デジタル VTR 用簡易自動等化器

正会員 三 田 誠 一[†], 井 手 浩[†]
稲 垣 康 夫^{††}

A Simplified Automatic Equalizer for Digital VTR

Seiichi Mita[†], Hiroshi Ide[†] and Yasuo Inagaki^{††}

Abstract : A simplified automatic equalizer operated at bit rate of over 100 Mbps is proposed for digital VTR. Transversal filter tap gains can be set using only binary data obtained from a data detecting comparator and an error detecting comparator by employing a modified adaptive zero-forcing algorithm. Therefore, the equalizer can be implemented with only a few components such as two comparators, a 2k-byte FIFO memory IC, a low speed DA convertor and a 16 bit-CPU.

The variable step size of tap gains and look-up table of equalizing error estimation are also introduced in order to shorten the tap gains convergence time. As a result, convergence times of less than 0.5 seconds can be achieved on the use of D2 format digital VTR channel.

1. ま え が き

デジタル VTR の基本性能のひとつである符号誤りを左右する波形等化器については、出荷時に磁気記録系の特性に合わせてタップ係数を設定する、いわゆる固定等化方式と呼ばれるものが用いられている。これに対し、自動等化方式を導入すると、

- (1) 初期調整およびヘッド交換時の再調整が簡単になる。
- (2) 記録済みテープの互換再生時の信頼性の向上

が図れる。

- (3) 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。
- という利点が生じる。

さきに筆者らは、デジタルトランスバーサルフィルタを用いた自動等化器を報告した¹⁾²⁾。これは全デジタル等化器を容易に構成できる利点があるが、高速 AD 変換器等を必要とするため、100 Mb/s 以下の低速領域に都合が良い。本論文では、D2 デジタル VTR のミラースクエア符号 (以下 M² と略す) や、ハ

キーワード：自動等化，ゼロフォーシングアルゴリズム，ミラースクエア符号

1989 年 11 月 29 日，テレビジョン学会画像情報記録研究会で発表 (VIR 89-20)

1989 年 10 月 31 日受付，1990 年 1 月 5 日再受付

[†] 株式会社日立製作所 中央研究所 (〒185 国分寺市東恋ヶ窪 1-280, TEL. 0423-23-1111)

^{††} 株式会社日立製作所 ニューメディア事業部 (〒312 勝田市田彦, TEL. 0292-73-1111)

[†] Central Research Laboratory, Hitachi Ltd. (1-280, Higashi-koigakubo, Kokubunji, Tokyo 185, Japan)

^{††} New Electronic Media Division, Hitachi Ltd. (Tahiko, Katsuta, Ibaraki 312, Japan)

イビジョンディジタル VTR の NRZ 符号³⁾等の 100 Mb/s 以上の高速信号を取り扱い易いアナログトランスバースフィルタを用いた自動等化器を報告する。

本論文の 2 章では、 M^2 符号の最適等化特性⁴⁾を明らかにする。3 章では、簡易自動等化アルゴリズムを求め、これに基づいた等化器の構成法および基本動作を示す。最後に、シミュレーションと実験により、タップ係数の収束特性等の基本特性を明らかにする。

2. M^2 符号の最適等化特性

図 1 に示すように、ビット間隔 T の NRZ 符号を M^2 符号に変換すると、 M^2 の波形は元の NRZ 符号の半分の間隔 $T' (= T/2)$ を持つ NRZ 符号で構成されていると見なしうる。 T' の繰り返し周期で見た場合の“1”あるいは“0”の連続数の最大値と最小値をおのおの $RL_{\max}$ と $RL_{\min}$ とする。 M^2 では $RL_{\max} = 6$, $RL_{\min} = 2$ となり、パルス系列中には、幅 T' の孤立パルスは存在しない。

一般に、周期 T' のディジタル情報系列において、符号間干渉が発生しないためには、そのインパルス応答 $h(t)$ は、 $1/(2T')$ をナイキスト周波数とするいわゆるナイキスト条件を満たせばよい。すなわち、時刻 nT' において、

$$\begin{aligned} h(nT') &= 0 \quad |n| \geq 1 \\ h(nT') &= 1 \quad n = 0 \end{aligned} \quad (1)$$

