

非対称軸コンデンサ電動機のトルク特性

Torque Characteristics of Capacitor Motors with Windings
Not in Quadrature

小 池 俊 男*
Toshio Koike

要 旨

非対称軸コンデンサ電動機の実用特性について、空間高調波を考慮した一般式を求めて、永久分相形を中心とする加速特性を調べた。

コンデンサ定格を条件に入れて巻線角、巻数比の関係など実用的見地から結果をまとめた。非対称軸にすると、起動トルクを大きくすること、低次高調波トルクを低減することなどに効果的である。なお適用についての注意事項などを示した。

1. 緒 言

最近、所要起動トルクの小さい用途として、ルームクーラ用圧縮機、換気扇、ポンプなどに永久分相コンデンサ電動機の需要が多くなってきた。この種の電動機は発生起動トルクが小さいので、加速性能については十分な考慮が必要である。特に空間高調波によるトルクについてはその影響に注意することが必要である。

非対称軸コンデンサ電動機は、起動特性を向上させる場合によく採用されるが、今までは空間高調波の影響について検討されたことがほとんどない。

ここでは、加速性能一般について巻線角度との関係を中心に検討し、コンデンサ定格を条件に入れて、実用的観点に立ち応用が容易になるようにした。

永久分相形の検討が主であるが、コンデンサ起動コンデンサ運転形などほかのタイプの場合でも容易に適用できる。

なお、巻線角を90度より小さくしたときは、基本波特性ですでに明らかにされているように利点がないので、ここでは考えない。

2. 空間高調波を含めた一般式

非対称軸かご形コンデンサ電動機の空間高調波を考えに入れたときの一般式は、基本波でとられている解析方式を延長することによって求められる。解析するについては、飽和およびスロットの影響については無視し、回転子スロット絶縁は完全なものとする。図1のように構成された場合の結果を電圧式として示すと次のようになる(付録参照)。

$$V = \dot{I}_m \left(\dot{Z}_m + \frac{\sum \dot{Z}_{rfn}}{2} + \frac{\sum \dot{Z}_{rbn}}{2} \right) + \dot{I}_a \left(\sum \frac{a_n \varepsilon^{-jn\theta}}{n} \frac{\dot{Z}_{rfn}}{2} + \sum \frac{a_n \varepsilon^{jn\theta}}{n} \frac{\dot{Z}_{rbn}}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$V = \dot{I}_a \left(\dot{Z}_a - \dot{Z}_c + \sum \frac{a_n^2}{n} \frac{\dot{Z}_{rfn}}{2} + \sum \frac{a_n^2}{n} \frac{\dot{Z}_{rbn}}{2} \right) + \dot{I}_m \left(\sum \frac{a_n \varepsilon^{jn\theta}}{n} \frac{\dot{Z}_{rfn}}{2} + \sum \frac{a_n \varepsilon^{-jn\theta}}{n} \frac{\dot{Z}_{rbn}}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 V = 電源電圧、 $\dot{I}_m$, $\dot{I}_a$ = 主巻線および補助巻線電流、 $\dot{Z}_m$, $\dot{Z}_a$ = 主巻線および補助巻線の固定子インピーダンス、 $\dot{Z}_c$ = コンデンサのインピーダンス、 $\dot{Z}_{rf}$, $\dot{Z}_{rb}$ = 回転子の正相および逆相インピーダンス(主巻線換算)、 θ = 主巻線と補助巻線との巻線角度、 a = 主巻線に対する補助巻線の実効巻数比、 n = 空間高調波次数。

