

デジタル録画方式の研究

1988年11月

三田 誠 一

デジタル録画方式の研究

1988年11月

三田 誠 一

DOC
1988
17
電気系

デジタル録画方式の研究

三 田 誠 一

要 旨

本論文は、次世代の高画質、高性能VTRとして期待されているデジタルVTRに関する信号処理方式とその試作結果をまとめたものである。デジタルVTRは、画像信号を符号化した約100Mbpsの高速大容量のデータを従来のアナログ方式VTRと同等のテープ消費量で記録再生する必要がある。このため、従来の磁気記録装置で達成されている記録密度、記録レートをともに約一桁向上させ得るデジタル磁気記録技術の確立が課題になる。本論文では、この基本技術である変調方式、波形等化方式および誤り訂正方式を詳述する。

[1] まず、記録再生過程における特性劣化の少ない変調方式(記録符号)を開発する必要があり、所要帯域が少なく、しかも信号対雑音比に優れた幾つかの符号を考案した。

磁気記録系の伝達特性は低周波域では1次関数、高周波域では指数関数で与えられる遮断特性を示し、しかも振幅方向に強い非線形特性を持つ。符号の選択に当たっては(1)符号が伝送特性に整合すること(2)高密度化のために信号対雑音比(SNR)が良好であることを特に考慮する必要がある。

上述の条件を満たす符号として(1)パーシャルレスポンスクラス4符号に基づいた3値記録方式(2)画像の強い相関を活用した8-9変換方式(3)ランレンジ制限NRZ方式等を考案し、試作デジタルVTRに適用して、その性能確認を行った。さらに、従来磁気記録システムで提案されてきた各種変調方式を(1)信号対雑音比(2)電力スペクトラム分布および(3)アイパターン開口率等の観点から統一的に評価し、これにより各方式の位置付けを明確にするとともに、方式選択についての指針を与えた。

[2] つぎに、非線形等化法と最尤復号法を組合わせた新しい波形等化方式を考案し、雑音増加の無い波形補償を可能にした。同時に、高速記録システムに適する自動等化アルゴリズムを考案した。

波形等化器の役割は、記録再生過程で生じた信号の周波数特性の劣化を補償し、これ

がナイキスト基準を満たすようにすることである。デジタルVTRでは、まず再生信号の微分特性を積分回路により補償し、つぎにトランスバーサルフィルタを用いて信号中の符号間干渉を除去し、その後識別再生する。この過程で、符号間干渉の生じやすい低周波域および雑音の増加を招く高周波域の等化が重要になる。

低周波域の再生特性の向上：従来、直流再生方式として、量子化帰還方式が広く使用されているが、符号誤りが伝播する欠点がある。磁気テープのようにドロップアウトの多い系ではこの点が問題になる。これを解決するために、開ループ構成の量子化直流再生方式を考案した。これによりSNRが最良とされていながらも低周波域の劣化が大きかったNRZ符号の使用を可能にした。

高周波域の再生特性の向上：波形等化後の雑音は、主にナイキスト周波数近傍に集中する。したがって、高密度化を可能にするには高周波部分で雑音増加のない等化方式の開発が重要になる。そこで、リニアキャンセラと呼ばれる非線形等化方式に最尤復号手法を付加した新しい等化方式(QLE: Quantized Logical Equalizer)を考案し、試作した。その結果、磁気記録システム固有の問題であるテープとヘッドのコンタクト不良に起因した波形劣化を解消し、記録密度も向上をさせた。

また、デジタルVTRの無調整化、高信頼化には自動等化が必要になる。そこで、QLEを使用する簡易タップ係数収束アルゴリズムを考案し、これを基に高速記録システムに適した自動等化器を開発した。

[3] さらに、高密度化に伴い符号誤りの発生は不可避であるが、この訂正方式として、2 out of 3 高能率誤り復号方式を考案した。

高密度化に伴い、(1) 磁気テープの傷やゴミなどに起因した長いバースト誤りと(2) テープ雑音およびブリアンプなどの機器雑音に起因したランダム誤りの発生が不可避になる。このような符号誤りの特性を明確にし、誤り訂正符号の満たすべき基本条件を与えた。つぎに、リードソロモン符号を主体とした2次元積符号を構成し、これに対して、ランダム誤りに対する訂正能力が高い 2 out of 3 高能率誤り復号方式を考案した。これをデジタルVTRに適用して、その効果を確認した。

[4] 以上述べた諸方式を組合わせて家庭用VTRのカセットに1時間以上録画できるデジタルVTRを開発した。

目 次

第1章 緒言	1
1.1 本研究の背景と目的	1
1.2 研究開発動向と本研究の位置付け	2
1.3 本研究の概要	5
1.3.1 デジタルVTRの構成	5
1.3.2 本研究の概要	7
1.4 参考文献	9
第2章 記録信号の符号化	11
2.1 はじめに	11
2.2 記録符号の概要	12
2.3 記録符号の総合評価	17
2.3.1 SNRの算出	17
2.3.2 低域遮断の影響	21
2.4 8-9NRZ・WI符号	25
2.4.1 8-9NRZ・WI符号の概要	25
2.4.2 8-9NRZ・WI符号の電力スペクトラム	27
2.4.3 8-9NRZ・WI符号のアイパターン	32
2.4.4 記録再生実験結果	35
2.5 ランレングス制限NRZ符号	37
2.5.1 ランレングス制限NRZ符号の概要	37
2.5.2 記録再生実験結果	38
2.6 パーシャルレスポンス処理を用いた3値記録符号	44
2.6.1 3値記録符号の概要	44
2.6.2 記録再生実験結果	46
2.7 MFM符号の最適等化特性	48
2.8 まとめ	51
2.9 参考文献	53

第3章	低域遮断補償用波形等化器	55
3.1	はじめに	55
3.2	DFFの概要	56
3.3	特性解析	56
3.4	DFFの効果	60
3.5	まとめ	66
3.6	参考文献	69
第4章	高域遮断補償用波形等化器	70
4.1	はじめに	70
4.2	LCとQLEの概略	71
4.3	LCの基本特性	73
4.3.1	LCの特性解析	73
4.3.2	LCのDVTRへの適用	75
4.4	QLEの基本特性	79
4.4.1	QLEの概要	79
4.4.2	QLEの特性解析	82
4.5	QLEのDVTRへの適用	90
4.6	まとめ	98
4.7	参考文献	100
第5章	自動等化器	101
5.1	はじめに	101
5.2	ゼロフォーシングアルゴリズム	102
5.2.1	アルゴリズムの概要	102
5.2.2	シミュレーションと実験	104
5.3	簡易収束アルゴリズム	108
5.3.1	簡易収束アルゴリズムの構成	108
5.3.2	簡易収束アルゴリズムの解析	111
5.3.3	実験結果	114

5.4	まとめ	117
5.5	参考文献	118
第6章	誤り訂正符号の構成	119
6.1	はじめに	119
6.2	誤り訂正符号の構成	121
6.3	誤り訂正符号の復号手順	124
6.3.1	水平訂正	127
6.3.2	垂直訂正	128
6.3.3	性能評価	131
6.4	実験結果	134
6.5	まとめ	134
6.6	参考文献	139
第7章	デジタルVTRの構成	140
7.1	小形デジタルVTR試作	140
7.2	画像記録用大容量データレコーダへの適用	145
第8章	結言	149
	謝辞	151
	本研究に関する主な論文	152

第1章 緒 言

1. 1 本研究の背景と目的

録画装置としてのVTR (Video Tape Recorder)は、現在放送、産業界をはじめ、家庭にも広く普及している。この背景¹⁾には、(1)信号処理方式(2)テープやヘッドを構成する磁性材料(3)LSIの高集積化(4)ヘッド、シリンダ、テープ走行機構の精密加工法等の技術的進歩によるVTRの小形化、高機能化さらには、(5)量産技術の確立による低価格化等がある。

VTRの信号記録方式に関しては、画像信号をFM信号に変換して記録するいわゆるアナログ記録方式がここ30年来採用されている。アナログ記録方式は所要周波数帯域が狭く、回路構成も簡単になるため、装置の小型化には有利である。しかしながら、この記録方式は記録再生過程で生じる雑音や歪の影響を受け易く、テープに記録された内容を複写(ダビング)するごとに、これらを累積する。このため、再生したとき画質は十分満足できない。

最近、このようなアナログ記録方式の欠点を解消する方法として、デジタル記録方式が注目されている。この方式では、TV信号を符号化して記録再生するから、符号誤りがなければ元の画質を維持できる。このため、番組制作時にテープを多数回ダビングする必要のある放送局では、画質劣化の少ないデジタルVTRが待望されていた。

高画質化の流れは、最近になって、家庭用機器にも急速に波及しつつある。この好例は、現行のTV方式の走査線数525本を倍化して、高解像度化を図るIDTV(Improved Television)とEDTV(Extended Definition Television)²⁾である。前者は、最近のメモリ、AD変換器等における最新のLSI技術を用いたデジタル信号処理技術による受像機での画質向上の試みである。一方、後者は、これに加え、送信側でも現行のTV方式と両立性が成立する範囲で、高解像度化に必要な処理を行う。さらに、NHKから提案された走査線数1125本の次世代高品位TV³⁾がある。このように、放送局と一般家庭の両面から高画質化が要求され、これに対応できる高性能デジタルVTRが待望されている。

デジタルVTRを実現するには、現行TV信号では約100Mbps、高品位TV方式では最大約1Gbpsの高速大容量のデジタル情報の記録再生が必要になる。このため、このような大容量の情報を記録再生できる高速高密度デジタル記録技術の構築が最大の課題になる。

高速高密度化を図るには、テープやヘッドを構成する磁性材料の特性向上とともに、記録再生過程で発生する各種の要因による信号の劣化を補償し、元のデジタル情報を復元する能率の良い信号処理方式の開発が不可欠になる。磁気記録再生系は、一種の帯域通過特性を有する通信路とみなすことができ、高密度記録の追求は、とりもなおさずパルスの最適送受信方式を探索することと等価になる。

本研究の目的は、このような背景から、磁気記録再生系に適した記録符号(Channel Code)方式、波形等化(Equalization)方式、誤り訂正(Error Correction)方式等の基本方式を考案し、これらの方式を用いてデジタルVTRを実用化することである。本論文はこれらの主要成果をまとめたものである。

1. 2 研究開発動向と本研究の位置付け

1974年に英国の国営放送であるBBCにより初めてデジタルVTR（以下DVTR：Digital Video Tape Recorderと略す）の実験機が世に示された⁴⁾。このテープ消費量は、その当時各国で使用されていた2インチ放送用VTRのテープ消費量の4倍に相当し、とても実用に供し得るものではなかった。しかし、幸いにもこれを契機にして、世界各国でDVTRに関する技術開発が開始された。表1. 1にDVTRの主な流れと筆者等（日立）の研究開発経過を示す。BBCの発表以来、しばらく水面下にあったDVTRの研究開発が1979年、米国のアンボックス社からの試作品発表⁵⁾により本格化した。この試作DVTRは2インチ放送用VTRを使用し、アナログ記録と同等のテープ消費量でDVTRに期待される高画質画像を再生できるものであった。その後、NHK⁶⁾、ソニー社⁷⁾から1インチ放送用VTRを使用した同様の試作品が発表され、筆者等（日立）も1980年にDVTRの開発⁸⁾に成功した。

放送用DVTRの規格に関しては、1979年から米国のSMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers)やヨーロッパのEBU (European Broad-

表 1.1 デジタルVTRの開発状況

年代	世界の動向	筆者の研究開発経過
1974	BBC 2インチ, 42トラック 固定ヘッド(109Mbps)	
1979	Ampex 2インチ, トランスバース スキャン(86Mbps) NHK 1インチ, ヘリカルスキャン (104Mbps) SONY 1インチ, ヘリカルスキャン (115Mbps)	
1980		1インチ, ヘリカルスキャン (86Mbps)
1982	CCIR 601 デジタル テレビスタジオ勧告案	
1983		1/2インチ, ヘリカルスキャン (86Mbps)
1984		1インチ, ヘリカルスキャン (460Mbps)
1986	4:2:2 DVTR規格成立 19mm, ヘリカルスキャン (220Mbps) SONY 製品化	
1987		1/2インチ, ヘリカルスキャン (104Mbps) 大容量データレコーダとして 製品化

各機器の仕様をテープ幅, ヘッド走査方式, 記録レートの順に記す。

cast Union)等で、審議が開始された。1982年になって、D V T Rのフォーマットを左右するデジタルスタジオ規格がCCIR（国際無線諮問委員会）総会で、601勧告案⁹⁾として採択された。本勧告案は将来、放送局のスタジオ放送機器、伝送機器のすべてにわたってデジタル化されたときの、TV信号の形態、サンプリング周波数、量子化数を決定したものである。TV信号の形態としては、これを構成する輝度信号と2種類の色度信号をそれぞれ独立にサンプリング、量子化するいわゆるコンポーネント符号化方式が採用された。このような信号形態を用いると、現在世界で使用されているNTSC、PAL、SECAM等の各TV方式間の変換がコード、デコードを繰り返すこと無く行える。同時に、輝度信号サンプリング周波数（13.5MHz）、2種類の色度信号サンプリング周波数（共に6.75MHz）を4:2:2の比率にすることにより、方式変換する上での便宜を図っている。また、量子化数を視覚的に画質劣化の無視できる8ビットに決めた。これらを踏まえて、1986年にCCIRで、4:2:2コンポーネントD V T Rの規格が決められ、D1フォーマットD V T Rと言う名称のもとに実用化¹⁰⁾されるに至った。さらに、現行NTSC信号やPAL信号を直接符号化するコンボジット符号化D V T Rが、D2フォーマット¹¹⁾として現在提案されている。これは放送用途として、さらに小形D V T Rを目指したものである。

本研究の記録符号の信号対雑音比の評価法¹²⁾および直流再生方式¹³⁾は、D1フォーマットD V T RでのNRZ(Non Return to Zero)符号を選択する上での基本的指針¹⁴⁾を与えた。また、D2フォーマットD V T RでのM²(Miller squared)記録符号も、本研究で、その最適等化特性を明確にした。

筆者等は、さらに、1983年世界で初めて、8-9変換符号、b-隣接誤り訂正符号を用いた高能率誤り復号方式を提案し、高エネルギーメタルテープを使用して、小形デジタルV T R原理モデルを実現した¹⁵⁾。このモデルは、コンボジット符号化した86M b p sの高速データを家庭用V T Rのカセットに30分以上録画できた。その後、さらに記録密度を向上させ、既に1時間以上の記録再生が可能になった¹⁶⁾。これらは家庭用D V T R開発の指針となっている¹⁷⁾。

さらに、NHKから提案された走査線数1125本の次世代高品位TVに対しても、ランレングス制限NRZ記録符号方式等を考案し、1984年、460M b p sの大容量高速データを記録する高品位TV用D V T Rを世界最初に実現した¹⁸⁾。

以上述べたように、現行TV方式はもとより高品位TV方式用のV T Rに至るまでデ

デジタル記録方式の適用が検討される段階になり、D V T Rに関する研究の裾野が急速に広がってきた。例えば、D V T Rの適用範囲は、単なるT V画像の記録だけでなく、近年需要が増してきた計算機画像処理データの記録保管にも広がってきた。筆者等は医療用X線画像の記録保管等に使用する大容量データレコーダとして製品化した¹⁹⁾。さらに、D V T Rの核をなす高速高密度記録技術は、録画装置だけでなく、情報処理量の増大に伴い高速高密度化が急務に成っている計算機用磁気ディスク装置やテープ装置、さらには、光ディスク装置等にも広く適用できる。

1. 3 本研究の概要

本研究は、筆者が日立製作所中央研究所において、約10年間にわたって行ってきたD V T Rに関する研究をまとめたもので、その概要をD V T Rの基本構成のもとに次に説明する。

1. 3. 1 デジタルV T Rの構成

本研究に用いたコンポジット符号化方式D V T Rの基本構成を図1. 1に示す。入力信号であるアナログT V信号 (Video Signal)はA D変換器 (ADC : Analog to Digital Converter)により色副搬送波周波数 (3. 58 MHz) の3倍の周波数でサンプリングされ、8ビットに量子化される。このとき、データレートは86 Mbpsになる。A D変換後の高速大容量デジタル信号は、複数のチャンネルに分割され、データレートを下げて、テープ上に記録再生できるようにする。この分割後のデジタル信号には、誤り訂正に必要なパリティ (Parity Generation)や同期信号等を付加する。その後、この信号は磁気記録再生系の特性に適した記録符号に変換 (Data Conversion)され、回転トランスを介して磁気ヘッドに伝達され、テープ上に記録される。本研究の試作D V T Rでは、1ヘッド当たりの記録レートを46 Mbpsとした。磁気ヘッドで検出された信号は、低周波域、高周波域で著しく周波数特性が劣化し、さらに、テープ上の傷やゴミあるいはプリアンプの熱雑音等に起因する符号誤りも含まれるので、波形等化器により再生信号がナイキスト条件を満足するように周波数特性の劣化を補償し (Equalization)、識別

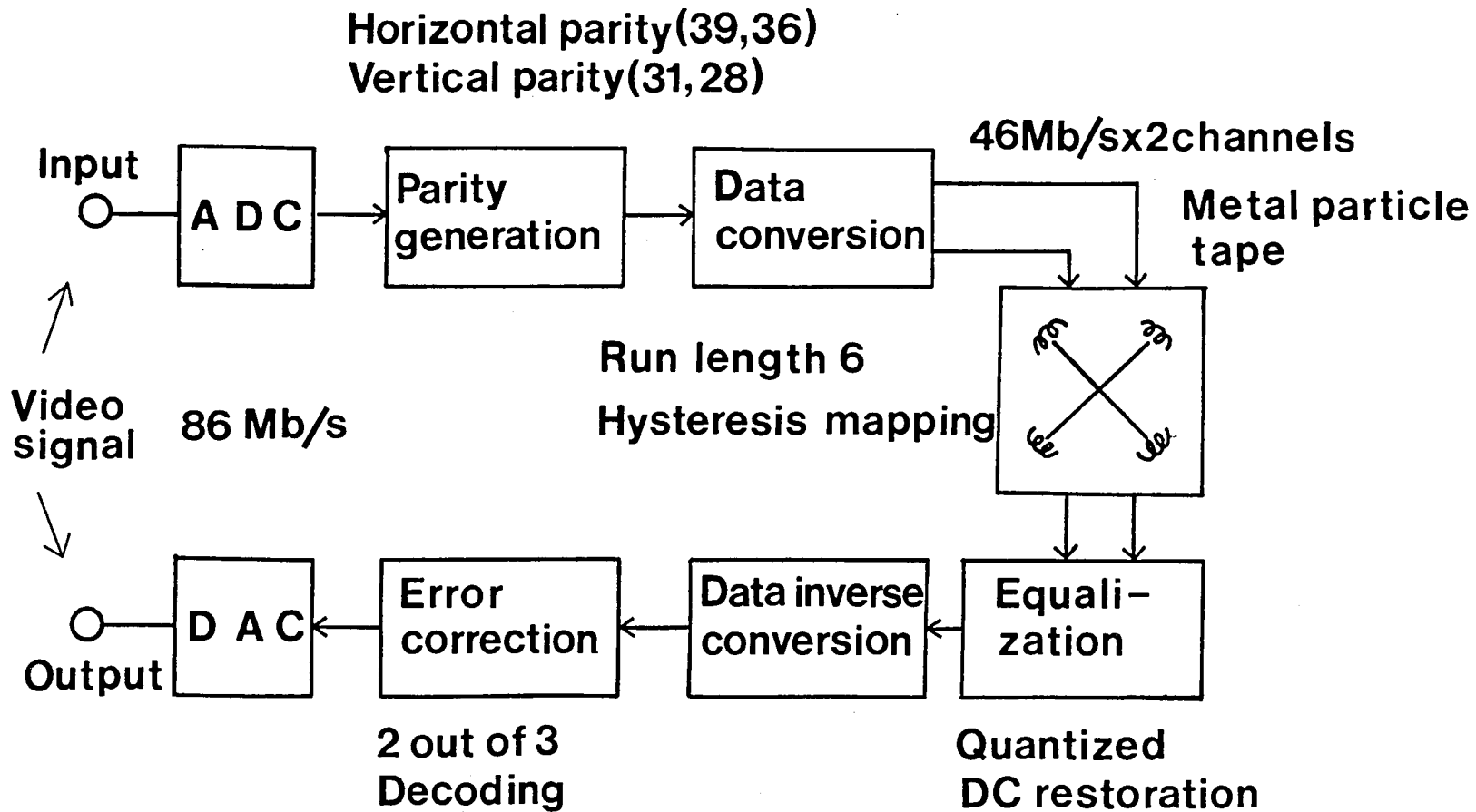


図 1. 1 デジタルVTRの基本構成

再生して元のデジタル信号に復調する(Data Inverse Conversion)。つぎに、誤り訂正回路により符号誤りを訂正し(Error Correction)、D A変換器(DAC:Digital to Analog Converter)で元のアナログT V信号に戻すよう構成している。主要部は第2章以下で詳述する。

1. 3. 2 本研究の概要

本論文は8章からなり、その概要は次の通りである。

第1章では、本研究の背景と目的、D V T Rの基本構成と本研究との関連について述べる。

第2章では、図1. 1の記録信号の符号化(Data Conversion & Data Inverse Conversion)部について述べる。D V T Rに用いるために考案したパーシャルレスポンスクラス4符号に基づいた3値記録符号¹²⁾、画像の強い相関を活用した8-9変換符号¹⁵⁾、ランレングス制限NRZ符号¹⁶⁾(Hysteresis Mappingはその一方式)のSNR、電力スペクトラム分布、アイバターン開口率等の基本特性を詳述する。さらに、これらの符号に従来磁気記録システムで提案されてきたMFM符号等を加え、各符号の位置付けを明確にし、符号選択の指針を与える。

第3章では、図1. 1の波形等化(Equalization)部、特に、識別再生して2値化した信号の低周波成分を再利用する低域遮断補償用波形等化方式(quantized DC Restoration)について述べる。磁気テープのようにドロップアウトの多い系では、従来の量子化帰還方式(Decision Feedback)を使用すると、符号誤りが伝播する問題が生じる。これを解決するために、開ループ構成の量子化直流再生方式¹³⁾を考案した。これにより、SNRが最良とされていながらも低周波域の劣化が大きく、従来用いられなかったNRZ符号の使用を可能にした。これらについて議論する。

第4章では、波形等化部の高域遮断補償用波形等化器について検討する。波形等化後の雑音は主にナイキスト周波数近傍に集中するので、この部分で雑音増加のない等化方式の開発が重要になる。そこで、リニアキャンセラ(LC:Linear Canceller)²⁰⁾と呼ばれる

非線形等化方式に最尤復号手法を付加する新しい等化手法 (QLE: Quantized Logical Equalizer) を考案し²¹⁾、D V T R に適用した結果について述べる。

第5章では、デジタルV T Rの無調整化、高信頼化に不可欠な自動等化器についてのべる。Q L Eを使用する簡易タップ係数収束アルゴリズム²²⁾を考案し、高速記録システムに適用可能な自動等化器²³⁾²⁴⁾を初めて実現した。シミュレーションと実験により検討した自動等化器の収束特性について議論する。

第6章では、図1. 1の誤り訂正符号の構成(Parity Generation)、復号方式(Error Correction)、訂正能力に関して述べる。高密度化に伴い、磁気テープの傷やゴミなどに起因する長いバースト誤りやテープ雑音、プリアンプ雑音に起因するランダム誤りの発生が不可避になる。本章では、符号誤りの特性を明確にし、誤り訂正符号が満たすべき基本条件を示す。つぎに、リードソロモン(Reed-Solomon)符号を主体とした水平パリティ(Horizontal Parity)と垂直パリティ(Vertical Parity)からなる2次元積符号を実際に構成して、これをデジタルV T Rに適用することにより、その符号誤りが訂正できることを実証する¹⁶⁾。また、考案したランダム誤りに対する訂正能力が高い2 OUT OF 3 復号方式(2 out of 3 Decoding)についても詳述する。

第7章では、以上に述べた諸方式を総合して開発した家庭用V T Rのカセットに1時間以上録画できるD V T Rの諸元、構成に関して述べる。

第8章では、本研究を通じて得られた記録符号化方式、波形等化方式、誤り訂正方式等に関する結果を結言として要約する。

1. 4 参考文献

- 1) テレビ誌：特集”最近の磁気記録”，39，4（1985）
- 2) テレビ誌：論文特集”高能率符号化技術とその応用”，39，10（1985）
- 3) テレビ誌：特集”高品位テレビジョン”，36，10（1982）
- 4) A. H. Jones：”Digital Television Recording；A Review of Current Developments”，BBC Engineering Report, May (1974)
- 5) SMPTE J.：”Prospects for Digital Video Recording”，a Panel Discussion from the 13th Television Conference, 88, 8, pp.554-560 (1979)
- 6) K. Yokoyama, S. Nakagawa, H. Katayama：”An Experimental Digital Videotape Recoder, SMPTE J., 89, 3, pp.173-180 (1980)
- 7) M. Morizono, H. Yoshida, Y. Hashimoto：”Digital Video Recording - Some Experiments and Future Considerations”，SMPTE J., 89, 9, pp.658-662 (1980)
- 8) Y. Eto, S. Mita, Y. Hirano, T. Kawamura：”Expeimental Digital VTR with Trilevel Recording and Fire Code Error Correction”，SMPTE J., 90, 7, pp.611-614 (1981)
- 9) CCIR Recommendation 601：”Encoding Parameters of Digital Television for Studios”，Geneva, Volume 11, Part 1, pp.271-273 (1982)
- 10) 江口：”4：2：2デジタルVTRフォーマット”，テレビ誌，40，6 pp. 457-464（1986）
- 11) 稲垣：”D-2 NTSCコンボジットデジタルVTR”，テレビ技報，’87-30（1987）
- 12) 江藤，三田，平野，他3：”3値記録，ファイア符号を用いた試作デジタルVTR”，テレビ誌，35，7，pp. 563-569（1981）
- 13) 三田，泉田：”識別信号を用いたデジタル磁気記録の低域再生特性の改良”，信学論（C），J69，5，pp. 644-652（1986）
- 14) 橋本：”デジタルVTR”，テレビ誌，39，4，pp. 312-316（1985）

- 15) 三田, 平野, 泉田, 長原: "1/2インチメタルテープを使用したデジタル録画の実験", テレビ誌, 39, 2, pp. 163-169 (1985)
- 16) S. Mita, M. Izumita, N. Doi, M. Umemoto: "Digital Video Recording Techniques Using 1/2 Inch Metal Particle Tape", IEEE Trans. Consumer Electronics, CE-31, 3, pp.386-396 (1985)
- 17) L. M. H. E. Driessen, W. A. L. Heijnemans, E. de Neit, et al: "An Experimental Digital Video Recording system", IEEE Consumer Electronics CE-32, 3, pp.362-391 (1986)
- 18) 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)
- 19) 泉田, 三田, 土居, 池田: "医用画像データ記録用符号構成の検討", テレビ技報, VR69-6 (1985)
- 20) A. Gersho, T. L. Lim: "Adaptive Cancellation of Intersymbol Interference for Data Transmission", BSTJ, 60, 11, pp.1997-2021 (1981)
- 21) 三田, 泉田, 土居: "デジタル記録システムのための雑音増加を伴わない信号検出方式とその自動等化器への適用", 信学論(C), J69, 12, pp. 1526-1535 (1986)
- 22) 三田, 泉田, 土居, 他2: "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)
- 23) S. Mita, M. Izumita, N. Doi, Y. Eto: "Adaptive Equalization Techniques for Digital Video Recording Systems", SMPTE J., 97, 1, pp.8-12 (1988)
- 24) S. Mita, M. Izumita, N. Doi, Y. Eto: "Automatic Equalizer for Digital Magnetic Recording Systems", IEEE Trans. Magn., MAG-23, 5, pp.3672-3674 (1987)

第2章 記録信号の符号化

2. 1 はじめに

記録信号の符号化 (Channel Coding) とは "1" あるいは "0" で与えられる一連のデジタル情報を記録再生系の特性に整合するように変換することで、いわゆる変調方式のことである。ここでは、これを記録符号 (Channel Code)¹⁾ と呼ぶことにする。

磁気記録系の低周波領域 (低域) の伝達特性は 1 次の遮断特性を示す。これは磁気記録系では磁束の時間変化が信号として検出されるからである。さらに、VTR では、ヘッドと再生増幅器間の信号授受に回転トランスを介するため、これに起因する一次の低域遮断特性も加わる。

高周波領域 (高域) の伝達特性は基本的には指数関数²⁾ で与えられる遮断特性を示す。この主たる原因として、記録媒体そのものの特性で決まるものと、テープとヘッド間の空隙 (Spacing Loss) の発生に起因するものがある。さらに、磁気記録系の振幅特性は、磁気媒体のヒステリシスループで決まる強い非線形性を持っている。

以上から、記録符号は帯域通過特性に整合するように、直流および低周波成分が少なく、しかもその所要帯域が狭いことが望まれる。換言すると、記録再生過程での波形劣化が少なく、SNR の良好な符号が記録再生に必要なことになる。

また、磁気記録では、N、S のいずれかの磁化状態と無磁化状態の 3 種類の状態が存在するから、信号がとり得るレベル数 (多値数) は、最大 3 まで可能である。これ以上は非線形性の影響を強く受けるために実現が困難である。

このような条件を満たす符号として、筆者等は以下の記録符号を考案した。

- (1) 画像の相関を活用した 8-9 変換符号³⁾
- (2) ランレンジス制限 NRZ 符号⁴⁾
- (3) パーシャルレスポンスに基づいた 3 値記録符号⁵⁾

この章では、これらの記録符号を中心に、これまで DVTR で提案された各種符号の特性を総合的に評価する。特に、(1) SNR (2) 電力スペクトラム (3) アイバターン開口率等の基本特性を求め、記録符号選択の指針を与える。

2. 2 記録符号の概要

まず本節で、D V T Rでこれまでに提案されてきた各種記録符号の概略を説明するとともに、筆者等が提案した記録符号を位置付ける。図2. 1は代表的な記録符号の波形図であり、図2. 2にそのアイパターンを示す。

(1) NRZ符号、8-9変換符号、8-10変換符号

画像信号を量子化したNRZ符号に擬似ランダム系列をモデュロ2の演算で加え、”1”あるいは”0”の連鎖を確率的に抑圧し、直接記録する考えがある⁶⁾。この符号はスクランブルドNRZ符号(SNRZ:Scrambled NRZ)と呼ばれ、4:2:2D V T Rで採用された。この符号は直流および低周波成分が多く、再生時にこの信号成分の遮断に起因する波形劣化が発生する。これは量子化直流再生の適用により補償される。SNRZのアイパターンは図2. 2のNRZと同様であり、位相方向の余裕の大きいことが特長である。

画像信号を量子化したNRZ符号をmビット単位で直流および低周波成分の少ないnビットのデータ($m < n$)にマッピングする記録符号が提案された。この符号には($m = 8, n = 10$)あるいは($m = 8, n = 9$)の2種類があり、前者を8-10変換符号⁷⁾、後者を8-9変換符号^{8) 9)}と呼ぶ。ここで、 $m = 8$ に選んだ理由は、画像信号が8ビットに量子化されているため、都合が良いからである。

8-10変換符号は、基本的には8ビットで決る256個のパターンを10ビットの”1”と”0”が同数個含まれている252個のパターンに対応させる。8ビットのパターンの内、4個の不足分は、10ビットのパターンの比較的直流平衡のとれる”1”が4個と”0”が6個含まれるパターンに対応させればよい。

一方、8-9変換符号は8ビットのパターンを9ビットの低周波成分の少ない符号に対応させる。この一つとして、筆者は画像信号の相関を活用し、直流成分を効率的に抑圧する8-9NRZ・WI(Word Inversion)符号を考案した³⁾。

また、前述のSNRZは低周波成分が多いので、筆者等は画像の相関を活用するとともにそのランレングス(1あるいは0の連続数)を制限し、直流成分を抑圧するランレングス制限(Run-Length Limited Code)NRZ符号を考案した⁴⁾。

NRZ系列の符号の特長は、ここで述べる他の符号に比較して、やや低周波成分は多

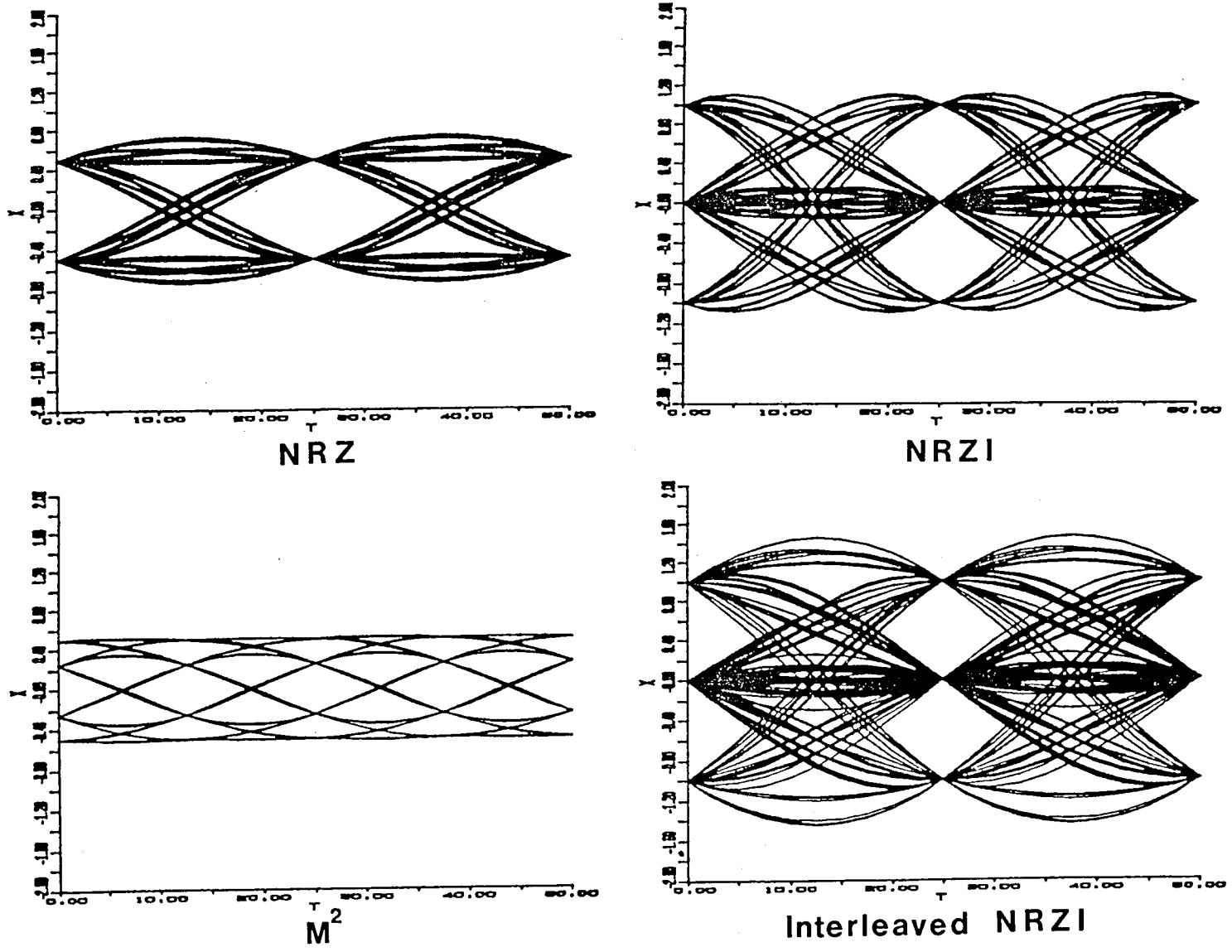


図 2. 2 代表的記録符号のアイパターン

いが、SNR、アイパターンの位相余裕が良好な点にある。なお、ここで述べた8-9変換符号、8-10変換符号のアイパターンおよび波形は、基本的にビット変換の割合に応じて時間軸を圧縮したSNRZのそれらと同じである。

(2) NRZI、インタリーブドNRZI

データ通信の分野で開発されたパルシャルレスポンス(PR:Partial Response)¹⁰⁾、特にClass 4に属するPR(1, -1)、PR(1, 0, -1)は、磁気記録の分野で、各々NRZI、インタリーブドNRZIと称され、記録符号として使用されている¹¹⁾¹²⁾¹³⁾。これらの符号では、記録時にプリコードと呼ばれる処理がなされ、もとのNRZ符号の波形が図2.1のRec.に示す波形に変換される。これは、再生時に符号誤りの連鎖を防止するためである。再生波形は、図2.1と図2.2で見られように、ともに3値になる。NRZIの再生信号は+1と-1を交互に、またインタリーブドNRZIの再生信号は、一つおきに見るとやはり0を挟んで+1と-1を交互にとる。これに伴い、PR(1, -1)は低域の、PR(1, 0, -1)は低域と高域の信号電力が低減される。特に、PR(1, 0, -1)の信号電力の分布は帯域通過形になり、磁気記録系の特性に合致する¹⁴⁾。元の信号を復元するには、+1と-1を”1”に、0を”0”とみなせばよい。しかし、いずれの符号も図2.1に示すように、記録時に直流および低周波成分を有する2値波形になる。そこで、筆者はPR(1, 0, -1)をもとに、さらに、記録時の低周波成分を除いた3値記録符号(3 level Recording)を考案した⁵⁾。この符号については2.6節で詳述する。

以上まとめると、PR系列の記録符号の特長は、識別再生時に3値判定になり、低周波成分が他の記録符号に比較して少ないことである。

(3) MFM符号とM²符号

MFM(Modified Frequency Modulation)とM²(Miller squared)¹⁵⁾は典型的なランゲス制限コードである。特に、M²(Miller squared)では、MFMの符号則の一部を換えることにより、直流成分が取り除かれている。MFM、M²の符号則を図2.3に示す。MFMでは、入力データ系列が”1”の場合、ビット期間の中央で符号の極性が反転し、”0”の場合はそれが2個連続するとき限り、ビット期間の端部でも符号の極性は反転する。MFMでは、入力データ系列がある特定のパターンになる場合に直

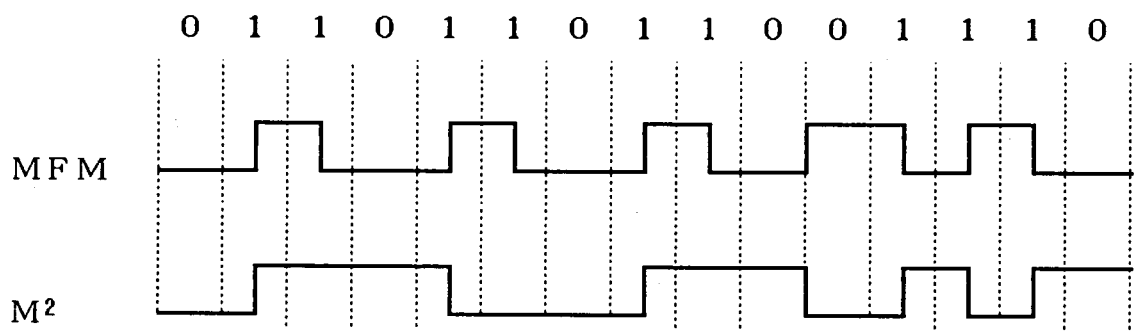


图 2.3 MFM、M²符号则

流成分が発生する。一般に” 1 ”あるいは” 0 ”のデータ系列は以下に示すように

(a) 2個の” 0 ”にはさまれた” 1 ”と (b) 複数個の” 1 ”の組合わせに分解できる¹⁶⁾。

(a) 0 1 1 1 1 0 : 1 が m 個連続 $m \geq 0$

(b) 1 1 1 1 1 1 : 1 が n 個連続 $n \geq 1$

これらの組合わせの中で、m が偶数 (但し、m = 0 を除く) の場合に MFM 変換後に直流成分が発生する。この一例を図 2. 3 に示す。この図に見られるように、MFM 変換後の波形のデューティは 1/3 になり、過大な直流成分が発生する。M² では、上記条件の場合に限って (a) の連続する” 1 ”の最後を無視することによりこの欠点を解消している。

MFM 系列の符号の特長は 2 値波形を有する記録符号の中では、低周波成分が最も少ないことにある。しかし、図 2. 2 のアイパターンに見られるように、その開口率が他方式に比較して約 1/2 と小さく、SNR の点では不利である。本符号については、筆者は 2. 7 節で、これまで不明であった最適等化特性を明らかにする。

2. 3 記録符号の総合評価

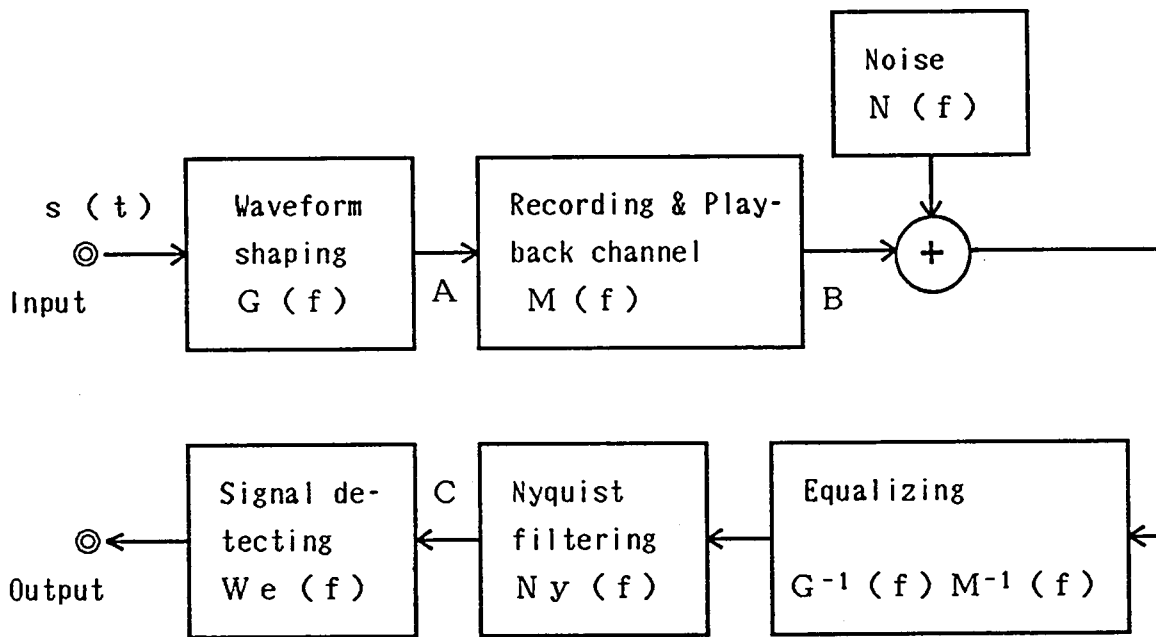
本節では、前述した各種符号の SNR、低域遮断特性を求め、これにより各符号の位置付けを明確⁵⁾にする。

2. 3. 1 SNR の算出

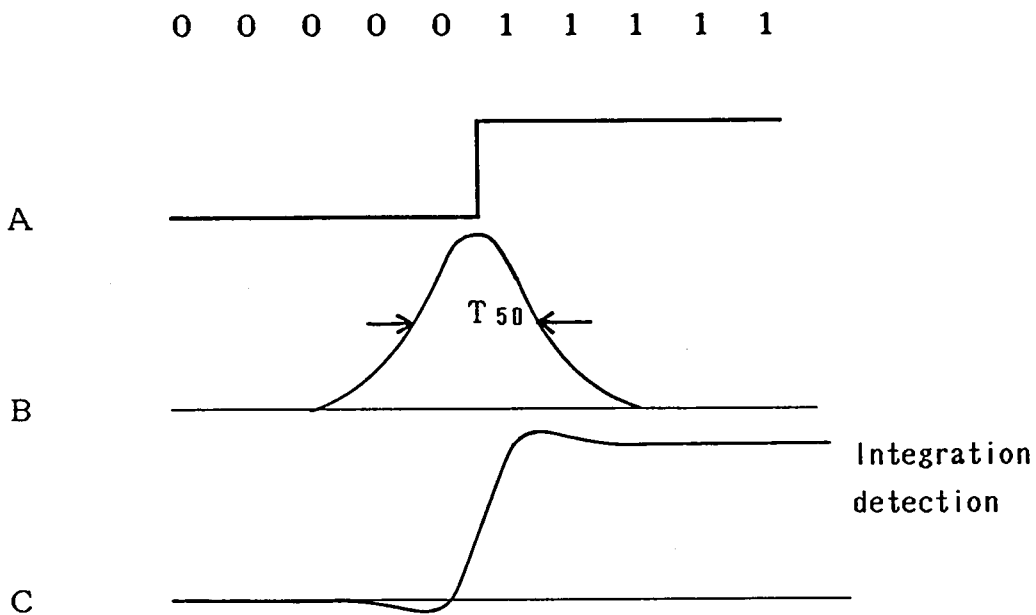
まず、DVTR のチャネル伝達特性を明確にし、これに基づいて各記録符号の SNR を求める。データ変換から磁気ヘッドおよびテープ系、逆データ変換までの各部の伝達特性を図 2. 4 (a) に従って求める。また、各部の波形を図 2. 4 (b) に示す。

a_k を時点 k における情報源系列とする。ビット周期を T とし、ビットレートを $f_b (= 1/T)$ で表す。全信号系列 $s(t)$ は δ 関数を用いると

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(t - kT) \quad (2. 1)$$



(a) 構成と伝達関数



(b) 各部の波形

図 2.4 記録再生系の構成 (a) と波形 (b)

で与えられる。δ関数を有限幅Tを有する矩形波に変換して記録する。変換後の波形の周波数特性は周知のように、次式のsinc関数で表される。

$$G(f) = T \operatorname{sinc}(\pi f / f_b) / (\pi f / f_b) \quad (2.2)$$

磁気記録再生系の伝達特性M(f)は以下のように求められる。一般に、図2.4(b)のAに示す単位ステップ電流を記録すると、磁気ヘッドの両端に電圧として、図2.4(b)のBに示すローレンツ波形¹⁷⁾ l_Z(t)が誘起される。これは、

$$l_Z(t) = 1 / \{ 1 + (2t / T_{50})^2 \} \quad (2.3)$$

と与えられる。ここで、T₅₀はローレンツ波形の半値幅である。

M(f)はこのローレンツ波形の周波数特性をステップ波形の周波数特性で割れば求められ、次式となる。

$$M(f) = \alpha \pi / 2 \cdot (f / f_b) \exp(-\alpha \pi f / f_b) \quad (2.4)$$

$$\text{ここで、} \alpha = T_{50} / T \quad (2.5)$$

は、ローレンツ波形の半値幅をビット幅で規格化したものである。

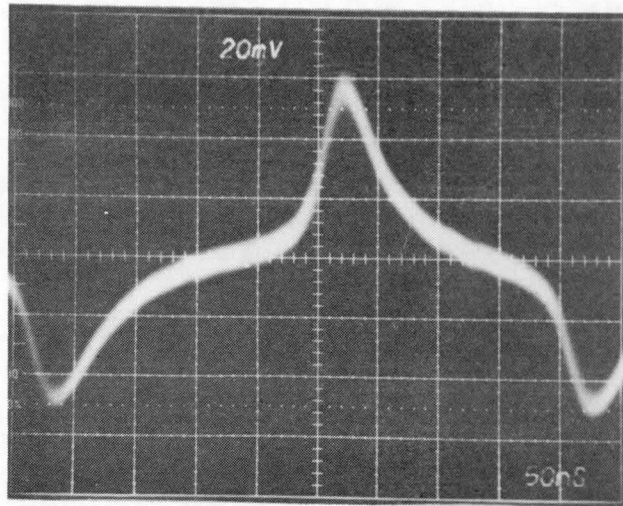
実際に、ステップ信号を記録再生した波形を図2.5(a)に示す。ビットレートf_bは、後述の試作DVTRへの使用を想定し、46Mbpsに選んだ。また、この波形をもとにFFTで求めた周波数特性を同図(b)に示す。式(2.4)の周波数応答は指数関数になるが、FFTで求めた周波数特性はこれと良く一致し、再生波形をローレンツ波形で近似してよいことが分かる。波形がやや非対称になるが、これは中域の群遅延歪に起因する。ビット周期は23nsとなるから、図2.5でαは約2.2と読み取れる。しかし、この値は同一磁気テープでも記録電流に応じて変化し、記録電流が増加すると、αも大きくなる。これ故、αの範囲として、2から3までを考慮する。

