

# S. C. R. を 2 次回路へ適用した巻線形誘導 電動機 の 速度制御

数 野 寛  
小 松 伊 祐

(昭和40年 8 月31日受理)

## Speed Control of the Wound Type Induction Motor by Applying S. C. R. in the Secondary Side

By Hiroshi Kazuno, Isuke Komatu

### Synopsis

We have studied, whether the speed of the 3 phase wound type induction motor is able to change smoothly and widely by means of applying S. C. R. to the secondary circuit and controlling the firing phase angle of its current, or not. This paper is the report about it.

At the first step, we chose the method of controlling the semi-arm elements of the 3 phase bridge connection.

By this method, the speed is able to be changed widely but there is an unstable range at a little under the slip  $\frac{1}{3}$ . A series of harmonics are resulted by controlling the firing phase angle of the secondary current, the 2nd harmonic is the most powerful in them. This 2nd harmonic brings the unevenness on the speed-torque curve before and behind the point of slip  $\frac{1}{3}$ . This is the cause for unstable range.

At the second step, we chose the next method to improve this defect. That is, the secondary winding of the induction motor was connected in the form of Y, and drawn out the neutral wire. The S. C. R. in inverse-parallel are inserted between the each phase winding and the neutral wire. In this method, as the current wave is the half wave symmetry, the secondary current contains only odd harmonics, and the influence of the parasitic torque due to harmonics is little, then the speed of the motor is able to be changed smoothly and widely.

In these methods, the efficiency of the motor is the same order compare with the resistance control method, we can't expect to improve it. But, they are advantageous to change the speed with the easy process and to apply the automatic speed control with the more easy method than the others.

Besides, we have led to the equivalent circuit and the calculus method of torque when there are many harmonics in the secondary current.

### 1. 緒 言

巻線形誘導電動機の速度制御法としては抵抗制御、  
クレーマー、セルビウス等の方法があるが、そのうち

最も簡便なのは抵抗制御法であり、従来より広く一般  
に用いられてきた。最近半導体素子の発達は目覚まし  
く、なかんづくシリコン制御整流素子 (S. C. R.) は  
電力機器、自動制御の各分野に広く応用され、その偉

力を発揮している。S.C.R. を点弧制御し、流れる電流を位相制御することによりほとんど電力消費を伴わずして、見掛上のインピーダンスを変えることができるので、これを巻線形誘導電動機の2次回路へ適用し2次電流を制御することにより、従来の抵抗制御法と類似の速度制御ができるのではないかと思います。1, 2 試みたのでその方法、特性等について述べる。まず最初に3個のシリコンダイオードと3個のS.C.R. とで片アーム制御の三相ブリッジを構成し、3個のS.C.R. を点弧制御することにより2次電流の位相制御を行う場合について試みたが、すべり $\frac{1}{3}$ の点に一部速度の不安定領域を作り好ましくないが、この範囲を除けばかなりの広範囲に亘って速度制御が可能である。この不安定領域は2次電流の位相制御の結果生ずる第2高調波電流のもたらす寄生トルクによるものであることが分った。そこでこの点を改良すべく第2の方法として、巻線形誘導電動機の2次を星形結線とし中性線を設け、これと各相との間に逆並列接続のS.C.R. を挿入し、これを点弧制御することにより2次各相電流波形を半波対称となるように改め、含有高調波が奇数次のみからなるような制御法を採用したところ、高調波電流に起因する寄生トルクの影響はほとんどなく、広範囲に亘り速度制御を行うことができた。効率の点からすればS.C.R. がほとんど電力消費を伴わずして電流を制御する素子であるとは言え、抵抗制御法における効率と同程度で、向上を期待することは原理的に不可能である。二次高調波電流の作用、並にこれらを含む場合の等価回路を導き、トルク計算法等を誘導したので以下これ等について順を追って述べる。

## 2. 巻線形誘導電動機の発生トルク、

### すべり、効率について

一、二次共に3相、極数 $P$ なる巻線形誘導電動機について考える。励磁電流によって作られる空隙の磁束分布は正弦波状と仮定する。第1図において、

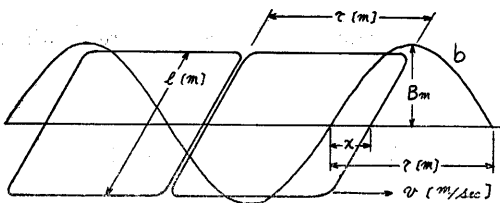


Fig. 1 Relation between spatial magnetic flux wave and secondary coil.

すべり	: $s$
導体が磁束を切る速度	: $v$ [m/sec]
電源周波数	: $f$ [c/sec]
一極当りの磁束数	: $\Phi$ [Wb/pole]
静止時二次誘起電圧実効値	: $E_2$ [V]
二次誘起電圧瞬時値	: $e_2, e_{2a}(a相), e_{2b}(b相), e_{2c}(c相)$ [V]
二次有効巻回数	: $w_2$ [turn/phase]

とすれば、

$$b = B_m \sin \frac{\pi}{\tau} x \quad [\text{Wb}] \quad \dots\dots(1)$$

$$v = 2\tau s f \quad [\text{m/sec}] \quad \dots\dots(2)$$

$$x = vt = 2\tau s f t \quad [\text{m}] \quad \dots\dots(3)$$

$$e_2 = 4w_2 l \tau s f B_m \sin 2\pi s f t \quad [\text{V}] \quad \dots\dots(4)$$

$$\Phi = \frac{2}{\pi} B_m \tau l \quad [\text{Wb/pole}] \quad \dots\dots(5)$$

$$E_2 = \sqrt{2} \pi w_2 f \Phi \quad [\text{V}] \quad \dots\dots(6)$$

$$B_m = \frac{E_2}{2\sqrt{2} \pi w_2 f} \quad [\text{Wb/m}^2] \quad \dots\dots(7)$$

$$\therefore e_{2a} = \sqrt{2} s E_2 \sin \omega s t \quad [\text{V}] \quad \dots\dots(8)$$

ただし、 $2\pi f = \omega$  とする。

となり、同様にして

$$e_{2b} = \sqrt{2} s E_2 \sin(\omega s t - \frac{2}{3}\pi) \quad [\text{V}] \quad \dots\dots(9)$$

$$e_{2c} = \sqrt{2} s E_2 \sin(\omega s t - \frac{4}{3}\pi) \quad [\text{V}] \quad \dots\dots(10)$$

となる。

いま各相に次のようなひずみ波電流が流れるとする。

$$\begin{aligned} i_{2a} &= \sqrt{2} I_{21} \sin(\omega s t + \phi_{21}) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{22} \sin(2\omega s t + \phi_{22}) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{23} \sin(3\omega s t + \phi_{23}) + \dots\dots \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2n} \sin(n\omega s t + \phi_{2n}) \quad [\text{A}] \\ i_{2b} &= \sqrt{2} I_{21} \sin(\omega s t + \phi_{21} - \frac{2}{3}\pi) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{22} \sin(2\omega s t + \phi_{22} - \frac{4\pi}{3}) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{23} \sin(3\omega s t + \phi_{23}) + \dots\dots \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2n} \sin\{n(\omega s t - \frac{2}{3}\pi) + \phi_{2n}\} \quad [\text{A}] \\ i_{2c} &= \sqrt{2} I_{21} \sin(\omega s t + \phi_{21} - \frac{4}{3}\pi) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{22} \sin(2\omega s t + \phi_{22} - \frac{2\pi}{3}) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{23} \sin(3\omega s t + \phi_{23}) + \dots\dots \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{2n} \sin\{n(\omega s t - \frac{4}{3}\pi) + \phi_{2n}\} \quad [\text{A}] \end{aligned} \quad \dots\dots(11)$$

電磁力  $Bli$  則より 各相コイルに働く電磁力の瞬時値  $f_a, f_b, f_c$  はそれぞれ次のようになる。

$$\begin{aligned} f_a &= 2w_2 (B_m \sin \frac{\pi}{\tau} x) l i_a \quad [\text{N}] \\ f_b &= 2w_2 \left\{ B_m \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x - \frac{2}{3}\pi \right) \right\} l i_b \quad [\text{N}] \\ f_c &= 2w_2 \left\{ B_m \sin \left( \frac{\pi}{\tau} x - \frac{4}{3}\pi \right) \right\} l i_c \quad [\text{N}] \end{aligned} \quad \dots\dots(12)$$

$$f = f_a + f_b + f_c \quad \dots\dots(13)$$

とし一周期に亘っての平均電磁力  $F$  を求めれば

$$F = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f d(\omega t) = \frac{3E_2 I_{21} \cos \phi_{21}}{2f\tau} \quad [\text{N}] \dots\dots(14)$$