固定子の相互漏れリアクタンスは、電動機の等価回路を図2のようにとると、 $\dot{Z}_m$, $\dot{Z}_a$ の中に含まれる。

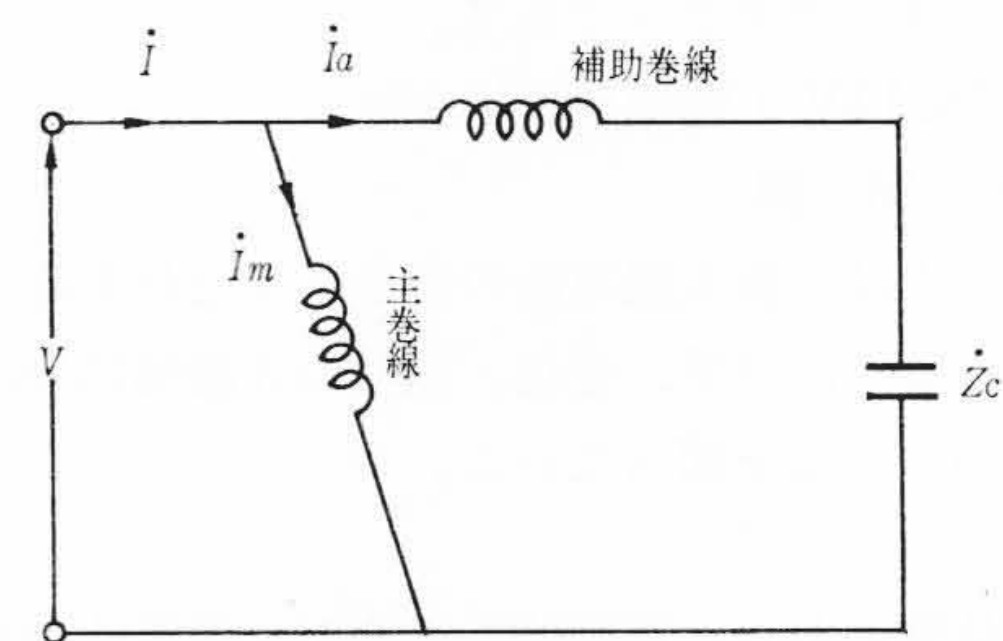


図1 コンデンサ電動機の接続図

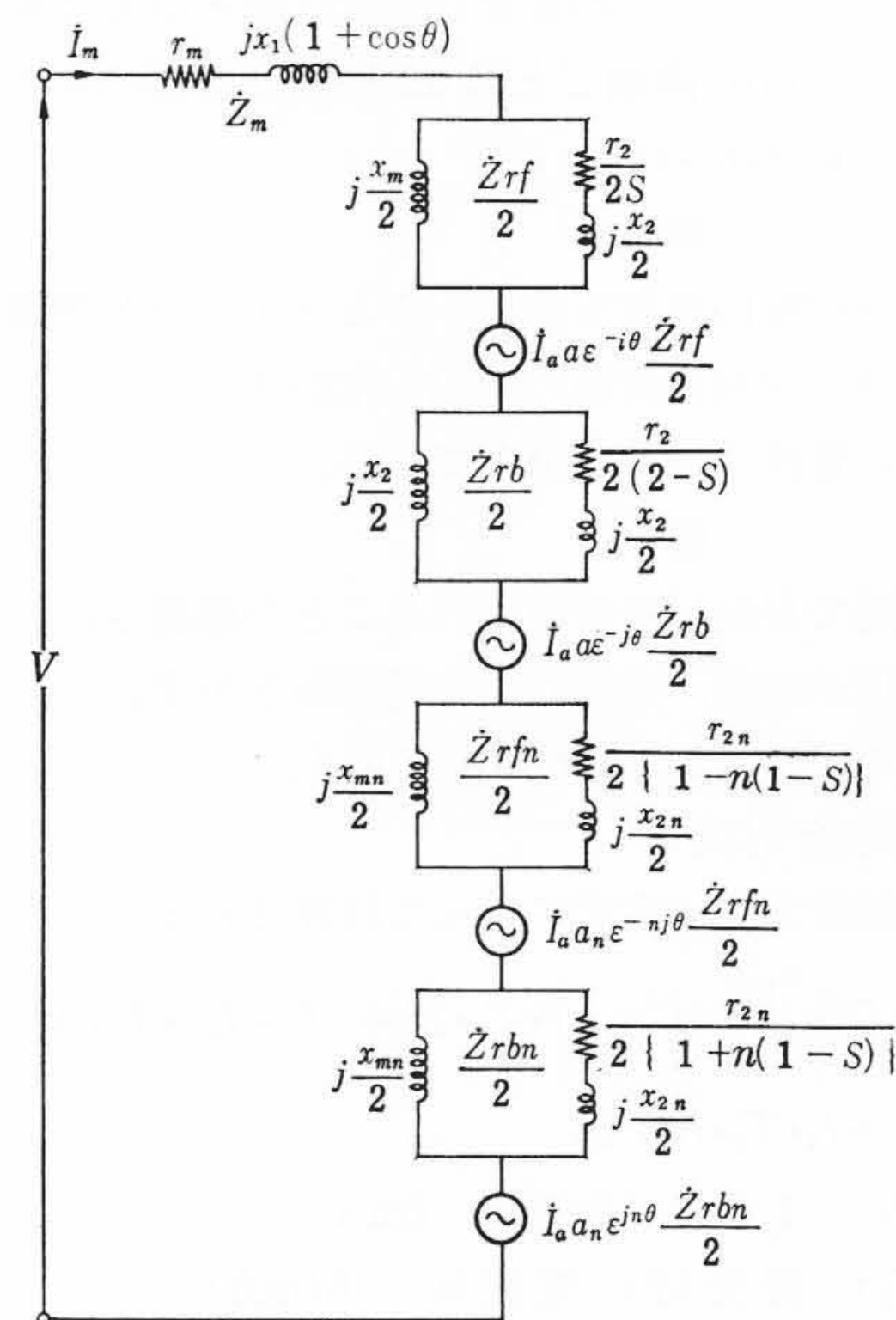


図2 主巻線等価回路

第 n 次空間高調波磁束による正相トルクは、

$$T_{fn} = R_e \left[\left(\dot{I}_m \frac{\dot{Z}_{rfn}}{2} + a_n \dot{I}_a \varepsilon^{-jn\theta} \frac{\dot{Z}_{rfn}}{2} \right) \dot{I}_m^* + \left(a_n \dot{I}_m \varepsilon^{jn\theta} \frac{\dot{Z}_{rfn}}{2} + a_n^2 \dot{I}_a \frac{\dot{Z}_{rfn}}{2} \right) \dot{I}_a^* \right] \cdot n \quad \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $\dot{I}_m^*$, $\dot{I}_a^*$ は $\dot{I}_m$, $\dot{I}_a$ の共役複素数で、 R_e は実数部を表わす。正相磁界インピーダンス $\dot{Z}_{rfn}$ の実数部を R_{rfn} で表わすと、(3)式は

$$T_{fn} = \frac{n}{2} [I_m^2 + a_n^2 I_a^2 + 2a_n I_m I_a \cos(\varphi - n\theta)] R_{rfn} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここで、 $\varphi = \dot{I}_m$ と $\dot{I}_a$ の位相差

* 日立製作所習志野工場

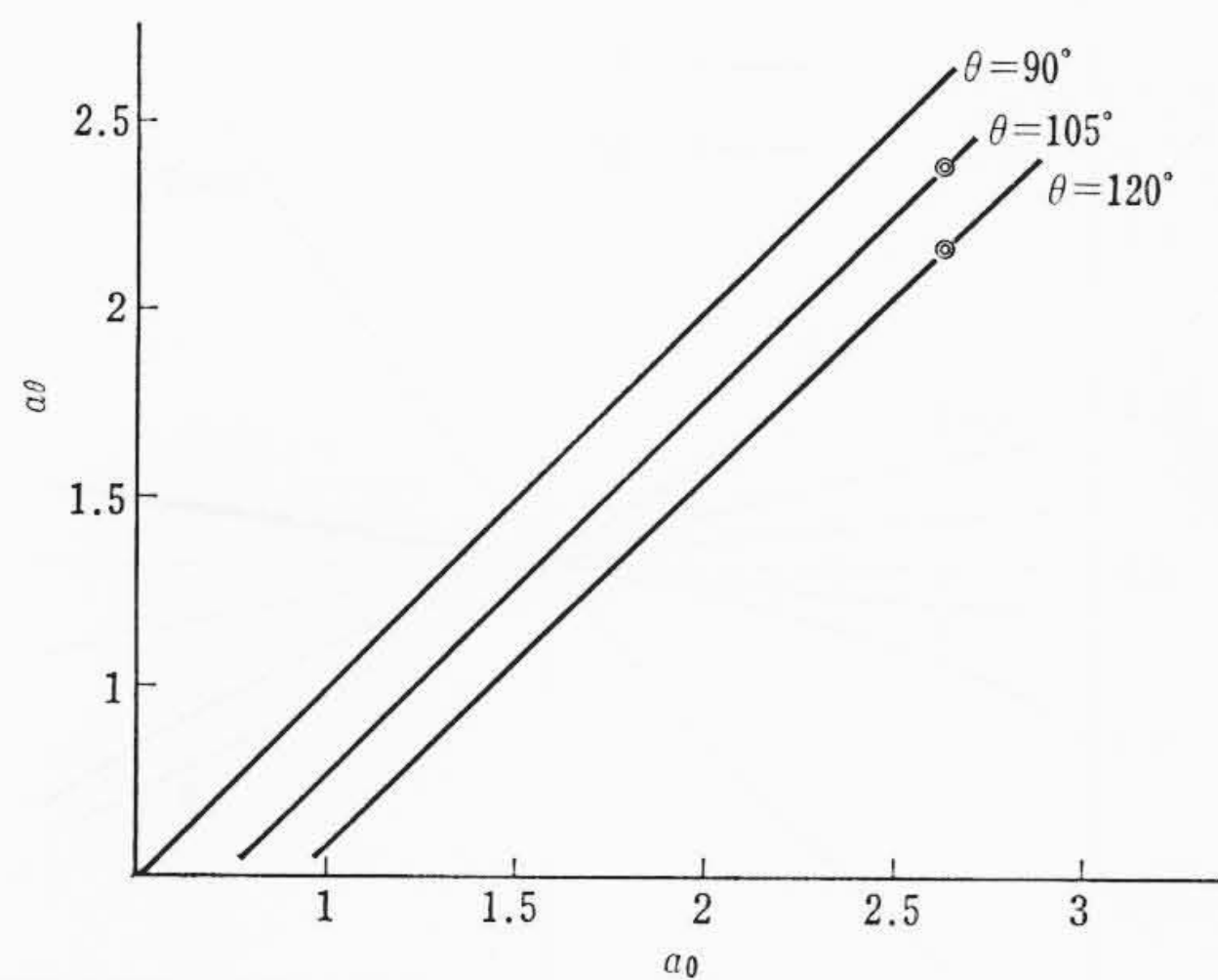


図3 コンデンサ電圧一定のときの巻数比の関係

同様にして、逆相トルクは、

$$T_{bn} = \frac{n}{2} [I_m^2 + a_n^2 I_a^2 + 2a_n I_m I_a \cos(\varphi + n\theta)] R_{rbn} \dots (5)$$

合成したトルクは、

$$T_n = \frac{n}{2} [(I_m^2 + a_n^2 I_a^2) (R_{rfn} - R_{rbn}) + 2a_n I_m I_a (R_{rfn} - R_{rbn}) \cos \varphi \cos n\theta + 2a_n I_m I_a (R_{rfn} + R_{rbn}) \sin \varphi \sin n\theta] \dots (6)$$

トルク以外の特性については、(1), (2)式の電圧式よりすべて求めることができる。

3. 加速特性

3.1 基本波回路での条件設定

巻線角を非対称にすると諸特性がどうなるかについて、コンデンサ定格を条件に入れて検討する。運転中もコンデンサのはいつているタイプのコンデンサ電動機では、コンデンサの端子電圧は無負荷運転のときに最高になる。多くの場合、このときの電圧に近くコンデンサ定格電圧が定められる。

ここでは、無負荷時のコンデンサ電圧を一定とする条件のもとで、巻線角を変えたときの特性傾向を調べる。まず基本波回路で無負荷時のコンデンサ電圧を求める。基本波の電圧式は(1), (2)式より ($n=1$, 添字省略)

$$V = \dot{I}_m \left(\dot{Z}_m + \frac{\dot{Z}_{rf}}{2} + \frac{\dot{Z}_{rb}}{2} \right) + \frac{a}{2} \dot{I}_a (\dot{Z}_{rf} \varepsilon^{-j\theta} + \dot{Z}_{rb} \varepsilon^{j\theta}) \dots (7)$$

$$V = \dot{I}_a \left(\dot{Z}_a - \dot{Z}_c + \frac{a^2 \dot{Z}_{rf}}{2} + \frac{a^2 \dot{Z}_{rb}}{2} \right) + \frac{a}{2} \dot{I}_m (\dot{Z}_{rf} \varepsilon^{j\theta} + \dot{Z}_{rb} \varepsilon^{-j\theta}) \dots (8)$$

