション・ライン加速装置(transmission line accelerator)

## b. コッククロフト・ワルトン形

- (e) コッククロフト・ワルトン(Cockcroft-Walton)
- (f) NS形静電加速装置
- (g) ダイナミトロン(Dynamitron)

## c. バン・デ・グラフ形

- (h) バン・デ・グラフ形
- (i) SAMES形
- (j) マルティプル・ディスク加速装置(multiple disk accelerator)

これらはいずれも独特な方法で直流または交流の高電圧を発生するのであるが、(d)のトランスミッション・ライン加速装置は現在のところやっと実験段階に入った程度のものである。これらに属する装置はビーム・エネルギーに相当する高電圧そのものを発生させる必要があるため、とくに電気絶縁の面で制限を受け、エネルギーに比して形が大きくなる傾向をもっている。普通製作されているのは3 MeV前後までであるが、特殊な工夫を施すことによってバン・デ・グラフ形では10 MeV程度までのものが製作可能である。

## (2) 高電圧を利用しない加速方法

- (k) サイクロトロン(cyclotron または fixed-frequency cyclotron)
- (l) ベータトロン(betatron)
- (m) 線形加速装置(linear accelerator)
- (n) シンクロ・サイクロトロン(synchrocyclotron または frequency-modulated cyclotron)
- (o) エレクトロン・シンクロトロン(electron synchrotron)
- (p) プロトン・シンクロトロン(proton synchrotron)

これらに属するものは比較的低い電圧で何回も加速する方式を採用しているため、(1)に比して電気絶縁の点であまり制限を受けない。そのためとくに線形加速装置、エレクトロン・シンクロトロン、プロトン・シンクロトロンでは BeV 級のものがあらわれた。

一方 ビームの軌道が直線か曲線(円または レース・トラック 形)かによっても分類できる。直線形のもの(1)に属するもの全部と(m)の線形加速装置であり、曲線形のもの(2)に属するもののうち(m)の線形加速装置を除いたものである。

最後に加速方法としていかなる電界または磁界を使用するかによって分類すると表2.1のようになる。この分類では(1)に属するものはコッククロフト・ワルトン形とバン・デ・グラフ形とを代表として示す程度にとどめた。この方法によれば(2)を分類するのに非常に理解しやすい。

世界各地での研究用加速装置の設置状況については文献<sup>(5)(6)</sup>を参照していただきたい。

表 2.1 粒子加速装置の種類

加速装置の種類	加速粒子	加速電界	周波数変調	磁界	磁界の変化	今までの最高エネルギー	計画されている最高エネルギー
コッククロフト・ワルトン形加速装置	電子 陽子 重陽子	直流	—	無	—	約2MeV	—
バン・デ・グラフ形加速装置	電子 陽子 重陽子	直流	—	無	—	普通形約8MeV タンデム形約10MeV	—
線形加速装置	電子	高周波	無	無	—	630MeV	20~45BeV (アメリカ)
線形加速装置	陽子 重陽子	高周波	無	無	—	40MeV	—
サイクロトロン	電子 陽子 重陽子	高周波	無	有	無	約30MeV	—
シンクロ・サイクロトロン	陽子 重陽子	高周波	有	有	無	600MeV	—
プロトン・シンクロトロン	陽子	高周波	有	有	有	25BeV	50BeV (ソ連) 30BeV (アメリカ)
ベータトロン	電子	磁界の時間的変化による電界	—	有	有	200MeV	—
エレクトロン・シンクロトロン	電子	高周波	無	有	有	1BeV	5BeV (アメリカ、ドイツ)

## 3. 高電圧発生部または電磁界発生部

### 3.1 変圧器

#### (1) カスケード変圧器

変圧器1個では、その内部絶縁のために、発生できる最高電圧は数十万ボルトくらいである。この程度の試験用変圧器を、カスケードに接続して高い電圧を得る方法がカスケード変圧器である。C. C. Lauritsen と R. D. Bennett<sup>(7)</sup>の用いた回路は図3.1に示すとおりである。すなわち、250 kV の試験用変圧器4個をカスケードに結び1 MV のものを試作した。図には絶縁台を省略したが、2段目、3段目、4段目の変圧器はそれぞれ250、500、750 kV 耐圧の絶縁台に乗せなければならない。この装置は電子用、イオン用いずれにも使用できるが、交流の高電圧しか得られないこと、および装置が非常に大きくなることのために、その後加速装置としてはほとんど使用されていないが、最近核融

合研究用の DCX 装置のイオン入射源<sup>(8)</sup>として使用されている例もあり、ふたたび注目をあびている。しかし加速電圧は1 MV 程度が限度である。電流容量を相当大きくとれるのが特長といえるであろう。

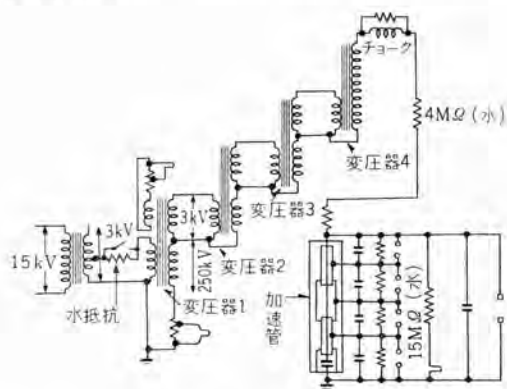


図 3.1 カスケード変圧器の結線図

#### (2) 鉄心絶縁変圧器(insulating core transformer)

この加速装置はカスケード変圧器の改良形ともいえるべきもので、最近米国の High Voltage Engineering Corporation が初めて発表したものである。

カスケード変圧器については前に(1)で述べたが、普通の変圧器では一次巻線と二次巻線とが同一鉄心に巻いてある。そのため大きな磁束が発生する訳であるが、カスケードに接続しない限り1個の変圧器では数百kVが限度である。その理由は、センド電圧に達する二次巻線と接地されている鉄心との間の絶縁が非常に大きくなり、変圧器を小形に製作することが困難になるからである。この装置では、鉄心を絶縁することによって上述の困難を解決している。すなわち、鉄心部はブロックごとに分割されており、これらはお互に絶縁されている。各ブロックの鉄心はそこで発生する電圧だけを考えればよく、したがって各ブロックの鉄心と巻線間の絶縁は不要になる。しかも各ブロックで発生する電圧を適当に選べば、ブロック間の絶縁も非常に低くすむ。図3.2に示す略図を参照しながらこれらをもう少し詳細に説明すると次のようになる。

磁気回路の抵抗を小さくするため、各鉄心ブロック間の間隙は非常に小さくしてあるが、高圧側端子Aでは、十分な絶縁を施すのに大きな空隙を必要とするので、非常に大きな表面積を持たせてある。鉄心ブロック間の空隙はマイラのような絶縁性の良い薄いプラスチックで絶縁されている。外側および上部の磁路は接地側で絶縁されていない。

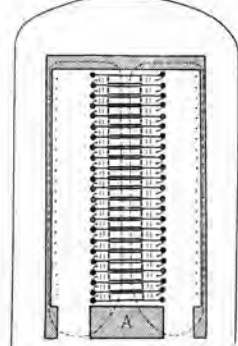


図 3.2 鉄心絶縁変圧器高電圧発生部の略図

変圧器全体は高圧ガス封入のタンク内に設置される。N<sub>2</sub>とCO<sub>2</sub>との混合気体が絶縁ガスとして使用されているが、さらに絶縁性のすぐれたフロンやSF<sub>6</sub>のようなものを使用すれば、端子の間隙をさらに小さくできる。

変圧器に必要な鉄の量を小さくするために、1~10 kc のモータ・ジェネレータまたはシグナル・ジェネレータを使用して一次巻線に電力を供給する。鉄心には高周波損失の少ないフェ



イト（酸化磁性材料）を使用する。

各鉄心ブロックの構造はパンケーキ形で、その外側にリボン状の二次巻線がまいてある。各鉄心ブロックの二次巻線には約 25 kV の交流電圧が発生するように設計されている。

二次巻線に発生した交流電圧は 2 個の整流器によって両波整流され、直流の電圧に変換される。現在ではシリコン・ダイオードを使用することによって、この装置を信頼度の高いしかも電流容量の大きいものにすることができる。このようにして、各鉄心ブロックは小形の直流電源を形成し、これらを直列に接続することによって直流の高電圧電源が得られる。最初の設計では各鉄心ブロックは 25 kV、30 mA すなわち 0.75 kW のものであり、短絡状態にして 300 mA で 10 分間動作させたが、異状はなかったといわれている。

加速管はフェライト鉄心の中心部に穴をあけて、そこに挿入することもできるが、こうすると鉄心および巻線が大きくなるという理由で、High Voltage Engineering Corporation では加速管と電圧発生部とを分離して、ちょうど加速管の上に電圧発生部がくるようにしてある。この場合、もっとも上部が接地側であり、加速管のすぐ上の部分が高電圧部分になっている。

つぎに出力電圧の脈動率は一次が単相のとき 2 % 程度、多相にすることによって 1 % 以下に下げることができ、一方電力の全効率は約 90 % であるといわれている。

この装置は 0.5～2.0 MeV の範囲でもっとも有効である。もっと高エネルギーのものも製作できるわけであるが、負荷電流 20 mA 以下では現在稼働している低エネルギー加速装置にくらべて特長がうすれてくる。100 mA～数 A 程度であれば非常に有効であるが、現在の技術水準が向上しない限り、電子銃の設計、電子線透過窓または整流器などで大電力加速装置の発達が制限されてしまう。1 MeV の装置では鉄心ブロックの数は 40 個からなり、それぞれコロナ防止のための等電位環によって囲まれている。図 3.3 に全体の写真を示す。



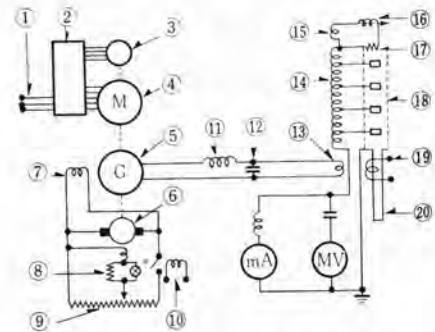
図 3.3 鉄心絶縁変圧器

この装置では電子だけでなく、イオン加速もできる。イオン源を高電圧端子内に置き、必要な電力を大地側から送り込む方式では 10～20 mA が得られるといわれている。また高いエネルギーをうるには、パン・デ・ラーフ形加速装置の項で述べるようにタンデム形にすればよい。

### (3) 共振変圧器 (resonance transformer)

この装置は G.E. 社の E.E. Charlton and W.F. Westendorp<sup>(9)</sup> 達が初めて製作したもので、電子を加速して金属板に衝突させ、そこから X 線を発生させる X 線発生装置としてラジオグラフィ用に前々から使用され、わが国にも数台輸入されている。最近では電子線を走査できる照射用のものも G.E. 社で製作されている。

