NAL TR-485

UDC 629.7.017.2:
159.938:
62-50:
519.28

航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-485

手動制御時の人間オペレータの進み動作に関する実験的検討

田 中 敬 司

1977 年 1 月

航 空 宇 宙 技 術 研 究 所
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

目　　次

手動制御時の人間オペレータの進み動作に関する実験的検討*

田 中 敬 司**

Experimental Investigation of the Lead Operations of Human Operators in Manual Control

By Keiji TANAKA

In pilot-aircraft systems analysis, which is now considered to be the basic tool in predetermining aircraft flying qualities, it has been pointed out that the adaptive nature of human lead operations is one of the most important functions of the dynamic characteristic of a human pilot. The modelling of that characteristic has thus far been successfully developed by the crossover model. In critical tracking tasks, however, direct adoption of the crossover model does not seem proper.

In order to obtain a final generalization of the crossover model with respect to critical situations, conventional single-loop compensatory tracking experiments were conducted using twelve kinds of controlled elements. Then, on the basis of the experimental data obtained, the describing functions of human pilots were identified using new techniques based on the MFPE (Minimum Final Prediction Error) method, which takes advantage of recent developments in the field of time series analysis and statistical system identification.

The main results obtained are summerized as follows:

1) By using the techniques based on the MFPE method, smooth, more precise, describing functions were obtained than those obtained using existing spectral analysis. Moreover, human impulse response functions were identified, which indicated that consistent human net time delay was about 0.1–0.2 (sec).

2) For relatively simple controlled elements, the crossover model proved to be proper, while for oscillatory second-order controlled elements it was found desirable for the double lead term to be added to the transfer function of the human pilot.

3) The forecast weights of controlled element output, which was calculated using several assumptions, coincided with the describing functions of the human pilot in control of the oscillatory second-order controlled elements. This leads us believe that human lead operations may be realized as one human function capable of forecasting the signal.

Although the results of 3) above should be the subject of further experimental study and verification, the results suggest the possibility of a simple method of modelling the relationship between complex pilot dynamic characteristics and controlled element dynamics, which seem to serve as the fundamental data on the handling qualities of future aircraft.

まえがき

パイロット－航空機系の人間工学的研究においては系に与えられたミッションを遂行するにあたりパーフォマンスを最大化する航空機動特性やパイロット－航空機間のインタフェイスを設計するための資料を得ることが中心課題である。この場合のパーフォマンスを向上させるということは，系の安定性や即応性を高めたり，外乱の影響をできるだけ除去することであったり，あるいは系の安全性や信頼性を高めることであったりする。これらの改良のためには航空機の動特性や外乱の性質に適応しているパイロットの制御特性に関する知見を得ることが必要となる。

従来からも，この見地からパイロット－航空機系の解析は多くなされてきて，例えばパイロット－航空機系がクロスオーバーモデル[1)2)3)]などで充分近似されることを利用して航空機等の設計の資料を得ている。

いっぽう，航空機の高速大型化，多様化，高精度の自動化という発展に伴い，航空機制御におけるパイロットの果たす役割も近年著しくかわってきている。すなわち，最近の航空機においては，パイロットのサーボ系としての負担は軽減されてきたが，いっぽうでは各種制御装置等の操作や監視など高度な情報処理を要する作業の負担が増加し，またさらには，事故等の緊急事態という特殊な状況においてはサーボ系としての操縦でありながら高度な判断に基づいた操縦を必要とすることもあったりする。この意味で，今後の航空機設計の基礎資料として従来の簡単なサーボ系近似のモデルよりも，手動制御における人間オペレータの機能的制約をさらに明確にしたモデルが必要になると考え

* 昭和51年8月27日受付
** 計測部

る。

今回の予備的な実験検討においては，不安定系を主とした種々の制御対象を安定に制御しているときの人間オペレータの記述関数を，おもに時系列解析に基づいて同定した。そして，不安定系等の制御時に人間オペレータのおこなう進み動作を中心にしてこれらの記述関数を検討し，記述関数と制御対象の動特性との関係の示唆を得ようとした。

本報告では，まず第1章で問題の由来を，また第2章で実験の概略を記述する。つぎに，第3章において従来の同定法についての簡単なまとめと今回新らしく用いた同定法の紹介を記す。第4章以降は解析結果とそれらの検討である。

記 号 表

$\underline{A}_M(m)$	オーダがMのときのm番目の自己回帰係数行列
B	バックワードシフトオペレータ
$c(t)$, $c(n)$	人間オペレータ操縦出力〔volt〕
$c^*(n)$	$\hat{y}_{P1}$ と $e(n)$ から計算した人間オペレータモデル出力
$C(l)$	$\underline{x}(n)$ の推定共分散行列
dB	デシベル
$\underline{d}_M$	オーダがMのときの$\underline{\varepsilon}(n)$ の推定共分散行列
$e(t)$, $e(n)$	表示エラー〔volt〕
$E[x(n), y(n)]$	$x(n)$, $y(n)$の共分散の期待値をあらわす
$F_i(j\omega)$	外部入力iの成形フィルタ
$F_P(j\omega)$	人間オペレータ動特性のうちレムナント源の印加される前の部分の動特性
$F_r(j\omega)$	レムナントの成形フィルタ
$\mathscr{F}\{x(t)\}$	$x(t)$のフーリエ変換
$i(t)$, $i(n)$	外部入力〔volt〕
j	$\sqrt{-1}$
K_P	人間オペレータゲイン
$\mathscr{L}\{x(t)\}$	$x(t)$のラプラス変換
$m(t)$, $m(n)$	制御対象出力〔volt〕
MFPE(M)	オーダがMのときのmultiple Final Prediction Error
MFPE法	Minimum Final Prediction Error法の略
n	サンプリング時刻($=n\Delta$)〔sec〕
p	パーフォマンス
$R_{xy}(\omega)$	$x(n)$のパワに対する$y(n)$のノイズ源の相対寄与率
$r(t)$, $r(n)$	レムナント〔volt〕
s	ラプラス変換の変数
T_I	1次のおくれ項〔sec〕
T_L	1次の進み項〔sec〕
T'_L	2次の進み項〔sec〕
T_N	神経筋肉系の遅れ項〔volt〕
t	時間〔sec〕
$x(n)$	$t=n\Delta$においてx(t)がサンプリングされてできた時系列
$Y_c(S)$, $Y_c(j\omega)$	制御対象
$Y_m(S)$	既知フィルタ
$y_p(S)$, $y_p(j\omega)$	人間オペレータの記述関数
$Y_P(B)$, $Y_P(\tau)$	人間オペレータのインパルス応答
z	z変換の変数
$\mathfrak{Z}\{\ \}$	z変換
$\gamma_{ih}(l)$	$x_i(n)$と$x_h(n)$との共分散関数
Δ	サンプリング間隔〔sec〕
$\underline{\varepsilon}(n)$	白色雑音ベクトル
ζ	制御対象の相対ダンピング
$\xi_i(n)$	白色雑音
$\pi(B)$	信号$m(n)$の自己回帰フィルタ
$\pi^{(l)}(B)$, $\pi^{(l)}(j\omega)$	信号$m(n)$のlーステップ先の予測重み
$\rho^2_{xy}(\omega)$	$x(t)$と$y(t)$との間のコヒレンシイ
ρ_{12}	$\xi_1(n)$と$\xi_2(n)$との推定相関係数
σ^2_{ii}	$\varepsilon_i(n)$の推定分散〔volt^2〕
τ	時間シフト〔sec〕
τ_e	実効むだ時間〔sec〕
τ_0	むだ時間〔sec〕
$\phi_{xy}(\tau)$	$x(t)$と$y(t)$との相互相関々数
$\Phi_{xx}(\omega)$	$x(t)$のパワスペクトル〔volt^2/sec〕
$\Phi_{xy}(j\omega)$	$x(t)$と$y(t)$との相互パワスペクトル〔volt^2/sec〕
ω	角周波数〔rad/sec〕
ω_c	クロスオーバー周波数〔rad/sec〕
ω_i	外部入力のカットオフ周波数〔rad/sec〕
ω_n	制御対象の固有振動数〔rad/sec〕
$\underline{A}$	ベクトルあるいは行列
$\underline{A}^{-1}$	逆行列
$\underline{A}^T$	転置行列
$\|\underline{A}\|$	行列式
$\hat{\ }$	推定値，推定応答
$\overline{x^2}$	$x(t)$の2乗平均値

1　従来の知見

1.1　手動制御中の人間オペレータの基本的特徴について

操縦中のパイロットと航空機とは一般にフィードバック系を構成するが，このマンーマシンシステムを検討するにあたっては以下で報告するような簡略化されたシミュレーション実験によるのが普通である。すなわち，図1の如く構成された実験がそれである。これは，一軸の補償制御形トラッキング実験といわれるが，従来の大多数のデータはこの種の実験により得られている。従来からの多くの研究によるとこの場合の人間オペレータ出力は次式の形で表現されるパイロット入力に線形な部分からの出力と，その他の部分とによって構成する形が妥当であるとされている。ここで，線形な特性を記述伝達関数で表わし，その他の部分はレムナントと称される。

$$Y_P(s)=K_P\frac{1+T_Ls}{(1+T_Ns)(1+T_Is)}e^{-\tau_e s}\qquad(1)$$ [2)4)]

(1)式で表わされた人間オペレータの特性には次の様な特徴が指摘される。まず，人間オペレータ固有の生理的な制約は，(1)式の中のパラメータのうち，τ_e と T_N で与えられている。

1）むだ時間（τ_e）の存在：これは(1)式においては，実効むだ時間といわれ，神経系の情報伝達遅れに加うるに中枢における判断の遅れ，さらには筋肉時定数のある部分を含んだものであり，制御対象等が同一であるとの条件の下でのみ定数とみなされるものであるとされている。普通，τ_e は(1)式の形のパイロットモデルを同定する際に決定されるべき一つのパラメータとみなされる。

2）筋肉－神経系の遅れ（T_N）：これは，一般的に時定数が $T_N\fallingdotseq 0.1$〔sec〕程度の一次遅れ要素と仮定してさしつかえない，したがって，この要素は今回検討する周波数帯域でほとんど影響しないものであると思われる。

また，人間オペレータの補償動作のうち最も特徴的な動作は T_L で示される進み動作[附録1)]である。実際の航空機の操縦においてもこの動作はあて舵等と称されかなり重要な操作である。本報告では第5章において人間オペレータの制御動作の重要な特徴であるこの進み動作について検討をおこなっている。

いっぽうレムナントは，後述の如く $Y_P(s)$ の同定法の違いにより定義のされ方が異なるが，共に(1)式のように線形では表わしきれない残差分をまとめたものと考える。

ただし，(1)式の形で人間オペレータモデルが求められるためには以下の条件が付随していることに注意しなければならない。

Ⅰ）外部入力 i がランダムに見えること。さらに，カットオフ周波数をもっていること。

Ⅱ）補償形のトラッキング実験であること。

Ⅲ）レムナントがほぼ白色なスペクトルを持つように求められていること。

Ⅳ）制御対象は安定系などの線形な制御し易い動特性をもったものであること。

Ⅴ）人間オペレータは強く動機付けをされていること。

1.2　クロスオーバーモデルで表現された人間オペレーターの動特性

前節の(1)式で表現された人間オペレータ動特性においても人間オペレータが自己の動特性を種々に変化させ得ることが示されているが，この適応性が人間オペレータの最も巧妙な制御を保証していると考えられる。この適応を可能にしている理由は，オペレータである人間自体が，感覚系，中枢処理系，筋肉－神経系といった主要要素の複雑な結合からなりたったシステムであり，さらにその各要素も種々の更に細かな要素の結合であり，全体として非常に複雑で精密なシステムであることが考えられる。さらに，中枢系における記憶，学習といった特性が人間の特徴であり，大きな適応能力を保証している。

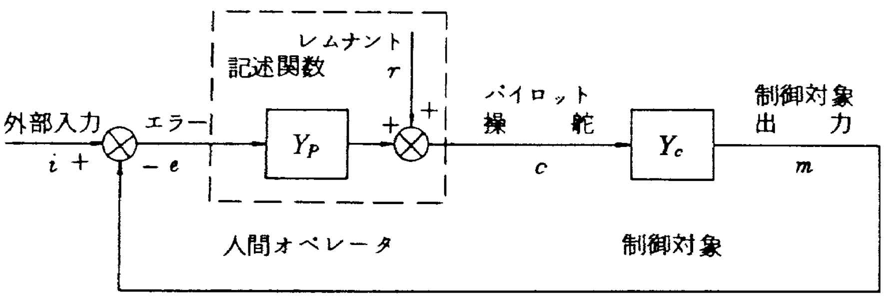


図 1　補償形手動制御系のブロック

McRuer[1)2)4)] らは，このように複雑な様相を呈している人間オペレータの動特性を極めて要領よく整理し，その最も基本的な特徴，すなわち制御対象の動特性によって自らの動特性をそれに合わせるように適応させるという特徴を表現するためにクロスオーバーモデルを提案した。McRuer の研究による知見の概略を以下に紹介する。まず，図1と同じ実験状況を設定する。そして，代表的な制御対象についての e から m への開ループ記述関数 $Y_P Y_c(jw)$ を求めると，制御対象の如何にかかわらず一つの規則性をもっていることがわかった。すなわち，この開ループ記述関数はゲイン特性がクロスオーバー周波数（ω_c）近辺の周波帯域においてほぼ，$-20\,dB/\mathrm{decade}$ の傾きをもっていることである。ここに，ω_c は，

$$|Y_P Y_c(j\omega)| = 0\,\mathrm{dB}$$

となる周波数である。さらに，オペレータが固有のむだ時間をもっていることを考え合わせて，開ループ記述関数が，ω_c あたりでほぼ，

$$Y_P Y_c(j\omega) \cong \frac{\omega_c e^{-\tau_e j\omega}}{j\omega} \tag{2}$$

となるというのがクロスオーバーモデルの概念である。(2)式において，τ_e は，前述の実効むだ時間である。このモデルは，パラメータの数が2個と極めて少ない割に，種々の制御対象を制御している人間オペレータにあてはめることができ，パイロット－航空機系の設計において最も有効にかつ広範に利用されてきた。

クロスオーバーモデルによって表現された人間オペレータの特性をまとめると以下の如くになる。

1）制御対象の遅れ時定数が増えると，人間オペレータは進み項（(1)式の T_L に対応する）を増して $Y_P Y_c(j\omega)$ をクロスオーバーモデルの形に保持しようとする。また，制御対象のゲインの変動に対しても人間オペレータは同様の性質を有する。

2）外部入力 i のカットオフ周波数（ω_i）が増加すると，それに対応して人間オペレータの実効むだ時間が減少する。これは，神経筋肉系の緊張レベルの増加によるものであるとされている。

3）制御対象が人間オペレータの進み項の増加を必要とすればする程実効むだ時間は増加する。2) と 3) をまとめて次式の如く示されている。（図2－1，2－2）

$$\tau_e = \tau_0(Y_c) - \Delta\tau_e(\omega_i) \tag{3}$$

4）レムナントは，進み項が増えれば増加する。

5）人間オペレータのワークロードは，オペレータの進み項が増える程，また，オペレータのゲインが人間個有の最適値から隔たる程増加する。

6）クロスオーバー周波数に関して次式の関係を考える。

$$\omega_c = \omega_{c0}(Y_c) + \Delta\omega_c(\omega_i) \tag{4}$$

そして，$\omega_i \to 0$ のとき位相余有が0に近づくことから，(2)式より

$$\tau_0 \omega_{c0} \doteqdot \frac{\pi}{2} \tag{5}$$

としている。また，一次近似として

$$\Delta\omega_c = 0 \tag{6}$$

とすることができる。(4)～(6)から，ω_c は，τ_0 が増えるに従って減少することになる。結局，このモデルに従うと，人間オペレータの進み項が増加すると τ_0 が増え，さらに ω_c が減少するというようにクロスオーバーモデルのパラメータが変動する。

1.3. 不安定2次系を制御している人間オペレータに関する従来の知見

文献5～9に概略紹介されているとおり，不安定な2次系

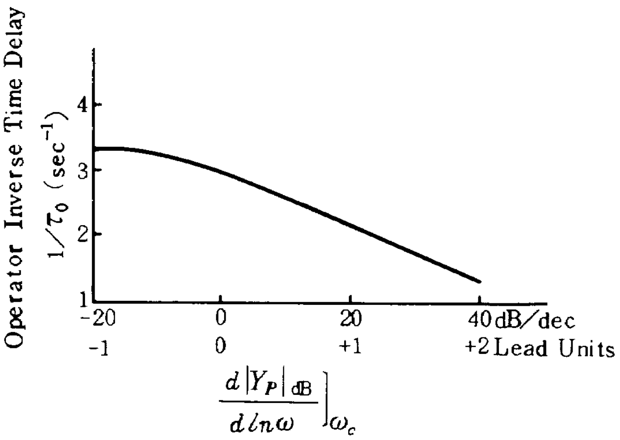


図 2－1 人間オペレータの進み補償量とむだ時間との関係（参考文献3より）

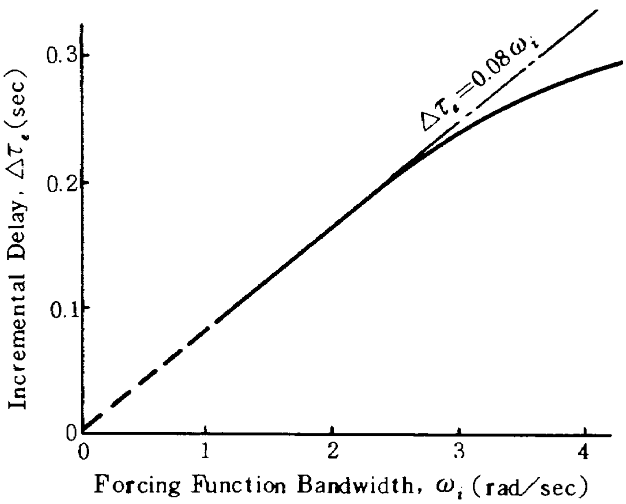


図 2－2 外部入力のバンド幅とむだ時間の増加分との関係（参考文献3より）

$$Y_c(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \qquad (\zeta < 0) \tag{7}$$

を制御しているときの人間オペレータの最も一般的なモデルは，

$$Y_P(s) = K_P \frac{1 + T_L s + T_L' s^2}{(1 + T_N s)(1 + T_I s)} e^{-\tau_e s} \tag{8}$$

で表わしてよいとされてきた。

さらに多くの文献によれば，実験データの観察あるいはその周波数解析の結果などから次の知見が得られている。

1）一般に，この場合のオペレータモデルは，(7)式の時定数が問題になる周波数帯域で，近似的に(8)式でよいことと。

2）(8)式のパラメータのうち，K_P, T_L, T_L', τ_e は，制御対象のダンピングや固有振動数を変化させると，それに対応して変動するように求められていること。

3）(8)式の周波数応答のデータでは，コヒレンシイ，$\rho^2(\omega)$脚註）は，ω に関して一様ではないこと，とくに，ω_n より少し低い周波数帯域で極端に小さくなっていること。

4）人間オペレータの制御限界は，(8)式に基づいた計算による解と比較的よく一致すること。

5）他の操縦手がかり（Cue；とくにMotion Cue）が加わると，(8)式のパラメータは，系の安定を増すように変わり，またコヒレンシイも比較的高周波数帯域で高くなる。

6）息つぎ現象，バングバング形などの非定常，非線形な操作が著しくなること。

その反面，従来の研究で残された問題点としては次のものが考えられる。

i）(8)式のモデルで表現し得る周波数帯域は比較的狭いこと。

ii）(8)式のモデルによるオペレータの操舵応答と，実際の応答のデータの時間軸上での比較の例がないこと。

iii）制御の限界は人間オペレータの制御能力の固有の制約から生じるが，その人間オペレータの制御能力の制約の物理的な意味が明確でないこと。すなわち，K_P, T_L 等の変動巾が規制されることから制御限界を説明しようとしているが[9] その元の人間の生理的な制約と K_P, T_L 等の変動し得る巾の制約との関係は明確でない。

以上の残された問題点は，現在の手動制御時のオペレータモデル全体に対して一般的にあてはまると考えられる。その理由として，人間オペレータの動作のモデル化を考えるときに，この動作を線形として表わす場合，むだ時間以外の時定数を s 領域でたかだか2次迄しか含まないものとして簡略化することに重点をおいていることが指摘される。このことから，そのモデルを実験データと対応させるとき，そのモデルパラメータの元来もっている物理的な意味が不明確になり，単なるフィッティングされるべき変数になっている。モデルのもつ物理的な意味なくしては，得たモデルは単に二，三のケースにあてはまる測定値にすぎなくなる。またいっぽう，人間が非線形な要素の組み合わせであることから，非線形な要素を考慮したり，高次のSを加えてパラメータを増やした伝達関数を利用したりしてモデル化した例も多い[10)～12)]が，一般性をもったモデルにするには困難が多い。

以上の困難をさけてモデル化を試みるためには，いま一度人間オペレータのもつ基本的制約を明らかにすることが必要である。前節のクロスオーバーモデルでは，1)～6）で人間オペレータの適応性とその適応能力の限界が示されている。このモデルのもつ特長を不安定系制御時に少し拡張して適用するには人間オペレータの持つ制約と適応能力について調べる基礎となる人間オペレータの記述関数を求める必要がある。本報告では，以下において実験的に得た人間オペレータの記述関数を検討することによって，人間オペレータの進み動作という適応能力を制御対象についての知識を利用した予測動作という形でモデル化して，この側面に関する人間オペレータの適応能力と制御対象とを関連づけることを試みている。

2　実験の概略

2.1　実験の目的

閉ループ内の人間オペレータの動特性に関しては従来より非常に多くのモデルが様々な実験によって，様々な目的をもって同定されてきたが，前章で示した如く，これらを最も効果的に整理し得たモデルはクロスオーバーモデルであると考えられる。しかし，クロスオーバーモデルは，制御対象が非常に簡単な場合のモデルであり，これに属さない制御様式のモデルも多く得られている。とくに，非常に困難な作業の下で，高次の中枢処理機能を必要とする場合は，前章の(8)式の如きモデルが適当と考えられている。この場合の制御は従来予覚形（付録1参照）の制御の一種とみなされてきたが，とくにその中でも信号の性質を利用した予測制御に近いのではないかという示唆が前述1章3節の知見より得られる。

よって，不安定系を中心とした種々の制御対象について

脚註）コヒレンシイは，外乱の加わる開ループ系における出力 $y(t)$ のパワスペクトルに含まれる入力 $x(t)$ と線形な成分の寄与する割合で，次式で定義される。

$$\rho_{xy}^2(\omega) = \frac{|\Phi_{xy}(j\omega)|^2}{\Phi_{yy}(\omega)\Phi_{xx}(\omega)}$$

トラッキング実験を以下の目的でおこなった。

1）従来の線形モデルに対応する記述関数を実験データにより，新たに時系列解析を利用して求める。そして，得た記述関数の時間領域におけるインパルス応答を物理的に意味のある形で求め，実際の人間オペレータの操縦出力に近い出力を出しうるモデルとして求まっていることを確認する。

2）そのモデルに基づいて，人間オペレータの制御特性について，入力信号の性質を利用した予測という情報処理機能を中心として考察をおこない，従来のS領域で同定されてきた人間オペレータの伝達関数における進み項を，予測制御という物理的意味に対応させることを試みる。そして，このような人間オペレータの処理機能をより少いパラメータで表わす方法を調べる。

2.2 実験のセット・アップ

図3に示すブロック図のように，人間オペレータを含んだフィードバックループを構成した。以下に各要素の説明を概略記す。

人間オペレータ；成年男子3名（以後KWH，ING，KNGとする)。3名のうち，KWHはこの種のトラッキング作業に習熟しており，他の2名は未経験者である。後の2名は習熟のために約1カ月の練習を要した。

操縦桿；棒状の操縦桿で，被験者がこれを前後方向に変位させることで，$c(t)$を出力として生じる。操縦反力がスプリングにより与えられている。回転軸から握りまでの距離は，

$$H = 420〔\mathrm{mm}〕 \tag{9}$$

変位ゲインは

$$K_S = 0.82〔\mathrm{volt/mm}〕 \tag{10}$$

操縦反力は

$$F = 0.01〔\mathrm{kg/mm}〕 \tag{11}$$

である。

制御対象；$c(t)$を入力とし，制御対象出力$m(t)$を出力する要素で，アナログ計算機を用いて模擬した。使用したアナログ計算機は，日立電子製ALS1010型[13]であり，図3のシステム全体の制御もこれによりおこなった。模擬した制御対象は，

$$Y_c(s) = 1,\ \frac{1}{s},\ \frac{2}{s+2} \tag{12}$$

および，

$$Y_c(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{13}$$

$$\left.\begin{array}{l}\zeta = 0.167,\ 0,\ -0.167,\ -0.333 \\ \omega_n = 3,\ 5\end{array}\right)$$

の12種類である。

ディスプレイ；2ビームオシロスコープで，一方のビームにより固定の水平輝線を，もう一方により小円を作り，この小円の水平輝線からのずれによってエラー量を表示する。（図3上部）

外部入力；NF製の白色雑音発生器を用いて，DCから200Hzまでの帯域をもつ白色雑音を次の3種類のカットオフ周波数 ω_i をもつ成形フィルタに通してそれぞれ i_1，i_2，i_3 の3種類の入力信号として用いた。

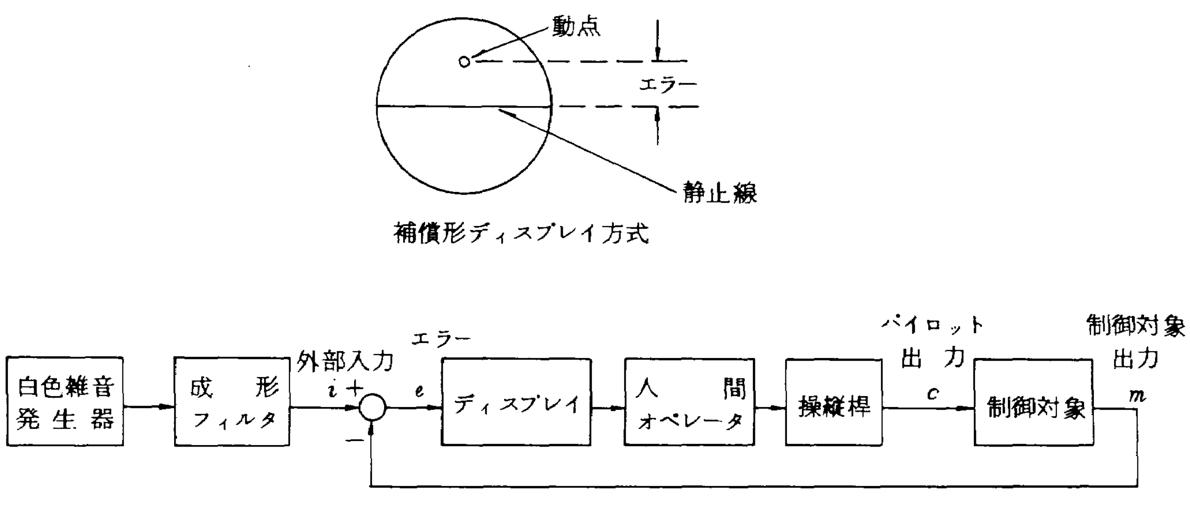


図 3 単純補償手動制御系の実験ブロック図

$$F_1(s)=\sqrt{2}\ \frac{10(0.75)^2}{(s+0.75)^2}+\frac{(10)^2}{(s+10)^2}\qquad(14)$$

$(\omega_i=0.75\ \mathrm{rad/sec})$

$$F_2(s)=\frac{10(1.5)^2}{(s+1.5)^2}+\frac{(10)^2}{(s+10)^2}\qquad(15)$$

$(\omega_i=1.5\ \mathrm{rad/sec})$

$$F_3(s)=\frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{10(3)^2}{(s+3)^2}+\frac{(10)^2}{(s+10)^2}\qquad(16)$$

