HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	静止セルビウス，レクチフロー方式による巻線形誘導電動機の速度制御
Author(s)	福田，昭治；藤原，一；伊藤，雄三
Citation	北海道大學工學部研究報告，44，29-45
Issue Date	1967-09-05
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/40837
Type	departmental bulletin paper
File Information	44_29-46.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

静止セルビウス，レクチフロー方式による巻線形誘導電動機の速度制御

福田昭治*
藤原一*
伊藤雄三*
(昭和42年4月27日受理)

Speed Control of Wound Rotor Type Induction Motor by Static Scherbius System and Rectiflow System

Shoji FUKUDA
Hajime FUJIWARA
Yuzo ITO
(Received April 27, 1967)

Abstract

The static Scherbius system is a speed control system combining an induction motor, silicon retifiers and a power inverter utilizing silicon controlled rectifiers. The Rectiflow system is also a speed control system combining an induction motor, silicon rectifiers and a DC current motor.

These two methods are capable of recovering slip power which is impossible by conventional rheostatic control of wound rotor type induction motors. The two methods render it possible to attain a high efficiency over wide range of speed control, and a wide application is expected.

However the problem of effect of higher harmonics occurring when rectifiers are inserted on the secondary side of an induction motor still remains unsolved. More work on this point will be required.

In this paper the torque and mechanical out put of an induction motor was calculated approximately which is based upon a fundamental compononent with due consideration to the non-linearity of a rectifier which causes higher harmonics. The results of a comparison between the calculated values and measured values were presented.

1. 緒　　言

巻線形誘導電動機の速度制御方式として従来広く用いられてきた，二次抵抗制御方式は器具も簡単であり，信頼度も高いが，速度制御を行なった場合に効率が抵下する欠点がある。

* 電気工学科

たとえば，定トルク特性負荷の速度を50% 低下させると，効率も約50% となり，電動機出力の50% が熱となって抵抗器で消費されていた。この大きな電力損失を回収して，高効率の速度制御を行なうために，クレーマー方式やセルビウス方式，いわゆる二次励磁方式なるものが開発された。しかし，これらの方式では，補機として整流子をもつ回転機を用いるために，種々な問題があったが，最近の半導体素子の発達によって，これらの方式の欠点とされていた補機としての回転機を静止器におきかえることが可能となった。

静止器を用いると，整流器という非線形素子が接続されるため，整流器が，あたかも高調波発生器のような作用をして，種々な高調波が発生すため，電流が歪み，従来の二次励磁の理論を，そのまま適用することはできない。しかしながら，高調波の影響はあるにしても，動作，特性を左右するのは基本波であると考えられる。筆者等は，ある程度，整流器の非線形な性質を考慮した上で，基本波による理論値（計算値）と実験値とを比較し，ほぼ満足な結果を得たので，それを報告する。

2. 総　　論

巻線形誘導電動機の速度制御法に，二次励磁法なるものがある。これは，誘導電動機の二次回路に，二次誘起電圧と反対方向で，すべり周波数の電圧を印加し，これを変化させることにより速度制御を行なうものである。本稿で取り扱う方式も，原理は全く同様であって，いずれも誘導機二次回路に三相全波整流回路を接続し，そのあとに直流電圧を印加し，これを変化させて速度制御を行なわしむるものである。

2·1 誘導機二次電流

三相全波整流回路が接続されるため，整流回路固有の拘束条件に対して，誘導機二次電流を求める必要がある。

いま，簡単のために Fig. 1 のように誘導機を一個の reactance とみなし，一次の諸量は，全て二次側に換算し，すべりを s と仮定する。

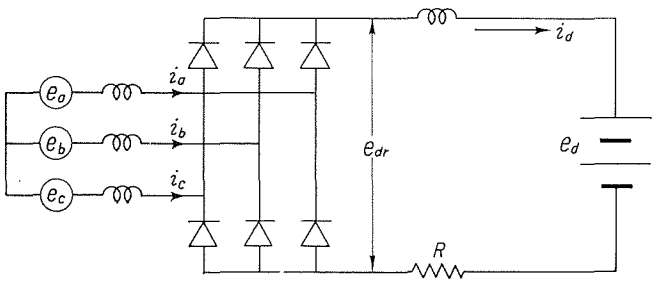


Fig. 1. Rectifier circuit.

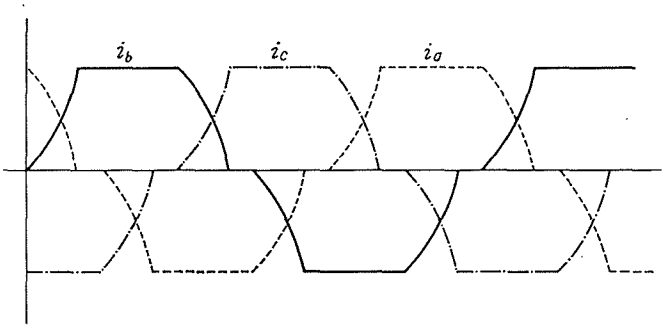


Fig. 2. Secondary current of Induction Motor.

Fig. 2 から転流期間の方程式は

$$e_a - e_b = \frac{d}{d\theta}(i_a - i_b)\,x \tag{1}$$

$$e_a = \sqrt{2}\,E\cos\left(\theta+\frac{\pi}{3}\right), \quad e_b = \sqrt{2}\,E\cos\left(\theta-\frac{\pi}{3}\right)$$

ここで Fig .1 において

$$\left.\begin{aligned} E &= \frac{x_0}{x_0+x_1}\frac{sV}{\sqrt{3}} = \frac{sV'}{\sqrt{3}} \\ x &= s\frac{x_0x_1+x_1x_2+x_2x_0}{x_0+x_1} = sX \end{aligned}\right\} \tag{1'}$$

E: すべり s における二次誘起電圧 (対地)
V: 一次供給電圧 (線間)
V': $s=1$ における二次誘起電圧 (線間)
X: $s=1$ における転流 reactance
x: すべり s における転流 reactance
但し, x_0: 誘導機の励磁 reactance
x_1: 誘導機の一次 leakage reactance
x_2: 誘導機の二次 leakage reactance

