

制御用計算機用高密度磁気ドラム装置

High Recording Density Magnetic Drum Memory for Control Computer

High speed, reliability, maintainability and large capacity are the first requirements for auxiliary memory devices for on-line industrial applications. The H-7540 magnetic drum device has been developed as an on-line auxiliary memory device which fulfills these requirements through introduction of high density recording methods. In this device RAS (reliability, availability, serviceability) techniques have also been utilized for its higher reliability and maintainability. In this article, the outline of this device is described with emphasis on the high density recording methods.

林 幸登* Yukitaka Hayashi
大沢 晃* Akira Osawa
浜田長晴** Nagaharu Hamada
倉根是昭*** Koreaki Kurane

1 緒 言

一般に電子計算機システムでは、磁気ドラム装置、磁気ディスク装置あるいは磁気テープ装置など各種の外部記憶装置が用いられ、これらが互いに速度、経済性などを補いながらハイアラキ（階層構成）を成している。制御用計算機システムにおいてもその概念に変わりはないが、ただ、制御用計算機システムはプラントと直結して使用される場合が多く、本質的にオンラインリアルタイム処理が前提となっている。したがって、ここに用いられる外部記憶装置にはリアルタイム応答性と信頼性が重視され、アクセス時間が小さく機構的に信頼性の高い磁気ドラム装置が、プログラムレジデンスや高速データファイルとして中心的役割を果たしている。

一方、制御用計算機の処理内容は、単なるプロセス量の記録・監視といった程度から、プラントレベルでの最適制御へと進展するに伴って、取り扱う情報量は増大し、同時にオペレーティングシステムの発達を促してきた。これらはいずれも結果的に外部記憶装置の大容量化を促進し、大容量化はまた単位容量あたりの価格低減、すなわち経済性の追求を要求している。

このような背景のもとに、日立製作所では、制御用計算機HIDICシリーズの外部記憶装置として、H-7540高密度磁気ドラム装置を開発、実用化した。その特長と開発にあたっての基本的な考え方は次のとおりである。

(1) 高密度記録方式の開発

大容量化の要求に対処し、経済性を追求する最も効果的な手段は記録密度の向上である。これはまた同時にスループットの向上に対しても有効である。本装置では3.に述べるような新しい高密度記録方式を開発することによって、2,000bpi (bits per inch) という磁気ドラムとしては高い記録密度を達成した。

(2) 信頼性の向上

MTBF (平均故障間隔) が大きく温度特性の良い自社製の磁気ドラム本体⁽¹⁾ (図1) を採用し、特に記録・再生回路の動作マージンの向上に重点をおいた。

(3) 保守性の向上

回転機構部の寿命の問題を解決するため、磁気ドラム本体はグリースアップ可能な構造とした。また万一の故障に対し

ては、MTTR (平均故障時間) を短くするために、故障情報の収集および修理手段に多くの考慮を払った。

以下、高密度記録方式を中心に本装置の概要を述べる。

2 仕様および構成

本装置の仕様の概要は表1に示すとおりである。

また、本装置は図2に示す筐(きょう)体に、磁気ドラム本体、電子回路および電源などを収容している。

構成は図3に示すように、1組のデバイス制御回路に2組までのデバイスエレクトロニクスおよび同数の磁気ドラム本体が接続され、磁気ドラム本体の容量とその組合せによって、表1に示す容量系列が構成される。また、デュアルアクセス機能はコントロールエレクトロニクスをさらに1組接続し、これらを介して1台の磁気ドラム装置を2台のCPU (中央処理装置) に接続することができる。

表1 H-7540形高密度磁気ドラム装置のおもな仕様 本装置は豊富な容量系列を備え、過酷な使用条件に耐えることができる。

Table 1 Specifications of H-7540 Magnetic Drum Device

No.	形 式 仕 様	H-7541/7542-						
		1	2	4	8	10	12	16
1	記憶容量 (k語)	96	192	384	768	960	1152	1536
2	データ形式	固定長方式(16/64語/セクタ切替可)						
3	ビット/語	16データビット+1パリティビット						
4	平均アクセス時間	10/8.4mS (50/60Hz)						
5	転送速度	50/60または150/180k語/秒 (50/60Hz)						
6	読取り誤り検出	CRCおよびパリティ						
7	デュアルアクセス	H-7542形は可						
8	デュアルプロテクト	H-7542形は可						
9	温 度	0~50℃ (10℃/時間以下)						
10	湿 度	10~90% (湿球30℃以下)						
11	電 圧	200V ±10%						
12	周 波 数	50/60Hz $\pm \frac{1}{3}$ Hz						
13	期待ベアリング寿命	20年(2年ごとにサイトでグリースアップ)						

* 日立製作所大みか工場

** 日立製作所日立研究所

*** 日立製作所小田原工場

3 高密度記録方式

3.1 NRZ(Non Return to Zero)記録方式の導入

一般に磁気記録系は磁気回路系と電子回路系に大別され、前者は磁性媒体、磁気ヘッドおよび両者のスペーシングで形成され、後者は読出増幅器、書込増幅器などで構成される記録再生回路である。

磁気回路系において記録密度を高くする手段は、磁気ヘッドの浮動スペーシングを小さくし、そのスペーシングに応じて磁気ヘッドのギャップや磁性媒体の厚みを小さくすることであるが、浮動スペーシングの減少はヘッドクラッシュ障害の危険性の増加をも意味する。このため、制御用の用途に用いられることを前提として信頼性に第一の力点をおいた本装置の開発にあたっては、磁気回路系に電子交換機で実績ある機構をそのまま採用して、ヘッドクラッシュ障害の皆無を期した。

一方、電子回路系における高密度化の手段は、記録・再生時の位相マージンおよびレベルマージンの増加という一語に尽きる。しかし、現在最も広く用いられているPM(Phase Modulation)、FM(Frequency Modulation)方式は、1ビットタイムの最大磁化変化数が2で、位相マージンの増加という点で長い間壁に突きあたっていた。このため、1ビットタイムの最大磁化変化数が1で原理的に位相マージンの最も大きいNRZ(本論では広義の意味でNRZ-1も含むものとする)方式が見直されはじめているが、従来のNRZ方式には、