その原理は図 3.4 に示すように非常に簡単である。名前の示すと



- $l_1$ : コイルの積み上げ高さ (単位 インチ)
- $l_2$ : コイルの底からその下にある 積層鋼板までの距離 (単位 インチ)
- $l_3$ :  $D/4$  (単位 インチ)

である。

一方同調容量  $C_L$  は次式で求められる。

$$C_L = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + (C_5/3)$$

ここで

- $C_1$ : 高電圧電極と タンク との間の同心球の容量
- $C_2$ : 高電圧電極の直線部分とタンク壁との間の円筒部分の容量
- $C_3$ : 高電圧電極底部が コイル をとおして接地との間にしめる 平行平面部分の容量。ここで ガスの誘電常数は 1, スペースロード・コイル 壁と スペースは 2 と考えている
- $C_4$ : コイル の内部をとおしての 高電圧電極底部と 接地間との 平行平面部分の容量。ただし加速管電極効果は無視する
- $C_5$ : コイル の外側と積層鋼板内側との間の同心円筒の容量

2 MV のときは

$$C_L = 67.1 \mu\text{F}$$

$$L = 11,700 \text{ ヘンリ}$$

一方 1 MV のときは

$$C_L = 50 \mu\text{F}$$

$$L = 15,600 \text{ ヘンリ}$$

に選んでいる。

G. E. 社では周波数を 180 c/s に選んでいるが、60 c/s にすると コイル の巻数を 3 倍にしなければならず、上述の条件を満足さすために コイル の直径を非常に小さくしなければならなくなり、このような設計は実際には不可能となる。一方 180 c/s よりも大きくすると磁路における鉄損が周波数の 2 乗に比例して増加する欠点があるため 180 c/s を選んでいる。

G. E. 社の カタログ によれば照射用として 1 MeV, 6 mA; 2 MeV, 6.5 mA; 4 MeV, 6.5 mA のものが市販されているようである。

(4) トランスミッション・ライン 加速装置 (transmission line accelerator)

この加速器の原理は共振変圧器の場合とよく似ている。すなわち、地上均一の高さにはられた送電線に、交流発電機の電圧がある条件で共振を起こすと、高い交流の電圧が発生することを利用したものである。この場合分布自己 インダクタンス と送電線一大地間の分布容量によって、電圧は線路に沿って伝播する。共振に必要な線路長は電源の周波数に逆比例する。共振に要する線路長を短くするために図 3.6 に示すように集中 インダクタンス を挿入する。さらに損失を少なくするために鉄心が用いられているので、電圧発生部分は小形になる。この回路は高電圧端子によって作られる容量が有効に作用している。

その他設計上の重要な点は、

- a. 低損失の鉄心を使用する
- b. 損失を減少させ、また加速管を組み立てやすいように鉄心を環状にする
- c. 平均の ビーム 電流を大きくし、鉄心を過大にしない範囲で十分高い共振周波数を採用する

ことなどである。

現在 High Voltage Engineering Corporation では、加速管、鉄心、絶縁 ガスなどを共振変圧器の場合と同様に組み立てる

方法をとることによって、周波数 3,600 c/s で 1 MeV, 平均電流 18 mA 程度の装置の設計が行なわれている模様である。そのときの電力変換 効率は約 92 % であるといわれているが、まだ実験段階の域を出ていないようである。

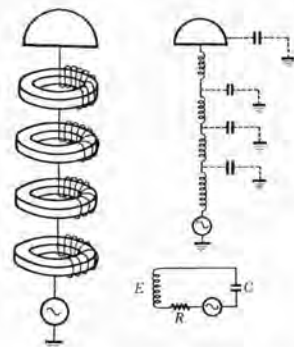


図 3.6 トランスミッション・ライン 加速装置の原理図

## 3.2 コッククロフト・ワルトン形加速装置

(1) コッククロフト・ワルトン 形加速装置

直流の高電圧を得る方法として、交流の高電圧を整流すれば良いのであるが、たとえば耐圧が、1 MV もある整流管およびコンデンサを製作するのはかなり困難であるため、普通の低電圧の直流を得る場合のように、交流電圧を直接整流することは無理である。Greinach が考案した回路を J. D. Cockcroft と E. T. S. Walton<sup>(2)</sup> が改良を加えて、整流管およびコンデンサを製作できる程度の比較的低い交流電圧から、直流の高電圧を得るようにしたのがこの装置である。この装置は 1932 年最初に 元素の人工崩壊を行なったときに使用した装置で歴史的に意義深いものである。そのためこの種の装置を一般にコッククロフト・ワルトン形と呼んでいるが、また整流形と呼ぶこともある。

現在でも原子核実験用または中性子発生用としてイオン 加速に使用されており、今後電子加速用としても有望のように思われる。

回路は図 3.7 に示すとおりで、直流の高電圧が得られる。この図において、a は接地されており、d が直流の高電圧端となっている。その動作は次のようなものである。

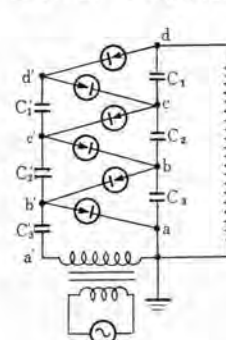


図 3.7 コッククロフト・ワルトン 加速装置の回路図

まず回路 aa'b' を考える。コンデンサ  $C_3$  が変圧器の セン頭電圧  $E$  まで充電される。(図の回路では  $C_3$  は正に充電される。) この間 ab' 間の電位差は零である。つぎに変圧器の位相が変わると、 $C_3$  の電圧と変圧器の電圧との和が ab' 間の整流器にかかり、ab' 間の電位差の セン頭値が  $2E$  になる。すなわち、ab' 間には  $0 \sim 2E$  の電位差が生ずる。この脈動電圧がコンデンサ  $C_2$  を  $2E$  の電圧に充電する。したがって b の電圧は接地点に対して  $2E$  (正) の直流電圧になる。つぎに b' の電圧は a すなわち接地点に対して  $0 \sim 2E$  の間を脈動するのであるから、bb' 間の電位差も  $0 \sim 2E$  の間を脈動し、これがコンデンサ  $C_1$  を  $2E$  に充電する。このようにして  $C_3, C_2, C_1$  のコンデンサはいずれも  $2E$  に充電され、ただ  $C_3$  だけが  $E$  に充電されるのである。また整流器にはすべて セン頭電圧  $2E$  の脈動電圧が掛ってくる。その結果、b の電圧は接地点に対して正の  $2E$ 、c は  $4E$ 、d は  $6E$  になる。また b' には  $0 \sim 2E$ 、c' には  $2E \sim 4E$ 、d' には  $4E \sim 6E$  の脈



動電圧が発生することになる。

この方法の特長は前にも述べたように、コンデンサおよび整流管の耐圧が製作可能な範囲のものを使用して高電圧が得られることである。なお、図 3.7 において整流管の向きを逆にすれば、負の直流電圧を得ることができる。

実際にこの装置を用いて、イオンまたは電子を加速する場合にはその加速電流のために  $d$  の電圧は多少降下し、かつ脈動を生ずる。一般に行なわれているように、 $2E$  の電圧のかかる  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C'_1$ 、 $C'_2$  などにはすべて容量  $C$  のものを用い、 $E$  の電圧しか掛らない  $C'_3$  だけは  $2C$  の容量のものを使用すると、 $d$  から接地点に  $i$  の電流を流したときの電圧降下  $\Delta V$  は

$$\Delta V = \frac{2}{3} n^3 \frac{i}{fC}$$

で与えられる。ただし、 $f$  は交流電圧の周波数、 $n$  は装置の段数で図 3.7 では  $n=3$  である。

つぎに電流  $i$  を流したときに生ずる脈動電圧  $\delta V$  は

$$\delta V = \frac{n(n+1)}{2} \frac{i}{fC}$$

で与えられる。

この電圧降下、脈動電圧の大きさを例示すると、 $f=200$ 、 $C=0.02 \mu\text{F}$ 、 $n=6$ 、 $E=100 \text{ kV}$  のとき、 $i=0$  ならば得られる最高電圧  $V=1,200 \text{ kV}$  であり、 $i=1 \text{ mA}$  流すときは  $\Delta V=36 \text{ kV}$ 、 $\delta V=5 \text{ kV}$  になる。

この装置で割合めんどうなことは、整流管のフィラメントの加熱電源が高電圧側に必要なことであるが、これは絶縁された電池を用いるか、適当な絶縁変圧器を用いるか、あるいは高周波電流をコンデンサを通して流して加熱するか、いずれかの方法がとられてきた。しかし最近では Se 整流器の優秀なものができたため、フィラメント加熱用電源が不必要になったことは非常な進歩である。

一般には大気中で使用されているが、オランダの Philips<sup>(11)</sup> 社では図 3.8 に示すように、絶縁ガスを充填したタンク形のものを作っている。これは Se 整流器を使用し、 $1 \text{ MeV}$ 、 $1.4 \text{ mA}$  のイオンを加速できると称せられている。イオン源電源は接地側の電動機で駆動された交流発電機を使用している。

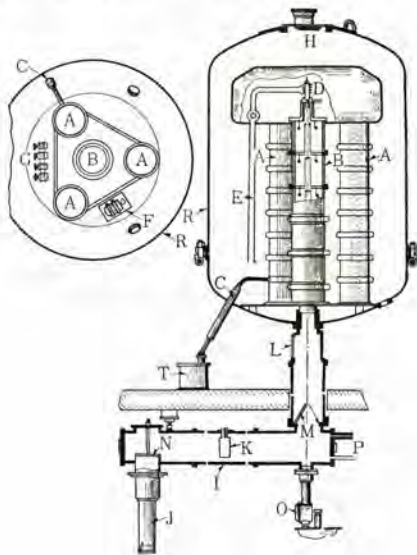


図 3.8 コッククロフト・ワルトン 加速装置の組立図

交流電圧の周波数は普通  $1 \text{ kc}$  程度までであるが、一方周波数を増すと、コンデンサの容量が小さくてすむので数百  $\text{kc}$  数  $\text{Mc}$  の交流を用い、小形のコンデンサを使用する方法<sup>(12)</sup> も非常に盛んになってきている。この方法のものはわが国でも原子核研究用として大阪大学工学部、九州大学工学部に設置されているし、広島大学工学部でも計画中で目下三菱  $\text{グループ}$  で製作中である。

コッククロフト・ワルトン 形加速装置では非常に大きい空間が必要であり、電圧が厳密には一定でない点は、研究用としては望ましくないことであるが、電流は相当利用できる点に工業用としての魅力がある。現状の技術水準からいって一般に最高電圧  $2 \text{ MV}$ 、最大電流は数  $\text{mA}$  程度の電子線加速装置は製作可能であろう。

