



Title	電流形インバータ駆動誘導電動機のデジタル制御
Author(s)	上田, 茂太; Ueda, Shigeta; 福田, 昭治 他
Citation	北海道大學工学部研究報告, 105, 29-35
Issue Date	1981-07-31
Doc URL	<a href="https://hdl.handle.net/2115/41693">https://hdl.handle.net/2115/41693</a>
Type	departmental bulletin paper
File Information	105_29-36.pdf



## 電流形インバータ駆動誘導電動機のデジタル制御

上田茂太\* 福田昭治\*\* 新居昭雄\*\*

(昭和56年3月31日受理)

### Digital Control of Induction Motor with Current-Fed Inverter

Shigeta UEDA, Shoji FUKUDA, Akio NIJII

(Received March 31, 1981)

#### Abstract

A DC motor is one of the typical variable-speed motors. But it has several drawbacks, in that it has brushes and a commutator which requires maintenance. The common trend today is to aim at maintenance-free, adjustable AC motor driving. Especially induction motors are in demand because of its simplicity and durability.

With the advent of the microprocessor technique, it is now applied to the motor speed control. Using a microcomputer as a control computer, the flexibility on the control increases. And using a current-fed inverter as a variable-frequency power source, regenerative driving becomes easy by only one converter. Hence combining V/f constant control with slip frequency control, a high efficiency four-quadrant driving of an induction motor based on primary frequency control has been developed.

In this paper the method of such driving is mentioned, and the results of the experiments and the tests are given.

#### 1. ま え が き

可変速電動機を代表する直流電動機は、ブラシと整流子を持つため、保守点検の必要性並びに整流に関する高速大容量化の限界などの欠点がある。従って最近のメンテナンスフリーを志向する省力化の傾向とともに直流電動機を用いた静止レオナードに代わって、交流電動機による可変速駆動システムが採用されつつある。交流電動機の中でもかご形誘導電動機は、構造が簡単で堅固なため取り扱いが便利で保守が容易である。反面、同期速度というものが存在するため電動機自身では回転速度を変えることができない。しかし最近のサイリスタなどの半導体装置の進歩と普及に伴い、電動機に加える電源の周波数や電圧を変えることが容易となり、この欠点も解消されつつある。

一方、最近のマイクロプロセッサを用いたデジタル技術の進歩に伴い、制御用計算機が制御対象と直接接続され、制御指令あるいは検出信号を入力し操作信号を出力する、いわゆる DDC が、サイリスタを中心とするパワーエレクトロニクスにおけるシステムに適用されつつある。そこで、

\* 電気工学専攻博士課程前期(現在、日立製作所勤務)

\*\* 電気工学科 電気機器学講座

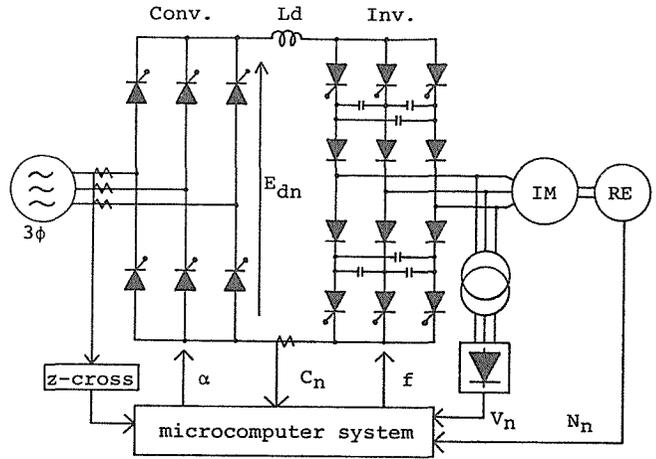
マイクロコンピュータを制御用計算機として用い、可変周波数電源として回生運転に有利な電流形インバータを用いることにより、誘導電動機の1次周波数制御に基づく良好な4象限運転特性が得られたので報告する。