ここで、 $\dot{Z}_{rf} = R_{rf} + jX_{rf}$, $\dot{Z}_{rb} = R_{rb} + jX_{rb}$ とすると、

$$\left. \begin{aligned} R_{rf} &= \frac{Sr_2 x_M^2}{r_2^2 + S^2(x_M + x_2)^2}, & R_{rb} &= \frac{(2-S)r_2 x_M^2}{r_2^2 + (2-S)^2(x_M + x_2)^2} \\ X_{rf} &= \frac{r_2^2 x_M + S^2 x_M x_2 (x_M + x_2)}{r_2^2 + S^2(x_M + x_2)^2}, \\ X_{rb} &= \frac{r_2^2 x_M + (2-S)^2 x_M x_2 (x_M + x_2)}{r_2^2 + (2-S)^2(x_M + x_2)^2} \end{aligned} \right\} (9)$$

ここに、 r_2 =回転子の抵抗、 x_2 =回転子の漏れリアクタンス、 x_M =励磁リアクタンス、いずれも主巻線換算値である。 s =すべり。

無負荷時では $S \approx 0$ であるからこれを適当に近似すると、コンデンサ電圧 V_{co} は、

$$V_{co} \approx V \sqrt{1 + a^2 - 2a \cos \theta} \dots (10)$$

θ と a を入れて数値例でみると、

$$\theta = 90^\circ, a = 1.9 \text{ のとき, } V_{co} = 2.15 \text{ V}$$

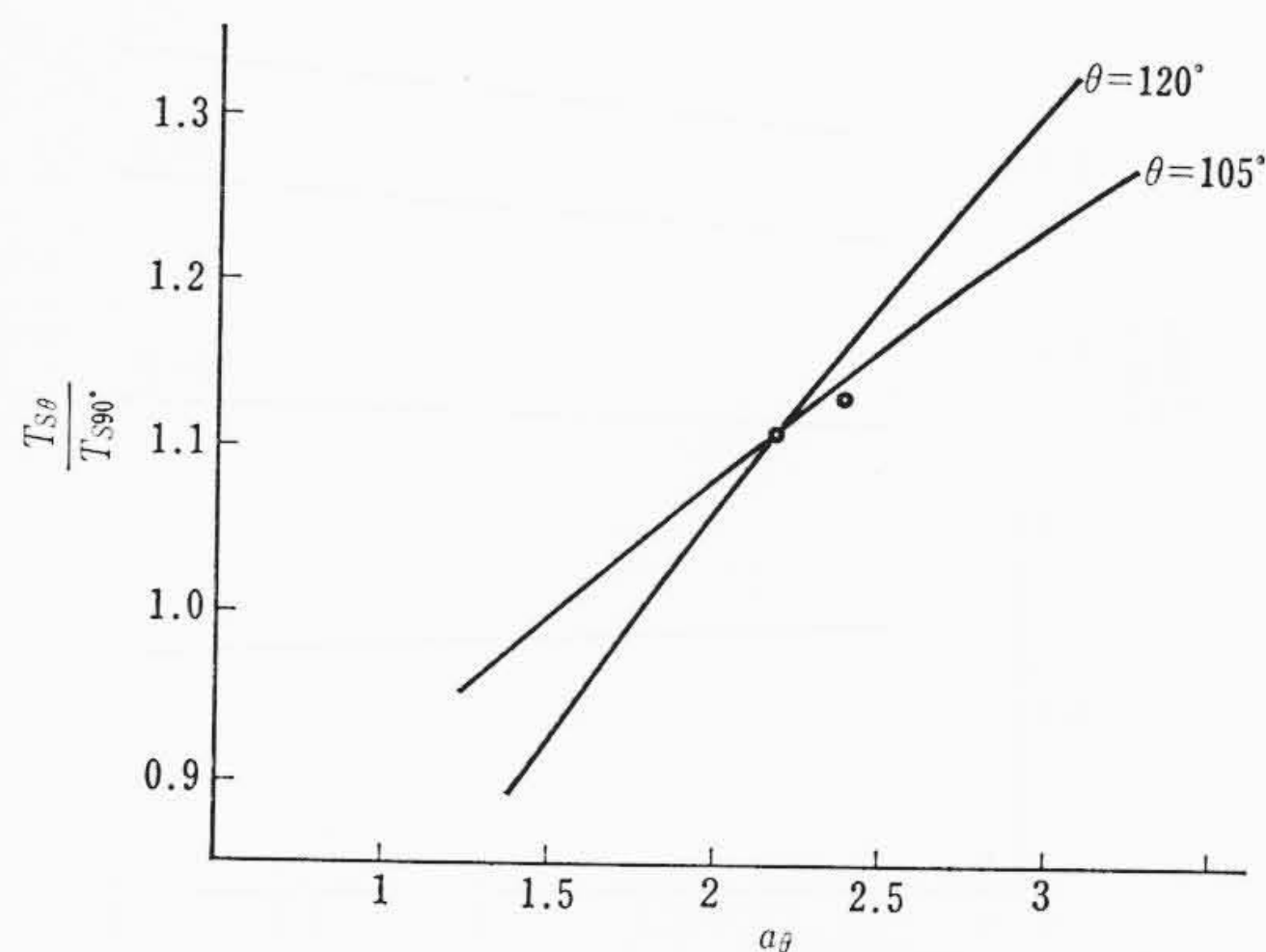


図4 起動トルクと巻数比

$\theta = 105^\circ, a = 1.66$ のとき, $V_{co} = 2.15 \text{ V}$

したがって、90度を105度にする、コンデンサ電圧一定ならば、 a は1.9から1.66になる。 $\theta = 90^\circ$ のときの a を a_0 、 $\theta \neq 90^\circ$ のときの a を a_θ で表わして、 V_{co} 一定とするときの a_0 と a_θ との関係をみると、

$$a_\theta = \cos \theta + \sqrt{\cos^2 \theta + a_0^2} \dots (11)$$

この関係を図示すると図3のようになる。これによってコンデンサ電圧を一定とする条件で巻線角を任意にしたときの巻数比の選定ができる。

3.2 起動特性

まず、基本波の起動特性について調べる。(7), (8)式で $\dot{Z}_{rf} = \dot{Z}_{rb}$ とし ($S=1$)、それらより電流を求めると、

$$\dot{I}_m = \frac{V}{\Delta} (\dot{Z}_a - \dot{Z}_c + a^2 \dot{Z}_{rf} - a \dot{Z}_{rf} \cos \theta) \dots (12)$$

$$\dot{I}_a = \frac{V}{\Delta} (\dot{Z}_m + \dot{Z}_{rf} - a \dot{Z}_{rf} \cos \theta) \dots (13)$$

ここで、 $\Delta = (\dot{Z}_m + \dot{Z}_{rf})(\dot{Z}_a - \dot{Z}_c + a^2 \dot{Z}_{rf}) - a^2 \dot{Z}_{rf}^2 \cos^2 \theta$

永久分相コンデンサ電動機では、 $\dot{Z}_c$ はほかのインピーダンスに比べ大きく、また一般には、 $\dot{Z}_m \approx \dot{Z}_{rf}$ とできるので、

$$\dot{I}_m = \frac{V}{2\dot{Z}_m} \dots (12)'$$

$$\dot{I}_a \approx \frac{1 - \frac{a}{2} \cos \theta}{\dot{Z}_a - \dot{Z}_c + a^2 \dot{Z}_{rf}} V \dots (13)'$$

このタイプの電動機では、 I_a が I_m に比べ非常に小さいので、起動電流 $\dot{I}_m + \dot{I}_a$ はほとんど $\dot{I}_m$ で決まるとみてよいから、 θ によってほとんど変わらないとして差つかえない。

