

UDC 629.7.017.2:
159.938:
62-50:

航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-554

予測を必要とする手動制御実験

田 中 敬 司

1978 年12 月

航空宇宙技術研究所
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

目 次

まえがき	1
記号表	2
1. 序	2
1.1 予測による手動制御	2
1.2 人間オペレータの進み制御特性の研究について	4
2. 実験	4
2.1 実験の目的	4
2.2 実験の方法	4
2.3 データの収録および処理	7
3. 人間オペレータの線形モデルとその同定	9
3.1 本実験での人間オペレータの線形モデルについて	9
3.2 追跡表示における人間オペレータモデルと最適予測フィルタについて	10
3.3 MFPE 法の追跡表示モード実験データの解析への応用	14
3.4 解析の妥当性の検討	18
4. 実験結果とその検討	21
4.1 実験結果	21
4.1.1 時間経過図について	21
4.1.2 制御成績について	21
4.1.3 人間オペレータの制御特性について	22
4.2 結果の検討	35
4.2.1 目標入力および外乱と予測制御特性について	35
4.2.2 人間オペレータの予測制御特性の制約について	47
5. まとめ	55
あとがき	55
参考文献	55
付 録	57

予測を必要とする手動制御実験*

田中敬司**

An Experiment of Predictive Manual Control

by Keiji Tanaka

ABSTRACT

It has been pointed out that the human capability, to perform lead operations, is one of his most important features in manual control. This work aims at examining the characteristics and the limits of the human lead operations, in order to improve the human pilot model. A manual tracking experiment, which compelled the human operator to perform a predictive operation, was conducted.

In this experiment, the pursuit-plus-disturbance mode and the conventional compensatory mode were adopted as the display format, and the controlled element was set to be the pure transmission-type delay. Three kinds of experimental variables were selected; the first was the shape of the spectrum of the forcing function, the second was the delay time of the controlled element, and the third was the display format. Auto-regressive models were fitted for the data by utilizing the MFPE (Multiple Final Prediction Error) method, and based on those models the human operator describing functions were obtained.

The results indicated that the human operator could forecast the future values of the forcing function, especially when the pursuit mode display was implemented, and that his characteristics were in good accordance with those of the optimal predictors. It was also shown, however, that the human control frequency band was reduced when he extended his lead time span. These results will lay the foundation of the improvement of the human operator models which include the human lead characteristics.

まえがき

近来、航空機の飛行性基準の設定あるいは航空機の制御システムの設計において人間パイロットの制御特性を考慮することが当然とされており、^{1)~4)}人間パイロットモデルはこの分野での重要な基礎資料の一つである。

人間パイロットの最大の特長はその適応性にあり、この特長が航空機システムの安全性に大きく寄与していることは言うまでもない。人間パイロットをモデル化する際に考慮すべきこの適応性の重要な側面は進み制御特性である。この進み制御特性は、たとえば航空機で、定常旋回からのロール・アウトにおけるリード操作に特徴的

にあらわれるが、いわゆるトラッキング実験でも顕著に観察される特徴の一つである。トラッキング実験の場合には、この特性は人間オペレータの微分動作あるいは2階微分動作としてモデル化されている。⁵⁾⁶⁾

前回報告した実験⁷⁾の結果により、この進み制御特性は人間オペレータに呈示された信号の将来値に比例する制御特性に近いという示唆が得られている。

今回、新たにこの進み制御特性を予測という側面から検討することを試みた。人間オペレータに予測をおこなわせるため、制御対象には伝達遅れ系を選び、目標信号を追跡する形のトラッキング実験を実施した。

本実験で得たデータを時系列解析によって処理し、人間オペレータの記述関数を同定した。そして、人間オペレータの記述関数にあらわれた特徴を中心として人間オ

* 昭和53年6月20日受付

** 計測部

ベレータの進み制御特性を論じた。

本報告では、以上の実験の概要と結果を記す。その構成は次の通りである。第1章では手動制御において見受けられる人間オペレータの進み制御特性に関する今までの知識を略述する。第2章では本実験の目的と実験方法について、第3章では本実験での人間オペレータのモデル化の方法及び時系列解析法によるモデルの同定について記す。そして第4章では実験結果とその検討についてまとめる。

記号表

$A_M(m)$	次数が M 次の 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 モード	補償形表示モード
$c(t), c(n)$	操縦量
$d(t), d(n)$	$= m(t) + i_2(t)$
dB	デシベル
$e(t), e(n)$	偏差 ($= i_1(t) - d(t)$)
F_{i_1}	目標入力 i_1 の成形フィルタ
F_{i_2}	外乱 i_2 の成形フィルタ
F_r	レムナント r の成形フィルタ
$\mathcal{F}\{ \}$	フーリエ変換
G_c	帯域制限要素
$i_1(t), i_1(n)$	目標入力
$i_2(t), i_2(n)$	外乱
K_p	人間オペレータのゲイン
ℓ	予測量 ($= \tau/d$)
M	自己回帰モデルの次数
$m(t), m(n)$	制御対象出力
N	データ点数
n	サンプリング時刻 ($= n\Delta$)
p	制御成績
P モード	追跡形表示モード
$r(t), r(n)$	レムナント
s	ラプラス変換の変数
T_c	人間オペレータの帯域制限時定数 [sec]
T_I	人間オペレータの遅れ時定数 [sec]
T_L	人間オペレータの1次の進み時定数 [sec]
T_L'	人間オペレータの2次の進み時定数 [sec ²]
T_N	人間オペレータの神経-筋肉系の遅れ時定数 [sec]
t	時間 [sec]
V_1	v_1 の分散
V_2	v_2 の分散
v_1	i_1 の白色雑音源

v_2	i_2 の白色雑音源
$x(t)$	連続信号
$x(n)$	時系列, $x(t)$ のサンプルホールド値
Y_c	制御対象
Y_p	人間オペレータの記述関数
Y_{pc}	C モードにおける人間オペレータの記述関数
Y_{pe}	P モードにおける e に線形な人間オペレータの記述関数
Y_{pf}	P モードにおける $-i_2$ から c までの閉ループ伝達関数
Y_{pg}	P モードにおける i_1 から c までの閉ループ伝達関数
Y_{pi_1}	P モードにおける i_1 に線形な人間オペレータの記述関数
Δ	サンプリング間隔 [sec]
$\underline{\varepsilon}(n)$	白色雑音時系列ベクトル
ζ	相対ダンピング
$\underline{\Sigma}$	雑音源のインテンシティ行列
σ^2	分散
τ	制御対象のむだ時間 [sec]
τ_e	人間オペレータの実効むだ時間 [sec]
τ_0	人間オペレータの純粹むだ時間 [sec]
ω	角周波数 [rad/sec]
ω_c	クロスオーバー周波数, あるいは帯域制限周波数 [rad/sec]
ω_n	F_{i_1} の固有周波数 [rad/sec]
ω_n'	F_{i_2} の固有周波数 [rad/sec]
\underline{A}	ベクトルあるいは行列
\underline{A}^T	転置
\hat{Y}	推定値
\bar{Y}	共役な関数

1. 序

1.1 予測による手動制御

手動制御中の人間オペレータがみせる予測的動作は種々の乗り物の操縦に際し多くの場面で観察することができる。航空機の手動操縦におけるパイロット自らの動作遅れや機体の遅れを考慮した操縦、すなわち上昇あるいは降下からのレベル・オフや定常旋回からのロール・アウト等で操作のタイミングを早めること、いわゆるリード、もしくは自動車運転中に道路の先方状況を知覚してそれを利用した運転などがその例である。後者の自動車の運転の例は、予見制御 (Preview Control) として最適制御理論をもとにモデル化されている⁸⁾。

一方、予測制御特性を実験室実験で調べる研究は、制

御対象の種々の遅れを補償するときの人間オペレータの動特性や制御成績を検討することで続けられてきた。^{9)~17)} 以下にその若干を紹介する。

Muckler と Obermayer⁹⁾ は、人間-機械系に存在する遅れが人間オペレータの制御成績に及ぼす影響を調べるために遅れを次の四つに分類してそれぞれについての当時の研究をまとめている。

- 1) 伝達遅れ; e^{-Ts}
(Transmission Lag)
- 2) 指数形遅れ; $\frac{K}{1+T_s}$
(Exponential Lag)
- 3) S字状遅れ; $\frac{K}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2}$ ($\zeta > 1$)
(Sigmoid Lag)
- 4) 振動形遅れ; 同上 ($0 < \zeta < 1$)
(Oscillatory Lag)

そして伝達遅れの場合には、対数化した制御成績と遅れとの間に逆の直線関係、すなわち

$$\log(\text{制御成績}) = a + br, \quad (b < 0) \quad (1)$$

なる関係のあることを紹介している。

また、Adams¹⁰⁾¹¹⁾ は、月面車を地球上から遠隔の手動操縦をおこなうときの伝達遅れ (Transmission Lag) を問題として取り上げて研究を行なった。Adams は、遠隔操縦される月面車の最大可能走行速さを決めるために、伝達遅れと月面車の速さを実験変数としてシミュレーション実験を行なった。得られた結果より、遅れによる制御成績の低下を補償する方法についての検討を行なっている。

さらに、井口¹⁶⁾ も制御対象に伝達遅れ系を選び、正弦波入力をトラッキングしているときの制御成績を調べているが、むだ時間の増加が成績に敏感に反映する様子を示している。

しかし、上述の研究のほとんどが制御成績についてあるいは制御成績に基づいて実施されたものであり、人間オペレータの制御特性そのものについて論じたものは少ない。そこで、次に人間オペレータの記述関数の側面から予測特性に対応する人間オペレータの特性を記す。制御対象が伝達遅れ系の場合にはモデルの形でまとめられてはいないが、一般的な遅れ系の場合にはいわゆるクロスオーバーモデル⁵⁾¹⁸⁾ が有名である。これは、補償形トラッキング実験において、制御対象の遅れを補償する人間オペレータの特性を進み項で表現し、開ループ伝達特性が、クロスオーバー周波数 ω_c 近辺で、

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

となるモデルである。ここで、 $Y_p(j\omega)$, $Y_c(j\omega)$ はそれぞれ人間オペレータおよび制御対象の周波数応答、 τ_e は実効むだ時間である。すなわち、人間オペレータのモデルを

$$Y_p(s) = K_p \frac{1 + T_L s + T_L' s^2}{(1 + T_N s)(1 + T_I s)} e^{-\tau_e s} \quad (3)$$

とした場合、 $T_L s$ あるいは $T_L' s^2$ の項が制御対象の遅れを補償することを表現している。このモデルは、人間オペレータが制御対象の遅れを知っているとすれば、それを補償する適応能力を有することを示唆している。これは、伝達遅れ系を制御している人間オペレータにも適用できることが知られている。小畑¹⁸⁾ は、人間オペレータと伝達遅れ系とを開ループの形に考えて人間オペレータの記述関数を求め、それをウィナーフィルタと比較することで予測動作特性を考察した。そして、予測動作が平均化を伴った微分動作であり、入力固有振動波形に対して最適となる予測動作に近いものであると結論している。

一方、以上に示した人間オペレータの能力は、呈示された信号に対する情報処理能力の一種とも考えられる。人間の一般的な統計的情報処理能力に関しては一連の研究がある。人間の統計的推論をおこなう能力については主に心理学の分野で調べられてきており、文献 20), 21) に指摘されている。これ等によると人間の統計的推論の行動をモデル化するにあたり確率論や統計の方法で近似する手法を使うことができるとしている。また、Rouse^{22)~27)} は、人間に、表示信号の次の値を予測させたり平均値や標準偏差を推論させたりする一連の実験をおこなった。人間に予測をさせるこれらの実験から、彼は人間の推論作業のモデルを最終的には有限な記憶に基づく回帰形のモデルとして得ている。²⁴⁾ このモデルは、過去の信号の実現値からサンプルした有限個の値によりその信号の特性を得て予測作業をするとしたものである。但し、過去の信号のうち、利用する有限個の値に対して、過去のものほど予測に利用する重み付けを小さくしてゆく形にしている。

以上記した様に、人間オペレータの適応性のうち予測による進み制御特性は、人間オペレータのモデル化にあたって重要な検討項目であることは明らかである。また、この予測の特性は規則的であることも知られている。これらの知識はトラッキング作業時の人間オペレータの予測特性についてもモデル化の可能性を示していると思われる。それ故、伝達遅れ系のトラッキング作業時に人間オペレータが示す予測特性を検討するならば、次節に示す一般的なトラッキング作業時の人間オペレータの進み制御特性に関するより明確な知識を得ることができると

考える。

1.2 人間オペレータの進み制御特性の研究について
前節では主に予測という側面からの進み特性に関する従来の知識をまとめた。一方、前回の実験²⁾によって、1次および2次の遅れ特性を持つ制御対象を制御する人間オペレータの進み特性が次の特徴をもつことが明らかになった。

- 1) 純粋むだ時間 τ_0 が 0.1 ~ 0.2 [sec] であること。
- 2) 周波数特性であられる実効むだ時間 τ_e が人間オペレータの進み特性に対応していること。
- 3) 進み特性のあらわれている人間オペレータの周波数特性が、制御対象の応答を予測するフィルタと類似点をもつこと。

しかし、前節に示した従来の研究結果や上記の結果でも次の未検討点が残っている。

- 1) 進み動作を行なうための手掛りが、人間オペレータに対する表示入力信号のどの特性に依存したものであるか。すなわち、連続トラッキング作業において進み動作がどのような統計処理能力に対応するか。
- 2) 進み制御特性の限界について。
- 3) 進み制御特性を表わす簡便なモデルの構成。

そこで、今回は上記未検討点のうちまず1)に関して資料を得るため、人間オペレータにある程度予測可能な連続ランダム信号を予測させる実験を行ない、得られた人間オペレータの特性を統計的に最適な予測フィルタと比較することを試みた。すなわち、今回の実験的検討は、前回報告した一般的なトラッキング作業時の人間オペレータの特性のうちの進み制御特性の側面だけを特に調べようとしたものである。また同時に、上記未検討点の3)、すなわち一般のトラッキング作業時の人間オペレータモデルの構成にあたって必要な進み制御特性の基礎資料を与えようとした。

2. 実験

2.1 実験の目的

前章で記した従来の知識および問題点に基づき、人間

オペレータの進み制御特性を明らかにするため、以下の実験目的を定め、ランダム信号に対し予測が必要なトラッキング実験をおこなった。

- 1) 信号の将来値を予測するときの人間オペレータの特性を記述関数の形で求める。
- 2) 得られた記述関数を最適予測フィルタと比較することでその特徴を検討する。
- 3) 人間オペレータの予測制御時の進み特性について、目標入力の性質、制御対象である伝達遅れ系のむだ時間の大きさ、および表示方式との関係を調べる。
- 4) さらに人間オペレータの特性にあらわれる進み特性の限界について手掛りを得る。
- 5) データ解析に用いる時系列解析で多変数系(3変数)の同定を扱うが、この妥当性を調べる。

2.2 実験の方法

前節の実験目的を達成するためには、トラッキング作業中に人間オペレータが予測動作を必要とする様に実験条件を構成しなければならない。普通の補償形表示のトラッキング実験では、目標入力 i_1 が制御対象出力と重畳して表示されるので目標入力の予測を行なわせることが困難な筈である。そこで、追跡形の表示(図1の1)参照)を用いて目標入力が直接表示されるようにするのが適当と思われる。また比較対照のため補償形表示(図1の2)参照)の実験も必要である。一方、制御対象としては、完全な反応遅れを生じ、パラメータ設定の簡便な伝達遅れ系が適している。よって図2-1および図2-2に示す2種のブロック構成を考えた。ブロック図内の各要素を以下で示す。

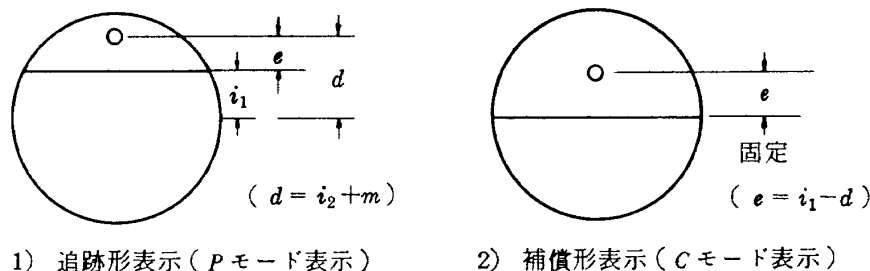
コントローラ：棒状の操縦桿で、被験者がこれを前後方向に変位させることで操縦出力 $c(t)$ を生じる。操縦反力がスプリングにより与えられている。回転軸から握りまでの距離は、

$$H = 420 \text{ [mm]} \quad (4)$$

変位ゲインは、

$$K_s = 0.11 \text{ [Volt/mm]} \quad (5)$$

操縦反力は、



1) 追跡形表示 (Pモード表示)

2) 補償形表示 (Cモード表示)

図1 信号の表示の方法

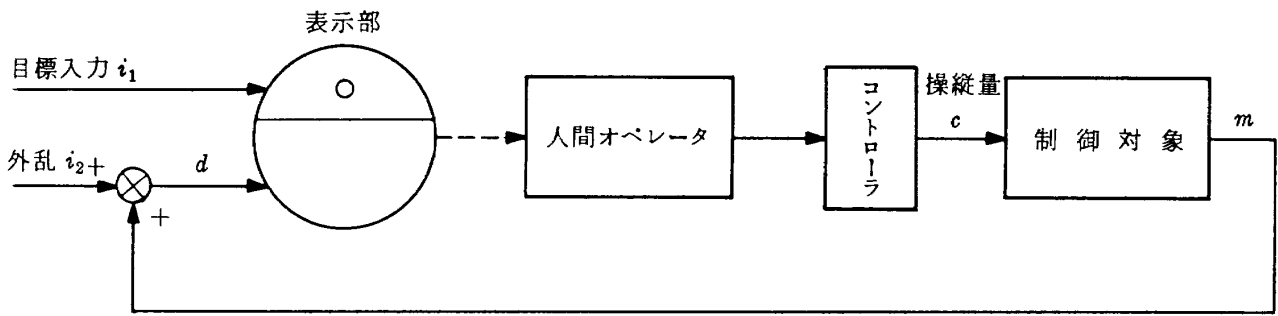


図2-1 追跡形表示モードの場合の実験構成図

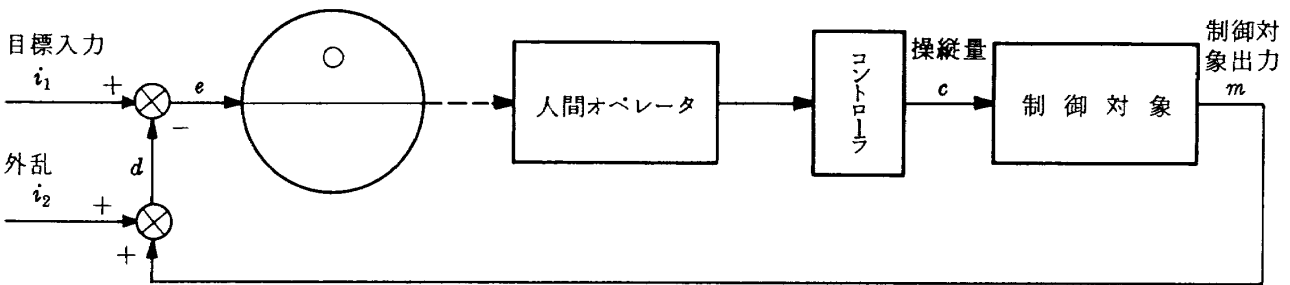


図2-2 補償形表示モードの場合の実験構成図

$$F = 0.01 \text{ [kg/mm]}$$

である。

制御対象： $c(t)$ を入力とし、制御対象出力 $m(t)$ として、

$$m(t) = c(t - \tau) \quad (7)$$

を出力する伝達遅れ系である。すなわち、

$$Y_c(s) = e^{-\tau s} \quad (8)$$

であり、変化させた変数は、むだ時間 τ [sec] である。この系を実現するためミニコンピュータ(HITAC-10, 図3)を利用した。 $d(t)$ を A/D 変換器 (HIDAS-200 システム) によって中央処理装置内に取り込み、 τ だけシフトさせ $m(t)$ として D/A 変換器 (当所で製作, 図4) を通してアナログ量として取り出す。この入出力の精度は符号 +10 [bit] であり、繰り返し周期は 1 [msec] とした。この計算機は約 6 [kW] のユーザエリアを有するのでこの繰り返し周期で約 6 [sec] のむだ時間まで発生することが可能である。また、この分解能は被験者に対して充分であり、連続的な出力がなされているとして制御されている。

表示部： 1) 追跡形表示 [図1の1), 参考文献28) により P モード表示と略する]

5 インチ (130mm) の 2 ビームオシロスコープを利用した。一方のビームを用いてリサーチにより小円を作り、その円の上下によって、外乱 $i_2(t)$

と制御対象出力 $m(t)$ の和、 $d(t)$ を表示した。 $d(t)$ は外乱に乱された制御対象出力とみなされる。もう一方のビームにより水平輝線を作り、その輝線の上下によって目標入力 $i_1(t)$ を表示した。

2) 補償形表示 [図1の2), 以後 C モードと略する]

これはトラッキング実験で最も普通に用いられる従来の補償形表示である。上記 P モード表示と同様に 2 ビームで構成したが、水平輝線は中央部に固定しており、小円がエラー量 $e(t) [= i_1(t) - d(t)]$ に比例して上下する。

両者の表示モード共表示ゲインは次のとおりである。

$$K_D = 5.0 \text{ [mm/Volt]} \quad (9)$$

被験者：成年男子 3 名 (以後 A, B, C とする) を用いた。被験者 A は、前回報告した実験の被験者のうちの 1 名であり、普通の補償形トラッキング実験に習熟している。3 名共今回のトラッキング実験に充分慣熟した後データを取得した。被験者は、P モードの場合、表示された $i_1(t)$ および $d(t)$ を見て出来るだけ $d(t)$ を $i_1(t)$ に近づけるよう指示されている。C モードの場合は偏差 $e(t)$ を零にするように補償することになる。どちらのモードでもそのためには

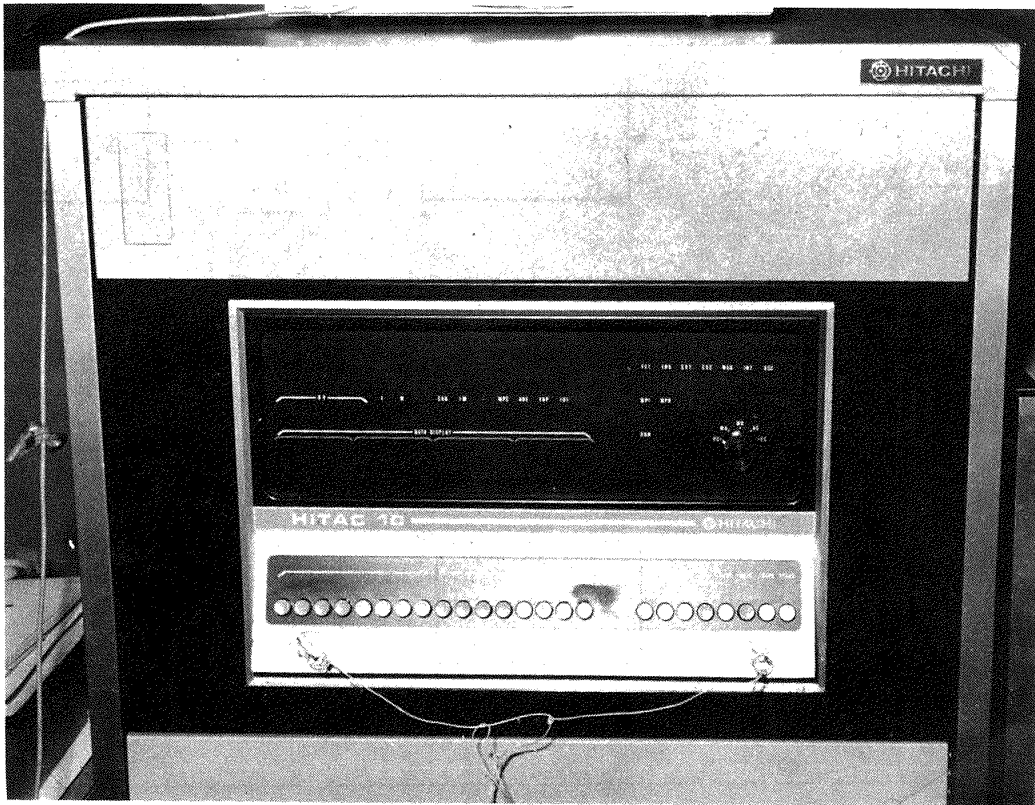


図3 デジタル計算機

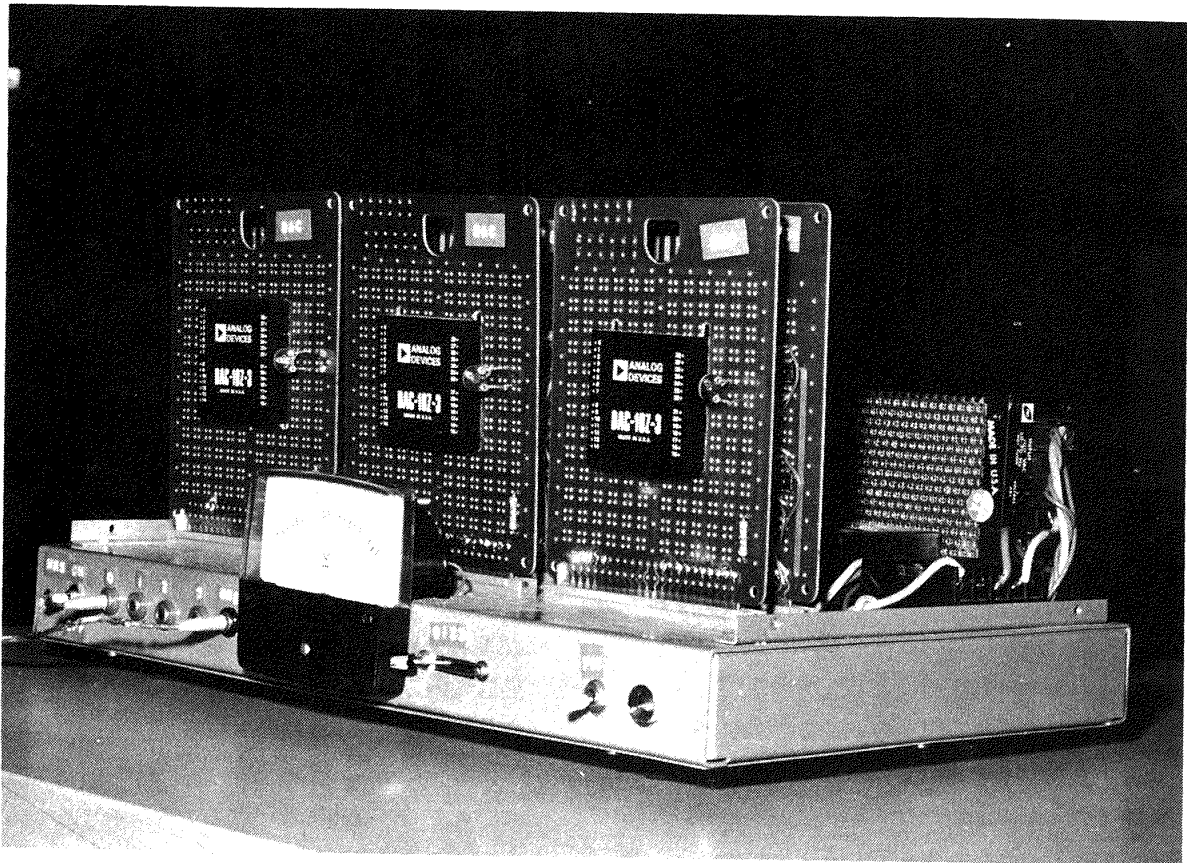


図4 D/A 変換器

$i_1(t)$ の動きを予測しなければならない。なお、被験者AはPモードのみの試行をおこない、Cモードのデータは取得しなかった。

目標入力 (i_1): 白色雑音発生器 (NF製) から 200 Hz までの帯域をもつ正規白色雑音 (v_1) を次式に示す成形フィルタに通して発生させた。

$$F_{i_1}(s) = \frac{K_{i_1} \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (10)$$

上式で実験の簡略化のため、 $\omega_n = 1$ および 3 [rad/sec] だけに限り、 $\zeta = 0.25$ とした。

外乱 (i_2): i_1 とは別の白色雑音発生器 (YHP製) を利用して、 i_1 と同様正規白色雑音 (v_2) を次式の成形フィルタに通して発生させた。

$$F_{i_2}(s) = K_{i_2} \left\{ \frac{\omega_n'^2}{(s + \omega_n')^2} + \frac{10}{(s + 10)^2} \right\} \quad (11)$$

但し $\omega_n' = 1.5$ [rad/sec] である。ここで、 K_{i_1} 及び K_{i_2} は、 i_1, i_2 が目標入力と外乱であるという実験状況に合わせるため、 i_1 の分散 $\sigma_{i_1}^2$ が i_2 の分散 $\sigma_{i_2}^2$ の約3倍となるように調節した。Pモードの場合、人間オペレータは2入力1出力のシステムとみなされるので、同定すべき人間オペレータの特性は後述のごとく2つの線形な要素で構成されることになる。

2つの要素を同定するには2種類以上の外部入力が必要ではない。1種類であると両者の結合した動特性しか得られない。このため i_2 を加えて実験を実施した。

以上の実験ブロックの構成およびフィルタ等にはアナログ計算機 (日立電子製 ALS1010, 図5) を使用した。

なお、コントローラと表示の極性は2種類の表示モード共同極性をもつように設定した。すなわち、 i_1 と i_2 が零のとき、コントローラを引くと c は負となり、Pモードでは d が負になり小円は上がるとし、Cモードでも小円は上がるものとした。共に e となる。

2.3 データの収録および処理

実験は、練習試行期間も含め約4カ月にわたって実施された。データは、約2分半の連続トラッキングを1試行としてアナログデータレコーダ (TEAC製, R-270型) により記録した。記録した信号は、図2の $i_1, i_2, e (= i_1 - d), c, m, d$ の6チャンネルと実験の開始終了を表わすトリガ信号である。本実験では160試行余りのデータを収録し、そのうちの146試行を解析した。試行毎の設定実験変数は表1のとおりである。

データ処理の目的は、次章に記す方法によって最終的に人間オペレータの記述関数を得ることである。このた

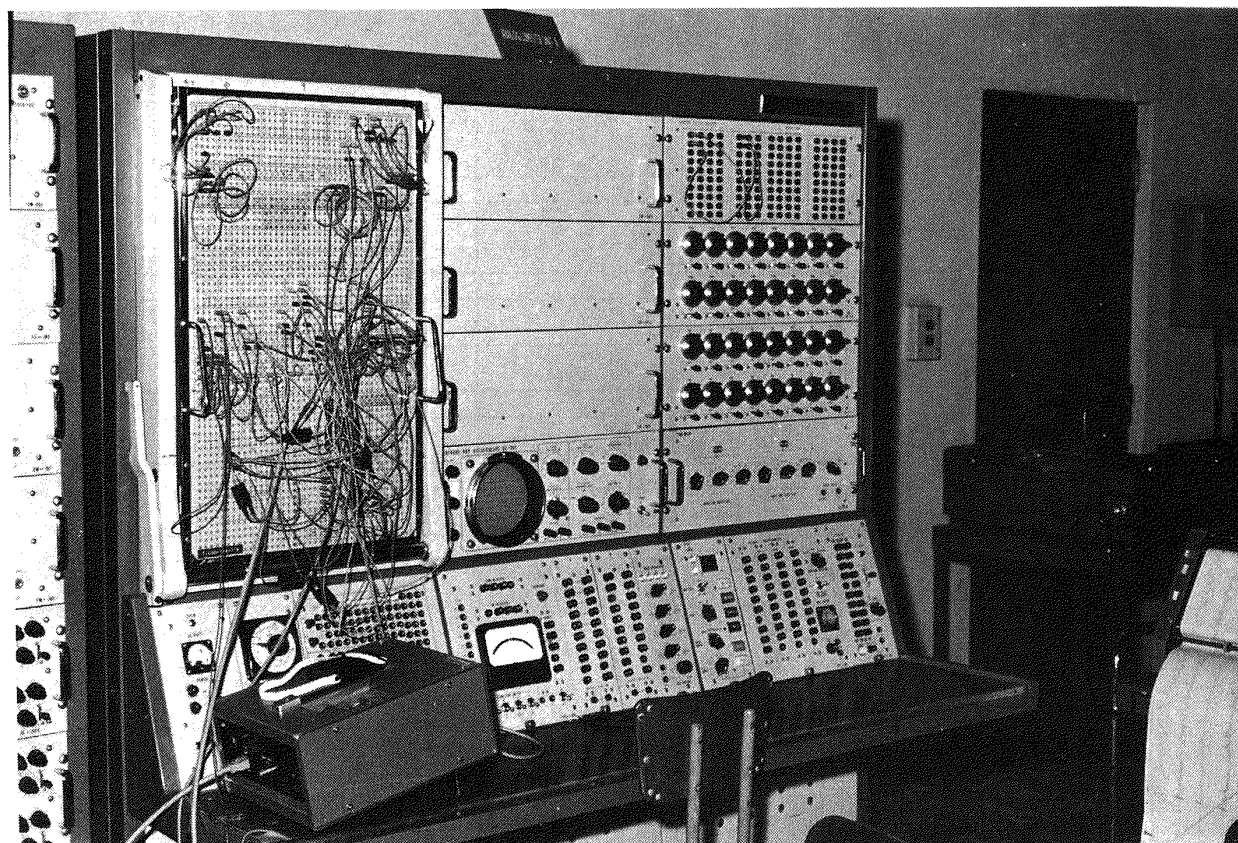


図5 アナログ計算機

表 1 実験変数と試行名

i_1 の ω_n [rad/sec]	Y_c のむだ 時間 τ [sec]	表示モード*	試 行 番 号		
			被 験 者 A**	被 験 者 B	被 験 者 C
3	0.0	P	A - 16 A - 17 A - 41	B - 22 B - 31	C - 13 C - 27
		C		B - 23 B - 30	C - 14 C - 28
	0.1	P	A - 14 A - 15 A - 40	B - 21 B - 28	C - 12 C - 26
		C		B - 20 B - 29	C - 11 C - 25
	0.2	P	A - 5 A - 6 A - 20	B - 18	C - 9
		C		B - 19	C - 10
	0.3	P	A - 2 A - 38 A - 39	B - 8 B - 9	C - 7 C - 8 C - 23
		C		B - 10 B - 11	C - 5 C - 6 C - 24
		P	A - 10 A - 11 A - 21	B - 17	C - 22
	0.4	c		B - 16	C - 21
		P	A - 3 A - 4 A - 37	B - 14 B - 27	C - 18 C - 19
	0.5	C		B - 15 B - 26	C - 17 C - 20
		P	A - 7 A - 8 A - 9 A - 26	B - 1 B - 2 B - 3 B - 7 B - 51	C - 1 C - 2 C - 3 C - 15 C - 33
	0.6	C		B - 4 B - 5 B - 6 B - 52	C - 4 C - 16 C - 34
		P	A - 12 A - 13 A - 35 A - 36	B - 13	C - 32
	0.7	C		B - 12	C - 31
		P	A - 1 A - 27	B - 24	C - 29
	0.8	C		B - 25	C - 30
		P		B - 49 B - 44 B - 50	C - 51 C - 49 C - 50
	0.0	C		B - 43	C - 52
		P	A - 18 A - 19	B - 42	C - 53
	0.2	C		B - 40	C - 47
		P	A - 22 A - 23	B - 41	C - 48
	0.4	C		B - 39	C - 38
P		A - 24 A - 25	B - 38	C - 37	
0.6	C		B - 36	C - 35	
	P	A - 28 A - 29	B - 37	C - 36	
0.8	C		B - 32 B - 48	C - 39 C - 40	
	P	A - 30 A - 31	B - 33 B - 47	C - 41 C - 42	
1.0	C		B - 35 B - 45	C - 45 C - 46	
	P	A - 32 A - 33 A - 34	B - 34 B - 46	C - 43 C - 44	
1.2	C				

