

MITSUBISHI DENKI GIHO

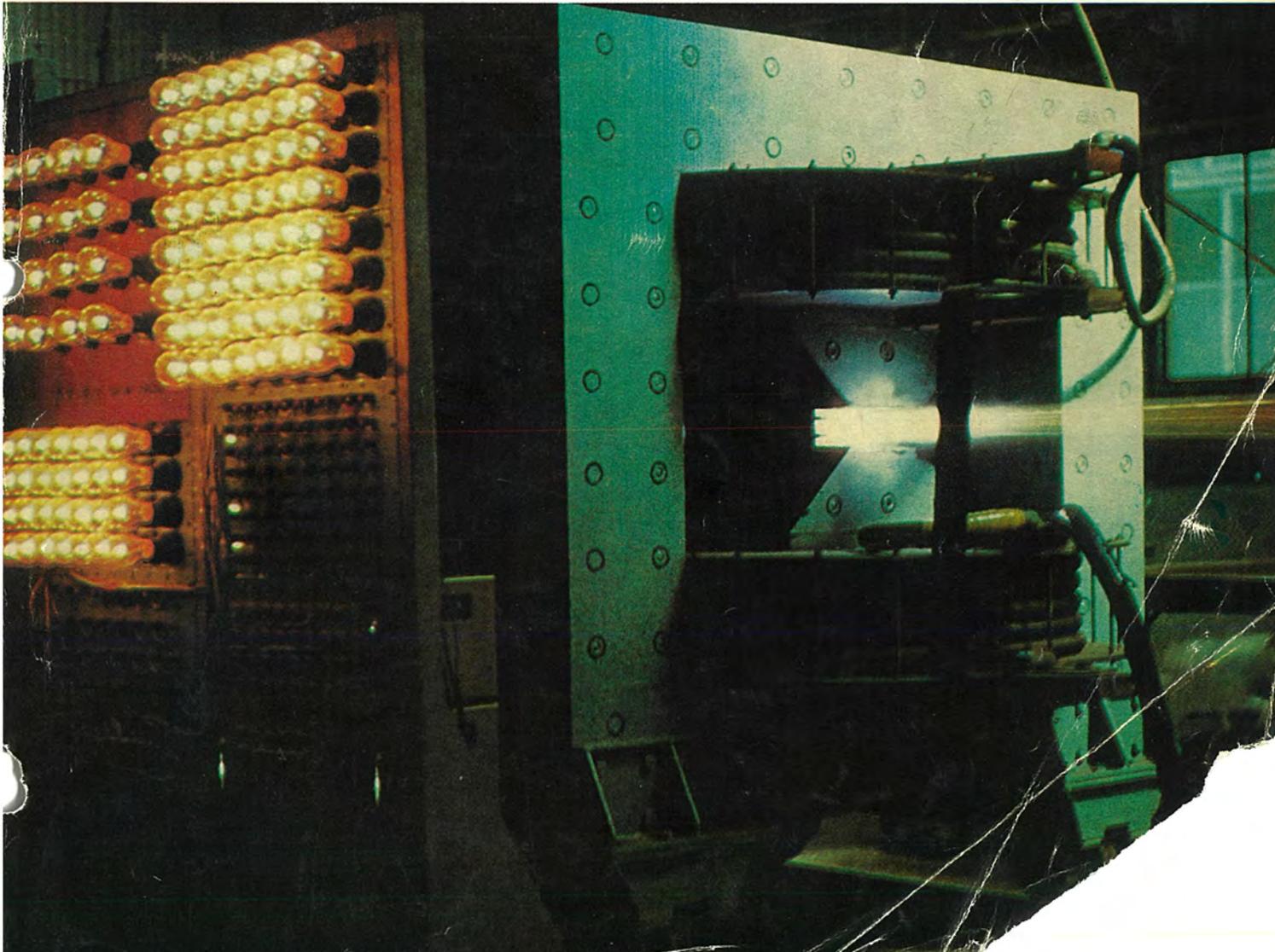
# 三菱電機技報

Vol. 38 December 1964

# 12

プラズマ特集

IHD 発電装置



## ●ヘリウム・ネオンガス可視レーザー発振装置

レーザー (LASER) とは Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation の略語で、この原理によって得られる光はコヒーレンス度、単色性、指向性などの点で従来の光よりもすぐれている。とくにガスレーザー光は時間的に連続発振が得られやすいこと、およびスペクトル線幅が狭いという特長を持っている。このためレーザー光が光学・分光学・物性論・光化学などの基礎科学の研究や光学機械・通信・計測・加工・医療などの分野へ応用され得るものと期待されている。

写真は当社で開発したヘリウムとネオンの混合ガスによる可視レーザー発振装置であり、これによってガスレーザー光を計測・通信・光学機械などの応用する場合の基礎実験を行なうことができる。

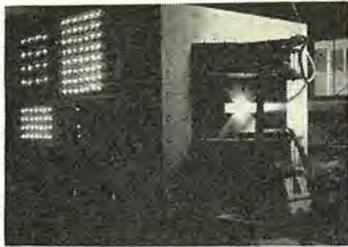
レーザー管は両端に面精度  $\lambda/10$  のプリュースター角度窓板を溶着した内径 5 mm $\phi$ 、全長約 900 mm の石英製無電極放電管の中に約 1 mmHg のヘリウム・ネオン混合ガスを封入したものである。光共振器は2枚の球面反射鏡 (曲率半径 1 m) をだいたい共焦点系に配置したもので、鏡面上にはレーザー光波長 (6,328Å) において 100% と 99% の反射率を示す誘電体多層反射膜をコーティングしてある。レーザー管の位置および反射鏡の角度の微調整が行なえる機構を備えていて実験に便利である。励起電源は周波数約 30 Mc・最大出力 400 W で、この出力によってレーザー管内のガスの励起放電を行なっている。

このレーザー装置によって得られるレーザー発振出力光の中心波長は 6,328Å (赤色)、最大出力は 5 mW、広がり角は最大  $5 \times 10^{-3}$  ラジアンで、そのモードパターンはきわめて良好である。なお反射鏡を取り換えることにより容易に 1.15  $\mu$  (赤外光) のレーザー発振光を得ることができる。

このレーザー発振装置が今後ますます発展してゆくレーザーの開発・応用研究の基礎実験に広く利用されるものと期待されている。



ヘリウム・ネオンガス可視レーザー発振装置



表紙説明

MHD 発電は有望な新しい エネルギー 変換方式として脚光をあびているが、その実用化までには解決しなければならない研究課題が山積している。

そこで当社でも中央研究所において、写真に示すような実験用 MHD 発電機を試作している。この装置は プラズマジェット発生器を熱源とするもので、とくに MHD 発電 タクトにおける電氣的現象、電磁流体力学的現象を基礎的に研究するのに適している装置である。

上記の実験用 MHD 発電機を用いて、すでに 15kW の発電をするとともに、MHD 発電現象を実験的に究明し、その結果を パリ の国際 シンポジウム に報告している。



# 三菱電機技報

昭和 39 年 第 38 卷 第 12 号 (プラズマ特集)

## 目 次

### 《特 集 論 文》

プラズマジェット を用いた MHD 発電機の実験	伊藤利朗・森川鉄也・村井 裕・小村宏次	2
アークプラズマ の温度および電子密度の測定法	伊藤利朗・森川鉄也・村井 裕・小村宏次	8
環状高温 プラズマ の発生	河合 正・近藤博通・利岡勝司・飛田敏男	12
高周波多極電磁界による プラズマ の閉じ込め	近藤博通・利岡勝司	18
He-Ne 可視光 レーザ の実験	谷口一郎・宮沢生行・白倉一雄・岡田武夫	22
イオン 源の研究	今村 元・藤田彪太・滝口高志・上山善司・後藤正之・永井昭夫	27

### 《論 文》

インド 国鉄納め メータゲージ 用 52t 交流電気機関車	武田達男・小川清一・菅田恵之助	36
7Gc 帯 テレビ 多重通信装置	安倍賢一・阿部 修・尾形陸奥男・嶋田 正	46
三菱大形高性能 アナログ 電子計算機 (MELCOM EA-7150 形)	大鳥羽幸太郎・柴谷浩二・桑田 博・持田雅夫・井塚秀弥	55
交通量自動測定装置	田村祥一・阿部寿夫・佐藤一成	68
線形陽子加速器の建設計画	今村 元・藤田彪太・上山善司・後藤正之・永井昭夫・上田和宏	74
ラダーatron (多間 ゲキ ミリ波 クライストロン)	建石昌彦・野中忠彦・武田文雄	82
電界放射陰極	岡田武夫・青木伸一・山中昭男	89
各種気体中における ホリエレック の コロナ 劣化の化学分析	平林庄司・山口南海夫・西崎俊一郎	97

### 《技 術 解 説》

ALGOL 言語とその compiling 手法	首藤 勝・関本彰次	102
--------------------------	-----------	-----

### 《新 製 品 紹 介》

“三菱 ハートベツト” シリーズ 完成・アーク 溶接機用 HF 形高周波発生装置を完成・NL-5 形小形電動油圧押し機 (スーパリアマ) を完成・三菱 FM マルチステレオ DSS-501 形新発売・三菱 テープレコーダ T-140 形 (メモリカ) 新発売・三菱自動洗たく機 EWA-900 形新発売	110
---	-----

### 《ニュースフラッシュ》

ホテルオートマ 納め エレベータ・帝都高速度交通営団 5 号線用制御装置完成・1964 年日本国際工作機械見本市に新製品出品好評を博す	113
---	-----

### 《特 許 と 新 案》

避雷器の動作表示装置・チューナ 切換装置・チューナ 切換装置・チューナ の遠隔切換装置・電気車の電気制動装置	115
--	-----

《最近における社外講演一覧》	54・118
----------------	--------

《総 目 次》	119
---------	-----

### 《表 紙》

2. ヘリウム・ネオン 可視レーザ 発振装置
3. インド 国鉄南部鉄道納め 52t メータゲージ 交流電気機関車完成
4. 三菱石油 ストロー

# プラズマジェットを用いた MHD 発電機の実験

伊藤利朗\*・森川鉄也\*\*・村井 裕\*\*・小村宏次\*\*

## Experiments on the MHD Generator Driven by A Plasma Jet

Central Research Laboratory Toshio ITŌ・Tetsuya MORIKAWA・Yutaka MURAI・Hirotsugu KOMURA

In this paper are discussed the experimental results of the MHD generator driven by a plasma jet. Electric output as high as 15 kW was obtained from the generator together with the electrical and optical measurements of the basic properties. The electric measurements were made on the open circuit voltage, the short-circuit current and the power output on each electrode segment so as to determine the variation of these quantities along the axis of the duct. The temperature was measured spectroscopically at both ends of the duct. Also the measurement of the flow velocity was conducted directly by means of the streak photography. The experimental results of these measurements were compared with theoretical values estimated from one dimensional theory to discuss the discrepancies between them.

### 1. ま え が き

MHD 発電は、研究開発の途上にある新しい発電方式である。したがって、その実用化までには解決しなければならない幾多の研究課題が山積している。これらの研究課題を列挙すると、

- (1) 十分に導電率の高いプラズマの発生方法
- (2) プラズマの電磁流体力学的、熱力学的諸特性の解明
- (3) 高温に耐える器壁材料、電極材料の研究
- (4) 燃焼器、熱交換器の研究
- (5) マグネットの研究
- (6) 発電方式の研究

などである。

われわれは、研究の第1段階として、MHD 発電機の心臓部ともいえる発電チャンネルに関する研究に着手すべきであるという見地に立って、まずプラズマジェットを熱源とする実験用 MHD 発電機を試作し、すでに最適負荷条件で 15 kW の発電に成功している。そして温度、流速などの物理的諸量を測定するとともに、電気的特性の測定を行なっている。

実験の結果、発電ダクト入口、出口における温度、流速などの測定結果は、エネルギー平衡則、質量保存則から間接的に求められる値と満足すべき一致を示すが、電気的特性は1次元定常流の理論から求められる理論値とかなり大きい相違を示すことが認められた。

この論文の目的は発電特性を提示することよりは、むしろ温度、流速などの基礎量の測定方法およびその結果を示すとともに、これらの諸量と電気的特性との関係を理論的に検討することにある。

### 2. 実験装置

図 2.1 は実験に供した MHD 発電装置の外観であり、図 2.2 は装置のブロックダイアグラムである。図に示すように、本装置はプラズマジェット発生装置、混合室、シード材添加装置、発電ダクト、拡散筒およびマグネットから構成されている。

プラズマジェット発生装置は図 2.2 に示すように、プラズマジェット発生器に電気的入力を与える電源回路、作業気体供給用の貯気タンク、操作用の空気系統および発生器本体から構成される。

プラズマジェット発生器は従来の小容量のものを大容量化したもの

で、環状電極、電極棒ともグラファイトを使用している。電源は 2,000 kVA の短絡発電機を用い、その回路は図 2.2 に示すように、水銀整流器による三相グレット結線からなっている。

熱源としてプラズマジェット発生器を使用している理由は、化石燃料パーナに比べて作業流体の選択が自由であり、また比較的純粋なプラズマが得られるために、現象の基礎的研究に適しているためである。

プラズマジェット発生器から放出された高温高速気流は、混合室に



図 2.1 実験用 MHD 発電装置の外観  
Fig. 2.1 Exterior view of an MHD experimental generator.

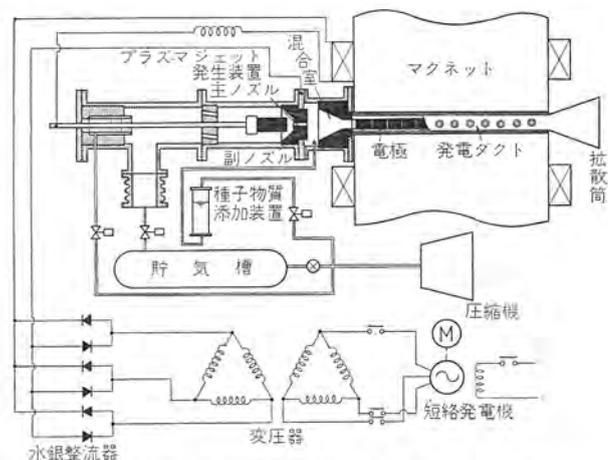


図 2.2 実験用 MHD 発電装置のブロックダイアグラム  
Fig. 2.2 A block diagram of an MHD experimental generator.

導入される。混合室は図 2.2 に示すような構造を有するもので、プラズマジェット 発生器の主 ノズル を出た高温気流に MHD 発電に適当な温度、質量流れを与えるための副 ノズル から放出される冷気流と、シールド材添加装置から霧状で噴出するシールド材を混合するための装置で、ここで MHD 発電に適当な流速、温度、導電率および質量流れをもった超音速流が作成される。

シールド材としては酢酸カリのアルコール溶液 (CH<sub>3</sub>COOK 45%, C<sub>2</sub>H<sub>5</sub>OH 44%, H<sub>2</sub>O 11%) を使用し、圧縮空気の背圧で混合室の周辺から中心に向かって霧状に噴出させる方法を採用している。

発電ダクトは断面 3.6×10 cm、長さ 1 m の寸法を有する定断面積形ダクトで、器壁、電極はそれぞれアルミナ磁器、グラファイトから構成されている。電極はホール効果を消去するとともに、電気量の流れ方向の分布を測定するために 20 分割されている。また電極表面には小さな突起を付け、電極と作業流体との間の電子交換を活発にするようにしている。器壁は MHD 発電機が短時間運転であること、かなり大きい熱衝撃が加わることなどを考慮して、多孔質のアルミナ磁器を使用している。

マグネットはポールフェイス 20 cm×1 m、間隔長 7.5 cm の大きさを有するもので、磁束密度は最大 2.4 Wb/m<sup>2</sup> である。励磁コイルはプラズマジェット発生器と直列に接続されているので、磁束はプラズマジェット発生器の動作時間、すなわち 3 秒程度の短時間だけ上昇するようになっている。したがって、鉄心を分割絶縁しウズ電流を減少させ、応答特性を高めている。

### 3. 作業流体の特性

発電特性を解析するためには、作業流体の温度、エンタルピー、流速などの特性量を掌握することが重要である。

まずこれらの特性量について測定を行なうとともに、理論的な検討を加えよう。

#### 3.1 温度

##### 3.1.1 測定方法

作業流体の温度は、励起原子の密度がボルツマン分布をしていると仮定し、同一原子から発するスペクトル線の相対強度を分光器で測定することにより、次の原理によって求めることができる。

気体あるいは蒸気の状態にある自由原子または分子が  $m$  番目の励起状態 (エネルギー  $E_m$ ) から  $n$  番目の励起状態 (エネルギー  $E_n$ ) へ遷移する場合の遷移確率を  $A_{mn}$ 、問題にしている原子あるいはイオンの数を  $N_0$ 、 $m$  番目の励起状態における統計的加重を  $g_m$ 、励起に対する状態和を  $Z_0$ 、フック射している部分の光学的厚さを  $l$ 、フック射光の振動数を  $\nu$  とすれば、光学的に比較的うすい層から発するスペクトル線の比フック射強度  $I_{mn}$  は次式で与えられる。

$$I_{mn} = \frac{1}{4\pi} A_{mn} N_0 \frac{g_m}{Z_0} h\nu l e^{-E_m/kT} \dots\dots\dots (3.1)$$

同一原子またはイオンから発するスペクトル線に注目すると、 $N_0$  は一定となるから式 (3.1) は次式のようにになる。

$$\ln\left(\frac{I_{mn}}{g_m A_{mn} \nu}\right) = C - \frac{E_m}{kT} \dots\dots\dots (3.2)$$

したがって、 $I_{mn}$  の相対値を測定し、式 (3.2) の左辺を  $E_m$  の関数として図表上にプロットすれば、その傾斜から温度  $T$  を求めることができる。

この方法を適用する場合には、次のことを注意する必要がある。すなわち、測定温度範囲で十分な輝度を有し、しかもフィルム感度が大幅に変化しない波長域で  $E_m$  の異なる数多くのスペクトル線を有する原子を選ぶことである。

表 3.1 Ba 原子および Ba イオンの代表的なスペクトル線

波長 (Å)	スペクトル	$g_m A_{mn}$ 10 <sup>8</sup> /sec	エネルギーレベル (K)
5,424.55	Ba I	2.3	12266 - 30696
5,519.05	Ba I	3.4	12637 - 30751
5,535.48	Ba I	2.0	0 - 18060
5,777.62	Ba I	5.7	13515 - 30818
5,826.28	Ba I	1.8	11395 - 28554
5,853.68	Ba II	0.050	4174 - 21952
5,971.70	Ba I	1.5	9216 - 25957
5,997.09	Ba I	1.4	9034 - 25704
6,019.47	Ba I	1.4	9034 - 25642
6,063.12	Ba I	3.1	9216 - 25704
6,110.78	Ba I	5.2	9597 - 25957
6,141.72	Ba II	0.38	5675 - 21952

このような条件を満足する原子としては、われわれの実験では、アルカリ土金属が最も適していることがわかった。そこでわれわれは作業流体中に少量のバリウムを添加して、これから発する 5,000~6,000 Å の波長域にあるスペクトル線を利用し、作業流体の温度を測定した。表 3.1 はバリウムの原子およびイオンから発するスペクトル線の波長とそれに対応する  $g_m A_{mn}$  の値を示したものである。

ダクト断面における温度分布は、upper energy level の既知の 2 本のスペクトル線の比フック射強度の比を測定して求めている。

いま 2 本のスペクトル線の upper energy level をそれぞれ  $E_m$ 、 $E_n$ 、中心軸から  $x$  だけ離れた点の比フック射強度をそれぞれ  $I_{mn}(x)$ 、 $I_{mn}(0)$  とすると、次式が成立する。

$$\frac{I_{mn}(x)}{I_{mn}(0)} = \frac{I_{mn}(0)}{I_{mn}(0)} e^{\frac{E_m - E_n}{k} \left( \frac{1}{T(x)} - \frac{1}{T(0)} \right)} \dots\dots\dots (3.3)$$

したがって、中心温度  $T(0)$  を前述の方法で正確に求めておけば、式 (3.3) から任意の点の温度  $T(x)$  を求めることができる。

$|E_m - E_n|$  の最適値は数千 Kayser (cm<sup>-1</sup>) である。

#### 3.1.2 測定結果とその検討

各種の実験条件について上記の方法を適用し作業流体の温度、温度分布を求めている。いま一例として「K を添和していない空気を作業流体とした場合」について説明する。

図 3.1 は上記の作業流体に 0.01% の Ba を添加し、発電ダクトを取り除いた場合の混合室出口における分光写真である。断面にわたる温度分布を求めるために、分光器のスリットは作業流体の流れの方向と直角に設置されている。この結果から前述の方法で中心部分の温度を求めると、4,300±100°K となる。

さらに、波長 5,997 Å および 5,826 Å の 2 本のスペクトル線に注目し、式 (3.3) を用いて断面にわたる温度を求めると図 3.2 のようになる。

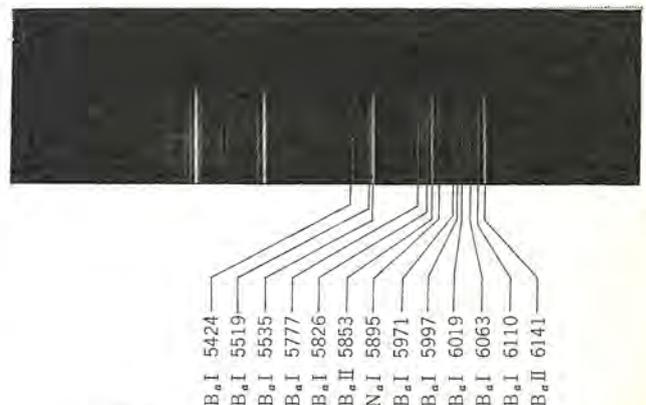


図 3.1 混合室出口におけるスペクトル写真  
Fig. 3.1 A typical spectrogram at the exit of the mixing chamber.

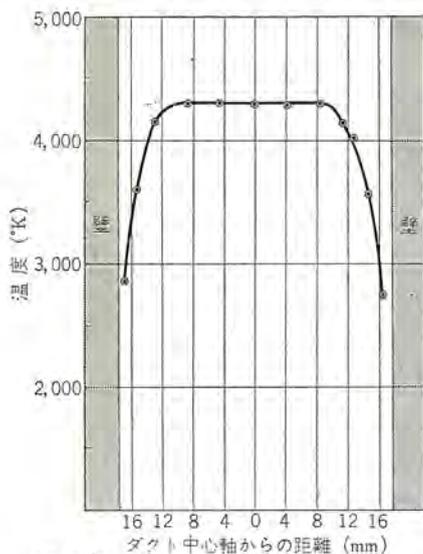


図 3.2 発電ダクト入口の温度分布  
Fig. 3.2 A typical example of the temperature distribution at the entrance of the duct.

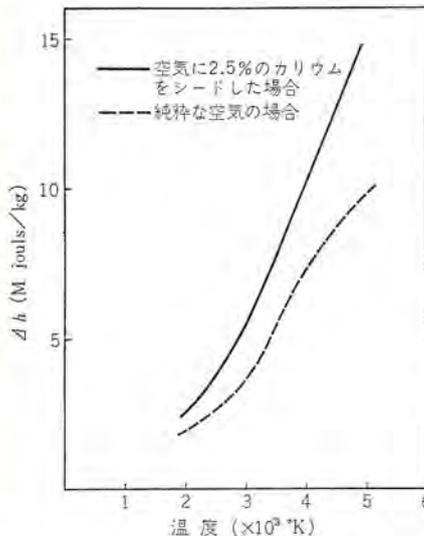


図 3.3 エンタルピーと温度との関係  
Fig. 3.3 Enthalpy as function of temperature.



図 3.4 発電ダクト入口における流しカメラ写真  
Fig. 3.4 A typical streak photograph at the entrance of the duct.

中心部では非常に平たい温度分布を呈し、壁の近傍で非常に大きい温度変化が生じている。この温度分布から混合室出口、すなわち発電ダクト入口における平均温度を求めると、 $3,700 \pm 100^\circ\text{K}$  という値が得られる。

この平均温度はエネルギー平衡則からも求めることができる。

プラズマジェット発生器の陽極および陰極における電圧降下の和を 20 V と仮定すると、プラズマに有効に投入される電気的入力是一次式によって与えられる。

$$W = (V - 20)I \quad (3.4)$$

ここに  $V$ ,  $I$  はそれぞれアーク電圧、アーク電流である。

一方エネルギーの一部は作業流体が混合室出口に達するまでに、発生器、混合室の壁を通して外部に流出するが、この熱損失は作業流体の総エンタルピーの 10% 程度であるから、作業流体の単位体積あたりのエンタルピー上昇  $\Delta h$  は次式で与えられる。

$$\Delta h = 0.9(V - 20)I/m \quad (3.5)$$

ここに  $m$  は質量流れである。

したがって、 $\Delta h$  と平均温度  $T$  との関係が求めれば、 $V$ ,  $I$  および  $m$  を測定することにより  $T$  を求めることができる。

$\Delta h$  と  $T$  の関係は組成が熱平衡にあると仮定すれば、理論的に求めることができる。図 3.3 は  $\Delta h$  と  $T$  との関係を純粋な空気および 2.5% の K を添加した空気 (K は酢酸カリのアルコール溶液の形で添加している) について求めたものである。

上述の実験条件、すなわち  $V = 270 \text{ V}$ ,  $I = 4,700 \text{ A}$ ,  $m = 170 \text{ g/sec}$  を式 (3.5) に代入して  $\Delta h$  を求めると、 $\Delta h = 6.32 \text{ Mjoules/kg}$  となり、図 3.3 から平均温度  $T$  を求めると、 $T = 3,750^\circ\text{K}$  となる。この値は前述の測定結果と非常に一致を示している。

われわれは各種の実験条件で、測定結果と理論値とを比較し、満足すべき結果を得ている。

### 3.2 流速

#### 3.2.1 測定方法

流速は流しカメラを用いて次の方法により求められる。

まず流しカメラのスリットを作業流体に平行に設置する。そしてカメラの対物レンズでフィルム上に作業流体の中心軸を結像させ、この像を流しカメラ内に設置された回転鏡でフィルム上を走行させる。一般に作業流体は輝度に位置的なむらがあり、このむらは流速と同一速度で移動するので、流しカメラによる撮影結果には図 3.4 のような斜の線が現われる。

いま流しカメラ光学系の縮尺率を  $A$ 、カメラの掃引速度を  $v$ 、流速を  $u$ 、斜線が水平線に対してなす角を  $\theta$  とすると

$$u = (v/A) \tan \theta \quad (3.6)$$

の関係が成立するので、 $v$ ,  $\theta$  を測定することにより流速  $u$  を求めることができる。

#### 3.2.2 測定結果とその検討

一例として、発電ダクト入口における流しカメラ写真を図 3.4 に示す。この写真から式 (3.6) により流速を求めると、 $u = 630 \text{ m/s}$  となる。ただし流しカメラの対物レンズは作業流体の中心軸に結像されているので、この値はダクト内の最高速度を与えている。

平均流速は温度が既知の場合、質量保存則から求めることができる。すなわちダクトの流速、圧力、温度の平均値をそれぞれ  $u$ ,  $p$ ,  $T$  とすると、質量保存則および状態方程式から、次の関係式が成立する。

$$u = mRT/MpS \quad (3.7)$$

ここに  $M$  は平均分子量、 $R$  は気体定数、 $S$  は断面積である。

したがって、 $m$ ,  $T$ ,  $p$  が既知の場合、式 (3.7) から  $u$  を間接的に求めることができる。

上述の実験条件、すなわち  $T = 3,700^\circ\text{K}$ ,  $M = 26.4 \text{ g/mol}$ ,  $m = 170 \text{ g/s}$ ,  $p = 1 \text{ ata}$  を式 (3.6) に代入すると、平均流速  $u$  は、 $u = 550 \text{ m/s}$  となる。したがって、速度分布および温度分布を仮定し、中心における流速を求めると、 $u = 640 \text{ m/sec}$  となり、前述の測定結果と一致する。

#### 3.3 発電ダクト各部における気流状態

発電ダクト各部における気流状態の測定は行なっていないが、ダクト各部の熱損失がわかれば、エネルギー平衡則および質量保存則を用いて、ダクト各部の温度を推定することができる。

まず伝導損失について考察しよう。発電ダクトにおける平均熱伝達率  $\alpha_m$  は Lutzko により次式で与えられている。

$$\frac{\alpha_m}{\alpha_\infty} = 1 + \frac{1.4}{L/D} = 1.07 \quad (3.8)$$

ここに  $L$  はダクト長、 $D$  はダクトの等価直径である。

$\alpha_\infty$  は発達した流れの温度助走区間後の熱伝達率で、Colburn により次式で与えられている。

$$\frac{\alpha_{es}}{C_p G} \left( \frac{\mu C_p}{k} \right)_F = \frac{0.023}{(DG/\mu_F)^{0.2}} \quad (3.9)$$

ここに  $k$  は熱伝導率、 $C_p$  は定圧比熱、 $\mu$  は粘性係数である。また添字  $B$ ,  $F$  はそれぞれ作業流体の混合平均温度、壁温と混合平均

均温度との算術平均における値で評価すべきことを示す。

伝導損失  $Q_c$  は壁温を  $T_w$  とすると

$$Q_c = \alpha_m S (T_B - T_w) = 1.07 \alpha_{\text{eos}} S (T_B - T_w) \quad \dots (3.10)$$

となる。

したがって、式 (3.9), (3.10) から

$$\frac{dQ_c}{dx} = \frac{1.07 \times 0.023 \times 4h}{P_{rF}^{2/3} R_{eF}^{0.2} D} \quad \dots (3.11)$$

ここに

$$h = G S C_p (T_B - T_w)$$

$$P_{rF} = (\mu C_p / k)_F$$

$$R_{eF} = (DG / \mu_F)$$

いま上述の実験条件、すなわち  $P_{rF} = 0.77$ ,  $R_{eF} = 3.9 \times 10^4$  を式 (3.11) に代入すると

$$dQ_c/dx = 0.28h \quad \dots (3.12)$$

となる。

したがって、単位面積当りの伝導損失  $Q_c$  は  $140 \sim 200 \text{ W/cm}^2$  となる。

次にフック射損失について考察しよう。単位面積あたりのフック射損失は次式で与えられている。

$$q_r = 5.69 \phi (T_B^4 - T_w^4) \times 10^{-12} \text{ W/cm}^2 \quad \dots (3.13)$$

ここに  $\phi$  は、ダクト壁から作業流体への総括吸収率である。

総括吸収率  $\phi$  は、ダクトの幾何学的形状、壁のフック射率およびガス黒度の関数である。一方ガス黒度は作業流体の温度、組成、圧力、ガス層の有効厚さなどの関数となるが、上述の実験条件では、伝熱工学理論からガス黒度  $\epsilon_g$  は  $\epsilon_g = 0.018$  となる。いま壁のフック射率を  $0.8$  と仮定し、矢木・国井の式により総括吸収率  $\phi$  を求めると  $\phi = 0.017$  となる。

したがって、単位面積あたりのフック射損失  $q_r$  は式 (3.13) から  $15 \text{ W/cm}^2$  程度となり、フック射損失は伝導損失に比べて小さく、誤差の範囲内にあると考えられる。そこで上述の実験条件では熱損失の式として、式 (3.12) を用いてよいことがわかる。

以上の計算結果は、ダクト出口温度の測定結果と一致する。したがって、エネルギー平衡則および質量保存則を用いて、ダクト各部の温度を推定してよいことがわかる。

#### 4. 電氣的出力特性

電氣的特性の測定には、電磁オシログラムを使用し、各種の実験条件で、20分割された電極のおのおのについて、数 mA の小電流に対する端子電圧、短絡電流、負荷電圧の測定を行なった。得られた結果は1次元定常流の理論から推定される値とかなりズルことが判明した。

本章ではこれらの測定結果を述べ、実験値の理論値からのズルに対して検討を加えよう。

##### 4.1 小電流に対する端子電圧

電極の両端に  $2 \text{ k}\Omega$  の抵抗を接続し、この抵抗を通じて流れる電流値から無負荷開放電圧を測定した。

図 4.1 は一例として質量流れ  $250 \text{ g/sec}$  の場合の試験開始後  $1.2 \text{ sec}$  の時間位置における開放電圧の分布を実線で示したものである。図のヨコ軸に示された番号は20分割された電極に対応するものであり、上流の電極から順次番号がつけられている。ただし6番目の電極は高さ  $3 \text{ mm}$ 、直径  $10 \text{ mm}$  のステンレス鋼の突起がつけられている。また同図の点線は3章で論じた方法で推定される流速値から得られる理論値を示したものである。

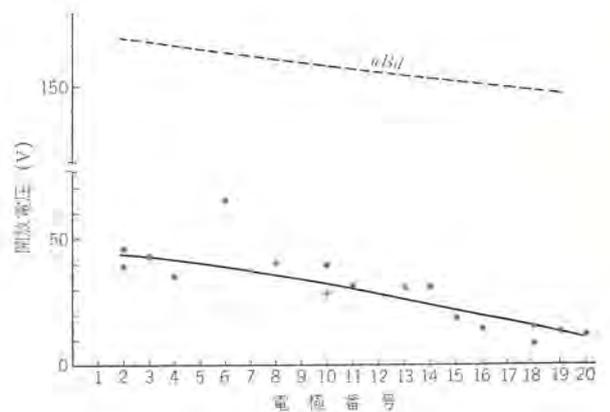


図 4.1 開放電圧の分布の一例  
Fig. 4.1 A typical example of open circuit voltage distribution.

図から明らかのように、小電流に対する端子電圧の値と1次元定常流の理論から予想される開放電圧の値との間には、電極表面が平たいな場合には  $100 \text{ V}$  以上のズルが存在する。また第6番目の電極には上記のようにステンレス鋼の突起が付けられており、そのために電極間の有効長が減少しているにもかかわらず、開放電圧は上昇している。以上のような現象はわれわれのすべての実験条件において見られる。

以下に、この理論値と実験値とのズルについて検討しよう。

われわれの実験では試験時間が3秒内外の短時間であるため、グラファイトからなる電極の表面温度はごく低いことが予想される。実際、3章で述べたように、発電ダクトにおける単位表面積あたりの熱損失は  $200 \text{ W/cm}^2$  程度であり、この値からグラファイト表面の温度を推定すると、温度上昇はせいぜい  $25 \sim 35^\circ \text{C/sec}$  にすぎない。したがって、3秒以内の短時間の実験では、電極は十分に低温であるので、電極表面には絶縁物に近い気体の層が存在する。その結果、プラズマから外部回路に電流を取り出そうとすると、電流はこの層を流れることを余義なくされる。

そこでこの層における通電現象について検討しよう。

プラズマ部分には荷電粒子が存在するが、この荷電粒子のうち、陽極では電子が、陰極では正イオンがプラズマから引き出されて外部回路に電流が供給される。

いまこの部分における荷電粒子(電子またはイオン)の電荷密度を  $\rho$  とすると、電流密度  $\mathbf{j}$  は次式で与えられる。

$$\mathbf{j} = \mu \rho \mathbf{E} \quad \dots (4.1)$$

一方、Poisson の方程式から

$$\text{div } \mathbf{E} = (\rho + \rho') / \epsilon_0 \quad \dots (4.2)$$

ここに  $\rho'$  は主荷電粒子とは反対符号を有する荷電粒子の電荷密度であり、 $\mu$  は主荷電粒子の移動度、 $\mathbf{E}$  は電位傾度である。ただし、この層では流速は十分低いものとして、層内部における  $\mathbf{u} \times \mathbf{B}$  を無視している。

一般に  $\rho'$  は気体温度の関数であるので、上式を解くことは困難である。しかし電極表面では、きわめて急しゅんな温度分布が予想され、しかも導電率は温度とともに急激に変化することを考慮して、電極表面を次のようにモデル化する。

- (1) 電極表面には  $\rho' = 0$  のような温度の低い絶縁層が存在する。
- (2) 絶縁層の高温側では  $\rho = \rho'$  の関係が存在し、しかも  $\mathbf{j}$  による電位傾度はきわめて低い。
- (3) 絶縁層の厚さ  $\delta$  はダクトの実効径に比して小さいので、

1 次元的な取り扱いが可能である。

このような仮定のもとに、絶縁層の厚さ  $\delta$  とそこにおける電圧降下  $V_s$  を式 (4.1) および式 (4.2) を用いて解くと

$$V_s = \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2j}{\mu\epsilon_0}} \delta^{3/2} \dots\dots\dots (4.3)$$

を得る。

さらに、絶縁層の高温端における  $\rho'$  が絶縁層内における  $\rho$  とほぼ等しいと仮定すれば、図 4.2 に示すように  $\rho'$  と温度との関係は理論的に求められているので、絶縁層の高温端における温度を  $V_s$  の関数として近似的に求めることができる。

図 4.1 において、ダクト入口から 10 番目の電極を例にとると、陽極における絶縁層の厚さ、温度はそれぞれ  $10^{-2}$  cm,  $1,550^\circ\text{K}$  と計算される。ここで正イオンの移動度は  $1.4 \text{ cm}^2/\text{sec V}$ ,  $V_s$  は内部の誘起起電力と測定された電圧との差であると仮定している。

また絶縁層の厚さ  $\delta$  は熱移動の理論から計算することができる。

レイノルズ数は約  $3 \times 10^4$  程度であるので、作業流体は乱流の状態にあり、さらに 10 番目の電極のところでは  $L/D$  の値が 10 より大きいので、流れは完全に発達したパイプフローとして層流底層の存在を予想することができる。空気力学の理論を用いて計算すると、この層流底層の厚さは約  $3.3 \times 10^{-2}$  cm となる。したがって絶縁層が完全にこの層流底層の内部にあることは明らかである。絶縁層内における熱伝導に関しては次式が成立する。

$$K_g \nabla^2 T + jE = 0 \dots\dots\dots (4.4)$$

ここに  $K_g$  は絶縁層内における気体の熱伝導率である。絶縁層内では  $K_g = \text{一定}$  と考えると、絶縁層の厚さ  $\delta$  と層内の温度降下  $\Delta T$  との間には次式が成立する。

$$\frac{\Delta T}{\delta} = \frac{q + 2/5 jV}{K_g} \dots\dots\dots (4.5)$$

ここに  $q$  は絶縁層を通じて気体から電極に流入する熱量である。

上式に  $q = 135 \text{ W/cm}^2$ ,  $K_g = 7 \times 10^{-4} \text{ W/cm}^\circ\text{K}$  を代入して、温度が  $1,550^\circ\text{K}$  になるまでの厚さ  $\delta$  を求めると  $7 \times 10^{-3}$  cm を得る。なお、電極表面に金属の突起を付けると、有効な電極間距離が

減少するにもかかわらず端子電圧が上昇するのは、突起表面で層流底層が薄くなり電極降下が減少するためであると考えられる。実際、ダクトの最下流の位置にある電極でも、鋭い突起（高さ 2 cm の円錐形）が正負両電極に付けられている場合には、端子電圧が 50 V 程度に上昇することを確認している。

#### 4.2 短絡電流特性および負荷電流特性

20 分割された電極のおのおのを別々に短絡し、そこを流れる短絡電流を測定した。図 4.3 は一例として上流から 7 番目の電極における短絡電流の時間的変化を示したものである。3 章で述べた方法で作業流体の特性を推定すると、流速  $620 \text{ m/s}$ , 平均温度  $3,200^\circ\text{K}$  という値が得られる。また磁束密度は  $2.4 \text{ Wb/m}^2$  と推定されるので、内部起電力  $uBd$  は  $150 \text{ V}$  となる。一方図 4.2 から  $3,200^\circ\text{K}$  に対応する導電率を求めると、 $170 \text{ } \sigma/\text{m}$  という値が得られる。

以上の実験値を 1 次元定常流の理論から与えられる短絡電流値、すなわち、

$$I_s = uB\sigma d / (\text{電極表面}) = 160 \text{ A}$$

という値と比較すると、1 秒後においても実験値は理論値の 1/6 に過ぎない。

前節で述べたように、この遅れの原因は電極近傍の現象に起因していることは明らかである。

以下に正負両電極のおのおのについて、検討を加えよう。

##### 4.2.1 負電極近傍の現象

負電極では、作業流体から電極に向かって電子が引き出される結果、前節で述べたように空間電荷が形成され、式 (4.3) で与えられるような電圧降下  $V_e$  が発生する。この場合には、前節で述べた場合に比べて電流密度が  $10^3$  倍程度になるので、前節の場合にはごくわずかであった負電極近傍の降下もかなり大きな値となる。

図 4.3 の場合を例にとり、式 (4.5) から絶縁層の厚さ  $\delta$  を推定し、式 (4.3) から  $V_e$  を求めると

$$V_e \cong 52 \text{ V}$$

となる。

ただし、層の平均温度を  $900^\circ\text{K}$  とし、電子の移動度を  $10^3 \text{ cm}^2/\text{sec V}$  と仮定している。

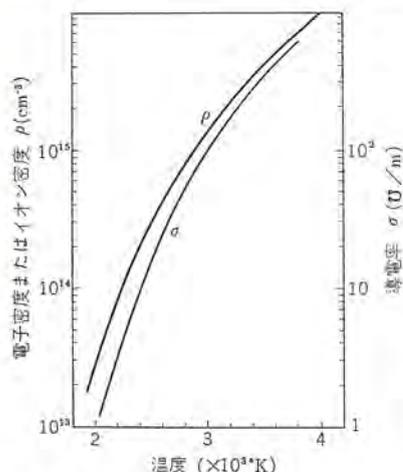


図 4.2 電子密度（イオン密度）および導電率と温度との関係  
Fig. 4.2 Electron (Ion) density and conductivity as function of temperature.

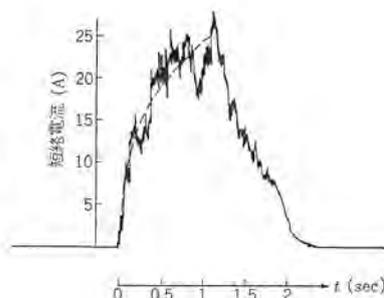


図 4.3 短絡電流の時間的特性  
Fig. 4.3 A typical example of short-circuit current build up characteristics.

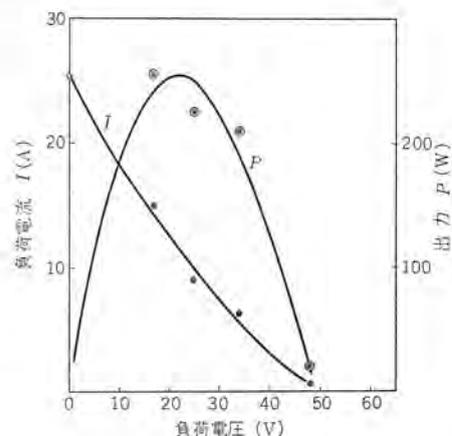


図 4.4 上流から 7 番目の電極における負荷特性  
Fig. 4.4 Load characteristics at the 7th electrode downstream of the duct inlet.

#### 4.2.2 正電極近傍の現象

電流密度がかなり大きいので、イオン電流だけでは電流密度を与えることはできず、電極からの電子放出が要求される。

一方十分な電子放出を得るためには、電極温度がかなり上昇する必要があるが、正電極を均一に電流が流れるものとして得られる電流密度では、短時間に十分に電極を加熱することは不可能である。そこで必然的に電流が1点に集束することが要求される。

そこでまず、陰極表面で電流が半径  $a$  の円に集束し、陽極表面では全面的に流入する場合に流れる電流  $I$  および陰極表面の電流密度  $j$  を求めると、次のようになる。

$$I = \pi a R_c \sigma (uBd - V_c - V_a - V_L) / d \quad \dots\dots\dots(4.6)$$

$$aj = \sigma R_c (uBd - V_c - V_a - V_L) / d \quad \dots\dots\dots(4.7)$$

ここに  $R_c$  は陽極の平均半径、 $V_L$  は負荷電圧である。

一方半径  $a$  の円に電流が集束するときの温度上昇は次式で与えられる。

$$T_c - T_0 = \frac{ajV_a}{k} F\left(\frac{\kappa t}{a^2}\right) \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

ここに、

$$F\left(\frac{\kappa t}{a^2}\right) = \left(\frac{\kappa t}{a^2}\right)^{1/2} \left\{ \operatorname{erfc}(0) - \operatorname{erfc}\left[\frac{1}{2(\kappa t/a^2)^{1/2}}\right] \right\}$$

$$\kappa = k/\rho C_g$$

$k$ : グラファイトの熱伝導率

$\rho$ : " 密度

$C_g$ : " 比熱

$T_0$ : 室温

$V_a$ : 正電極表面に形成されるイオンシースにおける電圧降下

またグラファイトの熱電子放出電流は次式で与えられる。

$$j = AT_c^2 \exp(-\phi/kT_c) \quad \dots\dots\dots(4.9)$$

ここに  $A$  は Dushman 定数、 $\phi$  (4.3 eV) はグラファイトの仕事関数である。

結局、電子流に対応する式 (4.3) および式 (4.5)、および式 (4.6)~式 (4.9) を連立させ、式 (4.6) および式 (4.7) の  $V_a$  を、最大の  $I$  が得られるように仮定すると、負荷電圧  $V_L$  に対する電流特性を求めることができる。

いま一例として、図 4.3 の条件に対応する短絡電流の理論的最大値を求めると、同図の点線のようになり、実験値とはほぼ一致する結果が得られる。ただし電極に使用したグラファイトの熱伝導率  $k$  を 0.05 cal/sec cm<sup>2</sup>°K とし、diffusivity  $\kappa$  を 0.065 cm<sup>2</sup>/s と仮定している。

以上と同様な計算を行なうことにより、任意の負荷電圧  $V_L$  に対応する負荷電流  $I$  を求めることができる。図 4.4 は一例として図 4.3 の条件における負荷電流の理論値と実験値を示したものである。点は実験値、実線は理論値である。

図からわかるように、理論と実験との間には満足すべき一致が得られている。

#### 5. む す び

プラズマジェットを熱源とした実験用 MHD 発電機を用いて実験を行ない、高温の作業流体の熱力学的ならびに空気力学的な特性を求めるとともに、電気的出力特性の測定を行ない、以下に示すような結果を得た。

(1) 同一元素から発するスペクトル線の相対強度から分光学的に作業流体の温度および温度分布を測定することに成功した。この目的には、アルカリ土金属類、とくに Ba が最も適していることが明らかになった。

流速は流しカメラによって直接測定した。

測定結果を検討した結果、発電ダクト内の作業流体はほぼ熱平衡状態にあり、したがって、発電ダクト各部における気流状態はエネルギー平衡則および質量保存則を用いて、打ち込まれたエネルギーと質量流れとから求めうる事が明らかになった。

(2) 実験開始から終了まで3秒程度であるので、測定された電気的特性と1次元定常流の理論から予想される特性との間にはかなりの相違が認められた。しかしながら、下記の現象を考慮することにより、このような矛盾をよく説明することができる。

(a) 低温の正電極近傍でイオンによる空間電荷が形成される場合には、電圧-微小電流特性に支配される。

(b) 負電極近傍で電子による空間電荷が形成され、正電極表面で電子電流が集束される場合には、電圧-負荷電流特性に支配される。

#### 参 考 文 献

- (1) 伊藤, 森川, 村井: 明日のエネルギーと直接発電, 2, No. 1, (1964)
- (2) 伊藤, 森川, 村井: 動力, 79, p. 32~38
- (3) 伊藤, 森川, 村井: 昭38 電学連大 146
- (4) 村井, 伊藤, 森川: 昭38 電関西支部大 S1-4
- (5) 村井, 伊藤, 森川, 小村: 昭39 電学連大 110
- (6) T. Ito, T. Morikawa, Y. Murai et al: Symposium on MHD Electrical Power Generation at Paris Session VII, Paper 90 (1964)
- (7) McAdams: Heat Transmission 3rd Edition Asian Students' Edition, 好学校
- (8) 矢木, 国井: 日本機械学会論文集, 16, p. 55~61 (昭25)
- (9) J. A. Rich: J. Appl. Phys, 32, No. 6, June, p. 1023~1031 (1961)
- (10) 横堀, 久我: 基礎伝熱工学 (岸ト著) 丸善

# アークプラズマの温度および電子密度の測定法

伊藤利朗\*・森川鉄也\*\*・村井裕\*\*・小村宏次\*\*

## The Methods of the Measurements of Temperature and Electron Density of Arc Plasma

Central Research Laboratory Toshio ITÔ・Tetsuya MORIKAWA・Yutaka MURAI・Hirotugu KOMURA

Several methods on the measurement of temperature, electron density and their special distribution of arc plasma are reviewed herein. The estimations of temperature and electron density on the plasma jet of the MHD generator are made by the method of relative intensity of spectral lines. It is found that the temperature and electron density of the jet are about 4,300°K and  $1.0 \times 10^{13} \text{cm}^{-3}$  respectively a method is presented to determine the partial pressure of the seeding atoms which are seeded for temperature estimation. The estimated value of the partial pressure of the seeding atom is approximately  $3 \times 10^{-4} \text{kg} \cdot \text{w/cm}^2$ . In the course of temperature estimation it is shown that the assumption of the Boltzmann distribution on the arc spaces given above is appropriate.

### 1. ま え が き

気体の放電現象に関する研究は古くから行なわれており、またアークに関する研究もかなり古い歴史を持っている。しかしながら、これまでの研究は比較的マクロな立場に立った現象論的な要素を持つ面が多かった。近年になって放電現象の応用を含めたプラズマの研究が著しく進歩するに従って、プラズマをミクロな立場から考察することが要求されるようになった。このような立場がいずれであっても、プラズマの特質を与える量は究極的には温度や電子密度の関数として表現される。このために今日まで、いろいろの温度や電子密度を測定する方法が研究され、提案されてきた。この論文ではこれらの量の測定方法の中でアークプラズマに比較的關係の深いものを記述し、とくに、MHD発電機の作業流体の温度測定の方法およびその結果について述べる。

### 2. 温度の測定方法

#### 2.1 プラズマ フク射の利用

原子が  $m$  番目の励起状態から  $n$  番目の励起状態へ遷移する確率を  $A_{n,m}^m$ 、 $n$  番目の励起状態にある原子の数を  $n_m$ 、フク射している部分の光学的厚さを  $l$ 、フク射スペクトルの振動数を  $\nu$  とすれば、光学的に比較的薄い層から発するスペクトルの強度  $I_\nu$  は次式で与えられる。

$$I_\nu = \frac{1}{4\pi} A_{n,m}^m n_m h\nu l \left[ \frac{\text{erg}}{\text{sec cm}^2 \text{ sterad}} \right] \dots\dots\dots (2.1)$$

一方励起原子の単位体積あたりの数  $n_m$  は、熱平衡状態でボルツマン分布を仮定できる場合には次式で与えられる。

$$n_m = n_0 \frac{g_m}{Z_0^{(i)}} e^{-\frac{E_m}{kT}} \dots\dots\dots (2.2)$$

ここで  $n_0$  は問題の原子あるいはイオンの単位体積あたりの数、 $Z_0^{(i)}$  は励起に対する状態和である。

式 (2.1) および式 (2.2) から  $n_m$  を消去すれば次式を得る。

$$I_\nu = \frac{1}{4\pi} A_{n,m}^m n_0 \frac{g_m}{Z_0^{(i)}} e^{-\frac{E_m}{kT}} h\nu l \dots\dots\dots (2.3)$$

式 (2.3) が示すように、温度  $T$  に関する  $I_\nu$  の依存性を利用して種々の温度測定法が考えられる。

#### 2.1.1 フク射強度の絶対測定<sup>(1),(2),(3)</sup>

式 (2.3) から最も容易に案出できる方法は、スペクトル線の輝度の絶対値を測定して温度を逆算する方法である。しかしながら、この方法が適用可能であるためには次のことがわかっているなければならない。

- (1) プラズマ空間の各種の粒子の割合が明確にされて、 $n_0$  が温度の関数として正確に推定できること。
- (2)  $Z_0^{(i)}$  もごくわずかであるが温度によって変化するので、正確な測定を期待するためには、 $Z_0^{(i)}(T)$  が明らかにされていなければならないこと。
- (3)  $A_{n,m}^m$  の絶対値が求められていること。
- (4) 光学的な厚さ  $l$  が推定できること。

この方法の最も大きな弱点は (3) の制限を受けることである。すなわち  $A_{n,m}^m$  の絶対値はごく限られたスペクトル線以外では明らかにされていないため、利用できるスペクトル線が非常に制限される。ただし水素のスペクトル線については、ほとんどすべての重要な線について厳密に計算されている。

#### 2.1.2 フク射強度の相対測定<sup>(1),(2),(3)</sup>

特定の原子あるいはイオンに属する各種のスペクトル線の相対強度を測定することによって、次のようにして温度を求めることができる。式 (2.3) の対数をとると、

$$\log_{10} \frac{I_\nu}{A_{n,m}^m g_m \nu} = -\frac{E_m}{k} \frac{1}{T} + \log_{10} K \dots\dots\dots (2.4)$$

になる。ここで  $K$  は次式で与えられる定数である。

$$K = \frac{1}{4\pi} \frac{n_0}{Z_0^{(i)}} h l$$

したがって、各スペクトル線に属する  $E_m/k$  の値と  $I_\nu/A_{n,m}^m g_m \nu$  の値とを半対数図表にプロットすれば、その傾斜が求める温度を与える。この方法に対する唯一の制限条件は、同一原子あるいはイオンに属する2本以上のスペクトル線の  $A_{n,m}^m$  の比が明らかにされていなければならないことである。しかしながら、 $n_0$ 、 $Z_0^{(i)}$ 、 $l$  などに無関係に温度が測定できるという非常に大きな特長を有している。

#### 2.1.3 空間輝度分布の測定<sup>(4)</sup>

温度に無関係な定数を省略して、式 (2.3) から次に示す関係を

ふたたび取り出す。

$$I \propto n_0 \frac{e^{-\frac{E_m}{kT}}}{Z_0^{(i)}} \dots \dots \dots (2.5)$$

指数関数の項は温度とともに上昇し、1に近づくのに対し、密度  $n_0$  は電離により減少する。かくしてスペクトル強度に一つの極値が現われる。この場合、温度と電離との間の関係は次の Saha の式によって与えられる。

$$\frac{n^+ n_e}{n^0} = 2 \left( \frac{2\pi m_e kT}{h^2} \right)^{3/2} e^{-\frac{E_m}{kT}} \equiv S(T) \dots \dots \dots (2.6)$$

ここに  $m_e$  は電子の質量、 $n_e$  は単位体積あたりの電子の数、 $n^+$  は電離原子の単位体積あたりの数である。

着目している原子の分圧  $p$  は

$$p = (n^0 + n^+) kT \dots \dots \dots (2.7)$$

で与えられる。式 (2.6) と式 (2.7) から次式を得る。

$$n_0 = \frac{p}{kT(1+S(T)/n_e)} \dots \dots \dots (2.8)$$

分圧  $p$  が一定であると仮定すると、式 (2.8) の  $p$  は式 (2.5) の比例定数の項に入れてしまえることができるが、電子密度  $n_e$  は測定しなければならない。ところがアークプラズマ中で問題としている原子のみが自由電子源となっている場合には、Saha の式で  $n_e = n^+$  とおくことができ、スペクトル強度と温度との関係は

$$I \propto \frac{1}{2} \left\{ (S + \frac{2p}{kT}) - \sqrt{S^2 + \frac{4pS}{kT}} \right\} \frac{e^{-\frac{E_m}{kT}}}{Z_0^{(i)}} \dots \dots \dots (2.9)$$

で与えられる。スペクトル線の空間強度分布で極値を持つ点があれば、式 (2.9) からその点の温度を求めることが可能である。ただし分圧  $p$  がパラメータとして入っていることに注意を要する。逆にその点の温度が他の方法で知ることができれば、分布の値を見積もることが可能であろう。

#### 2.1.4 温度の空間分布の測定<sup>(4), (5)</sup>

ある基準点における温度を  $T_0$ 、その他の点における温度を  $T$  とすれば、式 (2.3) から  $T$  および  $T_0$  に対応するスペクトル線の強度比は次式で与えられる。

$$\frac{I(T)}{I(T_0)} = \frac{n(T)}{n(T_0)} \frac{Z_0^{(i)}(T_0)}{Z_0^{(i)}(T)} e^{-\frac{E_m}{k} \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right)} \dots \dots \dots (2.10)$$

したがって、他の方法で  $T_0$  の絶対値が測定できれば、各点の温度  $T$  の絶対値が求められる。

#### 2.2 分子の回転スペクトルの比 フク射強度<sup>(6)</sup>

分子の回転スペクトルに対しても式 (2.3) が成立する。すなわち量子数  $J$  を有する回転状態の励起エネルギーは、

$$E_m = \frac{J(J+1)h^2}{8\pi^2 I} \dots \dots \dots (2.11)$$

で与えられる。縮退度は  $2J+1$  であるので、一つの回転吸収帯に属するスペクトルの比フク射強度  $I$  は、温度  $T$  に対して量子数  $J$  のみの関数として次式で与えられる。

$$I \sim (2J+1) e^{-\frac{J(J+1)h^2}{8\pi^2 I kT}} \dots \dots \dots (2.12)$$

したがって、各スペクトル線に属する  $I/(2J+1)$  と  $J(J+1)h^2/8\pi^2 I k$  とを用いて、2.1.22項で述べた方法と同様にして温度を求めることができる。一般にこの種のスペクトルは遠赤外に現われる。

#### 2.3 抵抗雑音の測定

周知のように抵抗  $R$  に固有な雑音電圧  $u$  は、抵抗の種類にかかわらず温度  $T$  の関数として次式で与えられる。

$$u^2 = 4kTR\Delta\nu \dots \dots \dots (2.13)$$

アークプラズマの温度および電子密度の測定法・伊藤・森川・村井・小村

ここに  $\Delta\nu$  は選ばれた周波数帯の幅である。したがって、電極間の雑音電力を測定することにより、アークの導電部分の平均温度を推定することができる。この方法が適用可能であるための必要条件は、アークの導電部分全体にわたって熱平衡が成立していることである。すなわち、少なくとも熱的な部分が熱的でない部分、とくに電極近傍の部分に比べて大きくなくてはならない。したがって、この方法は非常に長く伸びたアークの平均温度の測定に適している。

### 3. 電子密度の測定方法<sup>(1), (4), (7), (8), (9)</sup>

#### 3.1 スペクトルの広がり

アーク空間の電子密度の測定には、通常 4861 Å の  $H_\beta$  線が用いられる。この線はイオンの電場による水素の1次線形 Stark 効果のためにある広がりを持つようになる<sup>(10)</sup>。そこで線の広がりイオン密度に対する一つの尺度となることに注目する。電子は非常に大きい速度を有しているため、水素原子との衝突断面積が小さく、それによるスペクトル線の広がりほとんど無視される。線の広がりイオン密度との間には Holtsmark による次の関係がある。すなわち、Stark 効果による割れは電場に比例する。

一つのイオンのように点電荷の場合には電場  $F$  は

$$F \sim e/r^2$$

で与えられ、最近接イオンから発光している原子までの距離  $r$  はイオン密度  $n_i$  の  $1/3$  乗に逆比例する。

したがって、発光原子に寄与する電場は次式のように表わされる。

$$F \sim en_i^{2/3} \dots \dots \dots (3.1)$$

一方スペクトル線の幅  $\Delta\lambda$  と電場  $F$  との関係は、P. Schmaljohann によって計算され G. Jürgens によって精密なものとなされた。要点は数学的な標準電場

$$F_0 = 2.61 en_i^{2/3} \dots \dots \dots (3.2)$$

を導入して  $F_0 = 1$  に対応する  $H_\beta$  線の Stark 効果による広がりを計算する。G. Jürgens によって計算された曲線  $H_\beta^{theor}$  が、図 3.1 に対数図表で示されている。図で  $\Delta\lambda$  軸は、その曲線を線形座標で表わした場合、曲線の下全面積が1になるように基準化されている。 $n_i$  および  $F_0$  が未知のプラズマに対して、任意の単位で  $\Delta\lambda$  を測定したとすれば、まず最初線形座標で表現されたときの面積が1になるように  $F_0$  だけ図 3.1 の  $\Delta\lambda$  軸の値を減少させる。このような基準化が図 3.1 の曲線を平行移動させた場合つ

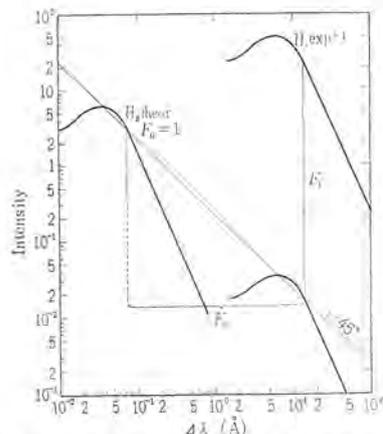


図 3.1  $H_\beta$  線の輝度分布から電子密度を計算する方法  
Fig. 3.1 Method of the evaluation of electron density from the line-form of  $H_\beta$ .

ねに成立するようにするためには、45°の直線に沿って、平行移動を行なわねばならない。そうすることによって、ヨコ軸の負の方向への移動による面積の減少が、タテ軸の正の方向への移動によって補われるからである。このような平行移動を測定された曲線が  $F_0=1$  に対する理論的な曲線とちょうど重なるまで行なう。スペクトル線の任意の点における広がり  $\Delta\lambda$  と平均電場  $F_0$  との比例関係から、ヨコ軸の方向にそれだけ平行移動しなければならないところの因子が、求めるべき平均電場  $F_0$  を与える。このようにして、 $F_0$  の値がわかれば、式 (3.2) を使ってイオンおよび電子密度が計算できる。

### 3.2 電子の制動による連続スペクトル

電子の制動による連続スペクトルの輝度は  $n_i \cdot n_e / \sqrt{T}$  に比例する。

アーク空間が電氣的に中性を保持しておれば

$$I_{cont} = c \cdot n_e^2 / \sqrt{T} \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

となる<sup>(11)</sup>。

残念なことには  $I_{cont}$  の絶対測定によって  $n_e$  の信頼すべき値を求めることができるほど  $c$  の絶対値が正確にわかっていない。しかしながら、電子密度の空間分布を測定する場合には、この方法が用いられる。ただしこの場合にはある基準点の電子密度をたとえば  $H\beta$  線の広がりから求めておかなければならない。

### 3.3 中性原子と電離原子との相対強度比

1価に電離した原子から発するスペクトル線強度も、式 (2.3) にならって次のように書ける。

$$I^+ \propto A_n^m n^+ g_m^+ \frac{1}{z^+} e^{-\frac{E_m^+}{kT}} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

中性原子からのスペクトル線強度を表わす量には○印をつけることにして、式 (3.4) と (2.3) との比をとれば

$$\frac{I^+}{I^0} = \frac{A_n^m g_m^+ n^+ z^0}{A_n^m g_m^0 n^0 z^+} e^{-\frac{E_m^+ - E_m^0}{kT}} \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

となる。

この式に Saha の式  $n^+/n_0$  を代入して整理すると

$$\frac{I^+}{I^0 n_e} = \frac{2^+ A_n^m g_m^+ \nu^+}{A_n^m g_m^0 \nu^0} \frac{(2\pi m_e kT)^{3/2}}{h^3} e^{-\frac{E_i + E_m^+ - E_m^0}{kT}} \dots\dots\dots (3.6)$$

を得る。ここに  $E_i$  は電離電圧である。右辺のすべての定数が知られているので、 $(I^+/I^0)n_e$  を温度の関数として表わすことができる。したがって、 $I^+/I^0$  を実測すれば電子密度  $n_e$  がわかる。ただしこのとき、温度は、前に述べた方法であらかじめ求められていなければならない。

## 4. 温度および電子密度の実測

2章および3章で実験が比較的容易であるような温度および電子密度の測定方法について述べた。そこでこれらの原理を利用して、われわれは MHD 発電用のプラズマジェット の温度および電子密度の測定を行なったので、次にこれらをまとめて報告する。

### 4.1 実験方法

プラズマジェットのアーク流は、大電流静止アークと異なった特性を有している。プラズマジェットは高速作業流体をアークに吹きつけて作られるので、アーク流は冷却されしかも乱流となりうるので、静止アークに見られるように温度の明確な境界線が現われない。図4.1は測定装置の配置を示している。スペクトルの分光測定には Beckmann & whitly 分光器を用いている。この分光器はルーングが150/mm、分散度が164 Å/mm、ピントガラス上の分解能が、

8 Å、中心波長が6,000 Åの グレイティング を内蔵している。温度の測定には 2.1.2 項で述べた、式 (2.4) を利用する方法が一番簡単であり、しかも信頼性がある。このために、われわれは水酸化バリウム  $Ba(OH)_2 \cdot 8H_2O$  をアークプラズマ流に添加し、Ba から発する数本のスペクトル線を使用した。スペクトルの写真撮影には、あらかじめ次のようなことに注意しておかなければならない。

(1) スペクトル線の相対強度の精密な値を求めるためには、微粒子フィルムを使用する必要があること。

(2) スペクトル線の相対強度をフィルムの黒化度曲線の直線部分内に収めること。われわれが使用したフィルムの直線性は強度比でいって、せいぜい100倍程度のスペクトル線しか同時に収めることができない。したがって、強度比がこれ以上のスペクトル線に対しては、それらの中間の強度をもつ他のスペクトル線を

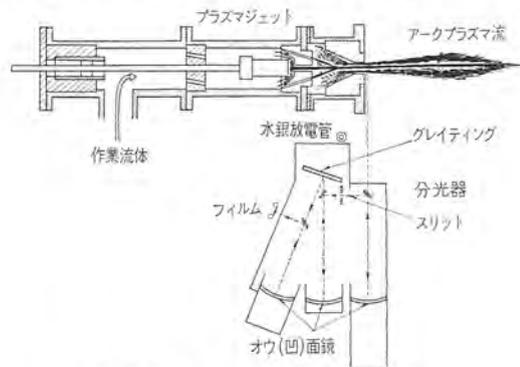


図 4.1 測定装置の配置  
Fig. 4.1 Experimental arrangement.

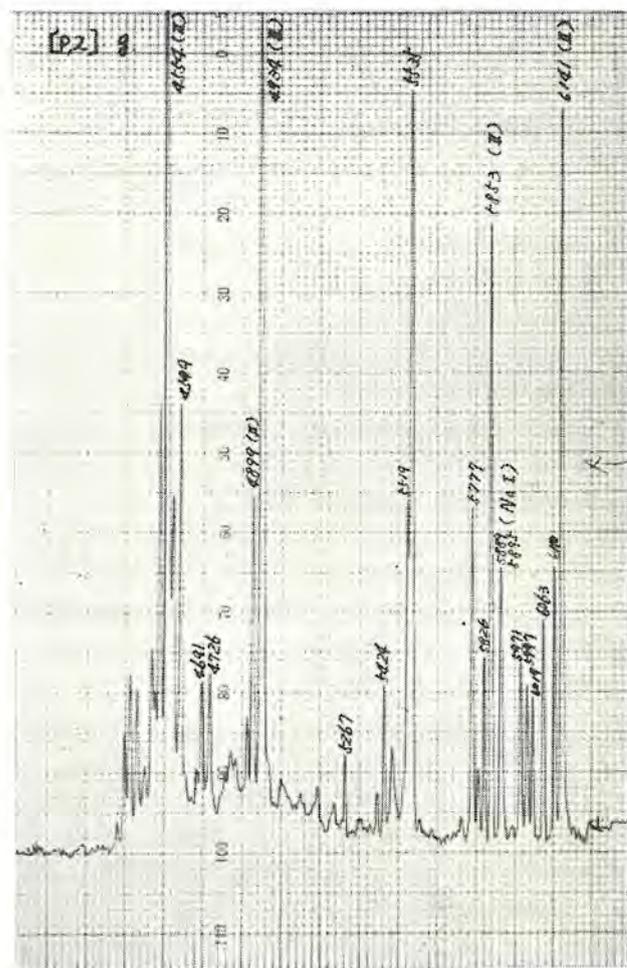


図 4.2 バリウムのスペクトル線の相対強度  
Fig. 4.2 Relative intensities of Ba-spectral lines.

使って比例関係からこれらの強度比をきめなければならない。たとえばスペクトル線 a, b, c に着目して、1枚のフィルムでは a と b の黒化度が直線部分にあり、もう1枚のフィルムでは b と c とが直線部分にあるとすると比例関係を使って a と c との強度比を決定することができる。

(3) アークプラズマには固有の連続スペクトルが存在するが、これの影響を受けないようなスペクトル線を選ぶこと。

(4) グレイティングを使用した場合、1次回折像に2次回折像が重なる可能性があるので適当なフィルターをかけるなどの考慮が必要である。

(5) フィルム感度の波長特性がわかっていると較正できるが、これが未知の場合は波長の大きく異なるスペクトル線を使用しないこと。このとき使用スペクトルの波長範囲はせいぜい 1,000 Å 内に止どめるべきである。

撮影されたスペクトル線の波長は、水銀のスペクトル線を基準にして決定された。この標準光源としての水銀放電管はこの分光器の付属品として設置されている。

#### 4.2 実験結果

上述したようにして得られた Ba のスペクトル線の相対強度は、マイクロフォトメータによって実測されうる。この様子を図 4.2 に示す。フィルムの波長感度特性を考慮に入れて、われわれは 6,110 Å から 5,267 Å の間の 11 本の線を選出した。これらの線に対して式(2.4)の計算値をプロットすれば、図 4.3 に示すような図表が得られた。これらのスペクトル線の中で 5,535 Å と 5,267 Å のスペクトル線の強度比の決定には 4.1 節の (2) で述べた方法が採用されている。図の直線の傾斜から温度を求めると 4,300°K という値を得る。ただしこれはプラズマジェットの中心の温度である。この方法で信頼できる直線を得るには、励起エネルギー  $E_m$  がかなりの範囲にわたっているような原子を選ばなければならない。アルカリ土類金属原子は比較的この条件を満している。われわれが Ba 原子に目をつけた理由の一つはここにある。また 2.1.4 項で述べた方法を使って温度の空間分布を求めたが、この結果ジェットプラズマの断面の平均温度は 3,700°K であった。

Ba 原子を使った理由のもう一つは、図 4.2 を見ればわかるように、1個に電離したイオンから発するスペクトル線が得られることにある。3.3 節で述べた方法で 5,535 Å の Ba I と 5,853 Å の Ba II の 2 本のスペクトル線から電子密度を求めると、 $T=4,300°K$  で  $n_e \cong 1.01 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$  という値が得られる。電子の生成源は Ba 原子のほか、グラファイト電極中に含まれている Na や Ca 原子も考えられる。しかもこれらの原子の電離により生成せられる電子

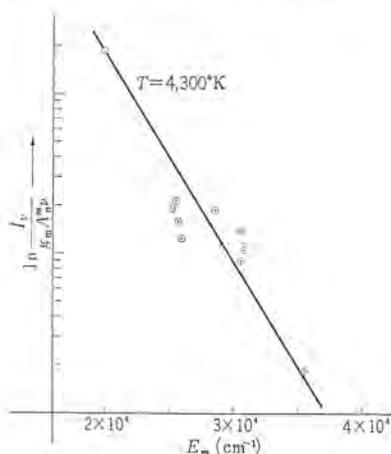


図 4.3 BaI のスペクトル線の励起エネルギー—対数強度図表  
Fig. 4.3 Plotting of logarithmic intensity versus upper excitation potential of BaI line.

はこれ以上になっていると予想される。したがって、上に求めた値はアークプラズマ中の正確な電子密度を与えないが、一つのめやすとなっている。電子密度のより精密な測定を行なうには、3.1 節で述べた  $H_{\beta}$  線の広がりを利用する実験方法を考えなければならない。次に 2.3 節の終わりで少しふれたような方法で、アーク空間を 1 気圧としたとき、Ba 原子の分圧  $p$  を計算すると、 $p \cong 3 \times 10^{-4} \text{ kg 重/cm}^3$  という値を得る。すなわち分圧は約 0.03% 程度である。このように分圧が小さいことは、温度測定のために Ba 原子をシードしたことによるアークプラズマの乱れが無視できると考えてよい。

#### 5. む す び

一口に、プラズマの温度や電子密度の測定といっても非常に多くの方法がある。次にこれらのおもなものを列挙する。

- (1) ローブを使う方法  
Langmuir ローブ, 高周波 ローブ, 磁気 ローブ
- (2) マイクロ波を使う方法  
空洞法, 透過法, Hybrid 共鳴, Faraday 回転, 反射法
- (3) プラズマからのフック射を利用する方法
- (4) 光学干渉計を使う方法
- (5) スペクトルの広がりを利用する方法

これらの方法は、いずれもプラズマの特性と密接な関係をもっており、すべての方法が同一条件のプラズマに適用できるわけではない。プラズマの温度や電子密度の測定にあたって、これらの中のどの方法が目的のプラズマの温度や電子密度の測定に適しているかをまずきめなければならない。われわれのアーク空間では (3), (4), (5) の方法が最も適しているであろう。図 4.3 に示されている直線性はボルツマン分布の仮定の正しさを証明している。(1), (2) の方法は高温、低電子密度のプラズマに対して使われている。一般に、プラズマそのものの中には不確実因子が多く、そのためにプラズマのフルマイを解析することは非常に困難である。しかしながらそうであればこそ、反面そのような因子の実験的決定の意義が重要視されるわけである。上述の分光器は分光流しカメラとして用いることもできるので、単に定常的な温度や電子密度の測定にとどまらず、それらの時間的な変化、さらに粒子の反応過程の問題などにも視野を広げて研究していきたいと思っている。最後にこの稿を作成するにあたって、前述したような温度、電子密度の測定方法を個別的に述べるよりもむしろその中で、われわれが実験的に確立した方法を集中的にまとめるほうがよまさっていると判断したことを付記しておく。

#### 参 考 文 献

- (1) G. Jürgens: Z. Physik 134, 21 (1952)
- (2) G. Jürgens: Z. Physik 138, 613 (1954)
- (3) H. Maeker: Z. Physik 135, 13 (1953)
- (4) H. Maeker: Z. Physik 136, 119 (1953)
- (5) H. Hörmann: Z. Physik 47, 539 (1935)
- (6) W. Lochte-Holtgreven & H. Maecker:  
Z. Physik 105, 1 (1937)
- (7) F. Burhorn & H. Maeker: Z. Physik 129, 369 (1951)
- (8) R. Rompe & P. Schulz: Z. Physik 110, 223 (1938)
- (9) W. Göing, H. Meier & H. Meinen:  
Z. Physik 140, 376 (1955)
- (10) H. Griem: A. Kolb & K. Shen,  
Phys. Rev. 116, 494 (1958)
- (11) G. Elwert: Z. Naturforsch. 7 a, 432 (1952)

## 環状高温プラズマの発生

河合 正\*・近藤博通\*\*・利岡勝司\*\*・飛田敏男\*\*

## Experiment of High Temperature Plasma of Toroidal Shape

Central Research Laboratory Tadashi KAWAI・Hiromichi KONDŌ・Katsushi TOSHIOKA・Toshio TOBITA

Experimental results and considerations on them are described herein about the magnetic compression of toroidal He plasma with the Mitsubishi Toroidal Discharge Device. The plasma, heated by joule heating and having a circumferential length 2 m and a cross section diameter 12 cm, was successfully compressed in a pulse magnetic field of 8 kilo-gausses until its diameter becoming  $1/3 \sim 1/4$  of the initial size. This compressed plasma did not wriggle and had a sharp boundary. But the confinement time of the compressed plasma was found below  $30 \mu\text{s}$  on account of plasma drift to the outer wall caused by charge separation. Also the plasma temperature was observed to the extent of  $2 \times 10^6 \text{K}$  because of a large quantity of de-excitation loss produced by the plasma. Though the confinement time and the plasma temperature can be increased a great deal by enlarging the setup, further progress is essential in the principle of confinement and heating for the generation of thermonuclear plasma.

## 1. ま え が き

当所の環状放電装置と高温プラズマの発生実験に関してはすでにこの誌上<sup>(1), (2)</sup>に発表したところであるが、この稿においてはその後に行なわれたヘリウム放電の時間分解性のある分光観測、および多数の磁気探針を用いたプラズマ内磁界の同時観測の結果を含めて、これまでに得られた実験の成果をまとめ、同時に閉じ込め理論の観点からいくつかの考察を試みることにした。

## 2. 実験の概要

当所の環状放電装置のおもな特長は

- (1) 環状のプラズマに電磁圧縮(軸方向磁界を大きい立ち上りで印加する)を印加する。
- (2) 環状配位における電磁界分布の均一性が良い。
- (3) 電磁圧縮を行なう以前に軸方向電界を印加して無電極のジュール加熱を行なうといった3点にまとめられる。

環状プラズマの電磁圧縮の実験としてはMax Planck研究所の(M+S)装置による実験<sup>(3)</sup>があるが、当所の実験は電磁圧縮とジュール加熱とを併用した2段階の加熱閉じ込め方式である点に特色があり、当所とはほぼ時を同じくしてGeneral Dynamics社もわれわれと同様な実験<sup>(4)</sup>を行なっている。

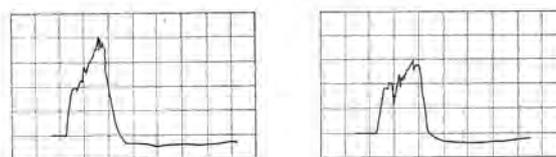
放電のシーケンスをもう一度詳しく述べれば

- (a) 3 Mc, 30 kV/m 程度の高周波電界を放電管の一部に加えることによって放電気体を予備電離する。
- (b) トラスと差交する巻鉄心を介して、トラス管軸に沿って誘起される約 500 V/m の電界によるジュール加熱(電流のピーク値 20~30 kA ぐらい)を行なう。
- (c) ジュール加熱開始後 50~100  $\mu\text{s}$  後に立ち上り時間約 50  $\mu\text{s}$ , ピーク値  $0.8 \text{ Wb/m}^2$  の管軸方向磁界をプラズマに印加してこれを圧縮する。この3段階からなりたっている。トラス〔ドーナツ状放電管、ガラス製〕の曲率半径は 300, 断面直径は 120 であり、したがってこの中にできるプラズマの周長は約 1,900 となる。

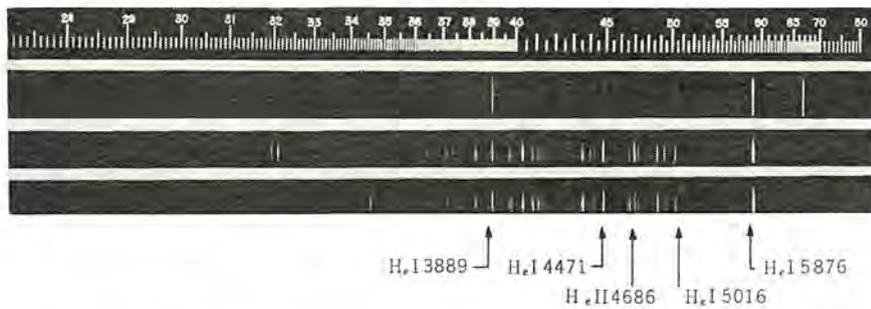
ここで、これまでに得られた実験成果の概要を簡単に述べておこう。ジュール加熱によって発生したプラズマは、環状放電特有のク

ビレの不安定現象によりややらせん状にうねっているが、温度がかなり上って導電波が高くなっているため、電磁圧縮はスムーズに行なわれる。すなわち、圧縮の開始とともに、プラズマは直線状自己ピンチや直線状電磁圧縮の場合と同様に衝撃的に圧縮され、輝度が高く境界もはっきりした管径(120  $\phi$ )の  $1/3 \sim 1/4$  程度の太さのプラズマとなって、管軸付近に 10~20  $\mu\text{s}$  程度の間安定に閉じ込められている。このときのプラズマ密度は  $(0.7 \sim 2) \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  程度であって、海外の各種大形プラズマ装置の密度が普通  $10^{12} \sim 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  程度であるのに比べると、著しく高い。しかしながらプラズマ柱は、その後電荷分離不安定性を示し管の外周に向かってドリフトし、ついに管壁に接触するにいたる。電磁圧縮の効果に対して前記(b)項のジュール加熱の印加時点のいかんはかなり微妙な影響を持ち、初期圧にも関係するが、われわれの実験では初期圧 20~80  $\mu\text{Hg}$  においては軸方向電界印加後 50~100  $\mu\text{s}$  の間に電磁圧縮を加える場合に、最も境界のはっきりした圧縮過程が現われる。印加時点がこれより早くても遅くても電磁圧縮は境界のはっきりしないものとなる。これはプラズマの予熱が十分に行なわれないか、または不純物が混入して温度が低下するなどの理由によるのであろう。

ジュール加熱の段階でプラズマ中に誘起される軸方向電流は、管外におかれたロコウスキ-コイルによって、また管内の電界は放電管の周囲に沿って巻かれたターコイルによってそれぞれ測定された。軸方向電流の初期の立ち上りは、直流安定磁界の印加により著しく大きくなり、場合によってはそのピーク値に達するまでに 5~6  $\mu\text{s}$  しか要しない。電流はさらに電磁圧縮の印加とともに飛躍的に



(a) 両磁界平行のとき (b) 両磁界逆平行のとき  
図 2.1 安定磁界と圧縮磁界の方向と軸方向電流波形の比較  
Fig. 2.1 Comparison of axial current wave form when the compression field is parallel and anti-parallel with the stabilizing field.



(a) 標準 He 光源  
(b) 安定磁界  $0.06 \text{ Wb/m}^2$  のとき  
(c) 安定磁界  $0$  のとき

図 3.1 He 放電スペクトル  
Fig. 3.1 Spectral lines of He discharge.

増加し、圧縮に伴う加熱効果を明瞭に示している。電磁圧縮により閉じ込められたプラズマの輝度の高い部分の半径を流し写真から求め、その範囲内ではプラズマは均一であり、また管軸方向電流はほとんどこの範囲内に限られているものと仮定して、この領域にあるプラズマの導電率を求めれば、これと L. Spitzer, Jr. の完全電離プラズマの導電率を与える式とからプラズマの平均温度を推定することができる。

軸方向電流の最大値はこれまでの実験条件では1ターン電圧800 V のとき  $20 \sim 25 \text{ kA}$  ぐらいであるが、電磁圧縮の結果生じたプラズマの温度の推定値は空気の場合  $13$  万度ぐらい、ヘリウムで  $20$  万度ぐらいである。ただし上記は電磁圧縮波形が約  $50 \mu\text{s}$  の立ち上がり時間で最大値  $0.8 \text{ Wb/m}^2$  に達する場合の値である。電磁圧縮が弱いときや印加されない場合には到達温度は上の値のそれぞれ  $2/3$  ぐらいでしかないと推定されるが軸方向電流による明らかなねじれ不安定性<sup>(4)</sup>が発生している。

われわれは、当初 Suydam の理論に基づく反転安定磁界配位について実験することも目標の一つに取りあげ<sup>(2)</sup>、装置の設計にあたってそのための考慮を加えておいたが、今までの実験では、まだその効果を確認するに至っていない。この実験における一つの重要な問題は反転磁界発生に伴う過渡状態であって、われわれの装置でいえば、プラズマ外部の磁界が反転しはじめて  $0.1 \text{ Wb/m}^2$  に達するのにすでに  $6 \mu\text{s}$  程度を要し、このように磁場が弱い期間中にプラズマ境界部にある荷電粒子が、電磁界の束縛を受けずに系外に逃げるという点である。気体慣性の大きい空気中の放電にあっては、反転配位による圧縮過程は反転しない場合と比べてほとんど差異がないが、ヘリウム中の放電では軸方向電流  $i_z$  の波形にかなり著しい影響が見られる。図 2.1 (a), (b) はその一例で (a) 同方向磁界の圧縮にあっては圧縮電流の印加とともに軸方向電流も段階的に増加するのに対し (b) 反転磁界による圧縮過程ではプラズマ境界上の磁界が、いったん弱くなるとみられる圧縮の初期に  $i_z$  が一瞬くびれて減少するのが認められる。

反転磁界の立ち上りを早くすることは技術的な困難が伴うが、われわれの装置から1ケタぐらい速いプログラムで行なった General Dynamics 社の実験結果でも反転安定磁界の効果は顕著に認められていない。<sup>(4)</sup> 反転安定磁界の効果はもともと交換不安定性に対して効果があるので、われわれの実験におけるように圧縮段階に交換不安定性がほとんど認められず、むしろドリフトに伴うプラズマの崩壊が決定的である場合にはその効果を明瞭な形で示し得ないといえる。その意味でわれわれの実験でもその努力をおもに同極性の電磁圧縮過程に集中することとした。

### 3. ヘリウム中放電の分光測定

図 3.1 はヘリウム約  $50 \mu\text{Hg}$  中放電の全期間にわたる発光スペクトルを記録した結果を示したもので、図中 (a) は較正用のヘリウム環状高温プラズマの発生・河合・近藤・利岡・飛田



図 3.2 時間分解性のある分光測定器の検出部  
Fig. 3.2 Photo sensing device of the time resolved spectrograph.

放電管、(b) は初期安定磁界  $0.06 \text{ Wb/m}^2$  を印加した場合、(c) は安定磁界なしの場合のスペクトルである。放電中スペクトルに He II が強く出ていることは、かなりの粒子がヘリウムの電離エネルギー  $24.6 \text{ V}$  以上、すなわち  $20$  万度以上に相当する熱エネルギーを持っていることを示し、一方不純物線は微弱な N, O, C のスペクトルのほかはほとんど認められない。

放電スペクトルの時間的変化を観測するため、3素子の光電子増倍装置を装着した水晶分光器が使用された。図 3.2 は装着状況を示す写真である。増倍管は3本のうち長波長域に使用する2本は R-106、短波長域の1本は 1P 28 で、それぞれにスリットを設け乾板面上で互いに  $2.8 \text{ cm}$  まで近接せしめる。

図 3.3 はその測定プログラムの一例を示すもので、He I 5876, He II 4686, C III 2297 の時間的経過を、直流安定磁界を印加したときと、加えないときについて放電の電流電圧波形と対応させて示したものである。このうち He I だけは波形の再現性を調べるため、それぞれの場合について3回ずつの放電を重ねて撮影してあるが、安定磁界の印加に伴って波形の再現性が著しく向上することがわかる。

He I と He II の波形を見ると、放電の初期の段階に比べて、電磁圧縮後の段階では、それらの強度比 He II/He I が段階的に増加しており、電磁圧縮による加熱効果が明らかとなっている。直流安定磁界の印加に伴って電磁圧縮以前の He II 強度が増加する事実は、安定磁界によってプラズマの放電管壁への拡散が妨げられて加熱が有効に行なわれていることを物語っていると考えられ、したがって、また、これが放電の再現性を増すことともなっているとと思われるが、このことは流し写真あるいはロコウスキーコイルによる観察結果とよく一致している。C III は不純物線の一例として He I, II の10倍の倍率で示したものであるが、磁界の印加、電磁圧縮などに伴う変化が He 線ほどはっきりしないことから見て主として管壁近傍から出ている線ではないと思われる。

He II 4686 対 He I 5876 の強度比を用いる放電の温度推定につ

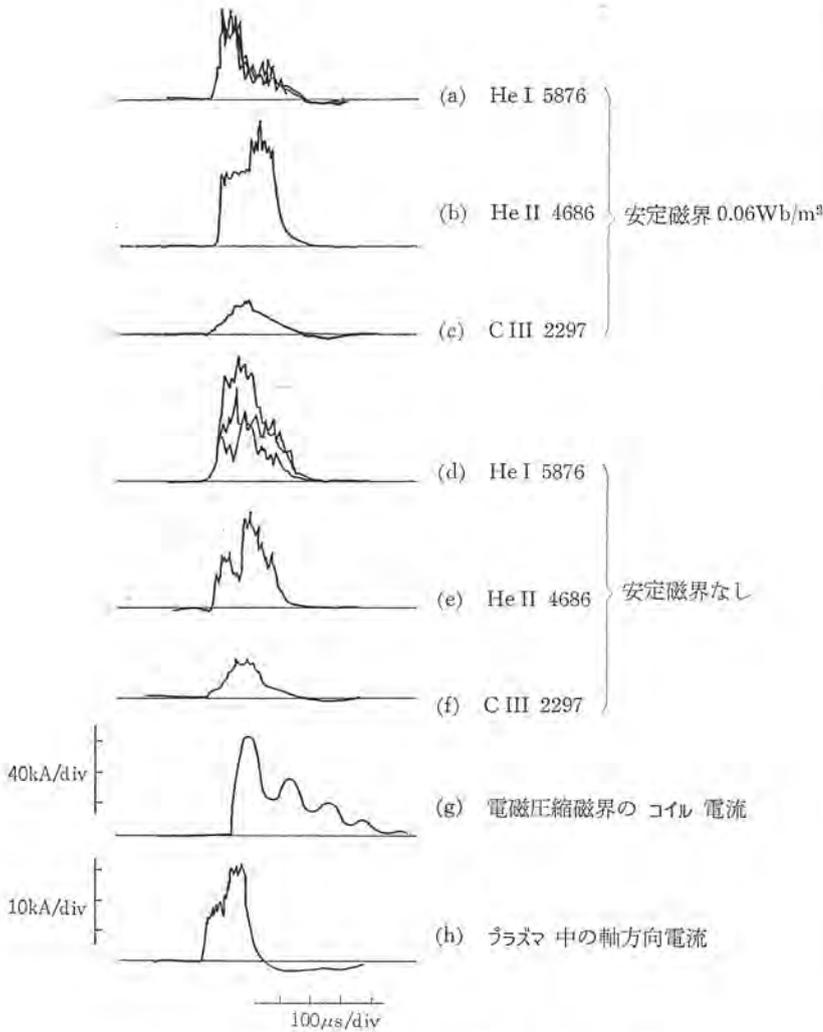


図 3.3 He 放電スペクトル線の時間的経過  
Fig. 3.3 Variation with time of spectral lines of He discharge.

いては、H. R. Griem の計算<sup>(6)</sup>があるが、上記の結果にただちにこれをあてはめることについては問題が多い。最も重要なことはプラズマが放電管内に一様に広がっていない点であって、たとえば単なるジュール加熱の段階ではプラズマ柱にネジ不安定性があるために観測に再現性がなく、また電磁圧縮のときには、プラズマ柱の半径が管径よりずっと細くなっているため、それらの周辺にある比較的低温の低いと考えられるプラズマからの発光を含めて測定してしまう恐れがある。Griem の計算を直接われわれの測定結果にあてはめてみるとプラズマ温度は電磁圧縮の後でも4~5度ぐらいの値にしかならないが、He II の線強度からプラズマ温度がこの程度であることは納得できず、上記の影響が含まれていると考えられる。

#### 4. 磁気探針による測定と不安定性

磁気探針による測定については先に<sup>(2)</sup>少し言及したが、その骨子はマクスウェルの式  $\text{rot } \mathbf{B} = \mathbf{j}$  によって磁束密度  $\mathbf{B}$  の空間分布の測定結果からその空間微分を求めて  $\mathbf{j}$ 、したがって近似的な MH D 方程式  $\mathbf{j} \times \mathbf{B} = \nabla p$  から圧力分布を求めようとするものである。rot  $\mathbf{B}$  を計算するためには、少なくとも  $\mathbf{B}$  の測定はその3成分  $B_i, B_j, B_k$  のそれぞれについて2点ずつの測定が必要であり、合計6個の測定値を要する。その測定の精度を上げるためと、測定されるプラズマになるべく騒乱を与えないための2点か

ら、探針の大きさは極力小さくすることが望まれる。

図 4.1 は当所で製作した探針およびその取付装置の構造を示す写真である。探針コイルは0.06 mm φ のホルマル線を2 mm φ, 1 mm 厚に100ターコ巻いたもので、その導線は4 mm φ, 1 mm 厚のステンレス管でシールドされて気密に取り付けられる。コイルには磁界の  $r$  方向および  $\theta$  または  $\phi$  方向成分を測定するものの2種類あり、また  $r$  軸上の異なる2点での値を、一本の探針で測定し得るように2個のコイルを取り付けた形のものも製作した。取付装置はOリングにより探針を気密に保ち、その位置および角度を放電管の真空を破ることなく自由に変化しうようになっている。コイル端子とシールド管とは電気的に絶縁される。

図 4.2 は、これら多数の探針からの出力波形を同時観測するために製作された8素子シンクロスコープである。8素子のそれぞれは、1台ずつのシンクロスコープとして使用し得るが、おのおのの映像を同時撮影するために、特殊機構によっておのおののブラウン管と最終段増幅器とを本体からはずして、4組ずつコンパクトにまとめ、それぞれを各1台のカメラで撮影するようになっている。同図右方に見えるのは、こうして取りはずされたブラウン管部を同時撮影するための装置である。撮影例は後に図 4.5 に示される。

われわれの実験では放電管製作上の技術的問題も考慮して、初めに6個の探針を放電管の周囲に分布して装置することとし、その内2個は放電管の導入および排気管を兼用することにした。6本のうち2本は垂直他は45°の傾斜をもって放電管中にそう入される。その模様を図 4.3 に示した。図中矢印を付したのが探針である。

さて磁気探針による測定結果であるが、探針が1本の場合にはかなり明確な説明が加えられる。図 4.4 はその一例で  $r=0$  における  $\phi$  方向磁界のオシログラムを(a)は直流安定磁界が電磁圧縮と反対方向すなわち反転磁界、(b)は同方向の場合である。いずれもジュール加熱の段階においてプラズマ中にかなり多量の(初期磁界の5倍くらい)磁束の持ち込みがあり、その後電磁圧縮が行なわれると、圧縮開始から数  $\mu\text{s}$  以内遅れて圧縮磁界発生用コ



図 4.1 磁気探針の構造  
Fig. 4.1 Construction of magnetic probe.



図 4.2 磁気探針信号を記録する 8 素子 シンクロスコープ  
Fig. 4.2 8 elements synchroscope which records the probe signals.

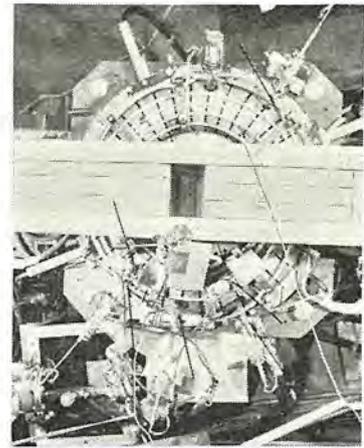


図 4.3 放電装置と装着された磁気探針  
Fig. 4.3 Plasma machine and the installed magnetic probes.

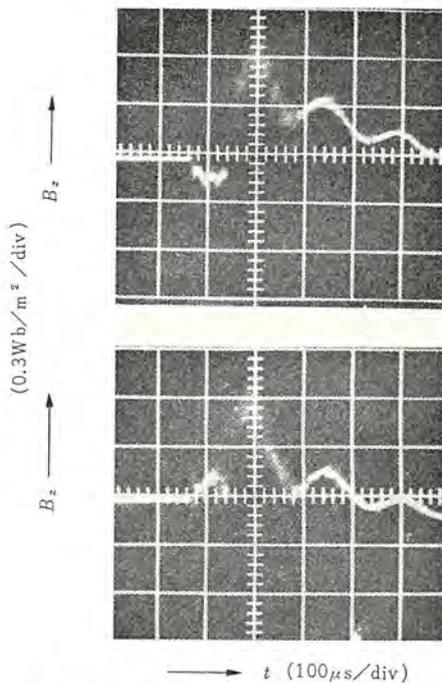


図 4.4 磁気探針信号の例  
(安定磁界  $0.06 \text{ Wb/m}^2$  を圧縮磁界と反および同方向に印加した場合)  
Fig. 4.4 Examples of probe signal  
( $0.06 \text{ Wb/m}^2$  stabilizing field is applied anti-parallel and parallel to the compression field.)