$(\omega_i=3\ \mathrm{rad/sec})$

得られた外部入力のパワスペクトルは，後述のFPE 法により求めると，上式の成形フィルタとそれぞれよく一致していることが図4－1～

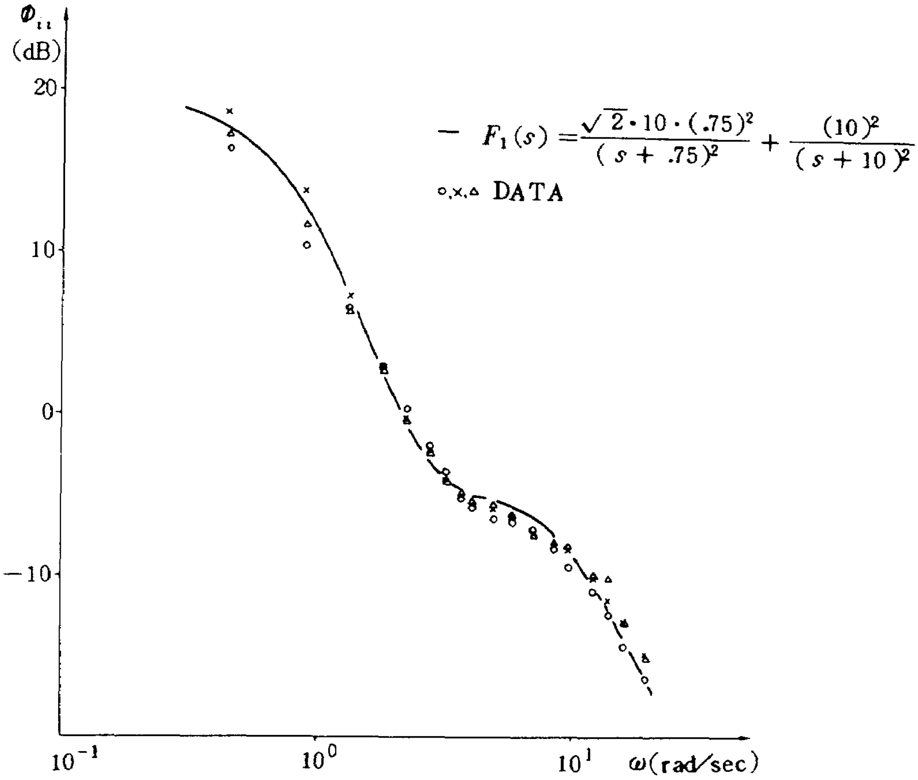


図 4－1　i_1 のパワスペクトル

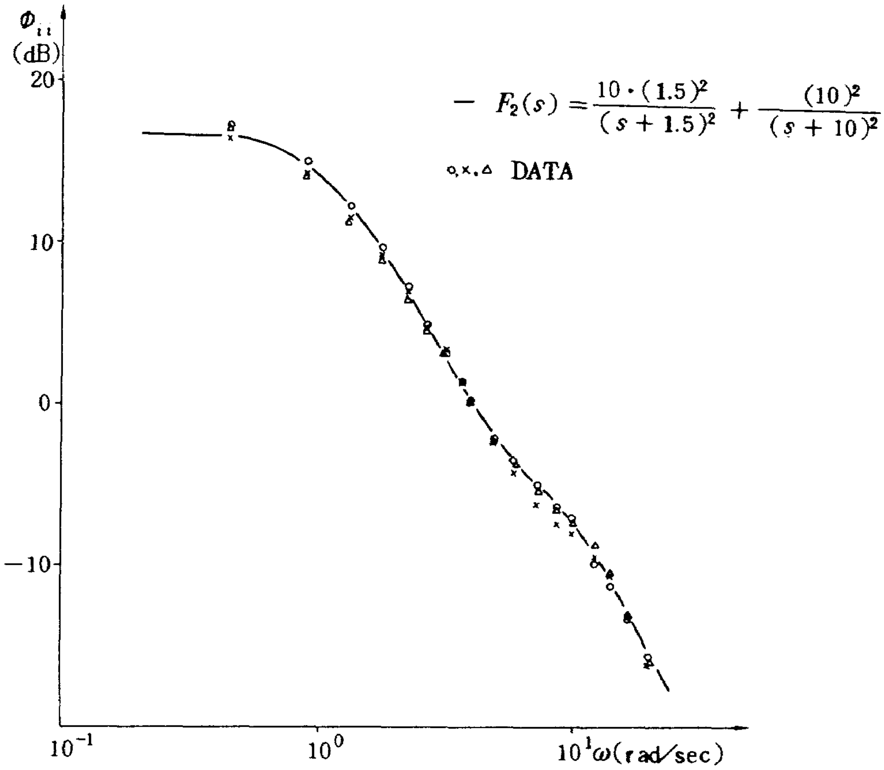


図 4－2　i_2 のパワスペクトル

図４－３により確認できる。

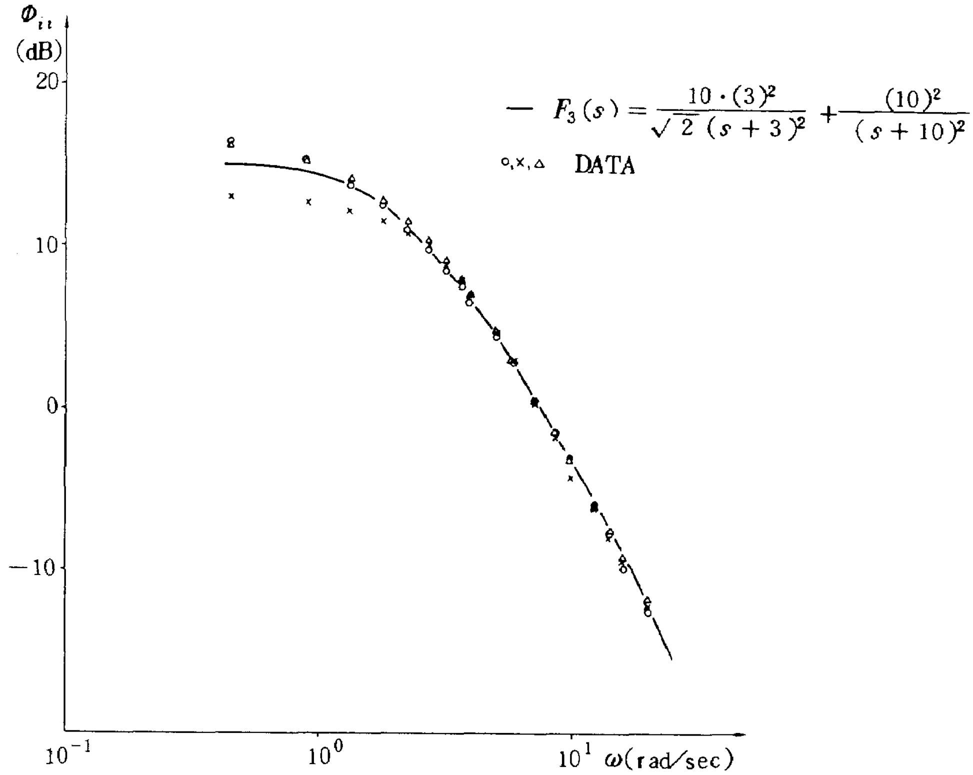


図　4—3　i_3のパワスペクトル

2.3　実験の手順

あらかじめ被験者に十分な練習を課し，制御対象の特性をよく捉えた状態に至って後データを取得した。このため，練習を含め約４００回以上の試行をおこなった。

データとした試行は１試行２分余りであり，７０余りの試行をアナログデータレコーダに収録した。アナログデータレコーダは TEAC製R－２７０型１４チャネルFMデータレコーダであり，i，e，c，mの４種の信号と，試行の開始，終了を記録したトリガ信号のため，計５チャネルを使用した。

データ収録の順序とそれぞれのケースの内容は表１のとおりである。

2.4　データ処理

今回のデータ処理の目的は，得られたアナログ信号を図５に従って処理し，最終的に人間オペレータの記述関数を求めることである。

A／D変換に際しては，NAL磁気テープデータ処理システムを用いた。A／D変換では各信号ともサンプリング間隔0.01〔sec〕で１2,０００点のデータとしてディジタル磁気テープに記録し，これを平滑化して最終的には0.1〔sec〕間隔のそれぞれ1,２００点のデータとしてディスクファイル上に保存し以後の解析をおこなった。ファイルの作成，その他の処理は，FACOM 230-75大型計算機でおこなった。

3　人間オペレータの動特性推定法について

フィードバックループ内の一要素の動特性を推定する方法は多種あるが，それらはほとんどが周波数領域での記述関数に基づいたものである。その理由として考えられることは，

1）s－領域でパラメータの数を少くして表現しうるシステムを扱う場合が多いこと，

2）s－領域でモデルを作り得たならば，安定判別等の検討が簡単に実行できること。

3）得られた結果が直感的に解り易いこと，

などであろう。その反面，この記述関数をスペクトル解析で求める場合には，次のような困難が伴う。

Ⅰ）正しく求めるためには，サンプリング間隔，共分散関数の打切り時間，ウインドウの種類等設定しなければならない定数が多く，常に試行錯誤が必要であり，また，試行の平均をとらなければばらつきを少くすることができないこと，

Ⅱ）周波数軸上で直接求めてしまうので，物理的に実現可能なモデルとして求まっているかどうかの保証が一般にないこと。

Ⅲ）高次のsの項や，sの無限級数の形の動特性は線形

表1 実験ケースとパーフォマンス（データ処理をおこなった分のみ）

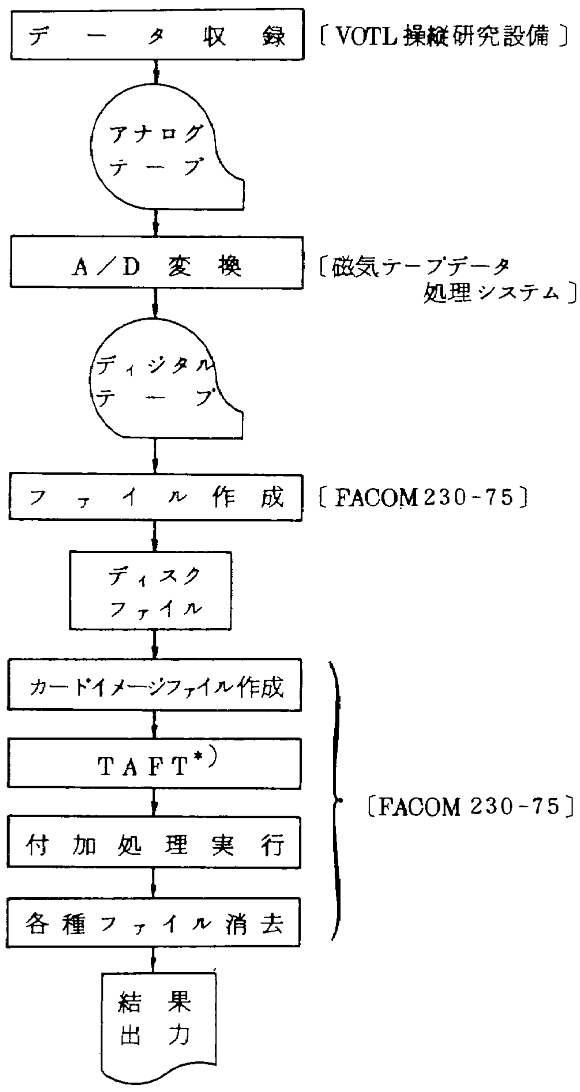
ケース番号	Y_c	被験者	ω_i (rad/sec)	パーフォマンス
E001	1	KWH	1.5	0.2988
E002	1／s	〃	〃	0.7934
E003	2／(s＋2)	〃	〃	0.4226
E004	2／(s－2)	〃	〃	3.8114
E005	(1,9)	〃	〃	0.8723
E006	(0,9)	〃	〃	1.1262
E007	(－1,9)	〃	〃	2.5728
E008	(1,9)	〃	〃	0.9443
E009	(0,9)	〃	〃	1.6279
E010	(－1,9)	〃	〃	2.1573
E011	(－2,9)	〃	〃	7.0878
E012	(－2,25)	〃	〃	4.0077
E013	(1,25)	〃	〃	1.6827
E014	(0,25)	〃	〃	1.3158
E015	(－1,25)	〃	〃	1.7234
E016	1	〃	0.75	0.1789
E017	1／s	〃	〃	0.2691
E018	2／(s＋2)	〃	〃	0.5327
E019	2／(s－2)	〃	〃	1.6004
E020	(1,9)	〃	〃	1.4510
E021	(0,9)	〃	〃	1.0633
E022	(－1,9)	〃	〃	1.6710
E023	(－2,9)	〃	〃	2.3215
E024	(1,25)	〃	〃	0.5057
E025	(0,25)	〃	〃	0.6019
E026	(－1,25)	〃	〃	1.2474
E027	(－2,25)	〃	〃	2.2062
E028	1	〃	3	0.6500
E029	1／s	〃	〃	0.8841
E030	2／(s＋2)	〃	〃	0.8216
E031	2／(s－2)	〃	〃	6.3304
E032	(1,9)	〃	〃	0.8921
E033	(0,9)	〃	〃	1.5244
E034	(－1,9)	〃	〃	3.1117
E036	(1,25)	〃	〃	1.6076
E037	(0,25)	〃	〃	1.9130
E038	(－1,25)	〃	〃	2.6464
E039	(－2,25)	〃	〃	5.2354
E040	1	ING	1.5	0.4710
E041	1／s	〃	〃	0.9702
E043	1	KNG	〃	0.3037
E044	1／s	〃	〃	0.6269
E045	2／(s＋2)	〃	〃	0.3276
E046	(1,9)	ING	〃	0.9479
E047	(0,9)	〃	〃	1.1997
E048	(1,9)	KNG	〃	1.1708
E049	(0,9)	〃	〃	1.4717
E050	(－1,9)	ING	〃	2.8342
E051	(－1,9)	KNG	〃	1.9927
E058	(1,25)	〃	〃	1.2772
E059	(0,25)	〃	〃	1.2668
E060	(1,25)	ING	〃	0.9330
E062	(－1,25)	〃	〃	1.8463
E063	(－1,25)	KNG	〃	2.3027
E064	(－1,25)	〃	〃	3.3426

但し Y_c のうち $(x,\ y)$ は，$Y_c = \dfrac{y}{s^2 + xs + y}$ を表わす。

な要素であっても解析結果から見い出すことが困難であること。

このため，一旦時間領域でモデル化し，その物理的実現性を保証した上でそれを周波数領域に写像する方法が考えられている[14)~17)]。それらの方法によって求められている人間オペレータのインパルス応答の例を図６－１～図６－３に例示する。これらの方法も，モデル化にあたっては種々の困難が伴なっていることは後述のとおりである。

今回は，まず従来の人間オペレータ動特性推定諸方法を簡単に整理しなおし，新たに時系列解析を利用したいくつかの人間オペレータ記述関数の同定法を導入することにした。この時系列解析法は，赤池の MFPE 法[18)19)]といわれ，最近得られた統計処理上の成果を利用したものである。この章においては，上述の方法により人間オペレータ動特



*) アプリケーションソフト，Time series Analysis in Frequency and Time domain の略　（参考文献38）

図 5　データ処理概略

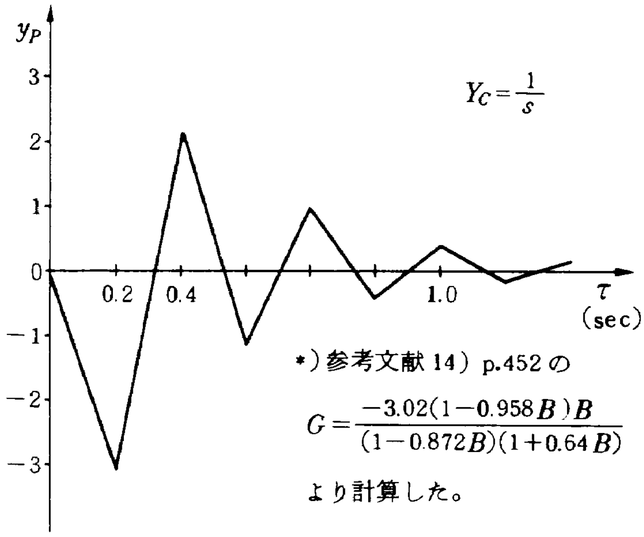


図 6−1　人間オペレータのインパルス応答例その１

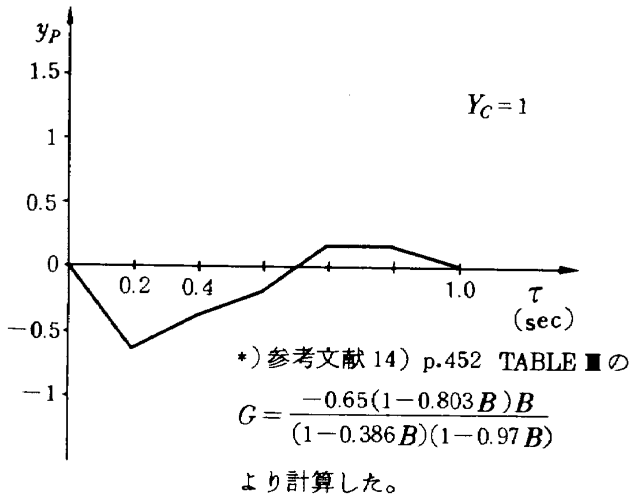


図 6−2　人間オペレータのインパルス応答例その２

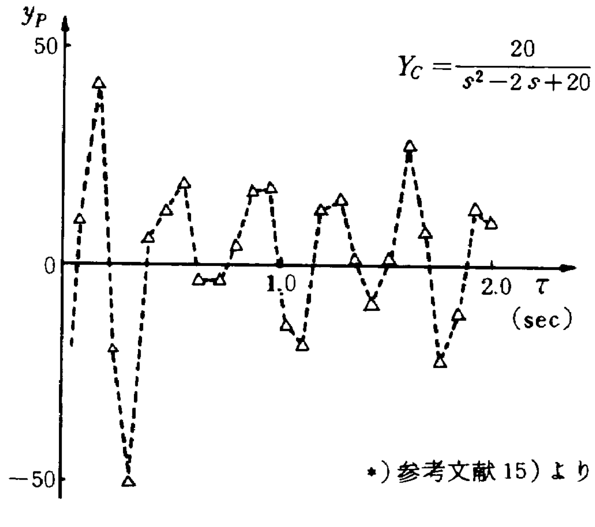


図 6−3　人間オペレータのインパルス応答例その３

性の構造がより明確に示されることを従来の解析結果と比較して示し，この方法の人間オペレータ動特性推定諸法における位置づけを試みる。

3.1　従来の同定諸法

本節においては，図1のようなマンーマシンシステムで，人間オペレータへの入力に線形に応答する特性，すなわち記述関数Ypを同定する方法を扱っている。また，ここで用いている「同定」の意味はある何らかの基準に基づいて最も実際に近い信号を出し得る線形モデルの構造，すなわちパラメータの数を決定し，かつそのパラメータの値を推定することとする脚註)。それ故，パラメータマッチング法や，最適制御モデル（いわゆるKleinman-Baron-Levisonモデル）は，今回検討した方法には含まれていない。

従来の手法を，上述のモデル決定の際の基準によって大まかに分類すると以下に示すように周波数領域で3つ[20)～32)]，時間領域で2つの計5種類に分けられる。

a）閉ループスペクトル解析

まず，図1のレムナント$r(t)$をレムナントの閉ループ寄与分$p(t)$の分散を最小にするものと定義する。

ここで，

$$p(t)=\int_0^\infty g_1(\tau)r(t-\tau)d\tau \tag{17}$$

また，$g_1(\tau)$はrからcへの閉ループ伝達関数のインパルス応答である。この定義から，iとrの関係

$$\phi_{ir}(\tau)=0 \tag{18}$$

が導かれ，また，一つの記述関数が次式の如く求められる。（附録2）

$$\hat{Y}_{pa}(j\omega)=\frac{\Phi_{ic}(j\omega)}{\Phi_{ie}(j\omega)} \tag{19}$$

この方法は次の**b)c)** の方法に比して最も安定した，かつ正確な記述関数を求める方法であるとされている。

b）開ループ・スペクトル解析

つぎに，$r(t)$の分散を直接最小にする$r(t)$をレムナントと定義することにより，eとrの関係

$$\phi_{er}(\tau)=0 \tag{20}$$

を得，また

$$\hat{Y}_{pb}(j\omega)=\frac{\Phi_{ec}(j\omega)}{\Phi_{ee}(j\omega)} \tag{21}$$

として記述関数を得ることができる。（附録3）ここで，$\hat{Y}_{pa}$と$\hat{Y}_{pb}$とは

$$\hat{Y}_{pa}(j\omega)=\hat{Y}_{pb}(j\omega)-\frac{Y_c(j\omega)}{1+\hat{Y}_{pb}(j\omega)Y_c(j\omega)}\frac{\Phi_{rr}(j\omega)}{\Phi_{ee}(j\omega)} \tag{22}$$

なる関係があり，

$$\Phi_{ii}\gg\Phi_{rr}$$

で

$$\hat{Y}_{pb}(j\omega)=\hat{Y}_{pa}(j\omega) \tag{23}$$

であるが，

$$\Phi_{ii}\ll\Phi_{rr}$$

で

$$\hat{Y}_{pb}(j\omega)=-\frac{1}{Y_c(j\omega)} \tag{24}$$

になることに注意しなければならないとされている。

c）直接フーリエ変換法

記述関数を

$$\hat{Y}_{pc}(j\omega)=\frac{\mathscr{F}\{c(t)\}}{\mathscr{F}\{e(t)\}} \tag{25}$$

の形で求める方法である。上式において$\mathscr{F}\{c(t)\}$，$\mathscr{F}\{e(t)\}$はそれぞれ$c(t)$，$e(t)$のフーリエ変換である。上式の記述関数は次の条件の下で正しいとされている[22)]。

Ⅰ　入力がサイン合成波であること。

Ⅱ　同じ試行長にわたってどちらも同じサイン・コサイン関数を用いて変換されていること。

Ⅲ　変換値が入力関数の周波数上でのみ求められていること。

この方法では一般に試行の平均をとれば安定した記述関数が得られることがわかっている。

上記の3手法による記述関数は，周波数軸上のプロットされた点の2倍のパラメータの数をもっていることになるので，モデル同定という点ではさらに別の基準に基づいてパラメータの数の少ないモデルをこの記述関数から求めてゆくのが普通である。

d）インパルス応答法

これは，人間オペレータのインパルス応答を，前述のb)と同様の基準，すなわちレムナント$r(t)$の分散を最小とするように最小二乗法を適用して時系列から求める方法である。この方法は離散形で示されるのが普通である。離散形に表現された任意の時系列$x(n)$（$n=1, 2, \cdots$）は連続な信号$x(t)$からサンプリング間隔Δでサンプリングされて得られたものとすると，$e(n)$および$c(n)$から付録4に示される手順によってインパルス応答の係数ベクトルの推定値，

$$\hat{y}_{pd}=[\hat{y}_{pd}(1),\ \hat{y}_{pd}(2),\cdots,\hat{y}_{pd}(M)]^T \tag{26}$$

が求められる。

この$\hat{y}_{pd}$をフーリエ変換して記述関数を得る。この方法

脚註）制御工学においてシステムの同定といわれる作業は，あらかじめモデルの構造を定めておき，その上でモデルに含まれるパラメータを推定することである場合が多い[33)]。文献34)でも，時系列での動的モデルの構成の際のモデルの構造を仮に与えて簡単なパラメータ推定をおこなう段階を indentification としている。今回は，本文のような意味で同定という言葉を用いることにする。

は，前述のスペクトル諸法と異なって物理的実現性を保証している点で有利であるが，前述の $\hat{Y}_{pb}(j\omega)$ に対するのと同様の注意が必要である。さらに，このインパルス応答法をフィードバックループ内の一要素に適用することは，レムナント $r(t)$ が白色雑音となって求められない限り正しい応答が得られないという問題点のあることが指摘されている[18]。

よく用いられてきた直交フィルタ法[31]も基本的にはこの方法と同じ基準に基づいているので，同様の問題点が指摘できる。

e）改良されたインパルス応答法

前述のインパルス応答法の問題点を解決して正しく適用するために，後藤ら[7)8)]はレムナントを白色化することを試み，より正確なインパルス応答を求めることに成功している。すなわち，レムナントを白色雑音が成形されたものと考え，離散形の自己回帰モデルで，

$$r(n)=\sum_{\ell=1}^{L}h(\ell)r(n-\ell)+\varepsilon(n) \tag{27}$$

と表現した。上式で，$\varepsilon(n)$（$n=1,2,\cdots,N$）は白色雑音，$h(\ell)$（$\ell=1,2,\cdots,L$）はレムナント $r(n)$ の自己回帰係数である。そして，附録5の如く $h(\ell)$ と $y_p(m)$（$m=1,2,\cdots,M$）とを同時に最小二乗法で求める方法である。この方法の基準は $\varepsilon(n)$ の分散を最小にすることであり，フィードバックの有無にかかわらず良好な結果の得られたことが報告されている。

3.2　MFPE法について

前節e）項で述べた改良インパルス応答法は，レムナントのパラメータとシステム（人間オペレータの記述関数）のパラメータとを同時に最小二乗法により求めている点で従来のインパルス応答法とは根本的な違いがある。しかし，求めるべきインパルス応答のパラメータの数を決定することに困難があった。すなわち，モデルのパラメータの数を増す程データをより忠実に再現しうるモデルが得られるが，それと同時にモデルがノイズに追随して不必要な変動をみせるおそれが増大する。ところが，最近一つの極めて実用的なモデルのパラメータの数，オーダを決定する基準が赤池により提案されている。この方法を一般に k 種類の信号の動的関係をモデル化する場合について以下に略述する。

k 種類の信号を $\underline{x}(n)$ とするとき，k 次元の自己回帰モデルは，仮のオーダを L にとると，

$$\underline{x}(n)=\sum_{m=1}^{L}\underline{A}_L(m)\underline{x}(n-m)+\underline{\varepsilon}(n) \tag{28}$$

と表現できる。上式において，

$$\underline{x}(n)=[x_1(n),x_2(n),\cdots\cdots,x_k(n)]^T$$

$\underline{\varepsilon}(n)$ は，次の形の k 次元で各要素が互いに独立な白色雑音のベクトルである。

$$\underline{\varepsilon}(n)=[\varepsilon_1(n),\varepsilon_2(n),\cdots\cdots,\varepsilon_k(n)]^T$$

また，$\underline{A}_L(m)$ はオーダが L のときの m 番目の $k\times k$ 次元自己回帰係数行列で，

$$\underline{A}_L(m)=\begin{bmatrix} a_{L11}(m) & a_{L12}(m) & \cdots\cdots & a_{Lk1}(m) \\ a_{L21}(m) & a_{L22}(m) & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ a_{Lk1}(m) & \cdots\cdots & \cdots\cdots & a_{Lkk}(m) \end{bmatrix}$$

とする。このとき，$\underline{A}_L(m)$，および $\underline{\varepsilon}(n)$ の推定共分散行列 $\underline{d}_L$ は，$\underline{x}(n)$ の推定共分行列 $\underline{C}(\ell)$ を用いて以下のように計算される。ここに，

$$\underline{d}_L=\begin{bmatrix} \sigma_{11}^2 & \sigma_{12}^2 & \cdots\cdots & \sigma_{1k}^2 \\ \sigma_{21}^2 & \sigma_{22}^2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ \sigma_{k1}^2 & \cdots\cdots & \cdots\cdots & \sigma_{kk}^2 \end{bmatrix}$$

$$\underline{C}(\ell)=\begin{bmatrix} C_{11}(\ell) & C_{12}(\ell) & \cdots\cdots & C_{1k}(\ell) \\ C_{21}(\ell) & C_{22}(\ell) & \ddots & \vdots \\ \vdots & & & \vdots \\ C_{k1}(\ell) & \cdots\cdots & \cdots\cdots & C_{kk}(\ell) \end{bmatrix},$$

$$(\ell=1,2,\cdots,L)$$

である。

(29)式の i 番目の方程式について考え，その両辺に $x_h(n-\ell)$ をかけると，

$$x_i(n)x_h(n-\ell)=\sum_{m=1}^{L}\sum_{j=1}^{k}a_{Lij}(m)x_j(n-m)x_h(n-\ell)+\varepsilon_i(n)x_h(n-\ell) \tag{29}$$

(29)式の両辺の期待値をとると次式の如く k 次元のYule-Walker 方程式が得られる。

$$\gamma_{ih}(\ell)=\sum_{m=1}^{L}\sum_{j=1}^{k}a_{Lij}(m)\gamma_{jh}(\ell-m),$$

$$(h=1,2,\cdots,k;\ \ell=1,2,\cdots L) \tag{30}$$

上式で $\gamma_{ih}(\ell)$ は，$x_i(n)$ と $x_h(n-\ell)$ との真の共分散である。また，$x_h(n-\ell)$ は，$\varepsilon_i(n-\ell)$ 以前の ε_i からしか影響をうけないので，

$$E[\varepsilon_i(n),x_h(n-\ell)]=0\quad(\ell>0) \tag{31}$$

になっている。$\gamma_{ih}(\ell)$ をその推定値 $C_{ih}(\ell)$ におきかえることにより，(30)式から $a_{Lij}(m)$（$m=1,2,\cdots,L$）を

計算することができる。ただし，$C_{ik}(\ell)$ は次式によって計算する。

$$C_{ik}(\ell)=\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N-\ell}x_i(n+\ell)x_j(n) \quad ,\ (\ell=1,2,\cdots L) \tag{32}$$

いっぽう，得られた推定自己回帰係数行列 $\hat{\underline{A}}_L(m)$ を用いて，(28)式の両辺をそれぞれ掛けて期待値をとり，それぞれの推定値を代入することにより

$$\underline{d}_L=\underline{C}(0)-\sum_{m=1}^{L}\hat{\underline{A}}_L(m)\,\underline{C}(m) \tag{33}$$

を得る。上式によって $\underline{d}_L$ の推定値を計算することができる。

以上の計算は，イタレーションによってなされるが，このとき低いオーダの自己回帰係数行列，$\hat{\underline{A}}_{L-1}(m)$（$m=1, 2, \cdots, L-1$），$\hat{\underline{A}}_{L-2}(m)$（$m=1, 2, \cdots, L-2$），$\cdots$，$\hat{\underline{A}}_1(m)$（$m=1$）がその計算途中に推定される。そして，赤池は，自己回帰モデルの最適オーダを次の評価関数を最小にするものとして決定することを提案している。

$$\mathrm{MFPE}(M)=\left(1+\frac{Mk+1}{N}\right)^{k}\left(1-\frac{Mk+1}{N}\right)^{-k}\|\underline{d}_M\| \quad (M=1, 2, \cdots, L) \tag{34}$$

(34)式は，Multiple Final Prediction Error と称され，推定係数 $\underline{A}_M(m)$（$m=1, 2, \cdots, M$）を用いて計算される1ステップ先の予測の平均2乗誤差である[19]

(34)式において，$\|\underline{d}_M\|$ はオーダが M のときの $\underline{d}_M$ の行列式であり，N はデータ点の数である。

この MFPE を最小にするという点が前節の諸基準と対比されるところである。またこのモデルから得られる未知システムのパラメータの数は後述の如く $2M$ 個となり，前節のスペクトル解析の周波数点の2倍よりは一般にかなり少く求まり，得られる周波数応答は明確となる。

今回はこの方法（赤池の Minimum Final Prediction Error method）をマンーマシンシステムにおけるパイロットの動特性推定に用いることを考えたが，これを適用するにあたって従来の解析法を参照するといくつかの方法が考えられる。それらの有効性をお互いに，あるいは従来のスペクトル解析と比較するためにもさしあたって次の5つの方法を用いることにした。

1）$c(n)$ と $e(n)$ に関する MFPE 法（図7）

$e(n)$ から $c(n)$ へと2次元自己回帰方程式を MFPE を用いて決定すると，(28)式および，バックワードシフトオペレータ B を利用して次の形に表わすことができる。

$$\begin{bmatrix} c(n) \\ e(n) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} A_{11}(B) & A_{12}(B) \\ A_{21}(B) & A_{22}(B) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} c(n) \\ e(n) \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \xi_1(n) \\ \xi_2(n) \end{bmatrix} \tag{35}$$

