

# インバータ電車の制御システム

## Control Systems for AC Traction Drives

坪井 孝\* Takashi Tsuboi

中村 清\*\* Kiyoshi Nakamura

メンテナンスフリー、省エネルギーなどのニーズから、誘導電動機駆動の電車が実用化段階に入ってきた。

電車の電気品は特に小形・軽量化が重要である。この観点から、インバータ装置と誘導電動機の協調のとれたトルク制御方式について検討した。次に、起動時の乗り心地改善、円滑な後退起動特性の得られるインバータの非同期PWM制御、円滑な電圧制御を可能とする広域3パルス変調方式など最近の新技术について、最後に制御の高精度化、無調整化及び種々の仕様に対して柔軟に対応可能な16ビットマイクロコンピュータを中心としたシステム制御装置についてそれぞれ紹介した。

### 1 緒言

近年、電車の駆動システムとして、主回路の無接点化、主電動機の無整流子化を図り、メンテナンスフリー、小形・軽量化、省エネルギー、車両性能の向上などをねらったインバータ制御誘導電動機駆動方式が実用化段階に入ってきた。

このため、現在までGTO(Gate Turn Off)サイリスタの大容量化、車両用としての誘導電動機の試作研究、マイクロコンピュータを中心とするマイクロエレクトロニクス技術の導入など、種々の技術開発が行なわれており、今後も活発に続くものと考えられる。

本論文では、直流電車を対象とした誘導電動機トルク制御特性を考察し、最近開発した幾つかの新しい制御技術及び16ビットマイクロコンピュータを主体としたシステム制御装置について紹介する。

### 2 誘導電動機駆動電車のトルク制御

#### 2.1 主回路システム

図1に、架線から直流電圧を受電して、これをインバータで可変電圧可変周波数の交流電圧に変換し、誘導電動機を駆

動する電車の主回路システムを示す。

誘導電動機は直流電動機に比べて整流上の制約がないので、インバータで電圧と周波数を制御することにより、かなり自由に速度トルク特性が設定できる。しかし、車両の限られたスペースに機器を搭載するには、電動機及びインバータの能力をいっばいに発揮させ、システム全体の寸法・重量の極小化を図る必要がある。このため、必要かつ十分な速度トルク特性の設定が重要となってくる。

#### 2.2 限界トルク特性

電気車両では一般に低速域で大きな加速度を得るため大きなトルクが要求されるが、高速域ではその速度が維持できる程度のトルクがあればよい。このようなトルク特性を満足し、かつインバータの電圧利用率を最大限に高めるため、インバータの周波数に対する出力電圧特性は、図2に示すように、低速域ではPWM(パルス幅変調)制御による電圧、周波数可変制御を、高速域では全電圧を出し周波数制御だけを行なう。全電圧  $V_{max}$  は次式で与えられる。

$$V_{max} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} E_d \dots\dots\dots(1)$$

ここに  $E_d$ : インバータの直流電源電圧

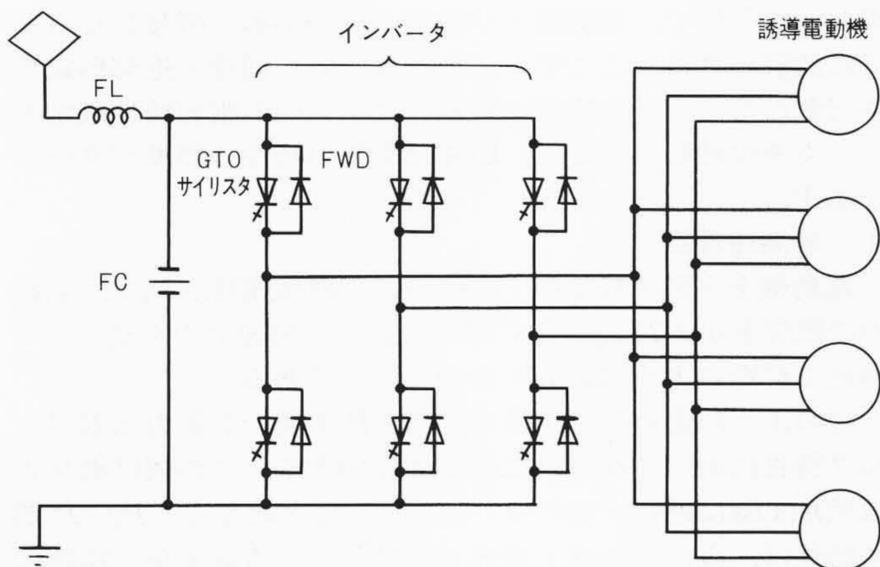
誘導電動機には、与えられた電圧及び周波数のもとで出される限界トルク(停動トルク)が存在する。図2のような電圧パターンに対する限界トルク特性は、図3に示すようになる。図3での諸量はごく低速域を除けば近似的に次式で与えられる。

$$PWM\text{域の限界トルク } T_{max1} \doteq \frac{pm(2\pi K\phi_m)^2}{2l} \dots\dots(2)$$

$$\text{全電圧域の限界トルク } T_{max2} \doteq \frac{pmV_{max}^2}{2l} \cdot \frac{1}{(2\pi fi)^2} \dots(3)$$

$$\text{限界トルクを与える滑り周波数 } f_{ss} \doteq \frac{r_2}{2\pi l} \dots\dots\dots(4)$$

- ここに  $p$ : 電動機の極対数
- $m$ : 電動機の相数
- $l$ : 電動機の一次換算全インダクタンス
- $r_2$ : 電動機の一次換算二次抵抗
- $\phi_m$ : 電動機の最大磁束
- $K$ : 電動機巻線によって決まる定数



注:略語説明 FL(フィルタリアクトル), FC(フィルタコンデンサ)  
GTOサイリスタ(ゲートターンオフサイリスタ), FWD(フリーホイールダイオード)

