電流形インバータで駆動される同期電動機の基礎特性

大口國臣*，蛭田芳和**

（昭和53年9月8日受理）

Basic Characteristics of a Current Source Inverter-fed Synchronous Motor

KUNIOMI OGUCHI and YOSHIKAZU HIRUTA

Abstract: — This paper describes the basic characteristics of a three phase synchronous motor supplied from a current source inverter. The synchronous motor is modeled as a balanced sinusoidal three phase voltage source. Taking into account commutation processes and assuming a inverter input dc current to be constant, the steady state characteristics are analysed. The output current, commutating capacitor voltage and the output power of the inverter are theoretically obtained. The caluculated performances are also presented.

The experiment on a synchronous motor drive shows that the commutating period (τ_c) increases as the frequencies are increased and the dc current is decreased. The system becomes unstable when τ_c reaches to 1/3 of one period of the inverter output frequency. The theoretical results agree qualitatively with experimental results.

1. まえがき

サイリスタインバータによる同期電動機の可変速運転は，開ループ制御で高精度の運転が行えるため，繊維工業における紡糸機駆動用など速度制御精度が直接製品品質に大きく影響する分野に広く実用されている。このインバータとして現在用いられているのは，電源インピーダンスが小さく，出力電圧波形が方形波になるいわゆる電圧形インバータである。これに対し，電源インピーダンスが大きく，出力電流波形が方形波になるいわゆる電流形インバータは，電圧形に比べて回路構成が簡単であり，定電流制御のため負荷短絡などの故障に強いなどの特長を有するため，誘導電動機のダイナミックドライブ用に主として用いられている。この電流形インバータによる同期電動機の運転は，安定性の問題が未解明であり実用的な安定化の手段が確立されていないこともあって実用化は余り進展しておらず，これに関する研究報告も比較的少ない。[1)〜5)]

転流現象を無視した考察から，電流形インバータで駆動時には同期電動機の不安定条件は存在しないという報告がある。[1)] しかし，電圧形インバータでは負荷に余り影響を及ぼさない転流現象が，電流形の場合には負荷の特性に大きく影響する。この転流現象は一般に数段階にわたって行われるため，その解析も各転流段階毎に行う必要がある。このため，電流形インバータ・同期電動機系の解析はかなり複雑になり，解析解を得るのは難しい。

そこで，本論文では同期電動機を正弦波逆起電力負荷で置き換えたモデルを用いることにより解析を容易にして，インバータの動作に主眼をおいて解析を行ない，電流形インバータ・同期電動系の基礎的特性を検討した。

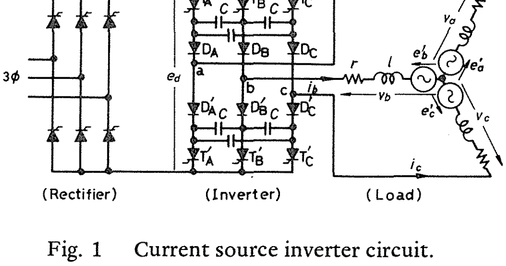

Fig. 1　Current source inverter circuit.

＊ 茨城大学工学部電気工学科（日立市中成沢町）
＊＊ 動力炉・核燃料開発事業団（茨城県那珂郡東海村大字村松）

2. 解　析

図1に示すように，電機子抵抗rと電機子漏れインダクダンスℓを通して三相平衡逆起電力負荷に，直列ダイオード方式の電流形インバータから電力を供給する静止回路について解析を行う。解析に際して，サイリスタ，ダイオードは理想的素子である，インダクタンスは線形である，また直流回路のインダクタンスL_dは十分大きく，直流電流I_dは平滑であるとする。

2・1　電機子抵抗を無視した解析

図1の回路は定常状態においては1／6周期毎に同様な動作を繰り返すから，回路の対称性より，1／6周期について検討すれば十分である。そこでサイリスタT_Aをトリガした時点（$t=0$）より，サイリスタT_C'がトリガされるまで（$t=T/6$）の1／6周期について考える。

負荷誘導起電力e_a，e_b，e_cを

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = E_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t-\gamma+2\pi/3) \\ \cos(\omega t-\gamma) \\ \cos(\omega t-\gamma-2\pi/3) \end{bmatrix} \qquad (1)$$

