

最近における水車调速機の諸問題 (その 2)

Several Problems on the Recent Turbine Governor

舩 沢 秀 夫* 海 老 名 啓 吾* 山 口 幸 男*
 Hideo Ebisawa Keigo Ebina Yukio Yamaguchi

内 容 梗 概

大系統に連繫された调速機は、いずれも定常不規則な変動を受けているが、これらを簡単に雑音と呼ぶ。本稿は、

- (1) 调速機に雑音がある場合に周波数変化の信号との S/N 比を最大にするための検出部特性と、そのときのパワー。周期的な変動に対してはジャンピング防止で変動を減少させる。
 - (2) 不規則な負荷変動により周波数が変動しているとき、周波数の rms 偏差を最小にすることを调速機の最適制御と定義し、その一般的な特性。
 - (3) 系統の水力発電所と火力発電所の並列運転時の諸問題。
- について、一般的に述べたものである。

〔I〕 緒 言

その (1) においては、系を小電力系統に限定して、負荷のサステンド変化に対する過渡応答を述べたが、実際の大系統における電力、周波数は一般に不規則なフリンジ変化をするものである。したがって、大系統に連繫された调速機はこのフリンジ変化に適切に応動し制御する特性を有しなければならない。

また调速機自体を考えても、本来の周波数変化の信号以外に、たとえばジャンピングと呼ばれている不規則な変動が存在して種々の不具合の原因となつている場合がある。

以上二つの例からあきらかなように、実際に現地で使用されている调速機は、不規則なフリンジ変動をたえず受けているわけであつて、これらのじょう乱に対して十分な検討を必要とするのであるが、以後このフリンジ変動を、通信工学のいいならわしにしたがつて簡単に雑音と呼ぶことにする。たとえば電力雑音、周波数雑音などという。

最近中国電力株式会社および関西電力株式会社の送電系統で実施された試験では、系統の雑音特性がかなり解明されて、今後の系統制御に大きな寄与となる資料が発

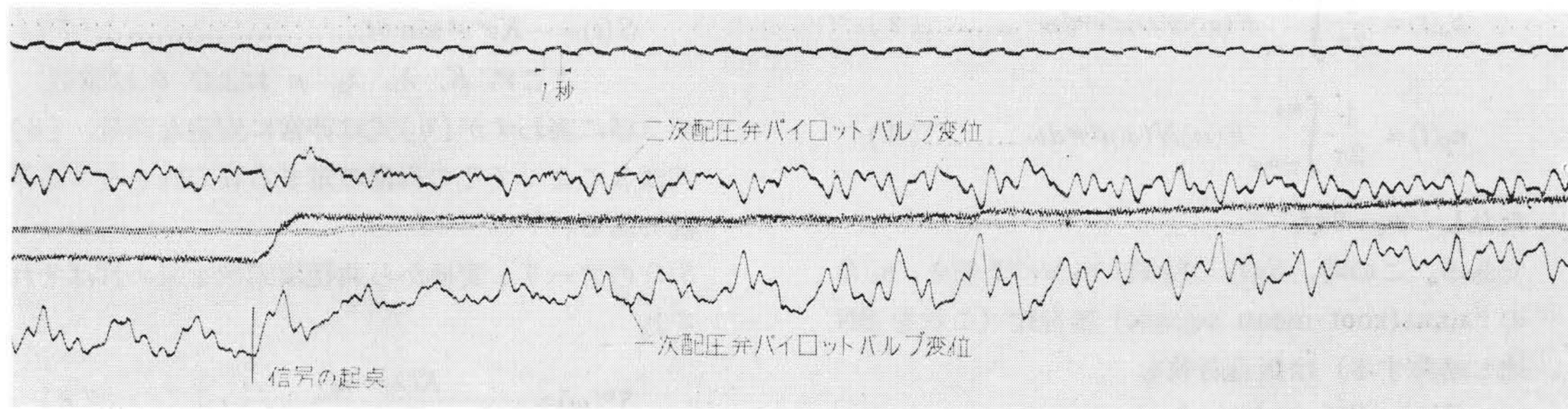
表されているが、本稿でも、系統および调速機における不規則な変動に対する取扱いを中心に述べる。しかし、この方面の検討が系統試験に行われたのはごく最近のことであつて、具体的な資料はまだ十分とはいいいにくいことを最初におことわりしておく。

〔II〕 定常不規則なじょう乱と调速機特性

(1) 不規則な変動量に対する仮定

電力、周波数雑音の解析には時系列論を適用する。すなわち電力、周波数変動を長時間記録したものについて、各時刻における値（これを時系列と呼ぶ）がある確率過程にしたがつて生起し、その確率過程は次の二つの条件を満すものと仮定する。第一に長時間記録した電力、周波数の時系列はその確率的性質（分布）が定常であり、第二にエルゴード性を有するとする。

定常確率過程の雑音は、時系列の時間の原点の移動に関して、確率的性質が不変である。またエルゴード時系列は長時間の観測により、その集合平均を求めることができるもので、この両者はいずれもある時刻を起点として長時間記録することのみ可能な電力、周波数の時系列から、その確率的性質を求めんとする場合に必要な条件である。



第1図 调速機スピーダにおける雑音（配圧弁パイロットバルブのジャンピング）の一例

* 日立製作所日立工場

(2) ジャンピングのある場合の調速機

(A) 最適スピーダ

調速機検出部の入力は系統周波数の変化であるが、このほかにアクチュエータ発電機およびその駆動用接手などで発生する定常不規則な変動（ジャンピング）がある。この変動を簡単に雑音と呼び $n(t)$ で表わし、これに対して系統周波数変化の信号を $S(t)$ とし $t < 0$ では零であるとする。すなわち時間の原点を信号の起点にとる。したがって調速機検出部の入力は雑音 $n(t)$ と信号 $S(t)$ とが重畳されて

$$\lambda(t) = n(t) + S(t) \dots\dots\dots (1)$$

と表わされる。

調速機スピーダは入力 $\lambda(t)$ の中に埋れた信号をもつとも良く検出し、伝達することが必要であつて、そのためにはスピーダの特性をいかに設計したら良いかという問題を考える。

第 1 図は周波数変化とジャンピングの重畳した入力の一例である。雑音 $n(t)$ について、その平均値と分布を調べると、ジャンピングの程度にもよるが、0.02～ないし 0.125～の標準偏差を有する正規分布をすることがわかる。この定常不規則な雑音は一般にランダム雑音と呼ばれている。また直接検証した結果ではないが $n(t)$ にエルゴード性を仮定した立場から、有限な周波数帯域幅 f_0 を有するとみなすことにする。

雑音の標準偏差が 0.125～程度ある場合には、系統周波数雑音の標準偏差が、今まで知られたところで 0.1～0.25～であることから、周波数変動を検出して適正な制御を行うことの困難が予想されるのであるが、ランダム雑音に対して与えられた周波数変化の出力を最大にするスピーダの設計は理論的には可能である。

調速機スピーダの伝達函数を $F(\omega)$ とする。 $S(t)$, $n(t)$ をフーリエ変換して $S(\omega)$, $N(\omega)$ と書くと信号、雑音の出力は

$$S_0(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) S(\omega) e^{i\omega t} d\omega \dots\dots\dots (2)$$

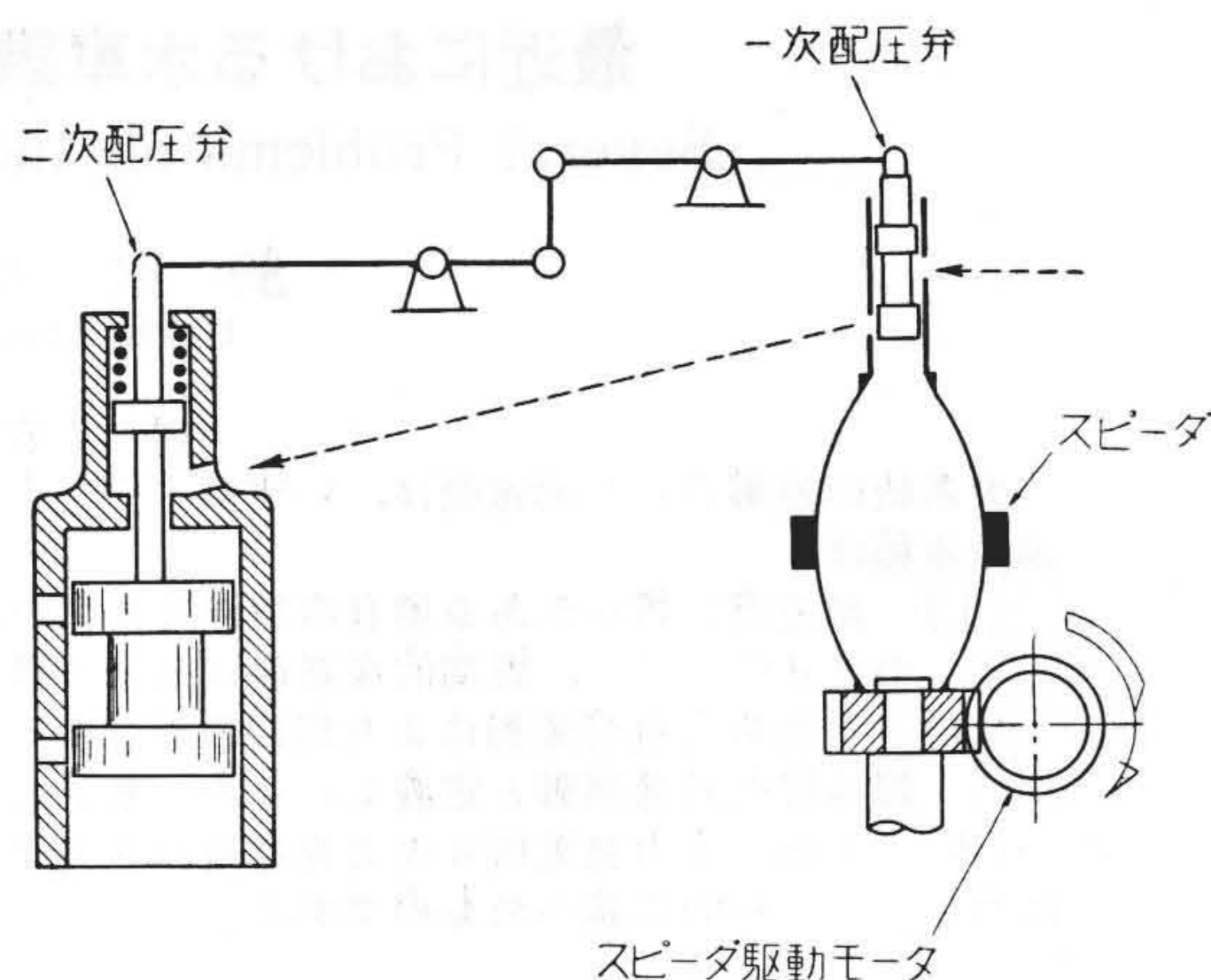
$$n_0(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} F(\omega) N(\omega) e^{i\omega t} d\omega \dots\dots\dots (3)$$