2. システム構成

第1図が主回路で、コンバータの制御角 $\alpha$ を変えることにより、

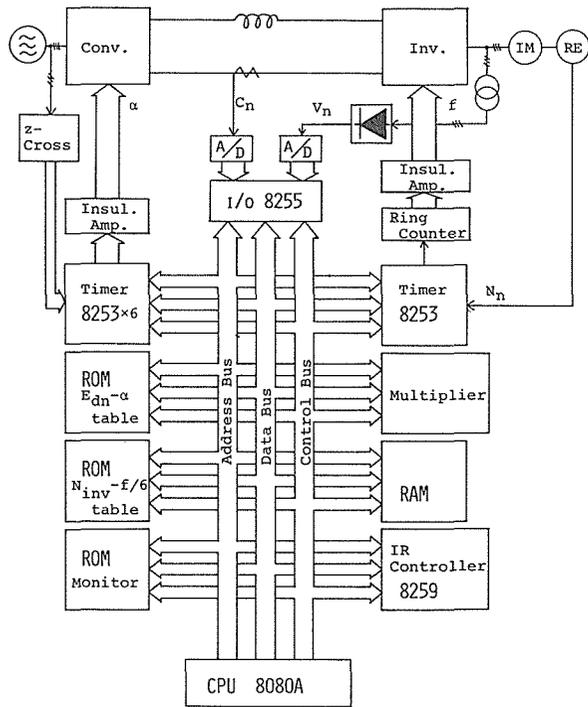
$$E_{dn} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_c \cos\alpha$$

なる直流出力電圧が得られる。インバータは回生運転に有利な電流形インバータを用い、中間直流回路に直流リアクトル $L_d$ を設け電流の平滑化を図っている。第2図は制御系のシステム構成である。インバータの各サイリスタへはタイマー8253より $60^\circ$ 周期パルスを得、リングカウンタ



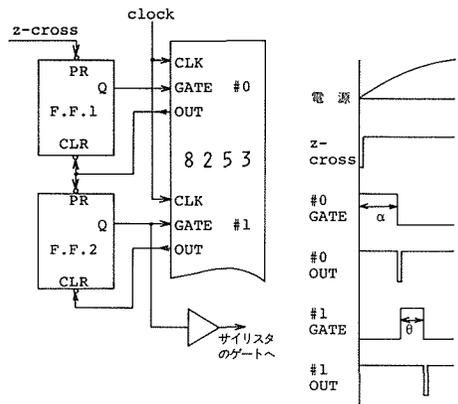
第1図 主回路構成

により分周し $120^\circ$ 幅のゲートパルスが供給される。コンバータへは汎用点弧回路よりゲートパルスが供給される。第3図がこの回路の基本となるもので、これと同様のものが6回路ある。3相交流電源のゼロクロス信号がフリップフロップ(F.F.1)のPR入力へ入る。するとQ出力つまりカウンタ#0(8253)のGATE入力



第2図 制御回路構成

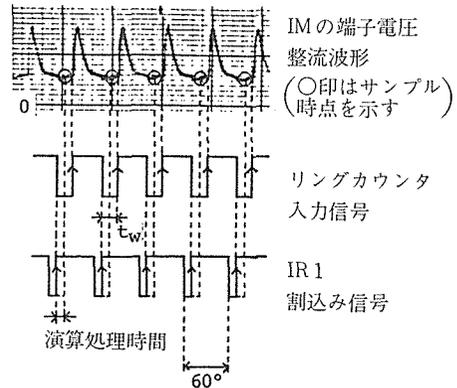
出力つまりカウンタ#0(8253)のGATE入力が入り、このカウンタがカウントアップすると( $\alpha$ の期間に相当)OUT出力より1クロック幅のLパルスが出力され、この信号が



第3図 汎用点弧回路

F.F. 1 の CLR と F.F. 2 の PR 入力へ入り, F.F. 1 の Q 出力がクリアされ L となるとともに F.F. 2 の Q 出力が H となり #1 のカウンタが開始される。カウンタアップ後 F.F. 1 と同様に F.F. 2 がクリアされる。このカウンタ #1 の GATE 入力信号が  $\theta$  の幅を持った信号となる。この回路を 6 回路用い 6 個のゼロクロス信号より 6 個の  $\theta$  の幅を持ったパルスを得フォトカップラ等でメイン電源との絶縁を図り点弧に必要な値へ増幅してサイリスタのゲートへ入力する。この 8253 は、6 個全てアドレス付が並列になっているためカウンタ #0 のカウント値を一度書き込むだけで新しい  $\alpha$  の値となる。データテーブルとして、 $E_{dn} - \alpha$ ,  $N_{inv} - f/6$  のテーブルを作成し ROM 化している。また制御は主に割込みを用いて行なうため割込みコントローラを設け、演算処理の高速化のため乗算器を設けている。