で表わす。ただし，E_mは相電圧の最大値，ωはインバータ出力電圧の基本波角周波数を表わす。図1に示すe_a'，e_b'，e_c'は逆起電力を表わすものとする。

(1)式におけるγは，電機子各相逆起電力に対する電機子基本波電流の位相進み角を表わす。したがって，γとインバータの動作の関係は次の通りである。

$$\left.\begin{array}{ll} 90^\circ>\gamma>0 & \text{制御進み角正領域} \\ 0^\circ>\gamma>-90^\circ & \text{制御進み角負領域} \end{array}\right\}\text{インバータ動作}$$

$$\left.\begin{array}{ll} 180^\circ>\gamma>90^\circ & \text{制御遅れ角正領域} \\ -90^\circ>\gamma>-180^\circ & \text{制御遅れ角負領域} \end{array}\right\}\text{整流器動作}$$

ただし自制式インバータの場合とは異なり，他制式運転時にはこのγは負荷によって変化する。

電流形インバータの動作は，転流遅れ時間，重なり期間および単流期間の三つの期間を経過する。以下，各動作期間の経過に従って解析を進める。

(1)転流遅れ期間（$0\leq t\leq\tau_1$）　端子C－A間の合成容量を$C'(=1.5C)$，その初期電圧をV_{co}（図2に示す極性で，その値は後で決定する）とする。T_C，D_Cが導通状態にあるとき，$t=0$でT_Aをトリガす

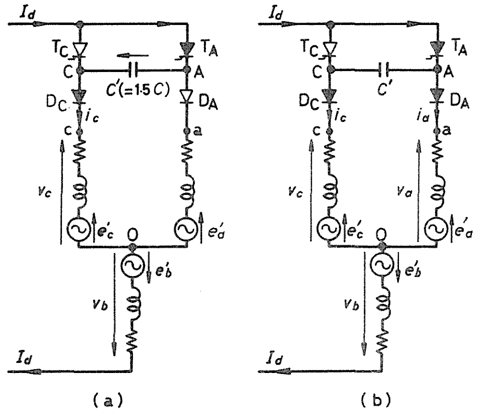

Fig. 2　Equivalent circuits during a commutating process.

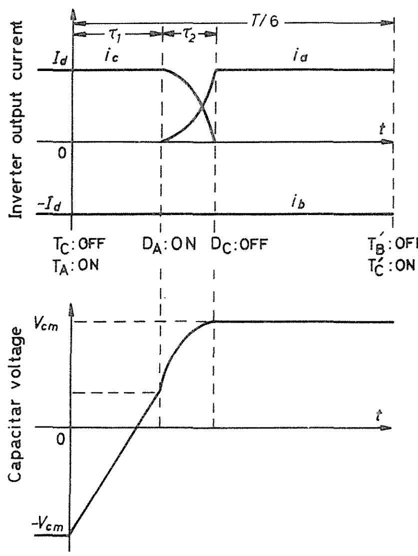

Fig. 3　Waveforms of inverter output current and capacitor voltage.

ると，T_CはV_{co}なる逆バイアスがかかり，瞬時にターンオフする。このときダイオードD_Aは逆バイアスされているので非導通状態にある。したがって，直流電流I_dはT_A－C'－D_C－負荷c相－負荷b相を通って流れる。すなわち，負荷電流をc相からa相へ転流すべくサイリスタT_Aをターンオンしても負荷電流の転流はダイオードD_Aの逆バイアスがなくなるまで開始しない。以後，このサイリスタT_Aがトリガされて負荷a相に電流が流れ始めるまでの期間

τ_1（図3参照）を転流遅れ期間と呼ぶことにする。

この期間中の負荷電流は，

$$\begin{aligned} i_c &= -i_b = I_d \\ i_a &= 0 \end{aligned} \tag{2}$$

となる。コンデンサ電圧V_{AC}（t）を求めると，

$$V_{AC}(t) = -V_{co} + I_d\ t/C' \tag{3}$$

枝路A－C－c－Oを通してのA－O間の電圧と，枝路A－a－Oを通してのA－O間の電圧が等しくなるまでこの期間は続く。

継続期間τ_1は次式から求まる。

$$e_c'(\tau_1) - V_{co} + \frac{1}{C'} I_d\ \tau_1 = e_a'(\tau_1) \tag{4}$$

(1)式を上式に代入して次式を得る。

$$-V_{co} + \frac{1}{C'} I_d\ \tau_1 = \sqrt{3} E_m \sin(\omega\tau_1 - \gamma) \tag{5}$$