ナイキストフィルタの伝達特性をN_v(f)とし、次式で与える。

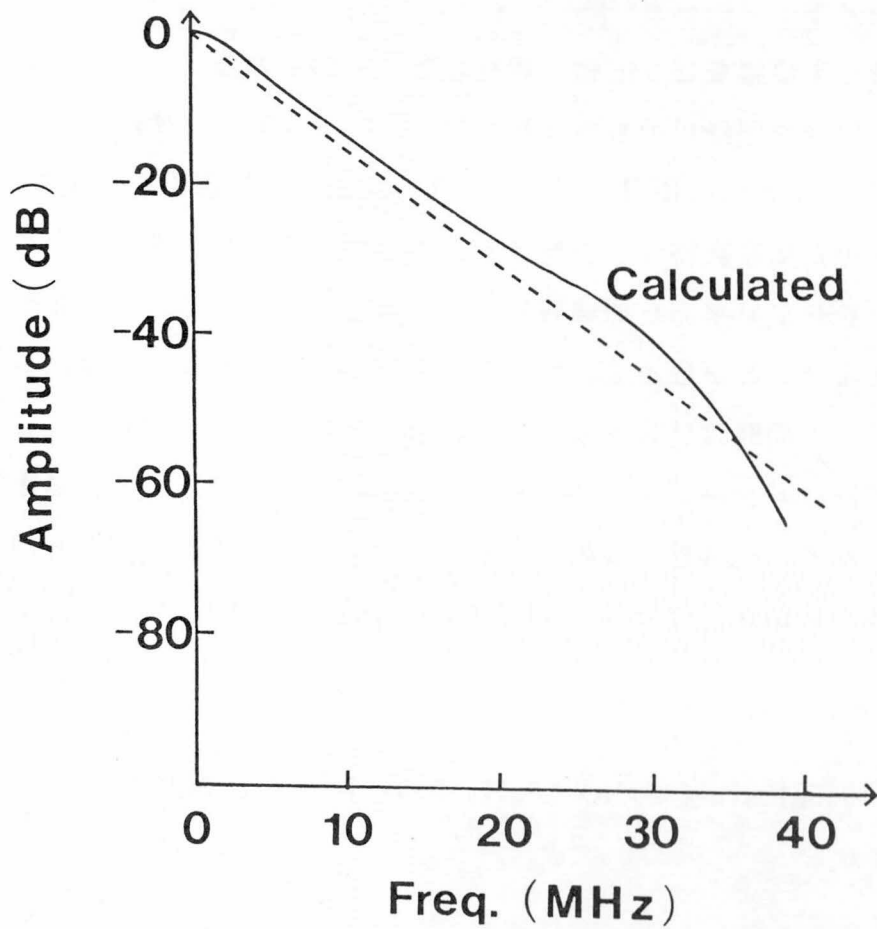
$$N_v(f) = \begin{cases} 1 & (1-b)f_b/2 > f \\ 0.5[1 - \sin\{(\pi/b) \cdot (f/f_b - 0.5)\}] & (1-b)f_b/2 \leq f \leq (1+b)f_b/2 \\ 0 & (1+b)f_b/2 < f \end{cases} \quad (2.6)$$

ここでbはロールオフ率で、今回は50%に選んだ。

各記録符号の検出方式を特徴づける重み関数W_e(f)を表2.1にまとめる⁵⁾。RZ符号は、図2.4(b)のCに示す元のステップ波形に復元された後、2値検出さ



(a) 再生波形



(b) 周波数特性

図 2.5 再生波形とその周波数特性

れる。この場合、 $W_e(f) = 1$ となる。また、8-9変換符号、8-10変換符号に関しては、NRZ符号と同一帯域の使用を想定してSNRを計算する。このため、前2者のロールオフ率は図2.6に示すように、ビット変換の割合に応じて小さくなる。MFMについては、2.7節で述べるように、理想等化特性がNRZのロールオフ率100%に相当する特性になるため、この値を選び、周波数帯域をNRZと同一になるように制限した。

再生雑音はヘッドインピーダンス雑音、テープ雑音、プリアンプ雑音およびヘッドがテープとしゅうどうする際に発生するしゅうどう雑音からなり、そのスペクトラム $N(f)$ は白色とみなせる。

以上から、符号識別点での雑音電力 N_T は次式となる。

$$N_T = \int_0^{f_b} \{G_{-1}(f) M_{-1}(f) W_e(f) N_v(f) N(f)\}^2 df \quad (2.7)$$

各方式のSNRの計算結果を図2.7に示す。この結果から、SNRに関しては、NRZ(SNRZ)符号が最もよく、順次インタリーブドNRZI符号、8-9変換符号、3値符号と続き、 M^2 (MFM)が最も悪いことが分かる。

2.3.2 低域遮断の影響

記録符号の目的の一つは低域信号成分を少なくし、低域遮断の影響を受けにくくすることである。図2.8に1次の低域遮断がある場合の各符号のアイパターン開口率を示す。図2.9に低域遮断周波数がビット周波数の $1/100$ の場合の各符号のアイパターンを示す。これらの図からパルシャルレスポンス系列の符号は低域遮断の影響を受けにくいことが分かる。一方、SNRZ符号はわずかな低域遮断でも著しい波形劣化が生じることが分かる。また、8-9変換符号、8-10変換符号、ランレンジス制限NRZ符号は後述するように、この中間に位置する。

表 2.1 各記録方式の重み関数

Channel code	$W_e(f)$
NRZ	1
Interleaved NRZI	$2 \sin 2\pi (f/f_b)$
3 level	$4 \cos \pi (f/f_b)$

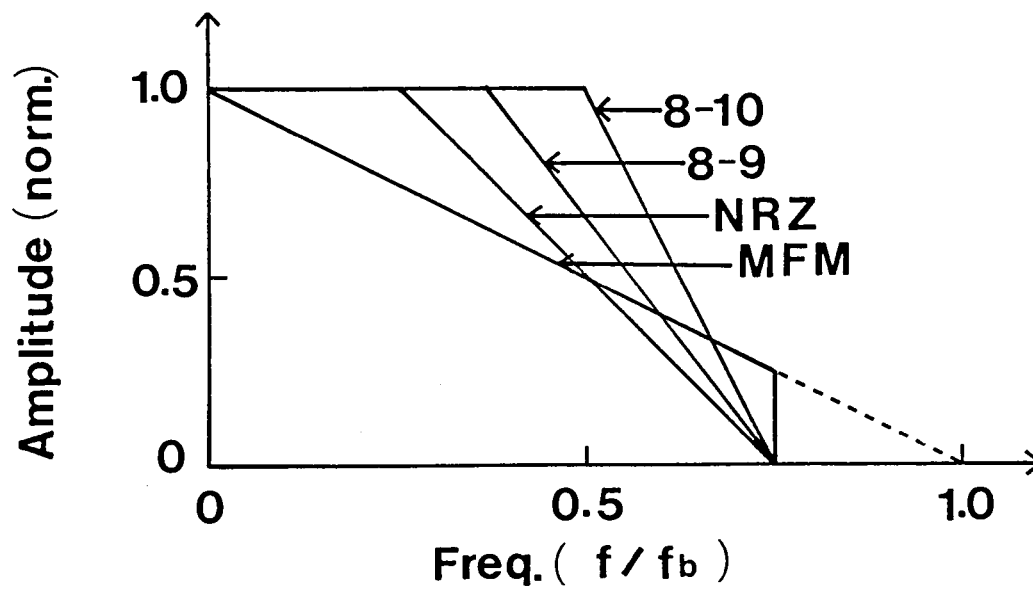


図 2.6 SNR計算に用いたロールオフ特性

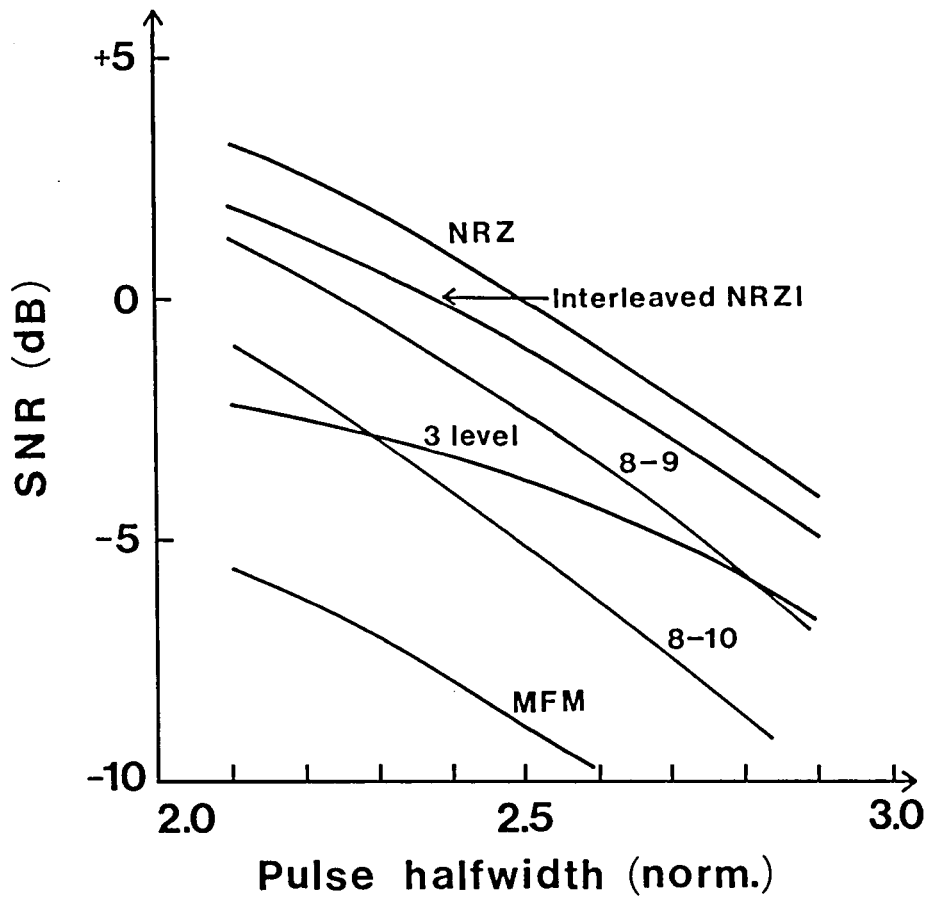


図 2.7 記録符号によるSNRの比較

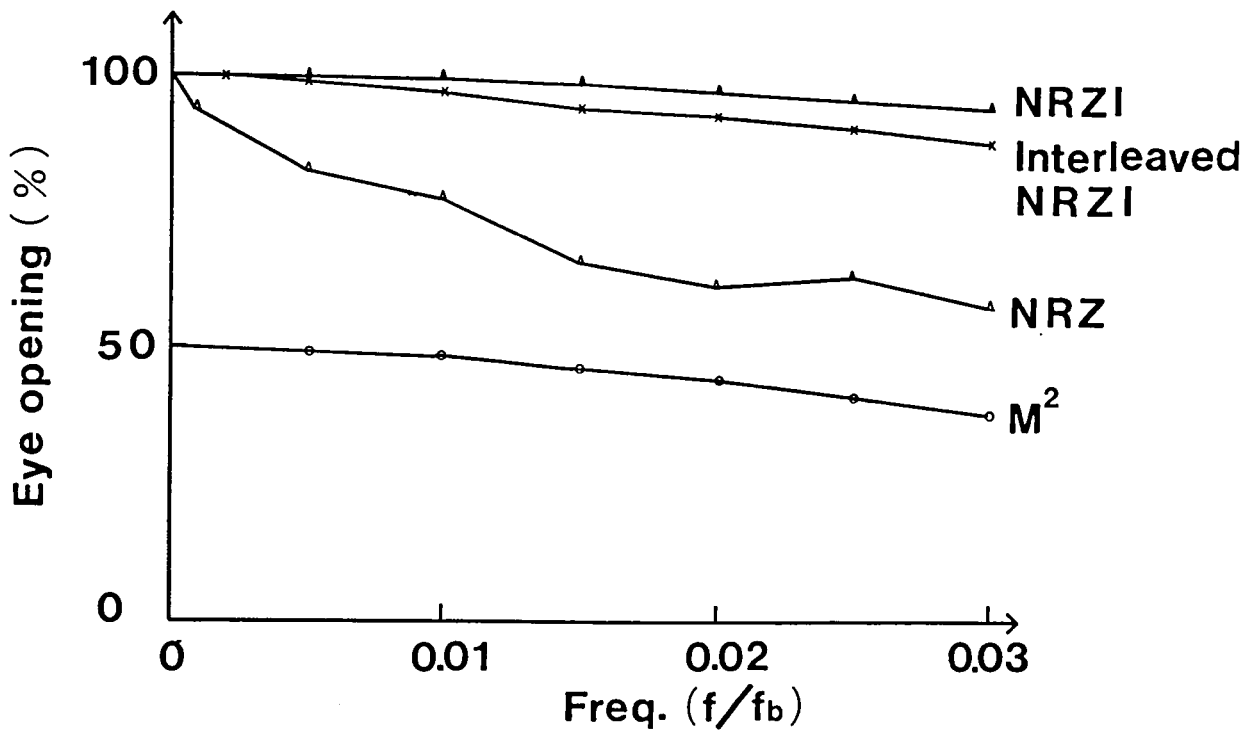


図 2.8 代表的記録符号の低域遮断がある場合のアイパターン開口率

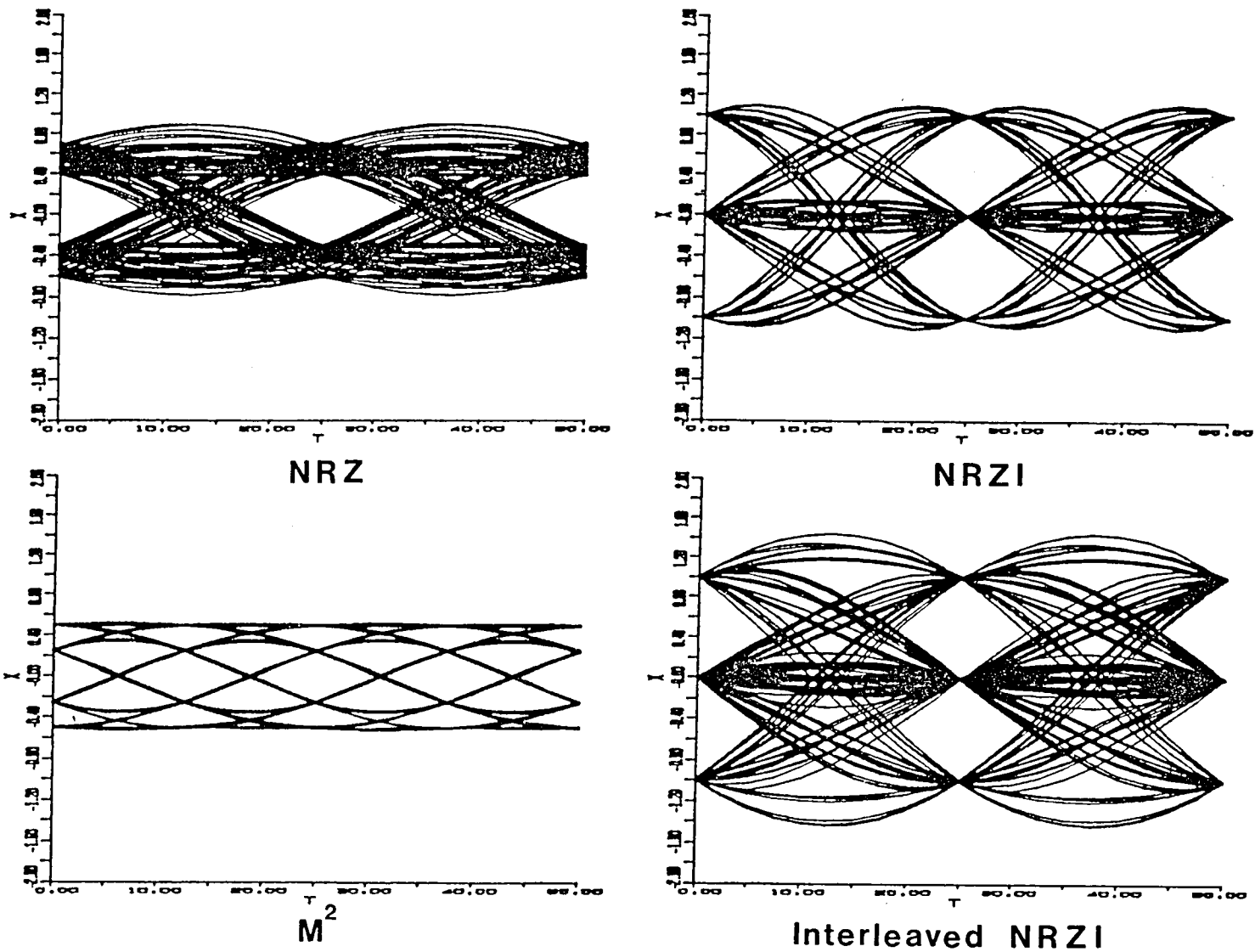


図 2.9 代表的記録符号の低域遮断がある場合のアイパターン

2. 4 8-9NRZ・WI符号³⁾

2. 4. 1 8-9NRZ・WI符号の概要

図2. 7から分かるように、8-9変換を行っても、元のNRZ符号に比較して、SNRの低下は少ない。これゆえ、付加した12.5%の冗長度を活用して、低周波成分を効率的に抑圧できる変換方法を見つけることができれば、良好な記録符号を構成できる可能性がある。この一つの方法として、

(1) 画像の時間的相関の活用

(2) DSV(Digital Sum Variation)の制御

を併用した8-9NRZ・WI符号を考案した。ここで、DSVとは、符号"1"を+1、符号"0"を-1とみなし、これらのある時刻までの累積値を求めたもので、符号系列のDSVが有限であれば、直流信号成分は存在しない。

まず、本符号の変換規則を図2. 10を用いて説明する。

(イ)：基本的には、1画素8ビット(0~255レベル)のデータを図2. 10の実線に示すように、128レベルを中心にそれ未満を9ビット中に"1"が4個含まれる準平衡データ(以下 ${}_{9}C_4$ と略す)に、また128レベル以上を ${}_{9}C_5$ の準平衡データに対応させる。 ${}_{9}C_4$ 、 ${}_{9}C_5$ の総数は252個で、不足4データを ${}_{9}C_3$ および ${}_{9}C_6$ のデータからそれぞれ2個ずつ選択して補う。

(ロ)：つぎに、これらの9ビットデータの極性を1画素ごとに反転する。このようにコーディングすると、隣接する画素のレベルが共に2~127あるいは128~253の範囲にあれば、これらのデータはそれぞれ ${}_{9}C_4$ または ${}_{9}C_5$ の組に変換され、2画素ごとに完全に直流平衡がとれる。一般に、画像信号は強い相関を持つので、前述したように、隣接画素間のゆるい相関関係は大半の画像信号に対して成立することが期待できる。しかし、当然画像信号中にも相関のない部分が存在する。また、誤り訂正符号のパリティ部分等では相関がない。これらのランダム信号に対しても完全に直流平衡がとれるように(イ)、(ロ)の他に、さらに、以下の手法を併用する。

(ハ)：図2. 10中の点線に示すように、(イ)で用いた残りの256個の9ビット不平衡データをその重みが準平衡データのものと逆極性となるように対応させる。

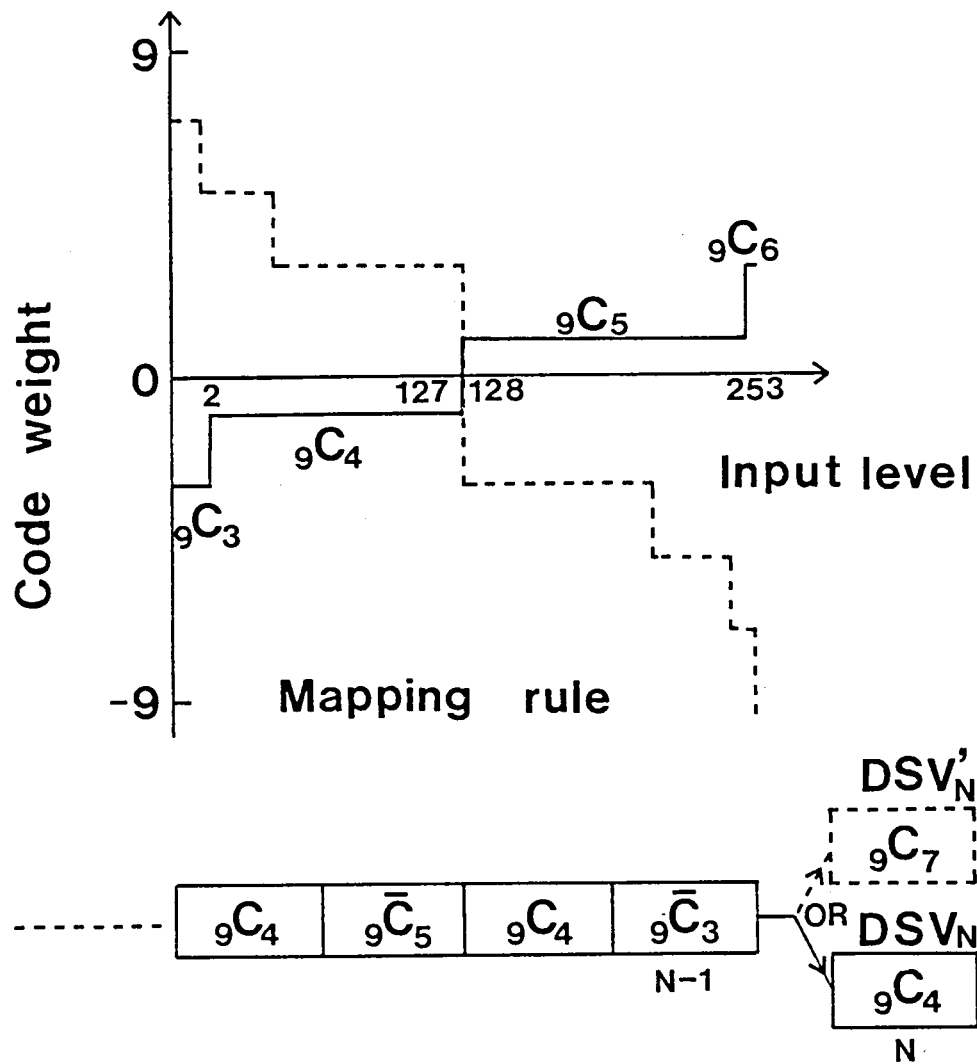


図 2.10 8-9NRZ-WI 符号の変換規則

(二)：これら2種のデータの内、DSVが小さい方を常時選択する。

この手法を図2. 10下部に示した符号系列を用いて具体的に説明する。いま、(N-1)の時点で 9C_3 (9C_3 の反転データ)が選択され、そのDSVが DSV_{N-1} になったとする。つぎに、時点Nで 9C_4 と 9C_7 の2種のデータが対応したとする。これら2種のデータの符号重みを DSV_{N-1} に加え、この内その絶対値の小さい方を選択する。このようにすると、2種のデータの符号重みは逆極性となっているので、DSVの絶対値を常に一定値以下(この場合は10である。2. 4. 3項参照)に抑えることができる。この結果、8-9変換後のデータ系列の直流信号成分は完全に除かれる。

2. 4. 2 8-9NRZ・WI符号の電力スペクトラム

8-9NRZ・WI符号の特長は、画像データ部分で低周波成分を効果的に抑圧できることである。本項ではこの点を明確にするために、画像データ部分とランダムデータ部分の電力スペクトラムを求める。

周知のごとく電力スペクトラム $WP(f)$ と自己相関関数はフーリエ変換対をなし、次式の関係¹⁸⁾がある。

$$WP(f) = f_b |G(f)|^2 \left\{ \langle a_u \rangle^2 + 2 \sum_{v=1}^{\infty} \langle a_u a_{u-v} \rangle \cos 2\pi f v T \right\} \quad (2. 8)$$

$\langle a_u a_{u-v} \rangle$ ：Tごとに順次時間的にシフトした点での自己相関関数

$G(f)$ ：単位波形の周波数応答

a_u ：時間Tごとに生じる符号系列

したがって、電力スペクトラムを求めるには、符号系列の自己相関関数を求めることが必要になる。いま、mビット単位(例えば8-9変換では $m=9$)で発生する符号語の発生確率が等しく、しかも独立と仮定する。この場合、自己相関関数は、 a_u と a_{u-v} が同じ符号語の中に有るか否かを区別して求める方が都合がよい。

(1) $v=0$ のとき

$$\langle a_u^2 \rangle = \sum_i \gamma_i^2 P r(\gamma_i) \quad (2. 9)$$

(2) $m - |v| \geq 0, \quad v \neq 0$ のとき

$$\begin{aligned} \langle a_u a_{u-v} \rangle = & 1/m \cdot [(m - |v|) \sum_i \sum_j \gamma_i \gamma_j \text{Pr}(\gamma_i \cdot \gamma_j) \\ & + |v| \sum_i \sum_j \gamma_i \gamma_j \text{Pr}(\gamma_i) \cdot \text{Pr}(\gamma_j)] \quad (2.10) \end{aligned}$$

(3) $m - |v| < 0$ のとき

$$\langle a_u a_{u-v} \rangle = \sum_i \sum_j \gamma_i \gamma_j \text{Pr}(\gamma_i) \cdot \text{Pr}(\gamma_j) \quad (2.11)$$

ただし、 γ_i : a_u のとりうる振幅値

$\text{Pr}(\gamma_i)$: γ_i の発生確率

(A) 8-10 変換符号の電力スペクトラム

ブロック符号の中で低周波成分が少ないとされている 8-10 変換符号の電力スペクトラムを求める。ここでは、直流平衡がとれる 252 パターンのみが等確率で発生する理想特性を仮定して電力スペクトラムを求める。この場合、 $m = 10$ となる。また、 γ_i は 2 値であり、計算の便宜上これを 1 および -1 とした。

(1) $v = 0$ のとき

$$\begin{aligned} \langle a_u^2 \rangle = & 1^2 \cdot (1 \text{ を含む符号語の総数}) / (\text{符号語総数}) + (-1)^2 \cdot (-1 \text{ を含む符号語の総数}) \\ & / (\text{符号語総数}) \\ = & 1^2 \cdot ({}_9C_4 / 252) + (-1)^2 \cdot ({}_9C_4 / 252) = 1 \end{aligned}$$

(2) $m - |v| \geq 0, \quad v \neq 0$ のとき

$\sum \gamma_i \text{Pr}(\gamma_i) = 0$ であるから 2 項目は 0 で、初項のみを求めればよい。

$$\begin{aligned} \langle a_u a_{u-v} \rangle = & 1/m \cdot [(m - |v|) \sum_i \sum_j \gamma_i \gamma_j \text{Pr}(\gamma_i \cdot \gamma_j) \\ = & 1/10 \cdot (10 - v) \cdot \{ 1^2 \cdot {}_8C_3 / 252 + (-1)^2 \cdot {}_8C_3 / 252 + 2(-1) \cdot (1) {}_8C_4 / 252 \} \\ = & -1/90 \cdot (10 - v) \end{aligned}$$

(3) $m - |v| < 0$ のとき

$\sum r_i P_r(r_i) = 0$ であるから 本項は 0 である。

以上の総和をとることにより、8-10 変換符号の両側電力スペクトラムは

$$W_{P_{8-10}}(f) = f_b |G(f)|^2 [1 - 2/90 \cdot \{ \sum_{v=1}^{10} (10-v) \cos 2\pi f v T \}] \quad (2.12)$$

となる。

(B) 8-9 NRZ・WI の電力スペクトラム

本提案の 8-9 NRZ・WI 符号の電力スペクトラムを求める。この符号では、画像信号の振幅が 128 レベルより大かあるいは小の何れかの範囲に存在すれば、符号語の重みの総和が +1 かあるいか -1 のパターンが繰り返す。したがって、画像信号では、このような繰り返し信号と近似して電力スペクトラムを求める。

(1) $v = 0$ および (2) $m - |v| \geq 0, v \neq 0$ のとき

8-10 変換符号と同様の計算により

$$\begin{aligned} & \langle a_u^2 \rangle + \sum_{v=1}^9 \langle a_u a_{u-v} \rangle \\ &= 1 - 2 \cdot (1/9)^2 \cdot \left(\sum_{v=1}^9 (9-v) \cos 2\pi f v T \right) - 2 \cdot (1/9)^3 \cdot \left(\sum_{v=1}^9 v \cos 2\pi f v T \right) \end{aligned}$$

(3) $m - |v| < 0$ のとき

この範囲では、 $\langle a_u a_{u-v} \rangle$ の各符号 a_u と a_{u-v} は互いに重みの異なる符号語に属する。このため 1 符号語ごとに $\langle a_u a_{u-v} \rangle$ の極性は変化する。すなわち

$$\begin{aligned} \langle a_u a_{u-v} \rangle & \text{は負} & : v = 9(2k-1) + n \\ \langle a_u a_{u-v} \rangle & \text{は正} & : v = 9(2k) + n \\ & \text{ただし、} & -\infty < k < \infty, \quad 1 \leq n \leq 9 \end{aligned}$$

このような周期性を持つ符号系列のスペクトラムを仮に $U(f)$ と表すと

$$U(f) = (1/9)^3 \cdot \sum_{n=1}^9 (2n-9) \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp j2\pi f \{9(2k-1)+n\} - \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp j2\pi f \{9(2k)+n\} \right]$$

となる。この内、前記 (1) および (2) と重複する部分を除去することで、自己相関関数は次式のように与えられる。

$$\langle a_u a_{u-v} \rangle = U(f) - (1/9)^3 \left\{ 9 + \sum_{n=0}^8 2(2n-9) \cos 2\pi f(n-9)T \right\}$$

以上の総和を取ることで、両側電力スペクトラムは次式のように与えられる。

$WP_{8-9}(f)$

$$\begin{aligned} &= f_b |G(f)|^2 \cdot \left[1 - 2(1/9)^2 \left\{ \sum_{v=1}^9 (9-v) \cos 2\pi f v T \right\} - (1/9)^3 \left\{ 9 + 2 \sum_{v=1}^9 v \cos 2\pi f(9-v)T \right\} \right] \\ &+ 2\pi f_b^2 |G(f)|^2 \cdot (1/9)^3 \sum_{k=1}^{\infty} \left[\sum_{v=1}^9 2(2v-9) \cos 2\pi f(v-9)T + 9 \{1 - (-1)^k\} \right] \times \delta(f - k/18T) \end{aligned}$$

(2. 13)

式 (2. 13) の右辺前半は連続スペクトラム成分を後半は輝線スペクトラム成分を与える。以上の計算は画像データに対して求めたものであるが、ランダムデータに対しては、解析的にスペクトラムを求めるのは困難であるので、Cariolaro¹⁹⁾の手法にしたがって、数値計算により求めた。低周波電力の主要成分である連続スペクトラムを図 2. 11 に示す。この図に見られるように、8-9 NRZ・WI 符号はデータの 80% 以上を占める画像データ部分では 8-10 変換符号と同等以上に低周波成分を抑圧できることが分かる。一方、ランダムデータ部分では DSV の制御だけで直流成分を抑圧するため、画像データ部分に比較し、若干低周波成分が増す。

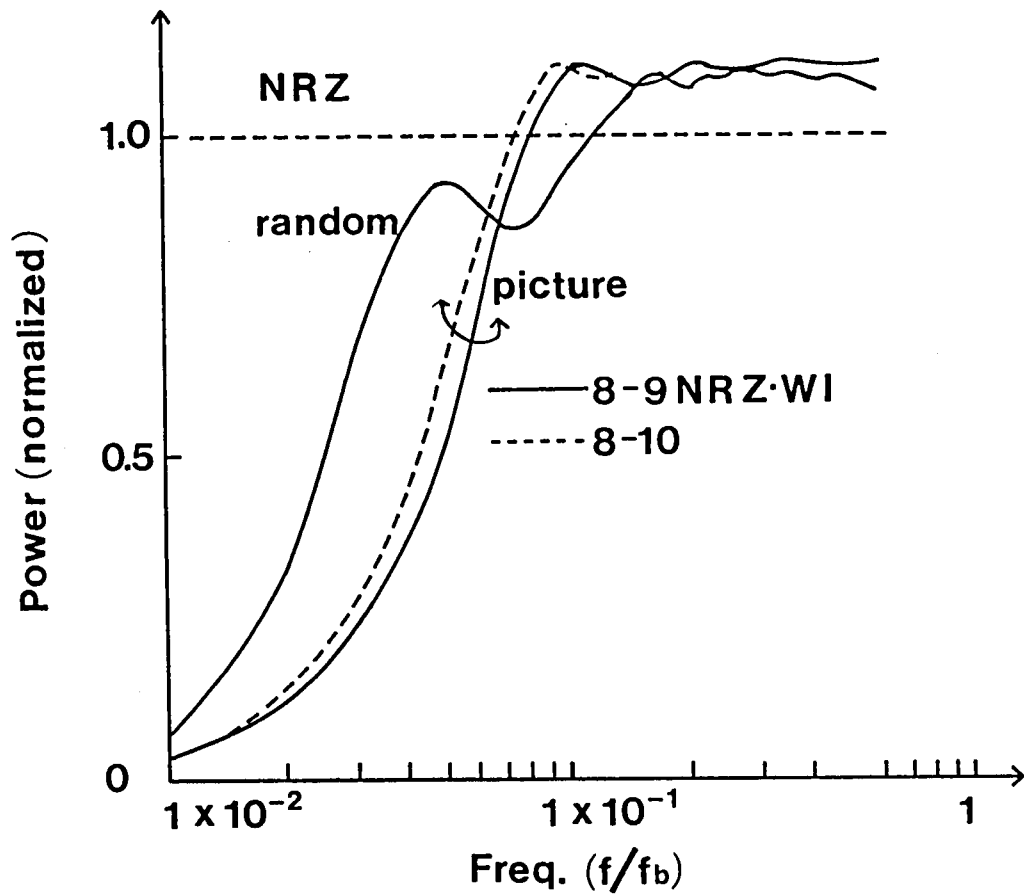


図 2.11 8-9NRZ・WI符号の電力スペクトラム

2. 4. 3 8-9NRZ・WI符号のアイパターン

8-9NRZ・WI符号の低域遮断特性をアイ開口率により評価する。計算には、次式に示す生成多項式(Generator Polynomial)GP(x)で発生した擬似ランダムパターンに"0"を付加した 2^{10} ビット周期のパターンを使用した。

$$GP(X) = X^{10} + X^3 + 1 \quad (2.14)$$

再生時の低周波遮断を1次形とし、その遮断周波数が増加した場合のアイハイトを求めた。計算結果を図2.12に示す。比較のために、9ビット全体を逐次反転あるいは非反転することにより、DSVを一定値以下に抑える8-9NRZI符号⁸⁾のアイパターンも示す。

8-9NRZI符号のDSVの絶対値の最大は、符号語の重みの絶対値の最大を $|W|$ とすると次式で与えられる。

$$|DSV_{max}| = |W| + (|W| - 1) / 2 \quad (2.15)$$

ここで、第1項は、符号語単位で見たDSVの絶対値がとり得る最大値で、第2項は第1項が最大になった場合に、これに続く符号語内におけるDSVの増加分の絶対値の最大を示す。一つの符号語は、9ビットで構成されているので、 $|W| = 9$ になり、 $|DSV_{max}|$ は13になる。

一方、8-9NRZ・WI符号では図2.10に示す2種類の符号重みの絶対値の差の最大を $|W_1|$ とすると、DSVの絶対値の最大は次式で与えられる。

$$|DSV_{max}| = |W_1| + (|W| - 1) / 2 \quad (2.16)$$

$|W_1| = 6$ であるから、この記録符号の $|DSV_{max}|$ は10になる。これに応じて、8-9NRZI符号よりさらに、アイハイトの低下は軽減される。

図2.13に、ビットレートの $1/100$ で、振幅が3dB低下する1次の低域遮断特性を持つ回路系に、NRZ、8-9NRZI、8-9NRZ・WIの各符号を通した場合のアイパターンを示す。NRZ符号のアイパターンは低域遮断の影響を強く受けて、振幅の乱れが認められるが、8-9NRZ・WI符号のアイパターンは、ほとんど劣化がない。これからも8-9NRZ・WI符号の有効性が確認できる。

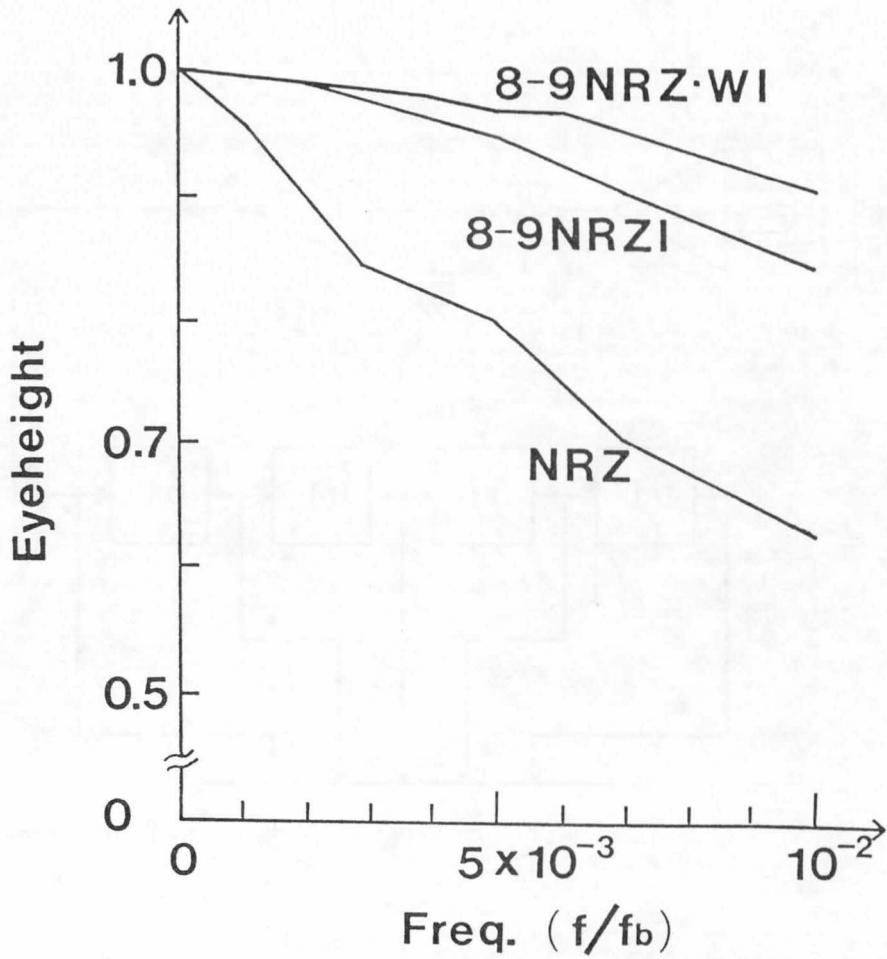
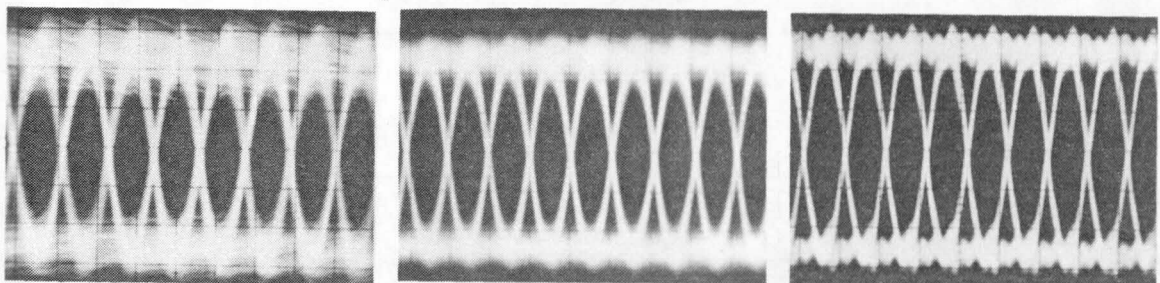


図 2. 12 1次の低域遮断がある場合の
8-9変換アイハイト



NRZ

8-9NRZI

8-9NRZ·WI

低域遮断周波数：ビットレートの1/100

図 2. 13 8-9変換アイパターン例

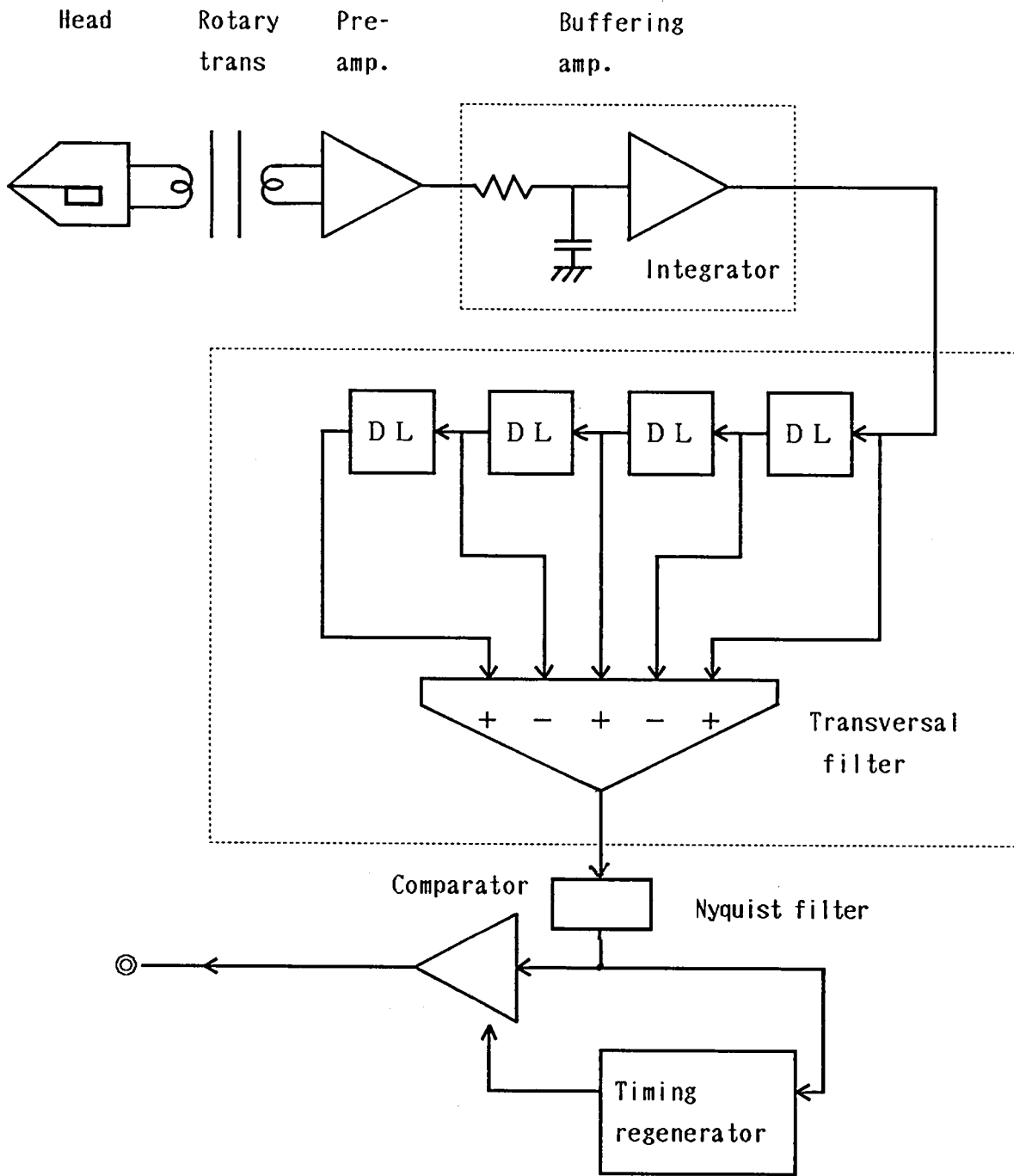


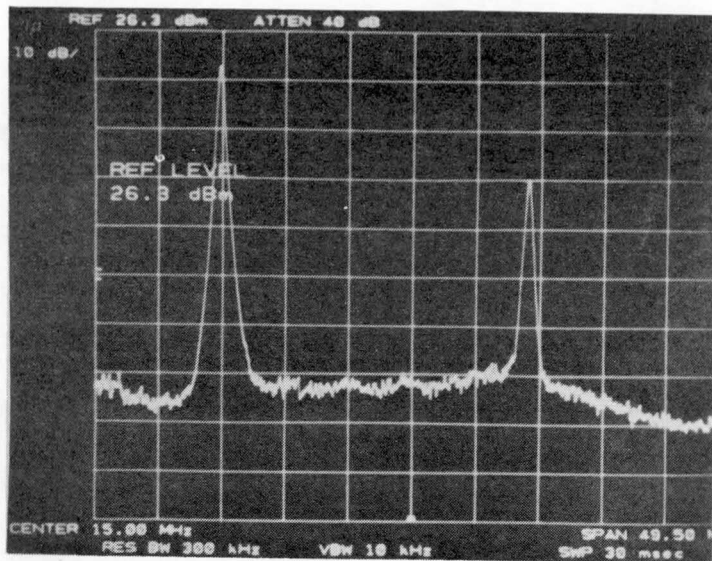
図 2. 14 再生回路の構成

2. 4. 4 記録再生実験結果

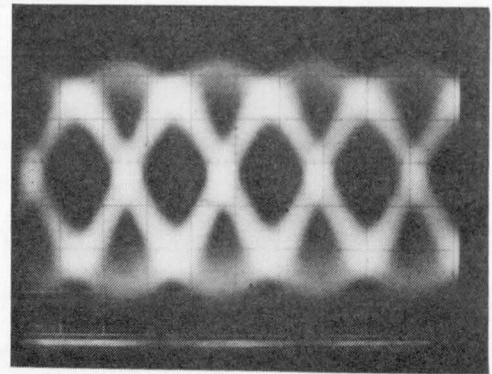
再生回路の基本構成を図2. 14により説明する。まず、磁気ヘッドから再生された信号をプリアンプで増幅し、積分回路(Integrator)で微分特性を補償する。高周波特性の劣化は、5タップのトランスバーサルフィルタにより補償し、ナイキストフィルタに加える。この後、タイミング再生回路(Timing Regenerator)に加え、ここで復元されたクロックパルスにより、比較器(Comparator)で等化後の信号を識別再生する。

磁気ヘッドのトラック幅を $30\mu\text{m}$ 、1ビットのテープ上の長さを $0.36\mu\text{m}$ に選ぶと、8-9変換後の 96Mbps のデータを市販の家庭用カセットに30分記録できる。テープ上の面積記録密度は $10\mu\text{m}^2/\text{bit}$ である。いま、訂正前の符号誤り率を 10^{-5} 確保するとして、回路動作上のマージンを1から2dB見込むと、再生信号のC/Nは22dB以上必要である。現在、家庭用アナログVTRで使用されている酸化物テープでは、22dB以上のC/Nを得ることは困難であるので、今回、酸化物テープに比較して、約2倍の 13000Oe の抗磁力と 2500G の保磁力を持つ 8mmVTR 用メタル粉テープを使用した。

記録再生用ヘッドは、飽和磁束密度の高いセンダストを高周波域で渦電流損失を低減できるように薄膜化し、これを積層²⁰⁾したものをを使用した。トラック幅 $30\mu\text{m}$ の積層ヘッドとメタルテープの組み合わせにより得られたナイキスト周波数 23.5MHz の出力と雑音分布を図2. 15に示す。ロールオフ率50%のナイキスト条件を満たす 36MHz の帯域でのC/Nは30dB以上確保できている。このときのアイパターンを図2. 16に示す。実験に使用したVTRの回転トランスの遮断周波数はビット周波数の約 $1/300$ であったので、図2. 12からも明らかなように、8-9NRZ・WI符号では、この程度の低周波遮断の影響が無視でき、良好なアイパターンが再生された。また、図2. 17に符号誤り率の実測例を示す。平均的に 10^{-6} 位の誤り率が確保できているから、後述する誤り訂正を適用することで誤りの無い良好な画像が再生できる。この8-9NRZ・WI符号を高い信頼度の記録再生が要求される大容量データレコーダに用いた。



10MHz/div. Res.BW 300kHz Signal
10dB/div.



