U. D. C. 621.395.621＋621.395.665
621.397.62：621.382.3

トランジスタ白黒テレビ受信機の信号回路

VIF and AGC Circuit of Transistorized Black and White Television Receiver

田島活利* 荒川吉弘* 相沢壌太郎*
Katsutoshi Tajima Yoshihiro Arakawa Jyôtarô Aizawa

要　　旨

UHF 放送の進展に伴い，従来の UHF コンバータに代わって，オールチャンネル受信機が普及段階にはいり，これに伴い，映像中間周波数が 26 MHz 帯から 58 MHz帯に移行した。58 MHz 帯における VIF 増幅回路の設計的考察を 1 次性能，2 次性能に分けて述べる。

また，安定度の半ばを決定する AGC 回路はせん頭値形 AGC 方式で，従来の最も高級なキード AGC 方式と同等の性能を得たので，キード方式と比較しながら検討結果を述べる。

1. 緒　　言

トランジスタ化テレビ受信機の量産化は昭和 40 年ごろから飛躍的に伸び，遂に真空管式に取って代わるべき時代にはいった。

この発端は，(1) 真空管式と比べて，消費電力が少なく，寿命が長く，信頼度が高いこと，(2) トランジスタ単体がゲルマニュームからシリコンに移行し，従来不可能とされていた高電力，高耐圧，高周波用トランジスタが相ついで開発され，実用化されるようになったこと，(3) 高電力，高耐圧，高周波用トランジスタの実用化と相まって，回路技術も著しく進歩し，技術的にトランジスタ単体で克服できない問題は回路技術で補うまで進歩したことである。

このような状況下において，VHF チャンネルプランの行き詰まりから郵政省は UHF 化に積極的な姿勢を示し，10年後に現在の VHF から UHF の放送に切換える旨発表した。

これに対処するため受信機のオールチャンネル化が必至の情勢になり，このときの新 VIF (映像中間周波増幅回路) の中間周波数として，58.75 MHz が選定された。

本稿においては，トランジスタを用いた 58 MHz 化 VIF 回路の設計段階における問題点，これに対する設計的処置についての考察，および従来信号回路のなかで，補助的な役割をする回路と考えられていた AGC 回路が，トランジスタ化受信機においては性能の半ばを決定する重要なポイントとなり，この AGC 回路を従来最も高級な回路として，一般に使用されているキード AGC 方式からせん頭値形 AGC 方式に置き替えて，前記キード AGC 方式とほぼ等価な特性を得たので，その検討結果について述べる。

2. VIF 回路の設計

オールチャンネル化に伴い，従来 JIS 規格推奨 26 MHz 帯周波数では，UHF 受信の際，所要のイメージ比が得られず，不要輻射 (ふくしゃ) による妨害が大きいので使用できない。このため新しい VIFとして，映像 58.75 MHz，音声 54.25 MHz を選定し，VIF 回路開発を行なった。VIF 回路を設計する場合，まず第 1 に，利得，伝送特性，利得制御部品のばらつき，回路の安定度などの 1 次性能を得ること，ほかの回路との結合による安定度，妨害特性などの 2 次性能を得ることに分けて考察する必要がある。特に周波数が高くなればなるほど設計がむずかしくなる。以下 VIF の 58 MHz 化に伴う設計的問題点を述べる。

2.1 1 次 性 能

2.1.1 利　　得

テレビ受信機の最大感度を 10 μV とすると，少なくとも映像増幅系の総合利得は 120 dB 必要である。図 1 は各回路の利得配分を示したものである。映像検波段の検波損失，チューナと VIF 増幅段の結合損失を考慮すれば，VIF 増幅段の所要の利得は 60～

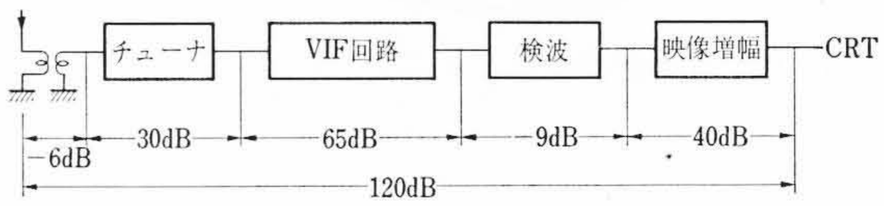
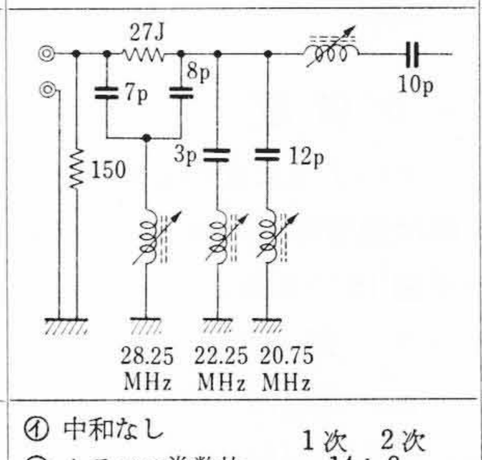
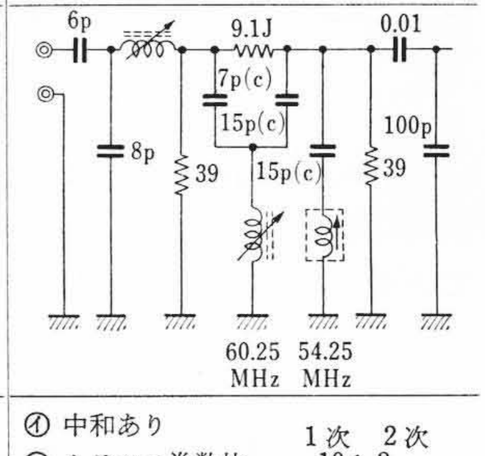


図 1　信号回路の利得配分

表 1　VIF 回路用トランジスタの特性

		2SC682		2SC646	
構造		Si NPN エピタキシャルプレーナ		Si NPN エピタキシャルプレーナ	
用途		1st, 2nd VIF フォーワード AGC		VIF 出力	
直流電流増幅率	h_{FE}	V_{CE}=10V I_C=2mA	20～200	V_{CE}=6 V I_C=1 mA	20 以上
高周波電流増幅率	h_{fe}	V_{CE}=10V I_C=2mA f=100MHz	4.0 以上	V_{CE}=10 V I_C=10 mA f=100 MHz	6.0 以上
コレクタ出力容量	C_{ob}	V_{CB}=10V	0.6 pF 以下	V_{CB}=10 V	2.0 pF以下
電力利得	PG	f=45MHz	25 dB 以上		
利得帯域幅積	f_T	V_{CE}=10V I_C=2mA	平均 550 MHz	V_{CE}=10 V I_C=1 mA	平均 400 MHz

