

サーボメカニズムとその応用

Applications of Servomechanisms

小倉正美*
Masami Ogura

内容梗概

最近サーボメカニズムを演算要素とする交流サーボ計算機を開発しつつあるので、その代表的な要素の機能を述べるとともに例をあげて周波数応答などの考察を行い、現在の問題点と将来の方向について述べた。また実用の計算機の例として動揺修正計算機について、一般に知られた事項を中心に解説した。

1. 緒言

サーボメカニズムを応用したアナログ型サーボ計算機では、計算諸元を電圧または回転角などで代表せしめ、シンクロ電機、レゾルバー、ポテンショメータ、タコジェネレータなどの回転軸を小形のサーボモータ（二相誘導電動機）で駆動して目的の演算を行う。これらの演算要素は交流電圧を信号として用いるものが多く、交流サーボの場合は装置の小形簡易化に有利である。

サーボメカニズムを各種組合せてできあがったサーボ計算機などは一つの自動制御系を構成する。自動制御系の理論的取り扱いにはナイキストのフィードバック増幅器の理論より出発拡張されて、ボードやニコルス線図などの実際的方法に発展した。第二次世界大戦はこの自動制御理論の長足の進歩を促した。たとえば対空火器の自動制御を行うために、レーダーの空中線を一度捕捉した航空機の方に常に自動的に向けておくような非常に高性能な自動追尾装置が完成している。本文で一例として述べる動揺修正計算機も欧米ではおそらく時期を同じくして実用化されたものと思われる。これらの理論的取り扱いや、基本技術には非常に共通的な問題が多く、また広く一般にも利用可能なものばかりである。

以下代表的なサーボ演算要素を解説するとともに、簡単な理論的解析を試み、この技術の応用面の類推の一助にするとともに将来の方向について考察する。

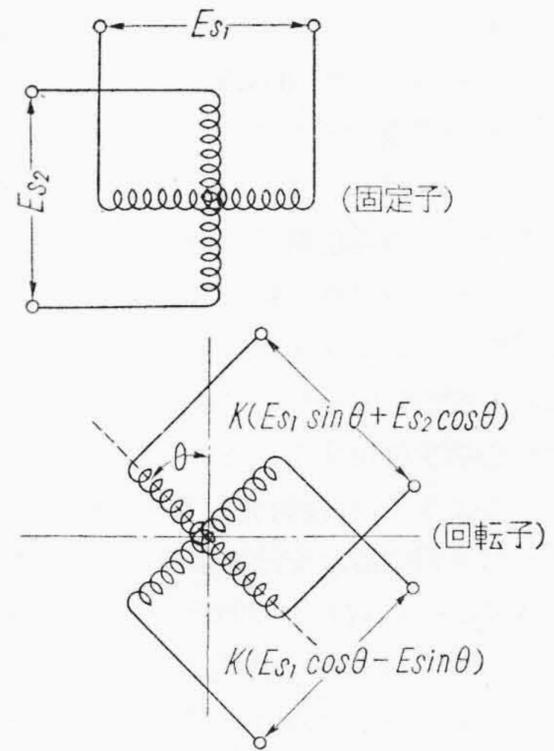
2. レゾルバーサーボ演算要素

レゾルバーと称せられるものも広い意味では各種あるが、ここでは最も広く実用されているシンクロレゾルバーのサーボ演算要素の代表的なものについて述べる。

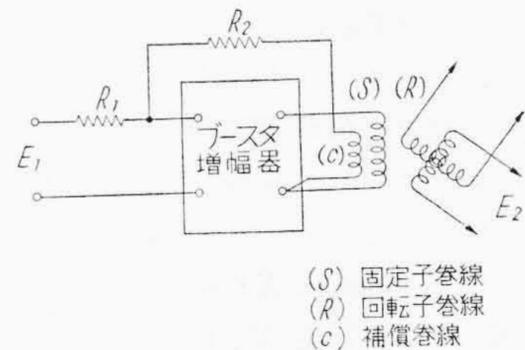
レゾルバーは第1図に示すとおり、固定子および回転子にそれぞれ直角な二組の巻線を有する。その入力電圧 E_{S1} , E_{S2} と回転子軸の回転角 θ および出力電圧 E_{R1} , E_{R2} の間には次式の関係がある。

$$E_{R1} = K \varepsilon J \varphi (E_{S1} \sin \theta + E_{S2} \cos \theta) \dots (1)$$

* 日立製作所戸塚工場



第1図 レゾルバー入出力関係



第2図 補償巻線とブースタ増幅器

$$E_{R2} = K \varepsilon J \varphi (E_{S1} \cos \theta - E_{S2} \sin \theta) \dots (2)$$

ここで K は比例常数、 φ は入出力電圧の位相差を示す。

この関係を利用すれば後で述べるように、座標変換をはじめ種々の計算回路にはなはだ便利である。この場合(1)(2)式の $K=1$ で、位相ずれ $\varphi=0$ なることが望ましい。この要求を満足させるために、固定子と同じ鉄芯の上に巻いた補償巻線と増幅器を組合せて負帰還回路を構成せしめる方法が最も広く使用されている。第2図

はその要領を示す。補償巻線は回転子と同じ空隙の磁束を切って電圧が誘起されるので、両者の電圧の位相差は 0 に近い。またその巻数比を一定にしてあれば第 2 図の帰還用抵抗 R_1 と R_2 の比をこれに等しくとることにより、増幅器入力電圧 E_1 と回転子出力電圧 E_2 の間には完全に $E_2 = E_1 \sin \theta$ の関係が成立する。この関係は補償巻線の電圧を誘起する空隙の磁束密度が、一次巻線の励磁電圧を供給する負帰還増幅器によりたえず一定に保たれているので、温度や周波数の影響を受けることがきわめて少ない。