## (2) NS 形静電加速装置<sup>(13)</sup>

この加速装置は日新電機株式会社で試作されたものであるが、その高電圧発生方式はコッククロフト・ワルトン が最初に提案したものと原理的には同じである。コッククロフト・ワルトン 形加速装置と同様にコンデンサと整流器（または整流管）を使用するのであるが、コッククロフト・ワルトン 形加速装置が交流で供电して回路中の整流器で整流しながら昇圧するのに対し、この装置は最初整流器で整流した直流電圧を供电し、その後ロータリ・スイッチでカスケード状に昇圧するものである。その原理図は図 3.9 に示すとおりで、この図について説明する。 $S_1 \sim S_{n+1}$  は回転形のスイッチで、実線と点線の二つの状態をそれぞれ運動して切換える。無負荷の場合について考えると、ロータリ・スイッチが実線の状態にあるときコンデンサ  $C_1$  が直流電源により充電される。ロータリ・スイッチが点線の状態に移るとコンデンサ  $C'_1$  が  $C_1$  の電荷の一部をもらい充電される。さらにロータリ・スイッチが実線の状態にもどると  $C_2$  が  $C'_1$  の電荷の一部をもらい充電され、同時に  $C_1$  がふたたび直流電源により充電される。

以下同様の繰返しを行なう場合には、直流電源より  $C_1$  に供給される電荷は、順次  $C'_1$ 、 $C_2$ 、 $C'_2$  の順に移動し、最終的には各コンデンサは直流電源電圧と等しい電圧まで充電される。したがって端子  $T_1 \sim T_n$  間には電源電圧の  $n$  倍の電圧が得られる。この装置も電子用またはイオン用として使用できる。

## (3) ダイナミトロン (Dynamitron)

この加速装置は米国 Radiation Dynamics 社が最近発表した装置で、最初から工業的利用を目的とし、電子加速用として製作されたものであるといわれているが、イオン加速用としても利用できる。高電圧発生方式としては前に述べたコッククロフト・ワルトン 形を改良したものであり、米国特許 2,875,394<sup>(14)</sup> に詳細が記されている。簡単に説明すると次のようになる。

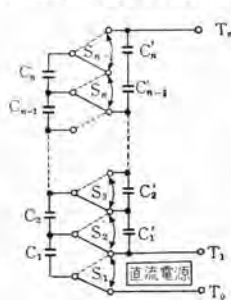


図 3.9 NS 形静電加速装置の回路図

$1 \sim 10 \text{ mA}$ 、 $1 \text{ MeV}$  以上の加速装置をうるにはカスケードに接続した整流管を用い、交流の入力電源に高周波を使用すると、装置が小形にできる。しかし、直流電圧と高周波電流に使用できるコンデンサに対する要求と、さらには整流管の数を増したときに起こる出力電圧の理論値に対する低能率などが実際上の問題となってくる。この難点を解決するために一対の金属電極に交流電圧を加え、

この電極間に直列に接続した整流管を挿入し、一方整流器をコロナ・シールドで電気的に接続する。こうすることによって、コロナ・シールドと電極間に存在する容量によっておのおののコロナ・シールドに交流の電圧が供給される。

特許に示されている図3.10についてさらに詳しく説明してみよう。ここでまず  $E_1$ ,  $E_2$  の一對の電極の影響はないものとする。すなわち従来のコッククロフト・ワルトン形を考えてみる。コロナ・シールド CS1 から CS39 と電極  $E_1$ ,  $E_2$  との間の浮遊容量よりもむしろコロナ・シールドと外側の容器 I との間に浮遊容量があることは明らかである。コンデンサ CCA, CCB, CC1~CC16

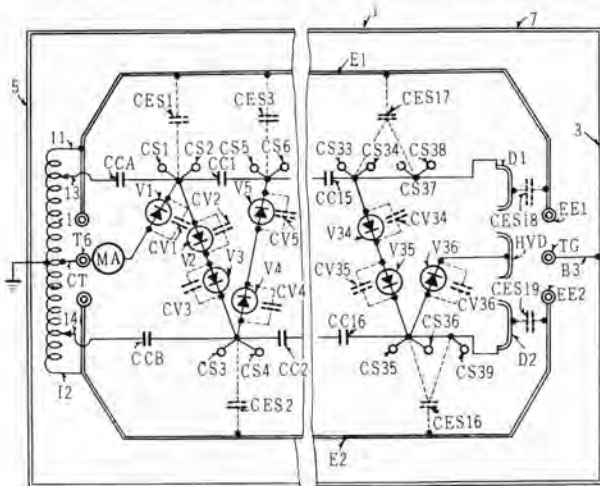


図 3.10 ダイナミトロン 結線図 (I)

をととして交流の入力電圧を整流管へ供給すれば、整流された直流の電圧は直列に接続されているので、高い電圧が得られる。もし無負荷のときには、理論値はコンデンサ CCA と CCB に加えた交流電圧に整流管の組の数を掛けた値になる。(ここで整流管の組の数は、整流管 2 個からなる 17 組  $V_2 \sim V_{35}$  と別々の 1 個からなる 1 組の  $V_1$  と  $V_{36}$  とからなる) もし CCA, CCB に セン頭値 60 kV の交流を加えると、直流としては  $60 \text{ kV} \times 18 = 1,080 \text{ kV}$  になる。しかし実際には理論値どおりの電圧は得られず、直流の出力電圧は急激に減少する。その原因は種々の効果が組み合ったものである。

コロナ・シールドと接地との間の浮遊容量と整流管内の電極間の容量のためフィルタ用コンデンサ CCA, CCB, CC1~CC16 に交流の変位電流が発生する。この変位電流はそれぞれのフィルタ用コンデンサに交流の脈動電圧を生じ、しかもその電圧は電源電圧と逆の位相になる。この交流の変位電流のため、フィルタ用コンデンサで運ばれる交流電圧は図において左から右に行くに従って段々小さくなる。しかも、この変位電流はフィルタ用コンデンサを加熱するためその設計がむずかしくなり、使用周波数を増大させるのをさまたげる大きな要素となる。使用周波数を増すことは、整流回路からの大きな直流電流を得るためにはぜひ必要である。上述の問題を解決するために整流管、コンデンサ、コロナ・シールドなどを曲面状の電極  $E_1$ ,  $E_2$  でかこみ、 $E_1$ ,  $E_2$  はコイルの両端に接続しておく。すると浮遊容量は CES1~CES19 の形になってあらわれ、容器 I との間にはなくなる訳である。前と同様に交流電圧を電極  $E_1$ ,  $E_2$  に加えると、コロナ・シールドと容器 I との間の浮遊容量によって、CCA, CCB, CC1~CC16 に流れた交流の変位電流成分は除去され、フィルタ用コンデンサ

の脈動電圧は減少し、高電圧が得られる。しかも図3.10に示すように、CCA, CCB, CC1~CC16 に加える電圧より大きい交流電圧を電極  $E_1$ ,  $E_2$  に加えると、フィルタ用コンデンサには交流の変位電流の他の成分(整流管内の電極容量による)が流れてコロナ・シールドと電極  $E_1$ ,  $E_2$  間の容量によって発生する交流の変位電流を打ち消してくれる。それはコロナ・シールドと電極  $E_1$ ,  $E_2$  間の容量によって発生する交流の変位電流と整流管をととして流れる交流の変位電流との位相が 180 度ずれているからである。このようにして、フィルタ用コンデンサ中に流れる望ましくない交流の変位電流を除くことができる。いま電極  $E_1$ ,  $E_2$  に加える最適電圧を  $V_p$  とすれば

$$V_p = V(1 + 4CV/CES)$$

で与えられる。上式において  $V$  はフィルタ用コンデンサに加える交流電圧のセン頭値、 $CV$  は 2 個直列に接続した 1 組の整流管内の電極間容量の実効値、 $CES$  はコロナ・シールドと電極  $E_1$ ,  $E_2$  との間の浮遊容量である。ここで発生する直流電圧は  $V \times n$  である。なお  $n$  は一對の整流器の組の数で 18 である。これまでに述べた交流の変位電流が電極  $E_1$ ,  $E_2$  から各整流管へ直接しかも個々に結合されていることが望ましい。というのは、そうになっていると別々の整流管の組を通る変位電流の成分はその発生源で打ち消され、直列のフィルタ用コンデンサに交流電流が流れるためにおこる交流の減衰がなくなるからである。

上述のようにすれば、フィルタ用コンデンサ中の交流の変位電流の補償ができるわけであるが、このフィルタ用コンデンサをなくすることもできる。すなわち、交流の変位電流の補償が完全であれば、フィルタ用コンデンサの容量は交流入力電源の周波数を増すとそれに逆比例して減少する。一方これによって直流の出力電流および電圧も大きくなる。もし周波数を十分大きくすると浮遊容量 CES1~CES19 は整流管の直流出力電圧をも汚染する能力を持つ。これを回路的に示せば図3.11 のようになる。

このように共振用の一對の電極とトロイダル・コイルとは高周波発振器(誘導加熱用装置と同じものが使用できる)のタンク回路を構成し、これがいわゆるエネルギーの「ハズミ車」の役目をし、そこから整流管は入力を得ている。ここでも整流管のフィラメントの加熱方法にはコッククロフト・ワルトン形の場合と同様な問題があるように思われる。

装置全体は図3.12に示すように高圧タンク中に収容され、そ

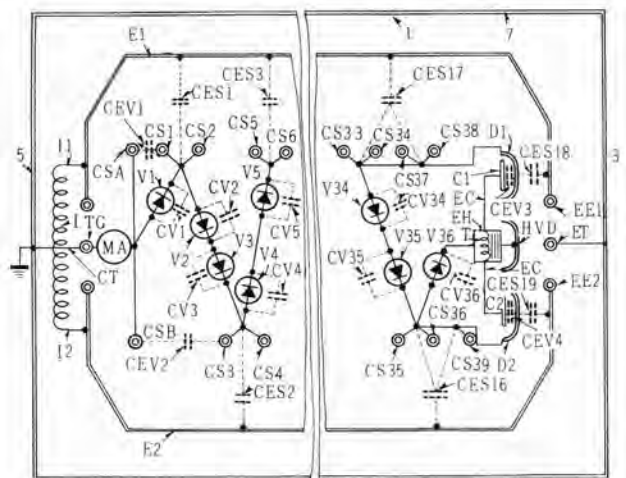


図 3.11 ダイナミトロン 結線図 (II)



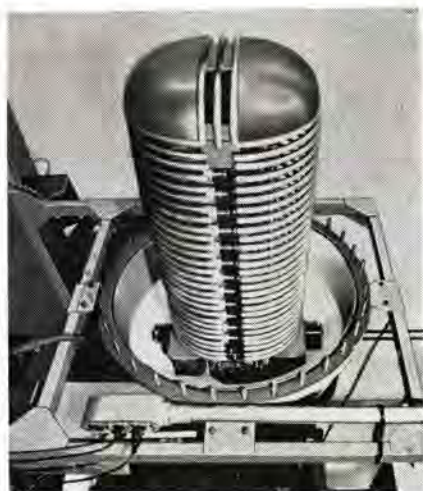


図 3.12 ダイナミトロン

こにはガス誘電体 ( $\text{SF}_6$ ) が充填されており、十分な直流絶縁と高周波結合とを達成している。

現在試作された装置は 1 MeV, 10 kW であるといわれているが詳細は不明であり、周波数は 100~500 kc の範囲で使用されているようである。

### 3.3 パン・デ・グラーフ形加速装置

#### (1) パン・デ・グラーフ形加速装置

この装置は静電的 (electrostatic) なもので、イオン および電子を加速できるが、その原理は古くからある起電機と同様である。これを大体今日使われている形にしたのは R. J. Van de Graaff で、1931 年<sup>(15)</sup> にその考えを発表し、1933 年<sup>(16)</sup> に詳細に述べている。そのためこの加速装置を Van de Graaff type accelerator, Van de Graaff generator または Van de Graaff electrostatic accelerator とも呼んでいる。わが国では昔はベルト起電機と呼んだこともある。この装置の大きな特長の一つは単色 エネルギ の粒子が安定に得られることにある。