表 2　26 MHz 帯から 58 MHz への変更

IF周波数	26 MHz	58 MHz
方式	3 段 スタガー 方式	3 段 スタガー 方式
使用トランジスタ	2SC682Ⓐ×2 2SC464	2SC682Ⓐ×2 2SC717 (2SC464)
回路方式 (チューナVIF間の結合)		
1 段 目 回 路	㋑ 中和なし ㋺ トランス巻数比 1次 2次 14：8 ㋩ トランス結合 or 抵抗負荷のC結合	㋑ 中和あり ㋺ トランス巻数比 1次 2次 10：2 ㋩ トランス結合
2 段 目 回 路	㋑ 中和なし ㋺ トランス巻数比 1次 2次 14：5 ㋩ トランス結合 or 抵抗負荷のC結合	㋑ 中和あり ㋺ トランス巻数比 1次 2次 10：1 ㋩ トランス結合
フィルタコイル f_0	26.5 MHz 105 MHz	58 MHz 175 MHz

* 日立製作所横浜工場

70 dB 必要となる。

トランジスタ増幅器においては，最大有能電力利得 PG_{max} はトランジスタの物理定数から

$$PG_{max}=\frac{f_T}{8\pi c_c r_{bb'}}\cdot\frac{1}{f^2} \quad \cdots\cdots(1)$$

ここに，f_T：β の絶対値が1になる値の周波数

c_c：コレクタ，ベース間の容量

$r_{bb'}$：ベース広がり抵抗

(1)式で示されるように 26 MHz 帯で使用したトランジスタを 58 MHz 帯に使用した場合，理論的には同一利得を得ることはできない。さらに周波数が高くなると，トランスおよびコイルの Q の低下が伴い，いっそう利得低下を助長する。

このマイナス面を補正するために，高利得のトランジスタを使用するか，または回路的な工夫を必要とする。

実際には，日立製 2SC682 系トランジスタ(**表 1** 参照)は 26 MHz で利得に余裕があったので若干の補正，すなわち各段間の結合損失を極力少なくし，中和の完全化と，コイルおよびトランスの実効 Q を大きくするために，コアーおよびボビンの材質変更で，26 MHz 帯の利得と等価にすることができた。**表 2** は 26 MHz 帯から 58 MHz 帯への変更に伴う個所をまとめて示したものである。

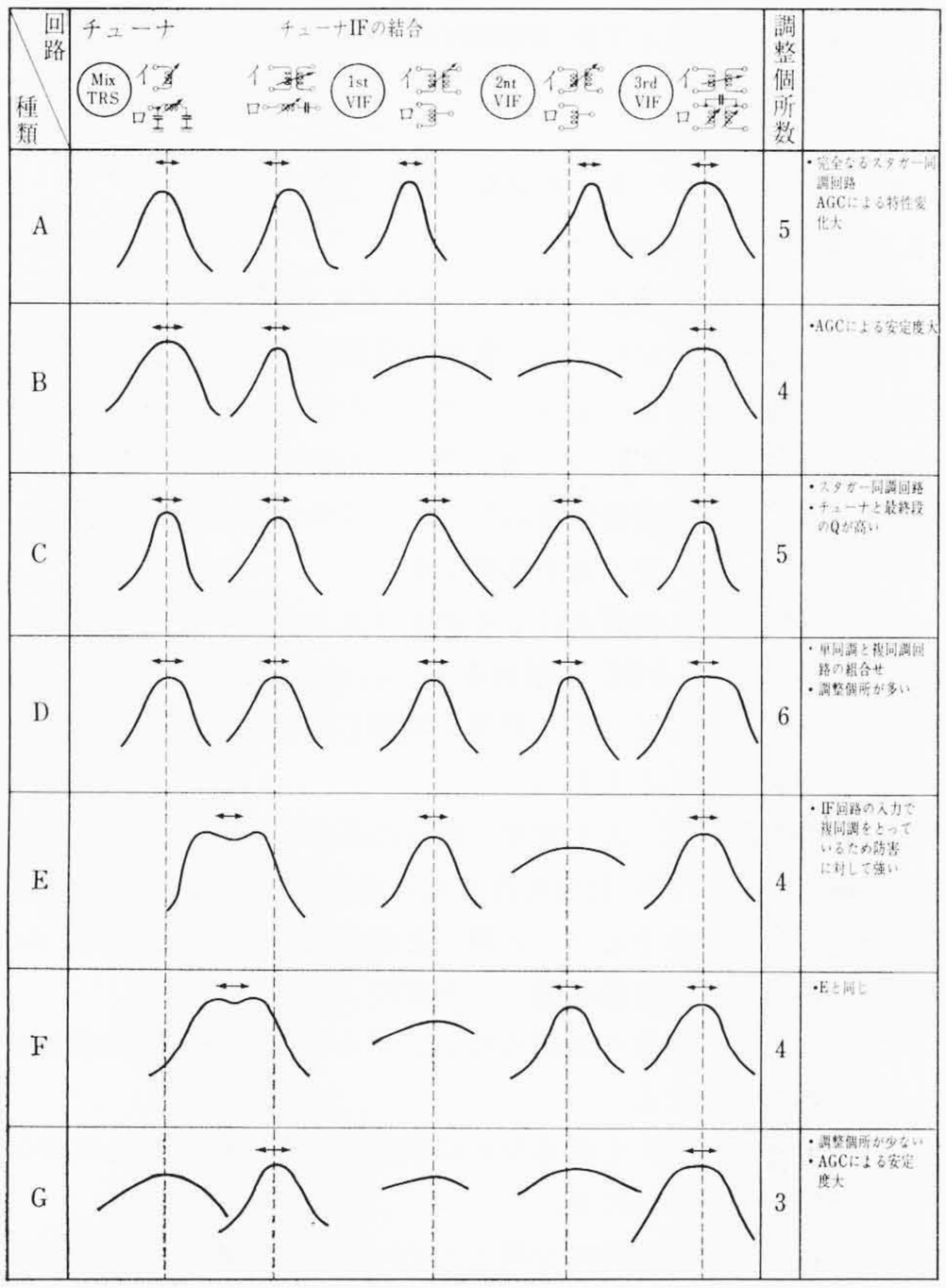


図 2　同調回路組合せの比較

2.1.2 伝送特性

伝送特性はテレビの画質を決める重要なポイントであり，大部分の受信機は振幅平たん特性と遅延平たん特性の中間を選んでいる。58 MHz 化で，これらの特性を得る回路を設計するには，**図 2** のように A～G までの 7 種類の同調回路の組合せによる回路構成が考えられるが，実際の回路においては

(1) 量産性を考えた場合，調整個所が少なく所要の特性が得られること，(2) 段間トランスは Q の低い単同調とし，AGC 電圧および温度変化によるトランジスタの定数変動，共振素子の変動を暖和すること，(3) トランスの素子(ポットコアー，ネジコアーおよびシールドケース)をでき得る限り簡略化する。(4) アフターサービスを考えた場合，工場外での調整は不可能と考え，チューナ VIF 増幅間の結合は無調整で行なわれるような回路的工夫をすること，(5) 隣接チャンネルに対する混変調妨害除去については，チューナと VIF 増幅間の結合を複同調化したほうが有利である。