このようにレゾルバーは帰還増幅器と組合せてはじめてその偉力を発揮するもので、この増幅器をブースタ増幅器 (Booster Amplifier または Isolation Amplifier) という。その利得は 60~80 db 以上のものであれば 0.1% 前後の精度を実現するためには R_1, R_2 の抵抗を精密なものさえ用いればよいことは一般のアナログ計算機の演算増幅器と同じ理論的解析で明らかとなる。

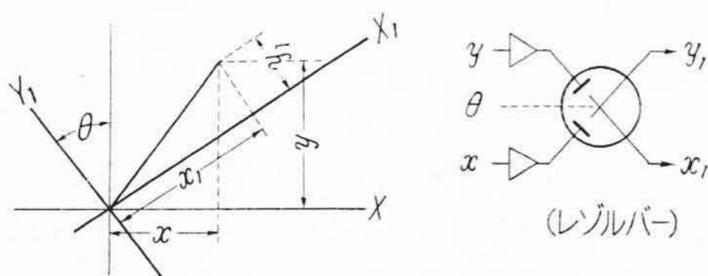
またレゾルバーの製作上補償巻線はやっかいであるので、補償巻線のないレゾルバーも多い。この場合に位相、振幅、温度の補償を行うにはブースタ増幅器とともに適当な回路網を併用する。この回路網には色々工夫が行われているようで、今後研究の余地が残されている⁽¹⁾。

またブースタ増幅器は交流増幅器で、信号電圧の周波数 (普通 400 c/s) に対して 70 db とか 80 db の利得があればよいわけであるが、100% 近い帰還 (フィードバック) をかけて使用するため信号周波数以外の低周波または高周波で発振を起しやすい。したがってその周波数特性は十分吟味し、適当な移相回路を挿入して発振防止を行う必要がある。補償巻線を用いる場合にはレゾルバー内の位相回転も十分考慮に入れなければならない。

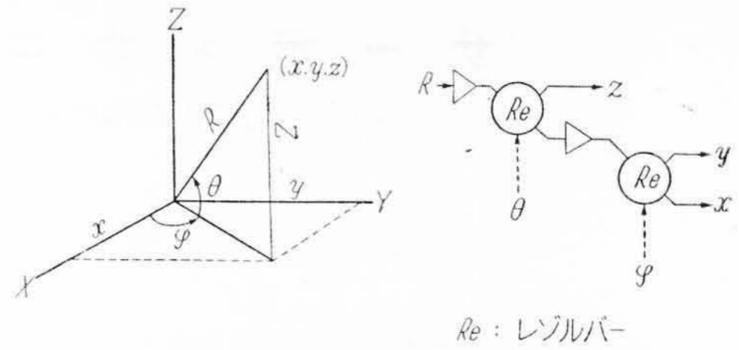
次に代表的なレゾルバーサーボ計算回路を述べる⁽²⁾。

(1) 直角座標の回転: 第 3 図は XY 座標系を Z を軸として、 θ だけ回転する場合の座標変換の原理を示す。図より明らかなごとくブースタ増幅器を通してレゾルバーの固定子巻線に XY 座標系の座標 x, y を与えれば、新しい座標系 X_1, Y_1 の座標 x_1, y_1 が回転子巻線出力として得られる。

すなわち θ を回転子の回転角とすれば



第 3 図 直角座標の回転



第 4 図 極座標から直角座標への変換

$$y_1 = y \cos \theta - x \sin \theta \dots\dots\dots (3)$$

$$x_1 = x \cos \theta + y \sin \theta \dots\dots\dots (4)$$

この関係はたとえば運動物体 (船舶や航空機など) 上で観測を行っている際に、その運動、(ローリング、ピッチング) を考慮に入れて目標の座標を算出する必要がある場合などに頻繁に出てくる問題である。回転角 θ は通常後で述べるシンクロ角度伝達サーボを用いて、レゾルバー回転軸を自動的に回転させることで与えられる。

(2) 極座標から直角座標への変換: 極座標 R, θ, ϕ を与えて直角座標 x, y, z を求める場合には、第 4 図に示すとおりレゾルバー 2 個を用いれば次式のとおり簡単に求めることが可能である。

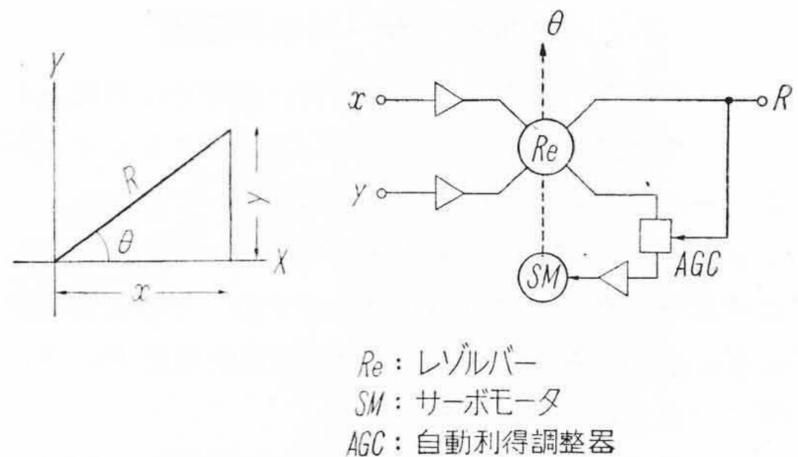
$$x = R \cos \theta \cos \phi \dots\dots\dots (5)$$

$$y = R \cos \theta \sin \phi \dots\dots\dots (6)$$

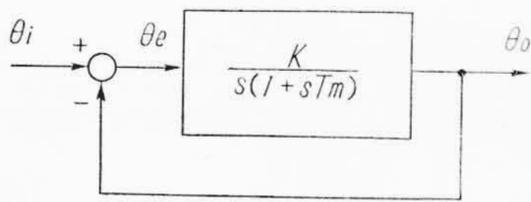
$$z = R \sin \theta \dots\dots\dots (7)$$

