

マイクロプロセッサによるインバータの直接デジタル制御

Microprocessor-Based Direct Digital Control for Inverter Drives

マイクロプロセッサの急速な進歩は、電動機のDDCの実用化を促進し、既に、日立製作所では直流電動機のDDC製品を、実用プラント運転に供している。一方、インバータ駆動交流可変速システムが省電力、保守性の観点から、その応用分野を急速に拡大しており、交流電動機へのDDC早期導入が強く望まれている。

この論文では、マイクロプロセッサによるDDC技術をインバータへ導入する上での課題を摘出し、拡張性のあるシステム構成方法及びソフトウェアの活用による入出力処理方式を提案する。更に、提案した方式を中心に構成した誘導電動機速度制御系を用いると、広い速度範囲にわたって高速応答制御が可能となることを示す。

大前 力* Tsutomu Ômae
久保謙二** Kenji Kubo
渡辺正彦** Masahiko Watanabe

1 緒 言

化学プラントへの応用を中心に発展してきたDDC(Direct Digital Control)は、マイクロコンピュータの出現とともに非常に多くの産業分野で用いられている。パワーエレクトロニクスへの応用もその例外ではなく、電動機制御を中心に研究が進められている¹⁾。特に、最近ではマイクロコンピュータの進歩が著しく、パワーエレクトロニクスへの応用上の大きな問題点であった経済性、応答性が解決され、マイクロコンピュータはサイリスタレオナードでは既に実プラントに使用されている^{2),3)}。これらの実績から、制御精度、信頼性、故障診断などの効果が高く評価され、各種電動機への実用化が活発になっている。

一方、省電力、無保守化などの要請から従来の直流電動機に代わって交流電動機を用いた可変速システムが強く望まれてきている⁴⁾。この交流電動機の可変速制御には、可変周波の交流電圧を発生するインバータが必要である。従来は、大容量のインバータを構成する場合にはサイリスタを用いていたが、近年のGTO(Gate Turn-Off)サイリスタ、トランジスタに代表される自己消弧機能をもつパワー半導体素子の進歩により、大容量のインバータが簡単に構成できるようになりつつある。

本論文では、インバータで駆動される比較的大容量の交流可変速システムに対し、高信頼化、高機能化を目的にDDCを導入するに際してのシステムの構成方法、及び誘導電動機速度制御への応用について述べる。

2 パワーエレクトロニクスとDDC

2.1 DDC導入による効果

パワーエレクトロニクスの概念は、その明確さを欠く点もあるが、これを電力変換回路とその制御技術全体と考えると、マイクロコンピュータによる電力変換装置のDDCシステムの概念は図1に示すようになる。マイクロコンピュータは、電源、電力変換回路、電気機器から成る制御対象の運転状態を検出し、制御、保護、故障診断、上位システムとの信号授受などの処理をプログラムで実行することによって、ゲートパルスを発生する。このゲートパルスにより電力変換回路が動

作し、電動機などの電気機器が目標とする運転状態に制御される。

このような図1のシステムの特徴は、全デジタル化構成、高集積化実装及び高度な演算機能という3点がある。これらの特徴から、DDC技術を導入することによって期待できる効果として図2の項目が挙げられる。これらの効果が期待できるために、近年では電動機を主対象としてDDC技術のパワーエレクトロニクスへの応用が試みられている。しかし、マイクロコンピュータの時分割処理に起因する応答性、複雑な周辺回路がもたらす経済性などをはじめとした多くの課題があり、それらは制御対象の構成、要求される制御性能によっても大きく異なってくるので、個々のシステムに適した方式の開発が必要となっている。

2.2 インバータ応用への課題

インバータは直流を交流に変換する電力変換回路であるが、この電力変換回路を用いたシステムへDDC技術を適用する場

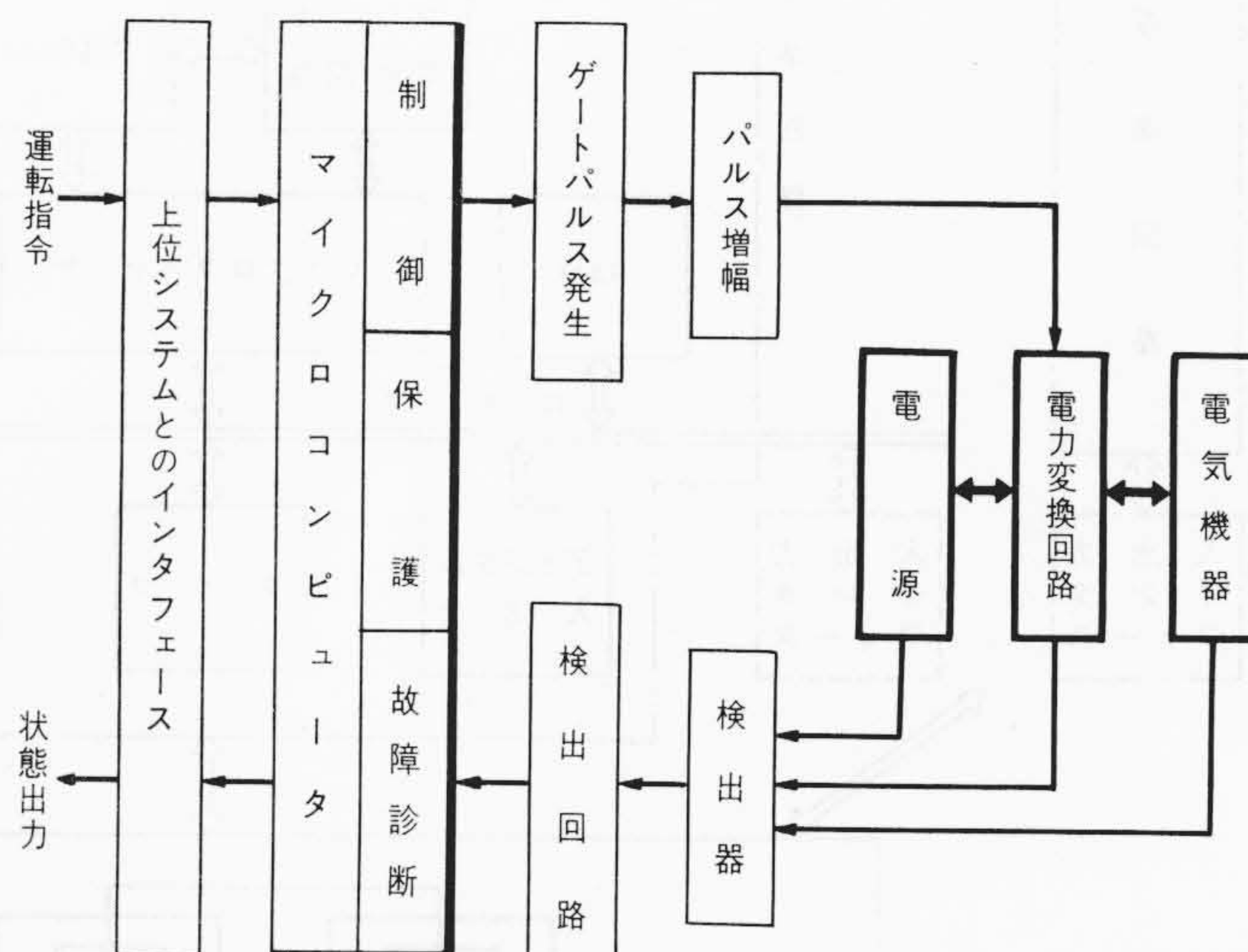
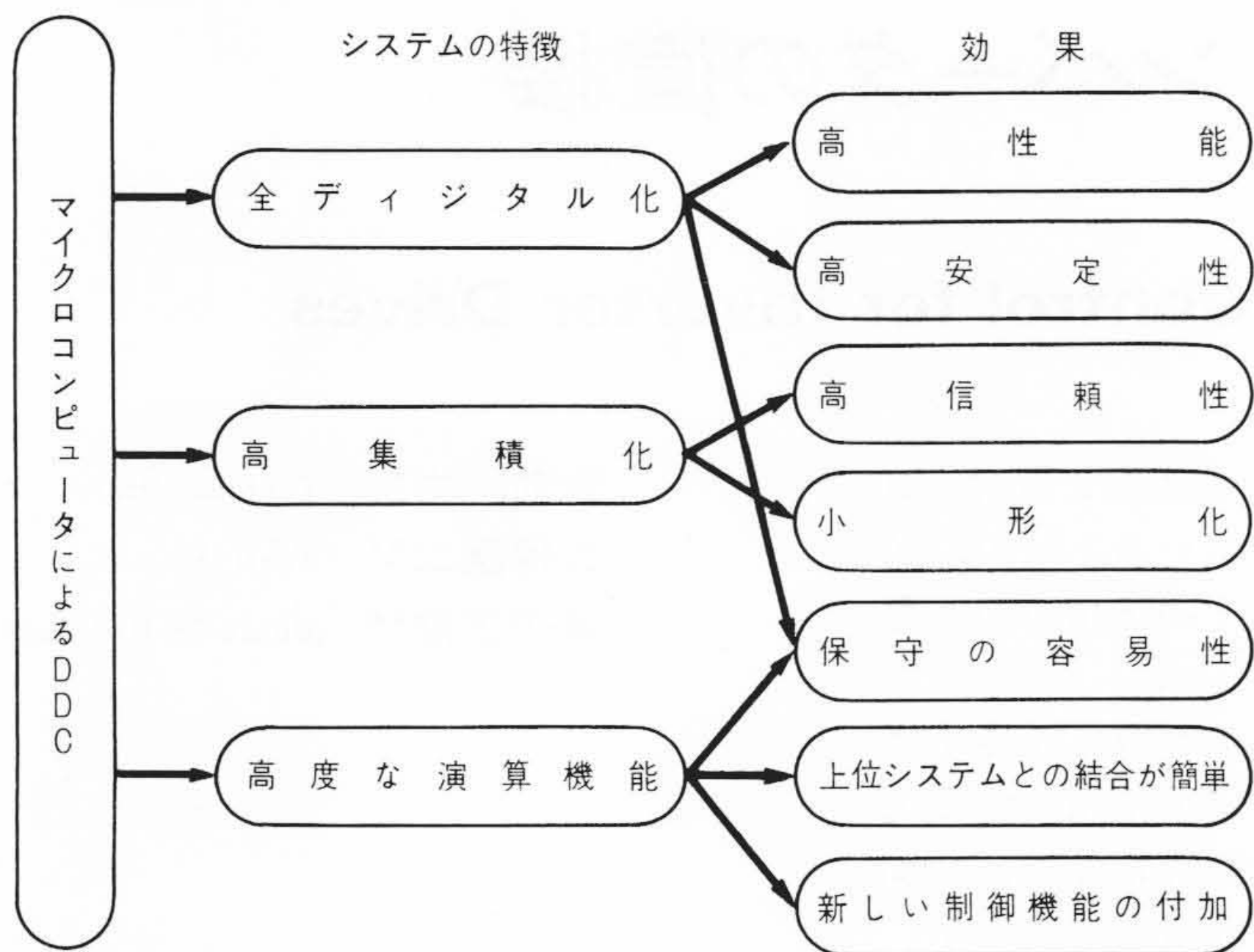