10ns/div. 48Mbps

図 2.15 再生信号レベルと雑音分布

図 2.16 再生アイパターン

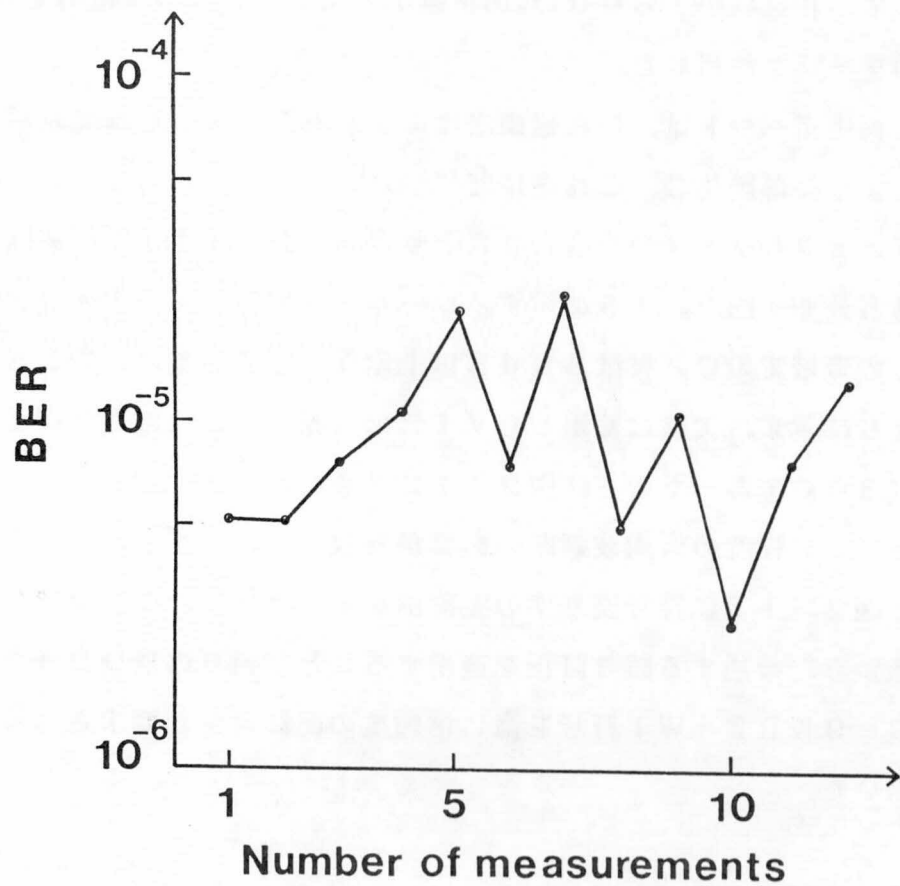


図 2.17 8-9NRZ・WI符号の誤り率実測例

2. 5 ランレングス制限NRZ符号⁴⁾

2. 5. 1 ランレングス制限NRZ符号の概要

図2. 7に示すように、NRZ符号は、SNRの点で最も有利で、しかも図2. 2からも分かるように識別点における位相余裕も大きい。これはDVT Rのようにチャンネル当たりの伝送レートが高く、SNRが限界に近い状態で使用せざるを得ない場合には、大きな利点になる。しかしながら、この符号は、わずかな低域遮断でも著しい符号間干渉 (ISI: Intersymbol Interference) が発生する欠点があり、この問題を克服すべく、つぎに示すような2つの方法を考えた。

(1) 符号のランレングス ("1" あるいは "0" の連続数) を制限することで、低周波成分を抑圧する。さらに、画像の相関を活用し、直流および低周波成分を抑圧する。前者は、筆者⁴⁾が、江藤²¹⁾、梅本²²⁾とともに提案した。後者は、NRZ-ASE (Adaptive Spectral Energy) 符号が提案されている²³⁾。

(2) 画像データを擬似ランダム系列により、ランダム化して記録し、再生時に量子化帰還を使用し、記録再生過程で失われた直流および低周波成分を復元する方法。これについては、第3章で詳述する。

まず、ランレングス制限の効果を検討する。あるビット数よりなる符号が任意に発生した場合に、そのランレングスを一定値以下に抑圧するには、そのビット数で実現できる全符号の一部分のみを使用することになる。nビットの符号中に、ランレングスをkとする符号がいくつ有るかを求める一般式²⁴⁾が既に知られている。しかし、ここではNRZI符号が前提となっているため、NRZ符号に対しては考え方を多少修正する必要がある。図2. 18にNRZ符号の1ワードを示す。ここで、1ワード中の左端部、中央部、右端部のランレングスを各々RL、RM、RRとすると、このようなワードが任意に発生した場合のランレングスをk以下にするには、全符号語の中から

$$RM \leq k \text{ かつ } RL + RR \leq k \quad (2. 17)$$

を満たす符号のみを使用すればよい。なお、

$k = 2k_0$ (偶数) の場合: $RL, RR \leq k_0$,

$k = 2k_0 + 1$ (奇数) の場合: RL (or RR) $\leq k_0$, RR (or RL) $\leq k_0 + 1$

とすると使用符号語数が最大になる。

表 2. 2 に 1ワードを 8ビットとし、ランレングスを制限した場合の符号重み別に分類した使用可能符号語数を示す。また、表 2. 3 に同符号の SNR を示す。図 2. 19 にランレングス制限した場合の符号の電力スペクトラムを示す。いま、ランレングスを 6 以下に制限したとすると、この図から見られるように、概ねビット周波数の $1/10$ 以下の低周波成分が大幅に抑圧されることが分かる。この場合、表現できるレベルは 196 となる。これは等価的に、7.6ビットに相当し、8ビット中の 0.4ビットがランレングスを 6 以下に抑えるために使用したと言える。これに伴う SNR の低下は 2.3 dB であり、デジタル VTR のもともとの SNR が高いため、実用上問題にはならない。

しかし、図 2. 19 から分かるように、符号のランレングスを制限しただけでは、直流近傍の周波数成分は除去できない。そこで、ランレングス制限に加え、画像の相関を活用する NRZ-ASE と呼ばれる方法を併用して、符号を構成することを試みた。この NRZ-ASE では、符号の各ビットの "1" を +1、"0" を -1 と考え、1画素内の 8ビットの総和を取ったものを符号の重みと定義すると、図 2. 20 に示すように、8ビットの符号 256 個を重みの順に並べ、これを画像のレベル 0 から 255 に対応させる。これにより、画像のレベルが同一重みに属している限り、画素毎に符号の極性を反転することで直流平衡がとれる。隣接する画素間で完全に平衡がとれた場合の電力スペクトラムを図 2. 21 に示す。この図から見られるように、ランレングスを 6 以下に制限し、NRZ-ASE を併用することで、ほぼ 8-10 変換符号に相当する低周波抑圧効果が期待できる。図 2. 22 にランレングスを 6 以下に制限し、NRZ-ASE を併用した場合と元の NRZ 符号のままのアイバタンの例を示す。低域遮断周波数はビットレートの $1/100$ で、1次の遮断特性を与えた。本方式が低域遮断に対して十分な改善効果があることが分かる。

2. 5. 2 記録再生実験結果

再生回路の基本構成は図 2. 14 に示した 8-9 NRZ · WI 符号のものと同じである。図 2. 23 に、本記録符号を使用して 46 Mbps の画像データを記録再生して得

←RL→ ←RM→ ←RR→

1	1	0	1	1	1	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---

図 2.18 NRZ符号におけるランレングスの定義

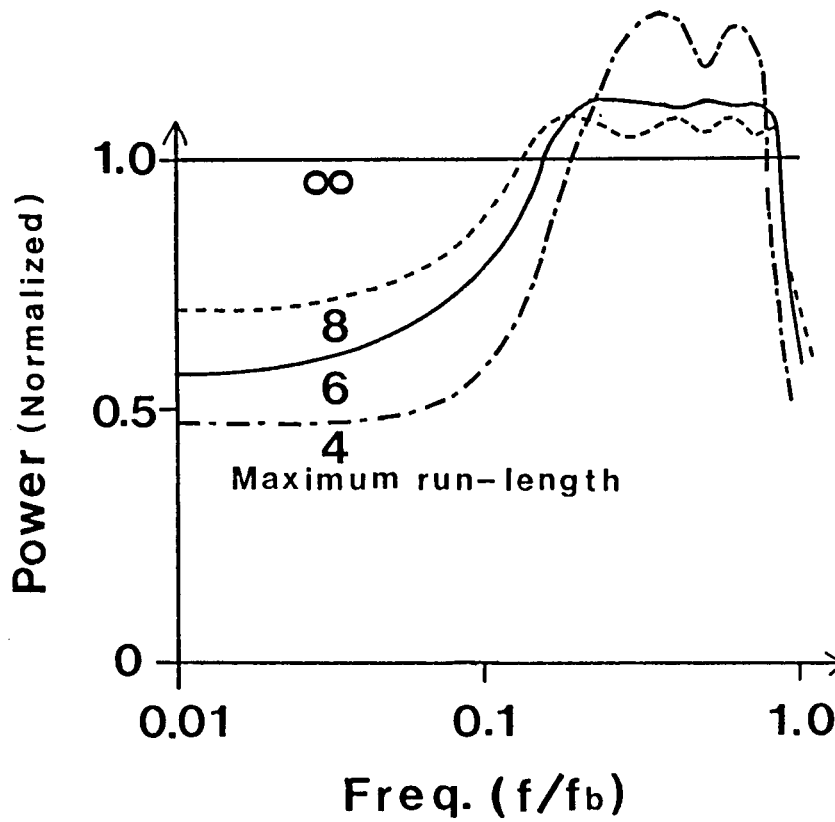


図 2.19 ランレングス制限したNRZ符号の電力スペクトラム

表 2.2 ランレングス制限した8ビット符号の重み分布

Code weight Run-length	+8	+6	+4	+2	0	-2	-4	-6	-8	Total
∞	1	8	28	56	70	56	28	8	1	256
8	0	2	22	54	70	54	22	2	0	226
6	0	0	16	48	68	48	16	0	0	196
4	0	0	6	34	54	34	6	0	0	134

表 2.3 ランレングス制限した8ビット符号のSNR

Maximum run-length	Number of code words	SN ratio
∞	256	56.0
8	226	54.9
6	196	53.7
4	134	50.4

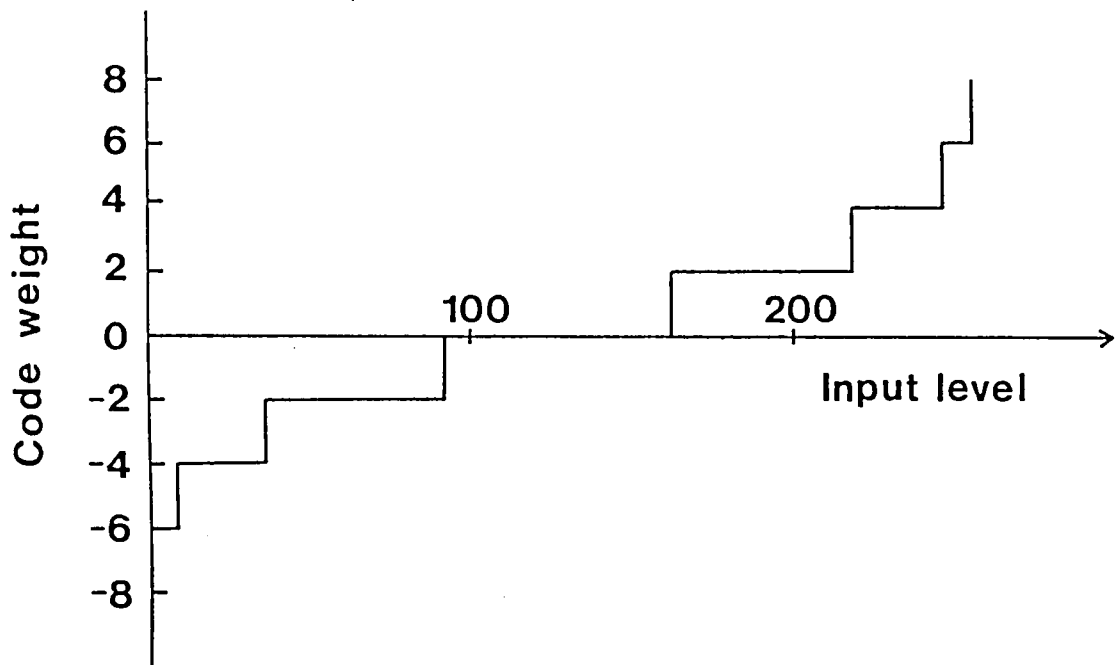


図 2. 20 NRZ-ASE符号の変換規則

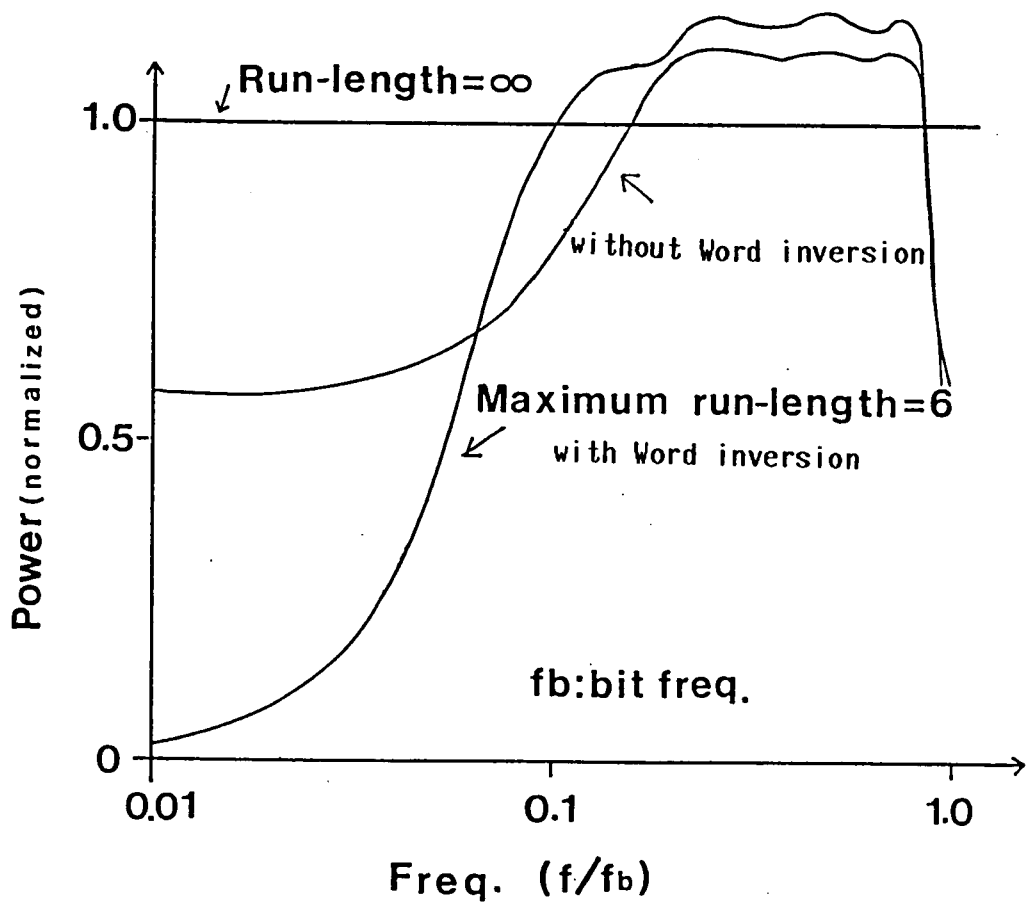
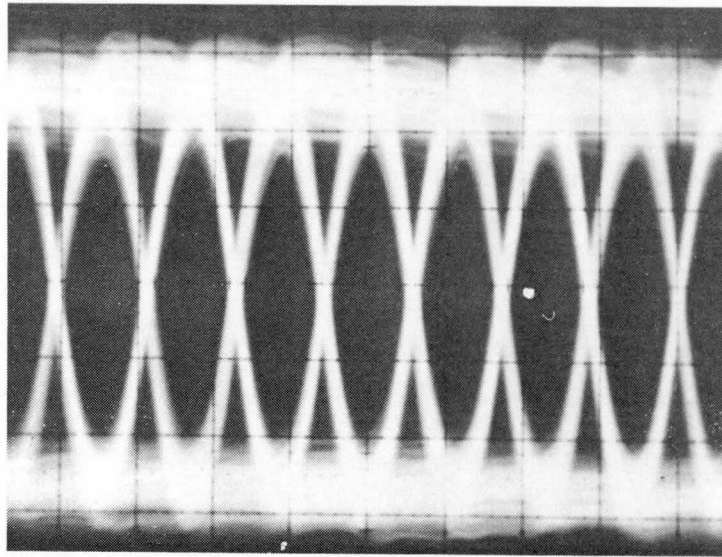
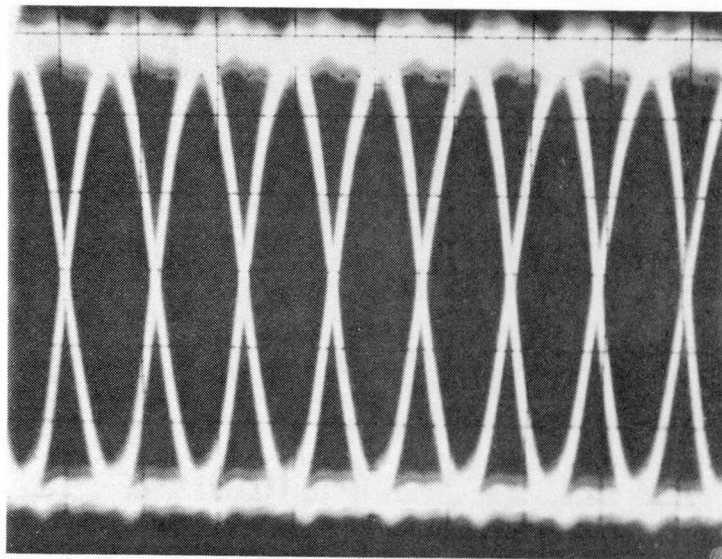


図 2. 21 ランレングス制限と画像の相関を活用した場合のNRZ符号の電力スペクトラム



(a) 元のアイパターン



(b) ランレングス制限、ワード反転

図 2.22 ランレングス制限NRZ符号の効果
(ビット周波数の $1/100$ で1次の低域遮断あり)

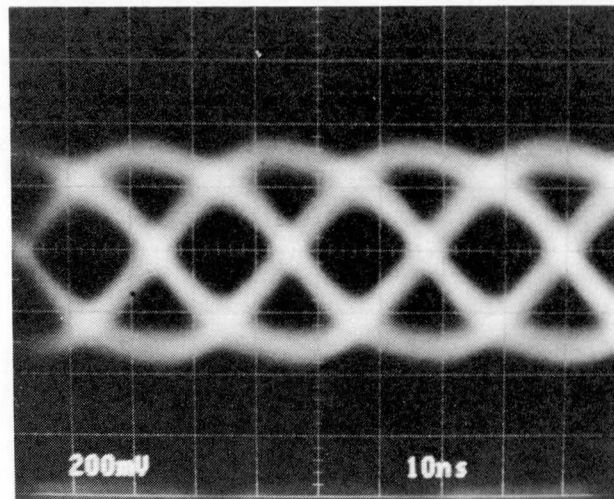


図 2. 23 ランレングス制限NRZ符号再生アイパターン

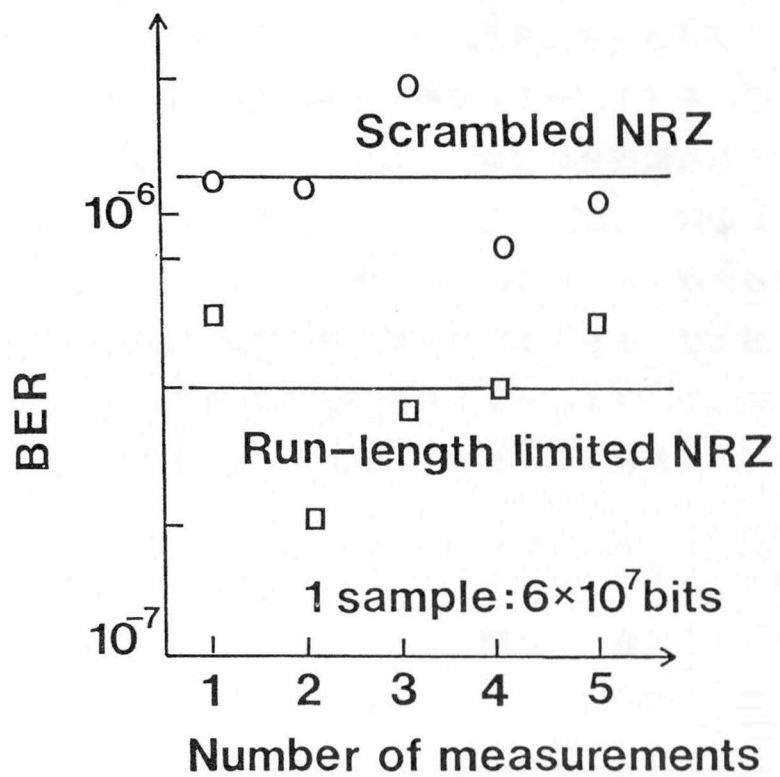


図 2. 24 ランレングス制限NRZ符号の誤り率実測例

られたアイパターンを示す。良好なアイ開口が得られていることが分かる。図2.24はランレングスを6以下に制限後、NRZ-ASE変換して記録再生した場合と元のNRZ符号の符号誤り率²²⁾を示したものである。ランレングス制限により、約0.5桁符号誤り率の向上が見られる。

家庭用試作DVTRでは、このランレングス制限NRZ符号を採用した。符号誤りに関するデータは第6章に、また、実験システムの詳細は第7章に示す。

2.6. パーシャルレスポンス処理を用いた3値記録符号⁵⁾

2.6.1 3値記録符号の概要

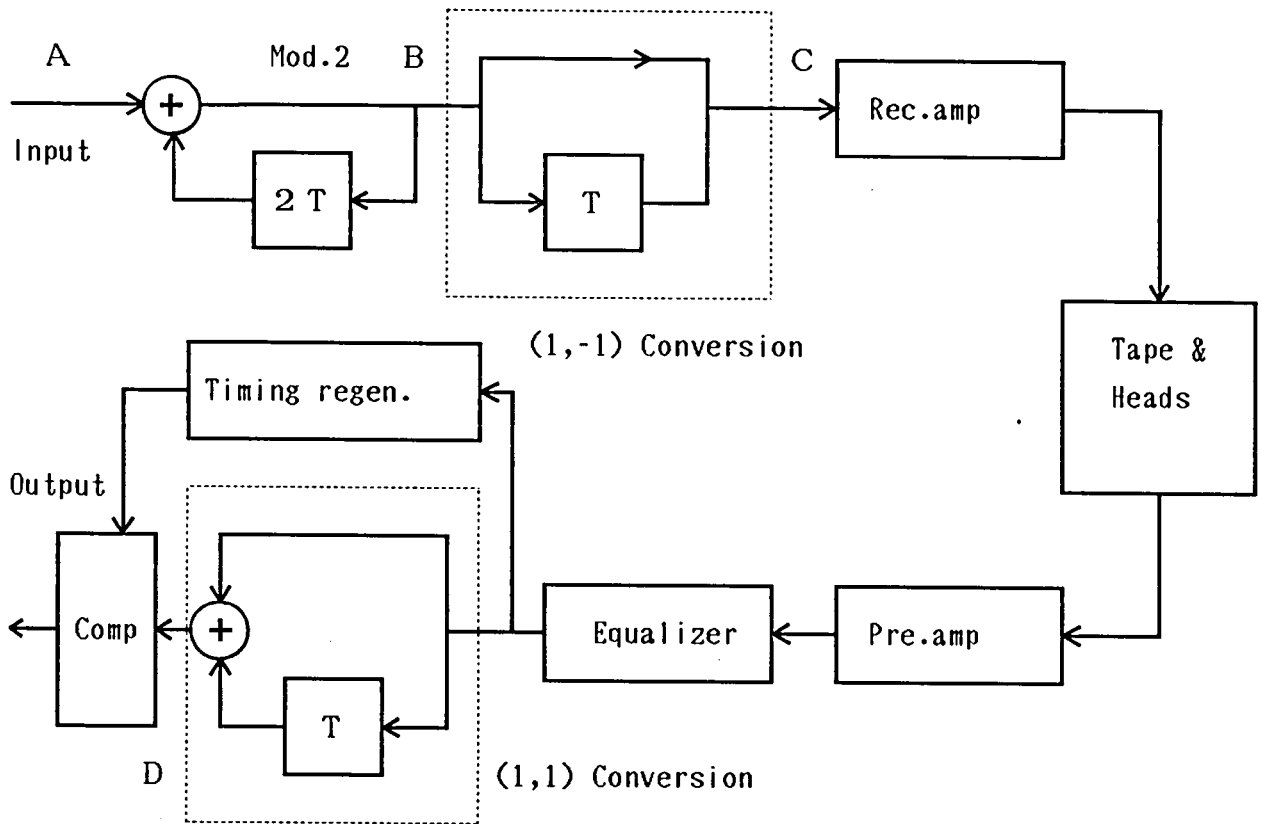
3値記録符号の信号処理と各部波形を図2.25(a)、(b)に示す。まず、再生時の符号誤りの伝播を避けるために、入力NRZ符号を2ビットディジタル遅延およびモデュロ2加算よりなるプリコードに通す。つぎに、1ビットアナログ遅延および減算よりなる処理を行う。これを(1, -1)変換と呼ぶ。この変換後の波形は、図2.25(b)のCに示すような直流成分のない、いわゆるバイポーラ波形になる。再生信号は、ナイキストの第1種の無符号間干渉条件を満たすように等化後、1ビットアナログ遅延および加算よりなる処理がなされる。この処理を(1, +1)変換と呼ぶ。つぎに、変換後の3値波形の1および-1を”1”に0を”0”に比較器で識別すれば、元のNRZ符号が得られる。ここで、(1, -1)変換の伝達特性は、 $\sin \pi (f / f_b)$ で表せるので、記録信号の両側電力スペクトラム $P_{W_{3\text{-state}}}(f)$ は、次式で与えられる。

$$P_{W_{3\text{-state}}}(f) = f_b |G(f)|^2 \cdot |\sin \pi (f / f_b)|^2 \quad (2.18)$$

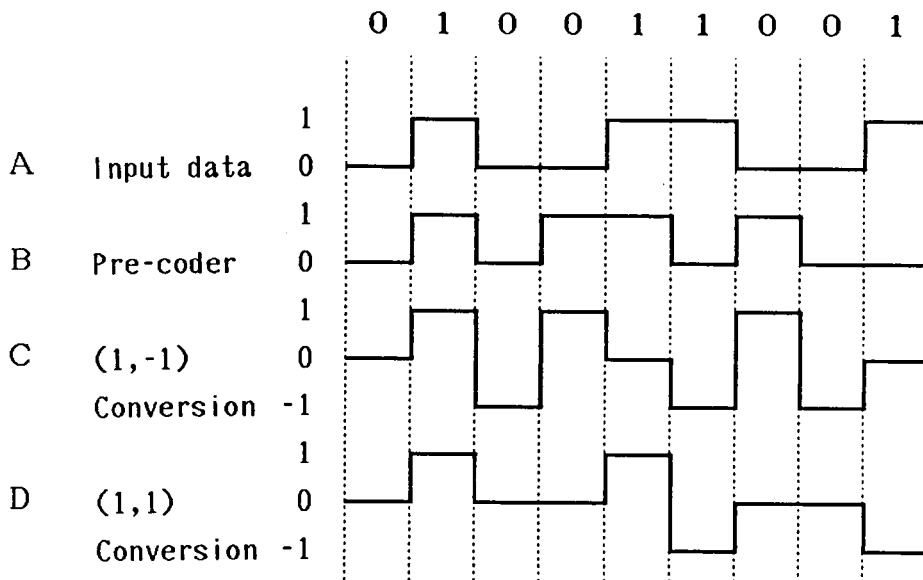
ただし、 $G(f)$ は単一矩形波の周波数応答である。

これから見られるように、 $P_{W_{3\text{-state}}}(f)$ に直流がないために、VTRの回転トランスによる記録時の歪の影響がなく、記録波形の1、-1がテープ上ではNかSのいずれかの磁化に、0が無磁化に対応して記録される。

また、再生時の(1, +1)変換の伝達特性は、 $\cos \pi (f / f_b)$ であり、ナイキスト周波数に相当する $f_b / 2$ に極を持つために、本周波数近傍の雑音が抑圧される。従来のPR(1, 0, -1)方式では、プリコード出力が直接記録され、(1, -1)変



(a) 信号処理回路



(b) 各部波形

図 2.25 3値記録符号の信号処理回路 (a) と各部波形 (b)

換は磁気記録再生時の微分特性で代行させてきた。本方式は、これを記録前に行うことで直流除去機能を実現した。図2. 26にパルシャルレスポンスに関連した3値記録、インタリーブドNRZI、NRZ積分検出の雑音分布を示す。この図からつぎのことが分かる。

(1) 3値記録符号は、NRZ積分検出に比較し、SNRが6dB低下するはずであるが、(1, +1)変換により、4dB弱に改善される。

(2) 3値記録符号は、ヘッド磨耗による α の変化に対して、特性変動が少ない。

(3) 3値記録符号は、インタリーブドNRZI符号に比較し、低周波の雑音増加に起因する3dBのSNRの低下が生じる。一方、これと引き代えに、本方式の特長である記録時の直流成分抑圧効果が与えられる。

2. 6. 2 記録再生実験結果

本実験に用いた再生回路の基本構成は、図2. 14に示したのと同じであるが、本方式が低域遮断の影響を受けにくいという特性を生かし、積分回路による低周波域の補償をビット周波数の約 $1/100$ までに留めた。高周波特性の劣化を5タップのトランスバーサルフィルタにより補償し、この信号をビット周期 T と同じ遅延時間を有する遅延線で構成された(1, +1)変換回路に加え、その後、2個の比較器で構成した3値判定回路に供給する。タイミング再生回路から復元されたクロックパルスをこの比較器に供給し、(1, +1)変換後の信号を元の2値信号に識別再生する。

記録再生実験は、放送用タイプC-1インチVTRを使用し、抗磁力6500e、保磁力1200Gの酸化物テープに、46Mbpsの高速データを1ビット当たりの長さ $0.6\mu\text{m}$ 、トラック幅 $60\mu\text{m}$ とし、 $30\mu\text{m}$ のガードスペースを設けて行った。図2. 27にトランスバーサルフィルタで等化後、(1, +1)変換したアイパターンを示す。

ナイキスト周波数21.5MHzにおいて C/N (キャリアpp値/雑音実効値)は、31dB得られ、符号誤り率も所要の 10^{-5} を確保できた。これらの実験結果をもとに、表1. 1に示したように、1980年に筆者等の最初のDVTRを完成させた。

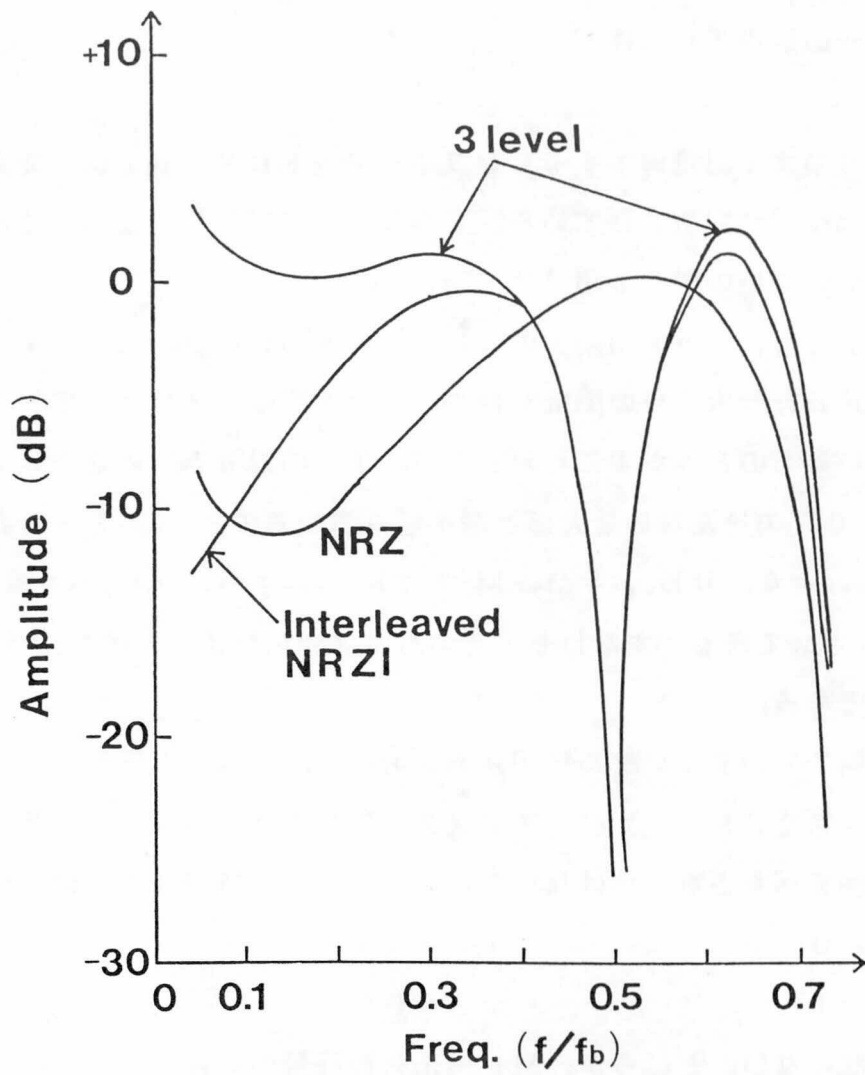
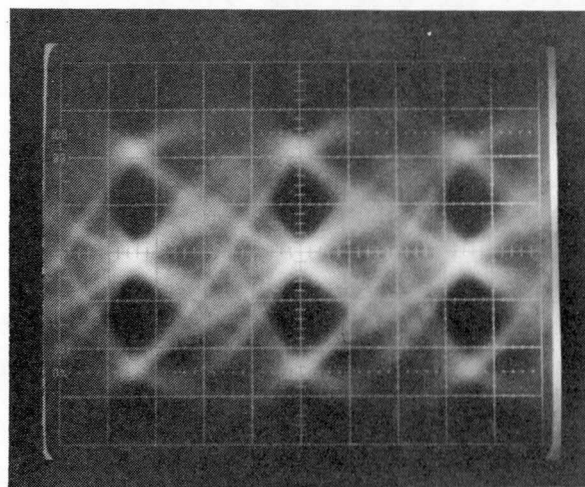


図 2. 26 3値記録符号の雑音分布



43Mbps

図 2. 27 3値記録符号のアイパターン

2. 7 MFM符号の最適等化特性

コンポジット信号のまま記録再生するD2フォーマットDVT Rでは、変調方式としてM² (Miller squared)が採用されている。しかし、MFM符号の最適等化特性は、未だに明らかにされていないので、本項²⁵⁾でこれを求める。

図2. 28に示すようにビット間隔TのNRZ符号をMFM符号に変換すると、MFMの波形は元のNRZ符号の半分の間隔を持つ(ビット間隔T/2 (=T')) NRZ符号で構成されているものとみなすことができる。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。MFMでは、RL_{max}=4、RL_{min}=2、M²ではRL_{max}=6、RL_{min}=2となり、何れの符号もRL_{min}=2である。すなわち、そのパルス列には幅T'の孤立パルスは存在しないことが特長である。

さて、一般に周期T'のデ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さなければならない。すなわち、時刻nT'において

$$\begin{aligned} h(nT') &= 0 & |n| \geq 1 \\ h(nT') &= 1 & n = 0 \end{aligned} \quad (2.19)$$

が成立しなければならない。ところが、MFM系列の符号の場合には、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±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、MFM系列の符号のインパルス応答h_m(t)は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} h_m(nT') &= 0 & |n| \geq 2 \\ h_m(-T') &= \mu > 0 \\ h_m(T') &= \nu > 0 \\ h_m(0) &= 1 \end{aligned} \quad (2.20)$$

この場合、符号識別点における振幅は

"0" に対応して 0、μ、ν

"1" に対応して 1+μ、1+ν、1+μ+ν

の何れかの値を取る。これらの値をAmpとする。しきい値Thは最小値と最大値の間となるから

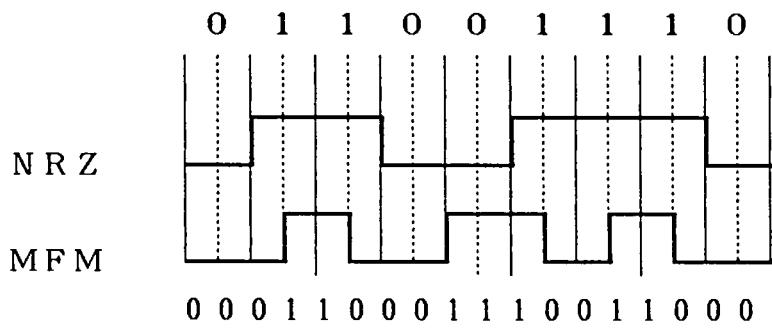


図 2.28 NRZとMFMMの関係

$$T_h = 0.5 + (\mu + \nu) / 2 \quad (2.21)$$

となる。

いま、しきい値と各振幅値の距離の絶対値を Dis とすると、

$$\begin{aligned} Dis &= |Amp - T_h| \\ &= \{0.5 + (\mu - \nu) / 2, 0.5 + (\nu - \mu) / 2, 0.5 + (\mu + \nu) / 2\} \end{aligned} \quad (2.22)$$

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、

$Dis \geq 0.5$ 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。 $\mu = \nu$ とすると、 $h_m(t)$ と $h(t)$ は次式で関係づけられる。

$$h_m(t) = \mu h(t - T') + h(t) + \mu h(t - T') \quad (2.23)$$

$h_m(t)$ 、 $h(t)$ の周波数特性を $H_m(\omega)$ 、 $H(\omega)$ とすると、式 (2.23) から

$$H_m(\omega) = \{1 + 2\mu \cos(\omega T')\} H(\omega) \quad (2.24)$$

と関係づけられる。

ここで、 $Dis \geq 0.5$ を維持した上で、最も帯域が狭い等化特性を最適と考える。

この場合、 $H(\omega)$ 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。

$$\begin{aligned} H(\omega) &= T/2 & 2\pi/2T' \geq \omega \geq 0 \\ H(\omega) &= 0 & \omega > 2\pi/2T' \end{aligned} \quad (2.25)$$

しかも、ナイキスト周波数 $1/2T'$ ($=1/T$) において、 $H(\omega)$ 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良いことになる。すなわち、

$$H_m(f) = \{1 + \cos(\pi f T)\} \cdot T/2 \quad (2.26)$$

と与えられる。

2. 8 まとめ

本章では、D V T Rのチャネル特性に整合する画像の相関を活用した8-9変換符号、ランレングス制限NRZ符号、パーシャルレスポンスに基づいた3値記録符号の3種類の新しい記録符号(Channel Code)の提案を行なった。さらに、これらの符号に既提案の8-10変換符号、MFM符号、NRZ符号を加え、解析と実験によりこれらの特性評価を行ない、D V T Rにおける符号選択の指針を与えた。以下、得られた主な成果を要約する。

(1) 記録符号のSNRは、低域遮断がなく、再生孤立パルスの半値幅がビット周期の2から3倍の範囲では、NRZ(SNRZ)符号、インターリーブドNRZI符号、8-9変換符号、3値記録符号、8-10変換符号、MFM符号の順になる。NRZ符号とMFM符号では6dB以上のSNRの差が生じる。

低域遮断がある場合のアイバタンの開口率はNRZI符号とインターリーブドNRZI符号が最も優れる。NRZ($2^{10}-1$ の周期を持つ擬似ランダム系列で与える)符号はビット周波数の $1/100$ の低域遮断が生じるとアイバタンの開口率が約70%程度に低下する。8-9変換符号、8-10変換符号、MFM符号はその中間に位置する。

(2) 本提案の3種の記録符号に関して以下の点を明確にした。

1) 8-9NRZ・WI符号とランレングス制限NRZ符号は画像信号部分でビット周波数の $1/10$ 以下の低周波電力が抑圧できる。これは、8-10変換符号の低域特性と同程度であり、効率の良い記録符号と位置付けることができる。この8-9NRZ・WI符号は高い信頼度の記録再生が要求される医療用大容量データレコーダに用いた。また、ランレングス制限NRZ符号は家庭用D V T R試作器に用いた。

2) パーシャルレスポンス系列の3値符号はインターリーブドNRZI符号に比較し低域部分で雑音が増加し、SNRの点で約3dB低下するが、記録時にNRZIの形態で記録でき、再生時にインターリーブドNRZIの形態に成るため、各符号の中で最も低域遮断に強い符号と位置付けることができる。

本提案の3種の記録符号はC/Nが30dB確保できる記録密度において、いずれも符号誤り率 10^{-5} 以下の実測値がえられた。これは誤り訂正が可能な範囲にあり、良好な画像が再生できた。

(3) MF M系列の符号の最適等化特性はビット周期を T とすると、 $1/2T$ をナイキスト周波数とするナイキストの第2種条件であることを明らかにした。

2. 9 参考文献

- 1) 田崎, 大沢: "高密度記録における符号化方式の動向", 信学誌, 68, 12 pp. 1302-1306 (1985)
- 2) 松本: "磁気記録", pp. 105-109, 共立出版
- 3) 三田, 平野, 泉田, 長原: "1/2インチメタルテープを使用したデジタル録画の実験", テレビ誌, 39, 2, pp. 163-169 (1985)
- 4) S. Mita, M. Izumita, N. Doi, M. Umemoto: "Digital Video Recording Techniques Using 1/2 Inch Metal Particle Tape", IEEE Trans. Consumer Electronics, CE-31, 3, pp.386-396 (1985)
- 5) 江藤, 三田, 平野, 他3: "3値記録, ファイア符号を用いた試作デジタルVTR", テレビ誌, 35, 7, pp. 563-569 (1981)
- 6) 中川, 横山, 片山: "NRZ記録における積分検出方式の検討", 信学技報, MR77-46 (1978)
- 7) J. L. E. Baldwin: "Digital Television Recording with Low Tape Consumption", IBC Report, pp.133-136 (1978)
- 8) 三田, 鴻上, 平野, 他: "NRZ方式の低域遮断特性の検討およびその改良", 昭和57テレビ全大, 8-6
- 9) H. Yoshida, T. Shimada: "8-9 Block Code: DC Free Channel Code for Digital Magnetic Recording", SMPTE J., 92, 9, pp.918-922 (1983)
- 10) E. R. Kretzmer: "Generalization of a Technique for Binary Data Transmission", IEEE Trans. Commun. COM-14, 1, pp.67-68 (1966)
- 11) S. Nakagawa, K. Yokoyama, H. Katayama, : "A Study on Detection Methods of NRZ Recording", IEEE Trans. Magn., MAG-16, 1, pp.104-110 (1980)
- 12) C. Coleman, D.A. Lindholm, et al: "High Data-Rate Recording in a Single Channel", IERE J., 55, 6, pp.229-236 (1985)
- 13) P. Newby, R. Wood: "The Effect of Nonlinear Distortion on Class 4 Partial Response" IEEE Trans. Magn., MAG-22, 5, pp.1203-1205 (1986)

- 14) H. Kobayashi, D. T. Tang : " Application of Partial-Response Channel Coding to Magnetic Recording Systems ", IBM J. Res. Develop., 14, 4, pp.368-375 (1970)
- 15) J. C. Mallinson, J. W. Miller : " Optimal Codes for Digital Magnetic Recording ", The Radio and Electronic Engineers, 47, 4, pp.172-176 (1977)
- 16) A. M. Patel : " Zero- Modulation Encoding in Magnetic Recording ", IBM J. Res. Develop., 19, 4, PP.366-378 (1975)
- 17) C. S. Chi : " Characterization and Spectral Equalization for High - Density Disk Recording ", IEEE Trans. Magn., MAG-15, 6, pp.1447-1449 (1979)
- 18) 中込, 天野, 太田 : " ディジットの代数和が限定された多値符号 ", 信学論 (A), 51-A, 1, pp. 31-37 (1968)
- 19) G. L. Cariolaro, G. P. Tronca : " Spectra of Block Coded Digital Signals ", IEEE Trans. Commun., COM-22, 10, pp.1555-1567 (1974)
- 20) 川野, 小西, 阿部, 他 : " メタルテープ用センダストビデオヘッド " 昭56テレビ全大, 8-3
- 21) Y. Eto, M. Umemoto, S. Mita, S. Nagahara : " An Experimental Digital VTR for HDTV ", 95, 2, pp.215-219 (1986)
- 22) 梅本, 三田, 江藤 : " 高品位テレビ信号のディジタル記録に関する基礎検討 " テレビ誌, 40, 11, pp. 1120-1124 (1981)
- 23) J. Heitmann, J. Socher, et al : " Recent Developments for Digital VTR : Channel Coding and Error Protection ", IBC Report, pp.221-225 (1982)
- 24) 徳梅, 他2 : " ランレンジス制限符号語数の計算 ", 信学技報, MR 84-1 (1984)
- 25) 中橋, 三田, 泉田, 土居 : " ディジタル記録用MFM系列符号の特性評価 ", 昭63年テレビ全大, 8-11

3. 1 はじめに

デジタルVTRを実用化するには、画像信号を符号化した高速大容量のデータをアナログVTRと同等のテープ消費量で、記録する必要がある。このためには、磁性媒体の記録能力の限界に近いところを使用せざるを得ないので、記録符号は、識別点における振幅および位相余裕の優れたものが望ましい。これらの条件を満たす符号に、NRZ (SNRZ) 符号¹⁾⁻⁶⁾がある。しかし、この符号は、“1”あるいは“0”の連鎖がある一定の確率で現れ、この部分で記録再生系の低域遮断の影響により著しい符号間干渉 (ISI: Intersymbol Interference)が発生する。前章で述べた各種記録符号の目的は、とりもなおさず、NRZ符号のこの欠点を波形の工夫により取り除き、前もって低域遮断に起因するISIの発生を防止することにあった。一方、これに対し、再生側の信号処理によりNRZ符号のISIを抑圧することが考えられる。

