小特集・サイリスタインバータとその応用

U.D.C. 621. 313. 333: 621. 316. 71. 076. 7: 681. 532. 5. 037 621. 314. 572. 072. 6 : [621. 314. 63. 07 : 621. 382. 333. 34]

電動機のインバータ駆動時における安定性

Speed Control of Thyristor Inverter/Induction Motor Drive

電流形インバータによる誘導電動機の速度制御方式は,保守性及び省エネルギー の面から、しだいにその用途が拡大しつつある。これに伴い、制御性能や安定性の 向上が強く要請されるようになった。日立製作所では、この要請に応ずるため、こ の系の過渡特性、安定性とその要因及び制御系について検討を行なった。

まず, 電流形インバータの電流や周波数, すなわち誘導電動機の一次電流や周波 数に対する端子電圧の伝達関数が、二次形で近似できることを明らかにするととも に,安定に運転できる限界周波数及び転流コンデンサ容量,並びに誘導電動機二次 時定数との相関関係を明らかにした。更に、安定性を向上させる手段として、イン バータ周波数を補正する周波数補正制御を導入し,その有効性を確認した。

本部光幸*	Honbu Mitsuyuki
松田靖夫*	Matsuda Yasuo
大川 正*	\hat{O} kawa Tadashi
松平信紀**	Matsudaira Nobunori
長戸悠一郎***	Nagato Yûichirô

言 11 緒

電動機駆動用の可変電圧可変周波数インバータは,電流形 と電圧形とに大別される。回生制動を必要とする鉄鋼のテー ブルローラなどには電流形が, 揃速運転だけを行なう紡糸機 などには電圧形が適している。しかし、ポンプ、ファンや大 容量ブロワの始動などには、システムの要求仕様と経済性の 点で両方式の得失を比較した上で選定する必要がある。

一方, 電流形では転流動作に起因する不安定性をもってお り、この定量的把握と安定性向上のための制御方式を確立す ることが必要である。

本稿では、電流形インバータで誘導電動機を駆動する場合 について特性解析を行なうとともに,安定に運転できる限界 周波数について考察した。更に安定性向上のための周波数補 正制御についても述べる。

インバータで電動機を駆動する場合,発生トルクの脈動と 安定性が問題となる。発生トルクの脈動は、インバータの多 重化やパルス幅変調制御により問題のない値まで抑制するこ とができる。安定性に関しては、日立製作所の電圧形では直 流平滑回路の定数や電圧制御性の応答を最適に選ぶことによ り,不安定現象の発生を抑制している1)。



INV=インバータ

IM=誘導電動機

AVR=電圧制御回路

電流形インバータ駆動誘導電動機のシミュレーション 2

電流形インバータによって,誘導電動機を駆動する場合の主 回路及び制御回路の構成を図1に示す2)。一般に、誘導電動機 の端子電圧Vと周波数fの比V/fが一定になるように制御され る。この制御は、電圧制御回路と電圧-周波数変換器の働きによ り達成される。点線で示した周波数補正制御回路f. Compは安 定性を向上させるためのものであり、これについては後述する。

図1で誘導電動機(IM)に流れる一次電流波形は、図2に示す ように120度通電の方形波となる。この電流波形の基本波成分 だけを考慮し、d-q直交座標軸成分ids, iqsに変換すると、

$$i_{qs} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d, \quad i_{ds} = 0 \cdots (1)$$



23

図 電流形インバータ構成図 転流コンデンサを星形結線にした電	図2 誘導電動機一次電流波形 電流形インバータで駆動される誘導
流形インバータである。V/f比一定制御及び安定性向上のため,周波数補正制御	電動機の一次電流波形は、120度通電の方形波となる。この図では、直流電流の
を行なう。	脈動及び転流の重なりは無視している。

