

ベクトル図による整流子電動機の特性解析とその応用

Performance Analysis of Universal-Motors
by Vector Diagram and its Application

藤井俊雄* 安川昌平*
Toshio Fujii Shohei Yasukawa

内 容 梗 概

ユニバーサルモータルの漏洩リアクタンスおよび各種の損失をベクトルの的に求める方法を述べ、これより鉄損角を仮定して整流を基準とした合理的設計法を提示した。

1. 緒 言

交流機的设计にあたり、最も困難なのは漏洩インダクタンス、および鉄損の取り扱いである。交流整流子機においては、これにさらに整流火花損、刷子により短絡される電機子コイル中の銅損などが加つて、ますます現象を複雑にする。

設計者はこれらに対して経験により理論式を適宜修正して計算に用いているが、これら諸因子を分析して、個別に計算値と実測値を照合しなければ、その修正も当を得にくい。

筆者らは多年、小型交流整流子電動機的设计に従事し、この点を痛感していたが、たまたまベクトル図による特性解析を行えば、商用試験程度の簡単な実験により、電動機の諸因子を正確に分析しうることを知つた。以来この解析によつて得た諸量を用いて、ほぼ相似の電動機設計は迅速正確に行われるようになった。ここに構造簡単のために、かえつて従来理論的取り扱いが複雑になるとされていた無補極無補償巻線の小型交流整流子電動機（以下ユニバーサルモートルという）の例をあげ、特性解析の方法を説明する。

2. 設計上計算困難な諸問題

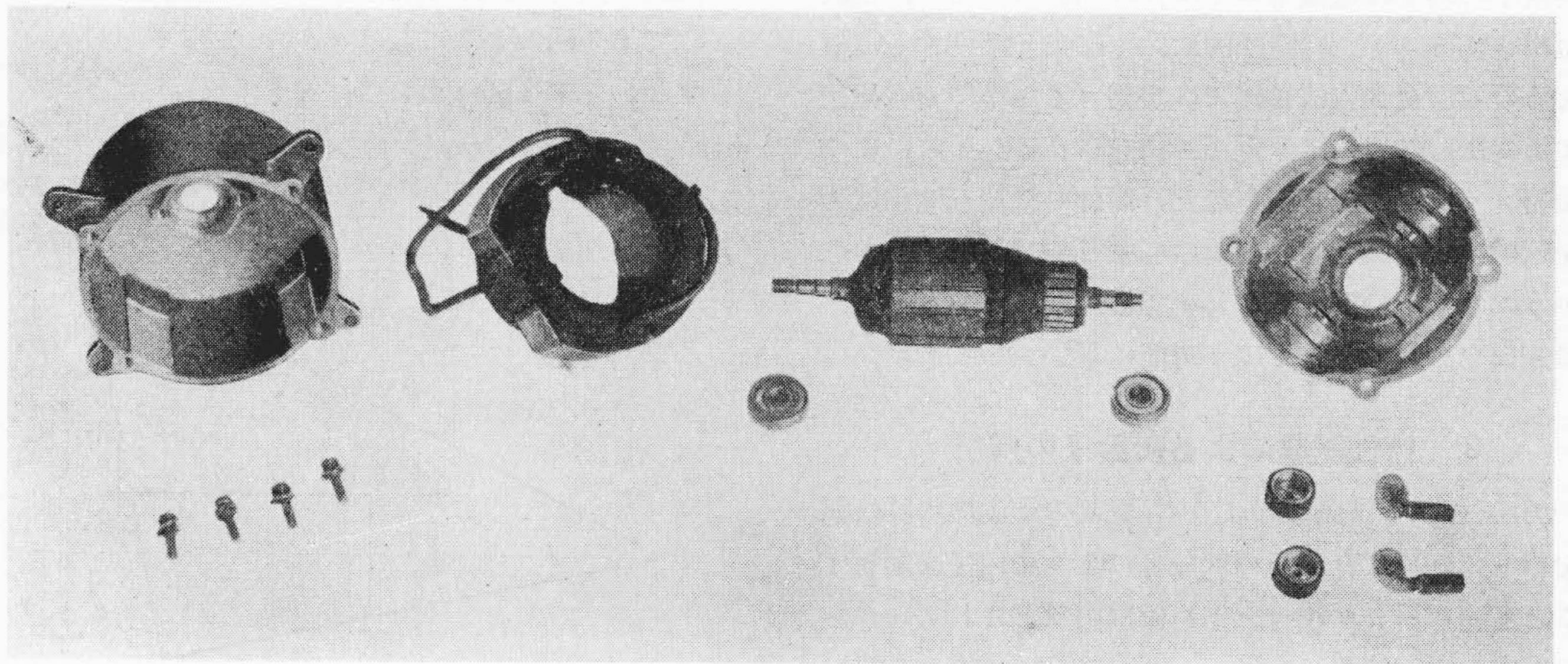
ユニバーサルモートルの構造は第1図のように、直流機状の凸極固定子、整流子を有する回転子（電機子）および刷子などよりなり、その電気回路は第2図で示される。

この種電動機は設計上、計算困難な因子が多く、したがつて設計値と実測値が一致しにくかつたが、構造が簡単なので、固定子コイルの巻替え、空隙の変更などにより、所期の性能を発揮させることが比較的簡単であつた。これらの事情は新設計にあたり、設計者に複雑な cut and try 法を余儀なくせしめ、また一方理論的設計法の発展を阻害していた。

