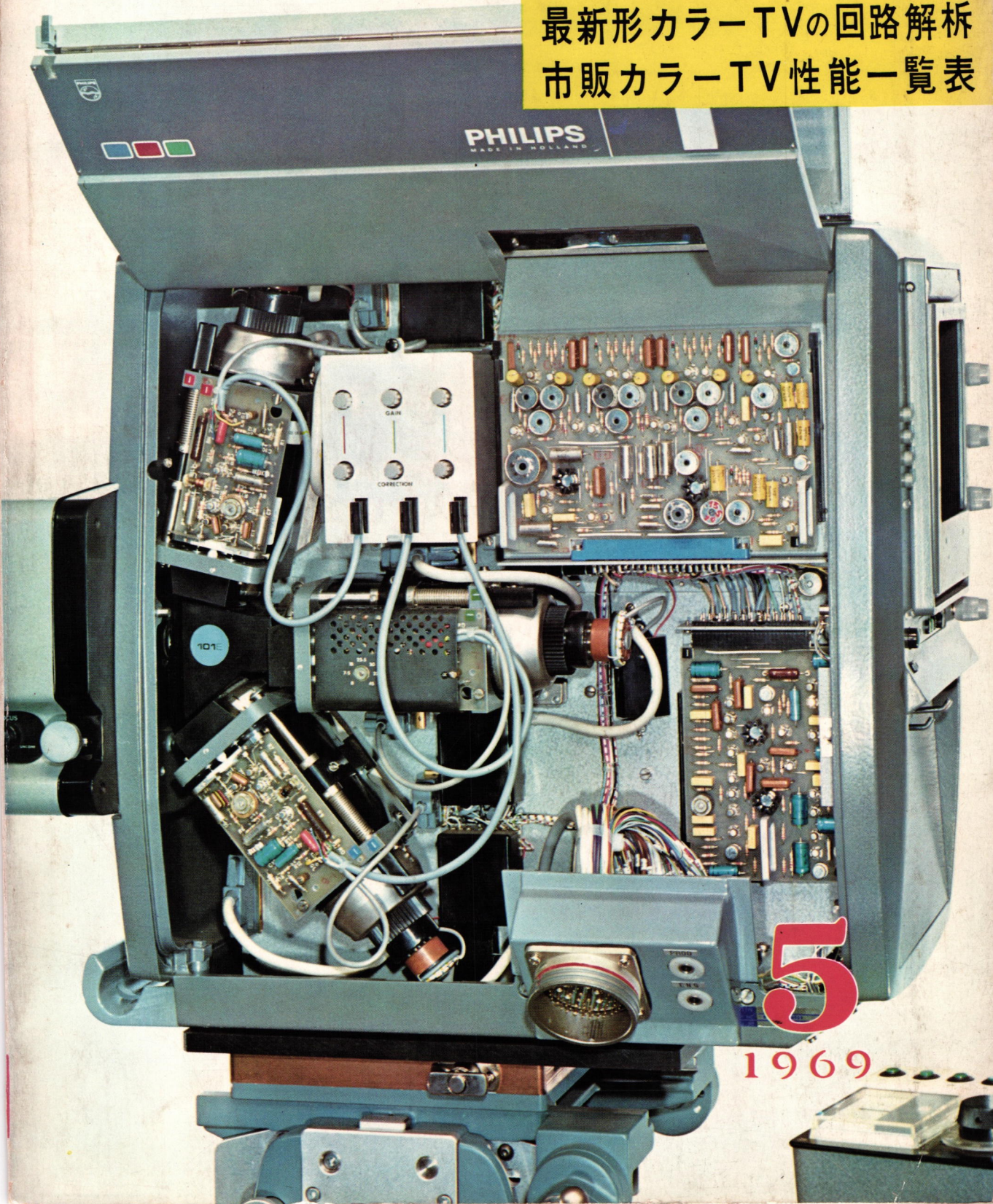


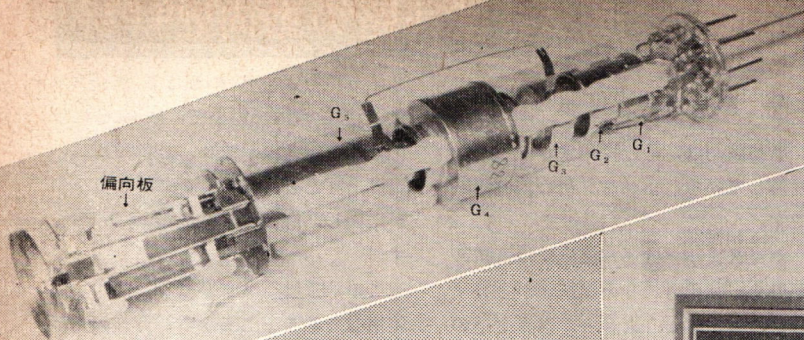
ラジオ技術

最新形カラーTVの回路解析
市販カラーTV性能一覧表



5

1969



↑本機の心臓部である受像管電子銃のクローズアップ

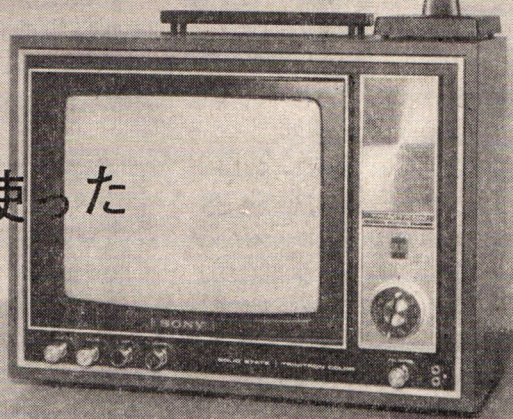
新しいカラー受像管を使った

ソニー KV-1310

トリニトロン

カラー・テレビの特長

本機の全回路図は、本誌1月号のオフセット・ページ参照



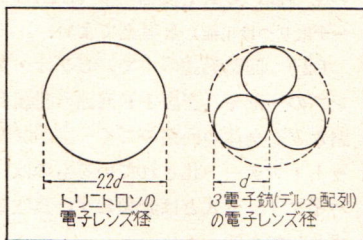
大西利之夫
鈴木忠彦
森尾稔

ソニーが昨年発表し、国内市販されたトリニトロン方式カラー受像機 KV-1310 は、従来のシャドウマスク方式、クロマトロン方式と異なるまったく新しい方式のカラー受像機で、またその回路構成も、全トランジスタ化された。最初のカラー受像機です。今回は、トリニトロン方式カラー受像管の概説と、その回路方式動作について紹介します。

1. トリニトロン・カラー受像管

