



| | |
|------------------|---|
| Title | 可変周波数インバータ駆動同期電動機の安定度について |
| Author(s) | 伊藤, 雄三; 藤原, 一; 新居, 昭雄 |
| Citation | 北海道大學工学部研究報告, 65, 41-48 |
| Issue Date | 1972-12-16 |
| Doc URL | http://hdl.handle.net/2115/41102 |
| Type | bulletin (article) |
| File Information | 65_41-48.pdf |



[Instructions for use](#)

可変周波数インバータ駆動同期電動機の 安定度について

伊藤雄三* 藤原 一* 新居昭雄*

(昭和47年4月28日受理)

Stability Solution of the Synchronous Motor Driving with the Variable Frequency Thyristor Inverter

Yuzo ITOH Hjime FUJIWARA Akio NIJ

Abstract

Recently, a system combining a synchronous motor with a thyristor inverter is in use and has been found to be excellent in speed control.

Studies concerning the synchronous motor as to whether it would show stable running or not when frequencies are varied, seem to be scarce. This problem seems to be related to the Pull into Step Phenomenon of Synchronous Motor. Therefore, the differential equation of the rotational system is similar but the initial values are quite different. A solution is usually difficult because the equation is non-linear.

In this paper we have merely dealt with the treatment of non-linearity in this problem and have described several experimental results in the small displacement of the applied frequency and have attempted to show the Stability Limit and the Condition of the Stabilizing Operation with mechanical and electrical parameters.

1. ま え が き

同期電動機の回転速度 N は $N=120f/P$ (f : 電源周波数, P : 極数) で示される様に, 任意の回転数で運転するためには電源周波数 f を連続に変化させることができる可変周波数インバータ¹⁾が必要である。そしてサイリスタを用いたインバータの大容量化に着目すれば, 同期電動機の定速度性を活し可変周波数インバータと組合せれば, 高精度の運転制御を実現し得ることが明らかである。

しかしながら同期電動機の周波数制御を行なう場合, 同期電動機が脱調せずに追従するかしないかという問題, 即ち安定度解析については, ほとんど研究されておらず, このことは今後の課題となることが明らかであり, 筆者等は, これらについて若干の実験的考察を行なったので, 結果を報告する。

2. 基 本 式

2.1 周波数変化について

可変周波数インバータと同期電動機を組み合せた基本的な接続図を図2-1に示す。周波数

* 電気工学科 電気機器学講座

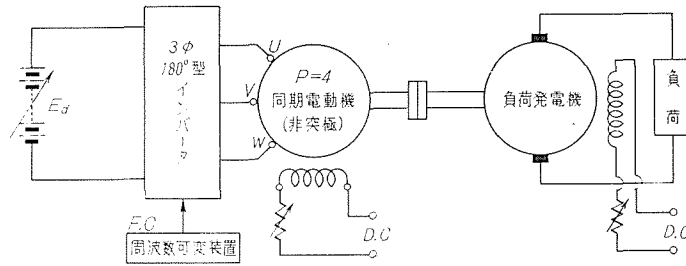


図 2-1 実験主接続図

が変化しないインバータに接続された同期電動機の解析に関する文献²⁾が見受けられるが、図 2-1 に示したものは、周波数制御装置 FC の調整でインバータの出力周波数を変化させることができる。

今図 2-2 において周波数 f_0 、回転数 N_0 で同期電動機が同期状態にあるとき、 f_0 がステップ状に $4f$ だけ増加する時、同期電動機の特長から次の 2 通りのうちいずれかになる。

- (1) 急激に加速され数回の振動の後、新しい同期速度 N_1 に落ち着く (図 2-2 (a))。
- (2) 脱調し、場合によっては停止 (図 2-2 (b))。