- (1) セルフクロッキングに適さない。
- (2) レベルマージンが少ない。

などの欠点があるため、NRZ方式によってPM、FMの壁を打開するには、これらに対処するなんらかの新しい方式が開発されなければならない。以下に本装置で開発したこれらの解決策について述べる。

3.2 NRZセルフクロッキング方式

本装置のクロッキングは、原理的には図4(a)に示す回路構成によって1ビットタイムを $1/n$ ビットタイムずつ位相のずれた n 個のチャンネルクロックを発生し、この中からデータブロックに先だて記録された基準ビット(図4(b))の再生波形ピークの位相に最も近いチャンネルクロックを選択してデータのクロッキング信号としている。

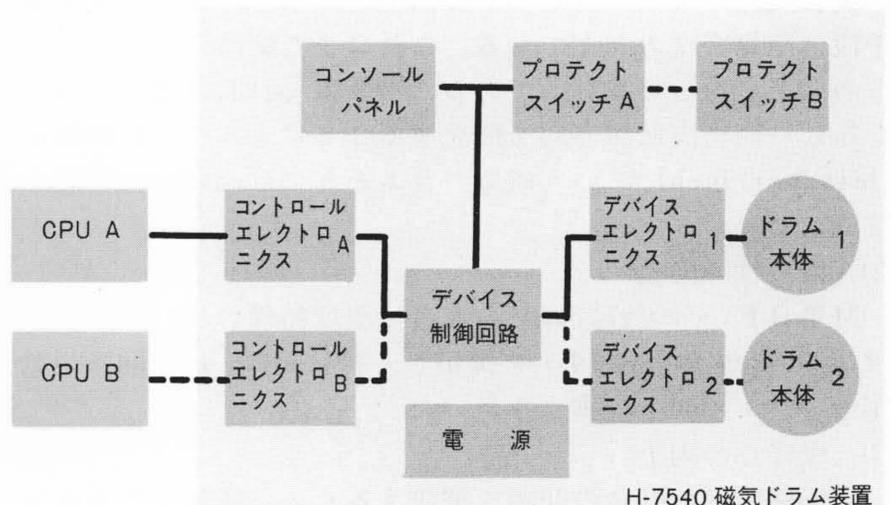


図3 H-7540磁気ドラム装置の構成 1組のデバイスコントロールに2組までのデバイスエレクトロニクスおよび同数の磁気ドラム本体が接続され表1に示す各種容量系列が実現される。

Fig. 3 Structure of H-7540 Magnetic Drum Device

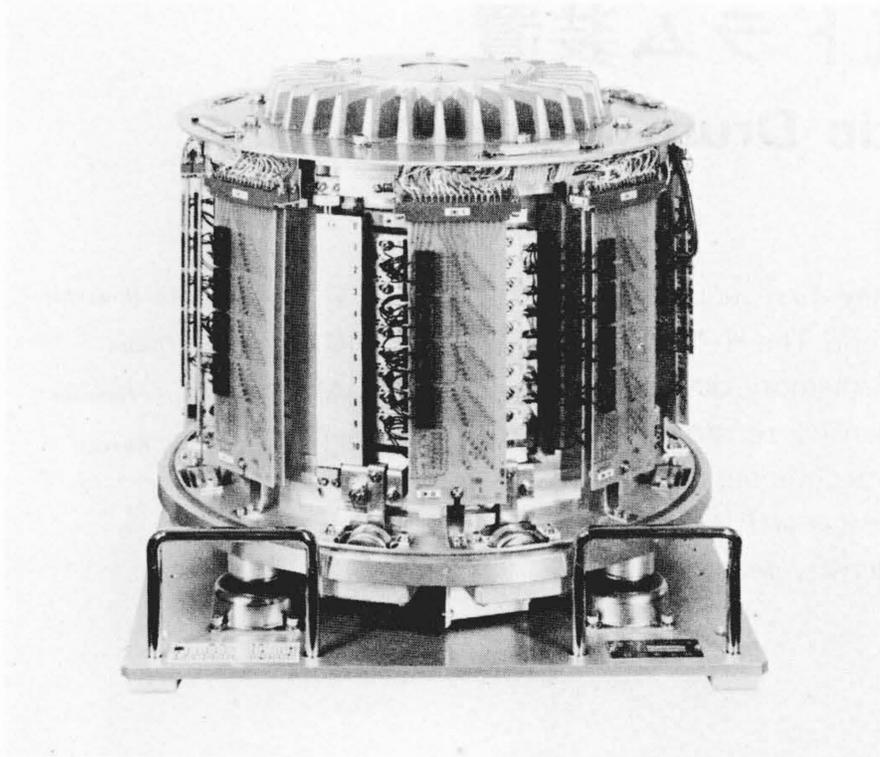


図1 磁気ドラム本体(FV-2516-256G) 日立製作所の磁気ドラムは信頼性が高いことで定評がある。特に温度特性が良く、ベアリングのグリースアップが可能なことはオンライン制御用としてきわめて好都合である。
Fig. 1 Magnetic Drum (FV-2516-256G)