ただし $\omega_0 = 2\pi f_0$

である。この時、 $S_0(t)$ の時刻 t における値と、 $n_0(t)$ の r.m.s. (root mean square) 雑音比（これを SN 比と略称する）は伝達函数を

$$F(\omega) = S^*(\omega) e^{-i\omega t} \dots\dots\dots (4)$$

とすれば最大となしうる事が証明される⁽¹⁾。ここに $S^*(\omega)$ は $S(\omega)$ の共軛複素数である。



第 2 図 スピーダ配圧弁の構造

したがって、ランダム雑音の混つた入力から周波数変化 $S(t)$ を取出すに最適のスピーダの特性は、時刻 t において (4) 式のように特性を有すべきことがわかる。しかしながら実際にスピーダを、周波数変化の形や、発生後の時刻などに関連して、(4) 式を常に満足するように設計することはとてもできない。したがって、予想される周波数変化 $S(t)$ の標準型を定めて、必要な時刻（たとえば周波数変化の起点であるとか、変化が最大値に達するような時刻であるとかまたは AFC 装置と関連して定まる時刻など）での SN 比の改善を計ることとする。もし時刻 t' において (4) 式のようにスピーダ特性を定め得たとすればスピーダの信号出力は

$$S_0(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 e^{i\omega(t-t')} d\omega \dots\dots\dots (5)$$

で与えられる。

系統において大きな負荷じょう乱が発生した時の周波数の変動は次のごとき型で近似される。すなわち

$$S(t) = K(e^{-\lambda_1 t} - e^{-\lambda_2 t}) \dots\dots\dots (6)$$

ただし $\lambda_1 > \lambda_2$

$$S(t) = -Ke^{-\mu t} \sin \theta t \dots\dots\dots (7)$$

ここに K , λ_1 , λ_2 , μ および θ は常数の二様に表わすが (6) 式は非常に安定な系統、(8) 式は μ によつてその程度の定まる安定性を有する系統である。

$S(t)$ のフーリエ変換から共軛複素数を求めればそれぞれ

$$S^*(\omega) = \frac{K(\lambda_2 - \lambda_1)}{\lambda_1 \lambda_2 - \omega^2 - (\lambda_1 + \lambda_2)i\omega} \dots\dots\dots (8)$$

$$S^*(\omega) = \frac{K\theta}{\omega^2 - \theta^2 - \mu^2 + 2\mu i\omega} \dots\dots\dots (9)$$

である。周波数の変化の生じ初めでは、 $t=0$, $e^{-i\omega t}=1$ であるから (8), (9) 式がそのまま $t=0$ における最良の検出部特性を与えることになる。

しかし (8), (9) 式の実性を実際にスピーダに持たせることはできない。なぜなら (8), (9) 式で示した $S^*(\omega)$ は安定条件を満足しないからである。したがってスピーダの設計に当つては安定条件を十分満足し (4) 式にもつとも近似したものを設計することが大切である。

(B) ランダム雑音により消費されるパワー

次にこのような定常不規則な $n(t)$ によりスピーダで消費されるパワーを求める。

第2図は機械式調速機のスピーダの骨子図である。スピーダの回転部分には慣性 J と変位速度に比例する抵抗係数 R および遠心力と釣合うバネ常数 K_s がある。この慣性のある系がジャンピングしている時の平均パワーを求めておくことは、駆動発電機、モータの容量を決定する上に重要であろうと思われる。

$n(t)$ とモータのスピーダ駆動トルク $T_M(t)$ との間に

$$T_M(\omega) = F_1(\omega) \cdot N(\omega) \dots \dots \dots (10)$$

の関係があり、スピーダの変位 $n_0(t)$ と $T_M(t)$ との間に

$$N_0(\omega) = F_2(\omega) \cdot T_M(\omega) \dots \dots \dots (11)$$

$$F_2(\omega) = \frac{1}{-J\omega^2 + K_s + i\omega R}$$

の関係があるものとすれば、伝達函数 $F(\omega)$ はただちに

$$F(\omega) = F_1(\omega) \cdot F_2(\omega) \dots \dots \dots (12)$$

で表わされる。スピーダでのパワー瞬時値は、もちろん

$$P(t) = T_M(t) \cdot \frac{dn_0(t)}{dt} \dots \dots \dots (13)$$

で与えられる。(第3図参照)

したがって平均パワーは、 $T_M(t)$ と $\frac{dn_0(t)}{dt}$ との $\tau=0$ における相互相関函数として得られる。スペクトル密度を $\Phi(\omega)$ で表わすならば良く知られた関係⁽²⁾

$$\Phi_{T_M T_M} = |F_1(\omega)|^2 \Phi_{nn} \dots \dots \dots (14)$$

がある。または

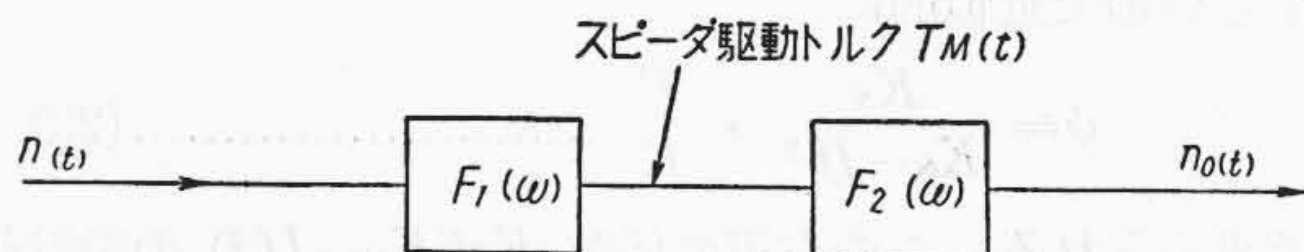
$$\Phi_{T_M \dot{n}_0} = i\omega F_2(\omega) \Phi_{T_M T_M} \dots \dots \dots (15)$$

であるので

$$\Phi_{T_M \dot{n}_0} = i\omega F(\omega) F_1^*(\omega) \Phi_{nn} \dots \dots \dots (16)$$

となりしたがって平均パワー P_m は

$$P_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) F_1^*(\omega) \Phi_{nn} i\omega d\omega \dots \dots \dots (17)$$



第3図 スピーダ配圧弁のブロック線図

である。

初めに仮定したように、帯域幅 ω_0 、分散 σ^2 のランダム雑音に対しては

$$\Phi_{nn}(\omega) = \begin{cases} \frac{\pi\sigma^2}{\omega_0} & -\omega_0 < \omega < \omega_0 \\ 0 & \omega < -\omega_0, \omega > \omega_0 \end{cases} \dots (18)$$

であるので、(17) 式は

$$P_m = \frac{\sigma^2}{2\omega_0} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} F(\omega) F_1^*(\omega) i\omega d\omega \dots \dots \dots (19)$$

である。

(10) および (12) 式により (19) 式を用いてただちにパワーを求めることができる。たとえば $F_1(\omega) = \text{const.} = K$ とみなすならば

$$P_m = \frac{\sigma^2}{2\omega_0} \int_{-\omega_0}^{\omega_0} \frac{K^2(i\omega)}{J(i\omega)^2 + R(i\omega) + K_s} d\omega \dots (20)$$

である。

(3) 周期的変動の場合の防振対策

実際に経験するジャンピングの中には一定の周期的変動をなすものがある。振幅 0.2~, 周期 0.2~0.3 秒程度の高調波成分を有する振動である。

この場合のジャンピング防止対策としては、スプリングあるいはゴムを使用する。機械的な遠心錘を使用したスピーダはそれ自体、防振性を有するが、一般のジャンピング対策はスピーダを単なる回転体として取扱う。計算は系を線型強制振動として解く。

回転体の慣性を J 、抵抗係数を R 、スプリング常数を K_s 、変動力の振幅を F とすると強制振動の運動方程式は、

$$J \frac{d^2\phi}{dt^2} + R \frac{d\phi}{dt} + K_s \phi = F \sin ft \dots \dots \dots (21)$$

ここに ϕ : 回転体角変位

f : 強制振動の角速度

で示される。振動論によれば、固有振動数 $f_n = \sqrt{\frac{K_s}{J}}$ およびクリチカルダンピングの抵抗係数 $R_c = 2Jf_n$ として、角変位 ϕ は

$$\phi = \frac{1}{\sqrt{4\left(\frac{R}{R_c}\right)^2 \left(\frac{f}{f_n}\right)^2 + \left(1 - \left(\frac{f}{f_n}\right)^2\right)^2}} \times \frac{F}{K} \dots \dots \dots (22)$$

にダンピングされる。分母の第1項は普通第2項に比べ

小さいので近似的に

$$\phi \doteq \frac{K_s}{K_s - Jf^2} \cdot \frac{F}{K} \dots\dots\dots (23)$$

で求められる。この右辺の係数 $K_s/(K_s - Jf^2)$ の設計値は $1/5 \sim 1/8$ 位である。

この場合のパワーも、(B)におけると同様に求められるがこれらの変動分による消費パワーは決して小さくない、同時にこれは機械の寿命をつめることになる。または雑音のレベルが高くなれば、信号の出力はいかなる検出部を用いても(6)式に限定されているため、当然信号検出は困難になる。したがって調速機内の雑音のパワーはいかなる意味においても低下させることが望ましいのである

