

車両用誘導電動機のインバータ制御

Induction Motor Propulsion System for Transit Cars

130kW誘導電動機4台と、1,500V、1,000kVAインバータ装置とを試作し、実車走行を含む試験研究により、実用化する上の諸問題を検討した。その結果、次のことが分かった。

- (1) 高い粘着性能が得られる。すなわち、MT(1電動車・1付随車)編成で加速度3.3km/(h・s)は十分可能である。
- (2) 誘導障害を現用のチョップパ制御方式と同程度にすることが可能である。
- (3) 電気品(主電動機及び制御装置)重量を、チョップパ制御方式と同程度にできる見通しが得られた。

この方式は、主電動機の無整流子化、主回路の大幅な無接点化という点で、将来の車両用新動力方式の一つと考えられる。

刈田 威彦* *Katta Takehiko*
坪井 孝** *Tsuboi Takashi*
射場本正彦*** *Ibamoto Masahiko*
清水 幸昭**** *Shimizu Yukiaki*

1 緒 言

現在、電気鉄道分野では従来のカム車に対して電力消費量を低減することができる直流電動機のチョップパ制御方式が技術的に完成の域に達し、広く用いられている。一方、このチョップパ制御方式に次ぐ新動力方式として、インバータ制御による誘導電動機駆動方式の開発が欧州を中心として活発に行なわれている¹⁾。

車両用主電動機を無整流子化したいという願望は古くからあったが、主に可変電圧可変周波数インバータ技術が未熟であったために、実用化されるに至らなかった。

近年、サイリスタの大容量化、パルス幅変調(以下、PWMと略す)インバータ技術の進歩などによりようやく実用期に入ってきた。

このような背景のもとに、車両用誘導電動機のインバータ制御方式を実用化する上での諸問題を研究するため、130kW誘導電動機4台と、1,500V、1,000kVAインバータ装置を試作し²⁾、昭和53年11月に実車走行試験を行なった。

この論文では、その概要について紹介する。

2 インバータ方式の特長

図1にインバータ方式のメリットを示す。

(1) 主回路の無接点化

三相誘導電動機は、相回転の切換えによって前進・後進を、すべり周波数の正負の切換えによって力行・回生制動の切換えができる。

したがって、直流電動機を用いる場合と異なり、主回路切換用のスイッチが不要となるので、この部分のメンテナンスフリー化、小形・軽量化ができる。

(2) 主電動機の無整流子化

(a) メンテナンスフリー化

直流電動機は整流子があるために定期的な点検が必要であるが、誘導電動機は全くその必要がなく、整流子に起因するトラブルも発生しない。

(b) 最高回転数の向上

誘導電動機は整流の問題がないので、回転数を機械的な

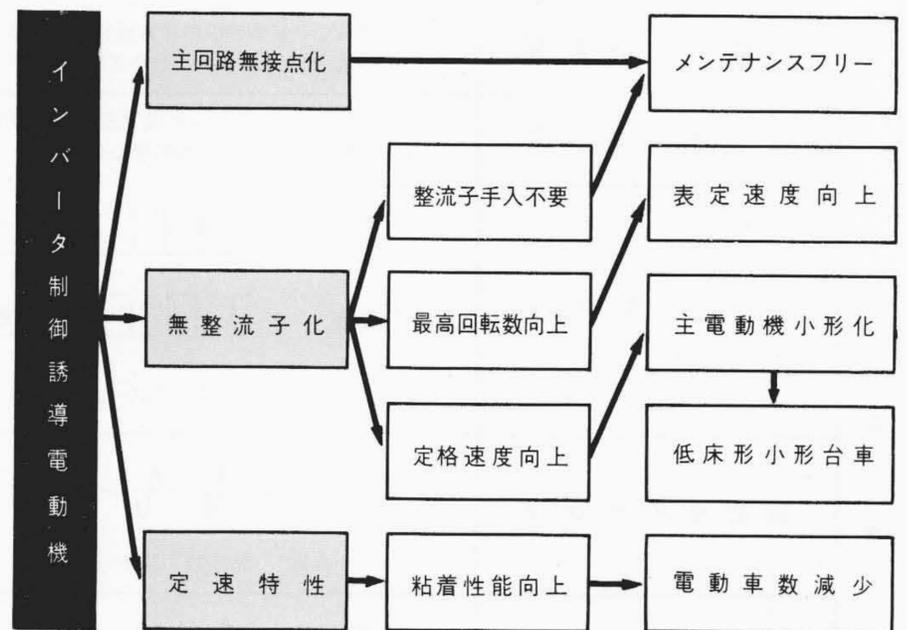


図1 インバータ制御方式のメリット インバータ制御方式固有の特徴は、車両動力方式のメリットとして生かされる。

限界まで上げることができる。したがって、ギヤ比を下げずに高速運転を行なうことができ、加速度も維持される。

また、ギヤ比を上げて定格回転数を高くすれば電動機が小形化できるので、低床形小形台車などへの応用範囲も広まってくる。

(3) 定速特性

誘導電動機は分巻特性、すなわち速度変化に対してトルク変化の割合が大きい特性をもっているため、粘着性能が良い。したがって、電車の一編成中の電動車(M車)の比率を下げられる可能性がある。

また、粘着性能が向上した分だけブレーキ時の回生制動負担率を増すことにより回生率を上げることができるので、省エネルギー効果を高めることができる。

表1にチョップパ制御方式とインバータ制御方式の一般的な比較を示す。重量的には制御装置がチョップパ制御方式よりやや重くなるが、主電動機が軽量化できるので、全体としてチョップパ方式と同程度にできる可能性が十分ある。