この装置の原理は図 3.13 に示すようなものである。上方の半球が高電圧電極であって、この電極内に滑車があり、それと接地した滑車との間には幅の広い輪状の絶縁物 ベルト がかけられている。ベルト はゴムと布とを張合せたもので、絶縁の非常に良いものである。輪の下端でこれに電荷を与えると、それがベルトの運動につれて機械的に上方の電極内に運び込まれ、そこで電極上に取去られるのである。

下端で電荷を ベルト に与えること、および上端でこれを取去るには、通常 コロナ 放電が利用されている。その方法はたとえば蓄音機の針を適当な間隔 (1~10 mm) でコの歯のように一列に並べたものを作り、これをベルトから数 mm から 20 mm 程度適当に離して ベルト に向かわせておく。下端で電荷を与えるときは、この針に正または負の 10~60 kV の電圧を与えると、針の先から コロナ 放電が起こり、ベルトに正または負の電荷が付着する。上端では、針とく電圧を与えなくても、ベルトに乗って運び上げられた電荷による電界のために、コロナ放電が起こって電荷は針に移り、そこから高電圧電極表面に蓄積される。このとき高電圧電極の電界は電極自身でシャベリされているので、上端での コロナ 放電には影響を与えない。

この装置で、第一の問題は、利用しうる電流の大きさである。高電圧電極からとりうる電流は、ベルトが運び上げる電荷の量

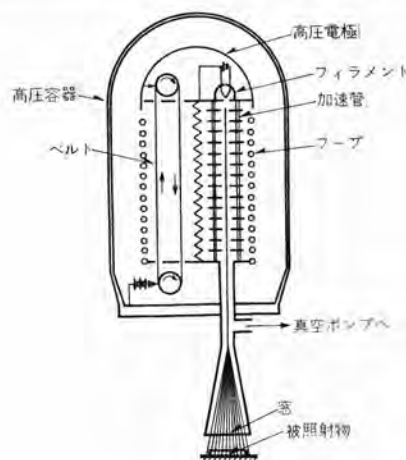


図 3.13 パン・デ・グラーフ形加速装置の原理図

によるわけで、もし ベルト で運び上げられた電荷が全部上端で取去られるならば、この電流はベルト上の電荷密度、ベルトの幅およびベルトの速度によって決まるわけである。ところでベルトの表面に乗りうる電荷密度には限度がある。その理由は、ベルト上に電荷が付着すると、そのために、空気中に向かって電界を生じ、その大きさは電荷密度とともに増大するが、大気中ではそれが大体 30 kV/cm 以上になると空気の絶縁を破って放電を起こすからである。このとき電荷密度は  $2.65 \times 10^{-9}$  クーロン/cm<sup>2</sup> になっている。

なお、図 3.13 では、ベルトの上昇部だけ利用されているわけであるが、反対側の下降部分に反対符号の電荷を運び下げるようにできるはずである。それには高電圧電極内に直流の高電圧電源 (10~40 kV) を設置して、下部と同様にコロナ放電によって電荷を下降部分のベルトに与えることができる。このようにして、理想的に考えると、さきほどの理論値だけの電気量がベルトの上昇部でも下降部でも運べるはずである。しかし、実験ではそのとおりには行なわれていない。その原因は種々あると思われるが、一つにはベルトが絶縁物であるから、ベルトの片側に正または負の電荷が付着すると、その反対側には反対符号の電荷が付着し、それが同時に上昇、下降すること、そのため電荷を上部、下端で全部取去ることができなくなるからであろう。いずれにしても、種々の装置で実験された結果は、大体

$$I \sim 3.5 \times b \cdot v \times 10^{-9} \text{ amp}$$

までの電流が得られるといわれている。ただし、 $b$  はベルトの幅 (cm)、 $v$  はベルトの速度 (cm/sec) である。これは大体理論値の約 60 % に相当する。たとえばベルトの幅を 100 cm、速度を 2,500 cm/sec とすれば、電流は 0.875 mA になる。これはただし大気中のことである。

つぎに最高電圧について考えてみよう。もし、高電圧電極から全然電流をとらないならば、運び上げられた電荷は蓄積される。したがって、周囲の壁、床などに対する電極の電気容量を  $C$  とすると、電圧  $V$  は  $V=Q/C$  ( $Q$  は電極に集った電気量) の関係でいくらでも上昇するはずである。しかし、これにも限度があって、電圧が非常に高くなると電極付近の電界の強さが大きくなり、空気の絶縁を破って放電が起こる。また電極の一部分からコロナ放電が起こり、そのコロナ電流が電圧の上昇とともに増加して、ついにはベルトで運びあげられる電流と平衡



の状態になり、それ以上電圧が昇り得なくなる場合もある。またベルト、絶縁柱および加速管に沿っての放電によっても電圧が制限される。したがって高電圧を得るためには、電極および各部分は十分なめらかに作るとともに、できるだけ曲率半径の大きい曲面にする必要があり、またベルト、絶縁柱、および加速管も絶縁強度の大きいものを必要とする。

初期のころ、製作されたものは大気中で使用されるものであり、絶縁距離を十分大きくとる必要があるため、非常に大形の装置を特別の建物に収めた。このように大気中で使用するとくに日本のように湿気の多いところでは、絶縁耐力を大いに減少させ、高電圧電極からのコロナ放電、支持絶縁柱の吸湿による絶縁低下、さらにはベルトの電荷運搬力にも非常に害がある。ところが幸いなことに、装置を特殊な気体中（たとえば窒素、フロン、SF<sub>6</sub>）あるいは空気中でも、これらを数気圧から20気圧程度に圧縮したタンク中で使用すると、放電の起こるのを抑制して、小形のものでも相当に電圧を上昇させ、ベルトで運びあげる電流も増すことができる。この方法で最初に成功したのは R. G. Herb, D. B. Parkinson および D. W. Kerst<sup>(17)</sup> で1935年のことである。1937年<sup>(18)</sup>に発表した彼らの論文によると、中央に円筒形の電極があって、その両端が電気抵抗の大きいほとんど絶縁物の円筒でささえられている。このようにして、中央の電極が高電圧になったとき、そこからわずかの電流がつねに両端のほうに流れていると電圧も一様に漸次両端へ降下するので、どこにも電圧勾配の大きい所、すなわち電界の強いところができなくて、放電の起こるおそれが少なくなる。したがって、電圧も十分に上昇させることができる。絶縁ベルトおよび加速管はいずれもこの電圧分布用円筒の中に入れておくのである。

しかし、実際にはこのような都合のいい円筒形の高低抵抗物質を得ることは困難なので、その代わりに多数のアルミニウム製の円環（一般にフーとよんでいる）をわずかの間隔をおいて平行にならべたものが使われた。アルミニウム環はお互に絶縁してあるけれども、全部コロナ針を取付けて、わずかのコロナ電流が、順々に一つの環から次の環に流れるようにしてある。最近ではコロナ針の代わりに高低抵抗体が使用されている。このようにして、電圧分布をできるだけ、上の理想案に近づくようにしたのである。高電圧発生部を高気圧の気体中で働かすようにしたことと、フーを用いて電圧分布をよくしたことは、この装置製作上の大きな一つの進歩であった。高気圧気体中での動作状態として最高電圧および最高電流の模様を図3.14に示した。

最高電圧をさらに上昇させるためには、高電圧電極とタンクとの間の電界がもっとも大きいので、この電界を小さくすることである。そのために絶縁柱の中間に中間電極を取付ける方法が採用されているがその詳細は省略する。

三菱製電子加速用バン・デ・グラーフ形は日本放射線高分子研究協東京研究所に納入されて稼働中であるが図3.15には1本の加速管を用いて電子とイオンとをタンク外からの切換操作だけで加速できる三菱製のバン・デ・グラーフ形加速器（名古屋工業技術試験所納入）の写真を示す。これは世界でも初めての試作品であり、

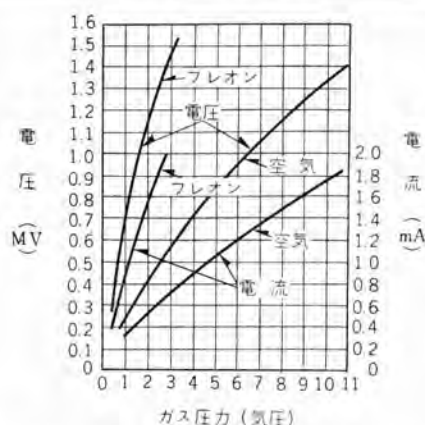
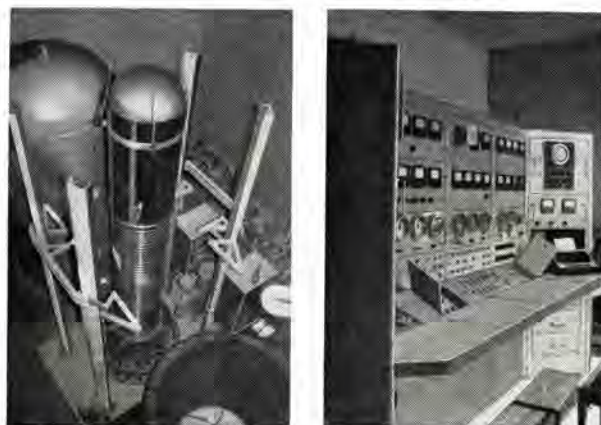


図 3.14 バン・デ・グラーフ形加速装置における絶縁ガス圧力と最高電圧と最高電流



(a) 高電圧発生部 (b) 制御盤

図 3.15 三菱製バン・デ・グラーフ形加速装置 (VC-3形)