ここで，

$A_{ij}(B)=a_{Mij}(1)B+a_{Mij}(2)B^2+\cdots+a_{Mij}(M)B^M$

$B\,x(n)=x(n-1)$　　　　$(i, j=1, 2)$

$\xi_i(n)$（$i=1, 2$）は互いに独立な分散1の白色雑音である。

得られた(35)式が妥当であるか否かは，σ_{12}〔$=\sigma_{21}$〕が，σ_{11}，σ_{22} に比して小さいかどうかで判定される。そのため，$\xi_1(n)$ と $\xi_2(n)$ の相関係数に対応する値

$$\rho_{12}=\frac{\sigma_{12}^2}{\sigma_{11}\ \sigma_{22}} \tag{36}$$

が零に近いことを確認した後に(35)式の第1式から，

$$c(n)=A_{11}(B)c(n)+A_{12}(B)e(n)+\sigma_{11}\xi_1(n)$$

を得，これから

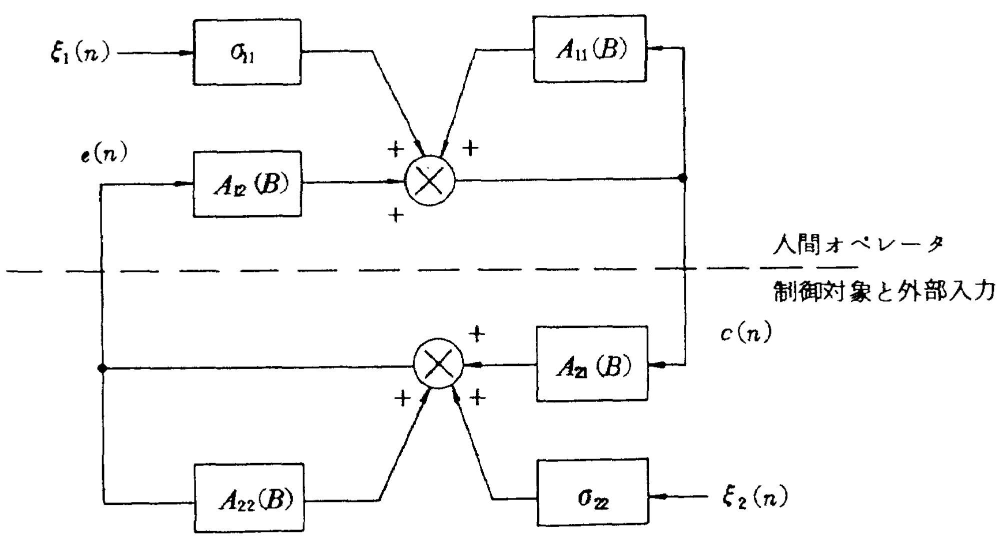


図 7　$e(n)$ と $c(n)$ の自己回帰形モデルのブロック図

$$c(n)=\frac{A_{12}(B)}{1-A_{11}(B)}\,e(n)+\frac{\sigma_{11}}{1-A_{11}(B)}\,\xi_1(n) \tag{37}$$

よって，人間オペレータのインパルス応答の推定値をBの関数として

$$\hat{y}_{p1}(B)=\frac{A_{12}(B)}{1-A_{11}(B)} \tag{38}$$

として得る。上式をフーリエ変換して人間オペレータの記述関数の推定値が得られる。フーリエ変換は，B^m を $\exp(-j\omega\triangle m)$ で置きかえることで簡単に計算できる。すなわち，

$$\hat{Y}_{P1}(j\omega)=\frac{A_{12}(j\omega)}{1-A_{11}(j\omega)} \tag{39}$$

ここに，

$$A_{ij}(j\omega)=\sum_{m=1}^{M}a_{Mij}(m)\,e^{-j\omega\triangle m} \tag{40}$$

(39)式を第1の推定記述関数とする。

さらにレムナントの推定成形フィルタは，(37)式より

$$\hat{F}_r(j\omega)=\frac{\sigma_{11}}{1-A_{11}(j\omega)} \tag{41}$$

で与えられる。さらにまた，(35)式の第2式からも同様にして，制御対象の推定周波数応答 $\hat{Y}_c(j\omega)$ と，外部入力の成形フィルタ $F_i(j\omega)$ も，それぞれ次式によって求めることができる。

$$-\hat{Y}_c(j\omega)=\frac{A_{21}(j\omega)}{1-A_{22}(j\omega)} \tag{42}$$

$$\hat{F}_i(j\omega)=\frac{\sigma_{22}}{1-A_{22}(j\omega)} \tag{43}$$

2)　$i(n)$と$c(n)$に関するMFPE法

$i(n)$から，$c(n)$への2次元自己回帰モデルをMFPEにより求め，これからiからcへの閉ループ周波数応答 $\hat{Y}_{ic}(j\omega)$ を上記第1法と同様に計算する。これと，既知である $Y_c(j\omega)$ を利用すると，次式により別の形のパイロットの記述関数を得る。

$$\hat{Y}_{P2}(j\omega)=\frac{\hat{Y}_{ic}(j\omega)}{1-Y_c(j\omega)\hat{Y}_{ic}(j\omega)} \tag{44}$$

3)　$e(n)$と$m(n)$に関するMFPE法

$e(n)$から，$m(n)$への2次元自己回帰モデルをMFPEにより求め，これからeからmへの開ループ周波数応答 $\hat{Y}_{em}(j\omega)$ を計算する。これと，既知の$Y_c(j\omega)$ を利用して，

$$\hat{Y}_{P3}(j\omega)=\frac{\hat{Y}_{em}(j\omega)}{Y_c(j\omega)} \tag{45}$$

としてさらに別の記述関数を得る。

4)　$i(n)$と$e(n)$に関するMFPE法

$i(n)$から$e(n)$への2次元自己回帰モデルをMFPEにより求め，これからiからeへの閉ループ周波数応答 $\hat{Y}_{ie}(j\omega)$ を計算する。これと，既知の$Y_c(j\omega)$を使ってさらに新たに次の形の記述関数を得る。

$$\hat{Y}_{P4}(j\omega)=\frac{1-\hat{Y}_{ie}(j\omega)}{Y_c(j\omega)\hat{Y}_{ie}(j\omega)} \tag{46}$$

5)　$\hat{Y}_{ie}$，$\hat{Y}_{ic}$ から求める方法

2)，4) で得た $\hat{Y}_{ic}(j\omega)$，$\hat{Y}_{ie}(j\omega)$ を利用して5番目の記述関数を次式で求める[14]。

$$\hat{Y}_{P5}(j\omega)=\frac{\hat{Y}_{ic}(j\omega)}{\hat{Y}_{ie}(j\omega)} \tag{47}$$

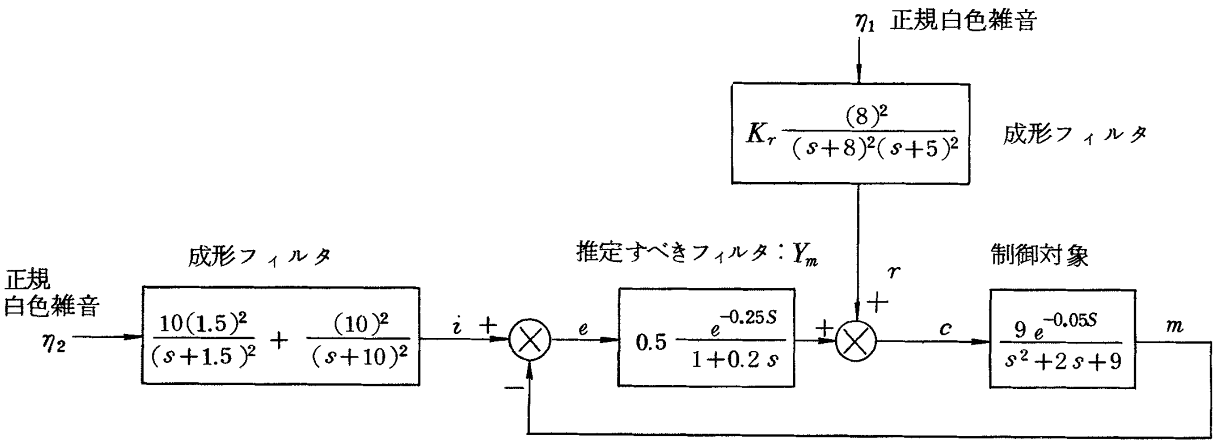


図8　ディジタルシミュレーションのブロック図

以上の解析をおこなうにあたって具体的なプログラムとして，FACOM 230 のアプリケーションソフトである TAFT[38]（Time series Analysis in Frequency and Time domain）を利用した。これは元来統計数理研究所で開発されたプログラムパッケージ TIMSAC を汎用化したものであるが，カードベース入力であることや，開ループ系の解析しかできない問題点があったので若干のプログラムを追加して使用した。

3.3　シミュレーションデータによる解析諸法の比較

前節までに述べた解析諸法を予め比較しておくためにシミュレーションをおこない，そのデータを解析して検討をおこなった。シミュレーションはデイジタル計算機により図8の如くブロックの各要素を差分方程式で表現し，また外部入力およびレムナントの雑音源として正規乱数発生ルーチンからの2種の独立な正規乱数によりこのシステムを駆動してデータを作成した。このシミュレーションによるデータに基づいて，人間オペレータのレムナントに相当するノイズが解析諸法に及ぼす影響を比較してそれらの優劣を調べた。

サンプリング間隔を

$$\Delta = 0.1\ [\mathrm{sec}] \tag{48}$$

として，図1の人間オペレータの記述関数 Y_P に相当する既知線形フィルタ Y_m を，

$$c(n) = 0.607c(n-1) + 0.197e(n-2) \tag{49}$$

と構成した。(49)式は，

$$Y_m(s) = \frac{0.5}{1+0.2s}\,e^{-0.25s} \tag{50}$$

に対応する。

また，制御対象として

$$Y_c(s) = \frac{9}{s^2+2s+9}\,e^{-0.05s} \tag{51}$$

に相当するフィルタを用いた。さらに，$i(n)$，$r(n)$はそれぞれ正規乱数を次式と等価な成形フィルタに通して作った。

$$F_i(s) = \frac{10(1.5)^2}{(s+1.5)^2} + \frac{(10)^2}{(s+10)^2} \tag{52}$$

$$F_r(s) = \frac{K_r(8)^2}{(s+8)^2(s+5)^2} \tag{53}$$

解析に用いたデータは(53)式の K_r を6通りに変化させ，i と r の分散の比を次のようにしたときのものである。

$$\frac{\overline{r^2}}{\overline{i^2}} = -34, -20, -14, -6, 0, 6\ [\mathrm{dB}] \tag{54}$$

今回検討した解析法は，$\hat{Y}_{Pa}$，$\hat{Y}_{P1}$，$\hat{Y}_{P2}$，$\hat{Y}_{P3}$，$\hat{Y}_{P4}$，$\hat{Y}_{P5}$ の6種類である。用いたデータ個数は実験と同じく各信号共2分間，1,200点，また，共分散の打切りも10秒，100点とした。さらに $\hat{Y}_{Pa}$（(19)式）についてはハミングウィンドウを用いている。

既知の Y_m について同定した周波数応答と理論値との比較を $\hat{Y}_{Pa}$ に関して図9−1〜9−6に，$\hat{Y}_{P1}$，$\hat{Y}_{P2}$，$\hat{Y}_{P3}$

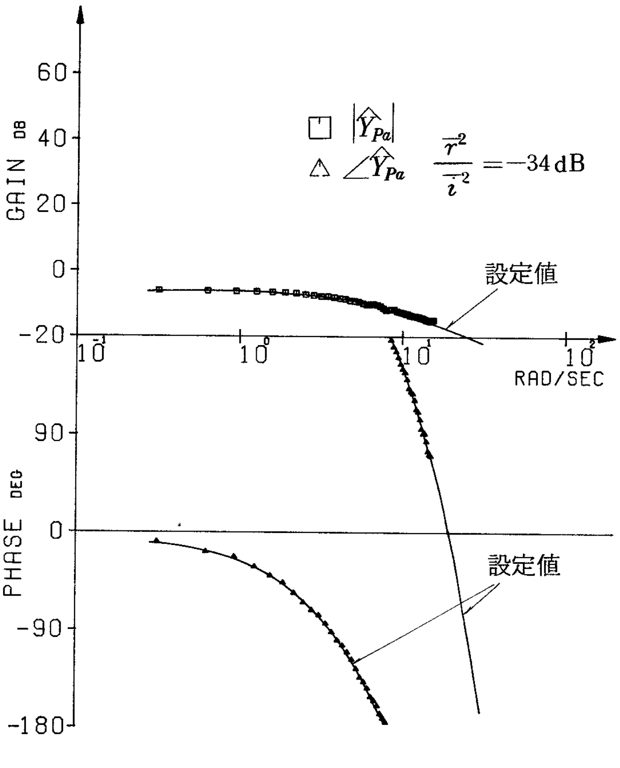


図 9−1　スペクトル解析による既知フィルタの推定

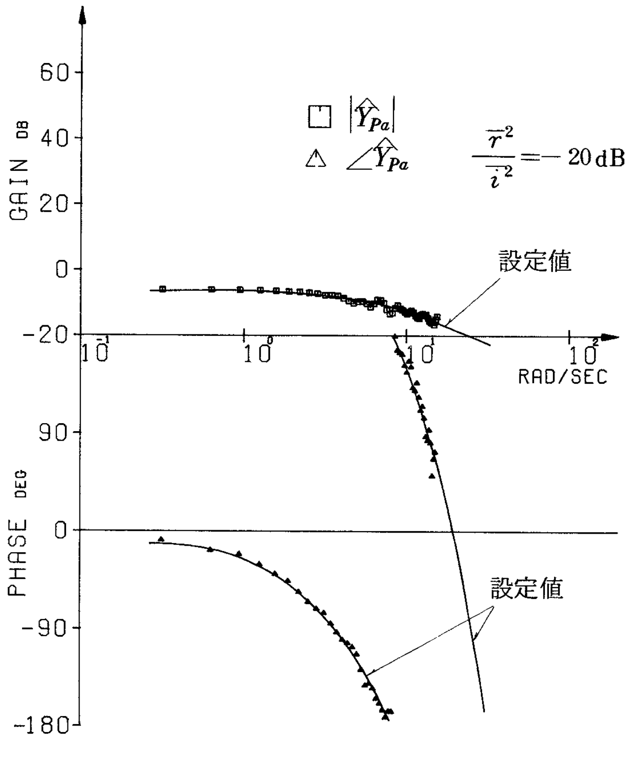


図 9−2　スペクトル解析による既知フィルタの推定

に関して図10－1～10－6に示す。また，$\hat{Y}_{P_4}$，$\hat{Y}_{P_5}$の例をそれぞれ図11，12に示す。これらの結果から次のことがわかった。

1）全般的に，$\hat{Y}_{Pa}$，$\hat{Y}_{P_1}$，$\hat{Y}_{P_2}$，$\hat{Y}_{P_3}$はほぼ正しい応答を求め得るが，$\hat{Y}_{P_4}$，$\hat{Y}_{P_5}$は全く誤った結果しか与えないこと。（図9，10，11，12参照）

2）$\hat{Y}_{Pa}$は，$\overline{r^2}/\overline{i^2} \leqq -14$〔dB〕まではばらつきが少ないこと。（図9参照）

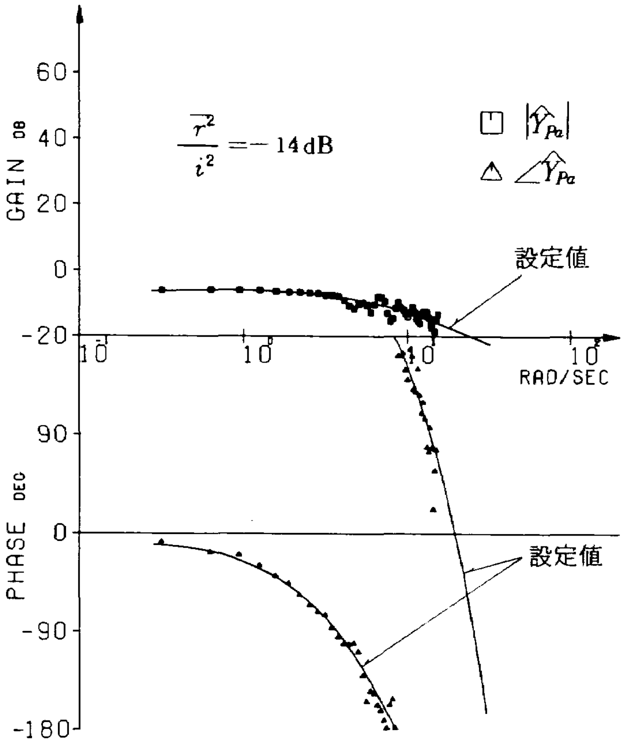


図　9－3　スペクトル解析による既知フィルタの推定

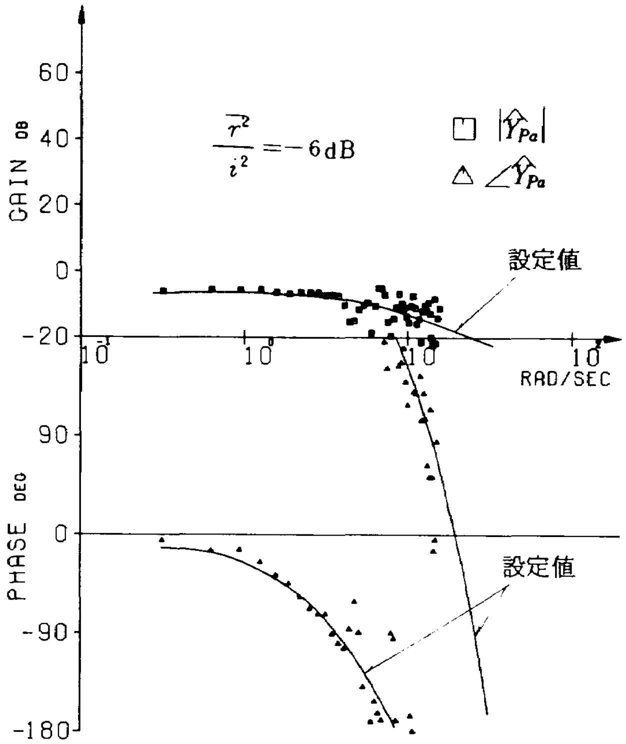


図　9－4　スペクトル解析による既知フィルタの推定

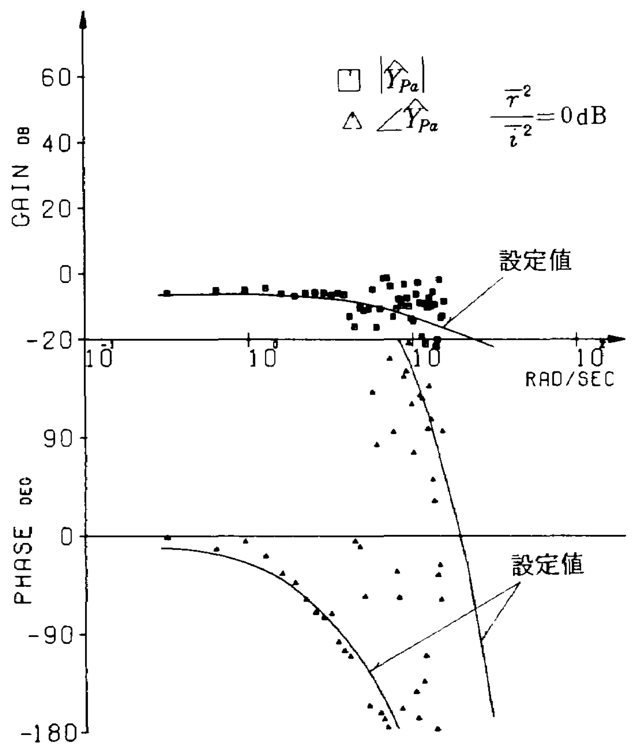


図　9－5　スペクトル解析による既知フィルタの推定

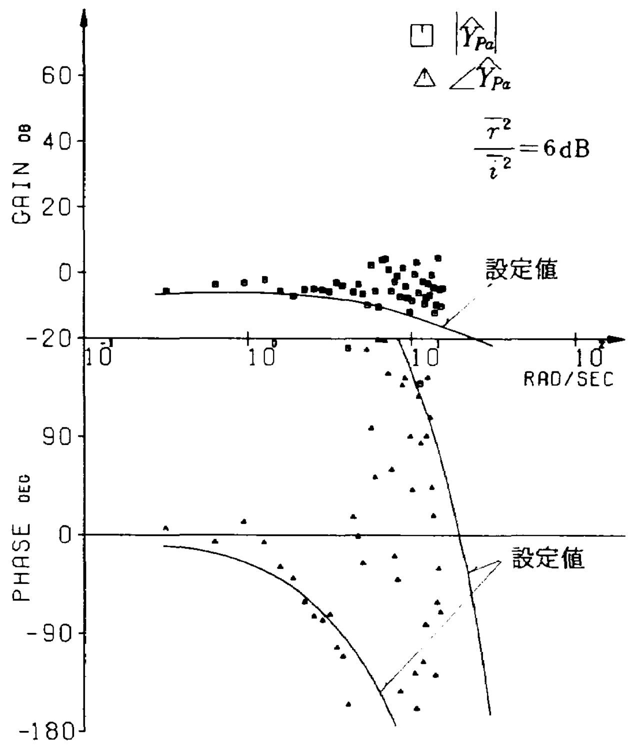


図　9－6　スペクトル解析による既知フィルタの推定

3) $\hat{Y}_{P_1}$ $\hat{Y}_{P_2}$ は共に $\overline{r^2}/\overline{i^2} \leqq -6$〔dB〕まで正しいが，ただし−6〔dB〕において$\hat{Y}_{P_2}$がやや変動をみせていること。（図10参照）

4) $\hat{Y}_{P_3}$ は，$\overline{r^2}$ のパワの如何にかかわらずあまり正確でないこと。（図10参照）

次に，各方法でのノイズ源の相関係数の推定値 ρ_{12} を図13に示す。これから，それぞれのモデル化の成功度を判断することができる。図13より明らかに$\hat{Y}_{P_4}$ の自己回帰式

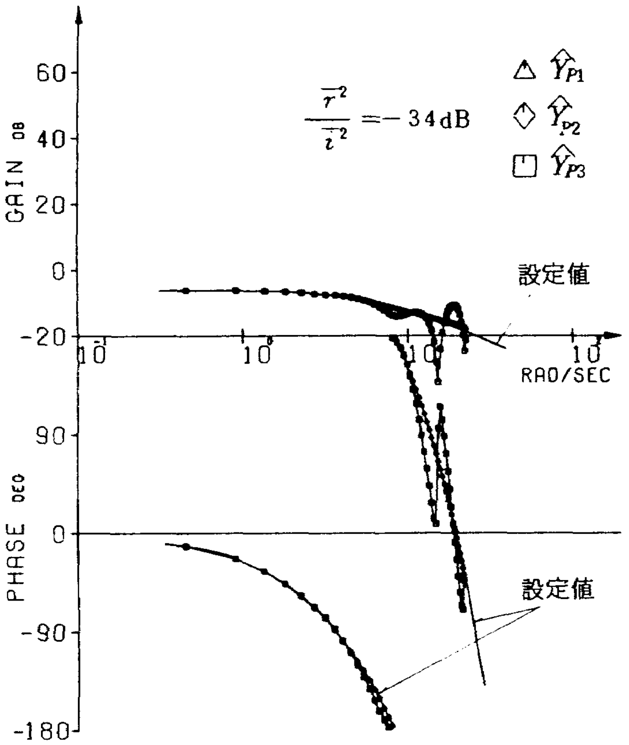


図 10−1 MFPE法による既知フィルタの推定

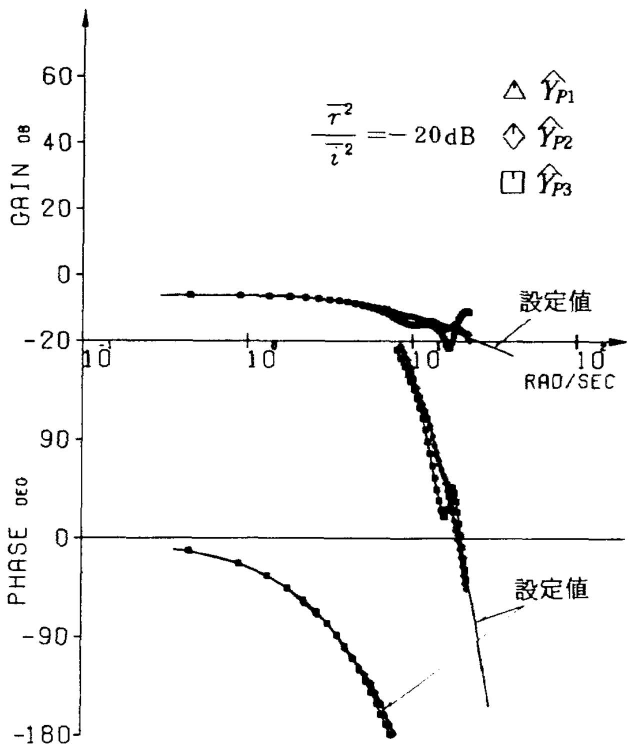


図 10−2 MFPEによる既知フィルタの推定

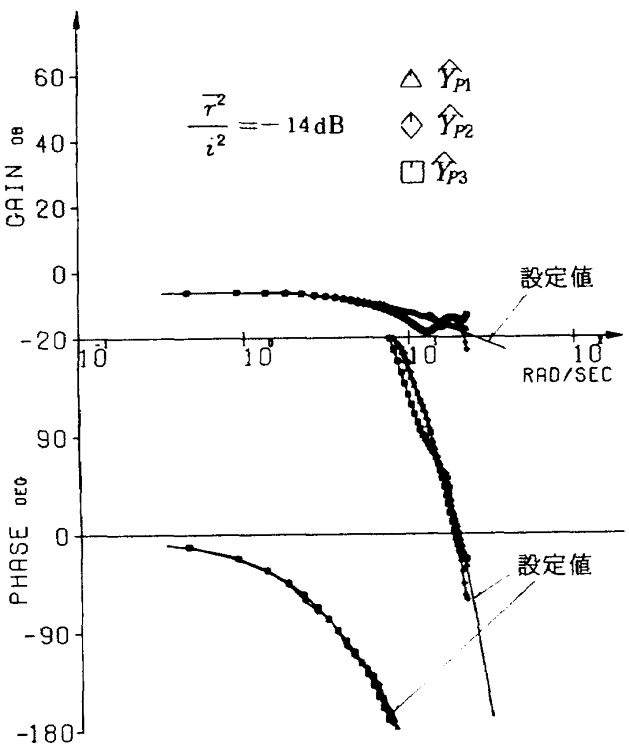


図 10−3 MFPEによる既知フィルタの推定

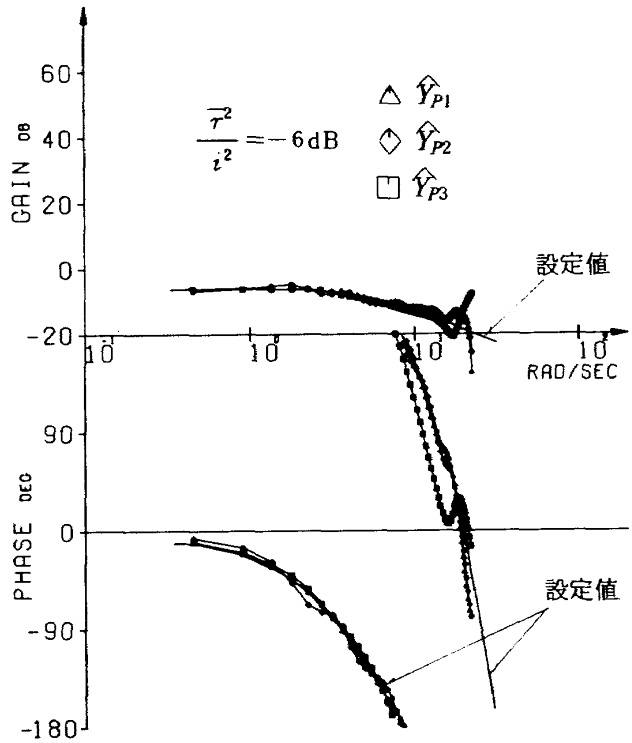


図 10−4 MFPEによる既知フィルタの推定

が正しいモデルになっていないこと[脚註]，それ故$\hat{Y}_{P5}$も正しくないことが確認できる。この理由としては，iからeへはダイナミクスが介入しないダイレクトリンクであるが，あたかもこの間にダイナミクスがあるかのようにモデル化しているため，iからeへの回帰係数が誤差を生じてしまうことが考えられる。