図1 電力変換装置のデジタル制御システム マイクロコンピュータによる電力変換装置のデジタル制御システムのブロック構成図を示す。

* 日立製作所日立研究所 工学博士 ** 日立製作所日立研究所



注：略語説明 DDC(直接デジタル制御)
図2 電力変換装置へのDDC導入の効果 マイクロコンピュータによるDDCを電力変換装置制御へ適用した場合の効果を示す。

- 合、特に下記の点を考慮しなければならない。
- (1) DDCを適用するインバータの種類が多い(構成：電圧形、電流形、制御：PWM(Pulse Width Modulation)、方形波、素子：トランジスタ、GTOサイリスタ、サイリスタなど)。
 - (2) 制御するパワー半導体素子の数が多い。
 - (3) 多相の交流量を制御しなければならないために制御変数が増加する。
 - (4) 検出点数が多いとともに、脈動した電流波形から制御に必要な成分を検出しなければならない。
 - (5) コンバータ制御機能を含める必要がある場合も多い。
- これらの点をDDC技術の応用という点からまとめると、シ

ステム構成に対しては次の課題となる。

- (1) 制御対象の構成が固定されていないので、拡張性のあるシステム構成とする。
- (2) 高速処理を必要とする制御量が多い。
- (3) 入出力処理点数が多く、かつ複雑である。

3 インバータのDDC

前章の課題に対し、マルチマイクロプロセッサによる処理の高速化と機能の拡張性を、入出力処理までを含む全機能のソフトウェア処理による機能変更に対する適応性をもたせたシステムを開発した。以下、ハードウェア及び入出力処理について説明する。

3.1 基本ハードウェア

マイクロコンピュータは、時分割処理を基本としているので必要とする制御系の応答を速くするためには、1台のマイクロコンピュータでは処理できなくなる場合がある。前述したように、インバータ制御では制御変数が増加し、制御機能も複雑化する。このようなことから、インバータの直接デジタル制御のためのハードウェア構成として、図3に示すようなシステムを開発した。

図3のシステムでは、16ビットマイクロプロセッサ1台を中心に、汎用的な周辺回路(デジタル入出力、タイマ、カウンタ、割込コントローラなど)を含んだ基準回路で一つのユニットを構成している。また、この基準回路内にはマルチ制御回路と共通メモリが実装されており、拡張した場合の他の基準回路との信号授受が共通メモリを介して行なえる。

ごく簡単なインバータ制御では、1個の基準回路を用いて制御可能であるが、複雑なシステムでは、必要に応じてその数を増減させることによりシステムの構成を行なう。また、各回路ごとのメモリに蓄えるソフトウェアを変更することによって、制御動作、機能の変更を簡単に実現できる。

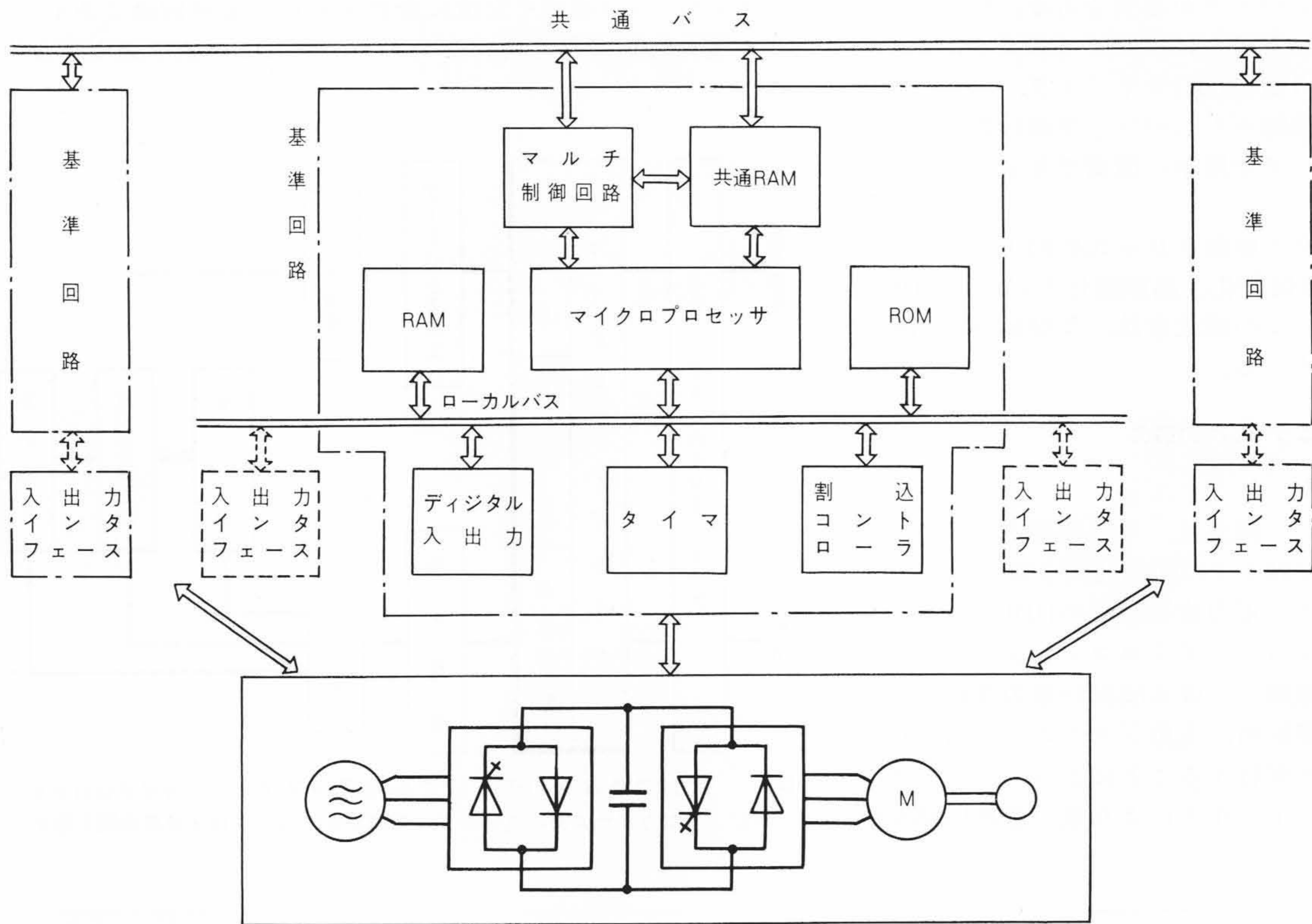
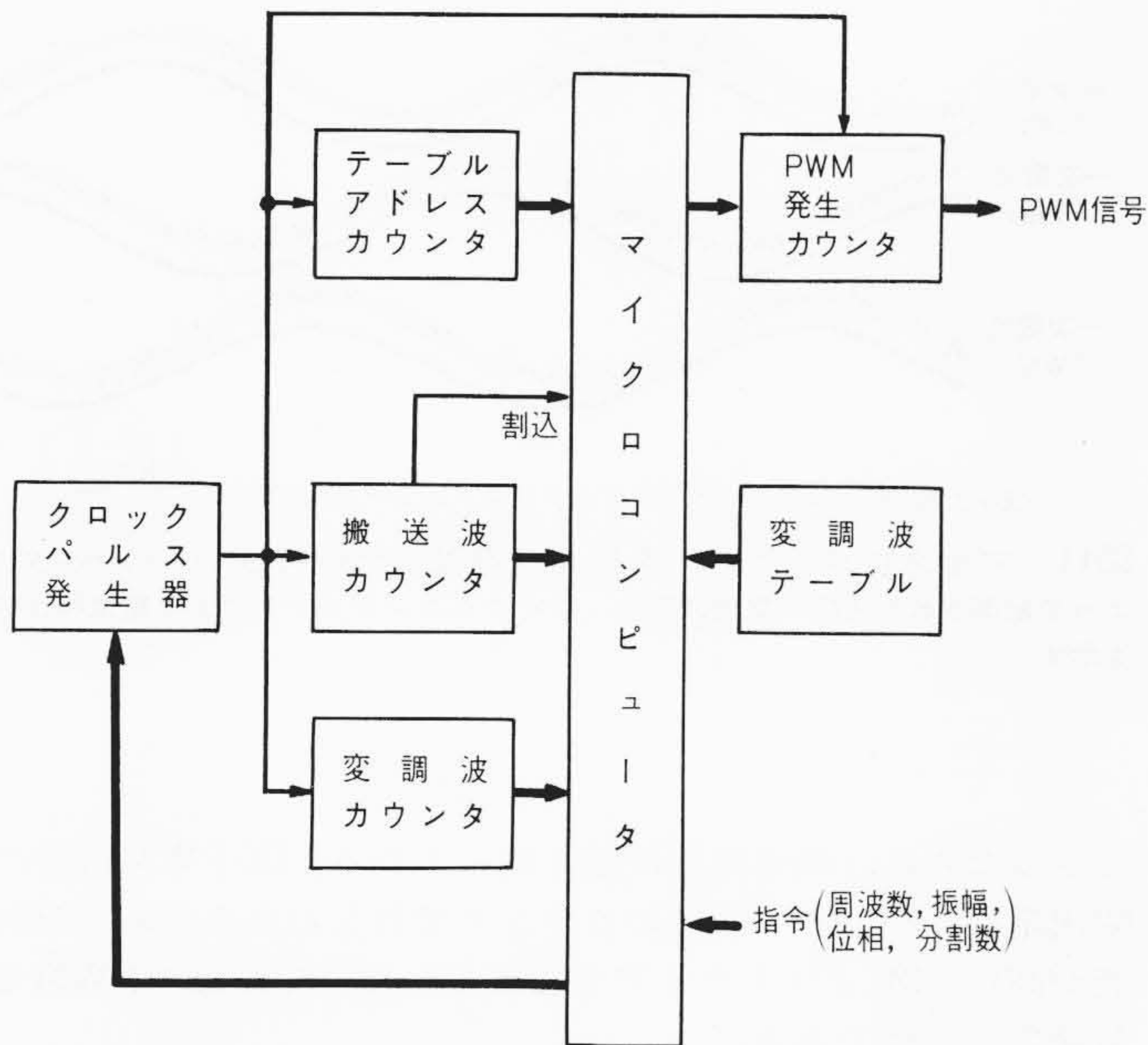