となる。いま回転半径を  $R$  とすれば

$$R = \frac{P_\tau}{2\pi} \quad [\text{m}] \quad \dots\dots(15)$$

となり、発生トルク  $T$  は次のようになる。

$$T = FR = \frac{3E_2 I_{21} \cos \phi_{21}}{4\pi f} = \frac{\text{2 次入力}}{\text{同期角速度}} \quad [\text{N-m}] \quad \dots\dots(16)$$

二次回路にたとえひずみ波電流が流れても、一次もれインピーダンスにおける電圧降下が印加電圧に比較して非常に小さいものとすれば、二次誘起電圧  $E_2$  は純正弦波とみなしても大差ない。従って  $3E_2 I_{21} \cos \phi_{21}$  は 2 次にひずみ波電流が流れている場合でも、2 次入力とみなし得る。いますべり  $s$  で回転しているとすれば発生機械動力  $P_{2out}$  は

$$\begin{aligned} P_{2out} &= \frac{3E_2 I_{21} \cos \phi_{21}}{4\pi f} \cdot \frac{4\pi f}{P} (1-s) \\ &= 3E_2 I_{21} \cos \phi_{21} (1-s) = P_{2in} (1-s) \quad [\text{W}] \quad \dots\dots(17) \end{aligned}$$

となり、従って必然的に二次消費電力は  $s P_{2in}$  となり、何等かの形で 2 次で  $s P_{2in}$  なる電力を消費せざる限り、すべり  $s$  を得ることは不可能である。抵抗制御はこの  $s P_{2in}$  に相当するエネルギーをオーム損の形で熱消費し、クレーマー方式においてはこれを電動機の助けをかりて有効な機械的エネルギーに型変りせしめ、セルビウス方式においてはこれを周波数変換装置の助けをかり、電源周波の交流電力に型変りせしめて電源にフィードバックしている。何れにせよ誘導電動機の 2 次を送りこまれた電力と、誘導電動機それ自体から発生する発生機械動力の比は如何なる方法をとろうとも、2 次効率  $1-s$  を上回することは不可能である。ただ  $s P_{2in}$  を有効に生かすか、無駄に消費するかが効率向上の分れ道である。従って S. C. R. で 2 次電流を制御した場合といえども、 $s P_{2in}$  の電力を何

等かの形で消費せざる限り、すべり  $s$  を得ることはできないばかりでなく、この方法においては必然的に抵抗制御法における効率を大きく上回らせようなどと考えることは原理的に不可能である。

### 3. 2 次回路に高調波電流を含む場合の解析法と等価回路

いま機械は 3 相平衡なるものとしてその 1 相分について考える。回転子はすべり  $s$  で回転しているものとする。第 2 図において 2 次誘起電圧は単一周波の純正弦波と仮定する。

$$e_2 = \sqrt{2} s E_2 \sin 2\pi s f t = \sqrt{2} s E_2 \sin \omega_0 t \dots\dots(18)$$

$$\omega_0 = \frac{4\pi f}{P} \quad [\text{rad/sec}] \quad \dots\dots(19)$$

すべり  $s$  で回転中の 2 次回路についての電圧電流方程式は次のようである。

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + r_2 i_2 = \sqrt{2} s E_2 \sin \omega_0 t \quad \dots\dots(20)$$

S. C. R. での制御の仕方に応じて制御条件、初期条件、境界条件等を入れることにより  $i_2$  を求め得るが、何れの場合にせよ  $i_2$  はひずみ波電流であり、フーリエ展開することにより次のように表わすことができる。

$$\begin{aligned} i_2 &= \sqrt{2} I_{21} \sin(\omega_0 t + \phi_{21}) + \sqrt{2} I_{23} \sin(2\omega_0 t + \phi_{23}) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{25} \sin(3\omega_0 t + \phi_{25}) + \dots\dots \quad \dots\dots(21) \end{aligned}$$

いまこの  $i_2$  を (20) 式に代入すれば、

$$\begin{aligned} &\sqrt{2} I_{21} \omega L_2 \cos(\omega_0 t + \phi_{21}) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{22} 2\omega L_2 \cos(2\omega_0 t + \phi_{22}) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{23} 3\omega L_2 \cos(3\omega_0 t + \phi_{23}) + \dots\dots \\ &\quad + \sqrt{2} I_{21} r_2 \sin(\omega_0 t + \phi_{21}) + \sqrt{2} I_{22} r_2 \sin(2\omega_0 t + \phi_{22}) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{23} r_2 \sin(3\omega_0 t + \phi_{23}) + \dots\dots \\ &= \sqrt{2} s E_2 \sin \omega_0 t \quad \dots\dots(22) \end{aligned}$$

となる。この両辺を  $s$  で割り、 $st \rightarrow t'$  として座標変換を行えば、

$$\sqrt{2} I_{21} \omega L_2 \cos(\omega t' + \phi_{21})$$

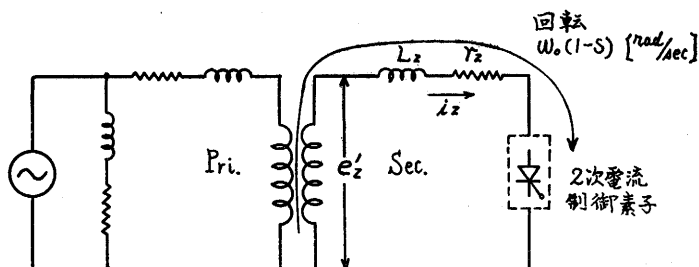


Fig. 2 Dynamic equivalent circuit. (Secondary winding revolving at slip  $s$ .)

$$\begin{aligned}
& + \sqrt{2} I_{22} 2\omega L_2 \cos(2\omega t' + \phi_{22}) \\
& + \sqrt{2} I_{23} 3\omega L_2 \cos(3\omega t' + \phi_{23}) + \dots \\
& + \sqrt{2} I_{21} \frac{\gamma_2}{s} \sin(\omega t' + \phi_{21}) \\
& + \sqrt{2} I_{22} \frac{\gamma_2}{s} \sin(2\omega t' + \phi_{22}) \\
& + \sqrt{2} I_{23} \frac{\gamma_2}{s} \sin(3\omega t' + \phi_{23}) + \dots \\
& = \sqrt{2} E_2 \sin \omega t' \quad \dots(23) \\
L_2 \frac{d}{dt'} \left\{ \sqrt{2} I_{21} \sin(\omega t' + \phi_{21}) \right. \\
& + \sqrt{2} I_{22} \sin(2\omega t' + \phi_{22}) \\
& + \sqrt{2} I_{23} \sin(3\omega t' + \phi_{23}) + \dots \left. \right\} \\
& + \frac{\gamma_2}{s} \left\{ \sqrt{2} I_{21} \sin(\omega t' + \phi_{21}) \right. \\
& + \sqrt{2} I_{22} \sin(2\omega t' + \phi_{22}) \\
& + \sqrt{2} I_{23} \sin(3\omega t' + \phi_{23}) + \dots \left. \right\} \\
& = \sqrt{2} E_2 \sin \omega t' \quad \dots(24)
\end{aligned}$$

となる。これはすべり  $s$  で回転中の電圧

$$\sqrt{2} s E_2 \sin 2\pi f s t$$

なるもとにおける第1図の如き動的等価回路をして、電圧  $\sqrt{2} E_2 \sin 2\pi f t'$  なるもとにおける第3図の如き静止等価回路へと換算できることを示している。

$$\begin{aligned}
i_2' &= \sqrt{2} I_{21} \sin(\omega t' + \phi_{21}) \\
& + \sqrt{2} I_{22} \sin(2\omega t' + \phi_{22}) \\
& + \sqrt{2} I_{23} \sin(3\omega t' + \phi_{23}) + \dots \quad \dots(25)
\end{aligned}$$

とすれば

$$L_2 \frac{di_2'}{dt'} + \gamma_2 i_2' = \sqrt{2} E_2 \sin \omega t' \quad \dots(26)$$

となり、(20)式における同一の角度条件(制御条件、初期条件、境界条件)を入れることにより、2次電流は基本周波数が電源周波と同じ  $f$  [c/sec] で表現された形として求められ、各高調波間の相対的位相関係等は(20)式より求めた基本周波  $sf$  [c/sec] で表現された場合のものと全く同じである。このような静止2次等価回路と一次回路の間を便宜上電圧比  $1:i$  の理想

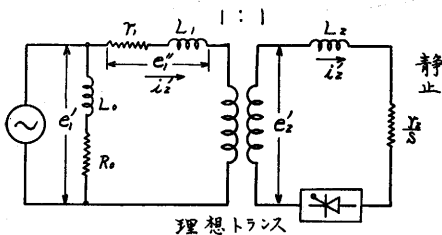


Fig. 3 Static equivalent circuit.