以上の観点から最終段を Q の高い複同調，段間はトランスのコアーをなくし，できるだけ帯域の広い単同調回路，チューナと VIF 増幅間の結合の帯域は 5 MHz の複同調方式をとる G の回路構成にした。実際の VIF 増幅回路は**図 3** で，その伝送特性は**図 4** で示される。

2.1.3 安定度

回路の安定度は VIF 回路単体と信号系総合で考察する必要がある。とくに中和回路の安定度，浮遊容量の変化による伝送特性の不安定さ，温度変化などを考慮する必要がある。バイパスコンデンサは 58 MHz 化に伴い C 性から L 性に変わって使用されていることがしばしばあるので，温度変化に対してどのような動きを示すか，とくに注意が必要である。

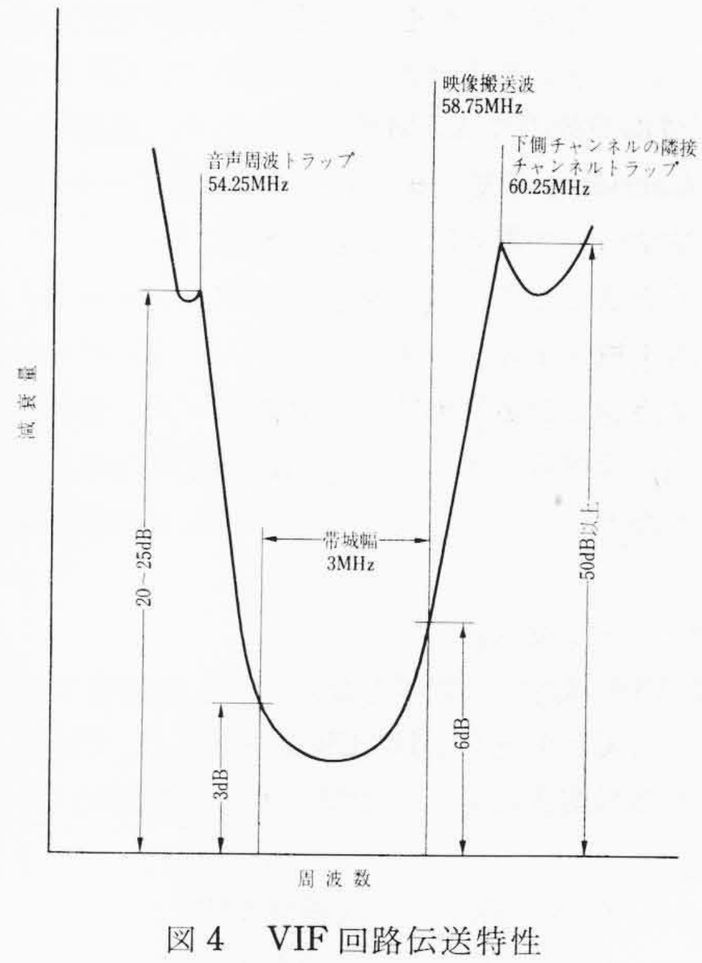


図 4　VIF 回路伝送特性

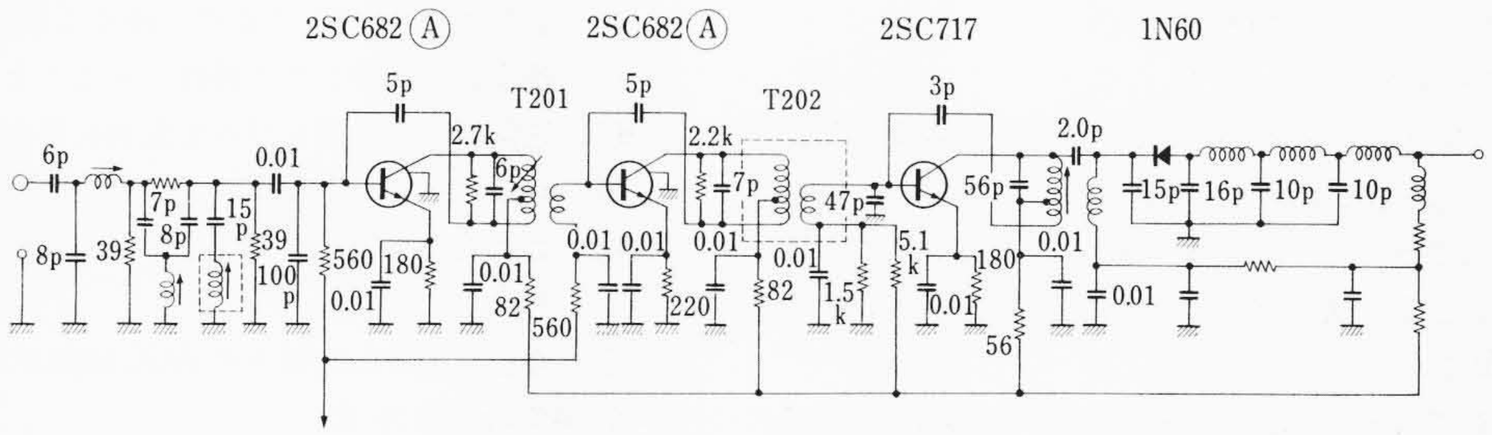


図 3　58 MHz　VIF　回　路

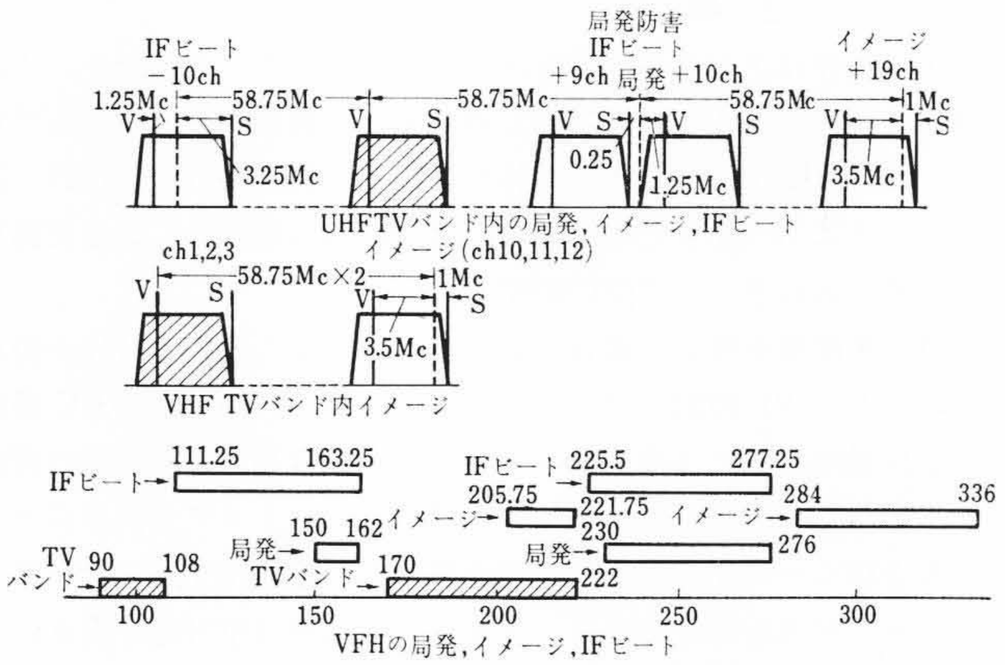


図5　VIF 58.75 MHz の場合の混信周波数(1)

