Osaka University Knowledge Archive

Title	ビデオ機器の画質向上とそのIC化に関する研究
Author(s)	柴田, 晃
Citation	大阪大学, 1986, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/2515
rights	
Note	

Osaka University Knowledge Archive : OUKA

https://ir.library.osaka-u.ac.jp/

Osaka University

ビデオ機器の画質向上とそのIC化に関する研究

昭和60年

柴田　晃

目　　次

内容梗概 …… 1

第1章　序　　論 …… 4

第2章　テレビジョン受信機における画質向上技術とそのＩＣ化 …… 6

2.1　概　　説 …… 6

2.2　カラーブラウン管のアパーチャ特性を考慮した映像回路の特性 …… 7

2.2.1　研究の方法 …… 7

2.2.2　映像増幅回路における鮮鋭度補償 …… 13

2.2.3　ま と め …… 21

2.3　画質向上回路のＩＣ化 …… 21

2.3.1　は じ め に …… 21

2.3.2　鮮鋭度補償回路と画質調節回路 …… 22

2.3.3　コントラスト調節回路 …… 24

2.3.4　Ｉ Ｃ　化 …… 26

2.3.5　ま と め …… 27

2.4　結　　言 …… 27

第3章　ビデオテープレコーダにおける画質向上技術とそのＩＣ化 …… 29

3.1　概　　説 …… 29

3.2　ＦＭ輝度信号処理回路 …… 30

3.2.1　は じ め に …… 30

3.2.2　プリアンプにおけるＳ／Ｎ向上 …… 30

3.2.3　互換再生画質の向上 …… 36

3.2.4　ビデオヘッド交替に伴う画質劣化の低減 …… 42

3.2.5　Ｉ Ｃ　化 …… 49

3.2.6　ま と め …… 49

3.3　低域変換方式色信号処理回路 …… 50

3.3.1　は じ め に …… 50

3.3.2　色相の安定化 …… 50

3.3.3　バンディングノイズの低減 …… 52
3.3.4　ＩＣ　化 …… 58
3.3.5　ま と め …… 58
3.4　8ミリビデオにおける色信号処理回路 …… 60
3.4.1　は じ め に …… 60
3.4.2　低域変換キャリア周波数の選択方法 …… 60
3.4.3　ダイナミックエンファシス・ディエンファシス回路 …… 68
3.4.4　色相の安定化 …… 75
3.4.5　ＩＣ　化 …… 77
3.4.6　ま と め …… 79
3.5　色信号時分割多重記録方式における解像度向上技術 …… 79
3.5.1　は じ め に …… 79
3.5.2　時分割多重記録方式の問題点 …… 80
3.5.3　解像度向上技術 …… 82
3.5.4　ま と め …… 87
3.6　結　　言 …… 87
第4章　結　　論 …… 89
謝　　辞 …… 91
参 考 文 献 …… 92

内　容　梗　概

本論文は、筆者が（株）日立製作所　家電研究所に勤務する間に、「ビデオ機器の画質向上とそのＩＣ化に関する研究」に関して行なった研究の成果をまとめたものである。

全編は第１章・序論から第４章・結論までの全４章から成っている。序論では、カラーテレビジョン受信機とビデオテープレコーダに関する従来行なわれてきた研究概要と、筆者の行なった研究との関連を述べる。

第２章は、カラーテレビジョン受信機における画質向上技術とそのＩＣ化に関して論じたものである。

2.1は、カラーテレビジョン受信機の映像増幅回路における画質向上技術とＩＣ化技術、およびカラーブラウン管のアパーチャ特性の補償方法について、従来から行なわれてきた研究概要と本研究との関連を系統的に記述し、本研究の目的および意義を述べる。

2.2は、カラーテレビジョン受信機の解像度や鮮鋭度といった画質を決定するカラーブラウン管のアパーチャ特性と映像増幅回路の特性との関連について論じている。従来においては、上記アパーチャ特性を線形なものとして取り扱っていたため、ブラウン管のブルーミング現象を考慮した映像増幅回路特性については全く検討されていなかった。本節ではブラウン管のアパーチャ特性を非線形なものとして取り扱い、計算機シミュレーションを用い、与えられたブラウン管のビームスポット特性に対して最適な映像増幅回路特性を求める手法を明らかにしている。

2.3は、前節の手法で求めた映像増幅回路の最適特性を実現する実際の回路とそのＩＣ化について論じている。又、映像増幅回路のＩＣ化に適した直流制御方式の画質調節回路やコントラスト調節回路についても論じている。

2.4では、2.2，2.3の各節で述べた映像増幅回路特性の最適化手法と、この最適特性を実現する映像増幅回路およびそのＩＣ化技術について得られた結果を総括している。

３章は、ビデオテープレコーダにおける画質向上技術とそのＩＣ化に関して論じたものである。

3.1は、ビデオテープレコーダにおける輝度信号，色度信号夫々に対する画質向上技術とそのＩＣ化に関して、従来から行なわれてきた研究概要と本研究との関連を系統的に記述し、本研究の目的および意義を述べる。

3.2は、映像信号を輝度信号と色度信号に分離し、輝度信号を周波数変調すると共に色信号の周波数を低域に変換し、輝度信号の下側に周波数多重記録するビデオテープレコーダにおける輝度信号回路の画質向上技術と、そのIC化について論じている。ネガティブフィードバックダンピング方式のヘッドピーキング回路と過変調抑圧回路におけるS／N向上技術とそのIC化，互換再生時における画質劣化問題を解決するFM信号のレベル安定化技術とそのIC化，ビデオヘッドの交替に伴う画質劣化を防ぐヘッドピーキング無調整化技術とそのIC化について論じている。

3.3は3.2で述べたビデオテープレコーダにおける色度信号回路の画質向上技術と、そのIC化について論じている。色相の安定度を向上する新しい位相検波技術とそのIC化、およびバンディングノイズと呼ばれる帯状の低周波ノイズを抑圧する新しい周波数弁別技術とそのIC化について論じている。

3.4は、ビデオテープレコーダの新しい方式である8ミリビデオにおける色度信号回路の画質向上技術とそのIC化について論じている。色度信号を音声信号やトラッキング用パイロット信号と周波数多重記録する場合の画質の確保とIC化の容易さを考えた低域変換色度信号周波数の選択手法とそのIC化、隣接する周波数多重信号からの妨害を抑圧する色度信号用ダイナミックエンファシス・ディエンファシス技術とそのIC化、色相の安定度を向上させる新しい180°位相シフト回路とそのIC化について論じている。

3.5は、映像信号を輝度信号と色度信号に分離し、輝度信号、色度信号の夫々を時間圧縮した後、両者を時分割多重記録するビデオテープレコーダにおける輝度信号に関する画質向上技術について述べている。時分割多重記録方式における画質劣化の原因究明と、時間圧縮した輝度信号と時間圧縮しない輝度信号を併せて記録することで、解像度とS／Nの向上を図る新しい記録方式の可能性について論じている。

3.6では、3.2，3.3，3.4，3.5の各節で述べたビデオテープレコーダにおける輝度信号，色度信号夫々に対する画質向上技術およびそのIC化技術について、得られた結果を総括している。

第4章・結論では本研究の成果について総括的考察を行なっている。

以上の各章を構成する研究は、全てSMPTE（Society of Motion Picture and Television Engineers）論文誌、IEEE Consumer Electronics 論文誌、テレビジョン学会誌、IEEE Solid-State Circuit Conference、IEEE Consumer Electronics

Conference、テレビジョン学会全国大会、テレビジョン学会技術研究会、電子通信学会全国大会、および電子通信学会技術研究会において発表したものである。

第１章　序　　論

民生用エレクトロニクス機器の中心的存在であるカラーテレビ受信機（以下カラーテレビと称す）は1970年代にＩＣ技術の活用などにより性能・機能の飛躍的進歩を遂げている。

1970年代の後半からはビデオテープレコーダ（以下ＶＴＲと称す）がカラーテレビで培われたＩＣ技術や映像信号処理技術をベースにして、その性能・機能や生産性を飛躍的に向上させている。

筆者はこの間、一貫してビデオ機器の画質向上技術とそのＩＣ化の研究を進めてきたので、以下に筆者の行なった研究概要を従来から行なわれている研究と比較して示す。

テレビの画質向上に関する従来研究としては、一つは人間の視覚の特殊性を考慮した映像回路の最適特性を求めようとするものがある。これらの研究ではブラウン管のアパーチャ特性はほとんど考慮されておらず、映像回路の周波数特性と視覚感覚的な好ましさの関係に主眼が置かれている。

もう一つはブラウン管のアパーチャ特性自体の研究であり、アパーチャ特性により周波数特性がどのように劣化するかに関するものであり、線形解析にとどまっていると共に、ブルーミングを生じるような高輝度領域についてはほとんど論じられていない。

本研究では非線形特性のブルーミング現象を含むブラウン管のアパーチャ特性を明らかにすると共に、ブラウン管のアパーチャ特性と映像回路からブラウン管面上の輝度変調特性を求める方法を考察する。又、与えられたブラウン管のアパーチャ特性に対して、上記輝度変調特性を最適化する映像回路特性の求め方及び具体的映像回路とそのＩＣ化についても考察する。

ＶＴＲの画質向上に関する従来研究としては、β及びＶＨＳ方式のＶＴＲの開発を通して行なわれたクロスアジマス方式や色信号周波数インターリーブ方式といった高密度記録に必要な基本技術がある。これらの研究においては別のＶＴＲで記録したテープを再生する互換再生時の画質向上技術や、ビデオヘッドの摩耗のために生じるヘッド交替を考慮した画質向上技術にはほとんど触れられていない。

本研究では互換再生やヘッド交替に伴う画質劣化原因を分析すると共に、画質劣化原因を取り除く画質向上回路とそのＩＣを考察する。

又、磁気記録技術はたゆみなく進歩しており、酸化物テープとフェライトヘッドを用いたβやＶＨＳに代り、メタルテープとメタルヘッドを用いた新方式ＶＴＲ（８ミリビデオ）が考えられ、この場合固定ヘッドを削除するためトラッキング方式はパイロット方式に、音声記録はＦＭ多重方式にすべきと考えた。このようなパイロット信号，色信号，音声信号，輝度信号の４信号を周波数多重記録する場合の画質向上技術について研究された例はない。

本研究では画質向上の観点から前記４信号の周波数の配置，色信号のエンファシス方式，パイロット及び色信号発生回路とそのＩＣ化について考察する。

色信号の画質向上を狙った別の記録方式として、色信号を輝度信号に時分割多重するものがある。これに関する従来研究では、色信号の画質向上が図れる反面、輝度信号の画質劣化を招くという時分割多重方式の問題点を解決する答を得るに至っていない。

本研究では、従来の時分割多重方式の問題点を分析すると共に、輝度信号画質の劣化を伴わない新しい時分割多重方式を考察する。

第２章　テレビジョン受信機における画質向上技術とそのＩＣ化

2.1　概　　説

カラーテレビの画質を決定する要因は色々あるが支配的なのは映像増幅回路とカラーブラウン管と考えられる。映像増幅回路はテレビ信号中最も広い帯域幅を占有する輝度信号を増幅して、これをカラーブラウン管のカソード電極に印加し、電子ビームを密度変調して画像の濃淡を描きわける部分である。一方、カラーブラウン管の螢光面に画像を描きわける筆の役割を持つ電子ビームは、有限の太さを持っており、この特性が画質に大きく影響する。即ち、ビーム電流の増加と共にその太さが急激に増加する性質があり、従来から〝ブルーミング〟現象と呼ばれ、画質を劣化させる重要因子とされている。したがって映像増幅回路の設計に際しては、カラーブラウン管のアパーチャ特性、特に〝ブルーミング〟現象を考慮に入れる必要がある。

この分野における従来の研究としては、２種類のアプローチが取られてきた。先ず、映像増幅回路の周波数特性と再生された画像の鮮鋭度との関係については、いくつかの論文が発表されている。[5)6)] しかしながら、これらの論文においては主観的な画質の良さと、映像増幅回路の周波数特性との関係を主題としており、カラーブラウン管のブルーミング現象が問題とならないような低輝度レベルでの画像に対してのみ考慮が行なわれている。

また一方、カラーブラウン管のアパーチャ特性自体に関する論文も発表されている。[7)8)] しかしながら、このアパーチャ特性の実体、特にブルーミング現象が再生画像にどのような影響を与えるかについての定量的な検討は行なわれていない。

本研究では、現状のカラーブラウン管のアパーチャ特性の実体について測定調査し、この結果に基づいてブルーミング現象が再生画像に及ぼす影響を定量的に求め、さらにこの結果に基づいて、映像増幅回路の特性をカラーブラウン管のアパーチャ特性の実体に整合させる設計方法について検討する。[9)]

次に、カラーテレビへのＩＣ技術の導入に関して従来行なわれていた研究状況を述べる。カラーテレビへの最初のＩＣ導入は 4.5 MHz音声中間周波増幅回路と、チューナＡＦＣの一部を構成する周波数弁別回路においてＲＣＡ社によりなされた。以上の２品種は、ＩＣ化により生産性の向上が図れ、ＩＣ化の効果が最も発揮されやすい部分である

と共に比較的早期に開発され実際にカラーテレビへのＩＣ技術の導入が可能であることを示したものとして注目される。しかし、これらはカラーテレビ装置全体から見ると極く一部に過ぎず、装置全体の性能、生産性、信頼性に与える効果も極めて部分的なものに留っていた。その後、本研究の開始に至るまでの間は、主にＩＣメーカの側でモノリシックＩＣに関する種々の可能性についての検討が行なわれたが、実際に市販のカラーテレビに適用されるまでに至ったものは殆んどなかった。

上記した映像増幅回路はコントラスト、輝度など外部調節機能を備える必要性があることや、周波数特性を補正するためのコンデンサ、ピーキングコイル、輝度信号と色信号の時間関係を一致させるためのディレイラインなどＩＣに集積困難な部品が多いことなどから、従来においてはＩＣ化の対象になっていなかった。

従来のＩＣ化の目的が生産性や信頼性の向上であるのに対して、本研究ではＩＣ化の目的を高性能化と多機能化に置き、映像増幅回路のＩＣ化を検討する。特に上記したカラーブラウン管のアパーチャ特性と整合性の良い映像増幅用ＩＣ回路を検討する。[10)]

2.2　カラーブラウン管のアパーチャ特性を考慮した映像増幅回路の特性[9)]

2.2.1　研究の方法

本節は以下に示す順序で行なった。

(1) 〝ブルーミング〟現象が問題とならない低輝度レベルでカラーブラウン管を動作させた場合における映像増幅回路の最適特性の調査。

(2) カラーブラウン管のアパーチャ特性の測定。特に従来の研究では不明確であった高輝度レベルにおける〝ブルーミング〟現象の測定。

(3) 上記測定によって得られたデータを基にして、ブルーミング現象が再生画像に及ぼす影響を定量的に求める。更に、映像増幅回路の鮮鋭度補償回路の特性との関連を検討し、どのような鮮鋭度補償特性が最適であるかを求める。

(4) 上記検討によって得た鮮鋭度補償特性をカラーテレビに適用して、その効果を確認する。

(1) 画質評価テストによる低輝度レベルにおける映像増幅回路の最適化

先ず、最初のステップとして、〝ブルーミング〟現象が問題とならない低輝度領域における映像増幅回路の最適ステップレスポンスの調査を行なった。

テレビジョンシステムにおいてはその帯域幅が制限されているため、画像の輪郭部など輝度の急変する部分の波形が鈍ってしまう。この波形劣化は再生画像の鮮鋭度低下をもたらす。カラーテレビでは、これを避けるため輝度信号の高域周波数成分を強調するのが一般的である。輝度信号の高域成分を強調すると、図2.6に後述するようにステップレスポンスの立ち上がり部が強調され、その結果、再生画像の輪郭部に〝ふちどり〟が付与され、鮮鋭度が回復される。本研究ではこのふちどりを図2.6において後述するように、シュート幅と、シュート高によって定量的に表現することとした。

最適ステップレスポンスの調査に際しては、オーバーシュート、プリシュートの高さを自由に調節できるカラーテレビを試作し、実際の放送を受信して、約10名の被験者による主観評価テストを行なった。その際、シュート幅は約 0.3 μsec.（一定）に保って行なった。この値は従来のカラーテレビの特性とほぼ同じである。また、〝ブルーミング〟現象を避けるためにカラーブラウン管のフォーカス特性の良好な、低輝度領域にて評価を行なった。その結果、次の結果を得た。

(i) オーバーシュートの高さとプリシュートの高さを等しく設定するのが好ましい。

(ii) シュート高は約40％が最適である。

これらの結果は、従来の研究の結果とほぼ合致するものである。[5)6)]

(2) カラーブラウン管のアパーチャ特性の測定

カラーブラウン管のアパーチャ特性を測定するために、図2.1に示す構成の測定装置を用いた。同図において、偏向コイルには通常の鋸歯状波電流を流さず、単に直流が印加してあり、したがって電子ビームはブラウン管面上に静止している。マイクロフォトメータの手前に配置されるスリットは図2.2に示すように縦長構造にしてある。縦長構造のスリットを採用した理由は、電子ビームの水平方向電流密度分布を測定することを目的としているからである。縦長スリットを通過した光の量がマイクロフォトメータを経由して、XYレコーダに記録される。

図2.1において、水平偏向コイルに印加する直流電圧を変えることによって電子ビームの位置を水平方向に移動することができる。これと連動してXYレコーダを駆動することにより、電子ビームの水平方向電流密度分布を測定することができる。

上記測定装置によって実測された電子ビームの密度分布を図2.3に示す。同図の横軸は、ブラウン管面の水平方向座標であり、縦軸は電流密度を示す。図から判るように、

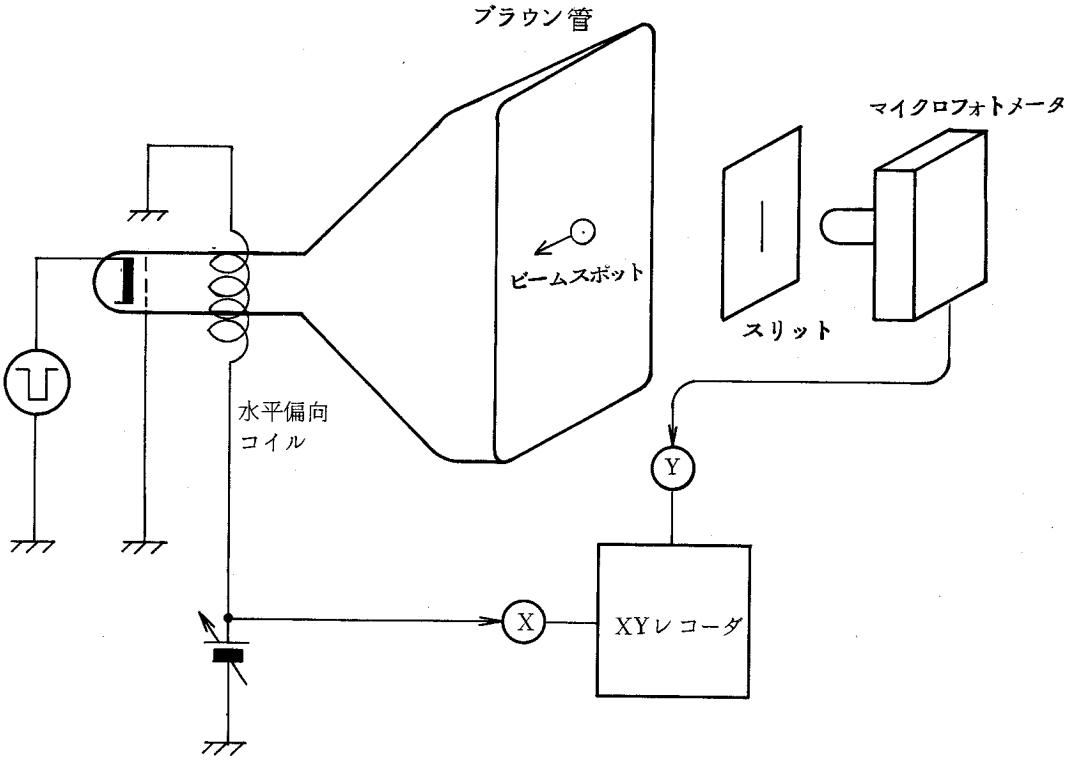


図 2.1　アパーチャ特性測定装置

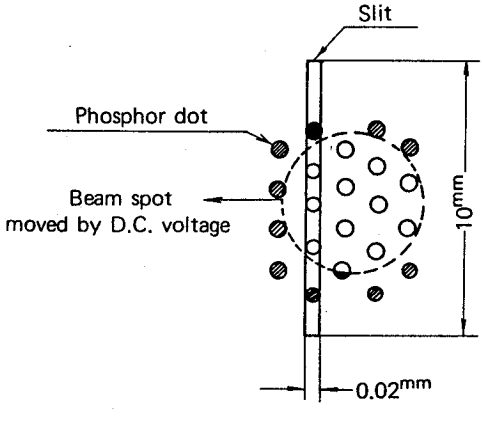


図2.2　縦長スリット

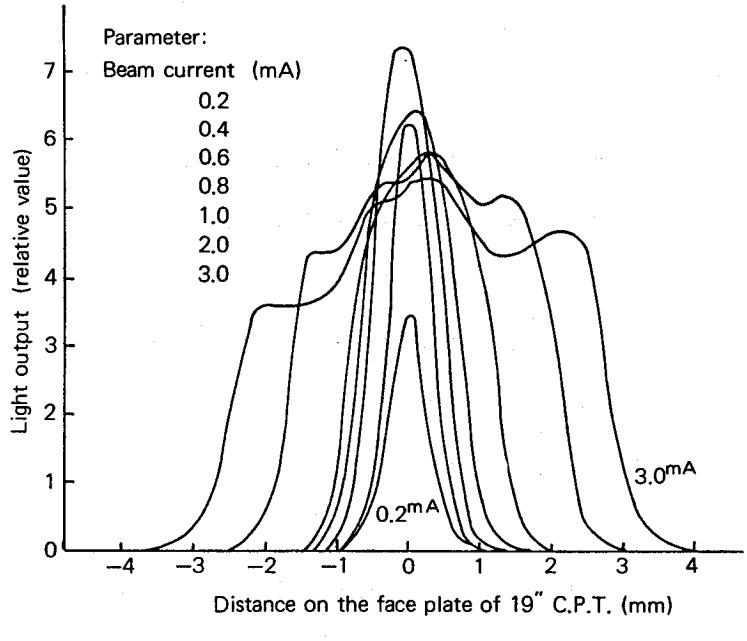


図2.3　電子ビームの密度分布

ビーム電流が 0.6 mA 以下の領域ではその分布はほぼガウス分布に近い。しかし、ビーム電流が 1 mA 以上の領域では、ビーム電流の増加と共にスポットサイズが急激に増加し、分布の形も大幅に変ってしまう。この領域は再生画像における、いわゆる〝ブルーミング〟現象に対応するものと考えられる。尚、この測定に際してブラウン管の各電極への印加電圧は通常のカラーテレビと同じ条件に設定した。

(3) アパーチャ特性と再生画像との関係

周知のように、アパーチャ特性がビーム電流にかかわらず一定であれば、これを電気的に補償することが可能である。即ち、電子ビームスポットの拡がりをインパルス応答と見なし、たとえば、式（2.1）に示されるガウス分布に対してはその周波数特性の劣化は式（2.2）で与えられ、これを補償するように映像増幅回路の周波数特性を選定することにより、アパーチャ特性の補償が可能である。[11)]

$$Y(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.1)$$

$$F(\omega) = \exp\left(-\frac{\sigma^2\omega^2}{2}\right) \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.2)$$

x：ブラウン管面横方向座標，　ω：空間角周波数

しかしながら現実には、カラーブラウン管のアパーチャ特性は図2.3に示したようにビーム電流に依存して大幅に変わるものであって、上述のような線型理論を適用することはできない。詳細に分析すると、次の2項目で代表される非直線性が存在しており、これらを回路的に補償することは極めて困難である。

(i) 必要な補償量がビーム電流の大小に依存して大幅に変動する。

(ii) カラーブラウン管では負の光を再現することは不可能であり、アパーチャの拡がりによって画像細部の黒レベルが浮き上がった場合に、これを補償することができない。

上記のような非直線性があるために、カラーブラウン管の応答特性を単一の伝達関数で表現することは不可能である。しかしながら、上記ブルーミング現象によってどのように画像細部の再現性が劣化するかは、次に述べる畳み込み積分を実行することによっ

て求めることができる。

カラーブラウン管に再生される画像の水平方向輝度分布は、電子ビームによって刺激された電流密度分布に比例する。ブラウン管面上の水平方向座標をxとし、その電流密度分布を$D(x)$とすれば、$D(x)$は図**2.4**に示す畳み込み積分、即ち、次式によって計算される。

$$D(x) = \int_{-\infty}^{+\infty} I_b(x+p) \cdot f(-p) \, dp \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.3)$$

$f(p)$：電子ビームのアパーチャ特性

$I_b(x+p)$： 水平方向座標$(x+p)$におけるビーム電流の大きさを示す。I_bはドライブ電圧(E_b)とブラウン管のガンマ特性(γ)により決まる。

$$I_b = 3 \times 10^{-5} \{E_b(x)\}^{\gamma} \quad , \quad \gamma = 2.6 \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.4)$$

上式において、アパーチャ特性 $f(p)$は図**2.3**に示したようにビーム電流の大きさ$I_b(x+p)$に依存して時々刻々変化する。このことを考慮して同式の積分を実行すればブラウン管面上の輝度分布を求めることができる。次項において、入力ドライブ電圧波形が階段入力の場合、およびパルス列の場合について、どのような輝度分布が得られるかを計算する。尚、この計算を実行する便宜上、$f(p)$を図**2.5**で示すように近似した。

即ち、ビーム電流が 0.8 mA 以下の領域では式**(2.5)**で示されるガウス分布で、またビーム電流が 0.8 mA より大きい領域では式**(2.6)**で示されるドーム型分布で近似した。

$$f_1(p) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \exp\left(-\frac{p^2}{2\sigma^2}\right) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.5)$$

$$\left.\begin{aligned} f_2(p) &= \frac{2}{3A}\left(1 - \left|\frac{p}{A}\right|^3\right) \quad \left(\left|\frac{p}{A}\right| \leq 1\right) \\ &= 0 \qquad\qquad\qquad\qquad \left(\left|\frac{p}{A}\right| > 1\right) \end{aligned}\right\} \cdots \quad (2.6)$$

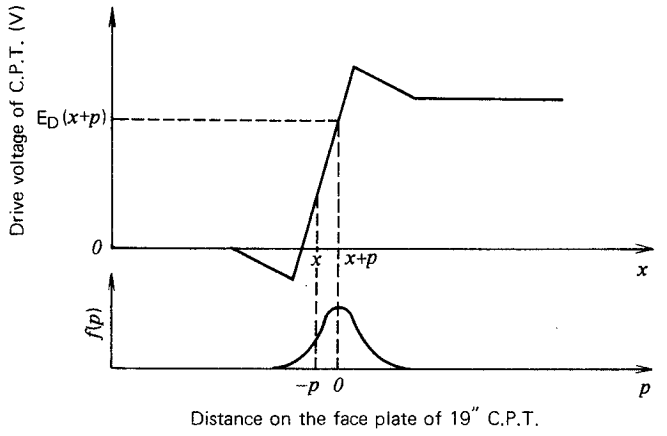


図2.4　畳み込み積分

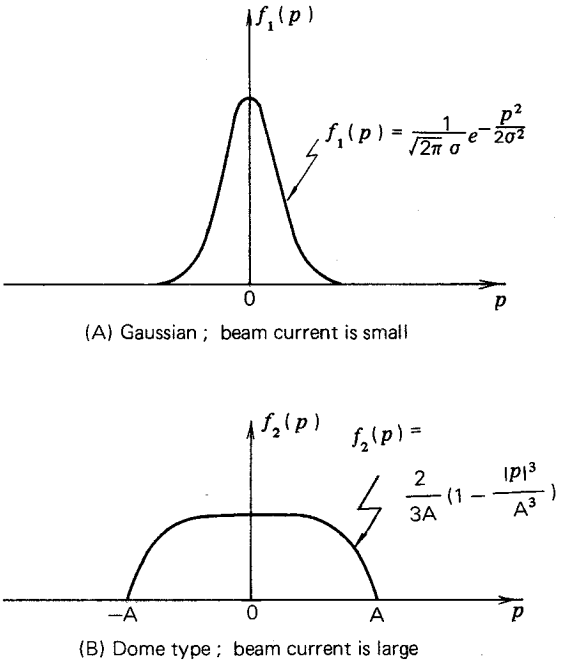


図2.5　輝度分布の近似

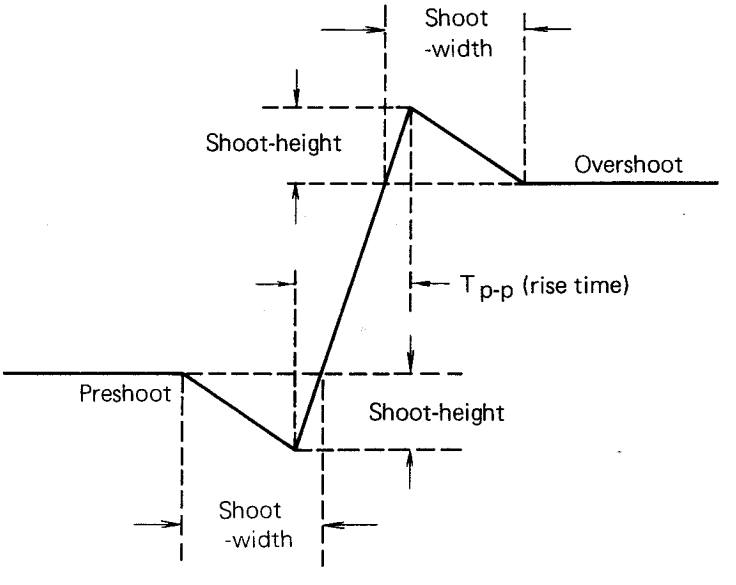


図2.6　階段応答波形

上式において、σとAとはビームスポットサイズを示す指標であり、以後の計算に際しては実際のアパーチャ特性を最も良く近似できるように、図2.3のデータに基づいて予め各ビーム電流の関数として決定しておいた。

2.2.2 映像増幅回路における鮮鋭度補償

映像増幅回路における鮮鋭度補償回路としては種々の形式が考えられるが、本研究ではその特性を図2.6に示す階段応答波形における3個のパラメータによって特徴づけて考察する。即ち、立ち上がり時間（T_{p-p}）、シュート高（H）およびシュート幅（W）である。

上記3個のパラメータの値をどのように設定すれば〝ブルーミング〟現象による画質の劣化を避けてかつ、鮮鋭度の高い画像を再生し得るかということが、本研究の課題である。ところで、これら3個のパラメータに無秩序に任意の値を設定しても意味がない。本研究では、カラーテレビの方式上の制約条件および従来の研究の結果を考慮して、次の2項に示す制約条件の範囲内で考察した。

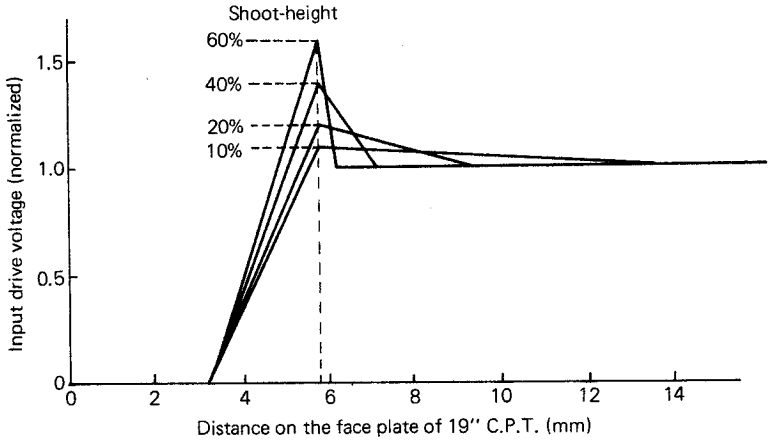
(i) 図2.6のT_{p-p}で定義される立ち上がり時間の大きさは、小さいほど画像細部の再現性が良好となるが、本研究では 0.3 μsec. 一定に保った。この値は方式上、輝度信号に割り当てられている帯域幅から基本的に制約されるものである。NTSC方式のテレビシステムでは、輝度信号の帯域幅は実質的に 3.1 MHz に制限されている。したがって、T_{p-p}を約 0.32 μsec. 以下に設定することは原理的に困難である。実際、通常のカラーテレビではT_{p-p}の値は約 0.3 μsec. となっている。