が成立しなければならない。ところが、 M^2 符号の場合には、 $RL_{\min} = 2$ であるから、時刻 $t = 0$ でインパルス応答が最大値をとるとし、それに隣接する時刻 $\pm T'$ では、符号間干渉が許容できる。この符号間干渉の値を μ , ν とすると、 M^2 符号のインパルス応答 $h_m(t)$ は次式で与えられる⁴⁾。

$$\begin{aligned} h_m(nT') &= 0 \quad |n| \geq 2 \\ h_m(-T') &= \mu \\ h_m(T') &= \nu \\ h_m(0) &= 1 \end{aligned} \quad (2)$$

いま $\mu, \nu \geq 0$ と仮定する。この場合、符号識別点

図 1 NRZ 符号と M^2 符号の関係
Waveform correspondence between NRZ code and M^2 code.

における振幅は、

“0” に対応して $0, \mu, \nu$

“1” に対応して $1+\mu, 1+\nu, 1+\mu+\nu$

のいずれかの値を取る。これらの値を A_p とする。閾値 T_h は各符号に対応する振幅の最小値 (0) と最大値 $(1+\mu+\nu)$ の中間となるから、

$$T_h = 0.5 + (\mu + \nu)/2 \quad (3)$$

となる。いま、閾値と各振幅値の距離の絶対値を D_{is} とすると、

$$\begin{aligned} D_{is} &= |A_p - T_h| \\ &= \{0.5 + (\mu - \nu)/2, 0.5 + (\nu - \mu)/2, \\ &\quad 0.5 + (\mu + \nu)/2\} \end{aligned} \quad (4)$$

となる。これから、インパルス応答が対称、すなわち、 $\mu = \nu$ であれば、 $D_{is} \geq 0.5$ が成り立つ。これは、符号間干渉 μ の存在により SNR が向上したことを意味する。 $\mu = \nu$ 以外では、証明を省略するが、 $D_{is} \leq 0.5$ となる場合が存在し、SNR は有利にならない。

$\mu = \nu \geq 0$ の場合には、 $h_m(t)$ と $h(t)$ は次式で関係づけられる。

$$h_m(t) = \mu h(t - T') + h(t) + \mu h(t + T') \quad (5)$$

$h_m(t)$, $h(t)$ の周波数特性を $H_m(f)$, $H(f)$ とすると、(5) 式から、

$$H_m(f) = \{1 + 2\mu \cos(2\pi f T')\} H(f) \quad (6)$$

となる。

ここで、最も帯域が狭い等化特性を最適と考える。この場合、 $H(f)$ が以下のナイキストの理想周波数特性を満足すればよい。

$$\begin{aligned} H(f) &= T/2 \quad 1/(2T') \geq f \geq 0 \\ H(f) &= 0 \quad f > 1/(2T') \end{aligned} \quad (7)$$

しかも、ナイキスト周波数 $1/(2T') (= 1/T)$ において、 $H(f)$ の係数が 0 になればよい。これは $\mu = 0.5$ とすればよく、結局、元の NRZ 符号で考えれば、ナイキストの第 2 条件を満たす (ロールオフ率 100% に相当) 周波数特性が実現できればよいことになる。すなわち、

$$H_m(f) = \{1 + \cos(\pi f T')\} \cdot T/2 \quad (8)$$

と与えられる。

一方、(1) 式の条件を満たす $H(f)$ として、 $1/T'$ をナイキスト周波数とするロールオフ率 100% のナイキスト条件を考えると、 $H(f)$ は、

$$H(f) = \{1 + \cos(\pi f T')\} \cdot T'/2 \quad (9)$$

と与えられる。(8) 式、(9) 式の等化特性を図 2(a) に示す。また、これに対応するインパルス応答を (b)、アイパターンを (c) に示す。これからわかるように、(8) 式の所要帯域は、(9) 式のものに比べ半分になっている。両者のアイパターンの最内側の振幅は

図 2 M²符号の最適等化特性
Optimum equalizing characteristics of M² code.