2.2　2　次　性　能

58 MHz 帯新 VIF の妨害関係は図5のようになり，これらの妨害を受信機で除去する必要がある。

2.2.1　VIF 高調波妨害

VIF 増幅出力の検波時に発生する n 次の高調波がチューナ希望信号とビート妨害を起こすので，58.75 MHz の場合，VIF の第3次の高調波で，正規局部発振周波数において，Ch-4 に 1.67 MHz のビート，Ch-5 において，0.33 MHz のビート妨害を与える。

従来の 26.75 MHz の VIF 周波数では第4次高調波が Ch-3 に，第7次が Ch-6 に，第8次が Ch-10 と Ch-11 に妨害を与えるが，58.75 MHz の妨害と比べて，かなり次数が高いので妨害の勢力が弱っている。

58.75 MHz 化に伴って，Ch-4 の妨害が強烈に発生する。このビートはロッドアンテナのあるポータブル受信機では，アンテナインピーダンスの不整合および据置形受信機においてもアンテナ片側が断線した場合の不整合時に強烈な妨害を与える。

ビートの出やすい電界は約 40～50 dB で，Ch-4 の局部発振周波数を正規周波数より 1.5 MHz 低くとり，感度を上げた状態(Picture Carrier が帯域の中心になる)で零ビートが発生し，とくにめだちやすいので取り除く必要がある。

取り除く方法として，(1) 検波段の完全シールド，(2) 検波後に高周波阻止用フィルタコイルのそう入，(3) バイパスコンデンサのアース点および形状の選定，AGC ライン，電源ラインの配置の考慮，(4) 受信機全体のシャシが輻射体になりやすいため，これらの高周波ポテンシャルを同一にするなどの適切な処置が必要である。

2.2.2　イメージ妨害

26 MHz VIF 回路では問題とならなかった妨害であるが，58 MHz VIF では，Ch-1 と Ch-10，Ch-2 と Ch-11，Ch-3 と Ch-12 がイメージ周波数関係にある。妨害の周波数関係は Ch-1 と Ch-10 を例にとると，

$f_{10SC}-f_{1P,C}=f_{IF1}$ .....希望 VIF

$f_{10SC}-f_{10P,C}=f_{IF2}$.....妨害波

$f_{IF1}-f_{IF2}=f_I$ .....妨害波ビート

f_I が画面上にビートを発生する。

これは東京のような上記チャンネルが存在する強電界地域において，ロッドアンテナ，またはラビットアンテナで受信した場合(ロッドアンテナおよびラビットアンテナは高いチャンネルでより利得が得られる)，とくに強く発生する。症状としては VIF 高調波妨害ビートに似ている。

対策方法としては，チューナの混合回路の完全シールド(妨害チャンネルがアンテナ端子以外よりはいり込まないようにする)，およびチューナと VIF 増幅間の結合を C 分割の高いインピーダンス回路にすることである。かくするとほとんど認められなくなる。

2.2.3　局部発振妨害

これはチューナの局部発振器からの輻射がほかの装置に妨害を与えるもので，輻射の量が法的に規制される。この量より小さく押えねばならない。本来これはチューナの局部発振出力を小さくし，チューナ単体によって決められるはずであるが，チューナ出力と VIF 増幅器を結ぶ同軸ケーブルの線長と種類およびケーブルの線の引き回しによって，このケーブルが VHF 帯のある周波数で輻射アンテナとなり得る。また，受信機のシャシ構造によって輻射量が変わるので，設計段階においてじゅうぶんに検討する必要がある。

2.2.4　中間周波妨害

この妨害はほかの装置からの電波妨害で，58 MHz VIF 周波数になってから多くなった妨害である。無線機(国鉄無線，タクシー無線およびアマチュア無線など)から VIF 回路に直接飛び込むもの，アンテナ回路からはいるものおよび電源回路を通じてはいり込むものがある。症状としてひどいものになると，画面の白黒が反転する。

これらの妨害を防ぐためには，(1) アンテナ端子にフィルタをつける，(2) VIF 回路のシールドの強化，(3) 受信機の大地アース，(4) チューナと VIF 増幅間の同軸ケーブルを極力短くする。以上の処置が必要である。

3.　AGC　回　路

3.1　AGC　回　路

テレビジョンの回路は，大きく二つの系に分離することができる。一つは，高周波のテレビジョン電波を受信し増幅し検波して，複合映像信号を得るまでと，もう一つは，その複合映像信号により，偏向，高圧を含めて CRT (ブラウン管) を励振する部分である。ここで後者に供給される複合映像信号は，その系が安定に動作するためには，その振幅が一定である必要がある。

AGC 回路とは，この要求により検波された複合映像信号の大きさを検出し増幅して，AGC 被制御系すなわち高周波増幅回路，中間周波増幅回路に帰還して，その利得を制御し複合映像信号の振幅を一定とする制御系のことである。

この利得制御の際，入力電界の種々の条件に対し，増幅回路系がその性能，特に S/N (信号対雑音比)，混変調などに関して，最大の能力を発揮して動作するように働く必要がある。したがって，AGC 制御系に要求される性能を述べると次のようになる。

(1)　入力電界強度の強弱に対しひずみのない一定の検波出力が得られること。
(2)　良好な S/N を得るために高周波増幅回路の利得減衰が遅延して行なわれる。
(3)　良好な混変調特性を得るために中間周波増幅回路の利得の減衰が一定値でクランプできること。
(4)　入力信号の時間的な変動(飛行機の飛来，自動車などに積載した場合)に対して追従し得ること。(即応性)
(5)　雑音信号に対して不感性であること。(耐雑音性)
(6)　送信信号の変調レベルを忠実に再生し得ること。
(7)　ロック・アウト現象をおこさないこと。
(8)　これらの特性が温度などの周囲条件に対して安定であること。

