

表 1 15 形カラーテレビ規格比較

機種名	オールトランジスタ式 CF-570TU	オール真空管式 CF-71C	ハイブリッド式 CF-560TU
キャビネット構造	木製テーブル形	木製コンソール形	木製テーブル形
外形寸法	535×370×365	725×655×455	650×455×390
受信チャンネル	VHF 1CH~12CH UHF 13CH~62CH	VHF 1CH~12CH	VHF 1CH~12CH UHF 13CH~62CH
重量	20 kg	50 kg	35 kg
消費電力	70 W	330 W	190 W
使用真空管数	0	28 球	12 球
使用トランジスタ数	45 石	0	38 石
使用ダイオード数	45 石	18 石	31 石
受像管	370AB22	370AB22	370AB22
偏向角度	90 度	90 度	90 度
受像管高圧	18 kV 1 mA	19 kV 1 mA	19 kV 900 μ A
スピーカ	12×8 cm 1 個	23×15 cm 2 個	15×10 cm 1 個

ントランジスタとゲルマニウムトランジスタをそれぞれの特長を考慮し適当に組み合わせて半導体の数を減らし合理的な構成にしたことにある。中でも、半導体化で問題となる偏向出力回路・高圧回路および電源回路には、性能向上、信頼度向上のため、可飽和リアクタによる新高圧制御方式、積層形セレン整流器による倍電圧整流回路、また定電圧回路など数々の新回路技術を採用している。

また、各回路に能率の高い方式を採用することによって、消費電力を極力減らし、従来のカラーテレビと高圧電力が同一にもかかわらず、全消費電力で約 1/5、大形白黒トランジスタテレビと同程度のものとなっている。

表 1 は 15 形カラーテレビについて、本シャシを使った CF-590TU と真空管式、ハイブリッド式の規格を比較したものである。

3. チューナ、映像中間周波回路

UHF チューナはダイオードミキサ形のシングルスーパー方式である。

VHF チューナはフォワード AGC 用の RF 増幅段を持つものである。UHF、VHF チューナとも 58 MHz 帯の VIF を選んでいる。

この VHF チューナは後述のように AGC 制御電圧を遅延方式で印加することにより必要な性能を信号入力 110 dB (0dB=1 μ V) まで維持できる。したがって、アンテナ入力回路の抵抗減衰器はつけてないが、受信機としての強電界特性は従来のものよりすぐれている。

映像中間周波回路の構成は主として音声搬送波と色副搬送波の干渉による 920 KHz のビート妨害を軽減するために、従来用いられていた音声信号のみを独立に検波する方式をやめ、輝度信号だけを独立に検波する新しい色度・輝度分離検波方式を採用した (特許出願中)。

この方式は図 2 に示すように、2 個の VIF 出力段と 2 個の検波回路をもっている。その 1 組は輝度信号部分のみを選択増幅し復調するのに用いられ、他方は色信号と音声信号のみを増幅し復調するのに用いられている。おのおののチャンネルの 1 信号選択度特性は図 3 に示すとおりである。

輝度チャンネルにおける 920 KHz ビート妨害は、映像搬送波レベルを基準とした場合の音声搬送波レベルと色副搬送波レベルの積 (Combined Selectivity と称する) が 26 dB の点をもって検知限とされる。この色度・輝度分離検波方式では、輝度チャンネルにおいて容易に 45 dB 以上の Combined Selectivity が確保でき量産性の点ですぐれている。また色度チャンネルでは、色副搬送波近辺が比較的平坦な特性によっているので、局発周波数の変動が色度信号の伝送特性を大きく変化させることがなく安定である。