図3 交流電動機DDCのハードウェア構成 マイクロプロセッサ、汎用周辺回路、マルチ制御回路から構成される基準回路を、複数個組み合わせ合わせた交流電動機DDC用ハードウェアのブロック構成を示す。

注：略語説明 RAM(Random Access Memory), ROM(Read Only Memory)



注：略語説明 PWM(Pulse Width Modulation)

図4 基準回路によるPWM信号発生の基本構成 基準回路とクロックパルス発生器から成るPWM信号発生用ハードウェアのブロック構成を示す。

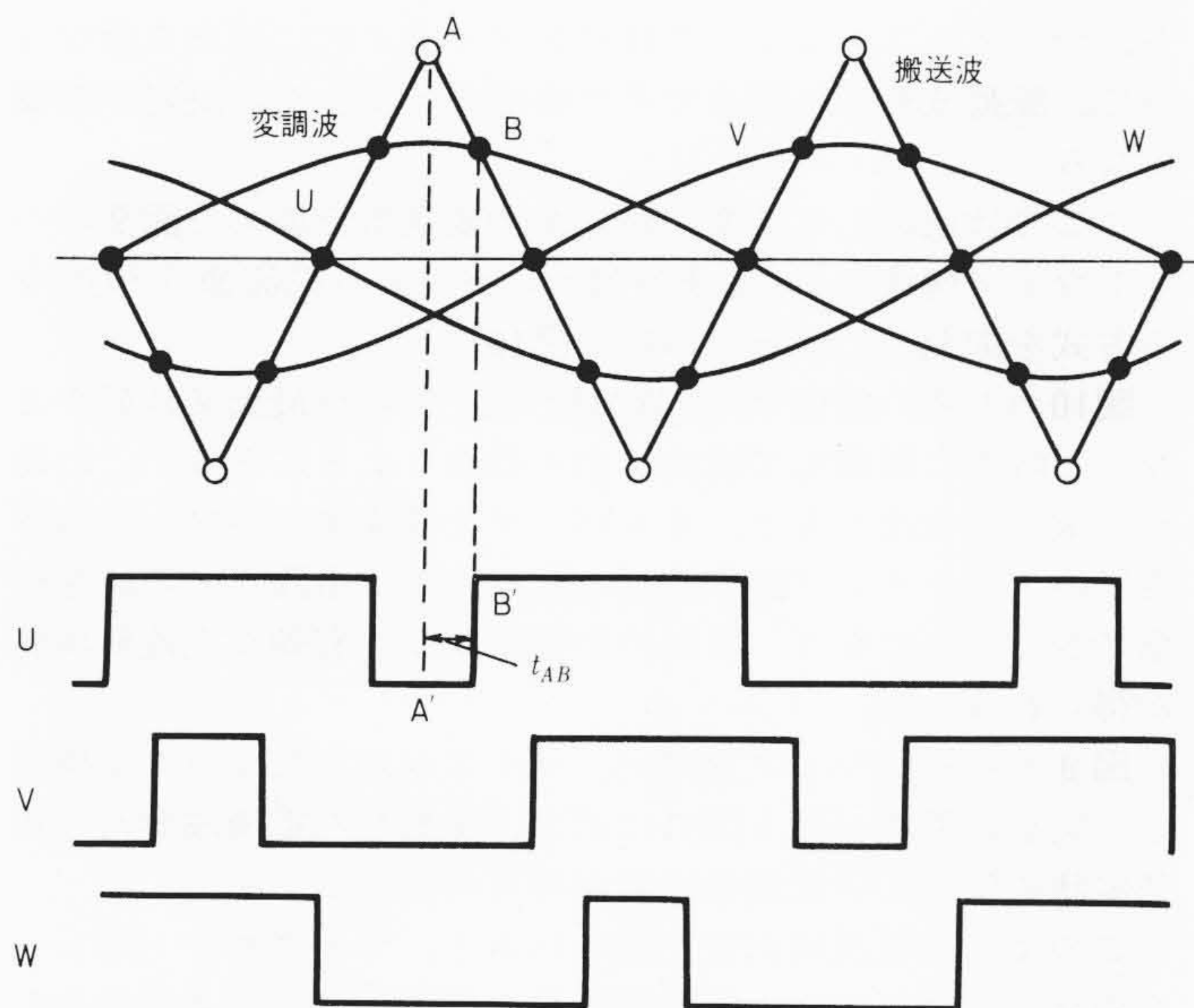


図5 PWM信号発生の原理 搬送波周期に4回、搬送波と変調波の交点を予測計算してPWM信号を発生する。

3.2 入出力処理

図3のシステムでインバータ駆動誘導電動機の高度な制御を行なう場合には、制御系に必要な帰還信号を得る入力処理及びインバータのゲートパルスを発生する出力処理に工夫が必要である。ここでは、PWMインバータの制御を例にとり、この2点の構成方法について説明する。

3.2.1 ゲートパルス発生方法

前述した基準回路によるPWM信号発生の基本構成を図4に示す。クロックパルス発生器以外はすべて基準回路で構成される。また、PWM信号発生のための各種指令(周波数、振幅、位相、分割数)は他のマイクロコンピュータから共通メモリを介して与えられる。

図4の動作原理を図5に、ソフトウェア処理を図6に示す。

変調波である3相の正弦波信号と搬送波である三角波信号を比較することによって、同図のような3相の方形波信号を発生する。すなわち、図5の●印で示した時点で対応する相の方形波信号の値が変化する。この交点をマイクロコンピュータのソフトウェアにより逐一判断することは処理能力の点から難しい。ここでは、○印で示したA点など(三角波が0のと