(ii) 図2.6のシュート高とシュート幅の積、即ちシュート面積を 40(%)×0.3(μs) 一定に保った。この面積は大きい方が再生画像の鮮鋭度を増すが、大きすぎると、画像にふちどりが付きすぎて不自然となる。シュート面積の値は前項で述べた画質評価テストの結果得られた最適値に限定することにした。

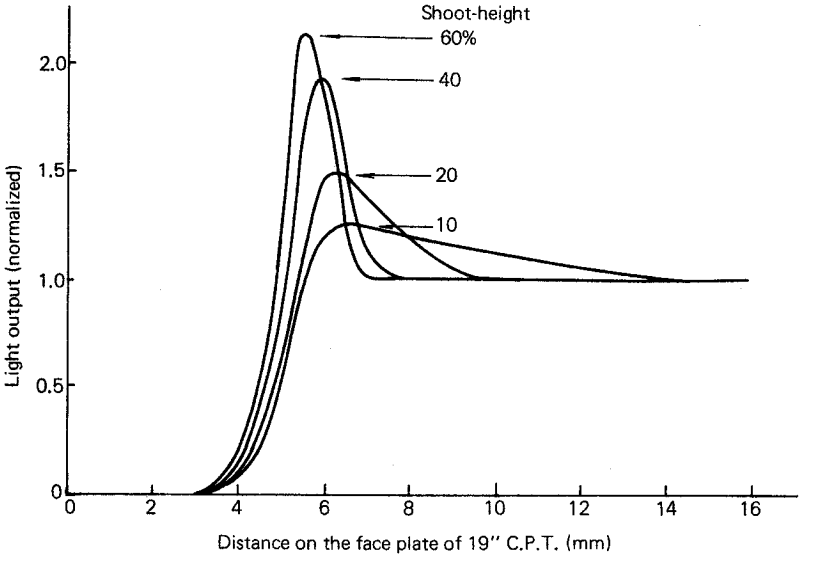
以上述べた制約条件のもとで残された自由度は、シュート高とシュート幅とのバランスである。本研究ではこれをどのように設定すればよいかについて、(a)ステップレスポンス画像の立ち上がりの鮮鋭さと、(b)画像細部の小面積コントラスト比に着目し考察する。

(1) ステップレスポンス画像

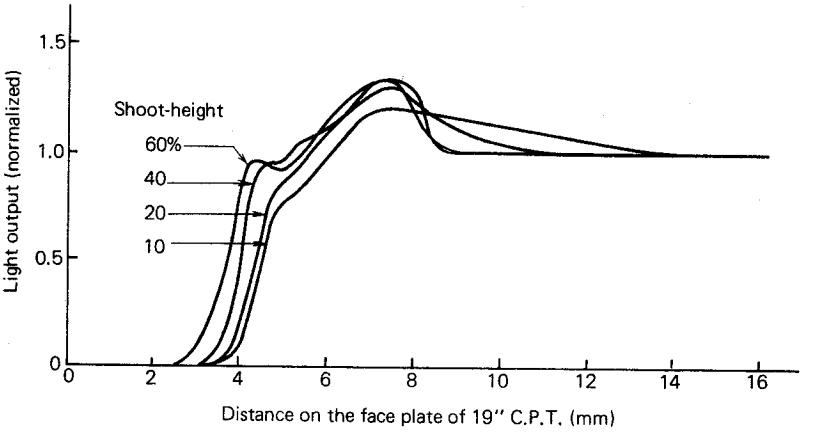
図2.7(A)は比較に供した各種ドライブ電圧波形を示すものである。これらの波形



(A)　ドライブ電圧波形



(B)　輝度分布（$I_b = 0.2$ mA）



(C)　輝度分布（$I_b = 1.0$ mA）

図2.7　ステップ応答

において、シュート高は10％から60％までに亘っている。但し、前述の制約条件に従って、シュート面積は一定に保ってある。

図2.7（B），（C）は式（2.3），（2.4）に従って計算したステップレスポンス画像の輝度分布を示す。前者は $I_b = 0.2$ mA，後者は $I_b = 1$ mA の場合に相当している。

一般にカラーテレビにおいては、カラーブラウン管の平均ビーム電流値はR，G，B合わせて約1mAに設定されている。したがって画像の高輝度部分は、ビーム電流に換算すると約1～2mA（R，G，B合わせて3～6mA）に対応している。また低輝度部分はビーム電流に換算すると、0.2mA以下に相当する。

図2.7（B）から判るように、低輝度領域においては〝ブルーミング〟現象の影響はなく、輝度分布はビーム電流のステップレスポンス波形と良く合っている。

一方、図2.7（C）から判るように、高輝度領域では再生画像の輝度分布はビーム電流から大幅に隔ったものとなり、オーバーシュートの形が団子状に拡がっている点に特徴がある。

さて、これらのステップレスポンス画像の良否を判定する基準としてはステップレスポンスの立上がり時間に着目するのが妥当である。

図2.8は立上がり時間を縦軸に取り、横軸に図2.7（A）におけるシュート高を目盛って、上述の計算結果をまとめたものである。ここでいう立上がり時間とは、ステップレスポンス画像の立上がり部分の10％～90％区間の距離を時間に換算したもので、本研究で用いた19型カラーブラウン管では8.7mm＝1μsec.の関係がある。

同図においてはビーム電流 I_b をパラメータ表示してあり、次のことが読み取れる。先ず、低輝度領域（$I_b = 0.2$ mA）では立上がり時間はシュート高に殆んど依存せず一定である。傾向としては、シュート高を大きくするほど、立上がり時間が短かくなっている。これは図2.7（A）において用いた入力ドライブ電圧波形自体の持っている性質がそのまま現われているものと考えられる。

次に、$I_b = 1$ mA の場合には、シュート高40％の状態で立上がり時間が最小となっており、これ以上のシュート高では却って立上がり時間が増加する。

$I_b = 2$ mA の高輝度領域では、シュート高20％の状態で立上がり時間が最小となっている。即ち、ビーム電流の増加に伴い、シュート高の最適値は小さめになることが

判る。

従来の考え方では、シュート高を大きくすれば、それだけ立上がり時間を短かくできると予想されていたのに対して、図2.8から得た結論はこれと矛盾する内容である。即ち、〝ブルーミング〟現象が問題となる高輝度領域においては従来の線形理論による補償の考え方を適用できないことが判る。

以上でステップレスポンスに関する考察を終り、次に画像細部の小面積コントラスト比について考察する。

(2) 小面積コントラスト比への影響

微細な画像内容、たとえば小さな白い文字はブラウン管面上で〝ブルーミング〟現象に伴ってその太さが増大し、判読できなくなる場合がある。

ここでの目的は、微細な画像内容の細部コントラスト比を失わずに、忠実に再生するにはどのようなシュート高を持つドライブ電圧波形を使うべきかを明確化することである。

小さな白い文字の一例として〝Ⅱ〟という文字を評価対象として採用する。これに対応する信号電圧の波形は図2.9に示すようなパルス列となる。このようなパルス列を本項の冒頭で述べた種々の映像増幅回路特性を経由して、カラーブラウン管のカソードに印加した場合に、どのような輝度分布の画像が再現できるかを計算した。その結果を図2.10にシュート高をパラメータとして示す。同図はピークビーム電流値が1mAの場合に相当しており、参考として鮮鋭度補償を行なわなかった場合（シュート高＝0％）の輝度分布も併記してある。

同図から判るように、シュート高を増加すると再生画像の輝度分布において白ピークの輝度が上昇し、同時に黒レベルが浮き上がってくる。更にシュート高を増加すると、白レベルと黒レベルとの間の区別が失われてしまう。この状況は再生画像において白い文字がつぶれ全体として、白い塊に退化してしまう、いわゆる〝ブルーミング〟現象に対応している。

図2.11は上記内容を見方を変えて表現したもので、この図ではシュート高を横軸に取り、縦軸は図2.9の白ピークレベル及び中央部の黒ピークレベルに着目してプロットしてある。白ピークレベルに対応するビーム電流の大きさは図2.3に対応する1mAの場合の他に、2mAの場合についても記してある。通常のカラーテレビにおいて、白文

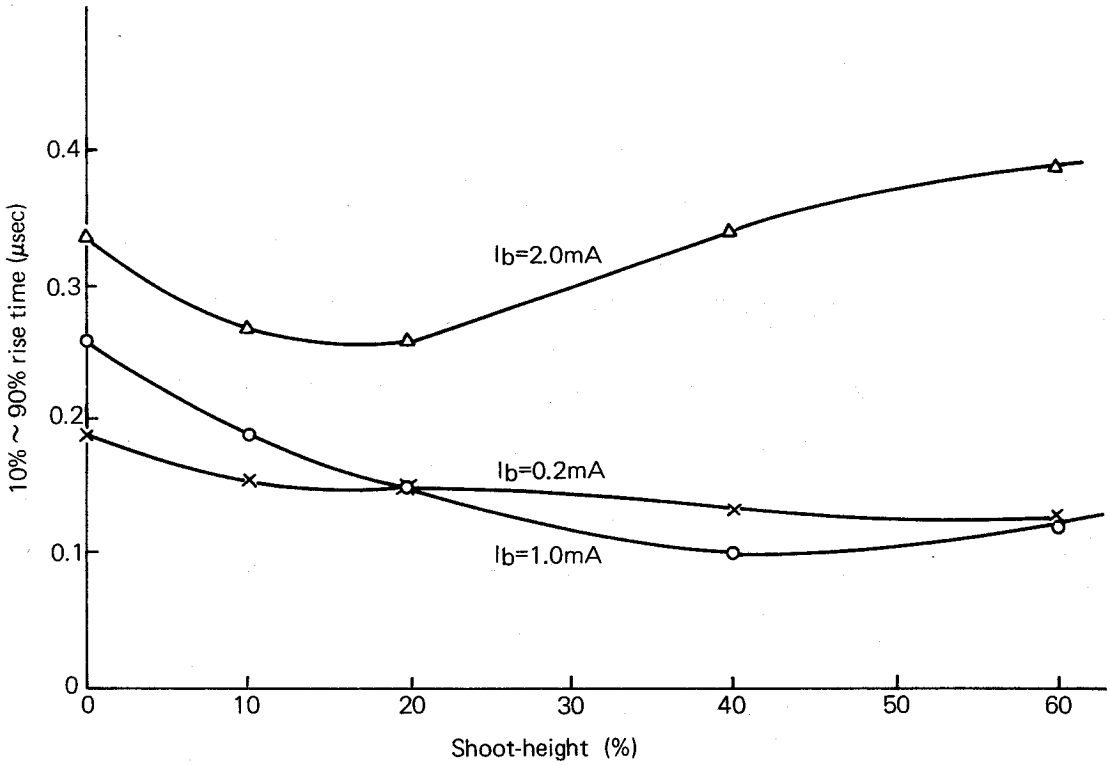


図2.8　ステップ応答の立上がり時間

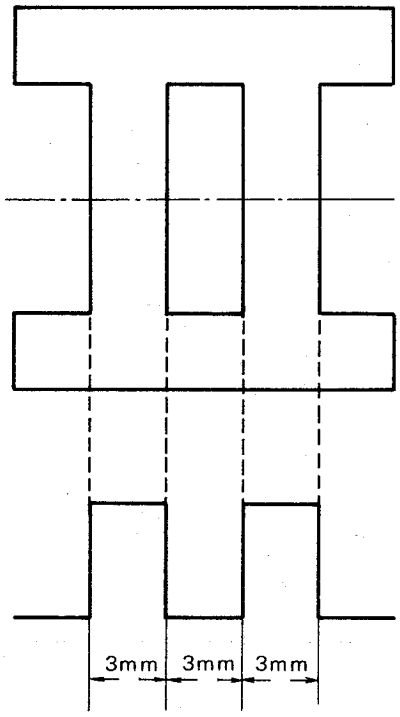


図2.9　パルス列

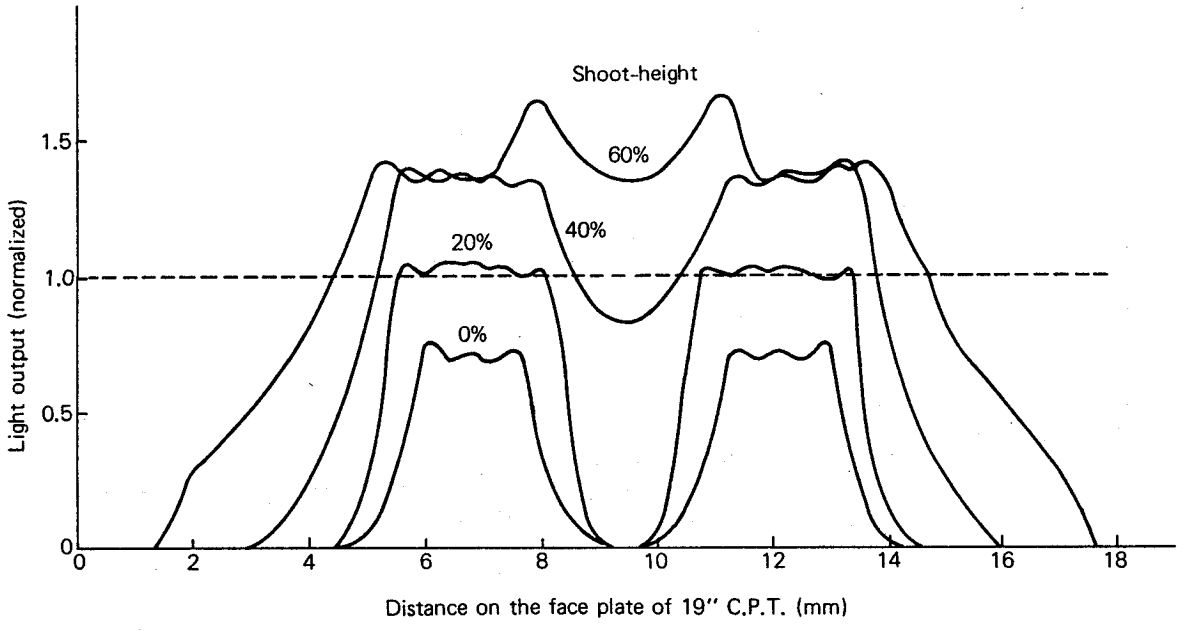


図2.10　パ ル ス 列 応 答

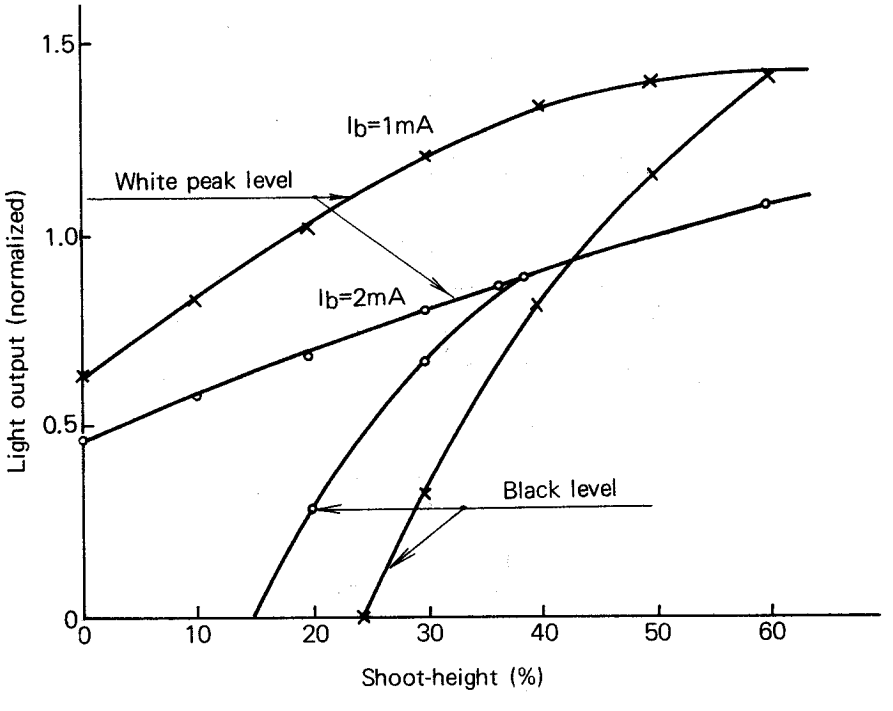


図 2.11　パルス列応答のコントラスト比

字はビーム電流換算1mA～2mAに相当している。尚、図2.11の縦軸は相対値であり、各ビーム電流に対応する忠実な白ピーク輝度レベルを1として目盛ってある。

同図から判るように、シュート高が10％以下の場合には黒ピークレベルは忠実に再現されるが、白ピークレベルが不足しておりコントラスト不足となる。一方、シュート高を40％以上に設定した場合には、黒ピークレベルが浮き上がり、文字の判別が困難となる。文字が最も明瞭に再現されるのは、黒ピークレベルが浮き上がる寸前の状態であり、したがって、シュート高が15％～25％の場合が最適であるとの結論を得る。

従来の研究では、シュート高とシュート幅との両方の最適化に関して考察した例はなく、単にシュート高として約40％に設定するのが最適であるとされていた。本研究の上述の結論は、現実のカラーブラウン管の〝ブルーミング〟現象を詳細に分析した結果得たもので、従来に比べて、シュート高を小さくした方が総合的により鮮鋭度の高い画質が得られると考えられる。

(3) 高鮮鋭度映像増幅回路

上述した〝ブルーミング〟現象を考慮した最適特性を実現するには、それに対応するステップレスポンスを実現する必要がある。この周波数特性$F(\omega)$の形は、図2.12に示すように先ずインパルスレスポンスを求め、次にこれのフーリェ変換を求めることによって決定される。

$$F(\omega) = 2\frac{SH}{SW'}\left[\frac{\sin\left(\frac{\omega \cdot RT}{2}\right)}{\omega} - \frac{\sin\left\{\omega\left(SW' + \frac{RT}{2}\right)\right\}}{\omega}\right]$$

$$+ \frac{2(1+2SH)}{RT} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\omega \cdot RT}{2}\right)}{\omega} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.7)$$

ここにSH，SW′，RTは各々図2.12で示される通り、インパルスレスポンスを特徴づけるパラメータである。式(2.7)をグラフ表示すると図2.13を得る。同図から判るように振幅特性としては中域周波数成分を約3dB強調すればよい。

中域周波数成分を約3dB強調すること自体は技術的に容易に実現できる。しかし、ここで注意すべきことは遅延時間特性の問題である。通常の最小位相推移回路網においては中域成分を強調すると、これに伴って中域領域の遅延時間が増加する。したがって、

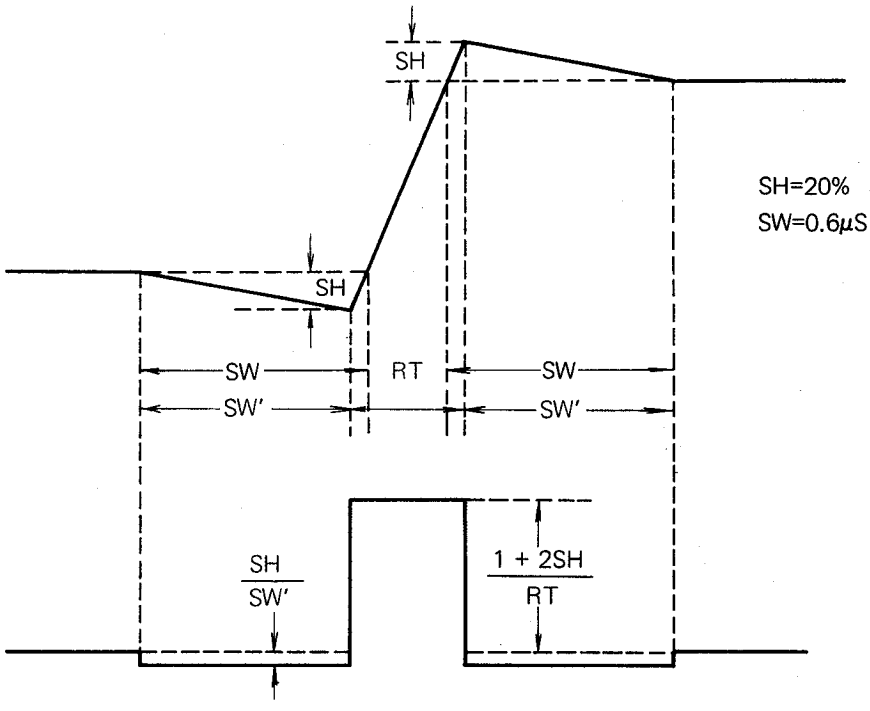


図2.12　インパルス応答

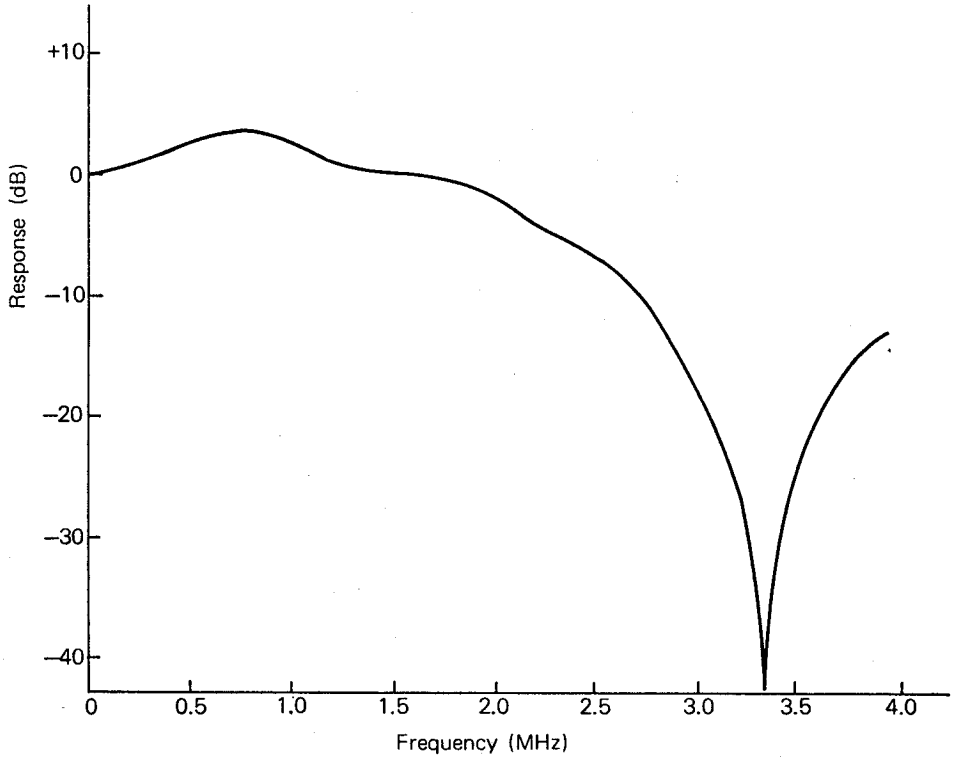


図2.13　最適特性の振幅特性

オーバーシュートを付与することはできるがプリシュートを付与することは困難である。

オーバーシュートのみの場合は画質に不自然さを増すだけでなく、同じ鮮鋭度を得るためにはより大きなシュート高を必要とし、結局〝ブルーミング〟現象を生じやすくなる。

この遅延時間特性の問題を克服する手段としては、遅延素子を利用することが有効である。図2.14は前記最適特性を実現する目的で考案した補償回路であり、遅延素子の遅延時間をシュート幅にほぼ等しく設定する。

同図中の波形図から判るように、本構成によってほぼ所望のステップレスポンスを実現できる。本構成を適用した映像増幅回路を備えたカラーテレビを試作し、実際のテレビ放送を用いて従来方式と比較して画質評価テストを行ない、次の結果を確認した。

(i) 本研究の結果を適用した受信装置では高輝度を有する細かい文字の再現に際して〝ブルーミング〟現象の影響を受けにくく、従来方式に比べ優れている。

(ii) 低輝度領域での画像再現性に関しても鮮鋭度は従来方式と同等であること。

これらの結果は本研究の理論的検討結果を裏付けるものと考えられる。

2.2.3 まとめ

本節では現状のカラーブラウン管のアパーチャ特性の実体に整合する映像増幅回路の特性について考察した。実際には、カラーブラウン管のアパーチャ特性は一定不変のものではなく、年々改良の努力が払われている。

本節では現状のカラーブラウン管のアパーチャ特性の実体を明確化したが、将来より小さいビームスポット径を実現でき、これに整合する映像増幅回路の特性は本節で述べた特性よりも、更にシュート幅の小さい波形が適切であると考えられる。

2.3 画質向上回路のIC化[10)]

2.3.1 はじめに

前節で得られた最適ステップレスポンスを実現するIC回路について考察すると共に、映像増幅回路全体のIC化についても述べる。従来のIC化の主眼が生産性と信頼性の向上であるのに対して、本研究ではIC化による高性能化と新しい機能の実現について考察する。

映像増幅回路は2.1で述べたようにICに集積困難な部品が多いことから、生産性や信頼性の向上を狙ってのIC化は困難とされてきた。これに対し、本研究では最適ステ

ップレスポンスを実現する鮮鋭度補償回路を集積することで大幅な性能向上を図ると共に、コントラスト調節や画質調節をＤＣコントロール化することで新機能の実現を狙いとしてＩＣ化を行なった。

2.3.2　鮮鋭度補償回路と画質調節回路

最適ステップレスポンスを実現する回路を図2.14に示したが、プリシュートを発生させるためには遅延回路が不可欠である。即ち、0.5 μsec. のシュート幅を持つプリシュートを発生させるためには少なくとも 0.5 μs の遅延回路を必要とする。

一方、カラーテレビには輝度信号と色度信号の時間関係を一致させるための遅延線があり、ＩＦ回路や色度信号用ＢＰＦの設計工夫により、この遅延線の遅延時間を0.5 μs程度に設定することができる。

また、鮮鋭度補償回路の特性は最適ステップレスポンス特性だけを実現するのではなく、人の好みや、ブラウン管の観視条件に合わせて補償量を可変できることが望ましい。したがって、鮮鋭度補償回路の補償特性を調節できるようにし、これを画質調節とするのが妥当である。

図2.14の鮮鋭度補償回路を画質調節回路としたものを図2.15に示す。図中のディレイラインは上記した輝度・色度時間合わせ用遅延線である。プリシュート幅とオーバーシュート幅を揃えるためにＬＰＦはディレイラインとほぼ同じ遅延時間を持たせる必要があり、強調する周波数帯域に合わせて次数を決定する。

前述の最適ステップレスポンスを実現する場合はＬＰＦはＬＣＲ２次とし、遅延時間を約 0.5 μs とすればよい。シュート幅の狭いプリシュート，オーバーシュートを必要とする場合は、ＬＰＦをさらに高次化すればよい。

図2.15において、ＬＰＦの出力には(b)に示す鈍った波形が得られ、差動増幅器の出力には(d)に示すプリシュート，オーバーシュートの付与された波形が得られる。直流制御回路の出力にはＤＣ制御電圧を調節することにより(e)に示す波形(b)から(d)まで連続的に切替る波形を得る。

図2.16にＩＣ化された画質調節回路を示す。TR_{12} のコレクタ電流 I_{C12} は、遅延信号(c)に鮮鋭度補償信号｛(c)－(b)｝が加算されたものとなる。一方、TR_{14} のコレクタ電流 I_{c14} は鈍った信号(b)となる。TR_{16}～TR_{19} は後述するＤＣコントロール回路であり、制御電圧を０～１２Ｖに変えることで負荷 R_{14} に

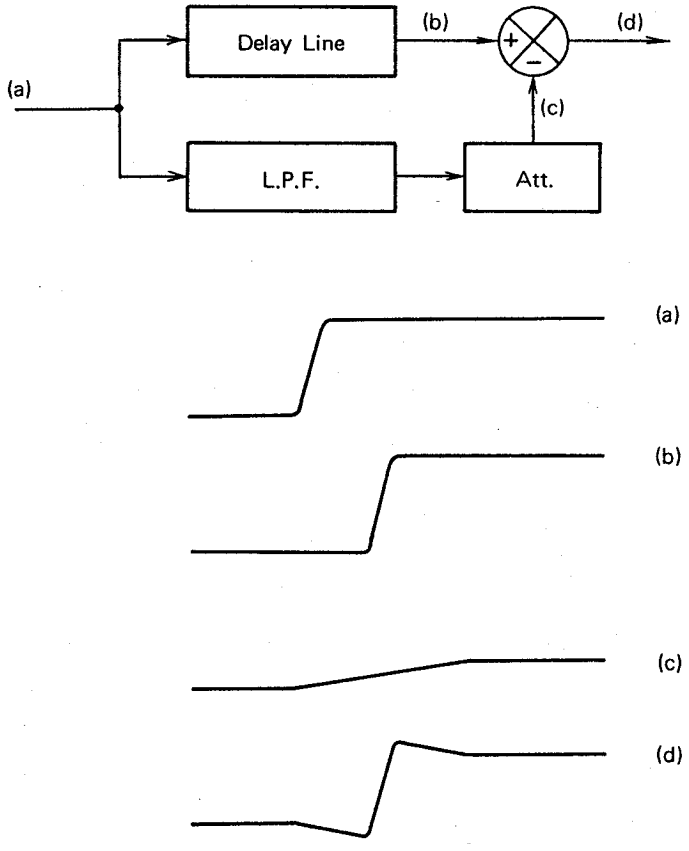


図2.14　鮮鋭度補償回路

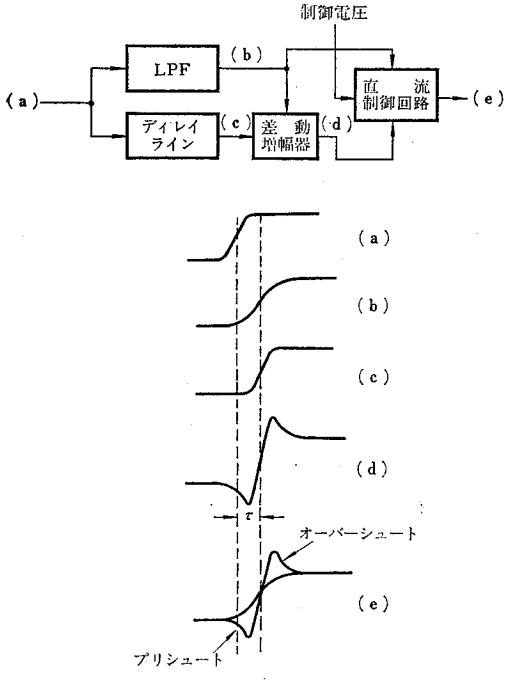


図2.15　画質調節回路

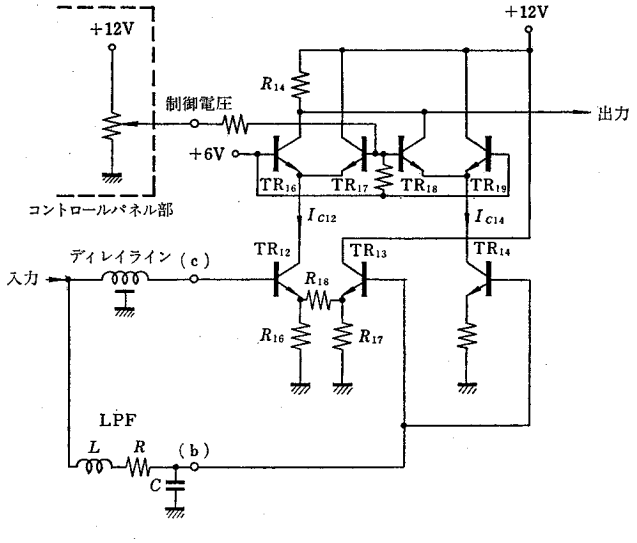


図2.16　IC化画質調節回路

流れる電流を I_{C12} から I_{C14} まで連続的に切替えることができる。この結果、出力には鈍った(b)の波形からプリシュート、オーバーシュートの付与された(d)の波形まで好みのステップレスポンスが得られることになる。

2.3.3 コントラスト調節回路の性能向上

コントラスト調節回路とは映像増幅回路の利得を変えることで、ブラウン管上に再現される画像のコントラストを変える働きをする部分である。従来のコントラスト調節回路には次に示す問題点があった。