* 帝都高速度交通営団 ** 日立製作所水戸工場 *** 日立製作所日立研究所 **** 日立製作所日立工場

表1 チョップ制御方式とインバータ制御方式の比較 高速特性、粘着特性、主回路の簡略化などの点で誘導電動機方式が優れており、車輪径差の影響、サイリスタの個数などの点では直流電動機方式のほうが優れている。

項目	チョップ/直流電動機方式	インバータ/誘導電動機方式	
主回路簡略図			
車両性能	トルク特性		
	車輪径差の影響	$\Delta T/\Delta V$ が小さいので車輪径差によるトルクアンバランスが小さい。	$\Delta T/\Delta V$ が大きいため車輪径差によるトルクアンバランスが大きい。
	粘着性能	$\Delta T/\Delta V$ が小さいこと及び主電動機直列接続により空転速度が大きく再粘着しにくい。	$\Delta T/\Delta V$ が大きいため及び主電動機が並列接続されるので、空転速度小さく再粘着しやすい。
変換器	主サイリスタ	電圧 電流 容量 $E_D \times I_D \times 1 \text{アーム} = E_D I_D$	電圧 電流 容量 $E_D \times \frac{1}{3} I_D \times 6 \text{アーム} = 2 E_D I_D$
	補助サイリスタ	電流 アーム数1 周波数: 150~300Hz	電流 アーム数6 周波数75~300Hz
	転流コンデンサリアクトル	電流 数 (L-C) × 1組み	電流 数 (L-C) × 3組み
	入力電流	 パルス周波数=チョップ周波数	 パルス周波数=出力周波数×PWMパルス数
制御	前後進切換	電機子又は界磁転換	インバータの相順切換
	回生ブレーキ	主回路切換必要	主回路切換不要
	接触器、しゃ断器	逆転器、制動転換器、界磁接触器、予備励磁装置、主電動機しゃ断器及び回生用高速度しゃ断器が必要	左記が不要
その他の機器	主平滑リアクトル、界磁分路抵抗器が必要	左記が不要	

3 主電動機

3.1 主電動機の制御

誘導電動機は本質的に電源周波数 f と極数 p とで決まる同期速度 N_0

$$N_0 = 120f/p \text{ (rpm)}$$

を中心に回転する定速度特性をもっている。そこで、速度を連続的に変えるためには周波数を制御することが必要である。また電動機のトルクについて考えてみると、トルクは固定子

が空隙に作る磁束と回転子に流れる電流によって発生する。

直流直巻電動機で車両を駆動した場合と同様の一定加速度運動を行なうためには、磁束及び回転子に流れる電流を制御してトルクを制御しなければならない。このため、すべり周波数・電動機電圧・電動機電流を制御するのであるが、これらは互いに独立ではないので、このうち二者を制御すれば残りは決まってしまう。

車両を運転する場合の各周波数での誘導電動機特性と車両特性を図2に示す。各モードでの制御は次のようになる。

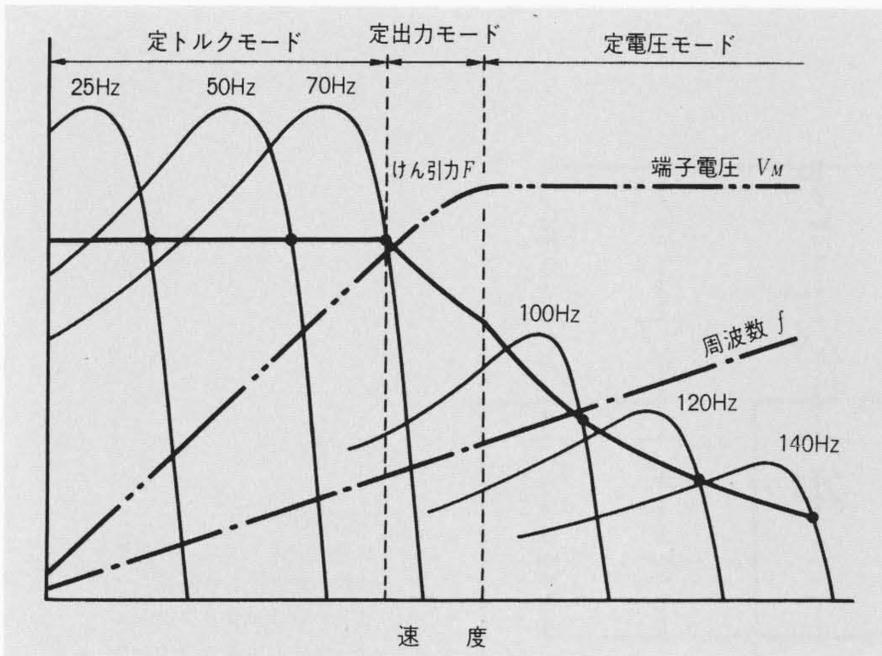


図2 けん引力-速度特性と誘導電動機の制御 定トルクモードでは端子電圧 V_M と周波数 f が比例の関係に、定出力モードでは V_M と \sqrt{f} とが比例の関係に、定電圧モードでは V_M 一定で f だけ変化することが分かる。