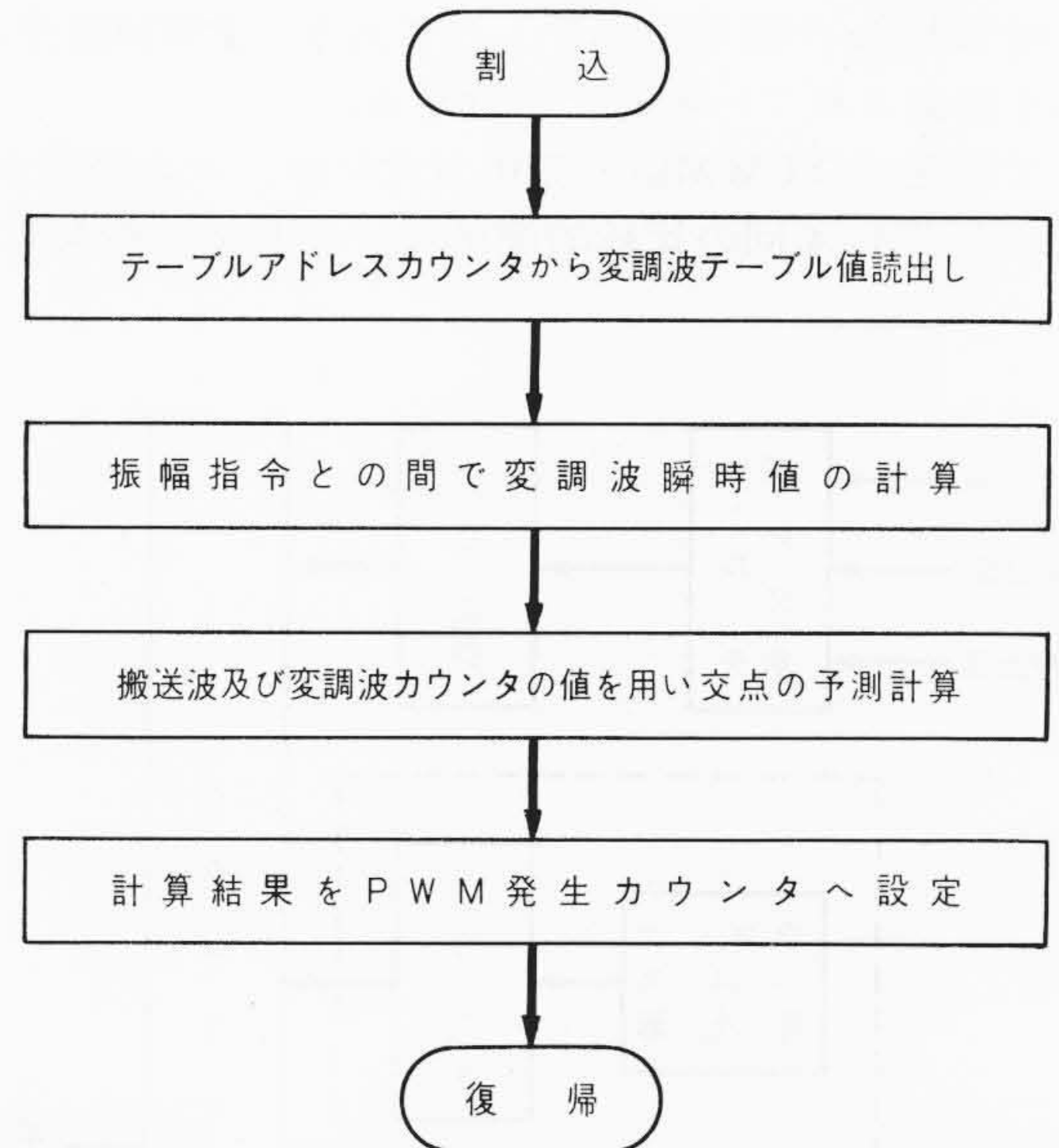


図6 PWM信号発生処理 マイコンコンピュータが、PWM信号発生のために行なう処理のフローチャートを示す。

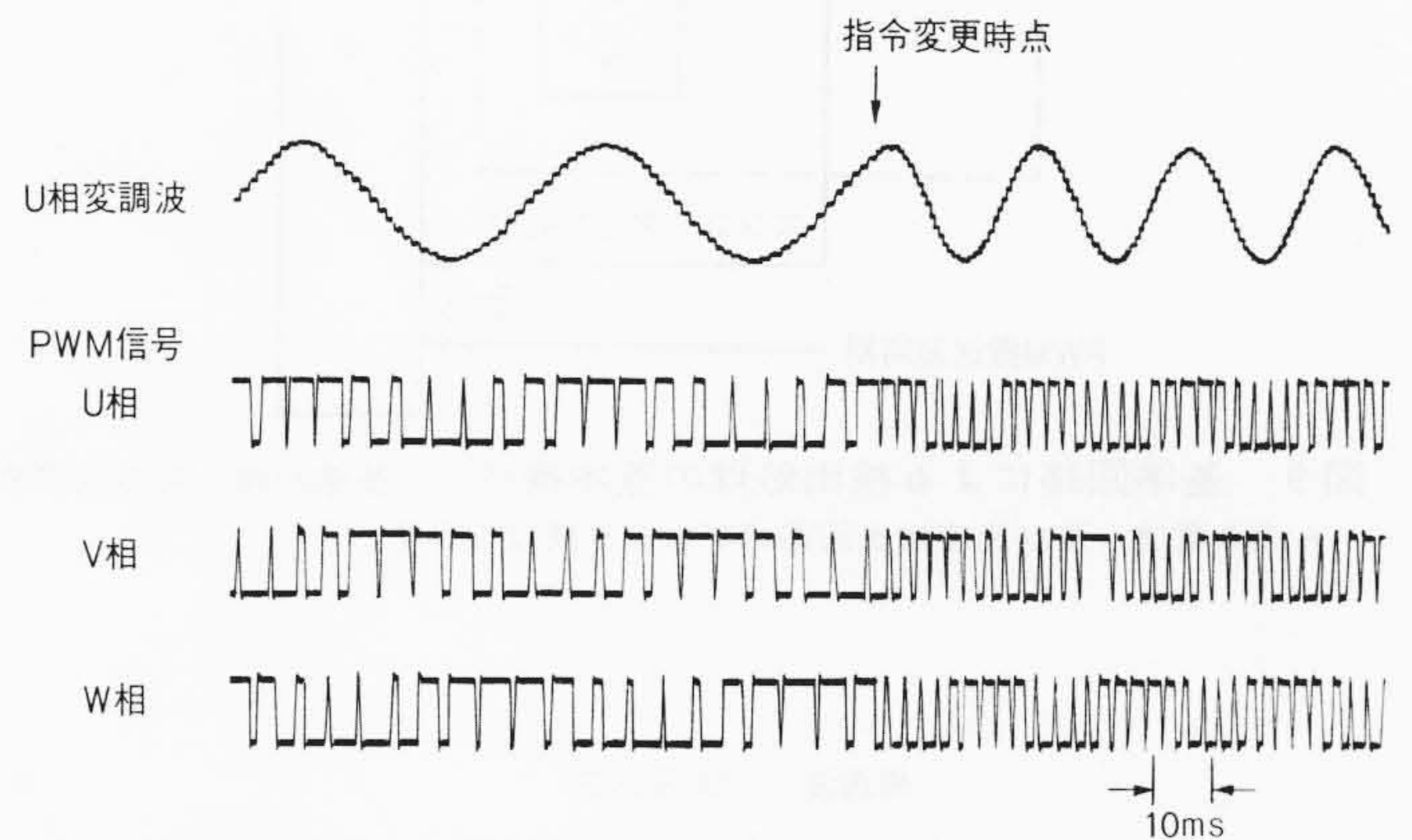


図7 変調波周波数指令変更時のPWM信号 変調波周波数の指令を、20Hzから40Hzへステップ状に変化させたときのPWM信号を示す。

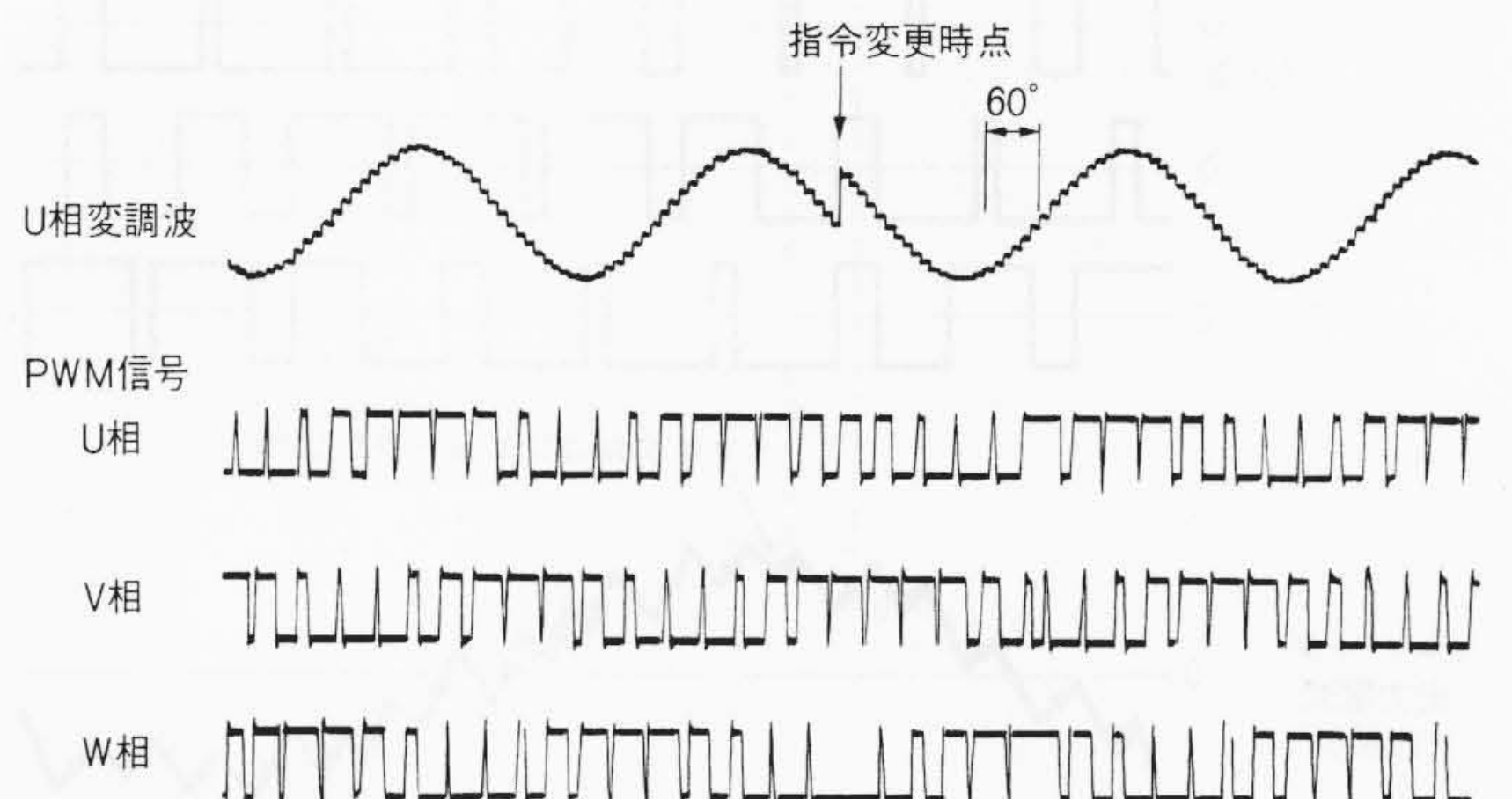


図8 位相指令変更時のPWM信号 変調波周波数20Hzの状態では、位相指令を60度ステップ状に変化させたときのPWM信号を示す。

きは○と●が同一箇所)でマイクロコンピュータに割込をかけ、**図 6** の処理を実行する。同図の処理ではテーブル及び各カウンタの値から B 点の予測計算を行ない、その結果として時間 t_{AB} を PWM 発生カウンタに設定する。このような動作を搬送波周期に 4 回実行し、**図 5** に示すような PWM 信号を発生する。

この方式により PWM 信号を発生した結果が **図 7, 8** である。**図 7** は周波数を、**図 8** は位相を、それぞれステップ状に変化させた場合の結果を示すものであり、PWM 信号の発生が正しく制御されていることが分かる。