これらいずれかの状態になる要素として次のようなものが考えられる。

- (a) $4f$ の大小
- (b) 回転運動系の回路定数
- (c) 電気系の回路定数
- (d) インバータ回路定数

この研究では (a)~(c) のパラメータによる同期化運転可能な範囲 (安定運転範囲) を求めることを目的としている。

この問題の解析を進めるに当たり、この現象を従来から考えられている「同期電動機の同期引き込み現象」^{3),4)}に適用させて行なった。即ち f_0 の時の回転数 N_0 から $f_0 + 4f$ なる新しい周波数に変化させることによりその周波数に同期化するかないかを考えることは、同期引き込みと同じことと考える⁵⁾。

2.2 基本式

実験には円筒形回転子を用い、次の仮定のもとに周波数急変を同期引き込みと考えた時、その運動方程式は (2.1) 式となる。

(仮定)

1. 周波数急変時の電動機の磁気回路の過渡現象は、回転運動系の過渡現象に比べて時間的に短いので省略できる。
2. インバータの内部抵抗による影響は無視する。
3. 回転数の変化に伴う負荷トルクの変動は無視する。
4. インバータの出力波形に含まれている高調波による影響は省略する。

以上の仮定により運動方程式は^{3),4)}。

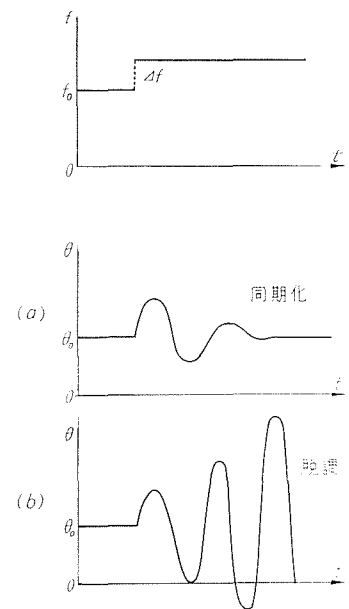


図 2-2 周波数急変時の応答

$$P_j \frac{d^2\theta}{dt^2} + P_a \frac{d\theta}{dt} + P_m \sin \theta = P_l \quad (2.1)$$

ここで

θ ; 内部相差角 [rad]

P_j ; 慣性モーメント $= (\pi/2) GD^2 (f/p^2) \times 10^{-3}$ [kw・s²/rad], GD^2 ; はずみ車効果 [kg・m²], f ; 周波数 [Hz], p ; 極対数

P_a ; 誘導性トルク [kW・s/rad]

P_m ; 同期トルク $= (3EV/x_d) \times 10^{-3}$ (kW), E ; 誘起電圧, V ; 端子電圧

(2.1) 式を正規化して

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} + k \frac{d\theta}{d\tau} + \sin \theta = \beta \quad (2.2)$$

ここに $\tau = t/a$, $a = \sqrt{P_j/P_m}$

k ; 相対制動係数 $= P_a/\sqrt{P_j P_m}$

β ; 負荷比 $= P_l/P_m$

である。(2.1) 式の左辺第一項目は慣性モーメント力, 第二項目は制動力, 第三項目は電動機出力, 右辺は負荷抗力を表わす。これは自動制御では二次おくれ要素の系となり, $\sin \theta$ を含んでいるため一般に解析的ではない。

2.3 解析について

(2.1) 式で明らかのように $\sin \theta$ なる非線形項を含む二階の微分方程式であるため, 解析的ではなく近似解法にたよざるを得ない。アナログコンピュータか数値計算の2通りが考えられるが後者について検討する。

(2.2) 式を変形して

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\theta}{d\tau} &= v \\ \frac{dv}{d\tau} &= -kv - \sin \theta + \beta \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

を初期値 $\theta = \theta_0$, $v = v_0$, $dv/d\tau = 0$ より Runge-Kutta 法^{6),7)} で計算できる。

以上の操作は通常の同期引き込み条件を求める場合とほとんど同じであるが, 周波数急変の場合との違いは次のようになる(表3-1)。

これは同期引き込みでは, 内部相差角 θ が時間的に変化している時に同期化され, 周波数急変では, 周波数を変える直前までは同期状態にあるということから明らかである。