(4) 系統の雑音特性と調速機

(A) 電力、周波数とスペクトル密度と系統伝達函数

調速機あるいは AFC セットの制御対象はいうまでもなく系統周波数であり、系のじょう乱は負荷の変動である。したがって、当然のことながら、系統の電力周波数特性が十分に把握されねばならないのであるが、実際大系統においてこの問題を決定論的に解くことはほとんど不可能である。しかし、制御装置としては系統の伝達函数 $Y(\omega)$ を知れば十分である。 $Y(\omega)$ は負荷の単位衝撃に対する系統周波数のいわゆるインパルス応答をラプラス変換したものである。系統の電力、周波数を長時間記録して、それぞれのスペクトル密度を Φ_i 、 Φ_0 とすれば、すでに(14)式で示した関係

$$\Phi_0 = |Y(\omega)|^2 \Phi_i \dots\dots\dots (24)$$

が成立つ。したがって、なんらかの方法で電力のスペクトル密度、周波数のスペクトル密度を知ることができれば、その系統の伝達函数のゲイン特性はただちに求まる。位相特性も電力と周波数の相互スペクトル密度 $\Phi_{i0}(\omega)$ が求められれば

$$\Phi_{i0} = Y(\omega) \Phi_i \dots\dots\dots (25)$$

より求まる。しかるにスペクトル密度は相関函数 $\phi(\tau)$ とフーリエ変換により次のように関係付けられる⁽³⁾。

$$\begin{cases} \phi_i(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_i(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega \\ \Phi_i(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_i(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau \end{cases} \dots\dots\dots (26)$$

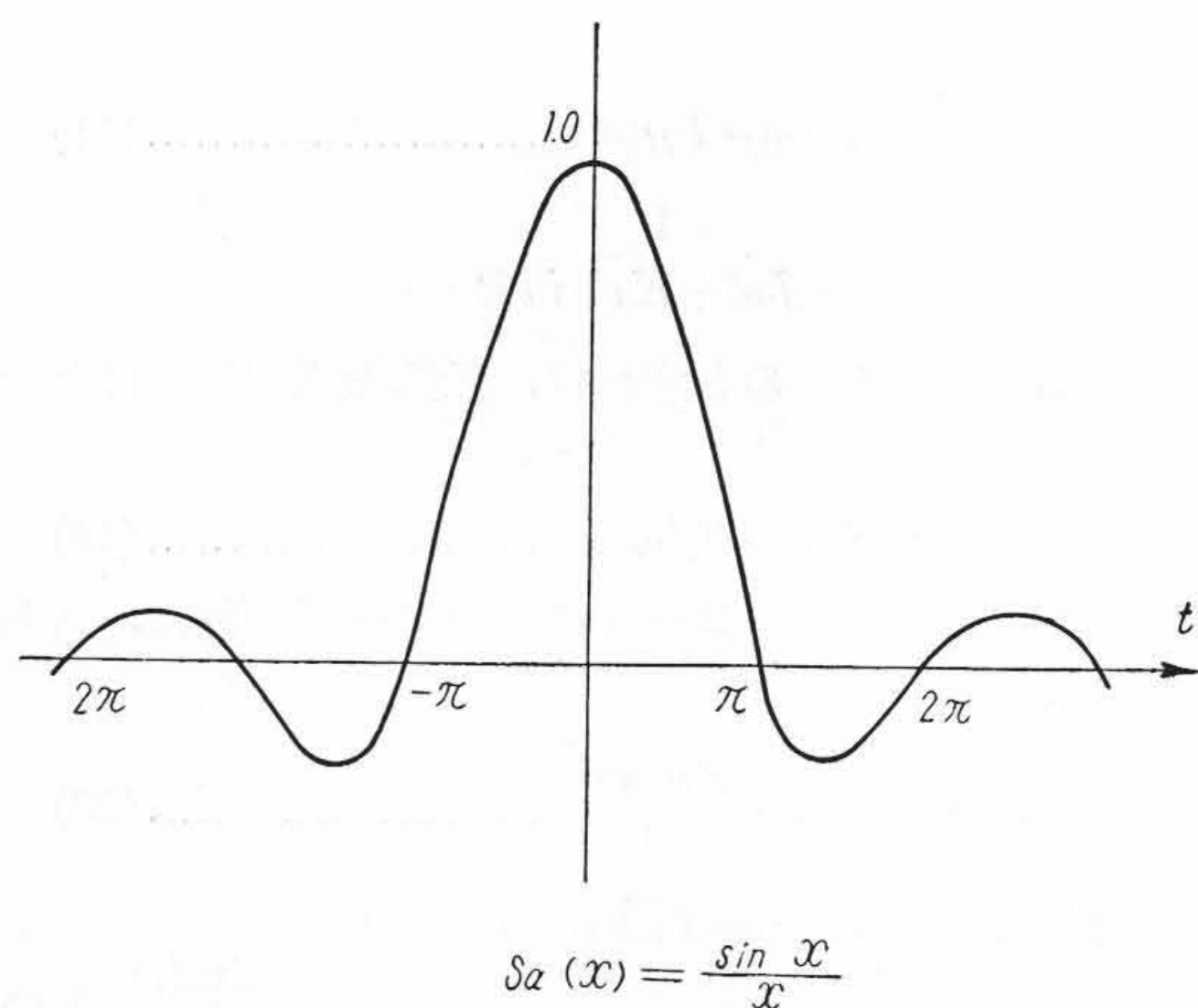
$$\begin{cases} \phi_{i0}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{i0}(\omega) e^{i\omega\tau} d\omega \\ \Phi_{i0}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_{i0}(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau \end{cases} \dots\dots\dots (27)$$

ϕ_i 、 ϕ_0 はそれぞれ電力、周波数の自己相関函数、 ϕ_{i0} は電力周波数の相互相関函数である。したがって相関函数を知つて、電力周波数特性 $Y(\omega)$ を求めることができるのであつて、きわめて有力な方法である。

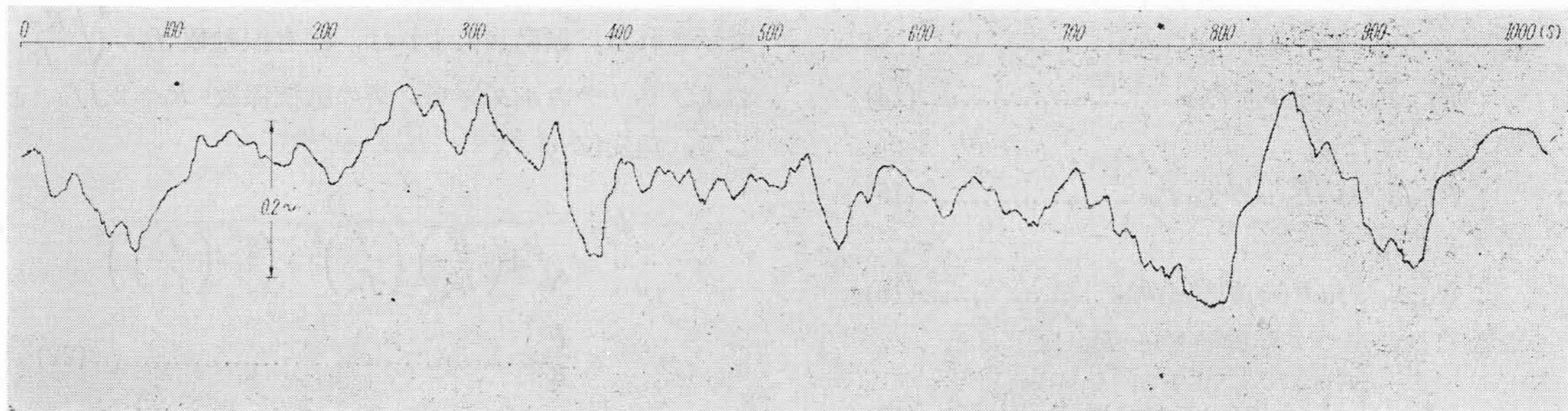
(B) 電力、周波数の相関函数

この相関函数は、系の伝達函数の決定のみでなく、変動量の性質も知ることができる。始めに述べたように、負荷の変動は定常、エルゴード的過程である。実際に系統周波数および電力の長時間記録から、サンプリングして平均値の周囲の分布を調べると、正規分布に近いことが示される。

分布検定にあたつては、相関のない程度に時間間隔をとるべきことはもちろん注意すべきことである



第4図 サンプリング函数



第5図 50～系統周波数の変動(昭和32年2月3日正午)

が、変動量が正規分布をなすことは一般に予想されるところであつた。すなわち、負荷のまったく無作為なオン・オフは二項分布となり、これは回数を無限に多くしてゆくとき中心極限定理により正規分布に近づくからである。

関西電力株式会社で実施された系統試験によりあきらかにされたところでは、周波数の標準偏差は0.12~0.24~(中央電力研究所の報告)⁽⁴⁾であつた。また負荷変動は負荷の平均値に対する割合で表わすと、各幹線により大部異つた値を示すが、1~2%多いもので3%程度である。または電力と周波数の標準偏差の比が、負荷遮断試験で決定した系統常数とほぼ等しいことも報告されている。

さて、帯域幅 ω_0 のランダム雑音のスペクトル密度は(19)式で与えられているから、その相関函数は(26)式からサンプリング函数を $S_a(x)$ で表わすとき

