3. 波形等化技術の画像機器への応用

正会員 三 田 誠 一[†],
岡 野 文 男^{†††}

降 旗 隆^{††}

1. ま え が き

波形等化技術を周波数特性の補償技術として広義にとらえると、これはAV機器における主要技術であることは言をまたない。VTRについていえば、アナログ記録あるいはデジタル記録を問わず、波形等化は直接高密度化あるいは高画質化に結びつく。また、テレビカメラについても同様に画像の鮮鋭度に関係する。ここではAV機器で多用されている対象に絞り、その周波数特性の補償手法について概説する。具体的には2節ではアナログVTR用のリニアフェイズエンファシス、リニアフェイズダイナミックFM等化回路、3節ではデジタル磁気記録や光磁気記録用波形等化回路、4節ではテレビカメラのケーブル補償や輪郭補償回路について述べる。

2. アナログ記録方式VTRにおける波形等化

次世代のテレビ放送システムとして大きな期待が寄せられているHDTVの分野では、その普及の鍵を握るHDVTRを、現行テレビの5倍以上の広帯域映像信号をアナログ記録することによって実現する方式が種々検討されている^{1)~3)}。

この節では、広帯域アナログ(FM)記録方式VTRにおける映像信号の波形伝送特性に関し、FM変調前、およびFM復調後のベースバンド系での波形ひずみ要因と、RF系での振幅特性、位相特性の影響に

図1 FM記録方式VTRの記録再生系の構成

図2 位相非直線のエンファシス回路

ついて述べ、直線位相回路網を応用したリニアフェイズエンファシス回路、リニアフェイズダイナミックFMイコライズ回路を実現することにより、周波数ひずみとS/Nを統合的に改善する最近の技術について紹介する。

2.1 ベースバンド系での波形ひずみ改善

低搬送波FM記録方式VTRにおける映像信号の記録再生系の構成を図1に示す。

一般にFM伝送系では、復調の過程で生じる三角ノイズによるS/N劣化や過変調による画像白黒反転現象など、画質を劣化させる問題がある。この三角ノイズ抑圧の常套手段として、FM変調する前にあらかじめ変調信号の高域を強調(プリエンファシス)し、復調後には逆に高域抑圧(ディエンファシス)して元に戻す処理を行う方法が一般に用いられる。

このエンファシス回路として従来は、その簡便さと互いに逆特性のものが容易に得られることから、図2に示すような、位相特性が非直線の1次有理関数の回

[†] 株式会社日立製作所 中央研究所

^{††} 株式会社日立製作所 映像メディア研究所

^{†††} NHK放送技術研究所

“Application of Waveform Equalizing Tehniques to Video Equipments” by Seichi Mita(Central Research Laboratory, Hitachi, Ltd., Tokyo), Takashi Furuhashi(Consumer Products Research Center, Hitachi, Ltd., Yokohama) and Fumio Okano(NHK Science and Technical Research Laboratories, Tokyo)

図 3 エンファシス回路の波形応答

路網が用いられている。しかし、その波形応答は、図 3(a)に示すように、高周波成分の集中する信号の立ち上がりエッジ、立ち下がりエッジで、位相非直線のために非対称な波形構造(オーバーシュート)を生じる本質的な問題がある。

このため、プリエンファシスされた映像信号の尖頭値が大きくなり、FM 変調信号の周波数偏移が過大になって、過変調による復調画像の白黒反転現象を生ずる原因となる。これを防ぐために、従来は、図 3 に示すように強制的な波形クリップによりプリエンファシスした映像信号の振幅を制限する方法を用いている。しかしクリップによる波形ひずみ(スミアの発生)は免れず、新たな画質劣化の問題を含んでいる。

一方、S/N の改善には、エンファシス量の増大が有効であるが、それに応じてクリップ量が増加して波形ひずみが増える問題があり、両者で互いに相容れない性質がある。

以上の問題は、エンファシス回路の位相非直線性にに基づくもので、直線位相のエンファシス回路が実現できれば、図 3(b)に示すように、信号のエッジ部でプリシュートとポストシュートの対称的な波形応答が得られるため、プリエンファシスされた映像信号の尖頭値を小さく抑えることができ、クリップによる波形ひずみをなくすことができ、あるいはその分、エンファシス量を増やして S/N を改善することが可能となる⁴⁾。