検出量としては、直流電流  $C_n$ , 端子電圧  $V_n$ , 回転速度  $N_n$  がある。ここで問題となるのは  $V_n$  の検出で、端子電圧の整流波形は第 4 図上段のようになる。サンプリング周期を任意に設定するとサンプル値がかなりばらつき系が著しく不安定になってしまう。電流形インバータ特有の転流サージの影響であるが、そのリップル成分が  $60^\circ$  周期であることに着目してサンプリング周期をリングカウンタ入力の  $60^\circ$  周期パルスに同期させ、かつ電圧勾配のできる限り小さい点でサンプルするようにしている。これにより系の安定性がかなり増大した。当然、周波数が変化すればサンプリング周期も変わる。



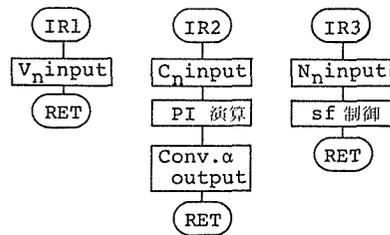
第 4 図 電圧のサンプリング

### 3. 制御演算の内容

制御は 3 レベルの割込みを用いて行ないその概要は第 6 図に示している。IR 1 においては端子電圧  $V_n$  のサンプリングのみを行なう。前述したようにサンプリング周期可変のため IR 2 と分離している。IR 2 はメインとなる割込みで、直流電流  $C_n$  のサンプリングを行ない、次に  $V/f$  一定制御と電流制御のための PI 演算が 2 度実行される。具体的には第 7 図に示す演算がなされる。ここで電圧設定値  $e$  は  $V/f$  一定なので  $e = k \times f$  で決まる値である。また、それぞれの PI 演算の後に電流リミッタとコンバータの出力電圧の制限からくるリミッタが入っている。IR 3 は、定常状態すなわち  $V/f$  一定制御にお

- $V_n$  : 端子電圧
- $C_n$  : 直流電流
- $N_n$  : 回転速度
- $e$  : 電圧設定値
- $R_n$  : 電流設定値
- $N_o$  : 速度設定値
- $E_{dn}$  : コンバータ出力電圧
- $N_{inv}$  : インバータ周波数
- $\omega_s$  : すべり周波数
- $K_1, K_3, K_5$  : 比例定数
- $K_2, K_4, K_6$  : 積分定数

第 5 図 変数の説明



第 6 図 制御演算の内容

いてはマスクされていて、加減速時にマスクを解除し回転速度  $N_n$  を取り込み、すべり周波数一定となるような処理が実行される。詳細は後述する。

#### 4. 4 象 限 運 転

電流形インバータを用いる場合の利点のひとつとして回生運転がコンバータ1台で容易にできるという点が挙げられる。誘導電動機を回生領域で運転するにはすべりを負にしなければならないが、V/f一定制御では速度検出を行わないため、すべり周波数が実際にはどうなっているか不明で効率の良い回生運転が期待できない。そこで加減速の際はV/f一定制御からすべり周波数制御に切り換える。すると第8図の等価回路の定数をもとにして、発生トルク  $T$  は、

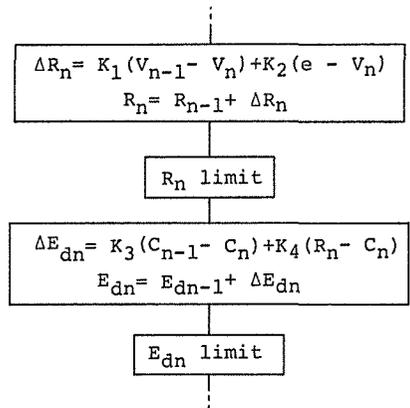
$$T = 3 P_f \times \frac{\omega_s R_2 L_m^2}{R_2^2 + \omega_s^2 (L_2 + L_m)^2} \times I_1^2$$