トランスをもって結合し、簡易等価回路の考え方に準拠して、印加電圧に対する励磁インダクタンス、鉄損抵抗は一次もれインダクタンス、一次巻線抵抗の手前へ追いやると第3図のような回路を得る。等アンペーターの法則より一次電流は二次電流に等しい。一次もれ素子における電圧降下を  $e_1''$  とすれば、

$$e_1'' = L_1 \frac{di_2'}{dt'} + \gamma_1 i_2' \quad \dots(27)$$

とり、 $e_1''$  は  $i_2'$  がひずみ波である限り、ひずみ波電圧となる。電圧平衡式は

$$\begin{aligned}
e_2' + e_1'' &= \sqrt{2} E_2 \sin \omega t' + L_1 \frac{di_2'}{dt'} + \gamma_1 i_2' \\
&= e_1' \quad \dots(28)
\end{aligned}$$

となり、 $e_2'$  が単一周波の純正弦波電圧であっても、一次の漏れ素子における電圧降下  $e_1''$  がひずみ波であればこれ等と平衡を保つべき一次印加電圧  $e_1'$  は、一般にはひずみ波でなければならないことになるが、現実の誘導電動機においては一次漏れ素子における電圧降下  $e_1''$  は小さく

$$e_1'' \ll e_1', \quad e_1'' \ll e_2' \quad \dots(29)$$

とみることができるので、近似的に  $e_1'$  は単一周波の純正弦波とみなしうる。

逆に  $e_1'$  として単一周波の純正弦波電圧を印加すれば、2次誘起電圧  $e_2'$  は近似的に単一周波の純正弦波電圧とみなしうる。 $e_2'$  が単一周波純正弦波電圧とみなしうるならば第3図における二次静止等価回路をそのまま適用することができる。ここで改めて理想トランスを除外し等価回路を書き改めれば第4図の如くなり、

$$\left. \begin{aligned} L &= L_1 + L_2 \\ R &= r_1 + \frac{\gamma_2}{s} \end{aligned} \right\} \quad \dots(30)$$

$$e_1 = \sqrt{2} E_1 \sin \omega t \quad \dots(31)$$

として、

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2} E_1 \sin \omega t \quad \dots(32)$$

に角度条件(制御条件、初期条件、境界条件)を入れて  $i$  を求めれば等価電流を知ることができる。

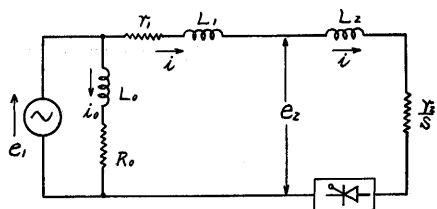


Fig. 4 Static equivalent circuit.  
(Omitted ideal transformer.)

次に発生トルクについて考える。

第 4 図の近似等価回路において 2 次入力  $P_{2in}$  は

$$P_{2in} = 3 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T e_2 i dt$$

$$= 3E_2 I_1 \cos \phi_1$$

$$= 3 \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \frac{r_2}{s} dt$$

$$= 3(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots) \cdot \frac{r_2}{s} [W] \dots \dots (33)$$

これ等の形で表わされる。

(32) 式の微分方程式を解いて得られる  $i$  をフーリエ級

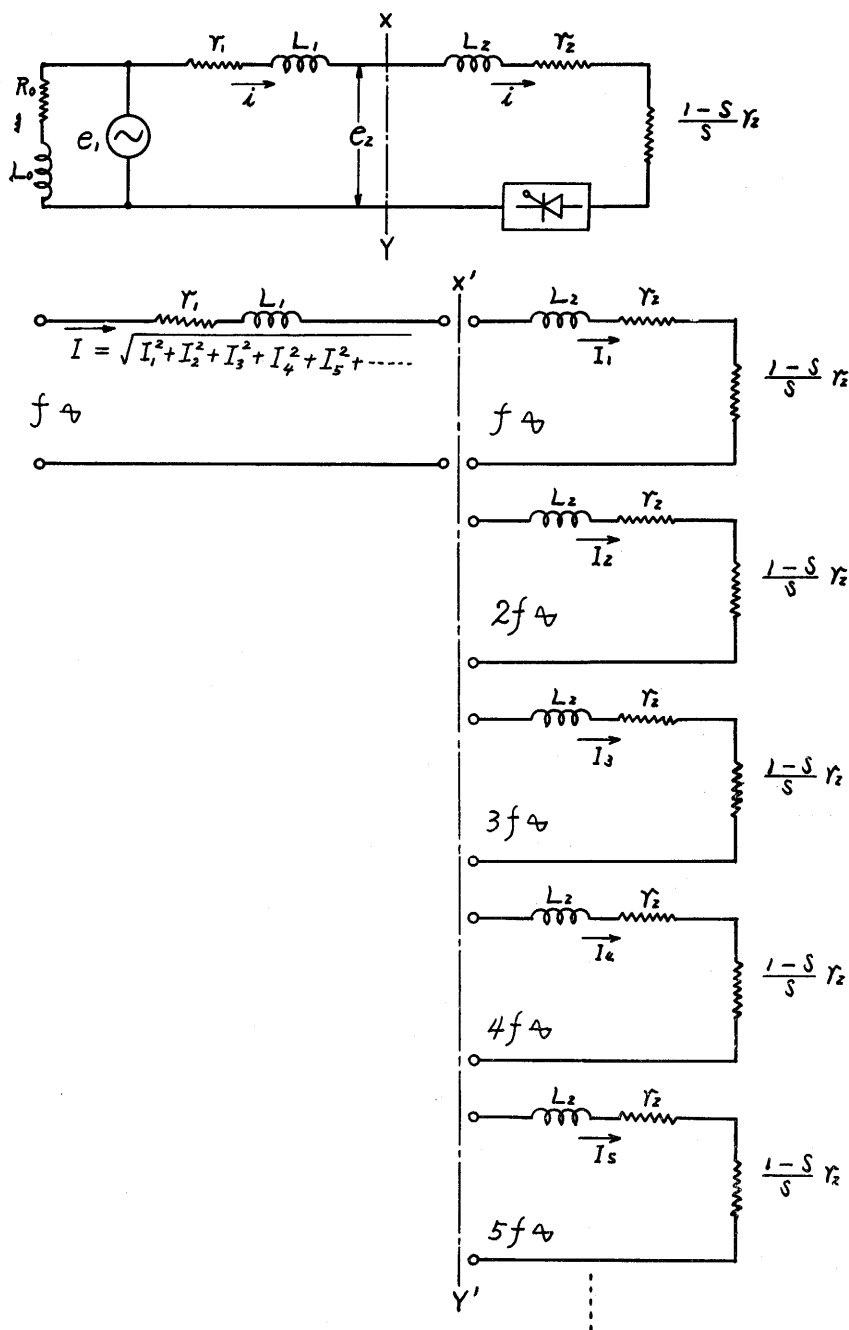


Fig. 5 Static equivalent circuits separated 2ndary current to each harmonic.