この一つの方式に、量子化帰還方式 (DFE: Decision Feedback Equalizer)があり、従来からデジタル通信の分野で利用されている⁷⁾。最近、デジタル磁気記録の分野でもその適用が検討され、その有効性が確認されている⁸⁾⁻¹⁰⁾。しかし、磁気記録再生系では、短波長化に伴いAGC (Automatic Gain Control)では救済困難な周期の短い振幅変動や信号が欠落するいわゆるドロップアウト (Dropout)が発生することが多い。このような系に量子化帰還方式を適用すると、振幅変動を契機に符号誤りが発生し、これが伝播¹¹⁾することがある。

そこで、筆者等はこの欠点を解消するために、一度識別再生した信号から所要の低周波信号を抽出し、この信号で識別前の信号の相当部分を置換し、その後再び識別再生するフィードフォワード形量子化直流再生方式を考案した¹²⁾。以下、この方式をDFE (Decision Feedforward Equalizer)と呼ぶことにする。この方式は開ループで構成されているので、符号誤りが発生しても、それが伝播することは少なく、振幅変動の大きい系でも、安定に直流再生ができる。この章では、DFEの効果を解析と実験により明らかにする。

3. 2 D F Fの概要

D F Fの基本構成を図3. 1に示す。まず、磁気ヘッドから再生した信号を前章で述べた積分回路と5タップのトランスバーサルフィルタからなる等化器(Equalizer)により波形等化する。つぎに、この信号を識別回路1(Decision Circuit-1)と高域通過フィルタ(Highpass Filter)に分配する。ところで、信号の授受に用いる回転トランスの特性は、トランスのコアの配置など機械的精度に依存するため、多少バラつく。さらに、再生信号の低域には、磁気記録系で生じる非線形歪や機器等から発生する雑音なども存在する。高域通過フィルタの役目は、予めこれらの妨害信号を取り除くことにある。ここで、高域通過フィルタの伝達特性を $P(\omega)$ 、低域通過フィルタ(Lowpass Filter)の伝達特性を $Q(\omega)$ とする。高域通過フィルタを通すことで失われた低周波信号は、識別回路1の出力信号を $P(\omega) + Q(\omega) = 1$ なる関係がある低域通過フィルタに通すことで新たに得られる。つぎに、高域通過フィルタおよびナイキストフィルタ(Nyquist Filter)の出力信号の時間差 r_d を遅延回路(Delay Circuit)で補償後、これらの信号を合成する。この後、識別回路2(Decision Circuit-2)にて再び識別再生する。この場合、識別回路1の出力には当然符号誤りが存在するが、その発生頻度が低く、しかも低域通過フィルタの帯域が十分に狭ければ、最終的に符号誤りに与える影響は少ない。

3. 3 特性解析

符号誤り率の改善の目安を得るために、識別回路2直前におけるS N Rを検討する。時間 T ごとの情報源系列を a_{n-1} , a_n , a_{n+1} とすると、原信号 $s(t)$ は次式で与えられる。

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \delta(t - nT) \quad (3. 1)$$

この $s(t)$ は、記録再生系を通り、雑音の擾乱を受け、等化器の入力に加えられる。ここで、等化器の伝達特性を $E_q(\omega)$ 、信号源から等化器を含め、D F F回路入力までの総合伝達特性を $E(\omega)$ で与える。雑音の周波数スペクトラム $N(\omega)$ は、便宜的

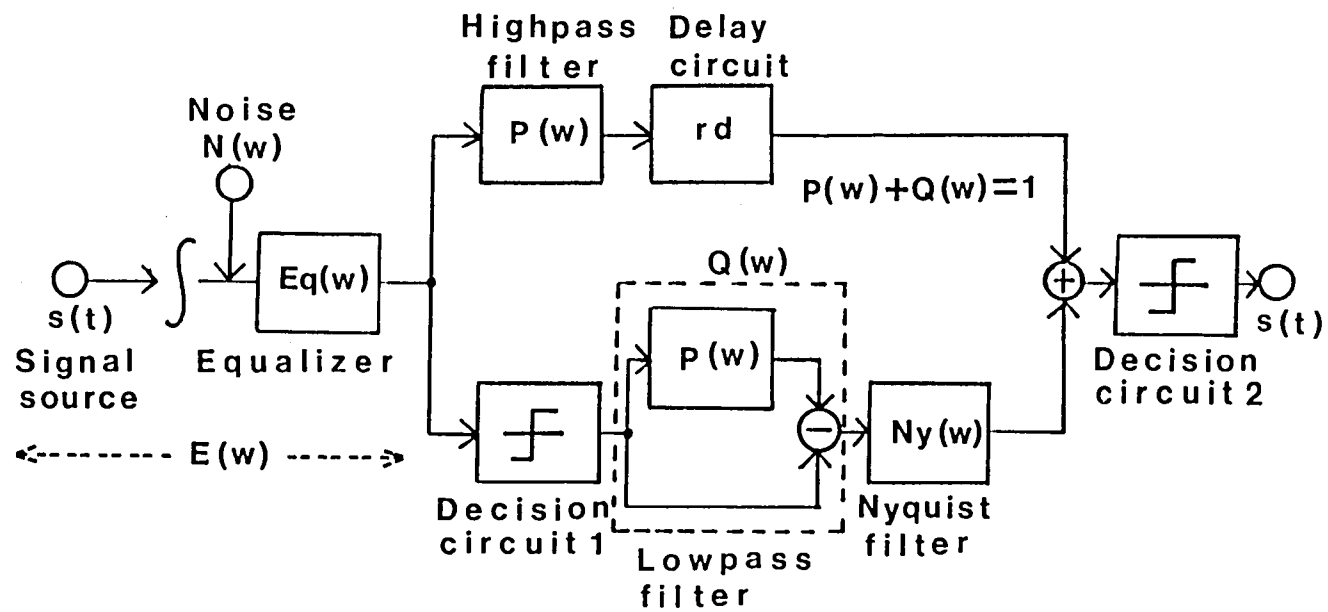


図 3. 1 量子化直流再生回路の基本構成

に電力スペクトラム密度のルートで与える。DFF回路のナイキストフィルタの伝達特性を $N_y(\omega)$ とする。

高域通過フィルタを通った直後の信号 $s_p(t)$ は次式のようにになる。

$$s_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} E(\omega) \cdot P(\omega) \cdot \exp\{i\omega(t-nT)\} d\omega \\ + (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} N(\omega) \cdot E_q(\omega) \cdot P(\omega) \cdot \exp\{i\omega(t-nT)\} d\omega \quad (3.2)$$

一方、低域通過フィルタおよびナイキストフィルタを通った信号 $s_q(t)$ は次式で与えられる。

$$s_q(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n \oplus d_n) / 2\pi \cdot \int_{-\infty}^{\infty} N_y(\omega) \cdot Q(\omega) \cdot \exp\{i\omega(t-nT)\} d\omega \quad (3.3)$$

d_n は識別回路1の出力に含まれる符号誤りである。ここで \oplus は、Mod 2の加算を意味する。 $E(\omega)$ は低周波部分でナイキスト特性からずれるものとし、次式で与える。

$$E(\omega) = N_y(\omega) \{1 - L_{low}(\omega)\} \quad (3.4)$$

これら2種のフィルタの合成信号 $s_T(t)$ は次のようになる。

$$s_T(t) = s_p(t) + s_q(t) \\ = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} N_y(\omega) \cdot \exp\{i\omega(t-nT)\} d\omega \\ - \sum_{n=-\infty}^{\infty} (a_n/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} L_{low}(\omega) \cdot N_y(\omega) \cdot P(\omega) \cdot \exp\{i\omega(t-nT)\} d\omega \\ + \sum_{n=-\infty}^{\infty} (b_n/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} N_y(\omega) \cdot Q(\omega) \cdot \exp\{i\omega(t-nT)\} d\omega \\ + (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} N(\omega) \cdot E_q(\omega) \cdot P(\omega) \cdot \exp(i\omega t) d\omega \quad (3.5)$$

ただし、 $a_n = \{1, 0\}$

$$b_n = \begin{cases} +1, & a_n = 0 \\ -1, & a_n = 1 \end{cases}$$

また、 $N_y(\omega)$ は

$$(1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} N_y(\omega) \cdot \exp(i\omega t) d\omega \Big|_{t=0} = 1 \quad (3.6)$$

と規格化する。

式(3.5)の第1項は信号であり、第2項は符号間干渉による波形劣化を示す。第3項はナイキストフィルタの出力に含まれる符号誤りに起因する波形劣化を示す。第4項は雑音である。

今、回転トランスの低域遮断周波数に比較し、高域通過フィルタの遮断周波数を十分高くとると

$$L_{low}(\omega) \cdot P(\omega) \doteq 0 \quad (3.7)$$

となり、式(3.5)の第2項は無視できる。

ここで、符号誤り率が十分に低く、孤立誤りとみなせるものと仮定すると、式(3.5)の第3項の振幅の絶対値の最大 E_{max} は、つぎのようになる。

$$E_{max} = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} N_y(\omega) \cdot Q(\omega) \cdot \exp(i\omega t) d\omega \Big|_{t=0} \quad (3.8)$$

また、識別回路2の入力の雑音電力 N_p は、式(3.5)の第4項から、次のようになる。

$$N_p = (1/2\pi) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |N(\omega) \cdot E_q(\omega) \cdot P(\omega)|^2 d\omega \quad (3.9)$$

ここで、符号誤りにより、一様に信号が E_{max} の擾乱を受けるものとする、以上の式(3.8)、式(3.9)から、識別回路2の入力でのSNR(pp/rms)をSNR₂とし、これは、 $E_{max} \leq 0.5$ の範囲で、次式で与えられる。

$$SNR_2 = (1 - 2E_{max}) / \sqrt{N_p} \quad (3.10)$$

このSNR₂は、DFF適用後の符号誤り率の上限を与える。なお、 E_{max} が0.5を超える時は、実質的に符号誤りは改善できないことを意味する。

3.4 DFFの効果

DFFの効果を実験により検討する。シミュレーションに当たり、記録再生系の伝達特性 $E(\omega)$ を実際のデジタルVTRの特性に近い値に選んだ。すなわち、 $E_q(\omega)$ は低周波部分では1次の積分特性となり、低周波雑音が増加する傾向がある。しかし、雑音全体としては、ナイキスト周波数近傍の高周波部分での雑音が支配的である。したがって、ここでは $E_q(\omega)$ を換算が容易な点でより一般性のある次式で与える。

$$E_q(\omega) = 1 \quad (3.11)$$

また、 $L_{low}(\omega)$ の減衰特性は1次の低域通過形とした。この場合、式(3.4)から、 $E(\omega)$ はロータリトランスの伝達特性である1次の高域通過特性になる。また、 $N_y(\omega)$ はレーズドコサインとし、そのロールオフ率を50%に選んだ。高域通過フィルタの伝達特性 $P(\omega)$ は次式に示す理想遮断特性とし、その遮断周波数は式(3.6)の仮定が成立する値に選んだ。

$$P(\omega) = \begin{cases} 0, & 2\pi f_b/20 > \omega > 0 \\ 1, & \omega \geq 2\pi f_b/20 \end{cases} \quad (3.12)$$

$N(\omega)$ は白色雑音とする。

シミュレーションは以下の様に行なった。まず、 $GP(X) = X^{10} + X^3 + 1$ なる生成多項式で発生できる $(2^{10} - 1)$ 周期のM系列のデータに"0"を加え、 2^{10} 周期にし、さらに雑音を加え、これを1024ビットごとの周期系列とみなし、フーリエ変換する。つぎに、この周波数関数に図3.1に示す所定の伝達関数を与えた後、再度時間関数に変換し、識別再生する。この結果得られるデータと元のデータを比較し、符号誤り率を求める。以上の処理を雑音を変えて逐次繰り返した。

図3.2に、ビット周波数の100分の1で信号の振幅が3dB低下する低域遮断に対するDFFの効果を示す。この図の縦軸はビット誤り率(BER:Bit Error Rate)である。図3.2の中のIdealは、低域遮断がなく、符号誤りが雑音だけで決まる理想状態の符

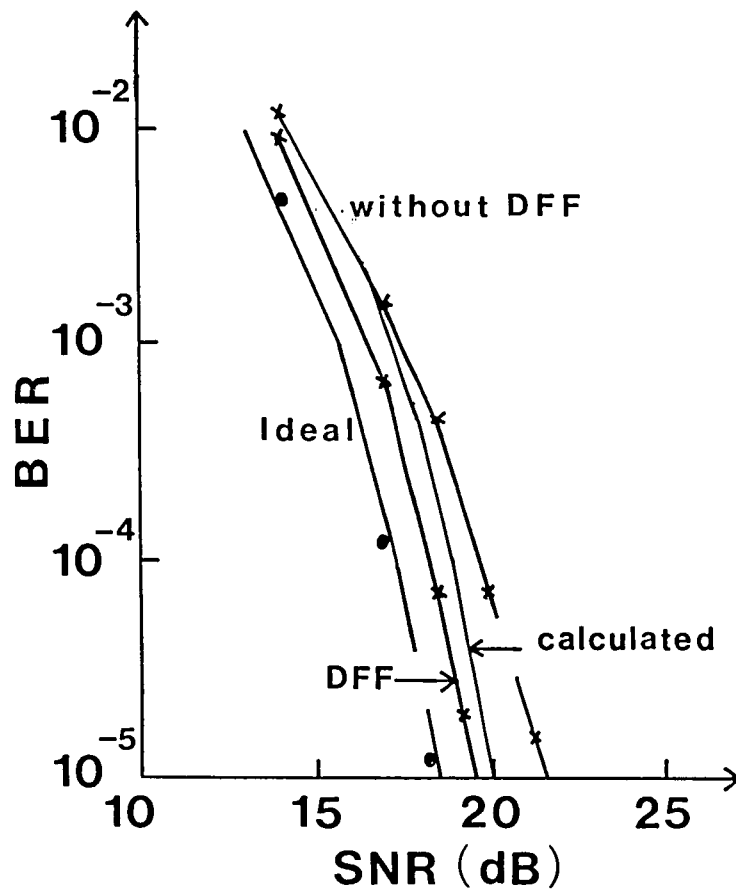


図 3.2 DFFによる符号誤りの改善
(低域遮断のみの場合)

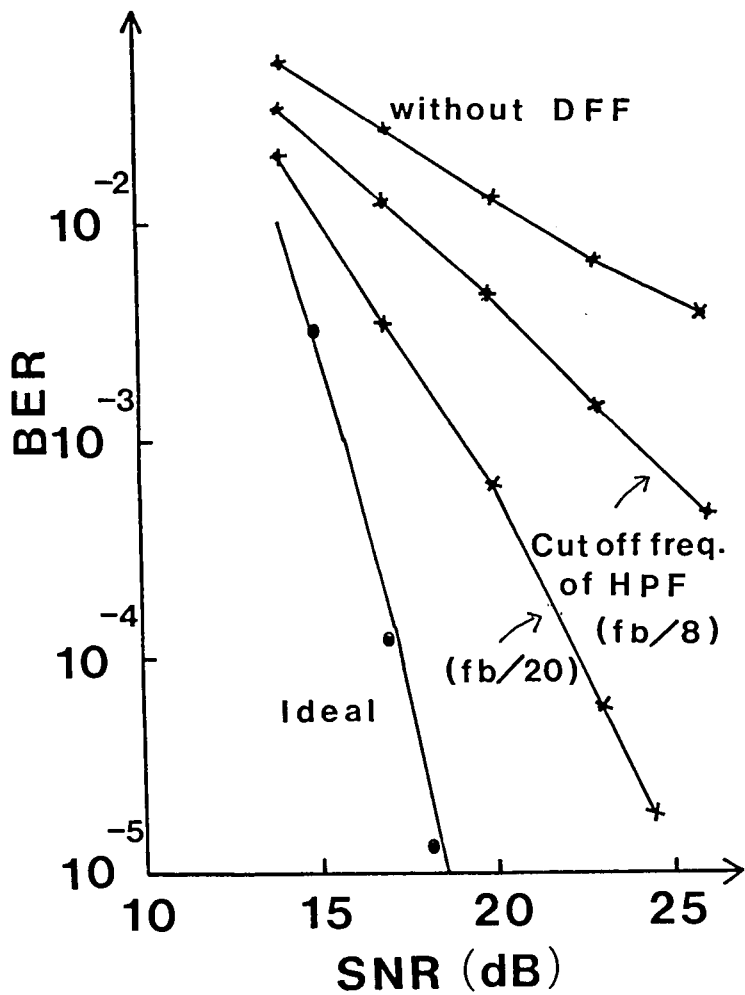


図 3.3 DFFによる符号誤りの改善
 (低域遮断に妨害信号が加わった場合)

号誤り率である。式(3.10)の SNR_2 に対応する誤り率はcalculatedで示した。この計算値は符号誤りの上限を与えていることが確認できる。この図から、DFFを適用すると、符号誤り率 10^{-5} の点でみて、SNRが約2dB改善できることが分かる。

図3.3は、図3.2と同じ条件の低域遮断に、さらに、機器などで発生する低周波の妨害信号が重畳する場合を想定し、DFFの改善効果を求めたものである。妨害信号の振幅は信号の振幅の3分の1、その周波数は、式(3.12)に示す高域通過フィルタで除去可能な範囲とし、ビット周波数の40分の1にした。高域通過フィルタの遮断周波数(Cut off freq. of HPF)をビットレートの1/8に選んだ場合の結果もあわせて示した。これから、高域通過フィルタの遮断周波数が低ければ、DFFは妨害信号の影響の低減に対しても有効であることがわかる。

ところで、DFFの特長は、量子化帰還方式に比較し、再生信号の振幅変動の影響を受けにくいことにある。つぎにこの点を検討する。図3.4と図3.5に信号振幅が低下した場合を想定し、両方式の符号誤り率を求めた。図3.6にシミュレーションに使用した量子化帰還方式のブロック図を示す。両方式ともに、低域遮断周波数はビット周波数の100分の1とした。また、高域通過フィルタの遮断周波数はビット周波数の100分の2に設定した。図3.4は、SNRが一定に保たれたまま再生信号の振幅が低下した場合の符号誤り率を求めたものである。VTRで発生する雑音の内、テープ雑音が主になる場合に相当する。図3.4から分かるように振幅が低下すると、量子化帰還方式では急速に符号誤り率が増加するが、DFFではこのような現象は見られない。なお、やや再生信号の振幅が低下した状態の方が、符号誤り率の点で有利になる。これは、再生信号の振幅の低下により高域通過フィルタの出力が低下するのに対し、ナイキストフィルタの出力は一定であるので、これらの合成信号の振幅が、みかけ上大きくなるためと考えられる。図3.5は振幅の低下とともにSNRも低下する場合で、プリアンプなどの機器雑音が支配的になる場合に相当する。図3.5ではSNRを20.5dBと後述の実験値に等しくした。図3.5からもDFFは量子化帰還方式に比較し、振幅変動に対して有利であることが確認できる。

DFFをデジタルVTRに実際に適用した例を図3.7に示す。前述したシミュレーションと同じM系列のデータを記録再生に用いた。回転トランスの遮断周波数はビッ

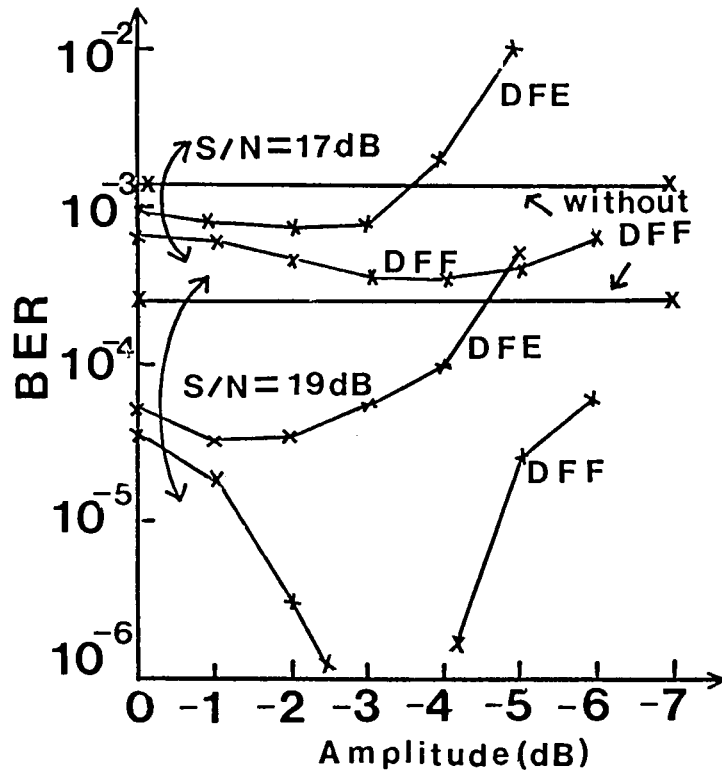


図 3.4 DFFとDFEの符号誤り率の比較
(振幅のみが低下する場合)

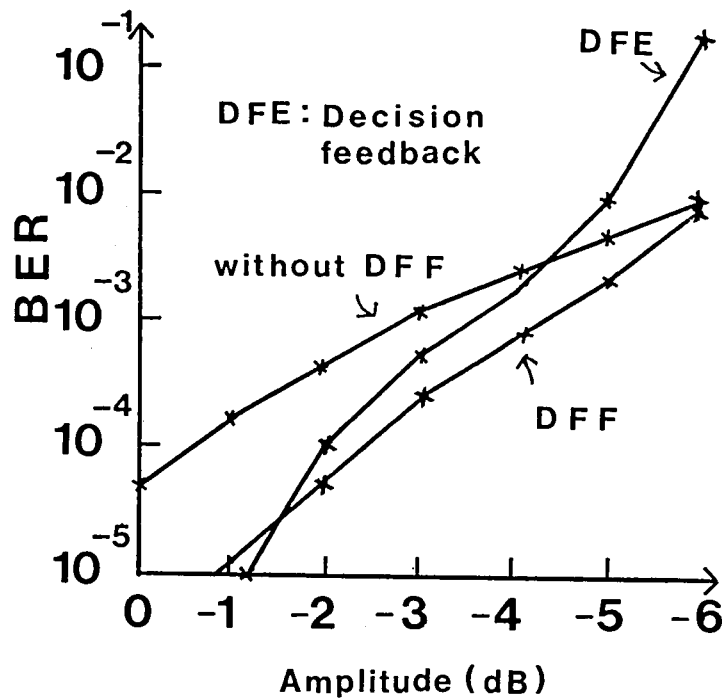


図 3.5 DFFとDFEの符号誤り率の比較
(振幅とSNRが低下する場合)

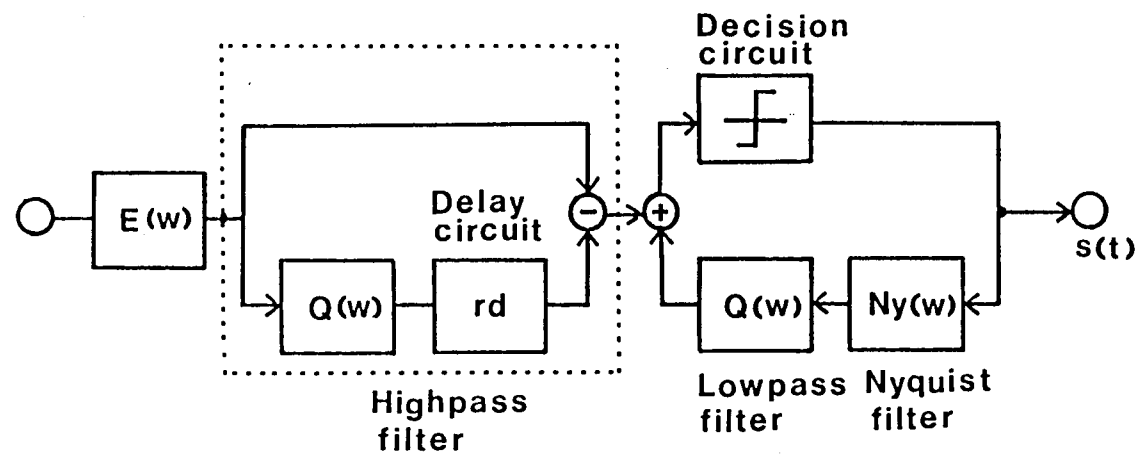


図 3.6 量子化帰還直流再生方式の基本構成

ト周波数の150分1であった。測定は、高域通過フィルタの減衰特性を1次に設定し、その遮断周波数を変えて行なつた。また、ドロップアウト等による誤りの混入を除くため、長さ8ビット以下のランダム誤りとみなせるもののみ限定して、符号誤り率を求めた。遮断周波数を最適化することで、誤り率が約1.5桁改善されていることが分かる。同時に、シミュレーションによる確認を行なつた。これに必要な実効的SNRは、低域の符号間干渉がなく、しかもタイミングジッタの少ないナイキスト周波数を記録再生し、この符号誤り率から求めた。この値が 1.2×10^{-6} になったので、実効的SNRを20.5dBと推定した。この結果もあわせて図3.7に示す。実測値とシミュレーションで得られた符号誤りは、同様の傾向を持つ。すなわち、高域通過フィルタの遮断周波数が高くなれば、ナイキストフィルタ出力の波形擾乱が増し、また遮断周波数が低くなると、符号間干渉がそのまま残留するため、ともに改善効果が低下する。絶対値に差が生じた理由は、実測値には低周波以外の特性劣化による符号誤りも含まれているためと考えられる。

図3.8は、低域遮断によるVTRの再生波形の劣化（写真下段）をDFEを用いて改善した例（写真上段）である。データ中の”1”あるいは”0”の連続の最大は、20ビットであり、この部分で生じているISI（サグ）が抑圧されていることが分かる。

3.5 まとめ

NRZ符号は、識別点における振幅および位相余裕の点で他の符号に比べ優る。しかし、この符号を使用すると、デジタルVTRの記録再生系の低域遮断により、再生波形が著しく劣化する。再生時に、これを補償するために、閉ループ構成の量子化直流再生方式を考案し、次の結果を得た。

(1) 解析とシミュレーションで、デジタルVTRの低域遮断周波数がビット周波数の100分の1程度であれば、本量子化直流再生方式は、NRZ符号の波形劣化を低減できることを明らかにした。

(2) 再生信号に振幅変動が生じた場合でも、本方式は、符号誤りの伝播なく安定に直流再生できることをシミュレーションで明らかにした。

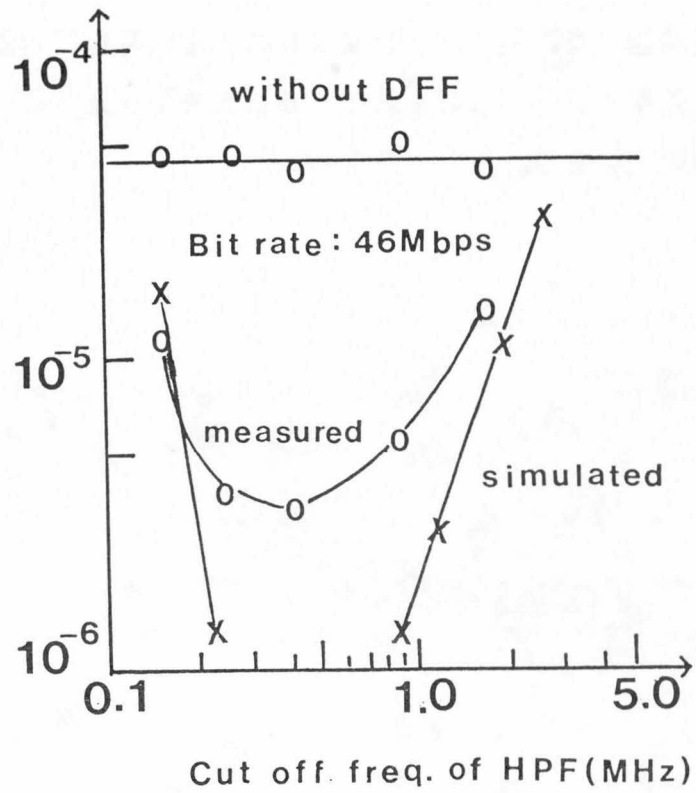


図 3.7 DFFの実験結果

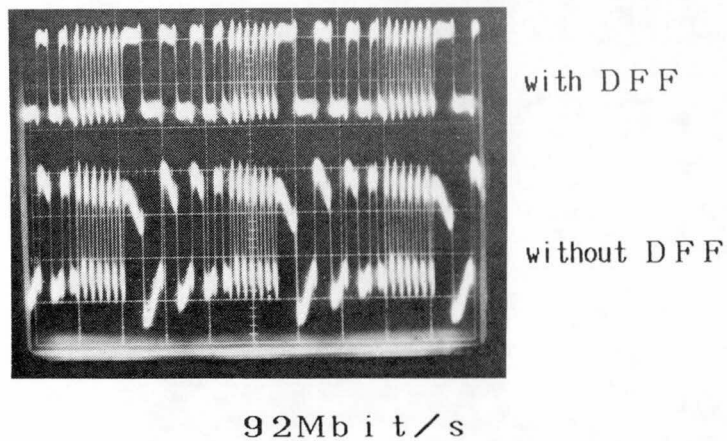


図 3.8 DFFによる波形改善例

(3) 本方式に基づいた直流再生回路を構成し、これをD V T Rに適用し、実験でも、上記(1)(2)の効果を確認した。例えば、D V T Rの再生信号の符号誤り率が約 10^{-4} の場合に、本方式を適用すると、これを約1.5桁改善できた。この誤り率は誤り訂正符号による訂正可能範囲にある。

3. 6 参考文献

- 1) Y. Hashimoto, T. Eguchi : " Digital Component Video Recording at 230 Mbit/sec ", SMPTE J., 90, 10, pp.939-941 (1981)
- 2) 江藤, 三田, 平野ほか: " 3値記録, ファイヤ符号を用いた試作デジタルVTR " テレビ誌, 35, 7, pp. 563-569 (1981)
- 3) 三田, 平野, 泉田ほか: " 1/2インチメタルテープを使用したデジタル録画の実験 " テレビ誌, 39, 2, pp. 163-169 (1985)
- 4) 中川, 横山, 片山: " NRZ記録における積分検出方式の検討 ", 信学技報, MR77-46 (1978)
- 5) J. Heitmann, J. Socher : " Recent Developments for Digital VTR: Channel Coding and Error Protection ", IBC 1982 Report, PP.221-225 (1982)
- 6) 橋本慶隆: " デジタルVTR ", テレビ誌, 39, 4, pp. 312-316 (1985)
- 7) 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)
- 8) R. W. Wood, R. W. Donalson : " Decision Feedback Equalization of the DC null in High Density Digital Magnetic Recording ", IEEE Trans. Magn., MAG-14, 4, PP.218-222 (1978)
- 9) W. D. Huber : " Simultaneous and Orthogonally Interactive Clock Recovery DC Null Equalization in High Density Magnetic Recording ", IEEE Trans. Magn., MAG-19, 5, PP.1716-1718 (1983)
- 10) 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)
- 11) C. A. Belfiore and J. H. Park Jr. : " Decision Feedback Equalization ", Proc. IEEE, 67, 8, PP.1143-1158 (1979)
- 12) 三田, 泉田: " 識別信号を用いたデジタル磁気記録の低域再生特性の改良 ", 信学論(C), J69, 5, pp. 644-652 (1986)

第4章 高域遮断補償用波形等化器

4.1 はじめに

高密度化に伴い、磁気記録再生システムでは、記録再生時の諸条件のわずかな変化でも高周波特性が劣化する。これが隣接ビット間の干渉を増し、符号誤りの増加を招く。通常、この符号間干渉(ISI: Intersymbol Interference)を低減するために、アナログトランスバーサルフィルタ(ATF: Analog Transversal Filter)に代表される線形等化器(LE: Linear Equalizer)が用いられている。しかし、線形等化器を用いると、雑音が増すので、周波数特性の劣化が著しい場合には、かえって符号誤りは増加する。特に、アイパターンが閉止するようなISIが発生した場合には、線形等化器でISIを等化しても、雑音が許容値を越えてしまうことが多い。換言すると、高密度化を達成するには、補正範囲は比較的狭くても(例えば、アイパターンの開口率が数十%程度のもの)雑音増加のない等化器の実現が望まれる。

本章では、このような目的に沿って開発した非線形等化器に関して述べる。DVTRに適用できる非線形等化器に、フィードフォワード形の構成のリニアキャンセラ(LC: Linear Canceller)¹⁾がある。このLCは、一度識別再生した信号でISIのコピーを作成し、つぎに、このコピー信号を元の信号から差し引くことでISIを除去する。コピー信号は2値化した信号から発生されるため、雑音増加のない等化が可能になる。

しかし、記録再生系のISIが大きく、符号誤りが多い場合には、コピー信号中の符号誤りに起因する波形擾乱が無視できなくなり、再識別後の符号中に誤りが増加する²⁾。したがって、この符号誤りの影響をいかに低減するかがLCの特性を改善する上での重要な課題になる。

この符号誤りの影響を低減するために、誤り訂正符号を使用することが検討されている³⁾。しかし、冗長度が大きいかつ符号長の短い誤り訂正符号を用いる必要があるため、その適用範囲は限定される。

このため、筆者は新しい方式を検討し、

(1) 暫定識別後の符号系列と、ISIを除去した後識別再生して得られる符号系列を

比較することにより符号誤りが検出できること、

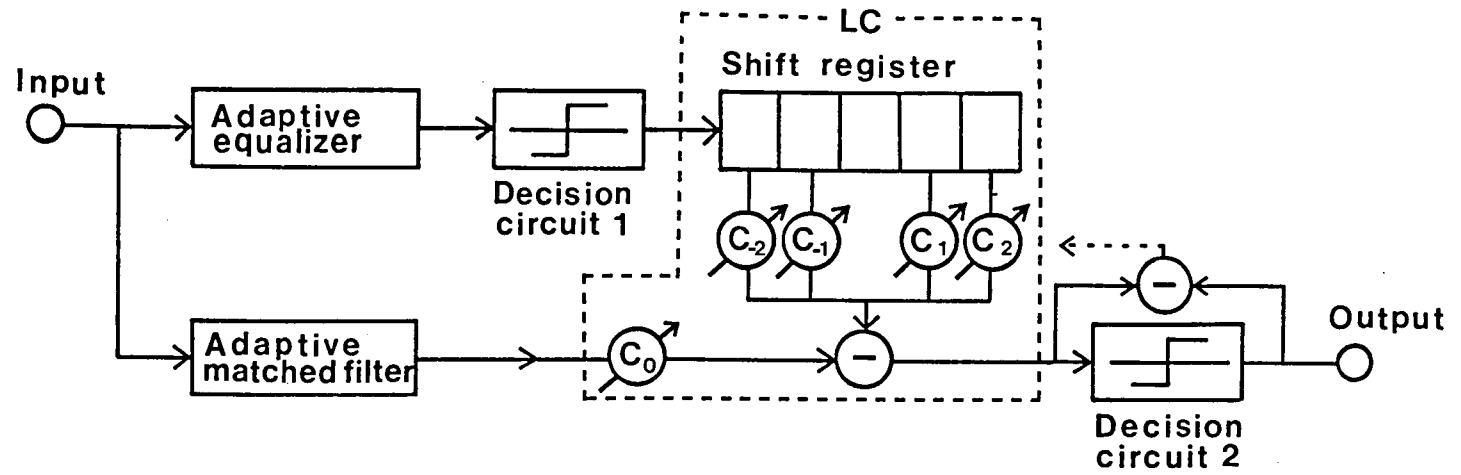
(2) さらに、検出された符号誤りに対し、ISI除去後の信号を用いて、その信頼度を推定することで誤り訂正が可能になること

を見出し、この誤り低減過程とLCを含めたQLE (Quantized Logical Equalizer) を提案した⁴⁾。この章では、QLEを磁気記録系の高周波特性の補償に適用した場合、どの程度ISIに起因する符号誤りを低減できるか解析と実験により明らかにする。

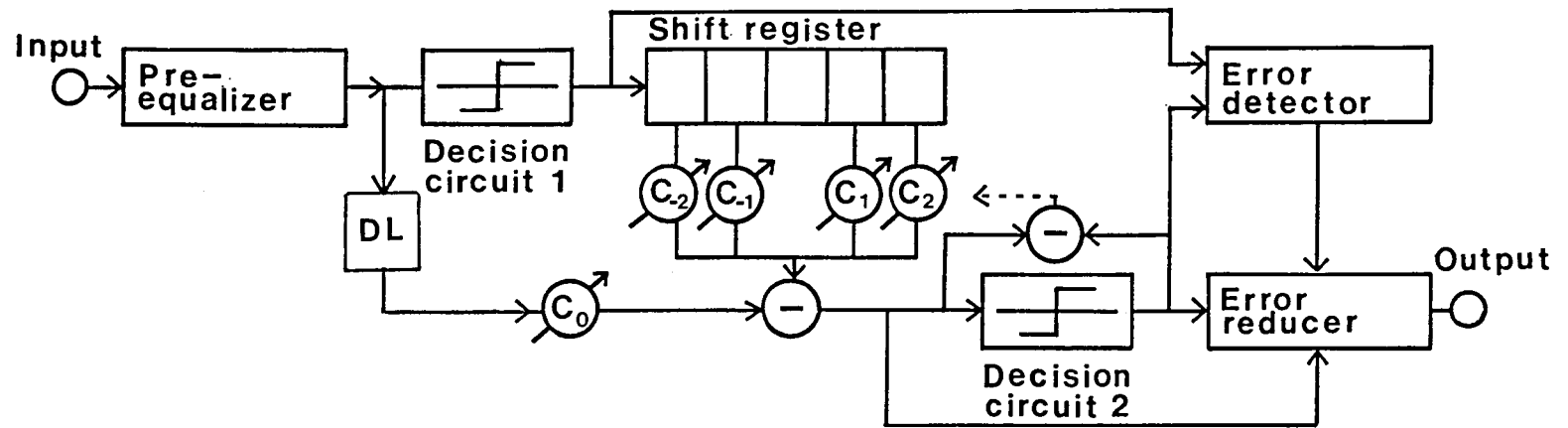
4.2 LCとQLEの概略

図4.1(a)にLCとマッチドフィルタ(Matched Filter)を組合わせた等化器の構成例を示す¹⁾。再生信号をマッチドフィルタと予備等化器(Pre-equalizer)に2系統に分離して供給する。予備等化器からの信号は、比較器1(Decision Circuit-1)で暫定的に識別再生され、2値化される。これをシフトレジスタ(Shift Register)に通し、逐次遅延させ、これに係数器 $C_{-2} \dots C_2$ によりISIに応じた係数を掛けて、ISIのコピーを作成する。つぎに、このコピー信号とマッチドフィルタ通過後の信号との差を取る。この結果、比較器1で符号誤りがなければ、最尤検出された理想波形が比較器2(Decision Circuit-2)の入力に供給されることになる。この信号を再び比較器2で識別再生し、元の符号系列を再生する。なお、比較器2の入力と出力の信号の差は、等化誤差に相当し、この誤差に応じて係数器の利得を換えることで、自動等化が可能になる。この点については、第5章で詳述する。ここで、図4.1(a)の点線で囲まれた部分がLCである。しかし、この方法では、実際上暫定識別後の符号誤りが無視できない。さらに、デジタルVTRなどでは、数10Mbps以上の高速デジタル信号を取り扱うので、予備等化に必要な可変トランスバーサルフィルタや可変マッチドフィルタを回路で実現することは容易ではない。そこで、VTRに適用できる等化器が必要になる。

図4.1(b)に筆者が考案したDVTTR用等化器QLEの構成を示す。LCの暫定識別後の符号誤りの影響を最尤復号により除き得る点に特長がある。すなわち、誤り検出器(Error Detector)で、比較器1と比較器2の出力をMod. 2加算し、これを分類することにより、暫定識別後の符号誤りを検出する。つぎに、誤り低減器(Error Reducer)で、ISI除去後の信号を用いて、その信頼度を推定し、これをもとに符号誤り



(a) LCの構成



(b) QLEの構成

図 4. 1 LCとQLEの構成

を訂正する。また、構成上の特長は可変部分をディジタル回路で容易に構成できるLC部分に限定していることにある。

4.3 LCの基本特性

4.3.1 LCの特性解析

LCの基本特性を計算とシミュレーションにより明らかにする。ある特定の記録再生状態において、予備等化後の信号がナイキスト条件を満たしているものとする。この状態から、記録電流値あるいはヘッドと記録媒体間のスペーシングの変化等により、振幅が周波数に対し指数関数で劣化する⁵⁾ことを想定する。

予備等化後の周波数特性 $E(x)$ を次式で与える。

$$E(x) = N_y(x) L_{high}(x) \quad (4.1)$$

$N_y(x)$ はナイキスト関数で、その特性はロールオフ率50%のレイズドコサインとする。また、 $L_{high}(x)$ は高域の振幅の低下を示し、次式で与えられる。

$$L_{high}(x) = \exp(-\pi\beta x) \quad (4.2)$$

ここで、 β は振幅の低下を規定する定数、 x は規格化周波数で、次式で与えられる。

$$x = f / f_b \quad (4.3)$$

ただし、 $f_b = 1/T$ 、 T はビット周期である。

予備等化後のインパルス応答 $e(t)$ は、式(4.1)を用いると

$$e(t) = 1/T \int_{-\infty}^{\infty} E(x) \exp(j2\pi x t / T) dx \quad (4.4)$$

となる。

ところで、本節で述べるLCだけでなく、QLE、さらに第5章の自動等化器の特性もシミュレーションにより評価するので、ここで、シミュレーション条件を整理する。

(イ) 波形等化器の適用範囲： 一般に、周波数特性が劣化すると、ISIの増加だけでなく、インパルス応答の振幅そのものも小さくなるので、SNRの低下を招き、結果

として、これに起因する符号誤りも増加する。これに対し、等化器は本来ISIによる符号誤りの改善に対して有効であるので、ここでは、議論の対象をこの点に限定する。このため、インパルスの振幅を規格化し、常にSNRを一定にする。時刻 $t=0$ の振幅で $e(t)$ を規格化すると、規格化後のインパルス応答 $e_{norm}(t)$ は

$$e_{norm}(t) = e(t) / e(t)_{t=0} \quad (4.5)$$

となる。式(4.5)から、各時刻のISIは $e_{norm}(\pm T)$, $e_{norm}(\pm 2T)$ ……で与えられる。

(ロ) トランスバーサルフィルタのタップ数: LCの所要タップ数は高周波域の振幅の低下と関連して決められる。振幅の低下は、式(4.2)の β により規定されるので、この値が實際上どの程度の値になるか検討する。VTRでは、通常、テープから再生される訂正前の符号誤り率は 10^{-5} から 10^{-7} で、再生信号の実効SNR(信号pp値/所要帯域内の全雑音の実効値)は20dB前後と考えてよい。したがって、この値からさらに、SNRが10dB低下すると、符号誤り率は 10^{-2} 以上になり、画像再生ができない。この場合、 $1 \geq \beta \geq 0$ の範囲を考えればよいので、式(4.2)と式(4.5)から、符号間干渉の第3項以下は無視できる。すなわち、ISIを

$$e_{norm}(nT) = 0 \quad |n| \geq 3 \quad (4.6)$$

と近似できる。したがって、ISIを除去するのに必要なLCのタップ数は、式(4.6)から5となる。

(ハ) 雑音分布: 一般に、予備等化器出力における雑音電力は、ナイキスト周波数近傍の高周波部分で増加する傾向があり、これに伴い雑音にある程度の時間的相関が生じる。しかし、本論文で議論する積分検出⁶⁾の場合は、隣接ビット間の雑音の相関⁷⁾は小さい。したがって、ここでは、換算が容易でしかも一般性のある白色雑音を仮定して議論を進める。SNRは次項に述べるように、実際のデジタルVTRの符号誤り率が 10^{-5} 程度であることを考慮し、ほぼ同等の誤り率になる18.5dBに選んだ。

(ニ) シミュレーションに使用したパターン: 生成多項式 $GP(X) = X^{10} + X^3 + 1$ で発生できる1023ビット周期の擬似ランダムパターンを用いた。

以上述べた条件に基づいて、LCの特性を評価した。計算結果を図4.2に示す。横

軸は式(4.2)の β (図中、Betaで示す)であり、予備等化後の信号に種々の周波数特性を与えた。同時に、 $E(x=1/2)/E(x=1/2)_{\beta=0}$ で定義したナイキスト周波数における振幅の低下量も横軸に示す。縦軸はビット誤り率(BER:Bit Error Rate)である。図の中のwithout LCは比較器1出力の符号系列の誤り率である。図4.2からLC適用後の符号誤りはいわゆるKnee特性を示すことが分かる。すなわち、符号誤りはISIが小さい内は、その影響を受けず雑音のみで決る一定値となる。しかし、ISIが大きくなると、符号誤りは急速に増加し、LEよりも不利になることが分かる。

つぎに、LC適用後に発生する符号誤りの原因を検討する。図4.2の点線に示す符号誤り率(Residual Error)は比較器1の出力で発生した誤りの内、比較器2の出力にも残留するものを示す。この結果から、比較器1で生じた符号誤りの大半は、比較器2では元の正しい符号として識別されていることが分かる。これは比較器1の符号誤りの影響により、比較器2において新たな符号誤りが生じたことを意味する。

4.3.2 LCのDVTRへの適用

LCの効果を実験により検証する。ナイキスト周波数における振幅の低下が2から3 dB程度と少ない状態では、LCのタップ数が3と5で有意差はない。そこで、図4.3に示す3タップの簡単なLCを作成し、これをDVTRに適用して、符号誤り率を求めた。この回路の基本動作は4.2節で述べた通りであるが、若干説明を補足する。図4.3(b)に示した波形Aは予備等化器の出力信号で、符号間干渉が存在する。波形Bは、比較器1(Decision Circuit 1)の出力をシフトレジスタ(Shift Register)に供給し、この出力に波形Aの符号間干渉に対応した重みを掛けて構成したコピー信号である。したがって、AとBの差に相当する波形CがLCで等化した信号になる。また、特性比較のために、図4.4に示す2タップの判定帰還回路(DFE: Decision Feedback Equalizer)の符号誤りも求めた。この回路では、比較器(Decision Circuit)の出力をビット周期Tの時間遅れを持つ回路(Delay Circuit)に通し、これを比較器の入力に戻すことで、ISIを除去する。図4.4(b)の波形Cは等化後の波形を示しているが、この等化器では、パルス受信後のサイドローブのISIだけが除かれる。予備等化器(Pre-Equalizer)は、積分器と5タップのATFより構成されている。

