

日本放送協会 納

MTKO-5 形イメージオルシコンカメラ装置

Type MTKO-5 Image Orthicon Camera Delivered to Japan Broadcasting Corporation

重 田 栄* 唐 原 久* 南 野 幸 雄**
 Sakae Shigeta Hisashi Tôhara Yukio Minamino
 小 野 田 純*** 大 竹 寛***
 Jun Onoda Kan Ôtake

内 容 梗 概

昭和37年3月NHKに納入した全トランジスタ化、イメージオルシコンカメラ装置 MTKO-5 形は、目下技術現業局テレビ中継部で番組編成の一員となって活躍している。NHK を初め各民放局ではトランジスタ化カメラのレベルも真空管と同等以上であることが認められ、カメラの増設あるいは補充にはトランジスタ化を採用するという方向にある。このような一般的傾向の下において、この MTKO-5 形カメラの性能、実用性などは今後のイメージオルシコンカメラの方向をきめる重要な意味をもっている。本文はカメラの概要とさきに発表した TB-12 形カメラからの改良点について、またこれによる特性、性能の向上、および試験データなどにつき述べたものである。

1. 緒 言

日立製作所では全トランジスタ化イメージオルシコンカメラ装置としては、屋外中継用として TB-12 形⁽¹⁾、標準 4 本ターレット方式の TB-14 形を製作したが、本カメラ装置は NHK の仕様に基づいて製作し、37 年 3 月に完成したものである。

これは従来のカメラに大幅な改良が加えられ、電氣的、機械的にすぐれた性能をもつよう設計された。特に低温、高温試験は $-15 \sim 45^{\circ}\text{C}$ の上下限で 3~4 時間以上放置という動作試験にも合格した。

第 1 図は本カメラ装置の外観を示すもので、構成はカメラヘッド、カメラ制御器およびその電源よりなる。カメラヘッドはカメラ本体とビューファインダよりなり光学系はズームレンズ専用とし、従来のターレット式に比べ機構の簡略化、重量の軽量化をはかった。ビューファインダには 8 形の角形ブラウン管を使用するとともに、十分なるコントラストが取れるようにしてあるためカメラワークが簡易化された。カメラ制御器は主映像増幅部、波形モニタ部、映像モニタ部の 3 ユニットからなり、これらが 1 箱に収納できる構造とした。カメラ電源はトランジスタ方式でカメラヘッド電源、制御器電源、およびその他の電源よりなり、カメラケーブル延長による電圧降下補償がその他のケーブル補償と連動で行なわれるようにした。また従来の電子管式 24 心カメラケーブルも 100 m を限度として使用できるように設計した。

入力電源は AC 100 V 専用であるが、標準カメラケーブル 10~400 m で 530~620 W 程度となるため、従来の電子管式カメラと比較し約 1/2 程度の電力で動作する。

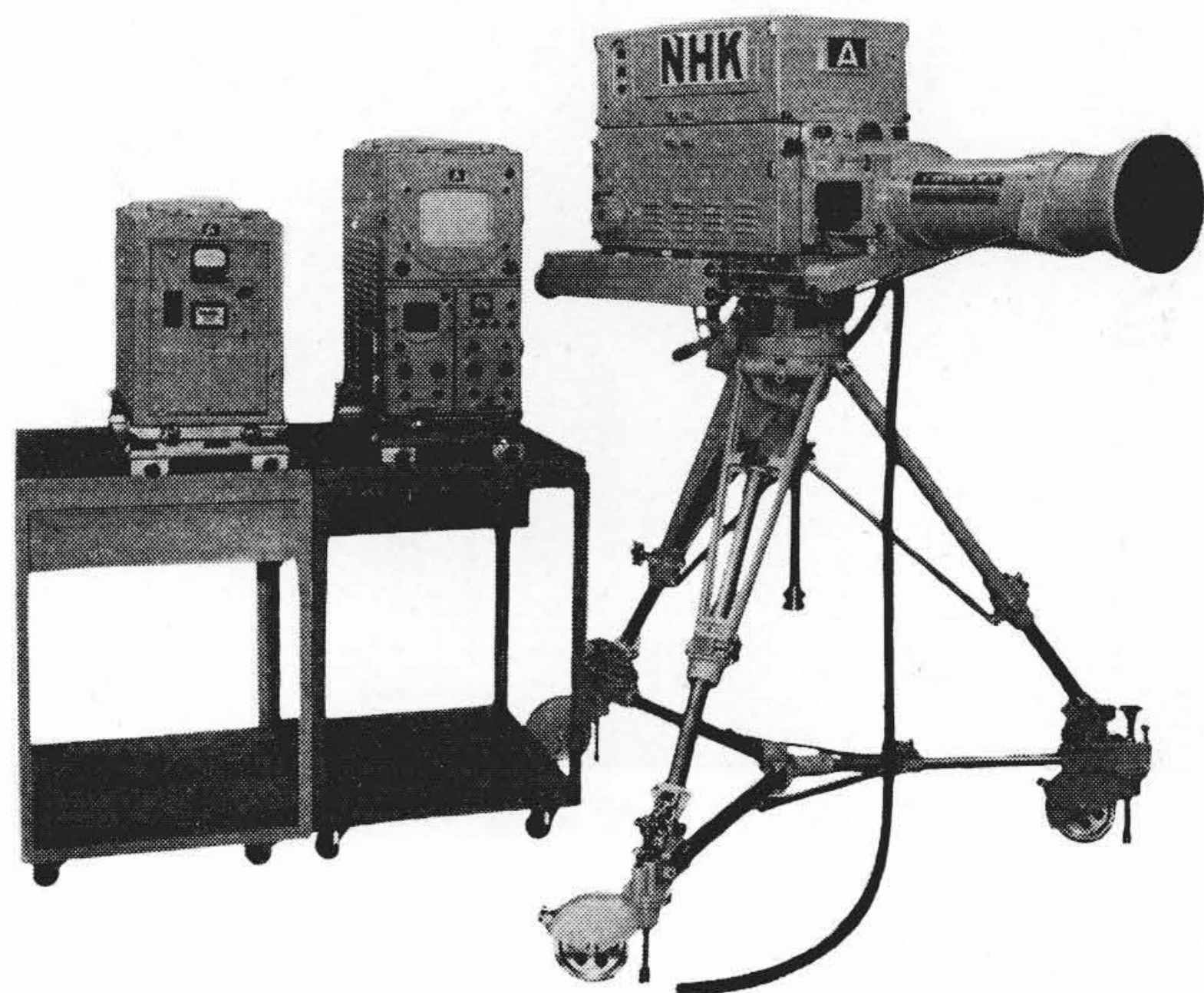
2. 仕様の概略および特長

2.1 仕 様 の 概 略

本カメラの仕様の概略は下記のとおりである。

〔1〕 定 格

(1) 入 力 信 号	水平駆動信号	4 V _{P-P} 負極性	75Ω
	垂直駆動信号	4 V _{P-P} 負極性	75Ω
	帰線消去信号	4 V _{P-P} 負極性	75Ω
	同期信号	4 V _{P-P} 負極性	75Ω



第 1 図 MTKO-5 形カメラ装置外観写真

(2) 映 像 出 力	V 1V _{P-P} 正極性 75Ω 2 系統 V 1V _{P-P} または V. S 1.4 V _{P-P} 正極性 75Ω 1 系統
(3) 電 源	交流入力単相 100 V 50 c/s および 60 c/s タリ用電源入力 直流 24 V
(4) 使 用	連続
(5) 周 囲 温 度	0~40°C ただし $-10 \sim 0^{\circ}\text{C}$, 40~45°C の間は仕様書規格をはずれても映像断、部品の熱破壊をおこさないこと

〔2〕 性 能

(1) 画 質	NHK 解像度パターンに対し標準撮像状態において次のとおり
水平解像度	中央部 500 本以上 周辺部 400 本以上
そ の 他	黒引、白引、反射、リングングおよびその他の異常現象が認められないこと
(2) 偏 向 ひ ず み	RETMA リニアリティボールチャートと電氣的しま信号と比較し、縦横とも画面の画わくを中心とした円

* 日本放送協会施設局演奏設備部

** 日立製作所通信機事業部

*** 昭和電子株式会社小金井工場

- 周内側では、画わく高さの1%以内、
外側では2%の円内にはいること
- (3) 雑音
ハム雑音 $-60\text{ dB}_{(P-P)}$ 以下
その他の雑音 -35 dB(r.m.s) 以下
- (4) 撮像管 5820
- (5) ビューファインダ M-7173 (8形)
- (6) 波形監視管 3BHP1 (3形、後段加速管)
- (7) 映像監視管 7TP4 (7形、高圧収束)

2.2 特長

仕様の概要は2.1のとおりであるが、このカメラ装置の特長を列挙すると下記のとおりとなる。

- (1) 高圧発生部はすべて15kc水平同期方式を採ったため従来のDCコンバータ雑音は全く認められない。
- (2) カメラ前置増幅器の初段にはニュービスタ管を使用したためVHFのかぶりは全くなく、S/Nがトランジスタに比べてすぐれており、またカメラスイッチ・イン時のショックに対しても全然問題を生じない。
- (3) カメラヘッドに焼付防止装置を組み込み、イメージオルシコンのイメージ部に装着した焼付防止コイルに回転磁界を生ぜしめターゲットの焼付きを防止する。このため従来のカメラより撮像管の寿命が一段と延長できた。
- (4) この回転磁界は同時に水平および垂直のセンタリングにも動作しモニタ上での画面の動きを完全に補正した。
- (5) フィールドズームレンズはリレー交換により望遠(135~900m/m)および広角(60~400m/m)の切り替えができ、さらに変換マウントの使用によりスタジオズームレンズおよび単体レンズも使用できるように設計した。
- (6) イメージオルシコンアセンブリには水平偏向ひずみ補正用の第三次コイルを装着して電磁的に水平ひずみを補正した。
- (7) カメラヘッドにはターゲット温度、絞りおよびフォーカス電流の指示メータを備え、任意に切り替えて使用することが可能

である。特に絞りはズームレンズのリレーレンズ交換に連動して絞り指示が自動的に切りかわるようにした。

(8) イメージオルシコン保護回路にはリレーを使用せず高信頼管を使用し、水平、垂直偏向出力より直接検知動作させているためオルシコンの保護は確実である。

(9) 各水平偏向回路はAPC (Automatic Phase Control) 方式であるため同期が確実であり、周囲温度の広範囲にわたり位相差を $\pm 2\mu\text{s}$ 以内に保つ。また出力トランジスタは高圧ツェナーダイオードによりフライバックパルスから保護するようにした。

(10) 各垂直偏向回路は偏向ひずみを少なくするために独特の正帰還回路を採用し画面の上下部を独立に補正するようにした。

(11) カメラ電源はトランスダクタ方式で広範囲な電圧制御ができるためカメラケーブル長によるカメラ受端電圧は400mまでは常に一定の -24 V に保ち、また誤って出力を短絡した場合でもトランジスタ制御電源と異なり破壊することは皆無である。

(12) 従来の電子管式24心カメラケーブルでも100mを限度として使用することができる。

(13) カメラ支持台には軽金属を使用しているため従来のものに比べて約2/3程度の重量となった。

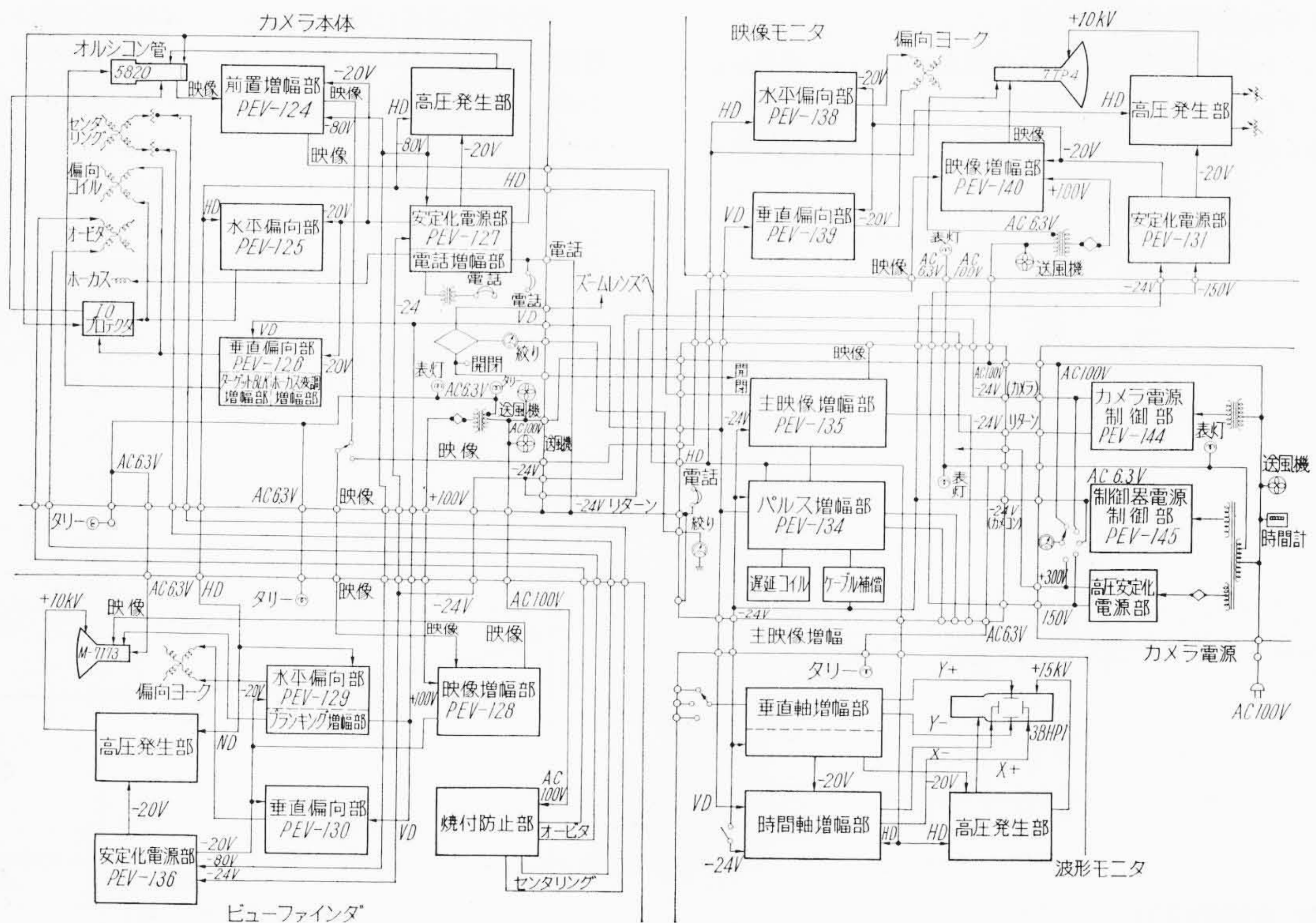
(14) 機器はすべて堅ろうなショックマウントにささえられるため車載などによる激しい振動に対して安全である。