** 日立製作所日立工場 *** 日立製作所習志野工場 * 日立製作所日立研究所

V/F=電圧周波数変換器

f.Comp=周波数補正制御回路

LOG=論理回路



となり, d軸成分は零となる。このことから電流形インバータ で駆動される誘導電動機に対して, 次の微分方程式を導くこ とができる^{3),4)}。

$$\begin{bmatrix} Pi_{qr} \\ Pi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{M}{L_r} Pi_{qs} - \frac{r_r}{L_r} i_{qr} - (\omega - \omega'_r) i_{dr} \\ (\omega - \omega'_r) \frac{M}{L_r} i_{qs} + (\omega - \omega'_r) i_{qr} - \frac{r_r}{L_r} i_{dr} \end{bmatrix} \cdots (2)$$

J: 慣性モーメント $<math>\omega_r: 回転角速度(=\frac{2}{p}\omega'_r)$

 T_l : 負荷トルク

ここに

図3に、(2)~(4)式の関係をブロック線図化して示す。このブロック線図をもとに、汎用のシミュレーションプログラムを

図3 電流形インバータ駆動 誘導電動機のシミュレーショ ンブロック線図 汎用のシミ ュレーションプログラムを用いて, この図から過渡特性及び定常特性 を求めることができる。

発生トルクTは,

ここに p: 極数

- $P: 微分演算子(=\frac{d}{dt})$ $i_{qr}, i_{dr}: 二次電流$
- M:相互インダクタンス
- Lr:二次インダクタンス
- r_r:二次抵抗
- w:インバータ角周波数

ω':回転角周波数(電気角表示)

機械系の運動方程式として,

 $\mathbf{24}$

用いて過渡現象の解析を行なった。同図で $\frac{1}{1+T_cS}$ のブロックは電流制御系を近似したものであり、Eは端子電圧の実効値である。

図1に示した V/f一定の制御回路では,電流制御系や電圧 制御系の安定化を図る必要がある。電流制御系は電圧制御系 の内側に組み込まれており,一般にこの応答は電圧制御系の 応答に比べ,一桁程度速く選ばれる。この場合,電流制御系 の応答時間の範囲内では,誘導電動機の端子電圧や力率の変 動分は無視することができる。したがって,直流電動機の電 流制御系と同様に考えることができ,比較的簡単に安定化を 図ることが可能である。

電圧制御系の安定化を図るためには,電流制御系が内側に 組み込まれているので,電流に対する誘導電動機の端子電圧 の伝達関数を明らかにする必要がある。そこで,回転速度一 定の条件のもとで,電流に対する電圧のステップ応答を求め た。図4にシミュレーション結果を,図5に実測結果を示す。



すべり周波数: 6.9Hz 諙 図4 電流に対する電圧のス 0.400- 0.600- 0.800- 0.400- 0.800- 0.400- 0.800-誘導電動機二次時定数: 170ms テップ応答(シミュレーション 定格出力: 2.2kW 定格電圧: 100V 0.300- 0.400-0.200 0.200 0.400 電圧及び発生トルクは, 結果) 減衰振動波形を示している。振動 0.000 0.000L 0.000L 0.000L 0.000L 周波数はすべり周波数に, 減衰時 0.00 3.00 8.00 9.00 10.00×10⁻¹ 1.00 2.00 4.00 5.00 6.00 7.00 定数は誘導電動機の二次時定数に 間 t (s) 時 一致していることが分かる。



図5 電流に対する電圧のス テップ応答(実測結果) X 4に示したシミュレーション結果 の妥当性を確認するための実測結 果を示すもので,両者は非常によ く一致していることが分かる。

供試電動機は出力2.2kW, 電圧100V, 周波数50Hzの誘導電 動機を用いた。実測結果とシミュレーション結果とは非常に よく一致している。電圧の応答は振動周波数6.9Hz, 減衰時 定数170ms前後の減衰振動波形を示している。振動周波数の 6.9Hzはすべり周波数, 減衰時定数の170msは誘導電動機の

時に顕著に現われる。図6は不安定現象の様子を示したオシ ログラムであり、インバータ周波数が34Hz以上の領域で不安 定現象が生じている。すなわち、コンバータ直流出力電圧、誘 導電動機の電圧及び電流が大きく変動していることが分かる。 不安定現象に対して影響を及ぼす要因としては, 転流コン