表3-1 初期値の相違

| | 周波数ステップ変化 | 同期引き込み |
|------------|--|---|
| v_0 | インバータの周波数変化幅で決まる $v_0 = \alpha_1 \Delta f$ | 電動機の誘導トルクと負荷トルクの比で決まる $v_0 = \alpha_2 P_l/P_a$ |
| θ_0 | 電動機の出力と負荷の比で決まる $\theta_0 = \sin^{-1}(P_l/P_m)$ | 誘導電動機として回転しているので $0 \sim 2\pi$ までの任意の値をとる |

3. 実験結果

3.1 定数の測定について

実験機は三相巻線形誘導電動機 ($V_1=200, I=11 A, f=50, P=4, 1.5 kW$) を図 3-1 に示すように接続すれば、円筒形同期電動機と見なすことができる。

i) GD^2

減速法⁸⁾により測定した。電動機は他の回転機と直結して使用されるので、負荷となっている。直流発電機を含めた GD^2 を求めた。 GD^2 が求まれば (2.1) 式より P_j が求まる。

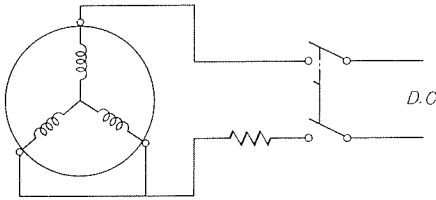


図 3-1 誘導機の 2 次を変え円筒機にする

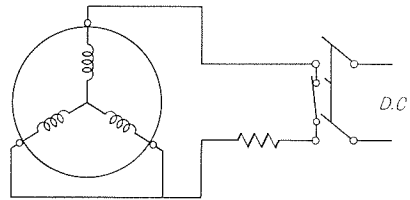


図 3-2 誘導トルクを求める回路

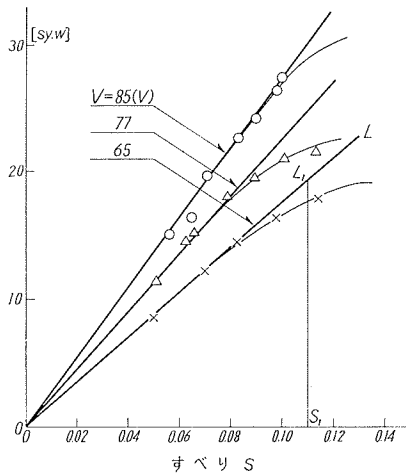


図 3-3 トルク-速度曲線

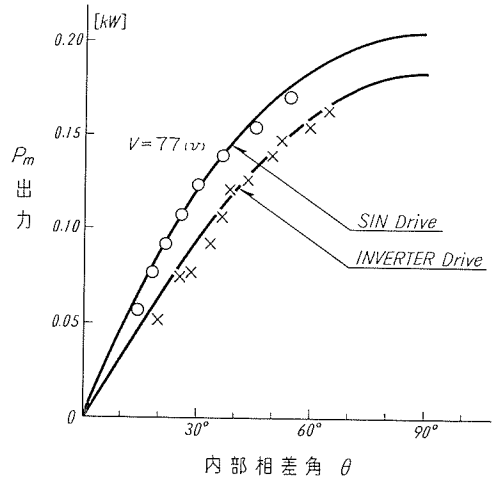


図 3-4 出力曲線

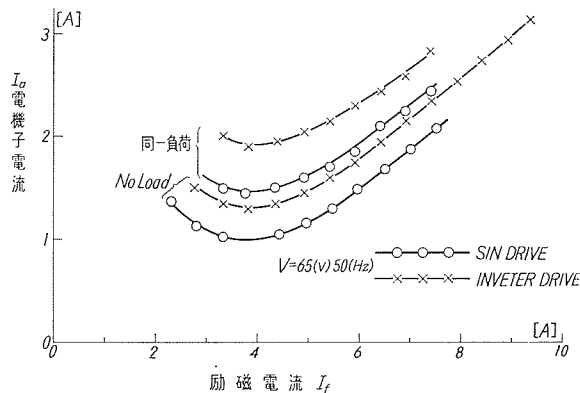


図 3-5 V 特性

ii) P_a

同期電動機は励磁せずに電源の内部抵抗を無視し図3-2の状態です誘導電動機として運転し、トルク-速度特性から求めた。図3-3は電源電圧をパラメータとする結果を示す。図においてすべりが0付近での接線 \overline{OL} を引き、その傾きが P_a である⁹⁾。この場合(2.3)式を解く場合 P_a の値はすべりが大きくなると一定ではなく、かつ最大トルク位置を越えたところでは P_a は負となり特別の扱いを要する。直線付近での P_a は