しかし，ρ_{12} が小さいからといって正しいモデルであるとはいえず，このことは単にモデル化が成功するための

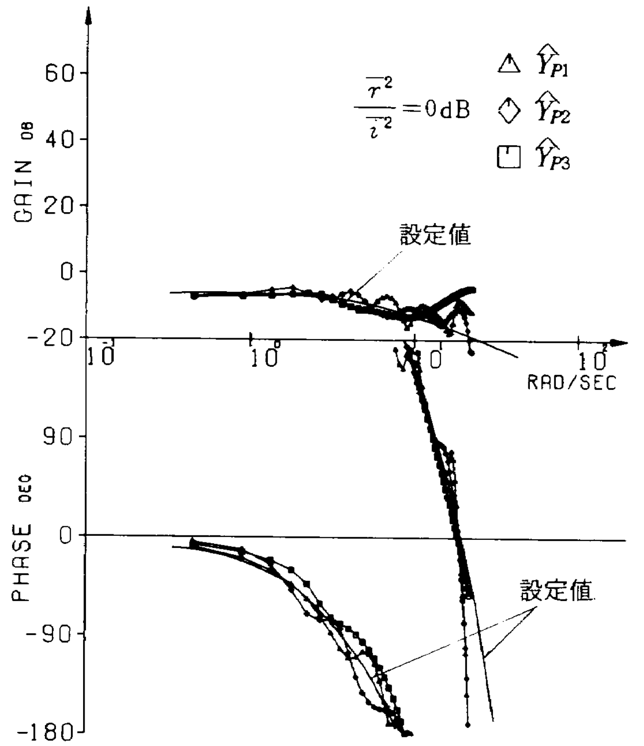


図 10−5 MFPEによる既知フィルタの推定

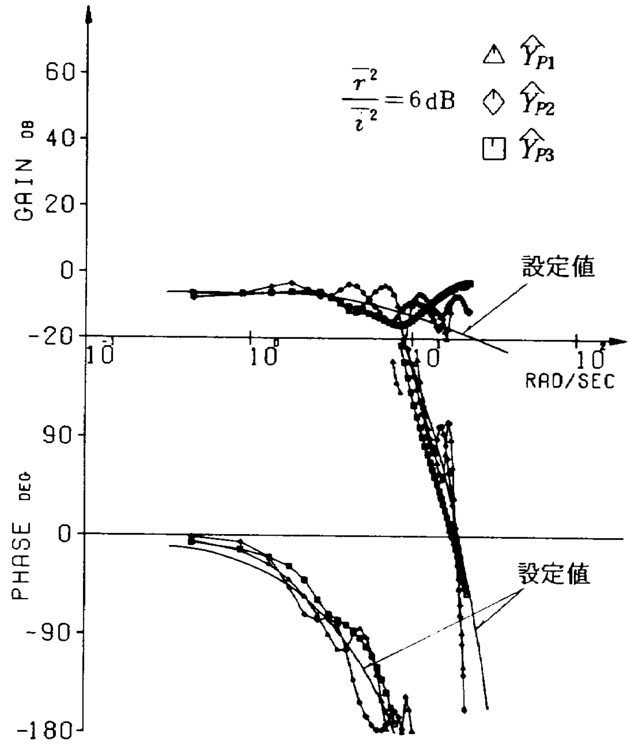


図 10−6 MFPEによる既知フィルタの推定

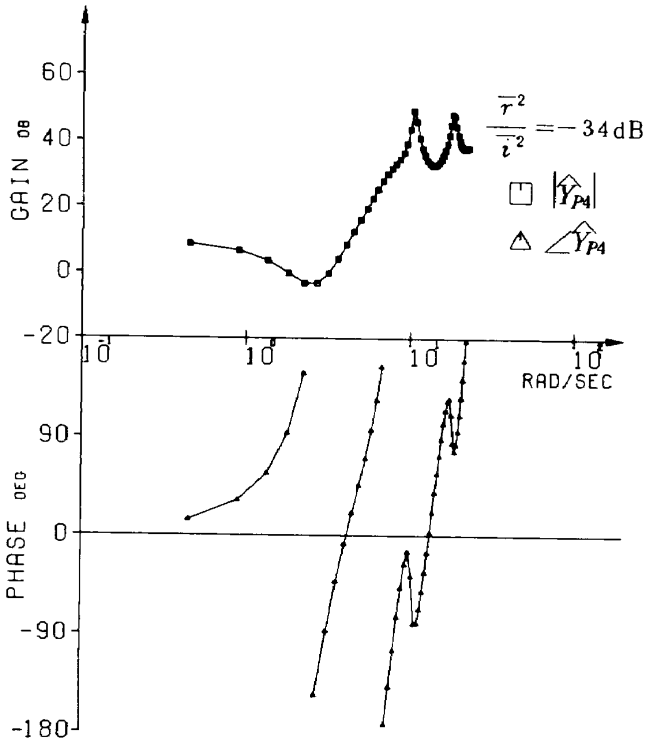


図 11 $\hat{Y}_{P4}$ の一例

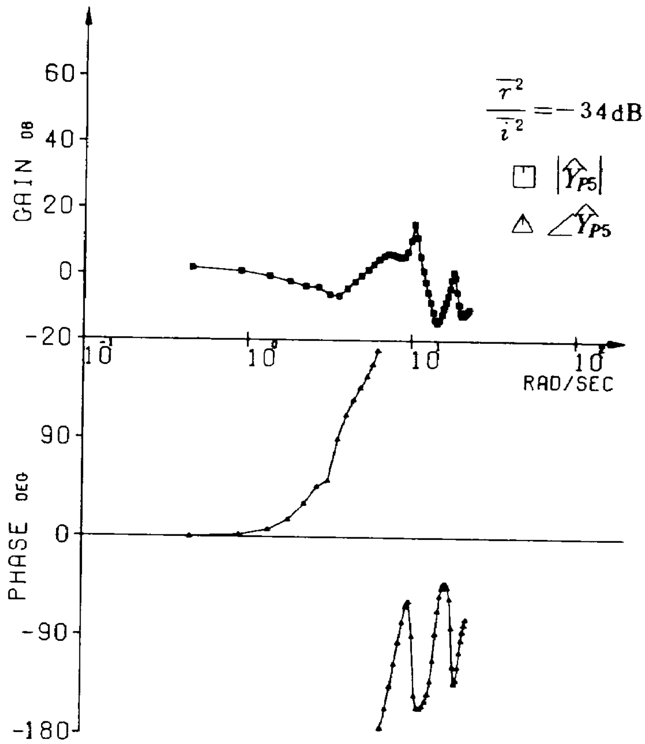


図 12 $\hat{Y}_{P5}$ の一例

必要条件にすぎない。この条件の上にさらに，コヒレンシイが高いかどうかを調べることが必要である。コヒレンシイによってモデルの良否を判断出来るということは，iとcによるモデルを例にとって，モデルのばらつきの相違がコヒレンシイの相違（図１４）と明らかに関係していることからわかる。

なお，既知フィルタY_mのインパルス応答の推定値を$\hat{y}_{p1}(\tau)$によって求めて$\overline{r^2}$のパワがインパルス応答の推定値に与える影響を調べたのが図１５である。当然ではあるが$\overline{r^2}$のパワが増えると推定応答のばらつきの増えていることがよく観察できる。

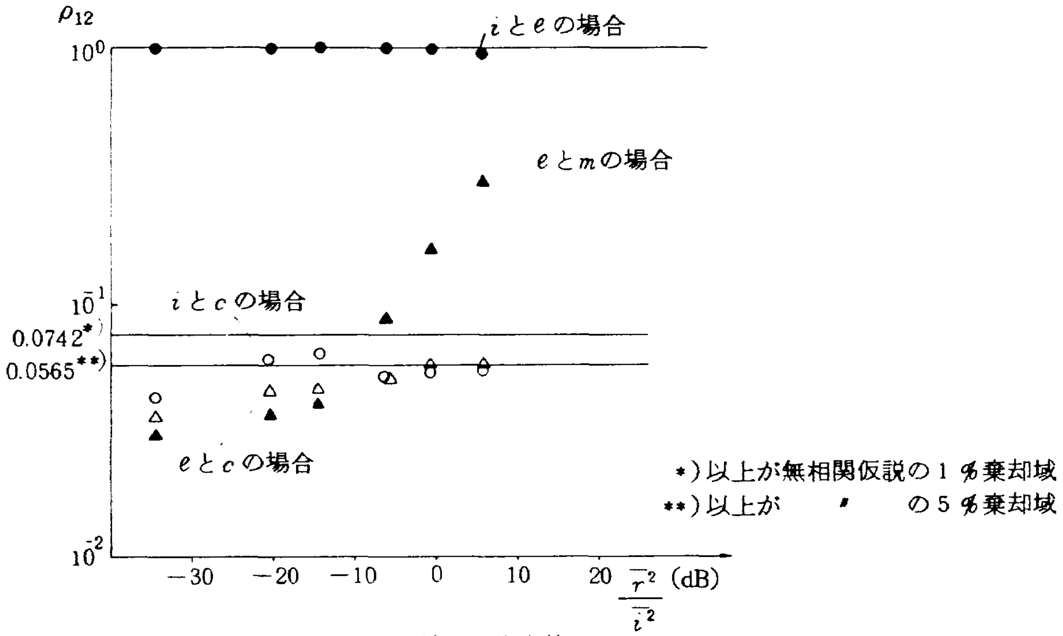


図 13 ノイズ源の相関係数の推定値 ρ_{12}

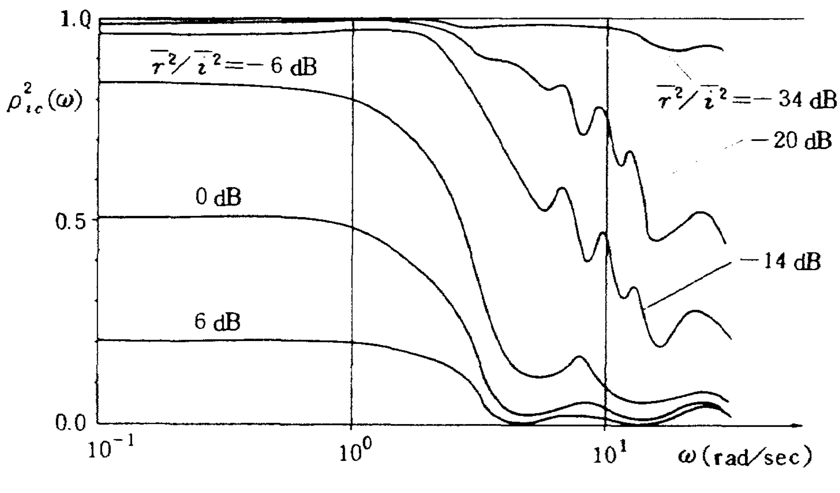


図 14 コヒレンシイの$\overline{r^2}/\overline{i^2}$による変動

脚註）二変量正規母集団から大きさnの標本をランダムに抽出した場合，その標本相関係数をrとし，母相関係数をρとする。もし，$\rho=0$なるとき，

$$t=\frac{r}{\sqrt{1-r^2}}\sqrt{n-2}$$

とおくと，tは自由度$n-2$のt−分布をすることが知られている[35]。このことから逆に，今回の如く$n=1{,}200$の場合の無相関であることの棄却域が計算できる。t−分布表から，$n\fallingdotseq\infty$であるとき，有意水準$\varepsilon=0.05$のとき$t<1.9600$，$\varepsilon=0.01$のとき$t<2.5758$でなければならないので$\varepsilon=0.05$で，$r>0.05654$，$\varepsilon=0.01$で，$r>0.07420$であれば無相関であるとはいえない。

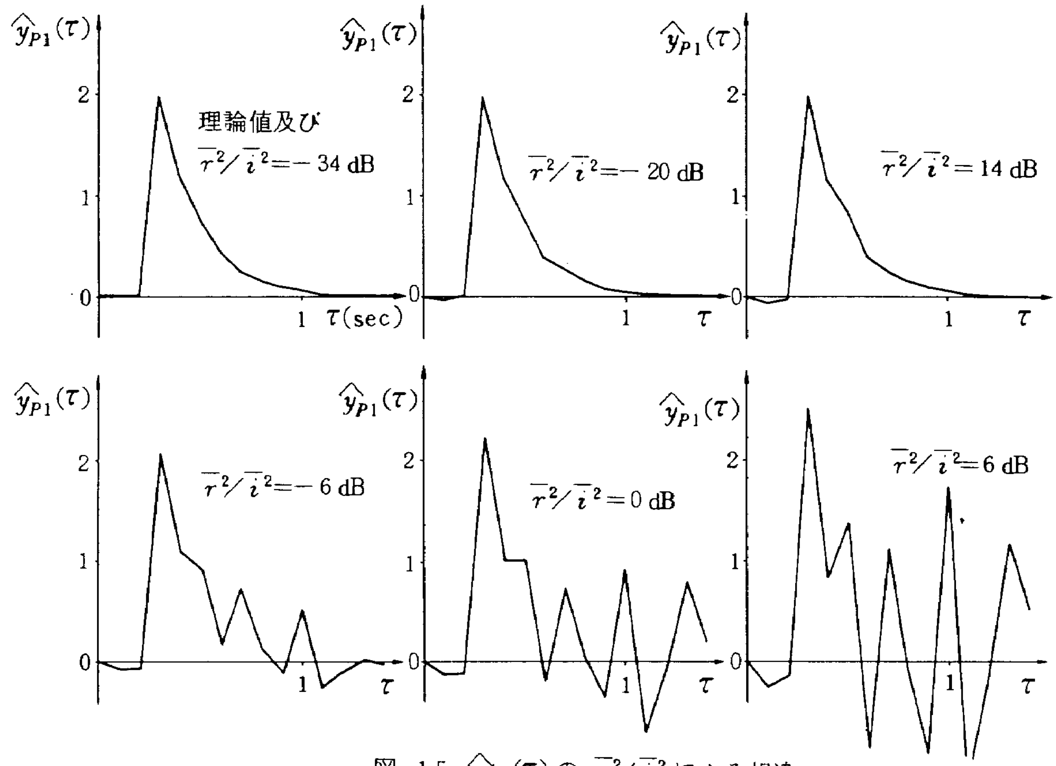


図 15　$\hat{y}_{P1}(\tau)$ の $\overline{r^2}/\overline{i^2}$ による相違

4　実験結果

4.1　オリジナルデータについて

オリジナルデータのペン書き記録の例を図16－1～16－4に示す。ほとんどすべてのケースについて記録された信号の確率密度分布がほぼ正規分布であることが確認された。

各ケースにおける制御の成績を表わす一指標として

$$p=\frac{\overline{e^2}}{\overline{i^2}} \tag{55}$$

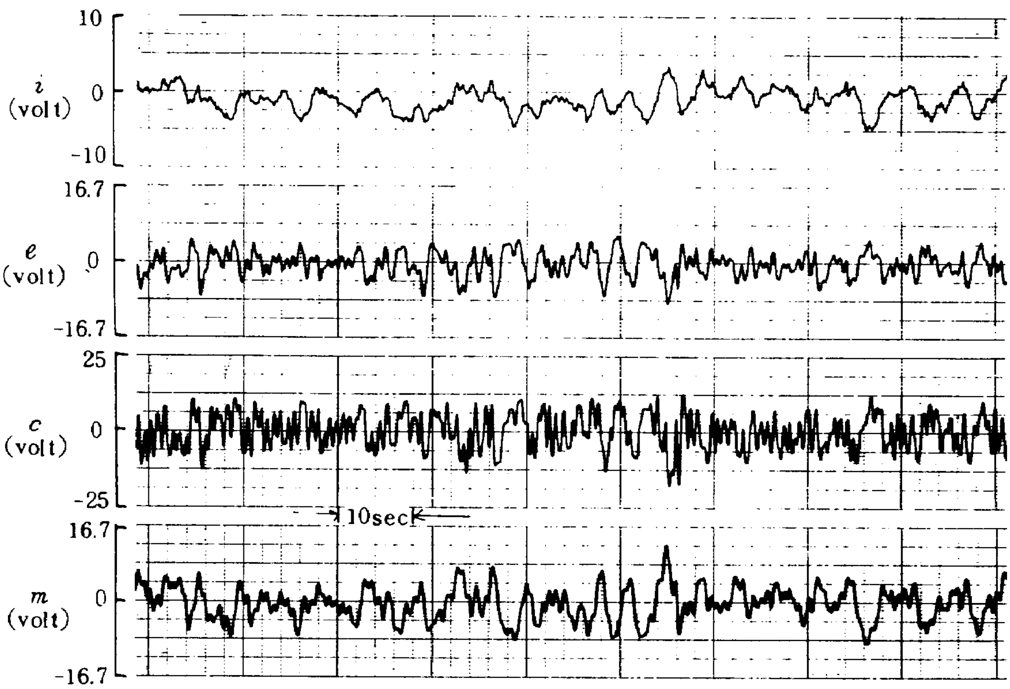


図 16－1　ペン書き記録例　E004，KWH，$Y_c=\frac{2}{s-2}$，$\omega_i=1.5$〔rad/sec〕

をパーフォマンスとして表1に並記する。表1を参照すると，制御対象あるいは外部入力のカットオフ周波数と制御の困難さとの関係が明らかになる。すなわち，制御の困難さは ω_i が増えるにつれ，また制御対象の不安定度が増すにつれ増大している。

4.2 MFPE法による解析結果

前章の3.3におけるシミュレーション結果から MFPE 法による解析が極めて有効であることが確認できたので，第2章の実験データについて主に$\hat{Y}_{P1}$, $\hat{Y}_{P2}$, $\hat{Y}_{P3}$の方法に基づいて解析した。

得られた記述関数の一部を図17－1～17－23に示す。さらに確認のために$\hat{Y}_{Pe}$と$\hat{Y}_{P1}$ とを重ねて図示した例が図18－1～18－4である。

以上の得られた結果について，解析結果の妥当性を以下のように検討した。

1）一般的に，図18－1～18－4から明らかな如く MFPE 法自体の妥当性は，クロススペクトル法による結果と MFPE法による結果がよく一致していることから，

図 16−2 ペン書き記録例　E026，KWH，$Y_c=\dfrac{25}{s^2-s+25}$，$\omega_i=0.75$〔rad/sec〕

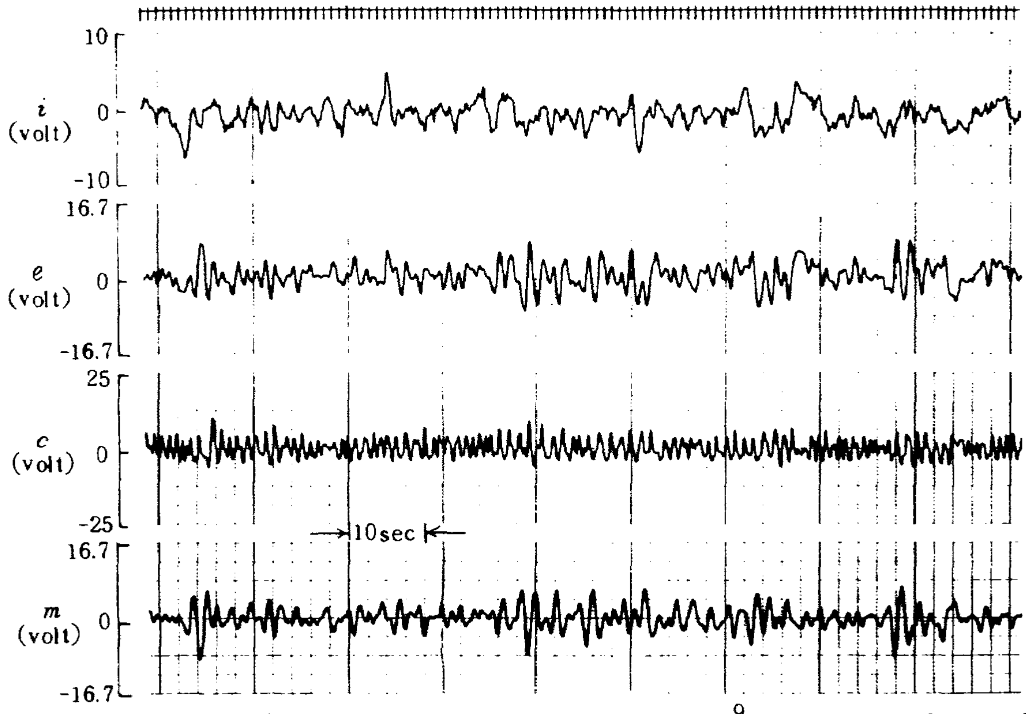


図 16−3 ペン書き記録例　E034，KWH，$Y_c=\dfrac{9}{s^2-s+9}$，$\omega_i=3$〔rad/sec〕

実験データについても確認できる。

2) MFPE法によるモデル化が実験データのそれぞれに対して成功しているか否かを調べるために，雑音源である白色雑音の推定相互相関係数ρ_{12}を整理すると図19の如くになる。これから，$\hat{Y}_{P_1}, \hat{Y}_{P_2}$のもとになる自己回帰モデルは大むね正しく求まっているが，$\hat{Y}_{P_3}$の自己回帰モデルではほとんど全てがその相関係数は統計的に無相関であるとはいえない。同様に，$\hat{Y}_{P_1}$の自己回帰モデルにお

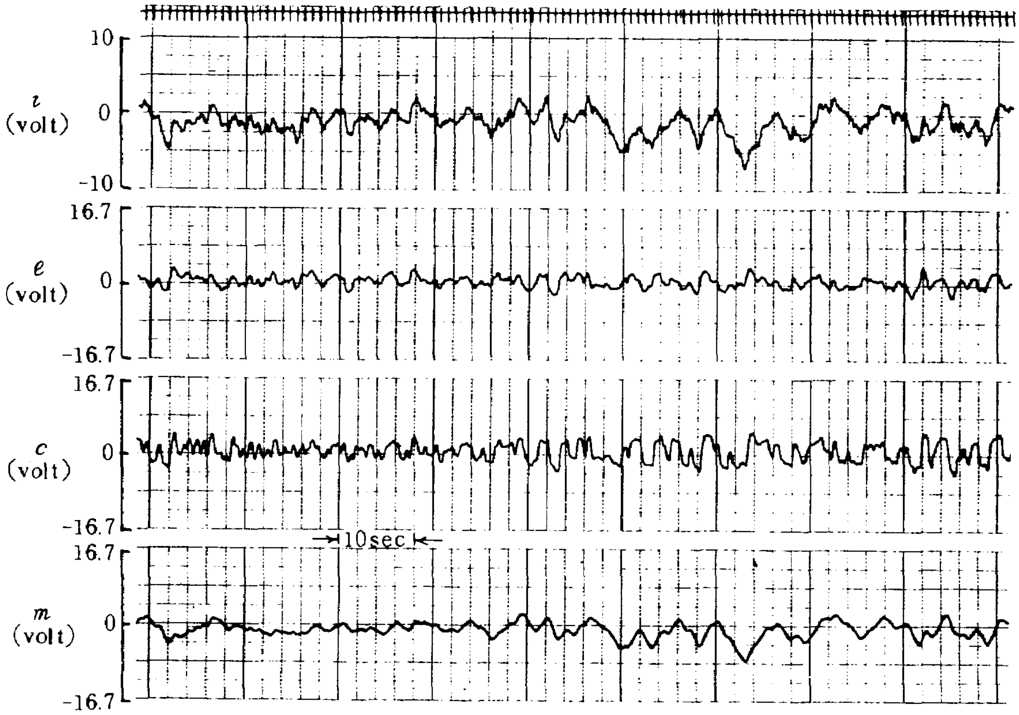


図 16−4 ペン書き記録例 E044，KNG，$Y_c = \frac{1}{s}$，$\omega_i = 1.5$〔rad/sec〕

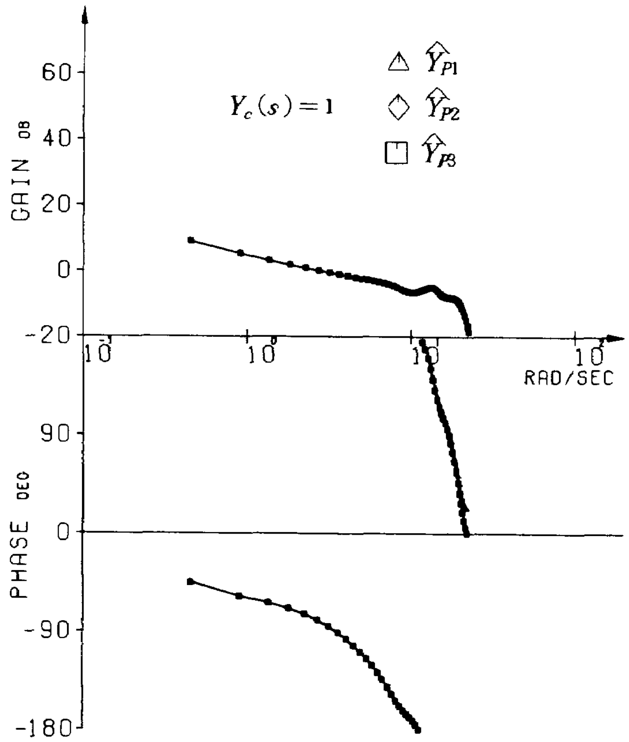


図 17−1 $Y_P(j\omega)$ KWH，E001，$\omega_i = 1.5$〔rad/sec〕

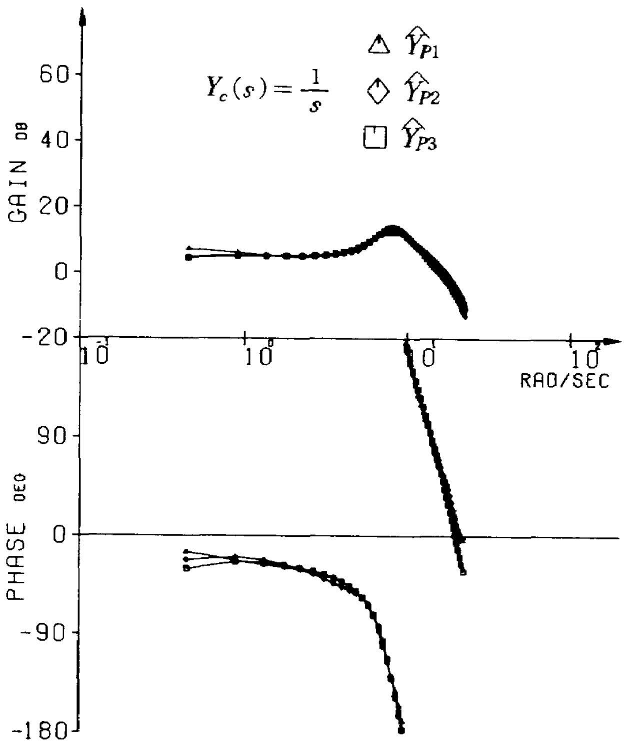


図 17−2 $\hat{Y}_P(j\omega)$ E002，KWH，$\omega_i = 1.5$〔rad/sec〕

いても$Y_c=1$の場合には相関係数は無相関であるとはいえない。これらの場合に相関係数が高くなる理由は，前章のシミュレーションの結果で述べたと同じく信号の間にダイナミクスの介入しないダイレクトリングがあり，これがモデル化を困難にしていることが考えられる。しかし，実用上の観点でいえばこれらのモデルのほとんどについても問題のない正しい結果が得られているのではないかと思われる。このことは，図17，18において大多数の場合で

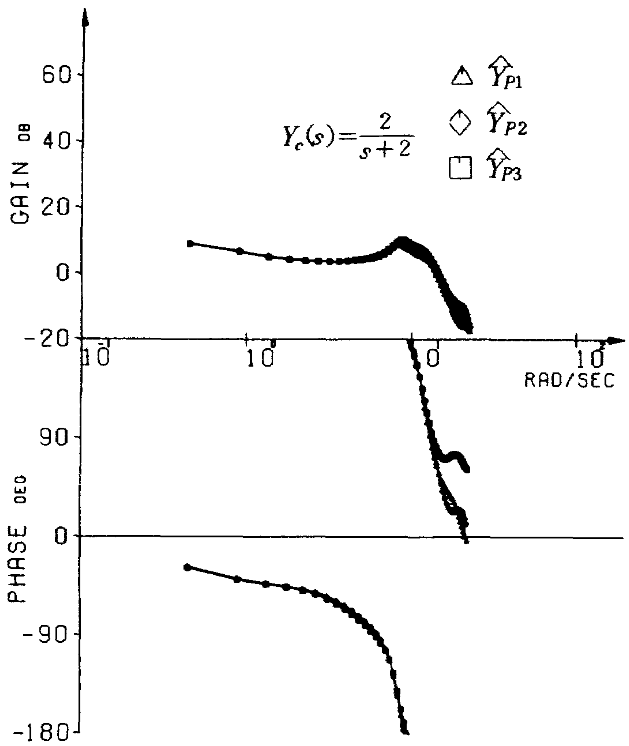


図 17−3　$\hat{Y}_P(j\omega)$　E003，KWH，ω_i = 1.5〔rad/sec〕

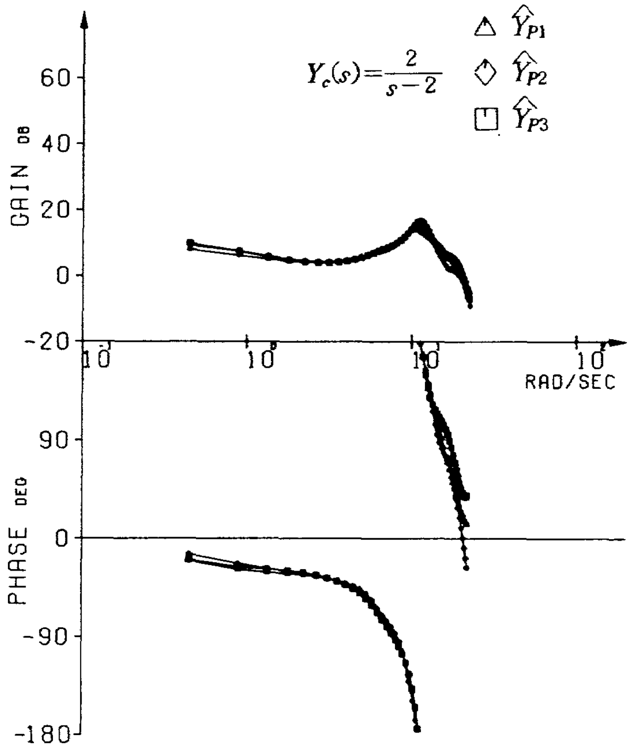


図 17−4　$\hat{Y}_P(j\omega)$　E004，KWH，ω_i = 1.5〔rad/sec〕

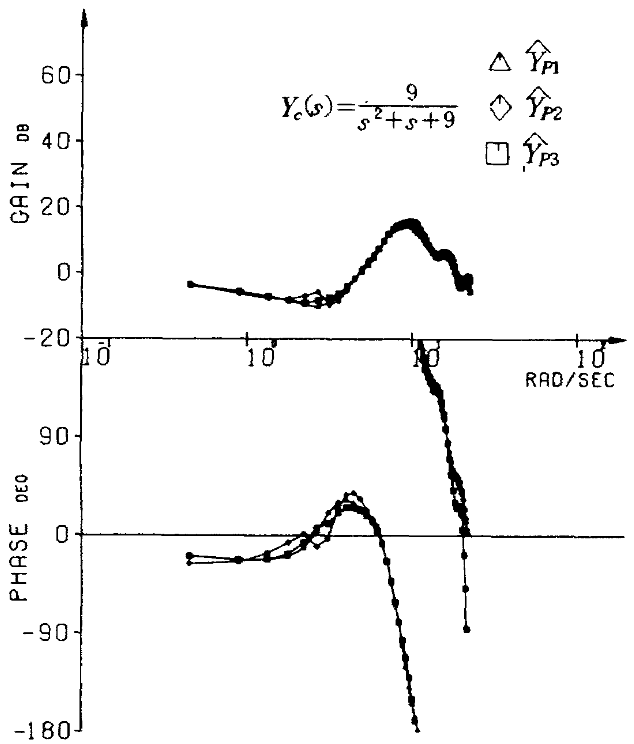


図 17−5　$\hat{Y}_P(j\omega)$　E008，KWH，ω_i = 1.5〔rad/sec〕

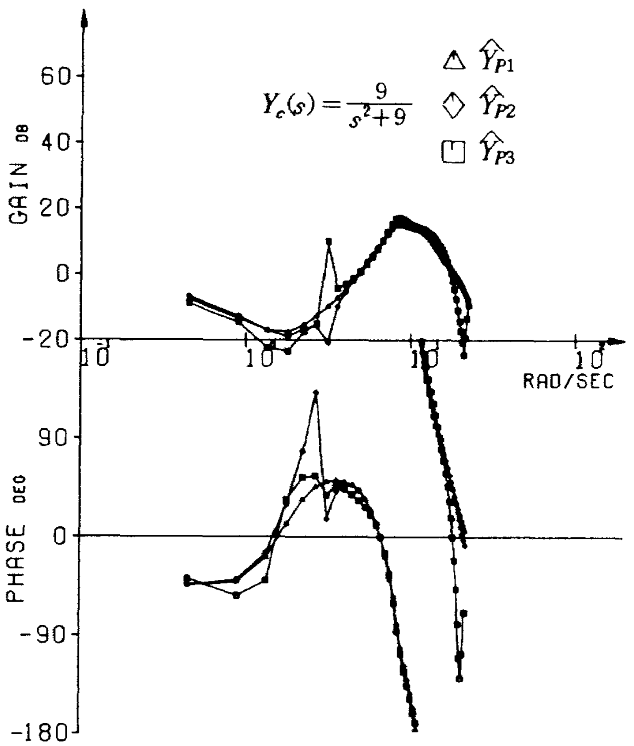


図 17−6　$\hat{Y}_P(j\omega)$　E009，KWH，ω_i = 1.5〔rad/sec〕

$\hat{Y}_{Pe}$ $\hat{Y}_{P1}$, $\hat{Y}_{P2}$, $\hat{Y}_{P3}$ がよく一致していることから確認できる。