整流回路の直流電流に，脈動がないものとし，直流電流を i_d とすれば $i_d = i_a + i_b$ となるので，$\theta=0$ で $i_a = i_d$, $i_b = 0$ を初期条件として (1) 式を積分すれば次式をうる。

$$\left.\begin{aligned} i_a &= i_d - \frac{\sqrt{6}\,E}{2x}(1-\cos\theta) \\ i_b &= \frac{\sqrt{6}\,E}{2x}(1-\cos\theta) \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

ここで i_a は転流期間における，減少中の電流，i_b は増加中の電流を示している。(Fig. 2 参照) 重なり角を u とすると $\theta = u$ で $i_b = i_d$ となるから次式の関係が成立する。

$$i_d = \frac{\sqrt{6}\,E}{2x}(1-\cos u) \tag{3}$$

Fig. 1 で整流回路出力端の直流電圧 e_{dr} は，重なり角を u として次のようになる。

$$e_{dr}=\frac{3\sqrt{6}E}{2\pi}(1+\cos u)$$

ゆえに直流電流 i_d は次式のように求められる。

$$i_d=\frac{1}{R}\left\{\frac{3\sqrt{6}E}{2\pi}(1+\cos u)-e_d\right\} \tag{4}$$

R: 直流回路の resistance (整流器の順方向抵抗および直流電源 E_d の内部抵抗を含む)

(3) 式と (4) 式の連立方程式より，u を消去すれば次式をうる。

$$i_d=\frac{3\sqrt{6}E/\pi-e_d}{R+3x/\pi}=\frac{3\sqrt{2}sV'/\pi-e_d}{R+3sX/\pi} \tag{5}$$

Fig. 2 の二次電流を各高調波成分に分解すれば，3 の倍数を除く奇数高調波，すなわち $(6h\pm1)$ 次調波 $(h=0, 1, 2, \cdots\cdots)$ だけとなりそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned}i_2^1&=\frac{\sqrt{3}i_d}{\sqrt{2}\pi(1-\cos u)}[\sin^2 u-j(u-\sin u\cdot\cos u)]\\&=\frac{\sqrt{3}V'}{2\pi X}[\sin^2 u-j(u-\sin u\cdot\cos u)]\end{aligned} \tag{6}$$

$$\begin{aligned}i_2^5&=\frac{\sqrt{3}i_d}{\sqrt{2}\pi(1-\cos u)\cdot5}\left[-\frac{\cos 4u}{4}+\frac{\cos 6u}{6}+\frac{1}{12}-j\left\{\frac{\sin 6u}{6}-\frac{\sin 4u}{4}\right\}\right]\\&=\frac{\sqrt{3}V'}{2\pi X\cdot5}\left[-\frac{\cos 4u}{4}+\frac{\cos 6u}{6}+\frac{1}{12}-j\left\{\frac{\sin 6u}{6}-\frac{\sin 4u}{4}\right\}\right]\end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned}i_2^7&=\frac{\sqrt{3}i_d}{\sqrt{2}\pi(1-\cos u)\cdot7}\left[\frac{\cos 6u}{6}-\frac{\cos 8u}{8}-\frac{1}{24}-j\left\{\frac{\sin 6u}{6}-\frac{\sin 8u}{8}\right\}\right]\\&=\frac{\sqrt{3}V'}{2\pi X\cdot7}\left[\frac{\cos 6u}{6}-\frac{\cos 8u}{8}-\frac{1}{24}-j\left\{\frac{\sin 6u}{6}-\frac{\sin 8u}{8}\right\}\right]\end{aligned} \tag{8}$$

$$\begin{aligned}i_2^n&=\frac{2i_d\sin n\pi/3}{\sqrt{2}\pi(1-\cos u)\cdot n}\left[\frac{\cos(n-1)u}{n-1}-\frac{\cos(n+1)u}{n+1}-\frac{2}{n^2-1}\right.\\&\left.-j\left\{\frac{\sin(n-1)u}{n-1}-\frac{\sin(n+1)u}{n+1}\right\}\right]=\frac{V'\sin n\pi/3}{\pi X n}\left[\frac{\cos(n-1)u}{n-1}\right.\\&\left.-\frac{\cos(n+1)u}{n+1}-\frac{2}{n^2-1}-j\left\{\frac{\sin(n-1)u}{n-1}-\frac{\sin(n+1)u}{n+1}\right\}\right]\end{aligned} \tag{9}$$

(6) 式から (9) 式までの二次電流は，整流回路直流電流 i_d および重なり角 u の関数である。i_d と u には (3) 式なる関係があるので i_d がわかると (3) 式より，u も計算されうるから，結局 (6) 式より (9) 式までの二次電流も計算できる。この関係，つまり直流電流と二次電流との関係を計算すると，Fig. 3 のようになり，このグラフより直流電流 i_d から二次電流を直接求めることができる。