基本波起動トルクは(6)式より

$$T_s = 2a I_m I_a r_2 \sin \varphi \sin \theta \dots (14)$$

コンデンサ電圧一定としたとき、 θ によりこのトルクがどのような変化をするかを $\theta = 90^\circ$ のときを基準にとると、

$$\frac{T_{S\theta}}{T_{S90^\circ}} \approx \frac{a_\theta}{a} \frac{I_{a\theta}}{I_{a90^\circ}} \sin \theta = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{2}{a_\theta} \cos \theta}} \left(1 - \frac{a_\theta}{2} \cos \theta \right) \sin \theta \dots (15)$$

この関係を図示すると図4のようになる。コンデンサ電圧一定とするとき、起動トルクを大きくするには巻数比を大きくするのが有効なことがわかる。言い換えるとコンデンサ電圧を高くするとき、巻線角を90度より大きくすると効果的である。実用上からみると、電源電圧100Vのとき $a_\theta = 2.5$ 前後すなわちコンデンサ電圧300~350Vにすると、巻線角が90度より大きいほうが有利になる。 $a_\theta = 1.7$

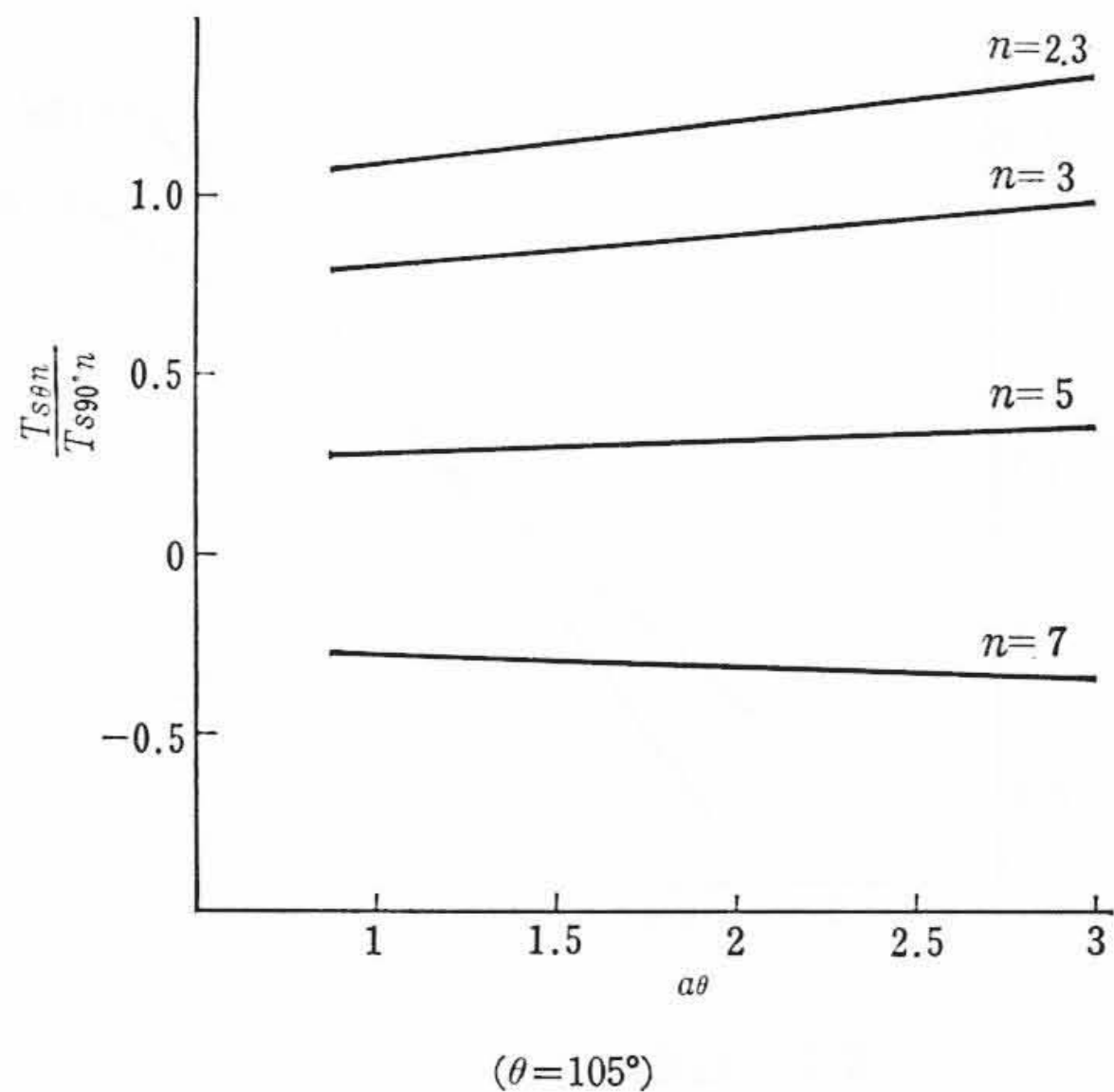


図 5 起動時高調波トルクと巻数比

前後すなわちコンデンサ電圧 200～250 V のときは優劣の分岐点となる。なお a_θ の上限はコンデンサ電圧の高さと補助巻線の製作上の点から、おのずから制約される。

n 次の高調波起動トルクは (6) 式より、

$$T_{Sn}=2a_nI_mI_aR_{rfn}\sin\varphi\sin n\theta\cdots\cdots(16)$$
コンデンサ電圧一定の条件を入れて、このトルク比をとると、

$$\frac{T_{S\theta n}}{T_{S90^\circ n}}=\frac{a_{\theta n}}{a_n}\frac{\sin n\theta}{\sin n\frac{\pi}{2}}\left(1-\frac{a_\theta}{2}\cos\theta\right)\frac{R_{rf\theta n}}{R_{rfn}}\cdots\cdots(17)$$

同じ巻線分布のときは、

$$\frac{T_{S\theta n}}{T_{S90^\circ n}}=\frac{\sin n\theta}{\sin n\frac{\pi}{2}}\left(1-\frac{a_\theta}{2}\cos\theta\right)\cdots\cdots(18)$$

$\theta=105^\circ$ のとき (18) 式の関係を図示すると図 5 のようになる。低次高調波トルクは低減されることがわかる。これは加速特性の改善を約束しないが興味のある結果となる。

3.3 加速特性

加速途中においては回転子のスロット絶縁がよく、回転子表面での鉄心の短絡がなければ、巻線分布とスロットパーミアンスの変化に原因する非同期トルクの大きさが問題になる。スロット高調波次数のトルクについてはスロットをスキューすることによってかなり低減できるが、低次の高調波トルクは残る。

加速途中の高調波トルクの山や谷は回転子のスロット絶縁がよければ、正相高調波トルクによって生じ、この正相高調波トルクは (4) 式で示される。この式からわかるように、高調波の同期速度付近で次の条件に近いと、その調波のトルクは非常に小さくなり、トルクの山や谷のない形になる。