数に展開しその結果が、

$$i = \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \sqrt{2} I_2 \sin(2\omega t + \phi_2) + \sqrt{2} I_3 \sin(3\omega t + \phi_3) + \dots \quad \dots(34)$$

となったとすれば、

励磁電流  $i_0$  によって作られる空間磁束波と2次ひずみ波電流との間で形成せられるトルク  $T_1$  は(16)式より

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\text{2次入力}}{\text{同期角速度}} = \frac{3E_2 I_1 \cos \phi_1}{\frac{4\pi f}{P} \times 9.8} \\ &= \frac{3}{T} \left\{ \int_0^T i^2 \cdot \frac{r_2}{s} dt \right\} \cdot \frac{1}{\frac{4\pi f}{P} \times 9.8} \\ &= 3(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots) \frac{\tilde{r}_2}{s} \cdot \frac{1}{\frac{4\pi f}{P} \times 9.8} \\ &[\text{kg-m}] \quad \dots[35] \end{aligned}$$

となる。ところがここに1つ問題が生ずる。それは高調波電流がもたらす作用である。高調波電流はそれに相当する周波数によって作られる空間磁束波が、外部からの印加電圧によっては作られ得ないので、2次に流れる各高調波電流の一部をさいてそれによってその周波数に相当する空間磁束波を作り、いわゆる定電流

形の回転一次形誘導電動機作用を呈するのである。

各高調波毎の誘導電動機作用に關与する電力は第5図の  $X'-Y'$  より右方における各高調波毎の消費電力と同じでなければならない。(周波数は換算されているので異ってはいるが)。ここで各高調波毎に誘導電動機作用を呈する等価回路並にその調波に關する発生トルクを求めてみる。

i) 第2高調波 ( $2sf$  [c/sec]) 成分について

これは逆相順構成で  $2sf$  [c/sec]、実効値  $I_2$  なる定電流形の回転一次形誘導電動機作用を呈する。 $2sf$  [c/sec] に対するすべり  $s_2$  は次のようになる。

$$s_2 = \frac{3s-1}{2s} \quad \dots(36)$$

$2f$  [c/sec] 下の等価回路と  $2sf$  [c/sec] 下の等価回路とが同一力率即ち同一の複素インピーダンスを呈するように、さらに換言すると有効電力、無効電力が両者間でそれぞれ等しくなるように  $2sf$  [c/sec] に対する励磁素子  $R_{20}$ ,  $L_{20}$  を決定すると次のようになり、 $2sf$  [c/sec] 下の静止等価回路は第6図のようになる。

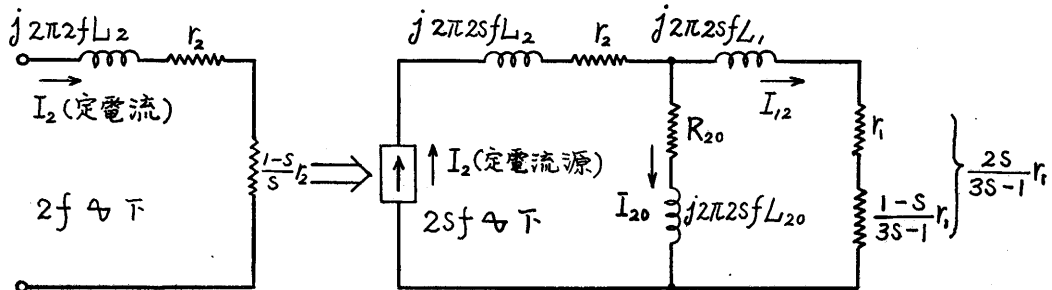


Fig. 6 Converting the 2nd harmonic equivalent circuit at  $2f$  c/sec into the one at  $2sf$  c/sec.

$$R_{20} = \frac{(1-s) \left\{ \left( \frac{2\tilde{r}_1\tilde{r}_2}{3s-1} - (2\pi 2f)^2 s L_1 L_2 \right) \left( \frac{2s}{3s-1} \tilde{r}_1 - \frac{1-s}{s} \tilde{r}_2 \right) - (2\pi 2f)^2 \left( L_1 \tilde{r}_2 + \frac{2s\tilde{r}_1 L_2}{3s-1} \right) \left\{ L_2 - s(L_1 + L_2) \right\} \right\}}{\left( \frac{2s}{3s-1} \tilde{r}_1 - \frac{1-s}{s} \tilde{r}_2 \right)^2 + (2\pi 2f)^2 \left\{ L_2 - s(L_1 + L_2) \right\}^2} [\Omega] \quad \dots(37)$$

$$L_{20} = \frac{\frac{(1-s)}{s} \left\{ \left( L_1 \tilde{r}_1 + \frac{2s\tilde{r}_1 L_2}{3s-1} \right) \left( \frac{2s}{3s-1} \tilde{r}_1 - \frac{1-s}{s} \tilde{r}_2 \right) + \left\{ \frac{2\tilde{r}_1\tilde{r}_2}{3s-1} - (2\pi 2f)^2 s L_1 L_2 \right\} \left\{ L_2 - s(L_1 + L_2) \right\} \right\}}{\left( \frac{2s}{3s-1} \tilde{r}_1 - \frac{1-s}{s} \tilde{r}_2 \right)^2 + (2\pi 2f)^2 \left\{ L_2 - s(L_1 + L_2) \right\}^2} [\text{H}] \quad \dots(38)$$

となり、出力  $P_2$ 、トルク  $T_2$  はそれぞれ次のようになる。

$$P_2 = \frac{3(1-s)^2 \left\{ \left( \frac{\tilde{r}_2}{s} \right)^2 + (2\pi 2f L_2)^2 \right\} I_2^2}{\left( \frac{2s}{3s-1} \tilde{r}_1 \right)^2 + (2\pi 2sf L_1)^2} \cdot \frac{(1-s) \tilde{r}_1}{3s-1} [\text{W}] \quad \dots(39)$$

$$T_2 = \frac{3(1-s)^2 \left\{ \left( \frac{\tilde{r}_2}{s} \right)^2 + (2\pi 2f L_2)^2 \right\} I_2^2}{\left( \frac{2s}{3s-1} \tilde{r}_1 \right)^2 + (2\pi 2sf L_1)^2} \cdot \frac{\tilde{r}_1}{3s-1} \cdot \frac{1}{9.8 \omega_0} [\text{kg-m}] \quad \dots(40)$$

ただし,  $\omega_0 = \frac{4\pi f}{P}$  [rad/sec] とする。

ii) 第3高調波 ( $3sf$  [c/sec]) 成分について

平衡3相構成下の第3高調波電流は各相同相の電流となるので, 3相結線の構成如何によっては流れ得ない場合もある。Y結線で中性線をもつ場合は流れうる。また空間に電気角 $120^\circ$ を隔てて配置されている3相巻線に各相同相の電流が流れた場合, 各相の空間起磁力分布が正弦波状であるとすれば, 任意の瞬時, 任意の場所における各相起磁力の和, 即ち合成起磁力は零となる。従って第3高調波電流は固定子巻線と回転子巻線との間に磁氣的結合をもたないので, 誘導電動機作用は呈さない。回転子回路内の第3高調波電流による磁束はすべてこの回路での漏れ磁束となる。第5図の  $X'-Y'$  より左側, 即ち固定子巻線での漏れ素子  $\gamma_1$ ,  $L_1$  中をも  $I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}$  の形で  $I_3$  成分が流れているようになってはいるが, (29)式で述べたような条件のもとに近似的な取扱いをしているので  $I_3$  が  $L_1$ ,  $\gamma_1$  で生ずる電圧降下並にその電力損失は非常に小さいものとして取扱っているの, この喰違いはや

むを得ないものと考えられる。回転子回路内を第3高調波電流が流れうる態勢にある場合には, 第2高調波の場合と同様有効, 無効電力の等価性より, 第7図の如く  $3f$  [c/sec] 下の等価回路を  $3sf$  [c/sec] 下の等価回路に改めることができる。この場合

$$\left. \begin{aligned} R_{30} &= \frac{1-s}{s} \gamma_2 \\ L_{30} &= \frac{1-s}{s} L_2 \end{aligned} \right\} \dots\dots(41)$$

なる如く励磁素子を選ぶ。発生機械動力  $P_3$ , 発生トルク  $T_3$  は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} P_3 &= 0 \\ T_3 &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots(42)$$

以下3の倍数次高調波成分については同様の取扱いをすればよい。

iii) 第4高調波 ( $4sf$  [c/sec]) 成分について

同様にして等価回路を求めれば第8図, 励磁素子  $R_{40}$ ,  $L_{40}$ , 発生機械動力  $P_4$ , 発生トルク  $T_4$  はそれぞれ次のようになる。

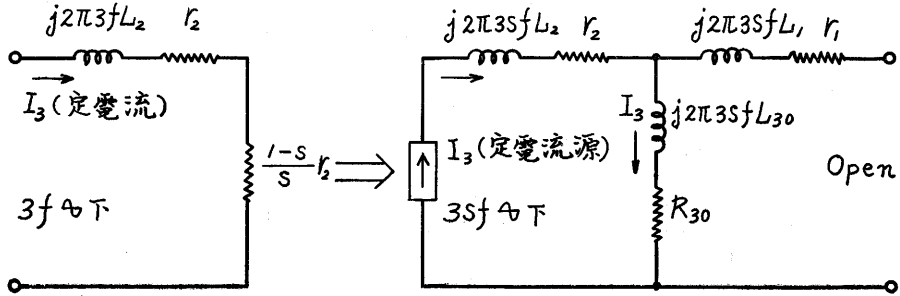


Fig. 7 Converting the 3rd harmonic equivalent circuit at  $3f$  c/sec into the one at  $3sf$  c/sec.

