

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	再現画像の品質と装置内メディア搬送の性能を向上させるような画像記録装置の改良と高性能化に関する研究
Title(English)	
著者(和文)	小堀康功
Author(English)	
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第3526号, 授与年月日:2001年3月31日, 学位の種別:論文博士, 審査員:木田 拓郎
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3526号, Conferred date:2001/3/31, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

再現画像の品質と装置内メディア搬送の性能を向上させるような
画像記録装置の改良と高性能化に関する研究

東京工業大学

学位論文

平成12年度

小堀 康功

再現画像の品質と装置内メディア搬送の性能を向上させるような

画像記録装置の改良と高性能化に関する研究

目 次

第1章	序 論	
1.1	研究の背景と目的	1
1.2	本論文の概要	4
第2章	家庭用VTRにおけるサーボ制御システムの改善	
2.1	はじめに	5
2.2	家庭用VTRの概要	6
2.2.1	VHS-VTRの概要	
2.2.2	サーボ制御システムの概要	
2.2.3	従来システムの構成と問題点	
2.3	サーボ制御方式の改善と新制御システム	11
2.3.1	(速度+位相)制御方式による応答特性の改善	
2.3.2	新サーボ制御システムの開発	
2.4	デジタル制御方式による信頼性の向上	14
2.4.1	デジタル制御の概要	
2.4.2	デジタル位相制御方式の開発	
2.4.3	デジタル速度制御方式への応用	
2.4.4	位相補償フィルタのデジタル化	
2.5	ソフトウェア制御方式による適応性の改善	24
2.5.1	位相・速度制御のソフトウェア化	
2.5.2	位相補償フィルタのソフトウェア化検討	
2.6	まとめ	30
	2章の図全体	31~50

第3章	VTRの高機能化と高性能化	
3.1	はじめ	51
3.2	可変速再生機能の改善と高性能化	53
3.2.1	ノイズロックサーチ機能	
3.2.2	サーチ再生時の色ずれ改善	
3.2.3	スチル再生における自動ノイズレス化	
3.2.4	ファインスロー再生機能の開発	
3.3	オートトラッキング方式の高性能化	61
3.3.1	従来オートトラッキング方式の問題点	
3.3.2	オートトラッキング方式の高速化と信頼性向上	
3.4	つなぎ撮り方式の高性能化	64
3.4.1	従来つなぎ撮り時の問題点	
3.4.2	新つなぎ撮り方式による高性能化	
3.4.3	インサート記録方式の開発	
3.5	デジタル制御方式による応用機能の開発	67
3.5.1	記録モード自動判別機能の改善	
3.5.2	オフセットレス速度制御方式の開発	
3.5.3	自動速度設定方式の実用化	
3.6	まとめ	73
	3章の図全体	75～90

第4章	ビデオプリンタの高画質化	
4.1	はじめに	91
4.2	染料転写型感熱プリンタの開発	94
4.2.1	染料型プリンタの原理と特徴	
4.2.2	印画濃度特性と画像再現	
4.2.3	中間調制御方式	
4.2.4	温度補償方式	
4.2.5	濃度安定化の検討	
4.3	濃度むら補正による画質改善	101
4.3.1	発熱体むらに対する濃度補正	
4.3.2	ゴーストに対する濃度補正	
4.3.3	尾引きに対する濃度補正	
4.4	大判プリンタの開発と高画質化	109
4.4.1	ロール紙対応A4判プリンタ	
4.4.2	シームレスプリント機能	
4.4.3	高精細化と細線濃度の改善	
4.4.4	4色インク紙による高画質化	
4.5	まとめ	117
	4章の図全体	118~143

第5章	高機能プリンタとシステム化	
5.1	はじめに	144
5.2	画像合成機能とカード作成機能	145
5.2.1	オーバーレイによるイラスト合成機能	
5.2.2	パソコン画像との合成によるカード作成機能	
5.3	縮小マルチプリント機能	150
5.3.1	同一画像の縮小マルチプリント機能	
5.3.2	多種画像・連続画像の縮小マルチプリント機能	
5.4	各種ビデオ機器とのシステム化	153
5.4.1	AVバスによるVTR自動プリントシステム	
5.4.2	ハイビジョン信号のプリントシステム	
5.4.3	モニタ画像との色再現範囲の検討	
5.5	まとめ	161
	5章の図全体	163～176
第6章	結 論	177
	謝 辞	180
	業績一覧	181
	参考文献	182
	付 録	184

第1章 序 論

1.1 研究の背景と目的

研究の背景

高齢化社会を迎えるにあたり、多くの福祉情報や健康情報が必要とされる家庭生活において、これら情報の便利で有意義な活用法が望まれている。情報活用にあたっては多くの映像機器や情報ネットの効果的な活用が期待されるが、情報化の波は豊かな社会生活を求めながらも、必ずしも高齢者にとって便利な活用法が確立されていないと思われる。家庭生活においてはテレビやパーソナルコンピュータ（以降、パソコンと略称する）に代表される多くの映像・情報機器が一般化し、さらにはデジタル放送やインターネットなどの情報インフラが整備され、急速な情報化が浸透しつつある。このような社会状況において、操作性を損なうことなく高品質や高機能を実現できる映像機器も大いに期待されている。家庭内における映像機器はテレビに代表され、続いて磁気記録再生装置（以下VTRと呼ぶ）やビデオカメラさらにビデオプリンタ等と発展してきている。しかしながら高機能化とともに操作ボタンや設定手段が増え、高齢者には扱いにくい装置になりつつある。そこで操作性を損なわずユーザーフレンドリでありながら、性能向上とのトレードオフを解決する研究に取り込む必要性が生じている。

まずテレビやビデオカメラの動画映像を記録するソフトコピー機としてのVTRの品質改良と高機能化に取り組むとともに、磁気テープ搬送や磁気ヘッド回転を制御するサーボ制御手段の基本特性や信頼性を向上させる必要性が生じてきている。従来サーボ制御方式では、ディスクリット部品による回路構成であり、応答周波数が低く速度オフセットが発生し易いなどの問題がある。そこでテープ搬送を制御するキャプスタン制御系と磁気ヘッドを搭載するドラム制御系の制御方式を見直し、さらにシステム全体の構成を改善してジッタ抑圧型のサーボ構成として、加えてIC化による部品数低減により信頼性の向上を検討する。さらに信頼性を高め機能展開に有利なデジタル制御システムの提案により、温度変化や経時変化の無い安定したサーボ制御システムを構築する。さらに続いてシステム変更やゲイン調節が容易なソフト制御方式を提案し、さらに位相補償フィルタのソフト化等により短時間で容易に最適化制御が可能なプログラミング手法によるサーボ制御システムを提案する。

一方、VTRの大幅な普及を図るには、使い勝手の良い機能開発による高画質化と高機能化が期待されている。記録時においては記録と停止を繰り返す間欠記録やインサート記録等の記録つなぎ目の画質改善が、再生時では早見（サーチ再生）やスロー・スチル再生等の可変速再生時の高画質化が望まれている。さらにレンタルビデオの再生でも自動的に最適画質が得られる、家庭用VTRに適した新オートトラッキング方式の開発が待たれている。そこでつなぎ撮り等の編集記録においては、記録つなぎ目の自動位相合わせによる画質改善やノイズ除去を検討する。また可変速再生では、自動的にノイズや色ずれを解消する自動画質改善機能を実現する。自動トラッキングでは2重スキャン方式を検討し、誤動

作がなく視覚的に速く正常画像を再生できる新方式を提案する。

このようなソフトコピー機としての動画記録装置であるVTRの普及にしたがい、その再現画像の一部を切り出して静止画像としてハードコピーする家庭用ビデオプリンタの要求が高まっている。特にビデオムービーの1台のみで動画像と静止画像の両方のコピーが得られること、またシャッタチャンスは一連の動画像撮影時に多いことより、VTR再生画像のプリント装置が望まれている。そこで基本的に高解像度・高階調制御が可能な昇華染料熱転写方式ビデオプリンタを検討し、写真並みの高画質が得られる滑らかな濃度制御を目指す。まずはビデオ信号入力からプリントアウトまでの調子再現特性を明確にし、通電時間制御による中間調制御方式と感熱ヘッドの温度上昇に影響されない安定濃度のプリント制御方式を検討する。さらに基本画質として濃度の均一化が重要であり、感熱ヘッドの構造に起因する数種の濃度むらに対して、その原因解明と回路的な対応策に言及する。

その後、パソコンによるデジタル画像データの扱いが増え、業務用途としての高画質な大判デジタルプリンタの要求が高まってきている。同時にスキヤナの普及による高精細画像データや、カラー写真入りの日本語プレゼンテーション資料に対応した高精細プリンタの期待も高い。そこで受像紙の斜行（スキュー）による色ずれを改善すべく、ロール紙採用による新紙搬送方式のA4判プリンタを検討する。さらに300dpi（12本/mm）解像度の高精細プリンタを検討し、1画素の縦横罫線の太さ不均等を解消する濃度補正方式を提案する。

一方、単なる受動的なプリンタから、能動的なプリンタへの躍進も望まれている。写真では困難であったコメントやイラストのオーバーレイによる合成機能を検討し、家庭でも簡単に画像加工が楽しめるようにする。またパソコンからの背景画像に顔写真等の合成手法を検討し、入門証等のIDカード作成システムを提案する。また、縮小マルチによるシールプリントやインデックスプリントおよび動画の連続縮小プリントを検討し、多目的なプリント使用法を提案する。さらに使い勝手の良い自動システムとして、VTR映像の1シーンをファインスローで探した後、ボタン指令によりそのシーンを最適画質でプリントできる自動プリントシステムを提案する。このシステムはAVバス接続により実現され、決定的なシーンを容易に探してプリントすることができる。さらにハイビジョン対応プリンタの検討や、モニタとプリンタの色再現性に言及する。

研究の目的

本研究は、ソフト・ハードコピー装置としてのVTRやプリンタにおける再現画像の品質改善と装置内の記録メディア搬送に付随する性能向上手段を見いだすことを目的とする。具体的には、図1.1に示すような技術構成であり、以下のような高画質化・高機能化と操作性の向上を主な目的とする。

- (1) VTRサーボ制御システムにおける性能改善と、システムの信頼性の向上
- (2) 高機能化における再生画質の改善と、自動化による操作性の向上
- (3) ビデオプリンタにおける基本画質の確立と、高精彩・大判化による性能の向上
- (4) 高機能化・システム化によるプリンタの品質改善と、その操作性の向上

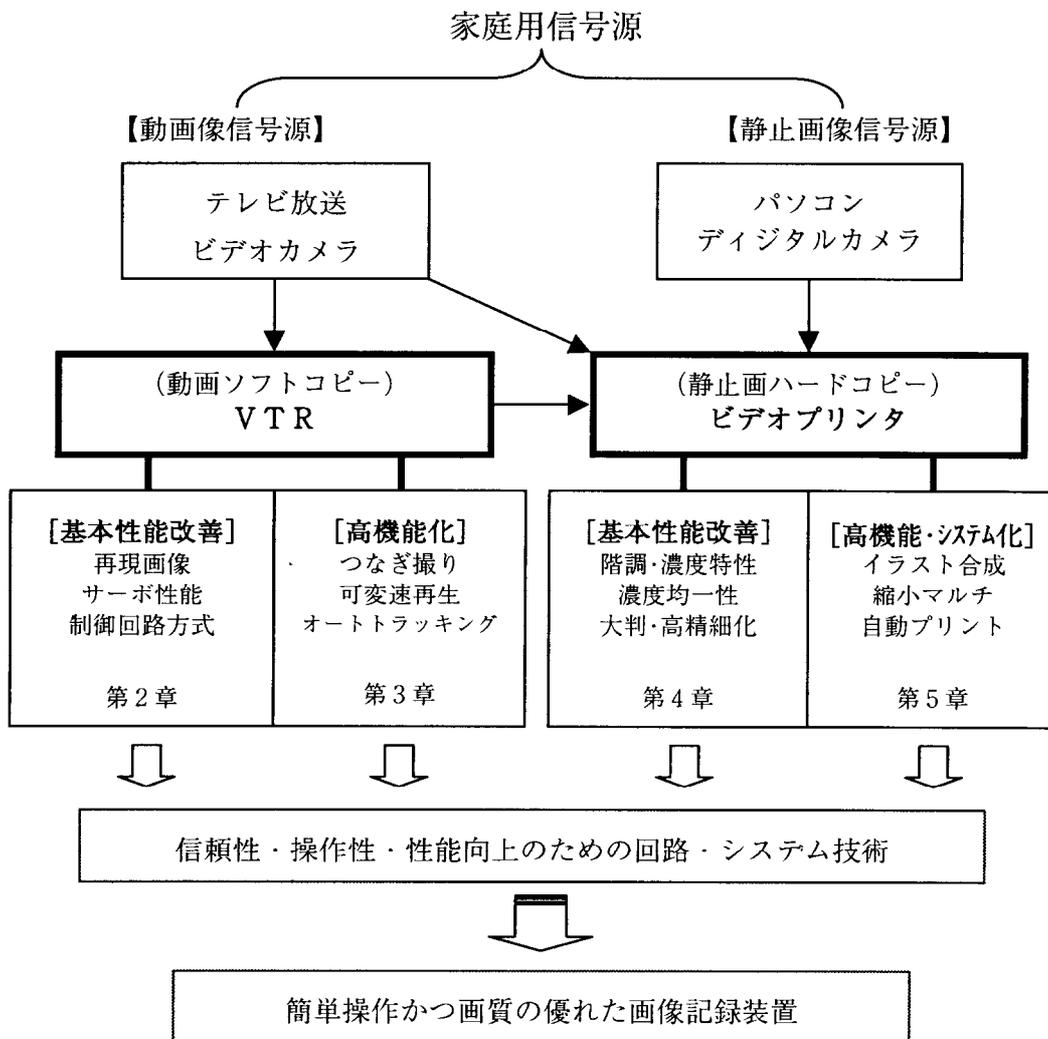


図1.1 画像記録装置における高性能化と本研究の位置付け

1.2 本論文の概要

本論文は、次の順序により記述を進める。

第2章では、VHS-VTRのサーボ制御システムにおける、基本性能の改善と信頼性の向上について述べている。最初に従来サーボ制御構成の問題点を明確にし、制御特性の改善とジッタ性能の向上を検討する。次にデジタル制御方式を提案して、アナログ回路で問題となる温度変化等の改善や多機能展開時の利便性を高め、高信頼性と高性能化を実現する。さらにマイクロコンピュータの発展に合わせプログラミングによるソフト制御方式を検討し、システム設計や制御特性の最適化が容易で開発期間の短縮が図れるシステム構成に関して提案する。

第3章では、VTRにおける高機能化と自動化による高性能化について述べている。まず再生時における特殊機能として、サーチ再生時のノイズ低減や色ずれ改善に関して検討する。さらにノイズレススチルやノイズレススローの要求の高まりより、高精度な磁気テープの間欠駆動によるファインスロー再生機能を実現する。また他のVTRで記録されたレンタルビデオ等の再生時においては、自動的にトラッキングがとれ素早く最適画質が得られる新オートトラッキング機能を提案する。記録時においては間欠記録やインサート記録における課題を明確化し、自動化によるつなぎ目の画質改善手法を検討する。さらにはデジタルサーボ制御技術を応用して速度自動設定機能を提案し、負荷や環境に影響されず速度オフセットを抑えることによる信頼性の向上に関して言及している。

第4章は、昇華染料熱転写方式ビデオプリンタの高画質化について述べている。まず滑らかな濃度特性を実現できる、通電時間制御による階調制御方式を検討する。さらに濃度の均一性を高めるべく濃度むらの原因を究明し、その回路的対策手法を確立する。一方、パソコンからのデジタル画像に対応した業務用A4判プリンタを検討し、ロール紙採用による色ずれ低減とシームレスプリント機能を開発する。また細かな漢字にも対応できる300dpi高精細化を検討し、同時に1画素細線の品質改善手法を報告する。さらに印刷用4色画像データに対応した4色インクの開発と、3色/4色データ変換にも言及している。

第5章では、ビデオプリンタの高機能化やシステム化について述べている。まずメモリ画像へのイラスト合成手法を検討し、ビデオカメラでのイラスト撮像による簡単合成プリント機能を提案する。またパソコンで作成された背景画像にビデオカメラで撮影した顔写真を合成するIDカード作成システムへと発展させる。さらに1/6分割等の縮小マルチプリントを検討し、折返しノイズのない高画質な縮小画像プリント方式を開発する。一方、AVバス接続によるVTRとのシステム化を図り、VTR再生画像の自動プリントシステムを検討する。ファインスローでのシーン検索後に、プリントボタンを押すのみで選定画像を高画質に自動プリントできるシステムを構築する。またハイビジョン画像用A4判プリンタを検討し、アスペクト比改善による静止画ハイビジョン対応プリンタにも言及している。

第6章「結論」では第2章から第5章までの結論を述べ、本研究を総括する。

第2章 家庭用VTRにおけるサーボ制御システムの改善

2.1 はじめに

テレビの発展により映像機器は家庭内に深く浸透し、多くの人々に親しまれて久しい。高度成長した社会生活における据置型VTRは、放送番組のタイマー録画によるタイムシフト装置として広く活用されている。その後ポータブルVTRからカメラ一体型VTRとして小型軽量化され、テレビから離れて野外で活躍している。このようなVTRにおいて信号処理技術による高画質化に加え、記録メディアである磁気テープや磁気ヘッドの搬送技術やその信頼性も非常に重要である。この章では家庭用VHS-VTRにおけるサーボ制御システムの性能向上と、制御方式の改善による信頼性の向上を図る。

まず2.2節において、サーボ制御システムの役割・構成・動作を説明する。特にキャプスタンやドラムを含めたテープパス構成や磁気テープパターンと、サーボ制御システムの関係に関して述べる。また従来システムの構成と動作を説明するとともに、その問題点を明確にする。

次に2.3節ではこの問題解決にあたり、位相制御と速度制御の2重ループによるモータ特性の改善を検討する。この(位相+速度)制御方式をキャプスタン制御系とドラム制御系に施すことにより、速度ドリフトを解消し応答特性を改善する。さらに新たな基準信号を介して両制御系を接続することにより、相互の外乱が電氣的に影響を及ぼすことなくジッタ性能を改善できるシステム構成を提案する。またこれらのアナログ回路をIC化することにより、部品点数を低減して信頼性の向上も図る。

さらに2.4節では、アナログ回路が根本的に有する温度変化等の問題点を取り上げ、その根本的な改善策としてデジタル制御方式を提案する。時間・位相差や信号周期を安定なクロック信号で正確に計数し、その計数値により算出される誤差出力をデジタルアナログ(D/A)変換して出力とする。まずは制御周波数の比較的低い位相制御系のデジタル化を検討し、デジタル台形波による位相差検出方式とその誤差出力のPWM変換方式を提案する。さらにディジット誤差に注意して速度制御方式を検討し、デジタル鋸歯状波による速度検出方式を提案する。これらのデジタル制御回路のIC化にあたり、位相補償フィルタのデジタル化が重要要素である。そこで平均化手法を応用した簡単構成フィルタによるデジタル補償回路を提案し、制御系全体のLSI化による信頼性の向上に関して述べる。

最後に2.5節では、ハード構成のLSIにおける試作期間や回路修正時の時間と費用の問題点に鑑み、デジタルLSIによるハード制御方式から、マイクロコンピュータによるソフトウェア制御方式を提案する。このソフトウェア制御方式は、マイクロコンピュータの高速化と専用化により実現可能となり、位相制御と速度制御の同時処理を可能としている。両制御系における基本的な信号処理方式は同様であり、プログラミングによるシステム変更や回路修正および実装状態での最適制御化が容易かつ短期間に可能であり、今後のサーボ制御システムの一方式を提案する。

2.2 家庭用VTRの概要

ここでは家庭用VHS-VTRにおけるメカニズム構成とサーボ制御システムの関係、および信号処理方式を簡単に説明する。なお、扱うテレビ信号方式としては、日本とアメリカ合衆国等で標準となっているNTSC(National Television System Committee)方式に絞って説明する。

2.2.1 VHS-VTRの概要

VHS-VTRの記録方式は、その記録パターン形式よりヘリカルスキャン方式ガードバンドレス記録とも呼ばれている。全体のメカ構成を図2.2.1に示し、以下にその構成を説明する。同図は記録時あるいは再生時に磁気テープ（以降、テープと略称する）がドラムにローディングされた状態であり、上部から見た構成図である。通常の停止状態あるいは早送り・巻き戻し状態では、テープはハウジング内のテープカセットに収まった状態にある。記録あるいは再生司令によりテープは2つのガイドピンによりテープカセットから引き出されて、回転ドラムに190度程巻き付けられる。同時にピンチローラによりテープがキャプスタンに押しつけられ、テープは図の左側から右側に走行する。テープパスをみると、まず供給側で純粹メカによるテンションサーボ機構が作用し、送り出し側のテープテンションを適切に制御してテープのたるみや張り過ぎを防いでいる。その下流にはフルイレーズヘッド（全幅消去ヘッド）が配置され、記録時にテープ全面を消去している。その後テープは少し斜めに傾いた回転ドラムの表面に押し当てられながら進み、ガイドピン2で方向をほぼ反転して進む。回転ドラム上の1対の磁気ヘッドにより、テープ上を斜め走査（ヘリカルスキャン）しながら映像信号を記録・再生する。通常は位相制御された1対の磁気ヘッドにより交互に記録・再生され、時間的に位置的に正確に制御される。さらに下流には音声ヘッドとテープ制御信号を録再するコントロールヘッドの複合ヘッドが設置され、巻き取りリール前にはテープを駆動するキャプスタンが位置している。サーチ・レビューやスチル再生などの可変速再生時には、同図の状態のままテープを制御駆動する。つまりキャプスタンモータと2つのリールの制御駆動により、テープを高速走行させてサーチ再生する。スチル再生時には、キャプスタンを適切に微少駆動して停止させ、ノイズレススチルを実現する。なお、通常の早送りや巻き戻し時には、アンローディングしてテープをカセット内に戻した状態で、リール駆動により高速でテープを送る。

次に記録再生時における信号処理方式を、図2.2.2により簡単に説明する。まず記録時において、入力されたコンポジットビデオ信号は、Y/C分離回路により輝度（Y）信号と色（クロマC）信号に分離される。さらに輝度信号Yより同期信号が分離され、水平同期信号は信号処理用パルス発生回路に、垂直同期信号は記録基準信号としてサーボ制御系へ送られる。ここで輝度信号の周波数帯域は4MHz程度であり、色信号は色副搬送波（カラーサブキャリア）の3.58MHzを中心とした帯域1.5MHz程度である。その後、色信号は低域変換されて、図2.2.3のように1.35MHzを中心とした帯域になる。一方、輝度信号はキャリア信号で変調され、色信号と混合して記録アンプに送られる。この記録信号は、

回転ドラム（回転部分の形状によりシリンダともディスクとも呼ぶが、本論文ではドラムで統一する）上に搭載された一対の磁気ヘッドを介して、テープ上に記録される。

再生時には、記録時と同一ヘッド対あるいは再生専用ヘッド対により、テープ上のトラックを走査して微弱信号を再生する。この再生信号は初段のプリアンプにより増幅され、同時に2チャンネル間のフリッカを防止すべく利得調整も行われる。その後、記録時の信号処理とは逆の処理により、同期信号を含めた輝度信号と色信号が再生され、次段のエンコーダによりコンポジットビデオ信号が再現される。ここでプリアンプからの再生信号は2チャンネル存在するが、サーボ制御部からのヘッド切替え信号により適切なタイミングで切替え合成して一つの連続した再生信号に成形される。

2.2.2 サーボ制御システムの概要

以上のようにしてビデオ信号が磁気テープ上に記録されるが、そのテープパターンの概要を図2.2.4に示す。実際にはVHS仕様により詳細な規格が決められているが、ここでは主要項目と特徴について説明する。（詳細は付録参照）

- 1) テープ速度は標準(SP)モードで 33.35mm/s、長時間(EP)モードで 11.12mm/s
- 2) シリンダ回転はVD同期(30Hz)であり、テープとの相対速度は 5.8m/s
- 3) トラック角度は $5^{\circ} 58' 9.9''$
- 4) テープ巻き付け角は約190度、オーバーラップ期間は約5.2%（片側約2.6%）
- 5) VDの記録位置はヘッド切替位置の5～7H後
テープパターン上では、トラック下端から所定位置上側に記録
この結果、ヘッド切替位置はテレビの垂直ブランキング期間に隠れている
- 6) 隣接トラック間のHずれ (α_H と呼ぶ) は1.5H
この結果、隣接トラックとの水平同期が並ぶ(H並び)
- 7) コントロール信号の書き込み位置(X値:79.244mm)は規定されているが、ドラムとコントロールヘッドの距離が長く、ばらつきが大きい(再生時のトラッキング調整)

このような記録パターンを得るために、制御系では一定の速度および位相関係で駆動する必要がある。その主な目的は、記録と再生により以下のようにまとめられる。

a) 記録時において

- * テープを安定に一定速度で走行させる（キャプスタン制御系）
- * 垂直同期信号を、ヘッド切替位置の5～7H後に記録する（ドラム制御系）
ヘッド切替位置の5～7H後に、VDを位相同期させる
- * 記録トラック位置を示すコントロール信号（30Hz、VDの2分周信号）をテープ下端のコントロールトラックに記録する

b) 再生時において

- * 記録時と同様に、テープを安定に一定速度で走行させる
- * 磁気ヘッドに、トラック上を正確にトレースさせる（トラッキング）
再生コントロール信号とヘッド位相を一定に保つ
- * 機器間の互換性確保の観点より「トラッキング調整」が必要

一方では制御系の各部に発生する外乱の影響やドリフトの抑圧も、制御系としての大きな目的である。しかし位相制御の基準信号周波数が30Hzであることより、両制御系の応答周波数は3 Hz程度が限界であり、1 Hz以下の外乱を抑圧できるのみである。実際には各部機構系の影響を受けて数百Hz程度までの外乱を受けるが、実質的に低減できない状態にある。このような外乱にはその発生原因を明確にして、部品の精度を高めるなどの対策を施すのが一般的である。

ここで記録時のVD記録位相は全ての条件下で±1.5 Hと厳しく、実際の位相ずれの許容値 θ_D は次式で表される。

$$\begin{aligned}\theta_D &= \pm \frac{1.5 H}{525 H} * 360^\circ \\ &= \pm 0.0029 * 360^\circ = \pm 1.03^\circ\end{aligned}\tag{2.2.1}$$

上式は全ての状況を含めた最大ずれ量であり、通常の制御時においては速度ドリフトに起因する位相ずれや時定数や

さらに経時変化によるモータ軸のなじみ等によるドリフトを考慮すると、温度変化による許容値はさらに上式の2/3以下に抑える必要があり、低周波領域での十分な制御利得を確保する必要がある。そこで位相遅れ補償により安定性を確保したまま、低域利得を20～30dB程度高めている。

2.2.3 従来システムの構成と問題点

(A) 従来システム構成

位相制御や速度制御などの組合せにより、上記の制御目的を実現するシステムを構成できる。従来システムは、ディスクリット部品により低コストを重視した図2.2.5に示す構成であり、両制御系ともに遮断周波数が0.1Hz以下の安価な直流モータを採用していた。このシステムでは基本特性を満たしているが、以下のような問題点があった。

- 1) 記録再生時ともにテープを一定速度で走行させる構成とし、キャプスタンモータの速度制御のみで制御駆動させる。この速度制御方式として、直流モータの逆起電力によるブリッジ構成を利用する。
- 2) 記録時のドラム制御では、入力VD信号に対して回転ドラム位相を正確に合わせる必要がある。そこでドラムモータに位相制御のみを施し、記録VD信号(30Hz)を基準

信号とし、ドラム上のタコジェネレータからのパルス（ドラムタックパルスDTP）により磁気ヘッドを位相同期させる。なお、タックパルスを電氣的に微調整して、ヘッド切換え信号（HSWあるいはSW30信号とも呼ぶ）を発生する。

- 3) 再生時のトラッキング合わせでは、上記の構成よりドラム位相を合わせる方式としている。つまりテープ上からの再生コントロール信号を基準信号として、ドラム位相を制御してトラッキング合わせを実施する。
- 4) したがってVTR間の互換性確保用のトラッキング調整は、再生コントロール信号の遅延調整とせざるを得ず、ドラム位相制御における基準信号の位相調整となる、

サーボ制御の目的を実現するには最小限上記構成でも良いが、特性的にも性能的にもあるいは経時変化を含めた信頼性の点からも以下のような問題点が指摘された。

- 1) キャプスタン系は記録再生ともに速度制御のみであり、原理的に速度ドリフト（速度偏差）が発生する。逆起電力による制御方式では速度調整回路の素子感度が高く、ブリッジ構成の他の抵抗素子との温度特性を合わせにくい。つまり温度変化により抵抗値バランスがずれて速度ドリフトが発生し易い。またブリッジの一边である電気子抵抗はブラシのなじみ等により抵抗値が変化し、やはり速度ドリフトが生じ易い。
- 2) ドラム系は位相制御のみであるが、モータの遮断周波数が0.1Hz以下と低く、さらにドラムの慣性モーメントが大きく応答周波数が低い。したがって起動時の立上りが遅く、再生開始時には画像を映し出すまでの時間が長くなってしまう。
- 3) ドラム位相系の基準信号として、テープからの再生コントロール信号を使用する。この場合、キャプスタン制御系の記録再生時のゆれを含めたテープ位相ゆらぎ（ワウ・フラッタ）が、すべてドラム位相系の基準信号に重畳される。したがってドラム位相制御系は、この位相ゆれに追従するように制御が施され、再生映像信号の位相ゆれ（ジッタ）が増大されて性能劣化の要因となる。
- 4) トラッキング調整位置がドラム位相系の基準信号側に挿入されていることより、調整時にドラム位相が大きく揺すられて低周波のジッタとなり画面がゆれる。従来システムでは他の挿入位置がないことより、システム変更による改善が望ましい。

このような問題に対して特性改善やシステム変更による再生画質の改善、あるいは信頼性の向上が必要である。

(B) システム的な問題点

ここでモータ軸に加わる外乱の影響を、図2.2.6のブロック線図により解析する。今後はキャプスタン制御系の記号には添え字cを、ドラム制御系の記号には添え字dをつけて識別する。まずキャプスタン速度制御系に加わる外乱としては、テープテンション変化によるモータ軸へのトルク外乱が主流である。このトルク外乱を記録・再生でまとめて、 D_{c_r} と表わし、これにより出力角速度 ω_c に現れる影響 $\Delta\omega_c$ は、次式で表される。

$$\Delta \omega_c(s) = \frac{R_{cc}}{k_{c\tau}} * G_{cm}(s) * D_{c\tau} \quad (2.2.2)$$

R_{cc} : モータの電機子抵抗

$k_{c\tau}$: モータのトルク定数

$$G_{cm}(s) = \frac{K_{cm}}{1 + s T_{cm}} \quad \text{: モータ特性} \quad (2.2.3)$$

なお係数 ($R_{cc}/k_{c\tau}$) は、次式のようにモータの電圧対トルク特性係数の逆数である。

$$\frac{dV}{d\tau} = \frac{dV}{dI} * \frac{dI}{d\tau} = \frac{dV/dI}{d\tau/dI} = \frac{R_c}{k_\tau} \quad (2.2.4)$$

一方、ドラム制御系においては位相制御のみを施しており、基準位相に対するモータの応答特性 $G_{d\theta}(s)$ は次式で表される。

$$G_{d\theta}(s) = \frac{\frac{K_{d\theta} G_{dm}(s)}{s}}{1 + \frac{K_{d\theta} G_{dm}(s)}{s}} = \frac{\frac{K_{d\theta} K_{dm}}{T_{dm}}}{s^2 + \frac{1}{T_{dm}} s + \frac{K_{d\theta} K_{dm}}{T_{dm}}} \quad (2.2.5)$$

$$= \frac{\omega_d^2}{s^2 + 2\zeta\omega_d s + \omega_d^2} \quad (2.2.6)$$

$$\text{ただし } \omega_d = \left\{ \frac{K_{d\theta} K_{dm}}{T_{dm}} \right\}^{1/2} \quad (2.2.7)$$

$$\zeta = \frac{1}{2 T_{dm} \omega_d} \quad (2.2.8)$$

したがってドラム位相制御系においては、キャプスタン制御系の速度出力の積分値を基準位相としており、 $\Delta \omega_c/s$ が位相外乱としてドラム位相制御系に加わる。またドラム速度系単独の外乱としては、キャプスタン制御系と同様にトルク外乱が主流である。このときトルク外乱 $D_{d\tau}$ による位相ゆらぎ $\Delta \theta_{dD}$ は式 (2.2.5) を用いて次式 (2.2.9) となり、また、2つの外乱によるドラム位相ゆれ $\Delta \theta_d$ は、次式 (2.2.10) のように外乱毎に分けて記述できる。

$$\Delta \theta_{dD} = \frac{R_{dc}}{k_{d\tau}} * G_{d\theta}(s) * D_{d\tau} \quad (2.2.9)$$

$$\begin{aligned}
\Delta \theta_d &= G_{d\theta}(s) * \frac{\Delta \omega_{c\tau}(s)}{s} + \frac{R_{dc}}{k_{d\tau}} * G_{d\theta}(s) * D_{d\tau} \\
&= \left\{ \frac{\Delta \omega_{c\tau}(s)}{s} + \frac{R_{dc}}{k_{d\tau}} * D_{d\tau} \right\} * G_{d\theta}(s) \quad (2.2.10)
\end{aligned}$$

↓
↓
 テープゆらぎの影響 ドラム外乱の影響

ここで式(2.2.10)括弧内の第1項はキャプスタン制御系からの位相外乱であり、ドラム位相制御系ではこの位相外乱を目指して制御され、ジッタとなって再生画像に表れる。また、キャプスタンの速度ドリフトによる影響に関しては、基準信号に対する応答は式(2.2.5)において $s=0$ とすればよい。つまり次式のように、基準信号の速度ドリフトはそのままドラムの速度ドリフトとなり、映像信号処理系に影響する。

$$G_{d\theta}(s=0) = \frac{\frac{K_{d\theta} K_{dm}}{T_{dm}}}{s^2 + \frac{1}{T_{dm}}s + \frac{K_{d\theta} K_{dm}}{T_{dm}}} \Bigg|_{s=0} = 1 \quad (2.2.11)$$

2.3 サーボ制御方式の改善と新制御システム

ここでは従来サーボ制御系における位相制御系において、速度制御系の追加による特性改善を検討する。また新設の基準信号発生部を介してキャプスタン制御系とドラム制御系を接続し、独立に最適制御を可能とする新サーボ制御システムを提案する。

2.3.1 (速度+位相) 制御方式による特性改善

一般に、回転ドラムを含めた直流モータの遮断周波数 f_c は 0.1Hz 以下と非常に低い。この状態で位相制御のみを施すと、遮断周波数を高めることができず応答特性が悪い。この結果、起動時の立上り特性が遅く、再生ボタンを押してから映像が映し出されるまでの時間が長く系統的にも問題があった。

そこで位相制御における応答特性の改善を目指して、回路的に規模は大きくなるが速度制御を加えた新制御方式を検討した。この新方式の構成は図 2.3.1 のブロック線図であり、速度検出器の検出利得を k_v としている。このとき速度制御を施した改善モータの特性 $G_m'(s)$ は、以下のように求められる。まず、電圧制御による直流モータの特性は、式 (2.2.3) より次式で表わされる。

$$G_m(s) = \frac{K_m}{1 + s T_m} \quad (2.3.1)$$

$$K_m = 1/k_e \quad \text{ただし } k_e: \text{逆起電力定数、} R: \text{電気子抵抗}$$

$$T_m = R J / k_e k_r \quad k_r: \text{トルク定数、} J: \text{慣性モーメント}$$

このとき、速度制御系の追加によりモータ特性は等価的に改善され、次式のように改善モータ特性 $G_m'(s)$ は表わされる。

$$G_m'(s) = \frac{G_m(s)}{1 + K_v G_m(s)} = \frac{K_m'}{1 + s T_m'} \quad (2.3.2)$$

$$\text{ただし } K_m' = \frac{K_m}{1 + K_v K_m} \doteq \frac{1}{K_v} \quad (2.3.3)$$

$$T_m' = \frac{T_m}{1 + K_v K_m} \doteq \frac{T_m}{K_v K_m} \quad (2.3.4)$$

この場合の改善モータ時定数 T_m' は、ほぼ速度ループゲインに比例して $K_v K_m$ だけ小さくなる。つまり図 2.3.2 のように、速度制御により直流ゲインはループゲイン分だけ落ちるが、遮断周波数はループゲイン倍に高くなる。この結果、位相制御ループのオープンループ特性 $F_o(s)$ およびクローズドループ特性 $F_c(s)$ は次式で表わされる。

$$F_o(s) = \frac{K_\theta G_m'(s)}{s} = \frac{K_\theta K_m'}{s(1 + s T_m')} \quad (2.3.5)$$

$$F_c(s) = \frac{F_o(s)}{1 + F_o(s)} = \frac{1}{1 + (s / K_\theta K_m') + (s^2 T_m' / K_\theta K_m')} \quad (2.3.6)$$

$$= \frac{1}{1 + 2 \zeta s T + s^2 T^2} \quad (2.3.7)$$

$$\text{ただし } T = \left\{ \frac{T_m'}{K_\theta K_m'} \right\}^{1/2} \quad (2.3.8)$$

$$\zeta = \frac{1}{2 (K_\theta K_m' T_m')^{1/2}} \doteq 0.3 \sim 0.4 \quad (2.3.9)$$

ここで T はループの応答速度を、 ζ は安定性を示す尺度となり、 K_θ を高めれば T は小さくなり遮断周波数を高めることができる。また位相比較器のゲイン K_θ を変えることにより、最適な安定性を図ることができる。なお、速度制御ループの追加においては、安定に高利得な検出出力が得られる周波数ジェネレータ F G (Frequency Generator) 方式を採用した。この F G 信号の周期検出方式により、周波数/電圧 (F/V) 変換方式を実現している。

一方、キャプスタン制御においては、速度ドリフトを解消すべく位相制御ループを追加した。速度制御方式としても信頼性が高く今後の多機能化展開に有利な、上述の F G 方式を採用した。この結果、制御特性は上式 (2.3.5) ~ (2.3.9) と全く同等の式で表わされる。位相制御を施すことにより、基本的に速度ドリフトは発生しない。なお、位相制御構成に関しては、ドラム制御系を加えて次項で述べる。

2.3.2 新サーボ制御システムの開発

ドラム系・キャプスタン系共に位相制御方式とすると、記録・再生時において基準となる信号が必要である。記録時においては、入力されるビデオ信号中の垂直同期 V D 信号を基準信号に設定可能であるが、再生時においてはゆらぎのない適切な信号がない。そこで新たに水晶発振器より分周して作成した、基準信号発生器を設けた。ドラムの回転速度および再生コントロール信号が 30Hz であること、位相補償フィルタ特性を記録再生で同一にしたいことより、基準信号周波数を 30Hz に設定した。この結果、基準信号発生器を介してドラム制御系とキャプスタン制御系を接続することにより、再生時のトラッキングをとる構成とした。この結果、電氣的に両制御系の相互の悪影響がなく、ドラム位相ゆれつまりジッタである画像ゆれを基本的に抑えて画質を改善できた。

なお、トラッキング調整はキャプスタン位相制御系の基準信号側に設けることにより、調整時の画像ゆれを解消できた。反面、調整時にキャプスタン系がゆれ、ワウ・フラッタである音声はゆれる。なお、トラッキング調整は信号遅延であることより、基本的に制御ループ内に設定してはいけない。比較信号の遅延により位相特性が遅れて、サーボ制御特性の安定性が損なわれることになる。

以上の結果、図 2.3.3 に示すようなドラム・キャプスタン独立制御型の新サーボ制御システムを実現した。ここでキャプスタン位相制御系の記録時の基準信号としては入力VD信号を用いず、確実に安定な内部の基準信号を用いる方式とした。またこのときの比較信号としてテープ上からの信号は望めず、また特定の位相関係がないことより、キャプスタン速度制御用に発生するFG信号（CFGと略記することもある）を分周したCFG 30Hz信号を使用する。なお、各制御系の位相比較信号は、以下のようにまとめられる。

[ドラム系]	[キャプスタン系]
比較信号 : 基準信号	基準信号 : 比較信号
DTP : VD30	REF : CFG
DTP : REF	REF : CTL
====	
トラッキング調整	

ここで、新サーボ制御システムにおける外乱の影響を、図 2.3.4 に示すブロック線図により検討する。この場合、キャプスタン制御系・ドラム制御系ともにトルク外乱 D_r が主流であり、両制御系とも位相ゆれ $\Delta\theta$ は式(2.2.6)～(2.2.8)より次式のように表される。

$$\Delta\theta = \frac{\omega_d^2}{s^2 + 2\zeta\omega_d s + \omega_d^2} * \frac{R}{K_\theta K_r} * D_r \quad (2.3.10)$$

$$\text{ただし } \omega_d = \left\{ \frac{K_\theta K_m'}{T_m'} \right\}^{1/2} \doteq \left\{ \frac{K_\theta K_m}{T_m} \right\}^{1/2} \quad (2.3.11)$$

$$\zeta = \frac{1}{2 T_m' \omega_d} \quad (2.3.12)$$

$$\text{ただし } K_m' = \frac{K_m}{1 + K_v K_m} \doteq \frac{1}{K_v} \quad (2.3.3) \text{ より}$$

$$T_m' = \frac{T_m}{1 + K_v K_m} \doteq \frac{T_m}{K_v K_m} \quad (2.3.4) \text{ より}$$

以上において速度制御系や位相制御系あるいは基準信号発生器の追加により回路規模が大きくなることが懸念されるが、アナログーデジタル混在プロセスによる高集積化でコスト低減を図った。ここで図 2.3.5 に示す全体システムのIC構成において、位相制御系全体を1チップLSIとして28ピンパッケージに納めている。これにより部品点数を大幅削減すると共に、IC化による回路特性のばらつき吸収と信頼性の向上を実現した。

なお、以上の制御系は共にサンプリング制御であり、特に位相制御は30Hz毎の離散制御である。したがって厳密に安定性を議論する場合はZ平面での解析が必要であるが、実際には連続制御と同様にボード線図や根軌跡あるいはニコルス線図により安定性を検討する。

この場合、サンプリングホールドS/H（0次ホールド）による位相遅れを考慮することが重要である。サンプリング周期をT（周波数： f_s ）とすると、0次ホールド回路の特性は次式で表わされる。

$$H(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (2.3.13)$$

$$\frac{|H(j\omega)|}{T} = \frac{|\sin(\omega T/2)|}{(\omega T/2)} = \left| \frac{\sin \theta}{\theta} \right| \quad (2.3.14)$$

$$\angle H(j\omega) = -\omega T/2 = -\theta \quad (2.3.15)$$

上式は図2.3.6に示す特性であり、特に位相特性では周波数に比例して遅れ、サンプリング周波数の30Hzで180度の位相遅れとなる。したがって3Hzにおいて18度の位相遅れとなり、位相余裕的にも大きな値であり設計時に注意を要する。

以上のシステム構成によるサーボ制御特性を、ドラム制御を例として図2.3.7に示す。同図にみられるように応答周波数は閉ループ特性で3Hz程度であり、6Hz以上ではサンプリング効果に加えて大きな位相遅れが確認される。また新構成サーボシステムにおける再生映像の性能を、ジッタとワウフラッタのスペクトラムで図2.3.8に示す。このシステムでは3Hz成分が大きいことより、原因の除去と応答特性の調整が必要である。

2.4 デジタル制御方式による信頼性の向上

制御回路のIC化により回路特性のばらつきを吸収できたが、トランジスタや抵抗の温度変化は大きな問題として残っていた。さらに時定数素子値の温度変化や経年変化に対しては、高精度で高価な素子を採用せざるを得なかった。一方、デジタル技術の発展とアナログーデジタル混在プロセスの開発により、従来の高利得増幅器などのアナログ回路に加えて大規模デジタル回路の集積が可能になってきた。そこでデジタル方式のメリットを最大限に生かしたデジタルサーボ制御方式を提案し、その検討結果と開発成果を含めて報告する。ここではまずデジタル方式の特徴と構成要素を示すとともに、位相制御および速度制御のデジタルサーボ制御方式を提案する。さらにD/A変換器としてのPWM信号発生器や位相補償回路のデジタル化を検討し、サーボ制御システム全体のデジタル化を報告する。

2.4.1 デジタル制御の概要

アナログ制御方式に比較して、デジタル制御方式には多くのメリットが存在する。もちろんデジタル化に伴うデメリットもあるが、ICプロセス技術の向上により高速化・大集積化等が進歩し徐々に克服されている。デジタル化の特徴としては、

- (1) 温度・経年変化による電圧オフセット等の特性変化が無い
- (2) 基準周波数や位相オフセットの切り替えが非常に容易
- (3) 各種の高機能化への適応展開が容易
- (4) 積分・ホールド用コンデンサCが不要（カウンタ等によるデジタル回路利用）
- (5) 反面、ディジット誤差・丸め誤差に注意：クロック周波数の最適化が必要
- (6) デジタル素子数の増大による回路規模の大型化 → コストアップ

などが上げられる。サーボ制御としては性能向上・高機能化等が必須であり、製品としてはチップサイズの縮小（回路規模の低減）による低コスト化や省電力化が必要である。もちろんデジタル化による特性劣化は許されないことであり、特にディジット誤差による再生画像のジッタ劣化は十分な配慮が必要である。

さて従来アナログ制御で用いている位相制御システムは、サンプリングホールドによる位相／電圧変換であり、位相差検出出力は30Hzの離散データである。この出力に位相補償なる低域通過フィルタLPF(Low Pass Filter)をかけて、モータへの制御駆動電圧を取り出している。したがってこの位相制御システムをデジタル化した場合にも検出出力は離散データであり、デジタルーアナログ（D/A）変換器を適切に構成すれば、基本的に位相制御特性を劣化させる要因は少ない。一方、速度検出方式においてもパルスジェネレータを用いた周期測定による周波数／電圧変換であり、やはりデジタル化による性能劣化は少ないと考えられた。実際のシステム構成においては、入力パルスの検出時におけるクロックとの非同期に伴うディジット誤差が最大の課題であり、アナログーデジタル混在プ

ロセスにおける高速デジタル素子の開発が必要であった。

一般に用いられる制御系の構成要素として、アナログ手段とデジタル手段を比較して、表 2.4.1 に示す。基本的には従来アナログ手段の機能を直接的にデジタル化しており、主にカウンタやレジスタから構成されるデジタル回路を用いることとした。ここでいくつかの構成要素に関して、アナログ回路を中心にデジタル回路と比較して説明する。

(a) 時間遅延・位相シフト

アナログ回路では、単安定マルチバイブレータ（以降、モノマルチと略称する）を用い、IC化では外付け時定数による1ピン構成としている。また少量遅延ではCR時定数によるパルス遅延方式も多用する。

デジタル方式では基本的にクロック計数による遅延であり、カウント値の切替えにより遅延量を設定できる。クロック周波数により遅延精度が、カウンタのビット数により最大遅延量が決まる。

(b) 位相比較

基本的には基準信号からの位相差、つまり時間差を検出して、これに見合った電圧を出力する。サーボ制御方式では高い検出利得を必要とし、図 2.4.1 に示す台形波信号のサンプリング・ホールドによる位相検出方式が主流である。このとき台形波の傾きが位相比較利得となり、コンデンサ容量Cと電流値I（ $=V/R$ ）により決定される。図 2.4.2 にそのタイミングチャートを示す。目標位相は台形波傾斜部のほぼ中央であり、この点のサンプリング電圧が位相同期電圧となるように設計する。また台形波の平均サンプリング電圧がほぼ位相同期電圧になるように、波形成形によりハイレベル期間とローレベル期間をほぼ一致させる。一方、制御対象であるモータやテープ上からの比較信号より、パルス発生器PGにてサンプリングパルスを発生する。

デジタル的にも同様なタイミングチャートにより回路を構成し、カウンタを用いてデジタル台形波を発生する。カウント値をレジスタにラッチすることにより、ホールド出力となる。

(c) 速度検出（周波数弁別）（周波数／電圧変換）

目標周波数からのずれ量を検出するものであり、本研究では高利得設計とIC化が容易な周波数発電機FG（Frequency Generator）信号による周期検出方式を採用している。アナログ方式では図 2.4.3 に示すようにモータ軸からのFG信号により鋸歯状波信号を発生し、次のFG信号でサンプリングホールドして周期誤差を電圧に変換する。このタイミングチャートは図 2.4.4 であり、FG信号によるサンプリングパルスとリセットパルスを発生し、サンプリングの直後に鋸歯状波発生部をリセット・スタートさせる。検出利得を高める目的で、信号を遅延させた後に急峻に鋸歯状波を立ち上げる同図(e)の波形を用いることもある。

デジタル的にも同様な構成であり、鋸歯状波をクロック計数によるカウンタで構成し、計数値をレジスタにラッチする。制御対象周波数が位相制御系より高いので、

クロック周波数を高めに設定する必要がある。

(d) サンプリグ・ホールド

アナログ回路では、基準信号（台形波あるいは鋸歯状波）の電圧をサンプリグパルスにより瞬時に容量Cにチャージして保持する。容量を十分チャージできるだけのサンプリグパルス幅が必要であり、このパルス幅が広すぎるとサンプリグ周波数の高調波ノイズが多くなる。このノイズを防ぐ目的で、サンプリグ期間中の基準信号電流源を遮断する方式もある。また位相制御系ではホールド期間が33msと長いことより、次段の入力インピーダンスを十分に高める必要がある。

デジタル的には上述のように、レジスタにラッチして容易に実現され、電圧変化や電流リーク等を全く考える必要はない。

(e) 検出出力方式

アナログ回路では、上記サンプリグ・ホールド回路の延長として、バッファ回路によりホールド電圧が出力される。

デジタル回路では、デジタルーアナログ（D/A）変換器やパルス幅変調PWM（Pulse Width Modulation）信号による出力方式がある。D/A変換器ではIC内部に大規模高精度なアナログ回路が必要であり、PWM信号出力では外付けLPFを必要とする。

(f) 増幅器

アナログ回路では通常の電圧増幅器が主流であり、簡単な構成で実現される。

デジタル的には、任意倍率の増幅器はデータの掛け算器で実現できるが、大規模な演算回路が必要である。そこで制御系ではビットシフトによる粗い演算のみで、通常はアナログ位相補償回路で利得調整する。

(g) 位相補償

VTRの位相制御系では、応答特性の改善に位相遅れ補償（LPF）と位相進み補償（HPF）がよく用いられる。位相遅れ補償は低域利得を高めて、位相オフセットを低減させる。位相進み補償は位相遅れを改善することにより安定性を高め、応答周波数を高めることができる。アナログ位相補償回路は、一般に図2.4.5の構成であり、補償周波数が低いことより1MΩ以上の抵抗やケミカルコンデンサが用いられる。位相進み補償は位相特性の180度遅れ付近を進める働きがあり、実際の周波数では5～10Hz程度である。一方、位相遅れ補償では応答特性に影響を及ぼさない程度に十分な低周波数領域での利得改善であり、その周波数帯は一般に1Hz以下に設定される。

デジタル的にはZ変換によりデジタルフィルタを構成するが、大規模で高精度な演算回路が必要であり、代替コストを考慮するとIC集積化は困難である。しかし制御系全体のデジタル化に伴ない、位相補償回路のデジタル化による集積化が必須となり、新たな構成による小規模フィルタの検討が必要となる。

2.4.2 デジタル位相制御方式の開発

(A) デジタル位相比較器の検討

デジタル位相制御においても基本的な構成はアナログ方式と変わらず、図2.4.7に示すデジタル回路で構成される。基本タイミングチャートはアナログ方式と同様であるが、ここではデジタル台形波およびリミッタに注目して図2.4.8に示す。まず図2.4.7の構成において、基準信号の立上り端によりゲートパルス発生してクロックゲートを開き、計測用カウンタを動作させる。その後、比較信号の入力によりラッチパルスを発生させ、計測用カウンタのカウント値を位相検出レジスタにラッチする。このときリミッタ回路に用いる制限用のカウント値も専用レジスタに取り込む。このラッチデータは次段のPWM信号発生部でPWM信号となり、リミッタ回路によりレベル制限されて出力される。

ここでデジタル台形波の構成は、ダイナミックレンジである傾斜部とハイレベル期間およびローレベル期間に分けられる。これらの期間は図2.4.8(c)(d)(e)の制限信号によりリミッタ部で制限され、この結果、同図(f)に示すデジタル台形波信号を形成している。傾斜部の幅を変えるには、計測用カウンタのビット数を変えればよい。なお、比較信号の入力によりゲートパルスを閉じると共に、計測用カウンタをリセットする。また比較信号の入力が大きく遅れた場合には、出力制限用のカウント値により（あるいは図2.4.8(e)の制限信号により）ゲートパルスを閉じてクロックゲートを閉じる。

(B) PWM信号発生回路

検出レジスタにラッチされた計測データは、次段のPWM信号発生部でD/A変換される。一般にはアップ/ダウンカウンタを利用してPWM信号を発生するが、専用カウンタを必要とすることより回路規模が大きい。

そこでクロック用カウンタを利用する図2.4.9の構成とし、一致検出方式によるPWM信号発生方式とした。そのタイミングチャートは図2.4.10であり、クロック用カウンタからのMSB信号により、その立下り（全カウント値が零になる時点）でフリップフロップ出力をハイレベルとし、カウント値比較による一致信号でローレベルとする。したがって比較信号が遅れて位相検出レジスタの値が大きいほど、一致信号によるリセットパルスのタイミングが遅れてPWM波形のHレベル期間が長くなる。つまり制御出力の直流レベルとしては、より高い制御電圧を出力する。なお、位相検出レジスタからの計測データは、一旦、同期を合わせてPWM用レジスタに取り込まれる。この2段レジスタにより、非同期による誤動作を防止する。

ここでPWM信号の周波数 f_{PWM} はPWMカウンタの最上位周波数と一致し、制御系に用いる他の信号とは無関係に周波数を設定できる。このとき入力クロック周波数を f_{CK} 、位相検出ビット数を N とすると、PWM周波数は以下の関係式で表わされ、制御周波数 f_c の100倍以上が望ましい。

$$f_{\text{PWM}} = \frac{f_{\text{CK}}}{2^N} > 100 f_c \quad (2.4.1)$$

2.4.3 デジタル速度制御方式への応用

(A) デジタル速度検出器

速度制御系の中心要素は速度検出器（速度弁別器：Discriminator）であり、デジタル方式においてもFG信号の周期測定により周波数／電圧変換方式を採用した。このデジタル速度検出方式として図2.4.11に示す構成とし、基本的には位相検出器と類似の構成としている。また図2.4.12に示すタイミングチャートのように、リミット回路を適切に用いることにより容易に検出感度を高めることができる。まず回路構成では基本的に位相比較回路と類似であり、相違点はFG信号入力により全ての制御パルスを発生する。つまりFG信号により、ゲートパルス・ラッチパルスおよびプリセットパルスを発生する。FG入力とともにクロックゲートを閉じて、直後に計測用カウンタのカウント値を周期検出レジスタにラッチする。さらに直後に計測用カウンタをプリセットして、クロックゲートを開きデジタル鋸歯状波を発生させる。ここで鋸歯状波傾斜部の中心部分が制御目標になるように、計測用カウンタを適切にプリセットする。

ここで周期検出による速度検出方式では、起動時において重要な注意点がある。まずはモータ起動時においては、FG信号が入力されないことにある。つまりFG信号が入力されないこと、先ほどのラッチパルスや他のパルスが発生されず、計測データが検出レジスタに取り込まれない。そこで所定時間以上の無信号状態では、モータの強制起動が必須である。実際には計測用カウンタのフルカウント状態で強制起動とし、リミット回路出力を強制的にハイレベルとしてモータを起動させる。一方、モータ起動時はFG信号も微弱信号であり、モータ励磁ノイズが重畳され易い。つまり起動時の低速回転時においてFG信号の緩やかなエッジ部分にノイズがのり、波形成形により高周波ノイズとなり速度検出器が誤動作する。このノイズはフィルタによる除去が困難なことより、アナログ制御では信号入力部にシュミットトリガ回路を用いていた。ところがデジタル回路ではタイミングチャートに示すように、計測用カウンタ値により信号エッジ部のノイズを容易に除去できる。

(B) デジット誤差の見積りと実測

速度制御系におけるデジット誤差 D_v は図2.3.1のブロック図のように速度検出器の前に挿入される。したがってその誤差 D_v に対する速度制御ループ出力 ω への伝達関数は、次式のように表される。

$$\frac{\Delta \omega}{D_v} = \frac{K_v G_m}{1 + K_v G_m} = K_v G_m' \quad (2.4.2)$$

$$\text{ただし } G_m = \frac{K_m}{1 + s T_m} \quad , \quad G_m' = \frac{K_m'}{1 + s T_m'}$$
$$K_m' = \frac{K_m}{1 + K_v k_m} \quad , \quad T_m' = \frac{T_m}{1 + K_v k_m}$$

したがってジッタである位相 $\Delta \theta$ への影響は、 $(\Delta \theta / \Delta \omega)$ をブロック線図より求めて、次式で表わされる。

$$\frac{\Delta \theta}{D_V} = \frac{\Delta \theta}{\Delta \omega} * \frac{\Delta \omega}{D_V} = K_V G_m' * \frac{\Delta \theta}{\Delta \omega} \quad (2.4.3)$$

$$\text{ここで} \quad \frac{\Delta \theta}{\Delta \omega} = \frac{1}{s * (1 + G_0)} \quad (2.4.4)$$

$$\text{よって} \quad \frac{\Delta \theta}{D_V} = \frac{K_V G_m'}{s * (1 + G_0)} = \frac{K_V}{K_\theta} * \frac{G_0}{1 + G_0} = \frac{K_V}{K_\theta} G_C \quad (2.4.5)$$

$$\text{ただし} \quad G_0 = \frac{K_\theta G_m'}{s} \quad (2.4.6)$$

$$G_C = \frac{G_0}{1 + G_0} \quad (2.4.7)$$

なお、位相系のディジット誤差 D_θ に対する位相への影響、および位相系と速度系のディジット誤差の影響力の比 δ は次式で表される。

$$\Delta \theta / D_\theta = G_C \quad (2.4.8)$$

$$\delta = (\Delta \theta / D_V) / (\Delta \theta / D_\theta) = K_V / K_\theta \quad (2.4.9)$$

位相比較器および速度検出器の利得は、 $K_\theta = 49.4 \text{ v/rad}$ 、 $K_V = 4.93 \text{ mv/rad/sec} = 31.3 \text{ mv/Hz}$ であり、したがって $\delta = 0.0001$ となる。この場合、ディジット誤差電圧 $D_V \cdot D_\theta$ に対するジッタは、速度系に比べて位相系の影響が大きい。しかし実際にはクロック周波数に対するディジット誤差電圧は、検出周波数・ゲインも考慮すると速度系が10,000程度の高利得であり、位相系と同様に十分に注意が必要である。

そこでディジット誤差を考慮してクロック周波数を検討すると、位相制御系に比較して100倍以上が理想であるが、使用する回路素子あるいはICプロセスが制限を受けることになる。当初開発よりカラー副搬送波3.58MHz(PALでは4.43MHz)をIC内で分周して、各種の基準クロックを得ている。最初の4分周は素子サイズ・消費電流はやや大きいが高周分周のCSTL(Complementary Schottky Transistor Logic)素子を使用し、その後の分周にはIIL(Integrated Injection Logic)素子を採用している。したがって単純にクロックを高周波化すると、多くのカウンタ構成に高速素子を使用せざるを得ずチップサイズの増大が懸念される。

そこで実際にクロック周波数 f_{CK} およびドラムFG周波数 f_{DFG} を切り替えて、ディジット誤差の影響を検討した。ディジット誤差の位相制御出力への影響度としては、アナログ速度制御時とデジタル速度制御時のジッタ差 $\Delta J [\mu \text{ Spp}]$ で表わした。実験の結果、図2.4.13の実測値のように、クロック周波数を2倍にするとジッタは1/5~1/10に低減され、これより次式の実験式を得た。

$$\log(J) = \log(J_D - J_A) = 3 \log\left(\frac{f_{DFG}}{f_C}\right) + 6.4 \quad (2.4.10)$$

実際の測定値では $f_{DFG} = 600 \text{ Hz}$ においては、 $f_{CK} = f_{SC} / 16 = 224 \text{ kHz}$ で $\Delta J = 0.06 \mu \text{ s pp}$ 、

$f_{ck}=448\text{kHz}$ で $\Delta J=0.01\mu\text{s pp}$ である。この結果、 $f_{ck}=448\text{kHz}$ としてもジッタは目標値 $0.15\mu\text{s pp}$ に比較して1/10以下の十分小さい値であり、問題ないと判断した。

2.4.4 位相補償フィルタのデジタル化

(A) 従来デジタルフィルタ

位相制御と速度制御がともにデジタル化されるに伴い、位相制御出力の外付け回路である位相補償回路のデジタル化に着目した。しかし代替コストが小さく応答周波数が1Hz以下と非常に低いことより、デジタルフィルタ方式を工夫して回路規模を小さくすることが必須であった。ここでは位相遅れ補償回路(LPF)のデジタル化にあたり、逐次平均化と減衰加算の組合せによる新構成の小規模フィルタを検討した。

一般に位相遅れ補償回路は前述の図2.4.5のLPF構成であり、その特性は次式で表わされる。

$$G(s) = \frac{1 + K_2 s}{1 + K_1 s} \quad K_1 > K_2 \quad (2.4.11)$$

$$\text{ただし } K_1 = C_2 (R_1 + R_2) \quad K_2 = C_2 R_2$$

ここでデジタルフィルタの実現にあたり、差分近似法を用いて上式をz変換すると、サンプリング周期をT(=1/30[s])として次式のように変換される。

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T} \quad \text{ただし } z^{-1} = e^{-sT} \quad (2.4.12)$$

$$G(z^{-1}) = \frac{A(1 - Bz^{-1})}{1 - Cz^{-1}} \quad (2.4.13)$$

$$\text{ただし } A = \frac{T + K_2}{T + K_1}, \quad B = \frac{K_2}{T + K_2}, \quad C = \frac{K_1}{T + K_1} \quad (2.4.14)$$

上式(2.4.13)は、例えば図2.4.14の従続型フィルタで構成される。ここでデジタルフィルタの各係数を検討すると、以下のようなになる。

$$K_1 = 10 * (1.5 + 0.047) = 15.47, \quad K_2 = 10 * 0.047 = 0.47 \text{ より} \quad (2.4.15)$$

$$A = (0.033 + 0.47) / (0.033 + 15.47) = 0.03246$$

$$B = 0.47 / (0.033 + 0.47) = 0.9338$$

$$C = 15.47 / (0.033 + 15.47) = 0.9979 \quad (2.4.16)$$

ここで係数B・Cの差は0.0641と比率は約6%であり、したがってそれらの差分を用いる出力にはかなりの高精度が必要である。また、扱う周波数が非常に低いことより、係数Cは0.9979と非常に1に近く最も高精度が要求される。さらにこの演算方式では遮断周波数等の係数の変化により、3係数を高精度で全て変える必要があり回路構成が複雑になる。

(B) 新構成のデジタルLPF

以上のような理由より、そのままの構成でIC化することは回路規模を増大させコスト的に実現困難である。そこで見方を変えて、位相遅れ補償回路として図2.4.15のように考えた。つまり同図のラグーリード (Lag-Lead) フィルタ(a)は、厳密なデジタルフィルタではなく単純なLPF(b)と減衰出力(c)の和で実現できると考えた。さらにLPFは急峻な特性は不要であることより、PWM信号の平均化フィルタと兼用したデータ平均によるLPFで流用できると考えた。つまりある時点 $(n-1)$ での過去 M 個の単純平均値を $\overline{A_{n-1}}$ とすると、次の時点 n での M 個の平均値 $\overline{A_n}$ は近似的に次式で表わされる。

$$M * \overline{A_n} = X_n + (M-1) \overline{A_{n-1}} = X_n + (M-1) z^{-1} \overline{A_n} \quad (2.4.17)$$

$$\therefore \overline{A_n} = \frac{X_n}{M + (M-1) z^{-1}} \quad (2.4.18)$$

したがって特性(a)の出力 Y_n は、(2.4.17)式のLPF特性と減衰特性 $(1/N)$ により次のように表わされる。

$$\begin{aligned} Y_n &= \frac{X_n}{N} + \overline{A_n} \\ &= \frac{X_n}{N} + \frac{X_n}{M + (M-1) z^{-1}} \\ &= \frac{X_n}{N} + \frac{X_n}{M * \{1 + (1 - 1/M) z^{-1}\}} \end{aligned} \quad (2.4.19)$$

このとき上式 (2.4.19) の構成は、図2.4.16のように表わすことができる。ここで、係数器は $1/N$ と $1/M$ の2種類に低減できるとともに、各係数 N , M を整数で実現可能なことでビットシフトによる係数器が可能である。また、減算演算は $(1 - 1/M)$ のみであり、 M の値を大きくすることによりその差分値は1に近づき、比較的高精度を必要としない。遮断周波数 f_c は係数 M で、位相特性は係数 N のみで決定され、システム設計や変更に対応し易い構成である。図2.4.16の構成におけるシミュレーション結果を、アナログ方式と比較して図2.4.17に示す。デジタル回路の係数としては、 $N=9$, $M=72$ であり、アナログ回路の定数は図2.4.5の遅れ補償回路において $R_1=0.44M\Omega$, $R_2=0.056M\Omega$, $C_2=4.7\mu F$ である。図2.4.17の結果より位相特性において、新構成フィルタが最大で2度未満の位相誤差であり、問題のない程度に抑えることができた。また、ゲイン特性では新構成フィルタは全体で1~3dB高めであるが、このゲイン誤差は式(2.4.19)における第1項の減衰特性によるものである。直流レベルでのゲイン差 D_G は、次式のように約20dB ($N=9$) の減衰で1dBの誤差であり、ほとんど無視できる。

$$D_G = 20 \log(1 + 1/N) [\text{dB}] \rightarrow D_G \doteq 1 [\text{dB}] \quad @N=9 \quad (2.4.20)$$

(C) 係数Mと遮断周波数

一方、LPF部分における係数Mと遮断周波数 f_c の関係は、 $1/N$ による誤差を無視すると上式(2.4.19)より求められる。つまり同式を伝達式に書替え、遮断周波数を求める。

$$\begin{aligned} \frac{Y_n}{X_n} &= \frac{1}{M - (M-1)z^{-1}} \\ &= \frac{1}{M - (M-1)\cos \omega T + j(M-1)\sin \omega T} \end{aligned} \quad (2.4.21)$$

ここで 実数部=虚数部 なる周波数が遮断周波数であるから、

$$\begin{aligned} M - (M-1)\cos \omega T &= (M-1)\sin \omega T \\ \therefore \sin(2\pi f_c T + \pi/4) &= M\sqrt{2} / (M-1) \end{aligned} \quad (2.4.22)$$

$$\text{よって } f_c = [-\pi/4 + \sin^{-1}\{M\sqrt{2} / (M-1)\}] / 2\pi T \quad (2.4.23)$$

ここで、 $M=72$ 、 $T=1/30$ を代入すると、 $f_c=0.0678\text{Hz}$ となり図2.4.17のゲイン特性と一致する。なお、遮断周波数 f_c より平均個数Mを求めるには、次式を用いる。

$$M = A / (A - 1) \quad \text{ただし } A = \sqrt{2} \sin(2\pi f_c T + \pi/4) \quad (2.4.24)$$

この式は直接的には分かりにくい式であるが、 $f_c \ll f_{sp} (=30)$ の範囲においては両対数表示すると図2.4.18のようにほぼ直線で近似できる。このときの近似式は、上式より以下のように変形できる。

$$\begin{aligned} A &= \sqrt{2} \sin(2\pi f_c T + \pi/4) \\ &= \sin(2\pi f_c T) + \cos(2\pi f_c T) \\ &\doteq 2\pi f_c T + 1 \quad (\because 2\pi f_c T \ll 1) \end{aligned} \quad (2.4.25)$$

$$\therefore M = \frac{A}{A-1} = 1 + \frac{1}{2\pi f_c T} \doteq \frac{1}{2\pi f_c T} \quad (2.4.26)$$

したがって、両辺の対数をとって、次式を得る。

$$\begin{aligned} \log M &= -\log f_c - \log(2\pi T) \\ &= -\log f_c + 0.679 \end{aligned} \quad (2.4.27)$$

同図より平均個数Mが大きくなれば、近似式の誤差率は小さくなる。例えばM=30では f_c の誤差率は5%程度であり、 $M>70$ では2%以下と小さく無視できる。

2.5 ソフトウェア制御方式による適応性の改善

2.5.1 位相・速度制御のソフトウェア化

(A) 位相制御のソフトウェア化

可変速再生機能や特殊記録機能などのデジタル化に伴い、多くの機能をデジタルサーボLSIに取り込むようになってきた。LSIの高集積化が高まるにつれて回路規模も大きくなり、高性能化と低コスト化に大きく実現している。一方、これに反してLSIの開発期間は益々長くなり、バグ発生件数も増えてきている。この場合、システムの確立にはLSIの修正を伴ない、再試作には多くの時間と費用が必要であり問題であった。一方ではマイクロコンピュータが急速な勢いで普及すると同時に、その動作速度や処理能力も著しく高速大型化されてきた。マイクロコンピュータによるソフトウェア制御方式の特徴は以下のものであり、早期の実現が望まれていた。

- (1) LSIの試作不要 → 試作時間と試作費用の低減
- (2) 修正の容易性 → プログラム変更で動作確認可能（短TAT）
特にサーボ制御では、実装中の特性アジャストが可能
- (3) プログラムのリユース可能 → 基本制御システムは不変
- (4) 高速処理能力のマイクロコンピュータが必要 → 専用化も有力
- (5) 演算処理時間に注意 → 位相遅延となり安定性が劣化

このような特徴を有するソフトウェア制御の実現は、やはりマイクロコンピュータの技術進歩により実現可能となった。まず位相制御系への適用を検討し、続いて周波数の比較的高い速度制御系への応用を図った。基本的な制御概念は図2.5.1に示す方式であり、不定期に入力される基準信号と比較信号あるいはFG信号により割り込み処理を施す。2信号による割り込みにより基準カウンタ（あるいはタイマーカウンタ）のカウント値をそれぞれラッチして、その差分データ D_N を位相差あるいはFG周期として算出する。以降はPWM信号発生などによるD/A変換処理とリミッタ処理が施される。

以上のように位相制御と速度制御をソフト化し、さらに位相補償フィルタなども取り込んで全ソフトウェア制御方式を実現した。このようなソフトウェア制御方式においては、処理速度つまり演算処理時間が問題となる。位相制御系においてはサンプリング周波数が30Hzと低いことより、演算時間にやや余裕がある。例えば、すべての演算処理時間に1msを要したとしても、開ループ特性においては5Hzでも1度以下の位相遅れであり特性的に全く問題とならない。実際の位相制御方式では、図2.5.2に示すように差分データ値によりH/Lレベル期間を設けている。上記の演算時間とは、比較信号によりデータラッチしてからPWM信号のパルス幅を切替るまでの時間である。

基準信号により取り込んだカウント値を N_0 、次にくる比較信号により取り込んだカウント値を N_1 とする。このときの差分データ D_N および時間差 T_N は次式で表される。

$$D_N = N_1 - N_0 \quad (2.5.1)$$

$$T_N = (N_1 - N_0) T_{CK} \quad (2.5.2)$$

ただし T_{CK} : クロック周期

なお、所定の遅延時間が必要な場合は、同図のように傾斜部の前にローレベル期間を設定する。この場合、PWM信号用に演算されるカウント値 N_{PWM} は、次式となる。

$$N_{PWM} = N_1 - N_0 - N_d \quad (2.5.3)$$

ここでソフトウェア制御においても、デジタル制御と同様に台形波状の制限が必要である。つまり図 2.5.2 の傾斜部のカウント幅を N_R 、L レベル部を N_L および H レベル部を N_H として、これらの値を明確に設定する必要がある。ここで位相制御出力の PWM 信号のデューティ比 R_{PWM} は、次式で示される。なお実際の位相差出力としては、例えば 8 ビット信号であり、(0000 0000) ~ (1111 1111) の範囲で表される。

$$\begin{aligned} R_{PWM} &= 0 \text{ (Lレベル)} && \text{at } N_0 \leq N_1 < N_0 + N_d \\ & && \text{or } N_0 + N_d + N_R + N_H \leq N_1 \\ &= (N_e - N_s - N_d) / N_R && \text{at } N_0 + N_d \leq N_1 \leq N_0 + N_d + N_R \\ &= 1 \text{ (Hレベル)} && \text{at } N_0 + N_d + N_R < N_1 \leq N_0 + N_d + N_R + N_H \end{aligned} \quad (2.5.4)$$

ただし、起動時において速度制御が立ち上がるまでは、位相制御出力はデューティ 50 の PWM 信号であり平均レベルを出力するように設定する。なお、マスターカウンタが最大値から最小値への切替わり点を含む場合には、その不連続点の処理が必要である。一方、ドラム系とキャプスタン系の位相制御を同時に処理することより、比較信号が同時に入力されることがあり得る。この場合、比較信号値 N_1 は同じ値に設定できるが、PWM 演算などの処理は性能的に厳しいドラム制御系を優先させることとした。

(B) 速度制御のソフトウェア化

速度制御の場合は FG 信号の周期計測であり、基本制御方式は図 2.5.1 に示したように位相制御系における基準信号と比較信号を夫々 FG 信号に置き換えた構成である。したがってそのデータ演算は図 2.5.3 に示す方式であり、FG 信号による連続した測定値により、前回の測定値 N_{n-1} と新たな測定値 N_n との差分データで処理される。つまり FG 周期 T_{FG} は、(2.5.1) 式と同様に次式で表わされる。

$$T_{FG} = (N_n - N_{n-1}) T_{CK} \quad (2.5.5)$$

なお位相制御系と同様にして、速度制御出力である PWM 信号のデューティ比 R_{VPWM} は次式で示される。

$$\begin{aligned}
R_{\text{PWM}} &= 0 \text{ (Lレベル)} && \text{at } N_{n-1} < N_n < N_{n-1} + N_L \\
&= (N_n - N_{n-1}) / N_R && \text{at } N_{n-1} + N_L \leq N_n \leq N_{n-1} + N_L + N_R \\
&= 1 \text{ (Hレベル)} && \text{at } N_{n-1} + N_L + N_R < N_n
\end{aligned} \tag{2.5.6}$$

ここで速度制御系では強制起動が必要であり、無信号時および上式のHレベル期間ではPWM出力をHレベルとしている。ここで速度制御系の大きな特徴は、FG周波数が数kHzとやや高速になることである。つまり演算処理に許される時間が多くても数十 μ s以下が望ましく、マイクロコンピュータへの制約が厳しくなる。

以上においてモータ起動時の制御順序や位相・速度系の処理順序などは、図2.5.4に示すように時系列的に処理される。つまりまずはモータを強制起動させて速度制御系のダイナミックレンジまで立ち上がると、はじめて位相制御系が動作する。この場合にも速度制御系のFG信号が優先的に処理され、位相制御系は速度系の合間に割り込みで処理される。実際には位相制御系と速度制御系の各計測データはマイクロコンピュータ内の各レジスタに取り込まれ、これらの計測データは加算されてPWM信号処理部に送られる。位相制御系と速度制御系は非同期であることが多く、したがってPWMデータを書き換えるタイミングをPWM信号に同期させる必要がある。

2.5.2 位相補償フィルタのソフトウェア化検討

(A) 位相補償回路の設計

位相制御系と速度制御系の両方をソフトウェア制御化することにより、位相補償回路のソフトウェア化にもピン数削減等のメリットがでてきた。また位相制御系のループゲイン切替えや、位相補償フィルタの定数変更による特性改善が容易となる。そこで図2.4.5のアナログフィルタ特性を、マイクロコンピュータにより検討した。デジタルフィルタでは位相遅れ補償回路(LPF)に関して前節2.4で述べたので、ここでは位相進み補償(HPF)に関してその考え方と構成法を述べる。ここでサーボ制御における位相進み補償の伝達関数 $G(s)$ は、その遮断周波数がサンプリング周波数に近いことよりホールド回路を含めて検討する。ホールド回路の伝達関数は式(2.3.13)であり、したがって位相補償全体の伝達関数 $G_H(s)$ は次式で表わされる。

$$G(s) = \frac{\beta (1 + s T_1)}{1 + s \beta T_1} \tag{2.5.7}$$

$$G_H(s) = \frac{1 - e^{-s T_0}}{s} * \frac{\beta (1 + s T_1)}{1 + s \beta T_1} \tag{2.5.8}$$

$$\text{ただし } T_0 = \frac{1}{f_{\text{SP}}} \text{ , } T_1 = C_1 R_1 \left(= \frac{1}{2 \pi f_c} = \frac{T_c}{2 \pi} \right)$$

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1 \tag{2.5.9}$$

(T_1 は周期ではない点に注意)

上式の特性は図 2.5.5 に示すように、ゲイン特性では $f_{SP}/3\text{Hz}$ (10Hz) で、位相特性では $f_{SP}/30\text{Hz}$ (1 Hz) でサンプリングホールドの影響が大きく見え始めている。したがって $f_{SP}/6\text{Hz}$ (5 Hz) 以上では位相補償の効果は急激に弱くなる。

さて上式(2.5.7)を Z 変換するには標準 Z 変換法や整合 Z 変換法等があるが、ここでは一般的に多く用いられる双線形 (双一次) 変換法を用いる。まず、下記の変換対を用いて上式を変換し、次式(2.5.11)を得る。

$$s = \frac{2}{T_0} * \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (2.5.10)$$

$$G(z) = \beta * \frac{(1 + a \pi) - (1 - a \pi) z^{-1}}{(\beta + a \pi) - (\beta - a \pi) z^{-1}} \quad (2.5.11)$$

$$\text{ただし } a = \frac{f_c}{f_{SP}} = \frac{T_0}{T_c} = \frac{T_0}{2 \pi T_1} \quad (2.5.12)$$

この式よりデジタルフィルタを構成するが、通常は特性検討のし易い従続型接続によりフィルタを実現する。ところが従続型接続によるフィルタでは、位相遅れ補償で示した図 2.4.14 のフィルタ構成とまったく同じであり、各係数の相違により H P F と L P F に特性が別れる。この場合、(2.5.11)式の H P F の伝達関数は次式で表される。

$$G(z) = A * \frac{1 - B z^{-1}}{1 - C z^{-1}} \quad (2.5.13)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし } A &= \frac{\beta(1 + a \pi)}{\beta + a \pi} \\ B &= \frac{1 - a \pi}{1 + a \pi} \\ C &= \frac{\beta - a \pi}{\beta + a \pi} \end{aligned} \right\} \quad (2.5.14)$$

そこで、梯子型接続により(2.5.11)式の H P F を構成する。回路構成は図 2.5.6 であり、その特性式は次式で表される。

$$G(z) = A_0 + \frac{1}{B_1 z^{-1} + \frac{1}{A_1}} \quad (2.5.15)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし } A_0 &= \frac{\beta(1 - a \pi)}{\beta - a \pi} \\ B_1 &= \frac{(\beta - a \pi)^2}{2 a \pi \beta(1 - \beta)} \\ A_1 &= - \frac{2 a \pi \beta(1 - \beta)}{(\beta + a \pi)(\beta - a \pi)} \end{aligned} \right\} \quad (2.5.16)$$

(B) 位相進み補償の実測結果

実際にはマイクロコンピュータによるプログラミング制御になり、基本的な演算手順を図2.5.7に示す。演算時間の短縮を図り、入力データの取込前に必要な演算をすべて処理しておくことが望ましい。簡単な測定装置により実測した位相進み補償回路の伝達特性を、ゲインのみであるが図2.5.8に示す。装置の制約が多く、サンプリング周波数 f_{SP} は最低で100Hzであり、遮断周波数 f_c をやや低めに設定している。使用した係数は以下であり、倍精度演算としている。

$$\beta = 0.3, \quad a = \frac{f_c}{f_{SP}} = \frac{T_0}{T_c} = \frac{T_0}{2\pi T_1} = 0.0002652 \quad (2.5.17)$$

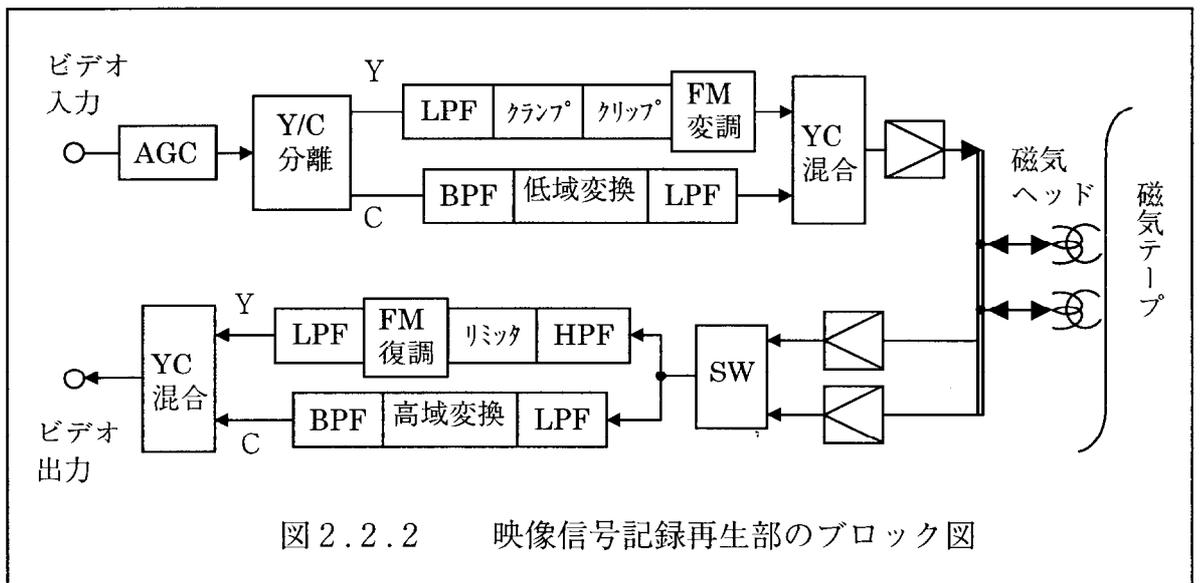
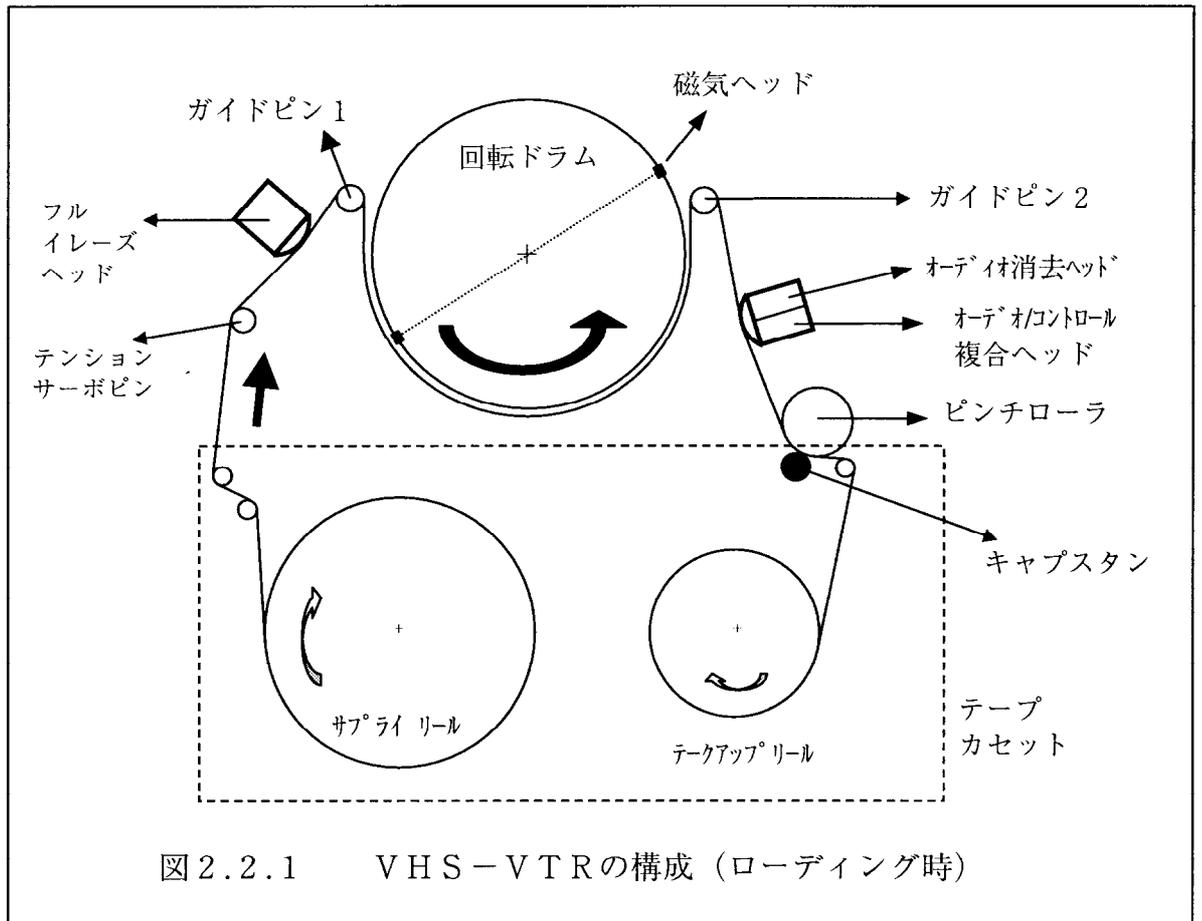
なお、 $f_c / f_{SP} = 0.01$ 以上において大きくゲインが低下しているが、これはPWM信号平滑用のLPFの影響である。

2.6 まとめ

家庭用VTRにおけるサーボ制御システムにおいて、ドラム直流モータの位相制御系に速度制御系を加えた2重制御システムの開発により、ドラム応答特性を大幅に改善してトルク外乱を抑え、立上り時間の速いドラム制御系を実現できた。この結果、ジッタを抑圧できるとともに再生起動時にテレビに映し出す時間を短縮できた。またキャプスタン制御系にも位相制御を加えることにより、速度オフセットを原理的に皆無とし信号処理系の周波数ずれへの悪影響を解消できた。このドラム制御系とキャプスタン制御系とを基準信号系を介して接続する新サーボ制御システムの開発により、両制御系相互の外乱が電氣的に影響し合うことはなく無用なジッタを抑圧できた。また可変速再生時にも分離独立して制御できるシステム構成であり、したがってどのような制御モードであってもキャプスタン制御系を最適化することができた。さらにトラッキング調整をキャプスタン位相系の基準信号側に挿入することにより、制御系の応答特性に影響を及ぼすことなく、調整時の大きな画面ゆれを抑えることができた。これらのシステムをIC化することにより、部品点数を大幅に削減してコスト低減と信頼性を高めることができた。

このような新サーボ制御システムにおいても温度変化や経時変化により位相オフセットが発生するが、この特性変化を払拭するデジタル制御方式を検討した。まずはサンプリング周波数が30Hzと低い位相制御系に着目し、デジタル位相比較器やPWM発生器を開発した。続いてディジット誤差に注意して1kHz程度の周波数弁別器を開発し、デジタル速度制御方式を確立した。このデジタルサーボ制御の開発により、環境変化による弊害を除去するとともに、可変速再生時の制御目標やパラメータの切換え等を正確かつ容易にした。同時に機能展開への対応性や操作性を高め、次章に述べる自動化による高性能化へと発展させることができた。さらに位相補償フィルタや周辺回路のデジタル化も実現し、さらなる高機能化と大集積化を可能にすることができた。これによりICピン数の削減とさらなる高集積化により、高機能化と高信頼性を達成することができた。

高集積化とともにICの回路規模が増大し、開発期間やIC修正時間は益々大きなものとなってきた。そこでこのような問題点を解消すべく、プログラミングによるソフトウェア制御方式を提案した。つまりマイクロコンピュータの高速化や並列処理能力の向上により、割り込み機能による演算処理機能と優先順序の明確化により、完全なソフトウェア制御システムを確立した。さらには位相進み補償フィルタの設計動作も確認し、アナログ信号に変換されたモータ制御出力までの全てをマイクロコンピュータで実現した。この結果、サーボ制御システムの開発において、パラメータの変更のみで実装時の制御性能を調整し確立できる。また動作的に不具合が生じて、プログラミングの変更のみで対策可能でありすぐに実装確認ができる等の大きな利点がある。このようにIC修正期間や実装調整期間を低減することにより適切に製品を市場に供給でき、また回路・ICによるハード的な信頼性からプログラミングによるソフト的な信頼性へと根本的に信頼性を向上させることができた。