二次時定数T2に一致している。これらの結果を考慮すると、 電流に対する電圧の伝達関数G(s)は次式に示す二次系で近似 することができる。

ここに ws: すべり角周波数

K:ゲイン

(5)式に示した伝達関数を基本にボード線図を描くことによ り、電圧制御系の安定化を図るための補償方法とその補償定 数を決定することができる。

電流形インバータの安定運転限界周波数 3

電流形インバータは、本質的に転流動作に起因する不安定 性をもっている。不安定現象は,高周波領域でしかも軽負荷 デンサ容量をはじめ,誘導電動機の二次時定数,インバータ 周波数, 電圧制御系の応答, 加減速率, 電流の大きさ, V/f 値などが考えられる。これらの要因のうち、特に転流コンデ ンサ容量と誘導電動機の二次時定数が、不安定現象に対して 非常に大きな影響を及ぼす。そこで、電流形インバータの不 安定現象が転流動作に起因していることに着目し, 安定動作 の限界条件についてインバータ周波数,転流コンデンサ容量, 誘導電動機の二次時定数の相関関係を求めた。

転流動作は, 導通遅れ期間と転流重なり期間の二つのモー ドに分けられる。このうち、負荷状態に依存して大きく変化 し、安定性に対して密接な関係をもっているのが導通遅れ期 間である。この期間を角度で示した導通遅れ角φαは, 軽負荷 の場合次式で近似できる。

 $\varphi_d \doteq 4 \omega^2 MC \cdots (6)$

ここに ω:インバータ角周波数

M:相互インダクタンス(励磁インダクタンス)

25



424 日立評論 VOL. 60 No. 6(1978-6)



図7 安定限界周波数における導通遅れ角と誘導電動機二次時定数との相関関係 安定に運転することのできる限界の周波数で、導通遅れ角 φ_d ($=4\omega_{cr}^2 MC$)と誘導電動機の二次時定数 T_2 との関係が直線関係にあることが分かる。



係を求めることができる。

図7に示した相関関係は、実験結果から導き出されたもの である。したがって、この相関関係は広く一般性があるかど うかを調べる必要がある。このため、同図に示した相関関係 を得る過程で使用した供試誘導電動機とは別の誘導電動機 (出力:2.2kW,電圧:150V,周波数:100Hz,二次時定数: 110ms)を用いて確認を行なった。図8にその結果を示す。同 図中、実線は実測結果を、点線は図7の相関関係を用いて計 算した結果を示すものである。下側の領域が安定領域で実測 値が若干大きくなっているが、その差は数パーセント以内で ある。したがって、図7に示した相関関係には一般性がある ということがいえる。

4 転流コンデンサ容量の選定基準

対象とする誘導電動機とこれを駆動するための電流形イン バータの容量,電圧,電流,周波数などの仕様が定まれば, まず,転流能力を確保するための必要最低限の転流コンデン サ容量*Cc*を決定することができる。次に,図7に示した相関 関係から,要求される運転周波数領域で,安定に運転するた めの転流コンデンサ容量の最大許容値*Cs*を求めることができ る。更に,インバータを構成するサイリスタやダイオードな どの耐圧上,転流コンデンサ容量としてある特定の値以下に することはできない。この値を*Cv*とする。*Cv*以下に選んだ場 合,耐圧を上げる必要があり経済性上問題となる。

転流コンデンサ容量 $C(\mu F)$

図8 転流コンデンサ容量と安定限界周波数 図7で示した相関関 係から、転流コンデンサ容量に対する安定限界周波数を求めた結果を示すもの で、実測結果とよく一致していることが分かる。