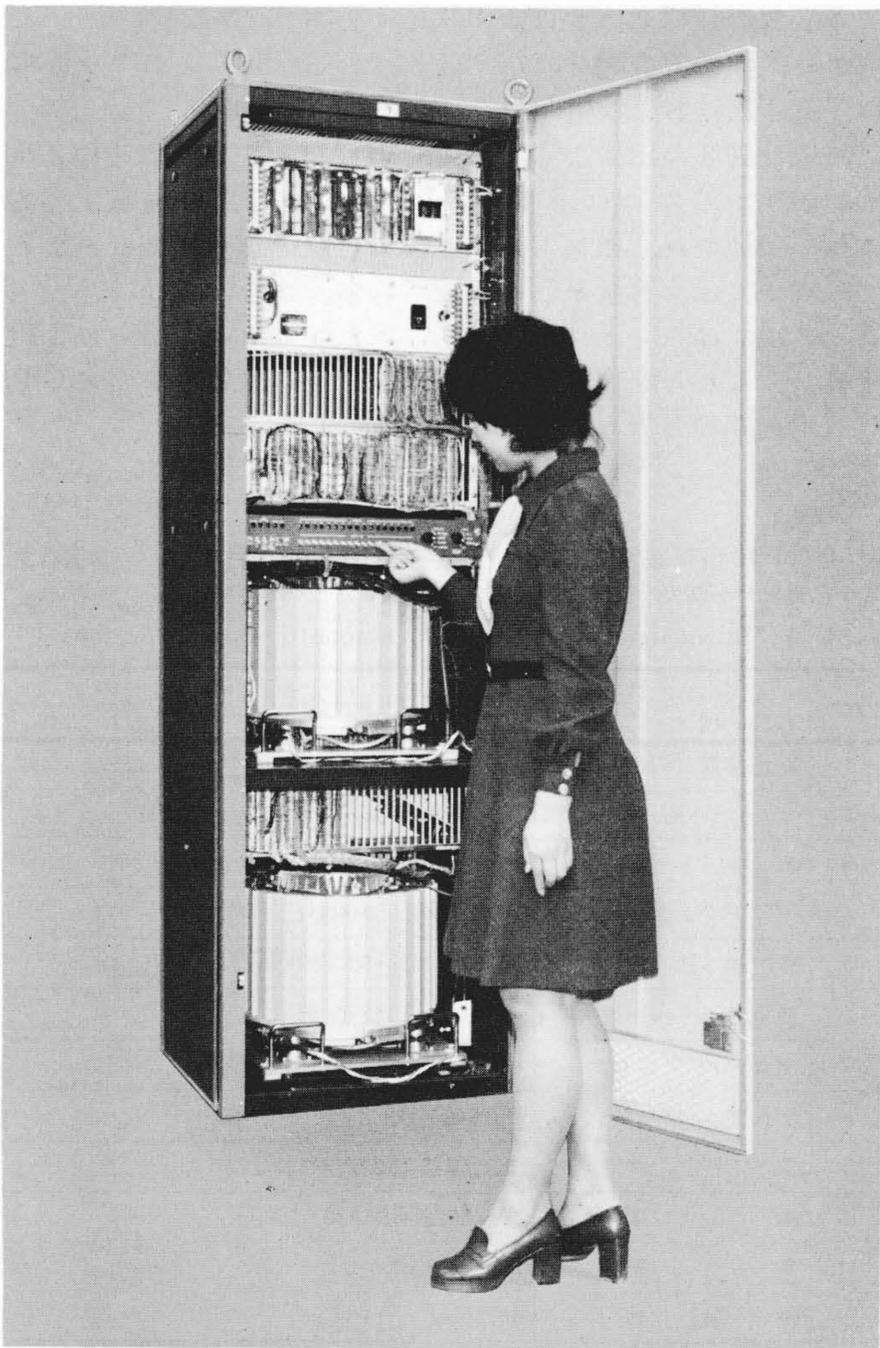


図2 H-7540形磁気ドラム装置 写真の筐体の中に2台までの磁気ドラム本体と周辺回路、電源などが収納されており、96k語から1536k語までをカバーしている。また、デュアルアクセスも可能である。

Fig. 2 H-7540 Magnetic Drum Memory

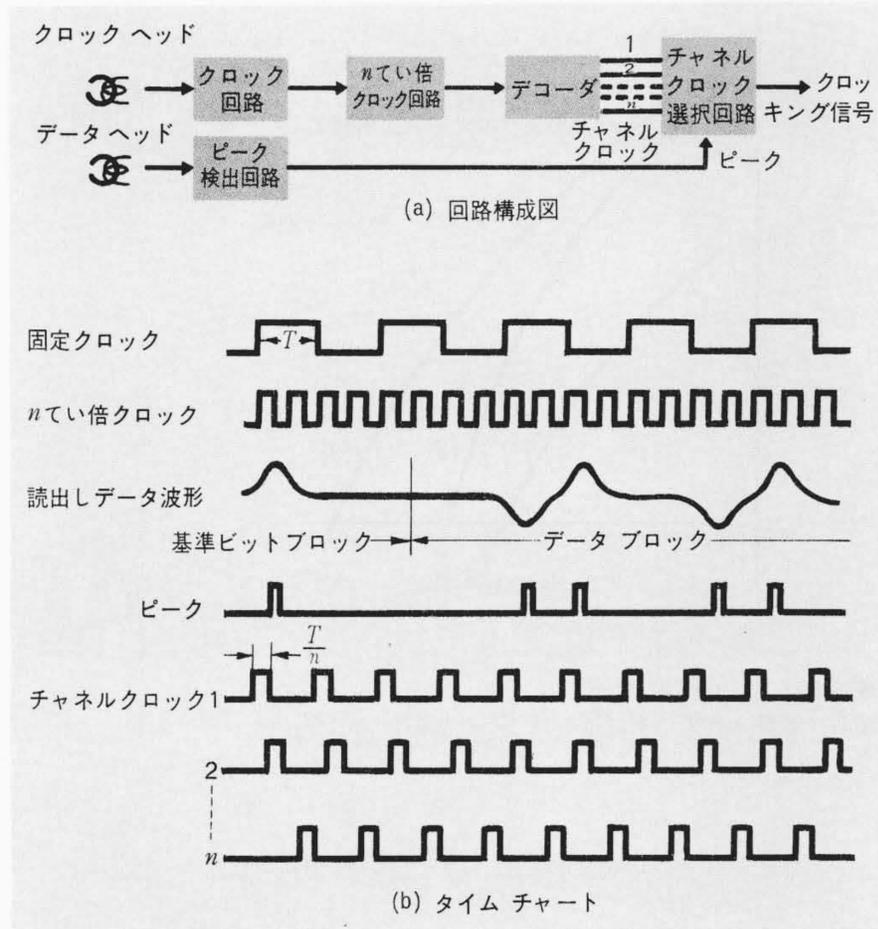


図4 NRZセルフクロッキング方式の原理図 基準ビットの再生波形ピークの位相に最も近いチャンネルクロックを選択してデータのクロッキング信号としている。

Fig. 4 The Principle of NRZ Self-clocking Method

この場合のデータ読取時における位相偏差はクロック信号自身の位相偏差とデータのピークの位相偏差の和として表わされるが前者は、

- (1) チャンネルクロックの時間幅 (T/n)
- (2) 基準ビットの波形干渉効果によるピークシフト
- (3) 基準ビットのクロストークやめっききずによる波形ひずみに大別される。