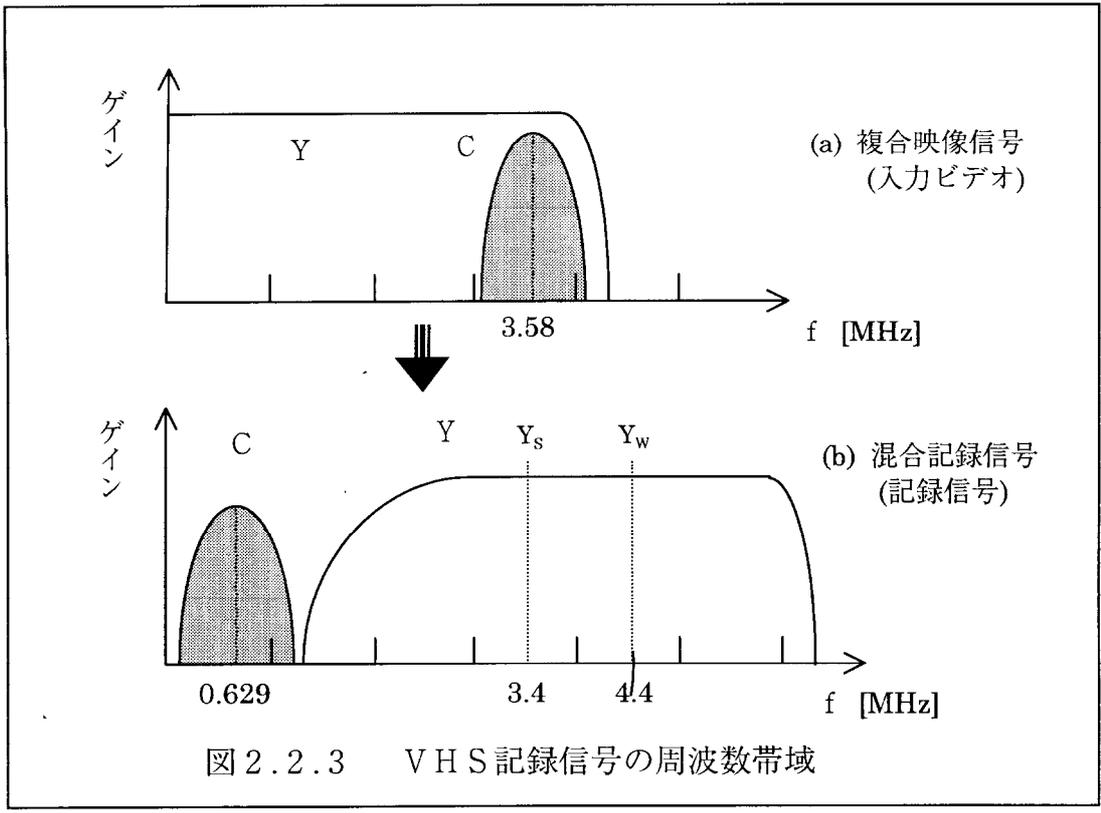


図 2.2.3 VHS 記録信号の周波数帯域

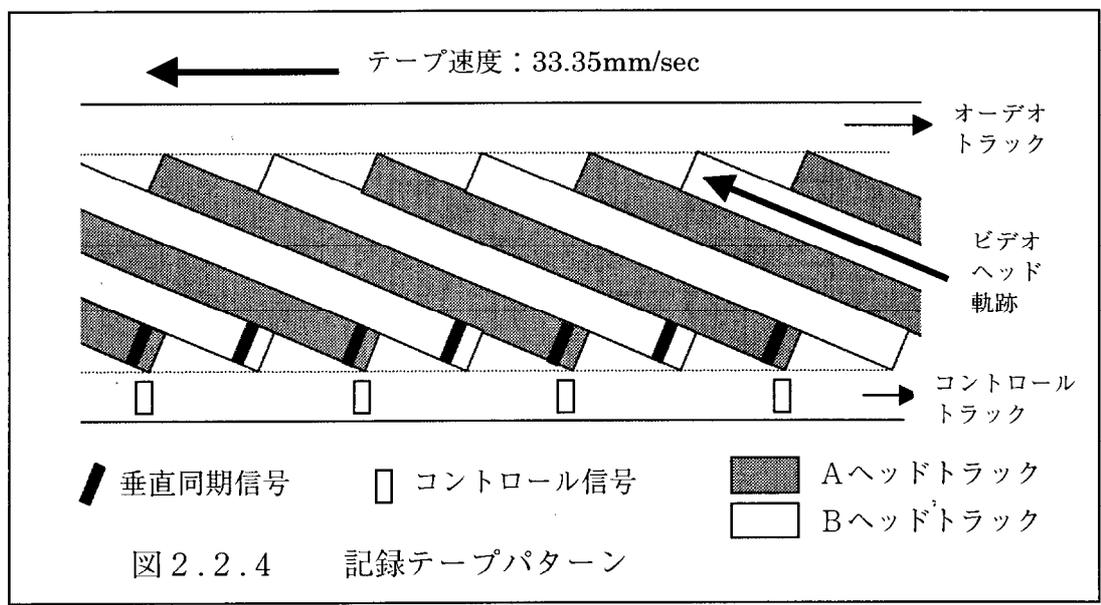
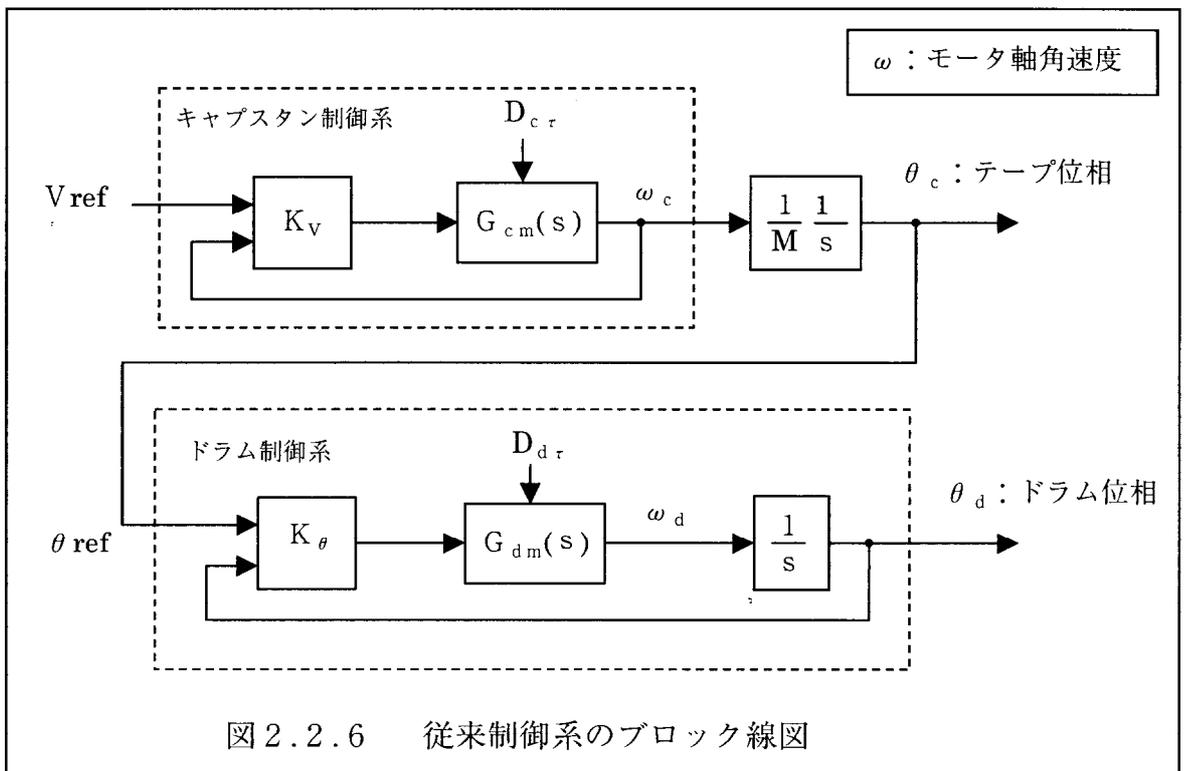
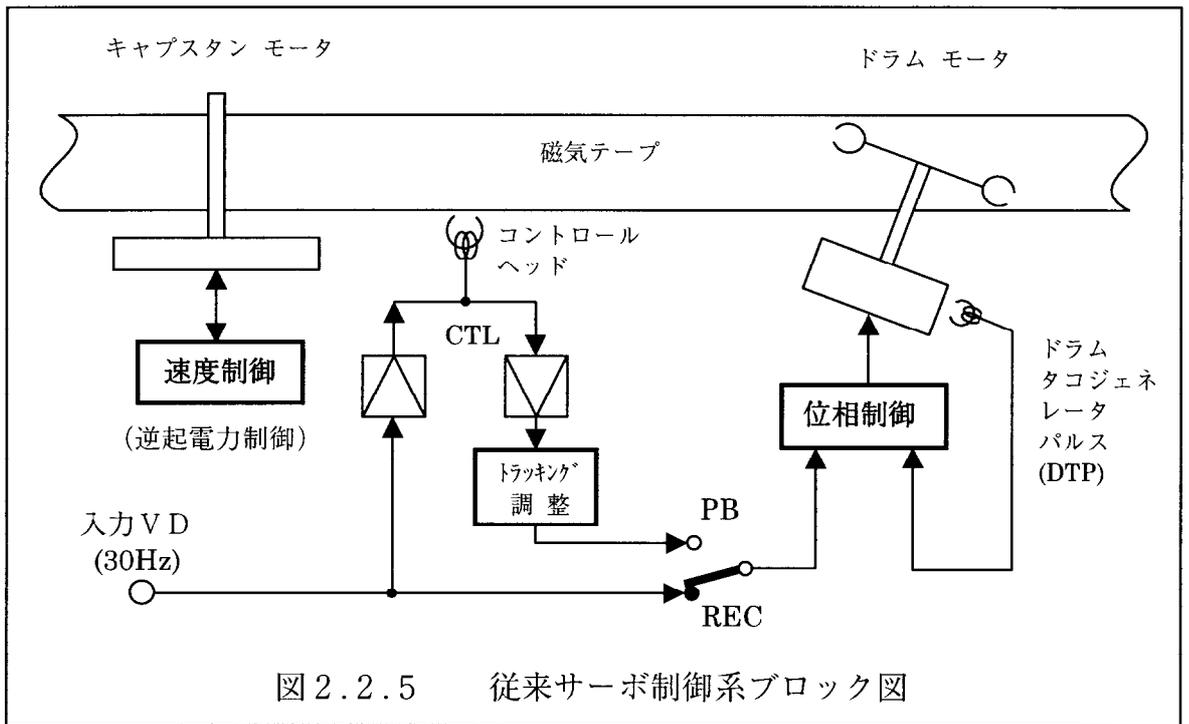
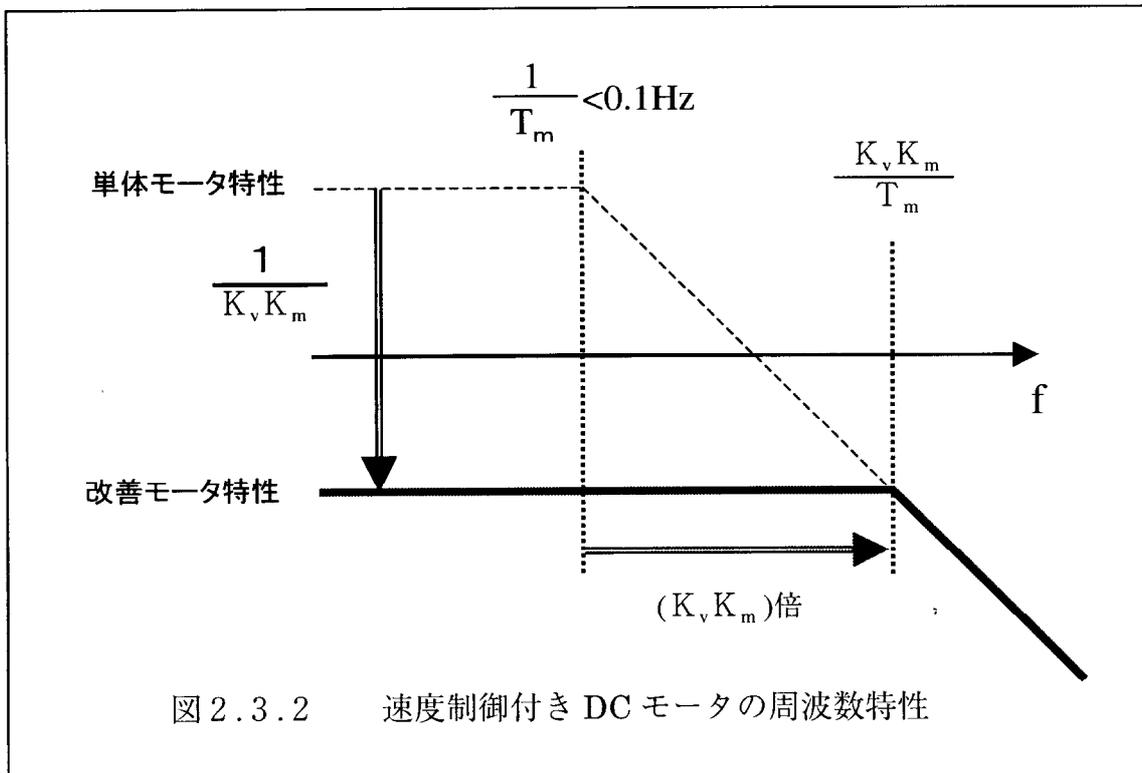
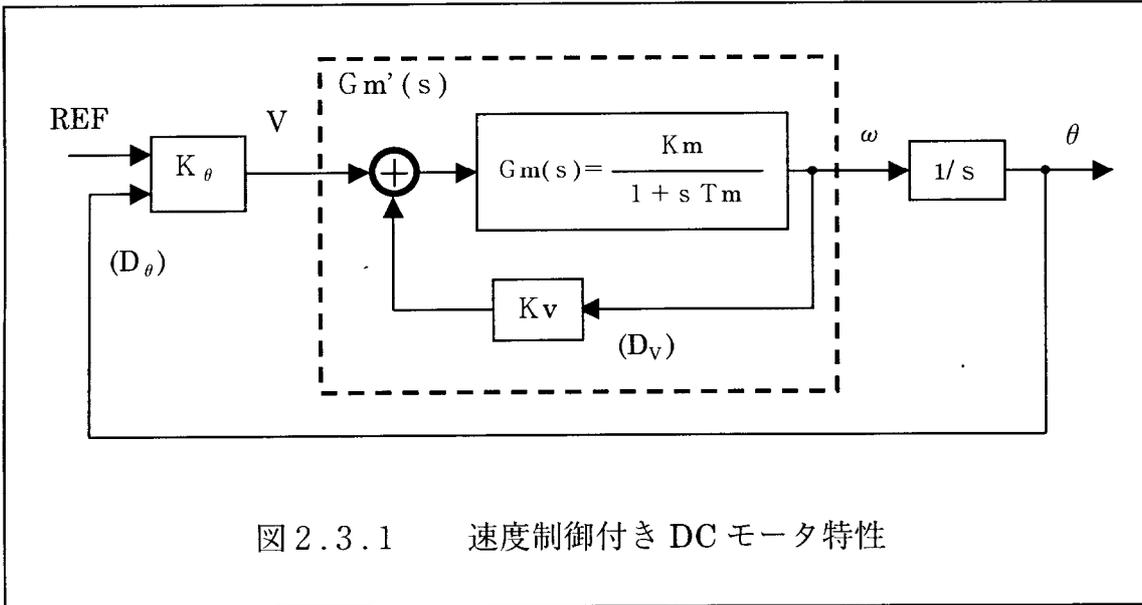


図 2.2.4 記録テープパターン





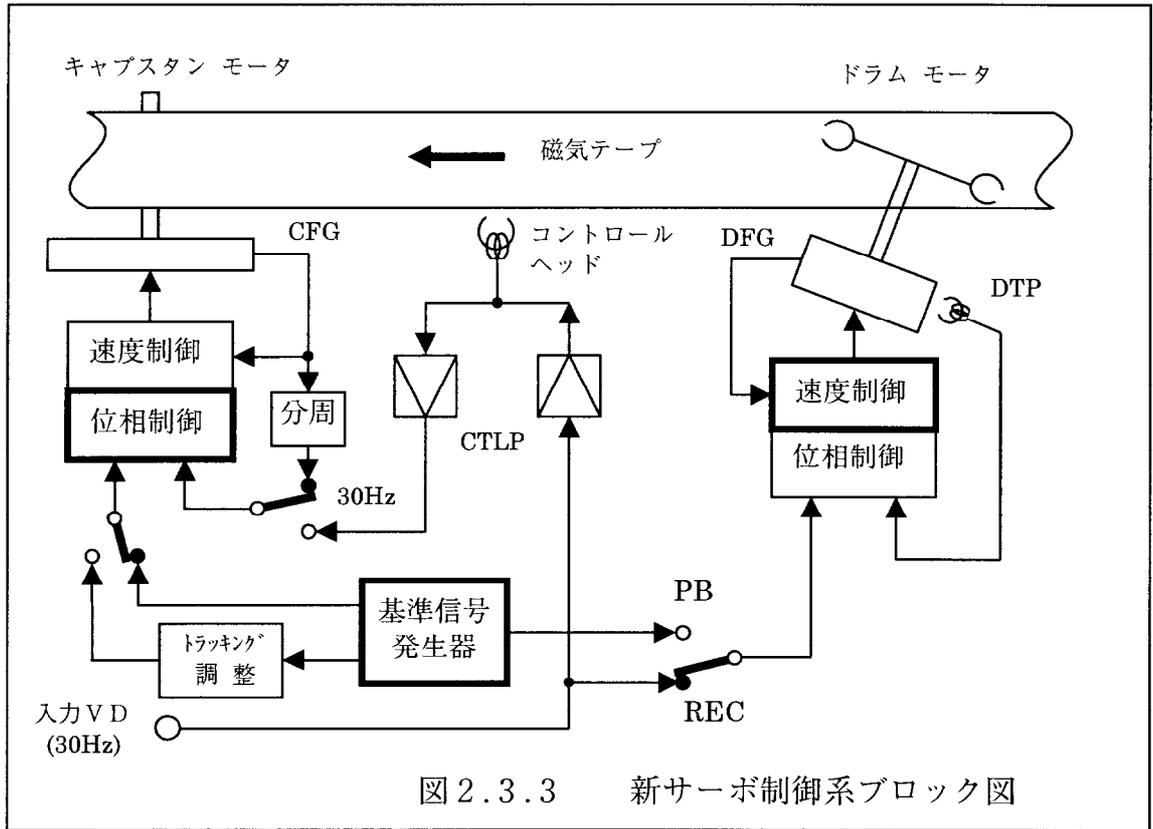


図 2.3.3 新サーボ制御系ブロック図

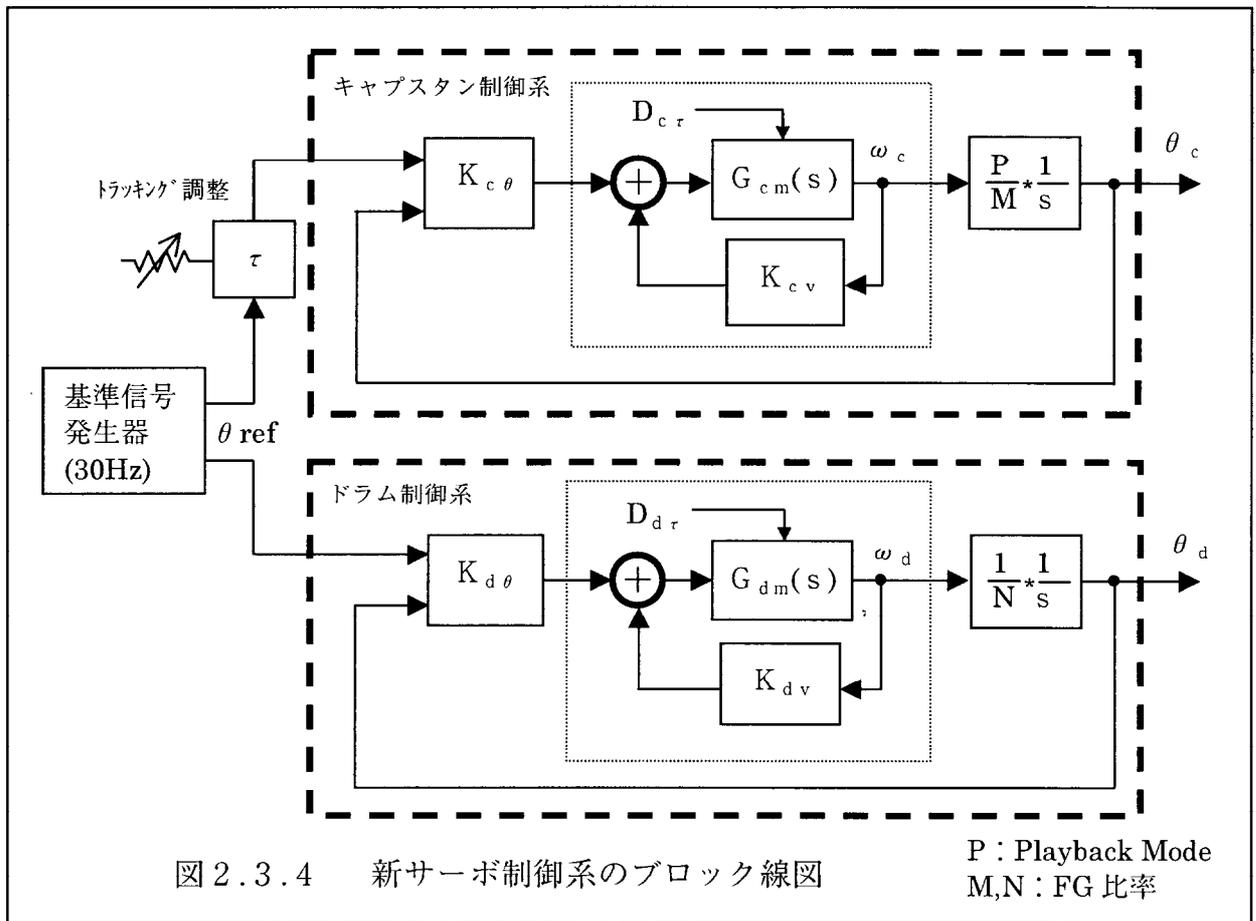
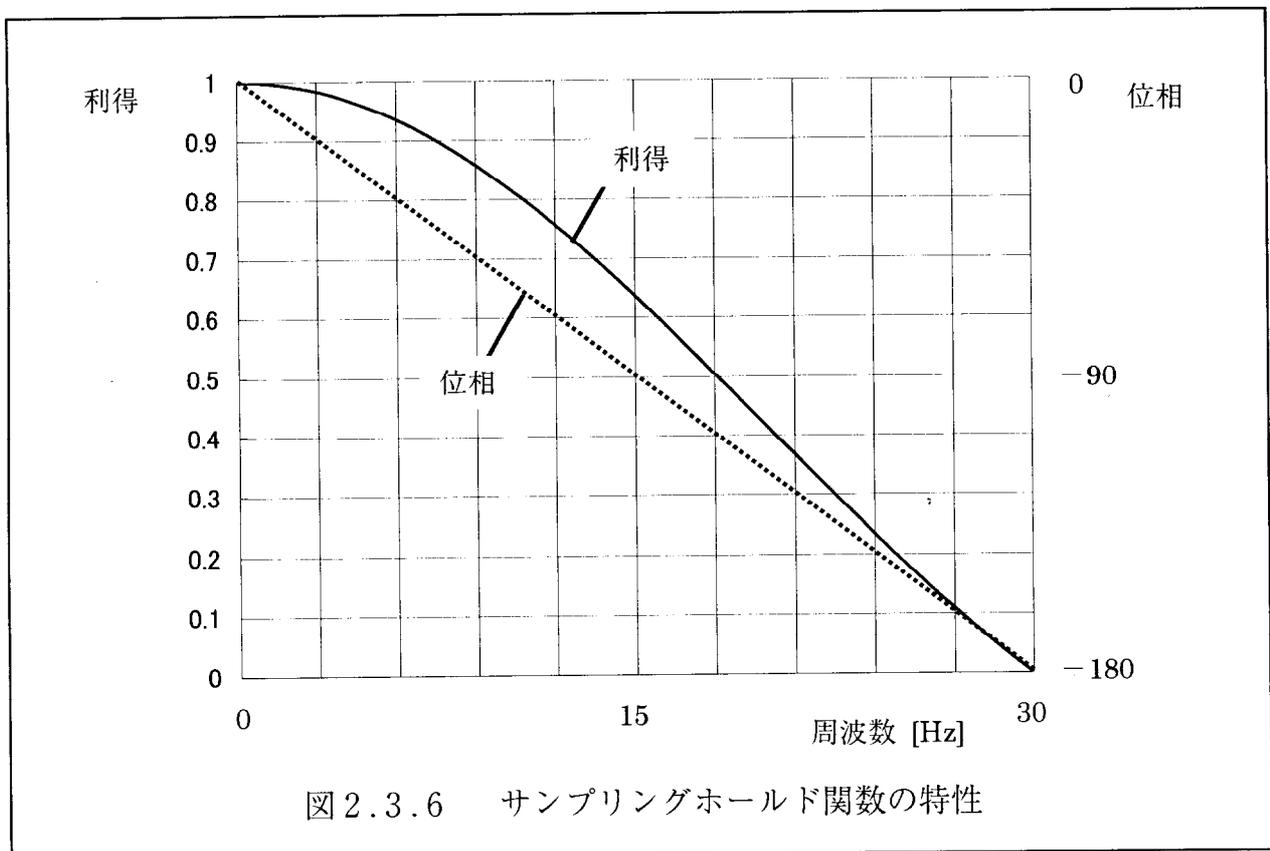
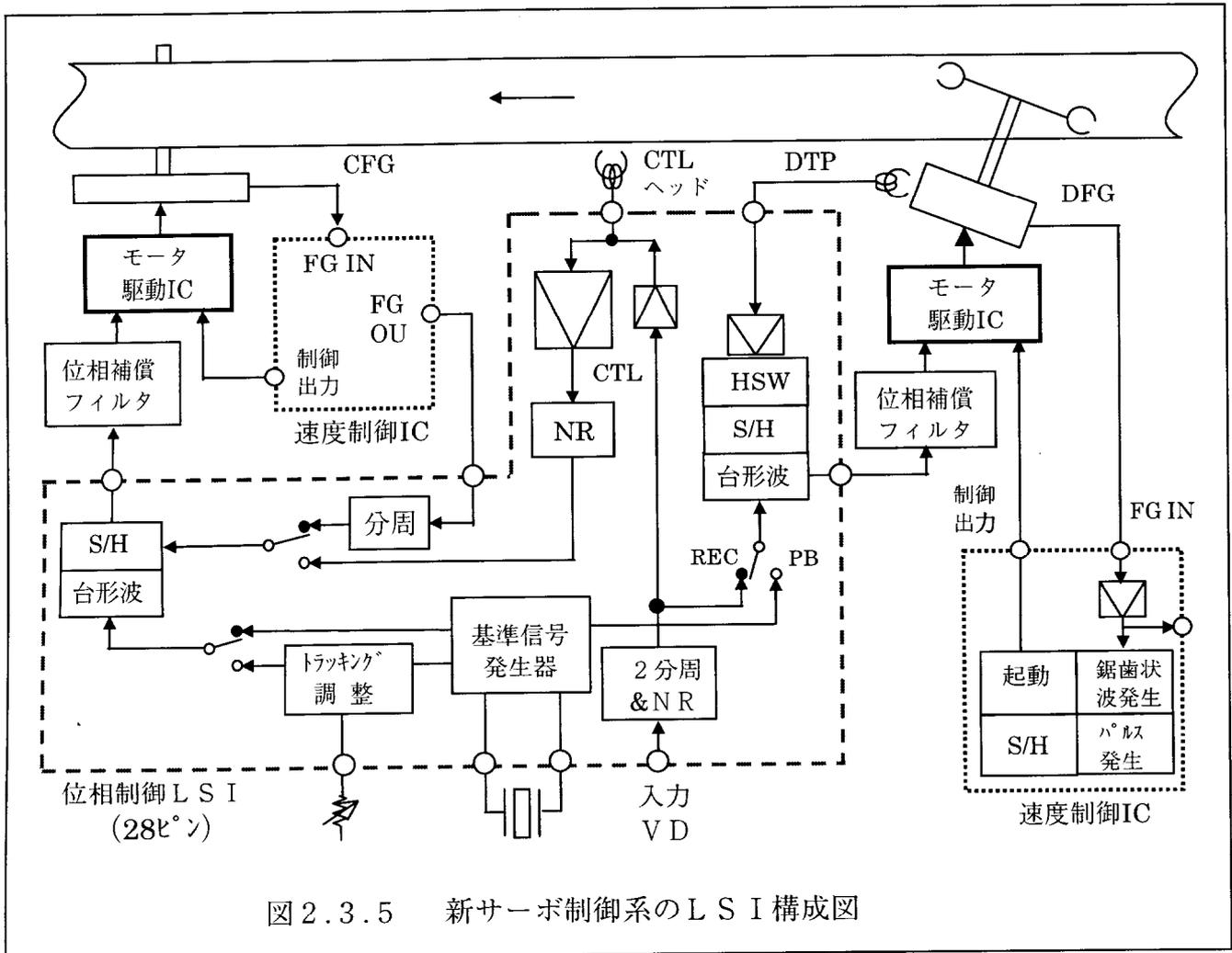


図 2.3.4 新サーボ制御系のブロック線図

P : Playback Mode
M, N : FG 比率



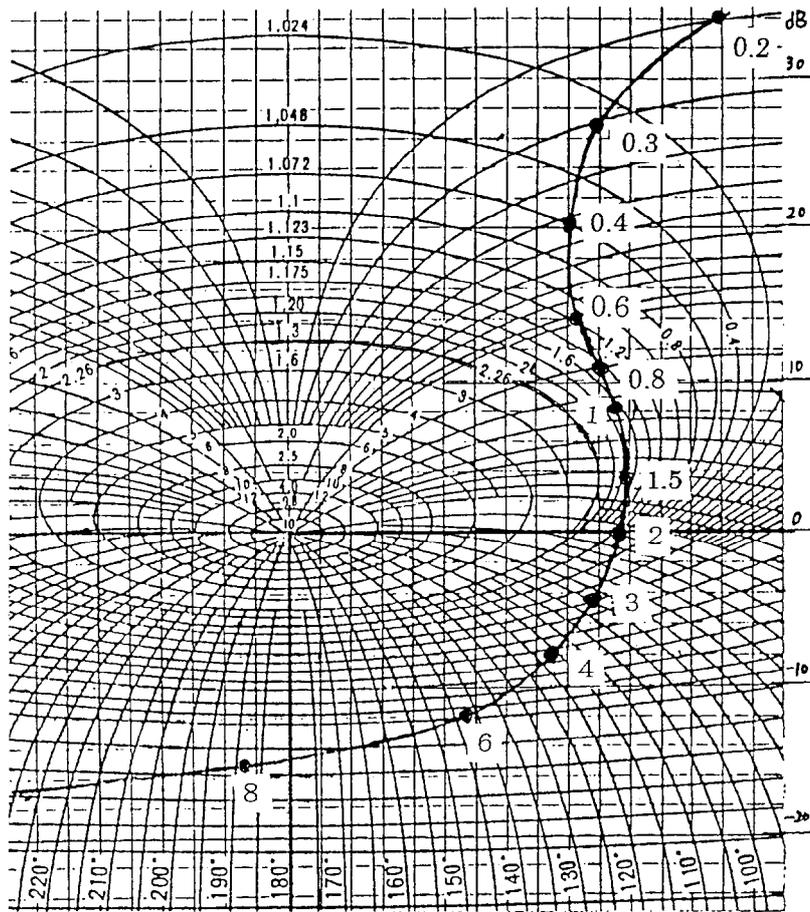
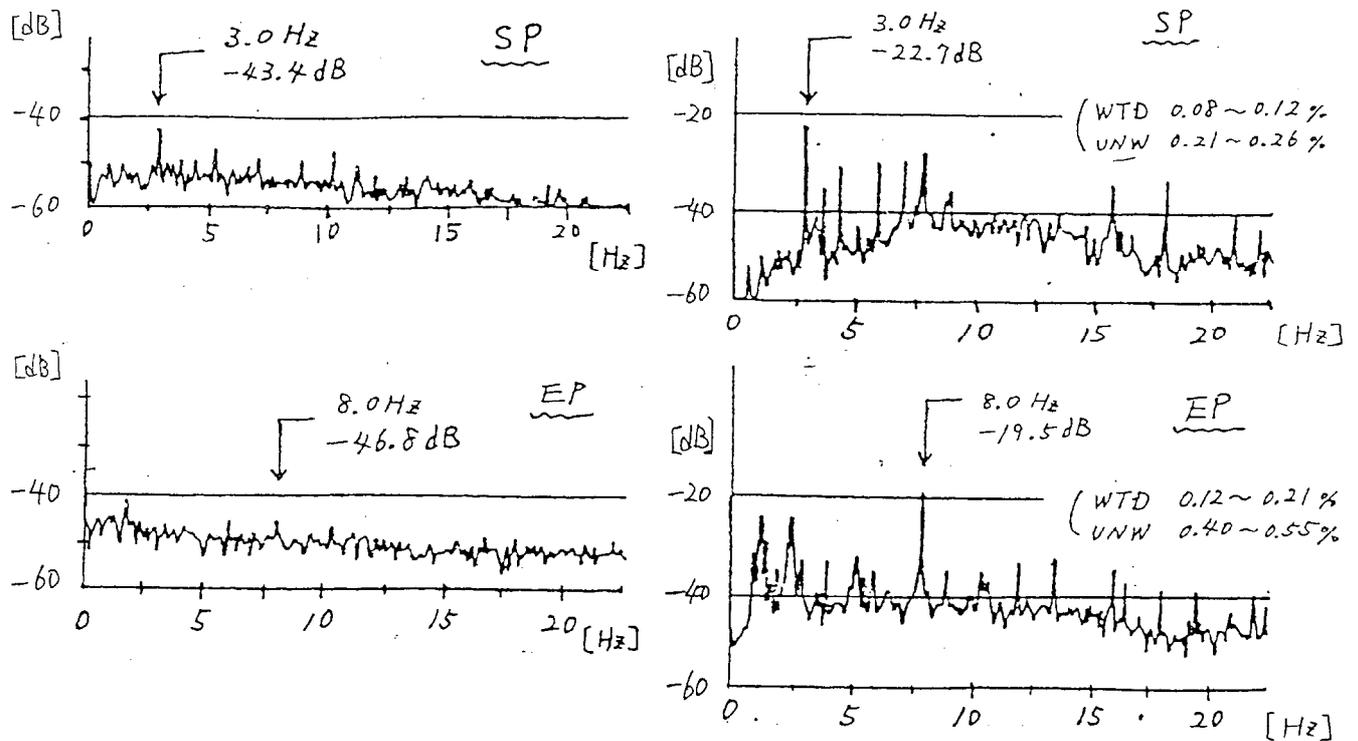


図 2.3.7 ドラム制御系のニコルス線図 [EPモード]



(a) ジッタ性能 [ジッタメータ 0.3% Direct]

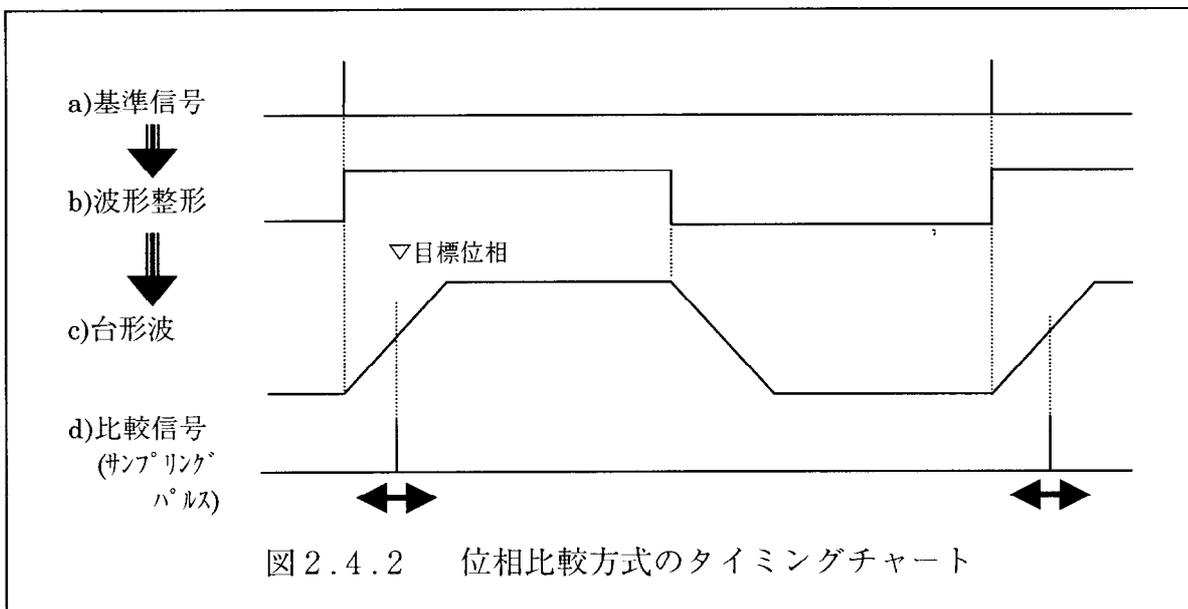
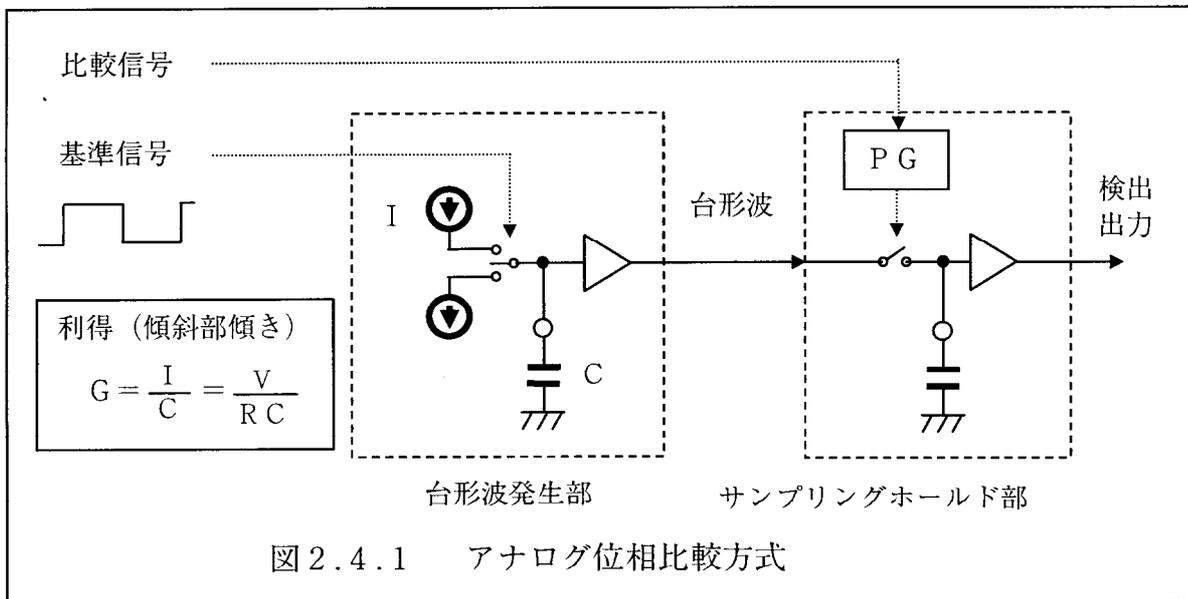
(b) ワウ・フラッタ性能

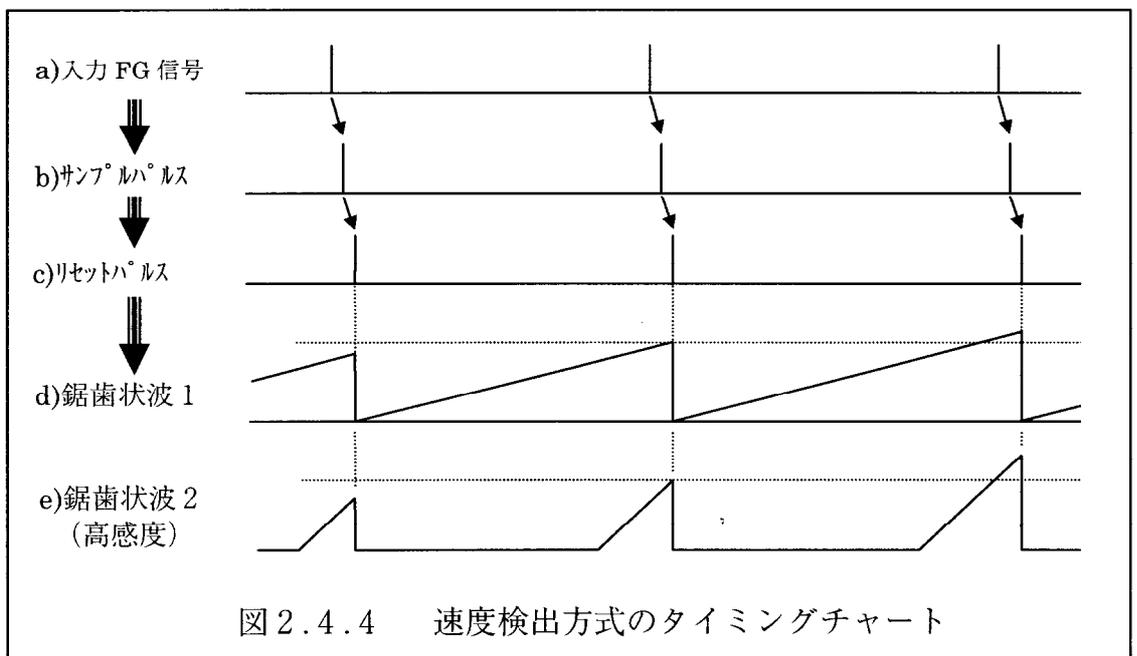
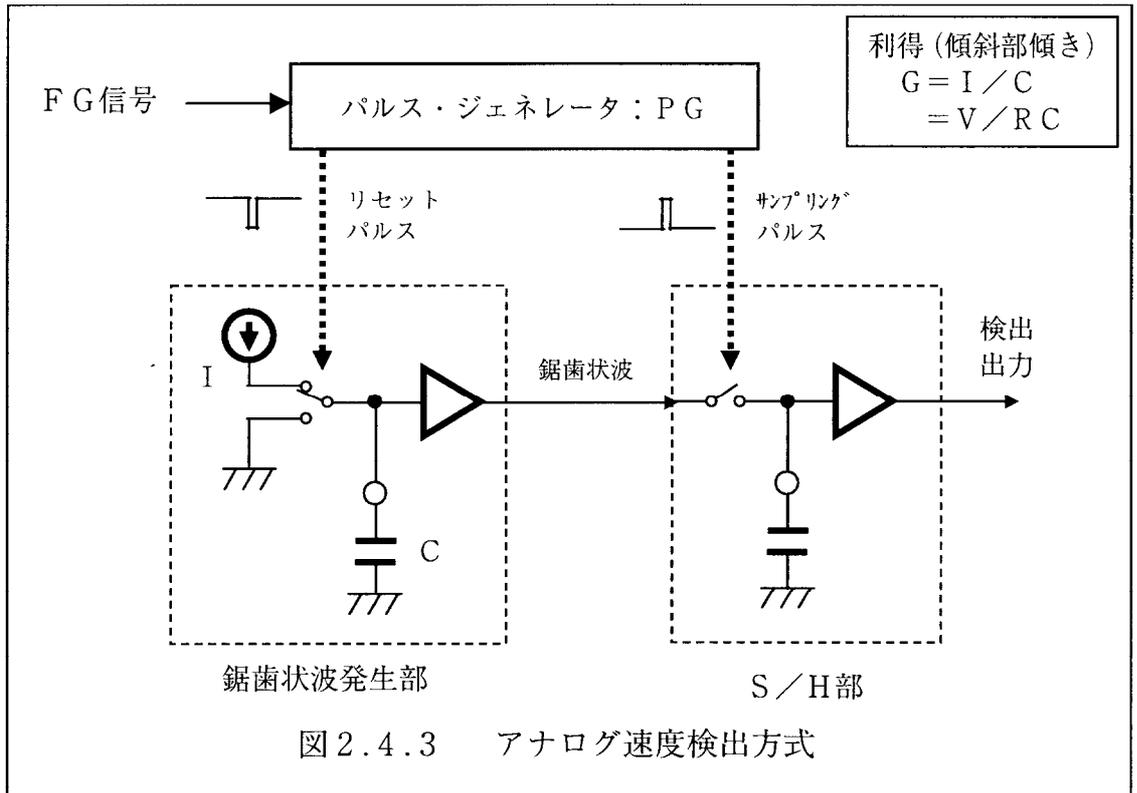
図 2.3.8 ジッタとワウフラッタ性能 (自己録再)

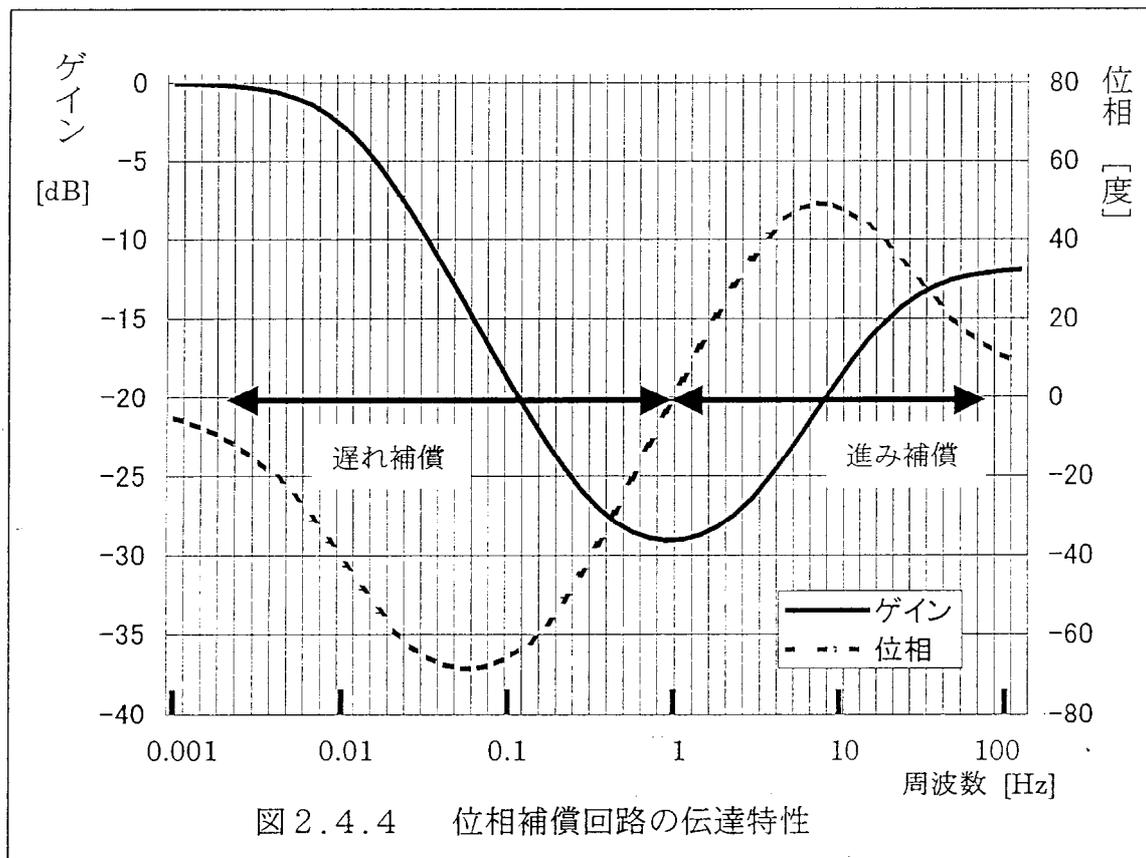
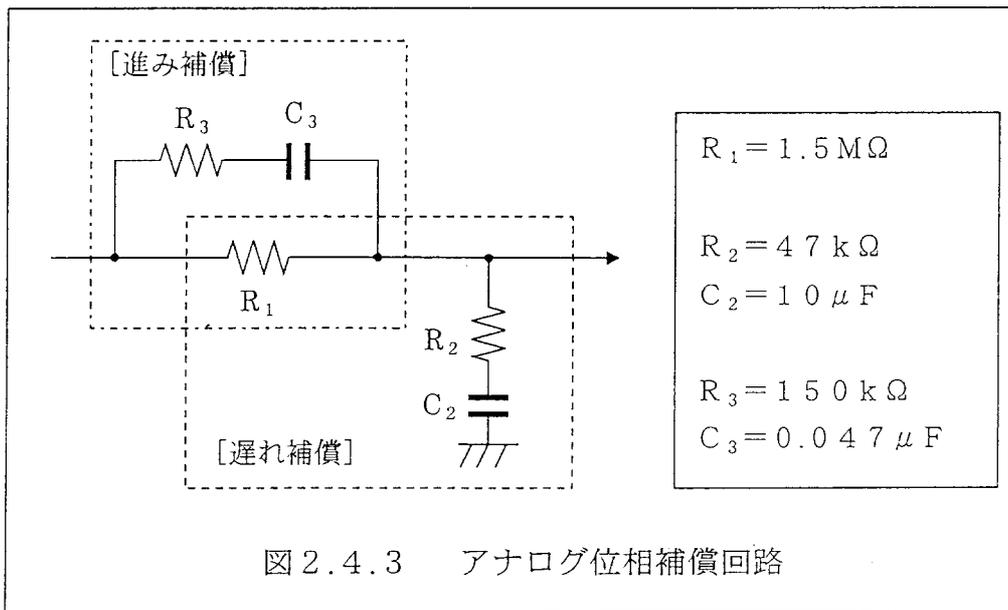
表 2.4.1 アナログ回路とデジタル回路の構成比較

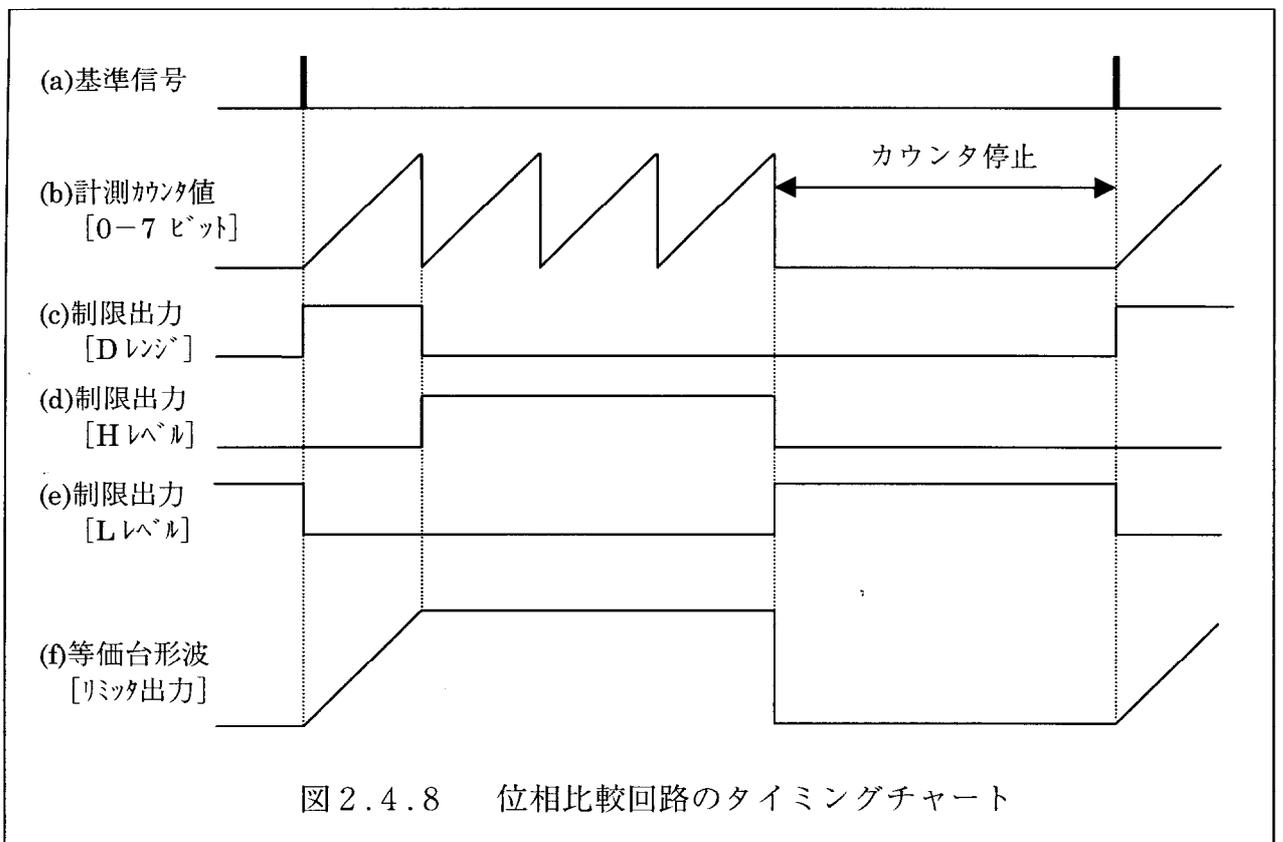
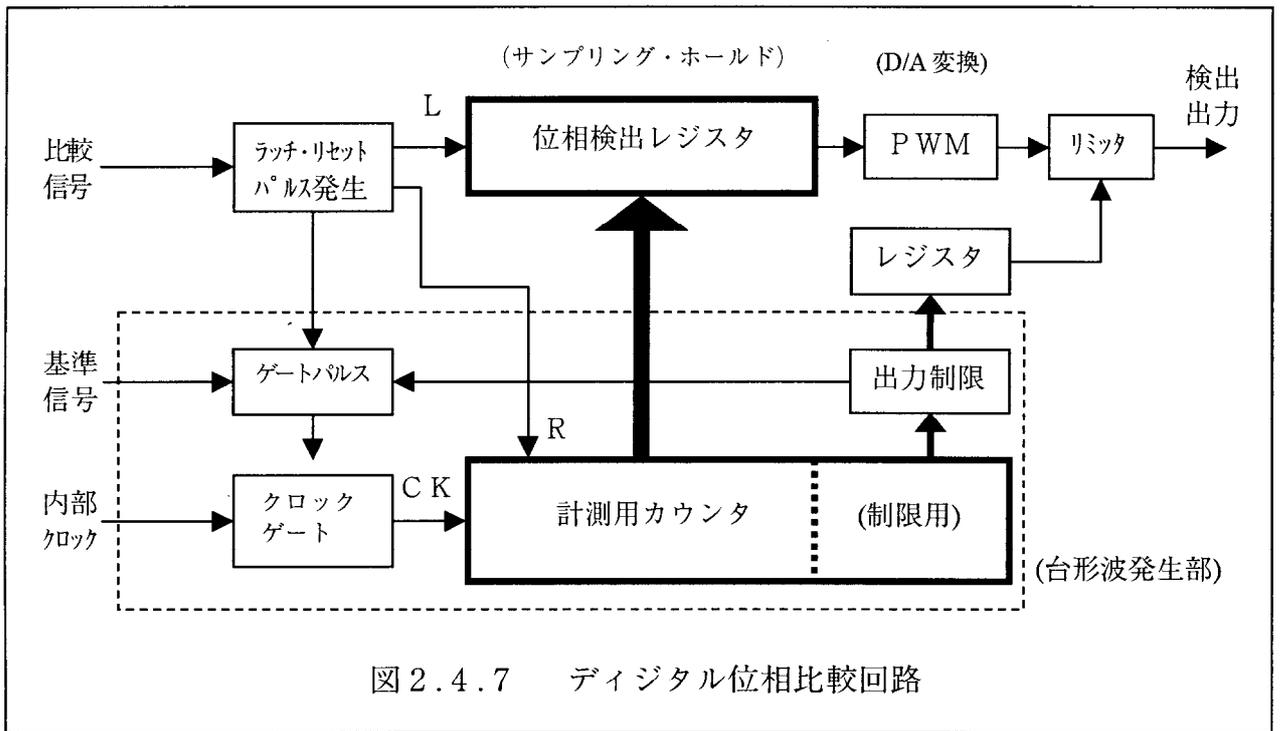
	基本機能	アナログ回路構成 (特徴)	デジタル回路構成 (特徴)
a	時間遅延 位相シフト	モノマルチ *・積分回路 (CR 時定数による時間設定)	カウンタによるクロック計数 (計数値により時間設定。 精度はクロック周波数依存)
b	位相比較	台形波発生 [図 2.4.1] (基本的に CR による傾斜)	デジタル台形波 クロック計数器とリミッタ構成
c	速度検出	鋸歯状波発生 (同上)	デジタル鋸歯状波 クロック計数器
d	サンプリング ・ホールド	コンデンサによる電圧ホールド 高入力インピーダンスの出力バッファ	レジスタへのデータラッチ
e	検出出力方式	ホールド電圧の直接出力	A/D変換器 or PWM
f	増幅器	アナログアンプ (任意利得可変)	ビットシフト (2 ⁿ 倍のみ) (微調整は位相補償部で)
g	位相補償	CR フィルタ (時定数が大きく IC 内蔵困難)	デジタルフィルタ (演算精度は高い)

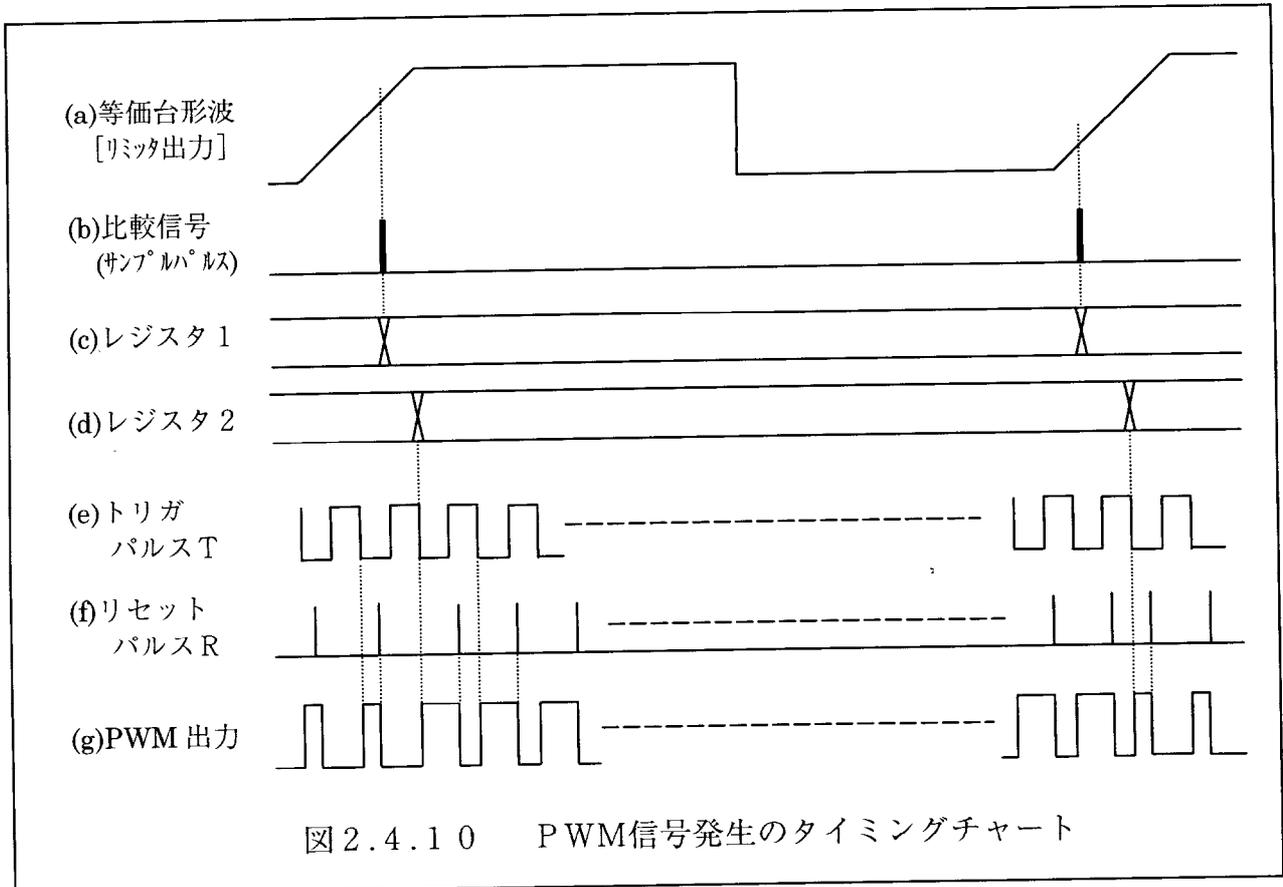
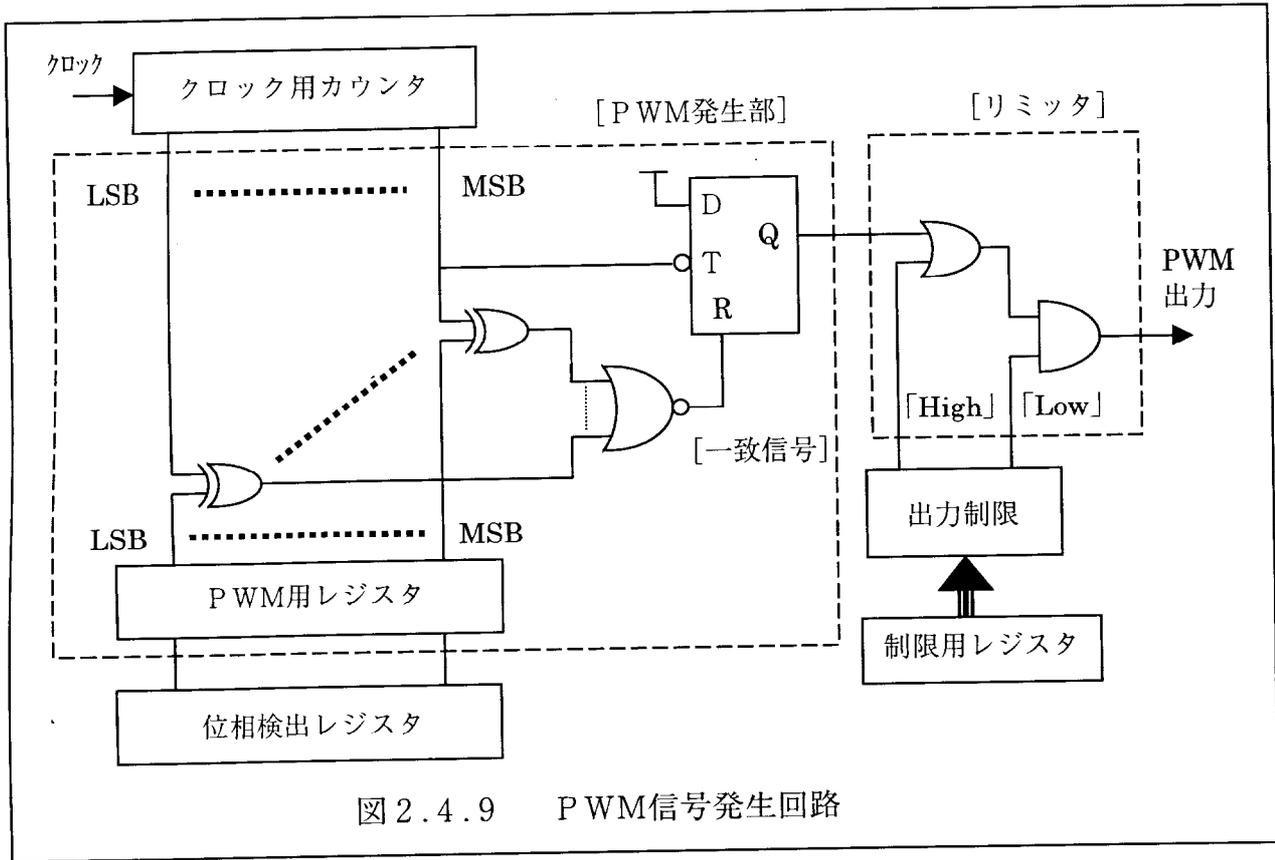
* モノステーブル・マルチハイブリート

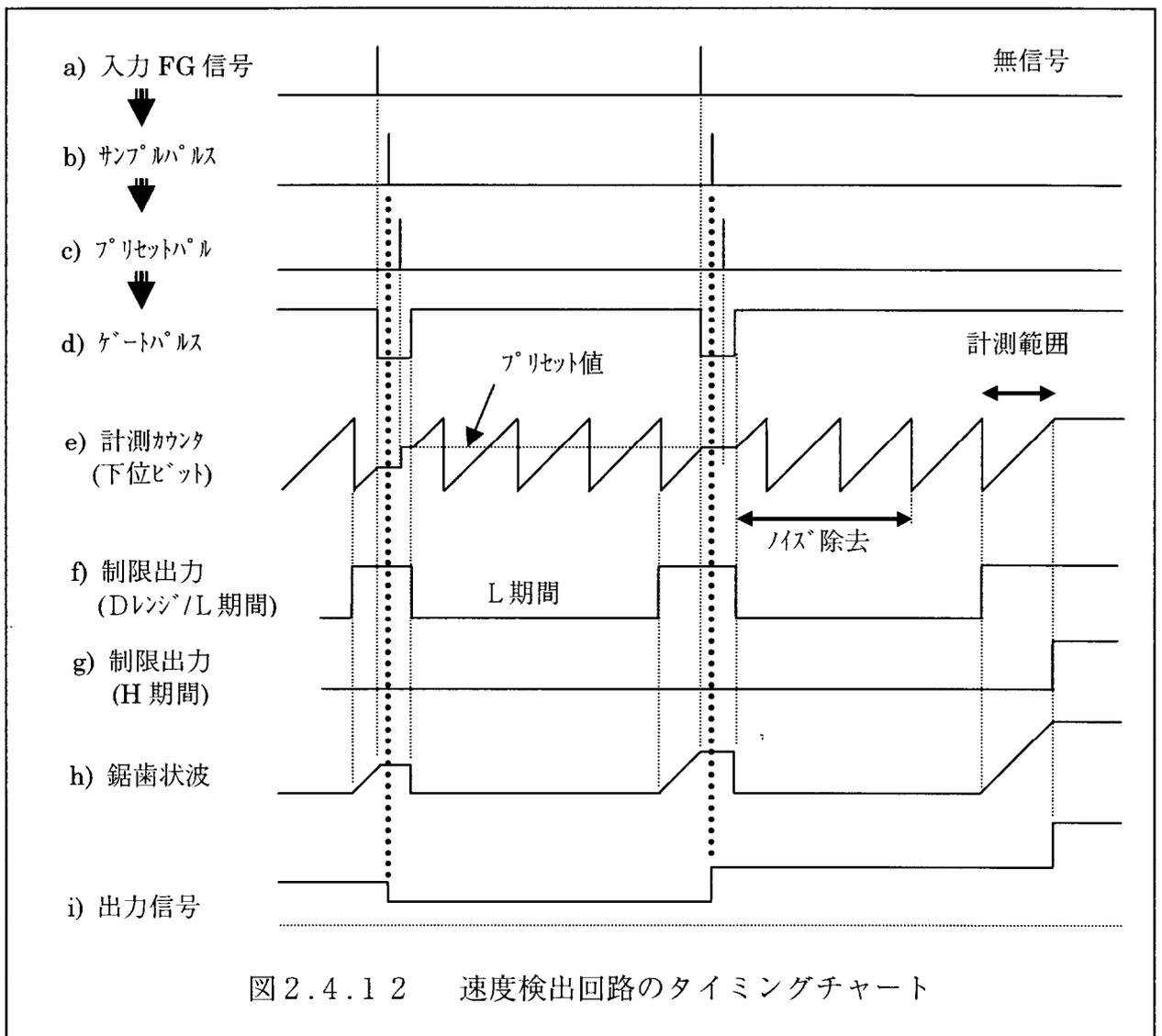
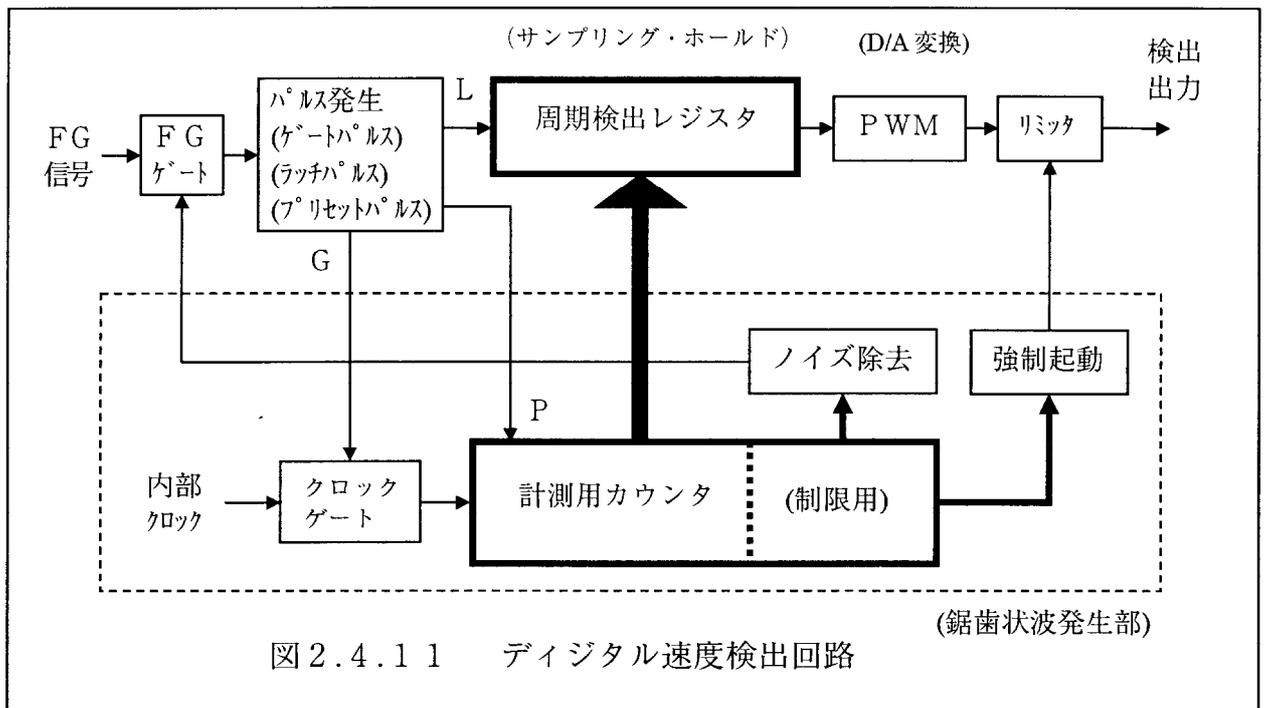


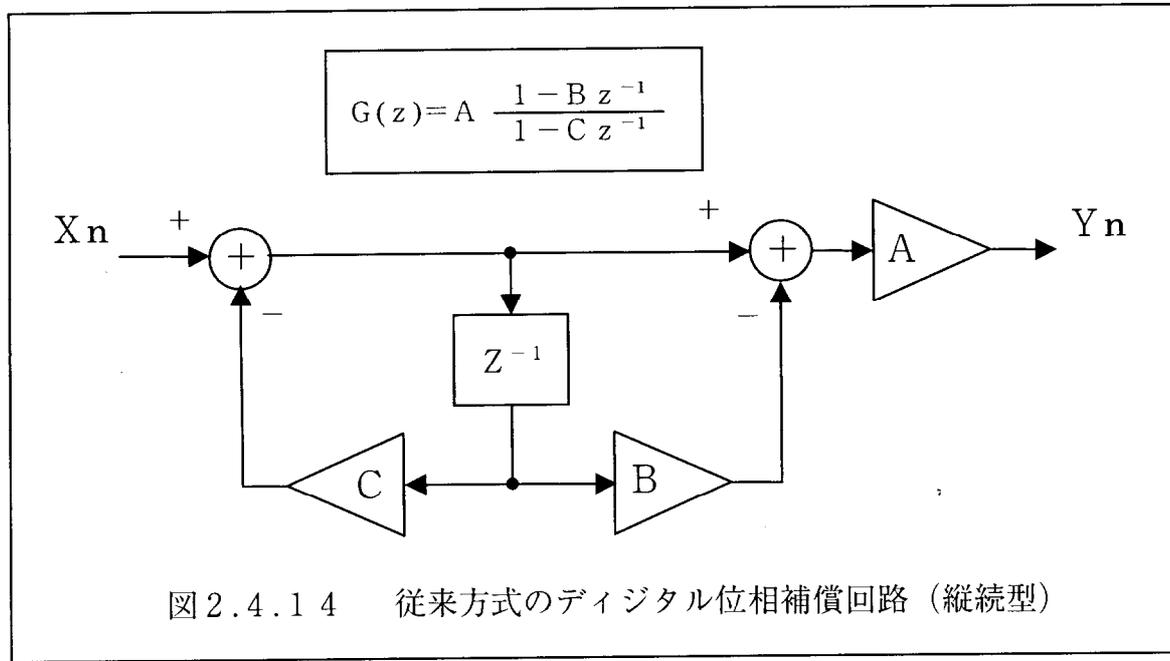
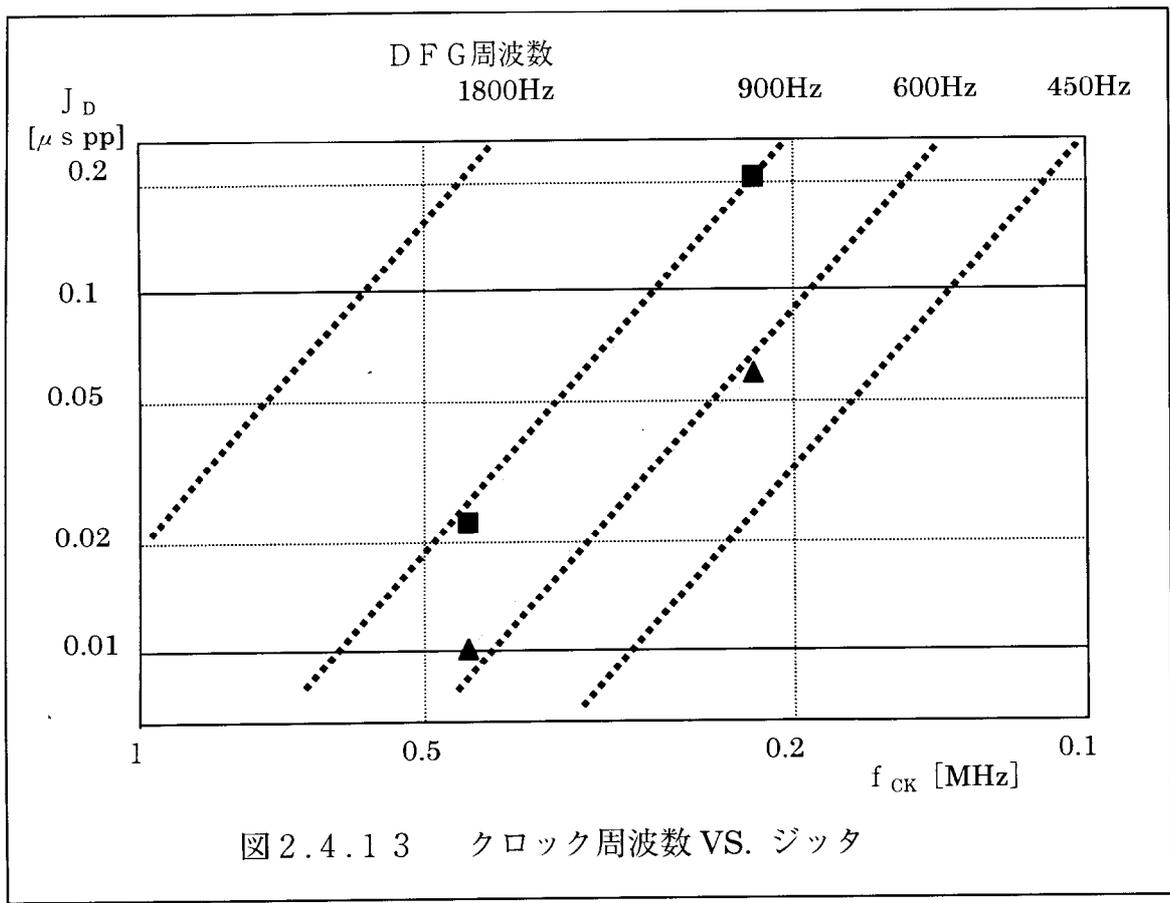


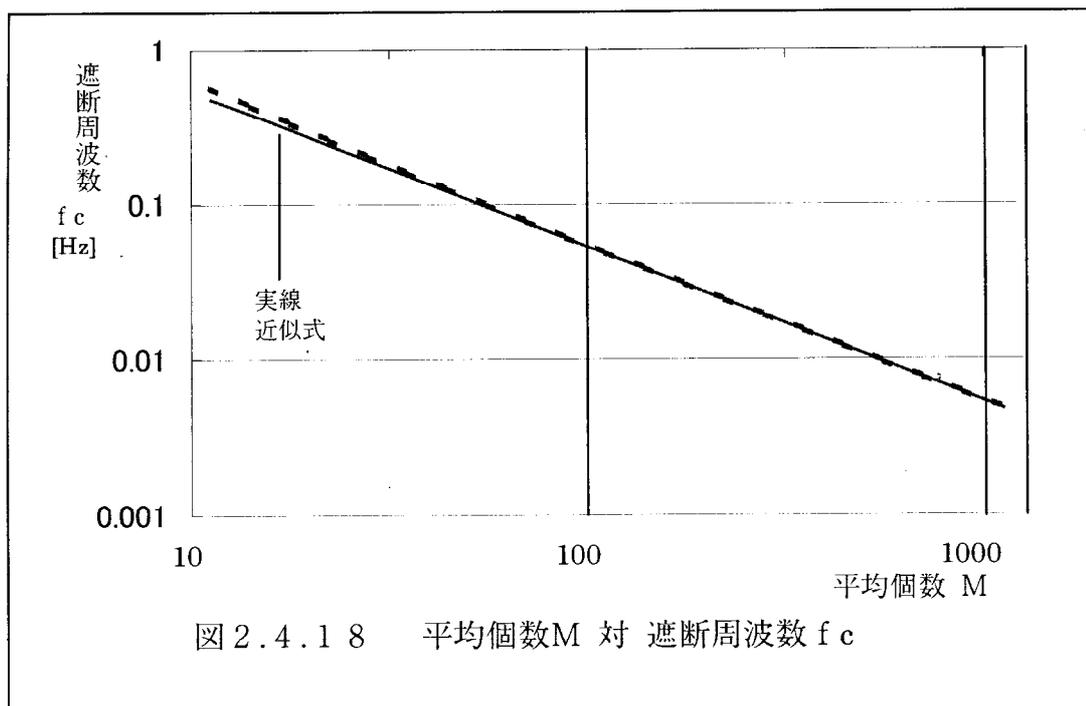
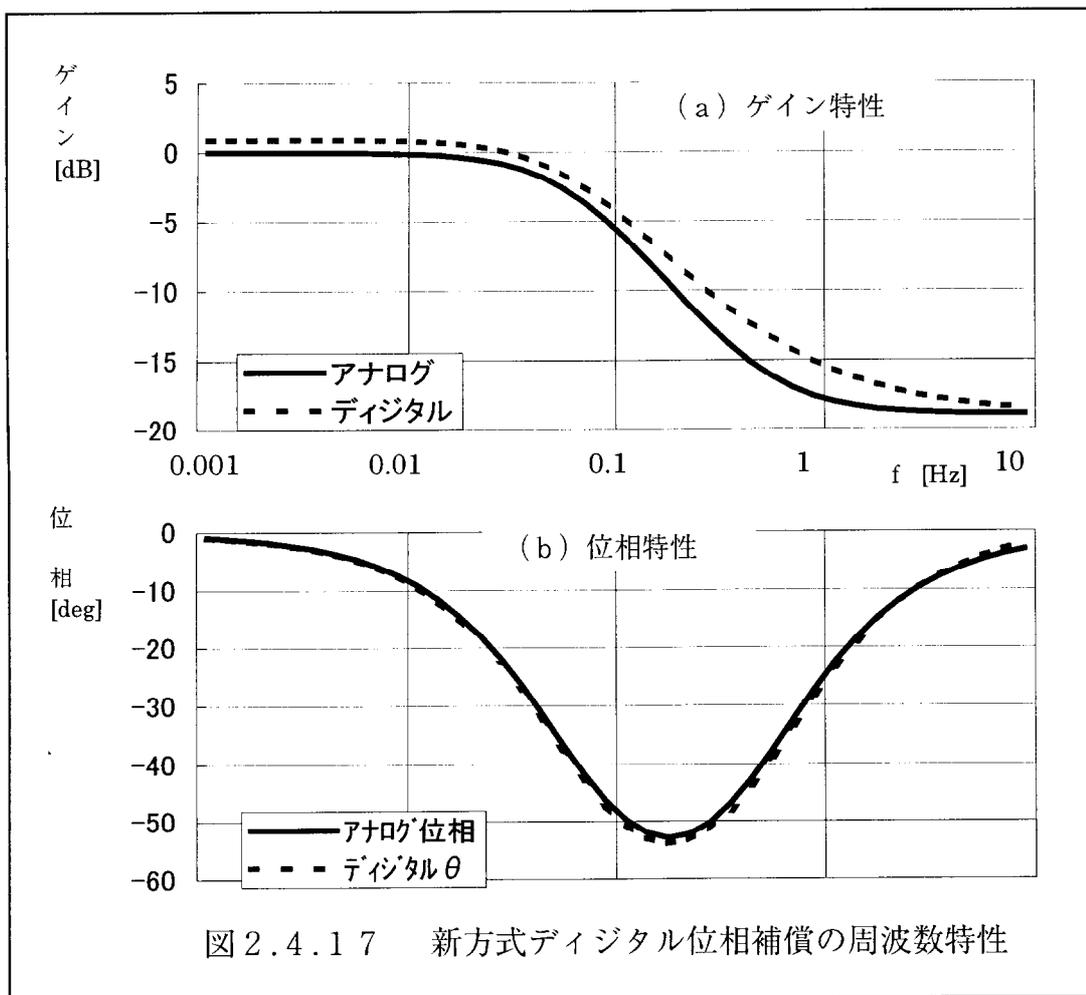


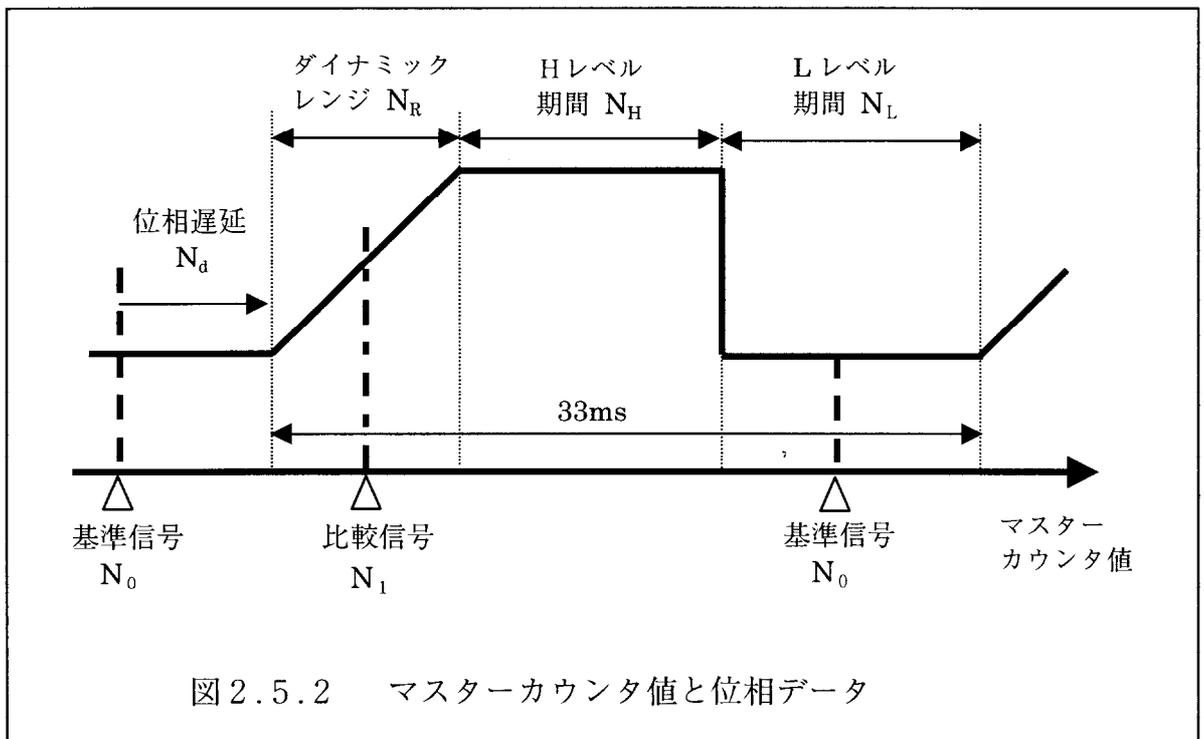
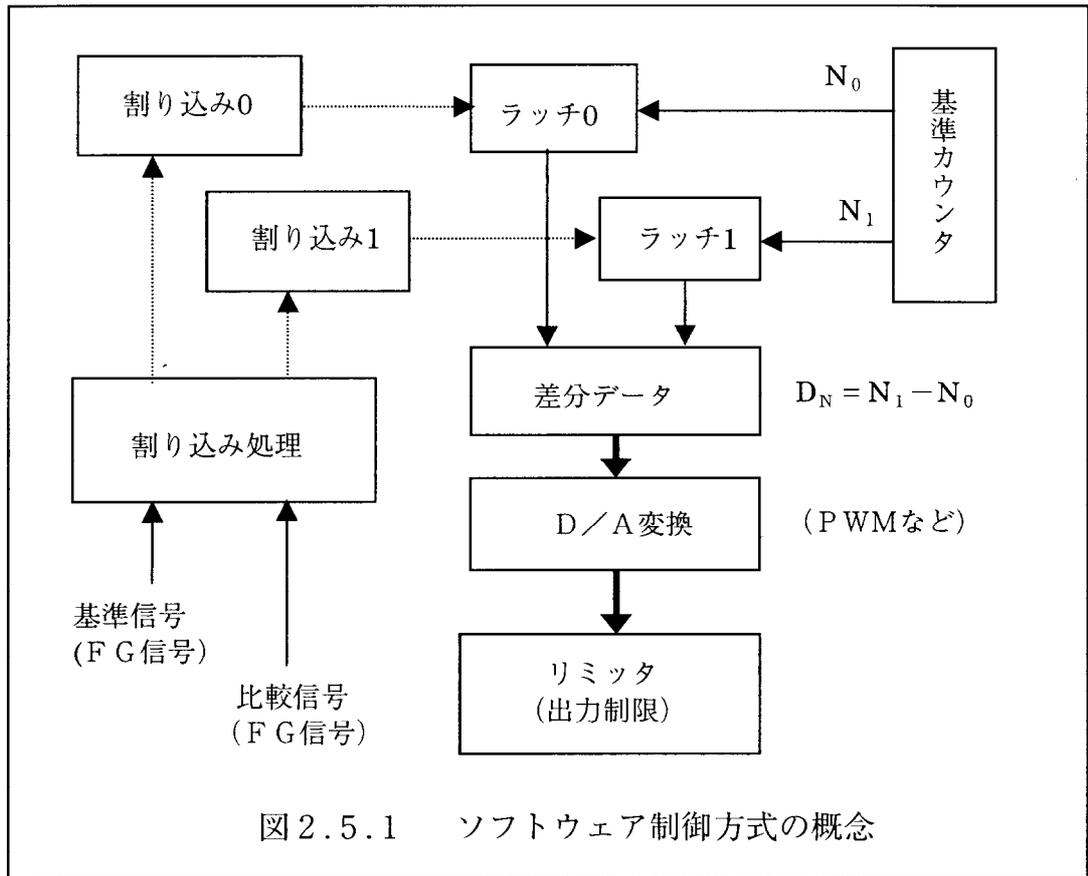