今これら計算困難な諸因子の主なるものを列記すると、下記のようにあり、いずれも機器の特性計算に必要なものである。

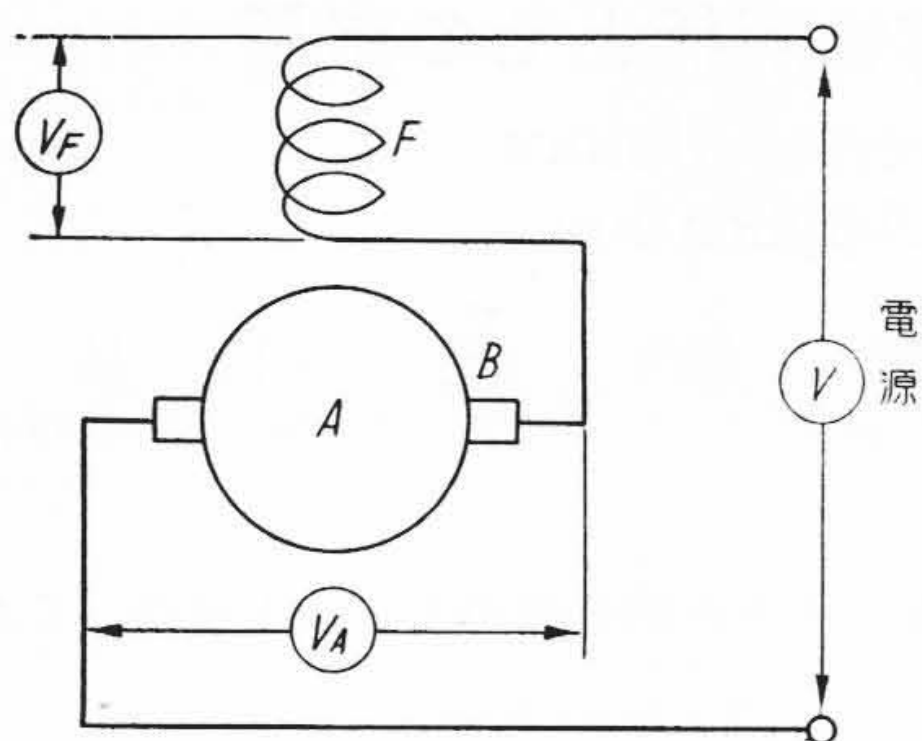
2.1 漏洩インダクタンス

漏洩インダクタンス計算式は諸家によつて提示されているが、いわゆる分布巻コイルのようにスロット漏洩の大きいもの（たとえば三相誘導電動機の固定子）は比較的正確に計算できるが、第1図に示されるユニバーサル



第1図 ユニバーサルモートルの構造

* 日立製作所多賀工場



F 界磁コイル
A 電機子コイル
B 刷子

第2図 ユニバーサルモータルの電気回路

モータルのような集中巻コイルが凸極に巻かれたものでは、漏洩磁路の把握が困難なために、計算式を用いてもなかなか正確に計算することはできない。

2.2 鉄損

鉄損の計算も、一応磁束密度と鉄の重量より行われるが、回転子の回転に伴ういわゆる回転鉄損、空隙面におけるスロットリップルによる高周波鉄損などは、ほとんど精密な計算が行われず、適当な校正係数により、計算を補正している。したがって鉄損の計算値というものはなほだ根拠薄弱なことは周知のとおりである。

2.3 整流火花損

交流整流子機は直流機に比し、本質的に整流火花が大きく、無火花整流のごときは、負荷の変動を伴うときはきわめて困難である。したがってこの部分にもエネルギー損失があることは明らかであるが、これをあらかじめ計算により求めることはむづかしい。

2.4 刷子により短絡される電機子コイル中の銅損

整流中の刷子は電機子コイルを数個短絡するが、これら短絡されるコイルは空間的に、主磁束と鎖交する位置になるので、交流整流子機では短絡コイル中に交番磁束による変圧器作用により電圧が誘起される。これによって短絡コイル中に流れる電流と、周知の整流期間中に方向を転換する電流とのおのおのにより銅損が発生する。しかるにこれらの波形がきわめて複雑なことを思えば、その銅損を計算することは不可能に近い。

3. 特性試験による諸因子の解析

一方、三相誘導電動機のように、既製の電動機の特性試験を行うことにより、円線図などにより諸因子を解析することもユニバーサルモータでは困難とされていた。この理由を下記する。

3.1 漏洩インダクタンス

三相誘導電動機の特性解析の容易である理由の一つ

は、負荷の変動にかかわらず磁束密度が一定と考えられるからである。したがって既製の電動機が無負荷および拘束時の電流、入力および任意負荷時のトルクを測れば、円線図により負荷の全域にわたり、電流、力率、能率、滑り、最大出力、停動トルク、起動トルクなどが得られ、同時に漏洩インダクタンスも一定値として求められることは周知のとおりであるが、ユニバーサルモータでは、負荷の変動は磁束密度の変化を伴い、したがって漏洩インダクタンスを一定と見なすことはできない。これは無負荷、拘束および任意負荷一点の測定により、ほかの負荷全貌を求める上述の手法が行い得ないことを意味する。

3.2 鉄損および機械損

三相誘導電動機では磁束密度が不変な上に、無負荷回転数が電圧のいかにかわらず一定と考えられるので、周知の電圧変化法により、容易に鉄損および機械損を分析することができる。しかるにユニバーサルモータでは電圧を変化すれば、回転数が変化し、したがって機械損が変化してしまうので、これまた上記の簡単な手法はとり得ない。

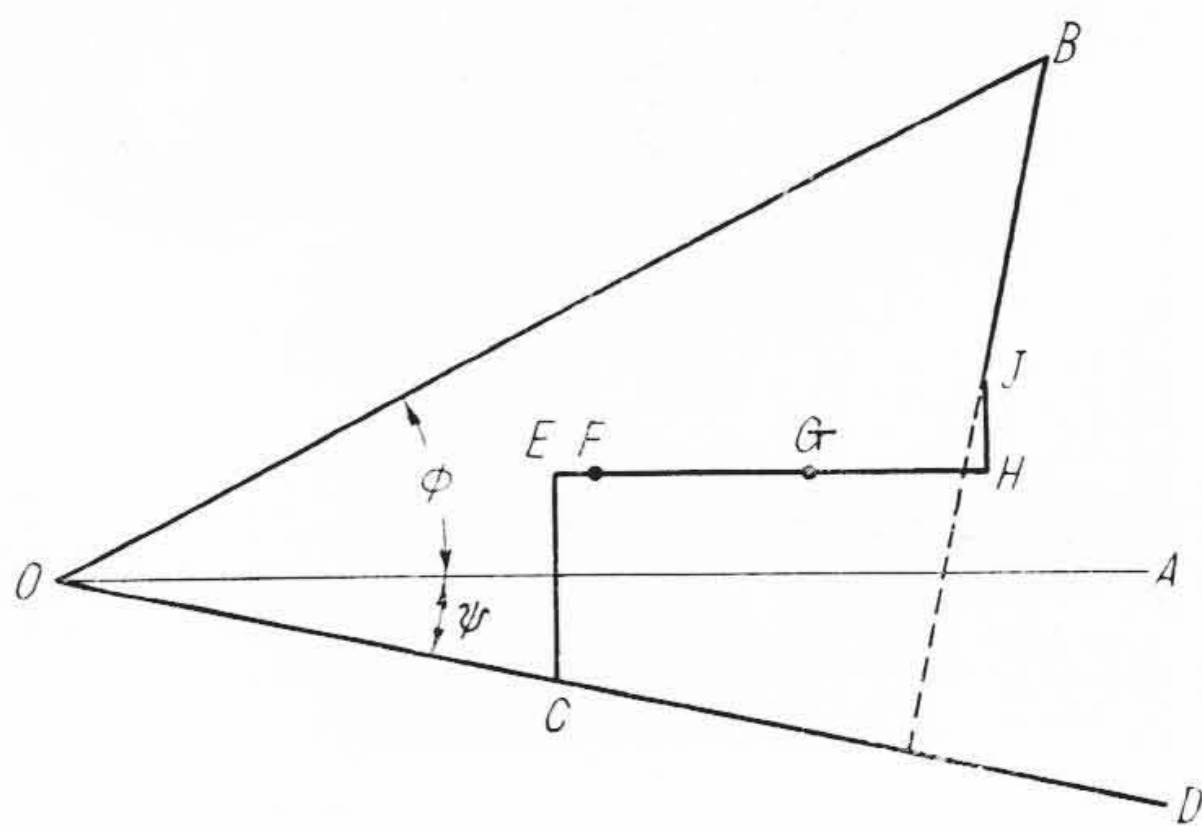
以上のように既製の電動機の諸因子の分析についても、ユニバーサルモータの解析は簡便な方法は存在せず、したがってこれら諸因子を多数分析して経験値を得、相似則により新設計に役だてるということも従来行われなかった。