ここで開発した PWM 信号発生方式には、次の特徴がある。
(1) 搬送波周期に 4 回の比較的簡単なソフトウェア処理で制御

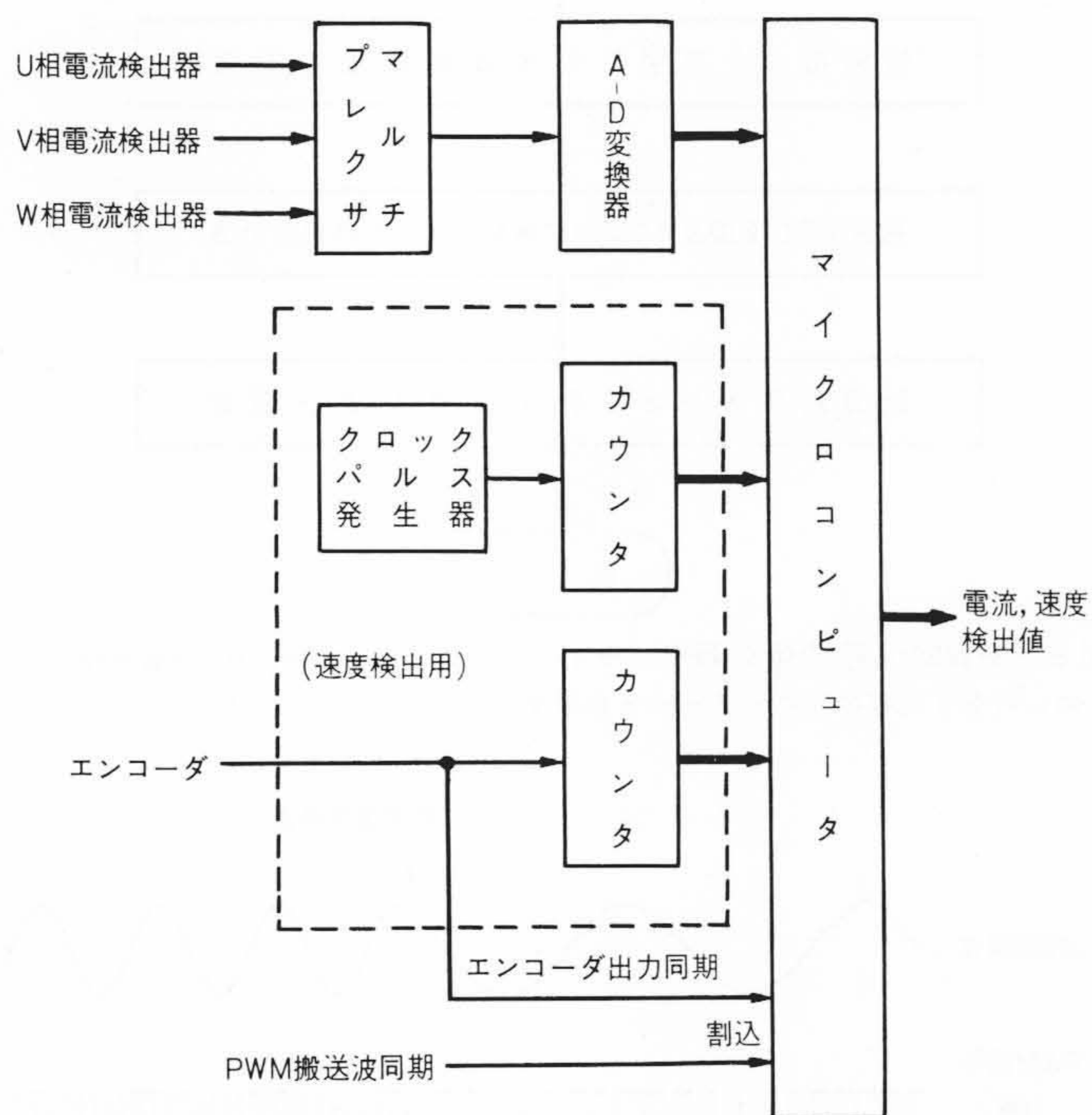


図 9 基準回路による検出処理の基本構成 基準回路と A-D 変換器から成る電流、及び速度検出回路のブロック構成を示す。

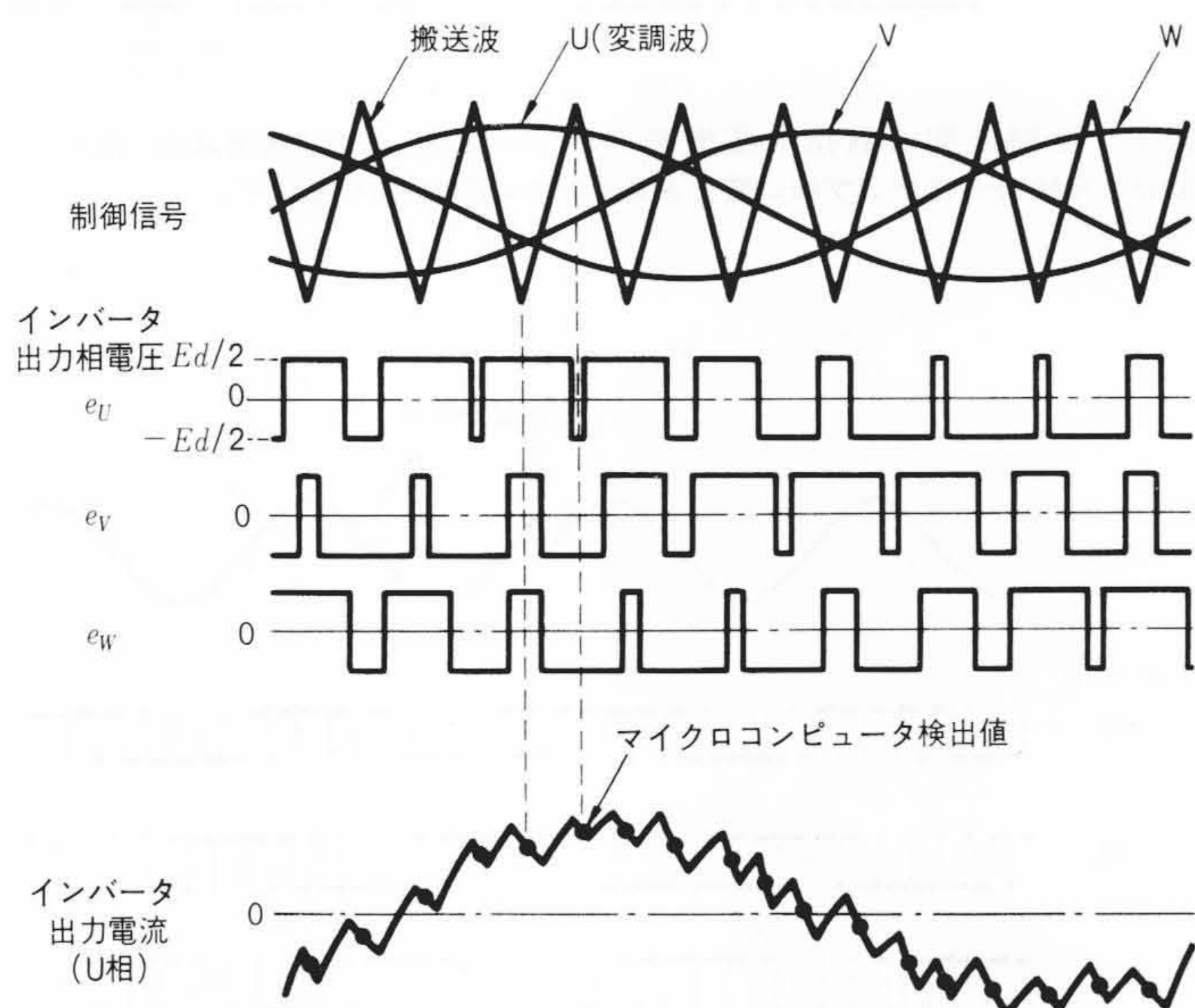


図 10 マイクロコンピュータによる電流検出の原理 搬送波の最大値又は最小値に同期した時点の電流を検出する方法を示す。

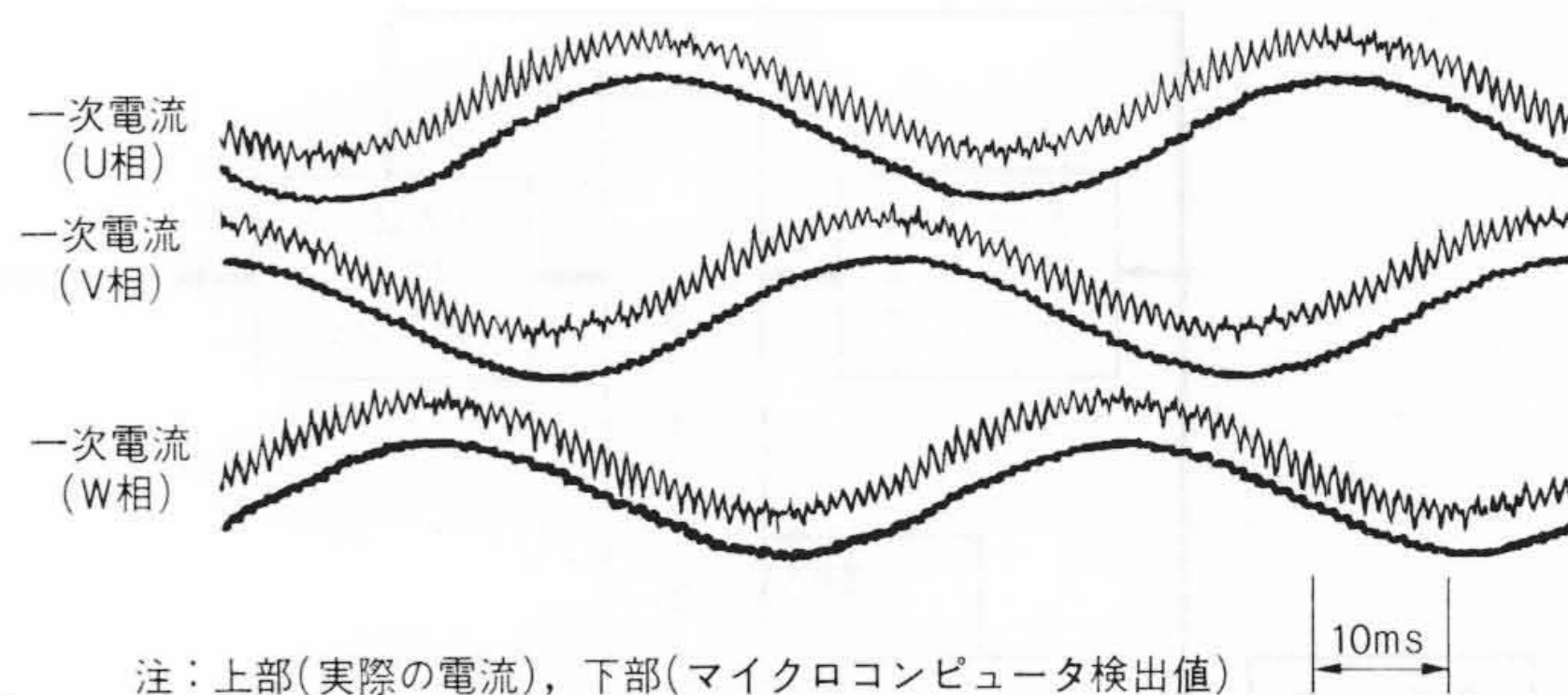


図 11 マイクロコンピュータによる電流検出の特性 インバータによって制御された実際の電流波形と、マイクロコンピュータによる電流検出値を示す。

できるために、搬送波周波数を高くとれる。(2) PWM 信号の幅決定は、ハードウェアのカウンタで行なわれるために分解能が高い。(3) ソフトウェアを変更するだけで任意の PWM 信号発生が可能である。

3.2.2 電流検出方法

マイクロコンピュータの入力情報としては、速度、電流、電圧が考えられるが、ここでは電流及び速度情報の入力処理を述べる。PWM インバータで制御される電流は、パワー半導体素子のスイッチング動作により脈動した波形となる。一方、マイクロコンピュータはサンプリング的に検出を行なうので、脈動波形との関連でその検出タイミングの決定が重要となる。

ここでは前述した基準回路に A-D 変換器を加えた **図 9** のハードウェア構成を用い、PWM インバータの電流値を検出する方式を開発した。その原理を **図 10** に示す。