図1 主回路簡略図 架線から受電した直流電圧を、インバータで三相交流電圧に変換し、誘導電動機を駆動する。

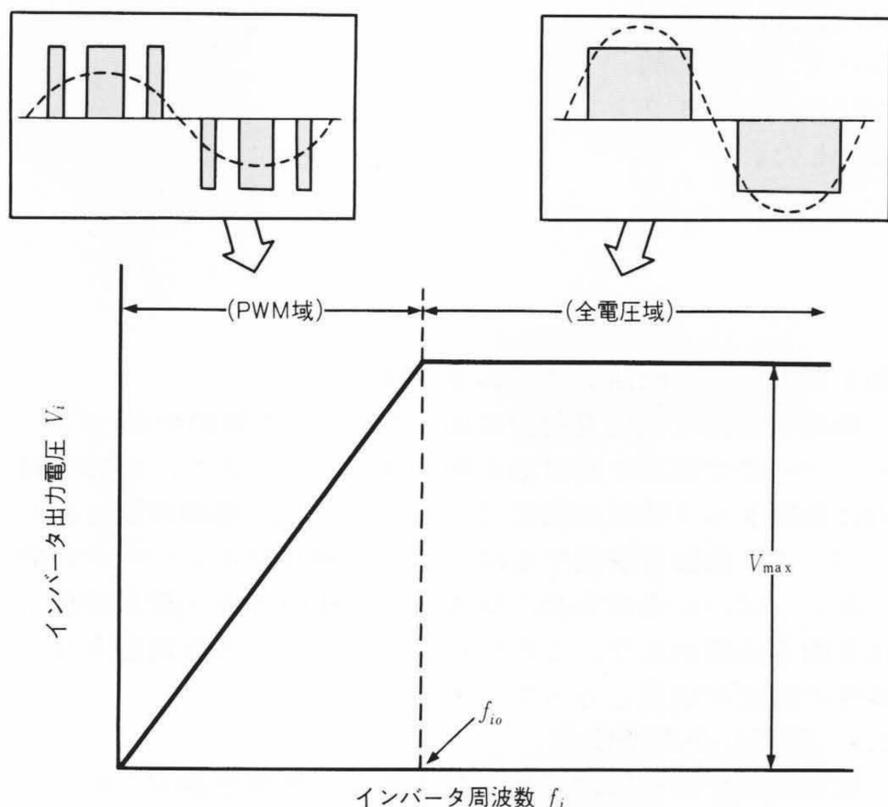
\* 日立製作所水戸工場 \*\* 日立製作所日立研究所

であり、PWM制御域で

$$\frac{V_i}{f_i} \doteq 2\pi K \phi_m \dots\dots\dots(5)$$

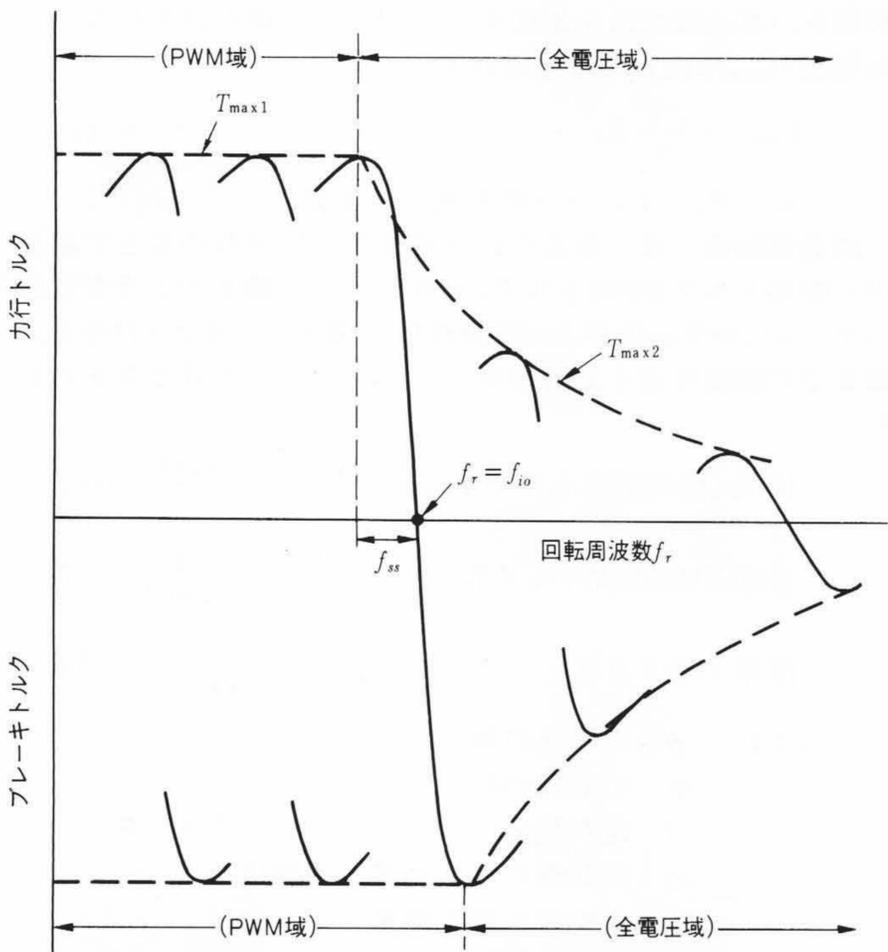
という関係で、電動機を最大磁束  $\phi_m$  で使用するものとしている。

図3に示すように、誘導電動機の力行側の限界トルク特性は、PWM制御を行なう低速域で大きく、全電圧域に入ると速



注：略語説明 PWM(パルス幅変調)

図2 インバータの周波数対電圧制御特性 低速域では、PWM制御により電圧を周波数に比例して制御し、高速域では、全電圧を発生させてインバータの電圧利用率を最大限に高めている。



注：略語説明  $f_{i0}$  (PWM域・全電圧域境界周波数)  
 $f_{ss}$  (限界トルクを与える滑り周波数)