Fig. 3 において

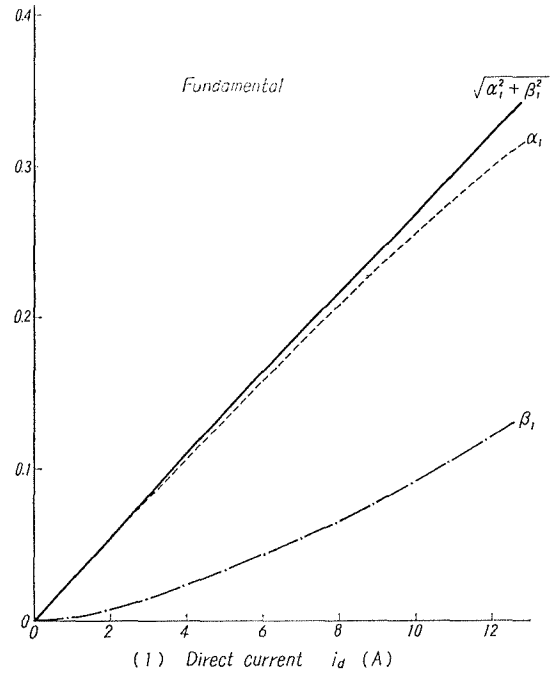
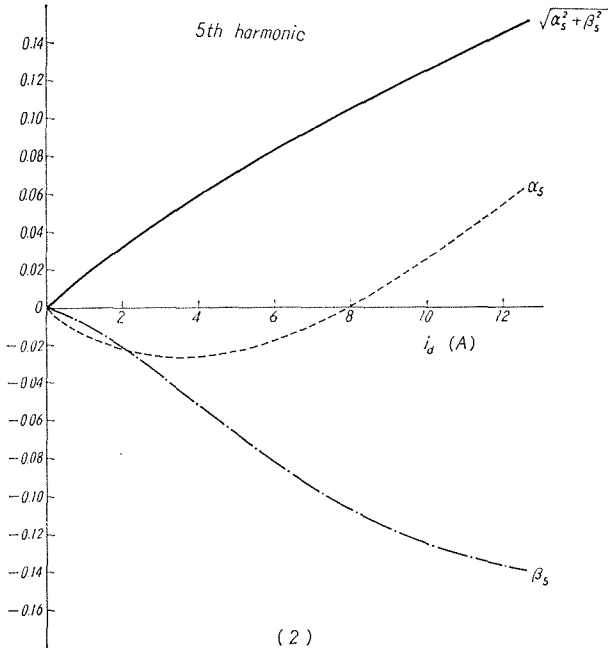
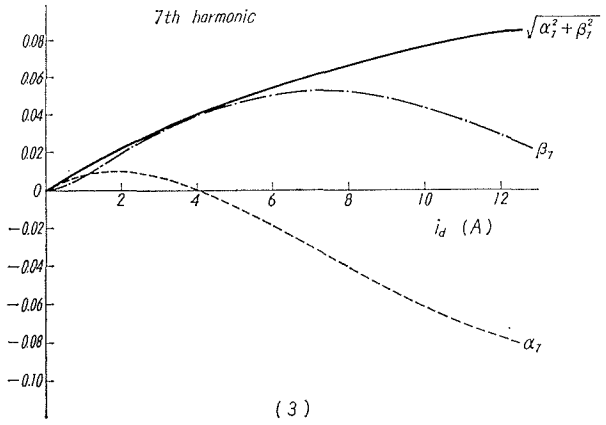


Fig. 3. Harmonic components v. s. direct current i_d.





(3)

$$i_2^1 = \frac{\sqrt{3}\,V'}{2\pi X}\left\{\alpha_1 - j\beta_1\right\}$$

$$i_2^5 = \frac{\sqrt{3}\,V'}{2\pi X}\left\{\alpha^5 - j\beta^5\right\}$$

$$i_2^7 = \frac{\sqrt{3}\,V'}{2\pi X}\left\{\alpha_7 - j\beta_7\right\}$$

とする。

3. 静止セルビウス方式

3·1 動　作

Fig. 4 は静止セルビウス方式の結線図である。静止セルビウス方式の交流側は普通の巻線形誘導電動機で，その二次誘起電圧は Fig. 5 の D に示す通り，すべりに比例して直線的に増

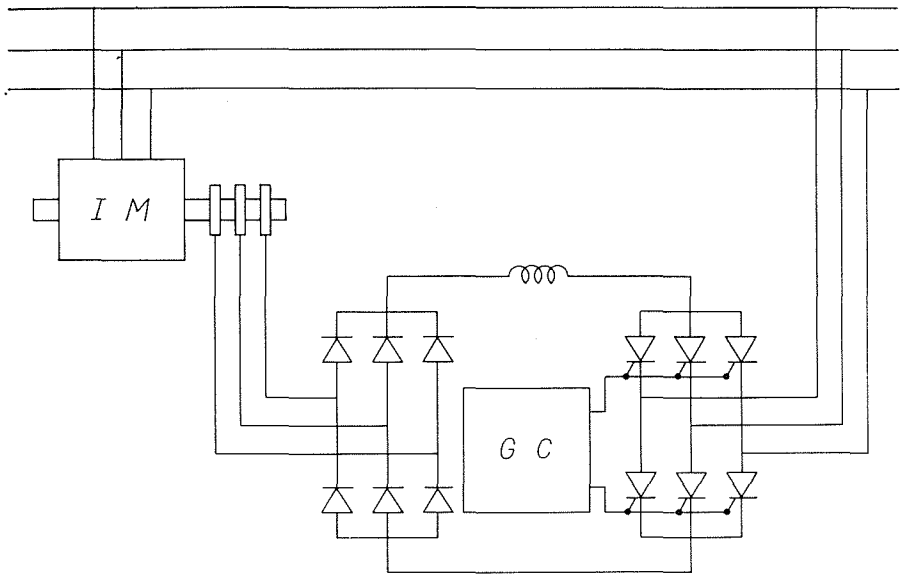


Fig. 4. Connection diagram of static Scherbius system.

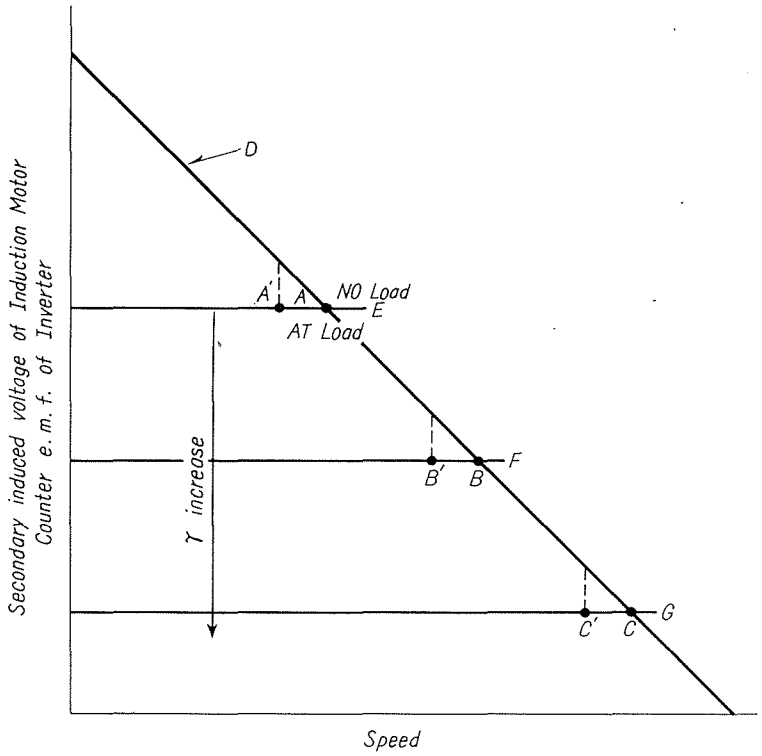


Fig. 5. Voltage-speed characteristic of static Scherbius system.