3）モデル化の良否を別の側面から調べるためにコヒレンシイについて検討すると，すべてのケースでほぼ1〜10〔rad／sec〕にわたって，

$$\rho^2_{ic}(\omega) > 0.25$$
$$\rho^2_{ec}(\omega) > 0.75$$
$$\rho^2_{em}(\omega) > 0.75 \qquad \text{（図20）}$$

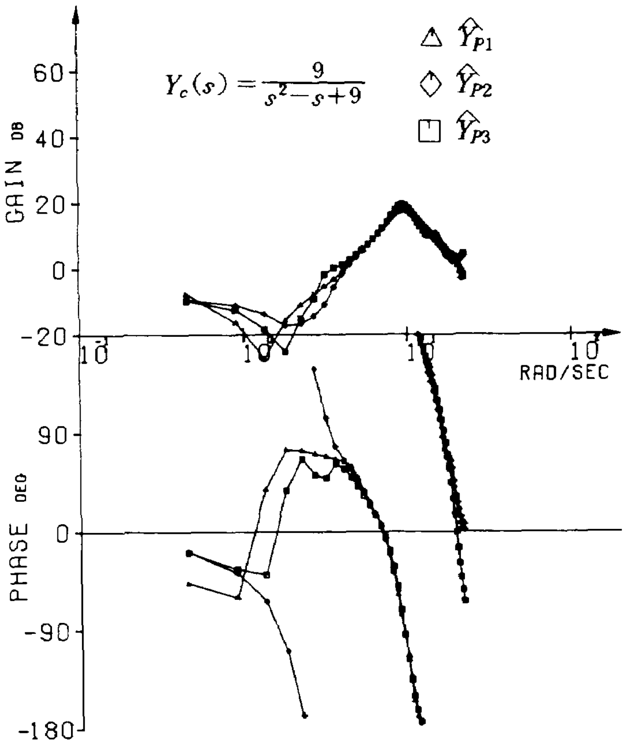


図 17−7 $\hat{Y}_P(j\omega)$ E010, KWH, $\omega_i = 1.5$〔rad/sec〕

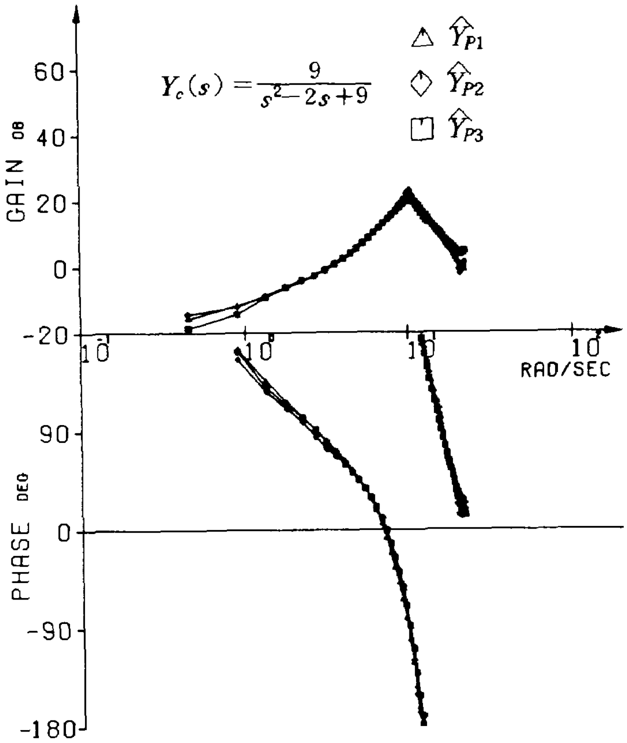


図 17−8 $\hat{Y}_P(j\omega)$ E011, KWH, $\omega_i = 1.5$〔rad/sec〕

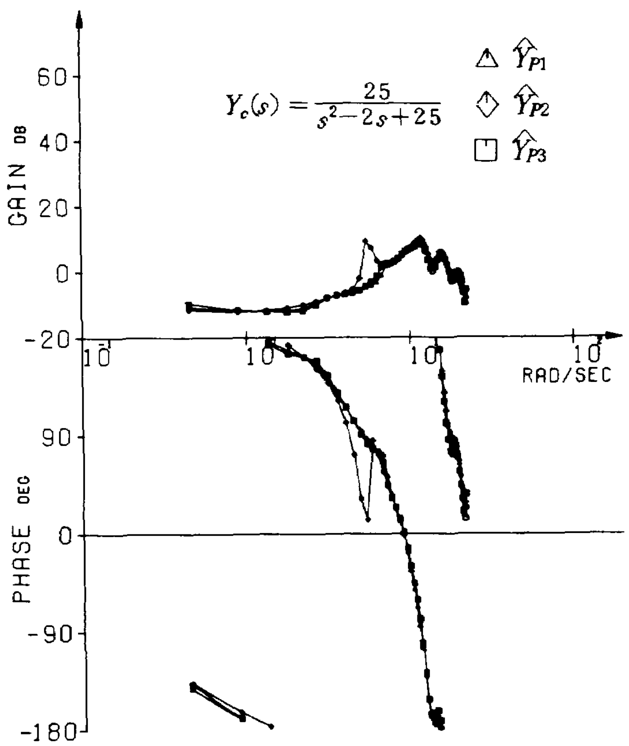


図 17−9. $\hat{Y}_P(j\omega)$ E012, KWH, $\omega_i = 1.5$〔rad/sec〕

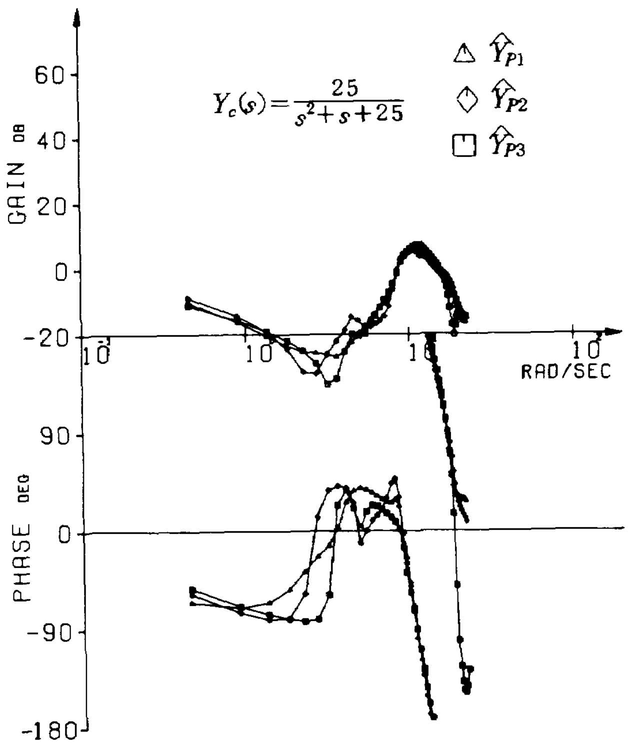


図 17−10 $\hat{Y}_P(j\omega)$ E013, KWH, ω_i 1.5〔rad/sec〕

であることがわかり，人間オペレータ出力のうちのかなりの部分のパワがこのモデルで表現されていることが確認できる。

4）この形のモデル化が実際の実験状況に適したものであるかどうかを調べるために，それぞれの雑音源の人間オペレータ出力に対する寄与率 脚註） を求める。i と c の自己回帰モデルの場合，i の雑音源の c のパワに寄与する割合 $R_{ci}(\omega)$ はかなり小さいことが明らかである。（図２１）これは，被験者が正確なトラッキングをおこなっていないというよりむしろ，$i(t)$ と $c(t)$ によるモデル化において，$c(t)$ から $i(t)$ へは実際フィードバックがないにもかかわらず，仮想的にこの間のフィードバックがあるかのように考えてモデル化を試み，その結果を利用したノイズ寄与率が計算されているのであるから当然それに大きな誤差が含まれてしまう，すなわちこの形でモデル化することに由来する誤差であると思われる。ただし，この形でのモデル化でも $\hat{Y}_{P2}$ 自体は仮想上のフィードバックの影響なしに推定されるので，図１７－１～１７－２３から明らかな如く正しい記述関数である。

つぎに，得られた記述関数そのものから得られる人間オペレータの動特性に関する知見を以下にまとめる。

ｉ）制御対象がオペレータ動特性に与える影響

$Y_c=1$，$1/s$，$2/(s+2)$ 等の制御が簡単な場合にはパイロットの伝達関数はほぼクロスオーバーモデルに一致することがわかる。また，制御対象が２次の振動系であるときは一様に特徴のあるオペレータ記述関数が得られている。それらは近似的に

$$Y_P(s)=\frac{1+T_Ls+T_L's^2}{1+T_Ns}\,e^{-\tau_e s} \qquad (8)$$

と表現することが可能である。しかし上式で表現できる帯域が明らかに狭い場合が多く見うけられる。さらに，$Y_c=2/(S-2)$ という一次不安定系制御時のオペレータ

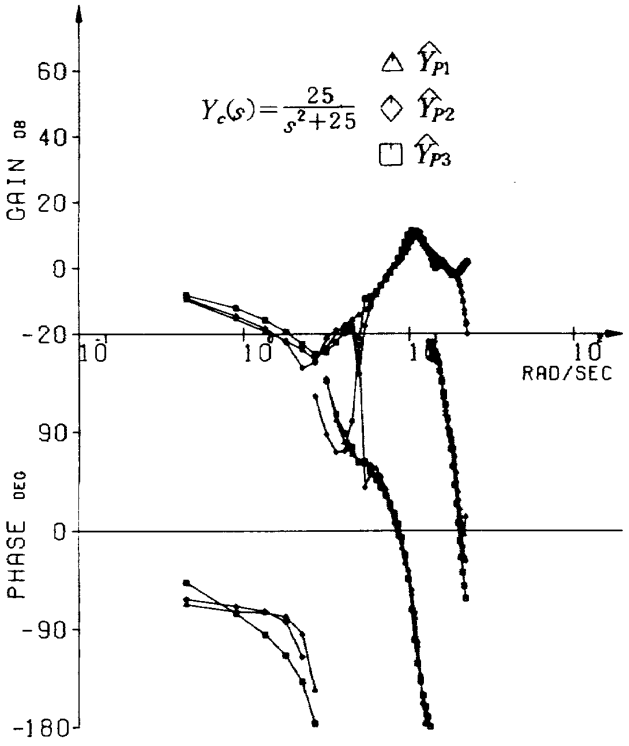


図 17－11 $\hat{Y}_P(j\omega)$ E014，KWH，ω_i=1.5〔rad/sec〕

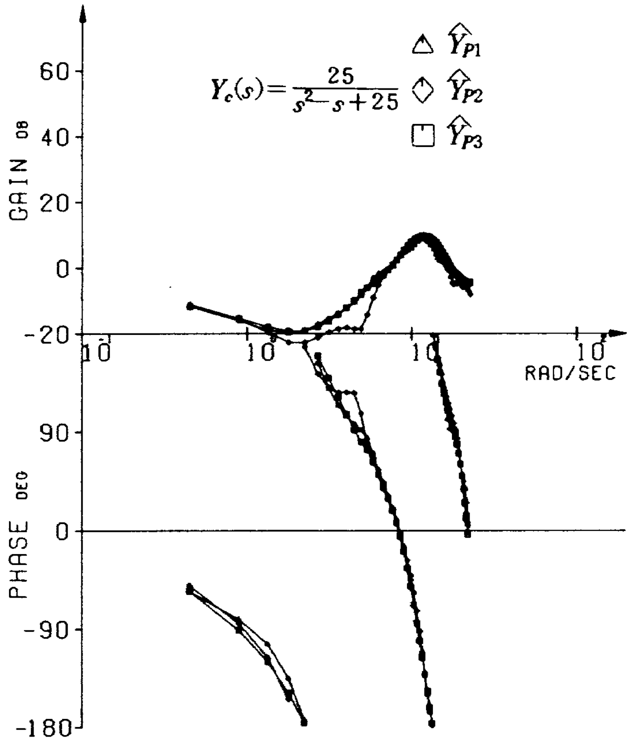


図 17－12 $\hat{Y}_P(j\omega)$ E015，KWH，ω_i=1.5〔rad/sec〕

脚註）ノイズ寄与率について

ノイズ寄与率 $R_{ij}(\omega)$ は本文(2)式において $\varepsilon_i(n)$ がお互いに独立であるという条件の下で次式で定義される[18]。

$$R_{ij}(\omega)=\frac{q_{ij}(\omega)}{p_{ii}(\omega)}$$

上式で p_{ii} は $x_i(n)$ のパワスペクトル，また，$q_{ij}=\left|[\underline{A}(\omega)]^{-1}_{ij}\right|^2\sigma^2_{jj}$ は，$x_i(n)$ の全パワに対する j 番目のノイズ源の寄与した部分である。かつ，$[\underline{A}(\omega)]^{-1}_{ij}$ は $[\underline{A}(\omega)]^{-1}$ の（i，j）要素であり，

$$\underline{A}(\omega)=\sum_{m=0}^{M}\underline{A}_M(m)\exp(-j\omega\Delta m)$$

ただし，$\underline{A}_M(o)=-\underline{I}$ である。さらに，σ^2_{jj} は $\varepsilon_j(n)$ の分散を表わしている。

動特性は，$Y_c=1/s$ の場合と類似している。しかし $Y_c=1/s$ のときよりも高周波数領域での位相の遅れが少なくゲインに関しても10〔rad/sec〕でゲインのピークがみうけられる。これらから，$Y_c=2/(s-2)$ を制御しているときは $Y_c=1/s$ の場合よりもタイトな制御，つまり応答の速い敏感な制御になっているといえる。

ⅱ）外部入力のカットオフ周波数の影響

今回の実験に用いた信号のパワスペクトルは図4－1～4－3に示されているが，これからも明らかな如く $\omega_i=3$〔rad/sec〕の場合はあたかも1つの肩しか持たない

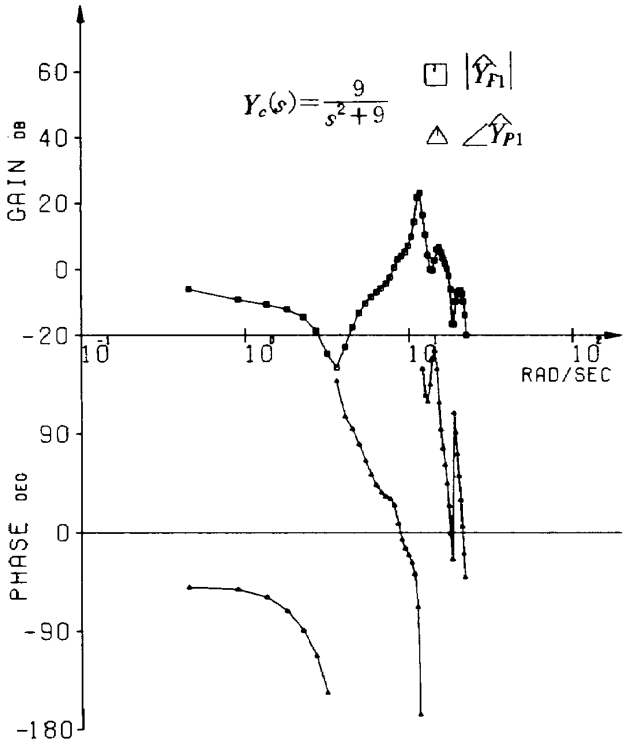


図 17−13　$\hat{Y}_{P1}(j\omega)$　E021，KWH，$\omega_i=0.75$〔rad/sec〕
$\hat{Y}_{P2}$，$\hat{Y}_{P3}$ はばらつきが大きいので省略

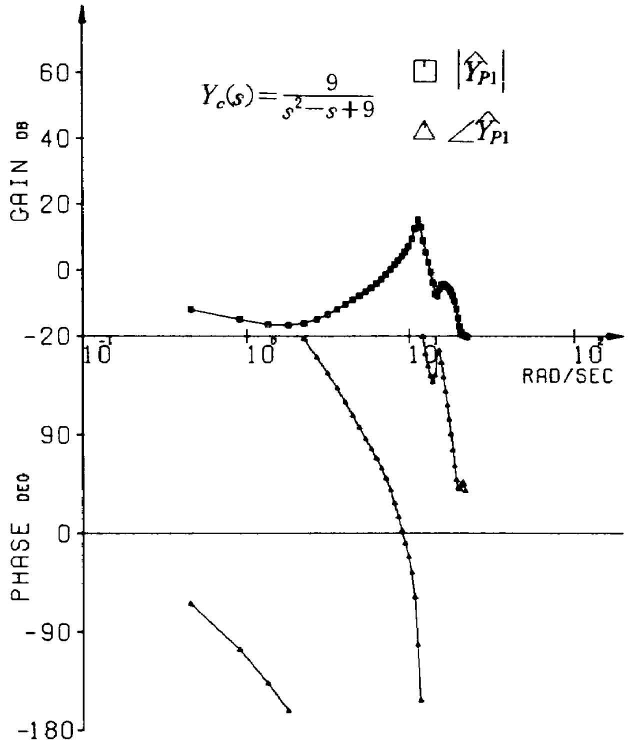


図 17−14　$\hat{Y}_{P1}(j\omega)$　E022，KWH，$\omega_i=0.75$〔rad/sec〕
$\hat{Y}_{P2}$，$\hat{Y}_{P3}$ はばらつきが大きいので省略

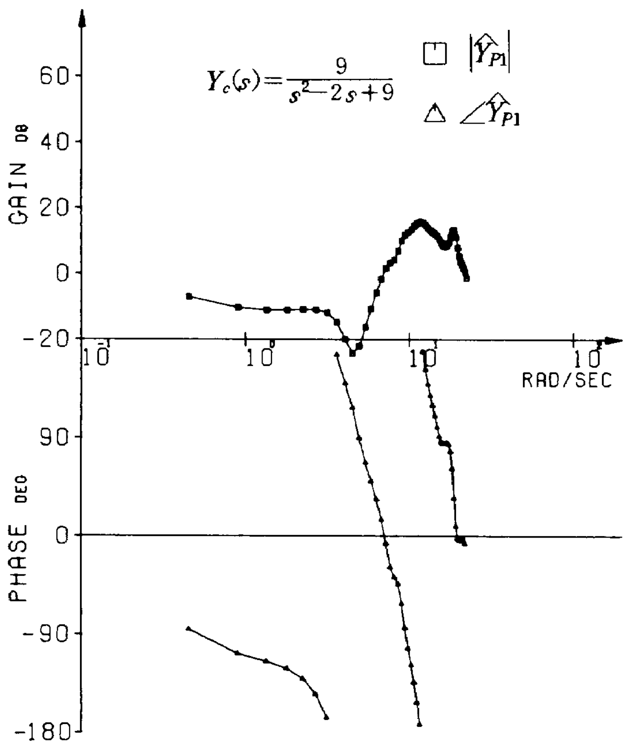


図 17−15　$\hat{Y}_{P1}(j\omega)$　E023，KWH，$\omega_i=0.75$〔rad/sec〕
$\hat{Y}_{P2}$，$\hat{Y}_{P3}$ はばらつきが大きいので省略

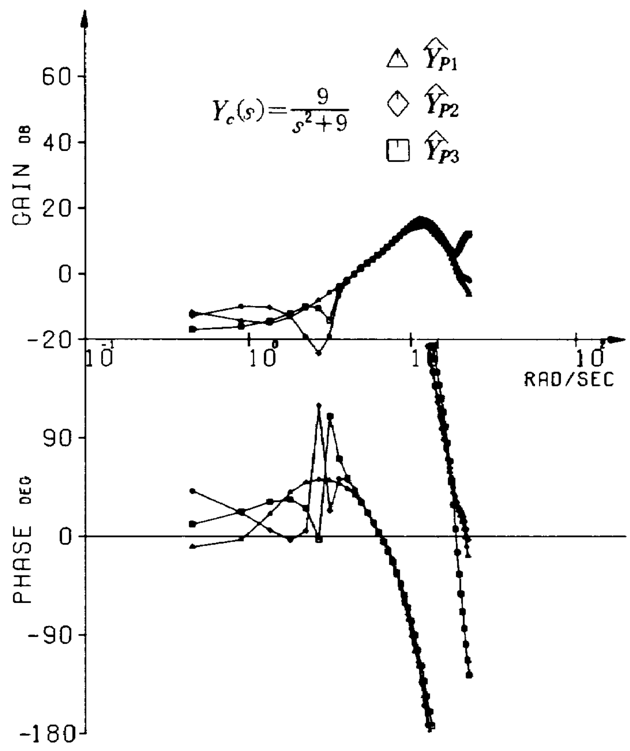


図 17−16　$\hat{Y}_P(j\omega)$　E033，KWH，$\omega_i=3$〔rad/sec〕

ようなスペクトルとなり，高周波数成分が多いので制御は非常に困難である。このため，不安定度の強い制御対象の場合安定に制御することができず，必要なデータを得られないことがあった。一般にパーフォマンスは ω_i が大きくなるにつれて悪化していることは当然と思われる。

$\omega_i = 3$〔rad/sec〕のとき $Y_c = 1$, $1/s$ の場合でゲインの減少がみられるが，制御が困難な制御対象の場合には ω_i の影響はドミナントではない。このことから，制御が困難な場合外部入力は人間オペレータが系を安定化しようとする際の観測雑音とみなされ，比較的注目されない