(1) 簡単な回路により交流利得だけを変えるため、コントラストを上げると直流伝送率が低下し、黒レベルの忠実性が損なわれる。

(2) カラーテレビ装置の前面コントロールパネルにコントラスト調節用可能抵抗器を必要とし、この抵抗器と基板上に組み込まれた信号処理回路とをシールド線で接続する必要がある。このシールド線の使用は生産性を低下させると共に、接続部の断線事故など信頼性を低下させる原因となる。

本研究では上記問題点(1)をＩＣの特長であるアクティブ素子の活用により直流を含む全帯域の利得を可変する回路を採用することで解決し、問題点(2)をＩＣ技術におけるＤＣコントロール方式の利用により解決した。

図2.17にコントラスト調節用ＩＣ回路を示す。同図における出力電圧 V_{out} は次式で求められる。

$$V_{out} = V_{CC} - I_L \cdot R_L = V_{CC} - (I_{C8} + I_{C6}) R_L$$

$$= V_{CC} - R_L \left\{ \frac{\alpha}{1 + \exp(V_{BB}/\mathrm{h})} \left(\frac{V_S}{R_{E1}} + \frac{V_1 - V_{BE}}{R_{E1}} \right) \right.$$

$$\left. + \frac{\alpha}{1 + \exp(-V_{BB}/\mathrm{h})} \left(\frac{V_S}{R_{E2}} + \frac{V_1 - V_{BE}}{R_{E2}} + \frac{V_2 - V_{BE}}{R_{E3}} \right) \right.$$

…… (2.8)

$\mathrm{h} = \frac{\mathrm{k}^{\mathrm{T}}}{\mathrm{q}} \simeq 26\,\mathrm{mV}$ ， α：ベース接地電流増幅率

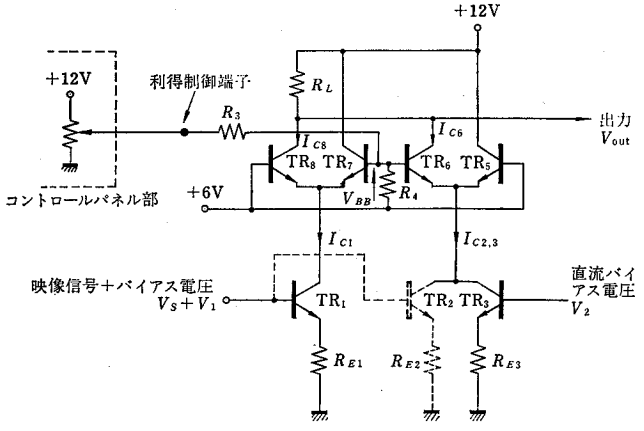


図2.17　IC化コントラスト調節回路

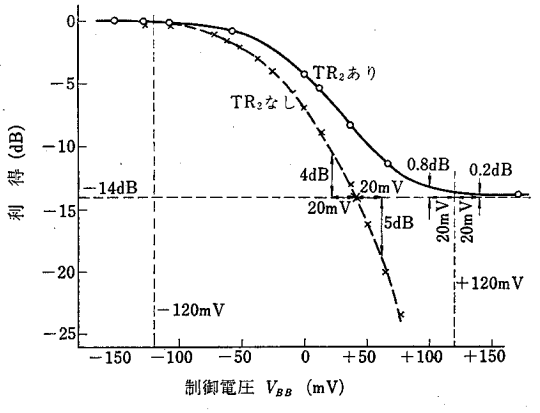


図2.18　利得制御特性

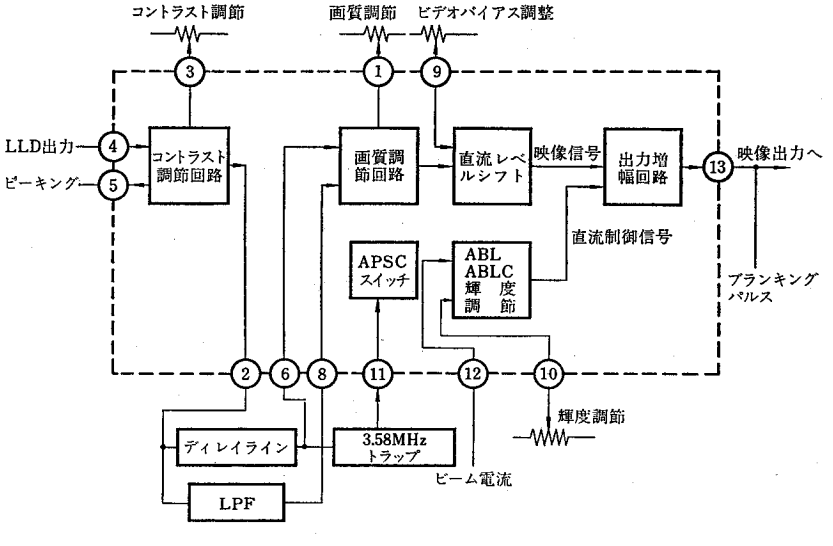


図2.19　映像増幅回路用IC

図2.17のコントラスト調節回路を設計する上で2つの留意点がある。第1は、直流を含む全帯域の利得を変えるので、コントラスト調節に伴ってDC電位も変動する。DC電位の変動はブラウン管上で明るさの変化となるので、コントラスト調節と連動して明るさをどう変化させるか選択する必要がある。即ち、特定の映像信号（V_S）の値に対して、次式が成り立つように V_2 を選ぶ。

$$\frac{V_S + V_1 - V_{BE}}{R_{E1}} = \frac{V_S + V_1 - V_{BE}}{R_{E2}} + \frac{V_2 - V_{BE}}{R_{E3}} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (2.9)$$

V_S の黒レベルの値に対して上記を満足させれば、ブラウン管上での黒レベルの明るさを一定に保ちながら、コントラストを変化させることができる。V_S の灰色レベル（30～50IRE）の値に対して上記を満足させれば、コントラストの増加に伴って、黒はより黒く、白はより白く変化する。

第2の留意点はコントラスト調節を操作しやすくするための工夫である。即ち、コントラスト調節つまみの回転角に対して、利得がなめらかに変化する必要がある。図2.18にDC制御電圧（V_{BB}）に対する利得カーブを示す。図中、点線で示すカーブは TR_2 がない場合であり、制御電圧の変化に対し利得変化が急しゅんすぎて極めて調節しにくいものとなる。このため、TR_2 を設け、最小利得を－14 dB に制限することで実線で示す利得カーブを得ることができ、コントラスト調節つまみの回転角に対してコントラストの変化がなめらかで、調節しやすいものとすることができる。

2.3.4 IC化

上述した、最適ステップレスポンスを実現する画質調節回路や高性能コントラスト調節回路を含む映像増幅回路全体をワンチップ化したICについて述べる。

図2.19にICのブロック図を示す。映像検波用ICの出力信号が④ピンに入力され、DCコントロール方式のコントラスト調節回路、画質調節回路、直流レベルシフトおよび出力バッファアンプを経て⑬ピンに出力される。また、補助回路として、カラー放送受信時のみ自動的にトラップが入り、ドット妨害を抑えるAutomatic Picture Sharpness Control、高圧回路の保護のため平均ビーム電流が制限値以上にならないように制限するAutomatic Brightness Limiter、直流伝送率を制限して黒レベルの変動少なく自

然な画像を再生するAutomatic Black Level Controlを集積している。

2.3.5 まとめ

本節では前節で求めた最適ステップレスポンスを実現する回路をＩＣに集積すると共に映像増幅回路全体のＩＣ化を考察した。

最適ステップレスポンスを実現する鮮鋭度補償回路はその補償量を可変できるようにして、画質調節回路とした。また、ＤＣ電圧により上記補償量を制御できるようにし、種々の応用に対応できるよう配慮した。即ち、ブラウン管のビーム電流値に対応して上記補償量をダイナミックに変えることや、入力映像信号中に含まれるノイズ量に対応して補償量を変えることも可能である。

コントラスト調節回路においては直流伝送率の１００％化を行なうと共にＤＣコントロール方式を採用した。ＤＣコントロール化によりリモートコントロールやコントラストとカラーの調節を連動させるなどの操作性の改善が可能となる。

以上のことから、ＩＣ化により映像増幅回路を高性能化および多機能化できると結論し、映像増幅用ＩＣを開発、実用化した。

2.4 結　　言

本章は、カラーテレビ装置におけるカラーブラウン管のアパーチャ特性とその補償方法、および補償回路を含む映像増幅回路を実現するためのＩＣ技術に関して論じたものである。

各節における所論を総括すれば次のようになる。

(1) 2.2節では、ブルーミング現象を生じる高輝度におけるビームスポット特性を含むブラウン管のアパーチャ特性を明らかにすると共に、このアパーチャ特性と映像増幅回路の特性がブラウン管面上に映出される画像にどのように影響するか評価する手法を確立した。そして、この手法に基づき、鮮鋭度が最適となる映像増幅回路の最適特性を求めた。得られた結果は、ブルーミング現象を考慮しない従来の特性に比べ、幅の広いオーバーシュート、プリシュート特性となり、この結果をカラーテレビに適用することで鮮鋭度が改善されることが確認された。

(2) 2.3節では、2.2節で得た最適特性を実現する映像回路とそのＩＣ化について論じた。上記最適特性はブラウン管の使用条件で異なるので、プリシュート、オーバーシュートの大きさを調節する必要があり、これを実現する画質調節回路や、直流伝送率

１００％のコントラスト調節回路を集積した映像増幅回路用ＩＣを開発した。このＩＣをカラーテレビに採用し、画質向上だけでなく、信頼性の向上や生産性の向上にも成功した。

第３章　ビデオテープレコーダにおける画質向上技術とそのＩＣ化

3.1　概　　説

ビデオテープレコーダの画質を決める主たる要素は、テープ・ヘッド各々の性能、記録方式および信号処理技術と考えられる。テープ・ヘッド系の性能は年々短波長化と狭トラック化が進み、記録密度の向上が急速に進行している。

家庭用ビデオテープレコーダの記録方式は、昭和４０年代の３／４インチ Umatic ＶＴＲによりその基礎が確立されている。即ち、Color Under と呼ばれるもので、輝度信号を周波数変調すると共に、色度信号を低域に周波数変換し、前記ＦＭ輝度信号の下側帯域に色度信号を周波数多重記録する。

したがって、この Color Under 方式のビデオテープレコーダの画質を向上するための信号処理技術と、上記高密度記録を可能にする画質向上技術が重要となっている。

さらに、ビデオテープレコーダの普及に伴って生じる互換再生やビデオヘッドの交替などを考慮した画質確保技術や、生産性や信頼性を高めるための大幅なＩＣ化も重要である。

この分野における従来の研究はβ方式[12]およびＶＨＳ方式[13]のビデオテープレコーダの開発に伴って行なわれており、クロスアジマス方式と色信号周波数インターリーブ方式の併用によるガードバンドレス技術を中心に発表されている。しかしながら、これらの論文は高密度記録に必要な基本技術にとどまっており、互換再生やヘッド交替などを考慮した画質確保技術の検討は行なわれていない。

ＩＣ化についての従来の研究としては、β方式ビデオテープレコーダ用ＩＣの開発があり、最初の本格的カスタムＩＣとして注目されている[12]。しかし、これらのＩＣ技術はカラーテレビ用ＩＣと同レベルのものであり、ビデオテープレコーダの生産性や信頼性を飛躍的に向上するに至っていない。

本研究では、先ずβやＶＨＳといった方式の確立したビデオテープレコーダにおける高密度記録、互換再生およびビデオヘッド交替に伴う画質低下の原因をＦＭ輝度信号処理回路と色信号処理回路の夫々について分析し、この結果に基づいて画質向上技術を考察する。また、これらの画質向上技術のＩＣ化についても考察する[14)15)16)17)]。

次にβやＶＨＳといった現行方式に捉われず、メタルテープやメタルヘッドを用いて

高密度記録を実現すると共に、Color Under 方式の画質向上を狙った新しい記録方式の考察を行なう。[18)19)]

さらに、Color Under 方式に捉われず、輝度信号と色度信号を時分割多重記録するビデオテープレコーダにおける画質向上技術についても考察する。[20)]

3.2 FM輝度信号処理回路[14)16)17)21)22)23)24)25)26)]

3.2.1 はじめに

記録密度がそれほど高くない時代においては、ビデオヘッドから再生される信号には高レベルのテープノイズが含まれており、したがって機器ノイズは問題とならなかった。[12)13)] しかしながら高密度化が進むにつれ、ビデオヘッドから再生される信号が小さくなるだけでなく、テープの高性能化と相俟ってテープノイズは大幅に低下した。このため機器ノイズが問題になるようになり、したがって機器ノイズの詳細な調査と、ノイズ低減技術を考察する必要が生じた。

また、ビデオテープレコーダの普及率が高まるにつれ、他機で記録したテープを再生するいわゆる互換再生の機会が増大する。このため、互換再生における画質低下原因を分析すると共に、これらを取り除く画質確保技術を考察する。

さらに、ビデオテープレコーダの普及が進むにつれ、ビデオテープレコーダの使用頻度も増加し、ヘッド摩耗が原因となりビデオヘッドが交替される確率が増す。このため、ヘッド交替に伴って生じる画質低下原因を分析すると共に、これらを取り除く画質確保技術を考察する。

最後に、上記ノイズ低減および画質確保を実現する基本回路と共にIC化するための回路技術について考察する。

3.2.2 プリアンプにおけるS／N向上

本項ではプリアンプ初段のヘッドピーキング回路におけるノイズ低減技術と、プリアンプ後段における過変調抑圧回路におけるS／N向上技術について考察する。

(1) ヘッドピーキング回路におけるノイズ低減

図3.1 (A)に従来のヘッドピーキング回路を、(B)にヘッドピーキング特性を示す。再生FM輝度信号処理回路においては、後述する再生等化の主要部分をプリアンプ初段の入力部に発生するヘッドピーキング回路で実現するのが普通である。(B)に示すような所望のピーキング特性を得るため、共振周波数（f_0）とブースト量（Q）をトリマコ

ンデンサと可変抵抗で調整する。このダンピング抵抗 R_{D1} がビデオヘッドからの再生信号のS／Nにどのように影響するかを見積る。話を簡単にするために、共振周波数における等価回路を図3.2に示す。ビデオヘッドは再生信号（e_S）とテープノイズ（e_{NT}）から成る定電圧源と信号源抵抗（R_S）、R_S から発生する熱雑音（e_{NS}）で表わされ、ダンピング抵抗は抵抗（R_{D1}）と R_{D1} から発生する熱雑音（e_{ND1}）で表わされ、理想プリアンプの出力部における信号（e'_S）、各ノイズ（e'_{NT}、e'_{NS}、e'_{NR1}）は夫々次式となる。

$$\left.\begin{aligned} e'_S &= \frac{-AR_{D1}}{R_S + R_{D1}}\, e_S \\ e'_{NT} &= \frac{-AR_{D1}}{R_S + R_{D1}}\, e_{NT}, \quad e'_{NS} = \frac{-AR_{D1}}{R_S + R_{D1}}\, e_{NS}, \quad e'_{ND1} = \frac{-AR_S}{R_D + R_{D1}}\, e_{ND1} \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.1)$$

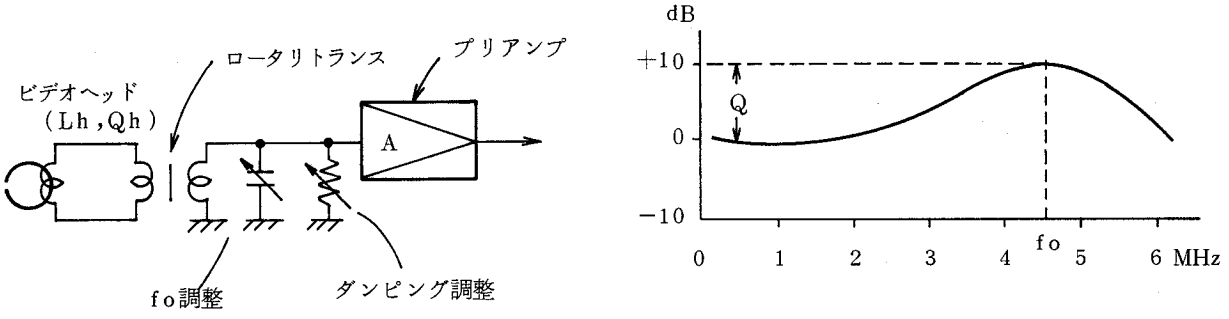
したがって、プリアンプ出力におけるS／Nは次式となる。

$$\frac{e'^2_S}{e'^2_{NT} + e'^2_{NS} + e'^2_{ND1}} = \frac{e^2_S}{e^2_{NT} + e^2_{NS} + \left(\frac{R_S}{R_{D1}}\right)^2 e^2_{ND}} = \frac{e^2_S}{e^2_{NT} + 4KTBR_S\left(1 + \frac{R_S}{R_{D1}}\right)} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.2)$$

（3.2）式から判るように、ダンピング抵抗（R_{D1}）が R_S に比べ十分大きければ、ダンピング調整はS／N劣化にならない。しかし、図3.1で所望のピーキング特性を得るには $R_{D1} \simeq R_S$ 程度に選ぶ必要があり、S／N劣化を招くことになる。

大きな抵抗値で十分なダンピングを行なう方法として、図3.3（A）に示すネガティブフィードバック方式が考えられるので、（B）の等価回路を用いて理想プリアンプの出力部における信号（e''_S）と各ノイズ（e''_{NT}、e''_{NS}、e''_{NR2}）を求める。

$$e''_S = \frac{-AR_{D2}}{R_{D2} + (1 + A)R_S}\, e_S$$



(A) ヘッドピーキング回路　　(B) ヘッドピーキング特性

図3.1 従来のヘッドピーキング

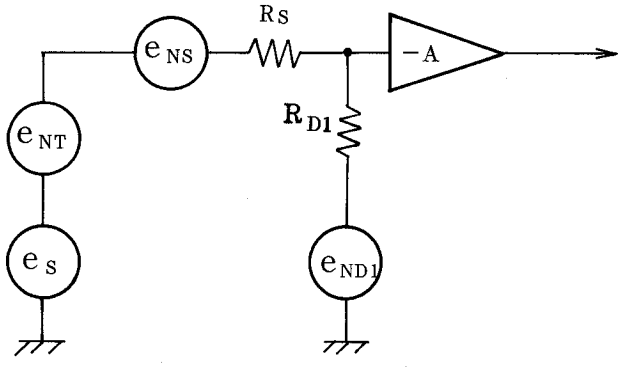
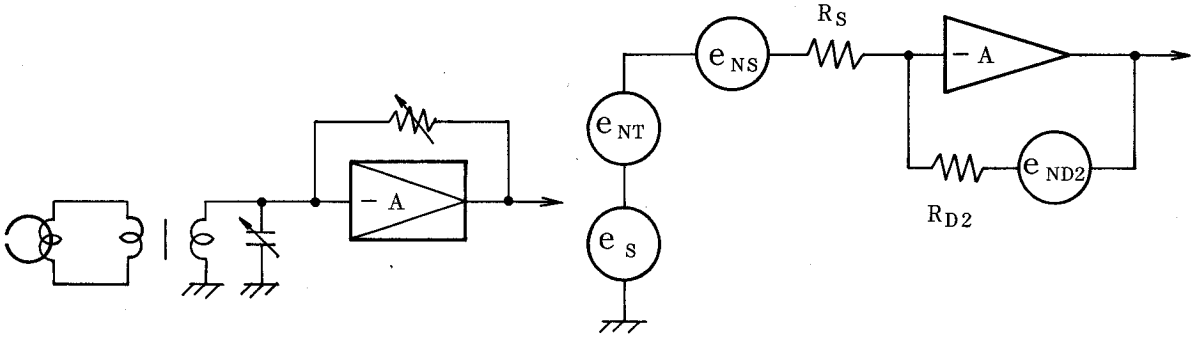


図3.2 従来のヘッドピーキング回路の等価回路



(A) ヘッドピーキング回路　　(B) 等価回路

図3.3 ネガティブフィードバック方式のヘッドピーキング

$$e''_{NT} = \frac{-A R_{D2}}{R_{D2} + (1+A) R_S} e_{NT} \quad , \quad e''_{NS} = \frac{-A R_{D2}}{R_{D2} + (1+A) R_S} e_{NS}$$

$$e''_{ND2} = \frac{-A R_S}{R_{D2} + (1+A) R_S} e_{ND2}$$

…… (3. 3)

したがって、プリアンプ出力におけるS／Nは（**3.2**）式と同様に次式となる。

$$\frac{e''^2_S}{e''^2_{NT} + e''^2_{NS} + e''^2_{ND2}} = \frac{e^2_S}{e^2_{NT} + 4KTBR_S \left(1 + \frac{R_S}{R_{D2}}\right)} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.4)$$

図**3.3**の回路で図**3.1**と同じダンピング特性を得るには R_{D2} は 次式でよく、ダンピ

$$R_{D2} = (1 + A) R_{D1} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.5)$$

ング抵抗によるS／N劣化を大幅に軽減できることが判る。

(2) 過変調抑圧回路におけるS／N向上

FM信号の過変調とはテープ・ヘッド間のスペーシングが瞬時的に増大した時に、FM構成波の下側波（J_{-1}）に対してキャリア（J_0）と上側波（J_{+1}）が抑圧され、FM復調されたビデオ信号の極性が部分的に反転する現象であり、〝反転〟あるいは〝やぶれ〟とも呼ばれる。

過変調をFM信号波形で示したものが図**3.4**（A）であり、変調の深いところでゼロクロスできなくなる。この状態をベクトル図で考察したものが（B）である。上側波と下側波が揃っていれば変調が深くなってもゼロクロスできるが、上側波やキャリアのレベルが低下すると、ベクトル先端の軌跡が0点を囲むことになり、ゼロクロスしない状態が起りうる。

この過変調現象を定量的に把握するため、無変調キャリアを記録再生し、周波数をパラメータとして、再生レベルと再生レベルの瞬時的変動量を測定した。測定結果をまとめたものが図**3.5**である。再生レベルの変動は低い周波数ではほとんど生じていないが、

周波数が高くなるにつれて、レベル変動が増大している。このレベル変動はヘッドとテープの間のスペーシングが時々刻々変化することにより生じると推定される。

即ち、図3.5における(a)の特性がスペーシングロスが少ない状態でのテープ・ヘッド系の周波数特性を示し、(b)の特性がスペーシングロスの多い状態での周波数特性を示すと考えられる。したがって、(a)の特性に対しては図3.6(a)の再生等化特性が必要となり、図3.5の(b)の特性に対しては(b)の再生等化特性が必要となる。

スペーシングロスの大小にかかわらず、常に(a)の再生等化を用いる場合は、スペーシングロスの増加に伴って、上記過変調が生じることになる。一方、常に(b)の再生等化を用いると、S／Nの劣化と、上側波に対してキャリアと下側波が抑圧されすぎることから生じる逆の過変調を引き起こす。

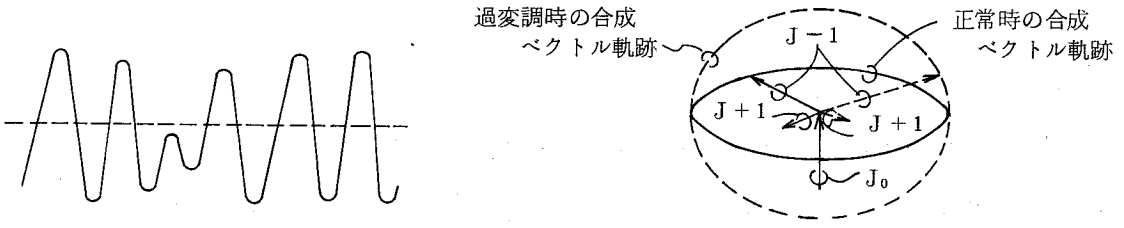
図3.7にFM構成波とノイズの相対関係を示す。ビデオヘッドから再生されるFM構成波はS／Nの良い下側波と、S／Nの悪い上側波で構成されており、高いS／Nを得るには、上記過変調が生じない範囲で極力上側波を抑圧するよう再生等化特性を選ぶべきである。

したがって、S／Nの確保と過変調の抑圧を両立させるにはスペーシングロスの大小に応じて再生等化特性を変えることが最適と結論される。この場合、ポイントとなるのはスペーシングロスの大小を何で検出するかということと、再生等化可変回路の具体案である。

図3.5の測定結果から考えて、スペーシングロスの大小はFMキャリアのレベルの小大に対応していると考え、図3.8に示すHPL（High Pass Limiter）と称する再生等化可変回路を考案した。図において、スペーシングロスが小さく、入力信号であるFM信号のキャリアレベルが大きい時は、ダイオードが導通しており、次式で示される高域遮断周波数（ω_C）は十分低い値となり、本回路は再生等化特性を持たず、単なるリミタとして動作する。

$$\omega_C = R_t / L_O \quad , \quad R_t = R_D /\!/ R_O /\!/ 2R \quad ,, \; R_D = \text{ダイオード抵抗} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.6)$$

一方、スペーシングロスが大きく、入力信号であるFM信号のキャリアレベルが小さい時はダイオードが遮断し、本回路はHPFとなり、下側波を抑圧する再生等化回路と



(A) FM信号波形　　(B) 合成ベクトル軌跡

図3.4　過　変　調　現　象

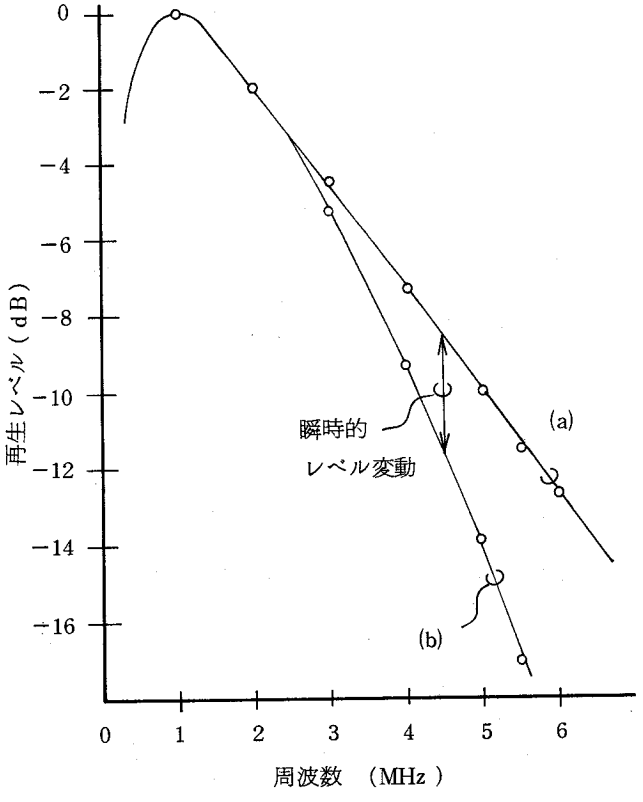


図3.5　再生レベルの瞬時変動特性

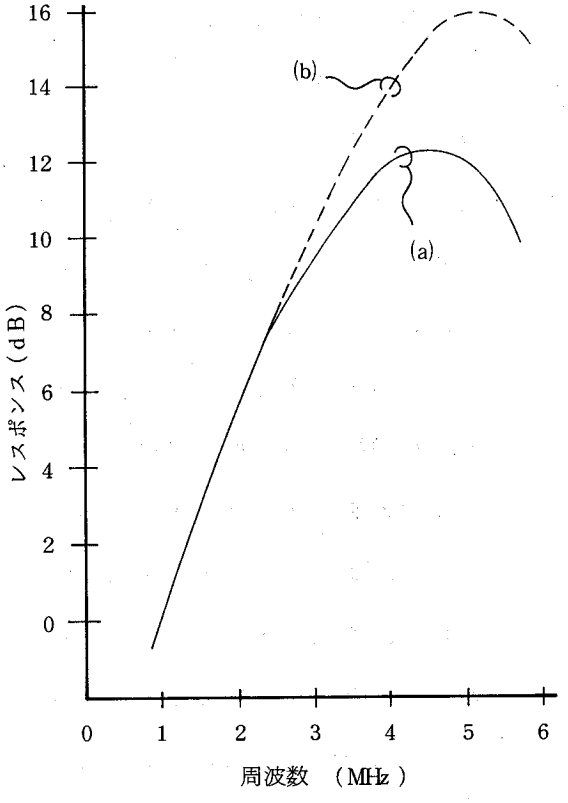


図3.6　再生等化特性

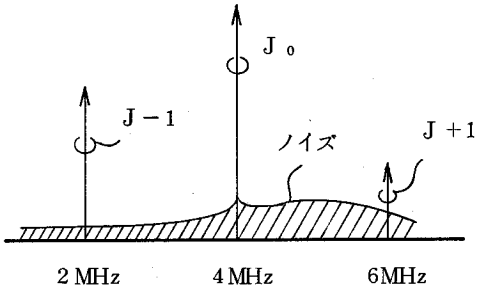


図3.7　再生FM信号のS／N

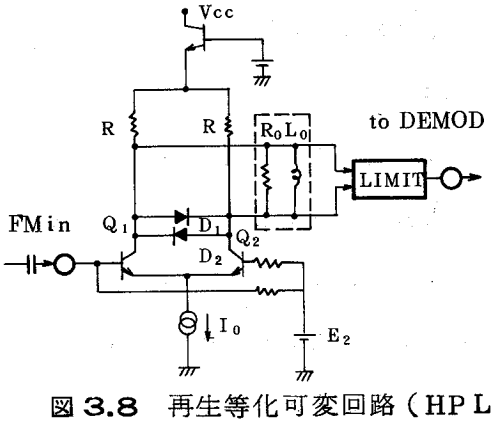


図3.8　再生等化可変回路（HPL）

なる。

次に上記HPFのカットオフ周波数の選択について説明する。FMキャリア周波数が3.4（同期尖端）～4.4 MHz（白ピーク）に選ばれているVHS方式のビデオテープレコーダについて考察したところ、上記カットオフ周波数を4～5 MHz に選ぶのが最適であるとの結論に達した。これ以上カットオフ周波数を上げると下側波を抑圧しすぎとなり白反転と呼ばれる過変調を生じ、4 MHz 以下に選ぶと過変調抑圧効果が不足する。

図3.9は図3.8において上記カットオフ周波数を4.4 MHzに選んだ場合の入力FMキャリアレベルと下側波の抑圧特性の関係を示したものである。本特性がVHS方式における最適な過変調抑圧特性である。

3.2.3 互換再生画質の向上

本項では、別のビデオテープレコーダで記録したテープを再生するいわゆる互換再生時における画質劣化の分析を行ない、この分析結果を基にして、上記画質劣化を起こしにくい再生回路を考察する。

(1) 互換再生時の画質劣化

ビデオテープレコーダは2個のビデオヘッドにより1枚の画像を記録・再生するものであり、2個のヘッドの特性が十分揃っていないとフリッカなどの画質劣化を招く。このため、選別などにより特性の揃ったヘッドをペアにして使用すると共に、図3.10に示すような調整回路を設けて、ヘッド性能を一定値に調整している。

しかしながら、上記調整は同一のヘッドで記録したテープを再生する、いわゆる自己録再の場合について、2個のヘッド出力レベルが揃い、かつ一定値となるよう調整している。このため、別のヘッドで記録したテープを再生する場合はヘッド出力レベルが上記を満足する保証はない。

実際に互換再生を行ない、2個のヘッド出力のアンバランス量および出力レベルのばらつき量を測定した結果、上記アンバランス量が約2 dB、出力レベルのばらつきが約±3 dB程度であることが判った。2 dBのアンバランス量はヘッドの記録効率のアンバランスが原因と考えられ、ヘッドの記録効率のばらつき仕様から推定する値と一致する。
±3 dBの出力レベルばらつきは上記記録効率のばらつきにテープの性能ばらつきが加わったものと考えられる。

再生出力レベルのばらつきは上記原因だけでなく、年々進歩しているテープ性能や記録ビデオヘッドのトラック幅の大幅な変化などが加わり、±6dB以上発生する場合も考えられる。

(i) 2個のヘッド出力レベルのアンバランス

2個のヘッド出力レベルに2dB程度のアンバランスがあると画像の輪郭部にフリッカを生じる。この原因は前項で述べた過変調抑圧回路により、2個のヘッド夫々に対する再生等化特性が変わるからである。このフリッカを許容できるレベルまで下げるには上記アンバランス量を1dB以下にすればよいことが画質評価により判った。

(ii) 再生出力レベルのばらつき

再生出力レベルが規定値より大きくなると、前項で説明した過変調抑圧回路の入力レベルが大きくなることになり、したがって過変調抑圧効果が小さくなり、場合によっては反転現象を生じる。逆に再生出力レベルが小さいと、過変調抑圧効果が効きすぎて、再生等化のかけすぎとなり、波形歪やS／N劣化を招く。