3. 動作の概要と改良回路の動作

3.1 総合動作

総合動作は第2図の全系統図に示すように、大局的には従来のカメラと大差はないが、以下その動作について簡単に述べる。

まず被写体はカメラ本体のズームレンズでイメージオルシコン光電面に結像される。これはターゲットを介して、水平および垂直偏向コイルにより掃引された電子ビームを変調し電気信号に変換される。前置増幅器はこの信号を増幅しカメラケーブルを通してカメラ制御器に導く。前置増幅器からのもう一つの出力はビューファインダに導かれ増幅された後モニタ管M-7173に被写体を写し出す。カ



第2図 MTKO-5 形カメラ装置系統図

メラケーブルからの信号はカメラ制御器のプロセス増幅器で標準テレビジョン信号に形成される。この増幅器はメラケーブルによる映像信号の特性劣化を補償し、ハム誘導などの雑音を除去するとともに画面の陰影をも補正する働きを持っている。この動作を確実にこなうため波形を監視する波形モニタと、映像を監視する映像モニタに信号の一部が導かれる。カメラ制御器はこのほかにメラヘッド、モニタ各部の偏向回路を駆動する水平、垂直駆動パルス分配器を有している。特にメラヘッドはメラケーブル延長によるパルスの遅延を自動的に補償するように動作する APC 回路からパルスが供給される。これらの駆動パルスは外部の標準同期信号から供給される。映像モニタには 7 TP 4 を使用しその動作はほぼビューファインダと同じである。波形モニタは水平、垂直のそれぞれ 2 ラインおよび 1 フレームの信号波形を切り替えて監視できる。また校正パルス、テスト入力を備えメラ制御器の動作を確実にしている。

3.2 改良回路の動作

2.2 に列挙したようにこのメラ装置は従来にみられない新しい回路を多く持っているが、それらの動作について詳細に述べる。

(1) 高圧発生回路

従来トランジスタ機器に必要とされる高圧はほとんど DC コンバータ方式が採られている。この方式では最も能率、レギュレーションの点ですぐれた飽和トランスを用いた矩形波自励振方式の 400 c~5 kc の DC コンバータが最も多くの機器にみられた。従来のトランジスタ式メラでも同様に、DC コンバータ雑音を除去するのに膨大な浪費をした。また当初雑音を押さえたにしても部品などの経年変化、電源電圧の変動で非同期性のこの雑音は増加することもあるためその対策には悩まされることが多くあった。このため TB-14 形で成功をみた水平フライバック方式をこのメラ装置に採用した。第 3 図 (b) はこの高圧ユニットの系統図を示す。従来受像機などでみられる水平偏向回路のフライバック電圧をステップアップする方法はとれないので、別にフライバックを水平駆動信号で駆動しステップアップ後整流して高圧を得ている。第 3 図 (a) は従来のブッシュブル DC コンバータでこの動作原理は良く知られているように、トランジスタのコレクタにかかるピーク電圧が供給電圧の 2 倍が限度となること、また電力はトランス内にたくわえられずにトランスを通過して負荷に直接供給されるためレギュレーションが良いこと、双半波ともに負荷をかけると高能率が得られることなどですぐれている。矩形波発振の

周波数 f は次式で与えられる。

$$f = 1/2 T = V_s \cdot 10^8 / (4 N A B_s) c/s^{(2)}$$

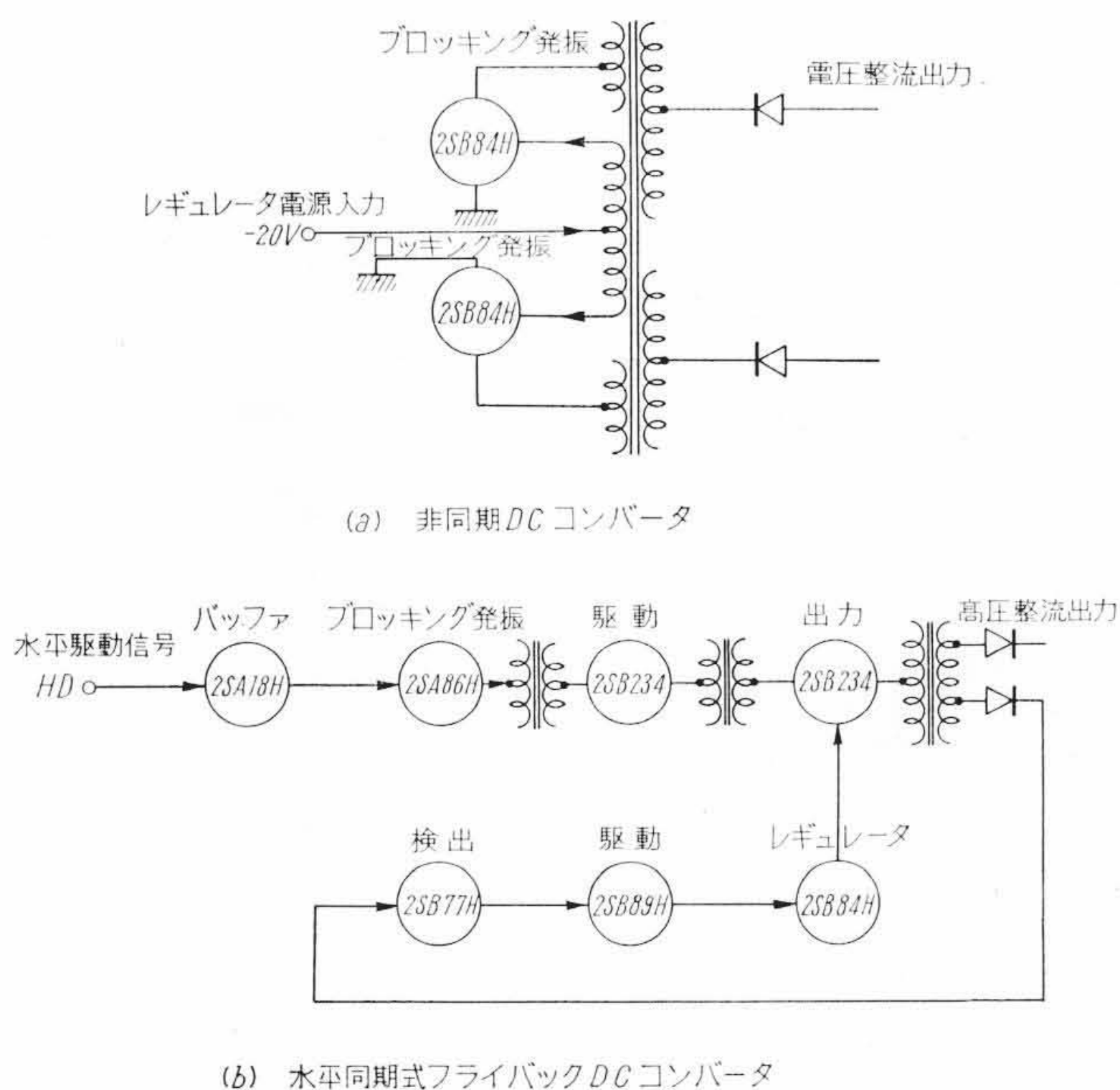
ただし B_s は飽和磁束密度 (ガウス), A は断面積 (cm^2), N は次巻線数, V_s は供給電圧である。

以上のようにすぐれた DC コンバータではあるが発振周波数がこのようにコアの材質と巻線数および電源電圧で決定されるので、メラ装置のように低レベルの場所ではこのスイッチング時の雑音に悩まされる。一方水平フライバック方式ではスイッチング時のトランジエントがほとんど帰線消去期間にはいってしまうのでその雑音の除去はきわめて簡単である。動作原理は水平偏向動作とほぼ同様で、偏向の場合出力トランジスタの飽和によって生ずる蓄積効果の影響は、このユニットでは問題とならないから単に水平偏向回路から APC 回路を抜き取ったに過ぎない。このユニットでは能率、レギュレーションの点で (a) に劣り、前者が 80~90% の高能率が得られるに反し後者は 40~45% 程度にとどまる。この点は雑音の除去の点で打ち消しとなるにしてもレギュレーションの低下については別に対策をたてなくてはならない。これはトランス二次整流電圧を一次に帰還して改善を図った。これによってレギュレーションを規定値内に収めることができた。