トリニトロン受像管は、従来考えられてきた3電子銃方式や単電子銃色切換方式とははまったく異なる、新しい原理による単電子銃ビーム同時方式カラー受像管です。色選別機構を持つ同時方式カラー受像管では、それに用いられる電子銃には、次の3つの機能が必要です。

- (1)各電子ビームの螢光面上での集束 (フォーカス特性)
- (2)各電子ビームの螢光面上での集中 (コンバージェンス特性)
- (3)各電子ビームの独立変調



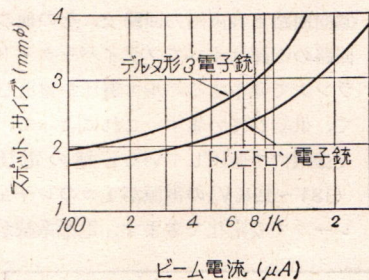
第1図—電子レンズ径の比較

(白黒画像の階調と色再現性) 普通のシャドウマスク形3電子銃カラー管では、これらの機能を独立に設けたA配置の3コの電子銃によって行なっています(第1図)。このため、1本当りの電子銃は細いものとなり、フォーカス機能によって制限されるビーム電流の限界値を大きくとれず、明るさ、および解像度の点で必ずしも十分ではありません。

トリニトロン電子銃では、3つのビームは有効径の大きな1つのレンズの中心付近を利用して集束作用を行なうために、第2図に示すようにフォーカス特性が非常に良く、ビーム電流を大きくして明るいシャープなカラー画像を得ることが可能です。(実際には36φのAガンのフォーカス特性に較べて9φのトリニトロン・ガンのフォーカス特性の方が1.5倍良い)。すなわち、同じフォーカス状態で比較すれば、ト