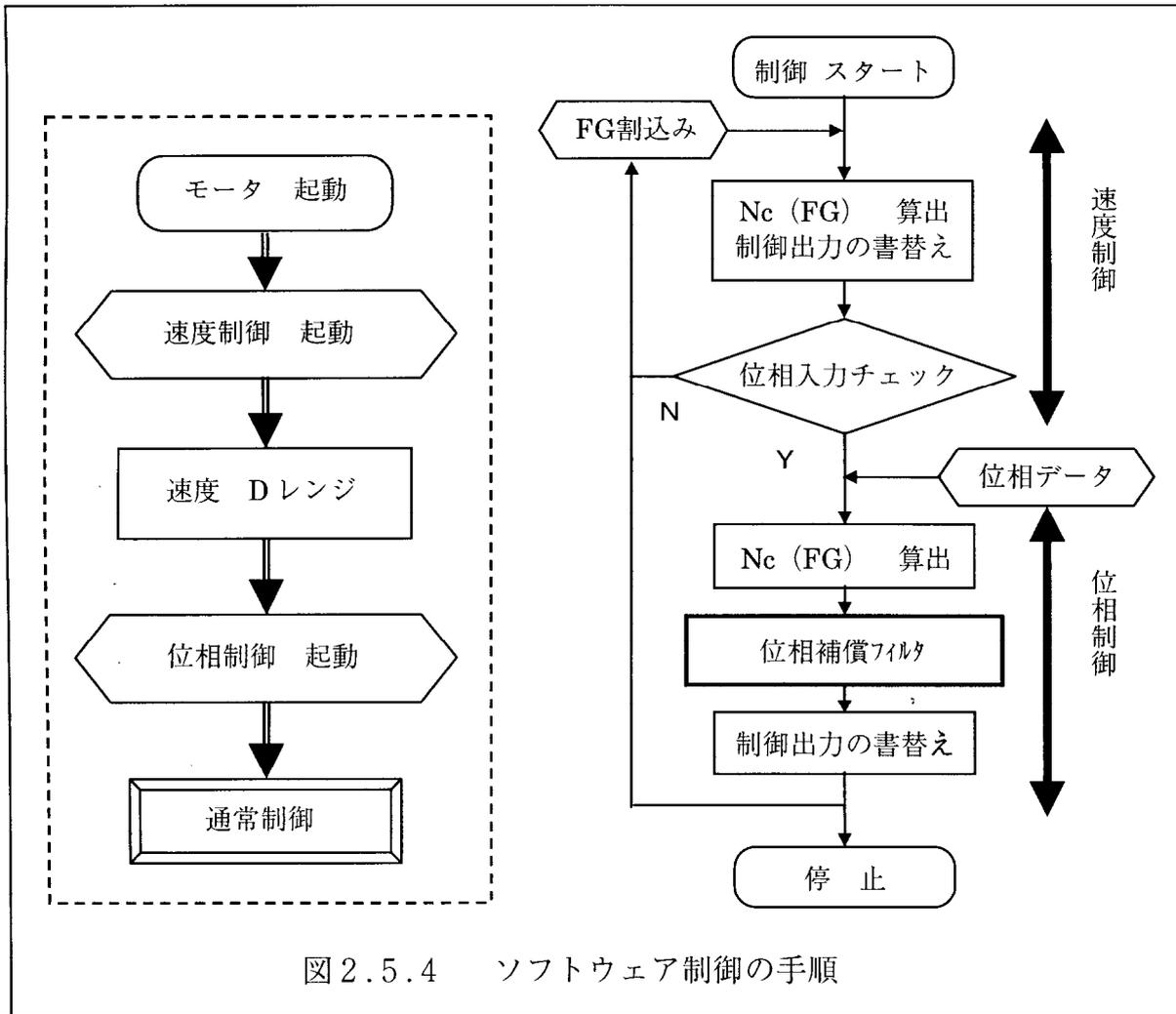
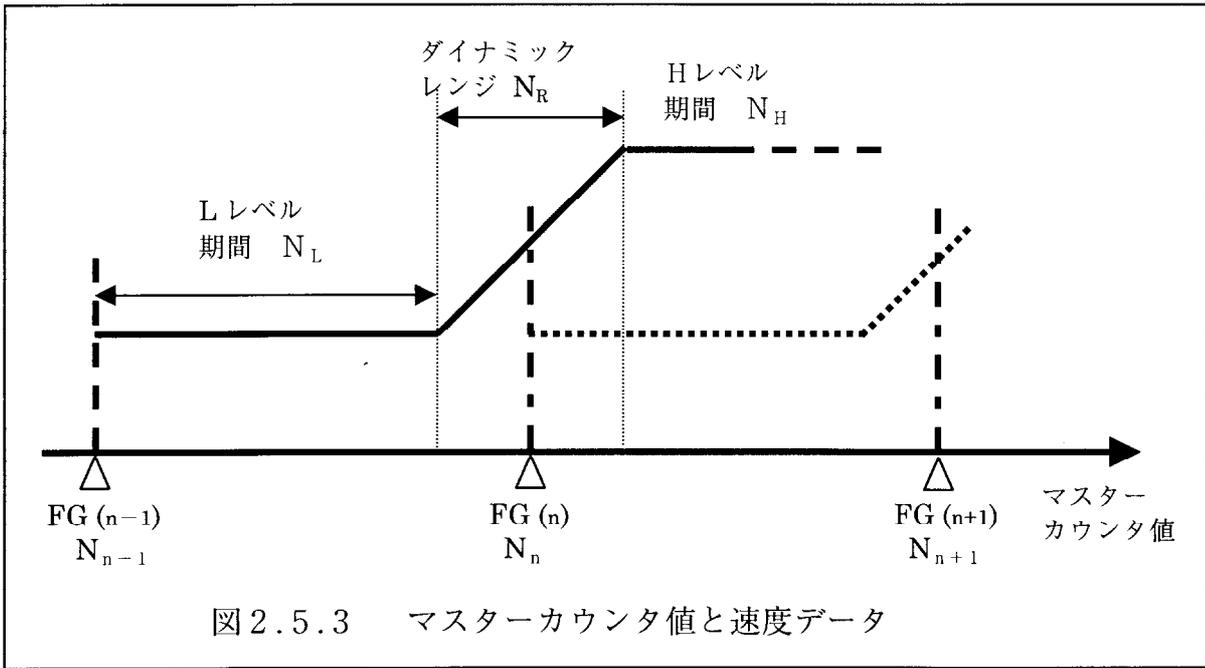


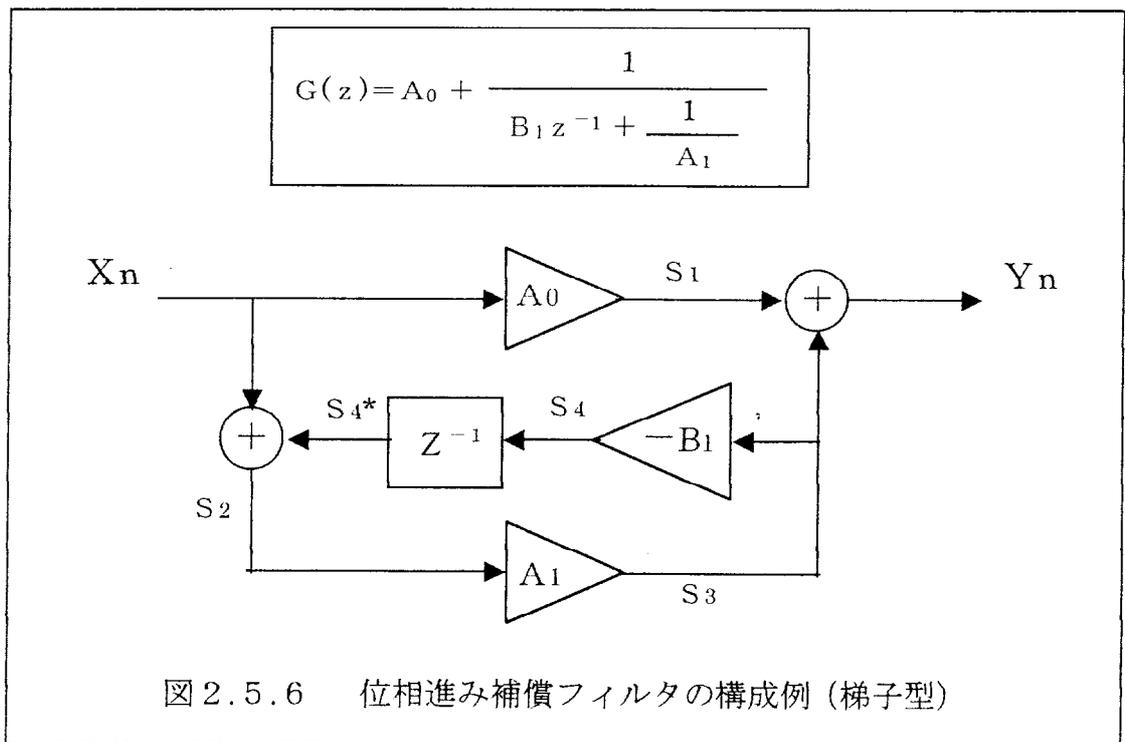
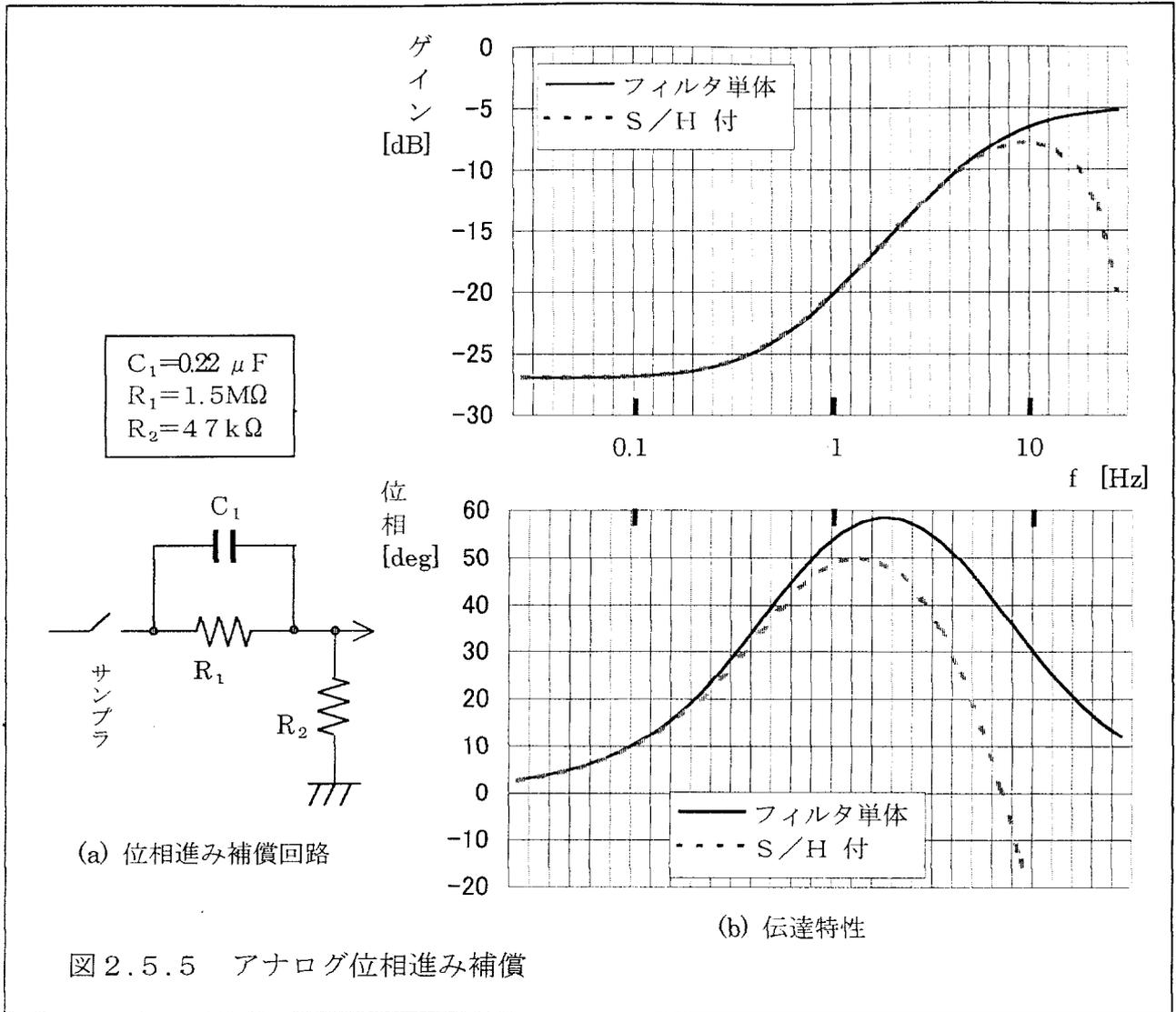


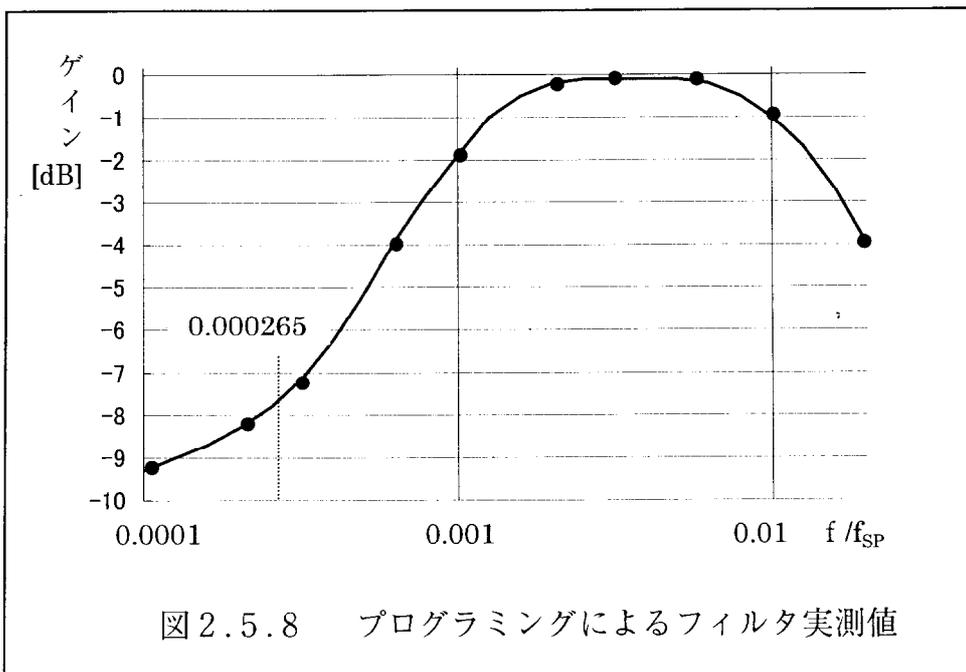
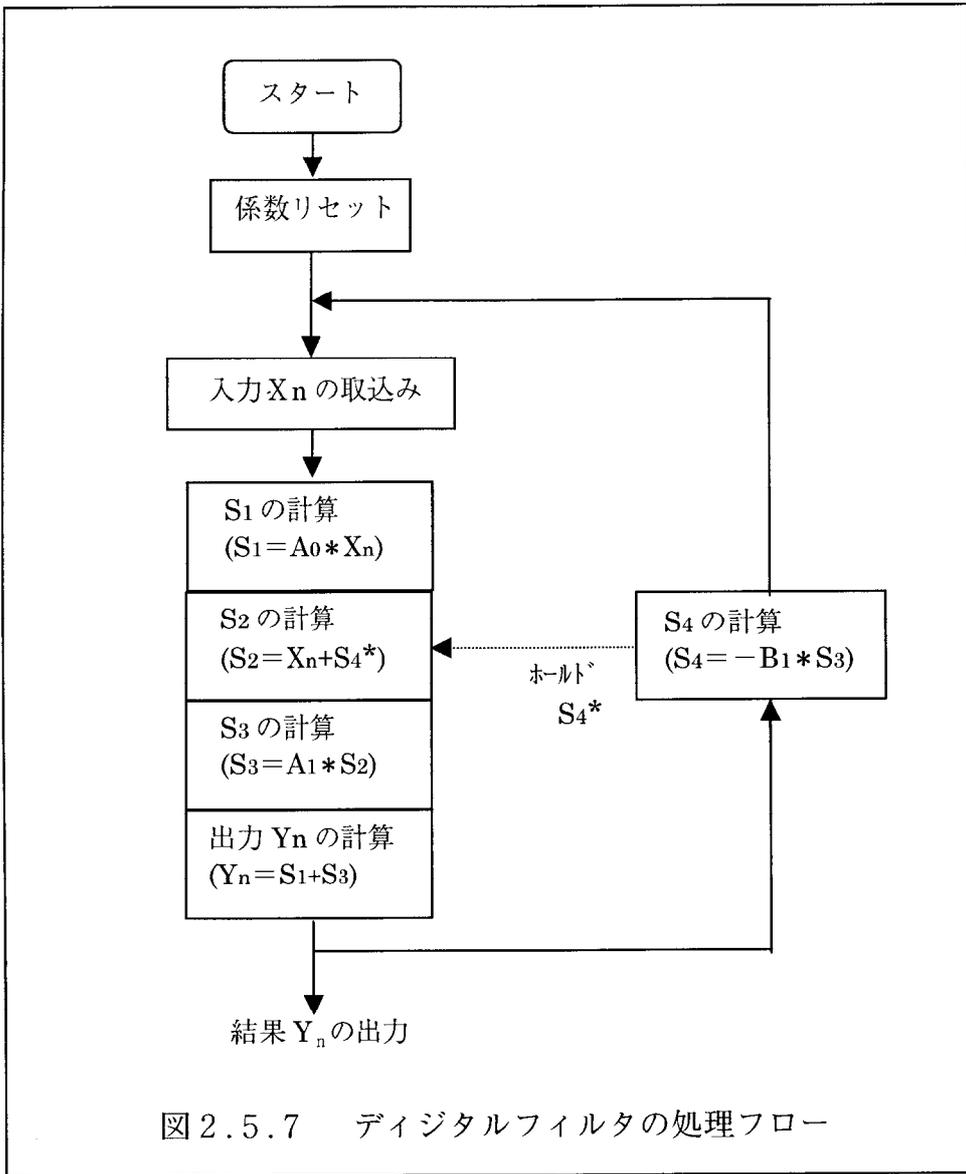












第3章 VTRの高機能化と高性能化

3.1 はじめに

家庭用VTRにおいてはまず再生画像の画質やサーボ制御特性等の基本性能が重要であり、さらに広く普及するには高齢者にも使い易い操作性の良い機能開発が必要である。楽しく有益な機能の装備はVTRの普及に大きく寄与し、さらには豊かな社会生活に貢献してくれる。例えば可変速再生機能においては、自動的にノイズを最も少なくし色ずれ等の不快要因のない最適画質が得られることが好ましい。この際、操作ボタンや調整つまみの増加がなく、通常のボタン操作で自動的に最適化してくれることが好ましい。そこで前章で開発したデジタル制御システムを最大限に活用して、多くの便利な機能を開発し、その再生画質を高めて実用化していくことが望まれる。このような観点から、VTRの高機能化とその自動化・高画質化について述べる。

まず3.2節では、可変速再生時の画質改善とさらなる高機能化に関して述べる。従来のサーチ再生では、幅広ノイズが画面上を上下に流れて見苦しいばかりでなく、高速化とともに色ずれが増大し再現画質を著しく劣化させていた。またスチル再生ではノイズ追込みが不十分で画面の上下端に帯状ノイズがでたり、スロー再生ではノイズが画面上をゆっくり流れて満足な画質ではなかった。そこでヘッドの改善によるノイズ幅の縮小を検討し、ノイズ位置を固定させるサーチ機能を提案する。また色ずれ原因がヘッドとテープの相対速度ずれであることに着眼して、相対速度ずれを解消して色ずれのない高画質化を検討する。一方、スチル時のノイズ追込み精度を高めるべくノイズ検出法やテープ駆動法を検討し、新ノイズレススチル機能を提案する。さらにスロー再生方式を根本的に改めて、標準再生とノイズレススチルを交互に繰返す、ファインスロー再生機能を開発する。この方式はNフレーム期間のスチル再生に1回のテープ移動をともなう標準再生を行うことにより、 $1/(N+1)$ スローを実現する。

次に3.3節では、家庭用VTRに相応しいオートトラッキング機能に関して述べる。レンタルビデオの増加等により、他のVTRで記録されたビデオテープが多く出回るようになってきた。このようなテープの再生では通常トラッキング調整が必要であり、従来オートトラッキング機能が望まれていたが、誤動作や動作時間の問題から搭載されていなかった。従来の再生エンベロープ信号のレベルを追いかける「山登り方式」では、何度も重ね書きされた家庭用テープの再生においては誤動作し易く採用されていない。またトラッキングの全位相を細かくスキャンする「全範囲走査方式」では、トラッキングの収束時間が遅く実用化は困難であった。そこで実質的な収束時間が速く誤動作の少ない、新オートトラッキング方式を検討する。再生エンベロープ信号のレベルによるトラッキング調整法であるが、信号レベルのうねりで誤動作しないように2重スキャン方式を提案する。

さらに3.4節では、カメラ一体型VTRにおける記録時や編集時のつなぎ撮りに関して述べる。従来、記録済みや記録中のテープ途中から新たに記録するつなぎ撮りの場合、

無制御で記録開始するためにテープ位相が不連続となり、再生時につなぎ目でトラッキングずれやノイズが発生していた。一方、記録済みテープの途中にタイトル画面等を挿入するインサート記録の要望も高いが、単純な重ね記録ではキャリア信号の消し残りによる虹模様ノイズが発生して実現されていなかった。そこでつなぎ撮りやインサート記録において、記録と記録のつなぎ目のテープ位相を自動的に合わせするつなぎ撮り方式を実現する。記録開始前にテープの助走期間を設け、記録／再生信号の同期化および記録開始タイミング合わせを検討する。またインサート記録においては全幅消去ヘッドを使えないことより、新たにキャリア消去法を検討してインサート記録機能を実用化する。

最後に3.5節では、オフセットレス速度制御方式に関して述べる。前節のデジタル制御方式の開発により回路部品の温度変化や経年変化を除去することはできたが、環境変化によるモータの電機子抵抗変化やモータ軸のトルク負荷変動を抑えることはできない。これらの変化は速度ドリフトとして現れ、この速度ドリフトによる制御電圧ずれを位相制御系が補正して結果的に位相ずれとなる。同時に位相制御系のダイナミックレンジを狭めることより、制御特性の信頼性を損なう要因となっていた。そこでデジタル回路の利便性を利用して速度オフセットを自動補正し、環境変化に影響されることなく位相制御系のダイナミックレンジを安定化する制御方式を検討する。速度制御のみが施された状態で速度ドリフトを計測し補正すればよいが、従来と同等時間で位相同期化させる必要がある。そこで速度オフセットの自動補正方法を検討し、その応答特性より速度を正確に合わせる方式を提案する。

3.2 可変速再生機能の高性能化と画質改善

VTRにおける便利な機能の一つに、サーチ再生やスロー・スチル再生機能がある。特に長時間記録の一部分を見たい場合やテレビ番組などを再生する場合、場所の選定やコマーシャル部分の飛ばし見には、サーチ再生機能が必須である。一方、スポーツ場面や動きの多い映像では、スロー再生による動作確認やチェックなどにはスローやスチル再生あるいは駒送り再生等が重要である。これらの可変速再生機能における従来性能の問題点をまとめると、下表3.1のようになる。これらの問題点に関して、表中に示す高画質化項目を検討し再現画質の品質向上を図る。

表 3.2.1 可変速再生機能と検討項目

機 能	問 題 点	高画質化
1. サーチ (キュー・レビュー)	ノイズ幅が広い ノイズが流れる 高速時色ずれ目立つ	バーノイズ幅の低減 ノイズロックサーチ 色ずれ改善
2. スチル	ノイズ追込精度悪い ノイズ追込速度遅い	新ノイズ検出方式 テープ駆動の改良
3. スロー	テープ送りノイズ発生 駒送り時のノイズ	ファインスロー (ノイズレス・スロー/駒送り)

3.2.1 ノイズロックサーチ機能

従来のサーチ再生においては単純に高速でテープを駆動するのみであり、以下のような問題点により非常に見苦しいサーチ画面となっていた。

- 1) トラッキングずれによるバーノイズの幅が広く、画面の多くがノイズに隠れる
- 2) 速度制御のみによるテープ駆動であり、ノイズが画面内を上下に流れる
- 3) サーチの高速化に伴ない、多くのテレビで色ずれが生じ大きな画質劣化となる

(A) 幅広ヘッドによるバーノイズ幅の低減

まず(1)の課題に対して、基本的にバーノイズ幅を狭くするべく磁気ヘッドの改良を検討した。アジマスヘッドを用いての記録再生方式では、テープ利用効率を高めるべくトラック間にガードバンドを設けないガードバンドレス方式を採用している。このことはヘッド幅がやや広くても、逆アジマスヘッドで記録された隣接トラックの影響が少ないことを意味している。また幅広ヘッドで記録した場合に一部重ね書きとなるが、アジマス効果により重ね書き部分の多くの信号は消されずに残される。そこで磁気ヘッド幅を5割程広げた幅広ヘッドを用いて、図3.2.1(a)に示ような一部重ね書きの記録方式を開発した。つまり記録時には、前トラックの一部に重ね書きをしながら規定トラック幅

を残す方式である。この場合、重ね書きされた部分にも逆アジマス記録の多くの信号が残され、この結果、同図(b)に示す再生時において、ジャストトラッキング位置より少し重ね書き部分に（図中、右側に）ずれても再生信号レベルの低下は少ない。

このような幅広ヘッドのVTRでサーチ再生した場合、ヘッドのトレース状況は大きく異なってくる。つまり3倍速サーチ再生時において、図3.2.2(a)に示す従来トレース状態では、トレース両端では逆トラッキング状態となり、エンベロープ信号レベルが低下してバーノイズが発生する。このバーノイズの発生は再生される信号のS/N

(Signal/Noise) 比に依存するが、ほぼトラッキング状態に一致する。例えばトラッキングが半分以下の状態でバーノイズが発生するとき、再生画面では上下約1/3づつがバーノイズとなり、中央付近の1/3のみに画像が再生される。これではとても満足できるサーチ再生とは言えない。一方、同図(b)の幅広ヘッドによるサーチでは、最悪のトラッキング状態でもトラックの1/4をトレースする。したがって画面の両端にバーノイズがやや発生するが、エンベロープ信号に見られるように多くの部分で十分な再生画像が見られる。なお、サーチ再生時における倍速数Mとバーノイズの数Nnは、次式のような関係にある。ここでは逆転サーチの倍速数を負で表わす。なお異種アジマスヘッド対では奇数倍速サーチを、同一アジマスヘッド対では偶数倍速サーチを選定する。この関係が成立しないサーチ再生では、バーノイズ数が2倍となり実用的でない。

$$(1) \text{異なるアジマスヘッド対： } (M = 2n - 1) \\ N_n = |M - 1| / 2 \quad (3.2.1)$$

$$(2) \text{同一アジマスヘッド対： } (M = 2n) \\ N_n = |M| / 2 \quad \text{at } M > 0 \\ N_n = |M - 2| / 2 \quad \text{at } M < 0 \quad (3.2.2)$$

(B) ノイズロックサーチ再生

磁気ヘッド幅の改善によりバーノイズ幅は縮小されたが、このノイズが画面上を速く流れては見苦しい。まず従来のサーチ再生方式を図3.2.3に示す。テープをN倍速で駆動するにあたりキャプスタンFG信号をN分周して、速度制御のみをキャプスタン系に施す。ドラム制御系は、標準再生時と同様の制御方式である。この結果、サーチ倍速は概略整数倍に設定されるが、環境変化や使用カセットテープ長等によりモータ負荷が増加し、テープ速度は目標速度のN倍速からずれてくる。このずれ量に従いバーノイズが画面上を流れる速度は速くなり、したがって高速サーチ再生ではバーノイズ本数が増えるばかりでなく、ノイズ流れが速くなります見づらいことになる。

そこでバーノイズを画面上の任意位置に固定させる、ノイズロックサーチ再生方式を検討した。開発したノイズロック・サーチ再生方式を、図3.2.4に示す。同図では後述の色ずれ対策回路も示してあり、ここでは必要部分に関してのみ説明する。まずバーノイズを固定させるには、通常再生のようにキャプスタン系とドラム系を同期させる必要がある。つまり従来サーチ制御状態で、キャプスタン位相制御を動作させる必要があ

る。そこでFG信号と同様に再生コントロール信号をN分周して30Hzとし、位相制御を施す方式とした。なおトラッキング調整手段を有効とし、この調整を変えることによりバーノイズ位置を上下に任意に移動させることができる。

3.2.2 サーチ再生時の色ずれ改善

(A) 色ずれの原因：相対速度ずれ

磁気ヘッドの改善によりノイズ幅の狭い高速サーチ再生が可能となり、またテープ駆動系の改良によりサーチ再生速度が高まってきた。ところがサーチ速度の高速化につれ、1H遅延線によるY/C分離方式のテレビにおいて、色信号の水平方向への色ずれが問題となってきた。この色ずれはサーチ再生時の磁気ヘッドとテープとの相対速度の変化が主因であり、水平同期周波数 f_H がずれることに起因している。つまりテープ速度が大きく変化することより、ヘッドとテープの相対速度Vのずれ率 β は、物理的に次式のように変化する。

$$V = (1 - \beta) V_0 = V_0 - \Delta V \quad (3.2.3)$$

$$\beta = \frac{\Delta V}{V_0} = (N - 1) * \frac{V_T}{V_0} * \cos \theta \quad (3.2.4)$$

$$\text{ただし } V_0 = V_H - V_T * \cos \theta : \text{標準相対速度} \quad (3.2.5)$$

$$\Delta V = \beta V_0 = (N - 1) * V_T * \cos \theta \quad (3.2.6)$$

θ : トラック傾斜角(≒6度)、 $\cos \theta = 0.9946$

V_H : 回転ヘッドの速度 (=5.8 m/s)

V_T : 標準テープ速度 (SP : 0.03335m/s、EP : 0.01112m/s)

N : サーチ再生倍速 [順方向を+]

なお、上記の関係は記録トラック上の水平同期信号の数でも検討でき、通常の同期信号数262.5Hに対するトラック間飛び越しによる同期信号数のシフト量 α_H の関係から、次式でも等価な結果が得られる。

$$\beta = \alpha_H (N - 1) / 262.5 \quad (3.2.7)$$

ただし $\alpha_H = 1.5$ (SP時)、 0.5 (EP時)

ここで可変速再生時の倍速Nと相対速度変化率 β の関係は上式(3.2.4)(3.2.7)であり、SP・EPモード時の速度補正率を図3.2.5に示す。同図において横軸はサーチ倍速であり、順方向のキュー倍速数を正、逆転サーチのレビュー倍速数を負としている。またN=1は標準再生速度、N=0はスチル再生である。ここでたとえば5倍速のレビュー再生では、N=-5でありその周波数ずれは3.45%にも及ぶ。このとき21インチテレビ画面上においては約7.4mmの色ずれとなって現れ、輝度信号に対して色のにじん

だ非常に見苦しい映像となる。

この色ずれの原因はテレビ受像機側のカラー分離方式に依存し、水平相関を利用した1H遅延線によるY/C分離方式を採用しているテレビで発生する。つまり複合映像信号では、輝度信号Yと変調された色信号がインターリーブされており、変調カラー信号は色搬送波（中心周波数3.58MHz）を中心に存在する。そこでこの方式のY/C分離回路では、1H（1水平期間=63.5 μ s）前のカラー信号と現カラー信号との相関を利用して、両者の差信号により変調カラー信号を抽出する。この場合、1H前の信号保持に一般に1H遅延線が用いられており、この遅延量は正確かつ固定となっている。ところがここにサーチ再生により全体周波数のずれた複合映像信号が入力されると、1水平期間は変化して1H \pm β Hとなる。結果、遅延された信号はずれて、抽出色信号の重心は $\beta/2$ ずれることになる。

(B) 色ずれ改善方式

この色ずれ対策をVTR側で実施しようとした場合、とにかく再生信号の周波数ずれを抑えることが望ましい。これには回転ヘッド速度 V_H を微調整して、相対速度 V を標準再生時の V_0 に等しくする方法が考えられる。つまり修正すべき相対速度のずれ率 β およびずれ量 ΔV は、式(3.2.4)(3.2.7)および(3.2.6)と同じである。この対策の実現にはデジタル方式のサーボ制御システムが有効であり、上式にしたがってドラム回転速度および基準信号周波数を自動的に微調整する方式とした。この場合、再生される映像信号の垂直同期信号も同等量ずれることになるが、一般の家庭用テレビ受像機においては十分にカバーしている周波数範囲であり問題ない。当初LSIに集積したサーボ制御システムでは、図3.2.4に示すように専用ROMを内蔵し、サーチ倍速に応じて自動的に基準信号REFを微調整する。このとき、位相制御系のダイナミックレンジを確保する目的より、キャプスタン・ドラム両速度制御系にも微調整を施すこととした。

その後、再生される映像信号周波数を直接補正するシステムとして、図3.2.6に示す新ノイズロックサーチ再生方式を開発した。つまり再生映像信号中の水平同期信号を用いて、その周波数ずれを検出してドラムモータに速度制御を施す方式である。この場合、ドラム制御系は速度制御のみが施され、ノイズロックにはドラム回転位相であるヘッド切替え信号HSWをキャプスタン位相系の基準位相としている。この構成ではサーチ倍速に無関係に水平同期周波数は補正され、また基準信号系が不要な簡単構成とすることができる。

3.2.3 スチル再生における自動ノイズレス化

(A) フィールドスチルによる画質改善

可変速再生機能として一時停止による再生、つまりスチル再生も重要な機能の一つである。一般にテープを停止すれば静止画像は得られるが、テープ停止位置が正しくないとトラッキングずれによるバーノイズが画面上に現れる。ノイズ位置を垂直帰線期間中に追い込むことにより、ノイズの現れ方を少なくすることができる。従来ヘッド対（正

負アジマスヘッド)によりスチル再生する場合には、両ヘッドが同一軌跡を描いたフレーム画像となる。つまり図3.2.7(a)に示すように2トラックに渡って2個のヘッドがトレースし、2つのフィールド画像を再生する。したがって2フィールド再生となり、最もスチル再生が望まれる動画部分においては画像が二重にぶれてしまう。また2つのトラックに渡ってトレースさせることより、トレース両端で再生エンベロープ信号は低下し易く、画面の上下でノイズのやや多い画像になる。つまり画面上では、Aヘッドより上側にノイズが現れ、Bヘッドにより下側にノイズが現れる状況であり、ノイズ追込みには不都合な状態であった。

そこで同図(b)のように、新たにスチル専用BヘッドをAヘッドの隣に追加した、ダブルアジマスヘッド方式とした。これによりスチル時は常にBヘッド対で同一トラックを再生するフィールドスチル方式とすることにより、両ヘッドでのノイズの出方が同じでありノイズ追込みが容易となった。またフィールドスチル画像であり、ぶれの全くない高画質なスチル画像が得られる。実際のヘッド対は図3.2.8に示すような5ヘッド構成であり、性能的に苦しいEPモードのスチル画質を高めている。

(B) スチル時の自動ノイズレス化の改善

スチル再生におけるバーノイズの停止位置を制御する方式として、当初キャプスタンモータの間欠パルス駆動によりテープを徐々に移動させ、テープの移動毎にノイズ位置を確認する方式を採用していた。このような制御駆動方式では通常のキャプスタンサーボ制御(CSC)と異なる制御ループを用い、図3.2.9の構成のスチル再生制御ループを使用する。このとき磁気ヘッドからの再生エンベロープ信号により、ドロップアウトと呼ばれる低信号レベル部分を検出して、バーノイズ位置としていた。これらの操作はシステムコントローラにより制御され、以下のように実行される。

- 1) スチル命令によりテープを停止し、所定時間待つ(モータ停止の確認時間)
- 2) ノイズ位置を検出し、所定範囲内ならばモータを停止・保持してループを解除
- 3) ノイズ位置がずれていれば、スタート/ストップ回路を起動(再起動)
- 4) 駆動パルスをモータに供給した後、モータを停止(テープの移動・停止)
- 5) 同時に駆動回数をカウントアップし、所定数未満であれば(2)に戻る
- 6) 所定数であればモータを強制停止し、ループを解除(ノイズ位置は不定)

以上の動作において、モータへの駆動パルスの幅や周期は一定に設定してあり、したがってテープ移動は少量づつながら確実に移動する定速度駆動方式である。このような従来のノイズレス化方式では、以下のような問題点が残されていた。

- (1) 少量づつの定速テープ駆動方式であり、ノイズ位置がVDより離れた画面上部にある場合には、駆動回数が多くなりノイズ追込みに時間を要する。
- (2) ノイズ検出方式は、再生エンベロープ信号における低信号レベル部分をノイズと

しているが、記録時のVTRによってはエンベロープレベルが異なり、ノイズ幅や最小レベル位置の検出が困難なことも多かった

- (3) 従来の正負アジマスヘッドによるスチル再生では、異なるフィールド画面の再生となり動画ではぶれた画像となる。また異なるトラックの再生になるが、両ヘッドの軌跡は同一となりノイズが出易い。

なおノイズの追込み位置（ゲートパルス位置）として垂直同期VD信号を用いて説明するが、実際にはVD直前に変化するヘッド切替信号（HSW）を用いる。つまり切り替え信号後方約2msの範囲を追込み範囲に設定する。

【改善1】新ノイズ検出方式

従来のバーノイズ検出方式の不安定さを解消すべく、新ノイズ検出方式を開発した。従来の再生エンベロープ方式の特徴は、トラッキング検出などの最適トレース状態の検出には好適であるが、逆にトラッキングの悪い状態であるバーノイズ位置の検出には不安定であり不適切である。そこでテレビ受像機上でのノイズ位置とエンベロープ信号および再生ビデオ信号を比較検討した結果、ノイズ位置では再生映像信号中の水平同期信号の欠落が目立つことに気づいた。そこで図3.2.10に示す構成の水平同期（HD）信号の欠落検出回路を作成し、ノイズ位置とHD欠落状況とを比較検討した。同図ではHDでトリガされるリトリガラブル単安定マルチバイブレータ（R-MMV）を採用し、しきい値として2値（TH1, TH2）を使用する。TH1によりHD欠落を検知し、TH2により連続3個のHD欠落を検知する。この方式によりノイズとHD欠落との関係を検討した結果、まずノイズの出始め（ノイズ上部）部分では、エンベロープレベルがかなり低下した時点でHD信号が欠落し始める。またHDの欠落が始まると、すぐに多数のHD欠落が発生するか、あるいは連続的にHDが欠落する。そこでテープの傷などによるHD欠落も考えて、垂直同期信号後の3～5発目のHD欠落、あるいは連続3発の欠落によりノイズ位置NHとした。この信号NHはまさにノイズ先頭位置であり、この位置をHSW信号の直後に納まるように制御する。なお、テープの記録状況や再生信号処理系によってはノイズ追込みに失敗することもあり得るので、次の新駆動方式で示すような保護回路を設けることとした。

【改善2】新テープ駆動方式

テープ駆動方式に関しても、もっと効果的で信頼性の高い方式を開発した。つまり図3.2.11に示すようにノイズ位置に応じて駆動パルス幅を変化させ、瞬時にノイズ位置を垂直帰線期間に近づける可変駆動方式を開発した。まず停止後の最初の駆動パルスとして、ノイズ位置NHから次の垂直同期VD信号におよぶNH-VD幅の駆動パルス1を発生する。この駆動パルス1によりノイズ位置NHはVD直前、つまり画面下部まで大きく送られ、ほぼ実質的にはノイズにないスチル画面を得る。その後同様に幅の狭い駆動パルス2を供給してテープを少量移動せ、ノイズを所定範囲内に追い込むまで

駆動パルスを出力する。この幅の狭い駆動パルスは数発出力される事もあるが、最大パルス数を制限している。

なお、負荷条件や駆動条件が変化して、ノイズ位置 NH が大きく移動しゲート幅を超えた場合には、再度、NH-VD 幅の駆動パルスを供給する。ただしこの2度目のノイズ追込み時には、同図のようにゲートパルス幅を広げる。この結果、環境条件や記録状況がかなり悪条件においても、2度目のノイズ追込みでほぼ成功することがわかった。ただし異常なテープや無記録部分のテープにおいては停止条件が満たされないので、さらにノイズが行き過ぎ3回目のノイズ追込み時にはノイズ位置がゲートパルスに入った時点、あるいはこれを横切った時点でモータを強制停止させるものとした。

3.2.4 ファインスロー再生機能の開発

テープ駆動の状況を明確に示すには、図 3.2.1 2 に示す図表が便利である。同図では横軸に経過時間得を、縦軸にテープ移動量をそれぞれフレーム単位で示している。従来スロー再生においては、同図に示すように時間とテープ移動量に主要な関係はなく、単にテープを低速度で駆動する方式が中心であった。このような方式では、テレビ画面上でバーノイズがゆっくり流れ、非常に見苦しいスロー画像であった。ここでノイズレススチルから次画面のノイズレススチルへ、1フレーム時間で最適に移行できればノイズレス駒送りが実現でき、ファインスロー再生が可能である。つまりNフレーム時間に1回の駒送りと残りをスチル再生とすれば、1/N速のノイズレススローつまりファインスロー再生が実現できる。

この場合、1フレーム時間内に1フレーム長のテープを送ることにより駒送り再生を達成し、テープ送りと停止のタイミングを合わせてノイズレス駒送りを実現する。このような手法によるファインスローの実現にあたり、以下のような検討項目がある。

- (1) キャプスタン速度制御によりテープを駆動し、起動タイミングをドラム回転位相で調整する。この場合、テープ起動に伴ないドラム回転が瞬時締め付けられ、画像の横揺れが発生する。
- (2) テープからの再生コントロール信号により、タイミングを合わせてモータを停止させる。テープ起動時とは反対に、瞬時に標準速度からスチル状態に移行させる必要がある。
- (3) テープの急停止には、モータに逆転ブレーキを施す。ノイズレススチルの実現にはテープ停止位相が重要であり、また停止位相のばらつき防止も性能の安定化に重要である。

このようなファインスロー方式の開発にあたり、やはりテープ駆動方式が大きな課題となった。つまりテープの起動タイミングと停止タイミングの設定、及びブレーキ方法である。EPモードではテープ速度は $V_{EP}=11.12\text{mm/s}$ と低速であり、モータの立上りは速いが、テープ走行距離が $L_{EP}=0.371\text{mm}$ と短く停止タイミングを合わせにくい。停止

タイミングのずれによる停止位置のずれは、スチル画像にノイズを発生させる。一方S Pモードではテープ走行距離が $L_{SP}=1.11\text{mm}$ とやや余裕はあるが、テープ速度は $V_{SP}=33.36\text{mm/s}$ と高速であり、ドラム回転との位相は合わせにくい。ドラムとの位相が合わない状態ではトラッキングずれと同等であり、テープ送りノイズが発生する。

ここでEPモードにおいては、1フレーム分のキャプスタンモータ回転角 θ_{EP} は次式のように非常に小さく、1フレーム時間での「停止→標準速→停止」の制御はかなりきびしい。したがってタイミングを合わせながら、急激にモータを立上げ、直後に急停止させる必要がある。

$$\theta_{EP}=360 * L_{EP} / \pi \phi = 10.63 \text{ [度]} \quad (3.2.8)$$

ただし ϕ : キャプスタン径 (4.0 mm)

そこで図3.2.13のブロック図および図3.2.14のタイミングチャートに示すように、ファインスロー専用の制御回路によりタイミングを調整しながらテープを駆動制御する構成とした。まず、スチル再生時は前節のように負アジマスのBヘッドのみでトラックをトレースするが、駒送り時のテープ移動期間はA・B両ヘッドを使用する。したがって図3.2.14(b)のように1フィールド期間のみAヘッドで再生し、この時のテープ駆動タイミングとしてHSW信号を遅延して調整する。モータ速度が立上がり、テープの移動量がフレーム長相当になる直前でモータに強力なブレーキをかけ、短時間で停止状態にする。ブレーキ方式としては、固定幅パルスによる逆転制動方式とした。テープ停止位置がノイズレススチルを決定することより、ブレーキタイミングとしてテープからの再生コントロールパルスCTLTPにより調整することとした。実際にはさらに、テープ毎の記録条件の違いを吸収できるように、スロートラッキングを設けてユーザー調節を可能としている。

ところが、スロートラッキングによりノイズレススローに調整しても、すぐにノイズが現れ易い状況が報告され始めた。検討の結果、スロー再生中においてもノイズの現れ方がばらついていた。この原因として、固定幅パルスによる逆転ブレーキ方式ではモータ停止の直前にブレーキ力が解除しており、したがってこのときのモータ速度により実際のテープ停止位相がばらつくことになる。そこで確実に安定にテープを停止させるべく、モータの停止確認によりブレーキ力を解除する方式を検討した。このとき、モータの停止検出は困難なので、正転から逆転への変化を検出してブレーキを解除方式を開発した。この方法は2相のFG信号を用いて、図3.2.15のように、例えばA相のFG立下り端でB相のFGを検出する。このとき検出レベルは同図のようにHレベルからLレベルに変化して、逆転し始めると同時にモータの逆転を検出できる。この場合、使用FG端としてどれを用いても検出可能であり、実際には全てのFG端でレベル検出して検出速度を速めている。この結果、確実にかつ安定にモータを停止させることができ、停止後のテープゆるみやノイズ位置のばらつきがなく、安定なノイズレススチルおよびノイズレス・ファインスローが実現できた。

3.3 オートトラッキング方式の高性能化

3.3.1 従来オートトラッキング方式の問題点

(A) 従来オートトラッキング方式

従来の家庭用VTRにおいては、性能的成本的問題からオートトラッキング機能は搭載されていなかった。一方、工業用VTR等においては表3.3.1に示すような、再生FM信号のエンベロープレベルを利用したオートトラッキング機能が検討されていた。同表において「ウォブリング方式」とは、主に放送用の4ヘッドVTRに使用される方式であり、常時トラッキング位相を振動させながら最適トラッキング位相を常に検索確認する方式である。この方式をヘリカルスキャンVTRに適用すると、音声のワウフラッタが劣化することより好ましくない。

一方、「山登り方式」や「全範囲走査方式」は、再生初期や大きなエンベロープレベルの変化が生じた時に動作させるオートトラッキング方式であり、ヘリカルスキャン方式にも適用可能である。スキャン中はやはりワウフラッタが発生するが、スキャン停止後は通常再生状態になり問題はない。まず「山登り方式」とは、トラッキング位相を少しずつ変化させて、エンベロープレベルのより高いトラッキング位相に登っていく方式である。この結果、エンベロープレベルがピークとなるトラッキング位相をもってジャストトラッキングとみなす方式である。具体的に動作を説明すると、まず基準位相点 P_0 におけるエンベロープレベル L_0 を記憶する。次にトラッキング位相を $\Delta\theta$ 進めて、 $P_1=P_0+\Delta\theta$ 点でのエンベロープレベル L_1 を検出する。ここで L_0 と L_1 のレベルを比較する。 $L_0<L_1$ であればエンベロープレベルは増加方向であり、トラッキング移動方向は合っている。したがって新しく P_1 と L_1 を記憶し、次のトラッキング位相を $P_2=P_1+\Delta\theta$ とする。逆に $L_0>L_1$ であればエンベロープレベルは減少方向であり、トラッキング移動方向は逆方向である。したがって次のトラッキング位相は $P_2=P_1-2\Delta\theta$ として戻し、記憶データは書換えずに保存する。このようにして順次エンベロープレベルを比較して、よりレベルの大きい位相を探していき、ついには最大エンベロープレベルを提供するトラッキング位相を中心にして、位相は前後に振動する状態になる。この位相を、ジャストトラッキングとしてスキャン動作を停止する。

また「全範囲走査方式」とは、トラッキングの全位相に対してエンベロープレベルをチェックし、最大レベルとなる位相をジャストトラッキングとする方式である。基準位相より順次細かな位相きざみでスキャンし、全位相である360度の範囲のエンベロープレベルをチェックする。そのエンベロープレベル分布よりジャストトラッキング位相を決定するか、あるいは単に最大エンベロープレベルとなる位相をもって、ジャストトラッキング位相と見なすこともある。

なお、記録トラックに対するトラッキング位相を図3.3.1のように定義し、同一ヘッドでの記録再生時のトラッキング状況を示している。また再生エンベロープレベルは図3.3.2のようにトラッキング位相により変化するが、幅広ヘッドでは同図のようにトラッキング中心から少々ずれても、エンベロープレベルの低下は少ない。同時に逆ト

トラック状態においても、最低エンベロープレベルは高まってきている。またヘッド幅がトラック幅より広いことにより、そのエンベロープレベルはトラック位相に対して非対称になる。このような状況は、幅広ヘッドで記録されたトラックの一部が逆アジマスヘッドにより上書きされるが、アジマス効果により逆アジマスヘッドの上書きでは元の記録信号はほとんど消されないことに起因している。つまり図中の波線部分には、負アジマス信号の他に多くの正アジマス信号が記録されている。

(B) 従来方式の問題点

まず「山登り方式」の特徴を検討すると、通常のテープにおいては比較的速くジャストトラック状態に収束する。ところが家庭用VTRのテープにおいては、何度も重ね書きされたテープの再生も頻繁に発生する。このようなテープの再生においては、エンベロープレベルは図3.3.2のように低レベル部分で波打っていることが多い。このような状況でオートトラックの開始点が同図A点にある場合は大きな問題はないが、B点の場合には誤動作となり易い。つまりB点から「山登り方式」を開始すると、スキャン途中の極大点を最大レベル点とみなして誤動作することがある。スキャンピッチより狭い小さなピークは無視できるが、同図のようなレベルの小山では誤動作してしまう。

また「全範囲走査方式」では、全位相に渡りエンベロープレベルをチェックする方式であり、基本的に誤動作しない。しかしながらトラック精度を決めるスキャンピッチとスキャン時間は相反する項目であり、通常はトラック性能を重視してスキャンピッチを細かくスキャン時間を長くしている。また全位相をスキャンすることより、逆トラック位相もスキャンして、必ずノイズを出す欠点もある。

なお、以上のような記録条件の他にも、他のVTRで記録されたテープにおいても正しくトラック動作することが要求される。つまり記録ヘッド幅の異なる状況や記録モードの切替録画されたテープなどにおいても、さらにこのようなテープの可変速再生後においても正しいトラック機能が要求される。

3.3.2 オートトラック方式の高速化と信頼性向上

一度の連続的なスキャンによる従来のオートトラック方式に対して、図3.3.2に示すダブルスキャンによる新オートトラック方式を開発した。この新方式は、システムコントローラとの連携によりスキャン動作を2回に分け、2種類のスキャンピッチでエンベロープレベルをチェックしていく方式である。各スキャン操作においては、相対的なエンベロープレベル比較ではなく、絶対最大レベルをもってジャストトラック位相とし、以下のような手順である。

- 1) 第1のスキャン操作では粗いスキャンピッチ $\Delta\theta_L$ で、全位相を粗くスキャンする。このとき各位相 $\Delta\theta_L$ において順次エンベロープレベル L_L をチェックし、最大エンベロープレベル L_P を得た位相 θ_P を検出する。スキャン中では最大レベルの更新ご

とに、その新最大レベルと位相を記憶していくことより、最終的に粗いスキヤンの暫定トラッキング位相 θ_P を検出する。

- 2) その直後にトラッキング位相を $(\theta_P - \Delta\theta_L)$ に移動させ、第2の細かいスキヤン操作を実施する。この場合、より細かなスキヤンピッチ $\Delta\theta_S$ にて $(\theta_P - \Delta\theta_L)$ から $(\theta_P + \Delta\theta_L)$ まで同様に順次スキヤンする。これにより最大エンベロープレベルとなるトラッキング位相 Θ を検出し、トラッキング位相を決定する。
- 3) なお、第2のスキヤンにおいては、「山登り方式」も有効である。つまり第1のスキヤンによりほぼトラッキングの合った状態であり、誤動作の要因は除去されている。このとき第2のスキヤン開始位相は、暫定トラッキング位相 θ_P より開始する。
- 4) その後、エンベロープレベルが最大値に比較して所定レベル以下になった場合に、記録のつなぎ目と見なして、オートトラッキング機能を再動作するように設定する。また記録モードの切替わり時や可変速再生後においても、自動的に再度オートトラッキング機能を作動させることも容易である。

なお以上の新オートトラッキング機能は、システムコントローラ内のマイクロコンピュータにより制御駆動されている。このようなダブルスキヤン方式にすることにより、誤動作が少なくなるばかりでなく、以下のように視覚的にも大きなメリットがある。

- 1) スキヤンにより全体のトラッキング範囲のなかから、ジャストトラッキング近傍の位相 θ_P を検出できる。この結果、誤動作することが非常に少ない。
- 2) 第2のスキヤン開始時にはジャストトラッキング近傍であり、この時点で再生映像を見てもS/N劣化が少なく視覚的に違和感が少ない。この結果、第1の粗いスキヤン時間のみをオートトラッキング時間とみなせ、トラッキング速度を実質的に十分速く感じさせることができる。
- 3) したがってトラッキング時間は第1のスキヤンピッチ $\Delta\theta_L$ で決定され、トラッキング精度は第2のスキヤンピッチ $\Delta\theta_S$ で決定される。したがって時間と精度を独立に設定可能であり、ユーザーに最適な状況を提供できる。

なお、実際のオートトラッキングの動作状況を、逆転再生時と合わせて図3.3.3に示す。同図より標準再生に加えて逆転再生時においても、ほぼジャストトラッキング状態に追い込んでいることが理解される。また何度も重ね書きしたテープにおいてもほぼ誤動作なくジャストトラッキングを実現でき、トラッキング調整の煩わしさを排除できるとともに自動的に高画質な映像を提供することができた。

3.4 つなぎ撮り方式の高性能化

3.4.1 従来つなぎ撮り時の問題点

記録済みテープの途中から新たなシーンを連続的に記録する、いわゆるつなぎ撮りにおいてはその状況は大きく4通りに分けられ、以下のような問題点があった。

1) 記録 → 停止 (アンロード) → 記録

一旦テープをカセットに戻すアンロード操作をすることより、基本的にテープの制御は困難である。通常は機械的にテープ位置を制御しており、アンロード時にややテープを巻き戻すようにサプライリールを制御駆動する。この結果、次の記録開始時にはドラム・キャプスタン制御とも位相同期した状態で、少し重なるように記録開始される。したがって接続点のキャプスタン位相の連続性は無制御であり、記録済みのコントロール信号 PB CTLP と新たに記録されるコントロール信号 REC CTLP には位相連続性はない。したがって再生時にこの接続面でトラッキングずれによるノイズやテープゆらぎによる音声ワウフラッタが生じるが、無記録ノイズが現れることを防止している。

2) 記録 → (記録) ポーズ → 記録 [間欠記録]

記録ポーズによる連続記録であり、特にポータブル VTR において頻繁に使用される。ポーズ時にテープは回転ドラムにローディングされた状態でしばらく停止し、この間ドラム位相制御はカメラ信号に同期回転している。ポーズ解除によりテープは駆動されビデオ信号が記録されるが、起動直後のわずかな時間においてテープ位相つまりキャプスタン位相系が乱れる。この結果、再生時においては上記と同様にトラッキングノイズや音声ゆれが生じるなどの問題があった。

3) 再生 → 再生ポーズ → 記録ポーズ → 記録 [編集記録]

記録済みテープの途中から新たに次の映像を連続的に記録する場合、再生/記録ポーズを介して記録を開始する。この場合、基本的な動作は上記(2)の間欠記録と同様であり類似の問題点が存在するが、さらに画質的に大きな問題が生じる。つまり記録状態に切替えた時点では、その直後のテープ上の画像が消されていない。つまり図 3.4.1 の構成図において、フルイレースヘッドからビデオヘッドまでのテープ区間には、消去されていない前の映像信号が残っている。したがってこの区間は重ね書きされることとなるが、通常の記録再生ヘッドでは低域変換された高エネルギーのカラーバースト信号を消去することはできない。したがってこの区間を再生すると、消し残りのカラーバースト信号が色信号として再現され、画面上に縦縞の虹模様ノイズとして現れる。この虹模様ノイズは再現画像の画質を大きく劣化させ、EPモードでは10秒近くも現れる。

4) 再生画像へのはめ込み記録 [インサート記録]

インサート記録においては、上記の(3)で生じる接続点の位相連続性と虹模様ノイ

ズの問題がある。特に記録全体にわたって PB CTLP と REC CTLP の位相を合わせるとともに、フルイレーズヘッドの使えない重ね書きである。従来技術では虹模様ノイズが全面に現れることより、機能化されていなかった。

以上のようなつなぎ撮りやインサート記録は、放送用あるいは業務用 VTR においては専用回路や特殊ヘッドにより対策されている。放送用 VTR では、外部基準信号に常に同期再生される外部同期 Gen-Lock 機能が搭載されていて、記録再生機器全てが一つの基準信号に同期して運転される。また業務用 VTR を含めて、フレーム単位でのつなぎ撮りやインサート記録が可能のように、回転ドラム上に記録ヘッドに先行してフライング・イレーズ・ヘッドが搭載されている。この特殊ヘッドにより、必要なフレーム部分のみを完全に消去して、新たな編集画像を記録していくことが可能である。ところが家庭用 VTR ではコスト的な面から、このような特殊機能や消去ヘッドを採用することはできない。そこで以下のように信号処理系やサーボ制御系を大いに発展させて、視覚的に満足できるつなぎ撮りやインサート記録を検討した。

3.4.2 新つなぎ撮り方式による高性能化

つなぎ撮り時においてテープの位相連続性を解決するには、基本的に以下のような操作が必要であると考えた。

1) テープの助走期間を設定

つまり記録の開始時には、テープを定速度に立上げておく必要がある。したがって事前にテープを巻き戻しておき、ポーズ解除で助走して定速度に立上げた後、記録を開始する。

2) 新旧コントロールパルス (REC/PB CTLP) の位相同期化

上記の助走期間に、新旧コントロール信号を同期化させる。この期間をアSEMBL 記録 ASBL REC 期間として、特別の制御システムを構築する必要がある。

3) 記録への切替えタイミング

ポーズ設定されたフレームから正しく記録開始させる必要があり、テープの巻き戻し量を性格に計測制御する。巻き戻し期間と助走期間の再生コントロールパルスを計測して、記録への切替えタイミングを決定する。

以上に示した動作は、図 3.4.2 に示す動作図で示される。つまり REC ポーズに入った時点でテープを所定量巻き戻し、ポーズ解除で助走期間でもある ASBL REC 期間に入る。これらの期間のテープ移動量は、再生コントロール信号を UP/DOWN カウンタあるいはシステムコントローラ内で計測して制御される。

ここで ASBL REC 期間のサーボ制御システムを検討する。この期間は再生と記録の中間制御状態にあり、少なくとも記録済み VD である PB CTLP と入力映像信号中の記録 VD である REC CTLP とを同期させる必要がある。この 2 つの信号はまったく独立

であり、事前に同期させてから記録を開始する必要がある。入力映像信号は基本的に独立信号であり、位相制御することはできない。したがってPB CTLPをREC CTLPに同期させるべく、キャプスタン位相制御によりテープ位相を制御する。開発したASBL REC制御構成は図3.4.3であり基本的に記録モードであるが、コントロールヘッドのみを再生モードとする。この期間の開始時には、REC CTLPで基準信号発生器をリセットするとともに、PB CTLPでキャプスタンFG分周器もリセットする。どちらのリセット操作も1回のみであり、その後は基準信号はREC CTLPに、キャプスタン比較信号であるFG分周出力はPB CTLPに同期することになる。つまり基準信号とFG分周出力の同期は、REC CTLPとPB CTLPの同期に等価となる。なお、PB CTLPとFG信号は機械的に連動しており、テープ滑りがなければリセット後の位相ずれは発生しない。この結果、ASBL REC期間から通常のRECモードに切換わる時点ではREC/PB CTLPは位相連続となり、また記録のつなぎ目も正確に一致する。なお、編集記録時に発生する虹模様ノイズに関しては、次節において説明する。

3.4.3 インサート記録方式の開発

インサート記録において位相連続性を実現するには、記録期間全体にわたって前節のつなぎ撮り技術を使用すればよい。つまりこのモードでは、常にテープ上のPB CTLP記録映像信号中のREC CTLPとが位相同期されていることより、記録の終了時点においてもテープ位相は連続であり、テープゆらぎによるトラッキングノイズや音声ゆらぎが発生することはない。なお記録モードへの切替えは基本的に記録トラック単位で行われ、トラック途中で記録が開始されることを避けている。

次に虹模様ノイズの低減が必須であり、フルイレーズヘッドを働かせずに、カラーバースト信号を十分に消去減衰させる必要がある。新たなヘッドの追加はコスト増加になるので、従来ビデオヘッドの記録特性を検討した。そこで重ね書きの期間において、図3.4.4に示すキャリアピーキング方式を開発した。つまり通常の記録特性に対して記録FM信号電流に同図のような周波数特性を持たせ、搬送波4MHz付近の記録特性を6dBほど高めた。この方式はキャリア信号を強めたことにより、等価的にFM変調度を浅くしたことになる。これによりS/Nは若干劣化するが、画質劣化とまらない程度に抑えてある。このキャリアピーキング記録方式により、記録済みカラーバースト信号を視覚的にほぼ消去できることを実験的に確認した。インサート記録時は全期間に適用し、つなぎ撮り時は虹模様ノイズが発生する所定期間のみキャリアピーキング記録方式とした。この結果、つなぎ撮り部分の再生状態においては見苦しい虹模様をほぼ完全に消去でき、同時にインサート記録機能を実現することができた。

3.5 デジタル制御方式による応用機能の開発

3.5.1 記録モード自動判別機能の改善

記録テープ速度にはSP・LP・EPモードの3種類の記録モードが存在し、再生時においてはテープ速度を記録時の速度、つまり記録モードに一致させる必要がある。再生時には記録モードを判別してテープ速度を記録時に一致させるが、この操作はもちろん自動化すべきである。通常の再生開始時では釦操作から再生画像が映し出されるまでは3～4秒であり、記録モードの判別によりこの再生時間が長くなることは好ましくなく、したがって極力速いモード判別方式が望まれる。

(A) 従来モード判別方式の構成と動作

従来の記録モード判別方式は、再生コントロール信号PB CTLPの周期 T_{CTL} を直接計測する「絶対周期判別法」であった。つまり再生開始とともに記録モードを順次切替え、つまりキャプスタン速度を順次切替えてPB CTLPが所定周波数(NTSCでは30Hz、PAL/SECAMでは25Hz)あるいは所定周期になるモードを検索する方式であった。この方式は図3.5.1のブロック図および図3.5.2のタイミングチャートに示すように、PB CTLPの周期 T_{CTL} を時定数により弁別して、記録モードを決定する方式である。

図3.5.1において動作を説明すると、再生時においてはPB CTLPによりリトリガラブル・単安定マルチバイブレータ(以降RMMと略記する)と微分回路がトリガされる。RMMの時定数 τ_1 は23msであり、これより短い周期のPB CTLPが入力された場合は、RMMの出力はHに固定される。つまりLPテープをSPモードで再生した場合に、図3.5.2(S)のように入力パルスがANDゲート出力Sに現れる。一方、微分回路により立下り端が幅1.5msのパルスに整形されたPB CTLPは、次段の時定数回路を瞬時充電する。この回路の時定数 τ_2 は50msであり、これより長い周期のPB CTLPが検出される。つまりSPテープをLPモードで再生した場合に、図3.5.2(R)のように積分回路の出力Rにパルスが現れる。以上の2つの検出信号S・Rにより、RSフリップフロップ(RS-FF)をセットあるいはリセットする。

以上をまとめると、まず正しいモードで再生された場合は、両信号S・RはローレベルでありRS-FFは出力を維持する。次にLPテープをSPモードで再生した場合には、周期 T_{CTL} は正規の半分に短くなり出力Sにはパルスが、出力Rはローレベルとなる。結果、RS-FFはセットされて出力Qはハイレベルとなり、LP記録モードを示す。またSPテープをLPモード再生した場合には、周期 T_{CTL} は正規の2倍と長くなり出力Sはローレベルが、出力Rにはパルスが出力される。結果、RS-FFはリセットされて出力Qはローレベルとなり、SP記録モードを示す。

なお上記の回路はSP/LPモードのみの時期に使用されていた方式であり、実際にEPモードも追加された状態ではさらに複雑な回路方式で制御される。つまりEPモードとSPモードの判別においては、順次にテープ速度を切替えて速度安定後に記録モードの判別が必要であり、判別速度は非常に遅かった。

(B) 従来モード判別方式の問題点

従来モード判別方式には基本的には上記の特徴があるが、実際のSP/LP/EPの3モード判別においては、再生起動時を含めると以下のような問題点があげられる。

a) 再生起動時

起動初期は、自動的にSPモードに設定される。したがってEPテープにおいては一旦SPモードで駆動されてから、LP・EPと減速されて判別される。したがって判別確定に多くの時間を要し、再生画像の安定が遅くなる。

b) SPモードとEPモードの切替え

基本的にはSP⇔LP⇔EPモードを順次切替えてチェックすることより、判別時間は比較的遅い。SP→EPの判別に比べて、EP→SPの判別がやや遅い。

c) 可変速再生時にはPBCTLTPが特殊状態であり、モード判別が不可能である。したがって記録モードを保持し続けるが、この結果、特にサーチ途中で記録モードが変わった場合には、サーチ解除時に一旦保持モードで再生した後新しい記録モードを判別し切り替わりことより、サーチ解除後も多くの判別時間を必要とする。

(C) 新記録モード判別方式とその特徴

従来の「絶対周期判別法」ではテープ速度の安定が重要であったが、基本的にはテープ上のコントロール信号の物理的間隔を測定できれば記録モードを判別できる。このような観点より、図3.5.3に示す「相対周期判別法」による記録モード判別法を考案した。この方式はテープ移動量とコントロール信号の周期を比較する方式であり、テープ速度に無関係に判別できる特徴がある。つまり一定速度のテープ速度においては、記録モードによりコントロール信号の周期が異なる。したがってテープ移動量に比例したキャプスタンFG (CFG) 信号と再生コントロール信号、つまりCFG信号周波数 f_{CFG} とPBCTLTP周波数 f_{CTL} とを比較し、その比により記録モードを判別する。この方法として図3.5.4に示すように、PBCTLTP周期間のCFG信号数を計数する。たとえばSPモードではPBCTLTPの物理的間隔は最長であり、その周波数比率は $N_{SP}=6N$ (N は f_{CFG} により異なる整数) である。この時LPモードでは $3N$ 、EPモードでは $2N$ となる。実際の判別回路では $N=4$ とし、SP/LP/EPの3モードの周波数および判別閾値を下表3.5.1のように定めた。

表 3.5.1 新記録モード判別方式

記録モード	テープ速度	FG周波数	f_{CFG}/f_{CTL}	閾値
SP	1	720 Hz	24	$\begin{matrix} > & 1.8 \\ > & 1.0 \end{matrix}$
LP	1/2	360 Hz	12	
EP	1/3	240 Hz	8	

この新方式は、PB CTLP と CFG の相対関係を利用しており、テープとキャプスタン軸が滑らない限りいかなるテープ速度においても成立する。つまりキャプスタン速度系が定常速度でない立上り時や可変速再生時においても、基本的に PB CTLP の 1 周期間で判別可能である。したがって以下のような大きなメリットが生じる。

- a) 再生開始時では、キャプスタンへのテープ圧着と同時にモード判別が可能であり、速度制御系の起動と同時に判別可能である。したがってどの記録モードにおいても、制御系の起動特性に全く影響を及ぼさない。
- b) 再生中のモード判別では、基本的に PB CTLP の周期に準じた速度で記録モードの判別が可能である。標準再生状態での最長の判別時間は、EP モード再生時の SP テープ判別であり原理的には 0.1 秒である。
- c) テープ速度に無関係に判別可能なことより、可変速再生中でも常に記録モードを判別できる。特にサーチ再生時においてはサーチ途中で記録モードが変わった場合にも記録モードは判別確認され、標準速度に戻した時点でも直接的に正しい記録モードで再生される。SP/EP モードの混在したテープ再生時は、非常に大きなメリットとなっている。
- d) PB CTLP 中のノイズに対して、デジタル的に誤動作防止回路を設けやすい。例えば 3 回の同一モード判別で記録モード確定とすれば、単発ノイズによる誤動作は防止できる。あるいは PB CTLP の周期を予測して、途中に発生するノイズを除去することも容易に可能である。
- e) 無信号部分では PB CTLP が無いことより、 Q_{SP} がハイレベルとなり OR ゲートを介して判別出力は SP モードとなる。つまり無記録部分を、テープ最速度の SP モードで速く送る方式としている。

3.5.2 オフセットレス速度制御方式の開発

(A) 速度制御方式の課題と改善策

キャプスタン制御系においては通常は速度調整手段を設けて、初期の速度オフセット（定常速度偏差）を除去している。しかし第 2 節で述べたように温度変化や経時変化により速度制御系において速度オフセットが発生し、これを解消すべく位相制御を追加している。この速度オフセットの原因は、制御回路系の温度変化と直流モータの特性変化が主流である。特にモータでは、低温時の軸受け粘性の低下による負荷トルクの増大や、逆に軸受けのなじみによる負荷トルクの減少である。このモータ特性の変化はアナログ制御でもデジタル制御でも発生し、制御ループで大きく抑圧されるが結果的に速度オフセットとして現れる。この速度オフセット電圧を打ち消すべく、位相制御系では打ち消し電圧を発生させる必要がある。この位相制御系の打ち消し電圧は位相オフセットとして現れ、特にドラム制御系では大きな問題となる。また位相同期点の電圧がオフセットを持つことより、キャプチャー（ロックイン）レンジが狭くなり位相同期時間（ロック・イン・タイム）が長くなり制御特性としては好ましくない。これらをまとめると、以

下のような問題点があげられる。

- 1) 基本的に速度調整手段が必要であり、部品・調整コストを高めている
- 2) 速度オフセットの解消に、同期位相にオフセットが発生する
- 3) 位相オフセットによりキャプチャレンジが狭くなり、ロックインタイムが遅くなる。この結果、再生映像の映し出しが遅れる。
- 4) この速度オフセットを許容範囲内に抑えるために、使用温度範囲の制限に加え高価なメカや回路部品を使用せざるを得ない

そこで第2節にて開発したデジタル制御システムを応用して、短時間に速度オフセットを除去できれば上記の問題点が全て解決できると考えた。この実現には、環境条件にかかわらず常に素早くモータ速度を設定値近傍に制御して、速度オフセットを十分に小さく抑え込むことが必要である。そこで以下のような課題に対して、それぞれ次のように対処した。

- 1) 速度誤差を単純に速度制御系に負帰還しても、速度オフセットを除去できない。単に速度制御の並列ループと同等であり、定常オフセットの除去にはならない。
→ 速度制御系の基準値（基準周期）を逆オフセット補正して、制御対象を微調整する。逆オフセット用の補正カウンタを設け、基準値を順次加算補正する。
- 2) 速度誤差の直流成分が速度オフセットである。したがって速度誤差のフィルタ手段出力を上記の補正カウンタに入力する。
→ FG周期毎に誤差の方向を計り、アップダウンカウンタを動作させる。カウンタ値が閾値に達したら、補正カウンタに±1を出力する。カウンタ閾値以内の細かな変動は平均化され、低域成分のみが出力される。
- 3) 上記のカウンタ閾値を大きくすれば、応答速度は遅くなるが速度オフセットを小さく抑え込める。しかし従来の速度制御時間で速度オフセットを抑え込めるか？
→ 速度オフセット制御系をいかに速く、かつ正確に動作させるかが大きな課題。検討方式の実用化へ向けて、次節で説明する。

(B) 速度自動設定方式の検討

以上の課題に対する速度自動設定方式の検討にあたり、まず速度制御系のみで速度オフセットの除去方式を検討した。ここでは上記の(1)(2)のみに対応しており、立上り時間は次節の検討項目とした。検討の結果、基準周期を制御するための新たな制御ループが必要であり、図3.5.5のような速度自動設定ループを追加した構成とした。この回路は、基本的に以下の手順により動作する。

- 1) モータ起動により、通常に速度制御ループを立上がらせる。
- 2) 速度制御ループが整定状態で、速度オフセット Δf を測定しラッチする。

- 3) アップダウンカウンタあるいは加算器などのデジタルフィルタ手段による Δf の符号と積分値により、フィルタ出力として +1 あるいは -1 の補正値を次段の補正カウンタに出力する。
- 4) 次段の補正カウンタによりこの ± 1 をカウント保持して Δf_0 とし、基準周波数データ f_0 に加算して補正基準周波数 f_0' を得る。
- 5) 補正基準周波数 f_0' により速度検出器を動作させ、制御対象の FG 周波数を ± 1 だけ追従させる。
- 6) その後、上記 2) に戻りこの操作を繰り返す。この場合、速度制御ループの整定状態を確かめることなく、一定 FG 数で次の計測に入る。
- 7) ついにはフィルタ出力が +1 と -1 を交互に繰り返すようになり、この時点で速度自動設定は終了する。自動設定ループを開いて、補正カウンタ値 Δf_0 を保持する。

ここで速度制御ループと速度自動設定ループとは類似の動作をしているように見えるが、その動作は大きく異なる。つまり速度制御ループでは外乱による速度誤差を（外乱／ループゲイン）までしか追い込めず、残された速度誤差が速度オフセットとなる。ところが自動設定ループでは基準値（あるいは目標値） F_0 を直流的に変更することにより、制御対象値 $F(s=0)$ をほぼ同等量変更可能である。つまり

$$F(s) = F_0 * \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} \doteq F_0 \quad (3.5.1)$$

ただし $G_0(s) \gg 1$ at $s = 0$

なお、フィルタでは等価的に逐次平均方式を採用しており、その閾値により自動補正の応答特性が変化する。またモータ速度が立上がった後に速度自動設定機能を動作させた場合、速度補正に要する時間は図 3.5.6 のように速度 20% 程度のずれからでも 0.2 秒程度で補正完了することを実測確認した。なおモータ速度の立上り時間（速度制御系のダイナミックレンジ内に入るまでの時間）は応答の遅いドラム制御系においても 1 秒程度であり、自動設定時間は 2 割以下と短時間に抑えることができる。

3.5.3 自動速度設定方式の実用化

上記の自動速度設定方式を実用化するには、課題(3)の問題点があった。つまり従来のモータ起動時と同等程度の位相同期時間が必要であり、特に再生時の立上りではプレイ鈕が押されてから映像が映し出されるまでの時間を長くしてはいけない。まず自動速度設定の開始点を決めるにあたり、起動時における速度制御ループのみの応答特性を確認した。この特性は理論的な動作とほぼ等しく、オーバーシュートがなくダイナミックレンジに入った後に急速に整定していく。このダイナミックレンジの判断は容易であることより、このレンジに入った時点で自動速度設定動作を開始させることとした。

次に自動速度設定動作の停止タイミングの検討にあたり、自動設定ループの動作中は

速度補正値が細かな振動を続けることに着目した。そこで自動速度設定ループの補正値出力の振動回数Nと、その時点で補正動作を停止した場合の速度オフセットを計測した。その結果、図3.5.7のようにN=4で1%程度、N=6では0.5%に追い込めることがわかった。そこでN=7時点で自動設定機能を停止させることとし、これにより速度オフセットを0.5%以内に安定に追い込めることを確認した。この0.5%の速度オフセットは位相制御系のキャプチャーレンジ(3%以上)からみてまったく問題ない値であり、周囲環境が大きくばらついてもこの値に追込み可能である。

ここで速度自動設定後に位相制御系を動作させるが、そのロックインタイムは主に位相制御系の応答に依存していると考えられる。そこで実際に自動速度設定機能を働かせて、位相制御系の応答出力を多数確認した。図3.5.8はロックインタイムの遅かった状況での制御出力を示しており、出力が大きくオーバーシュートしてからロックインしていることが理解される。この場合においても速度制御系の立上りは1.5秒程度であり、自動速度設定に0.4秒、位相制御系の引き込みに約2秒である。この測定結果は応答速度の遅いドラム制御系の場合であるが、ロックインタイムの構成はモータ立上り時間と位相制御系の引き込み時間で占められている。以上の検討により自動速度設定機能を働かせたドラム制御系においても、従来とほぼ同等時間で安定に位相同期させることができた。なおキャプスタン制御系では、速度制御系の立上りが速く問題ない。

以上の速度自動設定機能は、通常の記録再生ではまったく問題が無い。しかしVTRの再生時においては多くの機能があり、これら全てにおいて誤動作させない配慮が必要である。例えば可変速再生時などにおいて従来と同様に動作させるには、速度補正値を保持させればよい。記録モードが変化した場合には、負荷変動もあるので再度速度設定機能を働かせたほうがよいと思われる。以上により、速度自動設定機能の実用化を検討し、各記録モードや可変速再生時にメカ的・電気的外乱を加えても安定に速度オフセットが解消されることを確認した。

ここで実際にロックインタイムが厳しく問題になるのは、前述のように再生スタート時である。つまり再生釦を押してから画像が映し出されるまでの時間が短いほうが、ユーザーにとって好ましい。そこで再生時の位相制御系の信号を検討した結果、基準信号においては制約が少なく自由に位相を決定できることに着目した。つまり再生時のドラム制御系において、速度制御系が立上がった時点で位相比較信号のドラム位相で基準信号発生器をプリセットすることを考案した。つまりモータの回転位相を基準信号に合わせるのではなく、モータ位相に基準信号を瞬時にプリセットして同期化させる方式である。この結果、ドラム位相系のロックインタイムは大幅に短縮され、2秒程度と従来以上に速くなった。ただし基準信号のプリセットにより、キャプスタン位相制御系に位相飛びが生じることがある。しかし本来キャプスタン位相制御系の位相引き込み特性は、速度系が立上がった状態からは非常に速く1秒を要しない。したがって再生時にはドラム速度系を先に位相同期させ、その後キャプスタン系を位相同期させる。このとき全体の位相同期時間は、従来よりも速く3秒程度で実現できた。

3.6 まとめ

テレビ番組の記録によるタイムシフト装置として登場した家庭用VTRをさらに深く家庭内に浸透させるべく、ユーザフレンドリで高齢者にも操作し易い機能開発と高性能化を実現した。まずは可変速再生時における画質改善を検討した。サーチ再生ではヘッドとテープの相対速度ずれを自動補正し、再生画像における色ずれを解消した。当初、基準信号周波数をデジタル的に微調整して、ドラム速度を自動補正した。その後、再生映像信号中の水平同期信号の周波数ずれを直接検出し、ドラム制御系に速度制御を施して相対速度を合わせて色ずれを解消した。またスチル再生では再生水平同期信号の欠落検出により、高精度なノイズ位置検出方式を開発した。さらにノイズ位置によりテープ駆動用パルス幅を変化した適応駆動方式を開発し、ノイズ追込みの高速化と精度の向上を実現することができた。一方、ノイズレススチル状態から次のフレーム画像のノイズレススチル状態に、ノイズを出さずにほぼ標準再生で移行する技術を実現した。この場合、フレーム移動は1フレーム時間(33ms)内での1フレーム長テープ送りであり、キャプスタンモータの急加速と逆転ブレーキによる急制動によるモータ制動方式を開発した。このフレーム移動とノイズレススチルを組み合わせ、ノイズのないファインスロー再生機能を実現した。

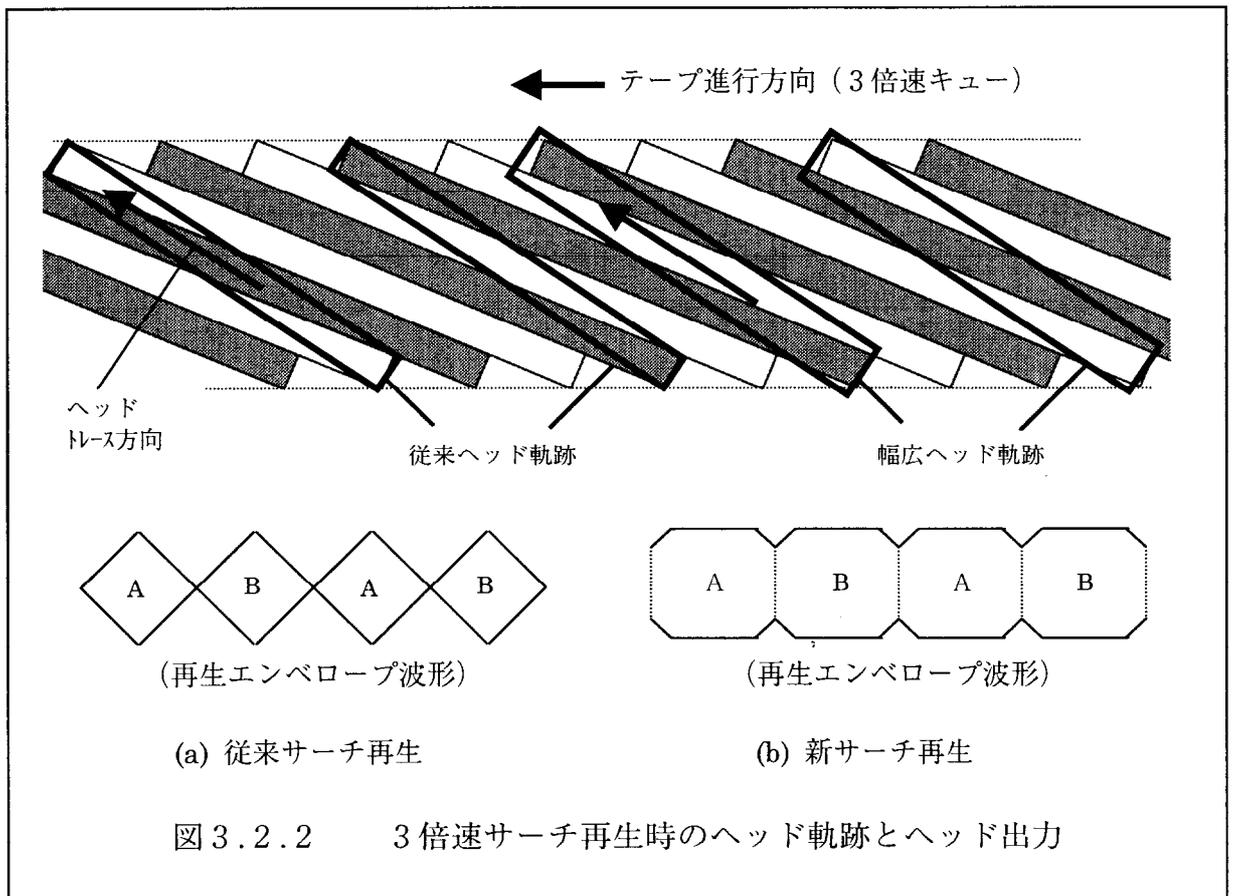
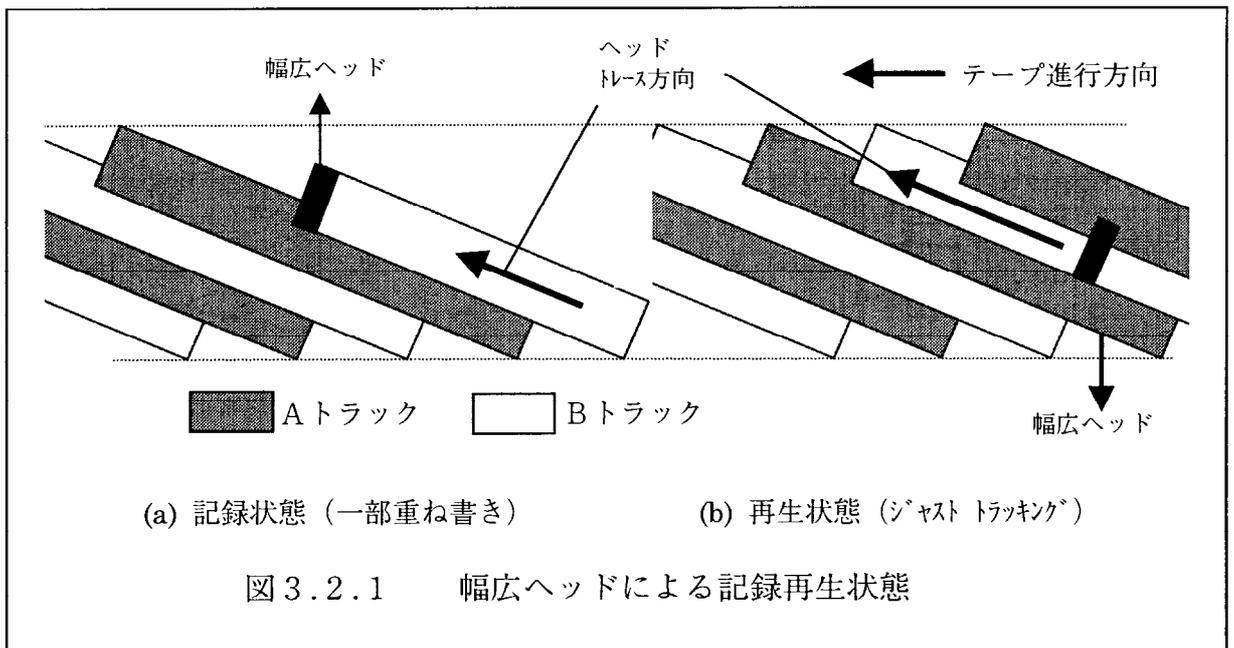
さらにレンタルビデオテープの普及により再生時のトラッキング調整が必要となり、家庭用VTRに合った新オートトラッキング方式を検討した。ジャストトラッキング状態は従来と同様に再生エンベロープレベルで検出するが、走査時間と誤動作の改善から二重スキャン方式を考案した。つまり最初に全トラッキング位相を粗くスキャンし、この結果で最大レベルのトラッキング位相にまず合わせる。この第1スキャンにより誤動作を防止するとともに、視覚的に速くほぼ良好な再生画像を映し出すことができる。その後2回目のスキャンにより周辺位相を細かくスキャンすることにより、精度良くジャストトラッキング位置を検索できる。この新オートトラッキング方式の開発により、常にトラッキングの合った最適画質を再生することができる。