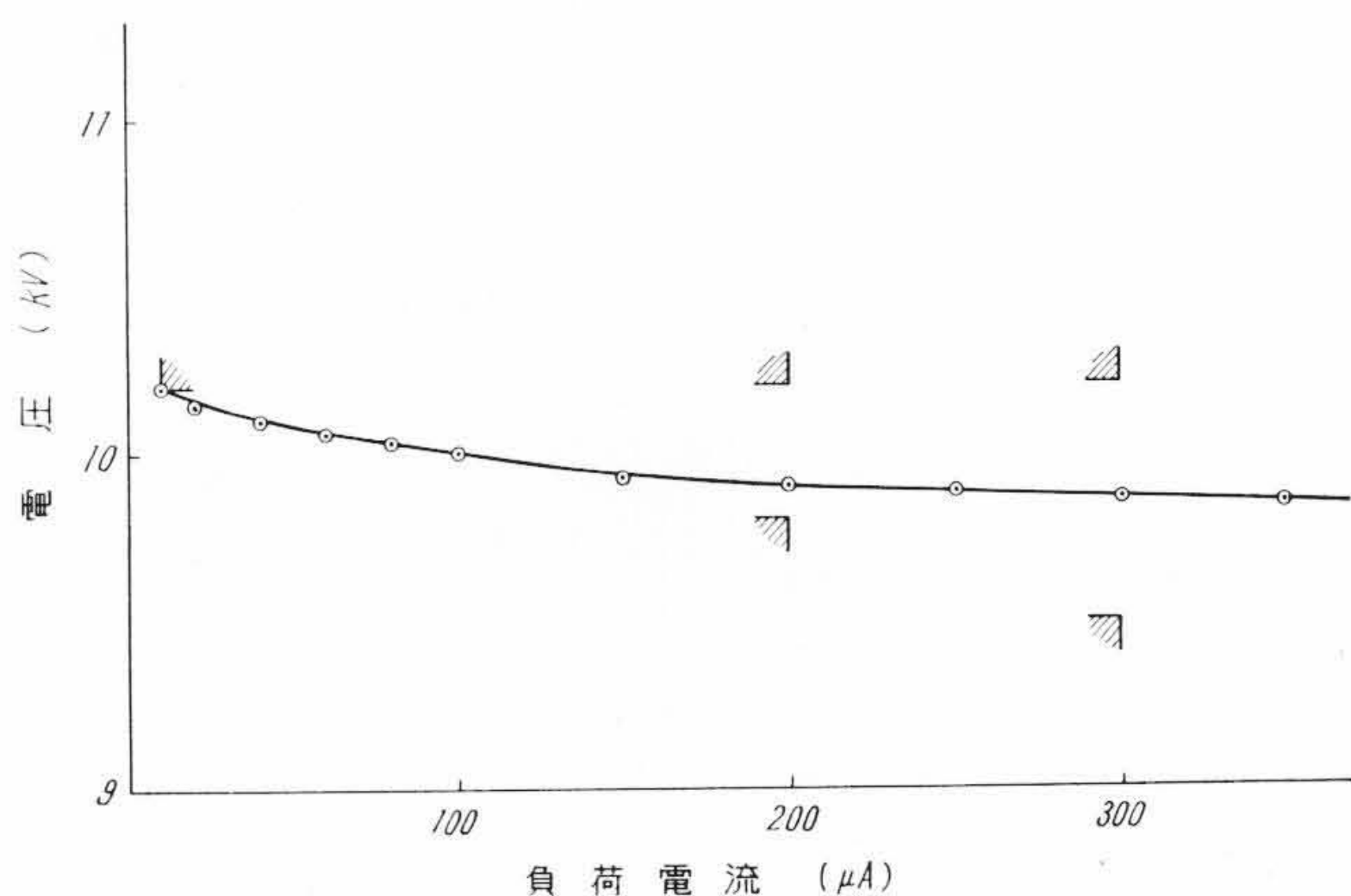
第 4 図は高圧ユニットの一例として映像モニタのものの試験データを示す。

(2) 前置増幅器

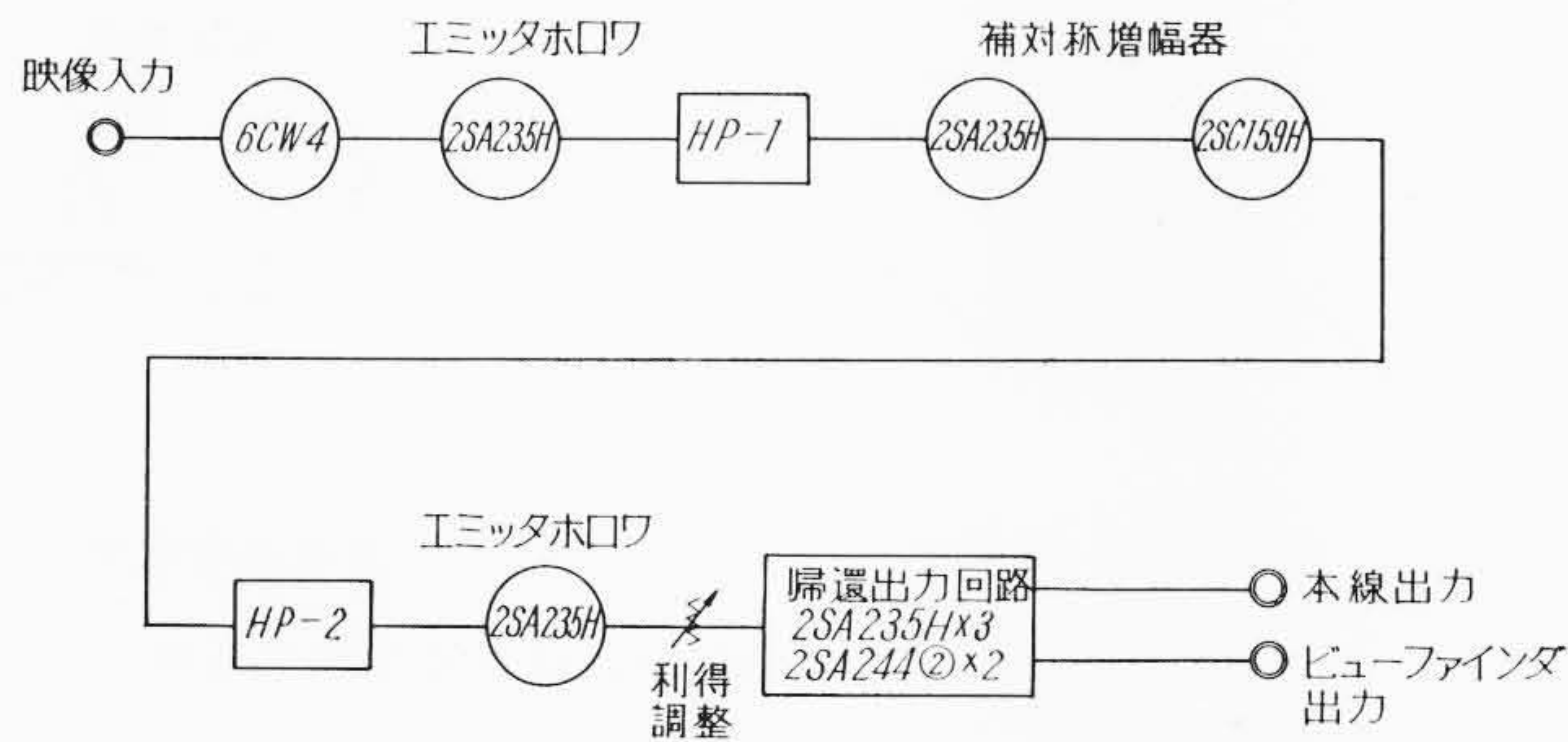
この前置増幅器の初段にはニュービスタ 6 CW 4 を使用しているがこれは次の三つの理由による。①トランジスタを初段に使用するより S/N が改善できること。② VHF 帯のかぶりが少なくできること。③スイッチ・イン時のショック電圧によってトランジスタの破壊がないこと。従来のトランジスタメラでは初段トランジスタは特に低雑音のものを選ばなくてはならなかった。また VHF 帯のトランジスタにおける非直線性により検波されいわゆるかぶり現象があったがこれは初段トランジスタによるものと考えられた。スイッチ・イン時はイメージオルシコン信号電極電圧 1.3 kV によるパルス性電圧でトランジスタが破壊する恐れがあった。しかし初段を電子管にするとトランジスタが低インピーダンスで受けているに比較して高域の補償が最も問題となる。前置増幅器映像信号レベルはイメージオルシコン管のバラツキから最低 $3 \mu\text{A}_{\text{P-P}}$ を考えねばならない。したがって出力 $0.5 \text{ V}_{\text{P-P}}$ を 51Ω のメラケーブルに送り出すには電流利得で約 70 dB を必要とする。また入力抵抗を $18 \text{ k}\Omega$ にしたときには約 20 dB の電圧利得となる。ニュービスタ入力の場合そのグリッドにおける入力等価容量はオルシコン信号電極と他電極間の静電容量、ベースソケットおよび配線ストレーに加えるにニュービスタの入力容量よりなりこれが約 80 pF にも及ぶ。このためグリッドでは 7 Mc で 40