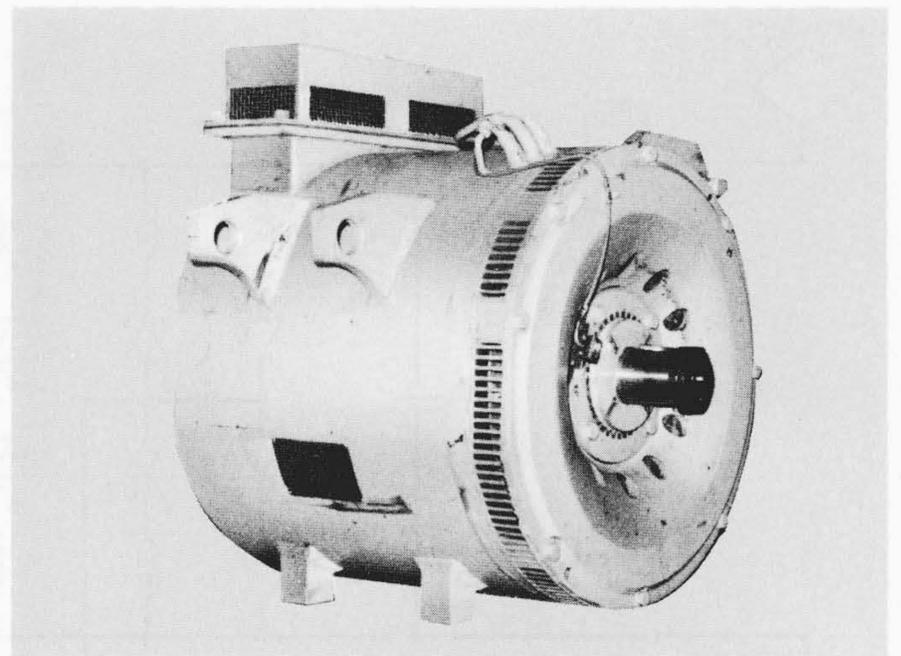


図3 誘導電動機 今回試作したものは、回転数を従来の直流電動機と合わせているので、外形はほぼ従来の直流電動機と等しい。

(1) 定トルクモード

磁束を一定にするため電動機電圧 (V_M) と周波数 (f) の比 (V_M/f) を一定にし、更に回転子電流を一定にするためすべり周波数を一定に保つ。その結果、電動機電流はほぼ一定になる。

また、すべり周波数を一定にしながら電動機電流を一定に制御してもよい。この場合、結果として V_M/f はほぼ一定になる。

今回試作した装置では、負荷急速時のことも考慮し、定すべり周波数・定電流制御を主として、更に電動機電圧も制御する方法にした。

(2) 定出力モード

一つの方法は、すべり周波数を一定に保ち、電動機電圧を $V_M \propto \sqrt{f}$ となるように制御するものであり、他の方法は電動機電圧を一定にして、すべり周波数を $f_s \propto f$ とする方法である。

これは、直流直巻電動機の弱め界磁制御に対応する。試作装置では後者の方法を採用した。

(3) 定電圧モード

電圧一定ですべり周波数を一定に保つと、速度が増すに従い空隙の磁束及び回転子電流が減少し、トルクは周波数の二乗に反比例して減少する。直流直巻電動機の特長運転モードに対応する。

3.2 主電動機の仕様

試作した4台の130kW誘導電動機は、現車試験を行なうため、既存の95kW直流直巻電動機とそのまま置き換えられるよう設計した。その仕様は、次に述べるとおりである。

- (1) 形式：4極，三相かご形誘導電動機
- (2) 1時間定格：130kW，1,100V，2,170rpm，75Hz
- (3) 冷却方式：開放自己通風方式
- (4) 絶縁：F種エポキシ樹脂絶縁
- (5) 装荷方式：台車装荷，平行カルダン方式

なお、設計に際して次の点に注意した。

- (1) 回転子の冷却のために導体下部に通風路を設けるとともに、空隙面での冷却効果を高めるために固定子スロットの空隙側にも通風路を設けた。
- (2) 最大11mmの車輪径差と電動機の効率を考慮して、適正なハイスリップ特性をもたせた。

(3) 回転子導体には頻繁な起動・停止や振動に十分耐え、またハイスリップ特性を得るために、機械強度が大きく、固有抵抗の大きな材料を採用した。

図3に試作機の外観を示す。

4 インバータ及び制御方式

4.1 主回路方式

車両用の可変電圧可変周波数電源としては、小形軽量という点から、PWMインバータと電流形チョップインバータが考えられる³⁾。

PWM方式は、インバータ自身で電圧制御と周波数制御を行ない、出力電圧はPWM変調されたパルス列、電流は正弦波状になる。

電流形チョップインバータ方式は、前段のチョップで電圧制御を、後段のインバータで周波数制御を行ない、出力電圧が正弦波、電流は方形波となるのが特徴であるが、直流リアクトルを必要とする。

両者はサイリスタ素子数などではあまり差がないが、直流リアクトルによる損失及び重量増加がないという点でPWM方式を採用した。

PWMインバータ主回路を図4に示す。これはマクマレー形インバータを基本にしたものであり、主サイリスタには高速度逆導通形サイリスタを用い、フィードバックダイオードを省略した。インバータ制御では制動転換器などが不要となるので、接触器は4個だけである。

図5に試作したインバータ装置の外観を示す。主な仕様は次のとおりである。

- (1) 入力電圧：DC 1,500V
- (2) 最大出力：1,000kVA
- (3) 出力電圧：0～AC 1,100V，三相
- (4) 周波数：5～140Hz