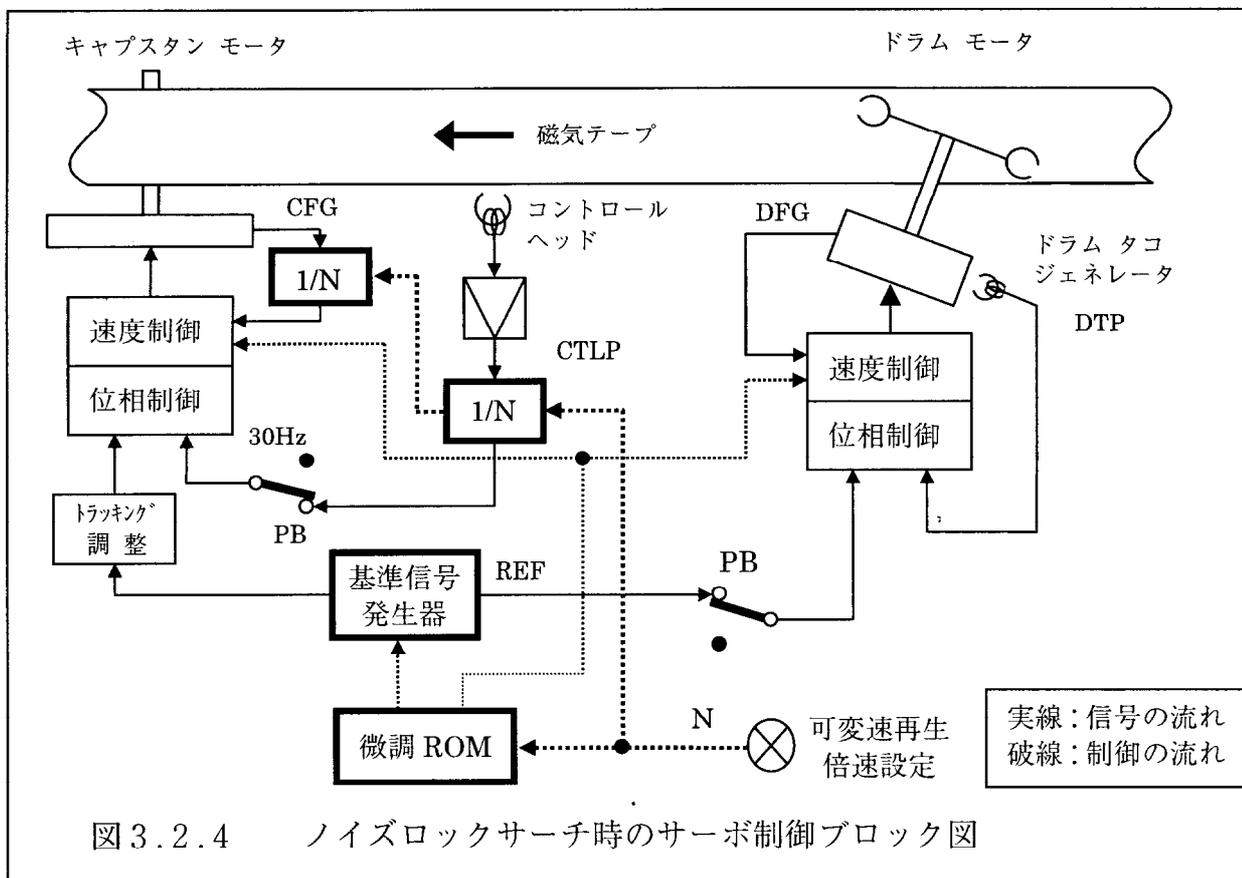
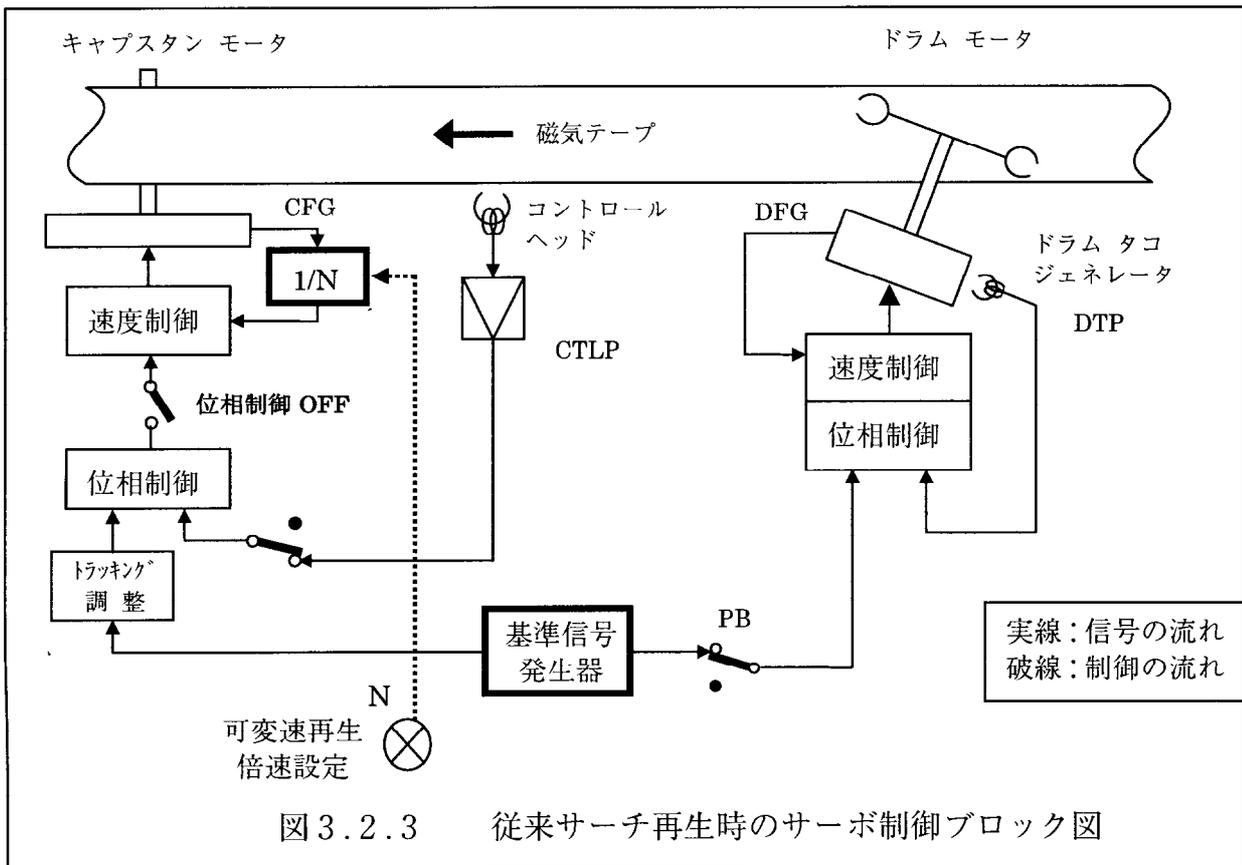
一方、つなぎ撮りやインサート記録の記録のつなぎ目においては、コントロール(CTL)信号の位相連続性を確保する目的より、テープを少量巻き戻して助走期間を設けた。この助走期間内で記録CTL信号と再生CTL信号を同期させた後、記録状態に切替えて連続的なコントロール信号を確保することができた。記録/再生CTL信号の同期化には直接両信号を位相比較できないので、記録CTL信号で基準信号発生器を、再生CTL信号でFG分周カウンタをリセット同期させる方式を考案した。また、巻き戻し期間と助走期間の再生CTL信号を計数することにより、つなぎ目位置を正確に合わせることもできた。一方、インサート記録では、記録済みのコントロール信号をそのまま使用し、フルイレーズヘッドを使わないで変調ビデオ信号を重ね書きしていく。このときカラーバースト信号の消し残りにより、再生画面に虹模様ノイズが発生し著しく画質劣化を招いていた。そこでカラー信号帯域の記録特性を高めたキャリアピーキング記録方式の開発により、元のカラーバースト信号をほぼ消去することができ、虹模様ノイ

ズのない高画質なインサート記録を実現できた。以上の結果、自然なつなぎ撮りに加えて撮影画像に違和感なくインサート記録できるなど、映像記録の楽しみと編集できる創造の喜びをより一層高めることができた。

なお、以上の開発機能は標準（SP）モードのみでなく、長時間（EP）モードにおいても可能である。これらの記録モードは、再生時でも同一モードであることが必須であり自動判別される。従来判別方式では再生コントロール信号の絶対周期測定法であり、判別速度が遅くノイズで誤動作し易かった。そこでキャプスタンFG信号による相対周期測定法により、高速でノイズに強い判別方式を開発した。この新判別方式はテープ速度に依存しないことより、モータ立上りの低速時でもサーチ再生時においてもモード判別が可能であり、判別時間やテープ速度状態を気にする必要がなく。

最後に前章で開発したデジタル速度制御では回路的な温度変化や経時変化を吸収することはできるが、これらの環境変化による直流モータの電気的特性やモータ軸負荷の大きな変化は制御特性により速度オフセットとして現れる。この速度オフセットは位相制御系のダイナミックレンジを狭めることより、制御特性に悪影響を及ぼす。そこでこのような速度オフセットを解消する速度自動設定機能を検討し、環境変化に影響されずに制御特性を確保できる自動速度設定方式を実現した。この方式では、速度誤差を自動計測して徐々に目標値を微調整し、その誤差を段階的に修正する新たな補正ループを追加した。自動設定時間が限られていることより、補正ループゲインと速度オフセットの関係を実験的に求め、短時間に速度オフセットを十分小さく抑える方式を開発した。





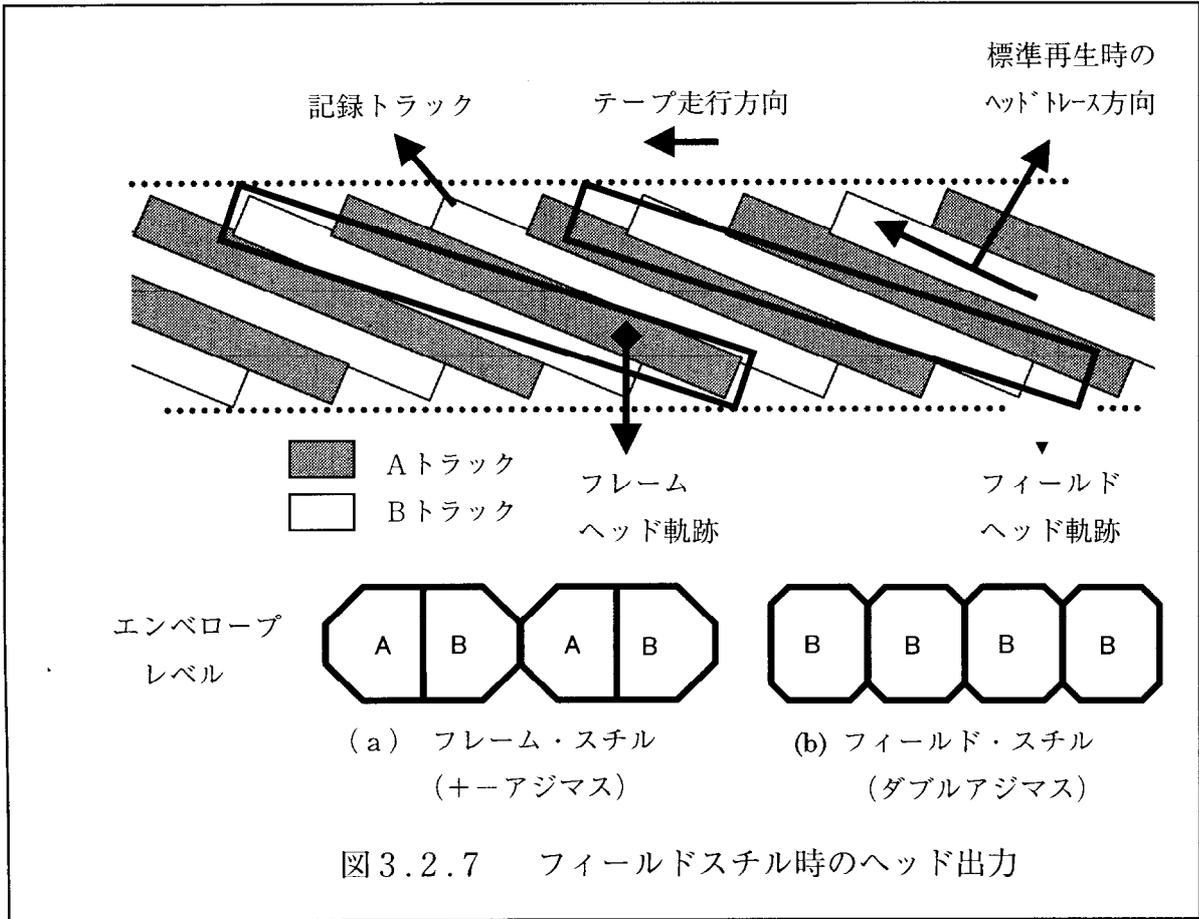


図3.2.7 フィールドスチル時のヘッド出力

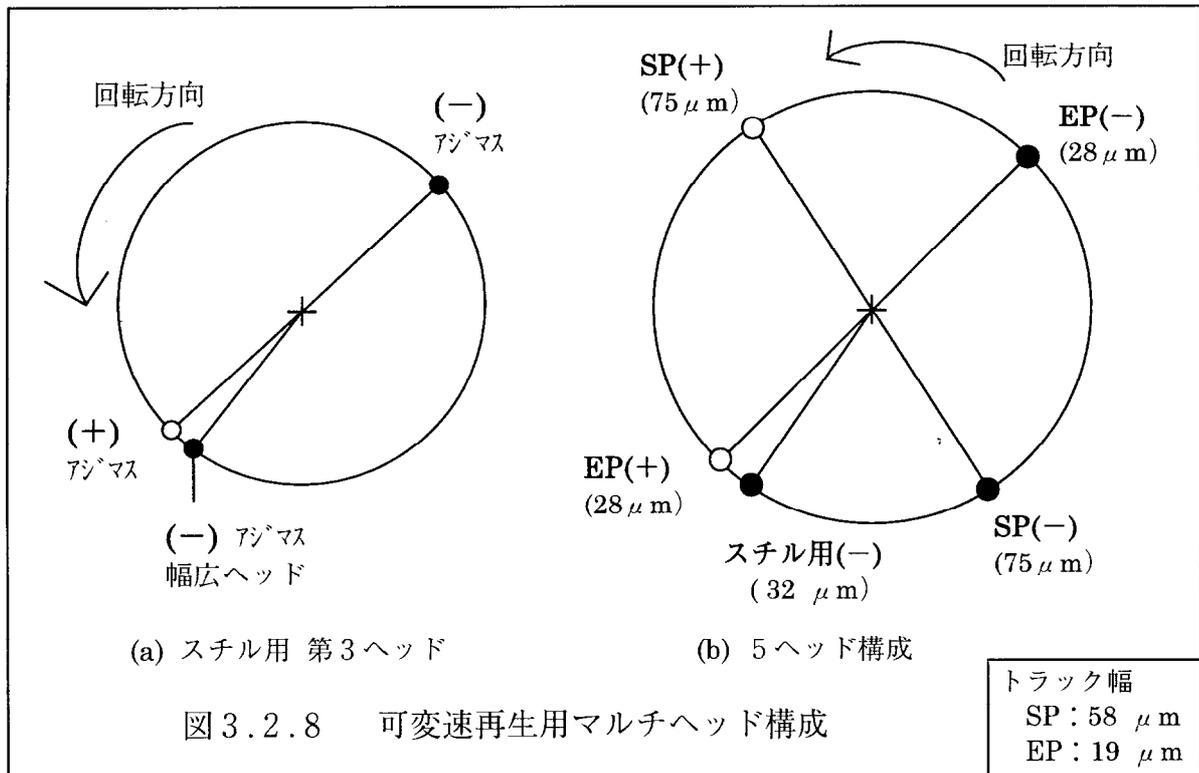
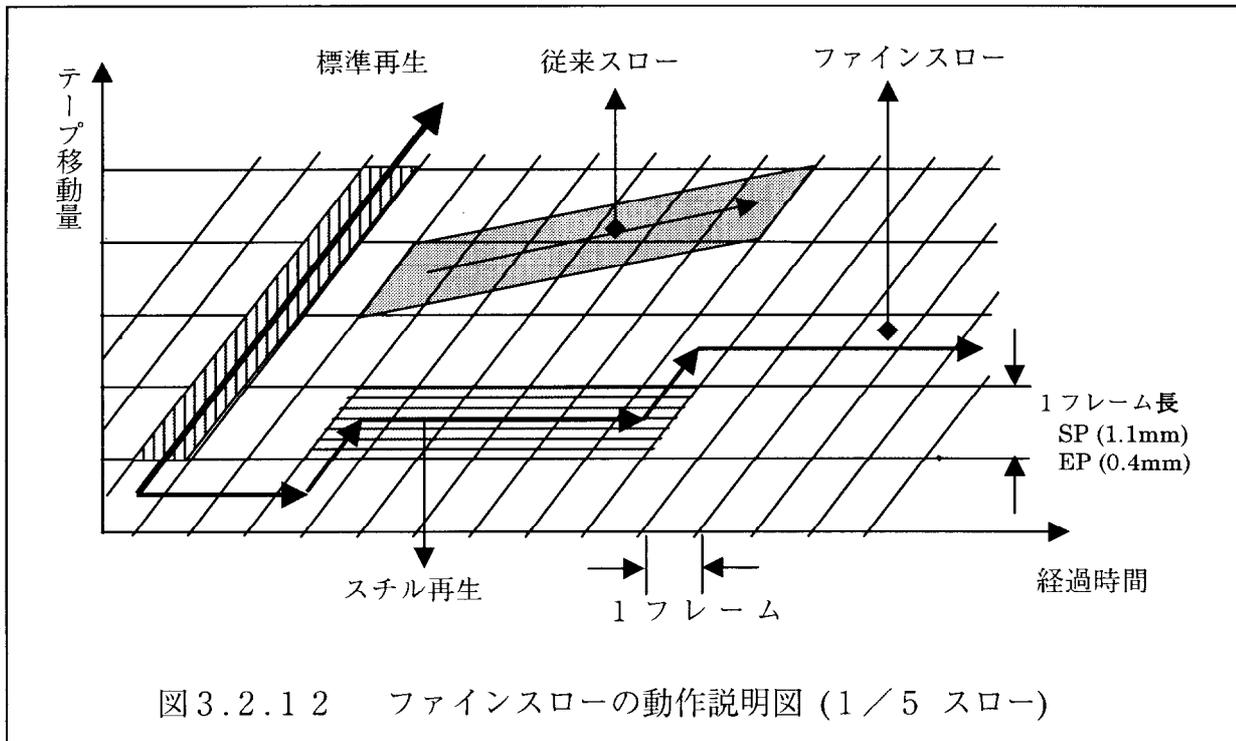
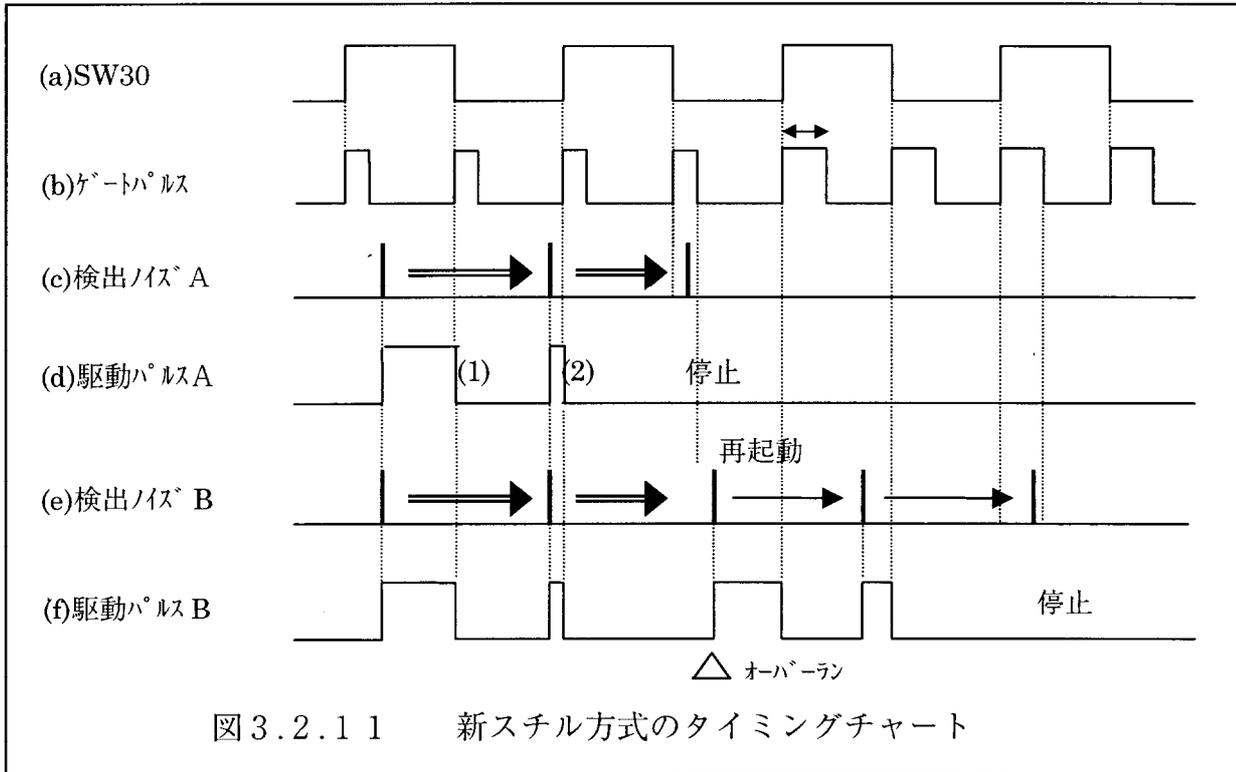
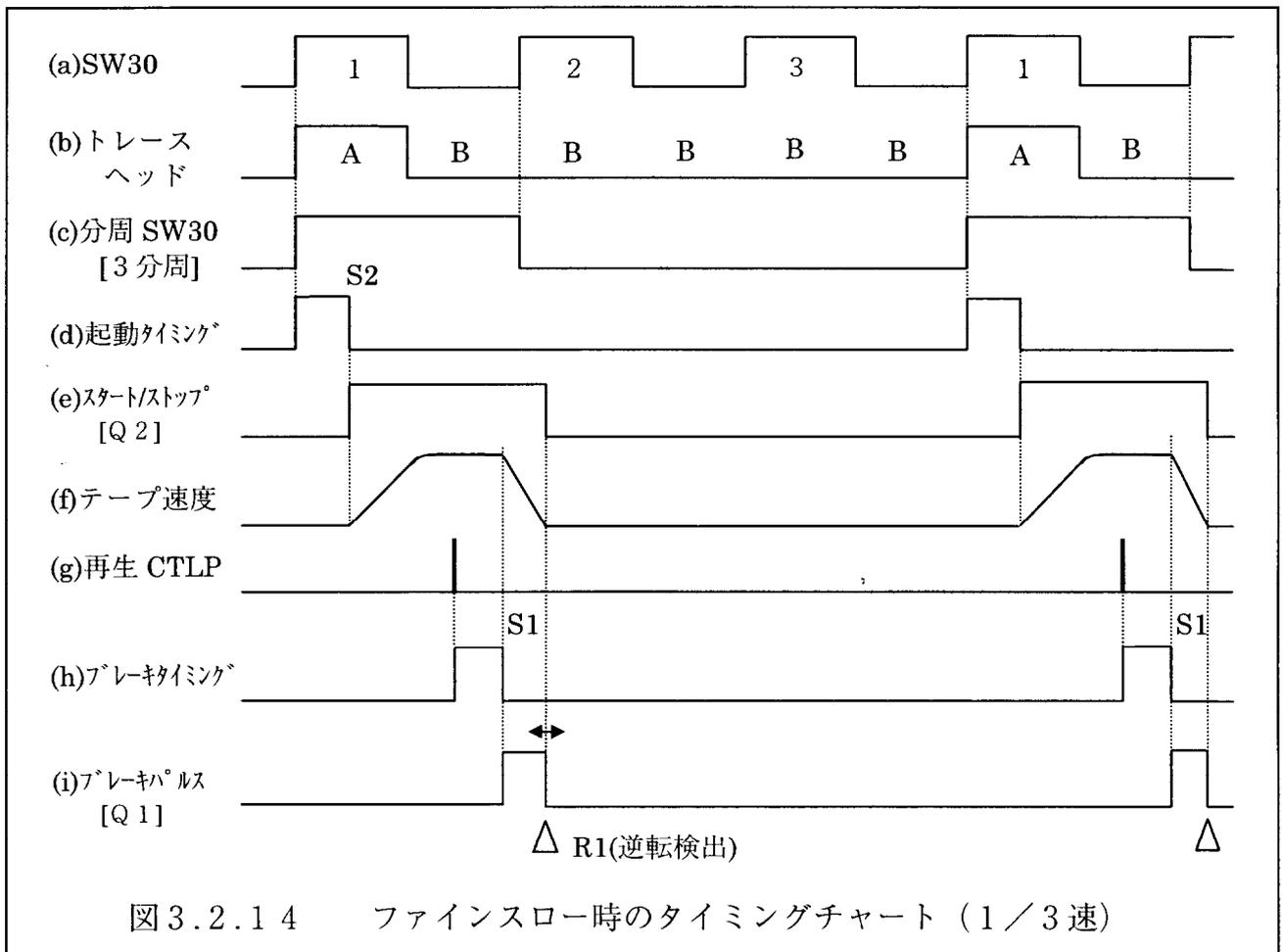
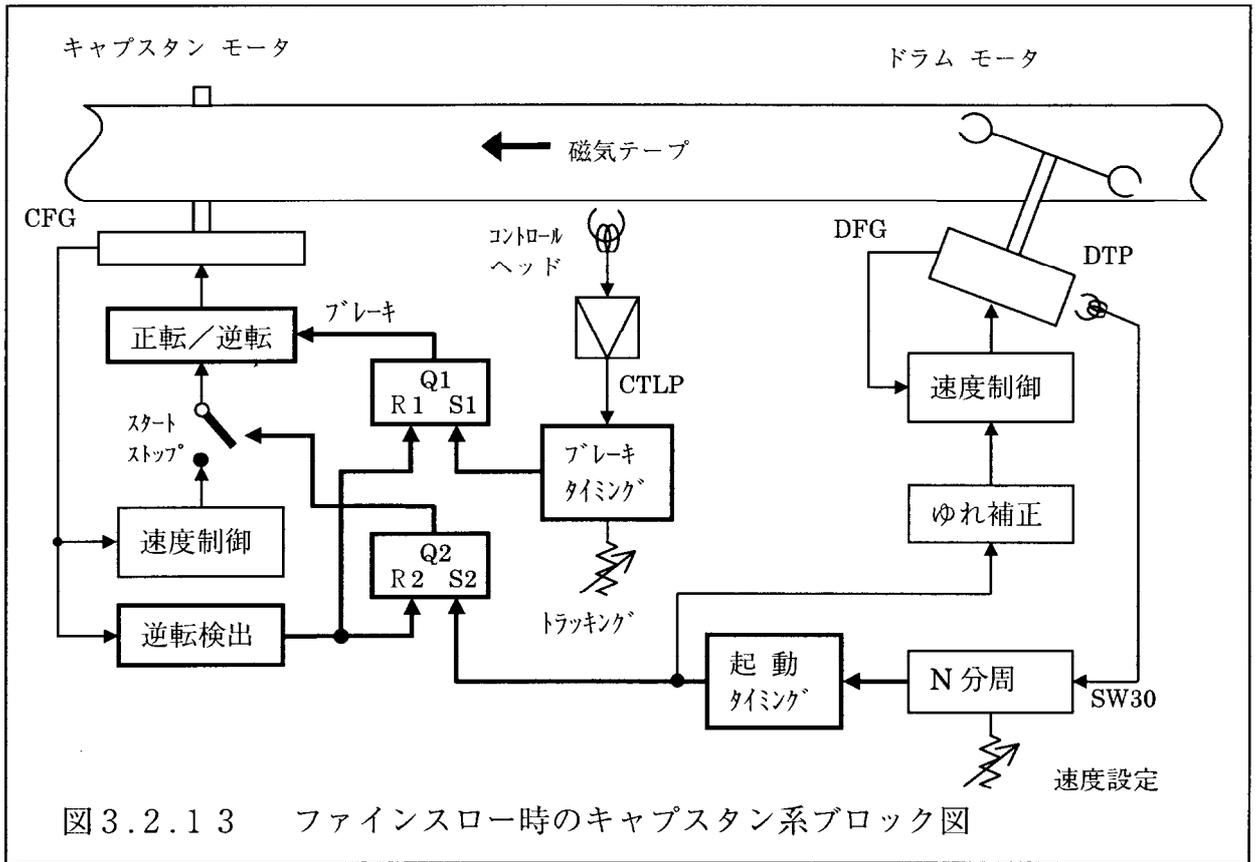


図3.2.8 可変速再生用マルチヘッド構成





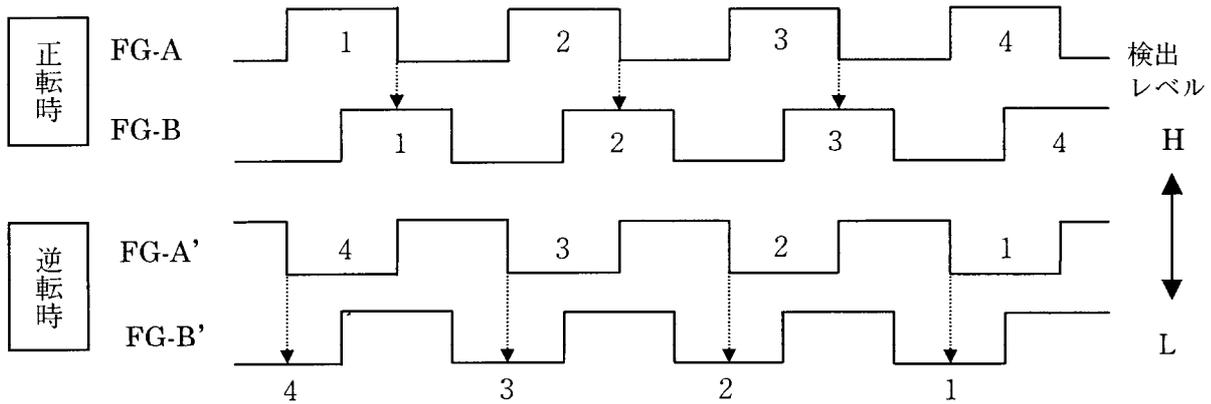


図 3.2.1 5 二層 F G 信号による逆転検出方式

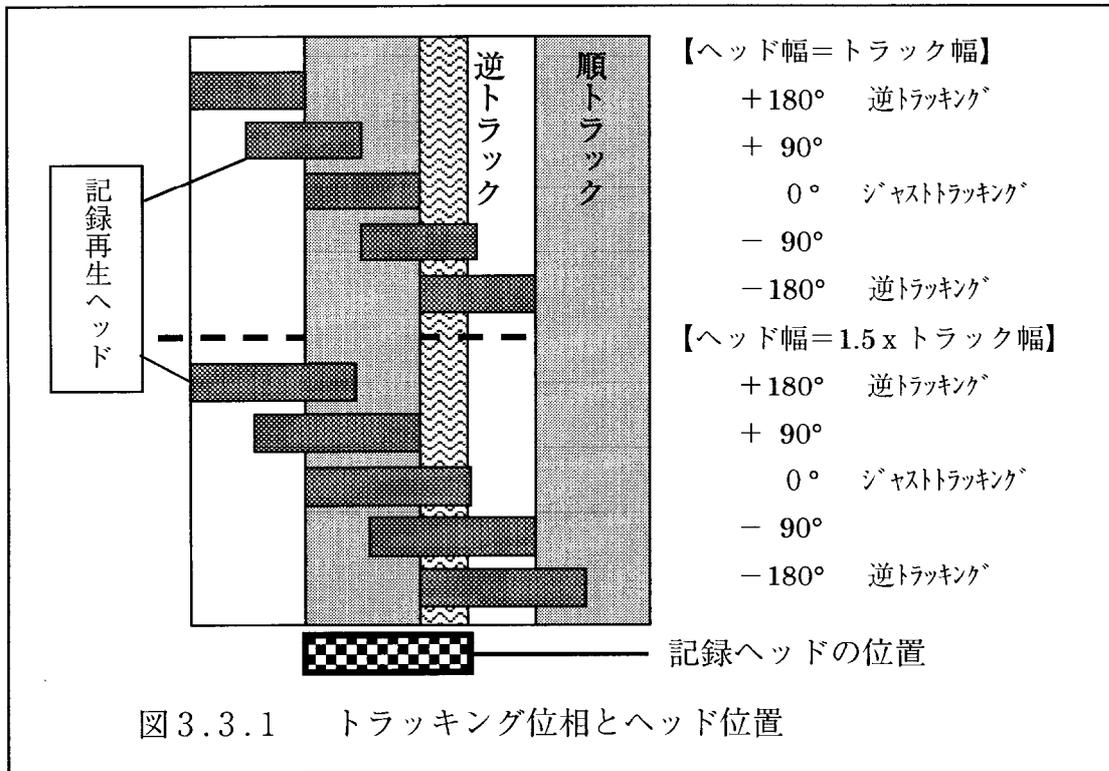
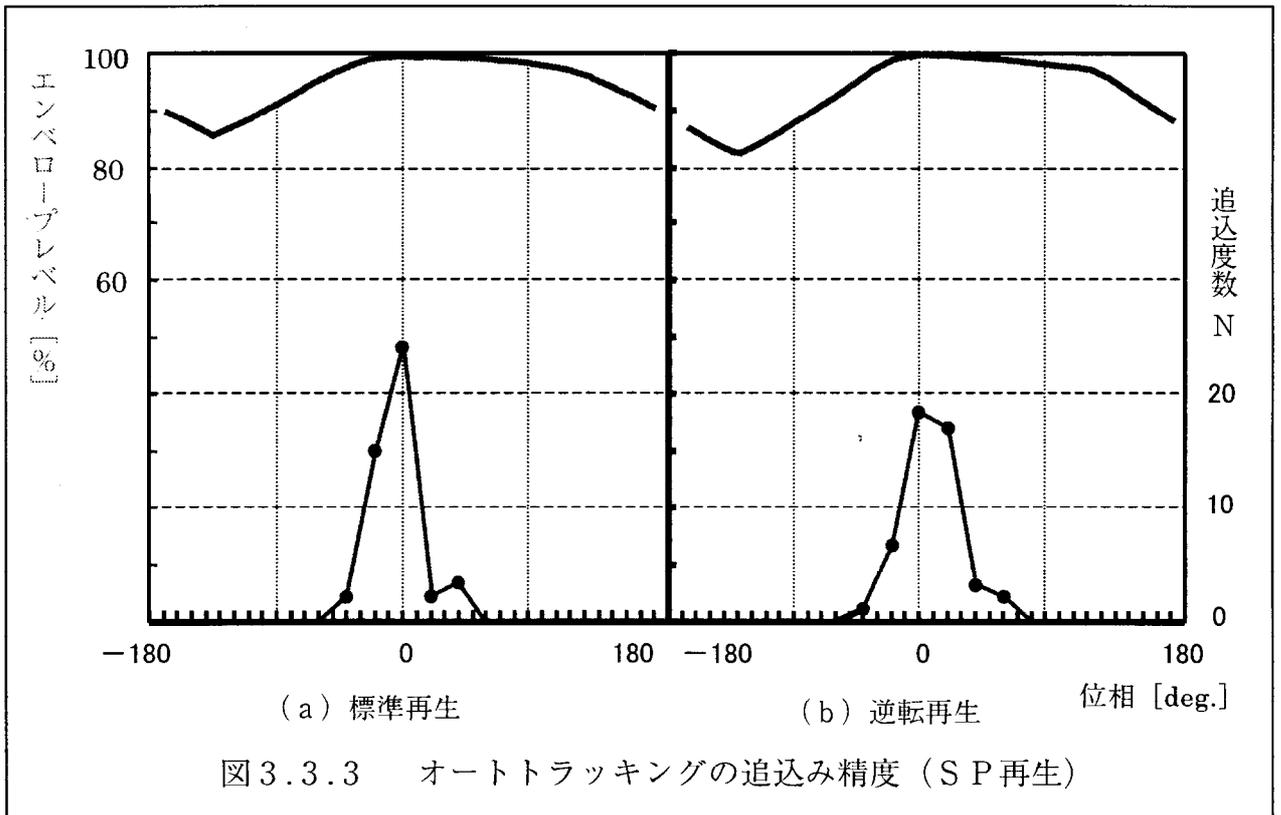
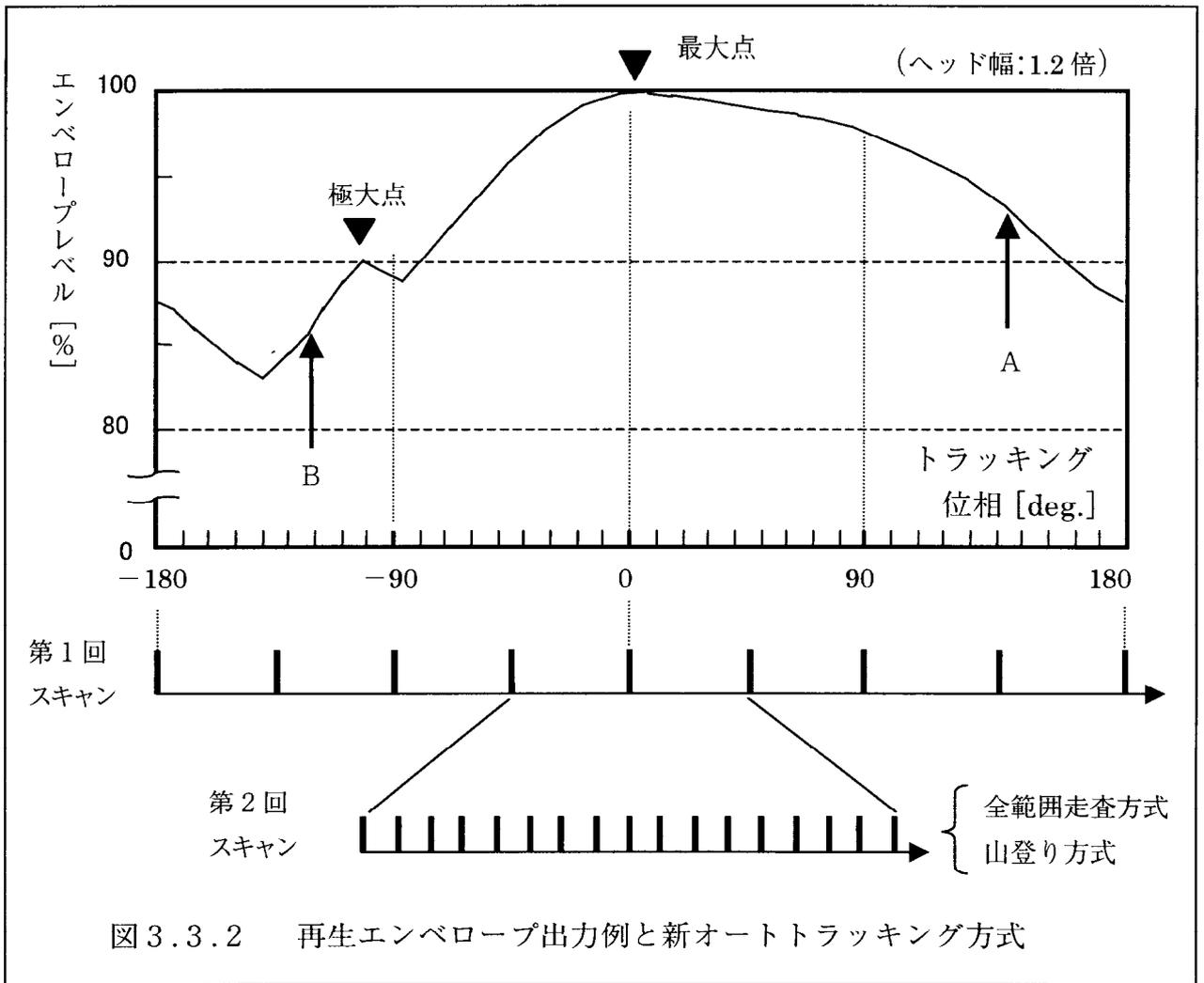
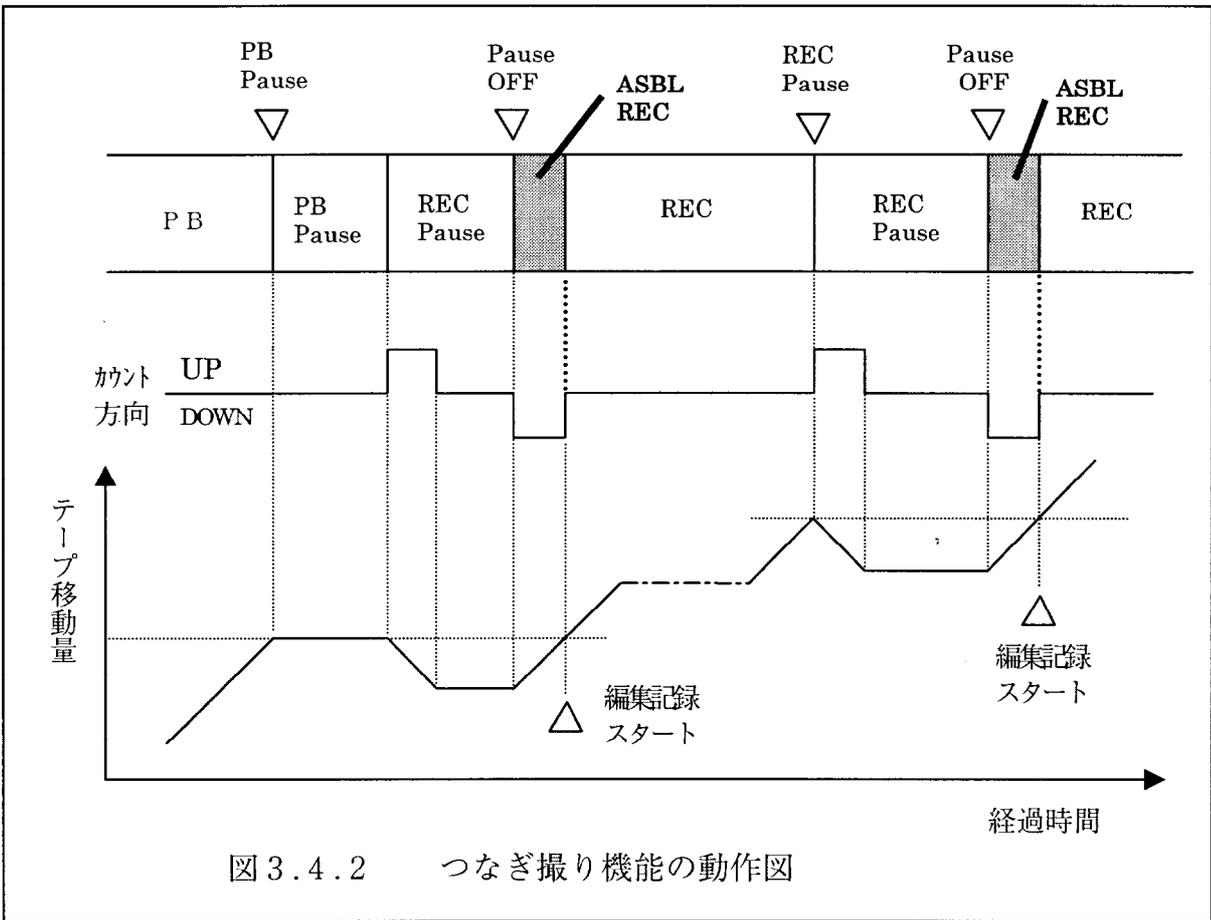
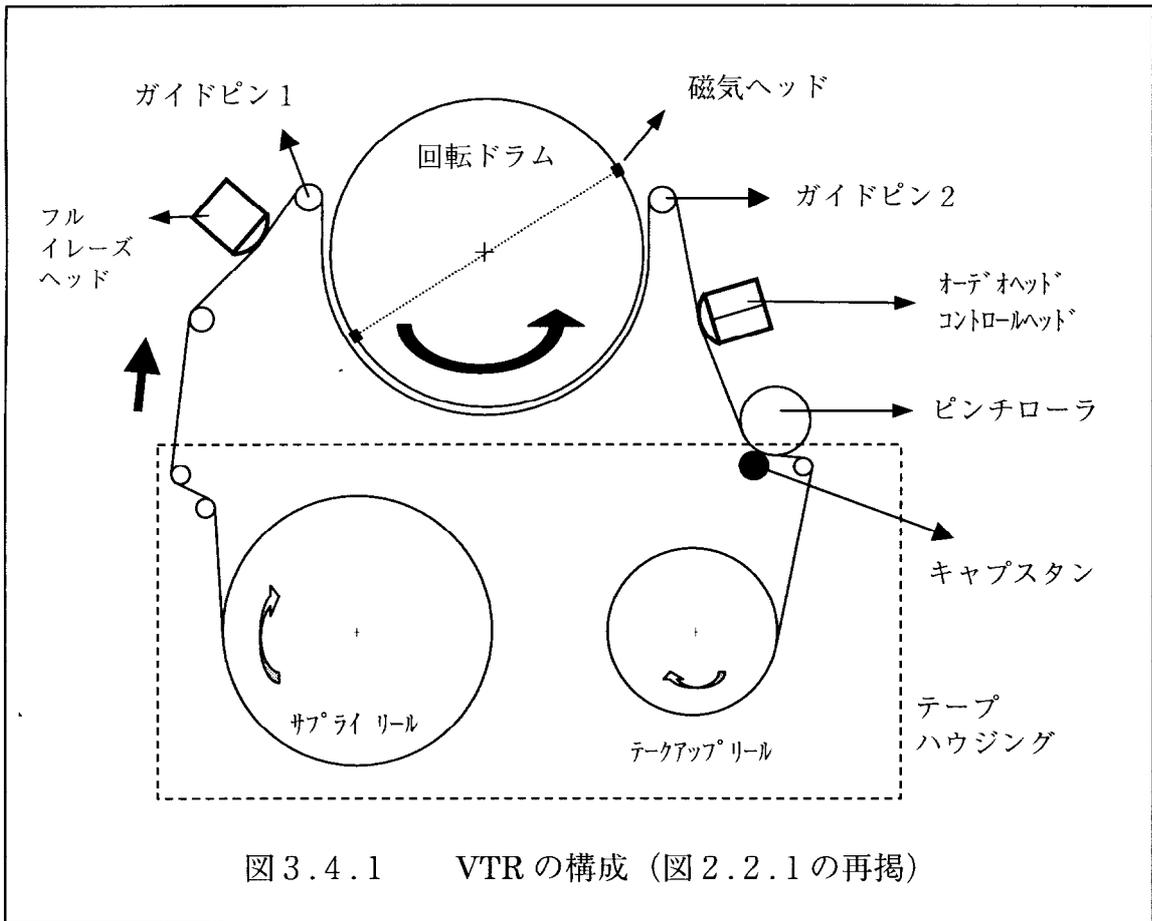


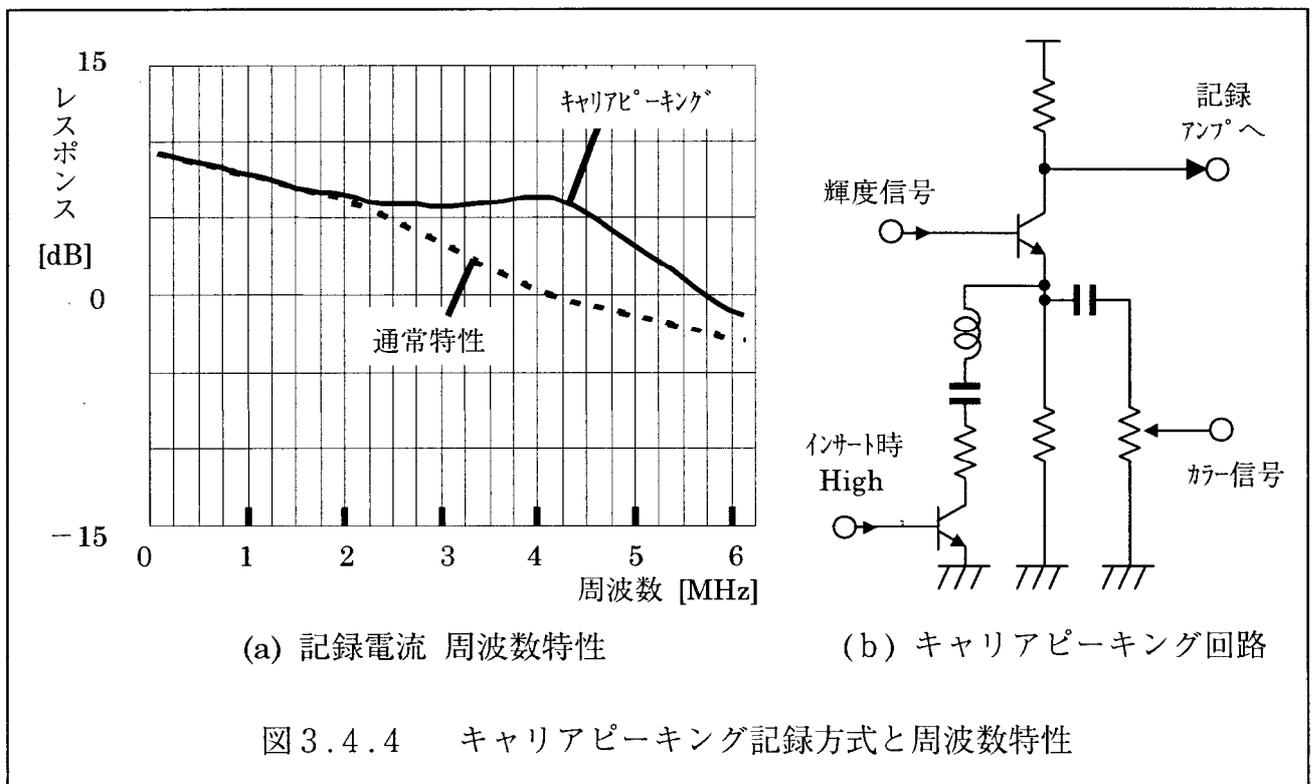
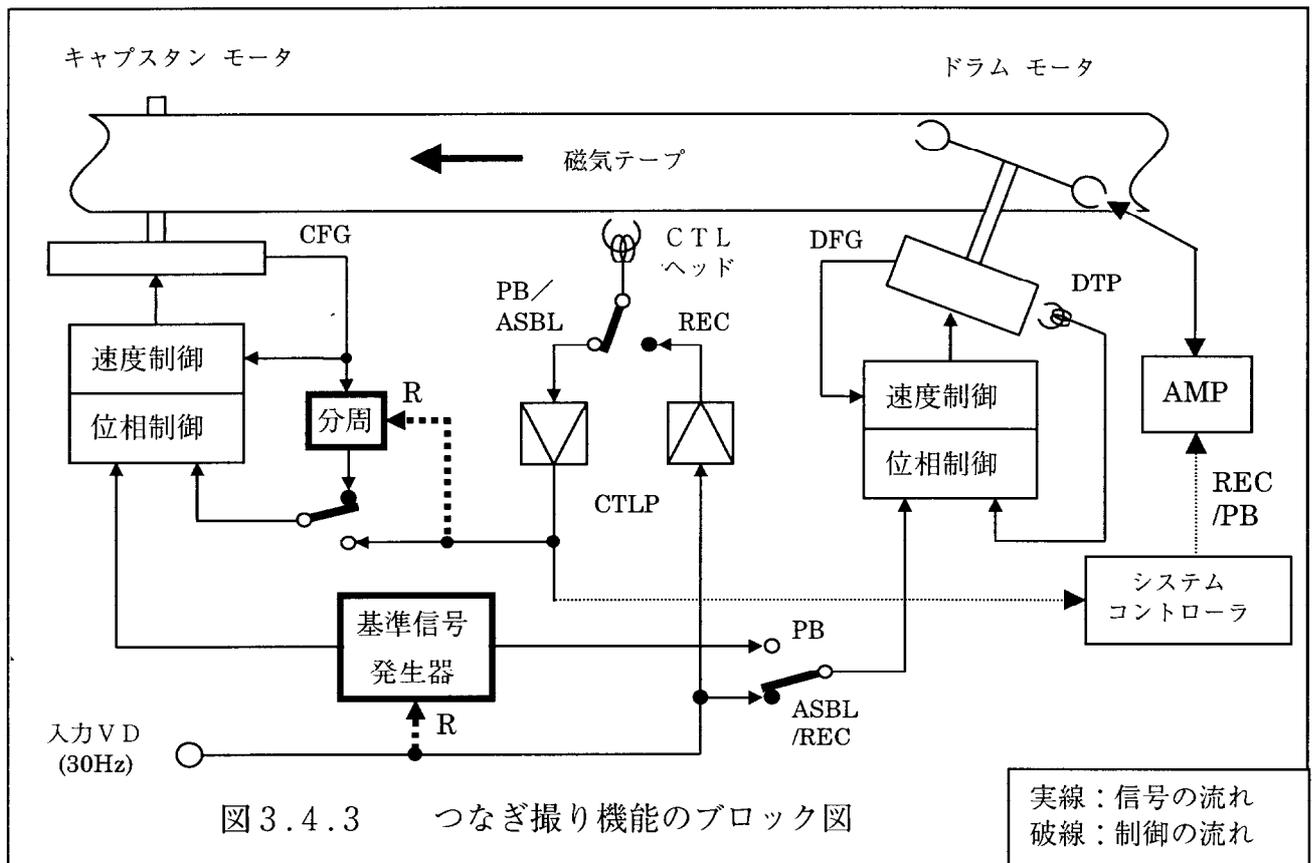
図 3.3.1 トラッキング位相とヘッド位置

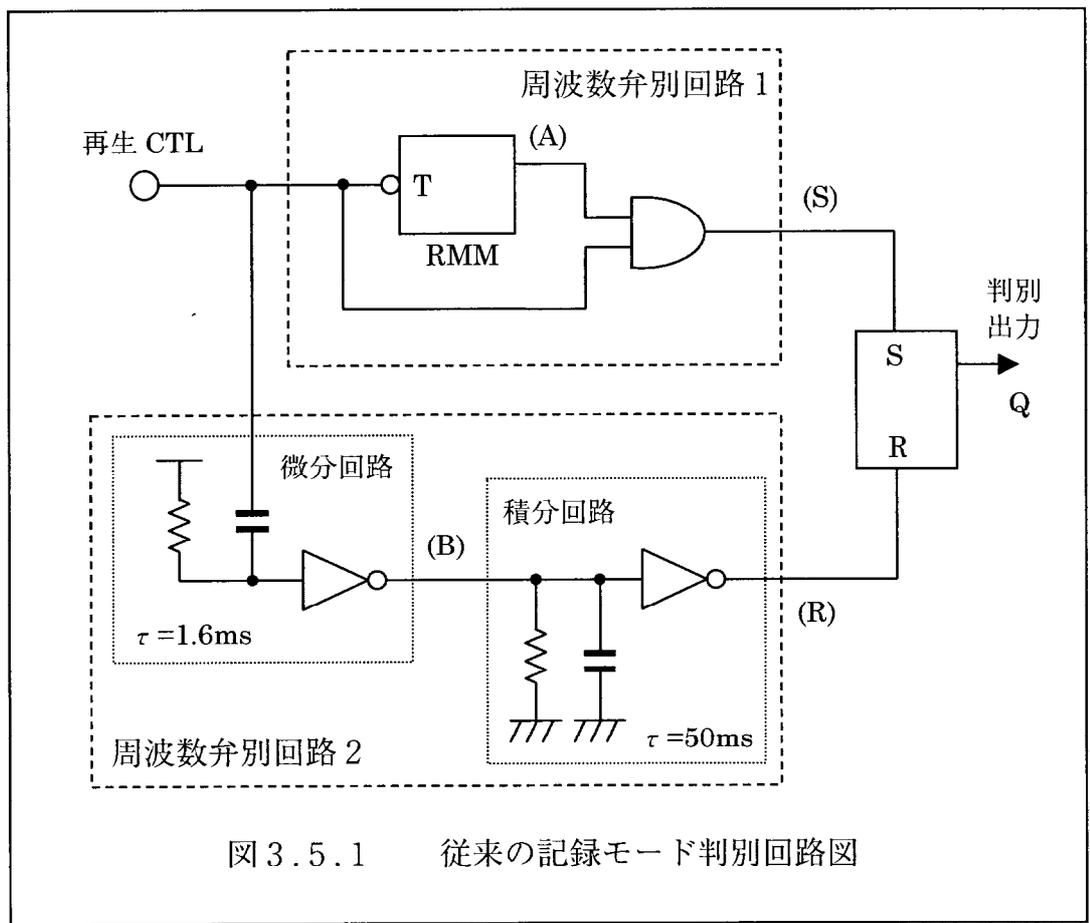
表 3.3.1 オートトラッキング方式の比較

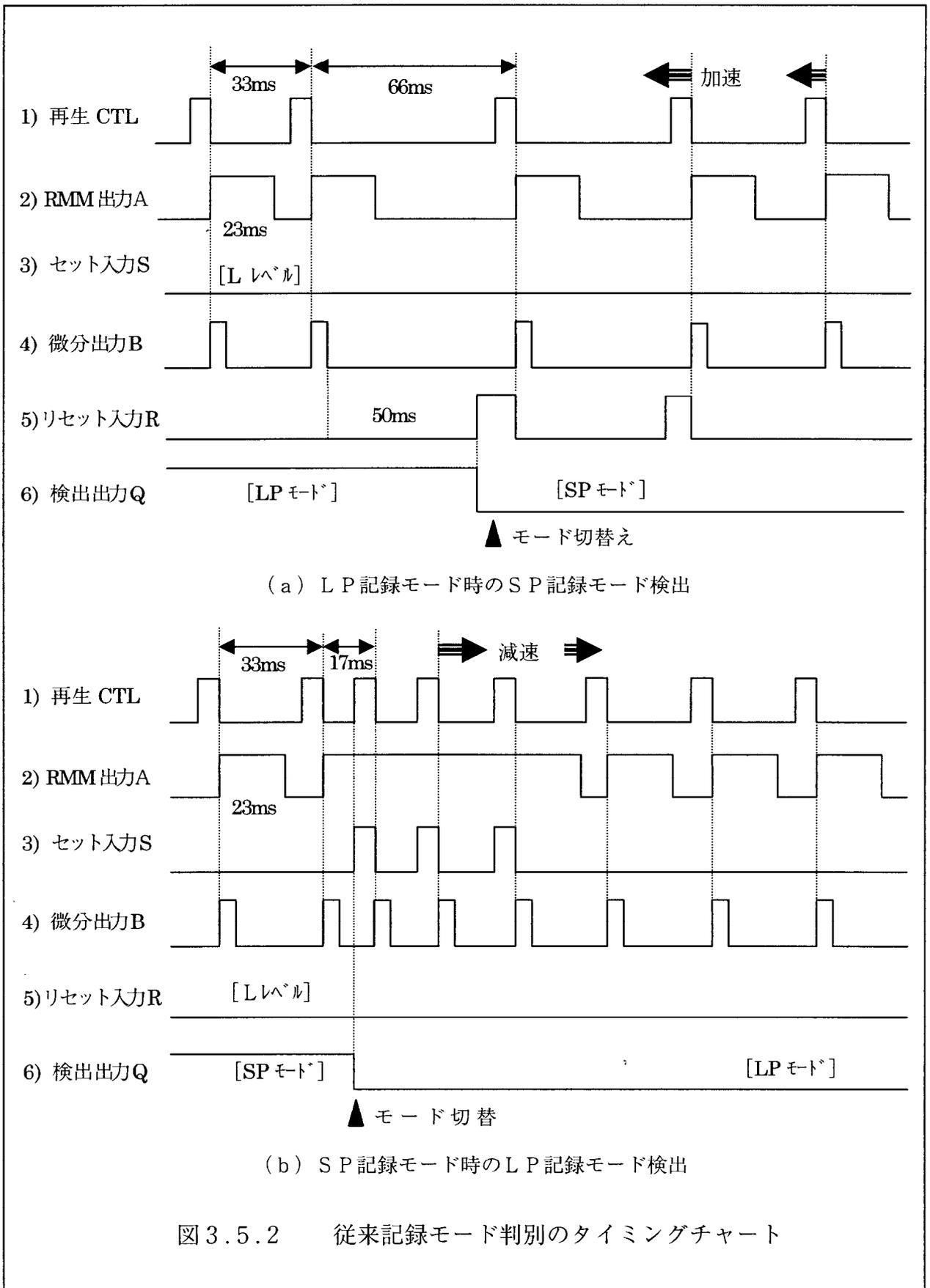
方式	ウォブリング	山登り走査	全範囲走査
動作状況	常時動作	定常時停止	同 左
メリット	記録状況変化にも追従	ワウ劣化なし 動作時間短い	同 左 誤動作少ない
デメリット	ワウ性能劣化	異常記録に弱い (誤動作し易い)	動作時間長い 一旦ノイズ出る

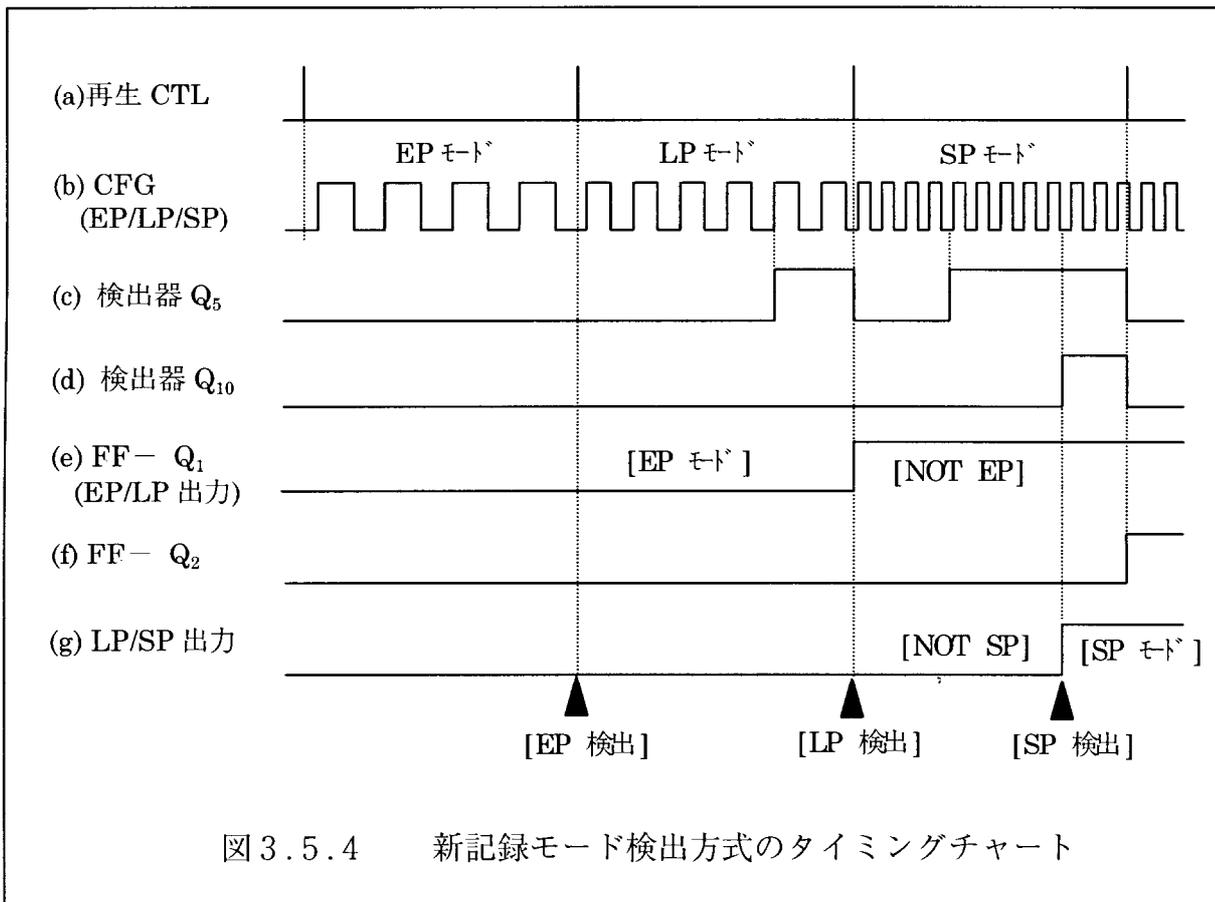
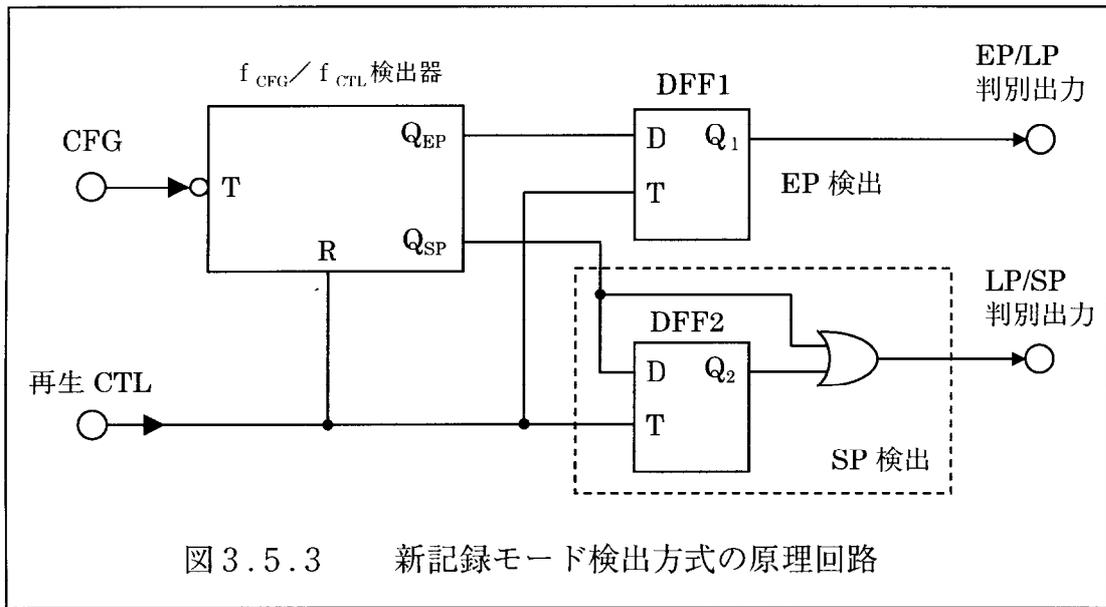


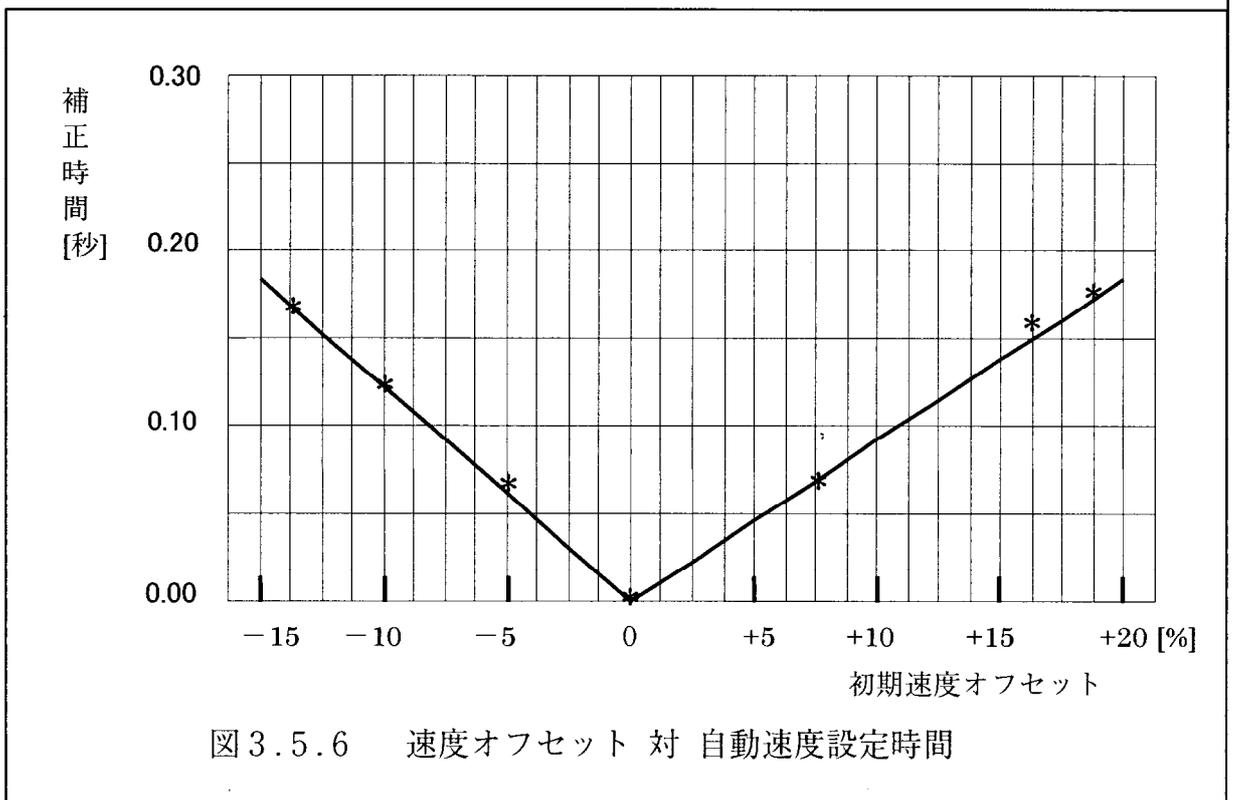
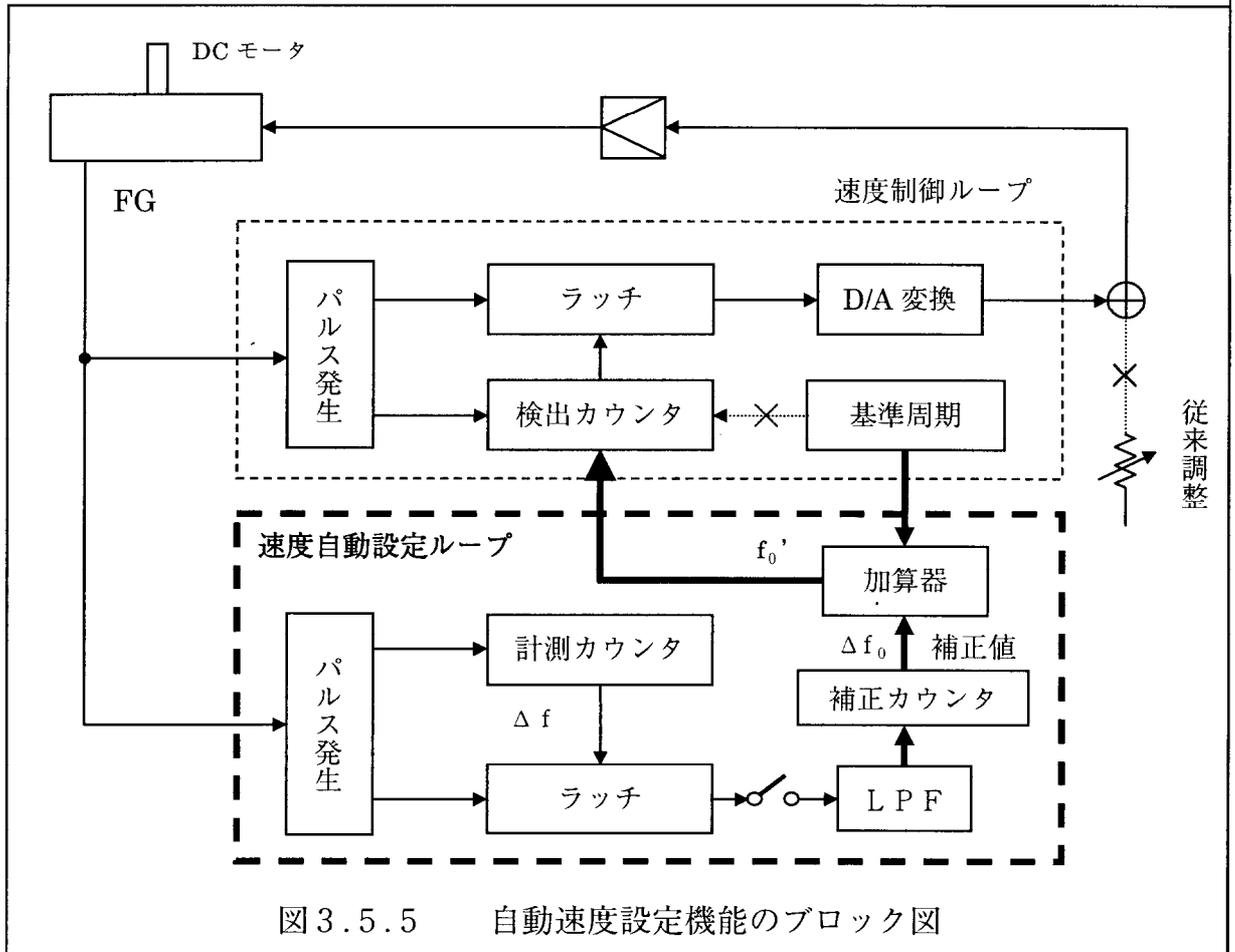












第4章 ビデオプリンタの高画質化

4.1 はじめに

動画像のソフトコピー装置としてのVTRに対して、静止画像のハードコピー装置としてのプリンタがある。従来写真並みの画質を実現できるフルカラープリンタは、VTRに記録された決定的な瞬間を捉えて写真にできることより、ソフトアルバムに馴染みにくい高齢者にも受け入れられつつある。自然な動きをVTRで撮らえ、再生画像中の最良の瞬間を高画質に仕上げるビデオプリンタは、操作の容易性と応用の拡大性から家庭への大幅な普及が期待されている。

ここで画像用プリンタ方式としては、下表4.1.1に示すように溶融転写方式（ワックスタイプ）やインクジェット方式によるプリンタが開発されているが、いずれも面積階調による濃度制御方式であり解像度を犠牲にした階調表現である。この結果、テレビ画像を手札版(A6サイズ)にプリントする150dpi(6本/mm)の解像度と、各色256階調のフルカラーの両立は困難であった。これらのプリント画像は画素が粗くざらざら感があり、擬似輪郭も現れて従来技術ではビデオ画像に不向きであった。一方、電子写真方式は高解像度や高速プリントを実現できるが、装置が大型でコストが高く、家庭用途には向かない。染料転写方式では画素単位の濃度制御が可能であり、高解像度と高階調を両立できて自然画像の再現には好適である。そこで染料転写プリンタの開発にあたり、基本性能の確立と高画質化及び高精細化・大判化に関して検討する。

表4.1.1 各種プリント方式の比較

記録方式	インク記録紙	解像度 (ドット)	階調数	主な特徴	主な用途
溶融転写	顔料シート 普通紙	6～1	～256	本質的に2値記録 階調再現性に弱点	CAD オフィス用途
染料転写	染料シート 専用受像紙	6～1	256	画質的に有利 速度・保存性に弱点	ビデオ画像用
インクジェット	液体インク (専用)紙	16	64 (～512)	速度遅い。液体系 専用紙での高画質化 低ランニングコスト	家庭用途、 大型プリンタ (～A1)
電子写真	トナー 普通紙	16	256	装置コスト大 高速プリント	事務用途 複写機 コンピュータ出力用

解像度 6 本/mm以上のフルカラービデオプリンタはビデオ画像のハードコピーに適しており、下図 4.1.1 に示すように多くの動画画像や静止画像のハードコピーに適している。またアナログ画像ばかりでなくパソコンを介したデジタル画像源へも適用され、12本/mm(300dpi)の高精細化やA 6 版からA 4 判へとプリントサイズも大判化されつつある。また、プリント画質においても、濃度特性・調子再現の適正化からプリント濃度の均一性等を図りつつある。さらにビデオプリンタの適用範囲は、ホームユースから広くビジネスユースへと発展しつつある。つまりホームユースではコメント等を加筆するイラスト合成プリントや、シール等への縮小マルチプリント等へと機能拡大していく。またビジネスユースでは、染物や印刷物の試しプリントやハイビジョン信号源などの画像プリントへと発展している。

この章では、まずビデオプリンタの高画質化技術に絞って、基本性能の確立と大判化・高精細化などに関して報告する。

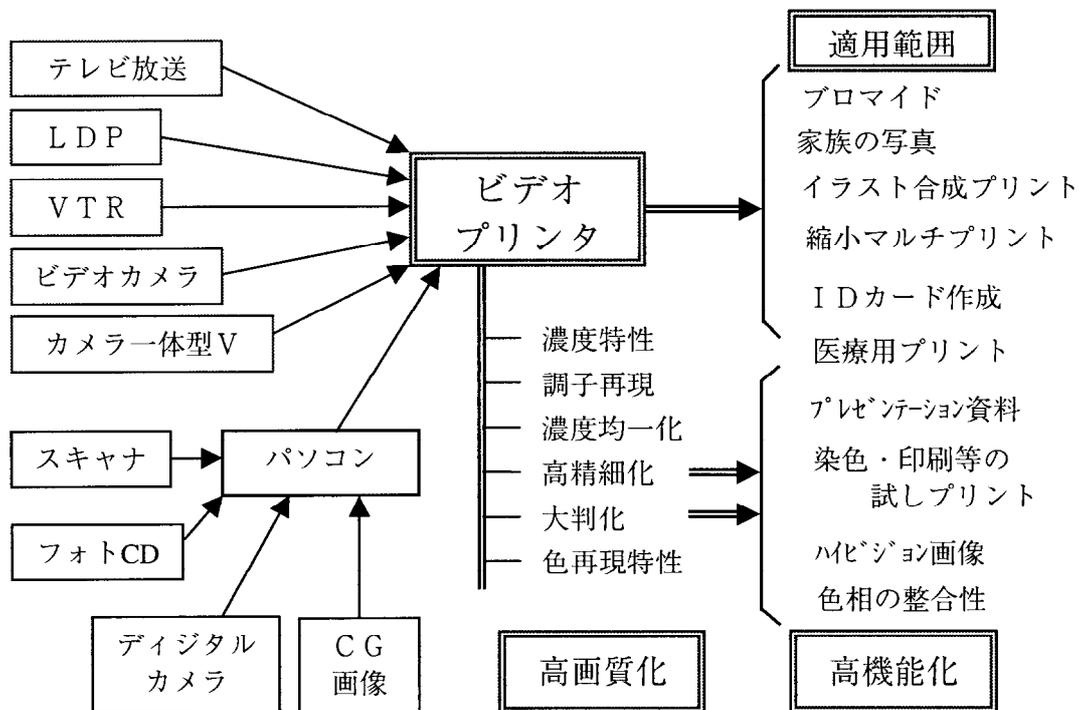


図 4.1.1 ビデオプリンタの位置付けと基本性能

まず 4.2 節において、昇華染料インクの基本特性に着目し、滑らかな濃度特性を再現できる中間調制御方式を検討する。このときビデオ信号のガンマ特性やインクの濃度特性を考慮して、プリンタのガンマ特性（入力階調対濃度特性）を細やかに設計可能な、通電時間設定による中間調制御方式を提案する。また環境温度に左右されないガンマ特性が望ましく、感熱ヘッドの温度検出による通電時間データの補正方式を検討する。この場合、温度データが膨大になることより内挿近似によるデータ圧縮方式を検討し、温度データ保存用メモリの容量削減を図る。

次に4.3節では、濃度の均一性を保持すべく、濃度むら補正による高画質化を検討する。特に感熱ヘッドの構造に起因する濃度むらに対して、原因を明確にして補正方法を提案する。まず発熱体の抵抗値と表面平坦度に起因する横方向の濃度むらに対して、画像データによる補正を検討する。また画像内容に依存するゴーストと呼ばれる縦帯状の濃度むらに対しては、感熱ヘッド内の配線抵抗に着目し通電時間による補正を検討する。また高濃度部の後方に発生する色の尾引き現象においては、蓄熱現象の補正アルゴリズムを検討して、画像データによる補正方式を確立する。

さらに4.4節では、パソコンからの高精細なデジタル画像用プリンタの要求に応じて、A4判300dpiプリンタを検討する。高精細化の実現においては、紙のスキューによる色ずれを抑えるべくロール紙採用のプリント構造を検討し、合わせてパノラマプリントに応じて長手方向に連続プリントするシームレスプリント機能を開発する。ここで、高精細化にともない1画素細線による表などの縦横罫線においては、両罫線の線幅や濃度不足の不均衡が生じている。またシームレスプリント機能においては、濃度傾斜や濃度立上りに伴うつながり目の濃度段差が目立ってくる。この課題に対しても画像データ補正による画質改善を試みる。またハイビジョン機器の発展につれて専用プリンタが求められ、そこで多相サンプリングクロックによる時分割A/D変換方式による静止画対応のA4判ハイビジョンプリンタを検討する。A4用紙に収めるには解像度を高める必要があるが、大画面の迫力を優先すべく現状ヘッドのままで水平サイズを調整したプリント方式を検討する。最後に印刷工程の試刷り用プリンタの要求が高まり、印刷対応の4色インクの開発と3色/4色変換方式に関して言及する。

4.2 染料転写型感熱プリンタの開発

4.2.1 染料型プリンタの原理と特徴

(A) 染料プリントの原理

昇華性染料熱転写プリンタ（以降、染料プリンタと略称する）や溶融転写プリンタ（顔料プリンタと呼ぶこともある）などの画像用熱転写プリンタでは一般にインク紙を使用し、その構成は通常図4.2.1(a)のようである。プラテンドラム（あるいはプラテンローラ）の上に受像紙（あるいは印画紙）とインク紙を重ねて置き、その上から感熱ヘッドにより適切な圧力と熱を加える。同図はプラテンドラム方式のメカニズムであり、受像紙はプラテンドラムに巻き付けられ、インク紙はカセットに内蔵された構成である。受像紙の先頭は機械的にプラテンドラムにチャックされ、プリント期間中は固定されている。またインク紙の構成は同図(b)のように、イエロY・マゼンタM・シアンCの3色（あるいは黒BKを加えて4色）の受像紙大のインクシートが連続的に形成されており、基本的に各色インクシートの先頭に頭出しマークが印刷されている。各色プリント時には、この頭出しマークによりインク色の識別とインク紙の先頭位置を検出し、受像紙と位置合わせする。

ここで染料プリンタの詳細な構成を、拡大して図4.2.2に示す。受像紙は専用のコーティング紙であり、基紙の上に受容層を塗布した構造である。インク紙は積層構造になっており、ベース層の上にバイндаを介して塗布されたインク層を有する。ベース層のヘッド側は、熱による変形防止用に、耐熱層が設けられている。また感熱ヘッドはアルミナ基板の上に形成されたライン状の発熱素子を有し、この発熱素子はインク紙・受像紙を局部的に押圧する必要から、凸状グレーズ上に形成される。一方、アルミナ基板の背面にはアルミニウム材で作られた放熱板が取り付けられ、感熱ヘッドでの蓄熱を防いでいる。ここで発熱素子に適切に電力供給することにより、インク層の一部は昇華して圧着された受像紙の受容層に転写される。昇華により染めることよりプリント過程において液体状の工程はなく、印画後すぐに触れても全く色がにじむことはない。染料の昇華量は基本的に発熱量に依存し、よって供給電力を可変することによりプリント濃度を制御できる。

(B) 染料プリンタの特徴

顔料プリンタと染料プリンタを比較すると、構造的にはほぼ同じであるが印画濃度特性には大きな違いがある。つまり画像の濃淡を表現する場合、顔料では供給熱量の増加に伴って、あるしきい値を超えるとほぼ全ての顔料インクが溶融し受像紙（通常は普通紙）に転写される。一方、昇華染料では供給熱量の増加に伴って染料インクが徐々に昇華し、ほぼ比例的に受像紙に転写されて滑らかな濃度特性を示す。これらの転写特性から得られるカラー画像には、大きな相違点が発生する。つまり濃度特性において、顔料プリンタでは中間調の制御がむづかしくディザ方式等による面積階調が主流であり、染料プリンタでは直接的に濃度を制御する濃度階調である。したがって256階調の濃度表

現において、濃度階調では直接的に256階調を制御することより、1画素で1ピクセルを表現する。一方、ディザ方式では256階調の再現に16×16画素を必要とし、したがってそのままでは1ピクセル=256画素となり解像度を1/16に低下させてしまう。したがって同一画素サイズの感熱ヘッドでは、染料プリンタによる濃度階調表現が解像度を損なうことなく高階調に制御することができる。

4.2.2 印画濃度特性と画像再現

(A) 印画濃度特性

入力階調に対する濃度特性を滑らかに実現するには、細やかな濃度制御が必要であり、したがって発熱素子への細やかな供給電力の制御が必須条件である。同時にラインヘッドを用いるビデオプリンタにおいては、ライン状の全発熱素子（480～512個）に対して256階調の通電制御が求められる。各階調の通電ON/OFFデータを、前通電時間内に全発熱素子に対して送る必要があり、シフトレジスタ構成のデータ転送方式を採用した。感熱ヘッドの外見は図4.2.3(a)に示すように、アルミナ基板の先端にコモン電極があり、隣接してライン状の発熱素子群が並んでいる。この発熱素子群には数個のドライバICが接続されており、各発熱素子の通電を制御している。電源コネクタからは複数ピンのコモン電極・グランドが、信号コネクタからはストローブパルス・データ・クロック・ラッチパルスが供給される。感熱ヘッドの電氣的構成は同図(b)であり、発熱素子はドライバIC内の駆動トランジスタにより制御されている。各駆動トランジスタは通電時間を示すストローブパルスと通電ON/OFFを示すデータ信号とのNOR回路により、両信号がローレベルの期間のみ通電される。データ信号及びクロックはドライバIC群の一端より入力され、縦続接続により順次隣接ドライバICに伝送される。必要な数の通電ON/OFFデータの転送終了時にラッチパルスが入力され、データはシフトレジスタからラッチへと取り込まれる。その直後にストローブパルスが入力され、駆動トランジスタにより発熱素子群は選択的に通電されて発熱する。ここでデータ転送速度が遅い場合には、ドライバICの従属接続数を少なくして、並列にデータを入力する方式をとることもある。

このようにして各階調毎の通電ON/OFFデータ群とストローブパルスを制御することにより、入力階調対印画濃度（これをガンマ Γ 特性と呼ぶ）を設計することができる。このガンマ特性の設計にあたり、各色インクの発色感度が図4.2.4のように異なることより、各階調に対する通電パルス幅を各色インク毎に設計して、各階調毎にグレイバランスを合わせる必要がある。このグレイバランスの色合は調合が非常に微妙であり、かつプリント画質を大きく左右することより重要な特性である。このグレイバランスを全ての温度範囲で正確に再現することが、画質を安定させる要因である。なお同図において15ms以上の通電パルス幅では印画濃度が低下しているが、これは急激な温度上昇による表面あれにより乱反射が増大したことによる測定値の低下である。温度上昇を少し抑えてやや長めに印画すれば、印画濃度は高まることを別途確認している。

(B) 画像再現

プリント画像の画質を大きく左右する要因として、最高濃度やグレイバランスとともにガンマ特性が上げられる。基本的には信号源の特性によりガンマ特性を変えるべきであり、ここでは一例としてビデオカメラからのプリントを考える。被写体を撮像したカメラ出力つまりビデオ信号は、プリンタに入力され信号変換された後、受像紙上にプリントされる。このとき元の被写体とプリント画像との関係が総合特性となり、この特性を一致させることが基本的な技術課題である。プリント画像に故意に特徴を持たせるにも、この基本的総合特性の再現が非常に重要である。これらの総合特性は原点を白とした、図4.2.5の調子再現図で表わすことができる。つまり第1象限は被写体とプリント画像の総合特性であり、X軸に被写体輝度を、Y軸に印画濃度を表している。第4象限は被写体から電気信号（ビデオ信号）までの撮像特性（カメラ特性）であり、負のY軸にビデオ信号の階調レベルを示している。一般にテレビ信号あるいはビデオ信号では、テレビのCRT（Cathode Ray Tube）特性を事前に取り込んでいる。つまりCRT特性では、入力信号レベルに対する発光輝度レベルは2.2乗特性である。そこでビデオ信号ではすでにCRTの逆特性で補正してあり、次式の1/2.2乗特性を有する。

$$D' = D_{\text{MAX}} * \left(\frac{D_{\text{in}}}{D_{\text{MAX}}} \right)^{1/2.2} \quad (4.2.1)$$

ただし D_{in} ：入力ビデオ階調レベル
 D_{MAX} ：最大ビデオ階調(=256)

一方、第2象限はプリントメディアの特性であり、実際には図4.2.4の3色インクの特性であり、感熱ヘッドへの通電電力（測定時はヘッド電圧を固定して、通電パルス幅で等価的に表示）に対する印画濃度特性である。また印画濃度はヘッド基板温度の影響を受けることより、複数の特性曲線で表わされる。

この結果、第3象限では上式のCRTガンマ特性を補正するとともに、プリンタ特有の特性 Φ を持たせたプリンタガンマ特性を表わし、負のX軸は感熱ヘッドへの通電時間データである。この特性 Φ には基本特性に合わせて、温度補償も含まれている。したがって基本的なガンマ特性は、次式のように表せる。

$$L' = \Phi * D_{\text{MAX}} * \left(\frac{D'_{\text{in}}}{D_{\text{MAX}}} \right)^{2.2} \quad (4.2.2)$$