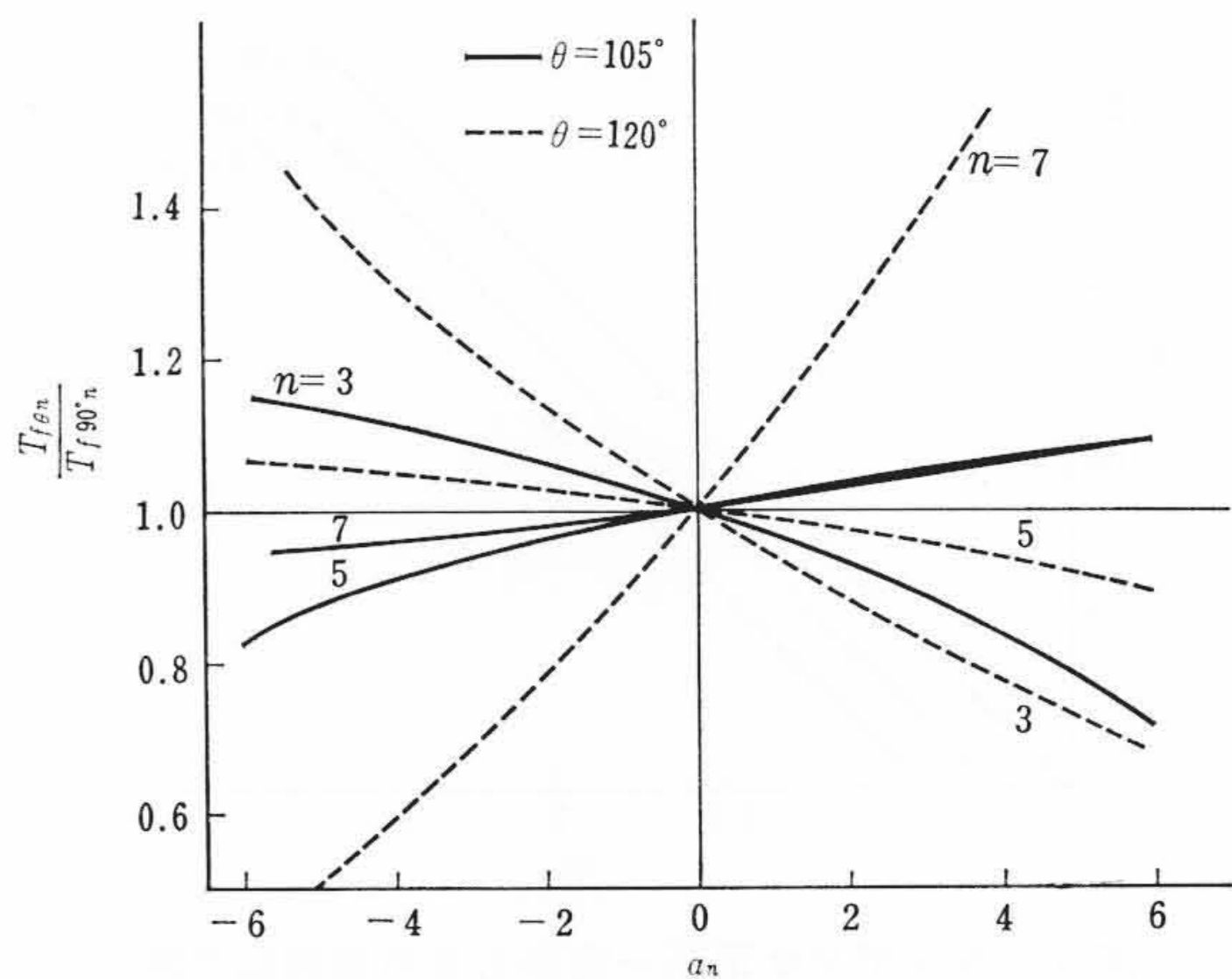
$$\left. \begin{aligned} I_m &= a_a I_a \\ \varphi - n\theta &= \alpha\pi \quad (\alpha = \text{奇数}) \end{aligned} \right\} \cdots\cdots(19)$$

トルク比をとると、

$$\frac{T_{f\theta n}}{T_{f90^\circ n}}=\frac{I_m^2+a_{\theta n}^2I_a^2+2I_mI_a a_{\theta n}\cos(\varphi_\theta-n\theta)}{I_m^2+a_n^2I_a^2+2I_mI_a a_n\cos\left(\varphi-n\frac{\pi}{2}\right)}\frac{R_{rf\theta n}}{R_{rf90^\circ n}}\cdots\cdots(20)$$

同じ巻線分布で電流、位相差も同じとし、コンデンサ電圧一定の条件を入れ、永久分相コンデンサ形で I_a/I_m が小さいとすると、

$$\frac{T_{f\theta n}}{T_{f90^\circ n}}\doteq\frac{1+2a_n\left(\frac{I_a}{I_m}\right)\cos(\varphi-n\theta)}{1+2a_n\left(\frac{I_a}{I_m}\right)\frac{1}{1-\frac{a_\theta}{2}\cos\theta}\cos\left(\varphi-n\frac{\pi}{2}\right)}\cdots(21)$$



($a_\theta=2.5, I_a/I_m=1/25, \varphi=130^\circ$ のとき)
 図 6 高調波正相最大トルク比と巻数比

θ ($^\circ$)	90	105	120
C (μ F)	25	25	25
a_θ	2.61	2.37	2.17
V _{co} (V)	310	310	310
T _s (%)	34.0	38.4	37.7

これがどの程度かを一例として図 6 に示す。
 この図から巻線分布をうまく選定すれば、低次高調波分が多くてもそのトルク特性への影響が少なくなる可能性のあることがわかる。巻線角を変えたときには、この特長を利用してスロット空間の利用率の低下を補う方向にもっていける。

3.4 停動トルク特性

基本波停動トルク点付近では高調波トルクはすべて負になっているので停動トルクを下げるように働く。

停動トルク付近では、 $R_{rfn}\doteq R_{r\theta n}$ であるから (6) 式より

$$T_{mn}=nR_{rfn}(I_m^2+a_n^2I_a^2+2a_nI_mI_a\cos\varphi\cos n\theta)\cdots(22)$$

$\theta=90^\circ$ のときとの比をとると、

$$\frac{T_{m\theta n}}{T_{m90^\circ n}}=\frac{I_m^2+a_{\theta n}^2I_a^2+2a_{\theta n}I_mI_a\cos\varphi_\theta\cos n\theta}{I_m^2+a_n^2I_a^2}\cdots(23)$$

この比が 1 より小さくなるのは $a_{\theta n}\cos\varphi_\theta\cos n\theta$ の符号しだいである。一般に φ_θ は $90\sim 130$ 度となり $\cos\varphi_\theta$ は負になり、過負荷点から定格運転点に近づくほど φ_θ は 90 度に近くなるのでこの付近では巻線角の影響はほとんどないことになる。これは (23) 式の分子第 3 項はだいたいにおいて小さいからともいえる。

過負荷点から定格運転点にかけてはこのように $\cos\varphi_\theta$ がゼロに近くなるので、巻線角の影響はほとんどなく、したがって高調波銅損についても同じことがあてはまる。

4. 結果およびその検討

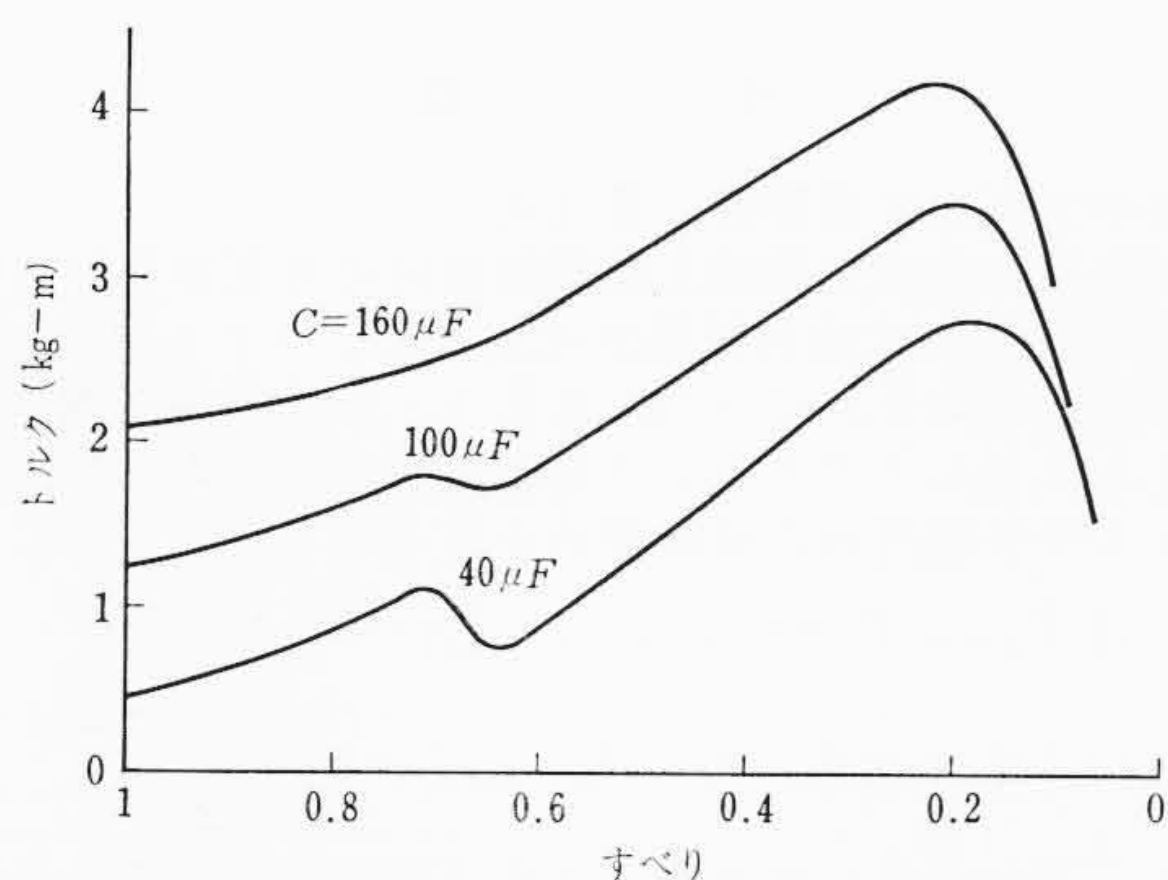
(1) 巻線角と起動トルク

図 4 に示す関係の例として、0.55 kW 2 極 24 スロット永久分相コンデンサ形のときの結果を表 1 に示す。これをプロットすると、図 3, 4 の◎印で示す位置にありよく合っていることがわかる。