図3 限界トルク特性 図2のパターンで制御したときの限界トルク特性は、低速域では一定、高速域では速度の二乗に反比例する。

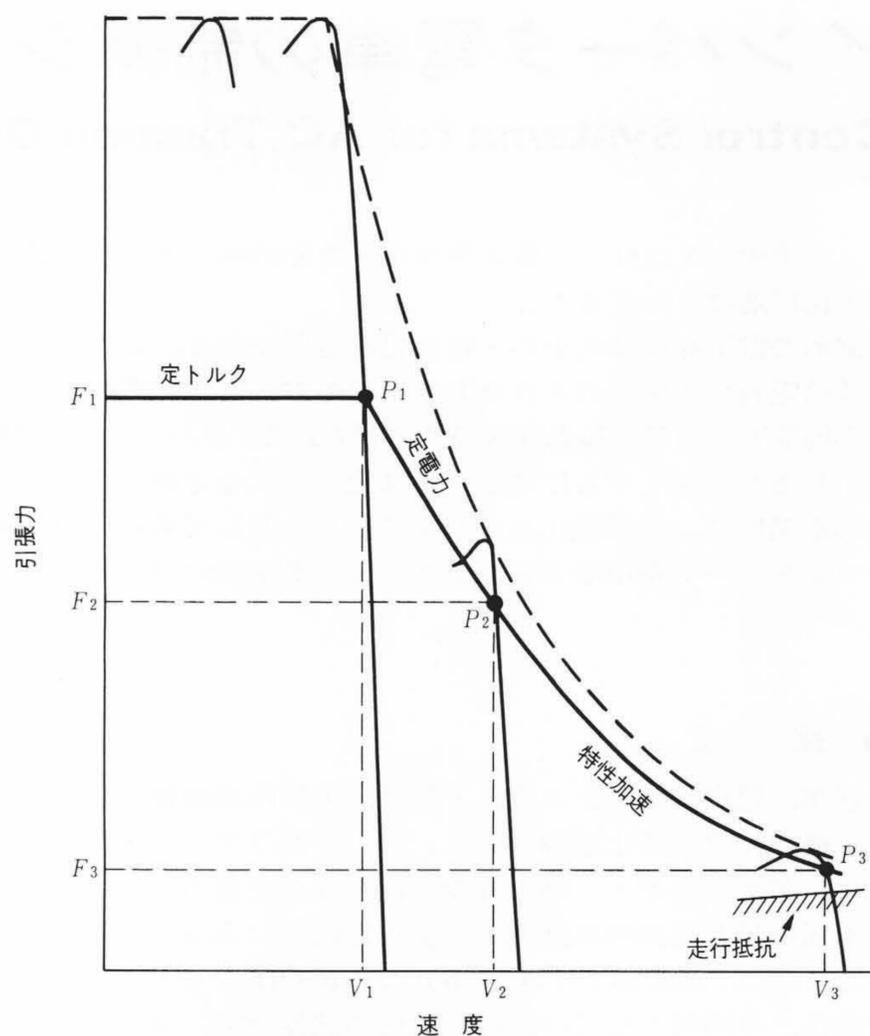


図4 電車の引張力特性標準パターン 高速域では停動トルクに近い定滑り制御、低速域では定トルク制御、これらの中に定電力制御を入れるトルク制御パターンが電車に適する。

度の二乗に反比例して減少する特性となり、基本的には車両に要求されるトルク特性に合致している。回生ブレーキ側は滑り周波数  $f_s$  が逆に作用するので、力行に比べてトルク範囲が広くとれる。この点は原理的にブレーキトルクが力行トルクより大きくとれない直流電動機のチョップ制御方式に対して優れているといえる。

### 2.3 電車の引張力特性

電車特性は、使用路線固有の条件もあるが、一般的に、平均速度、起動加速度及び最高運転速度が与えられ、これらを満たす条件で、電動機及び制御装置が小形・軽量になるように設計される。ここでは、地下鉄ないし通勤・近郊形電車を対象にして、誘導電動機駆動システムの引張力特性設定の考え方を整理してみよう。図4に引張力特性の標準パターンを示す。

#### (1) 最高速度点

電動機を小形・軽量にする面から、最高速度点  $P_3$  で、電動機の限界トルク  $T_{max2}$  が走行抵抗に若干の加速余力を見込んだ値近くになるように設計するのが得策である。

このように定めると、図4の  $P_2 \sim P_3$  の間の引張力は限界トルク特性に沿って速度の二乗に反比例する。この間は滑り周波数  $f_s$  は  $f_{ss}$  に近い一定の値で制御することになる。  $P_2 \sim P_3$  間の特性は、直流電動機を最弱界率で制御する従来車の特性にほぼ一致する。

#### (2) 直線加速域

次に、加速度の条件から起動引張力  $F_1$  が決まる。この際、直線加速終点  $P_1$  をどこに設定するかが問題となる。  $P_1$  を全電圧制御域の限界線まで伸ばすと、加速能は良くなるが、電流が大きくなり、必然的にインバータ装置が大きくなる。インバータ装置を小さくする面から、加速性能上許せる限り  $V_1$  を

低くするのが望ましい。 $V_1$ を低くするほど磁束鎖交数に相当する $K\phi_m$ を大きくする必要がある。このため電動機は若干重くなる方向であるが、使用トルクに対して潜在的な限界トルク $T_{max1}$ が大きくなり、使用点での力率は向上する。滑り周波数 $f_s$ は(4)式の $f_{ss}$ よりも小さいレベルで制御される。

(3) 定電力制御域

$P_1$ でインバータが全電圧に達した後は、 $P_1 \rightarrow P_2$ へは電流を一定に保つように滑り周波数を増加していく。この間は電力が一定に制御される定電力制御域であり、引張力は速度に反比例して減少していく。

3 最近の制御技術

3.1 電圧の全域連続制御

誘導電動機は本質的に分巻特性をもっているため、トルクないし電流制御の点では、電圧変化に対してかなり鋭敏に反応する。また、電圧形PWMインバータの場合、電動機に直接パルス電圧が印加されるため、電動機電流にかなりのリップ