なお、第2象限・第3象限においては、実際には3色インクの特性を表示すべきであるが、ここでは代表してグレイ特性で示してある。このような調子再現特性においての自由度は、インクの記録特性を固定すると、第3象限のガンマ特性のみである。したがってプリンタの基本特性を、全てこのガンマ特性の設計に集中させる方式とした。なおガンマ特性としては、このようなビデオ信号に対する特性の他に、スキャナからの信号に対処する必要がある。つまりスキャナ信号ではCRT特性は全く考慮されておらず、し

たがって入力信号源により2つ以上のプリンタガンマを持つ必要がある。このようにして設計されたプリンタのガンマ特性の一例として、ビデオガンマとリニアガンマを図4.2.6に示す。なおプリンタガンマは入力の階調レベルと出力のプリント濃度を関連付ける特性であり、インク特性や周囲環境に影響されないように設計される。

4.2.3 中間調制御方式

(A) 中間調制御方式のタイミングチャート

感熱ヘッド上の各発熱素子への供給電力を制御することにより、各画素の印画濃度を適切に制御できる。つまりヘッド電圧を固定した場合、通電時間つまり累積通電パルス幅を制御することにより発熱量を制御し、各階調での任意印画濃度を実現できる。入力階調に対する滑らかな濃度特性を再現するには、各階調に対する細やかなパルス幅の制御が必要である。さらに3色インクによりフルカラーを再現するには、淡い色やグレイバランスにおいては配色の感度が高く、より一層繊細な制御が必要とされる。したがって256階調の印画濃度を實現するには、1ラインの通電時間を16msとすると階調当たりの平均通電時間は0.06msと短時間の通電パルスとなる。実際の細やかな濃度特性を實現するには、その制御単位には数 μ sのパルス幅設定が要求される。なお、今回の報告においては図4.2.7に示すプリント方向とし、テレビ画面に対して主走査方向（感熱ヘッドのライン方向）を垂直軸に、副走査方向（受像紙が移動する方向）を水平方向としている。また各画素数は垂直方向で480画素、水平方向で720画素に設定している。

染料プリンタの記録方式としては図4.2.8に示すシーケンスのプリント方式とし、各色プリント時間を約10秒、紙搬送を含め全体でプリント時間を60秒に設定している。プリントに先立ちヘッド温度が低い場合には、給紙期間中に感熱ヘッドを所定温度以上に暖めるべくプリヒート動作を設けている。インク紙のプリント順序をY-M-Cとし、各色間には受像紙の頭出し用に紙の巻き戻し期間がある。この巻き戻し期間では、次色インクの必要な通電時間データをマイコンから中間調制御部に取り込んでいる。この通電時間データはガンマ特性・ヘッド温度・インク色などにより少しずつ異なり、このデータセット一式を温度バンクと呼ぶこととする。

次に階調制御方式としては従来図4.2.9(a)に示すような、各階調毎の通電パルス時間幅を細かなパルス数で置き換えるパルス数制御方式が知られている。この方式は256階調を例えば4096発の細かな基パルスに固定して、256階調の各階調にパルス数Nを割付ける。つまりパルス数の割当てのみで通電時間特性を変更可能である。この方式はグレイバランスを一度設計すれば、通電時間特性を変更しても再設計は不要である。反面、基本となる基パルスの幅が数 μ sと非常に狭くなり、高周波なパルス制御に注意を要する。さらに繊細な階調表現が困難であり、高画質を求められるビデオプリンタにはやや不利と感じられる。そこで図4.2.9(b)に示すような、各階調の通電パルス時間幅を1個のパルスとし、そのパルス時間幅を階調毎に制御するパルス幅制御方式を検討した。この方式ではIC内のカウンタによりパルス幅は1 μ s以下で細かく設定でき、1階調当たりの出力パルス幅は少なくとも数10 μ s程度を有する。したがって細やかな

通電時間制御を可能としたが、反面ガンマ特性や温度バンクを変更する毎にグレイバランスの調整が必要になる。同図では、ラインスタート信号によりラインプリントが開始し、各階調の通電は順次自動的に開始する。

(B) 中間調制御部の構成

以上の制御を実現する回路ブロック図を図4.2.10に示す。同図の構成は大きく3ブロックに分けられ、ガンマ特性に対応してインク別に各温度バンクの通電時間データ群を演算生成する通電時間データ生成部と、この通電時間データに応じて各階調の通電パルス（ストロブパルスとも呼ぶ）を発生する通電パルス発生部と、1ライン中の通電階調における通電ON/OFFデータを感熱ヘッドに送る通電データ発生部とで構成される。まずシステムコントローラを中心とする通電時間データ生成部では、後述するキー温度バンクよりプリントするインク色に合わせ、温度補償された温度バンクの通電時間データを演算生成する。この通電時間データを、図4.2.8に示す紙の戻し期間に中間調制御部に転送する。通電パルス発生部はプログラマブルなストロブカウンタと1組の通電時間データを保持する通電時間メモリで構成され、通電時間メモリ内のデータにしたがった時間幅の通電パルスが生成される。つまりプリント階調番号の通電時間データをメモリより読み出し、ストロブカウンタにて所定幅の通電パルスを出力する。一方、感熱ヘッド内のシフトレジスタ（ドライバIC内）には通電パルス期間中に通電ON/OFFデータが送られ、階調プリントトリガによりラッチに取り込まれて通電状態を制御する。通電データ発生部では階調毎にプリント階調レベル L_p と入力データレベル L_D を比較し、 $L_p \leq L_D$ ならば通電データをONとする。最終階調後にOFFデータを全てのラッチに転送して、過通電を防止し1ラインのプリントが終了する。

4.2.4 温度補償方式

ヘッド温度の変化により、印画濃度特性は図4.2.11に示すように大きく変化する。この濃度の温度変化は比例的に見えるが、実際には通電時間によりその温度特性は微妙に異なっている。したがって理想的には、各温度に対する通電時間特性をそれぞれデータ化して保持すればよいが、そのデータ量は膨大化して必ずしも良策ではない。つまり一つのインク紙に対して、3色インクに加え黒インクも含めて（4色*256階調=1kバイト）のデータが必要である。またガンマ特性でも図4.2.6に示すようにビデオとリニアの2種類の特性が必要であり、またOHP用のガンマ特性や特殊用途の特性も必要である。さらには温度変化に伴う温度バンクデータも多量に必要とする状況にあり、例えば15-60度の温度範囲に対して3度毎にデータを用意しても16個の温度バンクが必要になる。つまり次式に示すデータメモリが必要となる。

$$\begin{aligned} & \text{基本データ} * \Gamma \text{数} * \text{用紙種類} * \text{温度バンク数} \\ & 1 \text{ kByte} * 2 * 2 * 16 = 64 \text{ kByte} \end{aligned} \quad (4.2.3)$$

よって1種類のインク紙に対して 64kByte のROMが必要であり、今後のインク種類の増加を踏まえ、開発当時のROM価格を考えると、必要な通電時間データをそのままROM化することは得策ではなかった。

このようにプリンタに必要な通電時間データの容量は大きく、外付けメモリとして少なくとも 64kByte以上の大容量が要求され、今後益々増大の方向である。したがって通電時間データの圧縮が必須であり、以下のような方式を検討した。まず通常の3色インクにおける印画濃度特性である図4.2.4を検討し、ビデオ/リニアなどのガンマ特性が滑らかな曲線であることより細かな直線近似が可能と判断した。そこで主要階調をキー階調として、キー階調間では同一通電時間データを使用する。ただし低濃度部では視覚的感度が高く、キー階調を多く設定することとした。高濃度部では印画特性の変化量は大きい、視覚的には感度が低く通常のキー階調の配置としている。実際には12点のキー階調を設け、通電時間データを $12/256=0.05$ と5%に圧縮した。

次に温度特性に対しては図4.2.11に示されるように、ほぼ線形に変化することがわかる。そこで従来15℃から60℃に対して3℃毎に16ステップの温度バンクを有していたが、図4.2.12に示すようにヘッド温度にもキー温度を設けて、そのキーデータを約6度おきの5本とした。キーデータ間の細かな温度に対しては、2倍の3℃単位で内挿演算する方式とした。結局、階調方向に21倍、温度方向に2倍の、あわせて約40倍のデータ圧縮を実現した。データの伸長には、システムコントローラ内のマイクロコンピュータを用いて演算生成し、中間調制御部に転送する方式とした。

4.2.5 濃度安定化の検討

(A) 連続プリント時のグレイバランス

以上のような通電時間データの圧縮方式により、通常のプリントにおいては全く問題なく実用化できた。ところが複数枚の連続プリントや後述するオーバーレイ画像のプリントにおいては、最初と最後のプリントの比較やオーバーレイ領域の異なる画像においては、その濃度差や色相ずれが目立つようになってきた。実際に7枚の連続プリントを用いて各プリントでのグレイ部の色相ばらつきを測定した結果、表4.2.1に示すように色度のずれ量は最大で $\Delta C^*=4.6$ 、平均で $\Delta C^*\approx 3$ もあった。なお色度表示は世界標準の (L^*, a^*, b^*) 座標であり、色度 C^* として次式を採用している。(色度表示に関しては、5.4節で記述)

$$\Delta C^* = \sqrt{(a^*)^2 + (b^*)^2} \quad (4.2.4)$$

連続プリントによりこのようにグレイバランスがずれる原因としては、ヘッド温度の上昇による濃度補償の不十分さにあると考えられる。1枚のみのプリントでは、ヘッド温度の上昇分は放熱板で吸収可能であった。ところが5枚以上の連続プリントにおいては放熱板自身が熱を帯び、プリント開始時のヘッド温度はプリント毎に徐々に上昇していく。プリント中の温度変化も徐々に大きくなり、3色インクのバランスが徐々にずれ

ることになると想定した。現状の温度補償方式は、先述のように各色プリント開始時のヘッド温度により、濃度特性つまりヘッドへの通電時間特性を決めている。したがってプリント中のヘッド温度変化が大きく変わるとインク量の割合が微妙に異なり、特にグレイバランスの相違が目立つようになる。

(B) 新温度補償体系と補償結果

このような不具合の対策として開発当初、プリント途中においても温度変化に伴い温度バンクの切替方式を検討した。しかし通電時間精度や温度バンク切替精度の不十分さから、温度バンクの切替え点において濃度段差が生じてしまった。この濃度段差は色相変化の縦縞となって表れ、画質劣化の大きな要因となり問題であった。この主要原因は温度バンク切替え時の通電時間差が大きすぎ、3色インク間のグレイバランスがずれるたことに起因していた。そこでまず、プリント途中での温度バンクの切替に許される、通電時間の許容段差（時間差）をまず検討した。実験的に少しずつ通電時間の異なる温度データを用意し、プリント途中で温度バンクを切替えてその濃度段差を観測した。この場合、通電パルスのパルス幅精度も濃度段差に影響することより、ストロークカウンタのクロック精度も十分高めて検討した。

実験では数種の時間差のある通電時間データを切替えてプリントした。この場合、時間差の最小単位として $t_0=41\text{ns}$ として、その整数倍の時間差を持つ通電時間データを用意した。測定の結果、図 4.2.13 (a) のように $4 t_0$ の通電時間差では、測定データでも目視チェックでも濃度段差が生じた。しかし同図(b)の $2 t_0$ の通電時間差では、測定データも目視チェックも濃度段差は認められなかった。したがって全ての状態において、温度バンク切替え時の通電時間段差を $\Delta t < 2 t_0 (=82\text{ns})$ とすれば、プリント中に温度バンクを切替えても濃度段差の無いプリントが得られると判断した。この条件にしたがって、温度バンクやキー階調およびストロークパルスのクロック精度を見直した。温度バンクでは、キー温度数を従来と同数としたまま、A/D変換器による温度検出精度を5ビットから6ビットと2倍にした。またキー階調を12個から16個とし、カウンタクロック周波数を4倍に高めた。

以上の実験結果に基づいて新たな温度補償体系を作成し、7枚連続プリント時の各階調におけるグレイバランスを測定した。127階調（濃度0.5付近）と191階調（濃度1.0付近）の測定結果を、従来測定値と比較して図 4.2.14 に示す。同図より、従来色度ばらつきが半径2であったのに対し、半分の半径1に改善することができた。なお、グレイの中心色度がY軸負側に少しずれているが、これは意識的に色温度の高いシアン側にずらしていることによる。

4.3 濃度むら補正による画質改善

デジタル画像においては濃度平坦なエリアが多く用いられ、そのプリントにおいては濃度の均一性が重要視される。染料プリンタにおいても横すじや縦すじの濃度むらばかりでなく、画面全体に及ぶ濃度勾配や画像内容に起因する縦すじが発生しやすい。これら濃度むらとその原因を掲げると、以下のように分けることができる。

- (1) 全体に現れる横すじ
 - 原因1：感熱ヘッドの抵抗値ばらつき
 - 2：感熱ヘッドの表面ばらつき（表面平坦度）
 - 3：プラテンドラムの表面平坦度
 - 4：インクの塗りむら
- (2) 横方向の濃度傾斜
 - 原因5：ヘッド基板・放熱板での蓄熱
- (3) 全体に現れる細かな縦すじ
 - 原因6：紙搬送機構（モータ・ギア等）の精度不良
 - 7：モータサーボ系のゆらぎ
- (4) 画像内容に起因する縦すじ（いわゆるゴースト）
 - 原因8：感熱ヘッドのコモン電極による電圧降下
- (5) 高濃度部周辺の色のにじみ
 - 原因9：感熱ヘッドでの局部的蓄熱

以上において、原因(1)・(2)・(8)・(9)に関する解析と対策を述べる。また原因(5)に関しては次節で述べる。

4.3.1 発熱体むらに対する濃度補正

ライン状に設けられた発熱素子群は、凸状のグレーズ層上に抵抗膜を設けることにより形成される。この場合、グレーズ層の形成には機械的なむらがあり、半円筒形に盛り上げられた形状の高さや幅などにばらつきが生じる。この結果、発熱素子の抵抗値にも不均一が生じ、ヘッド方向に温度むらが生じて固定的な横すじとなる。同時に発熱素子の高さのばらつきは感熱ヘッドとインク紙・受像紙との密着度のばらつきとなり、この結果として同様のプリント濃度むらが発生している。これらの濃度むらは各感熱ヘッド固有の特性を有し、ヘッド毎に補正対策をする必要がある。特にA4判プリンタにおいては画面が大きいことより濃度むらが目立ち、抵抗値ばらつきと濃度むらの両面から補正方式を検討した。補正にあたり、抵抗値による濃度補正と、その結果として残る濃度むらをヘッド平坦度のばらつきに起因する濃度むらと考える検討した。

(A) 抵抗値むらによる補正

一様データをプリントした時の主走査方向の濃度測定値の一例を図4.3.1に、使用した感熱ヘッドの抵抗値測定結果を図4.3.2に示す。図4.3.2に示す抵抗値ばらつきは平均値に対して2%弱であり、大きなうねりが濃度測定値とやや似ている感じである。なお、同図における細かな波状の抵抗値ばらつきは、ヘッドドライブIC(40個)の周期に一致している。しかしこの周期的な抵抗値ばらつきは濃度測定結果には現れていないことより、ドライブICでの電圧降下補正の影響と判断した。ここで抵抗値むらの±2%に対して、濃度むらは±6%弱と大きいのが、まず抵抗値ばらつきに対する濃度補正を検討した。ここで各画素の抵抗値を R_i 、供給電圧 V 、階調 N での通電時間を t_N とすると、階調 N までの供給エネルギー $E_i(N)$ は次式で表わされる。

$$E_i(N) = \sum_k \left\{ t_k * \frac{V^2}{R_i} \right\} \quad (4.3.1)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{V^2}{R_0 + \Delta r_i} * (\sum_k t_k) \\ &\doteq \left(1 - \frac{\Delta r_i}{R_0} \right) * \frac{V^2}{R_0} * (\sum_k t_k) \end{aligned} \quad (4.3.2)$$

ただし R_0 : 平均抵抗値

$$R_i = R_0 + \Delta r_i$$

ここで階調 N における平均印画濃度 $D(N)$ が、平均供給エネルギー $E(N)$ に比例すると仮定すると、各画素の濃度誤差 $\Delta D(N)$ は次式となる。

$$\Delta D(N) \propto \frac{\Delta r}{R_0} * \frac{V^2}{R_0} * \sum_k t_k = \frac{\Delta r}{R_0} * D(N) \quad (4.3.3)$$

$D(127) \doteq 0.90$ における階調補正率 $k_R(127)$ は、上記の測定結果より抵抗値変化率 $\Delta r/R_0$ に対して濃度変化率 $\Delta D(127)/D(127)$ は約3倍に相当する。よって127階調付近で線形近似を用いれば、抵抗値変化率 $\Delta r/R_0$ に対する階調補正率 $\Delta N/N$ は、

$$\frac{\Delta N}{N} = \frac{\Delta D(N)}{D(N)} = k_R(N) * \frac{\Delta r}{R_0} = 3.0 * \frac{\Delta r}{R_0} \quad (4.3.4)$$

$$\text{ただし } k_R(N) = \frac{\Delta D(N)/D(N)}{\Delta r/R_0} = 3.0 \quad (4.3.5)$$

で表わされる。ここで補正係数 $k_R(N)$ は、各階調 N における濃度傾斜に依存する。上式(4.3.4)による補正プリントの濃度測定結果を、図4.3.3に比較して示す。同図と補正前の図4.3.1を比較すると、隣接画素との細かな濃度むらは減少しているが、大きな濃度むらは補正不足である。目視によるプリントサンプルの評価においても、細かな濃度差の横すじはほぼ消えているが、濃度うねりはかなり残っていることが確認できた。なお補正係数 k_R は最適化されており、これ以上大きくしても濃度うねりは改善されず、むしろ局部的な濃度むらが目立ってくる。よって抵抗値ばらつきによる濃度補正

は細かな濃度むら改善に効果があり、残された濃度むらは抵抗表面の形状に起因していると判断した。

(B) 発熱体形状に起因する濃度むらによる補正

そこで次に図4.3.1の補正前の濃度測定データを基にして、新たな補正係数を加えた次式を基本にして濃度補正を施した。

$$\frac{\Delta N}{N} = k_D(N) * \frac{\Delta D(N)}{D(N)} \quad (4.3.6)$$

この結果、図4.3.4に示すように、中央部等の大きな濃度うねりは大幅に改善されたが、画素間の細かな濃度むらはプリント画像の目視評価においても改善されていない。これより濃度むらの大きなうねりは抵抗表面のうねりによる押圧ばらつきが主原因であり、細かな濃度むらは抵抗値ばらつきが主原因であると考えられた。また、図4.3.1や図4.3.3の両端での濃度低下は、ヘッド両端からの放熱現象による温度低下が主因と考えられるが、上記の濃度データによる補正で大幅に改善することができた。

以上により抵抗値ばらつきとプリント濃度むらの両方による補正を適度に加えれば、最適の濃度補正が得られると判断した。そこでまず抵抗値ばらつきによる1次補正を施した後、その補正結果の濃度データにより2次補正を施す方式とした。結果、図4.3.5に示すように、大きな濃度うねりも細かな画素間濃度むらも大きく改善することができた。以上の各濃度補正方式による測定結果を、目視結果とともにまとめて表4.3.1に示す。同表に示すように濃度データと抵抗値ばらつきによる濃度補正効果が大きく、濃度むらを約6割も低減することができた。そこで次にこの濃度補正方式を階調全体に適用するにあたり、代表的な5つの階調（濃度）に対して適切な補正係数を設定した。この結果、図4.3.6に示すように、ほぼ全階調に対して同様の補正効果があることが確認できた。

4.3.2 ゴーストに対する濃度補正

(A) ゴースト現象とその原因

グラフィック画像やプレゼンテーション画像が増えるに伴ない、均一濃度エリアが増えるばかりでなく、文字列や図表などの急峻なデータ変化や縦横に直線的に伸びる幾何学的な高濃度パターンが増えている。このような幾何学模様では、例えば図4.3.7のように淡い背景上に太い罫線で表を示した場合、罫線延長上の背景が少し薄くなる現象が現れる。このように淡い均一背景上に高濃度の縦状エリアがある場合、高濃度エリアの影響を受けてその延長上の背景にやや濃度の薄い部分が縦線状に生じる。このようなデータ上には影のような濃度段差部分を、一般にゴーストと呼んでいる。ゴーストの評価にあたり図4.3.8のテストパターンを定め、上部の均一グレイ部分を水平線a-b間で目視および濃度測定することとした。従来プリンタにおいては図4.3.9に示した測定データのように、区間Aにおいては徐々に濃度は低くなり、区間Bでは前後濃度

に比較して全体に濃度が高くなっている。この区間Bの濃度変化エリアがゴーストと呼ばれる濃度むらであり、さらには中央の黒い線の部分では濃度が急峻に低くなっている。これらの観察より測定部分の濃度は、同一プリントライン上に高濃度パターンを有する区間では濃度が低く、その濃度低下率は高濃度パターン長にほぼ比例することが理解される。したがってこのゴーストの原因は、高濃度プリント時の感熱ヘッドへの供給電流の増加により、発熱素子の両端電圧が低下したものと推測できる。

そこでこの推測を確認すべく、感熱ヘッドの電氣的等価回路を求め、理論的な電圧降下と濃度低下を調べた。この結果、図4.3.10の感熱ヘッドの等価回路に示すように、電源からコネクタおよび感熱ヘッド内の配線抵抗が無視できない大きさを有していることが判明した。本プリンタの通電方式は、前章の図4.2.9に示したように各階調において全発熱素子に同時通電する方式であり、電源からの供給電流は約5 Aに及ぶ。つまり電源電圧 $V_0 = 20.0 \text{ v}$ 、発熱素子抵抗 $R_H = 2.0 \text{ k } \Omega$ 、発熱素子数 $N = 512$ とすると、最大供給電流や各素子の電力は次式で求められる。

$$\text{最大供給電流 } I_{\text{MAX}} = N * \frac{V_0}{R_H} = 5.12 \text{ A} \quad (4.3.7)$$

$$\text{各素子の電力 } P_H = \frac{V_0^2}{R_H} = 0.20 \text{ W} \quad (4.3.8)$$

次に実際に配線抵抗における電圧降下をもたらす濃度低下が、図4.3.9の濃度段差0.04[0.D.]に一致するかどうか確認する。図4.3.10の等価回路において感熱ヘッド中心にある発熱素子の両端電圧 V_H は、共通（コモン）電極が両側から供給されていることに注意して、ヘッド電流 I_H を用いて次式で表わされる。

$$\begin{aligned} V_H &= V_0 - I_H * \sum r_i \\ &= V_0 - I_H * (r_0 + r_5 + r_6 + r_7 + r_8) - r_2 * (I_H/2) - \Delta V_{1,3} \\ &= V_0 - 45 I_H - \Delta V_{1,3} \end{aligned} \quad (4.3.9)$$

ここで $\Delta V_{1,3}$ はコモン電極部の配線抵抗 $r_1 \cdot r_3$ による電圧降下であり、電流が徐々に減少することより発熱素子の位置により一定ではない。ここで図4.3.8のテストパターンでの測定位置は感熱ヘッドのほぼ端部であり、コモン電極 r_1 による電圧降下は考えないとする。一方、グラウンド線は片側接地になっており、測定位置はX軸の最大位置に当たる。したがって全発熱素子に一樣に電流 i が流れている状態を考えると、グラウンド線による電圧降下は $2 r_3$ によるものであり、その値は次式で求まる。

$$\begin{aligned} \Delta V_3 &= \sum (\Delta r * \sum i) = (r_3/256) i \sum (512 - k) \\ &= 0.039 \text{ m } \Omega * 10 \text{ mA} * (512 * 511/2) = 51 \text{ m v} \end{aligned} \quad (4.3.10)$$

したがって最大電流時の測定点での電圧降下は、(4.3.9)(4.3.10)式より、

$$\Delta V = V_0 - V_H = 45 I_H - \Delta V_3 = 281 \text{ mV} \quad (4.3.11)$$

と求まる。なお駆動トランジスタの飽和抵抗(約45Ω)やエミッタ配線抵抗 r_4 による電圧降下は500mVに達するが、この電圧降下は周囲の通電状況によらず全ての発熱素子に共通するものであり、今回の濃度むらには関係しないと判断した。このとき、測定位置の発熱素子における電力損失 ΔP を求めると、

$$\Delta P = \{(V_0)^2 - (V_0 - \Delta V)^2\} / r = 0.0056 \text{ W} \quad (4.3.12)$$

であり、電力損失の比率は 2.8% に相当する。一方、図 4.3.9 の実測値における濃度段差比率は 4% であるが、濃度 1.0 付近でのガンマ特性が平均値よりかなり立っていることより、電力損失比率以上に濃度段差比率が大きくなり、ほぼ理論的に一致していると考えた。

(B) ゴースト対策

ゴースト発生の原因は配線抵抗による電力低下であり、エネルギー低下による濃度低下であると考えられる。この対策法として、(1)ヘッドのコモン電極電圧の負帰還による電圧補正と、(2)通電時間の時間補正によるエネルギー補正の2方式が考えられる。ここで(1)の方式は直接的に電圧降下を補正してほぼ目標濃度が得られるが、コモン電極部の電圧フィードバック構造が難しい。加えて電源部の応答特性の改善も必要であり、技術的にもコスト的にも困難である。一方(2)の方式では図 4.3.11 に示すような通電時間の補正によるエネルギー補正であり、近似的な補正であるが技術的に容易である。またデジタル回路での補正が可能であり LSI に集積できることより、(2)の補正方式を採用した。

いま電圧降下のない理想状態での通電時間を t_0 、供給電力を P_0 、供給エネルギーを E_0 とし、電圧降下 ΔV 時での通電補正時のエネルギー E' は、通電時間の補正率を α とすると次式で表わされる。

$$E_0 = P_0 * t_0 = \frac{V_0^2}{R_H} * t_0 \quad (4.3.13)$$

$$E' = \frac{(V_0 - \Delta V)^2}{R_H} * \{t_0 * (1 + \alpha)\} \quad (4.3.14)$$

$$\text{ただし } \alpha = \frac{\Delta t}{t_0} \quad (4.3.15)$$

したがって電圧降下によるエネルギー損失を通電時間で補正するには、上式(4.3.13)と(4.3.14)を等しくすればよい。このとき近似的に次式のように、補正率 α を設定すればよい。

$$\alpha = \frac{2 \Delta V}{V_0} \quad (4.3.16)$$

ここで補正率 α の算出方法として、電圧降下 ΔV が通電素子数 N にほぼ比例することを利用した。つまり各階調毎に通電画素数を計数し、通電時間を補正する方式とした。全画素通電時を基準として、通電画素数の減少に比例して通電時間を短くする方式とした。この場合、通電画素数比 β を求め、補正係数 k を用いて時間補正量 Δt を算出する。

$$\begin{aligned}\Delta t &= -\alpha * t \text{ (m)} \\ &= -\{k * (1 - \beta)\} * t \text{ (m)}\end{aligned}\tag{4.3.17}$$

ただし $\beta = (\text{通電ONの画素数}) / (\text{全画素数}) = N(m) / 512$

$t \text{ (m)}$: m 階調時の標準通電時間

$N(m)$: m 階調時の通電画素数

以上により補正を施すが、上式では通電画素数比 β を実際の回路により求め、各階調時の通電時間 $t \text{ (m)}$ をガンマ特性より設定する。したがって補正係数 k を決めれば、ほぼゴースト補正が実現できる。実際の補正回路は図4.3.12であり、そのタイミングチャートは図4.3.13である。このように各ライン、各階調において通電画素数を計測し、通電（ストロープ）パルス幅を補正して濃度補正を実現させた。この方式により各階調に対しての補正係数 k を変化させて、ゴースト部での濃度段差を測定した。この結果、図4.3.14示すように各階調に対しての測定濃度段差 ΔD は、補正係数 k に対してそれぞれほぼ直線的になり、次式の実験式を得た。

$$\Delta(k, m) = (0.05 - 0.02k) * \frac{m}{255}\tag{4.3.18}$$

ただし $\Delta(k, m)$: 補正係数 k 、 m 階調における濃度段差

この結果より補正係数を決めるにあたり、今回の測定位置がプリント画像の端部でゴーストがやや少なく現れること、また濃度段差の検知限が $0.02[0.D.]$ であることを考慮して、補正係数を少し強めの $k = 3\%$ に設定した。これによりプリントサンプルの目視結果でもほぼ良好に補正されており、図4.3.15示す測定結果では濃度段差は $0.01[0.D.]$ と補正前の約1/4まで低減することができ、実質的に問題のないレベルまで補正できた。

4.3.3 尾引きに対する濃度補正

(A) 尾引き現象

感熱プリンタにおいてヘッド基板温度は重要であり、プリント期間中は一定温度を保てるようにヘッド背面に大きな放熱板を設けて放熱効果を高めている。しかしながら部分的に高濃度エリアを有するプリント画像においては、その高濃度エリアの直後に色の尾引きが、上下方向に色にじみが表れる。この尾引きや色にじみの程度は高濃度エリアのプリント濃度に依存することより、尾引きや色にじみの原因は熱転写プリンタ特有の

感熱ヘッド内の瞬時的な蓄熱と、隣接画素への伝熱効果によると推測された。そこでこのような熱履歴特性を解析し、総合的に解決策を検討した。

まず蓄熱現象や補正効果の測定基準として、図4.3.16に示すテストパターンを作成した。同図では3種のグレイ背景の上に高濃度のマゼンタパターンを配置し、このパターンを横切るように測定線を設けた。プリントの目視結果および図4.3.17の濃度測定結果より、以下の項目に関して濃度的な問題が見られる。

- 1) 高濃度部の立上りおよび立下り部分の濃度変化がなまる (尾引き)
- 2) 高濃度部の上下方向 (ヘッド方向) に薄く色にじみが広がっていく
- 3) プリント開始部の大きな濃度なまり
- 4) プリント全体の緩やかな濃度傾斜

ここで上記現象(1)は発熱画素とそのグレイズ層での蓄熱であり、現象(2)は隣接画素やグレイズ層への伝熱と考えられる。現象(3)に関しては現象(1)と類似と考えられるが、感熱ヘッドのアルミナ基板での蓄熱効果も含めて考えられる。現象(4)に関してはさらに放熱板も含めたヘッド構造全体の蓄熱結果と考えられ、別途対策方法を検討している。したがってここでは(1)(2)および(3)を含めて解析し、その補正方法を検討する。

(B) 補正アルゴリズム

まず現象(1)の濃度状況を観察すると、この濃度波形は信号処理における矩形波に低域通過フィルタを施した結果と類似している。信号処理では失われた高域成分を出力に加えることにより、等価的に入力矩形波を再現できる。そこでプリンタにおいても高周波濃度成分を補正すべく、図4.3.18に示すように濃度誤差(c)を入力データ(a)に加算補正する方式を検討した。ここでは過去の蓄熱による濃度予測値(b)を算出し、濃度誤差を予測してこの値に見合った画像データを入力データに加算する方式としている。ところがプリント画像とテレビ画像との大きな相違は、プリンタがラインヘッドを基本とするスキャンに対して、テレビは画素単位のスキャンである点異なる。つまりテレビではピクセル単位のスキャンであり、上下画素あるいは上下走査の影響をほとんど受けない。一方、プリンタではライン単位のスキャンであり、ヘッド内の隣接画素つまり上下プリント画素の影響を強く受ける。この結果、上記の画素自体の高域濃度成分の補正に加えて、図4.3.19の概念図に示すように隣接画素からの伝熱状況も考慮する必要がある。したがって画素自体の蓄熱と両隣接画素からの伝熱の影響および入力画像データの3要素により、次にプリントされる画素の濃度を予測する。この予測値を濃度予測関数 $H(x, n)$ としてラインメモリに保持し、プリントラインにしたがって順次書替えていく。この場合、入力画像データ $D(x, n)$ と濃度予測関数 $H(x, n)$ の差分を誤差濃度 $\delta(x, n)$ として、適度な補正係数を乗じて入力画像データに加算する次式の方式を考案した。

$$\delta(x, n) = D(x, n) - H(x, n) \quad (4.3.19)$$

ここで $D(x, n)$ は n ライン目の x 番地の画素データであり、 x 軸は図4.3.8に示すように感熱ヘッド内の下から上方向への画素番号を表わす。このとき対象画素の濃度予測関数 $H(x, n)$ として、次式のように定義した。

$$H(x, n) = D(x, n) + (1 - \tau) \{ \alpha H(x-1, n-1) + \alpha H(x+1, n-1) + \beta H(x, n-1) \}$$

ただし $\beta = 1 - 2\alpha$ (4.3.20)

$n < 1, x < 1, x > 512$ では、 $H(x, n) = 0$

ここで α は隣接画素からの影響度であり、 τ は熱的な時定数である。上式では濃度予測関数 $H(x, n)$ の算出には前ラインの濃度予測関数 $H(x, n-1)$ の値しか使用せず、ラインメモリのみにより補正データ $D'(x, n)$ の算出が可能である。このときの補正データは次式で求められる。

$$D'(x, n) = D(x, n) + k \delta(x, n)$$

$$= D(x, n) + k \{ D(x, n) - H(x, n) \} \quad (4.3.21)$$

以上における演算アルゴリズムを図4.3.20に示すが、この方式を用いて3つの係数 $\alpha \cdot k \cdot \tau$ を定める必要がある。これらの係数はマイコンにより容易に設定できる構成とし、実験的に定めることとした。まず α においては $1/4 \sim 1/3$ 程度であり、最終的には $\alpha = 1/3$ と単純平均とした。次に熱時定数 τ においては放熱条件により変わり易いが、今回の検討では $\tau = 0.2$ と設定した。また係数 k は過補正にならない程度に $k = 0.08$ と設定した。以上の係数値を用いて補正した結果を、図4.3.21に示す。同図において濃度の立下り部では濃度変化が著しく改善されている。しかし濃度の立上り部においては印画濃度を最高階調に設定したことにより、画像データによる補正はできない。しかしながらプリント開始時の濃度立上りは、図4.3.17と比較して大きく改善されており、したがって濃度立上り部でも大きな効果があることがわかる。また、補正前にわずかに見られた濃度傾斜も、かなり改善されていることが確認できる。

4.4 大判プリンタの開発と高画質化

手札判（A6判）ビデオプリンタの開発以来、低コスト化とともに高画質化・高機能化に多くの努力を払ってきた。一方では、大判写真のスキヤナ画像や大判グラフィック画像に対応したプリンタの要求も高まり、特にカラー写真画像を含む報告書やプレゼンテーション資料などに向けたA4判デジタルプリンタの開発に着手した。開発に当たり、主な技術課題として以下の項目が上げられる。ここでは手札判プリンタとは異なる新たなメカニズム開発と、高画質化や使い勝手の向上に関して報告する。

- 1) 大判化に伴う紙の斜行（スキュー）対策
- 2) ポスタ印刷に対応した4色プリント方式の確立
- 3) 高画質フォント（特に漢字）対応の300dpi 高精細化
- 4) 細線（特に1画素罫線）における濃度・線幅の確保
- 5) パーソナルコンピュータ・各種信号源対応のデジタルプリンタ

4.4.1 ロール紙対応A4判プリンタ

(A) メカニズム

従来のA4版カラープリンタはインクジェット方式が主流であり、わずかに熱転写プリンタとして顔料（ワックス）タイプが存在していた。また、受像紙としては普通紙のカット紙を用いていた。一般に受像紙が大判化するに従い、カット紙では紙が斜めに搬送される斜行（スキュー）が発生し易い。このスキューは面順次カラープリント方式においては色ずれとなり、写真並みの画質を求める染料プリンタにおいては許されない画質劣化となる。そこでカット紙に比較してスキュー発生が少ないロール紙を採用し、 4.4.1に示す構成のA4判デジタルプリンタを開発した。同図において感熱ヘッド方向（ロール紙の幅方向）がA4判の短辺であり、送り方向が長辺となっている。

このときスキュー発生の主な原因は、①搬送力を発生するやすりローラでの両端グリップ力の不平衡と、②プラテンローラと感熱ヘッドとの摩擦における両端の不平衡による。①のやすりローラでのグリップ力は、やすりローラへの圧着力と受像紙にかかる引張力（テンション）により決定され、機械的な精度ばらつきが主因である。②の摩擦は感熱ヘッドとインク紙の摩擦あるいはインク紙と受像紙の摩擦が大きなブレーキ力となり不平衡の主要因である。このブレーキ力はプリント画像に大きく左右され、プリント状態の多いほうが感熱ヘッドが滑りやすくブレーキ力は小さい。したがって感熱ヘッドでのブレーキ力の影響を打ち消す程度にやすりローラやプラテンローラでの搬送力を高めているが、やすりローラ両端での引張力の不平衡は残ってしまう。そこで通常のロール紙使用の小型プリンタに見られる紙搬送方向とは逆方向に、プリント時の紙搬送方向をロール紙側に巻き戻す方式を考案した。この方式は受像紙の供給ロールにも巻取力を持たせて、紙のたるみ取りだけではなく積極的に受像紙を全幅で引張って、やすりローラでの搬送力のアンバランスを吸収できる紙搬送方式とした。

(B) システム構成

システム構成は図4.4.2に示すように、プリンタエンジン部とデジタルインタフェース（I/F）部およびアナログI/F部により構成される。同図では標準150dpから高精細300dpiまでを含め、すべてのインタフェース構成をまとめて示してある。エンジン部は基本的にラインプリンタであり、主走査方向のプリント画素数やプリントライン速度などが決められている。一方、メインのシステムコントローラよりこのエンジン部への制御コマンドにより、3色/4色プリンタやB/Wプリンタとして動作する。またプリント長の設定やユーザ固有の色補正等のデータ補正も、基本的にインタフェース部にて動作する。入力としてはパソコンからのデジタル画像が基本であり、インタフェースとしてセントロニクス準拠とSCSI（Small Computer System Interface）方式を採用している。データ転送効率を高めるために、FiFo（Fast in Fast out）メモリを使用している。またハイビジョン静止画像のプリントも可能なように、アナログI/Fも用意した。

一方、フレームメモリの基本構成は1色フレームメモリであるが、パソコンの使用状況により最大で黒含めた4色メモリまで搭載可能である。1色メモリの容量は150dpi A4判で約1Mバイト、300dpiで約4Mバイトであり、メモリ構成がシステムコストに大きく影響している。フレームメモリの出力段には色補正用のLUT（Look Up Table）が用意されており、必要により濃度特性変更や色補正および3色→4色のデータ変換も可能であり、ユーザ領域も用意されている。エンジン部分では画素密度によりラインメモリ容量や紙搬送速度などは異なるが、基本動作は手札判と類似である。システムコントローラや前節の濃度補正は、このエンジン部で実施される。中間調制御部では、手札版プリンタに用いた中間調制御LSIを複数個（150dpiで2個、300dpiで4個）従属接続して使用する。

4.4.2 シームレスプリント機能

(A) シームレスプリント

以上のようなメカニズムや回路構成において、ロール紙の利点を活用したシームレスプリント機能を開発した。ここでのシームレスプリントとは、つなぎ目のない長手方向に連続したプリント画像を得る機能であり、DNA解析や地質調査等の非常に細長い画像に対して特に有効である。このように連続的に数枚のA4画像を連ねてプリントする場合、つなぎ目における短辺方向の画素合わせや送り方向のライン位置合わせに注意を要する。端辺方向の画素合わせ精度は、前述のスキュー精度と同等である。一方、送り方向のライン合わせは基本的に往復紙搬送量の誤差であり、基本的に画素ずれと考えて1画素以内の高精度を有していた。ところが実際のプリントでは画素ずれ以外に、以下のような新たな問題が発生した。

- 1) つなぎ目で一時的に濃度が薄くなり、濃度低下のすじが目立つ
- 2) つなぎ目前後で平均濃度に差があり、濃度段差が目立つ

上記問題点の原因を考察すると、(1)は手札判プリントにも見られた現象であり、プリント開始位置での濃度低下である。前節の蓄熱補正によりプリント立上り点の濃度低下はかなり改善されているが、さらなる濃度補正が必要である。(2)に関しても同様に蓄熱補正でやや改善されているが、高精度な濃度補正が必要である。したがって両問題をヘッド温度の温度ドリフトと考えて、同一の濃度傾斜問題として取り組んだ。

(B) 濃度傾斜の改善

手札判ではプリント開始点である画像の左端がやや薄い画像でも、全体画像内容からみて特に問題となるような画像は少なかった。しかしシームレスプリントでは、プリント終了位置のやや高濃度の右端と、プリント開始位置の低濃度の左端が連結されることになる。この結果、濃度低下部が帯状に濃度段差となってプリント幅全体に渡って現れ、目視的に感度が高く画質劣化の要因となっていた。そこでプリント開始部の濃度補正方式を主眼において、以下の4方式を比較検討した。

- | | |
|-------------------|--------|
| (1) 電源電圧の制御 | ← 困難 |
| (2) 通電ストロークパルスの補正 | ← やや容易 |
| (3) 画像データの補正 | ← やや容易 |
| (4) プリヒート方式の改善 | ← やや困難 |

方式(1)ではCR時定数により補正電圧を発生し、アナログ的にスイッチング電源に負帰還させる。原理は容易であるが電源部への配線増加に加え、細かな精度は期待できない。方式(2)や(3)においては基本的に中間調制御部で補正が可能であり、細やかな制御も補正係数の変更も容易である。方式(4)ではプリヒートのタイミングをプリント直前に設定できればかなりの効果が期待できるが、感熱ヘッドの圧着前にプリヒートを終了させる必要があり、圧着動作期間による温度低下で効果は期待できない。そこでまず手札判プリンタに採用した、方式(2)の通電ストロークパルスの補正方式を再検討した。

プリント開始時の最初のラインで最大の補正を施し、以降は指数関数的に補正量を小さくする方式をまず検討した。同時に濃度傾斜の補正には、基本的に比例的な補正を採用した。この方式では各階調Nにおけるストロークパルス幅 T_N を一定比率 k_N で増大し、最終的に次式で表わされる補正ストロークパルス幅 $T_{N'}$ を設定した。

$$T_{N'} = k_N T_N = k_N \sum t_i = \sum (k_N t_i) < 15\text{ms} \quad (4.4.1)$$

$$\begin{aligned} k_N &= 1 + \alpha \exp(-N/N_\tau) - \beta (N/N_{\text{MAX}}) \\ &= 1 + \alpha \exp(-L/L_\tau) - \beta (L/L_{\text{MAX}}) \end{aligned} \quad (4.4.2)$$

ただし k_N : Nラインの補正係数、 t_i : 各階調iの通電時間
 N_τ, L_τ : 時定数、 $N_{\text{MAX}}, L_{\text{MAX}}$: 最大ライン番号, プリント長
 α : 最大補正率、 β : 濃度傾斜補正率

上式における補正係数特性を、図4.4.3に示す。同図において補正1では $\alpha=0.8$ 、 $L_r=7.5\text{mm}$ とし、大きな補正を短く施す特性とした。補正2では $\alpha=0.6$ 、 $L_r=15\text{mm}$ とし、ややなだらかに補正する特性としている。両補正においては、濃度傾斜補正率 $\beta=0.05$ として示してある。なお6本/mm \equiv 150dpiのプリンタでの検討であり、 $N=6L$ の関係がある。実際の係数決定は実機でのプリント確認により定めるが、プリント開始時の補正量には時間的な限界がある。つまり1ラインの通電時間最大値が約15msであることより、これ以上の通電パルス時間設定は許されない。よって補正最大値は通電時間幅で決定され、実際には $k_N=1.25\sim 1.3$ 程度が限界と思われる。このことはヘッド基板温度が低い場合には、温度補償により基本通電時間は長めに設定されており、ますますプリント開始時の補正率が小さくなり補正効果が薄れることになる。この結果、つなぎ目が低濃度の場合には大幅に改善できるが、高濃度でのつなぎではある程度の濃度不足はやむを得ない状況である。

4.4.3 高精細化と細線濃度の改善

(A) 高精細化と細線問題

パソコンの発達はデジタル画像と画像処理技術の発展に大きく貢献し、同時に写真画像からグラフィック画像、さらにはプレゼンテーション画像へと発展してきた。これらの画像は特にA4判サイズに要求され、画像や表を含んだ資料作成では、小さなデジタル文字やグラフィック画像および罫線等の表現が必須となってきた。特に文字表現において英文字は150dpiではほぼ十分であるが、複雑な漢字においては300dpiの高精細が必要である。ここで高精細化の開発においては、感熱ヘッドの微細化と印画濃度の確保が課題である。ヘッドの構成としては画素サイズが半分で画素数は2倍となり、同時にドライバIC数も2倍となる。一方、中間調制御部の回路構成は図4.4.2と類似であるが、中間調制御LSIを4個並列に使用し、ラインメモリの容量を2倍とした。感熱ヘッドへのデータ送出ピンも2倍の4ピンとしてデータ転送速度を確保し、プリントライン速度を150dpiと同等にした。これにより通常の画像においては従来同等の最大濃度2.2[0.D.]を確保し、またゴースト補正や熱履歴補正等も加えることができた。

ところが上述のようにDTP (Desk Top Publishing)においては細い線や罫線等が多々用いられ、特に表では1画素線罫線であることが多い。このような1画素幅の細線(ヘアーラインとも呼ぶ)による表罫線では、その縦線と横線において見え方が大きく異なることが発覚した。つまりプリント画像を縦長(ポートレート)に見た場合、図4.4.4に示すように主走査方向の横方向罫線に対して副走査方向の縦方向罫線の線幅と濃度が不十分であった。

(B) 細線幅の改善

そこで300dpiヘッドにおける細線(1画素線)に関して、その印画濃度を解析した。まず横細線では、ほぼ白紙状態から特定の1ラインのみが、連続して複数画素(つまりある長さの直線部)が発熱する。このとき、ヘッド温度はやや冷えた状態から急激に発熱

し、複数画素が並んで発熱することより周辺への熱拡散は少ない。したがって温度上昇は通常の最高階調時の温度付近まで達すると予想される。また発熱素子の形状は、ヘッドの幅方向では300dpiピッチ、つまり80 μ m程度の幅であるが、ヘッド送り方向にはプリント画素間の隙間が発生しないように2倍程度の長さに設計してある。このように送り方向に長めの画素構造により、横細線はほぼ十分な濃度と幅を確保できると考えられる。一方、縦細線では単独画素のみは前ラインからも連続的に発熱しているが、両隣接画素は全く発熱せず温度は低い状態にある。一方、2画素の縦罫線を観察すると、濃度や幅は横罫線とほぼ同等であった。この1画素と2画素の縦罫線濃度を比較すると、1画素罫線では両隣接画素への伝熱があり、熱拡散が大きく温度上昇が不十分であるとともに、画素周囲の温度が低くなり所定温度幅がほとんど確保できないと推定した。2画素罫線では画素あたりの伝熱は片側のみとなり、2画素間の温度は確保されて濃度も安定化するものと考えられた。

改善策としてデータ補正や通電パルス幅補正が考えられるが、罫線の多くがフル階調(255階調)であること、また画素周囲の温度上昇が望めないことよりこれらの補正方式は使えない。ここで2画素罫線では縦横罫線間に差が見られないことより、「細線画素の隣接両画素を少し暖める」ことにより熱拡散を抑える方式を考案した。この場合、隣接両画素をどの程度通電補正するかが課題となる。そこで0階調の背景上に縦横の細線を描き、縦細線の隣接両画素データを可変してプリント実験した。この結果、両画素データを40階調程度に補正通電すれば、縦細線幅は横線幅の8割程度を確保でき、目視的に縦横細線幅がほぼ同等に見えることを確認した。この場合、微視的には両画素はわずかに発色しているが、目視評価では全く気にならないことも判明した。実際のDTP画像では、背景は必ずしも白色(0階調)ではなく、淡い色の背景であることも多い。そこで背景濃度を可変しながら、同様にして縦細線の隣接両画素を補正通電して、縦横罫線の目視的な線幅が同等になる補正階調を検討した。

検討の結果、背景階調レベル D_B に対する隣接両画素の補正レベル D' として、当初、連続的に濃度可変できる以下の式(4.4.3)を検討した。しかし、この方式は複雑な計算をさせるかテーブルを用意する必要があり実際的でない。そこで閾値レベル D_T で折れ点を設けた式(4.4.4)を検討した。両式を図4.4.5に示す。

$D_B < D_T$ において

$$D' = D_B + D_{C1} * \exp(-D_B / \tau) + D_{C2} * |1 - D_B / \tau| \quad (4.4.3)$$

ただし D_C : 最大補正濃度、 τ : 補正時定数

$$D' = k D_B + (1 - k) D_T \quad (4.4.4)$$

同図において、式(4.4.4)の係数 k により補正部分の傾きが異なる。計算を簡単にする目的より、 $k = 0, 1/4$ で検討した。 $k = 1/4$ では、固定値 $0.75 D_T$ に背景データをビットシフトして加算すれば補正值が容易に得られる。同図では $D_T = 64$ 階調と高めに設定している。またこの補正は各色データに対して独立に実施することにより、背景

色による細線のグレイバランスが大きくずれることも防ぐことができる。また彩度の高い細線であっても、その線幅を確保することができる。

以上のように細線であることが明確な画像データには、十分な有効性が確認できた。ここで画像データから細線を検出する方法として、パターンマッチングにより連続5画素からの細線検出方式を検討した。つまりDTPにおける縦細線の場合、ラインメモリ内のデータのみで判別可能であり容易である。実際には画素データに48階調と128階調の判別レベルを設け、図4.4.6に示す構成で検出し補正している。つまり補正対象の中心画素レベルが128階調以上で、両方の隣接2画素ずつが48階調以下の場合にのみ、1画素細線と検出して両隣接画素データを補正する方式とした。

4.4.4 4色インク紙による高画質化

DTP画像やパッケージデザイン等のカラー画像の多くは、従来は基本的に4色印刷されて利用される。この場合一般には試し刷りにより顧客の確認を得た後、本刷り工程に入る。この試し刷り工程を簡単化しかつ短時間・低コストで実現できる手段として、フルカラーを再現できる染料プリンタが注目されてきた。しかし印刷工程では一般に黒インクを含めて4色インクを使用し、同時にインクの発色特性も染料インクとは異なる。また印刷とテレビにおいてもその発色特性は異なり、特にシアン色や緑色においては大幅な色相改善が望まれていた。ここではまず各色インクの発色特性の改善に関して延べ、次に3色データから4色データへの変換方式に関して報告する。

(A) インク紙の改善

まず染料インクの発色特性をポスタおよびテレビ画面と比較すると、図4.4.7に示すように染料インクの再現範囲はやや狭かった。また染料インクの3原色（イエロY、マゼンタM、シアンC）特性もかなりずれており、この結果光の3原色（赤R、緑G、青B）の色相もずれていた。この主な原因はインクの濁りであり、図4.4.8および次式の各色インク成分に示すように、M・Cインクにおいて濁り成分が多い。特にシアンインクでは26%が墨成分であり、マゼンタ成分が約半分と非常に濁っている。

$$\begin{pmatrix} Y' \\ M' \\ C' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0.26 & 0.26 \\ 0.02 & 1 & 0.47 \\ 0.01 & 0.06 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_0 \\ M_0 \\ C_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_P \\ M_P \\ C_P \end{pmatrix} \quad (4.4.5)$$

ただし Y', M', C' : 印画された実際の濃度

Y_0, M_0, C_0 : 各インクの主成分濃度

Y_P, M_P, C_P : 受像紙の濃度

この結果、シアンとイエロの混色で作られる緑の輝度や彩度は低くなるとともに、シアンの色相がマゼンタ側にずれていることより緑の色相もややシアン側にずれる。また、シアンとマゼンタの混色である青の色相は、大きくマゼンタ側にずれて、その色相は紫

色に近い。そこで今回は特にシアンインクに着目して、色相の改善を行った。

開発した4色インクの通電時間対濃度特性を、従来インク特性と比較して図4.4.9に示す。感度的に約4割高めであり、最高濃度を約2.4と大幅に改善している。また色再現範囲はシアンの色相改善および各色インクの濃度向上により、図4.4.10に示すように3色YMCの彩度が向上するとともに緑の再現範囲が大きく広がっている。

(B) 4色変換

4色データへの変換方式としては、墨抜き方式あるいはUCR (Under Color Removable)方式が知られている。この変換方式は画一的な方法ではなく、使用するメディアにより変換係数が実験的に定められている。したがって染料プリンタにおいても、使用インク特性により最適な変換係数を決定する必要が生じた。UCRの基本方式は図4.4.11に示すように、プリントする3色成分の共通成分つまり墨(黒・ブラック)成分の一部を黒インクKに置き換える方式である。このとき3色成分からは、この墨成分を差し引いてプリントする。このように基本方式は容易であるが、実際にはプリントする濃度や色度により、UCRの係数を微妙に調整する。入力画像データを $Y_0 \cdot M_0 \cdot C_0$ とすると、プリント濃度 D_0 はRGB信号と輝度との関係と同様に次式で表わされる。ここで K_0 は墨成分であり、使用インクではマゼンタ成分に等しい。

$$D_0 = 0.59M_0 + 0.30C_0 + 0.11Y_0 \quad (4.4.6)$$

$$= K_0 + \{0.59(M_0 - K_0) + 0.30(C_0 - K_0) + 0.11(Y_0 - K_0)\}$$

$$K_0 = \text{MIN}[Y_0, M_0, C_0] = M_0 \quad [\text{図4.4.11の場合}] \quad (4.4.7)$$

ところが実際には3色YMCインクによる合成黒と、黒インクの黒とは色相がわずかにずれている。したがって一般には3色の墨成分 K_0 を全て黒インクKで置き換えないで、次式(4.4.8)のように墨成分の一部のみを黒インクとする。このとき各色インクのプリント量および新たな濃度 D' は、次式のように表わされる。

$$\text{加える黒インクの量: } K : \alpha K_0 \quad (4.4.8)$$

$$\left. \begin{aligned} Y' &= Y_0 - K = Y_0 - \alpha K_0 \\ M' &= M_0 - K = M_0 - \alpha K_0 \\ C' &= C_0 - K = C_0 - \alpha K_0 \end{aligned} \right\} \quad (4.4.9)$$

$$D' = K + (0.59M' + 0.30C' + 0.11Y') \quad (4.4.10)$$

$$= (K - K_0) + 0.59M_0 + 0.30C_0 + 0.11Y_0 \quad (4.4.11)$$

ここで3色合成黒 K_0 と黒インクKの濃度・色相が全く一致していれば、式(4.4.11)は式(4.4.6)に一致する。しかし、上述のように実際にはわずかに異なっていて、UCRの手法を難しくしている。

4.5 まとめ

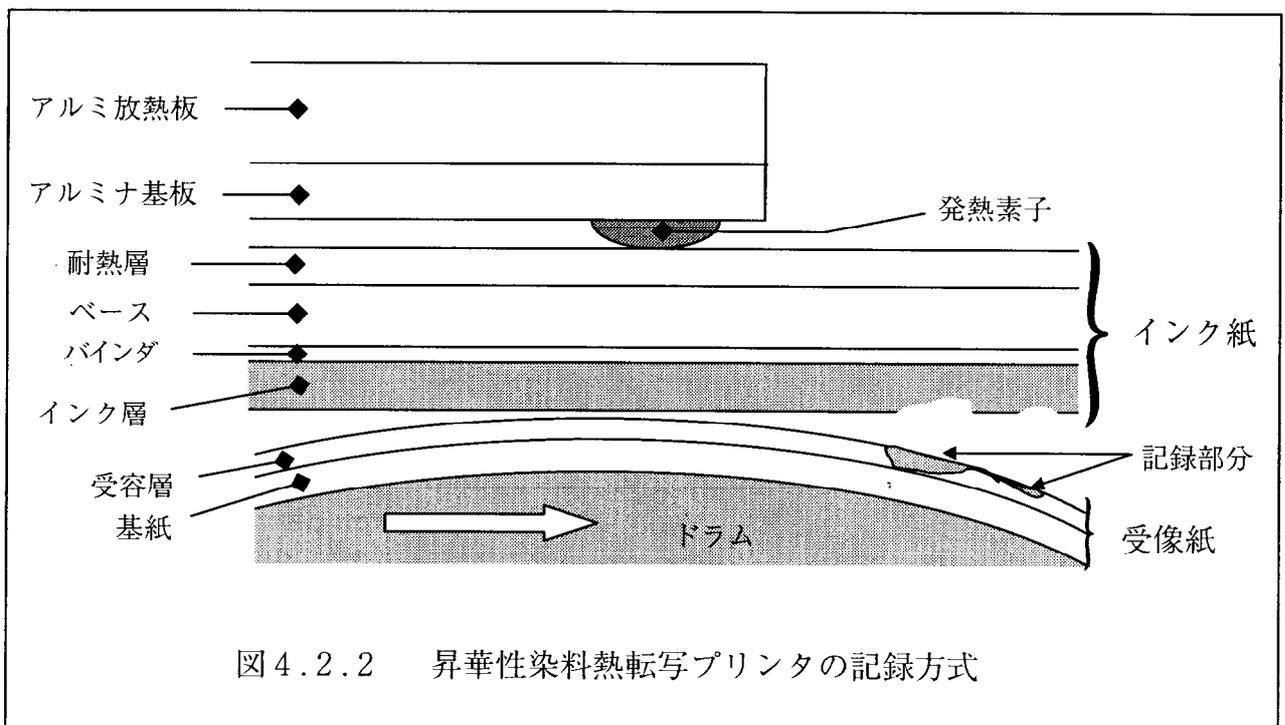
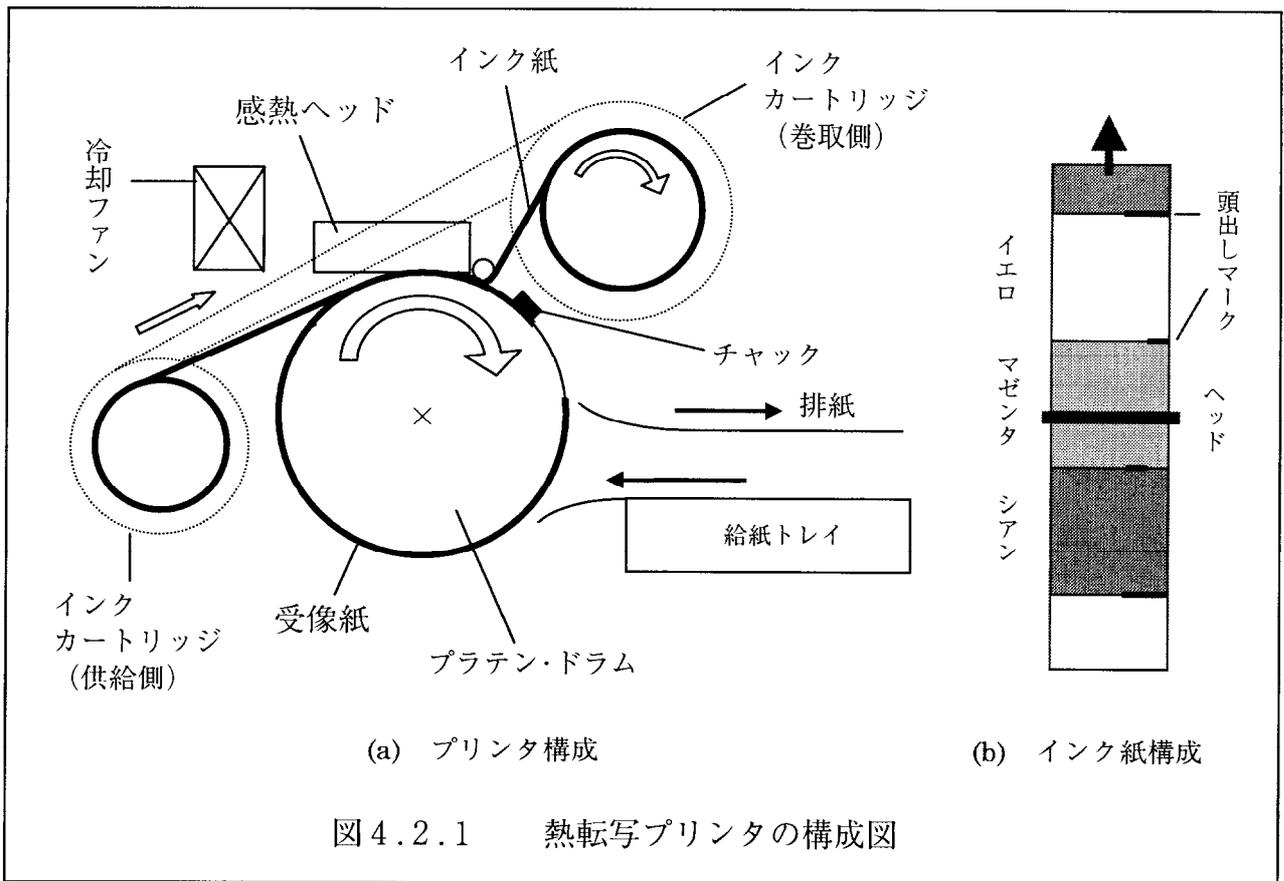
高階調と高解像度を両立できる染料転写プリンタを検討し、写真並みの高画質ハードコピーを実現するビデオプリンタを開発した。さらに濃度むら等の原因解明と濃度補正による高画質化や、A4判への大判化と300dpi高精細化を実現した。

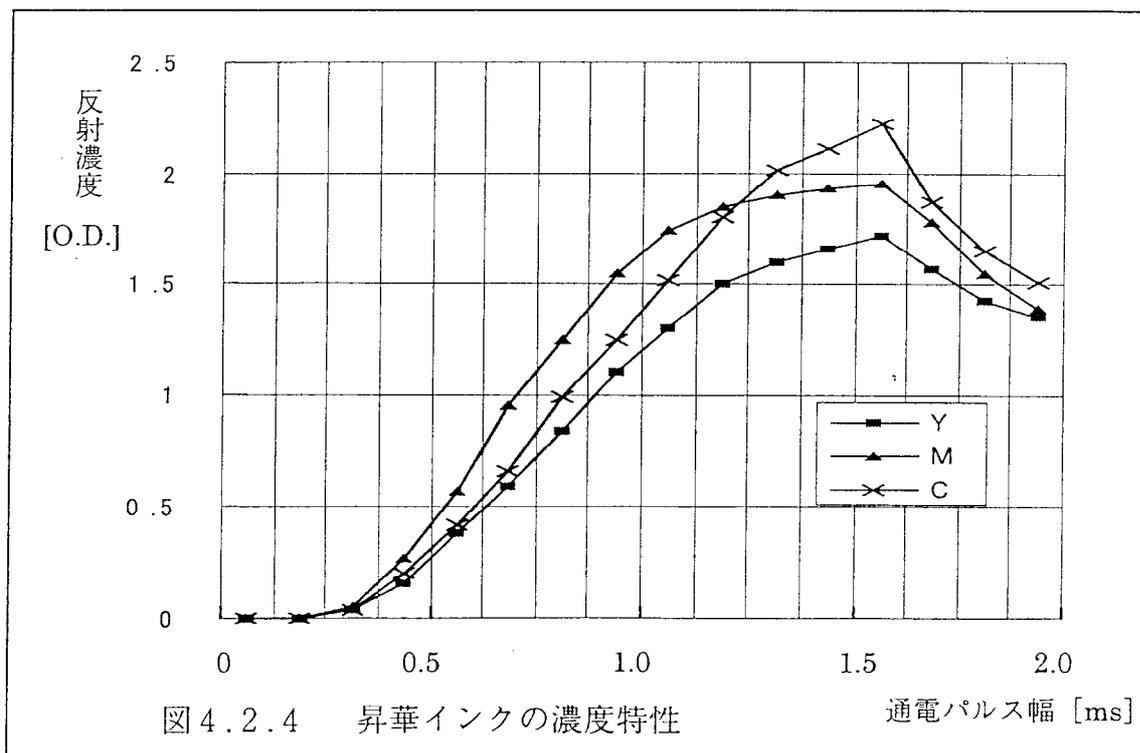
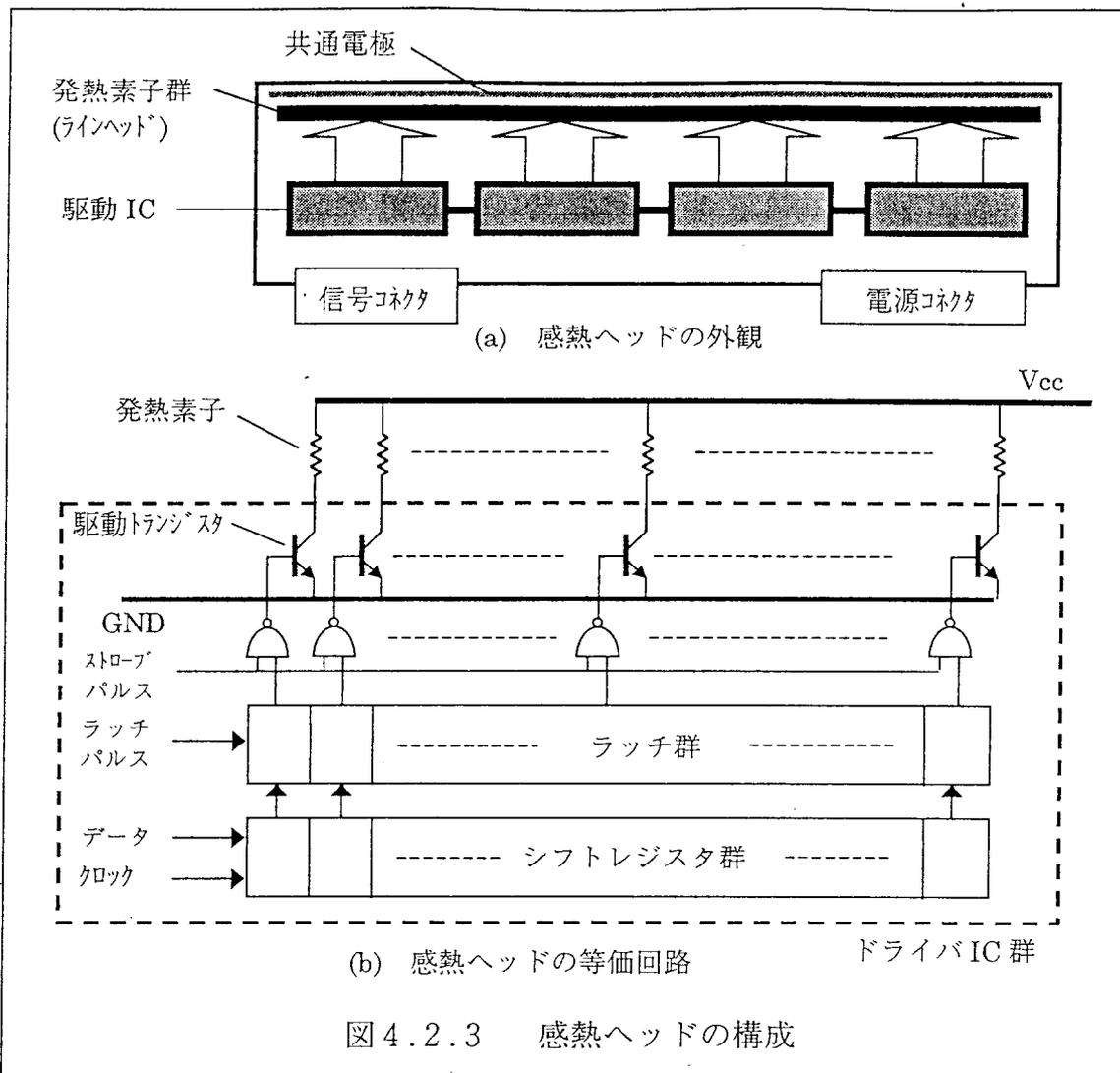
まず基本的にビデオ信号からプリントアウトまでの調子再現特性を確立し、写真並みの滑らかなガンマ特性を実現できる通電時間制御による中間調制御方式を開発した。この方式では、各色インクの各階調における通電時間データを専用メモリに記憶し、このデータを高精度に可変することにより求めるガンマ特性を実現可能とした。この結果、顔や肌などの滑らか映像においても、擬似輪郭がなく自然な色感を出すことができた。このビデオプリンタの開発により、ビデオカメラやVTRからの画像の一部を取り込んで写真並みのハードコピーを実現した。

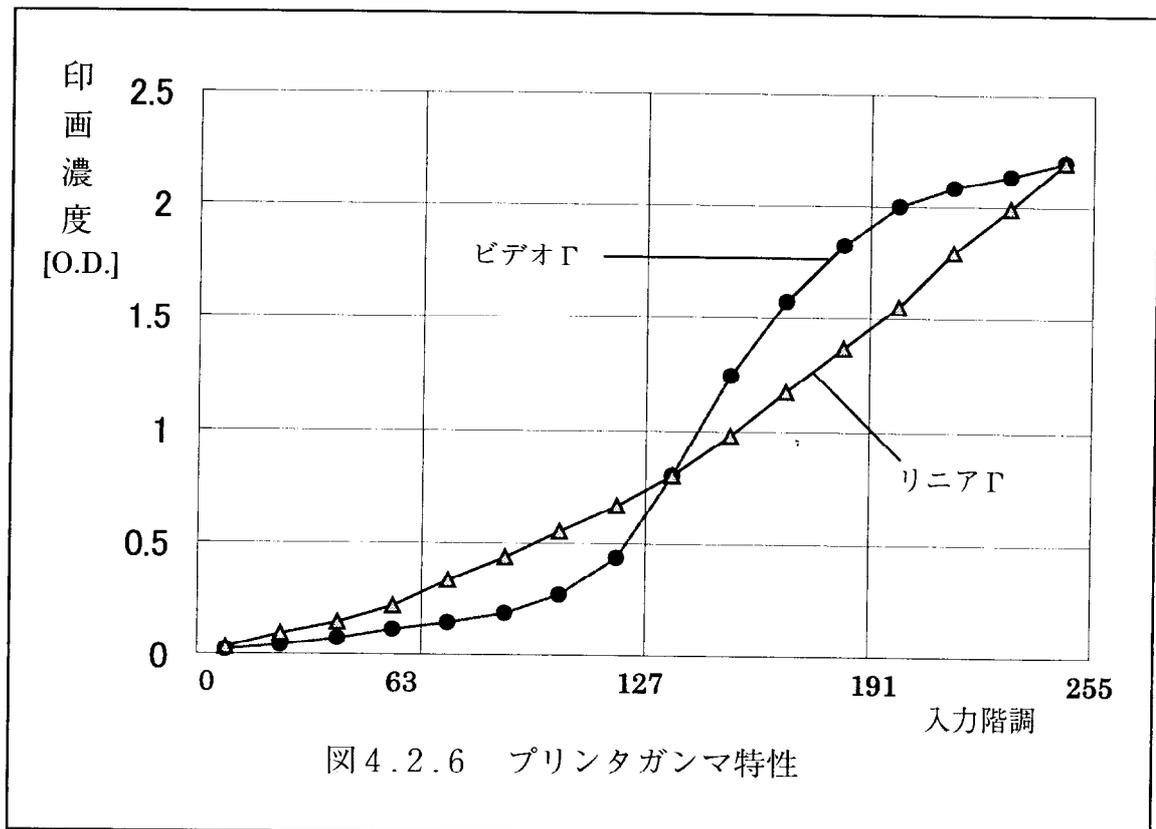
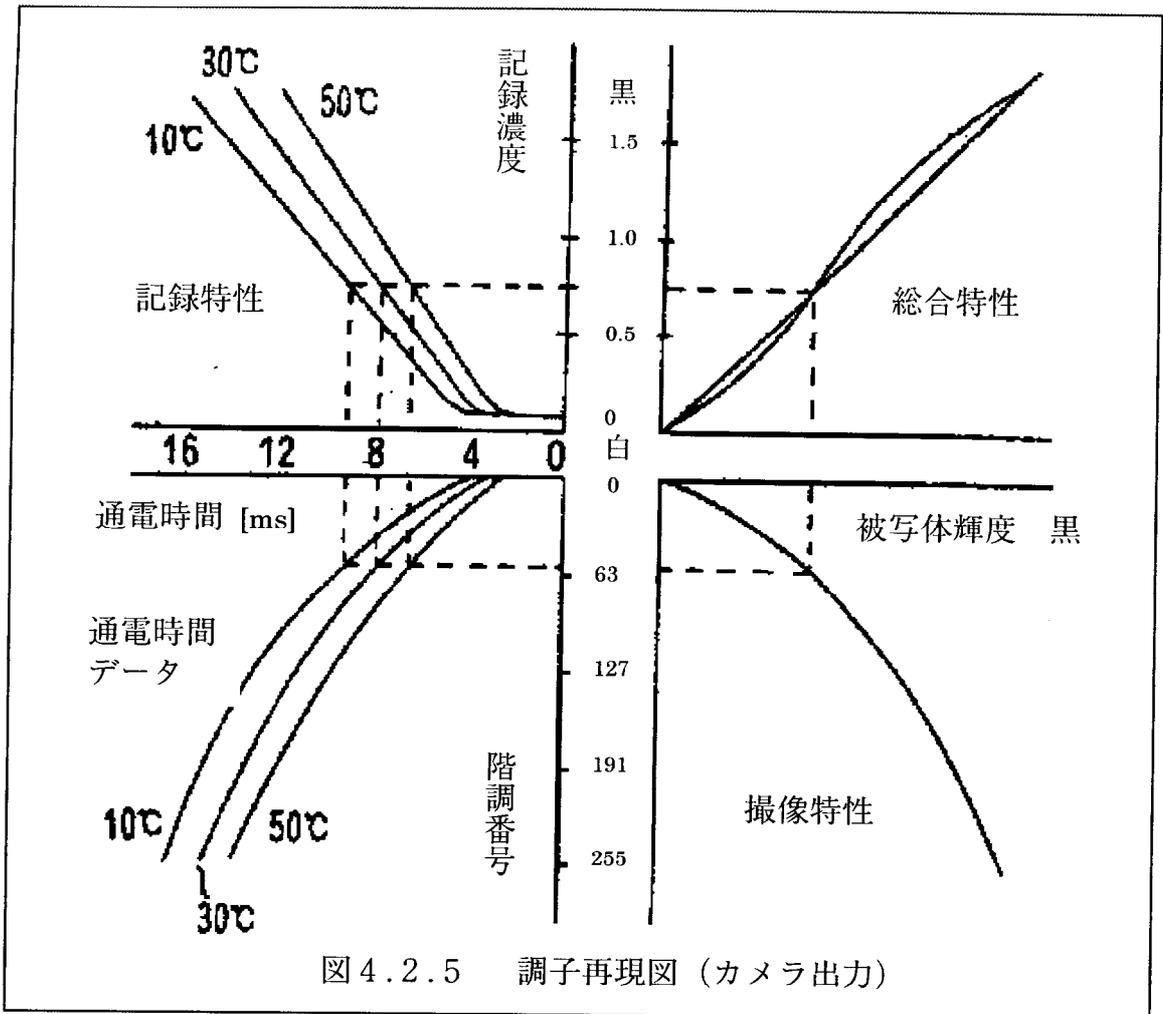
次にプリント画質の高性能化として、濃度むらの改善による濃度の均一性を検討した。感熱ヘッド上の発熱素子の抵抗値や平坦度に起因する濃度むらに対して、画像データの補正により濃度むらを30%に低減することができた。また感熱ヘッド内の配線抵抗に起因したゴーストと呼ばれる濃度むらに対しては、各ラインの各階調中の通電画素数に応じて通電時間を微少補正し、ほぼ完全に補正することができた。さらには感熱ヘッド内の蓄熱による尾引き現象を解明し、プリントデータの履歴からの濃度予測関数による画像データ補正アルゴリズムを開発した。この結果、尾引き改善とともにプリント開始時や濃度変化時の特性を改善し、入力画像に忠実な画質を得ることができた。

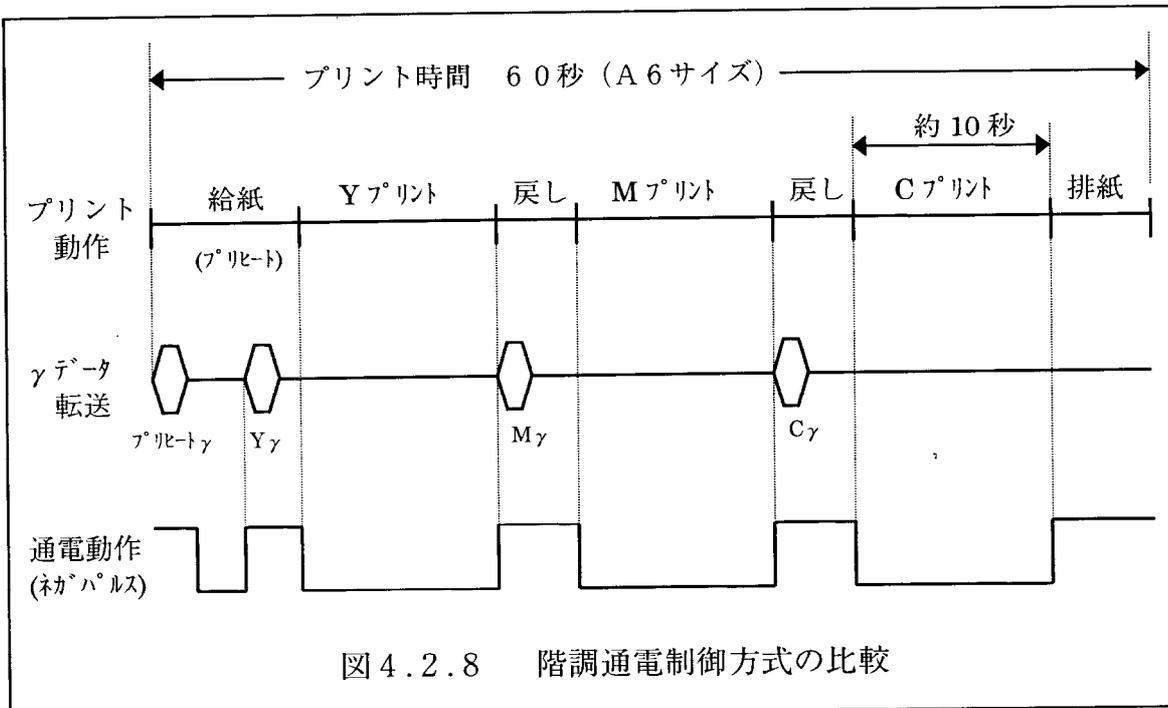
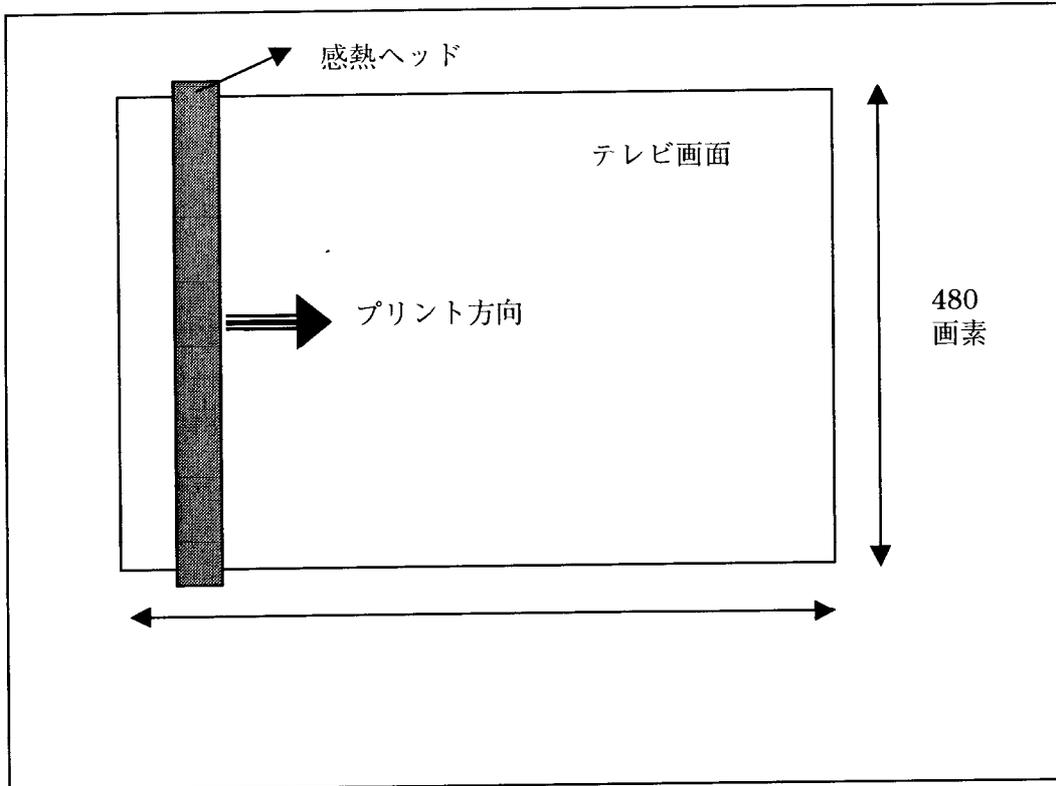
一方、パソコンでの画像処理が普及し、高画質で大判・高精細なデジタル画像用プリンタの要求が高まってきた。そこでA4判プリンタの検討にあたり、高精細化も考慮して画素ずれの主因となる受像紙の斜行（スキュー）防止に注力した。ロール状受像紙の採用とプリント時の紙搬送方向に工夫して、スキュー低減を図った。またロール紙の特徴を活かして、長手方向に画像を連続接続したシームレスプリントを開発した。この場合、画像のつなぎ目での濃度段差が課題であったが、プリント開始時の濃度補正と画像全体の濃度傾斜補正により大幅に濃度段差を改善した。また300dpi化においては、1画素細線の濃度や線幅不足が目立ち、特に表の縦横罫線の太さが異なる等の問題が発生した。検討の結果、両隣接画素への伝熱による温度低下と考え、発熱画素の両隣接画素を少し通電して暖める方式を検討した。細線の検出にはパターンマッチング方式を利用し、隣接画素の通電補正階調としては64階調を設定した。

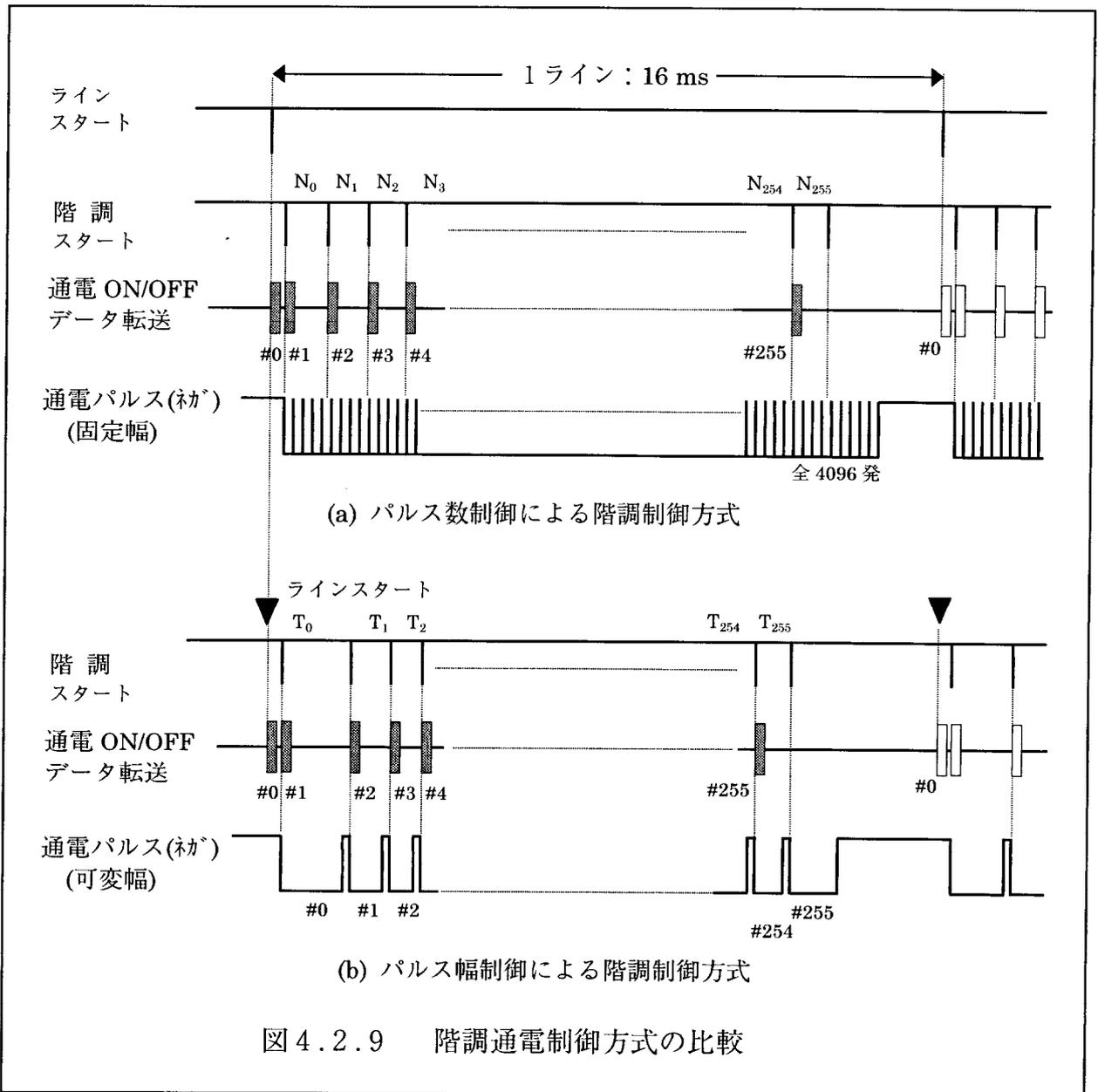
プリント再現範囲をテレビや印刷の再現範囲により近づけるべく新インク紙を開発し、印画濃度を約1.4倍に高めるとともにインクの色相も改善した。特にシアンインクの色相を青寄りから大きく改良し、シアンと緑の再現範囲を改善できた。この結果、プリント色相が改善され、より自然な色感の画像が得られた。またポスタ等の試し刷りにおいては、高価な印刷工程に代わり染料転写プリンタの代用が望まれていた。ここで印刷画像は4色YMC Kデータであり黒インクによる文字の改善も含めて、4色インク紙の開発と墨抜き手法による色変換方式を確立した。