起動トルクだけからいうと、巻線角を決めるには巻数比との関係で考える必要がある。単に 90 度以上にするとよいというものではないことに注意を要する。

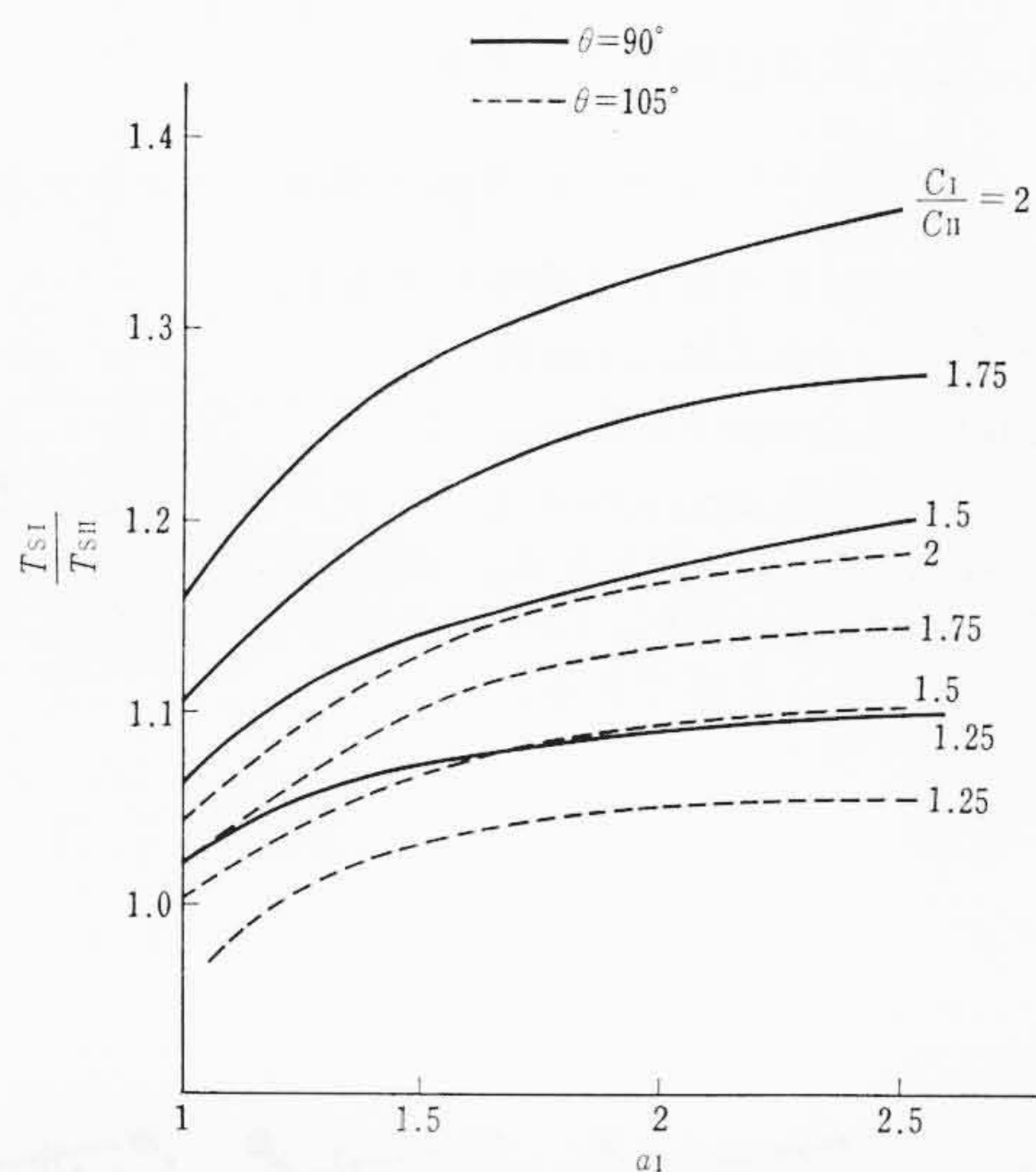
(2) 加速トルクの凹み

図 7 に一例を示す。これはコンデンサ容量を変えて第 3 調波ト



(0.4 kW 2 極 60 c/s)

図7 コンデンサ容量とトルク特性

図8 コンデンサの $V \cdot A$ 一定のときの起動トルク比

ルクへの影響をみたものである。

この電動機の巻線係数は主巻線 $f_{m1}=0.864$, $f_{m3}=0.179$, 補助巻線 $f_{a1}=0.893$, $f_{a3}=0.330$ と第3調波分が比較的大きい。巻数比は $a_1=1.365$, $a_3=2.60$ である。 $\theta=90^\circ$ 。第3調波同期速度付近での正相トルクをみると、

$C=160 \mu F$ のとき:

$$I_m=25A, I_a=6.6A, \varphi=90^\circ, (4)式[]=61$$

$C=40 \mu F$ のとき:

$$I_m=25A, I_a=1.3A, \varphi=130^\circ, (4)式[]=507$$

となり第3調波の正相トルクは大幅に変わることがわかる。(19)式の条件に近いときは高調波正相トルクの凹みが非常に小さくなることがわかる。

(3) コンデンサ定格の選定

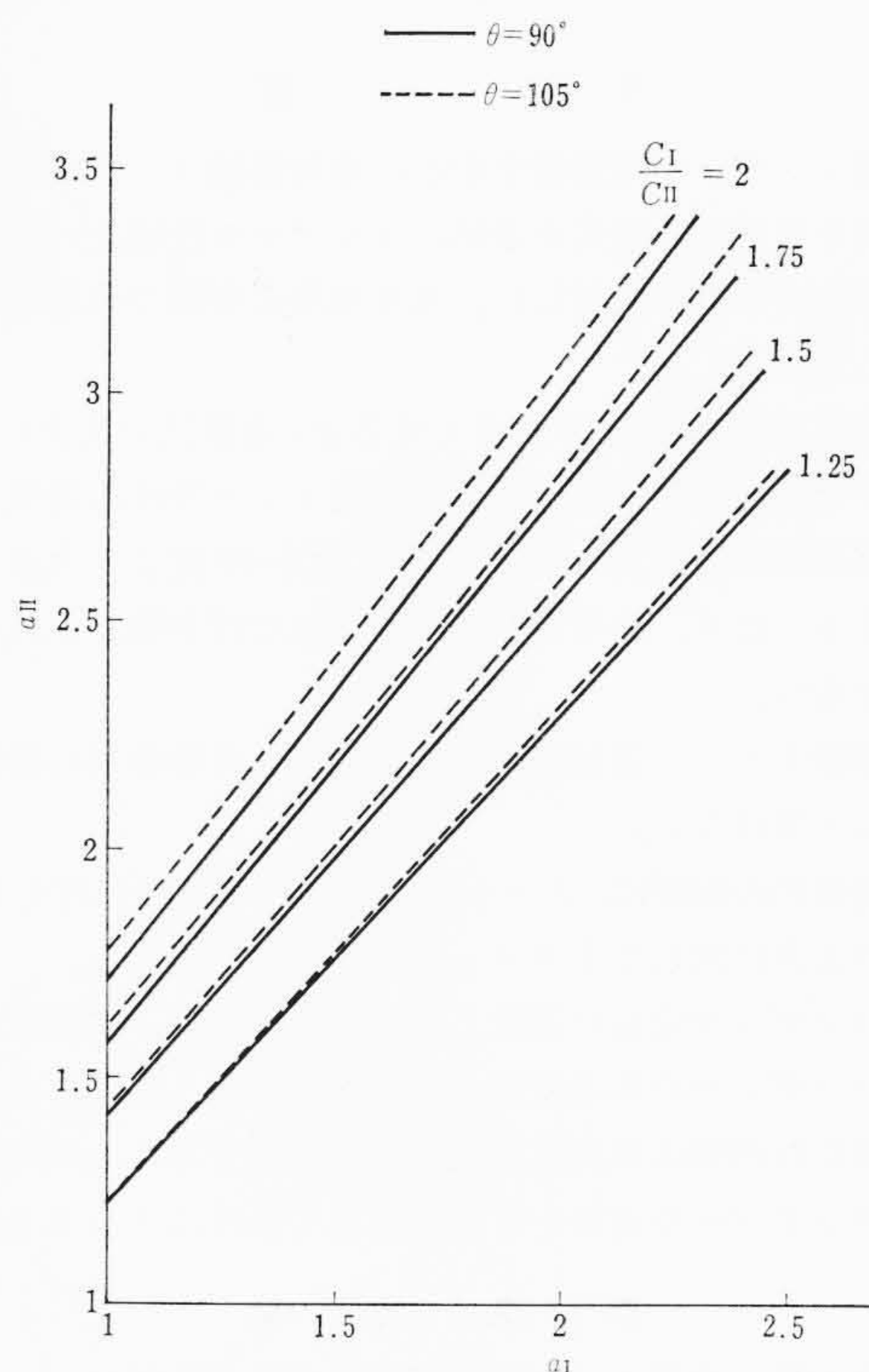
コンデンサの定格はだいたい、電圧×電流 ($V \cdot A$) = (電圧)² × 容量 ($V^2 \cdot C$) に比例する。この VA を一定にしたとき、電圧と容量の選定をどうすればよいかを検討する。起動トルクとコンデンサ電圧、容量の関係を考える。