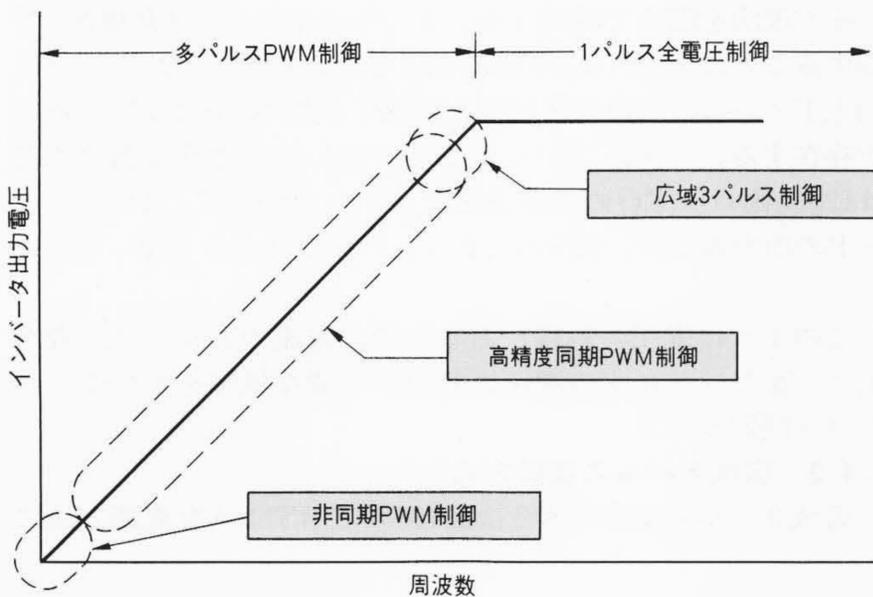


図5 電圧制御方式説明図 周波数が、0 Hzから1パルス全電圧モードまで、連続制御が可能な制御技術を開発した。

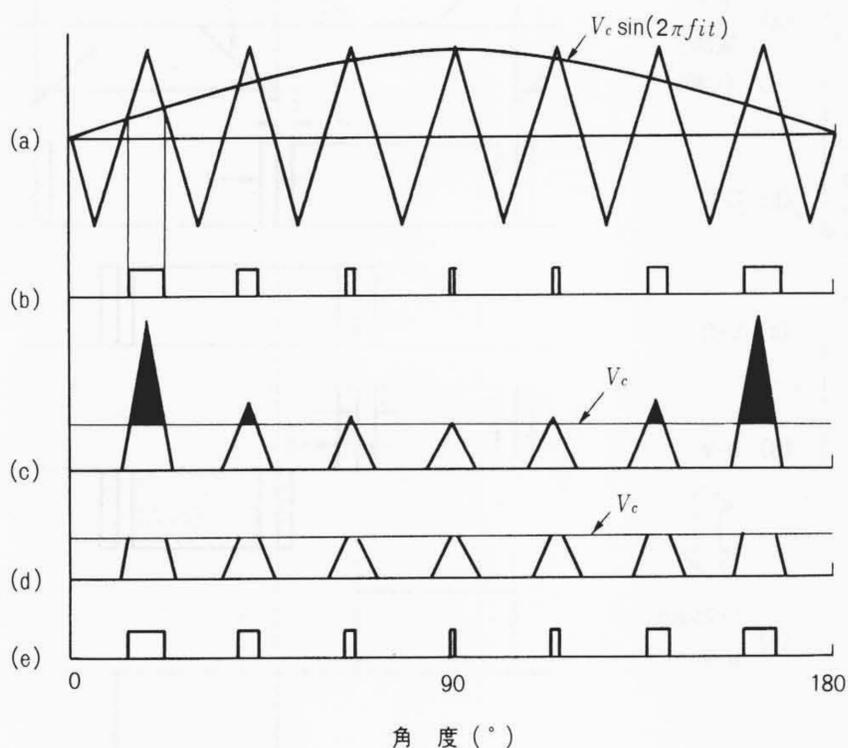
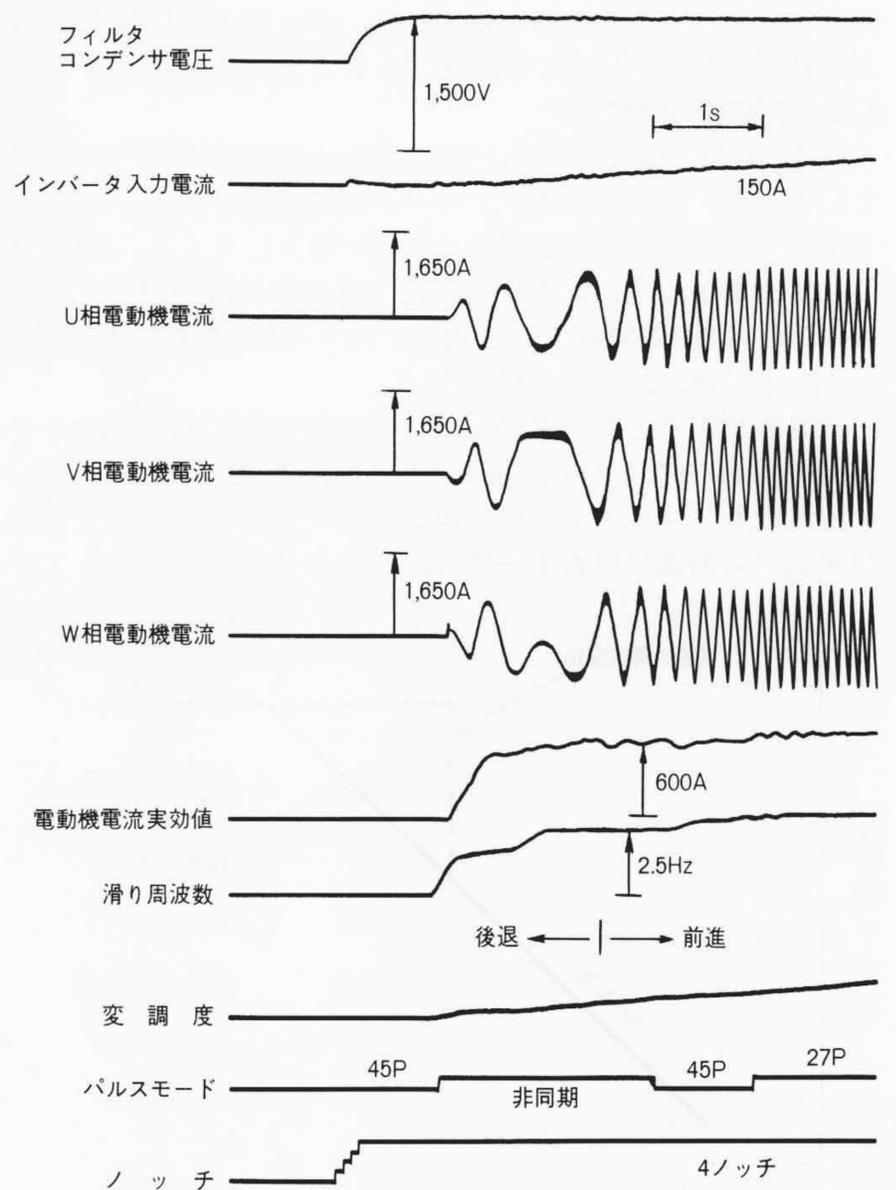


図6 PWMパルス発生方式 図中(d)のような変調方式とすることにより、マイクロコンピュータシステムとのインタフェースがとりやすい高精度デジタル変調が可能となる。



注：略語説明 45P, 27P(45パルスモード, 27パルスモード)

図7 後退起動オシログラム 後退状態から起動しても、非同期PWM制御により、周波数が0を通過するとき、相順を切り換えながら円滑な電流制御が行なわれる。

が含まれる。

したがって、高精度のトルク制御を行なうには全域にわたって電圧を連続制御することが望ましく、更にリップルを抑制するには高精度なパルス幅制御が要求される。このような要求に沿うものとして、

- (1) 全デジタル高精度同期PWM制御方式
- (2) 極低周波数域での非同期PWM制御方式
- (3) 3-1パルス連続移行が可能な広域3パルス制御方式を開発した。電圧制御パターン上に、これらの制御域を示すと図5のようになる。

3.2 高精度同期PWM制御<sup>1)</sup>

今回、マイクロコンピュータシステムとのインタフェースの簡易化、パルス発生精度の向上、回路の簡易化と無調整化を図るため、全デジタルPWM制御とし、デジタル化に適した次のような変調方式とした。

従来の方式では、変調度を $V_c$ とするとき、図6(a)のように(三角波)と $V_c \sin(2\pi fit)$

の比較を行なっていたが、これは同図(c)のように

$$\frac{(\text{三角波})}{\sin(2\pi fit)} \text{ と } V_c$$

の比較を行なうものであり、従来と同一ポイントで交差点が発生して同一のPWMパルス列が得られる。搬送波(c)の黒く塗られた部分は常に最大の変調度以上となることから、実際には(d)のような波形を作ればよい。今回は(d)のような波形をROM(読出し専用メモリ)に書き込んでおいて、カウンタで

掃引することにより波形を発生させ、デジタル比較器で  $V_c$  と比較してPWMパルスを作成する方式を採用した。

### 3.3 非同期PWM制御<sup>2)</sup>

同期PWM制御では最大パルス数を1周期当たり45パルスとしている。この状態でインバータの周波数を0 Hzへ向かって下げていくと電動機電流のリプルが増大してくる。GTOサイリスタ素子の遮断能力から、許容リプルには上限があり、このため同期PWM制御が可能なインバータ周波数には下限がある。下限値はおよそ2 Hzである。

後退起動を考えると電動機ロータの回転周波数は「マイナス」(逆回転)となるので、後退速度が大きい場合にはインバータ周波数も「マイナス」にする必要が出てくる。そして車両が後退から前進に移行する間に、周波数は徐々に減少してや