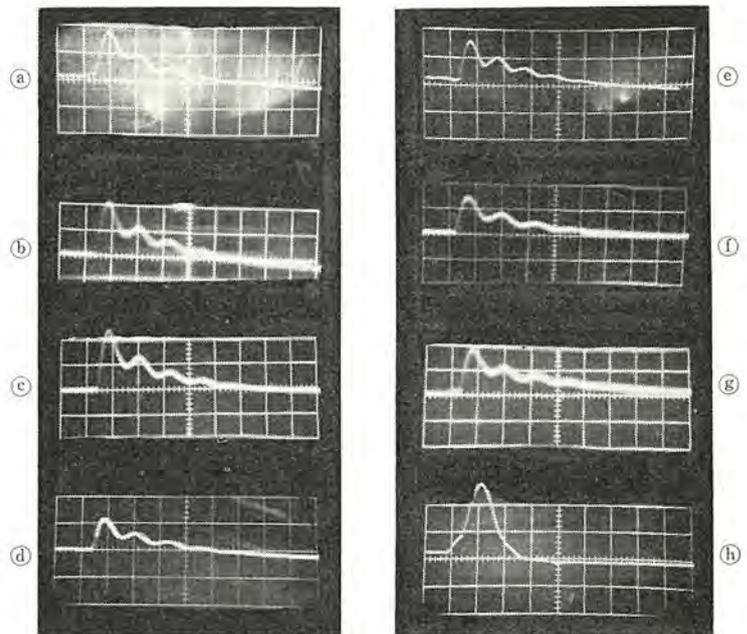


図 4.5 6 素子磁気探針出力の同時測定の場合  
(探針はすべて  $z$  方向磁界を検出, 安定磁界なし. ただし (c) は圧縮磁界のコイル電流 (h) はプラズマ中の軸方向電流 ( $10 \text{ kA/div}$ ) 横軸はすべて  $100 \mu\text{s/div}$ )  
Fig. 4.5 An Example of the simultaneous observation of 6 probe signals.  
(all probes detect axial field without stabilizing field (c) is the current in the compression field windings. (h) is the axial current in the plasma column ( $10 \text{ kA/div}$ )  
Abscissa is  $100 \mu\text{s/div}$ )

イル [Bz コイル] の電流波形ときわめて類似した波形の磁界が観測される。このことはプラズマの反作用が小さく磁界は非常に短い時定数 ( $5 \mu\text{s}$  以下) で浸み込んで来ることを示している。ところが先に行なった導電率  $\sigma$  の測定値として、たとえば  $\sigma = 4 \times 10^4 \text{ V/m}$  を用いて、中心部における浸み込み時定数  $\tau$  を逆算すると  $20 \mu\text{s}$  程度となるので、もしプラズマがその圧縮された円筒内で一様であり、測定がその中心部の磁界を示しているのであれば、磁界の波形は当然  $\tau B_z$  に対して相当の遅れを持つはずである。われわれは前論文<sup>(2)</sup>でこの結果を説明するために、プラズマ柱が探針コイルの近傍を避けるのではないかという推定を加えたが、多数本の探針をそう入した測定においても波形には 1 本の場合と著しい

差異は認められず、同様の推定がなりたつものと考えられる。

図 4.5 は トーラス軸に沿って 6 箇所 に 設けられた 軸方向磁界を 観測する 探針の 出力波形を、8 素子シンクロスコープによって撮影した結果で、図中 (a), (b), (d) ~ (h) はそれぞれ 6 個の探針出力であり、(c) と (h) はそれぞれ軸方向磁界を発生するコイル巻線の電流波形およびロコウスキーコイルによる軸方向電流の測定波形である。6 個の探針の出力波形を比較してみると、いずれも波形の上では第 1 半波以後のかなり遅れた時点においてはいくらか差異を見せているが、閉じ込めの上から興味のある圧縮磁界の印加時点から、 $20 \mu\text{s}$  以内の範囲にあっては波形上ほとんど変動は認められず、閉じ込められたプラズマ柱がトーラス軸に沿って一様な形態をとっ

ていて、局部的なヒズミや曲がりがないことを示唆している。

## 5. 考 察

上述のように、この実験では、ジュール加熱と電磁圧縮との併用という特異な手段を用いることにより、うねったりくびれたりしない境界のはっきりした周長約2mの高密度プラズマを、短時間ながら発生することができた。元来、熱核的なプラズマを発生しようとする場合、問題となるのはプラズマの温度 $T$ 、密度 $n$ 、持続時間 $\tau$ であるが、この中 $n$ と $\tau$ とは個別には問題とならず、両者の積 $n\tau$ が熱核反応としてのプラズマ発生装置の性能を論ずる因子となると考えてよい。<sup>(7)</sup>反応炉の $n\tau$ の目標値は $10^{16}$  sec  $\text{cm}^{-3}$ 程度であり、一方、全重量1トンに満たぬ小規模の基礎実験装置を用いたこの実験での $n\tau$ は、電磁圧縮により保持されている期間だけ考えに入れるとして $10^{11}$  sec  $\text{cm}^{-3}$ 、全放電期間を考えに入れると $10^{13}$  sec  $\text{cm}^{-3}$ のオーダーであって、装置規模の關係上反応炉の目標値には、ほど遠いけれどもこの装置寸法の10倍以上の規模を持つような従来の大形装置、たとえばZetaのそれとほぼ同程度またはそれ以上となっている。また普通の自己ピンチ、ジュール加熱方式の放電装置におけるプラズマが不安定であって、境界のはっきりしないのに比べ、この実験の電磁圧縮中のプラズマはこのような欠点が少ない。

しかしながら、この実験においても超高温プラズマ発生上の2大問題である閉じ込めと加熱の問題について、十分な解決がもたらされたということはできない。

この実験の閉じ込め上の問題点は電磁圧縮されたプラズマの外周方向へのドリフトであって、このドリフトのために圧縮されたプラズマ壁から離れたままでいられる閉じ込め時間は、20~30 $\mu\text{s}$ 程度にしか過ぎない。この閉じ込め時間は $\sqrt{R/r}$  ( $R$ は放電管の曲率半径、 $r$ は管半径)に比例するので<sup>(8)</sup>管の構造の変更によって多少は向上しうるし、また(M+S)装置のような特殊磁界を印加することにより、ある程度まで向上できないでもないが、いずれも飛躍的な向上は期待し得ない。ひるがえって海外諸国あるいは国内の研究機関における環状放電実験の状況を見るに、いずれも不安定性による閉じ込めの困難に直面している。

環状放電装置はエンドロスのないこと、電極を用いないことなど、閉じ込めに関して本質的な利点を有しているが、ごく特殊な閉じ込め磁界コイルの巻き方を採用しないかぎり放電管の湾曲に基づく閉じ込めの磁界の磁気圧の不均一、つまり放電管の外周のほうが磁束密度が低くなることを避けることができない。有名なステラレータ装置は、これを防ぐために複雑なラセン巻線を併用しているが、これによって電荷分離が克服されたとしても、その後にはさらに交換不安定性が残ることが理論的にも実験的にも知られている。

交換不安定性を防ぐためにはプラズマ閉じ込めの中心からその周辺に向かって磁気圧が高くなること、すなわちプラズマの内部に磁気圧最小の点が含まれることが有効であり、<sup>(9)</sup> M. S. Ioffe<sup>(10)</sup>らはかなり粒子密度の低いプラズマを用いてその効果を確認した。磁気圧最小点をもつ配位としてすぐ思いおこされるのはカスラあるいはピケットフェンスなど磁力線が、プラズマに対してトツ(凸)の曲率を有する配位である。ところが、これらはいわゆるカスラ損失と呼ばれる粒子損失がかなり大きい欠点があり、Ioffeらはこれを減殺するため、これにミラー磁界を重ね合わせた。しかしこれを環状の装置に適用することは不可能である。

このように考えてくると、従来提案されている種々の環状閉じ込め方法のうちで、電荷分離および交換不安定性の両方に対して、まったく完全な防備を持っているものはないと考えられる。われわれが高周波閉じ込めに一つの期待をもち、その環状装置への適用について考察を加えているのもこのような考えに基づいており、その一つの提案を本誌の別の論文にまとめてある。この方向のわれわれの研究はカスラ配位においてそのカスラ損失を減殺することを目的として出発したが、高周波電磁界の採用によって単にカスラ損失を減殺するだけでなく、プラズマを構成している荷電粒子の個々に対して、復元的な力を加えることが明らかとなった。

すなわち電荷分離や交換不安定性を防ぐだけでなく、積極的に他のあらゆる不安定性を抑制しつつ、プラズマを環状に閉じ込めることを期待するものである。その抑制効果は厳密な理論的検討を必要とするであろうが、実験的な裏づけは多分にこの報告に述べた結果に与えられている、というのは、電磁圧縮印加直後から20~30 $\mu\text{s}$ の間、プラズマは衝撃的な圧縮段階も含めてきわめて安定なフルマイをみせているからである。高周波進行磁界による閉じ込めは、このように安定な配位を、非常に短い間隔で繰り返し繰り返し実現することだともいえる。

最後に加熱に関しては、この種の実験で得られるプラズマ温度の限界が当然問題となる。今回の実験で得られた断面平均20万度という値は、けっして低すぎるとはいえないにしても、けっして高いとはいえない。この原因は、実験ガスに $\text{H}_2$ または $\text{D}_2$ でなくHeを用いたこと、しかもその密度が非常に大きかったこと、また不純ガスが少しく混入したことなどのため、プラズマからの励起フック射によるエネルギー損失が非常に大きく、プラズマへの電気入力の大半がこれに食われてしまったためであろう<sup>(11)</sup>。しかし、この実験で電磁圧縮が予想以上に適確に行なうことは確認された。圧縮過程が断熱的だとすれば圧縮比から計算して圧縮後温度は圧縮前温度の10~20倍程度になる。したがって、この装置を大形化して、圧縮前温度が、たとえば100万度になるようなジュール加熱をやれば、電磁圧縮による最終到達温度は1,000~2,000万度にはなる勘定である。ジュール加熱はプラズマ不安定現象のために制約をうけるので、上述の100万度程度が到達温度の限界だと考えられ、したがって今回の実験のような方式の装置では、核融合炉の目標値数千万~数億度には到達しにくいということになる。もちろん上述のような算定はきわめて大ざっぱなものであって、その結果に完全な信頼を寄せるわけにはゆかないにしても、加熱に関しては、高エネルギー入射やイオンサイクロ共鳴などの方式の長所を取り入れる必要があることを示唆しているとみてよいであろう。

## 6. む す び

当所の小形環状放電装置におけるジュール加熱と電磁圧縮との併用によるプラズマ発生実験の概要を報告し、これら環状放電に伴う問題点について考察を加えた。電磁圧縮によってできたプラズマは、短時間ながらほぼ完全に壁から隔離され、しかもクビレの不安定性のない安定なプラズマであって、その意味ではこの特異な方式の実験は予期以上の満足すべき結果を得たというべきである。しかしながらプラズマの長時間にわたる安定な閉じ込め、十分な加熱を行なうためには、今後もプラズマ発生の原理そのものについてさらに深く考えてゆく必要があることが痛感される。

熱核エネルギーの動力利用の問題はつとに水素爆弾成功のときからおおかたの興味を引き、研究が進められてきたところであるが、

その実現に伴う原理的な困難さは、理論的にも実験的にも漸く明らかかな形をとりつつあり、この面で研究の今後のいっそうの発展が要請される。

しかし他方 プラズマ の応用あるいは研究範囲は、放電管、放電灯気体 レーザ などの低温 プラズマ から アーク、プラズマジェット 等々、多方面に及び、超高温ないし完全電離 プラズマ の物理学を中核として、近時めざましく発展しつつある ガス 電子工業は今後次々と新しい応用分野を開始するものと思われるので、われわれとしてはこれらの面を重視しつつ研究を進めてゆきたいと考えている次第である。

この研究は、原子力平和利用委託研究費を受けた三菱原子力株式会社と協力して遂行されたものである。なお実験に協力していただいた早大学生梨山勇、小沼忠両君に感謝する。

#### 参 考 文 献

- (1) 河合ほか：「三菱電機技報」37, 592 (昭38)
- (2) 河合ほか：「三菱電機技報」37, 826 (昭38)
- (3) W. Lotz, E. Remy: Max Planck 研究所報告 MPI-PA-6/62
- (4) T. Ohkawa, et al: 「The Physics of Fluids」6, No. 6 846 (1963)
- (5) F. C. Hoh: 「The Physics of Fluids」5, No. 1, 22 (1962)
- (6) H. R. Griem: Munich Conf of Ionization Phenomena in Gases (1961)
- (7) 井本ほか：「核融合研究」1, 41 (1958)
- (8) U. Grossmann-Doerth: 「Z. Naturforschg」16 a, 1290 (1961)
- (9) V. M. Balebanov: 「Plasma Physics (Journal of Nuclear Energy, Part C)」5, 205 (1963)
- (10) M. C. Ioffe, et al: 「Atomnaya Energiya」14, 441 (1963)
- (11) S. Berglund & S. Svennerstedt: 「Nuclear Inst and Methods」13, 201 (1961)
- (12) A. C. Kolb, et al: A High Energy Magnetic Compression Experiment (Salzburg Conf on Plasma Physics and Cont Nuclear Fusion Research) (1961)
- (13) H. J. Karr et al: 「The Physics of Fluids」4, 424 (1961)

# 高周波多極電磁界によるプラズマの閉じ込め

近藤 博通\*・利岡 勝司\*

## Plasma Confinement with High Frequency Multi-pole Fields

Central Research Laboratory Hiromichi KONDŌ・Katsushi TOSHIOKA

Charged particles behave as if they were in the potential trough when they are inside the multipole electromagnetic field energized by high frequency currents with the frequency too high to retain the adiabaticity of particle motion. Such a field will provide a new idea of plasma confinement completely free from instabilities unavoidable in other scheme in a point that the constituents of the plasma are continuously attracted toward the axis of the field. The theory is given in the most reduced form, confirmed by several numerical calculations of the particle orbits. There is shown the scaling of the apparatus which would be applied to the confinement of thermo-nuclear deuterium plasma of 10 keV. A few engineering considerations are given to the circuitry and the coil dispositions to lighten the practical difficulties accompanying the set up of the field.

### 1. ま え が き

筆者らは、先に進行配位の高周波多極電磁界のプラズマ閉じ込め効果を、プラズマを導電率一定の様な固体媒質と考える巨視的な取り扱いによって考察し<sup>(1)</sup>、その閉じ込め配位が、プラズマが平衡配位からズレるにつれてその復元効果が飛躍的に増大する、安定上きわめて好ましい事実を明らかにした。プラズマを取り扱うもう一つの極限的な方法は、単粒子理論に基づく考察であるが、閉じ込め配位の表面の安定性、逃亡粒子の算定などの点からこれら、高周波多極電磁界内部にある荷電粒子の運動に対して興味を寄せられるに至った。筆者らは、今回、高周波周波数が十分高くて粒子運動が著しく非断熱的となる場合について検討した結果、多極電磁界配位におけるように高周波場が強度コウ配を有する場合には、粒子はあたかもその強度に相当したポテンシャル場の中にあると同様の運動をする事実を明らかにした<sup>(2)</sup>。すなわち上述した多極電磁界配位を用いることによって、プラズマに対して単に巨視的な閉じ込め力を加えるだけでなく、微視的にも積極的な閉じ込め効果を及ぼしうることが示されたのであって、窮極的な熱核的プラズマの閉じ込めのために、一つの新しい可能性が示されたものと考えられる。この論文では理論をなるべく単純化した形に示し、いくつかの数値計算例による裏づけを与え、さらにこれら無効電力の大きい高周波多極電磁界の発生方法について工学的な考察を加えることとした。

### 2. 理 論

最も単純な高周波多極電磁界の例として、半径  $R$  の円筒上を  $z$  軸方向に一様に流れる  $\epsilon$ -ポート状電流

$$\mathbf{i} = I \sin(\omega t + m\theta) \mathbf{k} \dots\dots\dots (2.1)$$

$$\left( \begin{array}{l} r=R: \text{ only } I > 0, \\ m=2, 3, \dots; \mathbf{k} \text{ は } z \text{ 軸方向の単位ベクトル} \end{array} \right)$$

が  $0 \leq r < R$  に作る進行電磁界を考えよう。プラズマ閉じ込めの上からは電磁界は進行的配位である必要はないが、進行的配位にすると偏角方向の一様性を最も良くすることが可能である。

$$\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}, (\mathbf{A} = A_z \mathbf{k}) \dots\dots\dots (2.2)$$

とにおいて Maxwell の方程式を解くと

$$A_z = (\mu_0 I r^m / 2 m R^{m-1}) \sin(\omega t + m\theta) \dots\dots\dots (2.3)$$

が得られる。ただし  $0 \leq r < R$  であり、変位電流  $\partial D / \partial t$  の効果を無視した。

ここで式 (2.3) で与えられる電磁界の中にある、質量  $M$ 、電荷  $q$  の荷電粒子の運動について考察しよう。まずベクトル・ポテンシャル  $A_z$  があからさまに  $z$  を含んでいないことから運動の  $z$  軸方向の積分

$$P_z = M \dot{z} + q A_z = C \dots\dots\dots (2.4)$$

(ただし  $C$  は初期条件から定まる定数)

がただちに求められる。この結果を用いて粒子が経験する  $r$  および  $\theta$  方向の力を求めると

$$\left. \begin{array}{l} f_r = -q \dot{z} B_\theta = (q/M) (C - q A_z) (\partial A_z / \partial r) \\ f_\theta = q \dot{z} B_r = (q/M r) (C - q A_z) (\partial A_z / \partial \theta) \end{array} \right\} \dots (2.5)$$

となる。一つの極限的近似として印加された高周波電流の周波数  $\omega/2\pi$  がきわめて大きく、荷電粒子がまだその位置をほとんど変じないうちに、何サイクルもの電磁界の変動を経験する場合を考えると、粒子の運動軌跡は式 (2.5) の代わりに、これを空間内の各点について時間平均した値

$$\left. \begin{array}{l} \bar{f}_r = -(q^2/M) (A_z \partial A_z / \partial r) = -(q \mu_0 I)^2 r^{2m-1} / 8 m M R^{2m-2} \\ \bar{f}_\theta = -(q^2/M r) (A_z \partial A_z / \partial \theta) = 0 \end{array} \right\} \dots\dots\dots (2.6)$$

を用いて解くことができる。式 (2.4) についても同様に考えると

$$\bar{f}_z = -q (\partial A_z / \partial t) = 0 \dots\dots\dots (2.7)$$

であるから、結局荷電粒子は半径方向に求心的な力のみを受け、しかもその大きさは  $r$  の大きさだけに依存していることがわかる。このような荷電粒子の運動は、中心軸上に底を持つポテンシャル  $U(r)$  の中にある質量  $M$  の質点の運動と同じであって、そのときの等価的ポテンシャル  $U(r) = - \int_0^r \bar{f}_r dr$  は

$$U(r) = (q \mu_0 I)^2 r^{2m} / 16 m^2 M R^{2m-2} \dots\dots\dots (2.8)$$

と書ける。荷電粒子の初期位置を  $r_0$ 、運動エネルギーを  $E$  とおけば粒子は  $U(r) - U(r_0) \leq E$  なる空間内に局限される。式 (2.8) において明らかのように、多極電磁界の粒子に対する閉じ込め効果は粒子の電荷の符号には関係しない。また  $U$  は  $M$  に反比例するので、熱平衡状態にあるプラズマのように質量の著しく異なる正イオンと電子がほぼ同じエネルギーを持って共存している場合に

は、電子に対してはポテンシャルハコミ(凹み)が非常に強くなるのに反して、イオンにはほとんど効力が及ばないといったアンバランスを生ずると考えられる。しかし他方では式(2.6)以後に行なった、十分非断熱的な高い周波数を用いる仮定が成立するためには、少なくとも磁界の最も強い点( $r=R$ )における粒子のサイクロトロン周波数よりも、多極電磁界の周波数のほうが高いことが必要であろうと考えられるので

$$\omega/2\pi > q\mu_0 I/2M \quad \dots\dots\dots(2.9)$$

したがって質量の小さい電子に対してまでこの条件を満たそうとするためには、周波数を非常に高くしなければならなくなる。式(2.3)によれば  $r=R$  に発生する誘起電界は

$$E(R) = (-\partial A_z/\partial t)_{r=R} \\ = -\omega\mu_0 IR/2m \cos(\omega t + m\theta) \quad \dots\dots\dots(2.10)$$

式(2.8)および式(2.9)を代入して実効値をとると

$$E_{eff}(R) > 4\sqrt{2}\pi mU(R)/qR \quad \dots\dots\dots(2.11)$$

となり、 $r=R$  にあるポテンシャル高さを与えるためには、荷電粒子の質量や電荷に無関係に  $U(R)$  に比例した電界を加えなければならぬことがわかる。

以上の諸点を勘案すると、ほぼ熱平衡にあるプラズマの閉じ込めを実現するために、プラズマを構成しているイオンと電子の両方に同時にポテンシャルハコミを作ることは経済的でない。実際の閉じ込めにあっては、それらの内のいずれか一方のみを上記の原理によるポテンシャルで閉じ込め、他方は閉じ込められた種類の粒子が作る静電界によって逃逸を防ぐこととなるであろう。かくして作られる静電界は、せっかく作ったポテンシャルハコミを打ち消すこととなるので、初めに加えるポテンシャルハコミは十分深くしておくことが必要である。式(2.8)あるいは式(2.9)において、 $R$ の値を10cm~1mの程度の値を入れてみると、~100から~10keVの電子を閉じ込めようとするに必要な電源の周波数は、数十Mc以上となることが容易に知られ、技術上困難の多いことが予想できる。この論文においては、イオンをポテンシャルハコミの中に閉じ込める方法について考察する。

### 3. 数値計算

2章で導いた等価的ポテンシャル(2.8)は多極電磁界の周波数がきわめて高い極限において求めた近似解であるので、実際に有限の周波数の閉じ込め配位にあって、粒子軌跡がこれとどの程度ズレるかは十分確認しておくことが必要である。一つの実例的な例として本章では

$$\begin{cases} R=1.0 \text{ m} \\ m=3 \end{cases} \quad \dots\dots\dots(3.1)$$

なる配位の中に10keVの重水素イオン(D<sup>+</sup>)を閉じ込める場合を考えることとし、 $t=0$ に $r=0.5R$ 、にありそれぞれ $+r$ ,  $+\theta$ ,  $+z$ 方向に飛び出した粒子軌跡を式(2.4)と式(2.5)とに従って正確に追跡し、それらを式(2.8)で与えられる極限的近似の結果と比較することとする。余裕を持たせるために $r=R$ におけるポテンシャル高さを20keVに選ぶと式(2.8)から

$$I \approx 2.0 \times 10^5 \text{ [A/m]} \quad \dots\dots\dots(3.2)$$

を要することが求められる。このとき $r=R$ にある導体シート上に印加すべき電界は式(2.11)から

$$E > 1.06 \times 10^6 \text{ [V/m]} \quad \dots\dots\dots(3.3)$$

となる。次に周波数であるが、式(2.9)にしたがえば、その右辺は6Mcに近くなるけれども、後に示すように粒子の正確な運動

軌跡が等価ポテンシャル(2.8)で近似されるためには周波数は式(2.9)で与えられるよりも、もう少し低くてもよいようである。われわれは実際の計算結果から推定して、近似の成立する限界が1~2Mc付近にあることを知ったので、ここでも1Mc, 2Mc, 3Mcの3段階を選んで、数値計算的に粒子運動を追跡することとした。したがって導体シート上における電界は式(3.3)で与えられるよりも低い値となり、たとえば周波数が1Mcのとき $E \approx 1.8 \times 10^5$  [V/m]である。このとき式(2.3)は

$$A_z = 4.2 \times 10^{-2} r^3 \sin(2\pi ft + 3\theta) \quad \dots\dots\dots(3.4) \\ f=1, 2 \text{ および } 3 \times 10^6$$

であるから、重水素イオンについての値 $M=3.3 \times 10^{-27}$  (kg),  $q=1.6 \times 10^{-19}$  (C)を式(2.5)に代入して、 $r, \theta$ 方向に関する運動方程式を求めると、

$$\begin{aligned} \ddot{r} - r\dot{\theta}^2 &= 1.9 \times 10^{33} r^3 \sin(2\pi ft + 3\theta) \\ &\times \{C - 6.7 \times 10^{-21} r^3 \sin(2\pi ft + 3\theta)\} \quad \dots\dots\dots(3.5) \\ r\ddot{\theta} + 2\dot{r}\dot{\theta} &= 1.9 \times 10^{33} r^3 \cos(2\pi ft + 3\theta) \\ &\times \{C - 6.7 \times 10^{-21} r^3 \sin(2\pi ft + 3\theta)\} \quad \dots\dots\dots(3.6) \end{aligned}$$

ただし $C$ は粒子の初期位置が $r_0=0.5$ ,  $\theta_0=0$ であるから式(2.4)から

$$C = 3.3 \times 10^{-27} (\dot{z})_{t=0} \quad \dots\dots\dots(3.7)$$

で与えられる。したがって

$$\dot{z} = (\dot{z})_{t=0} - 2.0 \times 10^6 r^3 \sin(2\pi ft + 3\theta) \quad \dots\dots\dots(3.8)$$

一方、式(2.6), (2.7)に基づく近似解は

$$\left. \begin{aligned} \ddot{r} - r\dot{\theta}^2 &= -6.3 \times 10^{13} r^5 \\ r\ddot{\theta} + 2\dot{r}\dot{\theta} &= 0 \\ \dot{z} &= (\dot{z})_{t=0} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(3.9)$$

から求められる。

これらを解析的に解くことは困難であるので、われわれはIBM 7090計算機を用いて、Runge-Kutter法による数値解を求めることを試みた。時間 $t$ のステップ幅 $\Delta t$ は $2.5 \times 10^{-10}$  [sec]に選んだ。10keVの重水素イオンの運動速度は約 $10^6$  m/sであるから、時間 $\Delta t$ の間にイオンが走行する距離は0.25mmに過ぎない。しかしこの程度の精度で計算を行なわないと、かなりの誤差の集積を見ることについては、同様の多極配位を持つ静電界中での同様の条件のイオン軌跡を計算し、その速度の変動をチェックした経験がある。一方多極電磁界の1サイクルの間にイオンの走行する距離は速度の時間的変化があるので正確ではないが、平均的には上記初速度の高周波の周期を乗ずれば得られ、1Mcのとき約1mである。

以上の計算の結果をそれぞれ

- (1)  $(\dot{r})_{t=0} = 10^6$  [m/s],  $(\dot{\theta})_{t=0} = (\dot{z})_{t=0} = 0$
- (2)  $(\dot{r})_{t=0} = 0$ ,  $(r\dot{\theta})_{t=0} = 10^6$  [m/s],  $(\dot{z})_{t=0} = 0$
- (3)  $(\dot{r})_{t=0} = (\dot{\theta})_{t=0} = 0$ ,  $(\dot{z})_{t=0} = 10^6$  [m/s]

の場合について図3.1, 3.2, 3.3に示した。いずれの場合もイオンの初期位置は $(r)_{t=0}=0.5$  m,  $(\theta)_{t=0}=0$ ,  $(z)_{t=0}=0$ のみについて示してあるが、 $(\theta)_{t=0}$ はどんな値であっても結果に著しい差異のないことが調べられている。

これらの図において実線は式(3.5)~(3.8)に基づく正確な結果を示し、一方点線で示したのは式(3.9)による近似解を示している。図から明らかなように、ここで仮定した実際的な配位にあって、重水素イオンは電磁界の周波数が2Mc以上となると、周波数が極限的に十分高い場合の近似計算の結果とほとんど一致することがわかる。このことは前章に述べた理論の裏づけとなるほ

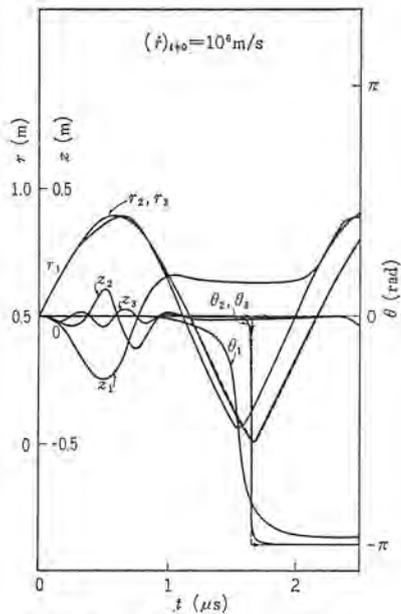


図 3.1 初速度が +r 方向の粒子軌跡の例

Fig. 3.1 An orbit of a particle which directs in +r initially.

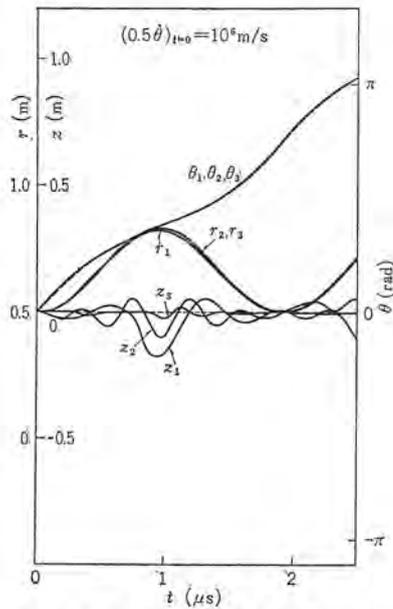


図 3.2 初速度が +theta 方向の粒子軌跡の例

Fig. 3.2 An orbit of a particle which directs in +theta initially.

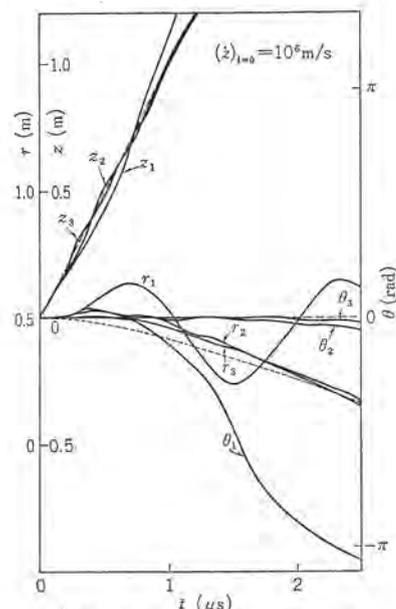


図 3.3 初速度が +z 方向の粒子軌跡の例

Fig. 3.3 An orbit of a particle which directs in +z initially.

か、このような閉じ込め配位にあって、その非断熱性条件(2.9)したがって式(2.11)を、もう少しやわらげる可能性のあることも示しており、図の結果でいえば、実験的には1 Mcにおいても、場のポテンシャル効果がある程度検知しうることを予測させるのである。

#### 4. 多極電磁界の発生方法

われわれは、これまで閉じ込め電磁界は式(2.1)で与えたのみで、その発生方法については触れなかったけれども、式(2.11)で決められる電界強度が、実際にはかなり大きくなるため、その実現は技術的に困難が多い。しかし閉じ込められたプラズマ中の誘起電流によるジュール損や、多極電磁界からの放射損を無視するものとすれば、このような系に外部から加えられる実負荷は  $r=R$  にあるシート状導体中のジュール損だけであって、無効負荷となる  $0 < r < R$  に発生される電磁界エネルギーに比べて十分小さくすることは容易であるから、直列共振を利用する可能性がある。本章では、それに伴う2, 3の問題点について考察を加えることとする。

図4.1は、単一のコイルについて原理を示したもので、よく知られた直列共振回路を図に示すように、4個のスイッチ要素  $S_1 \sim S_4$  の動作によって回路に電圧  $+V$  と  $-V$  を交互に印加する場合である。スイッチ  $S_1$  と  $S_4$  および  $S_2$  と  $S_3$  とはそれぞれ同時に動作し、 $S_1$  と  $S_4$  が導通状態のときは  $S_2$  と  $S_3$  が開、 $S_1$  と  $S_4$  が開のときは  $S_2$  と  $S_3$  が導通状態にあるというようにして、互いに順次その状態を変えるものとする。各スイッチの状態変化の周波数を  $f$  とすれば  $LC$  の直列回路すなわち a, b 間に加わる電圧波形  $e(t)$  は

$$e(t) = \frac{\Phi}{\pi} V \left\{ \sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \dots + \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\omega t + \dots \right\}$$

ただし  $\omega = 2\pi f$  ..... (4.1)

と書ける。いま回路に直列に加わる抵抗を  $r$  として

$$\omega L \gg r \quad \dots \dots \dots (4.2)$$

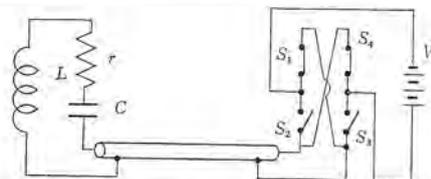


図 4.1 単一コイルの共振回路  
Fig. 4.1 A resonance circuit of a single coil.

とし、また  $L$  と  $C$  は基本波に対して共振条件  $\omega = 1/\sqrt{CL}$  ..... (4.3) に選ばれてあるものとする、回路にはほぼ基本波の正弦波電流だけが流れて、その実効値は

$$I_{eff} = (2\sqrt{2}/\pi)(V/r) \dots \dots \dots (4.4)$$

となる。このときインダクタンス  $L$  の両端に現われる電圧  $E_{eff}$  は  $E_{eff} = \omega L I_{eff}$  ..... (4.5)

で与えられる。周波数  $\omega$  にも関係するけれども、数 Mc 以下ではこの値を  $V$  よりかなり大きく選ぶことが可能であり、また a, b 点の電圧は常に  $+V \sim -V$  の範囲内にあるのでスイッチング要素に要求される耐電圧も低くてよい。スイッチング要素としてはトランジスタを多数個並列に使用することが考えられる。

単一のコイルについての上記の直列共振と相似の共振は、多極電磁界を作るコイル群についても同様に考えることができる。いま式(2.1)に示された電流配位を作るために、シート状導体を幅  $R\Delta\theta$  の細い多数の  $z$  軸方向に平行な導体線素に分割し、順次に  $\Delta\theta/m$  ずつ位相の遅れた正弦波電流を流す場合について考えよう。各線素1本あたりに流すべき電流の実効値  $i_{eff}$  は式(2.1)から  $i_{eff} = IR\Delta\theta/\sqrt{2}$  [A] ..... (4.6)

であるから、図4.1に示したと同様の回路構成で、使用すべき直流通源の電圧  $v$  は各線素の抵抗を  $\Omega$  とすれば  $v = (\pi/2\sqrt{2}) \Omega i_{eff}$  [V] ..... (4.7)

一方単位長さあたりの線素両端に現われる電圧は式(2.10)で与えられるので、これからその等価的インダクタンス  $L'$  は線素1mあたり  $L' = E(R)_{eff}/i_{eff} \cdot \omega$

$$= \mu_0/2m\Delta\theta \quad [H] \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

したがってこれと同調さすべきコンデンサ容量  $C'$  は線素 1m あたり

$$C' = 1/\omega^2 L' \\ = 2m\Delta\theta/\mu_0\omega^2 \quad [F] \quad \dots\dots\dots(4.9)$$

となる。この場合注意しなければならない点は、 $L'$   $C'$  のいずれもそれぞれ回路の残留インダクタンス および漂遊キャパシタンス よりかなり大きく選ぶことによって、これらの影響が共振条件を妨げないようにすることである。そのために  $L'$  は 1  $\mu H$  以上  $C'$  は ~ 100 pF 以上に選ぶことが妥当であろう。式(4.8)および式(4.9)はいずれも 1本の線素の単位長さあたりの値を示しているのて、実際の値  $L, C$  は線素の長さを  $l$  とおくと

$$L = L'l, \quad C = C'l \quad \dots\dots\dots(4.10)$$

で与えられる。一方コンデンサ  $C$  にかかる電圧は  $lE_{eff}$  であるが、この値はコンデンサ耐圧の点からも線路の絶縁上からも数十万 V 以上に押えることが必要であろう。式(4.7)から要求されるスイッチ要素の耐圧を低く選ぶことは実際上容易であるから、その責務を下げるために、線素を何ターンかのコイルにおきかえて、スイッチで制御される電流を少なくする可能性が考えられる。しかしそのためにコンデンサの耐圧はコイルターン数を  $N$  とすると  $N$  倍、 $L$  は  $N^2$  倍となることに注意されなければならない。前章に例示した熱核的なプラズマ閉じ込め装置の実現に当っては、数ターン以上のコイルを用いることは得策とは思われぬし、さらに各コイルの軸方向長さ  $l$  は 1m よりかなり低い値に選ばなければならないであろう。その場合閉じ込めのための多極磁界は図 4.2 a, b, c に示すような短いコイルを多数組み合わせた構造によって作られることとなる。

これまでの考察においては、導体の形は  $r=R$  にある非常に薄いシート状導体を無限に薄い絶縁体で偏角方向にいくつか分割したものを考えてきたが、もっと実際に近い形としては、図 4.3 に示すように  $r=R$  の円周上に半径  $\rho$  の円形断面の直線状導体を  $z$  軸に平行にかつ  $\Delta\theta (= \pi/mn, \text{ただし } n \text{ は整数})$  の等間隔で配置した場合が考えられる。いま  $\theta=0$  から  $\pi/n$  までにある各導体に 1, 2, ...,  $k, \dots, n$  なる番号を付し、それぞれに流れる電流  $I_k$  を

$$I_k = IR\Delta\theta \sin(\omega t - (n-1)\Delta\theta) \quad [A] \quad \dots\dots\dots(4.11)$$

とすれば式(2.1)に与えた電流分布が近似的に実現される。ここで総括的な自己誘導係数  $L_{jj}$  と相互誘導係数  $\mu_{jk}$  を用いてコイル 1 が誘起する電圧  $V_1$  を

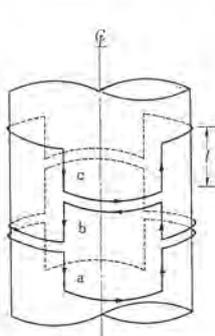


図 4.2  $m=2$  のときの  
コイルの例  
Fig. 4.2 An example of  
coil configuration  
when  $m=2$

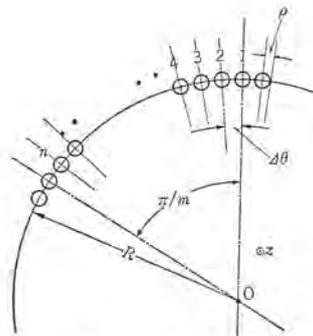


図 4.3 円断面導体からなる  
多極コイル  
Fig. 4.3 Multi-pole field coil of  
cylindrical conductors.

$$V_1 = L_{11}(dI_1/dt) + \mu_{12}(dI_2/dt) + \dots + \mu_{1n}(dI_n/dt) \quad \dots\dots\dots(4.12)$$

なる形に書くことにしよう。総括的な誘導係数という意味は、たとえば  $\mu_{12}$  には  $0 < \theta \leq 2\pi$  にわたってある  $m$  個の  $I_2$  と同相の電流と同数の逆相電流の効果を合計していることなのである。

$R \gg \rho$  ( $R\Delta\theta > 2\rho$ ) を仮定して  $L$  および  $\mu$  を計算すると

$$L_{jj} = (\mu_0/\pi m) \ln(R/\rho) \quad \dots\dots\dots(4.13)$$

$$\mu_{jk} = (\mu_0/2\pi m) \ln\{(1 - \sin^2\delta)/\sin^2\delta\} \quad \dots\dots\dots(4.14)$$

$$\text{ただし } \delta = (k-j)\Delta\theta$$

であることが求められる。これらの誘導性回路において、有効電力は発生することはない、かくして求められた結果式(4.12)から近似的に

$$V_1 \approx V \cos(\omega t - (n-1)\Delta\theta) \quad [V] \quad \dots\dots\dots(4.15)$$

が求められるはずである。式(4.11)および式(4.15)に得られた結果から、式(4.6)以後に行なったとまったく同様の議論を行なうことが可能である。

## 5. む す び

この論文においては、多極電磁界によって荷電粒子に対して中心軸のまわりに一種のポテンシャルウェルを作り、これによってプラズマを閉じ込める方法について検討を加えたが、このような復元的な閉じ込め場において、プラズマの閉じ込めがどれだけ有利となるかについては、なお考察すべき点が多い。しかし少なくとも単粒子モデルと現実のプラズマとのギャップを埋める、一つの重要な factor である粒子間相互のクーロン衝突の効果は、静磁界によるプラズマの閉じ込めにおけるごとく、粒子の拡散を生ずる代わりに、この場合には中心軸に向う積極的な閉じ込め作用をもたらすこととなると考えられる。静磁界を用いるプラズマ閉じ込めの一つの重要な難点はその不安定性にあるが、そのいくつかは巨視的な平衡配位そのものが不安定であり、またある場合にはプラズマ中の電荷の分離によって生長するものがあるが、この論文で述べた多極電磁界にあっては、その閉じ込め配位は巨視的にまったく安定であり<sup>(3)</sup>、またかなり高い電界を外部から印加しているので、電荷分離に基づくわずかの電界の効果を打ち消すことが可能である。

高周波によるプラズマの閉じ込めは、プラズマを巨視的媒体と見るときは表皮効果のため電磁界のプラズマ内部への浸み込みは、ほとんどないので、 $\beta=1$  の閉じ込めに近い。すなわち閉じ込めに用いる磁気エネルギー密度  $B^2/2\mu_0$  を、プラズマ圧力  $p$  あるいはそれ以上に選ばなければならない。この論文に述べた高周波場のみによって熱核的なプラズマを閉じ込めるに足るエネルギー密度を作ること、さらに困難なことであるので最終的にはここに示した高周波場の作るポテンシャル場と適当な軸方向の静磁界の併用が考えられなければならないであろう。

(昭 39-10-2 受付)

## 参 考 文 献

- (1) 近藤, 利岡: 「電学誌」 84, 905, p123 (1964)
- (2) 近藤, 利岡: 「核融合研究」 11, 4, p344 (1963)
- (3) S. M. Osovets: Containment of a Plasma by a Travelling magnetic Field "Plasma Physics and the Problem of Controlled Thermonuclear Reactions" IV p1 (1959) Pergamon Press.

# He-Ne 可視光レーザーの実験

谷口一郎\*・宮沢生行\*・白倉一雄\*・岡田武夫\*\*

## Experiments on He-Ne Visible Laser

Central Research Laboratory Ichirō TANIGUCHI・Takayuki MIYAZAWA・Kazuo SHIRAKURA・Takeo OKADA

Coherent visible light was obtained from He-Ne gaseous laser at a central wavelength of  $6,328 \text{ \AA}$ . An experimental setup of this laser consists of an external cavity with two concave spherical mirrors each having a radius of 1 m and a reflectivity of 99.5 % at  $6,328 \text{ \AA}$ , a laser discharge tube with Brewster windows filled with 1 mmHg of He-Ne gas mixture in the ratio of 10 to 1, and a R. F. power source for exciting the tube. The maximum output power from this laser was estimated about several hundreds microwatts. Observations have been made on transverse mode patterns, beam widths, relations of the exciting power with the output power of the laser beam, and beat frequencies between different modes. Then discussions are made on the experimental results.

### 1. ま え が き

1961年に A. Javan ら<sup>(1)</sup>によって始めて He-Ne ガスの近赤外線レーザーが得られてから現在まで、3年余りの間に実に著しいガスレーザーの改良、開発、研究が行なわれてきた。発振装置および励起方法として数種類のものが考えられ、数十種類のガスあるいはその組み合わせを用いて、200本以上の異なる波長のレーザー光がすでに得られている。

レーザー発振動作ガスの放電プラズマを作る放電管の中に反射鏡を配置させた内部共振器形、ガス放電プラズマと反射鏡共振器を分離した外部共振器などがあり、使用目的によっていずれかを用いている。共振器として平行平面反射鏡(Fabry-Perot)、球面反射鏡またはその組み合わせなどを使用している。励起方法にも RF 放電、DC 放電、パルス変調可能な DC 放電などが用いられていて、その方法によってレーザー管の構造が異なっている。作動ガスとしては、He, Ne, Ar, Kr, Xe<sup>(2)(3)</sup>などの希ガス原子をはじめとして C, N, O, S, Br など<sup>(4)</sup>の2原子あるいは多原子分子が用いられ、さらに Cs, Hg などの金属原子の蒸気によっても、レーザー発振が得られた結果が報告されている。

レーザー光は、すでによく記述されているようにコヒーレントな波で、単色性、指向性が著しくすぐれていて、エネルギー密度が大きい。これらの特長は各種方面に応用される可能性があり、とくに、これまで強い光源が得られなかった赤外領域の分光学などの方面では、レーザー光が有力な手段となることが予想されている。

ここでは、He-Ne ガスの可視光レーザーの発振実験を行なった結果を報告する。発振装置は、He-Ne ガスを封入したプリュスタ窓付レーザー管、球面反射鏡による外部共振器およびレーザー管を励起放電させる RF 電源からできている。レーザー光の中心波長は  $6,328 \text{ \AA}$  で、最大出力は数  $100 \mu\text{W}$  であった。発振装置の詳細とこの装置を用いて行なったレーザー光の横方向モードパターン、広がり角、励起入力とレーザー出力の関係、ビート周波数などのレーザー光の諸特性の観測実験結果を示し、理論との比較検討を行なった議論を記述する。

### 2. ガスレーザー装置

この実験に使用したガスレーザー装置の外観写真を図 2.1 に、ま

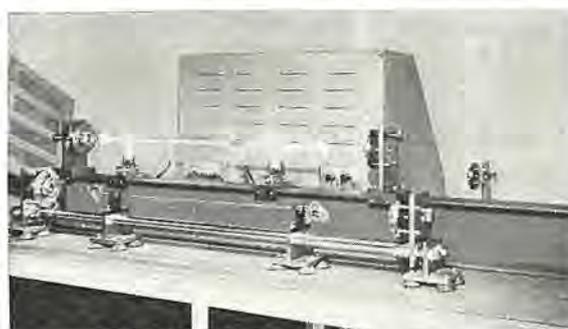
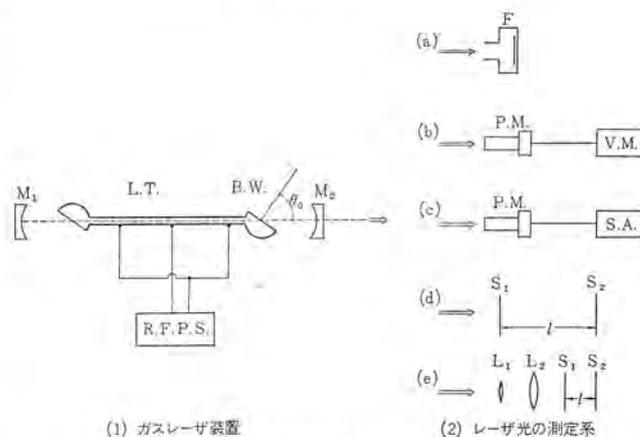


図 2.1 ガスレーザー装置  
Fig. 2.1 Photograph of gaseous laser.



(1) ガスレーザー装置  
図 2.2 ガスレーザー装置と出力光の測定系  
Fig. 2.2 Schematic diagram of gaseous laser and measurement systems of its out put.

た装置の概略を図 2.2 (1) に示す。L. T. は内径  $5 \text{ mm } \phi$ 、長さ約  $750 \text{ mm}$  の石英管の両端を段継ぎしたあとに窓板を融着した全長約  $900 \text{ mm}$  のレーザー放電管で、十分に不純ガス放出を行なった後に He と Ne ガスを約 10:1 の圧力比で  $1 \text{ mm Hg}$  入れ、封じ切ったものである。B. W. は平面度  $\lambda/10$  以内のプリュスタ角度窓板を示す。レーザー光軸を含む B. W. の入射面内に平行な偏光成分の反射損失が最小になるように  $\theta_0$  をプリュスタ角度にしてある。用いた窓材では  $55^\circ \sim 56^\circ$  であった。

$M_1, M_2$  の二つの反射鏡を向い合わせてレーザー用の共振器として用いている。各種の実験が行ないやすいように、 $M_1, M_2$  の間

隔および反射面の角度を自由に調整できるようにしたものである。これらはともに曲率半径1 mの球面鏡で、鏡面上にはレーザ発振光の中心波長(6,328 Å)に対して共振器のQ-値を大きくするために、反射率が大きくなるように誘電体多層反射膜をコーティングしてあり、反射率は約99.5%である。実際に共振器外へ取り出されるレーザ光のエネルギーは、共振器内エネルギーの0.2%(Mの透過率)程度である。

R. F. P. S. は約30 Mcの電源で発振管陽極電圧電流による電力は最大400 Wである。このR.F.電力によってレーザ管に無電極放電を起こさせ、ガス放電プラズマを発生させて作動ガスの励起を行なう。なおRF電力が有効に放電に変換されるように、レーザ管との整合を十分にとることが必要である。

レーザ発振が得られるときB.W.の反射損失のためにかなりのエネルギーがB.W.の反射方向の共振器外へ放出していることがわかった。また共振器内での吸収、散乱が大きく影響するのでB.W.とM<sub>1</sub>, M<sub>2</sub>の面上のほこりなどはきれいにふきとらねばならない。

以上述べた装置により、He-Ne可視光レーザの発振を得ることができるが、M<sub>1</sub>, M<sub>2</sub>に赤外光(1.15 μ)で高い反射率を持つ球面反射鏡を交換して使用すれば、この波長におけるレーザ発振が簡単に得られる。

### 3. レーザ発振出力光の特性

レーザ光の一般的性質として、コヒーレンス度、単色性、指向性が著しく良いことが理論的に示され、またこれを証明する数多くの実験観測結果の報告がなされてきた。ここでは、この実験で行なったレーザ光の特性の観測結果を示すことにする。

#### 3.1 モードパターン

ガスレーザ光の特長の一つはモードパターンを示すことである。レーザ用共振器の理論<sup>(5)(6)(7)</sup>によれば、出力光は横方向モードパターンを形成することが示されている。しかし共振器内空間においてレーザ作動物質が均質である場合のみにいいうことであって、実際には、ルビーをはじめとする結晶、ガラス、あるいはP-N接合ダイオードなどのレーザでは、不均質性があるためにモードパターンが形成されにくい。またたとえモードパターンが形成されていても、多重の高次モードパターンのために観測解析が行ないにくいということになるだろう。しかし作動領域の割合に均質と見なせるガスレーザ光は、モードパターンを示し、その解析にはつごうがよい。またほとんどのガスレーザ光の発振波長が赤外領域にあり、赤外用撮像管あるいは赤外フィルムによってモードパターンの観測を行なわねばならないし、またその長波長限界も2 μ程度であることを考慮すれば、とくに可視光のガスレーザはモードパターンの観測を容易にする点ではすぐれている。

共振器の理論<sup>(6)</sup>によれば、曲率半径bの球面鏡をdの間隔に配置した共振器では、共鳴の条件から鏡面上での横方向モード電場の分布は、Fresnel数(N=a<sup>2</sup>/bλ)が大きいたときには近似的に次式のようなHermite-Gaussian分布をなすことが示されている。

$$E(x, y) = E_0 H_m \left( x \cdot \frac{\sqrt{2}}{w} \right) H_n \left( y \cdot \frac{\sqrt{2}}{w} \right) \exp \left( -\frac{x^2 + y^2}{w^2} \right) \quad (3.1)$$

$$w = \left( \frac{\lambda b}{\pi} \right)^{1/2} \left( \frac{2b}{d} - 1 \right)^{-1/4} \quad (3.2)$$

ただしx, yはz軸をレーザ光軸としたときの鏡面上の座標である。H<sub>m</sub>(x)はHermite多項式であって、H<sub>m</sub>(x) = (-1)<sup>m</sup> e<sup>-x<sup>2</sup></sup> d<sup>m</sup>/dx<sup>m</sup> e<sup>-x<sup>2</sup></sup>である。この分布はm, nで特長づけられ、横方向

He-Ne可視光レーザの実験・谷口・宮沢・白倉・岡田

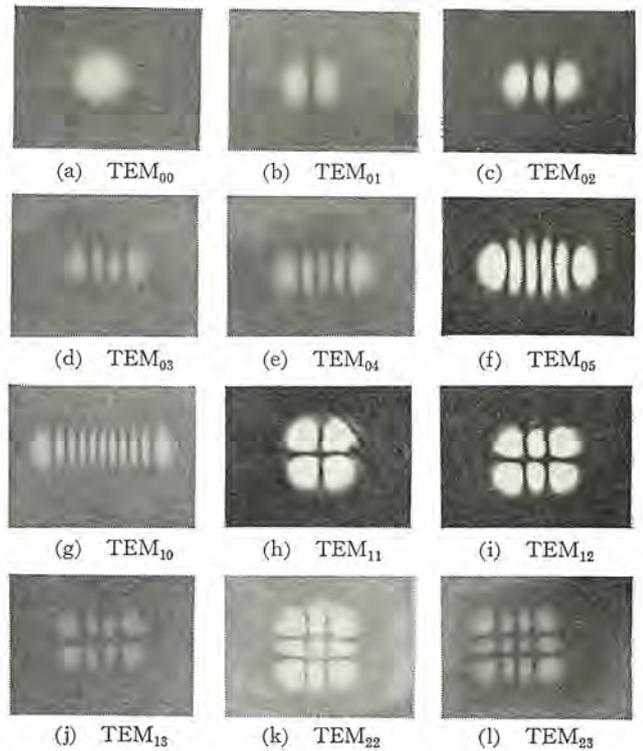


図 3.1 横方向モードパターン  
Fig. 3.1 Pure transverse mode patterns.

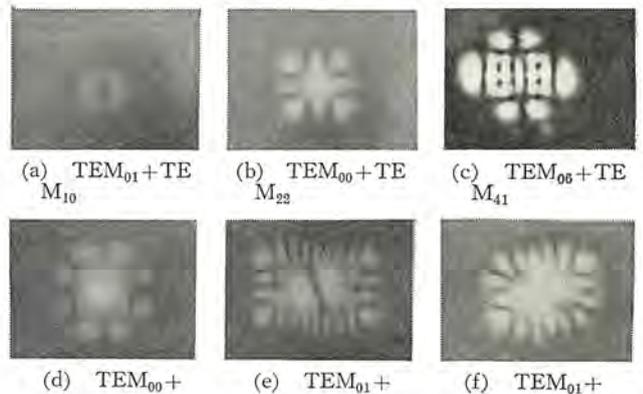


図 3.2 横方向モードパターン  
Fig. 3.2 Complex transverse mode patterns.

モード(transverse mode) TEM<sub>mn</sub>とよんでいる。指数関数の項は減衰項を表わし、x<sup>2</sup>+y<sup>2</sup>=w<sup>2</sup>でe<sup>-1</sup>となるから、wはTEM<sub>00</sub>のスポット径を与えるものである。

実際に観測されるモードパターンは強度分布であり、振幅の二乗の形で与えられる。図2.2(a)に示すようにレーザ出力光を直接フィルムFで撮影したモードパターンの写真を図3.1および図3.2に示す。写真にみられる各モードパターンは式(3.1)で与えられる分布で予想されるm, nモードの形と対比させれば、各モードについて記したようなTEM<sub>mn</sub>で表わされることがわかる。

図3.1は単一の横方向モードパターンの数例を示すものである。(a)~(g)は対称性が良いが、(h)~(l)はあまり良くない。これはプリュスタ窓板や反射鏡のヒズミや非対称性など、共振器の不完全性によるものであらうと思われる。図3.2は、多重に発振している横方向モードパターンの数例を示すものである。(a)~(c)はおおのちに記したように二つの単一横方向モードパターンが重なったものであるが、(d)~(f)ではおおの00,01,01に高次モードが重なり合ったもので、写真ではよくわからない。なお各モードパターンの観測条件(Fの位置)が異なるために写真はモードパターンの大きさを

必ずしも表わしていない。00モードは主モードであって、最も回折損失が小さく、高次モードになるに従って回折損失が大きくなる。したがって単一のTEM<sub>mn</sub>モードを得るには共振器内に高次モードを制御するようにシヤヘイ物を入れるか、反射鏡の平行度を变化することによって高次モードを制御したり、また励起入力を変化させることによって分離することができる。ほぼ共焦点( $d=b$ )にしたときのTEM<sub>00</sub>のスポット径は式(3.2)により $w = \left(\frac{\lambda b}{\pi}\right)^{1/2}$ となり、この実験装置では $2w \approx 0.9 \text{ mm}$  ( $b=1 \text{ M}$ )となる。この値は測定結果と大体一致した。

### 3.2 広がり角

レーザー光の特長の一つとして、広がり角が小さいことがいわれている。この場合の広がり角とは、共振器の中心からレーザー光軸上十分大きい距離と、その点にあるレーザー光の強度が半分になるスポット径との比で表わし、TEM<sub>00</sub>については次式で与えられている。(4)

$$\theta = 0.939 \sqrt{\frac{\lambda}{b}} \dots\dots\dots (3.3)$$

$\lambda$ はレーザー光中心波長、 $b$ は球面鏡の曲率半径である。したがってこの実験に用いた球面鏡では $\theta \approx 8 \times 10^{-4} \text{ rad}$ である。図2.2(2)(b)に示すようにレーザー光をスクリーンS<sub>1</sub>上に写してスポット径を測定し(スポット半径 $r_1$ )、さらにS<sub>1</sub>から距離Lだけ離れたスクリーンS<sub>2</sub>上でのスポット径を測定する( $r_2$ )と $\theta = (r_2 - r_1)/L$ である。実験した結果、 $r_2 = 8.6 \text{ mm}$ 、 $r_1 = 4 \text{ mm}$ 、 $L = 5.3 \text{ M}$ で $\theta \approx 8.5 \times 10^{-4} \text{ rad}$ となり、大抵理論値と一致した。高次のTEM<sub>mn</sub>の場合について測定した結果では、広がり角は大きくなり $3 \times 10^{-3} \text{ rad}$ 程度にもなることがわかった。

### 3.3 励起入力とレーザー光出力

R.F.電源電力をガスプラズマ放電励起エネルギーと考えるとき、これとレーザー光出力エネルギーとの関係を図2.2(2)(b)に示すような装置で測定した。P.M.は光電子増倍管RCA-7102、V.A.は微小電圧計である。TEM<sub>00</sub>、TEM<sub>02</sub>と多重モードの入出力関係は図3.3に示すような結果が得られた。ただし各モードのレーザー光を得るために共振器のQ値を変化させているので各モード間の出力の相対値ではなく、各モードについて入出力の相対的な関係を示すものである。したがってTEM<sub>00</sub>、TEM<sub>02</sub>についてはthreshold powerがかなり大きい。励起入力が増加すると出力も増加するが、やがて出力は飽和して逆に減少していることがわかる。そしてこの傾向は $m, n$ モードによって大体同じであることを示している。

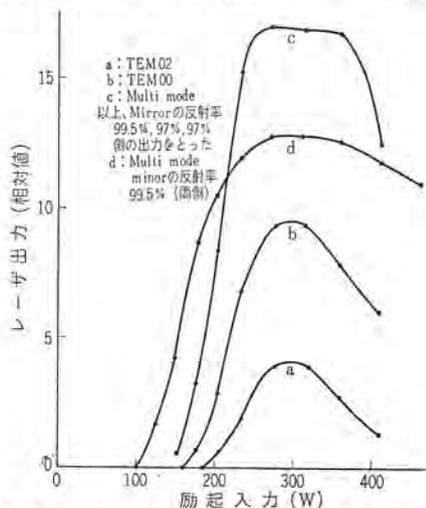


図 3.3 励起入力とレーザー光出力関係  
Fig. 3.3 Relations between exciting power and laser output power.

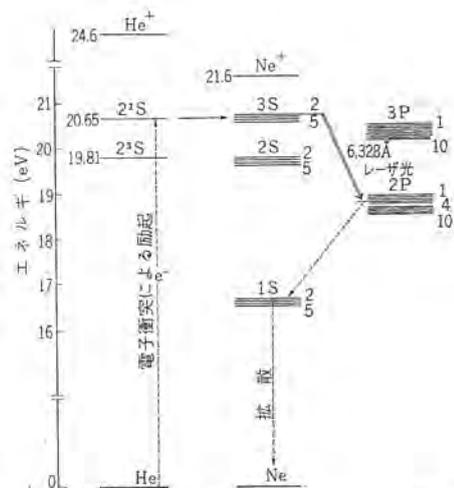


図 3.4 Ne 原子のエネルギー準位とレーザー光遷移  
Fig. 3.4 Energy levels of Ne atom and visible laser transition.

この現象は発振の原理から次のような定性的な説明がなされている。発振に必要な条件として、レーザー光遷移を行なう単位の間には、十分な逆転分布が起こっていないなければならない。Neの可視レーザー光(6,328 Å)は $3S_2 \rightarrow 2P_4$ 遷移によるものであり、 $3S_2$ 準位の分布が $2P_4$ のそれよりも大きくなければならない。Neのエネルギー準位とレーザー光遷移を図3.4に示す。

励起入力がある程度増加する間においては、Heの準安定状態 $2^1S$ への励起が有効になり、 $3S_2$ の分布が増すため出力も増加する。しかし励起入力が増える場合には、 $2P_4$ 準位に基底状態から励起されることによる分布の増加と、 $2P_4$ 準位が遷移してゆく/s準位の1部には、基底状態との禁制遷移のためにフク射のトラッピングがおこり、このために $2P_4$ 準位分布の増加のために、 $3S_2 \rightarrow 2P_4$ 間の逆転分布が小さくなって発振出力が減少すると考えられている(8)(9)。したがって出力の飽和点は、共振器のQ値によってあまり変わらないことが予想される。

なお、最大出力は光電子増倍管により推定したところ数百μWであった。

### 3.4 ビート周波数

周波数の異なる二つの波を重ね合わせると、もとの周波数の2倍の波とそれらの和と差の周波数が得られ、これらをビート(ウナリ)と呼んでいて、すでに音や電波ではよく知られている。しかし光のビートの観測は非常に困難なものとしていた。その理由は、通常の単色光の波連の寿命が $10^{-9} \text{ sec}$ 以下で、その長さが30 cm以下であり、異なる波連の間の位相関係がまったくランダムであって、観測の時間を十分短く( $10^{-9} \text{ sec}$ 程度)しなければならず、事実上特殊な場合を除いてビートが観測されなかった。しかしレーザー光は単色性の良いコヒーレントな波であって、波連の長さが大きくビートの観測が容易に行ないうようになった。レーザー光のビート周波数を測定することにより、レーザー光のスペクトル線幅、二つのレーザー光による周波数安定度が測定され(10)、また長さ、回転など(10)の計測に利用されている。

ここでは、ガスレーザー光の軸方向および横方向モードによるビート周波数の構造と、その観測実験結果について述べる。光電子増倍管や光ダイオードなどsquare law detectorの受光面に、異なる周波数の単色光( $A \cos 2\pi\nu_1 t$ と $B \cos 2\pi\nu_2 t$ とする)が同時に照射した場合に得られる光電流は、次式のように表わされる。

$$I(t) \propto \frac{1}{2}(A^2 + B^2) + \frac{1}{2}A^2 \cos 2\pi(2\nu_1)t + \frac{1}{2}B^2 \cos 2\pi(2\nu_2)t + AB \cos 2\pi(\nu_1 + \nu_2)t + AB \cos 2\pi(\nu_1 - \nu_2)t \dots\dots (3.4)$$

第1項は、レーザー光の波長の寿命に比べて十分長い観測時間での平均値を表す直流成分である。第2～第4項までは、光の周波数(10<sup>14</sup>c/s程度)の波で、受光器の時定数が大きくて検知できないが、最後の項は、ガスレーザーの場合数百Mcまでで検知することができる。

曲率半径  $b$  の球面鏡を間隔  $d$  だけ離して配置した共振器では、共鳴の条件からその発振周波数は次式で与えられている。(7)

$$\nu = \frac{c}{2d} \{q + (1+m+n)f\} \dots\dots\dots (3.5)$$

$$f = \frac{1}{\pi} \cos^{-1} \left( 1 - \frac{d}{b} \right) \dots\dots\dots (3.6)$$

ここに  $q$  は軸方向モードの数、 $mn$  は3.1節で述べた横方向モードの数である。したがってモードの異なる周波数の間には次式で表わされる差周波数ができる。

$$\Delta\nu = \frac{c}{2d} \{ \Delta q + \Delta(m+n) \cdot f \} \dots\dots\dots (2.7)$$

ある横方向モードを持つレーザー光では、 $\Delta\nu_a = c/2d$  の軸方向モードによるモード周波数ができる。Ne原子のスペクトル線はドップラ線幅を持ち大体900Mcであるから、 $d$  と励起入力にもよって変わるが、最大数本の軸方向モードが同時に発振することになり、これら周波数の構造とビート周波数は図3.5に示すようになることがわかる。

図2.2(2)(c)に示すように、レーザー光を光電子増倍管P.M.(RCA-7102)で検知し、その出力をスペクトラム・アナライザ-S.A (Polarad, SA-84形)によってビート周波数を分析した。 $d$  を変化させて  $\Delta\nu_a, 2\Delta\nu_a$  を測定した結果を図3.6に示す。横軸は  $d$  を1/d目盛にとり、縦軸はビート周波数を示す。測定値を点で、理論値を実線で記した。予想されるように大体理論値と一致していることがわかる。(ただし、精密な実験結果ではビート周波数が理論値よりも小さく、理論的にも解明されているが、ここでは触れない。)

二つの異なる横方向モードのレーザー光が同時に検知器へ入射した場合には、同じ軸方向モードとの間に  $\Delta\nu_l = (c/2d) \cdot \Delta(m+n) \cdot f$  のビート周波数が生ずる。また一つ異なる軸方向モードとの間には  $\Delta\nu_l = (c/2d) \{1 + \Delta(m+n) \cdot f\}$  のビートが生ずる。これらの関係は図3.5に示すようになる。

横方向モードによるビート周波数の測定を行なった結果の一例を次に記す、 $d=96$  cm のとき  $TEM_{10}$  と  $TEM_{00}$  の横方向モードによるビート周波数として、157, 314, 76, 82, 232, 238 Mc が得られた。 $d$  および  $\Delta(m+n)$  の値を用いて式(3.6), (3.7)によると、軸方向モードによるビートは156, 312Mcであり、横方向モードによるビートは76.2, 79.8, 232.2, 235.8 Mcである。 $d$  と  $\Delta(m+n)$  を変化させた場合にも、上の例で示したように大体計算値と一致している。

$(m+n)$  の等しい二つの横方向モードについては、周波数縮退をしているので、ビート周波数が生じてこないはずであるが、実際には多少ずれる場合がある。これは反射鏡やプリュスタ窓の共振器の不完全によって対称性がなくなり、縮退が解けると考えられる。図3.7  $d=101.5$  cm にしたときの  $TEM_{10}$  と  $TEM_{01}$  のビートは図3.7に示すようになっていく。中心周波数は軸方向モードによるビート周波数  $(c/2d)$ 、148 Mc で両側200 kc程度のところに上に述べたビートが現われていることがわかる。

#### 4. ガスレーザーの応用

レーザーが出現して以来、各種方面に応用されるだろうと期待され、He-Ne 可視光レーザーの実験・谷口・宮沢・白倉・岡田

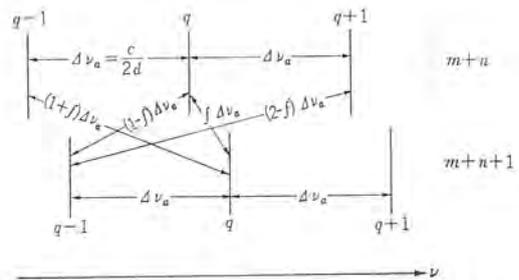


図 3.5  $TEM_{qmn}$  の周波数構造とビート周波数  
Fig. 3.5 Frequencies of  $TEM_{qmn}$  and beat frequencies between different modes.

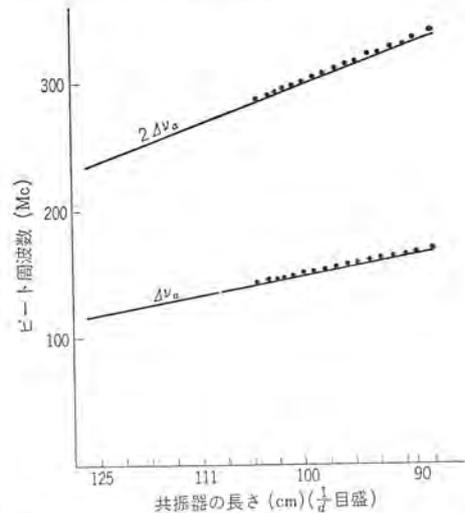


図 3.6 軸方向モードによるビート周波数と共振器長さ  
Fig. 3.6 Beat frequencies between axial modes vs. cavity length.

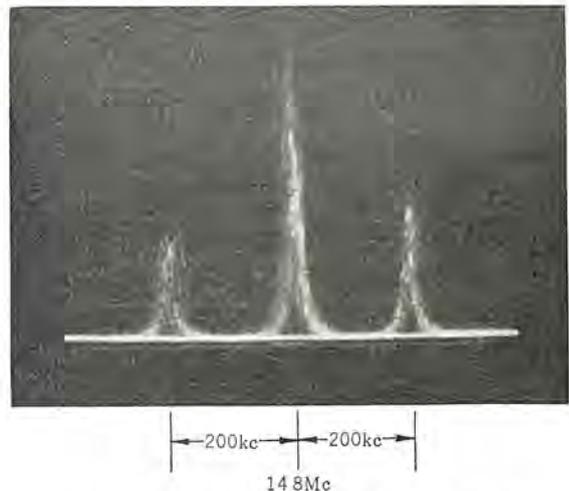


図 3.7 ビート周波数信号 ( $TEM_{10} + TEM_{01}$ )  
Fig. 3.7 Signals of beat frequencies.

れたが、固体(とくにルビー結晶)のレーザー光を用いた数例を除いては、まだ実際には応用された例を見ない状態である。

ガスレーザー光がすでに述べたような特長を持ち、特別な場合を除いて連続波として取り出していることを利用して、波長標準多重通信に応用することが提唱され、実際に研究が進められているが、これらの目的にはレーザー装置に十分な制御を加えて非常に安定な発振を得なければならない。

ここではより簡単な応用について考えてみる。ビームの広がりや指向性の良いことを利用して直線度の探知に利用することが考えられる。実際土木、建築にはこのような問題が起

こるであろうし、実験室内での光学系の調整などにも非常に便利な手段となる。しかしガスレーザーの広がり角は  $10^{-3}$  rad 程度であるために、長い距離においてはかなり広がってしまうので、さらに広がり角を小さくしたい要求が起こる。この目的には角倍率  $M$  の望遠鏡を逆に用い、レーザー光を接眼レンズへ入射させ、対物レンズからレーザー光を出射させると、ビームの広がり角は完全理想的光学系ならば  $1/M$  になる。使用する距離によって  $M$  の最適値が存在するが、対物レンズの径は接眼レンズの径の  $M$  倍になり、実際にはそれほど大きくすることができない。図 2.2 (2), (e) で示すようにレンズ系 ( $M=7.2$ ) を用いて実験した。コリメータの出射光を 3.2 節で述べたのと同じ方法で広がり角を測定した結果、 $r_1=10$  mm R,  $r_2=43$  mm R,  $L=220$  M,  $Q=1.5 \times 10^{-4}$  を得た。当然ながら予想されたようにレーザー光そのものの広がり角  $10^{-3}$  rad 程度よりも小さくすることができる。コリメータは必ずしもレンズ光学系である必要はなく、むしろ精度、価格の点から球面鏡を用いるほうがよいであろう。レーザーが将来通信に利用される場合にも、当然コリメーションの問題が起こってくる。レーザー光ビームの伝搬系における吸収、散乱による影響は、また別の問題として検討しなければならない。

レーザー光を光源に用いれば、干渉計をはじめ各種光学系の調整がきわめて容易になり、かなり安定な発振光を用いれば装置幅を測定することもできるであろう。また光学部品の検査にも有効であろうと思われる。

## 5. む す び

以上試作したレーザー装置を使用して、He-Ne ガスの可視レーザー光の特性に関する簡単な実験観測結果について記したが、これらの結果からは定性的な議論しか行なえない。さらにこれらの点に検討、改良を加えて精密な測定をする必要があると思われる。

R. F. 電源による励起は電源および装置の周囲状態によって影響を受けやすいこと、空気エネルギーの放電エネルギーへの変換効率が低いこと、測定系に影響を与えることなどの欠点があり必ずしも最適の方法とは思われない。このため現在は直流放電形ガスレーザー管の製作を行なって実験を進めている。

## 文 献 参 考

- (1) A. Javan, W.R. Bennett, Jr. and D.R. Herriott: Phys. Rev. Lett. 6, 106 (1961)
- (2) C. K. N. Patel, W. R. Bennett, Jr. W. L. Faust and R.A. McFarlane: Phys. Rev. Letters 9, 102. (1962)
- (3) W. L. Faust, R. A. McFarlane, C. K. N. Patel, and C. G. B. Garrett: Phys. Rev. 133, A 1476 (1964)
- (4) C. K. N. Patel, R. A. McFarlane, and W. L. Faust: Phys. Rev. 133, A 1244 (1964)
- (5) A. G. Fox and T. Li: Bell System Tech. J. 40, 453 (1961)
- (6) G. D. Boyd and J. P. Gordon: ibid, 40, 489 (1961)
- (7) G. D. Boyd and H. Kogelnik: ibid, 41, 1347 (1962)
- (8) W. R. Bennett, Jr.: Appl Optics, Supplement, 1, -24 (1964)
- (9) T. S. Jaseja, A. Javan, C. H. Townes: Phys. Rev. Lett. 10, 165 (1963)
- (10) W. M. Macek and D. T. M. Davis: Appl. Phys. Lett. 2, 67 (1963)

# イオン源の研究

今村 元\*・藤田 彪太\*\*・滝口 高志\*・上山 善司\*  
後藤 正之\*\*・永井 昭夫\*\*\*

## Study on the Development of Ion Source

Mitsubishi Atomic Power Industries INC. Gen IMAMURA・Hyōta FUJITA・Takashi TAKIGUCHI・Zenji UYAMA  
Mitsubishi Electric Corporation, Central Research Laboratory Masayuki GOTO・Akio NAGAI

Study on the development of ion source is taken up herein as the most essential in the research of the particle accelerator and the high temperature plasma machine. Every ion source has its history in the development with individual features. Then the report is made on the principle, construction and experimental results are made on the Duo plasmatron ion source, the PIG ion source and the RF Discharge ion source now under study. They are all on the point of practical application as DC or pulse ion source of several hundred  $\mu\text{A}$  ~ scores mA. Improvement of their performances are still under study and development.

### 1. ま え が き

最近の粒子加速装置の発展、あるいはプラズマ装置の巨大化はめざましく、とくにここ数年来、アメリカにおいてはBNL (Brookhaven National Laboratory) で、またヨーロッパにおいてはCERN (European Council for Nuclear Research) でエネルギー 30 BeV の巨大陽子シンクロトロンが運転に入り、さらにソ連では70 BeV のものが建設中である。

この発展に伴って、イオン源も各種のものが急速に開発され、カリフォルニア大学ではプロトン・ビーム電流2 A (センチ頭値) という大イオン源まで出現している。イオン源の研究は放電、プラズマ技術の進歩につれて発展してきたものであり、また逆にイオン源の進歩がプラズマ技術に有効に利用される可能性も検討されるなど、密接な関連をもって進んできた。ORNL (Oak Ridge National Laboratory) における高温プラズマ発生装置DCXなどこのよい例である。

イオン源には数種類のものがあり、その使用する装置により適、不適に分けられる。しかしながら共通の課題として動作の安定性、長い寿命、大強度の出力、およびエネルギー・スペクトルの鋭さがあげられる。

三菱原子力工業研究所と三菱電機中央研究所は協力して、ここ数年来、各種のイオン源の開発を手がけてきた。以下に各種のイオン源の発展の経過、現在の性能、ならびにこれと比較した当社の各種のイオン源、とくに重要であるデュオプラズマトロン、PIG形、高周波(以下RFと略す)放電形の3種について、その機構、性能を説明する。

### 2. イオン源の種類と発展経過<sup>(1)</sup>

イオン源の歴史は古く、約30年前にそ(遡)及することができる。最も古いものの一つとしては、CockcroftとWaltonによって最初の原子核実験装置に使用された冷陰極放電の陽極線形<sup>(2)</sup>をあげることができる。このイオン源では約1  $\mu\text{A}$  のプロトン・ビーム電流が得られた。

これ以後、使用する目的、あるいは加速装置の機種に応じて種々のイオン源が研究開発され現在に至っている。現在使用されているイオン源を放出機構により分類してみると、次のようにに分け

ることができる<sup>(3)</sup>。(表2.1)すなわち、大別して熱陰極放電形、冷陰極放電形、火花放電形、電子衝撃形、熱イオン形に分けることができる。

次に以上の分類に従って、各イオン源に関して機構および外国における発展の概略を記す。

#### 2.1 熱陰極放電形

1928年LangmuirとJones<sup>(4)</sup>は正イオン密度を増加する一つの方法として、気中放電に熱陰極を使用することを提案し、最初にLarmorとLuhr<sup>(5)</sup>がイオン源に利用したのが始まりである。

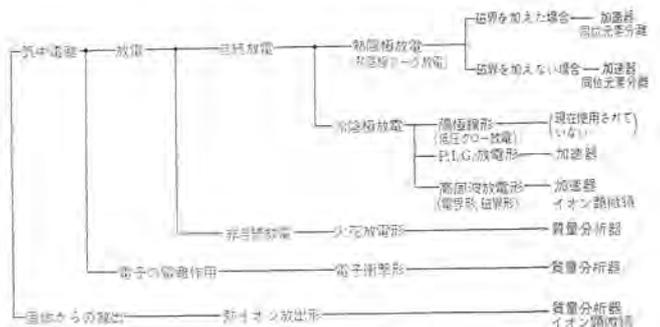
この当時は磁界を用いない方式であり、その後改良が加えられ、現在でも低圧アーク放電形として使用されている。サイクロトロンに使用されるキャピラリ・アーク放電形もこの種類で、Tuve, Dahl, Van Attaら<sup>(6)</sup>が最初に考案し、当時として1 mA以上というイオン電流を得ている。この中ラトロン比は30%であった。

その後、このキャピラリ・アーク放電形はZinn<sup>(7)</sup>によってタテ形に改造され、最高イオン電流4.3 mAを得ている。

上記の方式のイオン源に磁界を加え、イオン電流をさらに大きくしたのは、Bailey, Dsukey, Oppenheimerら<sup>(8)</sup>である。約1,000ガウスの磁界をかけ、放電の圧力を下げることが可能となり、ラトロン比も50%まで上げることができた。

この種のイオン源で最もイオン電流の大きいものは、1956年にカリフォルニア大学のLamb, Lofgren<sup>(9)</sup>が開発したもので、パルス的使用では2 A (センチ頭値)、連続的使用で3/4のラトロン・ビームを得ることに成功した。その構造の概略を図2.1に示す。

表 2.1 イオン源の種類と利用分野



\*三菱原子力工業株式会社研究所\*\*三菱電機株式会社中央研究所(工博)\*\*\*三菱電機株式会社中央研究所

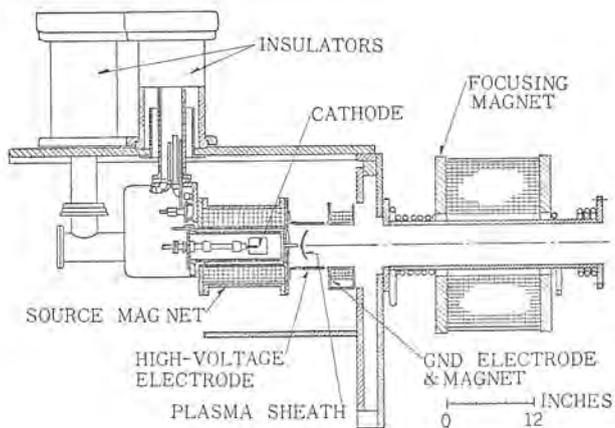


図 2.1 Lamb, Lofgren の熱陰極放電形イオン源断面図  
Fig. 2.1 Schematic cross section of the hot cathode ion source by W. A. S. Lamb and E. J. Lofgren.

このイオン源は連続動作で、アーク電圧 35 V、アーク電流 80 A、放電軸方向に、3,200 ガウスの磁界を加えている。またプロトン比は 95% であったと報告されている。このイオン源はカリフォルニア大学の A-48 線形陽子加速器の入射器に使用している。

以上のように、大電流を得るためには熱陰極放電形は適しているが、陰極加熱電源が必要であること、陰極の寿命が短いことなどにより、今後多くの課題を残している。

この種のイオン源の改良形で、最近脚光を浴びているものとしては、1956年に Von Ardenne<sup>(10)</sup>が考案した通称デュオプラズマトロンと呼ぶものがある。このイオン源の最も特長とするところは、イオン源容器および電極などが電磁軟鉄からなり、閉じた磁路を利用してプラズマをしぼり大強度のイオン・ビームを取り出すことである。最近では ORNL (Oak Ridge National Laboratory)<sup>(11)</sup> ANL (Argonne National Laboratory)<sup>(12)</sup> BNL<sup>(13)</sup>で改良されており、プロトン・ビーム電流は飛躍的に大きくなっている。とくに ANL ではパルスの使用で 300 mA (セリ頭値) 以上を得て、50 MeV 線形陽子加速器 (12 BeV 陽子シンクロトロン) の入射器に使っている。そのほか H. V. E 社の Brooks, Rose, Wittkower, Bastide らがタンデム方式バン・デ・グラフ形加速器の負イオン源に使用して、連続的使用で 80 mA 以上のプロトン・ビームを良好な集束状態で得たという報告<sup>(14)</sup>がある。

## 2.2 冷陰極放電形

PIG 放電形の名称は、Penning Ionization Gauge<sup>(15)</sup> からきている。軸方向磁界 (数 100 ガウス) によって電子が旋回運動し、電子の衝突により電離を強化し、低い圧力範囲までグロー放電の領域を拡張することができる。1939年、Finkelstein<sup>(16)</sup>が最初に試み、次いでカリフォルニア大学で線形陽子加速器の入射器でパルスの使用するため Gow, Foster<sup>(17)</sup>が改良を加えた。このときに得られたプロトン・ビーム電流は 1 mA (セリ頭値) である。その後 BNL で改良され、コスモトロン入射器では約 7 mA (セリ頭値) さらに AGS の入射器では約 40 mA (セリ頭値) を得ている。

この種類のイオン源の特長は、入力電力が比較的少なくすむこと、構造が堅固であること、寿命が比較的長いことであるが、欠点としては陰極表面状態が不安定であること、プロトン比が悪いことなどがあげられる。

## 2.3 RF 放電形

高周波を使用すると、放電容器中の真空度がかなり良くても容易に放電を維持することができる。一般に放電容器としてはパイレックス・ガラスを用いるが、これは、壁の再結合係数が金属に比べ

表 2.2 CERN RF イオン源パラメータの一例

放電管内の真空度	$P \approx 4 \times 10^{-4}$ mm Hg
カナル出口での真空度	$P_0 \approx 5 \times 10^{-6}$ mm Hg
ガス流量	5 cc/h
高周波周波数	$\nu = 139$ Mc
高周波電力	$w = 7$ kW
高周波変調パルス幅	$\tau = 30$ $\mu$ s
引出電圧	$V_e = 27$ kV
引出電圧のパルス幅	$\tau_c = 10$ $\mu$ s
プロトン・ビーム電流	$I_m = 70$ mA

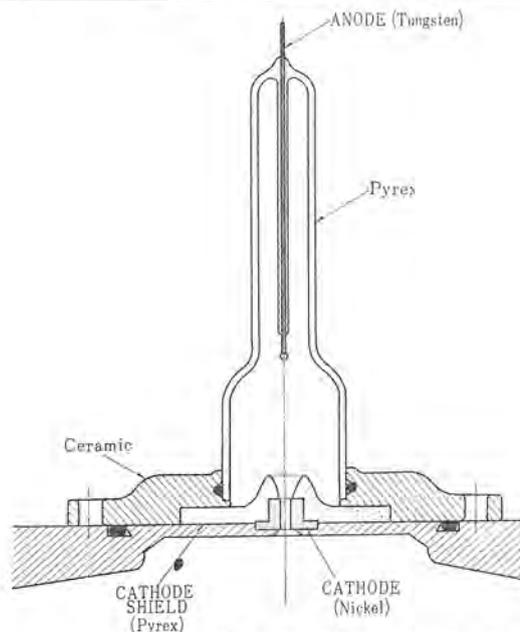


図 2.2 CERN の RF 放電形イオン源の断面図  
Fig. 2.2 Schematic cross section of the RF ion source of CERN.

て小さいためである。高周波の結合方式に電界形 (または C 形) と磁界形 (または L 形) の 2 種類があり、周波数が 100 Mc 以上の高いときには、磁界形が適しているといわれている。

歴史的には Thonemann<sup>(18)</sup>が最も古く、その後放電自身の電離度を上げるため、磁界を加える試みがなされた。Rutherglen と Cole<sup>(19)</sup>は放電管軸に平行に、Neuert<sup>(20)</sup>は直角に約 100 ガウスの磁界を加え、イオン電流を数倍にふやした。

連続的な使用例では、Eubank, Peck, Tsuell<sup>(21)</sup>の 15 mA、プロトン比 80~90%、Thonemann<sup>(22)</sup>の 49 mA、プロトン比 51% が代表的なものである。

パルスの使用例では、CERN<sup>(23)</sup>の線形陽子加速器の入射器に使っているものが約 180 mA (セリ頭値) を得ている。表 2.2 に CERN の報告を、さらに図 2.2 にイオン源の概略を示す。

この形のイオン源の最もすぐれた長所は、プロトン比が圧倒的に大きいこと、他のものに比べて動作圧力が低く、気体の消費が少ないことなどがあげられる。

## 2.4 火花放電形

真空中の火花放電の中には、電極材料のイオンが存在するが、これをイオン源に利用することは Dempster<sup>(24)</sup>によって最初に始められた。しかしながら一般に得られるイオン電流は小さく、質量分析器以外ではあまり使用されていない。

## 2.5 電子衝撃形

この形は、いわゆる持続放電を用いないで約 100 eV に加速された電子ビームによる気体の電離を用いる。質量分析器に Dempster<sup>(25)</sup>が用いたのがその初めである。電子行程の実効長を増すため磁界、反射極を設けることが多い。この形ではイオン電流が少なく、熱陰極を必要とするという点で、これもまた質量分析計に

表 2.3 加速器の種類と最適のイオン源一覧

加 速 器	イオン源用入力電源		
	大	中	小
コックロフトワルトン形加速器	デュオプラズマトロン	(PIG)	(RF放電形)
サイクロトロン	(熱陰極放電形)	PIG	
バン・デ・グラフ形加速器		(PIG)	RF放電形
タンデム方式バン・デ・グラフ形加速器	デュオプラズマトロン	(RF放電形)	
線形陽子加速器	デュオプラズマトロン (RF放電形)	(PIG)	

限られている。

以上イオン源の種類および発展経過を記述したが、参考までに各種加速器に最も適したイオン源を表2.3にまとめて示した。

上記以外のイオン源として Polarized ion source, 多価イオン源があるがここではその説明を省略する。

### 3. デュオプラズマトロン

最近、線形陽子加速器など大電流イオン加速器のイオン源として、デュオプラズマトロンが開発され、改良されてようやく実用の段階に入った。図3.1は代表的なデュオプラズマトロンの構造図で、本体および加速管などの真空を破ることなく熱陰極の交換ができるように、とくに考慮して設計してある。デュオプラズマトロンは、 $10^4$ ガウス程度の強磁界内での熱陰極アーク放電によって発生する濃いプラズマを利用するもので、熱陰極・中間電極・陽極の3電極からなる放電管の放電維持電圧は、水素ガスの場合75ボルトである。

#### 3.1 イオン・ビームの引き出し

図3.2は、デュオプラズマトロンの3電極配置と引出電極を含めた放電領域の詳細を示している。プラズマが強い磁界によって閉じ込められ、そのプラズマ境界層からイオン・ビームが引き出されている状況を示したものである。

プラズマ境界層から放出しうるイオン流密度  $J_b$  は、プラズマ中のイオン密度に比例して式(3.1)で与えられる。

$$J_b = e n_i \sqrt{\frac{kT_e}{m_i}} \dots \dots \dots (3.1)$$

またプラズマ境界層から引き出さるイオン流密度は空間電荷制限則に従い、式(3.2)で与えられる。

$$J_s = \frac{1}{9\pi} \sqrt{\frac{2e}{m_i}} \frac{V^{3/2}}{d^2} \dots \dots \dots (3.2)$$

ここに  $e$ : イオンの荷電量 (クーロン)

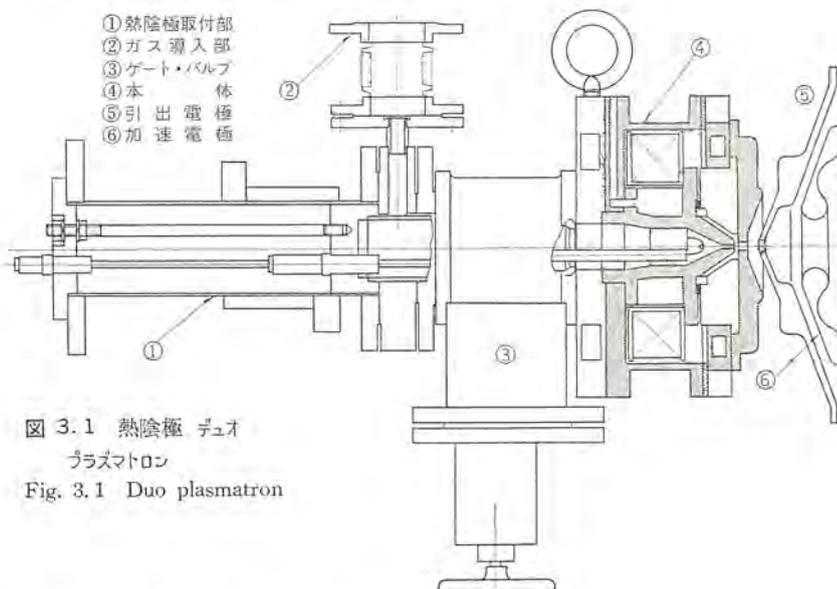


図 3.1 熱陰極デュオプラズマトロン  
Fig. 3.1 Duo plasmatron

- $n_i$ : プラズマ中のイオン密度 ( $n/m^3$ )
- $T_e$ : プラズマ中の電子温度 ( $^{\circ}K$ )
- $m_i$ : イオンの質量 (kg)
- $V$ : 引出電圧 (V)
- $d$ : プラズマ境界層から引出電極までの距離 (m)

引出電極に電圧が印加されると、プラズマ境界層は  $J_b = J_s$  になるような位置に形成される。したがって引出電極からプラズマ境界層までの距離  $d$  は式(3.3)で与えられる。

$$d^2 = \frac{1}{9\pi} \sqrt{\frac{2e}{m_i}} \frac{V^{3/2}}{e n_i} \dots \dots \dots (3.3)$$

デュオプラズマトロンの放電領域のプラズマ密度は、他の形のイオン源に比べて  $10^2$  倍程度高いので、プラズマが陽極の引出電極側に侵入してくる。このため陽極の形状がイオン・ビーム流量を決定する大きな要因になっている。図3.3は現在までにテストした陽極の形状で、ビームの集束能率、流量などからパイ-II形陽極が最もすぐれた特性を示している。図3.4はイオン源から放出されるイオンのうち、レンズによってコレクタに集束されるイオンの割合を示しているが、イオン放出口径  $D$  が大きくなると、高い引出電圧を印加しないとプラズマ境界層の形成ができないことを示している。

図3.5はアーク電流と出力イオン・ビーム電流密度との関係を示したもので、陽極のイオン放出口径に無関係な値が得られた。

#### 3.2 パルス特性

デュオプラズマトロンの動作の安定性を問題にするとき、直流運転の場合とパルス運転の場合では、それぞれ異なった点に注目しなければならない。直流運転では、中間電極の電位が陽極から-55ボルトになるようにパラメータを選び、さらに長時間にわたる出力のドリフトを防ぐために、アーク電源の安定化が必要である。<sup>(26)</sup> イオン源の出力を安定化するだけでは不十分な場合には、加速器の出力

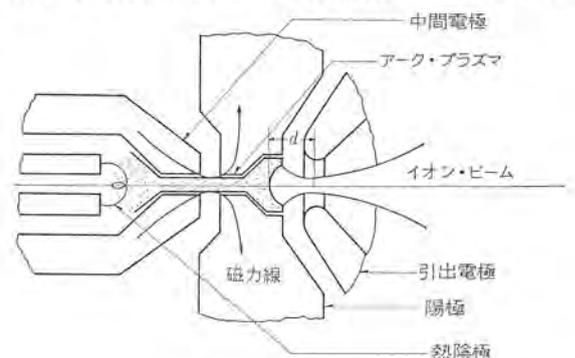


図 3.2 デュオプラズマトロン放電領域の詳細  
Fig. 3.2 Detail of plasma boundary.

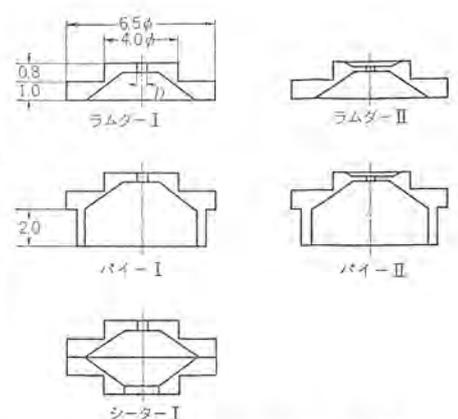


図 3.3 各種陽極の形状  
Fig. 3.3 Cross section of some anodes.

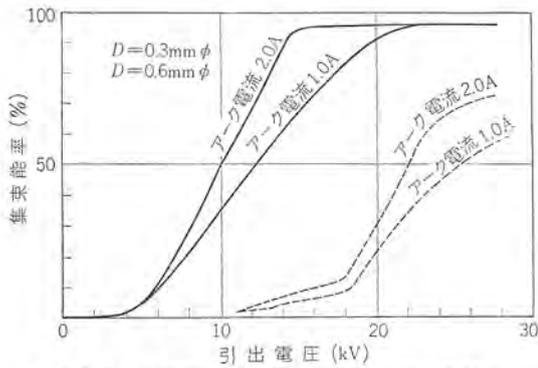


図 3.4 引出電圧によるビーム集束能率の変化 (アーク電流(A)×励磁電流(A)=2.0の場合)  
Fig. 3.4 Variations of focusing efficiency with extraction voltage.

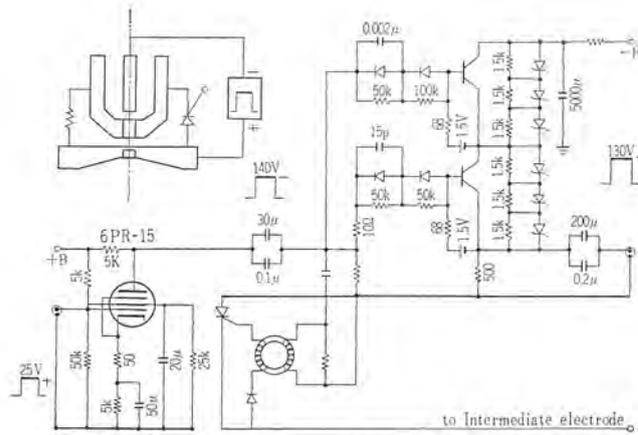


図 3.6 デュオプラズマトロンのアーク・パルサ Fig. 3.6 Arc pulser.