この回路を利用する例としては、レーダーなどで航空機の探知を行っている際にレーダーで測定した直距離、俯仰角度および方位角より航空機の現在位置を直角座標で算出する場合に良く用いられている。

(3) 直角座標から極座標への変換: 直角座標 x, y を与えて極座標 R, θ を求める回路は第 5 図のようなサーボ系となる。レゾルバーの固定子入力に x, y の電圧を与え、回転子巻線の一方の出力をサーボ増幅器で増幅してサーボモータを駆動回転せしめれば、回転子巻線出力が (3) 式の関係より



第 5 図 直角座標から極座標への変換



第6図 サーボメカニズムの伝達函数によるブロック線図

$$y \cos \theta - x \sin \theta = 0$$

になるまでモータは回転して停止する。したがってこの場合、回転子の回転角が

$$\theta = \tan^{-1} \frac{y}{x} \dots\dots\dots (8)$$

で与えられ、また他の回転子巻線の出力電圧が

$$R = \sqrt{x^2 + y^2} \dots\dots\dots (9)$$

となる (これは (8) 式が成立する場合には、(4) 式を参照して $R = x \cos \theta + y \sin \theta = \sqrt{x^2 + y^2}$ となり明らかである)。

この系のループゲインを解析すれば次のとおりとなる。簡単のため $y \rightarrow y + \Delta y$ と変った場合を考えると、

$$\theta_1 = \tan^{-1} y/x, \quad \theta_2 = \tan^{-1} (y + \Delta y)/x$$

$$\Delta \theta = \theta_2 - \theta_1 \approx \tan(\theta_2 - \theta_1)$$

$$\approx (x/x^2 + y^2) \cdot \Delta y = (\cos \theta / \sqrt{x^2 + y^2}) \cdot \Delta y \dots\dots (10)$$

またサーボ増幅器の入力は $0 \rightarrow \Delta E$ に変るとすれば、

$$(y + \Delta y) \cos \theta - x \sin \theta = \Delta E$$

$$\therefore \Delta E = \Delta y \cdot \cos \theta \dots\dots\dots (11)$$

$$(10)(11) \text{式より } \Delta E = \sqrt{x^2 + y^2} \Delta \theta \dots\dots\dots (12)$$

となる。この系の伝達函数を $K/S(1+ST_m)$ で与えるものとすれば(第6図参照) (12)式より回転角と電圧の関係が与えられるので

$$K = \sqrt{x^2 + y^2} \cdot A \cdot K_m \cdot \frac{1}{n} \dots\dots\dots (13)$$

なる形で与えられる。ここに A は増幅器利得、 K_m はモータの回転数と電圧の比 (rad/sec・volt)、 n は歯車比。 $\sqrt{x^2 + y^2} = K_e$ とおけば K_e は電圧と回転角の比 (volt/rad) となる (なお T_m はモータの時定数)。

(13) 式で明らかのようにループゲイン K は $K_e = \sqrt{x^2 + y^2}$ に比例するので、この系は入力 x, y の値とともに K が変化する特殊なサーボであることがわかる。したがって入力の値によっては系は不安定になったり、追従が遅くなって不都合を生ずる恐れがある。(13) 式の右辺で K_m と n はモータと歯車で定まってしまうので簡単に変化できないが、増幅器の利得 A は工夫の余地がある。すなわちサーボ増幅器の利得 A を $\sqrt{x^2 + y^2}$ に反比例させることができれば、ループゲインは入力のいかにかわららず常に一定となるので、系は安定になり、その静的および動的精度を向上させることが可能とな

る。このために自動利得調整器 (AGC) または真空管減衰器 (ATV) を用いてサーボ増幅器の利得を $\sqrt{x^2 + y^2}$ の電圧を制御電圧として自動制御することを行っている。

3. サーボ積分器

抵抗とコンデンサを演算増幅器と組合せた電子管式積分器は積分値が電圧で得られるが、実用上積分値を回転角でほしい場合がしばしばある。この場合は次に述べるような方法がある。

第7図は交流タコジェネレータ (その出力電圧は回転数に比例する) とサーボモータおよび増幅器を組合せた、サーボ積分器を示す。入力電圧を e 、増幅器利得 A 、モータのトルクと電圧の比を K_m とすれば

$$\left. \begin{aligned} (e - K_g \omega) A &= e_0 \\ J s \omega &= K_m e_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (14)$$

これより

$$\frac{\omega}{e} = \frac{K_m A}{J s + K_m K_g A} = \frac{1}{K_g} \cdot \frac{1}{1 + \frac{J s}{K_m K_g A}} \dots\dots\dots (15)$$

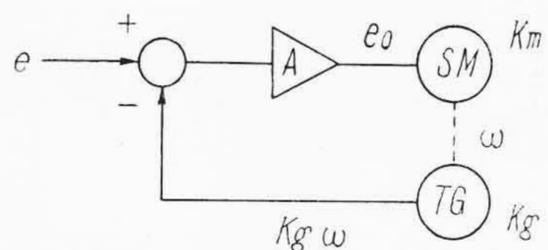
$$K_m K_g A \gg J s \text{ ときは } \omega/e = 1/K_g \dots\dots\dots (16)$$

ω は角速度であるから、(16)式より

$$\theta = \int \omega dt \approx \frac{1}{K_g} \int e dt \dots\dots\dots (17)$$

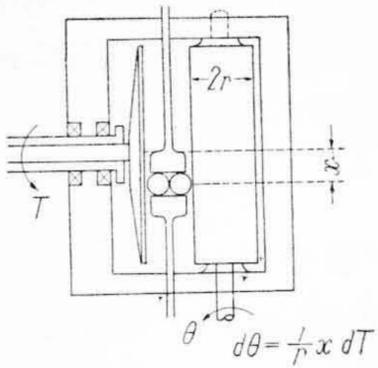
すなわちモータの回転角 θ は入力電圧 e の時間による積分値を示すことになり目的を達する。この場合(16)式の近似式を用いているための誤差が実用上の問題になる。この方式は直流タコジェネレータの場合は古くから知られているが、交流サーボでは実例は少ない。特に交流発電機の残留電圧および入力電圧 e の S/N (すなわちレゾルバーそのほか前段よりの雑音または残留電圧と信号の比) が精度を支配する。部品さえよいものになれば、実用上は非常に便利な回路である。