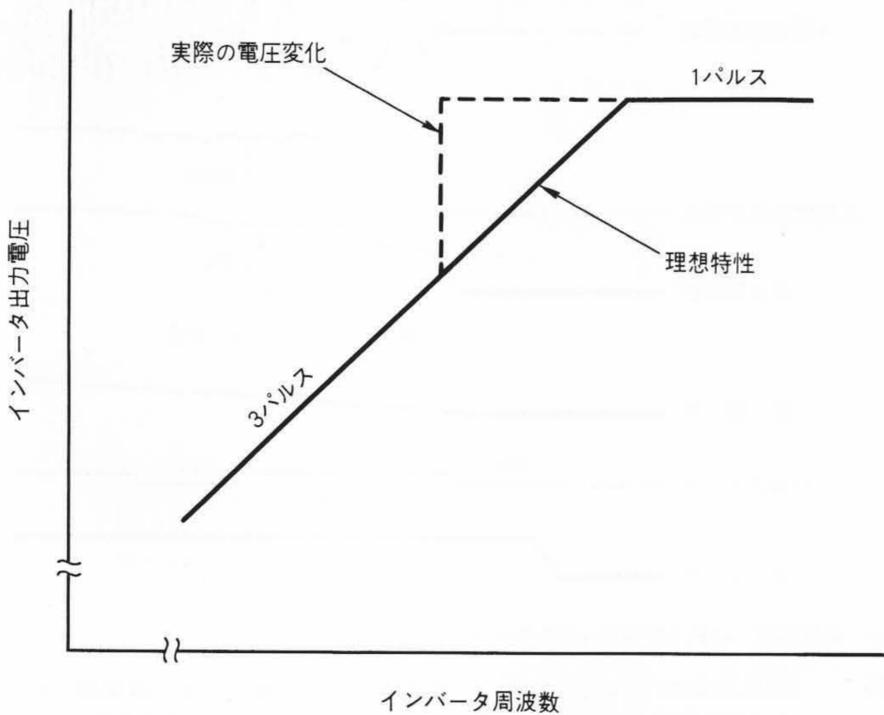


図8 全電圧モード移行時の電圧跳躍現象 従来の制御方式では、破線で示すように電圧跳躍現象が生じていた。

が0となり、相回転が正方向に変わって周波数が増加していくことになる。

このように極低周波時の電動機電流を抑え、かつインバータ周波数を連続的に制御するため、インバータ周波数とは無関係に一定の周波数でチョッピング動作させる非同期PWM制御を開発した。非同期PWM制御の採用により、通常の起動制御も極低周波数からのソフトスタートが可能となり、乗り心地改善に顕著な効果がある。図7の後退起動オシログラムに見られるように、円滑な非同期制御が行なわれている。

### 3.4 3-1パルスモード間の電圧制御

#### 3.4.1 従来の3パルス変調方式

インバータのPWMパルスモードを切り換える際のトルク(電流の基本波)の連続性を保つには、交流出力電圧の基本波実効値及びその位相の連続性を保つことが必要である。

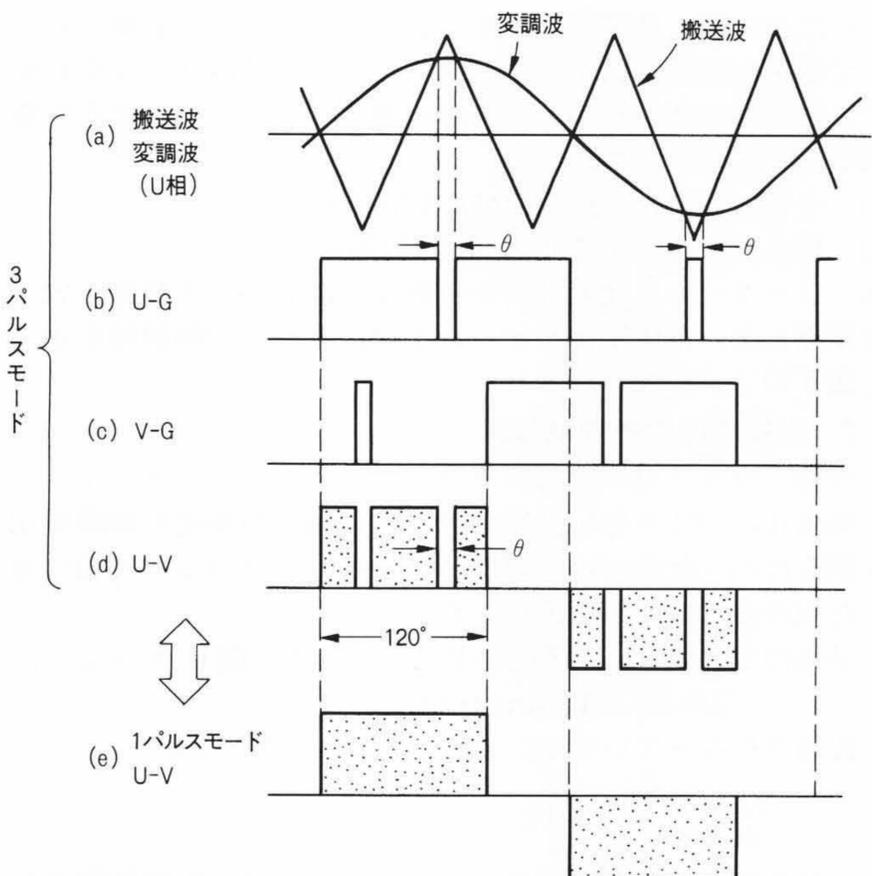
PWM制御の多パルスモード間は、それぞれの制御領域をラップさせることが可能であるから、連続性を保つことができる。しかし、PWM制御の最終モードである3パルスモードと全電圧を出す1パルスモードの間は、3パルスモードでの主回路スイッチング素子の最小オフ時間の制約から、図8に示すように全電圧の10%程度の電圧跳躍が避けられなかった。

その理由を図9で説明する。3パルスモードでは角度 $\theta$ を制御することにより、(d)の線間電圧を変えるが、インバータ各相上下アームの切換余裕時間を確保するため、 $\theta$ には最小時間が存在する。一方、1パルスモードでは(e)のように出力電圧は120度幅いっぱいの方波となる。したがって、1パルスモードの出力電圧は、幅 $\theta$ のスリットの分だけ大きくなってしま

う。このように電圧の跳躍があるので、電流やトルクの急変が生じ、またフィルタの電圧振動など不要な現象を生じやすいという問題がある。

#### 3.4.2 広域3パルス変調方式<sup>3)</sup>

広域3パルス変調方式では図10(a)に示すような変調方法に



注：略語説明 U-G(U相出力端の対アース電位), V-G(V相出力端の対アース電位), U-V[インバータ出力電圧(U-V)]

図9 従来の3パルス変調方式 幅 $\theta$ を主回路スイッチング素子のオンオフ切換余裕角以下にできないため、3-1パルスモード切換え時に電圧急変が避けられない。