となる。ただし  $P_f$  は極対数である。この式で、すべり周波数  $\omega_s$  を一定とし、1次電流  $I_1$  を一定とすることにより定トルクでの加減速を行なうことができる。 $I_1$  一定時の  $\omega_s - T$  曲線は第9図のようになり、 $\omega_s$  を最大トルク点付近 ( $\omega_{sm} = R_2 / (L_2 + L_m)$ ) に設定すれば最大トルクでの加減速が可能となる。従って最短時間で加減速ができるわけである。なお、 $I_1$  は  $120^\circ$  幅の矩形波となりこれをフーリエ展開すると基本波成分について、

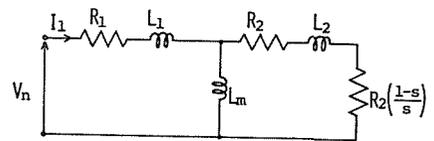
$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \times C_n$$

となり第7図で電流設定値  $R_n$  を一定に保てば  $C_n$  が  $R_n$  に等しくなるように制御され  $I_1$  が一定となるのである。

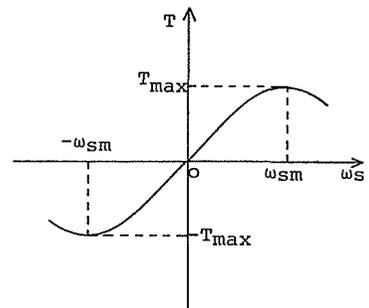
第10図は逆転時の具体的な処理フローである。逆転指令が入るとすべり周波数制御モードに切り換わり、すべり周波数を  $-\omega_{sm}$  一定で減速し、速度が  $150$  [rpm] より下がったらインバータのゲートをマスクしてしまう。この時点で点弧している上下のサイリスタがオンし続ける。すなわち直流制動がかかり、停止を検出した後、リングカウンタの相順を反転させ、すべり周波数を  $+\omega_{sm}$  一定で設定速度まで加速し、再びV/f一定制御モードに切り換えて逆転を終了する。ところで第10図でPI演算が含まれているが、これは加速の初期においては実際の速度と設定速度との偏差が非常に大きいため、演算結果  $\omega_s$  は次のリミッタで  $+\omega_{sm}$  にリミットされてしまい、しばらくはこのすべり周波数で加速される。つまり定すべり周波数である。しかし、設定速度に近づくにつれ加速幅  $\omega_s$  が小さくなり設定値へ落ち着く。定数  $K_5, K_6$  の値を調節することによりこの際のオーバーシュートを除去しようというわけである。