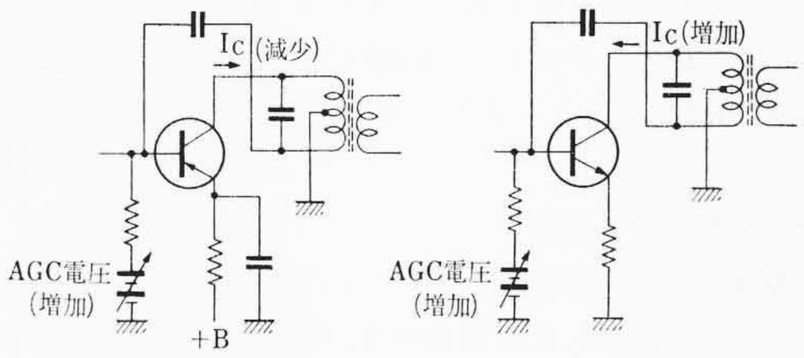
以上の性能を得るため種々の AGC 回路が考案されている。

3.2　AGC 回路方式

AGC 回路方式としては複合映像信号の検出方法によって，大きく

表3　AGC回路方式の比較

AGC方式 / 比較項目	平均値AGC	せん頭値AGC	キードAGC
方式の特長	検波された複合映像信号の平均値を検出し，その値を一定とする。充放電の時定数がひとしくなる。	複合映像信号のせん頭値を検出してその値を一定にする。検出回路の充電時定数が短く，放電時定数が長い。	せん頭値形の改良であってせん頭値を検出する際フライバックパルスによりサンプリングを行なって，耐雑音特性，垂直同期期間のひずみの補正を行なう。
速応性	複合映像信号の平均値をとるため垂直同期信号期間の平滑化によりその時定数の下限が決められ，時定数を小さくできず，即応性は悪い。	垂直同期期間のひずみを解決すれば，時定数の下限は水平同期の平滑化で与えられ良好なる追従性が期待できる。	フライバックパルスによるサンプリングを行なっているので垂直同期期間のひずみが少なく時定数の下限は左と同一であるが，左より時定数を小さくするのが，いっそう容易であり，良好な追従特性が得られる。
同期性	問題なし	問題なし	追従性を上げると水平の同期引き込み範囲が狭くなりはなはだしい場合はロックアウト現象を呈し引き込まなくなる。
耐雑音性	充放電時定数が大きいのでパルス幅が小さい雑音に対しては全く不感性であり最もすぐれている。	同期信号のせん頭値以上の雑音に対しては，同期信号と同様に検出し，AGC信号とするため耐雑音性が最も悪い。追従特性を上げるには，ほかの回路による防御を必要とする。	サンプリング期間以外は，検出回路がカットオフしているので雑音を検出せず，左に比較し雑音の影響を⅙～1/10に軽減できる。
垂直同期期間のひずみ	時定数を大きくとるので問題とならない。	水平同期，垂直同期信号のパルス幅の違いの影響を直接受け，最もひずみやすい。	サンプリングを行なっているので，左に比較して，ひずみを⅙～1/10に軽減できる。
送信信号の再生忠実度	平均値も一定とするため直流分の忠実な再現はできない。	同期のせん頭値を検出するので，直流分を含めて忠実な再生ができる。	同期のせん頭値を検出するので，直流分を含めて忠実な再生ができる。
回路構成	簡単	比較的簡単である。	フライバックパルスを必要とするため，少々複雑となる。



(a) Reverse AGC　　(b) Foward AGC

図6　AGC　方　式

3種類に分類することができる。

すなわち，複合映像信号の平均値を検出し，その値を一定とする平均値AGC，信号の同期信号のせん頭値を検出しこれを一定とするせん頭値AGC，同期信号のせん頭値を検出する際，フライバックパルスにより，サンプリングを行なうキードAGC回路である。表3は上記3種のAGC方式の比較を示したものである。この中で平均値AGCは，その追従特性が悪いため，トランジスタテレビジョンではほとんど用いられない。

3.3　AGC被制御系の方式

AGC被制御回路の利得制御は，動作電流を増加して利得を減衰させる順方向利得制御と，動作電流を減少させて行なう逆方向利得制御の2種類がある。

表4　利得制御方式の比較

方式 / 比較項目	逆方向利得制御方式 (Reverse 形)	順方向利得制御方式 (Forward 形)
方式	図6(a) 動作電流を減少させ利得を減衰させる。	図6(b) 動作電流を増加させて利得を減衰させる。
最大許容入力	強電界入力にて動作電流が小さくなり，非直線領域にはいってひずみやすく，最大許容入力が小さい。	強電界入力において動作電流が増加しひずみが少なく，最大許容入力も左に比べて20dB以上改善できる。
帯域特性の変動	AGC電圧の変化に対する入出力インピーダンスの変動が少なく，帯域特性の変動も小さい。	AGC電圧の変化に対する入出力インピーダンスの変動が大きく，帯域特性の変動を小さくおさえるような回路設計の技術を必要とする。
制御電力	強電界入力になるにしたがって制御電力が小さくなる。	強電界入力になるにしたがって制御電力が大きくなる。
被制御トランジスタ電力	動作電流が減少していくので電力が小さい。	動作電流が増加し，大きな消費電力となる。
AGCループ利得に対する影響	AGC電圧対利得減衰量特性のカーブが，急しゅんであって，ループ利得を大きくとれる。	AGC電圧対利得減衰量特性のカーブがゆるやかで，AGCループ利得を大きくとるのが左より困難である。
温度特性ばらつき	AGC電圧対利得減衰量特性の温度変化，ばらつきが小さい。	比較的大く，温度補償，VIF クランプ点の調整が不可欠である。

現在トランジスタテレビ受信機では，ほとんど順方向利得制御方式が用いられている。それは順方向方式の利点である非直線ひずみの小さいこと，最大利得制御量の大きいこと，温度変化量の大きいこと，ばらつきの大きいこと，消費電力が大きいなどの欠点を補って余りあるからである。表4は順方向と逆方向の利得制御方式の比較を示したものである。

3.4　白黒トランジスタテレビ受信機のAGC回路

現在白黒トランジスタテレビ受信機には次の2種類のAGC回路が採用されている。

①　平均値併用形交流結合キードAGC回路（特許，昭40-649）

②　せん頭値AGC回路（特許，昭44-15016）

①の回路は，平均値を併用することにより，キードAGC回路に特有の水平引き込み周波数帯域幅の減少をなくして，AGC追従速度を上げることができる。

また交流結合であるため直流分の忠実な再現は行なわれないが，白黒トランジスタテレビ受信機においては，映像出力回路とCRTとが交流結合であるので，直流分の忠実な再現は必要でなく，むしろ変調度の浅い信号のコントラスト不足を補う利点がある。②の回路は検出回路の構成により垂直期間のひずみを軽減し，耐雑音特性の改善には，雑音除去回路との併用が必要である。