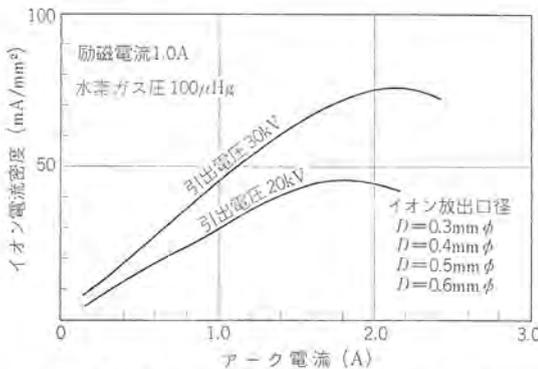


図 3.5 陽極のイオン放出口径と出力の関係  
Fig. 3.5 Relations between anode aperture and output beam current.

表 3.1 デュオプラズマトロンの電源

電源名	定 格	摘 要
フィラメント電源	5 V 30 A	中間タップ付トランス
励磁電源	30 V 2 A	
アーク電源	200 V 2 A	可変安定化電流源

イオン・ビーム電流を測定し、その信号でアーク電流を制御して加速器の出力を安定化することも可能である。表 3.1 にデュオプラズマトロンに必要な電源とその定格の例を示す。

パルス運転の場合には、これらの条件のほかにパルス波形に注目しなければならない。デュオプラズマトロンからパルス状のイオン・ビームを得る方法にはいくつかあるが、ここではアーク放電をパル的に発生させて、出力イオン・ビームをパルス化する方式について述べる。<sup>(27)</sup>この方式では、出力イオン・ビームの波形がアーク放電の電流波形によってきまるので、解決すべき問題も多いが、大出力イオン源のパルス運転には最も有効なものである。

図 3.6 はアーク放電をパル的に発生させるトランジスタ・アークパルサである。純抵抗負荷における出力電圧波形を図 3.7 (a) に示す。デュオプラズマトロンのアーク電流波形は、放電領域のガス圧、磁界、アーク電圧、陽極・中間電極間ギャップなどによって制御され、パラメータの選択が不適当な場合には図 3.7 (b), (c) に示すように波形がくずれる。図 3.7 (d) はよく整形されたアーク電流波形である。図 3.8 (a)~(d) は各パラメータによるアーク電流波形の変化の様子を示している。実線が波形のピーク値、点線がアン(鞍)部波高値で、実線と点線の存在するガス圧領域ではパルス波形にサグがあることを示している。これらのテストの結果、アーク電圧を高くすれば、100 μHg 以下の低ガス圧でもサグのないパルス

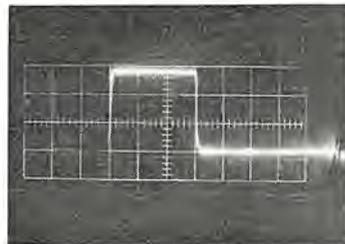


図 3.7 (a) 純抵抗負荷によるアーク・パルサの出力波形(50 V/div)  
Fig. 3.7 (a) Arc pulser out put.

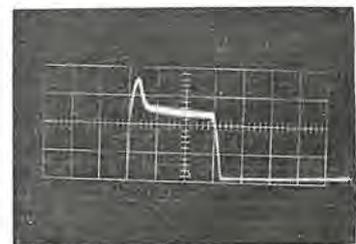


図 3.7 (b) アーク電圧が低い場合のアーク電流波形(2 A/div)  
Fig. 3.7 (b) Arc current wave form at low voltage.

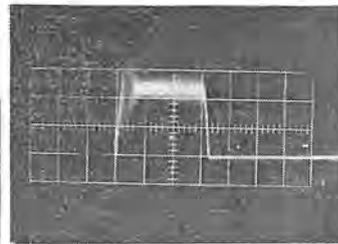


図 3.7 (c) 磁場が弱い場合のアーク電流波形(2 A/div)  
Fig. 3.7 (c) Arc current wave form at weak magnetic Field.

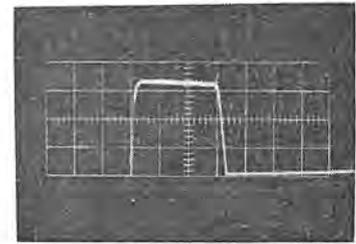


図 3.7 (d) 整形されたアーク電流波形(2 A/div)  
Fig. 3.7 (d) Arc current wave form at suitable parameters.

波形を得られることがわかったので、少ないフィラメント電力で、十分密度の高いプラズマを得ることができるようになった。このように整形されたパルス状アーク放電のプラズマから引き出したイオン・ビームの波形を、図 3.9 の各所で観測すると図 3.10 に示すような波形になる。出力イオン・ビーム波形の立ち上がりについては、さらに検討を加える必要がある。

### 3.3 陰極とその寿命

デュオプラズマトロンを加速器のイオン源として使用するとき、問題になるのは熱陰極の寿命である。放電中の熱陰極はイオンの衝撃のため蒸発し、一定時間運転すると電子放出量が減少しイオン源の出力が低下する。アーク電圧 150 V、アーク電流 2.0 A、出力 20 mA のパルス運転の場合、その熱陰極の寿命は 50 時間である。このように熱陰極は寿命が短い上に、かなりの加熱電力を必要とするため、パン・チ・グラフ形加速器などのように高圧ガス中に封じ込んで使用する加速器のイオン源としては不適当である。図 3.11 は、このような用途のために開発を進めている冷陰極デュオプラズマトロンで、永久磁石を用いて励磁電力をも不必要にした。現在冷陰極にはアルミニウムを使用しているが、陽極電流の自己加熱

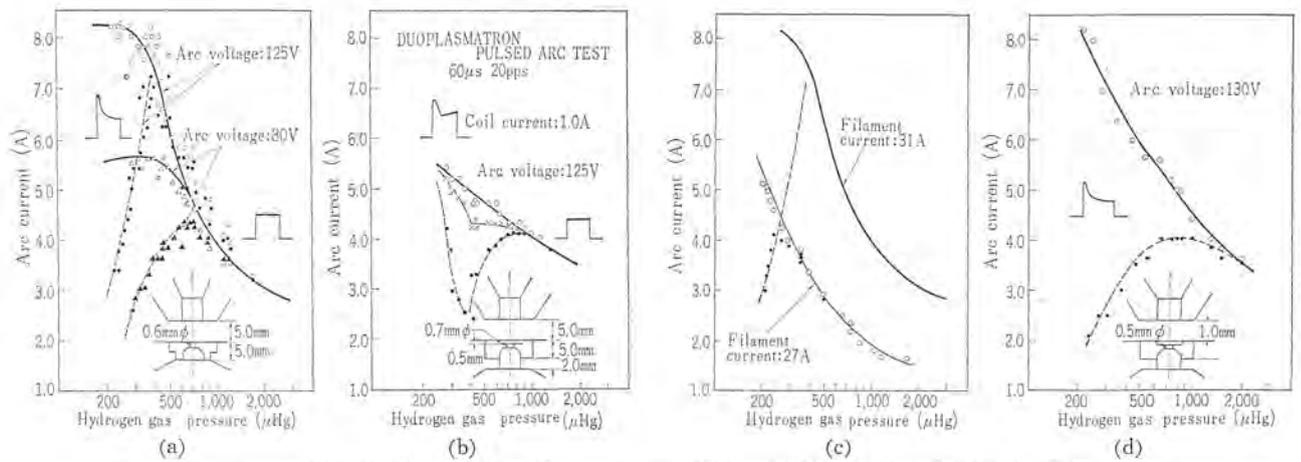


図 3.8 パルス波形の変化

Fig. 3.8 Variations of pulse wave form.

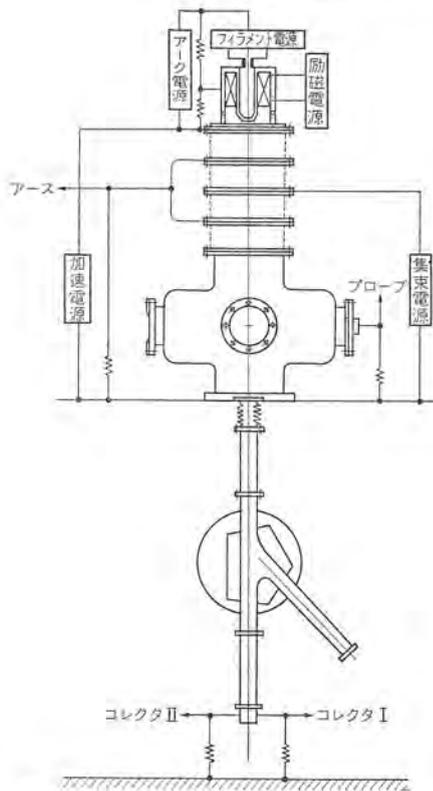


図 3.9 デュオ プラズマトロンイオン源の試験装置と配線  
Fig. 3.9 Duo plasmatron test equipment.

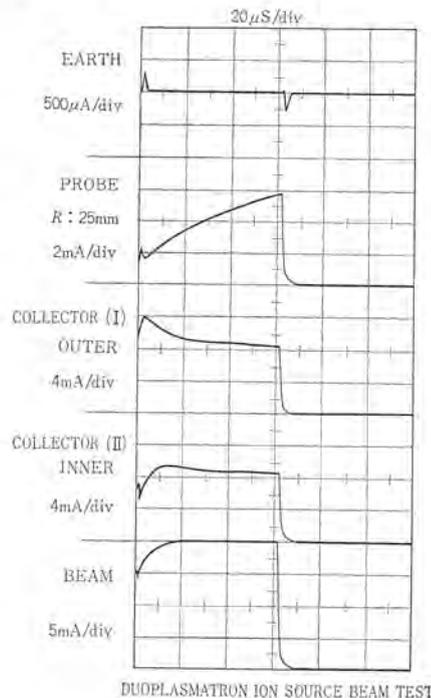


図 3.10 デュオプラズマトロンのパルスビーム波形  
Fig. 3.10 Beam wave forms.

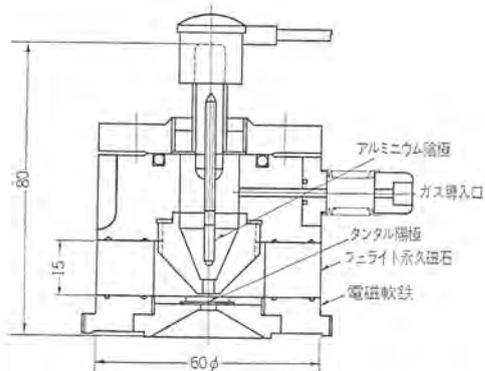


図 3.11 冷陰極 デュオ プラズマトロン (DPC-1)  
Fig. 3.11 Cold cathode duo plasmatron (DPC-1).

による陰極温度上昇が伴わないパルス運転では、210時間の運転後も陰極には変化が認められない。今後陰極材料に検討を加えれば1.0 mA 程度のイオン源として使用できる。

#### 4. PIG 形イオン源<sup>(25)(26)</sup>

##### 4.1 構造および原理

パルス運転に適し、イオン電流もかなり大きくとれるイオン源として、低ガス圧中での放電を利用した PIG 形イオン源がある。

その構造は図 4.1 のようになっている。ステンレス鋼でできた放電箱の中にアルミニウム製の上下陰極を入れ、その中間に電氣的に絶縁したステンレス鋼の陽極が入っている。放電箱のまわりにはソレノイドコイルを巻いて軸方向に磁界を作り、さらに放電箱には水素ガスの導入口と陽極にパルス状高電圧を印加するためのリードがついている。下部陰極は中心部にイオン流を取り出すためのカナルがあいており、その下に引き出し電極が続いている。引き出し電極のあとは、加速とイオン光学的レンズとをかねた加速器の加速管につながる。

このイオン源の動作原理を以下簡単に述べる。陽極にパルス状の高電圧を印加すると、陰極表面から放出された電子は陽極に向か

って加速を受け、次にリング状の陽極内部に達すると電界のない領域であるから、この領域で残留水素ガスを電離し、水素イオンと電子の対を生み出す。最初の電子はなお余剰のエネルギーをもって電界のない領域を通過し、次には逆側陰極の作る電界によってこの電子は減速を受け、逆側陰極面の近くでその軸方向の運動エネルギーを失い、逆に追い返される。追い返された後の電子は、

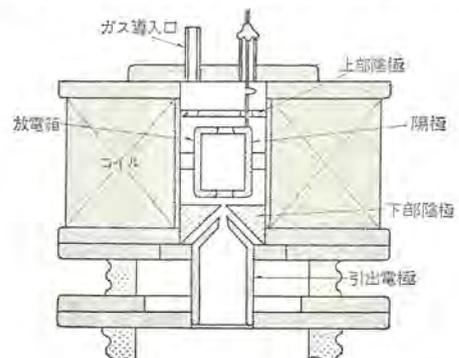


図 4.1 PIG 形イオン源  
Fig. 4.1 PIG type ion source.

いま述べたような過程を繰り返し軸方向の振動をひき起こす。

電子は、イオン対を電離するためにエネルギーを消費していくため、その振動の振幅もしだいに減衰し、ついにはイオン対を生ずるに必要な電離エネルギー以下のエネルギーになると、ドリフトによって陽極にとらえられ、その一生を終わり、陰極・陽極間の放電電流の一部として貢献する。なおこの過程で、軸方向に磁界がかかっているため電子は旋回運動をし、その道すじが非常に長くなるため、電離によるイオン対生成の回数が増す。電子の電離によって生じたイオンは陰極面まで加速されて、その表面をたたき、数個の2次電子を放出する。この冷陰極からの二次電子放出の機構としては、陰極表面に酸化被膜が形成されており、入射したイオンの電荷でこの膜に異常に強い電界が発生し、この電界によって大きな電子放射が生ずると考えられている。

2次電子放射で出た電子は前に述べたと同じ生涯をたどる。このような増殖作用の結果、陰極・陽極間は放電にまで発展し、陽極に印加した電源の内部抵抗で定まる値に放電電流がおちつく。軸方向に加えた磁界は放電をその中心軸付近にしばりつける作用もするため、イオン源として使用する場合に都合がよい。さらにもう一つの特長は、熱陰極形の放電にくらべて、放電電流に寄与するイオン流が1けた程度多いことである。このためイオン流を引き出した場合に、イオンが多量にとり出せる可能性があり、比較的小さな入力で大きな出力イオン流がとり出せる。このほか構造が堅固で寿命が長いという長所をもつ反面、陰極の表面状態による不安定性、R.F.放電形イオン源に比べてラドン比が低いなどの欠点ももっている。

#### 4.2 実験結果

PIG形イオン源を試作し、実験した結果をこの項でのべる。

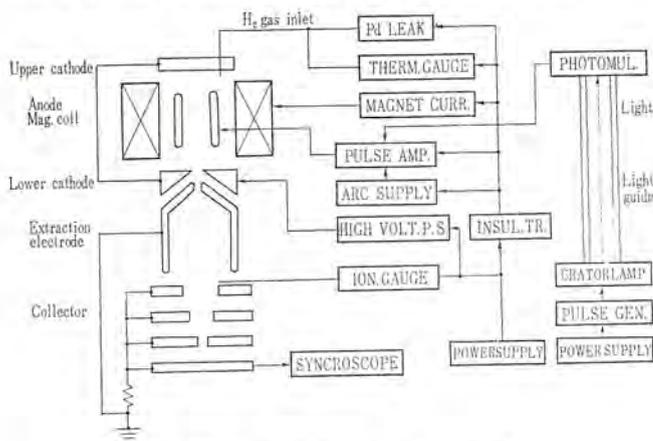
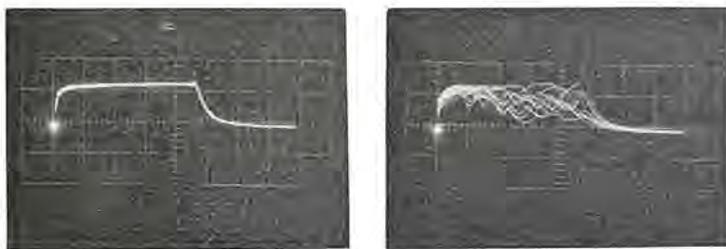


図 4.2 PIG 形イオン源ブロック線図  
Fig. 4.2 Block diagram of PIG type ion source.



(a) 安定な放電 (b) 不安定な放電

ヨコ軸 1目盛 10 μs  
タテ軸 1目盛 1 mA  
図 4.4 出力イオン流波形

Fig. 4.4 Wave form of beam current.

実験装置のブロック線図は図 4.2 である。イオン源部分は高電圧に保たれ、イオン源側の諸回路はアース側から絶縁トランスをかいて電力を得る。パルスの繰り返しと幅とはパルスジェネレータで発生し、光変調管で光に変換する。この光は絶縁されたライトガイドの中を通って高電圧側に設置した光電子増倍管に信号として受光された後、パルス増幅器に入って増幅および波形整形されて、アーク電源の電圧をパルス変調する。このパルス変調されたアーク電圧は陽極に印加されて、放電箱にパルス的な放電をひき起こす。このほか高電圧側には、放電発生に必要な軸方向磁界を作るソレノイドコイルの励磁電源、放電箱に水素ガスを導入するための水素ポンプ、パラジウム・リークおよび水素ガス流量を測定するためのサーミスタ真空計などが配置されている。なお真空度の測定は加速管の下方、コレクタの上方のアース側でも電離真空計によって行なっている。

放電箱中での放電で生じたプラズマから、下部陰極と引き出し電極との間に加えた電界によって引き出された水素イオン流は加速管の終端部でコレクタに入り、その波形はシンクロスコープ上で観測できる。

PIG形イオン源の動作の安定性および取り出しうるイオン電流の大きさに大きな影響を及ぼす要因として、放電箱中の真空度(水素ガス流量)、コイルの励磁電流の大きさ、陽極に印加するパルス電圧の波高値、それに引き出し電極に印加する引き出し電圧の大きさなどが考えられる。

真空度以外のパラメータを適当な値に保って実験してみると、放電が安定になる真空度にある範囲が存在することがわかる。この装置では水素ガス導入口部分で測って、 $5 \times 10^{-2}$  mmHg から  $8 \times 10^{-1}$  mmHg の間が放電範囲として認められた。(電離真空計では  $1 \times 10^{-4}$  mmHg から  $2 \times 10^{-3}$  mmHg) 出力イオン流に真空度がおよぼす影響の一例が図 4.3 である。

コイルの励磁電流についても放電が安定する範囲が存在し、こ

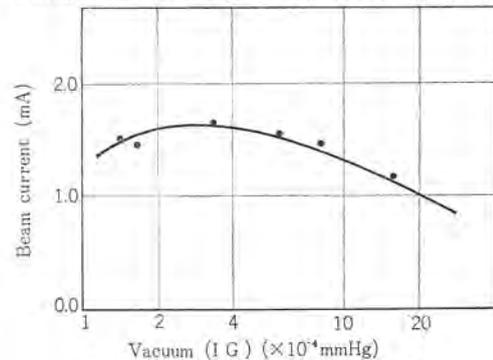


図 4.3 出力イオン流と真空度  
Fig. 4.3 Beam current vs vacuum.

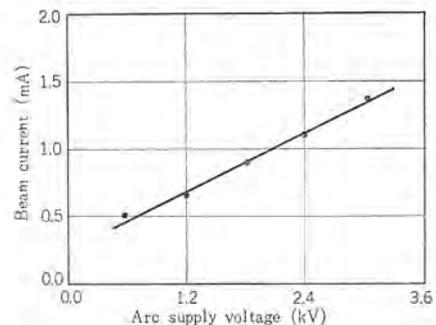


図 4.5 出力イオン流とアーク電圧  
Fig. 4.5 Beam current vs arc supply voltage.

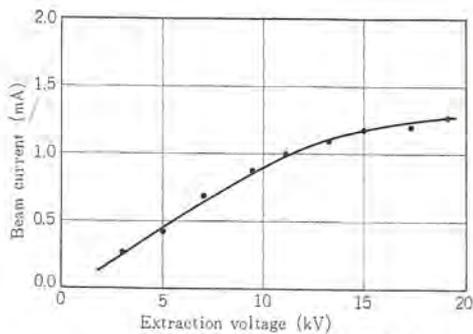
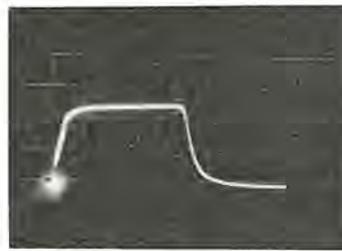


図 4.6 出力イオン流と引出電圧  
Fig. 4.6 Beam current vs extraction voltage.



ヨコ軸 1目盛 10  $\mu$ s  
タテ軸 1目盛 1.5 mA  
図 4.7 典型的出力イオン流  
Fig. 4.7 Typical wave form of beam current.

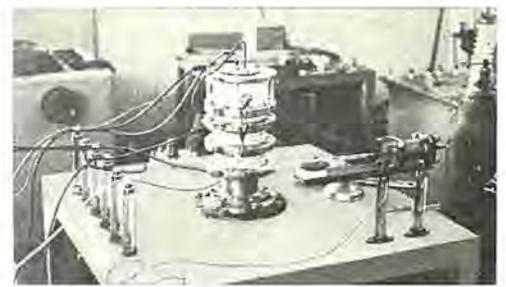


図 4.8 PIG イオン源装置  
Fig. 4.8 PIG type ion source.

の範囲より少ない電流値では放電は起こらず、またこの範囲を超えた電流値ではアーク電流が不安定になり、発振状態になる。この様子を出力イオン流の波形として観測したのが図 4.4 であり、(a) は正常に放電している状態、(b) は放電に発振を生じた状態を示している。正常に放電している状態では励磁電流の大きさは出力イオン電流の波高値に大きな影響を及ぼさない。

陽極に印加するパルス電圧の波高値は、数百ボルト以上では放電が生じ、出力イオン電流の波形にさほど大きな影響を与えることはない。しかしパルス電圧の波高値の増加につれて、出力イオン電流も図 4.5 のように増大する。

出力イオン電流の大きさを決める大きな要因は引き出し電極の電圧で、図 4.6 のように、出力イオン電流は引き出し電圧にだいたい比例して増大する。

以上のような実験結果を総合して、この PIG 形イオン源を最適状態で動作させて、最大出力イオン流の波高値として 4 mA を得ることができた。このときのパルス幅は約 50  $\mu$ s、繰り返し 60 pps で、典型的な波形を図 4.7 に示す。

この装置の全体は図 4.8 の写真に示されている。

なお三菱 10 MeV 線形陽子加速器の入射器としての 500 Kev コッククロフト・ワルトン形加速器のイオン源として、さらに大出力イオン流の得られる PIG 形イオン源を改造製作しており、目標を波高値で 50 mA 得ることをねらっている。

## 5. RF 放電形イオン源

静電形加速器などで陽子、重陽子の発生源として、RF 放電形イオン源が盛んに用いられているおもな理由は、構造が簡単、ビームのフロット比が高い、集束性がよい、ガス消費量が少ないことなどのすぐれた特性を持っているからである。最近では、重い元素イオンの発生、とくに化学的に活性なガス状元素のイオンの発生に用いられている。欠点はイオン源に対する大きな RF 電力の注入が耐熱的に、また RF カッピングの点で困難で、そのためイオン電流の上限が数 10 mA に押えられていることであろう。しかし数 mA 以下のイオン電流を安定にしかも集束よく発生するには、最もすぐれたイオン源である。

### 5.1 プラズマの生成

RF 励起により生成されたプラズマからのイオン電流の大きさは、そのプラズマ密度に比例して増大するので、まず高密度のプラズマを容器内に生成、保持することである。プラズマの保持のため放電容器は、再結合係数の小さい絶縁性の良好なパイレックス・ガラス（再結合係数  $2 \times 10^{-5}$ ）が最もよい。形状は図 5.1 に示す。放電電流による容器の破損を防ぐため、パイレックス製のシヤヘイ板を内部に取り付けてある。放電容器内のガスは、プラズマを安定に保持す

るためには 50  $\mu$ Hg 以下の真空度が最適である。ガスは高純度のものがよく、水素、重水素ガスの場合は、パラジウム拡散を用いる。これはパラジウムに巻いたヒータの電流制御によってガス流量制御ができて、便利である。流量制御の安定性、応答性が良く、各種のガスに使用できるニードル・バルブも用いられている。

RF 励起電極として、電界形電極（C 形）が電磁形電力（L 形）が、RF 周波数の大きさ、放電容器の大きさによって用いられる。RF 周波数は、10 Mc から 450 Mc までのかなり広い範囲で使われている。20 Mc 近傍では L 形電極、100 Mc 近傍では C 形電極がよいとされている。われわれの経験によると、20~30 Mc では、小形容器で C 形、大形で L 形がよいようである。これは発振器の回路特性にもよるので、いちがいにいえない。必要なことは、できるだけ多くの RF 出力をプラズマの励起に注入し、放電容器および外界への RF 損失を少なくすることである。これは、RF 放電と発振器のインピーダンスの整合が良いことであるが、かなり困難な問題である。RF 放電のインピーダンスが多くのパラメータで変化するためである。

このため、発振器で消費される直流電力はわかっても、純粋に RF 放電に注入された電力は不明である。放電からの発光色の輝度およびフローラ電流（放電電流）によって推定しているにすぎない。励起 RF 電力は図 5.2 に示すように高いほどよいとは限らず、容器の大きさ、ガス圧力によって決まる<sup>(21)</sup> 直流電力で数 100 W~2 kW の電源が用いられている。実際放電に注入される RF 電力は数 10 W~数 100 W であろう。

放電の発光色はガスにより異なり、水素、重水素の原子イオン

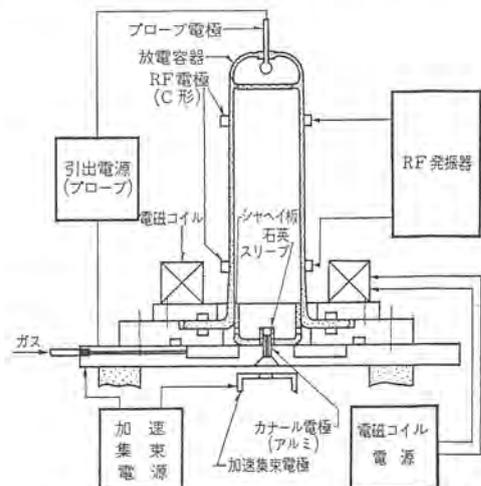


図 5.1 RF 放電形イオン源図  
Fig. 5.1 Schematic view of the RF discharge type ion source.

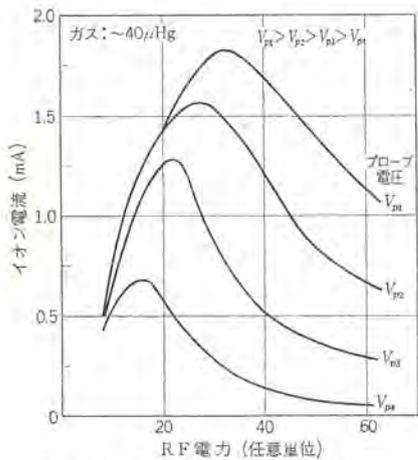


図 5.2 RF 電力対イオン電流  
Fig. 5.2 Relations between RF power and ion current.

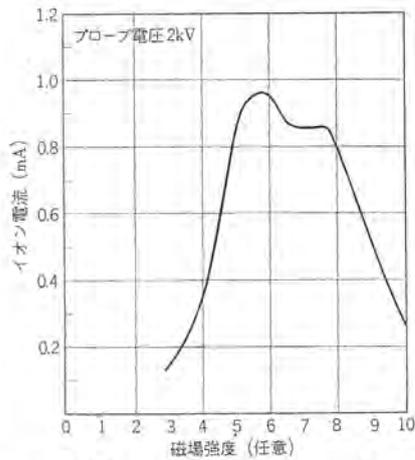


図 5.3 磁場強度対イオン電流  
Fig. 5.3 Relations between magnetic field strength and ion current.

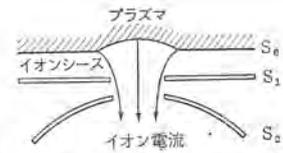


図 5.4 イオン引出機構 (1)  
Fig. 5.4 Schematic view of an ion extraction system (1).

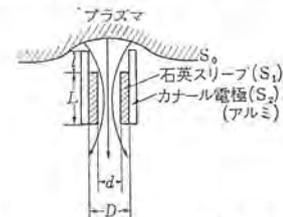


図 5.5 イオン引出機構 (2)  
Fig. 5.5 Schematic view of an ion extraction system (2).

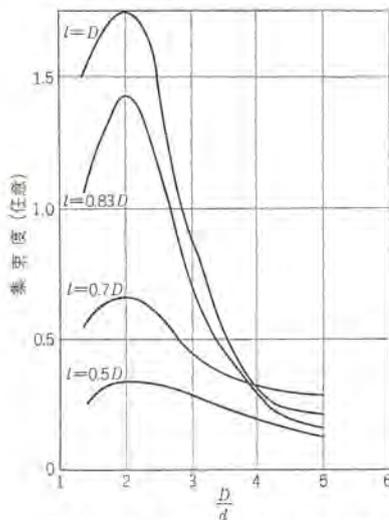


図 5.6 イオン集束のカナール形状効果  
Fig. 5.6 Relations between ion beam focusing and canal dimension.

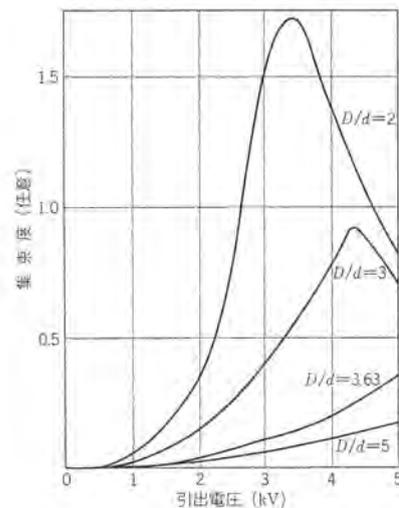


図 5.7 イオン集束のプローブ電圧効果  
Fig. 5.7 Relations between ion beam focusing and probe potential.

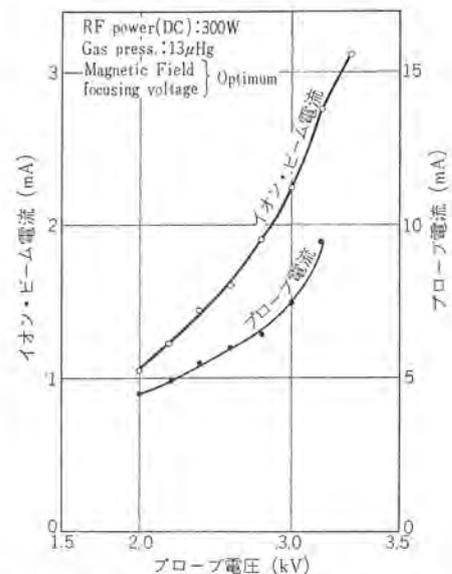


図 5.8 プローブ電圧対プローブおよびイオン電流 (HI-50 T タンデム・パン・デ・グラーフ 形加速器イオン源)  
Fig. 5.8 Relations between probe potential and probe or ion beam current of the ion source of the tandem accelerator type HI-50 T.

の場合、バルマ系列であり、この色強度でラドン比の推定が可能である。プラズマ密度を高める付加的手段は、RF 電磁界と共に直流磁界をプラズマに加え、これに電子をトラップして、電離効率を高めることである。理論的にはサイクロトロン共鳴とされている。

<sup>(30)</sup>われわれの経験では図 5.3 のように共鳴的であるが、理論どおりでない。この種のイオン源で得られるプラズマ密度は  $10^8 \sim 10^{11}$  ions/cm<sup>3</sup> である。

## 5.2 イオンの引き出し

生成されたプラズマから正のイオンを引き出す機構は、イオンのビーム量および集束性に最も重要である。RF 放電のような無電極放電では、プラズマと放電容器との間に正イオンのみからなるイオンシースがある。イオン・ビームは、プラズマ境界からプラズマ電位を持って、境界面に直角に放射する<sup>(32)</sup>。この様子を図 5.4 に示す。図で  $S_0$  はプラズマ境界、 $S_1$  が放電容器内壁、 $S_2$  が外部電極である。 $S_0$  と  $S_1$  の間にイオンシースがある。表 5.1 のイオン源と図 5.4 との対応は、 $S_1$  は石英スリーブ表面、 $S_2$  はカナール電極である。図 5.4 で  $S_1$  が導電性電極の場合 (開口部分を除き絶縁物でシヤヘイ) プローブ電極は不用で、引出電圧は  $S_1$ - $S_2$  間に印加される。引き出されるイオンは、プラズマ境界の放射面の形状、広さによって電流量・集束性が決まる。放射面の形状は引出電極電圧 (プローブ電圧)、プラズマ密度  $S_0$ 、電極の形状により変化する。

図 5.1 の場合には、図 5.5 からわかるようにカナール電極、石

英スリーブ形状、大きさが重要である。図 5.6、5.7 に、イオン電流の集束性に対する引出電圧およびその形状効果を示す<sup>(31)</sup>。スリーブ上端の形状を、要求するプラズマ境界面と相似に作ったり、<sup>(32)</sup>、カナール電極の開口形状を放射するイオン電流の形状と相似に、カナール中点で交差する円錐形にしたり<sup>(33)</sup>して成功している例もある。パン・デ・グラーフ形加速器 (VC-3 形) のイオン源には<sup>(33)(34)</sup> 後者が採用されている。

多量のイオン電流を引き出すには、引出開口を大きく、またカナールの長さを小さくすればよいが、これはガスのコンダクタンスを大きくし、消費ガス量を多くするだけとなるので、かねあいがたいせつである。

図 5.4 のような引出形状と、プローブ電極を有するイオン源をタンデム方式パン・デ・グラーフ形加速器のために開発中<sup>(35)(36)</sup>である。この加速器では、イオン源で得られた正の水素イオンを、水素ガスとの衝突により負イオンに変換して 5 MeV に加速し、さらに酸素ガスとの衝突により正イオンに変換して合計 10 MeV まで加速するもので、正イオン源としては数 mA とれても最終的に

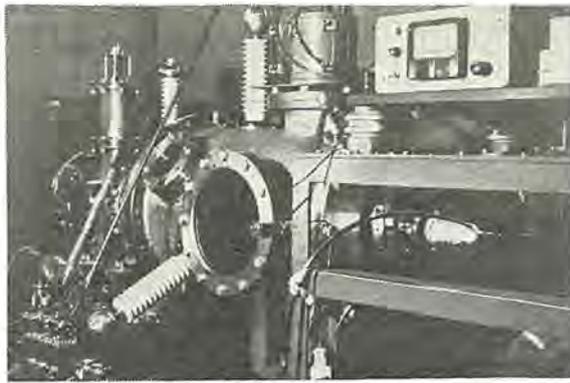


図 5.9 負イオン源  
Fig. 5.9 Negative ion source.

は数  $\mu\text{A}$  となる。現在までに得られているデータのうち、イオン源に関するものとして、フロー電圧対イオン電流の特性を図 5.8 に示す。

開口の出口近傍に加速集束用の電極を取り付けており、その電圧を最適に保持することにより、開口から約 30 cm の点で 3 mm 幅以下の集束ビームとなっている。このビームを、水素ガスの流れているカナル（内径 4 mm 長さ 25 cm の SUS 管）に通して約 40  $\mu\text{A}$  の負イオン・ビームが得られている。この装置の写真を図 5.9 に示す。

## 6. む す び

イオン源の種類と、その発展経過ならびにデュオプラズマトロン、PIG 形、RF 放電形のイオン源については、実験結果を含めて報告した。ここで述べたイオン源は、主として原子核実験用の加速器に取り付けるためのものであるが、もちろん中性子発生装置用加速器にも欠くことのできないものである。

とくに加速器に取り付けるイオン源のうち、今後開発すべき課題としては、次のものがあげられる。

- (1) 非常に小形で、数 mA くらい取れるもの（入力電力の小さいもの）
- (2) 大電力 (10 kW くらいまで) で、大出力電流の取れるもの—当面の目標は 500 mA $\sim$ 1 A (セブ頭値)
- (3) 非常に短いパルスで大出力のもの—電力としては中電力位まで—
- (4) 全体的にビームの広がりがほとんどないこと。
- (5) フォトン比が大きいこと。

などがあげられる。

これらを完成させるためには、パルス技術とイオン光学系の研究開発はもちろんのこと、ガス導入系の信頼性、排気装置の小形化などの問題も合わせて解決していかなければならない。今後はこの方面の研究開発にも努力してゆきたいと考えている。

次に他の応用面については表 2.1 からわかるように、質量分析器、イオン顕微鏡、同位元素分離装置があり、それぞれ使用目的に応じて現在も絶えず開発、改良されている。

また一方では、電子ビーム加工装置と同様な考えのもとに、イオン・ビーム加工装置およびトランプスタやマイクロニクスなどに利用できるイオン・ビームによる不純物の注入器もすでに実験されており、今後の発展が期待されている。

さらに外国では、地上を遠く離れた宇宙旅行用として、イオン・ロケットの研究のためにも、イオン源を研究開発している時代であり、原子核実験装置としての加速器をはじめとして、その応用面

がますます拡張されていることは注目に値するものがある。

(昭 39-10-2 受付)

## 参 考 文 献

- (1) Handbuck der Physik XXX 111
- (2) M.L.E. Oliphant and E. Rutherford: Proc. Roy. Soc. (London) A 141, 259 (1933)
- (3) 山本, 奥田: 応用物理 26, 615 (1957)
- (4) I. Langmuir and H. A. Jones: Phys. Rev. 31, 357 (1928)
- (5) E. S. Larmar and O. Luhr: Phys. Rev. 44, 948 (1933)  
Phys. Rev. 46, 87 (1934)
- (6) M. A. Tuve, O. Dahl and C. M. Van Atta: Phys. Rev. 46, 1027 (1934)
- (7) W. H. Zinn: Phys. Rev. 52, 655 (1937)
- (8) C. Bailey, D. L. Drukey and F. Oppenheimer: R. S. I. 20, 189 (1949)
- (9) W. A. S. Lamb and E. J. Lofgren: R. S. I. 27, 907 (1956)
- (10) M. Von Ardenne: "Tabellen der Elektronenphysik und Übermikroskopie" Deutscher Verlag der Wissenschaften (1956)
- (11) C. D. Moak, H. E. Banta, J. N. Thurston, J. W. Johnson and R. F. King: R. S. I. 30, 694 (1959)
- (12) A. Yokosawa: Private Communication (1961)
- (13) A. Van Steenberg, L. W. Oleksiuk and J. P. Blewett: Private Communication (1963)
- (14) N. B. Brooks, H. B. Rose, A. B. Wittkower and R. P. Bastide: R. S. I. 35, 894 (1964)
- (15) F. M. Penning and J. H. A. Moubis: Physica 4, 1190 (1937)
- (16) A. T. Finkelstein: R. S. I. 11, 94 (1940)
- (17) J. D. Gow and J. S. Foster, Jr.: R. S. I. 24, 606 (1953)
- (18) P. C. Thonemann: Nature, Lond: 158, 61 (1946)
- (19) J. C. Rutherglen and J. F. I. Cole: Nature 160, 545 (1947)
- (20) H. Neuert: Z. Naturforsch 40, 449 (1949)
- (21) H. P. Eubank, R. A. Peck and R. Truell: R. S. I. 25, 989 (1954)
- (22) P. C. Thonemann and E. R. Harrison: AERE GP/R-1190
- (23) E. Regenstreif: CERN 60-26 (1960)
- (24) A. J. Dempster: R. S. I. 7, 46 (1936)
- (25) A. J. Dempster: Phys. Rev. 18, 415 (1921)
- (26) 今村ほか: 三菱電機技報 37, 25 (1963)
- (27) 今村, 上山, 細道: 昭 39 日本物理学会予稿集 6, p. 43
- (28) 藤田ほか: 昭 36 日本物理学会予稿集 5, p. 81
- (29) 永井ほか: 昭 36 応用物理学会予稿集 p. 153
- (30) I. Ogata and N. Abe: Nuclear Instruments and Methods 16, 227-232 (1962)
- (31) A. N. Serbinov: Instruments and Experimental Technique No. 3, 360 (1958)
- (32) CERN Symposium 1960
- (33) 藤永, 後藤, 今村, 藤田: 応用物理 27, 422 (昭 33)
- (34) 今村, 滝口: 「三菱電機」 36, No. 4 および No. 6 (昭 37)
- (35) 今村, 藤田, 井上, 後藤: 応用物理 30, 827 (昭 36)
- (36) 武藤, 今村, 滝口, 小浜ほか: 昭 39 物理学会予稿集 6, p. 50

# インド国鉄納めメータゲージ用 52t 交流電気機関車

武田達男\*・小川清一\*\*・菅田恵之助\*\*\*

## 52-Ton m.g. Type AC Electric Locomotives for Indian Railways

Mitsubishi Heavy Industry Co,

Tatsuo TAKEDA

Mitsubishi Electric Corporation, Itami Works

Seiichi OGAWA

Mitsubishi Electric Corporation, Head Office

Keinosuke SUGATA

With the Mitsubishi Electric Corporation as its parent body a Japanese Group comprising the Mitsubishi Heavy Industry Co., the Hitachi Ltd. and the Tōkyō Shibaura Electric Co. strived to supply railway equipment to the Southern Railways of Indian National Railways. The first two sets of m.g. type AC electric locomotives were completed at Mihara Plant of Mitsubishi Heavy Industry Co. after going through every type test and routine test with success. The locomotive has a gage of 1,000 mm which is 67 mm narrower than that of the Japanese National Railways. Even its weight is about 15 t less, but every possible effort has been exerted, to obtain high performance, in the design of electric apparatus and mechanical parts. It is believed that the locomotive will fully meet the expectation of the Indian National Railways.

### 1. ま え が き

現在 インド における 25 kV, 50 c/s 単相交流電化は第三次 5 年計画へと引き続き進行中であるが、第 1 回目受注の カルカッタ-ニューネリ 間の主要幹線用 10 両<sup>(1)</sup> 第 2 回目受注の カルカッタ 効外線用 28 両<sup>(2)</sup> に引き続いて、第 3 回目として昭和 38 年 3 月に マドラス 地区メータ・ゲージ 用 52 t の交流電気機関車 18 両が三菱電機を窓口として三菱重工、日立製作所、東京芝浦電気との連合体「日本グループ」で受注した。

今回は インド 国鉄の設計事務所によって図面および試験仕様の技術承認がなされ、日本国鉄当局および インド 大使館付検査官によって形式試験および通常試験がなされたことと、連結器・排障器・車端緩衝器などは現地で インド 国鉄品が取り付けられる点が従来と異なっている。

保証期間は 2 年間で シリコンダイオード のみ 5 年であるが、設計ならびに製作担当を大別すると次のとおりである。

#### (a) 日本 グループ

三菱電機……………主変圧器・低圧 タップ 切換器・限流リアクトル・主電動機および駆動装置・直流リアクトル

三菱重工……………車体・台車・ギ装

日 立……………シリコン整流器・制御装置

東 芝……………主電動機およびリアクトル用電動送風機・電動発電機・補助電動空気圧縮機

#### (b) 輸入品

FAIVELEY (フランス)……………パンタグラフ (インド 国鉄支給)

B.B.C (スイス)……………空気シヤ断器 (インド 国鉄支給)

GRESHAM & CRAVEN (イギリス)……………電動真空ポンプ

WESTINGHOUSE (イギリス)……………電動空気圧縮機

HASLER (スイス)……………速度記録計

SOUL (フランス)……………二次側および制御回路 アレスト

なお付帯品として機関車取り扱いに必要な トレーニング・キット一式、専用工具、試験用具ならびに保修部品が含まれている。

本年 10 月中旬に第 1, 2 両目は設計どおりの好成績で試験を完了の上船積され、続いて製作中であるが以下その主要点について紹介する。機関車の外観を図 1.1 に示す。



図 1.1 インド 国鉄納めメータゲージ用 52 t 交流機関車外観  
Fig. 1.1 m.g. type AC electric locomotive for Indian railways.

### 2. 機関車の主要性能

#### 2.1 設計条件

インド 国鉄仕様書に示された設計条件は次のとおりである。

##### (1) 気象条件

- a. 温度 日陰……最高 45°C 最低 10°C
- b. 最高湿度 100 %
- c. 暖季 砂じん ストーム などのほこり多し
- d. 雨季 雨量は普通だが雷雨多く強風は 110 km/h (30 m/sec) に達することもある。

##### (2) 線路条件

- a. 線区 南部鉄道 Tambaram—Villupram (134.03km)
- b. 軌間 1,000 mm
- c. 最小曲線半径 1,170 ft. (357 m)
- d. 軸重限度 13 t ± 2 %
- e. 最大コウ配 5 %

##### (3) 電車線条件

- a. 電気方式 単相交流 50 c/s
- b. 電車線電圧 公称 25 kV  
最大 27.5 kV  
最低 19 kV (短時間 17.5 kV に下がることもある)  
ただし機関車特性は 22.5 kV で設計すること。

- c. 周波数変動 48.5~51.5 c/s

表 2.1 ツリアイ速度

コウ配	荷重	500 t		1,450 t	
		旅客列車	貨物列車	旅客列車	貨物列車
ツリアイ速度	0 ‰	80 km/h	—	—	—
	2.5 ‰	—	—	45 #	—
	5 ‰	—	—	30 #	—

ただし列車抵抗の等式は次式による

$$R = 2.68 + 0.00832 V + 0.000277 V^2$$

$$R = 0.647 + \frac{13.17}{W} + 0.00933 V + \frac{0.0372}{WN} V^2$$

ここに  $R = \text{kg/t}$   $V = \text{km/h}$   $W = \text{軸重 (t)}$   
 $N = \text{軸の数}$   $1 \text{ トン} = 2,240 \text{ lbs}$

- d. 電車線高さ (レール面上) 最高 6,000 mm  
 標準 5,500 mm  
 最低 4,020 mm

(4) 機関車条件

- a. 用途 客貨両用
- b. 軸配置 B—B
- c. 動力方式 整流器式
- d. 起動条件  $1/200$  のコウ配で 1,450 t の貨物列車をけん引起動できること。
- e. ツリアイ速度 電車線電圧 22.5 kV 車輪径 830 mm (半摩耗) のとき表 2.1 のツリアイ速度を得ること
- f. 最大許容安全速度 100 km/h
- g. 試験規格 電気品の試験規格は I.E.C による。ただし温度上昇値は I.E.C マイナス 20°C とすること。

2.2 機関車要目

インド 国鉄仕様書によって設計した機関車の主要要目を表 2.2 に示す。また、速度—引張力曲線を図 2.1 に示す。

2.3 特長

(1) 高い粘着性能

1,450 t の貨物列車を 5/1,000 の上りコウ配で容易に引き出すことができるよう、1 台車 1 電動機式とするとともに低着力点で台

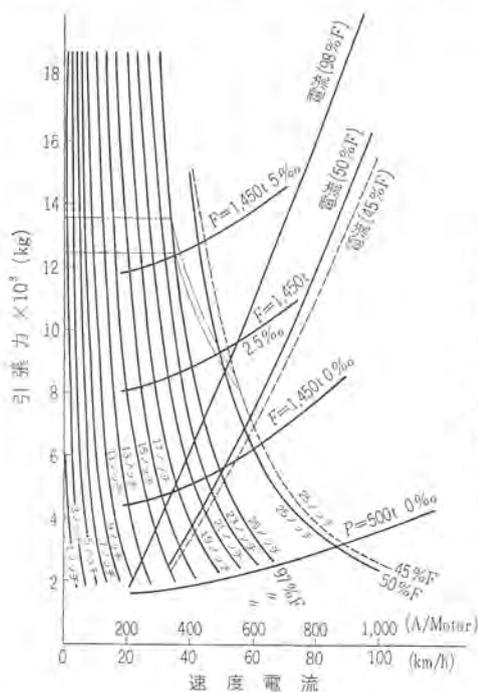


図 2.1 速度—引張力曲線  
 Fig 2.1. Speed vs tractive effort curves.

電車線電圧 22.5 kV  
 主電動機 2 台 × 600 kW  
 歯車比 1 : 3.43  
 車輪径 830 mm  
 (半摩耗)  
 定格 連続 1 時間  
 電圧 1,000 V 1,000 V  
 電流 650 A 693 A  
 引張力 12.5 t 13.6 t  
 速度 34.5 km/h  
 33.8 km/h

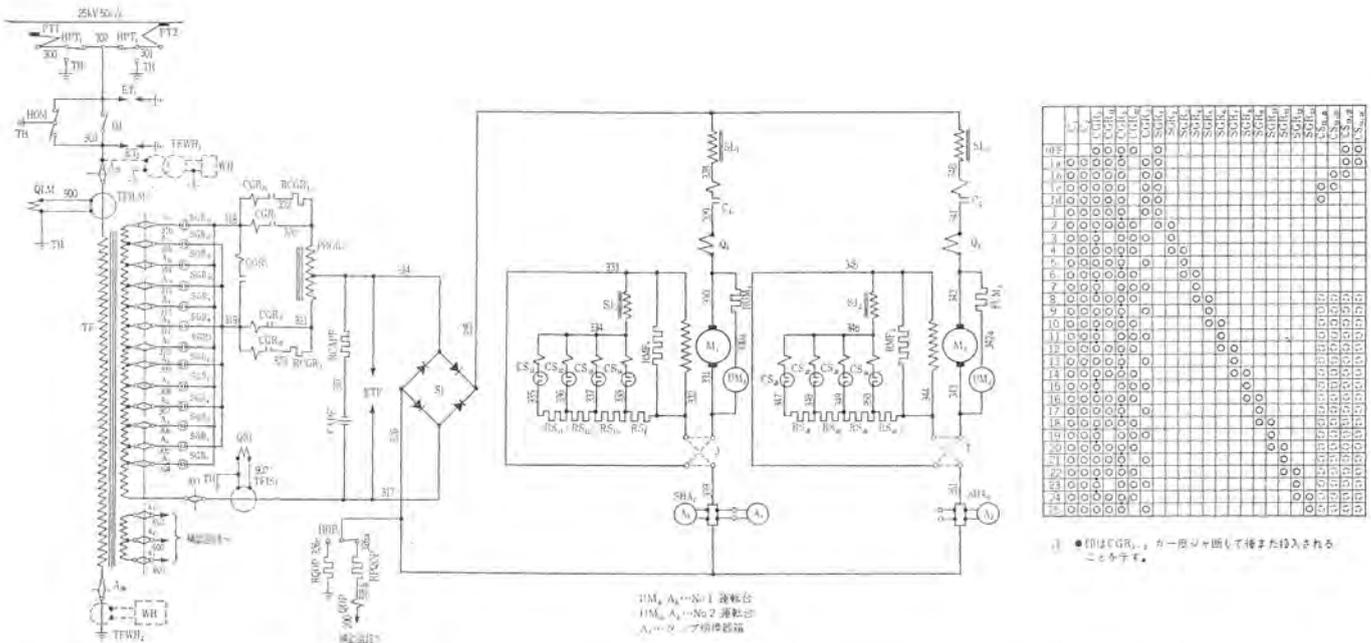
表 2.2 機関車主要要目

項目	要目
1 電気方式	単相交流 50 c/s 25 kV
2 線式	シリコン整流器式 箱形両運転台形
3 軸配置	B—B
4 運転整備重量	52 t
5 寸法	長さ 11,750 mm 車体高さ 3,019 mm 車体幅 2,550 mm 車軸定軸幅 2,204 mm 車軸軸径 855 mm (新製) 車軸軸間 1,000 mm
6 機関車性能	連続定格出力 1,200 kW 連続定格引張力 12.5 t 連続定格速度 34.5 km/h
7 パンタグラフ	空気・上昇自動下降式
8 空気シャ断器	25 kV 200 MVA
9 主変圧器	外鉄形送油風冷式 連続定格 1,800 kVA (13 タップのとき)
10 タップ切替器	空気式カム弁操作 駆動電動機制御式 二次側制御方式 限流リアクトル中間タップ式 定格容量 1,300 V, 1,300 A
11 主整流器	シリコン整流器 1 φ, ブリッジ結線 6 S × 6 P × 4 A 1,360 kW, 1,000 V, 1,350 A
12 主電動機	脈流、直巻、補極付 永久分路 3 ‰ 最弱界磁 45 ‰ 極数 6 出力 600 kW 電圧 1,000 V 電流 650 A 回転数 755 rpm 台数/両法 2 台車装架
13 動力伝達装置	1 台車 1 電動機式 2 段歯車減速 WN カップリング式 21/22 × 15/49 = 1 : 3.42
14 直流リアクトル	オープンコア形 7.5 mH
15 蓄電池	ニッケルカドミウム式 110 V 40 AH 72 セル 5 時間率 電圧調整器 なし 充電方式 直流発電機から浮動充電式
16 補助回巻機	単相 220 V コンデンサ分相電動機式、 真空ポンプ、コンプレッサのみは 110 V 直流電動機式
17 ブレーキ装置	機関車用 空気ブレーキ 客貨車用 手ブレーキ 真空ブレーキ

車から車体へ引張力が伝達されるようにした引張り棒装置を採用して軸重移動を極力防止する構造となっている。また電気的には 35 km/h 程度の低い定格速度に対し 25 の制御ノッチを備えているのでノッチ進め時のピークも比較的少なく、低圧タップ切替方式を採用して車輪空転後の再粘着を容易にしている。

(2) 強力な小形軽量機関車

電気品の温度上昇限度が I.E.C 規格値より 20°C 低く規制されているのに対して、所要性能条件により連続定格出力は 1,200 kW となったので 52 t という軽量ととくに小さい車両限界に収めるためにフォームフィット形主変圧器、一つの箱にまとめたシリコン整流器、限流リアクトル、界磁抵抗器および主平滑リアクトルの強制通風など電気品関係の設計工夫がなされているとともに機械関係についても溶接製台車、耐応力側壁構造の車体採用などがなされている。



●印はCGR, 1. ガー用スイッチで後また投入される  
こととする。

1M, A<sub>1</sub> No.1 運転台  
1M, A<sub>2</sub> No.2 運転台  
A<sub>1</sub> No.1 操作機器

A00~21 A0~13 a1~a3 A1~A3 C1.2 CAPF CGR1~3 CGR11.22 CS11~14 CS21~24 DJ ET1.2 ETF HOM HOP	主変圧器端子 主電動機回路電流計 主電動機回路断流器 交流フィルタコンデンサ タップ切換スイッチ 弱界磁接触器 空気シヤ断器 放電ギャップ 二次回路サージアレスタ 主接地スイッチ 主回路接地リレー用切換スイッチ	HPT1.2 J M1.2 PRGR PT1.2 Q1.2 QLM QOP RCAPF RCGR1.2 RMF1.2 RPQOP ROOP RS11~14 RS21~24	パンタグラフ断流器 逆転器 主電動機 限流リアクトル パンタグラフ 主電動機回路過電流リレー 交流過電流リレー 主回路接地リレー 交流フィルタ抵抗 銀流抵抗器 弱界磁抵抗器 主回路接地リレー用抵抗器 主回路接地抵抗 弱界磁抵抗器	RUM1.2 SGR1~13 SHA1.2 Si SJ1.2 SL1.2 TF TFILM TFISi TFWH1.2 TH UM1.2 WH	主電動機回路倍率器 タップ選択スイッチ 主電動機回路電流計用分流器 主シリコン整流器 誘導分流器 直流リアクトル 主変圧器 過電流リレー用変流器 整流器回路過電流リレー用変流器 積算電力計用変流および変圧器 高圧接地線番 主電動機回路電圧計 積算電力計
---	---	---	---	---	--

図 3.1 主回路ツナギ Fig. 3.1 Schematic diagram of power circuit.

### 3. 主回路機器

この機関車の主回路方式は既納10両および28両機関車の一次側タップ制御方式と異なり、二次側タップ制御方式を採用し主変圧器の電圧変動率を少なくし、前述の1台車1電動機式・低着地点台車構造とあいまって高粘着特性をねらっている。図3.1は主回路ツナギを示す。

以下三菱担当電機品について詳述する。

#### 3.1 主変圧器

今回製作の変圧器を含めて、インド国鉄納め機関車用主変圧器

の納入実績は、61台となった。主変圧器の構造は、従来より日本国鉄およびこれまでのインド国鉄納めとして採用し車両とう載用変圧器の構造として最適な、外鉄形 フォームフィット 構造である。

この機関車は低圧タップ切換方式のため、主変圧器としては一

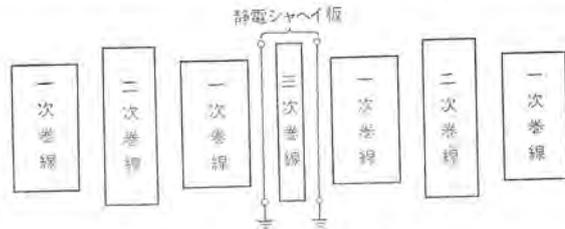


図 3.3 巻線配置 Fig. 3.3 Arrangement of windings.

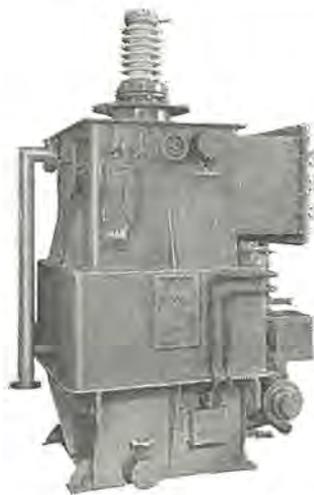


図 3.2 主変圧器の外観 Fig. 3.2 Exterior view of main transformer.

表 3.1 主変圧器の仕様と諸元

形式	外鉄形, フォームフィット, 送油風冷式	
相数	単相	
周波数	50 c/s	
容量	一次側	1,800 kVA (No. 13 タップにおいて)
	二次側	1,690 kVA (No. 13 タップにおいて)
	三次側	110 kVA
電圧	一次側	22,500 V (架線電圧変動 19,000~27,500 V)
	二次側	1,300-1,170-1,040-910-780-650-520-416-338-260-208-156-78 V
	三次側	234-130 V
温度上昇限度	巻線 55° 油 45°C (IEC 77-20°C) ただし周囲温度は 45°C 以下とする	
循環油量	700 l/min	
冷却風量	70 m³/min	
油量	650 l	

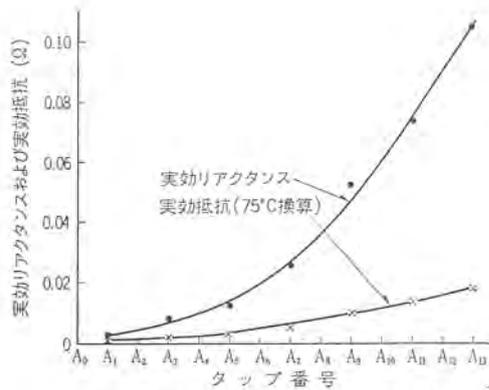


図 3.4 実効リアクタンスおよび実効抵抗  
Fig. 3.4 Effective reactance and resistance.

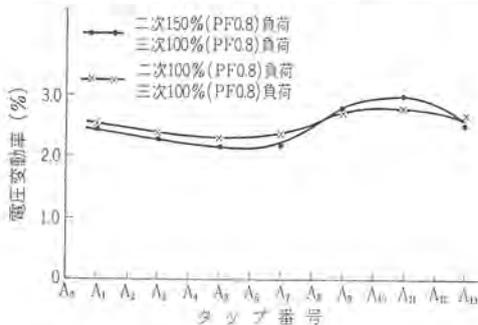


図 3.5 三次電圧変動率  
Fig. 3.5 Tertiary voltage regulation.

次巻線とタップを設けた二次巻線、および三次巻線を有する一つの変圧器のみで、高圧切換方式に比べ小形で軽量となる。巻線の配置を図 3.3 に示す。一次巻線の各グループは直列に、二次巻線は並列に使用する。一次巻線と三次巻線間には静電シールド板をそう入し、一次に衝撃電圧が侵入した場合に三次への静電移行を抑制する。

主変圧器の仕様と諸元は表 3.1 のとおりである。インド国鉄納めの変圧器は国内向けに比べ、周囲温度が高くなる関係で、温度上昇限度を非常に低く押えられている。このことは国内向けの変圧器に比べ重量、スペースが大きくなる。とくに油冷却器のしめる割合が大きくなりがちであるが、これは軽量、高性能の全アルミ製油冷却器の採用によりカバーすることができた。

冷却方式は送油風冷式である。前述の油冷却器と送風機、および送油ポンプが本体側面に取り付けられている。冷却風は車内より取り入れ、油冷却器を通して床下に排出する。

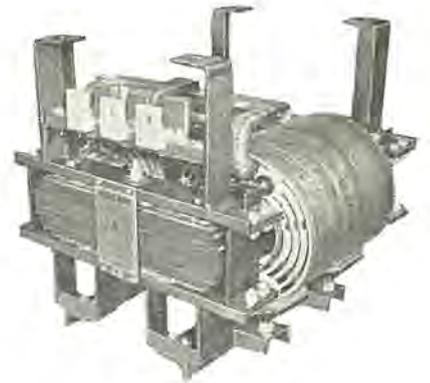
本体には上部に油の膨張に見合う空間を設けてある。膨張、収縮時の空気の入出はブリーザを通じて行なう。通路に面した本体側面に、温度計、油面計、それに油流指示器が付いている。一次線路側プラットフォームは、上部カバー上に設けられ、車体屋根を貫通して屋上に出る。二次巻線の各タップは、本体側面のタップ切換器側に設けた一群のプラットフォームより取り出す。図 3.2 は主変圧器の外観である。

変圧器の特性の内、とくに機関車の再粘着性に影響のある、実効リアクタンスおよび、実効抵抗を図 3.4 に、三次電圧変動率を図 3.5 に示す。

### 3.2 限流リアクトル

主変圧器の負荷時タップ切換を行なうときに負荷電流を変化させることなくタップ間の循環電流を適当な値に押えるためにこの限流リアクトルが用いられている。さらにこのリアクトルは連続定格で設計され、タップ間の中間電圧をも得られるようになってい

図 3.6  
限流リアクトルの外観  
Fig. 3.6 Exterior view of preventive reactor.



る。

小形、軽量とするために、H種乾式、強制風冷式で製作され、その排風は抵抗器類を冷却するようになっている。また床下に配置され、高さ寸法が制限されるため、横置形とし、コイルは冷却効果の大きい円筒巻きを採用し、水平方向の冷却風が、鉄心およびコイル内部を十分通過し冷却するようにしている。

コイルは機関車の振動およびリアクトル自身の振動によるユルミを考慮して、軸方向と径方向の両方で強固に固定されている。

図 3.6 はその外観で、定格は次のとおりである。

H種絶縁、乾式、風冷式、周波数 50 c/s 連続定格 AV-B 形端子間電圧および循環電流 130 V、400 A (架線電圧 22.5 kV のとき)

定格負荷電流	1,500 A
温度上昇限度	160°C (周囲温度 最高 45°C)
冷却風量 最低	50 m <sup>3</sup> /min
架線電圧最高値	27.5 kV

### 3.3 低圧タップ切換器

このタップ切換器は低圧タップ式であるため、大電流を通電するので、この点に十分留意した設計、工作、試験を行なっている。

#### (1) 定格

電圧	AC 1,300 V (タップ間電圧 78~130 V)
電流	1,400 A 連続
タップ移行時間	0.8 秒/ステップ
制御電圧	DC 110 V
制御空気圧	5 kg/cm <sup>2</sup>

#### (2) 構造

このタップ切換器はトランスファスイッチ (CGR) セレクタスイッチ (SGR)、ゼネパキによる間欠操作機構と操作電動機、限流抵抗器および付属回路部品より構成されている。低圧タップ切換方式で電流が大きいので確実なシールド投入を行なわせるため、限流投入、限流シールド方式を採用している。したがってトランスファスイッチは限流専用のものが 2 個使用されており、投入シールド時の責務が軽い。これらのトランスファスイッチはカム軸により直接カム弁を操作しシールドへの給排気を制御する方式を採用しているため、確実な接触が得られるとともにすみやかな投入、シールドができるので低圧タップ切換としては非常に条件がよい。またセレクタスイッチは通電専用のスイッチであるので直接カム式を採用した。このスイッチ群はカム軸により投入開放動作を行なう。なおインドでは非常にほりが多く接触不良の恐れが大きいため双頭式とし片方の接触子が接触不良となっても他方の接触子で通電できるように考慮されている。また操作機構はゼネパキを使用し間欠動作を行なうようになっているのでタップ数が多いにもかかわらず完全確実な動作が可能で

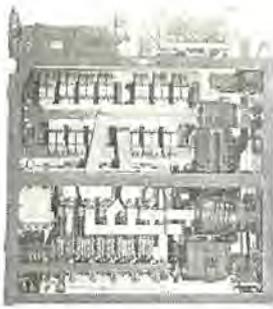


図 3.7 TC 11 形低圧 タップ  
 切換器  
 Fig. 3.7 Type TC 11 low  
 tension tap changer.



図 3.8 MB-3080-A 形主電動機外観  
 Fig. 3.8 Type MB-3080-A  
 traction motor.



図 3.9 WN-285-AF 形伝導歯車装置を装架した  
 MB-3080-A 形主電動機  
 Fig. 3.9 Type MB-3080-A traction motor with  
 type WN-285-AF to transmission gear unit.

ある。このタップ切換器は操作電動機により駆動されるが、万一制御回路が故障の場合は手でハンドル操作ができるようになっている。図 3.7 はタップ切換器の外観である。

このタップ切換器は主変圧器の隣に置かれており、タップ切換器より銅パイプで直接主変圧器二次タップに接続されるようになっており、この間の可とう性をもたせるために薄銅板のツナギ板がつけてある。またセルシシ装置により運転台にステップ位置が指示されるようになっている。

### (3) 試験結果

工場においてトランスファスイッチの投入、シヤ断試験、主変圧器との組合せ試験、寿命試験など綿密な試験を行なった結果所期の性能を有することが確認された。とくに投入、シヤ断特性はすぐれており、現地での過酷な使用に耐えることが確認できた。

### 3.4 主電動機

インド国鉄南部線は線路の軌間が特殊な 1,000 mm という寸法の狭軌であるので、これに 600 kW の容量の主電動機および駆動装置を収容するために設計技術上いろいろ工夫をこらした。さらに温度上昇限度は IEC Publication 48 (1961) [Rules for electric traction motors] (以下 IEC 48 という) よりも 20°C 低減されており、この点考慮が必要である。そのほかインドという特殊な気象そのほかの条件も考えなければならない。設計上の特長とするところは次の諸点である。

(1) 絶縁は全面的に F 種エポキシ樹脂を用いた F 種絶縁とし、エポキシ樹脂の電気的、熱的、機械的性質のすぐれた点を生かした

(2) 狭軌であるために比較的直径方向に寸法をとり、さらに端子電圧を比較的高くして小電流機とし、整流子などの直接トルクに関与しないスペースを極力小さくした。

(3) 駆動方式は 1 台車 1 電動機式で国鉄 EF 30 形機関車で当社が開発した方式、すなわち電動機のトルクを電動機に装架した伝導歯車装置に導いて前後に分け、WN カップリングを通じて減速歯車装置に与える方式とした。

とくに (1) 項は当社が業界にその先べんをつけたものであり、(3) 項は WN 駆動方式を十分に生かした当社独特のものである。これらの点を勘案して定められた要目を表 3.2 に示す。

電動機の装架方式は台車の章に見るように、台車下部に設けられた横ハリの上に乗っており、電動機の下面でささえる構造となっている。また減速歯車のつり装置は通常は台車からおろすのであるが、この場合は電動機のヨークにつり座を設けており、しかも斜めに傾けて前後方向にもできるだけ短縮して、車軸距離も短くなっている。そのほかデテールにも十分に意を用いて電動機の

表 3.2 MB-3080-A 形主電動機主要要目

形方主通動力装絶	式極方敷式風力伝導方式架方式別絶縁種	MB-3080-A 脈流(直流)直巻補極付 6 開放他力通風式 伝導歯車装置付, WN ドライブ 1 台車 1 電動機式, 台車装架式 F 種(エポキシ樹脂)
定出電電回効眼周界	格力圧流流数率率率 磁分流率	連続 600 kW 1,000 V 650 A 755 rpm 92.3 % 20 % 50×2 c/s 3 % (純抵抗永久分路)
高速試験回最高許容端子絶縁耐力試験電圧	数 子電 試電	2,200 rpm 1,200 V (脈流, 電圧急昇時) 4,250 V
車歯	輪車 径比	865 22/21×49/15

性能をおとすことなく、むしろ十分の余裕をもった電動機を定められたスペースに入れることに成功した。当社はインド交流機関車ですでに実績をもっており、承認図についてもほとんど無条件でパスした。なお軽量化には極端に留意した所期の成果を得た。

試験は IEC 48 にのっとり、形式試験(1台)、通常試験(全数)、特殊試験(1台、これは形式試験のものでなくてよい)の三つから成っており、今までの契約と同じである。いずれも満足すべき試験結果が得られた。とくに整流はその十分に低い片間電圧および 3.5 節に述べるオーランコア形平滑リアクトルの良好な特性とあいまって、きわめて良好で立合試験において完全無火花整流を脈流運転時に記録した。そのほか特性も IEC 48 に規定の設計裕度 4 % というシビヤな条件にパスし、当社の優秀な技術、ひいては日本の優秀な技術をインドの技術陣に再確認させるのに十分役に立ったものと自負している。

### 3.5 平滑リアクトル

従来、主平滑リアクトルとしてはカットコアタイプが一般的であったが、最近では鉄心寸法の縮小による鉄心重量の軽減をはかったオーランコアタイプが標準となってきており、その設計技術も確立されている。

この機関車に使用される主平滑リアクトルにもオーランコアタイプを採用して、大幅な軽量化をはかっている。絶縁は F 種エポキシを用いているために、耐熱性、熱伝導性、耐湿性および機械的強度など非常にすぐれている。温度上昇限度は IEC-48 より 20°C 低い値をとっている

仕様は表 3.3 に示すとおりである。



図 3.10 主平滑リアクトル (RT-17 形)  
Fig. 3.10 Main smoothing reactor.  
(type-RT-17)



図 3.11 補助平滑リアクトル (RT-13 形)  
Fig. 3.11 Auxiliary smoothing reactor.  
(type-RT-13)

表 3.3 主平滑リアクトル仕様

形 式	RT-17
方 式	乾式風冷式, F 種絶縁, オープンコア内鉄形
定 格	連 続
インダクタンス	7.5 mH
電 流	650 A
周 波 数	50×2 c/s
温度上昇限度	135°C

表 3.4 補助平滑リアクトル仕様

	空気圧縮機用	ファン用
形 式	RT-10	RT-13
方 式	乾式自冷式, F 種絶縁, 巻鉄心形	
定 格	連 続	
インダクタンス	2.5 mH	7.5 mH
電 流	91 A	164.5 A

定格電流(脈流)を通電したときの温度上昇結果は規格値より非常に低い値を示しており、実際運転時におけるコウ配起動の条件を過酷に考えた場合でも十分な余裕をもっている。F 種エポキシは放熱性がほかの絶縁物と比較して非常にすぐれているために温度上昇もいっそう低くなるわけで、当社の標準となっている。

インダクタンスもほぼ計画値を満足し、とくに形式試験ではリアクトル箱の影響をみるために機関車と同一リアクトル箱を作って、その中に入れてインダクタンスを実測した。

補助平滑リアクトルは空気圧縮機用とファン用とあって、表 3.4 に示すような要目のものである。

#### 4. 補助回路機器

従来の補機方式である相変換機使用の三相誘導電動機方式をやめ、この機関車では一部を除き単相コンデンサ電動機を採用している。従来でも小容量のものは使用された例はあるが、この機関車のように真空ポンプ・空気圧縮電動機を除いて全部に使用されたのははじめてのケースであったが、その試験結果は満足すべきものであった。

制御回路用電源としての 2 kW の電動発電機は発電機部の電圧変動を押えることにより自動電圧調整器を省略するなど細かい点にも細心の軽量・小形化の注意が払われている。

表 4.1 に補機回転機の一覧表を示す。

表 4.1 補機一覧

種 類	仕 様	台数/両
主電動機用電動送風機	AC 220 V 1φ 50 c/s 12 kW 1,430 rpm 130 m <sup>3</sup> /min 200 mmAq	2
主変圧器用電動送風機	AC 220 V 1φ 50 c/s 1.5 kW 1,460 rpm 70 m <sup>3</sup> /min 60 mmAq	1
主変圧器用油ポンプ	AC 220 V 1φ 50 c/s 2 kW 1,400 rpm 0.7 m <sup>3</sup> /min 5 m(油圧)	1
主シリコン整流器用電動送風機	AC 220 V 1φ 50 c/s 1.5 kW 1,450 rpm 85 m <sup>3</sup> /min 25 mmAq	1
直流リアクトル用電動送風機	AC 220 V 1φ 50 c/s 2.2 kW 1,430 rpm 2×50 m <sup>3</sup> /min 60 mmAq	1
電動発電機	AC 220 V 1φ 50 c/s 2.8 kW 1,450 rpm DC 110 V 2 kW	1
電動空気圧縮機	DC 110 V 7.8 kW 71 A 1,500 rpm 790 l/min 7.03 kg/cm <sup>2</sup>	1
真空ポンプ	DC 110 V 5.42/3.55 kW 64.5/43 A 1,550/1,000 rpm 550 mmHg 3,540/2,265 l/min	2
補助電動空気圧縮機	DC 110 V 460 W (1時間定格) 1,200 rpm 86.8 l/min 6 kg/cm <sup>2</sup>	1

#### 5. 制御回路機器

インドでの運転・取り扱いを便にするため、制御回路方式は既

インド国鉄納めメータージ用 52 t 交流電気機関車・武田・小川・菅田

納 10 両および 28 両機関車と大略同一方式である。運転操作上大きく違うのは運転台が右側にあるため運転台電気品を勝手違いにしたことである。またタッパ切換器の制御回路方式は空気式から操作電動機駆動となっている。

#### 6. 駆動装置

駆動方式は 1 台の主電動機で 2 動軸を駆動するいわゆる 1 台車 1 電動機方式を採用した。図 6.1 に示すように主電動機は車軸に平行に台車ワウに固定され、電機子軸の回転は主電動機ヨークに固定された伝導歯車装置によって二方向に伝えられる。車軸には減速歯車装置を取り付け、両者のピニオンを WN 可とうキヤカップリングによって連結している。

この駆動方式の特長は次のとおりである。

- (1) 軸方向寸法が短くできるから、狭い軌間に大容量の主電動機を収容できる
- (2) トルクの伝達経路はすべて剛性の高い部分からなるから、強度的な弱点がない。
- (3) 粘着性能がすぐれている。

歯車群の諸元を表 6.1 に示す。伝導歯車装置ではほとんど減速を行わず、キヤカップリングにかかるトルクを小さくし、減速歯車装置で大きな歯車比をとっている。歯車はすべて密閉キヤケース中に納められ、コウ軸受支持でキヤオイルによって潤滑されるので

表 6.1 歯車諸元

	伝導歯車装置			減速歯車装置	
	WN-285-AF			WN-185-AF	
	ピニオン	アイドルギヤ	サードギヤ	ピニオン	ギヤ
歯 数	21	53	22	15	49
モジュール	11				
圧 力 角	20°				
フェース(mm)	110				
材 質	SNCM 23				

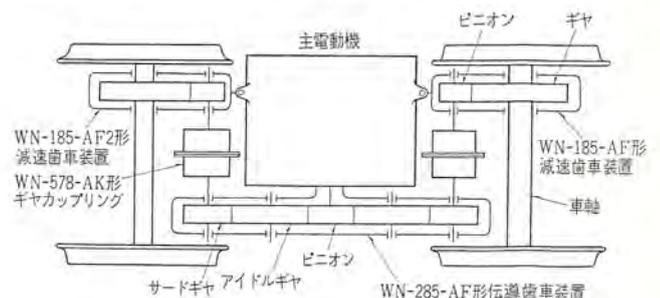


図 6.1 駆動装置配置図  
Fig. 6.1 Arrangement of driving equipment.



図 6.2 WN-185-AF 形 減速歯車装置  
Fig. 6.2 Type WN-185-AF reduction gear unit.



図 6.3 WN-285-AF 形 伝導歯車装置  
Fig. 6.3 Type WN-285-AF transmission gear unit.



図 6.4 WN-578-AK 形  
ギヤカップリング  
Fig. 6.4 Type WN-578-AK gear coupling.

円滑な運転が確保できる。また歯車はすべて ニッケル・クロム・モリブデン 鋼を使用して浸炭焼入を行ない強度の向上をはかっている。

WN カップリングは歯に特殊な クラウニング を施し、軽量小形でしかも大容量を有する新しい形式のものを開発して使用している。オイルシール の方式として巧妙な金属 ロピリス 方式を使用したので、消耗部分がなく寿命は半永久的となっている。

いずれも軽量化の上に軽量化を重ね、機関車の オーバウエイト を防いだ。

## 7. 台車および車体

### 7.1 台車

この台車の構造上の特長は

- (1) 1台車1電動機式
- (2) 揺れ装置は最近の日本国鉄において多くの実績を有する コイルバネ および ゴム の横剛性を利用する方式とした。
- (3) Lowtraction Bar によるけん引力の伝達により心ざらを廃止するとともに、軸重移動を減少し粘着性能の向上をはかった。
- (4) ジャーナルベアリングに TIMKEN の AP 形を採用した。
- (5) 砂箱を車体装架とし ポンプは簡単な直線 フレーム とした。これらの構造上の特長により台車は図 7.1 に示すようにきわめて簡素化されたものとなり、製作および保守の面ですぐれたものとなった。

この台車の主要諸元は次のとおりである。

軸 距	2,206 mm
動輪径	865 mm
軌 間	1,000 mm (バックゲージ 927 mm)
マクラバネ 剛性 (1台車あたり)	51.6 kg/mm × 4
マクラバネ および防振 ゴム の	

合成横剛性 7.96 kg/mm × 4

軸 バネ 剛性 (1台車あたり) 139.8 kg/mm × 4

マクラバネ と軸バネの剛性比 0.369

#### (1) 輪 軸

動輪は タイプ 焼 パメ 式の鋳鋼製 セミディスク 輪心であり、タイプは輪心に焼 パメ した上に インド 国鉄の方式にしたがって 11 個のリベットにより回わりどめをしてある。車軸は中実軸で片側に ギヤユニット が組み立てられギヤカップリング で主電動機と連結されておりギヤユニット の大歯車は車軸に圧入されて図 7.2 に主電動機 トランスミッションギヤ の台車への装荷状態を示す。

#### (2) 軸箱および軸 バネ

軸受は TIMKEN 社の AP 形 テーパーロー 軸受を採用した。この軸受は Cartridge Type, Pre-Greased, Pre-assembled ready for mounting であるためなら検査調整を要せず、ジャーナル 径が公差内にあるときはただちに無差別圧入が可能であり、またシールの気密性が高いため 4 年間無給油運転ができるなど、保守組立がきわめて容易な利点がある。軸 バネ は二重 コイルバネ である。

#### (3) ポンプ

側 部 端 部 の主要部は厚さ 6 mm の普通鋼板を プレス 成形し内部に補強を加え溶接組立した箱形断面のものであり、砂箱などの付属物を極力少なく直線 フレーム とし構造の簡易化をはかった。

#### (4) ユレマクラ

ユレマクラ は コイルバネ の横 タワミ と ゴム の タワミ を利用した簡単な方式で、マクラバネ に併用して減衰係数 80 kg/cm/sec の OD 68 上下動 オイルダンパ を、また左右動 ダンパ は OD 128 (減衰係数 50 kg/cm/sec) が取り付けられている。

#### (5) 引張装置

引張力の伝達を行なう引張棒は台車内軸重移動を少なくするた

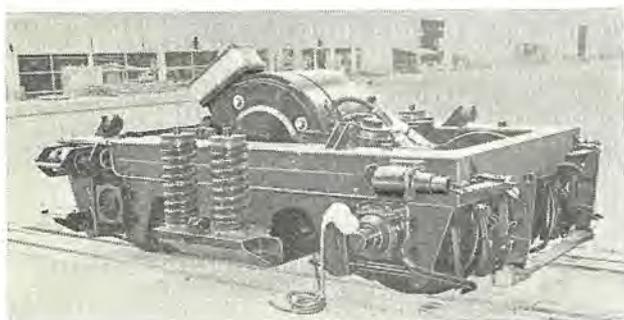


図 7.1 台 車 外 形 (その 1)  
Fig. 7.1 Truck (1).

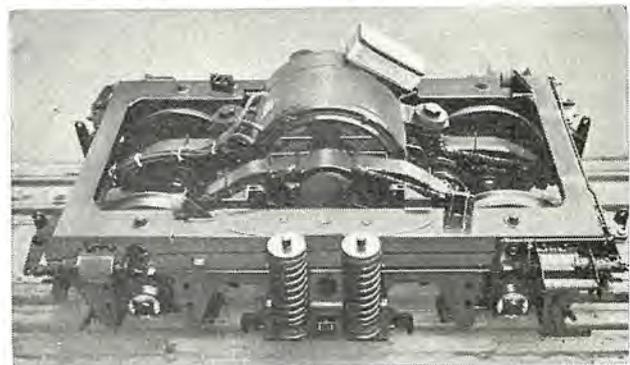


図 7.2 台 車 外 形 (その 2)  
Fig. 7.2 Truck (2).



図 7.3 ボギーワックのタイプテスト (ネジリ荷重テスト)  
Fig. 7.3 Bogie frame under test.

め レール 面上 265 mm の低位置とし、一端はボギーワック 横 ハリ に他端はゴム座を介して車体足に取り付けられている。台車の上下左右の変位に対しては台車側車体側とも球面座で容易に動きうる構造である。また引張棒はつねに引張側のみにも働く構造としており、車体との結合は車端側は連結器取付箱と中心側はリアクトル箱取付箱と兼用し、合理的な部材配置により軽量化をはかっている。

#### (6) 基礎 ブレーキ そのほか

基礎 ブレーキ は抱合せ式で制輪子はインド標準品である。

なお安全装置としてブレーキコヤ ブレーキ引棒の脱落防止のため、鎖による安全装置が施してある。また脱線時に車体台車が分離するものを防止し復旧作業を容易にするため、車体台車間も鎖により結合してある。

#### (7) ボギーワックのタイプテスト

ボギーワックの強度チェックのために次の三つの荷重条件で、ボギーワックの各部の応力を計測し所定の応力内に納まっていることを確認した。図 7.3 にボギーワックタイプテスト (ネジリ荷重テスト) の状況を示す。

- (a) 合成荷重テスト：上下方向荷重は 1.4 g、左右方向荷重は 0.3 g、けん引荷重は 定格けん引相当荷重を加えて行なった。
- (b) ネジリ荷重テスト：上下方向荷重は 1.0 g、ネジリ荷重は斜の車輪にそれぞれ 0.6 g および 1.4 g に相当する強度制変位を与えて行なった。
- (c) けん引荷重テスト：上下方向荷重は 1.0 g、けん引荷重は 30 t でこれは機関車に 150 t の車端衝撃が作用したときにボギーに与えられると予想される荷重に等しい。

### 7.2 車体構造

車体の構造上とくに設計面で留意したのは

- (a) 日本国鉄の車両限界よりも高さで約 650 mm、幅で約 250 mm も狭く、小さい限界内に収めるためとくに床を低くかつ居住性も確保したこと。
- (b) 580 mm という連結器の低位置と客先指定の 150 t の圧縮荷重に耐えるため、外板にも強度をもたせた side sill 方式を採用した。
- (c) 鋼体窓 トブラ などの簡素化・軽量化の徹底である。

#### (1) 車体台ワック

車体台ワックは両端に箱形の緩衝バリアを設け、1 台車 1 電動機式のため従来の枕ハリ中ハリを設けられないため、300mm の ヴィ形

インド 国鉄納め メータゲージ 用 52 t 交流電気機関車・武田・小川・菅田



図 7.4 車体の圧縮テスト  
Fig. 7.4 Compressed testing of body.

鋼により成形した箱形の側ハリにより強度をもたせた。車体台ワックの構造は配線配管などのぎ装と密接な関連があるため、初期の計画段階でこれらのレイアウトを総合的に考慮し、合理的なぎ装作業ができるようにとくに留意した。

#### (2) 鋼体

鋼体は居住性と工作簡易の観点より、屋上をフラットにし、柱は剛性の強い箱形形状とした。また入口 トブラ・雨 トイ・屋上歩み板などは徹底して簡略化し重量軽減を行なった。

#### (3) 車体のタイプテスト

車体はインド 国鉄の試験仕様にしたがって図 7.4 に示すような 150 t の圧縮試験 ツリ 上げ試験を行ない、所定の応力以内で十分な強度を有することを確認し、今後の鋼体設計上の貴重なデータを得た。

### 7.3 機器配置およびギ装

狭小な車両限界の中にかんして所要の機器をどう載しかつ居住性を確保するかがこの機関車の設計上の大きなポイントであったが、前述の鋼体構造とあいまって徹底したブロック方式の採用により、両側通路貫通式の配置とすることができた。

機器配置の詳細は図 7.5 に示すが以下おもなる特長を述べる。

#### (1) ブロック取はずし方式によるギ装

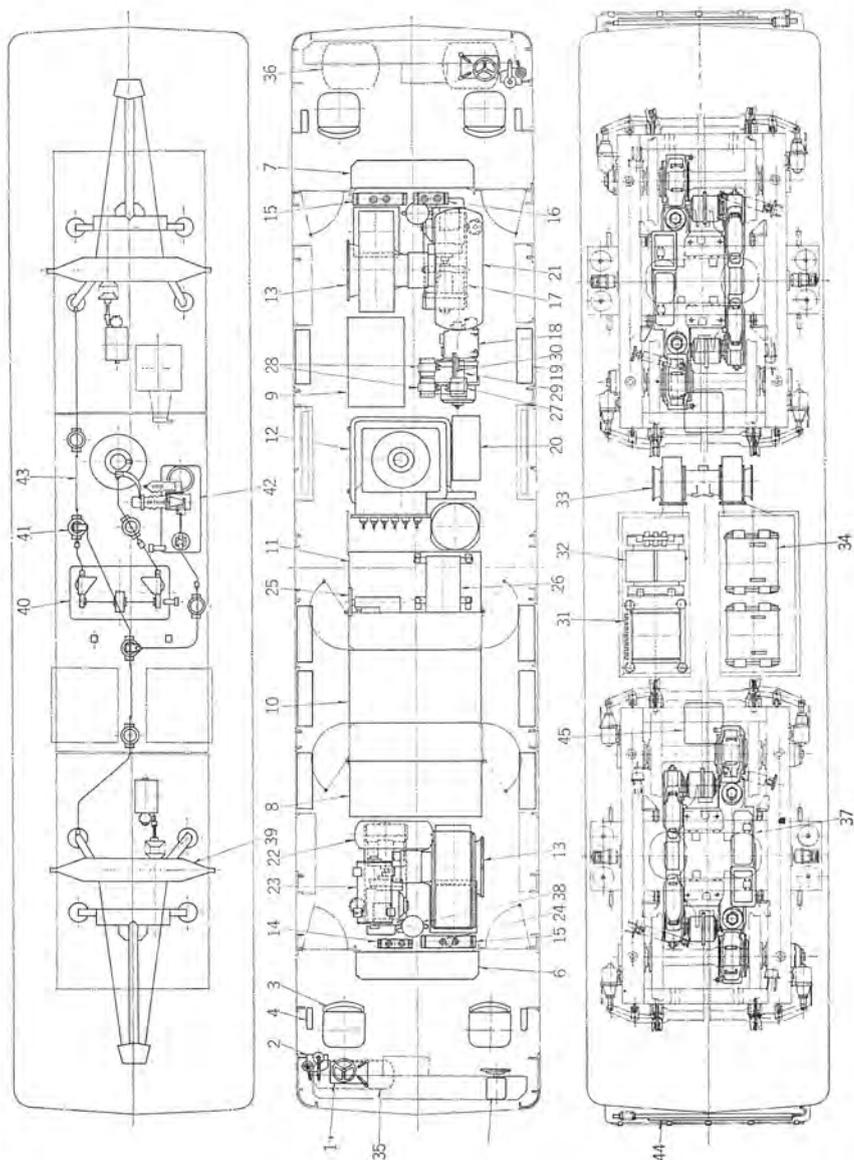
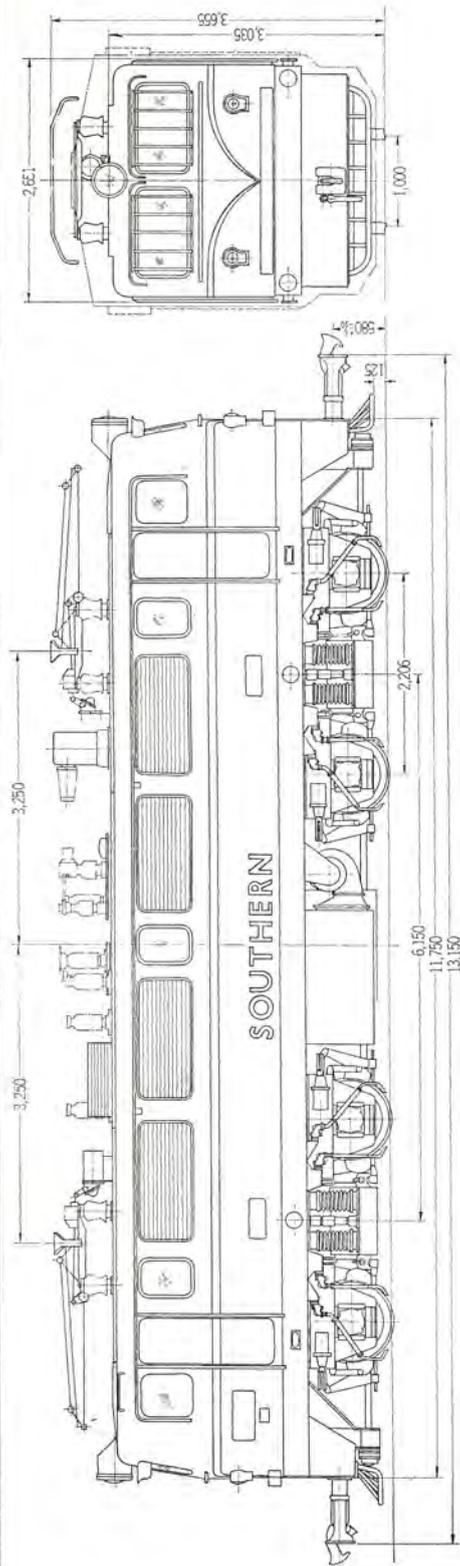
日本国鉄納め電気機関車も逐次ブロック取はずし方式が採用されてきたが、この機関車でも運転台は取はずし方式を採用しユニット化することにより合せ作業を極端に省略するため運転台は床に据え付けたという感じのもので、外板とは積極的にスキマを持たせてある。また空制部品は従来各所にばらばらに配置され部品相互間の配管取付などがはん雑であったが、これを電機品ブロックと同じ考えで同一ワック内にブロックとして組み立てる方式とした。図 7.6 および図 7.7 に運転台および空制ブロックの外観を示す。

#### (2) 防じん洪水対策

インド 現地での防じん対策としてすべての機器の冷却風は、車体のエアフィルタを通して各送風機に供給するとともに各機器ワック制御箱には風圧をかけ、ちりの侵入を防いでいる。

また車内の負圧は 6 mm 以下におさえとくにほこりの集積による負圧の増大のため生ずるトラブルを防止するため車内に負圧計を備え保守の便をはかった。

床下には直流リアクトル そのほかがつり下げられているが客先の要求により、レール面上 230 mm の洪水に際して時速 4 km/h の運転を保証するため、リアクトル箱の水密構造にとくに留意してある。



品番	機 器 名	個 数 / 回	品 番	機 器 名	個 数 / 回
1	主幹制御器	2	22	非常ダム	1
2	ブレーキ弁	2	23	電動発電機	1
3	懸掛け	4	24	蓄電池回路用サージ アレスタ	1
4	ひじ掛け	4	25	カギ箱	1
5	手ブレーキ	1	26	限流抵抗器	1
6	第1制御箱	1	27	空気圧縮電動機用 リアクトル	1
7	第2制御箱	1	28	真空ポンプ用リアクトル	2
8	第1機器ワク	1	29	補助抵抗器	1
9	第2機器ワク	1	30	電動発電機用抵抗器	1
10	シリコン整流器箱	1	31	界磁抵抗器	1
11	タップ切換器箱	1	32	限流リアクトル	1
12	主変圧器	1	33	リアクトル箱用電動送風機	1
13	主電動機用電動送風機	2	34	主平滑リアクトル	2
14	電動発電機用コンデンサ	1	35	制御空気ダム	1
15	主電動機送風電動機用 コンデンサ	1	36	主空気ダム	2
16	直流リアクトル送風電動機	2	37	主電動機	2
17	用コンデンサ	1	38	風圧機電器	2
18	真空ポンプ	1	39	ハンダダグアブ	2
19	電動空気圧縮機	2	40	主接地スイッチ	1
20	蓄電池	8	41	風上支持ガイシ	6
21	ブレーキ部品ワク	1	42	空気シヤ断器	1
			43	パンタグラフ断器	2
			44	接地棒	2
			45	主電動機ツナギ箱	2

図 7.5 機器配置図  
Fig. 7.5 Arrangement of apparatus in the locomotive.



図 7.6 運 転 台  
Fig. 7.6 Drivers stand.

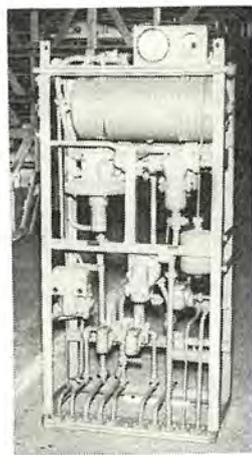


図 7.7 空 制 部 品 ブ ロ ッ ク  
Fig. 7.7 Brake parts block.



図 7.8 機 械 室 (右側)  
Fig. 7.8 Machine compartment viewed from  
right hand corridor.

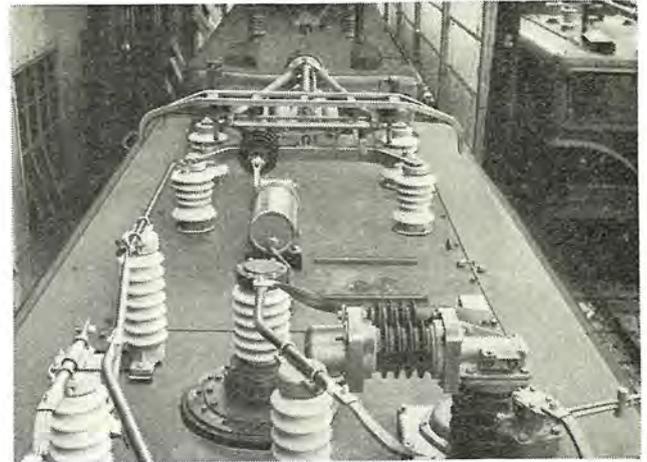


図 7.9 屋 上 機 器 配 置  
Fig. 7.9 Apparatus on the roof.