図4.5に符号誤りの実測例を示す。この図の横軸はビット単位で見た符号誤りの長

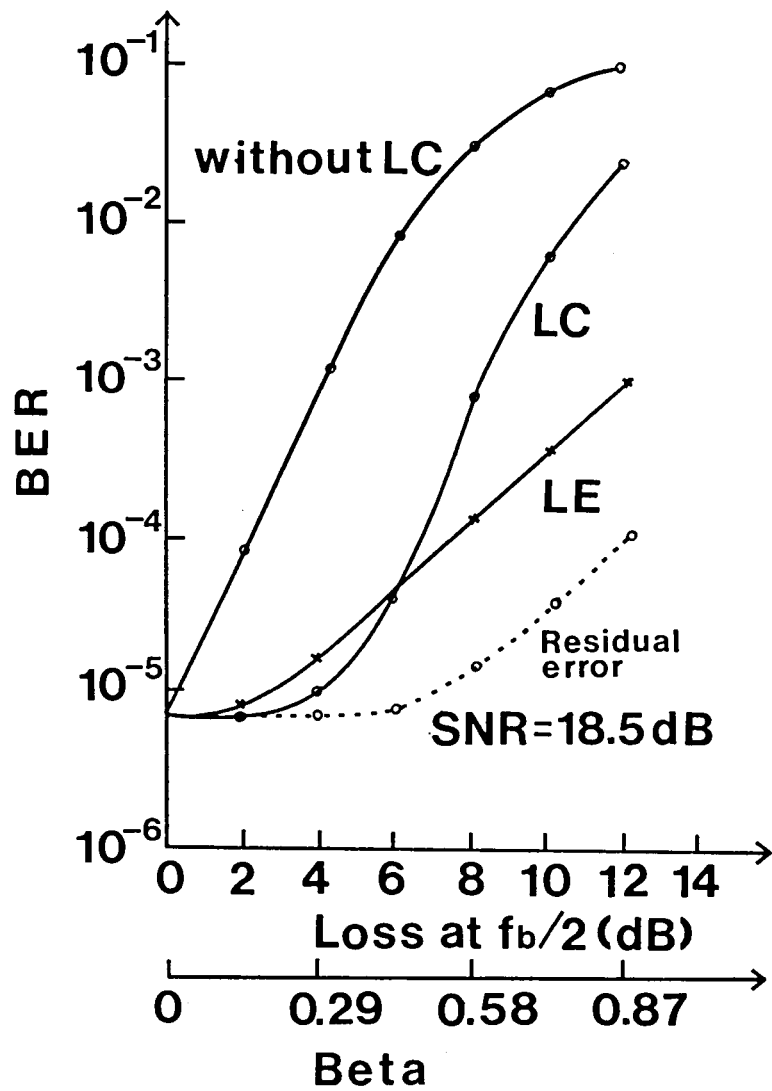
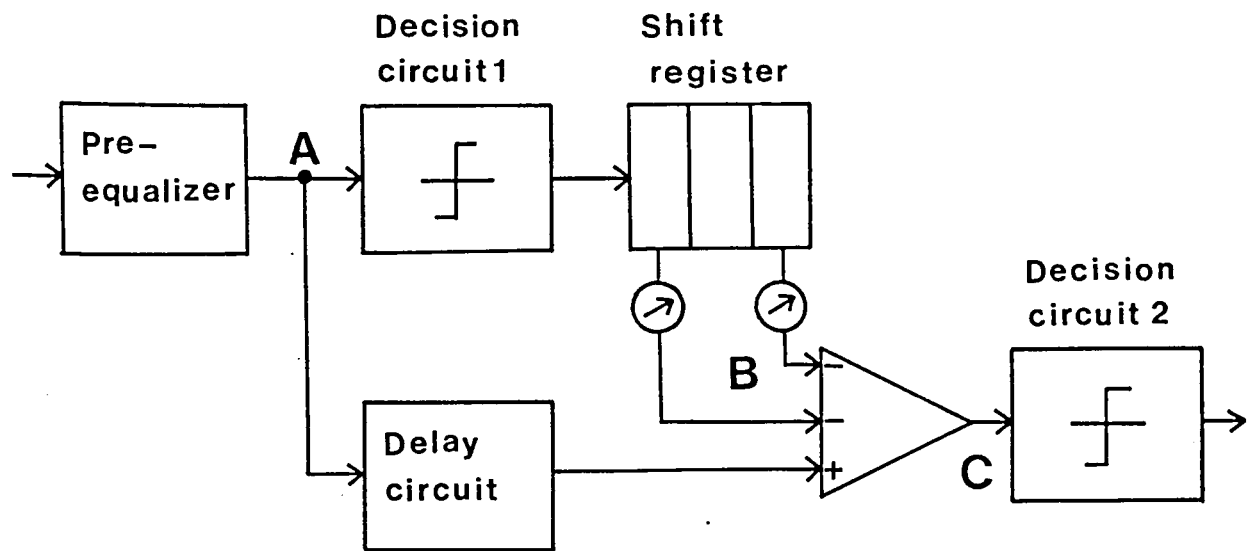
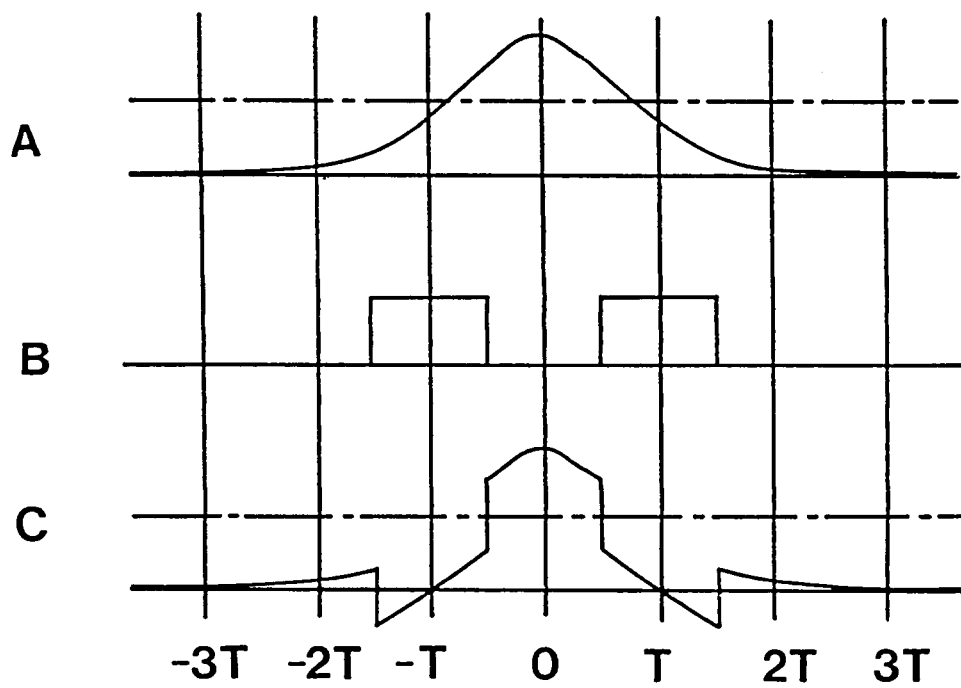


図 4.2 LCとLEの符号誤り改善特性および
LC適用後に残留する符号誤り

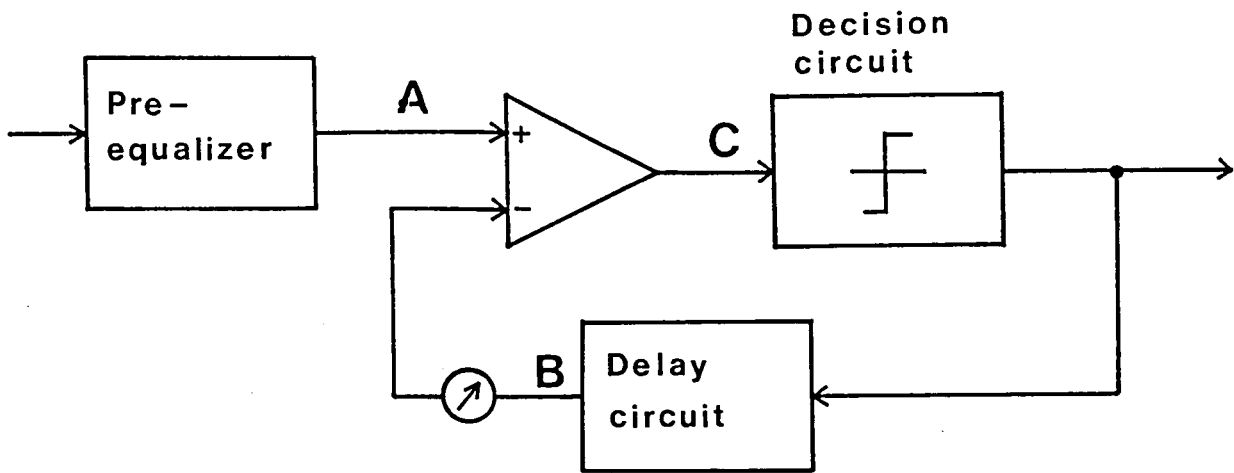


(a) LCの回路構成

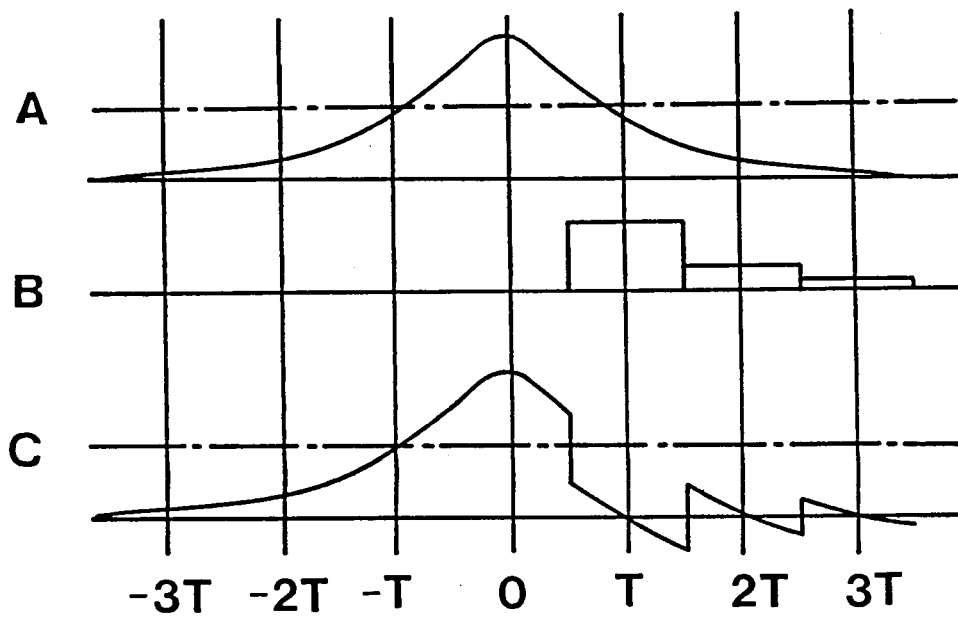


(b) 各部波形

図 4.3 LCの基本動作



(a) DFEの回路構成



(b) 各部波形

図 4. 4 量子化帰還 (DFE) の基本動作

さで、縦軸は符号誤りの総数である。低域の等化特性不良に起因する符号誤りの影響を避けるため、第2章で述べたランレングスを6に制限したDCフリーNRZコードを使用した。また、発生した符号誤りの内、その誤りの長さが8ビット以下のものに限定して誤りの個数を測定し、ドロップアウトの影響を避けた。

予備等化後のナイキスト周波数における振幅の低下は約2 dBであった。図4.5から見られるようにLCはATFすなわち予備等化後の符号誤り率を約一桁改善できていることが分かる。このATFの符号誤り率は図4.2においてwithout LCで示した誤り率に対応する。図4.2でも、横軸が2 dBの場合に、without LCで示した誤り率が、 5×10^{-5} になり、LC適用後、その符号誤り率は約一桁改善できている。これは図4.5の実験値とほぼ対応している。一方、DFEは孤立応答のサイドローブの内パルス受信後の応答のみしか改善できない。このため、DFEのISIを除去する能力は、LCに比べ低下し、図4.5に見られるように、実際に符号誤りの改善量が少ない。また、符号誤りが伝播するため、誤りが長くなっている。以上から磁気記録系では、LCがISI低減に効果的である。

4.4. QLEの基本特性

4.4.1 QLEの概要

LCの暫定識別後のデータの中に、符号誤りが多くなると、これに起因する波形擾乱がISI除去後のデータに新たに発生し、符号誤りに対する改善効果が低下する。さらに、LCはインパルス応答が非対称になると、LCで除去したISIとほぼ等量の波形擾乱が新たに比較器2の入力に混入し、符号誤りに対する改善効果が急速に低下する。そこで、QLEでは、以下に述べるような処理を新たに付加し、広範囲な波形劣化に対処できるようにした。QLEの符号誤り検出訂正過程の一例を図4.6を用いてつぎに説明する。

(1) 符号誤りの検出方法

図4.6(a)の点線に示す符号”1”に対応する理想波形が、周波数特性の劣化に

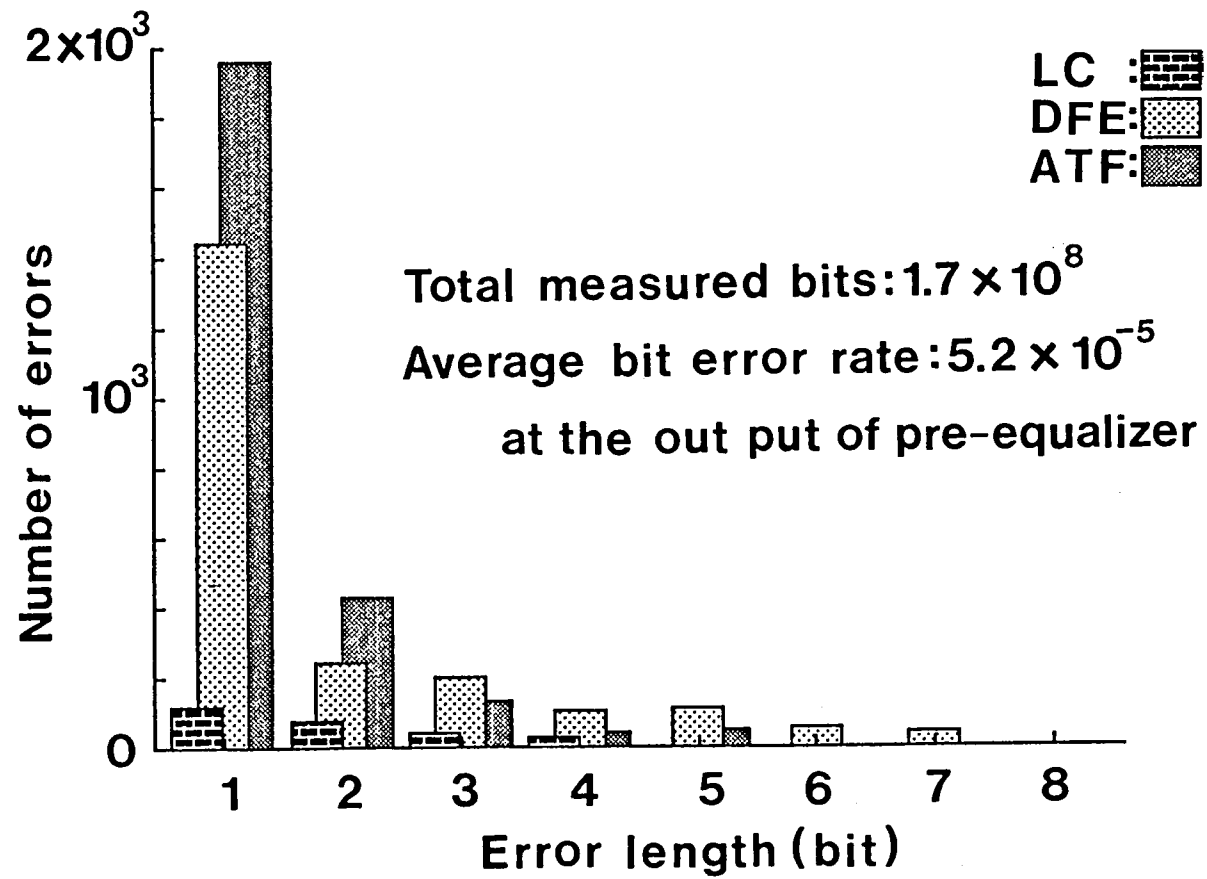


図 4. 5 各等化器の符号誤り数の分布 (実験値)

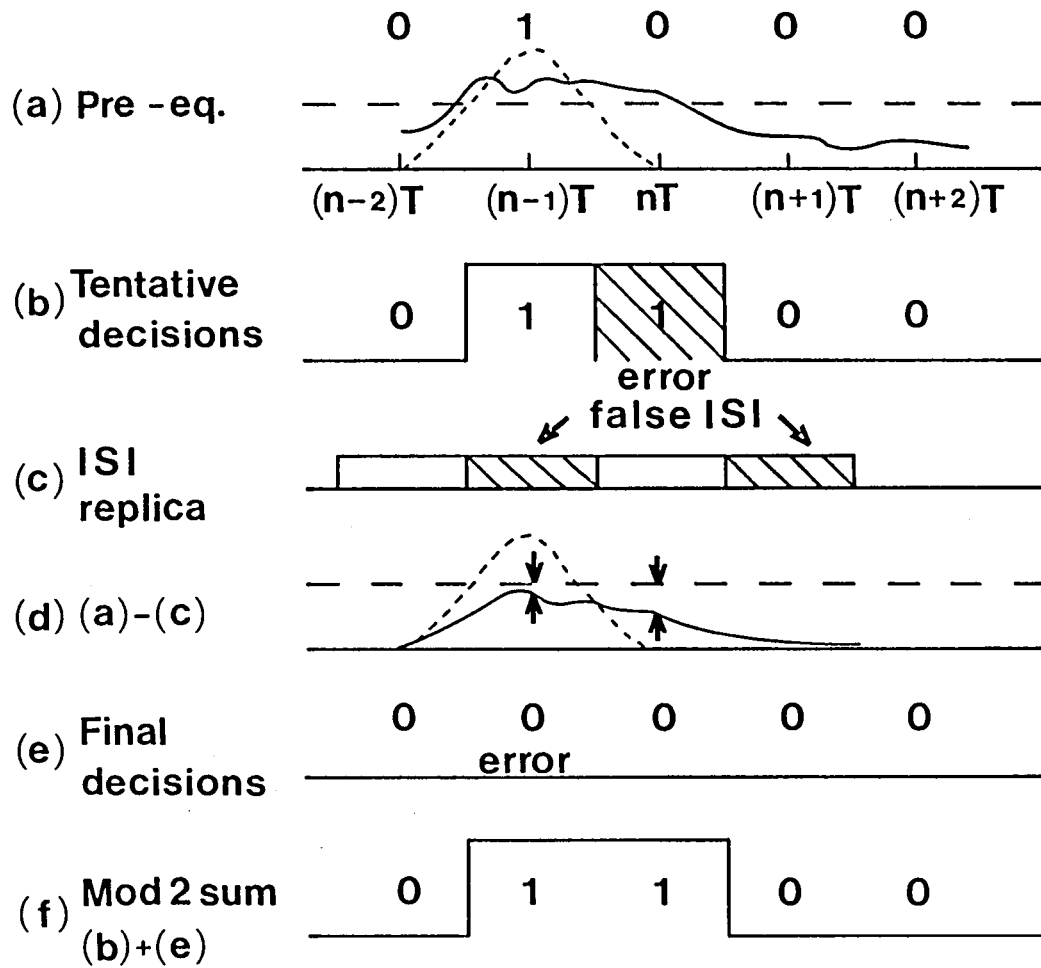


図 4. 6 QLEの誤り検出および訂正処理

より、実線の波形のように変形したと仮定する。この場合、図4.6(b)に示すように、暫定識別後のデータの時刻 nT に符号誤りが発生する。この符号誤りにより、図4.6(c)に示すように、偽のISIが nT に隣接する $(n-1)T$ 、 $(n+1)T$ に発生する。その結果、比較器2の入力には、図4.6(d)に示すような波形が生じ、 nT に隣接する $(n-1)T$ に符号誤りが最終的に発生する。この場合、両比較器の符号誤りの発生位置が異なるから、暫定識別後のデータ系列(b)と最終データ系列(e)をモジュロ2加算することにより(f)に示すような波形が得られ、符号誤りの位置を検出できる。このモジュロ2加算後のデータをエラー検出パターン(EDP:Error Detecting Pattern)と呼ぶことにする。

(2) 符号誤りの訂正

EDPが検出されると、つぎに、図4.4(d)に示すように、比較器2直前の信号振幅をもとにその信頼性を判定することで誤り訂正ができる。この例では、しきい値を基準にして、各 nT 、 $(n-1)T$ の信号振幅の絶対値を求め、その値が大きいものを正しいと判定することで誤り訂正を行う。

4.4.2 QLEの特性解析

QLEの基本特性を解析とシミュレーションにより明らかにする。まず、両比較器の出力の符号系列が1ビットだけ異なる場合、すなわち、誤り検出パターンが孤立パターンになる全ての組合せを表4.1に示す。ここでは、まず表4.1(c)の場合を例にとり、誤り検出パターンの発生確率を導出する。

予備等化器の出力において、任意の時刻 nT のISIを I_n とすると、式(4.6)から I_n は nT の前後4ビットの符号のISIの和になり、次式で与えられる。

$$I_n = \sum_{\substack{k=-2 \\ k \neq 0}}^2 e_{\text{norm}} \{ (n-k)T \} a_{n+k} \quad (4.7)$$

ここで、 a_n は信号源のデータ系列を示す。

式(4.5)に示すように、孤立パルスの振幅を1に規格化しているから、比較器1のしきい値は0.5である。今、時刻 nT の符号が"1"であれば、信号の振幅は1+

表4.1 誤り検出パターンが孤立パターンになる組み合わせ

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)
比較器1	○○○	×○○	○×○	○○×	○××	××○	×○×	×××
比較器2	○×○	××○	○○○	○××	○○×	×○○	×××	×○×
Mod.2 Σ	○×○	○×○	○×○	○×○	○×○	○×○	○×○	○×○

○ Correct
 × Incorrect

表4.2 誤り検出パターンが2ビット以上連続するもので発生確率の最も高いもの

	(a) 2ビット	(b) 3ビット	(c) 4ビット	(d) 5ビット
比較器1	○×○○	○×○×○	○○×○×○	○×○×○×○
比較器2	○○×○	○○×○○	○×○×○○	○○×○×○○
Mod.2 Σ	○××○	○×××○	○××××○	○×××××○

但し、2ビット、4ビットは対称のパターンが存在する。

I_n になり、しきい値とのレベル差は、 $0.5 + I_n$ になる。一方、符号が”0”であれば、信号の振幅は I_n になり、しきい値とのレベル差は $0.5 - I_n$ になる。

これから、比較器1の符号誤り率 P_n は次式で与えられる。

$$P_n = \begin{cases} 1 - \Phi [(0.5 - I_n) / \sigma] & \text{if } a_n = 0 \\ 1 - \Phi [(0.5 + I_n) / \sigma] & \text{if } a_n = 1 \end{cases} \quad (4.8)$$

ただし、

$$\Phi(Z) = 1 / \sqrt{2\pi} \int_{-\infty}^Z \exp(-Z^2/2) dz \quad (4.9)$$

さらに、比較器2の入力において、時刻 nT のISIを I_n' とすると、 I_n' は I_n からISIのコピーに相当する $e_{\text{norm}}\{(n-k)T\} a_{n+k}'$ を差し引くことで得られ

$$I_n' = \sum_{\substack{k=-2 \\ k \neq 0}}^2 [e_{\text{norm}}\{(n-k)T\} a_{n+k} - e_{\text{norm}}\{(n-k)T\} a_{n+k}'] \quad (4.10)$$

となる。ただし a_n' は比較器1の出力の符号系列を示す。符号誤りがなく、 $a_n = a_n'$ が成立すれば、当然 $I_n' = 0$ となる。式(4.10)から式(4.8)と同様に考えると、比較器2の出力の符号系列の誤り率 P_n' は

$$P_n' = \begin{cases} 1 - \Phi [(0.5 - I_n') / \sigma] & \text{if } a_n' = 0 \\ 1 - \Phi [(0.5 + I_n') / \sigma] & \text{if } a_n' = 1 \end{cases} \quad (4.11)$$

となる。

さて、予備等化器の出力において、時刻 $(n-1)T$ 、 nT 、 $(n+1)T$ に存在する3ビットの符号は、 $(n-3)T$ から $(n+3)T$ の範囲に存在する符号の影響を受ける。したがって、表4.1(c)に示す誤り検出パターンの発生確率 P_{Ti} はこれらの7ビットの符号が取り得る全パターンに対し、両比較器の出力の符号が表4.1(c)に示す状態になる確率を求め、これらを平均することにより求められる。

7ビットの符号が取り得る任意のパターン i に対し、比較器1の出力における時刻

$(n-1)T$ 、 nT 、 $(n+1)T$ の符号の誤り率を $P_{n-1,i}$ 、 $P_{n,i}$ 、 $P_{n+1,i}$ とする。
式(4.8)からこれらの符号が表4.1(c)に示すように正、誤、正となる確率

P_{I_i} は

$$P_{I_i} = (1 - P_{n-1,i}) P_{n,i} (1 - P_{n+1,i}) \quad (4.12)$$

となる。

つぎに、比較器1の出力が確定した条件下で、これに対応する3ビットの符号が表4.1(c)に示すように比較器2の出力においてすべて正しくなる条件付確率(遷移確率) P_{J_i} を求める。時刻 nT の条件付確率を $P_{J_{n,i}}$ とする。

$P_{J_{n-1,i}}$ 、 $P_{J_{n,i}}$ 、 $P_{J_{n+1,i}}$ は以下のように求めることができる。いま、比較器1出力において、正しく識別された符号は、 $I_{n-1} \geq I_{n-1}'$ の場合には、

$(1 - P_{n-1,i}') \geq (1 - P_{n-1,i})$ となり、常に比較器2においても正しく識別される。一方、 $I_{n-1}' \geq I_{n-1}$ になると、比較器1出力において正しく識別された符号の内、その一部は、比較器2において誤って識別されることになり、その割合は $(1 - P_{n-1,i}') / (1 - P_{n-1,i})$ で与えられる。

同様に $P_{J_{n,i}}$ は以下のように求めることができる。いま、 $I_n \geq I_n'$ の場合には、 $P_{n,i} \geq P_{n,i}'$ となり、比較器1の出力において誤って識別された符号の内、

$(P_{n,i} - P_{n,i}') / P_{n,i}$ が比較器2において正しい符号として識別される。一方、 $I_n' \geq I_n$ になると $P_{n,i}' \geq P_{n,i}$ となり、比較器1の出力において誤って識別された符号は、比較器2においても常に誤って識別される。

同様にして、式(4.7)および(4.11)から各時刻の条件付き確率は、次式のように求められる。

$$P_{J_{n-1,i}} = (1 - P_{n-1,i}') / (1 - P_{n-1,i}) \quad (4.13)$$

ただし、 $P_{J_{n-1,i}} = 1$ if $P_{n-1,i} \geq 1$

$$P_{J_{n,i}} = (P_{n,i} - P_{n,i}') / (P_{n,i}) \quad (4.14)$$

ただし、 $P_{J_{n-1,i}} = 0$ if $P_{n-1,i} \leq 0$

$$P_{J_{n+1,i}} = (1 - P_{n+1,i}') / (1 - P_{n+1,i}) \quad (4.15)$$

ただし、 $P_{J_{n+1,i}} = 1$ if $P_{n+1,i} \geq 1$

これから、 $P J_i$ は次式で与えられる。

$$P J_i = P J_{n-1,i} P J_{n,i} P J_{n+1,i} \quad (4.16)$$

したがって、 $P T_i$ は

$$P T_i = \frac{128}{\sum_{i=1} P I_i P J_i} / 128 \quad (4.17)$$

となる。

同様の考えにもとづき、表4.1の他の誤り検出パターンの発生確率も算出できる。ここでは、これらの発生確率をもとに、図4.2と同じ条件下で議論の直接の対象である比較器1、比較器2の符号誤り率を求め、LC、QLEの効果を明確にする。

まず、表4.1に示す孤立パターンの発生確率を算出する。ISIによる符号誤りが問題になる領域（図4.2横軸で1dB以上）では、表4.1(C)の誤り検出パターンの発生確率に比較し、これ以外のパターンの発生確率は約3桁以下と極めて小さい。

さらに、式(4.16)に示す遷移確率 $P J_i$ は波形劣化の大きいところではほぼ1に等しくなる。これは、誤り検出パターンが孤立パターンの場合、LCにより符号誤りが訂正されたとみなすのが妥当であることを意味する。一方、波形劣化が図4.2の横軸で1dB以下のところでは、遷移確率 $P J_i$ は急速に0に近づく。すなわち、比較器1で発生した誤りがLCにより訂正される確率は低くなる。これは雑音に起因する誤りが主となるためである。

まとめると、 $P J_i$ が1に近ければ、式(4.12)と(4.17)から、次式が成立する。

$$P T_i \approx P_n \quad (4.18)$$

すなわち、 $P T_i$ は実質的に比較器1における符号誤り率に等しい。さらに、雑音に起因する符号誤り率 $P N$ は

$$P N = 1 - \Phi(0.5/\sigma) \quad (4.19)$$

と与えられる。以上から、式(4.8)の P_n に対し、

$$P_n \approx P N + P T_i \quad (4.20)$$

が成立する。確認のため、 $P N + P T_i$ の計算結果を図4.7の実線Aに示す。また、図4.2のシミュレーションで求めた比較器1の符号誤り率を同図に点線で示す。両者は

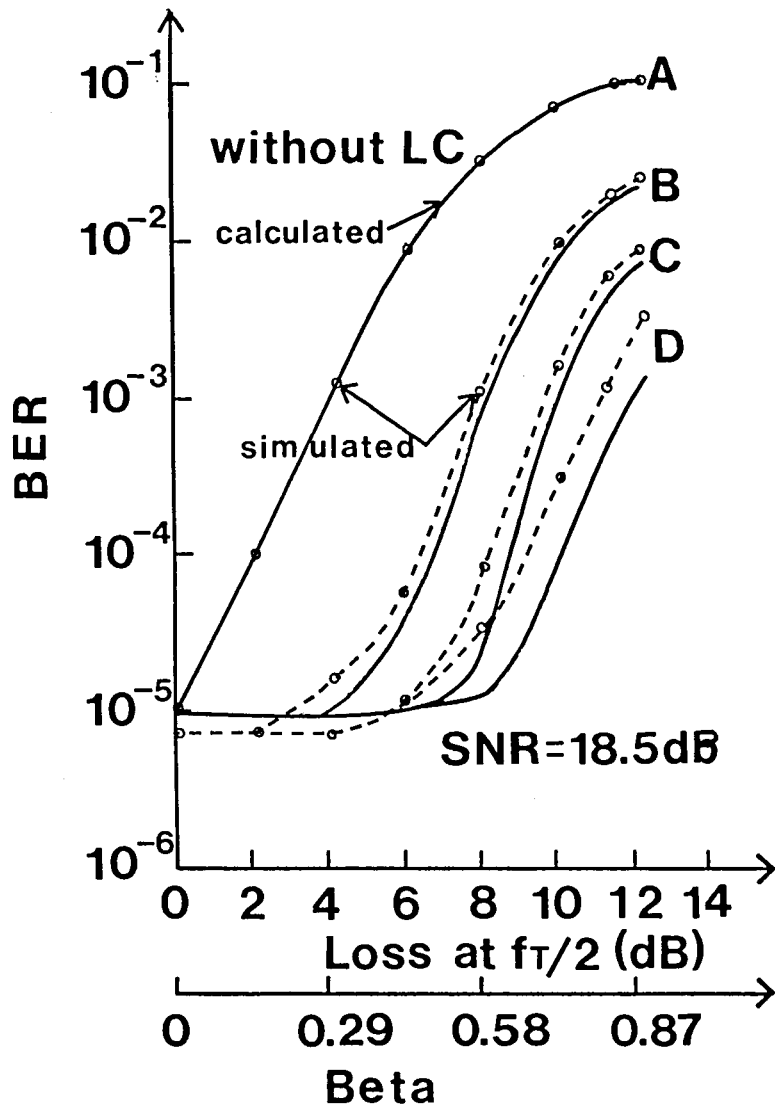


図 4.7 QLEによる符号誤り率の改善

よく一致している。

本節の最初に述べた議論から、LC適用後に残留する符号誤りは、誤り検出パターンが2ビット以上連続する場合に生じるものと推察できる。表4. 2に誤り検出パターンが2ビットから5ビットまで連続するものの内、それぞれに対し、発生確率が高いパターンを示す。これらのパターンの発生確率を $P T_2$ 、 $P T_3$ 、 $P T_4$ 、 $P T_5$ とし、さらに、これらのパターンに起因する符号誤り率を $E R_2$ 、 $E R_3$ 、…、 $E R_5$ とすると、 $E R_N$ は次式で与えられる。

$$E R_N = P T_N \times m \times (\text{各パターンの比較器2の出力の誤り個数}) \quad (4. 21)$$

ただし、 m は各誤り検出パターンに含まれる対称パターンの個数で、

$$P T_2, P T_4 \quad m = 2$$

$$P T_3, P T_5 \quad m = 1$$

各パターンの比較器2の出力の誤り個数は1である。

つぎに、発生確率の高い $P T_2$ 、 $P T_3$ のパターンに起因する符号誤り率を求める。この場合も波形劣化が小さいところでは、雑音のみに起因する符号誤りが主になるから、これを加える。表4. 2から、 $P T_2 \times (2) \times (1) + P T_3 \times (1) \times (1) + P N$ を求めればよい。計算結果を図4. 7実線Bに示す。また、シミュレーションにより求めたLC適用後の符号誤り率を点線Bで示す。両者がほぼ一致していることから、LC適用後に残留する符号誤りは、主に誤り検出パターンが2ビットと3ビットのものに含まれる誤りと考えてよい。

ここで、これらの誤り検出パターンに含まれる符号誤りの訂正について述べる。

1) 誤り検出パターンが2ビットの場合；表4. 2から、2ビットのものに関しては、いずれか一方が誤りであることは分かるが、どちらが誤りであるか確定することはできない。そこで比較器2の直前の信号を用いて、各ビットの信頼度を推定する。すなわち、誤り検出パターンの2ビットに対応する比較器2の直前の信号の振幅値を $Amp 1$ 、 $Amp 2$ とすると、これから $|Amp 1 - 0.5|$ と $|Amp 2 - 0.5|$ を求め、この大小を比較する。比較器1の符号誤りによる波形擾乱は、比較器2の入力波形に符号間干渉を引き起こす。この結果、擾乱を受けた部分の振幅は、しきい値に近づく。したがって、ガウス雑音を仮定すれば、両者の内の大きい方の信号に対応する比較器2の出力信号が正しい符号であると判定してよい。

2) 誤り検出パターンが3ビットの場合; 3ビットパターンが検出された場合には、表4. 2 (b) から明らかなように、比較器2の出力データの内、誤り検出パターンの中心のビットが誤りである。したがって、この符号の極性を反転することで誤り訂正が可能になる。

以上述べた誤り訂正処理を施した後のシミュレーションにより求めた誤り率を図4. 7の点線Cに示す。また、誤り検出パターンが4ビットおよび5ビットのものに対し、前述と同様に、計算により求めた符号誤り率を同図Cの実線に示す。これから、点線Cに示す2ビットおよび3ビット訂正後に残留する符号誤りは4ビットおよび5ビットの誤り検出パターン中の符号誤りに起因していることが分かる。

3) 誤り検出パターンが4ビットおよび5ビットの場合

4ビットパターンについては、2ビットパターンで行なったのと同様に前2ビット、後2ビットずつ信頼度を推定することで誤りを訂正することができる。また、5ビットパターンに関しては、3ビットパターンと同様に誤り位置が確定しているから、この極性を反転すれば、符号誤りが訂正できる。

4ビットおよび5ビットパターンに関して以上述べた処理を施した後のシミュレーション結果を図4. 7点線Dに示す。さらに、誤り検出パターンが6ビットおよび7ビットのものに対し、前述と同様に、符号誤り率を算出した結果を同図Dの実線に示す。これから分かるように、両者は次第に一致しなくなる。これはこれまで無視してきた誤り検出パターンの中の誤りもその総和としてはすでに無視できない状態になるためであり、このような訂正方式の限界になる。

以上まとめると、図4. 7から、誤り検出パターンが5ビット連続するものまで補償すると、QLEは、ナイキスト周波数における振幅の低下が約10dBになる場合まで、符号誤りを増さずに等化できる。

以下に典型的な波形劣化を例にとり、シミュレーションにより、QLEの効果を検討する。なお、以下のシミュレーションでは、誤り検出パターンが5ビット連続するもの

まで訂正した。

1) 図4. 8は、式(4. 2)の β をナイキスト周波数における振幅が8 dB低下した状態に固定し、SNRのみを変えた場合の各方式の効果を比較したものである。このときのインパルス応答を図4. 10(a)に示す。図4. 8から明らかなようにQLEはLEよりSNRが約1 dB良好である。図4. 8のIdealは符号間干渉がなく、雑音だけで決まる符号誤り率を示すが、QLE適用後の誤り率はほぼIdealに近くなる。

2) これまで波形劣化が対称のものを主に調べてきたが、つぎにインパルス応答が非対称のものを検討する。シミュレーションには、図4. 10(b)(c)(d)に示すインパルス応答を用いた。これらはナイキスト周波数における振幅の低下が12 dBのものである。インパルス応答が非対称のものとして、(c)と(d)に示すように(b)のインパルス応答のISIの絶対値の和は一定で、位相特性だけが異なるものを用いた。これらのインパルスに対する符号誤り率を図4. 9に示す。図から見られるように、波形の非対称性が増すとLCの効果は急速に低下する。一方、QLE適用後の誤り率には大きな変化は見られない。すなわち、群遅延歪に起因する符号誤りに対して、顕著な効果があることが、QLEの一つの特長である。一般に、磁気記録系の再生波形は、必ずしも対称でない。このことを考えると、QLEが実用上有力な技術になることが期待できる。

以上述べたように、QLEはISIに起因する符号誤りの改善に有効である。これはQLEが誤り検出パターンに着目することにより、ISIの時間的相関を有効利用しているためであり、ISI存在下における最尤復号⁸⁾の一つの実現手法と考えられる。

4. 5 QLEのDVTRへの適用

QLEの効果を実験により確認する⁹⁾ために、図4. 11に示す等化器を試作した。予備等化(Pre-EQ.)された信号を高速AD変換器(ADC)で6ビットに量子化する。サンプリング周波数は、AD変換器が動作する範囲で任意の値に選択できる。今回は、試作

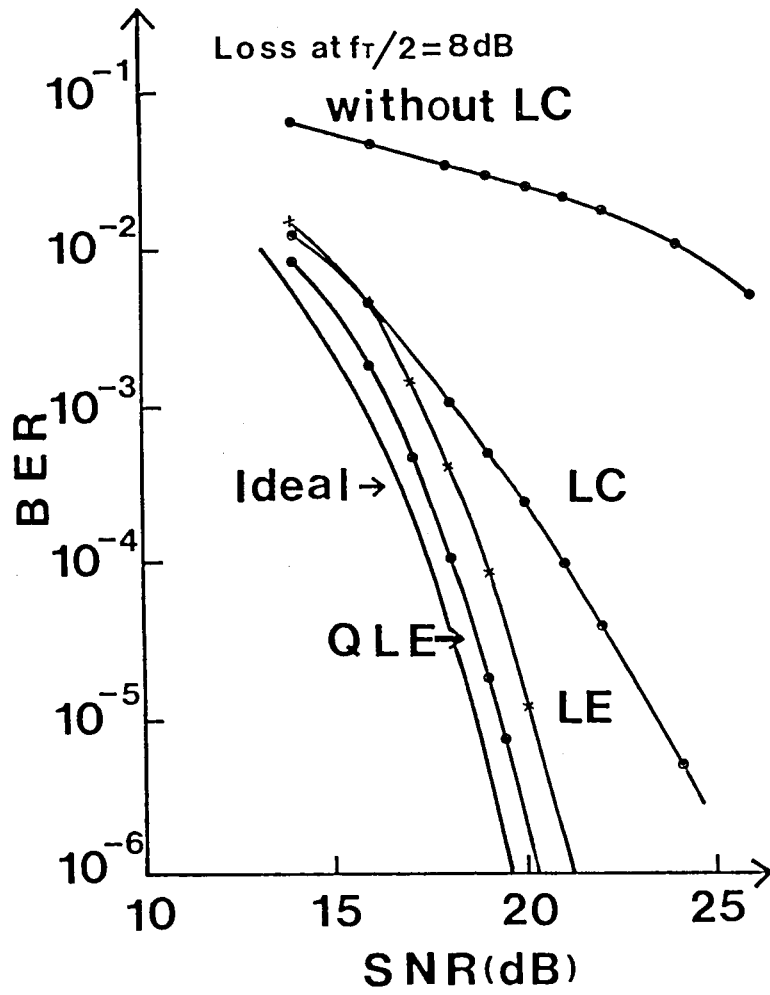


図 4.8 各等化器の特性比較

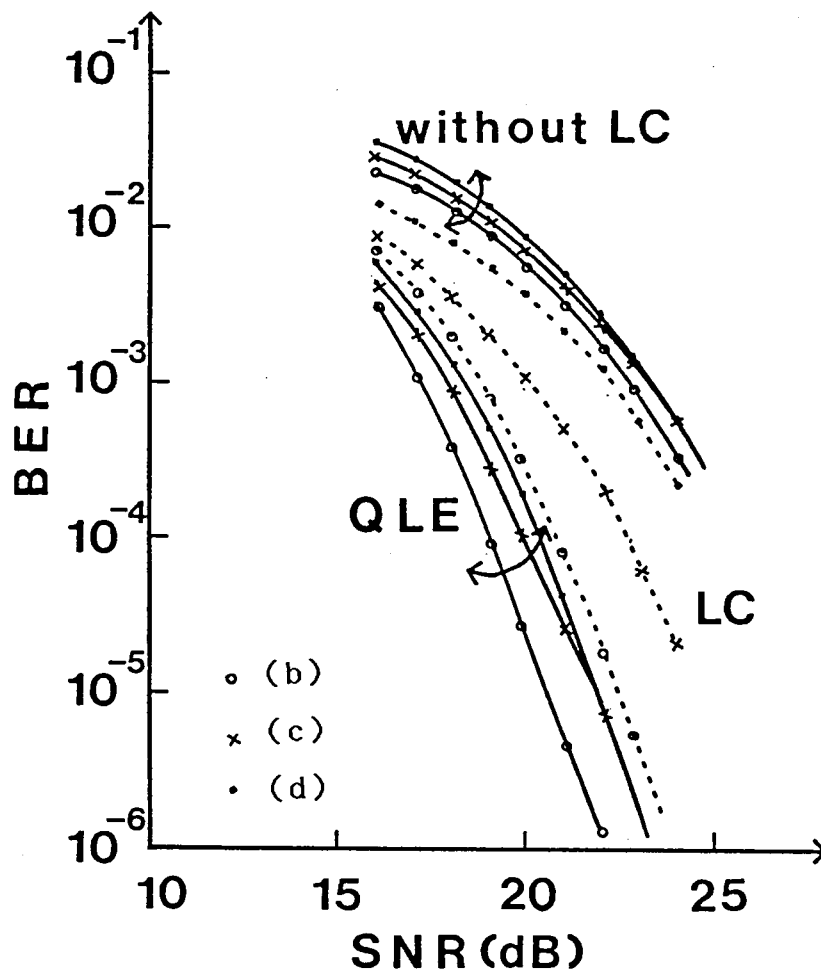


図 4.9 インパルス応答が非対称の場合の LCとQL Eの性能

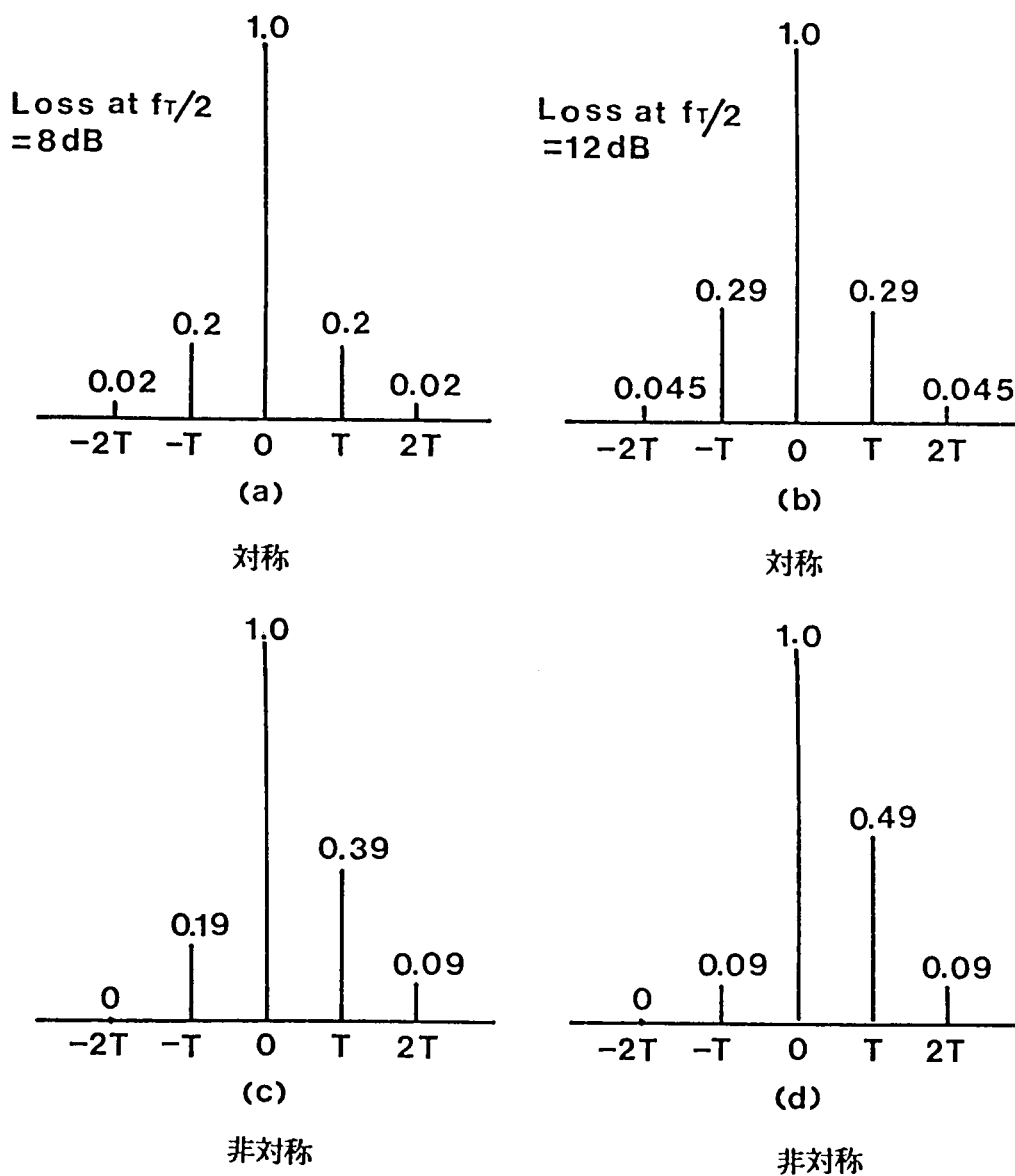


図 4. 10 シミュレーションに用いたインパルス応答

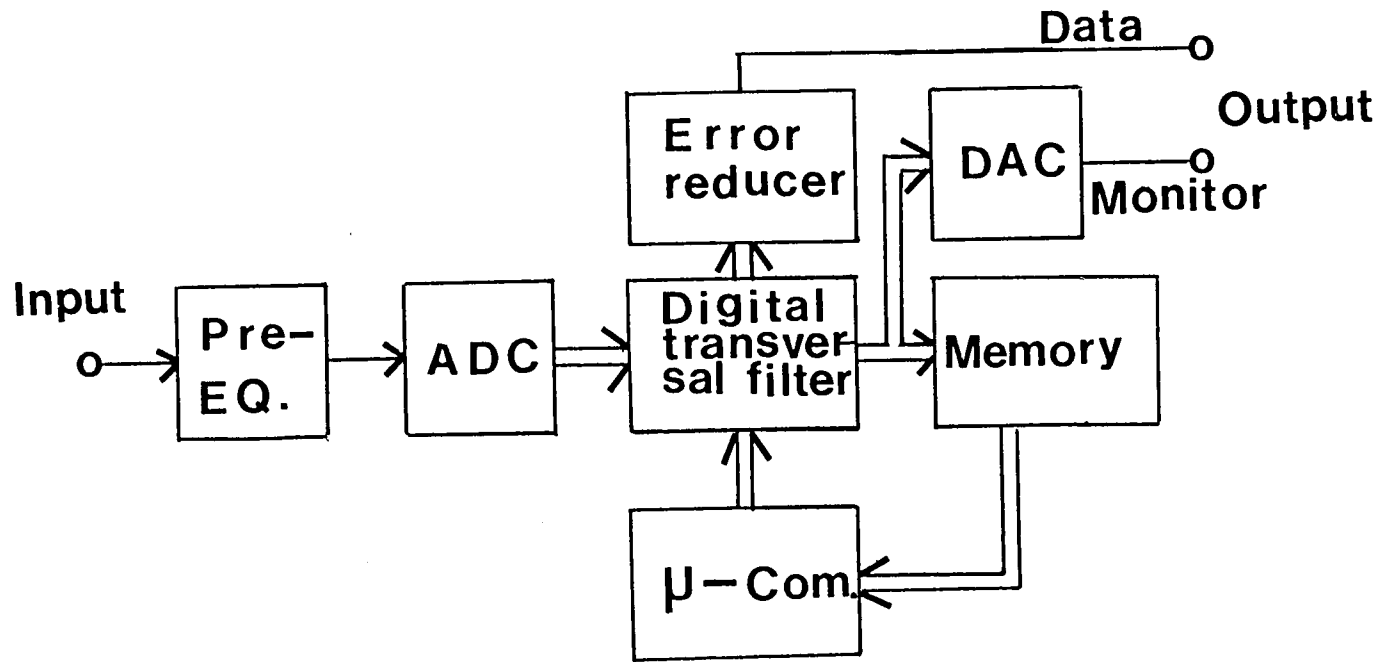


図 4. 11 QLEを用いた自動等化器のブロックダイアグラム

DVTRによる性能確認を可能にするために、この値は46MHzにした。また、デジタルトランスバーサルフィルタ(Digital Transversal Filter)のタップ数は3とし、加算器とシフトレジスタで構成した。タップ係数の設定は第5章で詳述する自動等化により行う。等化後のデータの中の符号誤りは、前述した方法(Error Reducer)により低減する。また、等化後の波形をDA変換器(DAC)により、アナログ信号に戻し、等化状態をモニタできるようにした。