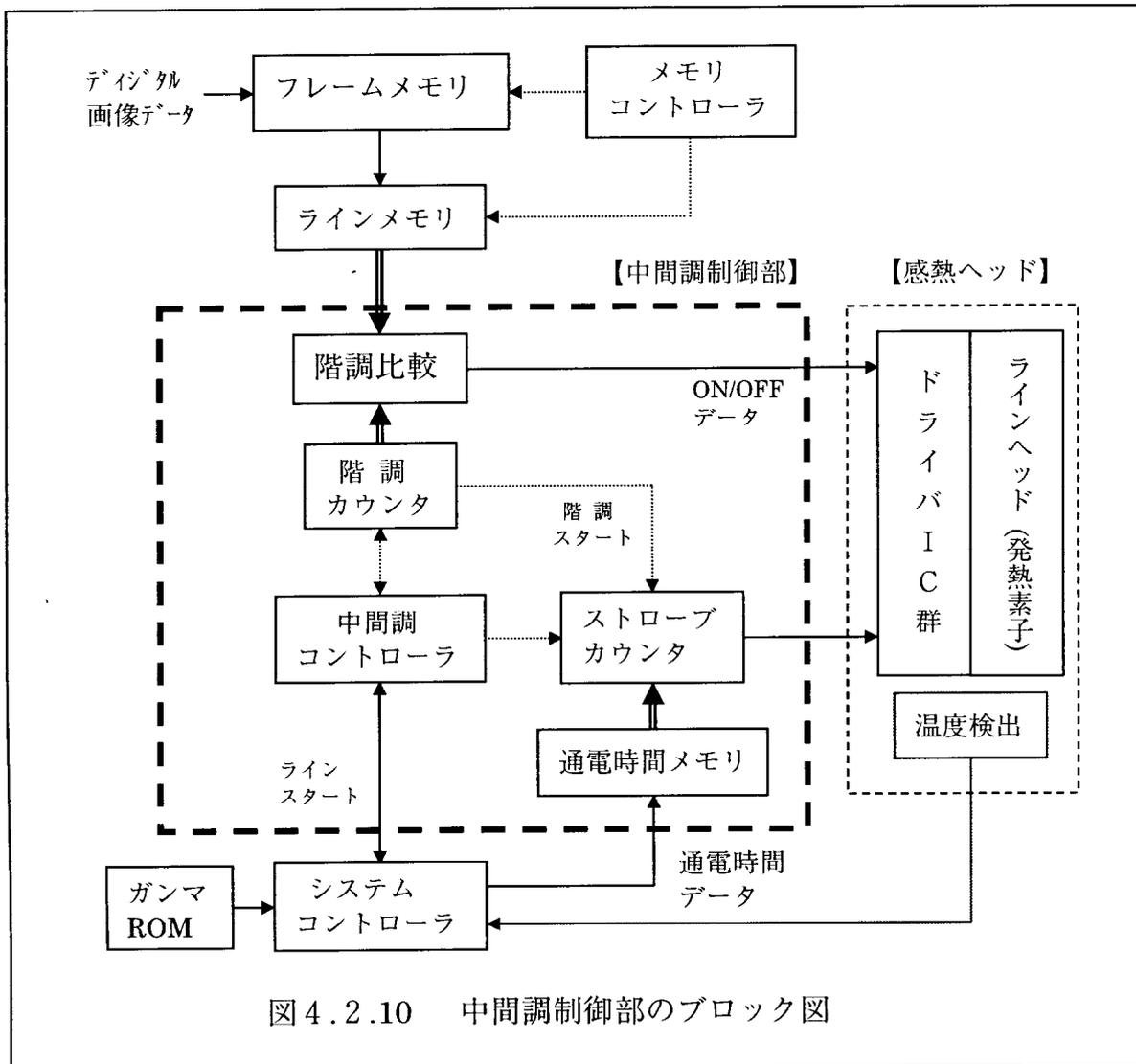


図 4.2.10 中間調制御部のブロック図

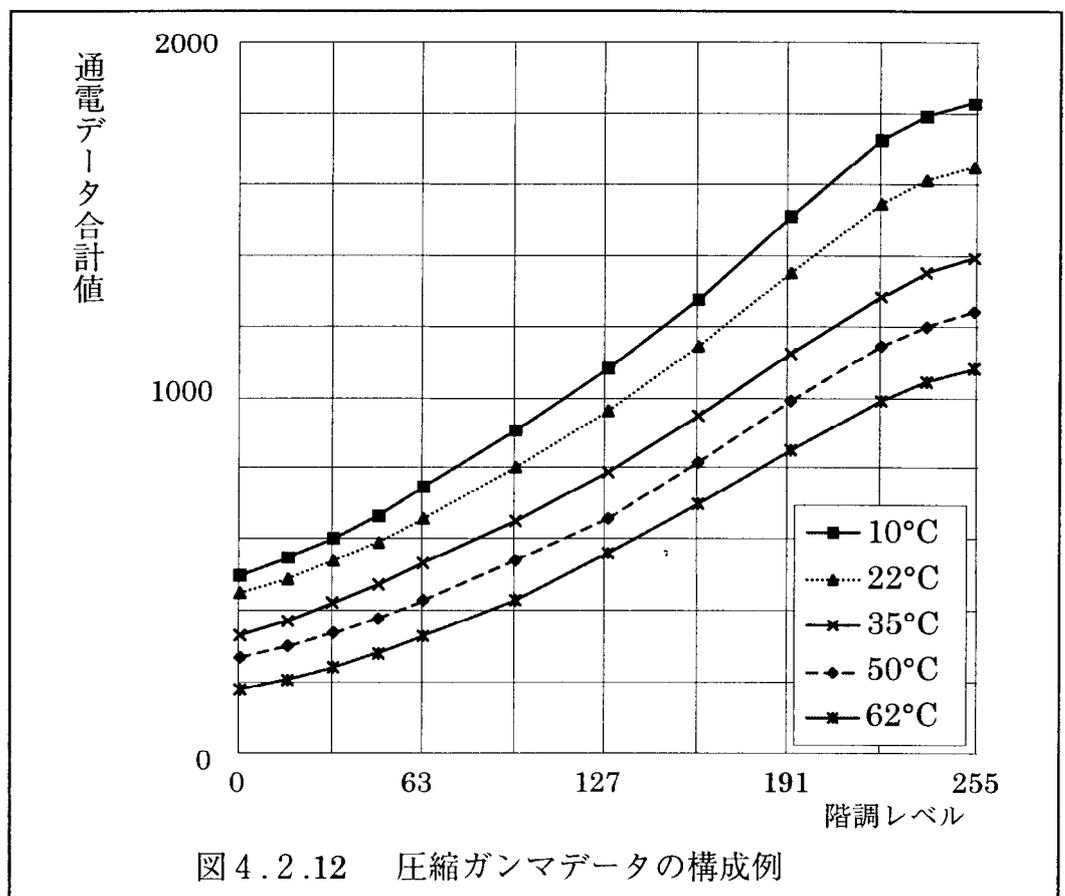
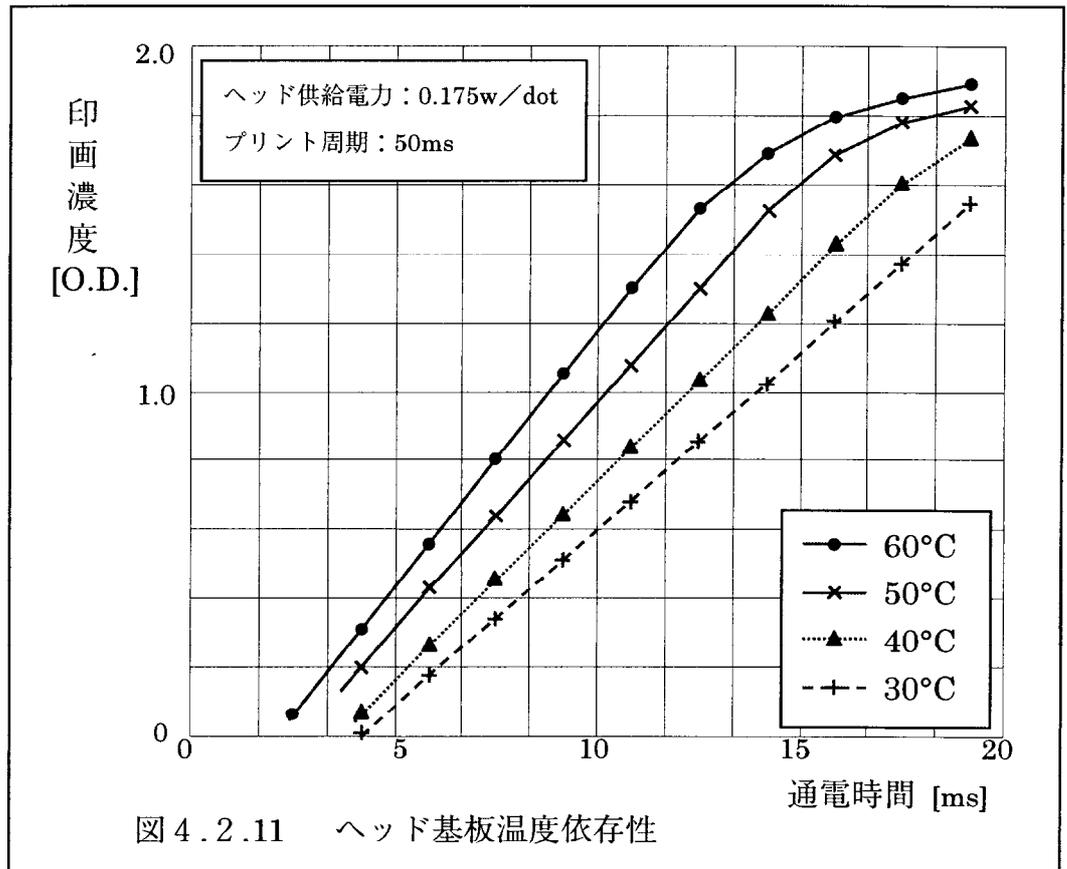


表4.2.1 グレイ色相のばらつき (改善前)

ΔC^*	127 階調 (濃度 0.5 付近)	191 階調 (濃度 1.0 付近)
最小値	0.0 5	0.4 5
最大値	4.1 3	4.6 3
平均値	2.9 2	3.0 2

(7枚プリント時のグレイバランス)

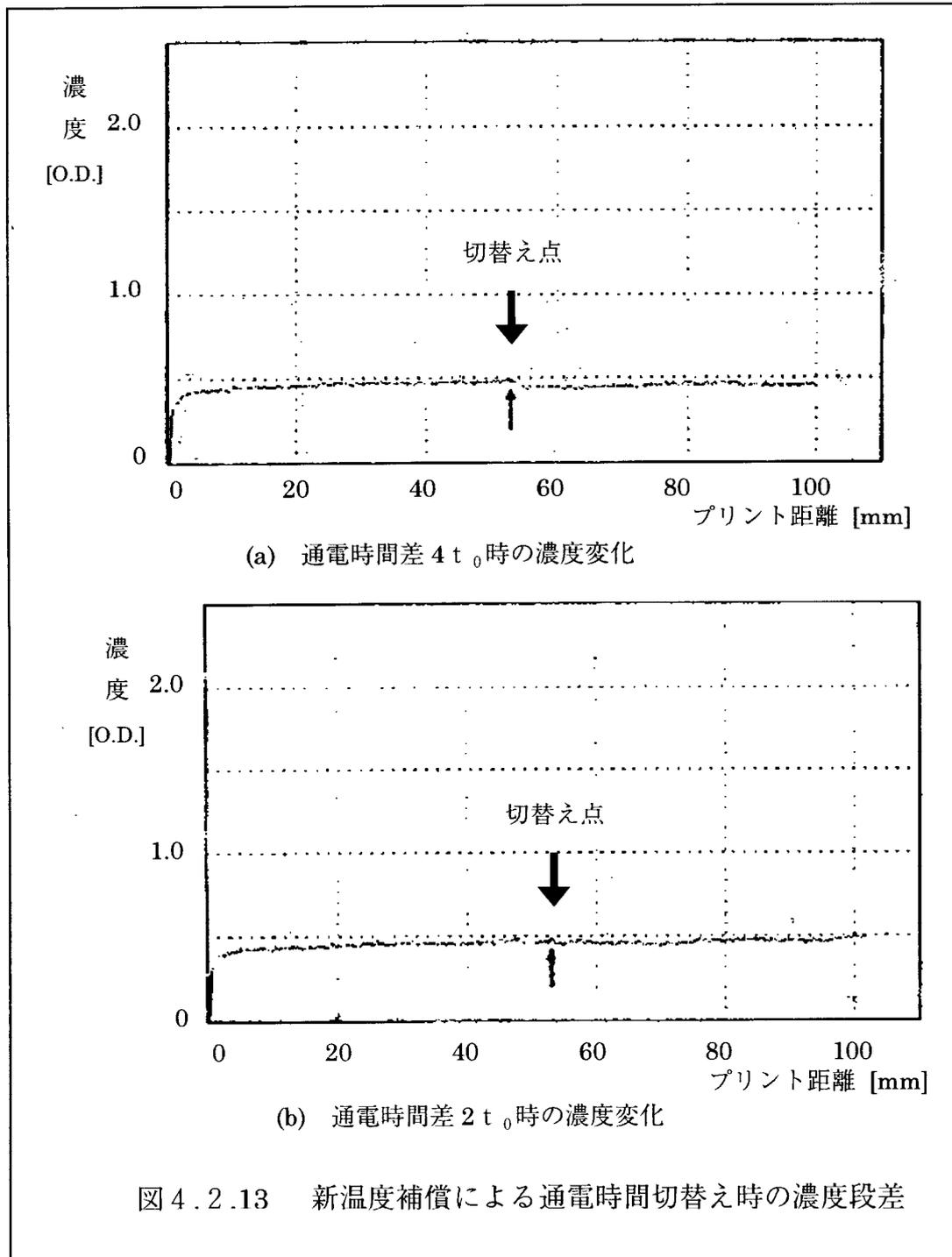
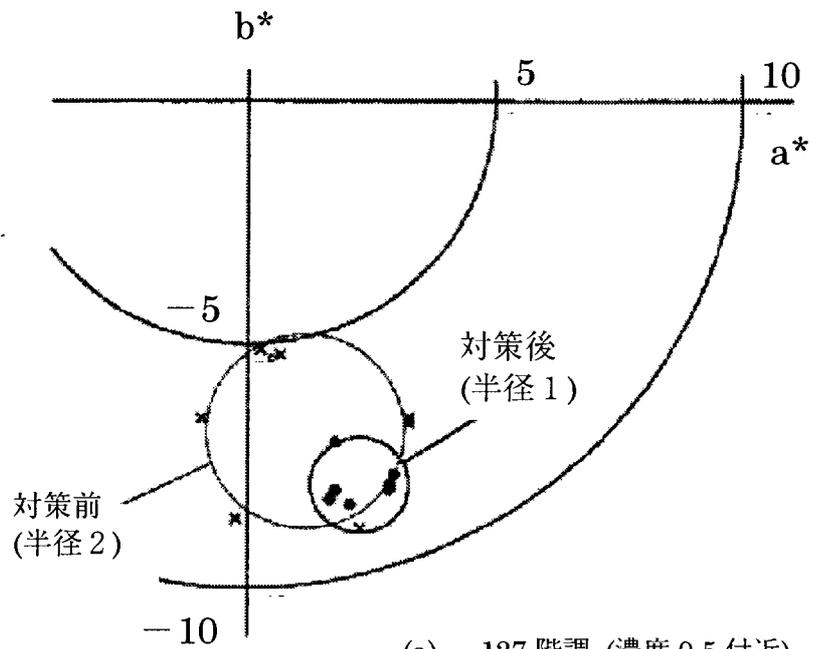
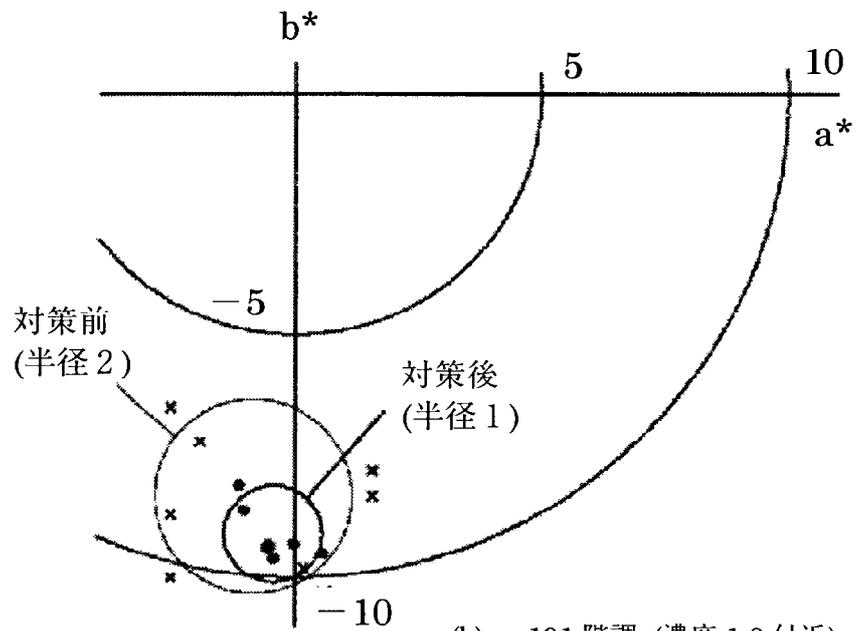


図4.2.13 新温度補償による通電時間切替え時の濃度段差



(a) 127 階調 (濃度 0.5 付近)



(b) 191 階調 (濃度 1.0 付近)

図 4.2.14 グレイバランスの改善結果

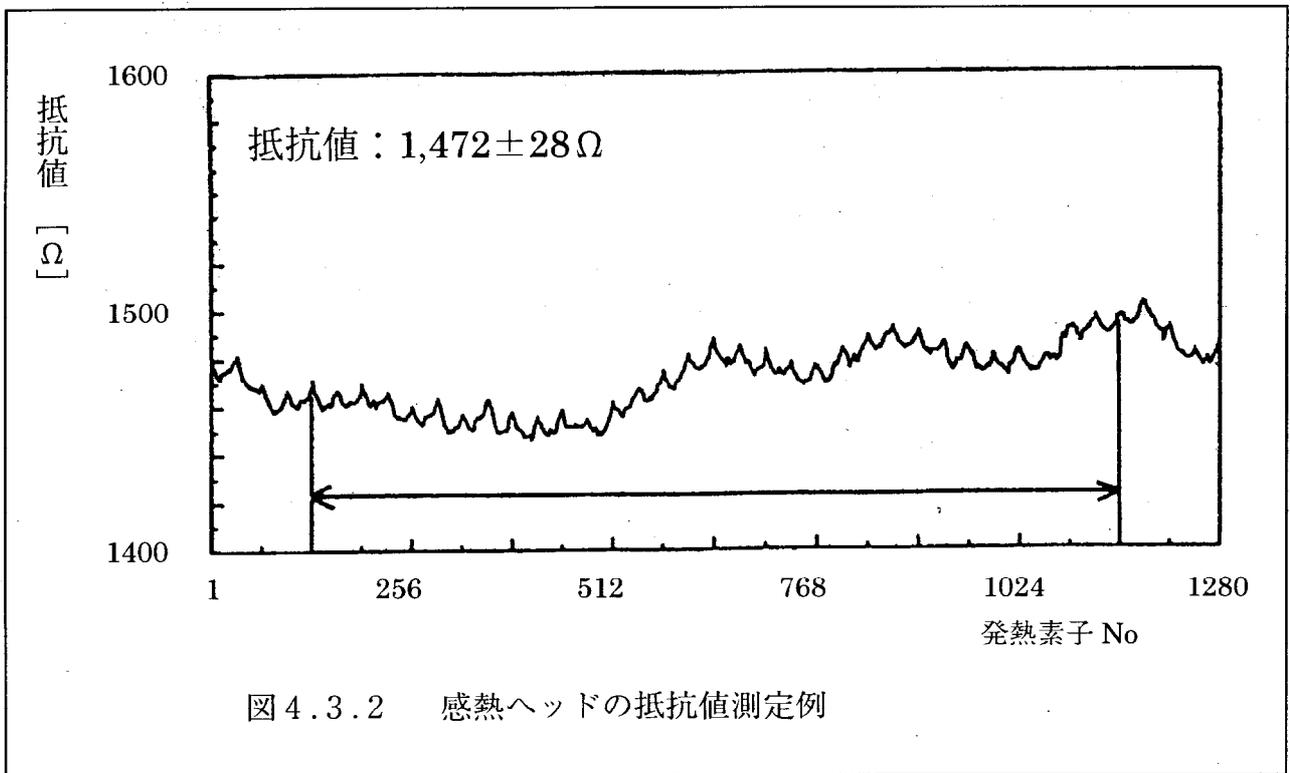
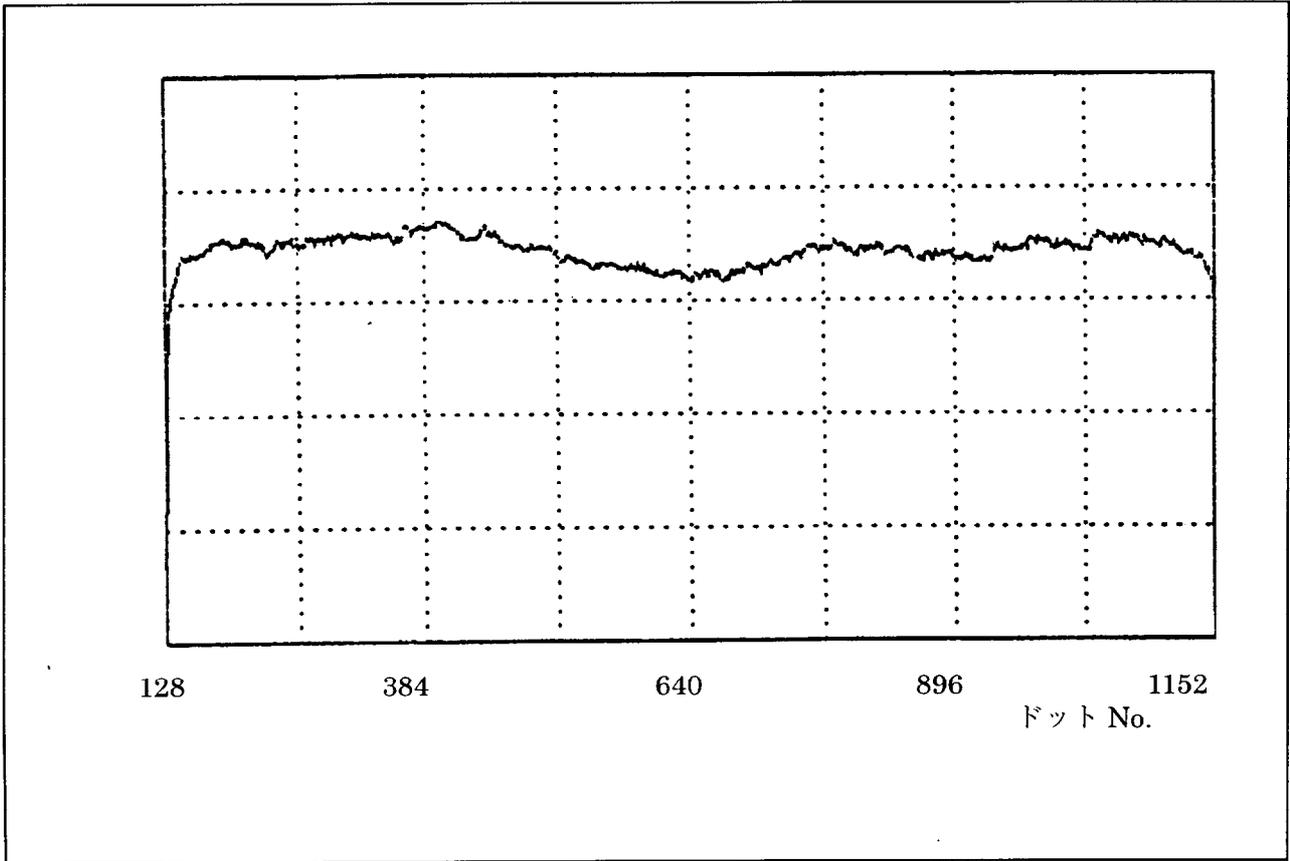
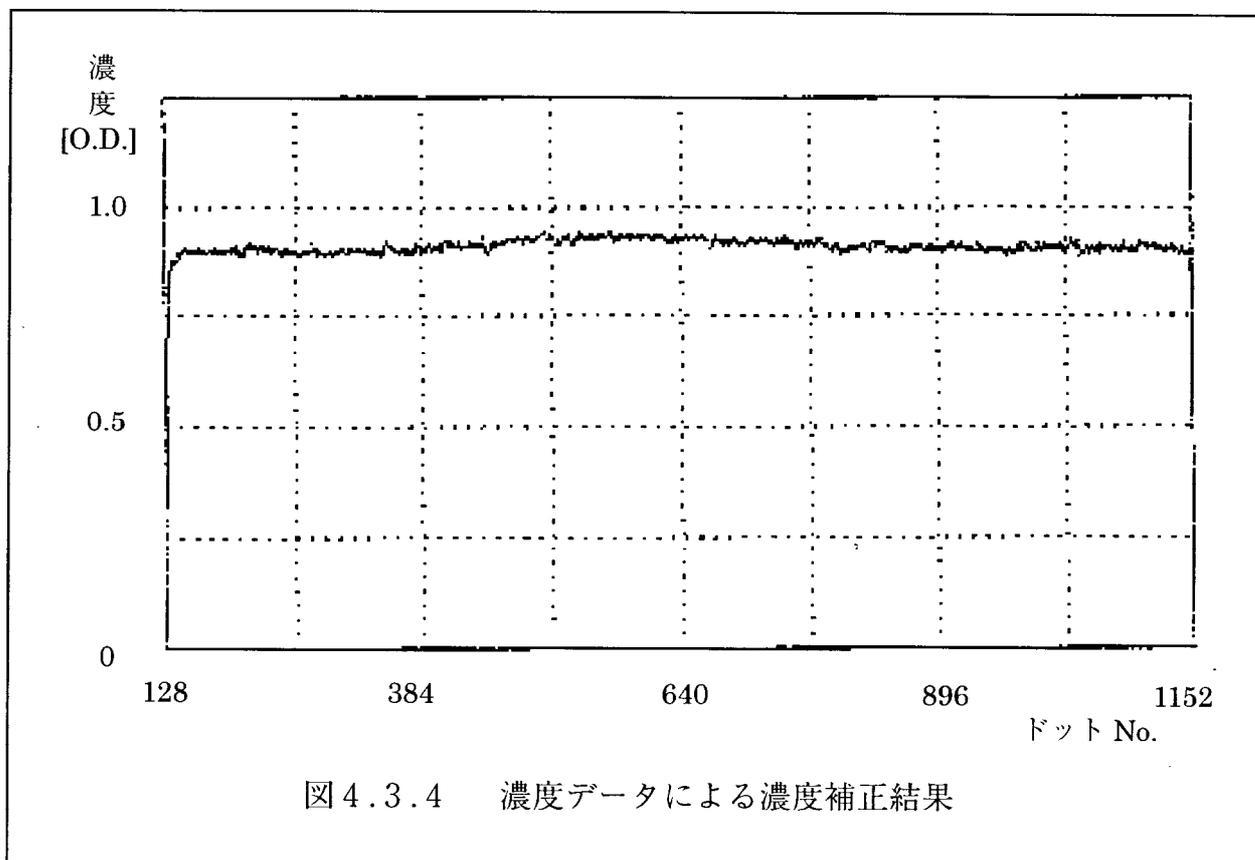
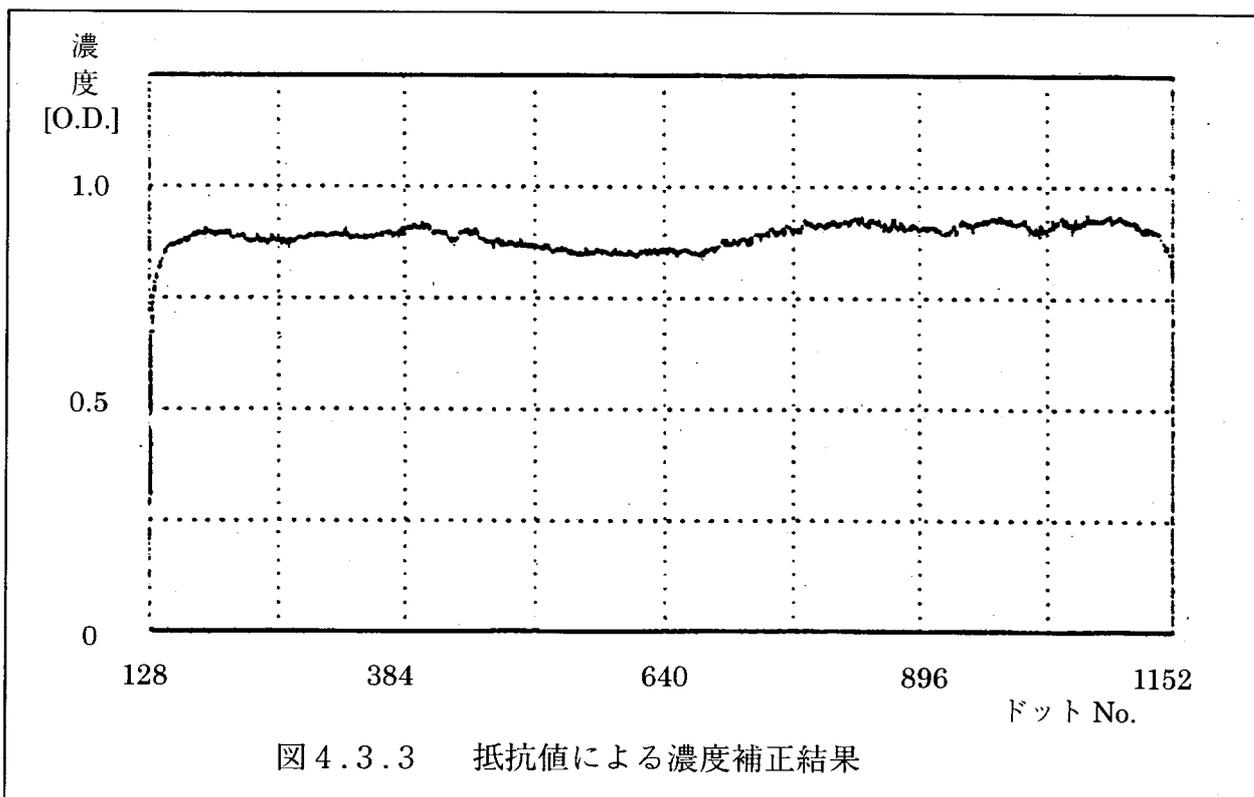


図 4.3.2 感熱ヘッドの抵抗値測定例



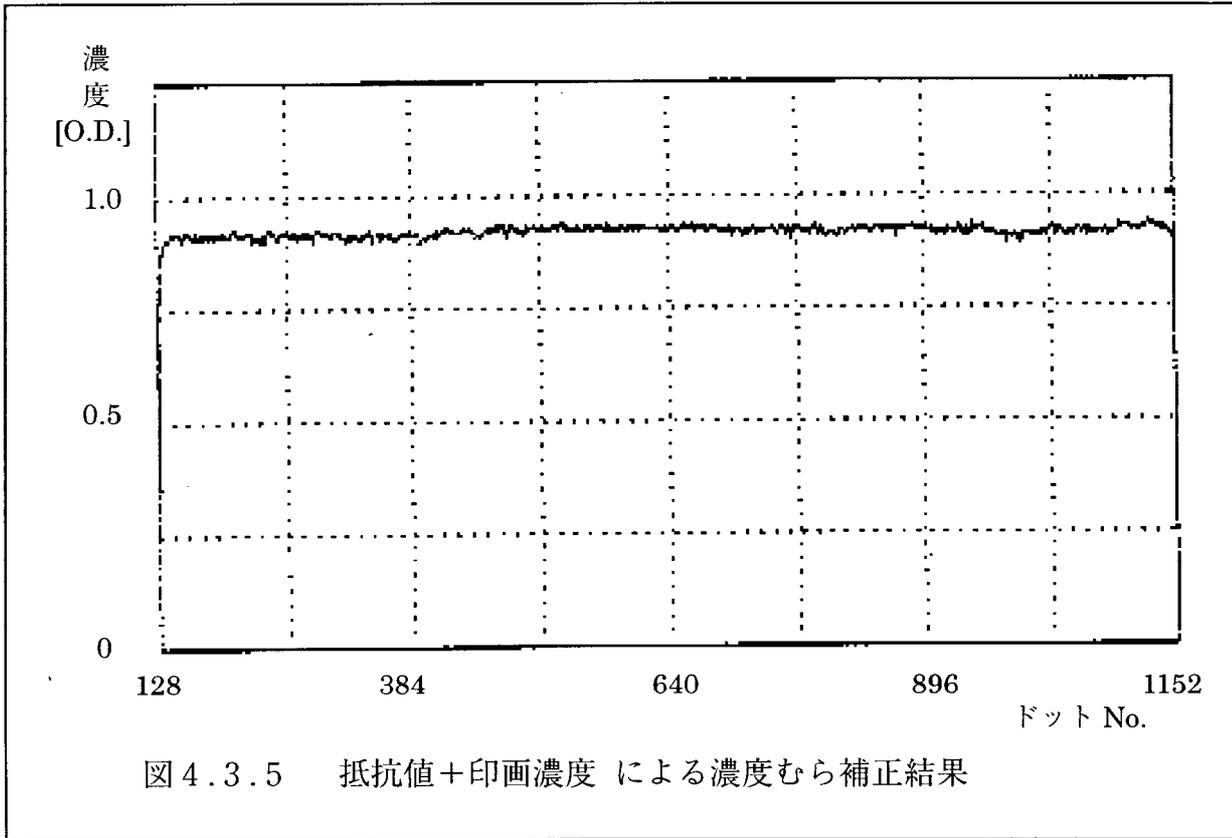
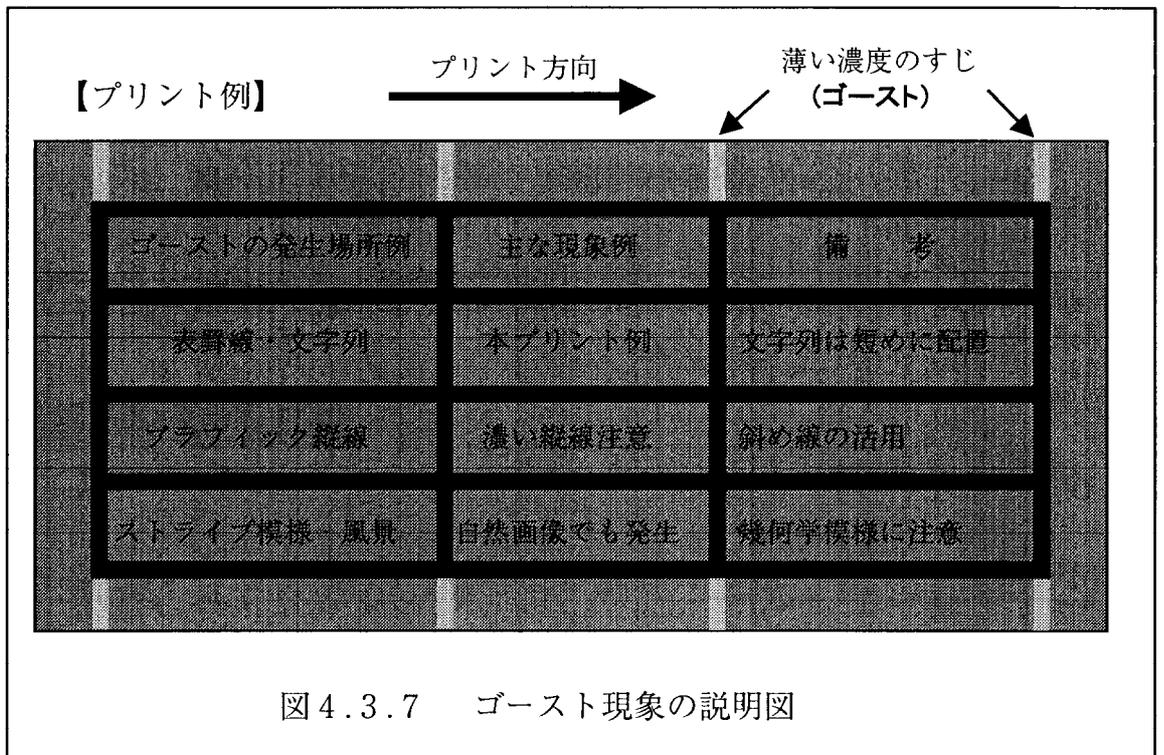
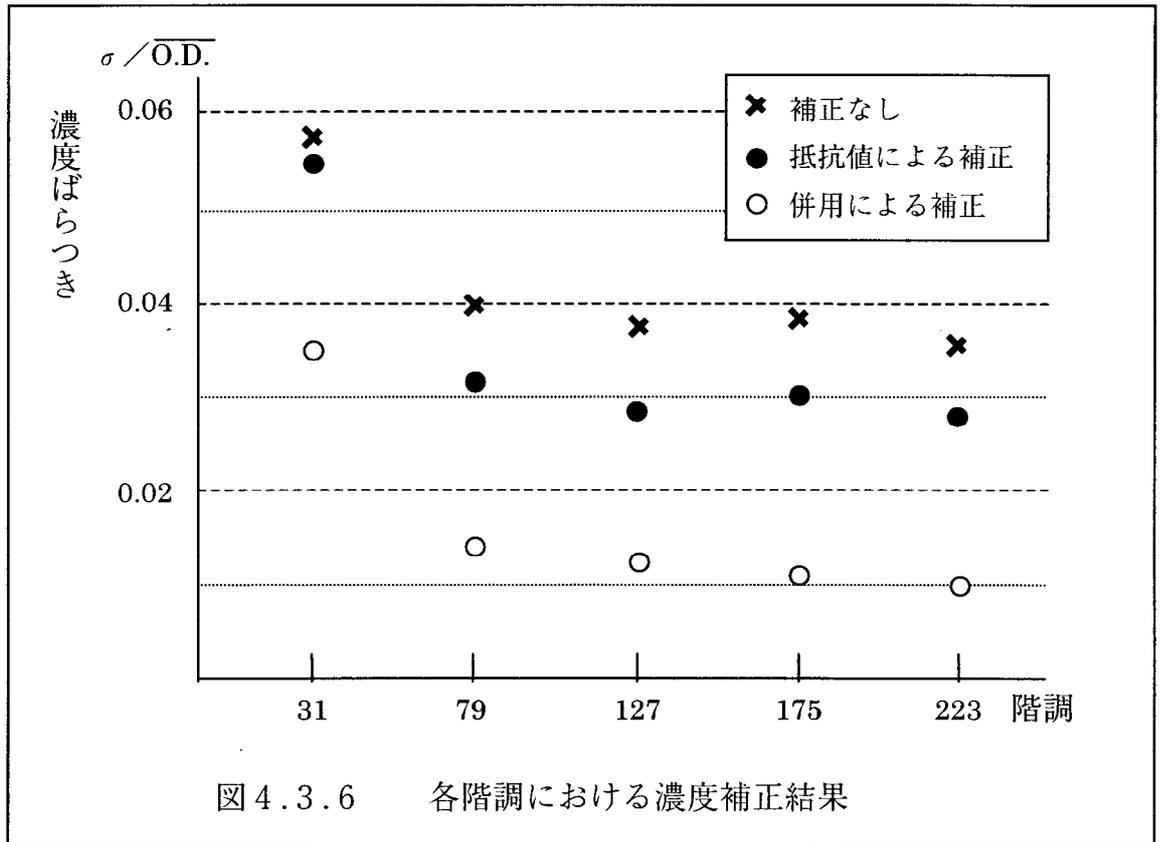
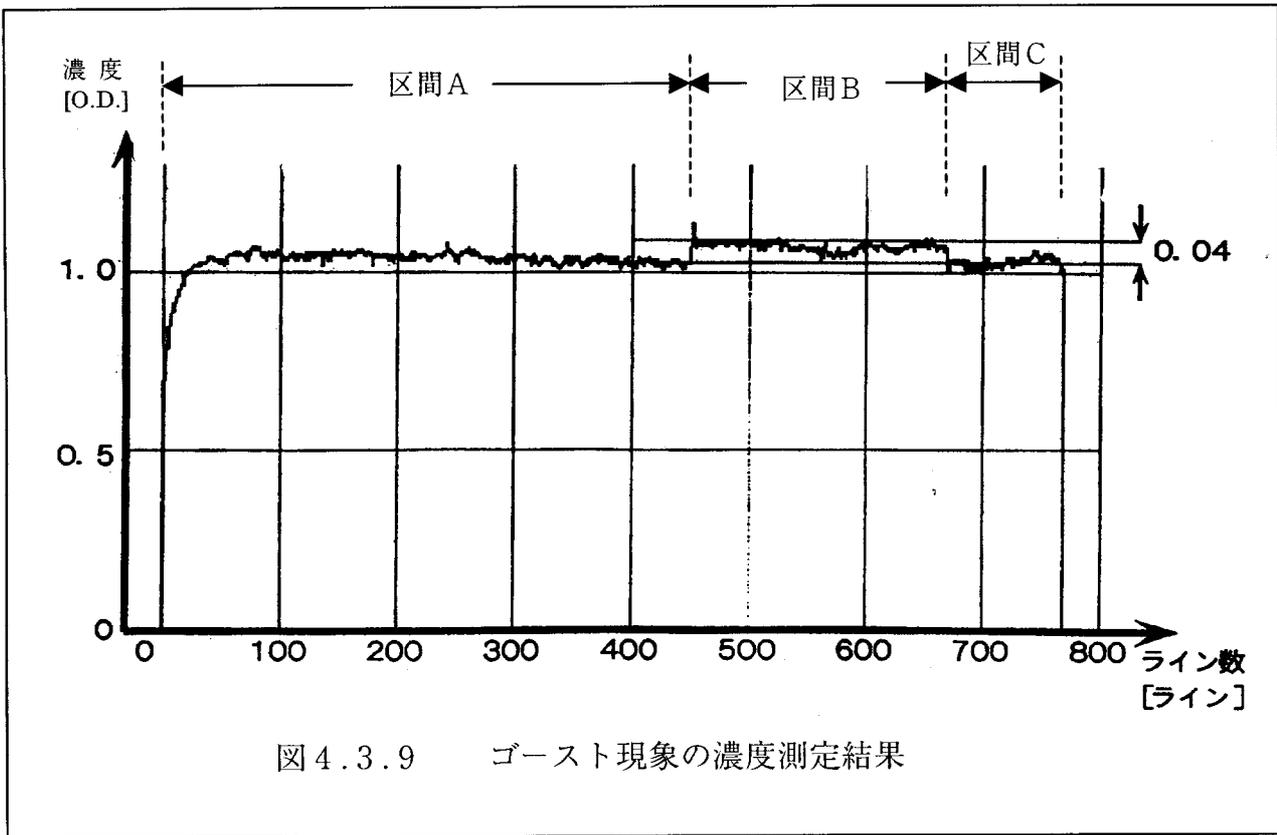
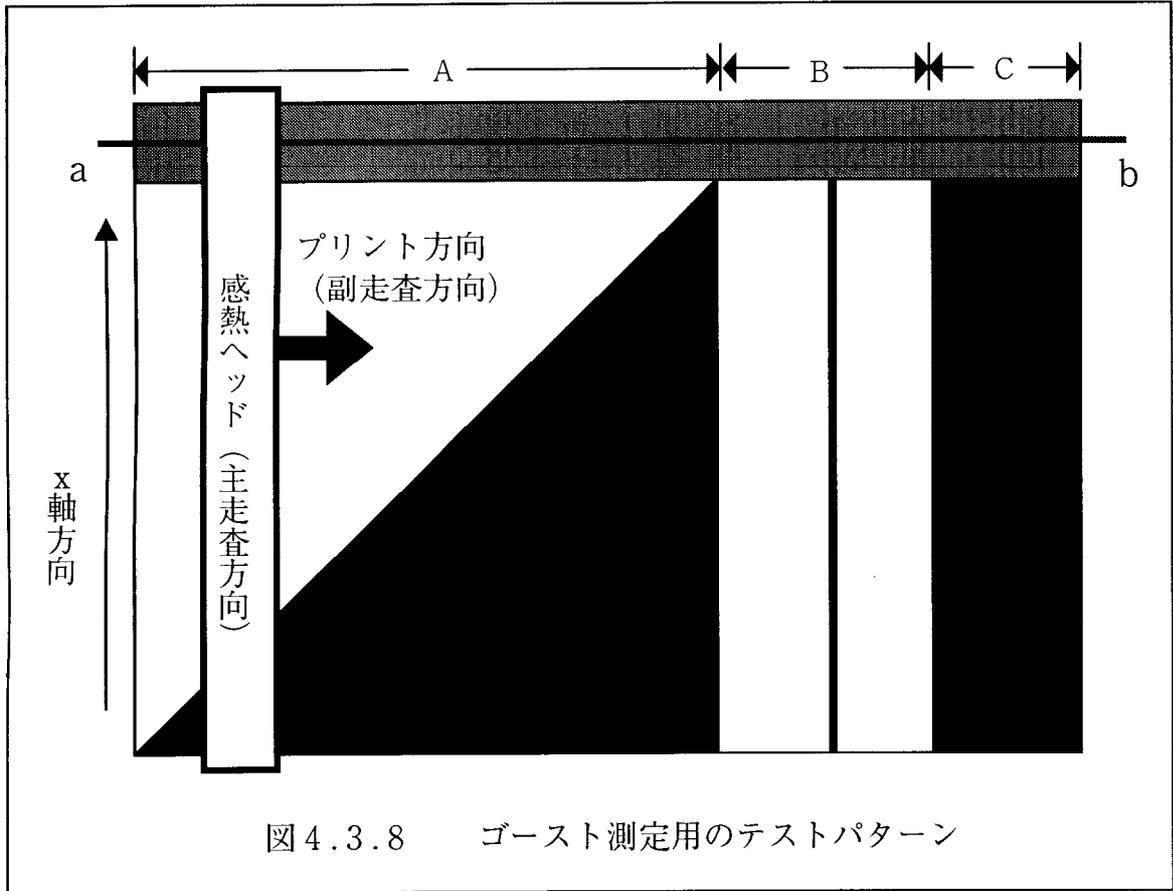
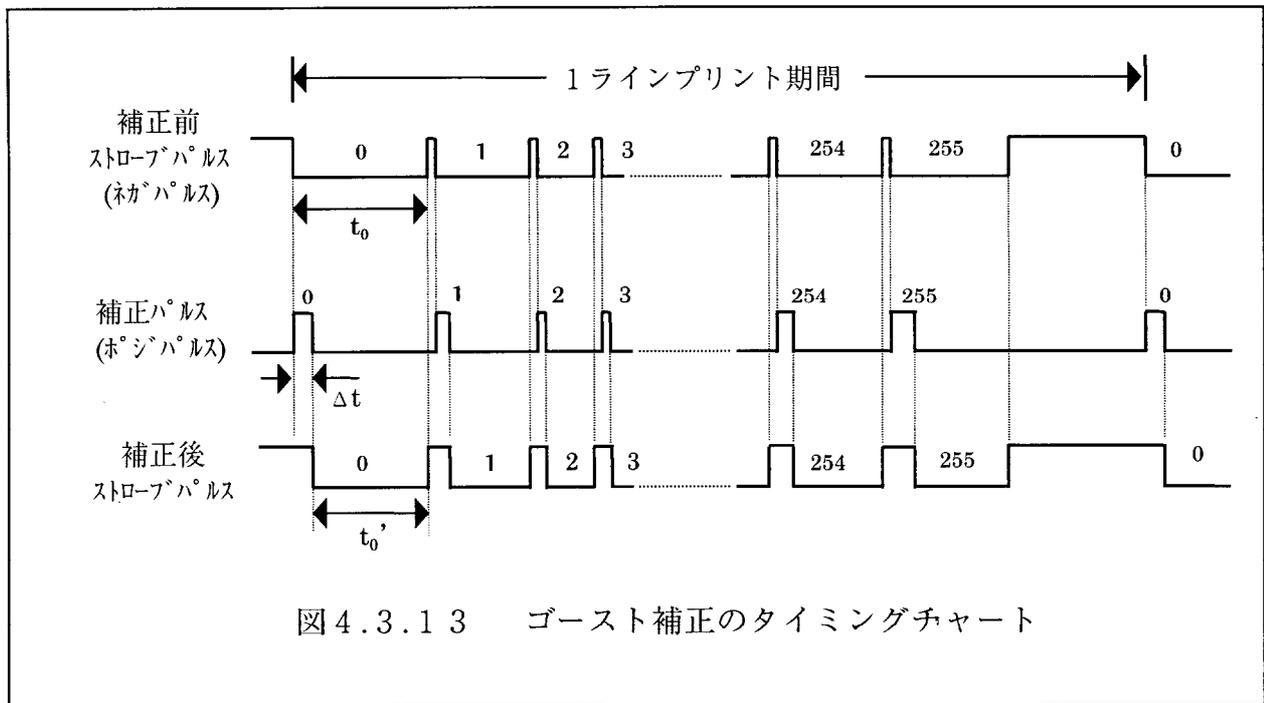
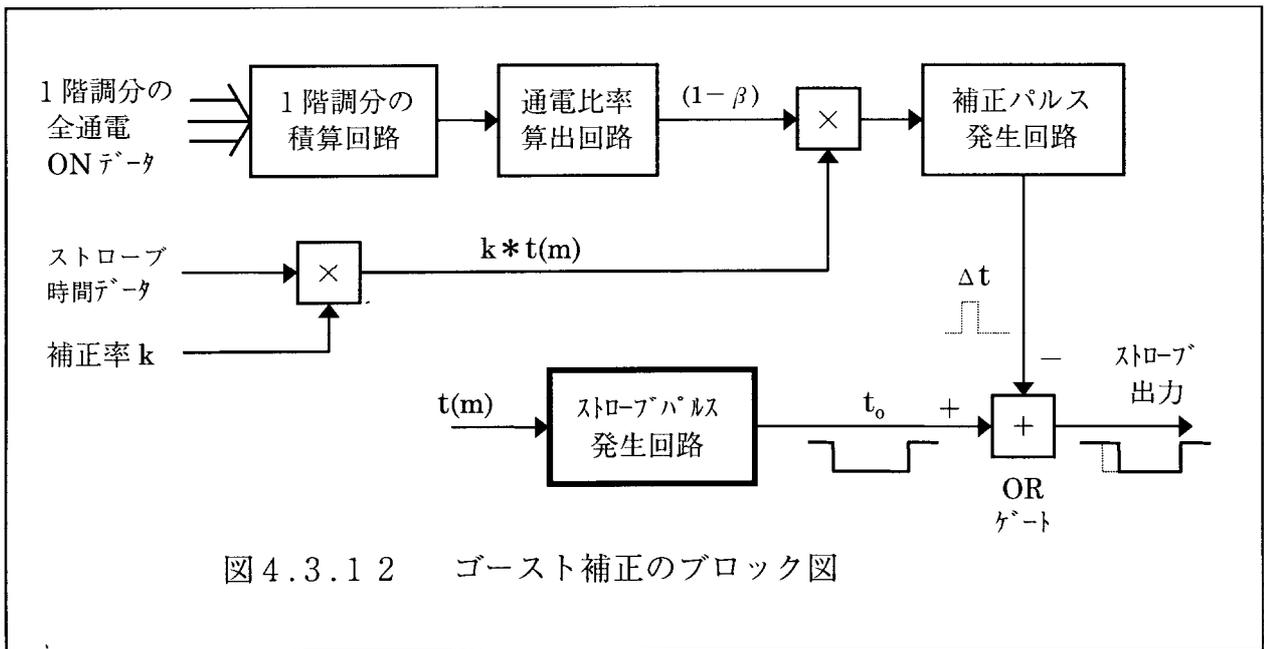


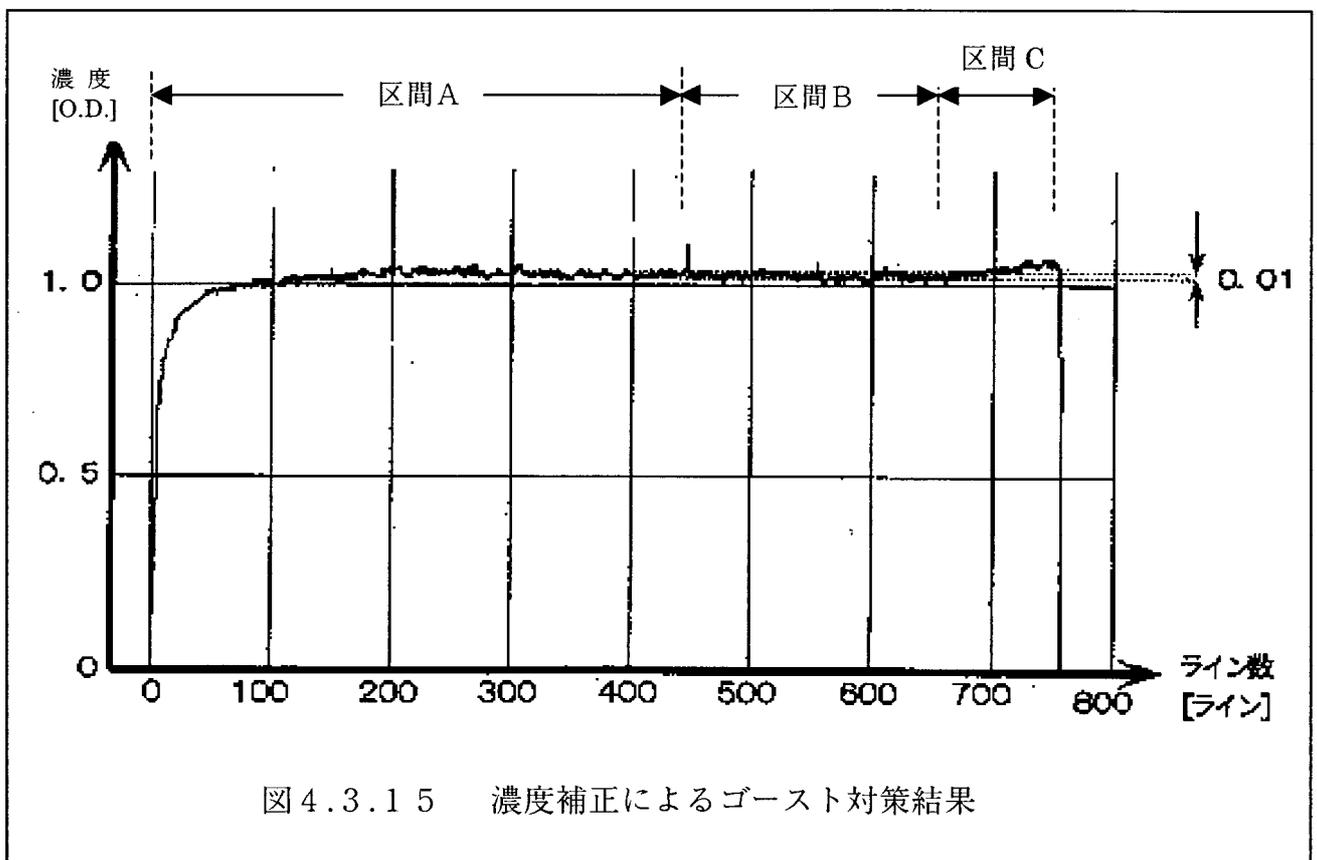
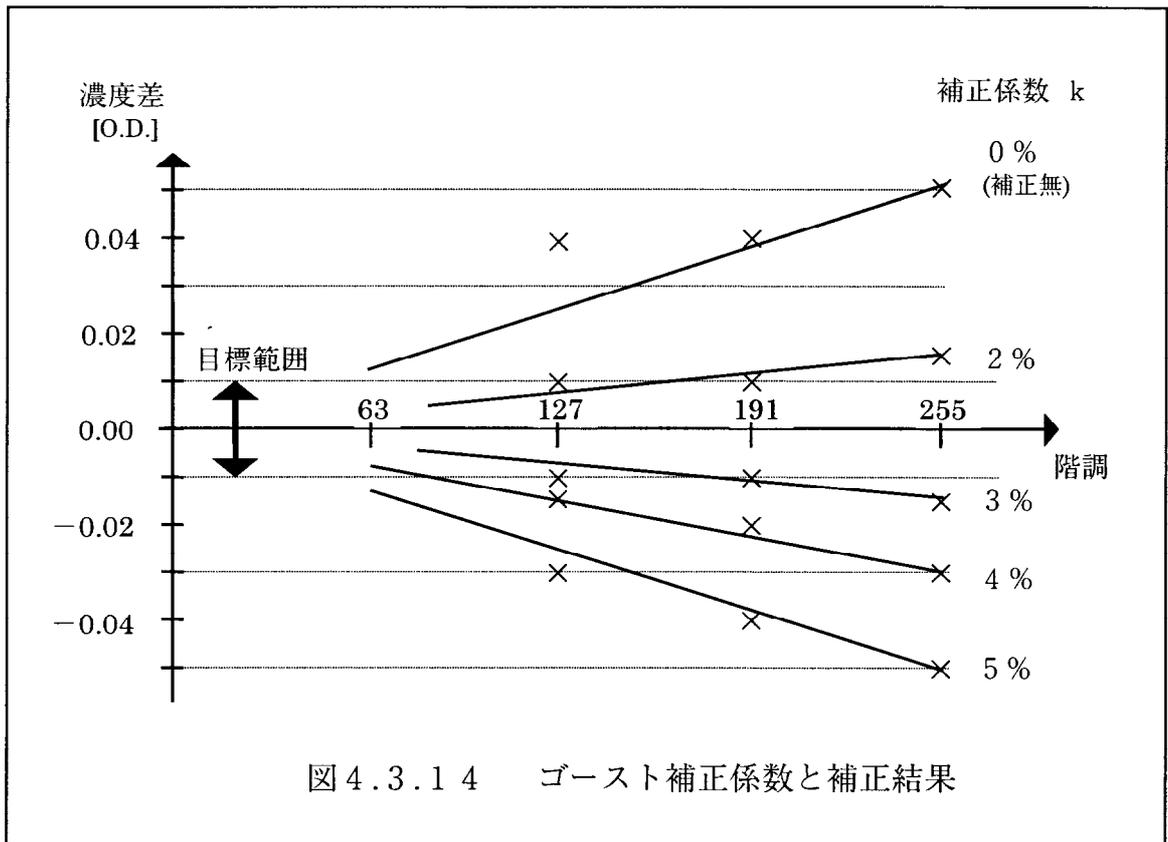
表 4.3.1 濃度補正結果の比較

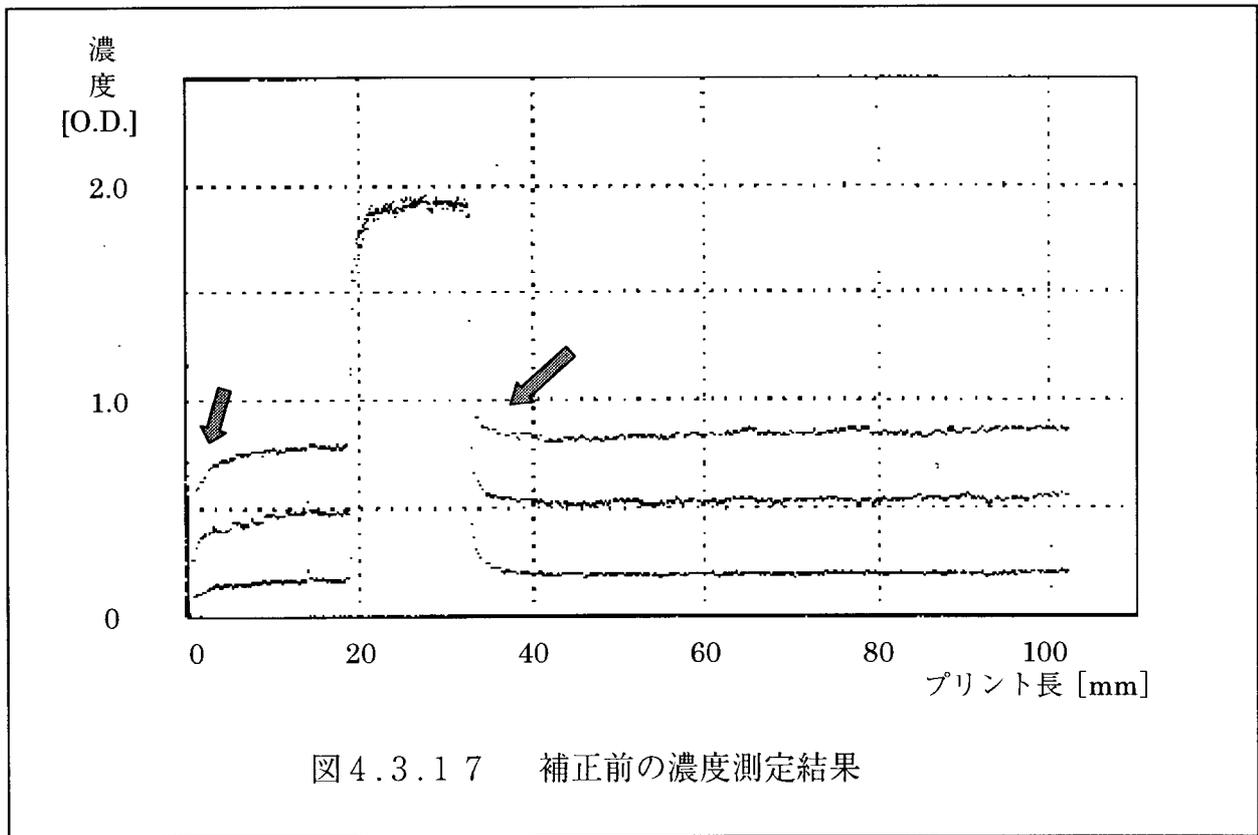
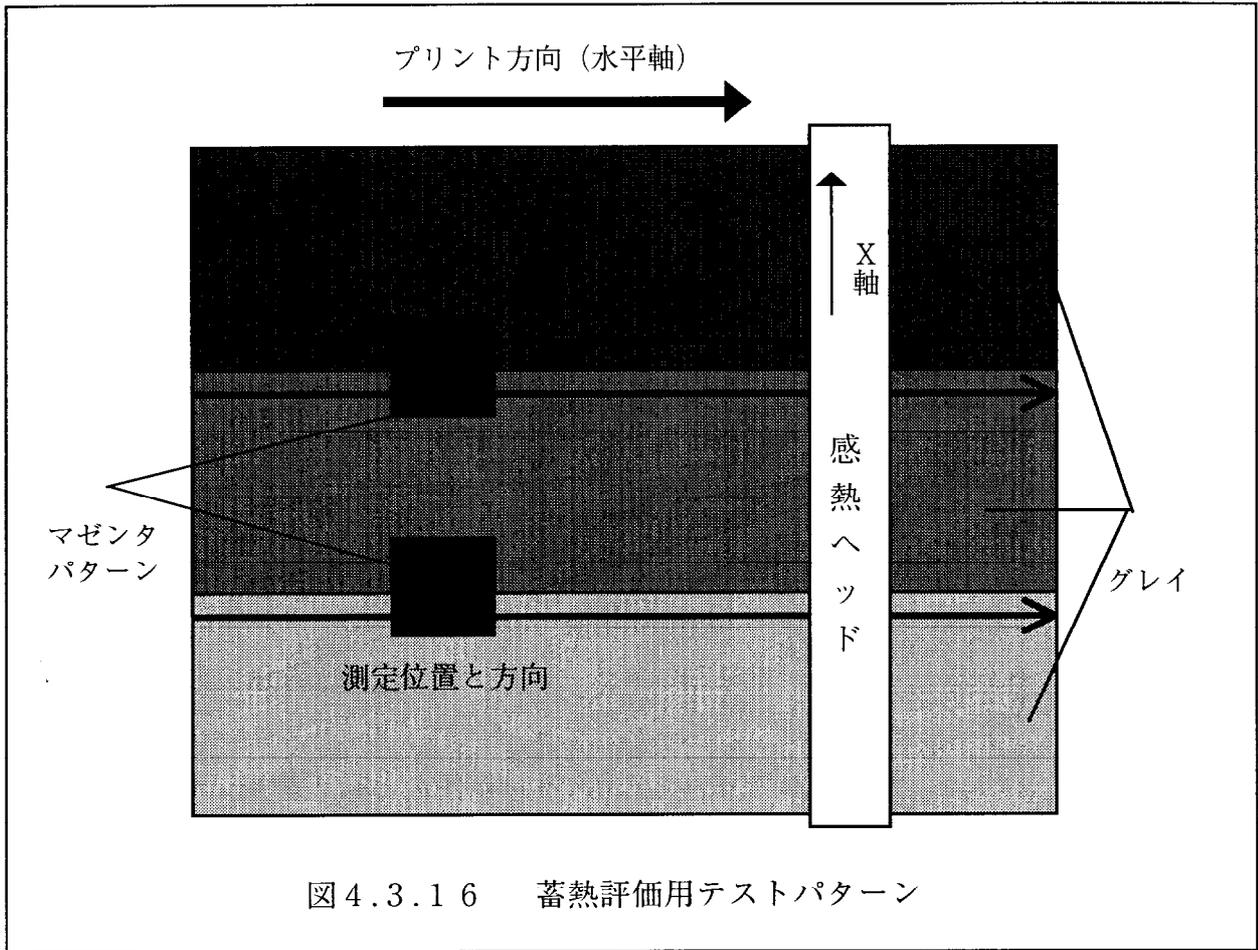
	補正方法	$\sigma / \text{O.D.}$	低減率	補正効果
1	補正なし	0.0346	1	ランダムな濃度むらがあり、画面中央部の濃度が薄い。
2	抵抗値データでの補正	0.0277	0.80	No. 1 に比べ、ミクロ的な濃度むらは補正されているが、中央部の濃度がまだ薄いなど、全体的な補正には至っていない。
3	濃度データでの補正	0.0144	0.42	全体的にはほぼ補正されており、濃度測定結果もほぼ平坦になっている。ただし、ミクロ的なすじが残って庵、逆に目立っている。
4	両者併用での補正	0.0101	0.29	ほぼ十分に補正されている。No. 2・3での補正の欠点を互いに補い合っている。濃度むらを約3割に低減している。

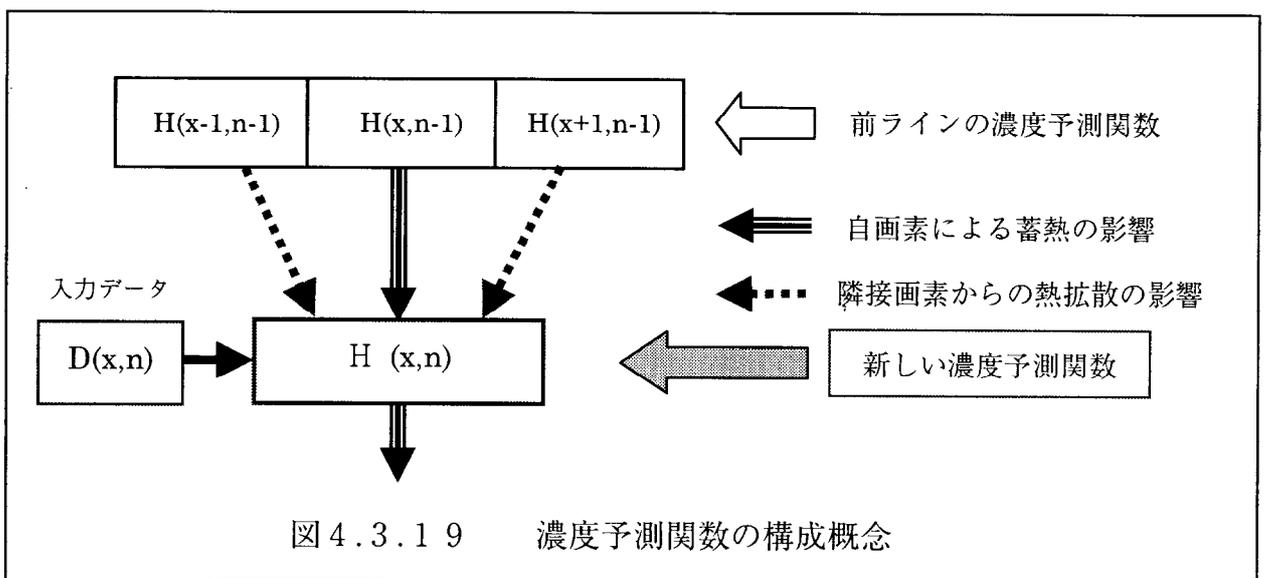
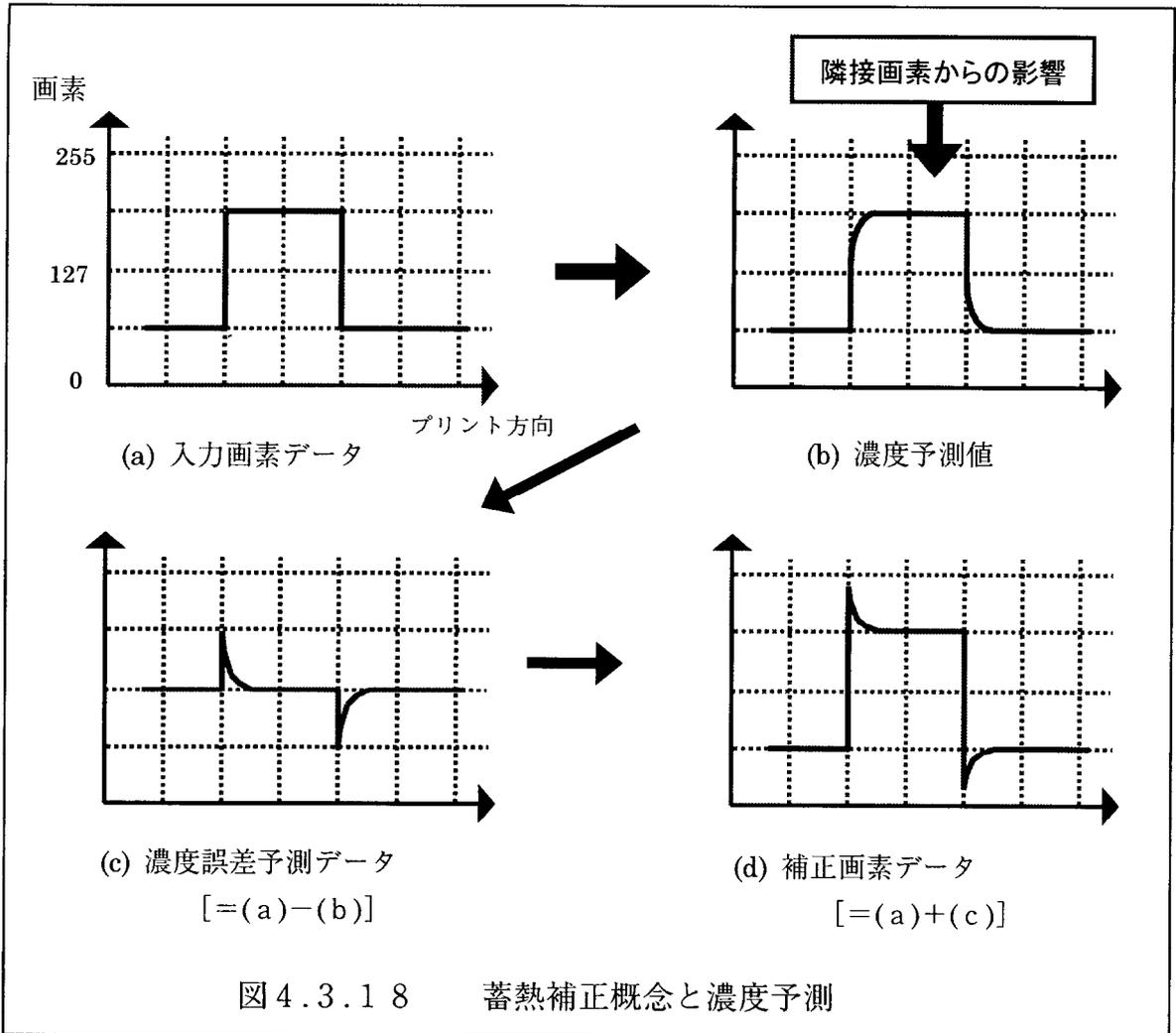












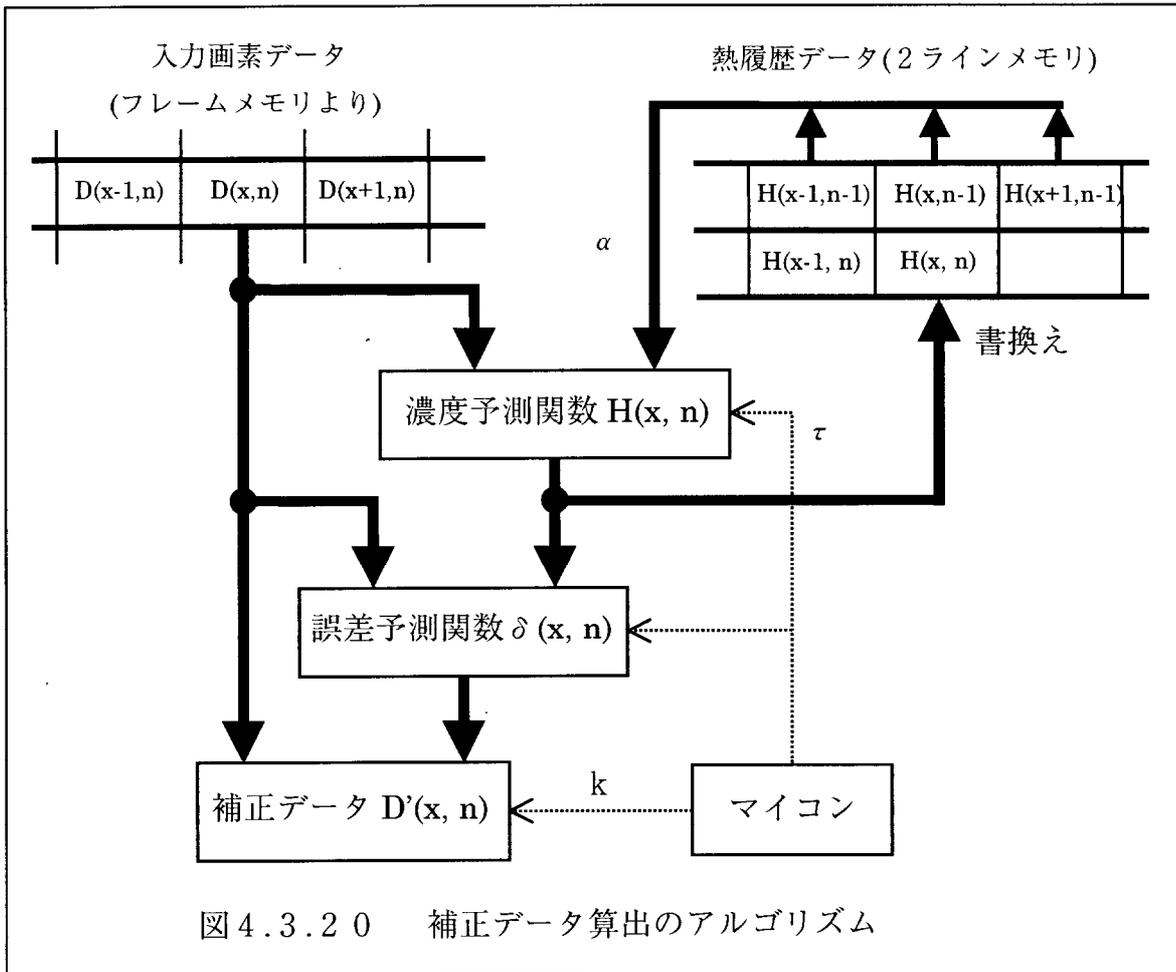


図 4.3.20 補正データ算出のアルゴリズム

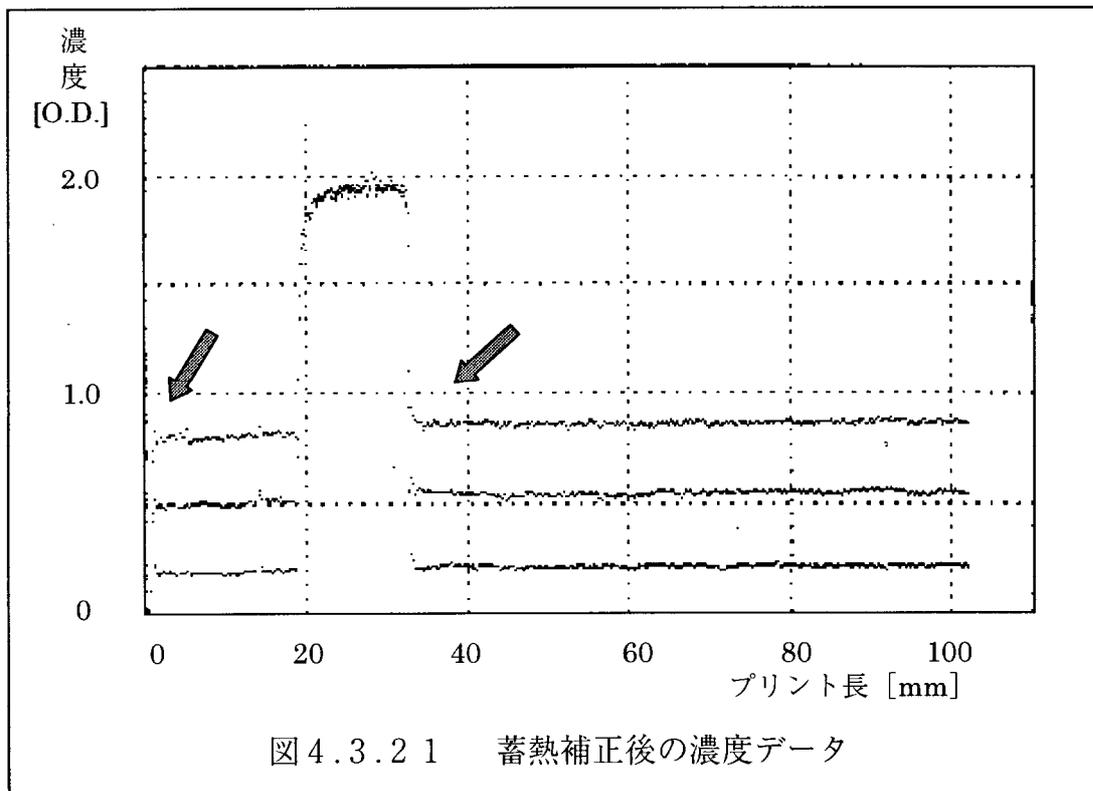
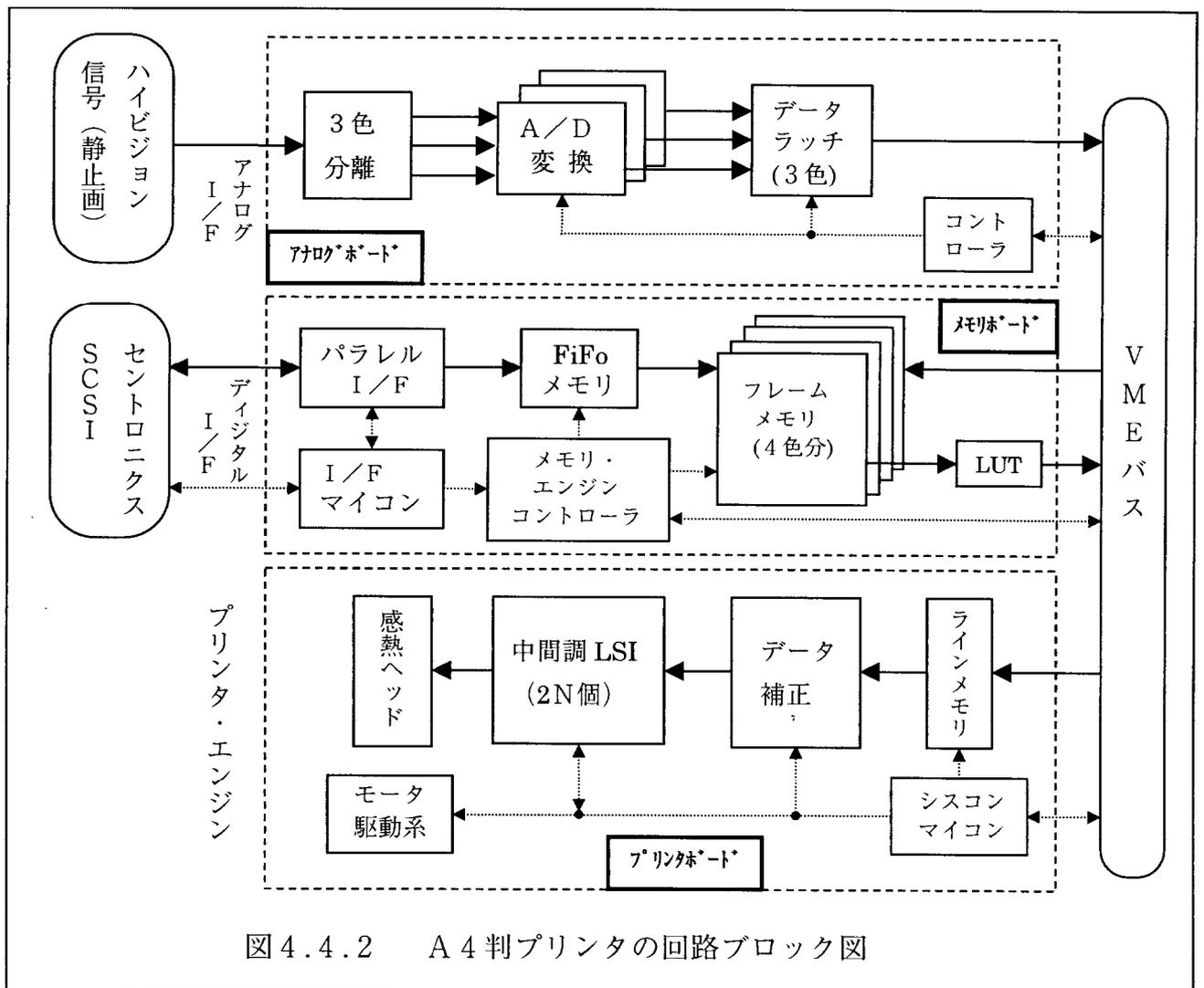
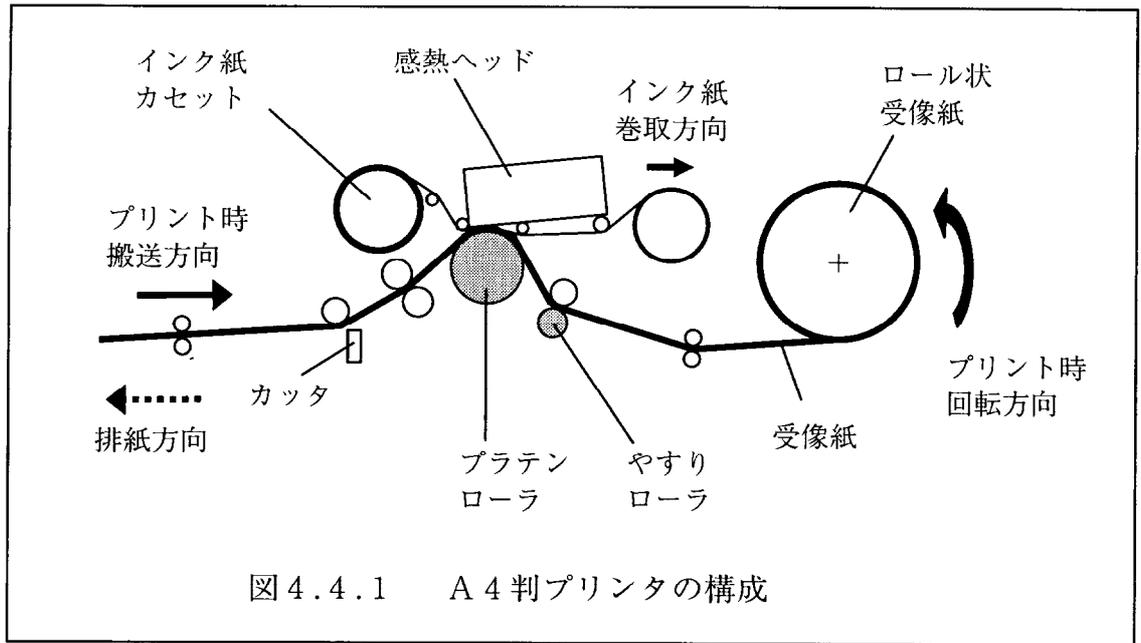


図 4.3.21 蓄熱補正後の濃度データ



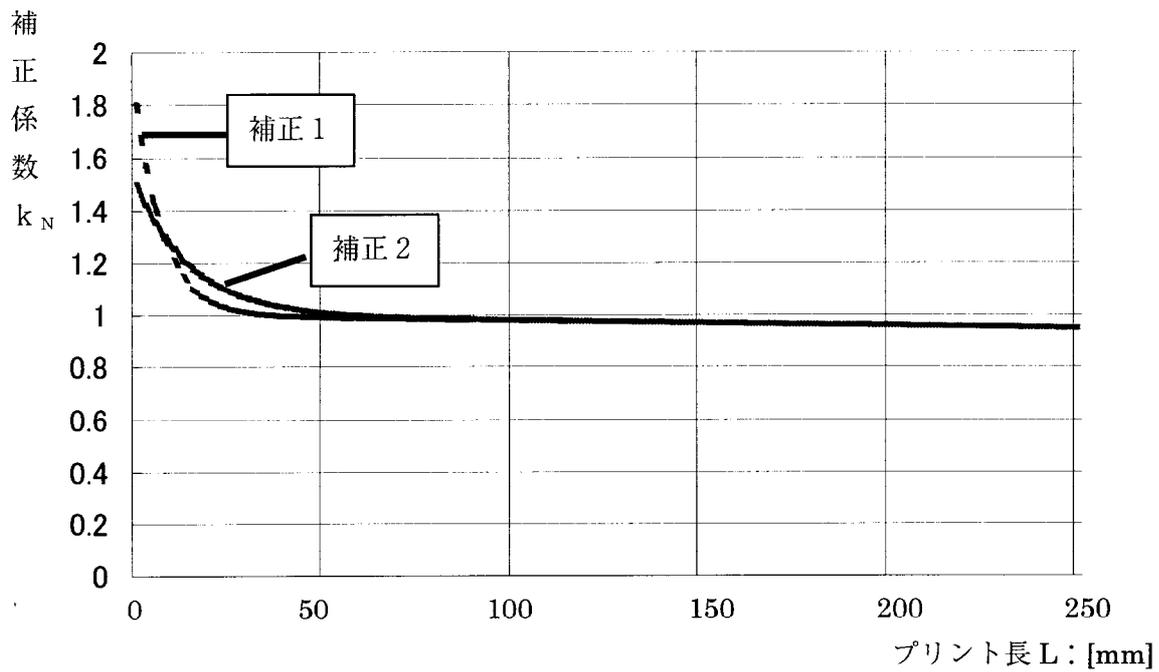


図 4.4.3 濃度傾斜の補正係数例

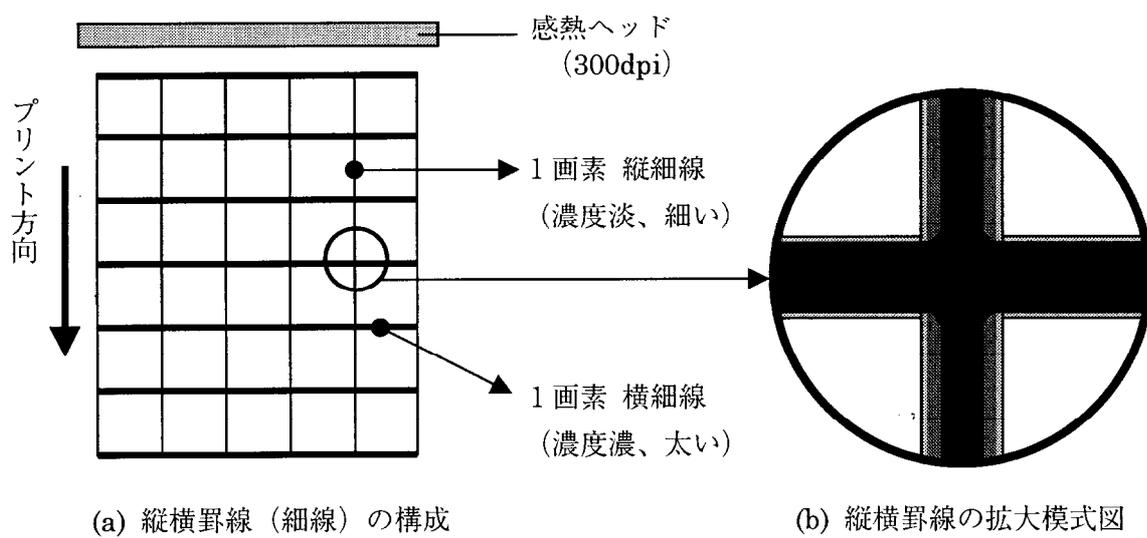
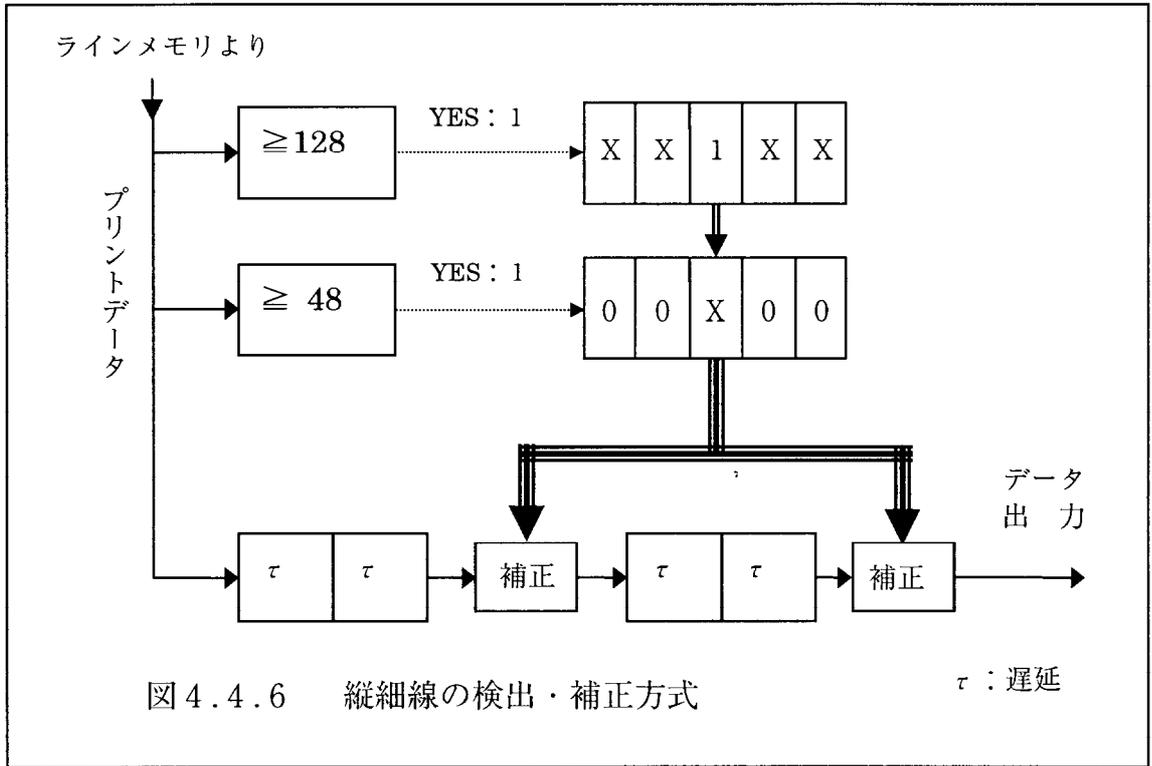
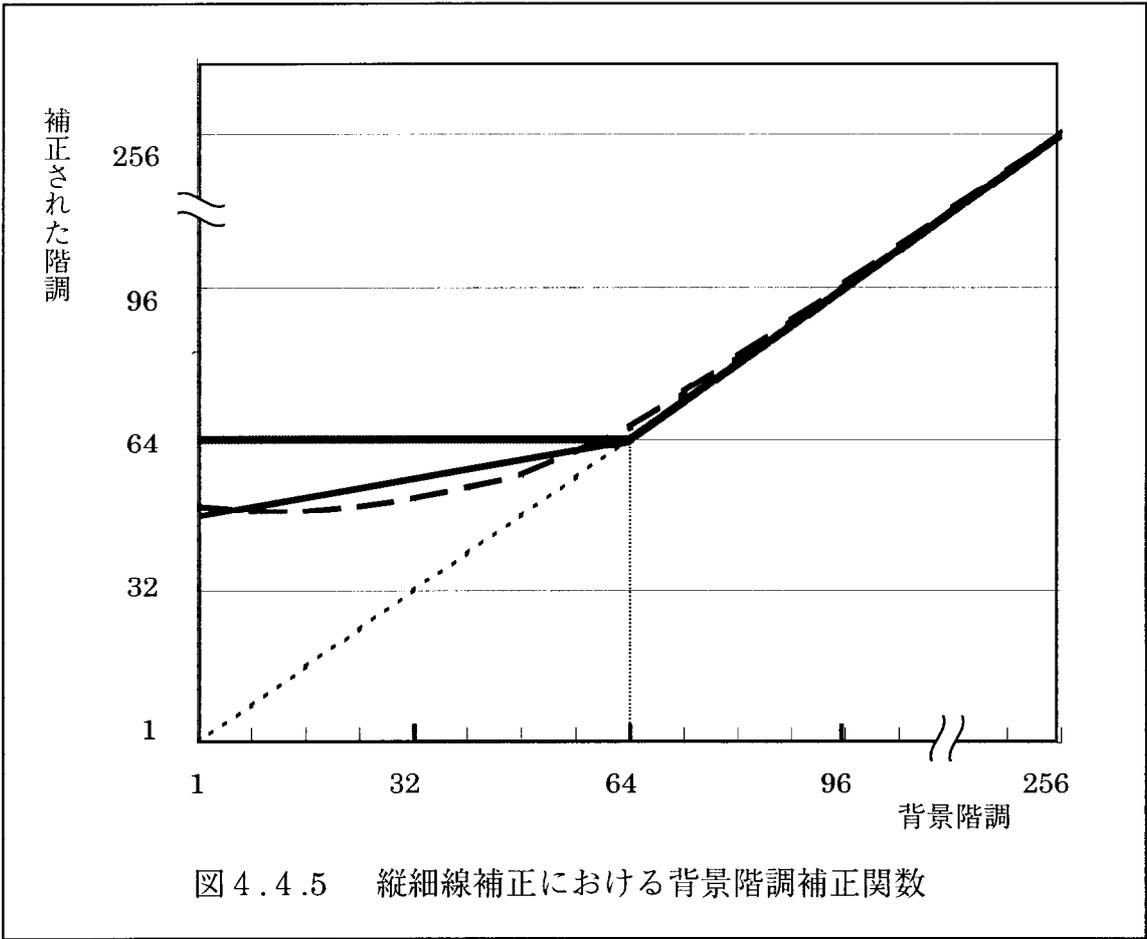