この期間の終りにおけるコンデンサ電圧は，(5)式から得られるτ_1を(3)式に代入して

$$V_{AC}(\tau_1) = \sqrt{3} E_m \sin(\omega\tau_1 - \gamma) \tag{6}$$

となる。

(2)重なり期間（$\tau_1 \leq t \leq \tau_1 + \tau_2$）　コンデンサ電圧極性が反転し，負荷電圧との関連から定まる$t = \tau_1$においてD_Aが順バイアスされると，I_dがc相とa相を通って流れる重なり期間となる（図2(b)参照）。時間変数をτ（$= t - \tau_1$）に置き換えて，回路方程式を書くと次のようになる。

$$\left.\begin{aligned} i_a(\tau) + i_c(\tau) &= I_d \\ i_b(\tau) &= -I_d \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

$$\begin{aligned} &\ell\frac{di_c}{d\tau} + e_c' + V_{AC}(\tau_1) + \frac{1}{C'}\int_0^{\tau} i_c\, d\tau \\ &= \ell\frac{di_c}{d\tau} + e_a' \end{aligned} \tag{8}$$

初期条件，$i_c(0) = I_d$，$i_a(0) = 0$を用いて上の連立微分方程式を解くと，

$$\left.\begin{aligned} i_a(\tau) &= I_d\{1 - \mu\cos(\omega_o\tau - \phi) - \sigma\cos(\omega\tau + \alpha)\} \\ i_c(\tau) &= I_d\{\mu\cos(\omega_o\tau - \phi) + \sigma\cos(\omega\tau + \alpha)\} \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

ただし，

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{2\ell C'}}, \quad I_m = \sqrt{3} E_m \frac{\omega C'}{1 - (\omega/\omega_o)^2},$$

$$\sigma = I_m/I_d, \quad \alpha = \omega\tau_1 - \gamma, \quad \lambda = \omega_o/\omega,$$

$$\phi = \tan^{-1}\left\{\frac{(\sigma/\lambda)\sin\alpha}{1 - \sigma\cos\alpha}\right\}$$

$$\mu = \sqrt{(1 - \sigma\cos\alpha)^2 + \{(\sigma/\lambda)\sin\alpha\}^2}$$

この期間のコンデンサ電圧$V_{AC}(\tau)$は，

$$V_{AC}(\tau) = V_{AC}(\tau_1) + \frac{1}{C'}\int_0^{\tau} i_c(\tau)\, d\tau \tag{10}$$

で表わされる。上式に(9)式を代入して次式を得る。

$$\begin{aligned} V_{AC}(\tau) = V_{AC}(\tau_1) + 2\frac{I_d}{C'}\Big\{&\frac{\mu}{\omega_o}\cos\left(\frac{\omega_o\tau}{2} - \phi\right) \\ &\sin\frac{\omega_o\tau}{2} + \frac{\sigma}{\omega}\left(\frac{\omega\tau}{2} + \alpha\right)\sin\frac{\omega\tau}{2}\Big\} \end{aligned} \tag{11}$$

この期間は$i_c(\tau) = 0$まで継続するから，継続期間τ_2は次の超越方程式を解くことによって得られる。

$$I_d\{\mu\cos(\omega_o\tau_2 - \phi) + \sigma\cos(\omega\tau_2 + \alpha)\} = 0 \tag{12}$$

この期間の終りにおけるコンデンサ電圧$V_{AC}(\tau_2)$は，(12)式から得られるτ_2を(11)式に代入することにより求まる。

今，$V_{AC}(\tau_2) = V_{cm}$とおくと，定常状態においては回路動作の対称性からV_{cm}は最初に仮定したV_{co}とその絶対値は等しい。また，V_{cm}は定常状態における転流コンデンサ電圧の最大値となる。

(5)式から次式を得る。

$$\begin{aligned} -2\sqrt{3}E_m\sin\alpha + \frac{I_d}{C'}\Big[\tau_1 - 2\Big\{&\frac{\mu}{\omega_o}\cos\left(\frac{\omega_o\tau_2}{2} - \phi\right) \\ &\sin\frac{\omega_o\tau_2}{2} + \frac{\sigma}{\omega}\cos\left(\frac{\omega\tau_2}{2} + \alpha\right)\sin\frac{\omega\tau_2}{2}\Big\}\Big] = 0 \end{aligned} \tag{13}$$

(3)単流期間　D_Cが非導通になると，

$$\left.\begin{aligned} i_c &= 0 \\ i_a &= I_d = -i_b \end{aligned}\right\} \tag{14}$$