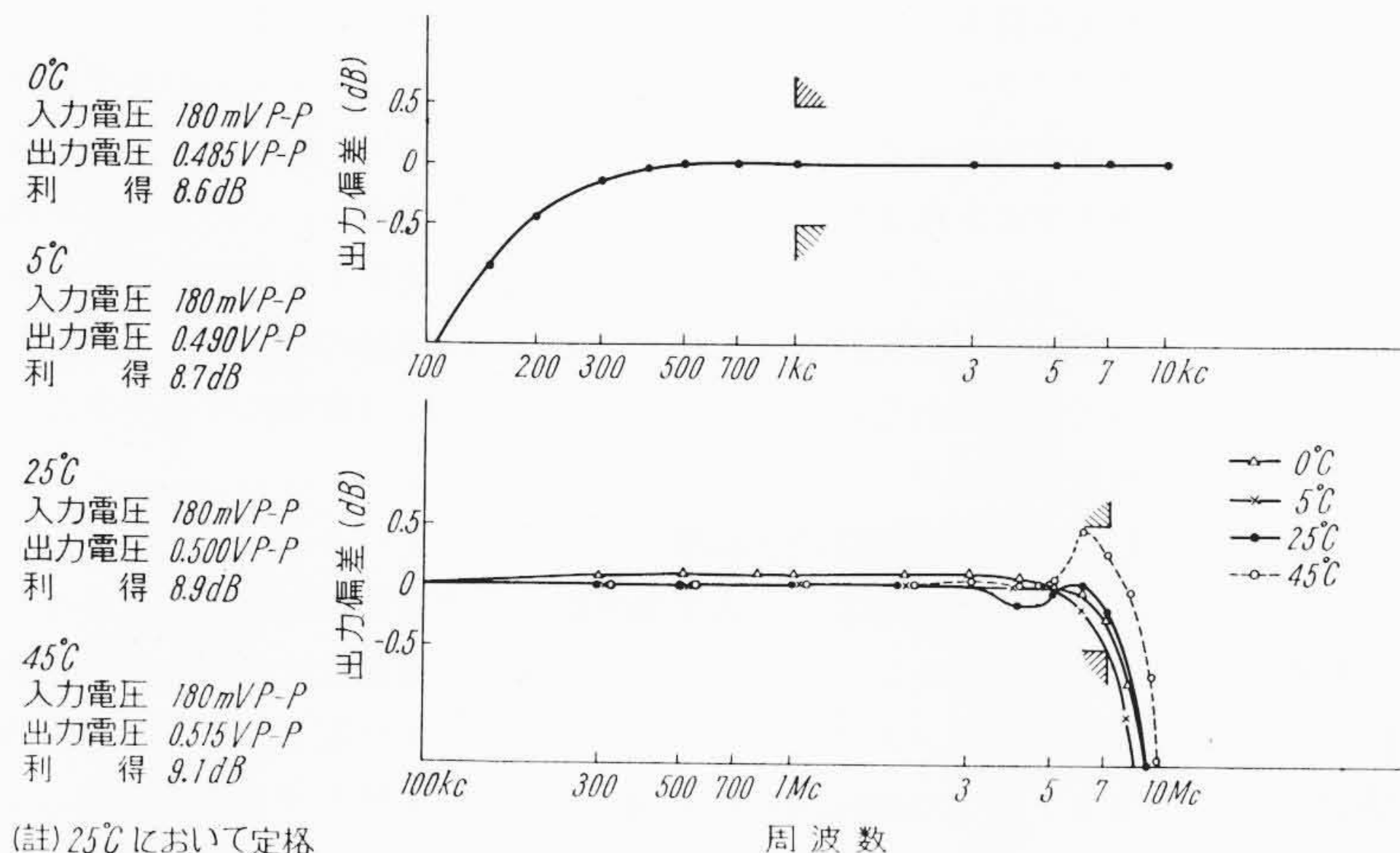
第 3 図 高圧発生 DC コンバータ系統図



第 4 図 映像モニタ高圧電圧変動率



第5図 前置増幅器系統

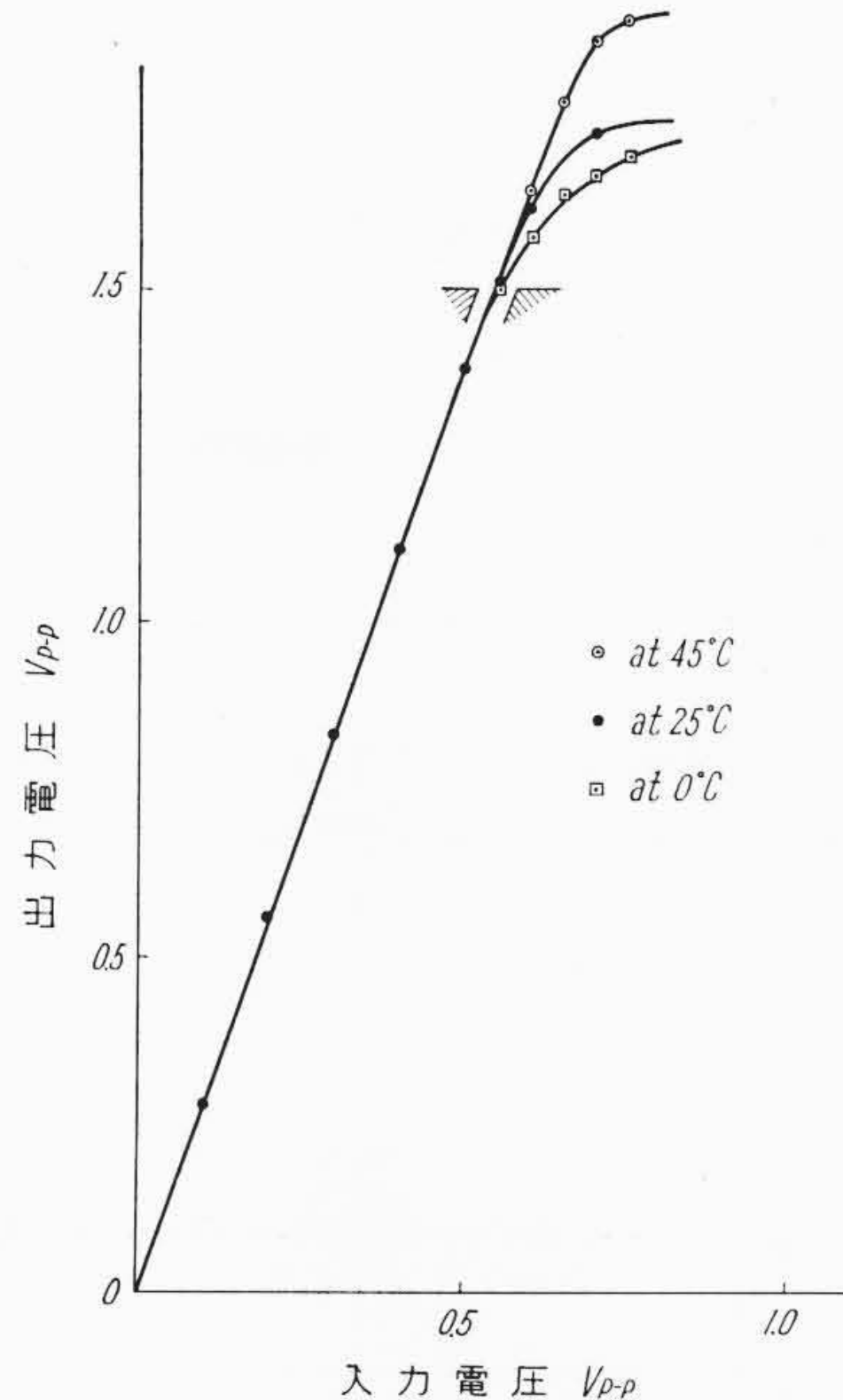


第6図 カメラ前置増幅部周波数特性

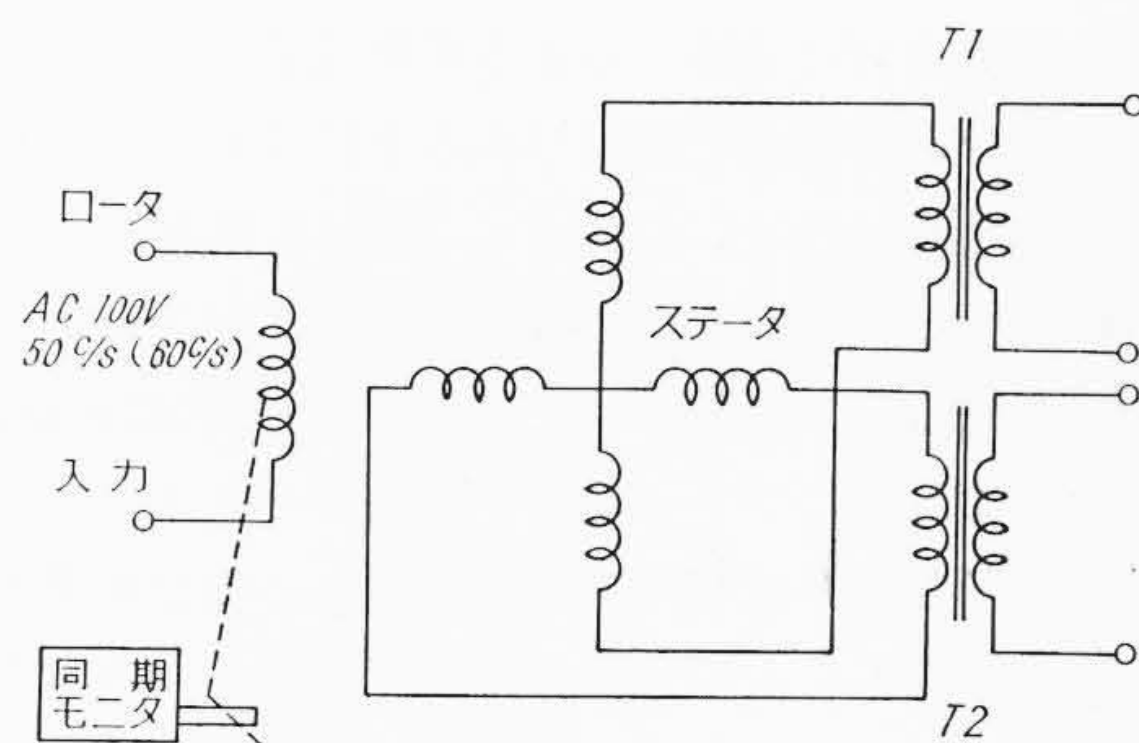
dB もの損失を招くから 1 kc~7 Mc $\pm$ 0.5 dB の周波数特性に納めるには相当高域補償が必要となる。第5図は前置増幅器の系統を示すもので HP-1 および HP-2 はこのための補償回路である。回路はドリフト形を主体とする9本のトランジスタより構成される。TR₅~TR₉ は帰還形映像出力回路で本線とモニタに各個の出力を 51 Ω , 75 Ω で供給している。またこの前置増幅器は映像入力接栓(せん)のほかに SG 入力接栓を備え、回路チェック時には入力切り替えによって調整用信号を供給することができる。周波数特性および出力直線性は第6図、第7図に示すとおりであり、温度による影響も同時にプロットしてある。

(3) 焼付防止装置

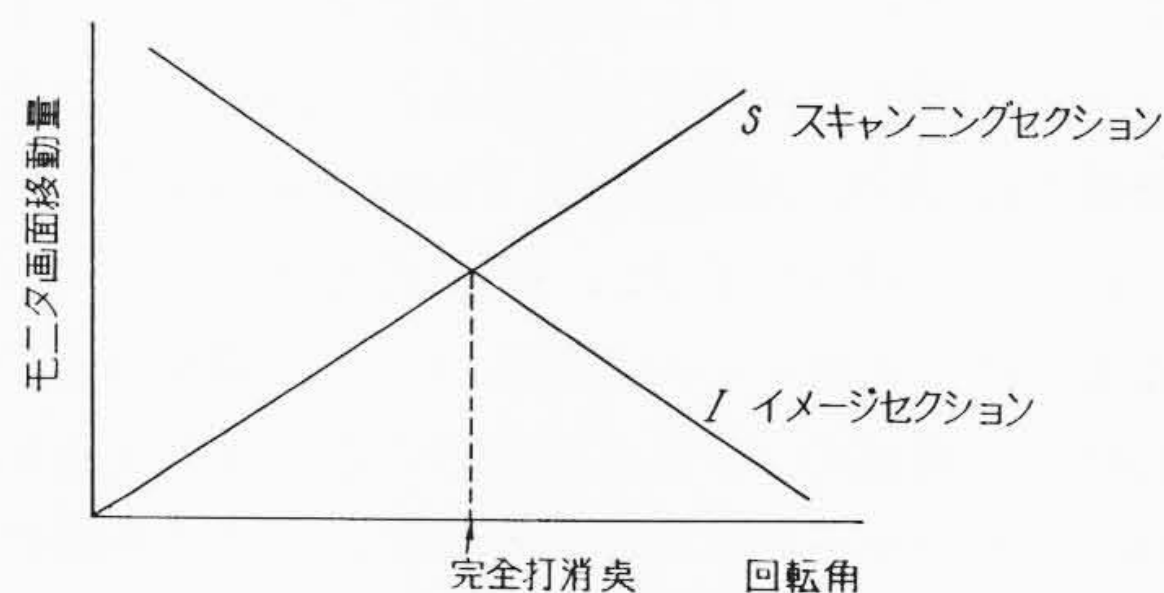
焼付防止コイルがイメージオルシコン・アセンブリにそう入されており、ビューファインダ部に装着された焼付防止装置から電源に同期した 1 CPM の偏向電流によりイメージ部に回転磁界を生じさせ、ターゲット面の焼付現象を軽減する。これにより従来のイメージオルシコンの寿命はかなり延長される。この動作原理は次のとおりである。まず焼付防止コイル(イメージコイル)は水平、垂直の2組の巻線より構成され、イメージオルシコンの光電面とターゲット面との間の管上に取り付けられてある。このコイルに 1 CPM (60 c/s では 1.2 CPM) の二相交流を供給すれば回転磁界ができる。これによりターゲット面の電子像は 1 CPM の円運動をする。この二相交流は第8図のリゾルバー一次巻線(ロータ)に AC 100 V を供給し、これを機械的に回転駆動すれば、ロータ、ステータの機械的位置関係に応じて 1 CPM の振幅変調を受けた2組の 50 c/s (または 60 c/s) の出力が得られる。この2組の出力はそれぞれのエンベロープが約 90 度の位相差を有しており、T₁ および T₂ で降圧した後、整流平滑してイメージコイルに供給される。実際にはイメージコイルの回転磁界のためモニタ上の画面は円運動をするからこれを補正することが必要である。このた



第7図 カメラヘッド前置増幅部直線性(現用ユニット)



第8図 焼付防止回路図

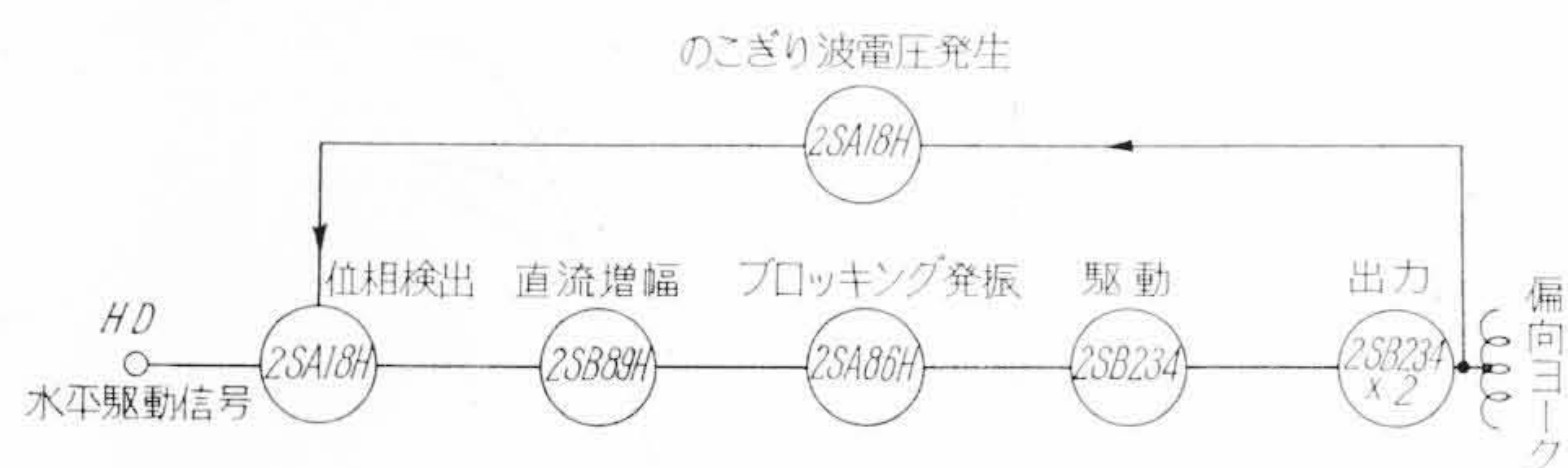


第9図 画面の移動補正図

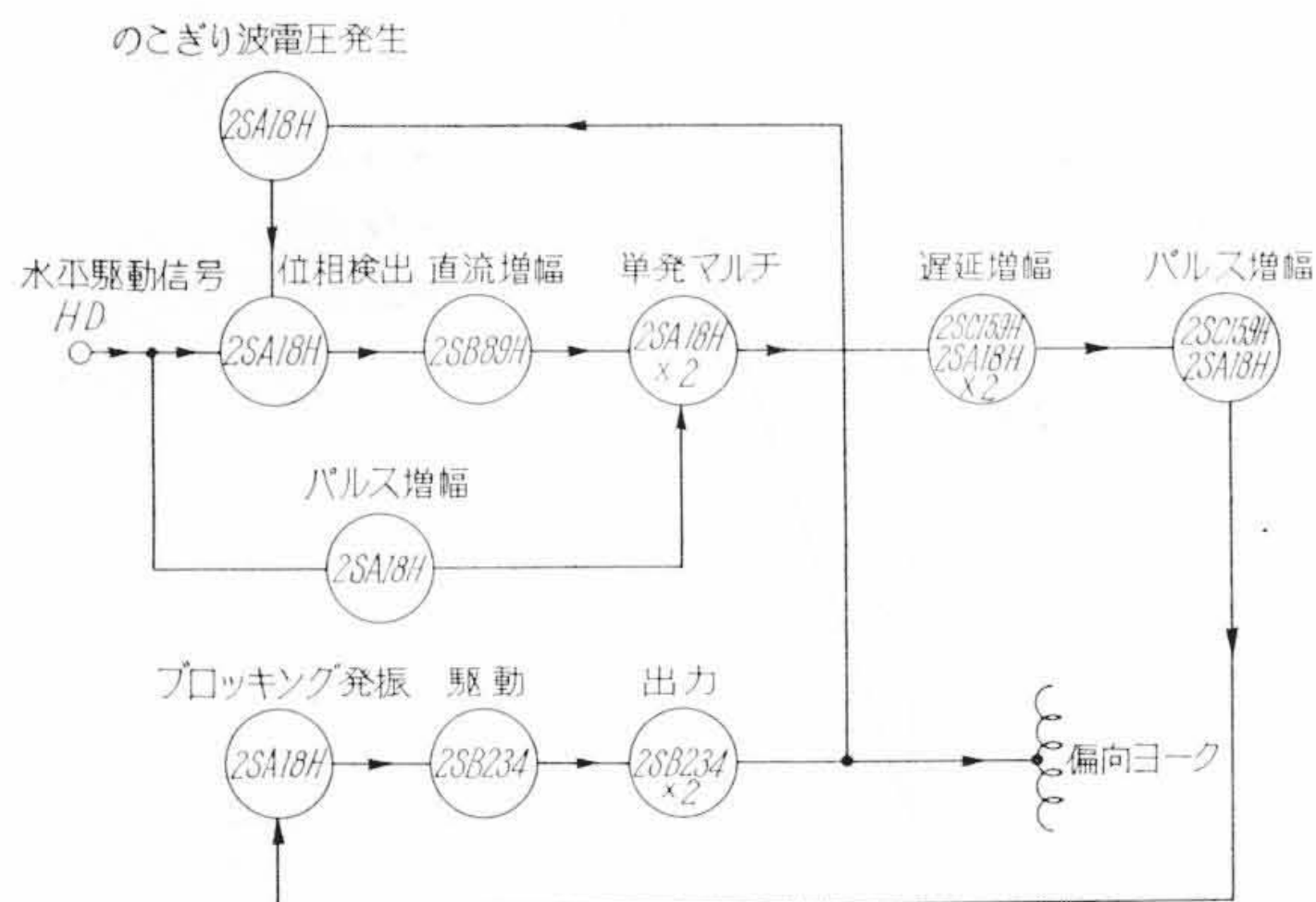
め 1 CPM の二相交流をイメージコイルと同時に偏向位置調整回路にも流して画面の移動を見かけ上相殺している。第9図はこの補正の様子を図示したものである。イメージコイルの出力は偏向位置調整回路と直列になっていて打消調整器によりそれぞれの振幅関係が互いに逆方向に調整できる。すなわち打消調整器の回転につれてイメージセクションおよびスキャンニングセクションの画面移動量が図の I および S の曲線のように変化し I と S の交点が完全な打消点となる。

(4) 水平偏向回路

トランジスタの水平偏向回路の出力はスイッチング動作によって偏向電力を得るものが普通である。これはトランジスタのスイッチング動作の有能性を活用したものでこの原理はよく知られるところである。このため能率を高めることができる反面直線性の補正が回路的に行なえないという欠点もある。また出力トランジスタの飽和による蓄積効果も考慮せねばならない。このため直線