4.2 制御方式

制御ブロック図を図6に示す。

車輪の回転数をパルス発生器で検出し、これにすべり周波数を力行時には加算し、回生制動時には減算する。周波数を電圧に変換する $f-V$ 変換器、及び電圧を周波数に変換する $V-f$ 変換器には位相ロックループ (Phase Locked Loop: 以

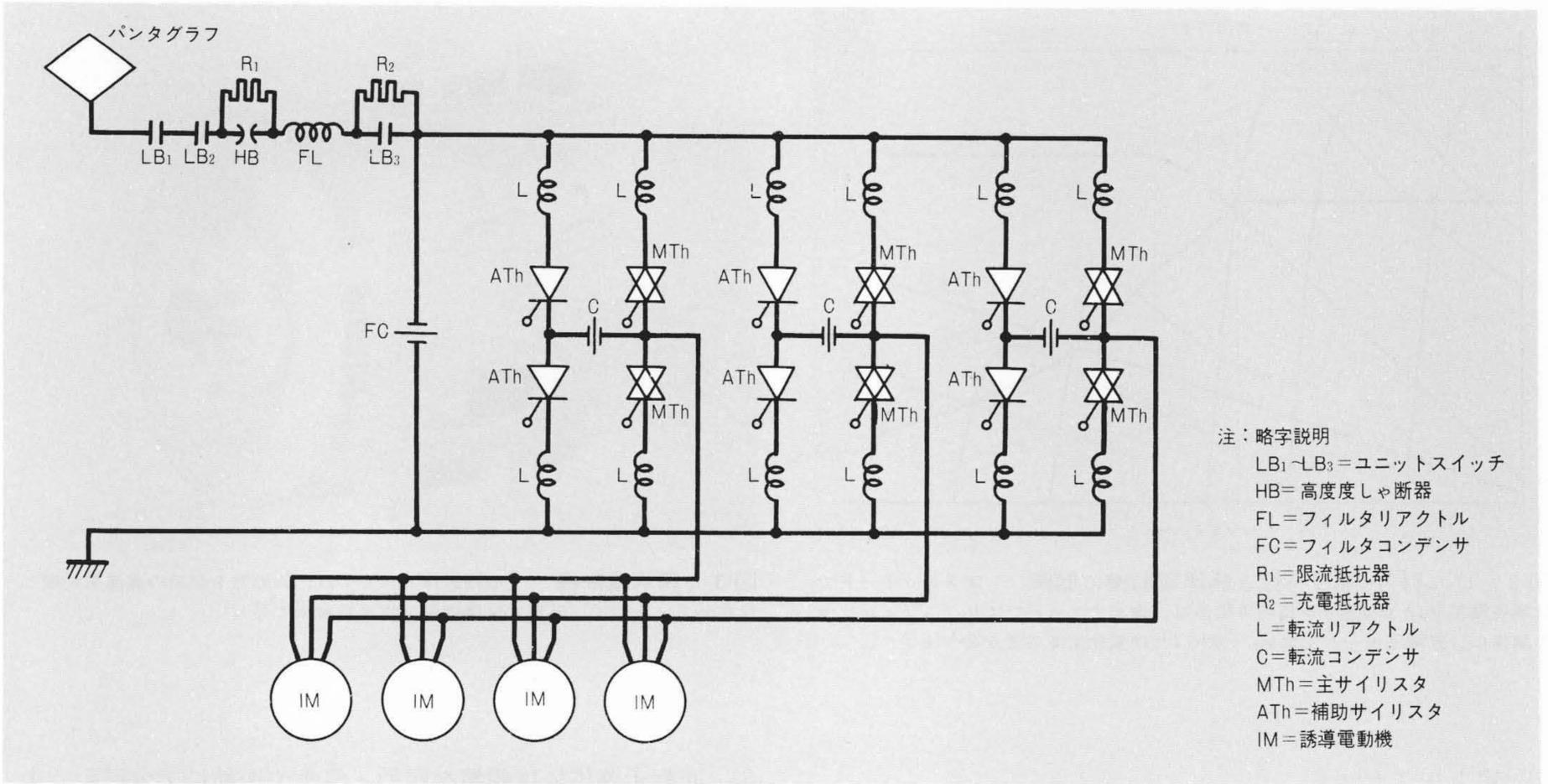


図4 PWMインバータ主回路 主サイリスタに高耐圧高速度逆導通サイリスタを用いて素子数の低減を図った。

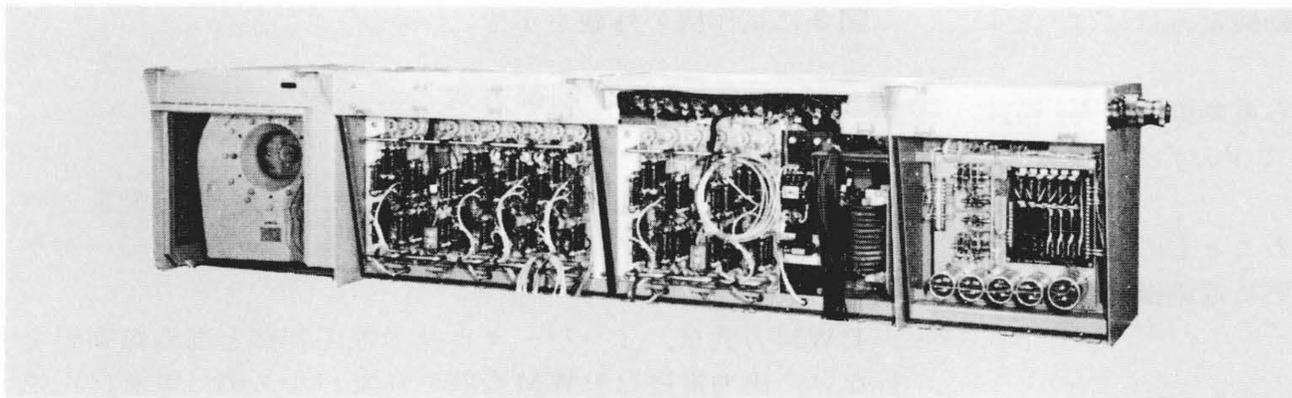


図5 インバータ装置 サイリスタスタック、転流リアクトル及びゲート制御装置が収納されている。