以上の事に注目して画質評価を行なったところ、過変調回路抑圧回路の入力レベルのばらつきは±2dB以内程度に抑えればよいことが判った。

上記の他に再生出力レベルのばらつきが大きく影響する回路にドロップアウト補償回路がある。即ち、再生出力レベルが大きい方にばらつくと、ドロップアウトが補償されない場合が発生し、反対に再生出力レベルが小さい方にばらつくと、ドロップアウトを補償しすぎてしまい、かえって後述する位相ノイズが目障りとなる。

ドロップアウト補償回路とは後述するようにドロップアウトの発生した期間を1H前の信号で補間するものである。ドロップアウト補償回路の性能を決める要素の一つはドロップアウト検出レベルである。発生するドロップアウトの長さやレベル低下の程度は種々様々であり、一般的にはドロップアウト期間が短かく（5 μs 以下）、信号レベルの低下が比較的少ない（－20～－10dB）ドロップアウトの発生頻度が高い。

一方、ドロップアウト補償回路は1Hの遅延をFM信号帯で行なうのが普通であり、補間したFM信号の継き目には位相の不連続を生じる。このため、ドロップアウト補償されたFM信号を復調すると、上記継き目の部分に位相ノイズと呼ばれるスパイクを生じる。

以上のことから、ドロップアウトと見なす信号の低下レベル（ドロップアウト検出レ

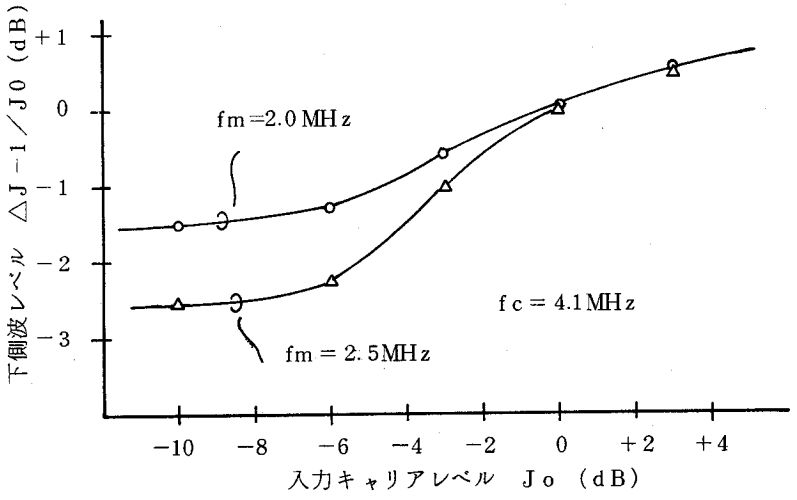


図3.9　過変調抑圧特性

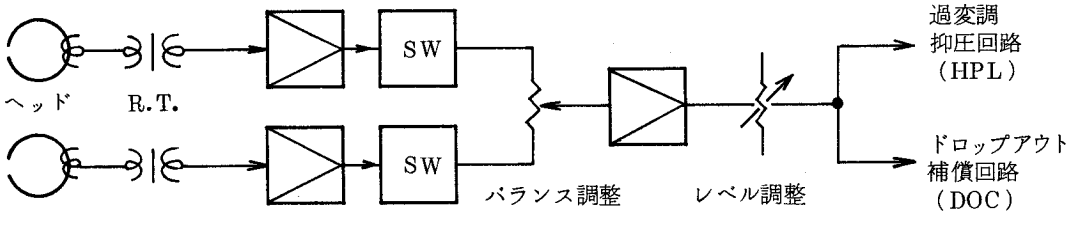
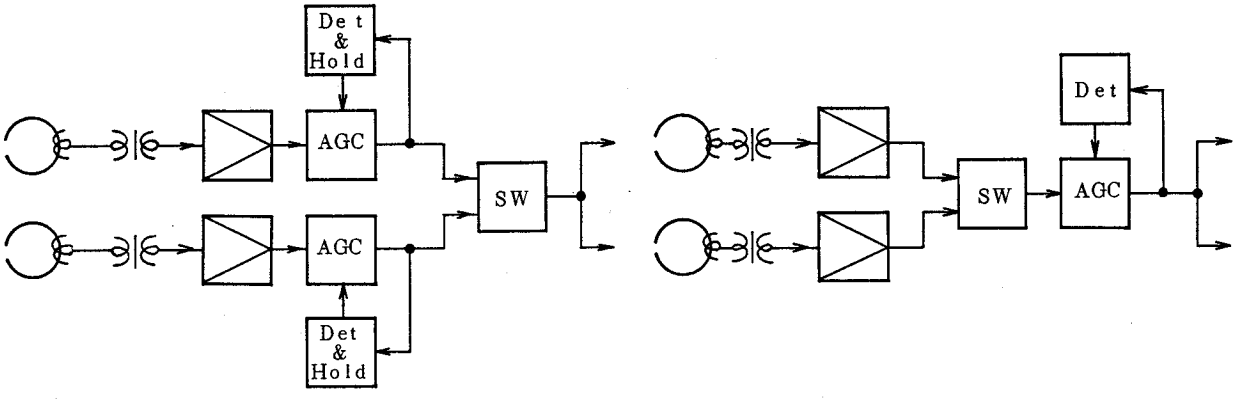


図3.10　従来のFM信号用再生回路



(A)　チャンネル別AGC方式　　(B)　チャンネル共通AGC方式

図3.11　FM信号用AGC回路

ベルと呼ぶ）を浅からず、深からずの値に選んでいる。後述するように、ドロップアウト検出レベルは約－２０dBに、ドロップアウトが終了したことを示すドロップアウト復帰レベルを約－１４dBに設定している。6dBのヒステリシスは検出回路のチャタリングによる位相ノイズの増加を防ぐためである。

ドロップアウトの検出レベルを－２０dBより深くするとノイズの影響によりドロップアウトの検出が不安定となり、ドロップアウトを補償できない場合を生じる。一方、ドロップアウトの検出レベルを浅くすると、短かくかつレベル低下の浅いドロップアウトを数多く検出し、補償することになる。その結果、上記位相ノイズが多発し、ドロップアウトを補償しない場合より、画質劣化が大きくなる場合もある。

上記再生出力レベルのばらつきはそのままドロップアウト検出レベルのばらつきになる。ドロップアウト補償特性に着目して再生出力レベルのばらつき許容限を求めた結果、±２dB以内にばらつきを抑える必要があるという結論に至った。

(2) 画質向上回路

種々の条件下で記録された全てのテープに対して、上記過変調抑圧回路やドロップアウト補償回路を最適に動作させるためには、入力信号レベルの如何にかかわらず常に出力信号レベルが一定となる、いわゆるＡＧＣ（Automatic Gain Control）回路の設置が必要である。以下にＡＧＣ回路技術について詳述する。

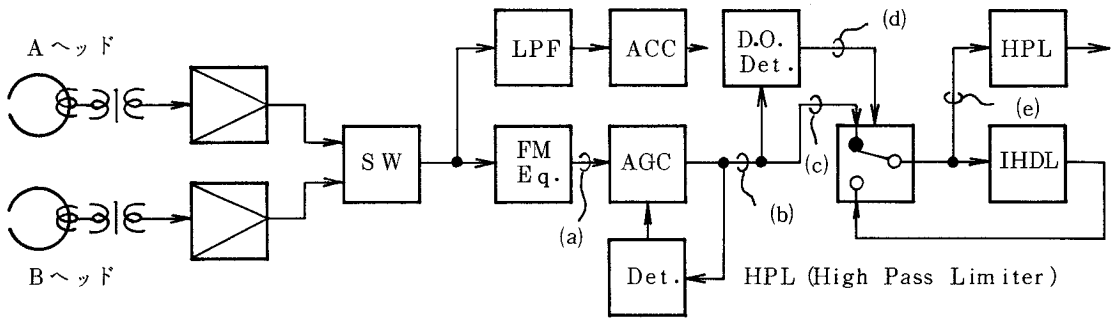
(i) ＡＧＣ回路の構成

図3.11に示すように回路構成としては(A)のチャンネル毎にＡＧＣ回路を２系統設ける方式と、(B)のチャンネルスイッチの後に１系統のＡＧＣ回路を設ける方式が考えられる。(A)の方式は性能確保には問題ないが２系統のＡＧＣ回路が必要なことや、入力信号の無い期間検波電圧をホールドする必要があるなど、ＩＣ化した場合、ＩＣのピン数や周辺部品を多く必要とすると予想される。一方、(B)の方式は回路が簡単でありＩＣ化に適しており、したがって、(B)における性能確保を考察する。

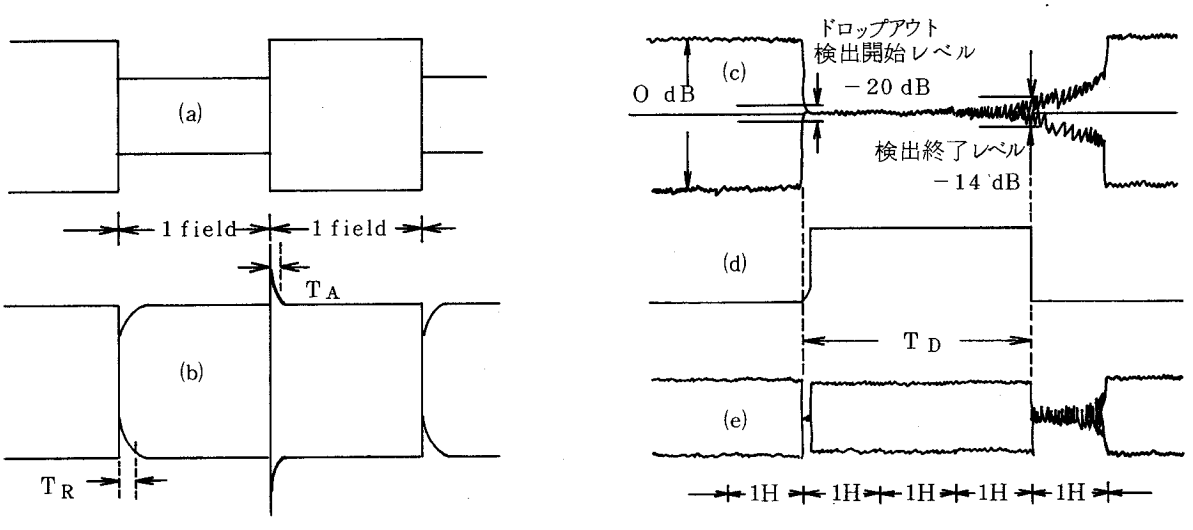
(ii) ＡＧＣ回路の過渡応答

図3.12にＩＣ化を前提としたＡＧＣ回路と各部の波形図を示す。ワーストケースとして、チャンネル間のアンバランスが6dBある場合を想定している。周知のように、過渡応答はアタックタイム（T_A）が短かく、リカバリタイム（T_R）が長くなる。

以下に T_A ，T_R の設定の仕方を説明する。



（A） ブロック図



（B） 各部の波形

図3.12 互換再生画質向上用AGC回路

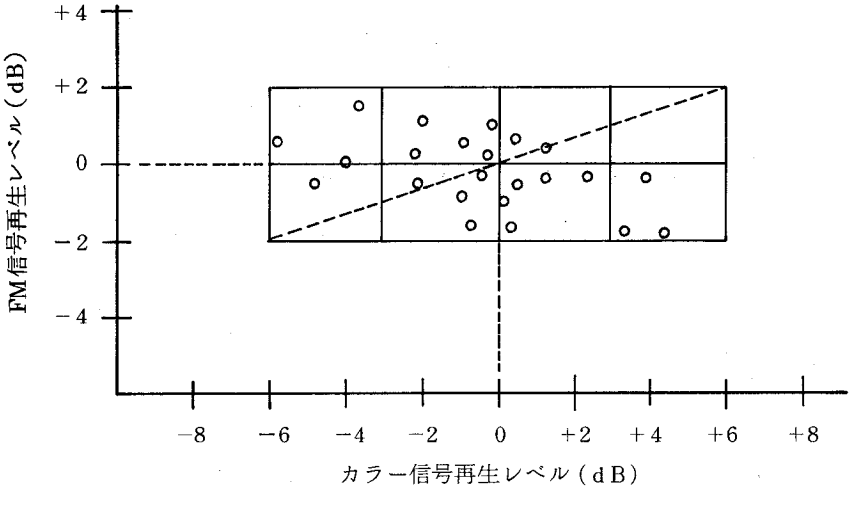


図3.13 再生信号レベルのばらつき

先ず、T_A，T_Rを短かい値に設定し、振幅変調性ノイズに応答させた場合の画質評価を行なった。結果は低域ノイズが増加し画質劣化となった。原因は振幅変調性ノイズがFM性ノイズに変換される割合が通常のリミタに比べAGC回路の場合増加するためである。したがって、この点からはT_A，T_Rともできるだけ長い方が望ましいことになる。

次に、T_A，T_Rの長い方の限界について述べる。AヘッドからBヘッドへのスイッチは垂直同期の手前6Hの位置で行なわれる。上述したようにテレビ画面に映出される期間はドロップアウト補償や過変調防止が正常に動作する必要があり、垂直ブランキング期間内にレベル偏差を2dB以内に追い込む必要があり、T_A，T_Rは次式を満足しなければならない。

$$T_A < T_R < 6H + \text{垂直ブランキング}(21H) = 27H = 1.7\,mS \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3.7)$$

(iii) 長いドロップアウトの補償

T_Rを決める上で考慮すべき点にドロップアウトの補償特性がある。図3.12に示すように、長いドロップアウトに対してはAGC回路の働きによりノイズが増幅されるため、ドロップアウト検出回路が誤動作し、補償しきれない期間を生じる。

図において、T_Dを長くするにはT_Rを大きくすることとドロップアウト検出回路のヒステリシス（ドロップアウト検出開始レベルと検出終了レベルの差）を大きくすることで得られる。ヒステリシスは回路のダイナミックレンジから6dBが限界であり、この条件下でT_Dを所望の値とする必要がある。

T_Dは長ければ長いほどよいというものではなく、長すぎると何も記録されていないテープを再生した場合、正常なノイズ画面とならなくなる。また、スロー、スチル再生の場合のノイズの目立ちにくさからもT_Dは3H程度に設定するのがよいことが経験的に知られている。

以上のことから、$T_D \simeq 3H$，$T_R < 27H$の両方を満足するようAGC回路の時定数を設定すればよいことになる。

(iv) 低域変換色信号の取り出し

AGC回路への信号印加方法としては2通りが考えられる。一つは1系統のAGC

回路によりＦＭ輝度信号と低域変換色信号の両方の再生レベルを安定化しようとするものである。この場合、回路構成が簡単になる一方、上記２種類の再生信号の再生レベルばらつきに強い相関を必要とする。

あるいはＦＭ輝度信号と低域変換色信号の夫々に対して別々の再生レベル安定化回路を設けるものである。上記２種類の再生信号レベルばらつきに相関がない場合はこの構成が必須となる。

そこで、図**3.13**に示す、上記２種類の再生信号レベルのばらつき相関を調べた。ＦＭ輝度信号の再生レベルは画質確保とヘッド量産歩留の両者の妥協点から±2dBを選別仕様にしている。この時の低域変換色信号の再生ばらつきは±6dBに達する。

このように特性のばらついたヘッドを使いこなすため、ＦＭ輝度信号について２区分け、色信号については４区分け、総合で８区分けしてペアリングを取っている。しかしながら、このようにペアリングしてもＦＭ輝度信号と低域変換色信号の再生レベルに相関を持たせることはできない。

ヘッド性能を支配的に決定する要因はギャップ長に代表される加工精度と磁性材料のμと考えられ、いずれも周波数特性に大きく影響するものであり、この点からも上記相関は保たれないと考えられる。

互換再性の場合は上記に加えて、ビデオヘッドのアジマス角精度のばらつきに寄因するアジマス損失が発生する。アジマス損失は色信号には全く影響せず、ＦＭ輝度信号レベルの低下だけを招く。この点からも上記相関はないと考えるべきである。

以上のデータと考察から、図**3.12**の構成が必須であると判断される。

3.2.4　ビデオヘッド交替に伴う画質劣化の低減

ビデオヘッドはテープを摺動することで摩耗するので寿命があり、ヘッド交替を行なう場合がある。本項では、このヘッド交替に伴う画質劣化の原因を分析すると共に、上記画質劣化を起こしにくい再生回路を考察する。

(1)　従来回路における画質劣化の原因分析

図**3.14**に従来のヘッドアンプの構成を示す。テープ・ヘッド系で劣化する高域成分を補償するための再生振幅等化をビデオヘッドのインダクタンスを利用した共振特性により得ている。即ち、この回路はヘッドピーキング回路と呼ばれビデオヘッドのばらつきを共振容量とダンピング抵抗を調整することで吸収し、２系統のヘッドアンプの特性

を夫々所望の値にすると共に2つの特性を完全に一致させることを目的としている。このためビデオヘッドを交換した場合、上記調整をやり直さなければならず、生産工場以外でのこのような調整は困難であり、結局画質劣化を多少なりとも招いていた。

VTRの導入期においてはこのヘッドピーキング回路は標準デッキで記録したテープを再生し、FM構成波の下側波、キャリア、上側波のレベルが所望の関係になるよう調整されていた。これはビデオヘッド特性のばらつきとして、再生周波数特性、ヘッドインダクタンス（L_h）、ヘッドのQ（Q_h）を主として想定したものであった。

その後、筆者らの調査分析により、ビデオヘッド加工技術の進歩から上記再生周波数特性ばらつきは無視できるレベルにまで小さくなり、残されたばらつきは上記L_h，Q_hであると判断された。

以上のことから、上記L_h，Q_hの値がばらついてもヘッドアンプの特性が変らないように回路構成を選ぶことができれば、ビデオヘッドを交換してもヘッドアンプの特性は変らず、したがって画質劣化も生じないことになる。

(2) 画質劣化の低減技術

図3.15に上記したL_h，Q_hのばらつきの影響をほとんど受けないヘッドアンプのブロック図を示す。原理はL_h，Q_hにより生じる共振特性を十分にダンピングし、L_h，Q_hが変化しても再生等化特性がほとんど変化しないようにする。上記ダンピングに伴って、ヘッドアンプのノイズ特性が劣化しないように、ダンピングを負帰還方式とし、増幅器の利得増加によりダンピング量の大幅増加を実現する。以下に負帰還ダンピング方式のヘッドアンプと、これを用いた再生回路構成、効果について説明する。

(i) 負帰還ダンピング方式のヘッドアンプ

IC化を前提とした負帰還ダンピング方式のヘッドアンプの回路図を**図3.16**に示す。この回路におけるポイントは、(a)増幅器の位相遅れの低減、(b)初段トランジスタへのバイアス供給、(c)ダンピング量の設定、(d)共振容量の設定であり、以下に説明する。

先ず、(a)について述べる。**図3.16**においては等価ダンピング抵抗（R_D）は次式となる。したがって$A(\omega)$が位相遅れを持つとR_Dは容量性インピーダンスとなり、ダンピングを十分にかけようとすると共振周波数が低下し、L_hのばらつきが影響しやすくなるという問題を生じる。

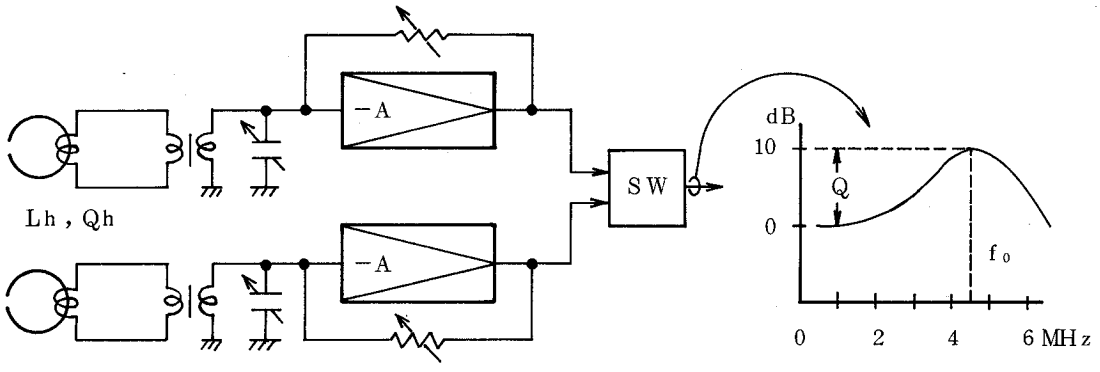


図3.14　従来のヘッドアンプ構成

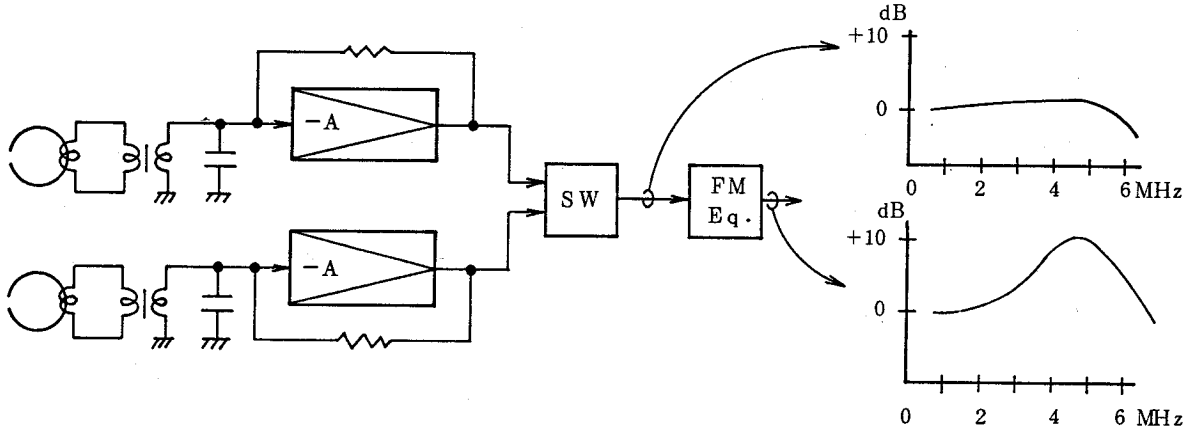


図3.15　ビデオヘッド交替を考慮したヘッドアンプ構成

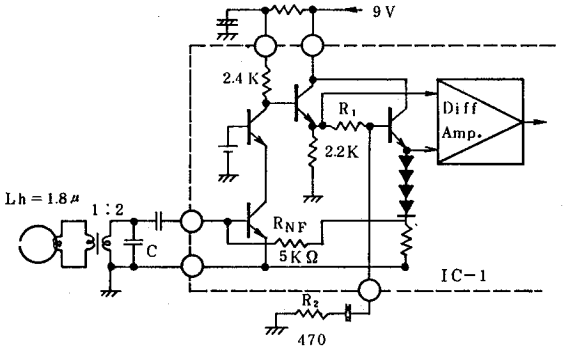


図3.16　ヘッドアンプ用IC回路

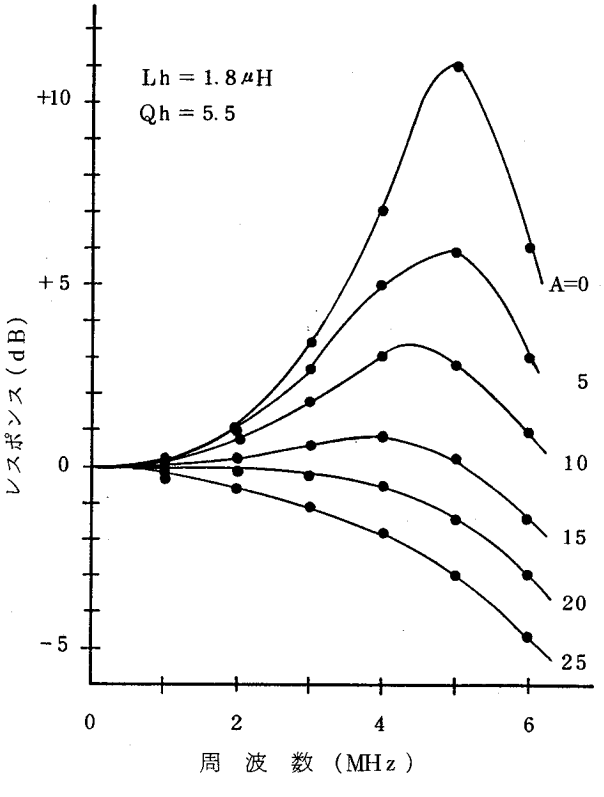


図3.17　フィードバックダンピング特性

$$R_D = \left\{ 1 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} A(\omega) \right\} R_{NF} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.8)$$

$A(\omega)$; カスコードアンプの利得

図3.16では位相遅れを最少とするため、負帰還ループを構成するトランジスタ数を最少とすると共に、上記位相遅れに最も影響しやすいカスコードアンプのコレクタ浮遊容量を減らすため、この抵抗をイオン打込みプロセスで作成する。

(b)については、入力信号の損失を最少とするため、ダンピング用抵抗R_{NF}を通してバイアスを供給する必要がある。この直流バイアス電圧が$A(\omega)$を決定するので、十分な直流負帰還を行ない$A(\omega)$の安定化を図っている。

(c)については、ICの外付け抵抗R_2を選ぶことで図3.17に示すように任意のダンピング特性を得ることができる。ダンピングをかけすぎるとL，RのLPF特性となり、帯域不足となるので、Q_h，L_hのばらつきを許容限内に圧縮する範囲程度にダンピング量を設定する必要があり、A≒15程度が望ましい。

(d)については、共振周波数の選び方でヘッドインピーダンスノイズやアンプノイズの影響が大きく変わる。これを実測したものを図3.18に示す。ヘッドアンプに入力される信号には特定の周波数分布を持つテープノイズが含まれている。このテープノイズに対して、上記インピーダンスノイズやアンプノイズが十分低い値となるよう共振周波数を選ぶ必要がある。キャリア周波数が3.4～4.4 MHzのVHSシステムではf_0＝4.5～5.5 MHz程度となる。一方、L_h，Q_hのばらつきの影響を受けにくくするにはf_0をできるだけ高く設定すべきであり、この両者からf_0≒5 MHzに設定するのが妥当である。

(ii) 再生回路構成

従来のヘッドピーキング特性で得ていた再生等化特性は上記のヘッドアンプでほぼ平坦特性となるので、新たに再生等化回路を設置する必要がある。等化回路の設置の仕方として、各ヘッドアンプ毎に設ける構成と、2個のヘッドアンプに対して共通の等化回路を設ける構成とが考えられる。前者の特長はヘッド毎に夫々異なった等化特性を設定できることである。しかし、前述したように、現在のヘッド生産技術においては、図3.19に示すように再生周波数特性のばらつきを±2dB程度に管理できると

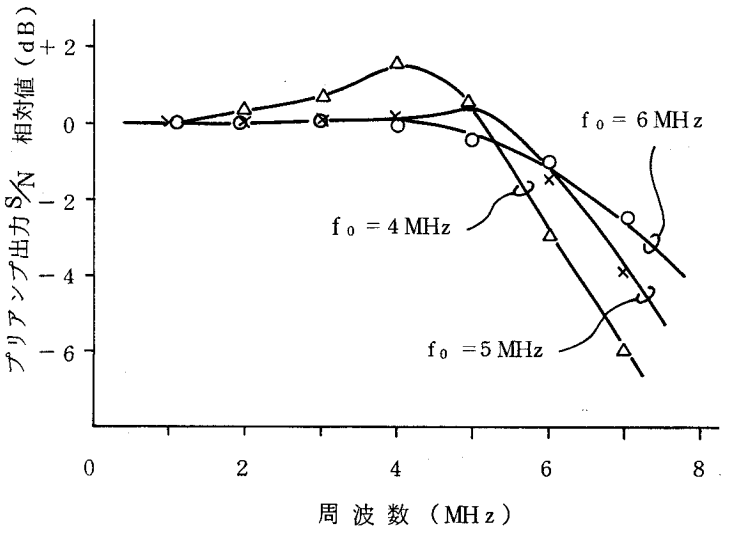


図3.18　共振周波数とノイズ特性

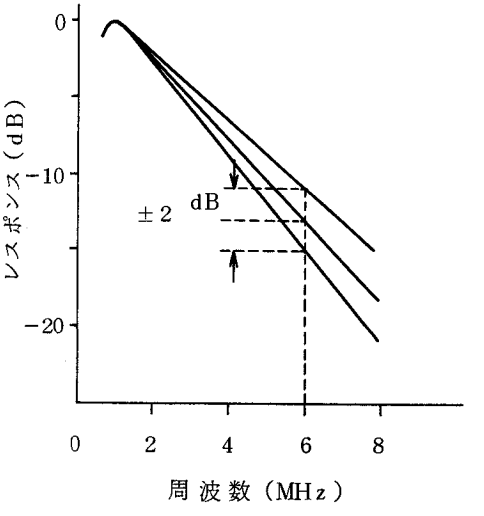


図3.19　ヘッドの再生周波数特性ばらつき

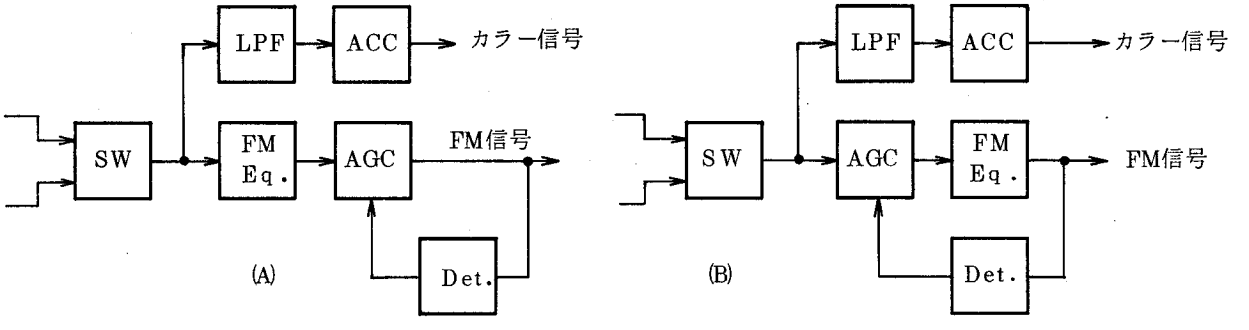
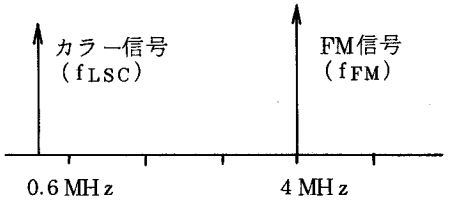
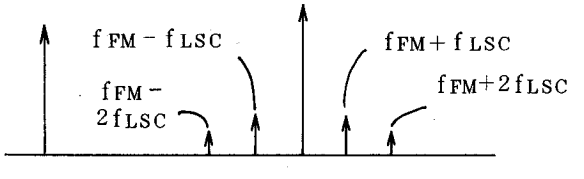


図3.20　再生等化回路（FMEq.）の配置



(A)　AGC入力スペクトル



(B)　AGC出力スペクトル

図3.21　AGC回路の混変調特性

共に特性の揃ったヘッドをペアリングして使用するので、ヘッド毎の再生等化は不要と考える。したがって、図3.20に示す(A)か(B)の構成となる。

次に等化回路をＡＧＣの前後どちらに配置すべきかについて述べる。ＡＧＣ回路はドロップアウト補償回路や過変調抑圧回路に入力されるＦＭ輝度信号レベルを一定値にするよう動作する必要があり、この点からは(A)，(B)夫々に示すようにレベル検波回路を配置すれば等化回路をどちらに配置してもよい。即ち、検波回路に低域変換クロマ信号が入力されてＡＧＣが誤動作することを防ぐと共に、等化回路に利得ばらつきがあってもドロップアウト補償回路の入力レベルが一定値に保たれるようにする。

一方、ＡＧＣ回路はＤＣ電圧により利得が制御される増幅器であり、このため非直線素子を含む。このため、若干ながらＦＭ輝度信号と低域変換色信号の間で生じる図3.21に示す混変調歪を生じやすい。これらはＦＭ復調されると夫々f_{LSC}，$2f_{LSC}$，$(f_{FM}-f_{LSC})$となる。この内$(f_{FM}-f_{LSC})$は帯域外の信号となり、あまり問題ないがf_{LSC}，$2f_{LSC}$は大きな画質劣化要因となる。このため、等化回路はＡＧＣ回路の前に設置し、低域変換色信号を十分抑圧することが重要である。