*) Pは追跡形表示モード, Cは補償形表示モードである。

**) 被験者AはCモードの実験は実施していない。

め、アナログデータをデジタル化して計算機で処理し得るデータにしなければならない。今回は、図6に示すフローチャートに従ってデータ処理を実行した。A/D変換に関しては、当所のNAL磁気テープデータ処理システムを利用した。A/D変換では、各信号チャンネル共サンプリング間隔0.01[sec]で12000点のデータとしてデジタル磁気テープに記録した。そして改めてこれを平滑化して0.1[sec]間隔、1200点のデータとしてディスクファイル上に保存し、以後の解析に用いた。平滑の方法は、元の信号を $x(n)$ ($n=1, 2, \dots, N$)、新しく得た信号を $y(m)$ ($m=1, 2, \dots, N/10$)としたとき次式によった。

$$y(m) = \sum_{i=1}^5 \frac{i-1}{20} x(10(m-1)+i) + \sum_{j=6}^{10} \frac{10-j}{20} x(10(m-1)+j) \quad (12)$$

ファイルの作成、その他の処理は当所のFACOM230-75大型計算機により実施した。

3. 人間オペレータの線形モデルとその同定

本章では、まず本実験での人間オペレータの線形モデルを考え、そのモデルに対応するいわゆる最適なフィルタを求める。次に、実験データとして得た時系列ベクトルから、モデルに対応する実際の人間オペレータの記述関数を求める同定法について略述する。

3.1 本実験での人間オペレータの線形モデルについて

本節では、今回の実験状況での人間オペレータをモデル化して取り扱い方法について記す。実験ではPモードとCモードの表示をおこなったが、ここでは従来とは異なったモデル化をしなければならないPモードの場合を中心にまとめてみる。

従来から追跡形のトラッキング実験を扱った研究は多いが、^{28)~33)} 追跡形の実験では人間オペレータは2種の信号(図1の1)では i_1 および d あるいは i_1 および e)を入力として1種の操縦出力を出すことになる。このため人間オペレータはそれぞれの入力に対して応答する伝達関数をもつように同定される。この同定を可能とするため目標入力の他に外乱 i_2 を加えており、これがなければ人間オペレータの動特性は同定できない。もちろん片方の動特性を無視したり、既知であると仮定することで他方を決定することも可能であるが一般にこの種の仮定は同定誤差を大きくする。このため実験は追跡プラス外乱形表示(Pursuit-plus-Disturbance Display,²⁸⁾ Pモードと同義)で行なわれることになる。この実験は実際の航空機

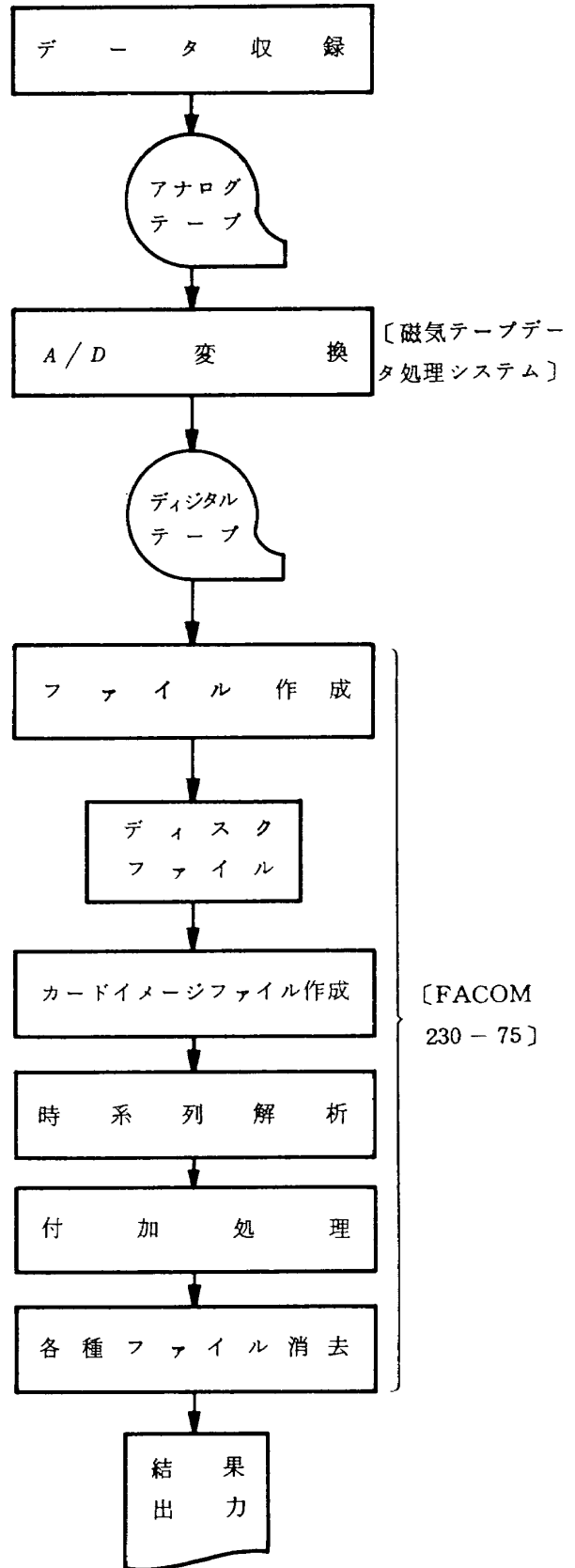


図6 データ処理手順の概略

の操縦の状況とよく一致しているとされている。文献32)によれば、フライト・ディレクタ装備のディスプレイでは、航空機の経路運動に生ずる大気攪乱の影響は、出力(例えば水平儀のピッチ姿勢表示)としてパイロットに表示される。一方、要求された操縦経路あるいは指示入力(例えばフライト・ディレクタのクロスバー)はこの信号と独立に指示されており、全体としての表示は追跡プラス外乱形表示と一致する。

さて、この場合、人間オペレータは2入力1出力のシステムとみなされるので、何らかの二つの独立な要素でモデルを構成しなければならない。人間オペレータを2つの要素に分割して考える場合次の3種の方法が考えられる。

1) i_1 と d を入力とするモデル

図7-1に示すように、目標入力 i_1 および外乱 i_2 に乱された制御対象出力 d の二つを入力とし、それぞれの線形な出力にレムナントが加わったものとして操縦量 c が示されると考える。このモデルは文献28)に示された第1のモデルと同等であり、後に記す今回の解析もこれを基にして実施した。図7-1においては次式が成り立つ。

$$c(s) = Y_{p1}(s)i_1(s) + Y_{p2}(s)d(s) + r(s) \quad (13)$$

2) i_1 と e を入力とするモデル

図7-2に示すように、 i_1 と e を入力とし、それぞれの線形出力にレムナントが加わって c が示されると考えるものである。図7-2においては次式が成り立つ。

$$c(s) = Y_{pi1}(s)i_1(s) + Y_{pe}(s)e(s) + r(s) \quad (14)$$

一方、

$$e(s) = i_1(s) - d(s) \quad (15)$$

であるので、(13),(14),(15)より第1のモデルと第2のモデルとの間には次式の関係がある。

$$Y_{pi1}(s) = Y_{p1}(s) + Y_{p2}(s) \quad (16)$$

$$Y_{pe}(s) = -Y_{p2}(s) \quad (17)$$

Y_{pi1} が入力に対し予測的に制御する要素、 Y_{pe} がフィードバック補償要素とみなせるので、物理的な対応を考える場合は図7-2が考えやすいと思われる。

3) e と d を入力とするモデル

図7-3に示されるもので、文献28)における第2のモデルと同等である。図7-3では次式が成り立つ。

$$c(s) = Y_{p3}(s)e(s) + Y_{p4}(s)d(s) + r(s) \quad (18)$$

よって、(13),(15),(18)より第1のモデルとは次の関係がある。

$$Y_{p3}(s) = Y_{p1}(s) \quad (19)$$

$$Y_{p4}(s) = Y_{p1}(s) + Y_{p2}(s) \quad (20)$$

なお、Cモードの場合の人間オペレータは、従来のモ

デル化の方法と同じくフィードバック要素 Y_{pc} のみで図8のようにモデル化されることになる。

3.2 追跡形表示における人間オペレータモデルと最適予測フィルタについて

Pモードの場合に人間オペレータをモデル化する方法は前節に示したようにいくつか考えられるが、本節では2の方法すなわち i_1 と e を入力とするモデルを中心として考える。まず図7-2をフィード・フォワード形に書き直すことを試みる。本実験では(8)式に示したように、

$$Y_c(s) = e^{-\tau s} \quad (8)$$

であるから、図7-2は図9-1あるいは図9-2のように書き直すことができる。但し、図9-2において、 Y_{pf} は $-i_2$ から c までの閉ループ伝達関数で、

$$Y_{pf}(s) = \frac{Y_{pe}(s)}{1 + e^{-\tau s} Y_{pe}(s)} \quad (21)$$

とした。以下ではいわゆる最適な Y_{pi1}, Y_{pe} はどのような特性を持つべきかを調べる。ここで述べる最適とは偏差の分散 σ_e^2 を最小とするものとする。実際の人間オペレータはいくつかの制約条件の下で σ_e^2 を最小にするよう努力していると思われるが、ここでは物理的実現性即ちインパルス応答が負の時間軸上で値を持たないことのみを条件として σ_e^2 を最小とする Y_{pi1}, Y_{pe} を求める。

問題を簡単にするために次の二つの仮定をする。

1) 最適なモデルを考えるときは人間オペレータモデルはレムナントを発生しないとする。すなわち、

$$\sigma_r^2 = 0 \quad (22)$$

2) 外乱 i_2 の成分のうち、高周波数成分は $\sigma_{i_2}^2$ に対する寄与が小さいので無視する。すなわち、(11)式の F_{i_2} を次式で近似する。

$$F_{i_2}(s) = \frac{K_{i_2} (\omega_n')^2}{(s + \omega_n')^2} \quad (23)$$

図9-2より上の仮定の下では σ_e^2 は次式で与えられる。

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \{ |1 - e^{-\tau s} Y_{pi1}(s)|^2 |1 - e^{-\tau s} Y_{pf}(s)|^2 \Phi_{i_1 i_1}(s) + |1 - e^{-\tau s} Y_{pf}(s)|^2 \Phi_{i_2 i_2}(s) \} ds \quad (24)$$

上式で、 $\Phi_{i_1 i_1}(s), \Phi_{i_2 i_2}(s)$ はそれぞれ i_1, i_2 のパワスペクトルで次式で与えられる。

$$\Phi_{i_1 i_1}(s) = |F_{i_1}(s)|^2 V_1 \quad (25)$$

$$\Phi_{i_2 i_2}(s) = |F_{i_2}(s)|^2 V_2 \quad (26)$$

上式で、 V_1, V_2 はそれぞれ i_1, i_2 の雑音源の強さである。いま、 i_1 から c までの閉ループ伝達特性を

$$Y_{pc}(s) = \frac{Y_{pi1}(s) + Y_{pe}(s)}{1 + e^{-\tau s} Y_{pe}(s)} \quad (27)$$

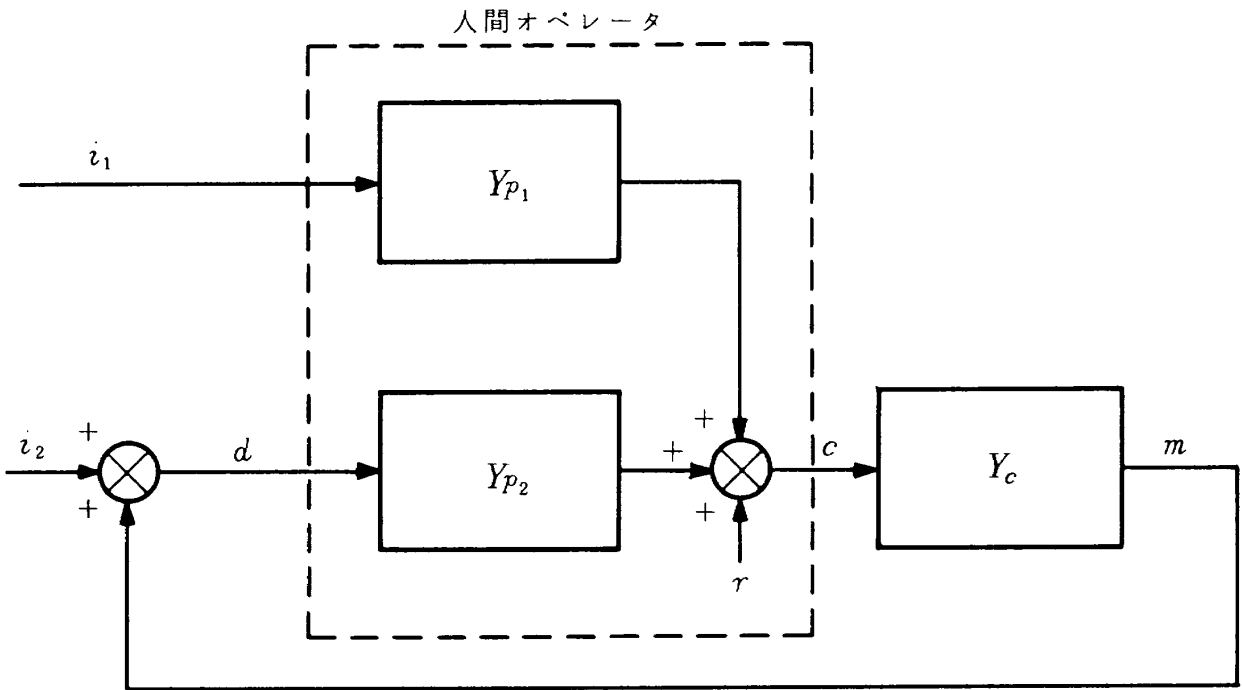


図7-1 追跡形表示における人間オペレータのモデル化(その1)

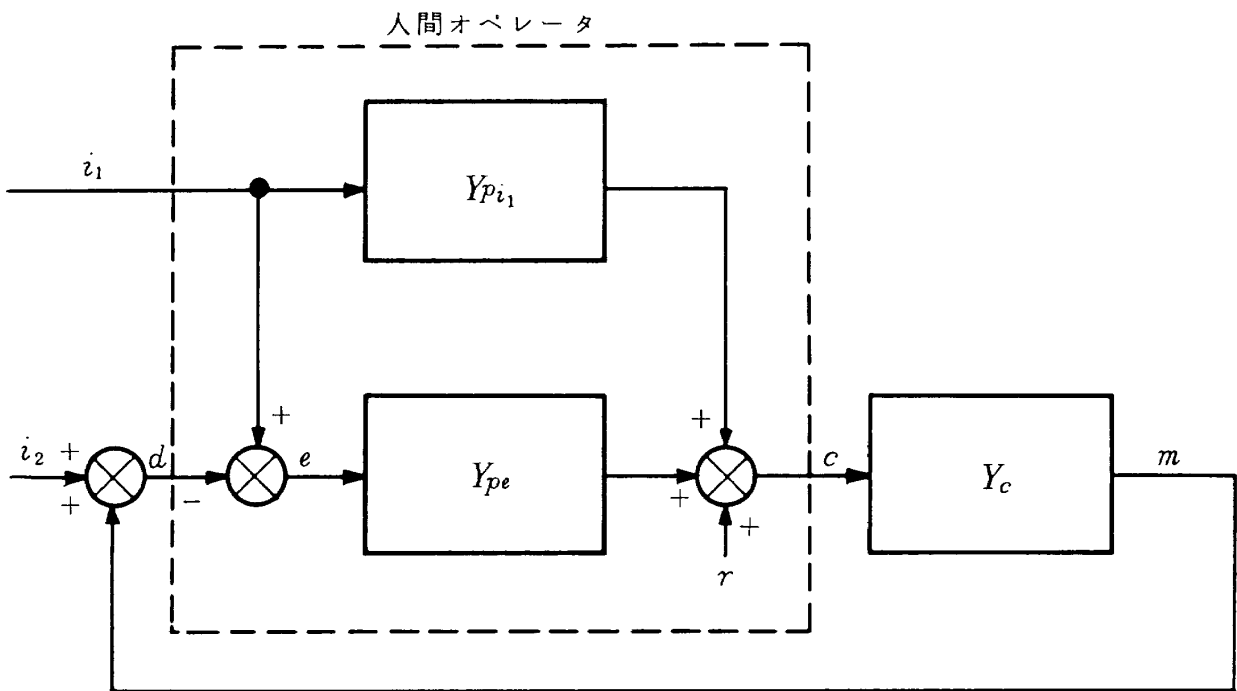


図7-2 追跡形表示における人間オペレータのモデル化(その2)

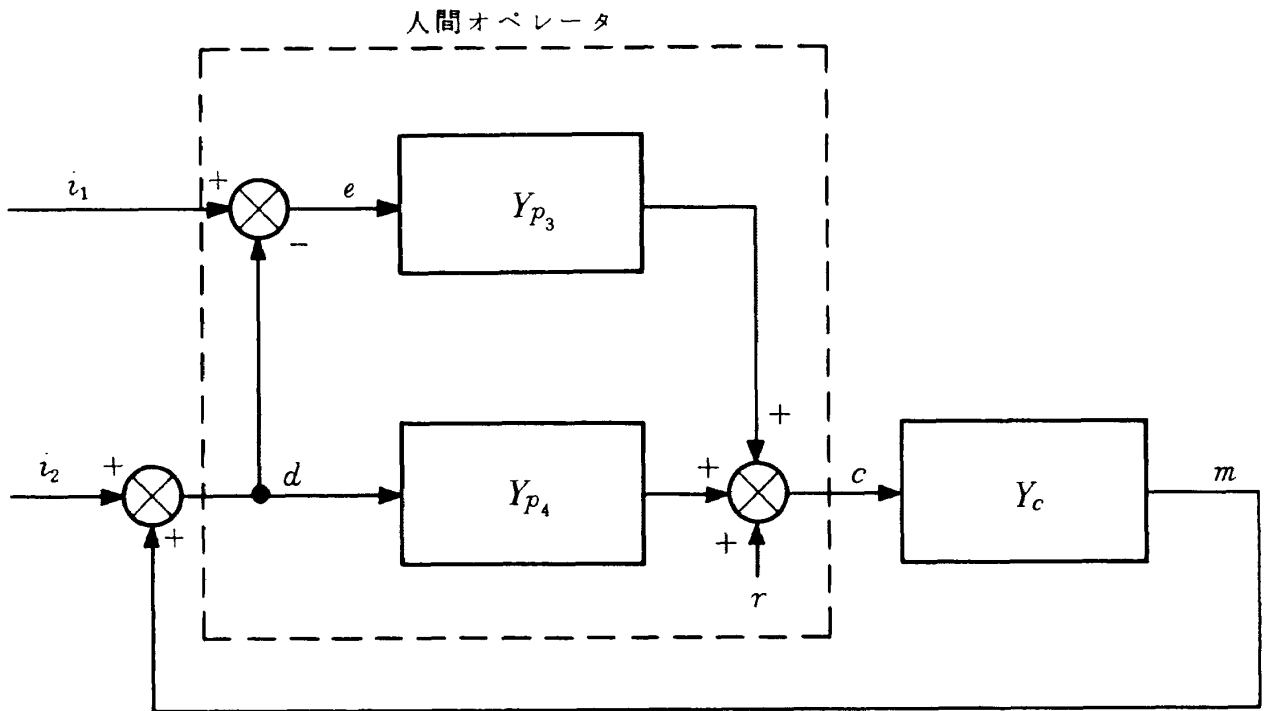


図 7-3 追跡形表示における人間オペレータの線形モデル化(その3)

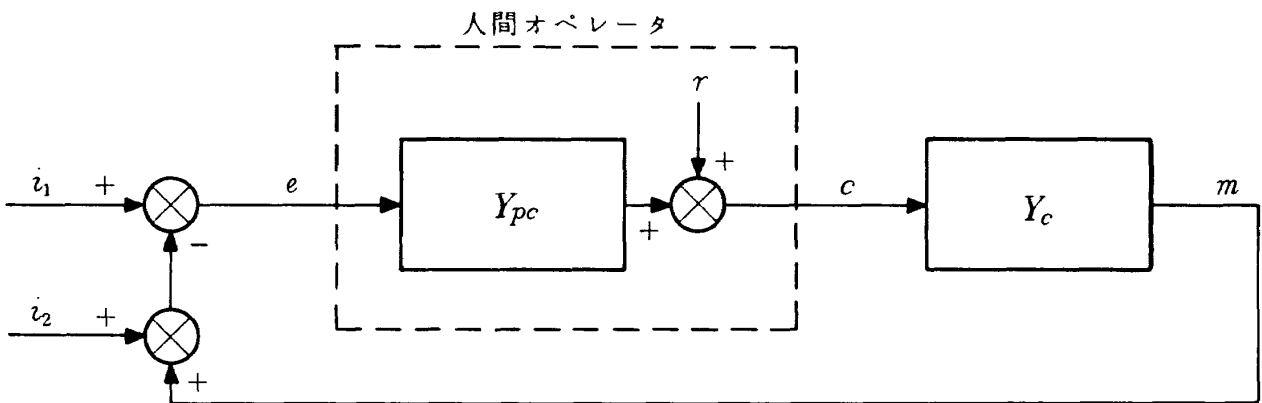
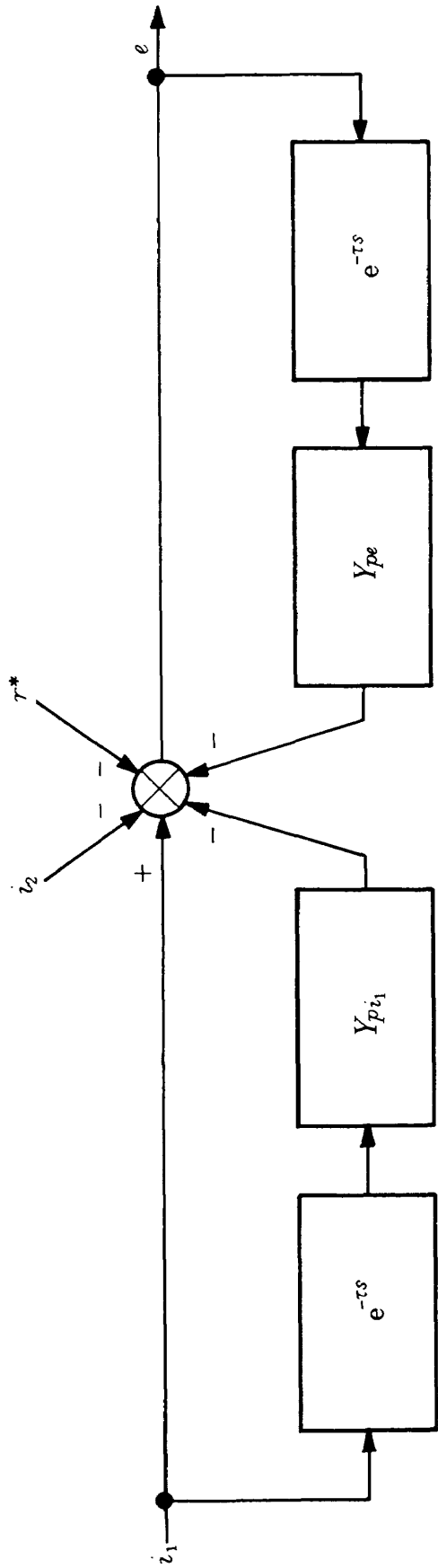
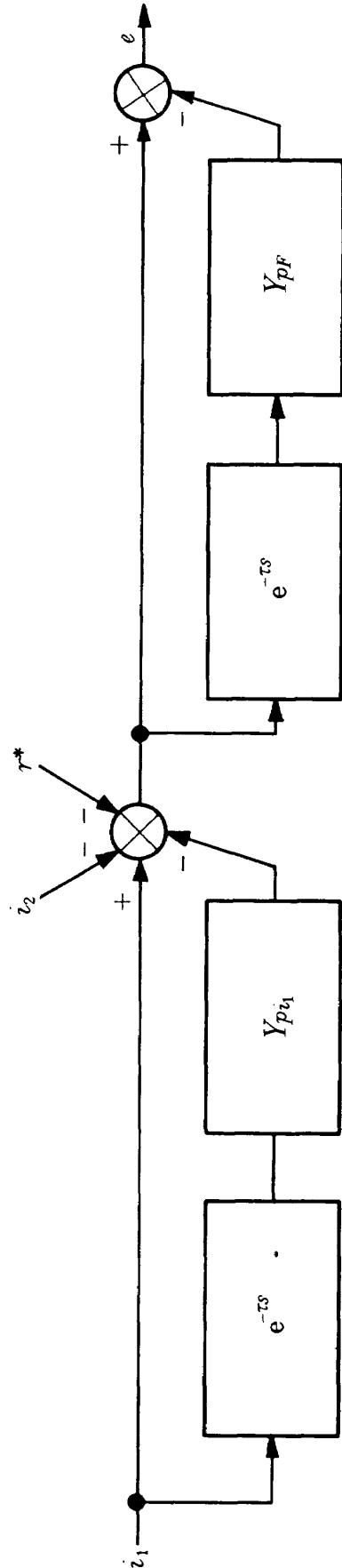


図 8 補償形表示における人間オペレータの線形モデル化



但し $r^*(t) = r(t - \tau)$

図 9-1 図 7-2 と等価な系 (その 1)



但し $r^*(t) = r(t - \tau)$

図 9-2 図 7-2 と等価な系 (その 2)

とし、(25),(26)を用いると(24)式は次のように書き直すことができる。

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \left\{ (1-e^{-\tau s} Y_{pc}) (1-e^{\tau s} \bar{Y}_{pc}) \bar{F}_{i_1} \bar{F}_{i_1} V_1 \right. \\ \left. + (1-e^{-\tau s} Y_{pf}) (1-e^{\tau s} \bar{Y}_{pf}) \bar{F}_{i_2} \bar{F}_{i_2} V_2 \right\} ds \quad (28)$$

ここで、 \bar{Y}_{pc} 等は Y_{pc} 等と共役な関数である。よって σ_e^2 を最小とする Y_{pc} および Y_{pf} を見いだせばそれらから最適な Y_{pi_1} 、 Y_{pe} が得られることになる。(28)式は Y_{pc} と Y_{pf} の項が分離しているため独立に最適な関数(予測フィルタ)を求めることができる。

そこで Y_{pc} の最適予測フィルタ Y_{pc0} を以下で決定する。(28)式の第1項を $\sigma_{e_1}^2$ とすると

$$\sigma_{e_1}^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} (1-e^{-\tau s} Y_{pc}) (1-e^{\tau s} \bar{Y}_{pc}) \bar{F}_{i_1} \bar{F}_{i_1} V_1 ds \quad (29)$$

右半複素平面に極を持たない任意の関数を $Y(s)$ 、 ε を任意の定数とすると、任意の関数 $Y_{pc}(s)$ は、

$$Y_{pc}(s) = Y_{pc0}(s) + \varepsilon Y(s) \quad (30)$$

で表わされる。最適である条件は、

$$\left[\frac{\partial \sigma_{e_1}^2}{\partial \varepsilon} \right]_{\varepsilon=0} = 0 \quad (31)$$

であるから、(29),(30)を(31)に代入し、一般に

$$\int_{-j\infty}^{j\infty} H(s) ds = \int_{-j\infty}^{j\infty} H(-s) ds$$

なる関係を利用すると次式を得る。

$$\frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} (1-e^{-\tau s} Y_{pc0}) \bar{Y} e^{\tau s} \bar{F}_{i_1} \bar{F}_{i_1} ds = 0 \quad (32)$$

\bar{Y} は左半面正則であるから上式が成り立つためには

$$(1-e^{-\tau s} Y_{pc0}) e^{\tau s} \bar{F}_{i_1} \bar{F}_{i_1} = X(s)$$

も左半面正則でなければならない。上式を変形して、

$$e^{-\tau s} \bar{F}_{i_1} - Y_{pc0} \bar{F}_{i_1} = \frac{X}{\bar{F}_{i_1}}$$

上式の右辺は左半面正則、左辺第2項は右半面正則である。よって $e^{-\tau s} \bar{F}_{i_1}$ を右半面正則の部分 $[e^{-\tau s} \bar{F}_{i_1}]_+$ と左半面正則の部分 $[e^{-\tau s} \bar{F}_{i_1}]_-$ に分けると

$$[e^{-\tau s} \bar{F}_{i_1}]_+ - Y_{pc0} \bar{F}_{i_1} = \frac{X}{\bar{F}_{i_1}} - [e^{-\tau s} \bar{F}_{i_1}]_-$$

上式の右辺は左半面正則、左辺は右半面正則であるから共に零でなければならない。故に最適関数は次の形となる。

$$Y_{pc0} = \frac{[e^{-\tau s} \bar{F}_{i_1}]_+}{\bar{F}_{i_1}} \quad (33)$$

(10)式を用いて上式を具体的に計算すると次式となる。

$$Y_{pc0}(s) = K(1+Ts) \quad (34)$$

$$\text{ここで、} K = e^{-\zeta \omega_n \tau} \left(\cos \beta + \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin \beta \right)$$

$$T = \frac{1}{(\sqrt{1-\zeta^2} \cot \beta + \zeta) \omega_n}$$

$$\beta = \sqrt{1-\zeta^2} \omega_n \tau$$

次に Y_{pf} の最適予測フィルタ Y_{pf0} を決定する。(28)式の第2項、

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} (1-e^{-\tau s} Y_{pf}) (1-e^{\tau s} \bar{Y}_{pf}) \bar{F}_{i_2} \bar{F}_{i_2} V_2 ds$$

を最小とする Y_{pf} は上記の方法と同様にして次の形で得られる。

$$Y_{pf0} = \frac{[e^{\tau s} F_{i_2}]_+}{F_{i_2}} \quad (35)$$

(23)式により Y_{pf0} を具体的に求めると(34)式で

$$\zeta = 1, \quad \omega_n = \omega_n'$$

$$Y_{pf0}(s) = K'(1+T's) \quad (36)$$

ここで $K' = e^{-\tau \omega_n'} (1 + \tau \omega_n')$

$$T' = \frac{\tau}{1 + \tau \omega_n'}$$

以上によって i_1 の性質から Y_{pc0} が、 i_2 の性質から Y_{pf0} が決定でき、これらから最適な $Y_{pi_1} Y_{pe}$ である Y_{pi_10} と Y_{pe0} が求められることになる。しかし、 i_2 が無い場合には Y_{pi_10} と Y_{pe0} とは次の関係のみがわかる。

$$\frac{Y_{pi_10} + Y_{pe0}}{1 + e^{-\tau s} Y_{pc0}} = Y_{pc0} \quad (付録参照) \quad (37)$$

次の章の検討では実験で得られた Y_{pc} や Y_{pf} を Y_{pc0} や Y_{pf0} と比較して人間オペレータの予測制御特性を論じる。

なお、図8のCモードにおけるモデル Y_{pc} に対応した最適なフィルタ Y_{pc0} がPモードのときと同様にして求められる。とくに i_2 がない時は、 i_1 からcまでの閉ループ伝達関数の最適関数は Y_{pc0} と等しくなる。

3.3 MFPE法の追跡表示モード実験データの解析への応用

未知なシステムの動特性を同定する方法は従来から種々考えられているが、最近発達した自己回帰モデルで同定する時系列解析法^{34)~36)}が最も優れたものであると考えられる。この手法の応用の仕方および得失については既に文献7)で確認した。Cモードの実験データの解析は文献7)と同一であるのでここでは簡単に記し、Pモードの実験データにこの同定法を応用する方法を中心として記すことにする。

まず、任意のk次元の時系列ベクトル $x(n)$ ($n=1, 2, \dots, N$)の動的関係について次の自己回帰モデルをあて

はめることを考える。

$$\underline{x}(n) = \sum_{m=1}^M \underline{A}_M(m) \underline{x}(n-m) + \underline{\varepsilon}(n) \quad (38)$$

ここで、 $\underline{x}(n)$ は平均零とし、

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

$\underline{A}_M(m)$ は、モデルの次数が M であるときの m 番目の $k \times k$ の自己回帰係数行列である。

$$\underline{A}_M(m) = \begin{bmatrix} a_{M1,1}(m) & a_{M1,2}(m) & \dots & a_{M1,k}(m) \\ \vdots & & & \vdots \\ a_{Mk,1}(m) & \dots & \dots & a_{Mk,k}(m) \end{bmatrix}$$

また、 $\underline{\varepsilon}(n)$ は k 次元の互いに独立な白色雑音である。

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

(38) 式の自己回帰モデルの次数 M は MFPE 法 (Multiple Final Prediction Error Method) を用いて求めることができる。³³⁾³⁴⁾ このとき得られた $\underline{A}_M(m)$ ($m=1, 2, \dots, M$) を用いて $\underline{x}(n)$ の各時系列要素間の動的関係が求められる。この手法を P モードの実験データの解析に応用することを試みた。

今回の解析では次の 3 種の方法を試みた。

$$1) \quad \underline{x}(n) = [c(n), i_1(n), i_2(n)]^T \quad (39)$$

とする方法、

$$2) \quad \underline{x}(n) = [c(n), i_1(n), d(n)]^T \quad (40)$$

とする方法、

$$3) \quad \underline{x}(n) = [c(n), i_1(n), e(n)]^T \quad (41)$$

とする方法である。ここで、

$$c(n) = c(nd)$$

等であり、サンプリング間隔 d でサンプルされて得られた時系列である。また、全時系列はデータ処理において平均値がさし引かれたものである。なお、本解析では次式の如く設定した。

$$d = 0.1 \quad [\text{sec}] \quad (42)$$

上記 3 種の方法共 $\underline{x}(n)$ が 3 次元のベクトルであるから、自己回帰モデルは $\underline{x}(n)$ の平均が零であることにより次式となる。

$$\underline{x}(n) = \underline{A}(B) \underline{x}(n) + \underline{\Sigma} \underline{w}(n) \quad (43)$$

ここで、 B はバックワードシフトオペレータで、次式で定義される。

$$B \underline{x}(n) = \underline{x}(n-1) \quad (44)$$

また、

$$\underline{A}(B) = \begin{bmatrix} a_{11}(B) & a_{12}(B) & a_{13}(B) \\ a_{21}(B) & a_{22}(B) & a_{23}(B) \\ a_{31}(B) & a_{32}(B) & a_{33}(B) \end{bmatrix}$$

但し、

$$a_{ij}(B) = a_{ij_1} B + a_{ij_2} B^2 + \dots + a_{ij_M} B^M \quad (i, j=1, 2, 3)$$

である。 $\underline{\Sigma}$ は雑音源のインテンシティ行列で、

$$\underline{\Sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & \sigma_{13} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & \sigma_{23} \\ \sigma_{31} & \sigma_{32} & \sigma_{33} \end{bmatrix}$$