の単流期間となり，この期間は次にサイリスタ$T_{C'}$がトリガされるまで続く。

実際に定常状態の特性を求めるには，(12)式と(13)式のτ_1 τ_2に関する連立した超越方程式を数値解析する必要がある。まず，τ_1の仮定値$\overset{*}{\tau_1}$を(13)式に代入して，τ_2に関する超越方程式をニュートン・ラプソン法によって解く。得られたτ_2を(12)式に代入してτ_1に関する超越方程式をニュートン・ラプソン法によって解き，このτ_1が最初に仮定した$\overset{*}{\tau_1}$に十分収束するまで反復計算することにより，τ_1, τ_2を求める。

2・2　電機子抵抗を考慮した解析

次に，電機子抵抗 r を考慮して解析を行う。解析手順は前節の場合と同様である。

(1)転流遅れ期間　この期間では前述の(2),(3)式が成り立ち，継続期間 τ_1 は次の超越方程式を解いて得られる。

$$(I_d / C')\tau_1 = \sqrt{3}E_m \sin(\omega\tau_1 - \gamma) + V_{co} - rI_d \tag{15}$$

この期間末期のコンデンサ電圧 $V_{AC}(\tau_1)$ は次式のようになる。

$$V_{AC}(\tau_1) = \sqrt{3}E_m \sin(\omega\tau_1 - \gamma) - rI_d \tag{16}$$

(2)重なり期間　この期間においては，r を無視した場合の(8)式に代わり次の回路方程式が成立する。

$$\ell\frac{di_c}{d\tau} + ri_c + e_c' + V_{AC}(\tau_1) + \frac{1}{C'}\int_0^\tau i_c d\tau = \ell\frac{di_a}{d\tau} + ri_a + e_a' \tag{17}$$

初期条件 $i_c(0) = I_d$ を用いて，(7)式と(17)式 の連立微分方程式を解くと，

$$\left.\begin{aligned} i_c(\tau) &= I_d\{\mu e^{-k\tau}\cos(\beta_0\tau - \theta) + \sigma\sin(\omega\tau + \alpha + \phi)\} \\ i_a(\tau) &= I_d - i_c(\tau) \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

ただし，

$k = r/2\ell,\quad \beta_0 = \sqrt{\omega_0^2 - k^2}$

$\phi = \tan^{-1}\{(1/\omega C' - 2\omega\ell)/r\},$

$\varphi = \tan^{-1}(\omega C' r),$

$z_0 = \{1 - \sigma\sin(\alpha + \varphi)\} + j[-\sigma\omega\{\lambda^2 \sqrt{1 + (\omega C' r)^2}\cos(\alpha + \phi - \varphi) + V_{AC}(\tau_1)/(2\omega\ell I_m) + \sigma r/\omega\}/\beta_0],$

$\mu = |z_0|,\ \theta = \arg[z_0]$

この期間のコンデンサ電圧 $V_{AC}(\tau)$ は，

$$V_{AC}(\tau) = V_{AC}(\tau_1) + \frac{I_d}{C'}\left[\frac{\mu}{\omega_0}\{\cos(\varepsilon - \theta) - e^{-k\tau}\cos(\beta_0\tau - \theta + \varepsilon)\} + 2\frac{\sigma}{\omega}\sin\left(\frac{\omega\tau}{2} + \alpha + \phi\right)\sin\frac{\omega\tau}{2}\right] \tag{19}$$

ただし，$\varepsilon = \tan^{-1}(\beta_0/k)$ である。

$i_c(\tau) = 0$ までこの期間は続くから，期間 τ_1 は次の超越方程式を解くことにより求められる。

$$I_d\{\mu e^{-k\tau_2}\cos(\beta_0\tau_2 - \theta) + \sigma\sin(\omega\tau_2 + \alpha + \phi)\} = 0 \tag{20}$$

この τ_2 を(19)式に代入することによりコンデンサ電圧 $V_{AC}(\tau_2)$ が求まる。

(15)式から次式を得る

$$rI_d + \frac{I_d}{C'}\tau_1 - 2\sqrt{3}E_m\sin\alpha - \frac{2I_d}{C'}\left[\frac{\mu}{\omega_0}e^{-k\tau_2}\sin\left(\frac{\beta_0\tau_2}{2} - \varepsilon + \theta\right)\sin\frac{\beta\tau_2}{2} + \frac{\sigma}{\omega}\sin\left(\frac{\omega\tau_2}{2} + \alpha + \phi\right)\sin\frac{\omega\tau_2}{2}\right] = 0 \tag{21}$$