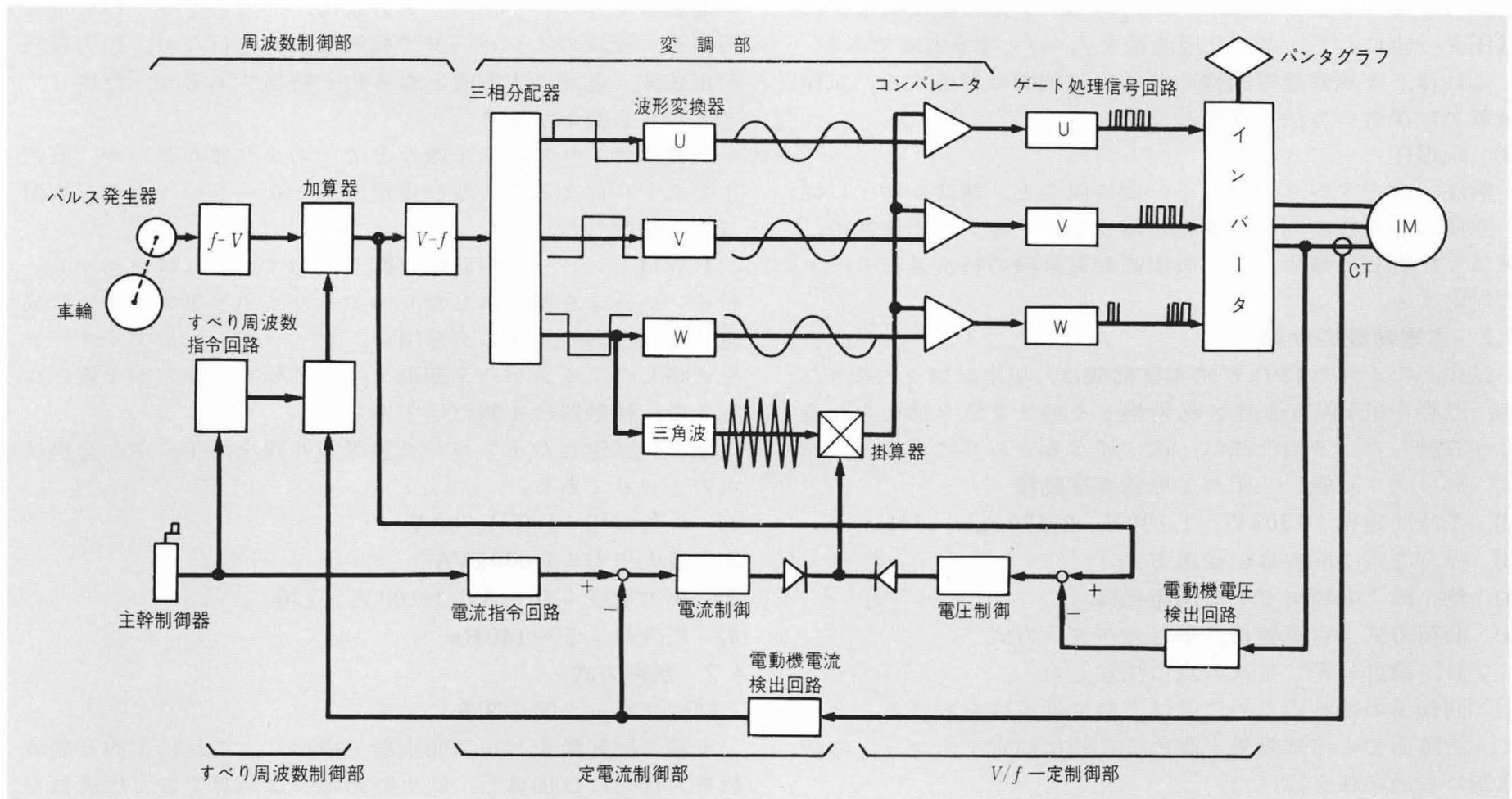


図6 制御回路ブロック図 車輪回転数、電動機電流及び電動機電圧を帰還し、各動作モードに応じてすべり周波数、電動機電流及び電動機電圧を制御する。

下、PLLと略す)を応用して周波数精度の高い方式とした。

パルス幅変調は、正弦波と搬送三角波を電圧比較する方式とした。三角波の大きさを変えるとインバータ出力電圧を制御できるので、電動機電流・電動機電圧をフィードバックすることにより、定トルク制御・定電力制御を行なうことができる。正弦波・三角波を作る波形変換器にはPLL技術を応用して回路を簡略化し、搬送周波数の切換えを容易にした。