記録再生系の周波数特性が所要の値から変化した場合、予備等化器出力端においてISIが発生する。このような状態を作り出すために、周波数帯域を予めナイキスト条件を満たすように制限した後、さらに2次のガウスフィルタを通した信号を発生し、これを予備等化器の出力とした。ガウスフィルタのナイキスト周波数における振幅の低下は2、6、10dBに選んだ。このような条件下で測定した各方式の符号誤り率を図4.12に示す。この図で、横軸はナイキスト周波数における振幅の低下を示す。実験の符号誤り率が、VTRの再生時の符号誤り率とほぼ同じになるように、ガウスフィルタ通過後のインパルス応答のピーク値と雑音の比を常に18.5dBに設定した。測定に用いた雑音は帯域50MHzのガウス雑音である。測定範囲において、補償なしの場合に、符号誤り率は約3桁大きくなる。一方、QLEを用いると、符号誤りの増加を約1桁以下に抑えることができる。図の中の点線は、QLEが等化誤差無く理想的に動作した場合の符号誤り率で、knee特性を示す。一方、実験値は、ナイキスト周波数における信号振幅の低下とともに、符号誤りが単調に増加する。次に、この差異が生じる理由について述べる。今回の実験では、信号の振幅がAD変換器のダイナミックレンジを超えることを防止するため、振幅をダイナミックレンジの約1/2に制限した。この結果、信号の振幅を1とすると、各タップ係数は最大0.03の量子化誤差を持つ。いま、3タップのトランスバーサルフィルタの一つのタップに常に等化誤差が発生するものとして、シミュレーションにより、符号誤り率を求めた。AD変換時の損失を1dBと想定して、SNRは17.5dBにした。シミュレーション結果を図4.12の一点鎖線で示す。シミュレーションと実験結果が同じような傾向を持つことから、理想特性からのズレは、AD変換器の量子化誤差に原因があると考えてよい。

図4.13(a)にDVTRの再生信号にQLEを適用したとき(左側)と適用しないとき(右側)の再生画像(カラーバーパターン)例を示す。最短記録波長は0.38 μ m、トラック幅は28 μ mで、メタル粉テープを使用した。テープとヘッドの接触不

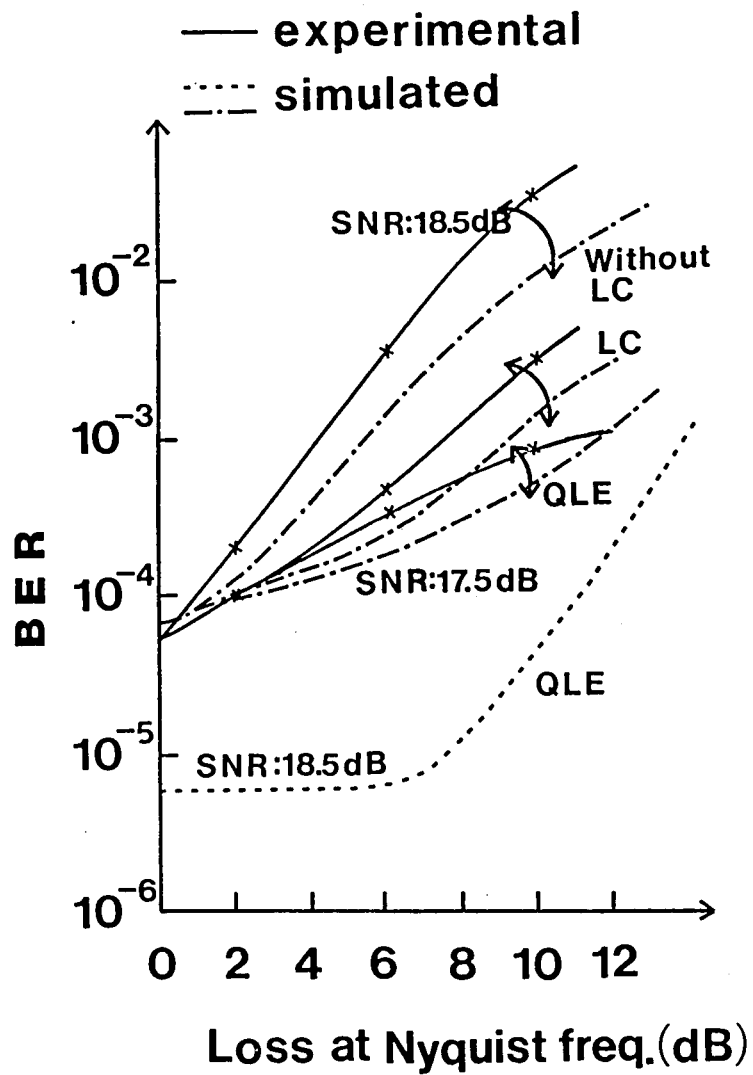
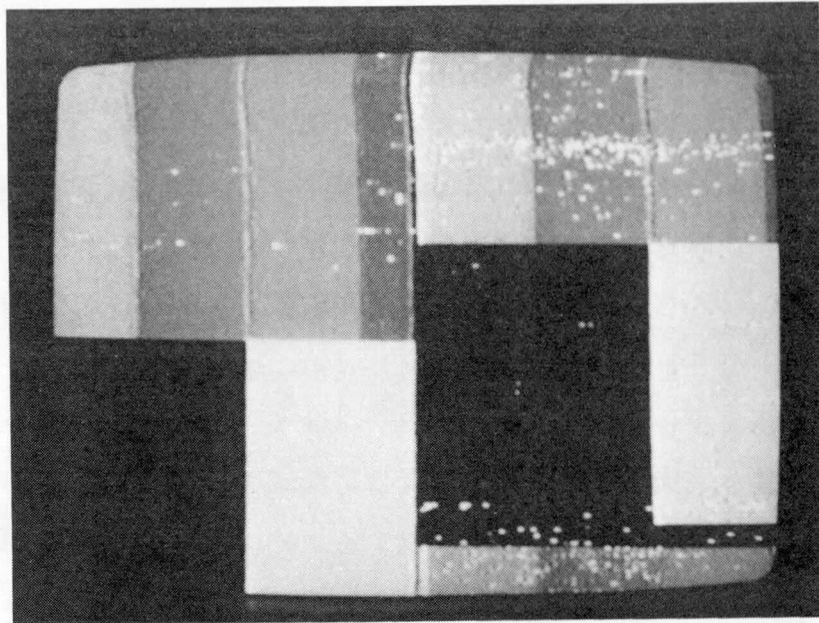


図 4. 12 実験によるQLEの特性評価



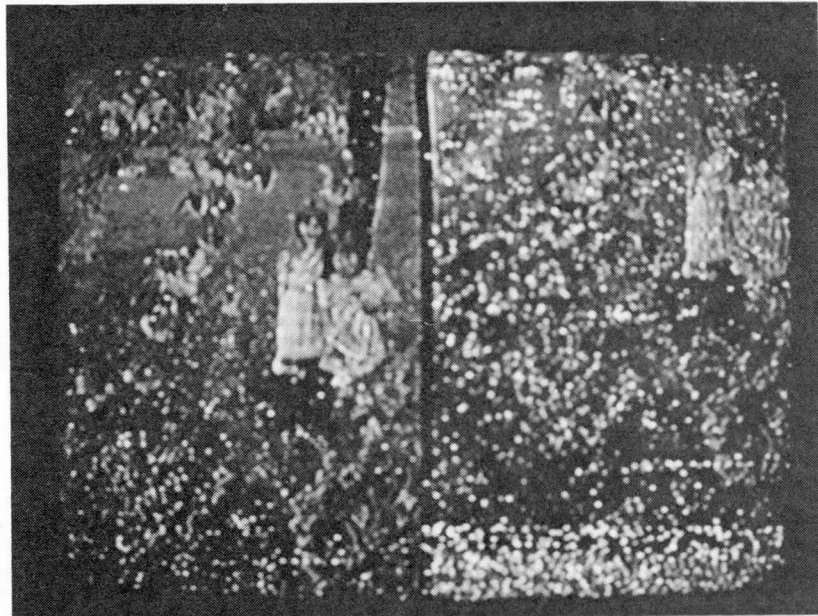
QLE

without QLE

Bit length $0.19 \mu\text{m}$

Track width $28 \mu\text{m}$

(a) メタル粉テープを用いた高密度記録の再生画像例



QLE

without QLE

Bit length $0.125 \mu\text{m}$

Track width $28 \mu\text{m}$

(b) メタル蒸着テープを用いた高密度記録の再生画像例

図 4.13 QLEの効果

良部分で発生するランダム誤り（図の中の白点）が低減されていることが認められる。QLE適用後の誤り率は、 10^{-5} 台であった。さらに、誤り訂正を行うことにより、元の画像が復元できた。第2章4節に述べた最短長は $0.76\mu\text{m}$ であったから、QLEを用いることにより、記録密度を2倍向上できたと言える。

図4.13(b)に、さらに、従来例をみない高密度記録にQLEを適用した例として、最短記録波長 $0.25\mu\text{m}$ 、トラック幅 $28\mu\text{m}$ 、メタル蒸着テープを用いたときの再生画像を示す。短波長化に伴うスペーシングロス（ヘッドとテープ間の空隙損失）に起因するランダム誤り（図の中の白点）が大幅に低減されていることが確認できる。これらのことから、QLEは高密度記録を実現する上で、非常に有効な手段であることが明らかになった。

4.6 まとめ

デジタル記録システムの高密度化を図るために、雑音を増すことなく符号間干渉を除去し得る非線形等化方式に関して検討した。

まず、フォワード形、フィードバック形非線形等化器および線形等化器（LE）の性能比較を行い、フォワード形非線形等化器であるリニアキャンセラ（LC）が最も符号間干渉の除去に効果的であることを確認した。LCでは、識別再生した信号を用いて符号間干渉のコピーを作成し、これを元の信号から差し引いた後、再び識別再生する。コピー信号は2値化信号をもとに構成されるから、雑音増加のない等化ができる。しかしながら、高密度化すると、符号間干渉が増大するため、最初の識別再生信号の中の符号誤りが無視できなくなると、再識別後の符号の中にも符号誤りが生じてくる。

そこで、LCのもつこの欠点を解消する等化方式（QLE）を考案した。QLEは両識別回路の出力信号系列を用いて、符号誤りを検出し、さらに、この誤り位置に対しても信頼度の判定を行うので、符号誤りを低減できる。このQLEの性能を解析、シミュレーションおよび実験により明確にした。以上まとめると

（1）磁気記録系の指数関数形の周波数特性の劣化では、ナイキスト周波数における振幅の低下が約 10dB 以下のとき、QLEが符号誤り率の点でLE、LCに優る。

(2) QLEは群遅延歪に起因する非対称の波形劣化の補償ができる。(なお、LCはできない)

(3) QLEをDVTRに適用し、メタル粉テープを用いて、最短記録波長 $0.38\mu\text{m}$ 、トラック幅 $28\mu\text{m}$ の条件下で、符号誤り率 10^{-5} 台を実現した。この結果は、QLE適用前の記録密度を2倍にしたことに相当する。

4. 7 参考文献

- 1) A. Gersho, T. L. Lim : " Adaptive Cancellation of Intersymbol Interference for Data Transmission " , BSTJ, 60, 11, pp.1997-2021 (1981)
- 2) k. Wesolowski : " On the Performance and Convergence of the Adaptive Canceller of Intersymbol Interference in Data Transmission " , IEEE Trans., Commun., COM-33, 5, pp.425-432 (1985)
- 3) 川野, 今井, 羽鳥 : " 誤り訂正符号の復号器を内蔵する自動等化器とその拡張" , 信学論 (A) , 67-A, 12, pp. 1247-1254 (1984)
- 4) 三田, 泉田, 土居 : " デジタル記録システムのための雑音増加を伴わない信号検出方式とその自動等化器への適用" , 信学論 (C) , J69, 12, pp. 1526-1535 (1986)
- 5) 松本 : " 磁気記録" , pp. 105-109, 共立出版
- 6) 中川, 横山, 片山 : " NRZ記録における積分検出方式の検討" , 信学技報, MR77-46 (1978)
- 7) 大沢, 池谷, 田崎 : " NRZL記録符号に対するビタビ復号法の信号検出方式に関する性能比較" , テレビ誌, 35, 7, pp. 570-575 (1981)
- 8) G. D. Forney, Jr. : " Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference " , IEEE Trans. Inf.Theory, IT-18, pp.363-378 (1972)
- 9) 三田, 泉田, 土居, 他2 : " 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)

第5章 自動等化器

5.1 はじめに

一般に、D V T R等の磁気記録装置では、

(1) 磁気ヘッドの磨耗とともに、ギャップ部分の漏れ磁束が増加し、記録時にこの値が適正值を超えると、再生時に高周波部分の振幅が低下し、符号誤りが発生しやすくなる。

(2) 記録電流値やヘッドの電磁変換特性は装置ごとに異なるので、記録媒体間で、再生時の周波数特性が異なり、この特性差が著しい場合には、互換性を損なう。

等の問題がある。これらの点を解消し、記録装置の信頼性を向上するには、自動等化器が必要になる。Q L E¹⁾またはL C²⁾は、信号の加減算だけで波形を等化できるので、これらを用いると、D V T Rに適用できる高速自動等化器が実現できる。自動等化器を構成する上での課題は、タップ係数を収束させるアルゴリズムにあり、これについては

(イ) R. W. L u c k yが提案したゼロフォーシングアルゴリズム^{3) 4)}

(ロ) 筆者が考案した簡易アルゴリズム⁵⁾

を検討した。

ゼロフォーシングアルゴリズムは、自動等化の原点と言えるもので、本論文では自動等化器の基本性能の確認を目的として、このアルゴリズムを取上げる。

簡易アルゴリズムは乗算の必要がなく、デジタル、アナログいずれの回路方式でも自動等化器を容易に構成できる点に特長がある。現行T V方式用D V T Rでは取り扱うビットレートが50-70M b p sであるから、最近の高速A D変換器を使用すると容易にデジタル自動等化器を構成できる。ところが、高品位T V用D V T Rでは、チャンネル当たりのビットレートが約100M b p sにもなる⁶⁾。このような高速データでは、自動等化器はアナログ回路で構成せざるをえない。この場合、等化誤差算出に必要な乗算操作は困難になるので、これを必要としない簡易アルゴリズムは、特に有用になる。

次節以降に、簡易自動等化アルゴリズムの妥当性の解析結果とこれら2種のアルゴリズムに基づいた高速デジタル自動等化器を用いた実験結果について述べる。

5. 2 ゼロフォーシングアルゴリズム

5. 2. 1 アルゴリズムの概要

ゼロ・フォーシング・アルゴリズム(ZF:Zero-Forcing Algorithm)は等化誤差の評価関数として、各時刻のISIの絶対値の和を用い、これが最小になるようにタップ係数を制御する。このようにすると、ISIのピーク値を最小にできる。インパルス応答の最大値が1に規格化されているものとする、このアルゴリズムにより、タップ係数が収束するには、等化前のISIの絶対値和(初期歪)は1以下でなければならない。換言すると、タップ係数が収束するには、アイバターンがある程度開口していなければならない。本論文で議論する自動等化器は、前章の図4. 1と図4. 11に示したように予備等化器を用いるので、これで初期歪を1以下にすることができ、この点は問題にならない。

自動等化器のタップ係数を更新する場合に、あらかじめ用意したテストパルスを用いる方法と逐次再生されるデータを用いる適応形と呼ばれる方法がある。前者はテープにあらかじめテスト信号を記録するなどの制約を科す必要がある。さらに、再生途中の特性変化に対応することはできない。このような理由から、筆者等は適応形を用いた。

この適応型ゼロ・フォーシング・アルゴリズムに関する詳細は原典4)を参照して頂き、ここではその概略を説明する。

このアルゴリズムでは、図5. 1に示すトランスバサールフィルタの各タップ係数を C_n ($n = -N, \dots, N$) とすると、 n 番目のタップ係数に対する誤差評価値 HR_n は次式で与えられる。

$$HR_n = Kc \sum_{m=1}^M a_{m-n}' e r_m \quad (5. 1)$$

$$e r_m = s_m - a_m'$$

ここで、 Kc は定数である。また、 s_m は時刻 mT における入力信号の値、 a_m' は、 s_m を2値化した値で、誤りがなければ元の情報源系列に対応する。したがって、 $e r_m$ は時刻 mT における等化誤差を表す。各タップ係数を HR_n が小さくなるように微小量 Δ だけ増減させ、 HR_n が最小値を取るまでこの操作を逐次繰り返すことで、所要の自動等

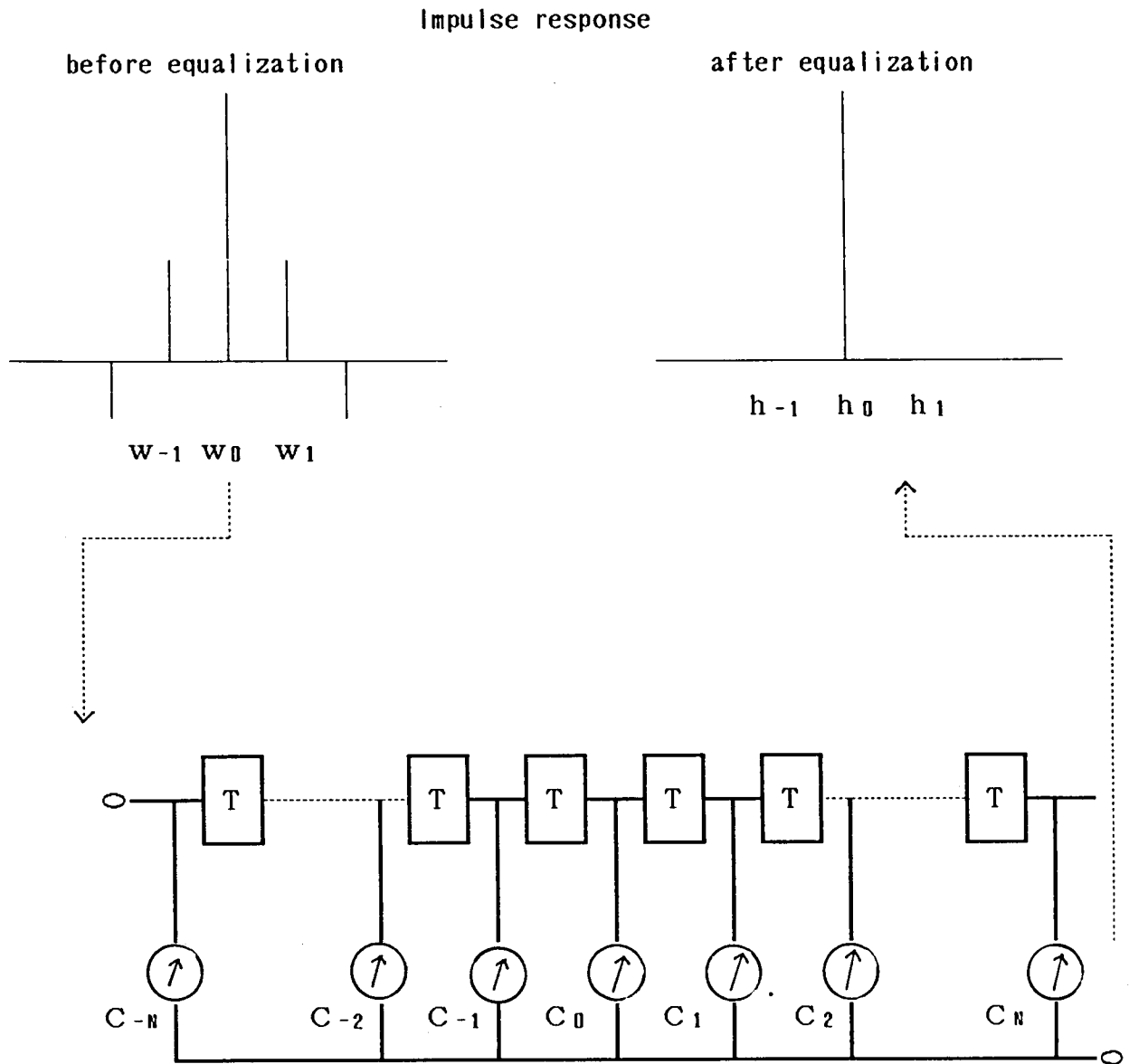


図 5. 1 トランスポーサルフィルタの構成

化ができる。

5. 2. 2 シミュレーションと実験⁷⁾⁸⁾

LCおよびQLEを用いた適応形自動等化器の収束特性をシミュレーションにより検討する。ここで、第4章の図4. 10 (a)に示したISIを有する波形を自動等化の対象に選んだ。シミュレーションは、以下の条件を設定して行った。

(1) タップ係数の最小変化量 Δ (ステップサイズ) は6ビットのAD変換器を用いることを想定し0. 015とした。

(2) タップ係数を一回更新するのに必要なパルス数 M_p は次式⁴⁾で与えられる。

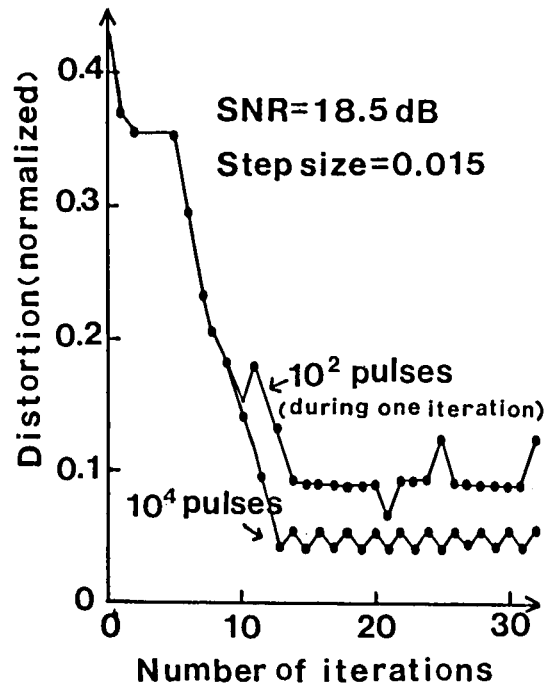
$$M_p \approx 200 \cdot (1/\Delta^2) \cdot 10^{(-SNR/10)} \quad (5. 2)$$

SNRは第4章と同じ18. 5 dBとし、 M_p を10000ビットに選んだ。

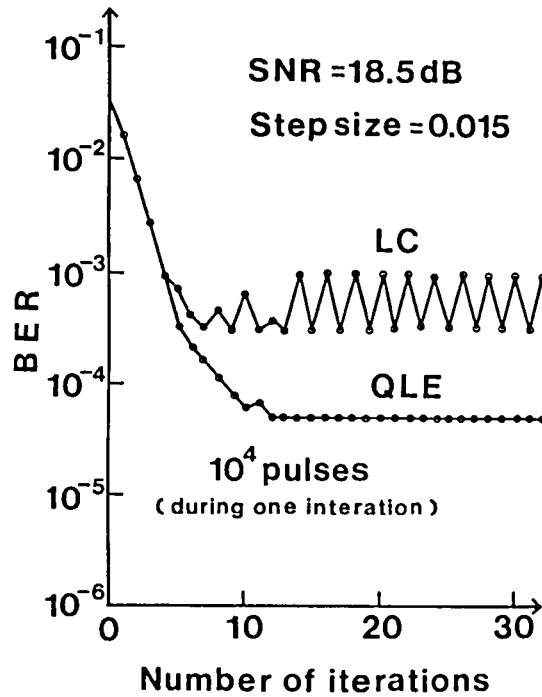
図5. 2にシミュレーション結果を示す。図5. 2 (a)の横軸はタップ係数更新回数、縦軸はISIの絶対値の和を示している。参考のために、 M が100の場合も検討したが、雑音の影響が完全に除去できず、収束状態が悪かった。図5. 2 (b)は収束状態をより直接的な符号誤り率で示したものである。 M を10000とし、タップ係数を更新する毎に係数値を固定し、対応する誤り率を求めた。

一般に、適応形等化器は、収束状態においてもタップ係数が常時 Δ だけ変化し、これに伴い符号誤り率も上下する。図5. 2 (b)から、QLEはこのような問題を軽減でき、安定な収束特性を与えることが分かる。

つぎに、第4章の図4. 11に示した自動等化器を用いて、実験で収束特性⁵⁾⁷⁾を確認した。まず、予備等化された信号を高速AD変換器で6ビットに量子化する。サンプリング周波数はAD変換器が動作する範囲で任意の値を選択できる。今回、サンプリング周波数は、試作DVTRによる性能確認ができるように46 MHzとした。また、デジタルトランスバーサルフィルタのタップ数は3とし、加算器とシフトレジスタで構成した。デジタルトランスバーサルフィルタ通過後の信号をメモリに蓄積し、この内容を用いて式(5. 1)に従って、タップ係数をマイクロコンピュータにより逐次算定する。メモリに蓄積する所要サンプル数は式(5. 2)から分かり、ここでは、約8000とした。



(a) 残留等化歪



(b) 符号誤り率

図 5. 2 自動等化器の性能

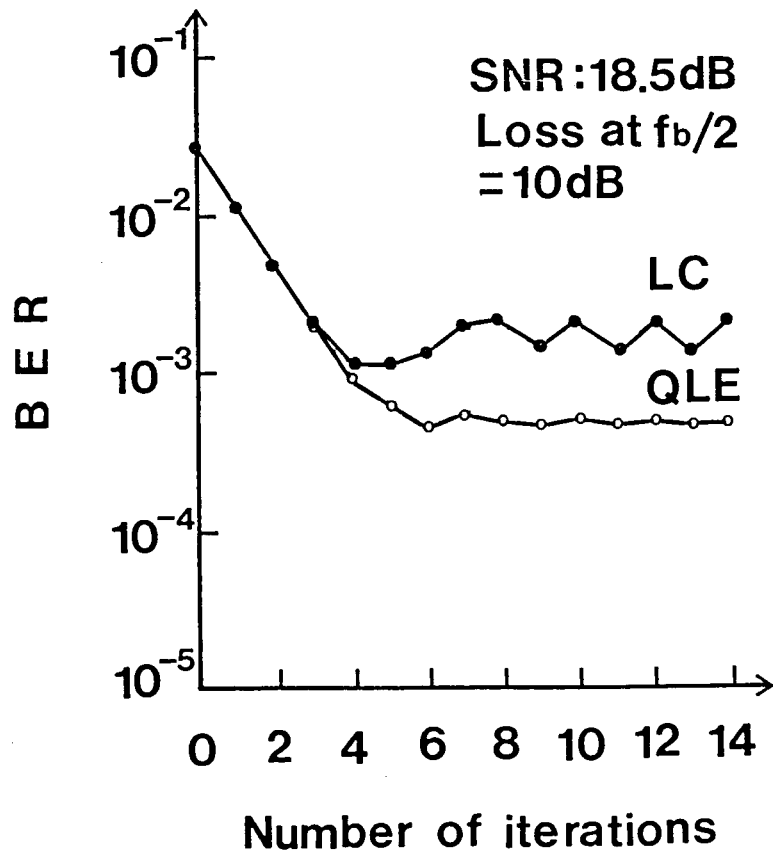


図 5. 3 ゼロフォーシングアルゴリズムの収束特性

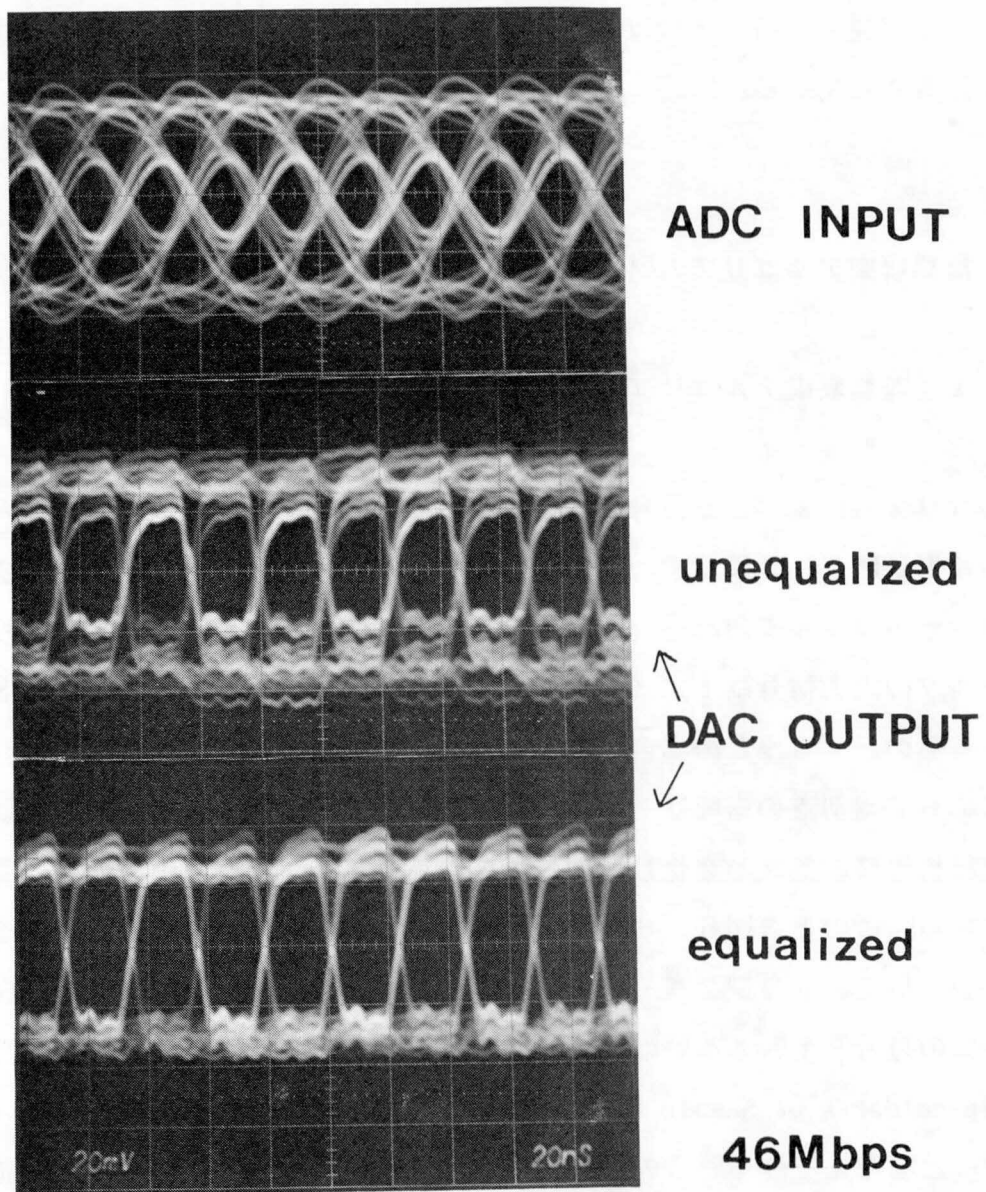


図 5.4 ゼロフォーシングアルゴリズムの
等化前後のアイパターン

図5. 3は符号誤り率で評価した適応型ゼロ・フォーシング自動等化器の収束特性を示す。図5. 2と同様に、LCでは、誤り率に変動が見られるが、QLEはシミュレーションから予測できるように、この点を改善できていることが分かる。

図5. 4に等化前後のアイパターンを示す。上段の写真はAD変換器の入力波形である。中段はAD変換器の出力を直接DA変換器を通してモニタしたもので、振幅値にISIによる幅が見られる。下段は等化後の波形をDA変換器を通して見たもので、振幅値の幅が圧縮されている。

5. 3 簡易収束アルゴリズム⁵⁾

5. 3. 1 簡易収束アルゴリズムの構成

本アルゴリズムに基づいた信号処理のブロックダイアグラムを図5. 5に示す。その各部分の波形は図5. 6に示す。周期Tで記録されたパルス列が、予備等化器を経てトランスバーサルフィルタ(Transversal Filter)に入力されたとする。このトランスバーサルフィルタの出力信号は $1/(2T)$ をナイキスト周波数とするナイキスト条件を満たしているものとする。この場合、図5. 6(a)に示すように、符号"1"あるいは"0"に応じて識別点の振幅はそれぞれ0.5あるいは-0.5何れかの値になる。しかし、記録再生時の条件が変化し、トランスバーサルフィルタの出力に符号間干渉が発生したとする。このとき図5. 6(b)に示すように、各符号の振幅は識別点で一定値にならない。いま、トランスバーサルフィルタの出力信号を比較器(Comparator)で識別再生し、この符号"1"あるいは"0"に応じて独立に各識別点の値をサンプルホールド(Sample Holder A or Sample Holder B)し、さらに加算器(Adder)で、これらの振幅の和を取ること考えてみる。この場合、符号間干渉が発生すると、図5. 6(c)のように、両サンプルホールドの出力信号が異なるため、加算器の出力において、図5. 6(d)に示すごとき誤差信号が発生する。一方、図5. 6(a)のように符号間干渉が無ければ、両サンプルホールドの出力の和は0になる。すなわち、以上のような処理を行うことで符号間干渉の発生を検知できる。この値を整流器(Rectifier)で図5. 6(e)に示すように整流し、直流電圧に変換する。この直流電圧の値を最小ならしめるように

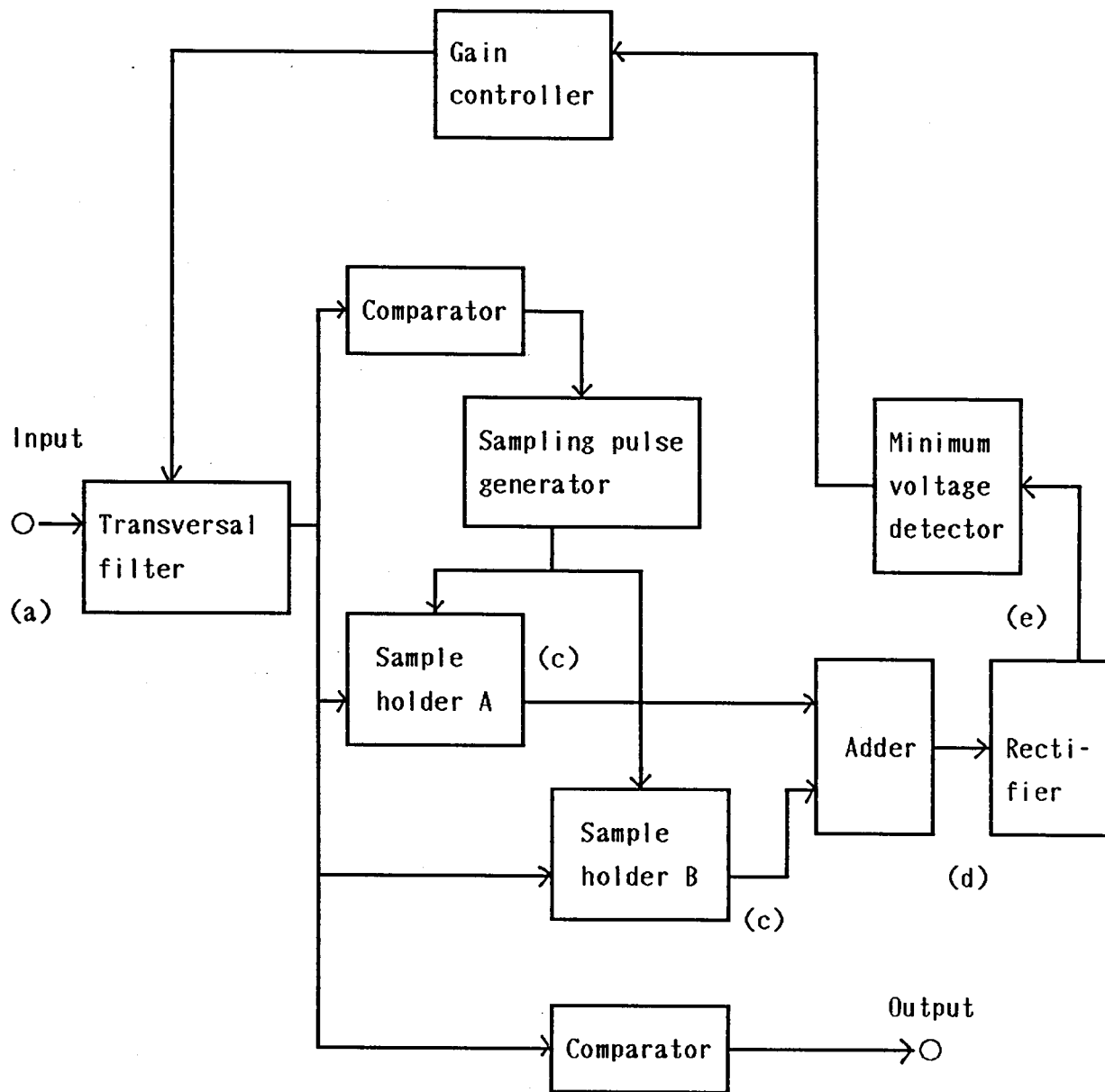


図 5.5 簡易等化アルゴリズムの信号処理
ブロックダイアグラム

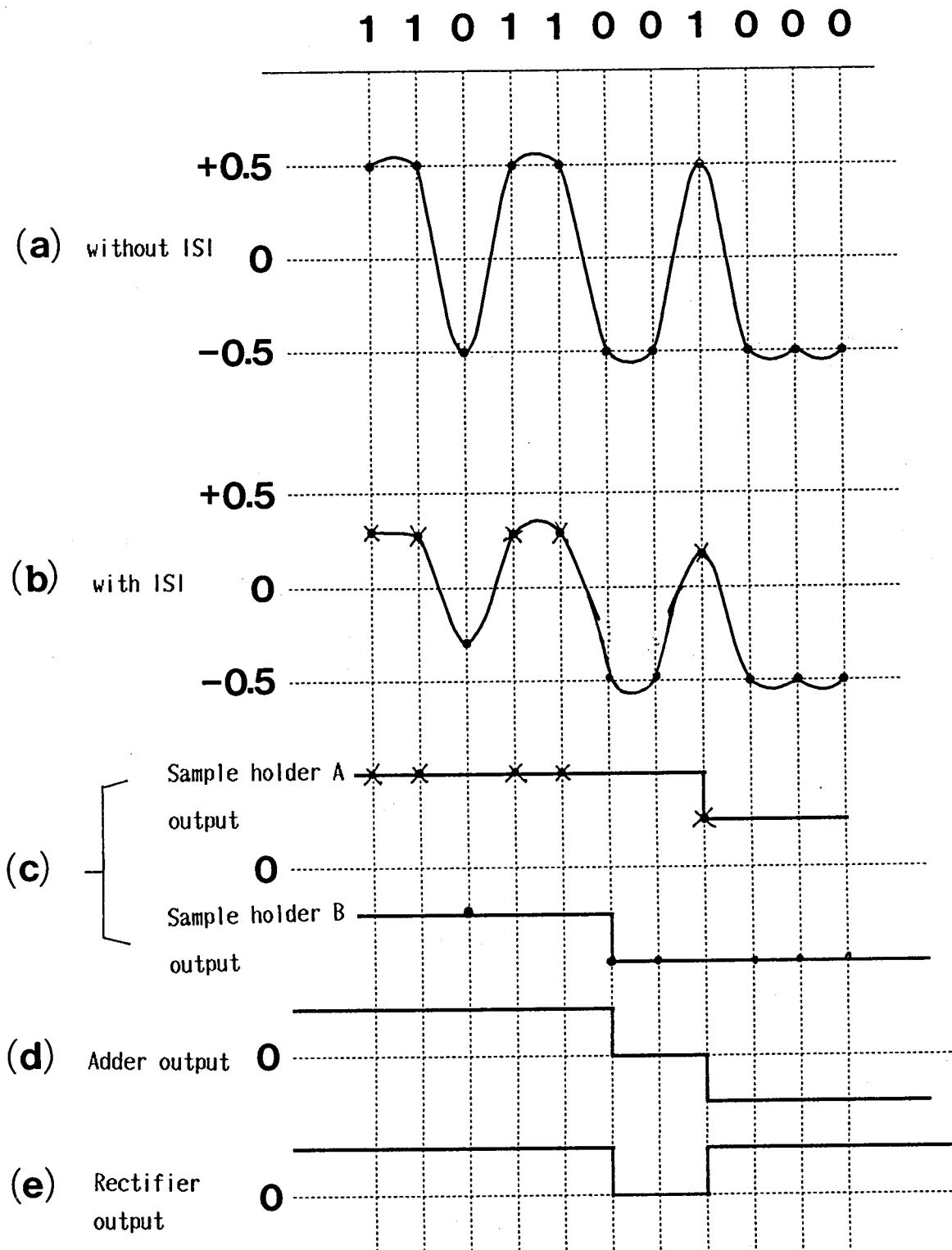


図 5.6 簡易等化アルゴリズムの各部の波形

(Minimum Voltage Detector)、LCのタップ係数を制御(Gain controller)することで波形等化が可能になる。

5. 3. 2 簡易収束アルゴリズムの解析

簡易収束アルゴリズムの妥当性をつぎに解析する。トランスバーサルフィルタの入力端におけるインパルス応答を $w(t)$ 、出力端におけるインパルス応答を $h(t)$ で与える。ここで、時刻 $t_0 + nT$ における $w(t)$ と $h(t)$ の値を

$$w_n = x(t_0 + nT) \quad (5.3)$$

$$h_n = h(t_0 + nT) \quad (5.4)$$

とする。トランスバーサルフィルタのタップ係数を C_n とすると、 h_n は次式になる。

$$h_n = \sum_{j=-\infty}^{\infty} C_j w_{n-j} \quad (5.5)$$

また、トランスバーサルフィルタの出力端における信号を $y(t)$ とし、その時刻 $t_0 + nT$ における値を

$$y_n = y(t_0 + nT) \quad (5.6)$$

と表す。各時刻における元符号系列を a_n とすると

$$y_n = \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{n+m} h_{-m} \quad (5.7)$$

と与えられる。符号"1"に対応する y_n のしきい値からの振幅の大きさを y_{1n} 、符号"0"に対応する y_n のしきい値からの振幅の大きさを y_{0n} と記述する。いま、時刻 nT において a_n が"1"とする。さらに、符号が"0"になる時刻の内、 nT に最も近い時刻を $n'T$ とし、その符号を $a_{n'}$ とする。この場合、 y_n の nT 、 $n'T$ における振幅 y_{1n} と $y_{0n'}$ は

$$y_{1n} = (h_0/2 - Th) + \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{n+m} h_{-m} \quad (5.8)$$

$$y_{0n}' = - (h_0/2 + Th) + \sum_{m=-\infty}^{\infty} a_{n'+m} h_{-m} \quad (5.9)$$

ここで、ThはISIによるしきい値の変化量をしめし、ISIの1次結合で与えられ、その係数を α_m とすると、以下のようなになる。

$$Th = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m h_m \quad (5.10)$$

また、 \sum' は $m=0$ を除いたすべての和を示す。

前述の加算器の出力を e_n とするとこれは次式で与えられる。

$$e_n = y_{1n} + y_{0n}' \quad (5.11)$$

さらに、両波整流器の出力 r_n は

$$\begin{aligned} r_n &= |e_n| = |y_{1n} + y_{0n}'| \\ &= \left| \sum_{m=-\infty}^{\infty} (a_{n+m} + a_{n'+m}) h_{-m} - 2Th \right| \end{aligned} \quad (5.12)$$

いま、 r_n の値を n が $-N$ から $+N$ まで平均すると

$$\overline{r_n} = 1/(2N+1) \sum_{n=-N}^N \left[\left| \sum_{m=-\infty}^{\infty} (a_{n+m} + a_{n'+m} - 2\alpha_m) h_{-m} \right| \right] \quad (5.13)$$

つぎに、 $\overline{r_n}$ が最小になる条件を考える。まず、十分条件として

$$h_{-m} = 0 \quad (m=0, \pm 1, \dots, \pm n,) \quad (5.14)$$

が成立すると $\overline{r_n}$ が最小値0になる。つぎに、必要条件として $\overline{r_n}$ が0になる場合には、ISI、すなわち、 h_m が0になることを証明する。 $\overline{r_n}$ に含まれる $2N+1$ 個の絶対値のいずれかが0になる点をブレイクポイント⁴⁾と称する。いま、各 h_m の値がブレイクポイントとブレイクポイントの間に存在する場合には、 $\overline{r_n}$ は各 h_m の線形関数になり、この範囲では $\overline{r_n}$ は最小値をとりえない。したがって、 $\overline{r_n}$ はブレイクポイントを与える h_m に対してのみ最小値となる。