4. ユニバーサルモータルのベクトル図

一方ユニバーサルモータルのベクトル図は、古くより明確にされており⁽¹⁾、抵抗、漏洩インダクタンス、誘起電圧、電流、力率角、鉄損角などにより、次のように示される。

任意の負荷におけるベクトル図は電流を基準ベクトルとして第3図のようになる。

すなわち第3図において



第3図 ユニバーサルモータルのベクトル図

OA	電流 (基準ベクトル)	I
OB	電源電圧	V
OC	電機子速度起電力	E_s
OD	毎極主磁束最大値	Φ_m
CE	電機子リアクタンス電圧降下	IX_A
EF	刷子電圧降下	V_{br}
FG	電機子抵抗電圧降下	IR_A
GH	界磁抵抗電圧降下	IR_F
HJ	界磁リアクタンス電圧降下	IX_F
JB	界磁コイル変圧器起電力	E_f
$\angle AOB$	力率角	ϕ
$\angle AOD$	鉄損角	ψ

かつ

EF, FG, GH は	OA に平行
CE, HJ は	OA に垂直
OC は	OD と同相
JB は	OD に垂直

である。

5. ベクトル図の作図法

第3図のベクトル図は、漏洩インダクタンス、鉄損角を含むので、これらを正確に算出しないかぎり、正しい諸量の値を得ることはできない。

筆者らは次に述べる順序により、正確に得られる設計値および特性試験値のみにより、このベクトル図を作図する方法を案出した。

まず作図に必要な諸量を設計値と試験値に分けて下述する。設計値はいずれも設計書より明らかな諸量であるが、試験値の方は、電流計、電圧計、電力計、回転計、プロニブレーキなどを用いていずれも正確に求めることができ、たとえば通常の試験によつて得られる特性曲線第4図の P, a, b, c, d, e, f, g 点によつて任意負荷時の諸量が求められる。

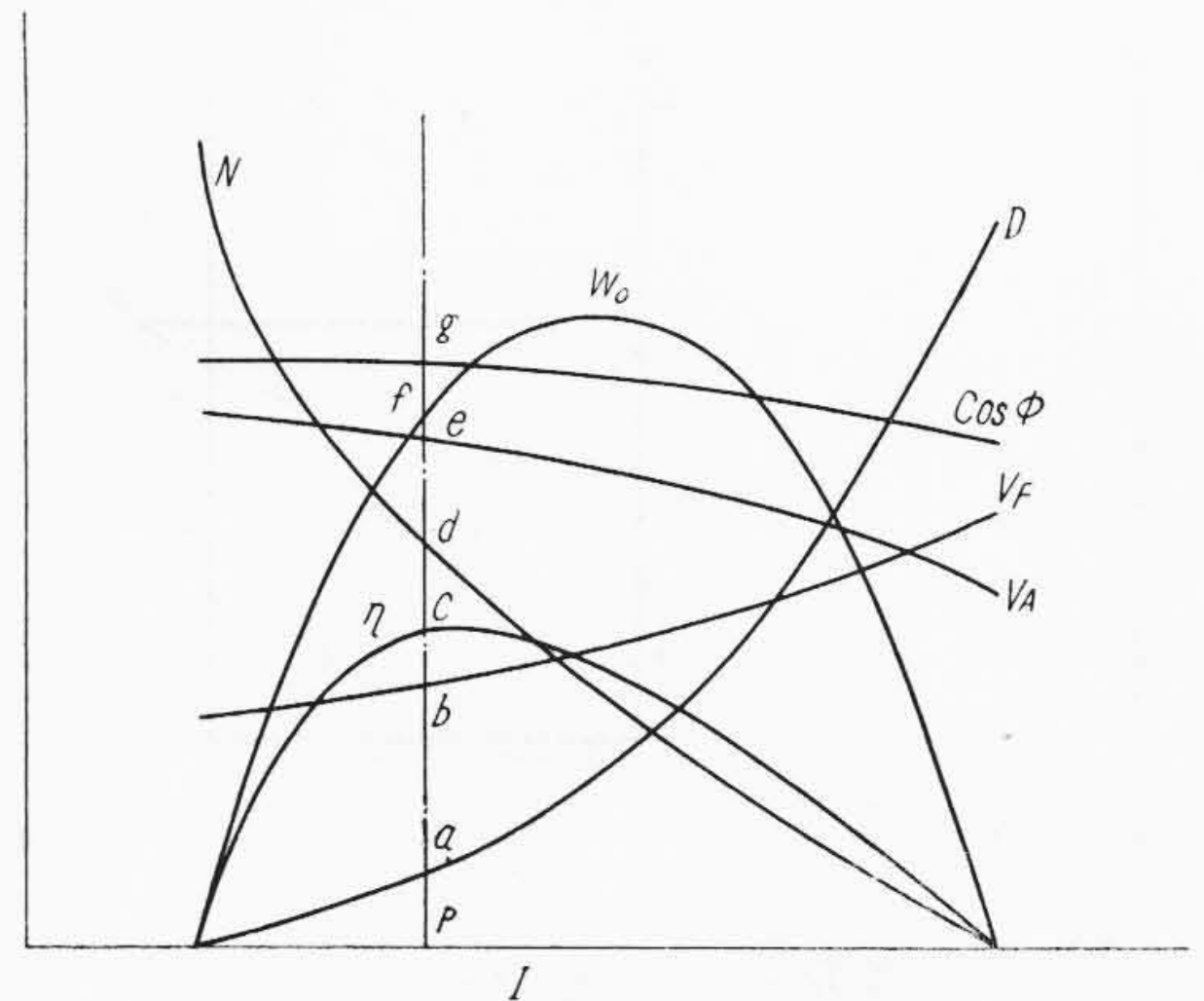
これら諸量を整理すると下記のようになる。

作図に必要な設計値

電機子抵抗 (刷子間) (Ω)	R_A
界磁抵抗 (Ω)	R_F
刷子電圧降下 (V)	V_{br}
主磁極対の数	p
電機子回路対の数	a
電機子導体数	Z
界磁コイル全巻数	w_f