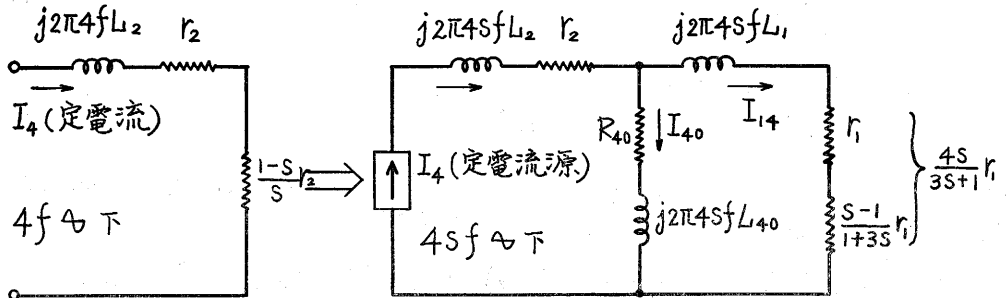


Fig. 8 Converting the 4th harmonic equivalent circuit at  $4f$  c/sec into the one at  $4sf$  c/sec.

$$R_{40} = \frac{(1-s) \left\{ \left[ \frac{4\gamma_1 \gamma_2}{1+3s} - (2\pi 4f)^2 s L_1 L_2 \right] \left( \frac{4s\gamma_1}{1+3s} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right) - (2\pi 4f)^2 \left( \frac{4s\gamma_1 L_2}{1+3s} + \gamma_2 L_1 \right) \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \} \right\}}{\left( \frac{4s\gamma_1}{1+3s} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right)^2 + (2\pi 4f)^2 \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \}^2} [\Omega] \dots\dots(43)$$

$$L_{40} = \frac{(1-s) \left\{ \left( \frac{4s\gamma_1 L_2}{1+3s} + \gamma_2 L_1 \right) \left( \frac{4s\gamma_1}{1+3s} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right) + \left\{ \frac{4\gamma_1 \gamma_2}{1+3s} - (2\pi 4f)^2 s L_1 L_2 \right\} \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \} \right\}}{\left( \frac{4s\gamma_1}{1+3s} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right)^2 + (2\pi 4f)^2 \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \}^2} \quad [\text{H}] \quad \dots\dots(44)$$

$$P_4 = \frac{3(1-s)^2 \left\{ \left( \frac{\gamma_2}{s} \right)^2 + (2\pi 4f L_2)^2 \right\} I_4^2}{\left( \frac{4s}{3s+1} \gamma_1 \right)^2 + (2\pi 4s f L_1)^2} \cdot \frac{s-1}{3s+1} \gamma_1 \quad [\text{W}] \quad \dots\dots(45)$$

$$T_4 = \frac{3(1-s)^2 \left\{ \left( \frac{\gamma_2}{s} \right)^2 + (2\pi 4f L_2)^2 \right\} I_4^2}{\left( \frac{4s}{3s+1} \gamma_1 \right)^2 + (2\pi 4s f L_1)^2} \cdot \frac{-\gamma_1}{3s+1} \cdot \frac{1}{9.8 \omega_0} \quad [\text{kg-m}] \quad \dots\dots(46)$$

iv] 第5高調波 (5sf [c/sec]) 成分について

同様にして等価回路は第9図, 励磁素子  $R_{50}$ ,  $L_{50}$ ,

発生機械動力  $P_5$ , 発生トルク  $T_5$  はそれぞれ次のようになる。

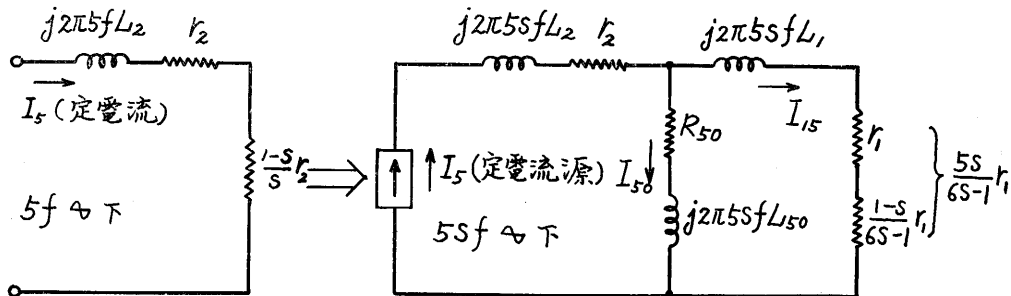


Fig. 9 Converting the 5th harmonic equivalent circuit at 5f c/sec into the one at 5sf c/sec.

$$R_{50} = \frac{(1-s) \left\{ \left[ \frac{5\gamma_1 \gamma_2}{6s-1} - (2\pi 5f)^2 s L_1 L_2 \right] \left( \frac{5s\gamma_1}{6s-1} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right) - (2\pi 5f)^2 \left( L_1 \gamma_2 + \frac{5s\gamma_1 L_2}{6s-1} \right) \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \} \right\}}{\left( \frac{5s}{6s-1} \gamma_1 - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right)^2 + (2\pi 5f)^2 \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \}^2} \quad [\Omega] \quad \dots\dots(47)$$

$$L_{50} = \frac{(1-s) \left\{ \left( L_1 \gamma_2 + \frac{5s\gamma_1 L_2}{6s-1} \right) \left( \frac{5s\gamma_1}{6s-1} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right) + \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \} \left[ \frac{5\gamma_1 \gamma_2}{6s-1} - (2\pi 5f)^2 s L_1 L_2 \right] \right\}}{\left( \frac{5s}{6s-1} \gamma_1 - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right)^2 + (2\pi 5f)^2 \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \}^2} \quad [\text{H}] \quad \dots\dots(48)$$

$$P_5 = \frac{3(1-s)^2 \left\{ \left( \frac{\gamma_2}{s} \right)^2 + (2\pi 5f L_2)^2 \right\} I_5^2}{\left( \frac{5s}{6s-1} \gamma_1 \right)^2 + (2\pi 5s f L_1)^2} \cdot \frac{1-s}{6s-1} \gamma_1 \quad [\text{W}] \quad \dots\dots(49)$$

$$T_5 = \frac{3(1-s)^2 \left\{ \left( \frac{\gamma_2}{s} \right)^2 + (2\pi 5f L_2)^2 \right\} I_5^2}{\left( \frac{5s}{6s-1} \gamma_1 \right)^2 + (2\pi 5s f L_1)^2} \cdot \frac{\gamma_1}{6s-1} \cdot \frac{1}{9.8 \omega_0} \quad [\text{kg-m}] \quad \dots\dots(50)$$

v] 第7高調波 (7sf [c/sec]) 成分について

同様にして等価回路は第10図, 励磁素子  $R_{70}$ ,  $L_{70}$ ,

発生機械動力  $P_7$ , 発生トルク  $T_7$  はそれぞれ次のようになる。

$$R_{70} = \frac{(1-s) \left\{ \left[ \frac{7\gamma_1 \gamma_2}{1+6s} - (2\pi 7f)^2 s L_1 L_2 \right] \left( \frac{7s\gamma_1}{1+6s} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right) - (2\pi 7f)^2 \left( \frac{7s\gamma_1 L_2}{1+6s} + \gamma_2 L_1 \right) \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \} \right\}}{\left( \frac{7s\gamma_1}{1+6s} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right)^2 + (2\pi 7f)^2 \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \}^2} \quad [\Omega] \quad \dots\dots(51)$$

$$L_{70} = \frac{(1-s) \left\{ \left( \frac{7s\gamma_1 L_2}{1+6s} + \gamma_2 L_1 \right) \left( \frac{7s\gamma_1}{1+6s} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right) + \left[ \frac{7\gamma_1 \gamma_2}{1+6s} - (2\pi 7f)^2 s L_1 L_2 \right] \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \} \right\}}{\left( \frac{7s\gamma_1}{1+6s} - \frac{1-s}{s} \gamma_2 \right)^2 + (2\pi 7f)^2 \{ L_2 - s(L_1 + L_2) \}^2} \quad [\text{H}] \quad \dots\dots(52)$$