ここで、以下の事項を仮定する。

1) トランスペアサルフィルタの入力端におけるインパルス応答が

$$w_m = 0, \quad |m| > M \quad (5.15)$$

を満たすものとする。すなわち、記録再生系で発生するISIが時間的に有限の長さを持つと近似する。

2) a_n は時間的に相関のないランダム値である。

3) 平均回数 N は、 $2N + 1 \gg 2M$ となる範囲に設定する。

以上から、 h_n の $2m$ 個の係数は独立に任意の値をとることができるから、式(5.13)の $2N + 1$ 個の絶対値がすべて0になるのは $h_n = 0$ となる場合だけである。すなわち、 $\overline{r_n}$ が最小値となるように各タップ係数を決めることで符号間干渉を除去できる。

ここで、トランスバーサルフィルタとして前述したLCを用いることを考えてみよう。LCの最初の比較器により、入力端におけるインパルス応答 $w(t)$ を識別再生した後のインパルス応答を w_n' とすると

$$\begin{aligned} w_n' &= 1 & n &= 0 \\ w_n' &= 0 & |n| &\geq 1 \end{aligned} \quad (5.16)$$

となる。したがって、LC通過後のインパルス応答は

$$\begin{aligned} h_n &= w_0 & n &= 0 \\ h_n &= w_n - C_n & |n| &\geq 1 \end{aligned} \quad (5.17)$$

と与えられる。すなわち、符号間干渉をそれに対応する各タップ係数で制御することにより除去できる。

つぎに、各タップ係数の値を決定する手法を述べる。式(5.13)に示す $\overline{r_n}$ からは、各タップ係数に対応する誤差信号を直接得ることはできない。したがって、各タップ係数を最適化するには、それぞれのタップ係数を逐次微小量変化させ、 $\overline{r_n}$ の最小値を求めなければならない。すなわち、初期段階では総当たりにより、各タップ係数の最適値を探索することが必要になる。最適値が見つかりとタップ係数をその前後にウオブリングすることで、常時最小値を維持することができる。

つぎに、等化精度を決めるために、ゲインの微小変化幅 Δ と平均回数およびSNRとの関係を明確にしよう。時刻 nT と $n'T$ におけるトランスバーサルフィルタの出力の雑音振幅を η_n と $\eta_{n'}$ とする。このとき $\overline{r_n}$ は次式で与えられる。

$$\overline{r_n} = 1 / (2N + 1) \sum_{n=-N}^N \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} (a_{n+m} + a_{n'+m} - 2\alpha_m) h_{-n} + \eta_n + \eta_{n'} \right] \quad (5.18)$$

したがって、平均後の雑音の分散 σ_H^2 は次式で与えられる。

$$\sigma_H^2 = 2\sigma^2 / (2N + 1) \approx \sigma^2 / N \quad (5.19)$$

ここで、 σ^2 はトランスバースフィルタの出力の雑音の分散である。いま、たとえ理想的に等化されたとしても、各タップ係数は、最大 $\pm 0.5\Delta$ の等化誤差が発生する。この等化誤差は $\pm 0.5\Delta$ の範囲に一様に分散していると仮定する。この等化誤差に起因する平均化後の雑音電力を σ_E^2 とすると、

$$\sigma_E^2 = \{2M / (2N + 1)\} \cdot (\Delta^2 / 12) \approx M\Delta^2 / 12N \quad (5.20)$$

したがって、全雑音電力 σ_T^2 は

$$\sigma_T^2 = \sigma_H^2 + \sigma_E^2 \approx (\sigma^2 / N) + (M\Delta^2 / 12N) \quad (5.21)$$

となる。いま、収束状態に近づいた時点で、あるタップ係数が 0.5Δ の等化誤差を持つものとする。この値から雑音 σ_T^2 の影響により誤って $1.5\Delta^4$ になる確率が $1/100$ 以下になるために必要な平均回数 N は、次式により求められる。

$$0.5\Delta = 2.33\sigma_T \quad (5.22)$$

一例として、 Δ が十分小さくでき、式 (5.21) の第2項が無視できる場合には

$$N \approx 21.7\sigma^2 / \Delta^2 \quad (5.23)$$

と与えられる。

5.3.3 実験結果

図4.11に示す自動等化器に簡易等化アルゴリズムを適用し、実際に収束特性を検証した。M系列で発生した信号をナイキスト周波数における振幅低下が10dBのフィルタに通し、さらにSNRが18.5dBになるような雑音を加え、自動等化器の入力に供給した。タップ係数 C_1, C_{-1} を逐次変化させ、式 (5.13) で与えた等化誤差が最小になる係数を求める。図5.7は、本アルゴリズムに従ってタップ係数を収束させた場合の一例である。横軸はタップ係数の相対値で、縦軸はその時の残留誤差である。タップ係数 C_1, C_{-1} の内、いずれか一方を最適値に固定し、他方のゲインを変化させた。両方の場合ともに、同じ係数の時に残留ISIの値が最小値の近くでほぼ一致し、本等

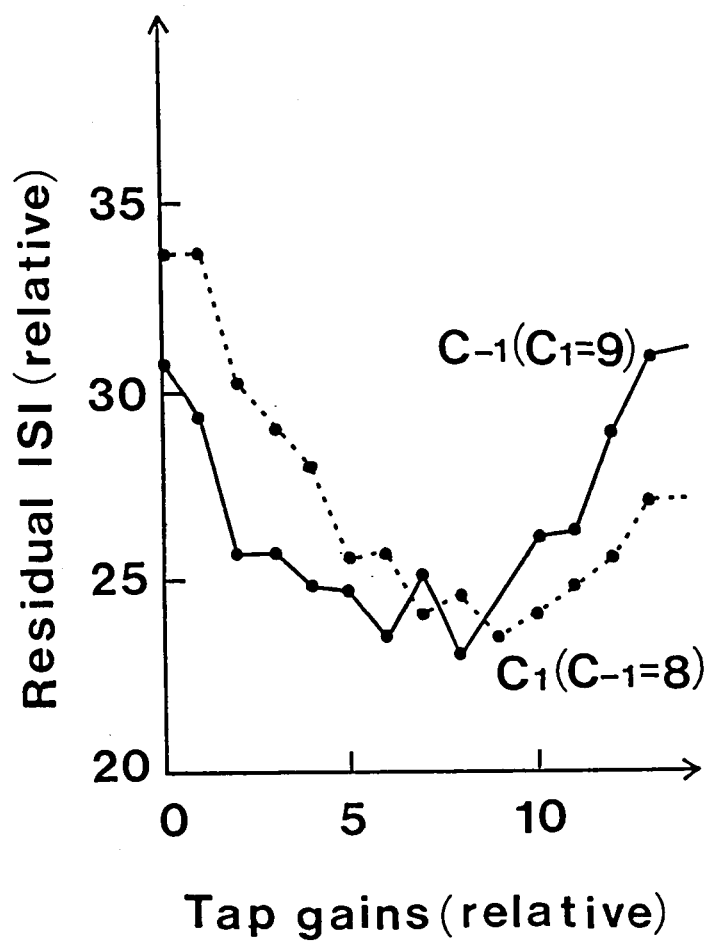
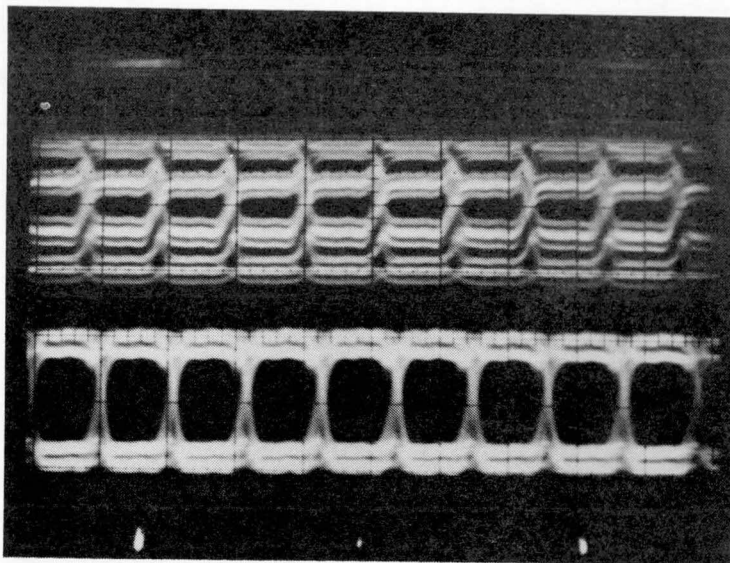


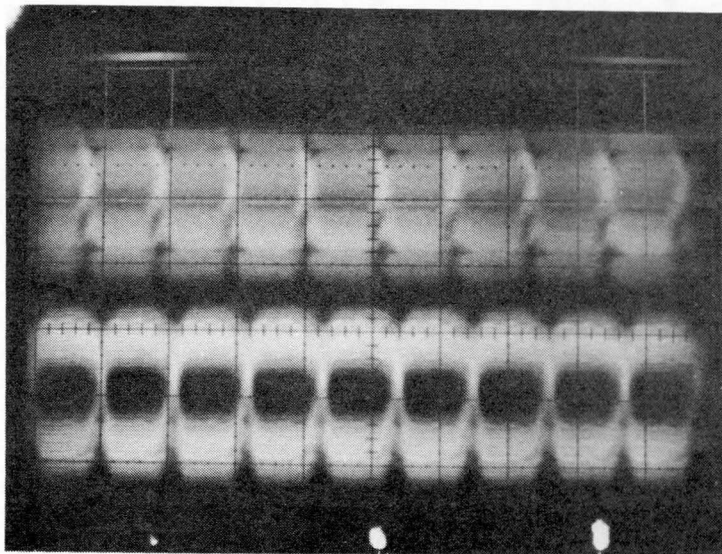
図 5.7 簡易等化アルゴリズムの収束特性



b e f o r e E Q

a f t e r E Q

(a) 付加雑音なし



b e f o r e E Q

a f t e r E Q

(b) 付加雑音あり

図 5.8 簡易等化アルゴリズムの
等化前後のアイパターン

化方式がタップ係数の収束値を与えることが分かる。この係数の収束値は、5.2で述べた適応型ゼロ・フォーシング・アルゴリズムで得られたものと同じになった。なお、イテレーション1回当たりのサンプル数（誤差平均回数）は8000とした。約16回のイテレーションでタップ係数を収束することができた。イテレーション1回当たりの所要計算時間は約1秒であった。図5.8(a), (b)に同じ条件下で付加雑音の有無の場合の等化前後のアイパターンを示す。この図からも良好な収束特性が得られることが分かる。

5.4 まとめ

自動等化器は記録システムの高密度化、無調整化、高信頼化を進める上で必要不可欠である。前章で述べたフィードフォワード形非線形等化器(QLE)を基本にして、高速デジタル記録システムに適用できるデジタル自動等化器を開発した。

(1) 等化器の収束アルゴリズムとして、乗算操作を必要としない簡易収束アルゴリズムを考案した。このアルゴリズムは、トランスバーサルフィルタの出力信号を比較器で識別再生し、符号"1"あるいは"0"に応じて独立に各識別点の値をサンプルホールドし、さらに加算器でこれらの信号振幅の和を取ることで、等化誤差を得てタップ係数を制御する。

(2) 3タップのデジタルトランスバーサルフィルタを有し、そのタップ係数をマイクロコンピュータにより制御する自動等化器を試作し、(1)のアルゴリズムにしたがって波形等化を試みた。ナイキスト周波数における信号振幅の低下が10dB、SNRが18.5dBの条件下で、約16回のイテレーションでタップ係数を収束させることができた。イテレーション1回当たりのサンプル数（誤差平均回数）は8000、イテレーション1回当たりの所要計算時間は約1秒であった。

(3) 他の収束アルゴリズムとして、R. W. Luckyによって与えられた適応型ゼロ・フォーシング・アルゴリズムを検討した。一般に、適応形等化器は収束状態においてもタップ係数が常時微小値だけ変化し、これに伴い符号誤り率も上下する。QLEを用いると、このような問題は軽減でき、良好な収束特性が得られた。

5. 5 参考文献

- 1) 三田, 泉田, 土居: " デジタル記録システムのための雑音増加を伴わない信号検出方式とその自動等化器への適用", 信学論 (C), J 69-C 12, pp. 1526-1534 (1986)
- 2) A. Gersho, T. L. Lim; " Adaptive Cancellation of Intersymbol Interference for Data Transmission ", BSTJ, 60, 11, pp.1997-2021 (1981)
- 3) R. W. Lucky: " Automatic Equalization for Digital Communication ", BSTJ 44, 4, pp.547-587 (1965)
- 4) R. W. Lucky: " Techniques for Adaptive Equalization of Digital Communication Systems ", BSTJ, 45, 2, pp.255-286 (1966)
- 5) 三田, 泉田, 土居, 他2: " 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)
- 6) 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)
- 7) S. Mita, M. Izumita, N. Doi, Y. Eto: " Adaptive Equalization Techniques for Digital Video Recording Systems ", SMPTE J., 97, 1 pp.8-12 (1988)
- 8) S. Mita, M. Izumita, N. Doi, Y. Eto: " Automatic Equalizer for Digital Magnetic Recording Systems ", IEEE Trans. Magn., MAG-23, pp.3672-3674 (1987)

第6章 誤り訂正符号の構成

6. 1 はじめに

画像を符号化したデータに対する符号誤りの許容値は、基本的には人間の視覚特性で決まる。実験によれば、符号誤り率 10^{-7} が視覚的検知限¹⁾である。D V T Rの特長は、ダビングによる画質劣化がないことにある。例えば、10回ダビングしても画質劣化が視覚的検知限以下になるには、元の符号誤り率が 10^{-8} 以下であればよい。D V T Rでは、高密度化に伴い、再生信号中にある程度の符号誤りが発生することは避け難く、符号誤り率を視覚的検知限以下にするには、誤り訂正が不可欠である。D V T Rに適した誤り訂正方式を構築するには、実際の符号誤りの分布を調べる必要がある。D V T Rにおける符号誤りの発生頻度分布の1例を図6. 1に示す。横軸はワード(Word: 8ビット)単位で見た符号誤りの長さである。縦軸は各長さにおける誤り個数である。発生頻度の最も大きい誤りは、長さが1ビットのランダム誤りと呼ばれるものである。この誤りは主にテープ雑音、プリアンプ雑音、ヘッドの熱雑音などに起因して発生する。また、誤り長さの長いバースト誤りはテープの傷やゴミなどに起因して発生する。この測定では、全測定ワード数 2.4×10^7 に対して、平均ワード誤り率が約 10^{-4} であった。1ワードが8ビットであるので、ビット誤り率に換算すると約 10^{-5} になる。このように、通常誤り訂正前の符号誤り率は平均的に 10^{-5} 台になる²⁾から、誤り訂正符号としては、これを少なくとも約3桁向上できる能力が必要になる。さて、符号誤り訂正能力は以下の3点で決る。

- (1) 誤り訂正符号の選択
- (2) 誤り訂正符号の構成
- (3) 誤り復号方式

(1) の誤り訂正符号を選択するに当たっては

- (イ) ランダム、バーストいずれの誤りに対しても訂正能力が高いこと、
- (ロ) 画素単位(8ビット)で符号構成が可能であること、

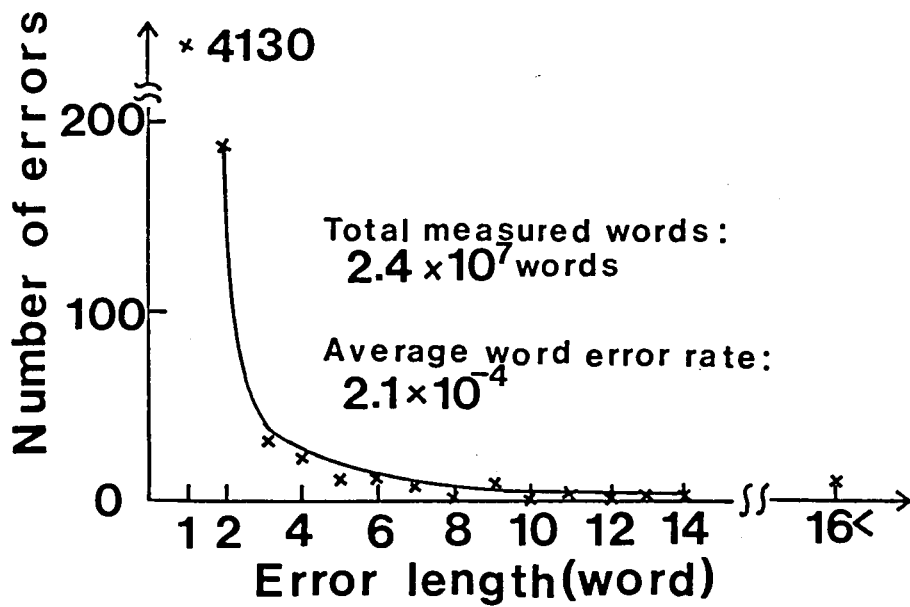


図 6. 1 デジタルVTRにおける符号誤りの分布

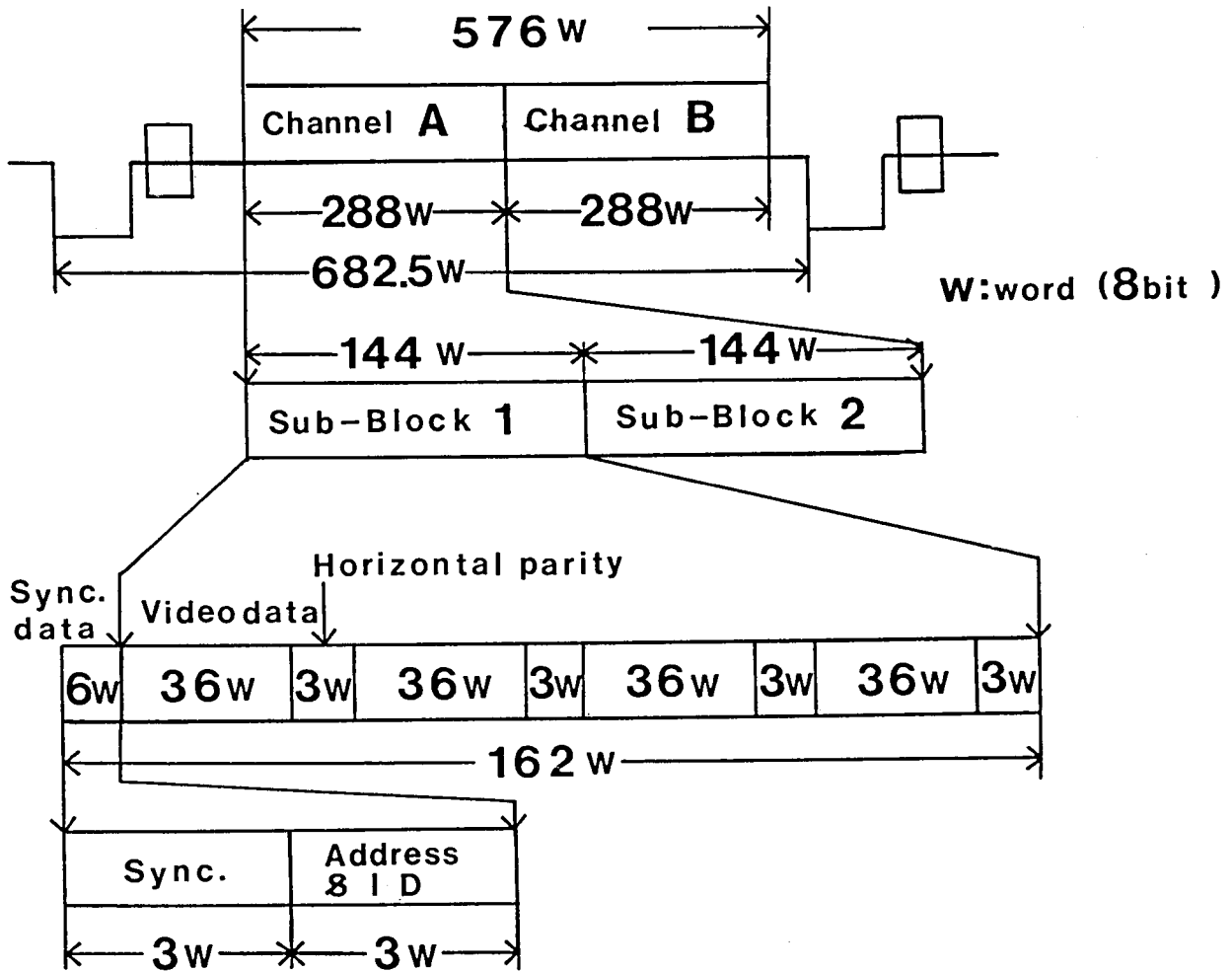
(ハ) 回路構成が実用的であること、
等を考慮する必要がある。このような条件を満たす符号³⁾にリードソロモン符号(RS: Reed-Solomon Code)とb-隣接符号(b-Adjacent Code)がある。

また、(2)の符号構成に当たっては、良好な画質を維持するために
(イ) 訂正能力を超える誤りが発生しても、誤訂正にならないこと、
(ロ) 最低限誤りの検出ができ、これにより相関のある画素で誤り部分を確実に置換できること、
を満たすようにしなければならない。

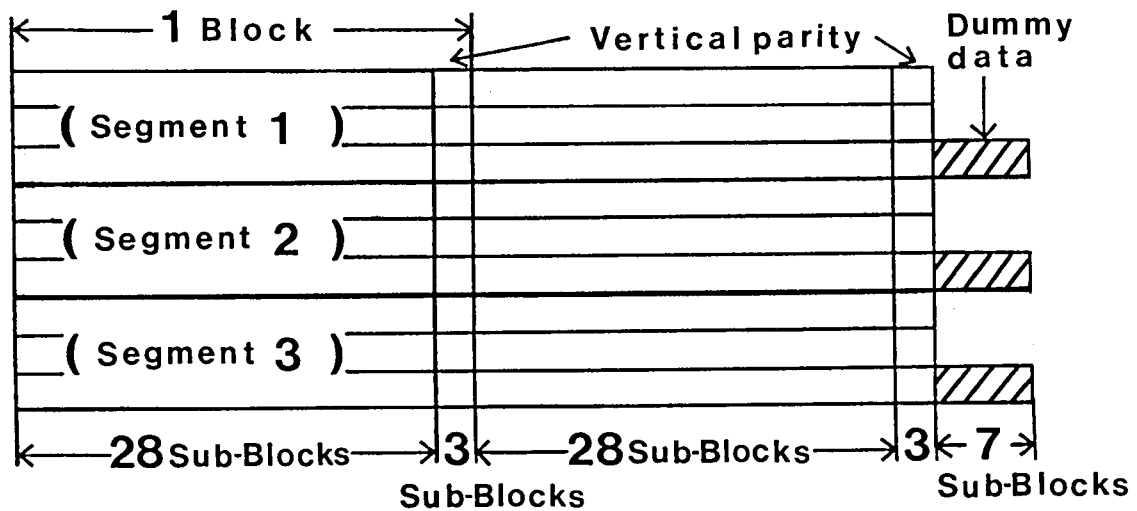
さらに、(3)の誤り復号方式に関しては、高能率のアルゴリズムにより、誤り訂正のためのパリティをあまり増すことなく、訂正能力を向上できることが望ましい。

6. 2 誤り訂正符号の構成

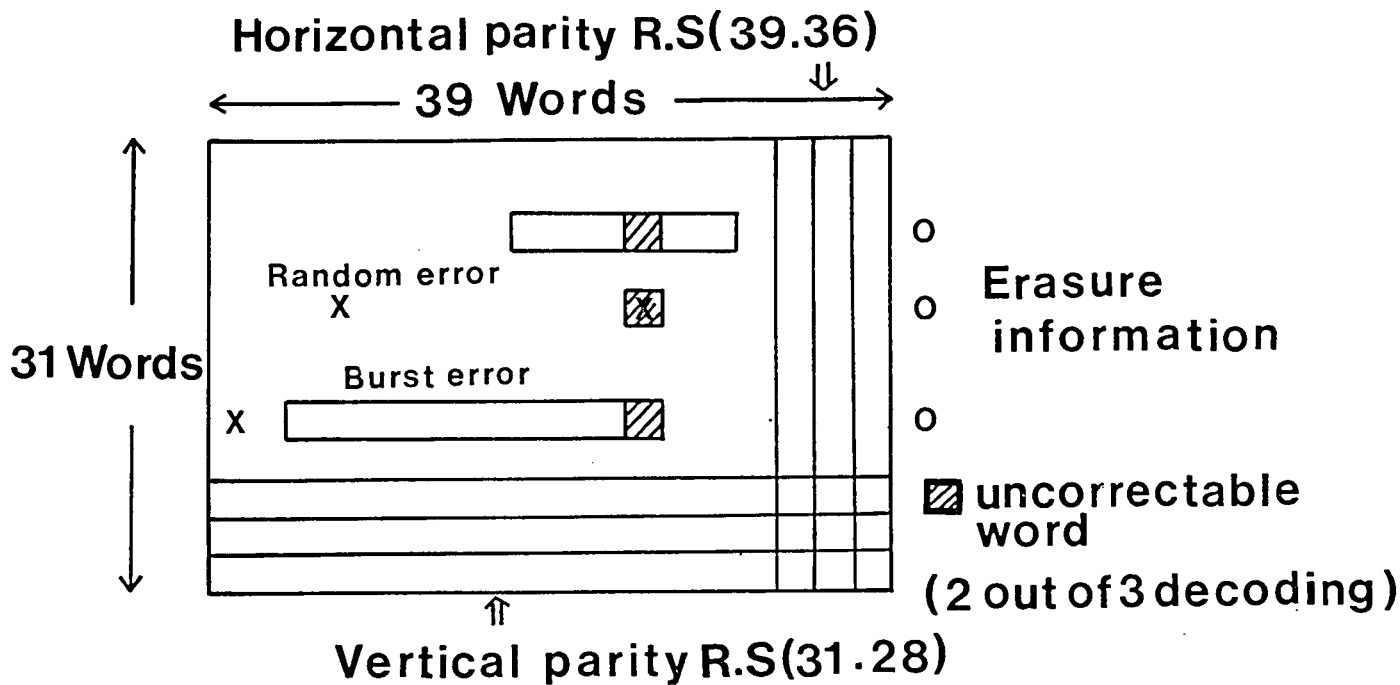
図6. 2にD V T R 試作機の誤り訂正符号の構成例⁴⁾を示す。1水平走査線に含まれている576個の有効画素を2チャンネル(Channel A, Channel B)に分割する。さらに、各チャンネルを2つのサブブロック(Sub-Block1, Sub-Block2)に分ける。サブブロックでは、36画素(36W)毎に3画素(3W)の水平パリティチェックコード(HPC:Horizontal Parity Check Code)を付加する。また、サブブロックの先頭には、再生時にサブブロック内の画像データやHPCが所定の順序に配列できるように同期データ(Sync. Data)、番地データ(Address Data)を付加する。さらに、28サブブロックに対し、3サブブロックの垂直パリティチェックコード(VPC:Vertical Parity Check Code)を付加し、2重符号化する。これをブロック(Block)と呼ぶ。1ブロック内には14走査線にわたる画像データが含まれることになる。1ブロックには、図6. 2(C)に示すHPC、VPCを備えた誤り訂正の基本構成が112個存在する。この図から、画像データに対する誤り訂正のためのパリティの割合(冗長度)は約20%である。つぎに、6ブロック毎に、ダミーデータ(Dummy Data)を付加し、セグメント(Segment)を構成する。ヘッドがテープ上を1回走査するごとに、1セグメント分のデータが記録される。TV画像の1フィールドは、図6. 2(b)に示すように、各チャンネルが3セグメントに分割され、両チャンネル併せて6セグメントからなる。すなわち、1フィールドのデータをテープ上に6ト



(a) 1 水平走査線の符号構成



(b) 1 フィールドの符号構成



(c) 1ブロックの符号構成

図 6.2 デジタルVTRの誤り訂正符号の構成

- (a) 1水平走査線の符号構成
- (b) 1フィールドの符号構成
- (c) 1ブロックの符号構成

トラックに分割して記録する。ここで、ダミーデータ期間は、ヘッドの切り替えに使用する。ちなみに、現在のアナログ方式VTRでは、1フィールドのデータをテープ上に1トラックで記録する。

6.3 誤り訂正符号の復号手順

HPC、VPCを用いて誤り訂正する手順を以下に説明する。誤り訂正符号には拡大体GF(2⁸)上のリードソロモン符号を用いる。各画素をW_n、3個のパリティをP、Q、Rと定義する。これらのW_n、P、Q、Rは、“1”あるいは“0”の2元表示すると、8ビットの長さを持つ符号になる。

符号長をnバイトとすると、RS(n、n-3)のパリティ検査行列Hは4 ≤ n ≤ 255の範囲で次式で与えられる。

$$H = \begin{pmatrix} I & I & I & \dots & I & I \\ T^{n-1} & T^{n-2} & T^{n-3} & \dots & T & I \\ T^{2(n-1)} & T^{2(n-2)} & T^{2(n-3)} & \dots & T^2 & I \end{pmatrix} \quad (6.1)$$

ただし、Iは8行8列の単位行列、Tは次のような係数を持つ行列である。

$$T = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (6.2)$$

各画素W_n、3個のパリティP、Q、Rは式(6.1)と次式の関係がある。

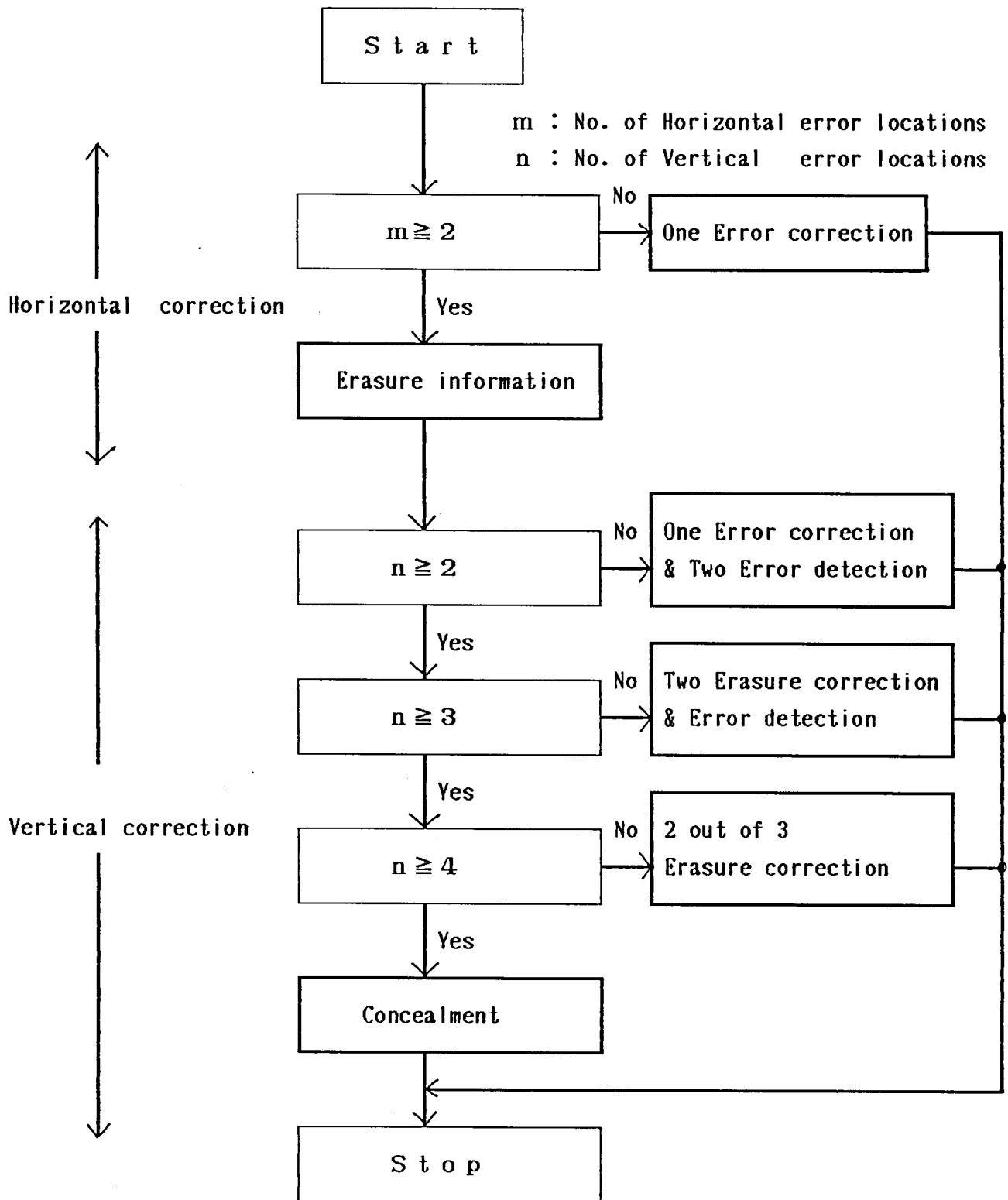


図 6.3 誤り訂正手順

$$\begin{matrix}
 & \begin{matrix} W_{n-1} \\ W_{n-2} \\ \vdots \\ \vdots \\ P \\ Q \\ R \end{matrix} \\
 \begin{matrix} [H] \end{matrix} \cdot & = & \begin{matrix} \begin{matrix} \mathbf{O} \\ \mathbf{O} \\ \mathbf{O} \end{matrix} \end{matrix}
 \end{matrix} \tag{6.3}$$

すなわち、各画素あるいはパリティに符号誤りがなければ、これらの符号が構成する列ベクトルとパリティ検査行列は直交する。

全体の訂正（復号）手順を図6.3により説明する。まず、基本的には、図6.2(c)のHPCを用いて、水平方向に見て符号誤りを訂正し（水平訂正）、つぎに、VPCにより垂直方向に見て符号誤りを訂正する（垂直訂正）。

HPCは3ワードで構成されているから、各符号間の距離は4になる。この場合、図6.2(C)に示す水平方向に配列された39ワード内の誤りが1個（1ワード）であれば、HPCによりこれを訂正できる。誤りが2個（2ワード）以上の場合にはこれを検出し、図6.2(c)に示すように、イレージャ情報(Erasure Information)を出す。水平訂正は長さが1ワード以下のランダム誤りに有効である。

垂直訂正は、このイレージャ情報を用いてイレージャ訂正（消失訂正）を行う。イレージャ訂正とは、誤りの位置(Error Location)を予め知ることにより、誤り部分を一括して、訂正する方法の総称である。リードソロモン符号の訂正には、誤りの位置と誤りの大きさ(Error Value)を知る必要がある。ここで、誤りの大きさとは、8ビットの組合わせで生じる様々な誤りパターンのことである。VPCは3ワードで構成されているから、各符号間の距離はHPCと同じ4であり、本来、図6.2(C)に示す垂直方向に配列された31ワード内の1個の（1ワード）誤りしか訂正できない。ところが、イレージャ訂正を行うと、最大3個（3ワード）の誤りまで訂正できる。訂正はイレージャ数に応じて、場合わけして行う。極端に誤りが多く、訂正できない場合には、相関の強い1フィールド前のデータにより、誤り部分を置換する。以下、水平訂正と垂直訂正過程を詳述する。

6. 3. 1 水平訂正

受信されたシンボルを U_n 、符号誤りを E_n とすると

$$\begin{pmatrix} U_{n-1} \\ \vdots \\ U_2 \\ U_1 \\ U_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_{n-1} \\ \vdots \\ P \\ Q \\ R \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} E_{n-1} \\ \vdots \\ E_2 \\ E_1 \\ E_0 \end{pmatrix} \quad (6. 4)$$

となる。シンドローム S_0 , S_1 , S_2 は次式で定義される。

$$\begin{pmatrix} S_0 \\ S_1 \\ S_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_{n-1} \\ \vdots \\ U_2 \\ U_1 \\ U_0 \end{pmatrix} \quad (6. 5)$$

1) 受信系列に誤りがなければ $S_0 = S_1 = S_2 = 0$

2) i 番目の受信シンボルに誤りがあると

$$\begin{aligned} S_0 &= E_i \\ S_1 &= T^i E_i \\ S_2 &= T^{2i} E_i \end{aligned} \quad (6. 6)$$

となる。シンドローム S_0 , S_1 , S_2 から誤り位置 i が次式で与えられる。

$$T^i = S_1 / S_0 = S_2 / S_1 \quad (6. 7)$$

誤りの大きさは S_0 から知ることができるから、この S_0 を誤り位置に Mod 2. で加算すると誤り訂正ができる。式 (6. 7) が成立しない場合あるいは誤り位置が 39 を超える場合は、2個以上の誤りが発生した場合であり、これを検出し、イレージャ情報 (Erasure information) を出す。以下イレージャ情報を使用する垂直訂正の手順を図

6. 4により説明する。

6. 3. 2 垂直訂正

垂直訂正はHPCから得られるイレージャ情報を用いてイレージャ訂正（消失訂正）を行う。この場合、図6. 2（C）の縦方向31ワードに対し、つぎの3種類の訂正方式が選択できる。

（1）3ワード誤り訂正

（2）2ワード誤り訂正および1ワード誤り検出

（3）1ワード誤り訂正および2ワード誤り検出

（1）は訂正能力が高いが、誤訂正の確率も高い。一方、（2）は誤りの検出能力を持つため、誤訂正する確率は少ないが、訂正能力も低い。そこで、土居⁵⁾、泉田⁶⁾とともに筆者は（1）と（2）の両方の利点を合せ持つ”2 OUT OF 3”と称する復号方式を考案した。

まず、本方式の着眼点を説明する。いま、訂正方式（2）では、通常イレージャ情報が2個以下であれば訂正できるが、3個以上の場合には検出のみに留る。図6. 2（C）において水平方向の39ワードの中に、1ワードの誤りが生じても、イレージャ情報が立つから、ランダム誤りが多い場合には、イレージャ情報の発生する機会が増す。

しかし、訂正方式（2）の訂正範囲を超える3個以上のイレージャ情報が生じても、垂直方向に見ると、3個同時に誤っている場合は少ない。図6. 2（c）に、その例を示しているように、3個のイレージャ情報が生じても、垂直方向で見ると同時に符号誤りが有るのは1列(uncorrectable word)だけである。したがって、垂直方向で見て、イレージャ情報の真偽が判定できれば、イレージャ情報を低減でき、訂正方式（2）でも実質的に（1）に相当する訂正能力が得られる。

（イ）イレージャ情報が1個の場合：

前述した式（6. 6）、式（6. 7）に従って、訂正する。

（ロ）イレージャ情報が2個の場合：

2個のイレージャ情報を i 、 j とする。イレージャ情報 i 、 j に対応する垂直方向のある特定の列の誤りの大きさを E_i 、 E_j とする。この時、シンδροーム S_a 、

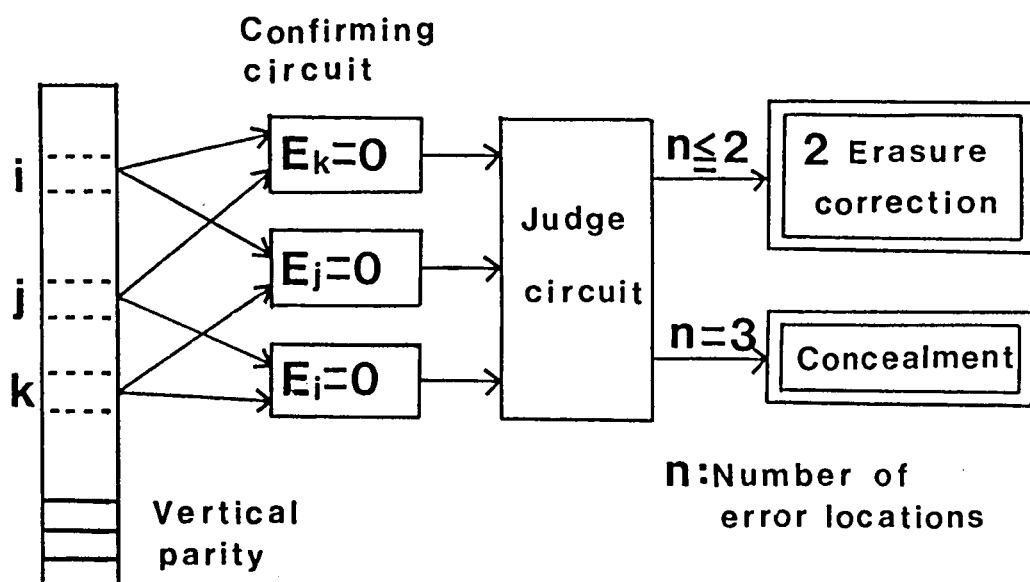


図 6.4 2 OUT OF 3 垂直訂正アルゴリズム

S_1, S_2 は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} S_0 &= E_i + E_j \\ S_1 &= T^i E_i + T^j E_j \\ S_2 &= T^{2i} E_i + T^{2j} E_j \end{aligned} \quad (6.8)$$

式(6.8)より、誤りの大きさ E_i, E_j はつぎのように求められる。

$$\begin{aligned} E_i &= (T^i S_0 + S_1) / (T^i + T^j) \\ E_j &= (T^j S_0 + S_1) / (T^i + T^j) + S_0 \end{aligned} \quad (6.9)$$

式(6.8)、(6.9)から

$$\begin{aligned} S_2 &= T^{2i} (T^j S_0 + S_1) / (T^i + T^j) \\ &\quad + T^{2j} (T^i S_0 + S_1) / (T^i + T^j) \end{aligned} \quad (6.10)$$

が成立する。この式が成立する場合には、誤りの大きさ、位置が既に求められているから、これにより誤りを訂正する。式(6.10)が成立しない場合には、与えられたイレージャ情報以外にも誤りがある場合であり、これを検出する。

(ハ) イレージャ情報が3個の場合：

3個のイレージャ情報を i, j, k 、対応する誤りの大きさを E_i, E_j, E_k とする。シンδροーム S_0, S_1, S_2 は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} S_0 &= E_i + E_j + E_k \\ S_1 &= T^i E_i + T^j E_j + T^k E_k \\ S_2 &= T^{2i} E_i + T^{2j} E_j + T^{2k} E_k \end{aligned} \quad (6.11)$$

式(6.11)において、3個のイレージャ情報の内、 $E_i=0, E_j=0, E_k=0$ のいずれかが成立すると、この場合に限って次式が成立する。

$$\begin{aligned} S_2 &= T^{j+k} S_0 + (T^j + T^k) S_1 \\ S_2 &= T^{k+i} S_0 + (T^k + T^i) S_1 \\ S_2 &= T^{i+j} S_0 + (T^i + T^j) S_1 \end{aligned} \quad (6.12)$$

そこで、図6.5に示すように、(6.12)の3個の方程式を逐次検証する。いずれかが成立すれば、前述したように、HPCから3個のイレージャ情報が与えられても、真のイレージャ情報は2個しかないことを意味する。これゆえ、式(6.9)、(6.