$$P_a = \frac{\overline{S_1 L_1}}{OS_1} \times \frac{1}{2\pi f} \quad [\text{kWs/rad}]$$

iii) P_m

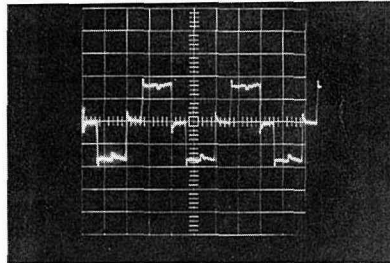
実験機は円筒形であるから、電機子抵抗を無視すれば

$$P_m = \frac{3VE}{x_d} \times 10^{-3} \quad [\text{kW}]$$

で得られるが、駆動電源が矩形波であるため高調波を含んでおり、この影響を消すため図3-4の結果を使用した。

iv) 実験機の特長

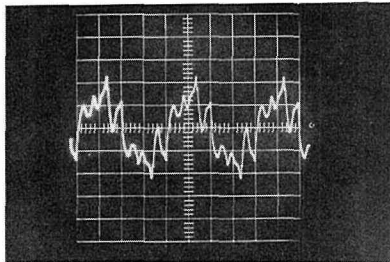
実験機をインバータ駆動した場合と商用電源駆動した場合の V 曲線を図3-5に示す。図においてインバータ駆動時の方が電機子電流 I_a が大きいのは高調波電流によるものと考えられる。



電動機端子電圧波形

たて：50 V/div

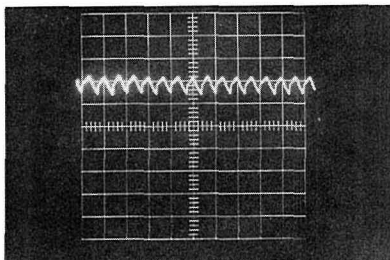
よこ：5 mS/div



電機子電流波形

たて：0.56 A/div

よこ：5 mS/div



界磁電流波形

たて：2 A/div

よこ：5 mS/div

図3-6 各部の波形

参考のため、図 3-6 に各部の波形を示す。

3.2 周波数急変時のオシログラム

図 3-7 は無負荷時のもので (a) は周波数上昇時、(b) は下降時の電圧、電流、内部相差角をオシロで記録したものである。現象はそれぞれ約 1.7 [sec], 1.6 [sec], 動揺回数は 2 回である。