同じ目的に古くから知られた、第8図のボールディスク形積分器を使用することもできる。ディスク(円板)を



SM: サーボモータ
TG: 交流タコジェネレータ
A: 増幅器

第7図 サーボ積分器系統図



第 8 図 ボールディスク形積分器の機能

同期電動機などで一定の速度で回転せしめ、ボールキャリエッジを動かしてボールの位置で入力を与えれば、出力はローラ軸の回転角で与えられる。この積分器は各種の応用回路が考えられるが、詳細は別の機会にゆずりたい。

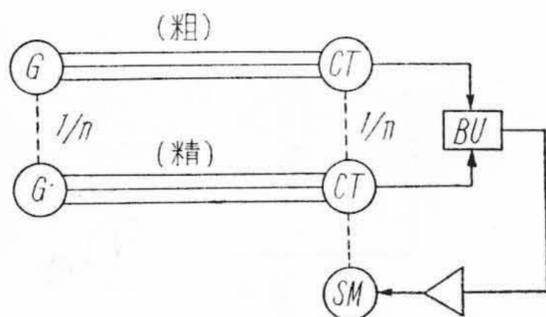
4. 角度伝達サーボ

任意の角度を遠方へ伝達するサーボは非常に多くの方法がある。また途中を線路を用いず無線にして遠隔制御を行う方法も実用化されつつあるが、ここでは一般によく知られたシンクロサーボとレゾルバーサーボを例にとって説明する。

4.1 二重シンクロサーボ

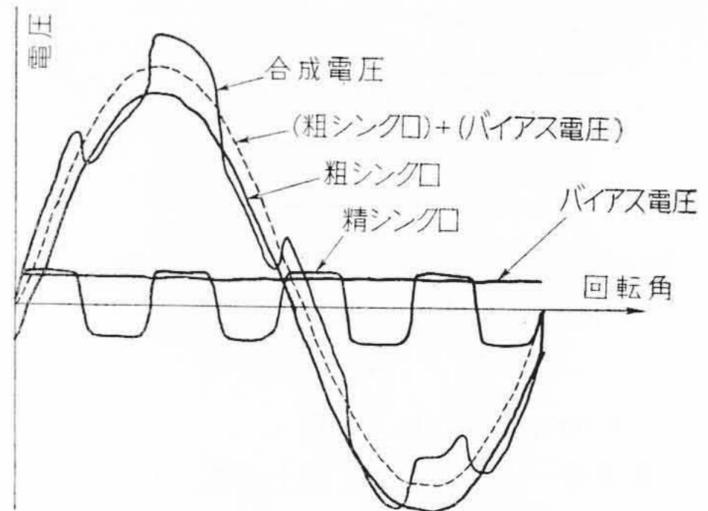
従来よく知られたシンクロ電機の発信器と制御変圧器およびサーボモータによる角度伝達の方法は、シンクロ自身の誤差が通常 1 度 (良いもので 0.5 度) くらいあるので精密な角度伝達では問題となる。最近ようやく国産化が始められた高精度のシンクロまたはレゾルバーを用いれば、10' 内外まで精度は得られるようであるが、(レゾルバーは欧米のものは 2'~3' のものもある) まだ入手がやっかいであるし、50/60 c/s の電源を用いるためには第 9 図に示すような二重シンクロサーボを用いるのが便利である。

この場合、発信器と制御変圧器は精粗二組を用い、それぞれ歯車を介して 1:n の回転をする。すなわち n=36 の場合を考えると、粗シンクロが 10 度回転する間に精シンクロは 360 度回転するわけで、その回転角と制御変圧器の出力電圧の関係は第 10 図のようになる。第 9 図の BU は切替回路で、電子式に精粗シンクロの出力電圧を切替えてサーボ増幅器に供給する。すなわち発信



G : シンクロ発信機
CT : シンクロ制御変圧器
BU : 精粗切替回路
SM : サーボモータ

第 9 図 二重シンクロサーボ



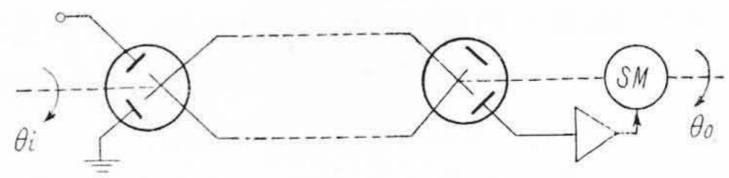
第 10 図 二重シンクロサーボの特性

器の角度 θ_1 と受信サーボの角度 θ_2 の差が小さい間は精シンクロ系の誤差電圧でサーボは追従する。この値がなにかのはずみで非常に大きくなった場合は、粗シンクロ系でサーボを動作させる。もしも粗シンクロ系がなければ $n=36$ の場合は 10 度の倍数だけ誤った位置で停止する恐れがある。また 180 度の位置で誤って停止することを防ぐために第 10 図のバイアス電圧を与えておく必要がある。