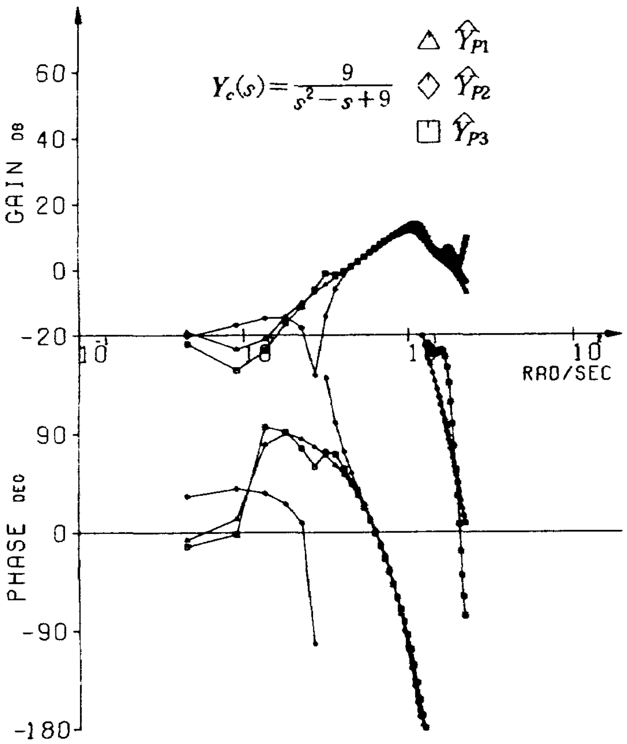


図 17−17　$\hat{Y}_P(j\omega)$　E034, KWH, $\omega_i=3$〔rad/sec〕

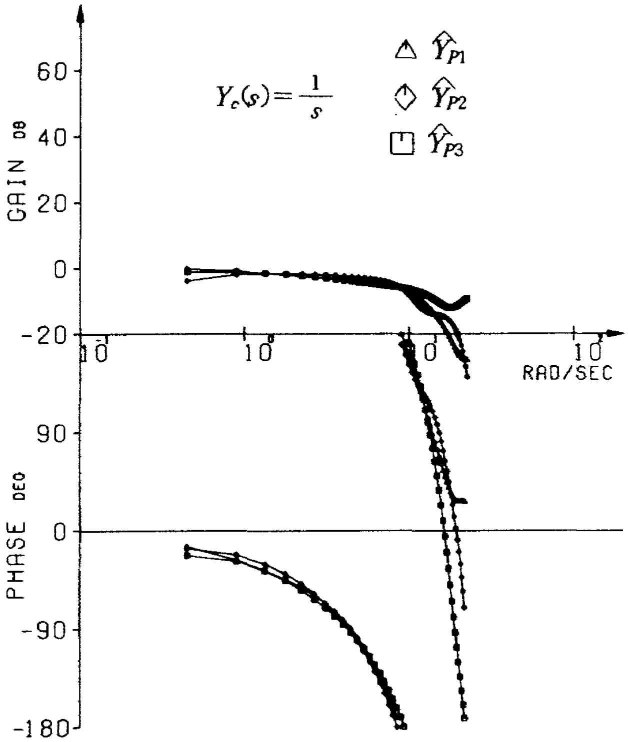


図 17−18　$\hat{Y}_P(j\omega)$　E041, ING, $\omega_i=1.5$〔rad/sec〕

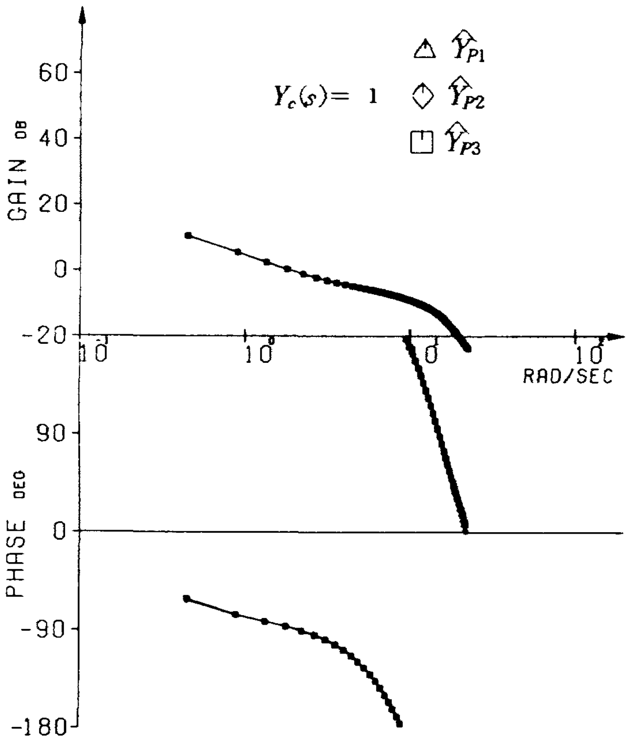


図 17−19　$\hat{Y}_P(j\omega)$　E043, KNG, $\omega_i=1.5$〔rad/sec〕

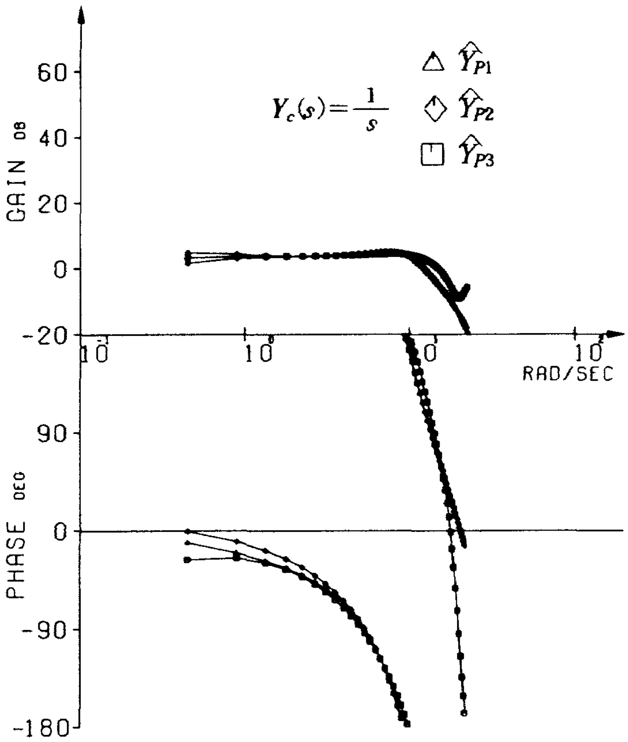


図 17−20　$\hat{Y}_P(j\omega)$　E044, KNG, $\omega_i=3$〔rad/sec〕

と考えられる。

iii）被験者の違いおよび被験者の試行のくり返しの影響

得られたパーフォマンスや記述関数をみる限り被験者固有のあるいは被験者の試行の違いによる有意な動特性の相異はみうけられなかった。

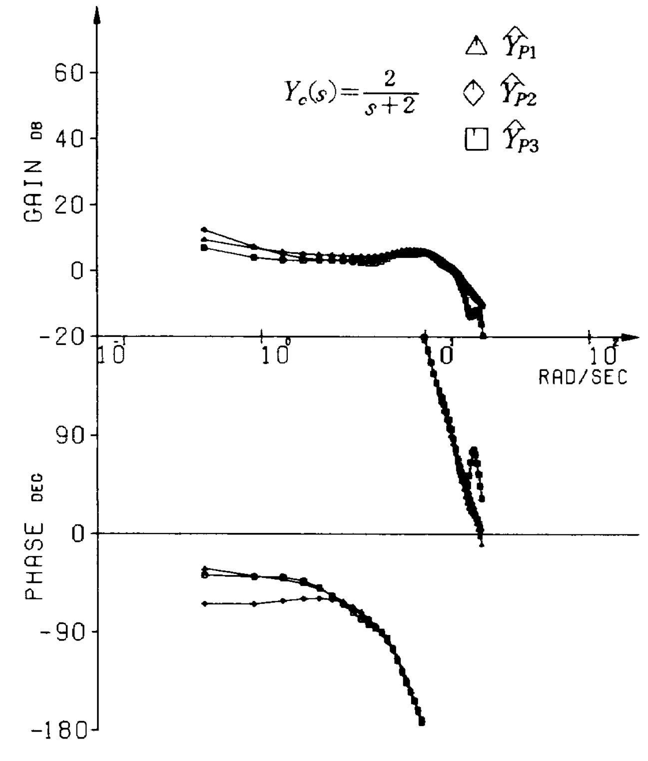


図 17−21 $\hat{Y}_P(j\omega)$ E045, KNG, $\omega_i=1.5$〔rad/sec〕

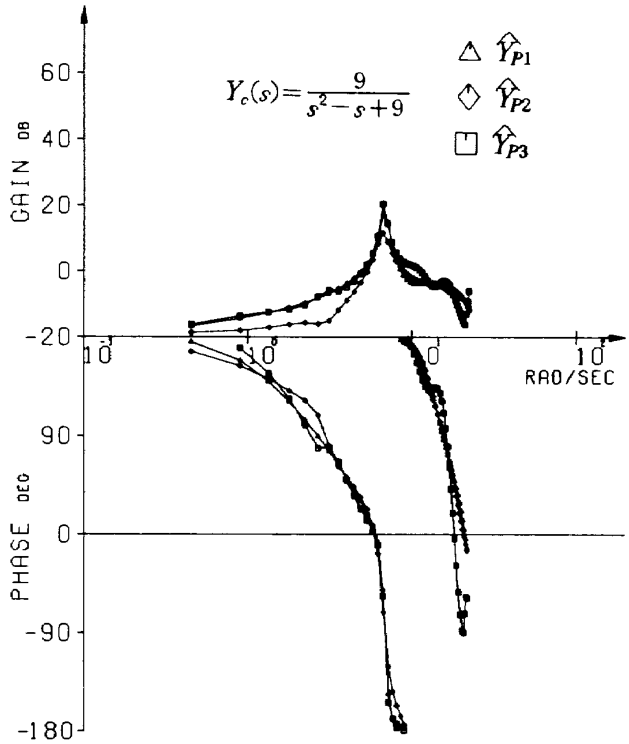


図 17−22 $\hat{Y}_P(j\omega)$ E050, ING, $\omega_i=1.5$〔rad/sec〕

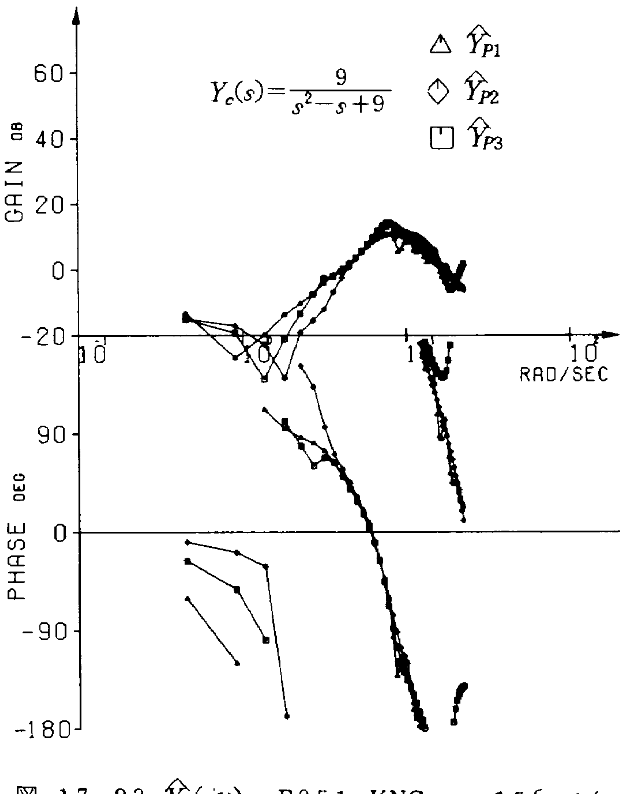


図 17−23 $\hat{Y}_P(j\omega)$ E051, KNG, $\omega_i=1.5$〔rad/sec〕

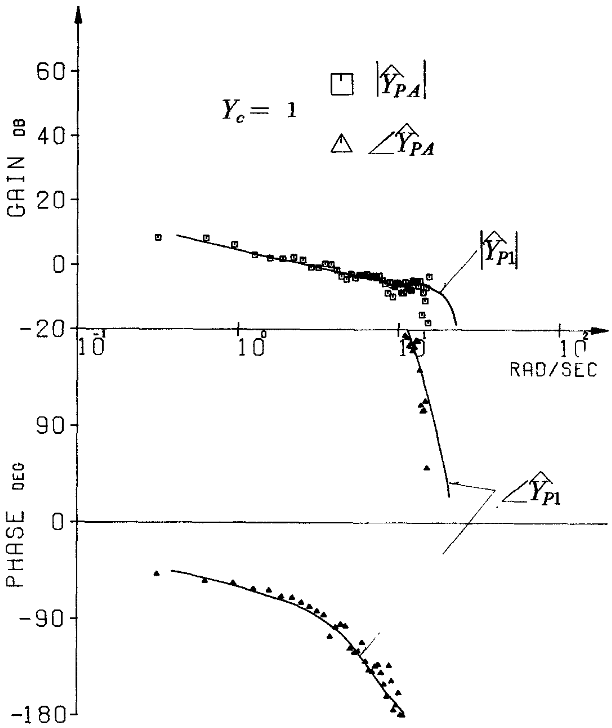


図 18—1 $\hat{Y}_{Pa}$ と $\hat{Y}_{P1}$ E001

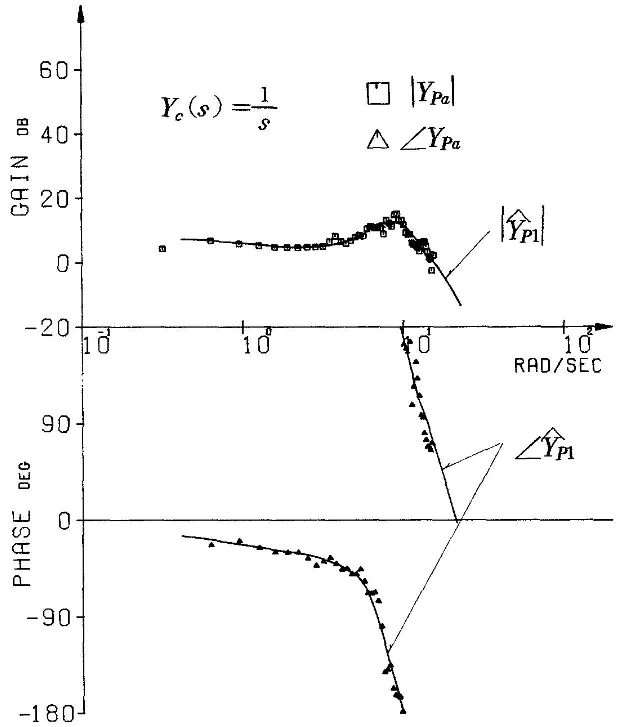


図 18—2 $\hat{Y}_{Pa}$ と $\hat{Y}_{P1}$ E002

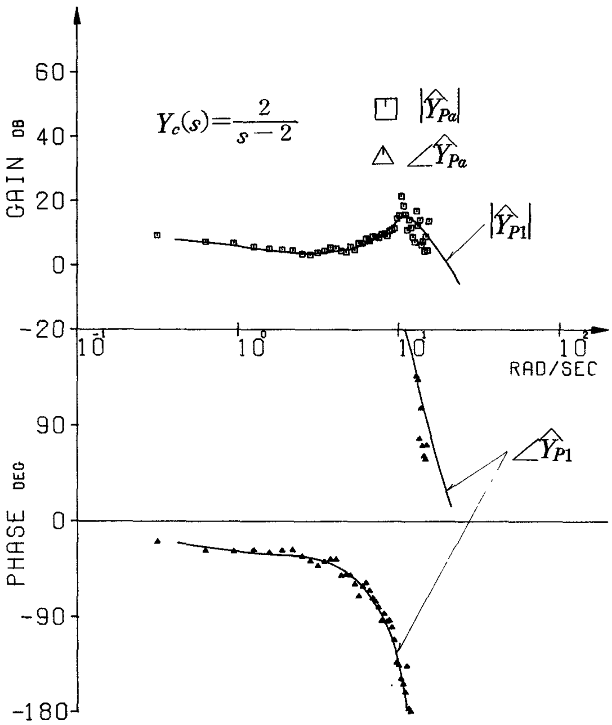


図 18—3 $\hat{Y}_{Pa}$ と $\hat{Y}_{P1}$ E004

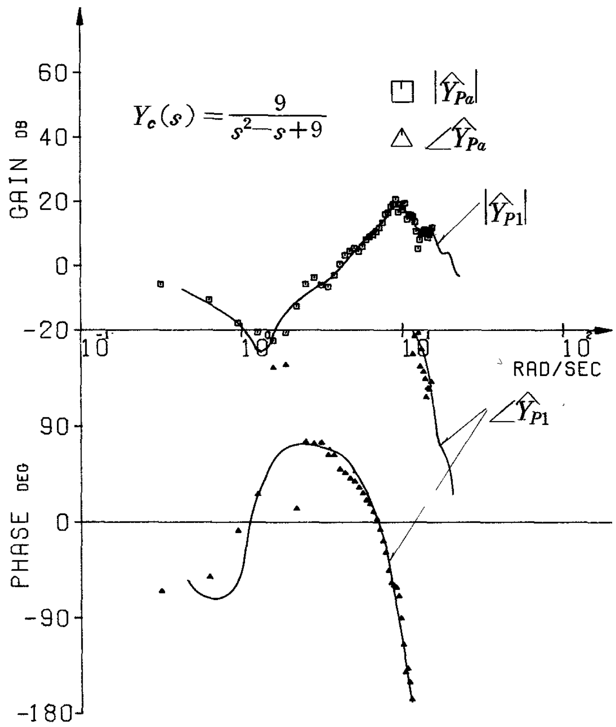
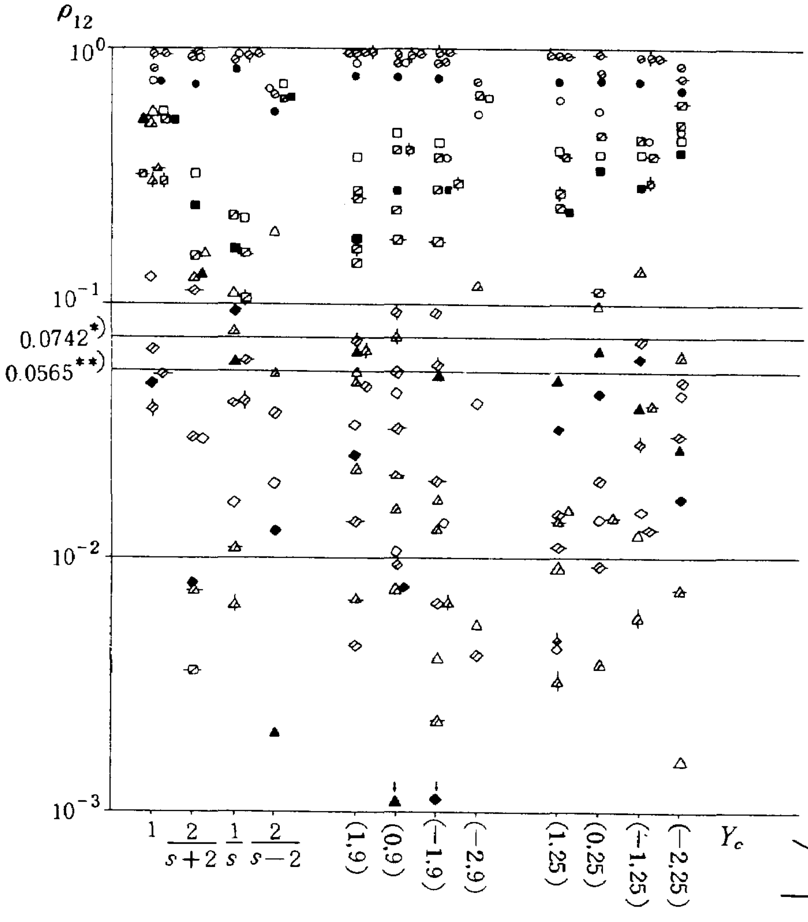
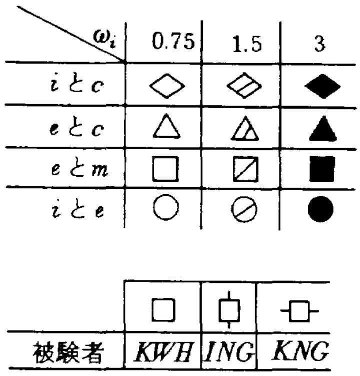


図 18—4 $\hat{Y}_{Pa}$ と $\hat{Y}_{P1}$ E010

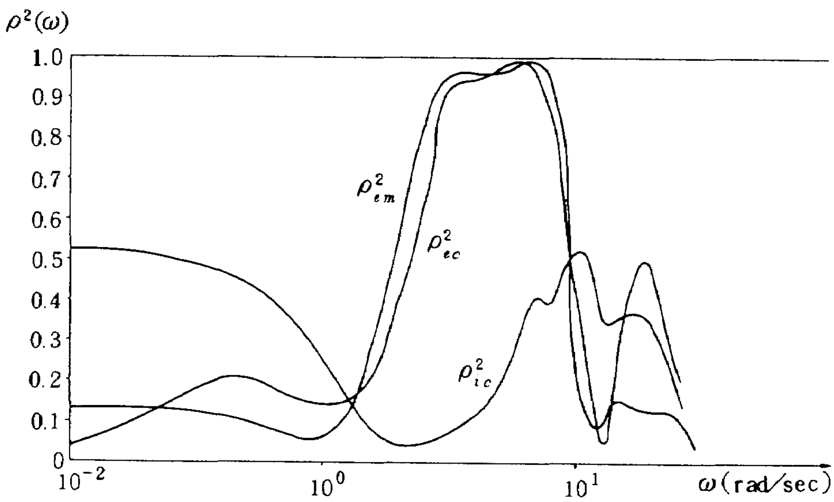




*）以上が無相関仮説の１％棄却域
**）以上が　〃　の５％棄却域

但し Y_c のうち (x,y) は，$Y_c=\dfrac{y}{s^2+xs+y}$ を表わす。

図 19 ノイズ源間の推定相関係数の大きさの比較



E010

$Y_c=\dfrac{9}{s^2-s+9}$

図 20 コヒレンシイの一例

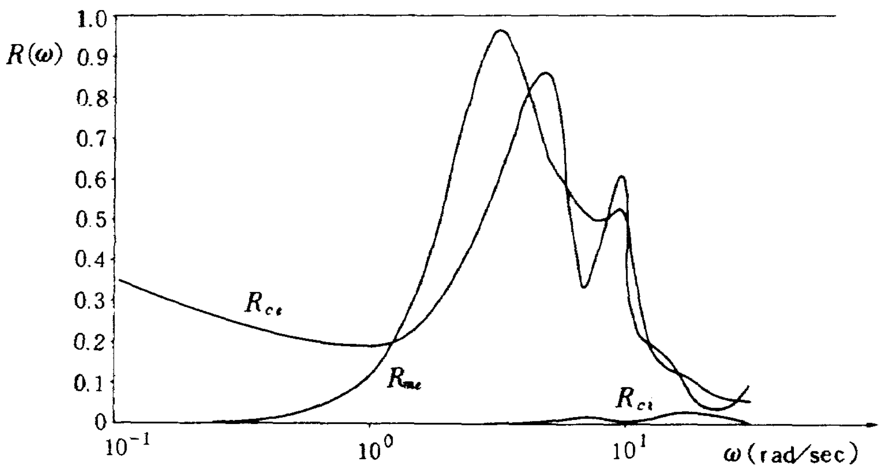


図 21 推定相対ノイズ寄与率の一例　E010 $Y_c=\frac{9}{s^2-s+9}$

4.3 人間オペレータのインパルス応答について

$\hat{y}_{p1}$ によって初めて安定した人間オペレータインパルス応答が得られた。$\hat{y}_{p1}$ は解析した全てのデータに対して安定な形で求められている。それらの例を図22－1～22－4に示す。これらのインパルス応答が実際のデータを充分表現しているかどうかを調べるために,

$$c^*(n)=\sum_{j=1}^{J}\hat{y}_{p1}(j)e(n-j)\Delta \tag{56}$$

を計算し，$c(n)$と比較した。上式において，仮に$J=50$として計算した一例を図23に示す。図からも明らかな如くこれらのインパルス応答によってオペレータ出力の大部分が表現できることがわかる。従来から線形モデルで表現することが問題になっていた不安定系制御時の人間オペレータのモデルが，以上によって線形で充分モデル化し得ることが確認できる。

人間オペレータインパルス応答において特徴的なことは

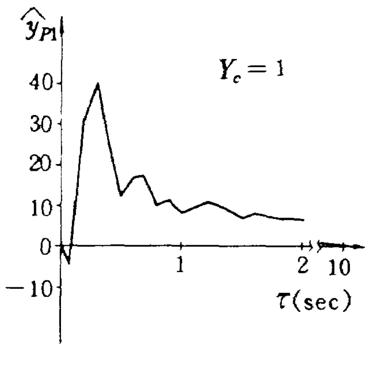


図 22−1　$\hat{y}_{P1}(\tau)$

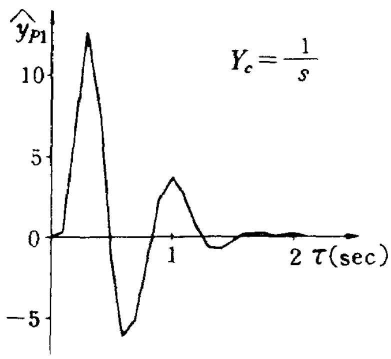


図 22−2　$\hat{y}_{P1}(\tau)$

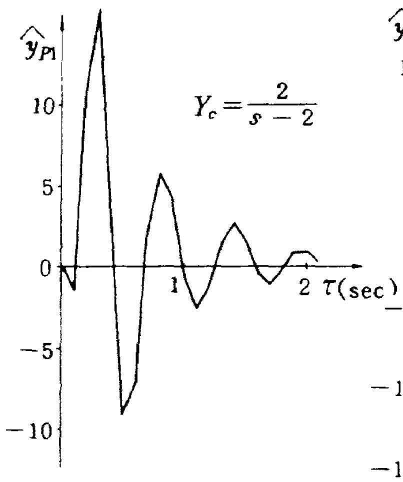


図 22−3　$\hat{y}_{P1}(\tau)$

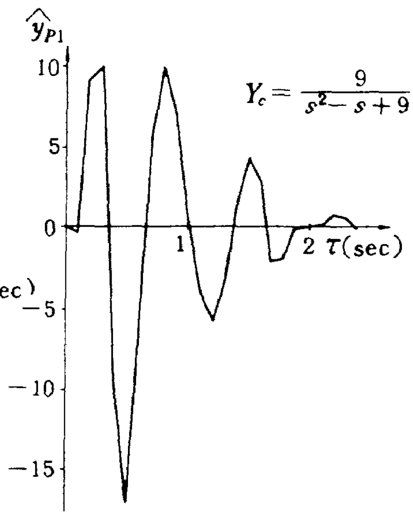


図 22−4　$\hat{y}_{P1}(\tau)$

図22－1～22－4でも示されている様に，

$$\hat{y}_{p1}(1) \fallingdotseq 0 \qquad (57)$$

であることである。これは他の被験者の場合にもあてはまるので，(57)式は一般的に被験者の生理的な反応遅れであると考えられる。すなわち，反応遅れを τ_0 とすると，$\Delta=0.1$〔sec〕で解析したのであるから，

$$0.1 \leq \tau_0 < 0.2 \text{〔sec〕}$$

であると考えられる。上式の τ_0 と，(8)式の τ_e との関係について以下で若干の検討をおこなう。

本来人間オペレータにおける反応時間遅れを線形の記述関数の中で考慮する場合普通は，

$$Y_P(s)=K_P\frac{1+T_{L1}s+T_{L2}s^2+\cdots T_{Ln}s^n}{1+T_{I1}s+T_{I2}s^2+\cdots T_{Im}s^m}e^{-\tau s} \qquad (59)$$

というモデルを考え，上式のうちの（$n+m+2$）個の未知パラメータの一つとして何らかの基準に基づいて推定される場合が多い。ところが上式で求められる τ の中には反応時間遅れの他に(59)式の近似をおこなう際の誤差も加わってくる。たとえば，$n=1$ と近似して求めた τ と $n=2$ に近似して求めた τ とは異なったものになる。(59)式の τ は単なるパラメータにすぎず，従来提案されてきているむだ時間が種々の値（0.15～0.8〔sec〕）をとっていることもこの理由によると考える。いっぽう，生理的な意味での反応時間遅れは人間の神経回路固有のものと考えられ一定の値に近い筈である。この意味の反応遅れは，人間オペレータの応答を連続なインパルス応答で表現したとき図24の τ_0 に対応する。この $y_p(\tau)$ をフーリエ変換した $Y_P(j\omega)$ について（59）式の n と m を仮定してパラメータ推定をおこない，得られた τ を τ_e とするならば当然 τ_e は τ_0 とは異なってくる。例えば，(8)式の形で求められた τ_e は，約0.45〔sec〕程度である。この両者の違いは，$T_L s$ の項で表現される進み動作がインパルス応答の中の時間間隔の大きな後退形差分に対応しているが，この後退形差分が必然的に位相の遅れを伴ない，τ_e がこれを含んでしまうので生じる。以上の検討から，人間オペレータの進み動作には実効むだ時間の必然的な増加というコストが伴うというクロスオーバモデルで示された現象（第1章2節3））について，人間オペレータのインパルス応答で説明できることがわかった。すなわち，進み動作はインパルス応答で示されたように過去の信号を記憶してそれらの差に比例して為され，差を求める際にむだ時間が必要となるという形で実効むだ時間の必然的増加が説明できる。

4.4　その他の同定されたダイナミクスについて

人間オペレータのダイナミクスで Y_P と共に重要な特性であるものにレムナントのスペクトルがある。今回の如く線形解析においては，レムナントはオペレータ側で発生した白色雑音が成形されて $c(t)$ に加わる雑音であると表現される。

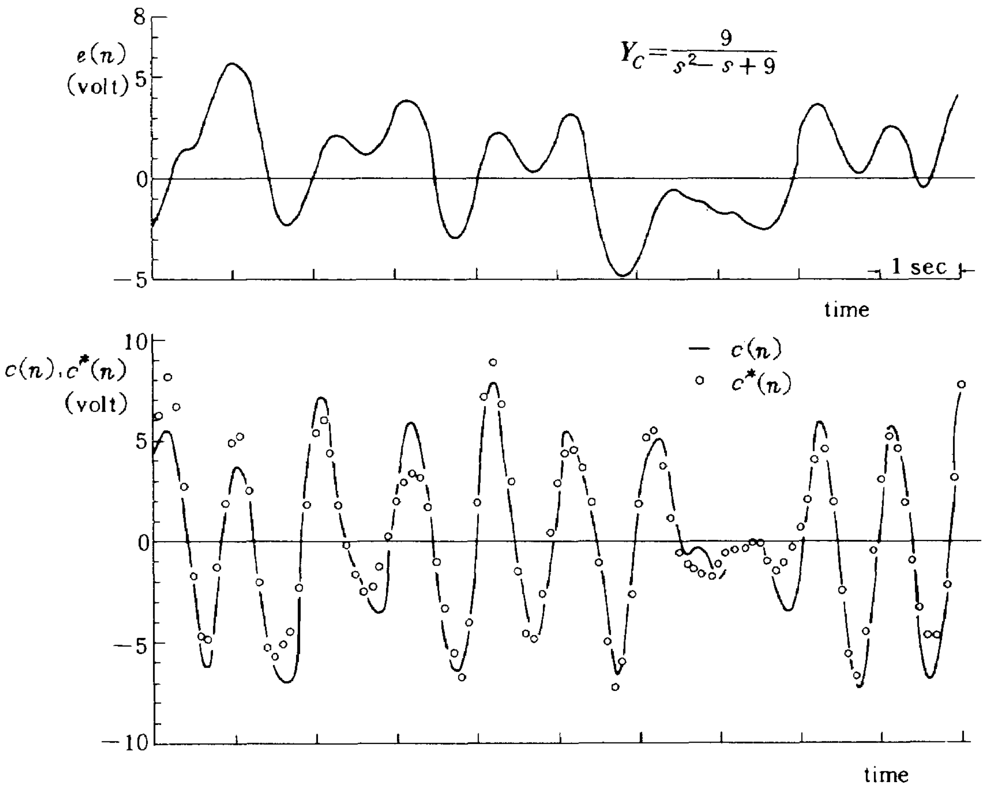


図　23　$c(n)$ と $c^*(n)$ との比較例

この成形フィルタ，$F_r(j\omega)$が，それ故レムナントを特徴づけるものとなる。F_r の推定関数$\hat{F}_r$ が$\hat{Y}_{P1}$を同定する際に求められるが，その例を図２５－１，２５－２に示す。一般的にF_r はローパス型に同定されておりその帯域も従来の知見と類似している。またレムナントの大きさは，制御対象が不安定になると共に増大し，２０dB 以上の変動巾がある。また，不安定な場合にはしばしば図２５－２の如く約１０〔rad/sec〕程度のところでゲインがピークをもっており，これは被験者にかかわりなく生じている。このピークはY_Pの側でも特徴的に出現するが，これが人間オペレータのくせに由来するものか，何らかの安定化に必要なものか，さらには人間の生理的な特性をあらわすものか不明である。この現象は，人間オペレータの非線形制御のあらわれであるとしてリズミックレスポンスの一種であると解釈するのが現在の処では最も妥当であると思える[36]。

また，このF_r は法則性なく変動している。いっぽう人

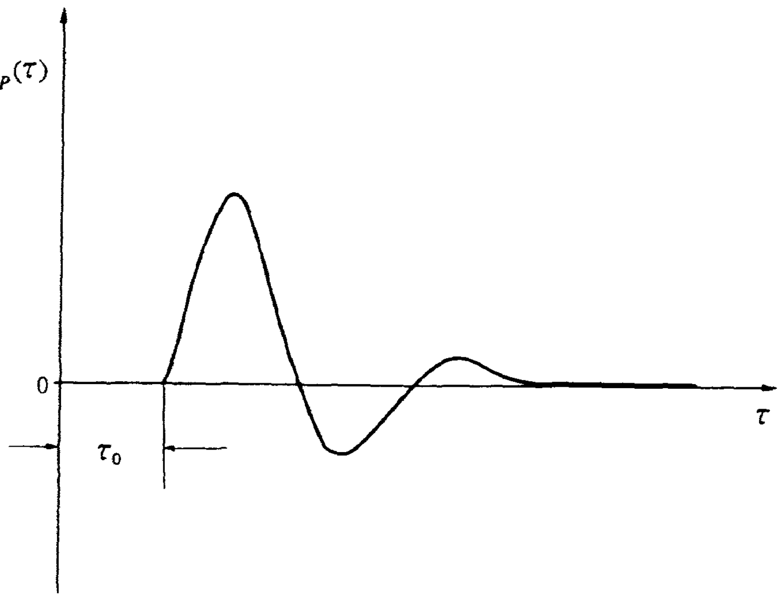


図 24 仮想の人間オペレータのインパルス応答

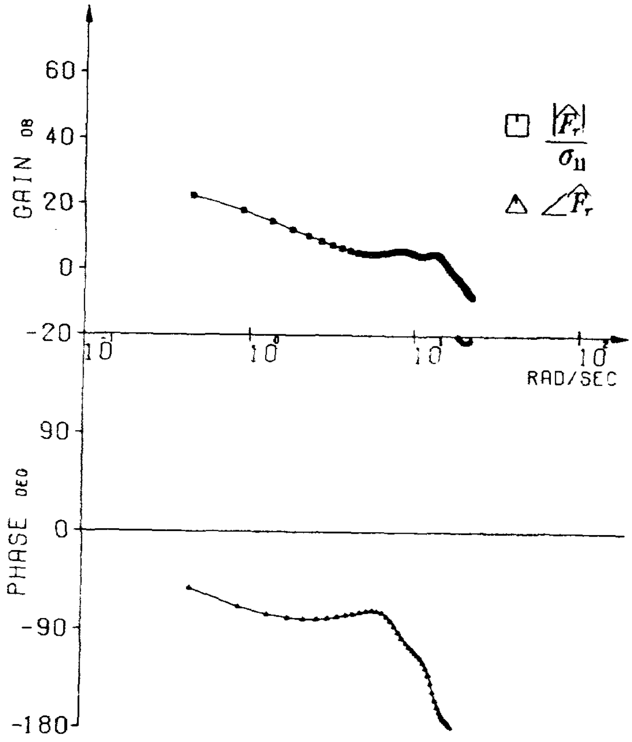


図 25―1 $\dfrac{\hat{F}_r}{\sigma_{11}}$ E001，KWH，$Y_c=1$，$\omega_i=1.5$〔rad/sec〕

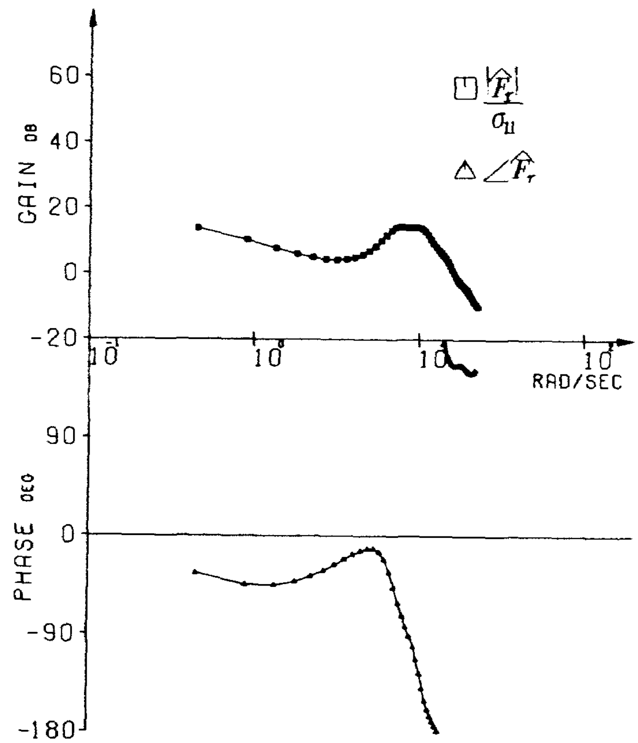


図 25―2 $\dfrac{\hat{F}_r}{\sigma_{11}}$ E011，KWH，$Y_c=\dfrac{9}{s^2-2s+9}$，$\omega_i=1.5$〔rad/sec〕