とする。さらに、

$$\underline{w}(n) = [w_1(n), w_2(n), w_3(n)]^T$$

で、 $w_i(n)$ ($i=1, 2, 3$) は互いに独立な強さが 1 の白色雑音である。モデルが正しく求められているためには $\underline{\Sigma}$ が対角化されている必要がある。

1) の場合、もし自己回帰方程式が正しく求められていると、すなわち、 $\underline{\Sigma}$ がほぼ対角化されているならば、モデルは図 10-1 の形になる。図 10-1 を参照して、 i_1 から c への閉ループ伝達関数 $Y_{pc}(j\omega)$ および $-i_2$ から c への閉ループ伝達関数 $Y_{pr}(j\omega)$ の推定値はそれぞれ次の形で求められる。

$$\hat{Y}_{pc}(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{a_{12}(B)}{1 - a_{11}(B)} \right\} \quad (45)$$

$$\hat{Y}_{pr}(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{-a_{13}(B)}{1 - a_{11}(B)} \right\} \quad (46)$$

ここでフーリエ変換 $\mathcal{F}\{G(B)\}$ は、 B を $e^{-j\omega d}$ で置き換えることを意味する。よって図 7-1 の $Y_{p1}(j\omega), Y_{p2}(j\omega)$ の推定応答は次式によって得られる。

$$\hat{Y}_{p1}(j\omega) = \frac{-\hat{Y}_{pc}(j\omega)}{\hat{Y}_{pr}(j\omega)} \hat{Y}_{p2}(j\omega) \quad (47)$$

$$\hat{Y}_{p2}(j\omega) = \frac{-\hat{Y}_{pr}(j\omega)}{1 - \hat{Y}_{pr}(j\omega) Y_c(j\omega)} \quad (48)$$

(47), (48) 式で明らかのように、この方法は既知である制御対象の周波数応答 $Y_c(j\omega)$ を利用しなければならない。また、このとき i_1, i_2 , レムナント r の成形フィルタの推定応答 $\hat{F}_{i_1}(j\omega), \hat{F}_{i_2}(j\omega), \hat{F}_r(j\omega)$ がそれぞれ次式で得られる。

$$\hat{F}_{i_1}(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{\sigma_{22}}{1 - a_{22}(B)} \right\} \quad (49)$$

$$\hat{F}_{i_2}(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{\sigma_{33}}{1 - a_{33}(B)} \right\} \quad (50)$$

$$\hat{F}_r(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{\sigma_{11}}{1 - a_{11}(B)} \right\} \quad (51)$$

次に 2) の場合、自己回帰方程式が正しく得られたならばモデルは図 10-2 の形となる (次節参照)。このモデルでは、

$$\hat{Y}_{p1}(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{a_{12}(B)}{1 - a_{11}(B)} \right\} \quad (52)$$

$$\hat{Y}_{p2}(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{a_{13}(B)}{1 - a_{11}(B)} \right\} \quad (53)$$

および制御対象の推定応答

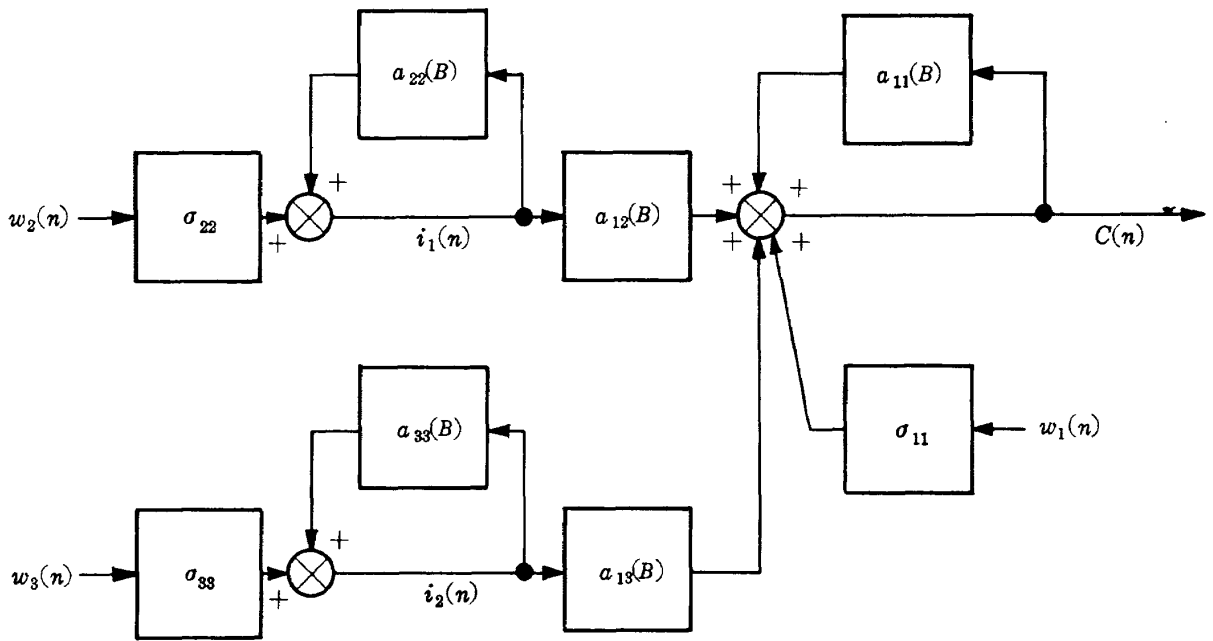


図 10-1 $x(n) = [c(n), i_1(n), i_2(n)]^T$ によるモデル化

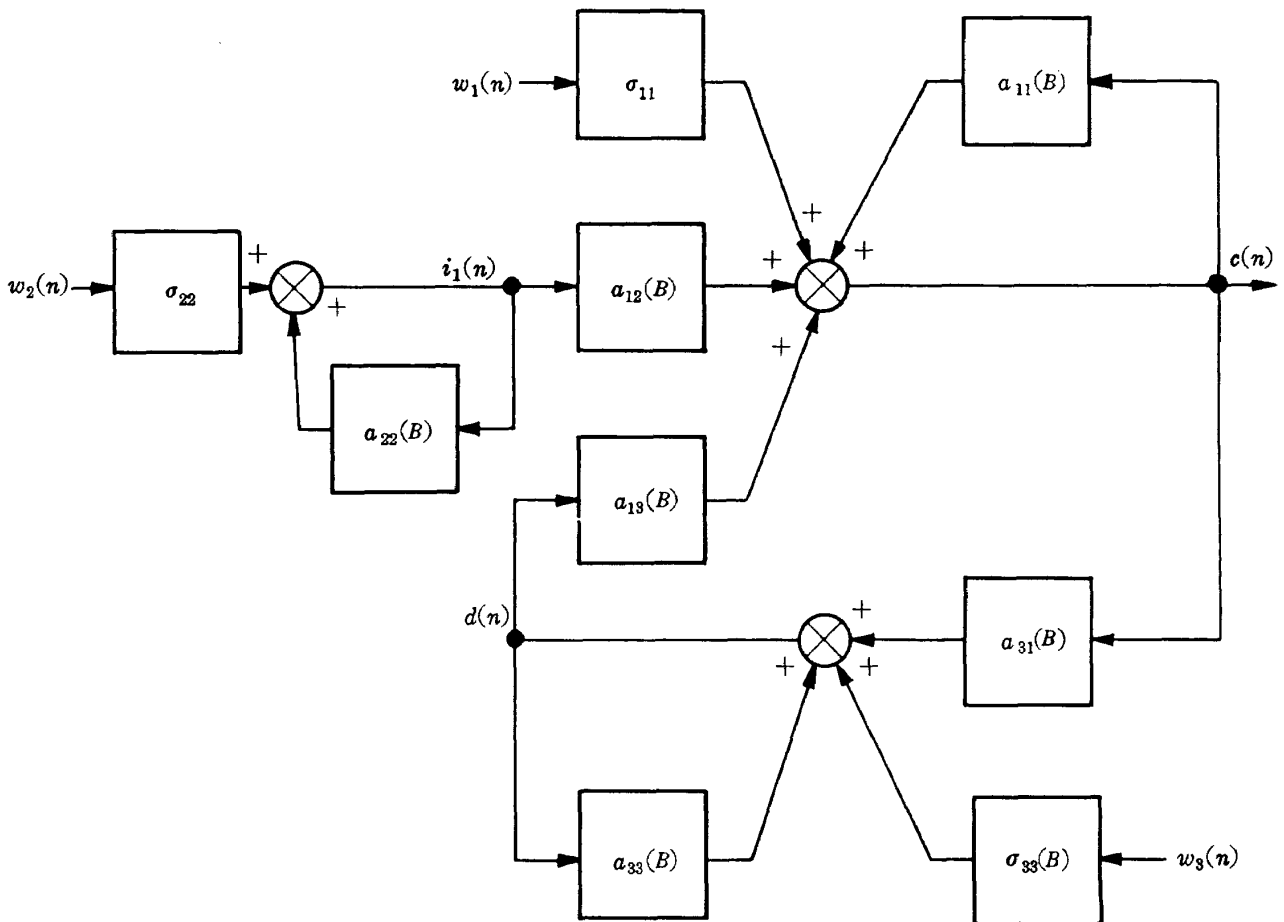


図 10-2 $x(n) = [c(n), i_1(n), d(n)]^T$ によるモデル化

$$\hat{Y}_c(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{a_{31}(B)}{1 - a_{33}(B)} \right\} \quad (54)$$

が直接得られる。また、 i_1, i_2, r の成形フィルタの推定応答 $\hat{F}_{i_1}(j\omega), \hat{F}_{i_2}(j\omega), \hat{F}_r(j\omega)$ も(49)～(51)と同様にして求められる。

3)の場合も同様にして、正しく自己回帰方程式が求められると図10-3の形が得られ、

$$\hat{Y}_{pi_1}(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{a_{12}(B)}{1 - a_{11}(B)} \right\} \quad (55)$$

$$\hat{Y}_{pe}(j\omega) = \mathcal{F} \left\{ \frac{a_{13}(B)}{1 - a_{11}(B)} \right\} \quad (56)$$

その他 $\hat{Y}_c, \hat{F}_{i_1}, \hat{F}_{i_2}, \hat{F}_r$ 等の推定応答が得られる。

上差3種の方法を比較すると次のことがわかる。

i) 1)の方法は、2),3)の方法に比してダイナミクスが自己回帰係数の比較的少ない数の要素に集中して表わされており、その結果、人間オペレータの動特性は関接的に求めることになる。また、人間オペレータのインパルス応答を直接求めることは困難となる。

ii) 3)の方法では、 $x(n)$ の内では $i_1(n)$ から $e(n)$ へはダイナミクスを介さない直接的なループ結合が存在する。

この場合はMFPE法を適用することが困難であるので、図10-3の形のモデルを正しく同定することができない可能性がある。実際A-35の試行にこの方法を試みた例では i_1 の雑音源と e の雑音源との間の推定相関係数が、

$$\sigma_{23} = 0.548$$

になり、明らかに相関が有意であった。この方法ではこの程度に常に σ_{23} が大きくなるので、適当な方法ではないことがわかった。

以上のことから、人間オペレータの動特性の同定は主に2)の方法(52),(53)式によることとし、その結果を1)の方法による結果と比較してその妥当性を確認した。そのため、 $\hat{Y}_{pi_1}, \hat{Y}_{pe}$ は、(16)(17)式を利用して $\hat{Y}_{p1}, \hat{Y}_{p2}$ より計算し、また $\hat{Y}_{pe}, \hat{Y}_{pc}$ はさらに $\hat{Y}_{p1}, \hat{Y}_{pe}$ を利用して計算した。

なお、Cモードの場合の人間オペレータの記述関数 \hat{Y}_{pc} は、 e 及び c を用いた2次元の自己回帰モデルにより同定した。

よって今回MFPE法で同定した記述関数は、 $\hat{Y}_{pi_1}, \hat{Y}_{pe}, \hat{Y}_{pc}, \hat{Y}_{pr}, \hat{Y}_{pc}$ の5種類である。

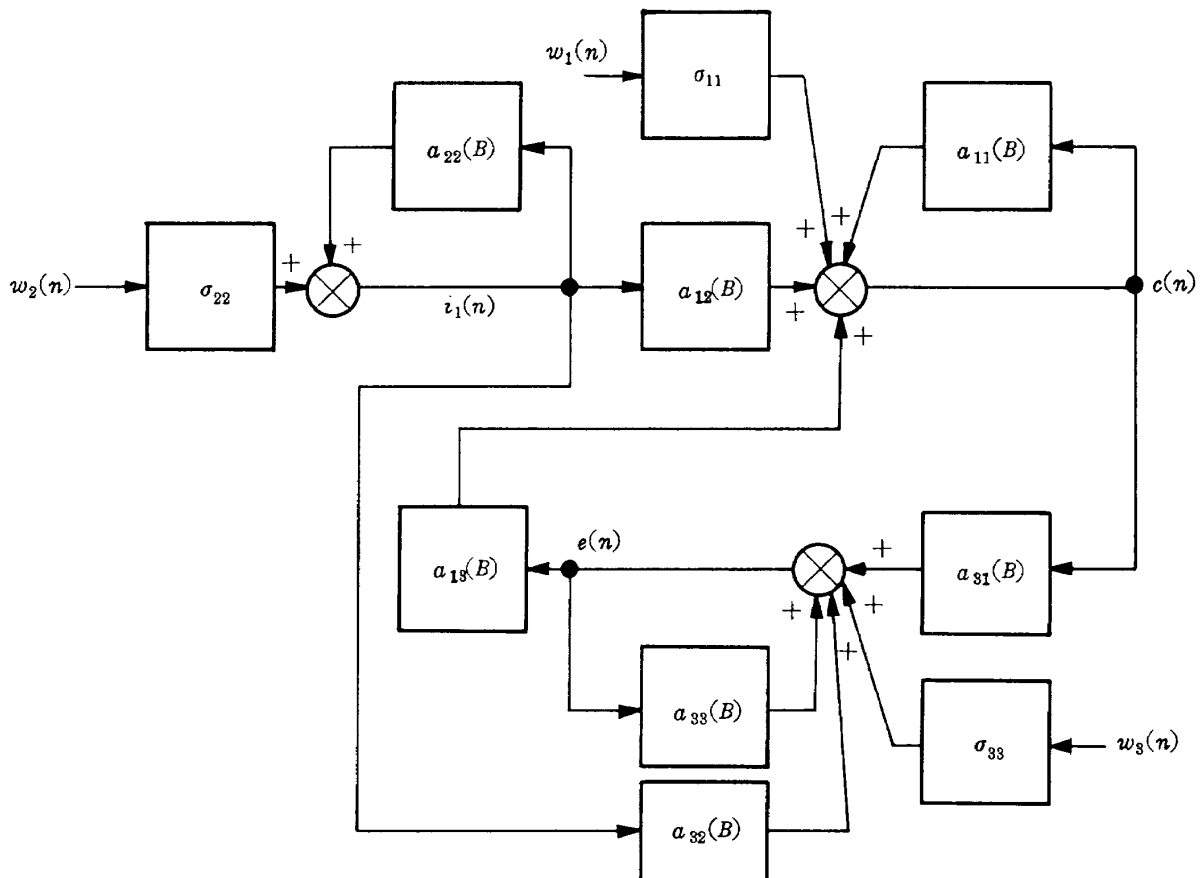


図10-3 $x(n) = [c(n), i_1(n), e(n)]^T$ によるモデル化

3.4 解析の妥当性の検討

本実験で得たデータは、共分散関数が全てシフト時間の増加に従い零に収束していることが確認された。それ故、これらのデータの処理に前節の解析法が適当であると考えられる。また、 i_1 と i_2 のパワスペクトルを前節のモデルとは別個に 1 次元の MFPE 法の適用により求めたところ、それぞれ予め計算されたパワスペクトルの理論値と一致しており、データおよび解析のプログラムが妥当なものであることが確認された。

そこで、前節の 1) ~ 3) の方法をデータに適用したところ、いずれの方法でも次数 M が 4 から 20 までの間で得ることができ、全ての場合で自己回帰モデルが有限次数で収束して求められた。

雑音源の独立性を確認するために、1) および 2) の方法で求めた雑音源相互の推定相関を調べると、2) において Y_c が 1 の場合すなわち $\tau = 0$ [sec] の場合^{脚註}を除いて雑音源の相関が小さいことがわかった。よってこれらの形でのモデル化は成功したと考えられる。

次に、ノイズ寄与率からみた本解析結果の妥当性について調べる。本実験で同定された自己回帰モデルに基づいてノイズ寄与率が計算できる。ノイズ寄与率はノイズ源の相互の独立性が保証された上で次式により求められる。

$$\tau_{ij}(j\omega) = \frac{q_{ij}(j\omega)}{p_{ii}(j\omega)} \quad (57)$$

上式で、 $p_{ii}(j\omega)$ は i 番目の信号のパワスペクトルで、次式である。

$$p_{ii}(j\omega) = \sum_{j=1}^k |b_{ij}(j\omega)|^2 p(u_j)(j\omega) \quad (58)$$

但し、 $b_{ij}(j\omega)$ は、行列 $[I - A(j\omega)]^{-1}$ の (i, j) 要素であり、 $A(j\omega)$ は (43) 式の $A(B)$ において $B = e^{-j\omega d}$ と置き換えて得たものである。また、

$$q_{ij}(j\omega) = |b_{ij}(j\omega)|^2 p(u_j)(j\omega) \quad (59)$$

であり、(58), (59) の $p(u_j)(j\omega)$ は j 番目の雑音源のパワスペクトル密度である。

今、前節の 2) 方法についてノイズ寄与率を検討する。(43) 式に (40) 式を代入して書き直すと、次式を得る。

$$\begin{bmatrix} c(n) \\ i_1(n) \\ d(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11}(B) & a_{12}(B) & a_{13}(B) \\ a_{21}(B) & a_{22}(B) & a_{23}(B) \\ a_{31}(B) & a_{32}(B) & a_{33}(B) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c(n) \\ i_1(n) \\ d(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sigma_{11}w_1(n) \\ \sigma_{22}w_2(n) \\ \sigma_{33}w_3(n) \end{bmatrix} \quad (60)$$

上式で、 $w_1(n)$, $w_2(n)$, $w_3(n)$ はそれぞれ c , i_1 , d の雑音

源であり、相互の独立性は仮定している。今回同定されたモデルは、(60) 式の様に c , i_1 , d の間に何らのモデル構造も仮定しないで求められたものである。一方、本実験のモデルは、図 7-2 に示す様に次の形に限定されている。

$$\begin{cases} c(j\omega) = [Y_{pi_1}(j\omega) + Y_{pe}(j\omega)]i_1(j\omega) - Y_{pd}(j\omega)d(j\omega) \\ \quad + F_r(j\omega)w_1(j\omega) \\ i_1(j\omega) = F_{i_1}(j\omega)w_2(j\omega) \\ d(j\omega) = Y_c(j\omega)c(j\omega) + F_{i_2}(j\omega)w_3(j\omega) \end{cases} \quad (61)$$

(60) 式と (61) 式が等価であるためには、(60) 式中の $a_{21}(B)$, $a_{23}(B)$, $a_{32}(B)$ が零でなければならない。言い換えれば、同定されたモデルにおいて、これらが実効上零に近いならば本解析結果が妥当であるといえることができる。これらがモデルに及ぼす実効上の影響は、(57) 式で与えられるノイズ寄与率により調べられる。 $a_{21}(B)$, $a_{23}(B)$, $a_{32}(B)$ が零であるとき、 $[I - A(j\omega)]^{-1}$ を検討するとノイズ寄与率に次の様な三つの制限が生じることになる。即ち、 i_1 に対する w_1 の寄与率 τ_{i_1c} 、および i_1 に対する w_3 の寄与率 τ_{i_1d} が共に零となり、かつ $\tau_{ci_1}/\tau_{cc} = \tau_{di_1}/\tau_{dc}$ でなければならない。但し、 τ_{i_1c} , τ_{i_1d} 等はそれぞれ (57) 式の τ_{21} , τ_{23} 等と同じものである。以上三つの制限について確かめるために、実際のノイズ寄与率を計算した一例を図 11-1 ~ 11-3 に示す。図 11 より、 τ_{i_1c} , τ_{i_1d} が約 1 ~ 10 [rad/sec] で $\tau_{i_1i_1}$ に比して実効上小さな影響しか及ぼしていないことや、同様の周波数範囲で、 τ_{cc} と τ_{ci_1} の比率が τ_{dc} と τ_{di_1} の比率とほぼ同じであることが確認できる。以上のことは一般的に他の試行についてもあてはまる。よって、本解析結果は図 11 に示される程度に妥当であることがわかった。

なお、前節の (52) ~ (54) 式はモデル構造を図 10-2 の様に仮定して求めている。モデル構造を仮定しないで求めると、例えば Y_c に関しては

$$\begin{aligned} \hat{Y}_c(j\omega) &= \mathcal{F} \left\{ \frac{b_{31}(B)}{b_{11}(B)} \right\} \\ &= \mathcal{F} \left\{ \frac{a_{21}(B)a_{32}(B) + a_{31}(B)[1 - a_{22}(B)]}{[1 - a_{22}(B)][1 - a_{33}(B)] - a_{23}(B)a_{32}(B)} \right\} \end{aligned} \quad (62)$$

で得られる。(54) 式で得た $|\hat{Y}_c|$ 及び上式の $|\hat{Y}_c|$ を設定値である $|Y_c|$ と比較した例を図 12 に示す。この例からも約 10 [rad/sec] の範囲で両者が設定値とよく一致し、 $a_{32}(B)$ 等の項の影響も無視できることが確かめられる。

以上の様に、本解析の結果得られた自己回帰モデルの妥当性については雑音源の独立性およびノイズ寄与率の側面の両者から確かめなければならないが、今回の場合は共に以後の検討を進めるにあたりほぼ妥当であること

脚註) $Y_c = 1$ の場合、前節 3) の解析方法の個所で指摘した場合と同様に直接的なループ結合が存在することになり、雑音源間の相関は減少しない。しかし、この場合でも人間オペレータの推定記述関数は必ずしも大きくばらつかずに求まることがある。

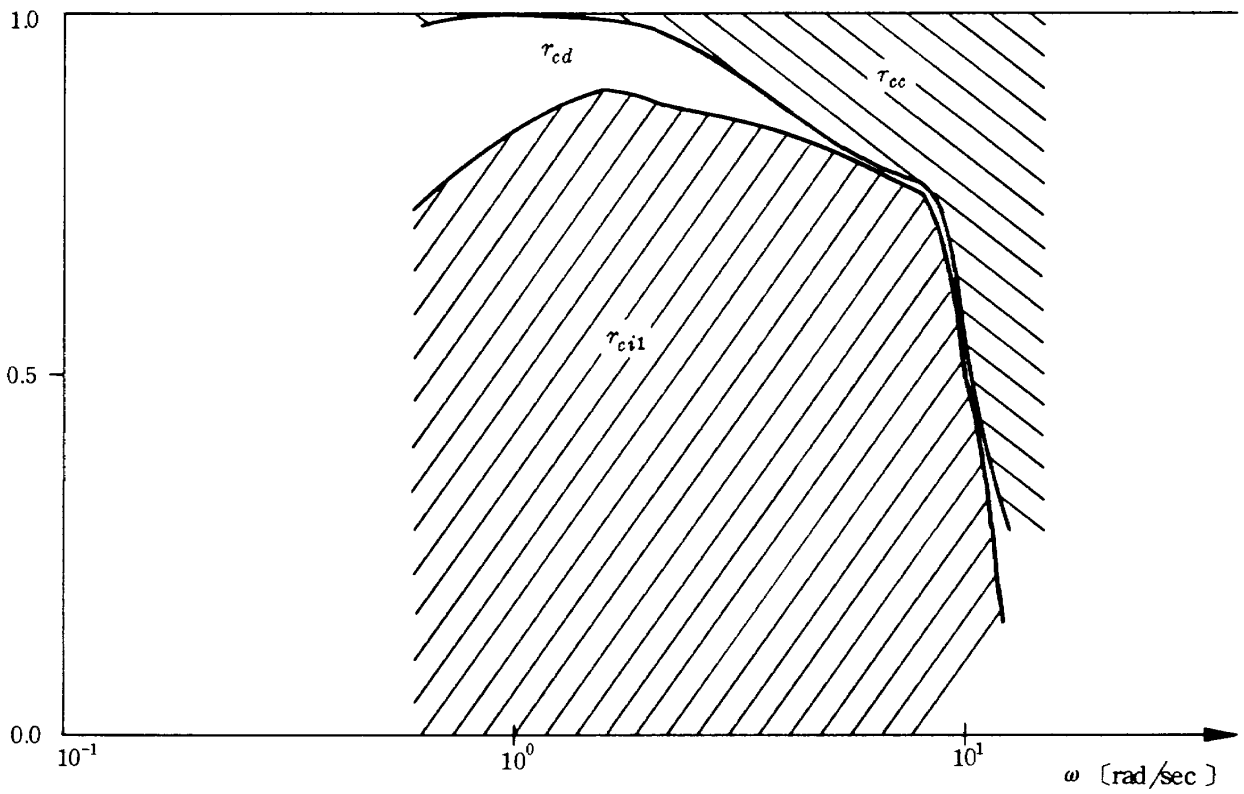


図 11-1 c に対するノイズ寄与率の一例 (B - 21)

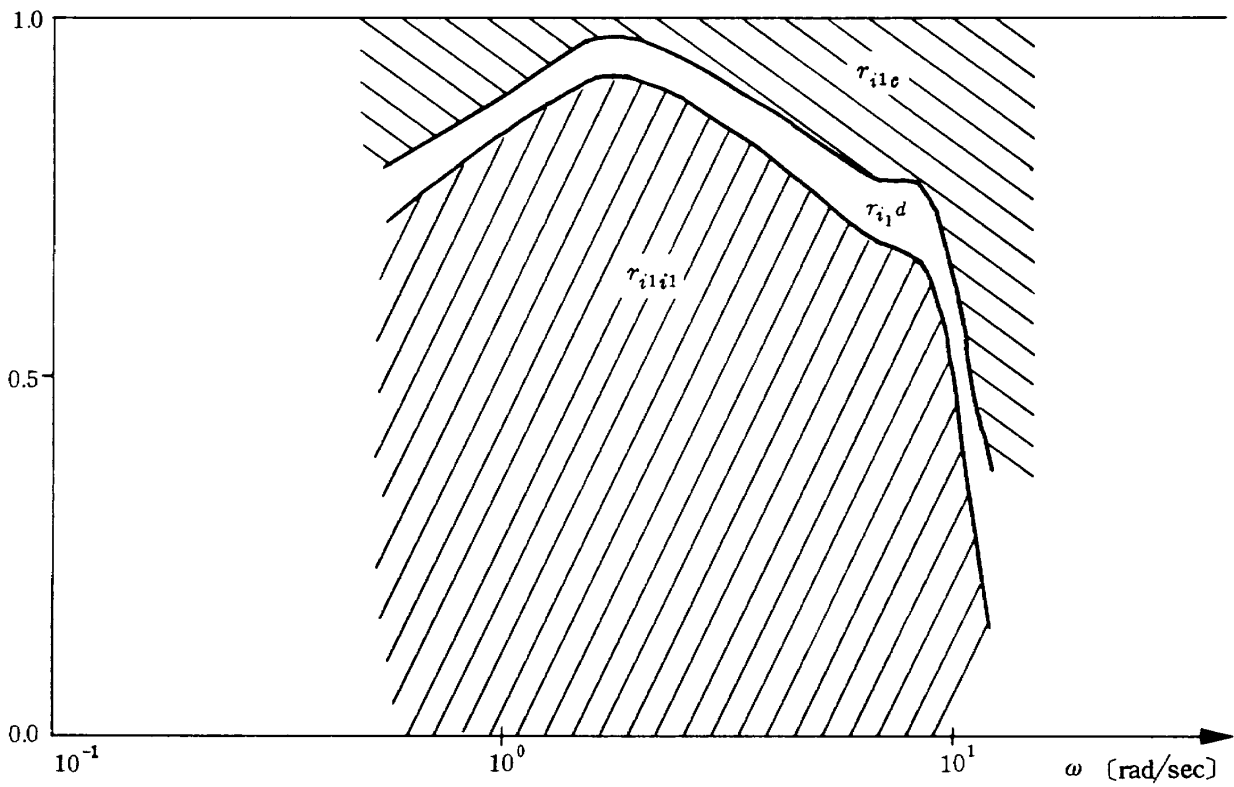


図 11-2 z_1 に対するノイズ寄与率の一例 (B - 21)

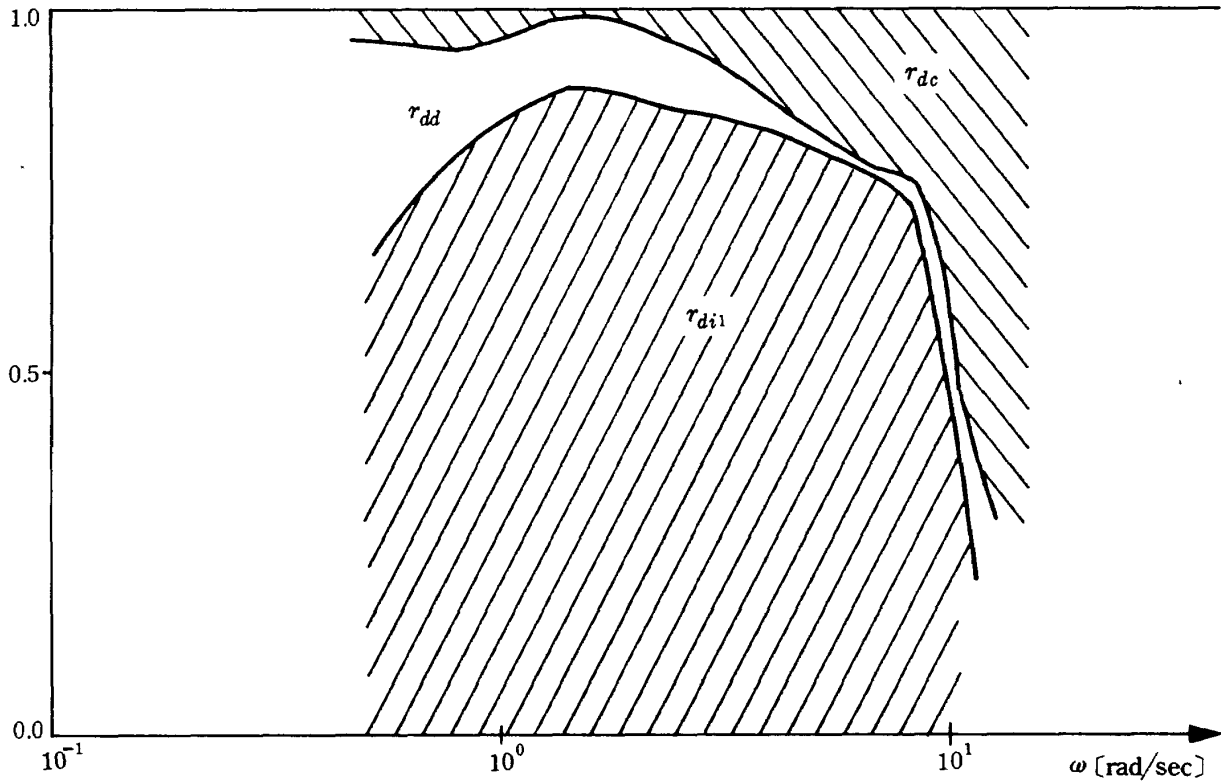


図 11-3 d に対するノイズ寄与率の一例 (B-21)

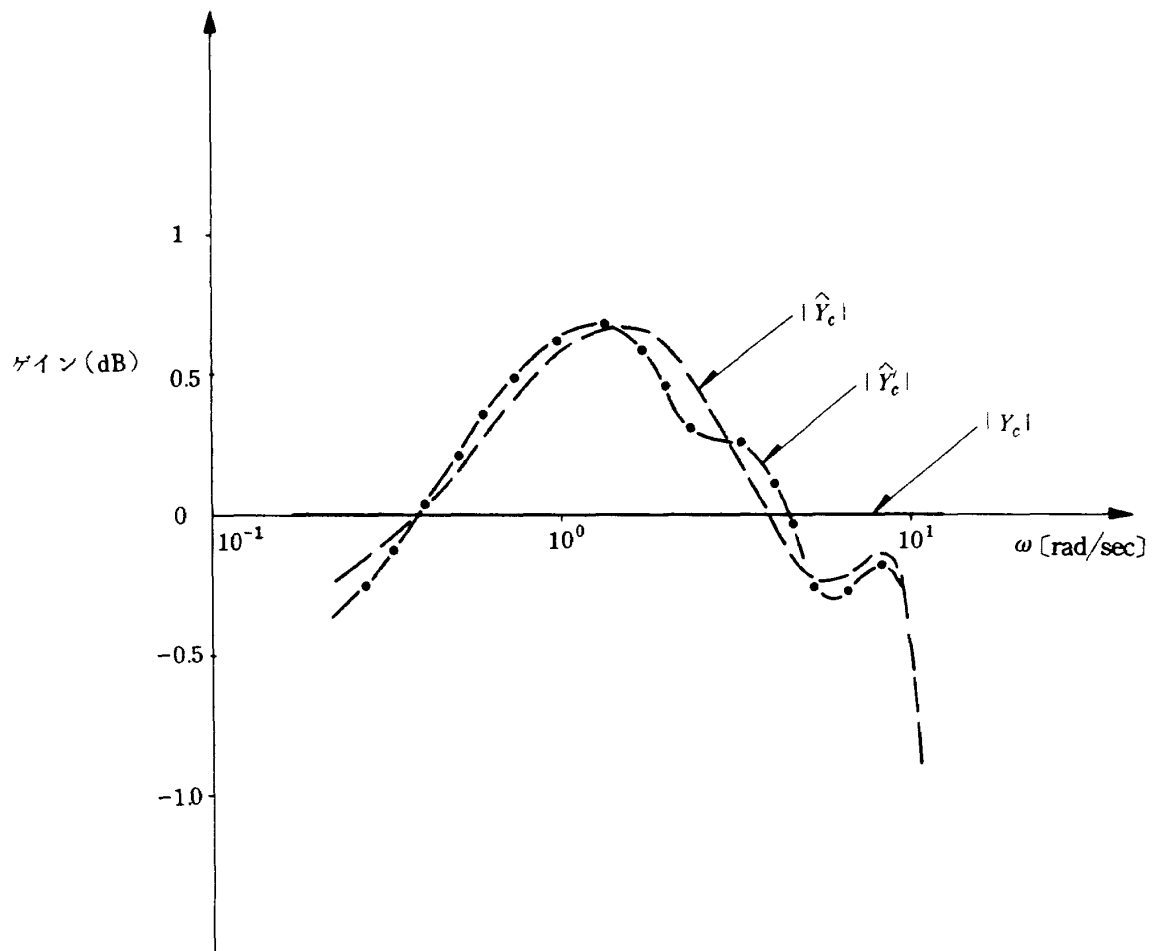


図 12 $|Y_c|, |\hat{Y}_c|, |\hat{\hat{Y}}_c|$ の比較例 (B-1)