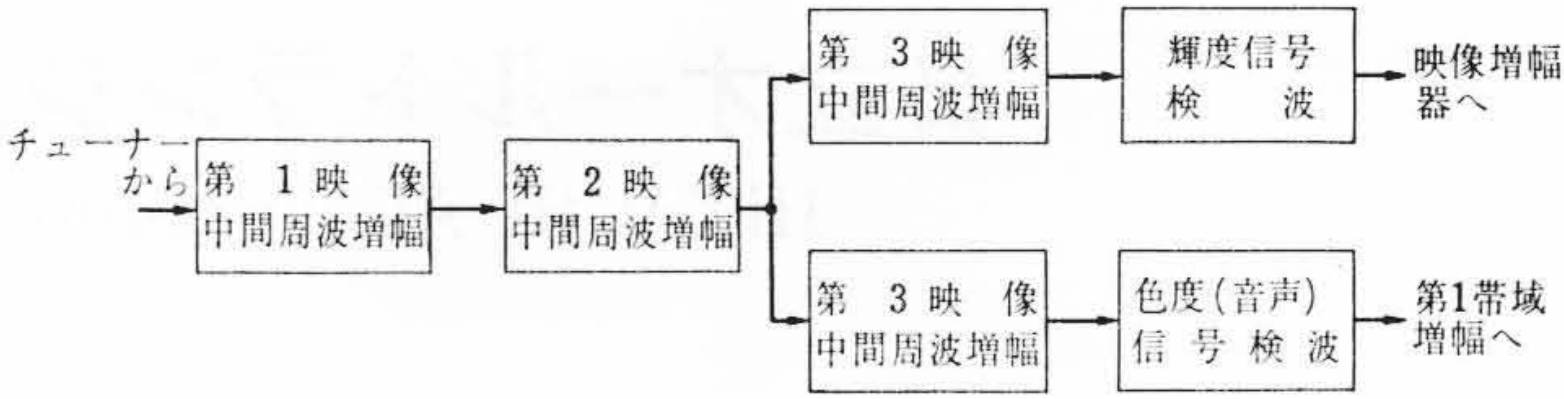


図 2 色度・輝度分離検波方式のブロックダイアグラム

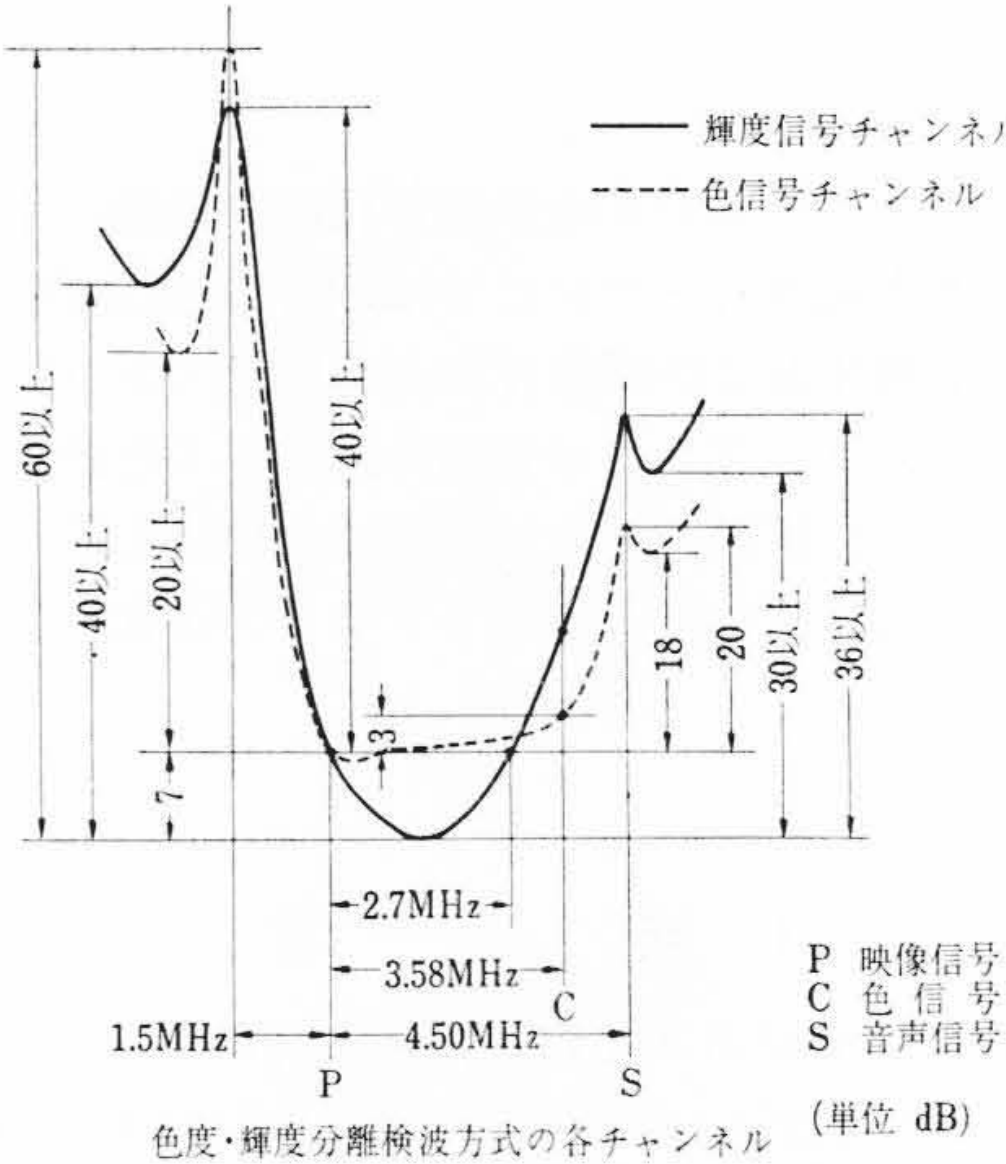


図 3 色度・輝度分離検波方式の各チャンネル 1 信号選定度特性

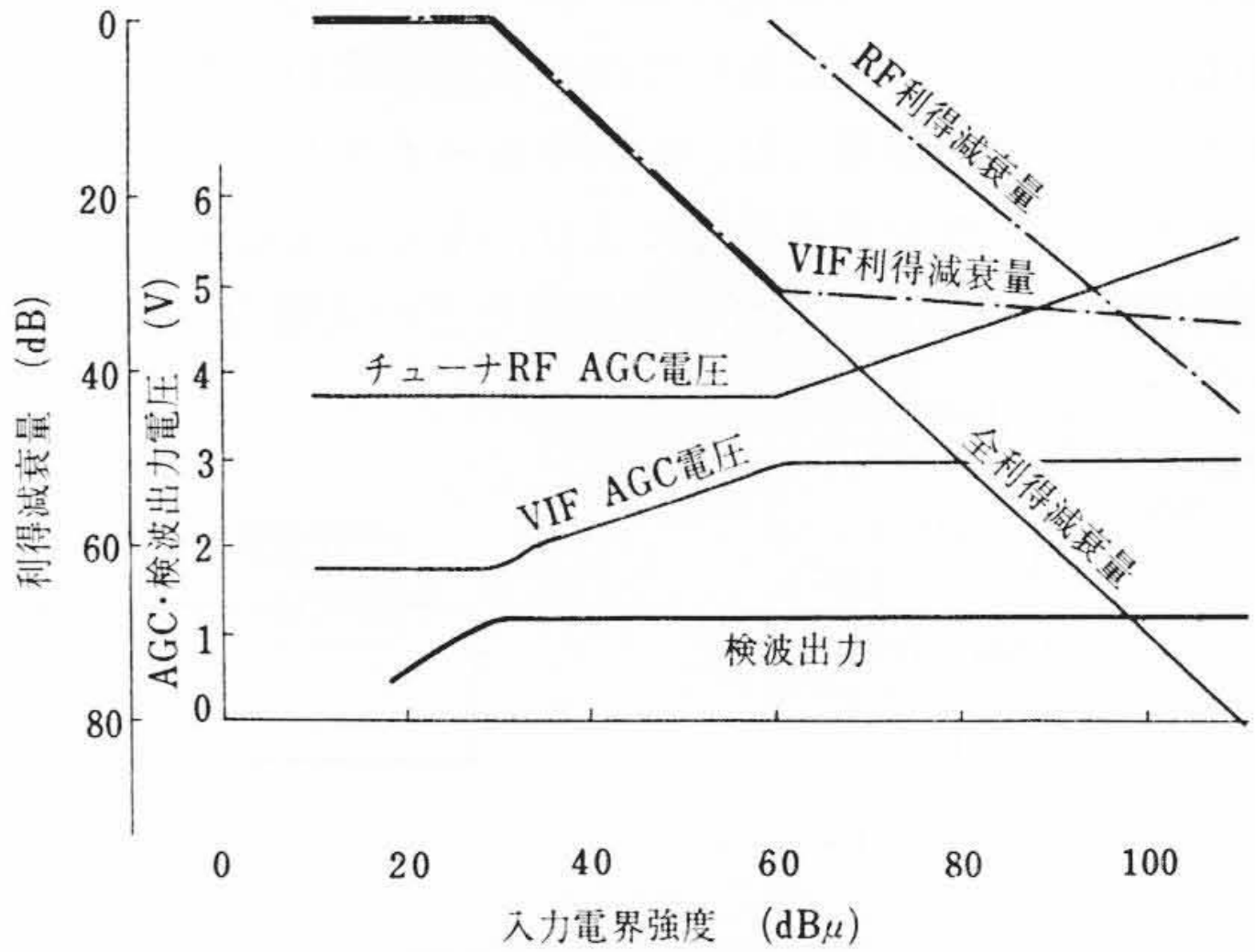


図 4 AGC 回路の諸特性

輝度チャンネルにおける 6 dB 帯域幅は標準 2.7 MHz で、従来の方式より 900 KHz、白黒テレビに比べても約 300 KHz せまくなっているが、後続のビデオ回路で高域の補償を行なっているので総合では従来と同等以上の周波数レスポンスを確保している。

4. AGC 回路

ここで採用しているのは雑音除去回路を組み合わせたせん頭値形 AGC である。

せん頭値形 AGC は、耐パルス性雑音特性の悪いのが致命的欠点とされて、回路の簡易性、動作の即応性がすぐれているにもかかわらずほとんど採用されていなかった。しかし雑音消去回路と組み合わせることによりその欠点が改良される (特許出願中)。

この回路の特長として次の項目があげられる。

- (1) キーイングパルスなしで独立動作可能
- (2) 即応性が高い (IEEE 法による表示で 400 Hz)
- (3) 検波出力のばらつきが小さく無調整

(4) 完全な遅延特性で強弱電界特性とも良好
AGC の諸特性を図 4 に示す。

5. ビデオ回路

このビデオ回路の最大の特長は、従来広く用いられていたブラウン管マトリクスを用いた色差方式に代わって、トランジスタ・マトリクスを用いた原色ドライブ方式を採用したことである。

図 5 に示すのがその原理図である。ブラウン管に直接接続されている 3 個の映像出力トランジスタは、エミッタから共通に印加される輝度信号に対してはベース接地で動作し、ベースから個々に印加される色差信号に対してはエミッタ接地で動作する。コレクタ側に得られる出力は R・G・B の原色信号であり、これがおのこのブラウン管カソードをドライブする。この方式では第 1 グリッドはすべて共通でよい。

輝度信号は出力段を含めて 4 段、色差信号は同じく 2 段増幅されるが、各段はすべて直列結合されており、復調された各直流成分を 100% 伝送することは可能である。

ブラウン管のドライブ信号は 80 V^{P-P} 必要である。これにより最小必要電源電圧を算出する場合、オーバershoot、各蛍光体の発光能率の相違、ブランキングのための黒レベルマージン、輝度信号復調出力のばらつき、50% の直流伝送率の場合の APL (Average Picture Level) の変化を考慮にいと 120 V となる。これは偏向回路の構成上最適な電圧と一致し B 電圧より供給できる。

6. 音声中間周波回路、音声回路

音声中間周波回路は白黒テレビに使用されているのと全く同じである。ただ音声中間周波信号を帯域増幅器の段間に配置した 4.5 MHz のブリッジ T トラップからとり出している点が従来と違っている。

音声出力トランジスタとして $V_{CE0} \geq 300$ V 以上の 2SC685A を使用した A 級増幅回路を採用した。その性能は

最大出力 1.75 W
無ひずみ最大出力 1.2 W (10% ひずみ)

である。

7. 色信号帯域増幅器

色信号帯域増幅器は、カラー映像信号より色信号のみを抜き取り増幅する。この帯域増幅器は、

- (1) クロスカラー
- (2) 位 相 特 性
- (3) 解 像 度

の事項より仕様が決められる。

クロスカラー除去のため、総合色信号帯域増幅器の周波数特性において、2.7 MHz の減衰量を従来の特性より大きくした。各段間の周波数特性で 3.60 MHz $\pm$ 500 KHz 内に Q の高い周波数点があるとその周波数付近で位相特性が悪くなり、カラー画質をそこなうので各段の周波数特性について配慮した。

この受信機の映像信号中間周波回路には、輝度・色度分離方式を採用しているため、色度信号中間周波検波段負荷に LC の直列共振回路を設け、この共振周波数を帯域増幅器の中心周波数 3.6 MHz に選んである。第 1 段帯域増幅器は、色信号と音声信号を増幅する。一般に、クロスカラーは、輝度信号の中高域成分 (920 KHz $\pm$ 500 KHz, 2.7 MHz $\pm$ 250 KHz) と音声信号の組合せで発生するので、第 1 段帯域増幅器のコレクタの周波数特性をハイパス特性とし、2.60 MHz 以下の信号成分を抑圧した。