共に等しいから、アイパターンの外側の振幅が大きい分だけ、(8)式の特性の方がSNRの点で有利になる。一方、(8)式の等化特性で与えられる雑音は、(9)式のものに比較して、低周波数で増加する。しかし、(9)式の等化特性を満たすようにするには、デジタルVTRで信号が再生されない高周波部を強調する必要がある、(8)式のものより一般に多くなる。

3. 自動等化器の基本構成

周期 T のデジタル情報系列において、前述の議論から、NRZ 符号は $1/(2T)$ をナイキスト周波数とするナイキスト条件を、また M² 符号は、(8)式に示すロールオフ率 100% のナイキスト条件を満たす必要がある。自動等化器は、VTR から再生されたインパルス応答がこれらの式を満たすように、トランスバーサルフィルタのタップ係数を自動的に設定するものである。デジタル VTR 用自動等化器を実現するうえで考慮すべきことは、

- (1) 特別なトレーニング用データを用いずに、タップ係数を短時間で収束できる。

- (2) 収束特性が再生信号の振幅変動やドロップアウトにあまり影響されないこと。

等であろう。自動等化器を構成するうえで、積極的に利用すべきデジタル VTR の特長は、

- (a) 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。
- (b) 再生中に周波数特性が時々刻々変化することはない。

等である。ここで、(a)の特長を活かせば、基本アルゴリズムに適応型ゼロフォーシングアルゴリズム⁵⁾を用いることができ、これにより条件(1)が満たされる。また、(b)から等化に必要な情報を適当な間隔で間引いて得ることができ、これにより(2)が満たされる。

まず、適応型ゼロフォーシングアルゴリズムの動作を図3により概説する。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。

$$D = \sum_{k=-\infty}^{\infty} |h(kT)| \quad (10)$$

図3 ゼロフォーシング型自動等化器の基本構成
Basic structure of zero-forcing type equalizer.

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 C_j を制御する。これは、アイ開口率を最大にすることと等価である。時刻 kT における情報源からのパルス列を a_k とする。 a_k は2値信号であり、“1”あるいは“0”をとる。ここでは以下の便宜上“1”を+1に“0”を-1に対応させ、 $a_k \in \{+1, -1\}$ とする。トランスバーサルフィルタ出力端での時刻 kT における出力は次式で与えられる。

$$y_k = \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_l h(kT - lT) \quad (11)$$

ここで、等化誤差に相当する信号 e_k は、

$$e_k = y_k - a_k' \quad (12)$$

で与えられる。 a_k' は、 a_k の推定値であり、 y_k を図3の比較器で識別再生して得る。符号誤りがなければ a_k と一致する。等化誤差の評価値 H_j は、前述の a_k' と e_k から次式で与えられる。

$$H_j = \sum_{k=0}^m \text{sgn}(a_{k-j}') \text{sgn}(e_k)$$

$$\text{ただし、} \text{sgn}(\gamma) = \begin{cases} 1 & \gamma \geq 0 \\ -1 & \gamma < 0 \end{cases} \quad (13)$$

ここで、 m は評価値を1回求めるのに必要な加算回数である。 $H_{j \neq 0}$ が正であれば、等化が不足していることになり利得調整器でタップ係数 $C_{j \neq 0}$ を微小量 Δ (ステップ幅) だけ増加させ、等化量を増す。逆に $H_{j \neq 0}$ が負であれば、タップ係数を微小量 Δ だけ減少させる操作を繰り返す。一方、 H_0 に対しては、 H_0 が正であれば C_0 を微小量 Δ だけ減少させるような操作を繰り返す。このようにすれば、(10)式に示した符号間干渉 D は最小になる。

図4は、今回検討した等化器の基本構成を示したも

図4 提案した自動等化器の構成
Structure of proposed automatic equalizer.