が確認された。

4. 実験結果とその検討

4.1 実験結果

4.1.1 時間経過図について

データレコーダに収録された各種信号の時間経過図の例をPモードの場合について図13-1, 13-2に示す。これらの図中で、操縦量 $c(t)$ 及び目標入力 $i_1(t)$ のピーク値を比較すれば、 $c(t)$ が $i_1(t)$ に対してほぼ制御対象のむだ時間 τ [sec] だけ進んでいることを読み取ることができる。但し、必ずしも $c(t)$ は $i_1(t)$ を単に進ませたものではなくその他の要因による乱れが生じており、この種の制御作業の困難さを暗示している。また、被験者のコメント等からも、この作業は困難であり、被験者は表示信号に細心の注意を払わなければならない、よく習熟した後はじめて制御の成績がある範囲にまとまるよう

なものであることがわかる。

以上から、困難な作業ではあるが、被験者は何らかの予測制御を実施していることがわかり、予測制御をさせるといふ本実験の設定が成功していることを確認できた。

4.1.2 制御成績について

今回の実験での制御の成績を調べる場合、制御の目的を考慮すると偏差 e の分散に関して調べるのが適当である。そこで、制御の成績の指標として次のものを選んだ。

$$p = \frac{\sigma_e^2}{\sigma_{i_1}^2 + \sigma_{i_2}^2} \tag{63}$$

ここで、

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^2(n)$$

$$\sigma_{i_1}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i_1^2(n)$$

$$\sigma_{i_2}^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i_2^2(n)$$

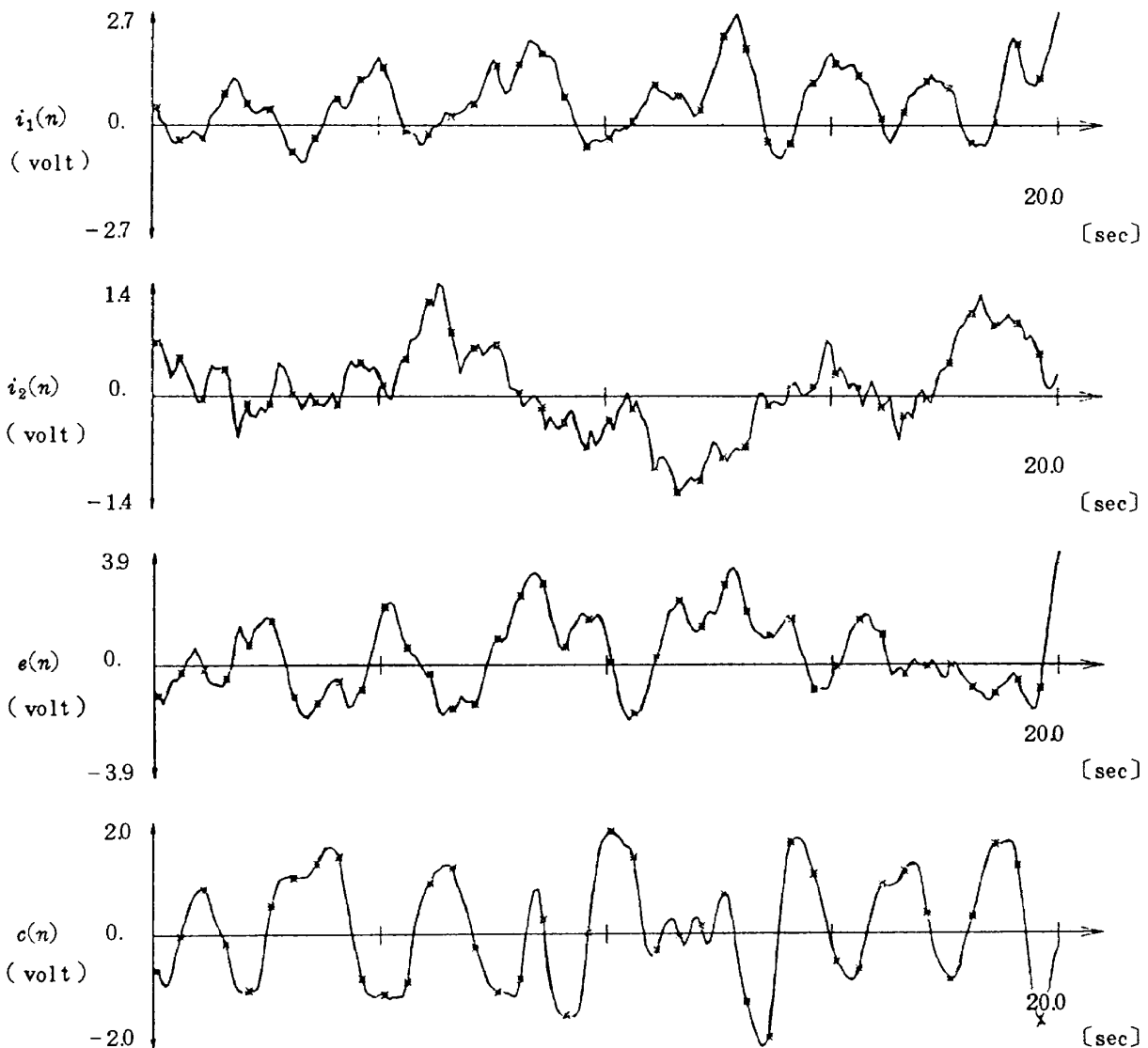


図13-1 時間経過例 (A-37, $\tau=0.5$ [sec], $\omega_n=3$ [rad/sec])

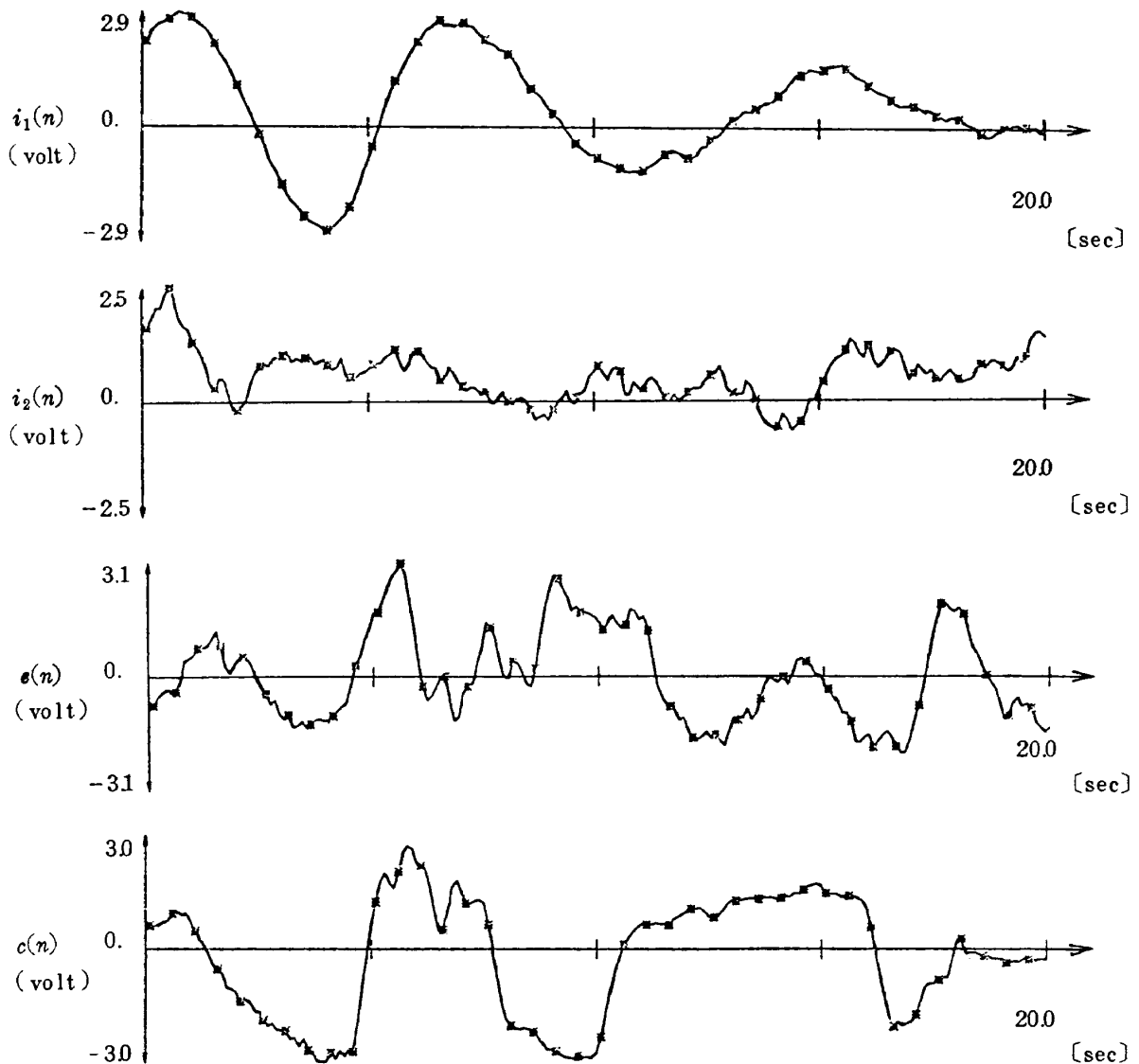


図 13-2 時間経過例 ($A-31, \tau=1.0[\text{sec}], \omega_n=1[\text{rad/sec}]$)

また、 N は1200である。

3名の被験者各々について、 τ 、 ω_n 及び表示モードをパラメータとした p の値を図14-1~14-3に示す。但し図中の値は試行の平均を示し、I印は上限、下限値を示すが、I印のない場合は1試行のみの値である。これらの図では必ずしもMucklerらの(1)式との一致は確認できないが同じ傾向である。そして、当初予想されたように τ が大きくなるにつれ、また目標入力の複雑さの指標である ω_n の大きい方が成績は悪化することがわかる。また、表示モードによる成績の相違も一般にはCモードの方が成績が悪いことが示されている。この表示モードによる成績の相違を比較した図が図15-5、15-2である。図15は、被験者B、Cについて、縦軸にPモードにおける成績、横軸にCモードにおける成績をとり、同じ τ と ω_n の場合の両者の成績をプロットしたものであ

る。図中の線分は、それぞれの ω_n の場合について、 τ の大きさの順に結んだものであり、一般に図の右上すなわち成績の悪い方に行く程 τ が大きいことになる。この図において、ほとんどの値が右下側にあることから、本実験ではCモードの方が成績の悪いことがわかる。但し、成績 p が1付近あるいはそれ以上の場合、すなわち制御の効果がな程困難な作業の場合には、表示モードによる成績の相違の傾向が明らかでない。この表示モードによる成績の相違については後に人間オペレータの制御特性とも合わせて検討する。

4.1.3 人間オペレータの制御特性について

第3章で示した $\hat{Y}_{i_1}, \hat{Y}_{pe}, \hat{Y}_{pc}, \hat{Y}_{pp}, \hat{Y}_{pc}$ 等の記述関数を、前4者については3.3節の第2の方法で、 \hat{Y}_{pc} は2次元(e と c)の自己回帰モデルにより求めた。これらの一部を被験者Bについて図16-1-1~16-5-5に

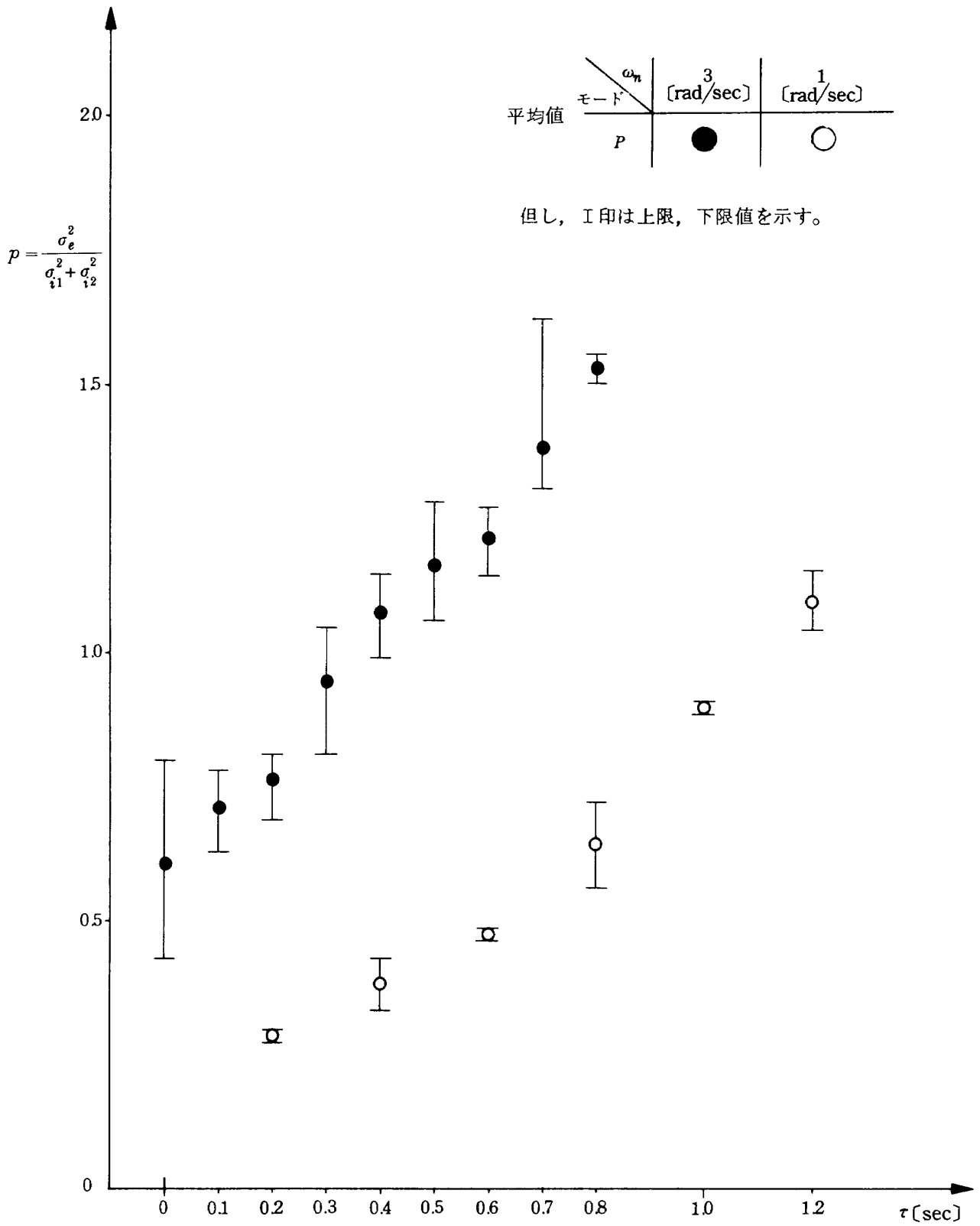


図 14-1 制御成績 (被験者 A)

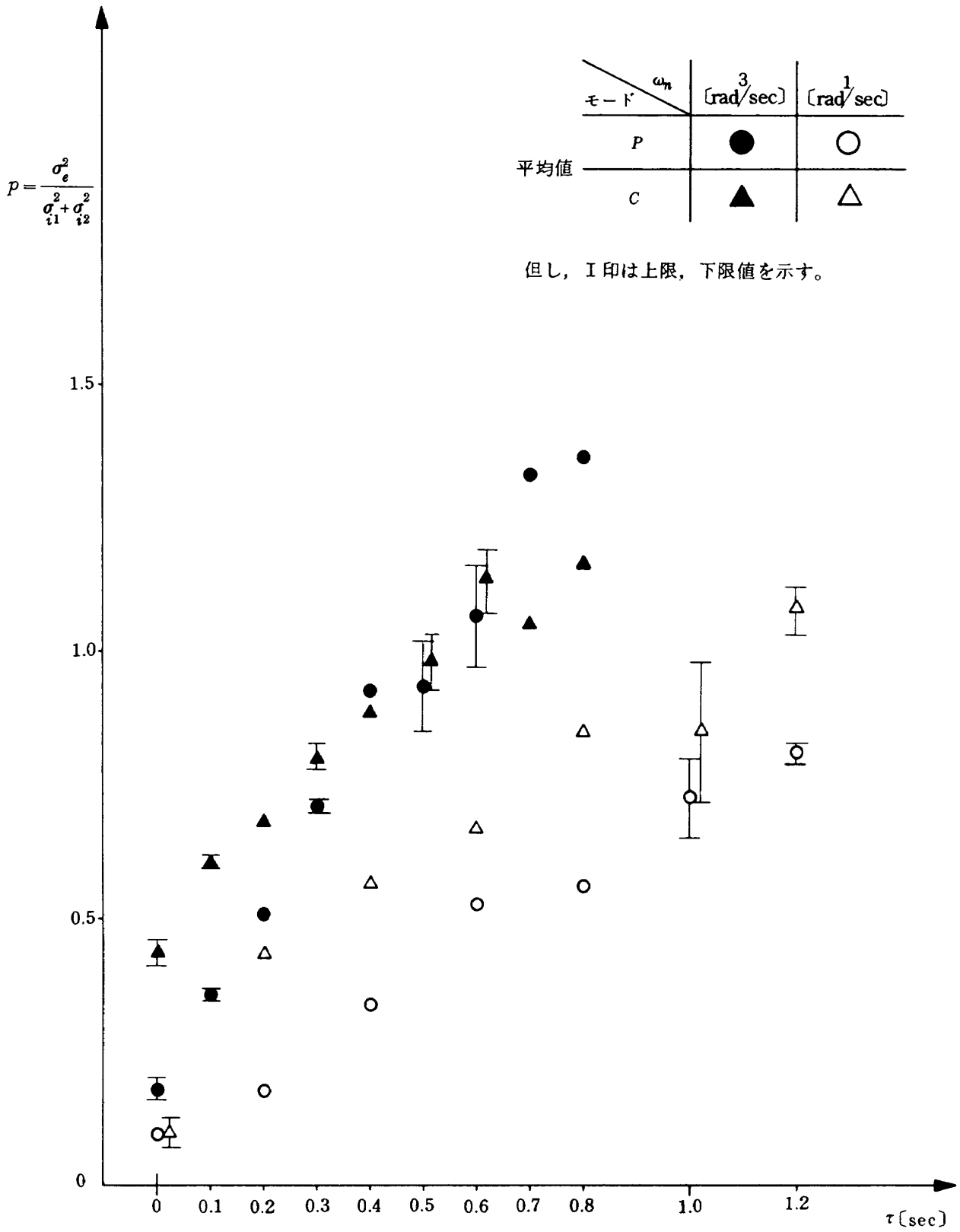


図 14-2 制御成績 (被験者 B)

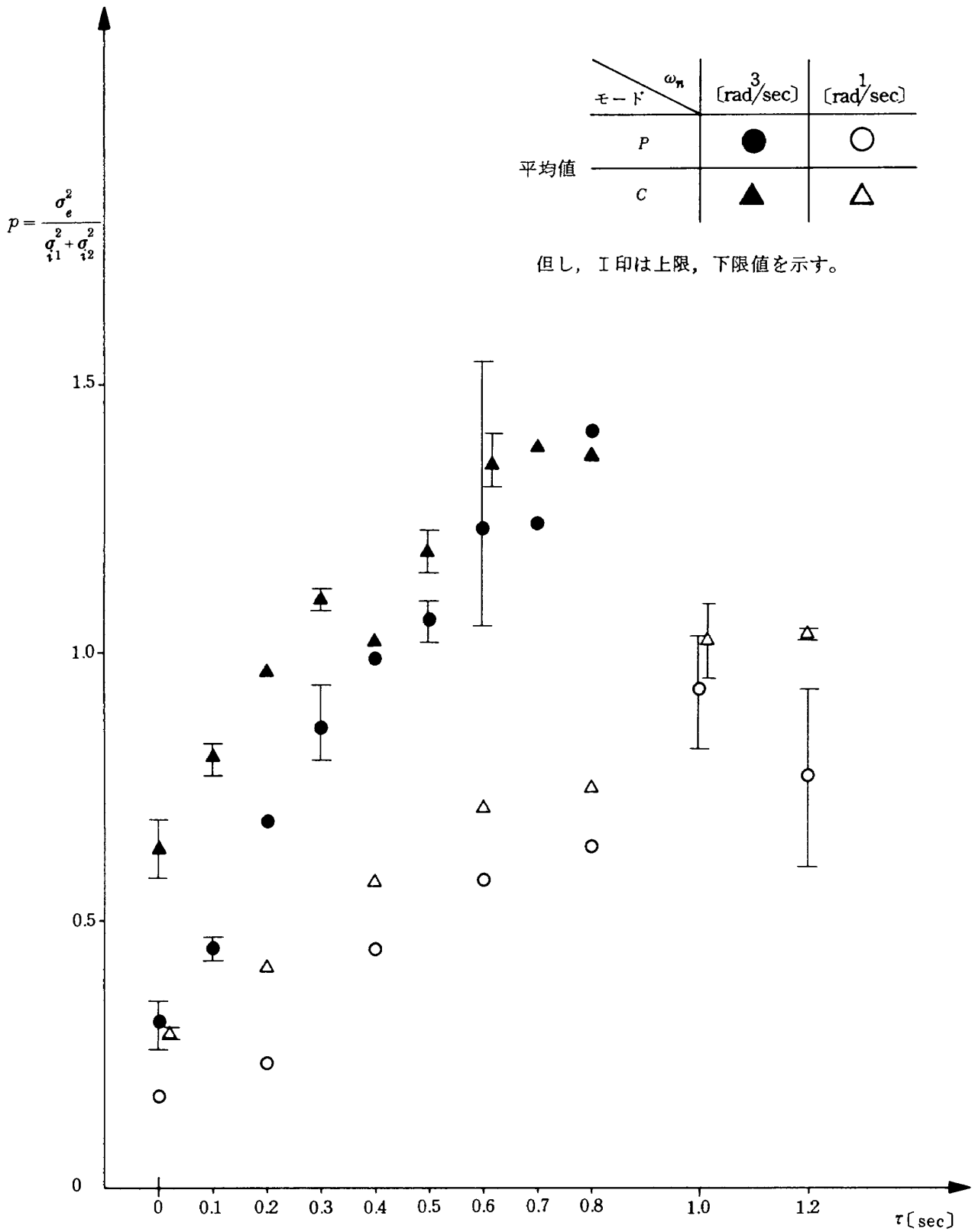


図14-3 制御成績 (被験者C)

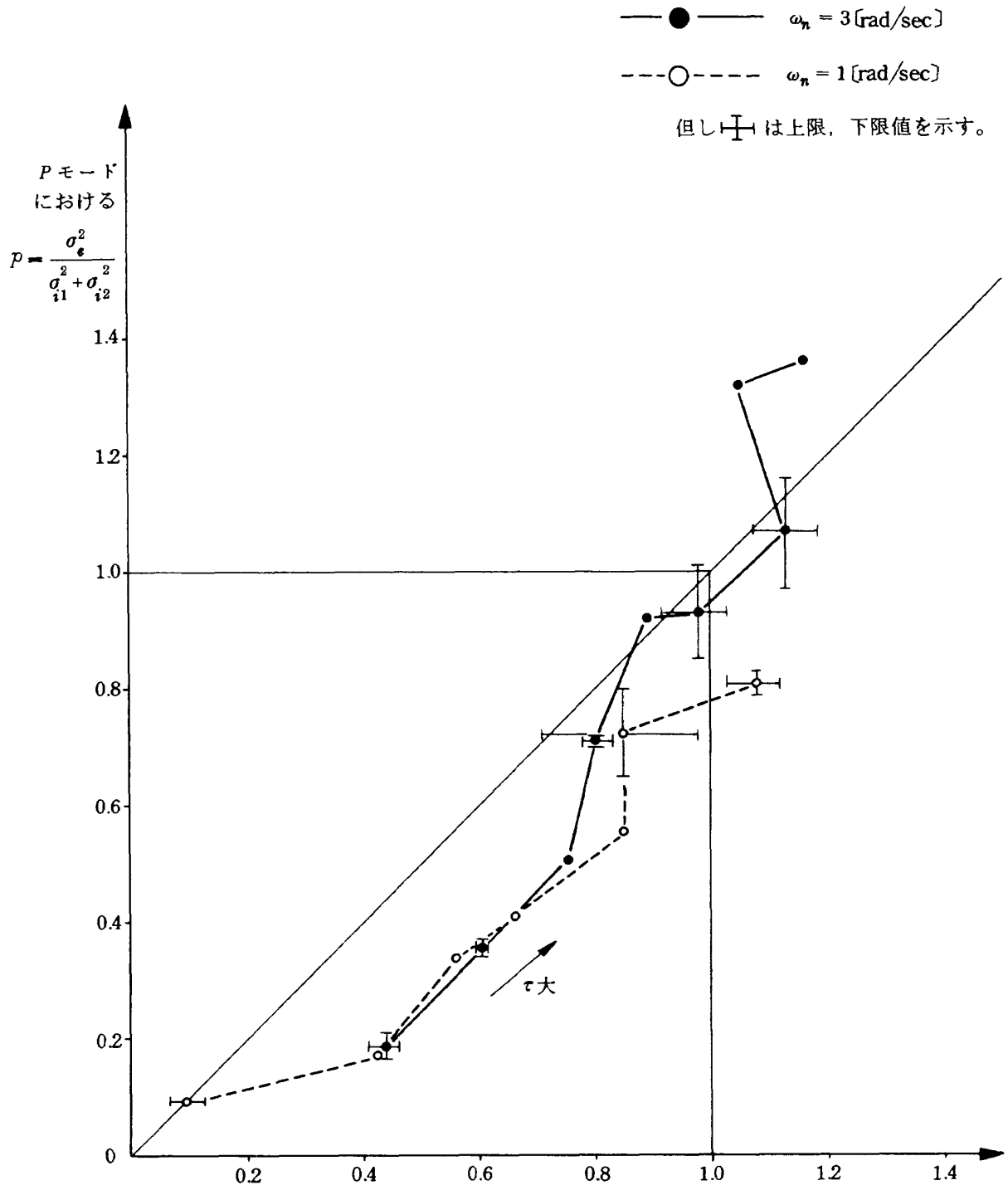


図 15-1 表示モードによる制御成績の比較 (被験者 B)

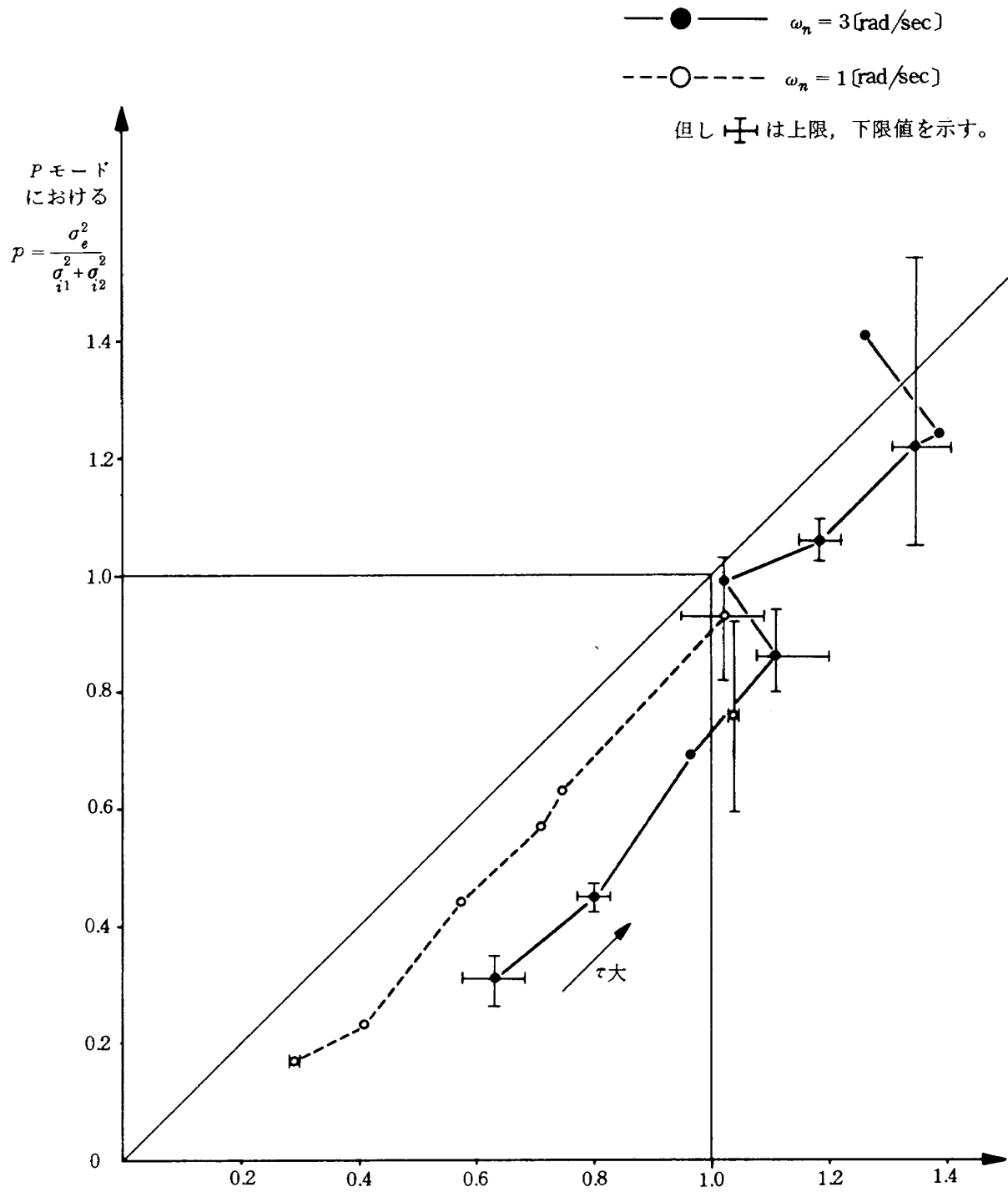


図 15-2 表示モードによる制御成績の比較 (被験者 C)

示す。 \hat{Y}_{pi1} は図 16-1-1~5 である。このうち図 16-1-1~3 は F_{i1} の ω_n が 3 [rad/sec] の例であり、図 16-1-4, 5 は ω_n が 1 [rad/sec] の例である。 \hat{Y}_{pe} , \hat{Y}_{pc} , \hat{Y}_{pf} , \hat{Y}_{pc} も同様に最初の 3 図が $\omega_n = 3$ [rad/sec], 後の 2 図が $\omega_n = 1$ [rad/sec] の例である。目標入力の帯域を考慮すると、人間オペレータの制御特性は 0.5~10 [rad/sec] 程度の周波数範囲で表わされると考え、以下ではこの範囲で明らかな特徴についてまとめる。

人間オペレータはそれぞれの周波数特性に関して定性的には次の特徴をもつ。

1) \hat{Y}_{pi1} に見られる特徴

$\omega_n = 3$ [rad/sec] の場合、全被験者を通して ω に関し全般的なゲイン上昇傾向と低周波数領域での位相進みが見られる。また、ゲイン特性から高周波での特性を制限する時定数が、さらに位相特性から伝達遅れ要素が加わっていることがわかる。そして、 τ が大きくなるにつれゲイン特性の上昇傾向が明らかとなり、また位相進みが大きくなり、微分特性が顕著となる。

$\omega_n = 1$ [rad/sec] の場合、全被験者について、 $\tau = 0 \sim 0.2$ [sec] のときはむだ時間を伴った比例特性を示すが、 τ 大につれゲイン特性の上昇傾向がみられ、位相も進んで微分的特徴を示しはじめる。この傾向は τ が大きくなる程著しくなる。

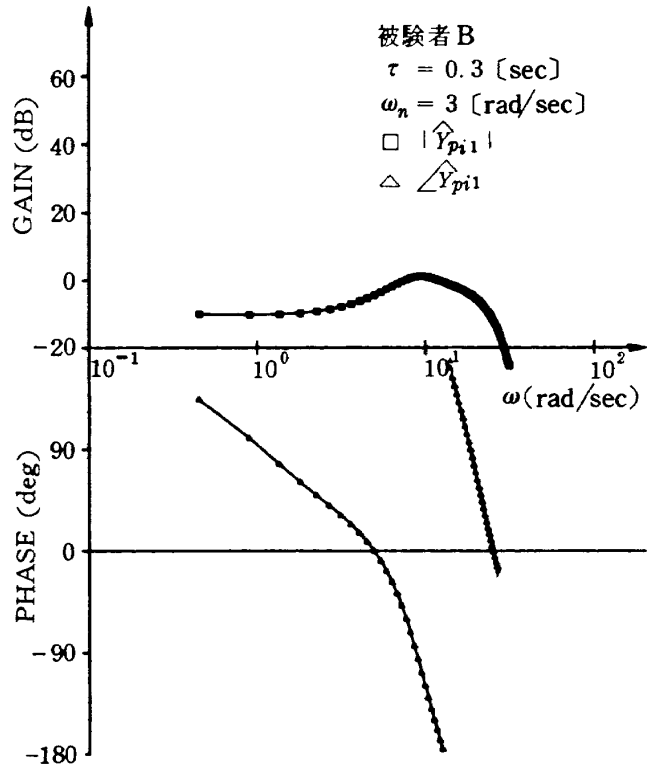


図 16-1-1 $\hat{Y}_{pi1}(j\omega)$ (B-28)

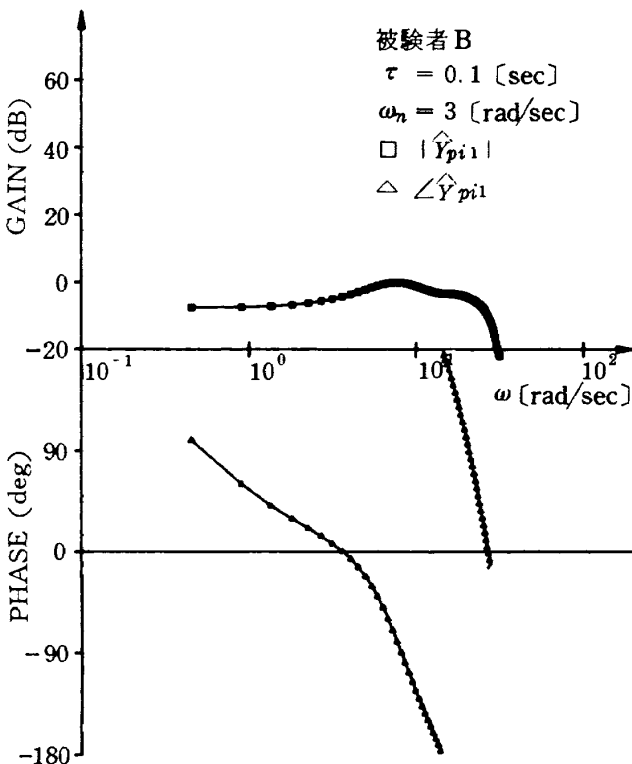


図 16-1-2 $\hat{Y}_{pi1}(j\omega)$ (B-9)