チューナから第 1 段帯域増幅器までの周波数特性は、調整の簡易

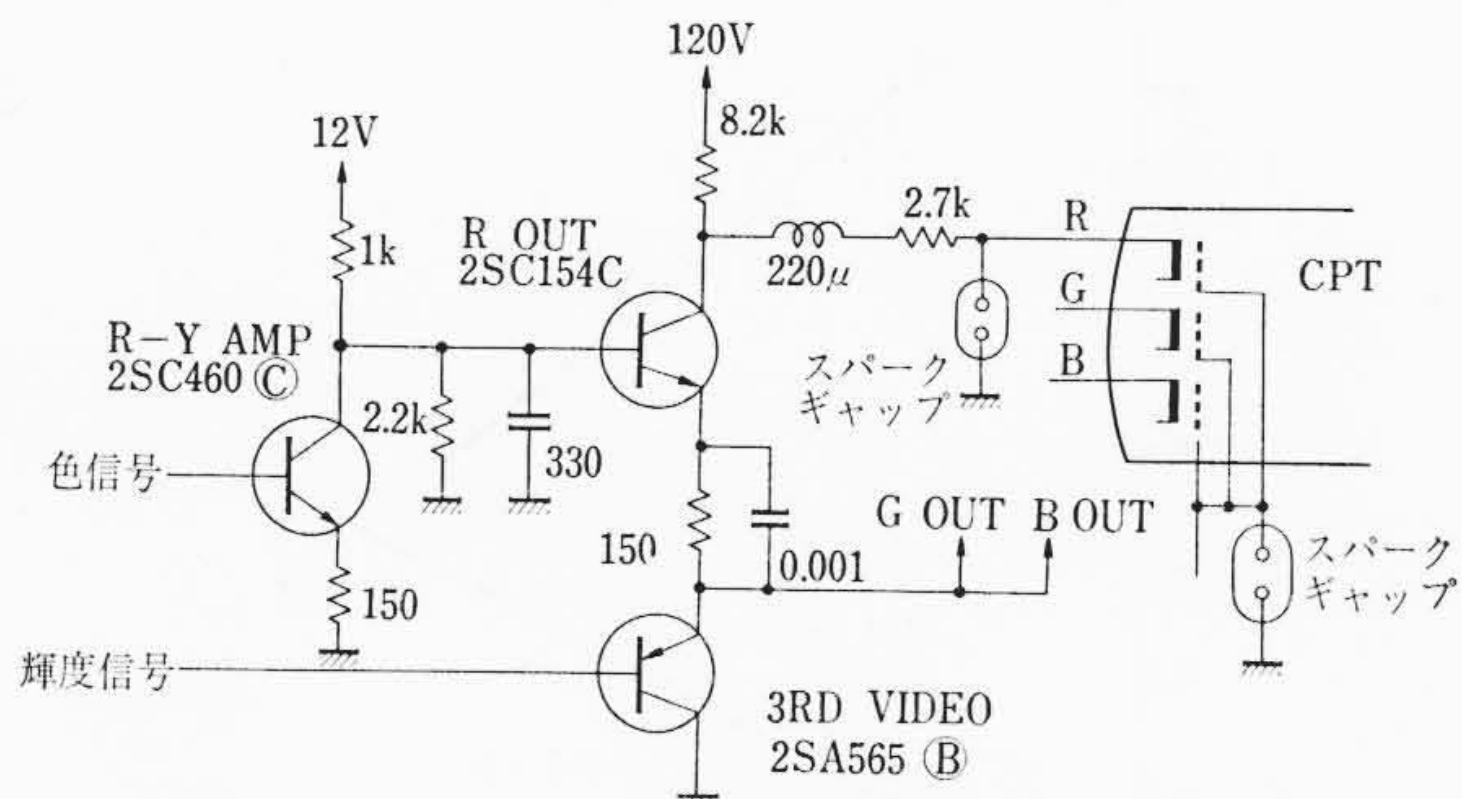


図 5 原色ドライブ回路

化・クロスカラー除去のため単峰特性に選んだ。色信号は放送局より、3.60 MHz $\pm$ 500 KHz の帯域で送られてくるので、第 2 段帯域増幅器の単体周波数特性を双峰特性にして帯域幅を広げた。

8. 色同期回路

バーストゲートパルスとしては、同期信号を積分して得る方法を採用した。同期信号を用いると、水平同期による色相変化がない利点がある。同期増幅のエミッタよりコイルとコンデンサで同期信号を積分し、バースト増幅器の抜取時間とバースト期間が一致するように、バーストゲートパルスの遅延時間を選定した。

バースト増幅器で色信号より抜き取られたバースト信号は、水晶共振子をたたき、リング出力を発生する。

水晶共振子に公称負荷容量を直列に接続すると、公称周波数で発振する。水晶共振子の場合も同様に、公称負荷容量をつけることにより公称周波数で出力最大となる単峰形の特性を示す。

水晶共振子を用いる色同期回路において、水晶フィルタの Q を高めるほど耐雑音性が向上する。しかし、水晶には温度による周波数の変化があるので、Q の値には限度がある。ここでは Q=4,000 に選び、回路に温度補償を行なって、保証温度範囲での位相変化を最大 10 度以内に押えている。

第 2 段の色副搬送波増幅器は、復調器に必要な副搬送波を供給する。

9. ACC 回路、キラー回路

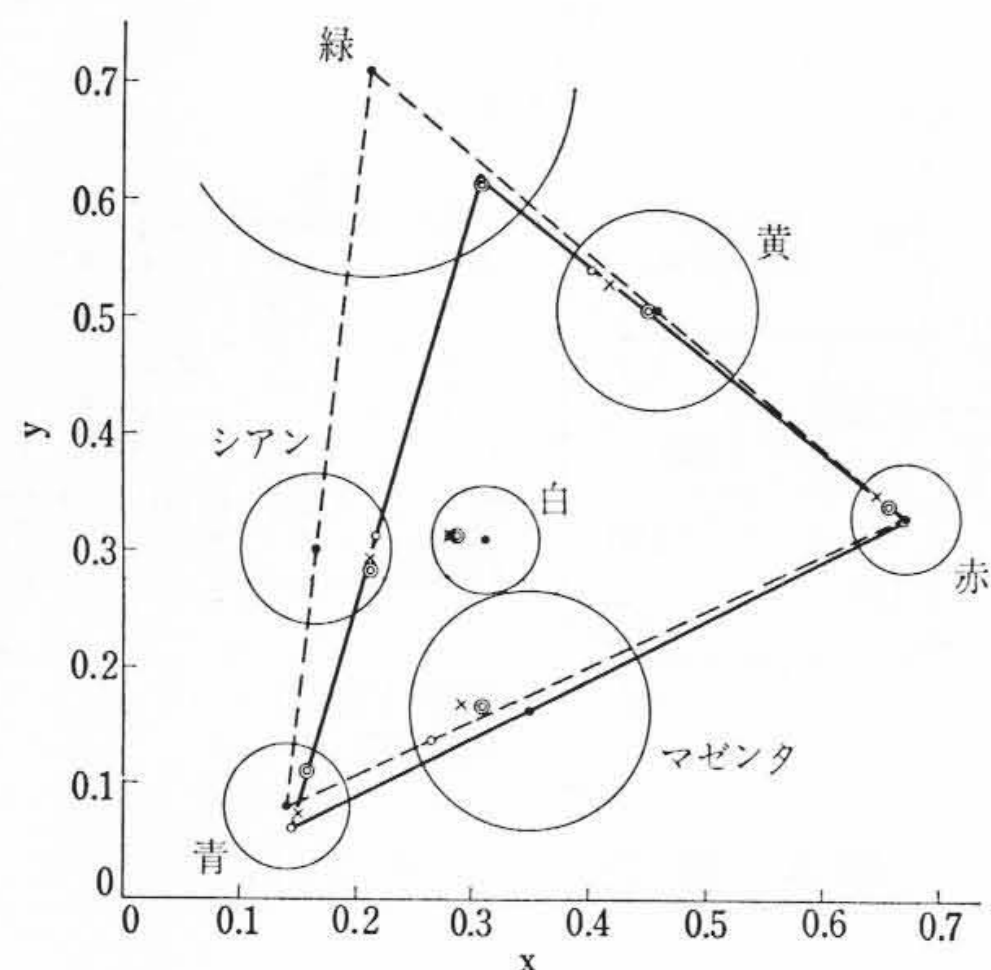
色信号の電界強度が変化しても画面上の色の濃さを一定にする自動色利得制御回路 (ACC 回路) には、トランジスタを使ったエミッタ可変帰還形増幅器を用いた。ACC 制御入力信号には、水晶のリング出力電圧を用いた。放送局より送られてきたカラー映像信号中のバースト信号の振幅が変化すると、水晶のリング出力はそれに比例して変化する。この変化する電圧を振幅検波し直流電圧にする。この直流電圧で利得制御用トランジスタのベース電流を制御し、第 1 帯域増幅トランジスタのエミッタ帰還抵抗値を変化させ、色信号出力も一定にする。