のであり、図3に比較し、以下の点に構成上の特長がある。

- (1) 等化精度を左右するタップ係数 C_0 の制御に必要な高速高精度の可変利得増幅器が不要である。

このために、トランスバーサルフィルタの出力信号を併置した2個の比較器に同時に供給し、一方の比較器で、従来通り信号の識別再生を行い、他方の比較器でその参照レベルを変化させて等化誤差を検出する方法を考案した。参照レベルは、VTRの再生信号の振幅変動に追従できれば良く、低速DA変換器を通して供給できる。このために、評価値を与える(13)式を以下のように修正する。

$$\begin{aligned} H_j &= \sum_{k=0}^m \text{sgn}(a_{k-j}') \text{sgn}(e_k) \\ &= \sum_{k=0}^m \text{sgn}(a_{k-j}') \text{sgn}(e_k) \left(\frac{a_k' + 1}{2} \right) \\ &\quad + \sum_{k=0}^m \text{sgn}(a_{k-j}') \text{sgn}(e_k) \left(\frac{1 - a_k'}{2} \right) \end{aligned} \quad (14)$$

(14)式において、前半部は信号 a_k' が+1の場合の、後半部は信号 a_k' が-1の場合の等化誤差を与える。記録再生系が線形であれば、波形は a_k' が+1の場合と-1の場合で対称になるから、(14)式の前半部か後半部いずれか一方だけで H_j を算出できる。いま、 a_k' が+1の場合だけから H_j を算出する。まず $\text{sgn}(e_k)$ を求める必要があるが、これは図4の比較器IIの一方

の入力に参照レベルとして、ある正レベルを与え、他方の入力端に y_k を与え、その出力に得られる e_k から算出できる。さらに、比較器 I から得られる a'_{k-j} を用いて(14)式の前半部に示す演算を行えば、 H_0 が算出できる。この H_0 の正負に応じて参照レベルを逐次増減し、 H_0 の絶対値が最小になるようにする。これは C_0 を増減し、(13)式で与えられる H_0 を最小にする操作と等価である。

(2) 等化に必要なデータを間欠的にサンプリングする手法を開発し、高速動作が必要な回路構成を最小限にとどめた。これによりドロップアウトや局所的な振幅変動による収束特性への悪影響も避けることができる。

データを間欠的にサンプリングするひとつの方法として、高速データを数千ビット単位で、間欠的に採る方法が考えられる。しかしながら、この方法では、高速データ記憶のための回路が必要になるため、消費電力や回路規模の増大は避けられない。これに対し、等化に必要な高速データを数ビット毎に間欠的にサンプリングすることが考えられる。いま、(14)式の前半部のみを用いて、間欠的にサンプリングする場合、評価値 H_j は、次式で与えられる。

$$H_j = \sum_{k=0}^m \text{sgn}(a'_{nk-j}) \text{sgn}(e_{nk}) \left(\frac{a'_{nk} + 1}{2} \right) \quad (15)$$

n はサンプリング間隔であり、ドロップアウトの影響を避けるためには $n \gg 1$ に選べばよい。

具体的には、図4の回路に示しているように、クロック信号を n 分周し、併置した2個の比較器から得られる2種のデータ系列をゲート回路で抽出する。トランスバーサルフィルタのタップ数を N とすると、最小限連続した $\{(N-1)/2+1\}$ ビットのデータを抽出すればよい。例えば、 $n=100$, $N=3$ に選べば $(a'_{-1}, a'_0, e_{-1}, e_0)$, $(a'_{99}, a'_{100}, e_{99}, e_{100})$ ……なるデータの組を得る。ここで、最初のデータの組を用いて所要の評価値 H_j を求める手順を以下に説明する。

$a'_{-1} = a'_0 = 1$ であれば、

H_{-1} に対し、 $\text{sgn}(a'_0) \text{sgn}(e_{-1})$

H_0 に対し、 $\text{sgn}(a'_{-1}) \text{sgn}(e_{-1})$ および $\text{sgn}(a'_0) \text{sgn}(e_0)$

H_1 に対し、 $\text{sgn}(a'_{-1}) \text{sgn}(e_0)$

なるサンプルが得られる。

$a'_{-1} = -1$, $a'_0 = -1$ であれば、

H_{-1} に対し、 $\text{sgn}(a'_0) \text{sgn}(e_{-1})$

H_0 に対し、 $\text{sgn}(a'_{-1}) \text{sgn}(e_{-1})$

なるサンプルが得られる。

$a'_{-1} = -1$, $a'_0 = 1$ であれば、

図5 自動等化器の動作方法
Way of operating proposed automatic equalizer.