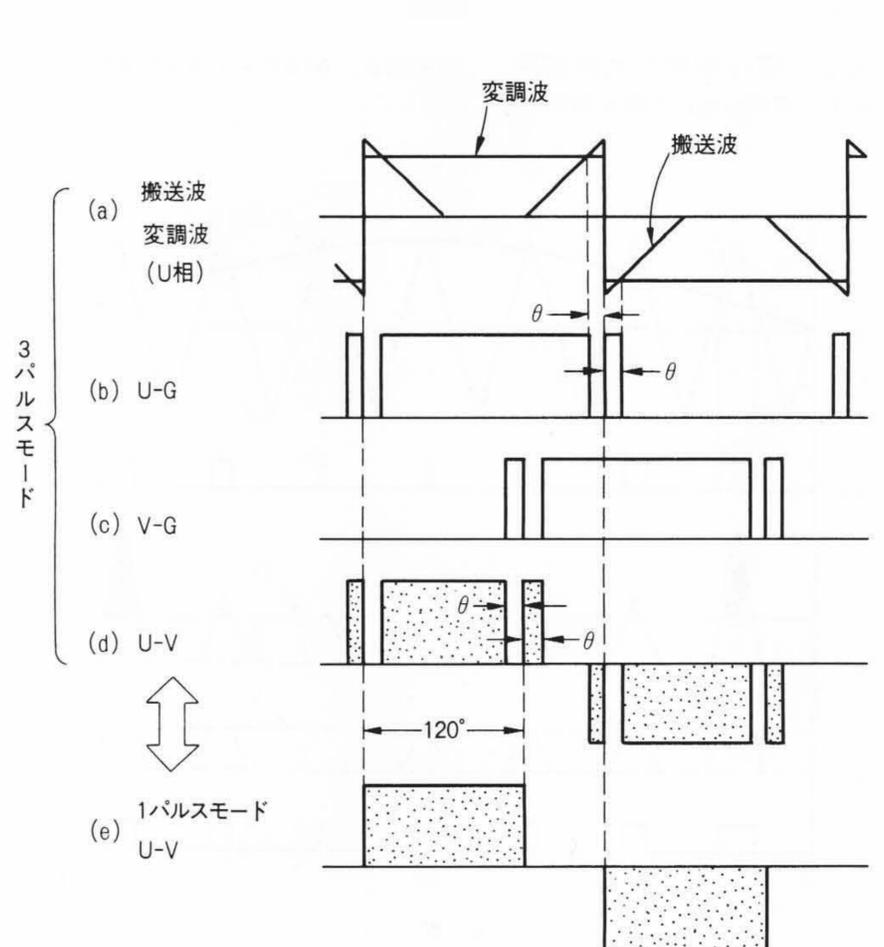


図10 広域3パルス変調方式 3パルスモードと1パルスモードのインバータ出力電圧の面積は等しいので、3-1パルスモードの切換えは円滑に行なわれる。

より、(b)のように相電位を制御する。このようにすると、出力電圧は(a)のように120度よりも広い幅の変調された波形となる。出力電圧の調整は幅 $\theta$ の制御により行ない、幅 $\theta$ がインバータの上下アーム切換余裕時間に達したとき、1パルスモードへ切り換える。もちろん、1パルスから3パルスへ逆方向の切換えも同じ条件で行なうことができる。図10(d)の3パルス波形の面積が(e)の1パルス波形の面積に等しいことから、切換え時の電圧変化が少ないことが理解できるであろう。

図9(d)の通常の3パルス波形と図10(d)の広域3パルス波形の変調幅 $\theta$ に対する基本波実効値を計算すると図11のようになる。例えば、スイッチング素子の切換余裕時間を $240\mu\text{s}$ 、インバータ周波数 $f_i$ を $75\text{Hz}$ とすると、 $\theta$ の最小値は $6.5^\circ$ となる。