永久分相コンデンサ形では、一般に平衡運転点は過負荷側に寄ったところにある。運転特性からみたコンデンサ電圧、容量は一応定まっているものとして起動特性を考える。

いま、コンデンサの電圧、容量の組合せを添字 I と II で区別して示すと、 $V^2 \cdot C$ が一定の条件は

$$V_{cI}^2 C_I = V_{cII}^2 C_{II} \quad (24)$$

いまの場合(13)'式は次のようにおける。

図9 コンデンサ $V \cdot A$ の一定のときの巻数比の関係

$$\dot{I}_a \doteq 2\pi f C \left(1 - \frac{a}{2} \cos \theta\right) V \quad (25)$$

起動トルクの比は、

$$\frac{T_{sI}}{T_{sII}} \doteq \frac{a_I \left(1 - \frac{a_I}{2} \cos \theta\right) C_I}{a_{II} \left(1 - \frac{a_{II}}{2} \cos \theta\right) C_{II}} \quad (26)$$

$$\frac{C_I}{C_{II}} = \frac{1 + a_{II}^2 - 2a_{II} \cos \theta}{1 + a_I^2 - 2a_I \cos \theta} \quad (27)$$

実用上検討の対象になる C_I/C_{II} の範囲は1~2程度である。(26), (27)式の関係をおのおの図8, 9に示す。

起動トルクを大きくするには、電圧は低く容量の大きい選定をするほうが有利であることがわかる。また $\theta=90^\circ$ のときの方が 105° のときよりこの傾向が大きい。

一般には、電圧は製作上から200V以上に経済点があるから、電圧の最小は200Vになる。一方このように容量の大きい選定をすると、平衡運転点が過負荷側に移動するので、この点からも電圧最小値は制限される。補助巻線の製作作業性を考えないで、また倍電圧仕様のときのコンデンサ定格の共通化を考えなければ、コンデンサ電圧は100V定格の電動機では200~250Vの範囲にとるのがよい。200V定格の電動機(主巻線と補助巻線はおのおの一相巻線で形成される。)では、300~400Vの範囲のものになる。100V, 200Vでコンデンサ共用を考えれば、100V仕様電動機のコンデンサ電圧を200V仕様に合わせて高くとる必要がある。このときには(1)の結果から明らかなように、巻線角を90度より大きくして起動トルクの増大をはかる必要がある。

(4) 巻線角とスロット空間利用率

非対称軸にすると、一般の同心巻線ではスロットごとの空間利用率の低下が目だってくる。この程度を2極24スロットの実例でみると $\theta=90^\circ$ のときの利用率を100としたとき、 $\theta=105^\circ, 120^\circ$ のときは、おのおの87, 80となっている。巻線角のとり程度はこの低下率の点でも規制されることに注意が必要である。巻線角、スロット空間利用率、巻線分布などを照合して考える必要がある。

5. 結 言

永久分相コンデンサ電動機を中心に非対称軸コンデンサ電動機の空間高調波を含めた一般式を求め、コンデンサ仕様を一定とする条件で加速特性の性質を概説した。基本事項は実例で確認され、次の結論が得られた。

- (1) 巻線角を90度より大きくすると、巻数比の大きい、コンデンサ電圧の高い設計のとき起動トルク特性に効果がある。
- (2) 高調波正相最大トルクは巻線角を90度より大きくすると小さくなり、巻線分布的にもそれだけ余裕がとれる可能性をもつ。
- (3) 停動トルク、運転時高調波銅損ともに巻線角の影響はほとんど受けない。
- (4) 巻線角の程度は、スロット空間利用率の点を考えると90度のときに対して1スロットずれが適当である。
- (5) コンデンサ定格の選定と巻線角の選定は、電源電圧仕様、コンデンサの共通使用など考えて行なう必要がある。

ここに示した内容は单相電動機一般に応用することができる。その際にはコンデンサの定格を目的に応じて条件に入れるとよい。

参 考 文 献

- (1) 竹上, 林, 舟橋: 電学誌 76, p. 364 (昭31)
- (2) 林, 舟橋: 電学誌 79, p. 1014~1021 (昭34)
- (3) 岐部, 水戸, 神村: 電学誌 82, p. 190~199 (昭37)
- (4) L. W. Buchanan: IEEE, PAS 84, p. 999~1007 (1965)

付 録

非対称軸コンデンサ電動機の電圧式

非対称軸の場合には主巻線と補助巻線間に相互作用がはいってくる。主巻線の作る n 次高調波磁束による自己リアクタンスを x_n とすると、補助巻線のそれは $a_n^2 x_n$ となる。 n 次の各高調波磁束による起電力をそれぞれリアクタンス電圧降下の形で表わし、 n 次の高調波磁束による各巻線内の合成起電力を求めると、

$$\left. \begin{aligned} E_{mn}' &= j \{ (\dot{I}_m + a_n \dot{I}_a \varepsilon^{jn\theta}) + (\dot{I}_m + a_n \dot{I}_a \varepsilon^{-jn\theta}) \} \frac{x_n}{2} \\ E_{an}' &= j a_n \{ (\dot{I}_m + a_n \dot{I}_a \varepsilon^{jn\theta}) + (\dot{I}_m + a_n \dot{I}_a \varepsilon^{-jn\theta}) \} \frac{x_n}{2} \end{aligned} \right\} \dots\dots (付1)$$

したがって、基本波漏れ磁束および高調波磁束による各巻線の合成起電力は次式で示される。

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_m' &= j \left\{ \dot{I}_m \sum_n x_n + a_n \dot{I}_a \sum_n (\varepsilon^{jn\theta} + \varepsilon^{-jn\theta}) \frac{x_n}{2} \right\} \\ \dot{E}_a' &= j \left\{ a_n \dot{I}_m \sum_n (\varepsilon^{jn\theta} + \varepsilon^{-jn\theta}) \frac{x_n}{2} + a_n^2 \dot{I}_a \sum_n x_n \right\} \end{aligned} \right\} \dots\dots (付2)$$

この式で $\sum_n x_n$ は自己漏れリアクタンス、
 $\frac{a_n}{2} \sum_n (\varepsilon^{jn\theta} + \varepsilon^{-jn\theta}) x_n$ は相互漏れリアクタンスである。