図 3-8 は $P_l=0.13$ [kW] の時で現象は約 2.3 [sec], 動揺回数は 3 回である。

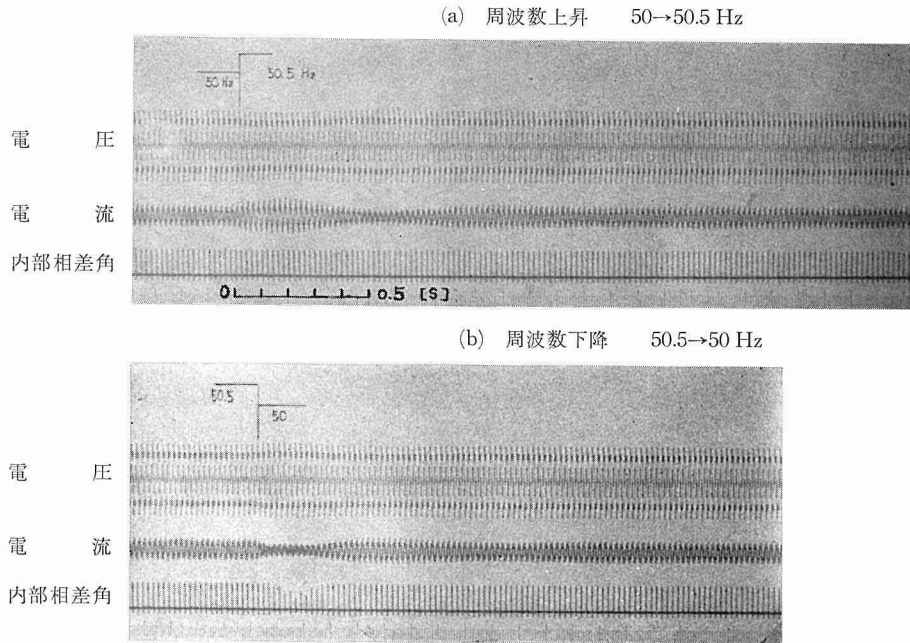


図 3-7 無負荷時のオシログラム

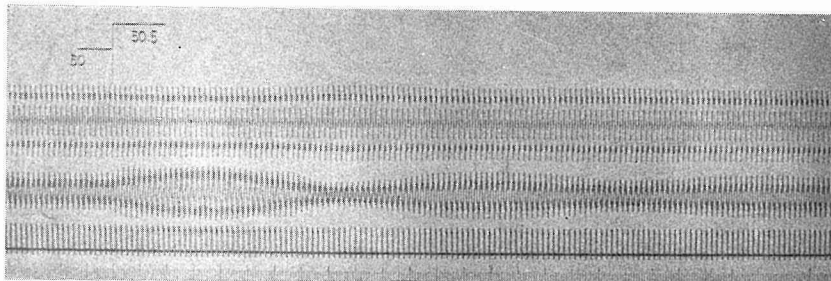


図 3-8 $P_l=0.13$ kW 時のオシログラム (同期化) 50→50.5 Hz

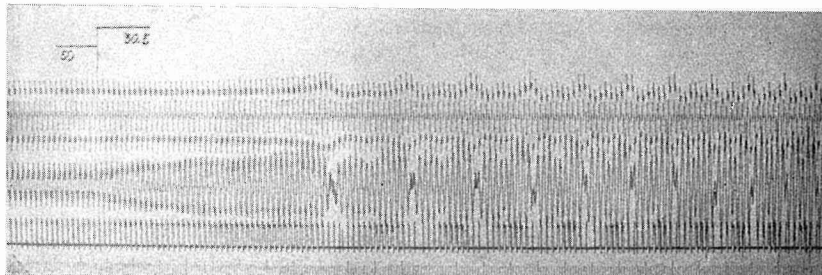


図 3-9 $P_l=0.14$ kW 時のオシログラム (脱調) 50→50.5 Hz

図3-9は $P_i=0.14$ [kW] の時で電動機が同期化せずに脱調した場合を示す。

尚、内部相差角は電動機端子電圧と内部誘起電圧との間の位相差をパルス幅の大小で指示する装置を設けて測定した。

3.3 周波数急変幅に対する安定範囲

表3-2に示す case について、初期状態の周波数 f_0 を 50 Hz に設定し、負荷 P_i を変えながら、各種の急変幅 Δf を与えてたとき同期化するか、脱調するかを繰り返し実験して同期化する最大限度を曲線で結んだグラフが図3-10である。各曲線の内側が安定領域である(グラフの横軸は誘導機で使うすべり s で表わす。 Δf との関係は $\Delta f = sf_0/(1-s)$)。図より、初期周波数 f_0 と急変幅 Δf について、大まかではあるが次のような近似式を考えた。

$$\frac{\Delta f}{f_0 + \Delta f} \leq \frac{k^2}{11} \cos^{-1} \beta \quad (3.1)$$

(3.1) 式は各パラメータを代入して計算したもののより小さい急変幅になるように制御すれば、安定に運転できることを示している。また図3-10から当然制動トルクが大きければ大きい程、安定領域は増大することを示している。