C:転流コンデンサ容量

26

この φ_d と不安定現象の減衰効果を支配する二次時定数 T_2 との 間には、安定性に対してなんらかの相関関係があると考える ことができる。そこで、数多くの誘導電動機を対象に、転流 コンデンサ容量をパラメータとして、図5に示したものと同 様な実験結果から不安定現象が現われ始める周波数、すなわ ち安定限界周波数を求めた。その結果をまとめると、安定限 界周波数における φ_d と T_2 との間には図7に示すような相関関 係があることが明らかになった。同図から対象とする誘導電 動機に対して、転流コンデンサ容量と安定限界周波数との関 一般の電流形インバータでは、 $C_c < C_s < c_s < c_s$ という不等式 が成立する。したがって、転流コンデンサ容量Cとしては、 $C_v \leq C \leq C_s$ を満足する値でなくてはならない。

5 加減速運転特性

これまで述べてきた結果を踏まえ,出力15kW,電圧400V, 周波数50Hzの誘導電動機駆動用の電流形インバータを対象に, 転流コンデンサ容量の適正値及び電圧制御系や電流制御系の 安定化を図るための補償方法の検討を行なった。図9に加減 速運転を行なったときのオシログラムを示す。この場合,図 6のオシログラムで示した不安定現象は生ぜず,非常にスムー ズな加減速運転特性が得られた。

図3のブロック線図を用い,図9での供試機を対象に加速時のシミュレーションを行なった。図10にその結果を示す。 始動初期を除き,電圧,電流及び速度の波形は図9の実測結



図 9 加減速運転特性
15kWの誘導電動機(負荷GD²=35kg·m²)を加減速運転したときのオシログラムを示すもので、不安定
現象が生ずることなく、良好な加減速運転特性が得られていることが分かる。



図10 加速特性シミュレーション 図9に示したオレログラ ムの条件で,加速時のシミュレーションを行なった結果を示すもので, 加速状態及び電圧波形,電流波形 は始動初期を除き実測結果によく 一致していることが分かる。

果によく一致している。このことから,設計計画段階で電流 形インバータで駆動される誘導電動機の加減速特性を,シミ ュレーションにより定量的に把握できることが確認された。

6 周波数補正制御

比を一定に保つことができるが、その応答上、瞬時的に V/f 比を一定に保つことができないためである。ビート現象によ る変動も発生原因は異なるが、現われる現象は上記と同様、 瞬時的には V/f比が一定に保たれていないと考えることがで きる。そこで、V/f比を平均的にも瞬時的にも一定に保つ手

大容量の誘導電動機を駆動したり,周波数の高い領域まで 運転範囲を拡大する場合,あるいは過負荷耐量の非常に大き いものでは,転流コンデンサの容量として,転流能力,素子 の耐圧,それに安定性から定まる前述の不等式を満足する値 が存在しなくなる。すなわち,転流能力から定まる必要最低 限の値が安定性から制限される値以上になり,主回路定数上, 不安定現象の発生を避けることができなくなる。一方,電源 周波数とインバータ周波数がある一定の関係を満足する範囲 になると,その周波数差によるビート現象が生じ,誘導電動 機の電圧や電流が変動する。

インバータの仕様上避けることのできない不安定現象,及 びビート現象に対しては,制御的に抑制する必要がある。

図6のオシログラムで示した不安定現象発生時には、イン バータ周波数とは無関係に誘導電動機の端子電圧が大きく変 動している。すなわち、V/f比が大きく変動していることに なる。これは、図1に示した電圧制御系では平均的には V/f 段として、インバータの周波数を制御する方法を検討した。 図1に点線で示した周波数補正制御回路は、電圧偏差でイン バータの周波数を補正制御し、V/f比を常に一定に保つこと により安定性を向上させるものである。

図1に示した周波数補正制御回路は、構成上周波数による 電圧制御回路である。したがって、この制御系を検討するた めには、電圧制御系と同様に周波数に対する電圧の伝達関数 を明らかにする必要がある。このため、図3のシミュレーシ ョンブロック線図を用いて、回転数一定のときのステップ応 答を求めた。図11にその結果を示す。供試電動機は図4の場 合と同様2.2kWの誘導電動機を用いた。電流に対する電圧の ステップ応答波形と同様に、減衰振動波形を示している。減 衰時定数は二次時定数 T_2 に、振動周波数はすべり周波数に等 しくなっている。このことから、周波数に対する電圧の伝達 関数は、電流に対するものと全く同様に(5)式の二次系で近似 できることになる。ただし、ゲインKの値は異なる。周波数