水晶のリング出力電圧の一部は ACC 検波とキラー検波に送られる。キラー検波は ACC 検波と同様に制御用入力電圧を振幅検波し、直流電圧をつくり、この電圧で第 2 帯域増幅器と第 2 副搬送波増幅器を断続させる。

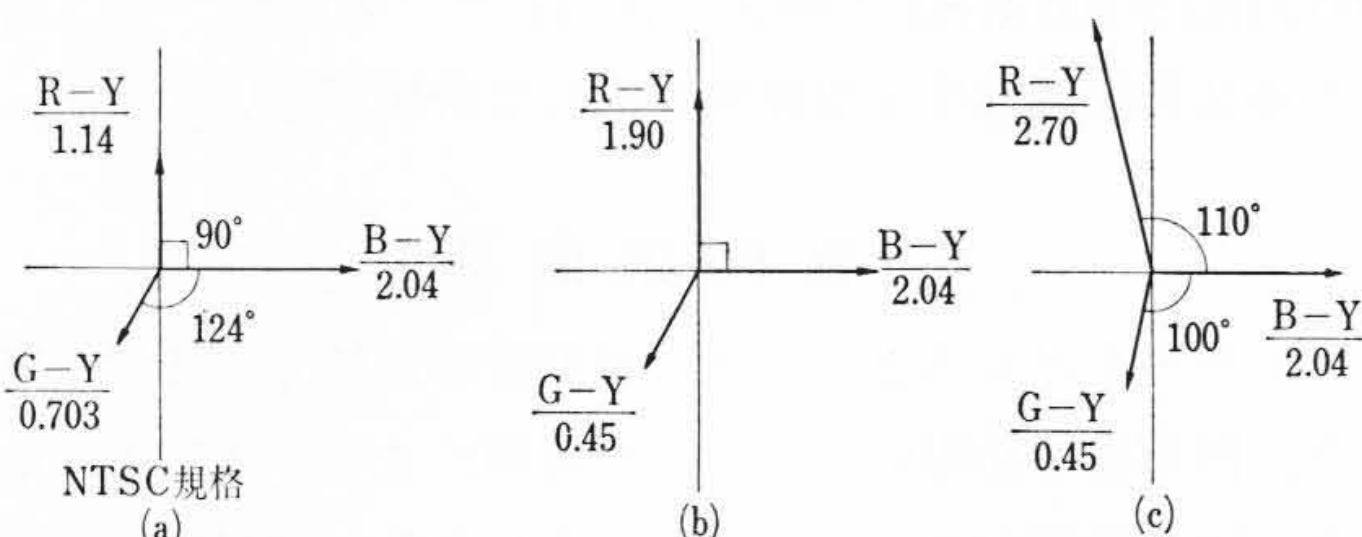
10. 復調器

ダイオード復調器においては、復調出力の直線性を良好にするためにダイオードに加える色信号と同等レベル以上の副搬送波をダイオードに加える必要がある。100% 飽和度の入力色信号は 1.0V_{P-Pmax} に選んであるので、副搬送波を 1.5V_{P-P} 以上にした。

平衡復調器の出力には、副搬送波が減衰されずに伝送されるため



(1)



(2)

	記号	白 色	復調特性	備 考
1	●	6740°K (c光源)	a	NTSC規格
2	○	9350	a	白色の温度のみ変化
3	×	9350	b	白色と赤の出力を変化
4	◎	9350	c	白色と位相, 出力を変化

(注) 1 は理想的蛍光体の場合
2, 3, 4 は HITACHI 15SP22 の場合

図6 白色温度と復調特性の関係

復調器出力の負荷に固定の3.6MHzトラップを設け、かつ600KHzの利得補償を行ない、色の解像度の増加を図った。

復調器の位相角と相対出力比の関係は、これまでのカラーブラウン管の赤の発光能率が悪かったため、復調位相角は同じで赤の復調出力をあげる方法がとられていた。しかし、放送局の白色はc光源付近(約6,500°K)であるが、現在の受信機の白色は9,300°Kから10,000°K付近に選定する傾向にある。このため、従来用いられていた復調出力比のみを変える方法では、中間色の再生がずれてくる。また、緑の蛍光体の色度点がNTSC規格より大幅にずれているため、色の再生のずれはさらに大きくなる。

以上のことより、中間色の再生とカラーノイズを考え復調の位相角と出力比の関係を求めた。白色温度と復調特性の関係は図6に示すとおりである。

11. 垂直偏向回路

垂直偏向回路は発振回路、励振回路、出力回路から成り、NPN-PNP-NPNトランジスタの3段構成とした。この方式は、回路が簡単であること、性能が安定していること、電源リップルの影響を受けがたいなどの特長があり、白黒トランジスタテレビの量産で、すぐれた実績を持っている。

本マシンには、のこぎり波電圧と発振周波数の安定度、信頼度を向上させるために、トランジスタの特性のばらつき、温度変化の影響のほとんどないエミッタ時定数形ブロッキング発振回路を使用した。また発振周波数、のこぎり波電圧の振幅、直線性を決定する時定回路には、安定度の高いアルミ電解固体コンデンサを採用した。

励振・出力回路では、直流動作点の安定化をじゅうぶんに行ない、

表2 垂直偏向コイルの定数

ブラウン管			高 圧	Lv	Rv	IPP	Rv IPP ²
画面サイズ	偏向角	ネック径					
9"~14" B/W	90°	20mmφ	12kV	68mH	32Ω	285mA	2.6ΩAPP ²
17"~20" B/W	114°	28.6mmφ	15kV	340mH	90Ω	215mA	4.2ΩAPP ²
15" Color	90°	36mmφ	20kV	19.2mH	13.5Ω	910mA	11.2ΩAPP ²

かつ交流負帰還をじゅうぶんかけたので、部品のばらつき、温度変化、経時変化などに対する画面の垂直振幅、直線性の安定度は抜群である。

発振、励振回路は扱う電力が従来の白黒テレビと同程度なので、低圧電源+12Vで動作させている。

カラーテレビの垂直出力回路では、表2に示すように、偏向電力が、17~20インチ白黒テレビの場合に比べて2~3倍にも達するので、回路の能率の良くなることおよびコンバーゼンス補正波形の取り出し回路が簡単になることなどを考慮して、出力回路には新しく開発された2SC936を採用し、電源電圧+120Vで動作させた。

2SC936の定格はV_{CEO}=500V、I_{Cmax}=1A、P_C=22Wであり、実際の動作は定格に対しじゅうぶんな余裕を持っており、高い信頼度を期待できる。

コンバーゼンス補正に必要なパラボラ電圧は、出力トランジスタに流れるのこぎり波電流を高安定電解コンデンサで積分してじゅうぶん低インピーダンスで取り出している。

本回路のおもなデータを示すと次のとおりである。

- (a) 走査の直線性.....12分割して間隔変化率: ±7%以内
- (b) オーバースキャン率: 5~8%
- (c) 偏向の帰還時間: 650μs
- (d) 同期保持周波数: 8~15Hz
- (e) 自由発振周波数: 50Hz以下~63Hz以上

12. 水平偏向回路

水平偏向回路は、発振回路、励振回路、出力回路を各1石のトランジスタで構成し、すべて+120V電源動作としてある。

発振回路は、同期AFC回路によって同期信号と位相のあった方形波を発生し、励振回路でパルス増幅して出力トランジスタに方形波ベース電流を流す。出力トランジスタは並列に接続されたダンパーダイオードとともに1個のスイッチとして動作し、電源電圧をオンオフして偏向ヨーク(以下DYと記す)に加え、DYにのこぎり波電流を得ている。

発振回路には回路が簡単で、周波数安定度の高い発振器を新たに開発して採用した。自由発振周波数の安定度は、初期調整後には最悪条件を考慮しても15.75KHz±150Hz以内であり、同期引き込み周波数範囲内である。したがって顧客が水平同期調整を操作する必要がないので、同期調整ツマミをキャビネット後面に配置した。