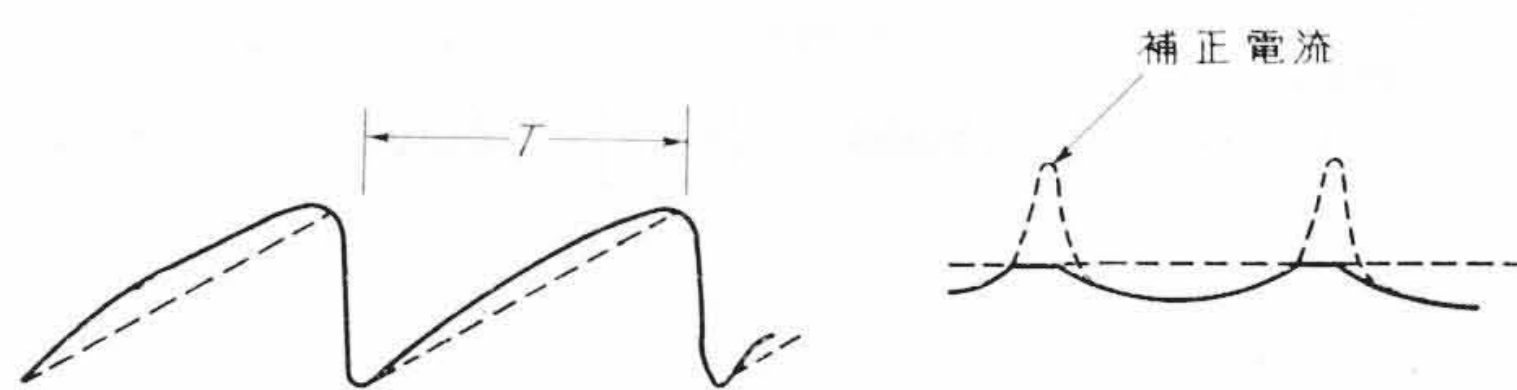
(a) AFC 方式水平偏向回路



(b) APC 方式水平偏向回路

第 10 図 水平偏向調相方式系統図

性の補償は(5)で述べるように電磁的に行なっている。また蓄積効果については水平駆動パルスと位相を合わせるためにこれを回路的に補正せねばならない。TB-14 形カメラでは AFC (Automatic Frequency Control) 方式を用いて出力フライバックの位相を駆動パルスと合わせている。この方式は系統図を第 10 図(a)に示すように、ブロッキング発振のバイアスを出力パルスより形成したのこぎり波電圧と HD パルスとの位相差を検出して制御する方式である。この方式では水平駆動パルス群の平均レベルによってブロッキング発振を制御するためその発振の位相を進めることが可能であり、この調整範囲はかなり広く約 10 数 μs にセットできる。この反面厳密に言えば HD パルスと偏向の位相に誤差が出やすくビューファインダに帰線消去信号を入れないとカメラ制御器モニタとの間に画面のずれが出ることがある。このためこのカメラ装置では APC (Automatic Phase Control) 方式を採用している。これを同図(b)に示す。この方式ではブロッキング発振を制御するものはトリガーパルスであり、この調相は次のようにして行なわれる。前述の AFC と同様ののこぎり波電圧を出力から得て、これで HD パルスの位相差を検出し、その位相差に応じた直流分が直流増幅されて単発マルチバイブレータのバイアスとなる。したがってこのマルチバイブレータはその出力のパルス幅が制御される。この単発マルチのトリガーパルスは HD であり、この出力は次のパルス遅延回路でさらに遅れて全体として出力トランジスタでの遅れる分を見かけ上進めるよう動作する。実際には 1 H 遅れて同期することになる。この方式はブロッキング発振周波数を直流分で制御する AFC 方式と異なり 1 H 遅れて同期すること、マルチの感度が高くループ利得がとれることなどにより位相のずれが非常に少ない。直流増幅器のリファレンス電圧を周囲温度の変化に対して固定されているならば、 $-10 \sim +45^\circ\text{C}$ の範囲内で $\pm 2 \mu\text{s}$ 以内の位相差にはいり実用上問題を生じない。このリファレンス電圧はツェナーダイオードであるが、ダブルアノード接続として温度係数を極力小さくしている。出力トランジスタのスイッチング動作についてはその基本的動作はよく知られているので省略する。出力トランジスタでは帰線時間におけるフライバック電圧によるトランジスタの耐圧の問題が重要である。APC 回路はスイッチ・イン時マルチが定常状態に至るまでブロッキング



(a) 偏向コイル電流

(b) 近似補正電流

第 11 図 水平偏向直線性補正電流波形

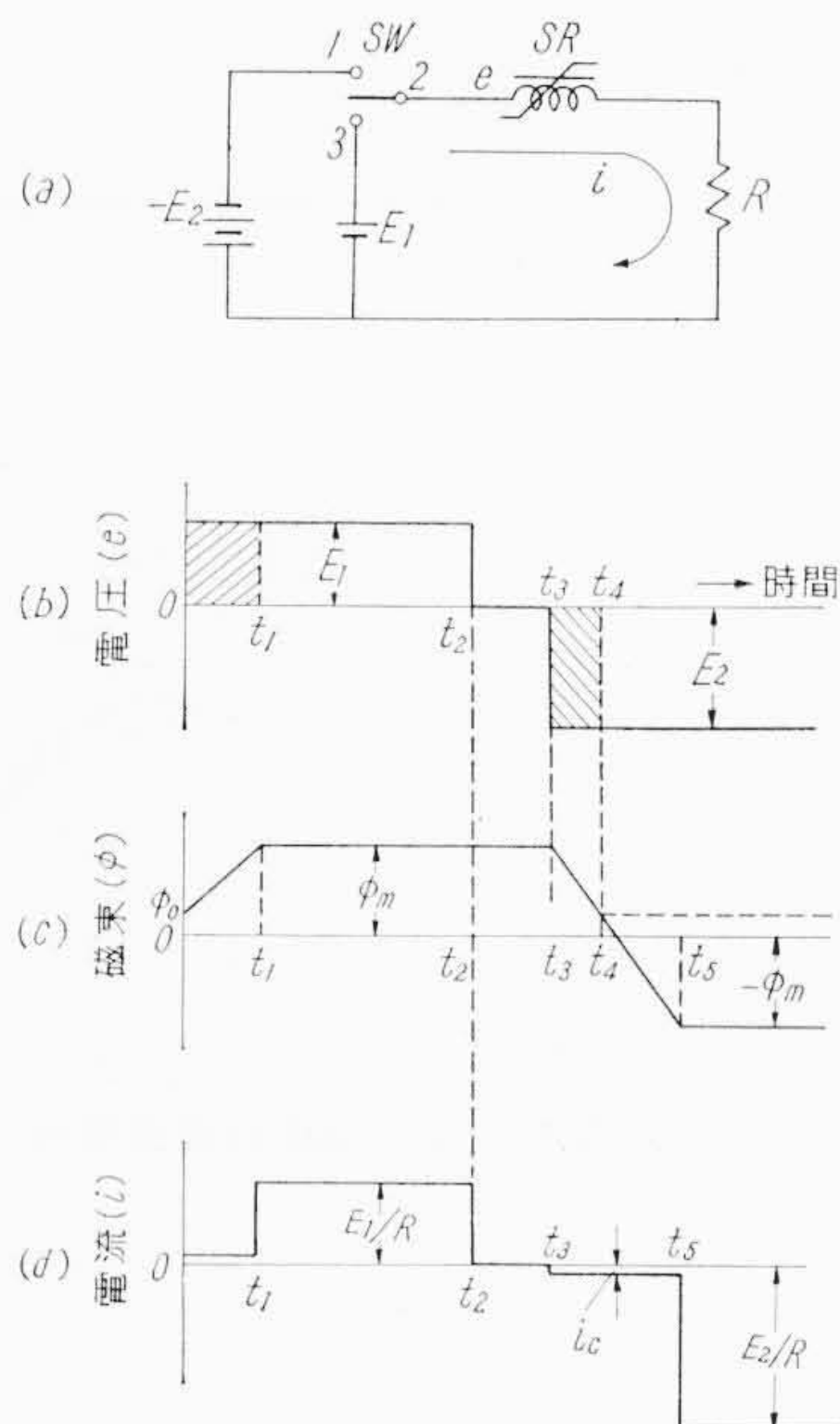
発振周波数が定まらず、フリーランニング時には周波数が低下して偏向ヨークでのフライバックパルスは定常状態の約 2 倍程度になる。これは回路的に HD パルスが何かの事故でこないときのフリーランニングの周波数およびスイッチ・インのトランゼントをおさえる一方出力パルスを高圧ツェナーダイオードで切り落とすことにより出力トランジスタを保護する。この方法によればツェナーダイオードをダンパとしても使用する可能性もありその飽和抵抗の低減が望まれる。実際には所定のツェナー電圧が 1 個では得られないことがあり、この場合には直列にするかまたは負電圧を利用している。

(5) 水平直線性補正回路

前項で述べたように水平偏向出力トランジスタは完全なスイッチング動作をしているため、この偏向の直線性は偏向ヨークの直流抵抗とインダクタンスとにより一義的に決定される。このため本カメラでは磁氣的に水平偏向の直線性を補正する方法を採用している。すなわちイメージオルシコンアセンブリ内にそう入された直線性補正コイルと、これに接続された外部二次共振回路とでこの動作をさせる。これは偏向出力における指数関数的ひずみの補正電流を外部共振回路の電流で近似されるもので、補正は電流の和でなくコイル内の磁束の和の形で行なわれる。この場合外部二次共振を偏向周波数と等しくし、回路の Q を臨界制動となるようにすれば、ある結合で一次電流による磁束変化のひずみを近似的に二次電流補正電流で打ち消すことができる。第 11 図は偏向コイル電流波形と、近似補正電流波形とを示すものである⁽³⁾。従来トランジスタカメラあるいはモニタ、受像機などで回路的に補正するすべがなかったが、この方法によればこの回路による損失のぎせいはあるがかなりの偏向ひずみ内に収めることができる。実際にこのカメラでは仕様中に述べたように、レトマポールチャートで中心部 1%、周辺部で 2% の偏向ひずみ内に収めることができた。

(6) トランスダクタ電源

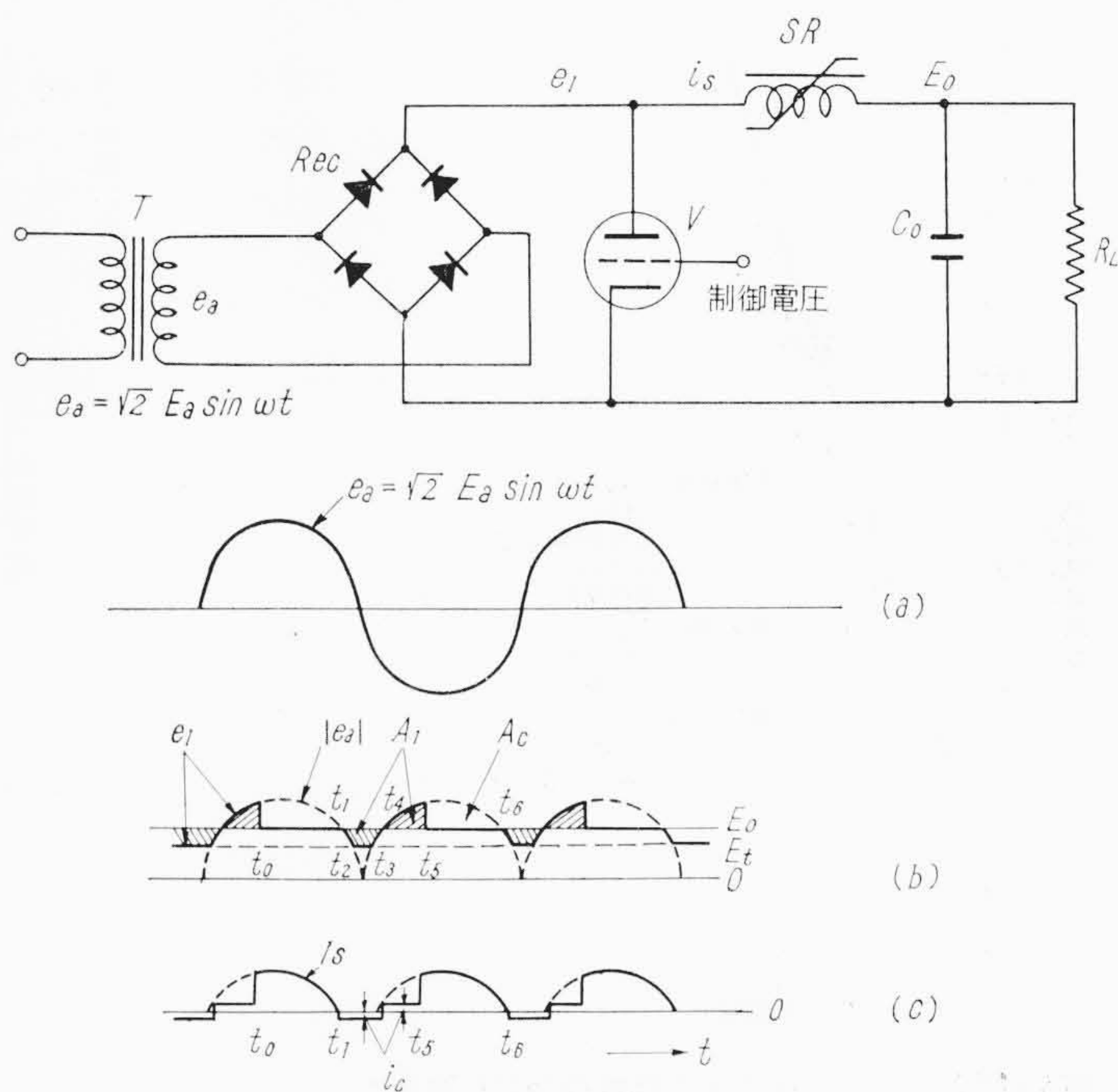
トランスダクタとは可飽和リアクトルのことを指すもので特にその原理は新しいものではないが、最近この整流電流制御法の回路的開発が進んできており、国外では相当に製品化されているようである⁽⁴⁾。国内でもこの種装置の製品もぼつぼつ見受けられるようになった。当工場でもこのような勢いに動かされて試作を行ない、ほぼ満足すべきデータが得られたので本カメラ装置の電源として製品化をはかったものである。したがって本電源は本装置の特長の一つをになうもので次にあげる特長をもっている。①カメラケーブルにおける自動電圧制御の範囲が広く 0~300 m まで完全に自動的に補償され、カメラ受端電圧を 24 V 一定に保つ。②安定化電源回路はトランスダクタにより粗安定な低速制御を行ない、トランジスタによって高速制御を行なっているため、交流電源電圧の変動の影響はきわめて少ない。③直列制御素子はトランジスタでないため出力回路の短路によってトランジスタを破損する恐れが少ない。④トランスダクタのコアの重量、フィルタコンデンサの容量から重量、容量とも多少大となるが、その電気