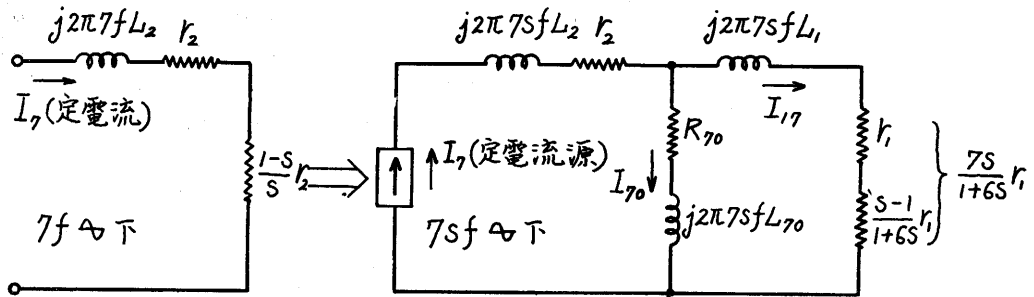


Fig.10 Converting the 7th harmonic equivalent circuit at 7f c/sec into the one at 7sf c/sec.

$$P_7 = \frac{3(1-s)^2 \left\{ \left( \frac{I_7^2}{s} \right)^2 + (2\pi 7f L_2)^2 \right\} I_7^2}{\left( \frac{7s}{1+6s} r_1 \right)^2 + (2\pi 7sf L_1)^2} \cdot \frac{s-1}{1+6s} r_1 \quad [\text{W}] \quad \dots\dots(53)$$

$$T_7 = \frac{3(1-s)^2 \left\{ \left( \frac{I_7^2}{s} \right)^2 + (2\pi 7f L_2)^2 \right\} I_7^2}{\left( \frac{7s}{1+6s} r_1 \right)^2 + (2\pi 7sf L_1)^2} \cdot \frac{-r_1}{1+6s} \cdot \frac{1}{9.8 \omega_0} \quad [\text{kg-m}] \quad \dots\dots(54)$$

以上総合して全発生トルク  $T$ ，発生機械動力  $P_{2out}$ ，入力  $P_{in}$ ，出力  $P_{out}$ ，損失  $P_{loss}$ ，効率  $\eta$  はそれぞれ次のようになる。

$$T = T_1 + T_2 + T_4 + T_5 + T_7 + \dots \quad [\text{kg-m}] \quad \dots\dots(55)$$

$$P_{2out} = 9.8 \omega_0 (1-s) T \quad [\text{W}] \quad \dots\dots(56)$$

$$P_{in} = 3E_1 I_1 \cos \phi_1 + P_i \quad [\text{W}] \quad \dots\dots(57)$$

$$P_{out} = 9.8 \omega_0 (1-s) T - P_{mech} \quad [\text{W}] \quad \dots\dots(58)$$

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} \quad [\text{W}] \quad \dots\dots(59)$$

$$\eta = \frac{9.8 \omega_0 (1-s) T - P_{mech}}{3E_1 I_1 \cos \phi_1 + P_i} \times 100 \quad [\%] \quad \dots\dots(60)$$

ただし、 $P_i$  は電源周波数における鉄損、 $P_{mech}$  は回転に伴う機械損とする。また見掛上の等価力率は

$$\cos \psi = \frac{3E_1 I_1 \cos \phi_1 + P_i}{3E_1 \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots}} \quad \dots\dots(61)$$

より求められる。

#### 4. 片アーム制御三相ブリッジによる速度制御

巻線形誘導電動機は4極、1.5kW、50c/sec、200/95Vのものである。結線は一、二次共に2重星形である。

第11図はこの場合の結線図を示す。(I)は誘導電動機の主電流回路、(III)はゲートパルス規制回路、S. C. R. のゲートパルスはいつも誘導電動機2次のすべり周波数に完全に同期したものであり、かつその点弧角を連続かつ円滑に変えうるものでなければならない。そのためすべり周波の信号電圧を2次スリッピングの所からトランスを経てとり出し、それを各相毎に三

相半波整流し、 $R_1$  に起った電圧降下を  $R_2$ ， $R_3$ ， $C_1$  で分圧し、これに直流バイアスを重畳してパルス発生回路への入力信号としている。①はパラスタンプで2次電圧はすべりに応じてその振幅が大きく変化するので、この変化を「なます」意味で電流が大きくなると極端に抵抗が大きくなるよう適当な自熱電球を利用した。また  $C_1$  を挿入することにより整流波形を第12図の如く変わいせしめることができ、制御範囲を拡大

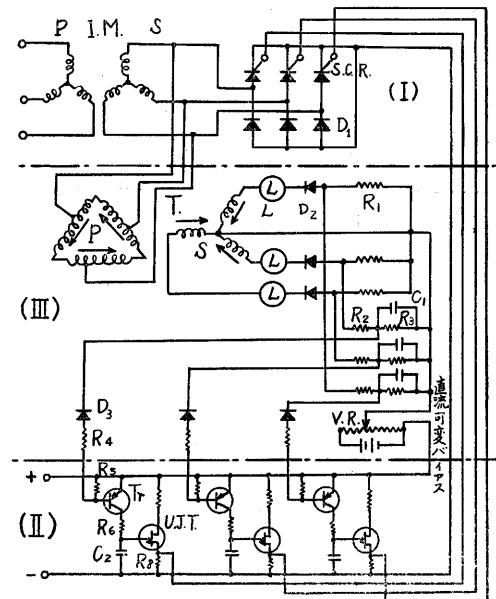


Fig.11 Connection diagram.  
(in the case of controlling semi-arm elements of the 3 phase bridge.)

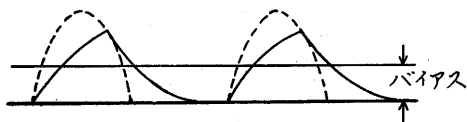


Fig.12 Slip frequency input signal wave which controls the gate pulse oscillator.

することができ、同時に2次に生ずるスロットリップルの影響を除くことができる。(Ⅱ)は単接合トランジスタによる弛張振動発生回路であり、(Ⅲ)で規制された入力信号に従ってゲートパルスが発生する部分である。(Ⅲ)の直流可変バイアスを変化することにより2次電流を位相制御しようとするものである。この場

合の2次電流波形は非常に複雑となるので、大体の傾向を知るためにもれインダクタンス分を省略し作図よりその波形を求めれば第13図の如くである。この波形は対称波ではないので奇数次、偶数次に亘り一連の高調波を含有する。この近似電流波形をフーリエ展開した結果を第一表にあげる。この場合3の倍数次高調波は含まれない。点弧角が深まるにつれ第2高調波振幅が特に増大してくる様子がうかがえる。前節 i) の項で説明したごとく第2高調波分の等価回路並に発生トルクの式(40)より、すべり $\frac{1}{3}$ の所に次同期速度をもつことが分る。4極、50[c/sec]の本機の場合には回転数1000r.p.m.の所に相当し、 $s < \frac{1}{3}$ の部分では誘導発

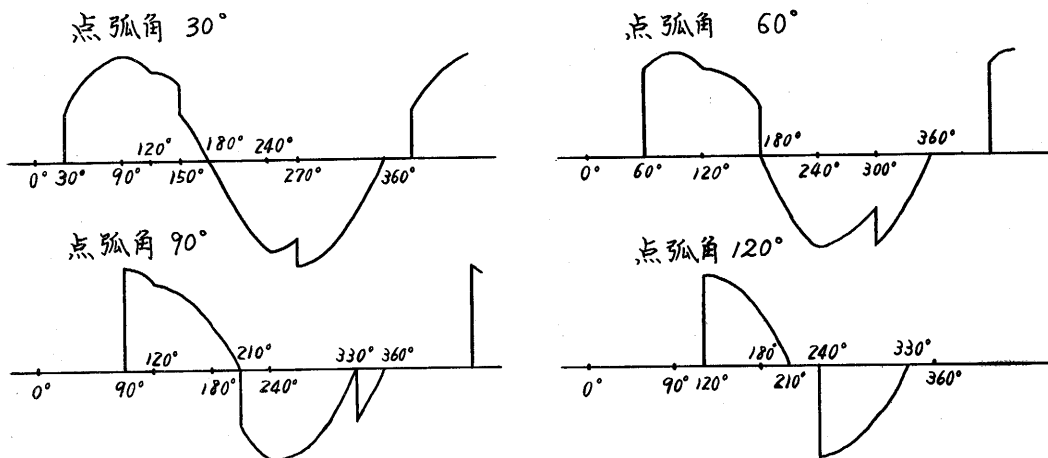


Fig.13 Approximate wave shapes of secondary current.