(3)単流期間　この期間における電流は前節と全く同じである。

2・3　インバータ出力と同期機出力

同期機の瞬時出力 p_0 は

$$p_0 = e_a' i_a + e_b' i_b + e_c' i_c \tag{22}$$

で与えられる。その平均値 P_0 を抵抗 r を無視した場合について求めると，

$$P_0 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}E_m I_d\left\{\cos\alpha - \frac{\mu}{2\lambda_1^+}\sin(\lambda_1^+\omega\tau_2 + \alpha - \phi)\sin\lambda_1^+\omega\tau_2 - \frac{\mu}{2\lambda_1^-}\sin(\lambda_1^-\omega\tau_2 + \alpha + \phi)\sin\lambda_1^-\omega\tau_2 - \frac{\sigma}{2}\cos(\omega\tau_2 + 2\alpha + \phi)\sin\omega\tau_2 - \frac{\sigma\omega\tau_1}{2}\cos\phi\right\} \tag{23}$$

ただし，

$\lambda_1^- = (1 + \lambda)/2,\quad \lambda_1^- = (1 - \lambda)/2$

電機子抵抗を考慮した場合には次のようになる。

$$P_0 = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}E_m I_d\left[\frac{\mu}{2\xi^+}\{e^{-k\tau_2}\cos(\lambda_2^+\omega\tau_2 - \varepsilon + \alpha - \theta_1) - \cos(\alpha - \varepsilon - \theta_1)\} - \frac{\mu}{2\xi}\{e^{-k\tau_2}\cos(\lambda_2^-\omega\tau_2 - \varepsilon - \alpha - \theta_2) - \cos(\varepsilon + \alpha + \theta_2)\} + \frac{\sigma^2}{2}\{\omega\tau_2 - \cos(\omega\tau_2 + 2\alpha + 2\phi)\sin\omega\tau_2\}\right.$$

$$+\cos\alpha - \frac{1}{2}\sigma\omega\tau_2\ \cos\phi\ ] \tag{24}$$

また，インバータ出力の平均値P_1は次式から求まる。

$$P_1 = \frac{6}{T}\int_0^{T/6}(v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c)\,dt \tag{25}$$

電機子抵抗を無視した場合のP_1は(23)式のP_0に等しい。電機子抵抗を考慮した場合には(24)式のP_0に電機子銅損を加えたものになる。したがって，

$$P_1 = P_0 + \frac{6}{\pi}rI_d^2\,[\,\frac{\mu}{\lambda}\{e^{-k\tau_2}\cos(\beta_0\tau_2-\varepsilon+\theta)$$

$$-\cos(\theta-\varepsilon)\}-2\sigma\sin(\frac{\omega\tau_2}{2}+\alpha+\phi)\sin$$

$$\frac{\omega\tau_2}{2}+\frac{\mu^2}{4\rho}(1-e^{-2k\tau_2})$$

$$+\frac{\mu^2}{4\lambda}\{\cos(\theta-2\varepsilon)-\cos(2\beta_0-2\varepsilon+\theta)\}$$

$$+\frac{\mu\sigma}{\xi^+}\{\cos(\alpha-\varepsilon+\phi-\theta_1)-e^{-k\tau_2}\cos$$

$$(\lambda_2^+\omega\tau_2-\varepsilon+\alpha+\phi-\theta_1)\}-\frac{\mu\sigma}{\xi^-}\{\cos$$

$$(\varepsilon+\alpha+\phi+\theta_2)-e^{-k\tau_2}\cos(\lambda_2^-\omega\tau_2-\varepsilon-\alpha-\phi$$

$$-\theta_2)\}+\frac{\sigma^2}{2}\{\omega\tau_2-\cos(\omega\tau_2+2\alpha+2\phi)\sin$$

$$\omega\tau_2\}+\frac{\pi}{3}\,] \tag{26}$$

ただし，

$$\theta_1 = \tan^{-1}\{k/(\beta_0+\omega)\},\ \theta_2 = \tan^{-1}\{k/(\beta_0-\omega)\},$$

$$\rho = k/\omega$$

$$\lambda_2^+ = \beta_0/\omega+1,\quad \lambda_2^- = \beta_0/\omega-1,$$

$$\xi^+ = \sqrt{(k/\omega)^2+(\lambda_2^+)^2},$$

$$\xi^- = \sqrt{(k/\omega)^2+(\lambda_2^-)^2}$$

3. 数値計算結果

電流形インバータにおいて転流現象の影響が大きく現われてくるのは，後述のように比較的周波数が高い場合であり，この時には同期電動機の電機子抵抗の影響は一般に小さく，無視できる。そこで，本稿では電機子抵抗