リニトロン電子銃の方が1.5倍明るくなります。

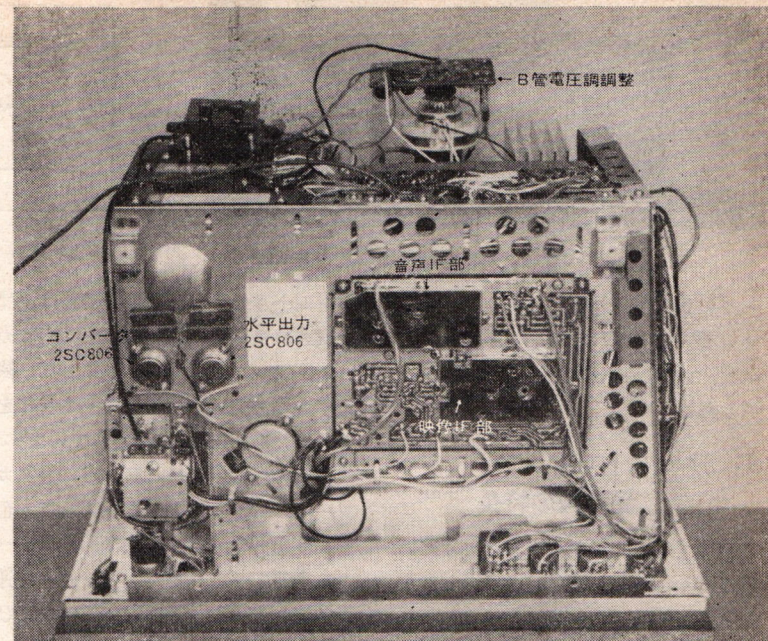
一方集中特性に関しては、従来のΔ配置3電子銃方式においては、コンバージェンス補正回路が複雑になるばかりでなく、調整も非常に複雑でした。しかし、トリニトロン電子銃では、3つのビームが水平に並んでいる(in-live)のために、中心ビームに対して、対称に配置された左右のビームを集中させれば良く、コンバージェンス補正



第2図—フォーカス特性

回路は簡略になり、また調整も非常に簡単になりました。

3ビーム同時方式のカラー管には、螢光面直前に設置する色選別のためのマスクが必要です。従来の3電子銃管では、これにシャドウマスクが用いられており、またクロマトロンでは、後段加速グリッドが、後段加速集束作用と同時に色選別の機能も兼ねています。このトリニトロン管では以上説明してきた電子銃と並行して第3図のような“アパーチャ・グリッド”と名づけられた新しい色選別機構が開発されました。このグリッドには螢光面と同じ電



〈シャシ下部から見た本機〉

位が加えられます。

そして、このグリッドを採用する事により、シャドウマスクにくらべて次の点がすぐれています。

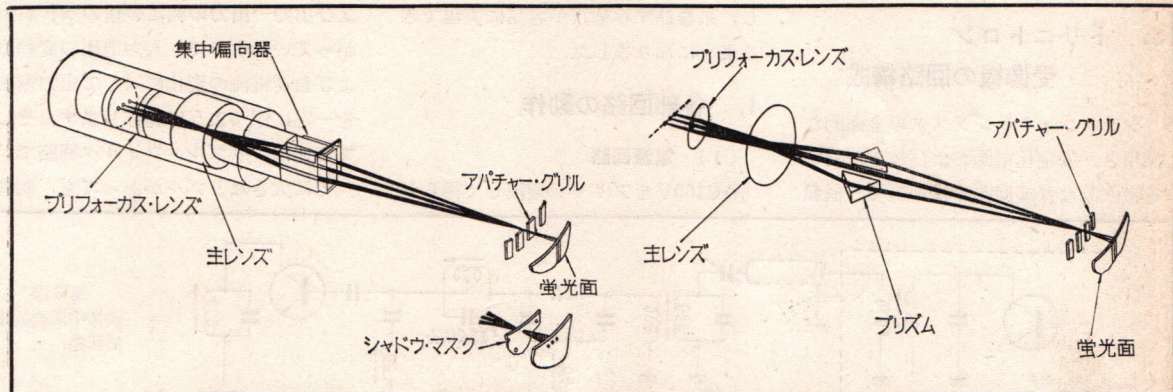
(1)電子ビームの透過率が上がり、シャドウマスク透過率よりも30%改善され、それだけ明るい画像を得ることができる。したがって、前述のトリニトロン電子銃との組み合わせで、シャドウマスク管より細いネック径を採用しても、なお、2倍明るい画像となる。

(2)螢光面が垂直方向に R,G,B のストライプ構造になっているので、地磁気の影響による色純度の低下を起しにくい。

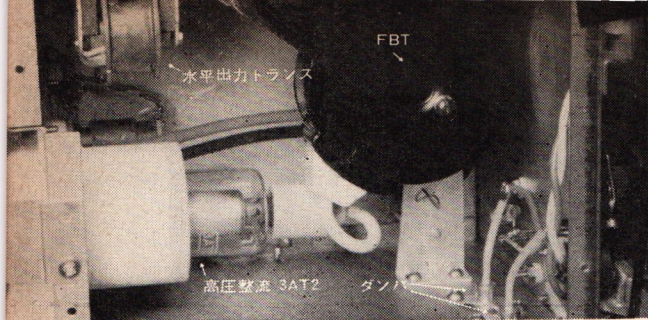
(3)シャドウマスク管において問題となるマスクのドットと水平偏向ラスタとによって生ずるモアレ・パターンとの発生がまったくない。