励振回路では、発振回路のオン期間に励振トランジスタが導通し励振トランスに磁気エネルギーをたくわえ、オフ期間に出力トランジスタのベース電流I_Bとして放出する。この方式は逆相接続励振方式と呼ばれ、励振トランスのインダクタンスがじゅうぶん大きいときI_Bおよび励振トランジスタのコレクタ電流I_{cd}は(1)式で与えられる。

$$I_B = \frac{n E_B}{R_B} \cdot \frac{T_{ON}}{T_{OFF}}, \quad I_{cd} = \frac{n^2 E_B}{R_B} \cdot \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \dots\dots\dots (1)$$

- ここに、 E_B: 励振回路の電源電圧
- n: 励振トランスの巻数比
- T_{ON}: 励振トランジスタのオン期間

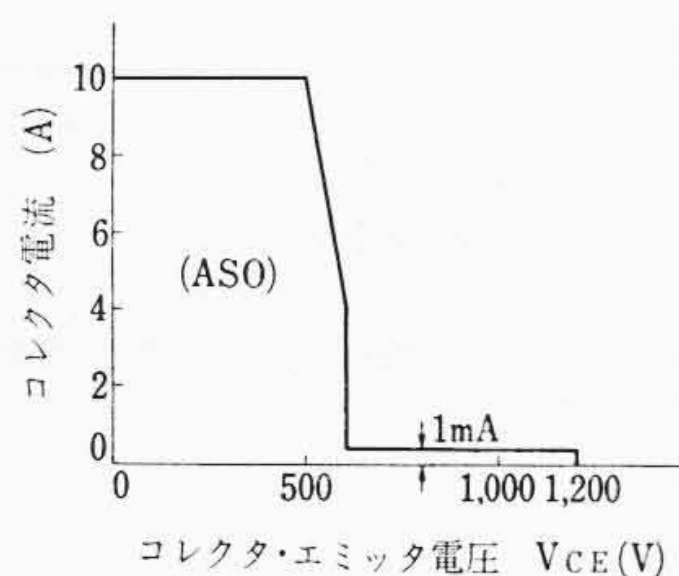


図7 水平出力トランジスタ (2SC937) の定格

最大定格		
BV_{CBO}	BV_{CEO}	$I_{C\max}$
1,200 V	500 V	2.5 A
P_C	T_f	
22 W $T_C=25^\circ\text{C}$	1.2 μs 以下	

安全動作領域 (ASO)

 T_{OFF} : 励振トランジスタのオフ期間 $R_B = V_{BE} f / I_B$: 出力トランジスタの入力抵抗

上式からわかるように励振トランジスタのコレクタ回路に大きな直列抵抗をそう入すると、励振回路が定電流回路に近づくので、出力トランジスタの V_{BE} および発振方形波のパルス幅のばらつきが I_B の増減に及ぼす影響を軽減できる。

出力回路では、偏向コイルにのこぎり波電流を流す以外に、ブラウン管バイアス用の中電圧 (約 700 V_{DC})、信号回路の動作に必要な +12V 電源、コンバーゼンス補正用パルスおよび AFC 用パルスなどを取り出している。

一般に水平出力回路は、セットの消費電力の大部分を占めている。

トランジスタを用いた水平出力回路は、大きな電圧・電流を制御するにもかかわらず、電流-偏向コイル間にエネルギーの循環があるのみで、トランジスタでの電力損失はほとんどないので、セットの消費電力が小さくなりトランジスタ化の大きな特長となる。

しかしカラーテレビでは、白黒テレビに比べて、ブラウン管のネック径が大きいうえに、アノード電圧 (高圧) が高いので、偏向電力が数倍になるとともに、大きな高圧電力および高圧安定化が必要なこと、ブラウン管の管内放電に対する考慮をより払わねばならないことなど、水平偏向回路にはトランジスタ化に当たって技術的にむずかしい問題が多く、従来カラーテレビのトランジスタ化の実現を妨げていた。

大出力偏向回路において、出力トランジスタの定格に余裕がない場合には、トランジスタ 2 石を直列または並列に使う方法が考えられるが、スイッチング期間 (蓄積時間 T_s + 降下時間 T_f) におけるバランスがむずかしく回路の信頼度を下げるおそれがあるので、本シャシには新しく開発された超高逆耐圧の 3 重拡散形シリコントランジスタ 2SC937 を採用して、水平偏向と高圧発生を 1 石で実現した。図 7 は 2SC937 の定格を示したものである。

出力回路の設計に当たっては、2SC937 を信頼度高く使うために、次にかかげる配慮をした。

(a) +120V 定電圧電源回路を開発して、トランジスタを過負荷から保護する。

(b) 発振回路の周波数安定度を向上する。もし発振周波数が大幅に低くずれると、出力トランジスタのせん頭コレクタ電流、電圧が上昇し、出力トランジスタが破壊の危険にさらされる。

(c) 励振回路の改良。励振段のコレクタ抵抗を大きく選んで、出力トランジスタのベース電流のばらつきを少なくする。また出力トランジスタのベース回路に直列に小さなインダクタンス L_B を直列にそう入して、実効的な降下時間を短くする。

(d) 高圧の発生には、電極間放電を起こさず半永久的寿命を有する積層形セレン整流器を使った 2 倍圧整流方式を採用した。この結果、従来から出力トランジスタの破壊の要因の中で最も危険率の高い高圧整流管の内部放電時の過負荷から解放された。

またフライバックトランス (以下 FBT と記す) で発生する高圧パルスが従来の方式の約 1/2 となり、小形で安全性の高い高圧発生ブロックが実現できた。もう一つの利点は、ブラウン管を余熱