図 4.4.4 縦横細線の濃度差状況



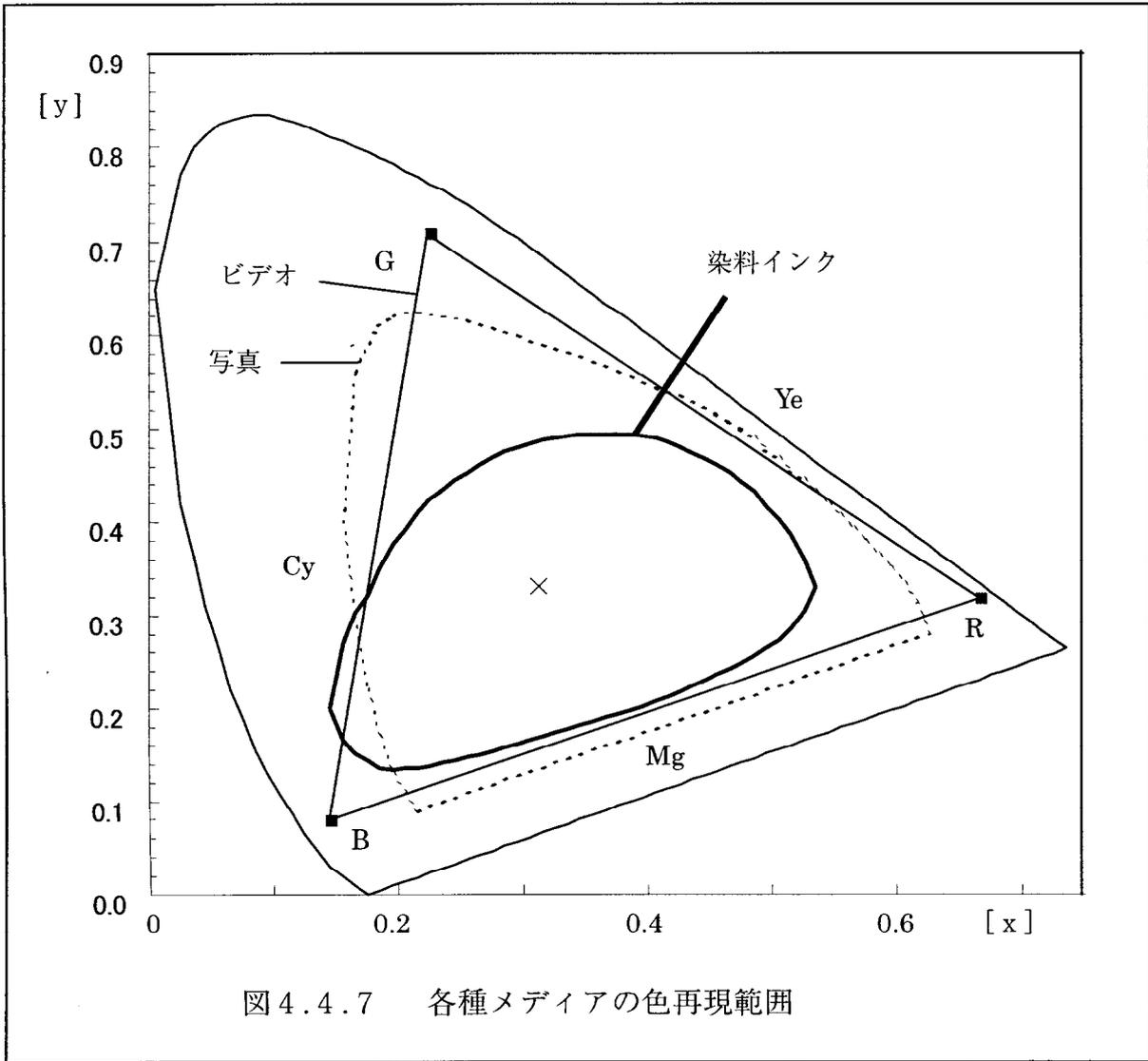


図4.4.7 各種メディアの色再現範囲

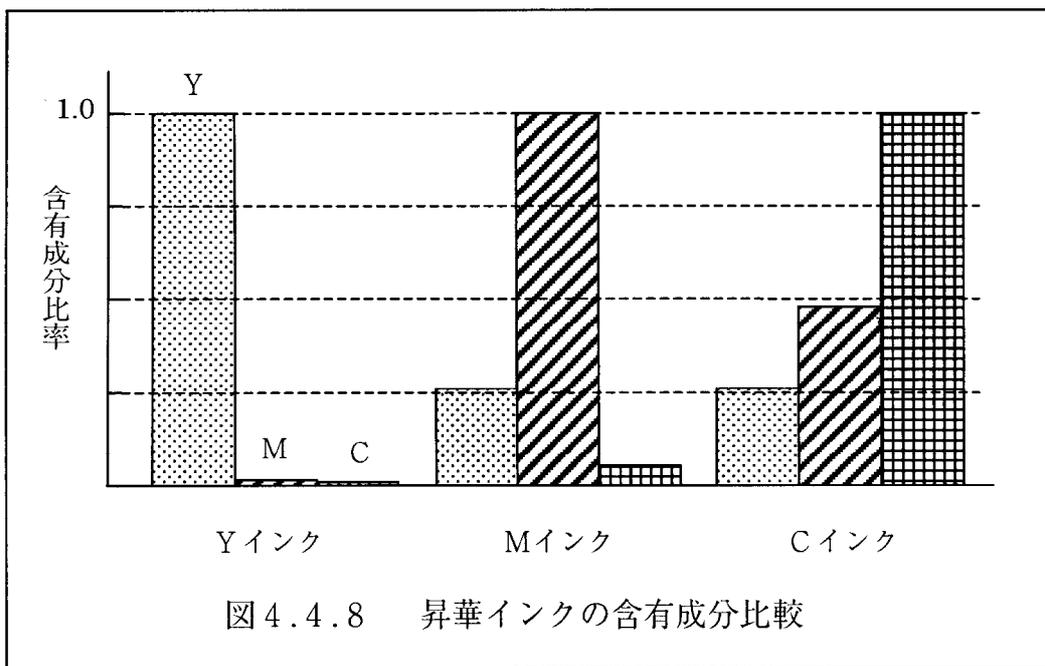
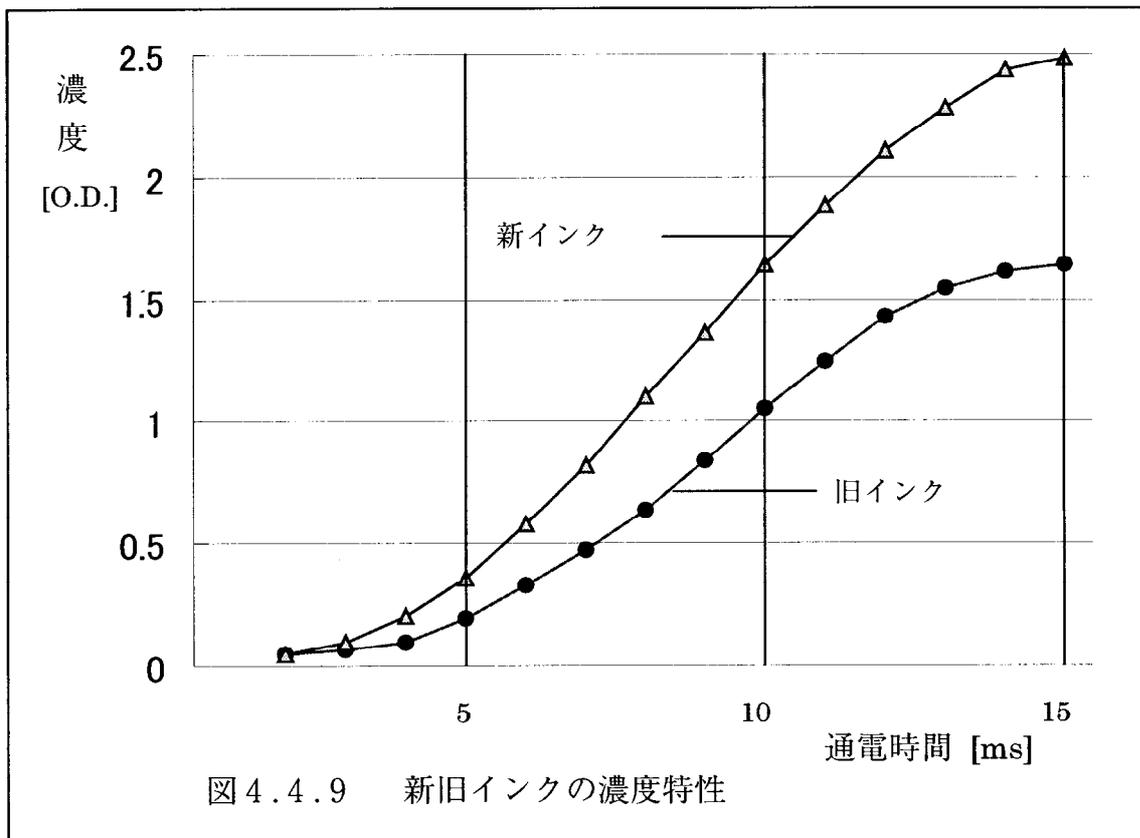
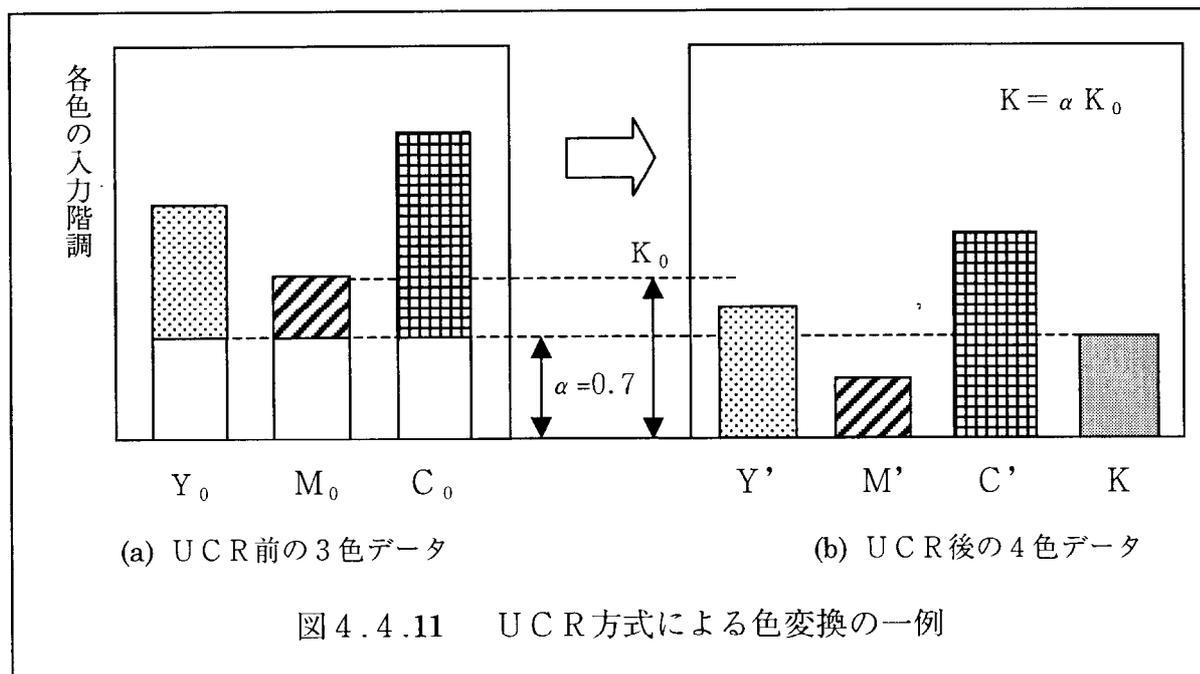
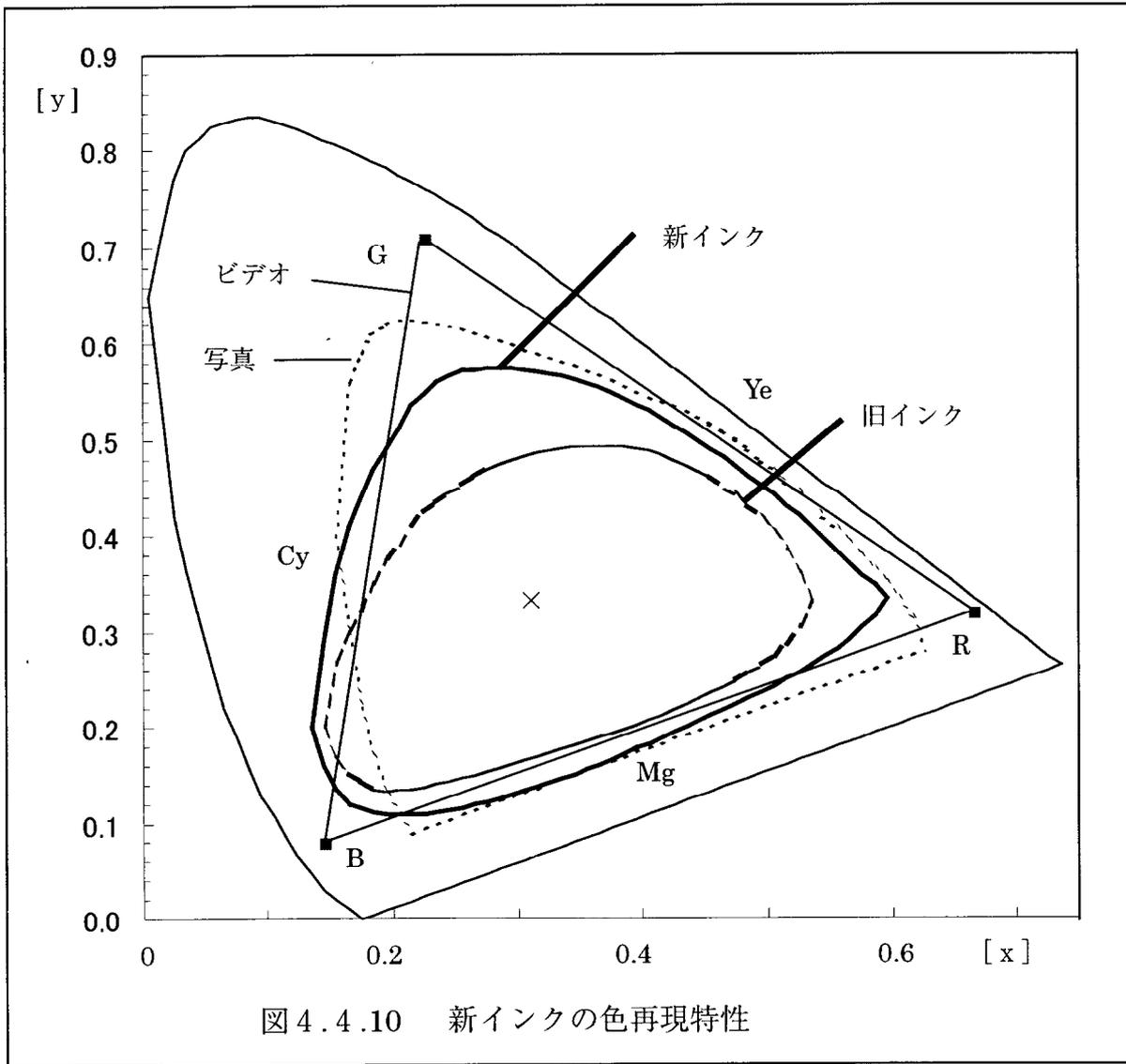


図4.4.8 昇華インクの含有成分比較





第5章 高機能プリンタとシステム化

5.1 はじめに

高画質化・大判化そして高精細化と発展したビデオプリンタではあるが、単なるハードコピー機としてのみでなく、楽しくプリントしたくなる機能やシステムの開発が重要である。つまりプリンタ単体の応用機能や可能性を高めるとともに、周辺装置や他の信号源とのコンビネーションも非常に重要なシステム化手段と言える。

そこでまず5.2節では、ビデオカメラとの接続によるプリンタの高機能化に関して述べる。まず需要の非常に高い機能として、メモやイラスト等の合成機能を検討する。一般家庭用のビデオカメラで撮影したイラストをオーバーレイ機能により容易にメモリ画像内に書き込めるとともに、合成画像の位置や大きさが調整し易いプリントシステムを検討する。またパソコンからのグラフィック画像とビデオカメラによる顔写真やサイン等との合成による、IDカード発行システムへの展開を検討する。この場合、顔写真は画質的にビデオカメラの中心で撮影することが望ましく、したがってカードの顔写真位置に応じて電氣的に顔の位置調節が容易なカード発行システムを検討する。

次に5.3節では、プリンタ単体の高機能化に関して述べる。メモリ画像の縮小マルチプリント機能の要望は大きく、プリカットされた専用紙に縮小プリントすることにより、顔シールのコレクションや名前の代わり等に広く用いられている。この場合、撮影画像をテレビで確認することよりメモリ画像は通常の画素数であり、プリント時に縦横それぞれ1/4に縮小して縮小16マルチプリントを実現する。ここで単純間引きによる縮小化では、高域成分の折返しノイズが表れることが知られている。そこでデジタルフィルタにより折返しノイズを除去するが、より簡単な平均化手法でのLPFを検討する。一方、異なる画像を順次縮小するインデックスプリント機能では、フレームメモリへの書き込み前に折返しノイズの除去が必要であり、この場合はA/D変換前にアナログフィルタを設ける。なおスポーツ等の高速動作の解析にはフィールド周期の連続縮小プリント機能が必要であり、この場合にもバッファメモリを増設して検討する。

さらに5.4節では、ビデオ機器や高精細信号源との接続に関して述べる。特にVTR画像ではプリント希望画面は一瞬の動作であることが多く、この画面を選定して確実に最適画質でプリンタにメモリできる簡単操作の自動プリント機能が望まれている。そこでVTRとプリンタをAVバスで接続し、可変速再生で画像を検索した後にリモコン釦の操作により、標準再生状態で選定画像をメモリするバスシステムを検討する。さらに高精細なハイビジョン信号用プリンタが望まれ、A4判プリンタによる対応を考える。最後にプリント画像とテレビ画像の色再現範囲の相違に言及し、テレビ色域からプリンタ色域への写像における色補正方式に関して検討を加える。

5.2 画像合成機能とカード作成機能

5.2.1 オーバーレイによるイラスト合成機能

VTRで記録された画像あるいはビデオカメラで撮影する画像をプリントする場合、その画面に日付けやタイトルあるいはメモやイラスト等（以降、これらをまとめてイラストと呼ぶ）を書込みたいことは多々生じる。あるいは業務用プリントでは、パソコンからのIDデータ等をプリントの欄外に記入したい場合が発生する。このような場合、これまではタイトルやコメントをプリント欄外か時にはプリント画像上に手書きするか、印刷した文字を貼り付ける等の方法が採られていた。また、イラストを思いのままに書き加えて効果的なプリントを得ることは、従来のプリンタにおいては非常に困難であった。そこでフレームメモリに取り込んだ静止画像にこれらイラストを合成し、プリント5.2.1のような画像を得るイラスト合成機能を開発した。普及型プリンタにおけるイラスト合成法としては、以下の方式が考えられる。

- A) ビデオカメラによりイラストを撮影し、タイトルメモリに取込む。メモリ画像との単純切替えにより、大きめ文字や図形をはめ込むイラスト合成法。
- B) 特に大きな図形内部に画像をはめ込む場合、例えばハート型模様の内部に撮影画像をはめ込みプリントするとき、周辺部分をすかし状にするハーフトーン合成法。
- C) データ等の文字列をパソコンより専用メモリに入力し、画像の下側欄外に文字列をプリントする欄外データ記載法。パソコンシステム内のプリンタに有効。

(A) イラスト合成法

上記の方式(A)(B)においては基本的な回路構成は同様であり、図5.2.1に示すように従来プリンタに2値レベル比較器・イラストメモリおよびデータスイッチを付加している。また背景となるフレームメモリ画像との色の釣り合いを比較検討できるように、合成イラスト用の色指定回路を備えている。ここではまず基本的なイラスト合成法について述べる。ビデオカメラで撮影したイラスト画像を2値レベルで比較識別し、イラストメモリに記憶する。このメモリされたイラスト画像のレベルにより、フレームメモリ画像と色指定信号を切替えて出力する。つまりイラスト信号により描かれた画像の期間のみ色を着けることにより、同図のようなカラーイラストを実現する。

操作方法としては、まずビデオカメラあるいはVTRよりメイン画像を3色フレームメモリに取り込む。次に合成すべきイラストを、ビデオカメラによりイラストメモリに取り込む。このイラストメモリ出力は次段のデータスイッチ（各色RGB信号に設置）を切替え制御して、フレームメモリ画像と色指定信号とを切替え合成する。この合成出力はビデオエンコーダに入力され、ビデオ信号に変換されてテレビに映し出される。ここで合成すべきイラストは、大きさや配置など一般に原画像と特定な位置関係に設定したい。そこでイラストメモリあるいはフレームメモリにビデオメモリを採用し、データスルーモードの設定により入力をメモリに書込むことなく直接出力できる。したがって

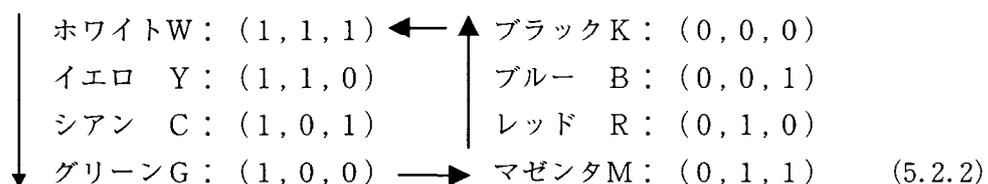
撮影しているイラストの位置や大きさを動かせばテレビ画面上のイラストも同様に変化し、位置合わせなどの操作性を大幅に向上することができた。また逆にイラストを先にメモリに取り込んだ後、このイラストに合わせて位置合わせしながら被写体を撮影メモリすることもできる。この結果、テレビ画像を見ながら、容易に画像とイラストの位置合わせを実現できる。なお位置合わせ中でもメモリ後でも、イラスト部のカラーを任意に切替えることができる。その後プリント時には、イラスト部のカラー切替え機能は固定され、プリント動作にしたがって各色順次に（BGRの順に）データスイッチ出力が中間調制御部に送られる。ここでメイン画像信号を D_0 、色指定信号を D_I 、イラスト領域を $A_I(x,y)$ で表わすと、データスイッチ出力 D_{sw} は次式で表わされる。

$$D_{sw} = M(P) * D_0 + \{1 - M(P)\} D_I \quad (5.2.1)$$

ただし $M(P) = 1$ at イラスト領域外： $P(x,y) \notin A_I(x,y)$

$M(P) = 0$ at イラスト領域内： $P(x,y) \in A_I(x,y)$

データスイッチ部および色指定回路の構成は図5.2.2であり、指定色は次のように8色のマルチカラーである。ここで原信号を（G, R, B）順で示し、切替えレベル全ビットを（1, 0）[1が白レベル]で表わすと、



のように表現できる。このとき各色の切替えレベルは、ダウンカウントの順序である。したがって色指定用のプッシュスイッチを押すことにより、合成イラストの色を順次切替えて決定する。この場合、イラスト色もテレビ画面で確認することができ、したがってユーザー好みの配置・配色に設定することができる。ここで色指定信号を全8ビットで指定すれば、上式(5.2.2)のような高彩度のマルチカラーとなるが、上位数ビットをH/L（ハイ/ロー）に指定すれば彩度の低いマルチカラーのイラスト画像を実現できる。またイラスト部とメモリ画像部を入替え反転させるリバーサ合成には、データスイッチの切替え極性を反転させればよく、同図のようにイラストメモリ出力を排他的論理和(Ex-OR)で反転させればよい。なお、マルチカラーの色指定順は、同図の色指定カウンタの接続順序を変えることにより変えられる。

(B) ハーフトーン合成法

イラスト画像部分を完全なカラー信号に切替えないで、マルチカラーの中にある程度のメイン画像を映し出す、いわゆるハーフトーン合成法がある。この方法として、メイン画像信号を加算するデータ合成法と、イラスト部において画素毎にメイン画像信号を

切替え出力する面積合成法などがある。

まずデータ合成法では図 5.2.2 のデータスイッチに入力される色指定信号の代わりに、図 5.2.3 に示すように加算器出力で置き換えられる。この加算器にはメイン画像信号 D_0 と色指定信号 D_I が入力され、一定比率 β で加算される。このとき加算器出力の加算画像データ D_{ADD} およびデータスイッチ出力 D_{SW} は次式で表わされる。

$$D_{ADD} = \beta D_0 + (1 - \beta) D_I \quad \text{ただし } 0 < \beta < 1 \quad (5.2.3)$$

$$D_{SW} = M(P) D_0 + \{1 - M(P)\} D_{ADD} \quad (5.2.4)$$

$$\text{ただし } M(P) = 1 \quad \text{at イラスト領域外: } P(x, y) \notin A_I(x, y)$$

$$M(P) = 0 \quad \text{at イラスト領域内: } P(x, y) \in A_I(x, y)$$

イラスト部のメイン画像の濃度比率（イラスト部に見える背景画像の見え方）を変えるには、この加算比率 β を変化させればよく、 β を大きくすれば背景濃度が高まる。

一方、面積加算法はイラスト画像領域のみを他の信号にしたがってデータを切替える方式であり、合成部の加算画像データの面積平均値 $\overline{D_{SW}}$ は次式で表わされる。

$$\overline{D_{SW}} = S(x, y) * D_0 + \{1 - S(x, y)\} D_I \quad (5.2.5)$$

ただし $S(x, y)$: 切替え関数

ここで $S(x, y)$ は切替え関数であり、例えば奇数/偶数の水平ラインでデータを切替えば、プリント 5.2.2 に示すハーフトーン合成が得られる。また水平アドレスの交互切替で縦縞上のハーフトーンが得られ、市松模様関数により切替えてもよい。さらには切替え面積比率を 1 : 1 から M : N の整数比とすることにより、メイン画像の表現比率を可変でき、式 (5.2.3) の β と同等の効果が得られる。なお、実際には切替え関数 $S(x, y)$ によりハーフトーン部分は視覚的に異なるが、式で表わすことは困難である。

(C) 欄外データ記載方法

以上の合成方法においてはイラストの取り込みがビデオカメラであることより、イラスト内容としては大きな文字や大まかなイラストしか合成できない。しかしながらパソコンと接続することにより、多数の細かな文字をメモリに書込むことができる。この場合、業務用途ではメイン画像情報を重視することより、画像の欄外に文字列をプリントする欄外記入方法を検討した。通常は画像の上下端に記入することより、感熱ヘッドの発熱画素数を多目の 512 画素（通常は 480 画素程度を使用する。システム構成としては図 5.2.5 のようにキャラクタ ROM と 1 ビットのキャラクタメモリを設け、パソコンからの文字コード列にしたがってキャラクタメモリに文字データを書込む。この文字列はそのままではテレビ画面で確認できないので、表示位置を上を移動して画面上に映し出す。表示色は通常、シアンか黒にしてある。またインタフェースは、シリアル伝送で一般的に用いられる RS-232C を採用した。プリント時にはキャラクタメモリからの読

み出しタイミングを、フレームメモリ画像の下部か上部に設定している。この結果、データセクタによりフレームメモリからの画像データとキャラクタメモリからの文字データを切替え、次段の中間調制御部に出力する。なお、プリント中は、テレビ画面への文字列の表示はない。

5.2.2 パソコン画像との合成によるカード作成機能

イラストメモリを使用することなく、直接的にフレームメモリの一部を書替える合成方式を検討する。つまりパソコンからの背景画像にビデオカメラの顔写真を合成してプリントできれば、簡単なIDカード作成システムを構成できる。例えば背景画像をパソコンからプリンタメモリに書込み、その後に顔写真とサインを撮影して合成すればプリント5.2.3の入門証や会員証等を作成できる。この場合、背景画像のメモリ書込みは最初に一回のみ実施すればよく、その後は顔写真とサインの領域のみを順次書替えればよい。またパソコンよりIDデータを含めて背景画像を転送し、同様に顔写真とサインを合成すればプリント5.2.4のような免許証や社員証等のIDカードを作成できる。この場合カード毎にIDデータを入力する必要があり、全体の画像情報をパソコンからプリンタに書込んだ後、顔写真やサイン等をビデオカメラで撮影して合成する。このようなカード作成システムでは、実用的に以下の条件を満足する必要がある。

- 1) 操作時間：背景画像のフレームメモリへの取り込みは、数秒程度であること
- 2) コスト：ビデオプリンタへのフレームメモリ追加はコスト的に困難である
- 3) 操作性：カメラ画像を確認しながらプリンタ側で調整できること
- 4) 性能：カメラ解像度の関係より、人物画像はカメラ中心で撮影すること

(A) システム検討

まず(1)の課題においてはデジタルI/Fの転送速度が遅く、1.1MByteのデータ量を5秒程度で送るには、250Kbyte/s程度の能力を必要とした。しかし当時では低コストで高速なデジタルI/Fは一般化されておらず、そこで用途に応じて2方式を検討した。IDデータを必要としない入門証や会員証等の簡易カード作成システムでは、背景画像をアナログ信号で入力し、パソコンのアナログRGB信号を利用する。一方、細かなIDデータを必要とする標準カード作成システムでは、専用デジタルインタフェースを検討してパソコンボード上のフレームメモリから直接プリンタ上のフレームメモリにデジタルデータを書込む方式を検討した。この場合、プリンタメモリの読み出しタイミングに合わせて、同期信号やクロックをパソコンに供給する構成とした。いずれのシステムにおいても背景画像の書込み後に、ビデオカメラからの顔写真等のアナログ画像をA/D変換してフレームメモリに書込む。ここで別のフレームメモリを増設使用できれば、背景画像とカメラ画像の合成は容易に実現できる。つまり背景メモリを読み出しながら、顔写真領域になればカメラメモリ出力に切替えればよい。しかし条件(2)より単一フレームメモリの構成を基本としており、同一フレームメモリ上にカメラ

画像も書き加える構成を検討した。

まずパソコン背景画像において、カメラ画像領域を検出する必要がある。パソコン画像ではカメラ画像領域を設定してフレームメモリに書込み、その領域には特定色を割り当てている。したがってこの特定色を検出して、前節の1ビットイラストメモリに相当するW/Rメモリに保持する。つまりカメラ画像領域をライトW領域とし、識別色として例えばイエロとした場合、パソコンからの背景画像よりその色を判別してW/Rメモリ上にW/R情報を記憶する。ここでデジタル背景画像であればW/R識別は容易に明確に実行できるが、アナログ信号の場合は次式の判別式を使用する。なお、識別色はRGB信号のSW方式とし、プリンタ内で色選択を可能としている。

イエロ判別： $R, G \geq 192, B < 32 \Rightarrow \text{Write}$ (顔写真/サイン位置) (5.2.2)

なお、フレームメモリとしては前節のビデオメモリを使用しており、カメラ画像領域のみをスルーモードに設定すれば、テレビ上では動画のカメラ画像を確認できる。

次に条件(4)はシステム構成をやや複雑にしてしまう。つまりカメラの解像度からみて、撮影する顔の位置はレンズ中心にすべきである。一方、カード内の顔写真位置は、通常プリント5.2.4のように左右どちらかに寄っている。したがってカメラ中央の画像を任意位置にシフトさせ、フレームメモリに書き加える方式を次のように検討した。

(B) 画像位置のシフト機能

ビデオカメラでの撮影画像をシフトして記録するには、基本的にプリンタとパソコンとビデオカメラを同期運転させる必要がある。ここで家庭用ビデオカメラには外部同期機能はないことより、やむなくビデオカメラ出力をシステムを中心にプリンタとパソコンを同期させる方式を考案した。背景画像や顔写真の記録時は、図5.2.6のようにビデオカメラ信号を中心としてその垂直・水平同期信号を遅延し、プリンタ内の信号発生器およびパソコンを遅延同期させる構成とした。したがってフレームメモリから見ると、パソコン画像は常に同期しており、カメラ画像の位相が進んで(遅れて)いることになる。同期化には、最も容易な同期信号によるリセット同期とした。操作手順は以下のものであり、カメラを操作することなくプリンタでの調節により顔の位置合わせを実施することができる。

- 1) パソコンからの背景画像を取り込む。この場合、遅延手段の遅延量に無関係に、背景画像は所定位置にメモリされる。同時に顔写真メモリ位置がW/Rメモリに記憶される。
- 2) ビデオSWをカメラ側に切替えて、カメラ中心で顔を撮る。このとき被撮影者の身長などにより顔の微少位置合わせを行うが、カメラや顔を動かすことなくプリンタ内の遅延手段を調整して実施する。
- 3) 撮影し直す場合には、顔エリアのみを記録Wモードに再設定すればよい。

5.3 縮小マルチプリント機能

手札サイズのプリントは最も一般的であり便利であるが、縮小サイズのマルチプリントも各種シール等に好適である。また一連の縮小画像をまとめてプリントすることにより、インデックス表示や連続写真のような効用もある。そこで同一画像のマルチプリント技術と、動画像の連続マルチプリント技術を検討した。

5.3.1 同一画像の縮小マルチプリント機能

(A) マルチプリント

撮影したメモリ画像を縦横1/4の縮小画像とし、プリント5.3.1のように16分割にマルチプリントする機能を検討する。この場合、撮影画像は通常のようにフレームメモリに記憶し、テレビ上でそのメモリ画像を撮影した大きさで確認できることが必須である。ここで課題となるのは、縮小マルチプリント方式とその画質改善技術に絞られる。メモリされた静止画像の縮小マルチプリントとして、縮小率を縦横1/4・1/2(16分割・4分割)を検討し、さらに画枠を調整した1/5(25分割)も開発する。ここではまず16分割の同一画マルチプリントを検討し、さらには異種画像の16分割マルチであるインデックスプリントへと発展させる。

まず基本となる同一画マルチプリントを検討し、図5.3.1に示す構成を開発した。同図では通常プリントに比較して、ラインメモリのW/R制御が特徴的である。まずフレームメモリへの取り込みとテレビへの映出は通常プリント時とまったく同じであり、テレビ上には標準状態のメモリ画像が映し出される。メモリ内容を確認した後にプリントを実行すると、セレクトを介してラインメモリに1色毎の画像データが標準プリント時と同様に送られる。ここで縮小マルチプリント機能を選定すると、ラインメモリへのW/R動作はラインメモリ制御部でコントロールされる。ここでは縮小率 $N=4$ として、16分割に限定して説明する。

垂直方向(主走査、感熱ヘッドの画素方向)の縮小では、ラインメモリへのライトW動作は標準と同様であり、縦1ライン分の画像データがラインメモリに書込まれる。その後プリント動作に合わせてラインメモリを読出すが、縮小マルチプリント時には $N(=4)$ 画素飛びに読出し、この操作を N 回繰返す。つまり図5.3.2(a)の画素配置図において、縦ラインの N 画素飛びに●印の画素のみを次段の中間調制御部に転送する。さらに同様の操作を $(N-1)$ 回繰返して、所定数の画素を転送する。この結果、縦方向に N ブロックの同一画像が得られる。次に水平方向(副走査方向、紙の搬送方向)の縮小においては、ラインメモリの書込み動作が異なり、図5.3.2(b)の画素配置図に示すように N ライン飛びにラインメモリに書込む。最終ラインまでのプリントが完了すると、再びこの操作を $(N-1)$ 回繰返して所定のライン数をプリントする。この結果、横方向に N ブロックの画像をプリントし、縦方向の縮小マルチプリントと合わせて $N^2(=16)$ 個の縮小画像を得る。縮小率としては、16分割や4分割が一般的である。

このようなラインメモリのW/R制御は、アドレス一致回路とアドレス制御回路によ

り実施される。まず垂直方向の縮小は、ラインメモリの読出し制御により実現される。通常に書込まれたラインメモリより、ラインメモリ用アドレス制御回路で縮小読出しする。上述のように4画素飛びにラインメモリ全体を読出しこの操作を4回繰返すには、アドレスラインを2ビットシフトすることにより実現できる。つまりMSBアドレスに(MSB-2)アドレスを接続し、下位2ビットを固定すればよい。一方、水平方向の縮小では、ラインメモリへの取り込み操作により実現される。水平画素の4ライン飛びにフレームメモリからラインメモリに取り込むが、テレビに標準画像を映し出すことより、フレームメモリの標準読出しを基本的に変えることはできない。そこでフレームメモリの水平読出しアドレスをアドレス一致検出回路で検出し、水平スキャン毎に4画素飛びに1画素をラインメモリに書込む。この場合、水平アドレスの下位2ビットを比較して、4画素飛びのアドレスを検出する。

(B) 縮小画像の高画質化

デジタル画像を単純に間引き縮小した場合、一般には高周波成分の折返しノイズが縮小画像に現われる。原理的には4分割の縦横1/2縮小においても、約3.5MHz以上の成分において折返しノイズが現れるが、ビデオ信号におけるこの領域の成分は少ないことよりLPFを省略した。一方、16分割の縦横1/4縮小においては、約1.7MHz以上の成分が折返しノイズとなり、LPFによる高画質が必須である。この場合、フレームメモリと中間調制御部の間に図5.3.1のようにデジタルLPFを設け、高域成分を十分に減衰させた縮小が必要である。このLPFとして水平・垂直の2次元フィルタを必要とするが、処理時間やコスト的に処理が容易な平均化手法を検討した。実際にはマイクロコンピュータ（以降、マイコンと略称する）による演算処理方式とし、画質を落とさずマイコンの負担をより軽くできる方式を検討した。以下の3方式に絞って、処理手法や必要ハードおよびプリント画質を比較検討した。各フィルタの演算手法を、係数とともに図5.3.3に示す。ここで4×4画素中の各位置(x,y)のデータを D_{xy} で表わす。

- 1) 単純間引き縮小：縦横ともに4画素飛びの画素使用：1ラインメモリで十分

$$\text{出力： } D = D_{00} \quad (5.3.1)$$

- 2) 単純平均フィルタ：16画素全体の平均化：4ラインメモリが必要

$$\text{出力： } D = \frac{1}{16} \sum_{m=0}^3 \sum_{n=0}^3 k_{mn} D_{mn} \quad (5.3.2)$$

- 3) 選択平均フィルタ：4画素による単純平均フィルタ：2ラインメモリが必要

$$\text{出力： } D = \frac{1}{4} \sum_{m=0,2} \sum_{n=0,2} k_{mn} D_{mn} \quad (5.3.3)$$

上記の16点単純平均法と4点選択平均法とを比較検討し、実際のプリント結果により目視で評価した。単純間引き(1)のプリントに比べて(2)(3)の平均フィルタを使用したプリントでは、プリント5.3.2の縮小プリントに見られるように折返しノイズは大幅に

改善されており、フィルタ使用の(2)と(3)の2方式では画質の差は認められなかった。したがってラインメモリが少なく、演算時間も短い方式(3)の選択平均フィルタ方式を採用した。

5.3.2 多種画像・連続画像の縮小マルチプリント機能

縮小マルチプリントにおいて、同一画像ばかりでなく画像ファイル等の異なる画像群や動画の間欠的な連続画像のマルチプリントも必要である。例えば画像ファイルの内容表示には、その主要画像やタイトル群を順次メモリして縮小プリントできれば、容易にインデックスプリントが得られ便利である。この場合、フレームメモリ内には縮小画像が保持され、テレビ画像にもフレームメモリと全く同一の画像が映し出される。つまりプリント画像とメモリ画像とは同一であり、テレビにてメモリ位置や内容を確認することができる。このようにインデックスプリントや連続画像プリントでは、フレームメモリへの書込みが確認できるとともに書込み方法が重要である。

(A) インデックスプリント

多種画像の縮小マルチプリント方式を検討するが、通常は取込み画像の時間間隔に十分余裕がある。この種類のプリント画像としては、画像を選択しながら縮小メモリするインデックスプリントが代表的であり、16分割プリントが多く用いられる。また4分割プリントではシールとしても活用でき、その一例をプリント5.3.3に示す。このようなプリントの実現にあたり、フレームメモリの前処理が重要であり、図5.3.4に示すようなシステム構成とした。同図では一旦バッファメモリで入力画像を取り込んだ後、縮小してフレームメモリの指定エリアに書込む方式である。ここで取り込む画像は必ず半分以下に縮小されることより、バッファメモリとしてはフィールドメモリを採用した。縮小時には図5.3.5のように128×128画素の1/16画像、あるいは256×256画素の1/4画像に縮小処理する。その後テレビ画像のスキャン動作に合うように、2フィールド画像のインタレース構成に振り分けてフレームメモリに記憶する。なお、プリント5.3.3に示すように縮小画像間には白枠を設けて、見易い画像配置を考慮した。この枠エリアとしては、縮小画像の周囲数画素を白データに置替えている。

ここでフレームメモリへの書込みにあたり、メモリ内の縮小メモリエリアは例えば16分割では図5.3.6のように示される。同図のようにエリア番号を付けて6番エリアに書込む場合、フレームメモリのW/Rコントロールおよびバッファメモリの読出しは以下のように制御される。フレームメモリは通常リード状態であり、テレビに常時映し出されている。このときバッファメモリは縮小アドレス状態で、縮小画像が連続的に16画面が読出されている。この2つのメモリアドレスは水平垂直方向ともに同期運転されており、したがってフレームメモリの書込みアドレスを正確に制御して書込み状態に切替えばよい。フレームメモリの縮小エリアはメモリ制御部によりアドレス指定されており、指定された6番の縮小エリアのみを部分的にライトモードとすればよい。したがってマルチ分割されたフレームメモリはほぼ全体がリードモードであり、同図のように常

にテレビ画面上に表示されている。このとき書込み状態となる縮小エリアのみを、テレビ画面上で点滅させたり色付けなどにより容易に位置判別可能となっている。もちろん書込み順序を変えて、変則的に8番エリアに書込むこともできる。

以上においてはフレームメモリの読出しアドレスにしたがって、特定の縮小エリアに画像を書込む方式である。しかしながらフレームメモリの読出し期間は、1フレーム期間33.3msの80%以下に過ぎない。垂直走査でみると、525H中の480Hがフレームメモリの読出し期間であり、他の45H(約2.8ms、8.5%)ではフレームメモリは休止状態にある。そこでこの休止期間に、フレームメモリの1つの縮小エリアに書込む方式も開発した。この方式は16分割縮小プリントでは画像サイズが小さく有利であるが、4分割では縮小画像サイズが大きく書込みに数フレーム期間を要する。

なお、以上のようにフレームメモリ前で縮小する場合には、折返しノイズの除去用フィルタをA/D変換器の前に設ける。

(B) 連続画像プリント

動画像を間欠的にあるいは連続的に静止画として取り込み、プリント5.3.4に示すような連続的な縮小画像のプリントが望まれることが多い。特に動きの速いスポーツ動作においては、フレーム時間以上での高速な連続画像が重要である。ここでは最高速であるフィールド(1/60秒)毎の縮小マルチ画像の作成システムを検討した。この場合、入力画像を直接的にフレームメモリの所定アドレスに書込むか、複数のバッファメモリを用いて順次フレームメモリへ書込む方法が考えられる。直接的に書込む場合には、バッファメモリが不要であるが、0.3秒ほどフレームメモリの読出し動作を停止して記録状態にしておく必要がある。と同時に図5.3.6に示すように、フィールド時間内で縮小エリア内のアドレスを切替え、フィールド毎に記録縮小エリアのアドレス番号を制御する。

一方、バッファメモリを使用する場合、入力画像のバッファメモリへの取込みと縮小画像のフレームメモリへの書込みを同時に処理する必要があり、図5.3.7に示すように2個のバッファメモリを使用する構成とした。つまりバッファメモリAにライト中はバッファメモリBをリードし、その逆のときはW/Rを切換えて制御する。したがって両バッファメモリのアドレス制御は異なっており、W/R専用のアドレス制御部を有する。このときバッファメモリBを読み出しながら、1フィールド期間でフレームメモリに書込む必要がある。フレームメモリを構成する両フィールドメモリは同期読出し状態にあり、したがって両フィールドメモリABの所定縮小エリアにフィールド期間で同時に書込む方式とした。あるいは連続書込み時の所要時間は25分割で0.4秒程度と短時間であり、全て記録モードとしてテレビ画像を瞬時止めることもできる。

5.4 各種ビデオ機器とのシステム化

5.4.1 AVバスによるVTR自動プリントシステム

(A) VTRスチル画像の特徴

ビデオプリンタの信号源としては、テレビ放送やビデオカメラ出力およびVTR再生画像があげられる。一般ユーザーにおいて特にプリントしたい画像は自分で撮影したVTR画像であり、個人や家族の記念VTRの一部をプリントして従来アルバムのように残したいことが多い。そこでVTRの動画像から希望の一シーンをプリントする場合、ゆっくりした動きのシーンをメモリすることは比較的容易である。一方、動きの速い画像の特定シーンをメモリする場合、メモリタイミングを合わせることは非常に困難である。一方、VTRの再生においては希望のシーンを選定して静止画で見ることは、先のファインスロー再生や駒送り再生により非常に容易である。しかし、このスチル画像は一般的に正確なトラッキングがとれず、画像の上下端にノイズが発生する。したがってスチル再生の静止画像を直接的にメモリしても、画質的に好ましくない。また、動きのある画像では、フィールド間の画像ぶれからフレーム画像のプリントは適さず、通常ではフィールド画像のフレーム化信号処理が必要である。

このような問題は放送用や業務用の高級VTRにおいては、スチル再生画像を良好に得られることより解決されている。つまりスチル再生時のトラッキングずれを解消すべく、例えば磁気ヘッドのトレース角度を電気的に変化させてジャストトラッキング状態を維持している。このとき電気—機械変換素子を用いて、磁気ヘッドの高さを直線的に60Hzで駆動する。ところがこのような変換素子や駆動回路は高価であり、家庭用VTRに採用することは困難であった。そこでVTRとプリンタを接続したAV-BUSシステムを検討し、VTRの狙った画像を自動的にプリンタに取込む自動プリントシステムを開発した。主な検討課題としては以下の項目があり、これまで述べてきた開発技術を駆使してシステム構築した。

- 1) VTRスチル画像の同期メモリ方式
- 2) AV-BUSの構築
- 3) フィールド画像のフレーム化処理

(B) 同期メモリ方式

スチル画像として選択されたVTR画像は、標準再生状態で正確にトラッキングがとれた状態でプリンタにメモリすることが望ましい。静止画状態にある画像を標準再生でメモリするには、少なくとも以下のような操作が必要と考えられる。

- 1) 標準再生するためのテープ巻き戻し再生操作
- 2) 選定画像のアドレス制御
- 3) AV-BUSの信号仕様確立

そこでテープ巻き戻しによる再生動作とフレーム番号管理としては、3.3節で述べた「つなぎ撮り」方式を応用することを考えた。そこで図5.4.1に示すシーケンスを検討し、VTRの巻き戻し再生動作とフレーム番号制御およびAV-BUSによるメモリ指令等の信号送信方式を開発した。まずスチル再生状態でフリーズ釦が押されると、「つなぎ撮り」と同様に一旦テープを巻き戻した後に標準再生する。テープ移動量は再生コントロール信号で制御されており、フリーズ指定画像の4フレーム前でフリーズトリガをVTRからプリンタに送る。プリンタ側ではフリーズトリガの受信により、4フレーム後の画像をメモリに取り込む。その後、手動モードではメモリ画像をテレビで確認後、プリント釦を押してプリントを開始する。また自動モードでは、メモリ完了と同時に自動プリント動作に入る。

(C) AV-BUS仕様

開発したAV-BUSは1線式シリアルコントロール双方向バスであり、図5.4.2に示すようにバスの両端は抵抗でプルアップしてある。信号送信時はマイコンの出力端子より、トランジスタを駆動してバスに信号を送る。信号受信時はマイコン出力を「L」レベルとしてトランジスタをOFF状態とし、抵抗を介して入力信号を受信する。送受信する信号フォーマットは図5.4.3に示すような構成であり、送信開始を示すリーダーパルスLで始まり、直後に逆極性のトレーラ部L'が続く。その後に、送信先機器を指定するカスタムコードCとデータコードDが、トレーラ部C'D'を伴って全体で32ビットで送信される。この信号を受信した指定機器は、最後部で受信・実行確認用のアクノレッジ信号ACKを返信する。転送するコマンドとしては、プリンタに向けてパワーON・パワーOFF・メモリ・プリント指令等が用意してある。またバスへの接続機器は、テレビを含め今後の展開にも対応している。

(D) フレーム化処理

プリンタにメモリされた画像はフレーム画像であり、2フィールド構成である。したがって動きのあるフレーム画像では、フィールド画像の内容がずれて画像がぶれてしまう。プリンタ側ではフレーム/フィールド選択とフィールドA/B選択が可能であり、ぶれのある場合は好みのフィールド画像を選択してプリントする。ここでプリンタ画素数はフレーム画像であることより、フィールド画像のフレーム化処理が必要になる。フレーム化処理には、一般に以下の3方式が用いられる。

- 1) 置換処理：最も容易でメモリアドレスのみで処理可能。補正ラインをデータ置換。
垂直画素の単純2倍化で、画素は粗いがエッジは保持される。
- 2) 平均値処理：平均値処理回路が必要。上下ラインデータの平均値でライン補正。
滑らかな感じとなるが、エッジもなまる。
- 3) フィルタ処理：高次LPFによる補間。上記2方式の中間的特性を持つ。
程度なエッジ特性と滑らかさを合わせ持つ。

まず一般的な平均値補間法における垂直軸での伝達特性を考えると、各画素のデータ値を $D(N)$ 、平均化による伝達特性を $H(j\omega)$ とすると、

$$H(N) = \frac{1}{2} D(N) + \frac{1}{4} \{D(N-1) + D(N+1)\} \quad (5.4.1)$$

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= D * \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{4} (e^{j\omega} + e^{-j\omega}) \right\} \\ &= \frac{1}{2} * D * (1 + \cos \omega) \end{aligned} \quad (5.4.2)$$

のように表わされる。この周波数特性は図 5.4.5 に示すように、遮断特性の鈍いゆるやかな LPF 特性である。そこで次に非巡回型フィルタあるいは FIR (Finite Impulse Response) フィルタと呼ばれる、対称型トランスバーサル構成の 7 次デジタルフィルタを検討した。その伝達関数 $H(j\omega)$ は、次式のように展開される。

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= \sum A_k D(jk\omega) \\ &= A_{-3} D(-j3\omega) + A_{-2} D(-j2\omega) + A_{-1} D(-j\omega) + A_0 D(0) \\ &\quad + A_1 D(j\omega) + A_2 D(j2\omega) + A_3 D(j3\omega) \end{aligned} \quad (5.4.3)$$

$$\begin{aligned} &= A_0 D(0) + A_1 \{D(j\omega) + D(-j\omega)\} \\ &\quad + A_2 \{D(j2\omega) + D(-j2\omega)\} + A_3 \{D(j3\omega) + D(-j3\omega)\} \end{aligned} \quad (5.4.4)$$

$$= D [A_0 + 2 \{A_1 \cos(\omega) + A_2 \cos(2\omega) + A_3 \cos(3\omega)\}] \quad (5.4.5)$$

$$= D [1 + 2 \{a_1 \cos(\omega) + a_2 \cos(2\omega) + a_3 \cos(3\omega)\}] / (\sum A_k) \quad (5.4.6)$$

ここで式(5.4.6)の係数は直流係数を 1 として規格化され、最終項で全体レベルを規格化してある。実際には図 5.4.4 に示すような 2 種類の LPF を検討し、同図に示す係数に設定した。このとき各フィルタは図 5.4.5 に示す伝達特性であり、平均値補間に比較して不要な高域成分 ($> \pi/2$) を低減し、中域成分をやや強調する。

5.4.2 ハイビジョン信号のプリントシステム

(A) ハイビジョン信号

A4判プリンタは当初より、パソコンにおけるページプリンタとして利用されていた。したがって通常のデジタルインタフェースのみを有するプリンタであり、一般にパラレルインタフェースを装備していた。その後、高精細信号であるハイビジョン信号 (High-Definition: HD 信号) が提案され、その高画質プリンタとして染料転写方式 A4判プリンタが注目されてきた。標準プリンタを HD 信号用に対応させるには、以下のように高精細画素対応の周波数要因と、画素や画像のアスペクト比要因がある。

- 1) 高帯域周波数画像のサンプリング方式 (アナログ画像)
- 2) 画素アスペクト比 (1 : 0.958) への対応 (デジタル画像)
- 3) 16 : 9 の画像アスペクト比に対応したプリントサイズ

まずHD信号仕様の特徴は、表5.4.1に示すように画素周波数が高いことである。開発当時の8ビット汎用A/D変換器では動作速度が遅く、動画像のフレームメモリへの直接取り込みは困難であった。実現手法としては、A/D変換器を並列駆動してマルチクロックや画像データを制御してメモリする方式が考えられるが、測定器並みの高精度制御が必要であり採用は困難であった。また動画像を取り込むフレームグラバ（フレームメモリ）が製品化されており、そこで図5.4.6に示すように動画像の取り込みには外付けのフレームグラバを使用する構成とした。つまり一旦フレームグラバに取り込まれた静止画像を、パラレルインタフェースを介してプリンタ内蔵のRGBフレームメモリに記憶する。

一方、アナログ入力には上記フレームグラバあるいは他の機器からの静止画出力とし、時分割A/D変換方式により内蔵メモリに記憶する方式とした。このとき内蔵メモリの容量は、RGB3色メモリで約6MByteに達し、専用メモリ基板を設けて内部バスに接続し対応した。その後のプリント動作では、バスを介してフレームメモリからラインメモリへデータを転送して、中間調制御部にてプリント動作が実現される。

(B) 時分割A/D変換方式

静止画像用A/D変換方式として、高い画素周波数に対応できる時分割A/D方式を開発した。HD信号の画素サンプリング周波数は、NTSC方式に比較して数倍も高く74MHz以上である。このためプリンタ開発時のA/D変換速度ではサンプリング周波数が追いつかず、図5.4.7に示すような時分割によるA/D変換方式を開発した。この方式ではサンプリング周波数 $f_s = 74.25\text{MHz}$ の4分割4相のクロックを用意し、クロック周波数を18.6MHz程度に低下させる。最初のフレームでは水平方向4画素おきにサンプリングして、対応するフレームメモリに書き込む。次のフレームでは1画素右隣の画素を、3番目のフレームではさらに右隣を、そして4フレーム目では4画素目をA/D変換する。したがって各フレーム時に480画素を、4フレームで1920画素の全てを変換してメモリに記憶する。このとき水平ラインの全画素は次式のように表され、静止画全体の取り込みには、4フレーム期間の0.133秒を必要とする。

$$H(x) = \sum D(4n) + \sum D(4n+1) + \sum D(4n+2) + \sum D(4n+3) \quad (5.4.7)$$

ただし $n = 0 \sim 479$

(C) アスペクト比とプリントサイズ

HD信号の画素アスペクト比は、当初、縦：横=1：0.958であり、正方画素でなかった。通常のプリンタでは正方画素であり、したがってHD信号のプリント結果はわずかに横長となり、プリントの画素アスペクト比は縦：横=1：1.042となる。つまり4%強の横長画像となり、人物画像では顔が少しふっくらとして誤差を容易に検知できる。このアスペクト誤差の対策法はプリントシステムに依存し、アナログ画像とデジタル画像では大きく異なる。

アナログ信号を入力とするHD信号用プリンタにおいては、A/D変換器のクロック周波数を4%低く微調整することにより、プリント画素のアスペクト比を合わせている。一方、フレームグラバからのデジタル画像用プリンタにおいては、電気的なアスペクト補正手段は困難であり、機械的な対応策に頼らざるを得ない。そこで、紙搬送用ギアチェーンの受け側歯数を16から17に増やして、メカ的に受像紙の送りピッチを遅くした。最大ギアの歯数変更で対応したが、速度変化率は粗く6%きざみになってしまう。この結果、受像紙の送りピッチを最適に合わせられず、紙搬送速度がやや遅くして画素アスペクト比を縦横比で2%程の縦長画素とした。なお、2%縦長のアスペクト比は単に誤差を半分にしたのみでなく、最も敏感な人物画像や顔撮影においてややスリムに見える比率としている。

一方、画像全体のプリントサイズとしては、①垂直方向をA4判短辺サイズに合わせる方法、②水平方向をA4判長辺サイズに合わせる方法、③さらに水平方向をA5判長辺サイズに合わせて高密度プリントする方法などが考えられた。

しかし②の方式では画素密度のやや高いHD信号専用の感熱ヘッドの開発が必要であり、さらに③の方式では高密度感熱ヘッドと専用インク紙の開発が必要になり好ましくない。そこで通常の感熱ヘッドを用いたA4判プリンタでプリントできる、①の方式を採用した。この場合、画素密度6本/mmでは、水平方向画素の多くがプリントされない。しかし大画面プリントも捨てがたく、最終的には水平方向の両端部で各々5%（96画素、16mm）を削除してプリント画素数を1728程度でプリント長を約280mmとした。また垂直方向では全画素プリントでも180mmであり、受像紙の上下端に各々15mm程度の余白が残る程度である。

5.4.3 モニタ画像との色再現範囲の検討

ビデオプリンタシステムにおいては、信号源からの画像をプリンタ内メモリに取りこみ、これをプリントアウトして使用する。このとき入力画像・メモリ画像およびプリント画像の3画像が存在し、これらが同じ色感であることが望ましい。しかし実際には、前章の図4.4.8に示すようにテレビとプリンタ用昇華インクとの色再現範囲が異なることより、テレビ画像とプリント画像には大きな色感の差が生じてしまう。さらには一般に用いられる図5.4.8の (L^*, a^*, b^*) 表色系色度図においても、その再現範囲は大きな差異が生じている。これらの色度差を完全に一致させるより、まずは色感的に一致するように再現範囲を変換することを試みた。その手法としては色度(色相・彩度)のみでなく、輝度も含めた3次元特性まで考慮した色感の整合性を検討した。

(A) 表色系の関係

まず表色系について整理すると、プリンタにおいては一般に3刺激値の測定値 (X, Y, Z) を基準にした表色系を用いる。通常はこの (X, Y, Z) 値を次式により規格化した (x, y, z) 表色系を使用する。

$$\left. \begin{aligned} x &= \frac{X}{X+Y+Z} \\ y &= \frac{Y}{X+Y+Z} \\ z &= \frac{Z}{X+Y+Z} \end{aligned} \right\} \quad (5.4.8)$$

$$\text{ただし } x + y + z = 1 \quad (5.4.9)$$

しかしこの表色系は色を定量的に扱い表示するには便利であるが、 x y 色度図上の2点間の距離は感覚的な色の性質の差に比例しない。つまり肉眼で見分けられる最小の色度差は、色度図上の位置によって大きく異なる。これらを改善した色度座標として、次式で表される (u', v') 色度座標が広く用いられている。

$$\left. \begin{aligned} u' &= \frac{4x}{-2x+12y+3} = \frac{4X}{X+15Y+3Z} \\ v' &= \frac{9y}{-2x+12y+3} = \frac{9Y}{X+15Y+3Z} \end{aligned} \right\} \quad (5.4.10)$$

以上の物理的な表色系に加えて、マンセル表色系で代表されるような知覚色の表示系も多く利用される。特に均等性を意図した表色系として (L^*, a^*, b^*) 表色系が一般的に用いられる。ここでは明度指数 L^* と知覚指数 a^* , b^* は、上記の3刺激値 X Y Z を用いて次式で表される。

$$\left. \begin{aligned} L^* &= 116(Y/Y_n)^{1/3} - 16 \\ a^* &= 500 \{ (X/X_n)^{1/3} - (Y/Y_n)^{1/3} \} \\ b^* &= 200 \{ (Y/Y_n)^{1/3} - (Z/Z_n)^{1/3} \} \end{aligned} \right\} \quad (5.4.11)$$

ただし $X/X_n, Y/Y_n, Z/Z_n > 0.008856$ のとき

ここで X_n, Y_n, Z_n は対象とする物体色と同一照明下の完全拡散面の3刺激値で、通常では $Y_n = 100$ に標準化される。このとき2つの色の色間距離として次式で定義される距離 ΔE_{ab}^* を利用し、まさに3次元空間の距離を表わす式と一致している。

$$\Delta E_{ab}^* = \{ (\Delta L^*)^2 + (\Delta a^*)^2 + (\Delta b^*)^2 \}^{1/2} \quad (5.4.12)$$

(B) モニタとプリンタの色再現範囲

代表的なモニタテレビと現状の無補正プリンタの色再現範囲は、前述の図5.4.8のように異なっている。さらに輝度特性に注意して、色相毎に比較し図5.4.9に示す。同図では縦軸に L^* を、横軸に c^* を示しており、Tはモニタテレビの、Pはプリンタの再現範囲を示す。ここでシアンCにおいては彩度的には近い再現範囲であっても、輝度特性は大きく異なっていることが理解される。一般的にはプリンタの再現範囲はテレビに比較して、全体的に彩度が狭く輝度も低い。このように再現範囲の異なるメディア間で色度を完全に一致させることは、両方の再現範囲を制限することとなり非常に困難であり意味を成さない。そこでプリンタの再現範囲つまり色域を最大限に生かすことを考え、どのようにテレビ色域をプリンタ色域に写像するかを検討した。

そこで一つの試みとして図5.4.10(a)に示すように、テレビの色域を圧縮してプリンタの色域に写像する方式を試みた。当初、テレビの (L^*, c^*) 色域を均等な層状に分割し、これを図5.4.10(b)に示すようにプリンタの色域内に均等に写像する均等写像方式を検討した。この方式は通常のBGR信号を単純にYMC信号に変換する通常のプリントと類似であるが、実際にはガンマ特性やインク特性の非線形性などにより、必ずしもテレビと同じ色感のプリントにならない。検討結果では、再現範囲が狭くなることや全体濃度がやや暗くなることにも起因しているが、均等写像されたプリントはテレビ画像に比較してやや暗く沈んだ感じになる。そこでプリント画像の主に彩度を高める方式として、テレビ色域を均等な層状のままプリント色域への写像方法を検討した。実際には図5.4.10(c)に示すように、高彩度部での色分解能を細かく、低彩度部での分解能を粗く設定する方式を検討した。このとき写像される層厚みを、指数関数的に分布させた。

以上により得られた補正結果を、 (a^*, b^*) 平面で図5.4.11に示す。図5.4.8(a)と比較すると、ブルーBやシアンCの色相が大きく改善され、テレビの色感に近づいている。また (L^*, c^*) 平面で示すと図5.4.12のように、各色域層はややひずんでいるがほぼ狙い通りに構成され、全体の彩度が高まるとともに高彩度部での細かな色感が再現できるようになった。しかし輝度方向でのさらなる改善が必要であり、彩度向上による輝度低下よりも、彩度を抑えても輝度向上の方がよりテレビ画像に近づくと考えられた。しかし他の検討結果では、再現特性をテレビ画像にほぼ近づけると、むしろ画像の重みがなく淡白な感じの再現画像になってしまうことも確認している。さらなる改善策としては、図5.4.10(a)に示した写像において、写像中心を縦軸の中心近辺(40~60)に設定しないで、むしろ横軸と平行写像することが好ましいと思われる。いずれにしても異なる記録メディア間の色圧縮は検討課題が多く、今後の研究に期待するところが多い。また一般家庭で使用するテレビの色相ばらつきも大きく、同一記録メディア間の色域安定化も今後の大きな課題である。

5.5 まとめ

単なるハードコピー装置としての受動的なビデオプリンタから、コメント等の加筆プリントやワンタッチで縮小マルチプリントが可能な、簡単操作で機能的なプリントが得られる能動的なビデオプリンタへと発展させた。さらには激しく動くVTR再生画像の決定的瞬間を捕らえて確実にプリントできる、AVバス接続による自動プリントシステムを検討した。これらの高機能化・システム化により、楽しみの多い簡単操作のビデオプリンタを開発した。

まずメモリ画像に自由に簡単にコメントを加筆できる文字合成機能の要求が非常に高いことより、ビデオカメラによる文字やイラストの合成方式を検討した。メモリ画像への加筆合成ばかりでなく、イラストの中に画像をはめ込みできる合成プリント機能を開発した。ビデオカメラで撮影したイラスト画像を輝度レベルで2値化して、イラスト用メモリに記憶する構成とし、フレームメモリと同期読出しによる切替えにより合成する。一方のメモリをスルー状態にすることで、テレビ上で画像の位置や大きさを確認しながらメモリすることができる。合成色は6色マルチカラーであり、データ合成や面積合成のハーフトーン合成も開発した。また業務用途ではメモリ画像へ加筆を避け、画像の欄外にコメントやIDデータのプリントを可能とする欄外データ合成方式も開発した。この場合、パソコンからは文字コードのみを転送して内蔵フォントROMにより文字データを合成し、合成データはOSD (On Screen Display) 機能でテレビに表示する方式とした。さらに機能展開してパソコンからのグラフィック画像とビデオカメラでの顔写真を合成させ、顔写真入りIDカード等の発行システムを構築した。この場合、顔写真の位置を自由に設定できるように、ビデオカメラの同期信号を可変遅延させて位置調整可能とした。この遅延同期信号に、プリンタおよびパソコン内のビデオボードを同期化させるシステム構成とした。

一方、縮小マルチプリントの要望も高く、シールプリントやインデックスプリントあるいはフィールド時間単位の連続縮小マルチプリント機能を開発した。この場合、縮小サイズは4分割や16分割あるいは25分割であり、25分割では16分割画像の周辺をトリミングして画枠を小さくして実現した。縮小時には高域成分の折返しノイズが発生することより、縮小してからメモリするインデックスや連続縮小機能では、A/D変換前にアナログフィルタを設けた。メモリしてから縮小するシールプリントでは、フレームメモリ後にデジタルフィルタを設け、その構成として簡単で演算時間の速い4点平均化(16・25分割の場合)により十分な画質を得ることができた。なお、激しく変化するスポーツ等の解析に用いる高速連続縮小機能では、縮小メモリする処理速度が厳しく2個のバッファメモリを用いて実現している。

さらにVTRとプリンタとのバス接続により、VTRの選択画像を最適画質でプリンタにメモリできる自動プリントシステムを開発した。VTRのファインスロー機能により画像を選択し、スチル再生状態でメモリ鉤あるいはプリント鉤を押す。この結果、VTRでは3章のつなぎ撮り技術を応用して、選択画像にタイミングを合わせてバスを介

してフリーズ信号をVTRからプリンタに送り、プリンタ側では容易に標準再生画像をメモリしプリントできる。したがって狙った画像を簡単操作でプリンタに取り込み、最適画質でプリントできるシステムを開発できた。

さらに高精細なハイビジョン信号用プリンタを検討し、静止画用A4判プリンタを開発した。画素密度は従来の6本/mmのままであり、横方向がA4以上の長さとなることより両サイドを少しトリミングした画像アスペクト比とした。また画素周波数が高くA/D変換速度が間に合わないことより、周波数の低い多相クロックを用意してフレーム毎にサンプリングクロックの位相を順次切替える時分割サンプリング方式により、ハイビジョン静止画像のメモリ方式を確立し高精細プリントを実現した。また動画像のフレーム信号をメモリするフレームグラバとの組み合わせにより、動画像プリントシステムを実現した。なお、当初のハイビジョン信号では画素アスペクト比が正画面素でないことより、発振子や紙搬送速度を微調整して対処した。

最後に従来から大きな問題であるプリント画像とテレビ画像の色合わせに関して、輝度レベルも考慮した色補正方式を検討した。輝度・色度面での両者の大きな相違を補正して色感を同等にする写像方式として、プリント再現範囲を非均等の層状構成と考えて検討した。その結果、色度よりも輝度を重視した写像方式により色感はテレビ画像に近づいたが、高彩度の一部の色相においては変換不十分であった。テレビ画像とプリンタ画像の色感合わせには両者のガンマ特性等が影響しており、今後の更なる研究を必要とする。

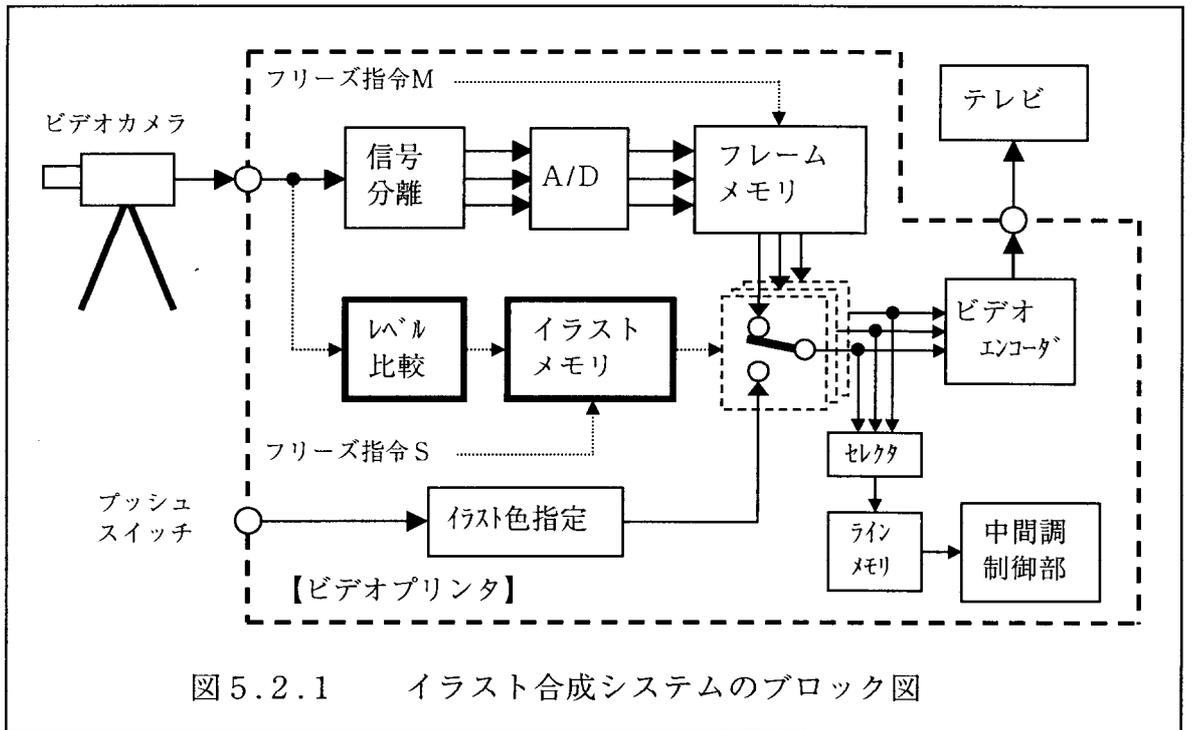


図 5.2.1 イラスト合成システムのブロック図

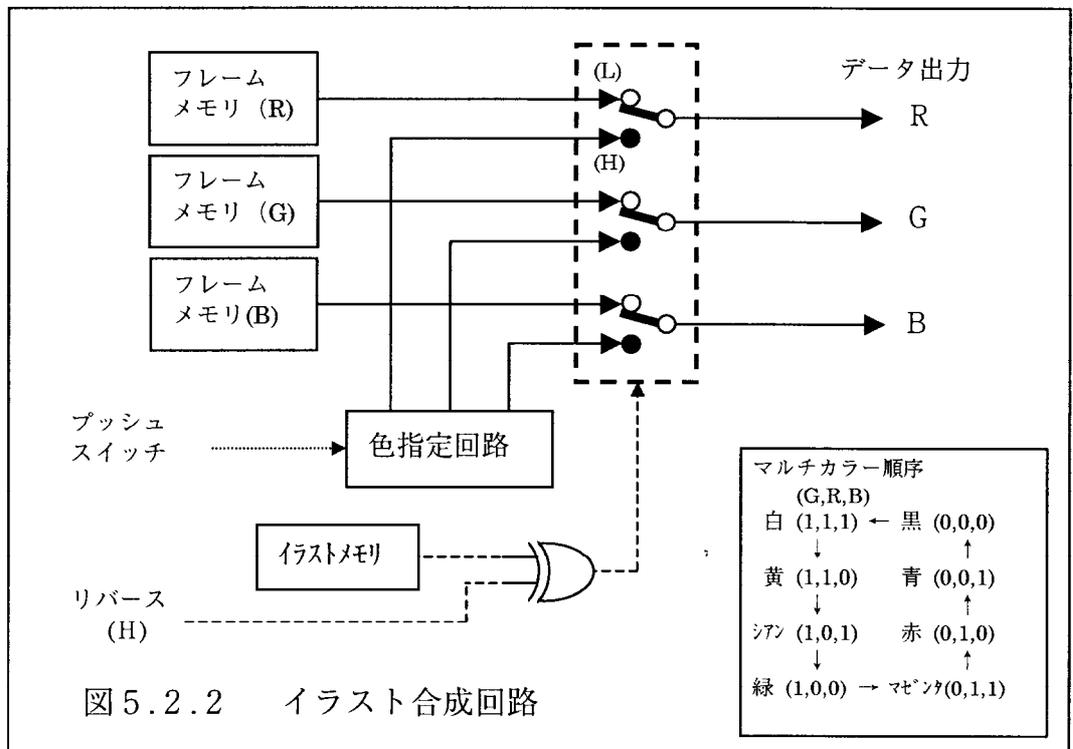
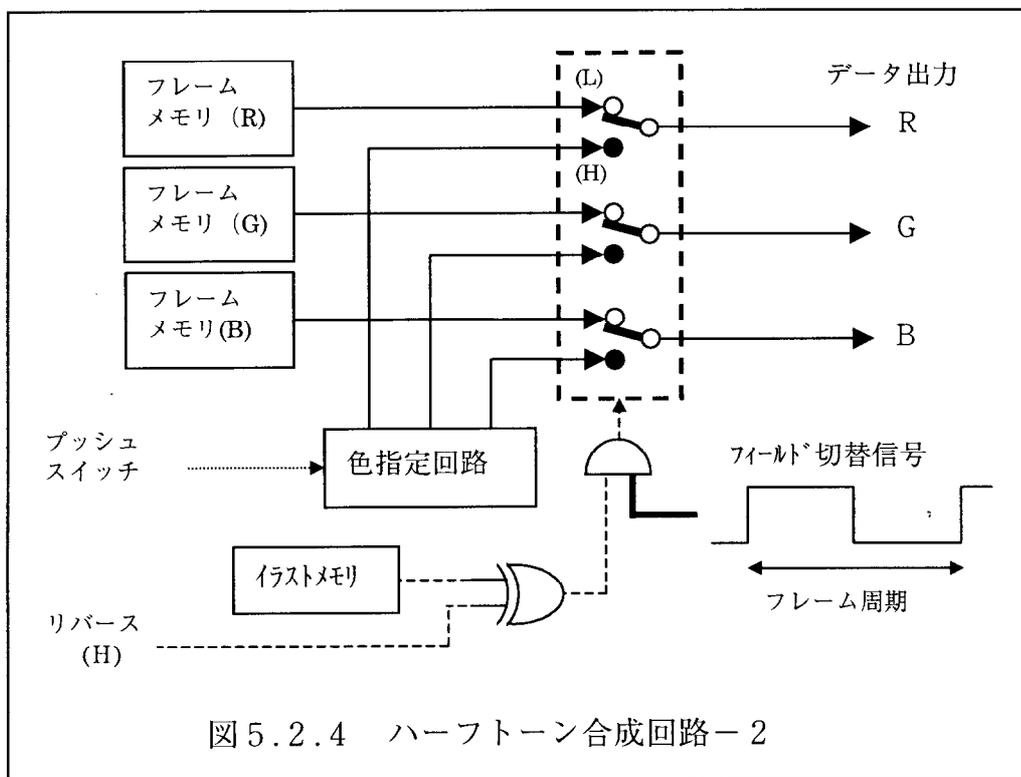
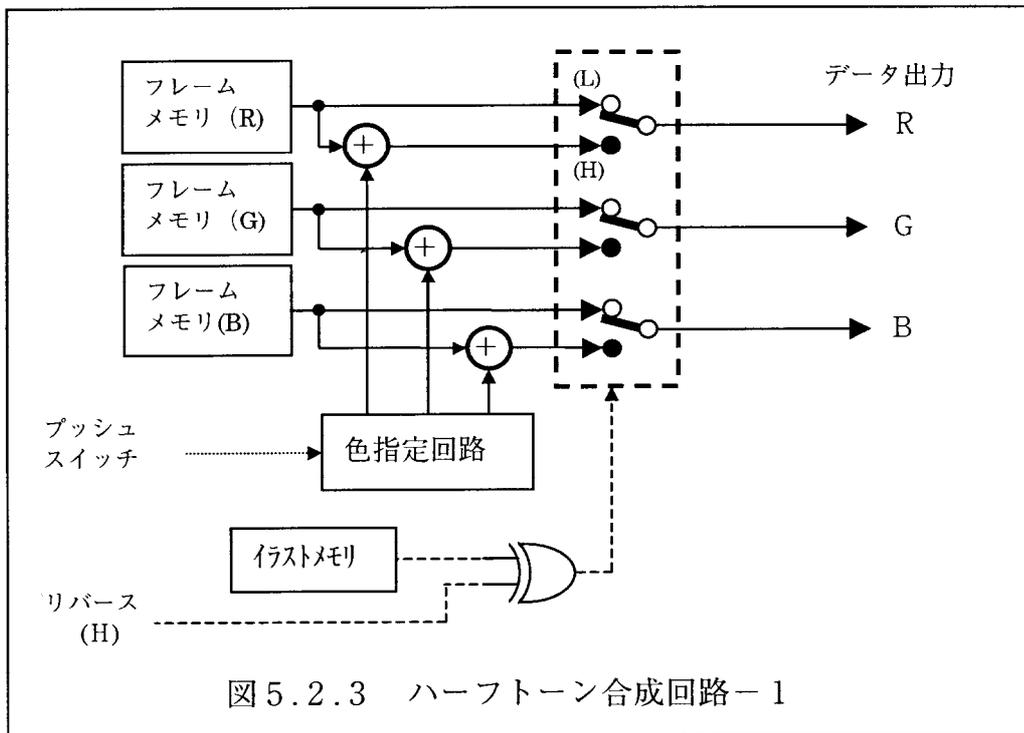
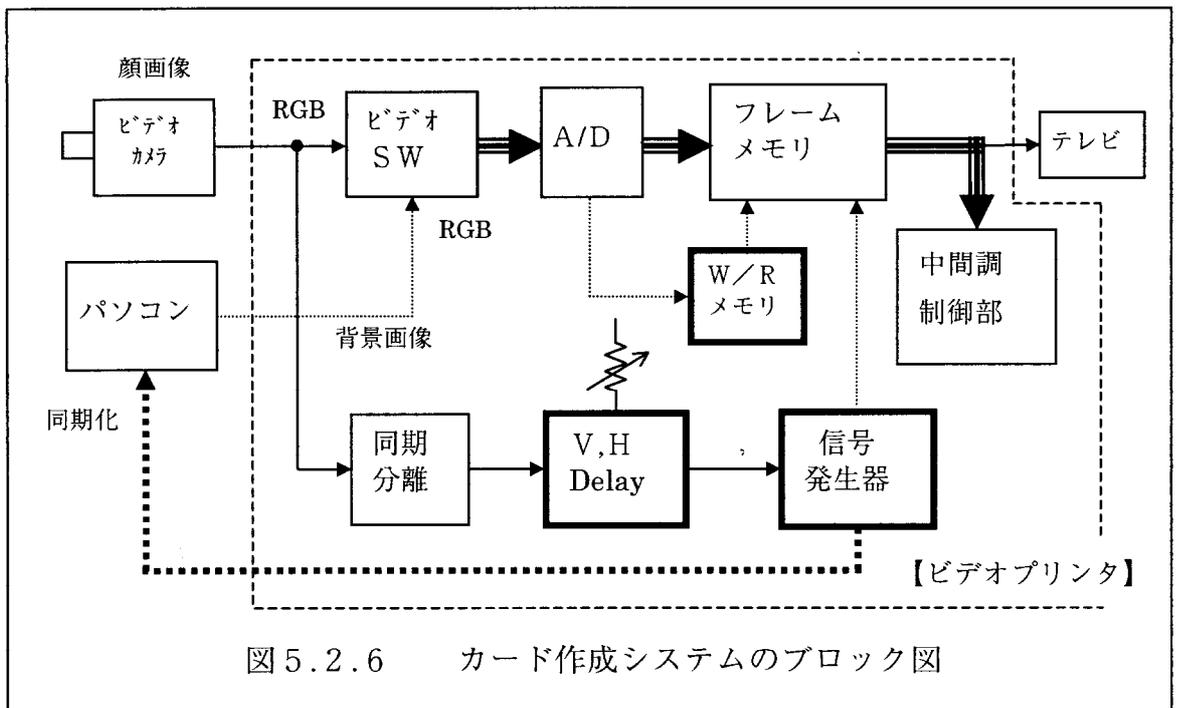
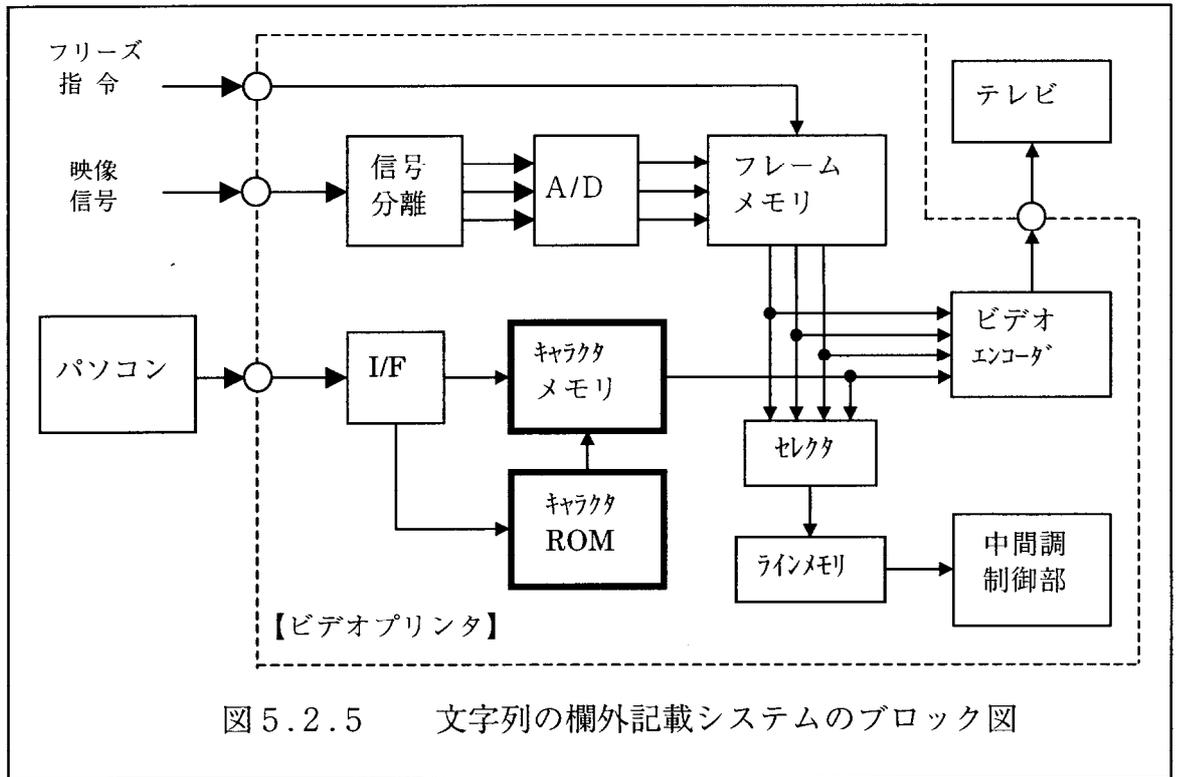
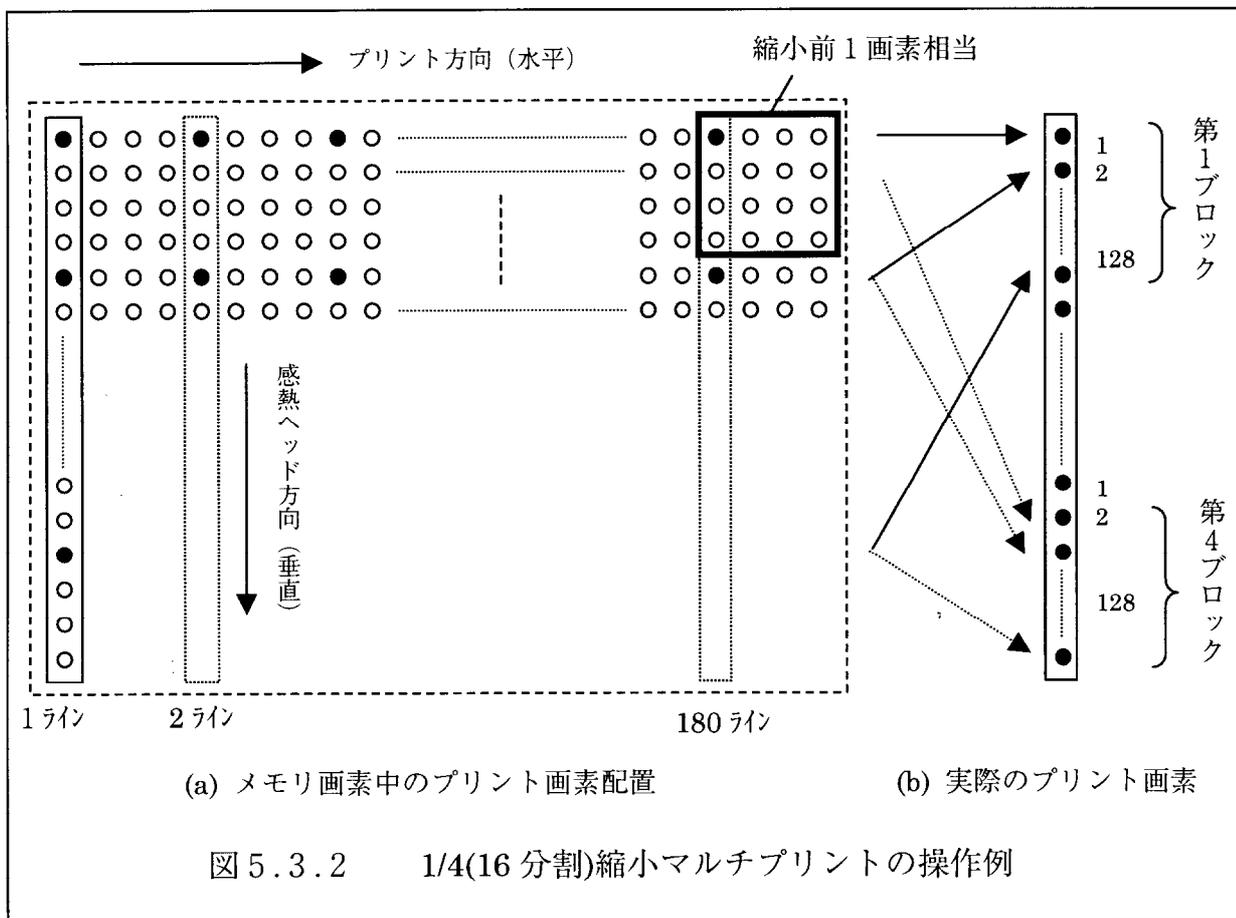
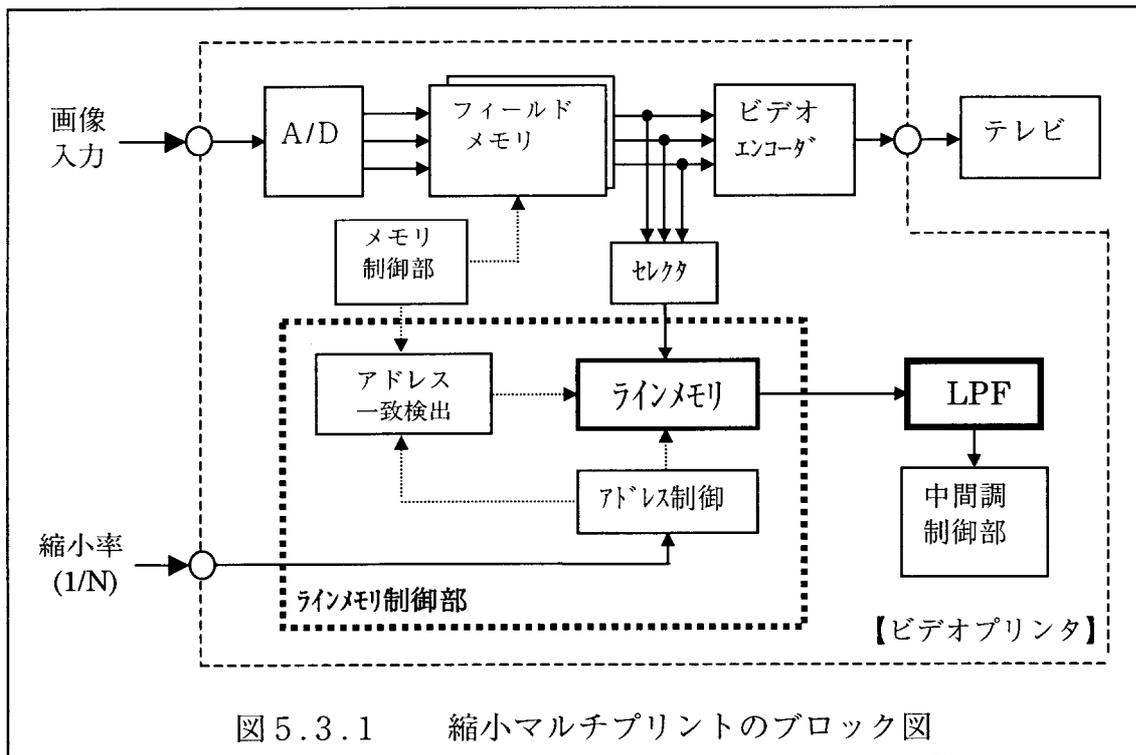
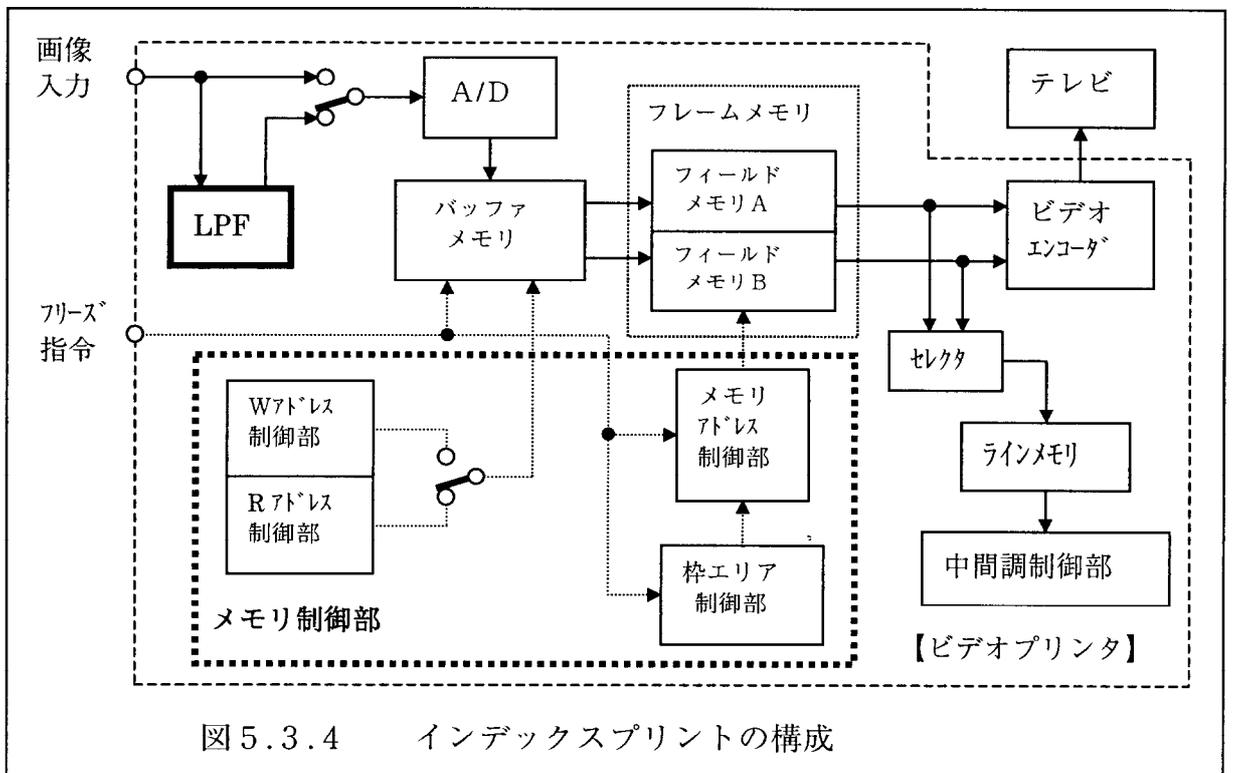
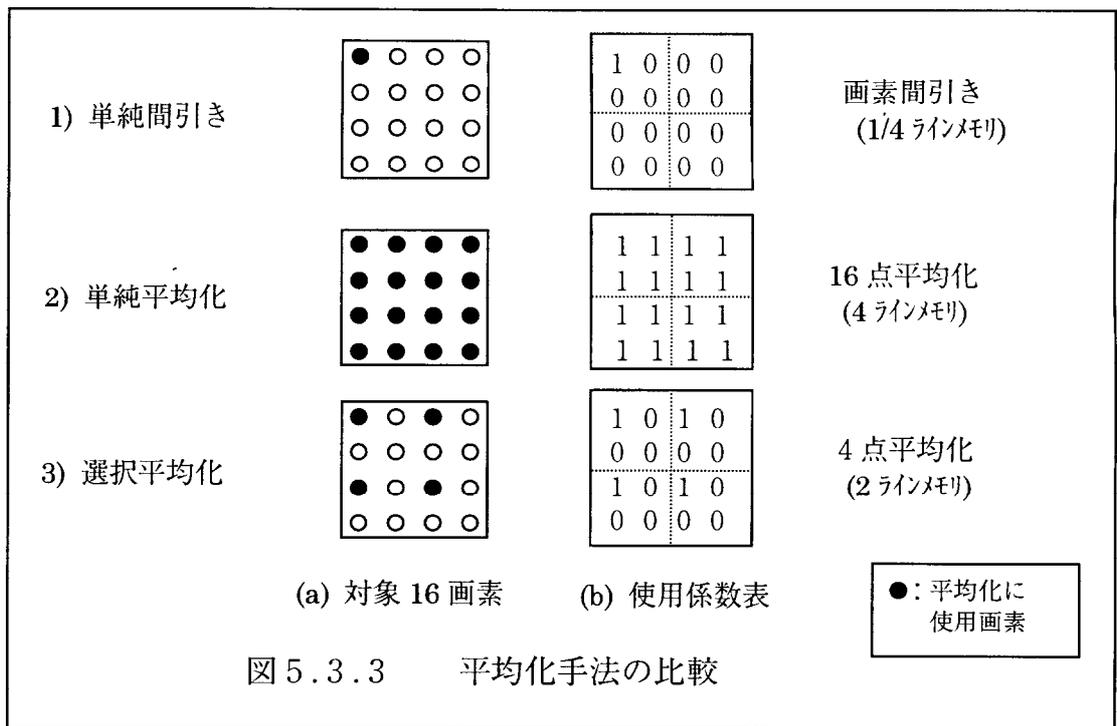