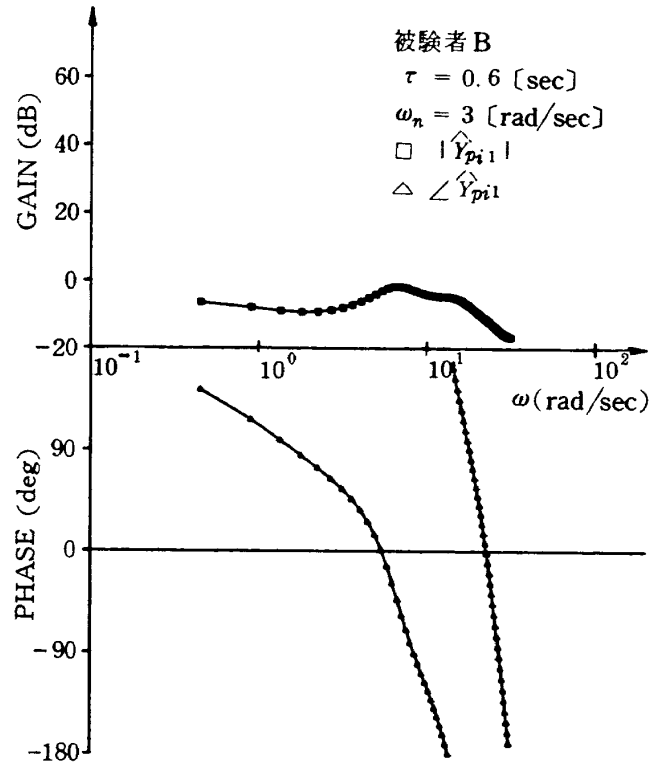


図 16-1-3 $\hat{Y}_{pi1}(j\omega)$ (B-7)

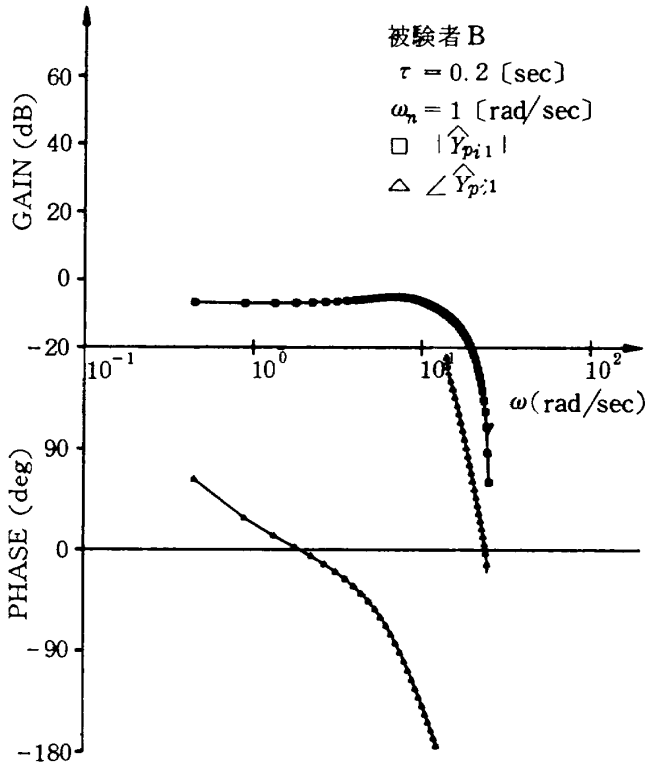


図 16-1-4 $\hat{Y}_{pi1}(j\omega)$ (B - 43)

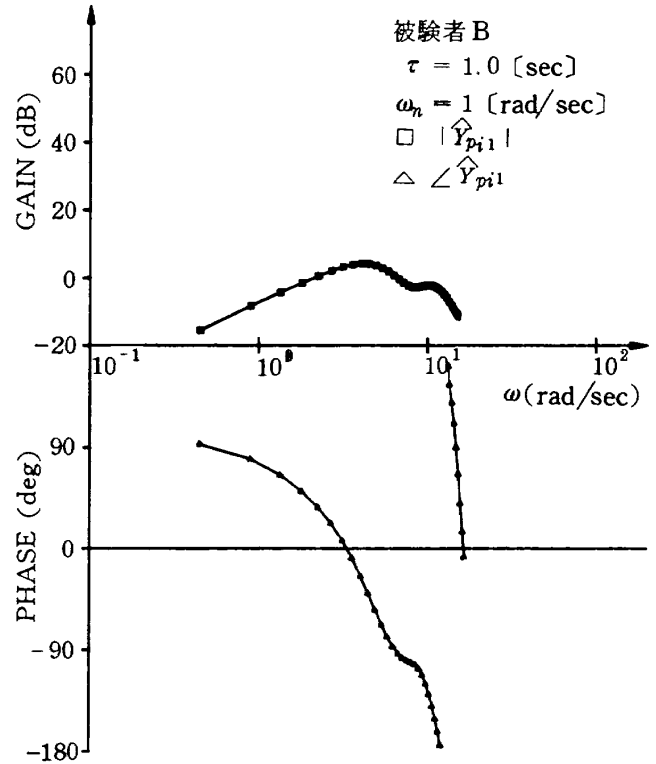


図 16-1-5 $\hat{Y}_{pi1}(j\omega)$ (B - 32)

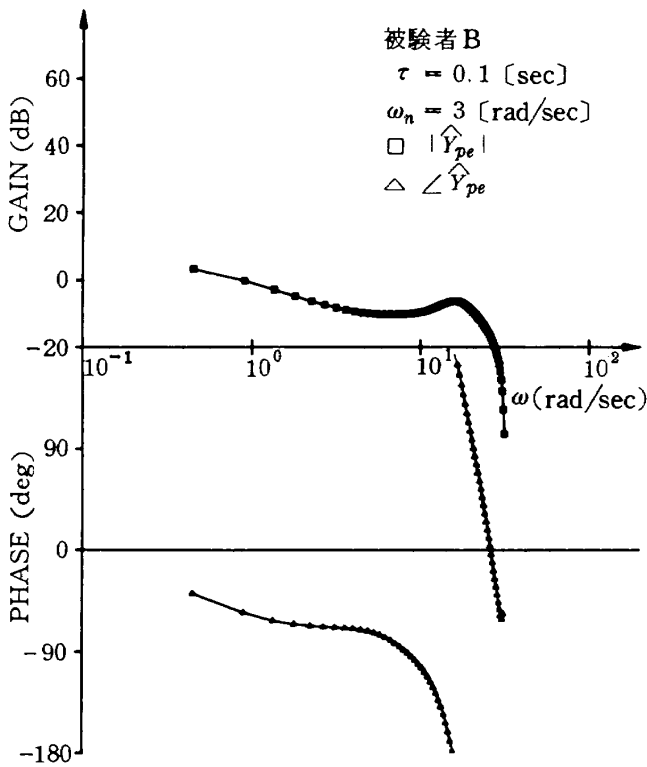


図 16-2-1 $Y_{pe}(j\omega)$ (B - 28)

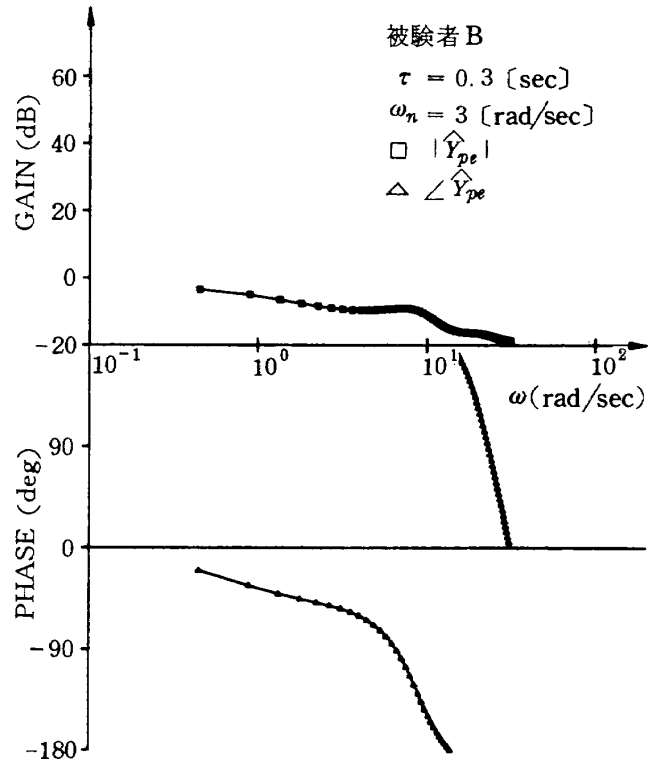


図 16-2-2 $\hat{Y}_{pe}(j\omega)$ (B - 9)

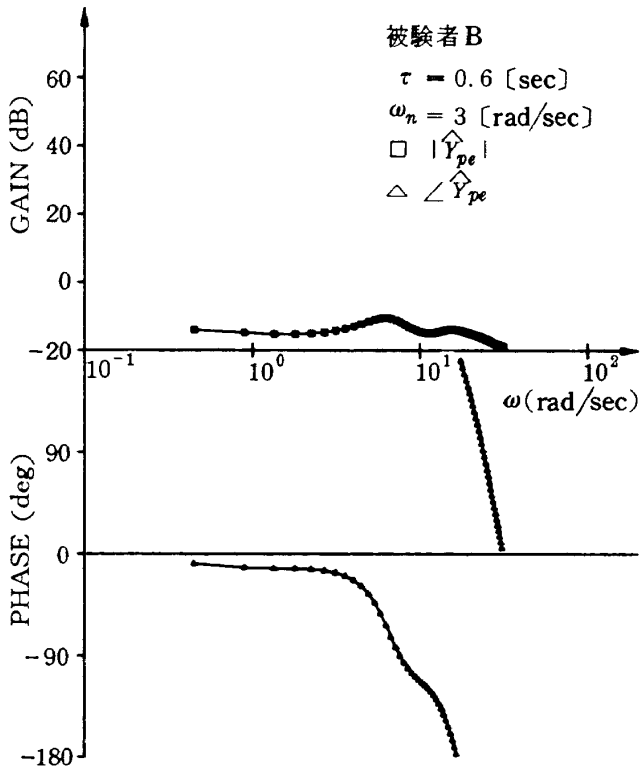


図 16-2-3 $\hat{Y}_{pe}(j\omega)$ (B - 7)

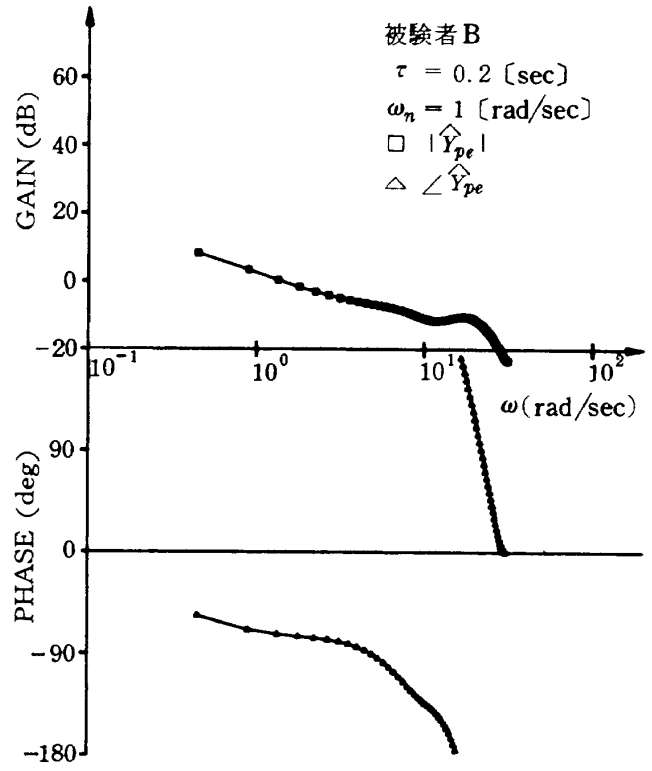


図 16-2-4 $\hat{Y}_{pe}(j\omega)$ (B - 43)

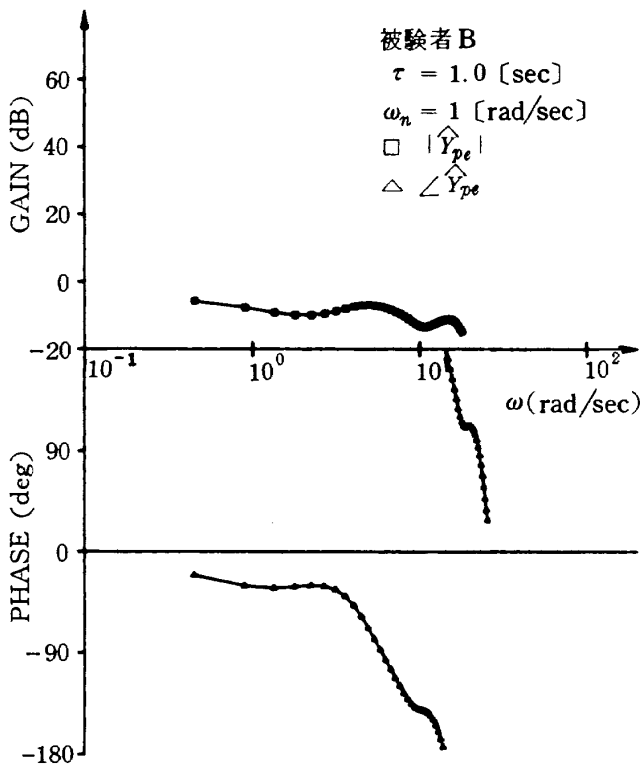


図 16-2-5 $\hat{Y}_{pe}(j\omega)$ (B - 32)

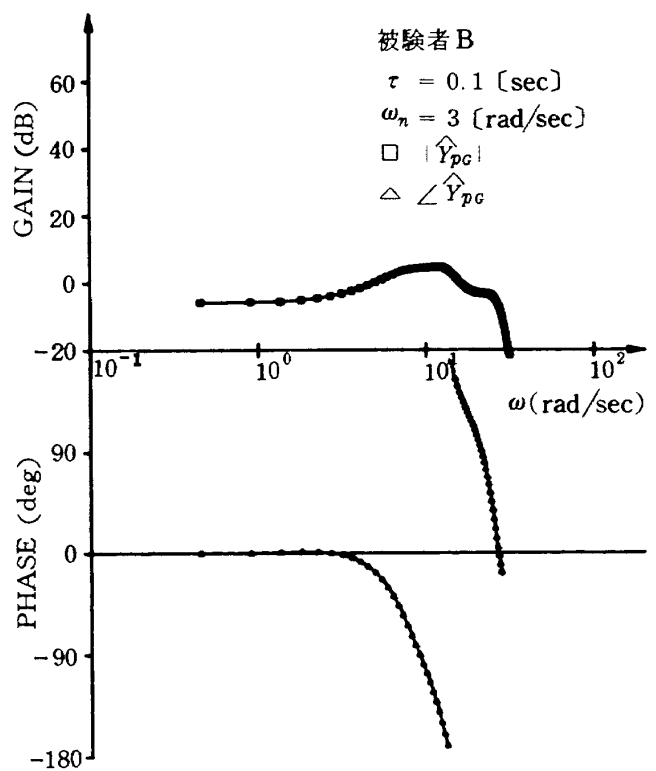


図 16-3-1 $\hat{Y}_{pg}(j\omega)$ (B - 28)

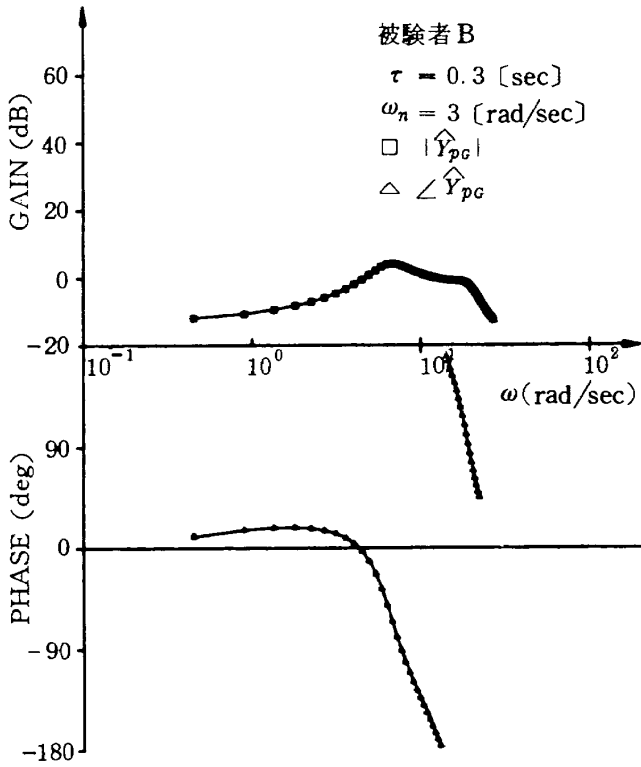


図 16-3-2 $\hat{Y}_{pg}(j\omega)$ (B-9)

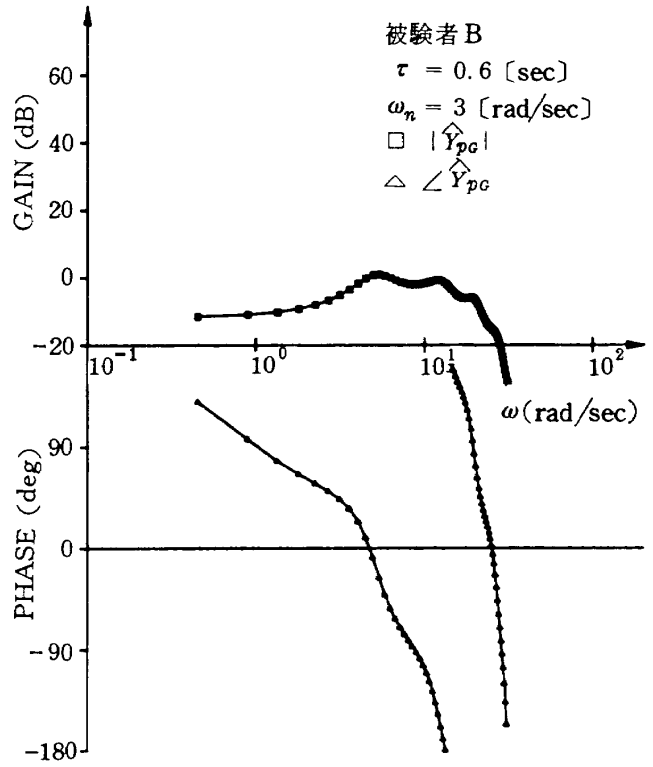


図 16-3-3 $\hat{Y}_{pg}(j\omega)$ (B-7)

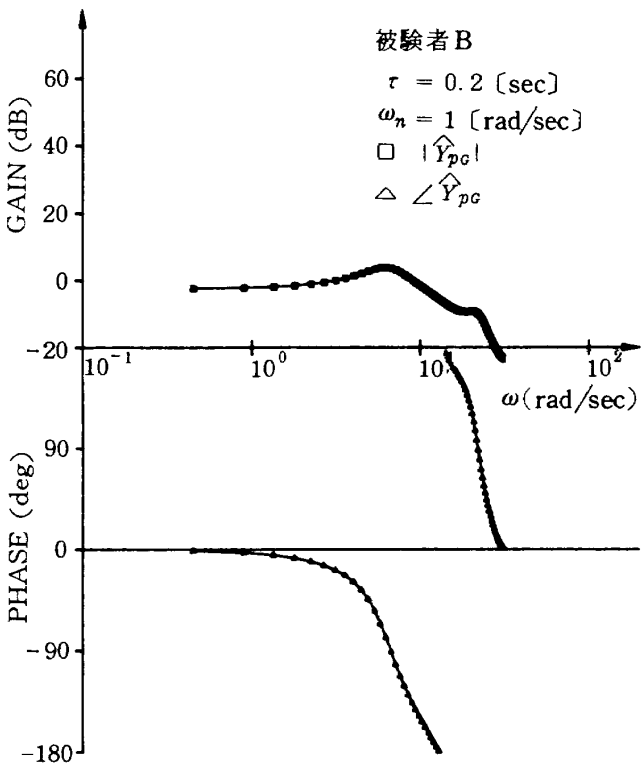


図 16-3-4 $\hat{Y}_{pg}(j\omega)$ (B-43)

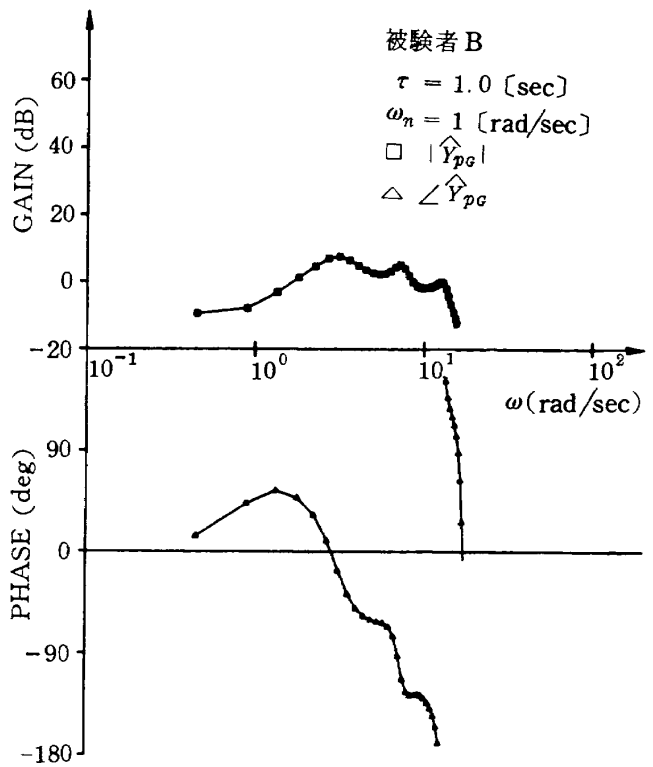


図 16-3-5 $\hat{Y}_{pg}(j\omega)$ (B-32)

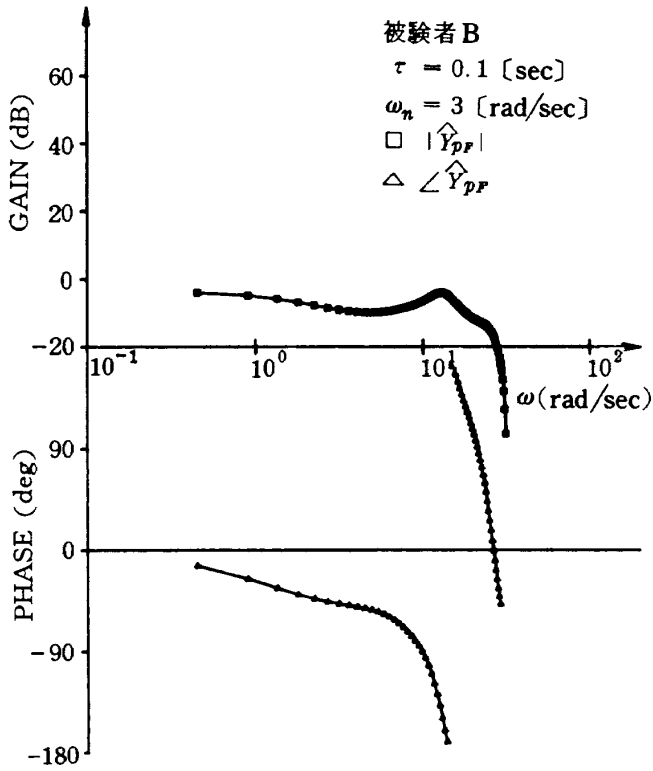


図 16-4-1 $\hat{Y}_{pp}(j\omega)$ (B - 28)

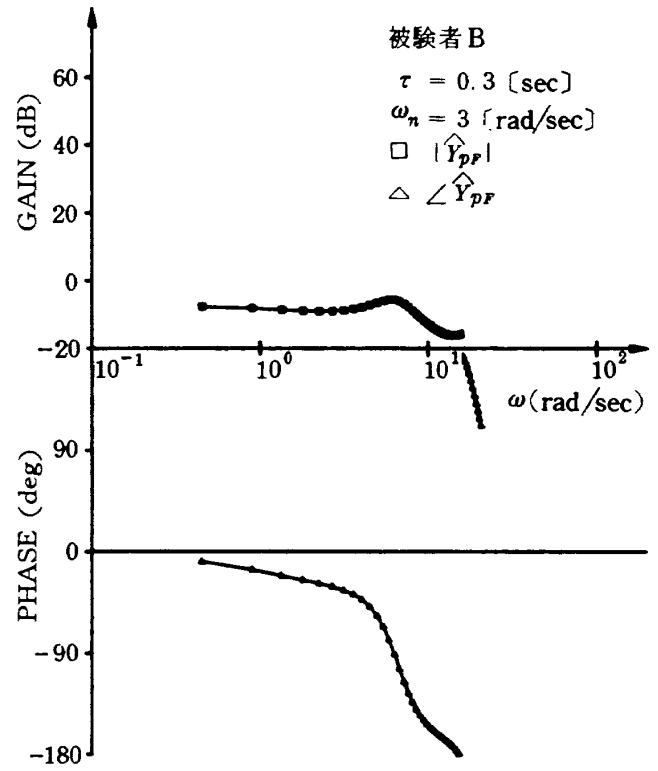


図 16-4-2 $\hat{Y}_{pp}(j\omega)$ (B - 9)

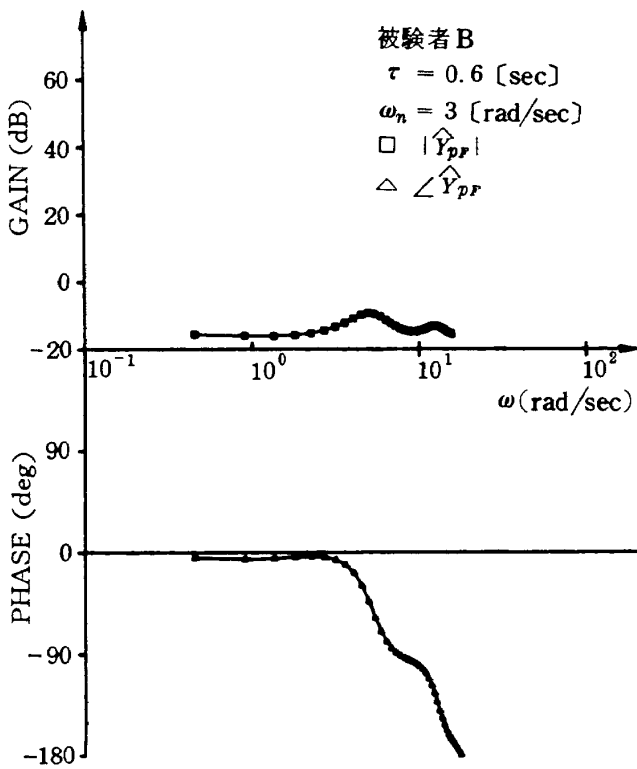


図 16-4-3 $\hat{Y}_{pp}(j\omega)$ (B - 7)

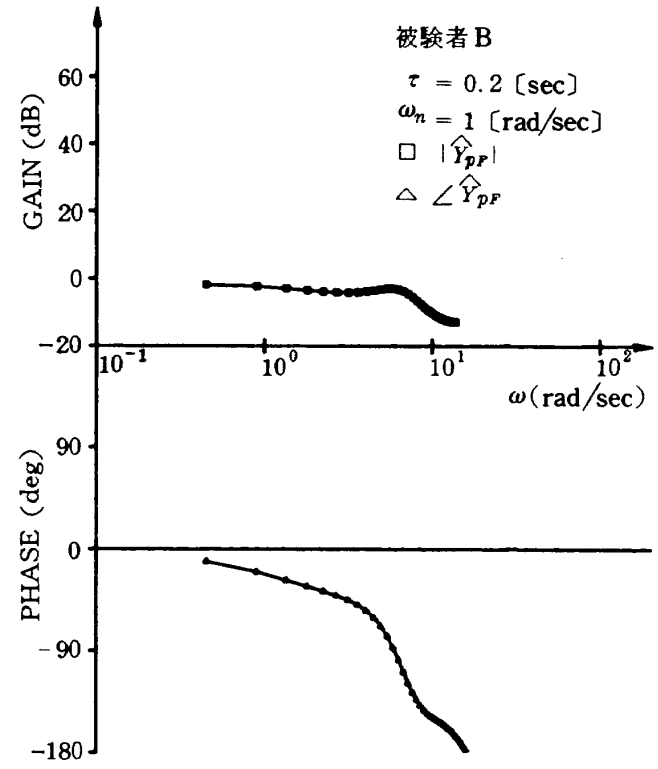


図 16-4-4 $\hat{Y}_{pp}(j\omega)$ (B - 43)

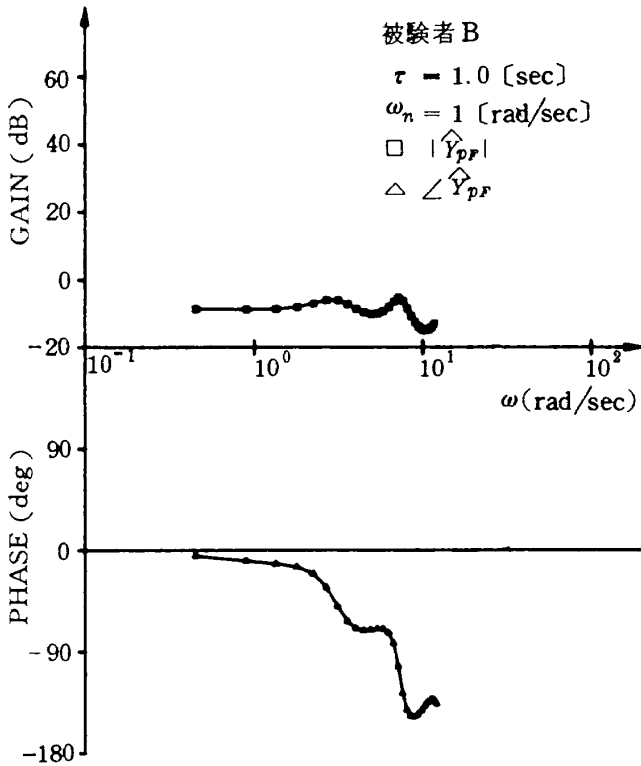


図 16-4-5 $\hat{Y}_{pF}(j\omega)$ (B - 32)

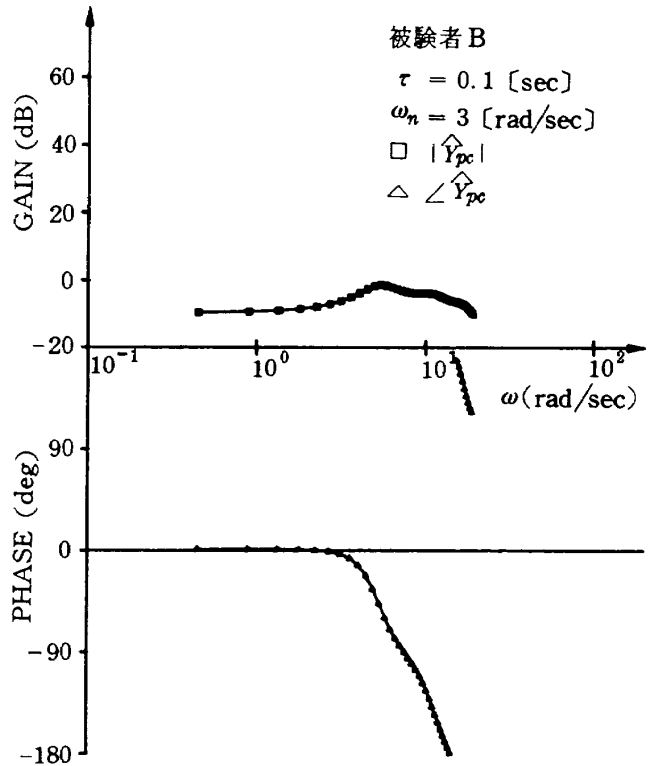


図 16-5-1 $\hat{Y}_{pC}(j\omega)$ (B - 29)

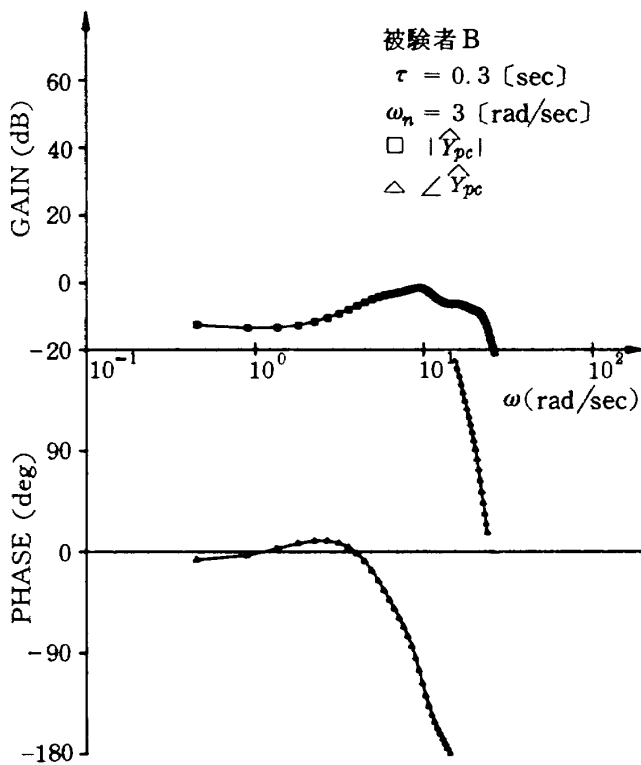


図 16-5-2 $\hat{Y}_{pC}(j\omega)$ (B - 10)

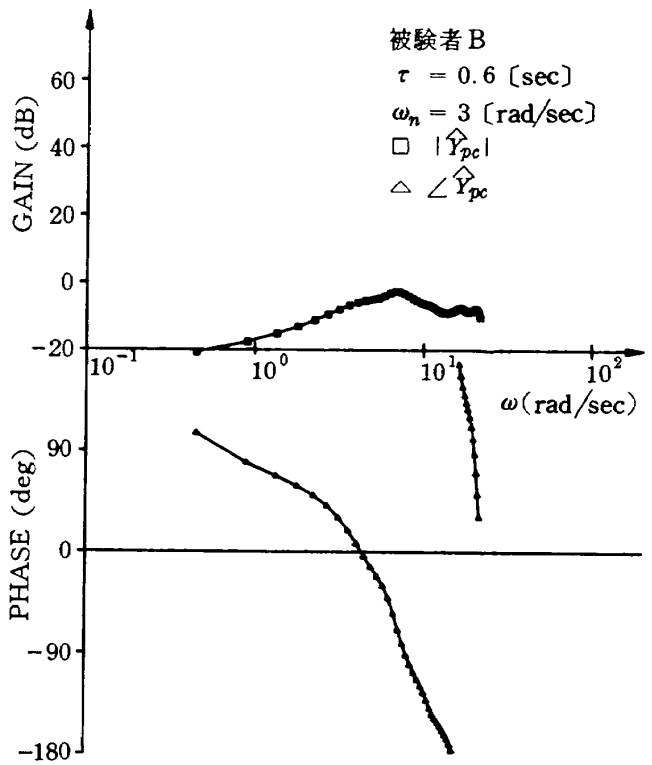


図 16-5-3 $\hat{Y}_{pC}(j\omega)$ (B - 6)