(4)電子ビーム通過孔の面積と通過孔周辺部の長さの比が小さくなり、マスク孔端部からの反射電子によるコントラスト低下が少ない。このため、シャドウマスク管よりも約25%コントラストが改善できる。

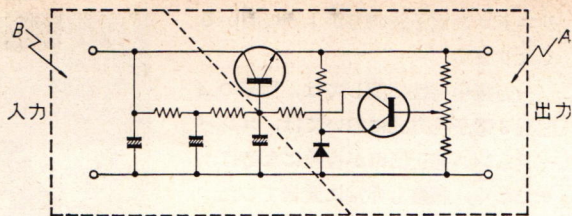
以上述べてきたようにトリニトロン・システムは、従来のシャドウマスク管あるいはクロマトロン管とはまったく異なる新しい方式であり、種々の特性面でいちじるしく優れた特長を持



第3図—トリニトロン管の原理構造図と等価光学モデル



〈高圧ゲージの内部，高圧整流のみ真空管〉



第5図—電源フィルタ安定化回路の動作

っていますが、同時にトリニトロン方式の導入により、カラー・テレビの大形化、および小形化が一層容易となりました。

2. トリニトロン 受像機の特長

前項で詳しく説明しましたように、明かるく、シャープな画像が得られることが、トリニトロン管の最大の特長ですが、同時に受像管の構造上、ネック径を細くできるので、偏向電力が少なく、地磁気の影響を受けにくい等の特長があり、カラー・テレビ受像管としては、トランジスタ化が容易になり、カラー・テレビのポータブル化には大きなメリットを発揮する方式です。

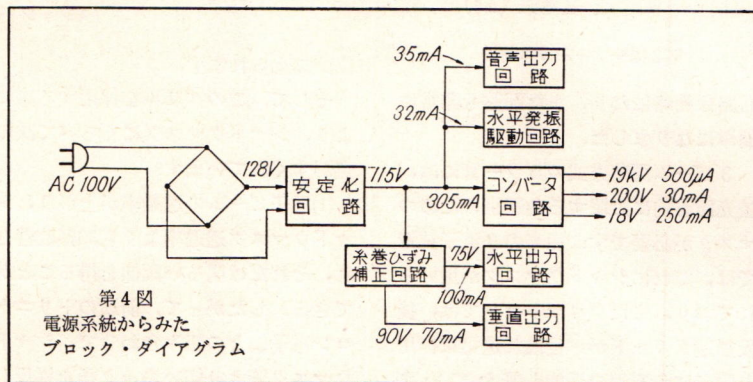
一方、従来のカラー受像機では、コンバージェンス回路が複雑なため、16ヶ所の調整が必要でしたが、トリニトロン受像機では、コンバージェンス回路が非常に簡単でわずか3ヶ所の調整ですませることができます。トリニトロン受像機は、これらトリニトロン受像管の特長を十分生かして設計されたカラー受像機です。

3. トリニトロン 受像機の回路構成

シリコン・トランジスタの全面的な採用と、安定化電源および放電に対する徹底的な保護回路の採用等で、信頼

性を向上させました。電源回路は、受像機の軽量化および高能率化のために、トランスレス方式としました。映像中間周波数はオール・チャンネル化を考慮して、58.75MHzを採用しています。受像管の励振回路は、R、G、B、カソード・ドライブ方式を採用して、色忠実度を向上させ、色同期回路はバースト信号をクリスタル・フィルタで連続波にしたものをACK、ACCおよび

たDC125~130Vは、電源電圧安定化回路を経て安定なDC115Vを得ています。この115Vを直接使っているのは、偏向回路と音声出力回路で、その他の回路の電源はすべてフライバック・トランスで発生するパルス電圧を整流して、供給しています。これによって、受像機内で使用している各種の電圧(18V~19KV)の電源が1コのレギュレータで安定化できます。電源系統か



第4図
電源系統からみた
ブロック・ダイアグラム

3. 58MHz発振器の同期に使うことによって誤動作の防止および安定度の改善を行ないました。偏向回路は水平出力回路と高圧発生回路を分離することにより、偏向高圧回路の安定度を向上し、糸巻ひずみ補正が容易に実現できるようになりました。