図 10 の方式の特徴は、PWM 搬送波信号が最大又は最小となった時点で同期して電流検出を行なうことにある。この時点で電流を検出すると、インバータを構成するパワー半導体素子のスイッチング動作時点を避け、ほぼ中間点での値を検出できることになり、脈動の影響が少なく有効な電流検出値が得られる。

図 9 のハードウェアを用い、マイクロコンピュータが検出した実験結果の一例を **図 11** に示す。脈動した電流波形から正弦波状の望ましい電流検出値が得られている。

このような電流検出値が得られると、マイクロコンピュータのソフトウェアによって制御系のフィードバック信号として適当な値に変換することは容易である。例えば、インバータの負荷が誘導電動機の場合には、3 相分の検出値 i_u 、 i_v 、 i_w と前述した PWM 信号発生での変調波信号の時点 T の値 $\sin \omega_1 T$ 、 $\cos \omega_1 T$ を用いると、ベクトル制御に必要なトルク電流成分検出値 I_t 、磁束電流成分検出値 I_m が次式により計算できる。

$$I_t = A \cos \omega_1 T + B \sin \omega_1 T \dots \dots \dots (1)$$

$$I_m = A \sin \omega_1 T - B \cos \omega_1 T \dots \dots \dots (2)$$

$$\text{ただし } A = \frac{\sqrt{2}}{3} \left(i_u - \frac{1}{2} i_v - \frac{1}{2} i_w \right), B = (i_v - i_w) / \sqrt{6}$$

このように、電力変換回路のスイッチング動作に関連づけて電流検出を実行すると、有効な検出信号が得られる。また、マイクロコンピュータのソフトウェアを活用することで、制御に適したフィードバック信号が簡単に得られる。

3.2.3 速度検出方法

マイクロコンピュータによる電動機速度制御系を DDC 化する場合には、デジタル化された速度検出値が必要となる。

特に、その検出には(1)分解能が高いこと、(2)精度が良いこと、(3)検出時間が短いこと、が重要である。

ここでは、電動機に直結したインクリメンタルエンコーダ(以下、エンコーダと略称する。)の出力パルス进行处理することによって、上記の条件を満たす新しい速度検出方式を開発した⁵⁾。その原理を図12に示す。

エンコーダの出力パルスに同期して速度検出を開始し、一定時間 T_c 後の最初のエンコーダの出力パルスに同期した時点で検出を終了する。このために、検出時間 T_d は $T_c + \Delta T$ となり速度によって変化する。この検出時間 T_d (s)内に回転した角度を X (rad)とすると、速度検出値 N_f (rpm)は次式となる。

$$N_f = 60X / 2\pi T_d \quad \dots\dots\dots (3)$$

いま、この検出時間 T_d 内に入ってくるエンコーダの出力パルス数を m_1 とすると、 X は次式となる。

$$X = 2\pi m_1 / P \quad \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 P はエンコーダ1回転当たりのパルス数である。

これに対して、検出時間 T_d 内に入ってきたクロックパルス数を m_2 とすると、 T_d は次式で表わせる。

$$T_d = m_2 / f_c \quad \dots\dots\dots (5)$$

(3)~(5)式から、速度検出値 N_f は次式で表わせる。

$$N_f = 60f_c m_1 / P m_2 \quad \dots\dots\dots (6)$$

(6)式で $60f_c / P$ はハードウェア構成が決まれば一定であるので、速度検出値 N_f は m_1 / m_2 に比例することになる。すなわち、検出時間 T_d 内のエンコーダ出力パルス数 m_1 、クロックパルス数 m_2 を計測し、それらを用いて除算することで速度検出値 N_f が得られる。

以上の原理を用いたハードウェア構成は、図9に示したものである。基準回路内の二つのカウンタによりエンコーダの出力パルス数 m_1 、クロックパルス数 m_2 を計数する。また、エンコーダの出力パルスに同期した時点で、ソフトウェア処理が実行を開始し、マイクロコンピュータがこれらの値を取り込み、(6)式の演算を行なって速度検出値 N_f を求める。

この方式を用いた場合の特性の計算例を図13に示す。速度で基準化された分解能 Q_N/N は、速度によらず 10^{-4} という一定の高分解能を示している。このことから、この速度検出方式を用いると広い速度範囲にわたって安定性の良い制御が可能であることが分かる。また、検出時間 T_d は速度が低いところで長くなるが、実用的な速度制御範囲では T_c とほぼ等しく、

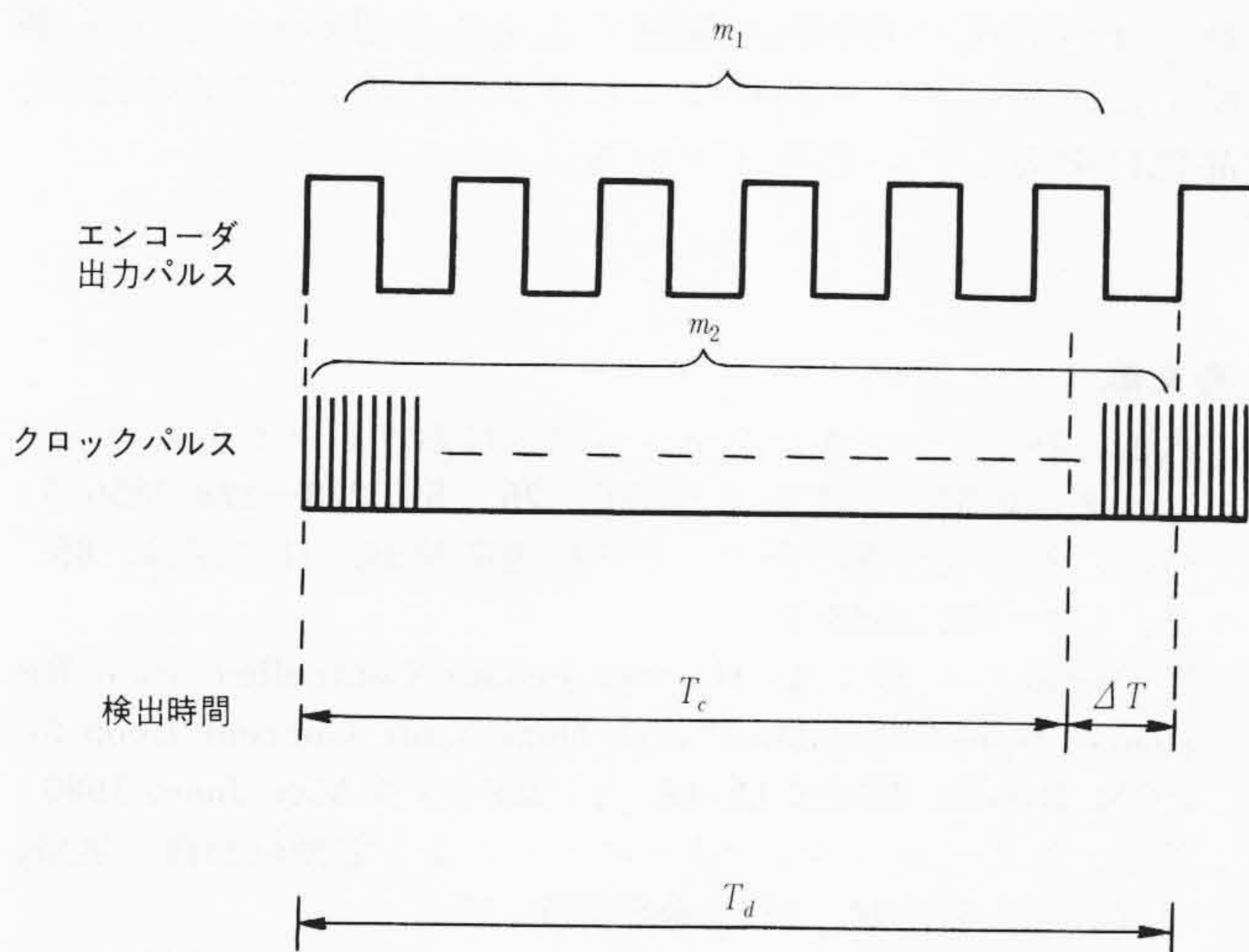
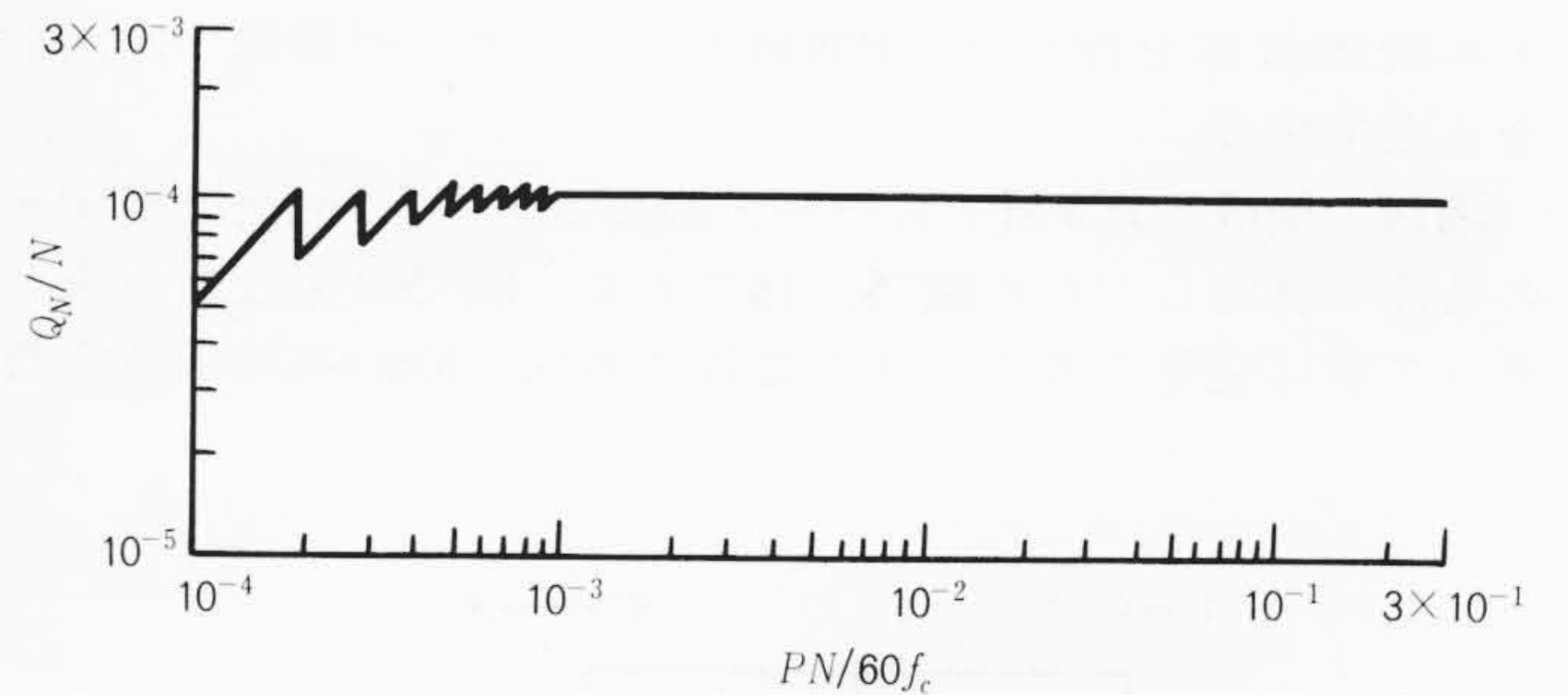
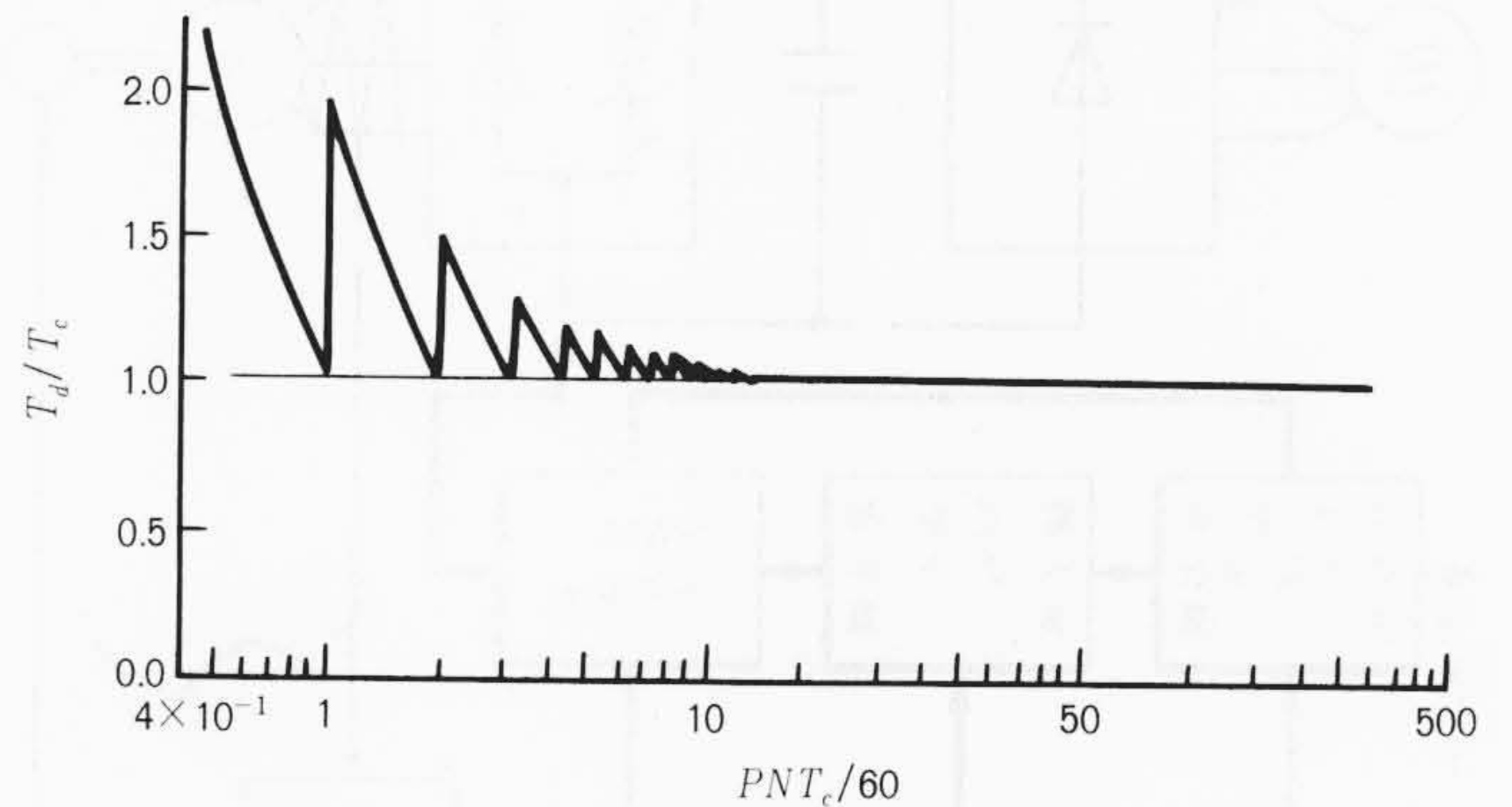