ここでは、正接双曲線関数を実現する LC ラダー回路網により、互いに相補的な逆関数のリニアフェイズエンファシス回路網を実現するシステムについて述べる。

(1) 直線位相回路網⁵⁾

正接双曲線関数 $\tanh(p)$ は、 $p(j\omega T)$ を複素周波数変数、 ω を角周波数変数、 T を遅延時間定数として、次の連分数展開で与えられる。

$$\tanh(p) = 1 \frac{1}{P} + 1 \frac{3}{P} + 1 \frac{5}{P} + \dots + 1 \frac{2n-1}{P} \quad (1)$$

図 4 正接双曲線関数を実現する LC ラダー回路網

図 5 余弦関数を実現する直線位相回路網 $F_c(p)$

一方、リアクタンス 1 端子対関数は、上記の連分数展開に相当する LC ラダー回路網で実現でき、次式で与えられる 2 つのリアクタンス回路網、1 端子対インピーダンス回路網である $Z(p)$ と 1 端子対アドミッタンス回路網 $Y(p)$ は、図 4 に示す回路網で実現できる。

$$\begin{aligned} Z(p) &= \tanh(p) R_0 \\ Y(p) &= \tanh(p) / R_0 \end{aligned} \quad (2)$$

ここで、インダクタンス L とキャパシタンス C の各素子値は、上記の遅延時間定数 T と特性インピーダンス R_0 を用い、次式で与えられる。

インピーダンス $Z(p)$ に対しては、

$$L_{2n-1} = \frac{1}{4n-3} T R_0, \quad C_{2n} = \frac{1}{4n-1} \frac{T}{R_0} \quad (3)$$

アドミッタンス $Y(p)$ に対しては、

$$L_{2n} = \frac{1}{4n-1} T R_0, \quad C_{2n-1} = \frac{1}{4n-3} \frac{T}{R_0} \quad (4)$$

図 5 は、負荷抵抗 $[R_1, R_2]$ とリアクタンス回路網 $[Z(p), Y(p)]$ を直列接続して構成した 4 端子回路網を示し、ここで、特に $R_1 = R_2 = R_0$ とすれば、位相特性が直線で振幅特性が余弦関数で与えられる次式の余弦回路網を実現することができる。

$$\begin{aligned} F_c(p) &= \frac{1}{1 + k \tanh(p)} \\ &= \cos(\omega T) \exp(-p) \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、 $k = R_0/R_1 = R_2/R_0 = 1$

次に、図6に示すように、2つのリアクタンス回路網 $Z(p)$ と $Y(p)$ を直列接続して構成した4端子回路網を負荷抵抗 $R(=R_0/2)$ で終端することにより、位相特性が直線で振幅特性が自乗余弦関数、自乗正弦関数で与えられる2つの基本回路網を実現できる。

同図(a)の自乗余弦回路網の伝達関数は、

$$G_c(p) = \left[\frac{1}{1 + \tanh(p)} \right]^2 = \cos^2(\omega T) \exp(-2p) \quad (6)$$

で与えられ、同様に、(b)の自乗正弦回路網の伝達関数は、次式で与えられる。

$$G_s(p) = \left[\frac{\tanh(p)}{1 + \tanh(p)} \right]^2 = -\sin^2(\omega T) \exp(-2p) \quad (7)$$

(2) リニアフェイズエンファシス

直線位相回路網により実現するリニアフェイズエン

(a) 自乗余弦回路網 $G_c(p)$

(b) 自乗正弦回路網 $G_s(p)$

図6 自乗余弦関数、自乗正弦関数を実現する直線位相回路網

図7 余弦回路網を用いた直線位相プリエンファシス回路

図8 余弦、自乗余弦回路網を用いた直線位相ディエンファシス回路

ファシスのFM系への適用条件として、①プリエンファシスとディエンファシスは、共に直線位相特性を有し、振幅特性は互いに逆特性（両者の積が恒等的に1）であること、②負極性同期情報を有するプリエンファシスされた映像信号から同期分離を行うことは一般に困難であるから、少なくともディエンファシス処理は同期分離を必要としない方法で実現できること、③コストの面から回路規模が増大しないこと、などが要求される。これまでにデジタル処理を用いたトランスバーサルタイプのエンファシス方式が一部検討されているが、ここではデジタル処理によらず、同期分離処理を必要としない比較的簡単な構成のアナログ処理によりエンファシス回路を実現する方法を以下に示す。