(iii) 画質劣化の低減効果

表3.1にビデオヘッドのL_h，Q_h変化に対する再生回路の周波数特性変化（実測値）を示す。ＦＭキャリアが3.4～4.4 MHzのＶＨＳ方式ＶＴＲでは3 MHzに対する5 MHzの等化量が画質に大きく影響するので、L_h，Q_hの変化と上記等化量の関係を表3.2に示す。新方式は従来方式に比べ、L_h，Q_hのばらつきの影響を1／6に低減しており、ヘッド交替に伴う画質劣化の問題を解決することができると考える。

上記ヘッド定数だけでなく再生回路の特性や定数ばらつきも再生等化特性のばらつきとなるので、これらのばらつき仕様と等化特性のばらつきの関係を表3.3にまとめて示す。

2 chの特性が揃って同方向にばらつく量は±1dB程度許容されるが、チャンネル間の周波数特性のアンバランスは±0.5dB程度に抑える必要がある。この性能を確保するためには、ビデオヘッドのL_hのペアリング、2 chのヘッドアンプのワンチップ化ＩＣ、オンチップ抵抗であるR_{NF}，R_1の抵抗値ばらつきを小さくするためのイオン打込みプロセスが必要であると考えられる。

表3.1　ビデオヘッド定数ばらつきの影響

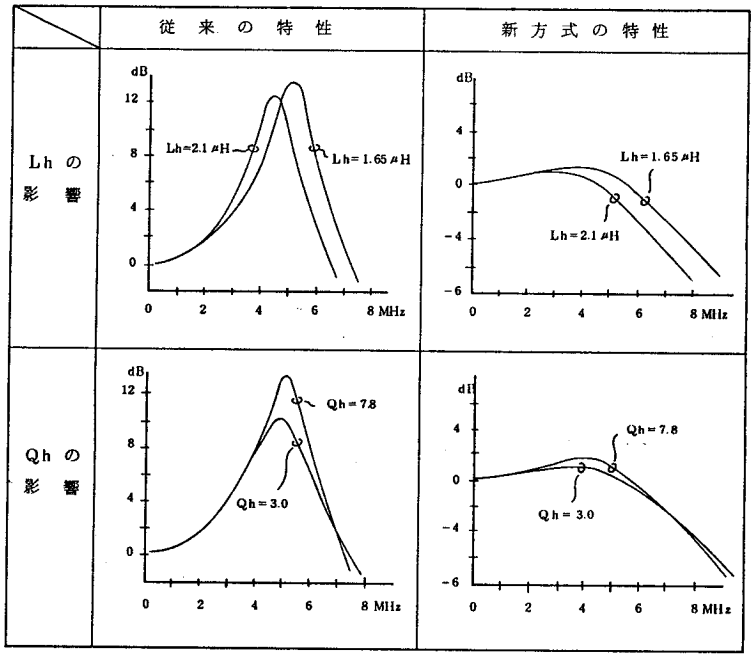


表3.2　再生等化特性のばらつき

	等化特性ばらつき	
	従　来	新方式
Lhの影響 (1.65→2.1 μH)	6 dB	1 dB
Qhの影響 (7.8→3.0)	3 dB	0.5 dB

表3.3　総合ばらつき特性

ばらつきの原因				等化特性のばらつき*	
要　素		ばらつき量			
		セット間	チャンネル間	セット間	チャンネル
ヘッド	Lh	±10 %	± 3	± 0.4 dB	± 0.1 dB
	Q	± 3 dB	± 2	± 0.2	± 0.1
IC	A (利得)	± 5 %	± 2	± 0.2	± 0.1
	R_{NF}, R_1絶対値	± 8 %	± 1	± 0.4	± 0.1
周辺回路	C	± 5 %	± 5	± 0.2	± 0.2
	R_2	± 3 %	± 3	± 0.1	± 0.1
合　計 ($\sqrt{\Sigma x_i^2}$)				± 0.7 dB	± 0.3 dB

* 3 MHzに対する5 MHzのブースト量の標準値からの偏差。

3.2.5 ＩＣ化

図3.22に前述したローノイズプリアンプ、互換再生画質の向上を実現するＦＭ－ＡＧＣ回路、過変調抑圧回路などを集積したＩＣのブロック図を示す。プリアンプ部においては⑥ピン出力を β_1，β_2 を介して初段トランジスタの入力部である⑧，⑨ピンに帰還してダンピング調整を行なっている。

ＡＧＣ回路の出力側にドロップアウト補償回路と過変調抑圧回路（ＨＰＬ）を配置し、互換再生画質を向上させている。同一チップ上に、プリアンプ、ＡＧＣ、ＨＰＬ、リミタを集積しており、総合電圧利得は１２０dBに達している。このため、リミタの出力⑬がプリアンプの入力部⑧，⑨に静電カップルして周波数特性の劣化を招きやすい。これを防ぐため、リミタ出力部をオープンコレクタとし、ＩＣの外部にベース接地アンプを設け、⑬ピンに信号電圧を発生させることなく信号の伝達を行なっている。

3.2.6 まとめ

本節ではＶＴＲのＦＭ輝度信号処理回路における画質向上技術とそのＩＣ化について考察した。プリアンプに関しては、ヘッドピーキング回路における従来のダンピング調整回路がＳ／Ｎ劣化原因となっていることを明らかにすると共に、ネガティブフィードバック方式のダンピング回路によりＳ／Ｎ劣化を回避できることを明らかにした。また、過変調の発生メカニズムを分析すると共に、Ｓ／Ｎ確保と両立する過変調抑圧回路を考案した。

互換再生時の画質向上に関しては、互換再生時の画質劣化原因を明らかにすると共に、ビデオヘッドの特性ばらつきを吸収し上記画質劣化を回避するＦＭ信号用ＡＧＣ回路を考案した。また、このＡＧＣ回路の仕様を明らかにした。

ビデオヘッド交替に伴う画質劣化の低減に関しては、画質劣化原因を明らかにすると共に、ネガティブフィードバックダンピングを十分にかけることでビデオヘッド定数（L_h，Q_h）のばらつきを吸収する新しいヘッドピーキング回路を考案し、上記画質劣化を回避できることを明らかにした。

以上述べた画質向上回路のＩＣ化を行ない、性能向上だけでなく信頼性や生産性の向上も併せて実現できることを確認した。

3.3 低域変換方式色信号処理回路[15)16)27)28)29)]

3.3.1 はじめに

ビデオテープレコーダにおける色信号の記録方式は3.1節で述べたように、Color Under方式が技術確立されている。低域変換する手段についても、水平同期信号の整数倍の周波数を持つキャリアを用いる水平AFC方式が基本的には確立している。[12)13)]

しかし、ビデオテープレコーダの普及率が高まるにつれ、互換再生の機会が増加し、互換再生時の色相の変化が問題となってきた。また、一本のカセットでより長い時間録画したいというニーズに応えるため、トラックピッチをつめることで記録密度を向上させたLong Play機能が開発された。このLong Playモードにおいては、自己録再でもバンディングノイズと呼ばれる色再現の劣化が生じやすく、互換再生ではこのバンディングノイズがさらに発生しやすく、大きな問題となってきた。

本研究では先ず、互換再生時の色相変化の原因を分析し、これらの原因を取り除き色相の安定化を図る回路技術を考察する。同様に、バンディングノイズの発生原因を究明し、バンディングノイズの低減を図る回路技術を考察する。最後に、上記色相安定化回路、バンディングノイズ低減回路を含む色信号記録再生回路のIC化について述べる。

3.3.2 色相の安定化

Color Under方式においては、低域変換色信号周波数：f_{LSC}（NTSCの場合）は下記の条件を満たす必要がある。

(1) テープ・ヘッド系の3次歪により生ずる$2f_{LSC}$のビート妨害を視覚的に軽減するため、$\frac{f_H}{4}$のオフセットを持つ必要がある。

(2) 隣接トラックからのクロストーク信号をCombフィルタにより抑圧できるよう、相隣るトラックに記録する色信号の周波数を$\frac{f_H}{2}$異ならしめる。

VHS方式のVTRにおいては**図3.23**に示す記録回路により色信号の周波数を上記条件を満たす値 $f_{LSC}=(40\pm\frac{1}{4})f_H$ に変換している。正確な$40f_H$を発生させるために$160f_H$ VCO、1／160分周回路、位相比較器から成るPLLを設けている。

正確な$\frac{f_H}{4}$オフセットと$\frac{f_H}{2}$の周波数差を得るためにライン毎に+90°位相シフトすることで$+\frac{f_H}{4}$のオフセットを発生させ、−90°位相シフトすることで$-\frac{f_H}{4}$のオフセットを発生させている。

このシステムにおける従来の位相比較器の互換再生時の色相に与える影響について考

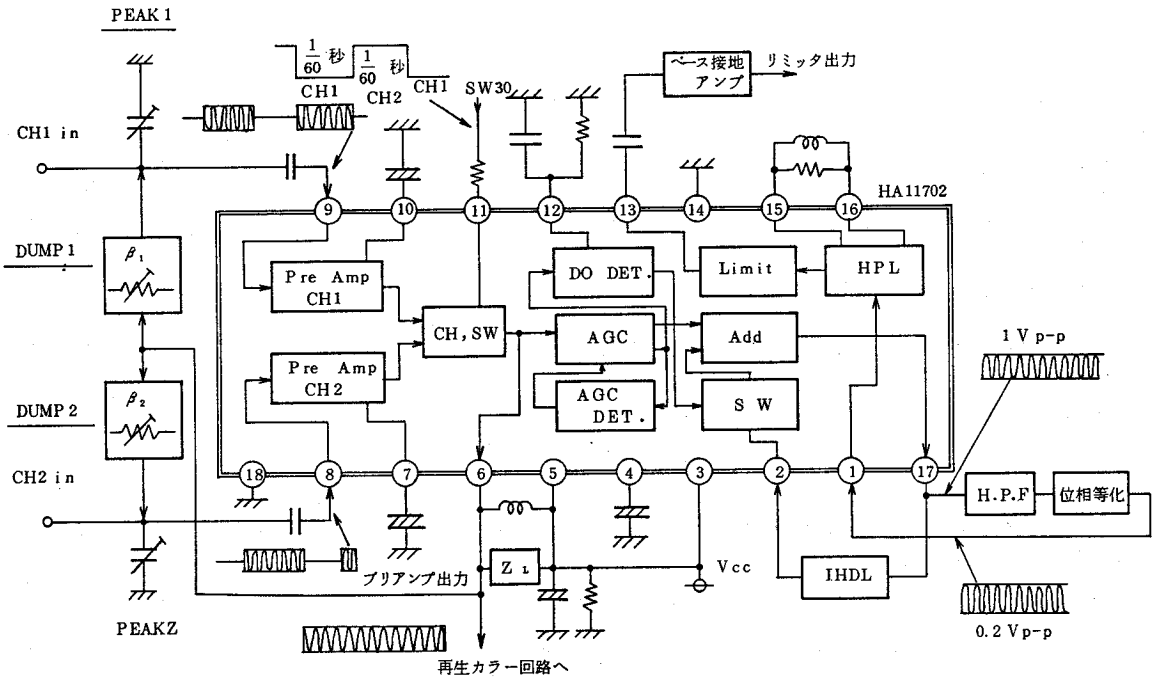


図3.22　FM輝度信号処理回路のIC化

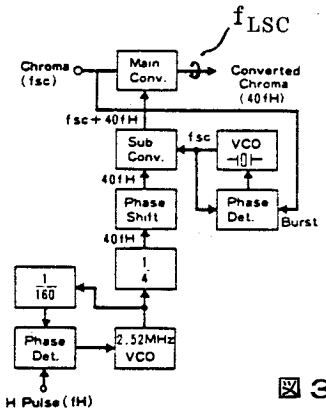


図3.23　色信号記録回路

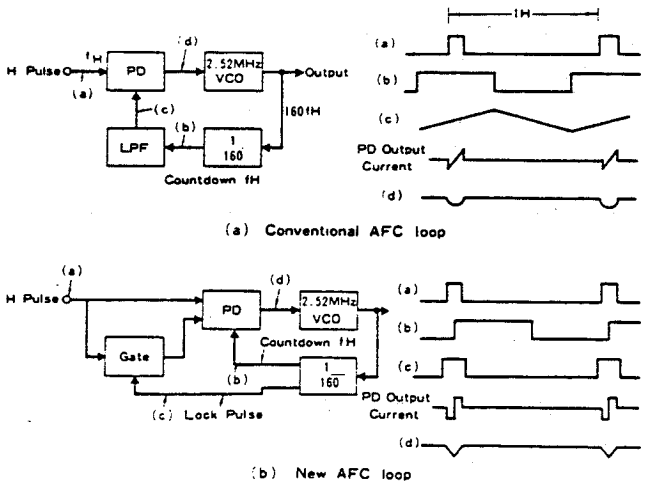


図3.24　色信号周波数変換用位相比較回路

察する。図3.24(a)に示す従来の位相比較器では水平同期周波数まで分周したパルスをLPFを通すことで三角波を発生させ、映像信号から分離した水平同期パルスでこの三角波をサンプリングする。したがって、Loop Filterには図に示す電流が流れ、VCOの制御端子には(d)に示すリップルを持つ波形が印加されることになる。このリップルはVCOの出力キャリアの瞬時的位相変化となり、色信号の位相変化、即ち色相変化となるので、できるだけ小さくなるよう設計すべきである。

一方、PLLとしては一定の引込み範囲を必要とする。引込み範囲は制御感度と検波感度の積に比例するのでVCOの制御感度を一定とすれば位相検波器の検波感度を一定値以上確保しなければならない。図3.24(a)の位相検波器では三角波の傾きが検波感度となるので、検波感度を上げることはリップルを大きくすることになり、上記色相変化が問題となる。

尚、この色相変化は記録と再生で同じ位相検波器を用いて周波数変換を行なう場合は、リップルの影響が打ち消されるので問題とならない。したがって、自己録再が中心の時代にはこのリップルの影響が見過ごされていた。しかし、互換再生のように記録時のリップル特性と再生時のリップル特性が大きく異なると色相変化の問題を生じる。

結論としては互換再生時にも上記色相変化を十分に小さく抑えるためには、必要な検波感度を確保しながら、上記リップルを小さく抑える位相検波器を開発することである。

一方、高い検波感度(広い引込み範囲)を必要とする状況はトリックプレイやヘッドスイッチングポイントといった過渡状態のみであり、色相変化を問題とする定常状態では検波感度はかなり低く設定することが可能であると考えられる。

上記立場から考案した新しい位相検波器を図3.24(b)に示す。ポイントは定常状態に対応する位相差の小さい領域では検波感度が小さく、トリックプレイや過渡状態で生じる大きい位相差の領域では検波感度が高くなるよう工夫している点である。このような特性をCount down f_H, Lock pulse, H pulse(水平同期)の三つのパルスを用いることで実現している。

この位相検波器を用いた場合でもトリックプレイや過渡状態で色相変化が生じるが、このような状況での色相変化の許容値は極めて大きく、実質的には全く問題がない。

3.3.3 バンディングノイズの低減

バンディングノイズとはテレビ画面上でバンド状(横縞状)に見えるノイズであり、

再生時に色信号の周波数を元に戻す過程で発生することが知られている。このバンディングノイズは自己録再よりも互換再生で発生しやすく、また長時間（Long Play）モードで発生しやすい。

先ず上記につき、従来方式の再生周波数変換回路のバンディング発生原因を考察する。図3.25(A)に従来の再生周波数変換回路を示す。この方式においては再生映像信号から水平同期パルスを同期分離回路により抜き取りＰＬＬ回路により水平同期パルスの40倍の周波数を持つキャリアを発生させる。このキャリアを用いて周波数変換することで時間軸変動（Δf）をキャンセルしているが、図に示すように同期分離回路に外乱（$\Delta\theta$）が入ると、色信号の位相変化は４０倍に拡大され４０ $\Delta\theta$ となる。したがって、同期分離部に外乱が発生しやすい場合は従来システムは実用的でなくなる。

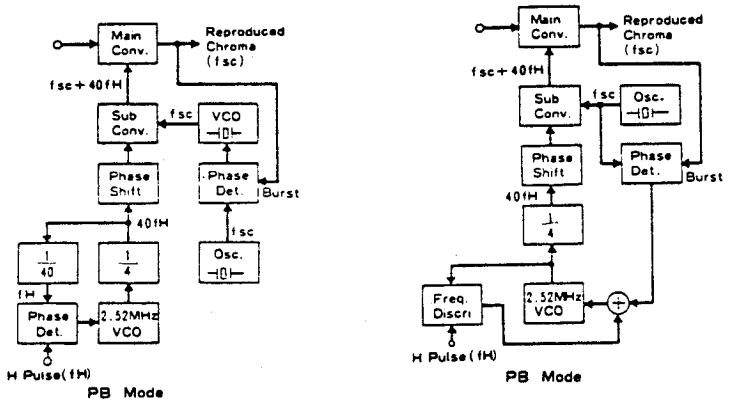
上記外乱となるものは種々あるが、評価の結果、エンファシス特性とディエンファシス特性の誤差が最も大きいことが判った。以下この問題について説明する。

図3.26に再生周波数変換回路に用いる同期分離回路を示す。ポイントはノイズ抑圧用ＬＰＦと、ＡＰＬ（Average Picture Level）の変動に対して同期尖端の変動を抑圧するクランプ回路、同期分離 Threshold Level である。ＬＰＦのカットオフは低く選ぶほどノイズを抑圧できるが、低く選びすぎると同期パルスの立上り、立下がりがゆるくなりすぎ、ＡＰＬ変動に伴う同期パルスのわずかな上下動が出力パルスの位相に影響しやすくなる。したがって、出力パルスの位相変動を少なくするにはＳ／Ｎの良い再生信号に対してはカットオフを高めに、Ｓ／Ｎの悪い再生信号に対しては低めに選ぶのがよく、結局ＬＰＦのカットオフは広いＳ／Ｎ範囲で良好な特性を示す 0.5～1 MHz に設定している。

クランプ回路はＡＰＬ変化に対して同期パルスの上下動が極力少なくなるよう高性能なフィードバック方式を採用しているが、この上下動を完全になくすことはできない。

同期分離 Threshold Level は同期尖端側に設定するとパルス立上がり部の波形なまりの領域に入りノイズや上記上下動の影響を受けやすくなる。一方、映像側に Threshold をもってくると、同期縮み信号に対して映像信号の一部やフロントポーチを抜き取る場合を生じ、出力パルスに極めて大きな位相誤差を生じる。このため、Threshold Level は図に示すような同期尖端側３０％に最適値がある。

以上述べたような同期分離に互換再生された映像信号が入力された場合について述べ



(A) 従 来　　(B) 新方式

図3.25　再生周波数変換回路

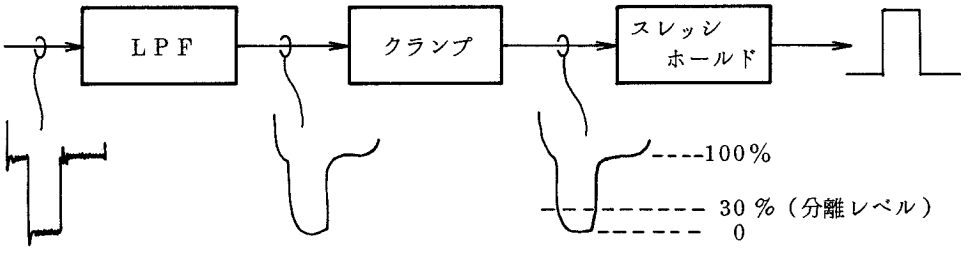
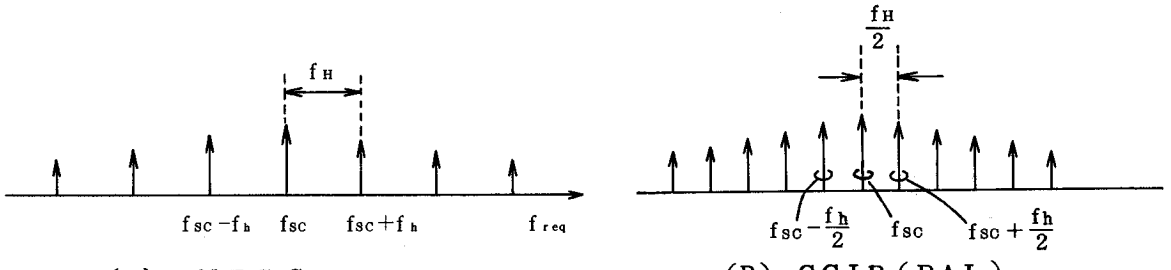


図3.26　同期分離回路



(A) NTSC　　(B) CCIR(PAL)

図3.27　カラーバースト信号のスペクトル

表3.4　再生周波数変換回路方式の比較

	従　来	新　方　式
時間軸エラーのキャンセル	水平同期位相及びカラーバースト位相	カラーバースト位相
サイドロックの禁止	水平同期位相	水平同期周波数

る。記録エンファシス量より再生ディエンファシス量が大きい場合は、入力波形はなまってしまい、出力パルスの位相変動が出やすくなる。ディエンファシスのカットオフ周波数は130kHzであり、この状態では前記LPFのカットオフを130kHzに選んだ場合に近くなり、位相変動量が大幅に増加し、再生画面ではバンディングノイズの増加となる。

逆に記録エンファシス量より再生ディエンファシス量が小さい場合は、入力波形に大きなオーバーシュートを生じ、フロントポーチ部に発生したオーバーシュートが上記Threshold Levelを越えることがある。この場合は極めて大きい位相変動となり再生画面に大きなバンディングノイズを生じる。

長時間モードではS／Nを確保するために、リニアエンファシスとノンリニアエンファシスを2重にかけている。このため、互換再生時にはエンファシスとディエンファシスのずれが生じやすく、従来方式においては長時間モードでのバンディングノイズの増加は必然と考えられる。

次に水平同期PLLの役割を考察する。再生カラーバースト信号のスペクトルは図3.27(A)に示すようにNTSCの場合f_H間隔で分散している。したがってf_{SC}のPLLだけではVCOの周波数にバースト信号のサイドバンド周波数が位相同期するサイドロックを起す可能性を持つ。上記水平PLLは上記サイドロックを禁止して、常にf_{SC}に位相同期させるのが役割である。

現状の水平同期PLLは上記サイドロック禁止だけでなく、再生色信号の時間軸変動のキャンセル作用を持つ。この副作用として上記バンディングを生じるものである。したがって、水平同期信号の役割をサイドロック禁止だけに限定すれば上記バンディングの問題を解決できると考えられる。

以上の考察を基に、考案した再生周波数変換回路を図3.25(B)に示す。また、従来方式との違いを表3.4に示す。従来は水平同期パルスとカラーバーストの両方の信号を用いて時間軸変動のキャンセルを行なうのに対して、図の方式はカラーバーストだけを用いて時間軸変動のキャンセルを行なう。このため水平同期信号をPLLに用いるのではなく、一種の周波数弁別に用いる。

周波数弁別特性としては、上記f_{SC} PLLが$f_{SC} \pm n f_H$に位相同期しないようコンバータ出力の周波数を次式のように制限する必要がある。

NTSCの場合　$$f_{SC}-\frac{f_H}{2}<f_{SC}+\left(\frac{f_1}{4}-40f_H\right)<f_{SC}+\frac{f_H}{2} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.9)$$

PALの場合　$$f_{SC}-\frac{f_H}{4}<f_{SC}+\left(\frac{f_1}{4}-40f_H\right)<f_{SC}+\frac{f_H}{4} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.10)$$

即ち、PAL方式のカラーバーストのスペクトルは図3.28(B)に示すように$\frac{f_H}{2}$間隔の分散スペクトルとなるため、サイドロック防止には$\frac{f_H}{2}$以内に周波数を追い込む必要がある。

本検討ではNTSCとPAL共用の周波数弁別回路を考察することとし、下記の特性を持つ周波数弁別回路を考える。

$$f_{SC}-\frac{f_H}{8}\leqq f_{SC}+\left(\frac{f_1}{4}-40f_H\right)\leqq f_{SC}+\frac{f_H}{8}$$

$$\left(160-\frac{1}{2}\right)f_H\leqq f_1\leqq\left(160+\frac{1}{2}\right)f_H \quad \cdots\cdots\cdots \quad (3.11)$$

上式の周波数弁別特性を図にしたものが図3.28である。VCOの周波数f_1が上式を満たしている間は、水平同期パルスに位相変動があっても周波数弁別回路は何も出力しない。f_1が$\left(160-\frac{1}{2}\right)f_H$より低い状態においては周波数弁別回路の出力には正電位が発生しVCOの周波数を上げるように制御する。反対にf_1が$\left(160+\frac{1}{2}\right)f_H$より高い状態では周波数弁別回路の出力には負電位が発生しVCOの周波数を下げるように制御する。

図3.28に上記特性を実現するために考案した周波数弁別回路を示す。原理は再生水平同期信号でカウンタをセット、リセットすることでVCOの出力パルス数を計数する。具体的には8H周期で4H期間のVCO出力のパルス数を計数し、パルス数が638～642個の範囲にある場合はデコーダ出力は零となる。パルス数が637個以下であれ

$$(640-2)f_H\leqq 4f_1\leqq(640+2)f_H \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.12)$$

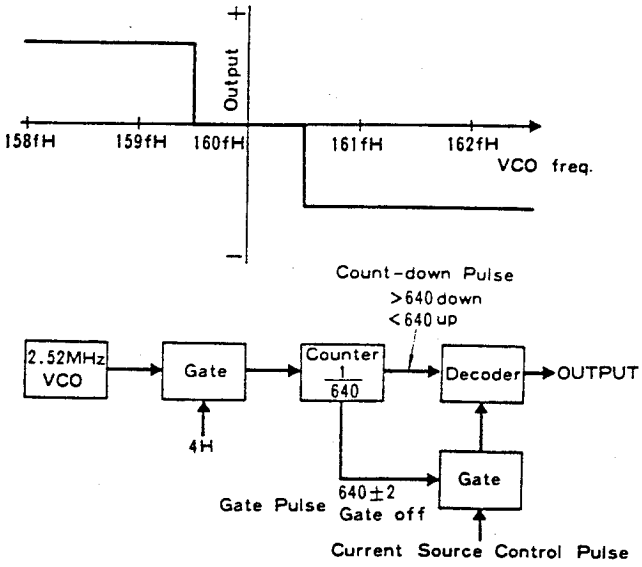


図3.28　パルス計数方式周波数弁別回路

表3.5　位相変調性ノイズ特性の比較

	従　来	新　方　式
標準モード	S／N＝38dB	38dB
長時間モード	S／N＝34dB	36dB

ばデコーダ出力に正電位を、643個以上であれば負電位を発生させる。以上により、f_1は(3.12)式を満足し、したがって(3.11)式を満たすことができる。

原理的には2H期間VCOの出力のパルス数を計数してもよいのだがこの場合340±1の計数となりノイズなどの外乱による計数ミスが発生しやすい。計数ミスを減らすには長期間計数するほど良いことになるが、周波数制御の応答特性が遅くなる。両者のバランスから計数期間を4Hとしている。

計数の周期は上記応答特性から短かいほどよいわけだが、回路の簡略化の点から8Hに選び、リセット、カウント、デコードをシリーズ動作としている。8H周期で得られる応答特性は十分早く、全く問題がない。

表3.5にバンディングノイズに密接に関係する位相変調性ノイズの値を比較する。エンファシス特性のそれほど大きくない標準モードではほぼ同等の機能であるが、エンファシス量の大きい長時間モードでは2dBの改善が図れる。また、エンファシス量とディエンファシス量の異なる互換再生に対してはバンディングノイズの大幅軽減が確認された。

3.3.4 IC化

色信号処理回路はアナログとデジタルの混載回路である。第1世代の開発ではアナログ回路は汎用ICとディスクリート部品で構成し、デジタル回路はTTLで構成した。第2世代の開発ではアナログ回路とデジタル回路を同一チップ上に集積できるI^2L(Integrated Injection Logic)プロセスを開発し、図3.29に示す3チップで全色信号回路を構成するICを開発した。さらに第3世代では、図3.30に示すように1チップで全色信号回路を構成することに成功した。第3世代のICにおいては、3.3.2, 3.3.3で述べた画質向上技術を集積している。これらの画質向上回路は性能向上を実現するだけでなく、ICの外部ピン数の削減やICの周辺に必要な部品の削減にも極めて効果的である。

3.3.5 まとめ

本節ではVTRの色信号処理回路における画質向上技術とそのIC化について考察した。色相の安定化に関しては、従来の周波数変換用PLL回路がPLL性能と互換再生時の色相変化抑圧を両立させにくいことを明らかにすると共に、PLL性能を確保しながら上記色相変化を十分に抑圧できる位相検波回路を考案した。

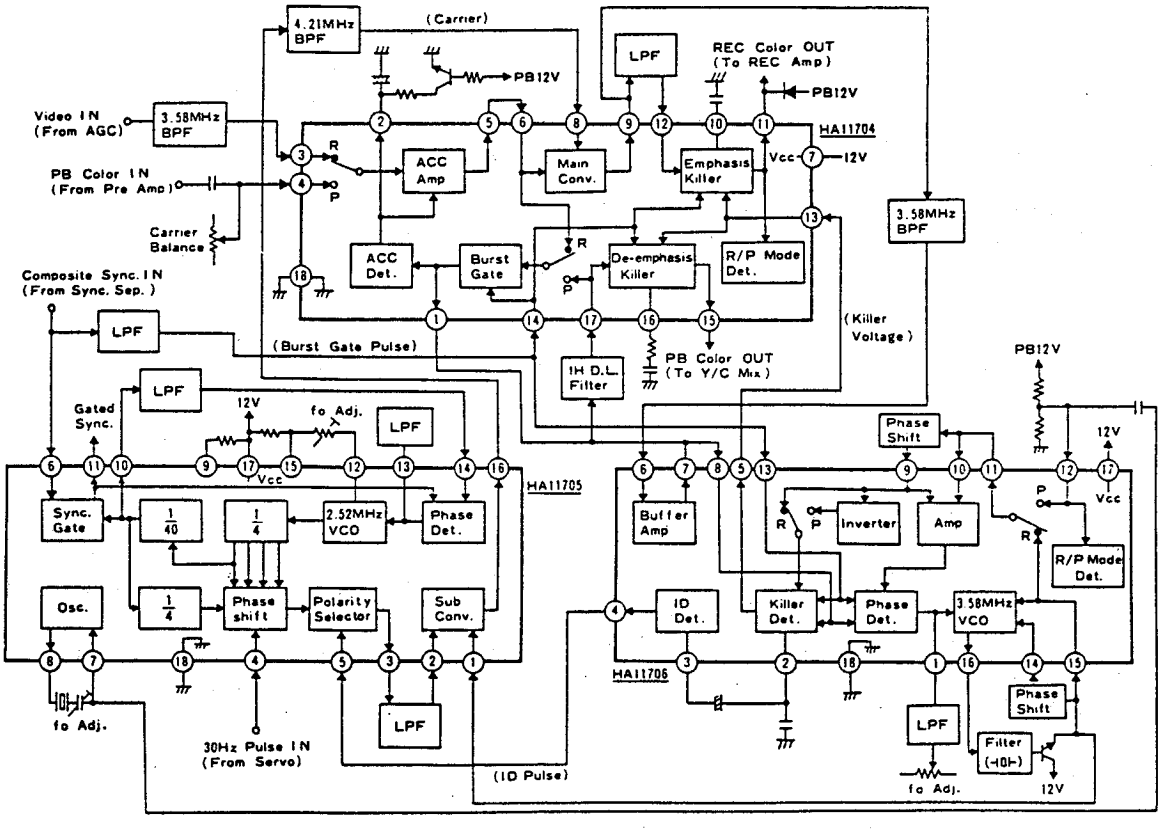


図3.29　3チップ構成のＩＣ化色信号処理回路

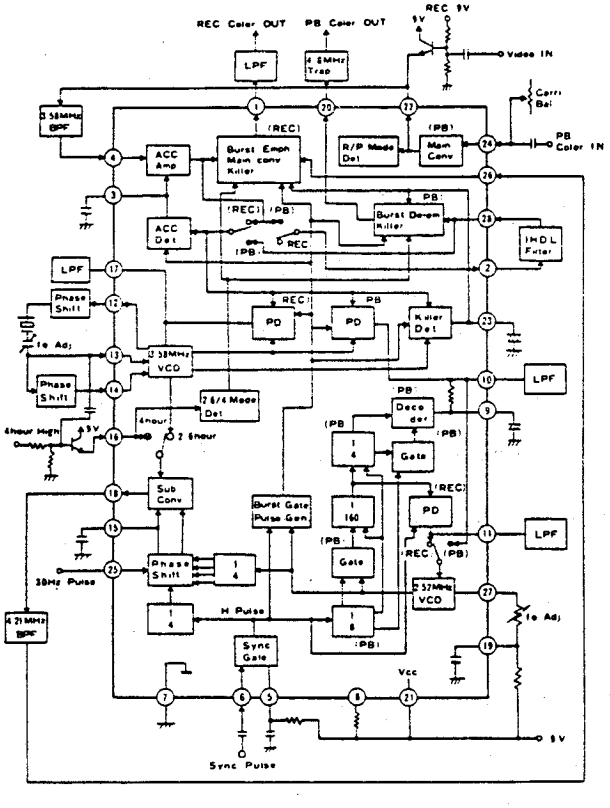


図3.30　1チップ化色信号処理回路

バンディングノイズの低減に関しては、従来の再生周波数変換回路におけるバンディングノイズ発生原因を明らかにすると共に、従来の水平同期ＰＬＬに代るデジタル方式の周波数弁別方式を考案し、バンディングノイズの大幅低減を実現した。