図12 速度検出の原理 インクリメンタルエンコーダの出力パルスから、マイクロコンピュータで速度を検出するための原理説明図を示す。



(a) 分解能の特性



(b) 検出時間の特性

図13 速度検出の特性 マイクロコンピュータを用いた速度検出の量子化及び検出時間の特性を示す。

短い時間で速度検出が可能といえる。

このように、ここで開発した速度検出方式は基準回路だけでハードウェアが構成できるとともに、マイクロコンピュータのソフトウェア処理を用いることで高精度、高分解能な検出特性が得られる。

4 誘導電動機速度制御での試験結果

前章で説明したシステム構成、入出力処理を基本として、誘導電動機速度制御系を構成したのが図14である。GTOサイリスタを用いたPWMインバータにより、かご形誘導電動機を速度を制御する。制御回路の構成には、先の図3で示した基準回路を4組み用い、それぞれ下記の機能を分担させた。

(1) 電流成分演算、速度検出

3.2.2項で説明した各相電流の検出から、トルク電流成分 I_t 、磁束電流成分 I_m を求める計算、及び3.2.3項で説明したエンコーダの出力パルスに同期した速度検出の演算を行ない、それぞれデジタル化された電流及び速度のフィードバック信号を発生する。

(2) PWM信号発生

3.2.1項で説明したように、速度制御、滑り周波数演算の基準回路から与えられる周波数指令と電流制御、ベクトル演算の基準回路から与えられる位相、振幅の指令に応じて、PWMインバータのゲートパルスが発生する処理を行なう。

(3) 速度制御、滑り周波数演算

速度検出値が得られるごとに、速度制御系の補償演算を行ないトルク電流と磁束電流の指令を発生するとともに、インバータ周波数を計算する。

(4) 電流制御、ベクトル演算

トルク電流制御系及び磁束電流制御系の補償演算と、ベク

トル制御演算を行ない、PWMインバータへの振幅、位相指令を発生する。

図14の構成でPWMインバータ駆動誘導電動機速度制御系の特性を測定したのが図15、16である。図15は速度指令をステップ状に変化させたときの応答であり、30ms程度の時定数

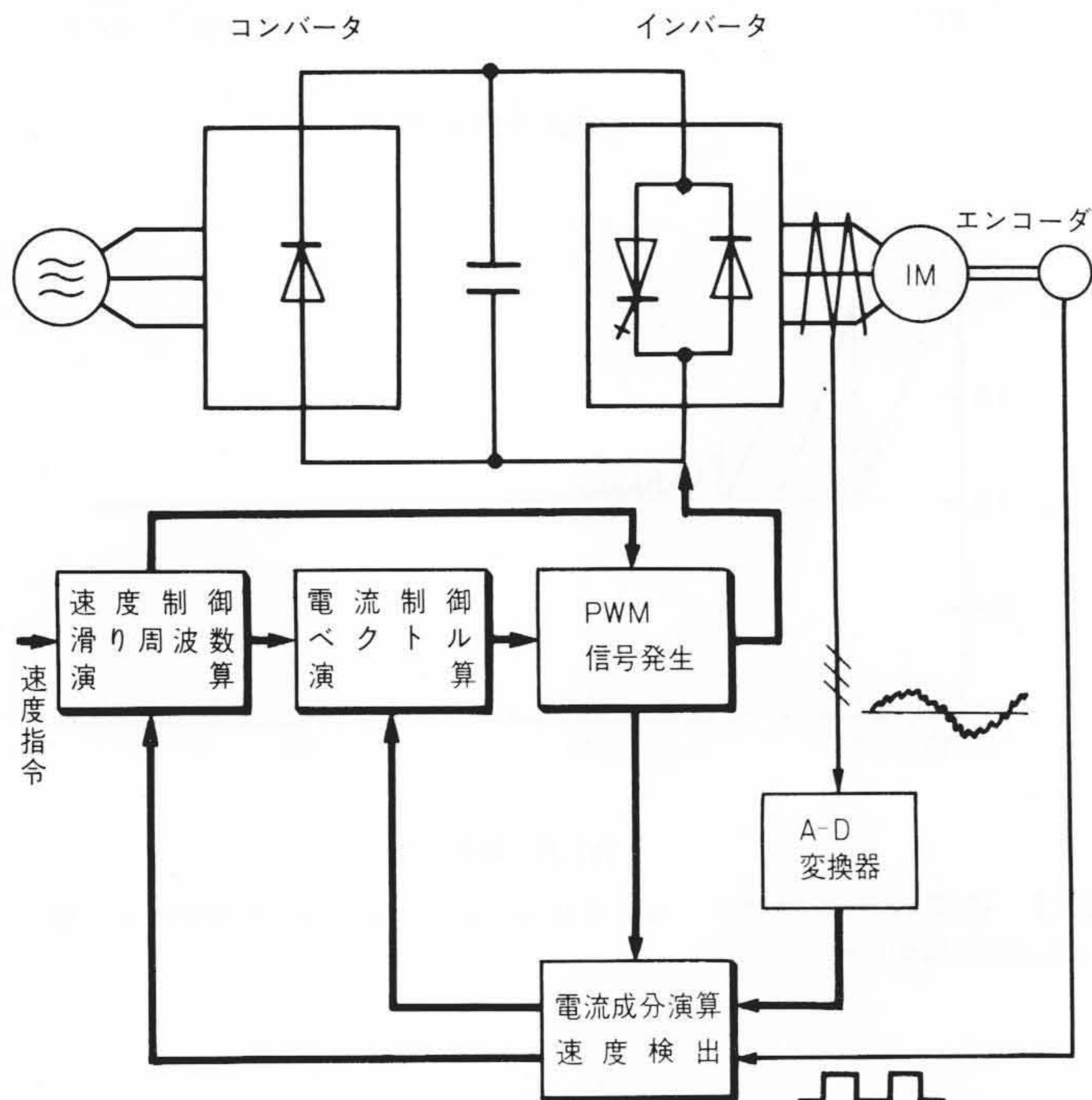


図14 PWMインバータ駆動誘導電動機速度制御システム
PWMインバータによって駆動される誘導電動機速度制御系へ、マイクロコンピュータによる直接デジタル制御を応用したときのブロック構成図を示す。