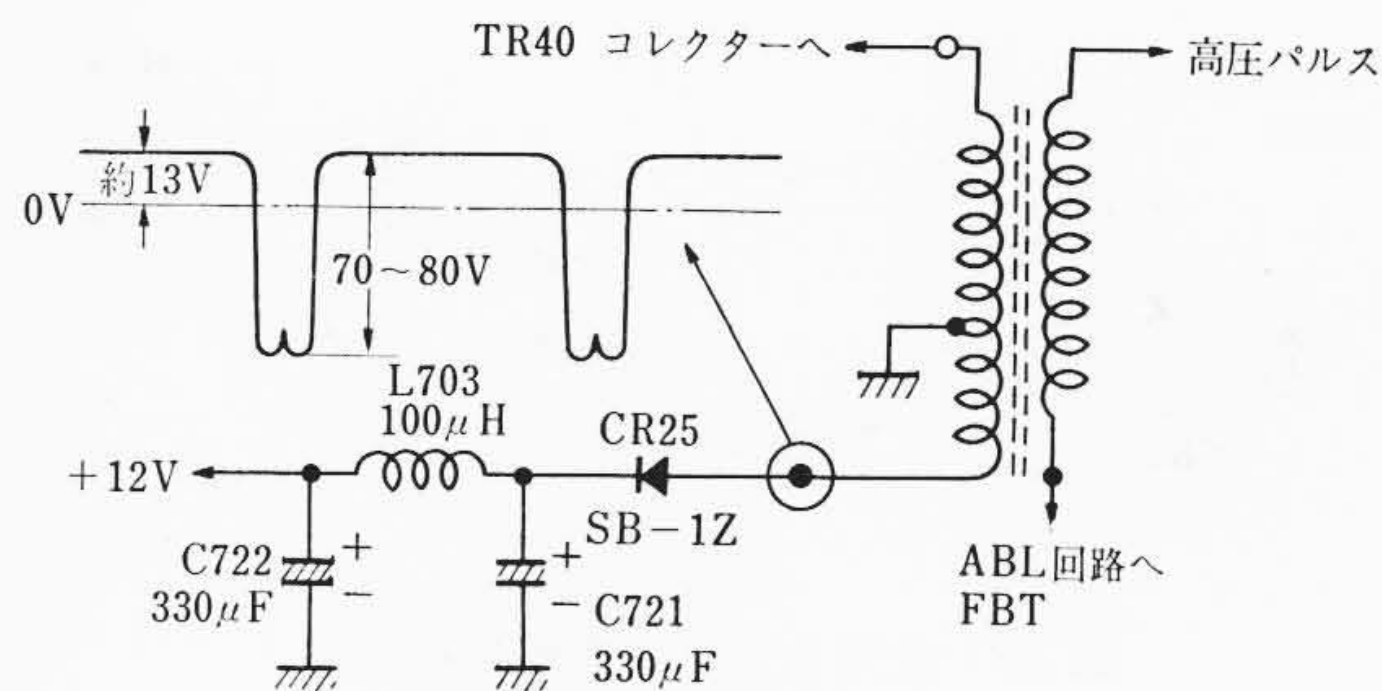


図8 低圧 (+12V) 電源

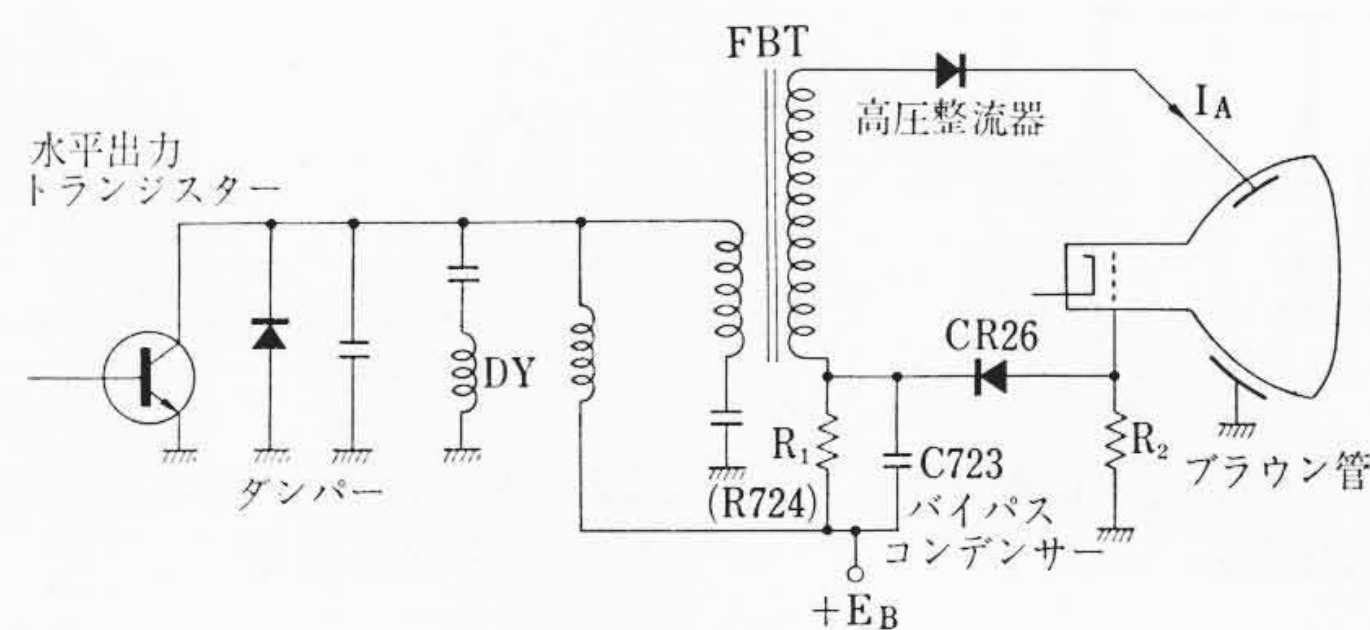


図9 ABL 基本回路

しておくだけで、セットの瞬間受像が可能となることがある。瞬間受像はトランジスタ化テレビの最も大きな特長の一つである。

FBT は動作の完全な解明に基づいて設計されたもので、ほかの回路への悪影響が少なくきわめて能率の良いものとなっている。

(e) ABL 回路 (自動輝度制限回路……詳細は後述) の採用。高圧電力の大きいカラーテレビをトランジスタ化するときには、なんらかの方法でブラウン管のアノード電流を制限しなければ、トランジスタが過負荷になって破壊に至る。この新回路の特長は回路が簡単で、調整部分がないので動作が安定していることである。

(f) 並列リアクタ高圧制御回路 (詳細は後述) の採用。この方式は動作が全く安定しており、放電事故や経時劣化の心配がない。

(g) 帰線期間率を 23~24% と従来の例より長く選んで、帰線期間に発生するフライバックパルス電圧 (せん頭コレクタ電圧) を可能な限り低く選んだ。しかし本シャシでは、定電圧電源回路および並列リアクタ高圧制御回路を採用しているので、画面振幅の変化がほとんどないため、一般のセットに比べて実効的なオーバースキャン率 (= 受信側で送信の信号が失われる割合) は減少しているといえる。帰線期間が長いので水平ブランキングは完全でなければならない。

上述の配慮をした結果、出力トランジスタ 2SC937 は、CPT 放電、電源スイッチの断続などの異常状態およびあらゆる環境条件で最大コレクタ電圧、最大コレクタ電流、安全動作領域 (ASO) の定格内で安全に動作している。

次に水平偏向回路のおもな付属回路について述べる。

(a) +12V 電源

セットの低圧電源 +12V は、FBT に設けた低圧巻線に得られる逆極性のパルスを整流して取り出している。この方式は、変換能率がきわめて良く、出力電圧偏差: $12.3\text{V} \pm 0.1\text{V}$ でばらつきが少なく、内部抵抗 $R_{in} \approx 1\Omega$ でじゅうぶん良好な定電圧電源として動作する。

(b) 中圧電源

ブラウン管 G_2 , G_4 バイアス用中圧電源は出力トランジスタのコレクタに発生するフライバックパルスを直接整流して、650~750V の直流電圧を得る。

(c) ABL 回路 (自動輝度制限回路) (特許出願中)