また、上記画質向上回路を含む全色信号処理回路を集積したＩＣを開発し、上記画質向上に併せて信頼性の向上や生産性の向上が図れることを確認した。

3.4. 8ミリビデオにおける色信号処理回路[18)19)30)31)32)33)34)]

3.4.1 はじめに

現行の1／2インチＶＴＲに代る次世代ＶＴＲ[35)36)]（通称8ミリビデオ）の記録方式がどうあるべきかを考察した。8ミリビデオには周辺機器やデバイスの性能向上に対応した高画質化と高機能化が必要であると共に、ニーズの多様化への対応を考えた小形軽量化が必要であると考えられる。[37) 38)39)]

この考えに従い、ＶＴＲの基本メカニズムを固定ヘッドレスに決めて以下の考察を行なう。従来の固定ヘッド方式では図3.31(A)に示すようにテープの両端にオーディオトラックとトラッキング用コントロールトラックを持ち、固定ヘッドにより記録が行なわれる。8ミリビデオでは回転ビデオヘッドがこれらの役割を持つ必要があり、図3.31(B)に示す後述する4周波パイロットトラッキング方式[40)]とＦＭオーディオ方式[41)]の併用が最適であると考えられる。

したがって、色信号周波数に近接してパイロット信号、ＦＭオーディオ信号を周波数多重記録をする必要があり、相互干渉の低減、必要帯域幅の低減、記録再生回路のＩＣ化の容易さを考えた各信号の周波数の選択方法について先ず述べる。

次に、近接して周波数多重記録されるパイロット信号、ＦＭオーディオ信号が色信号に洩れ込み画質劣化となるのを防ぐダイナミックエンファシス技術について考察する。

また、後述するP.I.（Phase Inversion）方式における正確な180°位相と位相ステップ応答時間の短縮を同時に実現する新しい周波数変換回路による色相の安定化技術について述べる。

最後に、上記ダイナミックエンファシス・ディエンファシス回路、色相の安定化回路を含む8ミリビデオ色信号回路全体のＩＣ化について述べる。

3.4.2 低域変換キャリア周波数の選択方法

固定ヘッドレス方式のＶＴＲでは回転ビデオヘッドにより、(1)トラッキング制御用

パイロット信号、(2)色信号、(3)音声信号、(4)輝度信号の4信号を記録する必要がある。現在までに色信号と輝度信号を周波数多重記録する技術が確立しているので、これにパイロット信号と音声信号をさらに周波数多重する方式が有望と予想されるので、以下に4信号の周波数多重技術について考察する。

先ず、周波数の配列について述べる。パイロットトラッキング方式の原理はビデオヘッドがトレースしているトラックに隣接した左右両トラックからのパイロット信号を検出しトラッキング制御を行なうものであり、ビデオヘッドのサイドリーディング効果が期待される周波数である必要がある。サイドリーディング可能な周波数は約300 kHz以下と考えられるので、パイロット周波数が最も低域に配置される。

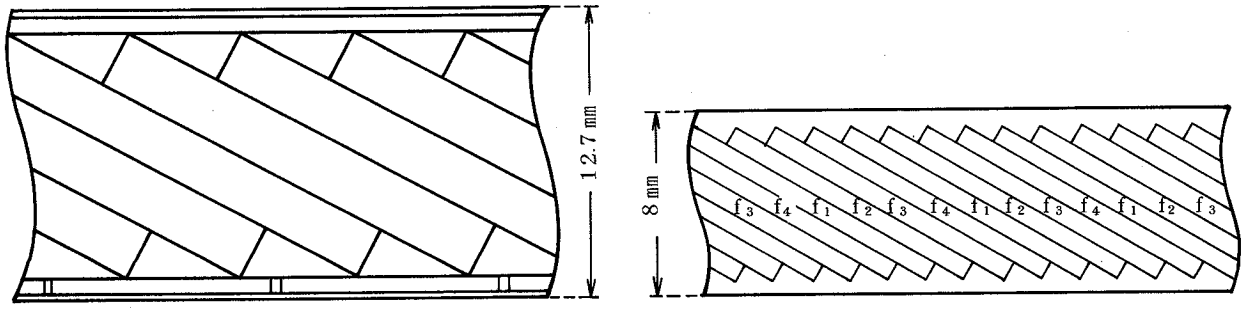
次に、色信号と音声信号の周波数配列について考察する。前述したように、色信号は隣接トラックからのクロストークを周波数インターリーブを用いてキャンセルすることができるのでアジマス損失をそれほど必要としない。一方、音声信号には映像信号のようなライン間相関は存在しないので周波数インターリーブを用いたクロストークキャンセルはできない。したがって、音声信号における隣接トラックからのクロストーク抑圧はアジマス損失に頼ることになり、前述したようにアジマス損失は周波数が高いほど増加するので音声信号キャリアを色信号記録帯域より上側に配置することになる。

以上の考察から、8ミリビデオにおける4個の記録信号の周波数配列は図3.32となる。次に4信号の相互干渉の低減、必要帯域幅の低減、4信号記録再生回路のIC化の容易さという観点から、4信号の周波数の選択方法について考察する。

トラッキング用パイロット信号としては図3.33の構成でトラッキングエラーを検出する4周波パイロット方式を前提とする。パイロット周波数を決めるに当り考察しなければならないことは、(1)サイドリーディング可能な周波数帯域への配置、(2)テープ・ヘッド系の非直線性により混変調ビートの視覚的軽減、(3)テレビ受信機からのフライバックパルス妨害の回避、(4)4周波数パイロット方式の条件、の4項である。

(1)については、テープ・ヘッド系の低域遮断、ロータリトランスの低域遮断(30〜50 kHz)から100 kHz以上とする必要があり、サイドリーディングと帯域幅低減から200 kHz以下とするのが妥当と考れられる。

(2)については、色信号帯域内、輝度信号帯域内に種々の周波数を持つビートを生じるが、色信号によるビートが支配的である。これについては色信号周波数に$\frac{f_H}{4}$のオフ



(A) VHS　　(B) 8ミリビデオ

図3.31　テープパターンの比較

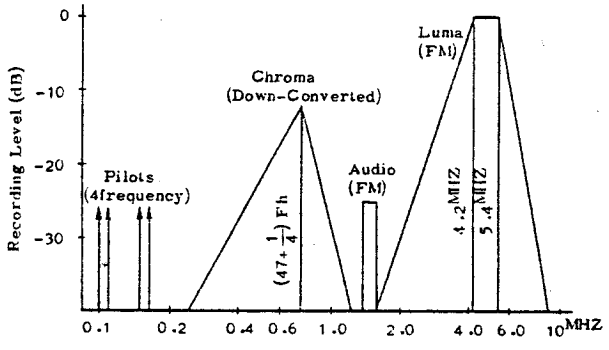


図3.32　記録信号の周波数配列

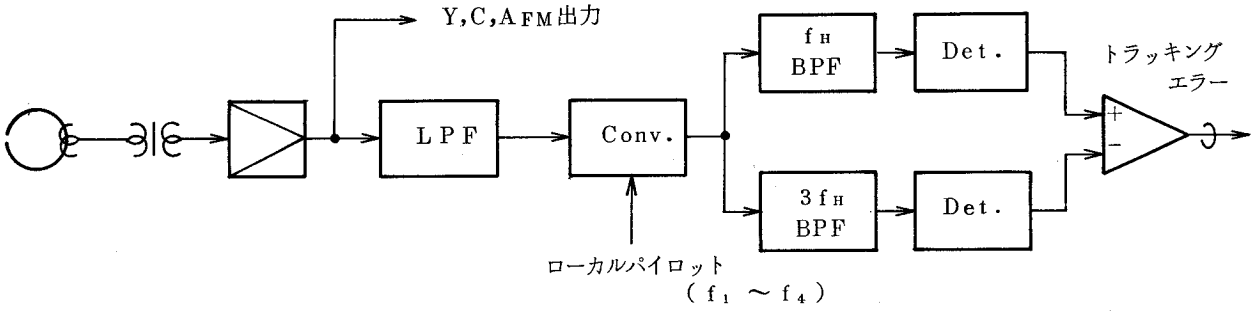


図3.33　パイロット方式トラッキングエラー検出回路

セット（ＮＴＳＣの場合）を設けることで視覚的に妨害を軽減する手法が確立している。パイロット周波数によるビート妨害の視覚的軽減手段は全く検討されておらず、したがって次の検討を行なった。パイロット信号周波数を$\frac{f_H}{4}$，$\frac{f_H}{3}$，$\frac{f_H}{2}$のオフセット付、オフセットなしの夫々についてビート妨害の視覚軽減効果を評価したが差異がないと判断された。

(3) フライバックパルス妨害はテレビ受信機に近接してＶＴＲを配置した場合、よく問題になる。現状ではこれを避けるため鉄板等による磁気シールドを行なっている。８ミリビデオの場合、小形軽量化を狙う必要があり、上記磁気シールド等は十分に行なえないと考え、フライバックパルス妨害に強いシステムとする必要がある。フライバックパルスのスペクトルはf_Hとその高調波群から成り、妨害範囲は５００kHz程度まで及ぶ。

したがって、この妨害を回避するにはパイロット信号とフライバックパルスを周波数インターリーブさせる方法が考えられる。即ち、パイロット周波数を$6.5\,f_H$，$7.5\,f_H$，$10.5\,f_H$，$9.5\,f_H$に夫々選べば図**3.34**においてフライバックパルスの高調波は$3\,f_H$，f_Hのタンク回路により十分抑圧されることになり、結局フライバックパルスの妨害を回避できる。

(4) ４周波パイロットトラッキング方式では図**3.33**の構成となるので、４つのパイロット周波数は次式を満足する必要がある。次式が零に近ずくほど、図**3.33**における

$$(F_1 - F_2) - (F_3 - F_4) \simeq 0 \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.13)$$

ＢＰＦの帯域を狭めることができ、Ｓ／Ｎ良くトラッキングエラー信号を検出できる。したがって**(3.13)**式の値を零に近づけることでパイロット信号の記録レベルを下げることが可能となり、パイロット信号によるビート妨害を軽減できる。

以上述べたことから、理想的パイロット周波数は次式のようになる。しかしパイロッ

$$F_1 = 6.5\,f_H,\ F_2 = 7.5\,f_H,\ F_3 = 10.5\,f_H,\ F_4 = 9.5\,f_H \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.14)$$

ト信号の発生は図**3.34**のような形式となるので、**(3.14)**式のパイロットを発生させるためには４周波の最小公倍数は次式のようになり、ＶＣＯ，分周回路とも極めて複

$$13 \times 15 \times 7 \times 19\ f_H = 25935\ f_H \fallingdotseq 408\ \mathrm{MHz} \quad \cdots\cdots\cdots \quad (3.15)$$

雑となり多くの消費電力を必要とすることになる。

結論としては、パイロット周波数は（3.14）式に近い周波数でかつ（3.13）式ができるだけ零に近くなると共にVCO周波数が低く分周回路が簡単になるように選ばれるべきである。

以上のことからパイロット信号は100～160 kHzの帯域を占有することになる。パイロット信号と色信号の間のガードとして50～100 kHz程度必要なことと、色信号帯域として±500 kHz必要なことから低域変換色信号周波数は700～800 kHzに選ぶのが妥当と考えられる。

色信号周波数変換回路の基本構成は図3.35のようであり、低域変換色信号周波数（F_{LSC}）は下記を考慮して選択する必要がある。

(1) 既に確立している混変調ビートの視覚的軽減策から F_{LSC} はNTSCで $F_h/4$，CCIRで $F_h/8$ のオフセットを持つ。NTSCの場合、周波数としてはオフセットを持たず、位相ローテーションにより等価的に $F_h/4$ オフセットを持たせることも可能である。

(2) IC化を容易にするため、$8F_{LSC} = NF_h$ となるNがNTSC，CCIR共一桁の素数で因数分解できること。

(3) NTSCとCCIRのICを共通化しやすくするため、NTSCのNとCCIRのNが共通の素数を持つ。

(4) VTRに内蔵されるオシレータは妨害源となりやすく、オシレータ数を最少とするようシステムを考えるべきである。この点から、$8F_{LSC}$ を分周して上述した4周波パイロット信号を発生できることが望ましい。

上記(2)(3)におけるNTSC，CCIR共通の素数として3を選んだ場合の考えられる F_{LSC} を表3.6に示す。所望のパイロット信号を発生可能な方式はNTSCとして6，11，13，16，20でありCCIRとして7，10，12，15，17，19である。

表3.7にNTSCとCCIRの組み合せを示す。上記(3)(4)の考察から方式Mが最もよいと判断される。又、方式Mはパイロット信号の発生も可能であることから、上記4周波パイロット信号と周波数多重記録する色信号周波数として極めてふさわしいと考えられる。

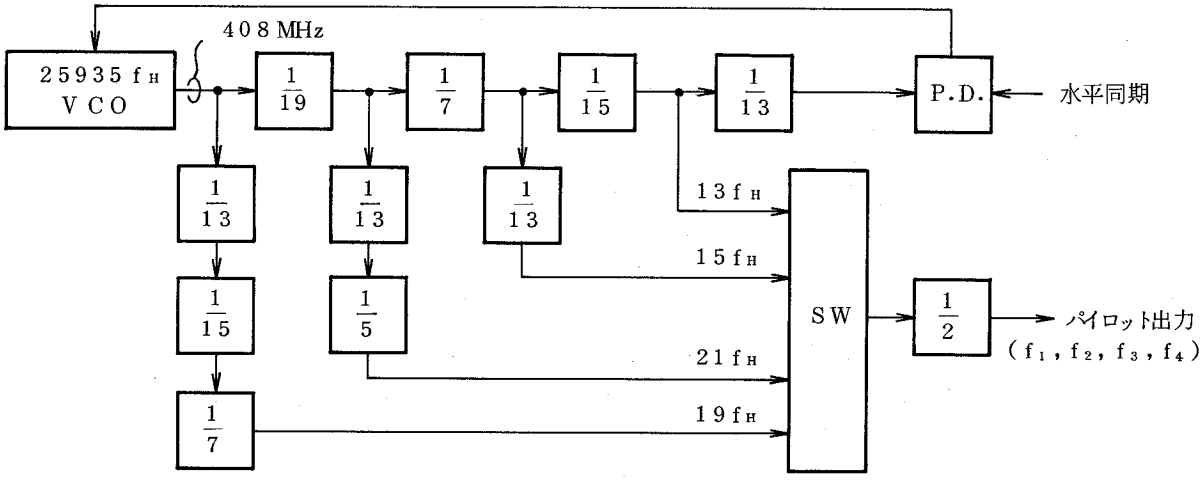


図3.34 理想的パイロット周波数の発生

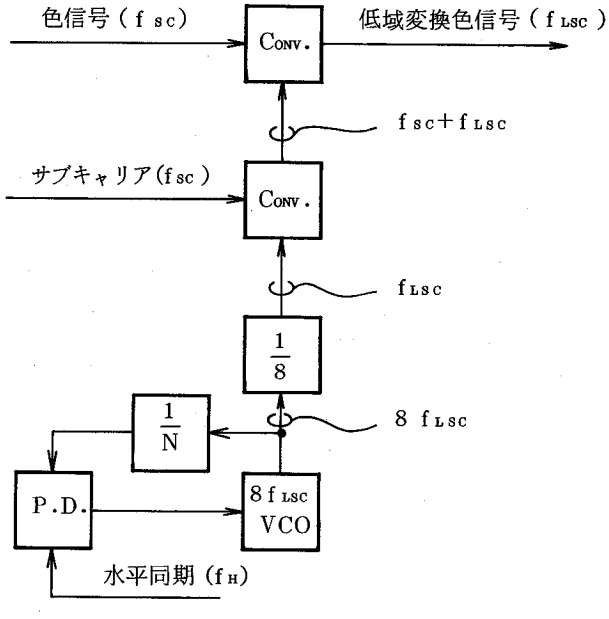


図3.35 色信号周波数変換回路の基本構成

表3.6　パイロット信号発生を考慮した色信号周波数の選択

方式	$3N_1$	$\frac{3}{8}N_1 fh$	パイロット信号用分周比				パイロット信号周波数				$(f_2-f_1)-(f_4-f_5)$
			N_2	N_3	N_4	N_5	$f_1=\frac{3N_1}{N_2}fh$	$f_2=\frac{3N_1}{N_3}fh$	$f_3=\frac{3N_1}{N_4}fh$	$f_4=\frac{3N_1}{N_5}fh$	
1	327	$(41-\frac{1}{8})fh$	51	43	35	31	6,412fh	7,605fh	9,343fh	10,548fh	0.012fh
2	330	$(41+\frac{1}{4})fh$	52	44	35	31	6,346fh	7,500fh	9,429fh	10,645fh	0.062fh
3	333	$(42-\frac{3}{8})fh$	50	44	35	32	6,660fh	7,568fh	9,514fh	10,406fh	0.016fh
4	336	$42fh$	51	45	35	32	6,588fh	7,467fh	9,600fh	10,500fh	0.021fh
5	339	$(42+\frac{3}{8})fh$	53	45	36	32	6,396fh	7,533fh	9,417fh	10,594fh	0.040fh
6	342	$(43-\frac{1}{4})fh$	52	46	36	33	6,577fh	7,435fh	9,500fh	10,364fh	0.006fh
7	345	$(43+\frac{1}{8})fh$	52	46	36	33	6,635fh	7,500fh	9,583fh	10,455fh	0.007fh
8	351	$(44-\frac{1}{8})fh$	54	46	37	33	6,500fh	7,630fh	9,486fh	10,636fh	0.020fh
9	354	$(44+\frac{1}{4})fh$	54	48	37	34	6,556fh	7,375fh	9,568fh	10,412fh	0.025fh
10	357	$(45-\frac{3}{8})fh$	55	47	38	34	6,491fh	7,596fh	9,395fh	10,500fh	0.000fh
11	360	$45fh$	55	47	38	34	6,545fh	7,660fh	9,474fh	10,588fh	0.001fh
12	363	$(45+\frac{3}{8})fh$	55	49	38	35	6,600fh	7,408fh	9,553fh	10,371fh	0.010fh
13	366	$(46-\frac{1}{4})fh$	55	49	38	35	6,655fh	7,469fh	9,632fh	10,457fh	0.011fh
14	369	$(46+\frac{1}{8})fh$	57	49	39	35	6,474fh	7,531fh	9,462fh	10,543fh	0.024fh
15	375	$(47-\frac{1}{8})fh$	58	50	40	36	6,466fh	7,500fh	9,375fh	10,417fh	0.008fh
16	378	$(47+\frac{1}{4})fh$	58	50	40	36	6,517fh	7,560fh	9,450fh	10,500fh	0.007fh
17	381	$(48-\frac{3}{8})fh$	58	50	40	36	6,569fh	7,620fh	9,525fh	10,583fh	0.007fh
18	384	$48fh$	60	52	41	37	6,400fh	7,385fh	9,366fh	10,378fh	0.027fh
19	387	$(48+\frac{3}{8})fh$	59	51	41	37	6,559fh	7,588fh	9,439fh	10,459fh	0.009fh
20	390	$(49-\frac{1}{4})fh$	59	51	41	37	6,610fh	7,647fh	9,512fh	10,541fh	0.008fh
21	393	$(49+\frac{1}{8})fh$	61	53	42	38	6,443fh	7,415fh	9,357fh	10,342fh	0.013fh

表3.7　NTSCとCCIRの両方を考慮した色信号周波数

方式	$3N_1$		色副搬送波周波数		位相の切替推移		カウンタの分周比	
	NTSC	CCIR	NTSC	CCIR	NTSC	CCIR	NTSC	CCIR
A	330	327	$(41+\frac{1}{4})fh$	$(41-\frac{1}{8})fh$	180°	90°	2×3×5×11	3×109
B	330	333	$(41+\frac{1}{4})fh$	$(42-\frac{3}{8})fh$	180°	90°	2×3×5×11	3×111
C	336	333	$42fh$	$(42-\frac{3}{8})fh$	90°	90°	$2^4\times3\times7$	3×111
D	336	339	$42fh$	$(42+\frac{3}{8})fh$	90°	90°	$2^4\times3\times7$	3×113
E	342	339	$(43-\frac{1}{4})fh$	$(42+\frac{3}{8})fh$	180°	90°	2×3×3×19	3×113
F	342	345	$(43-\frac{1}{4})fh$	$(43+\frac{1}{8})fh$	180°	90°	2×3×3×19	3×5×23
G	354	351	$(44+\frac{1}{4})fh$	$(44-\frac{1}{8})fh$	180°	90°	2×3×59	3×3×3×13
H	354	357	$(44+\frac{1}{4})fh$	$(45-\frac{3}{8})fh$	180°	90°	2×3×59	3×7×17
I	360	357	$45fh$	$(45-\frac{3}{8})fh$	90°	90°	$2^3\times3^2\times5$	3×119
J	360	363	$45fh$	$(45+\frac{3}{8})fh$	90°	90°	$2^3\times3^2\times5$	3×11×11
K	366	363	$(46-\frac{1}{4})fh$	$(45+\frac{3}{8})fh$	180°	90°	2×3×61	3×11×11
L	366	369	$(46-\frac{1}{4})fh$	$(46+\frac{1}{8})fh$	180°	90°	2×3×61	3×3×41
M	378	375	$(47+\frac{1}{4})fh$	$(47-\frac{1}{8})fh$	180°	90°	2×3×3×3×7	3×5×5×5
N	378	381	$(47+\frac{1}{4})fh$	$(48+\frac{3}{8})fh$	180°	90°	2×3×3×3×7	3×127
O	384	381	$48fh$	$(48-\frac{3}{8})fh$	90°	90°	$2^7\times3$	3×127
P	384	387	$48fh$	$(48+\frac{3}{8})fh$	90°	90°	$2^7\times3$	3×3×43
Q	390	387	$(49-\frac{1}{4})fh$	$(48+\frac{3}{8})fh$	180°	90°	2×3×5×13	3×3×43
R	390	393	$(49-\frac{1}{4})fh$	$(49+\frac{1}{8})fh$	180°	90°	2×3×5×13	3×131

以上の考察を基に決めた8ミリビデオの色信号周波数を既に確立しているVHS，β方式と比較して表3.8に示す。周波数は下側にパイロット信号を記録できるよう従来より若干高く選ばれている。ビート妨害の視覚的抑圧や隣接トラックからのクロストークキャンセルについては従来と同一原理である。IC設計の容易さという点では、NTSC，CCIR夫々専用のICであれば従来も8ミリビデオも同様に容易であり問題ない。しかし、NTSCとCCIRの両方を実現するICの場合は8ミリビデオは1／3分周が共通化でき分周回路を構成しやすい。

表3.9に従来の4周波パイロット方式（フィリップ社V−2000VTRに採用）と8ミリビデオのパイロット方式を比較して示す。$\frac{f_H}{2}$オフセットの精度については同等である。（3.13）式の満足度は8ミリビデオ方式の方が優れており、パイロット信号の記録レベルを下げることが可能となる。パイロットの発生回路については8ミリビデオ方式の場合、色信号の周波数変換用VCOを分周できることと、分周回路が全て偶数となっていることから従来に比べ大幅に簡単になる。

次にFM音声キャリア周波数について述べる。色信号帯域が±500kHz必要なことと、周波数ガードが200〜300kHz必要なことから、キャリア周波数は1.5MHz近傍に選ぶのが妥当である。キャリア周波数の精度を確保するため図3.36の構成を前提とし、上記VCOの利用も可能なように、キャリア周波数を1.5±0.02MHzと決めている。

以上述べた考察を基に構成した色信号の周波数変換回路とパイロット信号の発生回路を図3.37に従来方式と比較して示す。本考察により4個のオシレータを2個にすることができた。

3.4.3 ダイナミックエンファシス・ディエンファシス回路

図3.32で説明したように8ミリビデオでは色信号の周波数に近接してパイロット信号とFMオーディオ信号が周波数多重記録されている。したがって、再生時にはパイロット信号やFMオーディオ信号が幾分か色信号に洩れ込み、画質劣化を招きやすい。このため上記洩れ込みを効果的に低減する信号処理方式を考察する。

パイロット信号及びFMオーディオ信号の記録レベルは色信号のそれより低く、これらの洩れ込み信号は色信号に対して小振幅のサイドバンド信号となる。したがって、図3.38に示す小振幅のサイドバンド信号だけを効果的に抑圧するダイナミックディエン

表3.8　色信号周波数の比較

		Conventional		8 MM Video
		VHS	β	
Down-converted Chroma-frequency	NTSC	40 Fh	$(44-\frac{1}{4})$ Fh	$(47+\frac{1}{4})$ Fh
	CCIR	$(40+\frac{1}{8})$ Fh	$(44\pm\frac{1}{8})$ Fh	$(47-\frac{1}{8})$ Fh
Cross-talk Reduction method	NTSC	± 90°P.S.	180°P.I.	180°P.I.
	CCIR	- 90°P.S.	2 Frequency	-90°P.S.
Divider of N×Fh P.L.L.	NTSC	$\frac{1}{160}=\frac{1}{2^5}\times\frac{1}{5}$	$\frac{1}{175}=\frac{1}{5^2}\times\frac{1}{7}$	$\frac{1}{378}=\frac{1}{3^3}\times\frac{1}{2}\times\frac{1}{7}$
	CCIR	$\frac{1}{321}=\frac{1}{3}\times\frac{1}{107}$	$\frac{1}{351}=\frac{1}{3^3}\times\frac{1}{13}, \frac{1}{353}$	$\frac{1}{375}=\frac{1}{3}\times\frac{1}{5^3}$

表3.9　パイロット信号周波数の比較

		Conventional (V - 2000)	8 MM Video
Pilot frequency	F_1	6.540Fh	6.517Fh(6.466Fh)
	F_2	7.474Fh	7.560Fh(7.500Fh)
	F_3	9.513Fh	9.450Fh(9.375Fh)
	F_4	10.464Fh	10.500Fh(10.417Fh)
$\Delta = \lvert F_1 - F_2 \rvert - \lvert F_3 - F_4 \rvert$		266^{Hz}	114^{Hz} (112^{Hz})
Divider		$\frac{1}{48}, \frac{1}{42}, \frac{1}{33}, \frac{1}{30}$	$\frac{1}{58}, \frac{1}{50}, \frac{1}{40}, \frac{1}{36}$
Oscillator		4.905 MHz X'tal Osc.	378Fh (375Fh) VCO
		CCIR	NTSC (CCIR)

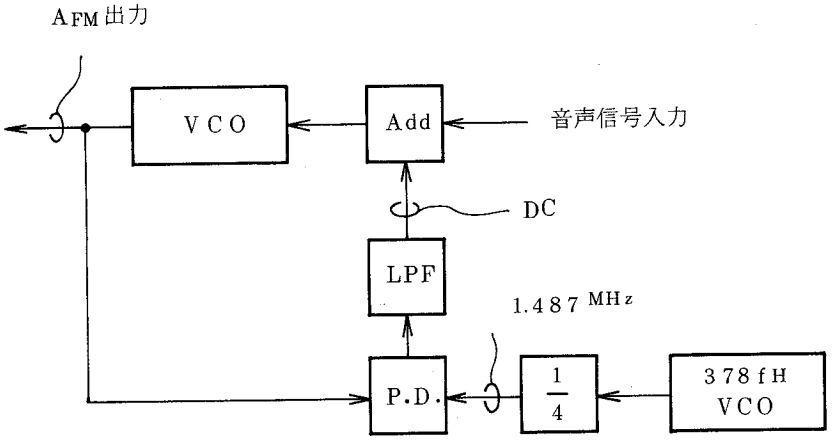


図3.36　FM音声信号（A_{FM}）発生回路

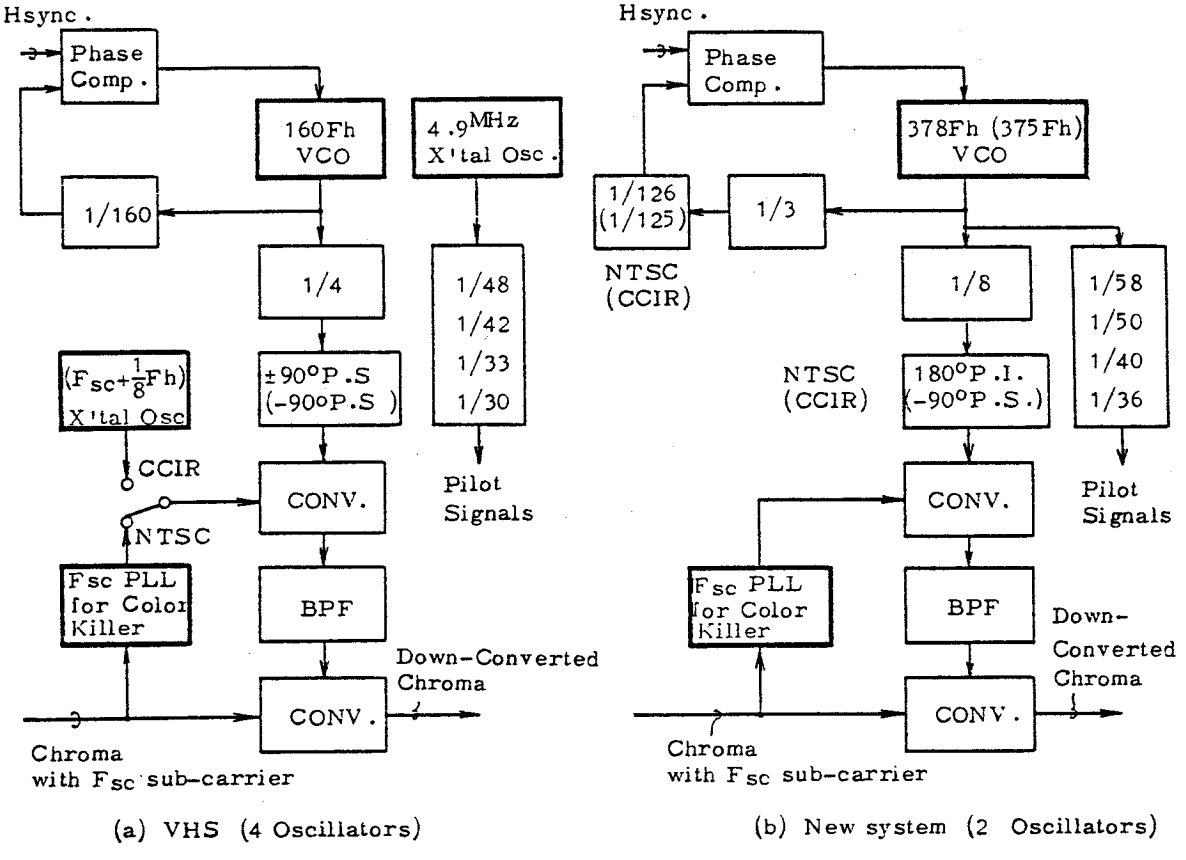


図3.37　信号発生回路の比較

ファシスを用いることが考えられる。再生側でディエンファシスをかける場合、より良い画質を実現するためには記録側でディエンファシスの逆特性のエンファシスを施す必要があり、考えられる方式の比較を表3.10に示す。

色信号の記録レベルはFM輝度信号への影響から制限されており、特にピークレベルが制限される。リニアエンファシスの場合輪郭部にオーバーシュートを生じ、このレベルが制限されるため、結局色信号の記録レベルは低く抑えられることになり実用的でない。このため、上記問題の生じないダイナミックエンファシス方式を考察する。