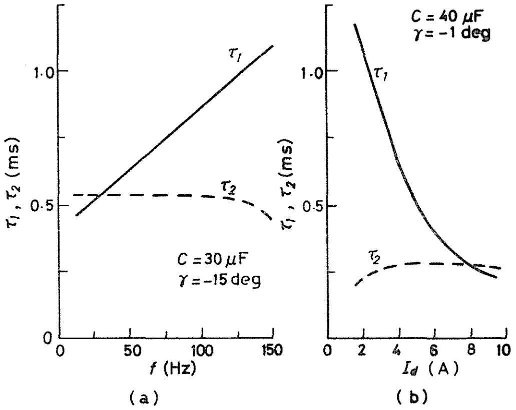

Fig. 4　Variation of τ_1, τ_2 with frequency and dc current.

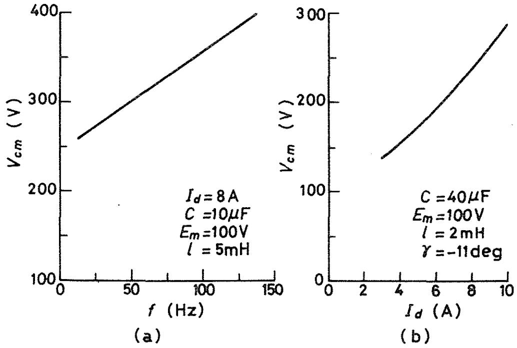

Fig. 5　Variation of capacitor voltage with frequency and dc current.

を無視した場合についてのみ数値計算を行った。

図4(a)に，直流電流I_d一定としたときの転流遅れ時間τ_1，重なり時間τ_2と周波数の関係を示す。周波数の増大に対してτ_1は直線的に増加するのに対し，τ_2はほぼ一定である。その結果転流期間$\omega\tau_c(=\omega\tau_1+\omega\tau_2)$は周波数の増大とともに急激に増加することを示している。同図(b)はτ_1，τ_2と直流電流I_dの関係を示す。I_dの減少とともに転流遅れ時間τ_1は急激に増大する。図5に，コンデンサ電圧V_{cm}と周波数および直流電流の関係を示す。V_{cm}は周波数に対してほぼ直線的に増加し，またI_dに対してもほぼ直線的に増大することがわかる。インバータ出力の周波数による変化を図6に示す。I_d，E_m一定であっても周波数上昇とともに出力P_1は減少する。これは図4に示すように周波数上昇とともに転流遅れ期間が増大して，力率が低下するためである。

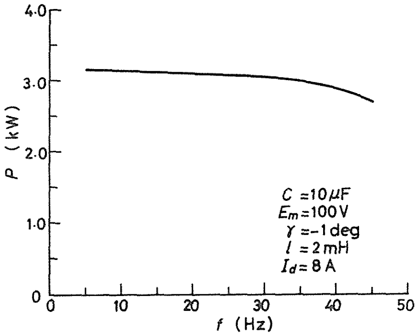

Fig. 6　Inverter output vs. frequency.

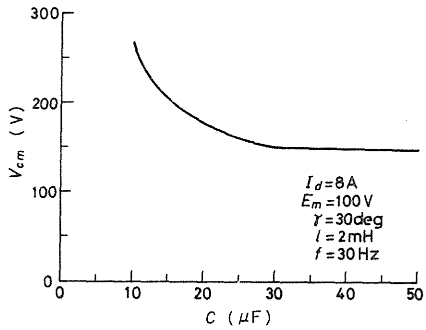

Fig. 7　Capacitor voltage vs. capacitance.

インバータ出力基本波周波数ωに比べてω_0は十分に大きいから，(9)式のi_cを次式で近似する。

$$i_c \simeq I_d \cos\left(\tau/\sqrt{2\ell C'}\right) \tag{27}$$

上式から重なり期間τ_2を求めると，

$$\tau_2 \simeq (\pi/2)\sqrt{2\ell C'} \tag{28}$$

となって，τ_2は直流電流I_dおよび周波数に無関係である。この近似式は図4に示す結果とよく一致する。つまり，τ_2は(28)式で近似できることがわかる。

(27)式を用いてコンデンサ電圧V_{cm}を求めると，

$$V_{cm} \simeq \sqrt{3}E_m \sin(\omega\tau_1-\gamma)+\sqrt{2\ell/C'}\,I_d \tag{29}$$