3.5　平均値併用形交流結合キードAGC回路

3.5.1　回路構成と動作

図7は回路の構成を示したものである。この回路は雑音除去回路用トランジスタ(TR18)を含めて，4石により構成され，TR14が検出回路，TR15が直流増幅回路，TR16がチューナRFAGC用直流増幅回路を構成する。検出回路を構成するTR14のコレクタにはⒶ→C803→D6を通して水平のフライバックパルスが加えられ，この期間のみTR14は動作する。すなわちサンプリング期間となる。ベースには，第1映像増幅回路トランジスタのコレクタよりR803→C502を通して複合映像信号が加えられる。したがって，サンプリング期間にはいった，複合映像信号中の同期信号期間だけTR14は導通して，C803の両端に負のAGC信号を発生する。

直流増幅を行なうTR15のベースには，AGC信号と同時に，第1映像増幅回路のエミッタから得られた，複合映像信号が，

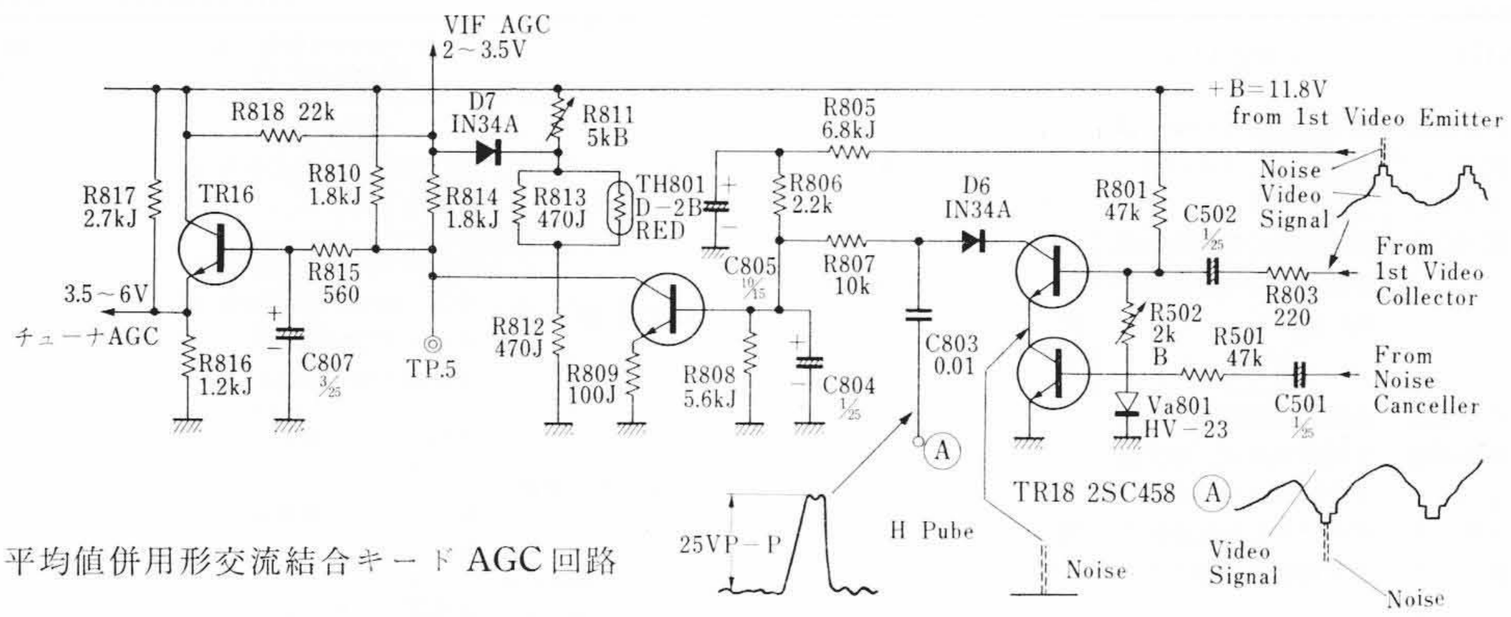


図7　平均値併用形交流結合キードAGC回路

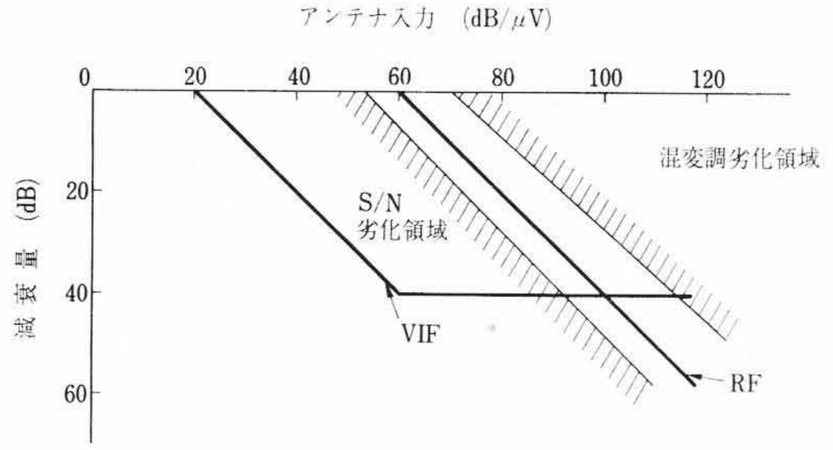


図8　RF•VIFの入力信号対利得減少量特性の理想曲線

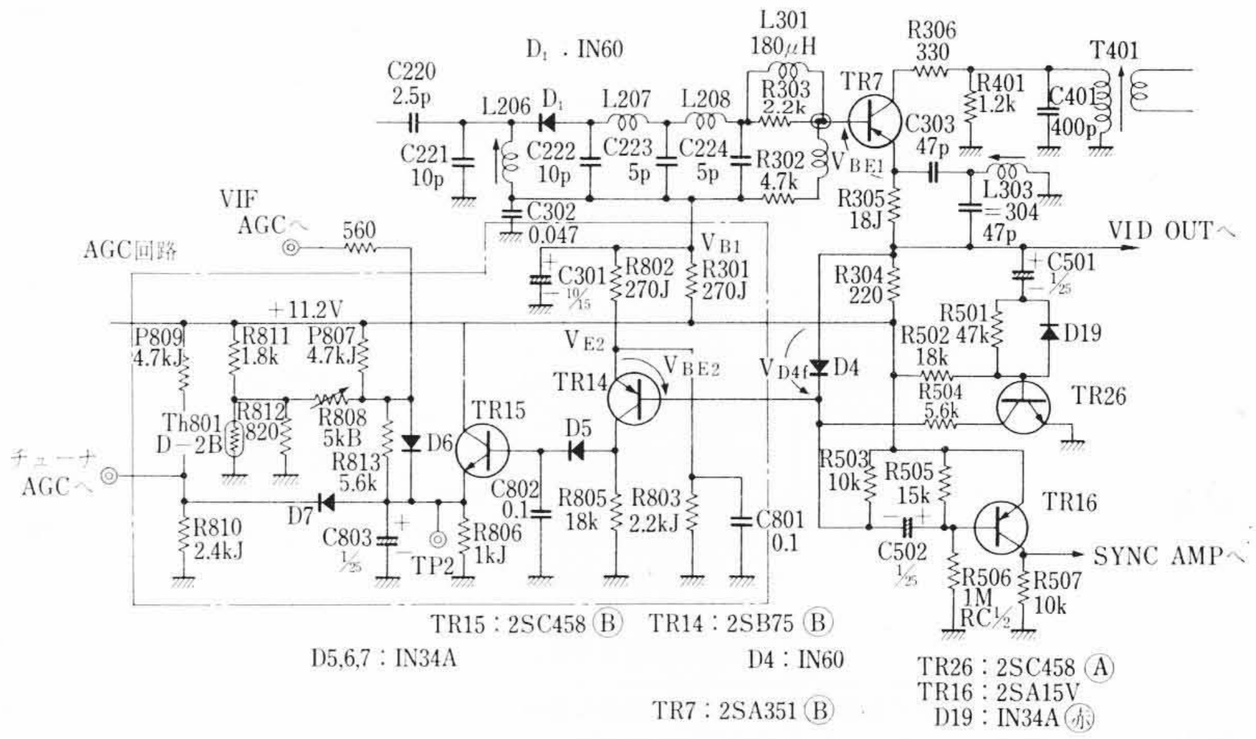


図9　尖頭値AGC回路

3.5.2　S/N混変調に対する考慮

前述のように，AGC被制御回路はRFとVIFとに分れ，良好なS/Nを得るためには，一定信号入力までRFの利得減衰は行なわれず，それ以上の信号入力ではVIFの利得減衰はクランプしなければならない。

利得減衰特性の理想形は，図8に示すようになる。この回路で上記特性はTR15のコレクタ以降の回路によって得られる。入力信号強度が55 dB/μ* 以下の場合，TR16カットオフ状態にあり，RFのAGC電圧は一定となり利得減衰はVIFのみで行なわれる。入力信号強度が55 dB/μ 以上になると，D7が導通してVIFのAGC電圧はR811，R812 TH801により決まる電圧にほぼ一定にクランプされ，TR16が導通してRFのAGC電圧は増加し，利得減衰がRFで行なわれるようになる。

VIF回路の追加減衰量**　(VIFのクランプ後，AGC電圧の増加によって起こる。VIF回路での利得減衰量の増加分で，理想曲線よりのはずれ具合を示す) は，この回路方式ではゼロにはできない。実測では約10/40 (dB/dB) である。

3.5.3　温度温化の補償

AGC回路の温度補償としては，VIFのAGCクランプ電圧と検出回路の同期信号せん頭値の検出レベルの温度補償がある。利得減衰量対AGC電圧の特性の温度変化の補償はTH801により，クランプ時の入力信号強度の変化をなくしている。