表 3.2 三菱製バン・デ・グラーフ形加速装置の仕様表

	VE-2 形	VE-3 形	VC-3 形
加速粒子	電子	電子	電子および陽イオン
加速電圧	2 MV±40 kV	3 MV±50 kV	3 MV±50 kV
ビーム電流	250 μA	250 μA	200 μA (電子) 50 μA (陽イオン)
高圧タンク	最大外径 1,750 mm 最小外径 1,340 mm 高さ 3,450 mm	最大外径 1,560 mm 最小外径 1,000 mm 高さ 4,100 mm	最大外径 1,850 mm 最小外径 1,000 mm 高さ 5,200 mm*
取付台 (幅×長さ)		2,500×1,500 mm	2,500×1,500 mm**
高圧タンク下部長さ	2,600 mm	2,600 mm	3,500 mm
タンクフタ重量	約 1 ton	約 5 ton	約 5 ton+約 1.2 ton*
鏡板重量	約 0.6 ton	約 1.2 ton	約 1.2 ton
取付台重量	—	約 1 ton	約 1 ton
全重量	約 2 ton	約 7.8 ton	約 9 ton
つり上げ高さ	約 7,000 mm	約 8,000 mm	約 9,000 mm
充填ガス	窒素+炭酸ガス (15~20%) 9 気圧	窒素+炭酸ガス (15~20%) 25 気圧	窒素+炭酸ガス (15~20%) 25 気圧
ベルト幅および速度	280 mm, 20 m/sec	280 mm, 20 m/sec	280 mm, 20 m/sec
絶縁の長さ	1,500 mm	2,100 mm	2,100 mm
ベルト駆動	3.7 kW 2 極三相誘導電動機	5.5 kW 2 極三相誘導電動機	5.5 kW 2 極三相誘導電動機
加速管	全長 1,560 mm でガイシを使用	全長 2,150 mm でガイシを使用	全長 2,150 mm でガイシを使用
高圧電極内に具備するもの	電子銃, 40 kV 直流高圧電源 フィラメント電流計	電子銃, 40 kV 直流高圧電源 フィラメント電流計	電子銃および R.F. イオン源 40 kV 直流高圧電源 フィラメント電流計
操 作 盤	高さ 1,700 mm 幅 2,500 mm 奥行 1,200 mm	高さ 1,700 mm 幅 2,500 mm 奥行 1,200 mm	高さ 1,700 mm 幅 2,500 mm 奥行 1,200 mm

備考 \* 高さ 5,200 mm は 2 分割されて上部 4,000 mm, 下部 1,200 mm でフランジどめになっている。

\*\* 取付台には本体、真空系統、分岐盤が取付けられる。



優秀な成績を収めている。今後研究用として電子線とイオンとを別々2台設置する必要がなくなり、しかもタンクのフタを閉じたまま簡単に必要なビームが取出せる点は非常に大きな魅力である。なお表3.2に三菱製バン・デ・グラーフ形加速装置の仕様を示す。

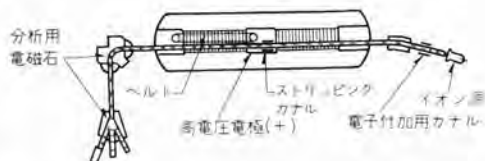


図 3.16 串形 (tandem type) バン・デ・グラーフ 形加速装置の原理図

最後に原子核研究用にイオンを加速する場合、今までの装置では耐電圧の点で5~6 MeVまでが限度であった。しかしエネルギーを大きくすればするほど新しい研究が進む訳であるから、なんとか5~6 MeV以上にしたいという要望にこたえてあらわれたのが串形 (tandem type)<sup>(19)(20)</sup> 接続法である。すなわち、図3.16に示すように、許される絶縁強度のもとで得られるエネルギーの倍のエネルギーにまでイオンを加速する方法である。そのためには負のイオン源が必要であり、この負のイオンを正のイオンに転換する必要がある。図のように高電圧電極が正の電位であれば、負のイオンは接地側より高電圧電極まで加速され、ここで負から正のイオンに転換され、接地側へ正のイオンとして加速される訳である。ここでとくに、イオン源が接地側にある点は非常に操作上有利である。しかし負から正へのイオン電荷の転換効率はまだまだ大きくないので、イオン流としては数 $\mu\text{A}$ 程度である。イオンの電荷転換には最初シリコンまたはアルミニウムの薄膜が利用されたが、熱的に弱いため最近ではガスたとえば酸素、水素などを用いたガス転換方式が採用され、効率もかなり良くなってきている。

## (2) SAMES 形静電加速装置

この加速装置はフランスの Société Anonyme de Machines Electrostatiques (略して SAMES) で製作されているもので、その電圧発生方式はバン・デ・グラーフ形またはマルチラ・ディスク形加速装置のそれに似ている。バン・デ・グラーフ形では電荷を運ぶために絶縁ベルトを使用しているのに対し、SAMES形では特殊な円筒形の絶縁物で電荷を運ぶようになっている。

図3.17によって高電圧を得る模様を説明しよう。接地されたスプレイ針と金属誘導子との間に、補助発電機によってつくられた電圧を加えると、円筒形の絶縁性固定子の外側にある同じく円筒形の絶縁性回転子の表面に負の電荷が与えられる。そして矢印の方向に回転子が回転すると、電荷はコレクタ針で集められて高電圧がつくられる。電圧制御は、電圧制御装置により高電圧端子の電圧変動を補助発電機の出力側に帰還できるようにして行なわれている。

固定子と回転子との間および回転子の外側には純粋な水素ガスを10気圧程度封入して絶縁耐力の増大をはかっている。

この加速装置は電子加速用、イオン加速用のいずれにも利用できるが、SAMESでは電子加速用で600 kV、4 mAまでのものを製品化しており、現在1.2 MV、4 mAのものを計画中のようである。

## (3) マチラ・ディスク 形加速装置

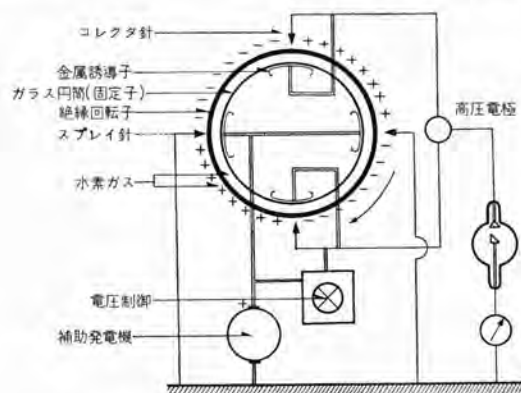


図 3.17 SAMES 形静電加速装置の原理図

この装置の電圧発生方式の原理は静電的で、バン・デ・グラーフ形加速装置の場合と似ている。すなわち電荷を運搬するのに、バン・デ・グラーフ形加速装置では絶縁ベルトを使用したのに対し、この装置では強誘電体円板を用いている。考え方としては古くからあったものであるが、実際には J. M. Malpica<sup>(21)</sup> が実験的にかなり成功し、わが国では大阪大学工学部で試作され、使用されている。最近米国の High Voltage Engineering Corporation でもこの原理を使ったものの実験を行なっている。

H. V. E. Corp. の実験装置は円板形のもので、絶縁されたセクタが同じ多極構造のステータの間を回転する。円板の表面は高電圧側に電荷を運ぶために使われる。ロータ・セクタはその周辺部が駆動されて、アースに接続され、アースに対してある電位に帯電された1組のステータ・セクタの間を通過することによって帯電される。円板の他端でロータ・セクタは端子に接触して電荷が除かれる。このようにしてつぎつぎに電荷を選び上げることによって直流の高電圧を得ようとするものであるから、電子でもイオンでも加速できる訳である。実験によれば、1,800 rpm 回転する円板の両面で、幅1.5 ftの部分が運びうる電流は300  $\mu\text{A}$  であるといわれている。このような円板25枚を10 inの長さに組立てると、両面を使用すれば、15 mA が得られると称している。

普通の絶縁ガスを使用すれば、電気的変換効率は約35%と推定されている。この加速装置でもバン・デ・グラーフ形加速装置の場合と同様に単一エネルギーの粒子が得られる。現在1.5 MeV、15~25 mAのものが設計され、建設中といわれているが、まだその成果は発表されていない。

## 参考文献

- (1) S. Flügge: Handbuch der Physik. Band XLIV, Instrumentelle Hilfsmittel der Kernphysik I, Springer-Verlag OHG, Berlin・Göttingen・Heidelberg, (1959).
- (2) 熊谷寛夫・西川哲次・小林喜幸: 加速器, 核物理学講座 (6) 共立出版株式会社 (昭35).
- (3) W. D. Coolidge, J. Franklin Inst., 202, 693 (1926).
- (4) J. D. Cockcroft & E. T. S. Walton: "Experiments with high velocity positive ions—I: Further developments in the method of obtaining high velocity positive ions," Proc. Roy. Soc. Lond., Ser. A 136, 619 (1932).
- (5) Gerald A. Behman: "Particle accelerators, I Biblio-

- graphy, II List of accelerator installations." UCRL-8050 (Jan. 1, 1958).
- (6) Gerald A. Behman: "List of particle accelerator installations." Nuclear Instruments 3, 181 (1958).
- (7) C. C. Lauritsen and R. D. Bennett: Phys. Rev. 32, 850 (1928).
- (8) L. E. Nickels: "600 kV DC supply meets rigid specs." Electrical World, 153, 86 (1960).
- (9) E. E. Charlton, W. F. Westendorp, L. E. Dempster and George Hotaling.  
"A New Million-Volt X-ray Outfit".  
J. App. Phys. 10, 374 (1939)
- (10) E. E. Charlton and W. F. Westendorp  
"Two Million Volt Mobile X-ray Unit"  
The Proceedings of The 1st National Electronics Conference, 413-429 (Oct. 1944).
- (11) A. C. van Dorsten and J. H. Spaa: "A high output D-D neutron generator for biological research." Nuclear Instruments, 1, 259 (1957).
- (12) P. Lorrain: "On the design of a radiofrequency Cockcroft-Walton accelerator." Rev. Sci. Instr., 20, 216 (1949).
- (13) 坂本貞一・太田 進: NS 形静電加速装置, 日新電機技報, 第11号, 18 (昭34).
- (14) U. S. Patent 2,875,394 (Feb. 24, 1959).
- (15) R. J. Van de Graaff: "A 1,500,000 Volt Electrostatic Generator." Phys. Rev. 38, 1919 (1931).
- (16) R. J. Van de Graaff, K. T. Compton L. C. von Atta: "The Electrostatic Production of High Voltage for Nuclear Investigation." Phys. Rev. 43, 149 (1933).
- (17) R. G. Herb, D. B. Parkinson and D. W. Kerst: "A Van de Graaff Electrostatic Generator Operating under High Air Pressure." Rev. Sci. Instr. 6, 261 (1935).
- (18) R. G. Herb, D. B. Parkinson and D. W. Kerst: "The Development and Performance of an Electrostatic Generator Operating under High Air Pressure." Phys. Rev. 51, 75 (1937).
- (19) Luis W. Alvarez: "Energy Doubling in D. C. Accelerators." Rev. Sci. Instr. 22, 705 (1951).
- (20) L. E. Collins and A. C. Riviere: "A Negative Hydrogen Ion Injector for a Tandem Electrostatic Accelerator," Nuclear Instruments and Methods 4, 121 (1959).
- (21) J. M. Malpica: "Electrostatic Direct Current Transformer of 300 kV." Rev. Sci. Instr. 22, 364 (1951).
- (22) 城坂俊吉・吹田徳雄: 強誘電体を用いた静電変圧機, 電学誌, 80, 501 (昭35).