表1 評価値計算例
Example of equalized error estimation.

	(a, b)	(b, c)	(c, d)	(d, e)	(e, f)	(f, g)	(g, h)	(h, i)	(i, j)	計
H_1	1	0	-1	1	0	0	1	0	0	2
H_0	-1	-1	1	2	1	0	-1	-1	0	0
H_{-1}	0	1	0	1	-1	0	0	1	0	2

H_0 に対し、 $\text{sgn}(a'_0) \text{sgn}(e_0)$

H_1 に対し、 $\text{sgn}(a'_{-1}) \text{sgn}(e_0)$

なるサンプルが得られる。

$a'_{-1} = -1$, $a'_0 = -1$ であれば、

$H_{-1} = H_0 = H_1 = 0$

同様に、各組の条件に応じて、(15)式の算出に必要なデータが得られる。

なお、データ系列の自己相関の強い M^2 符号では、 n を奇数に選ぶと、特定のパターンの発生が少なくなり、安定な収束条件が得られる。

以下に、図5に示す NRZ 波形が入力に与えられたとして、3タップのトランスバーサルフィルタを用いる自動等化器の動作を具体的に説明する。この場合、前述したように n 周期毎に隣接する2個のデータをサンプリングする。ここで説明を簡単にするために、 n ビット毎に連続した2ビットをサンプリングした結果が、たまたま図5の (a, b) , (b, c) , (c, d) …… (i, j) のような組合せになったと仮定する。図4に示す加算器の出力は、それぞれ異なる閾値を持つ2個の比較器により、図5に示す識別再生データと誤差検出データに2値化される。これらの2値化データから前述の算出法に基づいて、評価値は表1のように計算される。 (a, b) …… (i, j) までの和は $H_1=2$, $H_0=0$, $H_{-1}=2$ となる。すなわち、符号間干渉を低減するように等化器のタップ係数 C_{-1} と C_1 を Δ だけ増加させればよい。

図6 自動等化器の収束特性のシミュレーション結果
Simulation results on proposed automatic equalizer's convergence characteristics.

図7 シミュレーションによるアイパターン
Simulated eye pattern after automatic equalization.

収束時間の短縮化を図るには、ステップ幅 Δ を大きくすればよいが、等化精度が劣化する。一方、ステップ幅を小さくすれば、収束時間が長くなる。このような矛盾を解消するには、(13)式あるいは(15)式において、 H_2 を極性判定だけに用いず、等化誤差を与える指標として利用し、この大小に応じてステップ幅を可変すればよい。すなわち、 $f(\cdot)$ をある関数とする、

$$\Delta = f(H_2) \quad (16)$$

と与える。後章でステップ幅を可変化する例を示す。

4. 等化器の性能評価

4.1 シミュレーション結果

自動等化器の収束特性を下記の条件でシミュレーション

論文 □ デジタル VTR 用簡易自動等化器

図8 試作した自動等化器の回路構成
Block diagram of experimental automatic equalizer.

ョンにより評価した。

- (1) 周波数特性が高周波域で指数関数で劣化する。ナイキスト周波数の振幅の低下は 10 dB とする。
- (2) トランスバーサルフィルタは 3 タップとする。

結果を図6と図7に示す。図6はタイミングずれをパラメータにとり、イテレーション回数と M^2 符号の残留歪み ((10)式において $k=10$ 項までの和) の関係を求めたものである。トランスバーサルフィルタの遅延量を T' に設定し、2章に述べた等化特性にしたがって、タップ係数を評価値 H_{-2} 、 H_2 が 0 に近づくように制御した。この図から、ビット周期 T に対し、中心からのタイミングずれ量 ΔT が、 $\Delta T/T=40\%$ までは、タップ係数が発散しないことがわかる。