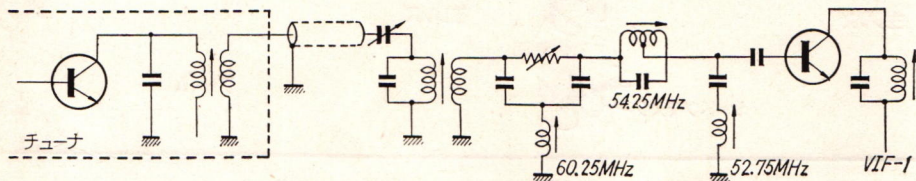
4. 各部回路の動作

(1) 電源回路

AC100Vをブリッジ整流して得られ

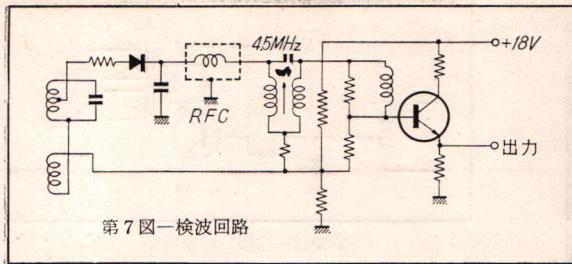
ら見たブロック・ダイアグラムを第4図に示します。

電源フィルタおよび安定化回路の動作を第5図によって説明します。A部は電圧安定化回路で入力—出力の間および出力—出力の間に多量のNFがかかっていますので、入力電圧の変動および負荷電流の変化に対して出力電圧を一定に保つように動作します。そしてB部は、リップル・フィルタ回路で、入力に大きなリップルがあっても、制御

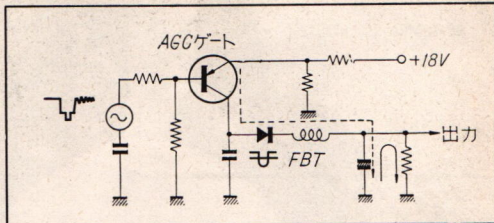


第6図
映像中間周波増幅回路

“トリニトロン”の回路解析



第7図—検波回路



第8図—AGC回路

トランジスタの C-E 間の大きなインピーダンスによって、出力にはリップルは現われず、ベース回路に接続された積分回路で、十分平滑された電流によって、制御トランジスタを流れる直流分のみが出力に出ることになります。この方式は、たとえ入力 AC が大幅に低下して、電圧安定化回路がカット・オフしてもリップル・フィルタとしての動作は変わらないので、非常に安定です。

一・ビートを生ずるなどの問題がありますので、ハイ・チャンネル受像時だけチューナ入力回路に HPF を入れて、妨害を除去しました。また、強電界での混変調特性、弱電界での S/N の劣化のないように、チューナ AGC のスタートは厳密に調整し、RF AGC のために特に高利得の直流増幅器を設けて、これらの特性の改善をしています。

号正の方向にしてあります。また、IF 高調波妨害をなくすために、検波ダイオードに直列に抵抗および RFC を挿入しています。クロマ回路から入る 920kHz のビートをなくすために、4.5 MHz のパイファイラ T トラップを挿入して、4.5 MHz クロマ回路にもれないようにしてあります(第7図参照)。

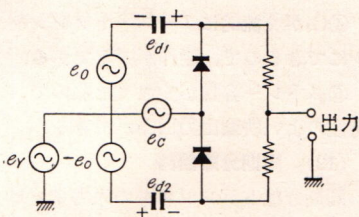
(5) 音声中間周波回路

VIF 終段から信号を取り出し、包絡線検波により 4.5 MHz を得ています。白黒テレビにくらべて信号レベルが低いので、段間非同調 3 段増幅を採用しました。検波はレシオ検波です。

(6) AGC 回路

定位形 AGC といわれる回路で、エミッタ・ベース間に設定された基準電圧より大きい入力信号が供給されると、FBT のパルス期間に導通して第8図のようにコンデンサがチャージされ、走査期間に抵抗を通して放電します。この抵抗の両端に発生する電圧を AGC 電圧として使用しています。またチューナは入力があるレベル以上にならないとチューナ AGC 用直流増幅器が動作しないようにして、弱電界の S/N を改善しています。

(7) 映像増幅回路



e_Y : Y 信号 e_C : クロマ信号
 $-e_0, e_0$: C.W

第9図—同期復調回路の動作

(2) チューナ回路

チューナはロータリ・スイッチ式で、ファイン・チューニングはプリセット方式を採用しました。本機では、将来オール・チャンネル化を考えて、映像の中間周波数を 58.75 MHz に選定したために、1, 2 および 3 チャンネルに対して 10, 11 および 12 チャンネルがイメージ信号となり、ビート周波数が 3.5 MHz になりますので、この点に注目して、影像妨害比が十分取れるように留意しています。