Table 1

高調波次数	点弧角 0°	点弧角 30°	点弧角 60°	点弧角 90°	点弧角 120°
1	1 (1)	0.981 (1)	0.872 (1)	0.669 (1)	0.444 (1)
2	0 (0)	0.0598(0.061)	0.261 (0.299)	0.356 (0.532)	0.356 (0.802)
3	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)
4	0 (0)	0.0565(0.0576)	0.141 (0.162)	0.131 (0.196)	0.131 (0.295)
5	0 (0)	0.0525(0.0536)	0.103 (0.118)	0.0796(0.119)	0.0796(0.179)
6	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)
7	0 (0)	0.0432(0.0441)	0.0516(0.0592)	0.0796(0.119)	0.0796(0.179)
8	0 (0)	0.0456(0.0465)	0.0456(0.0523)	0.0611(0.0913)	0.0611(0.137)
9	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)
10	0 (0)	0.0237(0.0242)	0.0461(0.0529)	0.0484(0.0723)	0.0484(0.109)
11	0 (0)	0.0238(0.0243)	0.0413(0.0474)	0.0478(0.0715)	0.0478(0.108)
12	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)	0 (0)
基本波の 位相遅れ	0°	4°20'	12°	21°	32°20'

( ) 内は基本波振幅に対する各高調波振幅の比を示す。

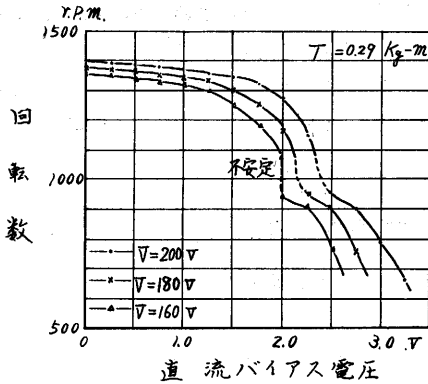


Fig. 14 Relations between d.c. bias voltage and speed. (at constant load torque.)

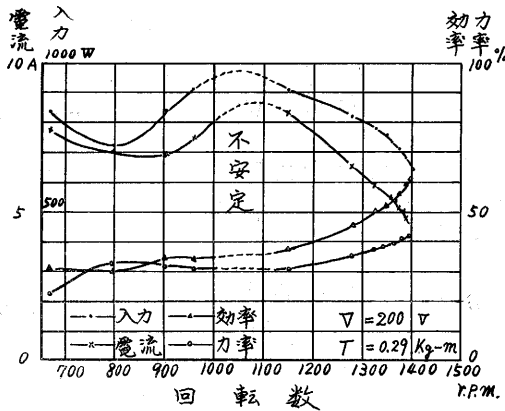


Fig. 15 Characteristic curves. (at constant load torque.)

電機作用による負トルク,  $s > \frac{1}{3}$  の所では誘導電動機作用によるトルクを発生するので, 1000 r.p.m. 前後で総合速度トルク曲線へ凹凸を生じ, 速度制御上, 不安定領域を作り好ましくない。この場合の特性の一例を第14図, 第15図に示す。

## 5. 二次回路に中性線を設け S. C. R. を逆並列接続した場合の速度制御

この場合の系統図の概略を第16図に示す。図中  $L'$ ,  $R'$  はパルス規制用のすべり周波2次電圧を安定にとり出し, 各相 S. C. R. の動作のバラッキをなくすためにわずかのインダクタンスとわずかの抵抗を入れたものである。この場合の等価電流は(30)~(32)式に準拠して次式を解くことによって得られる。

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2} E_1 \sin \omega t \mu(t-t_1) \quad \dots\dots(62)$$

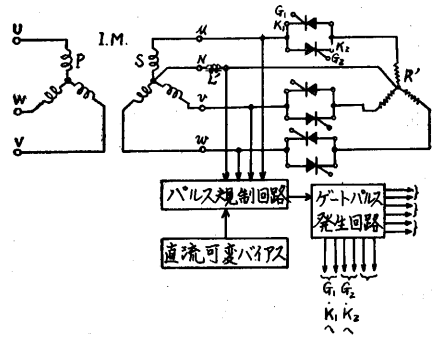


Fig. 16 Connection diagram. (in the case of controlling the S.C.R. in inverse-parallel.)

$$i(t_1)=0 \quad \dots\dots(63)$$

なる条件のもとにこれを解いて次のようになる。

$$i(t) = \frac{\sqrt{2} E_1}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left\{ \sin(\omega t - \phi) - \sin(\omega t_1 - \phi) \varepsilon^{-\frac{R}{L}(t-t_1)} \right\} \mu(t-t_1) \quad \dots\dots(64)$$

ただし  $\phi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$  とす。

正波が  $t_1$  で始まり  $\frac{T}{2} + t_0$  で終り, 負波が  $\frac{T}{2} + t_1$  ではじまり  $T + t_0$  で終わるとすれば, この過渡現象の連続な繰返し電流の一般表示は,

$$i(t) = \frac{\sqrt{2} E_1}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left\{ \sin(\omega t - \phi) - \sin(\omega t_1 - \phi) \cdot \varepsilon^{-\frac{R}{L}(t-t_1)} \right\} \times \left[ \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \left\{ \mu(t-n \cdot \frac{T}{2} - t_1) - \mu(t-n+1 \cdot \frac{T}{2} - t_0) \right\} \right] \quad \dots\dots(65)$$

角度  $\theta$  で表示すれば,

$$i(\theta) = \frac{\sqrt{2} E_1}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left\{ \sin(\theta - \phi) - \sin(\theta_1 - \phi) \cdot \varepsilon^{-\cot \phi \cdot (\theta - \theta_1)} \right\} \times \left[ \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^n \left\{ \mu(\theta - n\pi - \theta_1) - \mu(\theta - n+1 \cdot \pi - \delta) \right\} \right] \quad \dots\dots(66)$$

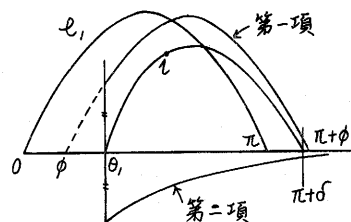


Fig. 17 Current wave shape shown by expression (66). (only positive half wave.)

$\theta_1 \sim \pi + \delta$  までは正波,  $\pi + \theta_1 \sim 2\pi + \delta$  までは負波である。第16図に正の半波のみを示す。一般には正波は  $\pi + \phi$  の少し手前  $\pi + \delta$  で零となるべきであるが、超越関数式を解かなければ  $\delta$  は求められない。一般に指数

関数の項の時定数  $\frac{L}{R}$  は小さいので、この項は速く減衰する。近似的には正波は  $\pi + \phi$  で零になると見ても大差ない。このような近似を適用してこの電流波をフーリエ展開すれば、 $\sin$  項の係数は次のようである。

$$A_1 = \frac{\sqrt{2} E_1}{\pi \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left\{ (\pi + \phi - \theta_1) \cos \phi + \cos \theta_1 \sin(\theta_1 - \phi) \right. \\ \left. - 2 \sin \phi \cdot \sin(\theta_1 - \phi) \left\{ \sin(\theta_1 + \phi) + \sin 2\phi \cdot \varepsilon^{-\cot \phi \cdot (\pi + \phi - \theta_1)} \right\} \right\} \quad \dots\dots(67)$$

$$A_{2n-1} = \frac{2\sqrt{2} E_1}{\pi \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left\{ \frac{\sin(2n-1)\phi - n \sin\{2(n-1)\theta_1 + \phi\} + (n-1)\sin(2n\theta_1 - \phi)}{4n(n-1)} \right. \\ \left. - \frac{(2n-1)\sin(\theta_1 - \phi)}{(2n-1)^2 + \cot^2 \phi} \left[ \cos(2n-1)\theta_1 + \frac{\cot \phi}{2n-1} \sin(2n-1)\theta_1 \right. \right. \\ \left. \left. + \left\{ \cos(2n-1)\phi + \frac{\cot \phi}{2n-1} \sin(2n-1)\phi \right\} \varepsilon^{-\cot \phi \cdot (\pi + \phi - \theta_1)} \right] \right\} \quad \dots\dots(68)$$