図7に $\Delta T=0$ の場合の M^2 符号と NRZ 符号の自動等化前後のアイパターンを示す。NRZ 符号では、トランスバーサルフィルタの遅延量を T にした。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サルフィルタのタップ数が充分でないからである。

4.2 実験結果

図4に基づいて構成した自動等化器の回路ブロック図を図8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 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

写真 1 試作した自動等化器のアイパターン
(ナイキスト周波数における理想値からの振幅低下: 約 10 dB)
Eye pattern before and after automatic equalization.

図 9 自動等化器の信号処理流れ図
Signal flow graph showing automatically equalizing operation.

を更新するのに必要なサンプル数は数千になり²⁾, 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. 2 章で説明したように, M^2 では 0, $2T'$ のデータのみで自動等化ができるが, 回路構成上 T' のデータをさらに加えた. したがって 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. 評価値 H_j は (15) 式に従って計算でき, これをあらかじめテーブル化すると, CPU の演算は加算だけになり, 処理時間は約 1/3 で済む. 自動等化

(a) 誤差検出用参照レベルと等化誤差の関係およびこれに対応するステップ幅の割当

(b) タップ係数と等化誤差の関係およびこれに対応するステップ幅の割当

図 10 タップ係数と参照レベルのステップ幅の可変
Example of variable step size setting of tap gains and reference level.

器の制御は図 9 に示す流れ図に従って行った. ナイキスト周波数で振幅の低下が約 10 dB のガウスフィルタに 100 Mb/s の M^2 符号を通し, これを図 8 の自動等化器で等化した. 写真 1 に等化前後の M^2 符号のアイパターンを示す.

さらに, この自動等化器を D 2 デジタル VTR に

適用し、その性能確認を試みた。この際に、VTR に搭載されているシステム制御用 16 ビット CPU を共用するのが、回路規模の点から望ましい。このような制約でも短時間で収束するように、ステップ幅を可変化した。このために、誤差検出用比較器の参照レベル(閾値)とトランスバーサルフィルタのタップ係数が最適設定値(DA 変換器で 32 レベル)からずれた場合の評価値 H_j を測定した。結果を図 10 に示す。縦軸の各等化誤差は、1000 サンプル中の(15)式に従って求めた正負の符号個数をサンプル数で規格化したものである。ステップ幅(DA 変換器の量子化レベル数)はこの誤差に応じて、図 10 に示すように選んだ。これにより処理時間がさらに約 1/2 に短縮された。さらに、サンプル数を 500 点に制限したが、実機では収束に支障はなかった。以上の処理を施すことで、収束時間は 1 ヘッドに付き約 0.5 秒になった。

5. む す び

本論文は、 M^2 符号や NRZ 符号等の 100 Mb/s 以上の高速データを取り扱えるデジタル VTR 用簡易自動等化器を提案した。特に、等化誤差検出方法の工夫とゼロフォーシングアルゴリズムの修正により、構成の簡単な等化器を実現した。さらに、基本演算および制御のテーブル化とタップ係数のステップ幅を可変化した。収束時間の短縮を図った。また、 M^2 符号に自動等化器を適用するため、その最適等化特性を明らかにした。本研究が今後デジタル VTR の無調整化および高信頼化を図るうえでの一助になれば幸いである。

最後に、本研究を進めるにあたり、御支持を頂いた

日立製作所ニューメディア事業部 小沢部長、家電研究所 柴田部長、ならびに中央研究所 江藤主管研究員に深謝致します。

〔参 考 文 献〕

- 1) S. Mita, M. Izumita, N. Doi, Y. Eto: "Adaptive Equalization Techniques for Digital Video Recording Systems", SMPTE J., **97**, 1, pp. 8-12 (1988)
- 2) 三田, 泉田, 土居ほか: "デジタル記録システムのための雑音増加を伴わない自動等化器の実験" テレビ誌, **42**, 2, pp. 146-153 (1988)
- 3) 梅本, 三田, 江藤: "高品位テレビ信号のデジタル記録に関する基礎検討" テレビ誌, **40**, 11, pp. 1120-1124 (1986)
- 4) 中橋, 三田, 泉田, 土居: "デジタル記録用 MFМ 系列符号の特性評価", テレビ大全, 8-11 (1985)
- 5) R. W. Lucky: "Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems", BSTJ, **45**, 2, pp. 255-286 (1966)