ここでチャンネルクロックの時間幅 T/n を小さくするには n を大きくすればよいが、この上限は回路素子の動作速度で決まり、本装置では n を 8 に選び、 T/n を 34ns (2,000 bpi 60Hz) とした。一方、基準ビットのピークシフトや波形ひずみについては、基準ビットの数が少ないほどこの影響を受けやすいため、本装置では十数ビットの基準ビットブロックを設けてその平均的位相に合わせるものとした。図4は基準ビットブロックにおける適正チャンネルクロック選択の様子を時間的に表わしたものである。本方式ではチャンネルクロック選択の位相合せがノイズ的基準ビット変動による誤動作を起こさぬようデジタル回路で一種のイナーシャをかけ、さらにこのイナーシャの程度を二つに分け、低イナーシャゾーンでは基準ビット1ビットで $\pm T/n$ の位相修正を行ない、ほぼ4ビット以内に所望のチャンネルクロックに近づくが、高イナーシャゾーンでは1ビットごとに位相修正を行わず、修正を要求する基準ビットの代数和(プラスの修正とマイナスの修正を要求する基準ビットの効果は互いに相殺する)が3に達してはじめて $\pm T/n$ の位相修正を行なうものとした。このため、位相修正には時間的に変わるイナーシャが付加されたことになり、波形効果や波形ひずみによるピークシフトの影響は除去され、精度の高い位相修正が行なわれる。

以上述べたように、本装置におけるクロック信号の位相偏差は、ピークシフトや波形ひずみをほとんど無視すること

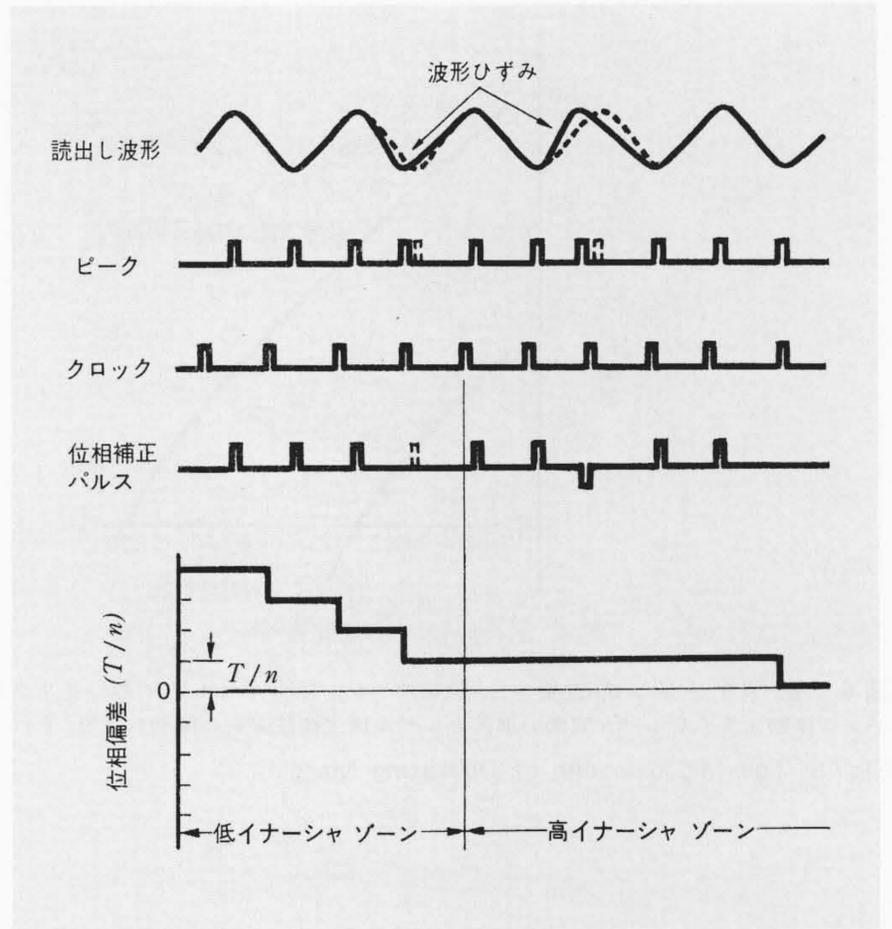


図5 位相修正のデジタルイナーシャ 位相修正にデジタル的なイナーシャを付加し、波形ひずみの影響を除いて位相精度を高めている。

Fig. 5 Digital Inertia in the Phase Adjustment

ができ、チャンネルクロックの時間幅 T/n のみとなる。位相マージンは、このクロック信号の位相偏差にデータの位相偏差を加えたものを1ビットタイム T から差し引いたものであるが、これを記録密度の各値に対して求め、 T で基準化すると図6(a)となり、従来のPM方式に比べて飛躍的に改善されていることがわかる。

3.3 レベル補償方式

NRZ方式では再生電圧波形に直流分が存在し、直流レベルにあるノイズを除去するため、本質的にスライスレベルを必要とする(図9参照)。ところが再生電圧の波高値は各種の要因によって、スライスレベルとは無関係に変動するため、レベル面でのマージンは大きく阻害されている。

この再生電圧の変動要因は、ヘッドの初期ばらつきや温度変動のようにその変動時定数が信号周波数に比べて十分大きいものと、波形干渉効果によって記録密度の増加とともにレベルが低下するもののように変動時定数の小さいものに大別でき、たとえば表2に示すように分類される。ここに波形干渉効果の特性値は記録密度の関数として次のように求められる。