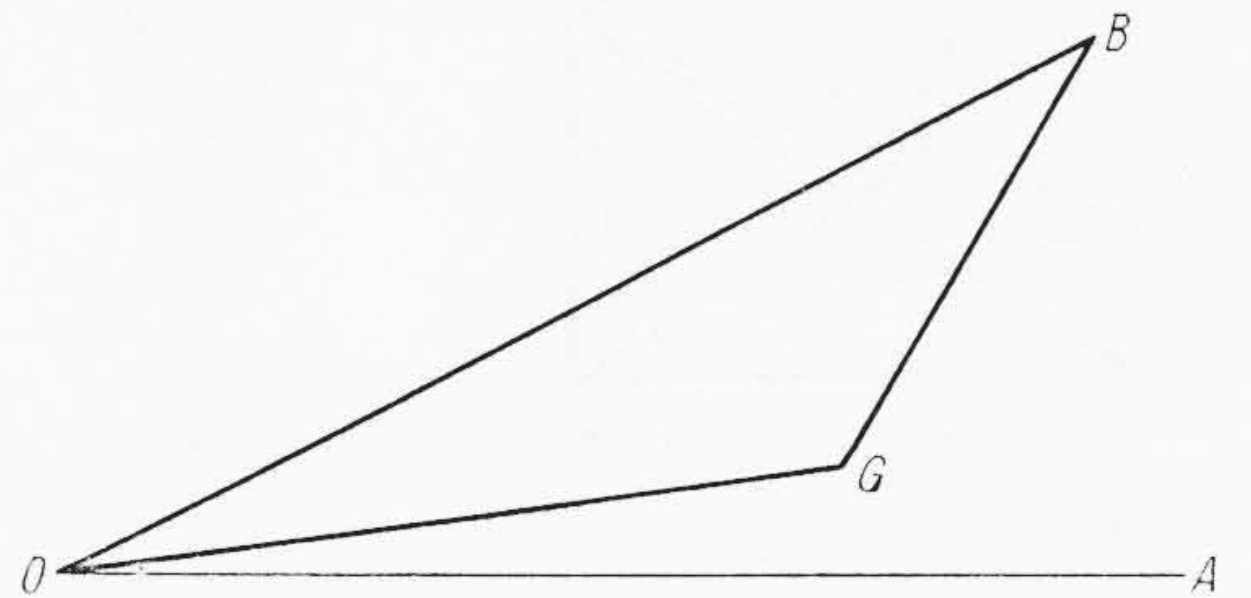
作図に必要な試験値

電流 (A)	I
電源電圧 (V)	V
力率	$\cos\phi$
回転数 (rpm)	n



I	電 流	$\cos\phi$	力 率
V	電 圧	V_A	電機子端子電圧
W_0	出 力	V_F	界磁コイル端子電圧
N	回 転 数	η	能 率
D	トルク		

第4図 ユニバーサルモートルの特性曲線



第5図 作図法 (その一)