10)に従って、イレージャ訂正する。また、式(6.12)が成立しない場合には、誤りを検出し、この部分を相関の強い画像信号で置換する。このように、式(6.12)で、1度イレージャ情報の真偽を確認した後、誤り訂正する方法を”2 OUT OF 3”復号方式と称する

6.3.3 性能評価

ランダム誤りを想定して”2 OUT OF 3”復号方式の性能を評価する。ビット誤り率を p とするとRS符号の1シンボルは8ビットからなるから、シンボルの誤り確率 P は

$$P = 1 - (1 - p)^8 \quad (6.13)$$

となる。水平方向のRS(39, 36)は1誤り訂正2誤り検出可能で、3シンボル以上の誤りに対しては $1 / (255)^2$ で見逃す。しかし、ビット誤り率が小さい場合、2シンボル以下の誤り発生確率に対し、3シンボル以上の誤り発生確率は小さく無視できる。したがって、39ワード中の2シンボル以上の誤りをすべて検出できるとした場合の誤り検出確率 P_e は次式で近似できる。

$$P_e \cong \sum_{i=2}^{39} {}_{39}C_i P^i (1 - P)^{39-i} \quad (6.14)$$

水平方向の誤りを検出した場合、39ワード中に含まれる平均誤りシンボル数 Ne は

$$Ne = \left\{ \sum_{i=2}^{39} i {}_{39}C_i P^i (1 - P)^{39-i} \right\} / P_e \quad (6.15)$$

となる。したがって、水平方向の復号でイレージャシンボルとされたシンボルが本当に誤っている確率 P_E は次式で与えられる。

$$P_E = Ne / 39 \quad (6.16)$$

垂直方向のRS(31, 28)の復号方法として、3イレージャ訂正、2 OUT OF 3イレージャ訂正する場合のシンボル当たりの訂正不能になる確率を P_3 、 $P_{2 \text{ out of } 3}$ とする。3イレージャ訂正では、イレージャ情報が4個以上発生すると訂正不能になる。イレージャ情報の発生確率は P_e で与えられるから、 P_3 は次式となる。

$$P_3 = \left\{ \sum_{i=4}^{31} i {}_{31}C_i P_c^i (1 - P_c)^{31-i} \right\} / 31 \quad (6.17)$$

一方、2 OUT OF 3イレージャ訂正では、イレージャ情報が3個発生した時に、その中に真の誤りが同時に3個含まれる場合のみ訂正不能になるから、

$$P_{2 \text{ out of } 3} = \left\{ \sum_{i=4}^{31} i {}_{31}C_i P_c^i (1 - P_c)^{31-i} \right\} / 31 \\ + \left\{ 3 {}_{31}C_3 P_c^3 (1 - P_c)^{28} P_E^3 \right\} / 31 \quad (6.18)$$

式(6.15)、(6.16)において、 p が 10^{-3} 以下では P_E は約 $2/39$ となり、 P_3 、 $P_{2 \text{ out of } 3}$ の値はほぼ等しくなる。 P_3 と $P_{2 \text{ out of } 3}$ の計算結果を図6.5に示す。この図から見られるように、訂正前のワード誤り率 10^{-3} (≒ビット誤り率 10^{-4})に対し、訂正後のワード誤り率 10^{-8} (≒ビット誤り率 10^{-9})が得られ、初期の目標を達成できた。

つぎに、符号誤りが多く、訂正できない場合の誤訂正確率について、両方式を比較する。式(6.12)において、イレージャ情報以外に誤りがある場合に、これらの式が成立する確率は $1/256$ 以下である。したがって、式(6.12)の中の少なくとも一つが成立する確率は $1 - (255/256)^3$ で与えられる。したがって、2 OUT OF 3イレージャ訂正方式の誤訂正確率は、3イレージャ訂正方式の約 $1/100$ 以下になる。すなわち、HPCで検出漏れが生じた場合に、3イレージャ訂正方式では誤り検出ができず、そのまま画面上に表示され画質を損なう。一方、2 OUT OF 3イレージャ訂正方式では、少なくともイレージャ情報が発生した部分に対しては、確実に相関の大きい画面で置換することができ、視覚的に劣化を目立たなくできる。

つぎに、バースト誤り訂正能力について検討する。図6.2に示すようにVPCは14走査線に渡ってインタリーブされたデータに対して付加され、しかも、この内の2サブブロックの誤りを訂正できる。すなわち、走査線半分に渡るバースト誤り(約288ワード)を訂正できる。図6.1に示すように、長い誤りの発生頻度は低く、本誤り訂正符号はバースト誤りに対しても実用上十分な訂正能力を有すると考えられる。なお、バースト誤り訂正能力は用いるメモリを増加するだけで向上できるので、装置規模との兼ねにより決まる。

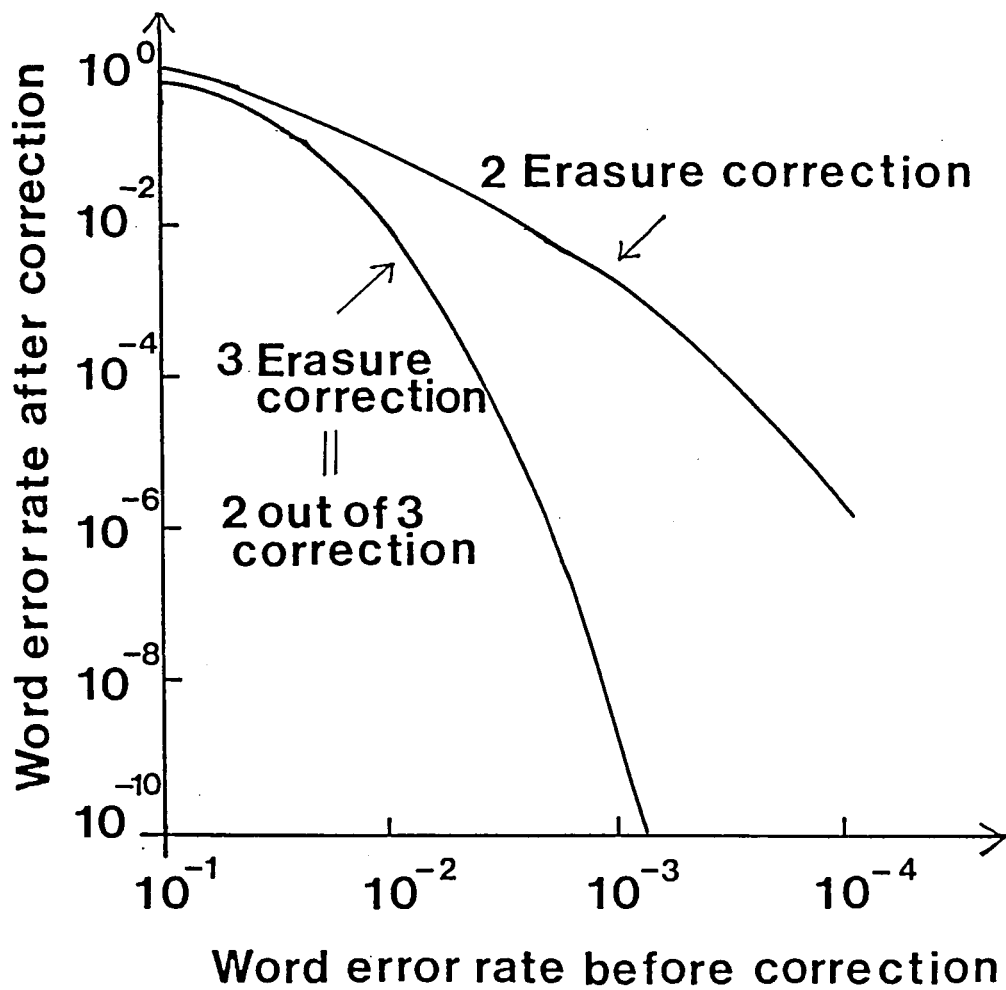


図 6.5 2 OUT OF 3 誤り訂正方式の性能

6. 4 実験結果

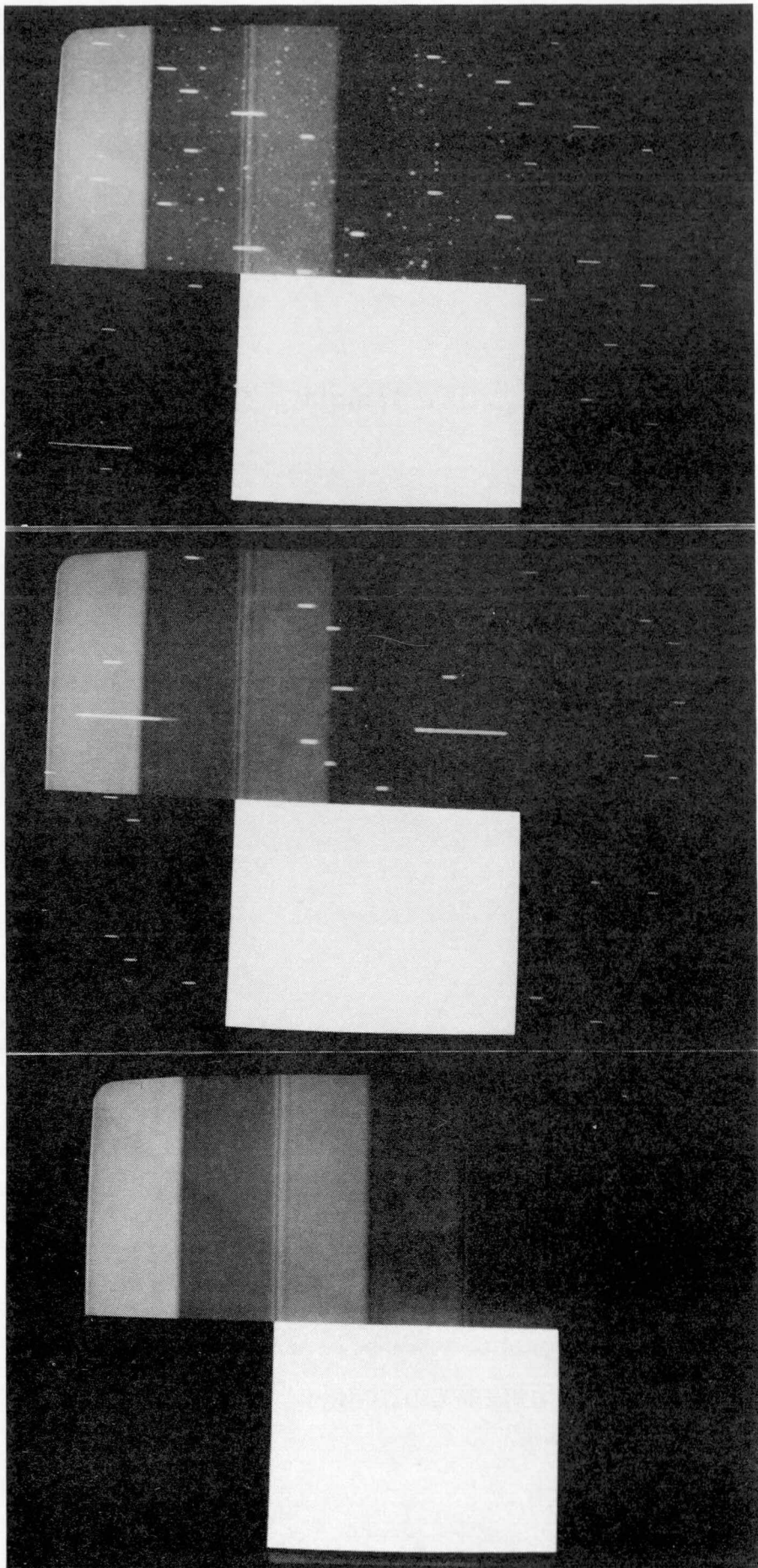
擬似的にランダム誤り、バースト誤りを発生させ、これを画像信号に加え、本訂正符号の能力を調べた。図6. 6は誤り訂正符号の効果を示す写真で(a)の細かい白点はランダム誤り、白線はバースト誤りである。このときの符号誤り率は約 10^{-4} である。図6. 6(b)はHPCにより、水平訂正を行った画面であり、ランダム誤りが訂正できている。さらにVPCによりバースト誤りと残留ランダム誤りを訂正すると図6. 6(c)のようになり、符号誤りが完全に除去できる。

図6. 7は製品ロットの異なるメタルテープに記録再生した信号を用いて、HPCの誤り訂正能力を測定したものである。図の中の○×は異なるロットの水平訂正後の誤り率である。直線Aは訂正を行わない場合で、この直線に近いほどバースト誤りが多く、水平訂正の効果が少ないことを意味する。直線BはHPCで訂正した場合の理論値であり、この直線に近いほどランダム誤りが多いことになる。実際の誤りは、両方の誤りが混在し、直線AとBの中間に存在する。全てのテープから発生する符号誤りに対してHPCが有効であることが確認できた。また、図から分かるように符号誤り率はいずれも 10^{-4} 以下であり、さらにVPCを適用すると、ここで測定された誤りはすべて完全に訂正できた。

図6. 8は実際の再生画像における誤り訂正符号の効果を示す写真で、(a)は訂正前(b)は訂正後であり、符号誤りは完全に訂正できた。

6. 5 まとめ

DVTRで発生する符号誤りの訂正に適した誤り訂正符号の構成に関して述べた。リードソロモン符号(RS)を用いた積符号を構成し、水平訂正符号はRS(39, 36)に、垂直訂正符号はRS(31, 28)に選んだ。本構成では誤り訂正に必要な冗長度は約20%になる。水平方向に1誤り訂正、2誤り検出を行う。また、垂直方向には今回新しく2 out of 3イレージャ(消失)訂正方式を考案した。本方式は3イレージャ(消失)訂正と同等の訂正能力を有し、しかも誤訂正確率は $1/100$ 以下に低減できる特長を持つ。本誤り訂正符号は、ランダム誤りに対しては、訂正前の誤り率が



(a) 符号誤り付加

誤り率 約 10^{-4}

(b) 水平訂正後

(c) 垂直訂正後

図 6.6 誤り訂正符号の効果

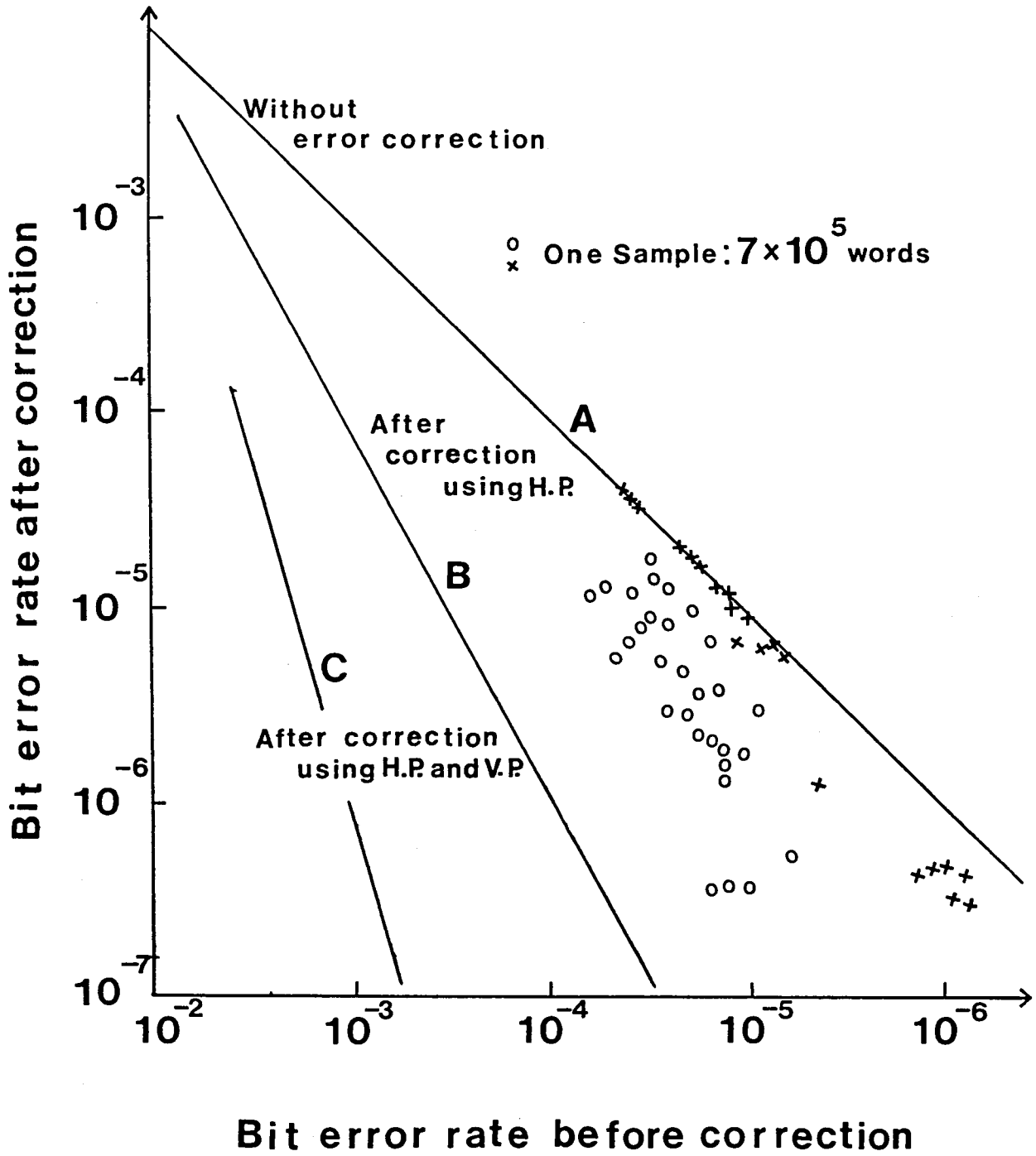
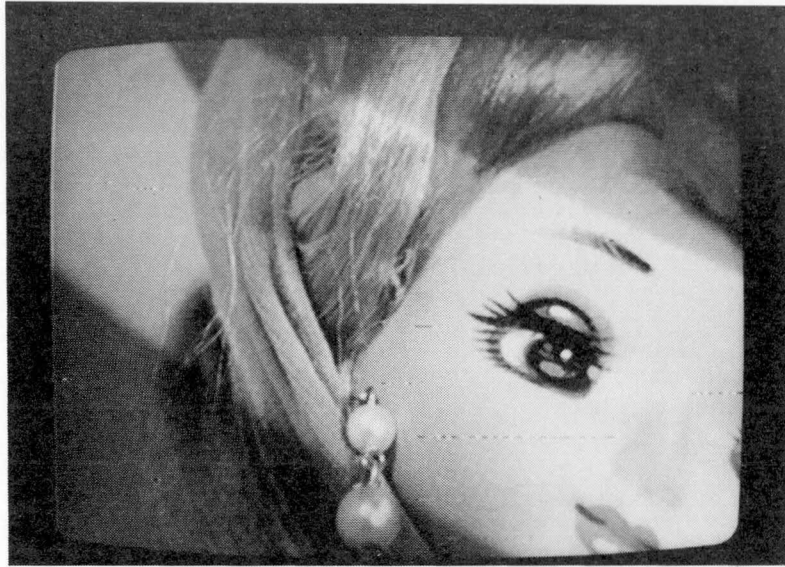


図 6.7 誤り訂正符号の訂正能力



(a) 誤り訂正なし



(b) 誤り訂正あり

図 6.8 再生画像における誤り訂正符号の効果

10^{-4} の場合でも5桁の改善能力を有し、視覚検知限界誤り率 10^{-8} を満足し得る。またバースト誤りに対しては、誤り訂正符号および画像信号をチャンネル間にインターリーブすることにより、1走査線(約4000ビット)にわたる誤りまで訂正できた。実際に上述の構成の誤り訂正符号を試作したDVT Rに適用し、発生した誤りがすべて視覚的検知限界以下になることを確認した。

6. 6 参考文献

- 1) BBC Research Department Report No. 1972/14 : " Pulse Code Modulation of Video Signals : Subjective Effect of Random Digit Errors ", (1972)
- 2) 中川 : " ランダム, バースト誤りを考慮したPCM-VTR用鎖状符号の一構成法, テレビ技報, VR32-3 (1978)
- 3) 宮川, 岩垂, 今井 : " 符号理論", 昭晃堂
- 4) S. Mita, M. Izumita, N. Doi and M. Umemoto : " Digital Video Recording Techniques Using 1/2 Inch Metal Particle Tape ", IEEE Trans. Consumer Electronics, CE-31, 3, pp.386-396 (1985)
- 5) 土居, 泉田, 三田 : " デジタルVTR用 m out of l 消失訂正方式の開発" 昭60テレビ全大, 7-15
- 6) 泉田, 三田, 土居 : " デジタル録画における可変速再生方式の検討" 信学技報, MR86-6 (1986)

第7章 デジタルVTRの構成

7. 1 小形デジタルVTR試作

第2章から第6章に述べた技術を用いて試作したDVTRの諸元を表7. 1、機能ブロックダイアグラムを図7. 1に示す。現行NTSCコンポジット信号をカラーTV色信号の副搬送波周波数の3倍に当たる10. 7MHzでサンプリングし、8ビットで量子化した。符号化レートは86Mbpsである。誤り訂正符号のパリティによるデータの増加があり、最終記録レートは92Mbpsになった。市販されている家庭用VTRの1/2インチカセットに、13 μ m厚さのメタルテープを装着し、上記データレートにおいて約1時間録画できる。トラックピッチは30 μ m、記録波長は0. 76 μ m（1ビット当たりの長さは0. 38 μ m）である。さらに、第4、5章で述べたQLEを適用すると、1ビット当たりの長さは0. 19 μ mに高密度化でき、記録時間は2時間になる。

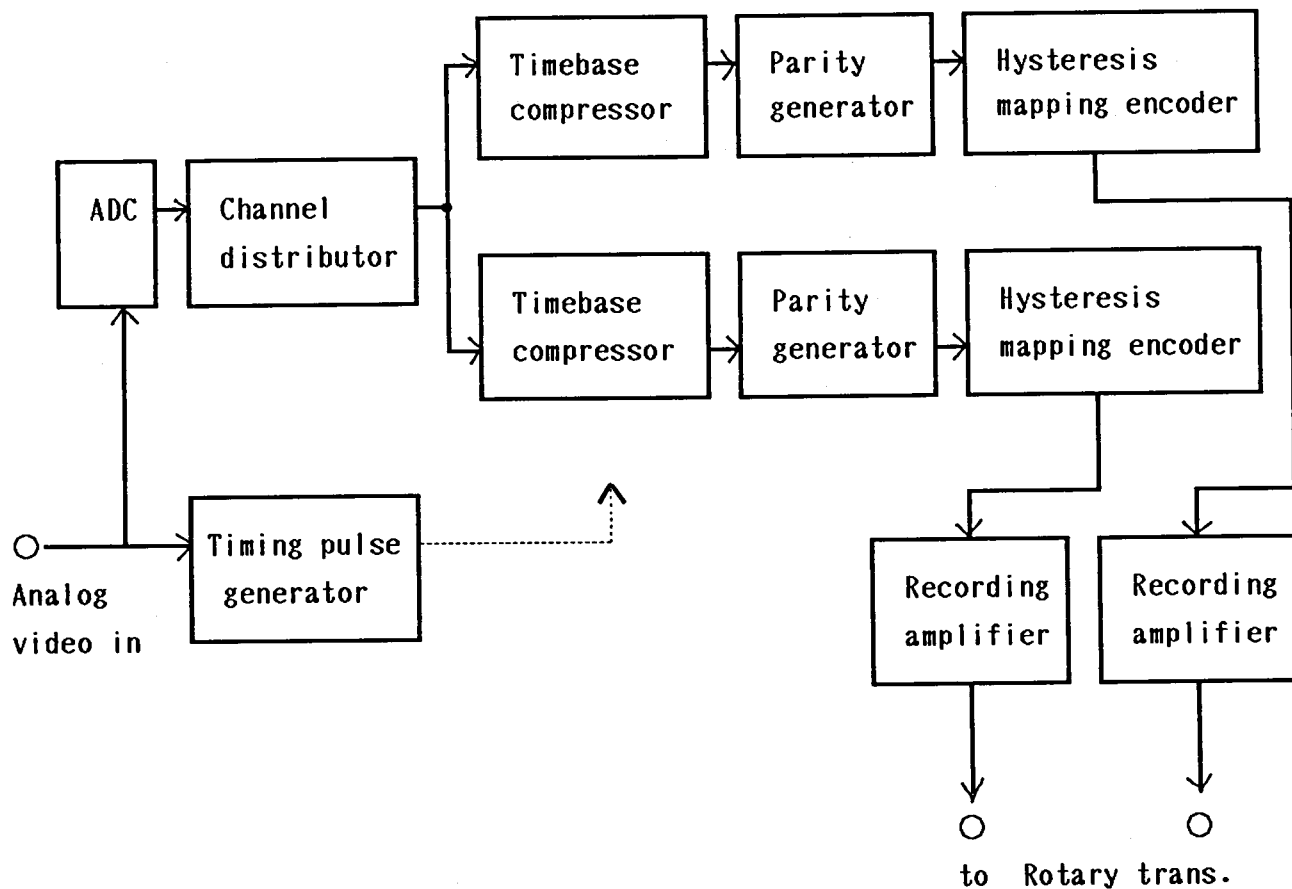
記録再生は、前章の図6. 2に示したように画像データを2分割し、シリンダ上に90°毎に並べた4個のヘッドの内、テープに接触している2個を適時選択して行う。これらの仕様を家庭用VTRの走行系で満たすため、シリンダ回転数、テープ送り速度共に通常の家​​庭用VTRの3倍に設定した。

アナログTV信号は、AD変換後、チャンネル分配器(Channel Distributor)により、2系統にし、それぞれ時間を圧縮(Timebase Compressor)して、誤り訂正符号のパリティを付加する。この分配時に、チャンネル間でも、データをインタリーブして、バースト誤りが最大1走査線にわたるものまで訂正できるようにした。

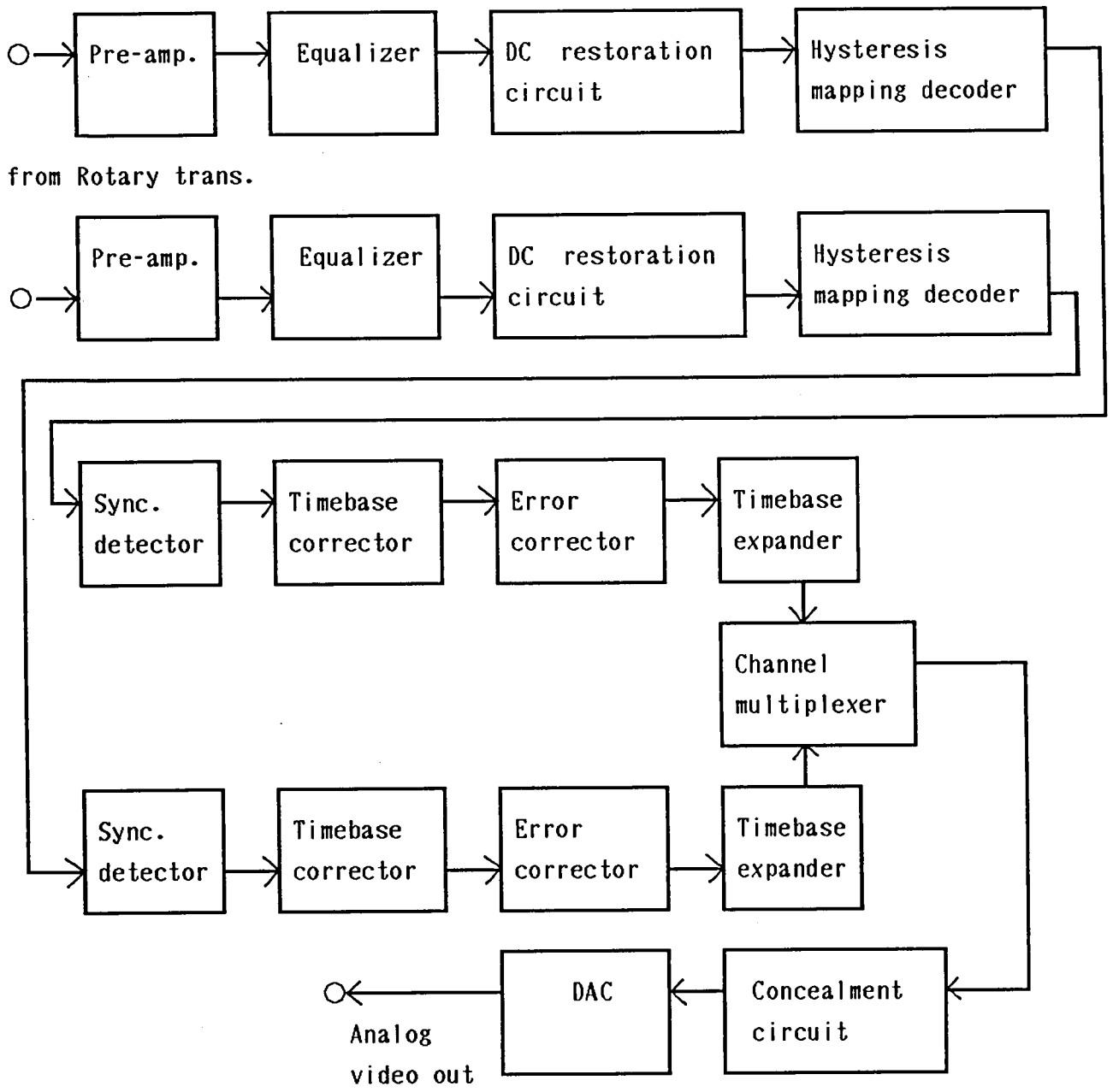
記録符号は、2章で述べたランレングスを6に制限し、ワード反転を併用するものを基本に、さらに、図7. 2に示すヒステリシスマッピングを行った。この方法では、入力TV信号のレベルが大きくなる時には、符号重みの変化点でABCDのバスに従う符号を選択する。逆の場合には、DC' B' Aのバスに従う符号を選択する。このようにすると、符号重みの変化点における相関の欠如を補うことができ、この点での低周波成分の発生を抑圧できる。また、全符号の約20%を占めるHPC、VPCなどのパリティ

表 7.1 開発した装置の仕様

	Digital VTR	Data recorder
Cylinder revolution speed	90 rps	90 rps
Head to tape speed	17.4 mps	17.4 mps
Recording wavelength	0.76 μm	0.68 μm
Track pitch	30 μm	60 μm
Number of channels	2	2
Cylinder diameter	62 mm	62 mm
Playback time	60 min.	20 min.
Source data rate	86 Mbps	86 Mbps
Recording data rate	92 Mbps	104 Mbps
Channel coding	Run-length limited NRZ	8-9 NRZ • W1
Tape	Metal	Oxide



(a) 記録信号処理



(b) 再生信号処理

図 7. 1 試作DVTR信号処理ブロックダイアグラム
(a) 記録信号処理, (b) 再生信号処理

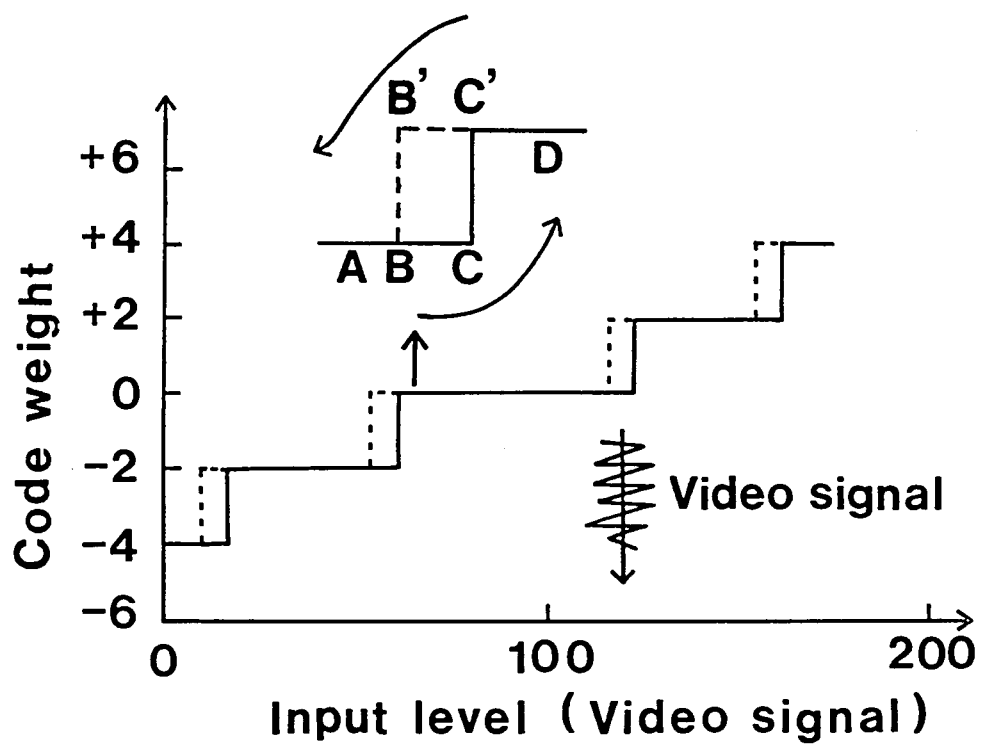


図 7.2 ヒステリシスマッピング変換則

ティ部分には疑似ランダム系列を加え”1”あるいは”0”の偏りを均一化したSNRZ符号を用いた。

再生時には、パリティ部分は画像部分に比較し、回転トランスなどによる低域遮断の影響を受け易いが、これに対しては、第3章で述べた量子化直流再生方式(DC Restoration)を適用し、波形劣化を補償した。誤り訂正符号の構成、誤り訂正手順は第6章で述べた通りであるが、誤り訂正できない場合には、相関の強い1フィールド前の画像データで、この誤り部分を置換(Concealment)した。

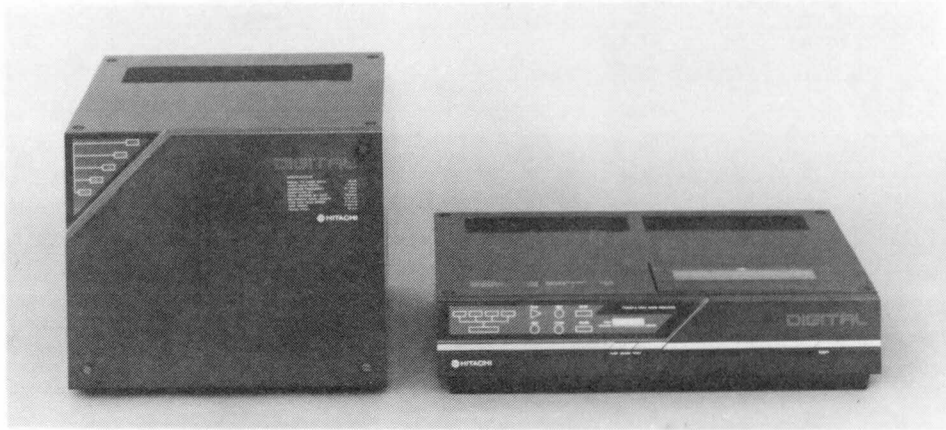
図7.3は試作したDVTRの外観を示す。左側が誤り訂正等のデジタル信号処理部、右側が波形等化器等のアナログ信号処理部とテープ走行系等の機構部である。デジタル信号処理部では誤り訂正、時間軸補正等に多量のメモリを使用するので、LSI(ゲートアレー)を試作した。図7.4は、本試作用に設計製作したLSIを示し、左側はメモリ制御用で、右側は、誤り訂正の演算用である。本試作DVTRの画像信号のSNRは約53dBで、現行の放送用アナログVTRのものより約6dB良好で、実質的に記録再生に伴う画質劣化は生じない。なお、全消費電力は350Wである。

7.2 画像記録用大容量データレコーダへの適用

前項に述べたDVTRを基本にした大容量データレコーダを開発製品化した。近年、電子計算機の発展に伴い、これを用いた画像信号処理技術が各分野で盛んに利用されるようになった。医用分野でも、X線CT(Computed Tomography)、超音波診断装置、さらに、最近では動画像を取り扱うデジタル透視血管造影(DFA: Digital Fluoroscopic Angiography)装置などが診断に役立てられている。特に、DFAでは約100Mbps、1GB/回のデータを記録する必要がある。これまでは、デジタル処理後のデータを一旦DA変換した後、アナログVTRに保管していた。しかし、アナログ記録に伴う画質劣化があり、再度デジタル処理ができないという欠点があった。また、CG(Computer Graphic)によるアニメーション画像の製作も盛んになっているが、この分野でも大容量データレコーダが必要とされている。

開発した大容量データレコーダの仕様を表7.1に示す。本装置では、再生データに高い信頼度が要求されるため、記録符号に第2章で述べた8-9NRZ・WI符号を使

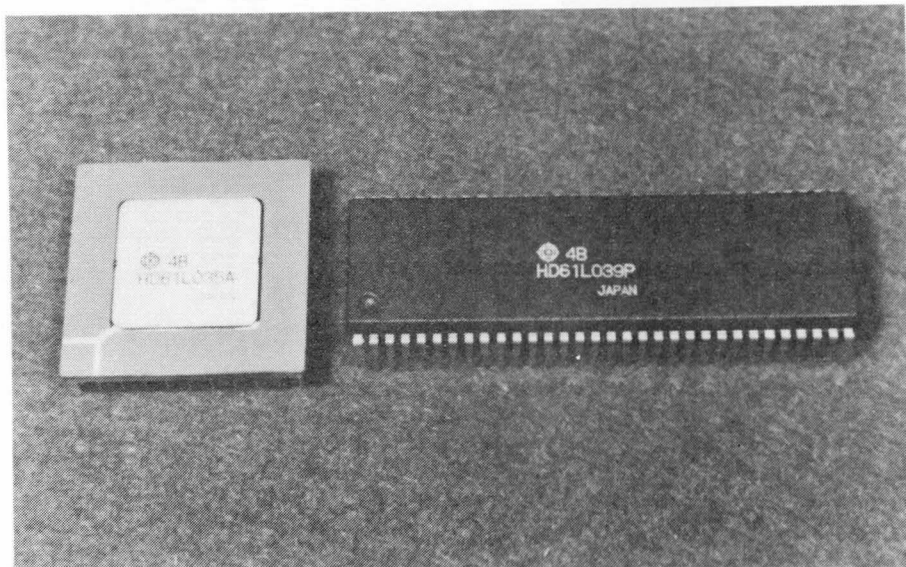
用した。これに伴い記録時のデータレートも約12.5%増加し、約104Mbpsになった。使用するテープは、市販のS-VHS・VTR用の酸化物で、高い信頼度を確保するために、ヘッドのトラックピッチを60 μ mにした。これにより約20分間の記録再生ができた。さらに、LSI化を進めたことにより、現状の製品化されたDVTRの中では、最小の装置規模になった。製品化した装置の外観を図7.6に示す。デジタル信号処理部、アナログ信号処理部およびテープ走行系を一体化し、取扱の便もよくした。



Digital signal
processor

Equalizer &
Tape transport

図 7.3 デジタルVTR



Memory controller

Error corrector

図 7.4 使用LSI

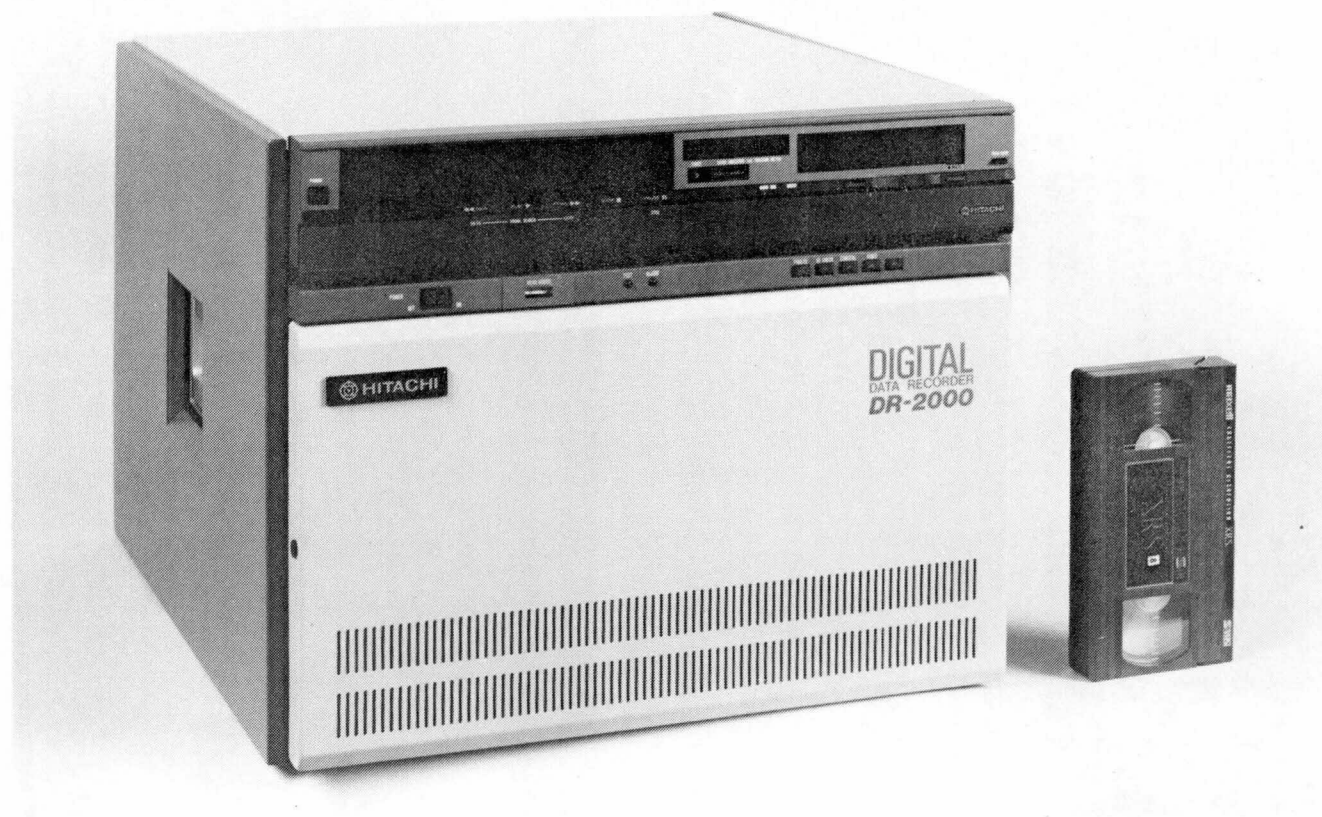


図 7.5 製品化した大容量データレコーダ

第8章 結 言

本研究は、次世代の高画質高性能VTRとして期待されているデジタルVTRにおいて、新しく提案した記録信号の符号化方式、波形等化方式および誤り訂正方式とこれらの技術を総合して開発したデジタルVTRについて総合的にまとめたものである。

本論文の概要を各章にまとめると、つぎの通りである。

第1章では、本研究の背景と目的およびデジタルVTRの基本構成等について述べた。

第2章では、デジタルVTRのチャネル特性に整合する画像の相関を活用した8-9変換符号とランレングス制限NRZ符号およびパルシャルレスポンスに基づいた3値記録符号の3種類の新しい記録符号(Channel Code)を提案した。これらの符号に既存の8-10変換符号、MFMSymbol、NRZ符号を加えて、解析と実験によりその特性評価を行なった。これらは、DVTRの研究開発における符号選択に指針を与えた。特に、ランレングス制限NRZ符号は家庭用DVTR試作機に採用された。また、8-9NRZ・WI符号は高い信頼度が要求される画像記録用大容量データレコーダで実用化された。

第3章では、考案した開ループ構成の量子化直流再生方式について詳述した。この方式の効果を解析と実際に即したパラメータを用いたシミュレーションにより明確にした。その結果、デジタルVTRの低域遮断周波数がビット周波数の100分の1程度であれば、本量子化直流再生方式を用いると、NRZ符号を実用化できることを明らかにした。

第4章では、デジタル記録システムの高密度化を図るために、雑音を増すことなく符号間干渉を除去できる非線形等化方式について検討した。まず、フィードフォワード形非線形等化器であるリニアキャンセラ(LC)が符号間干渉の除去に効果的であることを示した。つぎに、考案したLCのもつ再識別後の符号誤りの増加を低減する等化方式(QLE)について詳述した。このQLEでは、二つの識別回路の出力信号系列を用いて、符号誤りを検出し、さらに、この誤り位置に対しても信頼度の判定を行うので、

符号誤りを低減することができた。解析とシミュレーションおよび実験により、ナイキスト周波数における振幅の低下が約10 dB以下であれば、QLEが符号誤り率の点でLCに優ることを明らかにした。さらに、QLEをデジタルVTRに適用した結果、メタル粉テープを用いて、最短記録波長0.38 μm 、トラック幅28 μm の条件下で、 10^{-5} 台の符号誤り率を確保でき、記録密度を倍化することができた。

第5章では、記録システムの高密度化、無調整化、さらに高信頼化を進める上で必要不可欠である自動等化器に関して検討した。フィードフォワード形非線形等化器(QLE、LC)を基本にして、高速デジタル記録システムに適用できるデジタル自動等化器を開発した。等化器の収束アルゴリズムとして、乗算操作を必要としない簡易収束アルゴリズムを考案した。このアルゴリズムにしたがって動作する3タップのデジタルトランスバースフィルタを用いて、自動等化器を試作し、ナイキスト周波数における信号振幅の低下が10 dBで、SNRが18.5 dBの条件のとき、約16回のイテレーションで、タップ係数を収束できることを示した。他の収束アルゴリズムとして、適応型ゼロ・フォーシング・アルゴリズムを検討し、この場合においても、QLEは収束状態における安定性を向上できることを明らかにした。

第6章では、DVTRで発生する符号誤りの訂正に適した誤り訂正符号の構成に関して詳しく述べた。実際に、リードソロモン符号を用いて、約20%の冗長度を有する積符号を構成し、その性能評価を行った。訂正前の誤り率が 10^{-4} の場合でも、この符号構成は5桁の改善能力があるので、視覚検知限界誤り率 10^{-8} を満足できることを示した。特に、垂直訂正の能力を向上できる2 out of 3イレージャ(消失)訂正方式を考案した。本方式は3イレージャ(消失)訂正と同等の訂正能力を有し、しかも誤訂正確率は $1/100$ 以下に低減できた。実際に、この誤り訂正符号をデジタルVTR試作機に適用し、発生した誤りがすべて視覚検知限界以下であることを確認した。

第7章では、以上の技術を総合して、記録レート92 Mbpsで、市販されている家庭用VTRの1/2インチカセットに13 μm 厚さのメタルテープを装着し、上記データレートにおいて約1時間録画できる小形デジタルVTRを開発した。さらに、この小形デジタルVTRを基本に、LSI化を進めた画像記録用大容量データレコーダを製品化した。本製品は、医用分野等で、計算機処理した動画像の保管に大いに役立っている。

謝 辞

本研究を遂行し、まとめるにあたり多くの方々からの御指導、御協力を頂いた。

京都大学工学部、木村磐根教授をはじめ池上文夫教授、田丸啓吉教授、小倉久直教授、安部稔教授には、本論文をまとめるにあたり、懇切なる御指導と御助言を賜った。

本研究は、日立製作所中央研究所において行われたものであり、研究の機会を与えて下さいました武田康嗣所長をはじめ、歴代第5部長の御指導、御鞭撻に負うところが大きい。平野陸房博士（現、日立電子主管技師長）には、本研究を開始するにあたり、貴重なる御指導と製品化の際に多大なる御協力を頂いた。北靖洋元部長（現、国際電気副技師長）には、本研究全般にわたって御指導頂いた。中村道治博士（現部長）には、論文をまとめる契機を与えて頂くとともに、お励ましを頂いた。

入社時の筆者の直接の上長であった中村寿氏（元ニューメディア推進本部高品位TV部長）には、テレビ信号処理、電子回路等の本研究の基本事項を御指導頂いた。長原脩策氏（現、日立電子副技師長）には、本研究の方向付けをはじめ、研究生活全般にわたって直接御指導頂いた。江藤良純博士には、本研究期間を通して、本論分の内容全般にわたる御討論、御教示を頂いた。吹抜敬彦博士には、ディジタル信号処理に関し、御助言を頂くとともに、本論文をまとめるに際し、お励ましを頂いた。岡本幸雄博士には、論文をまとめるに際し、御助言を頂いた。

誤り訂正方式の探索、ディジタル回路部の構成については、平野裕弘研究員、泉田守司研究員、土居信数研究員に御協力を頂いた。符号記録方式については、梅本益雄研究員に御協力を頂いた。

日立製作所東海工場の久保田峻工場長と江波進副工場長、日立製作所ニューメディア工場部の川村俊明主管技師長、稲津稔博士（現、豊田工大教授）には、長きにわたり、本研究を支持して頂いた。日立電子の葛西将氏と村田宣男氏には、大容量画像データレコーダとして製品化するにあたり、多大なる御協力を頂いた。日立製作所東海工場の六田守人氏、日立ビデオの塩野洋氏には、実験装置作成に多大の御協力を頂いた。

本研究を完成できたのは、上記の方々の御指導、御助力の賜物であり、本論文を結ぶにあたり、こころからの謝意を表する。

本研究に関する主な論文

1. Simplified Time-Division Color Signal Multiplexing for Video Disc and VTR by Using a New Solid State Memory,
IEEE Trans. Consumer Electronics, CE-22, 1 (1976) pp.54-60,
H. Nakamura, S. Mita and K. Takahashi
2. Experimental Digital VTR with Trilevel Recording and Fire Code Error Correction,
SMPTE J., 90, 7 (1981) pp.611-684,
Y. Eto, S. Mita, Y. Hirano and T. Kawamura
3. 3値記録, ファイア符号を用いた試作デジタルVTR
TV誌, 35, 7 (1981) pp. 563-569
江藤良純, 三田誠一, 平野裕弘, 鴻上明彦, 竹下和幸, 桐野透
4. A Study on Variable-Speed Reproduction of the Digital VTR,
SMPTE J., 92, 6 (1983) pp.636-641,
Y. Hirano, S. Mita, A. Kohgami, Y. Eto, K. Takeshita and N. Fujimura
5. 1/2インチメタルテープを使用したデジタル録画の実験
TV誌, 39, 2 (1985) pp. 163-169
三田誠一, 平野裕弘, 泉田守司, 長原脩策
6. Digital Video Recording Techniques Using 1/2 Inch Metal Particle Tape,
IEEE Trans. on Consumer Electronics, CE-31, 3 (1985) pp.386-396,
S. Mita, M. Izumita, N. Doi and M. Umemoto
7. An Experimental Digital VTR for HDTV,
SMPTE J., 95, 2 (1986) pp.215-219,
Y. Eto, M. Umemoto, S. Mita, and S. Nagahara
8. 識別信号を用いたデジタル磁気記録の低域再生特性の改良
信学論誌(C), J69, 5 (1986) pp. 644-652
三田誠一, 泉田守司

9. 高品位テレビ信号のデジタル記録に関する基礎検討
TV誌, 40, 11 (1986) pp. 1120-1124
梅本益雄, 三田誠一, 江藤良純
10. デジタル記録システムのための雑音増加を伴わない信号検出方式とその自動等化器への適用
信学論誌(C), J69, 12 (1986) pp. 1526-1535
三田誠一, 泉田守司, 土居信数
11. Automatic Equalizer for Digital Magnetic Recording Systems,
IEEE Trans. Magn., MAG-23, 5 (1987) pp.3672-3674
S. Mita, M. Izumita, N. Doi and Y. Eto
12. Adaptive Equalization Techniques for Digital Video Recording Systems
SMPTE J., 97, 1 (1988) pp.8-12
S. Mita, M. Izumita, N. Doi and Y. Eto
13. 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
三田誠一, 泉田守司, 土居信数, 江藤良純, 金子守
TV誌, 42, 2, (1988) pp. 146-153

学 会 発 表

国際学会

1. Digital Video Recording Techniques Using 1/2 Inch Metal Particle Tape
International Conference on Consumer Electronics (IEEE),
(1985, Chicago) pp.136-137
S. Mita, M. Izumita, N. Doi and M. Umemoto
2. Adaptive Equalization Techniques for Digital Video Recording Systems
128th SMPTE Technical Conference, (1986, New York) Preprint no.128-55
S. Mita, M. Izumita, N. Doi and Y. Eto
3. Automatic Equalizer for Digital Magnetic Recording Systems
International Magnetics Conference (IEEE), (1987, Tokyo) HB-04
S. Mita, M. Izumita, N. Doi and Y. Eto