間オペレータの動特性のうち白色雑音の印加する前の部分 F_P は

$$\hat{F}_P(j\omega)=\frac{\hat{Y}_P(j\omega)}{\hat{F}_\tau(j\omega)} \qquad (60)$$

で推定できるが，この部分は主に制御対象の変動に応じて変化している。以上から今回の実験状況における人間オペレータのレムナント発生源に関するある程度の見当をつけることができる。もし，レムナントの主発生源が観測ノイズであるとするならば，F_P は変動しない筈である。いっぽうもしレムナントの主発生源がモータノイズであるとするならば，F_τ は変動しない固定されたダイナミクスとして求まる筈である。今回の解析結果は上記両者のどちらでもないことから今回の実験状況では，レムナントの主発生源は中枢にあるのではないかと推察される。

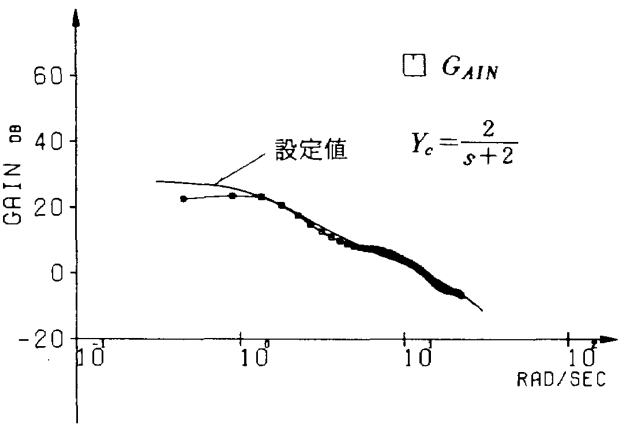


図 26　$\hat{F}_i$ の一例　　E045

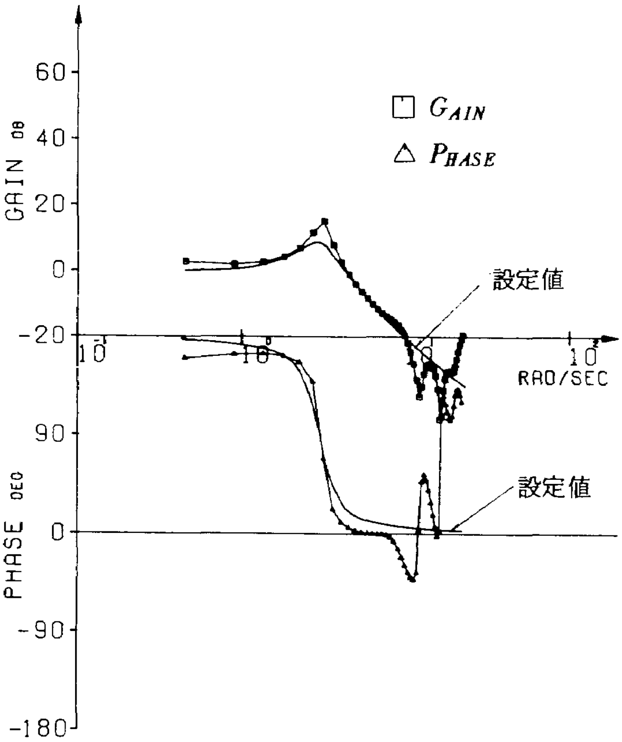


図 27　$-\hat{Y}_c$　　E009　$Y_c=\frac{9}{s^2+9}$

外部入力 i の成形フィルタ F_i ，および制御対象 Y_c は共に既知であるが，$\hat{Y}_{P1}$ と同時に同定される。その一例を図26，27に示す。$\hat{F}_i$ ，$-\hat{Y}_c$ 共に DC から10〔rad/sec〕以上にわたって概略，正しい推定応答が得られている。ただし，制御対象が不安定な場合，$\hat{F}_i$ は正しくは求めることが出来ない。その理由は，MFPE 法において，$A_{ij}(B)$ は全て収束したフィルタとして求められるが Y_c が不安定な場合，特性根を不安定な領域に持つように求められるためには，図7において $A_{22}(B)$ の正帰還フィードバックによるしかなく，その結果 $\hat{F}_i$〔$=\sigma_{22}/(1-A_{22}(B))$〕は不安定なフィルタとして求められてしまうからである。この場合でも，(35)式の第1式は正しく求められていることは $\hat{Y}_{P1}$ が他の応答とよく一致していることから確認できる。

5　人間オペレータの進み動作に関する若干の検討

前章に示された解析結果から人間オペレータの進み動作が確かに制御対象の不安定さを補償するように存在していることが明らかである。本章においては，この進み動作の特徴を明確にすることを試み，人間オペレータの制御動作の制御対象に対する関係を明らかにしようとした。

5.1　インパルス応答からみた進み動作

人間オペレータ動作性はその周波数応答からも明らかな如く不安定系などの高次の中枢作業が必要となるケースではとくに微分特性をもってくる。この1次あるいは2次微分特性は，インパルス応答では1階あるいは2階差分で表現されている。また同時に，実効むだ時間 τ_e はこれらの差分が後退形の差分であることにより差分が高次になるにつれ増加している。これらは，線形の(8)式の如き形で表わされた人間オペレータ動特性のうち，T_L，T_L'，τ_e はお互いに関連をもっていること，さらには，別のパラメータによって変動する人間オペレータ動特性の側面をそれぞれに表わしているのではないかという仮説を与える。

今回のごとく，人間オペレータが制御対象を熟知しているということは，制御対象の動特性を理解していること，すなわち制御対象出力を予測できることであるという点も仮定してよいと考えられる。

以上の点から，今回解析された人間オペレータの進み動作について，これが予測制御（附録1）に基づいたものであるという仮説に関し，制御対象出力の予測重みと，パイロット記述関数とを比較することで検討をおこなう。

5.2　制御対象出力の予測重み 脚註)

まず，人間オペレータが制御対象の出力を予測すると考えた場合，その予測動作は何らかの基準に基づいた最小二乗誤差の意味での予測と対応する筈である。実際の制御対象出力は，制御対象そのものと，制御対象に印加される人間オペレータ出力のスペクトルの二種の情報によってその性質が決定されるが，今回の検討では，こういった複雑な信号の予測を考える前の予備的検討として，制御対象そのものによって決定される予測について調べることにする。

以下において，制御対象の出力の予測重みを，入力を仮定することによって求める。今，任意のシステムを考えると，そのシステムの特性を表わす最も簡単な時間関数はインパルス応答とステップ応答である。いっぽう，予測重みは信号が時系列で表現されている方が後述の如く計算が簡単であるので上記の応答を離散型に書き直して検討することにする。

式の表現を簡単にするためにシステムとして次の$G(S)$を例として考えることにする。

$$G(s)=\frac{\omega_n^2}{s^2+\omega_n^2}. \qquad (61)$$

この場合のインパルス応答は，

$$g(t)=\omega_n\sin\omega_n t \qquad (t>0) \qquad (62)$$

ステップ入力の大きさがXのステップ応答は，

$$h(t)=X(1-\cos\omega_n t) \qquad (t>0) \qquad (63)$$

である。(62)，(63)式を離散型で表現する。

入力が時系列で定義された時間領域伝達関数$g(B)$と，パルス伝達関数との関係を明らかにするため，図28を考える。図において，サンプラー間のパルス伝達関数は次式によって得られる。

$$G'(z)=\mathfrak{Z}\{H(s)G(s)\}$$
$$=\mathfrak{Z}\left\{\frac{1-e^{-\Delta s}}{s}\cdot\frac{\omega_n^2}{s^2+\omega_n^2}\right\} \qquad (64)$$

故に，

$$G'(z)=\frac{\{1-\cos(\omega_n\Delta)\}(1+z^{-1})z^{-1}}{1-2\cos(\omega_n\Delta)z^{-1}+z^{-2}} \qquad (65)$$

(64)式から，時系列$x(n)$，$y(n)$の間の時間領域伝達関数はz^{-1}をBでおきかえることにより，

$$g(B)=\frac{y(n)}{x(n)}=\frac{\{1-\cos(\omega_n\Delta)\}(1+B)B}{1-2\cos(\omega_n\Delta)B+B^2} \qquad (66)$$

上式をBについて展開すると，

$$g(B)=g_0+g_1B+g_2B^2+\cdots\cdots+g_nB^n+\cdots \qquad (67)$$

となる。ここで，

$$g_n=2\sin\frac{\omega_n\Delta}{2}\sin\left(n-\frac{1}{2}\right)\omega_n\Delta \qquad (68)$$

$$(n=1,\ 2,\ \cdots\cdots)$$

である。(68)式はΔを含めた(62)式の近似解になっている。また，$\frac{\Delta}{2}$だけ時間遅れを伴なう。なぜなら，入力，出力共ホールド回路により連続系に比し$\frac{\Delta}{2}$だけ遅れているので両者の関係に差は生じないが，(68)式が$\frac{\Delta}{2}$だけ遅れているからである。

このg_nは(64)を参照すると，

$$\delta(B)\,g_n=0 \qquad (n=2,\ 3,\ \cdots) \qquad (69)$$

の解である。(69)式で，

$$\delta(B)=\{1-2\cos(\omega_n\Delta)B+B^2\}$$

である。(69)式は2階の差分方程式であるが，初期値として，

$$\begin{cases} g_0=0 \\ g_1=2\sin^2\left(\dfrac{\omega_n\Delta}{2}\right) \end{cases} \qquad (70)$$

$$G'(z)=\mathfrak{Z}\left\{\frac{y^*(t)}{x^*(t)}\right\}$$

$$g(B)=\frac{y(n)}{x(n)}$$

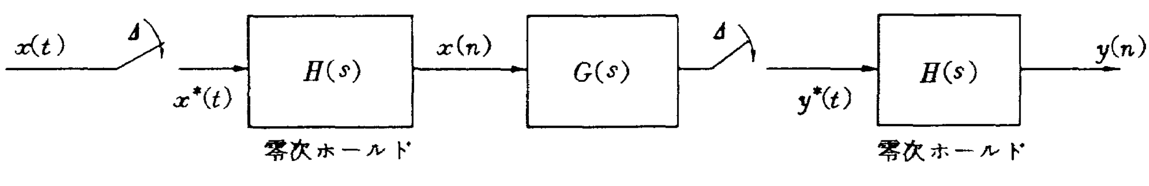


図　28　パルス伝達関数と時系列との関係

脚註) 予測重みとは，ある時刻において，信号の過去のいくつかの値を利用して将来のある時刻のその信号の予測値を求めるための重み関数である。（参考文献34)参照）

を与えることによって上記の g_n が解として得られる。

同様にして，ステップ応答関数の Δ〔sec〕毎の値を h_n とし，重み関数の形で次のように表記する。

$$h(B)=h_0+h_1B+h_2B^2+h_3B^3+\cdots+h_nB^n+\cdots \quad (71)$$

このときの h_n の満たすべき差分方程式を求める。

ステップ応答はインパルス応答の積分であるから，

$$h(B)=g_0+(g_0+g_1)B+(g_0+g_1+g_2)B^2+\cdots\cdots+(g_0+g_1+\cdots+g_n)B^n+\cdots \quad (72)$$

よって，

$$(1-B)h(B)=g(B)$$

(69)より，

$$(1-B)\delta(B)h_n=0 \qquad (n=3,\ 4,\ \cdots) \quad (73)$$

がその差分方程式である。実際 (73) 式において，任意の大きさXで，

$$\begin{aligned} h_0&=0\\ h_1&=X\left\{1-\cos(\omega_n\Delta)\right\} \\ h_2&=X\left\{1-\cos(2\omega_n\Delta)\right\}\end{aligned} \quad (74)$$

と，３個の初期値を与えれば，大きさXのステップ入力に対するステップ応答の係数

$$h_n=X\left\{1-\cos(n\omega\Delta)\right\} \quad (n=3,\ 4,\ \cdots)$$

が得られることがわかる。この場合にも連続系に比して，出力がホールドされる分 $\frac{\Delta}{2}$ だけの遅れを伴っていることになる。

(69)，(73)式によって，インパルス応答およびステップ応答の満たす差分方程式が得られた。

さて，制御対象出力 $m(n)$ が，制御対象のインパルス応答であったとするならば，(69)式より，$m(n)$ の満たす自己回帰方程式は，

$$(1-2\cos(\omega_n\Delta)B+B^2)m(n)=0$$

すなわち，

$$m(n)=2\cos(\omega_n\Delta)m(n-1)-m(n-2) \quad (75)$$

となる。同様に，$m(n)$ がステップ応答であったなら(73)より，

$$(1-B)(1-2\cos(\omega_n\Delta)B+B^2)m(n)=0$$

すなわち

$$m(n)=(1+2\cos\omega_n\Delta)m(n-1)-(1+2\cos\omega_n\Delta)m(n-2)+m(n-3) \quad (76)$$

ここで，実際の人間オペレータの記述関数をみると，ゲイン特性から明らかにオーダとしては３以上であるので(75)式と対応することは考えられない。よって，対応があるとすれば(76)式でしかないので，(76)式から予測重みを計算する。

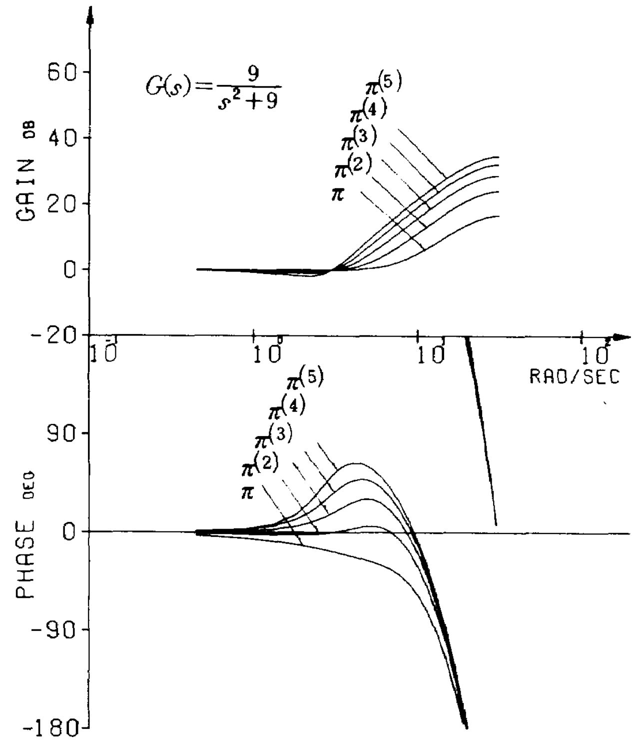
(76)式を，

$$m(n)=\pi(B)m(n) \quad (77)$$

とおく。上式で，

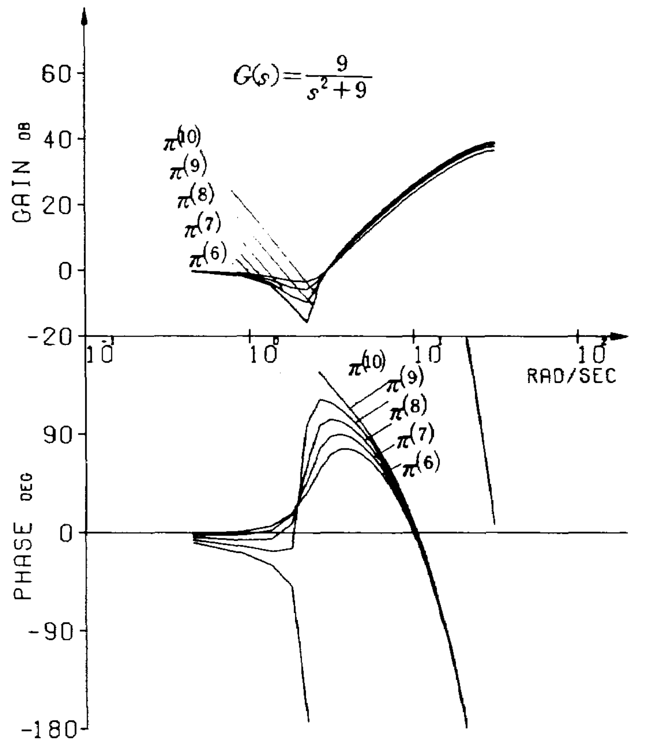
$$\pi(B)=(1+2\cos\omega_n\Delta)B-(1+2\cos\omega_n\Delta)B^2+B^3$$

である。(77)式は，ステップ応答，$m(n-1)$，$m(n-2)$，$m(n-3)$ が与えられたとき１個先の値 $m(n)$ を計算する



$\pi(B)=2.9107B^3+1.0B^4$

図 29−1　予測重みの周波数応答（遅れ 0.15〔sec〕を含む）



$\pi(B)=2.9107B^2-2.9107B^3+1.0B^4$

図 29−2　予測重みの周波数応答（遅れ 0.15〔sec〕を含む）

式である。(77)式から，$m(n-1)$，$m(n-2)$，$m(n-3)$が与えられたとき$m(n+1)$，$m(n+2)$，…を予測する計算式が得られる。参考文献34)（5.3.8）式より，

$$m(n+l)=\pi^{(l)}(B)m(n) \qquad (l=2,\ 3,\ \cdots) \quad (78)$$

となる。ただし，

$$\pi^{(l)}(B)=\pi_1^{(l)}B+\pi_2^{(l)}B^2+\pi_3^{(l)}B^3$$

$$\pi_j^{(l)}=\pi_{j+l-1}+\sum_{k=1}^{l-1}\pi_k\pi_j^{(l-k)}$$

である。(78)式の$\pi^{(l)}(B)$は，$m(n+l)$，$m(n-1)$，$m(n-2)$，$m(n-3)$が満たすべき関係式を(63)式から求めても得られるが，(78)式の方が簡単に計算できる。

さて，(78)式の$\pi^{(l)}(B)$をフーリエ変換したものを$\pi^{(l)}(j\omega)$とすると，これは，出力$m(n-1)$，$m(n-2)$，$m(n-3)$から$m(n+l)$を予測するフィルタの周波数応答になる。

すなわち，

$$\pi^{(l)}(j\omega)=\sum_{k=1}^{3}\pi_k^{(l)}e^{-j\omega\Delta k} \quad (79)$$

$\pi^{(l)}(j\omega)$に対して位相について$\angle e^{-j\omega\Delta}$だけの位相遅れをつけ加えて，全体として0.15〔sec〕のむだ時間をもつ予測フィルタを考え，それの応答を$l=1,2,\cdots,10$まで

$$G(s)=\frac{9}{s^2+9}$$

について図示したものが図29－1，29－2である。但し$\Delta=0.1$〔sec〕とした。

以上の計算を

$$G(s)=\frac{25}{s^2+25} \quad \text{および} \quad G(s)=\frac{2}{s-2}$$

についておこなったものが，それぞれ，図30－1，30－2および図31－1，31－2である。

また，(73)式を少し変形して

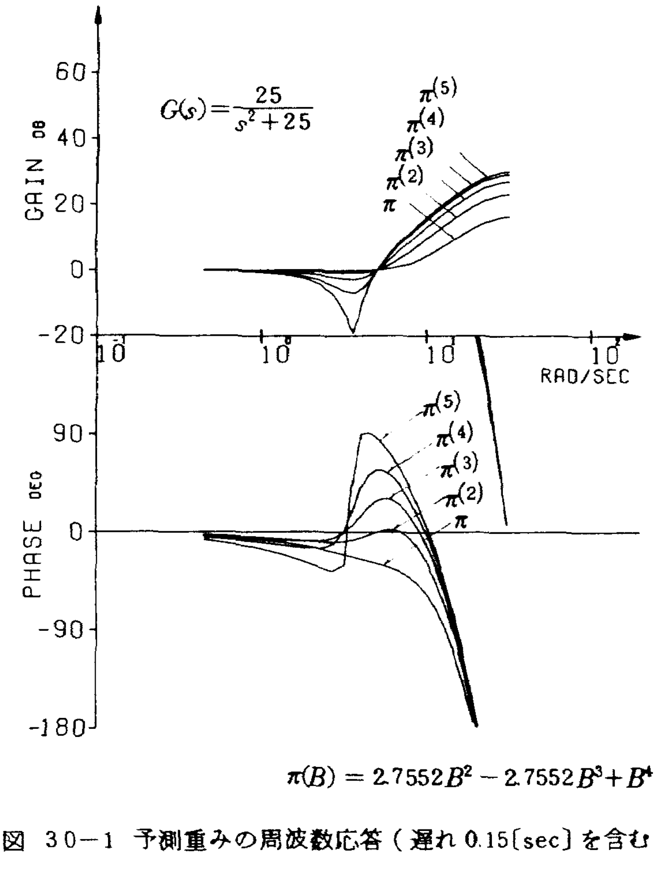
$$\left\{1-\frac{1}{2}(B+B^2)\right\}\delta(B)=0$$

$$\left\{1-B^2\right\}\delta(B)=0$$

から計算した予測重みを図32および図33に示す。これらから予測に際して用いる信号が少し過去のものであっても，予測重みの高周波数帯域でのゲインに変化が生じるが基本的な予測重みの形は変化しないことがわかる。これは，今回の場合，サンプリング間隔Δとシステムの時定数が大きく離れているからであると考えられる。

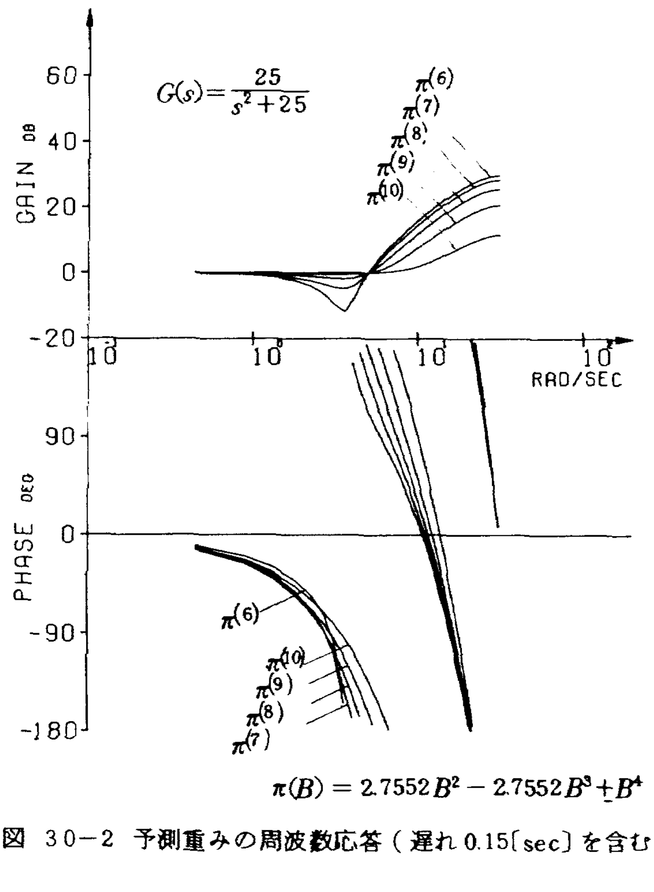
5.3　人間オペレータの記述関数と制御対象出力の予測重みについて

図17の$\omega_n=3$の場合の諸記述関数が図29と，また，図17の$\omega_n=5$の場合の諸記述関数が図30と非常に広い帯域でよく合った応答を示していることがわかる。しか



$$\pi(B)=2.7552B^2-2.7552B^3+B^4$$

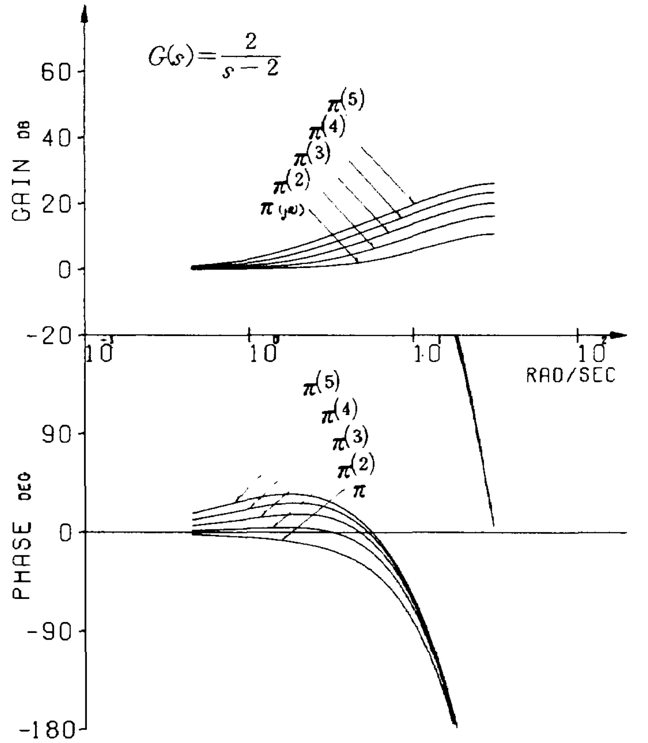
図　30－1　予測重みの周波数応答（遅れ0.15〔sec〕を含む）



$$\pi(B)=2.7552B^2-2.7552B^3+B^4$$

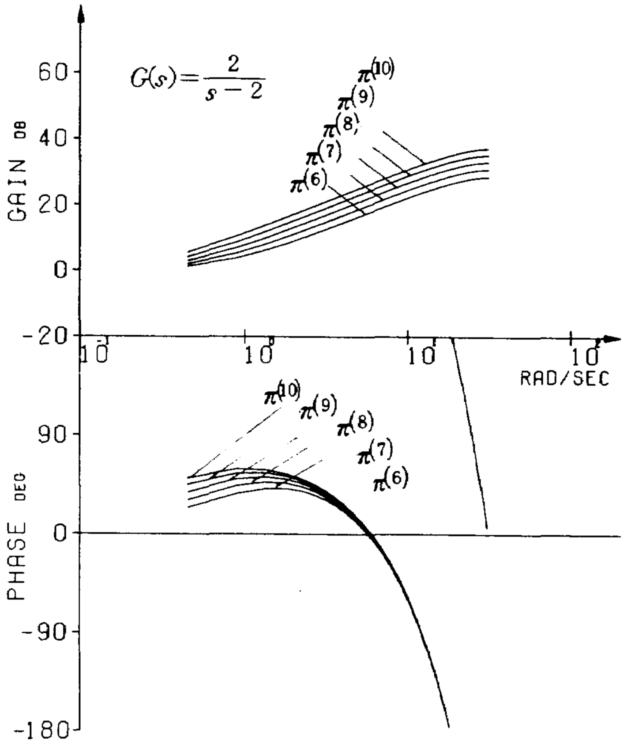
図　30－2　予測重みの周波数応答（遅れ0.15〔sec〕を含む）

し，一次不安定系の場合は，図３１とはっきりした対応があるかどうかは今回のデータだけからでは明らかにできなかった。以上のことから，少くとも２次の振動を特徴とする制御対象においては，人間オペレータの制御動作の中心は，制御対象の性質を予め知っている場合，制御対象出力の振動的性質からその将来値を予測しその将来値を零にするように操舵をおこなっているという推論が可能である。この推論は，人間オペレータがこのような制御対象に対し