カラーテレビでは映像信号の直流分を伝送しているので、信号

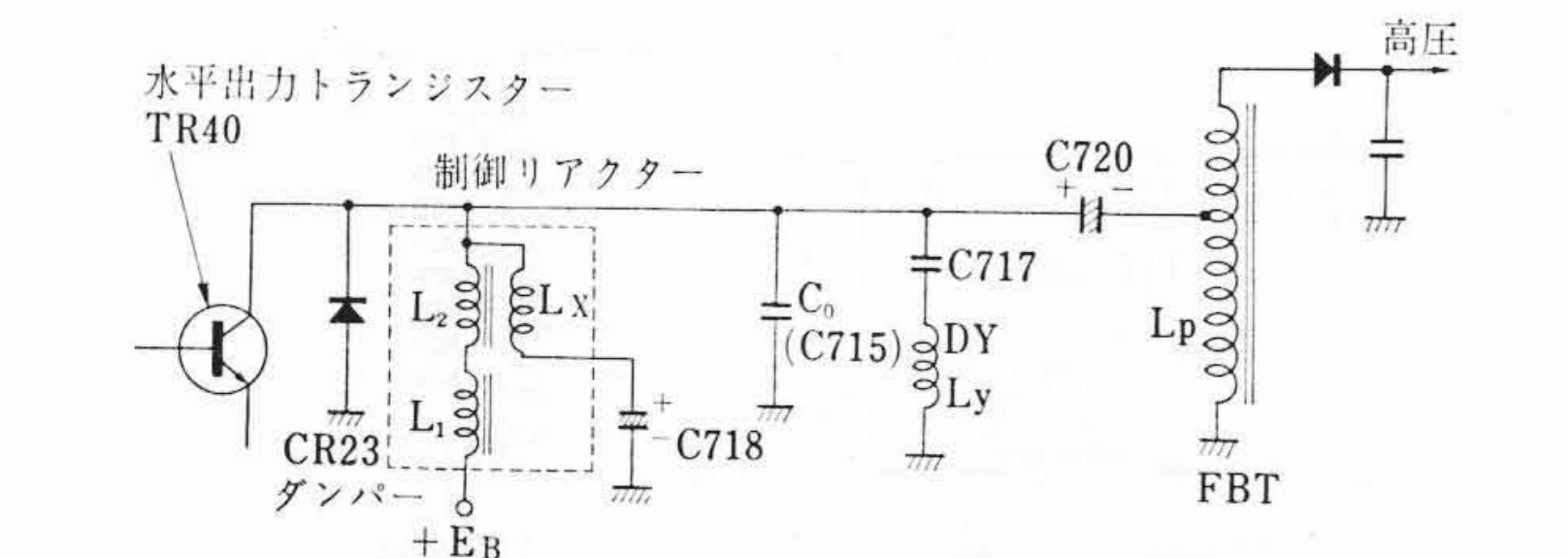


図 10 並列リアクタ高圧制御回路

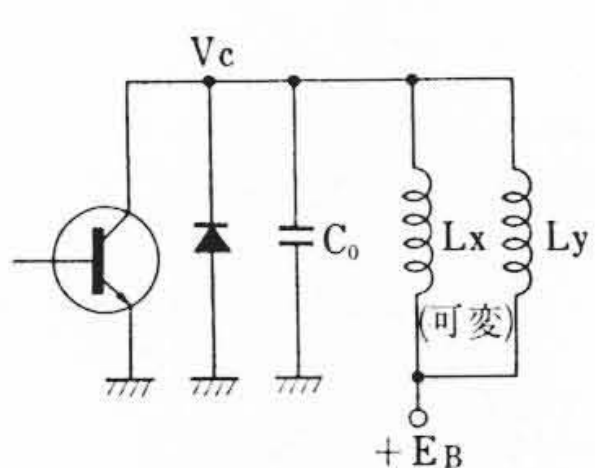


図 11 高圧制御回路の等価回路

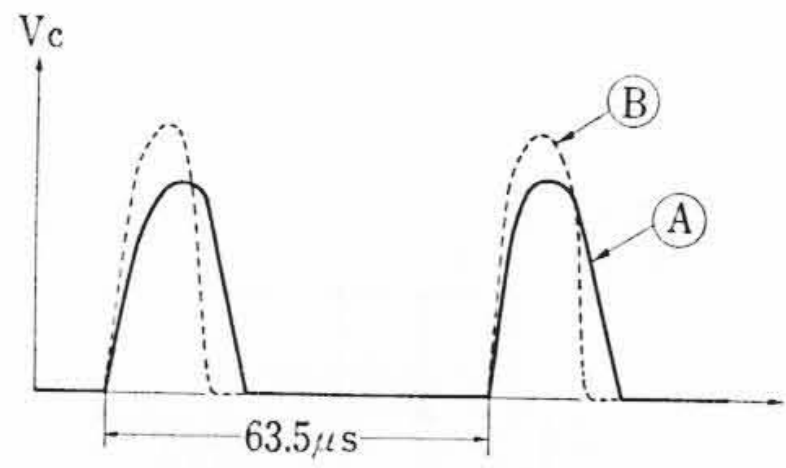


図 12 水平出力トランジスタのコレクタ電圧波形

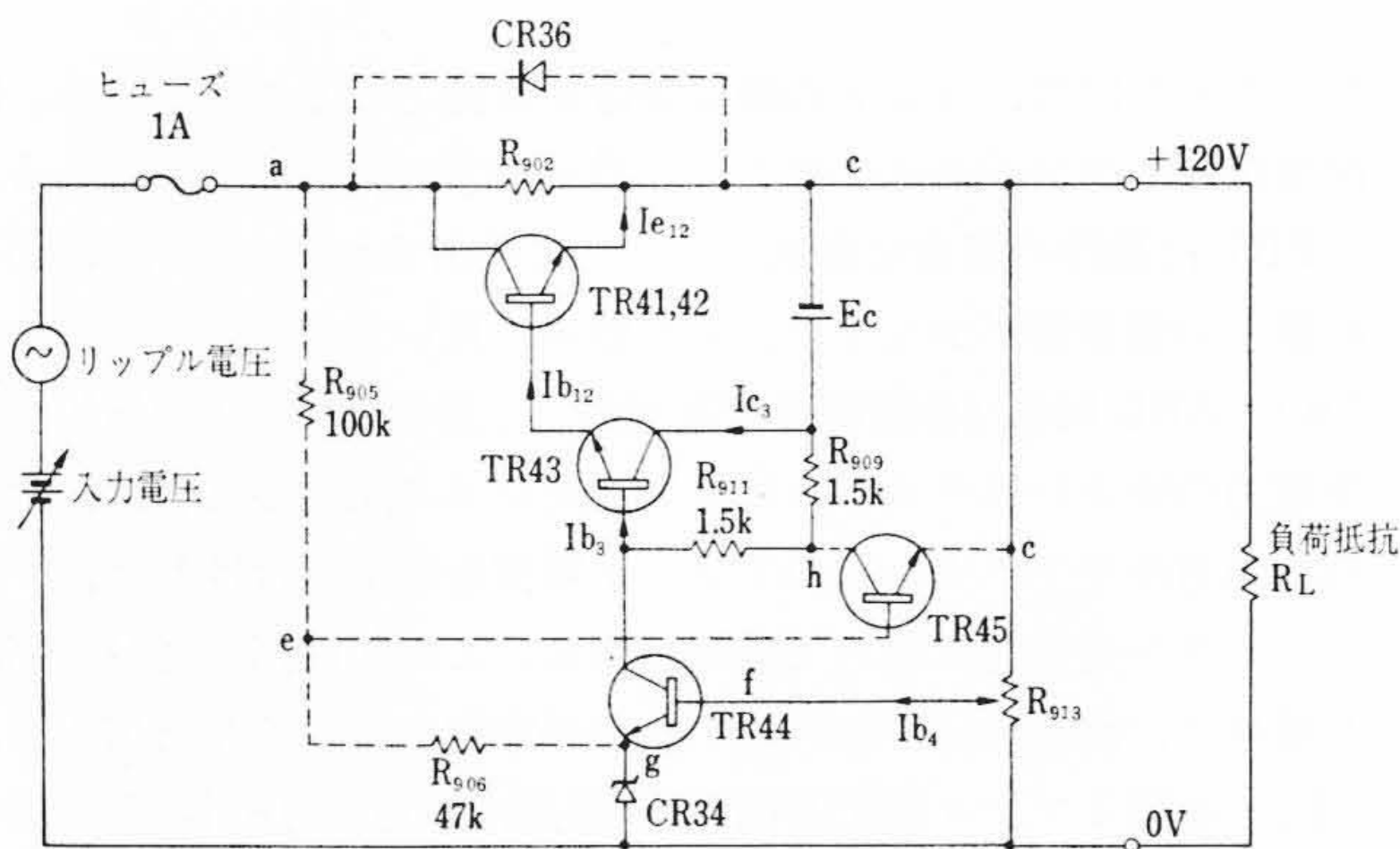


図 13 動作説明のための定電圧回路図 (破線は保護回路)

の内容や輝度、コントラストの調節により、ブラウン管の平均アノード電流が流れ過ぎて高圧回路が過負荷になることがある。高圧回路の過負荷が長く続くと、水平出力トランジスタが破壊される恐れがある。本マシンでは高圧回路および水平出力トランジスタを保護するため図 9 に示す ABL 回路を開発し採用した。以下に図 9 の基本回路を使って回路動作を説明する。

ブラウン管に電流が流れない場合、すなわち輝度がゼロの場合には高圧整流器を通じて電流が流れず、 R_1 (R_{724}) の両端に電圧降下を生じない。 $+E_B$ (120V) > 0 であるから、ダイオード CR26 はカットオフされており、ブラウン管の第 1 グリッド電圧はゼロである。

平均アノード電流 I_A が増加すると、 R_1 の両端に $R_1 \cdot I_A$ の電圧降下が生じるが CR26 は、 $+E_B - R_1 \cdot I_A \geq 0$ の間カットオフされている。平均アノード電流 I_A がさらに増加して $+E_B - R_1 \cdot I_A < 0$ になると CR26 は導通する。

R_2 ($\div R_{812} + 811 \div 2\text{M}\Omega$) は高抵抗であるため、CR26 が導通すると第 1 グリッド電圧 $E_{G1} \div +E_B - R_1 \cdot I_A$ の負電圧に降下する。第 1 グリッド電圧が降下するとアノード電流は減少する。したがって最大アノード電流 $I_{A\text{max}}$ は (2) 式で表わされる。

$$I_{A\text{max}} \div \frac{+E_B}{R_1} = \frac{120\text{V}}{150\text{k}\Omega} = 800\mu\text{A} \dots\dots\dots (2)$$

上述のように輝度やコントラスト調節を回し過ぎても最大アノード電流はほぼ $I_{A\text{max}}$ に制限されるので、高圧回路、水平偏向回路

表 3 電源性能

入 力 電 圧	AC 90~115V	50/60 Hz
B 電 圧 出 力	DC 120±3V	180~450 mA
		リップル 0.1 VPP 以下
ブラウン管ヒータ電圧	AC 6.3V	0.9A
消 磁 電 流	突入時 3A ピーク、平衡時 50mA 以下	交流減衰電流

を保護することができる。

(d) 並列リアクタ高圧制御回路 (特許出願中)

従来のカラーテレビでは高圧を一定にするため、電力損失の大きいシャントレギュレータ管 (たとえば 6BK4A) を使用しているが本マシンでは信頼度を向上させるため、電力損失のほとんどない並列リアクタ高圧制御回路を開発して採用した。