エンファシス特性として、次式の関数の級数展開に着目し、 $\beta = \omega T, K < 1$ として、

$$\frac{1}{1 + K \cos \beta} = 1 - (K \cos \beta) + (K \cos \beta)^2 + \dots + (-1)^m \cdot (K \cos \beta)^m \quad (8)$$

を $m=3$ で打ち切り、それを因数分解すると次式を得る。

$$(1 - K \cos \beta)(1 + K \cos \beta)(1 + (K \cos \beta)^2) \approx 1 \quad (9)$$

左辺第1項は、プリエンファシス特性を示し、第2項と第3項は、ディエンファシス特性を示す。

したがって、上記図5の余弦関数と図6の自乗余弦関数を用いて、プリエンファシス関数として、

$$FP(p) = (1 - K \cos(\omega T)) \exp(-p) \quad (10)$$

を図7の構成で実現し、また、ディエンファシス関数として、

$$FD(p) = (1 + K \cos(\omega T)) \exp(-p) \cdot (1 + (K \cos(\omega T))^2 \exp(-2p)) \quad (11)$$

を図8の構成で実現すれば、

$$FP(p)FD(p) = \exp(-4p) \quad (12)$$

となり、波形ひずみ(位相ひずみと振幅ひずみ)を生じないリニアフェイズエンファシス可以实现できる。

なお、これらの直線位相回路網に振幅非直線要素を併用することにより、入力映像信号の振幅レベルに応

じてエンファシス量を可変にして、画像平坦部で S/N を改善できるリニアフェイズダイナミックエンファシスを実現することも容易である。その発展型として、振幅非直線要素を用いたリニアフェイズダイナミック FM イコライズ回路について、次節で述べる。

2.2 FM 伝送系での等化技術¹⁾

磁気記録で用いられる低搬送波 FM 記録では、変調信号周波数の高いところで変調指数が小さく設定されるため、FM 占有帯域は搬送波と上下対の第 1 次側帯波でのみ構成される比較的狭帯域な系と見なすことができる。その基本伝送特性として、テープ・ヘッド系と信号記録再生回路を含めた FM 伝送系の位相特性が直線の場合には、微分位相(DP)は生じず、また、振幅特性が直線特性(傾斜特性も含む)であれば、微分利得(DG)も生じない。テープ・ヘッド系の磁気記録特性として、振幅特性、位相特性は十分な直線性を有することが知られている。したがって、FM 伝送系での波形ひずみの発生を防止するためには、信号記録再生回路系での振幅ひずみ、位相ひずみを充分小さく抑え込む必要がある。

HDVTR のように広帯域記録が要求されるシステムでは、FM 伝送帯域は、数十 MHz～50 MHz 程度にも及ぶ。このため記録系では、直線性に優れた広帯域 FM 変調器を用い、直線位相特性を確保するために、広帯域記録増幅器を用いた定電流フラット記録が一般に用いられる。また再生系では、ヘッドのインダクタンスと再生増幅器の入力容量で形成される共振回路の共振周波数を FM 帯域外になるように充分高くする工夫が不可欠となっている。しかし、それも限界があるため、その共振点が FM 帯域内に落ち込む場合は、共振特性を充分ダンピングし、あるいは位相等化、振幅等化により特性補正する方法も用いられる。

これ以外に、FM 記録では、2 周波伝送特性に基づく磁気記録に特有の側帯波の振幅変化(すなわち、下側帯波が振幅強調され、上側帯波が振幅抑圧される現象)があり、FM 信号の忠実な復元と下側帯波強調に起因する反転を防止するために、この振幅変化を等化する直線位相特性のイコライザが必須となっている。

その等化特性として、イコライザ後段のリミッタでの側帯波の復元作用を考慮すると、完全な平坦特性にするより、下側帯波を強調気味にし、上側帯波を抑圧気味にする直線傾斜下降特性が、テープ・ヘッド系の高域ノイズを抑圧して復調 S/N を改善するのに有利である。しかし、下側帯波強調で等化されるため反転余裕が減少する問題がある。