電機子端子電圧	V_A
界磁端子電圧	V_F
周波数	f

次に作図の順序を示す。

(1) $OA=I$, $OB=V$, $\angle AOB=\phi$, $OG=V_A$, $GB=V_F$ により第5図を画く。

(2) 第5図の G および B を通り OA に平行線を引き、この上に

$$B'B = V_{br} + IR_A + IR_F \quad \dots \quad (1)$$

$$EF = V_{br}$$

$$FG = IR_A$$

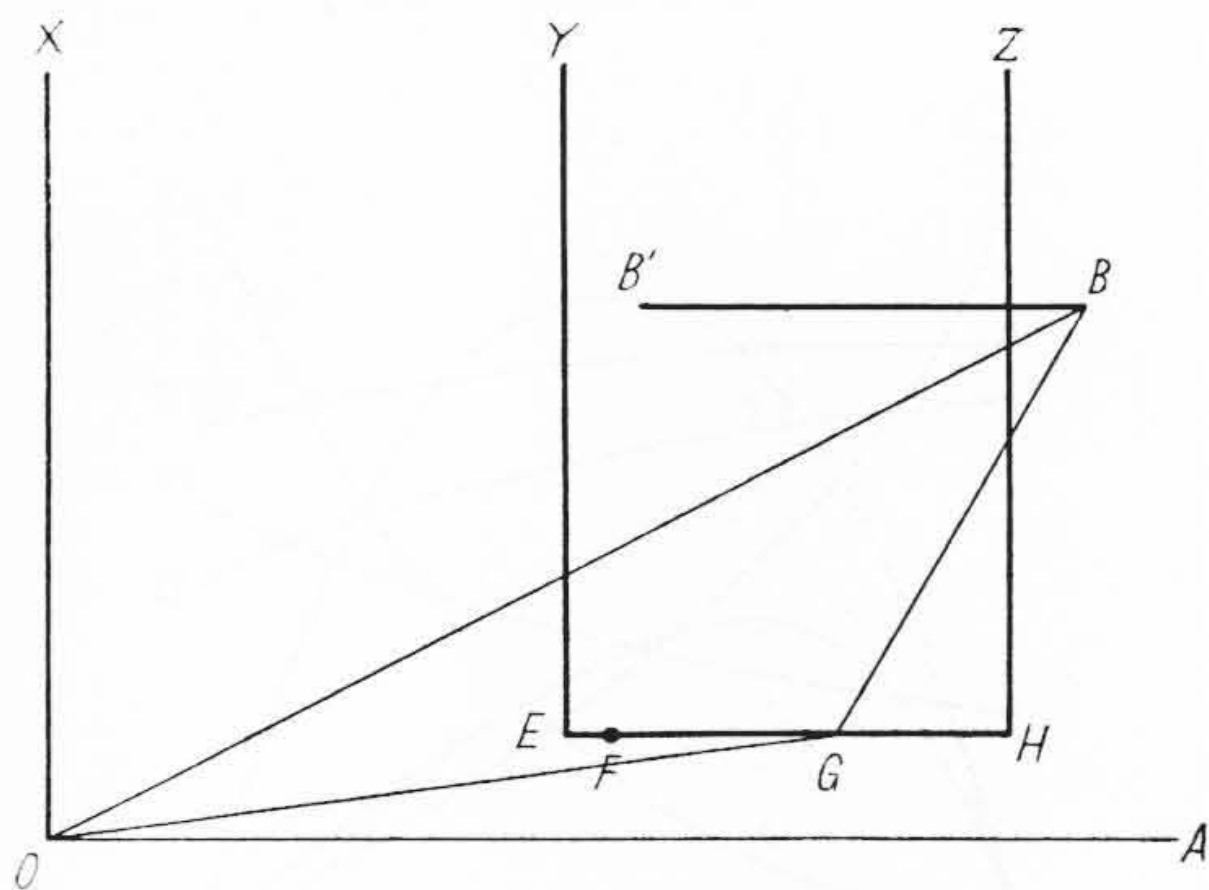
$$GH = IR_F$$

をとる。また O, E, H を通り、 OA に直交する半直線 OX, EY, HZ を画き第6図とする。

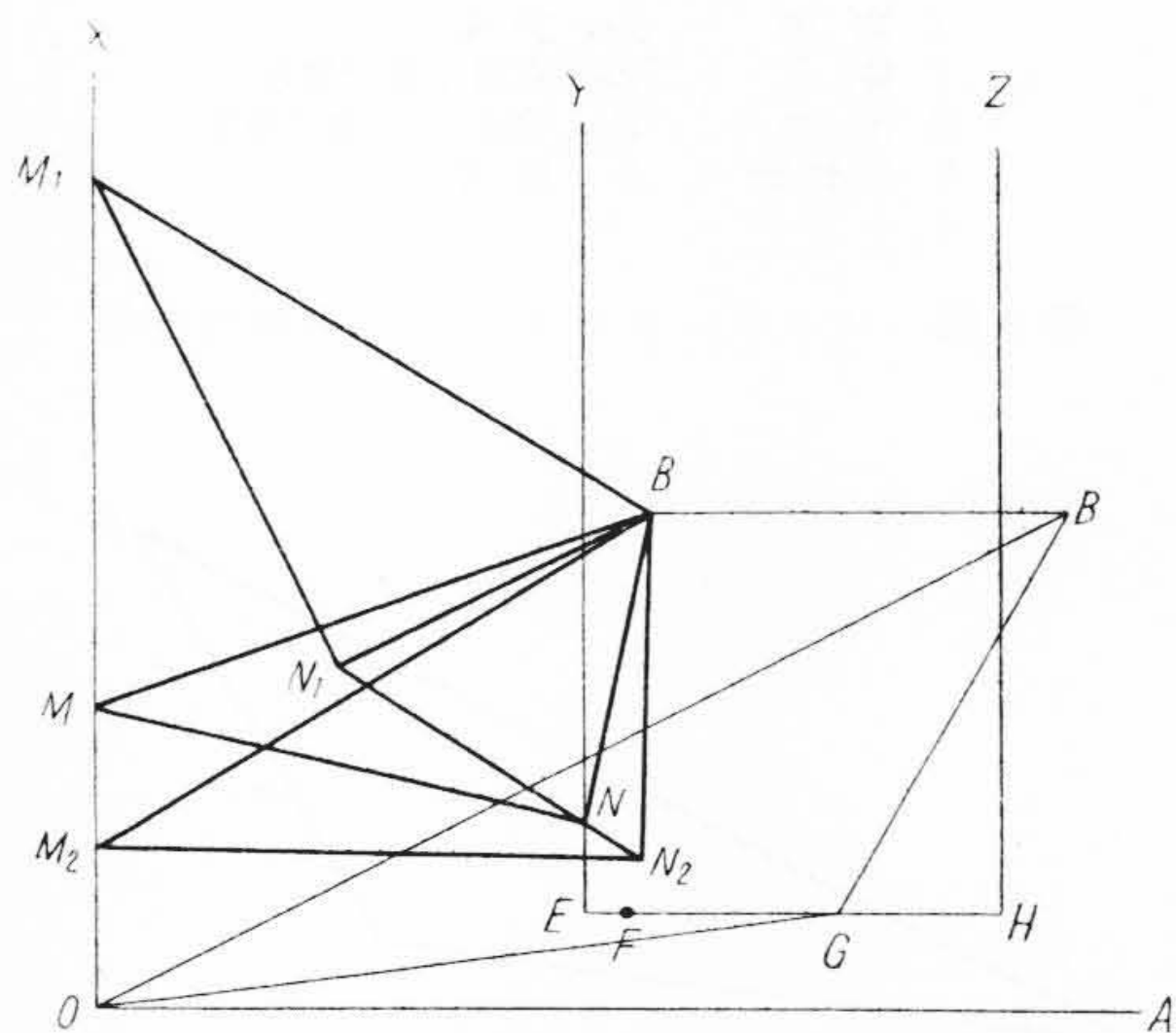
(3) 電機子速度起電力 E_s , 界磁コイル変圧器起電力 E_f は次式で表わされる。

$$E_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{p}{a} \cdot Z \cdot \frac{n}{60} \cdot \Phi_m \cdot 10^{-8}$$

$$= K_1 \Phi_m \quad (\text{V}) \quad \dots \quad (2)$$



第 6 図 作図法 (その二)



第 7 図 作図法 (その三)

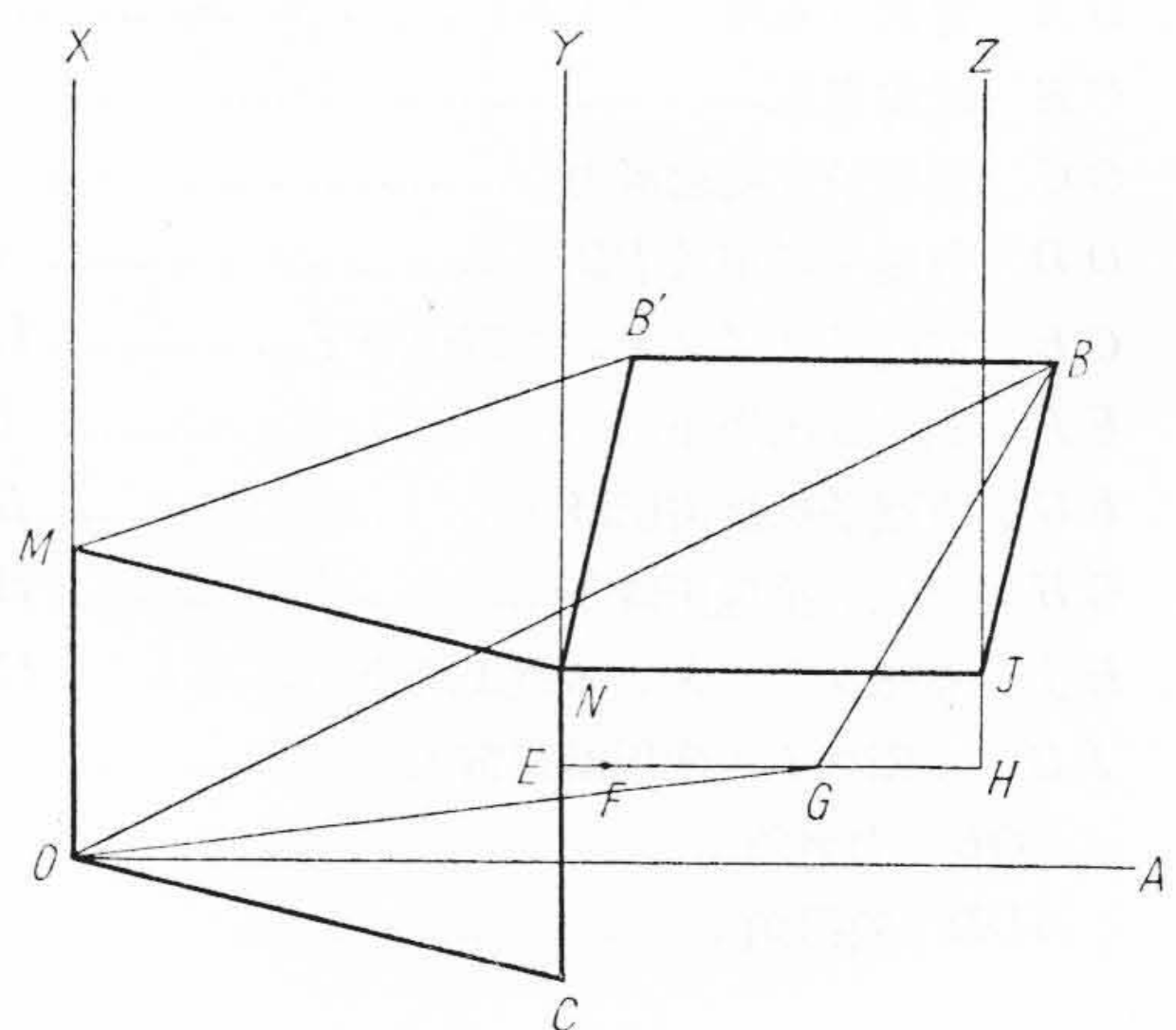
$$E_f = \sqrt{2} \pi f \cdot w_f \cdot \Phi_m \cdot 10^{-8} = K_2 \Phi_m \quad (\text{V}) \dots (3)$$