また機関車全体の水密は 300 mm/h の人工雨により タイプテストを行なった。

### (3) 配線配管

配線は従来の インド 国鉄納め電気機関車の方式によったがとくに配管との競合を避けるため、計画の初期の段階で総合的な配置を検討し、ぎ装の簡易化に留意してある。

図 7.8 に機械室廊下よりみた機器配置を示す。

また図 7.9 に屋上の電機品導体の配置を示す。

### 7.4 インド現地製品の使用

契約時の取り決めにより機械部品としては ブレーキ 部品 3 点、前照灯、牛よけ、鳥よけ、イス、消火器などは インド 内作品を使用することとなっているため、これらの機器は マドラス 現地で取り付けられる。

## 8. む す び

三菱電機が窓口となり日本 グループ により受注した インド 国鉄納め メータージ 用交流電気機関車 18 両の内初めの 2 両が、三菱重工三原製作所において好成績の内に完成した機会にその仕様ならびに主要部品の概要について述べた。

インド 国鉄への交流電気機関車は 3 契約、4 機種を納入したことになるが今後これらの技術的成果と インド 国内での運用、検修の実際面とを織り込んでよりいっそうすぐれた交流電気機関車を製作していきたい。

終わりに形式試験・通常試験の立ち合い多大のご協力をいただいた日本国有鉄道の臨時車両設計事務所ならびに、製作監督事務所の方々、および日本 グループ の日立製作所、東京芝浦電気に対し深甚の謝意を表する。

### 参 考 文 献

- (1) 藤野, 松田: インド 国鉄向け イグナイトロン 電気機関車「三菱電機」35, 392 (昭 36)
- (2) 藤野, 松田: インド 国鉄納め第 2 次 イグナイトロン 電気機関車「三菱電機技報」37, 734 (昭 38)

# 7Gc 帯 テレビ多重通信装置

安倍賢一\*

阿部 修\*\*・尾形陸奥男\*\*\*・嶋田 正\*\*\*

## 7Gc Band Communication Equipment for Simultaneous Transmission of Industrial Television and Telephone Multiplex

Chichibu Cement Co., Ltd.

Kenichi ABE

Mitsubishi Electric Corporation, Kamakura Works Itami Factory

Osamu ABE・Mutsuo OGATA・Tadashi SHIMADA

Communication equipment which has now been brought completion is for simultaneous transmission of one channel of industrial television and one hundred and eighty telephone multiple by using 7Gc band. The system being composed of microwave radio equipment, carrier equipment microwave antenna and power replys equipment for no-pond interruption the apparatus are built in the latest techniques. The article first describes the brief points of the equipment then discusses problems on the simultaneous transmission of TV and telephone multiplier, elucidates a frequency multiplier by varactor diode the principal circuit newly developed on purpose, a wave guide switch by diode, other solid state electronic circuits, filters for combination and separation, and a service channel system. In the last the test result, are briefly touched on.

### 1. ま え が き

秩父セメント株式会社ではこのほど、通信施設拡充計画の一環として7Gc帯による広帯域マイクロ波通信回線を建設することとなった。このマイクロ波回線は産業用テレビジョン1CHと、多重電話180CHを同時に伝送するという従来ほとんど例をみない方式を採用した。すなわち、多重電話、電信、ファクシミリ、テレコントロールはもとより計算機データなどのデータ伝送に使用するほか、最終的な情報（照合・訂正の必要のない片方向情報伝送）ともいべきテレビジョン映像を同時に伝送することができる。

この方式は公衆通信に従来使用されてきたような複雑高価な装置を使うことなく、テレビジョン中継を行なうことができ、また、近年マイクロ波とくに、7Gc帯の周波数使用が非常に多くなっている折から、周波数の有効利用——多種多量の情報をできるだけ狭い周波数帯幅で伝送する——という意味からも今後専用通信回線に広く賞用されるものと思われる。

### 2. 方式の概要

#### 2.1 回線構成

今回設置した回線系統を図2.1に示す。従来この系統は2.5Gc帯SS-FM方式72CH容量多重中継回線が施設されていたが、

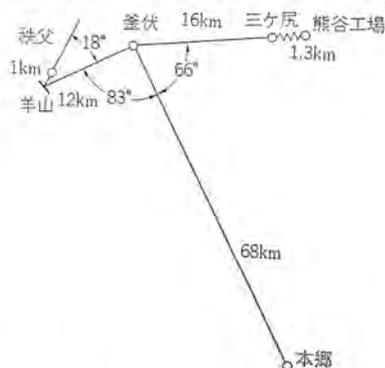


図2.1 回線系統図  
Fig. 2.1 Map of microwave route.

前述の目的に適さなくなったのでこれを撤去し、7Gc帯多重回線に更新したものである。図示のように釜伏局(登谷山)を無人中継局とし、本郷—釜伏—秩父および本郷—釜伏—三ヶ尻—熊谷の2系統の回線から構成されている。本郷局、秩父局および熊谷工場は端末局で、釜伏局および三ヶ尻局の無人中継局はそれぞれ本郷局、秩父局および熊谷工場から遠隔制御監視される。なお三ヶ尻中継局—熊谷工場端末局間は同軸ケーブルで伝送する。

産業用テレビジョンは上記2系統のうち、いずれか一方に伝送する。多重電話などの信号は通常回線構成であるが後述のように、180CH3超群のうち2つをそれぞれ本郷—秩父間および本郷—熊谷間に使用し、ほかの1つは釜伏局で分岐挿入されるローカル局(石原、田島、高崎、熊谷、および上敷免)に割り当て群分岐ビデオ中継方式を用いた。

使用周波数は6,580Mc, 6,740Mcの2波が割り当てられた。釜伏局では比較的分岐角度が小さく、広帯域信号伝送上、性能の劣化が懸念されたので、まわりこみによる干渉雑音を検討の結果、とくに広角フック射特性のよい空中線を製作し、割り当てられた2周波数の偏波面を交叉させることにより、十分な回線性能を得ている。

#### 2.2 同時伝送方式

テレビジョン信号と多重電話信号を同じ無線搬送波にのせて伝送する試みはカタでTD-2システムを用いて行なわれただけで済ませてデータが少ない。同時伝送の場合には当然相互変調による準漏話雑音が問題となるが、そのほかにも二、三の技術的問題を検討しておく必要があった。

##### 2.2.1 ベースバンドの周波数配列

SS方式多重電話(以下TPと略す)と産業用テレビジョン信号(以下ITV信号と略す)を周波数分割で多重化する場合、図2.2(a)のようにベースバンド周波数の高域側にTV信号をおく。(TPはSS, TVはVSBにより配列)か、逆に図2.2(b)のようにTV信号の高域側に多重電話を配列する(TVは直接FM, TPはSS)かは種々の点を考慮して決める必要がある。

図2.2(a)のようにSS方式多重電話配列の高域側にTV信号

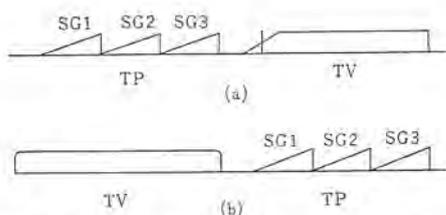


図 2.2 ベースバンド周波数配置  
Fig. 2.2 Frequency allocation in the simultaneous system.

を配置した場合は TV の水平走査周波数 (ライン周波数) の高調波による影響が少なくまた TP 信号との混変調とくに 2 次和波が TP 帯域内に落ちないなど準漏話雑音の点からはむしろ好ましい。またベースバンドの最高周波数付近の振幅およびヒズミ特性があまり問題にならないし、最低周波数の特性もきびしく要求されない、しかし VSB 変換のための変復調装置、 $\phi$  器が複雑高価となり。また変調度の決定に慎重な考慮を払う必要がある。これに比して図 2.2 (b) のように TV 信号を直接変調し、TP 信号をその上に配列すれば、TV 帯域については通常の TV だけの伝送の場合と全く同様の配慮でよく、回路構成が簡単となり通常の TV 伝送用測定器をそのまま使用できる。TV 信号の高域を 2.5 Mc までに制限すれば TP 信号は標準の 960 CH 電話伝送の場合の最上部 3 超群を使用して 180 CH が伝送できる。この程度の帯域は低域・高域とも十分な振幅、位相特性を得ることができ、また TV 信号のライン周波数と TP 信号の相互変調によるヒズミ雑音も主として 2 次非直線ヒズミをおさえればよい。このようなことからこの装置では、ITV 信号の高域側に TP 信号をおき、複合信号として 50 c/s ~ 4.1 Mc に配列した。(4 章図 4.1 参照)

### 2.2.2 雑音

考慮すべき雑音は表 2.1 のとおりである。

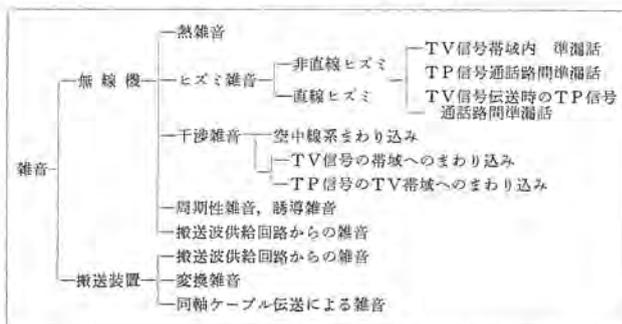
#### (1) ヒズミ雑音はか

多重電話通話路間準漏話は通常の考え方にしたがえばよく、また、およそ 960CH 電話伝送と考えた場合の多重電話に対して十分な伝送性能をもっている場合には、TV 信号帯域内漏話は問題にならない。同時伝送時に最も問題となるのは、TP と TV の相互変調による漏話である。すなわち、TV 信号のライン周波数成分 15.75 kc と特定通話路の電話信号との相互変調により、 $15.75 \times n$  kc だけ離れた通話路へ準漏話が生ずる。これに対しては無線機変復調器の 2 次非直線ヒズミが最も支配的であり、とくに変調微分特性の良否が決定的となる。逆に電話信号結合波が TV 信号帯域に表われる場合も考えられるが、これは前者に比してはるかに少ない。

なお準漏話とは別に、TV と TP 相互間の干渉雑音があるが、これは結合・分岐  $\phi$  器の設計に留意すれば十分小さくできる。

#### (2) 熱雑音はか

表 2.1 雑音の種類



比帯域が広いと、種々の雑音が問題となる。CCIR で TV 伝送の際に推奨しているエンファシス回路をそのまま用いると実効周波数偏移が下がるが、低域雑音が増加する一方、高域成分による干渉も増大する傾向がみられる。したがってエンファシス量を減らし電話信号との相対レベルを、両信号の結合前に調整して妥当な値としておかなければならない。

ほかにパラクタイ倍方式による局発からの雑音、クライストロン電源用 DC-DC コンバータによる周期性雑音にも十分な注意が肝である。とくに TV 信号帯域の低域には種々の原因による雑音が増加されるので、各雑音成分を極力おさえねばならない。

### 2.2.3 変調レベルと無線占有周波数帯幅

複合信号として配列した以後は ITV、多重電話の両信号は同一増幅器、同一伝送路を通るから、そのレベル関係は慎重に決定せねばならない。雑音特性およびそれに関連する変調度を考慮し、最終的には各所要 S/N と上記ヒズミ雑音の点から定めた。

同時伝送の場合の占有周波数帯幅についての考え方は、まだ規定されていないが、上記レベルの ITV および多重電話それぞれによる周波数偏移の電力和として考え、これに平均値 AFC を行なった場合の増加、変調周波数、周波数変動を加味したものと考えている。

### 2.2.4 その他

ITV 信号の帯域幅については使用ひん度の多い画面を実写して検討した結果、高域は 2.5 Mc まで伝送すれば産業テレビとしての用途上、十分な解像度が得られると決定した。波形伝送の性質上位相特性をよくすることは当然であるが、とくに高域側は電話信号との結合・分岐  $\phi$  器の特性に注意する必要があり、一方、低域においても多重電話だけの伝送の場合とは異なり、増幅器の特性を厳格にすることが要求される。

回線運用上、必ずしも ITV 信号が多重電話と同時に伝送されているとは限らないので、ITV 信号のない場合にも電話伝送特性が変わらないように平均値形 AFC を使用している。

### 2.3 装置の構成と特長

この通信装置は無線機、搬送装置、無停電電源装置、空中線および反射板から構成されており、その特長は次のとおりである。

#### (1) 電子回路の固体化

無線機の送信クライストロン以外のすべての電子回路はトランジスタ、ダイードなどの固体電子回路を使用している。したがって信頼度、消費電力、外形寸法などの点で従来の機器よりもすぐれている。

#### (2) 無停電運転方式

無線機および搬送装置はいずれも DC 24 V で動作するように設計し、全局ともアルカリ蓄電池フローティング方式で電源を供給している。したがって商用電源障害による回線断はほとんど生じない。

#### (3) 小形実装

幅 520 mm、奥行 225 mm の標準鉄架に実装し、無線機は高さ 2,350 mm に現用、予備 2 システムを収容している。

なお、パネルばかりでなく導波管ブロックも着脱可能な構造としたので、取扱保守が便利である。

ほかに無線機では、

#### (4) 周波数テイ倍による局発

受信局局発振波は水晶発振器を基準としてパラクタによる周波数テイ倍によって得ているので、周波数安定度はきわめて高く保守が容易である。

(5) 送信 AFC の採用

送信 クライストロン には水晶 ティ 倍による局発 (上記受信と共用) を基準として AFC をかけているので、十分な安定度を得ている。また クライストロン は自然空冷形なので保守が容易である。

(6) ダイオードスイッチ による セット 予備方式

送信機は出力導波管回路を ダイオードスイッチ で切り換え、受信機は並列動作としているので信頼度が倍加し、高速切換により瞬断時間はきわめて少なくなっている。

### 3. 無線機

#### 3.1 構造

前述のように無線機は送信 クライストロン 以外はすべて固体電子回路を使用しているので各 パネル は小形に構成できる。したがって高さ 2,350 mm の標準架 1 架に現用および予備機 2 システム を收容している。架実装を図 3.1 (a) および (b) に示す。パネル は幅 50mm あるいはその倍数の横長のユニット として したがって電気回路配置に不自然な制約がなく製作が容易で保守点検も機能的に行なわれる。パネル はプラグイン 方式とし ファスナー によって簡単に着脱できる。

導波管を使用した高周波部の実装には種々の制約が伴いがちであるが、本機では導波管回路を送信部、受信部および分波器系の 3 部にわけ、送信部および受信部導波管回路はそれぞれ送信部および受信部の 1 ブロック として 2 架から取りはずせる構造としてある。これにより設計製作が統一されるばかりでなく、導波管部の互換が容易となり、調整保守にきわめて便利になった。

半導体を使用しているので機器内の発熱は少ない。しかしクライストロン は相当の熱を発生するから、熱に比較的弱い トランジスタ 回路からは離しておくことがのぞましい。とくに本機の場合、クライストロン として自然空冷形を採用したのでクライストロン 上部の温度上昇は許容量を超過する。このため架実装図 (図 3.1(b)) に示すようにとくにクライストロン 部は架最上に配置し、さらに球の上下を煙突構造として放熱を効果的としている。したがって パネル に対する悪影響はない。

また、クライストロン 用電源部に使用している AVR、DC-DC コンバ

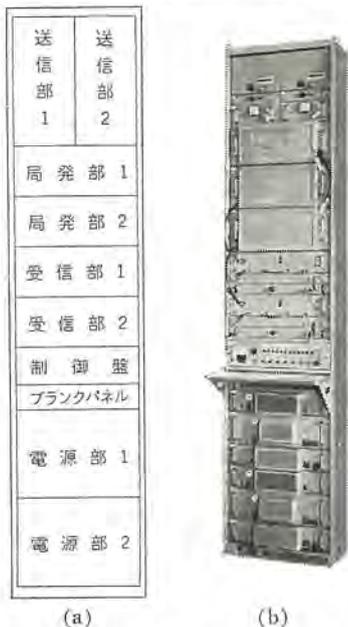


図 3.1 ME-10 形 7Gc 帯無線機実装図

Fig. 3.1 Bay assemblies of type ME-10 radio equipment.

ータ用 トランジスタ も相当の熱を発生するので、電源部上下に空気流出入口を設けて自然対流を起こさせるとともに電源部上端 (制御盤下端) に熱 シンハイ 板を設けて熱が送受信回路に上昇するのを防いでいる。

#### 3.2 構成および回路系統

##### 3.2.1 構成

架実装図に示したようにこの無線機は下記の各部および各盤から構成されている。

- (1) 送信部 送信導波管回路および クライストロン 変調盤 (MOD) AFC 盤 (AFC)
- (2) 局発部
- (3) 受信部 受信導波管回路 前置増幅器 (PIF) および ロハ 器 (FIL) 中間周波盤 (IFA) 復調整 (DEM)
- (4) 分波器系導波管回路
- (5) 制御盤
- (6) 電源部 クライストロン 電源盤 雑電源盤 (トランジスタ 回路用)

##### 3.2.2 回路系統

###### (1) 送受信部

送受信部の回路系統を図 3.2 に示す。

ITV 信号と多重電話の合成信号はベースバンド 信号増幅器 (MOD) に加えられる。電話信号 レベル は -30 dBm/CH で、TV 信号は約 0.03 V (P-P) とした。変調は通常の クライストロン レバ 変調による FM 方式である。クライストロン 出力は引張り回路 (PUL)、単向管を経て導波管切換器へ導かれる。出力の一部は方向性結合器で分岐されて、一方は送信出力監視回路へ、他方は AFC 用として AFC 混合器に接続される。

局発部は水晶発振器を原振とする全固体 マイクロ 波発振器で、最終出力は導波管一同軸変換器で 2 分配し、受信部へ局発振波を供給する一方、送信部へ クライストロン AFC 用として基準周波数を供給している。

受信部の入力は一方向管を経て混合器に入る。前置 IF 増幅器

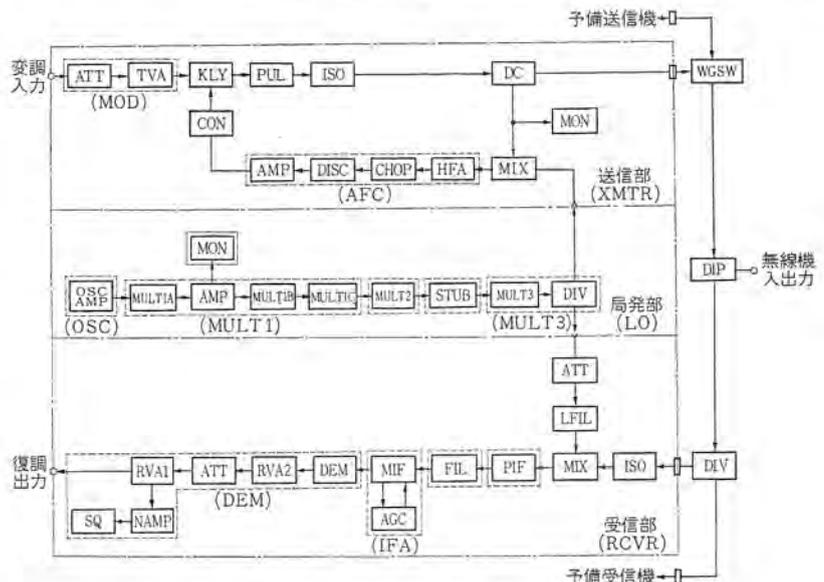


図 3.2 ME-10 形 7Gc 帯無線機回路系統図

Fig. 3.2 Block diagram of type ME-10 radio equipment.

表 3.1 ME-10 形 (7Gc 常) 無線機定格

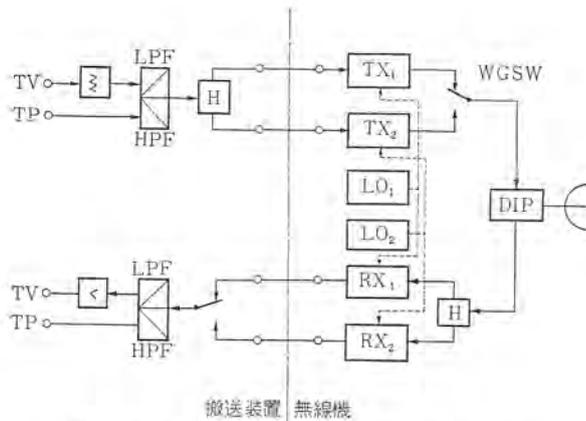


図 3.3 現用・予備切換系統図  
Fig. 3.3 Block diagram of transfer function to stand-by equipment.

(PIF)は導波管混合器に直結している。前置増幅器と主中間周波増幅器は広帯域増幅器で、その間に一つの パネル として独立したブロックフィルタ (FIL) をそう入して受信機の所要帯域幅を規制している。振幅制限器、ディスクリミネータは ベースバンド 増幅器 (RVA) とともに復調盤に収容している。スケルチ回路 (SQ) は ベースバンド 帯域外の高域雑音を増幅検波することによって動作する。

### (2) 切換系統

現用・予備の切換系統は図 3.3 に示すとおりである。送信機入力側は搬送装置に設けた ハイブリッド (H) によって 2 分し、送信機出力だけ切り換える。この出力切換は マイクロ 波 スイッチングダイオードを用いた導波管切換器で (WGSW) 行なう。

空中線を送受共用するための導波管分波器 (DIP) を通った受信入力には導波管分配器 (H) で 2 分されて受信機に入る。すなわち受信入力は切り換えしないで 2 台の受信機は並列動作としている。この方式は 3 dB の分配損失を伴うことは勿論であるが、回線のドロウアウトマージン が十分な場合には、予備待受信機の障害検知が容易で切換時間を短縮できる利点がある。受信機出力は便宜上 2 出力を搬送装置まで導き、リードリレーによって 2 受信出力を切換選択する。

クライストロンは予備待状態では空胴電圧を約 40% 印加し、いわゆるセミホットスタンドバイとしている。そのほかの電子回路はすべて予備待状態でも正規電圧を印加し動作状態にある。

### 3.3 定格

無線機の定格は表 3.1 のとおりである。

### 3.4 主要回路

#### 3.4.1 導波管回路

##### (1) クライストロン

固体化した電子回路の中でクライストロンは種々の面で特異である。しかしながら発振器として適当な出力が容易に得られること、雑音が少ないこと、また変調器として FM 変調がきわめて容易であるなど比類のない利点がある。固体回路に比してとくに問題なのは消費電力量とそれに伴う発熱、および周波数安定度である。とくに今回は低周波雑音を避けるために送風機による強制空冷をやめ、自然空冷形を採用したので発熱の周囲に及ぼす影響および電圧印加時の初期漂動が問題となった。

放熱についてはすでに 3.1 に述べたようにクライストロンを架最上部に配置し自然対流の効果をよくしたので、架上部では 30°C 以上の温度上昇となるがほかのパネルには悪影響を与えない。

1. 一般	
(1) 周波数範囲	6.57~6.87 Gc (送受周波数間隔 160 Mc)
(2) 変調方式	FM
(3) 伝送容量	産業用テレビ 1 CH 多重電話 180 CH
(4) 周囲条件	室内温度 0°C+40°C 湿度 90% 以下
(5) 所要電源	DC24±2V
(6) 消費電力	400 W 以下 (DC 供給の場合) (現用および予備)
(7) 使用定格	連続
(8) 外形寸法	幅 520 mm/m 奥行 225 mm/m (現用, 予備実装) 高さ 2,350 mm/m
2. 送信機	
(1) 電波形式	F9
(2) 使用クライストロン	7V304 そのほかの活性回路は半導体を使用する
(3) 送信出力	0.5 W
(4) 送信周波数安定度	±1×10 <sup>-4</sup> 以内 (AFC 付)
(5) 伝送周波数範囲	50 c/s~4.1 Mc
(6) 周波数個移	テレビ 0.7 Mc (p-p) 電話 200 kc rms/CH
(7) 変調入力レベル	テレビ 0.03 V (p-p) 電話 -30 dBm/CH
(8) 変調入力インピーダンス	75 Ω±20%, 不平衡
(9) 分波器系導波管回路通過帯域損失	1.5 dB 以下
3. 受信機	
(1) 受信方式	スーパーヘテロダイン方式
(2) 局発振器	水晶制御周波数テイ倍方式による
(3) 中間周波数	70 Mc
(4) 中間周波帯域幅	約 30 Mc
(5) スレッシュホールドレベル	-78 dBm 以下
(6) A G C 特性	入力 40~70 dBm の変化に対し出力レベル変動 1 dB 以内
(7) 復調出力レベル	テレビ 0.2 V (p-p) 電話 -15 dBm/CH
(8) 復調出力インピーダンス	75 Ω±20%, 不平衡
(9) 分波器系導波管回路通過帯域損失	4.5 dB 以下 (3 dB 分配器損失を含む) 映像信号抑圧度 60 dB 以上

自然空冷の場合には初期漂動が大きくなることは原理上やむを得ない。セット予備方式においてホットスタンドバイであれば初期漂動は問題とならないが、消費電力が大となり、また球の寿命も短くなる。

したがって

a. セミホットスタンドバイ方式として初期漂動をおさえる。

予備待状態では約 40% の空胴電圧を印加 (ヒータおよびリバラ電圧は常時印加) して、切換時の温度変化を少なくする。

b. AFC の引込範囲を広くする。

AFC 回路のルーラゲインを十分大きくとって初期漂動時の AFC 引込幅を広くする。

ことによって問題を解決した。

### (2) ダイオードスイッチ<sup>(1)</sup>

現用および予備の送信機出力は導波管切換器によって切り換える。導波管切換器としては高速であること、漏エィが少ないことが要求される。PIN ダイオードを用いたマイクロ波ダイオードスイッチは小形できわめて高速であるが、漏エィは 25 dB 程度しかとれない。そこで若干回路的な工夫を施して要求を満足する切換器を実用化した。

切換器の回路を図 3.4 に示す。図において S<sub>1~3</sub> はダイオードスイッチ素子、K<sub>1,2</sub> は送信クライストロン、DC<sub>1~4</sub> は 3 dB 結合器 (リフレット形ハイブリッド) である。今 No. 1 送信, No. 2 予備待状態を考える。そのとき S<sub>1</sub>, S<sub>3</sub> は短絡状態, S<sub>2</sub> は開放状態となるようにダイオードスイッチを制御すると K<sub>1</sub> の出力は S<sub>1,3</sub> で反射され、DC<sub>1</sub>, DC<sub>3</sub> を経て送受分波器へ導かれ、K<sub>2</sub> の出力は DC<sub>2</sub> で分配されて無反射に終端される。逆に No. 2 送信, No. 1 予備待

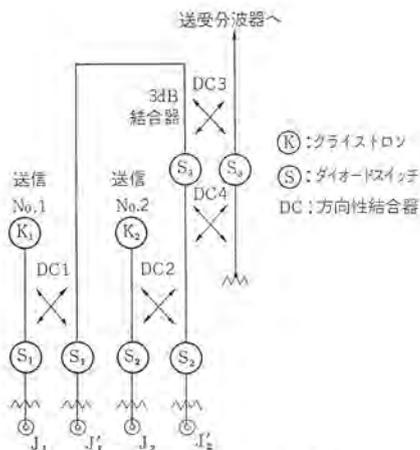


図 3.4 ダイオードスイッチ回路  
Fig. 3.4 Circuit diagram of microwave diode switch.

ち状態では  $S_{1,3}$  は開放  $S_2$  は短絡となり  $K_1$  の出力が終端され  $K_2$  の出力は  $DC_2$ ,  $DC_4$ ,  $S_3$ ,  $DC_3$  を経て分波器へ導かれる。すなわち予備待状態においてはダイオードスイッチと 3dB 結合器のインレーションの相加によって 55dB 以上の漏れ減衰量を得ている。

なお予備待状態のクライストロン出力は図 J1, J2 に出てくるからこれを波長、変調度などの測定、試験に利用することができる。

### 3.4.2 周波数テイ倍回路<sup>(2)</sup>

パラクタあるいはパリキップと呼ばれる可変容量ダイオードはパラメトリック増幅器、変調器などのほかにパラメトリック周波数テイ倍に有効に使用できる。本機ではこの性能を利用し、従来のクライストロンにかえてトリッドステートクライストロンとも称すべき全固体マイクロ波源を開発して、これを受信局発に採用した。

系統図を図 3.5 に示す。原振は約 50 Mc オーバートン水晶発振回路でこれを 2 テイ倍増幅 (MULT 1) したのち、パリキップによる  $2 \times 2$  のテイ倍により 400 Mc, 0.5 W を得ている。400 Mc 出力は同軸ケーブルで分布定数回路で構成した空洞 (MULT 2) に導かれ  $2 \times 2$  にテイ倍され約 1,600 Mc, 150 mW の出力となる。これはストリップラインのスタブを経て導波管 4 テイ倍器 (MULT 3) により最終出力として 7,000 Mc 帯にまでテイ倍される。このテイ倍回路の開発にあたって考慮したのは下記の諸点である。

- (a) テイ倍次数が高くなるにしたがい、テイ倍効率が低下することを考慮し低次テイ倍列とした。
- (b) しかし低次テイ倍を多段接続する場合には各段相互の影響により調整に複雑な手順と、特殊な測定器が必要となる。
- (c) 回路条件が不適当な場合には、励振周波数より低い寄生振動 (パラメトリック発振) あえいは不要側帯波 (パラメトリック増幅) などが発生し、これが雑音源となるので設計と調整に十分な配慮を要する。
- (d) 原理的に高低調波が多く発生するから、これらを適当に終端するための空洞ないしロハ器の設計・調整に注意がいる。

上記のような配慮をもって製作した結果、消費電力約 5 W で 7,000 Mc 帯にて約 10 mW の出力を得た。これは従来の LO 用クライストロンに比し約 1/3 の消費電力であり、また周波数安定度が格段と向上したので受信 AFC が不要となった。

### 3.4.3 AFC 方式

送信クライストロンには上記の全固体マイクロ波源を基準として AFC をかけている。AFC 回路系統は図 3.2 (送信部) に示す。

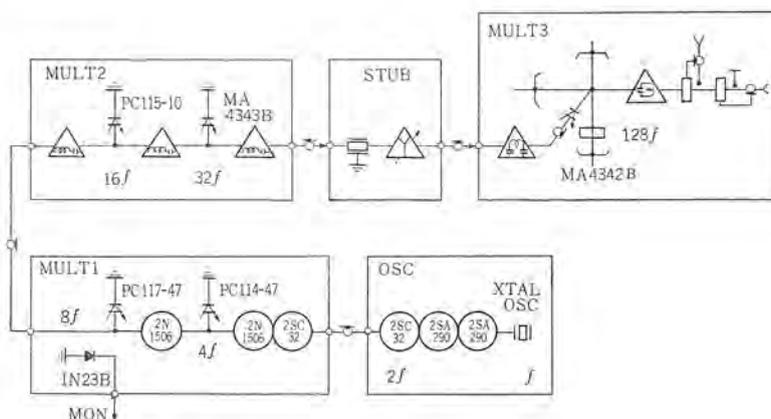


図 3.5 周波数テイ倍回路  
Fig. 3.5 Frequency multiplier circuit.

送信出力の一部と受信局発波は AFC 混合器で混合されて中間周波数となる。この中間周波数は送受信周波数間隔 160 Mc と受信中間周波数との和で 230 Mc となる。(この装置では受信局発振周波数は送受信周波数の外側にえらんだ。)この信号は高周波増幅器 (HFA) で増幅され、ダイオードチョップ (CHOP) に入る。チョップを駆動するマルチプライヤは発振周波数約 9 kc, タイムレト 10 1 のパルス信号とした。したがってチョップ出力はパルスで FM された矩形波となる。この信号はリミッタ・ディスクリミネータを通りクライストロンの周波数偏差に比例した振幅となるから、これを増幅し零レベルをクランプしたのち、その直流分を取り出してリバ回路に重畳する。

この方式はチョップを使用したサンプル値制御方式であるので、増幅器は単なる低周波増幅器でよく、安定度が高くまた出力も大きい、AEC の引込幅は  $\pm 15$  Mc 以上ある。

### 3.4.4 中間周波増幅器

前置増幅器 (PIF) は初段に 2SA238 を用いたエミッタ接地形増幅器で、回路電流利得が高域で 6 dB/OCT で落ちる特性をこれと逆な高域ロハ特性を持つ結合回路を用いて打ち消して 40 Mc の広帯域にわたって振幅平坦な特性を得ている。入力回路は単同調回路で、最適インピーダンスになるように調整し、70 Mc における雑音指数として 5 dB を得た。遅延特性偏差は無視できるほどに小さい。

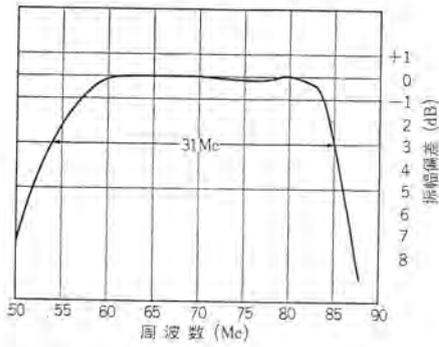
主中間周波増幅器 (MIF) は 2SA245 をエミッタ接地で使用し、広帯域変成器を用いてコンデンサによるエミッタピーキング回路によって高周波特性を補償する回路とした。その結果 70 Mc を中心周波数として帯域幅 50 Mc 以上にわたり偏差 0.3 dB 以内の平坦な周波数特性が得られた。遅延特性偏差は  $\pm 15$  Mc で 5 ns 程度で十分に小さい。

上記のように前置増幅器、主中間周波増幅器とも十分に広帯域であるから受信機の帯域特性はこの両者の間に設けたブロックフィルタ (FIL) によって決定される。このロハ器に 3 dB 低下帯域幅 30 Mc で帯域幅約 20 Mc にわたって偏差 0.3 dB 以内の振幅特性である。また遅延特性偏差も  $\pm 7$  Mc で 5 ns 以内と十分小さくおさえることができたので遅延など化器は不必要である。

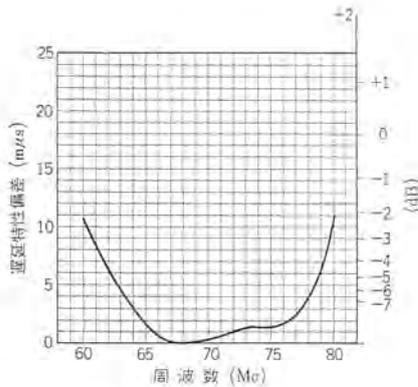
中間周波部の総合特性の一例を 図 3.6 (a) および (b) に示す。

### 3.4.5 ベースバンド増幅器

ベースバンド増幅器においては少なくとも 50 c/s ~ 4.1 Mc の広帯域性を有するとともに、初段においてはとくに低雑音であること、また出力段においてはとくにヒズミの小さいことが要求される。



(a) 振幅特性



(b) 遅延特性

図 3.6 中間周波部総合特性  
Fig. 3.6 Overall performance of intermediate frequency amplifier.

前置ビデオ増幅器では電流帰還によってヒズミを十分小さくするとともに、トランジスタの動作点、プリント基板の接地などに注意してとくに低域雑音の減少につとめた。

出力側増幅器は出力インピーダンスが  $75\Omega$  であるので所要出力で規定のヒズミ率におさえることが問題となる。ヒズミを少なくするためには帰還量を大きくすることが必要であり、理想シャ断特性となるようきわめて広い帯域にわたって回路の特性を整形せねばならない。本機では出力段にコレクタ損失の比較的大きなトランジスタを用いて SFPP 回路とし、比較的少ない負帰還量にて十分なヒズミ減衰量を得ることができた。

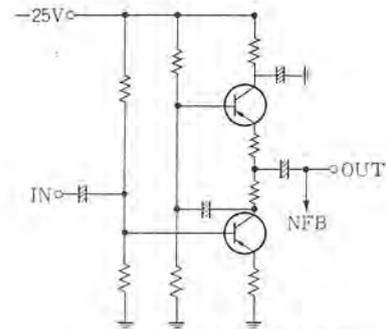
図 3.7 (a) は出力段の回路で、約 10 dB の負帰還、試験者よりも 25 dB up の点でヒズミ減衰量は 2 次、3 次とも 60 dB 以上である。

送信用ベースバンド増幅器はとくに大きな出力電圧が要求される。広帯域トランスが得られない現状ではトランジスタの出力電圧を十分大きく設計させねばならない。したがって出力段には図 3.7 (b) に示すような 3 段直結増幅器を開発した。トランジスタは 2 次ヒズミをとくによくするという点から 2N1143 を用い、電源電圧は  $-60\text{V}$  とした。クライストロンレバ変調回路を負荷とし、25 dB up のレベルで 2 次 60 dB、3 次 70 dB 以上のヒズミ減衰量を得た。

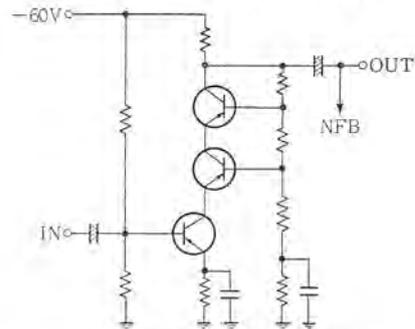
### 3.4.6 電源回路

制御用電源は  $-24\text{V}$  をそのまま使用するが、 $-21\text{V}$ 、 $-12\text{V}$  は直流安化電源によってトランジスタ回路に供給している。また正電圧 ( $+6\text{V}$ 、 $+12\text{V}$ ) は DC-DC コンバータによって得ている。

クライストロン用電源はトランジスタ式 DC-DC コンバータによって得ているが、とくに空洞電圧供給回路は図 3.8 に示すような積み上げ形としている。図でスイッチ  $S_1$  が OFF の場合には負荷にかか



(a) SFPP 回路 (受信出力段)



(b) 直結回路 (送信出力段)

図 3.7 ビデオ増幅器出力回路  
Fig. 3.7 Video amplifier out-put circuit.

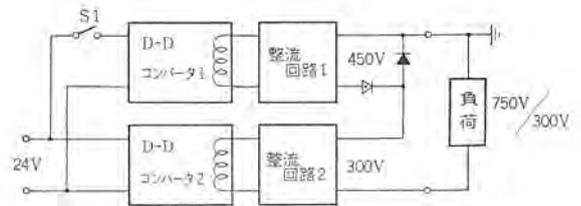


図 3.8 電源積み上げ回路  
Fig. 3.8 Stacked klystron power supply.

る電圧は  $300\text{V}$  であり、 $S_1$  を ON にすると  $750\text{V}$  が印加される。この回路はセミホットスタンドパイ方式で空洞電圧をタイ減する場合、一次側の低圧回路で操作できる利点がある。

なお各回路には安定回路の障害そのほかを考慮して保護回路を付しており、電源電圧異常による負荷の障害を防止している。

## 4. 搬送端局装置

### 4.1 構成

この搬送装置は産業用テレビ 1 CH と電話 180 CH を  $0\sim 4\text{Mc}$  の周波数帯域に配列して同時伝送するためのものであり、多数の電話回線を 12 通話路ごとに集合して  $60\sim 108\text{kc}$  の基礎群を作る通話路変換架、 $60\sim 108\text{kc}$  の基礎群 5 個ずつをまとめて、60 通話路の  $312\sim 552\text{kc}$  の基礎超群 3 個を作り、それを伝送帯域に変換して 180 通話路の電話回線とし、 $50\text{c/s}\sim 2.5\text{Mc}$  帯域のテレビ信号と合成して無線装置に受け渡す群変換架、高安定な  $128\text{kc}$  の主発振器の出力を分周、タイ倍して高品質の搬送電流を作り、それぞれの変換架の変復調器に供給する搬送電流供給架によって構成されている。各変換架は集合され、伝送されてきた合成信号を ITV、電話のそれぞれの回線に復元する機能も合わせ持っている。

### 4.2 周波数配列

$50\text{c/s}\sim 2.5\text{Mc}$  の ITV 信号はベースバンドにそのまま配列し、電話 180 CH は CCITT 方式に準拠し、前群、群、超群と順次変換して、多重通話路を  $3,292\sim 4,028\text{kc}$  に構成し配列する。打

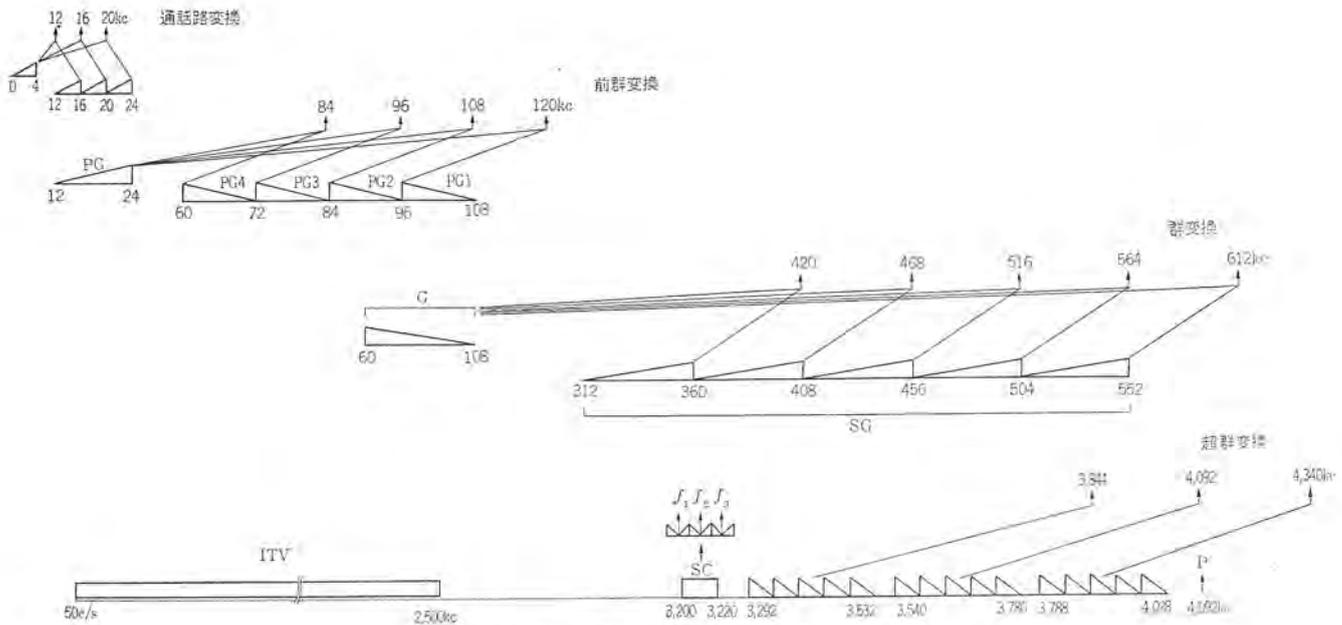


図 4.1 周波数配列図  
Fig. 4.1 Frequency allocation.

合せ電話回線は TV 帯域と多重電話帯域の中間 3,200~3,220 kc に配列し AM 方式により伝送する。パイロット 周波数は帯域最高周波数 4,092 kc に配列してある。その周波数配列図を図 4.1 に示す。

ITV は本郷局から釜伏局を中継し秩父局、熊谷工場へ送られ、また逆に秩父局、熊谷工場の一方から釜伏局を中継して本郷局に送られる。電話は 60 通話路ずつの 3 超群に分けられており、3,292~3,532 kc の SG<sub>1</sub> を本郷局、熊谷工場間に使用し、3,540~3,780 kc の SG<sub>2</sub> を本郷局、秩父局間に使用し、3,788~4,028 kc の SG<sub>3</sub> を本郷局、釜伏局間に使用する。SG<sub>3</sub> は釜伏局に 1 部を分岐するだけで、ほかは群変換中継して石原、田島、高崎、熊谷、上敷免の各局に接続してあり、本郷局と各局間の回線を構成している。なお SG<sub>3</sub> の G<sub>1</sub> は各局間の遠方監視制御信号、回線監視用のパイロット 信号周波数の伝送に使用している。

#### 4.3 結合・分岐用ロハ器

さきにも述べた通り テレビ と多重電話を同時に伝送するために新たに開発したロハ器を使用し、相互干渉なく送信側で結合、

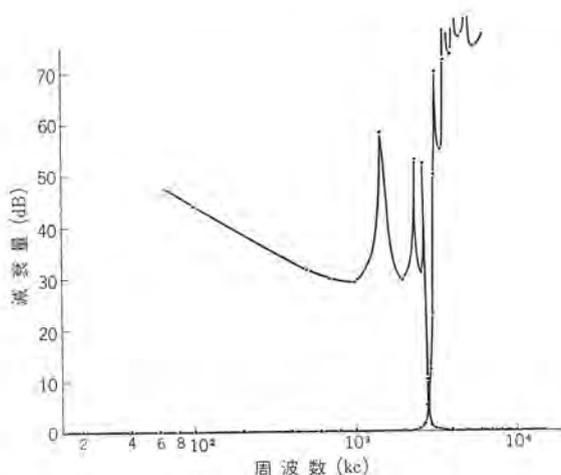


図 4.2 結合・分岐ロハ器減衰特性  
Fig. 4.2 Attenuation characteristics of filter for combine and separation.

受信側で分岐を行なっている。

このロハ器は TV 信号を通過させる低域ロハ器と多重電話信号を通過させる高域ロハ器で構成され、それぞれ相手信号に影響を与えることなく十分な減衰特性を持っており、とくに低域ロハ器は 2 個の ケース に分割そう入し、信号漏洩に対し十分な考慮をはらっている。その減衰特性を図 4.2 に示す。

#### 4.4 打合電話

この装置では TV 信号の伝送に低周波帯域を割り当ててあるので新しい方法で本郷局、秩父局、三ヶ尻局、熊谷工場および釜伏局相互の打合電話を行なっている。

利用する周波数帯域は ITV 帯域の上部に 3,200~3,220 kc を割り当ててあり、ITV 多重電話の伝送に関係なく、スピーカによる音声呼出しにより通話することができる。各局には 3,204 kc, 3,210 kc, 3,216 kc の内の 1 周波が割り当てられ、それを搬送周波数とする AM 方式で伝送する。送信回路は単独に設けられた水晶制御発振器の出力を音声により振幅変調して、搬送波および両側帯波を送出する構成となっている。受信回路は 3 波のうちどの周波数帯域のものでも、同時にすべて受信できるように 3,200 kc~3,220 kc の帯域ロハ器で ITV、多重電話信号と分離選択して復調を行ない音声出力を取り出す。2 局より同時に着信がある場合にも、相互に混変調することなく電話ができるように復調器のあとに低域ロハ器を設け混変調成分を取り除いてある。この方式により 3 局以上で同時に明らかな打合電話をすることができる。主回路へは送信受信回路ともに高インピーダンスで接続してあるから、ITV および多重電話を伝送する主回路には何等影響を与えることなく、しかも主回路とは、電源供給回路を除きすべて独立しているので、装置を点検試験する場合にも支障なく運用することができる。

#### 5. 空中線

本郷、秩父局および釜伏局本郷向に 3.3 mφ を、ほかの局に 2.0 mφ のパラボラ空中線を用いた。図 5.1 は釜伏局の空中線である。この空中線はいずれも リア・フィード 形で、広角かつ射特性をよく



図 5.1 釜伏局空中線  
Fig. 5.1 Antennas at Kamabuse station.

するため開口角は  $180^\circ$  にした。ここでいう リア・フィード 方式とは、給電用に円形導波管を用いその開口に平面円板反射板を用いた一次フック射器である。この方式は一般に使用されている ホーンフィード 方式に比して次のような利点がある。

- (a) 一次フック射器系の構造が非常に簡単である。
- (b) 給電に円形導波管を用いているので偏波面の選択、変更が容易である。

広角フック射特性および交差偏波特性は従来あまり明らかにされていないが、前述のように釜伏局におけるまわりこみを検討する必要があったので今回とくにパターンレコーダを用いて実測を行なった。その結果、 $60^\circ$  以上の広角フック射は  $3.3\text{ m}\phi$  では  $-50\text{ dB}$  以下、 $2.0\text{ m}\phi$  でも  $-40\text{ dB}$  以下とできることが確認した。したがって釜伏局でのまわりこみ減衰量は最悪でも約  $60\text{ dB}$  で回線設計上十分な値にできた。なお交差偏波減衰量は  $70^\circ$  以下では  $10\text{ dB}$  以上とれるが  $90^\circ$  以上の広角では  $5\sim 0\text{ dB}$  で、偏波面交差による改善は広角フック射方向ではほとんど期待できないことが明らかとなった。

## 6. 総合性能

実施設についてえられた総合性能の 1 例はおよそ次のようである。

- (1)  $S/N$ 
  - a. 電話信号通話路  $S/N$  約  $55\text{ dB}$
  - b. TV 信号  $S/N$  ( $S_{pp}/N_{rms}$ ) 約  $40\text{ dB}$

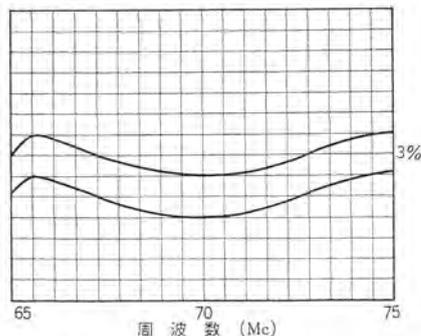


図 6.1 総合微分特性  
Fig. 6.1 Overall differential deviation of linearity.

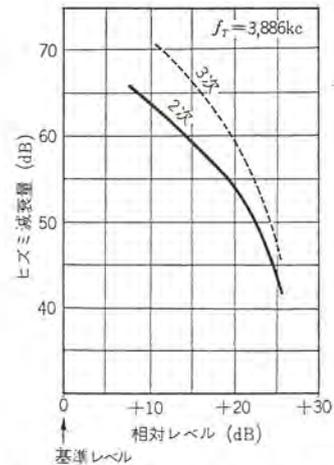


図 6.2 ヒズミ減衰量特性  
Fig. 6.2 Overall krill factor.

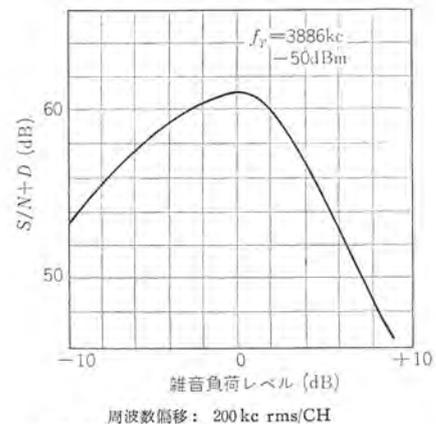


図 6.3 雑音負荷特性  
Fig. 6.3 Noise-loading characteristics.

- (2) 漏話
  - a. TV  $\rightarrow$  TP, TV 信号を規定レベルより  $15\text{ dB}$  上げても  $S/N$  の変化なし。
  - b. TP  $\rightarrow$  TV, TP 信号を規定レベルより  $20\text{ dB}$  上げても画像に影響なし。
  - c. TV  $\leftrightarrow$  TP 相互, TV 信号  $2\text{ dB}$  アップまで変わらず, それ以上は約  $45^\circ$  の傾斜で劣化する。
- (3) 微分特性 (変復調総合) 図 6.1
- (4) ヒズミ減衰量 図 6.2
- (5) 雑音負荷特性 図 6.3
- (6) 消費電力 現用機だけ  $170\text{ W}$  (予備機非動作)  
 正常動作状態  $260\text{ W}$   
 (セミホットスタンバイ状態)  
 現用および予備機  $340\text{ W}$   
 (ホットスタンバイ状態)

## 7. むすび

以上産業用テレビジョンと多重電話の同時伝送通信装置の概要について述べた。この方式は私設専用回線においてテレビジョン伝送を行なう場合に経済的で好適なものといえよう。今後周波数を有効に利用するために多種類の情報伝送の要求が多くなるものと思われるが、さらにテレビ帯域を狭帯域化して多重伝送する方式も考えられよう。

終わりにこの装置の開発・製作にあたってとくにご指導いただいた東大田宮教授、ご協力いただいた関係各位に深く感謝する。

参 考 文 献

- (1) 阿部・尾形・石井: ダイオードスイッチ を用いた セット 予備方 式, 電気四学会連合大会, 1518 (昭 39)
- (2) 丸浜・笹田・一の瀬: マイクロ 波 ティ 倍器, 電気四学会連合大会, 1128 (昭 39)

最近における社外講演一覧

年月日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所属場所
39-4-1	応物連合講演会	TFI ミッタの Build-up におよぼす電界の影響	青木 伸一	中央研究所
39-4-1	物理応物連合講演会	ZnS:Mn の光学的性質 CdS:Li の光電性質 (1)	伊吹 順章 吉沢 達夫	中央研究所 中央研究所
39-4-1	応用物理学会	ホール 素子を用いた乗算器	大川 清人	中央研究所
39-4-1	物理学会	荷電粒子の Absolute Containment を可能ならしめる多極磁界の例	近藤 博道	中央研究所
39-4-1	物理学会	TORNADON 実験	近藤 博道	中央研究所
39-4-1	物理学会	強度 30 配のある高周波場が荷電粒子に及ぼす閉じこめ効果	利岡 勝司	中央研究所
39-4-1	日本化学会第 17 年会	交流計算盤による高分子の粘弾性の解析 IV 均一相混合系の粘弾性の表現	柴山 恭一・田中 善郎	中央研究所
39-4-1	日本化学会第 17 年会	不飽和ポリエステル の粘弾性 II プロピレングリコール・ポリエステル 樹脂共重合体の粘弾性に及ぼす単量体組成の効果	柴山 恭一・鈴木 康弘	中央研究所
39-4-1	日本化学会第 17 年会	ポリウレタン の粘弾性に及ぼす各種極性基濃度および橋かけ密度の影響	柴山 恭一・児玉 峯一	中央研究所
39-4-1	日本化学会第 17 年会	ベンジル・アルキル・エーテル 類の重縮合によるポリベンジルの合成	西崎俊一郎・栗栖 安彦	中央研究所
39-4-1	日本化学会第 17 年会	ピロリットイミド 環を有する高分子の合成	西崎俊一郎・不可三 晃	中央研究所
39-4-1	物理応物学会	金属蒸着薄膜の電気的特性と残留ガスとの関係	井上 康郎	中央研究所
39-4-2	物理学会	大気中の プラズマ	小林 宏次	中央研究所
39-4-2	日本化学会	Nb 窒化物の生成過程	小俣虎之助・光本 誠一	中央研究所
39-4-2	日本化学会	セルロース のシロエチル 化反応に対する塩類の効果	伊藤 公男・小野 博	中央研究所
39-4-3	日本機械学会通常総会 学術講演会	放電加工機電極送りの油圧化	金子 敏夫 渡辺 秀也	鎌倉 鎌倉
39-4-3	日本化学会第 17 年会	ポリフェニレン 系ジアミン, ポリアセン 系ジアミン とヨウ素との錯合体の電気抵抗	草川 英昭・西崎俊一郎	中央研究所
39-4-3	物理応物学会	SiO <sub>2</sub> 蒸着薄膜の絶縁破壊	植松 滋幸	中央研究所
39-4-3	機械学会	回転円板の繰返し回転停止による破壊試験	菟原 智	中央研究所
39-4-4	物理応物学会	Ge <sub>1-x</sub> Pb <sub>x</sub> Te 熱電的性質	坂根 英生	中央研究所
39-4-6	物理学会	MgO 中 Mu の電子状態	中田 正矩	中央研究所
39-4-6	物理学会	線形陽子加速器の計算 (III)(IV)(V)(VI)	永井 昭夫	中央研究所
39-4-6	電気四学会	サーキュレータスイッチ	三宅 隆	無線機
39-4-6	電気学会連合大会	特殊絶縁紙の吸湿と電気的特質	石井 敏次	伊丹
39-4-6	電気四学会	高周波磁気増幅器の経済設計	大野 栄一	中央研究所
39-4-6	電気四学会	直接機械語の設計に関する一考察	木村 孝之	中央研究所
39-4-6	電気四学会	磁気変調器の磁心整合	山崎 英蔵	中央研究所
39-4-6	電気四学会	ブロック 線図 シミュレータ	外山 守城	中央研究所
39-4-6	電気四学会	エキスパンダー, アンプ に必要な帯域幅	倉橋浩一郎・樋高 俊一	中央研究所
39-4-6	電気四学会	マンチェスター 形高速加算回路についての実験	壺井 芳昭・松原 要	中央研究所
39-4-6	電気四学会	プログラム 多重処理方式	中塚正三郎・梅田 義明	中央研究所
39-4-6	電気四学会	金属骨多面体単層 レドーム	喜連川 隆・信岡 正裕	中央研究所
39-4-6	電気四学会	宇宙通信用軟質 レドーム	喜連川 隆・信岡 正裕	中央研究所
39-4-6	電気四学会	フェラデー 旋波子の移相特性	中原昭次郎・上松 正雄	中央研究所
39-4-6	電気四学会	パラメトリック 増幅器の移相変動	喜連川 隆・白幡 潔 立山 茂	中央研究所

# 三菱大形高性能アナログ電子計算機 (MELCOM EA-7150 形)

大鳥羽幸太郎\*・柴谷浩二\*

桑田 博\*・持田雅夫\*・井塚秀弥\*

## Mitsubishi Large Scale High Precision Analog Computers (Type MELCOM EA-7150)

Kamakura Works

Kōtarō ŌTOBA・Kōji SHIBATANI

Hiroshi KUWATA・Masao MOCHIDA・Shūya IZUKA

The analog computers are used not only for analyzing apparatus in physical science and engineering but also for simulators, control equipments and measuring devices with a very wide range utility. Recent trend is to need a highly automatized large scale analog computer as one link of a chain in the hybrid computer system. In this article are described in reference to large scale high precision analog computer type MELCOM EA-7150 developed and standardized by the company the basic principle and each operational element. Also mention is made on an epochal automatic operation device, CAPS (Compiled Automatic Programming System) with brief description and examples of operations.

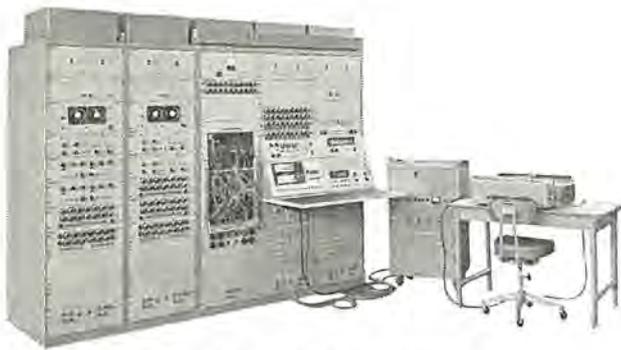


図 1.1 EA-7150 形アナログ計算機  
Fig. 1.1 Appearance of type EA-7150 analog computer.

### 1. ま え が き

最近、解析機としてまたシミュレータとして、アナログ電子計算機(以下アナコンという)の有用性が認められてくるに依り、アナコンの持つ種々の特長をより積極的に利用し、さらに精度の向上、新しい機能の付加などで、より高度の問題を解析したいといった要求が強くなってきた。このため各種演算素子の高精度化を行ない、標準回路の採用で信頼度を高くし、さらに演算制御機能に新しい工夫を施し、演算の自動化、プログラミングの簡略化をはかって、従来ものとはまったく面目を一新した新形の大型アナコン EA-7150 形を設計し、ほぼ所期の目的を達成した製品の製作を完了したのでその概要を述べる。製作されたものは現在ではトランジスタ式、電子管式その他を通じて、性能的にも、取り扱いの簡単なことでも、またその演算規模の点でも最高水準のものと考えられ、今後これが高性能アナコンの標準機種となり、将来他方式の達成目標ともなるべきもの、と考えられる。

図 1.1 は EA-7150 形アナコンの外観で線形架 1 架、非線形架 2 架の例である。

### 2. 特 長

上記方針に従って製作された EA-7150 形アナコンは、次のような特長を持っている。

### 2.1 構成

現在までに受注、製作したアナコンを分類し、また化学プラント、飛しょう体解析など各種解析内容の検討、将来の方向の分析などを十分考慮して、最も推奨すべきいくつかの標準構成を採用し、さらにごく特殊な要求をも満たすことができるよう、三角関数発生器など増設の余地を十分に見込んである。

(1) 構成要素は表 4.1 のごとく演算増幅器 100 台、ポテンショメータ 120 台を収容できる。

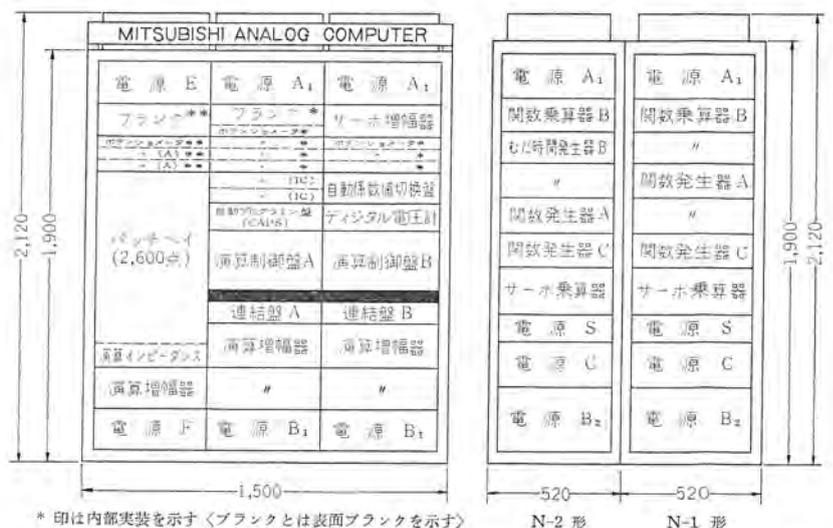
(2) パッチベイは 2,600 点ですべてのプログラムを集中して行なうことができ、さらに増設の余裕が十分である。

(3) 幅 1,500×高 1,900(総高 2,120)×奥行 800(机を除く)mm の線形架、幅 520×高 1,900(総高 2,120)×奥行 800mm の非線形架ともに完全自立きょう体で、輸送、運搬はスムーズに行なえ、据え付けのためのピット工事は不要である。

(4) 要素はすべてプラグイン式で増設が容易である。

### 2.2 仕様

アナコンにおける演算誤差の原因を解明し、これを適切な方法で補償しているので、広い演算周波数範囲にわたり現在得られる最高精度を保証し、また高安定性を保っている。



\* 印は内部実装を示す(ブランクとは表面ブランクを示す)

\*\* サーボセットポテンシオメータ \*\* 呼び出し回路

(a) 基本架実装図

(b) 非線形要素基本構成実装図

図 2.1 EA-7150 形高性能低速形アナログ計算機実装図

Fig. 2.1 Panel-arrangement of type EA-7150 analog computer.

表 3.1 演算制御機能一覧

演算制御システム	手動	演算	基本演算制御	ワンタッチの押しボタンシステム。演算状態光示。誤操作防止機構誤差混入防止回路有。
		調整、測定	高速演算制御	リセット、コンピュータの自動繰返し。演算時間可変。
	自動	調整の自動化	演算増幅器ゼロ調整 } (ABC) セレクタとコンパレータにより調整のズレた要素は自動的に表示される。 乗算器ゼロ調整 } 要素出力読取(AOS)	任意点電圧の自動走査デジタル表示。デジタルプリントアウト。
		演算の自動化	ポテンシオメータ自動設定 } パンチドレープまたはキーボードによる自動設定。負荷効果補正。 極値表示回路 (MAX-MIN) } サンプリングホールドによる任意点の最大最小電圧の表示。 繰返し演算、自動ホールド } 任意時間、任意電圧により自動繰返し演算可能。自動係数値切換器 (ARO, AH) など組み合わせパラメータ自動切換、換算係数の自動切換可能。 完全自動プログラミング装置 } きわめて直観的なプログラムで分別演算、相互演算などによる高度に複雑な問題が全自動で解ける。アナログメモリ、プログラムスキューナの内蔵で信号系統の自動切換操作可能。	2 種用意され、いずれもなんら接続を変えることなしにワンタッチで演算抵抗、コンデンサ、線形、非線形要素のすべてと接続の正誤が確かめられる。チェック用ポテンシオメータも不要。

- (1) 線形要素精度は 0.05 ~ 0.15% (ポテンシオメータ), 0.03 ~ 0.05% (演算増幅器)
- (2) 非線形要素精度は 0.1 ~ 0.3%
- (3) 総合精度 0 ~ 0.2%
- (4) 演算増幅器のドリフトは 0.02 mV/gh
- (5) 演算電圧は 100 V で、したがって S/N 比は非常に高く、 $100/0.00002 = 5 \times 10^7$  の範囲の演算信号に対し精度よく計算が行なえる。
- (6) 電子管は長時間のエイジングを施し、コンデンサ、抵抗、ポテンシオメータなどには厳格な試験を行ない、その他端子に至るまで特別の考慮がしてあり、安定で信頼度が高い。

- (7) サーボ乗算器は 400 c/s サーボを採用するなど、各要素は高い信号周波数にも追従できるよう考慮されている。
- (8) 関数発生器は座標設定の最も直観的取り扱い平易な方式を採用し、X 軸、Y 軸とも可変で直線補間を行なうなど、各要素は取り扱いが簡単になるよう考慮されている。

2.3 機能

各種分野での解析例を検討し、最も適切な要素の構成を考えると同時に、使用者の立場にたつて、より積極的に新しい種々の演算制御機能を取り入れて演算の自動化、チェック機構の完備、保護装置の採用などを行なっている。

- (1) 押しボタンシステムによる全要素の呼び出しと、電圧計その他への自動選択接続を行なう。
- (2) ワンタッチシステムによる演算制御、レコーダ、オンオフなど一括集中制御ができる。
- (3) ワンタッチ方式によるチェック機構の完備。
- (4) 自動バランスチェック方式 (ABC)、自動出力点走査機構 (AOS) の採用による調整点検、もしくは測定の自動化ができる。
- (5) 押しボタンシステムによるポテンシオメータの自動精密設定ができる。
- (6) 最大・最小値の自動表示が行なえる。
- (7) 自動繰返し演算機構とパネルによる自動演算が行なえる。
- (8) 完全自動プログラミング装置 (CASP) による、記憶、判断、分割、相互演算を含む高度の自動演算を行なうことができる。
- (9) 連動パネルにより簡単に 2 台以上のアナコンのいっせい (一斉) 制御が行なえる。
- (10) いっせい、または分割高速繰返し演算ができる。

3. 制御機能

アナコン演算時に欠くことのできない基本演算制御から出発して、必要に応じてラヴライン式に増設可能であり、より取り扱い簡便な、より高い機能をもったものになっている。わかりやすくこの流れを表にしたものが表 3.1 である。

これらのうち、完全自動プログラミング装置 (CASP) 以外については、すでに本誌第 38 巻第 5 号で述べたので参照願いたい。CASP については 5 章で述べる。

さらに高速繰返し演算機能は従来の繰返し形アナコンの機能を合わせもち、自動的にリセット、コンピュータのモードを繰り返すもので、演算時間は 0.05 ~ 2 sec 可変であり、手動ポテンシオメータなどを用いてパラメータ変化時の傾向などを知ることができる。繰返し制御リレーには、速動形のものを用いて誤差が少なくなるよう考慮してある。

4. 各要素の概要

各要素の性能および仕様の大略を表 4.1 に示す。

4.1 演算増幅器

図 4.1 は演算増幅器パネルの外観構造を示すもので、1 パネルに 20 台の増幅器を収容している。各増幅器は、ユニット基板化したラヴライン方式であり、また加算係数器、加算積分器およびはん用演算器とも同一の増幅器を使用して互換性をもたせている。

回路の詳細を図 4.2 に示す。直流増幅器部の利得は約 85 dB、チョッパ増幅器部の直流利得は約 55 dB、出力電圧は ±100 V が得られる。出力段は電力増幅用 5 極管による直列増幅回路いわゆるトータンポール形の増幅回路で、出力電圧、電流の大きい割りに、内部損失が少ない。

図 4.3 に周波数特性、図 4.4 に演算増幅器初段管のグリッド電流特性を示す。

4.2 ポテンシオメータ

ポテンシオメータは、手動設定用ポテンシオメータとサーボセットのポテンシオメータの 2 種がある。手動設定ポテンシオメータは初期条件、係数兼用のもの、はん用のもの (A 形) および 1 レンジ用のものと 3 種類がある。いずれも 1 パネルに 10 個収容しており、1/1,000 目盛までのダイヤル設定およびデジタルポルトメータあるいはデジタルポテンシオメータで、直読設定することができる。

回路の詳細は図 4.5 (a), (b), (c) に示すとおりで、初期条件兼用のものは普通のポテンシオメータとして使用できるほか、パネル上の切換スイッチにより正または負の基準電源に接続し、積分器などの初期条件を与えるために用いる。

サーボセットポテンシオメータは 1 パネルに 30 台のマイクロモータ付ポテンシオメータを実装したもので、サーボ増幅器および演算制御機構の一部を図 4.6 のように接続して、ポテンシオメータの設定を 0.1% の精度で行なうことができる。このサーボセットポテンシオメータのうち 4

表 4.1 EA-7150 形 ア ナ コ ン 構 成

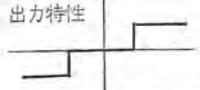
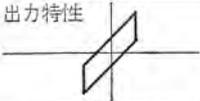
1. 基本架演算要素

パネル名称	演算要素名	仕 組	パネルあたり要素数	標準構成		備 考
				パネル数	要素数	
1. 演算増幅器盤	〈共通仕組〉	ドリフト自動補償付直流増幅器 直流利得 140 dB 以上 周波数特性 40 kc <倍率 1> ドリフト 50 μV/8h <20 μV/8h を目標> 出力 ±100 V 200 mA	20	5	100	
	加算積分器	入力数 8 入力 <1, 1, 1, 1, 4, 4, 10, 10> +Gin+Gf+IC 端子 時定数精度 ±0.05% 以内 ホールド特性フルスケールの ±0.01% 以内 <毎分あたり〉			20	積分コンデンサ 1 μF 演算抵抗 1 MΩ <倍率 1> Gin 加算モードグリッド端子 Gf 積分モードグリッド端子
	加算係数器 I	入力数 10 入力 <1, 1, 1, 1, 1, 1, 4, 4, 10, 10> +G 端子 係数精度 ±0.05% 以内			8	演算抵抗 1 MΩ <倍率 1>
	加算係数器 II	入力数 6 入力 <1, 1, 1, 4, 10, 10> +G 端子 係数精度 ±0.05% 以内			12	
	符号変換器	入力数 1 入力 <1> +G 端子 係数精度 0.05% 以内			40	
	はん用演算増幅器	2 入力 <1, 1> 抵抗内蔵 初期値設定可能			20	積分器的モードか係数器的モードかはパッチベイ上で指定できる
2. ポテンショメータ盤 〈初期値設定兼用〉	係数ポテンショメータ	初期値設定 係数設定両者可能 10 回転 30 kΩ 設定精度 0.05%	10	2	20	保護ヒューズ付ダイヤルはストッパ付
3. ポテンショメータ盤 A 〈はん用〉	*	可変抵抗器としても使用可能 10 回転 30 kΩ 設定精度 0.05%	10	2	20	保護ヒューズ付ダイヤルはストッパ付
4. ポテンショメータ盤 B 〈1 レンジ用〉	係数ポテンショメータ	10 回転 30 kΩ 設定精度 0.05%	10	(8)	(80)	保護ヒューズ付ダイヤルはストッパ付
5. サーボポテンショメータ盤 サーボ増幅器		5 回転 30 kΩ 設定精度 0.1% <0.05% を目標とする> 設定時間 約 3 秒	最大 30	3 1	80 1	保護ヒューズ付
6. 自動係数値切換盤	係数ポテンショメータ	全抵抗値 30 kΩ 3 デイケード 較正精度 0.05% 可逆式 繰返し演算に同期 非同期切換可能	2	1	2	手動で任意の係数値に設定可能 係数値は光示される
7. パッチベイ	演算回路接続機構	2,600 点 <2 分割可能> ブレパッチボード受リク機構および接点制御用パッチベイを含む 倍率用演算抵抗 コンデンサ 演算制御リレー フリーダイオード内蔵	1 式	1	1	8~12 項も内蔵
8. 飽和要素	リミッタ	バイアス電圧 0~±100V 可変 設定精度 0.1% 感帯部利得任意 はん用演算増幅器 } と組み合わせて使用 ポテンショメータ A }	最大 10		10	パッチベイに内蔵
9. 不感帯要素	デッドゾーン	バイアス電圧 0~±100V 可変 設定精度 0.1% 感帯部利得任意 はん用演算増幅器 } と組み合わせて使用 ポテンショメータ B }	最大 10		10	パッチベイに内蔵 バックラッシュは不感帯要素と演算増幅器を組み合わせて構成する
10. 電圧比較要素	電圧比較器	比較基準電圧 0~±100V 感動電圧 50 mV 比較基準電圧設定精度 0.05% はん用演算増幅器 } と組み合わせて使用 ポテンショメータ B }	最大 10		10	パッチベイに内蔵
11. 計算リレー	計算リレー	動作時間 1 ms 以下 <高速用> 1 トランスファ 10 ms 以下 <低速用> 2 トランスファ 4 トランスファ	1 式		4 4 4	パッチベイ内蔵 高速用 1 回路切換 低速用 2 および 4 回路切換
12. 固定インピーダンス盤	固定演算抵抗	5, 2, 1, 0.5, 0.25, 0.1, 0.05 MΩ	1 式		各 5	精度 ±0.05%
	固定演算コンデンサ	1, 0.5, 0.25, 0.1, 0.05, 0.01 μF			各 5	精度 0.1%
13. 演算インピーダンス盤	可変演算抵抗	0.01~1 MΩ <0.01 MΩ 間隔> 0.1~10 MΩ <0.1 MΩ 間隔>			4 4	精度 ±0.1%
	可変演算コンデンサ	0.01~1 μF <0.01 μF 間隔>			2	
14a. 演算制御盤 A	基本演算制御盤 高速繰返演算 出力監視盤 出力選択盤	(1) 基本演算制御 〈BC, RESET, COMP, HOLD REC-ON OFF〉 (2) スタティックプロブレムチェック (3) ダイナミックプロブレムチェック (4) 印加閾値制御 (5) 出力監視 出力選択 <キーボード機構>	1 式	1	1 式	ワンタッチシステムによる低速高速切換 COMP 時間 50, 100, 200, msec 0.5, 1, 2 sec 2 回路スイッチ 4 個 自動メータ保護 自動レンジ切換

パネル名称	演算要素名	仕 様	パネルあたり要素数	標準構成		備 考
				パネル数	要素数	
14a. 演算制御盤A	デジタルポテンシオメータ盤	(1) ポテンシオメータのサーボセットサーボ増幅器を含む		(1)		デジタルポテンシオメータによる係数値自動設定
14b. 演算制御盤B	過負荷警報盤 電源制御盤 自動バランスチェックおよび自動出力点走査盤 極値表示盤	(6) 出力監視 (7) 過負荷警報 (8) 電源制御 (9) 自動バランスチェック <ABC> (10) 自動出力点走査 <AOS> (11) デジタル電圧計表示 デジタル電圧計自動極値表示		1		増幅器 乗算器 増幅器 乗算器 任意 20 点
14c. 自動プログラミング盤	自動プログラミング盤 自動ホールドおよび自動繰返演算盤	(1) 自動プログラミング機構 <CAPS> (2) 分割演算 <MMO> (3) 自動パラメータ切換 <Program Scanner> (9) 自動ホールド <AH> (10) 自動繰返し演算 <ARO> 構成		1		{ 制御用パッチベイ式パンチドテープ式 2 分割および 4 分割 8 回路 2 個 { 時間 電圧 <4 種類> 過負荷にて可能 時間 電圧 <4 種類> で可能
15. デジタル電圧計盤	デジタル電圧計	自動小数点切換 符号十数字 4 ケタ表示 精度 $\pm 0.05\%$ 以内 <各レンジフルスケールに対し> 測定時間 約 1 秒	1	1	1	
16. 演算要素呼出装置	演算要素呼出用論理回路	全演算要素の呼出し可能	1 式	1	1	
17. 連結盤 A, B.		記録器 遠隔制御装置 デジタルプリンタなどの相互接続機構	1 式	各 1	各 1	
18. 電源 電源 A BM B E F R	電 源	±250V レギュレータ	1	2	2	
〃		±250V 整流	1	1	1	
〃		ヒータ電源	1	1	1	
〃		基準電源 レギュレータ	1	1	1	
〃		〃 整流	1	1	1	
〃		リレー電源	1	1	1	
〃						
19. 箱体 (A形)			1	1	1	

## 2. 非線形架演算要素

パネル名称	演算要素名	仕 様	パネルあたり要素数	標準構成		備 考
				パネル数	要素数	
1. サーボ乗算器盤	サーボ式関数乗算器	3 出力 $UX \cdot UY \cdot UZ$ 精度 0.3% 応答速度 0.13 sec 以下 <90 V 入力> 線形周波数 30 c/s	2	2	4	400 c/s AC サーボ
2. 関数乗除算器盤	時分割形関数乗除算器	1 出力 $\times 2$ $UX$ または $X/U$ $VY$ または $Y/V$ 精度 0.2% 500 c/s 3dB 以内	2	3	6	ただし除算精度 0.5%
3. 関数発生器盤A <任意関数発生器>	時分割形関数発生器	折点座標設定方式 13 折線 絶対コウ配 0~±100 連続可変 設定精度 0.2% 100 c/s 3dB 以内	1	3	3	象限切換スイッチにより 9 とおりの設定が可能
4. 関数発生器盤C <任意関数発生器>	時分割形関数発生器	折点座標設定方式 1 出力 $\times 2$ $F(X)$ $G(Y)$ 5 折線 絶対コウ配 0~±50. 連続可変 設定精度 0.2% 100 c/s 3dB 以内	2	2	4	象限切換スイッチにより 9 とおりの設定が可能
5. むだ時間発生器盤	むだ時間発生器	関数近似形 0.01~20 秒 静的精度 0.3%	2	2	4	
6. 関数乗除算器盤C	時分割形関数乗除算器	3 出力 $UX \cdot UY \cdot UZ$ または $X/U \cdot Y/U \cdot Z/U$ 精度 0.3% 500 c/s 3dB 以内	1			ただし除算精度 0.5%
7. 関数発生器盤B <簡易関数発生器>	時分割形関数発生器	折点座標設定方式 3 出力 $F(X)$ $G(X)$ $H(X)$ 5 折線 絶対コウ配 0~±10 連続可変 設定精度 0.2% 100 c/s 3dB 以内	1			象限切換スイッチにより 9 とおりの設定が可能
8. サーボ関数発生器盤	サーボ式関数発生器	50 折線 乗算機構あり $Z=UF(X)$ X 座標精度 0.5% Y 〃 〃 0.5% 応答速度 0.5 sec 以下 <90 V 入力>	1			関数設定は専用のプレパッチボードで行なう
9. 特殊非線形要素盤A	リミット <飽和> デッドゾーン バックラッシュ	3 種に切換選択可能 精度 0.3% 感帯部利得 0~100 連続可変 初期条件そり入可能 <バックラッシュ>	1			
10. 特殊非線形要素盤	飽和 不感帯 バックラッシュ	3 種に切換選択可能 精度 $\pm 0.5\%$ 感帯部利得 1 初期条件そり入可能 <バックラッシュ>	2			

パネル名称	演算要素名	仕 様	パネル当り 要素数	標準構成		備 考
				パネル数	要素数	
11. 飽和 不感帯要素盤	リミッタ〈飽和〉 デッドゾーン	2 種に切換選択可能 精度 0.3% 感帯部利得は 1	2			
12. ON-OFF 要素盤	オン-オフ要素	入出力の符号同符号 異符号に切換可能 入出力帯とも 0~100V 連続可変 精度 0.2%	2			出力特性 
13. 逆ヒステリシス盤	逆ヒステリシス	精度 0.5% 感帯部利得 0~10 連続可変 跳躍幅正負対称に可変	2			出力特性 
14. 二乗平方根発生器盤	二乗平方根発生器	二乗平方根各チャネル独立切換 精度 0.5% 1kc 3dB 以内	3			
15. 三角関数発生器盤	三角関数発生器	正弦および余弦同時発生 精度 1% 1kc 3dB 以内	1			
16. 正弦余弦関数発生器盤	正弦余弦周波発生器	$U \sin(N\pi X)$ $U \cos(N\pi X)$ ( $n=1$ または $4$ ) 入力角度 $\pm\pi$ および $\pm 4\pi$ 精度 $\pm 2\%$ 応答速度 0.5 sec 以下 (90 V 入力)	1			400 c/s AC サーボ 乗算機構あり 精度 $\pm 1\%$
17. レゾルバ盤	レゾルバ	4 出力 $U \sin X$ , $U \cos X$ $V \sin X$ , $V \cos X$ 精度 2% 応答速度 0.5 sec 以下 (90 V 入力)	1			400 c/s AC サーボ
18. 正弦波発生器盤	正弦波発生器	正弦および余弦波 1 サイクル波と連続波切換 出力 100V $\pm 0.5\%$ 周波数 0.1~100 rad/sec 周波数精度 1%	1			演算制御との同期 非同期切換可能
19. 対数関数発生器盤	対数関数発生器	4 ディケード 2 ディケード切換可能 倍率 切換有 精度 2% 100 c/s 3dB 以内	1			
20. むだ時間発生器盤 A	むだ時間発生器	関数近似形 0.001~10 秒 静的精度 0.5%	2			
21. むだ時間発生器盤 C	むだ時間発生器	関数近似形 0.5~30 秒 静的精度 0.5%	1			
22. 任意むだ時間発生器盤 A	任意むだ時間発生器	関数近似形 0.05~5 秒 静的精度 2%	1			むだ時間 $\tau(t)$ の制御は位置 サーボ機構による
23. 任意むだ時間発生器盤 B	任意むだ時間発生器	関数近似形 0.2~20 秒 静的精度 2%	1			むだ時間 $\tau(t)$ の制御は位置 サーボ機構による
24. テープ式むだ時間発生器装置	磁気テープ式むだ時間発生器	PWM 方式による磁気テープ式 0.2~20 秒 直線性 1% (0.5% 目標) 1.75 インチ/秒 17.5 インチ/秒の 2 速度 10 c/s 3dB 以内	1 式			相関関数計算 アナログメモリとしても使用可能 記録再生増幅器 テープ駆動装置 電源など 1 式を含む
25. 電 源						
電 源 A		$\pm 250V$ レギュレータ	1	2	2	
* B <sub>1</sub>		$\pm 250V$ 整流回路	1	2	2	
* C		DC ヒータ	1	2	2	
* S		サーボ電源	1	2	2	
26. 箱体 (N)			1	2	2	

### 3. 付 属 品

要 素 名	仕 様	標準構成の数量
インク書オシロ	4, 6 または 8 素子	1
X-Y レコーダ		1
定電圧装置	5, 7, 10 または 15kVA	1
ブレバッチボード		3
接続コード		3,000
短絡プラグ		60
短絡ジャック		60
遮断制御装置	ケーブル付	1 式
点検 調整用ケーブル		1 式
電源用ケーブル		1 式
調整用電圧計		1
試験成績書		1 部
取扱説明書		2 部



図 4.1 演算増幅器の外観  
Fig. 4.1 Appearance of the operational amplifier panel.

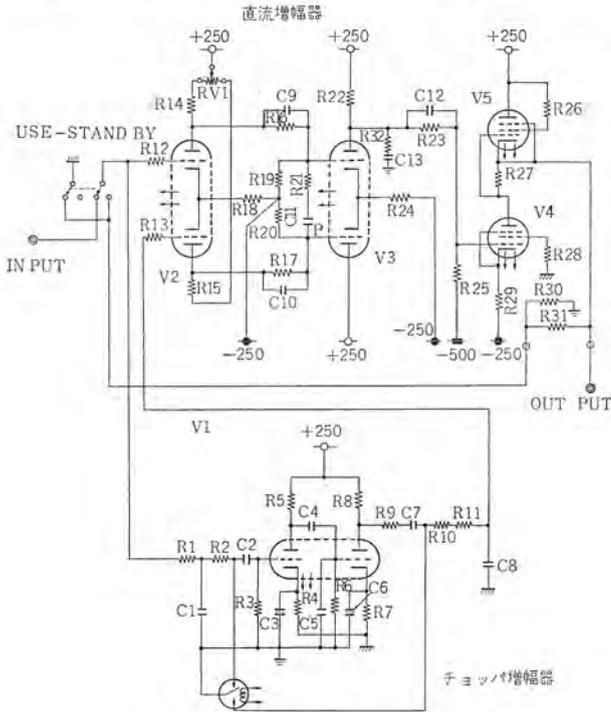


図 4.2 演算増幅器回路図  
Fig. 4.2 Circuit diagram of the operational amplifier.

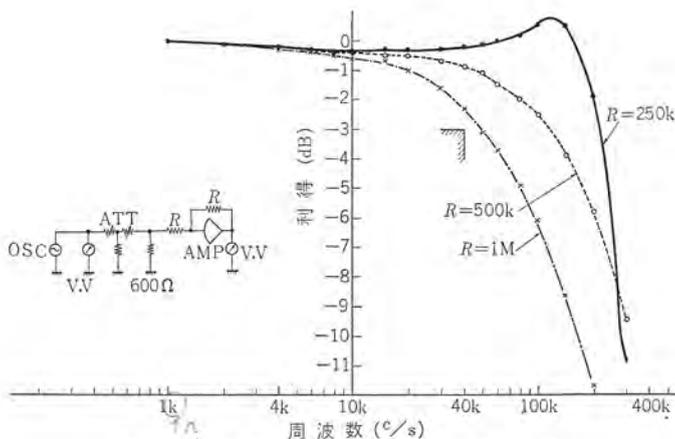


図 4.3 演算増幅器の周波数特性  
Fig. 4.3 Frequency characteristics of coefficient amplifier.

個は アナログメモリ として使用することができるので、5章で述べるような分割演算あるいは相互演算を行なうときは偉力を発揮する。

### 4.3 演算制御機構

演算制御機構は、演算制御盤 A, B, デジタルボルトメータ, 自動プログラミング, 自動ホールド, 自動係数値切換盤などで構成され、単に

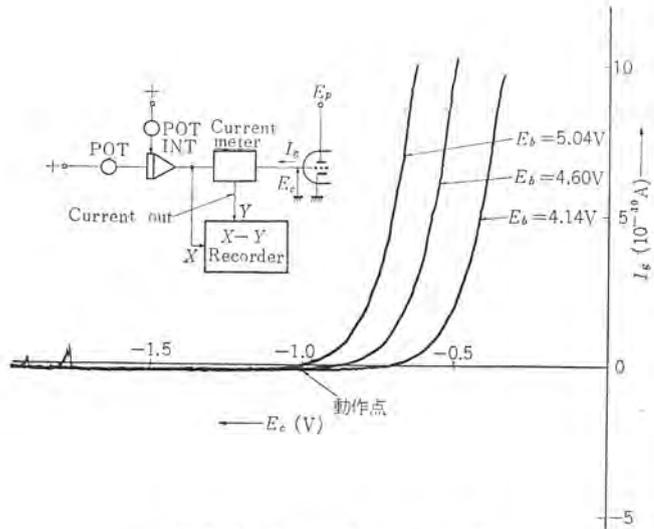


図 4.4 グリッド電流特性  
Fig. 4.4 Grid current characteristics.

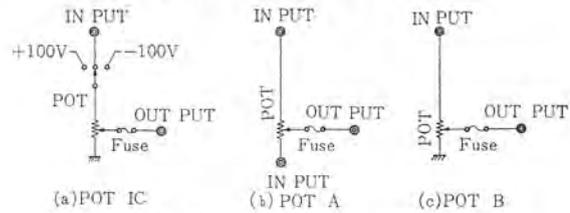


図 4.5 ポテンシオメータ回路図  
Fig. 4.5 Circuit diagram of the potentiometers.

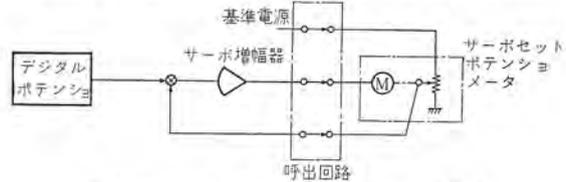


図 4.6 サーボ・セット・ポテンシオメータ原理図  
Fig. 4.6 Principle diagram of servo-set-potentiometer.



図 4.7 CAPS 外観図  
Fig. 4.7 Appearance of CAPS panel.

バランスチェック, リセット, コンピュート, ホールドなどの基本演算を行なうのみでなく、分割演算を含む自動演算, 高速繰返し演算, 境界値, 固有値の問題の自動演算を行なわせることができる。

演算制御盤 A および自動プログラミング盤の外観を図 4.7 に示す。出力監視は演算制御盤 A のメータ, およびデジタルボルトメータの両者によって、演算制御呼出装置の制御押しボタン および演算制御

表 4.2 プレパッチボード端子の内訳

要素名	台数	1台あたり端子数				端子総計	備考	要素名	台数	1台あたり端子数				端子総計	備考
		入力	出力	その他	小計					入力	出力	その他	小計		
加算積分器	20	8	5	3 <sup>*1</sup>	16	320	*1IC, GIN, GF	演算インピーダンス固定抵抗	35			2	2	70	
加算係数器(6入力)	12	6	5	1 <sup>*2</sup>	12	144	*2G	* 可変コンデンサ	2			2	2	4	
"    (10入力)	8	10	5	1 <sup>*3</sup>	16	128	*3G	* 固定コンデンサ	29			2	2	58	
汎用演算増幅器	20	2	3	8 <sup>*4</sup>	13	260	*4IC, M 各1	バランスチェック						6	
符号変換器	40	1	2	1 <sup>*5</sup>	4	160	GIN, GF, OF 各2	リセット 1						4	
ポテンシオメータ	20	1	1		2	40	*5G	リセット 3						4	
(初期値設定用)	20	1	1		2	40		ホールド 1						4	
"    A (汎用)	20	1	1		2	40		ホールド 3						4	
自動係数値切換	2	1	1		2	4	B又はサーボセット	ホールドバー 1						3	
サーボ乗算器	4	7	3	1 <sup>*6</sup>	11	44	*6L	ホールドバー 3						3	
関数除算器	4	4	4		8	32		プロブレムチェック						8	
関数発生器A	4	1	3		4	16		オートホールド				1	1	1	
"    C	4	1	3		4	16		極値表示	1	1		1	1	1	
むだ時間発生器	4	1	3		4	16		自動プログラミング						106	CAPS
非線形要素増設用						292		自動バクメータ切換				9	9	18	
不感帯要素	10	1	1	2	4	40		自動出力点走査		20		20	20	20	
リミッタ要素	10	2	2		4	40		アナログメモリ機構	4	1		3	4	16	
電圧比較要素	10		1	1 <sup>*7</sup>	2	20	*7G	トリガ						1	
計算リレー(低速度用)	4	1		12	13	52		シンクロ						1	
"    (低速度用)	4	1		6	7	28		プロブレムチェック						16	
"    (低速度用)	4	1		2	5	20		電圧						16	
"    (高速度用)	4	1		3	4	16		+100						16	
"    (高速度用)	4	1		3	4	16		-100						16	
フリーダイオード	4				4	16		-30						20	
手動関数印加	4				6	24		オシログラフ	2	8		2	10	20	
演算インピーダンス	8				2	16		X-Yレコーダ	2	2			2	4	
可変抵抗								接地						34	
								補助						124	
								インターパッチ						50	



図 4.8 時分割形乗除算器の外観  
Fig. 4.8 Appearance of the time division multiplier panel.

モードに同期して行なうことができる。

自動係数値切換盤は可逆式の3ケタのデシマルカウンタで構成され、正逆の極性、ケタの切り換えともすべてプレパッチボードでプログラミングされるので、境界値あるいは固有値の解析に有用である。

デジタルポットメータは今回とくにEA-7150形アナコンのために設計製作したもので、逐次比較形自動小数点切り換えのもので、詳細は稿を改めて報告する予定である。

4.4 パッチベイ

パッチベイはアナコンのプログラミングのすべてを行なう所で、各種線形、非線形要素の入出力端子、および各種入力インピーダンス(抵抗、演算コンデンサ、演算リレー、フリーダイオード、その他)を收容しており、プレパッチボードは簡単な操作によって、取りはずしができる。またプレパッチボードは上下に2分割されており、各系統別の演算回路の組立、たとえば相互演算回路などを容易に組み立てることができ、総計2,600点の端子の内訳は表4.2に示す。

4.5 時分割形乗除算器

時分割形乗除算器は、一つのパネルに独立2要素を收容したもので、原理的には入力信号U, Xの中の1変数を、たとえばUによって方形波パルスの幅を制御し、他方のXによってその振幅を制御した場合、そのパルスの面積はU, Xの積に比例するという事を利用するもので、高精度のダイオードスイッチ、電圧比較器、スイッチ駆動回路および補助増幅器から構成されており、図4.8にその外観を、図4.9にその静的精度の一例を示す。補助

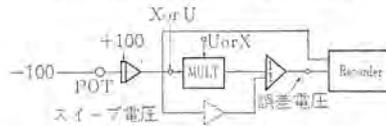
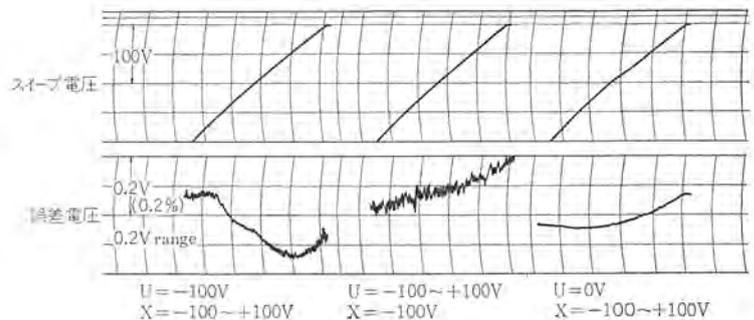


図 4.9 時分割乗算要素の誤差  
Fig. 4.9 The error characteristics of time division multiplier.

増幅器を内蔵しているので、外部に補助演算増幅器を接続する必要がないから、演算増幅器の稼働率をさらに高めることができる。

乗算と除算の切り換えは、パネル前面のスイッチを切り換えるだけで行なうことができる。

4.6 サーボ乗算器

サーボ乗算器は、一つのパネルに3出力(UX・UY・UZ)を持つものを2要素実装した400 c/s 交流サーボ系で、非線形最適制御機構を採用することによって、過渡応答特性がとくにすぐれている。

サーボ方式の掛算の原理はよく知られているように、入力信号U, XYZ中の1変数、たとえばUをフォロアアップ・ポテンシオメータによって角度に変換し、これと同軸に連結した他のポテンシオメータの固定子にX, Y, Zを印加した場合、そのシユウ(摺)動子端子に、固定端子に印加された信号と角度すなわちU信号との積に比例した出力を得るという原理に基づいている。すなわちサーボ乗算器は、積分制御システムと非線形補償を施したサーボ増幅器とサーボメータ、4連ポテンシオメータなどから構成されており、符号変換器はプレパッチ・ボード上で接続して使用する。

図4.10にその外観を、図4.11にその過渡特性の一例を示す。



図 4.10 サーボ乗算器の外観  
Fig. 4.10 Appearance of the servo multiplier panel.

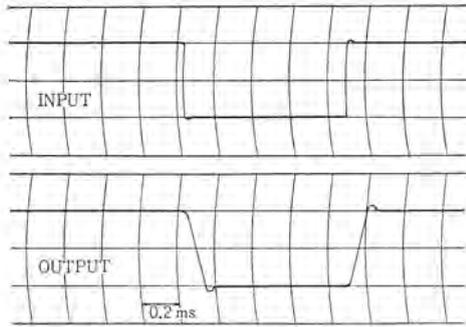


図 4.11 サーボ乗算器の過渡特性  
Fig. 4.11 Response for step function signal, servo multiplier.