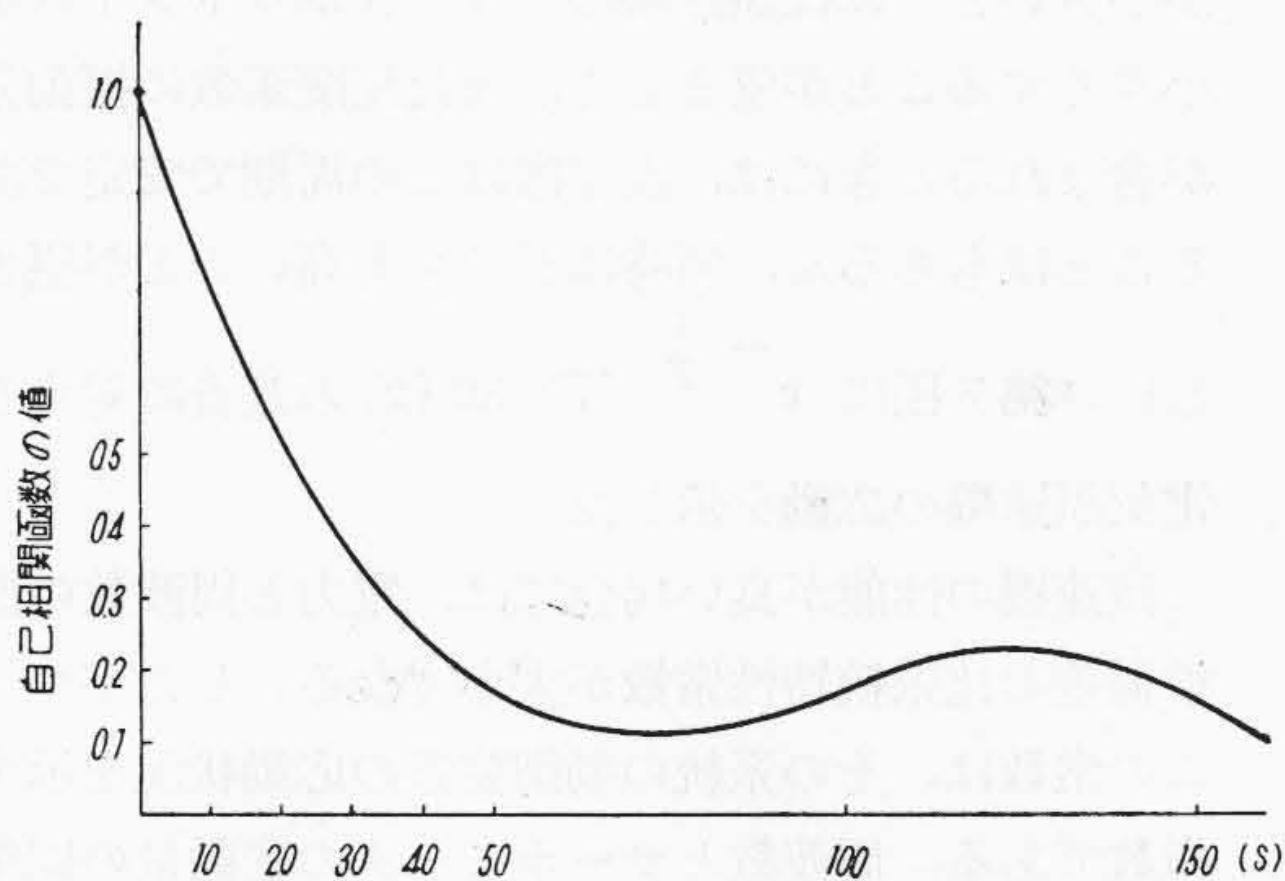
$$\phi(\tau) = \sigma \cdot S_a(\omega_0 \tau) \dots\dots\dots (28)$$

である。これは第4図に示すように、急激に減少する函数であるが、もし帯域幅が有限でない場合はもつと複雑な函数となる。たとえば実際に周波数変動の相関函数を求めると

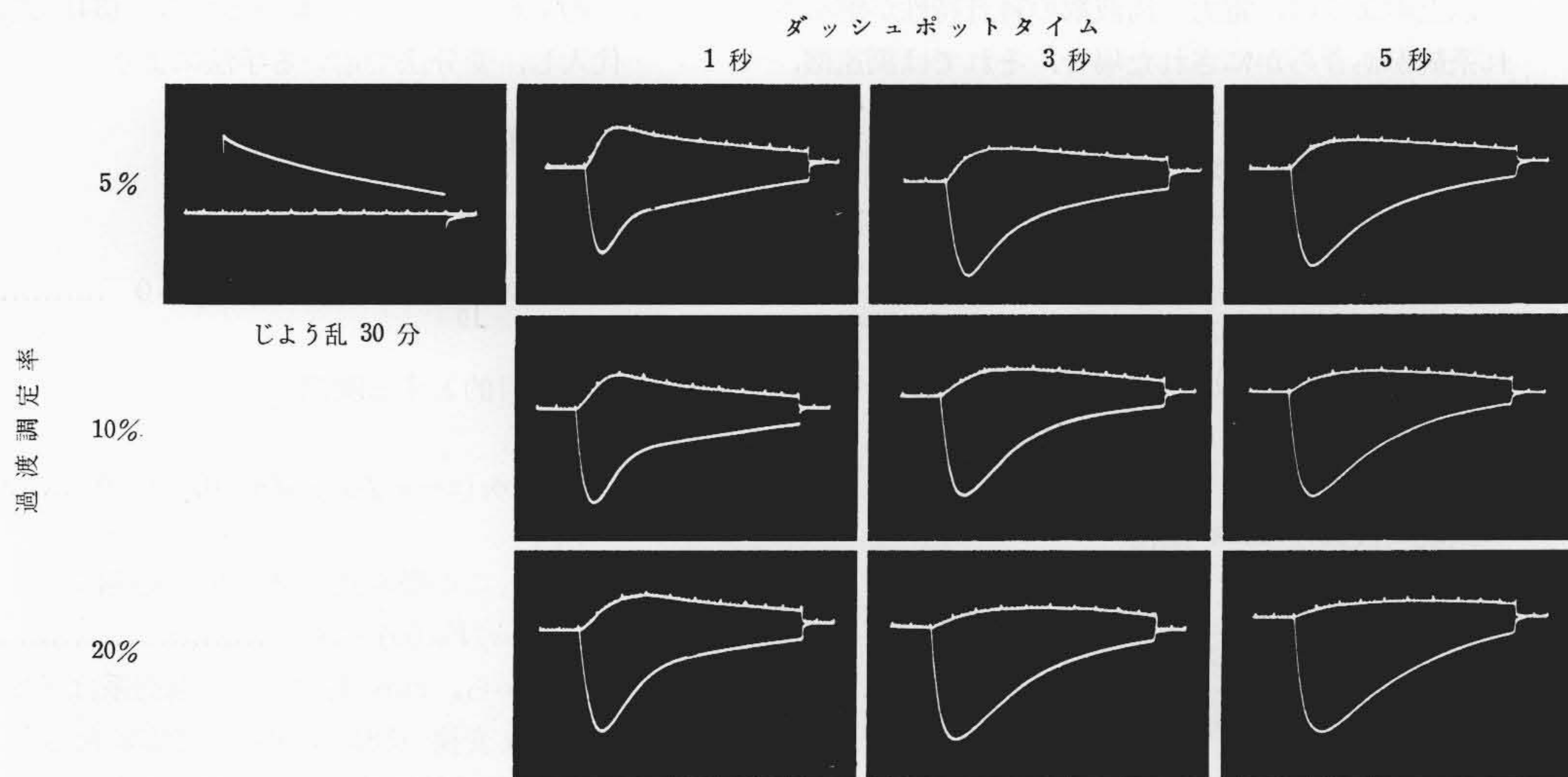
$$\frac{K}{1+i\omega T} \dots\dots\dots (30)$$

で近似されているが、もし負荷変動が白い雑音ならば、負荷変化の相関函数は Dirac 函数 $\delta(\tau)$ 、したがってその相関函数は $e^{-\frac{\tau}{T}}$ であつて、これは(29)式の特殊な場合である。

このように相関函数 $\phi(\tau)$ が知れると $\phi(\tau)$ の型をした雑音成分が多数重畳して発生し、一つの雑音を



第6図 第5図の自己相関函数(昭和32年2月)
時間間隔5秒、標本数900



第7図 時定数30秒の負荷雑音に対する周波数(下側の曲線)と発電機出力の応動(調定率2%)

$$\phi(\tau) = Ae^{-\lambda_1 \tau} \cos \mu \tau + Be^{-\lambda_2 \tau} \dots\dots\dots (29)$$

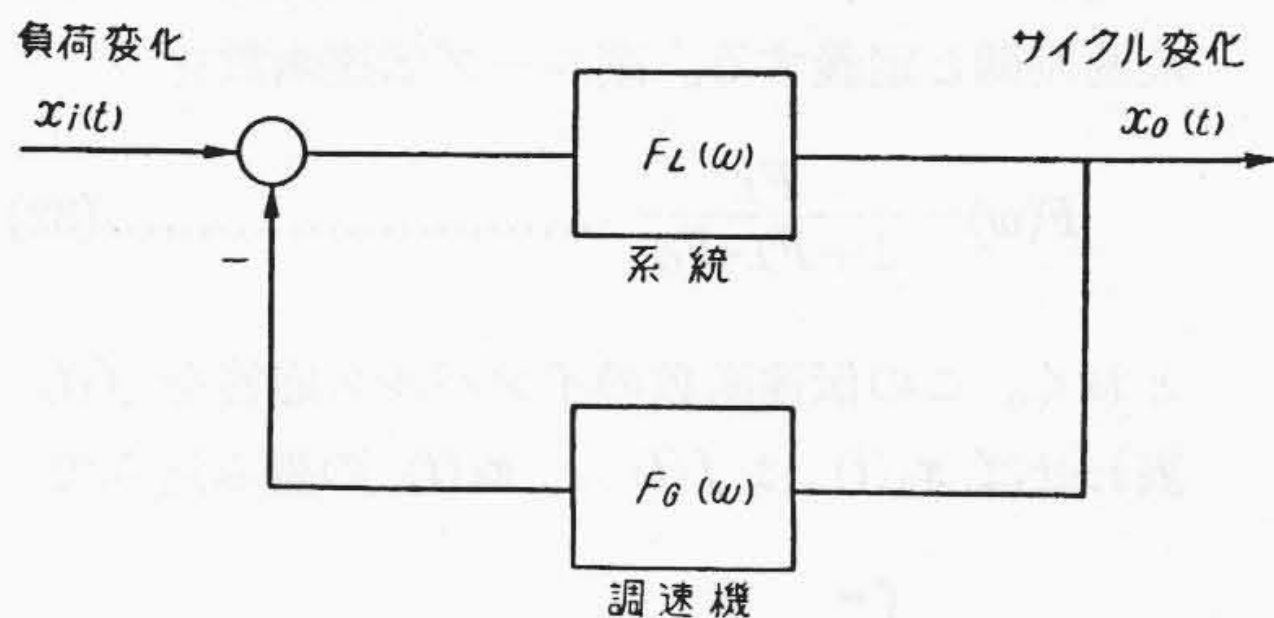
で近似できる場合が多い⁽⁵⁾。

第5図は50~系周波数変動の32年2月3日正午における記録である。また第6図は、第5図から自己相関函数を、求めたものであつて、(29)式により

$$\phi(\tau) = 0.685e^{-0.0221\tau} \cos 0.042\tau + 0.315e^{-0.0036\tau}$$

と近似させることができる。

系統の伝達函数は、一般に



第8図 系統のブロック線図

構成しているとみなせる。系統の周波数が振動成分を有するときは $\phi(\tau)$ に同一の周期の振動が表われる。また (29) 式の λ_1, λ_2 が大きいと、 $\phi(\tau)$ は急激に減少し無相関となるからいわゆる尖つた変動となるわけである。