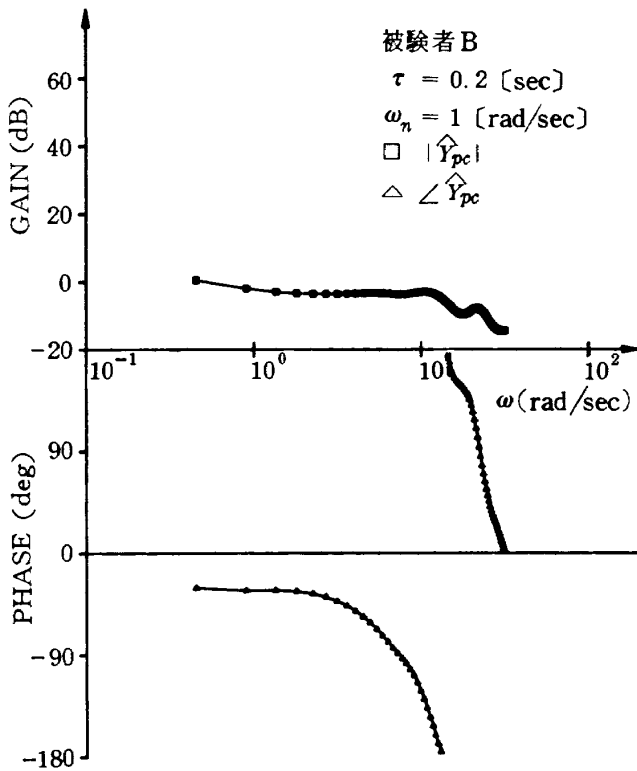


図 16-5-4 $\hat{Y}_{pc}(j\omega)$ (B-42)

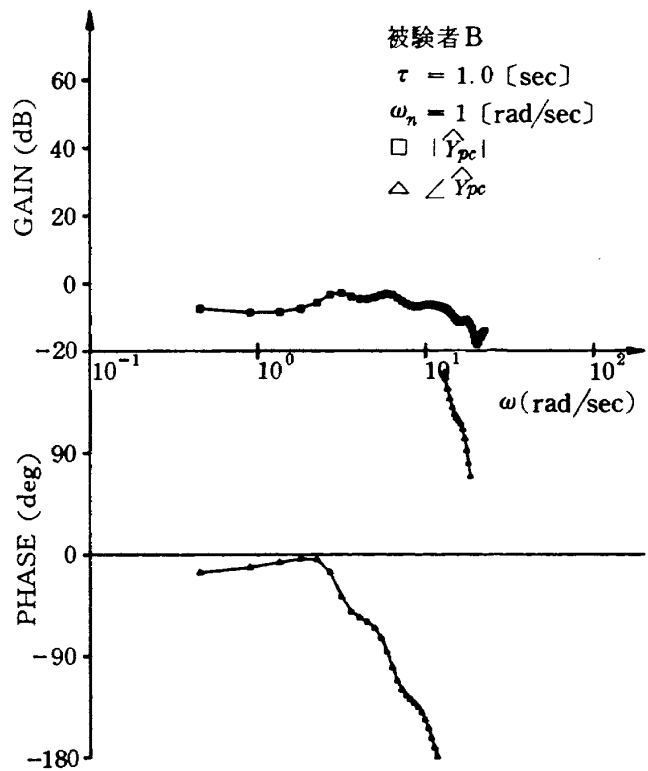


図 16-5-5 $\hat{Y}_{pc}(j\omega)$ (B-33)

位相進みの傾向は被験者Aが最も著しいが、全般的には被験者間に大差がない。また、 \hat{Y}_{pi_1} の静的ゲインが負であることが指摘できる。

2) \hat{Y}_{pe} に見られる特徴

$\omega_n = 3$ [rad/sec] の場合、 $\tau = 0 \sim 0.2$ [sec] ではゲイン特性が ω の増加に伴い減少傾向を示すのでむだ時間を伴った積分形と考えられる。 τ が大につれ低周波数領域でのゲインが小さくなり位相遅れも小さくなる。すなわち、静的ゲインの小さい比例形となる。 $\tau = 0.6 \sim 0.8$ [sec] のとき、特に低周波数領域でのゲインが非常に小さくなり、この領域での位相は一定の傾向を示さない。

$\omega_n = 1$ [rad/sec] の場合、 $\tau = 0 \sim 0.8$ [sec] では $\omega_n = 3$ [rad/sec] のときと同様にむだ時間を伴った積分形である。また、 $\tau = 1.0 \sim 1.2$ [sec] では比例形の傾向を示す。

全般的に \hat{Y}_{pe} についても被験者間に大きな特性の差異は認められない。また、 τ が比較的大きい場合 \hat{Y}_{pi_1} よりもゲインが小さい。

3) \hat{Y}_{pc} に見られる特徴

Y_{pc} は、 Y_{pi_1} 及び Y_{pe} による i_1 に対する開ループ形の補償要素とみなすことができる。 \hat{Y}_{pc} は $\omega_n = 3$ [rad/sec] の場合、 $\tau = 0 \sim 0.2$ [sec] ではむだ時間を伴った比例形である。 τ が大となるにつれ位相進みが大きくなり、微

分的な傾向が顕著となる。また、 $\tau \geq 0.4 \sim 0.5$ [sec] では静的ゲインは負である。

$\omega_n = 1$ [rad/sec] の場合、 $\tau = 0 \sim 0.4$ [sec] ではむだ時間を伴った比例形であるが、 τ の増大につれ位相進みの傾向が著しくなり、微分形となる。静的ゲインは全ての τ で正である。

この場合も、被験者がAのとき位相進みの傾向が最も著しいがその他は被験者間の大きな差異はない。そして \hat{Y}_{pc} は \hat{Y}_{pi_1} と類似の傾向を示している。

さて、前述の小畑¹⁹⁾によって求められた人間オペレータの記述関数の例を図17-1、17-2に引用する。これらの記述関数は、本実験における \hat{Y}_{pc} に対応すると考えられる。図17-1は図15-3とは、低周波数領域でのゲインの上昇や位相の進みに関して同様の傾向を示している。しかし、図17-2では位相特性の傾向が一致しない。これは表示方法等の実験状況の相違によるものと考えられる。

4) \hat{Y}_{pf} に見られる特徴

$\omega_n = 3$ [rad/sec] の場合、 $\tau = 0 \sim 0.4$ [rad/sec] でむだ時間を伴った比例形であり、このときの静的ゲインは τ が大きくなるにつれ小さくなる。 $\tau = 0.5 \sim 0.8$ [sec] ではゲインが小さく約 -20 dB 近辺であり、低周波数領域で位相の進む場合もあるが一般に位相は安定した傾向

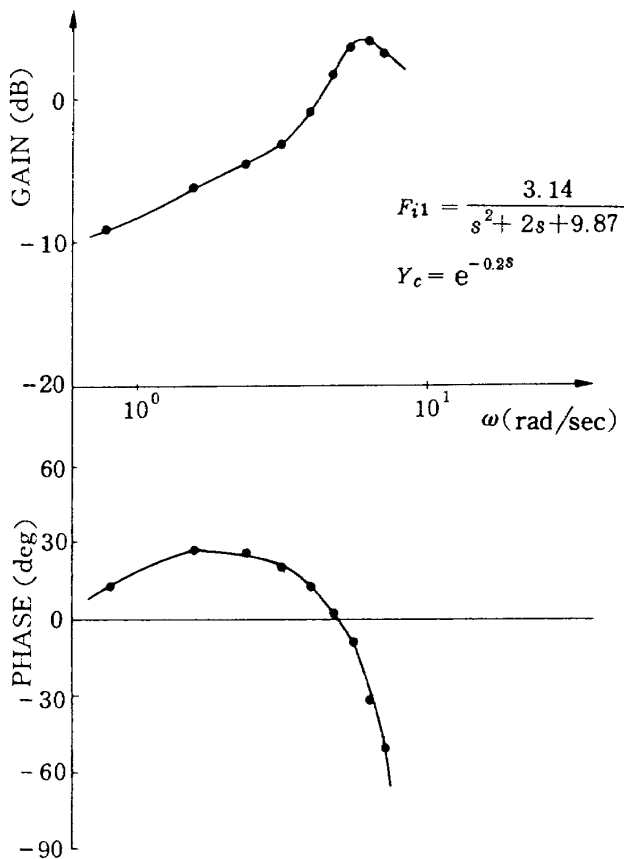


図 17-1 小畑の得た人間オペレータの予測制御特性 (参考文献 19 より引用)

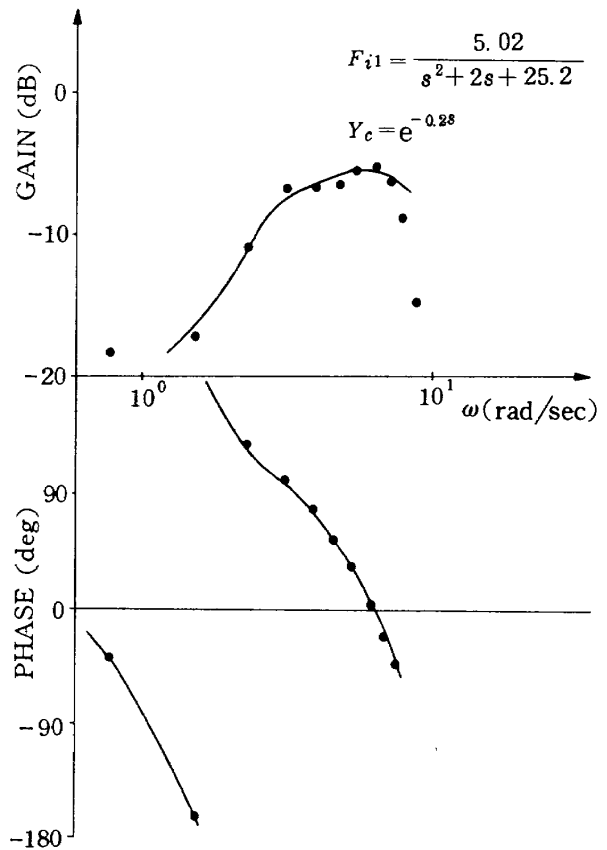


図 17-2 小畑の得た人間オペレータの予測制御特性 (参考文献 19 より引用)

が見られない。

$\omega_n = 1$ [rad/sec] の場合、全てむだ時間を伴った比例形とみなせるが、静的ゲインは τ の増大につれ小さくなる。

一般的に \hat{Y}_{pf} は \hat{Y}_{pc} と比較してゲインが小さいので被験者は \hat{Y}_{pc} の方に比重をおいた制御をおこなったと推測できる。

5) \hat{Y}_{pc} に見られる特徴

この記述関数は C モードの場合にだけ求めたので、次に示す特徴は被験者 B と C のものである。

$\omega_n = 3$ [rad/sec] の場合、 $\tau = 0 \sim 0.3$ [sec] でむだ時間を伴った比例形であるが、 τ が大となるにつれ微分的特徴が著しくなる。但し、 $\tau = 0.6 \sim 0.8$ [sec] ではゲインが小さく応答がばらつく。

$\omega_n = 1$ [rad/sec] の場合、 $\tau = 0 \sim 0.2$ [sec] で積分形である。 τ が大になるにつれゲインの小さくなる比例形となる。

一方、P モードの場合についても $e(t)$ と $c(t)$ による 2 次元自己回帰モデルから \hat{Y}_{pc} を求めてみると、上記とほぼ同様の特徴が得られるが、P モードでは ω が 4 ~ 6 [rad/sec] 付近でゲインにピークが見られる。また、両方のモード共 τ が大きいとき予測形の制御特性を示すこ

とは確認できたが、C モードの方が \hat{Y}_{pc} はばらつきの少ない周波数特性である。

4.2 結果の検討

4.2.1 目標入力および外乱と予測制御特性について
ここでは前節に示した記述関数と外部信号との関係について検討する。検討すべき問題点は次の二つである。一つは、人間オペレータは目標入力と外乱のうちどちらに主眼をおいて制御しているかということである。もう一つは、目標入力を主眼として制御する場合、フィードフォワード要素 (Y_{pi}) とフィードバック要素 (Y_{pe} あるいは Y_{pf}) のうちどちらを中心として用いているかということである。

まず第 1 の問題点について調べる。(34)式で与えられる Y_{pc_0} に対し、図 16-3 の \hat{Y}_{pc} 等の位相遅れを参照して仮に 0.3 [sec] のむだ時間をつけ加えた

$$Y'_{pc_0}(j\omega) = Y_{pc_0}(j\omega) e^{-0.3j\omega} \quad (64)$$

の周波数特性を図 18-1, 18-2 に示す。同様に、(36) 式の Y_{pf_0} に 0.3 [sec] のむだ時間をつけ加えた

$$Y'_{pf_0}(j\omega) = Y_{pf_0}(j\omega) e^{-0.3j\omega} \quad (65)$$

を図 19 に示す。但し、図 18, 19 共、

$$\ell = \tau/d \quad (d = 0.1 \text{ [sec]}) \quad (66)$$

である。

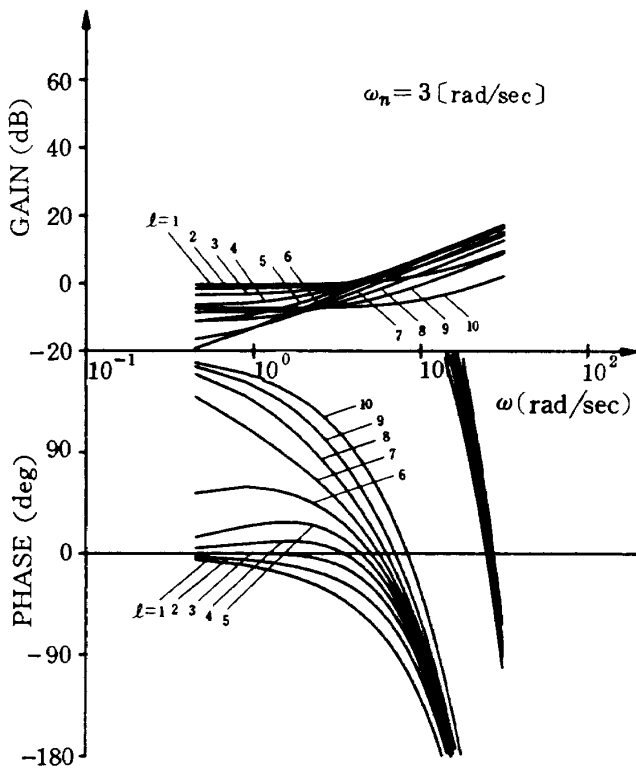


図 18-1 i_1 に対する最適予測フィルタ Y'_{pc0} (但し 0.3 [sec] のむだ時間を含む)

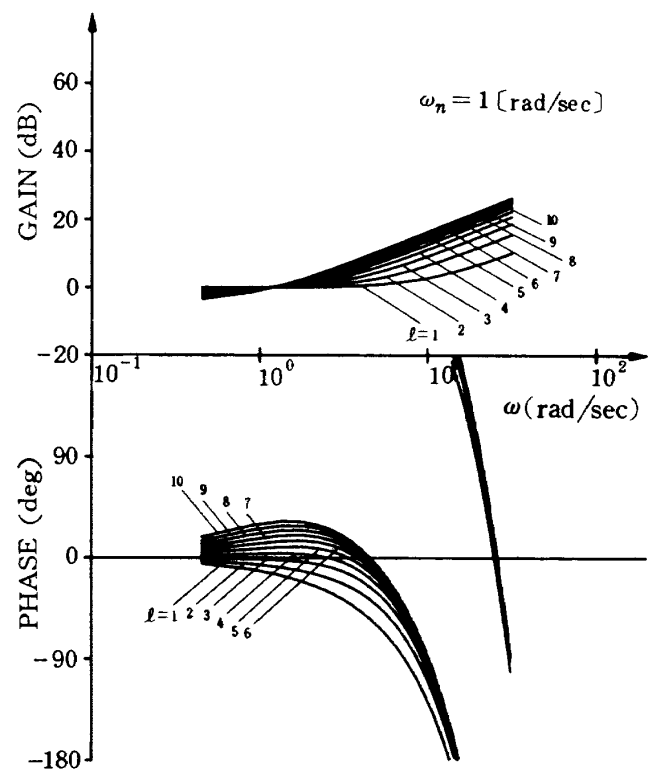


図 18-2 i_1 に対する最適予測フィルタ Y'_{pc0} (但し 0.3 [sec] のむだ時間を含む)

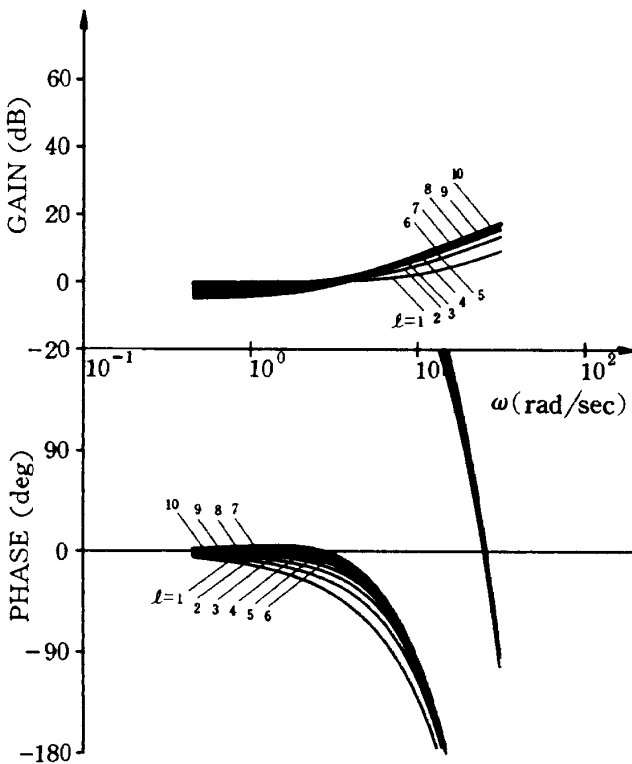


図 19 i_2 に対する最適予測フィルタ Y'_{pr0} (但し 0.3 [sec] のむだ時間を含む)

さて、 i_1 に関する Y'_{pc0} に対応する人間オペレータの予測制御特性は \hat{Y}_{pc} である。そこで、種々の τ に対する \hat{Y}_{pc} と図 18-1 の Y'_{pc0} とを比較することで i_1 を制御する人間オペレータの特性を論じることができる。(64)式により Y'_{pc0} には 0.3 [sec] のむだ時間が加わっているのでそれぞれの \hat{Y}_{pc} に対応する Y'_{pc0} は $l' = (\tau + 0.3)/\Delta$ の特性である。両者の比較により次のことがわかる。 τ が大きいとき \hat{Y}_{pc} は Y'_{pc0} とよく似ている。すなわち、 τ が大きいとゲイン特性が ω の増加に伴い上昇傾向を示し、また位相は逆相から遅れる形となる。しかし、両者がよく一致している帯域はたかだか 10 [rad/sec] 程度までであり、 \hat{Y}_{pc} はその周波数以上ではゲインが減少する。この \hat{Y}_{pc} の帯域と τ 、 ω_n との関係については別に論じる。よって \hat{Y}_{pc} は、むだ時間を含んだ形での最適予測を低い周波数帯域に限って実行するものであることがうかがえる。

一方、 i_2 に関する Y'_{pr0} に対応する人間オペレータの予測制御特性は \hat{Y}_{pr} である。よって、 i_1 のときと同様に図 19 の Y'_{pr0} と \hat{Y}_{pr} とを比較することで、人間オペレータが i_2 に関しどのような制御をおこなっているか論じることができる。それぞれの \hat{Y}_{pr} に対応する Y'_{pr0} は $l = (\tau + 0.3)/\Delta$ の特性である。一般に、 \hat{Y}_{pr} は Y'_{pr0} に比してゲインが小さく、全般的に対応関係が明確でない。すなわち、

\hat{Y}_{PF} が i_2 の最適予測をおこなっているか否かはこの比較ではわからない。

以上により、本実験では人間オペレータは目標入力 i_1 を主として予測していたことがうかがえる。 i_1 は i_2 に比して相対的に大きなパワーを与えたので i_1 を制御することが制御成績に対し効果的になり、このことは当然と考えられる。

上述の点について更に検討を進めるために、以下では得られた記述関数のもつ理論的な制御成績について計算した結果を記す。すなわち、人間オペレータが Y_{pi_1} 及び Y_{pe} といった線形要素だけで構成されるとし、レムナントは無視し、 \hat{Y}_{pi_1} 及び \hat{Y}_{pe} を用いてそれらの各要素が制御成績に寄与する効果を計算した。具体的には次の諸量を計算した。

$$P_{1opt} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |1 - e^{-\tau s} Y_{pc_0}(s)|^2 |F_{i_1}(s)|^2 V_1 ds / \sigma_{i_1}^2$$

$$= 1 - K^2 (1 + T^2 \omega_n^2) \quad (67)$$

$$P_{2opt} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |1 - e^{-\tau s} Y_{pf_0}(s)|^2 |F_{i_2}(s)|^2 V_2 ds / \sigma_{i_2}^2$$

$$= 1 - K'^2 (1 + T'^2 \omega_n'^2) \quad (68)$$

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |1 - e^{-\tau s} \hat{Y}_{pc}(s)|^2 |F_{i_1}(s)|^2 V_1 ds / \sigma_{i_1}^2 \quad (69)$$

$$P_2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |1 - e^{-\tau s} \hat{Y}_{pf}(s)|^2 |F_{i_2}(s)|^2 V_2 ds / \sigma_{i_2}^2 \quad (70)$$

$$P_{1FF} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |1 - e^{-\tau s} \hat{Y}_{pi_1}(s)|^2 |F_{i_1}(s)|^2 V_1 ds / \sigma_{i_1}^2 \quad (71)$$

$$P_{1FB} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |1 - e^{-\tau s} \hat{Y}_{pf}(s)|^2 |F_{i_1}(s)|^2 V_1 / \sigma_{i_1}^2 \quad (72)$$

$$P_c = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| 1 - \frac{e^{-\tau s} \hat{Y}_{pc}(s)}{1 + e^{-\tau s} Y_{pc}(s)} \right|^2 |F_{i_1}(s)|^2 V_1 / \sigma_{i_1}^2 \quad (73)$$

但し、上式で $\sigma_{i_1}^2$ 、 $\sigma_{i_2}^2$ は (63) 式で用いた実験値ではなく、次式の理論値である。

$$\sigma_{i_1}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_{i_1}(s)|^2 V_1 ds \quad (74)$$

$$\sigma_{i_2}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F_{i_2}(s)|^2 V_2 ds \quad (75)$$

また、数値計算において推定関数を用いる場合は、 $0 \sim 5\pi$ [rad/sec] を 35 点に等間隔で分割し、シンプソン 1/3 則で求めた。この計算では、 P_{1opt} の場合で調べると 0.01~0.025 程度の誤差を生じるが、概略正しく求められていることが確認されている。

(67),(68) 式は、理論的に最もよい成績である。(69) 式の P_1 は i_2 及びレムナントが無いときの i_1 に対する人

間オペレータの理論的な予測の成績、(70) 式の P_2 は i_1 及びレムナントが無いときの i_2 に対する人間オペレータの理論的な予測の成績を表わす。(71) 式の P_{1FF} は i_2 及びレムナントが無いとき Y_{pe} を零と考えた場合、すなわちフィードフォワード要素のみの i_1 に対する予測の成績、(72) 式の P_{1FB} は i_2 及びレムナントが無いとき Y_{pi_1} を零と考えた場合、すなわちフィードバック要素のみの i_1 に対する予測の成績を示す。(73) 式の P_c は C モードの場合で i_2 とレムナントが無いときの i_1 に対する予測の成績である。

P_1 、 P_{1FF} 、 P_{1FB} 、 P_{1opt} を被験者及び ω_n 毎に τ に関してプロットしたものを図 20-1~20-6 に示す。また、 P_2 と P_{2opt} について被験者毎に τ に関して図 21-1~21-3 に図示する。

まず、図 21 から、被験者 C では必ずしも明瞭ではないが、全般的に ω_n の違いすなわち i_1 の違いにより P_2 が異なっていることが明らかである。もし Y_{PF} が外乱 i_2 を予測するものであればこれは i_1 の ω_n に関し変動しない筈である。 i_1 によって Y_{PF} の特性が変わるので、 Y_{PF} は必ずしも i_2 を中心とした制御を行なっているわけではない。 Y_{PF} が i_1 及び i_2 のどちらを注目した制御特性であるかについては今回の結果からは明らかでできなかった。

図 20 によると、 P_1 は明らかに ω_n の違いに依存しており、 ω_n が 1 [rad/sec] の方が 3 [rad/sec] のときより成績がよい。そして、 P_1 は τ 小につれ P_{1opt} と同様に減少し、 i_1 を効果的に制御できることを示している。これらから i_1 に対する予測制御が Y_{pc} によってなされていると考えられる。

よって、 P_1 及び P_2 の傾向から、また、 \hat{Y}_{pc} 及び \hat{Y}_{pf} の特性から人間オペレータは主に i_1 に対して予測制御をおこなっている点が明らかになった。次に第 2 の問題点である \hat{Y}_{pc} に寄与する要素について検討する。

Y_{pc} は、(24) 及び (27) 式を参照すればフィードフォワード要素 Y_{pi_1} とフィードバック要素をフィードフォワード形に書き直した Y_{pf} とで構成されている。そこで、 \hat{Y}_{pc} による P_1 はどちらの要素が主となって達成されているかについて図 20 の P_{1FF} と P_{1FB} を比較することで調べる。 $\omega_n = 3$ [rad/sec] の場合、被験者 A では $\tau = 0.4$ [sec] で $P_{1FF} \doteq P_1$ であり、 $\tau < 0.4$ [sec] で P_{1FB} よりも P_{1FF} の方が P_1 に近い値であるので Y_{pi_1} の方が一般により有効であると思われる。被験者 B、C でも共にすべての τ で $P_{1FF} \doteq P_1$ であるので P_1 は主に Y_{pi_1} によって達成されていると思われる。また、 $\omega_n = 1$ [rad/sec] の場合、被験者 A では $\tau = 1.2$ [sec] で、被験者 B、C では $\tau \geq 1.0$ [sec] で $P_{1FF} \doteq P_1$ である。その他の τ でも P_{1FF} の方が P_{1FB} よ

$\omega_n = 3$ [rad/sec]

p_1	—●—
p_{1FF}	—■—
p_{1FB}	-▲-
p_{1opt}	————

但し I は上限, 下限値を示す。

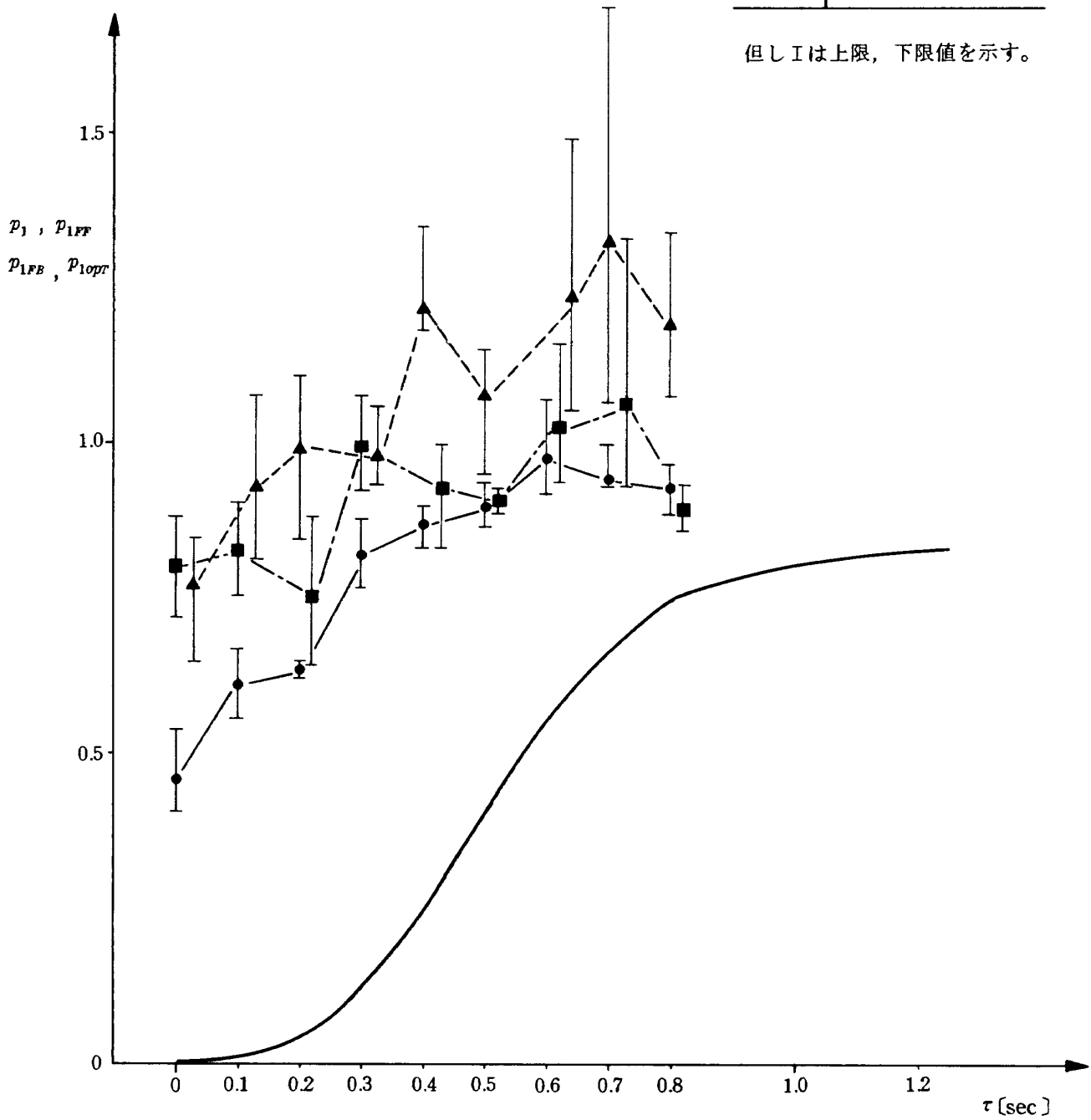


図 20-1 p_1, p_{1FF}, p_{1FB} と最適予測フィルタによる理論値との比較 (被験者 A, $\omega_n = 3$ [rad/sec])

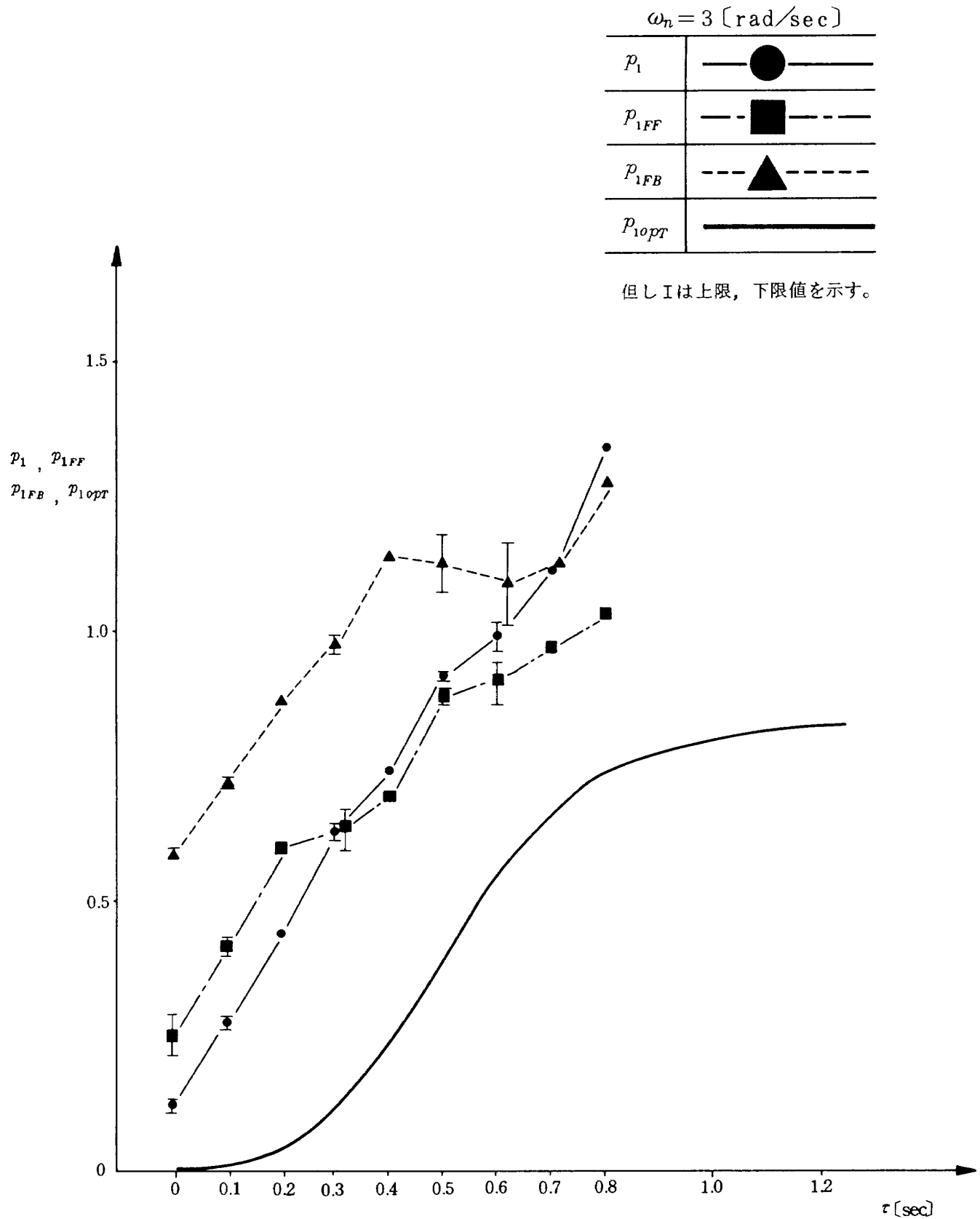


図 20-2 p_1, p_{1FF}, p_{1FB} と最適予測フィルタによる理論値との比較 (被験者 B, $\omega_n = 3$ [rad/sec])