4.3 高粘着制御

誘導電動機は分巻特性であるので、周波数を一定にしておけば、車輪が空転して同期速度に近づくとトルクが減少し、再粘着しやすいという特性をもっている。ところが、車両を自動加速するために電動機回転数にすべり周波数を加えてインバータ周波数とする方式にした場合、空転時に回転数が上昇するとインバータ周波数も追従して上昇し、トルクが減少しないので大空転を起こしやすい。

そこでこの方式では、高粘着特性を維持しながら自動加速する方法として、空転することのない非駆動車輪の回転数を検出して周波数基準とし、空転が生じてもインバータ周波数が上昇しない方式を採用した。この方式では、回転数検出輪と駆動輪の間に車輪径差があると周波数誤差を生じるが、これについては誤差を自動的に補正する方法を考慮している。

5 試験結果

試作した誘導電動機4台とインバータ装置とを実際の車両に装荷し、加減速試験・粘着性能試験・誘導障害試験を行なった。

5.1 加減速試験

図7に加減速試験のオシログラムの一例を示す。PWM変調のパルス数の切換えは、15パルスから1パルスまで5段階に行なわれるが、切換え時の電流変化は小さく乗心地は良好であった。

5.2 粘着性能試験

誘導電動機の限流値(加速電流)、線路条件(散水の有無)を種々変えて、起動から30km/hまでの平均加速度を測定し、次式により利用粘着係数を求めた。

$$\text{利用粘着係数} = \frac{\text{平均加速度} \times \text{列車重量} + \text{走行抵抗}}{\text{駆動軸数} \times \text{軸重}} \dots\dots(1)$$

図8に限流値に対する利用粘着係数の関係を示す。レールに散水すると空転を生じ、同一限流値でも利用粘着係数(すなわち加速度)が低下するが、小空転にとどまり、そのまま加速を続行することができる。

限流値をあまり高くすると空転頻度が増えるため、利用粘

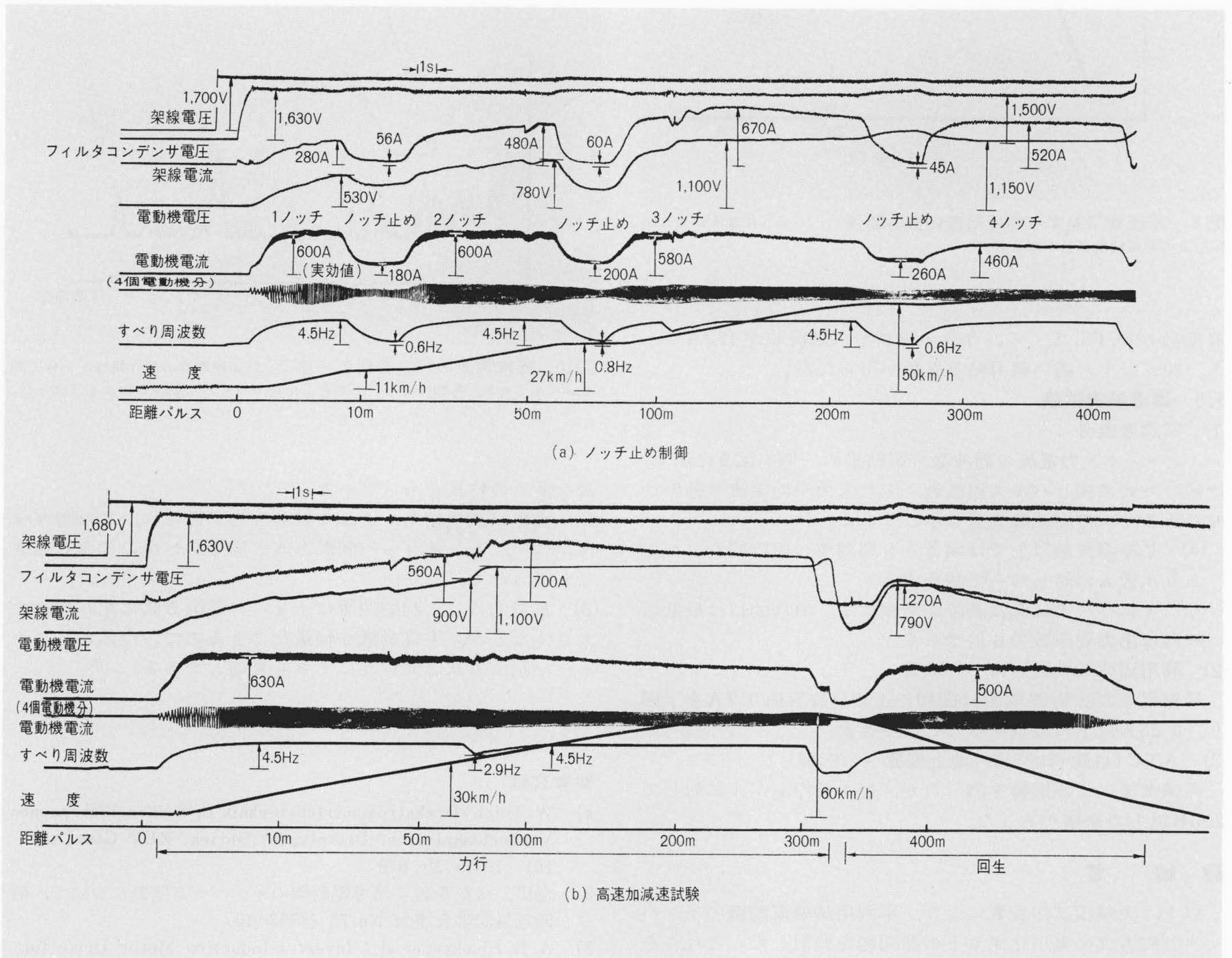


図7 加減速試験オシログラム (a)はノッチ止め制御の場合であり、ノッチ止め時に定速運転となっている。(b)は加減速走行の場合であり、力行・回生ともに電動機電流一定制御がなされている。