(C) 調速機による系統周波数の最適制御

標準偏差、相関函数があきらかになると制御装置としての調速機の必要な特性が判明する。たとえば負荷の変動あるいは周波数変動の相関函数の時定数が小さいときには調速機のダッシュポットタイムを小さくすることが望ましく、また相関函数に振動分が含まれるときには、調速機はこの周期で安定であることはもちろん、同時にゲインも高いことが望ましい。第 7 図に $e^{-\frac{t}{T}}$ ($T=30$ 秒) の雑音に対する電気調速機の応動を示した。

調速機の性能が良い場合には、電力と周波数の標準偏差の比系統特性常数が大きくなる。したがってこの常数は、その系統の制御装置の応動状況を示す指数である。周波数とサーボモータの変動量の標準偏差の比をとればその調速機の応動状況を示す指数の一つとなる。

以上のように、電力、周波数の雑音特性が解析され系統があきらかにされた場合、それでは調速機、AFC セットはいかなる制御特性を有すべきであるか。この問題の答はすでに通信工学の分野で N. Wiener 氏などによつて与えられているが、次にこれを示すこととする。第 8 図のような制御系を考える。 F_L は系統の伝達函数、 $F_G(\omega)$ は制御装置 (調速機や AFC セット)、の伝達函数 $x_i(t)$ は負荷変動であつて平均値を零とする。 $x_0(t)$ はいうまでもなく周波数変動である。

系統周波数の rms 偏差

$$\begin{aligned}\sqrt{\overline{x_0^2}} &= \left\{ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_0^2(t) dt \right\}^{\frac{1}{2}} \\ &= \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{x_0}(\omega) d\omega \right\}^{\frac{1}{2}} \dots\dots\dots (31)\end{aligned}$$

を最小にすることを定常不規則な負荷変動に対する最適制御と定義する。閉ループ伝達函数を

$$F(\omega) = \frac{F_L}{1 + F_L \cdot F_G} \dots\dots\dots (32)$$

とおく。この伝達函数のインパルス応答を $f(t)$ で表わせば $x_0(t)$ は $f(t)$ と $x_i(t)$ の畳み込みで

$$x_0(t) = \int_0^\infty x_i(t-\tau) f(\tau) d\tau \dots\dots\dots (33)$$

と示されるからこれを自乗して (31) 式に代入して

$$\begin{aligned}\overline{x_0^2(t)} &= \int_0^\infty d\tau f(\tau) \int_0^\infty d\mu \cdot f(\mu) \\ &\times \left\{ \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x_i(t) x_i(t+\tau-\mu) dt \right\} \\ &= \int_0^\infty \left\{ \int_0^\infty \phi_i(\tau-\mu) f(\mu) d\mu \right\} f(\tau) d\tau \quad (34)\end{aligned}$$

となる。ここで $\tau-\mu=\sigma$ として積分順序を交換し、 ϕ_i の偶函数なることに注意すれば

$$\overline{x_0^2(t)} = 2 \int_0^\infty \phi_i(\sigma) \cdot \phi(\sigma) d\sigma \dots\dots\dots (35)$$

ただし

$$\phi(\sigma) = \int_0^\infty f(\mu) \cdot f(\mu+\sigma) d\mu \dots\dots\dots (36)$$

を得るがこれは $F(\omega)$ がわかっているとき、不規則な負荷変化により周波数の標準偏差がどの程度になるか求めるのに便利な関係である。

さて積分 (34) を最小にする $f(t)$ の形を $f_m(t)$ と仮定し任意の函数を $f_n(t)$ として $f(t) = f_m(t) + \lambda f_n(t)$ と表わせるものとする。(34) 式にこれを代入し、変分法で用いる手法により

$$\begin{aligned}\left(\frac{d}{d\lambda} \overline{x^2(t)} \right)_{\lambda=0} &= \int_0^\infty d\tau f_n(t) \\ &\times \int_0^\infty \phi_i(\tau-\mu) f_m(\mu) d\mu = 0 \quad \dots\dots\dots (37)\end{aligned}$$

となり目的とする関係

$$\int_0^\infty \phi_i(\tau-\mu) f_m(\mu) d\mu = 0, \quad \tau > 0 \quad \dots\dots\dots (38)$$

を得る。この畳み込みはフーリエ変換により

$$\Phi_i(\omega) F_m(\omega) \equiv S(\omega) \dots\dots\dots (39)$$

となるから、rms 条件を満たす制御系は (39) 式の逆フーリエ変換 (38) が $0 < \tau$ で零になることから、 $S(\omega)$ の極が下半面にのみ存在するように、調速機を含めた閉ループ伝達函数 $F_m(\omega)$ を、負荷じよう乱のスペクトル密度 $\Phi_i(\omega)$ に対して定めれば良い。

このようにして、最適伝達函数 $F_m(\omega)$ が決定できれば、調速機は (32) 式より

$$F_G = \frac{F_L - F_m}{F_L F_m} \dots\dots\dots (40)$$

の特性を有すべきことがわかるのである。

ただしこの際 $F_m(\omega)$ は安定でなければならないから

$$\int_0^{\infty} \frac{\log |F_m|}{1+\omega^2} d\omega \dots\dots\dots (41)$$

は有限であることが必要である (Paley-Wiener)。

(26) 式のフーリエ変換において、 $\phi(\tau)=\phi(-\tau)$ に注意して

$$\Phi(\omega)=2\int_0^{\infty} \phi(\tau) \cos \omega\tau d\tau \dots\dots\dots (42)$$

を導くことができる。負荷変動の相関関数を(29)式で近似し(42)式の変換により、負荷変動のスペクトル密度は

$$\begin{aligned} \Phi(\omega) &= A\lambda_1 \left\{ \frac{1}{\lambda_1^2 + (\mu + \omega)^2} + \frac{1}{\lambda_1^2 + (\mu - \omega)^2} \right\} \\ &\quad + \frac{2B\lambda_2}{\lambda_2^2 + \omega^2} \dots\dots\dots (43) \end{aligned}$$

である。簡単のために、 $\mu=0$ とした一例を考える。そのときスペクトル密度は簡単に

$$\begin{aligned} \Phi(\omega) &= \frac{2A\lambda_1}{\lambda_1^2 + \omega^2} + \frac{2B\lambda_2}{\lambda_2^2 + \omega^2} \\ &= \frac{2a^2(b+i\omega)(b-i\omega)}{(\lambda_1+i\omega)(\lambda_1-i\omega)(\lambda_2+i\omega)(\lambda_2-i\omega)} \\ &\dots\dots\dots (44) \end{aligned}$$

ただし

$$a^2 = A\lambda_1 + B\lambda_2, \quad b^2 = \frac{A\lambda_1\lambda_2^2 + B\lambda_1^2\lambda_2}{a^2}$$

となる。(39) 式よりただちに $F_m(\omega)$ は

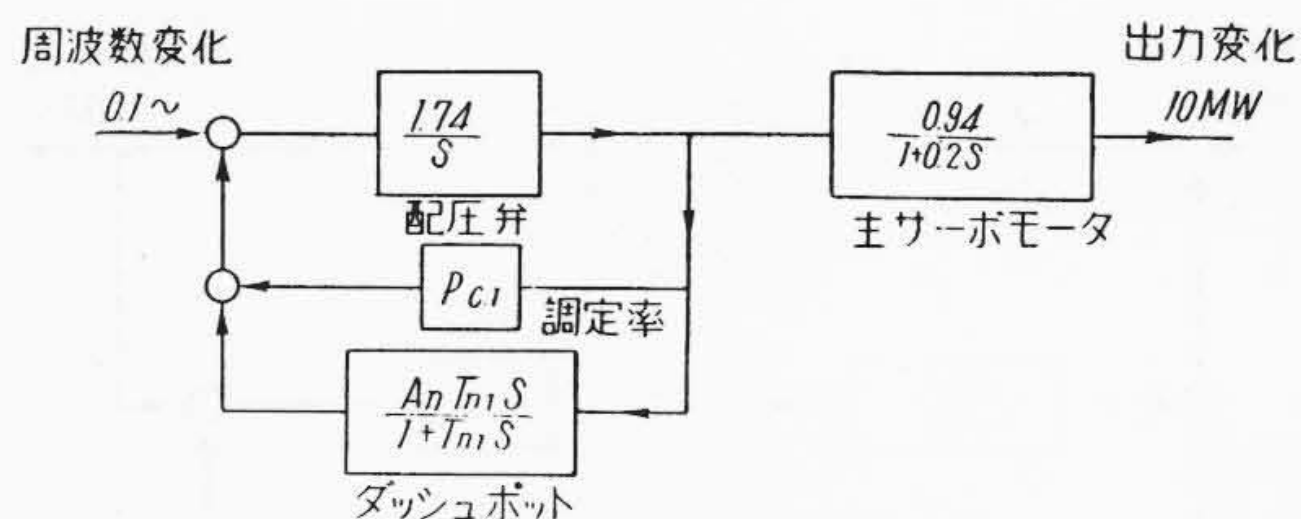
$$F_m(\omega) = \frac{(\lambda_1+i\omega)(\lambda_2+i\omega)}{(b+i\omega)} F_m'(\omega) \dots\dots\dots (45)$$