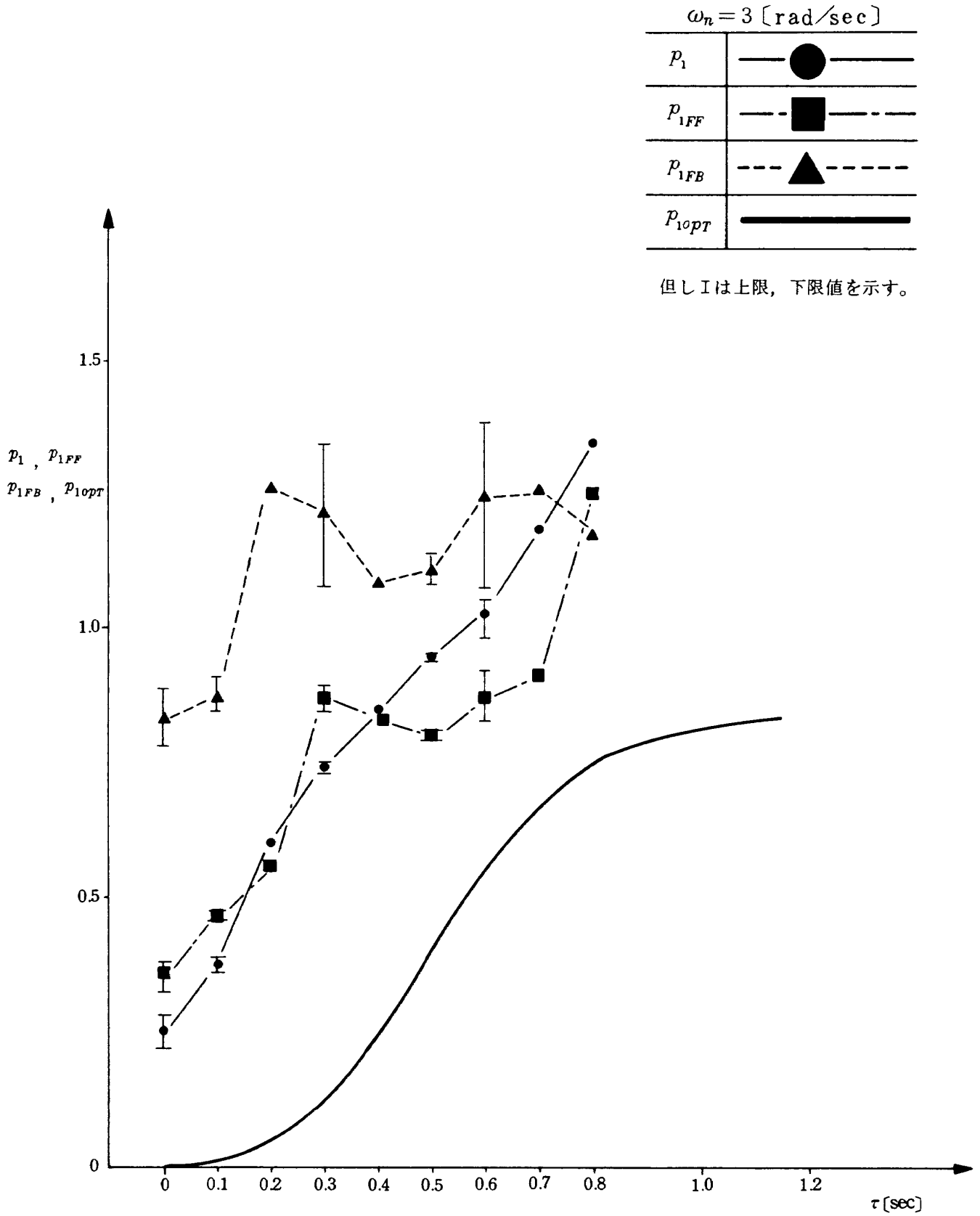


図 20-3 P_1, P_{1FF}, P_{1FB} と最適予測フィルタによる理論値との比較 (被験者 C, $\omega_n = 3 \text{ [rad/sec]}$)

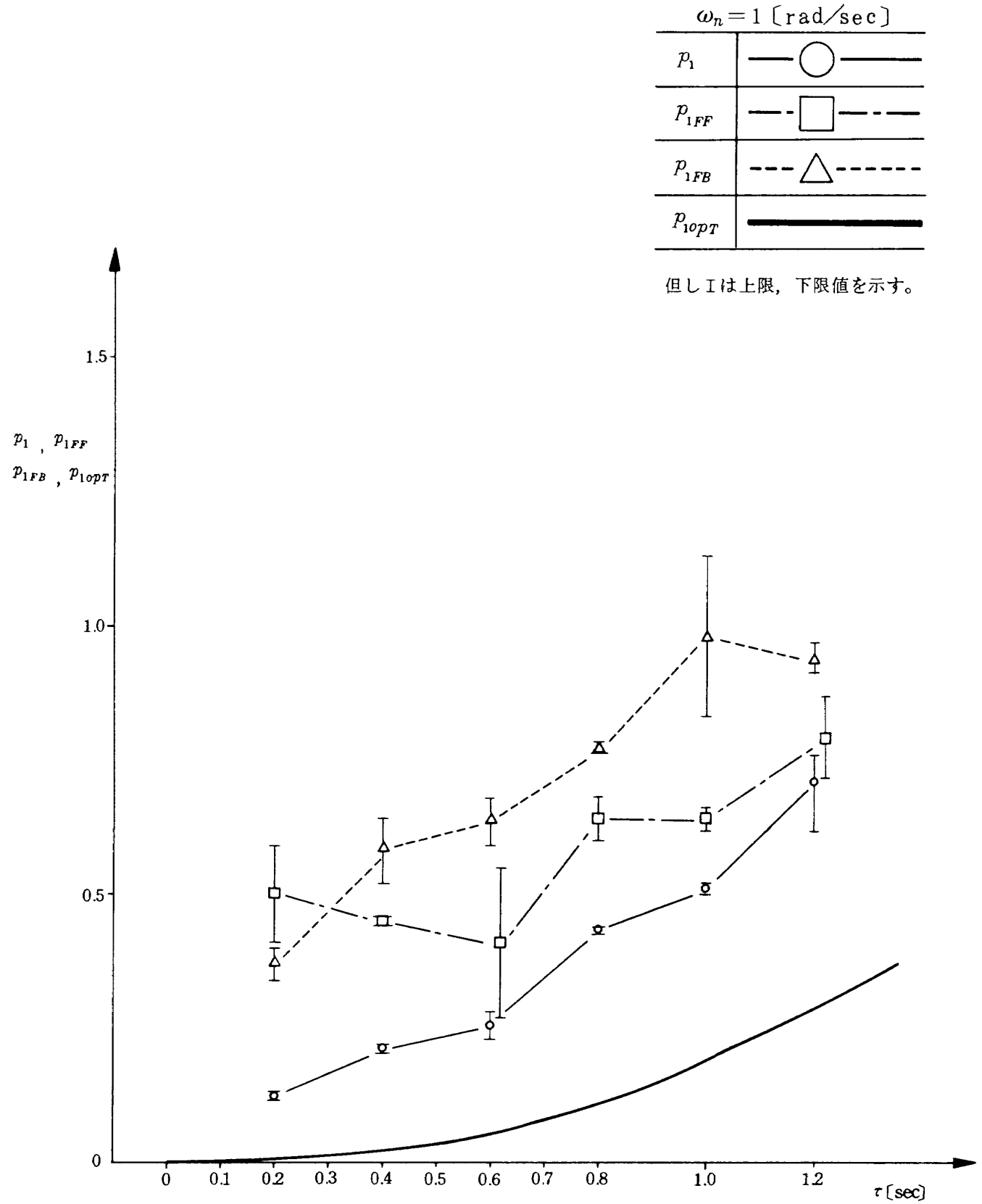


図 20-4 p_1, p_{1FF}, p_{1FB} と最適予測フィルタによる理論値との比較 (被験者 A, $\omega_n = 1$ [rad/sec])

$\omega_n = 1$ [rad/sec]

p_1	—○—
p_{1FF}	- - □ - -
p_{1FB}	- - △ - -
p_{1opt}	————

但し I は上限, 下限値を示す。

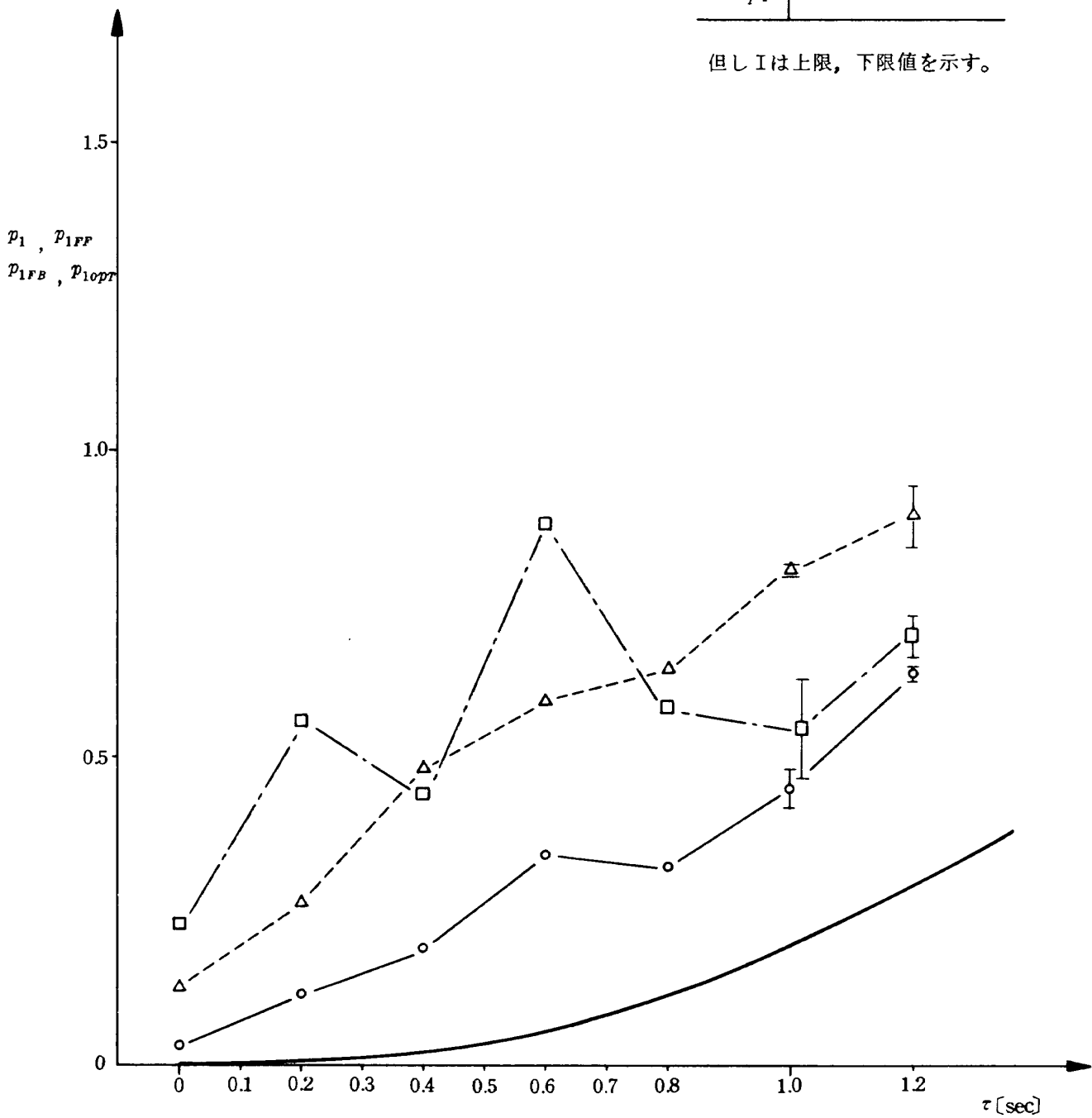


図 20-5 p_1, p_{1FF}, p_{1FB} と最適予測フィルタによる理論値との比較 (被験者 B, $\omega_n = 1$ [rad/sec])

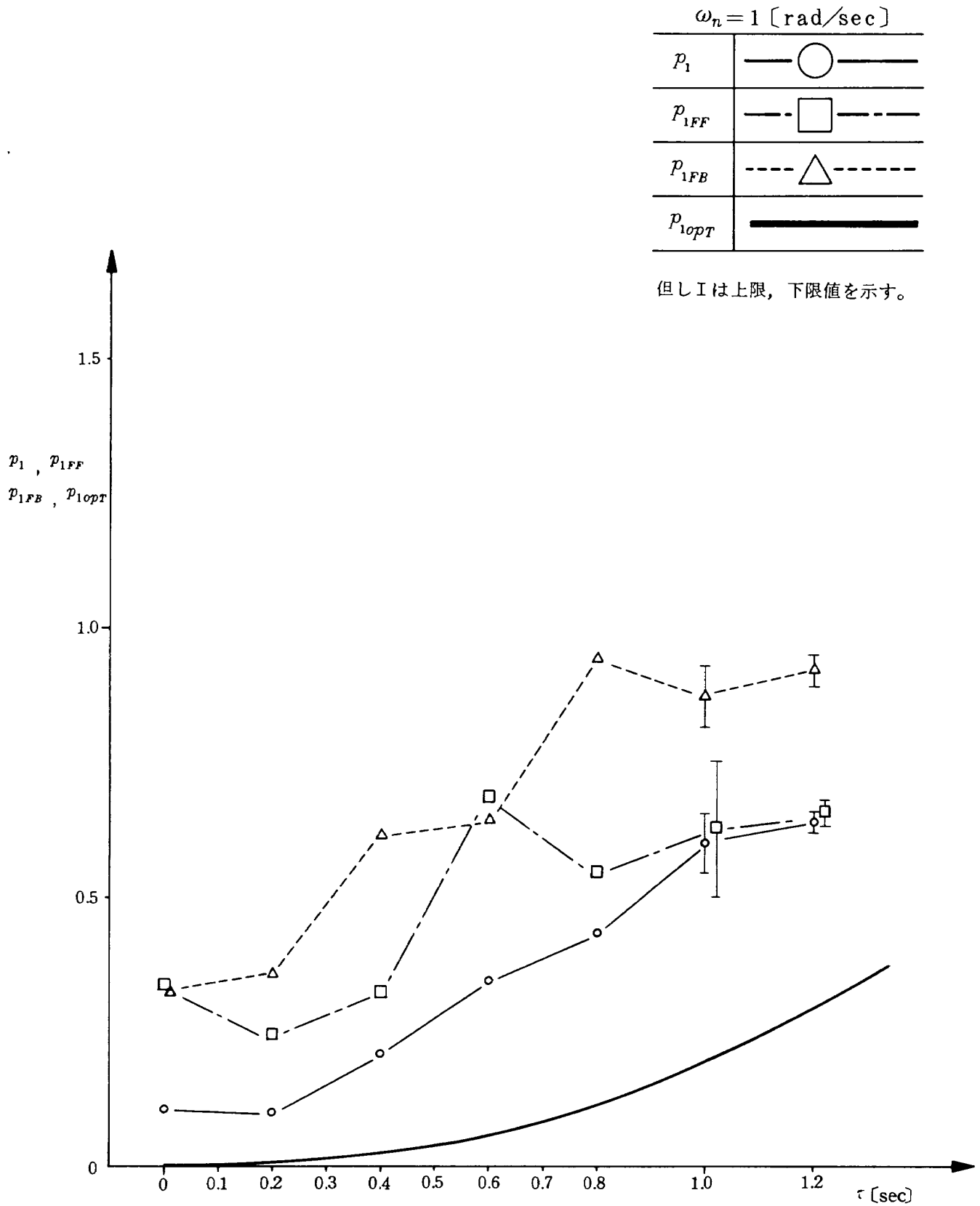


図 20-6 p_1, p_{1FF}, p_{1FB} と最適予測フィルタによる理論値との比較 (被験者 C, $\omega_n = 1$ [rad/sec])

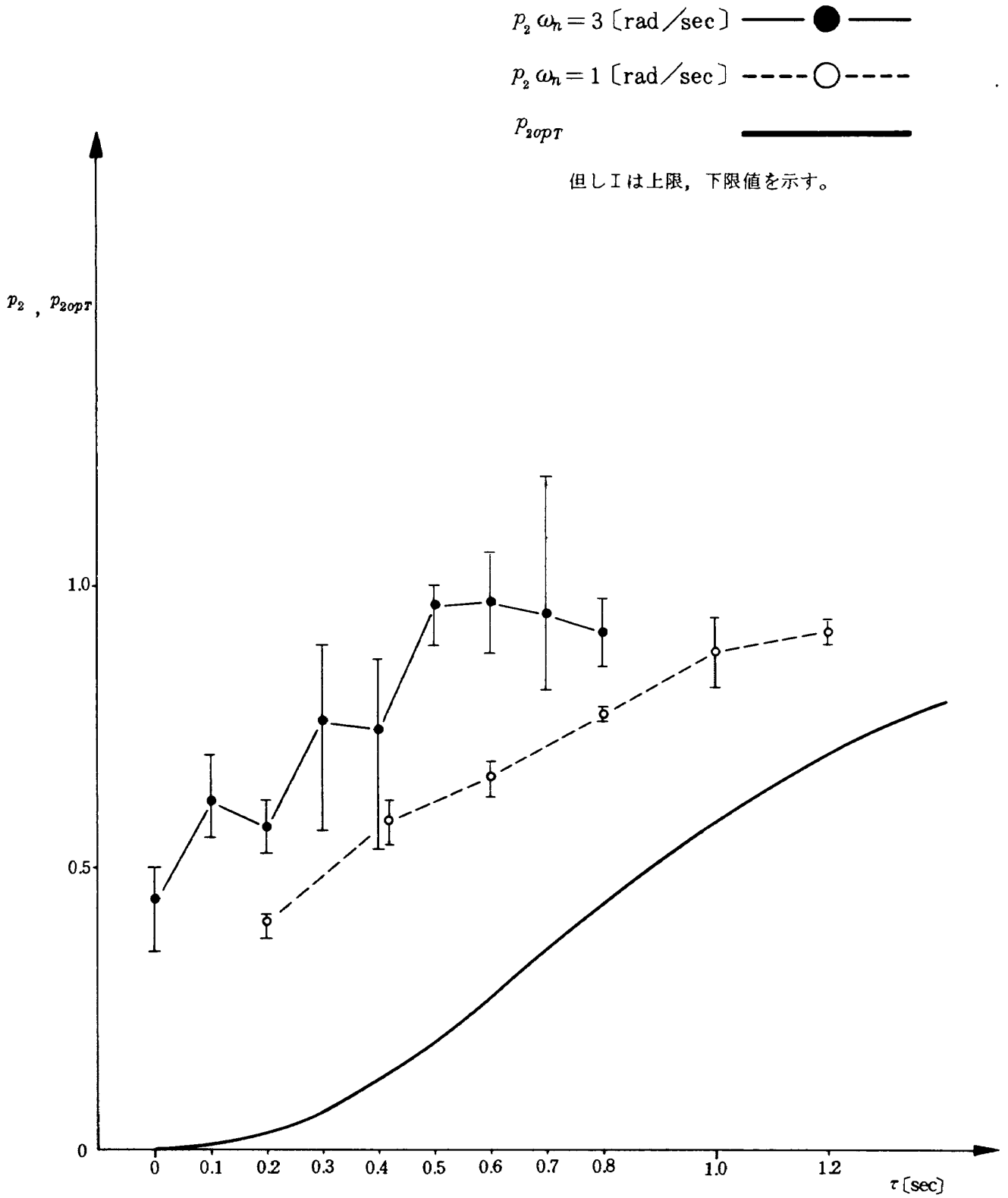


図 21-1 p_2 と最適予測フィルタによる理論値との比較 (被験者 B)

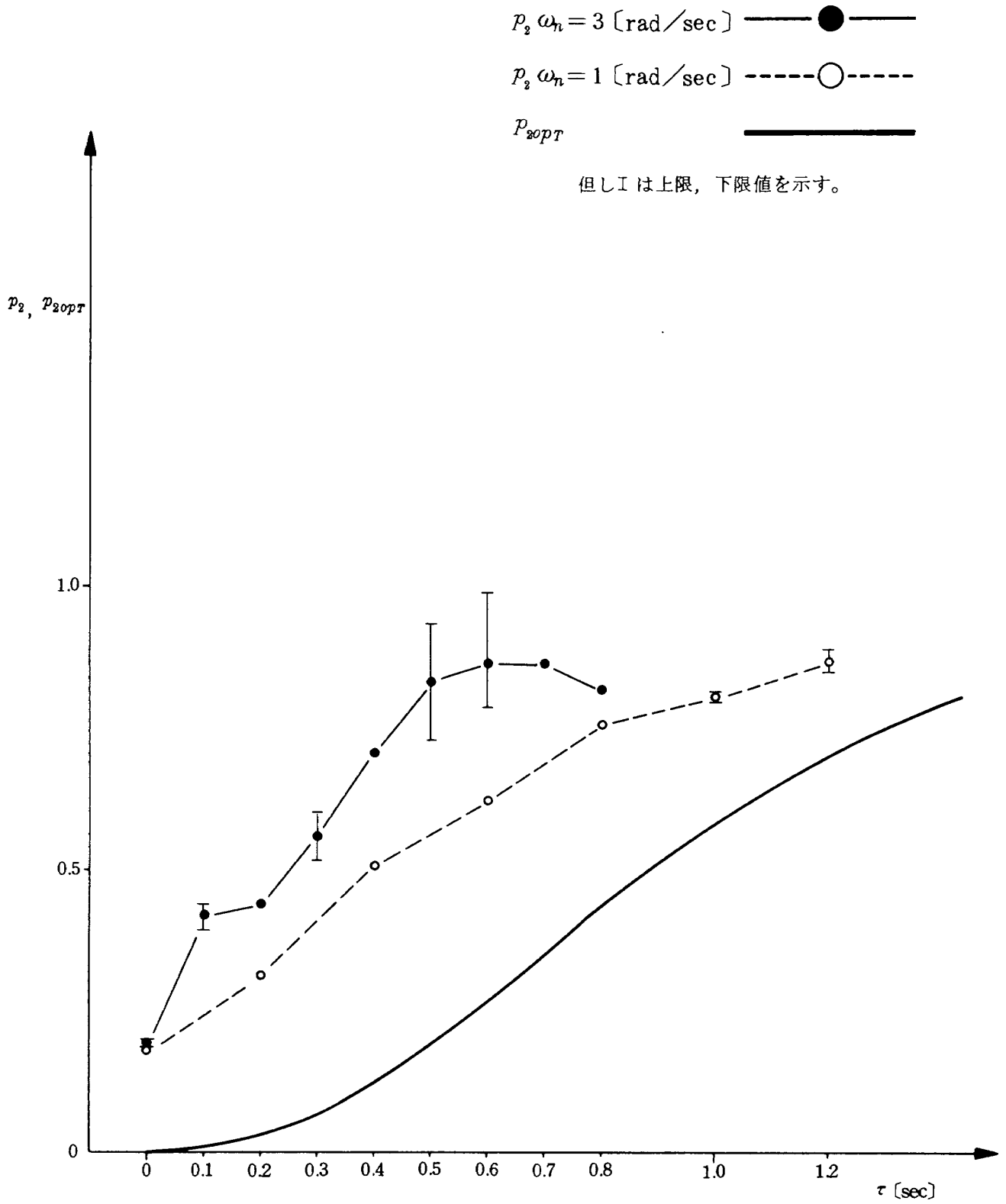


図 21-2 P_2 と最適予測フィルタによる理論値との比較 (被験者 B)

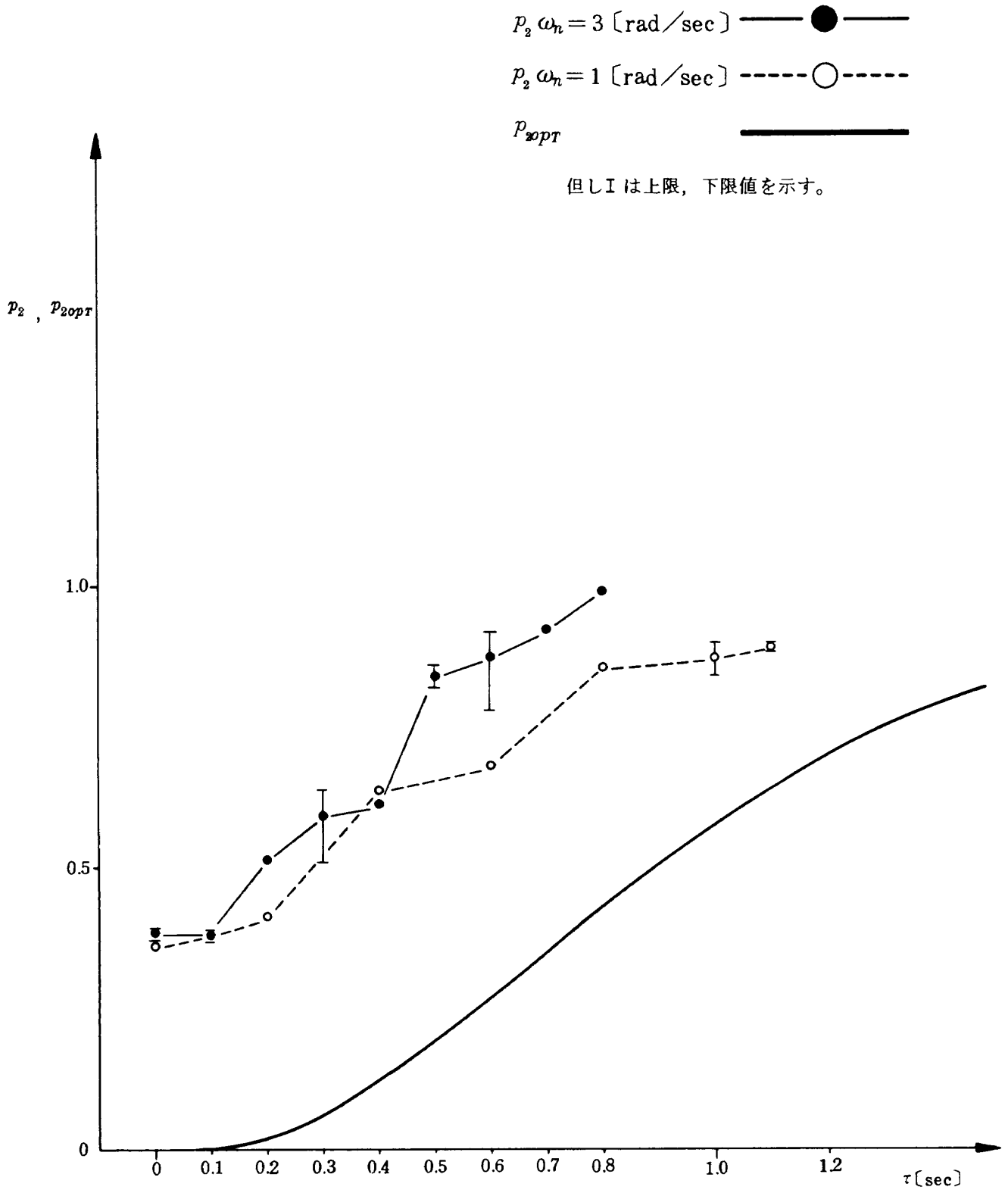


図 21-3 P_2 と最適予測フィルタによる理論値との比較 (被験者 C)

りも P_1 に近い値であり、 P_1 に対して Y_{pi_1} が効果的であることがわかる。以上の如く、 Y_{pi_1} の方が Y_{pp} よりも制御に有効であることの理由は、付録に示した様に、 Y_{pp} が最適な微分形になるには Y_{pe} が不安定な特性を持たなければならない困難を伴っているからであると考えられる。但し、 $\omega_n = 3$ [rad/sec] では $\tau = 0$ [sec] で、また $\omega_n = 1$ [rad/sec] では $\tau \leq 0.2$ [sec] で P_{1PB} の方が P_{1PF} よりも P_1 に近い場合がある。これらの場合、 Y_c の遅れが小さいのでフィードフォワードだけでなくフィードバックによる制御も有効であることを意味する。

さらに、 P_{1PB} と C モードでのモデルによる予測の成績 P_c とを比較した図を図 2 2-1~2 2-4 に示す。これらが τ 及び ω_n に関しほぼ似た値をとることがわかる。すなわち、人間オペレータのフィードバックによる制御の効果は両者共ほぼ同程度であり、 Y_{pi_1} ほどは効果的ではないことが明らかになった。このことにより、 $\sigma_{i_1}^2 > \sigma_{i_2}^2$ という本実験の設定において P モードの方が C モードより成績がよいのは、P モードにおいては C モードの Y_{pc} (P モードの Y_{pe} に対応する) に Y_{pi_1} をつけ加えることができる利点によるものであることがわかった。但し Y_{pe} は必ずしも Y_{pc} と等しくなく、 Y_{pe} の方が一般にゲインが小さいので、P モードの方がフィードバックの効果の少ないことが推測される。

4.2.2 人間オペレータの予測制御特性の制約について

図 2 0 の P_1 は \hat{Y}_{pc} によって達成される予測の成績である。これと図 1 4 における P モードの実験値である P とは、人間オペレータのレムナントと外乱 i_2 の効果を省略している分だけの差が生じていることになる。しかし、両図を比較すると、この差は単に τ に関してほぼ一定なバイアスとして生じていると思われる。そこでレムナント等の影響は単なるバイアスと考え、今回の考察の対象とはしない。そして以下では \hat{Y}_{pc} にあらわれた制御特性の限界について調べる。

図 1 6-3 の \hat{Y}_{pc} は図 1 8 の Y'_{pc_0} を参照すると次の 2 点の制約をもつことは 4.2.1 で述べた。

- 1) \hat{Y}_{pc} は実効むだ時間をもっており、概略これは 0.3 [sec] 程度である。
- 2) \hat{Y}_{pc} は Y'_{pc_0} に比して高周波数領域でゲインが落ち込む。

上の第 2 の点を明らかにするために、 \hat{Y}_{pc} のゲイン特性の例を図 2 3-1, 2 3-2 に示す。これらの図は同じ実験変数の場合のゲイン特性を重ねて図示したものである。 $\omega_n = 3$ [rad/sec] で $\tau = 0.2$ [sec] の場合の図 2 3-1 ではゲインの落ち込む周波数は、10 [rad/sec] 以上

である。いっぽう、 $\omega_n = 3$ [rad/sec] で $\tau = 0.5$ [sec] の場合の図 2 3-2 では、約 8 [rad/sec] 以下では約 20 [dB/dec] の上昇を、それ以上では逆に約 20 [dB/dec] の落ち込みを示している。この特性は最も簡単には 2 次遅れ特性で表現できるが、これを仮に 1 変数のみの次式の要素と考えて検討を進める。

$$G_c(s) = \frac{1}{(1 + T_c s)^2} \tag{76}$$

このとき、 \hat{Y}_{pc} は Y_{pc_0} に上式の G_c を付け加えることで近似できる。そこで、人間オペレータには仮に上記の様な制御帯域の限界があるとして、その時定数 T_c を実験データより求めることを試みる。それぞれの \hat{Y}_{pc} に対しモデルを考えてパラメータ推定を行なう方法で T_c を求めることも可能であるが、ここでは簡単に次の様にして求めた。

三人の被験者の P_1 を再び同じ重みで平均したデータを描き、帯域制限と 0.3 [sec] のむだ時間を持つ次式で与えられる最適フィルタの理論的予測誤差分散 $P'_{1opt}(\tau, \omega_n, T_c)$ を重ねる。

$$\begin{aligned} Y_{pc_0s}(s) &= Y'_{pc_0}(s) G_c(s) \\ &= Y_{pc_0}(s) \frac{e^{-0.3s}}{(1 + T_c s)^2} \end{aligned} \tag{77}$$

こうして得られた図を図 2 4-1, 2 4-2 に示す。 P'_{1opt} は (69) 式等と同様の方法で数値計算により求めた。図によると、 $\omega_n = 3$ [rad/sec] で $P_1 > 1$ の場合には、(77) 式との対応が考えられない。この場合には非線形な制御等何らかの別の様式の制御がなされていることが推測される。それ以外の場合には \hat{Y}_{pc} をほぼ Y_{pc_0s} という形で考えて問題がないと思われる。これらの図から、制御対象の遅れ等に由来した進み動作という作業負荷が増えれば、制御を行なっている帯域 $\omega_c (= 1/T_c$ [rad/sec]) が減ることが読み取れる。なお、 ω_n が 1 [rad/sec] と 3 [rad/sec] とでの制御帯域の大きさの違いは制御に必要な帯域の相違から生じているものと思われる。よって帯域制限の時定数 T_c は、 ω_c の関数である制御すべき帯域と、進み動作の大きさに由来する帯域制限との両者によって決まっていると考えられる。この点については今後人間オペレータのモデルのパラメータ推定等の方法でより詳細に検討しなければならない。

上記の様な人間オペレータの制御特性に生じる帯域制限は、人間オペレータに対しその過渡応答特性をにぶらせる様な性質を与えることになる。そこでこの帯域制限を、人間が制御に利用する入力情報の記憶の性質と対応づけることも可能であろう。この対応性については、第 1 章に記した Rouse の有限記憶という推論作業のモデルと比較することができる。その意味で、人間オ

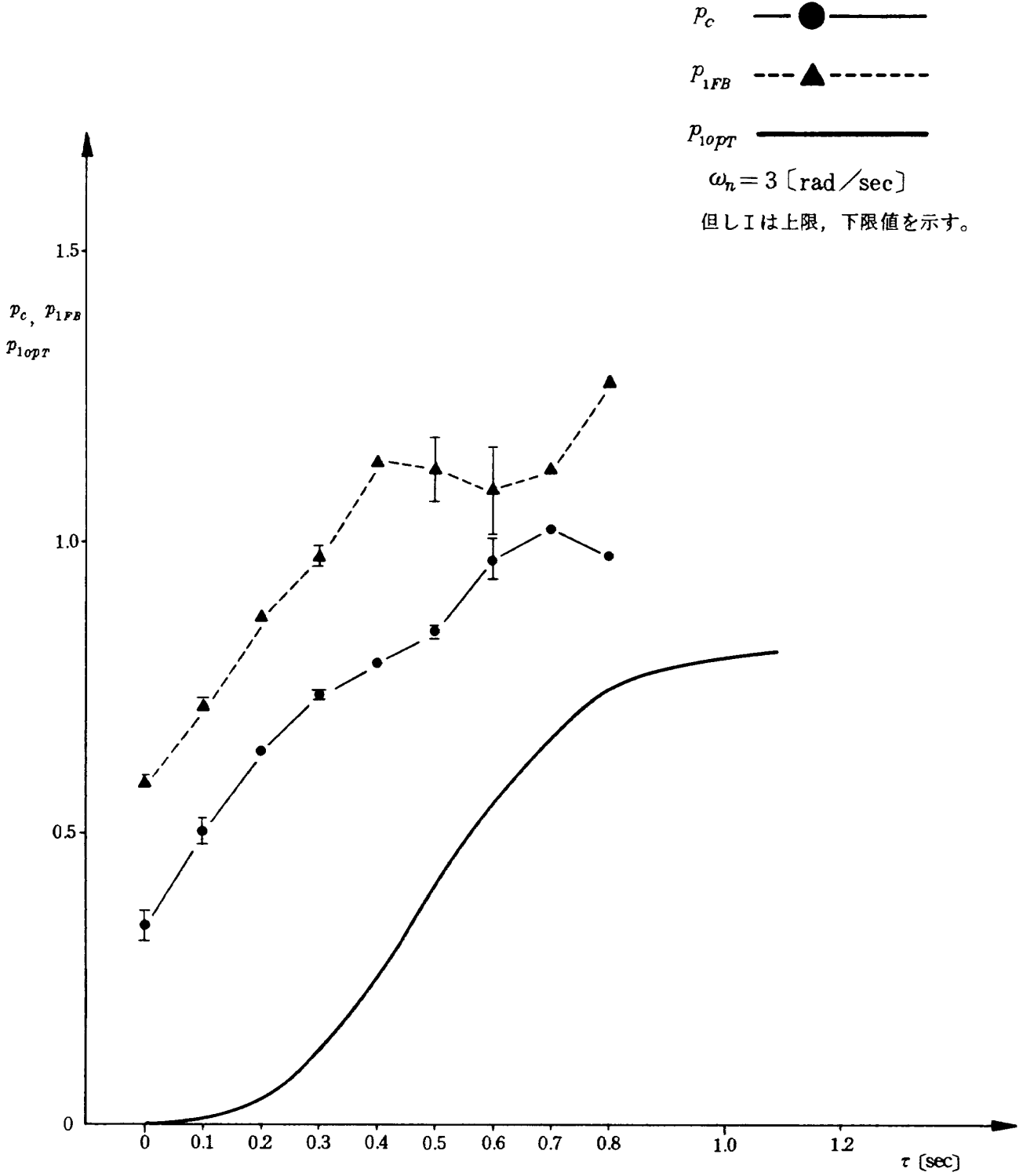


図 22-1 p_c と p_{1FB} との比較 (被験者 B, $\omega_n = 3$ [rad/sec])