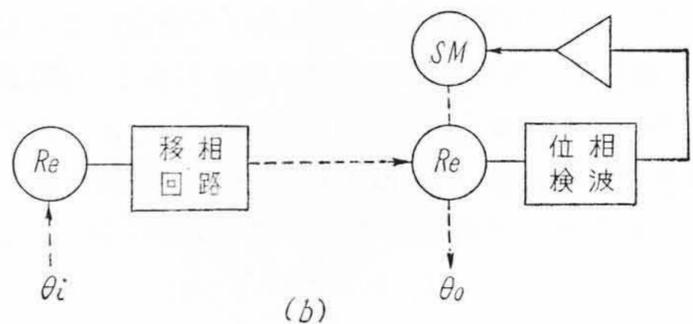
なお実際にサーボ系を設計する場合には、伝達関数は第 6 図と同じ形で与えられるので、モータの時定数と系の利得を適当に選ぶ必要がある。二重シンクロであるにもかかわらず、実際に設計するとシンクロの出力電圧は 1 ボルト/1 度程度になることが多い。シンクロ制御変圧器の残留電圧は 75 mV 以下である。

4.2 レゾルバーサーボ

レゾルバーをシンクロと同じく第 11 図 (a) のように角度の伝達に用いることができる。この場合はシンクロ

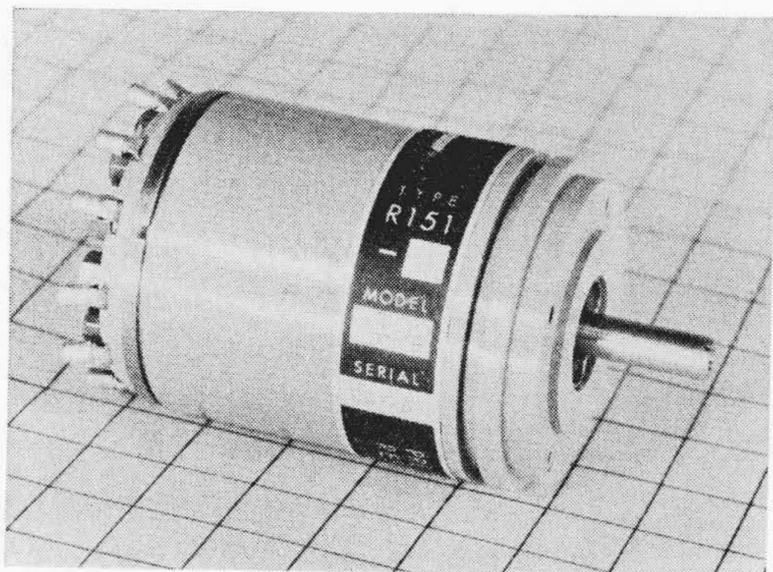


(a)



(b)

第 11 図 レゾルバーによる角度伝達サーボ



第12図 15型レゾルバー外観

に比較して精度が良く5分前後の伝達誤差が得られる。
 さらに(b)図ではレゾルバーの発信器で、その回転角に比例した位相の電圧を発生し、これを受信器に伝送して位相検波器で位相を検出し受信器レゾルバーの回転角を発信器のそれと同一になるまで回転させることより、任意の角度を伝達しようというものである。

後者の場合は、特に伝送線路は無線または搬送線路を用いることが可能でいわゆる遠隔制御に利用すればはなはだ便利であろう。

なお第12図は15型レゾルバーの外観写真である。

5. 交流サーボの応答

前述のサーボメカニズムのほかにもまだ色々のものが実用されているが、これらを組合せて計算機や制御装置を構成した場合、全体を一つの自動制御系として考える必要がある。その静的誤差は各サーボユニットの特性で定まるが、特にレゾルバー、タコジェネレータ、シンクロなど主要演算要素の固有の精度に支配されることが多い(もちろん歯車のバックラッシュやモータの不感帯も考慮に入れねばならない)。普通上記の交流サーボ計算機の各サーボメカニズムの静的誤差は0.1%前後までで、それ以上はむずかしい。次に実際に使用する場合はその動的誤差すなわち応答も問題で、それぞれその機器に応じて必要な動特性をもたせる必要がある。

ここでは一例として次の項で述べる動揺修正計算機の応答に関連して第6図と同じ二次要素のサーボメカニズムの周波数応答について簡単な理論的計算を示す。

伝達関数を書き改めれば、入力 θ_i に対して出力 θ_0 の系の運動方程式は

$$(T_m s^2 + s + K)\theta_0 = K\theta_i \dots\dots\dots(18)$$

で与えられる。 T_m はモータの負荷状態での時定数、 K はサーボ系の利得。入力 $\theta_i = \Theta \cos \omega t$ とすれば、 θ_i と θ_0 の位相差 φ (すなわち遅れ) は $s = j\omega$ として、回路インピーダンスと同じ理論で

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega}{K - \omega^2 T_m} \dots\dots\dots(19)$$

もしも θ_i がピッチングの場合を考えると、その最大値はたとえば±15度で周期6秒というような例をとるものとすれば、実際に θ_0 が θ_i より $\bar{\theta}$ 度遅れるとすれば、

$$\bar{\theta} = \Theta \varphi \dots\dots\dots(20)$$

となることは2個のベクトルの位相角と考えれば容易に理解される。この場合 $\Theta = 15$ 度ということである。

一例として周期6秒で1度の遅れを許すとすれば、周期6秒は $\omega = 1$ であるから、(20)式より

$$\varphi = \bar{\theta} / \Theta = 1/15 = 0.067 \text{ rad} \text{ となる。}$$

また $K = K_m \cdot A \cdot K_e \cdot \frac{1}{n}$ (K_m はモータの回転数と電圧の比、 A は増幅器利得、 K_e はシンクロなどの電圧と回転角度の比、 n は歯車比) なる形で与えられ、 T_m はモータの時定数であるから、たとえば、 $T_m = 0.1$ 秒として、(19)式に適用すれば