#### 4.7 むだ時間発生器

入力信号  $e_i(t)$  に対して、出力  $e_o(\tau)$  が

$$e_o(\tau) = e_i(t - \tau)$$

の関係で表わされる場合、 $\tau$  をむだ時間と称する。この時間をアナコンで模擬する方法には、磁気テープ、コンデンサなど用いる直接形とむだ時間の伝達関数  $e^{-Ts}$  を  $s$  (ラプラス演算子) に関する有理式に展開して近似する間接形とがあるが、一般に自動制御系あるいはプロセス系には、安定条件その他から周波数帯域に制限があるものが多い点に着目して、定常特性の良い間接形を採用している。

$e^{-Ts}$  の近似式として Padé の近似式を 4 階まで、4 台の演算増幅器によって模擬しており、1 パネルに独立 2 要素実装している。もちろんこの要素をカスケードに接続することによって 8 階の近似のむだ時間を模擬できる。

#### 4.8 関数発生器 A, C

関数発生器とは、入力電圧  $X$  に対し、ある関数関係をもった出力電圧、 $y = f(x)$  を発生する装置である。この装置は時分割方式を応用した折線近似の関数発生器で、折点の座標だけで関数形が設定でき、しかもその関数形を簡単に、任意に変えることができる。

折線の数に相当する電圧比較器とその 2 倍の数の電子管スイッチと、積分器および出力増幅器とから構成されており、積分器、電圧比較器、電子管スイッチの時分割部分によって、各折点間の折線部分を直線補間している。

関数発生器には、関数発生器 A, C の 2 種類があり、いずれも  $x$  軸、 $y$  軸とも可変であり、前者は 13 折線、後者は 5 折線で構成されている。前者は 1 パネル 1 要素、後者は 1 パネル 2 要素、それぞれ収容している。

入出力電圧の範囲は切換スイッチにより、それぞれ独立に、(a) 正負全範囲に対して、(b) 正側だけに対して、(c) 負側だけに対して、の 3 位置に切り換えて使用することができるので、9 とおりの動作範囲を持たすことができる。



図 4.12 関数発生器 A の外観  
Fig. 4.12 Appearance of the function generator panel A.

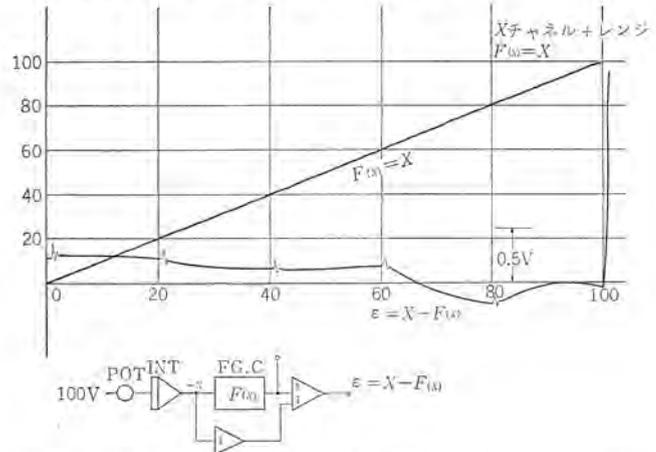


図 4.13 関数発生器 C の特性  
Fig. 4.13 Characteristic of the function generator C.

図 4.12 にその外観を示す。図 4.13 は関数発生器 C で  $y = x$  の関数を発生したときの補間誤差を示す。

#### 4.9 その他の非線形要素

このアナコン装置に実装できる非線形要素の一例は表 4.1 に示したとおりである。

### 5. CAPS (Compiled Automatic Programming System)

アナコンが過渡応答を求める、いわゆる初期値問題とか、定常状態を調べる安定問題だけでなく、境界値問題、固有値問題、極値問題をも解くことになると必然的にデジタル計算機がもっている繰返し演算機能、記憶回路などを備えなければならない。そこで演算制御のための論理回路をアナコンに導入し、通常問題を解析する際に最も自然で判断しやすい手順に従ってプログラムすることにより、プログラムどおりの演算を命令どおり全自動で行なうことができるシステムを開発し、CAPS と名づけた。

#### 5.1 制御の考え方

プログラムどおりの演算といっても、単にセレクトとリレー群を設けた程度の判断システムでは、制御は制御個所や順序をリレー回路で組み合わせ指定しなければならないし、設定値および繰返し演算、記憶などの指定もリレー回路に翻訳しなければならない。実際に自動演算を行なわせるには、こうした困難な部分はすべて CAPS のコンパレータ、リレーなどで自動的に翻訳することにすればよい。

一般に問題を解く手順を考えれば図 5.1 のようになる。したがって、

- (1) 演算モードの指定……………MODE
- (2) 記憶のための演算分割の指定……………MODE
- (3) 次のステップに移る条件の指定 ……COND
- (4) 繰り返しの有無の指定……………REP
- (5) パラメータの数値と切り換えの指定 ……PPOG SCAN

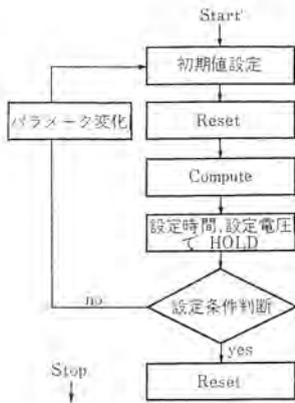


図 5.1 演算の flow chart の一例

Fig. 5.1 An example of flow chart of calculating problems.

により演算ができれば、問題を解くごく自然なフローチャートを作成し、プログラムするだけで自動演算ができることがわかる。

### 5.2 CAPS の原理

上記により製作したパネルの動作を図 5.2 に示す。外観は図 4.7 に示した。

電子管式の アナコン は電圧変化による動作をするから、上記の指定も電圧量で与えることになり、論理素子は電圧(変化)で動作するものがよい。

(1) モードはいくつかのモード指定電圧を作っておき、セクタのシュウ動子端子にはいくつかのコンパレータとリレー群を置き、モード指定電圧がそのステップのモード端からシュウ動端子に印加されると、対応するコンパレータとリレーが選択動作し、演算制御リレーを駆動する。

(2) 演算の分割を指定されたときには、そのグループのリセット、ホールドリレーなどは Master から切り離され、そのグループのモード欄走査セクタのシュウ動子につながれたコンパレータとリレー群の組み合わせで直接励磁される。

(3) あるステップから次のステップに移るには、必要なステップ状態が終了したときにセクタを、いっせいに励磁して一つだけステップを進めればよい。具体的には、COND 欄走査セクタのシュウ動子につながれた Monostable Multivibrator を動作させてセクタを励磁ステップを進めるが、COND 欄には通常は 0 で、ステップ状態終了時に駆動電圧を出るようにすればよい。

CAPS のプログラムセクタ部の COND 欄に接続する制御用の時間設定端子は、それぞれのモードになってから、設定時間後に駆動電圧を発生するもので、これとは独立に外部コンパレータを組み合わせて設定電圧後に駆動電圧を発生することもできる。

(4) 繰返し演算は、あるステップ状態から数ステップ前のステップに戻って同じ状態を繰り返すものであるから、セクタは任意点まで可逆のものでなくてはならない。繰り返しをするかしないかの判断回路は CAPS に内蔵し、繰り返し完了の駆動電圧が発生しているか否かにより、もしこの電圧が発生していれば次のステップに進むが、発生していなければ論理リレーが動作し、数ステップ前の指定のステップに戻り、繰り返し演算を行なう。この部分の論理素子はリレーだけである。

(5) 演算の繰り返しに同期して接続点が順次変わってゆくよ

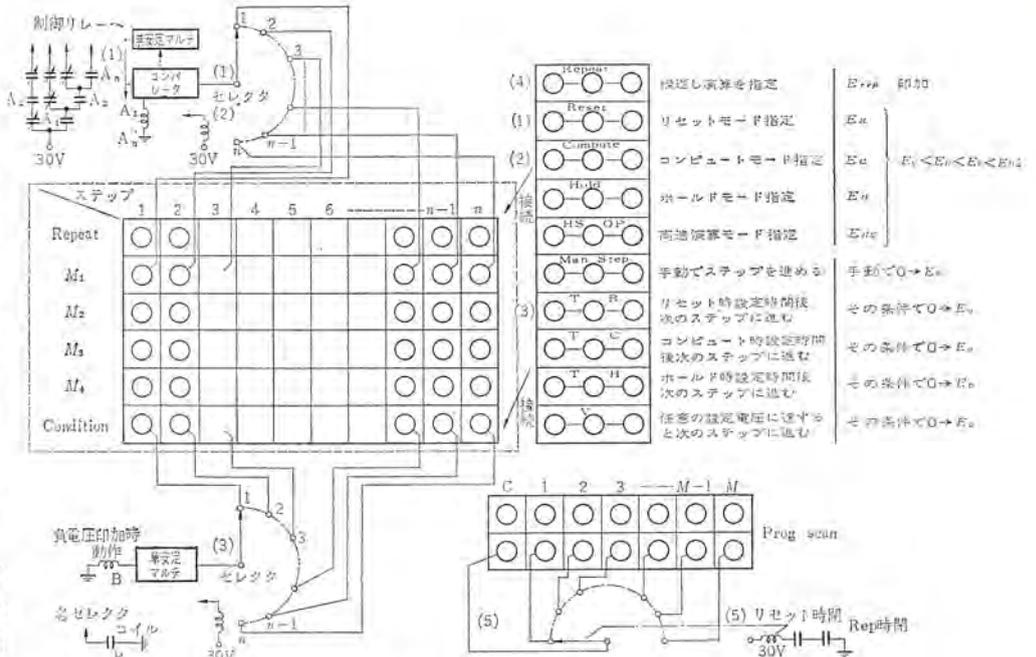


図 5.2 CAPS 原理図 Fig. 5.2 Principle of CAPS.

うに、リレー回路を組んでおくと、パラメータ数値切換などに利用することができる。

(6) サーボセットポテンシオメータを利用し、自動記憶用のアナログメモリを作る。これは高度の繰返し演算に使用できる。

(7) CAPS 演算時にも高速演算モード指定電圧により Astable multivibrator を働かせ、分割高速演算をさせて Multi time scale operation をさせることもできる。

### 6. CAPS による演算例

CAPS については 5 章で述べたが、ここでは使用する立場について解説し 2, 3 の演算例を示す。

アナコンの自動演算については

- (1) パラメータの自動切換 (演算回路の自動切換を含む)
- (2) 境界値問題の解法
- (3) 極値問題の解法
- (4) 固有値問題の解法
- (5) 相互演算

などが考えられる。これを CAPS によりプログラミングを行なう場合には

- (a) 演算モードの分割数
- (b) 各ステップにおける演算モードの指令
- (c) 繰返し演算の要、不要
- (d) 演算遂行のための条件
- (e) 演算遂行条件からきまるパラメータ切換

の五つの基本的事項にまとめることができる。

(a), (b) はアナコンに記憶回路を導入するためのもので、主として積分器のホールドモードを使用する。なお、記憶回路としてはサーボポットのアナログメモリ機構を用いてよい。なお、独立な記憶回路を用いれば分割数はそれだけ少なくともすむということは、いうまでもないことである。

(c), (d) に使用する判断回路は、アナコンの電圧比較器を用いることになる。この場合、時間と電圧の 2 種類がある。

(e) のパラメータ切換には

- ① 自動係数値切換盤
- ② プログラムスキャナ
- ③ サーボボットの アナログメモリ

などを使用するほか、計算 リレー も補助的な要素となりうる。

6.1 演算例 1

振動系のパラメータ変更:-

(1) 数学的 モデル

図 6.1 の振動系のモデルにおいて、外力  $f(t)$  が加えられたときの運動の方程式は

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2\zeta\omega \frac{dx}{dt} + \omega^2x = f(t) \dots\dots\dots(6.1)$$

$$\zeta = \frac{c}{2\sqrt{mk}} \quad \omega = \sqrt{\frac{k}{m}} \dots\dots\dots(6.2)$$

- ただし  $c$ : 減衰定数
- $k$ : バネ定数
- $m$ : 質量

で外力  $f(t)$  をステップ入力(衝撃)として、 $\zeta$  を 0.1~1 まで変化させたときの変位  $x$  のチャートを作成する。ただし

$$\omega = 1 \quad f(t) = 0.5 \text{ p.u.} \quad \left. \frac{dx}{dt} \right|_{t=0} = 0 \quad X|_{t=0} = 0$$

とする。

(2) 演算回路

アナコンによる演算回路は図 6.2 に示す。パラメータの自動変更は CAPS と連動して自動係数値切換盤(一定間隔 ステップ)を用いるか、CAPS に付属しているプログラムスキャナ 機構(不定間隔 ステップ)

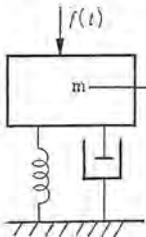
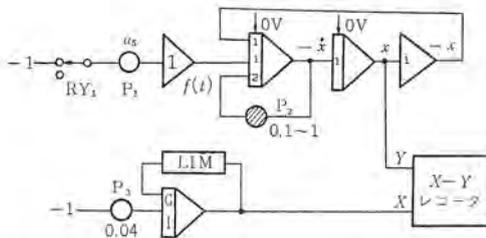


図 6.1 振動系のモデル  
Fig. 6.1 Model of an oscillation system.



- $P_2$ : 自動係数値切換盤またはプログラムスキャナ使用
- $P_3$ : X-YレコーダのX軸のsweepのためX-Yの感度にあわせる必要がある

図 6.2 アナコンブロック線図  
Fig. 6.2 Block diagram of analog computer.

図 6.3 フローチャート  
Fig. 6.3 A flow chart of CAPS operation.

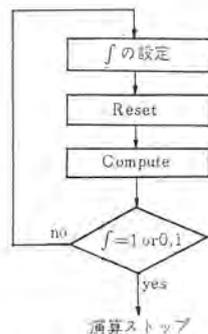


表 6.1 CAPS での プログラム

	1	2	3	4	5	6	7	
Rep				○	○	○		
$M_1$	R	C	H	R	C	H	R	
$M_2$								
$M_3$								
$M_4$								
cond	M	$T_R$	$T_C$	$T_H$	$T_R$	$T_C$	$V_1$	
								$T_R=10 \text{ sec}$ $T_C=25 \text{ sec}$ $T_H=10 \text{ sec}$

$V_1$  は  $\int = 1$  or 0.1 を検出するもの

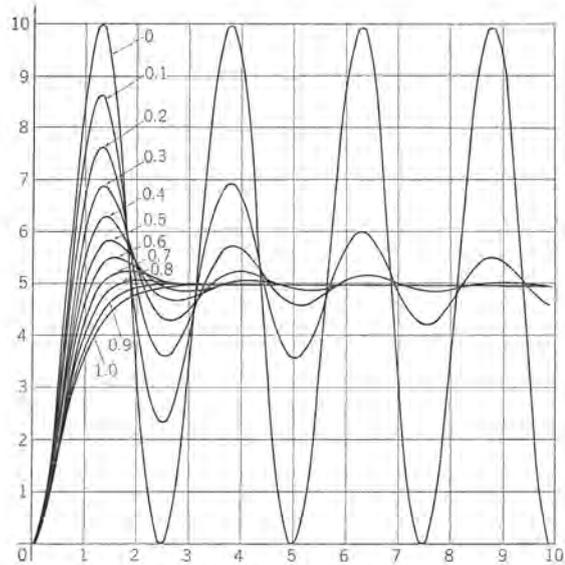


図 6.4 振動系の解  
Fig. 6.4 Solutions of oscillation system.

を用いればよい。フローチャートは図 6.3 に、CAPS によるプログラムを表 6.1 に、図 6.4 に X-Y レコーダに記録した波形を示した。

6.2 演算例 2

地上から  $V_0$  m/sec で投げ上げられたボールの運動:-

(1) 数学的 モデル

運動の方程式は式 (6.3) で与えられる。

$$\frac{d^2y}{dt^2} = -\eta \frac{dy}{dt} + g \dots\dots\dots(6.3)$$

- ただし  $\eta = c/m$ : 抵抗係数
- $y$ : 変位 (m)
- $c$ : 空気抵抗 (kg/sec)
- $g$ : 重力の加速度 (980 cm/sec<sup>2</sup>)

すなわち上方に  $V_0$  m/sec で投げ上げられたボールが地上に落下して、再び衝撃係数  $k$  ではねかえるものとする。この場合の初期条件は下記のとおりである。

- 第 1 回目  $\left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=0} = V_0 \quad y|_{t=0} = 0 \quad \left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=r_1} = V_1 \quad y|_{t=r_1} = 0$
- 第 2 回目  $\left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=r_1} = kV_0 \quad y|_{t=r_1} = 0 \quad \left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=r_2} = V_2 \quad y|_{t=r_2} = 0$
- ...
- 第  $n$  回目  $\left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=r_{n-1}} = kV_{n-1} \quad y|_{t=r_{n-1}} = 0 \quad \left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=r_n} = V_n \quad y|_{t=r_n} = 0$

図 6.5 はこの模様を示したものである。実際の定数として次のようにする。

- $\eta = 0.1$  /sec
- $V_0 = 40$  m/sec
- $k = 0.98$
- $g = 980$  cm/sec<sup>2</sup>

- (2) 演算回路
- (a) 相互演算として解く場合

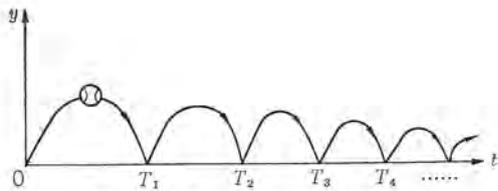


図 6.5 ボールの運動経路  
Fig. 6.5 A motion path of a ball.

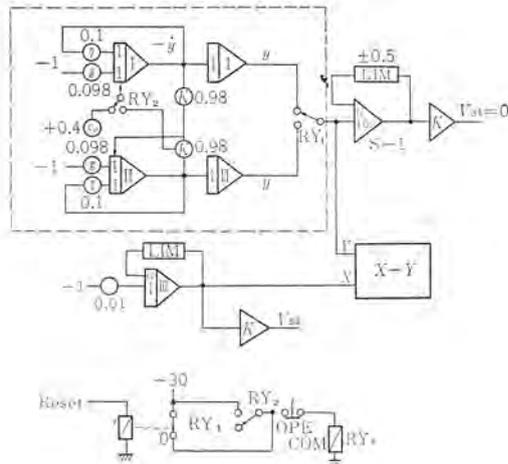


図 6.6 アナコンブロック線図  
Fig. 6.6 Block diagram of analog computer.

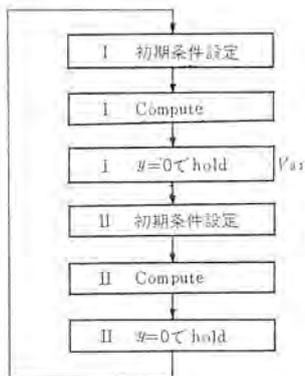


図 6.7 フローチャート  
Fig. 6.7 A flow chart of CAPS operation.

アナコンブロック図は図 6.6 にこの フローチャート は図 6.7 に CAPS のプログラムは表 6.2 に示す。

アナコンのブロック図で I, II, III とは 3 分割を示す。このうち I および II ( $M_1$  および  $M_2$ ) で相互演算を行ない、III はメモレコーダの記録のためのものである。リレー回路は、最初 I の y の積分器に初期値をあたえるための回路で一度 コンピュート すればセルフホールドするようなリレー回路になっている。リセットは オペレーションコマンド (OPE, COM) で手動で行なうことになる。  $V_{31}$  および  $V_{32}$  はいずれも電圧比較器の出力で、  $0 \rightarrow -30V$  に変化したときに、条件電圧を与えることになる。なお、  $s-1$  の加算器は  $V_{31}=0$  を精度よく検出するためのもので、普通 リミッタをかけておく必要がある。

(b) アナログメモリを用いて解く場合

図 6.6 の [ ] 中の回路は図 6.8 に CAPS のプログラムを 表 6.3 に示す。

(c) サーボポットの アナログメモリを使用して解く場合

図 6.6 の [ ] 中の回路は図 6.9 に CAPS のプログラムを 表 6.4 に示す。なお、サーボポットの アナログメモリはモードが H-H のときに動作するので、したがって分割数は 1 個減らすことがで

表 6.2 CAPS でのプログラム (相互演算による場合)

	1	2	3	4	5	6	7	8
Rep		○	○	○	○			
$M_1$	R	C	H	R	R	R		
$M_2$	H	R	R	C	H	R		
$M_3$	H	C	H	C	H	H		
$M_4$								
cond	M	$T_R$	$V_{31}$	$T_H$	$V_{31}$	$V_{32}$		

$T_R=10\text{sec}$   $T_H=10\text{sec}$

表 6.3 CAPS でのプログラム (アナログメモリを使用した場合)

	1	2	3	4	5	6	7	8
Rep				○	○	○		
$M_1$	R	C	H	R	C	H	R	
$M_2$	R	R	R	H	H	R	R	
$M_3$	R	C	H	H	C	H	H	
$M_4$								
cond	M	$T_R$	$V_{31}$	$T_H$	$T_H$	$V_{31}$	$V_{32}$	

表 6.4 CAPS でのプログラム (サーボポットの アナログメモリを使用した場合)

	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Rep				○	○	○			
$M_1$	R	C	H	R	C	H	R		
$M_2$									
$M_3$	R	C	H	H	C	H	H		
$M_4$									
cond	M	$T_R$	$V_{31}$	$T_H$	$T_R$	$V_{31}$	$V_{32}$		

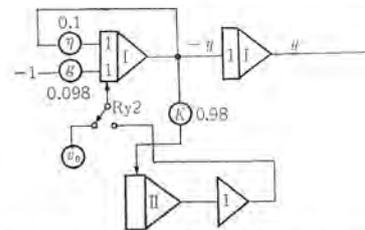


図 6.8 アナログメモリを使用する場合のブロック線図  
Fig. 6.8 Block diagram when analog memory is used.

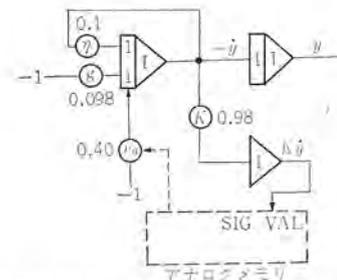


図 6.9 サーボポットの アナログメモリを使用する場合のブロック線図  
Fig. 6.9 Block diagram when analog memory of servo setting potentiometer is in use.

きる。またリレー回路も不必要となつて、最も簡単にプログラムを構成することができる。この場合の  $T_H$  はアナログメモリの動作に十分な時間を指定する必要がある。(普通は 1 スキャンに 3~4 sec 必要である。)

実際の解 (X-Y レコーダにかかれた解) を図 6.10 に示した。

### 6.3 演算例 3

ポイラの最適化制御:

(1) 数学的モデル

簡略化された自動ポイラ制御における最適パラメータの決定についてのべる。自動ポイラ系の基本方程式は、

$$T_b S \cdot P = r - g \quad (\text{ポイラ}) \quad (6.4)$$

$$r = e^{-LS} \cdot f \quad (\text{炉}) \quad (6.5)$$

$$f = -K \left( 1 + \frac{1}{TS} \right) P \quad (\text{制御装置}) \quad (6.6)$$

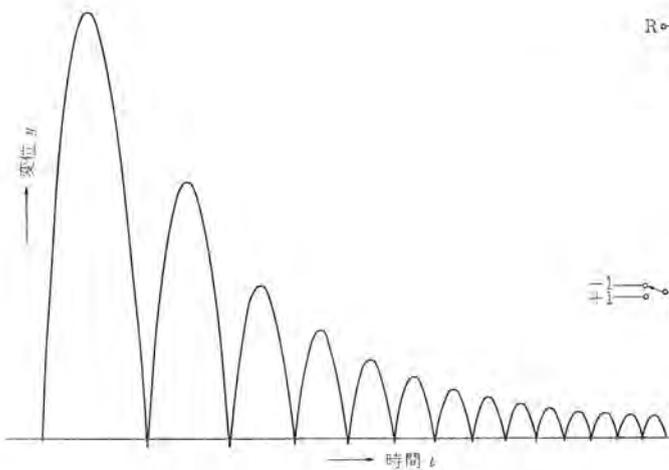


図 6.10 演算解  
Fig. 6.10 Solutions of motion of a ball.

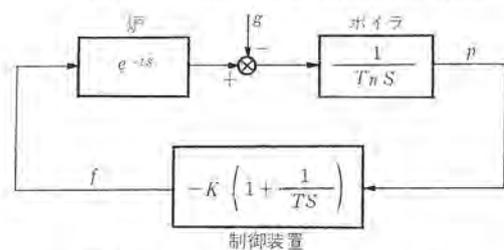


図 6.11 システムブロック線図  
Fig. 6.11 System block diagram of automatic boiler control.

表 6.5 CAPS でのプログラム

	1	2	3*	4	5	6*	7	8
Rep				○	○	○		
M <sub>1</sub>	R	C	H	R	C	H	R	
M <sub>2</sub>	R	H	H	R	H	H	H	
M <sub>3</sub>	R	H	C	H	H	C	H	
M <sub>4</sub>								
cond	M	T <sub>B</sub>	T <sub>C</sub>	T <sub>H</sub>	T <sub>R</sub>	T <sub>C</sub>	V <sub>1</sub>	

T<sub>n</sub>=10 sec T<sub>C</sub>=25 sec T<sub>H</sub>=10 sec

\* 第3(6)ステップの H-H-C で C<sub>i-1</sub> の設定、記憶および ΔK の決定が行なわれる。

- ただし
- f: 炉内の熱供給率
  - r: ボイラの熱供給率
  - g: 蒸気流量
  - P: 圧力
  - L: 炉の遅れ
  - T<sub>B</sub>: ボイラ 時定数
  - T: 積分制御の時定数
  - k: 制御装置の利得
  - S: ラプラス 演算子

になる。このシステムブロック図を図 6.11 に示す。ここで r の過度誤差を最小にする k を決定の Criterion として

$$c = \int_0^{\infty} (r-g)^2 dt \doteq \int_0^{T'} (r-g)^2 dt \dots\dots\dots (6.7)$$

$$T' \geq 10T_B$$

定数として  $\begin{cases} T_B=30 \text{ sec} \\ L=30 \text{ sec} \\ T=150 \text{ sec} \end{cases}$  とする。

(2) 演算回路

時間変換係数 α<sub>1</sub>=1/30 とする。(30 倍にスピードアップする。) すなわち

$$\begin{aligned} T_B &= 1 \text{ sec} \\ L &= 1 \text{ sec} \end{aligned}$$

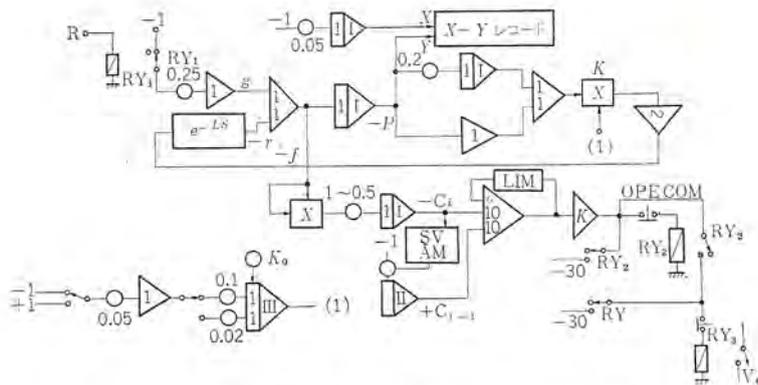


図 6.12 アナコンブロック線図  
Fig. 6.12 Block diagram of analog computer.

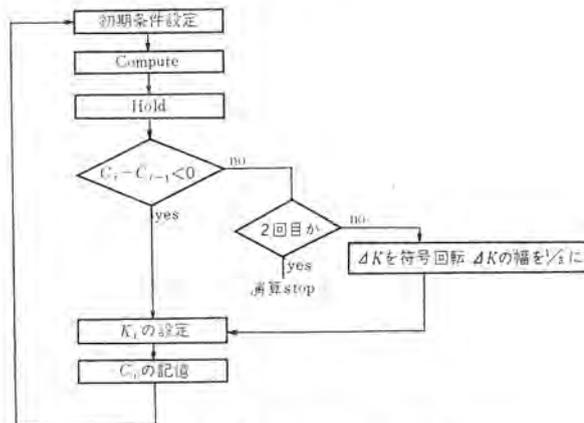


図 6.13 フローチャート  
Fig. 6.13 A flow chart of CAPS operation.

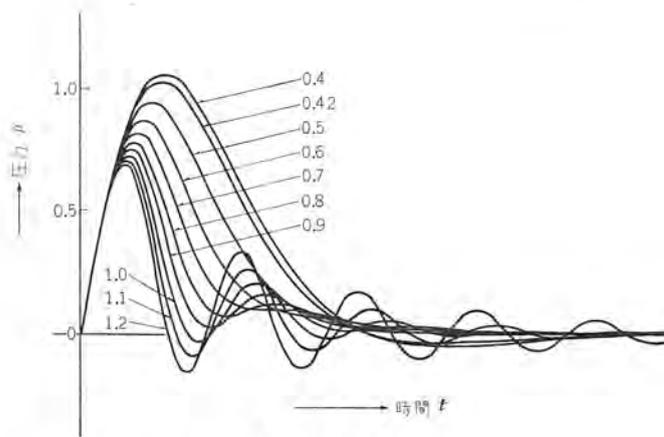


図 6.14 演算解  
Fig. 6.14 Solutions of automatic boiler control system.

T=5 sec

となる。アナコンブロック図を図 6.12 に、そのフローチャートを図 6.13 に、CAPS でのプログラムを表 6.5 に示す。

パラメータとして k を選ぶのであるが、これを III グループの積分器のホールド特性とサーボ乗算器により実現し、ステップを極値よりゆきすぎると、これを電圧比較器 K で検出し、符号をマイナスして、ステップ幅を 1/5 にし、2 回ゆきすぎると、演算を停止させるように組み立ててある。もちろん、n 回のゆきすぎの検出、ステップ幅の選択も任意に行なうことが可能である。

実際の計算解を図 6.14 に示す。

## 7. む す び

以上、従来の精密級低速度形アナログ計算機 EA-7100 シリーズを集大成し、演算要素数、演算制御機能とも、ビルディングブロック方式を採用した大形高性能アナログ計算機 EA7150 形について、特長と装置の概要ならびに新しく採用した完全プログラミング機構 CAPS とその応用例の 2, 3 について述べた。CAPS はハイブリッド計算システムにおいては、一種のサブルーチンとして、動作するものであり、この意味からも重要な意義を持ったシステムといえる。デジタル計算機の需要が飛躍的に増大しつつある今日、これと平行してアナログ計算機の需要もますます増えているが、拙文が、アナログ計算機の近況を理解する上で、いささかの役にたてば幸いとすところである。

### 参 考 文 献

- (1) 山下ほか：電子計算機 アナログ 計算機編，日科技盟，オーム社
- (2) 馬場・大鳥羽・柴谷・松本：MELCOM 精密低速度形ア

- ログコンピュータ(1)，「三菱電機」，33，No. 12 (昭 34)
- (3) 馬場・大鳥羽・柴谷・松本・桑田：MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ(2)，「三菱電機」，34，No. 3 (昭 35)
- (4) 馬場・大鳥羽・柴谷・桑田・多田：MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ(3)，「三菱電機」，35，No. 6 (昭 36)
- (5) 大鳥羽・柴谷・桑田：北上川洪水計算用電子計算機「三菱電機技報」，38，No. 5 (昭 39)
- (6) 大鳥羽・柴谷・桑田・持田：アナログ計算機の最近の進歩(その 1)，「三菱電機技報」，38，No. 5，(昭 39)
- (7) 柴谷・持田・井塚：アナログ計算機の最近の進歩(その 2)，「三菱電機技報」，38，No. 6，(昭 39)
- (8) 柴谷・桑田・井塚：アナログ計算機自動プログラミングの一方式，電学連大，(昭 39)
- (9) 大鳥羽・柴谷・多田：MELCOM EA-7402 形全トランジスタ式アナログ計算機「三菱電機技報」，36，No. 8，(昭 37)
- (10) 大鳥羽・柴谷・多田：MELCOM EA-7451 形全トランジスタ式アナログ計算機非線形要素「三菱電機技報」，37，No. 8 (昭 38)

# 交通量自動測定装置

田村 祥一\*・阿部 寿夫\*・佐藤 一成\*

## Traffic Volume Analyzers

Kamakura Works Shōichi TAMURA・Toshio ABE・Kazunari SATO

The present state of road traffic in this country is posing serious problems. Sudden increase of the number of motor cars has brought about congestion to all the roads which remain almost in the same old conditions. Sometimes it is commented that the people are obliged to face a new menace of traffic war. As a first step toward alleviation of this chaos, thorough investigation of the present traffic volume is most needed. Traffic volume analyzers are new development by Mitsubishi. It operators to count the number and indicate the speed with digit the vehicles passing a certain road classified by their kinds.

### 1. ま え が き

この装置は、わが国の交通状態を緩和するための関連機器として開発されたもので、ある道路を通過する走行車を車種によって判別し、その通過台数を表示する車種別計数装置と、走行車の速度を瞬間にとらえて、数字表示する速度表示装置で、レーダスピードメータと組み合わせて使用するものである。

この装置は、主として交通量測定用に活用されるが、他の応用に適用される付属装置も開発中である。

### 2. 車種別計数装置

#### 2.1 概要

この装置は、レーダスピードメータの出力パルスの総数を計数し、それが速度に無関係な車体長に比例した数になることから、ビーム内通過車の車体長を大形 6m 以上、中形 3~6m、小形 2.5~3m に分類計数する装置である。

#### 2.2 測定原理

図 2.1 に示すごとく、走行車の通過する道路 (A)、走行車 (B)、指向性電波ビーム (C) とすると、今道路 (A) に対して空中線か

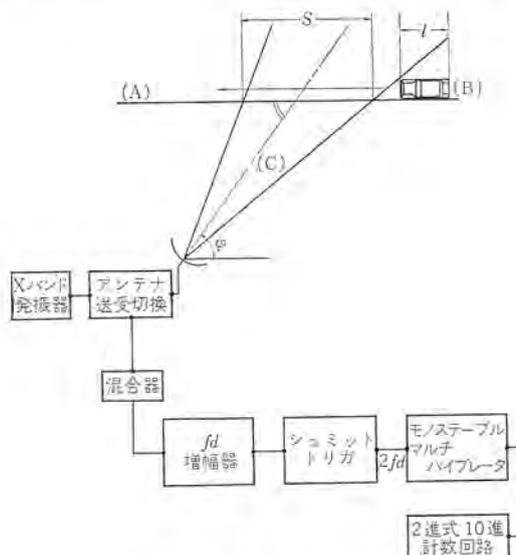


図 2.1 測定原理図  
Fig. 2.1 Principle diagram.

ら投射角  $\phi$  の角度をもって鋭い電波ビームをつつ(幅)射しておき、道路に沿って走行車を通過させるとする。

空中線からの電波の周波数を  $f$ 、その電波の伝搬速度  $c$ 、電波が道路を横切る有効距離  $s$ 、走行車の長さ  $l$ 、その速度  $v$  とすると、走行車が上記電波内を通過する際に走行車からの反射電波はドップラ効果をうける。

そのドップラ 偏移周波数を  $f_d$  とすると、周知のごとく

$$f_d = \frac{2vf}{c} \cos \phi = \frac{2v}{\lambda} \cos \phi \dots\dots\dots (2.1)$$

また走行車が電波内に入ってから出るまでの時間を  $t$  とすると、速度は  $\frac{s+l}{t}$  となるから式 (2.1) は次のようになる。

$$f_d \cdot t = \frac{2f(s+l)}{c} \cos \phi \dots\dots\dots (2.2)$$

今このようにしてえられたドップラ 偏移周波数  $f_d$  をその周波数に応じた、たとえばパルスに変え、このパルスが時間  $t$  内、すなわち走行車が電波内に入ってから出るまでの間に生ずるパルスの数  $f_d \cdot t$  は次のように表わされる。

$$f_d \cdot t = \frac{2f(s+l)}{c} \cos \phi = \frac{2fs}{c} \cos \phi + \frac{2fl}{c} \cos \phi \dots (2.3)$$

式 (2.3) で  $f, s, c$  はおのおの一定値であるから走行車の長さ  $l$  を一定とすれば、走行車が電波内に入って出るまでに生ずるパルスの数は、走行車の速度に関係なく一定数になる。いい換えれば、この発生するパルスの数は、走行車の長さ  $l$  によって変わることになる。

あらかじめ  $f_d \cdot t$  のパルス数の内から  $\frac{2fs}{c} \cos \phi$  だけのパルスを差し引いて考えれば、残るパルスの数はそのまま走行車の長さ  $l$  を示す。

パルスをカウツする時間を速度にかかわらず一定時間にとれば、速度が検出され、パルス列の積分より一つのパルスを検出することにより通過台数が算出される。

要するにドップラ効果を用いたレーダスピードメータで、電波内を通過する走行車のドップラ効果による偏移周波数をデジタルカウツすることにより、走行車の長さによる大きさを識別することができる。

#### 2.3 設計上の検討事項

##### (1) パルスレート

車種判別は電波内を通過する走行車の速度に無関係に走行車の

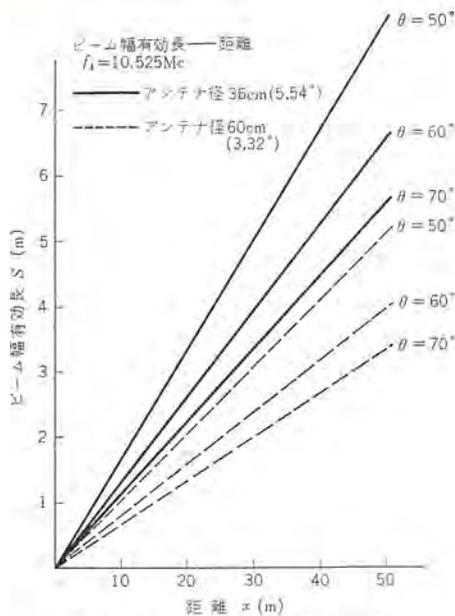


図 2.2 ビーム幅有効長と距離  
Fig. 2.2 Effective beam width-distance.

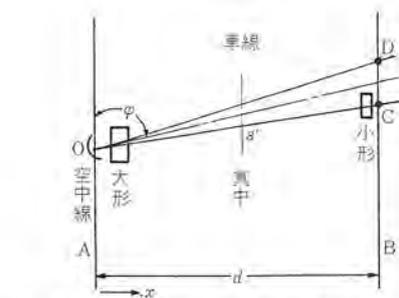


図 2.3 走行車通過位置と誤判別  
Fig. 2.3 Vehicle passive position-misscount.

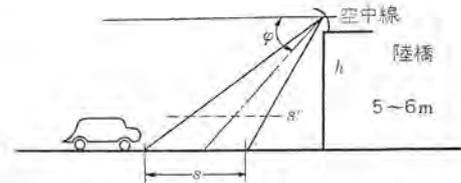


図 2.4 空中線を陸橋の上に設置  
Fig. 2.4 Antenna, Setting on bridge.

長さにより、大、中、小の各形に分類するので、長さ当りのパルスの本数、すなわちパルスレートを算出する。

パルスレートは空中線から走行車道路にフック(幅)射する投射角  $\varphi$  と電波が道路を横切る有効距離  $s$  (図 2.1 参照) が与えられると自ら定まる。

たとえば

$$\begin{aligned} \text{送信周波数 } f &= 1.0525 \text{ Mc} \\ v &= 36 \text{ km/h (秒速 } 10 \text{ m)} \\ s &= 5 \text{ m} \end{aligned}$$

走行車の長さ  $l=5 \text{ m}$  とすると

$$t = \frac{s+l}{v} = \frac{5+5}{10} = 1 \text{ sec}$$

$$\varphi = 60^\circ$$

$$f_d = \frac{2vf}{c} \cos \varphi = 351 \text{ c/s}$$

積算されたパルスの数を  $F$  とすると

$$F = f_d \cdot t = 351 \text{ 本}$$

パルスレート  $P_r = 35.1 \text{ 本/m}$  となる。

投射角  $\varphi$  によって下記の数値をえる。

$$\begin{aligned} \varphi = 80^\circ & \quad P_r = 12.3 \text{ 本/m} \\ \varphi = 70^\circ & \quad P_r = 24.2 \text{ 本/m} \\ \varphi = 60^\circ & \quad P_r = 35.5 \text{ 本/m} \end{aligned}$$

図 2.2 に空中線設置場所と電波の道路を横切る有効距離  $s$  との関係を示す。

$\varphi = 60^\circ$  として走行車の大形 6 m 以上、小形 3 m 以下とすると、 $x=10 \text{ m}$  の位置の  $s+l$  は

大中小おのおの 7.3 m 以上 4.3~7.3 m 4.3 m 以下となる。

大形は  $F = 35.5 \times 7.3 = 259$  パルス 以上

小形は  $F = 153$  パルス 以下となり、2 進カウンタの 2<sup>8</sup> 段では 8 パルス 以上、5 パルス 以下となって分類することができる。

以上は計算の一例であるが、側面から電波を投射する場合は、空中線設置位置、投射角など使用条件を十分考慮しないと誤判断のおそれがある。

(2) 空中線設置場所と走行車の道路上の通過位置および分解能

a. 空中線を道路のそばに設置

図 2.2 に示すごとく、走行車の道路を通過する位置により  $s$  が変わるので、各形の判別は誤った判定を下すおそれがある。

大形が AO に近く、小形が BD に近く通過した場合、 $CD > 3 \text{ m}$  以上とすると、両者とも大形の判定を下す場合が起こりうる(図 2.3 参照)。  $CD < 3 \text{ m}$  であれば小形を大形に誤判別をおこさないが小形を中形とする誤判別を犯すこともある。

しかし走行車が車線の両端を走行する場合は少なく車線の真中を通る場合の多いこと、投射角  $\varphi$  を大きくして  $s$  を短縮すること、および空中線の指向性を鋭くすれば精度は高めうる。

b. 空中線を道路をまたがる陸橋の上に設置

電波のフック射の垂直指向性、水平指向性に左右されるので、水平指向性を車線の走行車の通過領域までのおぼしておけば、走行車の通過位置に関係なく誤判別は減少し、精度よく車種判別ができる。図 2.4 参照

(3) 投射角と ドップラ 受信信号波形

ドップラ受信信号波形は、走行車の車種により多少の差異はあるが、不規則な振幅変調をうけたような現象を呈する。

この現象は投射角  $\varphi$  の大きいほど、車種の反射面の平坦なほど著しくあらわれ、極端な極小値の点が現われると、車種判別の場合には 1 台の大形車が 2 台、3 台の小形車に誤判別されるおそれが出てくる。このドップラ受信信号波形の割れ(間引き現象)は、投射角  $\varphi$  を小さくすれば緩和されるが、図 2.2 よりわかるように引き続いて通過する走行車の分解能と、車種判別の精度は投射角  $\varphi$  が大きいほどすぐれている。

対策として、投射角  $\varphi$  と ドップラ 受信信号の割れの実測し、走行車の分解能と、車種別の精度とを考慮して投射角  $\varphi$  は  $60^\circ$  とし、さらに受信回路においても受信信号の割れに対し、入力パルスの幅を広くし、積分回路の時定数を大きくとって解消している。

2.4 構成



図 2.5 レーダスピードメータ  
Fig. 2.5 Radar speed meter.



図 2.6 車種別計数装置  
Fig. 2.6 Vehicle classified counter.

この装置は下記の各部で構成され、回路は七つの基板に納められている。

制御回路部、計数・D-A 変換部、比較回路、理論回路・駆動回路、電磁カウンタ、電源部

図 2.5 に レーダスピードメータ、図 2.6 にこの装置の外観を示す。この装置の寸法、重量は 430×150×306 mm 約 10 kg

### 2.5 動作説明

この装置は レーダスピードメータ の条件により調整方法が変わるため、その性能、設置条件を下記のごとく規定する。

クリストロソ 発振周波数	10.525 Mc
投射角 $\phi$	60°
空中線 ビーム 幅	約 5.6° (空中線径 36 cm $\phi$ )
空中線から通過車までの距離	15 m
スピードメータ 出力 パルス	2× $f_d$

図 2.7 参照

図 2.7 の状態のとき、この装置への入力 パルス 数は

$$F = 2f_d \frac{S+l}{v} \dots\dots\dots(2.4)$$

$$\text{ただし } f_d = \frac{2vf}{c} \cos 60^\circ \dots\dots\dots(2.5)$$

いま車体長 2.5 m, 3 m, 6 m の  $F$  を計算すると、  
 ビーム 幅有効長  $S=2$  m (投射角  $\phi=60^\circ$ , 距離 15 m)  
 100 km/h の ドゥアラ 周波数  $f_d=975$  c/s  
 $l=2.5$  m のとき  $F=314$   
 $l=3$  m のとき  $F=351$   
 $l=6$  m のとき  $F=561$

すなわち、レーダスピードメータ の出力 パルス の総数を計数して上記 314, 351, 561 の数に対応する レベル と比較して分類計数すればよい。

この装置の ブロックダイアグラム を図 2.8, タイムチャート を図 2.9 に示す。

#### (1) 制御回路部

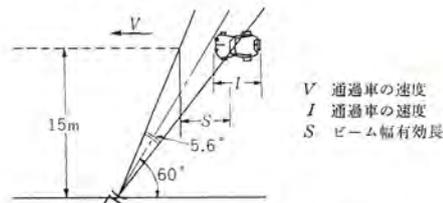


図 2.7 レーダスピードメータ 設置図  
Fig. 2.7 Setting of radar speed meter.

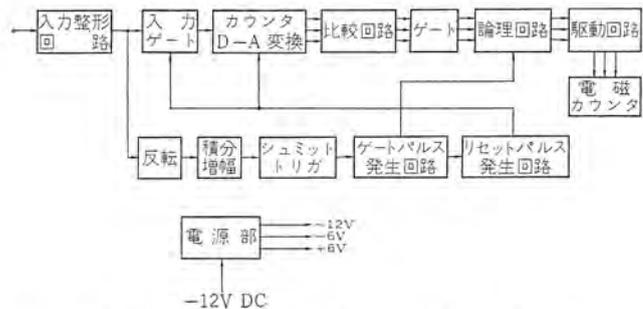


図 2.8 車種別計数 ブロックダイアグラム  
Fig. 2.8 Block diagram of counter classified by vehicle

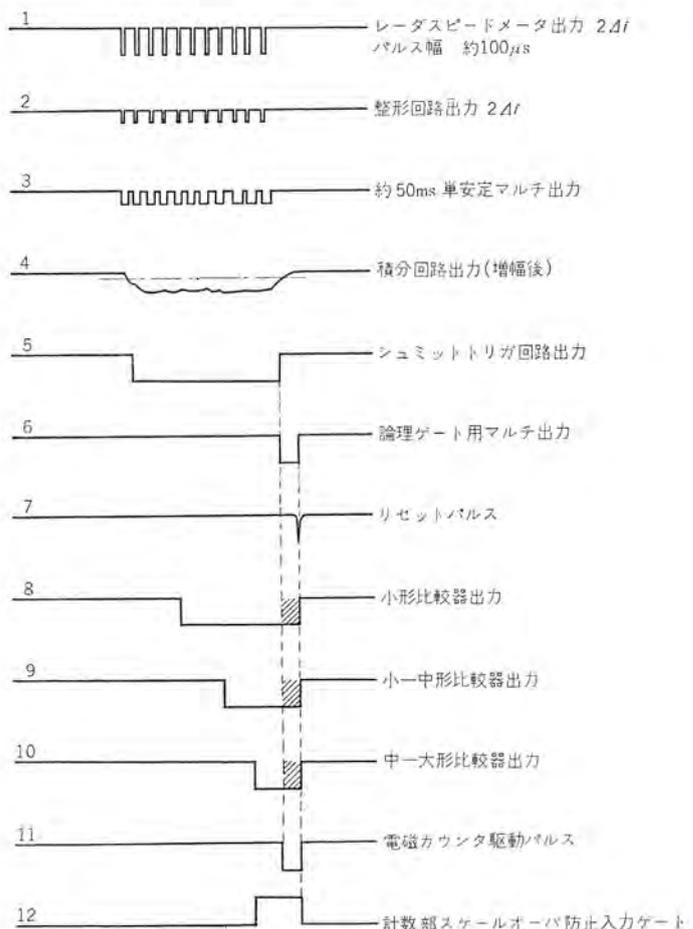


図 2.9 タイムチャート  
Fig. 2.9 Time chart.

- a. 入力パルス整形回路  
レーダスピードメータの出力パルスを入力ゲートを通して計数部に入れるための波形整形回路である。(タイムチャート2)
- b. 単安定マルチ  
レーダスピードメータの出力パルス群を積分するためのパルス幅引延回路(タイムチャート3)

c. 入力ゲート回路

計数部への入力をこのゲートを介して導入し、約 14 m 以上の大形車が通過しても計数部がスケールオーバーして小、中形などの誤動作をしないようにしている。(タイムチャート 12)

d. インバータ

極性反転用である。

e. 増幅器

積分波形からシュミットトリガを動作させるための波形増幅部(タイムチャート 4)

f. シュミットトリガ回路

積分波形の方形波を発生する。(タイムチャート 5)

g. 論理ゲート用安定マルチ

シュミットトリガ部の出力波形の微分パルスでトリガされ計数終了後論理動作を行なわせるためのゲートパルス発生部である。(タイムチャート 6)

h. リセットパルス発生回路

タイムチャート 6 の微分波形を増幅して論理動作終了後、入力ゲートと計数部をリセットするためのパルスを発生させる。(タイムチャート 7)

(2) 計数・D-A 変換部

a. 計数回路

入力パルス数を計数するための 2 進 10 段のフリップフロップカウンタである。

b. D-A 変換部

計数部の計数値を比較器に入れるための D-A 変換ブリッジで 3 組の比較器に対応して 3 組もつ。

(3) 比較回路

a. シュミットトリガ回路

D-A 変換部出力電圧を小、小中、大の 3 組の設定電圧をもつ 3 個の比較器に入れおのの出力電圧をとり論理演算するための 3 組の比較回路である。(タイムチャート 8, 9, 10)

b. 論理回路入力用ゲート

比較回路出力を計数終了後論理回路へ入れるための論理回路用ゲートと反転した比較回路の AND ゲートである。

(4) 論理回路、駆動回路

a. 論理回路

前段の 3 組の AND ゲート出力により大・中・小を判断するための 2 組の論理回路である。図 2.10 に各車種に対する入出力関係を示す。大形比較器出力で大形カウンタ、大形比較器と中形比較器の [0, 1] で中形カウンタ、中形比較器と小形比較器の [0, 1] で小

形カウンタを動作させる。

b. 駆動回路

論理回路出力パルスは電磁カウンタ駆動に必要な最低のパルス幅約 50 ms になっている。駆動電流は 12V で約 0.5 A である。この駆動トランジスタの入力回路である。

(5) 電源部

DC-DC コンバータで機器に必要な電圧を供給するもので、入力 -12V 最大約 1 A である。-12V, -6V, +6V の 3 種の電圧を供給する。

2.6 主要機能

(1) レーダスピードメータと組み合わせて使用する。

電源は DC -12V 1 A である。

(2) 車種別分類

走行車を大、中、小の三つに分類する。

大形; パス,トラック など 車の長さ 約 6 m 以上

中形; 乗用車 " 約 3~6 m

小形; オート三輪, オートバイ " 約 2.5~3 m

(3) 計数量

大、中、小各形のおのの通過台数として最大 9999 台を数字表示し、それをこすと 0000 に戻り、最初から数えはじめる。

(4) 投射角

空中線を道路の傍に設置する場合は、道路より 15 m の位置で投射角 60° に限定して使用するを原則とし、陸橋のごとき上に設置する場合は、設置位置の道路よりの高さに応じて、投射角を定める。

(5) 分解能

走行車が電波内を横切るために要する時間に計数時間を加えた時間は、この装置が連続して走行してくる車を分離して測定するために必要な最小時間であり、分解能を表わす。

この最小時間より長い時間間隔で続いて走行してくる車は 1 台ごとに分離して測定できる。

分解能としては、走行車の先端が電波に入り、後端が電波外に出るまでの時間に約 100 ms (論理終了までの時間) となる。

2.7 取扱法

(1) レーダスピードメータの設定

前述のごとく、空中線を道路のそばに設置し、電波を横から出す場合、幅約 30 m を測定限度とする。しかも測定すべき道路の中心より距離 15 m 投射角 60° で実施する。これがこの装置を組み合わせる場合の基本であるが、さらにスピードメータとこの装置の相互関係を適当にすれば、図 2.11 に示すような変形動作も可

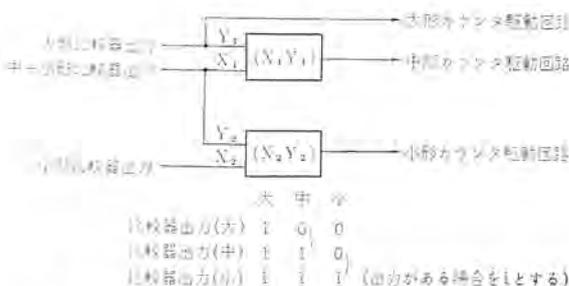


図 2.10 各車種に対する入出力関係  
Fig. 2.10 Input, output in relation to each vehicles.

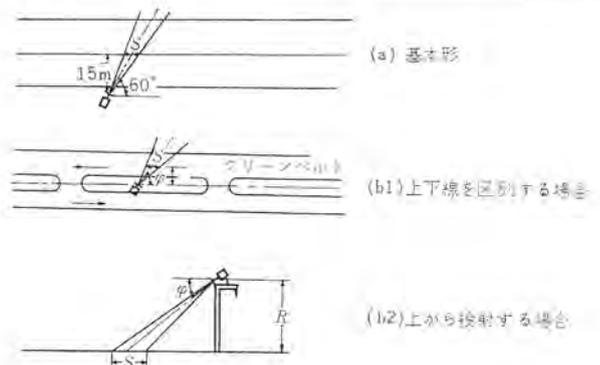


図 2.11 レーダスピードメータの設置  
Fig. 2.11 Setting of radar speed meter.

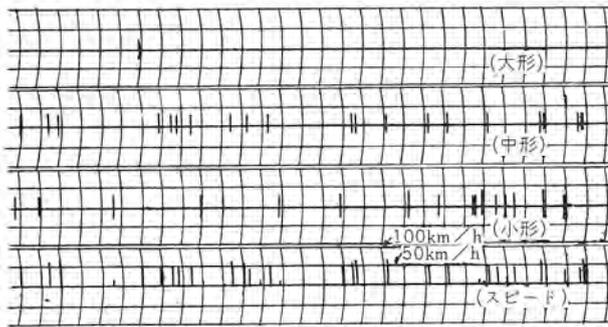


図 2.12 レーダ・スピードメータ車種別記録例  
Fig. 2.12 Example of record of radar speed meter.

能である。

図 2.11 の (a) の場合はこの装置をそのまま使用して、速度の測定と車種別の計数が簡単に行なえる。

ただし、上下線、車線ごとの測定は不可能である。

(b<sub>1</sub>) の場合には道路に適切な グリーンベルトがある場合で上下線を区別して測定できる。ただし普通の場合、道路の片側で 30 m はないので次の二つの調整のいずれかを行なう必要がある。

a. この装置は図 2.11 の (b<sub>1</sub>) で  $\phi=60^\circ$ ,  $S=2$  m,  $R=15$  m の場合であり、これに相当する  $F$  の値で比較しているの幅 60 m 以下の道路では  $R$  は 15 m とせず、したがって  $S$  も 2 m とはならない。

しかし  $\phi$  を変化させれば  $S=2$  m とすることが可能であり、その角度ではこの装置はそのまま正常な動作を行なうはずである。

実際には通過車の判定状態を視測しながら最適条件で  $\phi$  を固定する。

b. 図 2.11 の (b<sub>2</sub>) の場合には上から投射すべき適当な陸橋などがある場合で、このとき  $R$  は陸橋の高さとなり普通約 5 m ぐらいである。

この場合にはだいたい路面上の ビーム は 1 車線に相当する範囲となり特定の 1 車線のみについて測定が可能である。

(b<sub>2</sub>) については  $R=5$  m とすると  $S=2$  m とするための  $\phi$  は約  $30^\circ$  である。

### 2.8 実測結果

車種別による通過台数の数字表示は、積算台数が示されるが、ペン 書記録計に速度と車種別による分類を示す方法は、時刻による通過ひん度が指示される。図 2.12 参照

## 3. 速度表示装置

### 3.1 概要

この装置は、レーダスピードメータの出力パルスを計数し、電波内を通過する走行車の速度を数字表示する装置である。

### 3.2 測定原理

移動物体がアンテナの前を横切るたびに、上述のドップラ効果によるドップラ周波数  $f_d$  が生じ、スピードメータ本体からは  $2f_d$  のパルスがこの装置に送られる。この装置は、この移動体の速度に比例する  $2f_d$  のパルスをゲート時間  $T$  の間だけ計数し、表示管に表わす。速度表示は、入力パルス 1 本当たり、速度 1 km/h に相当させている。このため、投射角 0 度で、移動体の速度が 1 km/h のときのドップラ周波数を  $f_{d1}$  とすれば、投射角  $\phi$  のときの理論的ゲート時間幅  $T$  は式 (3.1) のようになる。



図 3.1 速度表示装置  
Fig. 3.1 Speed digital indication.

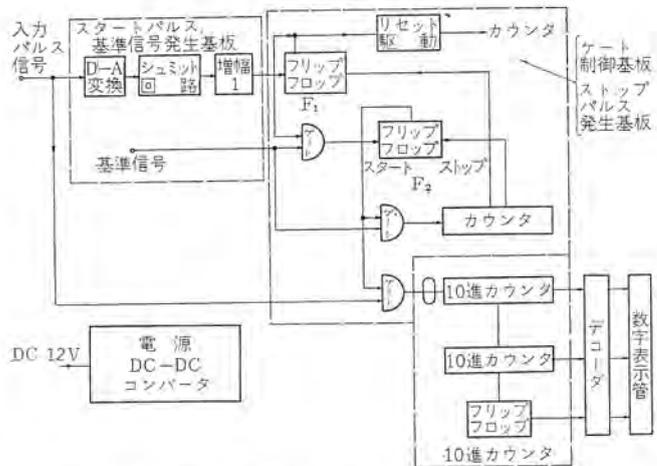


図 3.2 速度表示装置ブロックダイアグラム  
Fig. 3.2 Speed digital indicator diagram.

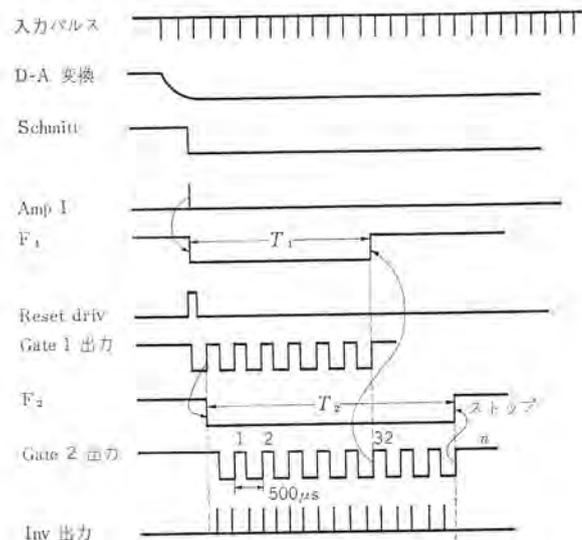


図 3.3 タイムチャート  
Fig. 3.3 Time chart

$$T = \frac{1}{2f_{d1} \cos \phi} \quad (3.1)$$

アンテナからのマイクロ波送信周波数は 10.525 Mc であり、これから式 (2.1) により、 $f_{d1}$  は 19.49 c/s と求められる。この装置の投射角度は 30 度と 60 度を採用しているので、この場合の理論的ゲート時間  $T$  を求めると

$$T_{30^\circ} = \frac{1}{2f_{d1} \cos 30^\circ} = 29.623 \text{ ms} \quad (3.2)$$

$$T_{60^\circ} = \frac{1}{2f_{d1} \cos 60^\circ} = 51.304 \text{ ms} \quad (3.3)$$

となる。この装置では、基準時間として 2 kc の音叉発振器を用

い、このゲート時間を  $T_{30^\circ}=29.5\text{ms}$ 、 $T_{60^\circ}=51.5\text{ms}$  に正確に設定する。このゲート時間でも、入力周波数が低いため（最高表示速度  $140\text{km/h}$  の場合に、投射角度  $30$  度で  $5\text{kc}$  以下、 $60$  度で  $3\text{kc}$  以下）、誤差は  $\pm 1$  カウントである。

次に主要素の各波形を図 3.3 に示す。電波のサイドローブから生ずるパルスや、雑音などでゲートを開かないように、入力パルス群の最初のパルスより幾分遅れたところで  $F_1$  をたたく単一パルスを作れる。 $F_1$  が Gate 1 を、 $F_2$  が Gate 2, 3 をおのおの制御する。入力パルスは Gate 3 を通り、Inv 出力となって、計数回路へ送られる。音叉からの基準信号パルスは Gate 1, 2 に加えられる。図でわかるように、 $F_2$  は Gate 1 出力の最初の正パルスでゲートを開き、Gate 2 出力の  $n$  番目のパルスでゲートを閉じる。このように  $F_2$  は基準信号パルスで ON OFF するので、Gate 2, 3 の時間幅は変動しない。 $n$  番目のパルスは投射角により異なり、 $30$  度のときは 59、すなわち  $T_{30^\circ}=29.5\text{ms}$  であり、 $60$  度のとき 103、すなわち  $T_{60^\circ}=51.5\text{ms}$  である。 $2f_d$  の入力パルス群の中、 $T_2$  期間だけ Inv 出力にパルスが現われ、これをカウンタで計数し、走行車の速度をデジタル表示する。またこの装置では、表面パネルのチェックスイッチを押すことにより、 $2\text{kc}$  の基準信号パルスが入力に加わり、表示管に現われる数字により、総合回路動作を確認することができる。

### 3.3 構成

この装置は、表示管、各スイッチ、音叉発振器、スタートパルス、基準信号発生基板、ゲート制御基板、ストップパルス発生基板、10 進カウンタ基板、デコーダ基板、電源より成る。

図 3.1 に外観図、図 3.2 にブロックダイアグラム、図 3.3 にタイムチャートを示す。

### 重量・寸法

$433 \times 237 \times 359\text{mm}$  約  $9\text{kg}$

### 3.4 主要機能

(1) 走行車の速度  $20 \sim 140\text{km/h}$  を数字表示、 $\pm 1$  カウントのエラー（パルス 1 本； $1\text{km/h}$ ）

(2) 走行車が電波内を通過することにその速度を表示する。次の走行車が通過するまで前に通過した走行車の速度を表示しているが、特定の走行車の速度表示を保持することもできる。

(3) 電源は DC  $-12\text{V}$   $1.2\text{A}$

## 4. む す び

当社においてはレーダスピードメータおよび各用途に応じた付属装置の標準化を実施中であり、ここに交通量測定用に関係のふかい二つの装置を紹介した。

車種別による分類法として、重量別、職業別などの要望もあるが、現方式は車体長による分類しかできない。しかし道路を占有する走行車の割合が問題にされる場合はとくに有効なものとなり、また交通量調査には多勢の人々を必要とする現在、自動的に測定実施されることは、精度はさしおいても十分利用価値があると信ずる。最後にこれら関連機器がわが国の交通状態の緩和に少しでもお役に立てば幸甚である。

# 線形陽子加速器の建設計画

今村 元\*・藤田 彪太\*・上山 善司\*  
後藤正之\*\*・永井昭夫\*\*\*・上田和宏\*\*\*

## Building Plan of A Proton Linear Accelerator

Mitsubishi Atomic Power Industries, Inc

Gen IMAMURA・Hyōta FUJITA・Zenji UYAMA

Mitsubishi Electric Corporation, Central Research Laboratory

Masayuki GOTŌ・Akio NAGAI・Kazuhiro UEDA

Building a proton linear accelerator has been contemplated by Mitsubishi. In spite of recent remarkable development of electron accelerators of other types this accelerator is still on the verge of exploitation in this country because of a number of unsettled problems and necessity of a large sum of building cost. The company, however, backed up by authorities took up the plan of building it and has completed the basic calculation and design. It is an Alvarez type device having a 500 keV Cockcroft-Walton type accelerator with a pulsed im source as an injector. It aim at energy 10 MeV, beam current above 30 mA (peak value) and repetition below 20 pps. This article deal with the principle, basic calculation results, design parameters and problems of study in the work about this accelerator.

### 1. ま え が き

わが国における電子加速器の開発はかなり進んでおり、ベータロン、パン・デ・グラフ、線形電子加速器、さらにシンクロトロンなどが国内でも建設され、その原子核実験、工業ならびに医療に対する応用分野も確立されつつある。

これに対しイオン加速器は、サイクロトロン、パン・デ・グラフがわずかに実用段階に入っただけで、線形イオン加速器さらに陽子シンクロトロンなど、現在欧米各国で開発がすすみ、実用段階になりつつある新しい加速装置が、現在のところまったく建設に着手されていない状況である。そのおもな理由は、設計製作技術の上にむずかしい問題点をもっており、国内技術が十分開発されていないこと、および装置が比較的大きく建設に要する費用も少なくないこと、の2点であると考えられる。

われわれはこの未開発の装置のうち、より基本的な線形陽子加速器を取り上げ、昭和39年度通産省鉱工業技術試験研究補助金の交付を受けて建設に着手した。これを取り上げた理由は、この装置が低エネルギー加速器として単独に考えてみて、従来のイオン加速器に比べてはるかに大きいビーム強度を実現でき、原子核実験用のほか、工業用そのほかの分野で将来の広い可用可能性をもっているばかりでなく、陽子シンクロトロンなどの高エネルギー大形加速器の前段加速器として絶対必要であること、さらには、これ自身で大形加速器として用いる可能性をもっており、加速器建設の将来計画としてびっすのステップであることが、そのおもな理由である。

三菱電機株式会社と三菱原子力工業株式会社とは、数年前から共同でこの建設を計画し、すでにその前段加速器たる500 keV コックロフト・ワルトン形陽子加速器を建設し、平行してイオン源についての基礎的実験ならびに線形陽子加速器の基本計算を進めてきた。目標をエネルギー10 MeV、ビーム電流30~50 mA (ピーク値) においているが、第1段階として本年度はエネルギー5 MeV、ビーム電流10 mAの装置を研究試作するための設計を完了し、工作に着手した。ここに、その計画の全容と設計仕様の概要を報告したい。

### 2. 線形陽子加速器の原理<sup>(1)(2)(3)</sup>

線形加速器の加速原理は大別して二つに分けられる。一つは進行波を利用するものであり、一つは定在波を利用するものである。進行波を利用する方法としては、線形電子加速器に用いられているような円孔(Iris)絞りを入れた円筒形導波管を加速管とし、そのなかの電波の位相速度を粒子速度に一致させて加速する方式、あるいは電子およびイオン加速に用いられるHelix形とがあるが、ここでは割愛する。

一般に陽子の加速には進行波形のものあまり利用されておらず、大勢は定在波形の加速方式によっている。歴史的には1928年にWideröeが直線状に並べた円筒電極を交互につなぎ、これに高周波電界をかけて粒子を加速することを実験したのにはじまる。その後この種の加速器は高周波大出力の真空管の発展がなかったため一時停滞していたが、第2次大戦中のレーダ技術の大発展で戦後ふたたび進展してきた。そしてその加速方式も $TM_{010}$ 形の共振をしている円筒形空洞共振器を利用する方法に変わってきている。

図2.1に見られるように円筒形空洞に $TM_{010}$ 形の共振を起こさせると、空洞の軸方向に電界が生ずる。もちろんこの電界は周波数 $f$ で交番的に変化している。この軸方向に粒子を入射しても粒子は加速と減速を同じように受けるため加速器とはならない。そこで図2.2のように、この円筒空洞の軸に沿って円筒形電極(ドリフト・チューブ)を多数入れ、電界が粒子に対して減速に働くこと

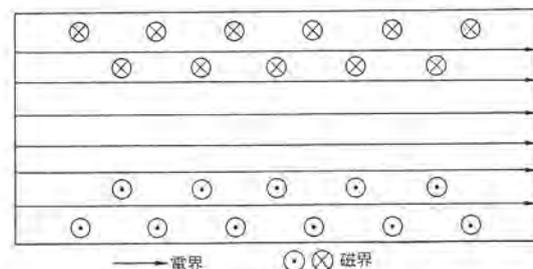


図 2.1  $TM_{010}$  の 姿 態  
Fig. 2.1 The  $TM_{010}$  mode.

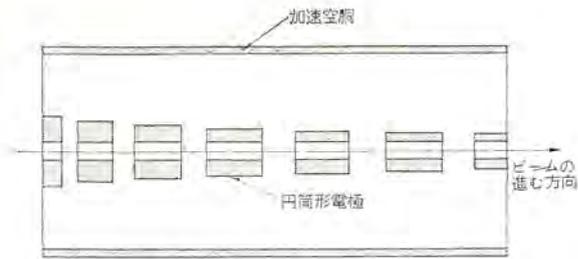


図 2.2 Alvarez 形線形陽子加速器  
Fig. 2.2 The Alvarez type proton Linac.

きには、粒子が円筒形電極の内部にかくれて減速電界からシヤヘイされ、減速の力を受けないようにし、また、加速に働くときには電極間の間ゲキに現われて、その力を受けるようにしておけば、粒子は電界から加速の力だけを受けるから加速器として利用できる。この場合、内部に入れる円筒形電極の長さは、粒子が加速されて速度が大きくなるにしたがって長くなっている。

この加速方式によるものを Alvarez 形と称しており、陽子および重イオンの線形加速器では、主としてこの形のものが利用されている。現在建設計画中の 10MeV 線形陽子加速器もこの Alvarez 形を採用している。

### 2.1 同期粒子

図 2.3 のように加速空洞を切りとって、 $n$  番目のユニット・セルと呼ぶ。 $n$  番目の間ゲキで粒子の得るエネルギー利得は

$$W_{n,s} - W_{n-1,s} = \int_{-L_n/2}^{L_n/2} eE_z^0(z) \cos\left(\frac{\omega z}{V_s} + \phi_s\right) dz \dots\dots(2.1)$$

である。ここで  $z$  座標はドリフト・チューブ間の間ゲキの中心を原点にとっており、 $E_z^0(z)$  は  $z$  方向の電界の振幅、 $V_s$  は粒子の  $z$  方向の速度を表わしている。上式にでてくる  $\phi_s$  が間ゲキの番号  $n$  によらないで、一定であるような粒子を同期粒子と呼んで  $s$  と添字してある。すなわち、この粒子が間ゲキ中心に現われた時には、その間ゲキに生じている電界は常に同一位相  $\phi_s$  にある。

図 2.4 にあるように電界が最大になったとき、すなわち  $\phi_s = 0$  のときが加速の効率は一番よいわけであるが、あとで述べる安定

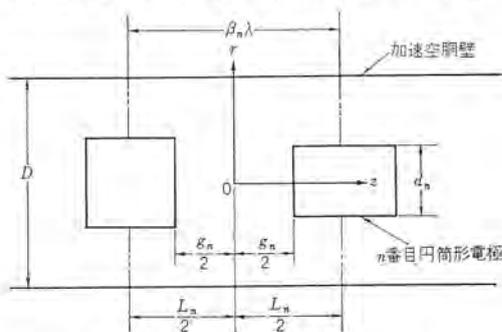


図 2.3  $n$  番目ユニットセル  
Fig. 2.3 The  $n$ -th unit cell.

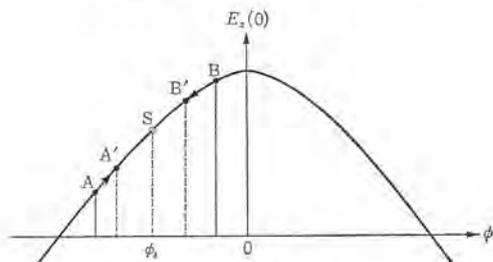


図 2.4 同期位相  
Fig. 2.4 A synchronous phase.

性の点から  $\phi_s < 0$  にとる。すなわち電界が時間的に増加しつつあるときにとる。この  $\phi_s$  を同期位相とよび  $-25^\circ \sim -30^\circ$  ぐらいの値にとることが多い。

### 2.2 加速の安定性

線形加速器のように周期的に多数回加速を繰り返すような装置では、加速が安定に行なえることが非常にたいせつである。この安定性は二つ考えられ、位相の安定性と軌道の安定性である。

#### (1) 位相安定性

2.1 節でふれた同期粒子に対しては、間ゲキ中心で同じ位相の電界で加速をうけるから問題はないが、同期粒子以外の粒子では、間ゲキ中心に来るたびに加速電界の位相が変わっている。簡単な場合として図 2.4 の例で考えてみる。同期粒子  $S$  は加速間ゲキで  $\cos \phi_s$  に比例するエネルギー利得を得て、次の間ゲキには同じ位相  $\phi_s$  でふたたび間ゲキ中心を通過する。 $S$  よりも早く間ゲキ中心に達した粒子  $A$  は、この加速間ゲキでのエネルギー利得が同期粒子のものよりも小さく、したがって、次の加速間ゲキに達するまでの時間が同期粒子よりも長くなり、次の間ゲキ中心ではより  $S$  に近ずいた  $A'$  点に現われる。同じように同期粒子よりも遅れてきた粒子  $B$  は、この間ゲキでのエネルギー利得が大きくて、同期粒子においつき次の間ゲキでは  $B'$  点にでてくる。すなわち  $\phi_s < 0$  の範囲では粒子の位相は同期位相のまわりに振動することが予想される。 $\phi_s > 0$  の範囲で同様のことを考えれば、遅れた粒子はますます遅れ、進んだ粒子はますます進むことが容易にわかる。すなわち  $\phi_s > 0$  の範囲では、もはや粒子に対する加速位相の安定性ということがいえなくなり、大部分の粒子は多段加速の途中で失なわれてしまう。

このように位相の安定性の面から同期位相として  $\phi_s < 0$  にとる必要がある。前にも述べたように、 $\phi_s = 0$  では加速の効率が最もよいが、このときには同期粒子のまわりに安定に存在しうる粒子の位相範囲が非常にせまめられ、ビーム強度の点から効率が悪くなる。そのため、 $\phi_s \approx -30^\circ$  あたりにとるのが普通である。ここで、どの範囲の粒子までが同期位相のまわりに振動して安定に存在しうるかという問題がおこる。この問題には粒子の持っているエネルギーも関係してくる。図 2.5 にこのことを示す。図中の  $S$  点は同期粒子を示しておりこの点は動かない。閉曲線  $C$  の内部の点で示した粒子は、加速器の中に入ってから位相振動とエネルギー振動を受けて矢印の向きに運動するが、 $C$  の外部の点ではもはや安定でなく消失する。これらの振動は加速が進むにつれてその振幅を少しずつ変えていく。

$$\phi - \phi_s = \text{const.} \left[ \frac{1}{(\gamma_s^2 - 1)\gamma_s} \right]^{1/4} \exp \left[ \pm j \int \Omega dt \right] \dots(2.2)$$

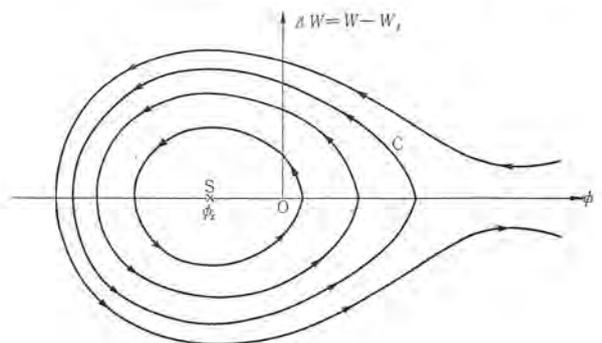


図 2.5 位相図  
Fig. 2.5 A phase diagram.

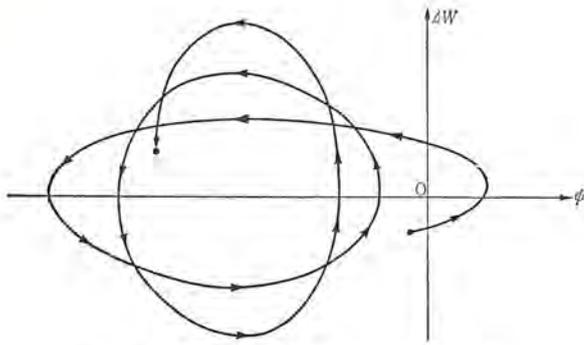


図 2.6 位相空間での図形  
Fig. 2.6 A figure in a phase space.

$$\Delta W = \text{const.} [\gamma_s(\gamma_s^2 - 1)]^{1/4} \exp\left[\pm j \int \Omega dt\right] \dots\dots (2.3)$$

にしたがって位相  $\phi$  では振幅はしだいに減少してゆき、エネルギー (同期粒子のエネルギーからのズレ)  $\Delta W$  では振幅が逆に増大していく。ここで  $\Omega$  は振動の周波数に相当し、 $\gamma_s = W_s/M_0C^2$  である。この関係を示すと図 2.6 のようになり、 $\phi$  軸では幅がだんだん縮まってゆくが、逆に  $\Delta W$  軸では幅が増大していくような図形を描くことになる。

(2) 軌道安定性

粒子が円筒形電極の加速間  $g$  で受ける力は、粒子の進む方向すなわち、 $z$  方向の加速力のほかに、図 2.7 に示すように電界の分布が一様でないことによる  $r$  方向の力を受ける。間  $g$  の前半は粒子に対しては集束、後半で発散の効果及ぼす。電界が時間的に変化しない定常的な場合には、粒子が間  $g$  で加速されて速度が大きくなっているため、前後半で同じ力を受けても、曲げられ方は後半のほうが小さく、そのため全体として集束の効果があることはよく知られている。しかし 2.2 節 (1) 項でもふれたように位相の安定性の理由から  $\phi_s < 0$  にとらなくてはならない。粒子が間  $g$  の前半で受ける力より後半で受ける力のほうが大きくなるわけである。

この時間的に電界が大きくなることの効果は、加速間  $g$  でエネルギー利得による速度増大の効果に打ち勝って、全体として粒子を発散させようとする。粒子の軌道安定性の面からだけいえば、同期位相  $\phi_s$  を  $\phi_s > 0$  の領域にとればよいわけであるが、このことは位相安定性とは両立しない。そこで位相安定性のほうを優先させ軌道安定性を犠牲にする。そして軌道安定性のほうは、別になんらかのイオン光学的なレンズをとり入れて、その安定性を確保する方法をとる。

そのうち第 1 の方法は、図 2.8 のように円筒形電極の入口側にフォイル または グリッド をはりつけて、粒子に対して発散力になるような電界分布を作らないようにするやり方である。しかしこの方法では、粒子がフォイル または グリッド で失われて、多段加速ののちには粒子強度が著しく小さくなる欠点がある。

第 2 の方法はソレノイドコイルによって軸方向に磁界を作ってやり、この磁界で粒子を集束させる方法である。しかし陽子流を集束するのに必要な磁界を作るためには、ソレノイド・コイルの電源として非常に大きな容量のものが必要となり、実用にはほど遠い。そこで第 3 の方法として円筒形電極の中に 4 極電磁石を入れ、これら電磁石による強集束の方法が考えられる。この方法は、前 2 者に比べていずれの面からみてもすぐれており、現在の新しい装置で多く採用されている。この点については 5.3 節で詳述する。

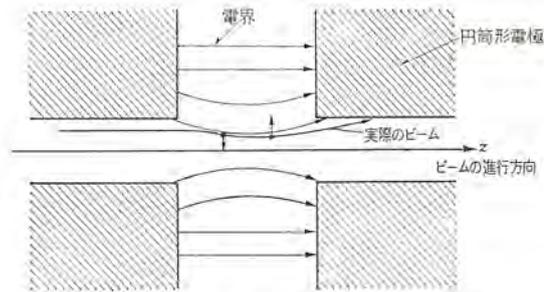


図 2.7 加速電界での発散  
Fig. 2.7 The divergence in the accelerating field.

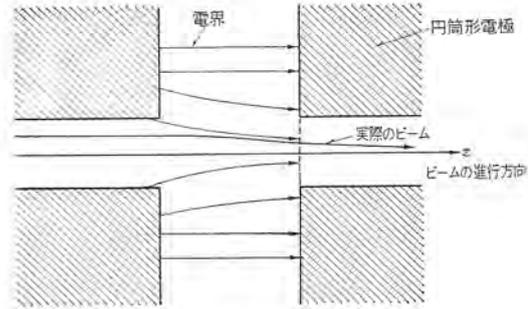


図 2.8 グリッドによる集束  
Fig. 2.8 The grid focus.

2.3 高周波のパラメータ

加速空間を高周波の見地からみたとき、重要な意味をもつパラメータがいくつか存在する。

まず第 1 は等価シャント・インピーダンスで

$$\eta = \frac{E^2}{P} \dots\dots (2.4)$$

で表わされる。E は加速電界の  $z$  成分の振幅であり、P は空洞の単位長さあたりの高周波電力損失である。この等価シャント・インピーダンスの値が小さくなると、電力の損失が大きくなるので避けなくてはならない。第 2 に実効シャント・インピーダンスで、等価シャント・インピーダンスが  $z$  軸上の各点各点で定まったのに対し、これは加速器全体でみたインピーダンスを表わす。

$$\eta_{eff} = \frac{(U_2 - U_1)^2}{P_{tot} L_{tot}} \dots\dots (2.5)$$

ここで  $U_1, U_2$  は加速器に粒子が入射したときのエネルギーおよび加速器から射出されたときのエネルギーを示し、 $P_{tot}, L_{tot}$  は加速器全体にわたっての電力損失および加速器の全長を示している。第 3 に空洞の時定数をあげることができる。加速空間をパルスで励振したときに加速空洞中に生ずる電界は、ただちに立ち上がらず、ある時定数をもって追従する。

$$U^2 = 2ZP_f(1 - e^{-\frac{t}{Q}}) \dots\dots (2.6)$$

ここで  $P_f$  は加えられる電力であり

$$2Z = \eta_{eff} L_{tot} \dots\dots (2.7)$$

であり、Q は空洞の Q 値である。

電界が最終値の 95% まで上昇する時間は

$$t \approx \frac{3Q}{\omega} \dots\dots (2.8)$$

となり、200 Mc、 $Q=80,000$  の場合に約 200  $\mu s$  となる。粒子を加速するためには電界のピーク値が十分一定になっていなければならないから、空洞をパルスで励振する際には、粒子加速よりも約 200  $\mu s$  以前に行なわなければならない。

### 3. 線形陽子加速器の構成

われわれのところで計画している線形陽子加速器の最終性能は、最大エネルギー 10 MeV、陽子ビーム電流 30 mA (セリ頭値)、電流のパルス幅 60  $\mu$ s、パルス繰り返し 20 pps である。

この加速器の構成は次の各部からなっている。

- (1) 前段加速器 (2) 集束系 (3) パンチャ
- (4) 線形加速器 (5) 各種測定装置

前段加速器としては、よく知られている コックロフト・ワルトン 形高電圧発生器を採用し、すでに当研究所において装置は完成している。この装置の使用電圧は 500 kV で、電圧安定度は  $\pm 1$  kV となっている。この電圧安定化の方式は、ドリフトのようなゆっくりした電圧変化に対しては、主発電機の励磁電流を自動的に制御することによってその出力電圧を調整し、パルス状の負荷電流による電圧変動に対しては、平滑用コンデンサ・フィルタと高電圧調整用真空管とを用いて出力電圧が  $\pm 0.5$  kV 程度に安定化されるようにしている。

イオン源はパルス作動デュオグラマトロンを使用し、最終的にはビーム電流 200 mA (セリ頭値) を取り出す予定である。またビーム・エミッタンスとしては 100 mm $\cdot$ mrad に計画されている。

このイオン源の運転のためには、大容量の発電機を高電圧側に必要とするが、この装置では、10 kVA の

図 3.1 線形陽子加速器ブロック線図  
Fig. 3.1 Block diagram of Mitsubishi proton linear accelerator.

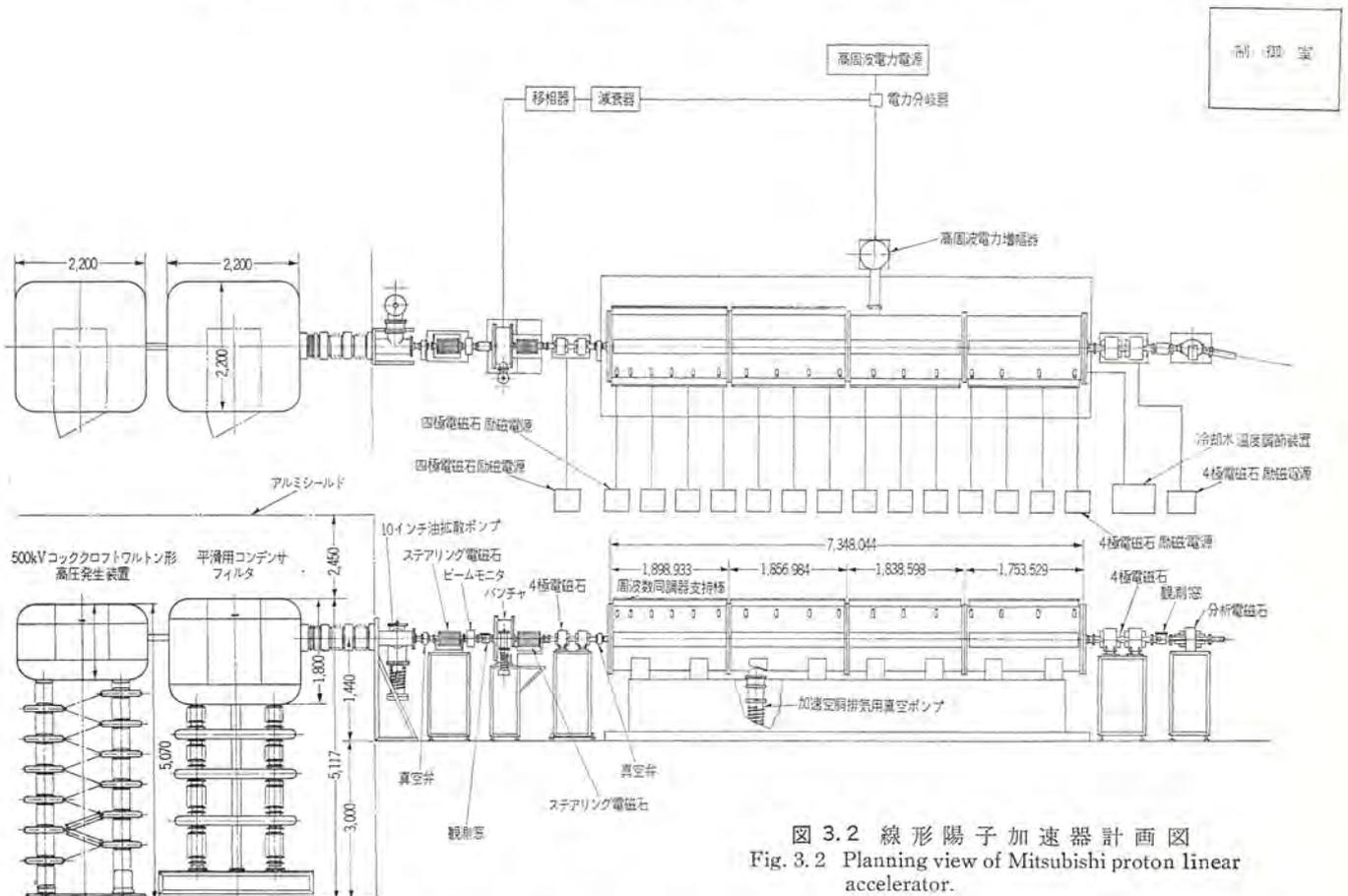
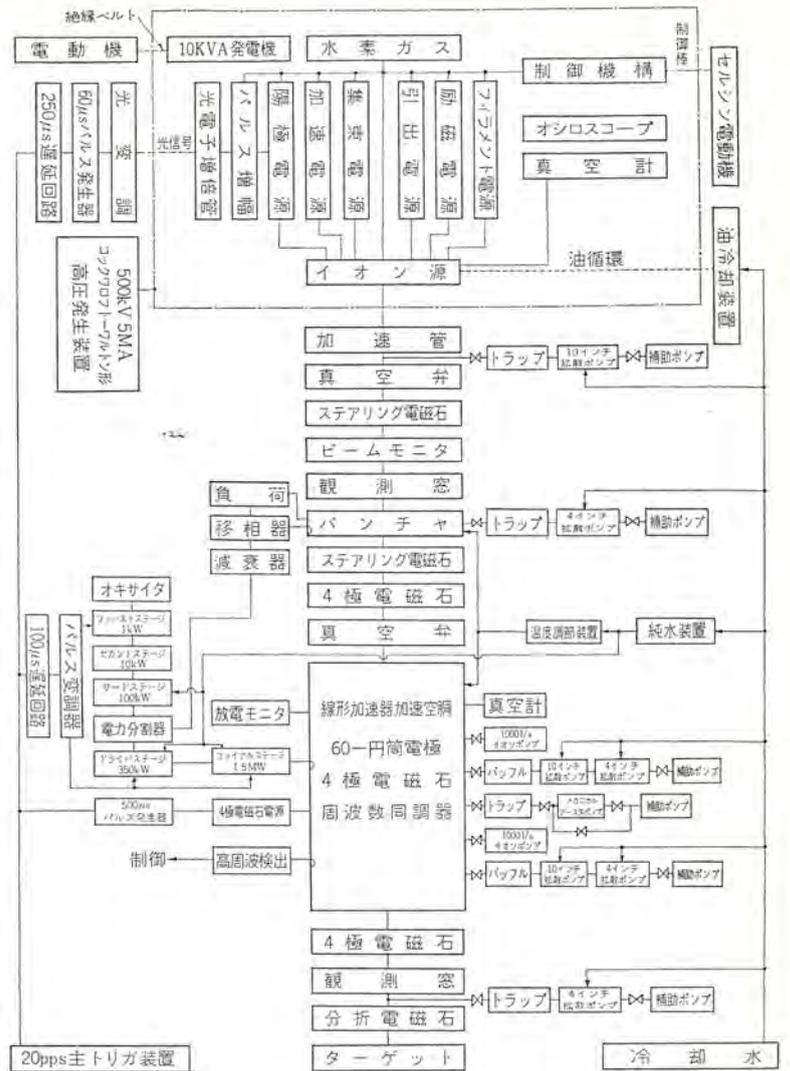


図 3.2 線形陽子加速器計画図  
Fig. 3.2 Planning view of Mitsubishi proton linear accelerator.

発電機を大地側から絶縁ベルトによって駆動している。

この前段加速器全体はアルミシヤハイの部屋に収められ、イオン源の運転状況はITVによって制御室で監視することができる。

上記前段加速器によって500keVまで加速されたイオン・ビームは集束系、パンチャを通過してのち、線形加速器に入る。

集束系は前段加速器と線形加速器をつなぐ連結部に相当し、ビーム軌道修正用ステアリング電磁石、ビーム・モニタ、観測窓および入射条件調整用4極電磁石群からなっている。この集束系の中間にパンチャがあるが、これは後章にて詳述する。

線形加速器は長さ約7.9m、内径1mφの円筒空洞からなり、内部に60個の加速電極を取り付けている。この空洞の内部は $2 \times 10^{-7}$  mm Hgの高真空に保つため真空排気装置としては250 mmφの油拡散ポンプ2系統、1,000 l/sのイオン・ポンプ2系統を空洞の下部に取り付ける。

この空洞を励振するための高周波電力は約1MW、周波数は202.56 Mcで、周波数の安定度は $\pm 5$  kcである。周波数安定度を強く要求するため、空洞壁および加速空洞は水冷却により温度調節を行なう。また空洞内部には周波数同調のための銅球を多数取り付けてある。

そのほか、この加速空洞に取り付ける装置としては放電モニタ、真空計、高周波信号検出器などがある。

線形陽子加速器によって10 MeVまで加速されたイオン・ビームは、分析用電磁石、ファラディ・カップによりそのエネルギーおよび電流強度を測定する。

以上加速器全体の構成計画の概略を述べたが、この加速器の運転は制御室から遠隔操作され、集束系あるいは取出部におけるイオン・ビームの性質などはITVによって、制御室において常に監視している。

以下にとくにパンチャ、線形加速器の詳細について記述する。

#### 4. パンチャ

前段加速器によって加速され集束成形されたイオン・ビームは、線形加速器に入射する直前でパンチャによって軸方向集群化が行なわれる。パンチャは図4.1に示すようなオウ(凹)形空洞共振器の間隔に、線形加速器に用いられる加速用高周波と同じ周波数の電界が印加され、この電界中を粒子が通過する際に粒子に速度変調を与え、一定のドリフト空間を走行させることによって軸方向に粒子を集群するものである。パンチャによって集群された粒子を線形加速器の安定位相角 $\phi_s$ の電界で安定に加速するためには、

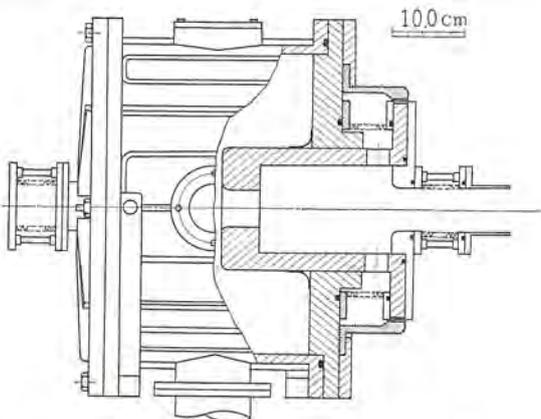


図 4.1 MPL-5 形線形陽子加速器  
Fig. 4.1 The buncher cavity.

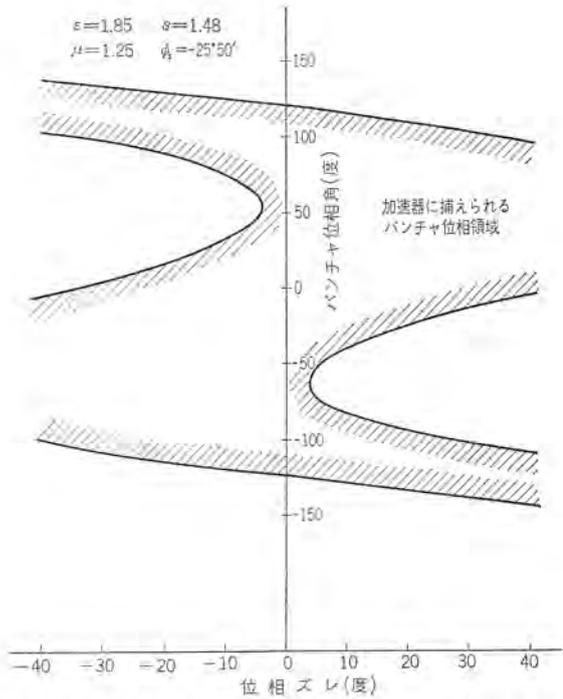


図 4.2 位相誤差と加速器に捕えられるパンチャ位相領域の関係  
Fig. 4.2 Relation between phase error and buncher phase accepted by Mitsubishi proton linear accelerator.