加する。また，inverter の逆起電力は電源回路の impedance を無視すると，制御進み角 γ により，それぞれ E, F, G のように速度に関係なく変化する。

誘導電動機の二次誘起電圧を整流し，inverter に印加すると，inverter の逆起電力に打ち勝ち，誘導電動機二次回路および inverter 回路に電流を流し，誘導電動機は回転する。

運転中に inverter の制御進み角を大きくすると逆起電力が減少してより多くの電流が流れ，トルクは増大して回転部を加速せしめるが，速度が増加するにつれて，誘導電動機二次誘起電圧は減少し，電流は次第に減少して，負荷トルクと電動機トルクとが平衡するに必要な電流に達した点で加速を終る。

制御進み角 $\gamma=90°$ にすると，誘導電動機の二次側は低 impedance で短絡されたことになり，最高速度で運転できる。無負荷時と負荷時の速度変動は，Fig. 5 のように誘導電動機の Iz 降下と，整流回路の IR 降下の和だけ，逆起電力が変化するので点 A から A′ まで速度は変化する。Fig. 4 で IM は誘導電動機，GC は gate pulse 発生回路を示している。

3·2 理論計算の根拠

一次供給電圧（線間）を V_1 とすると，前章 Fig. 1 の e_d はこの場合 inverter の逆起電力で次式のようになる。

$$e_d = \frac{3\sqrt{2}\,V_1}{2\pi}\{\cos(\gamma - u_i) + \cos\gamma\}$$

ここで，γ は inverter の制御進み角 $(90^\circ \geqq \gamma > 0)$，$u_i$ は inverter の重なり角である。電源回路の reactance は充分小と考えられるから，この $u_i = 0$ とおくと次式のように単純化される。

$$e_d = \frac{3\sqrt{2}\,V_1}{\pi}\cos\gamma \tag{10}$$

(10) 式を (5) 式に代入すると

$$i_d = \frac{3\sqrt{2}/\pi\,(sV' - V_1\cos\gamma)}{R + 3sX/\pi}$$

となり i_d が求められる。従って前章の Fig. 3 より二次電流も求めることができる。以下の議論では，二次電流中の基本波成分のみを考えることとし，$i_2^1 = \dot{I}_2$ と書き直すことにする。

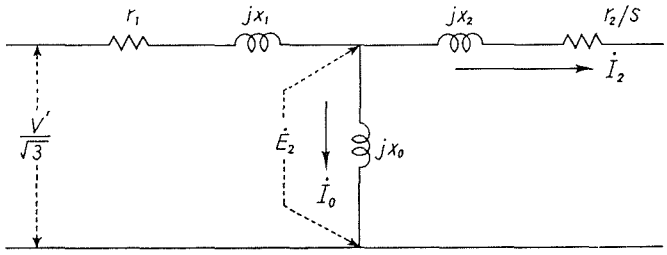


Fig. 6. Equivalent circuit of Induction Motor for Fundamental.

Fig. 6 は誘導電動機の等価回路である。$\dot{I}_2$ が known であるから，$r_1 + jx_1 = \dot{z}_1$，$jx_0 = \dot{z}_0$ とすると

$$\dot{I}_0 = \frac{V' - \sqrt{3}\,\dot{z}_1\dot{I}_2}{\dot{z}_1 + \dot{z}_2}, \qquad \dot{E}_2 = \dot{z}_0\dot{I}_0 = \frac{\dot{z}_0}{\sqrt{3}\,(\dot{z}_0 + \dot{z}_1)}(V' - \sqrt{3}\,\dot{z}_1\dot{I}_2)$$

$$P_i = 3\mathrm{Re}\,[\dot{E}_2\bar{I}_2]$$

$$P_0 = (1-s)\,P_i$$

$$P_c = e_d \cdot i_d \qquad sP_i \cong e_{dr} \cdot i_d = P_c + i_d^2 \cdot R$$

$$T = \frac{P_0}{(1-s)\,\omega_0} = \frac{P_i}{\omega_0}$$

但し $\dot{E}_2$： 誘導電動機の二次誘起電圧

$\dot{I}_0$： 誘導電動機の励磁電流

P_i： 誘導電動機の二次入力

P_0： 誘導電動機の二次出力（機械的出力）

P_c： inverter により電源に帰還される電力

T： 誘導電動機のトルク

ω_0： 誘導電動機の同期角速度

となり，この系は定トルク特性を有し，すべり電力の一部 P_c は inverter により電源へ帰還される。

3·3　理論値および実験値

使用した誘導電動機は，1.5 kW，4 極，50 c/s，200 V/126 V

impedance は　$r_1 = 0.251\,[\Omega]$　$r_2 = 0.633\,[\Omega]$　$x_1 = x_2 = 0.639\,[\Omega]$　$x_0 = 4.85\,[\Omega]$　$V' = 126\,[V]$　$V_1 = 200\,[V]$　$X = 1.21\,[\Omega]$　$R = 3.83\,[\Omega]$　である。

(i)　結　　果

Fig. 7, Fig. 8 はそれぞれトルク，二次出力対速度特性を示している。

(ii)　考　　察

(a)　二次短絡の状態に較べて，silicon 整流器の電圧降下，直流 reactor の電圧降下，Fig. 1 の R による電圧降下，および inverter の電圧降下が全て，すべりの増加となるため，速度変動率が悪く，負荷による速度低下が大きくなる結果となった。

(b)　ある程度以上の負荷をかけないと，直流電流 i_d が断続し，そのため inverter の SCR が，間けつ的にしか動作しなくなり，無負荷運転をすることができなかった。これは直流 reactor L の値を大きくすれば解決できると思われる。