第12図 可飽和リアクトルの動作説明図

的安定度、機械的堅ろうさがそれらをカバーして余りあるものと考えられる。⑤過負荷に強い。⑥他の電源に比較してワットロスが少ない。

トランスダクタによる整流電源制御法の基本動作について以下に述べる⁽⁵⁾。第12図はトランスダクタ(可飽和リアクトル)の動作原理を説明するための図である。SRが可飽和リアクトルを表わす。Rはあまり大きくないものとする。最初SRの磁束は ϕ_0 の状態にあったとする。このときスイッチを急に入れ、 $+E_1$ なる電圧を加えると、Sの磁束は増加をはじめほとんど E_1 に等しい反起電力を生ずる。このときSに流れる電流は、その鉄心の磁束密度(B)に対応する磁界(H)を生ずるような値である。B-H特性がほぼ垂直であれば、Bが変化してもそれに対応するHはほぼ H_c に等しいのでSRの磁束が未飽和状態にある限り、その電流はほぼ一定である。この電流をトランスダクタの磁化電流と称し i_c を以てあらわす。SRの磁束が増加を続け、 t_1 において飽和値(ϕ_m)に達したとすれば、以後Sの磁束の増加はないから、反起電力を失ってSRは短絡されたと同様になる。したがって回路には E_1/R の電流が流れる。 t_2 においてスイッチを開放したとすれば、回路の電圧、電流は零となるが、SRの磁束はそのまま残留する。次に t_3 において $-E_2$ の電圧を印加すると、SRの磁束は減少して $-E_2$ に相当する反起電力を生ずる。このときSRに流れる電流も、 $-H_c$ に対応する電流で前記 i_c に等しい。 $-E_2$ を印加している限りSRの磁束は減少を続け、遂にその負の飽和値に達すれば再び(t_5)で短絡状態となり、 E_2/R の電流が流れる。もし途中の t_3 において、電圧を開放すればSRの磁束は、点線で示すように、その瞬間の磁束に留まって、次の電圧印加に対する出発点となる。リアクトルの巻数を N とすれば、その磁束変化と起電圧(e)との間には次の関係があるから $e = Nd\phi/dt \times 10^{-8}$ (ボルト)ゆえに $\int e \cdot dt = N \cdot \Delta\phi \times 10^{-8}$ (ボルト秒)これはリアクトルの起電力と時間の積で、その磁束の変化量に比例することを示している。第12図についていえば、SRは t が0から t_1 まで E_1 なる電圧を発生しているから、この間SRの磁束の圧加は図で右上りの斜線を施した部分の面積に比例する。また $t_3 \sim t_4$ の期間における磁束の減少は、図で右下りの斜線を施した部分の面積に比例するわけ

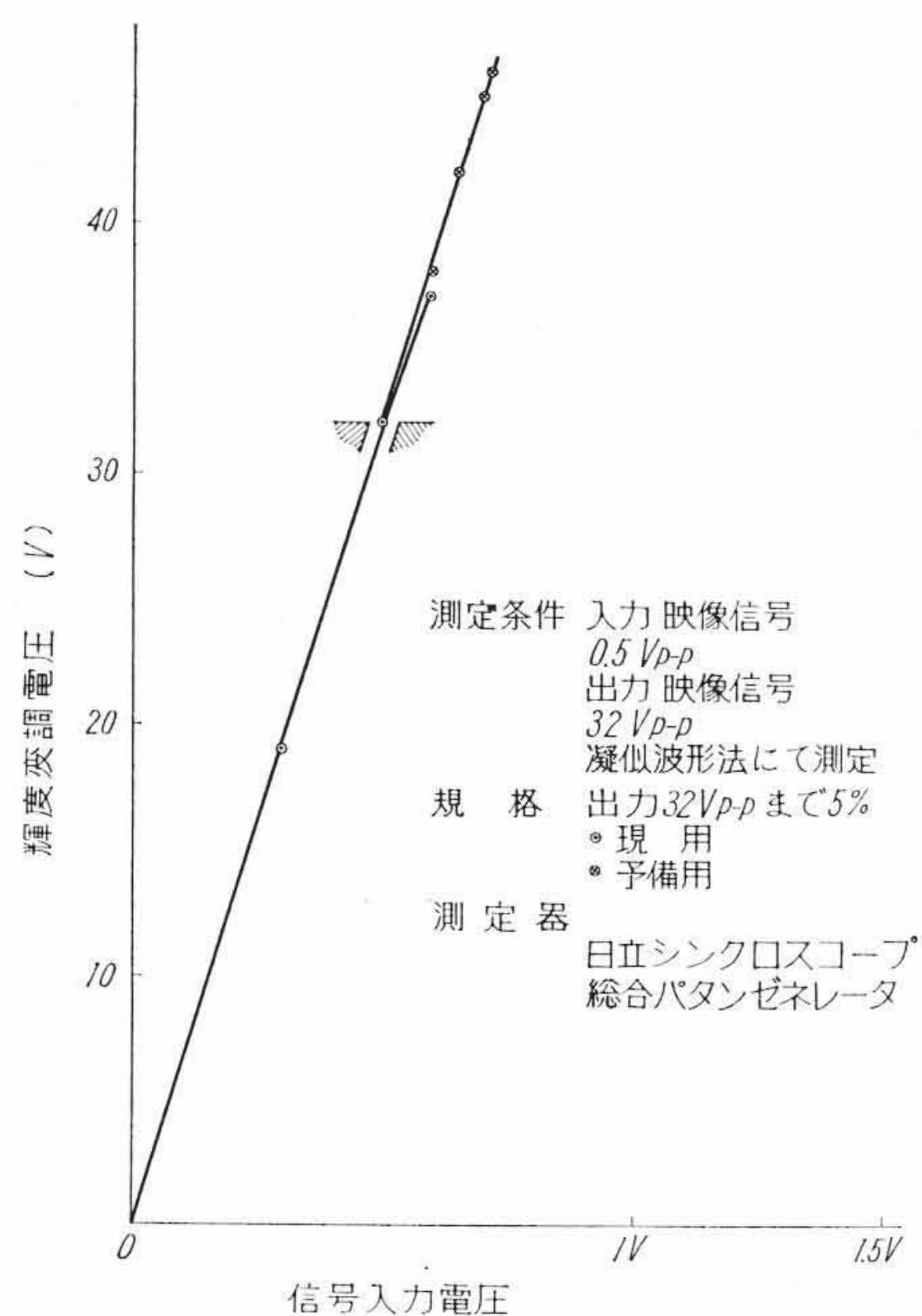


$E_t : V$ の

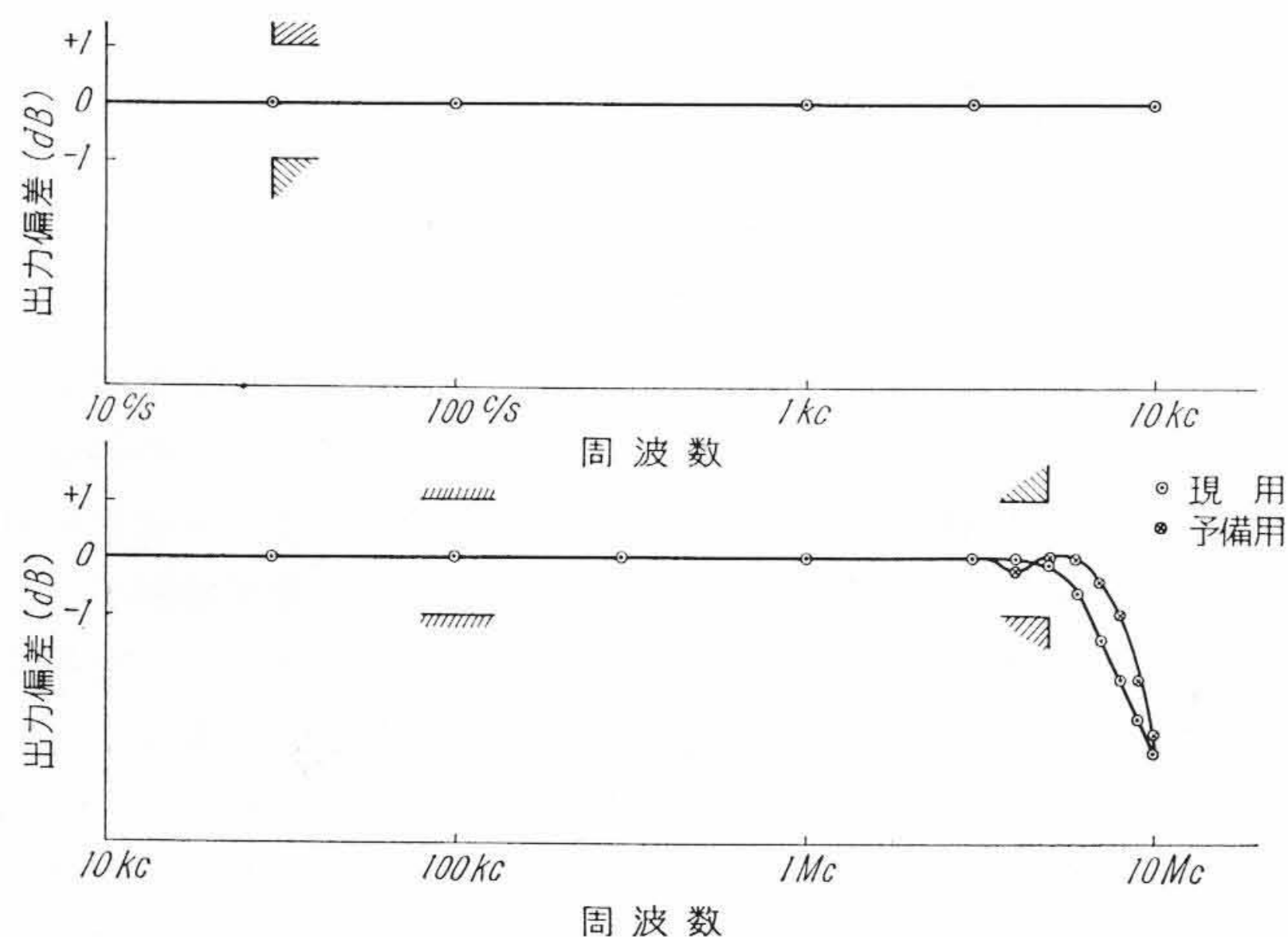
- (a) 入力電圧(e_a)
(b) トランスダクタに加わる電圧(e_1)
(c) 整流電流(i_s)