図 9 直線位相ダイナミック FM イコライズ回路

これに関しては、上記の直線位相回路網を応用して直線位相特性のダイナミック FM イコライズを実現することにより改善可能である。そのイコライズ回路を図 9 に示す。同図の振幅非直線要素(リミッタ増幅器)の作用により、この回路の FM 信号に対する等化特性は、次式で与えられる。

$$EQ(p) = (\sin^2(\omega T) + K \cos^2(\omega T)) \exp(-2p) \quad (13)$$

ここで、中心周波数 $f_0 (=1/4T)$ を FM 信号の搬送周波数に等しくなるように設定すれば、自乗正弦回路網により分離される搬送波と自乗余弦回路網により分離される上下両側帯波の加算比が係数 K により調整されるため、 $K < 1$ とすれば、搬送波に対し上下側帯波を抑圧する等化特性が実現できる。しかも、振幅非直線要素のリミッタ増幅作用により、入力 FM 信号の振幅レベルに応じて側帯波に対するエンファシス量を可変にできる動的な等化特性(入力レベルが小さいほど側帯波を抑圧する特性)が得られる。

これにより、トラッキングエラーなどにより再生 FM 信号のレベルが低下して高域の f 特が低下したときに、搬送波より相対的に側帯波が強調されて生ずる反転を防止して、FM 系での反転余裕を改善するのに有効であり、それを直線下降等化特性の実現に割り振ることにより S/N を改善することも可能となる。

3. デジタル記録における波形等化

デジタル VTR をはじめとするデジタル記録装置の高密度化の進展には目ざましいものがあり、波形等化はこれを支える基本技術のひとつになっている。

ここで、記録再生系を一種のデジタル通信路と見なすと、その特徴⁶⁾として次の①～③などがあげられる。

- ① ナイキスト周波数における振幅の低下は低周波部に比較し、せいぜい 10 dB 程度である。これ以上周波数特性が劣化する場合には、一般に雑音

図 10 等化器の配置およびその基本構成

図 11 等化器の構成要素

- が問題になる。
- ② 記録再生過程では、急峻な位相ひずみは生じない。
- ③ ただし、記録媒体固有の非線形ひずみ⁷⁾⁸⁾が多少なりとも存在する。
- いずれにしる振幅や位相特性の劣化はそれほど大き

くはないため、記録機器では、構成が比較的簡単な等化器が用いられている。

3.1 実際の等化器の構成

ここでは、デジタル VTR など で実用化されている等化器の概要を述べる。等化器の基本構成を図 10 に示す。また各基本ユニットを図 11 に示す。等化過

図 12 磁気および光記録の再生特性例

程は記録等化と再生等化に分けられる。磁気記録では反磁界の作用により、また光記録では熱干渉により、上述した非線形ひずみが生じる。これらの非線形ひずみを軽減するために、記録等化が用いられる。記録等化には、一般に低周波成分を抑圧する特性⁹⁾を持たせる。

磁気記録系および光記録系の再生特性の典型的な例を図 12 に示す。前者は低周波部で微分特性をまた高周波部で指数関数形の減衰特性を有する。一方、後者は対物レンズの NA で決まる sinc 関数型の周波数特性を持つ。これらの特性を持つ再生パルス系列が周知のナイキスト条件を満たすようにするのが再生等化の役目である。

再生等化器の実際の構成例を図 10(b) に示す。使用する変調方式の低周波成分の多少で、等化器の低周波の補償方式が異なる。D1 デジタル VTR で採用されている NRZ 符号は低周波成分が多く、特性劣化を招かないためには、ビット周波数の約 1000 分の 1 までの低周波特性の補償が必要である。

雑音を増すことなく、これを実現するために、通信分野で用いられてきた量子化帰還¹⁰⁾¹¹⁾が採用されている。D2 デジタル VTR では、低周波成分の少ないミラスクエアド符号¹²⁾が用いられるため、低周波の補償は簡単な積分回路のみでこと足りる。両者共に高周波部の等化には、トランスバーサルフィルタが用いられている。

上述したように、比較的特性劣化が少ないため、タップ数 3 程度で充分な等化特性が得られる。特に、D2 VTR では反射型 3 タップトランスバーサルフィルタを用いて振幅特性のみを補償し、簡単な位相等化器の併用により波形の非対称成分を吸収することで、回路の簡素化が図られている。