$$K = \omega^2 T_m + \omega / \varphi = 16$$

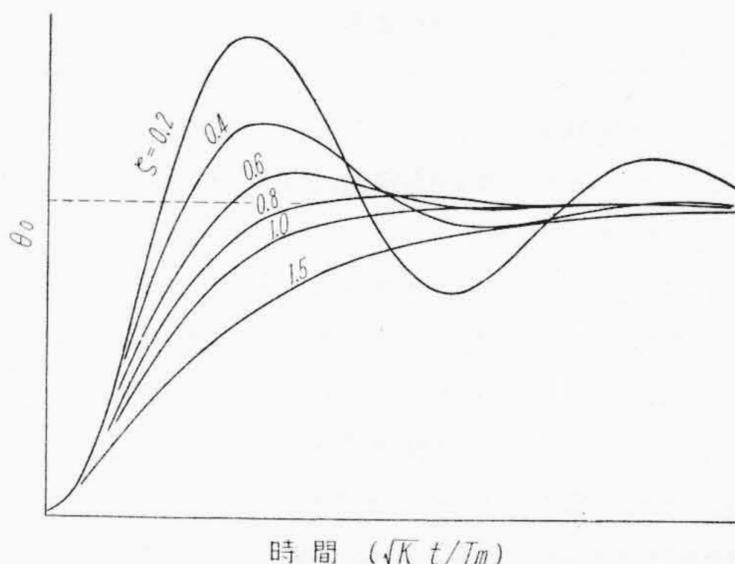
となり、これより増幅器利得あるいは歯車比を選定できる(この場合 T_m はほとんど関係ない)。

ところがこれだけではすまないのであって、二次の自動制御系であるから応答を早くして遅れを小さくしようとすると、系の応答は周期的すなわち減衰振動を行うようになる。減衰率 ξ は

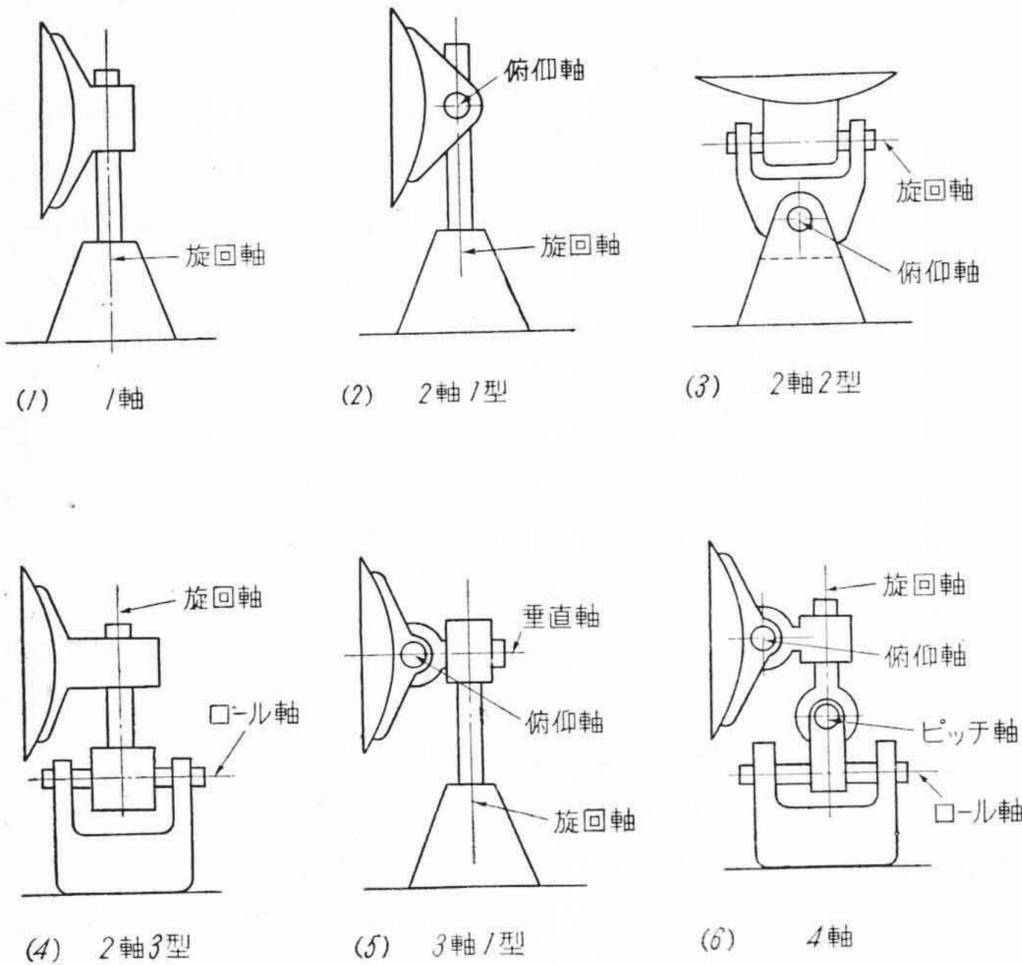
$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{KT_m}} \dots\dots\dots(21)$$

で与えられる。

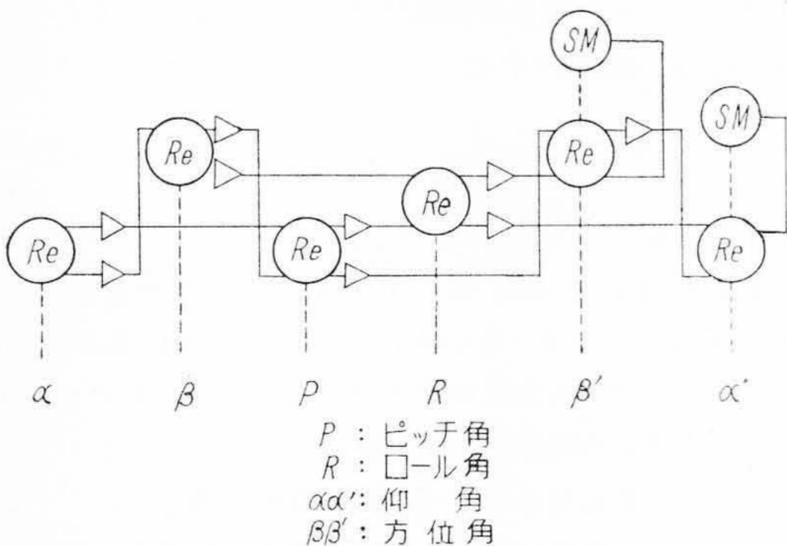
もしも T_m を 0.3, 0.1, 0.05 秒と変えて計算すれば、 K の値はあまり変わらないが、 ξ は 0.23, 0.4, 0.57 と変る。 ξ と階段状入力に対する過渡応答すなわちインディシアル応答との関係は第13図のとおりであるから、このような自動追尾系では $\xi = 0.6 \sim 0.8$ が望ましい。したがってモータの時定数 0.1 秒以上はあまり感心しない。また遅れを1度と考えたが、実際には動揺修正計算機では上記のサーボメカニズムが応答に対して着目すれば二