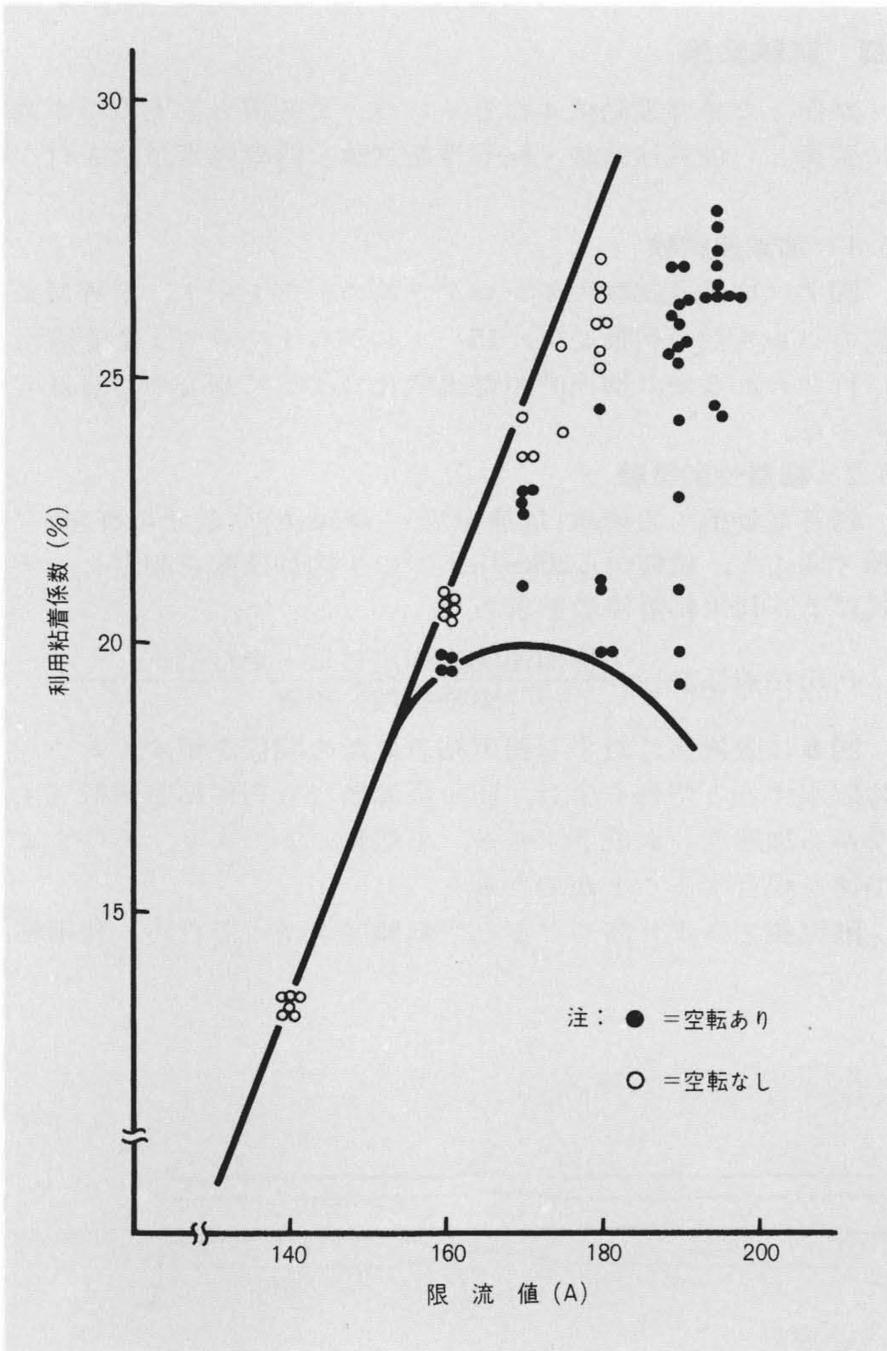


図8 限流値に対する利用粘着係数の関係 レールに散水しても20%以上の利用粘着係数が得られた。

着係数が低下してくる。今回の試験では限流値が170Aのとき、20%以上の高い利用粘着係数が得られた。

5.3 誘導障害試験

(1) 高調波成分

インバータ入力電流の周波数分析結果の一例を図9に示す。比較のために同じパルス周波数、同じ入力平均電流で動作させたチョップの高調波成分も示してある。

- (a) 基本周波数以上では両者とも高調波の値は同レベルであり次数 n に対して $\frac{1}{n^3}$ で減衰する。
- (b) インバータは低次調波が発生する。原理的には最低周波数は出力周波数の6倍である。