誘導電動機二次時定数 : 170ms П 発 定格出力: 2.2kW un 0.400 - + 1.600 - m 0.400 - n 0.200 - 10.800 定格電圧: 100V 0.200 - 0.800 - 0.200 - 0.100 - 0.400 -0.000L 0.000L 0.000L 0.000L 0.000 9.00 10.00×10⁻¹ 4.00 6.00 7.00 8.00 3.00 0.00 1.00 2.00 5.00 間 t (s) 時

図II 周波数に対する電圧の ステップ応答(シミュレーシ ョン結果) インバータの周波 数をIHzステップ状に変化させた ときの応答波形で,図4と同様減 衰振動波形を示している。

27

426 日立評論 VOL. 60 No. 6(1978-6)



直流電流(平均值282A, 変動分±35A)

コンバータ直流出力電圧(平均値330V,変動分±30V)

図12 定速運転時の動作波形 (周波数補正制御なし) 270kW誘導電動機を駆動したとき のオシログラムを示すもので、電 圧, 電流波形はかなり変動してい る。制御系は電圧制御だけである。

端子電圧(実効值400V)

言

7

 $\mathbf{28}$

結



図13 定速運転時の動作波形 (周波数補正制御あり) 図12に比べ電圧,電流波形の変動 は非常に小さくなっており, 周波 数補正制御が安定性向上に対して 有効な手段であることが分かる。

に対する電圧の伝達関数が明らかになったので、図1の周波 数補正制御回路の補償方法,及びその補償定数を決めること ができる。

周波数補正制御の効果を調べるため、出力270kW、電圧 400V, 周波数60Hzの誘導電動機を対象に確認実験を行なった。 図12に周波数補正制御を行なわない場合のオシログラムを, 図13に行なった場合のオシログラムをそれぞれ示す。図12で は、誘導電動機の端子電圧や一次電流が大きく変動している。 一方、図13では、これらの変動が非常に小さくなっており、 周波数補正制御の効果が十分に現われていることが分かる。

以上の結果から、周波数補正制御を導入することにより、 従来の電圧制御では不安定現象の生じていた領域でも安定運 転が可能となり, 安定性の向上を図ることができた。

(2) 安定限界周波数,転流コンデンサ容量及び誘導電動機二 次時定数の間に存在する相関関係は,直線関係にあること。 (3) 周波数補正制御を行なうことにより、常に V/f 値を一定 に保つことができ、安定性が大幅に向上すること。

1s

(4) ブロック線図を用いたシミュレーションにより、加減速 特性を定量的に把握できること。

電流形インバータに対し要求される性能は、今後ますます 多様化し、かつ高度なものになっていく傾向にある。日立製 作所では、これらの要求に応ずるため実験と解析の両面から 鋭意検討を積み重ね、よりいっそう性能の向上に努力してい く考えである。

参考文献

- 1) 斉藤ほか:可変周波インバータによるモートル制御,日立評 論, 55, 632(昭48-6)
- 本部ほか:転流コンデンサY接続電流形インバータ、電気学 2)

電流形インバータで誘導電動機を駆動する場合に、その過 渡現象の解析, 安定性とその要因の定量的把握及び制御系の 検討を行なった。これらの結論を要約すると次に述べるとお りである。 (1) 電流及び周波数に対する電圧の伝達関数は、二次系で近 似できること。

- 会全国大会論文予稿, 652(昭53-4)
- 3) P.C.Krause: Method of Multiple Reference Frames Applied to the Analysis of Symmetrical Induction Machinery, IEEE, Trans. on PAS, PAS-87, 218(1968-1) E.P.Cornell and T.A.Lipo: Modeling and Design of 4)
- Controlled Current Induction Motor Drive Systems, IEEE, Trans. on IA, IA-13, 321(1977-7)