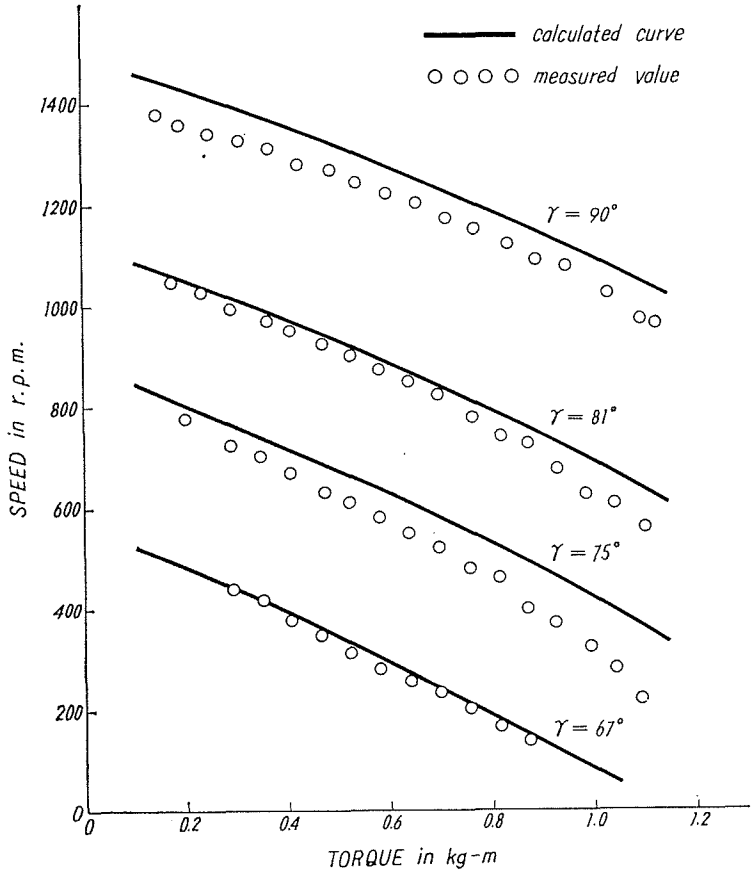


Fig. 7.　Torque-Speed Characteristics of static Scherbius system.

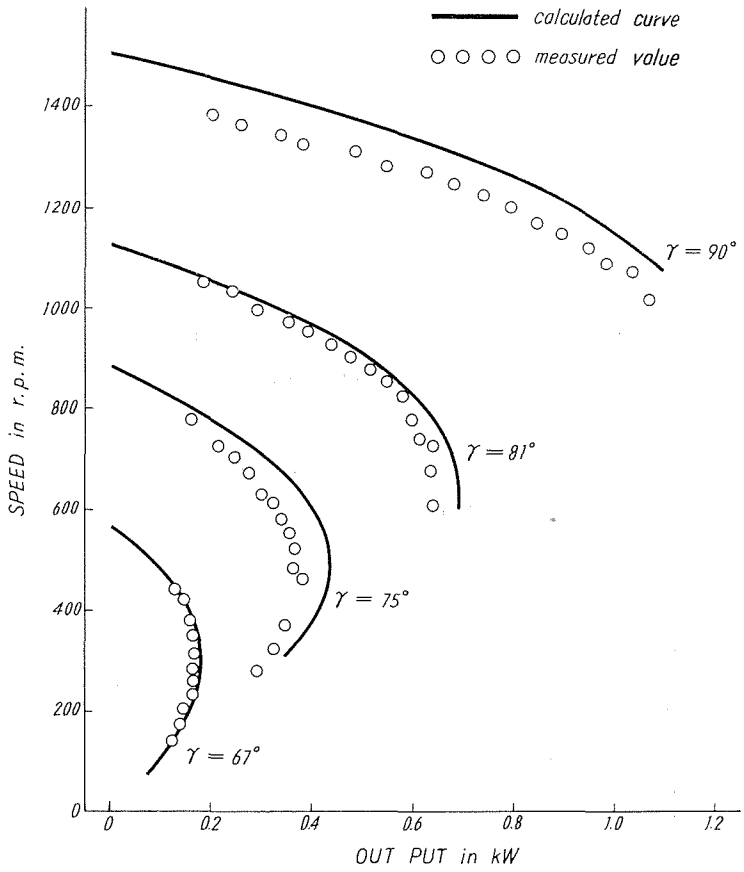


Fig. 8. Out Put-Speed Characteristics of static Scherbius system.

(c) 力率は 20～30% と非常に悪い。これは逆変換装置 (inverter) は，必ず位相制御を行なわねばならないため，避けられないところである。

(d) 本方式では，従来のセルビウス方式と異なり，逆転運転をすることはできない。これは誘導機二次回路に接続されている，整流器の一方向性によるものである。この整流器を制御整流器におきかえ，自励式の inverter とすれば逆転運転も可能となる。

4. レクチフロー方式

4·1 動 作

Fig. 9 はレクチフロー方式の結線図である。レクチフロー方式の交流側は普通の巻線形誘導電動機で，その二次誘起電圧は Fig. 10 の D に示す通り，すべりに比例して直線的に増加する。また，直流電動機の逆起電力は励磁の強さにより，それぞれ E, F, G のように速度に比例して直線的に増加する。このため誘導電動機の二次誘起電圧を整流し，直流電動機に印加すると，直流電動機の逆起電力に打ち勝ち，誘導電動機二次回路および直流電動機電機子回路に電

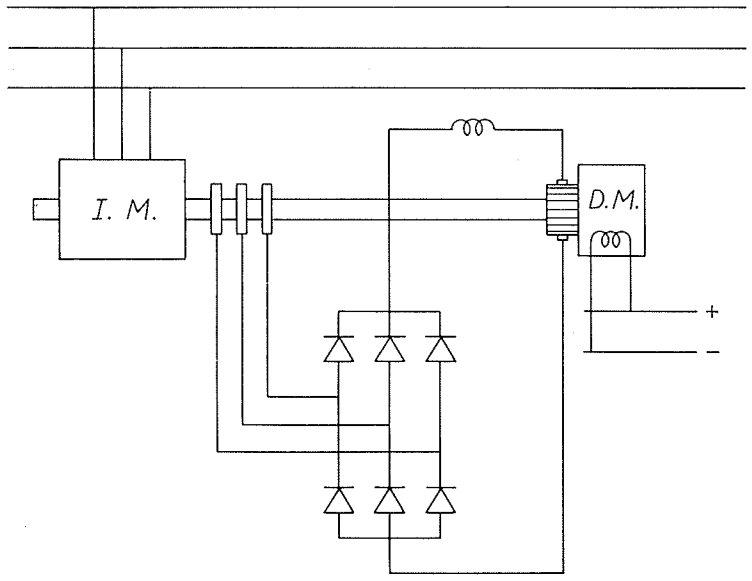


Fig. 9. Connection Diagram of Rectiflow system.