第13図 過渡応答と減衰率の関係



第14図 各種アンテナ回転軸と取付方法



第15図 動揺修正レゾルバー計算機系統図

段重なるので、総合で簡単に考えれば2度ということになる。しかし1度という値は実用上の上限であって、もっと良いにこしたことはない。したがって遅れを0.1度にしてきは約0.4以上にするためには系の利得を変えらるとともにサーボモータの時定数は0.01秒以下のものを用いなければならない。

以上実例によってサーボモータの時定数が非常に重要な役割をなすことを明らかにしたが、国産のモータでは特に400c/sのものに良いものがない。今後開発に努力を要する。なお上記の計算は線形として取り扱ったが、実際には増幅器の飽和そのほか非線形の要素を考慮すれば、多少特性が変り理論上興味のある問題であるが、本文では割愛する⁽³⁾。またサーボモータの時定数は歯車を含

めた負荷の影響で、無負荷の場合より大きくなる。慣性負荷をモータ軸に換算する場合、歯車比を n とすれば $1/n^2$ で変換されるので、先の方は問題にならないが、モータ軸およびこれと噛み合う歯車をどのように設計するかまたギヤトレイン全体をどうするかは興味深い問題である。

6. 応用 例

サーボメカニズムを応用した各種計算装置、制御装置が考えられるが、現在研究設計中の指揮装置(Fire Control System)などはその代表的なものである。これと同じような目的で船舶用パラボラ空中線の動揺修正計算機が一般に知られているので、その概要を述べる⁽⁴⁾。

前項で述べたように、船舶上で使用する機器は船の動揺(ローリングとピッチング)を考慮に入れて運用しなければならない。たとえば電波ビームで目標を捕捉した場合、船の動揺によってビームがはずれない

ように自動追尾させなければならない。アンテナの回転軸と取付方法は第14図のように各種の方法がある。この回転軸を考慮に入れて、動揺修正計算機を作らなければならない。

第15図はレゾルバーサーボを組合せた2軸の動揺修正計算機の系統図を一例として示したもので、動揺の角度(ロール角、ピッチ角)はジャイロより供給される場合である。このレゾルバー計算機の静的精度は目標の位置によって異なる。すなわち距離には無関係であるが、方位誤差は仰角の函数となる。またその動特性は前項で述べたように、ローリングおよびピッチングの周期が早い場合は遅れを生ずる。これらの誤差を少なくするためには構成要素である各部のサーボメカニズムの特性を良好なものにしなければならない。特にレゾルバー、サーボモータおよびそれらの付属の電子管回路の特性と歯車列の良いものを組合せる必要がある。

7. 結 言

サーボ計算機の演算要素を中心にして、各種のサーボメカニズムの用途と特性について述べた。また一例として動揺修正計算機をあげ、これと関連したサーボの周波数応答について簡単な理論計算を試みた。今後の問題としてはレゾルバーやサーボモータの特性の良いものを国産化すること(現在は輸入)、およびこれらを用いて全体の自動制御系を十分理論的に検討して増幅器や歯車列を製作することであろう。また本文では紙面の都合で述べ

なかったが、交流サーボの移相回路や帰還による特性の改善も実際の機器の設計には利用している。

なお実用機器の詳細についてはあまり述べられなかったが、種々御援助をいただいた日立製作所中央研究所の各位および設計に努力された同僚牧田睦男、湯浅政男、藤江昭、前田治の諸氏に謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 小倉, 牧田: 特許出願中
- (2) 小倉: 電通学会大会予稿(昭 32-11)
- (3) Chestnut & Mayer: Servomechanisms and Regulating System Design, Vol. II (1955)
- (4) M.I.T. Radiation Laboratory Series 26.

(第 42 頁より続く)

日立製作所社員の通信機器に関する社外既発表論文一覧

(その 6)

(3) 無線通信機器 (その 3)