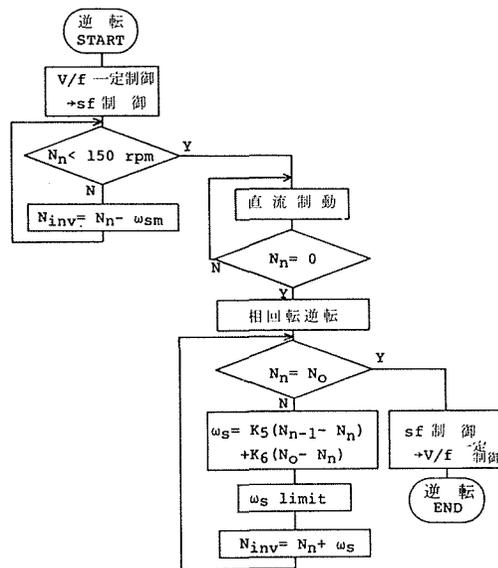
第7図 PI演算の内容



第8図 IM等価回路



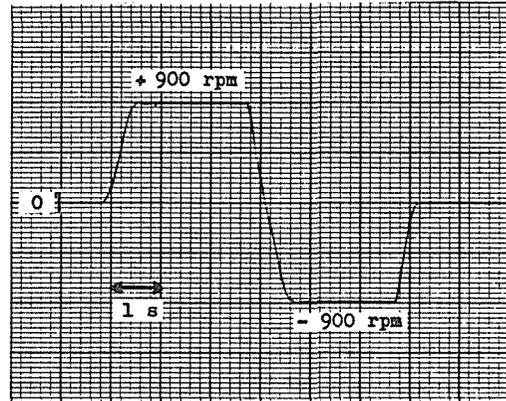
第9図  $\omega_s - T$  曲線



第10図 逆転処理フロー

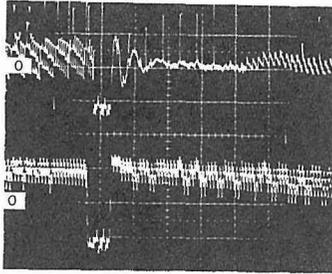
## 5. 実験結果と検討

第11図は4象限運転の例で、始動—加速—逆転—停止の際の速度特性を示している。もちろん加減速時はすべり周波数制御モードとしている。比較のため、V/f一定制御モードのままでの逆転時と、すべり周波数制御モードに切り換えての逆転時のコンバータの出力電圧  $E_{an}$ 、インバータ入力電圧  $E_{inv}$ 、直流電流  $C_n$  の波形と速度特性を第12図、第13図に示している。V/f一定制御モードのままでの逆転では第12図でもわかるように、 $E_{inv}$  と  $C_n$  がかなり振動している。図より回生運転の時間は約70 [ms]である。この場合は、ソフトウェア上でタイマーを設け、0.1 [Hz]刻みでインバータ周波数を変化させるわけで、このタイマーの値によっては直流電流が切れる場合が生ずる。これでは確実な回生運転とは言えない。そこで、すべり周波数制御モードに切り換えての逆転が第13図である。先の  $E_{inv}$ 、 $C_n$  の振動がほとんど除去され、直流電流は約7 [A]一定となりゼロになることはない。回生運転の時間は約300 [ms]である。また所要時間も前者では約4 [s]であったのに対し、後者では約0.9 [s]と大幅に短縮されている。回生時間も逆転時間に対し、1.7 [%]から33 [%]と増大している。

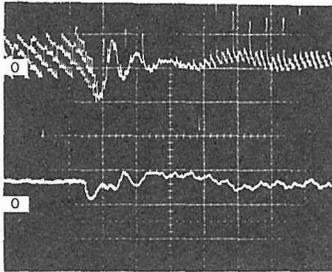


第11図 4象限運転特性

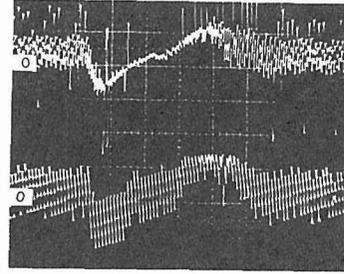
次に速度指令を300[rpm]から900[rpm]とした時の速度の応答を、すべり周波数  $\omega_{sm}$  を1 [Hz]から4 [Hz]まで変えて測定してみたのが第14図である。これを見ると  $\omega_{sm}=2$  [Hz]で最短時間応答となっていることがわかる。そこで供試電動機の定数をもとに第9図の最大トルクを発生するすべり周波数を試算してみると、



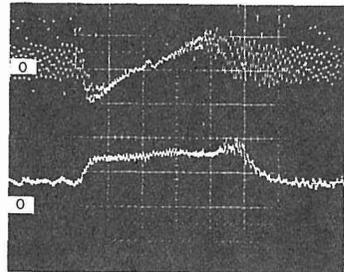
(a) インバータ  
入力電圧  $E_{inv}$   
100v/div  
100ms/div



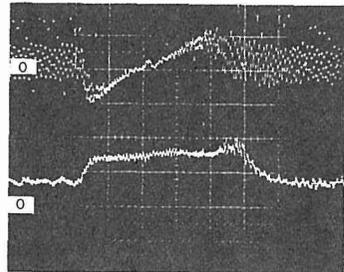
(b) コンバータ  
出力電圧  $E_{dn}$   
100v/div  
100ms/div



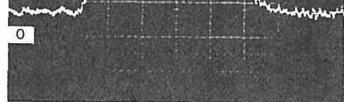
(a) インバータ  
入力電圧  $E_{inv}$   
100v/div  
200ms/div



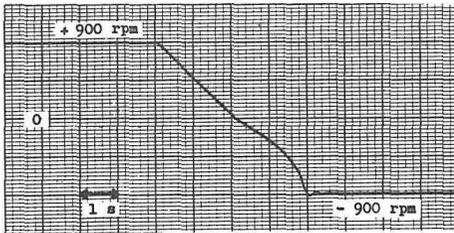
(b) コンバータ  
出力電圧  $E_{dn}$   
100v/div  
200ms/div