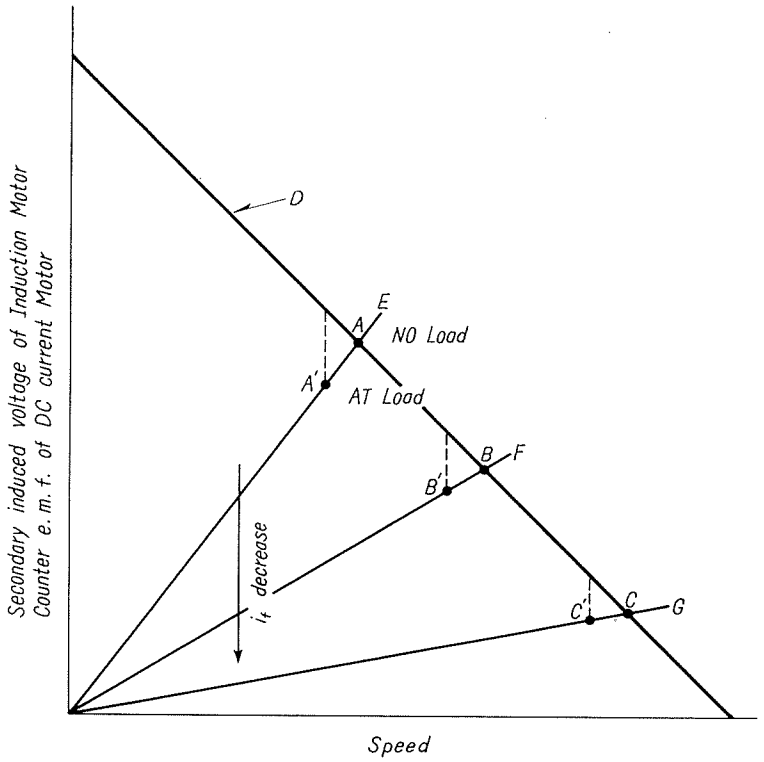


Fig. 10. Voltage-speed characteristic of Rectiflow system.

流を流し，両者は負荷トルクを分担して回転する。

運転中に直流電動機の励磁を減らすと，逆起電力が減少してより多くの電流が流れ，トルクは増大し回転部を加速せしめるが，速度が増大するにつれて誘導電動機の二次誘起電圧は減少し，逆に直流電動機の逆起電力は次第に増加し，負荷トルクと電動機トルクとが平衡するに必要な電流に達した点で加速を終り，この速度が新しい運転速度になる。直流電動機の励磁をゼロにすると，誘導電動機の二次側は低 impedance で短絡されたことになり，最高速度で運転する。

無負荷時と負荷時の速度変動は Fig. 10 のように環流する電流による誘導電動機二次側の I·z 降下と直流電動機の I·R 降下（整流器の順方向降下および直流 reactor 中での降下を含む）の和だけ逆起電力が変化するので，点 A から A′ まで速度は変化する。

4·2 理論計算の根拠

前章 Fig. 1 の e_d は，この場合直流電動機の逆起電力であって，前述の様に励磁を一定に保つと，速度に比例して直線的に増加し次の様に表わされる。

$$e_d = (1-s)\cdot k\cdot i_f \tag{11}$$

ここで i_f は直流電動機の励磁電流，k は i_f によりきまる定数である。

(11) 式を (5) 式に代入すると

$$i_d = \frac{3\sqrt{2}/\pi\, sV' - (1-s)\,k\,i_f}{R + 3sX/\pi}$$

となり i_d が求められる。従って前章と全く同様に（使用した誘導電動機は前章，静止セルビウス方式と同一のもの）Fig. 3 より誘導電動機二次電流も求めることができる。Fig. 6 の誘導電動機の等価回路より $\dot{I}_2 (= i_2')$ が known であるから，前章と全く同様に

$$\left.\begin{aligned} P_i &= 3\mathrm{Re}\,[\dot{E}_2\,\bar{\dot{I}}_2] \\ P_0 &= (1-s)\,P_i \\ sP_i &\cong P_d + i_d^2\cdot R \\ P_d &= \eta_d\,(1-s)\,k\,i_f\cdot i_d \\ P_T &= P_0 + P_d \\ T_T &= \frac{P_T}{(1-s)\,\omega_0} = \frac{P_0}{\omega_0} + \frac{P_d}{(1-s)\,\omega_0} \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

但し P_d: 直流電動機の出力

η_d: 直流電動機の効率

P_T: この系の全出力

T_T: この系の全トルク

となり，すべり電力の一部が直流電動機入力となり，トルクを発生して誘導電動機のそれと負荷トルクを分担する。(12) 式右辺の第一項は誘導電動機トルク，第二項は直流電動機トル

クを表わしている。$\eta_d=1$，$R=0$ とすれば，(12) 式は $P_T=P_i$ となり，この系は定出力特性となることがわかる。

4·3　理論値および実験値

使用した誘導電動機は 1.5 kW，4 極，50 c/s 200 V/126 V

impedance は $r_1=0.251\,[\Omega]$，$r_2=0.633\,[\Omega]$，$x_1=x_2=0.639\,[\Omega]$，$x_0=4.85\,[\Omega]$，$V'=126\,[V]$，$V_1=200\,[V]$，$X=1.21\,[\Omega]$，$R=3.85\,[\Omega]$.

(i)　結　　果

Fig. 11, Fig. 12 はそれぞれトルク，二次出力対速度特性を示している。

(ii)　考　　察

(a)　整流回路および誘導電動機二次抵抗が大なるため，負荷による速度降下がやや大きくなった。

(b)　直流 reactor，整流器及び直流電動機電機子抵抗による電圧降下があるため，誘導電動機の二次短絡状態にくらべると，すべりは幾分大となる。その他直流電動機の残留磁気による電圧分もすべりを幾分大とする原因となる。従ってある程度逆励磁すると残留磁気も打ち消され，整流器，直流 reactor などの降下分も補償されるので，同期速度に近ずけることは可能