検出レベルは，TR14のV_{BE}，R502により決定されている。この中で，TR14のV_{BE}の温度変化を，それと同一の温度特性を有するバリスタVa801により補償し，温度にかかわらず一定の検波出力振幅を得ている。

3.5.4　耐雑音特性

キードAGC回路であるために，サンプリング期間以外の雑音に対しては完全に不感性であり，またサンプリング期間内の雑音に対しては，TR14のエミッタ回路にはいった雑音除去回路TR18によりTR14をカットオフして不感性にし，非常に良好な耐雑音特性になっている。

3.6　せん頭値AGC回路

キードAGC回路の簡素化を目的として開発した回路で，せん頭値AGC回路の欠点である耐雑音特性，垂直同期信号期間のひずみの問題を解決し実用化した。またキードAGC回路の欠点である表3の同期性の問題を解決して追従性を上げることができた。

3.6.1　回路構成と動作

せん頭値AGC回路は，図9に示すように雑音除去回路を含めて3石のトランジスタより構成されている。検波された複合映像信号は，第1映像増幅のエミッタより雑音除去回路を通してAGC検出回路TR14のベースに印加される。TR14は，この複合映像信号の同期信号期間に導通し，コレクタにAGC信号を発生する。

このパルス状のAGC信号を，D5，C802によって整流し直流AGC信号とする。この直流信号はエミッタホロワとして動作している直流増幅TR15のベースに加えられ，そのエミッタよりAGC信号が取り出され，VIF，RFの利得を制御する。

3.6.2　検波出力の無調整化

AGC検出回路のTR14は，複合映像信号のピーク値が(V_{E2}−V_{BE2})になるまでカットオフされており，これ以上になるとAGC

---

*　図8のS/N劣化領域と，混変調劣化領域のカーブおよび追加減衰量が10/40 (dB/dB) であることから，VIFクランプ点を55 dB/μにとっている。せん頭値形では，追加減衰量が5～7/40であるのでクランプ点を60 dB/μにとった。

**　図8に示すように，追加減衰量はゼロであるのが理想であるが，実際にはチューナ (RF) のハイチャンネルにおける利得減衰量不足による飽和を防ぐため，また図11に示すAGC切換え点の問題を解決するため，ある程度の追加減衰量がとれる回路構成を必要とする。

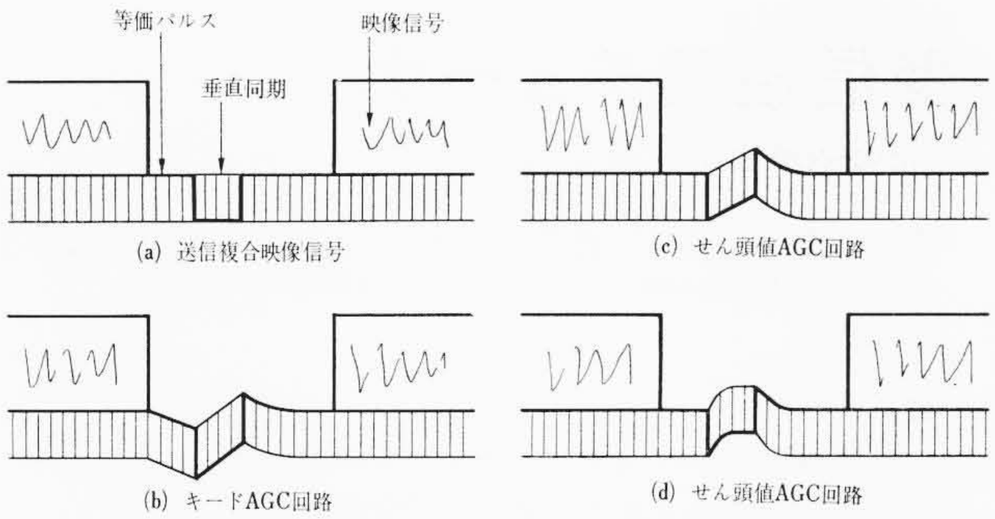


図10　検波される複合映像信号波形

信号をコレクタに発生する。したがってAGC検出回路の検出レベルは，複合映像信号の同期信号のせん頭値（$=V_P$）が，（$V_{E2}-V_{BE2}$）となる電圧である。これは**図9**により

$$V_P=V_{B1}-V_{E2}+V_{BE1}-V_{D4}f+V_{BE2}\cong V_{B1}-V_{E2}+V_{BE2} \quad \cdots\cdots(2)$$