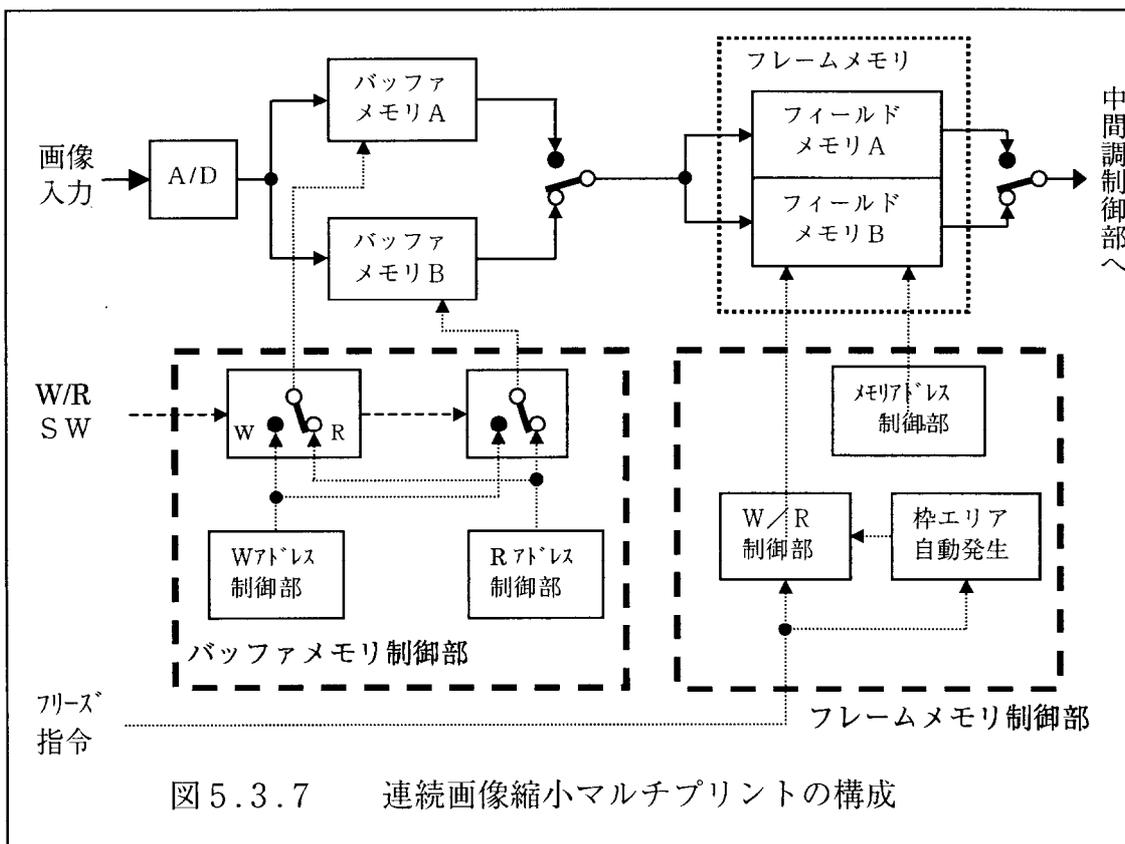
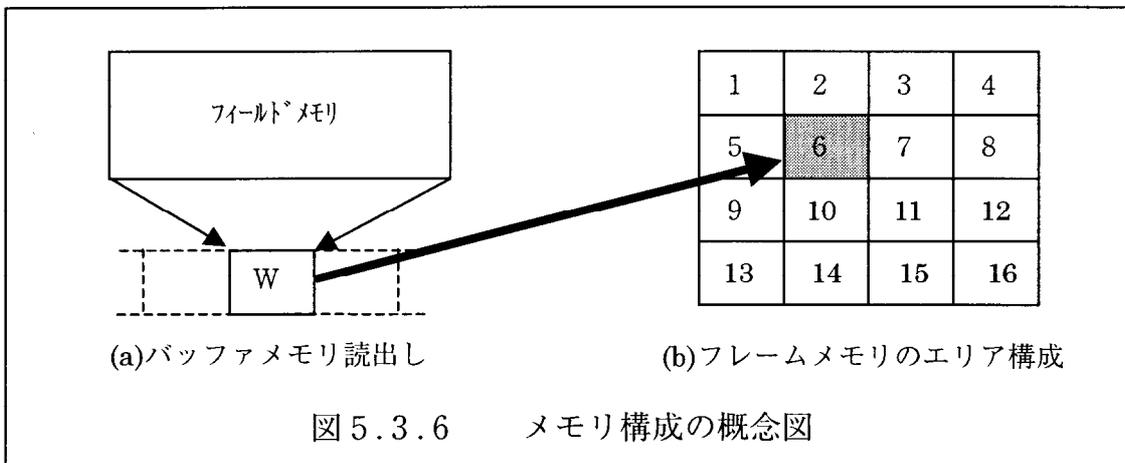
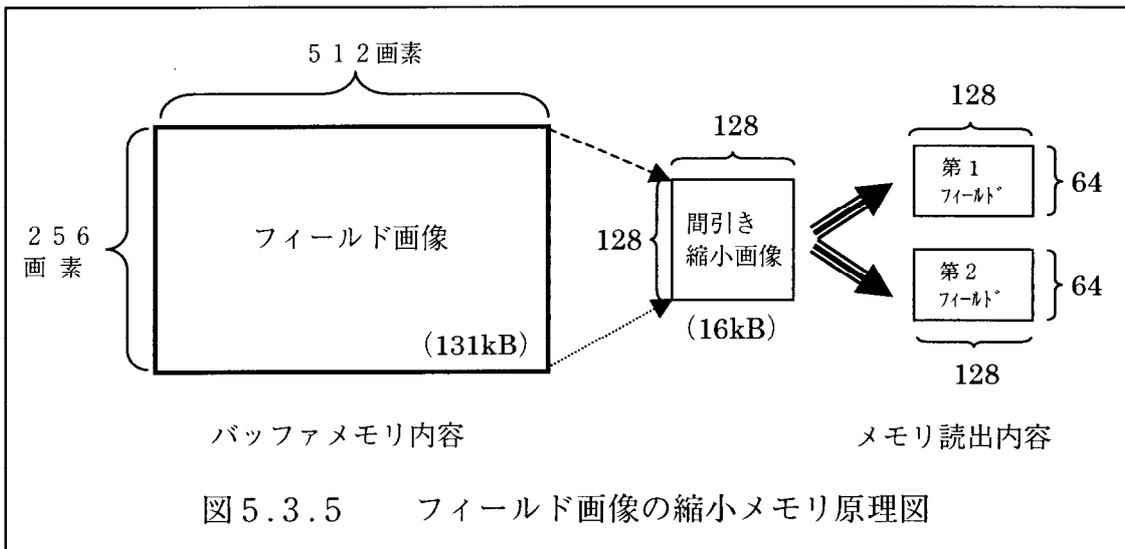
図 5.2.2 イラスト合成回路

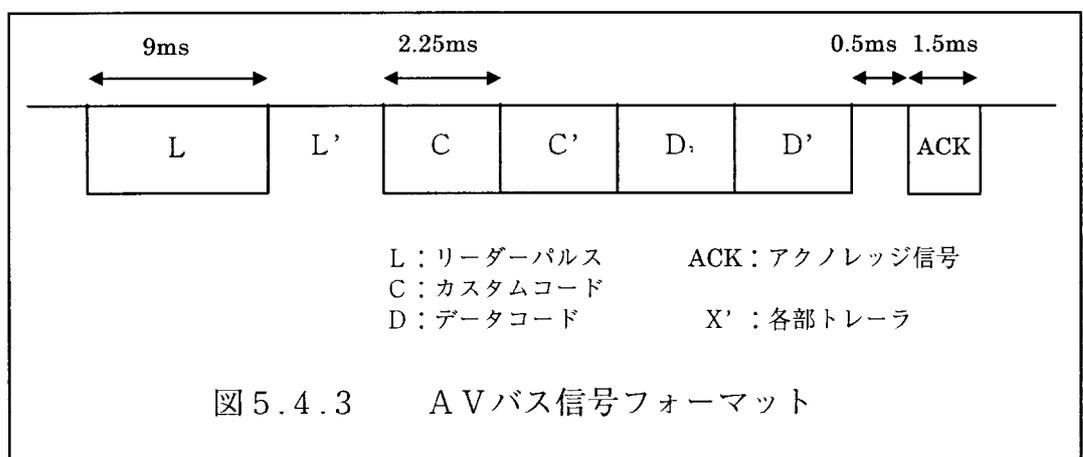
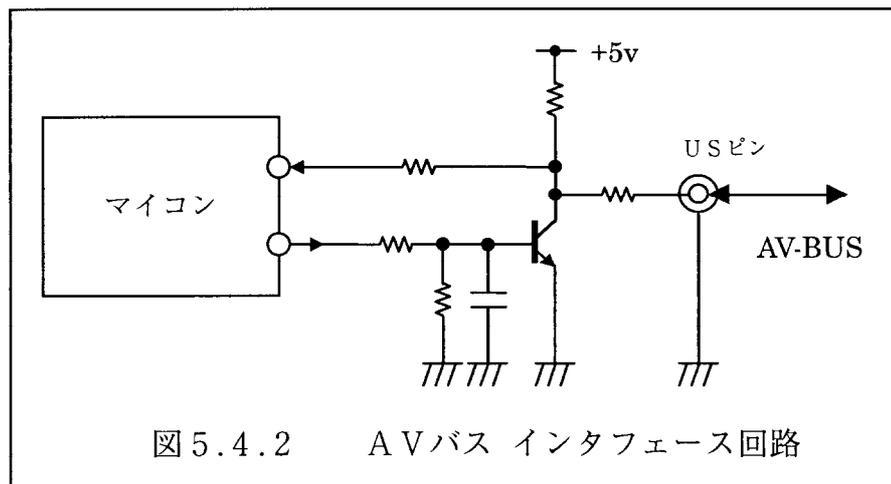
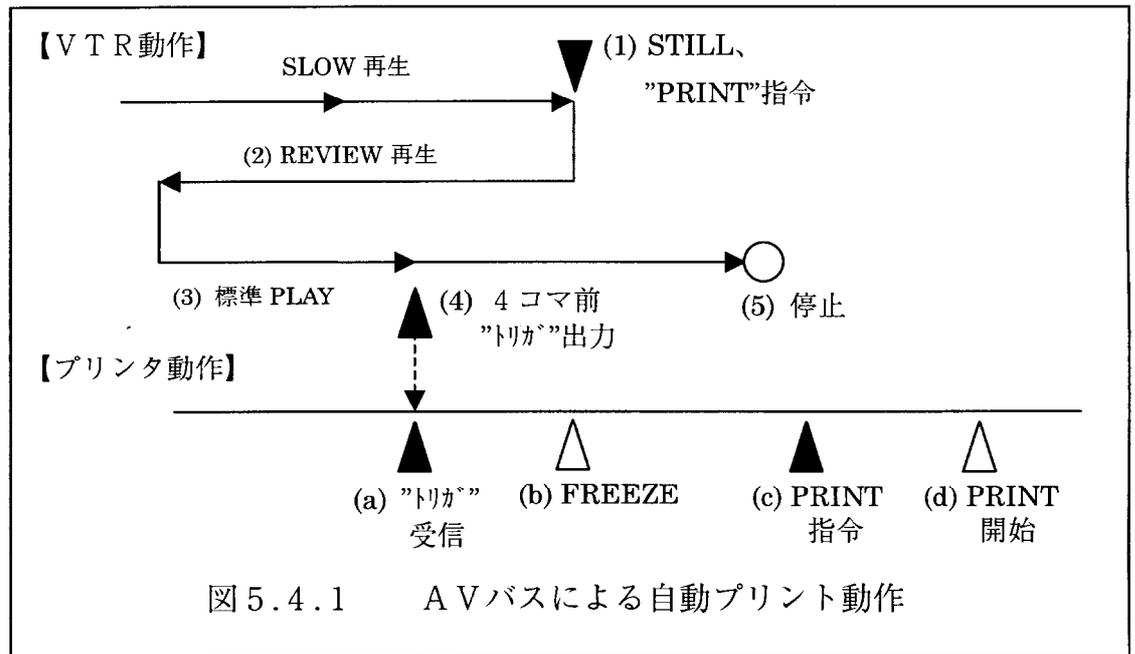












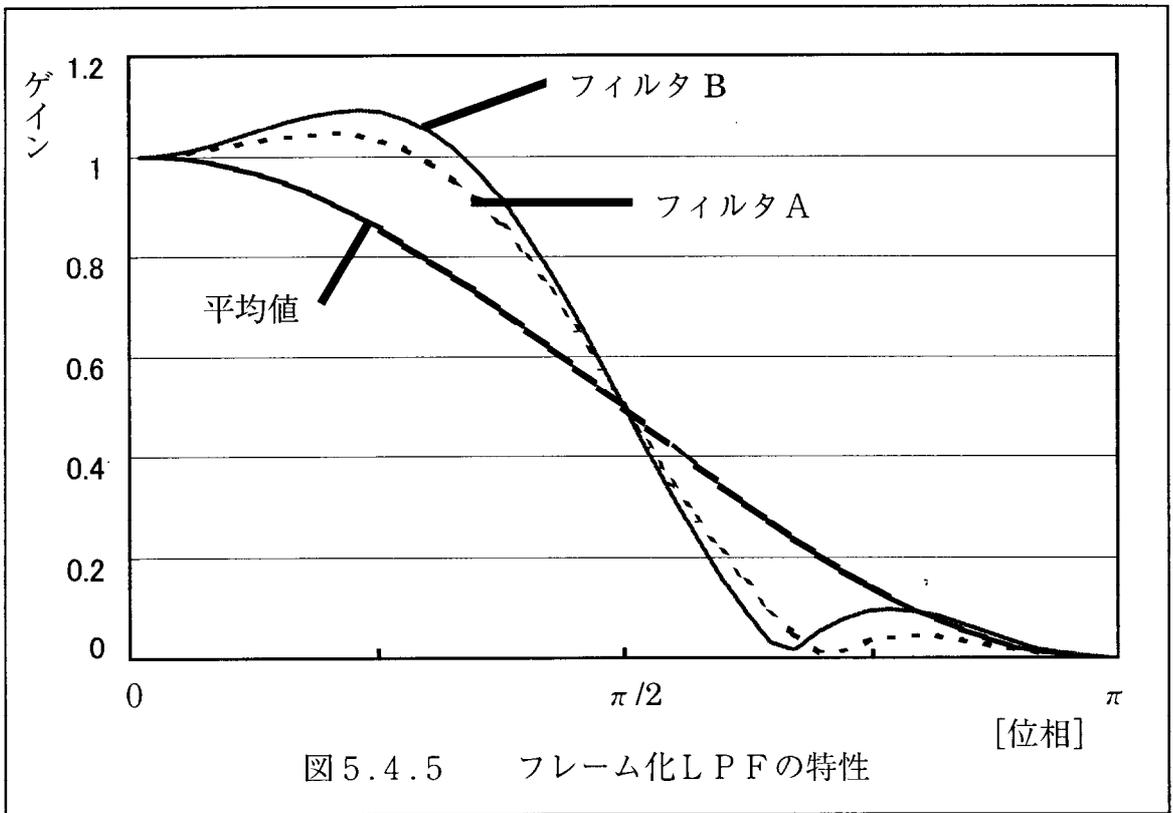
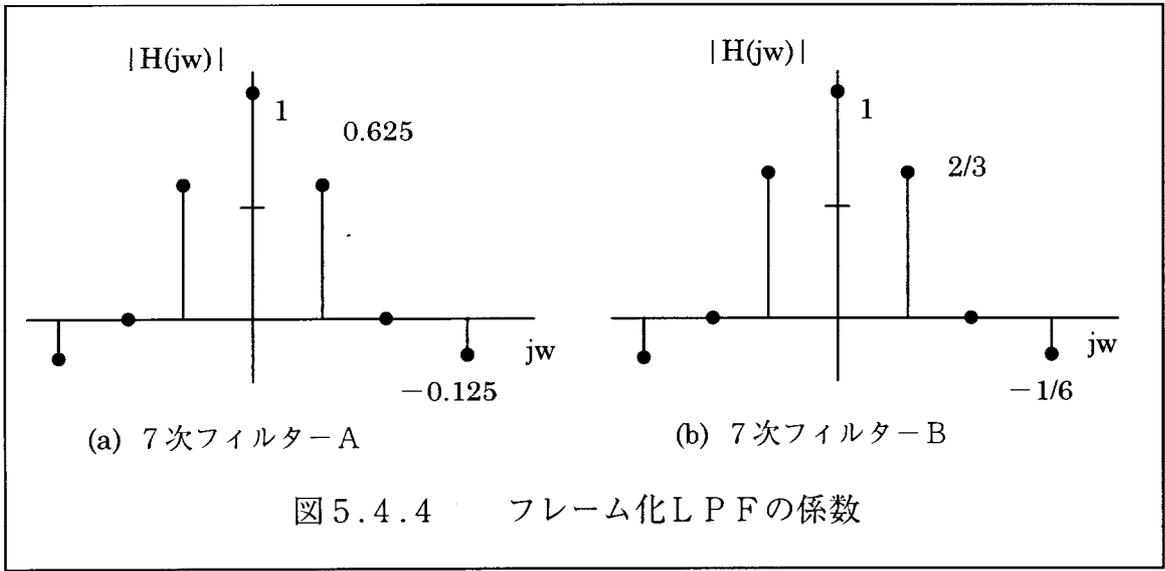


表 5.4.1 ハイビジョン信号仕様

項目	仕様	備考
走査方式	インタレース	NTSC と同様
周波数：垂直同期 f_V 水平同期 f_H サンプリング f_S	59.94 Hz 33.71628 kHz 74.25 MHz	
有効画素数：垂直 ρ_V 水平 ρ_H	1080 1920	当初： $\rho_V = 1035$ $\rho_H = 1920$
水平クロック数 N_H	2200	$\rho_H = f_S / f_H$
画面アスペクト比 画素アスペクト比	16 : 9 1 : 1	NTSC (4 : 3) 当初 (1 : 0.958)

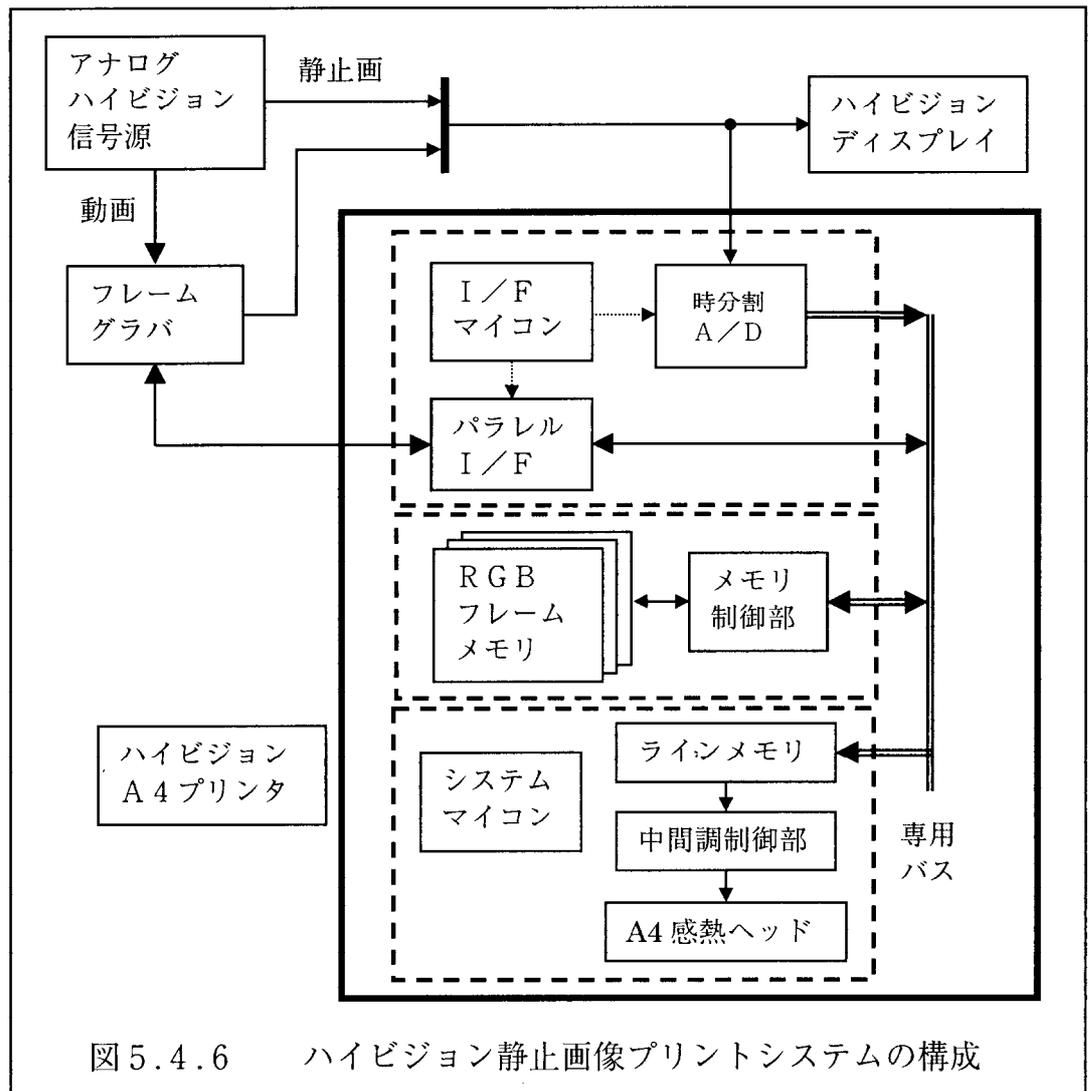
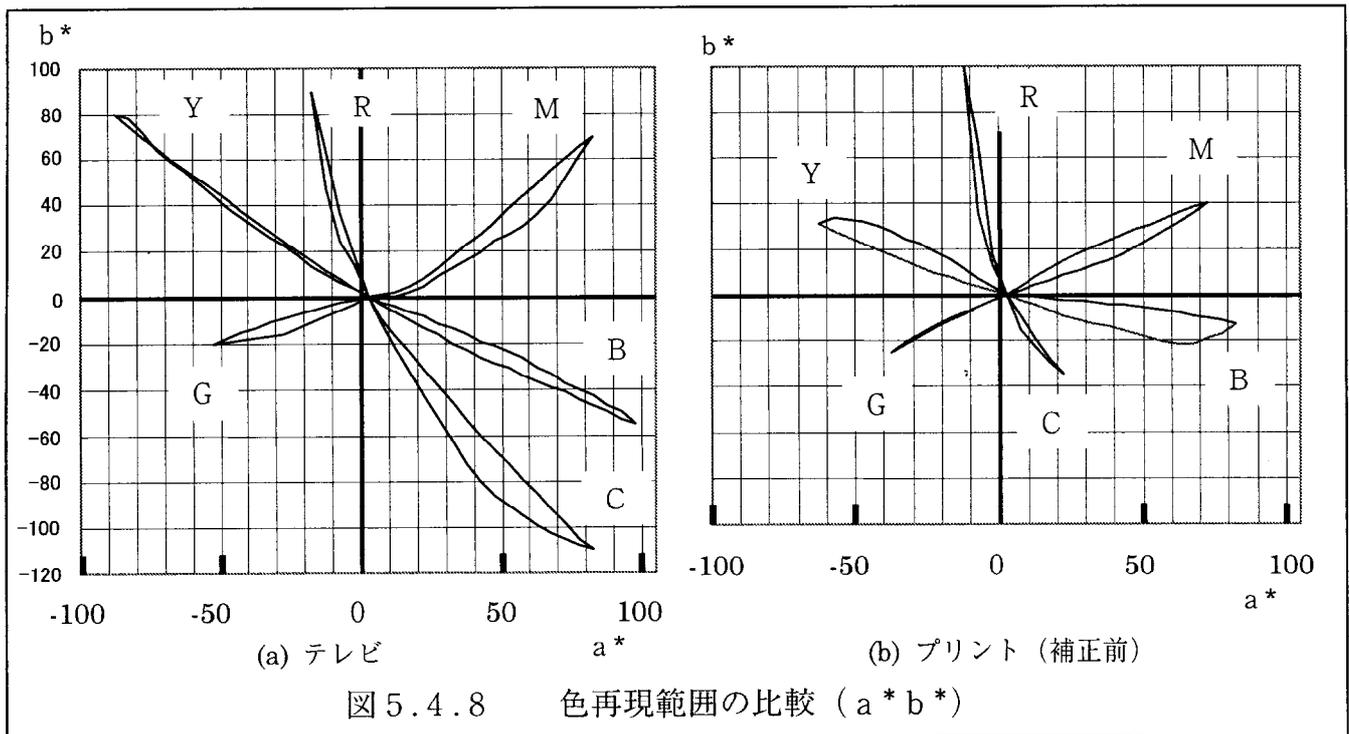
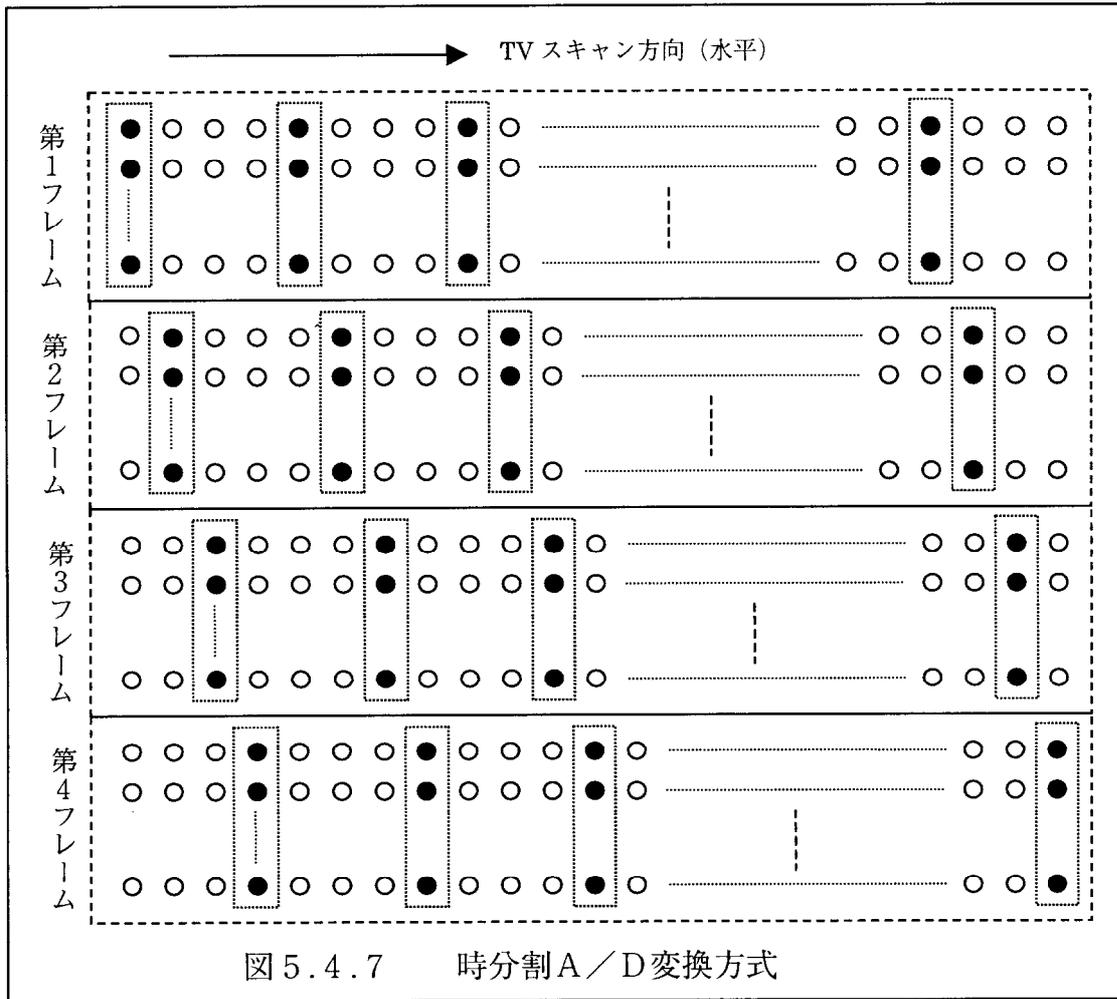


図 5.4.6 ハイビジョン静止画像プリントシステムの構成



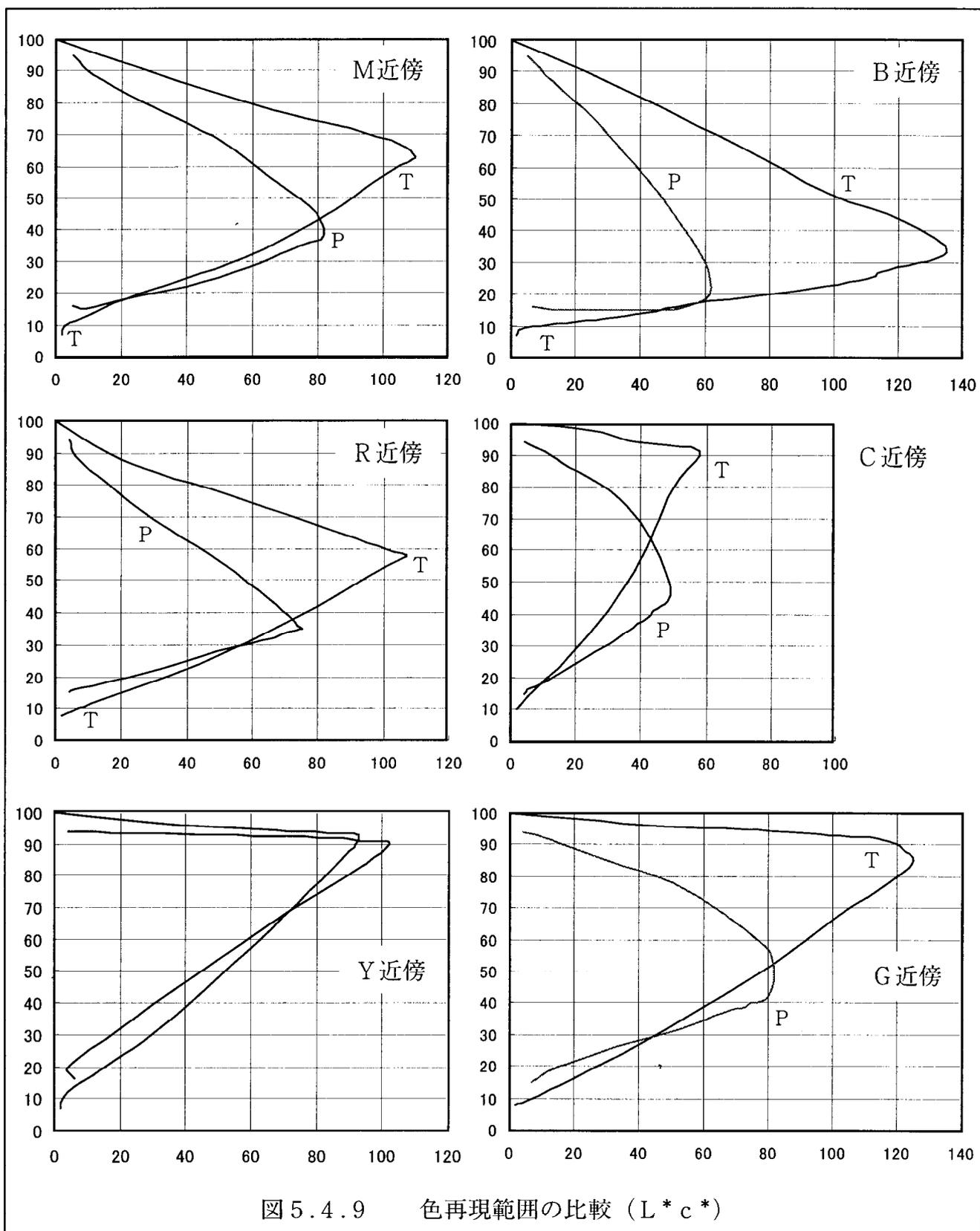
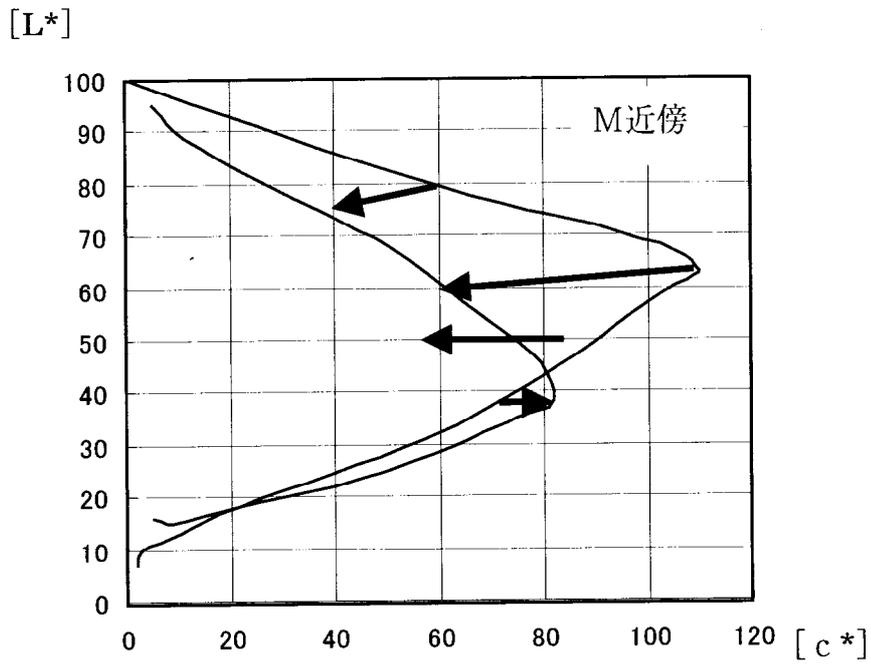
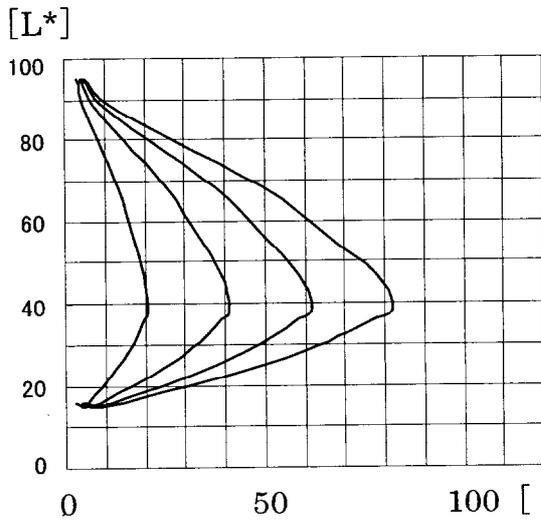


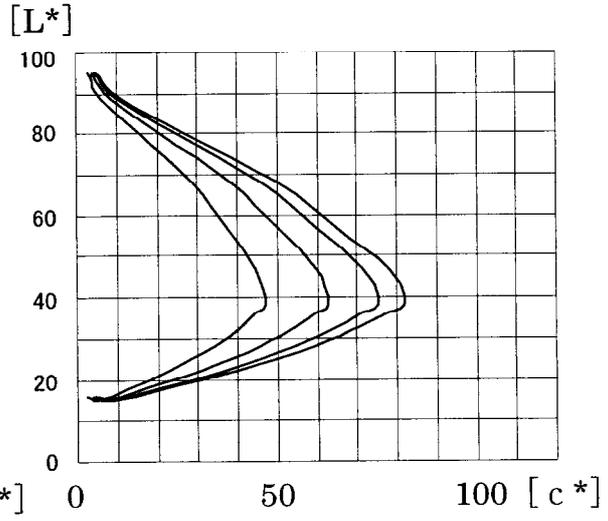
図 5.4.9 色再現範囲の比較 (L*c*)



(a) テレビ色域からプリンタ色域への圧縮概念図



(b) 均等写像方式



(c) 考案した写像方式

図 5.4.10 再現範囲の写像方法 (L^*c^*)

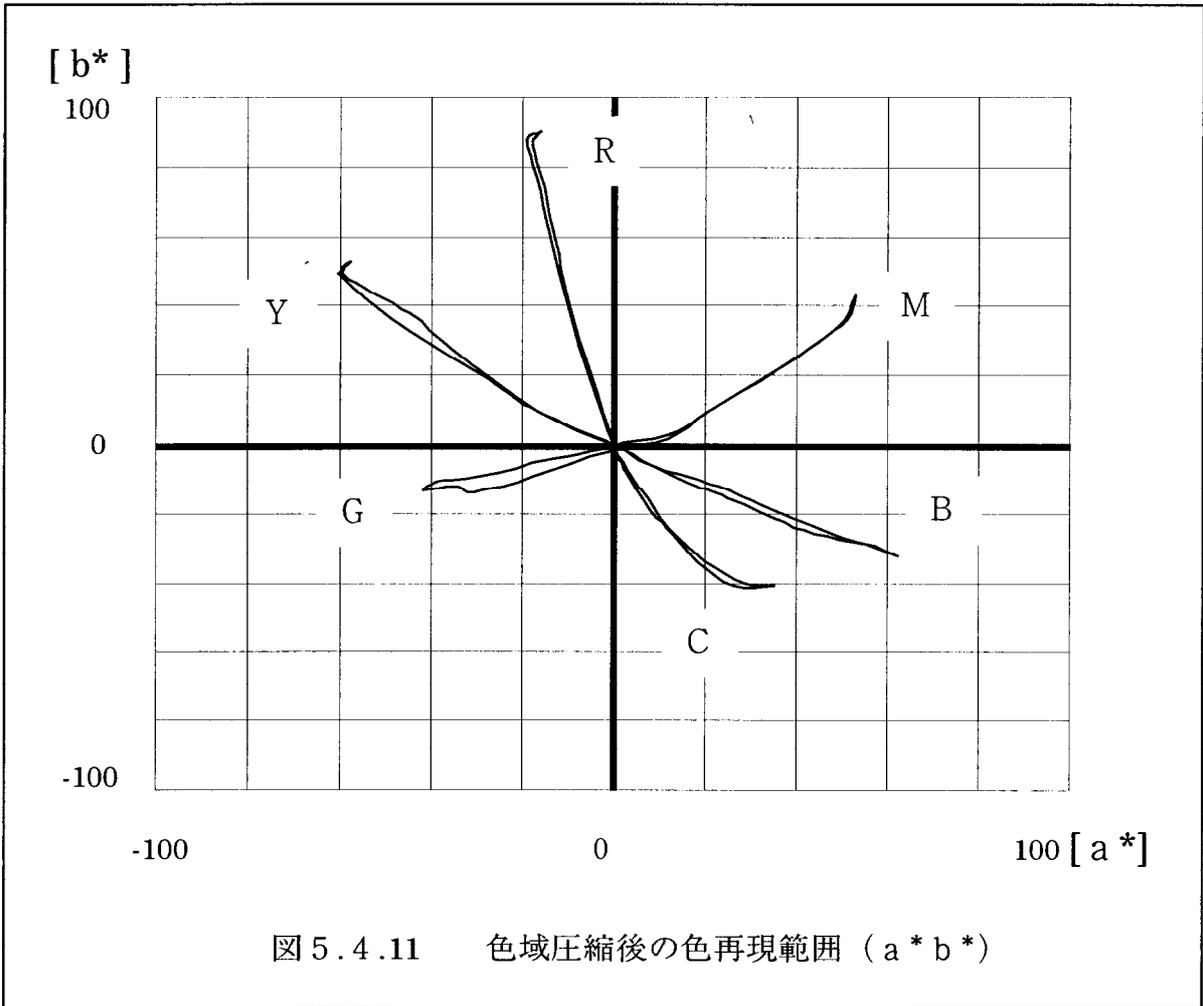


図 5.4.11 色域圧縮後の色再現範囲 (a^*b^*)

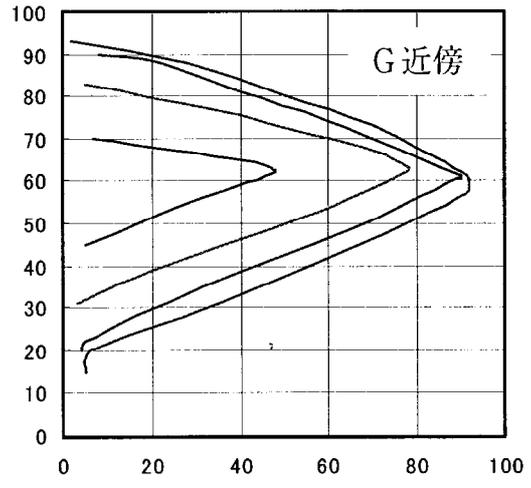
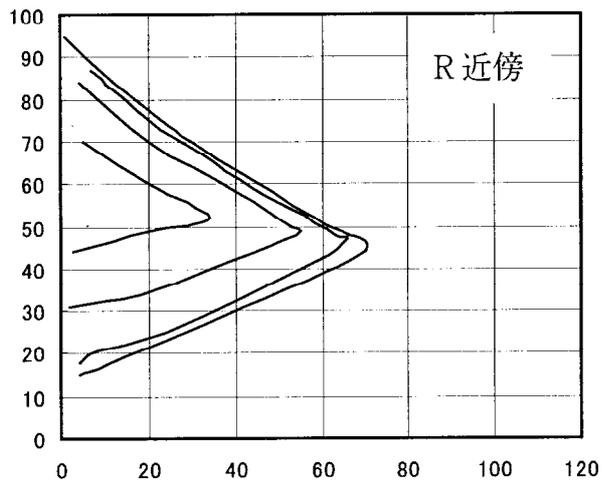
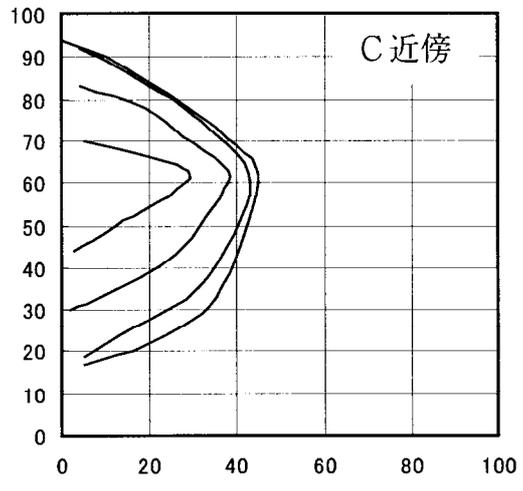
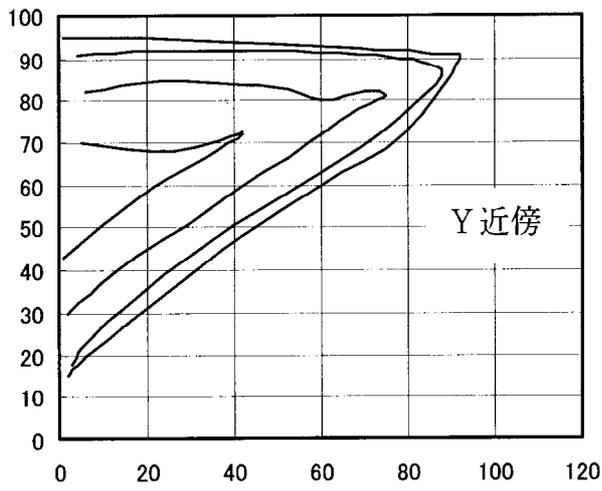
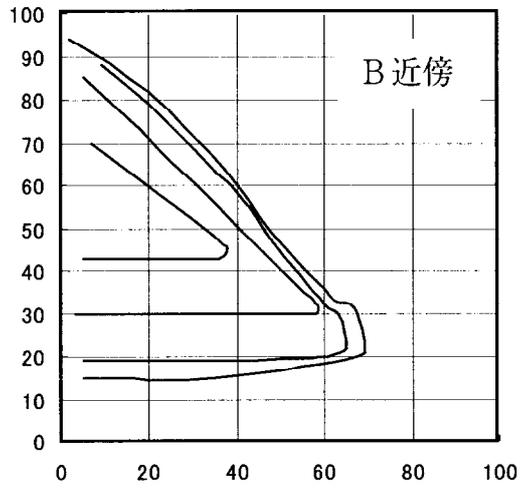
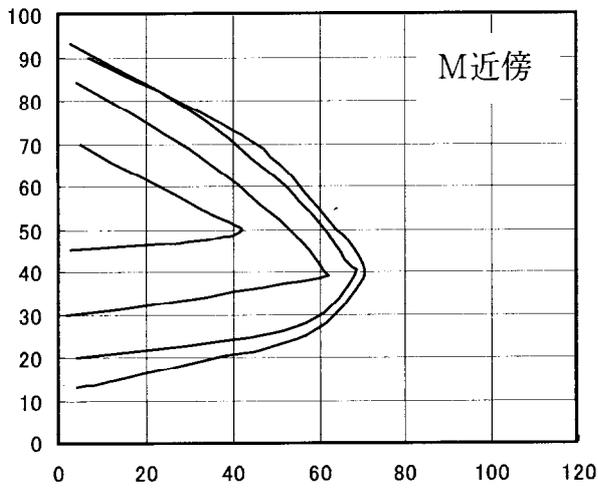
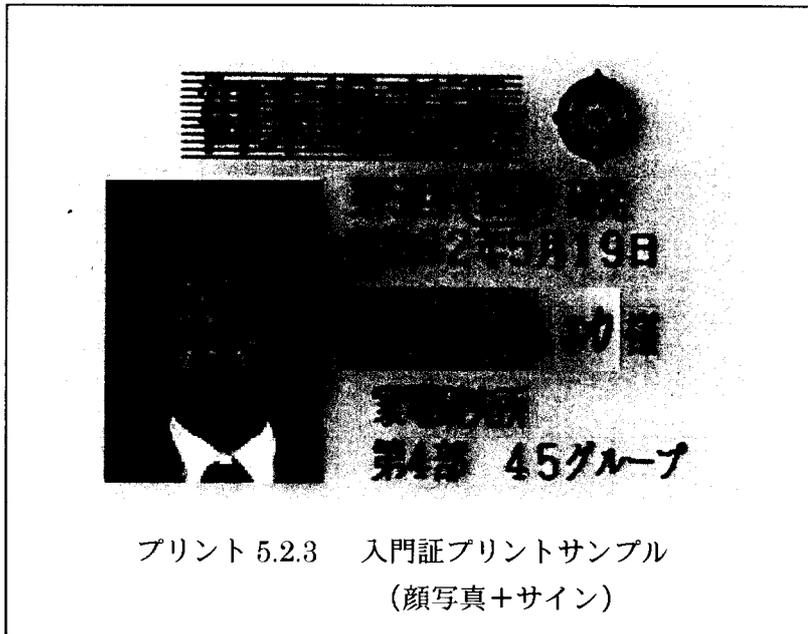


図 5.4.12 色域圧縮後の色再現範囲 (L^*c^*)



プリント 5.2.3 入門証プリントサンプル
(顔写真+サイン)



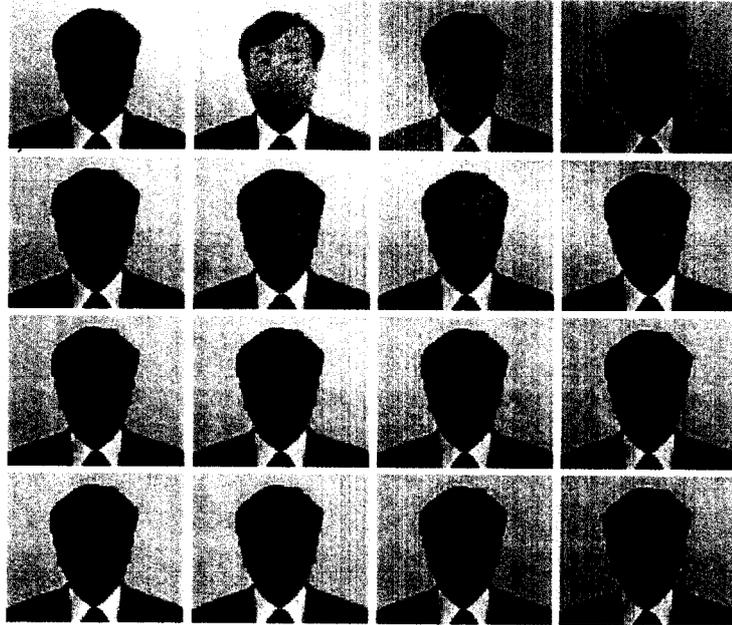
プリント 5.2.4 免許証プリントサンプル
(IDデータ+顔写真+サイン)



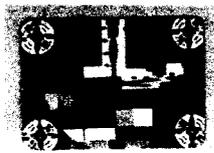
プリント 5.2.1 文字合成プリントサンプル



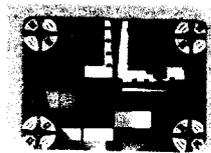
プリント 5.2.2 イラスト合成プリントサンプル
(2ビットメモリ、ハーフトーン合成)



プリント 5.3.1 同一面縮小マルチプリントサンプル

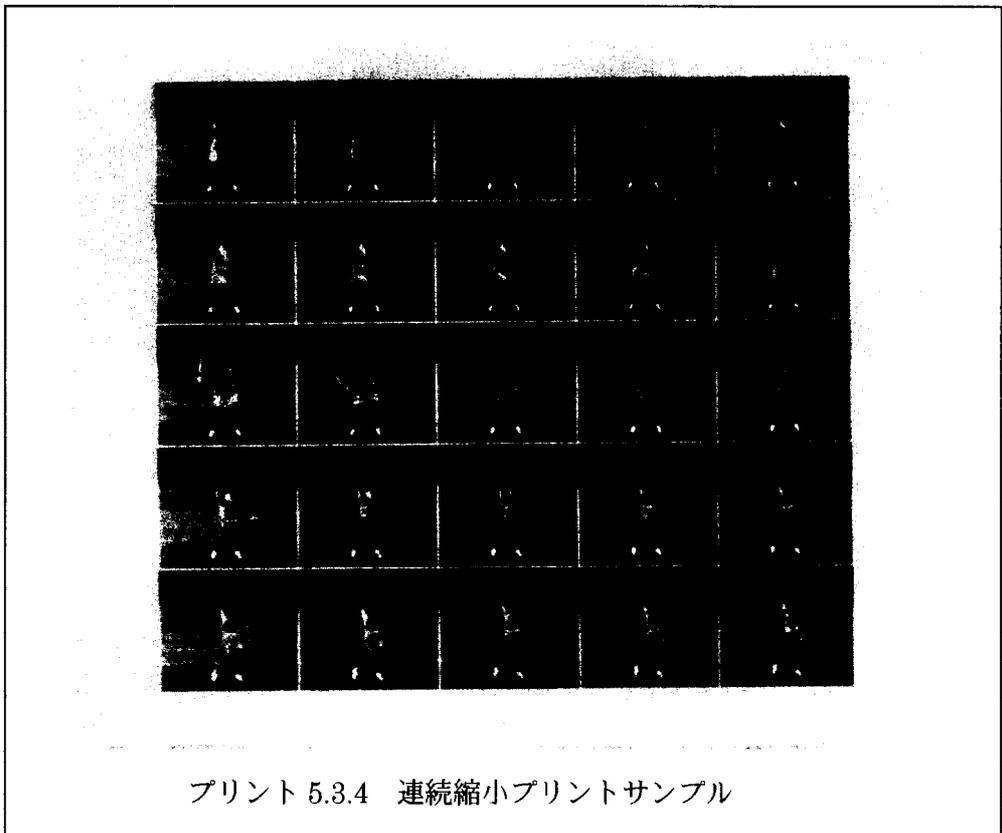


(a) 単純間引き



(b) 4点平均

プリント 5.3.2 フィルタ方式による縮小プリント比較



第6章 結 論

本論文は、ソフトコピー機であるVTRやハードコピー機であるビデオプリンタにおいて、再現画像の品質を損なうことなく映像記録装置内の記録メディア搬送の性能を向上させ、高機能化や自動化・システム化による装置の改良と操作性の改善および高性能化に関する研究の報告である。特に高画質化と信頼性・操作性の向上に重点をおき、記録メディアの搬送技術の改善や再現画像の画質改善に関して報告した。また、社会のニーズに応えた高機能化を検討し、ユーザーフレンドリで使い勝手のよい、高齢者にもやさしい機能の開発により社会に貢献した。

第1章では、本研究の背景と目的を述べた。動画像のソフトコピー機としてのVTRにおいて、そのメディア搬送を担っているサーボ制御技術の重要性や、記録・再生時における機能改善の必要性を述べた。また、動画像の一部を取出した静止画像のハードコピー機としてのビデオプリンタにおいては、写真並みの高画質が要求されることより、滑らかな濃度特性が可能な中間調制御方式や、濃度むら改善などの高画質化技術の重要性を述べた。また高画質・高精細および大判化への進化と、プリンタを中心としたシステム展開の必要性にも言及した。

第2章では、家庭用VTRのサーボ制御システムにおいて、従来システムの問題点を取り上げ、その特性を改善する新サーボ制御システムを開発した。(位相+速度)制御方式の提案によりモータ特性を改善し、速度ドリフトを解消するとともに応答特性を改善して立上り時間を速くした。また基準信号を介してドラム制御系とキャプスタン制御系を接続することにより、互いの位相ゆらぎを電気的に分離独立させてジッタを改善できる新サーボ制御システムを構築でき、再生画像の画質改善を実現できた。

さらにアナログ制御回路における温度変化や経時変化を改善すべく、サーボシステム全体のデジタル化を検討した。まずは制御周波数が30Hzと低い位相制御系のデジタル化を実現し、続いて1KHz程度の速度制御系もディジット誤差に注意してデジタル化した。さらに位相補償フィルタも簡易構成方式を考案してデジタル化し、全体を一つのLSIに集積化できた。これにより環境変化に影響されない全デジタル制御システムを開発し、信頼性を高めるとともに多くの高機能化へも対応可能とした。

その後マイクロコンピュータの発達に伴ない、プログラミングによるソフトウェア制御方式の可能性が高まってきた。そこで従来のLSI開発における膨大な開発時間とLSI修正に要する時間と費用に鑑み、システム変更やパラメータ設定に回路変更を伴わず、実装状態での最適化が容易なソフトウェア制御方式を検討した。マイクロコンピュータの高速化と専用化等により複数の制御操作が可能となり、速度制御と位相制御の割り込み優先順序を設定することにより実現した。この結果、LSIの周辺回路を削減できるばかりでなく、製品開発の迅速化と社会ニーズへの対応が速くなり、社会に大きく貢献できた。

第3章では、デジタル制御システムを基本として、VTRの従来機能を改善するとともに更なる高機能化を図り、あわせて自動化による操作性の向上と再現画像の高画質化を実現した。まずは従来可変速再生時の問題点を明確にして、機能の改善と高画質化を図った。サーチ再生においては高速化とともに色ずれが目立ち、大きく画質を劣化させていた。この原因はヘッドとテープの相対速度ずれにより、再生水平同期信号の周波数がずれることによる。この対策として当初は、基準信号周波数をサーチ速度に応じて微調整して対処していた。最終的には再生水平同期周波数 f_H を直接的に一定に制御するべく、ドラム制御方式として再生 f_H の速度検出による速度制御のみの構成とした。この結果、サーチ方向や速度を気にすることなく、常に相対速度を自動補正して色ずれのない高画質な画像を再現できた。また従来スチル機能でのノイズの追込み方式を検討し、ノイズ位置に対応したモータのパルス幅駆動と新ノイズ検出方式により、ノイズ追込みが速く精度の良いノイズレススチルを実現した。さらにノイズレススチルと1フレーム期間の標準再生を繰り返すことにより、ノイズの現れないファインスローや駒送り機能を開発した。これにより動きの激しい再生画像においても、高画質な画像をゆっくり確認しながら映像を楽しむことができる。

一方レンタルビデオの普及により、他のVTRで記録されたビデオテープを再生する機会が多くなってきた。この場合、テープを交換する毎にトラッキング調整が必要であり、またアジャスト位置が把握しにくい等の煩わしさがあった。そこでオートトラッキングの要求が大いに高まり、二重スキャンによる新方式を開発した。この方式では最初に粗いピッチで速くスキャンし、概略の最適位相を検索して従来方式に見られた誤動作を防止した。次に概略位相の前後を細かなピッチでスキャンするが、この時点でほぼトラッキングが合っていて視覚的にスキャン終了と感じられる。このように誤動作が無くスキャン時間の短い新オートトラッキング方式を開発し、調整の煩わしさを解消して常に最適画質を提供でき、操作性を大幅に向上できた。

さらにカメラ一体型VTRの普及により、記録と記録のつなぎ目の画質を改善するつなぎ撮り機能、および記録済みテープへのインサート記録機能が望まれていた。つなぎ撮りにおいては一旦テープを巻き戻し、テープ上の再生コントロール信号と入力画像からの記録コントロール信号を同期化した後、正確な位置より記録を開始させる方式とした。これによりつなぎ目でのノイズ発生や音声ゆらぎがなく、自然な状態でつなぎ記録が実現できた。またインサート記録においては、フルイレースヘッドを使わずに通常の磁気ヘッドで上書きする。このときキャリアピーキング方式により前信号中のカラーバースト信号を消去できることにより、見苦しい虹模様ノイズを抑え高画質なインサート記録が可能となった。これら記録時あるいは編集時の画質改善により、撮影や編集の楽しみを増すことができた。

一方、温度変化等の回路素子の影響はデジタル制御方式により解消されたが、このような環境変化によりモータ特性や負荷トルクも大きく変化して速度ドリフトが生じる。この速度ドリフトは結果的に同期位相ずれとなり、特にドラム位相系においては重要な問題となる。そこで制御速度の自動設定機能を検討し、速度誤差により目標速度を順次更新し

て、自動的に速度誤差を補正するループを追加した。従来速度制御系の立上り時間と同等時間において、速度誤差0.5%以下の問題の無い精度まで追い込むことができた。この自動速度設定機能は、キャプスタン制御系においては可変速再生後や記録モードの切換わり時にも動作し、安定で信頼性の高いサーボ制御系を供給できた。

第4章では、染料転写型感熱方式によるビデオプリンタの開発において、その基本的な性能である濃度特性や調子再現特性およびプリント画質の改善に関して述べた。特に染料インクでは高解像度と高階調が両立可能なことより、6本/mm(150dpi)でフルカラー24ビット制御による写真並みの高画質を目指した。各色各階調において通電時間設定が可能な中間調制御方式とし、擬似輪郭のない滑らかな濃度特性を実現した。さらにはヘッド温度に係わらず安定な再現画像を実現できるように、多くの温度に対応した通電時間データを用意し、これらを圧縮保存することにより少ないメモリで細やかな温度管理と濃度制御が可能な新中間調制御方式を確立した。

さらに感熱ヘッドの構造に起因した濃度むらを解明し、その改善方法を明確にして濃度むらを補正できた。発熱素子の抵抗値や平坦度むらに起因する横すじに対して、画像データを補正することにより濃度むらを大幅に低減できた。またヘッド内配線での電圧降下に起因したゴーストと呼ばれる縦すじに対して、各ライン各階調において通電画素数に比例して通電時間パルス幅を補正することにより、ほぼ完全に濃度補正を実現できた。さらには感熱ヘッド内の蓄熱による濃度尾引き現象に対して、濃度予測関数を提案して蓄熱モデルと補正アルゴリズムを明確化し、画像データの補正による蓄熱補正方式を開発した。この結果濃度むらを大幅に低減し、プリント濃度の均一化を高め画質を向上させることができた。

第5章では、ビデオプリンタのユーザーフレンドリな機能開発と、他の映像機器や信号源とのシステム化に関して述べた。まずはプリンタの特徴を出すべくメモリ画像への加筆機能を検討し、ビデオカメラによりイラスト画像の合成機能を開発した。イラストメモリ出力によりフレームメモリ画像を切換えて、8色マルチカラーのイラスト画像を合成する。ここで一方のメモリ画像をスルー状態にしてテレビ上で確認できる構成とし、イラストの大きさや位置合わせを容易にした。またパソコンからのグラフィック画像にビデオカメラからの顔写真を合成プリントする、業務用のIDカード発行システムを検討した。このシステムでは顔写真位置の任意設定機能が必要であり、カメラからの垂直水平同期信号を遅延調整可能として、上下左右方向への位置設定を可能とした。

さらにシール状の縮小画像や連続縮小画像のマルチプリント機能を開発した。この場合、縮小時の高域成分除去用フィルタとして4点画素の平均演算処理を実験確認し、折返しノイズのない高画質縮小プリントを実現した。またインデックスプリントや連続縮小マルチでは縮小後にメモリすることより、A/D変換前にアナログフィルタを設ける構成とした。

一方、VTR画像における決定的瞬間をプリントする場合、その瞬間画像をプリンタに取り込むことは非常に困難である。またスチル画像では上下端のS/Nが劣化しており、

そのままのフリーズ画像では高画質は望めない。そこで狙った画像を容易にメモリしプリントできる、AVバスによる自動プリントシステムを開発した。このシステムでは、VTR側でのファインスローによる画像選定と、スチル状態でのメモリ・プリント釦の操作のみで自動プリントできる。つまりVTRではつなぎ撮り技術の応用により巻き戻しと標準再生を実施し、AVバスを介して選定画像のメモリ指令をプリンタに送る。この結果、プリンタには希望画像が最適画質でメモリされ、必要により自動プリントされる。またハイビジョン信号用の静止画対応プリンタや、動画取り込み装置との組み合わせによるハイビジョンプリントシステムを開発した。従来画素密度6本/mmで大判サイズとし、水平方向の両端をトリミングしてA4受像紙に収まるようにした。

最後にプリント画像とテレビ画像の色再現範囲について検討し、標準モニタ画像からプリント画像への色域変換に関して一検討結果を報告した。特に色相よりも輝度を重視した色域変換が好ましく、また変換色域を高彩度側に少し密にすることによりプリント画像の色感をより良くできた。しかし一部で写像困難な色相もあり、今後の更なる研究を要する。

以上のような画質改善技術や機能展開技術により、VTRやビデオプリンタにおいて記録メディア搬送性能と信頼性を向上させ、再現画像の品質を高めることができた。またそれぞれの画像記録装置において、高機能化や自動化を推進するとともに他の映像装置とのシステム化を構築し、高齢者にも使い易くユーザーフレンドリな機能展開とし、操作性を高めて社会に大きく貢献できた。

謝 辞

今回ここに筆者の20余年にわたる研究をまとめることができたのは、永年のご指導を賜った多くの方々のおかげであります。

本論文をまとめるに当たり、特別の御指導と御鞭撻を賜った 東京工業大学 木田拓郎教授、小林隆夫教授、大山永昭教授、前島英雄教授、酒井善則教授に心から御礼を申し上げます。特に、木田教授には論文作成に当たり、その構成、内容につき細部にわたり御教示いただきました。ここに記して、心から感謝の意を表します。

本論文は筆者が株式会社日立製作所 家電研究所（その後以下のように名称変更：映像メディア研究所・マルチメディアシステム開発本部・デジタルメディア開発本部）において行った研究をまとめたものであります。本研究を進めるに当たり、終始、並ならぬご指導と激励を賜った同社デジタルメディア開発本部（前）本部長 柴田晃博士、同主幹研究員野田勝博士には心から感謝の意を表します。

また、研究の途上において種々のご討論、ご協力、ご助言を頂いた同社東海工場（前）福島勇夫技師長、同社デジタルメディア開発本部 西島英男主任技師、木村寛之主任技師、（前）半間謙太郎博士、（前）後藤敏彦主任技師を始めとする関係各位に厚くお礼申し上げます。

業 績 一 覧

【正論文】

1. Yasunori Kobori, Isao Fukushima, Hideo Nishijima, Noboru Horie, Kenji Kaneko :
“ One Chip Servo System LSI for Home VCR ”, IEEE Trans. Vol.CE-27, pp.71-79 (Feb.,1981)
2. Yasunori Kobori, Osamu Hattori, Toshihiko Gotoh, Hiroyuki Kimura, Koichi Tomatsuri, Kentaro Hanma :
“ A New Concept of Home Use Video Printer in Thermal Dye Transfer Method ”, IEEE Trans. CE-36, No.3,
pp.737-743 (Aug.,1990)
3. 小堀康功、小俣隆、中野哲夫、高野裕一：“ 昇華型熱転写プリンタにおける高画質化検討 ”,
23) 日本画像学会誌, 第39巻, 第1号, pp.3-12 (2000)
4. 小堀康功、小俣隆、中野哲夫、高野裕一：“ ビデオプリンタにおける高画質化の一検討 ”,
24) 日本画像学会誌, 第39巻, 第3号, pp.14-24 (2000)
5. 小堀康功、能村岳之、中野哲夫、高野裕一：“ 昇華型熱転写プリンタにおける濃度安定化の一検討 ”,
25) 日本画像学会誌, 第39巻, 第4号, pp.26-32 (2000)

【国際会議】

6. Yasunori Kobori, Isao Fukushima, Hideo Nishijima, Tomoyuki Watanabe, Minoru Nagata, Noboru Horie,
Tsunehiko Teshima : “ A VCR Servo IC with Self-Calibrating Adaptive SpeedControl ”, ISSCC Digest,
pp.30-31,297 (Feb.,1985)
7. Yasunori Kobori, Hiroyuki Kimura, Toshihiko Gotoh, Toyota Honda, Hiroshi Nakamura, Kentaro Hanma :
“ Thermal Dye Transfer A4-size Printing System for New Applications ”,
IS&T's Proceedings of the 6th Int'l Congress on Advances in NIP Tech., p.117 (Oct., 1990)
8. Yasunori Kobori, Hidefumi Goto, Hiroyuki Kimura, Hiroshi Nakamura, Kouichi Tomatsuri :
“ Photo Quality 300 DPI A4-size Printer Using Thermal Dye Transfer Method ”,
IS&T's Proceedings of the 8th Int'l Congress on Advances in NIP Tech. (Feb., 1993)
9. Yasunori Kobori, Hidefumi Goto, Hiroyuki Kimura, Hiroshi Nakamura, Kouichi Tomatsuri :
“ Digital Printing System with 300 dpi A4-size Printer using Thermal Dye Transfer Method ”,
IS&T's Proceedings of the 10th Int'l Congress on Advances in NIP Tech., pp.371-371 (Oct., 1994)

【口頭発表他：国内】

- 1 0. 小堀康功、柴田晃、伊東敏、吉川寛治、堀江昇、小倉節生、金子憲二,
“家庭用VTRサーボ回路のIC化”, テレビジョン学会技術報告, pp.25-30 (Mar., 1979)
- 1 1. 小堀康功、西島英男、岡本周幸、福島勇夫、手嶋恒彦、小倉節生, “ V T R用サーボ制御システムの
の開発とその L S I 化 ”, 昭和58年電気関係学会関西支部連合大会, G13-5 (1983)
- 1 2. 小堀康功、後藤敏彦、半間謙太郎, “ 感熱昇華式ビデオプリンタにおける画像再現 ”,
画像電子学会昭和61年度全国大会, N0.30, (1986)
- 1 3. 小堀康功、服部修：“小特集：ハードコピー 5-1 昇華型感熱転写方式” ,
テレビ学会誌, Vol.49, No.7, pp.24-27 (July, 1987)

参考文献

【VTR関係】

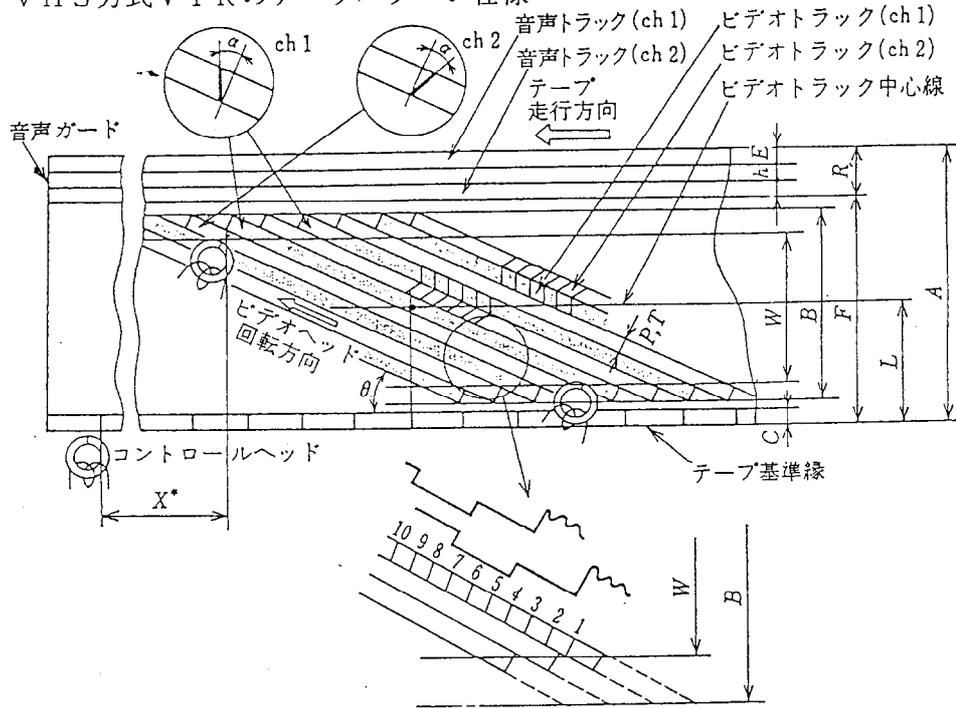
- 1) 木原：“ビデオレコーディング技術”産報 (June, 1969)
- 2) 稲津、秦、横川：“画像の記録と再生”コロナ社 (May, 1978)
- 3) 吹抜：“画像のデジタル信号処理”日刊工業新聞社 (May, 1981)
- 4) 近藤、西原、岩井：“電子制御工学”コロナ社 (Mar., 1963)
- 5) 伊沢：“自動制御入門”オーム社 (Dec., 1967)
- 6) 電気学会大学講座：“自動制御理論”電気学会 (Jan., 1971)
- 7) Y. Shiraiishi, et al：“Video Cassette Recorder Development for Consumers”, IEEE Trans. CE24, pp.468-472 (Aug., 1978)
- 8) 白石：“特集：磁気録画 6-2 VHS方式家庭用VTR”, テレビジョン学会, 第32巻, 第10号, pp.64-65 (1978)
- 9) A. Shibata, et al：“Advanced and Simplified Signal Processing System for VTR and It's High Performance LSI's ” IEEE Trans. CE-24, No.3 (Aug., 1978)
- 10) 小堀 他：“家庭用VTRサーボ回路のIC化”, テレビジョン学会技術報告, pp.25-30 (Mar., 1979)
- 11) 片山、吉田：“VTRヘッドモーターサーボ系のデジタル信号制御化”, 昭和45年電気四学会連合大会, pp.2317-2318 (1970)
- 12) I. Fukushima, et al：“Automatic Assembly Recording System for Helical Scan Type VTR” IEEE Trans. CE-25, No.3, pp.448-455 (Aug. 1979)
- 13) M. Tamura, et al：“Digital Signal Processing LSI for Home VTR Servo Circuit” IEEE Trans. CE-25, No.4 (Aug., 1979)
- 14) 田村 他：“家庭用VTRサーボ回路用デジタルLSI”, テレビジョン学会技術報告, TEBS58-1, pp.71-76 (Oct., 1979)
- 15) T. Nakamura, et al：“A Linear Compatible I²L Servo LSI for Video Recording” ISSCC 80 Digest, pp.202-203 (Feb. 1980)
- 16) Y. Kobori, et al：“One Chip Servo System LSI for Home VCR” IEEE Trans. CE-27, No.1, pp.71-79 (Feb. 1981)
- 17) 真利：“最新のAV機器とデジタル技術” コロナ社 (Dec., 1986)
- 18) 廣田、平栗：“VHSビデオにおける変速再生について”, テレビジョン学会1978年全国大会, pp.3-4 (July, 1978)
- 19) 東 他：“VTRのマイコン制御可変速再生方式”, テレビジョン学会技術報告, VR38-1, pp.37-42 (Dec., 1979)
- 20) 西島 他：“家庭用VTR IC化つなぎ撮りシステムの開発”, テレビジョン学会1981年全国大会, pp.209-210 (1981)
- 21) 小堀 他：“VTR用サーボ制御システムの開発とそのLSI化” 昭和58年電気関係学会関西支部連合大会, G13-5 (1983)
- 22) Y. Kobori, et al：“A VCR Servo IC with Self-Calibrating Adaptive Speed Control”, ISSCC Digest, pp.30-31,297 (Feb.,1985)

【ビデオプリンタ関係】

- 26) S. Masuda, et al : "Color Video Picture Printer", IEEE Trans. CE-28, No.3, pp.226-232 (Aug., 1982)
- 27) 大西 他 : "多重熱転写記録によるカラーTV画像の記録", 第14回画像工学コンファレンス, pp.159-163 (Dec., 1983)
- 28) 江口 他 : "昇華転写型フルカラープリンタ" 画像電子学会, 第12巻, 第1号, pp.18-23 (Apr., 1983)
- 29) T. Tsuzuki, et al : "High Quality Ink Jet Printing", Japan Display '83 (Oct. 1983)
- 30) 大出 他 : "熱転写フルカラー記録の検討" 画像電子学会研究会 (Oct., 1983)
- 31) 小橋 他 : "熱溶解転写記録方式の検討", 昭和59年電子通信学会総合全国大会, 1321 (Mar., 1984)
- 32) K. Hanma, et al : "A Color Video Printer with Sublimation Dye Transfer Method", IEEE Trans. CE-31, No.3, pp.431-437 (Aug., 1985)
- 33) T. Gotoh, et al : "Picture Reproduction of Sublimating Dye Method Video Printer", Proceedings of the 3rd Int'l Congress on Advances in NIP Tech., SPSE, pp.273-276 (Aug., 1986)
- 34) 小堀 他 : "感熱昇華式ビデオプリンタにおける画像再現", 画像電子学会昭和61年度全国大会, N0.30, (1986)
- 35) T. Gotoh, et al : "Development of an A4-size Color Video Printer", Proceedings of the SID, Vol.28, No.4, pp.483-488 (1987)
- 36) 木村 他 : "昇華性染料熱転写方式ビデオプリンタの信号処理回路" 1987年テレビジョン学会全国大会, 16-7, pp.371-372 (July, 1987)
- 37) H. Kimura, et al : "A Sublimation Dye Transfer for Continuous Tone Control Image with PC Generated Characters", IS&T's Proceedings of the 4th Int'l. Cong. On NIP Tech. pp.350-353 (Mar., 1988)
- 38) Y. Kobori, et al : "A New Concept of Home Use Video Printer in Thermal Dye Transfer Method", IEEE Trans. CE-36, N0.3, pp.737-743 (Aug., 1990)
- 39) Y. Kobori, et al : "Thermal Dye Transfer A4-size Printing System for New Applications", IS&T's Proceedings of the 6th Int'l Congress on Advances in NIP Tech., p.117 (Oct., 1990)
- 40) H. Kimura, et al : "High Speed Full-Color A6-size Printer for Business Use", Proceedings of ISCE, pp.277-280 (Oct., 1992)
- 41) Y. Kobori, et al : "Photo Quality 300 DPI A4-size Printer Using Thermal Dye Transfer Method", IS&T's Proceedings of the 8th Int'l Congress on Advances in NIP Tech. (Feb., 1992)
- 42) O. Hattori, et al : "Thermal Dye Transfer Printer for A6-size Standardized Cartridge", IS&T's Proceedings of the 9th Int'l Congress on Advances in NIP Tech., pp.378-381 (Oct., 1993)
- 43) Y. Kobori, et al : "Digital Printing System with 300 dpi A4-size Printer using Thermal Dye Transfer Method", IS&T's Proceedings of the 10th Int'l Congress on Advances in NIP Tech., pp.371-372 (Oct., 1994)
- 44) 小堀 他 : "昇華型熱転写プリンタにおける高画質化検討", 日本画像学会誌, 第39巻, 第1号, pp.3-12 (2000)
- 45) 小堀 他 : "ビデオプリンタにおける高画質化の一検討" 日本画像学会誌 第39巻 第3号, pp.14-24 (2000)
- 46) 小堀 他 : "昇華型熱転写プリンタにおける濃度安定化の一検討", 日本画像学会誌, 第39巻, 第4号, pp.26-32 (2000)

付 録

(1) VHS方式VTRのテープパターン仕様



* テープパターン上で ch 2 ビデオトラック 180° 出口から CTL 信号パルスまでの距離.

A	12.65±0.01	P	0.058	B	10.60	W	10.07	L	6.2
T	0.058	C	0.75	R	1.0	D	0.35	E	0.35
F	11.65	h	0.3	θ	5°58'9.9"	α	+6°, -6°	X	79.244

付図1 VHS方式VTRのテープパターン (単位 mm)