以下に図 10, 11, 12 を使ってその回路動作を説明する。図 10 の C718, C720 は直流阻止用コンデンサで、FBT の一次インダクタンス L_p 、並列リアクタの制御コイルのインダクタンス L_2 と直列コイル L_1 の和は L_y に比べて非常に大きく無視することができる。したがって高圧制御回路の等価回路は図 11 のようになる。また可変インダクタンス L_x は L_1, L_2 を通じて流れる直流電流によって飽和、非飽和となり、インダクタンスが大幅に変化する。等価回路において水平トランジスタのコレクタ電圧 V_c の波形は図 12 のようになる。せん頭値 V_{cp} は

$$V_{cp} \propto \frac{E_B}{\sqrt{LC_0}} \dots\dots\dots (3)$$

$$\text{ただし、} L = \frac{L_x \cdot L_y}{L_x + L_y}$$

高圧電流がゼロのときは、 L_1, L_2 を通る電流は最も小さくなり、そのとき L_x 値は最も大きく、 V_c は図 12 ④ のようになる。高圧電流が増加するにつれて L_1, L_2 を通る電流が増加してコアが少しずつ飽和するため L_x の値が小さくなり、上式から L の値が小さくなるので、 V_{cp} が大きくなり、コレクタ電圧波形は図 12 の⑤ のようになる。高圧負荷をとると高圧は少し下がるが、 V_{cp} が⑥ のように大きくなるので、高圧の負荷が変化しても高圧の変化は少なくなる。そして輝度の変化による画面の振幅の変化はほとんどなくなる。 L_1 は L_x が完全に飽和したとき、トランジスタに過大電流が流れるのを防ぐための飽和しないチョークである。

(e) そ の ほ か

ピンひずみの少ない偏向コイルを採用して、上下・左右ともピンひずみ補正回路を省略した。

ブラウン管の組み立て精度が良いので、中心調整回路を省略したが実用上問題ない。

13. 電 源 回 路

カラーテレビジョンは白黒に比較して水平偏向回路をはじめとして各出力回路に、より高電力・高電圧を要し、トランジスタでこれらの回路を構成するには、セットの直流電源電圧 (B 電圧) を $+120\text{V}$ に設定するのが最適である。さらにトランジスタなどの回路部品を定格内で最も有効に、かつ高信頼度が得られるように動作させるので、B 電圧の変動は極力小さくしなければならない。B 電圧を許容範囲に押え、入力電圧変動や電源負荷変動の影響を受けなくするには定電圧装置がどうしても必要となる。本マシンにはトランジスタによる定電圧電源を内蔵し、B 電圧の直流変動分と整流後のリップルをすべて制御トランジスタに吸収させて、低リップル、定電圧の B 電源が得られるようにした。

全回路が半導体化されると、電源負荷が大幅に減少し、商用交流電源から直接整流するラインオペレートを行なって電源トランスの小形化を図った。本機に要求される電源装置として、性能を要約す

ると表3のようになる。

主制御トランジスタ TR41, 42 に新たに開発された高逆耐圧三重拡散形 NPN トランジスタ 2SC935 を2個並列使用し、制御ドライブトランジスタ TR43, 誤差増幅トランジスタ TR44, ツェナダイオード CR34 を図13のように配置して、いわゆる直列制御形定電圧回路を構成している。ここでは別電源 E_c を設けたことが大きな特長となっている。 E_c は TR41, 42 のベース電流 $I_{b12} \doteq I_{c3}$ と TR43 のベース電流 I_{b3} を供給する電源で、約5Vの低電圧のため TR43 に BV_{CEO} が低く、 P_c の小さいトランジスタを使用することが可能となった。出力電圧の調節は R913 により制御トランジスタに流れる電流を変えて行なわれる。

直列制御形定電圧回路は、負荷短絡の瞬間、前述した負帰還作用により、制御トランジスタに過大電力が加わって破壊する。本機のように高電力、高電圧を扱う電源では破壊は必至であり、負荷短絡の都度、電源や関連部品を交換するようでは信頼性が乏しく、実用にならない。それで保護トランジスタ TR45 を使用し図13の破線のような回路を考案してこの問題を解決した(特許出願中)。

分圧点 e の電位は 120V 以下に選定され、負荷電圧が正常値の場合は、TR45 のベースエミッタ間は逆バイアスとなっているので、カットオフされ、定電圧回路の動作には影響を与えない。ところが負荷短絡により c 点が接地されると、e 点のほうが高電位となってベース電流が供給され、TR45 は飽和し、h-c 間は短絡状態となって I_{b3} , I_{b12} がシャ断され、TR41~43 が保護される。

なお入力側 a 点とアース間短絡に関しては、側路用ダイオード CR36 を設け負荷コンデンサにたくわえられた電荷が制御部に逆流してトランジスタを破壊するのを防止している。

本シャシの負荷は高圧整流器も含めてすべて半導体化されているので、電源が動作すれば、各回路は直ちに動作を開始する。ところ

がブラウン管ヒータと消磁回路は、従来の方式では動作完了までに10秒以上要し、瞬間受像の障害になるので、それぞれ次のような回路構成とした。

ブラウン管ヒータ回路には予熱回路を設け、セット休止時にはヒータ電圧定格 6.3V に対し 5.5V が印加されるようにしてある。陰極温度が低いまま陽極電圧が印加されると無理に電子放出せられ、陰極を劣化させるので、予熱したほうがむしろ寿命を長くすることがわかっている。

消磁回路は、消磁コイルと正特性サーミスタを直列に接続しただけの最も単純な回路構成で、SW-OFF 時に動作するようにしてある。

これで動作開始時消磁コイルに流れる交流減衰電流によって、画像が揺れる問題は完全に解決された。

14. 結 言

以上報告したように、カラーテレビをトランジスタ化するにあたってのわずかな問題点を完全に解決するだけでなく、さらに従来のカラーテレビにない特長をもったシャシを開発することができた。本製品はすでに一般市場に出てから半年を過ぎ、市場よりの評判および信頼度データが集まりつつあり予期した好結果を得つつある。この結果をもとにして、大形カラーテレビのトランジスタ化も開発を完了し、19形カラーテレビを市場に送り出している。

カラーテレビの急速な普及にそなえ、ここ数年内に全機種 of トランジスタ化は必至であると考えられるので、今後さらに特長あるオールトランジスタカラーテレビに仕上げてゆきたい所存である。

終わりに臨み、本開発にあたり、日立製作所家電研究所第2部の全面的なご協力とご指導ならびにご協力を賜った関係各位に、深く感謝の意を表する次第である。



特 許 の 紹 介



特許第522904号(特公昭43-1726号)

西 山 太喜夫・南郷 忠勇
園 清 視

自 硬 性 鋳 型 に お け る 硬 化 時 間 の 調 節 方 法

ケイ砂などの耐火材料、ケイ素またはケイ素を含有する合金もしくは適宜のケイ化物の粉末、水で適度に希釈した水ガラスなどを混合して自硬性鋳型を成型する在来の方法では、硬化時間の調節のために四季の気温に変化、造型の難易のような作業条件に応じて、その都度適宜のケイ曹比のものを選定して使用しなければならないので、設備および経費の関係上から不便が多かった。また、従来の方法は平衡状態における遊離カ性ソーダを利用するものであるため、鋳型の硬化時間を大幅に調節することが容易でないから、作業能率の向上を図ることができない欠点があった。

この発明は前記自硬性鋳型を成型する際に、耐火材料、ケイ化物の粉末、水ガラスなどの混合のときにカ性ソーダ水溶液を添加し、その添加カ性ソーダを不平衡状態のもとで硬化反応に利用して上記諸欠点を除去したものである。ケイ酸ソーダ水溶液にカ性ソーダ水溶液を添加した直後では、添加カ性ソーダの大部分は不平衡の状態が存在する。すなわち、遊離カ性ソーダ量より過多である。そして、時間の経過とともに新しいケイ曹比のもとにおける平衡状態のカ性ソーダ量に変わっていき、遊離カ性ソーダ量は減少していく。このため不平衡状態のままのカ性ソーダを硬化促進剤に利用すればわずかな添加量ですみ、ケイ酸ソーダのケイ曹比に関係なく添加カ性ソーダにより直接に硬化時間を大幅に調節することができる。

図の実線(A)は平衡状態の遊離カ性ソーダを利用する在来の方法におけるケイ曹比と硬化時間の関係を示し、鎖線(B)は不平衡状態の添加カ性ソーダを利用するこの発明の場合を示したものであ

る。在来の方法ではケイ曹比が2.0から1.94に変わることにより、硬化時間は2~3分短縮するに対し、この発明では同様な変化において約20分短縮することができ、その効果はほぼ10倍となる。(野村)