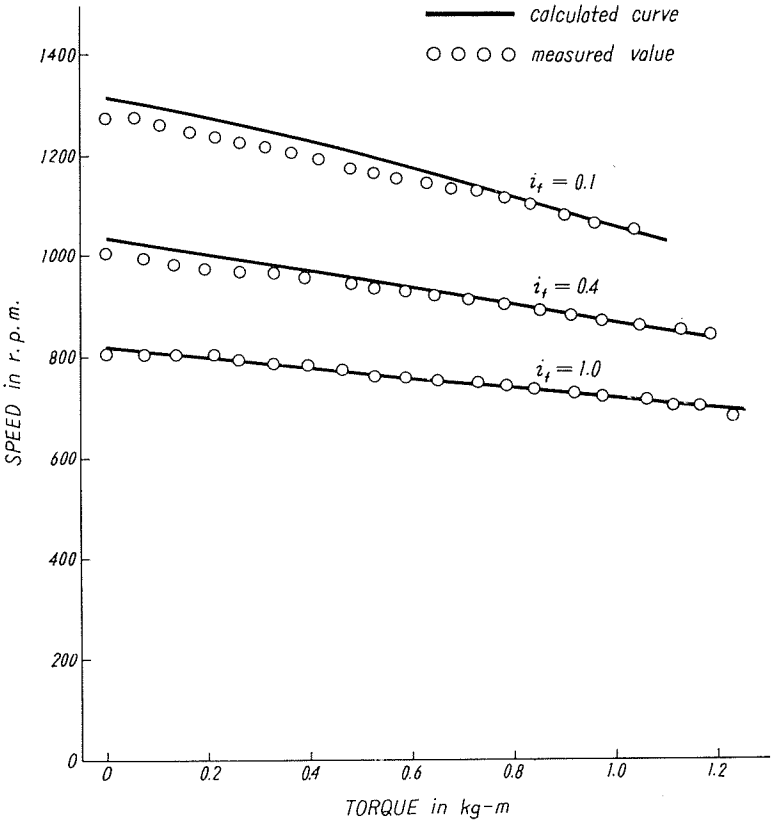


Fig. 11.　Toque-Speed Characteristics of Rectiflow system

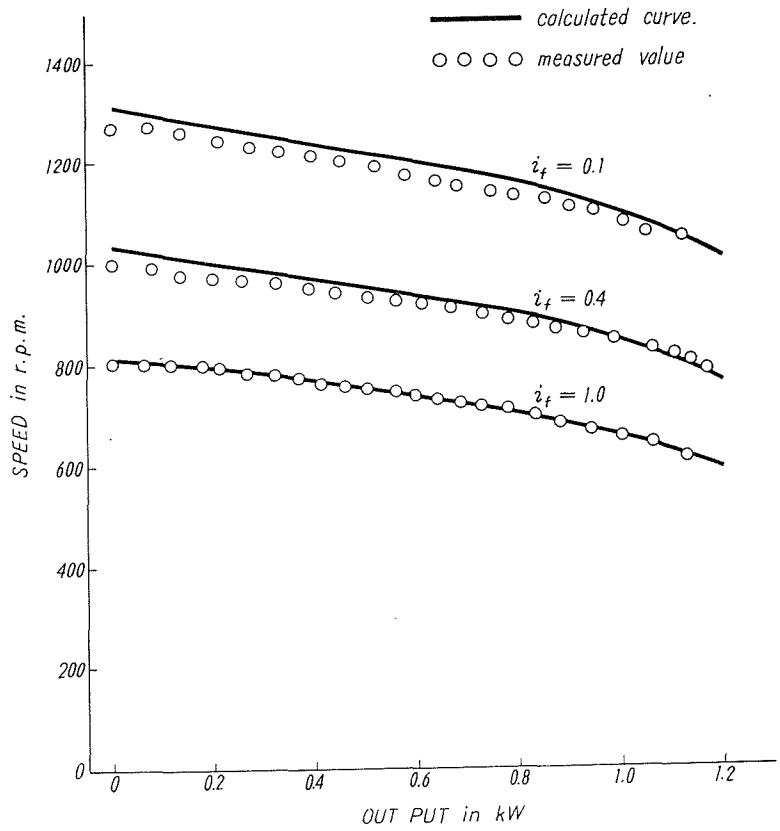


Fig. 12. Out Put-Speed Characteristics of Rectiflow system.

である。

(c) 直流電動機は励磁電流 $i_f=1.0$ [A] くらいでかなり飽和してしまうため，ある程度以下に速度を下げることは不可能であった。

(d) 直流 reactor L は直流電動機の電機子の inductance が大であるし，逆起電力は平滑なので，実際には必要ないと思われる。

5. 高 調 波

以上は (6) 式で求められる二次電流の基本流についての議論であるが，以下では (7) 式から (9) 式の高調波について考える。高調波は，3 の倍数および偶数高調波は存在せず，$n=6h\pm1$ ($h=0, 1, 2, \cdots\cdots$) と表わされる。

5·1 $6h+1$ 次高調波

$6h+1$ 調波成分は基本波の作る回転磁界と同一方向に，回転子上を $(6h+1)sf$ の周波数に相当する回転数で回る回転磁界を作る。(f は電源の周波数) このために固定子に誘起する電圧，電流の周波数は $f(1-s)+(6h+1)sf=(6hs+1)f=f^{n0}$ となり，この等価回路は Fig. 13 のようになる。

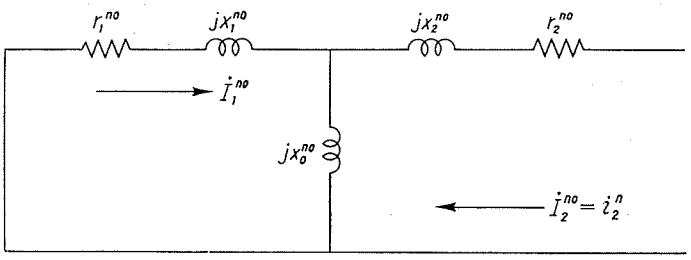


Fig. 13. Equivalent circuit of Induction Motor for (6h+1) th harmonic.