であることがわかる。ただし $F_m'(\omega)$ は系を実現可能とするために附加したものである。系統が(30)式で近似できるならば調速機の最適設定値は(40)式を用いて、

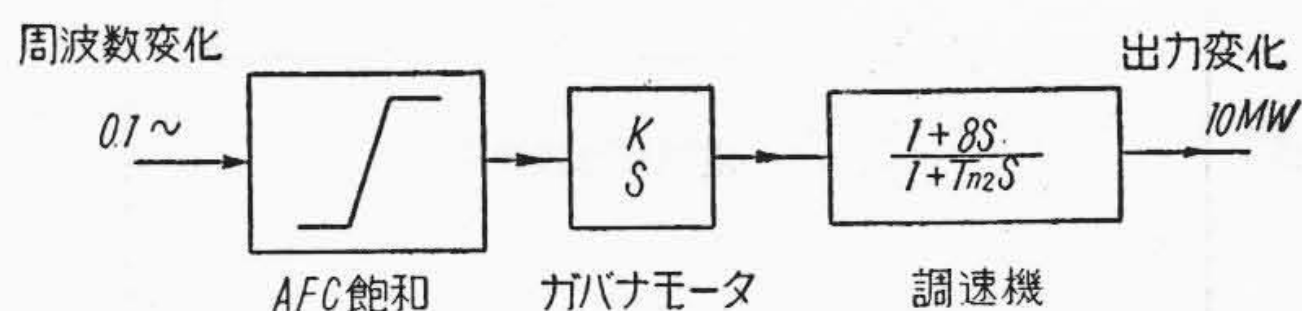
$$F_G = \frac{K(b+i\omega) - (1+i\omega T)(\lambda_1+i\omega)(\lambda_2+i\omega)F_m'(\omega)}{K(\lambda_1+i\omega)(\lambda_2+i\omega)F_m'(\omega)} \dots\dots\dots (46)$$

と表わせる。

したがって負荷のスペクトル密度を決定し、安定条件(41)を満足するように $F_m'(\omega)$ を定めて上記の例のように調速機の伝達函数を最適にできるのであるが、ここに注意しなければならないのは、スペクトル密度の決定である。実際に長時間記録したもののから相関関数を求めるとき、(29)式のように近似することが行われているがこれはよほど正確にしない



第9図 電気調速機の伝達函数



第10図 AFC装置調速機の伝達函数

いと、それからスペクトル密度を求めてもまったく意味を失う結果になる。

(D) 周波数雑音に対するサーボモータの容量

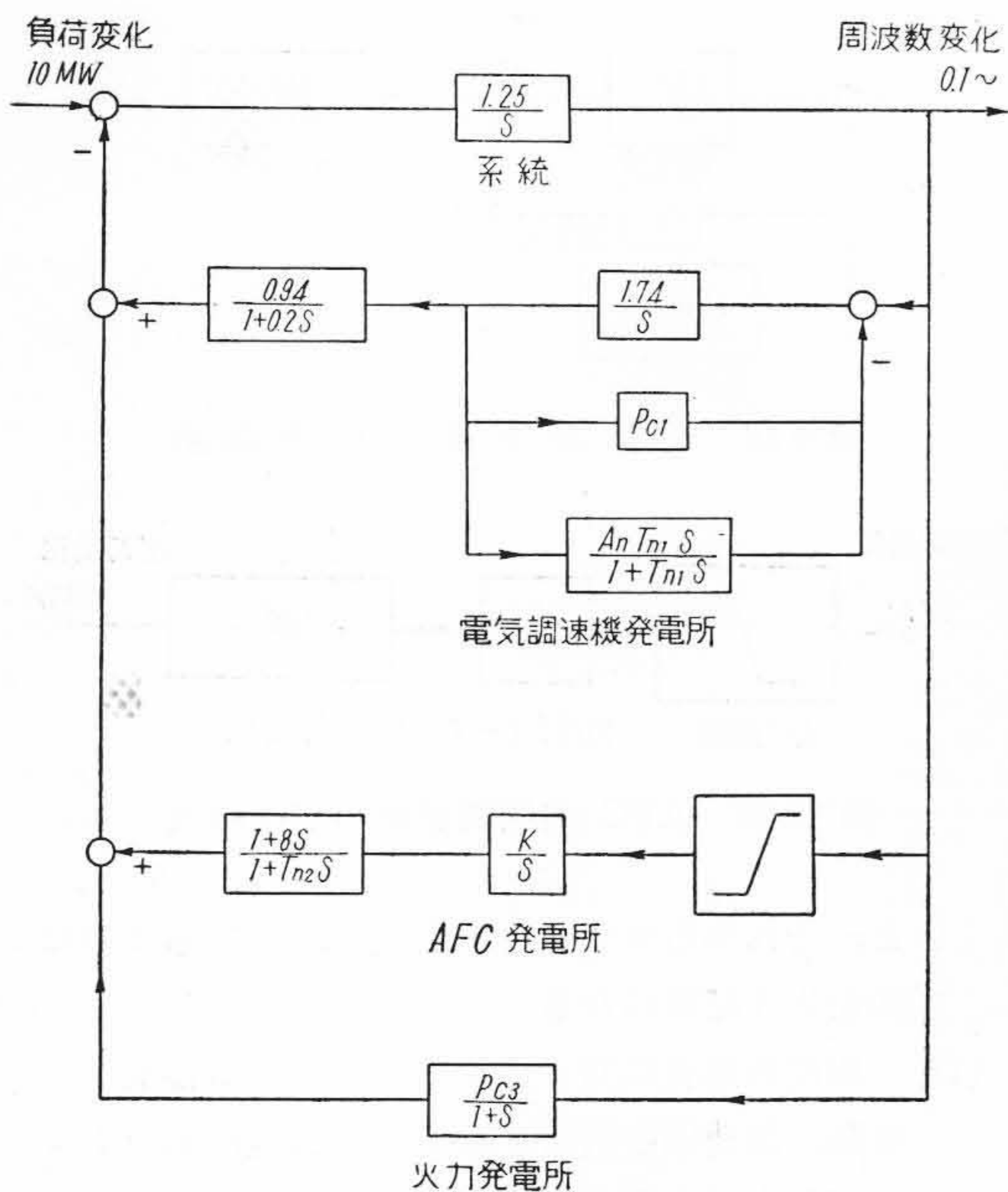
実際、調速機を設計する場合、調速機サーボモータの容量をどの程度にすれば十分であるかという検討も重要である。従来水車発電機の水圧変動から、サーボモータの閉鎖時間を決定し、水圧によるモーメントに抗して、その時間内に閉鎖するように調速機サーボモータの容量を決定していたが実際周波数のフリンジ変化に反応するときに必要なパワーからも、理論的にサーボモータ、圧油装置の容量を決定することができるのである。

これに対しては、(B)に述べた計算に準じて行うことができるが、油圧サーボモータの解析は非常に困難であつて線型な方程式とならない。したがつて(14)式の $F_1(\omega)$ に対応した表現を与えることが困難である。

したがつてここでは、もつと簡単な方式でこれを見積ることとする。今サーボモータの動きを観測して単位時間内における移動量の平均 m_{n0} を求めたとする。周波数がランダムに変化するから、このサーボモータの移動量も不規則に変化する。ゆえに刻々サーボパワーは変動するけれども、その平均移動量がわかれば、その移動に伴う排油量から必要な圧油装置(ポンプ、圧油槽、アンローダ)の容量を求めることができるのである。

サーボモータの位置を $n_0(t)$ とする。 $n_0(t)$ は初めに仮定したとおりエルゴード性を有し、正規分布にしたがうランダム雑音である。サーボモータのスペクトル密度を $\Phi_s(\omega)$ とすると単位時間内における移動量 m_{n0} は

$$m_{n0} = \frac{1}{\pi} \sqrt{2 \int_0^{\infty} \omega^2 \Phi_s(\omega) d\omega} \dots\dots\dots (47)$$



第11図 火力調速機、水力電気調速機、AFC
の並列された全系のブロック線図

である。発電所の新設などの場合にはサーボモータの変動を直接記録できないが、周波数変動のスペクトル密度 $\Phi_{x_0}(\omega)$ がわかつていれば、調速機の伝達関数 $F_G(\omega)$ を用いて

$$\Phi_S(\omega) = |F(\omega)|^2 \Phi_{x_0}(\omega)$$

であるから、(47) 式より移動量は

$$m_{n0} = \frac{1}{\pi} \sqrt{2 \int_0^\infty \omega^2 |F(\omega)|^2 \Phi_{x_0}(\omega) d\omega} \quad \dots (48)$$