光記録(光磁気記録)では、図 12 からも見られるように、高周波部の特性劣化のみが問題になる。このためトランスバーサルフィルタのみで充分な等化特性が

図 13 ゼロフォーシング型自動等化器の構成例

得られる。しかし、レンズの NA が 0.55 前後でビット長さが $0.5 \mu\text{m}$ 以下になると、アパーチャ損失のため高周波部が急峻に遮断される。この影響を避けるために、信号成分を低周波に変換できるパーシャルレスポンス検出(クラス I)が用いられている¹³⁾。この場合には、3 値判定になる。

3.2 適応型等化器

以上述べた波形等化器は、いわゆる固定等化方式と呼ばれるものである。これに対し、自動等化方式¹⁴⁾を用いると、以下の利点が生じる。

- ① 初期調整およびヘッド交換時の再調整が簡単になり、また記録済み媒体の互換再生時の信頼性の向上が図れる。
- ② 再生特性のばらつきに対するマージンを見込む必要がないため、高密度化ができる。

ここでは、記録装置でアイパターンが完全に閉止するような周波数特性の劣化は通常発生しないことを前提として、特別なトレーニングデータを用いずにタップ係数を収束できる適応型ゼロフォーシングアルゴリズム¹⁵⁾¹⁶⁾を用いた自動等化器の概要を述べる。

トランスバーサルフィルタ出力端でのインパルス応答を $h(t)$ とすると、等化後の符号間干渉の絶対値の和 D は次式で与えられる。

$$D = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |h(kT)| \quad (14)$$

ゼロフォーシングアルゴリズムは、この D の値が最小になるように、トランスバーサルフィルタのタップ係数を制御する。

自動等化器の構成例を図 13 に示す。トランスバーサルフィルタは反射型 3 タップを用い、この利得を 6

図 14 自動等化のシミュレーション結果

ビット DA 変換器を通して制御する。データの識別再生用比較器と等化誤差検出用比較器のデータをそれぞれ 3 ビット毎に直並列変換し、これを n 分周したクロック信号でラッチし、FIFO メモリーに格納する。デジタル VTR の CN 比は通常 30 dB 前後であるから、1 回タップ係数を更新するのに必要なサンプル数は数千になり、FIFO の容量を 2 K バイトに選んだ。このデータをもとに、16 ビット CPU で自動等化に必要な評価値を求め、インタフェース回路を介して 2 個の DA 変換器により利得調整器と誤差検出用比較器を制御する。1 サンプルは、識別再生データ 3 ビットと誤差検出データ 3 ビットの計 6 ビットで構成される。等化誤差やタップ係数を求めるための演算を、あらかじめテーブル化し、CPU の演算は加算だけにとどめる。

本等化器のシミュレーションによる等化前後のアイパターンを図 14 に示す。NRZ 符号のアイパターンには、等化誤差の残留が見られるが、これはトランスバースフィルタのタップ数が充分でないからである。

4. テレビカメラの周波数補償

カメラの周波数補償はカメラの種類、つまりホームビデオカメラ、ENG カメラ、スタジオカメラなどによって若干異なるが、共通なものとして輪郭補償があげられる。また、スタジオカメラではカメラヘッドから CCU (カメラコントロールユニット) までケーブルで信号を伝送するために、これによる高周波成分の減衰を補償するケーブル補償回路が必要となる。さらに、EDTV 対応型カメラでは γ 補正と色信号の帯域

図 15 同軸ケーブルの減衰特性(昭和電線・電線株式会社、電線要覧より)

制限による高彩度画像での高周波成分の劣化を補償することが提案されている¹⁷⁾。固体撮像素子を用いたカメラでは、信号処理でのサンプリングのアパーチャによる高周波成分の低下の補償などもある。ここでは、代表的なものとして、ケーブル補償と輪郭補償について述べる。

4.1 ケーブル補償

カメラから CCU への信号の伝送はコンポーネント信号(R,G,B)や NTSC コンポジット信号をベースバンドのまま伝送するのが最も基本的な方法である。この場合、映像信号はカメラケーブル内の同軸ケーブルで伝送される。番組制作時のケーブル敷線を容易にするために、制御線や電源線と組合された多芯のカメラケーブルをできるだけ細くすることが要求され、同軸ケーブルは 1.5 C ~ 3 C 程度のものを用いることが多い。