ここで

$$r_1^{n0}=\frac{(6h+1)\,s}{6hs+1}\,r_1,\quad r_2^{n0}=r_2,$$

$$x_0^{n0}=(6h+1)\,s\,x_0,\quad x_1^{n0}=(6h+1)\,s\,x_1,\quad x_2^{n0}=(6h+1)\,s\,x_2$$

Fig. 13 で一次電流 $\dot{I}_1^{n0}$ は次のようになる

$$\dot{I}_1^{n0}=\frac{jx_0^{n0}}{r_1^{n0}+j(x_1^{n0}+x_0^{n0})}\,\dot{I}_2^{n0}$$

$6h+1$ 調波に対するすべりを s^{n0} とすると

$$s^{n0}=\frac{f^{n0}}{(6h+1)\,sf}=\frac{6hs+1}{(6h+1)\,s}$$

となるので，$6h+1$ 調波による出力およびトルクをそれぞれ P^{n0}, T^{n0} とすると次の様に求められる。

$$P^{n0}=3\,(1-s^{n0})\,\mathrm{Re}\,[(r_1^{n0}+jx_1^{n0})\,\dot{I}_1^{n0}\cdot\overline{\dot{I}_1^{n0}}]=3\,(1-s^{n0})\,r_1^{n0}\,I_1^{n0\,2}$$

$$T^{n0}=\frac{P^{n0}}{(1-s)\,\omega_0}=-\frac{3r_1^{n0}\cdot I_1^{n0\,2}}{(6h+1)\,s\,\omega_0}$$

また，$0\leqq s\leqq 1$ であるから $s^{n0}\geqq 1$ となるので，$6h+1$ 調波電流によるトルクは，制動機としてのトルクであって，基本波によるトルクを減少させることになる。

5·2　$6h-1$ 次高調波

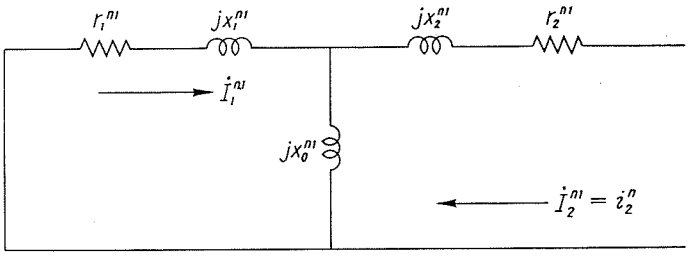


Fig. 14. Equivalent circuit of Induction Motor for (6h−1) th harmonic.

$6h-1$ 調波成分は基本波の作る回転磁界と反対方向に，回転子上を $(6h-1)sf$ の周波数に相当する回転数で回る回転磁界を作る。このために固定子に誘起する電圧，電流の周波数 f^{n1} は，$f^{n1}=-(1-s)f+(6h-1)sf=(6hs-1)f$ となりこの等価回路は Fig. 14 のようになる。ここで

$$r_1^{n1}=\frac{(6h-1)s}{6hs-1}r_1, \quad r_2^{n1}=r_2,$$

$$x_0^{n1}=(6h-1)sx_0, \quad x_1^{n1}=(6h-1)sx_1, \quad x_2^{n1}=(6h-1)sx_2$$

Fig. 14 で $6h-1$ 調波電流 $\dot{I}_2^{n1}=\dot{i}_2^n$ により一次側に誘起される電流 $\dot{I}_1^{n1}$ は次のようになる。

$$\dot{I}_1^{n1}=\frac{jx_0^{n1}}{r_1^{n1}+j(x_1^{n1}+x_0^{n1})}\dot{I}_2^{n1}$$

$6h-1$ 調波に対するすべりを s^{n1} とすると

$$s^{n1}=\frac{f^{n1}}{(6h-1)sf}=\frac{6hs-1}{(6h-1)s}$$

となるので，出力およびトルクを P^{n1}, T^{n1} とすると以下の様に求められる。

$$P^{n1}=3(1-s^{n1})\,\mathrm{Re}\,[(r_1^{n1}+jx_1^{n1})\dot{I}_1^{n1}\cdot\overline{\dot{I}_1^{n1}}]=3(1-s^{n1})r_1^{n1}I_1^{n1\,2}$$

$$T^{n1}=\frac{P^{n1}}{(1-s)\omega_0}=\frac{3r_1^{n1}\cdot I_1^{n1\,2}}{(6h-1)s\omega_0}$$

また，$0\leqq s\leqq 1$ であるから

$s\geqq 1/6h$ のとき $0\leqq s^{n1}\leqq 1$ であるから，T^{n1} は電動機トルク

$s<1/6h$ のとき $s^{n1}<0$ であるから，発電機としてのトルクとなる。

$6h-1$ 調波は基本波とは逆方向に回転する成分なので，その空間的速度が電源周波数 f と一致する点が存在する。すなわち $f^{n1}=f=(6hs-1)f$ を解いて，$s=1/3h$，ゆえに第 5 調波は $h=1$ を代入して $s=1/3$，第 11 調波は $h=2$ を代入して $s=1/6$ において固定子に電源周波数と一致した電流を誘起することがわかる。

5. 結　　言

予想通りに誘導機二次電流はかなり歪むことがわかったが，一次電流の歪みは問題にならない程度であった。高調波の影響として，運転中に感じられたことはほとんどなく，わずかに 1000 r.p.m. ($s=1/3$) 付近で一次電流にわずかな動揺をきたすのを観測した程度であった。これは第五調波が $s=1/3$ で，固定子に電源周波数と一致した電流を誘起するために起きる現象である。

実験値と理論側は比較的よく一致しており，前述の理論で大体説明がつくと思われる。結果としては，レクチフロー方式の方が静止セルビウス方式より，理論値と実験値がよく合致する結果となったが，これは後者は前者と異なり，inveter を用い，inverter の逆起電力に多量の高調波成分を含有するため，電流の歪みが著しく，前者の方がはるかに仮定した二次電流波形

と一致した波形となることを考えると当然と思われる。Fig. 3 に従って，高調波によるトルクを計算してみたが，基本波によるトルクに較べて，全く問題とならない程度であった。

すべり電力を有効に再生し，高効率の運転ができることが，本方式の特長であるが，実験結果としては最高効率が 65% くらいで，効率は決してよくない。これは実験機が小形機のため，電動機自体の機械損，風損などの固定損が機械的出力に転べて大きいこと，また直流 reactor 中での損失，誘導電動機，直流電動機中での銅損が，かなり大なるためと思われる。

参考文献

1) 数野　寛：電気四学会連合大会論文集 (昭 41), 分冊 5, 426.
2) 西田富士夫・水野誠一：日本電気学会誌, 84 (昭 39), 9, p. 1421～1429.
3) 武田英夫・新良由幸・九里英輔：三菱電機技報, 35 (昭 39), 11, p. 44～53.