## 最近における当社の社外講演一覧

講演年月日	主催および開催場所	題 名	講 演 者	所属場所
35- 9-17	名古屋ふそう	ジーゼル用電装品について	市 村 武	姫 路
"	中央電気 クラブ	IE と原価低減	奈 川 敏 雄	本 社
"- 9-20	大阪中央公会堂	わが社の作業研究	小 鳥 井 繁	本 社
"-9-21, 22	名古屋 ホテル	ケイ光灯, 水銀灯	山下 源 一 郎	大 船
"- 9-26	日本 オディオ 協会	モレキュラエレクトロニクス	大 久 保 利 美	研究所
"- 9-27	中部電力三重県照明協会	目を守る照明の仕方	小 堀 富 次 雄	本 社
"- 9-28	"	繁栄を呼ぶ商店照明	小 堀 富 次 雄	本 社
"	九州大学	飛翔体の誘導について	三 谷 尚 三	無線機
"- 9-29	名古屋照明協会	旅館, 料飲店の照明	小 堀 富 次 雄	本 社
"	関電ビル	運搬管理と包装	堀 直 昌	本 社
"- 9-30	熊本日々新聞	飛翔体の誘導について	三 谷 尚 三	無線機
"	東京 ガスホール	産業機械における デジタル 技術の応用について	馬 場 文 夫	無線機
"	物理学会	CdS 単晶中への不純物の拡散 (1)	伊 吹 順 章	研究所
"	"	" (2)	小 宮 啓 義	研究所



# 超大形タービン発電機の経済性

John R. Carlson: The Economics of very large Turbine Generator units (Westinghouse Engineer, vol. 20, No. 4, July, 1960, p. 111)

将来の 400~800 MW の超大形タービン発電機の設置を考える場合、電力会社は次の基本的な質問を発する。「1基の大形発電機をこれの半分の大きさの2基の機械の代りに採用すればどんな利点があるのか、また経済性を考えてこれが妥当であるか」これに対する明確な回答を得るため、400、600 および 800 MW のユニットからなるプラントについて、最近、広汎な研究を行なった。対象としては次の五つのプラントのモデルを考えた。

1×800 MW, 1×600 MW, 2×400 MW, 4×600 MW, 3×800 MW

軸長の差による建物のコストの不均衡を避けるため、クロスコンパウンド形ユニットのみを採用した。400 MW 機は4組の 71 cm 翼をもつ 3,600/3,600 rpm 機、600 MW 機は低圧段に4組の 102 cm 翼をもつ 3,600/1,800 rpm 機、800 MW 機は8組の 71 cm 翼をもつ 3,600/3,600 rpm 機である。蒸気条件は 2,400 psig, 1,050/1,000°F で、真空度が 38.1 mmHg であり、8段の給水加熱器をもつ。ボイラ給水ポンプは主機から蒸気を供給される別の抽気タービンで駆動される。全プラントとも微粉炭燃焼である。

これらのユニットの熱消費率を表1に、また上記の五つのプラントの資本費の比較を表2に示す。主要機器は1959年度の価格を基準にした。資本費とプラント熱消費率がわかれば、プラントの発電費が計算できる。結果を図1、図2に示す。発電費に影響する二つの主要因子は固定費と燃料費であるが、超大形機を採用し、設計を簡単化するなどの手段で引き下げうるのは主として固定費のほうである。燃料費のほうは現在の蒸気条件から考えて、将来さらに蒸気条件を上げ燃料消費率を低減したとしてもより高価な機器が必要になるので、将来大きく切り詰めるチャンスはほとんどないであろう。図示のように、発電費はユニット容量の増加にともなって減じているが、これは固定費の減少による。

運転の信頼性については、蒸気条件が現在多くのタービンに採用されているものとほぼ同一であるから、問題は結局タービンの定格が800 MWまたはそれ以上になった時どんな影響があるかということになる。主塞止弁やインタセプト弁は個数を増せば大きさは現在までのものと同程度で済む。最大の関心事は翼車の信頼性に対する寸法の影響だが、高圧タービンに2分流排気式を採用すれば第1段のノズルの高さを同一に保って出力を倍加できる。1,200°F 以上を目標に最近開発された新しい翼車材料 Niucro は、1,050~1,000°F の低温でも優秀な制振性を有するから、これを利用すれば第1段翼車の安全性をいっそう高めることになる。低圧タービンは現用の翼車のセットを増加するだけでよい。

タービンの製造費を下げるため、単独でも、また複数を組合

せても使用できるような標準のタービン部分をあらかじめ開発しておく計画が4年後を目標に進められている。これによれば超大形機も現在優秀な実績を収めているユニットと同様の信頼性をもつことになる。

800 MW ユニット用発電機としてはまったく同一の2台の 400 MW 内部冷却機を用いる。回転子外径は現在運転中のものの以上にはならないであろう。

結論として、少なくとも 800 MW まではユニット容量を増せば増すほど発電費は安くなる。これらのユニットの信頼性は現在と同じく優秀であり、運転法も現在の 250~350 MW のクロスコンパウンド機とあまり変わらない。標準のタービン部分を組合せて超大形機とする方法をとれば製造原価が下がり、使用者にさらに魅力的となる。ここにのべた大形タービンの経験を積めば、入口蒸気条件 3,500 psig, 1,050°F 以上のさらに大きな発展も期待できる。

(長崎製作所 甲斐 高訳)

表1 熱消費率の比較

MW	熱消費率 (Btu/kWh)	ボイラ効率 (%)	所内補機動力 (%)	プラント熱消費率 (Btu/kWh)
800	7,500	90	3.5	8,636
600	7,425	90	3.5	8,549
400	7,510	90	3.5	8,647

表2 資本費の比較

プラント容量 MW	800	600	800	2,400	2,400
台数と容量 MW	2-400	1-600	1-800	4-600	3-800
機 器	ドル/kW				
建物、基礎ほか	16.22	17.11	15.78	13.60	13.37
ボイラ	65.08	62.50	58.29	58.96	56.44
タービン発電機	42.00	41.77	38.77	40.57	38.08
変圧器、補機、配電盤ほか	9.23	9.06	8.12	8.49	7.76
クレーン、研究設備、信号通信設備ほか	1.09	1.46	1.12	0.53	0.48
直接費 (小計)	133.62	131.90	122.08	122.15	116.13
管理費、保険料、設計製図費ほか	14.00	12.67	10.12	6.72	6.08
臨時費	7.38	7.10	6.55	6.17	5.70
総 計	155.00	151.67	138.75	135.04	127.91

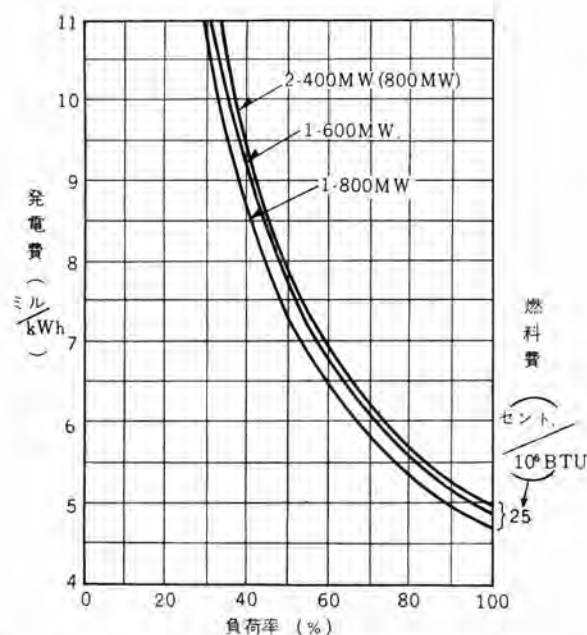


図1 発電費の比較 (2-400 MW, 1-600 MW, 1-800 MW)

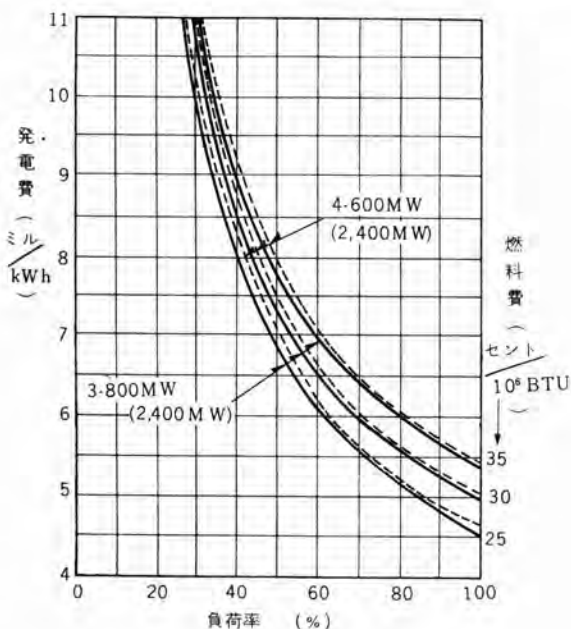


図2 発電費の比較 (4-600 MW, 3-800 MW)

## 工業制御用計算機の開発

What's New in Engineering: Development of Industrial Control Computer Announced (Westinghouse Engineer, Vol. 20, No. 2, March, 1960, p. 64)

工業制御用計算機を作る計画は目下進行中である。この計算機は速度、入出力装置の能力、および記憶装置は標準的な特殊機能装置を付加することにより、特殊なプロセスに完全に適応させることができる。この新しい計算機は一般の工業および電力応用の工業などに使用できるよう十分に融通性をもっており、とくに化学、紙、石油および鉄鋼工業のような悪い周囲条件の工業での使用に対しても十分耐えうるがんじょうなものである。

この新しい試みにより得られる融通性によって、完全な計算機制御系は非常に多様に利用することができる。

この計算機はプロセスの必要に応じてその装置が変更されるので、このシステムの使用者に大きな経済的利益をもたらす。計算機の構造も融通性をもたすのに便利なるようになっている。この計算機的设计者は計算機本体に静的装置だけを使い、典型的な高能率の産業機械と同等またはそれ以上の信頼度をもたせるよう考慮している。また工業用計算機は工業で使われている電気装置および電気機械装置と機能上だけでなく、実施上のあらゆる見地より適合しなければならないという信念によりその開発が実施された。

このシステムは機能上次の三つに分けて考えられる。

1. 量的データ処理および制御
2. 論理的データ処理および制御
3. 優先指令

量的データ処理および制御の機能はアナログ量、または前もってデジタルに変換された量の測定、アナログ出力の供給、データの貯蔵、運転者からのデータの受入、および計算の遂行からなっている。

計算機の論理演算部は磁気コア記憶装置に記憶されている命令を受け、その命ずるところに従ってバルブやシ断器の接断を制御し、あるいはその他の論理演算を行なう。

優先指令装置は多くの装置の動作順序を、多くの並列系路により同時に制御することができる。のみならずあらかじめ定められた限界をこえたとき、いずれか一つまたは全部の系路のシ断を制御し、オフリミットの量が起こったときに移るべき計算機の制御を記憶させている場所を指令するようになっている。