波形干渉効果による再生電圧レベルの低下が最も著しい例は図7(b)に示すA点、すなわち3ビット連続ピークパターンの

表2 再生電圧レベルの変動要因とその特性値 再生電圧レベルの変動要因は、その変動時定数が信号周波数に比べて十分大きいものと小さいものに大別できる。

Table 2 The Fluctuation Factors and their Characteristics

分類	変動時定数の大きいもの				変動時定数の小さいもの	
	初期ばらつき	温度変動	回転変動	経年変化	クロストーク消し残り	波形干渉効果
要因						

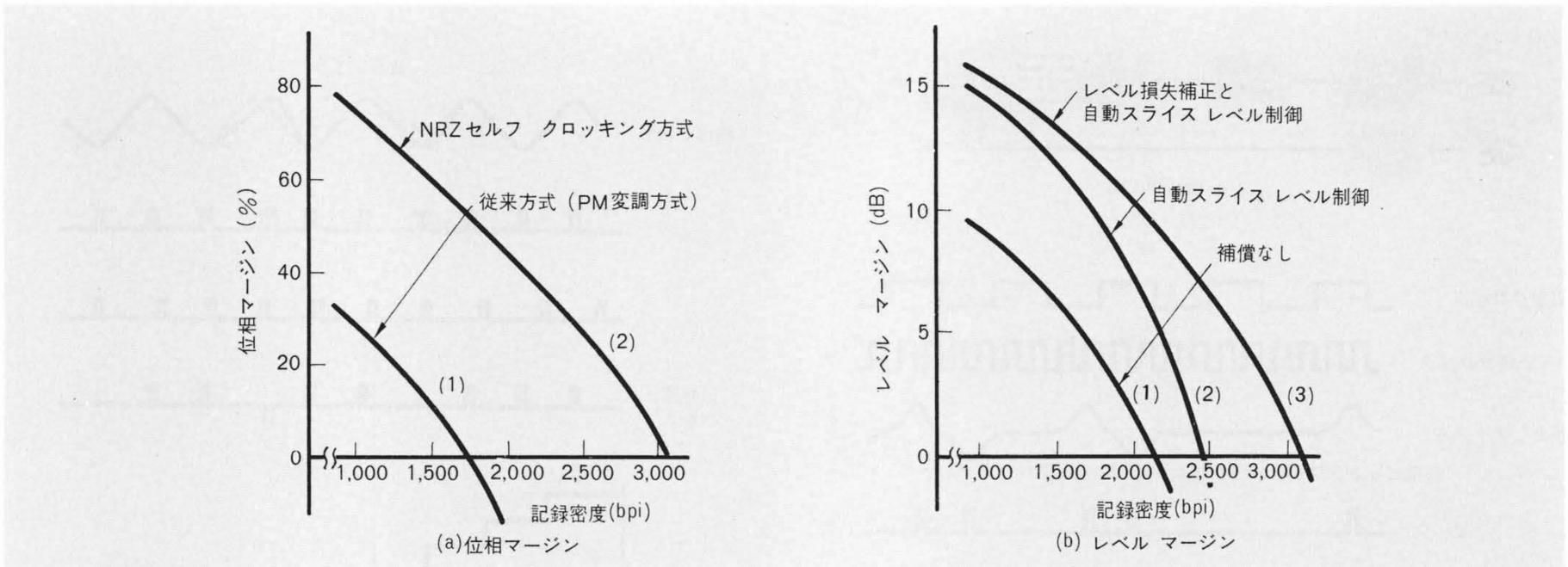


図6 動作マージンの改善 位相マージンはNRZセルフ クロッキング方式の開発により、レベル マージンは自動スライス レベル制御の導入とレベル損失補正方式の開発により、それぞれ飛躍的に改善されている。