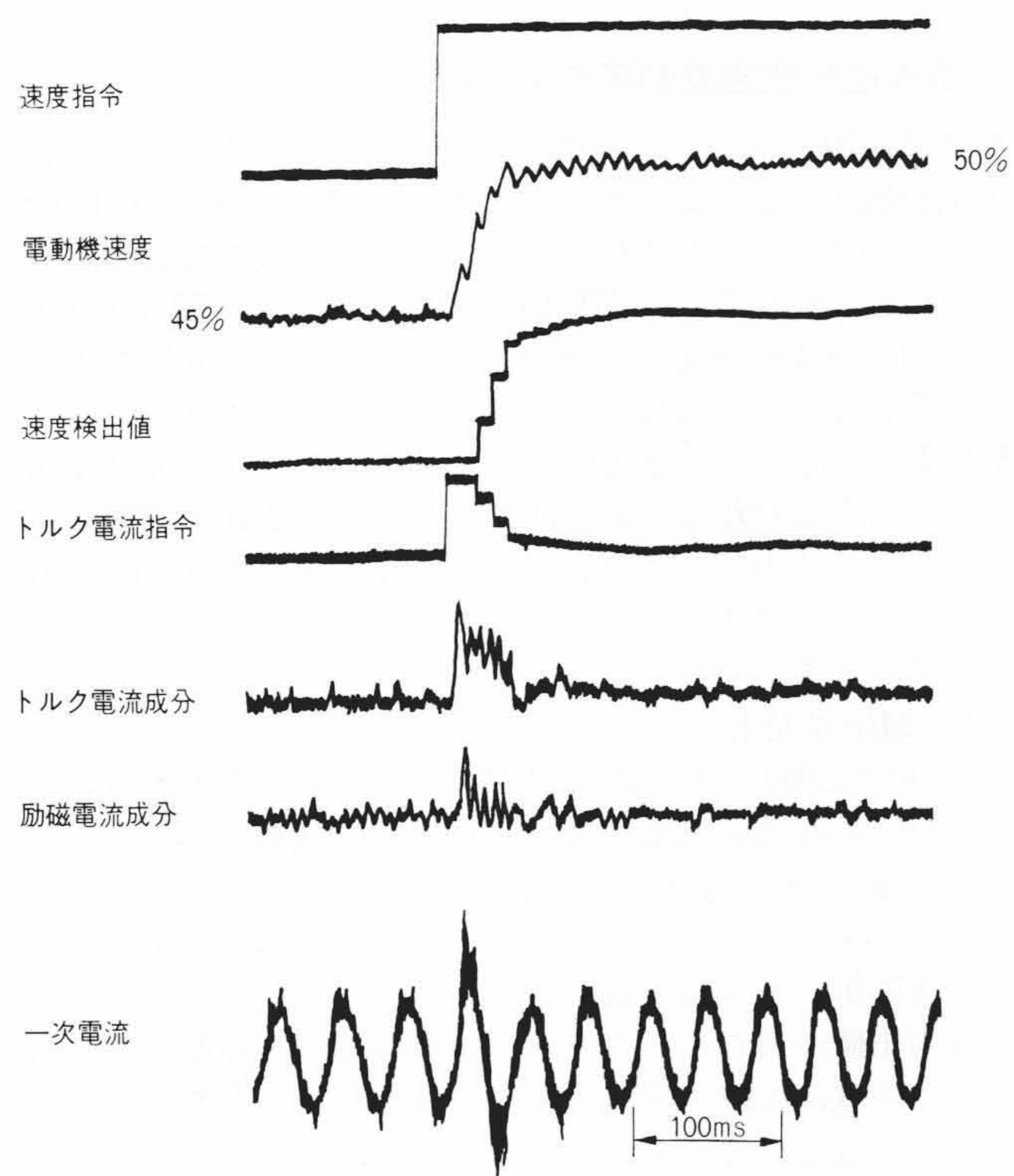


図15 速度制御系のステップ応答 電動機速度指令を、45%から50%へステップ状に変化させたときの応答を示す。

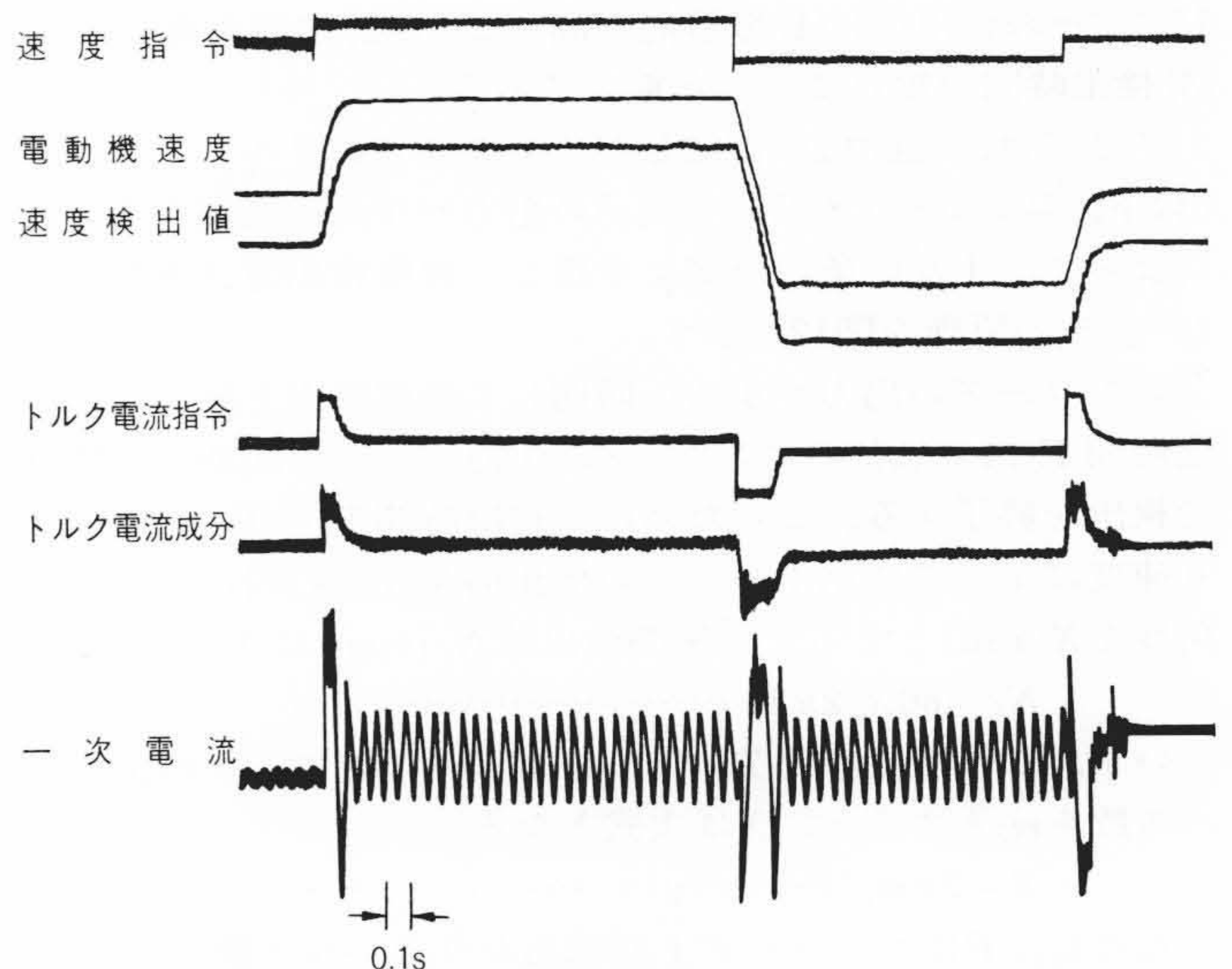


図16 4象限運転特性 正転加減速、逆転加減速の4象限運転を行なったときの特性を示す。

となっており、高速応答が得られている。図16は正転加減速、逆転加減速の4象限動作を行なわせたときの各部の動作波形であり、制御動作が正しく実行されていることが分かる。

なお、図14のシステムでは4組みの基準回路を使用したのが、要求される性能、システムの形態によっては3組み以下でも十分である。

5 結 言

以上、マイクロプロセッサによるDDC技術をインバータへ適用する上での課題を摘出し、拡張性のあるシステム構成方法、及びソフトウェア活用による入出力処理方式の一例を提案した。更に、誘導電動機速度制御での試験結果から、本論文で提案した方式の有効性が確認された。

インバータ駆動交流可変速システムのDDC化では、性能及び信頼性の向上はもちろんのこと、故障診断機能の付加による保守の簡単化、高調波低減、高効率運転などの効果が期待できるが、現状ではハードウェア構成の規模がやや大きくなること、及び経済性の点でまだ実用化されない状況にある。しかし、マイクロプロセッサを中心としたマイクロエレクトロニクスデバイスの著しい進歩により、これらの課題も解決され、今後急速に実用化が進展するものと思われる。日立製作所では、ユーザーの期待にこたえるため新システムの開発、製品化に努力したいと考えている。

参考文献

- 1) 大前, 外: パワーエレクトロニクスにおけるマイクロコンピュータの応用, システムと制御, 25, 5, 270~278(昭56-5)
- 2) 梓沢, 外: 電動機全デジタル速度制御, 日立評論, 65, 2, 153~158(昭58-2)
- 3) T. Ohmae, et al.: A Microprocessor-Controlled Fast-Response Speed Regulator with Dual Mode Current Loop for DCM Drives, IEEE IA-16, 3, 388~394(May/June, 1980)
- 4) 鈴木, 外: パワーエレクトロニクスによる電動機制御の展望, 日立評論, 61, 10, 685~688(昭54-10)
- 5) T. Ohmae, et al.: A Microprocessor-Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives, IEEE IE-29, 3, 207~211(Aug., 1982)