$\cos$  項の係数は次のようである。

$$B_1 = \frac{-\sqrt{2} E_1}{\pi \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left\{ (\pi + \phi - \theta_1) \sin \phi + \sin \theta_1 \sin(\theta_1 - \phi) \right. \\ \left. + 2 \sin \phi \sin(\theta_1 - \phi) \left\{ \cos(\theta_1 + \phi) + \cos 2\phi \cdot \varepsilon^{-\cot \phi \cdot (\pi + \phi - \theta_1)} \right\} \right\} \quad \dots\dots(69)$$

$$B_{2n-1} = \frac{2\sqrt{2} E_1}{\pi \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left\{ \frac{\cos(2n-1)\phi - n \cos\{2(n-1)\theta_1 + \phi\} + (n-1)\cos(2n\theta_1 - \phi)}{4n(n-1)} \right. \\ \left. + \frac{(2n-1)\sin(\theta_1 - \phi)}{(2n-1)^2 + \cot^2 \phi} \left[ \sin(2n-1)\theta_1 - \frac{\cot \phi}{2n-1} \cos(2n-1)\theta_1 \right. \right. \\ \left. \left. + \left\{ \sin(2n-1)\phi - \frac{\cot \phi}{2n-1} \cos(2n-1)\phi \right\} \varepsilon^{-\cot \phi \cdot (\pi + \phi - \theta_1)} \right] \right\} \quad \dots\dots(70)$$

よって、

$$i(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{A_{2n-1}^2 + B_{2n-1}^2} \sin\{(2n-1)\theta + \phi_{2n-1}\} \quad \dots\dots(71)$$

ただし、 $\phi_{2n-1} = \tan^{-1} \frac{B_{2n-1}}{A_{2n-1}}$  とする。

各高調波の振幅を求め(35), (50), (54)  $\dots\dots$ 式に適用して

$$T = T_1 + T_3 + T_5 + \dots + T_{2n-1} + \dots [\text{kg-m}] \dots\dots(72)$$

を求め得る。

この場合は対称波なる故に寄生トルクとして有力に効いてくるのは第5次高調波であるが、第9図の等価回路並に(50)式から分るようにその次同期速度は  $s = \frac{1}{6}$  の所であり、すべり  $\frac{1}{6}$  弱の点へトルクの陥没を生じようとするが、この付近ではかなり的高速故、2次電流の制御角がまだ相当に浅い部分なので、発生する第5次高調波電流の振幅も小さく速度制御上殆んど問題にならない。第7次高調波は  $0 < s < 1$  の範囲では誘導制動機としての負トルクを生ずるが、振幅は一段と小さくなるので影響も小さい。従って  $0 < s < 1$  の範囲では速度トルク曲線へ顕著な陥没を作る程の影響を与えるものがないので、直流バイアスを可変することに

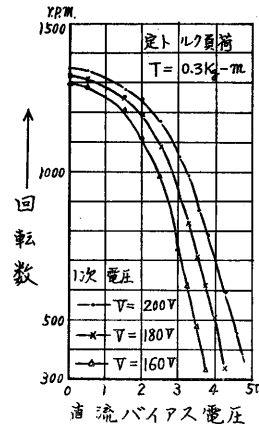


Fig.18 Relations between d.c. bias voltage and speed. (at constant load torque.)

より広範囲に亘り円滑な速度制御ができる。

その特性の一例を第18図、第19図に示す。

## 6. 考 察

以上二つの結線法の場合について述べたが、結局 S.

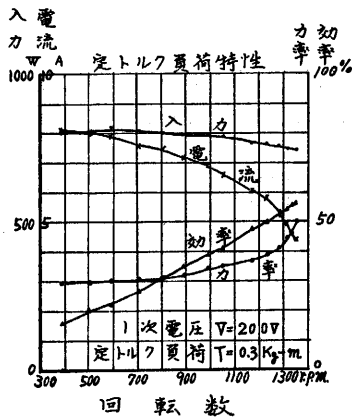


Fig.19 Characteristic curves.  
(at constant load torque.)

C. R. は殆んど電力損失を伴わず電流を制御することができるものであるが 2 の節で述べたようにあるすべりで回転させるためには、 $sP_{2in}$  に相当する電力を何等かの形で消費せしめなければならないのだが、以上述べてきた位相制御法ではこのエネルギーを有効に生かしているわけではないので、どのような形で消費しているのか検討してみる。

位相制御角が深まるにつれ電流基本波の位相は次第に遅れてくる。よって定トルク負荷の場合を考えれば外部印加電圧によって作られる空間磁束波はほぼ一定であるので、同一トルクを発生せしめるには同一有効電流を必要とする。基本波電流の遅れが大きくなれば同一有効電流をうるためには、その絶対値はより大きなものとならなければならない。即ち位相制御角が深まる程、有効電流を得るために同時に大きな無効電流をも必要とする。従って電流絶対値が大きくなり、特別に外部抵抗を 2 次回路へ付加せずとも、その銅損が大きなものとなり、 $sP_{2in}$  に相当する電力を 2 次銅損の形で消費することになる。これは巻線の温度上昇を招き電動機運転上からは好ましくからざることであり、総合効率も非常に悪いものとなる。従って単に位相制御を適用するばかりでなく適当な外部抵抗を 2 次回路に負荷して、その上 2 次電流を位相制御する方法を併用した方が効率の点から言っても、巻線発熱の点から言っても得策と考えられる。

次に抵抗制御法においては 2 次抵抗を増す程比例推移の現象に従って、停動トルクの位置がすべりの大きい方へ移行して、広範囲に亘り安定は速度制御ができるのであるが、2 次電流の位相制御の場合にはどのようなかを、第 2 の方法の場合について概算してみた所、その傾向が第 20 図のようになることが分った。

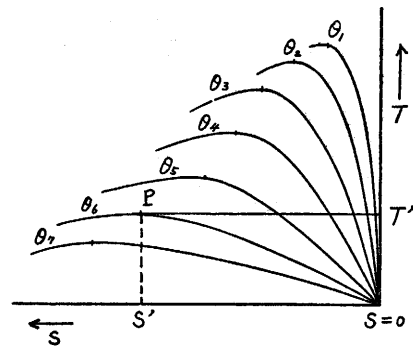


Fig.20 Illustrating the speed-torque curves when the S.C.R. in inverse-parallel are controlled.

点弧角が増すに従って停動トルクの大きさが小さくなると同時に、その位置がすべりの大きい方へ移行していつていることが分った。

尚、この制御法の場合には次に述べるような自己調節作用が有効に働き、安定運転を可能にする蔭の力ともなっているとみることもできる。即ち、いま  $T_1$  なる定トルク負荷を負いすべり  $s'$  で運転していたとする。何等かの原因で負荷が一瞬増加したとすれば速度は下り停止へ移行しようとするが、すべりが増せば 2 次誘起電圧  $sE_2$  は大きくなり、制御部に前と同じ直流バイアス電圧がかかっている場合には、点弧角が浅くならうとし 2 次電流の流通角はまし、その有効電流はまし、発生トルクは大きくなりもとへ引戻されようとする。逆に何等かの原因で負荷トルクが小さくなれば速度はあがり、すべりは小さくなり、 $sE_2$  が小さくなり、前と同じ直流バイアスでなら、制御角が深くなったことになり、有効電流は減り発生トルクは小さくなりもとへ引戻されようとする。従って第 20 図の速度トルク曲線中停動トルクより左方の下り勾配の部分も、一概に速度制御上不安定領域とは言い難く、この自己調節作用で応じられる範囲内は安定領域と見ることができ、第 20 図のような速度トルク曲線の形とこの自己調節作用とが両面相俟って、相当広範囲の速度制御が直流バイアス可変という簡単な操作で行い得たものと思われる。

## 7. 結 言

三相ブリッジ両アーム制御の場合については試みなかったがこの場合、さらには 2 次に外部付加抵抗をもたせ位相制御と併用する場合、さらには自動速度調整の具体的方法等については今後の研究にまきたいと思

う。 $sP_{2in}$  なるすべり電力を有効に生かさない限り効率向上は望み得ないが、本研究を通して2次回路に高調波電流が含有される場合、どのような取扱いをしたらいのの一つの指針を得ることができたことは、一つの成果であったとも考えられる。

#### 参 考 文 献

- 39.10. 電気学会東京支部大会論文集 番号129 数野  
40.4: 電気四学会連合大会論文集 番号859 数野