ここに常数 K_1 , K_2 は前述の設計値より計算する値である。したがって E_s , E_f の二辺でもつて直角をはさむ直角三角形は Φ_m のいかにかわらず、その形状は定まる。これを基本三角形と呼ぶ。

今第 6 図において、 B' を一頂点とし OX , EY 上にほかの二頂点を有する基本三角形に相似な三角形 $\triangle MNB'$ を画く (B' を頂点とし、 OX 上にほかの一頂点を有する基本三角形に相似な任意の二つの三角形 $\triangle M_1N_1B'$, $\triangle M_2N_2B'$ を画き、 N_1N_2 と EY との交点を N とし、 $B'N$ を一辺とし基本三角形に相似な三角形 $\triangle MNB'$ を画けば M は OX 上にくる)。これを第 7 図とする。

(4) 平行四辺形 $NMOC$ を画けば、 OC は電機子速度起電力 E_s であり、また平行四辺形 $BB'NJ$ を画けば J は HZ 上にきて、 BJ は界磁コイル変圧器起電力 E_f となる。

(5) かくて CE , HJ はそれぞれ電機子リアクタンス電圧降下、界磁コイル漏洩リアクタンス電圧降下であり、第 3 図のベクトル図を完成する(第 8 図参照)。



第 8 図 作図法 (その四)

6. ベクトル図の分析

前章に述べたベクトル図は、設計上からも測定上からも不明確な量を含んでいない。このベクトル図を用いれば、次の諸量を正確に分析しうる。

前述したところにより

電機子リアクタンス

$$X_A = \frac{CE}{I} \dots (4)$$

界磁コイル漏洩リアクタンス

$$X_F = \frac{HJ}{I} \dots (5)$$

また、式 (2) あるいは (3) より

主磁束最大値

$$\Phi_m = \frac{OC}{K_1} = \frac{BJ}{K_2} \dots (6)$$

各損失については、第 4 図の測定においてトルクを実測すれば、出力 W_0 が得られるので、銅損、刷子電圧降下損は次のように算出される。

入力

$$W_{in} = VI \cos \phi \dots (7)$$

銅損

$$W_{cu} = I^2(R_A + R_F) \dots (8)$$

刷子電圧降下損

$$W_{br} = V_{br}I \dots (9)$$

機械損

$$W_m = E_s I \cos \psi - W_0 \dots (10)$$

ここに ψ は $\angle AOC$ であり、鉄損角を示す。すなわち主磁束最大値 Φ_m の位相角は ψ によつて示される。

また鉄損 W_{Fe} については

$$W_{Fe} = VI \sin \psi \dots (11)$$

で示され、これは刷子で短絡されている電機子コイル中

の銅損も含んでいる。

以上の分析により得た諸量は通常的设计法に用いられる漏洩係数, リアクタンス計算式, 鉄損計算式, 機械損計算式などに関係なく求められたものである。したがってこの分析の結果により, 逆にこれら設計上に必要な諸係数, 諸計算式を再検討することができる。すなわち, 既製の電動機につき, 設計書と上記分析から得た諸量とを照合して置けば, 新たな設計に際しても類似構造のものならば, 漏洩インダクタンスはじめ, 諸損失を比較的妥当な値に定めることができる。

7. 設計に対するベクトル図の活用

上述の解析に基づき, ベクトル図を利用して, 新たな設計を比較的正確に行う方法を次に示す。

新設計に際して提示される仕様は通常次の諸量である。

端子電圧.....	V
周波数.....	f
回転数.....	n
トルクまたは出力	

さて多数の機種の実測例により, 出力および回転数に対する能率曲線を作っておけば, 新設計に際しても, 該当仕様に対する能率 η を仮定することができる。また力率は通常 100% に近いので, これらより新設計の場合の電流 I の概略値が求められる。

かくて電流密度, 磁束密度を次章の Z と Φ_m との割振りを勘案して定めれば, 鉄心, コイルなど機器の主要寸法が定められる。

この寸法にしたがつて, 諸家提示の方法により計算すれば, 次の諸量は容易に計算される。

電機子速度起電力.....	E_s
界磁コイル変圧器起電力.....	E_f
電機子抵抗電圧降下.....	IR_A
電機子リアクタンス電圧降下.....	IX_A
界磁抵抗電圧降下.....	IR_F
界磁リアクタンス電圧降下.....	IX_F
刷子電圧降下.....	$V_{br}=2\sim 3V$

また多数の機種例を前述の方法により分析した結果鉄損角 $\psi \cong 12^\circ$ であるので, これらを第3図にならひまるとめるとベクトルの和として電源電圧ベクトルが示される(第3図の OB)。この大きさが当該仕様の端子電圧に一致しないときは, ベクトル図を相似的に拡大または縮小し, 電源電圧ベクトルの大きさを端子電圧に一致させる。この操作が合理的なことは, ベクトル図を構成する全ベクトルは明らかに電流に対して比例的に増減する内容を有するからである。

かくて真の動作点の電流 I をベクトル図より得る。以

後は, 出力, 損失, 能率などの計算は通常的设计法により容易に計算できる。

8. 整流を基準とした設計法

ユニバーサルモータの設計において, 最も重要なことの一つは良好な整流を得ることである。そのためには刷子により短絡される電機子コイル中に誘起される電圧を, ある値以下に抑制しなければならない。