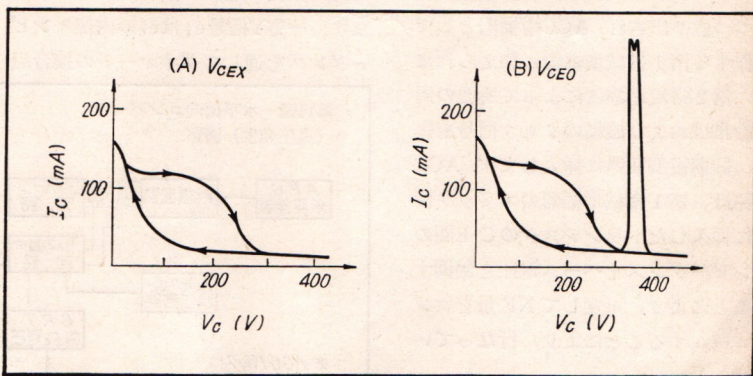
一方 IF 妨害に対しては、減衰量の多い帯域除去フィルタを、チューナの入力回路に挿入し、さらに 6 チャンネル受像時に 1 チャンネル信号が強いと 750 kHz のビートおよび 170 kHz のカラ

(3) 映像中間周波増幅回路

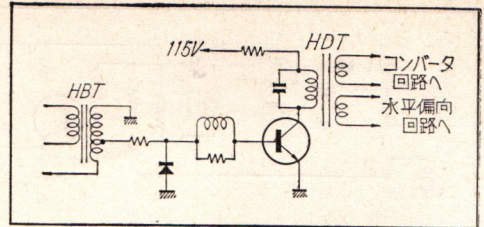
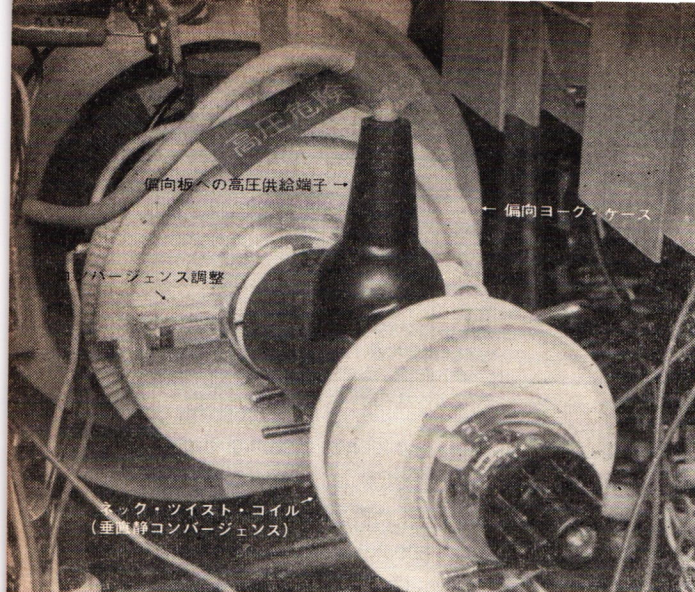
映像中間周波数増幅は 4 素子 3 段増幅回路で、第6図に示すように初段入力回路に復同調を用いて、選択度の向上を計り、終段に設けた自局音声周波トラップ (54.25 MHz) を除いて、必要なトラップすべてを初段入力回路に集めて、動作の安定化を行ないました。段間は AGC によってインピーダンスが大きく変化しますので、選択度特性の変動を防ぐために、広帯域増幅器としました。終段には自局音声周波トラップ (54.25 MHz) を入れて、初段のトラップの不足分をおぎなっています。

(4) 検波回路

検波以後の回路動作を安定にするために、検波ダイオードの極性が同期信



第10図— V_{CEX} , V_{CEO} 動作をさせた場合の V_C - I_C 特性



第12図—発振，励振回路

←偏向部まわりのクローズアップ

映像検波出力はエミッタ・ホロワ (1st Video AMP) で受けています。これは映像検波回路に対して高入力インピーダンスとして検波能率を上げ、同時に次段に接続されるディレー・ライン (DL) と色搬送波をとり出すテイク・オフ・トランス (TOT) との相互の影響をなくしています。ディレー・ラインは適量のプリシュートおよびオーバシュートを生ずるように設計されており、これによって、アパーチャ補正の効果をもたせてあります。ディレー・ラインの出力は、エミッタ・ホロワ (Y-Amp-2) で受けられて、ノイズ・リミタ回路を経て、コントラスト調節，AGC ゲート，同期分離の各回路に伝送されます。