番号	題 目	執 筆 者	掲 載 誌	掲 載 号
26	トランジスタ水晶発振回路における出力の安定化について	波 多 野 泰 吉	日 立 評 論	別 冊 No. 18
27	PPM 端 局 装 置 に つ い て	波 多 野 泰 吉	日 立 評 論	Vol. 39 No. 3
28	佐久間発電所 ITV 装置について	落 合 俊 男 木 村 義 太 桑 原 太 進 俣 田 信 五 郎 大 串 俊 夫 角 野 正 夫	日 立 評 論	Vol. 39 No. 4
29	150 Mc 帯における 40 kc 間隔周波数割当の諸問題	今 西 久 弥 鈴 木 虎 雄	日 立 評 論	Vol. 39 No. 6
30	PPM-AM マイクロ波多重通信装置	岡 崎 彰 夫 増 村 逸 夫	日 立 評 論	Vol. 39 No. 11
31	マイクロ波テレビジョン ST リンク装置	松 井 伸 崇 後 藤 伸 雄 金 沢 曉 夫	日 立 評 論	Vol. 39 No. 12
32	TIE-4 型 工 業 テ レ ビ ジ ョ ン 装 置	大 串 俊 夫 桜 井 久 之	日 立 評 論	Vol. 39 No. 12
33	試作カラーテレビジョン受信機	竹 内 万 己	日 立 評 論	Vol. 40 No. 5
34	工 業 テ レ ビ ジ ョ ン	武 井 幸 夫	電 気 雑 誌 オ ー ム	Vol. 40 No. 12
35	マ イ ク ロ 波 伝 播 特 性	長 浜 良 三	電 気 雑 誌 オ ー ム	Vol. 42 No. 3
36	鉱石変換器のスプリアス感度について	南 野 幸 雄	電 気 通 信 学 会 誌	Vol. 40 No. 3
37	NHK SK ファンアンテナの並列給電試験	古 谷 勝 美	テ レ ビ ジ ョ ン	Vol. 10 No. 4
38	異周波アンテナの並列給電法(その1)	古 谷 勝 美	テ レ ビ ジ ョ ン	Vol. 10 No. 8
39	異周波アンテナの並列給電法(その2)	古 谷 勝 美	テ レ ビ ジ ョ ン	Vol. 10 No. 9
40	テレビジョン受像用フィーダーの取扱法	古 谷 勝 美	テ レ ビ ジ ョ ン	Vol. 10 No. 11
41	チャンネル拡張にともなう受信アンテナの諸問題	古 谷 勝 美	テ レ ビ ジ ョ ン	Vol. 11 No. 6
42	トランジスタ受信機の初段に関する設計上の考察	徳 永 迪 夫	テ レ ビ ジ ョ ン	Vol. 12 No. 1

(4) 自動制御 (その 1)

番号	題 目	執 筆 者	掲 載 誌	掲 載 号
1	アナログ電気演算器による電動機自動制御装置の解析	前 川 敏 明 三 浦 武 雄 藤 木 勝 美 西 政 隆	日 立 評 論	別 冊 No. 8
2	ゲルマニウム熔解炉の 0.01%自動温度制御における諸問題	阿 部 善 右 門 沼 倉 俊 郎	日 立 評 論	Vol. 40 No. 8
3	自動制御系の図式による安定判別法	沼 倉 俊 郎	日 立 評 論	別 冊 No. 26
4	自動制御系の図式による安定判別法	沼 倉 俊 郎 三 浦 武 雄	電 気 学 会 雑 誌	Vol. 76 No. 810
5	Describing Function Method による非線型自動制御系の解析	沼 倉 俊 郎 三 浦 武 雄	電 気 学 会 雑 誌	Vol. 77 No. 820

(次頁へ続く)

(前頁より続く)

日立製作所社員の通信機器に関する社外既発表論文一覧

(その7)

(4) 自動制御(その2)

番号	題 目	執 筆 者	掲 載 誌	掲 載 号
6	高周波溶解炉の0.01%自動温度制御における諸問題	阿部善右 門 沼倉俊郎	電気学会雑誌	Vol.78 No.839
7	電子管式アナログ計算機の自動制御への応用	三浦武雄	自動制御	Vol.4 No.3
8	パラメータを座標軸とする自動制御系の図式安定判別法	沼倉俊郎	自動制御	Vol.4 No.4
9	A New Stability Criterion of Linear Servos	沼倉俊郎 三浦武雄	Trans AIEE	Vol.76 No.29
10	アナログコンピュータによる自動制御系の解析	三浦武雄	自動制御研究会資料	昭27-12
11	アナログコンピュータによる自動制御系の解析	三浦武雄	電気三学会連合大会資料	昭28
12	Describing Function method による非線型自動制御系の解析とアナコン結果との対比	三浦武雄 沼倉俊郎	電気三学会連合大会資料	昭30
13	田代氏法を用いたAVR系の解析とアナコンによる実験結果との対比	三浦武雄 三前川	電気三学会連合大会資料	昭30
14	アナログ電気演算器による自動制御装置の解析ならびに実験結果との比較	三浦武雄 三前川	電気三学会支部連合大会	昭29
15	折線近似函数発生器の改良	三浦武雄 沼倉俊郎	電気三学会支部大会	昭30
16	高速度型リアクタシミュレータ	鴨井章 三浦武雄	電気学会東京支部大会	昭31-11
17	高周波溶解炉0.01%の自動温度制御における諸問題	阿部善右 門 沼倉俊郎 上田浩二 田内省陽	電気学会東京支部大会	昭32-11
18	RC進相回路による1型自動制御系の補償	沼倉俊郎 三浦武雄 三衣川	電気四学会連合大会	昭32-4
19	パラメータを座標軸とする自動制御系の図式安定判別法(I)	沼倉俊郎	自動制御研究会資料	昭32-5
20	パラメータを座標軸とする自動制御系の図式安定判別法(II)	沼倉俊郎	自動制御研究会資料	昭32-6
21	パラメータを座標軸とする自動制御系の図式安定判別法(III)	沼倉俊郎	自動制御研究会資料	昭32-7
22	自動制御への応用	只野文哉	アナコンセミナー原稿	昭32-8

(5) コンピュータ(その1)

番号	題 目	執 筆 者	掲 載 誌	掲 載 号
1	電子管式アナログコンピュータ	三浦武雄	日立評論	別冊 No.8
2	アナログ電気計算機	小倉正美	日立評論	別冊 No.18
3	日立ポータブルアナログ計算機	三浦武雄 安藤文雄 阿部善右 門	日立評論	Vol.39 No.2
4	運輸技術研究所納日立低速度型アナログ計算機	三浦武雄 阿部善右 門 永田稷	日立評論	Vol.39 No.8
5	アナログコンピュータの非線型要素の試作と検討	三浦武雄 沼倉俊郎 三衣川	電気学会雑誌	Vol.75 No.800
6	外国製高精度アナログ計算機	三浦武雄 沼倉俊郎	電気学会雑誌	Vol.75 No.807
7	低速度型電子管式アナログ計算機の確度について	三浦武雄 青木直男 沼倉俊郎	電気学会雑誌	Vol.76 No.815

(第82頁へ続く)