この電圧はR301，R802，R803により決定されるので抵抗の許容誤差を小さくすることにより，この電圧のばらつきを小さくおさえ，検波力レベルの調整を省略することができた。

3.6.3 耐雑音性

第1映像増幅回路とAGC検出回路との間にそう入された雑音除去回路の動作は，検波出力信号に混入した雑音信号が同期信号以上の一定レベルに達すると動作してコレクタに雑音を除去する信号を発生する。

AGC検出回路に印加される複合映像信号中の雑音成分は，雑音除去回路がコレクタに雑音除去の信号を発生するために要する時間遅れによって残存するものであり，このパルス幅は約1μs程度となる。せん頭値AGC回路では，検出回路のトランジスタに低周波用トランジスタを用い，このパルス幅の小さい残存雑音に対して不感性となるようにした結果，すぐれた耐雑音特性を得ることができた。

3.6.4 垂直同期期間のひずみの改善

せん頭値AGC回路においては，同一追従性を得ようとする場合，キードAGC回路に比較して垂直同期信号期間のひずみが原理的に大きくなる。

キードAGC回路においては，フライバックパルスによるサンプリングが行なわれているから，検出回路の検出感度はサンプリングパルス幅により決定される。すなわち，等価パルス期間はパルス幅が水平同期信号の1/2であるので，水平同期信号期間に比べ検出感度は1/2となり，垂直同期信号期間はサンプリングパルス幅が水平同期信号の2～2.5倍あるので検出感度は約2倍となる。そこで，キードAGC回路を使用した場合の検波された複合映像信号のひずみは**図10**（b）のようになる。

一方せん頭値AGC回路を使用した場合においては，検出回路が同期信号の全期間検出動作を行なうものとすれば，等価パルス期間は水平同期信号期間と同じ検出感度，垂直同期間では約10倍の検出感度となりひずみは**図10**（c）（d）のようになり，キードAGC回路に比べて非常に大きくなる。

このような複合映像信号が同期分離回路にはいった場合には，垂直同期信号の後部およびそれに続く水平同期信号が欠除して，垂直同期の甘さ，画面上部の曲りとなって現われる。

せん頭値AGC回路でキードAGCと同等以上に追従速度を上げるためには，このひずみの問題を解決しなければならない。せん頭値AGC回路では，検出回路の感度を水平同期期間，垂直同期期間にかかわらず一定に近づけるようにする。AGC検出回路TR14のエミッタに時定数を持たせ，同期信号によりトランジスタが導通しコレクタ電流が流れると，エミッタ電位は下がって，トランジスタがカットオフの方向にいく。

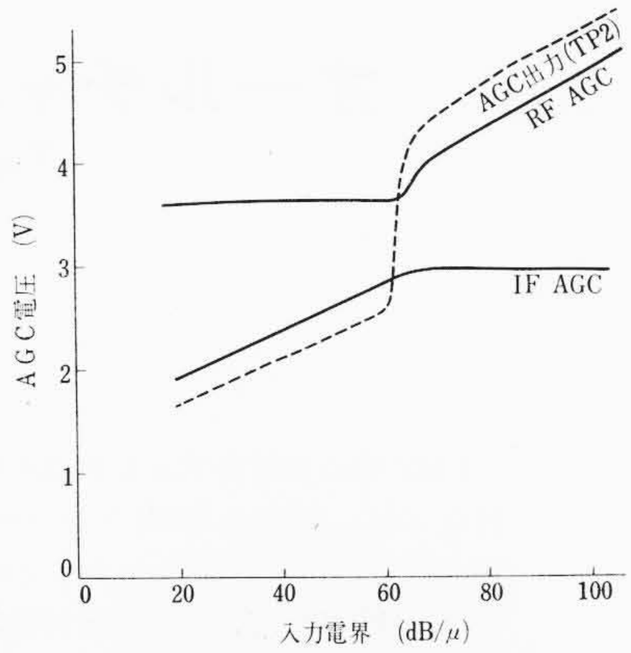


図11　完全クランプ形AGCの入力電界対AGC電圧

表5　AGC回路の性能

比較項目 ＼ AGC方式	平均値併用形交流結合キードAGC	せん頭値AGC
圧縮比 (dB/dB)	1/40	1/40
無ひずみ入力	115 dB/μ	115 dB/μ
RF Delay 入力電界	55～60 dB	60 dB
VIF 追加減衰量	10/40	5～7/40
AGC スピード	100～150 Hz	100～300 Hz

注　圧縮比：検波出力変動/入力電界変化
AGCスピード：IRE値　RF信号を低周波変調(30%)し，それが(10%)となる周波数

検出回路は，同期信号期間の一部分で動作することになる。したがってR802，R803，C801よりなる回路の時定数を適当に選定することにより，水平，垂直同期信号期間ともに検出感度をほぼ一定とし，ひずみを実用上問題ない程度に軽減することができる。

3.6.5 S/N混変調に対する考慮

60 dB/μ以下の入力電界においてD7はカットオフされており，RFはR809，R810により決定される最大感度状態で動作し，利得の減衰はVIFのみで行なわれる。

入力電界が60 dB/μ以上になるとD6はカットオフし，そのアノード側のVIFのAGC電圧はクランプされ，D7が導通してRFのAGC電圧は増加して利得の減衰はRFで行なわれる。

この回路では，VIF→RFへの利得減衰の切換えがD6，D7の導通，非導通によっているため**図11**に示す理想的な利得減衰曲線にすることが期待できるのであるが，安定度を考慮してD6に並列抵抗R813をそう入し，VIFは利得制御電圧をソフトクランプにした。VIFの追加減衰量は5/40(dB/dB)と非常に小さい。

3.7 AGC回路の性能

今まで述べてきたAGC回路の性能を示したのが**表5**である。

4. 結　　言

オールチャンネルトランジスタ化白黒テレビの新VIF周波数58 MHzを用いたVIF回路の設計の要点と，トランジスタ化テレビの重要な部分であるAGC回路を，せん頭値形AGC方式を用いて，従来のキード形AGC方式と性能的に同等の成果を収めたことについて紹介した。

AGC回路については，せん頭値AGC回路において，VIFの追加減衰量のいっそうの軽減，AGCスピードの入力電界依存性の減少，耐雑音性の改善が行なわれれば，さらにすぐれたAGC回路が得られる。

参　考　文　献

（1）沼口：テレビジョン　Vol. 21，No. 5，p. 33～39
（2）赤津ほか：テレビジョン学会全国大会　10-4 (1968)