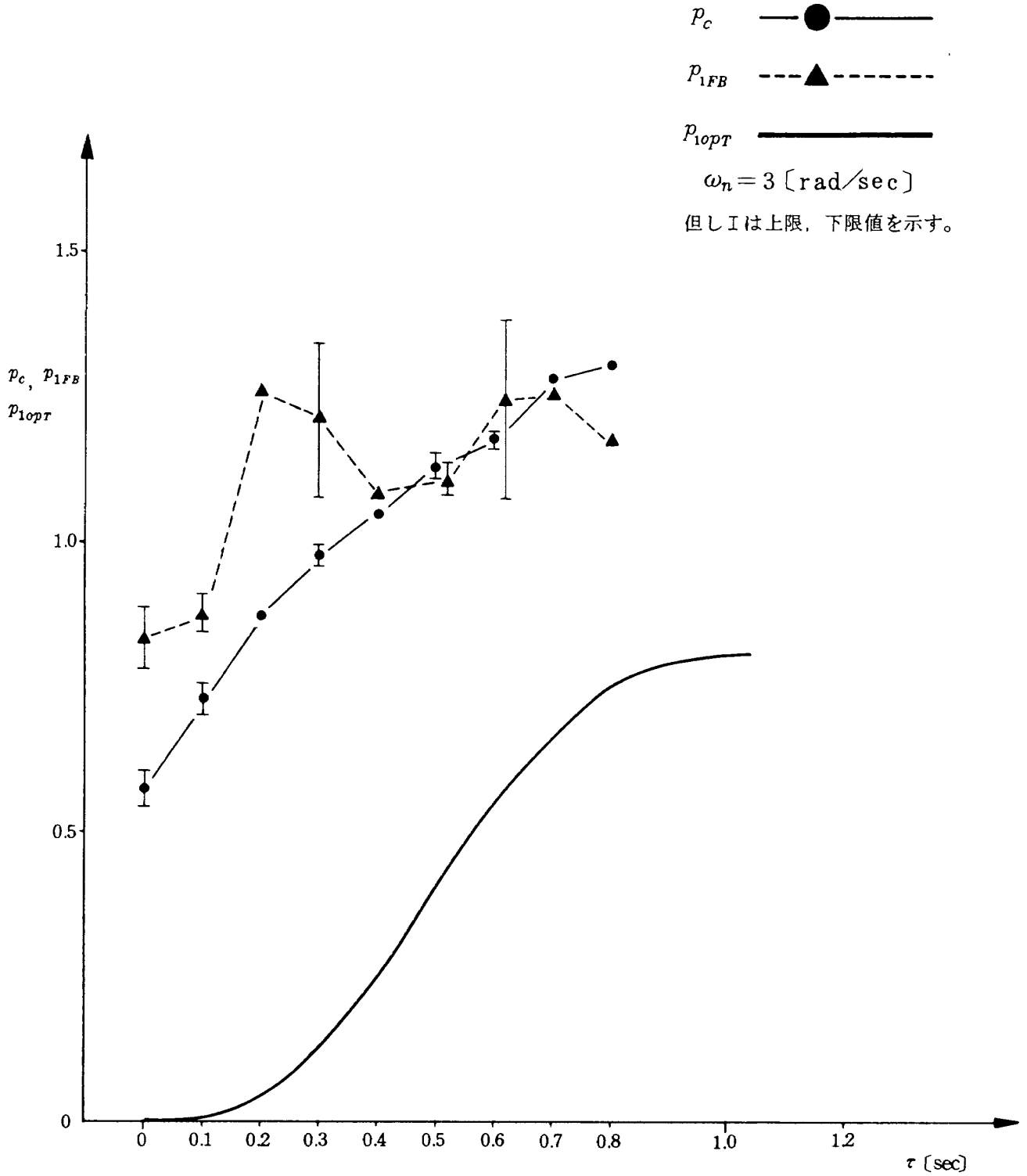


図 22-2 P_c と P_{1FB} との比較 (被験者C, $\omega_n = 3$ [rad/sec])

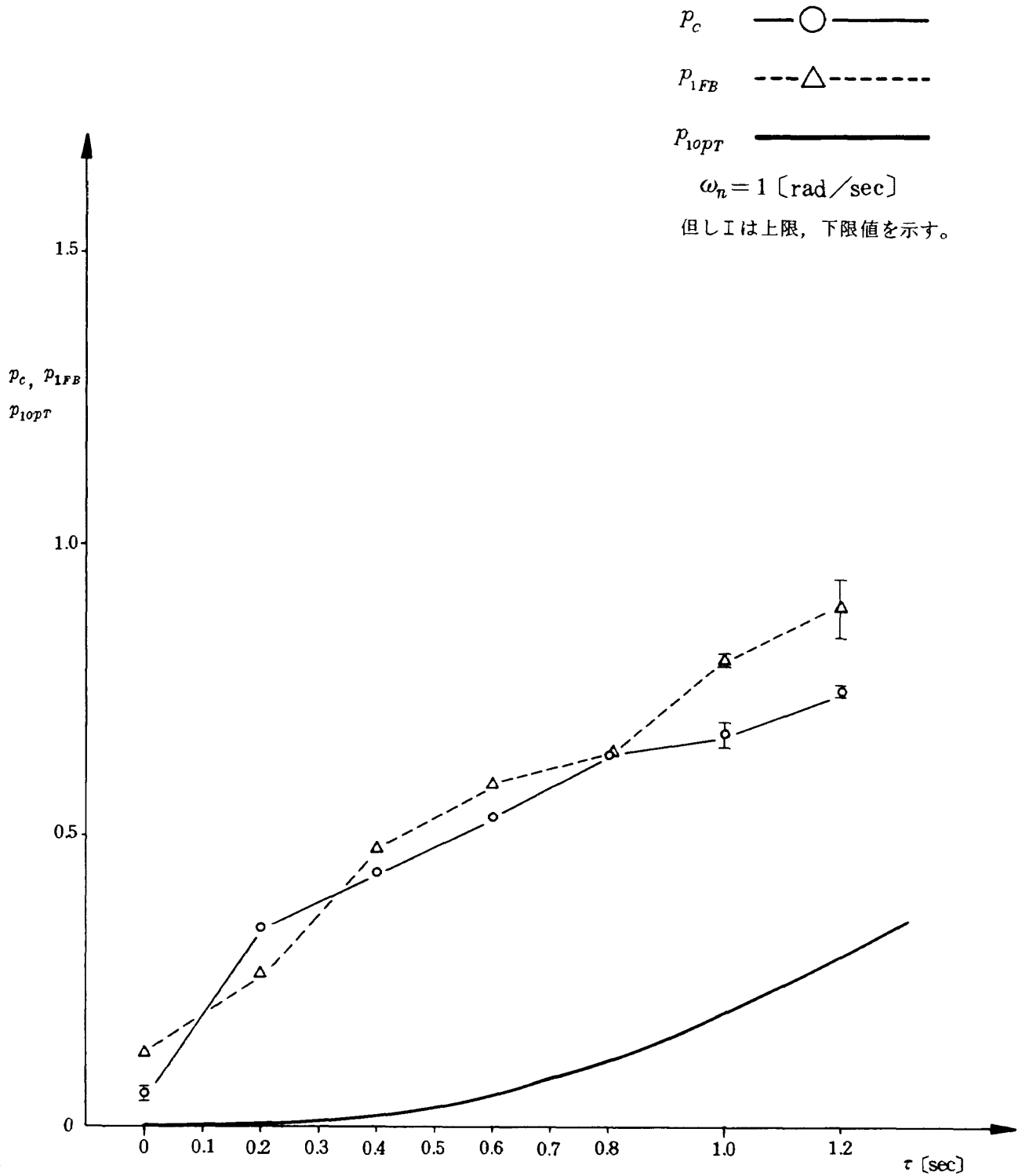


図 22-3 p_c と p_{1FB} との比較 (被験者 B, $\omega_n = 1$ [rad/sec])

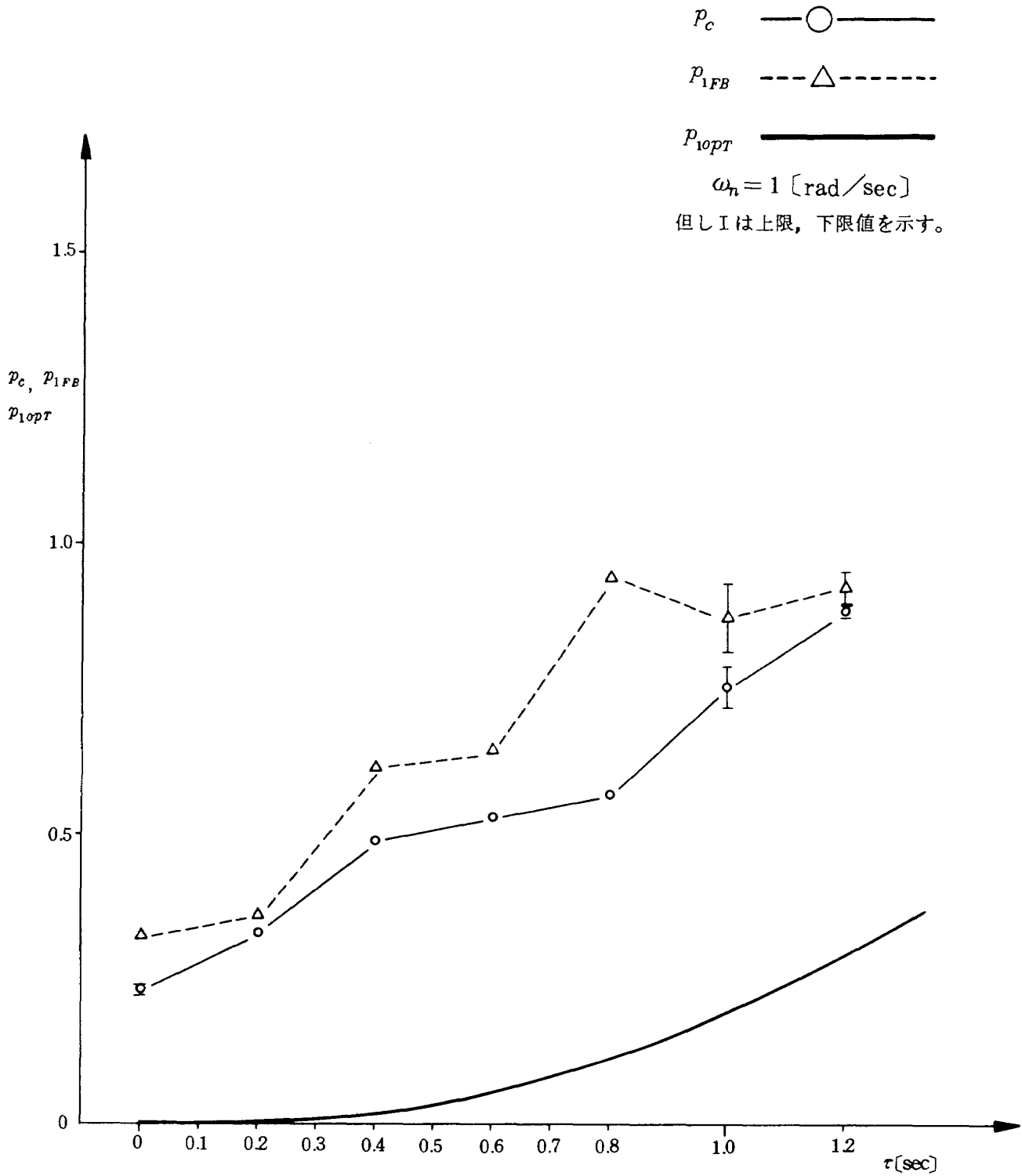


図 22-4 p_c と p_{1FB} との比較 (被験者 C, $\omega_n = 1$ [rad/sec])

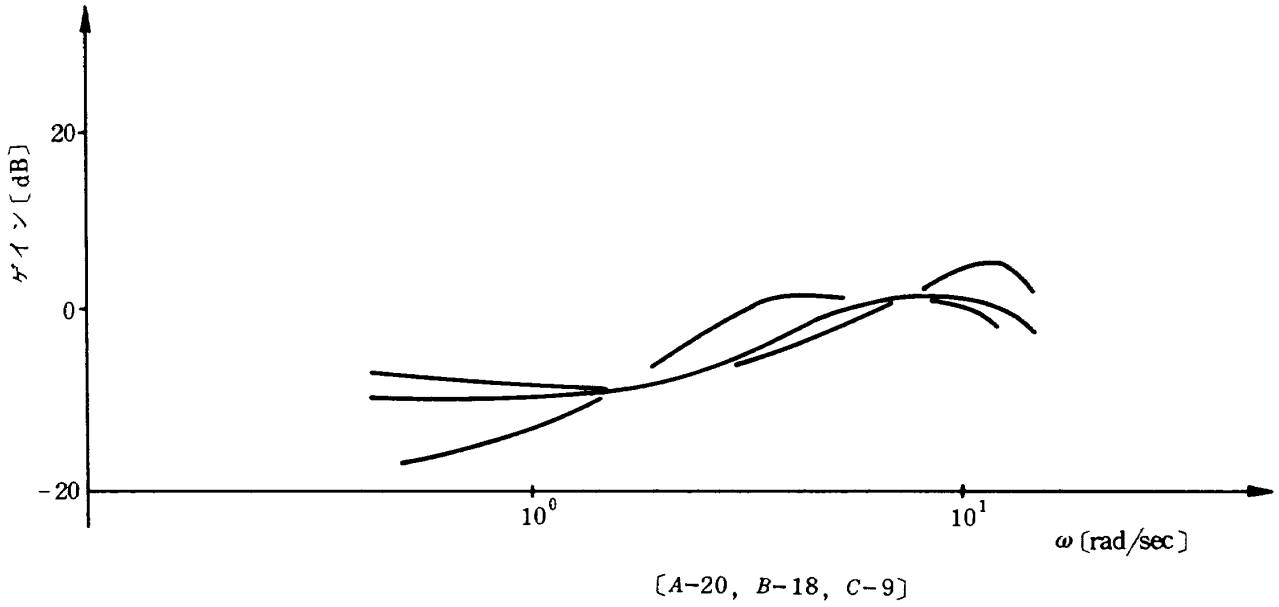


図 23-1 | $\hat{Y}_{pc}(j\omega)$ | の例 ($\omega_n = 3$ [rad/sec], $\tau = 0.2$ [sec])

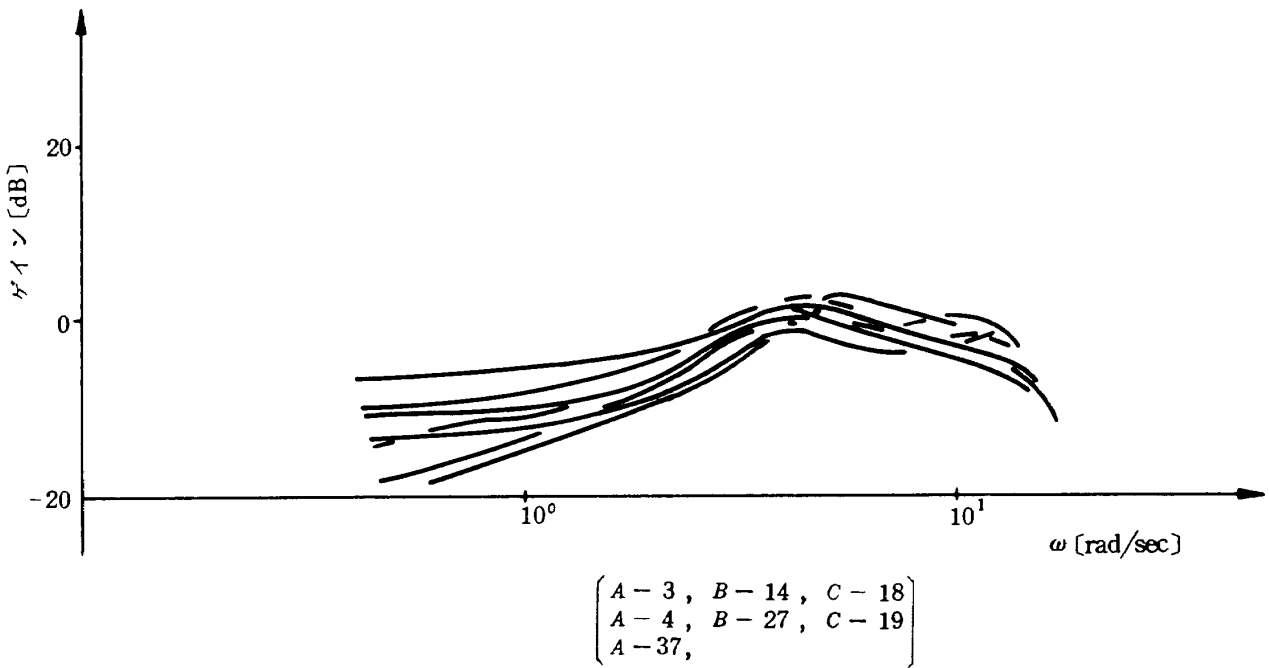


図 23-2 | $\hat{Y}_{pc}(j\omega)$ | の例 ($\omega_n = 3$ [rad/sec], $\tau = 0.5$ [sec])

但し●は、3名の被験者の p_1 の平均値で、
I印は全試行の上限、下限値を示す。

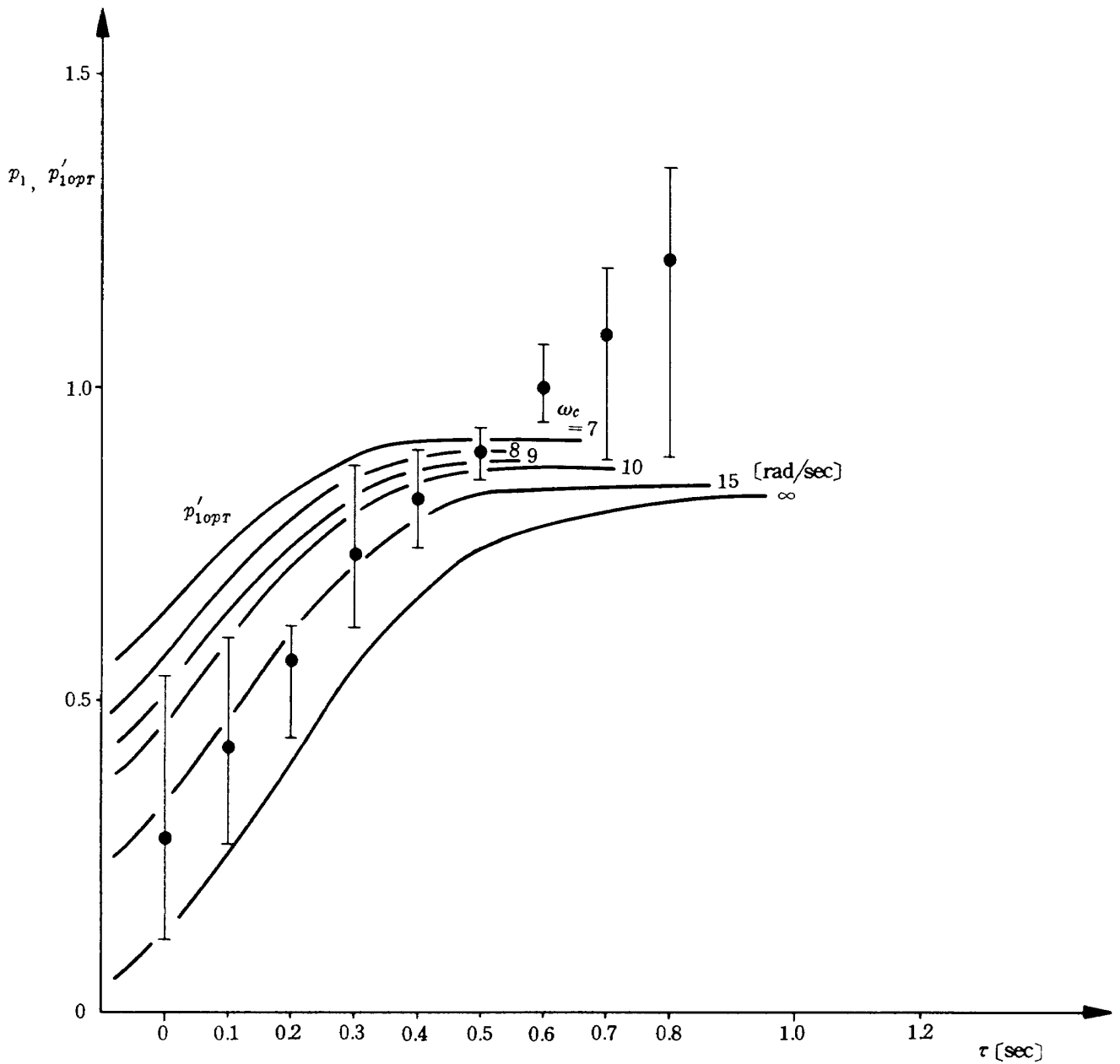


図 24-1 p_1 の平均値と p'_{1opr} との比較 ($\omega_n = 3$ [rad/sec])

但し、○は3名の被験者の p_1 の
 平均値で I 印は全試行の上限、
 下限値を示す。

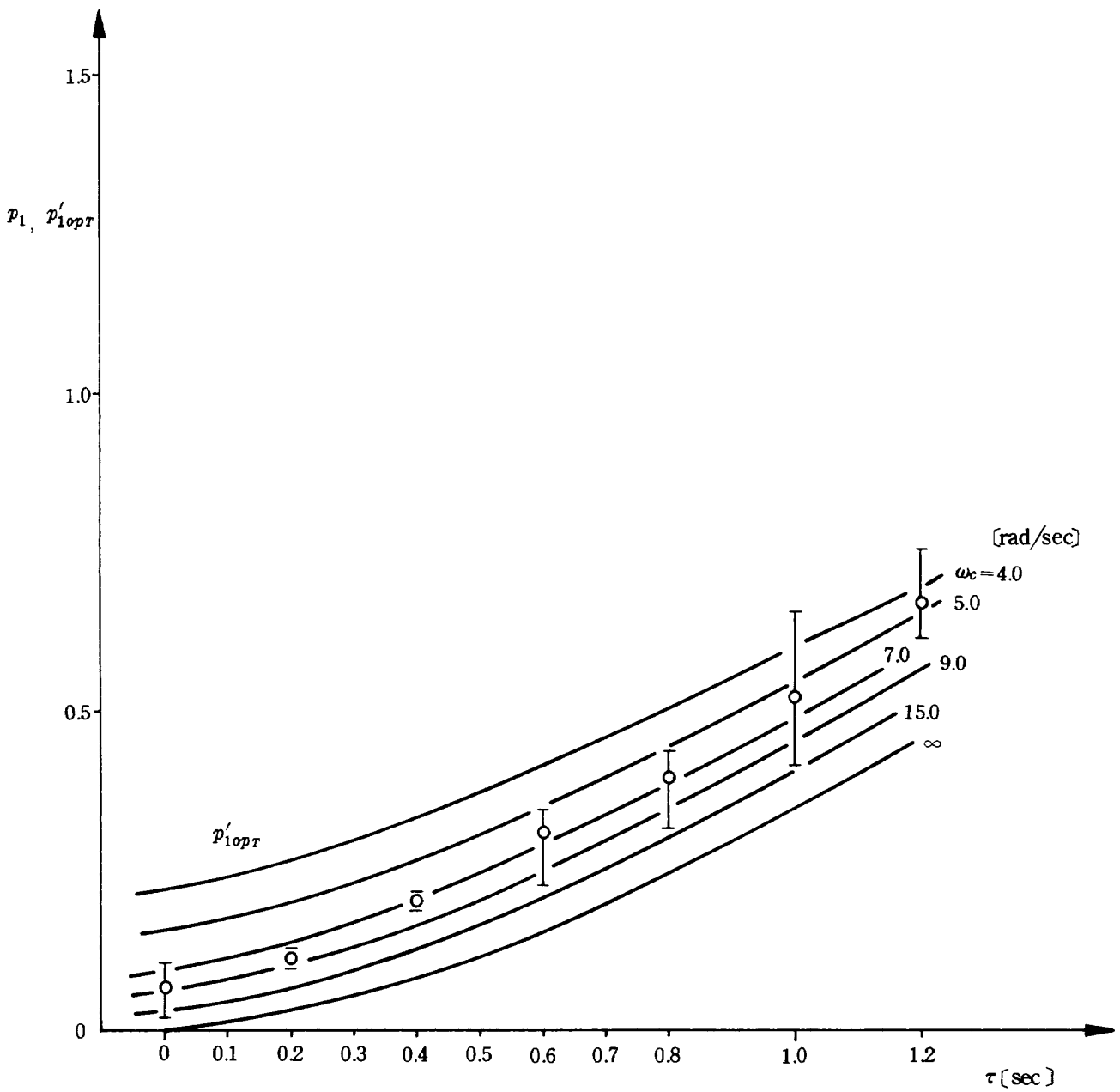


図 24-2 p_1 の平均値と p'_{1opr} との比較 ($\omega_n = 1$ [rad/sec])

オペレータ側の作業負荷を反映すると思われる帯域制限は今後の人間オペレータモデルの研究に有用と考える。

5. ま と め

予測を必要とする追跡形および補償形トラッキング実験を行なった結果以下の点が明らかになった。

- 1) 同定された人間オペレータの記述関数等から、本実験で意図した人間オペレータの予測制御の特徴をデータとして得ることができた。
- 2) 実験変数と制御成績との関係は次の通りである。 ω_n が大の方が、また τ が大きくなるにつれ制御成績は悪化する。表示モードではPモードの方がCモードよりも成績が良い。
- 3) 人間オペレータの記述関数における外乱を補償する要素、 \hat{Y}_{pF} は外乱との対応関係が明確でなく、今回の実験では人間オペレータは主に目標入力を予測している。
- 4) 人間オペレータの記述関数のうち、目標入力を予測する要素 \hat{Y}_{pC} は、最適予測フィルタに実効むだ時間と帯域制限が加わった形で近似できる。また、この帯域時定数は ω_n と τ に依存している。
- 5) Y_{pC} はフィードフォワードの部分、 Y_{pi_1} とフィードバックの部分、 Y_{pF} とに分けて考えられるが、それらの制御成績を改善する効果は一般に Y_{pi_1} の方が大きい。
- 6) 解析法に関し、今回のデータ解析についてもMFP E法が有効である。

以上の結果は、一般的な手動制御中の人間オペレータのモデルを構成するにあたり、進み制御特性の基礎資料をなすものと考えられる。とくに人間の推論作業における有限記憶仮説との関連が考えられる帯域制限の時定数が、人間オペレータの予測制御能力の限界を示している可能性は、今後の人間オペレータのモデル化の研究に有用であると考える。

あ と が き

本報告を終えるにあたり、日頃指導をいただいている東京大学鷲津久一郎教授、および快くディスカッションに応じていただいた当所内外の関係の方々へ感謝の意を表する。

参 考 文 献

- 1) Neal, T.P. and Smith, R.E.; An In-Flight Investigation to Develop Control System Design Criteria for Fighter Airplanes, AFFDL-TR-70-74, Vol. 1 (1970).
- 2) Mooij, H.A.; Handling Quality Design Criteria Development for Transport Aircraft with Fly-by-Wire Primary Flight Control Systems, NLR TR 74141U (1976).
- 3) 宮嶋克行, 小林修, 上村誠; 飛行性基準の動向について, 昭和51年度飛行機シンポジウム講演集 (1976) pp.48-51.
- 4) 田中敬司, 川原弘靖, 岡部正典; F.D.S. (フライト・ディレクタ・システム) のアナログシミュレーション試験, 航技研資料 TM-298(1976).
- 5) McRuer, D.T., Graham, D. and Krendel, E.S.; Human Pilot Dynamics in Compensatory Systems, AFFDL-TR-65-15 (1966).
- 6) Washizu, K. and Miyajima, K.; Some Consideration on the Controllability Limit of a Human Pilot, AIAA J., Vol. 5, No.1 (1967).
- 7) 田中敬司; 手動制御時のパイロットの進み動作に関する実験的検討, 航技研報告 TR-485(1977).
- 8) Tomizuka, M. and Whitney, D.E.; The Preview Control Problem with Application to Man-Machine System Analysis, Proc. of 9th Annual Conference on Manual Control (1973) pp. 429-441.
- 9) Muckler, F.A. and Obermayer, R.W.; Control System Lags and Man-Machine System Performance, NASA CR-83 (1964).
- 10) Adams, J.L.; An Investigation of the Effects of the Time Lag due to Long Transmission Distances upon Remote Control, Phase I-Tracking Experiments, NASA TN D-1211 (1961)
- 11) -; -, Phase II-Vehicle Experiments, Phase III-Conclusions, NASA TN D-1351 (1962).
- 12) Sheridan, T.B. and Ferrel, W.R.; Remote Manipulative Control with Transmission Delay, IEEE Trans., Vol. HFE-4, No. 1 (1963).
- 13) 関与一, 竹田宏, 福島弘毅; むだ時間を含むプロセスに対する人間の制御特性, 自動制御, Vol.4, No. 12(1965).
- 14) Leslie, J.M. and Thompson, D.A.; Human Frequency Response as a Function of Visual Feedback Delay, Human Factors, Vol. 10, No. 1 (1968) pp. 67-78.

- 15) King-Smith, E.A.; Predictive Compensation in Time-Delay Manual Control Systems, NASA SP-192 (1968) pp. 253-274.
- 16) 井口雅一: 人間-機械系, 共立出版(1970).
- 17) 江間徹郎: むだ時間を含む2次系に対するパイロットの手動操縦特性について, 日本人間工学会誌, Vol. 11, No. 5, 6 (1975) pp.157-161.
- 18) McRuer, D.T. and Krendel, E.S.; Mathematical Models of Human Pilot Behavior, AGARD AG-188 (1974).
- 19) 小畑秀文; 操作をする人の予測応答特性の研究, 東京大学学位請求論文 (1971).
- 20) Larthrop, R.G.; Perceived Variability, J. of Exp. Psychology, Vol. 73, No. 4 (1967) pp. 498-502.
- 21) Perterson, C.R. and Beach, L.R.; Man as an Intuitive Statistician, Psychological Bulletin, Vol. 68, No. 1 (1967) pp. 29-46.
- 22) Sheridan, T.B. and Rouse, W.B.; Supervisory Sampling and Control: Sources of Suboptimality in a Prediction Task, Proc. of 7th Annual Conf. on Manual Control (1971) pp. 81-88.
- 23) Rouse, W.B.; A Model of the Human in a Cognitive Prediction Task, IEEE Trans. on Syst., Man and Cybern., Vol. SMC-3, No. 5 (1973) pp. 473-477.
- 24) - ; Model of Man as a Suboptimal Predictor, Proc. of 9th Annual Conf. on Manual Control (1973) pp. 413-417.
- 25) - ; The Effect of Display Format on Human Perception of Statistics, Proc. of 10th Annual Conference on Manual Control (1974).
- 26) - ; A Model of the Human as a Suboptimal Smoother, IEEE Trans. on Syst., Man and Cybern., Vol. SMC-6, No. 5 (1976) pp. 337-343.
- 27) Rouse, W.B. and Enstrom, K.D.; Human Perception of the Statistical Properties of Discrete Time Series: Effects of Interpolation Methods, IEEE Trans. on Syst., Man and Cybern., Vol. SMC-6, No. 7 (1976) pp. 446-473.
- 28) Reid, L.D.; The Measurement of Human Pilot Dynamics in a Pursuit plus Disturbance Tracking Task, UTIAS Rept., No. 138 (1969).
- 29) McRuer, D.T. and Krendel, E.S.; Dynamic Response of Human Operators, WADC TR-56-524 (1957).
- 30) Wasicko, R.J., McRuer, D.T. and Magdaleno, R.E.; Human Pilot Dynamic Response in Single-Loop Systems with Compensatory and Pursuit Displays, AFFDL TR-66-137 (1966).
- 31) McRuer, D.T., Hofmann, L.G. and Jex, H.R.; New Approaches to Human-Pilot/Vehicle Dynamic Analysis, AFFDL TR-67-150 (1968).
- 32) Allen, R.W. and Jex, H.R., An Experimental Investigation of Compensatory and Pursuit Tracking Displays with Rate and Acceleration Control Dynamics and a Disturbance Input, NASA CR-1082 (1968).
- 33) Ware, J.R.; An Input Adaptive Pursuit Tracking Model of the Human Operator, Proc. of 7th Annual Conf. on Manual Control (1971) pp. 33-43.
- 34) 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).
- 35) Akaike, H.; Autoregressive Model Fitting for Control, Ann. Inst. Statist. Math., Vol. 23 (1970) pp. 163-180.
- 36) Tanaka, K., Goto, N. and Washizu, K.; A Comparison of Techniques for Identifying Human Operator Dynamics Utilizing Time Series Analysis, 12th Annual Conf. on Manual Control, NASA TM X-73,170 (1976) pp. 673-693.
- 37) 市川邦彦; 体系自動制御理論, 朝倉書店(1966).

付 録

付録) (37)式において, Y_{pi_1} が無いときに σ_e^2 を最小とするには Y_{pe} のみによって

$$Y_{pc_0} = \frac{Y_{pe_0}}{1 + e^{-\tau s} Y_{pe_0}} \quad (I)$$

とならなければならない。上式を書き直して次式を得る。

$$Y_{pe_0} = \frac{Y_{pc_0}}{1 - e^{-\tau s} Y_{pc_0}} \quad (II)$$

上式の伝達関数の性質を, 特性方程式の根の漸近的な位置を求めることで調べる。(II)式の特性方程式は, 本文(34)式より次式となる。

$$1 - K(1 + Ts)e^{-\tau s} = 0 \quad (III)$$

s を極座標で $s = re^{j\theta}$ とすれば, (III)式より, 特性根の r と θ は次式を満たす。

$$K(1 + Tre^{j\theta})e^{-\tau r \cos \theta} e^{-j\tau r \sin \theta} = 1 \quad (IV)$$

r 大のとき, (IV)式を満たす r と θ は次式の根に漸近する。

$$\{ KTre^{-\tau r \cos \theta} \} e^{j(\theta - \tau r \sin \theta)} = 1 \quad (V)$$

すなわち, 次の二つの条件を満足する根に近づく。

$$\begin{cases} KTre^{-\tau r \cos \theta} = 1 & (VI) \\ \theta - \tau r \sin \theta = 2n\pi \quad (n = 0, 1, 2, \dots) & (VII) \end{cases}$$

(VI)の両辺の対数をとると,

$$\log(KT) + \log(r) - \tau r \cos \theta = 0$$

$$\therefore \cos \theta = \frac{1}{\tau r} [\log(KT) + \log r] \quad (VII)$$

(VII)式より, r が大きいときの $\cos \theta$ の性質がわかる。 $KT \neq 0$, $\tau \neq 0$ のとき, r 大で $\cos \theta > 0$, また, $r \rightarrow \infty$ で $\cos \theta \rightarrow 0$ である。よって, (V)式を満たす根は, 複素平面の原点より遠方において虚軸の右側で, 虚軸に沿って原点より遠くなるにつれ虚軸に漸近する軌跡上の, (VI)式を満足する点である。これは無限個ある。(N)式の根も原点から遠くなるにつれ(V)式の根に漸近するから, 同様に虚軸の右側即ち不安定側に無限個の特性根を持つ。故に(II)の伝達関数は不安定系である。

(II)式は, 正のフィードバック系によって構成することは可能であるが, 人間オペレータがこれを実現するのは困難であると考えられる。実際には, 人間オペレータは, Y_{pe_0} に類似した形しかとり得ないと思われる。本文(35)式を実現するための Y_{pe} にも上記と同様の困難が伴う。

航空宇宙技術研究所報告554号

昭和53年12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 三興印刷
東京都新宿区信濃町12

Printed in Japan