前段加速器の電圧を十分に安定化する必要がある。前段加速器の電圧安定度を $\Delta V_0/V_0$ とすると、集群されたビームが実際に加速される位相角 $\phi$ と安定位相角 $\phi_s$ との位相誤差 $\Delta\phi_s$ は

$$\Delta\phi_s = \frac{\pi S}{\beta\lambda} \frac{\Delta V_0}{V_0} \dots\dots\dots (4.1)$$

で与えられる。ここで $\lambda$ は加速高周波の波長、 $S$ はパンチャのドリフト空間である。すなわちドリフト空間 $S$ を大きくとりすぎると、前段加速器の電圧安定が技術的に不可能なものになる。他方パンチャ間隔 $g$ に印加する電圧を $V_B$ とすると、集群化の効果 $\varepsilon$ は

$$\varepsilon = \frac{\pi e V_B}{m c^2 \beta^3 \lambda} \frac{\sin(\pi g/\beta\lambda)}{\pi g/\beta\lambda} \cdot S \dots\dots\dots (4.2)$$

で与えられる。ここで $g$ は空洞共振器の間隔長である。すなわち一定の集群効果 $\varepsilon$ を与えるためには、 $S$ を小さくとりすぎると $V_B$ を大きくしなければならなくなる。パンチャの空洞共振器は動作の安定化のために $Q$ を500~1,500に下げて使用するため、印加しなければならぬ電圧が高くなると所要電力が大きくなりエネルギーが悪くなる。したがってドリフト空間を $S=148.00$  (cm)に選んである。図4.2は $\varepsilon=1.85$ の場合に線形加速器がトラップしうる位相領域を示している。位相誤差が $\pm 3^\circ$ 程度に安定化されておれば68%程度のトラップ効率を示している。

#### 5. 線形陽子加速器

##### 5.1 加速空洞<sup>(4)(5)</sup>

図2.3のユニット・セルは、粒子が加速されて速度を増すにしたがって、だんだんその長さをながくする必要がある。しかし個々のユニット・セルの寸法が変わっても、このユニット・セルで共振する周波数が異なっては困る。すなわち寸法 $L, g$ が変わっても円筒形電極の外径 $d$ を適当に選ぶことによって、セルの共振周波数が高周波発振器の周波数に一致するようにしなければならない。そのためにはユニット・セルでのMaxwellの方程式を定められた境界条件のもとで解く必要がある。そこでこの解決法として考え

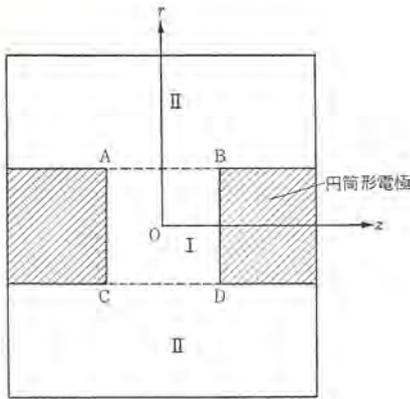


図 5.1 ユニットセル  
Fig. 5.1 Unit cell.

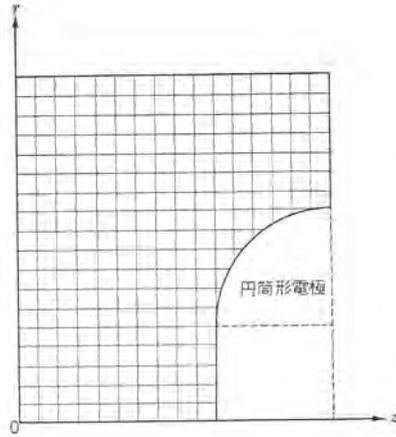


図 5.2 ユニットセル  
Fig. 5.2 Unit cell.

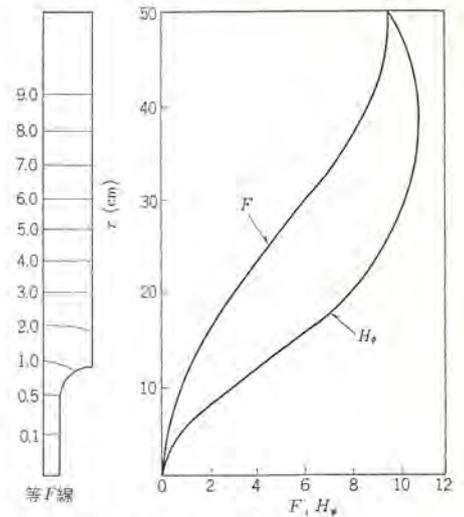


図 5.3 等F線とF, H<sub>φ</sub> 曲線  
Fig. 5.3 Equi-F curve and F, H<sub>φ</sub> curves.

られている立場を大別してみると、だいたい以下の三つの方向に分かれる。

第1には試験用の空洞を実際に作り、実験的な公式を作り出す。

$$\frac{g}{L} = -\alpha_0 + \frac{1}{\lambda}(\alpha_1 D + \alpha_2 L + \alpha_3 d) \quad (5.1)$$

ここで  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  は定数でユニット・セルが共振条件を満たしているときは上式の関係が実験的に成立している。

第2には図5.1のようにセルを二つの領域I, IIに分けて、それぞれの領域I, IIでMaxwellの方程式の解を求め、それら二つの解をI, IIの境界上ABおよびCD上でつなぎ合わせるという方法がある。領域I, IIでの解は各種ベッセル関数の一次結合で表わされ、I, IIそれぞれの領域ですでに境界条件をみたすものがとられている。この方法では近似解として展開の項数をどこまでとるか、また境界上AB, CDでどのようなつなぎ方をするかなどで近似度は若干異なり、その方法も細分化する。

第3にはユニット・セル全部を細かい格子点に分割して、大形電子計算機を使用して数値的に近似解を求めていく方法である。数学的には偏微分方程式の固有値問題であるから、近似固有関数を求めて固有値を近似し、変分法のやり方に従って、この近似固有関数が停留点になるまで近似をすすめていくことになる。この方法で行なった計算結果の一部を図5.3に示している。図5.2のようにユニット・セル断面の1/4の部分をとって計算をすすめる。円筒形電極の隅は放電防止のため円形にけずりとられている。

$$F = rH_\phi \quad (5.2)$$

で、Maxwellの方程式を書きなおせば

$$\frac{\partial^2 F}{\partial r^2} - \frac{1}{r} \frac{\partial F}{\partial r} + \frac{\partial^2 F}{\partial z^2} + k^2 F = 0 \quad (5.3)$$

となり、固有値  $k^2$  はこのセルで共振する周波数と関係している。もちろんこの  $F$  には境界上で境界条件が課せられている。

図5.3で示すように  $F$  の分布がわかれば、この  $F$  を使って場の量  $E, H$  の各成分がすべて決定できる。この方法のほかに、われわれは第2の方法のいくつかについても計算を行ない、それらの間の関係を比較検討している。

空洞は高周波の点および真空排気の点から、鉄と銅との合板で製作する。空洞共振器の周波数の安定度がきびしいため、銅表面の機械加工にきびしい精度が要求され、高周波接続などにも開発を要する点が多い。

## 5.2 円筒形電極

2.1節でもふれたが、円筒形電極の長さを同期粒子に合わせて

決めなければならない。加速間  $g$  でのエネルギー利得は式(2.1)であるが、積分を実行すると

$$W_{n,s} - W_{n-1,s} = eTE_0 L_n \cos \phi_s \quad (5.4)$$

$$E_0 = \int_{-\frac{L_n}{2}}^{\frac{L_n}{2}} E_z^0(z) dz \int_{-\frac{L_n}{2}}^{\frac{L_n}{2}} dz \quad (5.5)$$

$$T = \int_{-\frac{L_n}{2}}^{\frac{L_n}{2}} E_z^0(z) \cos\left(\frac{2\pi z}{L_n}\right) dz \int_{-\frac{L_n}{2}}^{\frac{L_n}{2}} E_z^0(z) dz \quad (5.6)$$

となる。ここで  $E_0$  は加速器全体について平均の電界強度となり、 $T$  はトランジット・タイム・ファクタといわれる量である。1波長の長さについての平均のエネルギー利得の式として

$$W_\lambda = \frac{eE_0 T \lambda}{M_0 c^2} \cdot \cos \phi_s \quad (5.7)$$

を定義すると式(5.4)から

$$W_{n,s}/M_0 c^2 = \sqrt{1 + (n+n_0)^2 W_\lambda^2} \quad (5.8)$$

$$\beta_{n,s} = (n+n_0) W_\lambda / \sqrt{1 + (n+n_0)^2 W_\lambda^2} \quad (5.9)$$

などが得られる。ここで  $n_0$  は加速器に粒子が入射したときに持っていたエネルギーを、加速器の外その  $n_0$  段で加速してきたものとみなしたときの、仮想段数である。

$n$  番目のユニット・セルを同期粒子が通過するときの平均の速さは  $c \cdot \left(\frac{\beta_{n,s} + \beta_{n-1,s}}{2}\right)$  とみてよいため

$$\frac{L_n}{\lambda} = \frac{\beta_{n,s} + \beta_{n-1,s}}{2} \quad (5.10)$$

でなくてはならない。式(5.9)を使って書きなおせば

$$L_n = \lambda \left(n + n_0 - \frac{1}{2}\right) W_\lambda \sqrt{1 + \left(n + n_0 - \frac{1}{2}\right)^2 W_\lambda^2} \quad (5.11)$$

となり、この式で  $n$  番目のユニット・セルの長さが決定できる。加速間  $g$  長  $g_n$  は普通  $g_n/L_n = 0.25$  にとることが多いから、この関係で  $g_n$  もきまり円筒形電極の長さも決定できる。円筒形電極の外径寸法は5.1節でも述べたごとく、空洞の共振条件によって決定しなければならない。

この円筒形電極の内にはそれぞれ1個ずつの4極電磁石を入れ、電極表面は高周波の損失を少なくするため銅でできている。円筒形電極の配置は非常に重要で、多数個の電極の軸を一致させることと同時に、設置される  $z$  方向の位置の精度も厳密に押える必要がある。電極の支持は、加速空洞  $\text{タンク}$  から2本の支持棒を出して行ない、この棒によって電極の位置の微調整も行なう。

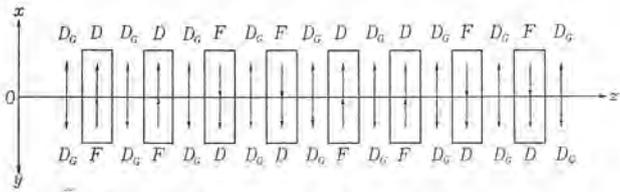


図 5.4 4極電磁石の配置  
Fig. 5.4 An array of quadrupole magnets.

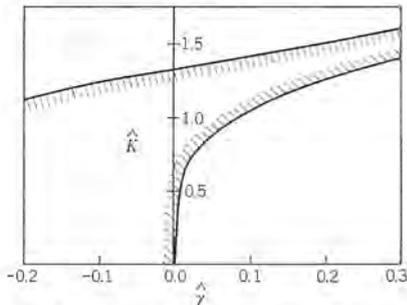


図 5.5 軌道の安定領域  
Fig. 5.5 A stable region in orbits.

### 5.3 4極電磁石<sup>(6)</sup>

軌道安定性を得るため各円筒形電極に4極電磁石をそう入し、極性を順次交代させる。極性を円筒形電極ごとに変えること ( $N=1$ ) もできるが、この配置では必要な磁界が大きくなりすぎて、実現がむずかしくて適当でない。そこで続く二つの円筒形電極では同じ極性の電磁石を入れ、これらの対を交互に極性を変えて配置する方式 ( $N=2$ ) をとることにした。これを図 5.4 に示している。F は集束レンズ、D は発散レンズ、 $D_G$  は加速間ゲキでの発散 (位相によっては集束することもある) を示している。

このレンズ系の集束条件は

$$|Tr(R)| \leq 2 \dots \dots \dots (5.12)$$

で与えられ、行列 (R) は間ゲキでの発散、直線部、集束レンズ、発散レンズの各行列をそれぞれ ( $D_G$ ), (S), (F), (D) とすれば

$$(R) = (D_G)(S)(D)(S)(D_G)(S)(D)(S) \times (D_G)(S)(F)(S)(D_G)(S)(F)(S) \dots \dots \dots (5.13)$$

で与えられる。また  $x$  方向の長さを  $B\lambda$  で規格化すれば各ユニット・セルを同等に取り扱うことができ便利である。この集束条件式を解いた一例を図 5.5 に示す。ここで

$$\hat{\gamma} = -\frac{e\pi\lambda E_0 T \sin \phi}{M_0 \beta C^2} \dots \dots \dots (5.14)$$

は間ゲキでの発散を表わす量であり、

$$\hat{K} = \sqrt{\frac{eGB\lambda^2}{M_0 C}} \dots \dots \dots (5.15)$$

は磁界の強さを表わす量である。そしてそれぞれ  $B\lambda$  で規格化されている。粒子の位相振動が図 5.5 の領域内にある限り粒子は発散してしまふことはない。

各電磁石に要求される磁場コウ配およびそれに必要なアンペア回数は図 5.6 のようになる。図中不連続な点があるのは、その点で4極電磁石の構造をきめているパラメータを変えたためである。

図 5.6 の結果を用いて、加速器中での粒子の軌道計算を行なった結果、この加速器のアクセプタンスは約  $200 \text{ mm} \cdot \text{mrad}$  であり、エミッタンスは約  $50 \text{ mm} \cdot \text{mrad}$  であることが知れた。すなわち前段加速器からエミッタンス  $200 \text{ mm} \cdot \text{mrad}$  のビームが線形加速器に入射された場合が最も効率がよく、その入射粒子は大部分加速器終

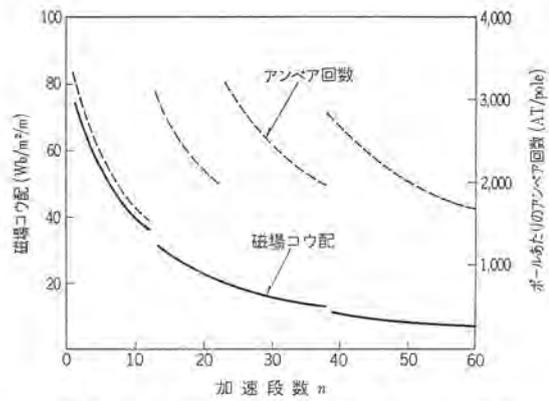


図 5.6 4極電磁石の磁場コウ配とアンペア回数  
Fig. 5.6 Magnetic field gradients and ampere-turns of quadrupole magnets.

端まで加速され、エミッタンス  $50 \text{ mm} \cdot \text{mrad}$  のビームとなって加速器から取り出される。

これら4極電磁石の励磁は、電力損失による発熱を小さくするためパルス励磁される。

### 5.4 排気系統

排気装置は2系統の油拡散ポンプ系と2系統のイオン・ポンプ系から構成される。前者は  $250 \text{ mm}\phi$  の超高真空油拡散ポンプ (排気速度  $3,000 \text{ l/s}$ )、 $100 \text{ mm}\phi$  油拡散ポンプを直列に接続したもので、後者は排気速度  $1,000 \text{ l/s}$  のバックアイオン・ポンプとメカニカル・ブースタ・ポンプを用いたものである。

空洞の排気孔は、比較的大きなコンダクタンスと空洞の高周波特性とを両立させるため、空洞壁  $250 \text{ mm}\phi$  の領域に  $20 \text{ mm}\phi$  の孔を多数あけるものとし、合成コンダクタンス  $1,400 \text{ l/s}$  を実現する。また  $250 \text{ mm}\phi$  ゲート・バルブのコンダクタンスは  $3,700 \text{ l/s}$  であり、パツフル系の実効コンダクタンス  $1,500 \text{ l/s}$ 、油拡散ポンプの排気速度  $3,000 \text{ l/s}$  を考えあわせて、総合の有効排気速度として  $500 \text{ l/s}$  を得る。同様にイオン・ポンプ系については排気孔  $1,400 \text{ l/s}$ 、ゲート・バルブ  $3,700 \text{ l/s}$ 、イオン・ポンプの排気速度  $1,000 \text{ l/s}$  を考えて、 $500 \text{ l/s}$  を得る。

以上4系統を使用して総合  $2,000 \text{ l/s}$  の有効排気速度は、この規模の加速空洞を  $10^{-7}$  Torr のケタまで排気するのに十分な容量と考えられる。さらに加速空洞排気系として検討を要することは、系内の残留気体 (とくに油蒸気による空洞および電極の汚染)、および連続使用に際してのポンプ系の寿命 (とくにイオン・ポンプについて) である。これらの諸点を比較検討ができるように、この装置では、構成の異なった二つの系統の排気装置を併用して使用することを試みた。

### 5.5 高周波電力源

線形陽子加速器の平均の加速電界強度は  $1.6 \text{ MV/m}$  にとつていため、約  $8 \text{ m}$  の加速空洞を励振してセル頭値  $30 \text{ mA}$  のイオン・ビームを取り出すためには、約  $1 \text{ MW}$  の高周波電力を必要とする。この電力損失のうち、おもなものは加速空洞壁による損失、円筒形電極表面による損失および円筒形電極の支持棒による損失などをあげることができる。もちろんイオン・ビーム負荷による損失も見のがすことはできない。図 5.7 に加速空洞壁による損失に対する円筒形電極表面による損失の割合  $P_D/P_W$ 、および円筒形電極支持棒による損失の割合  $P_S/P_W$  を示している。ここで各種損失  $P_W, P_D, P_S$  は加速器の軸方向の各点において、その点での単位長さあたりの損失として表わされている。

高周波電源の基本的構成は、水晶発振器を用いた安定な発振器

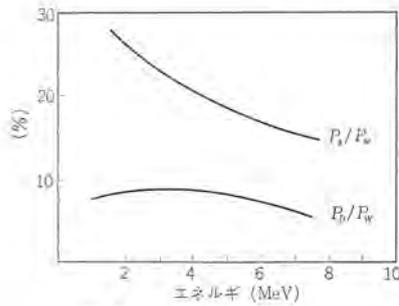


図 5.7 電力損失  
Fig. 5.7 Power losses in a cavity.

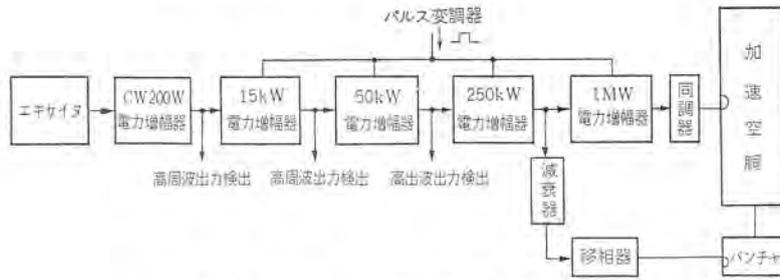


図 5.8 高周波電源の構成図  
Fig. 5.8 A block diagram of RF power amplifiers.

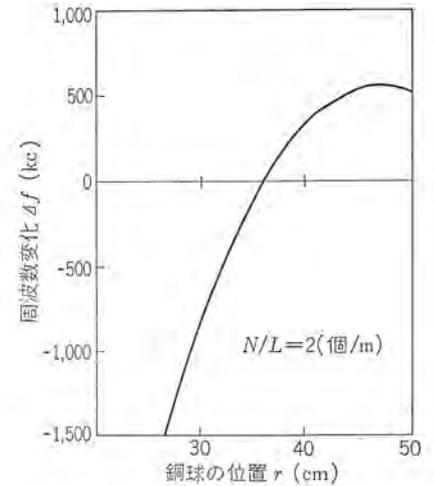


図 5.9 銅球による周波数変化  
Fig. 5.9 Frequency shift due to ball tuners.

表 5.1 高周波電源の仕様

周波数	202.56 Mc
周波数安定度	±5 kc
パルス幅	300 μs
パルス繰り返し	20 pps
セプト出力	1 MW

の出力を10倍して所要の周波数を得、これを増幅して必要な電力レベルにする方式をとっている。図 5.8 にその系統図を示す。

大出力の電力増幅器はレーザあるいは TV において技術開発が行われてきているが、200 Mc の周波数でセプト出力 1 MW 以上の大電力増幅器の開発には、問題点もかなり多いと予想される。

加速空洞の Q 値は約 80,000 であるから、2.3 節でも述べたように、電界の立ち上がりに 200 μs の時間を要することになる。したがって高周波電力のパルス幅は 300 μs に設計してある。

そのほか高周波電源のおもな仕様を表 5.1 に示した。

### 5.6 加速空洞の周波数同調器

線形陽子加速器では、平均加速電界強度  $E_0$  が一定である必要があるが、実際には工作上的誤差そのほかのために一定にはならない。 $E_0$  の誤差が 5% をこえる場合には加速粒子は振動を起し、このためイオン・ビーム電流強度が低くなる恐れがある。この現象を取り除くためには、個々のユニット・セルの共振周波数を等しくし、平均加速電界の分布を一様にすればよい。このための装置として銅球を出し入れする周波数同調器を多数取り付け、銅球の半径を  $a$  とし、 $a \ll \lambda$  とすると、周波数の変化  $\Delta f$  は

$$\Delta f = -\frac{\pi N a^3 f}{L W} \left\{ \epsilon_0 E_0^2 - \frac{\mu_0 H_0^2}{2} \right\} \dots\dots\dots (5.16)$$

で表わされる。ただし  $W$  は空洞の単位長さあたりに蓄えられるエネルギー、 $N$  は銅球の数、 $L$  は加速空洞の長さである。

銅球の半径を 7 cm とすると  $\Delta f$  の変化は図 5.9 のようになり、銅球の約 15 cm の移動で、±500 kc の周波数が可変となる。

### 5.7 冷却装置

周波数の変動を防ぐために、加速空洞の温度変化を押えなければ

ならない。加速空洞は、純水を循環させることにより冷却を行ない、 $22^\circ\text{C} \pm 0.5^\circ\text{C}$  の一定温度に維持する。加速空洞から流出した純水は冷却器に入って、別の冷却タックで冷却された冷水と熱交換を行なったのち、電熱式温水器に入って温度の微調節を行ない、ふたたび加速空洞に流入する。冷却器内で熱交換を行なう冷水には、工業用水を用い冷凍機で冷却する。そして冷凍機の冷媒の流量調節をすることによって、冷水の温度調節はかなり大きっぽに行なわれている。このほか円筒形電極の温度調節および高周波電源の冷却は別に設けた熱交換系によって行なわれており、それ以外の冷却を要する装置は、すべて冷却塔の冷却水で直接冷却されている。(昭 39-10-12 受付)

## 6. むすび

建設中の 10 MeV 線形陽子加速器について、基本計算結果と設計仕様および工作技術上の検討事項を簡単に報告した。39 年度通産省の補助金の交付を受けて 5 MeV、10 mA の装置を完成し、引き続いて 10 MeV、30~50 mA に増強する計画である。基本検討にあたって、東京大学原子核研究所熊谷寛夫教授をはじめ諸先生方の有益なご指示をいただいて進めていることを感謝する。

### 参考文献

- (1) L. W. Alvarez, H. Bradner, J. V. Frank, H. Gordon, J. D. Gow, L. D. Marshall, F. Oppenheimer, W. K. H. Panofsky, C. Richman and J. R. Woodyard: Rev. Sci. Instr., 26, p.111~113, (1955).
- (2) E. Regenstreif: The CERN Proton Synchrotron, 2nd Part, CERN 60-26, (1960).
- (3) E.A. Day, R.P. Featherstone, L.H. Johnston, E.E. Lampi, E. B. Tucker and J.H. Williams: Rev. Sci. Instr., 29, p.457~476, (1958).
- (4) W. Walkinshaw, C.S. Sabel and S. Outram: AERE, T/M 104, 105, (1954).
- (5) R. Taylor: J. Nucl. Energy, Part C, Plasma Physics, 3, p.129~134, (1961).
- (6) J.B. Blewett: Phys. Rev. 88, p.1197~1199, (1952).

# ラダートロン (多間ゲキミリ波クライストロン)

建石昌彦\*・野中忠彦\*・武田文雄\*

## Laddertron (Multigap Millimeter Wave Klystron)

Central Research Laboratory Masahiko TATEISHI・Tadahiko NONAKA・Fumio TAKEDA

Laddertron is a kind of millimeter-wave klystron oscillator invented by professor K. Fujisawa in 1954. Mitsubishi laboratory has now developed sealed-off O-mode Laddertrons with a frequency band of 50 and 35 Gc. They have the following features.

- 1) The tube consists of ladder-like multigaps and one cavity and is provided with an electron strip beam.
- 2) High electronic efficiency is expected of them.
- 3) The output power of several watts (continuous wave) is available at relatively low operating voltage.
- 4) The available tuning range is several ten Mc and the mechanical tuning range about 2 Gc.
- 5) The control of the wehnelt voltage enables it to have frequency modulation.

This article deals with the theory by prof. Fujisawa, the construction of the sealed-off Laddertron and the result of experiment, the spurious oscillation of Laddertron being discussed.

### 1. ま え が き

ラダートロンは昭和29年大阪大学藤沢教授(当時神戸大学)の発明になるミリ波発振管でその構造は1空洞多間ゲキとなっている<sup>(1)</sup>。1空洞多間ゲキの考えは最初Hahnがガラス管または石英管上に間ゲキを形成する電極を取り付け、これを円筒空洞の中心に置き同軸円筒空洞を形成させたものを考えた。これはガラス管を通じて電界と円筒電子ビームを結合させているため損失が大きく、結局この管は実用にはならなかった。藤沢教授はこの欠点を取り除くため空洞を方形とし、中央に2枚の対向導体板をそう入し、それに多数の作用間ゲキを設ける構造とした。したがって間ゲキには両端を節とする定在波が乗るため作用間ゲキの支持が可能になった<sup>(2)</sup>。そして昭和35年には34Gc帯組立管で約10Wの発振に成功し<sup>(3)</sup>、昭和36年には50Gc帯で7Wの発振に成功した<sup>(4)</sup>。その間理論も同時に発表された。また1958年にドイツでもJ.R. Hechtelによって1空洞多間ゲキクライストロンのかなりくわしい理論が発表されたが<sup>(5)</sup>、彼の考えも同軸形円筒空洞であったので理論のみに終わったようである。

その後ラダートロンは種々の発展を見、一様なラダーを持ったOモードラダートロン他に長短2種類の間ゲキを交互に設けたπモードラダートロンが發明された。πモード形はOモード形に比べ同じ高さの空洞ではほぼ2倍の間ゲキ数を有しているため発振が容易で電子同調範囲も広い利点があるが、ラダーの工作がむづかしくなり熱的にも弱くなるため今回はOモードを試作した<sup>(6)(7)</sup>。ラダートロンの特長とするところは、

- (1) 比較的低電圧で高出力が出せる。
- (2) ミリ波領域の他の発振管に比べ能率が高い。
- (3) 機械的同調範囲が広い。
- (4) 電子同調範囲もかなり広い。
- (5) 小さな変調入力でFM変調をかけることができる。

### 2. Oモードラダートロン振動モード<sup>(8)</sup>

図2.1にOモードラダートロン構造を示す。図からもわかるようにOモード形では間ゲキは空洞横幅全体にわたって切っている。空洞の共振周波数を求めるには空洞を図2.1のように点線で示した仮想的境界面で区切っていくつつかの部分空洞に分ける。そし

てその一つの部分空洞の共振周波数を計算することによって知ることができるが、この場合は各間ゲキ上には同振幅、同位相の波が乗っているいわゆる基本モードの場合のみしか計算ができない。そこでラダー全体を考え、そのラダー上に種々のモードの振動電界が生じその電界により空洞が励振されると考える各間ゲキ上では電界は間ゲキに対して垂直でまた間ゲキは両端短絡されているためその長さ方向に半波長の正弦波の定在波分布をなすものとする。各間ゲキ上の振動電界の強度分布としては一般に次式によって与えることができる。すなわち端から数えて*p*番目の間ゲキ上では

$$E_{z,p} = E_0 \cos \frac{\pi}{a} x \cos \left( \frac{2p-1}{2N} n' \pi \right) \dots \dots \dots (2.1)$$

$$P = 1, 2, 3 \dots \dots N \quad n' = 0, 1, 2 \dots \dots N-1$$

ここで*N*は間ゲキ数である。この分布は図2.2に示すように空洞内にその高さ方向(*z*方向)に両端が山になる正弦波の電界分布を仮定し、この分布に対応する各間ゲキ上の電界分布を考えるものである。*n'*の値により振動モードが区別されこれはモードの次数を与える。*n'=N*の場合には式(2.1)からわかるように各間ゲキ上の振動電界はすべて0になってしまうから以下には*n'≠N*の場合のみ考える。

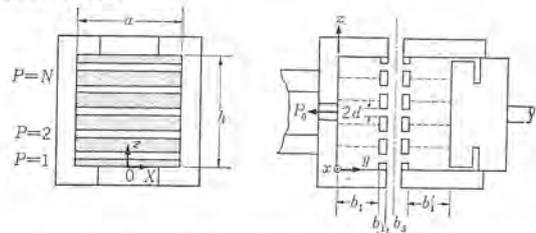


図 2.1 Oモードラダートロン空洞  
Fig. 2.1 Cross section of the O-mode Laddertron cavity.

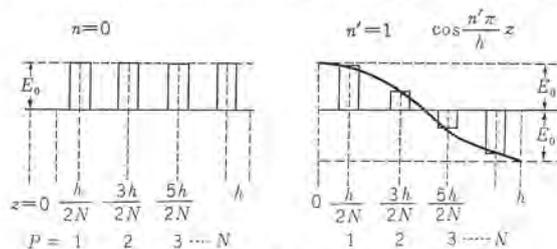


図 2.2 Oモードラダートロン間ゲキ電界分布  
Fig. 2.2 Field distributions at the gaps of O-mode Laddertron.

上記のような間ギキの電界分布を仮定すると間ギキをあけた導体板上  $y=b_1$  では次の境界条件をうる。

$$(E_x)_{y=b_1} = \begin{cases} E_0 \cos \frac{\pi}{a} x \cos \left( \frac{2P-1}{2N} n' \pi \right), & \frac{2P-1}{2N} h \\ & -d \leq z \leq \frac{2P-1}{2N} h + d \\ 0, & \text{上記以外の場所} \end{cases}$$

この電界により空洞が励振されるとする空洞内の振動電界成分としては  $E_x=0$  であるとして maxwell の方程式より求めることができる。また電子ビームが通る2枚の対向導体板間の領域(作用空間)でも空洞が左右対称( $b_1=b'_1$ )で作用空間の中央面  $y=b_3$  が電界の山になっているとして電磁界を求め、次にこの電磁界を用いて  $p$  番目の間ギキより空洞側をみた入力アドミッタンス  $Y_{e,p}$ 、作用空間側をみた入力アドミッタンス  $Y_{i,p}$  を求め、これらが  $p$  番目の間ギキを通して整合されるとすると、

$$\left. \begin{matrix} Y_{e,p} \\ Y_{i,p} \end{matrix} \right\} = j \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{Na}{2h} \frac{k^2 - (\pi/a)^2}{k} \sum_{\substack{n=(2\gamma N \pm n) \\ n \geq 0}}^{\infty} \frac{1 + \delta n', 0}{1 + \delta n, 0} \left( \frac{\sin n \pi d/h}{n \pi d/h} \right)^2 \frac{1}{\gamma_{0n}} \cdot \left[ \frac{\coth(\gamma_{0n} b_1)}{\tanh\{\gamma_{0n}(b_3 - b_2)\}} \right] \dots (2.3)$$

$$\gamma_{0n} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{h}\pi\right)^2 - k^2} \dots (2.4)$$

$$\delta_{i,j} = \begin{cases} 1 & i=j \text{ の時} \dots (2.5) \\ 0 & i \neq j \text{ の時} \dots (2.6) \end{cases}$$

$n=2\gamma N \pm n'$   
 $\gamma$ : 正の整数

間ギキ自身は横幅が  $a$ 、高さが  $2d$ 、長さが  $(b_2 - b_1)$  なる短い方形導波管と見なすと特性アドミッタンス  $Y_{s0}$  と管内波長  $\lambda_g$  は

$$Y_{s0} = \frac{a}{4d} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{\sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}}{k} \dots (2.7)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_g} = \sqrt{k^2 - (n/a)^2} \dots (2.8)$$

ゆえに

$$Y_{e,p} + Y_{s0} \frac{Y_{i,p} + jY_{s0} \tan\{2\pi(b_2 - b_1)/\lambda_g\}}{Y_{s0} + jY_{e,p} \tan\{2\pi(b_2 - b_1)/\lambda_g\}} = 0 \dots (2.9)$$

$(b_2 - b_1)$  が波長に比べて小さいことに注目すると

$$Y_{e,p} + Y_{i,p} + jY_{s0} \sqrt{k^2 - (\pi/a)^2} (b_2 - b_1) \approx 0 \dots (2.10)$$

これが間ギキにおけるアドミッタンスの整合条件である。この式は  $p$  には無関係の式となるので任意の一つの間ギキについて両端のアドミッタンスを整合させると、他のすべての間ギキについてアドミッタンス整合条件が自動的に満足される。この式(2.10)を  $k$  について解けば  $n'$  次モードの共振周波数を求めることができる。

まず  $n' \geq 1$  なる高次モードを考える。式(2.3)の右辺の最大項は  $\gamma=0$  の項であり  $Y_{e,p}$ 、 $Y_{i,p}$  のこの項の和が負になることが式(2.10)を成立させるために必要となる。したがって  $n'$  モードの存在可能条件として次式が得られる。

$$\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 + \left(\frac{n'\pi}{h}\right)^2 < k^2 \dots (2.11)$$

また O モード ( $n'=0$ ) の存在可能条件は同様の理由から  $k^2 > (\pi/a)^2$  である。したがって O モードと隣接の  $n'=1$  モードとの分離は共振周波数が

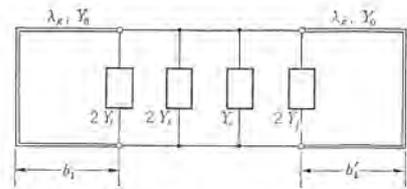


図 2.3 O モードラダーロン等価回路  
Fig. 2.3 Equivalent circuit of the O-mode Laddertron.

$$\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 < k^2 < \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{h}\right)^2 \dots (2.12)$$

内にありしかも  $h \gg a$  を除き十分分離されている。

図 2.3 に空洞が左右非対称の場合の O モードラダーロンの等価回路を示す。 $(b_3 - b_2)$  が非常に小さくまた  $\gamma_{0n} \approx n\pi/h$  を考慮すると

$$-Y_0 \left( \cot \frac{2\pi b_1}{\lambda_g} + \cot \frac{2\pi b'_1}{\lambda_g} \right) + 2(Y_1 + Y_2 + Y_3) = 0 \dots (2.13)$$

ここで

$$\left. \begin{matrix} Y_0 = \frac{Na}{2h} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{\sqrt{k^2 - (\pi/a)^2}}{k} & Y_i = j\omega C_i + \frac{1}{j\omega L_i} \\ Y_f = j\omega C_f + \frac{1}{j\omega L_f} & Y_s = j\omega C_s + \frac{1}{j\omega L_s} \\ C_i = \epsilon_0 \frac{a}{2} \frac{b_3 - b_2}{h/N} & L_i = \frac{\epsilon_0 \mu_0}{C_i} \left(\frac{a}{\pi}\right)^2 \\ C_f = \epsilon_0 \frac{a}{2} \frac{4d}{h/N} \sum_{\gamma=1}^{\infty} \frac{\sin^2(2\gamma N \pi d/h)}{(2\gamma N \pi d/h)^3} & L_f = \frac{\epsilon_0 \mu_0}{C_f} \left(\frac{a}{\pi}\right)^2 \\ C_s = \epsilon_0 \frac{a}{2} \frac{b_3 - b_1}{2d} & L_s = \frac{\epsilon_0 \mu_0}{C_s} \left(\frac{a}{\pi}\right)^2 \end{matrix} \right\} \dots (2.14)$$

$Y_0$  は空洞を  $N$  分割して間ギキ 1 個を含む部分空洞を考えた場合のその特性アドミッタンス、 $Y_i$  は同じく部分作用空間内で対称面  $y=b_3$  で二分された部分のアドミッタンス、 $Y_f$  は間ギキ近傍の fringing field に対応するアドミッタンス、 $Y_s$  は間ギキのアドミッタンスである。図中の  $Y_e$  は電子アドミッタンスである。

### 3. 電子アドミッタンス

#### 3.1 電子アドミッタンス

次に電子ビームと間ギキとの間の相互作用について考える。この場合小振幅小集群として各間ギキの変調効果をおのおの独立に考え、これらを重畳して間ギキの総合効果を求める。この解析に当り次のような仮定をおく。

- (1) すべての電子は同じ運動方向をもち同じ速度で系に入る。
- (2) 電子の運動方向が電界の  $E_x$  成分と同一である。電界の  $Y_0$  成分は考慮に入れない。
- (3) 電子の空間電荷力は無視する。
- (4) 電子の平均速度は光速に比べて小さい。
- (5) 間ギキに生ずる高周波電圧は加速電圧に比べて非常に小さい。

先にも述べたように O モードでは各間ギキには同位相、同振幅の高周波電圧  $V_{1e}^{j\omega t}$  が存在しているとする。ここで

- $v_0$  = 直流速度
- $D$  = 隣り合った間ギキ間の距離
- $\tau_0 = D/v_0$  隣り合った間ギキ間の平均走行時間
- $\theta_0 = \omega \tau_0$  隣り合った間ギキ間の平均走行角
- $\beta$  = 有効間ギキ間係数
- $G_0 = I_0/V_0$  直流コンダクタンス

とする。まず間ゲキ 1 の高周波電圧により間ゲキ 2 に生ずる対流電流  $(I_2)_c$  は

$$(I_2)_c = \frac{1}{2} I_0 \beta \frac{V_1}{V_0} \theta_0 j e^{j(\omega t - \theta_0)} \dots\dots\dots (3. 1)$$

対流電流  $(I_2)_c$  によって間ゲキ 2 に誘導される電流  $(I_2)_{ind}$  は

$$(I_2)_{ind} = \frac{1}{2} I_0 \beta^2 \frac{V_1}{V_0} \theta_0 j e^{j(\omega t - \theta_0)} \dots\dots\dots (3. 2)$$

第 2 間ゲキに生ずる電子アドミッタンスは間ゲキ電圧  $V_{1e}^{j\omega t}$  で割ったものであるから

$$Y_2 = Y_{21} = \frac{1}{2} G_0 \beta^2 \theta_0 j e^{-j\theta_0} \dots\dots\dots (3. 3)$$

同様にして間ゲキ 1 と 3 との間の電子アドミッタンスは

$$Y_{31} = \frac{1}{2} G_0 \beta^2 2\theta_0 j e^{-j2\theta_0} \dots\dots\dots (3. 4)$$

また間ゲキ 2 により 3 に誘導される高周波電流による電子アドミッタンスは

$$Y_{32} = \frac{1}{2} G_0 \beta^2 \theta_0 j e^{-j\theta_0} \dots\dots\dots (3. 5)$$

第 3 間ゲキに生ずる電子アドミッタンスは第 1 間ゲキと第 2 間ゲキによる効果を加え合わせたものとなる。

$$Y_3 = Y_{31} + Y_{32} = \frac{1}{2} G_0 \beta^2 \theta_0 j (e^{-j\theta_0} + 2e^{-j2\theta_0}) \dots\dots\dots (3. 6)$$

一般に第  $n$  間ゲキに生ずる電子アドミッタンスは

$$Y_n = \frac{1}{2} G_0 \beta^2 \theta_0 j \{ e^{-j\theta_0} + 2e^{-j2\theta_0} + \dots + (n-1)e^{-j(n-1)\theta_0} \} \dots\dots\dots (3. 7)$$

一個の間ゲキについての平均電子アドミッタンスは各間ゲキに生ずる電子アドミッタンスの総和を求め、これを間ゲキ数  $N$  で割ったものとなる。

$$Y_e = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Y_n = \frac{1}{2} \beta^2 G_0 f(\theta_0, N) \dots\dots\dots (3. 8)$$

ここで

$$f(\theta_0, N) = \frac{N-1}{N} j \theta_0 e^{-j\theta_0} + \frac{N-2}{N} j 2 \theta_0 e^{-j2\theta_0} + \dots + \frac{1}{N} j (N-1) \theta_0 e^{-j(N-1)\theta_0} \equiv f_r + j f_i \dots (3. 9)$$

表 3.1 間ゲキ数に対する最適走行角および電子アドミッタンス

	$\theta_{opt}$ (度)	$f_r$	$f_i$
2	281.5	-2.43	0.49
4	323.1	-11.90	3.48
6	335.5	-28.02	8.33
8	341.6	-51.22	15.09
10	345.3	-81.09	23.78

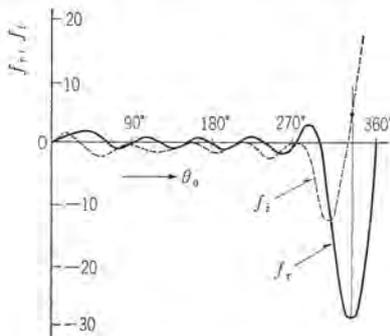


図 3.1 6 間ゲキの場合の正規化電子アドミッタンス  
Fig. 3.1 Normalized electronic admittance of 6 gap Klystron.

$f(\theta_0, N)$  は正規化電子アドミッタンス、 $f_r, f_i$  はおのおの正規化電子コンダクタンス、正規化サセクタンスである。 $f_r$  は  $2\pi(1-1/N) < \theta < 2\pi$  の範囲で大きな負の値をとる。表 3.1 には負性電子コンダクタンスが最大になる時の最適電子走行角  $\theta_{opt}$  と  $f(\theta_0, N)$  の実数部および虚数部の値を示す。最大負性電子コンダクタンスは近似的に  $(N-1)^2$  に比例して増大するので  $N$  が大きい方が発振しやすい。また最適走行角の時電子サセクタンスは正のある値をとる。電子アドミッタンスの一例として  $n=6$  の場合を図 3.1 に示す。

### 3.2 ウェーネルト変調<sup>(9)</sup>

電子の最適走行角時に電子サセクタンスは正のある値をとるため、発振時において間ゲキから見た回路のアドミッタンスに容量性の電子サセクタンスが加わり、発振周波数は空洞の共振周波数よりもその電子ビーム量に比例した値だけ低くなる。そこで空洞電圧を一定にしたままでも電子ビーム量を変えることにより、その発振周波数を変えることができる。この際空洞電圧も同時に変えてやり、電子走行時間を変えて発振周波数を変化させる効果を重畳させれば、変調感度を増大させ変調特性を改善させることができる。こ

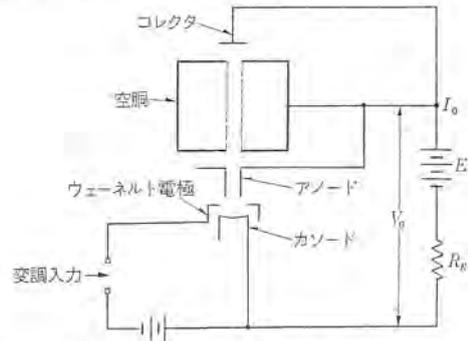


図 3.2 ウェーネルト変調回路  
Fig. 3.2 Schematic diagram of wehenelt modulation.

れがいわゆるウェーネルト変調である。図 3.2 のごとく空洞—陰極間に適当な値の抵抗を入れることによりこれを行なうことができる。この時空洞電圧  $V_0$  は電源電圧を  $E$  とすると、 $V_0 = E - R_0 I_0$  なる関係により変化するので、 $I_0$  が増せば  $V_0$  は下り  $I_0$  が減れば  $V_0$  は上昇する。前者の場合この電圧と電流の変化はともに発振周波数を下げるように働き、後者の場合にはその変化はともに発振周波数を高くするように働く。ゆえに電流と電圧の発振周波数に及ぼす影響は相加わり変調感度は増大する。なおこの際直流入力は  $V_0 I_0$  で与えられるが上述のごとく  $V_0$  と  $I_0$  とが反対方向の変化をするので、発振周波数を変えた時この管に供給される直流入力の変動が軽減され発振出力の変動も緩和されるので良好な電子同調特性が得られる。

### 4. ラダートロンの能率<sup>(5)</sup>

ラダートロンの能率については Hechtel が有限な値の間ゲキ電圧を有している場合について計算している。彼は系を通る一つの電子について観察し間ゲキで電子がうる変調速度を計算し、系の入口での速度と出口での速度の差から回路が得たエネルギーを計算している。すなわち系の入口の電子速度を  $v_0$  最後の  $N$  番目の間ゲキの出口で速度を  $v_N$  とすると電子のうるエネルギーは

$$\Delta U = \frac{m}{2} (v_N^2 - v_0^2) \dots\dots\dots (4. 1)$$

電子は運動のエネルギーを高周波電界にわたすので  $v_N < v_0$  である。ここで得たエネルギーが高周波のエネルギーとなる。

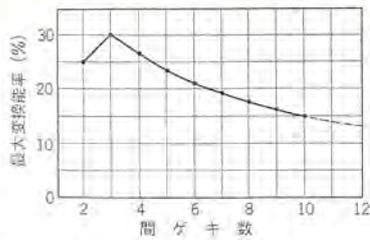


図 4.1 Oモードラダートロンの間ゲキ数に対する最大変換効率  
Fig. 4.1 Maximum conversion efficiency as a function of the number of gaps for the O-mode Laddertron.

$$U_{HF} = -\Delta U = \frac{m}{2} (v_0^2 - v_N^2) \dots\dots\dots (4. 2)$$

系の入口での電子の エネルギーは

$$U_0 = \frac{m}{2} v_0^2 \dots\dots\dots (4. 3)$$

ゆえに変換効率  $\eta_e$  は

$$\eta_e = \frac{U_{HF}}{U_0} = 1 - \left(\frac{v_N}{v_0}\right)^2 \dots\dots\dots (4. 4)$$

$v_N$  は系の入口の位相  $\phi_1$  に関係してくるので上式を  $\phi_1$  について平均する.

$$\eta_e = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(1 - \frac{v_N^2}{v_0^2}\right) d\phi_1 = 1 - \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{v_N^2}{v_0^2}\right) d\phi_1 \dots\dots\dots (4. 5)$$

ここで

$$\left(\frac{v_N}{v_0}\right)^2 = \left(\frac{v_{N-1}}{v_0}\right)^2 + \frac{V_1}{V_0} \sin \phi_N \dots\dots\dots (4. 6)$$

$$\phi_N = \phi_{N-1} + \theta_{N-1} \dots\dots\dots (4. 7)$$

$$\theta_{N-1} = \theta_0 \frac{v_0}{v_{N-1}} \dots\dots\dots (4. 8)$$

上式をみればわかるように  $v_N$  の計算には前の間ゲキでの値を知っておく必要がある.  $N$  が高くなるに従って  $v_N$  は非常に複雑となってくる. Hechtel は  $\frac{V_1}{V_0}$ ,  $\theta_0$  を与え積分範囲の  $2\pi$  を 18 あるいは 36 等分して計算機により求めている. その値を 図 4. 1 に示す. これによれば変換効率の最高は 3 間ゲキの場合で約 30 % である. この curve を延長して 12 間ゲキの場合の変換効率を求めると約 13 % である. しかし実際に発振した管では彼の理論値をはるかに越えている. この点について Hechtel は彼の理論は大振幅で空間電荷効果を考慮に入れていない場合の計算で, 実際には空洞電荷のため速度の広がりができるためかえって変換率がよくなっているのであろうといっている.

## 5. 構造

図 5. 1 は LV-5010, LV-3510 である. また 図 5. 2 にラダートロン の構造図を示す.

### 5.1 空洞部 (図 2.1 参照)

ラダートロンの特長の一つは方形空洞共振器を用いていることで, それにより間ゲキが支持できるわけである. 先の理論からもわかるように間ゲキ数が多くなるほど発振は容易となり電子同調範囲は広がる. しかし間ゲキ数を多くとり過ぎると電子ビームの透過率, モード分離などが悪くなる. 空洞の高さ  $h$ , 横幅  $a$  および間ゲキ数  $N$  などはそれらの関係を考慮して適当に選ばれる. 対向板間の距離はビーム結合係数から考えると狭い方がよいので主として電子銃の性能の方から制限を受けてくる. ラダーのピッチは動作電圧より決まる. 間ゲキの幅 ( $2d$ ) と導体の幅 ( $h/N-2d$ )

ラダートロン (多間ゲキミリ波 クライストロン) 建石・野中・武田

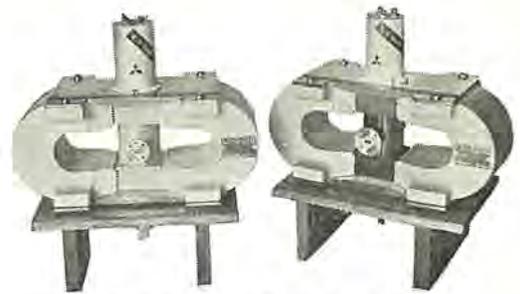


図 5.1 ラダートロン, LV-5010, LV-3510  
Fig. 5.1 Laddertron LV-5010, LV-3510.

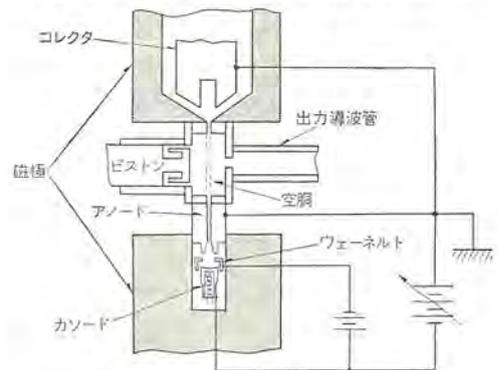


図 5.2 ラダートロン の構造  
Fig. 5.2 Simplified diagram of the Laddertron.

の関係は有効ビーム結合係数, 空洞の並列インピーダンスより考慮して  $2d \leq h/2N$  に作ってある.

現在ラダーは放電加工とホエッチングの両方で作っている. 両者のでき上りを比べた場合放電加工の方は厚さにあまり制限がなくまたかなり細いラダーまで切れるが, 時間がかかり精度もホエッチングほどよくなくでき上りにバラツキが多い. 一方ホエッチングの方は板の厚さと仕上り寸法との間に制限があり, またサイドエッチングなどの問題も起こってくるが 35 Gc 帯, 50 Gc 帯の O モード形の場合前者は問題なくサイドエッチングも製作法を改良することにより解決することができる. 精度はかなり高くでき上りムラが少ない. 一度に数枚のラダーを作ることもでき, でき上り面もきれいなどの利点がある. 空洞の  $Q$  を比較した場合ホエッチングで作ったラダーを使った空洞の方が, 放電加工のものより高いようである. 周波数がさらに高くなった場合や  $\pi$  モード形の場合には先に述べた板厚と仕上り寸法などの関係からラダー材料として銅を使うことは困難で, 現在モリブデンでもエッチングができるよう研究中である.

### 5.2 ビストン

空洞壁の一端には外部回路との結合孔があり, 他の一端には空洞横幅と同じ径をもつ円形の周波数可変用のビストンが設けられており, これを動かすことにより機械同調範囲約 2 Gc を得ることができる. このビストンは接触部の損失を小さくするため 35 Gc では折り曲げ形の変成器とし 50 Gc では  $1/4$  波長多段形変成器の構造となっており, 工作を容易にするため円形とした. さらに空洞および短絡器を改良することにより 2.5 Gc 程度は可変にすることができるであろう.

### 5.3 出力窓

半波長のセラミック窓を使用している. このセラミック板を導波管内にそう入しロー付けしているため窓の部分で導波管の不連続部ができずチョークが不要で構造が非常に簡単になる. セラミック板はガラス窓に比べて精度よくできるため電気的特性の均一なもの

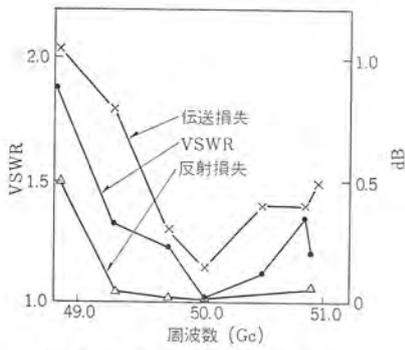


図 5.3 セラミック窓の特性

Fig. 5.3 Characteristic of ceramic window.

が得られる。この窓の特性を図 5.3 に示している。帯域幅はやや狭いがラダートロン の機械的同調範囲は、2.5 Gc 程度であるので VSWR 1.5 以下で使用できる。また誘電体損失は反射損失の他に 0.3~0.5dB 程度とかなり良好である。

## 6. 特性

50 Gc 帯ラダートロンの発振特性を図 6.1~6.3 に示す。図 6.1 はピストン をある位置に固定した場合の空洞電圧対出力、周波数、電流特性を示す。この場合の 1/2 出力点の電子同調範囲は約 80 Mc で最大変調感度は 0.62 Mc/V、空洞電圧 2,100 V、カソード電

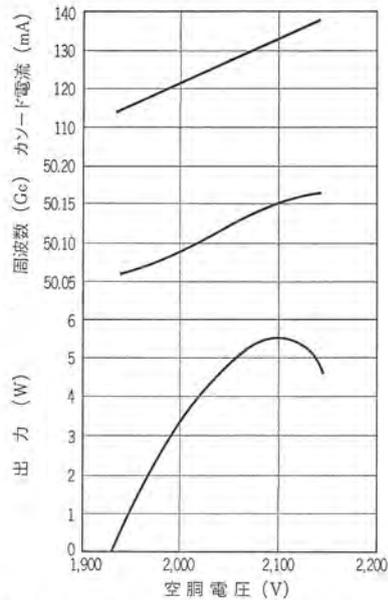


図 6.1 LV-5010 の空洞電圧対出力、周波数 カソード 電流特性

Fig. 6.1 Output power, frequency and cathode current vs cavity voltage of LV-5010.

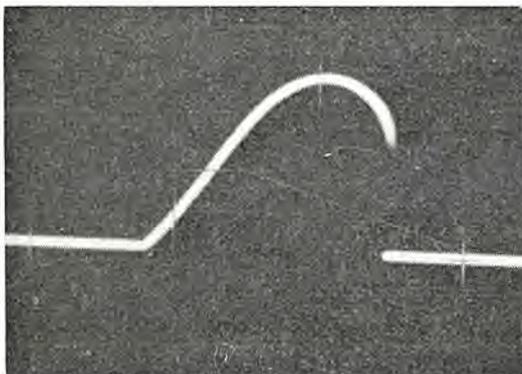


図 6.2 LV-5010 の出力パターン  
Fig. 6.2 Output pattern of LV-5010.

流 132 mA の時最大出力 5.5 W、能率は約 2% でラダートロン としてはかなり低く改善の余地がある。ただしここにいる能率とは回路能率、変換能率、およびビーム透過率の積になっている。この時の透過率は 77% で電流密度 12 A/cm<sup>2</sup> である。図 6.2 は空洞電圧を変化させた時の出力パターンを示している。図 6.3 は機械同調をとりながらいつも出力が最大になるよう空洞電圧を調整して得られた周波数対出力特性である。1/2 出力点の機械同調範囲は約 1,800 Mc である。この空洞の Q<sub>0</sub> は発振範囲内で 1,000~1,500 程度で回路能率 20~30% で外部回部と疎結合となっている。図 6.4 はウェーネルト変調特性でウェーネルト電圧の変化に対する出力、周波数、カソード電流の変化を示す、この場合のカソード空

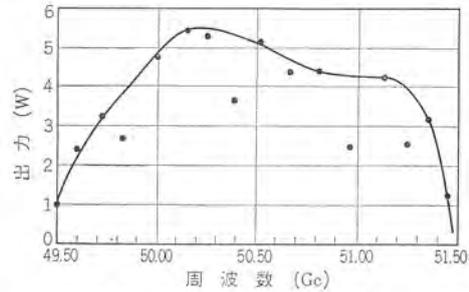


図 6.3 周波数対出力特性

Fig. 6.3 Characteristic of output power vs frequency.

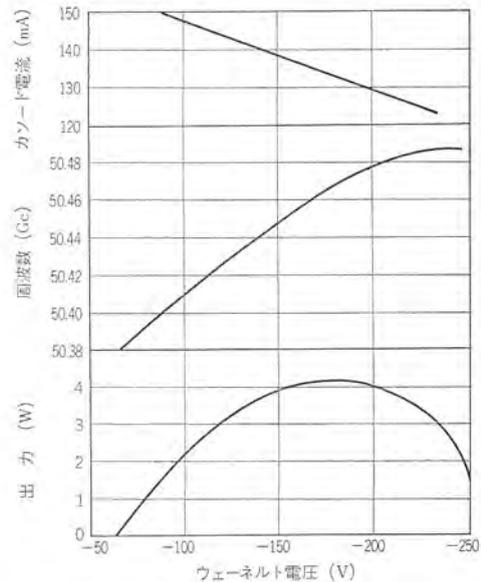


図 6.4  $R_k=4\text{ k}\Omega$ ,  $E_a=2,500\text{ V}$  の時のウェーネルト変調特性

Fig. 6.4 Characteristics of Wehnelt modulation at  $R_k=4\text{ k}\Omega$   $E_a=2,500\text{ V}$ .

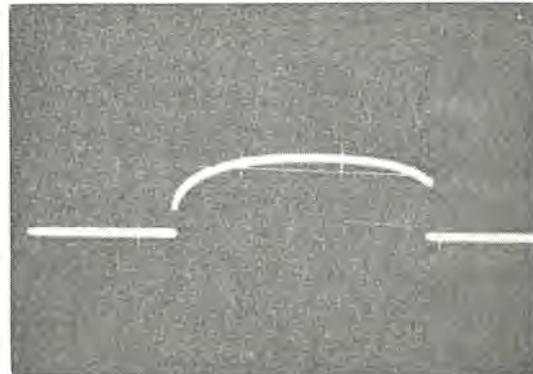


図 6.5 ウェーネルト変調出力パターン  
Fig. 6.5 Output pattern by Wehnelt modulation.

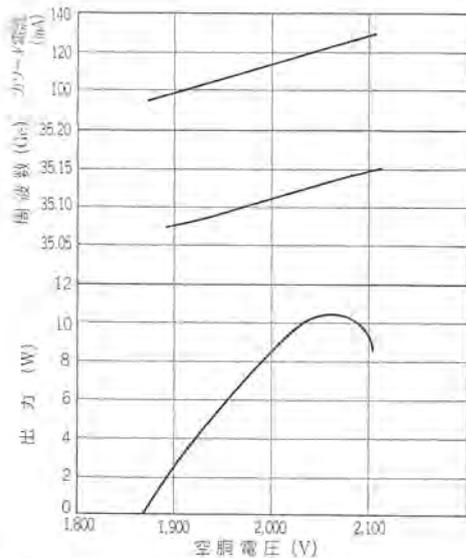


図 6.6 LV-3510 の空洞電圧対出力, 周波数カソード電流特性  
Fig. 6.6 Output power, frequency and cathode current vs cavity voltage of LV-3510.

表 6.1 ダラートロンの代表動作特性

	LV-5010	LV-3510
Frequency	50 ± 1 Gc	35 ± 1 Gc
Electronic tuning range	80 Mc	50 Mc
Mechanical tuning range	2,000 Mc	2,000 Mc
Output power	6 watts (CW)	10 watts (CW)
Cavity voltage	1,900~2,300 V	1,800~2,200 V
Cathode current	120 mA (max)	120 mA (max)
Wehnelt voltage	-50~300 V	-50~300 V
Heater voltage	6.3 V	6.3 V
Heater current	1.4 A	1.4 A
Output wave guide	WRJ-50	WRJ-34
Flange	BRJ-50	BRJ-34
Cooling water	0.5~1 l/min	0.5~1 l/min
weight	12 kg	12 kg
Dimension	140×250×270mm approx	140×250×270mm approx

空洞の抵抗は  $4k\Omega$  を使った。この場合の変調感度は  $0.65 \text{ Mc/V}$  である。図 6.1 と図 6.4 の電子同調範囲を比較した場合前者が  $80 \text{ Mc}$ 、後者も  $80 \text{ Mc}$  で同じであるがこれはビームの状態が違っているためで図 6.4 と同じ状態とった空洞電圧対周波数特性の電子同調範囲は  $45 \text{ Mc}$  であった。ウェーネルト変調では、抵抗を入れるため管への入力がかえられ出力は少々落ちるが出力パターンは形が良くなり周波数変化も大きくなる。またウェーネルト回路に電流が流れないため、変調入力小さくてよい特長をもっている。図 6.5 はウェーネルト変調の出力パターンである。50 Gc 帯において出力  $5.5 \text{ W}$  が得られたとはいえ、35 Gc 帯に比べまだ能率が低く、空洞、ピストン、透過率などを改良し、回路能率  $30\sim40\%$  にまですることによりさらに出力、能率を上げることができ、機械的同調範囲も  $2 \text{ Gc}$  以上にすることができるものと思う。

### 7. 不要モードの発振

Oモードラダートロンには  $x$  方向に  $\text{TE}_{10}$  モードが存在するとして解析した場合に生ずる種々の高次モード(2章参照)とはまったく別の不要モードが空洞の構造によって存在する。この不要モードは TEM 波によるものである。われわれの実験では図 7.1 の構造の  $50 \text{ Gc}$  ラダートロンにおいて  $50 \text{ Gc}$  帯における主要モードの発振の他に表 7.1 に示す不要モードの発振を認めた。このデータの理論的な解析には Fletcher<sup>(10)</sup> の遅波回路の解析法を適用した。Fle-

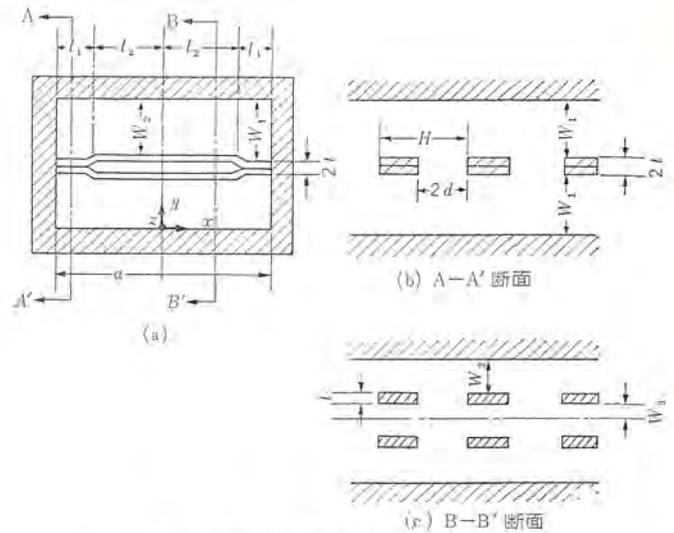


図 7.1 Oモード折曲げラダーの空洞  
Fig. 7.1 A cross section of the O-mode Laddertron cavity using bent-ladder circuit.

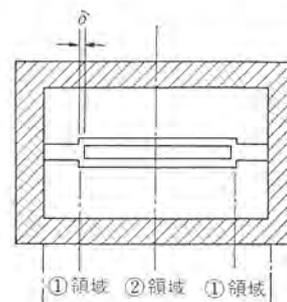


図 7.2 理想化した Oモードラダートロン 空洞  
Fig. 7.2 Idealized O-mode Laddertron cavity.

表 7.1 不要モードの発振データ

調 極 電 圧 (V)	周 波 数 (Gc)	部分空洞あたりの走行角 (rad)
1,260	36.510	$1,736\pi$
1,600	35.925	$1,510\pi$

thcer の遅波回路の解析は、次の二つの仮定を設けて考察を行なっている。

(1) 遅波構造は並行導体の列を横切る方向 ( $z$  方向) に電磁波を伝搬することができ、 $n$  番目の導体上の電圧は

$$V_n = V_0 \exp \{ j(\omega t - n\phi) \} \dots \dots \dots (7.1)$$

で表わされる。ここで  $\phi$  は 1 周期あたりの位相差であり周波数の関数である。

(2) 遅波構造の Field 分布は導体の方向 ( $x$  方向) に伝搬する一つの TEM 波、あるいは数個の TEM 波によって表わされる。

(1) の仮定は導体に直角な方向にエネルギーがあることを意味しているが (2) の仮定ではそのような電磁界成分は存在しないことになり、(1); (2) の仮定は相反するが実際の構造、たとえば Interdigital 形の場合にはフィンがの端において、Karp 形の場合にはリッジの端において、導体に直角な方向にエネルギーを生ずる。したがって仮定 (1) によって伝搬されるエネルギーが仮定 (2) により仮搬されるエネルギーより非常に小さく、導体の長さが Pitch より十分長い時にはこの仮定は正しいと考えている。この仮定は図 7.1 の構造のラダートロンの場合にはそのまま適用できる。しかしこの方法を適用する場合、ラダー折曲げ部のテーパになっている微小区間の取り扱いが複雑となってくるので、図 7.1 (a) を図 7.2 のごとき構造と考え、 $\delta$  が波長に比べて十分

小さいと考えて計算を行なった。図 7.1 (b), (c) に領域①, ②の断面図を示している。この断面図の構造がそれぞれ紙面に垂直方向に無限に伸び、導体にそって一つの TEM 波が伝搬する場合、各領域の特性アドミタンスはそれぞれの領域の電磁界を解き、方形断面を有する導体のまわりの磁界を線積分して求めた導体上の電流  $I_n$  と式 (7.1) の電圧  $V_n$  とにより

$$Y_n = \frac{I_n}{V_n} \dots\dots\dots(7.2)$$

として求まる。①, ② 領域の特性アドミタンスをそれぞれ  $Y_1(\phi)$ ,  $Y_2(\phi)$  とするとこれらの値は Walling<sup>(11)</sup> により求められておりこの場合には

$$Y_1(\phi) = \sqrt{\frac{\Sigma}{\mu}} \left[ \frac{8t}{2d} \sin^2\left(\frac{\phi}{2}\right) + 4(1-\alpha) \sin\frac{\phi}{2} S_1(W_1\alpha) \right]$$

$$Y_2(\phi) = \sqrt{\frac{\Sigma}{\mu}} \left[ \frac{8t}{2d} \sin^2\left(\frac{\phi}{2}\right) + 4(1-\alpha) \sin\frac{\phi}{2} \{S_1(W_2\alpha) + S_2(W_3\alpha)\} \right] \dots\dots\dots(7.3)$$

ここで

$$\begin{cases} S_1(W\alpha) \\ S_2(W\alpha) \end{cases} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} (-1)^m \left\{ \frac{\coth}{\tanh} \right\} \left\{ \frac{W}{H} (\phi + 2m\pi) \right\}$$

$$\times \frac{\sin\left\{ (1-\alpha) \left( \frac{\phi}{2} + m\pi \right) \right\} \sin\left\{ \alpha \left( \frac{\phi}{2} + m\pi \right) \right\}}{(1-\alpha) \left( \frac{\phi}{2} + m\pi \right) \alpha \left( \frac{\phi}{2} + m\pi \right)} \dots\dots\dots(7.4)$$

$$\alpha = \frac{2d}{H}$$

$$m = 0 \pm 1 \pm 2 \dots\dots\dots$$

となる。

分散方程式を求める場合の境界条件は

$$\left. \begin{aligned} I_n &= 0 & x &= 0 \\ V_n &= 0 & x &= \pm \frac{a}{2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(7.5)$$

である。またラダーの構造より明らかなように、一本の導体ごとにこの境界条件が繰り返されるために、一つの TEM 波のみを考えれば良いので分散方程式は

$$\frac{Y_1(\phi)}{Y_2(\phi)} = \tan kl_1 \tan kl_2$$

$$k = \frac{\omega}{c} \dots\dots\dots(7.6)$$

となる。この計算結果を図 7.3 に示す。これによると実験データの発振周波数も、その特性が基本波後進波回路となっていることもうなずける。空洞の構造が完全な遅波回路であるなら前進波の領域では発振しないが、この場合空洞が  $N=15$  (15 間  $\phi$ ) で短絡されているため反射波が生じこれによりエネルギーが帰還され発振

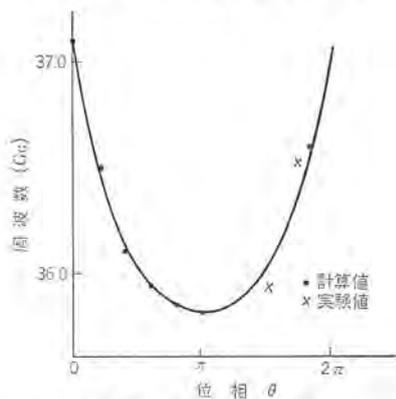


図 7.3 分散特性  
Fig. 7.3 Dispersion characteristic.

している。したがって導体間の位相差  $\phi$  は  $\pi/N$  の整数倍にならなければならない。ただし  $|\phi| \leq \pi$ , また部分空洞あたりの電子走行角  $\theta_0$  との関係は

$$\theta_0 = \phi + 2n\pi \dots\dots\dots(7.7)$$

である。これについて検討してみると電子ビームは一次の空間高調波と結合して位相差は

$$1,600 \text{ V の場合 } |\phi| = 7.35/1.5\pi \approx 7/15\pi$$

$$1,260 \text{ V の場合 } |\phi| = 4.06/1.5\pi \approx 4/15\pi$$

となっており、1,600V の場合  $\pi/15$  の整数倍といたいだが、これは一点の電圧についてのみ測定しているためと思われる。この空洞には  $4\phi$  の円形ピストンが設けられていたが、この発振はピストンにはほとんど影響されなかった。これは空洞壁が導体 (ラダー) からある程度はなれると、すなわち  $W/2d$  が大きい値になると  $S_1(W\alpha)$  がほとんど変化しなくなるためであり根本的には導体 (ラダー) と空洞壁間では  $E_z$  が  $y$  方向に  $\sinh$  の分布をしていることによる。折曲げラダーを使用しない空洞では式 (7.5) の境界条件を満足するのは  $\lambda=2a$  の時のみであり、この場合は group velocity がゼロとなるので遅波回路の共振と考えても発振しないことになる。

## 8. む す び

物性研究、プラズマ診断、宇宙開発、ミリ波レーザ、ミリ波多重通信などに関連してミリ波領域の開発が次第に進んできているが、今度完成したラダーロンはこれらミリ波領域での研究活動に貢献しうるものと思う。とくに 50 Gc 帯 (波長 6 mm) で連続出力約 6 W を得、しかもその動作電圧は約 2 kV、ビーム電流は 150 mA 以下で所要電源としては比較的簡便なものでよい。外国で発表されている同程度の同波数帯および出力を持つ後進波管では、電源電圧が 10 kV 前後を必要とするのに比べて非常に有利である。また出力導波管窓をセラミック化することによって、全セラミック化を完成したことは、ラダーロンの長寿命化の可能性を増した

ラダーロンの開発研究にあたって終始懇切なご指導を賜わっている、大阪大学基礎工学部藤沢教授ならびに同研究室の方々に感謝します。

## 参 考 文 献

- (1) 藤沢和男: 特許第 234573 号
- (2) 藤沢和男: “新形一空洞多間ゲキクライストロン” 電気四連大 No. 740 (昭 32)
- (3) 藤沢, 金児, 野中: “34 Gc 帯大出力平板ビーム一空洞多間ゲキクライストロンの試作” 電気四連大 No. 1371 (昭 35)
- (4) 藤沢, 金児, 野中: “50 Gc 帯大出力平板ビーム多間ゲキクライストロン (Laddertron) の組立管の試作” マイクロ波専会 (昭 36. 5)
- (5) J. R. Hechtel: “Das Vielschlitzklystron, ein generator für kurze elektromagnetische Wellen” Telefunken Röhre, Heft 35, Sept. (1958)
- (6) 建石, 野中, 武田: “50 Gc ラダーロン封止切管の試作” 放射科学研究会 (昭 39. 7)
- (7) 建石, 野中, 武田: “50 Gc 帯オモ-ドラダーロン” 信学全大 (昭 39)
- (8) 藤沢和男: “ラダーロンの理論と最近の試作結果” 放射科学研究会 (昭 39. 3) または K. Fujisawa “The Laddertron — A New Millimeter wave Power Oscillator IEEE Trans. ED-11, No. 8, 381—391, Aug. (1964)
- (9) 藤沢, 金児, 野中: “一空洞多間ゲキクライストロンの新しい電子同調方法” 信学全大 (昭 34)
- (10) R. C. Fletcher: “A Broad-Band Interdigital Circuit for use in traveling wave type Amplifiers” IRE 40, 951 August (1952)
- (11) J. C. Walling: “Interdigital and Other Slow wave Structures” Journal of Electronics and Controls 3, 239 March (1957)

# 電界放射陰極

岡田 武夫\*・青木 伸一\*\*・山中 昭男\*\*

## Field Emission Cathode

Central Research Laboratory      Takeo OKADA・Shinichi AOKI・Akio YAMANAKA

Basic properties and stabilities about the single needle field emission cathode are described herein, in which the emitted current is measured by applying DC, AC or pulsed voltage to it. The relation between the surface condition of the cathode tip and the slope of Fowler-Nordheim curve is presented. Instability of the current is caused by the change on the cathode surface produced with contamination, sputtering and building-up. To maintain the constant current at the cold cathode, the total pressure of all chemical active gases should not exceed  $10^{-12}$  Torr. Even the pressure of  $10^{-10}$  Torr, when the cathode is heated, brought forth sufficient stability and life in pulsed operation at a useful current level of 100 mA. Eventually, it is confirmed that this field emission cathode permits application to the harmonic generation device of microwave power, because of high current density, strong emission bunching and high harmonic content.

### 1. ま え が き

よく知られているように、金属表面に  $10^7$  V/cm 程度の強電界を印加すると“トンネル効果”によって冷電子放出が起こる。この現象は、古く 1897 年 Wood によって発見され、1928 年 Fowler と Nordheim によりその理論が確立されている。しかしながら電界放射現象は  $10^{-6}$  Torr 程度の真空度では非常に不安定であるため、これを電子管陰極として実用する試みは、ほとんど行なわれなかった。その応用は、1937 年 Müller により発明された電界電子顕微鏡において仕事関数、吸着、表面拡散などの表面物性研究の手段に限られていた。しかし第 2 次世界大戦後の超高真空技術の発達を背景として、Dyke らの 10 年にわたる研究の結果、遂に 1960 年 針状電界放射陰極は実用段階に達した。すなわち、冷陰極として 100 W 電力 35 W で 12,000 時間以上の寿命が期待できるようになり<sup>(1)</sup>、陰極を高温に保って用いれば、 $10^{-6}$  Torr 程度の真空度でも安定に動作することが報告された<sup>(2)</sup>。電子管陰極としての最初の実例は、瞬間撮影用の高出力の X 線管で Femitron なる商品名で市販されている<sup>(3)</sup>。第 2 に Femitron と呼ばれる電界放射陰極 マイクロ波電子管として発振、増幅、周波数 10 倍など各種の応用が期待されている<sup>(4)</sup>。そのほかに陰極線管や高圧の定電圧制御管などの応用も考えられている<sup>(5)</sup>。

筆者らは、この陰極の電圧電流特性が強い非直線性をもつことを利用して、マイクロ波さらにミリメートル波における周波数 10 倍管の開発を目標としている。超高真空技術、陰極の電圧・電流特性、種々の安定性についてはその都度報告してきたが、<sup>(6)</sup>~<sup>(10)</sup>最近基礎的実験段階はほぼ終了し実用化のめやすを得た。以下本文では針状陰極の特長を紹介し、冷陰極および加熱陰極の実験結果について述べる。

### 2. 針状電界放射陰極の特長

#### 2.1 針状電子放射陰極の構造と原理

針状電界放射陰極は、図 3.1 に示すように タングステン 針の先端をきわめて鋭くとがらせたものである。針の先端は放物曲線状で、その曲率半径  $r$  は  $10^{-5}$  cm 程度に作られる。これと平板状陽極とからなる 2 極管図 2.1 について考える。いま電極間距離  $d$  は  $r$  よりも充分大きいとすれば、陽極電圧  $V$  と陰極表面上の電界  $E_0$  との関係は、幾何学的に決まる電界係数  $\beta$  を用いて次式で表わ

される<sup>(11)</sup>。

$$\beta = E_0/V = [(r/2) \ln 2d/r]^{-1} \dots\dots\dots (2.1)$$

たとえば  $d \approx 1$  cm 程度の場合には、 $E_0$  の近似値は次のようになる。

$$E_0 \approx V/5r \dots\dots\dots (2.2)$$

陽極電圧が数 kV のとき、陰極表面電界は  $10^7$  V/cm のケタとなり電界放射が起こる。

電界放射は、図 2.2 に示すように、金属の内部から表面に向かって進んで来た電子が、強電界のために薄くなった表面障壁をくぐり抜けて、真空中に浸み出す現象として説明される。そのトンネル電流密度  $J_0$  (A/cm<sup>2</sup>) と電界  $E_0$  (V/cm) との関係は、Fowler-Nordheim の式で与えられる。<sup>(11)</sup>

$$J_0 = (1.54 \times 10^{-9} E_0^3 / \phi) \exp[-6.83 \times 10^7 \phi^{3/2} v(y) / E_0] \dots (2.3)$$

ただし、 $y = 3.79 \times 10^{-4} \sqrt{E_0} / \phi$

ここで  $\phi$  は陰極の仕事関数 (eV)、 $y$  は電界による表面障壁のツラレ具合を意味するパラメータで、 $v(y) \leq 1$  は  $y$  の増加とともに減少する関数である。トンネル電流密度が電界に対して指数関数的に増大する模様を図 2.3 に示した。曲線の頂点に示した  $\times$  印の点は、表面障壁の高さがフェルミ準位と一致する電界を表わし、トンネル電流密度の理想的な限界点を表わす。図 2.3 は電界が高くなると電流密度は温度にあまり関係しなくなる。このような高電界域を除けば、電子による space charge 効果は無視できる。

全電流  $I$  の陽極電圧に対する関係は、陰極の電子放射面積の平均値を  $A$  とし、 $B, C$  を定数として

$$I = A J_0 = B V^2 \exp(-C/V) \dots\dots\dots (2.4)$$

のごとく表わされるから、強い非直線性電圧・電流特性をもっている。電子放射面積は清浄 タングステン 陰極に対しては、およそ次式で見積もられる<sup>(11)</sup>。

$$A \approx 3r^2 \dots\dots\dots (2.5)$$

#### 2.2 針状電界放射陰極の特長

針状電界放射陰極は、理論的にまた構造的に次のような特異な性質をもっている。

- (1) 高電界、高電流密度：陰極表面の電界は  $10^7 \sim 10^8$  V/cm、電流密度は  $10^7 \sim 10^8$  A/cm<sup>2</sup> である。ゆえに 100 W 電力密度は  $10^{15}$  W/cm<sup>3</sup> が得られる。
- (2) 強非直線性電圧・電流特性：図 2.4 に示すように正弦波交流電圧に対してパルス的な電流が流れる。
- (3) 電界および電子 100 eV の高発散性：陰極から離れるに従っ

\* 中央研究所 (工博) \*\* 中央研究所

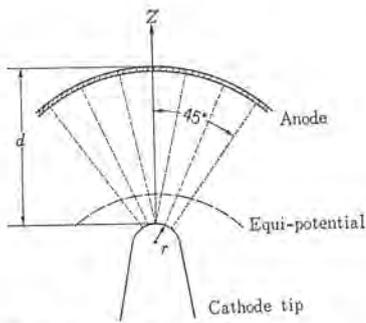


図 2.1 電界放射2極管の構造  
Fig. 2.1 Geometrial representation of a field emission diode.

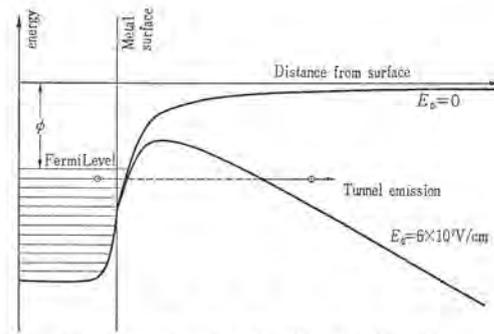


図 2.2 電界放射の模型  
Fig. 2.2 Potential barrier at the surface of a metal.

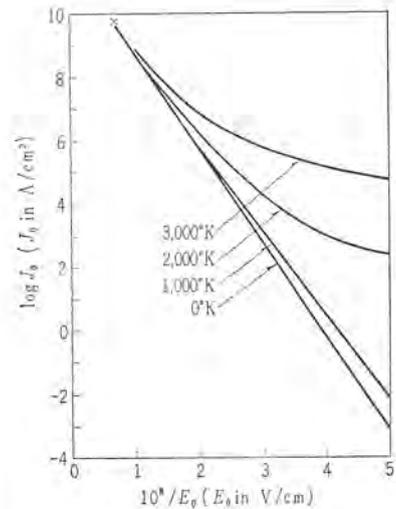


図 2.3 電界放射の理論曲線  
Fig. 2.3 Computed current density  $J$  vs reciprocal field  $1/F$  at various temperatures, for  $\phi=4.5$  eV.

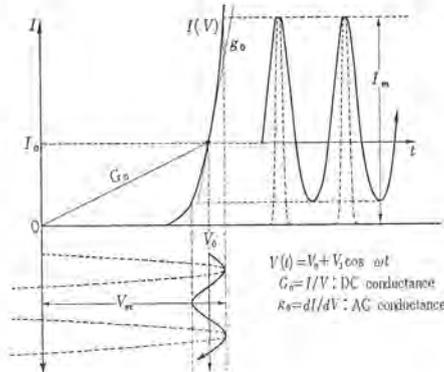


図 2.4 電圧電流特性の非直線性  
Fig. 2.4 Emission bunching of the emissoin beam.

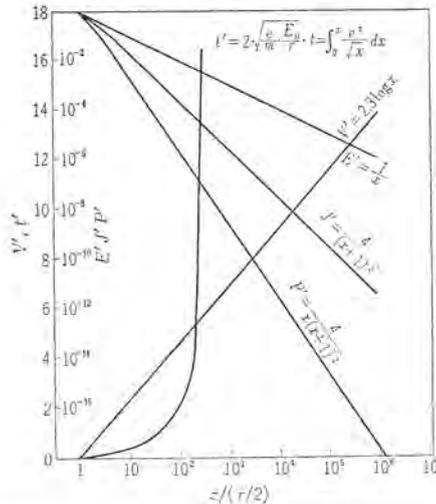


図 2.5 電子ビームの発散性  
Fig. 2.5 Divergence of a beam as a function of the distance,  $x = \ln Z / (r/2)$

て電界，電流密度は急速に減少する。図 2.5 に距離の関数としての諸量を示した。

- (4) 微小寸法：電子放射面積は  $10^{-9}\text{cm}^2$  程度である。
- (5) 冷陰極：ガスに対する不安定性を防止する目的で加熱陰極とした場合には，この特長はなくなる。
- (6) ビーム雑音：放射電子の加速度分散は  $0.2\sim 0.3$  eV 程度であり，この値は酸化陰極よりやや小さい程度である。
- (7) 許容電流：全電流としては小さく，直流で 10 mA，パルス電流で 200~300 mA が限度である。
- (8) 安定性と寿命：超高真空を必要とすることはこの陰極の最大の欠点であるが，種々の工夫によって安定性・寿命は改善されつつある。

### 2.3 マイクロ波電子管としての特長

マイクロ波電子管では，波長の短縮とともに共振空洞その他の回路の寸法がきわめて小さくなり，発振に必要な電子流密度は急激に増大する。そのためにミリ波帯の電子管になると，従来のマイクロ波管に比べて，その設計・製作はきわめてむずかしくなる。これに対して針状電界放射陰極を用いたマイクロ波電子管では次のような利点がある。

- (1) 針状電界放射陰極を用いた2極管はビームを集束するための強磁界を必要としないで，それ自身で細いしかも電流・電力密度のきわめて高い電子ビームが得られる。したがってビームと回路とのエネルギー変換効率が大きくなり，高能率・高出力が得られる。
- (2) 電界と電子ビームの発散性が大きいために，電子走行時間はきわめて短い。すなわち，ビーム電力密度の高い陰極近傍の空間でのみ，ビームと高周波電界との相互作用が起こりうるので，

この空間の電子走行時間を問題にすればよい。たとえば図 2.5 のグラフから，陰極から  $10\mu$  ほど離れた位置で，電子ビームはすでに高速・高エネルギーをもつことになり，その位置の電力密度は陰極表面での値の  $10^{-6}$  倍となる。この間の電子走行時間は  $10^{-13}\text{sec}$  程度であり，ミリ波帯でも無視できる。したがって空洞寸法は大きくできるから，損失の少ない構造の簡単な単一空洞が採用できる。

- (3) 針状陰極は小形であるから空洞内部に組み込むことができる。強い非直線性電圧電流特性から，放射電子ビームは直接強く密度変調すなわち集束されるから，速度変調は不要で，速度変調のためのドリフト空間も不要になる。大きな高調波含有特性は，ミリ波帯でも有効に保たれる。

## 3. 製 法

### 3.1 陰極および実験管の製作<sup>(5)</sup>

陰極材質としては，高電気伝導度，高機械的強度および高融点の性質からタングステン(以後 W と略す)を用いる。陰極素線はあらかじめ真空処理されてから，図 3.1 (a) に示すような U 形ワイヤメントに溶接される。それをカ性ソーダで電界研磨する。針の長さ，円錐角，チップ半径などの寸法および対称性は，電顕または光学顕微鏡で測定される。陰極の電気的特性からその最適形状は実験的に決められる。研磨されたチップの電顕写真を図 3.1 (b) に示す。

実験管の構造は，図 3.2 に示すように2種類を用いた。一つはいわゆる FEM であり，ケイ光膜陽極上にエミッション・パターンを写させ基礎実験に用いた。他の一つはモリブデン陽極を有する2極管で，種々の実験に用いた。いずれの実験管にも，チタン・ゲッタ

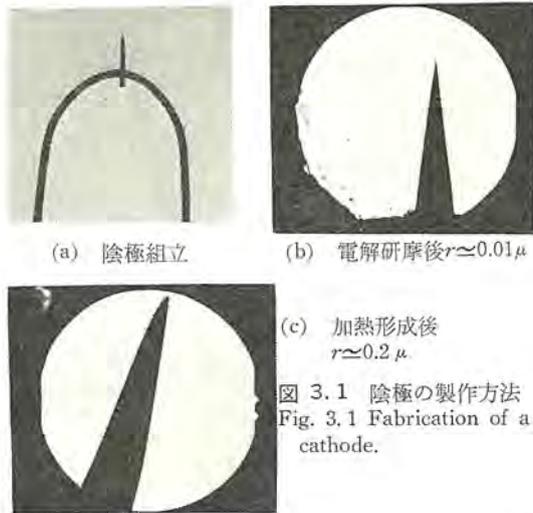


図 3.1 陰極の製作方法  
Fig. 3.1 Fabrication of a cathode.

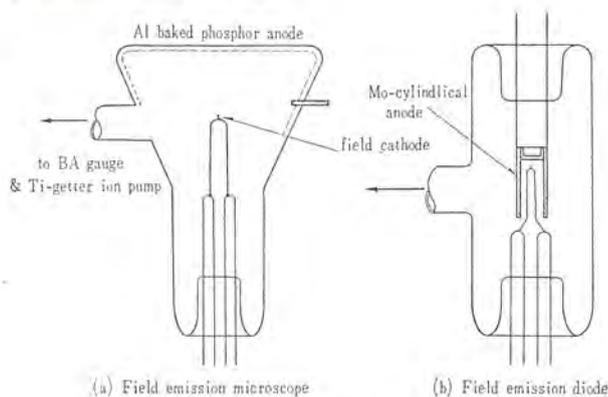


図 3.2 実験管の主要部  
Fig. 3.2 Experimental tubes.

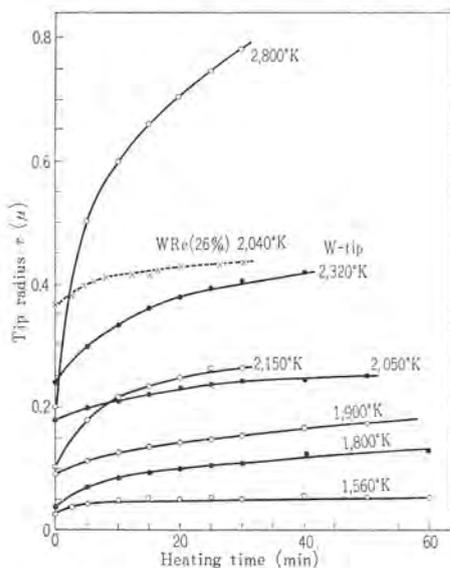


図 3.3 加熱によるチップ半径の増加特性  
Fig. 3.3 Tip radius vs elapsed heating time.

イオンポンプと BA 形 イオンゲージ とが取り付けられており、超高真空が維持・測定される。

実験管の排気は、リード線も含めたすべての内部金属およびガラスバルブが加熱された後  $10^{-10}$  Torr の真空度で封じ切る。さらに実験管自身のゲッタイオンポンプを動作させて排気すると、 $1 \times 10^{-10}$  から  $1 \times 10^{-12}$  Torr の到達真空度が得られる。 $1 \times 10^{-10}$  Torr 以下の超高真空度は BA ゲージでは測定できないが<sup>(6)</sup>、5.1 節で述べるようにガス吸着による電流減衰特性から推測される。

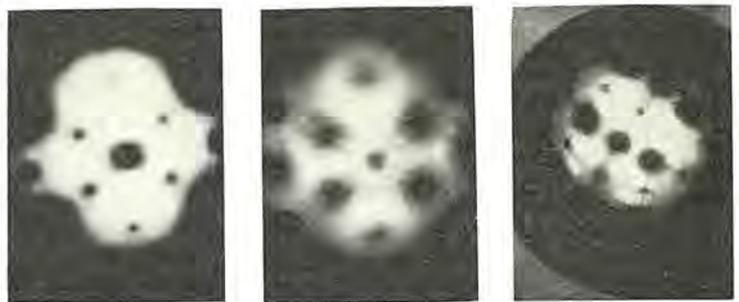


図 3.4 エミッションパターン  
Fig. 3.4 Field electron emission patterns.

### 3.2 陰極の成形<sup>(9)</sup>

フィラメントの加熱工程は、針状陰極のいわばエージング操作に相当する。研磨されたままの陰極表面は、原子的にみれば粗雑で小さな突起が多数にあって、しかも排気中に酸化物や炭化物で汚されている。このような表面状態では到底安定なエミッションは得られない。そこで超高真空中の加熱により表面を原子的に平滑にし汚れを取り除くとともに、所要の電圧・電流特性を与えるためにチップ半径をそろえる必要がある。加熱された陰極を図 3.1 (c) に示す。加熱時間に対するチップ半径の変化を図 3.3 に示す。この実験はあらかじめ陰極を 2,400°K、30 sec 間 flashing してから行なったもので、チップ半径の測定法は 4.2 節で述べる。

実験からわかったことは以下の点である。

- (1) 一定温度で加熱すると、チップ半径  $r$  が小さいときの半径増大速度は非常に早く、太くなれば変化は急速に遅くなる。したがって研磨されたままの粗雑な小突起はすみやかに平滑化される。初期のチップ半径が多少違っていても、同一温度で加熱を続ければ次第に等しいチップ半径にそろえられる。
- (2) 温度が高くなるほどチップ半径は急速に太くなる。
- (3) 清浄化に必要な温度 2,300°K での加熱では 10 min で約 0.3 μm の太さになる。針状陰極は高温で用いられたり、使用中にしばしば汚れを除くために flashing されることがあるが、このような加熱によってチップ半径がほとんど変化しないためには 0.3 から 0.4 μm の太さが必要である。

### 3.3 陰極の清浄化<sup>(9)</sup>

針状陰極のエミッションは、陰極面が原子的尺度で平滑・清浄化されて、はじめて安定化される。清浄度または不純物の脱離状況は、FEM のエミッション・パターンを観察あるいは 4.1 節で述べるように、電圧電流特性の測定からわかる。清浄化に必要な温度は W では 2,300°K から 2,400°K である。最初の汚れぐあいにより加熱時間は相当違ってくる。単結晶チップのエミッション・パターンを図 3.4 に示した。写真の明暗は結晶面による仕事関数の異方性を示している。明るい部分、すなわちエミッション電流密度の大きい部分が、仕事関数の低い結晶面に対応する。印加電圧をより高めれば、中央の暗い面からもエミッションが出るようになる。放射電子ビームの発散角度は(図 2.1 に示す角度) W 陰極の場合約 45° である。発散角の大きいことや中心軸上のエミッション密度の低いことは、指向性の鋭い細い電子ビームを得ようとする目的に対しては、大きな障害になるであろう。

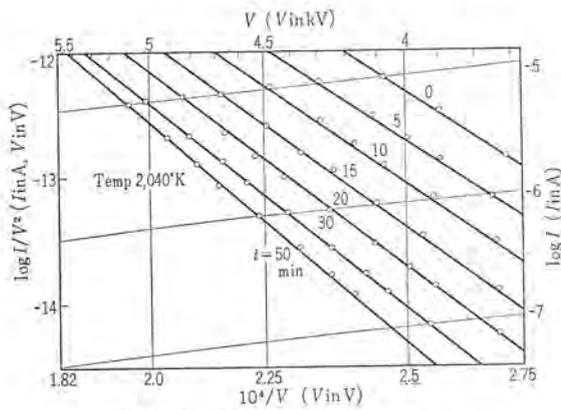


図 4.1 F-N グラフ

Fig. 4.1 F-N plots, the graph showing decrease of emission current with heating time.

表 4.1 チップ半径の測定

$t$ (min)	$r(C')$ ( $\mu$ )	$\Delta r(C')$ ( $\text{\AA}$ )	$\Delta r(\text{\AA})$	$r_0(\mu)$
0	0.182	0	0	0.18
5	0.200	180	162	0.20
10	0.214	320	298	0.21
15	0.223	450	452	0.223
20	0.232	500	572	0.235
30	0.246	640	690	0.248
50	0.265	830	852	0.265

#### 4. 電圧・電流特性

##### 4.1 Fowler・Nordheim<sup>(9)</sup>

電界放射陰極の基本的な測定は、2極管の電圧・電流特性を理論式(2.4)に従って整理することである。Fowler・Nordheim グラフは図4.1に示すように  $I/V$  対  $\log I/V^2$  で目盛られている。ほぼ清浄化された陰極を一定温度で加熱成形し、加熱の各段階で常温で測定した結果を図4.1に示す。加熱時間とともにF・Nグラフの位置、傾斜および切片が変化する。このことは、チップ半径が増大し、相対的な電子放射面積が増大することを表わしている。比較的低電界・低電流密度で測定されたF・Nグラフの位置、傾斜および切片などの諸量は、仕事関数、チップ半径、表面の清浄度、表面の平滑度などに関係する。陰極表面が清浄、平滑な場合、外捜法で求めた切片の理論値はW陰極では  $B' = \{\log I/V^2\}_{r \rightarrow \infty} = -5.3 \pm 0.1$  となる。このとき仕事関数が既知であれば電界が求まりましたがチップ半径がわかる。チップ半径が変わっても、清浄・平滑である限り  $B'$  の値はほとんど一定で、この場合傾斜のみ変化する。ガス吸着で表面が汚れると  $B'$  の絶対値は小さくなる。また、イオン衝撃や build-up のために表面に小突起ができると、傾斜も  $B'$  の絶対値も小さくなる。FEM のエミッション・パターンを観察しなくても、このようにしてF・Nグラフから陰極のチップ半径や表面状態を知ることができる。

##### 4.2 チップ半径の測定<sup>(9)</sup>

チップ半径と仕事関数とはエミッション特性を左右する基本のパラメータである。清浄・平滑陰極である限り、特定の材質に対する仕事関数は一定であるが、tip半径は清浄化・成形の際や動作期間中にも変化するので、そのつど測定せねばならない。以下F・Nグラフからチップ半径を間接的に求める方法を述べる。

チップ半径  $r$  は次のようになる。

$$r(C') = (0.72/\phi^{3/2}) C' (\mu) \quad (4.1)$$

ただし、 $C'$  は  $10^4/V$  対  $\log I/V^2$  ( $I$ : amp;  $V$ : volt) 曲線の傾斜を表わす。またチップ半径の変化は式(4.2)からも計算できる。

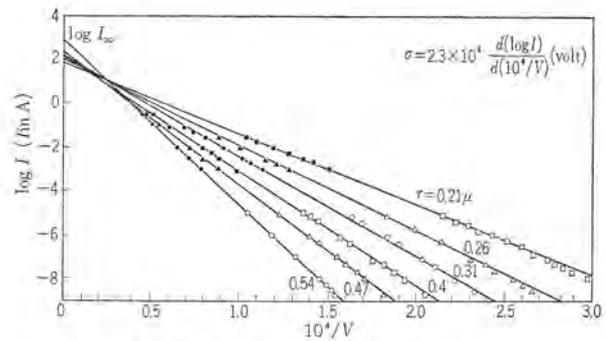


図 4.2 電圧電流特性

Fig. 4.2 Voltage-current characteristics of the tungsten cathodes as a function of tip radius.