同軸ケーブルの減衰量(dB)は、1.5 C など細いものでは低い周波数で多少異なるものの、一般的には周波数の平方根 $\sqrt{f}$ に比例する(図 15 参照)ことが知られている。この特性をもたらし主なる要因は、高周波での表皮効果によるものである。この $\sqrt{f}$ の減衰特性は、CR 回路の組合せによって補正し、波形等化することが多い。CR 回路での補正ではこの $\sqrt{f}$ 減衰特性を完全に補正することはできないが、回路の簡易さから最も多く用いられる。

この CR による補正のための基本的な回路は、トランジスタのエミッタに前述の CR 回路を接続するエミッタピーキングである(図 16(a))。また、回路の安定化のために差動増幅器を用いることもある(図

図 16(a) エミッタピーキング

図 16(b) 差動増幅器によるピーキング

図 16(c) フィードバックによるピーキング

16(b)). 最近では、演算増幅器の高性能化に伴い広帯域の演算増幅器を用い、帰還ループに前述の CR 回路を用いて回路の安定化と低消費電力化を図ることが多くなっている(図 16(c)).

ケーブルの長さによる補正量の違いは、接続する CR 回路を切り換えることで対応する。ケーブルの長さは、ケーブルの抵抗値を検出して自動補正するのが一般的な手法である。広帯域信号を扱うハイビジョンカメラでも同様な補正法を用いることが多いが、ケーブル長が 200 m 以上になると、高周波成分の低下が著しく補償がむずかしくなるために、光ファイバケーブルを用いることとなる。

4.2 輪郭補償

テレビカメラでは、使用する撮像素子の空間周波数特性(MTF)の高域での低下を補償するために、いわゆる輪郭補償を行う。この輪郭補償は、図 17 で示すように、2 次微分した信号を元の映像信号に加えることで高域の補償を行う。2 次微分した信号の周波数特

図 17 輪郭補償原理構成図

図 18 2つのブースト周波数を持つ輪郭補償回路構成例

性 $A(\omega)$ は、1 つの遅延線の遅延量を τ とすると

$$A(\omega) = 1 - \cos \omega \tau \quad (15)$$

で得られる。この特性の最大値をもたらすブースト周波数は $1/(2\tau)$ となる。この処理は、図 17 のように 2 次微分のため画像に輪郭をつけた形になるために輪郭補償と呼ばれており、水平と垂直の両方向について行われる。垂直方向の補正では、2 次微分するための遅延線は 1 水平走査期間の遅延量(NTSC で $63.5 \mu\text{s}$)となる。このため LC の遅延線などでは、これだけの遅延量を得ることが困難であるために、ガラス遅延線を用いる。このガラス遅延線の中を音波の形にして伝搬させ、所要の遅延量を得る。

家庭用カメラ等では、回路の簡易化のために垂直方向の補正を省いたり、水平方向の補正も CR 回路でのピーキングで代用したりしていたが、最近では性能向上のため 2 次元の補正を行う場合もある。

ハイビジョンカメラでも、同様に 2 次微分の輪郭補償を行う。垂直補償のための遅延線は NTSC カメラ

と同様ガラス遅延線が開発されている。またより高性能化のために、ガラス遅延線を用いしないで、映像信号をA/D変換してデジタル処理で行うことも多い。NTSCよりも広い帯域をもつために、図18のように、水平の遅延線を4つ持ち水平ブースト周波数を2つにすることも行われている。この水平ブースト周波数のひとつは帯域内の12~15 MHz程度、もうひとつは帯域端付近の20 MHz以上とすることが多い。さらに、斜め方向の画素との演算も行うことで、斜め方向の成分の制御を行うこともある¹⁸⁾。

これら輪郭補償により解像度は増すが、S/Nの劣化を伴うために、それを抑圧する工夫が行われている。代表的なものとして、抽出した輪郭補償信号の量がある程度以下の時や、映像信号レベルが低い時には補正を行わない方法などの非線形処理が行われている。

輪郭信号はグリーン信号を前述の2次微分をして得るアウトオブグリーン方式を用いることが多い。R、G、Bの各信号から輪郭補償信号を抽出して元のR、G、B各信号に加算する、いわゆる三輪郭補償法も提案されている¹⁹⁾。この方法は、赤い照明下でのG信号の高周波成分の少ない被写体などでも良好な画質を得ることができるが、レジストレーションずれの影響を受けやすいため、レジストレーションずれの少ない固体カメラなどで採用されている。