(8) 帯域増幅回路

テイク・オフ・トランス (TOT)，第1帯域増幅器 (BPT₁) および第2帯域増幅器 (BPT₂) から成る狭帯域方式です。クロマ信号はテイク・オフ・トランスによって狭帯域特性の補償をしつつ取り出され，ACC増幅器として動作する第1帯域増幅器に加えられます。第2帯域増幅器によって所要の周波数帯域および振幅のクロマ信号を得て，同期復調回路に挿入します。ACC回路は，第1帯域増幅器のエミッタ回路に挿入したトランジスタのC-E間のインピーダンスをベース電圧を制御することにより，可変してNF量をコントロールすることにより，行なっています。

(9) 色同期回路

本機では水平同期信号をCとLによって成形したパースト・ゲート・パルスを使用していますので，水平同期調整により色あいが変化したり，カラー・キラーが誤動作したりすることのないようになっています。ゲートしたパースト信号は，クリスタル・フィルタを通してノイズをカットするとともに，3.58MHzの連続波にして，緩衝増幅器を通して ACC，ACK および 3.58MHz発振器に加えられますので，ACC，ACK および色同期の耐ノイズ特性は非常に優れています。

(10) 同期復調回路

同期復調器は，直線性の良いダイオード平衡形を用い，平衡点にY信号を重畳することによってR,G,Bの信号出力を得ています。

動作を第9図で説明しますと，e₀とe_cが90°の位相差のときはe_{d1}=e_{d2}となり検波出力は0になります。e₀とe_cが逆相の場合はe_{d1}>e_{d2}となり，検波出力は正側へ最大に振れることとなります。一方Y信号e_Yはe_cの内部インピーダンスを通してダイオードの接合点

に供給され，e₀の周期でサンプリングされて，検波出力に出てきます。

(11) 映像出力回路

本機ではR,G,Bカソード・ドライブ方式を採用していますが，この方式の特長は，つぎのようになります。

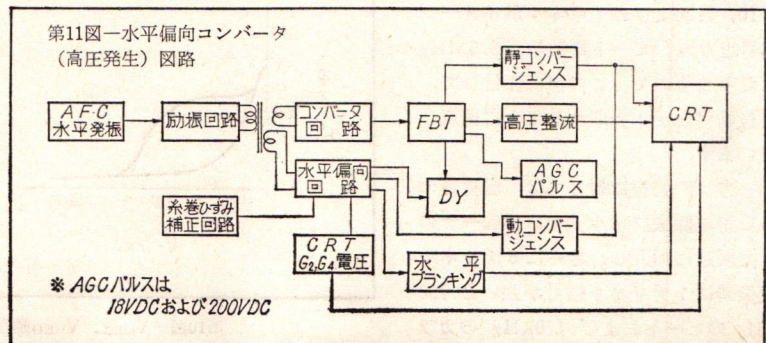
- ①原色信号によるドライブ調整が行なえるため，色忠実度が非常に高い。
- ②出力段のダイナミック・レンジが小さくてよい。
- ③出力段の耐圧，消費電力共に小さくできる。
- ④G₁が交流的にアース・ポテンシャルにできるので，動作が安定である。
- ⑤ストレージ容量が少なくなるので，特性のよい映像出力回路ができる。

(12) 同期分離回路

同期分離トランジスタの入力インピーダンスが低いので，信号源インピーダンスの低いエミッタ・ホロワから映像信号を得ています。また，入力信号が負極性のため，同期分離トランジスタはPNPになっています。

(13) 垂直偏向回路

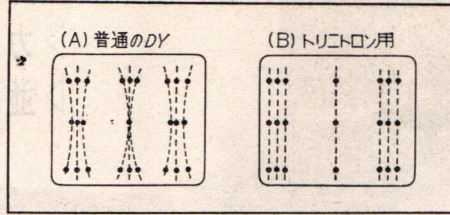
発振回路としては，ブロッキング発振回路を採用し，エミッタ回路の時定数回路で積分して，のこぎり波を得ています。出力段は90Vという高い電源電圧で動作させるため，400~500Vの帰線パルス電圧を発生します。そこで，



“トリニトロン”の回路解析

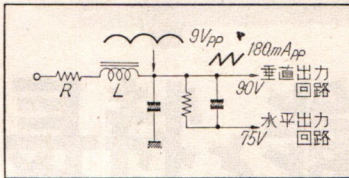
第14図

インライン3ビームのミス・コンパージェンス・パターン。トリニトロンの場合垂直同期のミス・コンパージェンスを生じないように設計してある。



従来白黒テレビ受像機の水平出力段に使用されてきた V_{CBO} の高いトランジスタを用いて、帰線期間に出力トランジスタのベース電圧をエミッタ電圧に対して数V負にすることで、 V_{CEX} 動作をさせ、コレクタに発生するパルスに対する耐圧をかせいでいます。