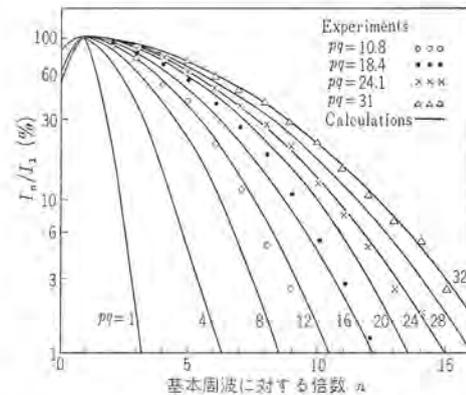


図 4.3 高周波含有特性

Fig. 4.3 Current amplitudes  $I_n$  for the harmonic orders  $n$  as a function of product  $pq$ .

$$\Delta r = r - r_0 \approx - (V_0/\phi^{3/2}) \log I/I_0 (\text{\AA}) \quad (4.2)$$

F・Nグラフにおける切片の値をチェックすることによって、上式の誤差は%程度以下に押えられる。 $B'$  の値が  $-5.3 < B' < -5.8$  の範囲に入るようなF・Nグラフだけを採用して、式(4.1)、(4.2)から  $r(C')$  および  $\Delta r$  を計算した結果を表4.1に示した。 $\Delta r$  と  $r(C')$  の変化  $\Delta r(C')$  とは  $50 \text{\AA}$  以内で一致する。両者の値から採用したチップ半径  $r_0$  の値は、次のMüllerの半実験式<sup>(11)</sup>のうち式(4.3)とほぼ一致する。

$$r_{\text{prevailing}} = (0.15/\phi^2) V_{10}^{3/2} (\text{\AA}) \quad (4.3)$$

$$r_{\text{hyperboloid}} = (0.85/\phi^2) V_{10}^{3/2} (\text{\AA}) \quad (4.4)$$

ただし、 $V_{10}$  は  $I=10 \mu\text{A}$  を取り出すときの陽極電圧である。

##### 4.3 非直線電圧・電流特性の解析

図4.2は電圧・電流特性を  $\log I$  対  $1/V$  の関係にプロットした。実験の低電流域は直流で、高電流域は  $4 \mu\text{s}$  パルスで測定したF・Nグラフの代わりにこのグラフを用いると、電圧・電流の非直線特性の解析が容易になる。図4.2のグラフから電圧・電流特性は次式で表わされる。

$$I = I_{\infty} \exp(-\sigma/V) \quad (4.5)$$

ここで  $I_{\infty}$  はグラフの切片を表わし、 $\sigma = d \ln I/d(1/V)$  はグラフの傾斜を表わす。チップ半径  $r=0.3 \sim 0.4 \mu$  の陰極に対して  $I_{\infty} \approx 200 \text{A}$ 、 $\sigma \approx 120 \text{kV}$  である。チップ半径  $r(\mu)$  とすれば  $\sigma$  の実験式は次のようになる。

$$\sigma = (3.3 + 2.5r) \times 10^4 (V) \quad (4.6)$$

次に図2.4に示したように、電子ビームの直流コンダクタンス  $G$  および交流コンダクタンス  $g$  を考える。直流コンダクタンスは図4.3から直接求められ、 $I=100 \text{mA}$  のときは、 $G=8 \sim 6 \mu\text{S}$ 、 $I=1 \text{mA}$  のときは  $G=0.1 \mu\text{S}$  程度である。

直流コンダクタンスをチップ半径  $r(\mu)$  の関数として表わせば  $a, b$

を定数として  $G=(a+b/r)_1$  .....(4.7)

なる実験式が得られる。一方交流コンダクタンス  $g=dI/dV$  は  $G, \sigma$  を用いて計算でき、次のようになる。

$$g/G=\sigma/V=-\ln I/I_0=p \text{ .....(4.8)}$$

ここで  $p$  は電圧・電流特性における動作点を示すパラメータで、また、交流コンダクタンスと直流コンダクタンスの比を示す。動作点における電圧または電流が増大するほど、コンダクタンス比  $g/G$  は低下し、交流動作の場合の非直線性が弱まることになる。一定電流においては、 $p=g/G$  は一定であり、非直線性の強さはチップ半径に無関係であることがわかる。図4.2の測定結果から  $I=10\text{mA}$  において  $p=11$ ,  $I=100\text{mA}$  において  $p=8.5$  程度になる。

#### 4.4 高調波含有特性<sup>(6)</sup>

図2.4に示したように、交流電圧振幅  $V_1$  または負の直流電圧  $V_0$  を大きくするほど、電流波形はパルスのようになる。このパルス電流は高い高調波成分を含むから、電界放射2極管を周波数  $\tau$  倍に用いることができる。マイクロ波における実験の手始めとして、商用周波数を基本波として高調波含有特性を調べた結果を述べる。

電流の流通角を  $2\theta$  とすると、電流の瞬時値は次式で表わされる。

$$I(\theta) \simeq I_m \exp\left(-\frac{p_m q_m \theta^2}{z}\right) \text{ .....(4.9)}$$

ただし、 $I_m$  はセツ頭電圧  $V_m=V_0+V_1$  に対するセツ頭電流を表わす。 $p_m=\lambda/V_m$  は陰極の動作条件を与えるのに対して  $q_m=V_1/V_m$  は回路の動作条件を決めるものである。 $I(\theta)$  を Fourier 展開すると、直流成分  $I_0$  および第  $n$  次の高調波電流の振幅  $I_n$  は次式のようになる。

$$\left. \begin{aligned} I_0 &= \pi p_m q_m I_m \\ I_n &= (\pi p_m q_m / 2)^{-1/2} I_m \exp(-n^2/2 p_m q_m) \quad (n=1,2,3) \end{aligned} \right\} \text{ (4.10)}$$

実験条件は  $V_m=6\sim 10\text{kV}$ ,  $I_m=0.1\sim 100\text{mA}$ ,  $p_m=8.5\sim 12$ ,  $q_m=1\sim 3$  とし、電流レベル、 $p_m q_m$  積およびチップ半径の値を種々変えて周波数  $0\sim 20\text{kc}$  の範囲について実験した。図4.3はセツ頭電流に対する高調波電流振幅の比  $I_n/I_m$  を高調波倍率  $n$  の関数として表わしている。図のプロットは実測値を示し、曲線は式(4.10)による計算値を示すが、両者はほぼ一致している。この実験から高調波含有率  $I_n/I_m$  は  $p_m q_m$  積のみに関係し、チップ半径には無関係であることがわかった。しかし、パラメータ  $p_m$  を大きくすることは陰極の動作電流・電圧を下げることに出力が低下する。パラメータ  $q_m$  を大きくすることも実際のマイクロ波回路ではあまり得策ではない。結局出力や回路上の問題から  $p_m q_m$  積の値は10程度が適当である。この場合第4調波に対する高調波含有率は数10%, 第8調波に対するそれは数%がえられる。

### 5. 冷陰極の安定性

#### 5.1 ガス吸着による電流減衰特性<sup>(6)</sup>

flashing 法により陰極表面を清浄化した後、常温で一定陽極電圧に対する放射電流の時間的減衰特性を調べた。次節で述べるイオン衝撃効果が無視できるように、初期電流  $I_0$  は  $0.1$  から  $1\mu\text{A}$  程度の小さな値とした。電流減衰曲線とそれに対応するエミッション・パターンを図5.1に示す。パターン暗黒化は管内に残っている陰極ガスたとえば  $\text{O}_2$ ,  $\text{CO}$  などの吸着によってその結晶面の仕事関数が増加するために起こる。写真に見るように結晶面による吸着異方性は非常に大きい。

図5.2はガス圧力をパラメータとした電流減衰曲線を示す。プロットの番号5a, 5bなどは、同一圧力でも  $a$  または  $b$  の減衰

過程が現れることを示す。この相違はBAゲージによる圧力測定からは原因がわからない。6aおよび9の点線部分は陽極電圧が印加されていない期間を示す。その期間の前後でプロットが連続していることから、電流減衰曲線は電界の大きさによって影響されないことがわかる。

図5.2の曲線群から  $I=I_0$  が90%に減衰するまでの時間を  $t_{0.9}$ ,  $I$  が50%に減衰するまでの時間を  $t_{0.5}$ , および電流が減衰して定常値をとるまでの時間  $t_s$  を求めた結果を図5.3に示す。 $t_{0.9}$ ,  $t_{0.5}$  は  $p$  に対して反比例している。図5.3の直線を延長し

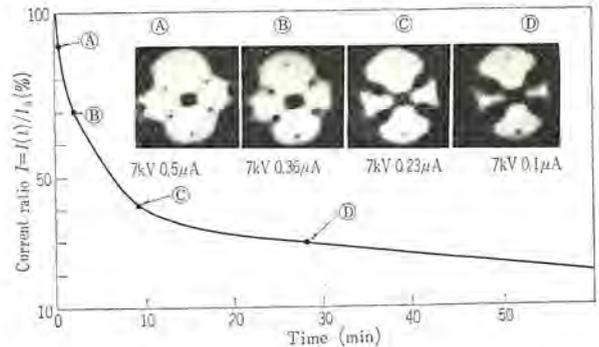
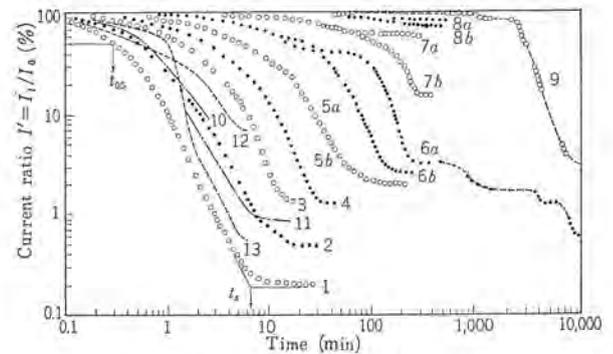


図5.1 電流減衰パターン  
Fig. 5.1 Variations of the emission current ratio and corresponding emission patterns with elapsed time after cleaning for  $5 \times 10^{-10}$  Torr.



Curve 1:  $p=1.5 \times 10^{-8}$  Torr, 2:  $8 \sim 7 \times 10^{-9}$ , 3:  $4 \times 10^{-9}$ , 4:  $1.8 \times 10^{-9}$ , 5a, 5b:  $7 \times 10^{-10}$ , 6a, 6b:  $3 \times 10^{-10}$ , 7a, 7b:  $1 \times 10^{-10}$ , 8a, 8b:  $10^{-11}$ , 9:  $10^{-12}$ , 10:  $1.5 \times 10^{-9}$ ,  $\text{O}_2$  (Oustron), 11:  $2 \times 10^{-9}$   $\text{H}_2$  (Little), 12, 13:  $1 \times 10^{-8}$  Hz, for (III) p and (310) p (Becher).

図5.2 電流減衰のガス圧依存性  
Fig. 5.2 Emission current ratio as a function of pressure and elapsed time after cleaning for constant voltage.

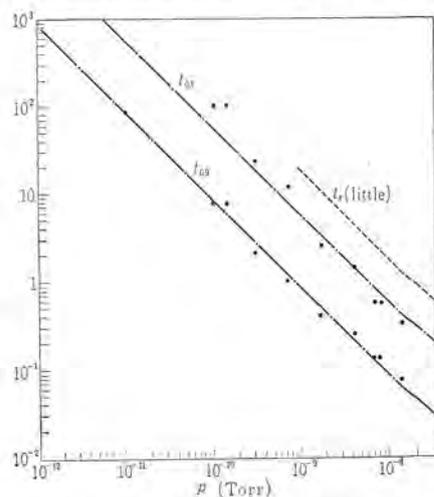


図5.3 電流減衰のガス依存性  
Fig. 5.3 Dependence on pressure of the decay time. The time  $t_{0.9}$  and  $t_{0.5}$  have been plotted from Fig. 5.2.

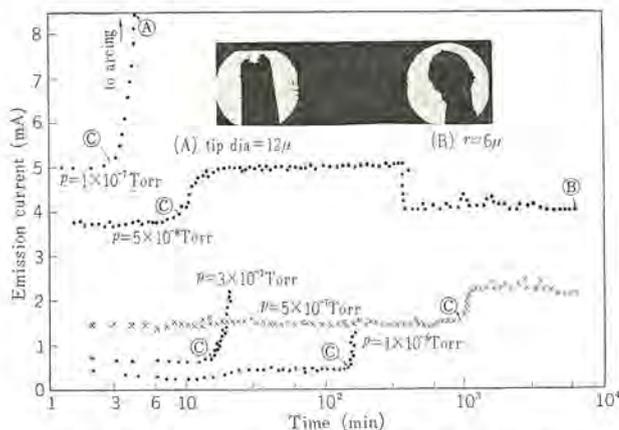


図 5.4 イオン衝撃による電流変化  
Fig. 5.4 The change in current due to the ion bombardment.

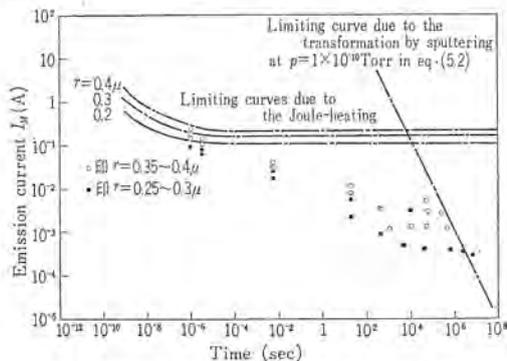


図 5.5 最大電流と通電時間の関係  
Fig. 5.5 Maximum allowable current with time.

て  $10^{-11}$  Torr 以下の圧力を測定することができる。1,000 時間にわたって電流減衰がほとんど起こらないための、管内残留ガス圧をこの方法で求めると  $10^{-14}$  から  $10^{-15}$  Torr となる。

図 5.2 の正規化された電流  $I' = I_t/I_0$  の対数は次式によって変化している。

$$-\log I' \propto \Delta\theta / \theta \propto \theta \propto S p t \quad (5.1)$$

ここで、 $\Delta\theta$ : 陰極仕事関数の増分、 $\theta$ : 表面のガスによる被覆度  $s$ : 吸着確率、 $p$ : ガス圧、および  $t$ : 時間を表わす。単原子吸着 ( $\theta = 1$ ) の状態まで吸着が進行すると、吸着確率は非常に小さくなるので  $\theta$  も  $\Delta\theta$  も変化しなくなり、電流は定常値をとる。この間の仕事関数の増分は 0.6 から 0.8 eV であった。

### 5.2 イオン衝撃効果

前節の実験で、初期電流を大きくした場合は、次のようなイオン衝撃効果が現われてくる。すなわちイオン衝撃によって陰極面をスパッタリングさせ、表面にアトランダムに小突起をつくる。その結果、局部電界が強くなるので全電流は増加し、電流が不安定になる。図 5.4 は電流や管内残留ガス圧を変えた場合の電流の時間的変化を示す。図の A 点のように、電流が急増するまでの時間  $t$  と電流  $I$ 、圧力  $p$  との間には、実験範囲では次の関係が認められた。

$$I p t \approx 1.5 \times 10^{-6} \quad (\text{mA} \cdot \text{Torr} \cdot \text{min}) \quad (5.2)$$

この結果から、電流 10 mA のとき 1,000 時間にわたってイオン衝撃効果が表われないためには管内圧力は  $10^{-12}$  Torr でなければならない。

イオン衝撃による電流増加速度は、大体  $dI/dt \propto I^2$  で表わされる。電流が過大になると、遂には陰極の蒸発が起こり、アーク放電を起こす。図 5.4 写真 (A) のように陰極は溶壊して最終的な

寿命終止となる。アーク放電が起こるかどうかは、しかし、チップ半径と回路電圧、陽極直列抵抗の値とで決まることである。たとえば直列抵抗を大きくすれば図 5.4 の X 印曲線のように、電流は増加した後巨視的にはほぼ一定値に保たれる。スパッタリングを受けた陰極写真を図 5.4 写真 (B) に示す。

### 5.3 最大電流

高電流を流すと、アーク放電を起こすようなことはなくても陰極の変形のため電圧・電流特性が変化してしまう。変形量は電流、ガス圧力および通電時間の関数である。図 5.5 に電圧・電流特性を変化させないで流しうる最大電流と通電時間との関係をプロットした。

当然ながら圧力が低いほど、チップ半径が大なるほど最大電流と通電時間との積は増加する。これまでに得られた電流時間積の最大は  $250 \text{ mA} \cdot \text{h}$  であるが、これは、Dyke らの報告<sup>(1)</sup> による  $7,500 \text{ mA} \cdot \text{h}$  の値に対しては相当劣っている。

ガス圧力が低くてイオン衝撃効果が無視できるような場合は、チップの温度上昇は抵抗加熱だけで決まる。普通の W 陰極では、電流 10 mA のときの温度上昇は数  $10^\circ\text{C}$  である。針状陰極の寸法は非常に小さいので、温度上昇の時定数は数  $\mu\text{s}$  のオーダーである。抵抗加熱による温度上昇を  $1,000^\circ\text{C}$  とおいたときの、電流対時間曲線の計算値を図 5.5 に示した。

実測の電流時間曲線は、時間が  $1 \mu\text{s}$  程度においては抵抗加熱限界曲線により、また通電時間が非常に長い場合は、スパッタリング限界を表わす式 (5.2) により、最大電流が押えられている。両者の中間域ではイオン衝撃加熱により陰極温度が高くなるので、次章に述べるような build-up 機構によって変形が起こるのであると思われる。

## 6. 加熱陰極の安定性

### 6.1 surface migration

陰極を約  $2,000^\circ\text{K}$  に加熱して用いると、ガス吸着は起こらずイオン衝撃によってできた小突起はたちまち熱的になまされてしまうので、常に清浄・平滑な陰極面が保たれる効果がある。しかし一方高温では、surface migration が問題になってくる。

加熱された針状陰極に電界をかけたとき、surface migration を起こす駆動力として表面張力と静電応力が、それぞれ表面に垂直に互いに逆向きに働いている。表面張力効果はチップ半径を増大させる(この現象を blunting と呼ぶ)のに対して、静電応力効果はチップ表面を盛り上がらせるいわゆる build-up 作用がある。二つの応力がつり合った状態では、チップ頂点の電界  $E_0$  (V/cm) とチップ半径  $r$  (cm) との関係は<sup>(2)</sup>  $1,600$  から  $2,000^\circ\text{K}$  の W 陰極に対して

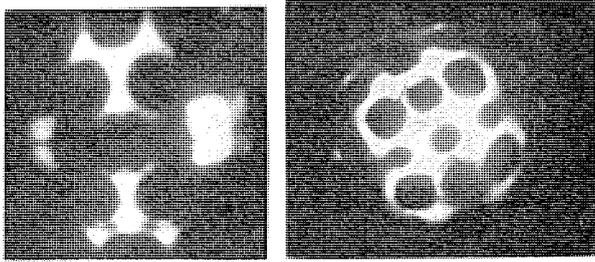
$$E_0 = 1.15 \times 10^6 r^{1/2} \quad (6.1)$$

となる。普通の陰極では  $E_0$  は  $2 \times 10^7$  V/cm 程度であり、エミッションを取り出すときの電界は  $E_0$  よりも高いので、build-up が起こり電流が不安定になる。以下の実験は  $r = 0.25 \mu\text{m} \sim 0.4 \mu\text{m}$  の比較的大い陰極を用いて、温度は  $1,600$  から  $1,800^\circ\text{K}$  程度の比較的低い範囲について行なった。このようにチップ半径が比較的大ききな場合は、電界零の場合の blunting 速度は無視できるほど小さいので、build-up だけを問題にすればよい。

### 6.2 Build-up 特性<sup>(10)</sup>

#### 6.2.1 エミッション・パターンと電流曲線の変化

図 6.1 は、高温・高電界で動作させた後の build-up の写真を



(a) Tungsten after operation at 1,600°K and 8 kV for 30 min. (b) Rhenium after operation at 1,200°K and 10 kV for 18 min.

図 6.1 Build-up パターン Fig. 6.1 Build-up pattern.

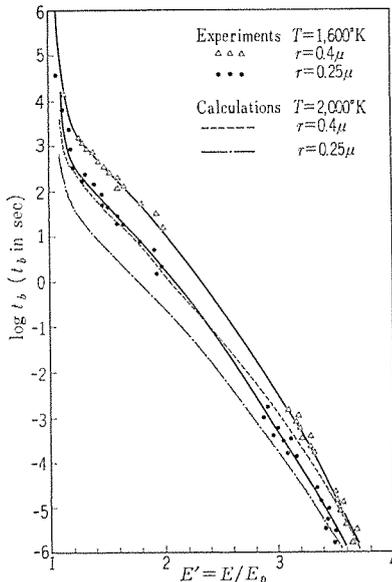


図 6.3 Build-up 時間の電界依存性 Fig. 6.3 Build-up time vs normalized electric field.

示す。明るい部分は表面が盛り上がり、局部的に電界が強くなったことを表わしている。build-up パターンは、電界を零にして陰極を加熱すれば、元の清浄・平滑陰極のパターンに回復される。

陰極温度を一定に保ち、次に一定の陽極電圧を加えた場合の電流の時間的変化を図 6.2 に示す。電界を加えてから build-up が起こるまでに時間の遅れがあり、この時間を build-up 時間と呼ぶ。電流曲線で電流の急増する点から build-up 時間を図 6.2 のようにして測定する。電流の急増は段階的に次々と起こる。初期 build-up 後の電流は比較的安定であるが、第 2 段以後の後期 build-up が起こると電流は不安定になり突然、アーク放電を生じて陰極が溶けてしまうこともある。後期 build-up が起こるとチャップ半径は明らかに小さくなる。

### 6.2.2 Build-up 時間の特性

図 6.2 のように build-up 時間は温度とともに減少する。その関係は指数関数的であるから、これから build-up に対する活性化エネルギー  $Q$  が測定される。初期 build-up に対しては  $Q=2.3$  eV/atom を得た。

図 6.3 は、初期 build-up 時間が電界の増加とともに減少することを表わしている。ヨコ軸の  $E'$  は印加電界  $E$  を式 (6.1) の平衡電界  $E_0$  に対して正規化した値で示す。数 sec 以上の build-up 時間は、直流電界における電流曲線の急増点から求めた。1 sec 以下 1  $\mu$ s の範囲に対しては ms および  $\mu$ s の単一パルス発生器 2 台を用いて、電流曲線をブラウン管で観測して電流の急増点を求めた。電界が弱く  $E' \leq 1$  のときは、build-up 時間は 5 h 以上

電界放射陰極・岡田・青木・山中

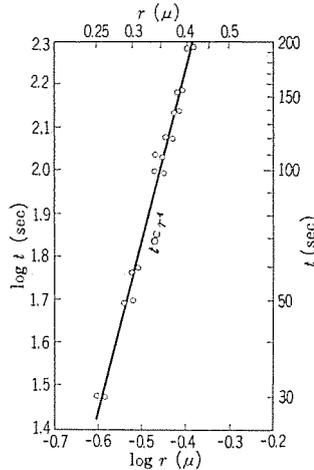


図 6.4 Build-up 時間のチャップ半径依存性 Fig. 6.4 Dependence on emitter radius of the build-up time for  $T=1,620^\circ\text{K}$ ,  $E'=E/E_0=0.75$

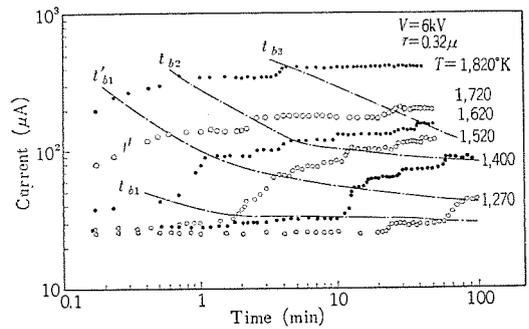


図 6.2 Build-up 電流曲線の温度依存性 Fig. 6.2 Build-up current curves as a function of temperature for constant applied voltage.

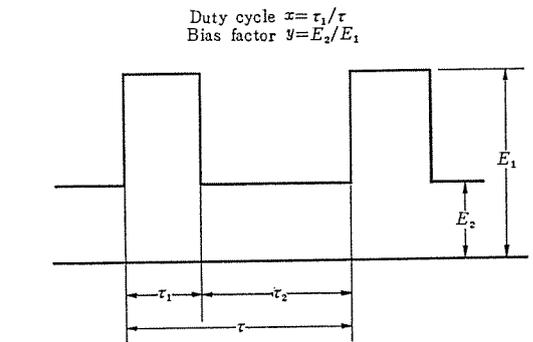


図 6.5 重畳電界の波形 Fig. 6.5 Superposed electric field.

になる。したがって式 (6.1) の平衡条件は実験的に確かめられた。すなわち build-up を起こさせないで加熱陰極から安定に取り出さる直流電流の値は、 $10^{-7}$  A のオーダーである。一方高電界では、 $E'=3.5$  のとき build-up 時間は 10  $\mu$ s 程度になる。したがって加熱陰極はパルス動作でしか使えない。たとえば 100 mA オーダーのパルスエミッションを取り出そうとする場合には、パルス幅は最大でも数  $\mu$ s に制限しなければならない。

温度および正規化電界一定の場合は図 6.4 に示すように、build-up 時間はチャップ半径のほぼ 4 乗に比例して長くなる。結局  $10^{-10}$  Torr オーダー以下の圧力の下で、初期 build-up 時間  $t_b$  は温度、電界およびチャップ半径の関数として次式で表わされることがわかった。これは Dyke らの解析結果と一致する。(3)

$$t_b = \{K_1 r^4 T / (E'^2 - 1)\} \exp \{ (Q_0 - K_2 E'^2 r^{-1}) / kT \} \dots (6.2)$$

ここで  $K_1, K_2$  は定数、 $k$  は Boltzman 定数、 $Q_0$  は電界零のときの活性化エネルギーを表わす。

### 6.2.3 Build-up 時間に及ぼす電界波形の影響

6.2.2 項では単一の直流電界における build-up 特性を述べた。ここでは図 6.5 に示すような二つの方形波パルス電界  $E_1$  と  $E_2$  とを重畳した場合の実験結果を示す。二つの電界の大きさは  $E_1 > E_0 > E_2$  とし、 $E_1$  の duty cycle  $x$  および  $E_2$  のバイアス率  $y$  を次のように定義しておく。 $x = \tau_1 / \tau$  ( $1 > x > 0$ ),  $y = E_2 / E_1$  ( $1 > y > 0$ )。パルス電圧、パルス時間とも可変できるパルサーおよび直流電源を用いて、 $x=0.1 \sim 0.2\%$  と  $x=2 \sim 20\%$  とにおいて、 $E_1$   $x$  および  $y$  の種々の組み合わせに対する build-up 時間を測定した。その結果から合成電界が build-up 時間に寄与する電界 (実効電界と略す)  $E_e$  は

$$E_e = \{x + (1+x)y^2\} E_1 \dots (6.3)$$

で表わされることがわかった。

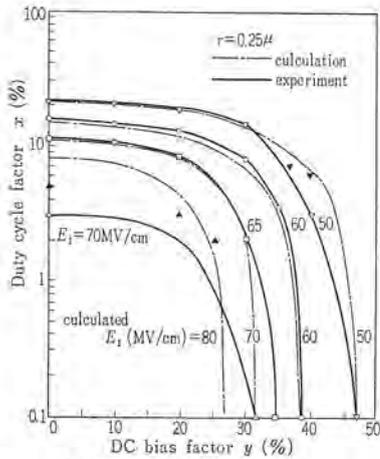


図 6.6 Build-up 限界曲線  
Fig. 6.6 Maximum allowable duty cycle vs bias factor for various values of pulsed field  $E_1$ .

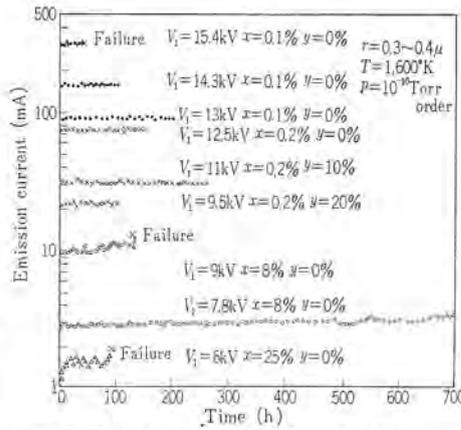


図 6.7 (a) 加熱陰極のパルス寿命試験  
Fig. 6.7 (a) Graphs of the pulse currents obtained during pulsed or biased-pulse operation of the heated tungsten cathode.

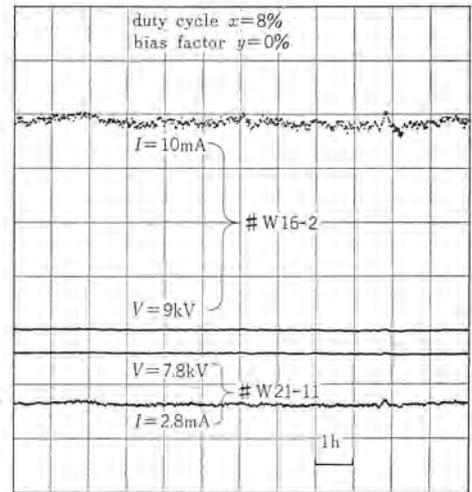


図 6.7 (b) 加熱陰極の パルス 寿命試験  
Fig. 6.7 (b) The recorded chart.

次に、実効電界  $E_e$  を平衡電界  $E_0$  と等しくした場合に build-up が起こるかどうかを確かめた。その結果を図 6.6 に示す。与えられた条件  $E_1$ ,  $x$  および  $y$  において電流曲線を 3h まで観測して、build-up しない場合を、 $\circ$ ,  $\Delta$ 印でプロットし build-up した場合を、 $\bullet$ ,  $\blacktriangle$ 印でプロットした。式(6.1), (6.3) から  $E_0 = E_e$  として計算した値を図に細線で示した。図 6.6 では、与えられた電界  $E_1$  に対して曲線の内側の  $x \sim y$  領域では build-up が起こらないことを表わしている。 $x$ , および  $y$  を小さくするほど、すなわち電界をパルスのにするほど build-up 限界の パルス 電界  $E_1$  は高くとれる。高電界域で  $x$  の最大部では  $x$  の実測値は理論値よりも低くなっているが、比較的低電界域では両者は一体一致している。高電界域での不一致は、この実験では パルス 時間  $\tau_1$  が パルス 電界  $E_1$  に対応する build-up 時間  $t_b(E_1)$  とほぼ等しいから、1 サイクルの期間内で build-up が起きてしまうためである。この実験から式(6.3) が成立するためには、次の条件が必要であることがわかった。

$$\tau_1 \ll t_b(E_1) \dots \dots \dots (6.4)$$

### 6.3 寿命試験

加熱陰極から取り出さる電流の最大値  $I_{max}$  は build-up 限界曲線で押えられることがわかった。 $I_{max}$  に対して、100 から 20% の電流レベルで寿命試験した結果を図 6.7 (a) に示す。図 6.7 (b) は実際の パルス 電圧、パルス 電流をそれぞれ整流して記録用紙に描かせたものであるが、電圧のかすかな変動によっても電流変化は大きい。 $I_{max}$  に対して 100% レベルの電流では、動作時間とともに次第に電流変動が大きくなり、ときには build-up を起こしたり、また アーク 放電を起こして陰極が溶解することもある。 $I_{max}$  に対して 50~40% レベルの電流、すなわち約 100 mA のパルス 電流では、比較的安定で長時間使用できることがわかった。

## 7. む す び

圧力  $10^{-11}$  から  $10^{-12}$  Torr の超高真空は確実に得られるようになったが、直流電流数 mA を取り出すとき、圧力は  $10^{-10}$  から  $10^{-9}$  Torr に増加するので、冷陰極としての安定度はなお不十分である。加熱陰極としてはパルス電流 100 mA で数百時間安定に動作し、実用段階に達したと考えられる。研究の初期にはチップ半径やチップ円スライ角の小さな陰極を用いていたが、これらを適当に大きくすることによって安定度、寿命ともに向上することがわかった。W 素線を真空予備加熱して陰極に用いているが、予備加熱条件と寿命の関係はまだわからない。W 以外の材質については、レニウム陰極はガス吸着に対して安定であることがわかった。寿命延長にはこのような陰極の形状や材質の検討も必要ではあるが、寿命、安定度の根本的改善対策としては“管内真空度の向上”の一言につきると思われる。結局電界放射陰極の高電流密度、強非直線特性を用いて、マイクロ波周波数テイ倍管を実現できる可能性が認められた。

末筆ながら、この研究にあたって、種々ご教示いただいた大阪大学金鈺佑氏、当所第一研究部八十田部長、ならびに実験に協力された中田氏に厚くお礼申し上げる。

### 参 考 文 献

- (1) E. E. Martine, W. P. Dyke et al: J. Appl. phys., 31, 782 (1960)
- (2) W. P. Dyke et al: J.A. phys., 31, 790 (1960)
- (3) W. P. Dyke: IRE Trans., MIL-4, 38 (1960)
- (4) J. R. Fontana, H. J. Shaw: Proc. IRE, 46, 1424 (1958)
- (5) 岡田, 青木: 応物誌, 31, 1003 (昭37)
- (6) 岡田, 青木, 山中, 真空: 6, 442 (昭38)
- (7) 同上: Mitsubishi Denki Lab. Rep., 4, 237 (1963)
- (8) 岡田, 青木: 電学連大, 960 (昭37)
- (9) 岡田, 青木, 山中: 第24回応物講演会, 3P-VI-3 (昭38, 10)
- (10) 同上: 第10回応物連合講演会, 31P-V-2 (昭38)
- (11) 同上: 第11回応物連合講演会, 1a-H-10 (昭39)
- (11) R. H. Good, E. W. Müller: Handbuch der Physik Bd. X XI, p.201 (1956)

# 各種気体中におけるポリエチレンのコロナ劣化の化学分析

平林 庄司\*・山口南海夫\*・西崎俊一郎\*

## Chemical Analysis on Corona Deterioration of Polyethylene in Various Gases

Central Research Laboratory Syōji HIRABAYASHI・Namio YAMAGUCHI・Shunichirō NISHIZAKI

With the trend of raising higher the voltage of electric power apparatus, it has come to need the elucidation of corona deterioration mechanism about insulating materials in use and also the selection and development of insulations withstanding corona deterioration. However, the phenomena involve quite complicated and hard problems and nothing definite has been brought to the light. In searching into the phenomena all-round studies in the fields of electricity, physics and chemistry. This is a report on extensive studies from chemical viewpoint on polyethylene samples placed in various gases. As a result of the investigation weight variation of the samples, mechanism of infrared absorption coefficient variation and aspect of deterioration by gases have been classified.

### 1. ま え が き

電力機器の超高压化に伴い、使用する絶縁物のコロナ放電による劣化機構の解明、ならびに耐コロナ性のよい絶縁材料の選択および開発が必要となってきた。しかし現象の複雑さから、いまだ詳しい機構の解明がなされていない現状である。この現象は電気的分野のみならず、物理的、化学的分野に及んでいて多角的な研究が必要であり、筆者らは数年前からこの現象に取り組み、電気的特性は大体掌握し、次の段階として化学的な方面からの研究に着手している。化学的劣化機構の研究には、試料の赤外分析、重量変化、元素分析や発生ガスのガスクロマトグラフ、質量分析計などによる分析が必要である。この報告は試料に分子構造が簡単で、熱劣化や機械的劣化特性などがよく知られているポリエチレンを使用し、周囲気体をいろいろ変えて化学的劣化機構を詳細に研究した結果を述べたものである。

### 2. 試験方法

絶縁物のコロナ劣化の化学的劣化機構の研究には、放電劣化面がある程度以上必要で、従来行なってきた集中法電極<sup>(1)</sup>（針対平板電極）よりも I.E.C. 法に準じたオジナイザ形電極<sup>(2)</sup>（平行平板電極）が適している。われわれはこの電極の電気的特性を図 2.1(a)に示すような電極で調べ、化学分析には図 2.1(b)を使用した。電気量の測定には、従来のコロナ

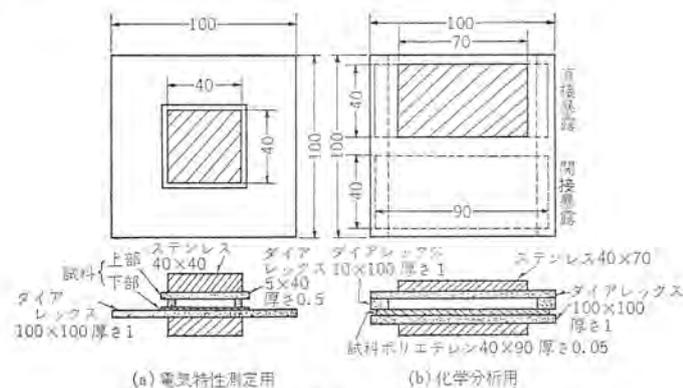


図 2.1 オジナイザ形試験電極  
Fig. 2.1 Electrode arrangement in the experiment.

ルス分析法および電圧電荷図法の両方を用いた。その測定回路を図 2.2 に示す。

電圧電荷図法とは図 2.2(a)に示すように、試料の下に積分コンデンサを接続して放電々荷を積分し、その電荷量と印加交流電圧のリリージ図形をブラウン管上に描かせるもので、理想的な場合は図 2.3に示すようなリリージ図形が得られる。ab 間は放電休止区間で、b から放電が始まり電荷量がふえて傾斜が急になる。c 点に達すると電圧が下がりはじめ放電は止り、d 点にくるとふたび放電を始め a 点に達し、交流 1 サイクルで 1 ループを描く。この図から次の電気量が求められる<sup>(3)</sup>。

$$\begin{aligned} &1 \text{ サイクルの放電エネルギー } U = \square abcd \text{ の面積} \\ &\text{半サイクルあたりの真の放電々荷量 } Q_r = \bar{c}h \\ &\text{半サイクルあたりの見かけの放電々荷量, } Q_a = \bar{c}i \\ &\text{放電開始電圧, } V_s = \frac{1}{2} \cdot (\bar{a}f) \end{aligned}$$

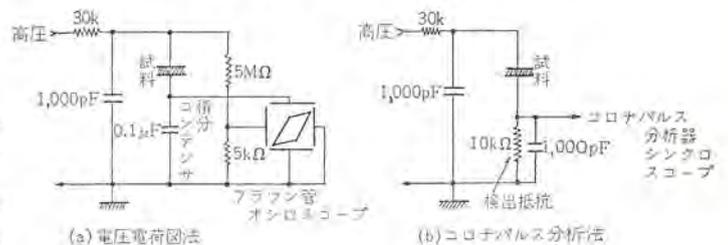


図 2.2 測定回路  
Fig. 2.2 Test circuit.

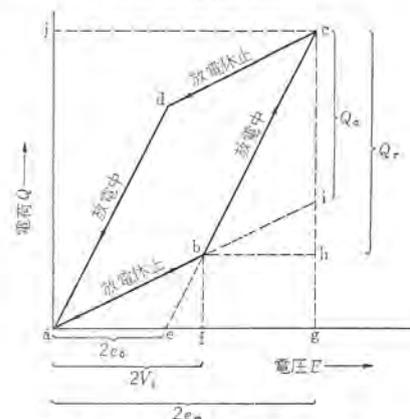


図 2.3 電圧電荷図  
Fig. 2.3 Charge-voltage loop.

$$\text{放電維持電圧 } e_0 = \frac{1}{2} \cdot (\overline{ae})$$

$$\text{電極の静電容量 } C = \overline{bf}/\overline{af}$$

$$\text{放電中の電極の静電容量, } C_d = \overline{ch}/\overline{bh}$$

ただし放電維持電圧とは、放電中の空のゲキにかかる電圧の平均値である。なお放電しない前には、リサーチ図形が面積をもたないように電圧位相を調節しなければならないのはいうまでもない。

実験は窒素、酸素、窒素80%と酸素20%の混合気体、SF<sub>6</sub>、フロンガスF-12 (CCl<sub>2</sub>F<sub>2</sub>) の気体、ならびに補足として乾燥空気の場合を行なった。これらの気体は、試験容器を一度真空にしてからポンプから直接供給し、これを2~3回繰り返して密閉封入した。ただし乾燥空気の場合は、容器内に乾燥剤P<sub>2</sub>O<sub>5</sub>を入れて密封し、12時間放置した。実験には電気諸量のほか、赤外吸光度、試料の重量変化を測定し、さらにその結果を基礎として各気体中の耐コロナ性試験を行なった。電源には4~6kV、60、600c/sの正弦波交流を用いた。

### 3. 結果および検討

#### 3.1 電気的特性

化学分析に入る前に、オナイズ形電極の電気的特性を気体および電極構成を変えて調べた。その結果を表3.1に示す。このような電極における放電はパルス状で、放電エネルギー  $U$ 、放電々荷量  $Q_a$  は気体を変えてもあまり変化しないが、電極の構成によって大きく変化する。 $Q_{a+}$  と書いているのは、電圧電荷図から求めたもので、 $Q_{a-}$  はコロナパルス分析器によって求めたものである。両者は比較的良好に一致しているが、ポリエチレン-ポリエチレンの酸素中などには、かなりの差が見られる。これは小さなコロナパルスが非常に多数発生しているため、コロナパルス計数率計が飽和してしまっており、この差が出たものである。したがって、原理的にいって  $U$  や  $Q_a$  などの、放電を巨視的に示す量は電圧電荷図から求めたほうが、コロナパルス分析器によるよりも正確であるといえる。

ここには示さなかったがコロナ発生ひん度分布を見ると、ダイヤレックス(硬質ガラス)ポリエチレンのように空のゲキの両側の電極材料の表面抵抗および体積抵抗が両者で著しく異なる不平衡電極配置では酸素中でとくに大きな極性効果が見られる。とくに抵抗値の高いほうが正極性になったとき大きなパルスが発生している。こ

表3.1 電気的特性測定結果

気体	電極配置 電気諸量	ステンレス	ステンレス	ダイヤレックス	ダイヤレックス	ポリエチレン	
		ダイヤレックス	ポリエチレン	ダイヤレックス	ポリエチレン	ポリエチレン	
N <sub>2</sub>	$U (\times 10^{-3} J/c/s)$	1.98	1.71	0.72	0.61	1.44	
	$Q_a (\times 10^{-8} C^{1/2}/c/s)$	+	45.0	30.0	14.0	9.0	30.0
		+	36.3	25.8	14.4	8.25	23.6
		-	34.5	24.3	13.0	7.44	21.9
O <sub>2</sub>	$U (\times 10^{-3} J/c/s)$	2.02	1.56	0.78	0.74	1.6	
	$Q_a (\times 10^{-8} C^{1/2}/c/s)$	+	37.0	30.0	13.0	10.0	20.0
		+	22.5	—*	11.5	—*	3.19
		-	33.2	24.0	11.2	9.90	3.53
N <sub>2</sub> (80%) + O <sub>2</sub> (20%)	$U (\times 10^{-3} J/c/s)$	1.8	1.49	0.77	0.63	1.55	
	$Q_a (\times 10^{-8} C^{1/2}/c/s)$	+	36.0	29.0	10.0	9.0	19.0
		+	33.0	7.38	10.3	2.10	12.0
		-	30.0	10.0	11.3	9.23	11.9

\*コロナパルス1発あたりの放電々荷量が  $10^{-10}C$  以下

(5kV 200c/s)

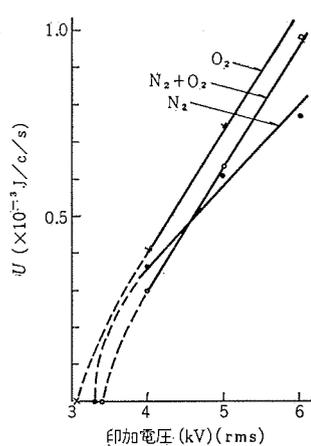


図3.1  $U$  の電圧特性  
Fig. 3.1 Relation between  $U$  and supplied voltage.

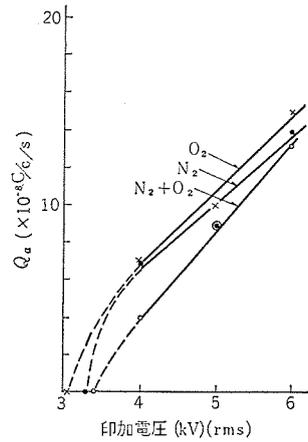


図3.2  $Q_a$  の電圧特性  
Fig. 3.2 Relation between  $Q_a$  and supplied voltage.

表3.2 電気諸量概要

気体	$U (\times 10^{-3} J/c/s)$	$Q_r (\times 10^{-7} C^{1/2}/c/s)$	$Q_a (\times 10^{-7} C^{1/2}/c/s)$	$e_0$ (kV peak)	$V_s$ (kV peak)	C <sup>-</sup> 放電前の静電容量 (pF)	C <sup>d</sup> 放電中の静電容量 (pF)
N <sub>2</sub> + O <sub>2</sub> (80%) (20%)	1.3 ~ 1.9	1.7 ~ 3.0	1.1 ~ 1.7	2.7 ~ 3.7	4.8 ~ 6.7	20~22	40~48
N <sub>2</sub>	0.85 ~ 1.1	1.05 ~ 1.2	0.5 ~ 0.75	2.9 ~ 3.6	6.7 ~ 7.15	21.5~22	40~47
O <sub>2</sub>	1.5 ~ 1.95	3.2 ~ 3.8	1.8 ~ 2.2	2.5 ~ 2.9	4.4 ~ 4.8	19~20	41~50

(6kV 500c/s)

のことは電荷の拡散のほか、電子やO<sub>2</sub><sup>-</sup>イオンの絶縁物表面でのフルマイが、微妙に影響しているものと思われる。

また印加電圧を上昇して  $U$ 、 $Q_a$  の変化を求めた結果を図3.1および図3.2に示すが、これによるとコロナ開始電圧近くを除いて、だいたい電圧に比例することがわかる。次に化学分析を行なったときの電気諸量を表3.2に示す。放電々荷量は酸素中が最も大きく、窒素中が最も小さい。ここには示さなかったが、電圧を印加してからの電気量の時間変化は酸素、窒素中ではほとんど現われないのに比べ、SF<sub>6</sub>やF-12中では非常に広範囲に変化する。この原因はポリエチレン試料の表面状態の変化のためで、試料表面に気体が吸着することなどによって、表面抵抗が変化し、イオンとか電子のフルマイが変わるためであると考えられる。

#### 3.2 化学分析

絶縁材料のコロナ劣化機構についてはまだ定説はないが、岡本氏<sup>(4)</sup>は、コロナ放電にさらされた試料は、次の三つの過程を経て重量変化が起こると仮定し、これを数式化して示されている。測定結果を同氏の理論と比較検討するため、この理論を次に説明する。

- (1) コロナ放電によって活性化された気体が試料と化学反応して、液体または固体の表面タイ積層を作る。
- (2) 試料が電子とかイオンの衝撃によりスパッタされる。
- (3) 表面タイ積層が、電子やイオンの衝撃によりガス化して離脱する。

コロナ放電のために気中から  $W_1$ 、試料から  $W_1'$  の元素が表面タイ積層になり、またスパッタによって表面タイ積層から気中に出てゆく元素の重量を  $W_2$ 、試料自体から出てゆく重量を  $W_3$ 、表面タイ積層の重量を  $W$  とする。(図3.3参照) 表面タイ積層の厚さがふえると放電が一定でも、反応速度が減少すると考えられるから次式が成立する。

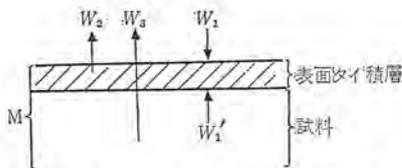


図 3.3 試料の断面図  
Fig. 3.3 Cross section of test film.

$$\frac{dW_1}{dt} = A - BW \dots\dots\dots (3.1)$$

$$\frac{dW_1'}{dt} = A' - B'W \dots\dots\dots (3.2)$$

(ただし A, A', B, B', は定数)

表面タイ積層がスパッタされる速さは、タイ積層の厚さおよび面積、すなわちタイ積層の重量に比例する。

$$\frac{dW_2}{dt} = E \cdot W, \quad E \text{ は定数} \dots\dots\dots (3.3)$$

また試料がスパッタされる速さは、やはりタイ積層の厚さに関係すると考えられるから、同様な式が成立する。

$$\frac{dW_3}{dt} = F - G \cdot W, \quad F, G \text{ は定数} \dots\dots\dots (3.4)$$

以上の微分方程式を解いて試料全体(試料+表面タイ積層)の重量変化(ΔM)を求めると

$$\Delta M = -Pt + Q(1 - e^{-ct}) \dots\dots\dots (3.5)$$

ただし  $P = A' + F - \frac{(B' + G)(A + A')}{(B + B' + E)}$

$$Q = \frac{(A + A')(B + E - G)}{(B + B' + E)^2}$$

$$C = B + B' + E$$

t: 時間

となる。次にこの式を化学変化を起こさない気体について適用すると、 $A = A' = B = B' = 0$  であって

$$\Delta M = -Ft \dots\dots\dots (3.6)$$

となる。また電子やイオンのスパッタリングがなくて化学変化だけが起る場合には、 $F = E = G = 0$  であるから

$$\Delta M = P't + Q'(1 - e^{-c't}) \dots\dots\dots (3.7)$$

$$P' = \frac{B'A - BA'}{B + B'}$$

$$Q' = \frac{B(A + A')}{(B + B')^2}$$

$$C' = B + B'$$

となる。以上を図示すると、図 3.4 のようになる。式(3.6)の場合は化学変化がないから、タイ積層ができなくてスパッタされるだけである。したがって重量は単調に減少する。式(3.7)の場合は初期は化学反応速度が早い、いったんタイ積層ができて試料表面がおおわれてしまうと、ある一定のゆっくりした反応速度

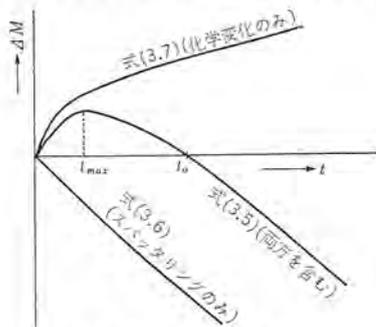


図 3.4 重量変化  
Fig. 3.4 Weight variation.

で化学反応が起こり、初期に飽和特性をもつことになる。式(3.5)は両者の合成されたものであると考えられる。

次にこの理論が赤外吸光度にも適用できると仮定する。赤外吸光度変化には試料自身が分解してほかのものに変わるための変化と、化学反応の結果生成した表面タイ積層による変化とがあり、前者は試験時間とともに減少し後者は増加する。後者はタイ積層の厚さに比例すると考えられるから、直接放電にさらされる部分の赤外吸光度 D の時間変化は

$$D = K - (1 - e^{-\alpha t}) \dots\dots\dots (3.8)$$

$$K = \frac{\alpha(A + A')}{B + B' + E}, \quad \alpha: \text{定数}$$

$$C_i = B + B' + E$$

となる。気体に不活性で、試料とのあいだに化学変化を起こさないようなものを用いると、 $A = A' = 0$  から  $D = 0$  となり赤外吸光度は無変化、スパッタリングがなくて化学変化だけの場合は  $F = E = 0$  から

$$D = K'(1 - e^{-\alpha' t}) \dots\dots\dots (3.9)$$

$$K' = \frac{\alpha(A + A')}{B + B'}$$

$$C'_i = B + B'$$

となる。したがって上式から  $C_i > C'_i$ ,  $K' > K$  となることが予想される。

これを図示すると図 3.5 のようになる。この理論の裏づけのために、乾燥空気で行なった結果を図 3.6, 3.7 に示す。曲線の形は理論から考えられる曲線とよく似た形をしており、また赤外吸光度変化を見ると、直接暴露では立ち上がり時定数(1/C)が 28 時間であるの比へ、間接暴露では 50 時間と長い。これらのこ

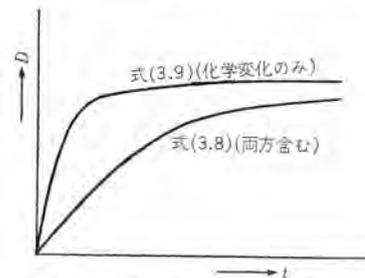


図 3.5 赤外吸光度変化  
Fig. 3.5 Infrared absorption coefficient variation.

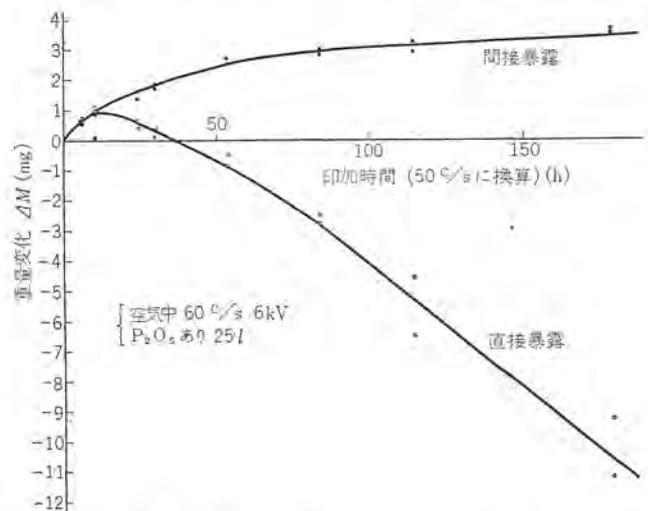


図 3.6 重量変化  
Fig. 3.6 Weight variation of test films.

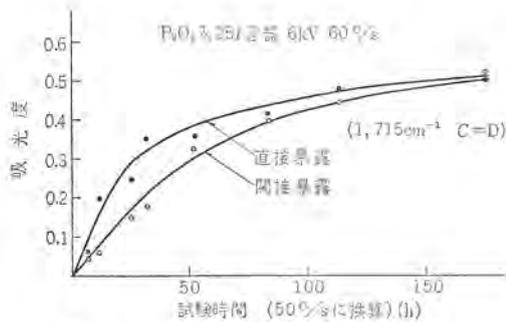


図 3.7 赤外吸光度変化  
Fig. 3.7 Infrared absorption coefficient variation of test films.

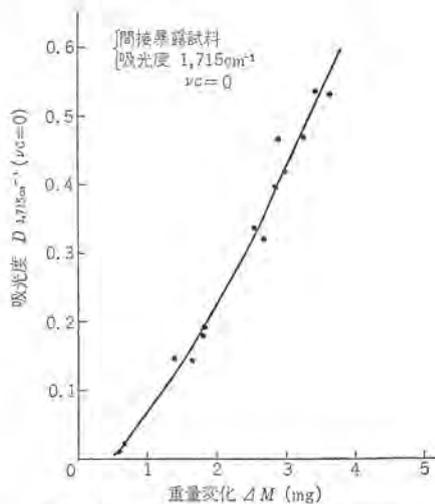


図 3.8 重量変化と吸光度変化の関係  
Fig. 3.8 Relation between weight variation and absorption coefficient.

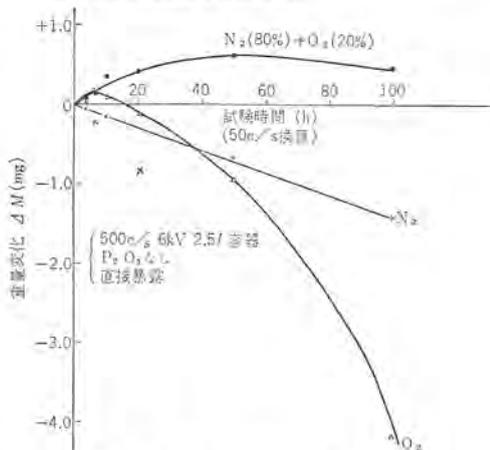


図 3.9 重量変化  
Fig. 3.9 Weight variation of test films

表 3.3 化学分析結果

気体	赤外吸光度変化	重量減少	試料の劣化部 コン跡	累中法による 寿命時間 (サイクル)
N <sub>2</sub>	変化なし	単調減少	全体に不透明	10 <sup>6</sup>
O <sub>2</sub>	905 cm <sup>-1</sup> (δC-H) 減少 1,715 cm <sup>-1</sup> (νC=O) 増加	一度増加後減少 減少が激しい	"	5×10 <sup>5</sup>
N <sub>2</sub> (80%) + O <sub>2</sub> (20%)	905 cm <sup>-1</sup> (δC-H) 減少 1,280 cm <sup>-1</sup> (NO <sub>2</sub> ) 1,635 cm <sup>-1</sup> (NO <sub>2</sub> ) 増加 1,715 cm <sup>-1</sup> (C=O)	一度増加後減少 減少はそう激しく ない	"	3×10 <sup>6</sup>
SF <sub>6</sub>	変化なし	—	局部的に侵食さ れる	10 <sup>6</sup>
フロン F-12 (CCl <sub>2</sub> F <sub>2</sub> )	"	—	ほとんど侵食さ れない	10 <sup>7</sup>

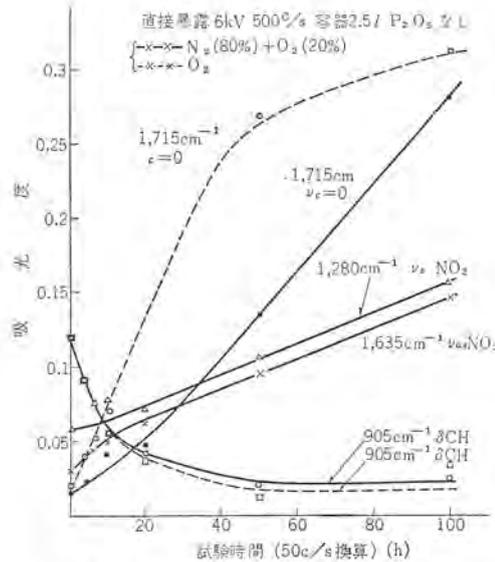


図 3.10 赤外吸光度変化  
Fig. 3.10 Infrared absorption coefficient variation of test films.

とは前記の理論と一致している。さらに間接暴露において  $\Delta M$  と  $D$  との関係は図 3.8 に示すように大体比例関係をなしており、理論の妥当性を裏づけている。なお直接暴露とは、直接に放電にさらされている部分をいい、間接暴露とは、直接暴露部の近傍に試料をおいて、放電によって活性化した気体にさらされるだけで、スパッタリングはされない部分をいう。

次に化学分析結果のあらましを表 3.3 に示す。図 3.9, 3.10 に酸素、窒素、窒素 (80%) と酸素 (20%) の混合気体中の重量変化、赤外吸光度変化を示す。これを見ると、各気体によって興味深い違いを示している。混合気体中や酸素中では、重量がいったん増加後減少しているのに比べ、窒素中では単調に減少するだけである。このことは前記の理論からわかるように、窒素中では化学変化がない場合に相当し、赤外吸光度変化もまったく見られず、ただ試料表面がスパッタされて不透明になるだけである。ゆえに窒素中では、化学反応の伴わない電子やイオンのスパッタだけの劣化が起きている。それに対し酸素中では、明らかに化学反応が起こっていて、カルボニル基 ( $1,715 \text{ cm}^{-1} \nu \text{C}=\text{O}$ ) が増加し、末端ビニル基 ( $905 \text{ cm}^{-1} \delta \text{CH}$ ) が減少している。さらに混合気体中では、以上のほかに  $1,280 \text{ cm}^{-1}$  と  $1,635 \text{ cm}^{-1}$  の  $\text{NO}_2$  吸収が現われる。なおここで図 3.6 と図 3.9 の混合気体を比べてみて、次のことが判明する。すなわち図 3.6 では電圧に 60 c/s を、図 3.9 は 500 c/s を使用して試験時間をそれぞれ 50 c/s に換算して示しているが、空気と窒素、酸素の混合気体という違いがあるとはいえ、まったく一致しない。つまり周波数に対する等価性がまったくない。これは化学反応速度が周波数に比例しないため、コロナ劣化の周波数速度試験を行なうときはこの点に注意する必要がある。SF<sub>6</sub> 中で放電させると試料の所々に局部的に脆損したようなコン跡が見られるのに赤外吸光度変化として、何も現われてこない。それは放電が全面に一様起こらず局部的に集中し、ポリエチレン全表面に対してコロナ劣化部分が少なく、吸収スペクトルの変化を検知できなかったものと考えられる。またフロン F-12 中では、試験直後に試料を取り出して赤外吸収を見ると、 $828 \text{ cm}^{-1}$ 、 $885 \text{ cm}^{-1}$ 、 $1,095 \text{ cm}^{-1}$ 、 $1,104 \text{ cm}^{-1}$ 、 $1,155 \text{ cm}^{-1}$  の吸収が出現する。しかしこれらの吸収はほとんど F-12 自身の吸収スペクトルであり、そのあと試料を真空脱気処理することにより、これらの

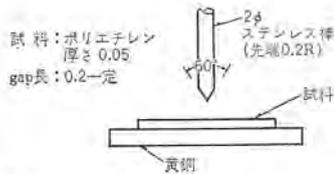


図 3.11 寿命試験電極  
Fig. 3.11 Electrode arrangement for life test.

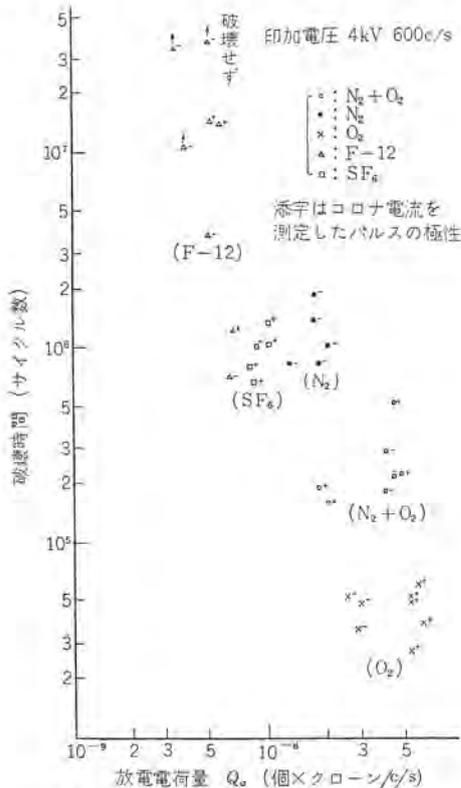


図 3.12 放電電荷量と破壊時間の関係  
Fig. 3.12 Relation between corona charge and breakdown time.

スペクトルは消滅して未処理のポリエチレンとまったく変わらなくなる。このことは F-12 中ではポリエチレンのコロナ劣化は少なく、単に F-12 がポリエチレン表面に吸着しているにすぎないといえる。

### 3.3 耐コロナ性

次に参考のために図 3.11 に示す集中放電電極配置で各気体中のポリエチレンの寿命試験を行なった。試料の厚さは 0.05mm である。その結果を図 3.12 に示す。大体の傾向として F-12, N<sub>2</sub>, SF<sub>6</sub>, N<sub>2</sub> 80% と O<sub>2</sub> 20% の混合気体, O<sub>2</sub> の順に寿命時間が短い。F-12 は化学分析結果からも予想されたように最も寿命時間が長い。

従来からの研究によって空気中ではコロナ放電電荷量 Q<sub>a</sub> と破壊時間 t との間には、近似的に次式が成立することがわかっている<sup>(1)</sup>。

$$t = k \cdot Q_a^{-r} \quad (3.10)$$

ここに k は絶縁材料によって決まる定数で、また r は空気中では 0.7 くらいの値をもつ。しかし図 3.11 にはそれがまったくあ

てはまらない。このことは気体自身の性質が、絶縁物のコロナ劣化に大きく影響していることを示している。

## 4. むすび

以上各種気体中のポリエチレンのコロナ劣化の化学分析ならびに寿命試験結果について述べた。このなかから要点を抜粋すると次のようになる。

(1) 1 サイクルあたりの放電エネルギーや放電電荷量は電極の構成によって大きく変わり、コロナ開始電圧近くを除いては印加電圧に比例する。

(2) 酸素の存在下では、不平衡な電極配置で放電形態に極性結果が現われ、電子やイオンなどの絶縁物表面での付着が関係しているように思える。

(3) コロナ放電を巨視的に見るときには、電圧電荷図法による測定のほうがコロナパルス分析器による測定よりも簡単である。

(4) 窒素、酸素およびその混合気体、空気などの場合、放電の時間変化はほとんどない。しかし SF<sub>6</sub> とか F-12 中では時間変化が現われ、ポリエチレン表面のガス分子の吸着などが影響していると思われる。

(5) 重量変化、赤外吸光度変化は式 (3.5)~(3.9) で取り扱うことができる。

(6) 窒素中では重量の増加期間がなく赤外吸光度の変化もない。すなわち化学的劣化はまったく起こっていない。

(7) 重量変化、赤外吸光度変化の周波数等価性はない。すなわち化学反応速度が周波数に比例しないからである。

(8) SF<sub>6</sub> では放電が局部的である。

(9) F-12 中ではポリエチレンはほとんど劣化されない。

(10) 各気体中の寿命時間は F-12 が一番長く、順次 N<sub>2</sub>, SF<sub>6</sub>, N<sub>2</sub> と O<sub>2</sub> の混合気体, O<sub>2</sub> の順である。

今後は試験試料をいろいろ変えて、絶縁材料の化学的劣化機構を詳細に検討するとともに、コロナ放電に対する寿命についてさらに研究を進めてゆきたいと考えている。この稿を終るに際し、この研究にいろいろ援助賜った当室、原主任研究員、中研第 2 研究部草川技師、同橋本技師各氏に謝意を表す。

(昭 39-10-12 受付)

### 参考文献

- (1) 原, 平林: 発電機絶縁の耐コロナ性, 「三菱電機」34, No.11 p.88~91
- (2) C. W. Ross: Preliminary corona resistance test results from I. E. C activities, A. S. T. M special technical publication No.198 Symposium on corona.
- (3) 堀井: 平板電極空気のコロナ放電の電気的特性, 絶縁材料コロナ劣化専門委員会資料 # 14-7
- (4) 岡本, 池田: 電研主催第19回絶縁劣化研究懇談会資料 No.5 (昭38-9)

## ALGOL 言語とその compiling 手法

首藤 勝\*・関本 彰次\*

### 1. ま え が き

電子計算機が広はん問題領域において、情報処理のため有能な手段提供者としての力を発揮し始めてから、今日に至る 20 年ほどの間に、その適用領域、さらには問題あるいは、問題適用に際しての量、質両面における拡大変ぼうに対して、電子計算機はそのつど自己の可能性の新たな展開を示し、次々と社会のより広い分野から課せられる要求と試みにたいして、適合しつつ発展を遂げてきた。計算機の有能性、可能性の発展には計算機の application の側面での問題設定、適用に関する理論、技術が計算機に対する新しい認識を生み出しつつ、情報処理の新しい分野を次々と開拓してきたことに依存するところが大きい。

それと同時に計算機という言葉がいまでは大衆化された意味で日常の耳目にもあるいは“……電子計算機によって……された”とか、あるいは“電子計算機を用いれば……できる”等々しばしば思いがけない機会に触れるようになってきている。

さて実際に計算機に対してなにか仕事をさせようとする者の場合を考えると、計算機に対して彼は意図する所の問題と解決手段を教え込まなければいけない。すなわち人間と計算機との communication の問題が最初に起こってくる。ところが人間の日常使用言語と計算機の使用語 (machine language) との間には機能、形式において非常に隔りがあり、計算機自体はそのままでは日常言語を理解し得ないのであるから、人間が計算機語を用いて、計算機と communicate するか、計算機に対して日常語を教え込む自動翻訳プログラムを与えること) かいずれかの方法をとらなければならぬ。

前者の場合は人間に対して可成りな抵抗感を与えるばかりでなく、使用のための熟練を要し、広く一般に使用者が自らの欲する主題をその専門の知識のみを用い、計算機を使用するためだけに起こる労力をできるだけ除き得る場合に比べての不経済性、さらには種々の計算機の独自に有する機械語に対してある計算機を使用しようとするたびに、その機械語を覚えなければならないという非能率性があるのでどう見ても感心したことでない。そこで考えられたのが計算機のための共通用語とこれを各計算機に教え込む技術 (automatic compiler) を開発することであった。この共通言語なるものが日常言語であることが無論最も望ましいのであるが、これを実現するための計算機の規模、いままでの自動翻訳の技術の水準、また実際計算機使用という立場から考えての言語の使用範囲などの制限からみて日常言語そのものを必ずしもそのまま計算機のための共通 programming 用語とする必要はないので、日常の慣用語に感覚的にかなり近く、とくにその内である特別の用途のみを目的とした共通計算機用語が現在では開発されている。今までに開発されたものの代表的なものには科学技術計算用語としては ALGOL, FORTRAN などが、また事務計算用語としては COBOL などがある。

本文ではこのうち ALGOL とその compiling technique について言語と自動翻訳についての一般的な考察を加えながら解説を行なって行きたいと思う。ALGOL の解説および ALGOL 文法の全ぼうについては次の文献に適切に書かれている。

- (1) D. D. McCracken: A Guide to ALGOL Programming  
John Wiley & Sons. 1962
- (2) P. Naur: Revised Report on the Algorithmic Language ALGOL 60  
International Federation for Information Processing  
1962

### 2. ALGOL 60 の言語としての性格

ALGOL 60 は科学技術計算のための仕様書を記述することを目的として作られた言語であり、この言語を媒体として、人間から計算機へ概念、操作に関する communication を人間の思考・発想の original な様式に近い仕方で行なうような考慮に基づいて造られている。したがってこれを記述するもの (人間) にとって communication の対象である計算機が人間とはまったく異なった原理からなる系であるという異和感のもとで、これと communicate しなければならないわずらわしさから比較的にはあるがすぐわれる。

ここで ALGOL 60 を言語と呼んでいるのは本来の意味の言語、日本語、独語、仏語といった日常言語と同様な意味でそう呼んでいるのであって、一般に FORTRAN, COBOL, 機械語といった計算機用語を指して language という語で呼んでいるがその場合との相異は後に示すとして、ここではこの用語といういみで ALGOL を言語と呼んでいるのではないことをことわって置くことにする。

日常言語における同じように、ALGOL 60 言語は、この言語の記述言語としての metalanguage を用い、これによって言語的文法構造 (syntax) を記述定義し、かくして構成された抽象的關係記号体系 (language structure) に対し数値計算のための言語としての意味 (semantics) 付けを施すことによって計算機による科学技術計算のための限定用語として成り立たせている。

ここで後ほど述べる Automatic Compilation の algorism に関しその基本的な思想、手法を示唆するものとして言語と概念および文章についてその関係および働きについて振りかえってみることにする。

われわれが文章を書くという働きは、自らが抱えている概念を言語を媒介として文章の形に定着させることであるが、このとき概念の言語による表現化の規則となるものが文法 (syntax) であり、この文法の個々の規則がいかなる意味を持つか、いかなる概念を表現するか、概念と概念を結びつけ、いかなる概念に新しく構成するかといった文法単位 (syntax unit) に対する意味付けの規約が semantics として与えられている。文章を書くという機能

は媒介となるこの言語を用いて概念を logical な関係によって文法機構の内に表現の形式を見だし、低位の基本概念から高位の総合概念と構成し、目的とする概念を最終的には文章という文法単位にその表現を見出すことにほかならない。これを言語的に見ると基本的な低位の文法単位から、それらの結合関係によって定義される、より高位の文法単位を構成して行くことに当る。このような文章を書くという働きと逆の関係に立つ文章を読むということ、そして、そこに表現された概念をつかむという働きを見よう。

まず書かれてある文章がいかなる言語によって書かれているかを確かめ、その文法 (syntax) を手掛りにして、その文章を解析しながらこの文章が書かれた際にしるしつけられた思考の流れをこれに沿って低位の文法単位の解釈からそれらの連結、位置関係によって文法の指示するより高位の文法単位へと解釈を進めて行く。この低位の文法単位から高位の文法単位に移るときこのことを規定する文法に結びつけられた意味 (semantics) により低位の文法単位の集まりにはなかった新たな意味、解釈の発展が与えられる。このようにして文章の解釈は文法単位、あるいは相互位置関係をもった文法単位群から高位の文法単位へと解析し総合を進めながら最後に単一の文法単位にまで解釈の過程が進められたときに得られた解釈の総体がこの文章に記述されていた概念であるということになる。

これをもう少し文章と言語に対する人間の頭脳内部での概念と、その人間の思考の algorism (それは人間の思考内部における言語に当り、われわれが頭に画いている概念はその論理と構成によって形成されている。われわれ日本人では多分に日本語的であるといえるかも知れない、がしかし日本人すべてが同じ algorism を持っているとは決していえない。関係の近さからして、近似性、類似性があるだろうといえるだけである。人間を automation として考えるときこれは類似した教育環境、行動環境にあり、共通の Input を非常に多く受け入れているということから、その構造上の類似性が期待できるということである。) との間で communication の関係についてながめてみると、ある言語で書かれている文章を理解するということは、上に述べた文章の解析過程で低位の文法単位 (syntax unit) あるいはその結合から高位の文法単位を定義するときこの高位文法単位に結びつけられた意味 (semantics) を人間の思考の内部 algorism においてこれと同意義の function (内部の algorism の文法単位といえるもの) ないし、その結合変換に置き換えることに当り、究極において文章を読み終わったとき、すなわち最終の文法単位である文章を規定しこれを内部同値な function で置き換えたときに得られた内部 pattern が理解された概念である。

この機構は言語から言語への翻訳、または ALGOL 文章から内部機械用語への compiling のそれとまったく同じである。日本語の文章から仏語の文章への翻訳とは一方の言語で書かれた文章をその syntax に従って解析し、低位の文法単位から高位の文法単位を生成するときこの高位の文法単位と同値な意味づけを与えられている他方の言語における文法単位ないし、文法単位群または文法的関係への変換を行なうということである。翻訳の主体 (翻訳者、自動翻訳の系、これには compiler も含まれる) の内部機構

は、次の二つの分割された function から成り立っている。すなわち第1に input される文章に対して、これを記述するのに用いられている言語の文法 (syntax) に従って文章構造解析を行ない、この文章の文法的成立を低位の文法単位から高位の単位へと構成的に明らかにして行く。(これは文章の意味上の構成の過程と一致している。)そして低文法単位または低文法単位群からそれより一段高位の文法単位が規定されるときに、第2として意味論 (semantics) 上からいかなる概念が付け加えられたか、あるいはいかなる新しい概念が生じたかを新しく規定された文法単位の言語の定義を参照することによって得る。第1の function は、たとえばわれわれが文章を読むときに交脈をたどるということを行なうが、この意識に当る部分の algorism を明確に取り上げたものであり、第2の function は、意味のはあくの手順を示すものである。

ここまでの翻訳の過程は翻訳されるべき文章が用いている言語について個有の操作であり、この文章がいかなる言語に翻訳されようとしているかには無関係である。したがって自動翻訳系、とくに compiler の場合について考えると、ALGOL compiler を例にとれば ALGOL 文章を機械語  $M_1, M_2, \dots$  のいずれに変換する場合についても、機械語の種類に関係しないこの部分は ALGOL 個有のものとしてただ一つ作られてあれば十分である。

$M_1, M_2, \dots$  への ALGOL compiler は以下の  $M_1, M_2, \dots$  に従属した部分を取り換えることによっていかなる機械語への ALGOL compiler をも作ることが可能である。ただしいかなる計算機語  $M_i$  への compiler をも作れるといったが、これには当然の条件として ALGOL 文が表現するいかなる概念をも言語  $M_i$  で表現可能ということがいつも必要になる。もしそうでなければ ALGOL と  $M_i$  との間で共通に表現可能な制限、つまり狭くなった文法範囲に限られた compiler しか作れないということになる。

このようにしてはあくされた意味を次に他の言語よる表現を与えることを行なう。これに対してはまず新しく高位の文法単位が規定される時に、他の言語における同義の文法単位ないしその結合群、あるいは現在までに移し換えられ記述されているこの言語での文法単位の系列の変換がどうであるかを検索する。文法 (syntax) は、一方では記述の機構つまり記述内容に対して記述方式を与えるものであるから、被翻訳言語から翻訳対象言語に対する、文法単位から文法単位あるいは文法単位の連結への変換、さらにはすでに記述された文法単位系列への順序変換は概念の記述の変換の仕方を与えている。したがって、この新しい文法記述の記述指定に従ってこれまでの翻訳記述に新しい要素をつけ加えたりあるいは置換を与えたり、必要な翻訳操作を進める。この1過程が終わるともとの文章の被翻訳語におけるこの段階までの解釈図である文法単位系列 (これは解釈、あるいは翻訳が完了した時には単一の最高位の文法単位“文章”にまで合成されるもので翻訳途中の中間図式としての文法単位の関係系列となっている。)とこの文法関係に対応して分解合成が進んだ被翻訳文章 (これは翻訳が完了すると再びもとの文章に合成された形に残る。)とが一方にあり、他方翻訳目的言語の側には同様のこの言語による文法単位系列と未完の翻訳文 (文と述べているが文の因子または関係が parameter の形で完全な秩序が未決定のまま保留されている部分もあり得る。)とが対応的に存在する。

これらの全過程において、人間の頭脳の場合などは被翻訳文章を内部言語へと翻訳（文を読み理解すること）を行ない、しかるのち内部言語から翻訳目的言語への翻訳（文章を書くこと）を行なうというように内部中間言語（認識の algorism）を一度通しているものと思われる。

ここで仏文および ALGOL 60 の簡単な例文をあげて 2, 3 の特色について注目して置くことにする。

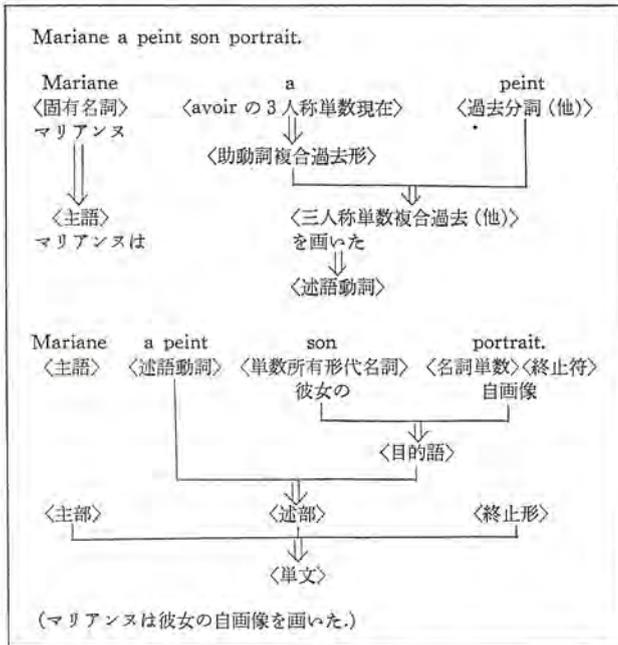


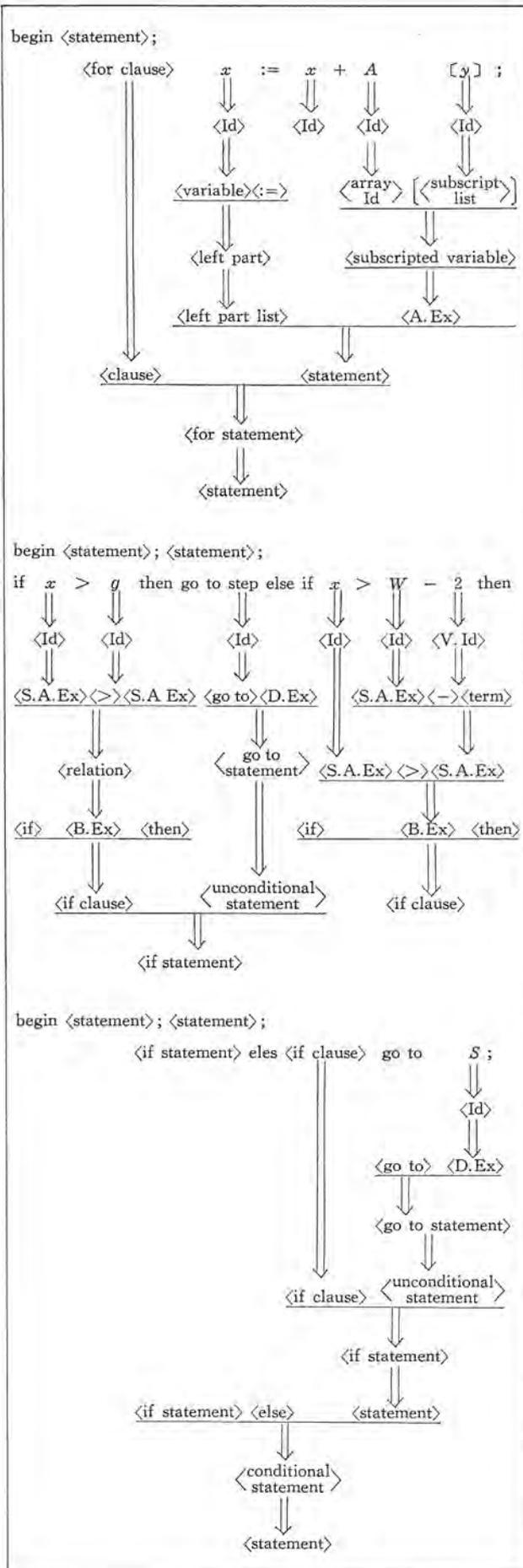
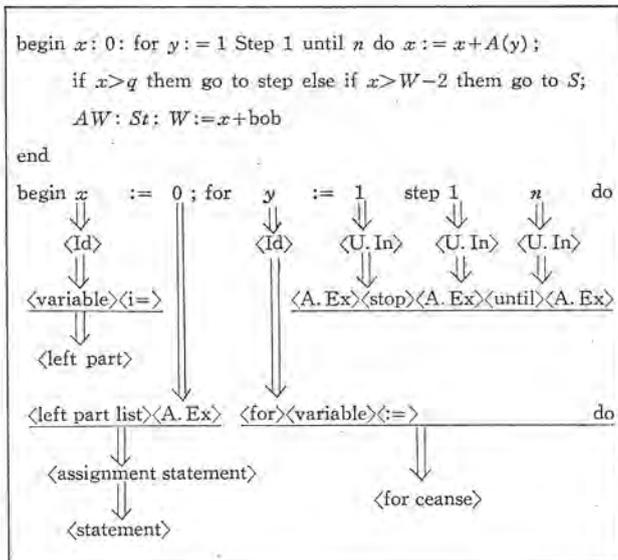
図 2.1 仏語文章の文法的解析例

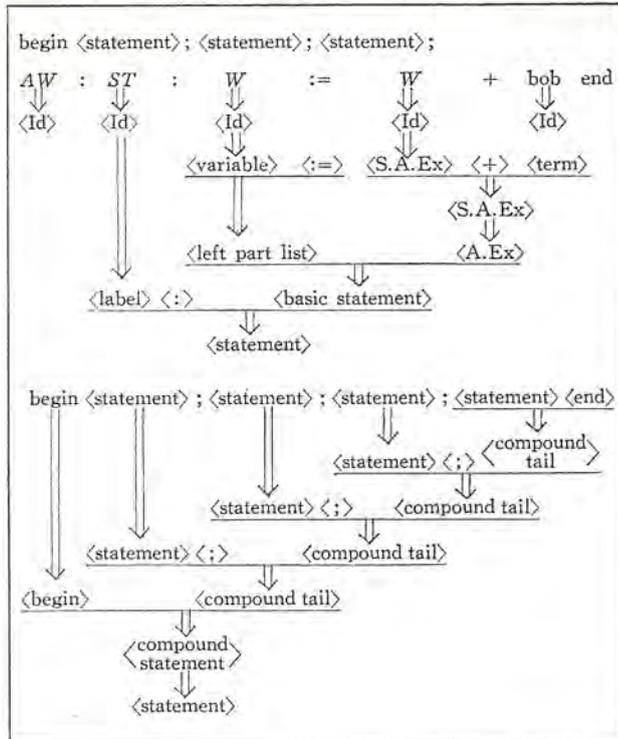
次に示すプログラム例は

$$x = A(1) + A(2) + \dots + A(11)$$

を計画し、その計画結果が

- $x > q$  ならば “STOP” へ Jump し
- $x \geq q$  かつ  $x > W - 2$  ならば “S” へ Jump し
- $x \leq q$  かつ  $x \leq W - 2$  ならば  $W := bob$  を実行するプログラムである。





注 <Id>, <U. In>, <A. Ex>, <array Id>, <V. Id>, <S.A. Ex>, <A. Ex>, <D. Ex>, <B. Ex> はそれぞれ <identifier>, <unsigned integer>, <arithmetic expression>, <array identifier>, <variable identifier>, <simple arithmetic expression>, <arithmetic expression>, <designational expression>, <Boolean expression> の簡略記である。

図 2.2 ALGOL 文章構造例

上の例文にもみられるように言語あるいは文章は有向性を持っている。すなわち話される言葉、書かれた文章、その文の始めから終わりへ向う記述上の先行関係と文法単位の hierarchy による一つの順序図形に沿って思考概念の形成がなされる性格をもっている。さらに回帰性（複合性）については、これは上の例文例では現われていないが ALGOL 文の例には

<statement> <;> <Compound tail> ⇒ <Compound tail>  
 <S, A, Ex> <+> <term> ⇒ <S. A. Ex>

など回帰性が文法上定義されている。仏文においてもたとえば複合文におけるように文が節となりこれがそれを含む文の要素として回帰的に働くことがみられる。そしてこれまで述べてきたように言語は意味と形態とに別れ、文法はこの形態を規定し、記号の関係法則を与える。意味は記号のみに付随するものではなく記号と記号との関係において生ずるものであり、ここに意味と文法との関係をみることができる。

最後に ALGOL 60 と現存する計算機用語との関係について触れてみる。現存する計算機の機能（可能性）、またはその表現である計算機用語と ALGOL 60 の言語としての一般性には、非常な隔りがあること、すなわち ALGOL 60 が創られたときに現存する計算機のみを対象とするという制限を離れた理想化一般化がなされており、特定の計算機ないし計算機群にとらわれず ALGOL が共用されるための、また言語的形態を普通化するための形式的一般化もなされている。

したがって、ある特定の計算機のための ALGOL compiler を作ることを考える場合には ALGOL 言語のうち、その特定計算機

が有する機能の範囲に文法および意味をしばって用いなければならないということになる。

### 3. ALGOL 60 の syntax directed な compiling 手法

前にも述べたように ALGOL は、日常考えられているような意味での言語としての性格のもとに計算機のための科学技術計算用語として作られている。

ALGOL から他の計算機用語（machine language）への翻訳を考えると、すなわち翻訳者（compiler）がもつべき変換の algorithm について注目するとき、ALGOL の logical な factor を計算機用語の logical な factor に幾通りもの同値な変換の algorithm が存在するに違いない。これは ALGOL compiler がこれまでに多く存在し、これらの変換機構がいつも同じでないということからも明らかである。しかしここでは ALGOL syntax directed な方法について説明を行なうことにする。それはこれまでに述べてきたところにより、ALGOL は記述、読解に関する言語的手段として完結した方法を与える文法を自らの内に meta-language 的記述として持っているからである。このような言語形式を持たない FORTRAN, COBOL などにおいては compiler 作成者らがこれらの用語の論理的関係を見い出して変換のための内部論理として定式化のための労力をどうしても取らなければならない。一方 ALGOL compiler を考える場合にも syntax directed な方法によらないとするのであれば、ALGOL の文法と同値な翻訳のための algorithm を作成者自らが見い出さなくてはならない。その場合には ALGOL の言語的な構成から考えて、ALGOL を完全に表現しようとするのは可成困難な仕事であるということを感じなければならない。

この syntax directed な compiling ということは、このような ALGOL 言語の作成の意図のうち当初からその当事者間で当然考えられていたことであって、Princeton 大学などでは早くも 1961 年ごろにはこのような compiler が完成している。一方わが国の場合ではこれまで言語とか翻訳といったことについて基本的な考え方、それらに対する認識の根源的な問題へとさかのぼって自動翻訳というものを考えたものが最近までの compiler 作成者の中に少なかったといえる。それは無論、わが国の場合その field で働く人達の意識外にあるようなこととして受け取られるような環境と構成の中で system compiler の問題が取り扱われて来たことにもよっている。したがってこれ以後に考えられるものはともかく、現在までに作られた多くのあれこれの compiler、そのうちとくに ALGOL compiler というものは、なにがしかの範囲でなにがしかの作成者の経験的な programming の技術を用いて、ALGOL 言語と計算機用語とを結びつけるということに終始した compiler を作るということに留まっていたといわざるを得ない。したがって筆者などの認める範囲では前出のごとき ALGOL の言語的性格に根ざした解釈による ALGOL compiler はいままでのところ見当たらない。さて ALGOL 翻訳機構の compiler への表現の手法について考えてみよう。

まず言語の有向性に基づいて Input される source program (ALGOL 文章) は 1 語ずつ読み取られ、その順序に従って解釈が進められて行くが、文法上規定された解釈の順序 hierarchy によ

って語ないし、単一要素にすでにまとめられた語群はその間での変換順序を持っている。arithmetic expression compiling 手法として一般に数式を polish 表記法を基にした push-down 方式が存在するが、この push-down 方式の algorism を全文法表現の処理過程に拡張したものが ALGOL における push-down compiling 方式である。ここでは簡単のために数式のみの場合を用いてこれを略記しておく。

いま

$$(A=B+(C\times D+E))/F$$

という数式を考えると、これは polish 表記では

$$ABCD\times E+F/+ =$$

となる。この表現の意味はこの記号列で最初に現われる operator “X” に対してその左側にある 2 項 C, D を operate させる、次いでその結果、次の項 E に “+” を operate させ、その結果と F に “/” を operate させる。その後結果と B に “+” を operate させ、最後に結果と A に “=” を operate させることを示している。operator の前 2 項（結果である場合もある）を現れた operator の順に処理して進めばよいようになっており、ここではすでに operator 間の作用の hierarchy は考慮に入れなくてよいようになっている。

これと同値な働きを compiler の操作に取り入れた場合通常次のような方法が用いられる。

まず A が読み込まれるがこれがある memory area に stack する。その次に読み込まれるのは “=” であるがこれは operator であるから別の同様な area に stack する。

次に B が A と同じ area の次の番地 (adress) に読み込まれ次の “+” が読み込まれたときに operator area の中に最も新しく読み込まれた operator と操作の hierarchy を比較する。この場合 “+” の方が hierarchy が高いとされてそのまま operator area に stack される。以下同様の操作を続けると

I area: A, B, C, D

O area: =, +, ×

となるが、次に読み込まれた “+” は “×” より hierarchy が低いので、このときは

$$C\times D \longrightarrow T$$

と output し、T を C, D の代わりに I area にしまい “×” を O area から消去する。結果は

I area: A, B, T

O area: =, +

となる。以下

I area: A, B, T, E

O area: =, +, +      T+E  $\longrightarrow$  T

I area: A, B, T, E

O area: =, +, /      T/F  $\longrightarrow$  T

I area: A, B, T

O area: =, +      B+T  $\longrightarrow$  T

I area: A, T

O area: =      T  $\longrightarrow$  A

となる。

上の表現に用いられている記号 T は中間結果（文法上ではこれはある文法単位に相当する項である。）を表わしている。ALGOL compiler ではこの push-down 方式の処理を ALGOL の文法の指示に従ってこの arithmetic expression の処理を含めて、言語の翻訳の全過程に拡張した処理の仕方を取ることができる。上の arithmetic expression の push-down 方式による解析の途中で必要な arithmetic operator 間での演算の hierarchy も ALGOL の文法の中ではこれを含む全 delimiter および文法単位の間 hierarchy の一部として定義の内に含まれている。さて文章の処理の仕方はこの push-down 方式を取るが次にこれを実行するためには、文法の定義に語られているところを compiler 内部の操作機構として計算機の可能な操作での表現を与えなければならない。

それにはまず二つの文法単位  $\alpha, \beta$  がこの順序に従って位置し得るか否かということによって、関係 ( $\alpha, \beta$ ) が成り立つか否かを定義する。さらに文法上 ( $\alpha, \beta$ ) なる関係にある  $\alpha, \beta$  においてこれらがこの順序にあるときいずれが解釈過程での先行性をもつかを規定している。すなわちここで述べている hierarchy とは  $\alpha$  が  $\beta$  より hierarchy が高いときには  $\beta$  の前にあるいくつかの文法単位群から一つの文法単位を定義できることを意味し  $\beta$  の方が hierarchy が高いときにはそうした一つの文法単位を定義するのに不十分であることを意味している。( $\alpha, \beta$ ) の関係にないときは文法に当てはまらない、つまり文法上誤った記述であることを示している。これらの関係を compiler の内部に組み入れるときには縦横に文法単位をその順にならべて各行と列との交点に関係があるかないか、関係があるときは行（先行文法単位）側が列側より hierarchy が高いか低いかという三つの場合の information に対応する三値変数で書かれた matrix として表現される。さらに文法上特別な文法単位に当る delimiter (arithmetic operator もこれに含まれる。) に属する element の 2 項関係 ( $a, b$ ) を、次のように  $a, b$  がこの順序でその間にある特定の文法単位をはさむ関係にあるか否かによって定義する。すなわちこのときにも compiler に対するこの関係の表現は縦と横に delimiter element を並べ、行と列との交点に関係が成り立つときはその間に入るべき文法単位名を書き、関係が成り立たないときには blank (文法的誤を示す) を与えた matrix として表現される。

次に各文法単位に対しておのおのに単一でそれへと解釈を進め得る高次の文法単位の list を持つ。これは、たとえば日常言語において〈名詞〉という文法単位を考える場合これからは〈主語〉にも〈目的語〉にもさらには〈補語〉にも成り得る。

解釈の過程で、ある文章位置にくる文法単位が何であるべきかが規定されていることがあるが、そのとき、いまその位置にある文法単位が実はここに必要な文法単位になり得るのかどうかの判断を与える information が必要になる。ALGOL においてそれを述べているのがこの list である。このほかに、はじめに述べた matrix に従って一つの文法単位を他の低次の文法単位群で構成可能ということが指定されたとき、さかのぼって低次の文法単位のどこまでが次のある文法単位を定義するかという information を与える list が必要である。以上の information を compiler の内部 table に表現して、翻訳の構造解析の過程が処理される。