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。

井手 浩 昭和 63 年、東京工業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、現在に至る。光ディスク・システムの研究に従事。

稲垣 康夫 昭和 56 年、北海道大学工学部電子工学科卒業。同年、(株)日立製作所に入社。以来、民生、業務用 UTR の開発設計に従事。現在、ニューメディア事業部に所属。

ディジタル VTR 用簡易自動等化器

三田誠一・井手 浩・稲垣康夫

ディジタル VTR で用いられている 100 Mb/s 以上の高速データを取り扱え、しかも構成が簡単な自動等化器を提案する。適応型ゼロフォーシングアルゴリズムを修正し、データ識別再生用と等化誤差検出用の 2 個の比較器の 2 値化データだけを用いて、トランスバーサルフィルタのタップ係数制御に必要な基本演算ができるようにした。これにより、自動等化動作の基本となる制御部は、比較器 2 個、数個のラッチ、FIFO メモリ、低速 DA 変換器および 16 ビット CPU のみで構成できる。さらに、基本演算および制御のテーブル化やトランスバーサルフィルタのタップ幅の可変化により、収束時間の短縮化を図っている。収束時間は、ヘッド 1 個に付き約 0.5 秒である。

テレビジョン学会誌 Vol. 44, No. 6, pp. 728~735 (1990)

CRT 用高電流密度陰極

中西寿夫・佐野金治郎

CRT の多様化、高性能化が進み、従来、CRT 用陰極として使用されてきた酸化物被覆型陰極は電流密度の点で限界にある。高輝度化や高解像度化などの性能向上を更に進めるために、CRT に適合した高電流負荷に耐える陰極が求められている。

含浸型陰極は高電流動作が可能であるが、CRT 電子銃に用いるには問題が多い。また、酸化スカンジウム分散型陰極は電流密度の点で充分ではない。その一因は、CRT 用陰極の開発時に配慮すべき指針、すなわち、CRT 自体と製造に関する諸要件が明白でないことにあると考える。本稿は、陰極が配置される電子銃に関わる諸問題と CRT 製造上の技術的要件を明かにし、その観点から、現在までに開発された CRT 用陰極の性能を CRT への適合性の立場から評価する。我々が問題にするのは、高温動作する陰極からの電子放射材料の蒸発、電極の熱変形、そして、CRT 製造工程での雰囲気汚染、既設設備の活用、生産性などである。さらに、解決すべき問題点とその他の具体的研究課題を指摘する。

テレビジョン学会誌 Vol. 44, No. 6, pp. 736~742 (1990)

多値ディザ法の下で適応的な色選択を行う限定色表示法

村上研二・山持慶彦・相原恒博

本論文では、パーソナルコンピュータに接続された比較的安価なカラーマップディスプレイにカラー画像を表示するための新しい方法を提案している。このようなカラーマップディスプレイでは、「色選択は可能であるが同時表示できる色数は非常に少ない」という表示条件をもっており、従来の PA (Popularity Algorithm) 法、あるいは多値ディザ法などの表示手法を単独に用いたのでは良好な結果が得られない。本論文で提案する「擬似選択色表示法」と呼ぶ方法は、多値ディザ法の特徴（使用できる色数が非常に少ない場合でも、表示された画像において色むらや偽輪郭の発生が抑制される）と PA 法の特徴（原画像のもつ統計的な性質に基づいて色選択が行われるため、適用の仕方によっては入力画像と出力画像の色対応を比較的良好に保つことができる）の両方を兼ね備えた方法であり、先の表示装置の表示条件を満たす有効な方法になっている。

テレビジョン学会誌 Vol. 44, No. 6, pp. 743~751 (1990)