第13図 整流電流の制御方法例

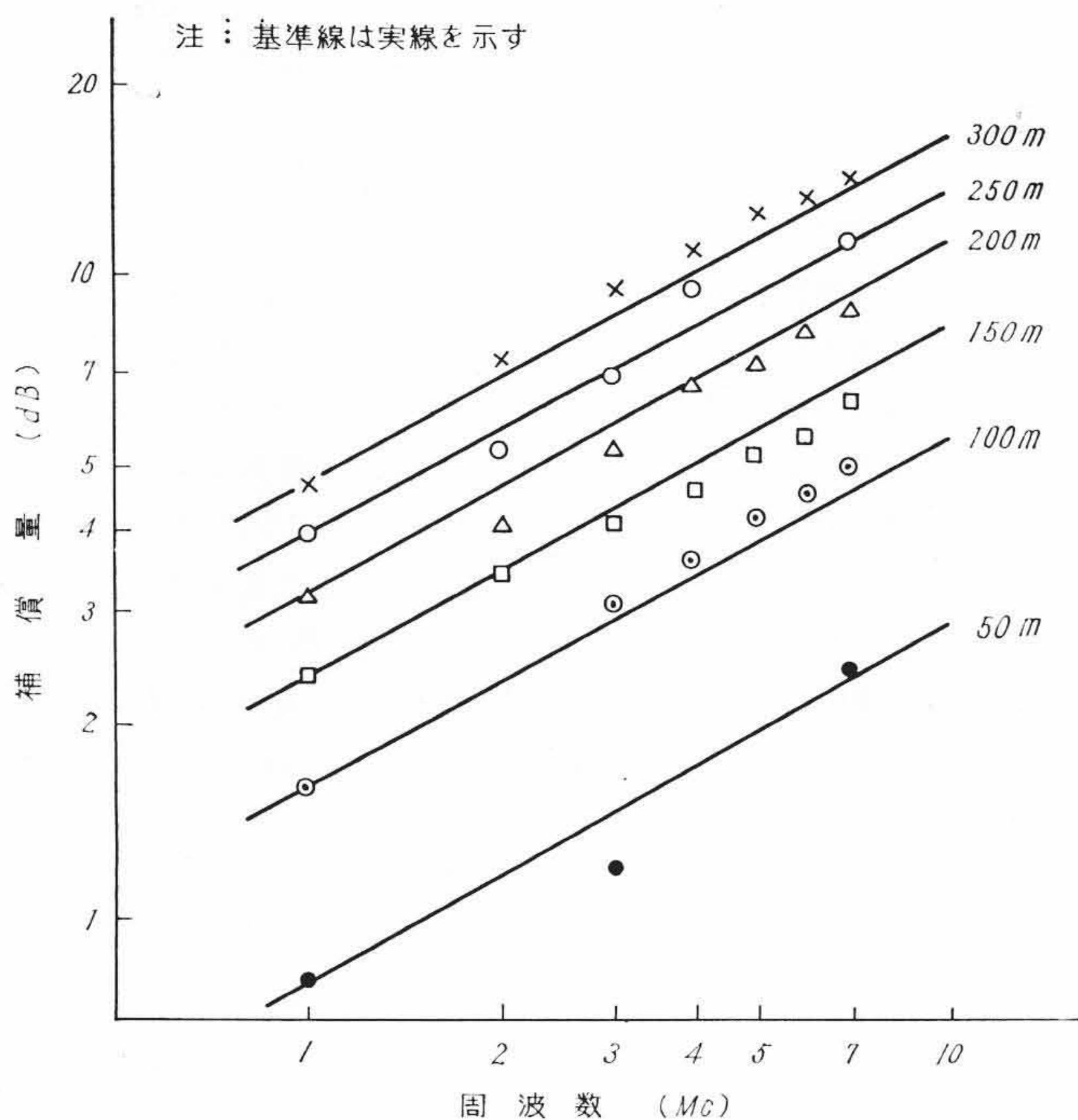
である。もし t_4 における磁束が、はじめの ϕ_0 に等しいものとするれば、磁束の増減が等しいわけであるから、図の右上りの斜線部分と右下り斜線部分の面積は相等しいことになる。図は起電力が一定に保たれる場合を示したが、上の関係は、電圧波形がどんなに複雑な場合でも成立するので、トランスダクタによる整流電流制御法の基本となるものである。以上がSR素子の働きであるが実際に回路に利用した場合の整流作用について考える。第13図の回路について次の仮定を行なう。①平滑コンデンサ C_0 は十分大きい、②リップル電圧は非常に小さい、③ C_0 の電圧(E_0)は一定に保たれている。同図(a)はトランスの二次電圧を表わし、(b)はトランスダクタに加わる電圧を示す。(c)は整流電流(i_s)の波形を示すものである。整流された電圧波形は同図(b)の点線のようになるが、SRの両端に加わる電圧は(b)の実線のようになる。すなわちSRが飽和に達するまでは、整流電圧とともに変化するが、飽和に達すると短絡されたと同様になるからSRと整流器の接続点の電圧(e_1)は E_0 に等しくなる。(b)図では $t_0 \sim t_1$ の期間がこの状態に相当し、この期間に(c)図のように整流電流(i_s)が C_0 に供給される。 t_1 以後 e_a が E_0 より低くなるので、SRには逆向きの電圧が加わることになる。すなわちSRのリセットが始まる。 $t_2 \sim t_3$ の期間は、整流器が完全にカットオフ状態で、SRの磁化電流のみがVに流れる。前述のように、この電流はほぼ一定値であるからVのプレート電圧はほぼ一定値(E_t)に保たれる。そのグリッド電圧を変えると E_t は変化する。 $t_3 \sim t_4$ は $t_1 \sim t_2$ と同様に、整流器の電流が若干Vに追加されるから e_1 は e_a にしたがって上昇する。 $t_1 \sim t_4$ の期間にSRは図の右下りの斜線を施した部分の面積に相当するだけのリセットをうける訳である。 t_4 以後のSR電圧は反転して、SRの磁束は飽和に向って変化し、 t_5 において飽和に達するものとするれば、図の右上りの斜線を施した部分の面積は $t_1 \sim t_4$ のリセット面積に等しいはずである。 t_5 以後は t_0 の状態にもどり整流電流が供給される。したがって E_t を変えることにより $t_1 \sim t_4$ のリセット量を変え、右上りの斜線を施した面



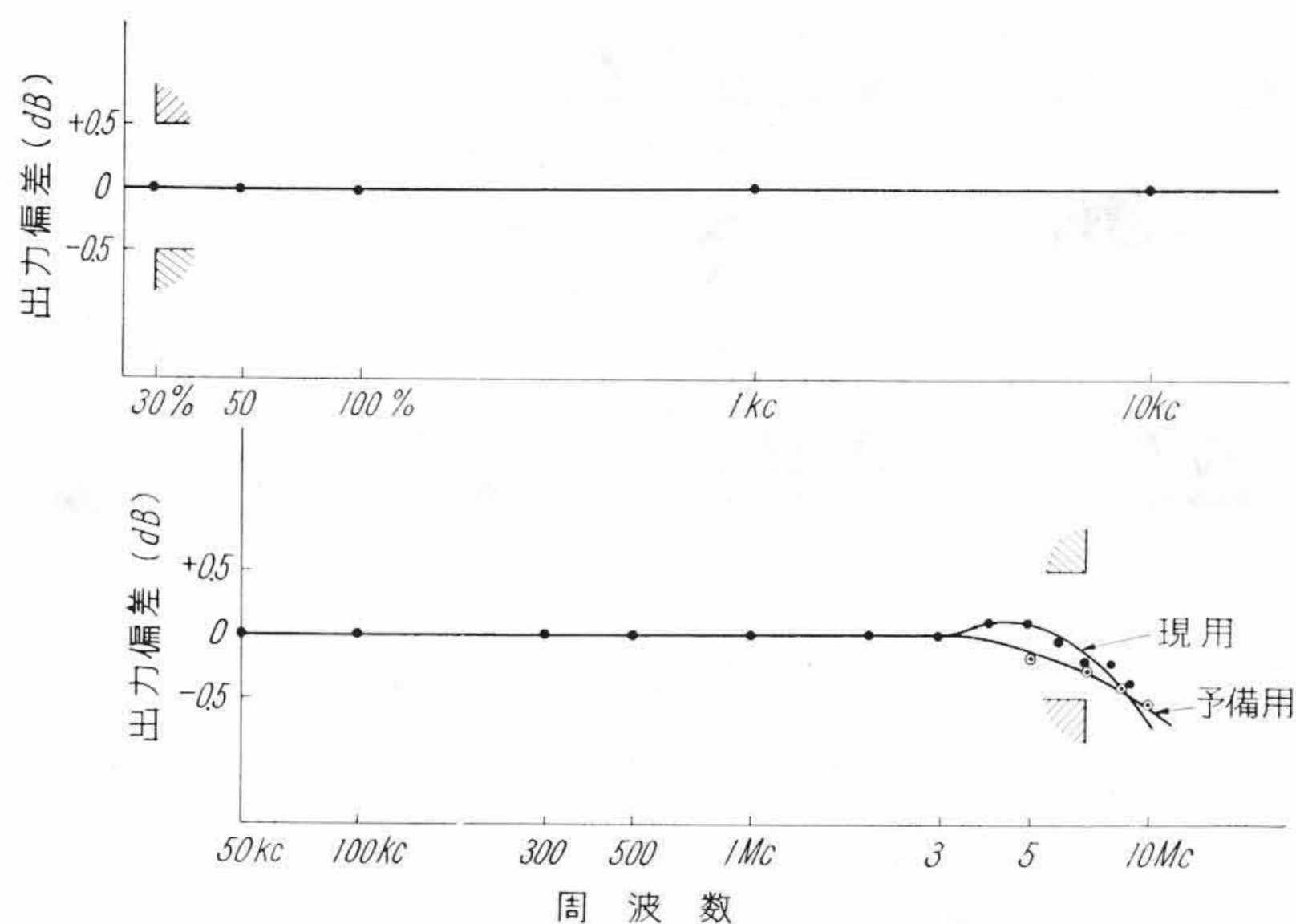
第 14 図 ビューファインダ映像増幅部直線性



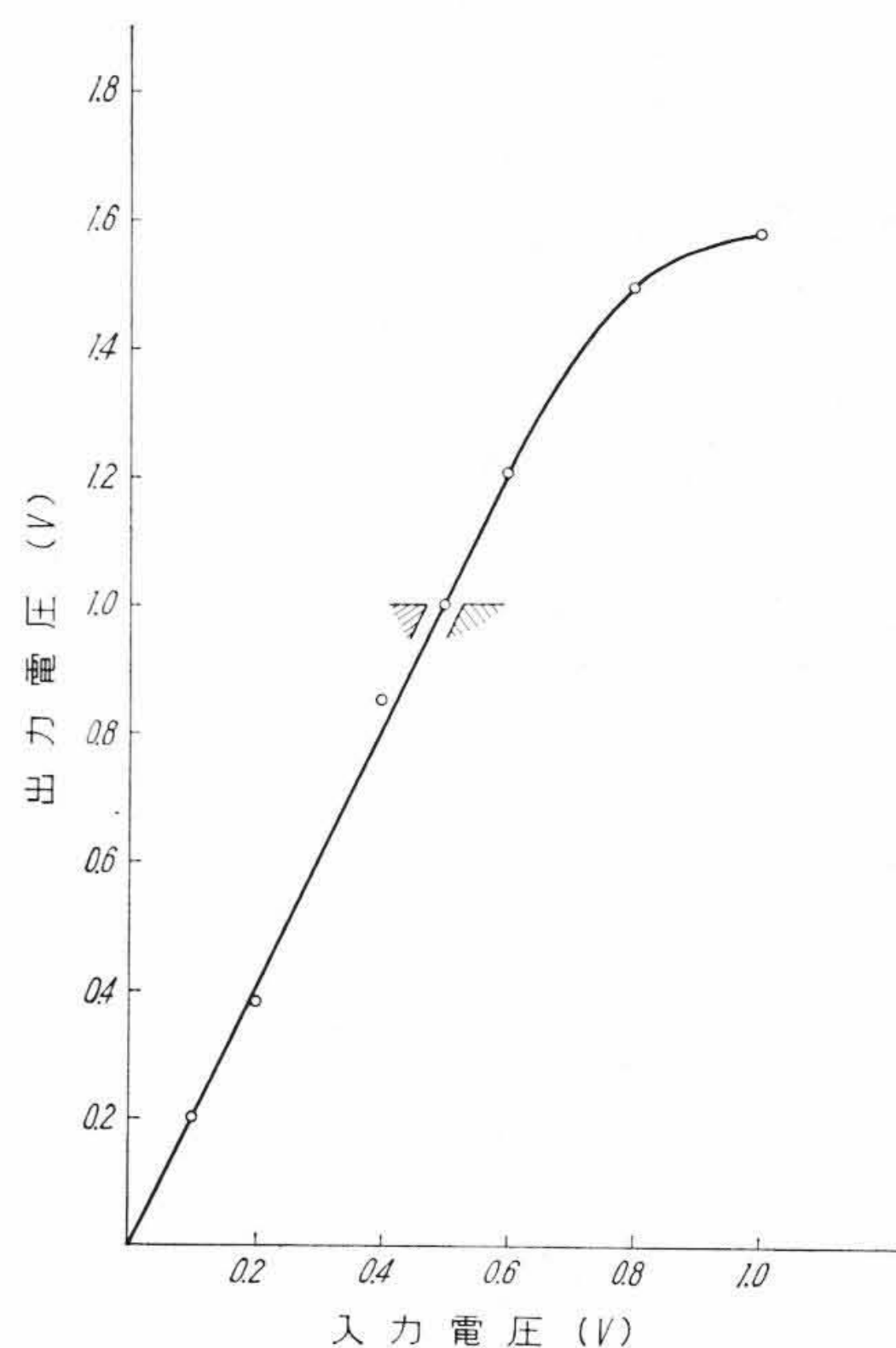
第 15 図 ビューファインダ映像増幅部周波数特性



第 16 図 カメラ制御器ケーブル補償特性



第 17 図 カメラ制御器主映像増幅部周波数特性



第 18 図 カメラ制御器直線性

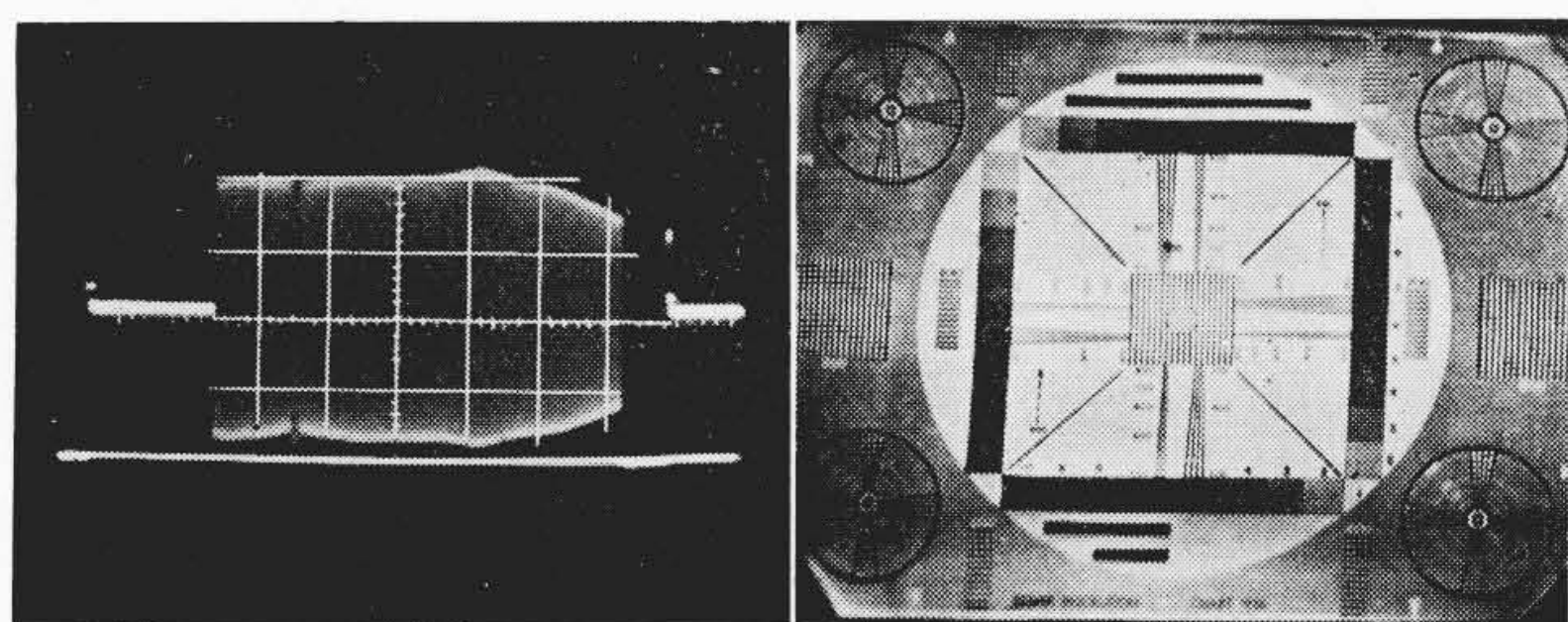
積，すなわち AC の面積を変えることにより整流電流を自由に制御できる。以上トランスダクタの制御方法を述べたが，これによって電源部は安定化電源として動作する。