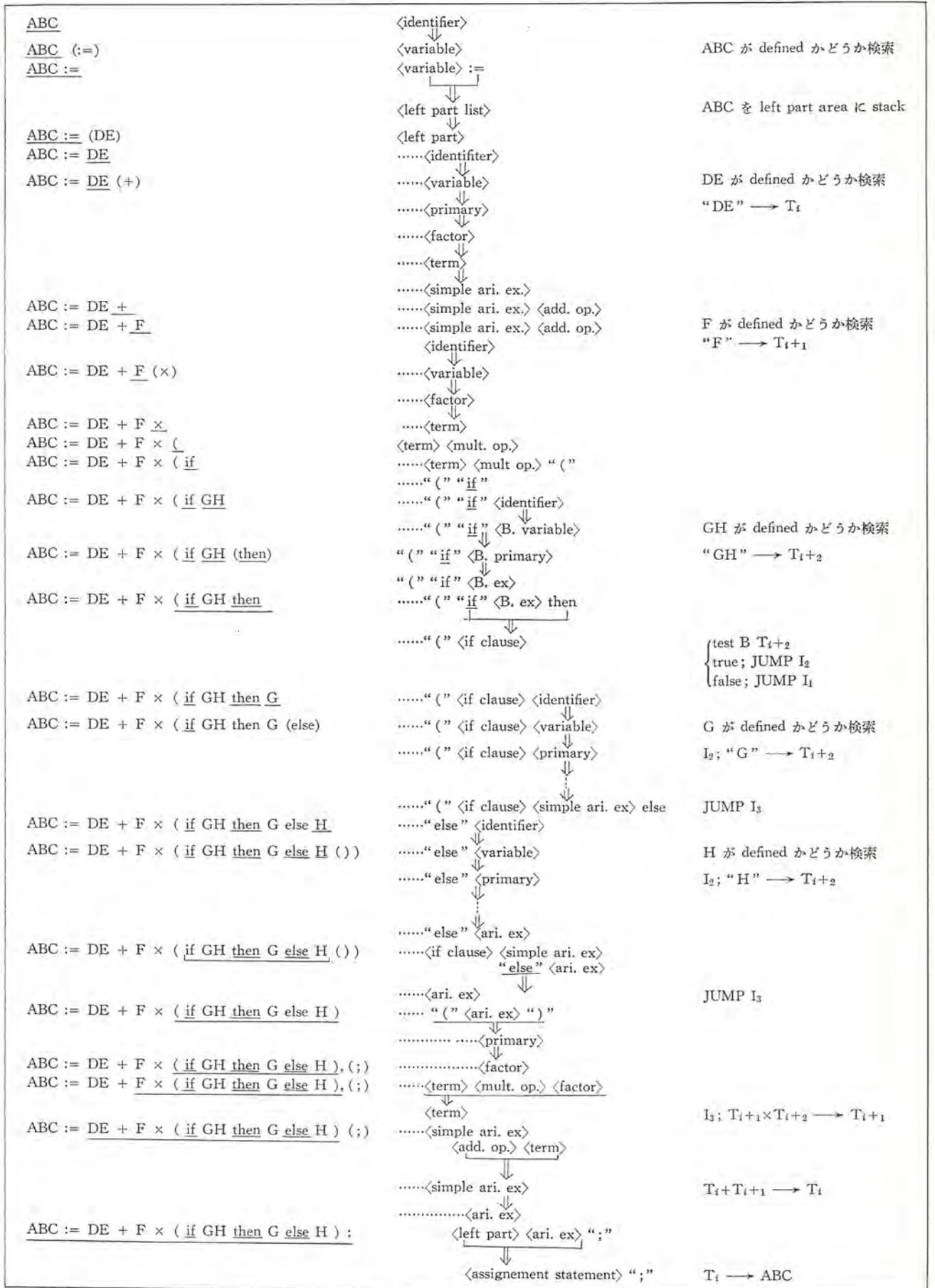


図 3.1 Push-down 方式による ALGOL 文の解析例

計算機語への表現の変換の仕事は上述の系とは分離して構成される。ALGOL compiler において、これがいかなる計算機語への翻訳を考えられているかについては文法構造の解析系は不変部分である。すなわちそれへの翻訳の対象となる計算機語の性質が関係してくるのはこれから述べる意味 (semantics) の表現変換の系においてである。したがって compiler においてこの部分を色々取り換えることによって ALGOL から他の様々な計算機語への compiler となり得る。

意味表現変換の系は、ALGOL の文法単位のおのおのに対応して、その文法単位の文章論上の意味、機能を計算機語での表現で置き換える働きをする subroutine からなり、これらの subroutine 群からなる系は全体としての文章変換を単位機能をもつ各文法単位に結びついた subroutine の有機的な関連によって、上部解析機構の指示のもとに働くことによってなされる。

これら subroutine は解析機構において、低次文法単位から高次単位が定義されこれによって解析過程の文法単位図式が置き換えられるときに定義される文法単位に相当する semantics subroutine へ入って翻訳上の処理がなされる。

以下に簡単な例文を用いて ALGOL 文の翻訳の過程の概略を示す。例に現われる  $T_i$  というのは object program に用いられる Temporary location の address を示しているものである。

## 4. Object Language に 現れる Floating Temporary

ALGOL source program を object language program に翻訳するときに、object language による表現において information の buffer storage として temporary location がしばしば必要とされる。(たとえば先の例のように arithmetic expression を compile するときの  $T_i$  がそれである。)

この temporary location は compiling の際に static な仕方でももちろん与えることはある程度可能であるが (現存する I. B. M. FORTRAN ではすべて static な temporary を用いているものと思われる。というのは FORTRAN の language としての成立をみると floating temporary を用いなくては不可能であるとか、language にある制限を加えなくてはならないという必要がないこと、および一般に static temporary を用いた方が machine language の面で考えたとき演算速度の点で有利であることなどからそのことが推察される。) ALGOL を source language とする場合には temporary を static にすることは制約になることを示すことができる。これは、とくに procedure の recursiveness を machine language に変換しようとするときに起こることである。これに関してはあとで触れることにして、floating temporary と static temporary についての機能上の差を述べてみる。

$$A := (B+C)/(D+E) + (F+G)/(H+I)$$

を compile する。(計算機の演算レジスタは一つしかないものとする。この条件は、一般には演算レジスタが複数個あったとしても有限個であるからこの話を上にならざるに一般性を失なわない。) machine operation でこれを表現すると (push-down 方式による。)

$$B+C \longrightarrow T_1$$

$$D+E \longrightarrow T_2$$

$$F+G \longrightarrow T_3$$

$$H+I \longrightarrow T_4$$

$$T_3/T_4 + T_2 \longrightarrow T_5$$

$$T_1/T_2 \longrightarrow A$$

となる。このとき temporary  $T_i$  を static にするには compiling に際して compiler 内部で index  $i$  を持っていれば、(新たに Temporary が必要なときには  $i$  を 1 だけ増し、temporary が使用されるときに  $i$  を 1 だけ減らす。) この  $i$  を用いて temporary name  $T_i$  という固定した location を与えることができる。

floating temporary というのはこの index での操作を execution phase で行なうようにしたものである。つまり同じ temporary name  $T_i$  にしても floating temporary の場合は  $i$  が変数の形のまま object language に表現したものである。上の例のような場合には static と floating の原理的な違いはどこにも現われない。ところで source language に現われる subroutine を変換することを考えてみよう。一般に subroutine を execution phase で考えるとこれは main routine の実行の途中で割り込み的に呼び出されてある種の仕事をこなすのであるが、このとき main routine で使用される temporary と subroutine で使用される temporary について注目する。通常 compilation のときに与えられる temporary 相互の間には、一連の program が書かれた順序が execution の際の実行の流れに一致するものと考えて、これに必要な logical な関係を与えられている。一方 subroutine はこの関係のある意味で破るような働きをする。(ある意味というのはこの関係を無秩序に破るというのではなく、main routine の temporary の使用関係の途中に中絶的に subroutine の temporary が使用されるということである。) というのは、subroutine は source program の中では call が現われる前に (論理的には後でも同じである。) compile されているとすれば static temporary を与えた場合では、ある  $i$  に対して  $T_1, \dots, T_i$  をこの中で割り当てられている。ところで subroutine call を compile しているときにはこれがある main の仕事の途中であるならばここでも必要な temporary として、そのときの使用中の temporary が  $T_1, \dots, T_i$  だけある。これが execute されるときのことを考えると execution の流れはここで subroutine を実行して再び call 以下に書かれている program を実行するのであるが、すでに必要な  $T_1, \dots, T_i$  の内容が失なわれてしまうことを意味している。static temporary を用いるときはこのことを避けるために各 subroutine ごとに別系統の temporary  $T'_1, T'_2, \dots$  を用いなければならないということになる。(subroutine が recursive のときは上のこともできなくなる。)

floating temporary についてこれを考えてみよう。その前に temporary の働きがどのように与えられているものかふりかえってみると source program が push-down 方式で処理されているものとする、object に現れる temporary も当然これと同じ性質を持つようになる。つまり  $T_i$  のうちで  $i$  の最も大きいものから operate されて使用済みとなっていくことである。したがって floating temporary の立場をとると execution の過程に必要な temporary を object 内の index  $i$  に従って次々に積み重ねて行けば、最後に積み重ねた temporary がいつでもこの次に使用される temporary であるということになる。static temporary のところで述べたよ

うな subroutine call による割り込みがあったとしても

$$T_1, \dots, T_i, T_{i+1}, \dots, T_{i+1}$$

とすることができるならば subroutine の実行が終わったときは

$$T_1, \dots, T_i'$$

となっており  $T_1, \dots, T_i'$  の information はなんらそこなわれず、また最初に用いられるべき temporary が  $T_i'$  となっている。

floating temporary というのは実はこのことを行なっているのである。subroutine が recursive であるときには、自分自身の中へ入っていくときには subroutine 内部の古い information は保存されていなければならないが、static な temporary  $T_i$  を用いるときにはこのことはも早できない。すなわち  $T_i$  を自分自身で二重にも三重にも使用しなければならないからである。

これが floating temporary であると recursiveness は自然に実現している。それは floating temporary が同じ routine で用いられているにしても実行に際し時間的な関係を持っていることから別のもとのみならずすることができることによっている。

以上の object language について source language, とくに ALGOL 60 の recursiveness に結びつく重要な概念として floating temporary について述べた。

## 5. む す び

一般的な言語から言語への自動翻訳の立場から、その特殊な場合としての ALGOL 言語とその機械語への compiling system についてこれまで考えてきたが、この自動化は計算機のためだけのなにか特殊な機械的な変換の技法を見出すということにあるのではなく、言語そのものに対する研究により、その成り立ちと文法（機能的）の構造を明確にとらえることによって言語に対する自らの記述の機構を明らかにすることによってこれがなされるのであるといえる。実際の自動化の仕事というのはこれらの明ら

かにされた function の機械語的表現を求めることにはすぎない。実際の日常言語を問題にする場合、これは単に言語表現対象の広さ、また複雑さばかりでなく、歴史的な産物としての性格、すなわち慣用の変化に伴う新旧文法構造の無矛盾性、一意解釈性が保証されているとは必ずしもいえないし、また意味論上の立場からも意味づけが多くの場合多重化されて来ているが、これが解釈の多義性として、文章にまで解釈を進めた場合にも残り得ること、ここでは解釈の個人性（確率的解釈を導入しなければならない）が生きた言語、そしてその解釈として心理的な作用が日常言語による human communication では働いているということを考えなければならぬ。だが実はこれは communication という立場からすれば言語のもつ使用上の関係、あいまいさであって、唯一の解釈を許す文章のみしか書けないというようになっておらず、このことを最大限に利用するのが文学作品であって、意味のとれなさ、あいまいさが読者の心理的な作用によって、作品の陰影、含蓄としての効果を持せる働きを与えているのである。原作品と翻訳文とでは作品の image を変えるということも一つにはこのことに関係しているのである。一方論理的な文章たとえば、数学の証明文のようなもの場合は本来唯一の意味しか与えないように書かれているものである。これが読む者によって違って解釈されるということは証明文が悪いか、読む者が間違っているかのいずれかである。

日常言語の翻訳という場合には、特殊な人造語である ALGOL の翻訳を考える場合に比べて言語的に特殊な因子、機能を文法と解釈の機構に要求することであろう。そしてこのことのためには言語学上の研究の進歩と成果を待たなければいけないと同時に、本来の意味の communication を意図する言語の立場からは、言語学的な観点から正しい communication を乱す言語上の乱れを正す方向への努力をなされてしかるべきであると思われる。

# 新製品紹介

## 脈拍を自動的に数える “三菱ハートペット”シリーズ完成

学童のステップテストや運動選手のトレーニングに脈拍数は重要な指針である。脈拍数の測定には普通手首の触知によるが、脈動の著しい場所を探すこと、数えることなどにはある程度の熟練が必要でとくにひん脈の場合には困難である。

ハートペットは簡易形の脈拍度数計で、脈拍ピックアップに小指また



ハートペット HR-6 の使用状況

は適当な指をそう入することによって脈拍を簡単に検出することができる。

ピックアップは透過光電容積脈波検出方式を使っており、血流の脈拍ごとの変化が、フォトル抵抗値の変化として検出されるようになっている。

ハートペットはその指示方式により次の3種類がある。

形名	HR-6	HR-7	HR-8
使用トランジスタ	3石	4石	5石
電源	単三 2個	単二 2個 R006 3個	HR-7に同じ または AC 100V
指示方式	脈拍に同期して指針がふれる。	脈拍に同期してカウンタが積算	脈拍に同期して指針がふれカウンタで積算
大きさ(mm)	65×120×32	63×80×160	本体 70×100×160 ACアダプタ 90×100×130

## アーク溶接機用 HF 形高周波発生装置を完成

小電流のアーク溶接においてはアークが切れやすく、したがって小電流を使用する薄板溶接では溶接作業者は非常な熟練を要する。

HF 形高周波発生装置は電流ゼロの位相付近で溶接棒と母材間に高周波、高電圧を印加し、溶接アークの安定化を計ったものであり、当社の MA 形交流アーク溶接機、TD 形直流アーク溶接機に付属して安定な薄板溶接作業に威力を発揮する。

### ■ 特長

- (1) 高周波の添加方式に直列方式を採用しているため、高周波の減衰が少なく、常に安定なアークを維持できる。
- (2) 昇圧変圧器に当社独特のダイヤレン処理を施し、吸湿が少なく、耐電圧の高い変圧器としている。また変圧器自体を小形軽量にできた。
- (3) 対地間の絶縁にはすべて吸湿の少ない無機質絶縁材料を使用している。
- (4) 火花キヤップにはタングステン電極を使用し、電極の消耗を

少なくしている。

### ■ 仕様

形式	電源電圧(V)	周波数(c/s)	高周波発生方式	発振周波数(Mc)
HF	200	50/60	火花キヤップ、直列添加式	約 2



HF 形高周波発生装置

## NL-5 形小形電動油圧押し機(スーパリフタ)を完成

NL 形スーパリフタは、配管・バルブのいらない簡便な油圧出力機としてクレーンや巻上機などのラッキ装置を始め、ドアの開閉・プレス・バルブの操作用として広く使用されている。

すでに 4 機種が標準品として生産されているが、今回、NL-5 形スーパリフタを新しく完成した。

NL-5 形スーパリフタは従来のものと異なった構造になっている。従来品はシリンダフレームの外周におかれた 2 軸が上下運動するのに対し、本機はシリンダフレーム中心におかれた一本の軸によって上下運動する構造となっている。したがって相手機械との連結が簡単であり、小形軽量で取り扱いが容易・構造簡単などの特長を持つ

ている。

スーパーリフタは、油圧シリンダあるいはエアシリンダの代用として、その応用範囲は多くかつ、運転維持費は少なく耐久性があるため需要はますます増大している。

■ 仕様

形式	押上力×ストローク (kg) (mm)	上昇時間 (sec)	下降時間 (sec)	電 動 機				油量 (l)	重量 (kg)
				出力 (W)	極数 (P)	電圧 (V)	周波数 (c/s)		
NL-5	5×50	0.6	0.7	50	2	200/220	50/60	1.5	12

NL-5 形 スーパーリフタ



FM ステレオ放送が聞ける

三菱 FM マルチステレオ DSS-501 形新発売

当社では、FM マルチステレオアダプタを内蔵し、プレーには、レバー一つの操作で、完全自動演奏できるパーフェクトオートプレーを、またスピーカーには豪華な2ウェイスピーカー方式を採用するなど、多くの特長を備えた DSS-501 形三菱ステレオを新発売いたします。

■ 特長

(1) FM ステレオ放送が聞けます。

FM ステレオ放送用 マルチアダプタを内蔵しておりますので、話題の FM 放送が、モノラルとステレオ放送のいずれでも聞けます。

(2) すべての操作がレバーひとつで完全自動(パーフェクト・オート・プレー使用)

演奏の開始から終了まで、すべての操作が完成自動式という、三菱だけがもつすぐれた特長です。もちろん途中からの演奏、途中でも演奏停止も思いのまま、レバーの操作だけですから誰にでも楽に操作ができ、レコードや針を痛める心配がありません。

(3) 2ウェイスピーカー方式採用

音質の良さでは、古くから定評のある三菱ダイナトーンスピーカー(20cm スピーカと5cm スピーカ)を使用しておりますから、低音から高音までくまなく美しい音を再生します。

(4) 音の深まりを増すエコー装置つき

(5) 音の広がりを調整するステレオコントロールつき

(6) 長寿命のダイヤ針使用

(7) リモートコントロール接続可能

■ 仕様

ステレオアンプ STA-501 (スピーカーつき)

形式 10 球 1 石 11 ダイオード

3 バンドチューナ付きステレオアンプ

受信周波数 MW535~1,605 kc, SW 3.8~12 Mc

FM 76~90 Mc



DSS-501 形三菱 FM マルチステレオ  
現金正価 ¥ 64,500 月賦正価 ¥ 68,000

感 度	極微電界級
音声出力	無ヒズミ出力 2.0+2.0 W, 最大出力 4.0+4.0W
スピーカ	20 cm ダブルコーンスピーカ……2 個 5 cm スピーカ……2 個
ステレオプレー	STP-501 形 (完全自動機構付き)
モーター	4 極高性能 シンクロモーター
ターンテーブル	直径 20 cm
ピックアップ	ターンオーバー形 ステレオ・セラミック・カートリッジ タイプ モンド針つき
速 度	4 スピード (78, 45, 33 <sup>1</sup> / <sub>3</sub> , 16 <sup>2</sup> / <sub>3</sub> rpm)
針 圧	7 g
外形寸法	幅 105×高さ 76×奥行 39 (cm)
重 量	30 kg

なんでもかんでもがめつくメモろう!

三菱 テープレコーダ T-140 形 (メモリカ) 新発売

当社では、語学学習に重点をおいた、オルトランジスタ方式の小形軽量で携帯に便利な三菱 テープレコーダ (愛称 メモリカ) を新発売いたし

ます。

### ■ 特 長

- (1) オールトランジスタ方式採用  
録音再生アンプには、すべてトランジスタを使用しておりますので、小形軽量で、しかも高性能です。
- (2) 大出力トランジスタ使用  
再生アンプの出力用には、とくに大出力のトランジスタを使用しておりますので、豊かな音量が得られます。
- (3) 5号テープ使用可能  
小形ながら5号テープの使用ができますので、3時間の録音ができます。
- (4) 携帯に便利  
3号テープをかけたままつたができるので、持ち運びにたいへん便利です。
- (5) 安定した速度  
テープの駆動方式にはキャプスタン駆動方式を採用しているため、常に安定した速度が得られます。
- (6) 斬新なデザイン  
ケースに紅白のツートンカラーのプラスチックを、ハンドルには美しい金属を配した、近代的なデザインです。

### ■ 仕 様

電 源 AC 100 V 50/60 c/s  
 消費電力 40 VA 以下  
 テープ速度 2 スピード (9.5 cm/sec, 4.75 cm/sec)  
 録音方式 半幅ダブルトラック  
 録音バイアス AC バイアス方式  
 消去方式 直流消去



T-140 形三菱テープレコーダ (メロカ)  
 現金正価 ¥ 13,800 月賦正価 ¥ 14,600

録音レベル表示 パイロットランプ  
 使用トランジスタ 2SB263……2個, 2SB32……4個  
 スピーカ 10×7 cm 円形 パーマネントダイナミックスピーカ  
 入力ジャック マイク入力……1個, 高レベル入力……1個  
 音声出力 無ヒズミ出力……550 mW 以上, 最大出力 700 mW 以上

### 録音再生時間

	標準テープ		ロングテープ	
	5号	3号	5号	3号
9.5 cm/sec	1時間	20分	1時間30分	30分
4.75 cm/sec	2時間	2時40分	3時間	1時間

外径寸法 幅 23.5×高さ 10.5×奥行 20.5 (cm)  
 重 量 約 29 kg  
 付 属 品 ダイナミック・マイクホン, 三菱テープ (3号形 ロングテープ) 三菱リール (3号形), 接続コード, イヤホン

最初にタイムスイッチをセットするだけで  
 給水—洗たく—ゆすぎ—排水がすべて自動的にできる

### 三菱自動洗たく機 EWA-900 形新発売

当社では、従来品と機能的に異なる新しい洗たく機として、最初にタイムスイッチをセットするだけで、給水—洗たく—ゆすぎ—排水といった一連の工程がすべて自動的に行なわれる、文字どおりの自動洗たく機を新発売いたします。

### ■ 特 長

- (1) 新機構を採用した洗たく機で、最初にタイムスイッチをセットするだけで、給水—洗たく—ゆすぎ—排水の工程が、すべて自動的に行なえる画期的な自動洗たく機です。
- (2) 洗たくが、一度に多くできる大形洗たく槽 (1.8 kg) を採用。
- (3) 水流には、三菱独特の強弱反転水流を使用していますので、布地をいためず、ムラ落ちがありません。
- (4) 正確で、しかも完全防水形の自動タイマを採用
- (5) 洗たく機専用に設計された三菱コンデンサモートルを使用していますので、寿命が長く、消費電力も少ない。

### ■ 仕 様

洗たく方式 自動反転ウズ巻式  
 洗たく容量 1.8 kg (34 l)  
 電 源 AC100 V 50/60 c/s

外形寸法 幅 500×奥行 420×高さ 938.3 (mm)  
 重 量 315 kg  
 形式承認番号 9-2024  
 付 属 品 洗たくカゴ……1個, 給水ホース (1.5 m)……1本  
 ホースバンド (給水用)……2個, (排水用)……1個  
 排水ホース (金具つき)……1本



EWA-900 形  
 三菱自動洗たく機  
 現金正価 ¥ 31,000  
 月賦正価 ¥ 32,500

## ■ ホテルオータニ納めエレベータ

オリンピックを前にしてホテル建設のラッシュが続いたが、なかでもホテルオータニはその規模において、また建築構造において画期的なものとして世の注目を浴びている。当社はホテルオータニ納めに乗用、人荷用合わせて8台のエレベータを納入したが、豪華なインテリアデザインにマッチしたエレベータの斬新な意匠、新しい建築構造に適合したエレベータの構造設計など、数々の特長を持っているので概略を紹介する。

乗用エレベータの意匠について述べると、カゴ室は落ち着いた調子の木目塗装であり、天井はクシ(櫛)形のクリスタルガラスに乳白色のチーフを吹き付けた全面つり天井を、サイドから柔かく間接的に照明する手法を用いた。これはあたかもシャンデリアに似て豪華なふんい気を創成している。乗場については、三方つきは意識的に単純な形状のステンレスであり、ホールランタン式の表示灯とともに、そのシッブルさがエレベータホールのふんい気に調和することをねらっている。

次に乗場およびカゴのボタンに、ルミネタッチボタンを採用したことも特筆すべきことである。緑色に輝くエレクトロルミネッセンス板の中央に、オウ(凹)面鏡の円形ボタンを配した斬新なデザインは、かならず内外の好評を得るものと期待される。

構造的には、ホテルオータニは国内における本格的超高層ビル第1号であり、エレベータの構造設計の見地からも、耐震設計を採用した点でまさに画期的なものといえることができる。すなわち、超高層ビルは一般に柔構造建築となるので、地震の際の水平振幅および水平加速度が大幅に増加する。さらに昇降路の壁面は強度材ではないからレールブラケットは各階床の強度材にたよることになり、ブラケット間隔が長くなる。このためレールの荷重条件が二重に過酷になる。これに対し、レールにパッキングを施して地震の際のレールの強度、タワミを補償した。また、スライディングクリップの採用によって地震や台風時の建築の水平振幅にレールが追従できる構造にした。柔構造ビルでは上層階ほど前述の水平加速度が大きいため、エレベータの機械室の機器には特別な考慮が必要である。この点、巻上機の取付方法その他とくに安全を確保する構造を採用した。

以上の耐震構造は地震国における柔構造ビル用エレベータの将来を示唆するものとして意義深い。



ホテルオータニエレベータ乗場

## ■ 帝都高速度交通営団5号線用制御装置完成

この装置は、軌間1,067mm、電気方式DC1,500V架空線式、1個当たり100kWの容量の主電動機を有する、8M2T編成の電車を、最高速度100km/h、加速度3.5km/h/s、減速度4.0km/h/s(荷重に無関係に)で、制御するものである。

### ■ 主要要目

制御方式	8個主電動機単一制御。発電ブレーキ付 応荷重加減速度制御	
主回路方式	特殊橋絡渡り方式	
制御段数	カ行 直列	17段
	並列	25段
	弱界磁	10段
スポッティング	25段	
制動	41段	
力行起動	1段減流・弱界磁起動	
力行オフ	2段減流シタ断	
電制方式	オフ・スポッティング(片回路他励磁)	
電制オフ	弱界磁シタ断	
電制終速	8km/h	
限流値制御	カム電動機操作方式 応荷重、アクチュエータ併用磁気増幅器、SCR による制御方式	

### ■ 特長

- (1) 応荷重装置と組み合わせ、乗心地に最適なパターンを発生させ、起動時の加速度の変化をなめらかにしている。
- (2) 力行中の直列並列の渡りは、ショックの最小な点で、特殊橋絡渡りを行ない、ショックの少ない渡りを行なうように設計されている。
- (3) 制御段数は、力行52段、制動41段と、超多段であるため、加減速中の、加減速力の変化は少なく、スムーズな制御が行なわれる。
- (4) 力行時には、自動的にスポッティングが行なわれ、電制作用の準備を行ない、電制の立ち上がりを早く行なうことにより、制動への切替時のショックを軽減させている。
- (5) 力行オフ、制動オフ時は、減流または弱界磁シタ断を行なうことにより、ショックを軽減させている。
- (6) この装置全体は、いくつかの装置より構成されているが、各装置は、ブロック化されており、保守点検が非常に便利である。

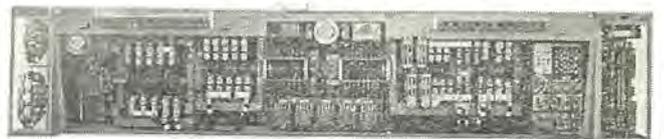


図1 主制御器箱

### ■ 運転手教習装置

急増する運転手養成に対処し、現車乗務前に取り扱い原理を習得させるための教習装置も同時に完成した。

この装置は、照光板付き制御器と教師操作盤付き運転台からできている。

■ 特長

- (1) 力行、制動、タ行(スポッティング)における、各ステップ進段による主回路の切り変り方を照光板にランプ点滅して表示する。
- (2) 教師操作盤からの事故模擬に対し、教習生が、その処置を習得できる。



図2 教習装置運転台



図3 教習装置制御器

■ 1964年日本国際工作機械見本市に新製品出品好評を博す

去る11月9日より20日までの12日間、東京晴海会場において1964年日本国際工作機械見本市が日本を含めソ連、イタリア、アメリカなど18カ国が参加、480社から出品された世界一流の工作機械専門フェアが開催された。当社からは下記の2機種の新製品を発表し、参会者の注目をあび絶賛好評を博した。

■ 新潟鉄工納め計算機内蔵形三次元数値制御装置 (MELDAS-2413)

このシステムはベス・マシンとして、生産フライス盤を使用し、さん孔テーラによって同時に三次元連続制御するとともに、工具選択、主軸速度選択などを自動的に行なわせるようにした高能率の数値フライス盤であり、業界待望の数値制御の決定版といわれている。

また、計算機内蔵形であるため、カット径の補正や送り速度の変更をダイヤル操作で行なうことができ、プログラミングについてもきわめて容易である。

主なる特長は下記のとおりである。

1. ターレット式による自動工具交換
2. 工具回転数のプログラムによる自動変速
3. 同時三次元連続切削
4. 機械変位最終端よりの高精度の直接フィードバック

5. 安定した外乱に強いアナログサーボ系
6. 計算機内蔵形の指令装置
7. バックラッシュのないボールスクリュウの採用
8. 複合機能をもった高性能
9. ペンダントスイッチによる集中操作
10. 実用できる経済コスト

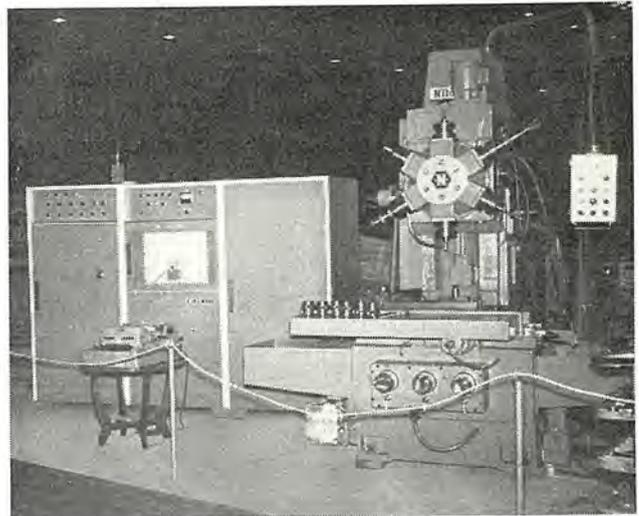


図1 三次元数値制御装置

■ 寿工業納め大形ならいフライス盤制御装置 (MELDAS-2830)

このシステムは世界で初めて開発された無接点検出方式による三次元ならい制御装置である。この新しいならい制御方式の実用化に成功したことによって従来使用されていた接点方式によるオン・オフ制御系を無接点化し連続制御方式を採用することができ、この新しい制御方式は従来の接点方式に比べてきわめて精度が高く信頼性、融通性、経済性にすぐれた特長をもった画期的な製品である。現在本機のほかに久保田鉄工およびオーエム製作所納めものを製作中である。

主なる特長は下記のとおりである。

1. 鋭敏な電子トレーサと乾式電磁クラッチによる高精度ならい。
2. 二次元ならいとピックフィードによる切削能率の向上
3. 直流静止レオード方式による切削速度の幅広い可変
4. ボールスクリュウによる送り機構の軽快と精密
5. 曲面ならい切削の合成速度の定速装置による高性能の制御
6. 連続的検出によるすぐれた制御系
7. 各種ならいモードの集中操作



図2 ならいフライス盤制御装置

# 特許と新案

## 避雷器の動作表示装置

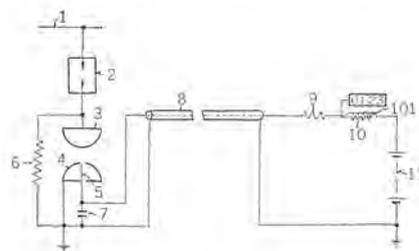
発明者 平林庄司・川根清

この発明は従来の避雷器の欠点をまったく除去し、つまり放電電流の大きさ、波形、極性にはまったく無関係に均一な作動をし、しかもこれを簡単な装置で実現しようとするものである。

今送電線路(1)に衝撃電圧が印加され、避雷器(2)が動作すると、その動作電流による抵抗器(6)の電圧降下で、主間ゲキを形成する主電極(3)(4)がまず放電し、その放電アークにより主電極(4)、補助電極(5)間が橋絡する。この時直流電源(11)により前もって充電されているコンデンサ(7)の電荷は、電極(4)(5)間を介し放電する。電極(4)(5)間の放電アークが消滅すると、コンデンサ(7)は再び電源(11)により充電が開始され、この充電電流により記録装置(10)を作動させ、避雷器の動作表示を行なう。なお(8)はコンデンサの回路と測定回路を結ぶシールド線、(9)は抵抗である。

このようにこの発明では、コンデンサの充電電流により記録装置を働かせるもので、放電電流による従来のものに比べて、動作が安定し、簡単な装置で確実に避雷器の動作表示をすることができるとのである。

(特許第403892号) (大岩記)



## チューナ切換装置

考案者 仁礼義信・杉山昌司・岩田鋼二

この考案はテレビジョンのチャンネルを遠隔操作によって切り換えるようにしたチューナ切換装置の改良構造に関するものである。通常切換装置は図4で示すような回路で動作する。すなわちチューナ軸を回転駆動する可逆電動機(4)を操作コードの先端に設けられた選択接点(11)(12)およびこれと並列に接続された自己保持接点(13)(14)を通して電源に接続しておき、上記選択接点(11)(12)のいずれかを閉合して電動機(4)を起動し、これと同時に自己保持接点(13)(14)のいずれかを閉合して電動機回転を維持し、電動機(4)がある程度回転してチューナ軸が1チャンネル切り換わると自己保持接点が開いて電動機(4)を停止するようにしている。ところが通常テレビジョン放送は1チャンネルとびで受信される。したがって1チャンネル切り換わるごとに電動機が停止しては選択に時間がかかるので電動機回路に今一つの接点(19)(20)を設けてこれを選択回転板で動作させることにより所要チャンネルにのみ切り

換え得るようにしたものである。

図1, 2, 3において、チューナ軸(10)にはチャンネル数だけの突出部を有するカム車(9)が取り付けられ、このカム車(9)の突出部が電動機に連結された歯車(5)(6)により減速駆動されるカム送り板(7)の側面に設けられた突起(8)によってこのカム送り板(7)の一回転ごとに1チャンネル分だけ送られるようになされている。そして上述したように1チャンネル切り換わるごとに自己保持接点(図1, 2, 3には図示されず)が開いて電動機が停止するようになされている。チューナ軸(10)にはチャンネル数だけ凹部A<sub>1</sub> A<sub>2</sub>……を有する選択回転板(15)が取り付けられ、上記凹部の内所要チャンネル以外に対応するものにはコ形バネ金具(16)が第3図のように装着されている。さらにこのコ形ばね金具(16)によって塞がれない凹部に先端が突入するほぼ三角形の作動子(18)が基ワ(1)の開口部に軸支され、その作動子(18)の両肩部に接

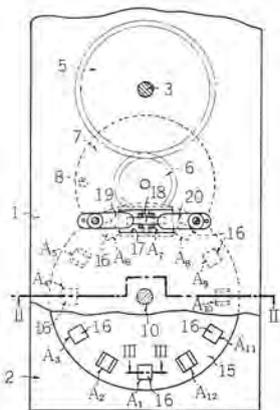


図1

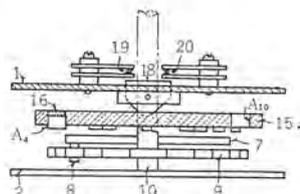


図2

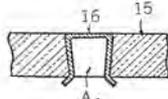


図3

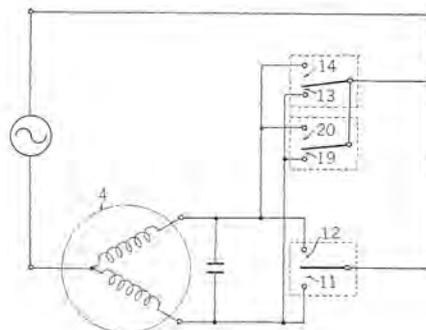


図4

点が設けられている。

したがって、電動機によって1チャンネル切り換えたとき、選択回転板(15)のオウ部  $A_2, A_4, \dots$  に作動子(18)の先端が突入すれば接点(19)(20)はいずれも開くため電動機は停止するが、1チャンネル切り換えたときに作動子(18)が選択回転板(15)のパネ金具(16)の装着されているオウ部  $A_1, A_3, \dots$  に対応しているときは作動子(18)が選択回転板(15)の側面にのり上げたままでその肩に

よって接点(19)(20)のいずれか一方を閉じているため電動機は停止せず、次の所要チャンネルまで連続的に切り換えられる。

以上のようにチューナ軸にチャンネル数だけオウ部を有する選択回転板を設け、このオウ部の内任意のものをコ形パネ金具で塞げるようにしておけば、きわめて簡単に任意の希望チャンネルのみ自動的に電動機を停止させ得る切換装置を得ることができるものである。

(実用新案登録第583623号) (竹歳記)

### チューナ 切 換 装 置

考案者 杉山昌司・岩田鋼二

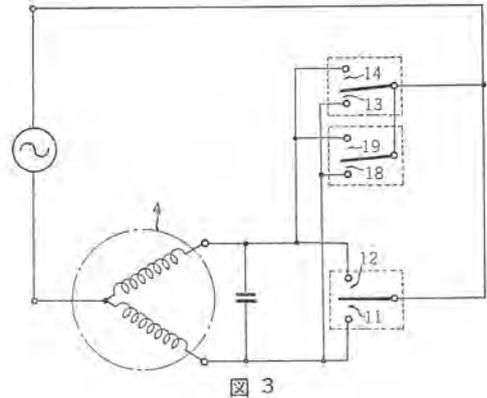
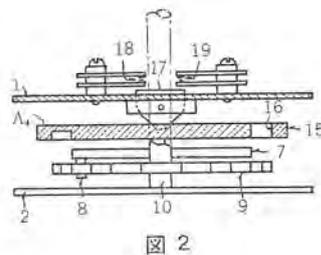
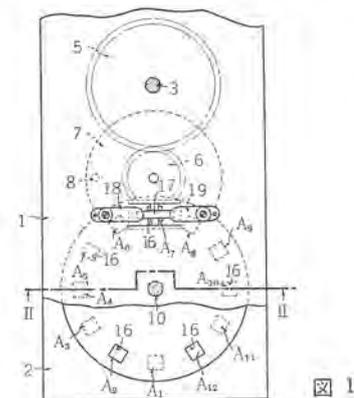
この考案はテレビジョンのチャンネルを遠隔操作によって切り換えるようにしたチューナ切換装置の改良構造に関するものである。通常切換装置は図3で示すような回路で動作する。すなわちチューナ軸を回転駆動する可逆電動機(4)を操作コードの先端に設けられた選択接点(11)(12)およびこれと並列に接続された自己保持接点(13)(14)を通して電源に接続しておき、上記選択接点(11)(12)のいずれかを閉合して電動機(4)を起動し、これと同時に自己保持接点を閉合して電動機回転を維持し、電動機(4)がある程度回転してチューナ軸が1チャンネル切り換わると自己保持接点が開いて電動機(4)を停止するようにしている。ところが通常テレビジョン放送は1チャンネルとびで受信される。したがって1チャンネル切り換わると電動機が停止しては選択に時間がかかるので電動機回路に今一つの接点(18)(19)を設けこれを選択回転板で動作させることにより所要チャンネルにのみ切り換え得るようにしたものである。

(13)(14)(図1,2には図示されず)が開いて電動機が停止するようになされている。チューナ軸(10)はチャンネル数だけ肉薄部  $A_1, A_2, \dots$  を有する選択回転板(15)が、取り付けられ、上記肉薄部の内所要チャンネルに対応するもののみ肉薄部を突き破ってオウ部(16)が形成されている。さらにこのオウ部(16)に先端が突入するほぼ三角形の作動子(17)が基つ(1)の開口部に軸支され、その作動子(17)の両肩部に接点(18)が設けられている。

したがって、電動機によって1チャンネル切り換えたとき、選択回転板(15)のオウ部(16)に作動子(17)の先端が突入すれば接点(18)(19)はいずれも開くため電動機は停止するが、1チャンネル切り換えたときに作動子(17)が選択回転板(15)のオウ部(16)に対応しないときには作動子(17)の先端が選択回転板(15)の側面にのり上げたままでその肩によって接点(18)(19)のいずれか一方を閉じているため電動機は停止せず次の所要チャンネルまで連続的に切り換えられる。

以上のようにチューナ軸に選択回転板を設けこれを肉薄部付きのたとえばプラスチック板などで作っておけば、任意の肉薄部を破って除去することによって希望のチャンネルのみ自動的に電動機を停止させ得る切換装置を得ることができるものである。

(実用新案登録第583624号) (竹歳記)



### チューナの遠隔切換装置

考案者 杉山昌司・岩田鋼二

この考案はテレビジョンのチャンネルを遠隔操作によって切り換えるようにした切換装置の改良構造に関するものである。通常切換装置は図1に示すような回路で動作させる。すなわちチューナ軸を

回転駆動する可逆電動機(1)を操作コードの先端に設けられた正逆転選択開閉器(8)およびこれと並列に接続された自己保持開閉器(4)を通して電源(2)に接続しておき、上記選択開閉器(8)

の(9)(10)いずれかを閉合して電動機(1)を起動し、この起動と同時に自己保持開閉器(4)の(6)(7)いずれかを閉合させ、電動機(1)がある程度回転してチューナ軸が1チャンネル切り換わると自己保持開閉器(4)が開いて電動機(1)を停止するようにしている。この考案は上述した自己保持開閉器(4)の動作機構に関するものである。

図1~4において、チューナ軸(18)にはチャンネル数だけの突出部(17)を有するカム車(16)が取り付けられ、このカム車(16)の突出部(17)が減速歯車(13)の側面に設けられた突子(19)(20)によってこの歯車(13)の半回転ごとに1チャンネル分だけ送られるようになされている。上記減速歯車(13)は他の減速歯車(12)を介して駆動電動機に連結されている。上記減速歯車(13)には2個の切欠ミジ(21)(22)が上記突子(19)(20)と直交する線上に設けられ、歯車(13)が回転するときこの切欠ミジ(21)(22)に先端が突入するほぼ三角形の作動子(24)が基ワ(15)の開口部(23)に軸(25)をもって枢着されている。さらに上記作動子(24)の両背に対

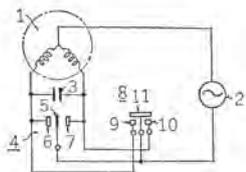


図 1

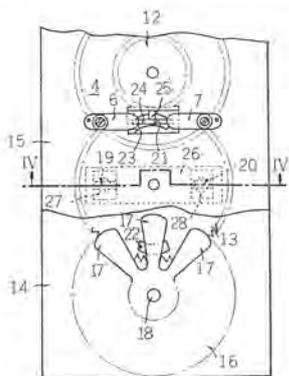


図 2

応じて自己保持開閉器(4)の接点(5)(6)、(5)(7)が設けられている。

今図1の正逆転選択開閉器(8)を閉じて電動機(1)を起動すると、減速歯車群を介して歯車(13)が回転を始める。したがって先端が歯車(13)の側面に乗り上げるため、その背部で自己保持開閉器(4)のいずれか一方の接点を閉合するから、電動機(1)の回転は維持され、突子(19)がカム車(16)の突出部(17)を1チャンネル分送る。歯車(13)がさらに回転して半回転すると、作動子(24)の先端が他の切欠ミジ(22)に突入するため自己保持開閉器(4)は開路し電動機(1)は停止する。なお歯車の停止を確実にするために基ワ(15)に突子(19)(20)に係合する係合部(27)(28)を設けておく。

このような構成の切換装置によれば減速歯車により自己保持接点の動作を制御するようにしているから使用部品の数も少なく、安価に製作し得るものである。

(実用新案登録第582552号) (竹歳記)

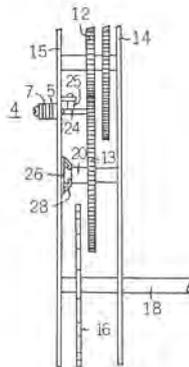


図 3

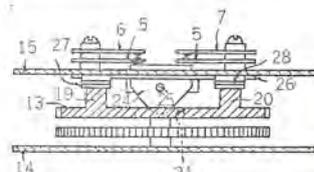


図 4

### 電 気 車 の 電 気 制 動 装 置

発明者 久留島久治・三橋英一

この発明は空気ブレーキが事故によって働かなくなったような非常時にきわめて低速時まで、電気制動力を効果的に作用させ、電気車が暴走することを防止する制動装置に関するものである。

図1は回路の略線図で、(1)は架線、(2)はパンタグラフ、(3)、(4)は断続器、(5)は制動転換器、(7)は力行および電気制動用可変抵抗、(8)は主電動機電機子、(9)は主電動機界磁巻線、(10)(11)は逆転器、(6)は制動回路を開閉する制動転換器、(13)は電気制動用補助抵抗、(12)は非常用短絡開閉器を表わし、とくにこの開閉器は主幹制御器に設けられた非常ノッチに応じて非常時に前記抵抗(13)の一部を短絡するよう構成されている。なお図2は電気制動ノッチング曲線、I II...VIIは制動電流対速度特性曲線、Fは電気制動力曲線、Lは限流点を示す。

このように制動用補助抵抗(13)を一部短絡した場合の影響は、

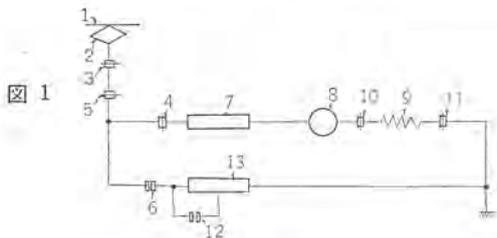


図 1

高速時にはさして問題はないが、低速時には制動抵抗値が既に小さくなっているため大きく作用し、図2点線I II...VIIのごとく、各ノッチング曲線を下方に下げ、従来空気ブレーキを使用していたような低速時、とくに停止寸前の時まで、電気制動を有効に働かせるものである。

このようにこの発明によれば、空気ブレーキがなんらかの理由で故障し、制動力皆無の状態が現出した場合、たとえばコウ配の多い線路などにおいても危険を防止することができるものである。

(特許第401450号) (大岩記)

〈注〉 本件はコウ配の大きい軌道を各所にもっている神戸電鉄でとくに問題になったので、この共同発明が有効となった。

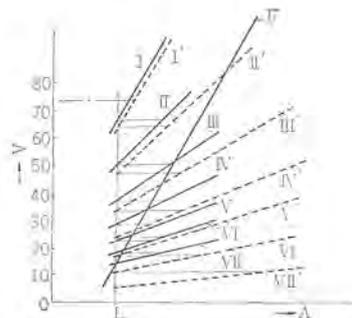


図 2

最近における社外講演一覽

年月日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所属場所
39-4-6	電気四学会	急速排気可能な ニッケルモールド 形陰極	小板橋正康	中央研究所
39-4-6	電気四学会	電解式積分器の原理と構造	松岡宏昌	中央研究所
39-4-6	電気四学会	絶縁 ウィンス の放射線による影響 (第二報)	伊藤公男・坂上義和	中央研究所
39-4-6~8	電気四学会	放電式液体集じん器の基礎特性	田畑則一	中央研究所
39-4-6~8	電気四学会	窒素中の無パルス性コロナ放電の機構	平林庄司	中央研究所
39-4-6~8	電気四学会	不平等電界における空気の破壊前駆電流	新田東平	中央研究所
39-4-6~8	電気四学会	空気の絶縁破壊に及ぼす湿度の影響	新田東平	中央研究所
39-4-6~8	電気四学会	コロナによる負性気体の分解	野村達衛	中央研究所
39-4-6	電気四学会	急しゅん波頭衝撃電圧の発生および裁断回路	川根清	中央研究所
39-4-6	電気四学会	コロナ放電による空気イオン発生器の発生ガスの分析	平林庄司	中央研究所
39-4-7	電気四学会	高出力タリウム水銀灯による道路照明の経済比較	小畑富次雄	本 社
39-4-7	電気四学会	VHF/FM における FM 負帰還方式	小林信三	鎌倉製作所 伊丹工場
39-4-7	電気四学会	150 Mc 帯モロクトロン FM トランシーバ	太田堯久	鎌倉製作所 伊丹工場
39-4-7	電気四学会	フェライト無限移相器のデジタル制御	橋本直樹	鎌倉製作所 伊丹工場
39-4-7	電気四学会	ダイオードスイッチを用いたセット予備方式	尾形陸奥男	鎌倉製作所 伊丹工場
39-4-7	電気四学会	マイクロ波通倍	一の瀬友次	鎌倉製作所 伊丹工場
39-4-7	電気四学会	無線機制御機能の半導体化	笹田雅男	鎌倉製作所 伊丹工場
39-4-7	電気関係学会連合講演会	アナコンの自動プログラミングの一方式	柴谷裕	鎌倉製作所
39-4-7	電気関係学会連合講演会	北上川洪水計算機演算報告	桑田博	鎌倉製作所
39-4-7	電気学会連合大会	外鉄形変圧器の短絡強度試験	大谷清二	伊 丹
39-4-7	電気学会連合大会	プレスポートおよび銅線の機械的性質	高橋康英	伊 丹
39-4-7	電気学会連合大会	外鉄形変圧器の電磁力の推定	渡辺次男	伊 丹
39-4-7	電気学会連合大会	緩波頭衝撃電圧による普通磁器円筒の沿面クラッシュ電圧特性	大木正路	伊 丹
39-4-7	電気学会連合大会	送油風冷式冷却器放熱量の過度測定法	山村隆司	伊 丹
39-4-7	電気学会連合大会	変圧器の直流励磁について	坂田邦寿	伊 丹
39-4-7	電気学会連合大会	粉末モールド磁心形高周波変圧器	丸谷領一	伊 丹
39-4-7	電気学会連合大会	40 MVB 空心形電力用分路リアクトル	山内敦	伊 丹
39-4-7	電気学会連合大会	内部冷却充テツ絶縁外鉄形変圧器	三浦良和	伊 丹
39-4-7	電気学会連合大会	接着鉄心 (第6報)	岡崎信一	伊 丹
39-4-7	電気四学会	2 台の回転体の回転位相差角のデジタル制御方式	川畑隆夫	中央研究所
39-4-7	電気四学会	むだ時間を含む系の外乱に対する最適調整	今村純寿	中央研究所
39-4-7	電気四学会	精密角度符号板を用いたデジタルレーザ	吉山裕二	中央研究所
39-4-7	電気四学会	装荷量を異にする多導体から成るユニポールアンテナ	喜連川隆・武市吉博 水沢丕雄	中央研究所
39-4-7	電気四学会	円錐状配置不等長多導体ユニポールアンテナ	喜連川隆・武市吉博 水沢丕雄	中央研究所
39-4-7	電気四学会	S バンドエサキダイオード増幅器	喜連川隆・白幡 潔 武富大児	中央研究所
39-4-7	電気四学会	フェライトコア・メモリー の サイクル 時間の限界	倉橋浩一郎・浜田 勝	中央研究所
39-4-7	電気四学会	系統操作の自動化	林 重雄	中央研究所
39-4-7	電気四学会	Marimum Principle による電力系統の経済運用	吉田修己	中央研究所
39-4-7	電気四学会	自動給電について	馬場準一	中央研究所
39-4-7	電気四学会	回転機磁界の級数展開による解法	岩本雅民	中央研究所
39-4-7	電気四学会	デジタル 計算機による過度安定度計算のためのはん用プログラム	芝滝寿宏	中央研究所
39-4-7	電気四学会	交流電動機駆動用 SCR インバータ (その 2)	赤松昌彦	中央研究所
39-4-7	電気四学会	磁心アナログ記憶装置	阪尾正義	中央研究所
39-4-7	電気四学会	薄膜トランジスタ	石井 悠	中央研究所
39-4-7	電気四学会	電圧感度の高い領域を広げた超階段形可変容量ダイオードの検討	近藤明博	中央研究所
39-4-7	電気四学会	$G_a(AS_{1-x}P_x)P_{-n}$ 接合の発光	須崎 涉	中央研究所
39-4-7	電気四学会	高周波磁気測定法の検討	土屋英司	中央研究所

# 三菱電機技報 昭和39年巻 総目次

## 第1号 昭和38年度回顧特集

ハイライト	9
巻頭言	17
発電機器	18
火力発電	19
タービン発電機・火力発電所補機および制御盤・中央制御配電盤	
ディーゼル発電	27
ディーゼル機関駆動交流発電機・小形交流発電機・ダイヤパワー DU 形シリーズ・ガスタービン駆動 125 kVA, 3,600 rpm 発電機・ブラシレス交流発電機・ディーゼル発電機用配電盤	
水力発電	29
水力発電機・水車発電機用励磁機・自動式水車発電機用静止励磁装置・誘導発電機・水力発電機配電盤・自動電圧調整器 (AVR)・電気式水車调速機・水力発電所用データ処理装置・所内拡声装置	
送配電機器	32
変圧器	33
大形(外鉄形)変圧器・中容量(内鉄形)変圧器・特殊変圧器・配電用変圧器・MR 形負荷時タップ切換器・リアクトル・ブッシング	
シャ断器	41
油シャ断器・空気シャ断器・DB 形中シャ断器・DB 形極極シャ断器	
避雷器	44
避雷器・断路器・電力ヒューズ・計器用変成器	
配電盤およびキュービクル	48
交流変電所用配電盤・北大阪変電所納め照光式模倣母線・遠隔測定装置・遠方監視制御装置・変電所用データ処理装置・直流変電所用配電盤・キュービクル・離相母線・低圧バスダクト	
継電器	53
はん用電流継電器・はん用電圧継電器・同期検出継電器・電圧調整継電器・補助継電器・発電所保護・距離継電器・故障検出継電器・搬送保護・表示線保護・母線保護・LE-86-M 形過電流継電器の試作	
変換機器	59
イグナイトロン整流器および制御装置	59
化学工業用および一般工場用シリコン整流器	60
電鉄用シリコン整流器	61
工業用電機品	63
製鉄その他金属工業用電機品	63
正延設備用電機品・帯鋼その他処理設備用電機品・その他の製鉄および金属工業用電機品・製鉄その他金属工業関係同期電動機・製鉄その他金属工業用誘導電動機・電気炉・高周波発電機および誘導加熱装置・電気溶接機	
製紙および繊維工業用電機品	71
製紙工業用電機品・繊維工業用電機品	
化学、石油およびガス工業用電機品	74
大形誘導電動機・同期電動機・工場用低圧防塵形誘導電動機および防食形誘導電動機・工場用防塵形開閉器および防食形開閉器・金属検出器	
セメントおよびゴム工業用電機品	77
セメントおよびゴム工業用誘導電動機・セメント工業用誘導同期電動機・全自動大形タイヤ成形機用電機品・ロータリ・ハウス用電機品	
付役、運搬および建設機械用電機品	79
一般クレーン用電機品・大阪ガス 500 t/h アンロータ電機品・川崎製鉄(千葉) 480 t/h アンロータ用電機品・速度制御用ブレーキ・ウズ電流ブレーキ・電気ホイスト・総括制御装置・モータブリー	
工作機用電機品および電動工具	82
工作機用電機品・電動工具	
一般工業用電機品	89
電動機・電磁ブレーキおよびクラッチ・制御器具・開閉器、シャ断器、起動器および制御装置	
特殊機器	106
通風機・減速機・キヤカップリング	
鉱山用電機品	109
鉱山用誘導電動機・巻上機用電機品・鉱山用耐圧防塵形誘導電動機・ホーベル制御装置・DA-特形磁気選別機・SL-610 形磁気選別機・ML-450-3 形マグネチックプレート・マグネットバー・MB-R 形マグネットバー	
船用電機品	113
船用交流発電機・船用配電盤・交流機関室補機・機関室補機用制御装置・交流甲板補機・自動化関係・しゅんせつ船用および特殊電機品・船用直流機・船用データログ	
車両用電機品	123
電気機関車・交流電車および交直流電車・主電動機・駆動装置・補助回転機・制御装置・自動列車制御装置・ブレーキ装置・集電装置・戸閉装置・連結装置・電鉄用電子制御装置・速度計装置および信号用発電機・ケイ光灯・冷房装置・暖房器・電気扇・無線電話および無線探検装置	
電装品	140
航空機用電装品・自動車用電装品・自動車用自動変速機・マグネトー・新しい点火装置・三菱オートラジオ	
エレベーター・エスカレーター	150
エレベーター・エスカレーター・ロープウェイ用電機品	
空気調和・冷凍・空気清浄装置	155
大形冷凍機・小形冷凍機・ルームクーラ・小形応用品・工業装置・電気式空気清浄装置・施設工事	
通信機器および無線応用機器	168
超短波無線機器・国鉄新幹線列車無線電話装置・超短波および極超短波多重通信装置・マイクロ波空中線・国際通信用各種伝送装置・指令装置・産業用テレビジョン・レーダ機器・宇宙通信用地上装置・飛行器用電子機器・テレメータ・送電線搬送保護継電装置用搬送装置・遠方監視制御装置・列車運行ダイヤ自動記録装置	
電子応用機器	191
デジタル電子計算機とその応用装置・アナログ電子計算機とその応用装置・工作機械自動制御装置・データ処理装置・オートメーション・産業用電子応用装置	
電子管および半導体	215
電子管・半導体	
計測器	230
電気計器・工業計器および応用装置・科学測器	
ランプ照明器具および照明施設	242
ケイ光ランプ・水銀ランプ・電気ルミネセンス板 (EL)・照明器具・偏光板・照明施設	
テレビ・ラジオ・音響機器	250
三菱テレビジョン・三菱ラジオ・トランジスタラジオ・音響機器	
家庭用一般電気器	259
電気冷蔵庫・厨房用電熱器・電気洗たく機・電気アイロン・ミシン・扇機・扇風機・ルームクーラ・家庭用暖房器・回転機応用品・家庭用ポンプ・家庭用タイムスイッチ・乾電池応用品	
材料	281
絶縁材料・磁性材料・構成材料・化成品	
原子力	289
原子力および付属機器・加速器・放射線機器	
研究	298
電力・超高温波・原子力・計測・制御・電気計算機・電子管および半導体・機器および加工・材料・商品	
《最近における社外講演一覧》	331

《最近に登録された特許と実用新案》	154
《表紙》 1. 宇宙通信用送受信アンテナ	
2. 富士山頂に気象用大レーダー—出力 2,000 kW, 観測半径 800 km—	
3. モレクtron応用の製品を発表	
4. “宇宙通信” 中継に成功—太平洋横断のテレビ電波は三菱電機の大アンテナがキャッチ—	

第 2 号 工業計測器特集

三菱プロセス計測器—A シリーズ (I)	岡本孝治・板倉信郎・渡辺 宏・田井昌輝・金田 明・吉島宇一	2
三菱プロセス計測器—A シリーズ (II)	八島英之・平山博英・吉島宇一・坂本文雄・杉本 弘	11
多点温度調節装置	田井昌輝・竜田直紀	19
IA-212, IA-213 形赤外線ガス分析計	安東 滋・西岡忠臣	25
東北電力新潟火力発電所納めデータ処理装置	竜田直紀・貴田篤志・深尾忠一郎・西 信	30
γ線の透過を利用したベルトコンベヤ上の高炉用原料検出装置	笠原美三・岩井 優・朝日照夫	37
X 線厚み計	岡本孝治・村西有三	42
磁気誘導形トルク計	八島英之・田井昌輝・長谷川雅言	46
精密角度符号板とその応用	吉山裕二・白石 暹	52
電油操作器	金子敏夫・三好一賢・渡辺秀也・破魔武司	57
~~~~~		
内部冷却タービン発電機の進相運転	成藤英利・宮原茂悦・甲斐 高	60
タービン発電機軸材の磁性に及ぼす合金元素の影響	阪部喜代三・志岐守哉・山野辺二郎	70
強磁性薄鉄記憶装置	前田良雄・蒲生容仁・酒井勝也	78
油滴散ポンプにおける逆拡散	藤永 敦・鳥取 浩	88
《技術解説》		
電力用リアクトル	山内 敦	92
《技術講座》		
プラズマ (その 1) 粒子の運動および衝突現象	河合 正・伊藤利朗・近藤博通	99
《新製品紹介》		
三菱工業計測器 (A シリーズ その 3) ・三菱電気掃除機 TC-280 形 “クリーンエース” 新発売		109
《ニュース・フラッシュ》		
通信衛星によるテレビ中継成功・新幹線量産車用電機品あいついで完成・東北本線向け試作 ED 75 形交流電気機関車完成・光陽気共鳴による弱磁場測定器の開発に成功・三菱 WS-100-SJ 形双頭式電気抵抗溶接機完成・競馬場用テレビ設備完成・わが国最初の南米 (コロンビア) 向けエレベータを受注		111
《特許と新案》		
複数電動機の運転表示灯装置・複数電動機の起動装置・複数電動機の序相起動装置		115
《最近登録された特許と実用新案》		24
《最近における社外講演一覧》		117
《表紙》 1. 富士伸銅株式会社納め MD-101 形 X 線厚み計		
2. 三菱可逆式テーパーリダ完成		
3. ブラジル・ミナス製鉄所納め厚板圧延機電機品完成		
4. 三菱カラーテレビ 6CT 333 形完成		

第 3 号 東海道新幹線電機品特集

東海道新幹線量産車電機品	北川和人	2
東海道新幹線 TM-200 形主変圧器	荻野 脩・沖本邦夫・久保田和雄	5
東海道新幹線量産車用主電動機	河村寿三	11
東海道新幹線 ATC 装置	北岡 隆・石田哲爾	19
東海道新幹線空気調和装置	龍本 永・牛田善和	26
東海道新幹線電車用補助回転機	和田義彦・松山幸夫	32
東海道新幹線列車用 400 Mc 帯指向性埋込み形アンテナ	喜連川 隆・武市吉博・水沢丕雄・阿部 修・大林愛弘	38
東海道新幹線列車無輪地上系設備	中村健行・石原嘉夫・佐野定治郎・遠藤由松・北原成一・阿部 修・奥村 徹	42
東海道新幹線量産車用車両照明および駅舎の照明設備	小堀富次雄・鈴木明美	50
東海道新幹線変電所用配電盤	小滝喜久二	55
東海道新幹線負荷時タップ切換スコット変圧器	嶋 裕史・菅 寿郎	63
東海道新幹線変電所用シャ断器	潮 恒郎・米沢克昌・森岡昭二・吉田頼弘	68
~~~~~		
オーストラリア納め 330 kV 超高压変圧器	田村良平・谷中頼朝・竹内 実・青木俊之	74
コンベヤ式高炉原料自動投入装置	木内 修・渡辺克己・井上信義	84
テレビジョン用ラミネートブラウン管	岩田 浩	89
最近のオートラジオ	岡本春樹・吉越英雄	93
6UH-205 形高压気中電磁接触器	福元輝男	97
HB 形電磁ブレーキ	高野良二・西野 広	100
《技術解説》		
X 線テレビジョン	道家昭彦	104
《技術講座》		
プラズマ (その 2) —プラズマの巨視的物性の基礎理論—	河合 正・伊藤利朗・近藤博通	110
《新製品紹介》		
航空機用グラウンドクーラ用電機品完成・木素ガス耐圧防爆形三相誘導電動機の完成・三菱 BH 形 2 極 (共通引はずし形) ノーヒューズンシャ断器完成・三菱オートラジオ AR-920B 形新発売・超小形三菱トランジスタラジオ 6X-515 形新発売		119
《ニュース・フラッシュ》		
東大テレメータ迫尾装置完成・東京電力北東京変電所納め 345 MVA 変圧器完成・東京電力中東京変電所納め 345 MVA 変圧器受注・加工電流容量 5,000 A MC 50 V 形電解加工機・立体取レン質量分析計・三菱金属鉱業福川工場納め圧延機制御用プロダック装置完成・川崎製鉄千葉製鉄所納め 20 t 電気機関車受注		122
《特許と新案》		
カプラン水車の潤滑装置		126
《最近における社外寄稿一覧》		83
《最近における社外講演一覧》		127
《最近登録された実用新案》		96
《表紙》 1. 走行試験中の東海道新幹線電車		
2. レクチフォーマ式シリコン整流器		
3. わが国最初の懸垂形モノレールカー 名古屋市東山公園に完成		
4. 三菱ミシン		

第 4 号 ビル電気設備特集

H 種絶縁式変圧器	荻野 脩・鶴田敬二・福田信夫	2
C 形空気シャ断器	潮 恒郎・米沢克昌・藤原八郎	10
ビル用特高 (20,30 kV) キュービクル	矢野広男	15
ビル電源設備の制御	小滝喜久二	24
ビル用 6 kV, 3 kV 級メタルクラッド開閉装置	横濱 博	30
DB 形低圧気中シャ断器	勝田久登・竹内孝治	35
低圧バスダクト	兼松 豊・柳田滋矩	41
ビル用コントロールセンタ	高木洋一郎	48

非常用ディーゼル発電機と制御装置	高橋卓夫・谷瀬敏之	52
ビル冷房誘導電動機回転形式と起動方式の選定に関する一考察	衛藤 護・中野久夫	63
最近の事務所照明の傾向と技術的進歩	小堀富次雄	70
エレベータ・エスカレータの配電計画	金野武司	75
ビル空調設備のプロセスオートメーション	佐野礼次郎・安部宗昌	79

名古屋・御園座のどんちよう照明	小堀富次雄	85
開放形ターボ冷凍機用誘導電動機	衛藤 護・酒向 謙	89
レクタフォーマ	小林 凱・鶴田敬二	95
東海道新幹線架線電圧検知・構内無線共用アンテナ	黒田忠光・久保田 肇・永岡 榮・喜連川 隆・武市吉博	102
《技術解説》 電空併用ブレーキ装置	小原太郎	106
《技術講座》 プラズマ(その3)——プラズマ内の各種の巨視的現象——	河合 正・伊藤利朗・近藤博通	118
《新製品紹介》 CR形チリングユニット・三菱電気魚焼器 TF-10 形新発売・三菱自動トースター AT-4 形新発売		128
《ニュース・フラッシュ》 関西電力姫路第二発電所納め 396 MVA 内部冷却タービン発電機完成・三菱化成納め 6,600 kW 三相誘導電動機完成・全固体化マイクロ波周波数源・いすゞ自動車納めデジタルタイマ (MELDAS-4769) 好調稼動中・中米エルサルバドルから 30,000 kW 火力発電プラン ト一式受注・中華民国台湾電力谷関発電所向け増設機器一式受注		132
《特許と新案》 交流電気車の制御装置・誘導電動機・誘導形継電器		134
《最近における社外寄稿一覧》		9
《最近登録された特許》		135
《表紙》1. 新宿ステーションビル(東京)完成予想図 2. 三菱エレベータ 3. 三菱エスカレータ 4. 名古屋・御園座のどんちよう照明		

## 第 5 号 自動車用電装品特集

内外電装品の展望	宮崎秀夫・平田 毅	2
AC ダイナモのすう勢	大村半弥・岡田一郎・石橋光雄・語木茂雄	7
同軸形スタータ	釘本龍雄	13
トランジスタ点火装置	三木隆雄	19
ダイヤモンド SAT	星川光清・光森 悟	24
自動車用電装品の工作	都築室三	28
国鉄納め ED 75 形交流機関車	北岡 隆・白庄司 昭・鶴田敬二	32
国鉄納め信号電源用永久磁石形電動交流発電機および制御盤	遊佐利喜治・美濃順一・鈴木修夫	41
多点支持組包による大形プッシングの落下試験	堀 直直・大谷清二・高橋康英	48
変圧器用耐熱処理紙の実用性能試験	白井万次郎・神谷友清・菅 寿郎・清水英範・池田五郎	55
三菱ロジック・トレーナ(デジタル回路実験装置)	小島一男・三浦弘明・鈴木雅弘	60
北上川洪水計算用電子計算機	大島羽幸太郎・柴谷浩二・桑田 博	68
ME-9 形 7Gc 帯トランジスタ化多重無線装置	阿部 修・尾形むつを・天野 旭・金子正治	76
トランジスタ式 10/25 W 400 Mc FM 無線電話装置	黒田忠光・奥村 徹・桂川 弘・中村信弘	80
トランジスタ VHF 対空無線装置	黒田忠光・山口哲夫・片山泰一・斎藤義輝	85
パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題(1)	喜連川 隆・白橋 謙	88
《技術解説》 大形アナログ計算機の最近の進歩(その1)	大島羽幸太郎・柴谷浩二・桑田 博・持田雅夫	100
《技術講座》 プラズマ(その4)——各種プラズマの発生および応用(1)——	河合 正・伊藤利朗・近藤博通	105
《新製品紹介》 HSF 形断路器完成・VSH 形断路器完成・フラットモートル・MD 形直流操作交流電磁接触器・三菱電気洗たく機・三菱タイムスイッチ・三菱電気カメラ		111
《ニュース・フラッシュ》 東京電力馬場先変電所納め 45 MVA 変圧器完成・負荷時タップ切替器試験設備完成・東海道新幹線量産車用列車無線移動局設備納入・警察庁納め 400 Mc 帯多重無線装置納入・自動車用 AC ダイナモおよびマグネットにつき技術交流・三菱防爆形(安全増、耐圧)照明器具発売		115
《特許と新案》 電照栽培用ケイ光放電灯・扇風機・除鉄装置		118
《最近における社外寄稿一覧》		18
《最近登録された実用新案》		119
《表紙》1. 自動車用電装品 2. わが国最初の本格的船用データロガー完成 3. わが国最初の船用“膨脹式救命すべり台”完成 4. 三菱オートラジオ		

## 第 6 号 電動機特集

最近の直流電動機とその応用	高月 一・生原春夫・香山重光	2
最近の大容量高速誘導電動機	甘粕忠男	11
電子計算機による誘導電動機の最適設計	衛藤 護	19
誘導同期電動機	新良由幸	24
最近の同期電動機とその制御装置	東海林恵二郎・中野久夫	29
新形起重機用電動機	八木 勝・和田義彦	39
アルミ鋳込回転子使用中容量電動機	梶谷定之・名地 鏡	46
水素ガス耐圧防爆形誘導電動機	秋吉俊男・田仲 勝	51
水中モートル	和田義彦・佐藤公夫	57
コンプレキモートル	和田義彦・光島辰己	65
三菱 SBU・SFU 形フラットモートル	名地 鏡・柴田隆夫	71
リラクダンスモートル	梶谷定之・和田義彦	74
小形モートル	杉山昌司・森田 清	80
二相サーボモートルおよび付属速度発電機	小島敏男	88
誘導電動機の保護装置とその選択	加来政博	92
SCR 可変周波数インバータによる交流電動機速度制御	大野栄一・赤松昌彦	97
《技術解説》 大形アナログ計算機の最近の進歩(その2)	柴谷浩二・持田雅夫・井塚秀弥	106
《技術講座》 プラズマ(その4)——各種プラズマの発生およびその応用(2)——	河合 正・伊藤利朗・近藤博通	113
《新製品紹介》 中容量三菱可変式ディーゼル発電機完成・ブラシレス交流発電機完成・誘問要素付過電流継電器(丸角埋込形)新発売・新形多接触継電器シリーズ完成(MC-30-E 形, MC-60-E 形)・EM-105 形電磁開閉器新発売・携帯用電気ジスタグラインダ(100 mm, 180 mm)・三		

変ステレオ DSS-607 形新発売	120
《ニュース・フッシュ》	
インド向け電力用変圧器大量受注・伊豆箱根鉄道納め新車完成・スクラップつり上りリフチングマグネット完成・新形アナログ計算機国際見本市で実演・ギリシャタンカーにマリンテレビジョン装置を納入・東海道本管線用モレクトロン携帯無線機の試作機納入・MAR-3A 形短波無線機納入開始	124
《特許と新案》	
車両用天井形冷房装置・磁力浮揚器	125
《最近登録された実用新案》	129
《表紙》	
1. 八幡製鉄(堺製鉄所)納め連続熱間圧延機用電機品	
2. オーストラリア納め気象用レーダ完成	
3. 第6回大阪国際見本市開かる。第5回日本産業巡覧見本市開かる	
4. '64 三菱扇風機	

## 第 7 号 はん用制御器具特集

新形電磁閉閉器・接触器	高見 謙・丸地謙二・岡戸弘行	2
新形電磁継電器	丸地謙二・中島治男	15
手動スイッチ	都築勇吉・杉浦 博	24
新形電磁起動器	宇佐美重夫	32
半導体を応用した制御器具	吉田太郎・篠原亨一・三浦守生・宮崎 治	41
20,000 c/s 高周波発電機—設計と応用—	生駒誠郎	50
東京電力北東京変電所納め 345,000 kVA 変圧器	嶋 裕史・菅 寿郎・西本 昂	54
通信用衛星追尾装置	樫本俊弥・森川 洋・渡部 優・若田和明・金子敏夫・近藤輝夫・佐藤安彦・石井康一	61
最近の送電線保護継電装置 (5)—故障点標定距離継電装置—	北浦孝一	68
HCB-4 形表示線継電装置	森 健	74
30 MeV フィールドパイアス形ベータトロン (I)	後藤正之・田中 修・秋葉稔光・永井昭夫・尾形善弘・高倉康一・上田孝寿・池田 洋	80
線形電子加速器	戸田哲雄・入江浩一	88
半導体放射線検出器	清水潤治・宮下恭一・高田 守・須川嘉幸	96
光を使ったアルカリ金属原子の磁気共鳴	久保高善・安東 滋	102
《技術解説》		
負荷時タップ切換器の変圧器への適用	山内 教	109
《新製品紹介》		
無誤字伝送装置 MARQ-100 完成・銅板フレーム製三相モータのシリーズ化完成 (SB-R 形 1.5 kW~3.7 kW 4 P)・屋内用低容量バスダクト完成・NL-305 形フッチ付交流電磁接触器完成・リビングマスター新発売・三菱イオナイザー完成・19 形テーブルタイプ三菱テレビジョン 19T-530 形発売	117	
《ニュース・フッシュ》		
大阪大学理学部および工学部納め ND-6303 形 12 チャンネル中性子線エリアモニタ・帝都高速度交通営団 5 号線用主電動機完成・日本建設納めアルミ誘導加熱装置完成・抵抗-リアクタンス回路網アノログ装置完成・京浜急行納め新車用制御装置完成	121	
《特許と新案》		
写真暗室用ケイ光放電灯・自動回調装置	123	
《表紙》		
1. 操作スイッチ		
2. 北陸電力明島発電所納め 4,500 kW チューブ発電機完成		
3. 交通信号機の最適計算制御装置第二京浜国道で好調稼働中		
4. 新形三菱はん用制御器具の紹介		

## 第 8 号

愛媛県庁道前道後第一, 第二, 第三発電所納め自動式水車発電機および運転制御装置	武藤 哲・森 与志彦・山本潤二	2
愛媛県庁道前道後第一, 第二, 第三発電所納めフランシス水車	木下克己・寄田幸雄	10
納め県庁道前道後第一, 第二, 第三発電所納め電力線搬送式遠方監視制御装置	鳥田政代士・室田 慎	19
照光式縮小形配電盤—関西電力北大阪変電所納め—	長町恒資	27
電源開発納め 40 MVA 分路リアクトル	山内 教・祖開光二・池田五郎	30
250 kVA 10,000 c/s 高周波発電機	生駒誠郎	34
Y 形空気シャ断器	瀧 恒郎・米沢克昌・宮川達三・松田節之	40
最近のアルミハタ(箔)ミル用電機品	久保田伸夫・浜崎安行	45
"三菱アーク" SA-100 形半自動アーク溶接装置	竹内友彦・鶴岡 順	49
モノレール用自動停止装置	神崎静夫・北岡 隆・永岡 栄・中村謙三	54
MELCOM-1530 データ プロセッシング システム そのストアド ロジック設計	高橋幸四郎・三上晃一	61
レーザの実験 (I) ルビレーザ	谷口一郎・白倉一雄	67
銀系接点の消耗移転現象 (3)	森田義男・政木淑人・播磨三弘	74
ホール素子を用いた乗算器	大川清人	83
《技術解説》		
電力用変圧器の据付および保守点検	瀬藤憲治	87
《新製品紹介》		
小形長寿命の金属セラミック受信管高増幅率 3 極管 6CW4, 2BH5 を開発・単相トルクモータ SL-R 100 g-m (100 V 50/60 c/s) を開発・EM-125, 155 形電磁閉閉器量産開始・DF-20 シリーズ新形直流電磁接触器完成・三菱ボンネットヘッドライヤー HD-301 形新発売・日本で最初三菱電気ハブラシ TB-1 形新発売・高性能乾電池 "バイタル準一" 新発売	92	
《ニュース・フッシュ》		
関西電力尼崎第二発電所納め 192 MVA 内部冷却タービン発電機完成・東京電力房総変電所納め 230 MVA 変圧器完成・最新鋭の大形アナログ電子計算機完成—電力中央研究所に納入装置—・AP ライン用ツイーン・スポット溶接機完成・MELDAP 6000 による高炉原料装入設備のオンラインコントロール装置受注	96	
《特許と新案》		
反射形ケイ光放電灯・ヒューズホルダ	98	
《最近登録された特許》	99	
《表紙》		
1. わが国最初の懸垂形モノレールカー		
2. 全自動油圧サーボの中形放電加工機完成		
3. 180 kW 誘導加熱用ラジオヒータ完成		
4. 三菱イオナイザー		

## 第 9 号 東京オリンピック記念特集

巻 頭 言	4
第 I 編 三菱電機の誇る技術と製品	7
1. 発電・送電・配電関係 2. 工業・電力応用関係 3. ビルディング用電機品関係 4. 船舶関係 5. 電気鉄道関係 6. 自動車用電機品関係 7. 無線通信関係 8. 電子応用関係 9. 電子管および半導体関係 10. 計測関係 11. 照明関係 12. 家庭用電機品関係 13. 原子力関係 14. 研究および材料	121
第 II 編 世界に雄飛する三菱電機の輸出品	121
1. 発電・送電・配電関係 2. 電気機関車 3. 工業・電力応用関係 4. 船舶電機品 5. 電子機器 6. エレベータ・エスカレーター 7. 家庭用電機品 8. 海外投資および技術提携会社紹介 9. 海外駐在員紹介	177
第 III 編 オリンピックを迎えて活躍する三菱電機の新製品	177
1. 宇宙通信実験所設備 2. 太平洋海底ケーブル用時分多電通信端末装置 3. 東海道新幹線用電機品 4. スポーツと医学用テレメータ 5. 競技場用 ITV とマイクロテレビ 6. 空気イオン発生器 7. 東京オリンピック関連の照明施設 8. 三菱電機ショールームの紹介 9. 家庭の電化	216
三菱電機の本社・営業所・製作所の所在地および主要生産品目	
《表紙》	
1. 通信衛星デジスター	
2. 高速熱間仕上圧延用直流電動機	
3. インド国鉄納め電気機関車	
4. 東海道新幹線電車 宇宙通信送電アンテナ, 駒沢陸上競技場の照明, 葉山マリナーの照明	

《論 文》

正弦波発電機 ..... 生駒誠郎 ..... 2

三菱金属工業株式会社前川工場納め Hastelloy シート 3 段ロール圧延機用プロダック装置 ..... 齊藤 豊・山下弘雄 ..... 6

接触部の温度上昇と短時間電流量 ..... 左近一郎・渡辺慶人 ..... 12

AT 形ホールレグ S (低圧配電線用自動電圧調整器) ..... 白神十九一 ..... 17

ZKA 形, ZKB 形バウダクフッチおよび ZKB 形バウダブレーキ ..... 高崎秀夫・村田俊哉・中田幹雄・植田雅晴 ..... 20

宇宙通信用大形アンテナの油圧サーボ機構 ..... 金子敏夫・池上駿一郎・渡辺秀也 ..... 29

G-20 計算機直結データ処理装置 ..... 間野浩太郎・大野 豊・中村一郎・河野隆一・岩田 誠 ..... 34

MELCOM-1530 ソフトウェア (I)-SIA- ..... 嶋村和也・和田 宏・中島正志 ..... 39

発電効率計 ..... 龍田直紀 ..... 46

スイッチ動作におけるトランジスタの最大許容電力 ..... 嶋村和也・磯崎 真・横田博博 ..... 51

400 Mc 帯全固体化多重無線装置 ..... 丸浜徹郎・阿部 健・沼田敏男・笹田雅昭 ..... 58

空気イオン発生器とその応用 ..... 原 仁吾・平林庄司・山口南海夫・平塚 篤・杉本 賢・片桐幸彦・神谷昭美・白石和雄・吉村 宏・成田勇三 ..... 64

レーザの実験 (II) He-Ne ガスレーザ ..... 谷口一郎・白倉一雄・岡田武夫 ..... 75

《技 術 解 説》

変圧器用鉄心材料 (その 1) ..... 清水英範・丸谷領一 ..... 81

《新 製 品 紹 介》

BP-361 形多重線保護継電器装置完成・MR-10 形多接点交流電磁継電器を開発・N-605 形交流電磁接触器および ND-605 形直流操作交流電磁接触器完成・MD-65, 105 および 155 形直流操作交流電磁接触器を開発・ノーヒューズシャ断器 NF-50A & B, NF-100A-B & C 形用簡易形機作トッテ機構を開発・三菱 FM マルチステレオ DSS-302 形新発売・三菱フルオートジェネレータ JE-300 形新発売・三菱マイクロポンプ MP-11 形新発売 ..... 87

《ニュース・フラッシュ》

LV-GL 形配電線路用避雷器完成・わが国最大容量後藤工草津工場納め 1,200 kW 誘導加熱装置完成・小田急電鉄納め新方式回生制動電車完成 ..... 91

《特 許 と 新 案》

ケイ光体の輝度を増大させる方法・ケイ光燈の製造方法 ..... 93

《表 紙》

1. 関西電力天ヶ瀬発電所
2. 富士山頂から台風をにらむ富士山頂気象用レーダ完成
3. 動水腐食試験装置完成
4. 電気大工三菱ドリルキット

第 11 号 船用電機品特集

《特 集 論 文》

日本国有鉄道青函連絡船の電機設備 ..... 元木知春・地 正昭・岩永俊之 ..... 2

タービンタンク船の中央制御方式 ..... 元木知春・岩永俊之・桂木義夫 ..... 13

三菱自動ムアリングウインチ ..... 熊本 水・新良由幸・富永隆弘 ..... 22

船用多点温度監視装置 ..... 田井昌輝 ..... 26

ディーゼルエンジン用平均有効圧力計 ..... 多田智彦・植田剛夫 ..... 32

アブシレス交流発電機 ..... 高原洋介・元木知春 ..... 35

船用データロガ ..... 今出昭彦・塚原昌恭・西尾 治 ..... 42

三菱船用テレビジョン装置 ..... 道家昭彦 ..... 53

《論 文》

関西電力天ヶ瀬発電所 55,000 kVA 水車発電機運転制御装置および配電盤設備 ..... 田附和夫・山下嘉美雄・山田米造 ..... 59

関西電力天ヶ瀬発電所 50,000 kVA デリア水車 ..... 大島 進・森友 茂 ..... 66

最近の送電線保護継電器装置 (6) —— 搬送保護継電器装置 —— ..... 北浦 孝 ..... 78

東海道新幹線列車無線旅客電用設備 ..... 中村敏行・佐野定治郎・邊藤由松・黒田忠光・阿部 修・奥村 徹・沼田敏男・中村信弘 ..... 87

全固体化 150 Mc 帯 10 W FM 移動用無線電話装置 ..... 奥村 徹・東 勇・川上 昭 ..... 92

バイメタル式サーモスタットの解析 ..... 小原英一・高沢正二・吉屋芳明・高橋 功・加太義武 ..... 100

《技 術 解 説》

変圧器用鉄心材料 (その 2) ..... 清水英範・丸谷領一 ..... 107

技術者・研究者と技術情報 ..... 金雷 爽 ..... 114

《新 製 品 紹 介》

高性能小形油シ断器完成・航空機用 FM 多重テレメータ装置・EM-15B, 35C 形電磁閉閉器完成・三菱カラーテレビ 16CT-385 形新発売・ピースより小さい三菱トランジスタラジオ 3X-345 形 "コールドメリー" 新発売・三菱トランジスタラジオ 8X-224 形 "コンパニカ" 新発売・三菱脱水洗たく機 CW-750 形 "ダイヤカップル" 新発売 ..... 118

《ニュース・フラッシュ》

東海道新幹線に活用する各種アンテナ・東京電力中東京変電所納め 345 MVA 変圧器・三菱油化納め 8,800 kW 三相誘導電動機完成 ..... 122

《特 許 と 新 案》

回転電機の端子座・二素子形積算電力計・制動磁石装置 ..... 124

《最近登録された実用新案》 ..... 125

《表 紙》

1. 青函連絡船「八甲田丸」
2. 三菱アブシレス交流発電機
3. 三菱 E 系モートル
4. 三菱赤外線式ホームコタツ

第 12 号 プラズマ特集

《特 集 論 文》

プラズマジェットを用いた MHD 発電機の実験 ..... 伊藤利朗・森川鉄也・村井 裕・小村宏次 ..... 2

アークプラズマの温度および電子密度の測定法 ..... 伊藤利朗・森川鉄也・村井 裕・小村宏次 ..... 8

環状高温プラズマの発生 ..... 河合 正・近藤博通・利岡勝司・飛田敏男 ..... 12

高周波多極電磁界によるプラズマの閉じ込め ..... 近藤博通・利岡勝司 ..... 18

He-Ne 可視光レーザの実験 ..... 谷口一郎・宮沢生行・白倉一雄・岡田武夫 ..... 22

イオン源の研究 ..... 今村 元・藤田悠太・滝口高志・上山善司・後藤正之・永井昭夫 ..... 27

《論 文》

インド国鉄納めメータゲージ用 15 t 交流電気機関車 ..... 武田達男・小川清一・菅田恵之助 ..... 36

7 Ge 帯テレビ多重通信装置 ..... 安倍賢一・阿部 修・尾形陸奥男・嶋田 正 ..... 45

三菱大形高性能アナログ電子計算機 (MELCOM EA-7150 形) ..... 大島羽幸太郎・柴谷浩二・桑田 博・持田雅夫・井塚秀弥 ..... 55

交通量自動測定装置 ..... 田村祥一・阿部寿夫・佐藤一成 ..... 68

線形陽子加速器の建設計画 ..... 今村 元・藤田悠太・上山善司・後藤正之・永井昭夫・上田和宏 ..... 74

ラダートロン (多間ゲキ ミリ波クライストロン) ..... 建石昌彦・野中忠彦・武田文雄 ..... 82

電界放射陰極 ..... 岡田武夫・青木伸一・山中昭男 ..... 89

各種気体中におけるポリエチレンのコロナ劣化の化学分析 ..... 平林庄司・山口南海夫・西崎俊一郎 ..... 97

《技 術 解 説》

ALGOL 言語とその compiling 手法 ..... 首藤 勝・関本彰次 ..... 102

《新 製 品 紹 介》

"三菱ハートベツト" シリーズ完成・アーク溶接機用 HF 形高周波発生装置を完成・NL-5 形小形電動油圧押し機 (スーパーリフタ) を完成・三菱 FM マルチステレオ DSS-501 形新発売・三菱テープレコーダ T-140 形 (メモリカ) 新発売・三菱自動洗たく機 EWA-900 形新発売 ..... 110

《ニュース・フラッシュ》

ホテル・オートニ約めエレベータ・帝都高速度交通団団 5 号線用制御装置完成・1964 年日本国際工作機械見本市に新製品出品好評を博す ..... 113

《特 許 と 新 案》

避雷器の動作表示装置・チューナ切替装置・チューナ切替装置・チューナの遠隔切替装置・電気車の電気制動装置 ..... 115

《最近における社外講演一覧》 ..... 54・118

総 目 次 ..... 119

《表 紙》

1. MHD 発電装置
2. ヘリウム・ネオン可視レーザ発振装置
3. インド国鉄南都鉄道納め 52 t メータゲージ交流電気機関車完成
4. 三菱石油ストーブ

# 次号予定

三菱電機技報 Vol. 39 No. 1

昭和 39 年度回顧特集

- 発電機器
- 送配電機器
- 変換機器
- 工業用電機品
- 船用電機品
- 電鉄用電機品
- 電装品
- ビル用電気設備と電気機器据付配線工事
- エレベータ・エスカレータ
- 空気調和・冷凍・空気清浄装置
- 通信機器および無線応用機器
- 電子応用機器
- 電子管および半導体素子
- 計測器
- ランプ・照明器具および照明施設
- テレビ・ラジオ・音響機器
- 家庭用一般電気品
- 材料
- 原子力機器
- 研究

## 三菱電機技報編集委員会

- 委員長 小倉弘毅  
 常任委員 明石精  
 " 安藤安二  
 " 大野寛孝  
 " 河合武彦  
 " 小堀富次雄  
 " 高井得一郎  
 " 中野光雄  
 " 馬場文夫  
 " 宮内圭次  
 " 安山靖彦  
 " 山田栄一  
 委員 大森淳夫  
 " 榎本俊弥  
 " 片岡高示  
 " 神崎遼介  
 " 島津大幸  
 " 堀真幸  
 (以上 50 音順)

昭和 39 年 12 月 22 日印刷 昭和 39 年 12 月 25 日発行  
 「禁無断転載」 定価 1 部 金 100 円 (送料別)

### 編集兼発行人

東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 小倉弘毅

### 印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社

### 印刷者

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 高橋武夫

### 発行所

三菱電機株式会社内「三菱電機技報社」  
 東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル内)  
 (電) 東京 (212) 大代表 6111

### 発売元

東京都千代田区神田錦町 3 の 1 株式会社オーム社書店  
 電話 (291) 0912 振替東京 20018

## 本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本 社	東京 千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル内) (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪営業所	大阪市北区堂島北町 8 の 1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町 3 の 88・大名古屋ビル (電) 名古屋 (56) 大代表 5311
福岡営業所	福岡市天神 2 丁目 12 番地 1 号 天神ビル 5 階 (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西 4 の 1・北海道ビル (電) 札幌 (26) 大代表 9111
仙台営業所	仙台市大町 4 の 175・新仙台ビル (電) 仙台 (22) 代表 6101
富山営業所	富山市桜木町 1 番地・明治生命館 (電) 富山 (3) 代表 3151
広島営業所	広島市八丁堀 63・昭和ビル (電) 広島 (21) 代表 4411
高松営業所	高松市鶴屋町 45 番地 (電) 高松 (2) 大代表 0001
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内 2 の 12・三菱電機ビル (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町 8 の 1・(電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町 3 の 88・大名古屋ビル (電) 名古屋 (56) 大代表 5311
福岡商品営業所	福岡市天神 2 丁目 12 番地 1 号 天神ビル 5 階 (電) 福岡 (75) 代表 6321
札幌商品営業所	札幌市北二条西 4 の 1・北海道ビル (電) 札幌 (26) 大代表 9111
仙台商品営業所	仙台市大町 4 の 175・新仙台ビル (電) 仙台 (22) 代表 6101
富山商品営業所	富山市桜木町 1 番地・明治生命館 (電) 富山 (3) 代表 3151
広島商品営業所	広島市八丁堀 63・昭和ビル (電) 広島 (21) 代表 4419
高松商品営業所	高松市鶴屋町 45 番地 (電) 高松 (2) 代表 0001
横浜出張所	横浜市神奈川区沢渡 16 高島台第 2 ビル (電) 横浜 (48) 4021 4761
新潟出張所	新潟市万代町 69 番地 (電) 新潟 (4) 643
静岡出張所	静岡市七間町 9 の 10・池田ビル (電) 静岡 (53) 代表 9186
北九州出張所	北九州市小倉区京町 10 の 28・五十鈴ビル (電) 小倉 (52) 代表 8234
長崎出張所	長崎市大黒町 3 番 1 号長崎交通産業ビル (電) 長崎代表 (3) 6101
岡山出張所	岡山市駅前町 1 の 1 岡山会館 (電) 岡山 (4) 代表 0331
金沢出張所	金沢市幸町 13 番 28 号 (電) 金沢 (31) 6213~4
長野出張所	松本市白坂 212 番地 (電) 松本 (2) 1058・(3) 1453
中央研究所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
商品研究所	鎌倉市大船 782 番地 (電) 大船 (6) 代表 3131
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町 3 丁目 (電) 神戸 (67) 代表 5041
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
長崎製作所	長崎市平戸小屋町 122 番地 (電) 長崎 (3) 代表 3101
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 代表 1531
福岡製作所	福岡市今宿青木 690 番地 (電) 福岡 代表 0431
福山製作所	福山市沖野上町 6 丁目 709 番地 (電) 福山 (2) 代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町 840 番地 (電) 姫路 (23) 大代表 1251
相模製作所	相模原市小山字久保 224 の 224 (電) 相模原 (72) 大代表 5131
静岡製作所	静岡市小島 110 番地 (電) 静岡 (85) 大代表 1111
中津川製作所	中津川市駒場町 1 番地 3 号 (電) 中津川 大代表 2121
和歌山製作所	和歌山市岡町 91 番地 (電) 和歌山 (3) 代表 1275
大船製作所	鎌倉市大船 800 番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 6111
郡山製作所	郡山市字境橋町 1 番地 (電) 郡山 (2) 1220~1223
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松 800 番地 太田代表 4311 番
無線機製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字園所 1 (電) 京都 西山 (92) 代表 1141
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池 1 番地 (電) 伊丹 大代表 5131
鎌倉製作所	鎌倉市上町 325 番地 (電) 鎌倉 (6) 大代表 6171
稲沢製作所	稲沢市字井之口 (電) 稲沢 (32) 代表 4121
鎌倉製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
伊丹工場	80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
鎌倉製作所	名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 代表 1531
相模製作所	東京都世田谷区池尻町 437 番地 (電) 東京 (44) 代表 8111
世田谷工場	東京都世田谷区池尻町 437 番地 (電) 東京 (44) 代表 8111
伊丹製作所	三田市三輪町字父々部 85 番地 (電) 三田 4371~4375
三田工場	三田市三輪町字父々部 85 番地 (電) 三田 4371~4375

〈インド国鉄南部鉄道納め〉

## 52tメーターゲージ交流電気機関車完成！



船積み中のインド国鉄納め 18 両客貨両用交流電気機関車

昭和 38 年初め、当社を窓口とする日本連合が インド 国鉄から南部鉄道納めとして ゲージ 幅 1,000 mm の シリコン 整流器式交流機関車 18 両を受注し鋭意製作中であつたが、このほど第 1, 2 両目があいついで完成し インド 国鉄の各種試験を好成績のうちに終了、糸崎港より 10 月 29 日に船積された。この機関車の性能決定および主電動機、主変圧器、タップ切換器、駆動装置など主要機器を当社伊丹製作所で担当しシリコン整流器、制御装置を日立で、補助回転機を東芝で製作し車体、台車およびぎ装を三菱重工三原製作所で担当したものである。

### ■主要要目

機関車形式	シリコン整流器式 箱形
電気方式	単相 50 c/s 25 kV
軸配置	B-B 車輪径 865 mm
運転整備重量	52 t
用途	客貨両用 非重連
機関車性能	連続定格 1,200 kW 連続引張力 12.5 t

連続速度 34.5 km/h

最大運転速度 80 km/h

車体寸法 13,150×3,035×2,651 (mm)

制御方式 低圧タップ切換、25 ノッチ 弱界磁 4 段

ブレーキ方式 機関車空気…ブレーキ、列車…真空 ブレーキ

この機関車は主変圧器の二次側 タップ 切換方式とし二次電圧変動率の改善による高粘着性能を有し、また動軸駆動方式としては 2 段歯車減速 WN ドライブ による 1 台車 1 電動機方式として高粘着性ととも軽量化がはかられているため、52 t、1,200 kW という比較的軽量、小出力でもって上りコウ配 5% において 1,450 t のけん引を可能にしている。主要機器はすべて強制通風による冷却を行なっているが、通風系統としては個別方式として風道の簡素化をはかり、補機電動機には直流、単相組合せ補機方式を採用し相変換機の省略による軽量化がなされている。

インド のきびしい気象条件に対しても種々特別な対策が施されており、現地においてその性能を十分発揮し得ることが期待されている。



社会と企業を結ぶPR施設  
三菱電機スカイリング