Fig. 6 The Improvement of Operating Margin

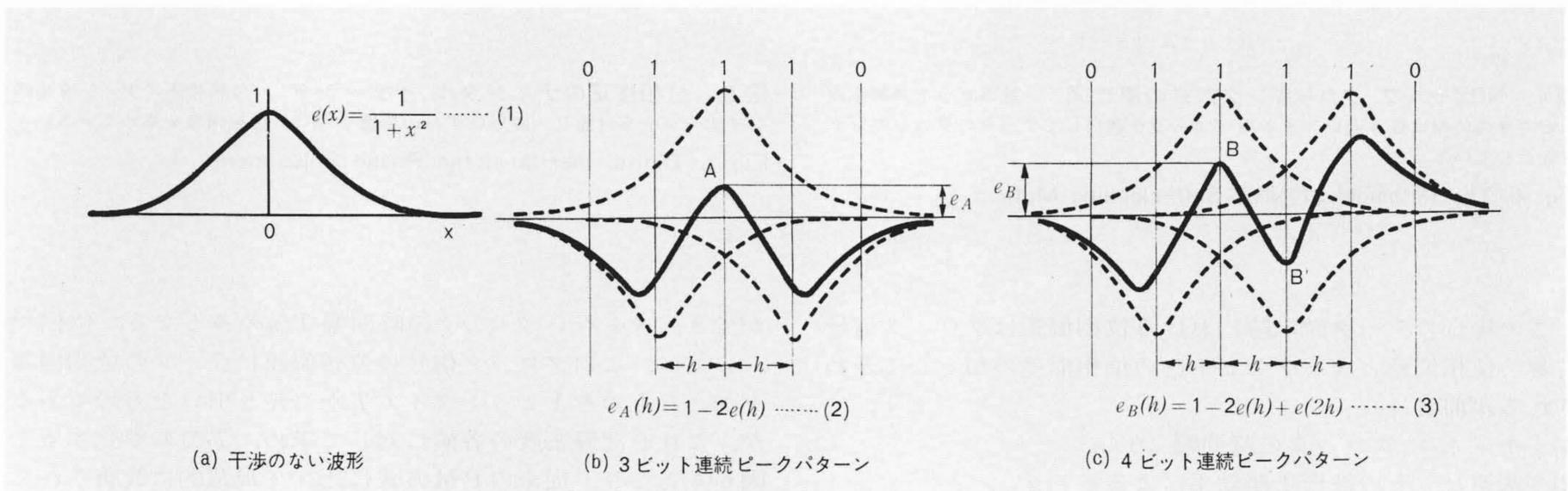


図7 波形干渉効果によるピークの低下 記録密度が高いと再生電圧波形は互いに干渉を生じあってピーク値は低下する。

Fig. 7 The Level Down of Playback Waveform due to the Pattern Effect

真ん中のピークである。いま図7(a)のような干渉を受けない波形、いわゆる孤立波を $e(x)$ とすると、

$$e(x) = 1 / (1 + x^2) \dots \dots \dots (1)$$

で表わされることが知られている⁽²⁾が、この(1)式を用いて点Aの値 e_A を求めると、ビット間隔 h の関数

$$e_A(h) = 1 - 2e(h) = 1 - 2 / (1 + h^2) \dots \dots \dots (2)$$

を得る。ここに、 h は記録密度と反比例関係にあり、実測値より h を記録密度に換算して(2)式に代入し、これをデシベル表示すると図8の曲線(1)を得る。これに表2の要因を考慮してレベル検出のSN比を記録密度の関数として表わせば図6(b)の曲線(1)となる。ここで図6(a)と比較すると、なんらかのレベル補償をしない限り、記録密度の上限はレベルマージンで制限され、せっかく改善された位相マージンも十分生かされないことがわかる。

このレベルマージンを改善するために、読出増幅器にAGC(Automatic Gain Control)を付加し、表2の要因のうち変動時定数の大きいものを補償する試みもなされているが本装置ではゲインは一定にして、スライスレベルを再生電圧レベルに応じて無段階に制御する自動スライスレベル制御方式を導入し、レベルマージンを図6(b)の曲線(2)に改善した。

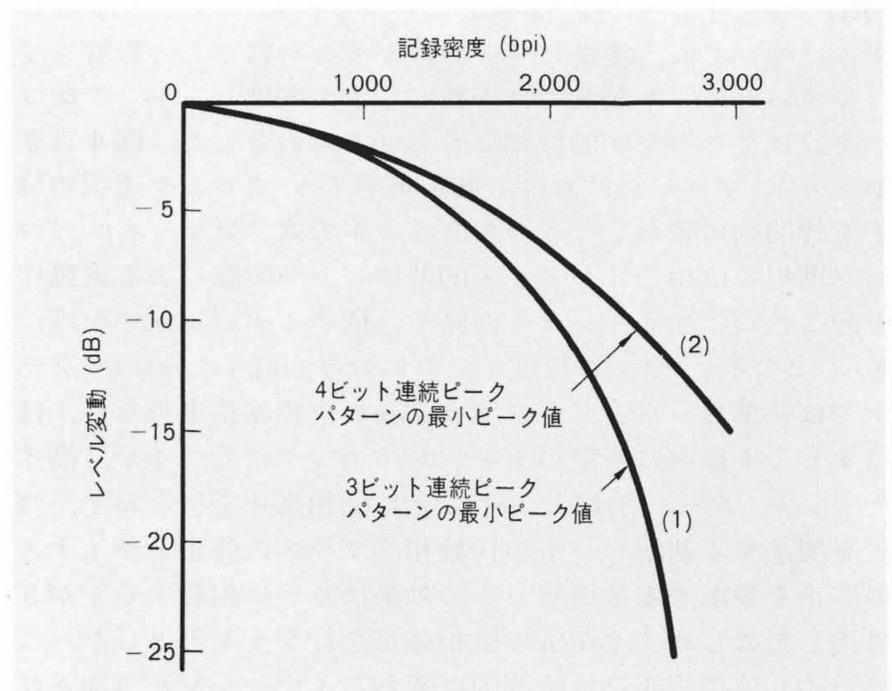


図8 波形干渉効果によるレベル変動の特性値 波形干渉効果によるレベル変動は記録密度の増加とともに急激に増加する。

Fig. 8 Characteristic Curves of Level Down due to the Pattern Effect

しかし、これとても2,000bpiを越えたところで急激にSN比が低下し、磁気ドラム本体の性能のばらつきに対しては安定でない。このため、さらにレベル マージンを向上する方策として検討、開発したのが次に述べるレベル損失補償方式である。

図9は本装置のデータを記録・再生する原理図である。これよりわかるように、再生電圧のピークが正常に検出されれば、正のピークと負のピークは必ず交互に検出される。ところが、波形干渉効果のために再生電圧がスライス レベルより低くなって、たとえば図の破線で示した正のピーク パルスが抜けると、負のピークパルスが2回続けて検出されることになる。したがって負のピークパルスが2回続いたことを検出すれば正のピークパルスが抜けたことを知ることができ、後のピークパルスで1ビットさかのぼって抜けた情報“1”を追加してやれば正しい情報を再生することができる。

このようにすれば図7(b)に示したA点のレベル低下は補償することができ、図8のレベル変動の特性値は曲線(1)より改善される。ではどこまで改善することができるかを考えてみると、この補償方式では正負連続して2個のピークが検出されなかった場合には効果がない。そしてこのような場合の最もきびしい例は図7(c)の4ビット連続ピーク パターンの内側のピークB、B'で起こる。いまこの点の値を $e_B(b)$ として $e_A(h)$ と同様に求めると、

$$e_B(h) = 1 - 2e(h) + e(2h) = 1 - 2/(1+h^2) + 1/(1+4h^2) \dots\dots\dots(3)$$

となり、この場合のレベル変動の特性値として図8の曲線(2)を得る。これより前と同様にレベル検出のSN比を求めると図6(b)の曲線(3)となる。すなわち、この補償方式によって、レベル マージンは2,000bpiを越えたところで大きく改善されていることがわかる。

以上述べた位相およびレベル面での新しい方式の開発によって、従来の電子回路系では1,200bpiで使用していた磁気ドラム本体を2,000bpiで使用することが可能となった。