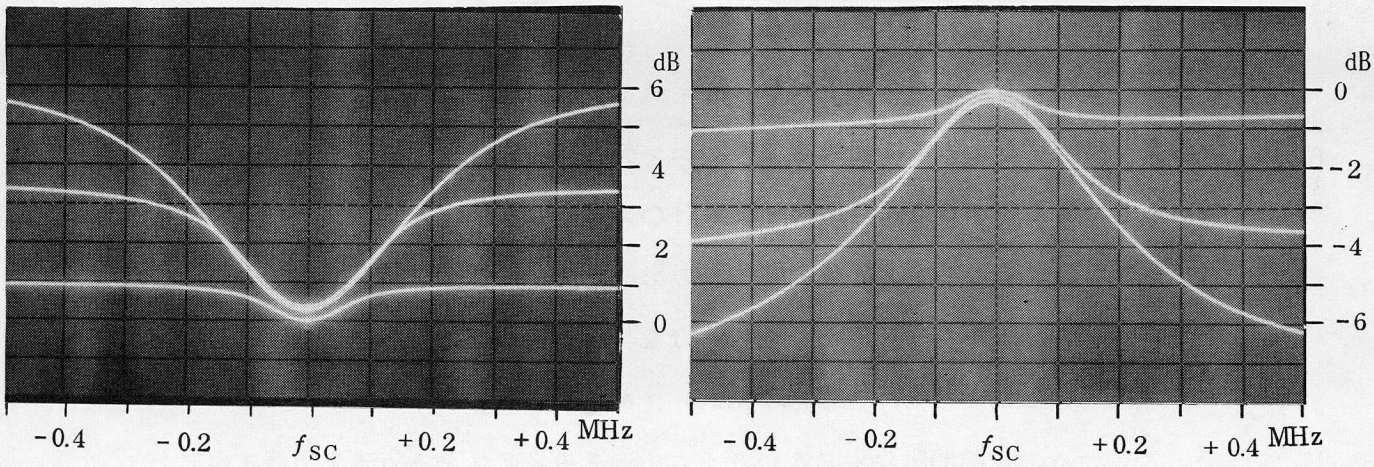
ダイナミックエンファシスの効果を高めるには図3.38に示すフィルタ特性のQを高くすればよい。また、エンファシス・ディエンファシス処理を f_{SC}，f_{LSC} のどちらの周波数領域で行なうかという選択がある。高いQの実現という点からは f_{LSC} 領域での処理が有利となる。ディエンファシス特性が隣接トラックからのクロストークの影響を受けないようにするには f_{SC} 領域での処理が必要となる。

特にH並びのないテープフォーマットの場合は上記クロストークの影響がQの問題を上まわるので、くし形フィルタによりクロストークがキャンセルされた後にダイナミックディエンファシスを行なう方式が有利と考えられる。逆にH並びのあるテープフォーマットの場合は f_{LSC} 領域でのダイナミックディエンファシスが有利と考えられる。

次にH並びのない8ミリビデオに適したダイナミックエンファシス・ディエンファシス回路について考察する。図3.39にダイナミックエンファシス・ディエンファシスを含む色信号の記録再生回路を示す。ダイナミックエンファシス回路は f_{SC} 領域に設置されるので、ダイナミックエンファシス回路も後述する理由により f_{SC} 領域に設置される。

ダイナミックディエンファシス回路，ダイナミックエンファシス回路ともノンリニア回路であり、両者が互いに逆回路として動作するためにはダイナミックエンファシス回路の入力信号レベルとダイナミックディエンファシス回路の出力信号レベルをほぼ一致させる必要がある。このため、図3.39に示すように記録，再生夫々にACC回路を配置している。

次にダイナミックエンファシスとダイナミックディエンファシスの周波数特性の関係について考察する。エンファシス特性とディエンファシス特性が互いに逆特性の関係を確保する必要があり、図3.40のような構成を必要とする。上記逆特性が確保されないと、再生画像の輪郭部に偽信号が残留することになり、画質劣化を招くことになる。



（A） エンファシス特性　　（B） ディエンファシス特性

図3.38 ダイナミックディエンファシス特性（入力0，-10，-20dB）

表3.10 エンファシス・ディエンファシス方式の比較

		長　所	短　所	備　考
リニアエンファシス		回路が簡単	記録レベルが低下	オーバーシュートにより記録レベルが制限
ダイナミックエンファシス	f_{sc} 領域	隣接トラックからのクロストータの影響少	High Q化に難点	くし形フィルタでクロストーキャンセル後ディエンファシス
	f_{Lsc}領域	上記クロストークの影響大	High Q化容易	H並びあればOK

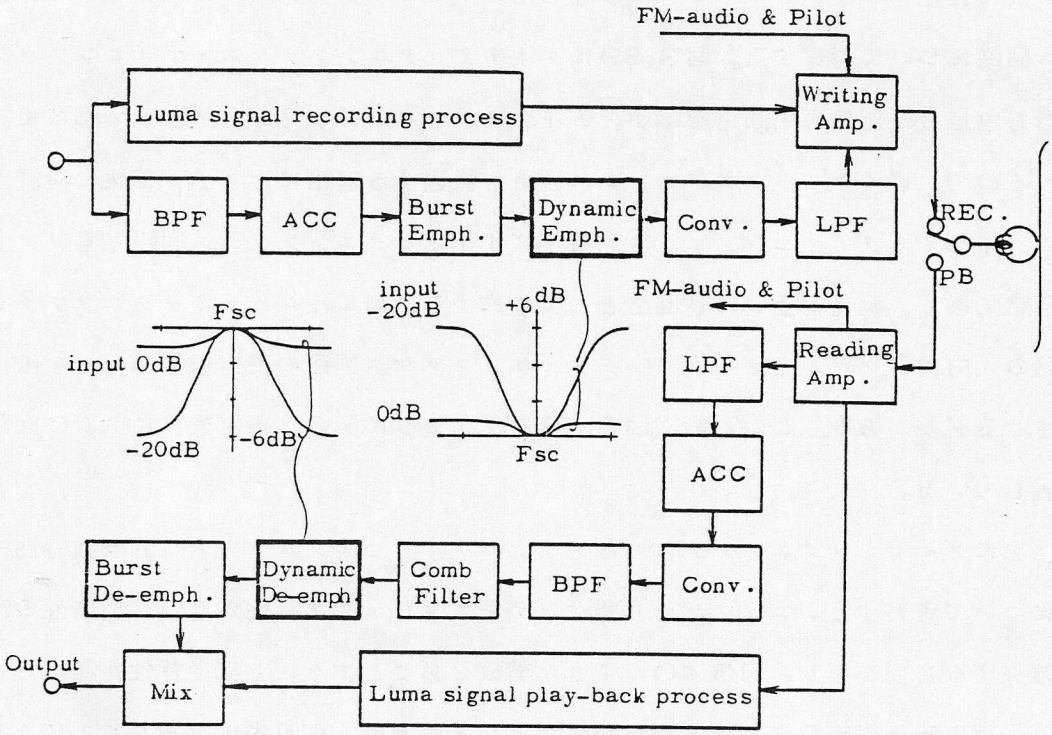


図3.39 ダイナミックエンファシス・ディエンファシスシステム

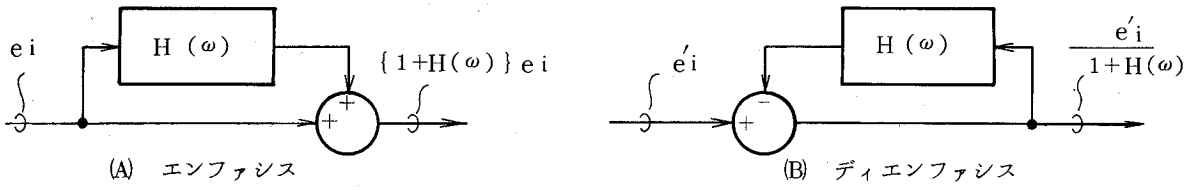
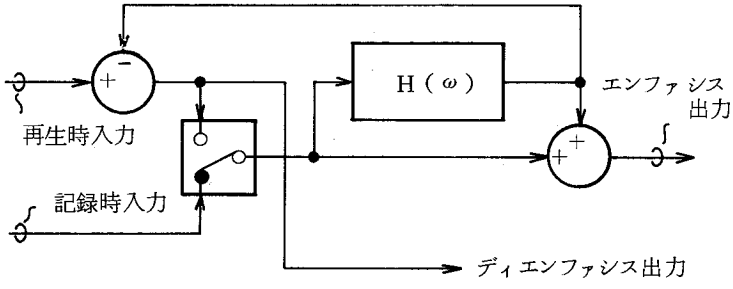
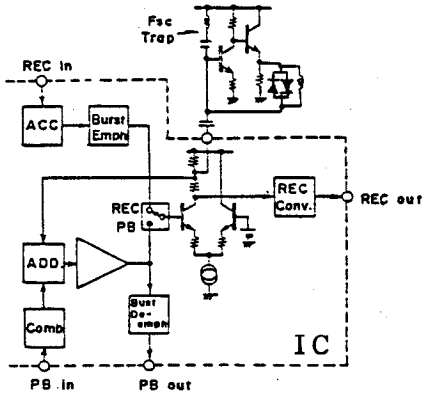


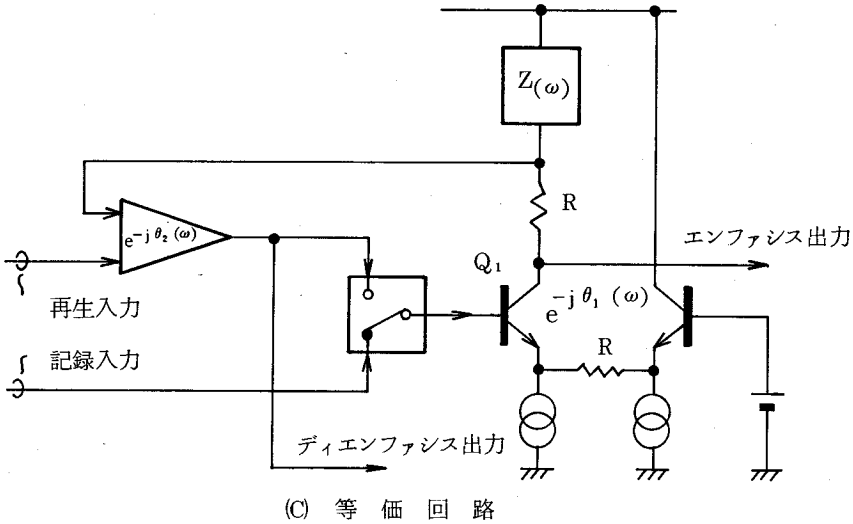
図3.40 逆回路構成のエンファシス・ディエンファシス



(A) 共振回路の兼用化



(B) IC化回路



(C) 等 価 回 路

図3.41 共振回路を共用化したエンファシス・ディエンファシス回路

図3.40により図3.38に示すエンファシス・ディエンファシス特性を実現するためには、$H(\omega)$はHigh Qのf_{SC}共振回路を持つことになる。エンファシス回路のf_{SC}共振回路とディエンファシス回路のf_{SC}共振回路が一致しないと上記画質劣化が生じる。最も画質劣化となりやすいのは共振周波数のずれであり、これを防ぐための方策として、$H(\omega)$をエンファシスとディエンファシスで兼用化する方法が考えられる。

$H(\omega)$を兼用化する基本構成を図3.41（A）に、IC化を前提とした実際の回路を（B）に、（B）の等価回路を（C）に夫々示す。（C）においてはエンファシスにおける加算回路は受動素子で構成されており、エンファシス特性$E(\omega)$は次式となる。

$$E(\omega) = \{ 1 + Z(\omega)/R \} e^{-j\theta_1(\omega)} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.16)$$

一方、ディエンファシス回路においては、差動アンプQ_1での位相遅れ$\theta_1(\omega)$とADD、バッファアンプでの位相遅れ$\theta_2(\omega)$が問題となり、ディエンファシス特性$D(\omega)$は次式となる。したがって、$D(\omega)$は$E(\omega)$の逆特性を示さず、共振周波数が数十kHz

$$D(\omega) = \frac{e^{-j\theta_2(\omega)}}{1 + \frac{Z(\omega)}{R} e^{-j\{\theta_1(\omega)+\theta_2(\omega)\}}} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.17)$$

下がり画質劣化を招く。抜本的解決策は$\theta_1(\omega)$，$\theta_2(\omega)$の値を極力小さくするようなアンプの広帯域化であるがこの場合消費電力の増加を招き望ましくない。

そこで、色信号の比帯域がf_{SC}±0.5 MHzと比較的狭いことに着目し、色信号帯域内だけを考えれば$\theta_1(\omega) \simeq \theta_1$一定、$\theta_2(\omega) \simeq \theta_2$一定と考えられ、バッファアンプを微分特性ぎみとし$\theta_2 \simeq -\theta_1$とする。このようにすれば$D(\omega)$は次式となり、$E(\omega)$

$$D(\omega) = \frac{e^{-j\theta_2(\omega)}}{1 + \frac{Z(\omega)}{R}} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.18)$$

の逆特性を実現できると考えられる。

以上述べた方法により得られたエンファシス特性とディエンファシス特性は図3.38に示したものである。上記考察通り、バッファアンプに若干の微分特性（位相進み特性）を持たせることでディエンファシス回路の共振周波数ずれを防ぐことができる。図3.41の回路の効果を図3.42に示す。f_{SC}トラップの減衰度を十分とればパイロット信号、

FMオーディオ信号の妨害を6dB抑圧できる。また、ラスダムノイズについても2dB抑圧することができる。

3.4.4 色相の安定化

前述したように、隣接トラックからのクロストークをキャンセルするため、色信号低域変換用キャリアの位相をライン毎に切替える必要がある。この変換キャリアの発生方法には図3.43に示す2方式が実用化されている。(A)はライン毎に180°の位相シフトを行なうβフォーマット用のものであり、BPFの後に180°位相シフト回路を設けている。このような構成とする理由は、移相量が180°と大きくBPFの前で行なうと、水平同期の立上がり部で生じた位相ステップの過渡応答がバースト信号期間にも若干残り色相変化となるのを防ぐためである。一方、この構成は正確な180°を確保しにくいという欠点を持つ。180°の精度が悪いとブラインド状の色相ムラを生じ大きな画質劣化となる。長所はBPFが単同調の簡単なもので済むことである。

(B)はライン毎に90°の位相シフトを行なうVHS用のものであり、コンバータ1の前でデジタル的に90°の位相シフトを行なう。このような構成とする理由は、正確な90°シフトは低い周波数でデジタル的に行なう以外になく、結局BPFの手前となる。この場合、位相ステップ量は90°と上記の半分であり、スプリアス成分に対する抑圧度を保ちながらBPFの帯域を少し広めに設定することで、上記過渡応答がバースト信号に影響しないようにすることができる。この構成の長所は、正確な90°位相が容易に確保できることであり、欠点はBPFが若干複雑になることである。

8ミリビデオではNTSCが180°位相切替方式、CCIRが90°位相シフト方式であり、両者に対応するには上記位相ステップの過渡応答の問題解決と、180°,90°位相の精度確保の2項を同時に実現する必要がある。以下、この実現手段について考察する。

上記考察から、正確な90°位相シフトを行なうには低周波帯でのデジタル方式しかないので、図3.43(B)の構成にて180°位相ステップの過渡応答問題の解決策を考えるのが妥当である。過渡応答がバースト信号に影響しないようにするためには過渡応答時間を短かくすればよく、結局BPFの通過帯域を広げればよいことになる。

一方、BPFを広帯域化するとコンバータ出力の不要成分(スプリアス)の抑圧が不十分となる。したがって、考察すべきことはコンバータ出力のスプリアスをフィルタを

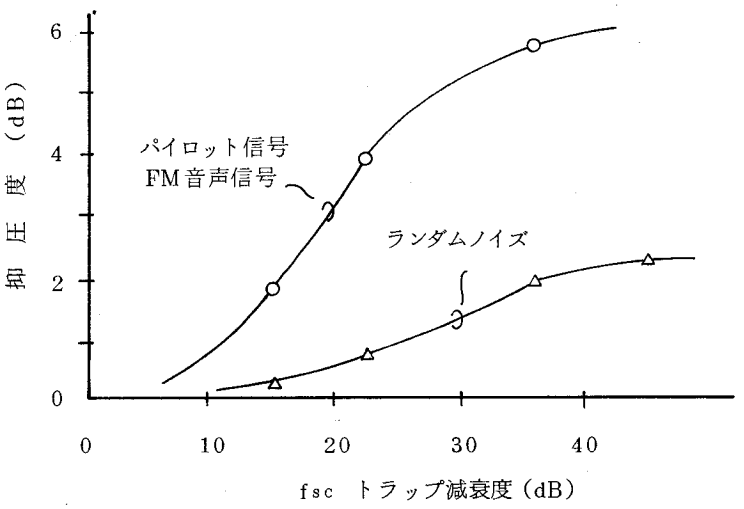
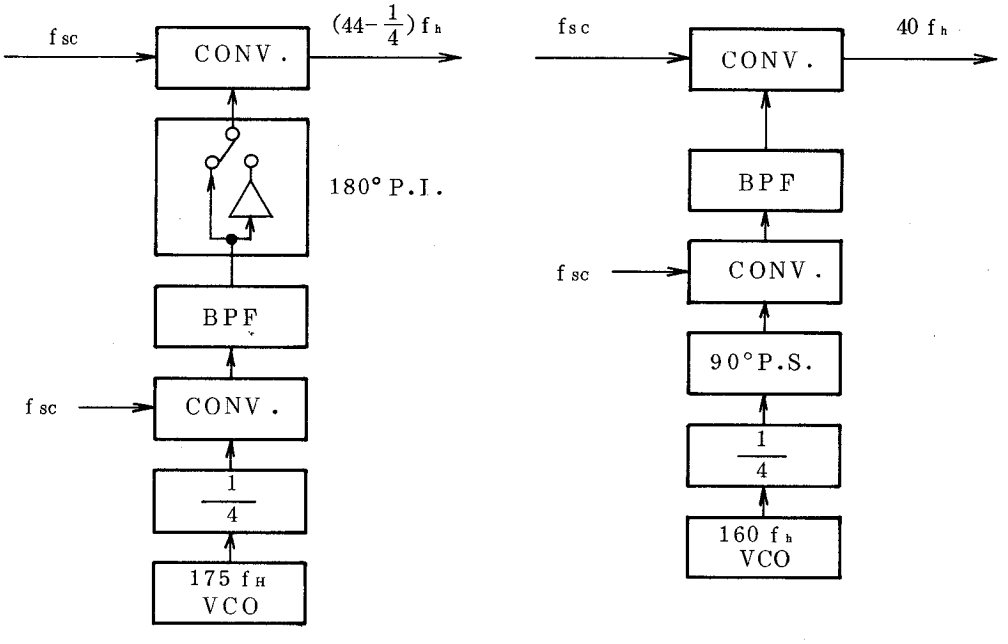


図3.42　ディエンファシス回路の効果



(A)　β方式の180°位相シフト　　(B)　VHS方式の90°位相シフト

図3.43　従来の周波数変換回路

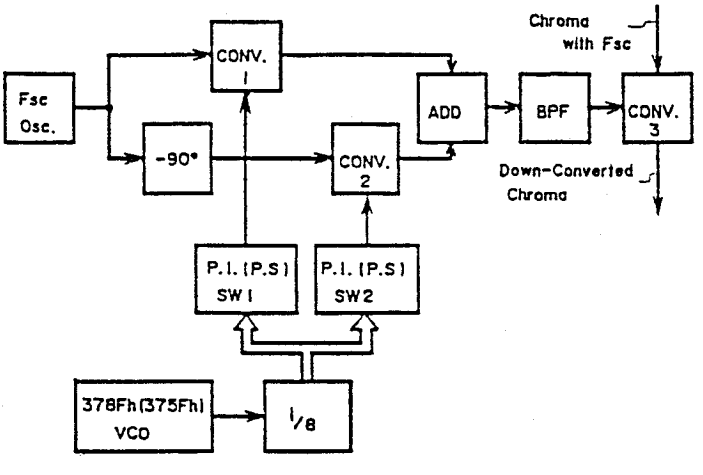


図3.44　新方式の周波数変換回路

用いることなく抑圧する技術ということになる。

図3.44は上記考察に基づき筆者らが考案した新しい色信号周波数変換回路である。BPFの前にスプリアスをキャンセルする演算回路を設け、この演算回路でスプリアスを20dB以上抑圧する。その分BPFを広帯域にし、上記過渡応答期間を短縮する。

スプリアスキャンセルの原理は、90°位相差を持つ2個のf_{SC}キャリアと、90°位相差を持つ2個のf_{LSC}キャリアと2個のコンバータを用い次式の演算を行なう。

$$\text{コンバータ1の出力} = \sin(2\pi f_{SC} \cdot t) \times \cos(2\pi f_{LSC} \cdot t)$$

$$= \frac{1}{2}\{\sin 2\pi(f_{SC}+f_{LSC})t + \sin 2\pi(f_{SC}-f_{LSC})t\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.19)$$

$$\text{コンバータ2の出力} = \cos(2\pi f_{SC} \cdot t) \times \sin(2\pi f_{LSC} \cdot t)$$

$$= \frac{1}{2}\{\sin 2\pi(f_{SC}+f_{LSC}) - \sin 2\pi(f_{SC}-f_{LSC})t\} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.20)$$

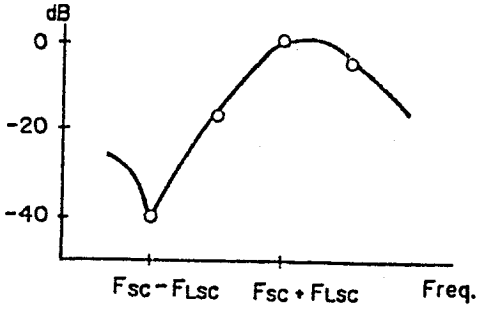
$$\text{加算器出力} = \sin 2\pi(f_{SC}+f_{LSC})t \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \quad (3.21)$$

したがって、原理的には（$f_{SC}-f_{LSC}$）成分は完全にキャンセル可能だが、実際のICでは演算誤差を生じ、（$f_{SC}-f_{LSC}$）の抑圧度は20～30dBである。このため、BPFの特性を図3.45に示すVHS用の90°位相シフト用のものより（$f_{SC}-f_{LSC}$）抑圧度が20dB少ない値に選ぶことができる。この時の過渡応答特性を図3.46に示す。VHSにおける90°位相シフトの過渡応答期間と8ミリビデオにおける180°位相シフトの過渡応答期間を同等にすることができ、色相誤差の発生を防ぐことができた。

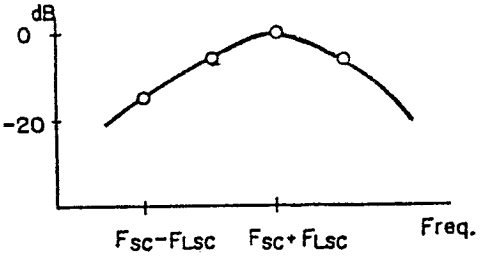
また、図3.45の構成を取ることで、単同調＋（$f_{SC}-f_{LSC}$）トラップで構成されているVHS用BPFに対し、8ミリビデオのBPFは単同調だけとすることができ、上述した全ての問題点を同時に解決することができたといえる。

3.4.5 IC化

図3.47に本節で述べた回路を含む全ての色信号記録再生回路を集積した色信号ワン

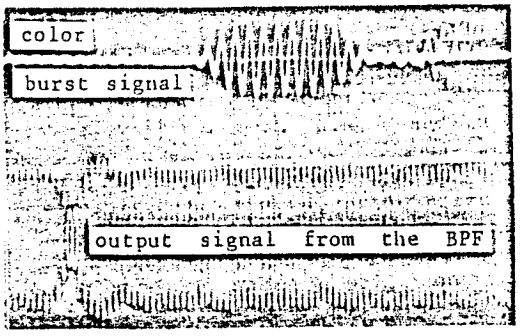


(A) VHS 90° 位相シフト用



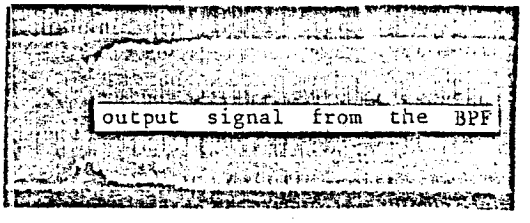
(B) 8ミリビデオ180° 位相シフト用

図3.45 BPFの振幅特性



Transient Response (1μs/div)

(A) VHS 90° 位相シフト特性



Transient Response (1μs/div)

(B) 8ミリビデオ180° 位相シフト特性

図3.46 過渡応答特性

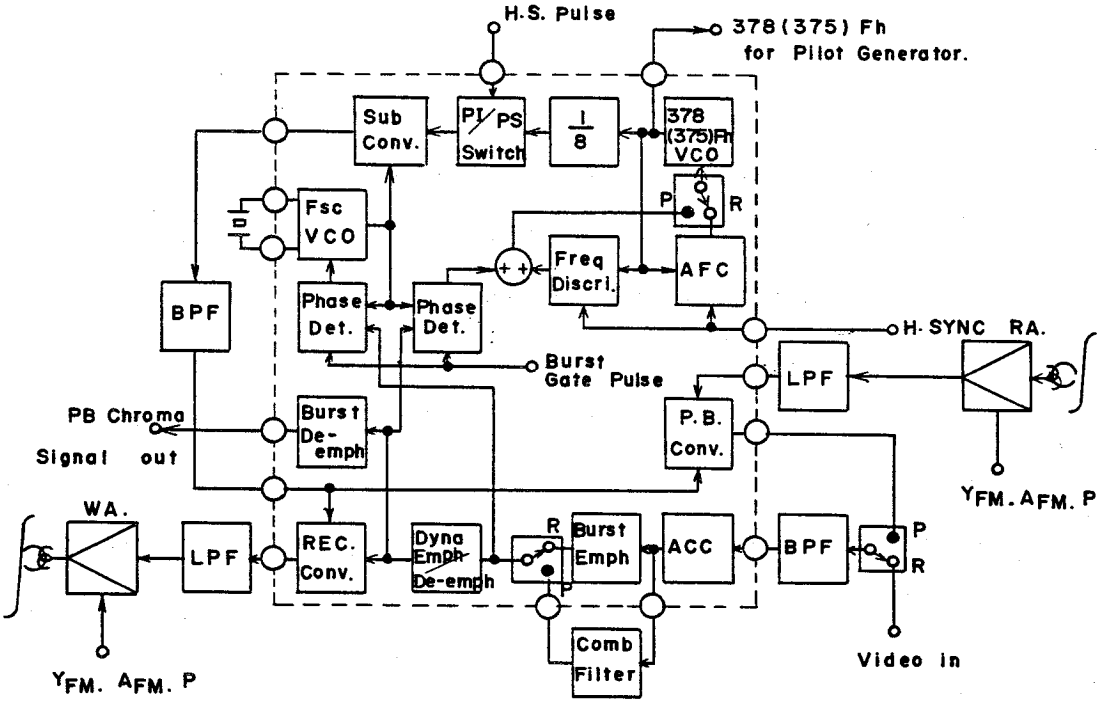


図3.47 8ミリビデオ用ワンチップ化色信号処理回路

チップＩＣのブロック図を示す。6 MHz の分周と f_{SC} 帯のアナログ信号処理の両者を実現するためアイソプレーナ I^2L プロセスを用いている。電源電圧を５Ｖに選ぶことで３００ mW 以下の低電力化を実現している。

3.4.2，3.4.3，3.4.4で述べた回路方式はＩＣの周辺部品の削減やＩＣ外部ピン数の削減効果も持ち、ワンチップＩＣの実現に大きく貢献している。このＩＣにより色信号回路を極めて小形でかつ低電力で実現でき、８ミリビデオ装置の小形・軽量化に貢献できる。

3.4.6 まとめ

本節では新しいＶＴＲ方式である８ミリビデオの色信号記録再生方式に関する画質向上技術とＩＣ化について考察した。低域変換キャリア周波数の選択に関しては、トラッキング用パイロット信号，色信号，音声信号，輝度信号の４信号を周波数多重する場合の帯域割当，相互干渉の低減，信号発生の容易さを考えた周波数の選択方法を明らかにした。

また、パイロット信号，色信号，音声信号を周波数多重記録する場合には、パイロット信号と音声信号が色信号に妨害を与えるという問題があるが、この問題を解決するダイナミックエンファシス・ディエンファシス方式を考案し、この方式が上記妨害低減に効果的であることを明らかにした。

８ミリビデオの場合、１８０°位相シフトにより周波数インターリーブを行なうが、従来の１８０°シフト回路はカラーバースト信号位相への影響を低減しながら正確な１８０°を実現するのが困難であった。本研究ではバースト位相への影響が小さくかつ正確な１８０°位相を実現する１８０°シフト回路を考案すると共に、これにより色相の安定化が図れることを明らかにした。

以上述べた画質向上回路を含む８ミリビデオの全色信号処理回路を集積したワンチップＩＣを開発し、上記画質向上だけでなく信頼性の向上や生産性の向上を図れることを確認した。

3.5. 色信号時分割多重記録方式における解像度向上技術[20)]

3.5.1 はじめに

現行の民生用ＶＴＲでは、色信号を周波数変調された輝度信号の低域側に周波数多重して記録するカラーアンダ方式が採用されている。この方式は多くの長所を持つ反面、

(1)色信号の輝度信号へのビート妨害、(2)ジッタ成分による色信号の位相変調性ノイズの増加などの短所を持つ。これらの短所がなく画質向上の可能性を持つ記録方式として、色信号と輝度信号とを時分割多重して記録する方式がある。

本節では、先ず今までに検討された色信号時分割多重方式を考察し、問題点を整理する。次にこれらの問題点の内、解像度及びS／N低下を解決する方法について考察すると共に、この結果に基づく新方式の時分割多重方式を試作し、その試作結果について述べる。

3.5.2 時分割多重記録方式の問題点

色信号の時分割多重技術に関する今までの発表例を後述する筆者らによる新方式と比較して表**3.11**に示す。日立(1976)の方式は水平同期信号のパルス幅を極端に狭め、水平ブランキング内に色信号を多重する。問題点は色信号の帯域幅が輝度信号の 1／7 となり帯域不足となること、水平同期情報のS／Nが大幅に低下し、再生時水平同期信号の復現が困難となり極めて大きなジッタ増加となる。

ソニー(1982)の方式は輝度信号と色信号を別々のトラックに記録する方式のものであり、極めて高画質が実現できている反面、記録密度の大幅低下を招いている。この方式からは、この程度の時間軸基準信号が存在すれば上記ジッタの問題を生じないと判断される。

トムソン(1983)は8ミリビデオ用として提案されたものであるが前述のカラーアンダ方式より劣ると結論された方式である。特徴としては水平同期信号を含む輝度信号を 4／5 に時間圧縮し、色信号の期間を十分に確保しており、色信号の帯域幅は輝度信号の 1／4 確保できることになる。時分割多重方式の場合、図**3.48**のように低域変換色信号がないのでその分帯域を広げて記録再生できるわけだが表**3.12**に示す問題点を残こしている。

NHK(1983)は高品位テレビ信号を衛星を用いて伝送する目的で検討されているものであり、日立(1976)の水平同期情報をさらに減らしたことに相当すると考えられる。したがって、この信号形式のままではVTR記録することはできないと考えられ、VTRに記録する場合は時間軸基準信号(水平同期など)を付加する必要があり、結局この期間を捻出するため、輝度信号の時間圧縮が必要となり、トムソン(1983)と同じ問題を持つことになると考えられる。

表3.11　色信号用時分割多重技術の比較

発表例	用途	時間圧縮比 Y	時間圧縮比 C	信号形式
日立 (1976)	民生用 VTR	1/1	1/7	U Y V Y
SONY (1982)	ENG (βcam)	1/1	1/2	U V U V
Thomson (1983)	8MM Video 規格提案	4/5	1/5	U Y V Y
NHK (1983)	高品位TV (TCI)	1/1	1/4	C_1 Y C_2 Y
日立 (1984)	民生用 VTR	1/1 / 4/5	1/5	V Y_W U Y_N