で与えられる。このサーボモータの移動量から、単位時間における圧油の消費量がわかるから、サーボパワーも求まるのである。

たとえば周波数の自己相関関数が (29) 式第二項で表わされ、したがってそのスペクトル密度が

$$\frac{2\lambda}{\lambda^2 + \omega^2}$$

であり、調速機伝達関数を一次遅れ

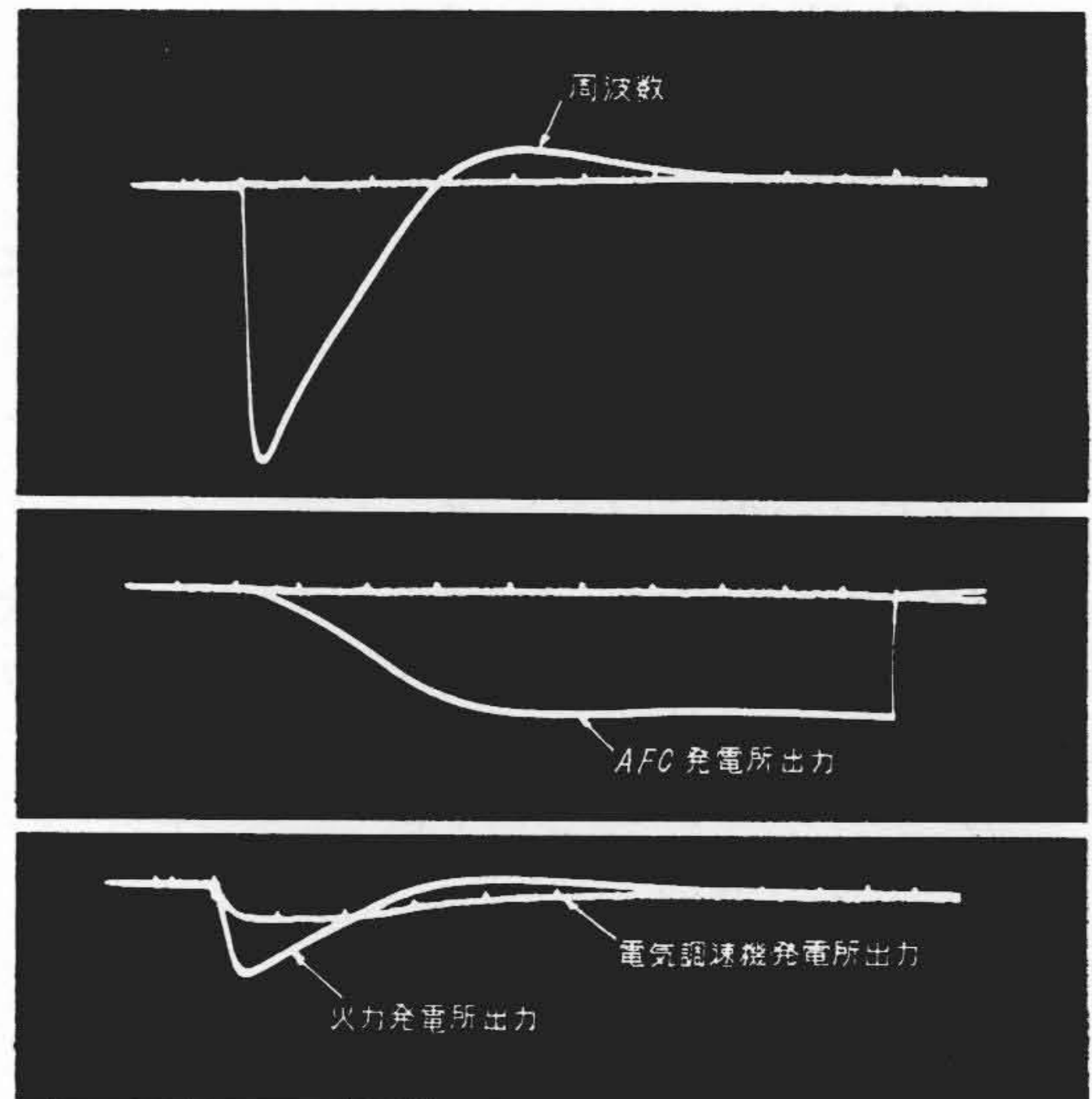
$$\frac{K}{1+i\omega T_n}$$

で表わせる場合を考える(弾性復原のない調速機)。

(48) 式により

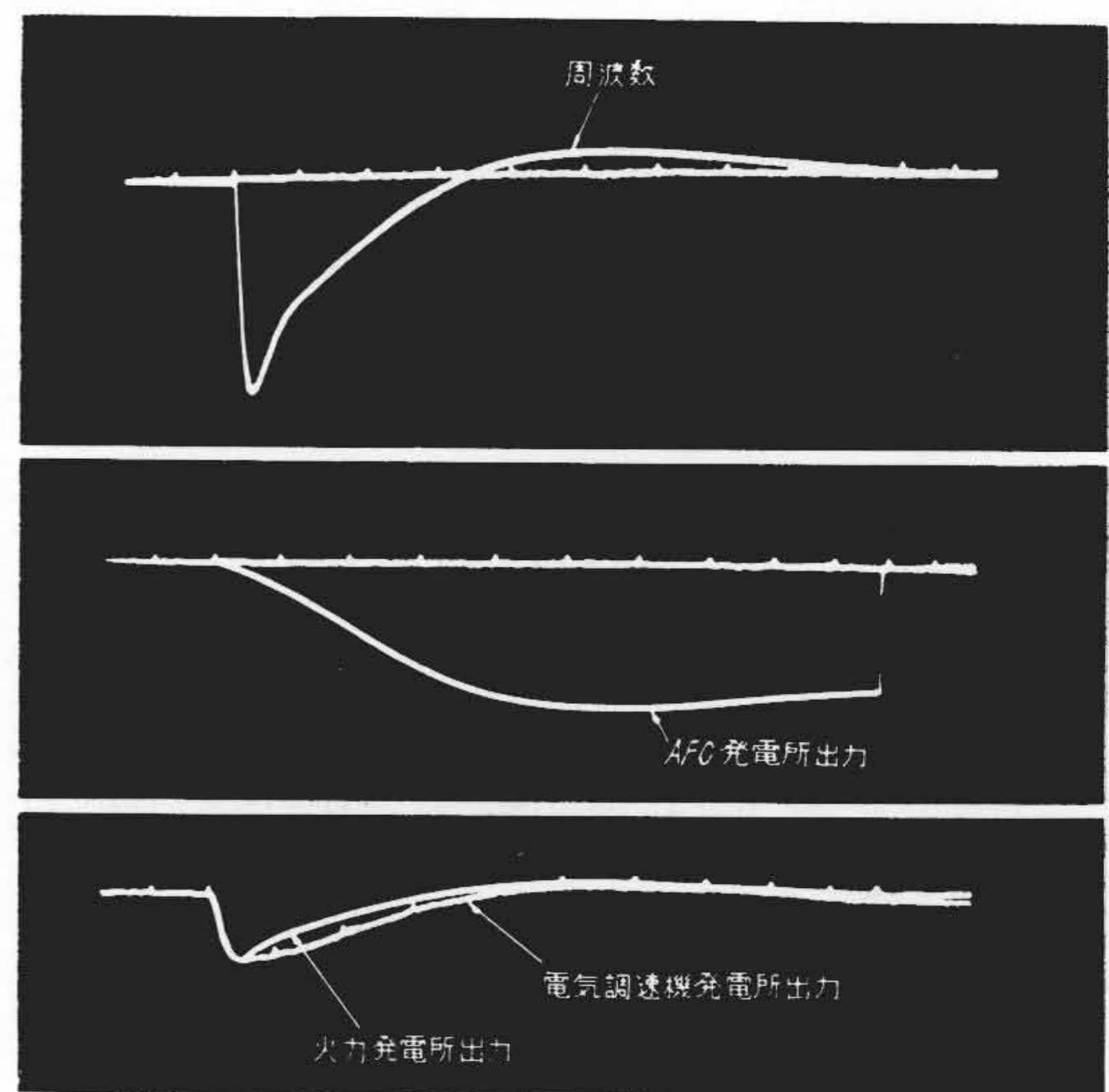
$$m_{n0} = \frac{1}{\pi} \sqrt{2 \int_0^\infty \omega^2 \frac{K^2}{1+(T\omega)^2} \cdot \frac{2\lambda}{\lambda^2 + \omega^2} d\omega}$$

$$= \left\{ \frac{2}{\pi} \cdot \frac{K^2 \lambda}{1-(T\lambda)^2} \left(\frac{1}{T} - \lambda_1 \right) \right\}^{\frac{1}{2}}$$



電気調速機：調速率 3%
過渡調定率 15%
ダッシュポットタイム 5 秒
AFC：AFC 飽和 ± 0.1
モータ積分速度 1.5 MW/秒
ダッシュポットタイム 40 秒
火力調速機：調定率 6%
アナコン演算時間 100 秒

第12図 負荷の階段状変化に対する応動



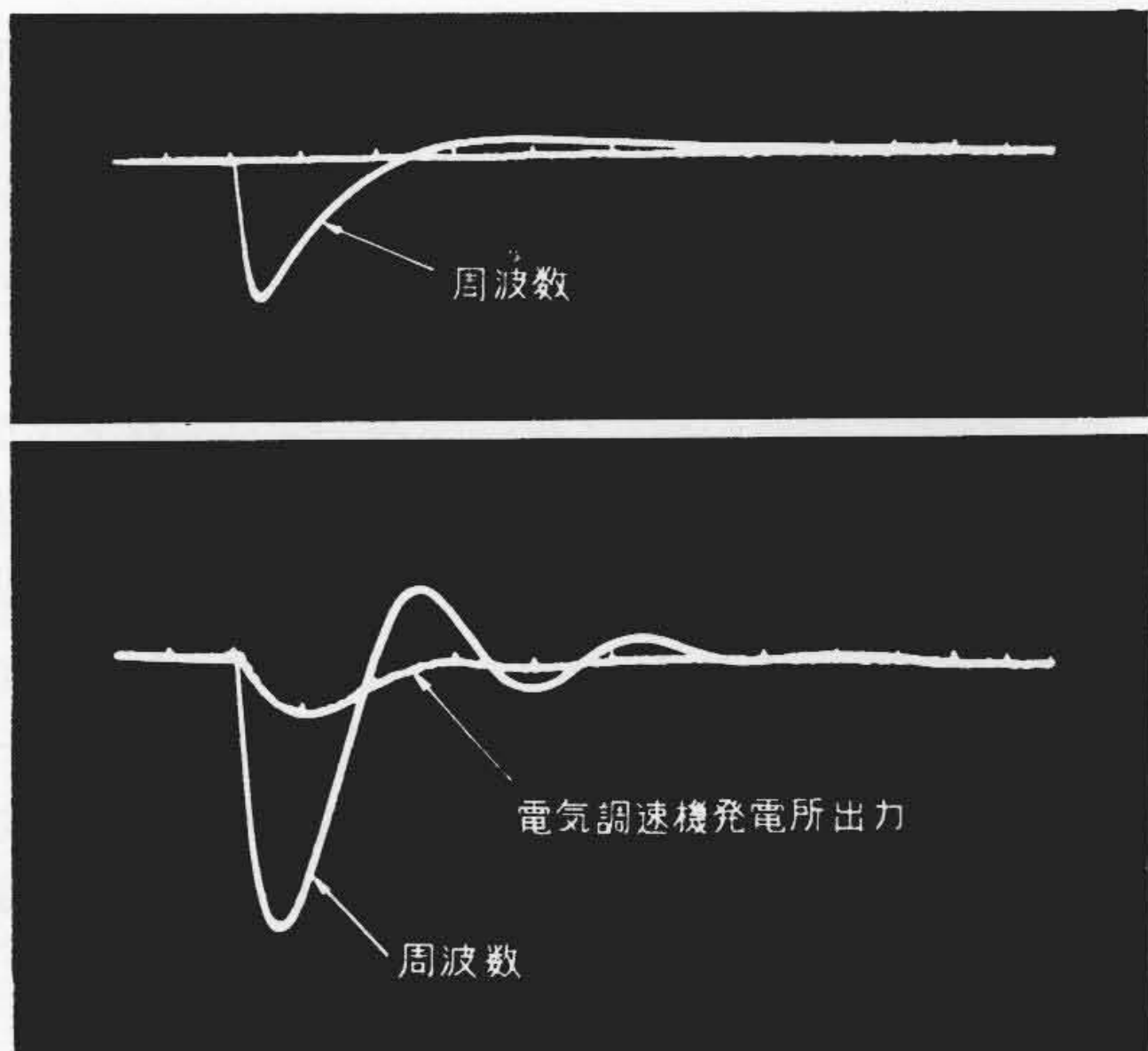
第12図の場合と同じ条件として、電気調速機のみ過渡調定率を5%ダッシュポットタイム25秒にして水力の応動を早くしたもの。
負荷分担が水力、火力ともほぼ同一になる。