図11から正規化電圧値を求めると、

通常の3パルス変調……………88.7%  $\Rightarrow$  100%

広域3パルス変調……………98.7%  $\Rightarrow$  100%

となり、広域3パルス変調により実用上連続に近い3-1パルスモードの切換えが可能となる。

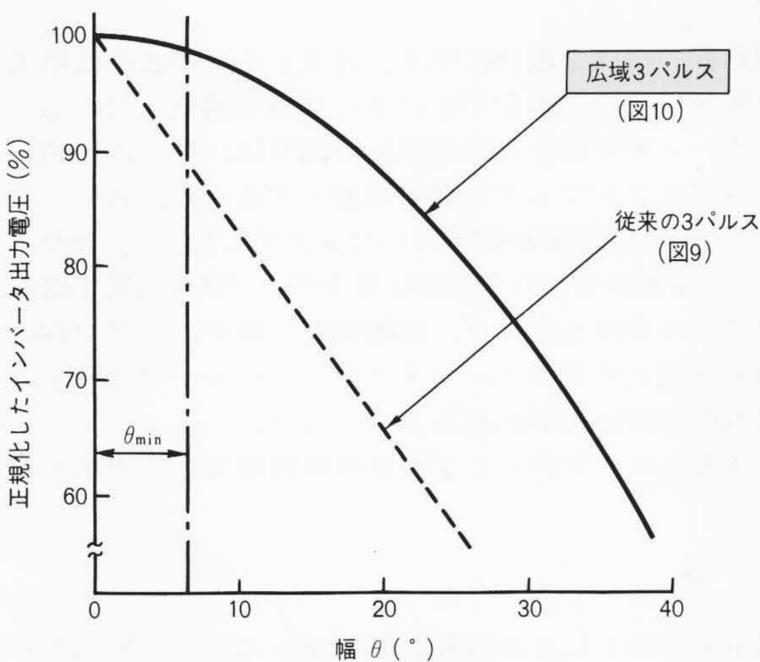


図11 3パルスモードの電圧特性 広域3パルス変調方式によれば、出力電圧を100%近くまで制御できる。

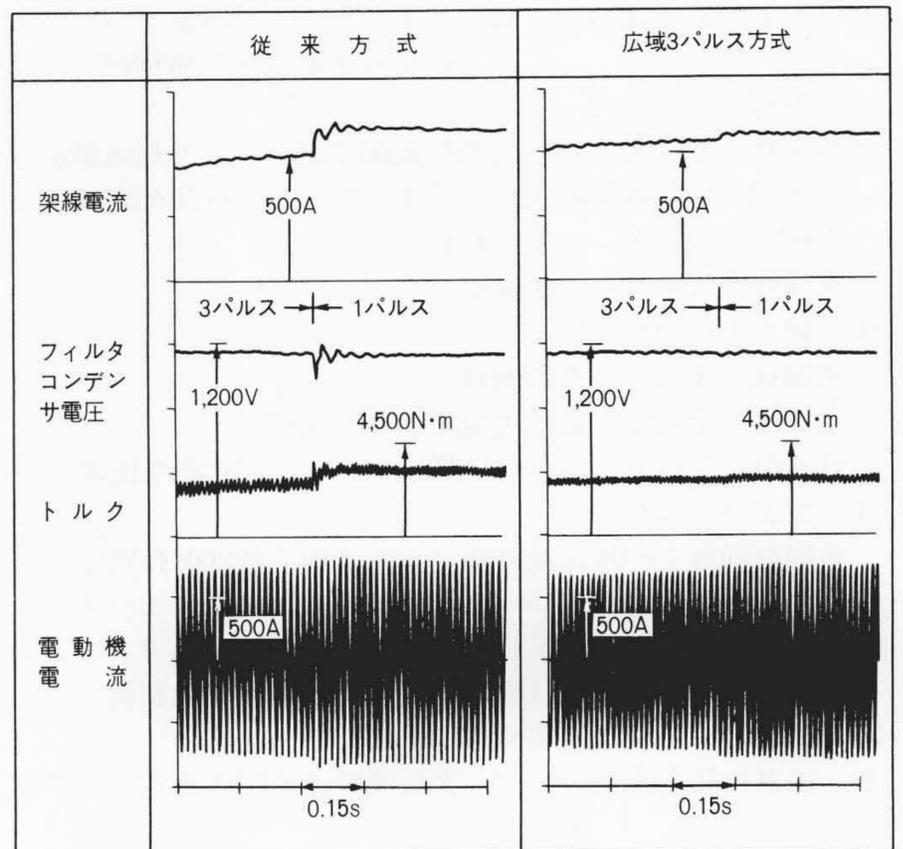


図12 3-1パルス切換えのシミュレーション波形 広域3パルス変調方式では、円滑なパルスモード移行が行なわれている。

図12にシミュレーションによる切換時の波形比較を示す。本方式によれば、架線電流、フィルタコンデンサ電圧、トルクの変化が少なく、円滑に3パルスモードから1パルスモードへ切り換わっていることが分かる。

#### 4 システム制御装置

##### 4.1 主な仕様

誘導電動機駆動直流電車用として、次のような仕様の標準形システム制御装置を開発した。

- (1) 回路遮断方式 正常時：インバータによる減流遮断
- 異常時：高速度減流器による一段減流遮断

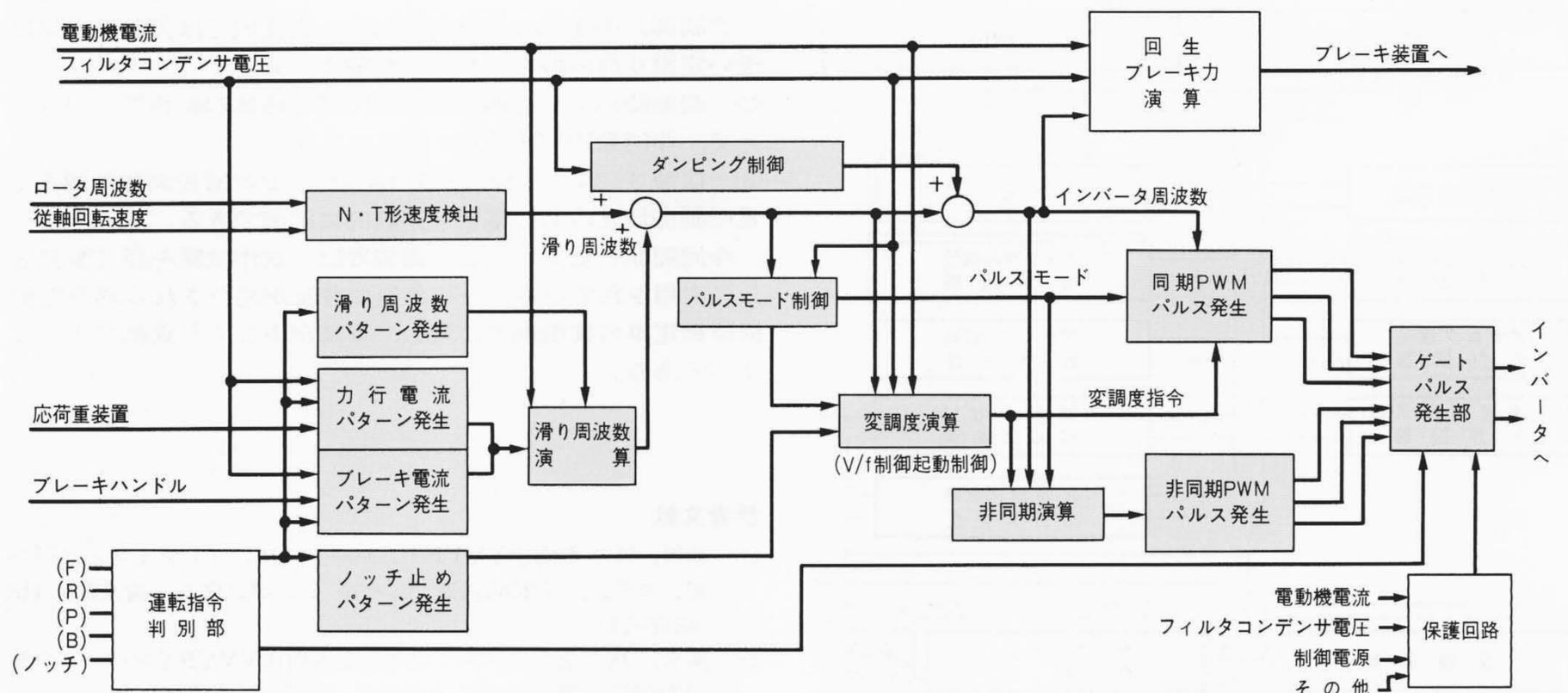


図13 システム制御装置の機能ブロック図 運転指令信号、電圧、電流、速度などを入力として、インバータへ制御信号を送る装置であり、インバータ制御システムの頭脳に相当する。

- (2) 主電動機電流検出方式：スイッチドキャパシタフィルタによる基本波実効値検出
- (3) 力行トルク制御
  - 起動時：非同期変調，変調度制御定電流定滑り周波数制御
  - 低速域：架線電圧補償付きV/fパターン，定電流制御
  - 中速域：全電圧，定電力制御
  - 高速域：定滑り周波数制御
- (4) 回生トルク制御
  - 高速域：定滑り周波数制御
  - 中速域：全電圧，電流可変定トルク制御
  - 低速域：架線電圧補償付きV/fパターン，定電流制御
- (5) 変調パルス数
  - 非同期制御：パルス数可変，パルス周波数200Hz固定
  - 同期制御：45-27-15-9-5-3-1パルスモード
- (6) パルス切換方式：インバータ周波数，フィルタコンデンサ電圧，変調度による切換制御
- (7) インバータ周波数切換制御範囲：0～200Hz
- (8) 後退起動方式：インバータ周波数連続制御式定トルク制御