従来の設計法では, 諸計算の最後に上記電圧を検討し, これが過大ならば, 初めから計算のやりなおしを余儀なくされた。

本論に述べたところにより, 鉄損角をあらかじめ定めて計算すれば, 整流を基準とした最も合理的な設計法が可能である。

8.1 整流に関する電圧

刷子により短絡され整流に関する電機子コイル中の電圧は, 電流方向転換による起電力 e_i (直流機の場合と同様), および主磁束の交番による変圧器起電力 e_t (交流機の場合のみ)である。第9図に示すように e_i は電流と同相, e_t は主磁束と直角位相である。

良好な整流が行われるためには $\dot{e} = \dot{e}_i + \dot{e}_t$ が3V以下に保つべきことは諸家の教えるところである⁽²⁾。したがってユニバーサルモータの設計の根本はここより出発すべきであろう。

8.2 整流を基準とした設計法

多くの設計において磁気装荷と電気装荷の分配をいかにすべきかが回転機設計者の問題となる。すなわち出力 W_0 , 回転数 n など電動機の容量が提示されると, 電流 I , 機械損 W_m は経験により概略値が定まるので,

$$E_s I \cos \psi = W_0 + W_m \quad \dots\dots\dots (11)$$

$$E_s = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{p}{a} \cdot Z \cdot \frac{n}{60} \cdot \Phi_m \cdot 10^{-8} \quad \dots\dots\dots (2)$$

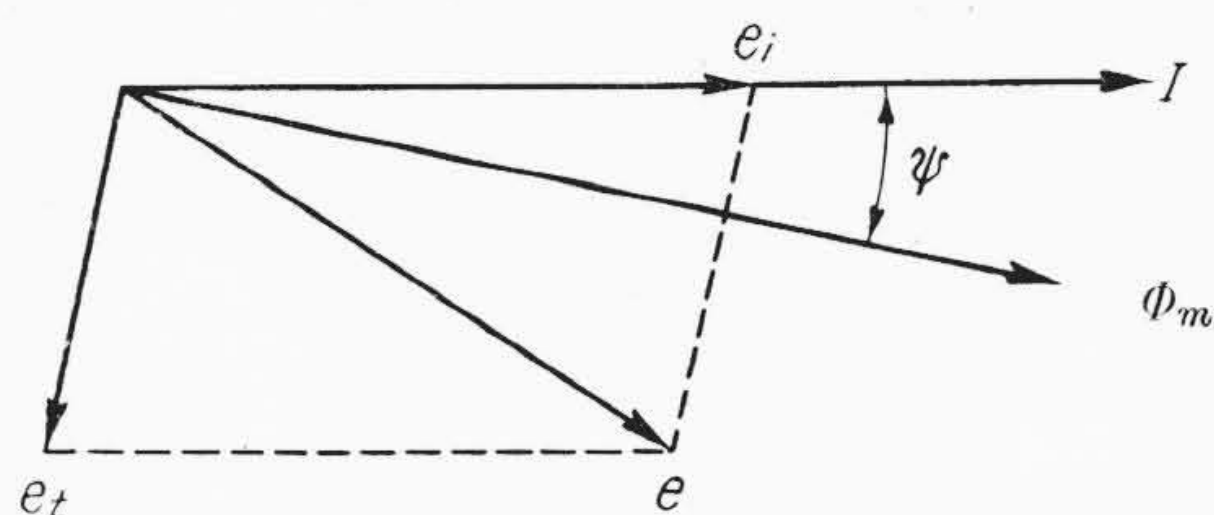
の二式により, 電機子総導体数 Z と主磁束最大値 Φ_m は相乗積一定の形で得られる。

$$Z \Phi_m = K_3 \quad \dots\dots\dots (12)$$

一方整流に関しては

$$e_i = 2l_a \cdot w_a \cdot v_a \cdot \xi \cdot A \cdot 10^{-6} \quad \dots\dots\dots (13)$$

$$e_t = \sqrt{2} \pi f \cdot w_a \cdot \Phi_m \cdot 10^{-8} \quad \dots\dots\dots (14)$$



第9図 ユニバーサルモータの整流に関する電圧

で示される。ここに

l_a : 電機子鉄心の長さ (cm)

$w_a = \frac{Z}{2K}$: 刷子で短絡される整流中の 1 コイルの巻

回数, K は整流子片数

v_a : 電機子周辺速度 (m/s)

ξ : Hobart の漏洩係数

A : 電機子周辺の単位長さ当りのアンペア導体数 (AC/cm)

したがって

$$e_i = K_4 Z^2 \dots \dots \dots (15)$$

$$e_t = K_5 Z \Phi_m \dots \dots \dots (16)$$

また前述のように

$$|\dot{e}| = |\dot{e}_i + \dot{e}_t| < 3 \dots \dots \dots (17)$$

これら四式 (12), (15), (16), (17) および $\Psi = 12$ 度より Z , Φ_m を代数的に求めることができる。

従来の設計法では磁気装荷と電気装荷をひとまず経験的に分配し、諸計算の後、最後に $|\dot{e}| < 3$ なることを確かめていたが、本設計法では設計のはじめより e の値を任意に定め得るので、計算にむだがない。

9. 結 言

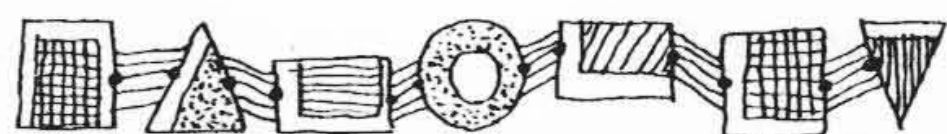
以上本稿においてはユニバーサルモータを例にあげ、交流機のベクトル図による一解析法を示した。本法は、ほかの理論的解析法で往々問題になる磁界のひずみ、鉄損の分析などの問題を、そのまま分析的に取り扱うことを避け、かえって総合的に最終目的に必要な見かけの主磁束最大値 Φ_m , 鉄損角 Ψ を得ているところに特長がある。

これらは十分に特性改善や設計に役立ち、本解析法を活用すれば、ユニバーサルモータのような、従来理論的取り扱いが繁雑とされ、ややもすると設計法に明快さを欠きやすかつた機種についても、迅速正確に、合理的設計を行うことができる。