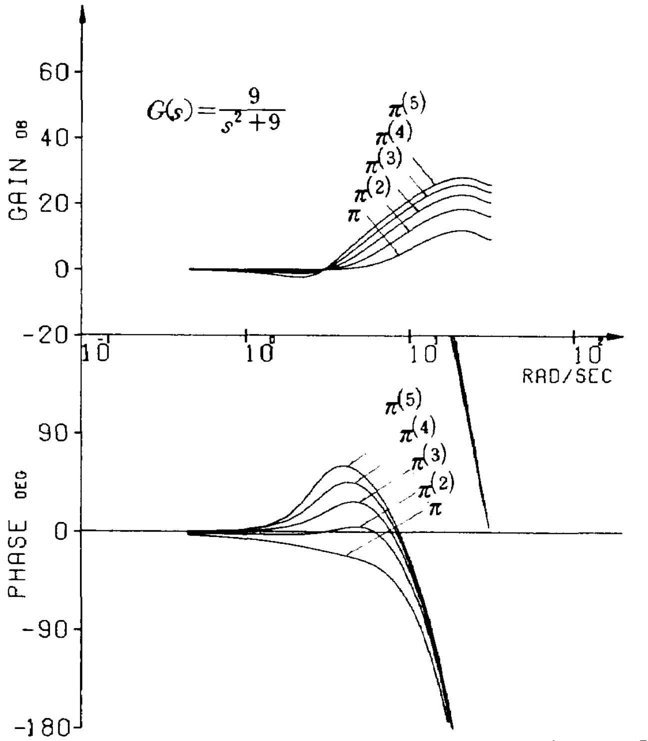
$\pi(B)=2.2214B^2-1.2214B^3$

図　31−1　予測重みの周波数応答
（遅れ 0.15〔sec〕を含む）



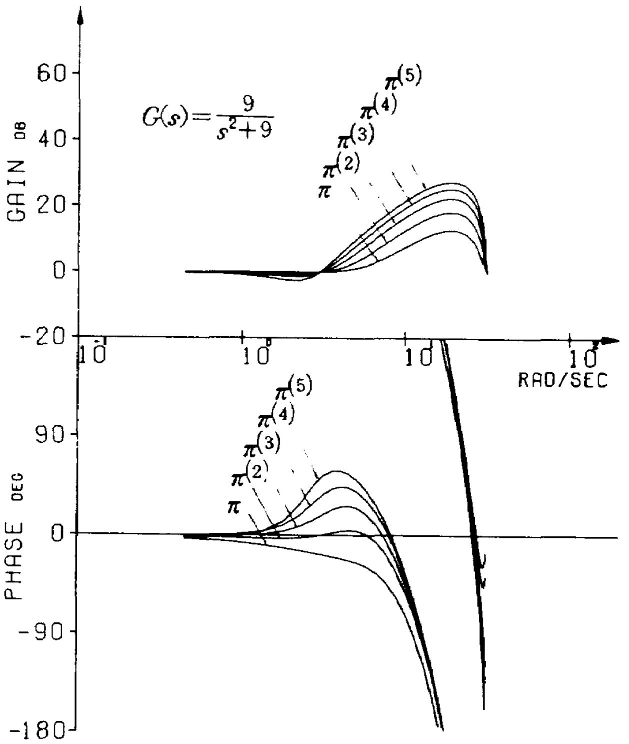
$\pi(B)=2.2214B^2-1.2214B^3$

図　31−2　予測重みの周波数応答
（遅れ 0.15〔sec〕を含む）



$\pi(B)=2.4107B^2-1.4553B^3-0.4553B^4+0.5B^5$

図　32　変形された予測重みの周波数応答
（遅れ 0.15〔sec〕を含む）



$\pi(B)=1.9107B^2-1.9107B^4+1.0B^5$

図　33　変形された予測重みの周波数応答
（遅れ 0.15〔sec〕を含む）

て制御対象出力の周期を利用した制御をおこなうという従来からの指摘[6]と一致する。またその予測の量(l)は，制御対象の不安定度に対応するようにみうけられる。

以上の検討の結果，従来の人間オペレータの進み動作を表わすパラメータT_L, T_L'等と実効むだ時間 τ_e を含めてそれらが，制御対象のパラメータと密接に結びついて適応したものであることが明らかになった。しかし，今回の検討の限りでは，それらの関数関係については概略の知見でしかない。また，その変動限界（これは実際に存在することが知られている）を与える人間オペレータの適応能力の限界についても明らかではない。これらの点は今後の実験的検討により明らかにされるべき問題点であろうと考える。

6 まとめ

種々の制御対象を制御している人間オペレータの記述関数を主にMFPE法によって実験的に同定し，それらの記述関数にあらわれた人間オペレータの進み動作を制御対象の出力との関係から考察した。以上の実験的検討の結果を整理すると以下のようになる。

A：得られた人間オペレータの記述関数と制御対象との関連に関する知見

1）制御対象の出力の予測重みを求めると，これがパイロットの記述関数と広い帯域でよく一致している。（5章3節）

2）振動する制御対象を安定に制御しているときの人間オペレータの進み動作が，制御対象出力の予測をおこない制御対象の出力の将来値を補償することでなされていることの示唆を得た。（5章3節）

3）人間オペレータの進み動作は，線形の伝達関数で示した場合の実効むだ時間の増加をもたらすが，これは人間オペレータの進み動作が差分の形で入力信号の過去の値に重みづけをしてなされるということで解釈できた。（4章3節）

B：今回新らしく試みた解析方法に関して

1）シミュレーションデータおよび実験データともに，MFPE法によると非常に安定した正しい記述関数が得られた。とくに，$e(n)$と$c(n)$についての解析では，人間オペレータのインパルス応答や制御対象の動特性等多くの情報を得ることができた。（4章2節）

2）ただし，モデル化の良否を確かめるために，ノイズ源の推定相関係数，コヒレンシイ，相対ノイズ寄与率等を慎重に調べなければならない。（4章2節）

C：解析結果から得られたその他の知見

1）制御対象が$Y_c=1$，$1/s$，$2/(s+2)$ の場合，クロスオーバーモデルがやはり適当である。（4章2節 i））

2）制御対象が2次系になると，人間オペレータの記述関数は2次の進み項を含んだモデルで近似してよい。（4章2節 i））

3）外部入力のカットオフ周波数の相違は，今回の場合主にパーフォマンスの変動として影響した。（4章2節 ii））

4）被験者間であるいは試行の繰り返しの間で有意な差が生じなかったこと。すなわち，全被験者が充分に熟練した後に取得されたデータであることが確認されている。（4章2節 iii））

5）同定された人間オペレータのインパルス応答から，人間オペレータの反応遅れが約0.1～0.2〔sec〕である。（4章3節）

6）レムナントの発生源が，今回の実験状況の下では主に中枢であると推定された。（4章4節）

今後に残された問題点として，

i）人間オペレータの進み動作のより具体的なモデル化とその機能的制約を明確にすること。

ii）レムナントの発生機序を調べ，人間オペレータの非線形な応答動作について考察すること。

iii）MFPE法のさらに一般的なマンーマシンシステム解析への応用の可能性の検討。

等が考えられる。ひきつづいて実験的検討をおこなうことによって上記の点を明らかにしたいと考えている。

あとがき

本報告を終えるにあたり，日頃御指導をいただいている東京大学鷲津久一郎教授，九州大学後藤昇弘助教授，ならびに日頃快くディスカッションに応じていただいている東京大学鷲津研究室の方々に感謝を申し上げる。また，MFPE法の応用に関しては統計数理研究所の第5研究部長赤池弘次氏，同部北川源四郎氏にお世話になった。両氏に厚く謝意を表する。さらに富士通㈱の新井祥一氏にはTAFTの応用にあたってお世話になった。当所顧問であられる青山学院大学講師高木貫一先生および京都大学百名盛之助教授には平素から有意義なアドバイスを頂いたことを感謝する。最後に，当所飛行実験部長別府護郎氏，新型航空機グループ多田章氏に実験全体に関し討論していただいたことを附記する。

参考文献

1) McRuer, D. T. and Krendel, E. S.: Human Pilot Dynamics in Compensary Systems, theory, models, and experiments with controlled element and forcing function variations, AFFDL-TR-65-15 (1965).

2) ——: Mathematical Models of Human Pilot Behavior, AGARD AG-188 (1974).

3) Kleinman, D. L. and Killingsworth, W. R.: A Predictive Pilot Model for STOL Aircraft Landing, NASA CR-2375 (1974).

4) McRuer, D. T. and Krendel, E. S.: Dynamic Response of Human Operators, WADC Technical Report, 56–524 (1957).

5) Smith, R. H.: On the Limits of Manual Control, IEEE Trans. on Human Factors Engineering, Vol. HFE-4 (1963) pp. 56–59.

6) Washizu, K. and Miyazima, K.: Some Consideration on the Controllability Limit of a Human Pilot, AIAA J., Vol. 5, No. 1 (1967) pp. 151–155.

7) 後藤昇弘：手動制御系における操縦者の線形モデルについて，日本航空宇宙学会誌，第21巻，第232号，(1973) pp.271–283.

8) Goto, N. and Washizu, K.: On the Dynamics of Human Pilots in Marginally Controllable Systems, AIAA J., Vol. 12, No. 3 (1974) pp. 310–315.

9) 田中敬司：不安定系の手動制御，航技研報告 TR-367(1974).

10) Diamantides, N. D.: A Pilot Analog for Airplane Pitch Control, J. of Aeronautical Society, Vol. 25 (1958) pp. 361–370, 394.

11) Costello, R. G.: The Surge Model of the Well-Trained Human Operator in Simple Manual Control, IEEE Trans. on Man-Machine Syst., Vol. MMS-9 (1968) pp. 2–9.

12) Pitkin, E. T.: A Non-Linear Feedback Model for Tracking Studies, 8th Conference on Manual Control, AFFDL-TR-72-92 (1972) pp. 11–22.

13) 樋口他：VTOL機操縦研究設備，航技研報告 TR-169(1968).

14) Shinners, S. M.: Modeling of Human Operator Performance Utilizing Time Series Analysis, IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybern., Vol. SMC-4, No. 5 (1974).

15) 後藤昇弘：2次不安定系の操縦について，飛行機シンポジウム講演集(1971) pp.17–20.

16) Taylor, L. W. Jr.: A Comparison of Human Response Modelling in the Time and Frequency Domain, NASA SP-144 (1967) pp. 137–153.

17) ——: Nonlinear Time Domain Models of Human Controllers, NASA SP-215 (1969) pp. 49–65.

18) 赤池弘次，中川東一郎：ダイナミックシステムの統計的解析と制御，サイエンス社(1972).

19) Akaike, H.: Autoregressive Model Fitting for Control, Ann. Inst. Statist. Math., Vol. 23 (1971) pp. 163–180.

20) Reid, L. D.: The Design of a Facility for the Measurement of Human Pilot Dynamics, UTIAS TN-95 (1965).

21) Taylor, L. W. Jr.: Discussion of Spectral Human-Response Analysis, NASA SP-128 (1966) pp. 403–412.

22) Elkind, J. I.: Stan, E. A., Green, D. M. and Darley, D. L.: Evaluation of a Technique for Determining Time-Invariant and Time-Variant Dynamic Characteristics of Human Pilots, NASA TN D-1897 (1963).

24) Goodman, T. P.: Determination of System Characteristics from Normal Operating Records, Transaction ASME (1956).

25) Gordon-Smith, M.: An Investigation into Certain Aspects of the Describing Function of a Human Operator Controlling a System of One Degree of Freedom, UTIAS Rept. No. 149 (1970).

26) Reid, L. D.: The Measurement of Human Pilot Dynamics in a Pursuit plus Disturbance Tracking Task, UTIAS Rept. No. 138 (1969).

27) Frostell, C. E.: A Comparison of Pilot Describing Function Measurement Techniques, UTIAS TN No. 167 (1971).

28) Taylor, L. W. Jr.: Relationships between Fourier and Spectral Analysis, NASA SP-144 (1967), pp. 183–186.

29) Jackson, G. A.: Measuring Human Performance with a Parameter Tracking Version of the Crossover Model, NASA CR-910 (1970).

30) Shirley, R. S.: A Comparison of Techniques for Measuring Human Operator Frequency Response, 6th Annual Conf. on Manual Control (1970) pp. 803–869.

31) Wingrove, R. C. and Edwards, F. G.: Meas-

urement of Pilot Describing Functions from Flight Test Data with an Example from Gemini X, NASA SP-192 (1968) pp. 119–134.

32) Wingrove, R. C.: Comparison of Methods for Identifying Pilot Describing Functions from Closed-Loop Operating Records, NASA TN D-6236 (1971).

33) 制御理論，計測と制御，Vol.14, No.1，別刷，計測自動制御学会（1975）.

34) Box, G. E. P. and Jenkins, G. M.: Time Series Analysis Forecasting and Control, Holden Day (1970).

35) 肥田，瀬谷他：心理教育統計学，培風館（1961）pp.139–140.

36) Cheatham, D. C.: A Study of Characteristics of Human-Pilot Control Response to Simulated Aircraft Lateral Motions, NACA Rept. 1197 (1954).

37) 森住他：二次系の手動制御について，第25回応用力学連合講演会論文集（1975）pp.15–16.

38) FACOM 230 TAFT 解説書，富士通㈱(1974).

39) Rouse, W. B.: Models of Man as a Sub-optimal Predictor, 9th Annual Conf. on Manual Control (1973) pp. 413–417.

40) Jex, H. R., Cromwell, C. H. and Siskind, R. K.: Correlation of Experimental and Theoretical Limits for Pilot Control of Unstable Second Order Systems, WADD TM-56 (1960).

41) 伊藤宏司，伊藤正美：手動制御系における人間の予覚動作，人間工学会誌，Vol.11, No.4（1975）.

42) Tomizuka, M. and Whitney, D. E.: The Preview Control Problem with Application to Man-Machine System Analysis, 9th Conf. on Manual Control (1973) pp. 429–441.

附録1　進み動作に関する用語について

人間オペレータの進み動作(Lead Operation)を表現する言葉としては数種あると考えられるが，ここではそれらを仮に以下のようにして扱うことにする。

人間オペレータの進み動作はあて舵であったり逆操舵であったりする。これを制御の種類でいうと，補償制御[40] (Conpensatory Control)ではなく，予覚(知)制御[40)41)] (Precognitive Control)で表わされる制御といえる。予覚制御には，予見制御(Preview Control)[42]と予測制御(Predictive Control)があり,予測制御はまたさらに，デターミニスティックな信号を予測する場合と，信号の統計的性質から最小二乗誤差の意味で予測する(forecast)場合とに別けられると考える。

すなわち，

予覚(知)制御	時刻 t_0 において目標信号 $x(t_0+\tau)$ $(\tau>0)$ を何らかの形で既知としておこなう制御
予見制御	$x(t_0+\tau)$ が視覚的に与えられている場合
予測制御	デターミニスティックな場合，すなわち，例えば $x(t)=\sin\omega t$ と予め決まっている場合
予測制御	Forecast の場合，$x(t)$ $(t<t_0)$ を利用してこれから $x(t)$ の統計的性質を抽出しこれを利用して最小二乗誤差の意味で $x(t+\tau)$ を予測する場合

付録2

$$p(t)=\int_0^\infty g_1(\tau)r(t-\tau)d\tau \qquad (\text{本文17式})$$

の分散を最小にするときの $r(t)$ をレムナントと定義することから

$$\hat{Y}_{Pa}(j\omega)=\frac{\Phi_{ic}(j\omega)}{\Phi_{ii}(j\omega)} \qquad (\text{本文19式})$$

を導くこと[20]。(附図1参照)

$p(t)$ はまた，

$$p(t)=c(t)-\int_0^\infty g_2(\tau)i(t-\tau)d\tau \qquad \text{I}$$

とも書ける。ここで，$g_2(\tau)$ は，i から c への閉ループ周波数応答

$$G_2(j\omega)=\frac{Y_P(j\omega)}{1+Y_P(j\omega)Y_c(j\omega)}$$

のインパルス応答とする。

このとき，附録3における計算を参照して，すなわち，附録3のI式において，$r(t)\to p(t)$，$y_p(\tau)\to g_2(\tau)$，$e(t-\tau)\to i(t-\tau)$ とおきかえることで，$p(t)$ の分散を最小となるようにすると，附録3のIV式より

$$\int_0^\infty p(t)i(t-\tau)d\tau=0 \qquad \text{II}$$

また，附録3のV式より

$$\frac{\Phi_{ic}(j\omega)}{\Phi_{ii}(\omega)}=\frac{\hat{Y}_{Pa}(j\omega)}{1+\hat{Y}_{Pa}(j\omega)Y_c(j\omega)}=\hat{G}_2(j\omega) \qquad \text{III}$$

が得られる。まず，本文(17)式をII式に代入すると，

$$\int_0^\infty i(t-\tau')dt\int_0^\infty g_1(\tau)r(t-\tau)d\tau=0$$

あるいは，

$$\int_0^\infty g_1(\tau)d\tau\int_0^\infty i(t-\tau')r(t-\tau)dt=0 \qquad \text{IV}$$

ここで，相互共分散 $\phi_{ir}(\tau)$ 脚註) を用いるとIVは，

$$\int_0^\infty g_1(\tau)\phi_{ir}(\tau'-\tau)d\tau=0 \qquad \text{V}$$

となる。

V式を変形して，

$$\int_0^\infty [g_1(\tau)e^{-j\omega\tau}]e^{j\omega\tau}\phi_{ir}(\tau'-\tau)d\tau=0$$

上式の両辺に $e^{-j\omega\tau'}$ をかけて τ' について重畳積分をおこなうと，

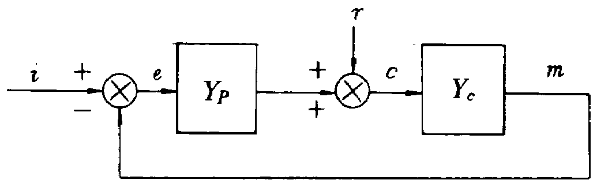
$$\int_0^\infty g_1(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau\int_{-\infty}^\infty e^{-j\omega(\tau'-\tau)}\phi_{ir}(\tau'-\tau)d\tau'=0$$

あるいは

$$G_1(j\omega)\Phi_{ir}(j\omega)=0 \qquad \text{VI}$$

上式で，$G_1(j\omega)$ は，$g_1(\tau)$ の定義より，

$$G_1(j\omega)=\frac{1}{1+Y_P(j\omega)Y_c(j\omega)}$$



附図 1

脚註) ここで扱っている信号は，$0<t<T$ で定義されているとする。それ故相互共分散 $\phi_{xy}(\tau)$ は，

$$\phi_{xy}(\tau)=\frac{1}{T}\int_0^T x(t)y(t-\tau)d\tau$$

クロススペクトル $\Phi_{xy}(j\omega)$ は，

$$\Phi_{xy}(j\omega)=\int_{-\infty}^\infty \phi_{xy}(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau$$

としてそれらの推定値が得られる。またそれぞれの真値は $T\to\infty$ の極限で与えられる。

である。よってVI式より

$$\Phi_{ir}(j\omega)=0 \qquad \text{VII}$$

すなわち，　$\phi_{ir}(\tau)=0$　（本文(18)式）

いっぽう，$Y_P=\hat{Y}_{Pa}$　のとき

$$e(t)=\int_0^\infty \hat{g}_1(\tau)\,i(t-\tau)d\tau+\int_0^\infty \hat{g}_3(\tau)\,r(t-\tau)d\tau \qquad \text{VIII}$$

である。ただし，$\hat{g}_1(\tau)$，$\hat{g}_3(\tau)$　はそれぞれ，

$$\hat{G}_1(j\omega)=\frac{1}{1+\hat{Y}_{Pa}(j\omega)Y_c(j\omega)}$$

$$\hat{G}_3(j\omega)=\frac{-Y_c(j\omega)}{1+\hat{Y}_{Pa}(j\omega)Y_c(j\omega)}$$

のインパルス応答である。VIII式の両辺に $i(t-\tau')$ をかけて，t について重畳積分をおこなうと，

$$\int_0^\infty i(t-\tau')e(t)dt=\int_0^\infty i(t-\tau')dt\int_0^\infty \hat{g}_1(\tau)i(t-\tau)d\tau$$

$$+\int_0^\infty i(t-\tau')dt\int_0^\infty \hat{g}_3(\tau)r(t-\tau)d\tau$$

あるいは，

$$\phi_{ie}(\tau')=\int_0^\infty \hat{g}_1(\tau)\phi_{ii}(\tau'-\tau)d\tau$$

$$+\int_0^\infty \hat{g}_3(\tau)\phi_{ir}(\tau'-\tau)d\tau$$

両辺をフーリエ変換して，

$$\Phi_{ie}(j\omega)=\hat{G}_1(j\omega)\Phi_{ii}(\omega)+\hat{G}_3(j\omega)\Phi_{ir}(j\omega)$$

VII式より，

$$\Phi_{ie}(j\omega)=\hat{G}_1(j\omega)\Phi_{ii}(\omega) \qquad \text{IX}$$

III式とIX式から $\Phi_{ii}(\omega)$ を消去すると，

$$\frac{\Phi_{ic}(j\omega)}{\Phi_{ie}(j\omega)}=\frac{\hat{G}_2(j\omega)}{\hat{G}_1(j\omega)}$$

$$\therefore\ \frac{\Phi_{ic}(j\omega)}{\Phi_{ie}(j\omega)}=\hat{Y}_{Pa}(j\omega) \qquad \text{（本文(19)式）}$$

付録3

$r(t)$の分散が最小であるとしたときの$r(t)$をレムナントと定義することから，

$$\hat{Y}_{Pb}(j\omega)=\frac{\Phi_{ec}(j\omega)}{\Phi_{ee}(j\omega)} \qquad \text{（本文(21)式）}$$

を導くこと[20]。（附図2参照）

$r(t)$は，

$$r(t)=c(t)-\int_0^\infty y_p(\tau)e(t-\tau)d\tau \qquad \text{I}$$

と書ける。ここで，$y_p(\tau)$ は $Y_p(j\omega)$ のインパルス応答である。$r(t)$の二乗の積分値を J とおくと

$$J=\int_0^\infty r^2(t)dt=\int_0^\infty c^2(t)dt-2\int_0^\infty dt\int_0^\infty c(t)$$

$$\times y_p(\tau)e(t-\tau)d\tau+\int_0^\infty\Big[\int_0^\infty e(t-\tau)y_p(\tau)d\tau\Big]^2 dt$$

いま，　$y_p(\tau)=\hat{y}_{pb}(\tau)+\lambda z(\tau)$

とおく。ここで，$\hat{y}_{pb}(\tau)$ は J を最小とする $y_p(\tau)$ とし，λ は任意の定数，$z(\tau)$は τ の連続関数と考える。このときは λ の関数となり，$\lambda=0$ のとき最小となる。

$$\therefore\quad \left.\frac{\partial J(\lambda)}{\partial\lambda}\right|_{\lambda=0}=0$$

よって，

$$\frac{\partial J(\lambda)}{\partial\lambda}=-2\int_0^\infty dt\int_0^\infty c(t)z(\tau)e(t-\tau)d\tau$$

$$+2\lambda\int_0^\infty\Big[\int_0^\infty e(t-\tau)z(\tau)d\tau\Big]^2 dt$$

$$+2\int_0^\infty dt\Big[\int_0^\infty e(t-\tau)\hat{y}_{pb}(\tau)d\tau\Big]$$

$$\times\Big[\int_0^\infty e(t-\tau')z(\tau')d\tau'\Big]$$

$$\therefore\ 0=-2\int_0^\infty dt\int_0^\infty c(t)z(\tau)e(t-\tau)d\tau$$

$$+2\int_0^\infty dt\Big[\int_0^\infty e(t-\tau)\hat{y}_{pb}(\tau)d\tau\Big]$$

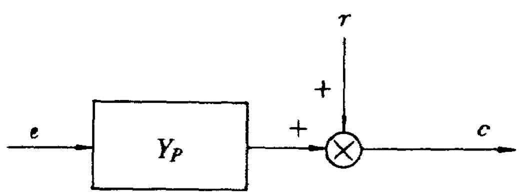
$$\times\Big[\int_0^\infty e(t-\tau)'\,z(\tau')d\tau'\Big]$$

変形して，

$$\int_0^\infty z(\tau')d\tau'\int_0^\infty c(t)e(t-\tau')dt=\int_0^\infty z(\tau')d\tau'$$

$$\times\Big[\int_0^\infty \hat{y}_{pb}(\tau)d\tau\int_0^\infty e(t-\tau)e(t-\tau')dt\Big]$$

上式は，$z(\tau)$のいかんにかかわらず成り立つから



附図 2

$$\int_0^\infty c(t)e(t-\tau')dt=\int_0^\infty \widehat{y}_{pb}(\tau)d\tau\int_0^\infty e(t-\tau)\times e(t-\tau')dt \qquad \mathrm{II}$$

また，

$y_p(\tau)=\widehat{y}_{pb}(\tau)$ のとき，

$$r(t)=c(t)-\int_0^\infty \widehat{y}_{pb}(\tau')e(t-\tau')d\tau'$$

であるから，上式の両辺に $e(t-\tau)$ をかけて t で重畳積分をおこなうと，

$$\int_0^\infty r(t)e(t-\tau)dt=\int_0^\infty c(t)e(t-\tau)dt-\int_0^\infty \widehat{y}_{pb}(\tau')d\tau'\int_0^\infty e(t-\tau)e(t-\tau')dt \qquad \mathrm{III}$$

IIとIIIより，

$$\int_0^\infty r(t)e(t-\tau)dt=0 \qquad \mathrm{IV}$$

あるいは，

$$\phi_{er}(\tau)=0 \qquad \text{(本文(20)式)}$$

また，II式より，

$$\int_0^\infty \widehat{y}_{pb}(\tau)\phi_{ee}(\tau'-\tau)d\tau=\phi_{ec}(\tau')$$

上式をフーリエ変換して，

$$\widehat{Y}_{Pb}(j\omega)\Phi_{ee}(\omega)=\Phi_{ec}(j\omega)$$

$$\therefore\ \widehat{Y}_{Pb}(j\omega)=\frac{\Phi_{ec}(j\omega)}{\Phi_{ee}(\omega)} \qquad \mathrm{V} \quad \text{(本文(21)式)}$$

付録4 本文(26)式の $\widehat{y}_{pd}$ の求め方[16]

人間オペレータは，過去に T〔sec〕だけさかのぼった分の入力信号情報を利用していると仮定して，

$$c(t)=\int_0^T y_p(\tau)e(t-\tau)d\tau+r(t)$$

とする。これを離散形に書き直して，

$$c(n)=\sum_{m=1}^{M}y_p(m)x(n-m+1)+r(n) \qquad \mathrm{I}$$
$$(n=M,M+1,\cdots,N)$$

とする。ここで，表記を簡単にするため，サンプリング間隔 Δ は，$y_p(m)$ の中に含めて考えている。また，

$$(M-1)\Delta=T$$

$(N-1)\Delta$ がデータ長となる。このとき，

$$J=\sum_{n=M}^{N}r^2(n)$$

を最小にする $\underline{y}_p$ を求める。ここで

$$\underline{y}_p=[y_p(1),\ y_p(2),\cdots,\ y_p(M)]^T$$

とする。I式をマトリクスの形で表わすと，

$$\underline{C}=\underline{E}\underline{y}_p+\underline{r} \qquad \mathrm{II}$$

となる。上式において，

$$\underline{C}=[c(M),\ c(M+1),\cdots,\ c(N)]^T$$
$$\underline{r}=[r(M),\ r(M+1),\cdots,\ r(N)]^T$$
$$\underline{E}=\begin{bmatrix} e(M)e(M-1)\cdots\cdots e(2) & e(1)\\ e(M+1) & \vdots\\ \vdots & e(N-M)\\ e(N)\ e(N-1)\cdots & e(N-M+1)\end{bmatrix}$$

評価関数 J は，

$$J=\sum_{m=M}^{N}r^2(N)=\underline{r}^T\underline{r}=[\underline{C}-\underline{E}\underline{y}_p]^T[\underline{C}-\underline{E}\underline{y}_p]$$

よって，

$$\frac{\partial J}{\partial \underline{y}_p}=-2\underline{C}^T\underline{E}+2\underline{y}_p^T\underline{E}^T\underline{E}$$

ここで，

$$\left.\frac{\partial J}{\partial \underline{y}_p}\right|_{\underline{y}_p=\widehat{\underline{y}}_{pd}}=0$$

であるから

$$\underline{E}^T\underline{E}\widehat{\underline{y}}_{pd}=\underline{E}^T\underline{C}$$

$$\therefore\ \widehat{\underline{y}}_{pd}=[\underline{E}^T\underline{E}]^{-1}\underline{E}^T\underline{C} \qquad \mathrm{III}$$

ただし，

$$\widehat{\underline{y}}_{pd}=[\widehat{y}_{pd}(1),\ \widehat{y}_{pd}(2),\cdots\cdots,\ \widehat{y}_{pd}(M)]^T$$
(本文(26)式)

である。

付録5 本文(27)式を用いた改良インパルス応答による y_p の求め方[7]

本文(27)式は，

$$r(n)=\sum_{l=1}^{L}h(l)r(n-l)+\varepsilon(n) \qquad \text{(本文(27)式)}$$

上式を，附録4のI式に代入して変形すると，次式が得られる。

$$\underline{C}=\underline{\Phi}\underline{\beta}+\underline{\varepsilon} \qquad \mathrm{I}$$

ここに，

$$\underline{\varepsilon}=[\varepsilon(M),\ \varepsilon(M+1),\cdots\cdots,\ \varepsilon(N)]^T$$
$$\underline{\beta}=[h(1),\ h(2),\cdots,\ h(L);\alpha(1),\ \alpha(2),\cdots\cdots,\ \alpha(M+L)]^T$$

また，

$$\alpha(m)=y_p(m)-\sum_{l=1}^{m}h(l)y_p(m-l)$$
(但し $m>M$ で $y_p(m)=0$)

$$\underline{\Phi}=\begin{bmatrix} c(M-1)\cdots c(M-L) & e(M) & e(M-1)\cdots e(1)\,0\cdots\cdots 0 \\ c(M)\quad\vdots & \vdots & e(2)e(1)0\cdots 0 \\ \vdots\qquad\vdots & \vdots & \vdots \\ & & 0 \\ & & e(1) \\ c(M+L)\cdots C(M+1) & e(M+L+1) & e(M+L)\qquad e(2) \\ \vdots\qquad\vdots & \vdots & \vdots \\ c(N-1)\cdots c(N-L) & e(N) & e(N-1)\cdots\cdots e(N-(M+L)+1) \end{bmatrix}$$

附録4と同様に，I式において，$\underline{\varepsilon}^T\underline{\varepsilon}$ を最小にするときの$\hat{\underline{\beta}}$をもとめると，

$$\hat{\underline{\beta}}=[\underline{\Phi}^T\underline{\Phi}]^{-1}\underline{\Phi}^T\underline{C}$$

が得られる。

航空宇宙技術研究所報告485号

昭和52年1月発行

発行所　航空宇宙技術研究所
東京都調布市深大寺町1880
電話武蔵野三鷹(0422)47-5911(大代表)〒182

印刷所　株式会社　東京プレス
東京都板橋区桜川2～27～12