5. む す び

波形等化技術を周波数特性の補償技術として広義にとらえ、AV機器で多用されているものに絞って概説した。記録装置に限れば、アナログ、デジタルともに周波数特性の補償は現在出荷時にあらかじめその値を調整する、いわゆる固定等化方式のものが大半である。今後この分野でも適応等化の手法が取り入れられ、高密度化あるいは高信頼度化がさらに進められることが期待される。なお降旗が2節、三田が3節、岡野が4節を担当した。

(1991年1月14日受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 横山ほか：ハイビジョン用VTRの開発，NHK技術研究，**38**，2，pp. 65-118(1986)
- 2) T. Furuhashi, et al. : "A High-Definition MUSE VCR with Analog Segment Recording Method", IEEE Trans., **CE-32**, 2, pp. 107-115(May 1986)
- 3) M. Itoga, et al. : "Two-Channel FM Recording for High-Definition Baseband Signals", IEEE Trans., **CE-34**, 1, pp.

78-84(Feb. 1988)

- 4) T. Furuhashi, et al. : "Linear Phase Emphasis Networks with Gaussian Function", IEEE Trans., **BC-33**, 1, pp. 14-22(Mar. 1987)
- 5) T. Furuhashi, et al. : "Linear Phase Networks with Hyperbolic Tangent Function and Their Applications", IEEE Trans., **BC-32**, 3, pp. 62-69(Sep. 1986)
- 6) 江藤："デジタルビデオ記録技術"，p. 24, 日刊工業
- 7) ヤンベルグマンズ，三田，泉田："エコーキャンセラ技術を用いたデジタル記録チャネルの特性解析"，テレビ学技報，**VR 88-58**(Dec. 1988)
- 8) 浦川："デジタル磁気記録における再生等化器の最適化実験"，テレビ学技報**14**，47(July 1990)
- 9) M. Umemoto, et al. : "Recording Channel Electronics for HDTV Digital VTR" IEEE Trans. Magn., **MAG-23**, 5 (Sept. 1987)
- 10) F. D. Waldhauer : "Quantized Feedback in a Experimental 280Mb/s Digital Repeater for Coaxial Transmission", IEEE Trans. Commun., **COM-22**, 1, pp. 1-5(1974)
- 11) 大沢，岡本，田崎："NRZ記録における量子化帰還法の基礎検討"，信学技報，**MR82-37**(1983)
- 12) J. C. Mallinson, J. W. Miller : "Optimal Codes for Digital Magnetic Recording", The Radio and Electronic Engineers, **47**, 4, pp. 172-176(1977)
- 13) T. Sekiguchi, H. Kato, et al. : "High Bit Rate Digital Video Recording Using Magneto - Optical Disks", ISOM'87 Technical Digest (Sep. 1987)
- 14) 三田，井手，稲垣："デジタルVTR用簡易自動等化器の構成"，テレビ誌，**44**，1，pp. 728-735(1989)
- 15) R. W. Lucky : "Automatic Equalization for Digital Communication", BSTJ, **44**, 4, pp. 547-587(1965)
- 16) R. W. Lucky : "Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems", BSTJ, **45**, 2, pp. 255-286(1966)
- 17) 湯山，矢野："EDTV方式における高彩度画像の解像度低下に対する補償方式"，テレビ誌，**43**，7，pp. 723-730(1989)
- 18) 岡田，三橋："高品位テレビ用デジタル信号輪郭補正器"，信学技報，**IE 83-94**(1984)
- 19) 望月："三輪郭補償方式とその効果"，NHK技術研究，**35**，2，pp. 52-57(1984)

三田 誠一 昭和46年，京都大学大学院修士課程修了。同年，(株)日立製作所に入社。同社中央研究所に勤務し，現在，同所主任研究員。ビデオ記録，特にデジタル録画の研究に従事。工学博士。正会員。

降旗 たかし 昭和44年，東京工業大学理工学部電子物理工学科卒業。同年，(株)日立製作所に入社。同社家電研究所に勤務し，現在に至る。自動制御，磁気記録，画像信号処理，ビデオ関連機器の研究開発に従事。正会員。

岡野 文男 昭和53年，東北大学大学院修士課程修了。同年，NHKに入局。名古屋放送局に勤務。56年より，同放送技術研究所に勤務し，現在に至る。ハイビジョンカメラの研究開発に従事。正会員。