ここに本法を提案し、諸賢の御検討をこうものである。

参 考 文 献

- (1) 鳳: 交流整流子電動機 29, (昭 8-1) 丸善
- (2) リヴシツ: 電気機械 3 巻 393, (昭 15-6) 修教社



特 許 第 224165 号

特 許 の 紹 介

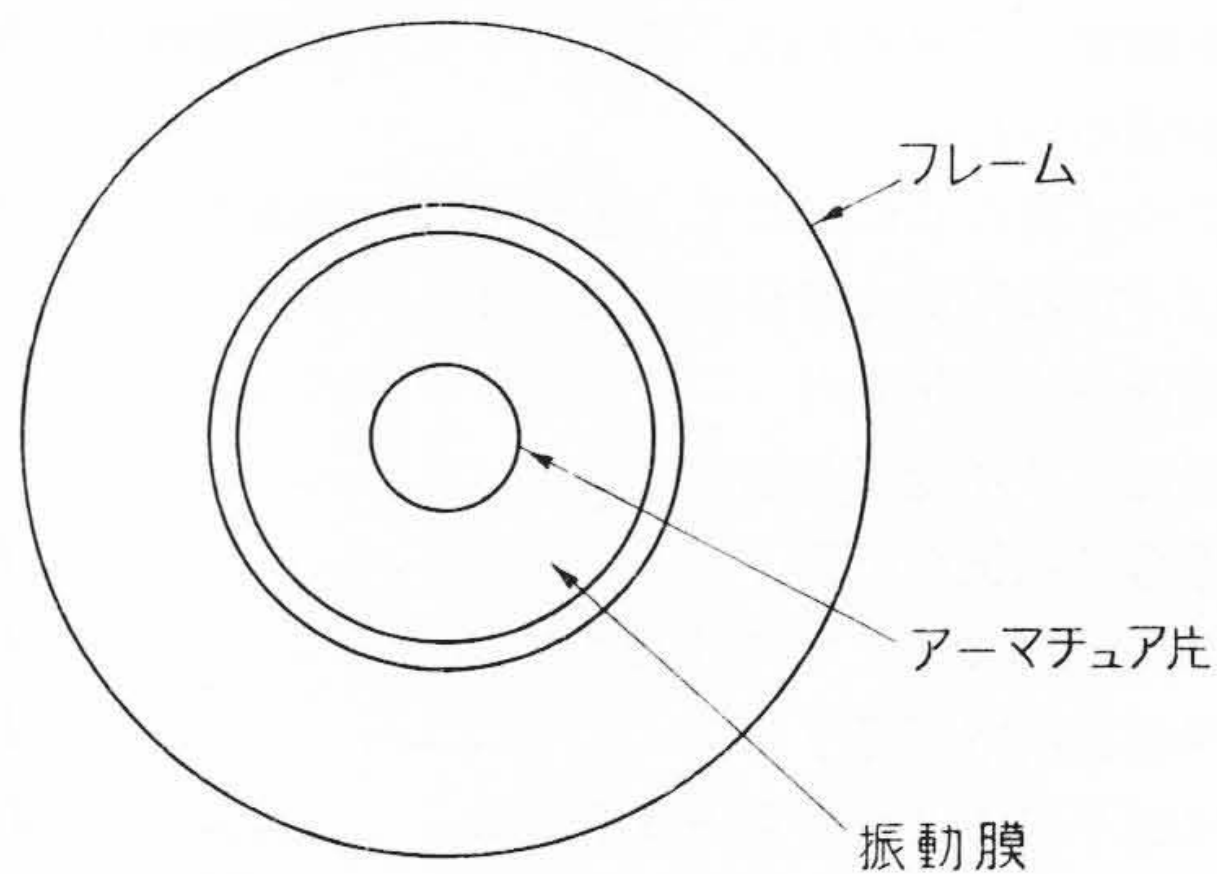


西 口 薫

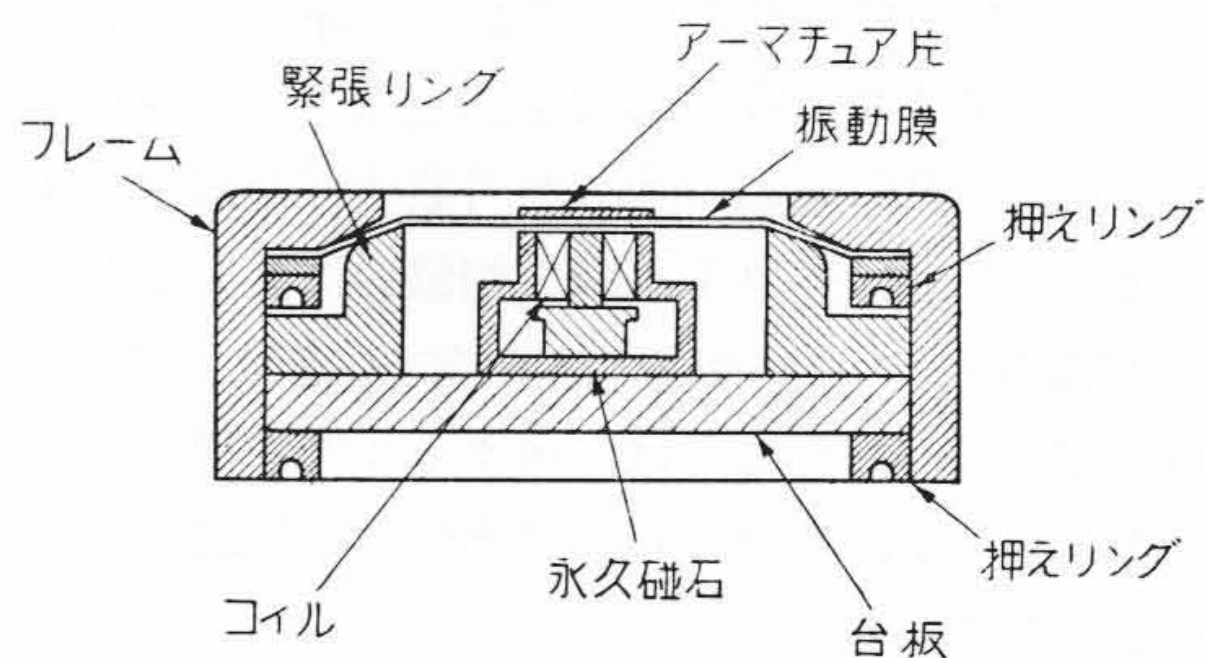
受 話 器

標準感度用として用いる受話器は温度、湿度の変化、時間の経過などに対して感度が安定でなくてはならない。このためには振動板を厚く丈夫にすることによつて温度、湿度の変化、時間の経過などに対して安定ならしめてもよいが、振動板が重くなり、かつステフネスが増大し感度が低下する欠点がある。このような欠点を有せず解決する方法としては温度、湿度に対して安定であり、時間の経過に対し変化が少なく、かつ電磁吸引力に耐え得る軽い薄膜を振動板に使用すればよい訳である。本発明はこの振動膜として温度、湿度に対して安定で、時間の経過に対しても変化の少なく、かつアーマチュアを吸引する磁力に耐える物質たとえばジュラルミン、チタンなどの薄膜を使用し、この振動膜を可動緊張リングにて支持し、振動膜の周辺を押えリングにてフレームに固定したものであつて、この押えリングのフレームへの嵌入度を加減することにより振動膜の緊張度を調節することができ、受話器の感動を良好にすることができる。

(高木)



第 1 図



第 2 図