となりV_{cm}はI_dに対してはほぼ比例し，コンデンサ容量に対しては$1/\sqrt{C'}$に比例する図7の傾向を知ることができる。

転流期間の大きさに着目すると，電流形インバータの動作は次の三つの動作モードに分けられる：転流期間τ_c $(=\tau_1+\tau_2)$が$T/6$以下である（モードⅠ），転流期間τ_cが$T/6$より大である（モードⅡ），さらにτ_1が$T/6$より大きくなる（モードⅢ）。モードⅡおよびⅢでは，転流コンデンサが直列または並列に負荷に常時接続されることになる。

モードⅠとⅡの境界の周波数による変化を図8に，コンデンサ容量による変化を図9に示す。周波数が高くなるほど，またコンデンサ容量が大きくなるほどモードⅠの範囲は狭くなることがわかる。

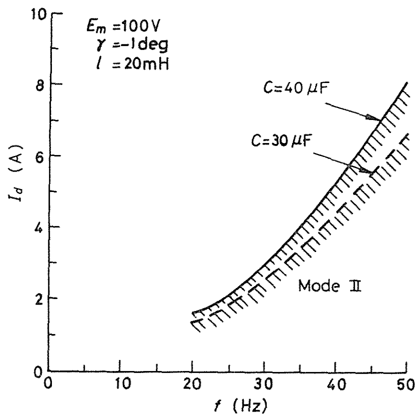

Fig. 8　Boundaries between the mode I and the mode II at given capacitances.

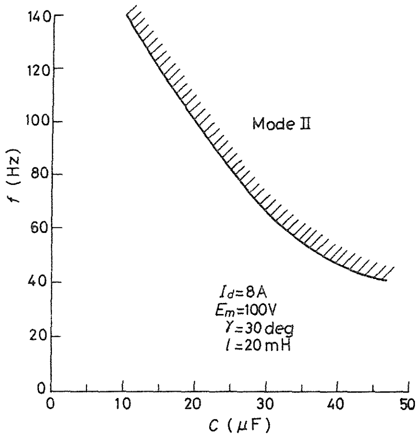

Fig. 9　Boundary between the mode I and the mode II at constant dc current.

4. 実験結果

4・1　実験装置の概要

主回路構成は図1の通りである。インバータの負荷として，200V，1kWの巻線形誘導電動機を用い，その固定子側に直流励磁を加え，回転子側を電機子巻線として使用した。基本的な特性を検討するために，直流電流の定電流制御をかけずに実験を行った。

4・2 定常特性

直流電流 I_d および同期電動機の界磁電流 I_f 一定のときの転流遅れ時間，重なり時間と周波数の関係の実測結果を図10に示す。解析モデルと供試機（界磁巻線の非対称に基づく広義の突極性を有する）に大きな相違があるため定量的比較は行わなかったが，図4の理論値とよくその傾向が一致することが認められる。コンデンサ電圧の周波数および直流電流による変化を図11に示す。前節で述べたように，V_{cm} は f および I_d に対しほぼ直線的に変化することが確認される。

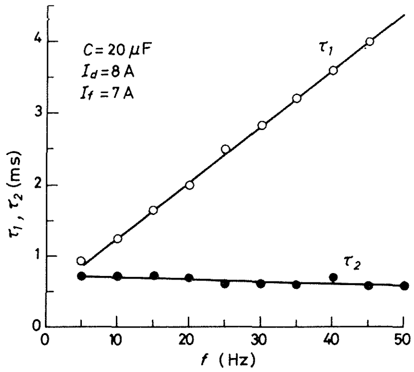

Fig. 10 Measured variation of τ_1 and τ_2 with frequencies.

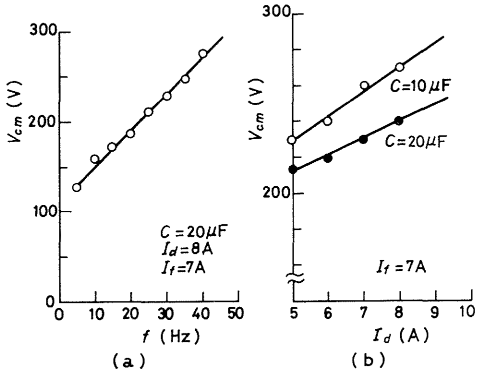

Fig. 11 Measured variation of capacitor voltage with frequency and dc current.