(c) インバータ  
入力電圧  $E_{inv}$   
100v/div  
200ms/div

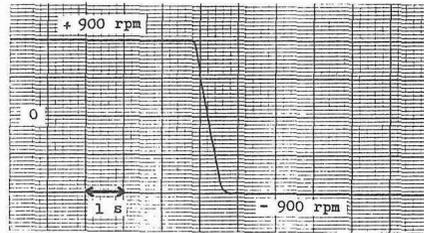


(d) 直流電流  $C_n$   
5A/div  
200ms/div



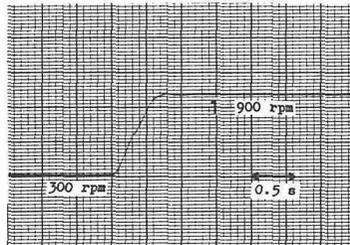
(e) 速度特性

第12図 V/f一定制御逆転時特性

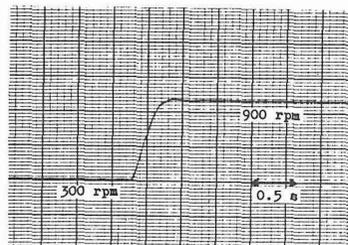


(e) 速度特性

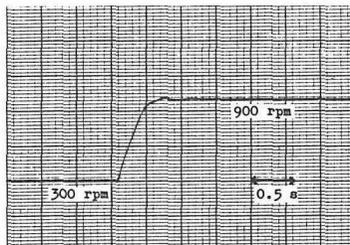
第13図 sf制御逆転時特性



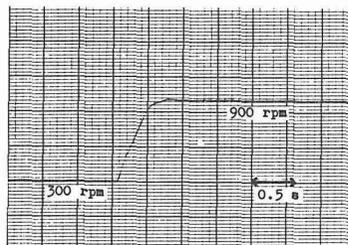
(a)  $\omega_{sm} = 1 [Hz]$



(b)  $\omega_{sm} = 2 [Hz]$



(c)  $\omega_{sm} = 3 [Hz]$



(d)  $\omega_{sm} = 4 [Hz]$

第14図 速度のステップ応答

$$\omega_{sm} = \frac{R_2}{L_2 + L_m} = \frac{1.33}{0.01 + 0.143} = 8.7$$

$$sf_m = \frac{\omega_{sm}}{2\pi} = 1.4$$

となり約 1.4 [Hz] で最大トルクが得られるようである。これは応答波形の最短時間応答 (第 14 図 (b)) とほぼ一致している。

## 6. あとがき

以上、電流形インバータ駆動誘導電動機のデジタル制御について述べてきた。デジタル化することにより、さまざまな速度制御方法を組み合わせることが可能となり、本システムでは定常時は V/f 一定制御モードで、加減速時にすべり周波数制御モードとすることにより大幅な 4 象限運転特性の改善がなされたわけである。

なお、供試電動機の定格、定数は以下のとおりである。

1.5 [kW], 50 [Hz], 4 極, 200 [V], 5.8 [A], 1420 [rpm]

$R_1=1$ , 22 [ $\Omega$ ],  $R_2=1.33$  [ $\Omega$ ],  $L_1=L_2=10$  [mH]

$L_m=143$  [mH],  $L_d=200$  [mH]

## 参 考 文 献

- 1) 新居, 伊藤: 第 2 回マイコン札幌シンポジウム論文集 (昭 54),
- 2) 上田, 福田 新居: 昭 54 電気四学会道支連論文集, No. 74
- 3) 上田, 福田, 新居: 第 3 回マイコン札幌シンポジウム論文集 (昭 55), p. 47
- 4) 上田, 福田, 新居: 昭 55 電気四学会道支連論文集, No. 147
- 5) 上田, 福田, 新居: 昭 56 電気学会全国大会論文集, No. 597
- 6) 上田, 福田, 新居: 半導体電力交換研究会 (昭 56-5), SPC-81-15
- 7) 元吉, 他: 富士時報, Vol. 47-2, 1974, p. 236
- 8) K. Kamiyama, et al.: IEEE IECI '78 Proceedings, 1978, p. 216