(無線機製作所 渡辺文明訳)

## 384 MVA タービン発電機

What's New in Engineering (Westinghouse Engineer, Vol. 20, No. 2, March, 1960, p. 62)

写真は定格出力 384 MVA、世界最大の 3,600 rpm タービン発電機の固定子フレームで、直径が 4.3 m を超え、全長が 9.1 m におよび巨大なものである。

この発電機は完成されて、Arkansas Power and Light Company の Helena の近くにある新発電所に 1960 年の夏に送られる予定になっている。

(長崎製作所 甲斐 高訳)



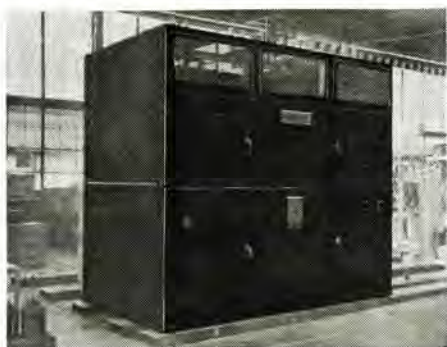
384 MVA タービン発電機の固定子フレーム



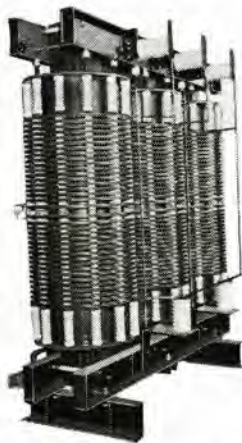
## ■ 帝都高速度交通営団新宿変電所向け 1,500 kW イグナイトロン整流器用 H 種絶縁乾式変圧器完成

帝都高速度交通営団（東京地下鉄）新宿変電所へ納入する 1,500 kW イグナイトロン整流器用 H 種絶縁乾式変圧器 2 台が、このほど伊丹製作所において完成した。この変圧器は、地下鉄変電所用として、H 種絶縁乾式変圧器の特長である安全性、小形軽量、保守の簡単などの特長を、十分活かすように設計されており、また外箱は美しい キュービクルタイプとなっている。定格事項は次のとおりであるが、これを同定格の油入変圧器と比較すると、重量は 65 %、床面積は 60 %、高さは 100 % となり、小形軽量化のいちじらしいことを示している。

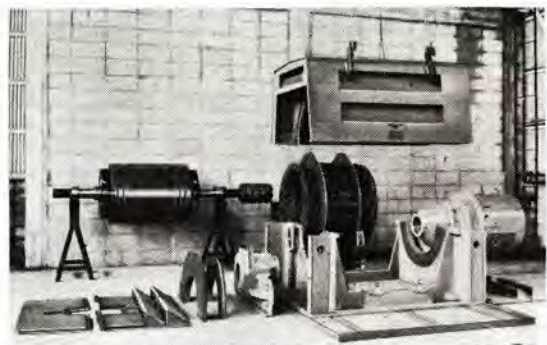
3/2×3 相 50 サイクル 1,730/2,450 kVA D 種定格 H 種絶縁乾式風冷式 AV-B 形 相間リアクトル内蔵 交流側電圧 22-21-20 kV 直流側電圧 565 V



H 種絶縁乾式変圧器



変圧器鉄心、コイル



FA 形 900 kW 誘導電動機の分解図



FA 形 900 kW 3,300 V  
60 c/s 4 極三相誘導電動機

ずし可能で内部のすみずみまで点検清掃を行なうことができる。

2. ブラケットとベース、固定子とベースとは特殊機構を用いて結合されているので正確な組立を行なうことができる。

3. 各構成部品が完全に分離されるので、各部品の厳密な品質管理が可能である。また巻線作業の容易化、機械加工の容易化に伴って品質向上が期待できる。

## ■ FA 形 900 kW 誘導電動機完成

FA 形誘導電動機は昭和 34 年第 1 号機を完成しその後順調に運転が続けているが、このたび大阪ガス向けとして 900 kW 誘導電動機を完成したので、9 月 26 日関西地区の関係者多数を招待して展示会を行なった。この新しい電動機は分解組立の容易化と、保守点検の容易化を目的として開発せられたものである。その仕様は次のとおりである。

出力 900 kW

形式 防滴巻線形

電圧、周波数 3,300 V、60 c/s

極数、回転数 4 極、1,775 rpm

絶縁 B 種 ダイアラスチック 絶縁

ツフ番 6,400 特

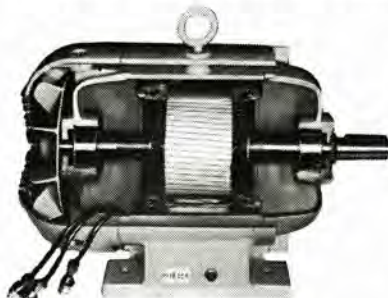
定格 連続

その特長をあげれば次のとおりである。

1. 従来の電動機では外被は電動機通電部と一体に製作されているので点検が非常に困難であった。この点、FA 形誘導電動機では上部カバーはベースに単にボルト締めされ簡単に取は

## ■ ダイアレジン防食電動機（低圧バラ巻）

低圧誘導電動機に対して、先に新 JEM 寸法が決定するやいち早く、この Series を完成し、すでに新 JEM 寸法の防爆電動機、防食電動機を多数納入しているが、これら電動機の固定子巻線にダイアレジンによる完全保護層をすることにより耐湿、耐電圧および耐食性を増加し、とくに防食電動機、屋外形電動機にすぐれた実績をあげつつあるのでここに紹介する。一体腐食性ガスおよびその溶液の中で運転する全閉外扇形電動機にとってまず腐食しやすいのはボルト、ナット、ワッシャ等の外部部品であるが、全閉外扇形であっても軸貫通部、ハメアイ部の微小す



新 JEM 寸法 ダイアレジン 防食  
電動機切断面図 2.2 kW 8 P



ダイアレジン 処理固定子



きまを通して腐食性ガスが浸入するのを避けることはできない。したがって完全防食の見地から、固定子コイルに防食性の保護層を作る必要がある。

ダイレジン電動機は特殊工作法により、固定子コイルおよびその周辺を当社の定評あるダイレジン の厚い保護層で包んだもので、コイルエンドはもとより真空含浸を行なうので鉄心部分のコイル内部まで完全に充填されボイドを作らない。

外部防食塗装構造防食処理は標準防食電動機と同様に5層のエポキシ樹脂塗料により処理を行なう。Machine Size は鉄心部分のコイルの熱伝導率が良くなるので新 JEM 標準寸法となっている。

## ■ オートカット付スーパーライン S 単相モートル

SP-RT 形オートカット付分相起動単相モートル

SC-RT 形オートカット付コンデンサ起動単相モートル

当社独特の熱働安全器 オートカットを取付けた単相モートル (SP-AT 形、SC-AT 形) は発売以来焼損事故を起こさないモートルとして好評を博しているが、今回鋼板フレーム製新形モートルの生産開始に伴いこれらにも オートカット をとりつけたモートルを発売をすることとなった。

すなわち、生産準備を完了した機種は SP-RT 形 オートカット付分相起動単相モートル と SC-RT 形 オートカット付コンデンサ起動単相モートル のおの 100 W、200 W 4 P である。

このモートルに使用される オートカット は、従来の TI-1 形から TI-2 形になり、高精度の作動特性を有したままいっそう小形化されているので、従来の SP-AT 形、SC-AT 形のようにオートカット 取付用の専用端子箱を設けず、反負荷側 ブラケットの内側に組み込み、モートルに内蔵させることができた。

したがって口出線が4本から6本 (電源専用2本、回転方向切換用4本) になっているだけで、外形寸法は オートカット なしのモートル とまったく同じである。



SP-RT 形と SP-AT 形の外形比較  
左側 SP-RT 形 (新) 右側 SP-AT 形 (旧)  
おの 200 W 4 P 100 V 50/60 c/s



SC-RT 形と SC-AT 形の外形比較  
左側 SC-RT 形 (新) 右側 SC-AT 形 (旧)  
おの 200 W 4 P 100 V 50/60 c/s

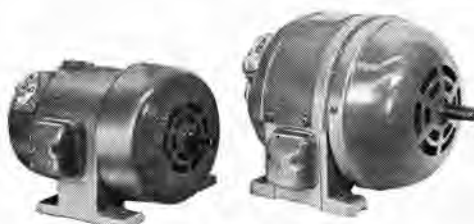
## ■ SI-A 形スーパーライン S 反発起動単相モートル

当社の反発起動単相モートルは SI-7 形から新形の SI-A 形に切換えつつあり、すでに 200 W、750 W が新形で生産にはいつているが、このほど 400 W の開発を完了し、昭和 35 年 12 月より生産を開始することになったので、これにより SI-A 形反発起動単相モートルの新系列が完成した。

この SI-A 形 400 W 4 P は、従来のすぐれた性能をそのまま生かして小形化され、ツク番号は 1214 から 1012 に一段下がり、重量も約 80 % に軽減されている。

仕様は下記のとおりである。

機種	形名	出力 (W)	電圧 (V)	周波数 (c/s)	極数	全負荷電流 (A)	全負荷回転数 (rpm)	定格	P B なし重量 (kg)	形式承認番号
反発起動形	SI-A	400	100/200	50/60	4	100V 200V 8.0/7.2 4.0/3.6	1455/1750	連続	22.3	申請中



反発起動単相モートル 新旧外形の比較  
左側 SI-A 形 400 W 4 P (新)  
右側 SI-7 B 形 400 W 4 P (旧)



SI-A 形反発起動単相モートル  
左より 200 W 4 P 400 W 4 P 750 W 4 P  
おの 100/200 V 50/60 c/s

## ■ シリコン制御整流素子完成

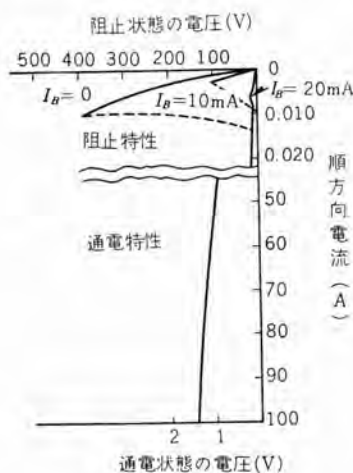
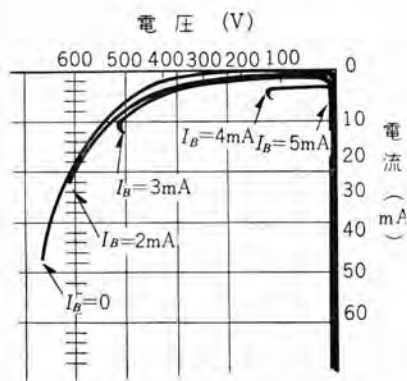
三極真空管の働きをするものがトランジスタであるとすれば、W 社がトニスタの商品名で製作しているシリコン制御整流素子はまさに格子制御放電管の機能をもっているといつてよい。しかも、小形軽量であること、フィラメントを要しないこと、通電時の電圧降下が小であることなどの特長のために、さらに広い用途を期待することができる。