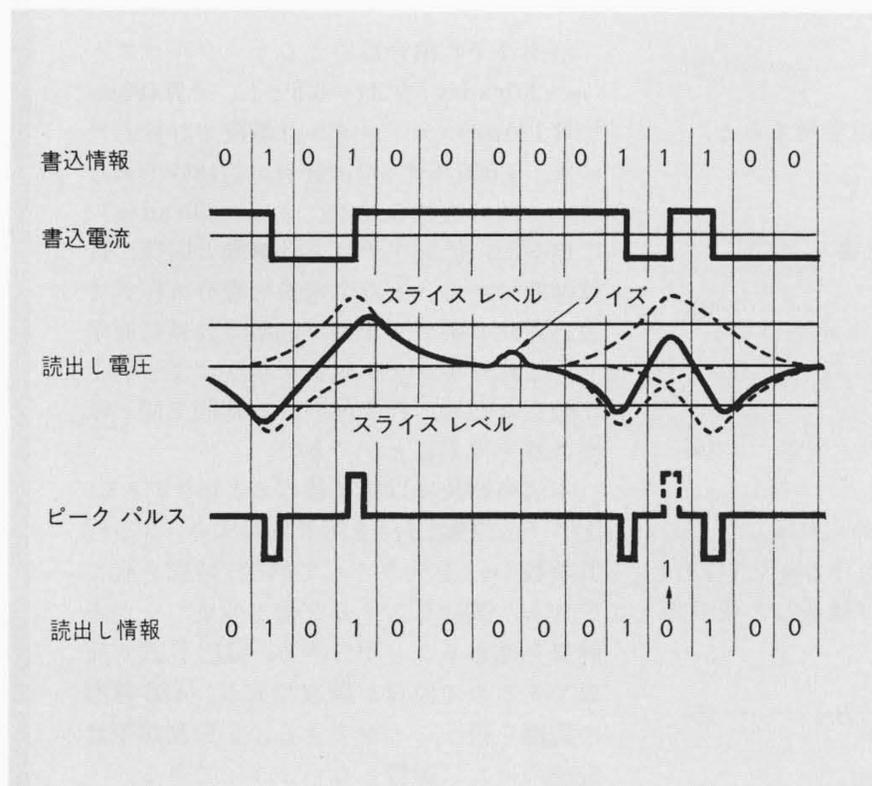


図9 レベル損失エラーの検出と補正 負のピークパルスが2回続けて検出されたことを知って、後のピークパルスで1ビットさかのぼって情報“1”を追加すれば、正のピークパルスの抜けを補正することができる。

Fig. 9 The Detection and Correction of Level Down Error

4 信頼性および保守性

磁気ドラム本体には電子交換機で実績のあるものと同等品を採用し、磁気ヘッドの安定な浮動設計と完全防塵(じん)構造によって、従来散見されたヘッドクラッシュ障害をなくしている。また、地震に対しても安全で、0.3g程度までは動作に支障をきたさない。

許容周囲温度は、ドラム本体と記録再生回路の良好な温度特性のため、0~50°Cにおいて十分な動作マージンが得られている。(図6)一般に、書込み時と読出し時に温度差がある場合、カタログ記載の許容温度差範囲においても動作に支障のある装置が多い⁽³⁾が、本装置は0~50°Cのどのような温度における書込み読出しにも制限はない。

また、MTBF 40,000時間以上の磁気ドラム本体と大幅なMSI (Medium Scale Integration) の採用によって装置の故障率は十分小さく、動作マージンの高い記録・再生回路と磁気ドラム本体の安定した動作の協調によって、誤り率は、10⁻¹²ビット以下のデータが得られている。

次に保守性について概観すると、磁気ドラム本体のベアリング部はグリースアップ可能で約20年の寿命を期待でき、従来行なわれていた4年に1回のオーバーホールは不要となった。したがってオーバーホールのための予算措置や発注手配など煩雑な事務手続きから開放されることはもちろん、保守経費の点からも経済的であり、何よりもオーバーホール期間中数日間にわたってシステムを停止させることがない。

また、磁気ドラム本体の万一の障害に対しては、カバーをあけることなくプラグイン上のジャンパ線の接続によって故障トラックを予備トラックへ移し替えることができ、MTTRを大きく短縮するとともに、塵埃(じんあい)の侵入防止など信頼性の向上にも役だっている。そのほか、故障発生時の各種の制御情報や故障情報を凍結して、再現性の低い故障も容易に原因究明できるよう考慮されている。

5 結 言

以上、新しく開発した磁気ドラム装置の特長をハードウェアを中心にとらえてみた。これらの底流を成すものはあくまで信頼性と経済性であり、後者に対しては高密度記録方式を開発し、前者に対しては実績ある磁気ドラム本体を採用し、回路的にもいくつかのRAS (Reliability, Availability, Serviceability) 技術を検討、採用した。本装置の開発により、日立制御用計算機システムにおいて、より信頼度が高く、コストパフォーマンスの良好なメモリハイアラキを構成することが可能になった。

本装置はすでに昭和47年8月以降各所において好調に稼働中であり、今後はこれらのフィールドデータの蓄積によって、さらに信頼性に対するフィードバックを図りたい。終わりに、本開発に対してご指導、ご協力をいただいた関係各位に深く謝意を表わす次第である。

参考文献

- (1) 北條ほか：「浮動ヘッド磁気ドラム」電気通信研究所研究発表会論文集第19号(1969-9)
- (2) A. S. Hoagland: Digital Magnetic Recording 121 John Wiley & Sons, Inc.
- (3) David N. Kaye: Electronic Design 20 10 C16 (May 11 1972)



混合生産におけるコンベヤラインの最適スケジュール制御

日立製作所 三森定道・高田康治
電気学会論文誌 C (47-C19)

多種生産下で生産効率が低下する最大の理由の一つは、設備的にも、時間的にも負荷バランスがくずれることにある。特定の設備に負荷が集中し加工物の設備待ちが生ずる一方、別の設備は軽負荷となり設備の加工待ちが生ずる時間帯が現われ、生産工程全体としての物の流れが渋滞する。そのため、生産工程の負荷を設備的、時間的にバランスさせることが生産管理の主要目的の一つとなる。しかも、負荷を時間的に平滑化することは、予測しにくいサージによる工程の乱れの発生確率を最小化することにもなっている。