第13図 負荷の階段状変化に対する応動

であるが λ_1 は T に比べ小さいので簡単に

$$m_{n0} \approx \sqrt{\frac{2K^2\lambda}{\pi \cdot T}} \quad \dots (49)$$

と表わすことができる。したがって調速機時定数が大きい程そのサーボモータの単位時間内の移動量は



第12図と同一の条件として、負荷変化量を1としたときの系統周波数の変化を(a)、火力のみ脱落したときの系統周波数変化を(b)に示す。

同一の負荷変化量に対して周波数変化が(a)と(b)で大差あることに注意。

第14図 負荷の階段状変化に対する応動

少なくとも、調速機のゲインに比例して、したがって調定率に逆比例して移動量も大きくなる。これらは定性的には明瞭なことであるが、(49)式は周波数変動の相関関数の λ が大きくなるとサーボパワーが大きくなることも示している。すなわち尖った変動の時には圧油の消費量も多くなるのである。

このようにして、周波数調整用発電所として、系統周波数の変化に応動するために必要な圧油系統の容量を合理的に決定することができる。

または発電機 GD^2 についても、負荷遮断時の速度上昇のみでなく、系統負荷の雑音特性を考慮して、周波数の標準偏差 rms 誤差を少なくするように考慮することが望ましい。

本節で用いた統計的方法による計算は単に、rms 誤差やサーボパワーの決定のみでなく電力系統の運営上広く適用できることに注意を要する。たとえば水力発電所での平均流量、負荷変動の予測などがそれである。さらに負荷変動に対して周波数変動量がある幅の中に納めようとするときに必要な発電所容量、河川の流量などの決定に役立つこともできる。

〔III〕 水力発電所と火力発電所の並列運転

31年度における事業用の水力発電所と火力発電所の比は、出力で2:1程度であるが、将来火力が増設されて、周波数調整に火力が参加する場合も有りうると考えられる。周知のように火力の調速機は水力に比べ制御速度が1桁程早いので、並列運転の場合に、両者が安定に運転できるかどうか問題となる。その一例として計算した結果を述べる。

この系統は

水力設備	277.5 MW
火力設備	138 MW
合 計	415.5 MW

の設備容量を有するが、このうち調整容量はフリンジ負荷に対して水力 75 MW、火力 100 MW、計 175 MW、サステンド負荷に対しては、水力はなお 150 MW の容量を有する。

この系統の制御方式を次のように想定した。すなわち火力発電所と水力の1部に175MWよりフリンジ負荷に応動させ、緩慢な負荷変化はAFCによつて150MW水力発電所に徐々に背負せる。そしてフリンジ変動に対応する発電所はいつも、負荷の増減に対処できるようにしておく。また系統のフリンジ負荷は最大33 MW/秒、サステンド負荷は0.694 MW/秒(43 MWを62秒で漸増した)の実績である。

火力発電所調速機特性は3~4個の一次遅れをカスケード結合したものであるがそれぞれの時定数が小さいので、ほぼ1秒の時定数を有する一次遅れで表わせる。したがって調定率に逆比例する常数を PC_3 とすれば

$$\frac{PC_3}{1+S}$$

である。入力に周波数(0.1~単位)、出力はタービン出力(10 MW単位)である。

フリンジ負荷に応動する水力発電所には電気式調速機を採用したがこの伝達関数は第9図のようになる。 A_n は過渡調定率、 T_{n1} はダッシュポットタイム、 PC_1 は調定率である。

AFC装置は飽和、ダンピング、時間遅れを含む複雑な系であるが、調速機も含めて近似的に第10図のように表わすことができる。周波数変化に応じて、調速機は速度モータを回転させるとき、不感帯を少なくするためには、AFCの増幅を大きくする必要があり、これと同時に大きな周波数変化に対しては飽和を入れてモータを保護する必要がある。第2項の積分はモータでありその積分速度を K で表わした。第3項は、弾性復原を強くして、鈍い応答をする調速機である。 T_{n2} はダッシュポットタイムに関係する。

系統は単なる積分とした。以上を総合して全系のブロック線図第11図をうる。入力に負荷変化(単位10MW)出力は周波数(0.1~)である。

アナコンの計算結果によれば、水、火力の特性のはなはだしい相違にもかかわらず系はきわめて安定である。そして水力と火力の過渡時の負荷分担の割合も、水力の調速機弾性復原を変更することにより大幅に調整でき、しかも安定であることがわかる(第12図と第13図参照)。

火力発電所が周波数制御に参加しているときはきわめて安定であつて、脱落すると不安定な傾向を示すに至る。たとえば AFC, 電気式調速機はまったく同一の条件にしておき同じ負荷変化に対する系統周波数は第 14 図に示すように火力の参加していないときは第 12 図と電気調速機, AFC 装置の設定値は同一であるにもかかわらず変動量も大きく安定性も悪くなるのである。

このように負荷のフリンジ変化に対しては, 火力の参加は系の安定上からも, むしろ望ましいものであることがわかる。したがつて水力と火力が並列され, 火力が周波数調整を行う系統では火力の参加の有無によつて水力調速機の特性は切換えられる必要がある。すなわち火力の参加している場合の安定性は良好であるから, 水力も水圧変動のゆるす範囲で速応性を早めて, 火力の過渡時の負荷分担を軽くし, 火力が脱落したら, 水力は復原を強めて系の安定化を計るように設定を変えるのである。

ターボ発電機は将来ますます大容量になり, かつ高速化されるであろうが, これを周波数調整の面からみると, きわめて有力な制御装置となると予想される。元来火力発電機の GD^2 は小さく, したがつて慣性も少ないとされていたが高速のものはその慣性常数がきわめて大きくなり, 3,000 rpm 以上では, 水車発電機とほとんど変わらないので, 系統の制御に有利である。

実際火力発電所が制御している系統では, 周波数標準偏差が少ないことが報告されている。

〔IV〕 結 言

以上大系統に並列された調速機の諸問題を概説したがこれらの研究はまだ日が浅く, この内容によつて具体的に設計する段階には至っていない。相関函数を求めるとはいつても, 莫大な時間と労力を有し, 手で求めることはたとえ簡便法を使用したとしても困難な仕事である (IBM で計算しても, 900 個のサンプリング値から相関函数を求めるには 1,000 時間を要する)。したがつてまず相関器の実用化が必要となるが, いずれは負荷変動の

予測, 最適制御の問題が解決されることになろう。本稿では述べなかつたが, ある確率過程 (たとえば Brawn 運動) に従う変動量については Wiener-Hopf の積分方程式の解として, 最適予測の可能なことが知られている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

また発電所の経済運転についても電力会社で研究を進められているようである。そのほか水車調速機は水位調整, 電力潮流制御もかねて行う場合があり, 単に速度調整ばかりでなく, 広範な制御を行うことを要求されている。これらをすべて総合して電力系統制御のオートメーションを実現したとき, 調速機は計算機械を含むかその指令に追従するものとなり, その構造や特性は現在のものとかかなり変つたものとなることが予想される。

参 考 文 献

- (1) S. Goldman: Information Theory
 - (2) James, Nichols and Phillips: Theory of Servomechanism
 - (3) 国沢清典: 近代確率論
 - (4) 関西電力 KK 編: 関西電力 AFC 予備試験結果報告書 (昭和32年3月)
 - (5) 応用力学会編: 応用統計学
 - (6) 河田竜夫: 応用数学概論 II
 - (7) N. Wiener: Extrapolation, Interpolation and Smoothing of Stationary Time Series
- そのほか, 全般的に
- (8) S.O. Rice: Mathematical Analysis of Random Noise
 - (9) 関英男: 雑音

(正 誤 表)

その (I) 第 15 式の関係

$$\frac{d^2P}{dt^2} + m \frac{dP}{dt} K_0 V^2 P = 0$$

は

$$\frac{d^2P}{dt^2} + m \frac{dP}{dt} + K_0 V^2 P = 0$$

の誤りですから御訂正願上ます。プラス記号が落ちています。 (山口)

空気の充填に

機器の清浄に

日立の可搬式空気圧縮機

スーパーベビコン

日立製作所