4.2 機能ブロック図

図13にシステム制御装置の機能ブロック図を示す。電動機電流，フィルタコンデンサ電圧，主電動機のロータ周波数，

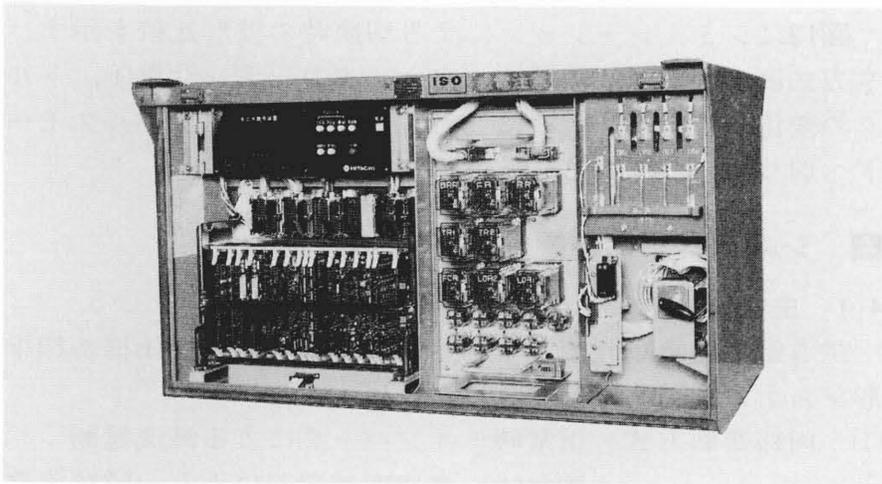


図14 システム制御装置の外観 システム制御装置は，制御用電子回路部，故障情報モニタ部，継電器部及び操作スイッチ類から構成されている。

前・後進(F, R)力行・ブレーキ(P, B)，ノッチ信号などの運転指令情報及びトルク制御情報である応荷重信号を入力として，インバータの制御信号を出力する。

ロータ周波数検出は，起動時の高精度なジャーク制御と，空転滑走時の高速応答を可能とするため，速度センサのパルス周期と定時間内のパルス数を同時に検出するN・T検出方式を用いた。なお，電動機制御系と電源側フィルタとの共振を抑制するため，フィルタコンデンサ電圧をフィードバックして滑り周波数を調節するダンピング制御を行なっている。

また，誘導電動機に分巻特性を有効に利用して粘着性能を高めるために，ロータ周波数のほかに従輪の回転速度も取り込み，これを基準に空転検知を行なうとともに，全軸空転時は従輪回転数(車両速度)を基準としてインバータの制御を行なっている。

4.3 システム制御装置の構成

システム制御装置は，制御用電子回路部及びその電源部，主回路断流器などを開閉制御する継電器類，並びに制御開放や空ノッチ操作用スイッチ類で構成される。図14にシステム制御装置の外観を示す。

電子回路部の構成を図15に示す。速度トルク制御部は精度向上及び無調整化のため全デジタル回路で構成した。このうち，パターン発生部や各種演算処理部分は，種々の仕様に対してすべてソフトウェアで対応可能とするため，16ビットマイクロプロセッサHD68000を用いたシステムとした。また，PWMパルス発生部などの中枢部は専用デジタル回路で構成し，演算時間の短縮を図った。保護回路は数十マイクロ秒の高速応答を必要とするので，マイクロコンピュータ部分を経由せずに直接制御出力が出せるようにした。

なお，メモリボードのうち1枚は故障情報モニタ専用としてある。

5 結 言

直流電車を対象とした誘導電動機駆動システムの制御を中心にトルク制御特性について考察し，幾つかの制御技術を紹介した。それらを要約すると次のようになる。

- (1) 必要な電車性能に対し，インバータ装置及び誘導電動機の能力をいっばいに発揮させるには，一般に低速域では定トルク制御，中速域では定電力制御，高速域では停動トルクに近い定滑り周波数を行なうのが望ましい。
- (2) 起動時の乗り心地改善及び円滑な後退起動特性を得るうえで，非同期PWM制御が有効である。
- (3) 広域3パルス変調方式を用いれば，PWM変調制御域と全電圧制御域との間で電圧を連続的に制御できる。

今回開発したシステム制御装置は，試作試験を経て製品として実用されている。今後急速に普及が期待される誘導電動機駆動電車の技術進歩に対し，本稿が少しでも貢献できれば幸いである。

参考文献

- 1) 前川，外：車両用VVVFインバータの16ビットマイコン応用制御システム，第22回鉄道サイバネ シンポジウム，論文No.418 (昭60-11)
- 2) 園木，外：全デジタル化による車両用VVVFインバータの非同期制御，電気学会研究会資料 RAT-86-6(昭61-1)
- 3) 棚町，外：車両用インバータの3-1パルス切換方式の検討，昭61電気学会全国大会，No.905(昭61-4)

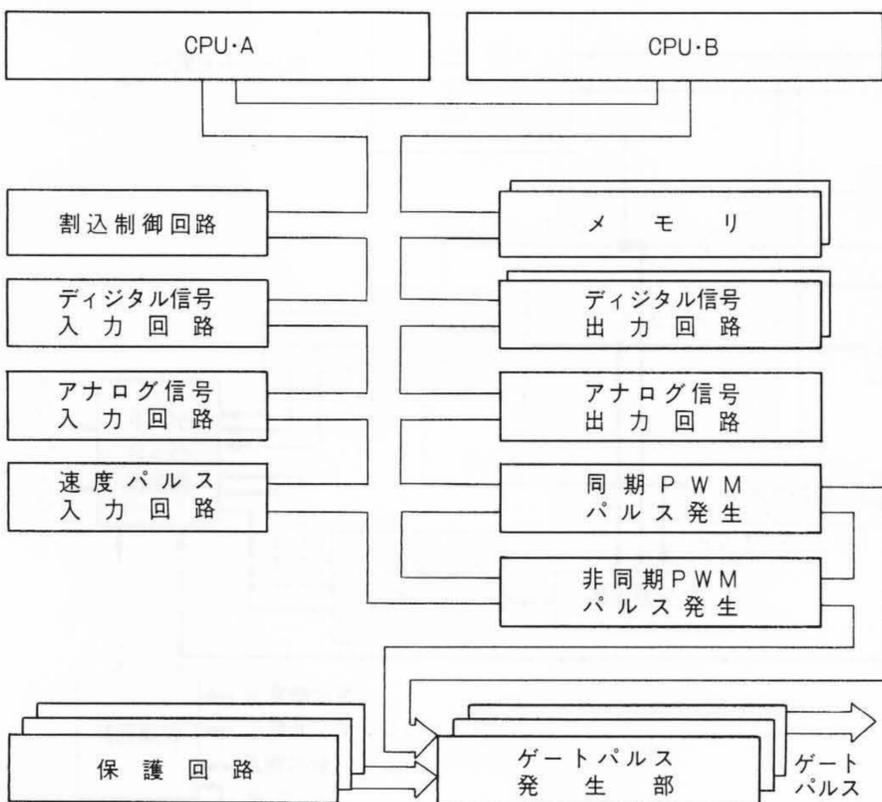


図15 システム制御装置の構成 種々の仕様に対してソフトウェアで対応可能とするため，16ビットマイクロコンピュータを主体として構成されている。