表3-2 定数表

| | P_j | P_d | P_m | k | P_{to} |
|----------|---------|---------|-------|-------|----------|
| Case I | 0.00268 | 0.00549 | 0.117 | 0.310 | 0.052 |
| Case II | 0.00268 | 0.00724 | 0.163 | 0.346 | 0.052 |
| Case III | 0.00268 | 0.00852 | 0.182 | 0.386 | 0.052 |

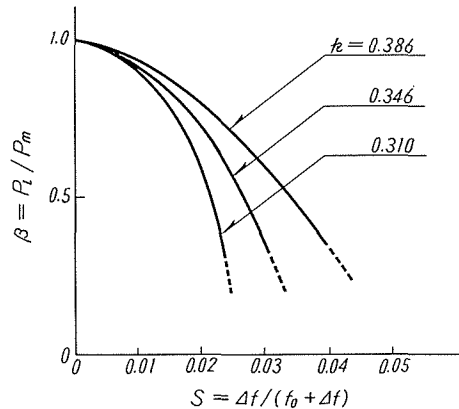


図3-10 周波数急変時の安定範囲

4. 考 察

(3.1) 式は初歩的な近似式であり、さらに詳細な実験を行なうことにより、厳密な安定運転の条件式が得られると考える。

一方理論計算については主に次の2つの理由によって現在検討中である。

- (1) (2.1) 式中の制動力 P_d が以前にも述べたように、誘導機としてのトルクの大きさを表わすものであるが、図4-1に示すように、すべりの小さなところでは直線であるが、すべりが少し大きくなれば曲線になり、 $\sin \theta$ の項と共に非線形項となり、それを補正するのが困難である。これを逃れるためには、あらかじめトルク-速度曲線の近似式を与え、計算中その都度 P_d を知る方法が考えられる。

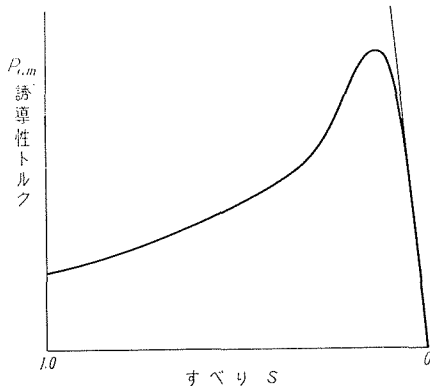


図4-1 トルク-速度曲線

- (2) インバータそのものの過渡状態における動作が同期電動機の過渡特性に大きな影響を与えることである。^{10,11)}

現在インバータと同期機を組み合わせた制御系では徐々に周波数を変えて速度調整する手法がとられているが、同期機の各定数を知れば、安定運転の条

件式から最大許容変化幅がわかり速度調整が容易になるものとする。

又ランプ状に周波数を変えていく場合についても明らかにして行く予定である。

最後にこの実験を行なうに当り、福田助教授、更科助手そして講座の大学院生の皆様の助言ご協力に感謝いたします。

参 考 文 献

- 1) 佐藤則明・他：東芝レビュー，18巻(昭38)，7号，p. 754-767.
- 2) 野中作太郎・他：九大工学集報，41巻(昭43)，3号，p. 432-437.
- 3) H. E. Edgerton・他：Tr. A. I. E. E., 1931, June, p. 769-781.
- 4) 三浦，武田・他：電学会誌，89巻，1969，5号，p. 115-124.
- 5) 伊藤・他：電気学会全国大会講演論文集(昭47)，No. 581.
- 6) 北大大型計算センター
- 7) 刀根，恒川著：電子計算機(昭43)，p. 160-163.
- 8) 中村辰二：電気機機試験法(昭36)，p. 259-206.
- 9) 大富：電気学会論文集1巻(昭15)，8号，p. 231-236.
- 10) 常広：電学会誌91巻(昭46)，2号，p. 345-354.
- 11) 野中・他：電学会全国大会講演論文集(昭47)，No. 584.