(2) 商用周波数軌道回路への影響

帰線電流の低周波成分は図10のように許容値0.7Aを下回り、0.25A以下に抑制することができた。

(3) ATC(自動列車制御)地上装置への影響

帰線電流による影響を調べたが、最小動作レベルに対して20dB以上の余裕があった。

6 結 言

以上、実規模試作装置により、車両用誘導電動機のインバータ制御方式の実用化する上の諸問題を検討した。これらを要約すれば次のようになる。

- (1) 誘導電動機のインバータ制御方式は、車両動力方式に好

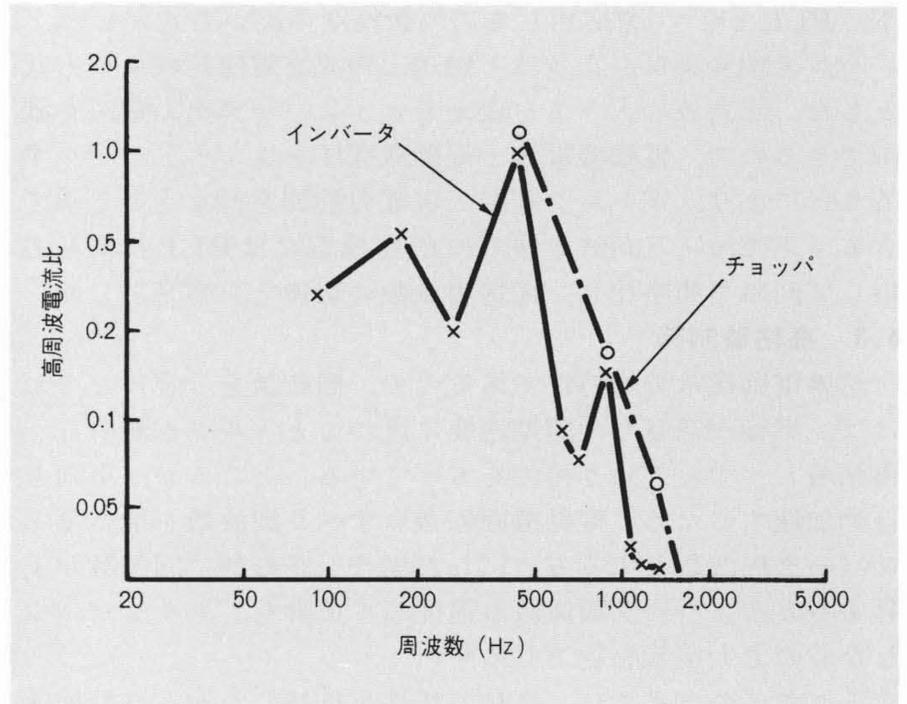


図9 高調波分析結果の一例 入力電流パルスの基本周波数を同一として、チョップ制御とインバータ制御を比較したもので、基本周波数以上では両者とも高調波の値は同レベルである。

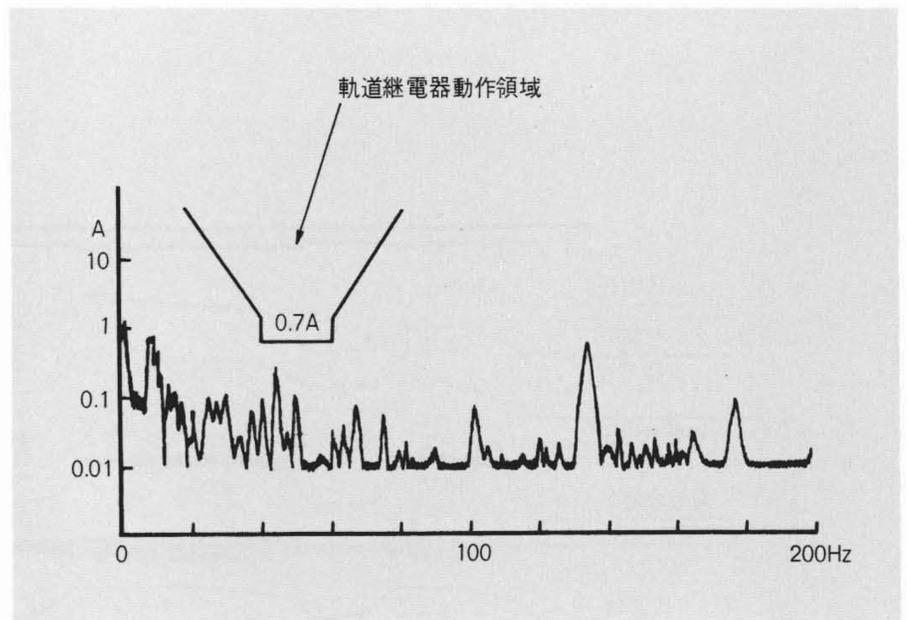


図10 帰線電流の調波分析の一例 軌道継電器の動作領域を十分下回るレベルである。各動作モードで測定したが、いずれも動作レベルを下回った。

適な多くの特長をもっている。

- (2) 実車試験の結果、優れた粘着性能が得られ、また誘導障害についても、チョップ制御方式と同等レベルにできる見通しが得られた。
- (3) 重量的には、制御装置はチョップ制御方式に比べてやや大きくなるが、主電動機が軽量化できるので、全体としてチョップ制御方式と同程度にできる見通しである。

参考文献

- 1) W. Teich: Drehstromantriebstechnik in Schienenfahrzeugen Versuchseinheiten, Prototypen, Serien, ZEV Glas. Ann, 101 (1977) Nr. 8/9
- 2) 刈田, ほか5名: 誘導電動機のインバータ制御について, 昭53電気四学会連大 No. 75 (昭53-10)
- 3) A. B. Plunkett et al.: "Inverter-Induction Motor Drive for Transit Cars" IEEE Trans. on I. A. Vol. IA-13, No. 1, Jan./Fed., 1977