いま、 $x_{n=1} \gg x_{n \neq 1}$ を考慮して簡略化すると、

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_m' &\doteq j \{ \dot{I}_m x_{n=1} + a_n \dot{I}_a x_{n=1} \cos \theta \} \\ \dot{E}_a' &\doteq j \{ a \dot{I}_m x_{n=1} \cos \theta + a^2 \dot{I}_a x_{n=1} \} \end{aligned} \right\} \dots\dots (付3)$$

相互リアクタンス成分 $a x_{n=1} \cos \theta$ をインピーダンス $\dot{Z}_m$, $\dot{Z}_a$ に入れて表わすと(1), (2)式の形となる。なお(付2)式のようにしたとき相互リアクタンス分は(1), (2)式の形にすると $\dot{Z}_{rfn}$, $\dot{Z}_{rbn}$ に含まれたものと考えることができる。



新 案 の 紹 介



登録実用新案 第813889号

山 中 静 雄

ロ ー イン ピ ー ダ ン ス バ ス ダ ク ト

普通、一相につき2枚以上のバスバーを有する三相3線式バスダクトを大電流容量の配電に使用した場合、表皮係数、自己インダクタンスの増加による電圧降下、温度上昇を回避する目的でバスバーの配列を変えることは知られている。

この考案は、バスバーの転位が簡単でしかも効果的なバスダクトを提供するもので、図1および図2に例示するように、バスバー11と12、13と14、15と16からなる各相の1枚のバスバー12、13、16を、ダクト10の入口付近において異相のバスバー14、15、11とそれぞれ接近するように転位させ、残りの転位していない各相の1枚のバスバー11、14、15を、ダクト10の出口付近において先に転位した同相のバスバー12、13、16とそれぞれ隣接するように転位

し、以下このような構成のバスダクト20、30を順次接続して転位させる。

この場合、バスバーの転位は接続子41、42、43、44を用いてダクト10、20、30の両端付近に存在するように行なうことが、ローインピーダンス特性値の維持上望ましく、またバスダクト10、20、30の接続部40は普通の方法でさしつかえない。

この考案によると、ダクト10におけるバスバーの転位は簡単であり、また接続も同一相ごとに行なえるから誤って異相間を接続するようなことはなく、全体として構造が簡単で効果的なローインピーダンスタイプのバスダクトを安価に提供できる実用価値がある。(斎藤)

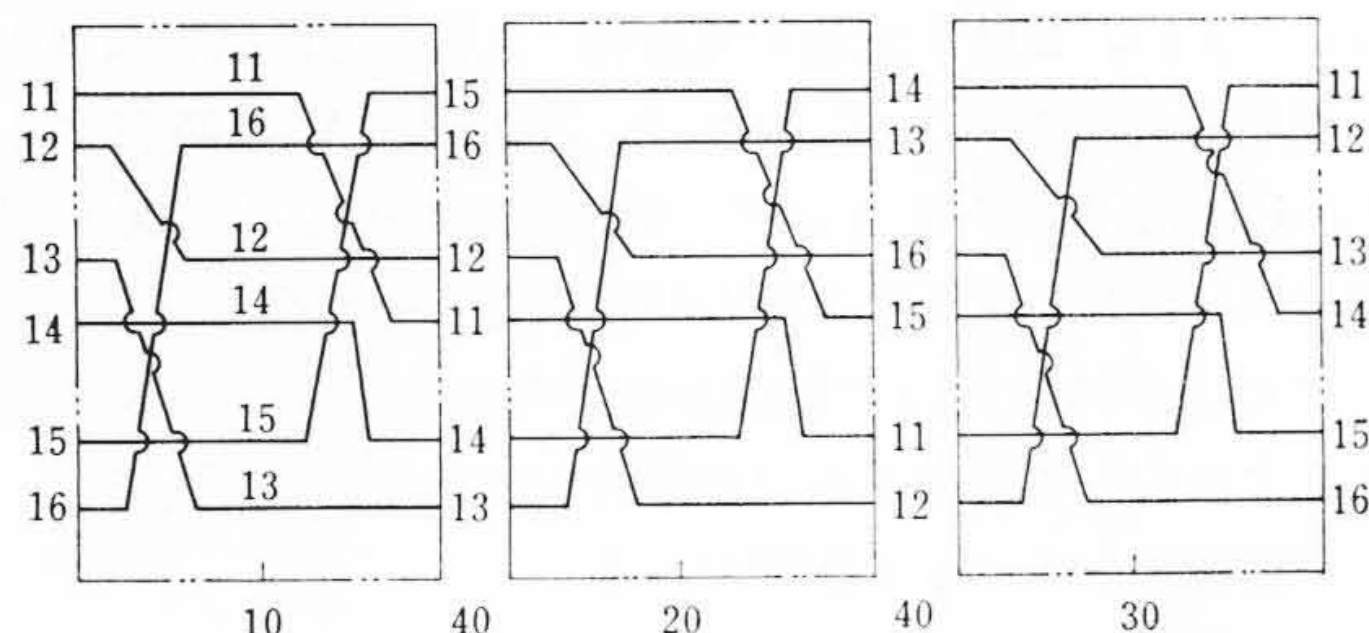


図 1

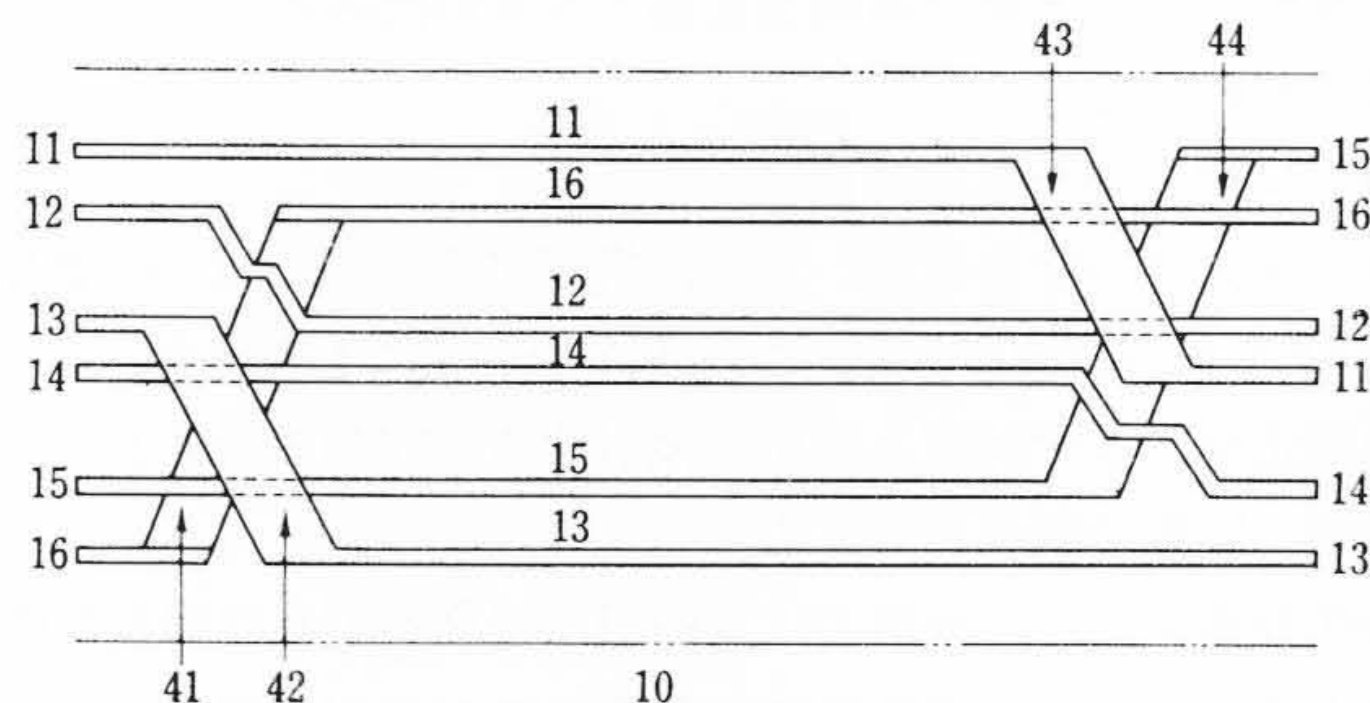


図 2