負荷バランスを図る方法としては、設備計画に中心をおく方法と、生産順序(スケジュール)に中心をおく方法とがある。前者を静的負荷バランス、後者を動的負荷バランスと呼ぶことができる。

単一のフローラインでの動的負荷バランスの方法が混合生産であり、自動車組立ラインにみられる生産形態である。自動

車産業では、同一形式でありながら内装、外装に消費者の選択の自由度を与え、多様な製品を同一コンベヤに混合して流して生産している。

混合生産の組立ラインはいくつかのコンベヤラインの列から成り、各コンベヤラインの間には流れの順序を調節するための数十台の半製品を格納できるストレージがある。一つのコンベヤラインを一つのストレージとN個の作業域から成るものとする。各作業域では、作業員はコンベヤ上の半製品の移動に伴って動きながら加工していくが自己の作業域内でしか作業できない。

半製品の集合 $J \equiv (1, 2, \dots, n)$ を $[l_1, l_2, \dots, l_n]$ なる順序で流した場合の、ある作業域 $j (j=1, 2, \dots, N)$ での作業状態は次式で与えられる。

$$X(l_i) = \max [X(l_{i-1}) + \Delta l_i, \phi] \\ ; i=1, 2, \dots, n$$

$$X(l_0) = C$$

ただし、 $X(l_i) \equiv (x_1(l_i), x_2(l_i), \dots, x_N(l_i))$ は

N個の作業域の負荷状態を、 $\Delta l_i \equiv (\Delta l_{1i}, \Delta l_{2i}, \dots, \Delta l_{Ni})$ は半製品 l_i に対する各作業域での作業負荷を、 $C \equiv (C_1, C_2, \dots, C_N)$ は各作業員の初期作業負荷状態を表わしている。

全作業員(域)に対するすべての製品加工時の作業負荷がバランスされていれば、コンベヤスピードの増加、したがって、生産量を増加させることが可能となる。以上から、ストレージからの半製品のコンベヤラインへの投入順序(スケジュール)の最適性は、次のように定義できる。

$$\text{最適スケジュール } [l_1, l_2, \dots, l_n]; \\ \min_{[l_1, l_2, \dots, l_n] \in P_J} \max_{i=1 \sim n} \max_{j=1 \sim N} x_j(l_i)$$

ただし、 P_J は J の順列集合である。

本論文では、次に、ブランチアンドバウンド法を基本とする最適解計算手法を提案し、証明を与えている。

本手法は、某自動車生産会社のオンライン生産管理システムに適用され、生産性向上に役だっている。

論文抄録



デジタル計算機による微分方程式の一解法

日立電子株式会社小金井工場 渡辺 茂 日立製作所中央研究所 平野睦房 他1名
電気学会論文誌 1972年 Vol 92-C, No. 1,

微分方程式をデジタル計算機で解くには、前進形や帰還形の積分公式を用いるのが標準的な手法である。この標準的な手法は、独立変数を分割して定差方程式に直すためにいわゆる分割誤差が生じ、この誤差を小さくしようとするほど分割を細かくするため、計算時間が長くなる欠点がある。提案手法は、微分方程式をアナログ計算機で解く原理とその動作過程をデジタル計算機上にモデル化して得た解法である。

提案手法の解法原理を(1)式の微分方程式を初期値 X_0 で解く場合について簡単に示すと、

$$X'(t) = AX(t) \dots\dots\dots(1)$$

ただし、 $X(t)$: 列マトリックス、 $X'(t)$: $X(t)$ の時間微分、 A : 定数マトリックス (1)式をラプラス変換すると、

$$sX(s) - X_0 = AX(s)$$

$$\therefore X(s) = \frac{1}{s} \{X_0 + AX(s)\}$$

$$= \frac{X_0}{s} + \frac{A}{s} \cdot \frac{1}{s} \{X_0 + AX(s)\} \\ = \dots\dots\dots$$

$$= \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m X_0}{s^{m+1}} \dots\dots\dots(2)$$

となる。これをラプラス逆変換すると、

$$X(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{t^m}{m!} A^m X_0$$

となる。この m 項を B_m と書くと

$$B_m = \frac{t^{m-1} A^{m-1}}{m-1} X_0 \dots\dots\dots(3)$$

であるが、

$$B_{m+1} = \frac{tA}{m} B_m \left. \begin{matrix} \\ B_1 = X_0 \end{matrix} \right\} \dots\dots\dots(4)$$

のくり返し式で各項が求められる。

ゆえにある時刻 $t = i\Delta t$ における値を $X(i\Delta t)$ とすれば、それより Δt だけ経過した後の値は

$$X[(i+1)\Delta t] = \sum_{m=1}^{\infty} B_m \dots\dots\dots(5)$$

$$\text{ただし、} B_{m+1} = \frac{\Delta t A}{m} B_m, B_1 = X(i\Delta t)$$

となる。(5)式が本手法の公式である。

倍率 1.0 の積分器によるサークルテスト ($\omega = 1.0 \text{ rad/s}$) を $\Delta t = 0.5$ とし、掛算 $480 \mu\text{s}$ 、加算 $120 \mu\text{s}$ のデジタル計算機で計算した結果、1,000 ステップの計算が約 18 秒であった。これは毎秒 5 サイクル ($\omega = 30 \text{ rad/s}$) に相当し、低速アナログ計算機と同等の計算速度である。また 7 階線形微分方程式で表わされる系のステップ応答の計算に適用し、これをルンゲクッタ法による解と比較した結果、約 1/6 の計算時間で同一精度の解を得ることができた。

本法の特長は以下に述べるとおりである。(1) ステップ幅 (Δt) を可及的に大きくし、近似項数 (m) を大きくして精度/時間を高くできる。(2) 計算ステップ幅を変更しながら計算を進めることができる。(3) 計算式が簡単であるので演算が高速である。(4) 非線形の問題を扱うことができる。(5) 分割誤差は最後のけたに影響しないようにできる。