4・3 不安定現象の観察

直流電流 I_d を8A（電動機定格電流に近い値）に設定し，周波数を5～50Hzの範囲で変化させた場合には安定な運転を行うことができた。電圧形インバータ駆動時に問題となる低周波運転時の不安定現象も観察されなかった。界磁側を短絡して誘導電動機として始動する場合に，加速して同期速度に近付くと不安定現象（電流が大きく変動）が生じるのが観察されたが，その状態で直流励磁を加えて同期に引込むと安定化した。

しかし，インバータ出力周波数をたとえば47Hz，転流コンデンサ容量 $C=30\mu F$ に設定し，直流電流 I_d を徐々に減少させて行くと，転流コンデンサ電圧は階段状の波形から図12(a)に示すような波形に変形する。さらに I_d を減少して行くと同図(b)の波形になり，この時直流入力電流およびインバータ出力電流などに3Hz程度の脈動が生じた。また同期電動機は乱調を起こしていた。図13は，周波数一定で同期電動機を運転時に，直流電流 I_d を徐々に減少していき，乱調現象の起こる境界を実測したものである。商用周波数程度では比較的大きな直流電流（定格電流に近い値）で乱調現象が起こること，周波

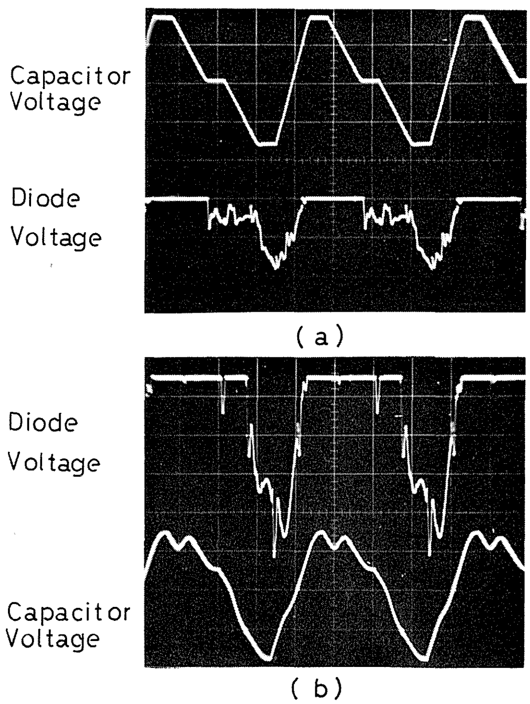

Fig. 12 Oscillogram.

数が低くなるにしたがって転流期間の影響が比較的小さくなるために安定領域は拡大し，40Hz以下では乱調発生前に同期はずれを起こすことがわかる。

図13の安定・不安定領域の傾向は，図8に示すモードIとIIの境界の理論値とよくその傾向が一致する。

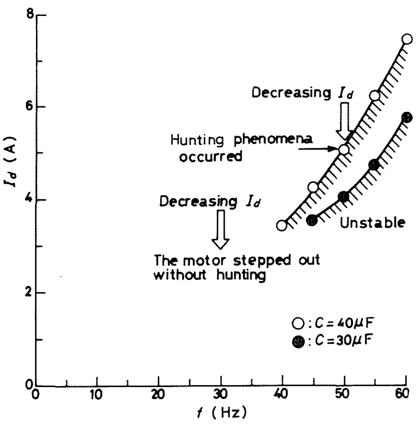

Fig. 13 Measured unstable region of a inverter-synchronous motor system.

5. むすび

以上，電流形インバータ・同期電動機系の基礎的特性を検討した結果，安定性に関しては次のことがわかった。

(1) 転流期間τ_cが相対的に短い場合(低周波数，直流電流大)には安定な運転が行える。

(2) 周波数が高くなるに従って転流期間が長くなり，τ_cが1／3周期に達すると乱調が生じる。

(3) 周波数が低いほど，直流電流が大きいほど安定領域は広くなり，また転流コンデンサ容量を小さくすることにより安定領域は拡大する。

実際の同期機にもっと近い解析モデルを用いることによって同期機定数と不安定現象の関連を定量的に把握することおよび実用的な安定化手段の開発などが今後の課題として残されている。

参　考　文　献

1) G.R.Slemon, S.B.Dewan, J.W.A.Wilson: IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA−10, №3, pp.412−416, May／June (1974)

2) 野中・小山：昭47年電気四学会九州支部連合大会№257

3) 松田ほか：昭50年電気学会全国大会№770

4) C.M.Ong, T.A.Lipo: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol.PAS-96, №4, pp.1145−1151, July／August (1977)

5) C.M.Ong, T.A.Lipo: *ibid*., pp.1152−1155