(7) ブラウン管駆動用映像増幅器

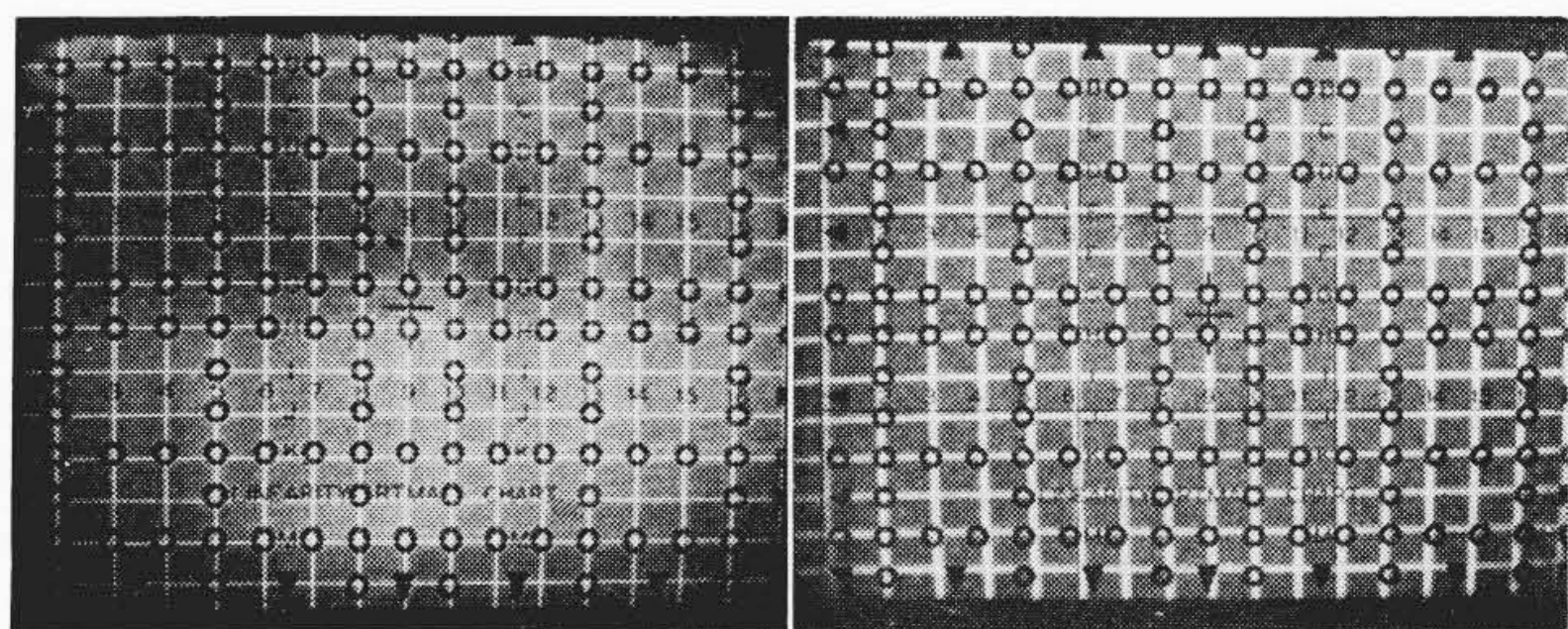
このカメラではブラウン管駆動用映像出力トランジスタの性能が一段とすぐれた品種が開発されたことによって，従来の電子管式にまさる性能をもっている。現在最も普通に使用されているブラウン管は，輝度変調電圧としては $20 \sim 80 V_{P-P}$ 程度を要するが，電子管式でも映像帯域を広くとってこの程度の電圧を得るにはかなりの困難を伴う。実際電子管式カメラのビューファインダでは $5 Mc$ の帯域で $20 V_{P-P}$ を基準映像出力レベルとしている。本カメラでは同様の帯域で $32 V_{P-P}$ の基準出力レベルを得ており電子管式に十分まさる性能を発揮している。このため従来のカメラに見られないカメラワークのやりやすさが大きな特長となっている。本カメラのモニタブラウン管映像増幅器もこれと同程度の特性を有している。第 14 図，第 15 図はビューファインダ増幅器の出力特性を示すものである。

(8) カメラ制御器主映像増幅器の性能

主映像増幅器の構成は特に目新しいものはないが，これも映像出力トランジスタの新種 2SC152H の開発とあいまってかなり性

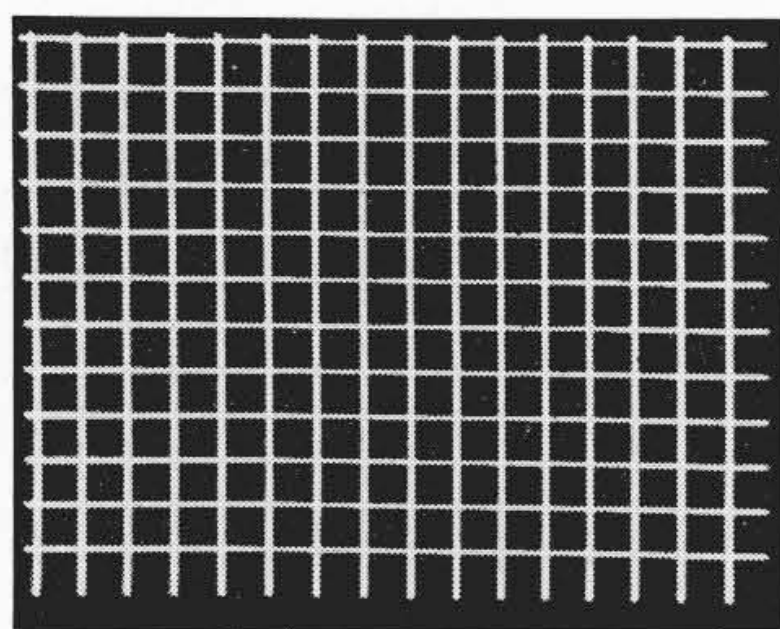
No.1 総合周波数特性
(マーカ 7 Mc および 10 Mc)

No.2 総合画質



No.3 総合偏向ひずみ

No.4 ビューファインダ偏向ひずみ



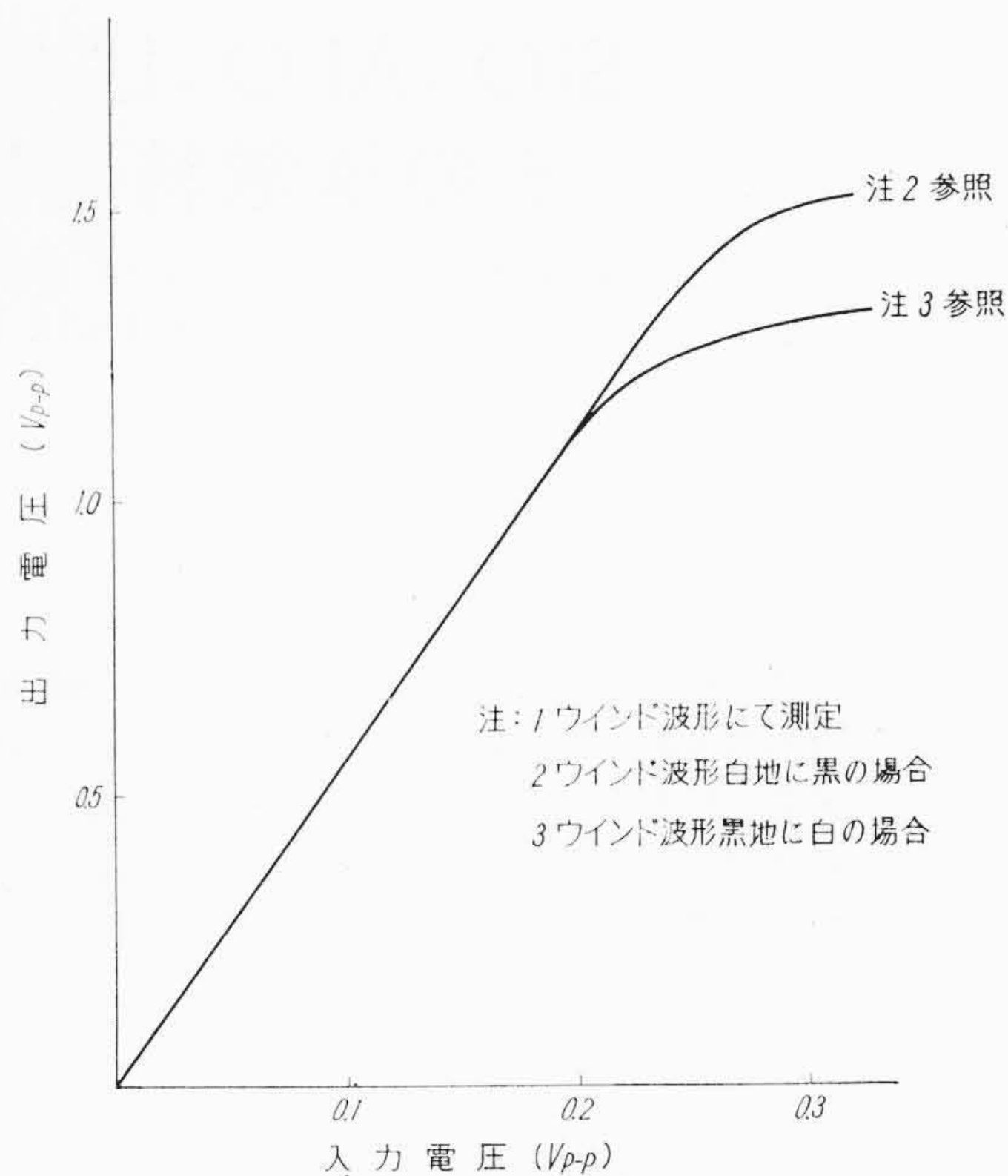
No.5 映像モニタ偏向ひずみ

第19図 総合特性, データ写真

能が向上している。この主映像増幅器でカメラケーブル長による映像信号の高周波における減衰量が補償される。第16図は規定のカメラケーブル長に対するケーブル中の同軸における減衰量と実際の補償後の特性をプロットしたものである。また周波数特性は第17図に示すように現用と予備プリント板の特性は若干の差異がみられるが規格値(斜線)に十分収まっている。直線性は出力回路で決まり出力を定格負荷で終端したときの特性は第18図に示すとおりである。

(9) 総合特性

カメラ装置の総合特性の写真を第19図に示す。周波数特性はNo.1でマーカは7 Mc および 10 Mc である。No.2は総合の画質で鮮像度はこの種の写真では撮影条件その他により判断しにくい。が水平中心部で600本、周辺部450本(規格は500本、400本)はかたい線である。また映像の直線性は一般に写真判定はできない。第19図写真No.3は本線の総合偏向ひずみで中心部1%、周辺部2%に収まっている。No.4, No.5はビューファインダ、映像モニタの偏向ひずみを格子しま信号発生器信号で測定した写真



第20図 総合試験映像直線性

を示す。第20図は擬似信号ウィンド波形法の測定データを示す。

4. 結 言

以上 MTKO-5 形カメラの概要、従来の真空管式カメラからの改良点、これによる特性、性能上の向上および試験データなどにつき述べたが、総合して初期の設計目標を満足する特性を得ることができた。最初にトランジスタ化カメラ装置を製作した当時からみれば、トランジスタ、回路部品などが性能的にかなり向上しているし、またこれらすぐれた部品類の性能を100%発揮させるための回路的検討および製作技術の向上がもたらした当然の成果ともいえるべきであろう。しかし、トランジスタ回路部品は日進月歩の発達をしているのであるから、今後さらに性能の向上が期待されるのであって、われわれはその線にそっていっそう努力する考えである。最後に本装置を製作するに当たって種々ご指導いただいた NHK 演奏設備部中村部長をはじめ同部のかたがたに厚く御礼を申しあげる次第である。

参 考 文 献

- (1) 岡崎, 小野田, 大竹: 日立評論 43, 2041 (昭 36-11)
- (2) W. L. Stephenson ほか: The Design of Transistor push-pull DC Converters Electronics Eng., Oct. 1959
- (3) 沼口: 35年電気四学会連合大会講演論文集(IV) テレビジョン, No. 1673
- (4) A. N. Heightman: A Transducer Regulator for Stabilized Power Supplies Jour. Brit IRE Feb., 1960
- (5) 可飽和リアクトルの働き, 電子科学, 1961, 2月