この素子の構造は通常のダイオードが PN 2 層からなっているのに対して PNP の 4 層からなっており、中間の P 層からベース電極が取出されていて、合計 3 個の端子を有している。逆方向は通常の整流素子のように一定の逆耐電圧をもっている。順方向ではベース端子に信号がないときには、ほぼ逆方向電圧に近い電圧値に到達するまで電流を流さない。しかしベース端子に信号が加えられると、それより低い電圧で通電状態にはいる。通電状態にはいる電圧はベース電流の増加とともに減少し、最後には通常のダイオードのように阻止状態を経ないで直ちに通電状態にはいることができる。通電状態では通常のシリコンダイオードにほぼ近い電圧降下を有しており、非常に損失が少ないと



いう長所があり、また通電状態にはいるに要する時間ならびに阻止状態にまで回復するのに要する時間は非常に短いので、高速度のスイッチングも可能である。

PNPNの各層の厚みは、均一な特性を得るためには精密に制御されていなければならない。したがって、広面積素子になるほど各層の平坦度の高いことが要求され、製作に困難さが伴う。このたび試作したものは逆耐電圧 500 V であって、そのスイッチング特性の一例は図に示すとおりである。とくに大形結晶を使用したため、通電抵抗の小であることにおいて W 社ならびに G. E. 社の 50 A 級を凌駕する 100 A 級の通電電流にたえるものも得られている。キャップとベースとの接着は溶接によったもので、気密封止によって安全な特性がえられている。



シリコン 制御整流素子の  
順方向特性



シリコン 制御整流素子

## ■ 外灯専用ケイ光灯の発売

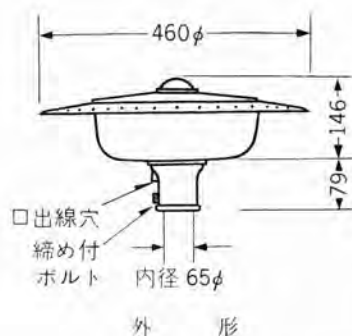
ケイ光灯の外灯は量産されている物が少なくコスト高であり、また照明効率、外観、構造など不完全なものが多かった。最近当社で生産発売した FCM-30 形器具は 30 W 円形 ケイ 光 ランプを使用して、上記の欠点を完全に解消した製品で、道路、工場敷地、庭園などの照明に好適のものである。

その特長はつぎのとおり

1. 広い反射 カサ で、地上へ多く光を投ずる
2. カサ はアルミ 酸化皮膜処理で、さびることがない
3. グローブ はわれにくい プラスチック 製
4. 取付座は強固なアルミ 鋳物メラミン 塗装
5. 円形 ケイ 光 ランプを使用したので外観がよい
6. 風雨にも完全な防滴構造
7. 素手で カサ をはずせて ランプ 交換、清掃が楽
8. 取付座に防滴口出線穴があり、架空配線、地中配線任意
9. 低廉な価格、取付座の内径は 65 mmφ で ボール は鋼管でも丸太でもよい



FCM-30 形 ケイ 光灯器具



## ■ 10 MVA 負荷時タップ切換変圧器大量受注

東京電力から 同社管内各地変電所向けとして、昨年 17 台の受注をうけ、乾式負荷時 タップ切換器 を新たに開発したり、二重防音壁構造を採用して本年 8 月より良好な成績で順次完成し、現在一部稼働しているが、今回はほとんど同一仕様の 10MVA 変圧器 31 台の大口受注があった。内容は次のようなものである。

1. 21 台 10 MVA 三相 60 c/s 60 kV/6.9-3.45 kV  $\pm 10\%$   
屋外用 油入自冷式、室素封入完全密封式、全装可搬式、  
乾式負荷時 タップ切換器付 (URA)、二重防音壁付 (55 ホン以下)
2. 6 台 屋内用 送油自冷式 冷却器別置  
その他の仕様は 1 に同じ
3. 4 台 屋内用 送油風冷式 冷却器別置  
その他の仕様は 1 に同じ

前回 17 台の実績よりみて、ところどころ改良を加え、小形、軽量化し、製作、据置を簡易にできるように配慮する。



## 超音波探傷装置

発明者 山下 精一・飯川 三郎  
藤沢 亘・田村 祥一

この発明は超音波を利用した鉄道レールなどの探傷機に関するものである。図1電動機(3)にて一定周波数で周波数変調された発振器(2)からの高周波電圧を送波器(4)によって超音波に変換し、レールなどの被検査体(1)中に送出すると、周波数変調された超音波振動の $\lambda/2$ 波長がレール(1)の表面から反射点までの距離と整数比を示したときに共振現象を起し定在波が生ずる。すなわちレール(1)の内部に傷がないときは図2Aに示すようにレールの厚さが、内部に大きな傷(6)があるときは同図Bに示すようにレールの厚さより小さい表面から傷(6)までの距離が、それぞれ超音波振動の $\lambda/2$ 波長およびその整数倍なるとき定在波が生ずる。この定在波の超音波振動周波数変化に対する変化を受波器(5)により電気的出力に変化して変成器(7)をへて検波器(8)にて検波する。図3はこの検波波形を示すもので、レール(1)中に傷がないときは同図Aで、大きな傷(6)がある場合は同図Bで示している。レール(1)の内部に図2C、Dのように小さな傷(9)(10)があるときは、超音波振動の一部が傷(9)(10)によって反射するだけで、大部分はレールの裏面によって反射するので、定在波波形は図3C、Dに示すように、その周波数はAの場合と同じであるが波形が複雑となる。すなわち、A、Bの場合は定在波波形の周波数がレール(1)の厚さあるいは傷の深さによって定まる値で、その包絡線にはほとんど変化はないが、小さい傷(9)が深い位置にある場合Cはこの包絡線が浅い凹凸を示し、小さい傷(10)が浅い位置にある場合Dは深い凹凸を示し、ともに周波数は傷の位置に関係なくAの場合と同じ周波数である。したがってこの波形をそのまま受話器で

くだけでは、Aの場合とBの場合とは音の高低で区別できるが、Aの場合とC、Dの場合とは音色が変化するだけで区別できない。そこでこの発明では、図3に示す波形を増幅器(11)により一度増幅した後、振幅抑圧器(12)によりたとえば図3X-X以下の振幅を抑圧し、それ以上の波形だけを増幅器(13)により増幅し振幅制限して矩形波に変換して受話器(14)に導入すれば、その周波数に応ずる音をきくことができ、またこの矩形波を微分回路(15)で微分して整流器(16)で整流すれば、指示計器(17)には周波数に比例した指示を得ることができる。この受話器(14)による音の周波数、指示計器(17)で示される周波数は、図2Aの場合とCの場合は同一であるが、Dの場合は極端に低い値となる。つぎに上記振幅抑圧器(12)の負偏倚電圧を調整し、抑圧値を図3のX-X線よりX'-X'線に上げれば、こんどはCの場合の周波数が低下する。すなわち抵抗(18)のタッパ調整により振幅抑圧値を上昇させていき受話器(14)指示器(17)により周波数の急激な変化点を検出し、その変化点における抵抗(18)のタッパ位置で微小傷(9)(10)の存在および深さを知ることができる。受話器(14)、指示器(17)が上記抵抗(18)のタッパ位置のいかにかわらずつねにレール(1)の厚さに相当する周波数を示しているときは、傷のない場合A、つねにレール(1)の厚さに相当する周波数より低い一定周波数のときは、その周波数に対応する深さに大きい傷がある場合B、振幅抑圧値を変化するにつけて急激に周波数が変化するときは、その変化するときの振幅抑圧値によって定まる深さに微小傷がある場合C、Dを示すこととなり、種々の傷の状態およびその深さを検出することができる。

(特許第256327号)(葛野 記)

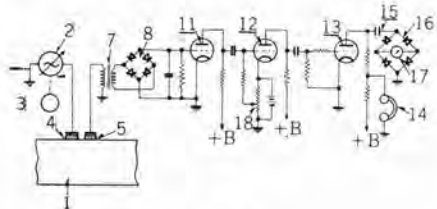


図1

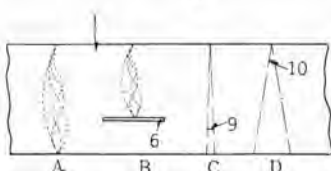


図2

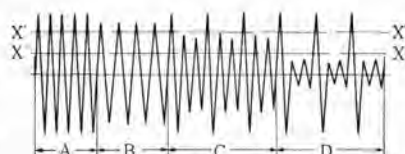


図3

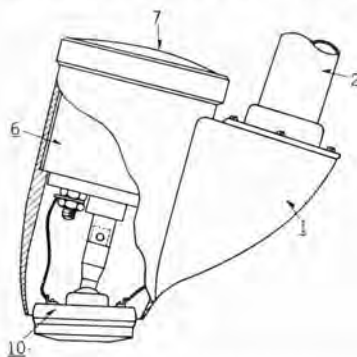
## 超音波探傷器

考案者 山下 精一・飯川 三郎・藤沢 亘

この考案はステッキの先端に取付けられ、たとえば軌条上をしゅう動しながら探傷する探傷器の改良に関するものである。

すなわち上記操作ステッキ(2)の先端に、たとえば上記軌条などの被探傷面上をしゅう動する探傷子(10)と、この探傷子の上部に位置し、上面に表示面(7)を設けた上記探傷子(10)の探傷結果を表示する指示器(6)とを収容する中空主体(1)を取付け、上記表示面(7)に現われる指針のふれの大小による傷の位置および形状を、上記ステッキの操作姿勢のままで直視判読できるようにしたものである。

(実用新案登録第499819号)(長谷川 記)







## 無線機製作所紹介

無線機製作所は、テレビ、ラジオ、電力管を始め、各種無線通信機器、電子応用工業機器など、当社の電子機器を生産している代表的な製作所であります。

昭和28年10月に無線機製作所として伊丹製作所より分離独立いたしました。卓越した技術と優秀な精密機械設備により、機構的に高性能を要求される通信機器はもとより、テレビ中継、長距離即時通話で皆様のお役に立っている電電公社の4,000Mcアンテナ、現在東京の中央气象台で天気予報に活躍している気象用レーダー、正確な国際通信のサービスに偉力を発揮している国際電信電話の自動誤字訂正装置など、最新の技術的成果を誇っています。

またテレビ工場もすでに月産30,000台の近代的生産設備をそなえており、トランジスタラジオも量産しております。

### 従業員数

区分	男	女	計
技術員	430	2	432
事務員	88	147	235
工員	1,299	1,586	2,885
合計	1,817	1,735	3,552

### 敷地建坪

敷地	66,162 m <sup>2</sup> (20,000 坪)
建坪	52,454 m <sup>2</sup> (15,895 坪)

### 機械設備

工作機械	約137台
産業機械	約329台
試験設備	約250台