第10図に V_{CEX} 動作をさせた場合と V_{CEO} 動作をさせた場合の V_C - I_C 特性を示します。



第13図—水平偏向出力回路

(14) 水平偏向コンバータ (高圧発生) 回路

従来水平偏向と高圧発生は1つの回路で行なわれていましたが、本機では、それぞれ別々の回路で行なわせました。この様に分離するメリットとしては、

①糸巻ひずみ補正が容易である。

②偏向電流を変調する影響が高圧、その他の電圧に現われない。

③コンバータ回路は帰線時間を自由に選べるから、115Vの電源で動作させても、出力トランジスタの耐圧は十分な余裕をもたせることができる。

などがあげられます。この部分のブロック図を第11図に示しました。

(i) 発振、励振回路

発振はブロッキング発振器を採用し、出力パルスを第12図の様な回路を通して、パルスを広げて、励振トランジスタのベースに加えています。パルス幅を広げられたパルスはHDTを通してコンバータ回路用と、水平偏向出力用とにわけられ、おのおのの回路に

入られます。

(ii) コンバータ回路(高圧発生回路)

水平偏向回路と分離してあるので、パルス幅を $19\mu s$ と大幅に広げる事ができるために、115V電源で動作させてもコレクタ・パルスは $560V_{pp}$ と低くおさえる事ができます。FBTよりの出力は $19kV$ ($500\mu A$) の他に「映像出力回路用電源200V」「信号系の電源18V」「水平位置調整用電源」「静コンパージェンス用パルス」「AGCパルス」等を取り出し、能率は65%程度です。高圧回路には特にレギュレータを付けていませんが、レギュレーションは $300V/1000\mu A$ 程度で実用上問題はありません。18V電源はCRTビーム電流による電圧変動をさけるため、負パルス整流を行っています。

コレクタには異常パルスを吸収するクリップ回路が付加されていて、高圧整流管等の放電からトランジスタを保護するようにしました。

(iii) 水平偏向出力回路

(第13図)

水平偏向の帰線期間を $14\mu s$

とし、コレクタ・パルスを耐圧の余裕を見て $600V_{pp}$ とするには、電源電圧は75V必要になりますので、115Vラインより抵抗でおとしています。また、コレクタに発生するパルスは整流されて、CRTの G_2 , G_4 電圧として供給し、輝点消去および、万一水平偏向がふれなくなった場合のCRTの保護を兼ねるようにしました。

(iv) 糸巻ひずみ補正回路

垂直出力回路に電源より流れこむのこぎり波電流を利用して、補正を行なっています。電源と垂直出力回路の間にチョーク・コイルとコンデンサによる積分回路を入れて、パラボラ電圧を

発生させ、その電圧を水平偏向出力回路の電圧として利用することにより、非常に安定した糸巻ひずみの補正ができました。

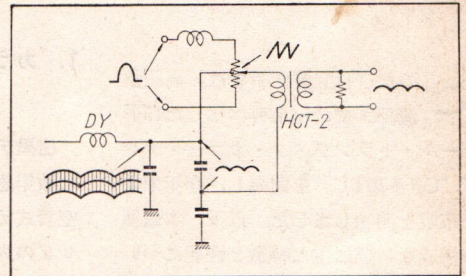
(15) コンパージェンス回路

(i) 静コンパージェンス

ビームを集中させるために、コンパージェンス電極には、高圧より約420V低い電圧をかけます。実際には3ATZの整流出力を、コンパージェンス電極に供給し、CRTのアノードには絶縁トランスHCT-1を使って、FBTより取り出したパルスを若干昇圧したものを、ダイオードで整流し、これを高圧整流出力につみ上げた形で供給しています。このコンパージェンス電圧は、HCT-1の低圧側で調整できるようになっています。縦方向のズレに対しては、ネック部に管軸方向の磁界を加え、ビームを回転させて、コンパージェンスを合わせるようになっています。

(ii) 動コンパージェンス補正回路

インライン3ビームのミス・コンパージェンスのパターンは、通常第14図



第15図—動コンパージェンス回路の各部電圧観形

Aのようになりますが、トリニトロンの場合偏向ヨークの磁界分布をひずませて第14図Bのように垂直周期のミス・コンパージェンスを生じない設計にしていますので、補正回路としては、水平周期の補正波形のみを取り扱えば良いようになっています。

パラボラ波形はS字補正コンデンサの端子よりとり、のこぎり波電圧はHOTのパルスを積分したものを使用しています。これらの電圧波形を絶縁トランスHCT-2を介し若干昇圧して供給しています。動コンパージェンス回路の各部電圧波形を第5図に示します。

(ソニー-KK)