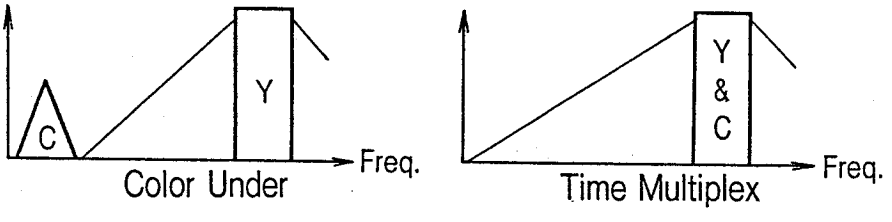


図3.48　記録帯域幅の比較

表3.12　色信号用時分割多重方式の問題点

	問題点	原因
1	解像度の低下	時間圧縮比に逆比例して記録帯域を広げる必要があり、低域側への帯域拡大だけでは不十分。
2	S／Nの低下	エンファシス量は限界に達しており、時間圧縮比分だけ変調指数が低下し、結局S／N低下となる。
3	ジッタの増加	ジッタが時間伸長過程で増幅される。特に時間伸長率が大きい色信号のジッタ拡大が問題。
4	YとCの時間ずれ	記録時の時間圧縮開始点と再生時の時間伸長開始点がずれるとYとCの時間ずれを生ずる。

結論としては、表3.12に示す問題点の解決がカラーアンダ方式より優れた時分割多重技術を実現する条件と考えられる。

3.5.3 解像度向上技術

従来の時分割多重技術の問題点は輝度信号を時間圧縮することから発生しており、この問題を解決するには時間圧縮しない輝度信号を用いる必要がある。一方、同時に色信号帯域幅の確保と時間軸基準信号の付加は必須である。

これらを同時に満たす方式として筆者らが考案した時分割多重技術を図3.49に示す。即ち、時間圧縮しない輝度信号を2ライン周期で配置し、間に4／5に圧縮した水平同期信号を含む輝度信号と1／5に圧縮した色信号を配置する。以下、新方式の狙いを説明する。

(1) 解像度とS／Nを確保するため、時間圧縮しないY_Wを線順次で多重する。

(2) 狭帯域信号であるY_Nによる画質劣化を極力抑えるため、Y_Nの圧縮比を4／5にし、場合によっては高域成分の補間をしなくてもよいようにする。

(3) 色信号の帯域幅を確保するため、線順次色差信号（U，V）の圧縮比を1／5とする。

(4) 上記信号の多重期間を確保するため、水平同期信号を2ライン周期とする。

(5) 再生時の時間軸基準信号となる水平同期が2ライン周期となり、S／N低下となるのを補うためと、後述するジッタ低減を狙いバースト信号（80 f_H）をバックポーチに多重する。

次に上記方式の試作について述べる。図3.50に記録回路のブロック図とRAM動作状態を示す。1ラインの信号を1024 f_Hのクロックにより書込み、次の1ラインの間に1280 f_Hのクロックにより読み出すことで4／5に時間圧縮を行なう。再生回路においては1280 f_Hのクロックにより書込み、1024 f_Hのクロックで読み出し、5／4倍に時間伸長し元の信号に戻す。したがって、これに必要なクロックの発生がポイントになる。

また、図においてはバックポーチの終りの点を時間圧縮開始点としており、再生時にはこの圧縮開始点を正確に見つけ出し、時間伸長開始点とする必要がある。圧縮開始点は水平同期パルスの立上がり部を基準として、そこからの1280 f_Hのクロック数で規定する。

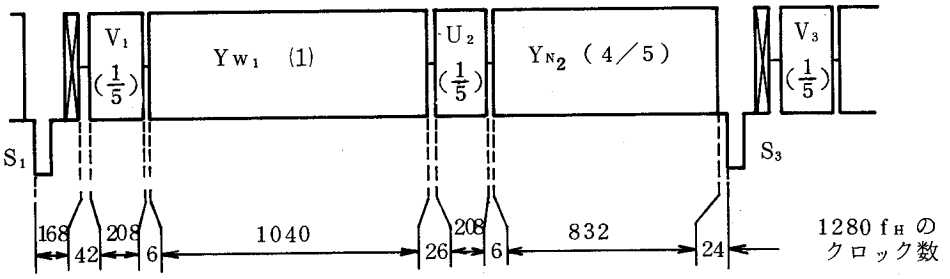


図 3.49　新しい時分割多重方式

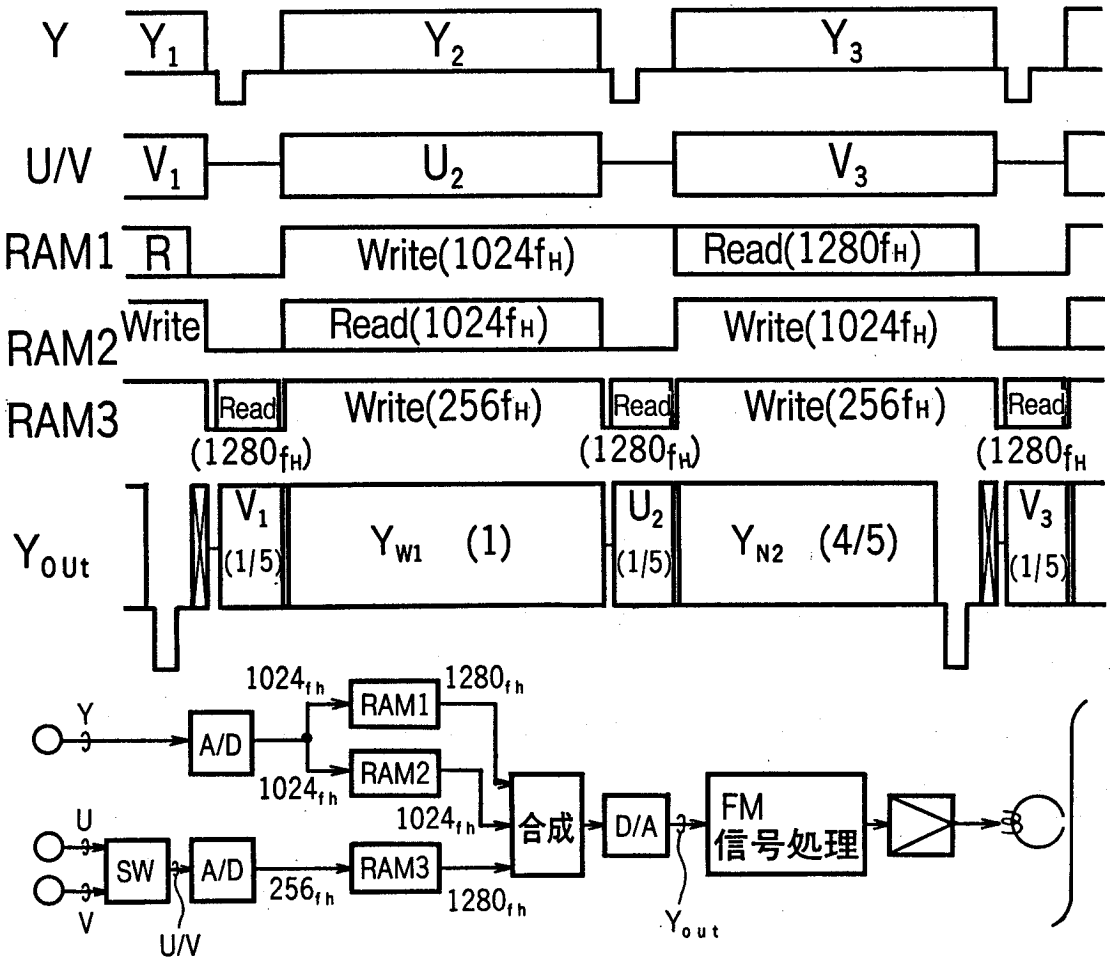


図 3.50　新時分割多重方式の概要

ＶＴＲの記録・再生系を通ることで上記同期パルスはノイズや時間軸変動の影響を受け、上記圧縮開始点と伸長開始点の間にずれを生じジッタの拡大や輝度信号と色信号の時間ずれとなる。

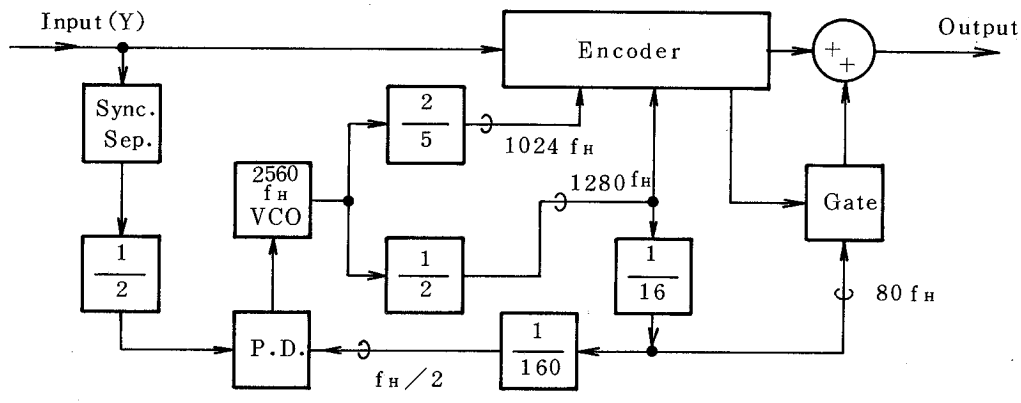
圧縮開始点と伸長開始点を一致させるためには水平同期信号の立上がり部の正確な検出と、時間軸変動を持つ圧縮開始点に追従するための時間軸変動に追従したクロックの発生が必要となる。図**3.49**では水平同期信号のＳ／Ｎを確保するため、正規の水平ブランキング期間の４／５を割当ている。これだけでは上記時間軸変動の情報を得るには十分でなく、これを補うため $80\,f_H$ のバースト信号を多重している。

図**3.51**に上記バースト信号を含むクロック信号発生回路を示す。記録時は水平同期信号に位相同期した $2560\,f_H$ を発生することで必要な全てのクロックを発生できる。再生時は再生水平同期信号に位相同期させるだけでなく、$80\,f_H$ バースト信号への位相同期ループを加え、$2560\,f_H$ ＶＣＯの再生信号の持つ時間軸変動への追従性を大幅に改善している。

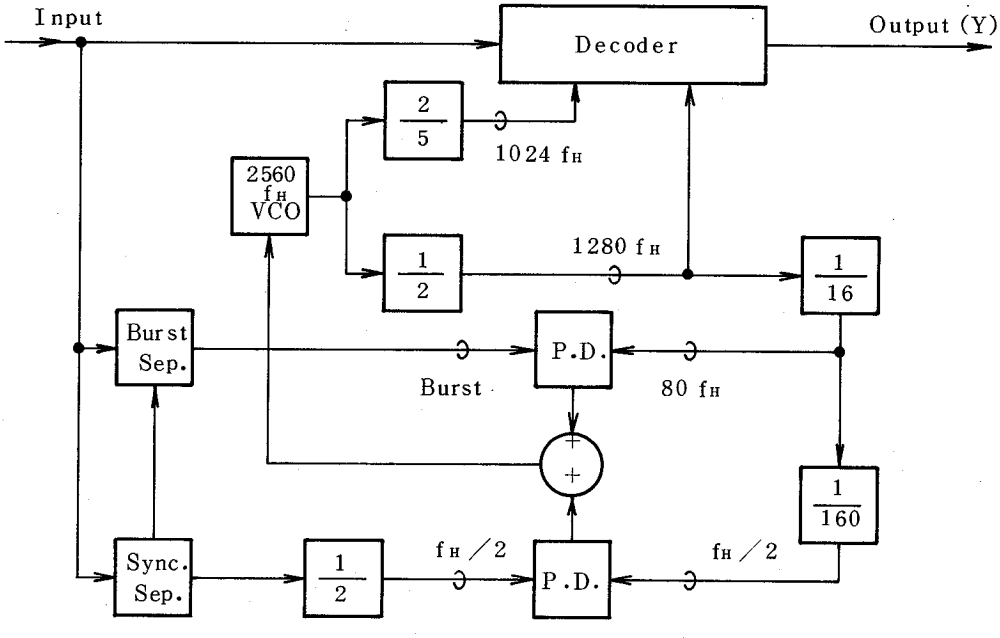
次に試作結果について述べる。ＰＡＬ方式のＶＨＳ ＶＴＲを用い、Ｓ／Ｎ，解像度の評価を行なった。ＶＴＲの記録再生帯域幅を同一とすると共に、図**3.48**における Y_N の高域補間を行なわない場合の再生モノスコパタンを図**3.52**に示す。新時分割多重方式、カラーアンダ方式とも解像度２６０本、Ｓ／Ｎ＝４４dBと同一特性が得られた。新時分割多重方式では広帯域ラインの解像度が２６０本であり、狭帯域ラインの解像度は２０８本（$260 \times \frac{4}{5}$）となっていると考えられるが視覚的には２６０本と評価された。ライン毎に解像度が異なることによる画質劣化はほとんど感じられない。

時分割多重方式では低域変換色信号がないので下側波帯域を広げることができ、結局新方式の場合カラーアンダ方式より視覚的に高い解像度が得られると考えられる。したがって、3.5.2の問題点の内、解像度とＳ／Ｎの問題解決に見通しがついたわけであり、次に残りの問題点について述べる。

新方式において、上記圧縮開始点と伸長開始点がずれた場合の再生画像を図**3.53**に示す。わずかなずれが大きな画質劣化になる。前述の $80\,f_H$ バースト信号によりこの画質劣化をかなり軽減できており、標準状態では問題ないレベルを実現できる。しかし互換再生時の水平同期波形のくずれやオフトラッキング時のＳ／Ｎ低下時には上記ずれを生じ大きな画質劣化を招くことが判った。

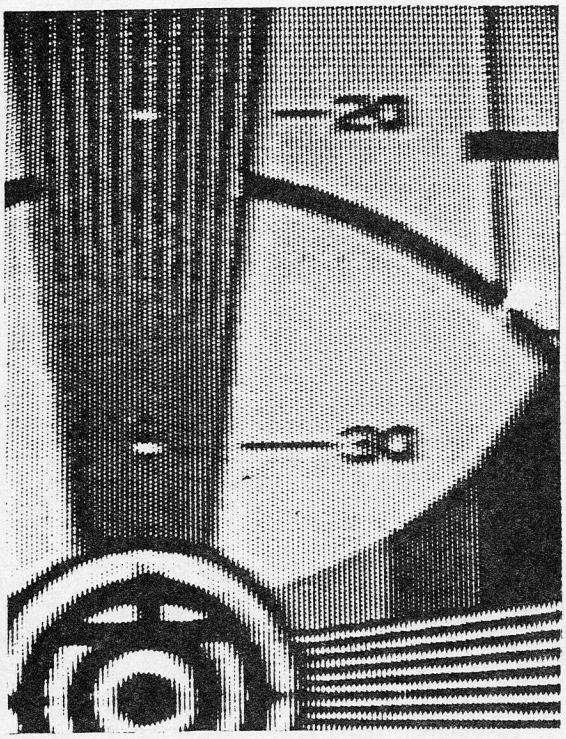


(A) 記 録 系

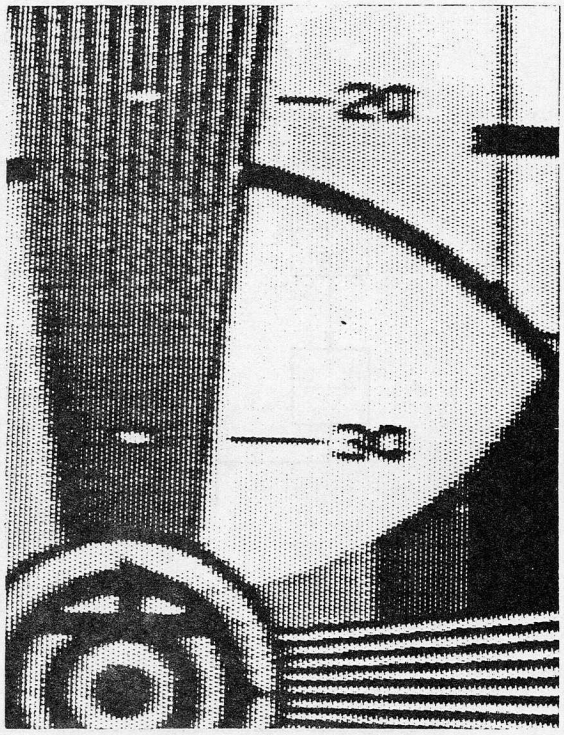


(B) 再 生 系

図 3.51 新時分割多重方式用クロック信号発生回路

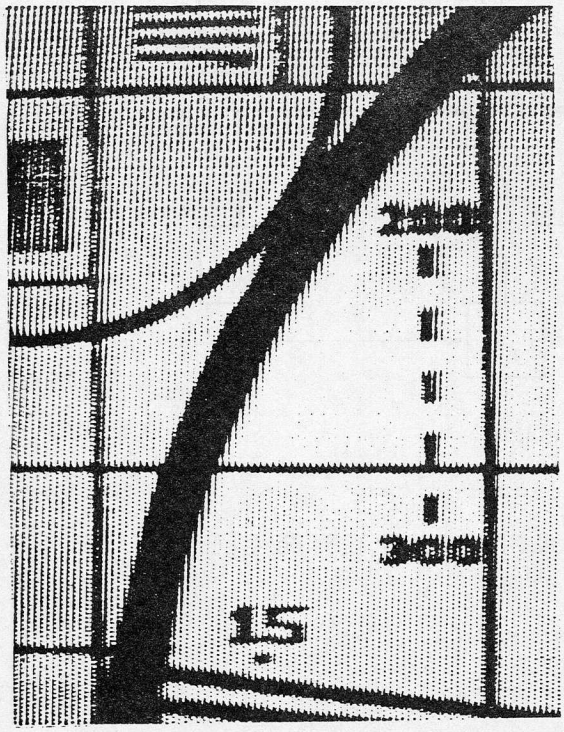


(A)　従来カラーアンダ（260本,44dB）

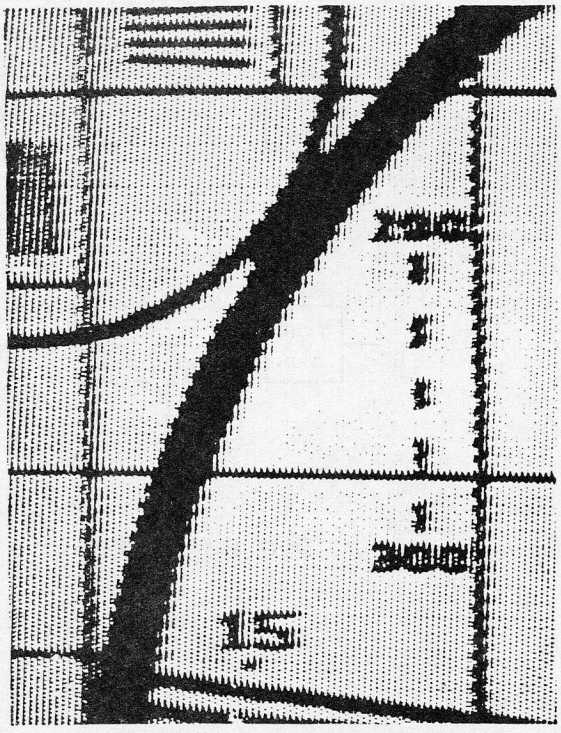


(B)　新時分割多重（260本，44dB）

図 3.52　モノスコープパターンの比較



(A)　Y_W と Y_N の時間ずれなし



(B)　Y_W と Y_N の時間ずれ発生

図 3.53　新時分割多重方式における画質劣化現象

3.5.4 まとめ

本節では色信号を輝度信号に時分割多重して記録するＶＴＲにおける解像度向上技術について考察した。従来の時分割多重方式では色信号画質が向上する反面、輝度信号画質の劣化、特に解像度低下を招くが、本研究では解像度劣化のない時分割多重方式を考案すると共に、これを試作し解像度を確保しながら色信号を時分割多重することが可能であることを明らかにした。

しかし、この方式では記録時の時間圧縮開始点と再生時の時間伸長開始点がずれると大きな画質劣化を招くという欠点があり、この方式を実用化するには上記欠点を除く研究がさらに必要であると考えられる。

3.6 結　　言

本章はＶＴＲにおける画質向上技術及びそのＩＣ化技術について論じたものである。各節における所論を総括すれば次のようになる。

(1) 3.2節ではＦＭ輝度信号処理回路に関する画質向上技術とそのＩＣ化について考察し、ネガティブフィードバックダンピング方式をヘッドピーキング回路に採用することで、ダンピングに伴うプリアンプにおけるＳ／Ｎ劣化を大幅に低減できること、新しい過変調抑圧回路によりＳ／Ｎ劣化なく過変調を抑圧できること、互換再生画質の劣化原因となるビデオヘッド出力レベルばらつきを吸収するＦＭ信号用ＡＧＣ回路を開発し互換再生時の画質を大幅に向上させることができること、ネガティブフィードバックダンピングを十分にかけることでビデオヘッド定数（L_h，Q_h）ばらつきの影響を大幅に軽減できること、を夫々明らかにした。また、これらの画質向上技術を集積したＩＣを実用化し、ほぼ狙い通りの画質向上に成功している。

(2) 3.3節では低域変換方式色信号処理回路に関する画質向上技術とそのＩＣ化について考察し、周波数変換用ＰＬＬ回路に新しい位相検波回路を採用することで互換再生時の色相変化を抑圧でき色相の安定化を図れること、従来の水平同期ＰＬＬの代りにデジタル方式の周波数弁別回路を採用することでバンディングノイズを大幅に低減できること、を夫々明らかにした。また、これらの画質向上技術を集積したＩＣを実用化し、ほぼ狙い通りの画質向上に成功している。

(3) 3.4節では８ミリビデオにおける色信号処理回路に関する画質向上を狙った記録方式とそのＩＣ化について考察し、１個の基準オシレータによりパイロット信号、色信

号、音声信号の3信号を所望の周波数間隔に配置できること、ダイナミックエンファシス・ディエンファシス方式によりパイロット信号や音声信号の色信号への妨害を効果的に低減できること、新しい180°位相シフト回路の採用により正確な180°を実現しながらバースト位相への影響を低減することで色相の安定化が図れること、を夫々明らかにした。また、これらの画質向上技術を集積したＩＣを開発し、ほぼ狙い通りの効果を確認している。

(4) 3.5節では色信号を輝度信号に時分割多重記録するＶＴＲにおける解像度向上技術について考察し、時間圧縮しない輝度信号と時間圧縮した輝度信号をライン毎に交互に配置する新しい時分割多重方式のＶＴＲを試作し、従来の時分割多重方式に較べ解像度が向上することを確認した。

第４章　結　　論

本研究は、「ビデオ機器の画質向上とそのＩＣ化に関する研究」として筆者が行なった研究の成果を、第２章「テレビジョン受信機における画質向上技術とそのＩＣ化」および第３章「ビデオテープレコーダにおける画質向上技術とそのＩＣ化」に分けて詳論したものである。

本研究で新しく得られた諸成果については、夫々各章の結言に述べているが、本研究を終るにあたり、全体を総括した結論は次のようになる。

(1) カラーテレビの画質向上を狙い、ブルーミング現象を含むブラウン管の実際のアパーチャ特性を考慮した映像増幅回路の最適特性を求めた。得られた特性は従来から提案されている最適特性に比べ、幅の広いオーバシュート、プリシュート特性であり、この特性を実際のカラーテレビで実現し、従来に比べ低輝度での鮮鋭度は同等であり、高輝度での鮮鋭度がかなり改善できることを確認した。

(2) 上記最適特性を実現する新しいアパーチャ補正回路を考案し、これにシュートの大きさを調節する画質調節機能を持たせると共に、他の映像増幅回路とともにＩＣ化した。このＩＣをカラーテレビに採用し、画質向上だけでなく信頼性の向上や生産性の向上にも成功した。

(3) 1／2インチＶＴＲの普及率上昇に伴い、互換再生やビデオヘッドの交替が多発すると予想し、これらの場合にも十分な画質を確保するための画質向上技術を、ＦＭ輝度信号処理回路、低域変換方式色信号回路の夫々について考察した。

ＦＭ輝度信号処理回路に関しては、ネガティブフィードバックダンピング方式のヘッドピーキング回路と新しい過変調抑圧回路を考案すると共にこれによりＳ／Ｎ改善が図れること、ＦＭ信号用ＡＧＣ回路を考案すると共にこれにより互換再生時の画質劣化原因であるビデオヘッド出力レベルばらつきを効果的に圧縮できること、ネガティブフィードバックダンピングを十分にかけ、振幅を平坦化するプリアンプを考案すると共にこれによりビデオヘッド交替時の画質劣化原因であるビデオヘッド定数（L_h，Q_h）ばらつきの影響を大幅に軽減できること、を夫々明らかにした。

低域変換方式色信号処理回路に関しては、新しい位相検波回路を用いた周波数変換用ＰＬＬ回路を考案すると共にこれにより互換再生時に生じやすい色相ずれを大幅に低減で

き色相の安定化が図れること、デジタル方式の周波数弁別回路を用いた再生色信号周波数変換回路を考案すると共にこれにより互換再生時に生じやすいバンディングノイズを大幅に低減できること、を夫々明らかにした。

また、上記した全ての画質向上回路を他の信号処理回路とともにＩＣ化した。このＩＣをＶＴＲに採用し、画質向上だけでなく信頼性の向上や生産性の向上にも成功している。

(4) 磁気記録技術のたゆみない進歩から、1／2インチＶＴＲに代るメタルテープ・メタルヘッドを用いた８ミリビデオシステムが必要であると考え、固定ヘッドの削除が可能なトラッキング用パイロット信号，低域変換色信号，ＦＭ音声信号，ＦＭ輝度信号の４信号を周波数多重記録する記録方式について考察した。

１個の基準オシレータにより、パイロット信号，低域変換色信号，ＦＭ音声信号の３信号を所望の周波数間隔に配置する信号発生回路の実現方法，パイロット信号やＦＭ音声信号から色信号への妨害を効果的に低減するダイナミックエンファシス・ディエンファシス方式とその実現回路，正確な １８０°を実現しながらバースト位相への影響を低減することで色相の安定化を図る新しい １８０° 位相シフト回路、の夫々について明らかにした。

また、上記した画質向上回路を他の色信号処理回路と共に集積したＩＣを開発し、８ミリビデオ方式のＶＴＲに実装し、ほぼ狙い通りの画質向上と共に信頼性の向上や生産性の向上も併せて図れることを確認した。

(5) 高精細ビデオシステムなどに代表されるような将来の高画質化ニーズに応えるため、Color Under方式に代るＶＴＲ方式として、色信号を輝度信号に時分割多重する記録方式を考案した。そして、時間圧縮しない輝度信号と時間圧縮した輝度信号をライン毎に交互に配置する新しい時分割多重方式を考案すると共に、この方式のＶＴＲを試作し、従来の時分割多重方式に較べ解像度が向上することを確認した。

謝　　辞

本研究は、筆者が（株）日立製作所 家電研究所 において行なったビデオ機器の画質向上とそのＩＣ化に関する研究の成果を主体としたものである。この間、大阪大学教授滑川敏彦博士から賜った御懇篤なる御教示、御鞭撻に、また大阪大学教授中西義郎博士、手塚慶一博士、倉薗貞夫博士の御指導に対しここに深甚なる感謝の意を表する次第である。

筆者はまた、本研究の機会を与えて頂いた（株）日立製作所、家電研究所（前）所長真利藤雄博士、同所所長鍋山弘彰博士、宇佐美襄（前）技師長に感謝致します。

長年に及ぶ研究全般にわたり、有意義な討論および助言をして下さると共に、終始御鞭撻いただいた家電研究所（前）主管研究員宮崎源太郎博士（故人）、成田昭（前）第２部長、（前）東海部長日比正夫博士、弓手康史主管研究員、野呂良彦主管研究員、横浜工場副技師長荻野正規博士、中央研究所技師長永田襄博士に深く感謝致します。

最後に、本研究を推進するに際して、御協力、御討論いただいた家電研究所中川一三夫主任研究員、畔柳朝光主任研究員、綿谷由純主任研究員、近藤和夫研究員、広瀬幸一研究員、小島昇研究員、研究開発部主任技師岡部隆弘博士、高崎工場堀江昇主任技師に厚く感謝致します。

参　考　文　献

1) 日本放送協会編：カラーテレビジョン，日本放送出版協会，1973

2) 樋渡：視覚とテレビジョン，日本放送出版協会，1968

3) 澤崎：VTR，コロナ社

4) 横山　他：ホームVTR入門，テレビ学会編，1981

5) 長岡　他：カラーテレビジョン受像機の鮮鋭度の改善，テレビ誌，20，№10，1966

6) 佐々木　他：帯域内にブースト特性をもつ低域フィルタの解析と構成，電通誌，52－B，№9，1969

7) R. L. Donofrip : Image Sharpness of a Color Picture Tube by Modulation Transfer Function Techniques, IEEE, BTR－18, №1, 1972

8) 大石　他：カラー受像管のレスポンス特性とブルーミング，NHK技研月報，11，№1，1968

9) A. Shibata, et al : Electron Beam Spot Characteristics and Video Circuit Characteristics, J of SMPTE, 81, №11, 1972

10) 柴田　他：新しい輪郭強調プロセスを持ったビデオ増幅IC，テレビ誌，26，№10，1972

11) E. F. Brown : A New Crispner Circuit for Television Image, J of SMPTE, 72, №11, 1963

12) N. Kihara, et al : Development of a New System of Cassette Type Consumer VTR, IEEE, CE－22, №1, 1976

13) Y. Shiraishi, et al : Video Cassette Recorder Development for Consumers, IEEE, CE－24, №3, 1978

14) A. Shibata, et al : Advanced and Simplified Signal Processing System for VTR and Its High Performance LSIs, CE－24, №3, 1978

15) I. Nakagawa, et al : New Chrominance Signal Processing LSI for Home VCR, IEEE, CE－26, №3, 1980

16) N. Horie , et al : Four A/D LSIs for a Portable VCR System , IEEE , ISSCC Digest , 1981

17) K. Kondo , et al : Video Signal Processing LSIs Using Ion-Implanted Resisters for VCR , IEEE , CE−28 , No.3 , 1982

18) A. Shibata , et al : The New Chroma Signal Recording System for 8 MM Video , IEEE , CE−30 , No.4 , 1984

19) Y. Watatani , et al : The FM Audio Signal Recording System for 8 MM Video , IEEE , CE−30 , No.4 , 1984

20) 小島　他：ホームVTR用色信号時分割多重記録方式における解像度向上技術，テレビ全大，7−8，1984

21) 広瀬　他：VTR用プリアンプのIC化，テレビ学技報，TBS 51−2，1978

22) 近藤　他：VTR用輝度信号回路のIC化，テレビ学技報，TBS 51−1，1978

23) 広瀬　他：家庭用VTRヘッドアンプの無調整化とそのIC化，テレビ全大，1981

24) 広瀬　他：家庭用VTRヘッドアンプの無調整化とそのIC化，テレビ学技報，TEBS 74−3，1981

25) 近藤　他：イオン打込み抵抗を用いたVTR用LSI，テレビ学技報，TEBS80−3（VR 50−3），1982

26) 吉岡　他：1ターンロータリトランスを用いたビデオヘッド巻線の低減，テレビ学技報，TEBS82−3，1982

27) 中川　他：VHS方式VTR色信号用IC，テレビ学技報，TBS 54−1，1979

28) 堀江　他：I^2Lを用いたアナログ・デジタル混載LSI技術，信学技報，SSD80−2，1980

29) 小倉　他：4チップアナログディジタルLSIによるポータブルVTRシステム，信学技報，SSD81−6，1981

30) 伊藤　他：8ミリビデオ用FMオーディオシステム，テレビ学技報，VR 64−3，1984

31) 畔柳　他：8ミリビデオの色信号処理回路，信学技報，MR 84−35，1984

32) 高瀬　他：8ミリビデオ用のクロマ信号ノンリニアエンファシス，信学全大，1985

33) 小松　他：8ミリビデオ用輝度信号処理システム，信学全大，1985

34) 渡辺　他：8ミリビデオ用記録／再生アンプの開発，信学全大，1985

35) K. Mohri , et al : A New Concept of Handy Recording Camera , IEEE, CE−27 , No.3 , 1981

36) M. Morio , et al : Development of an Extremely Small Video Tape Recorder , IEEE , CE−27 , No.3 , 1981

37) 広田：8ミリビデオについて(1)，テレビ学技報，VR61−1 , 1984

38) 弓手：8ミリビデオについて(2)，テレビ学技報，VR61−2 , 1984

39) 弓手：8ミリビデオ，テレビ誌，39 , No.4 , 1985

40) Philips : A Description for the Video 2000 System , 1979

41) 綿谷　他：FM変調音声信号ビデオトラック重畳記録方式，テレビ全大，No.8−8 , 1981