

構造系と制御系の統合化設計アプローチに基づく ビークルの操縦性向上*

佐藤 淳[†]・杉本 謙二[‡]

On the Handling Quality Augmentation of Vehicles via Integrated Design Approach of Structure and Control Systems*

Atsushi SATOH[†] and Kenji SUGIMOTO[‡]

This paper discusses the integrated design strategy of CAS (Control Augmentation System) for vehicle handling quality improvement. This paper points out the similarity of the problem setting between CAS design and structure/control integrated design. As expected from the above similarity, it is observed that the phase crossover bandwidth of vehicle dynamics has crucial effect to the tracking performance for pilot control input. Furthermore, a finite bandwidth phase shaping with frequency-dependent weighting functions is proposed. Namely, the phase shaping in control bandwidth is achieved with no phase constraint in the higher frequency range. By the proposed technique, a CAS which achieves the phase shaping in the specified control bandwidth is easily designed via LMI (Linear Matrix Inequality) approach.

1. はじめに

近年、機械システムの制御をはじめとする多くの分野で構造系と制御系の統合化設計が注目されている[1-4]. 統合化設計ではコントローラの設計と同時に、“制御されることを前提としたシステム”である制御対象の設計までも考える点に特徴がある. また制御対象とコントローラの双方が最適化されることにより、従来の分離設計と比べシステム全体の制御性能が向上することが期待される.

いっぽう、自動車や航空機などのビークルは、操縦者に操縦されることを前提としたシステムである. 操縦者はビークルを制御対象とするコントローラの役割を果たしており、制御操作に熟練することで適切な制御則を構成すると考えられる. また操縦者の制御操作によって達

成される運動性能をビークルの操縦性とよび、ビークルおよび操縦者から構成される人間-機械フィードバックシステムの制御性能で評価される[5-7].

通常ビークルの設計は操縦者の熟練に先立って行われるため、これらの行為は分離されている. しかし統合化設計の発想に基づき、あらかじめ操縦されることを前提として操縦者のダイナミクスを考慮したビークルの設計が行われれば、良好な操縦性の達成が期待される. これまでに自動制御系の統合化設計は盛んに研究されてきたが、本論文では新たに人間-機械系の一種であるビークルを対象とし、その操縦性向上のための制御系設計について統合化設計の観点から考える.

操縦性向上を目的としてビークルに搭載される内部コントローラ¹のことを本論文では一般にCAS (Control Augmentation System) とよぶ. 統合化設計の観点からみれば、CAS はビークル内部の設計可能なサブシステムと考えられる. また最適パイロットモデル[5,8-10]の発想に基づき、操縦者のダイナミクスを最適コントローラでモデル化し操縦性を最適制御性能で評価することを考えれば、最適パイロットモデルおよび達成される性能はCASに依存する. そのため最適CASの設計では固定したパイロットモデルに対する最適性能を向上させる

* 原稿受付 2005年5月9日

[†] 岩手大学 工学部 Faculty of Engineering, Iwate University; Ueda 4-3-5, Morioka city, Iwate 020-8551, JAPAN

[‡] 奈良先端科学技術大学院大学 情報科学研究科 Graduate School of Information Science, Nara Institute of Science and Technology; Takayama 8916-5, Ikoma city, Nara 630-0192, JAPAN

Key Words: phase crossover bandwidth, finite bandwidth loop shaping, integrated design, dissipative control, control augmentation system.

¹ トラクションコントロール (自動車), ピッチ/ヨーダンバ (航空機) など.

のではなく、あらゆるパイロットモデルに対する最適性能の上限を向上させるように設計する必要がある。このような問題設定は CAS を構造系における設計可能な要素に、操縦者を制御系に対応づければ、構造系と制御系の統合化設計 [2,4] における問題設定と類似する。この類似性より CAS の設計問題もまた一般に BMI (Bilinear Matrix Inequality) 問題に帰着される。

統合化設計アプローチにおける BMI 問題という困難に対し、Iwasaki ら [15–17] は制御対象 (構造系) の位相交差周波数¹ が閉ループ系の最適性能に支配的な影響を持つことに注目し、BMI 問題を解くことなく統合化設計を行う方策を提案している。Iwasaki らは自動制御系を対象とし、本論文は人間-機械系を対象とするという差異はあるものの、両者の問題設定の類似性からビークルの操縦応答における位相交差周波数が操縦性と深い関係を持つと予想することは自然である。また CAS の設計仕様がビークルの操舵応答特性という、パイロットモデルに依存しない形で求められれば実用上好ましい。

そこで本論文では構造系と制御系の統合化設計のアプローチから、位相交差周波数に注目した CAS の設計について議論する。まず Neal らの実験結果 [12] を用いてビークルの操縦応答における位相交差周波数に注目した操縦性の解析を行い、最適 H_2 性能および従来の PR (Pilot Rating) に基づく性能が準最適となる位相交差周波数がよく一致することを示す。またその結果に基づき操縦性向上のための方策と CAS の設計基準を示す。つぎに CAS の設計のために有用な結果として、指定した周波数帯域で位相整形を達成するフィードバックコントローラの設計手法を提案する。この手法は周波数重みで指定した周波数帯域内でゲイン、位相整形を行う一方、指定帯域外では不必要な位相整形を行わない。そのため提案手法を用いれば制御帯域内でのみ望ましい位相整形を達成するフィードバックコントローラを容易に設計可能である。

以降 2. では CAS 設計問題の一般的な枠組みを示し、構造系・制御系統合化設計における問題設定との類似性について述べる。3. ではビークルの操縦応答における位相交差周波数と操縦性の関係を、Neal らの実験結果に基づき最適 H_2 性能および PR (Pilot Rating) の観点から解析する。4. では周波数重みを用いた有限帯域位相整形手法を提案する。5. では数値例として、航空機の pitch tracking control CAS の設計問題に提案手法を適用する。

以下ではスカラー $\alpha \in \mathbb{C}$ の実部を $\Re(\alpha)$ 、虚部を $\Im(\alpha)$ で表す。また集合 S の補集合を \bar{S} で表す。

2. 構造系と制御系の統合化設計の観点から見た CAS の設計問題

本章では CAS の設計問題を一種のサーボ系の設計問題とみなし、ビークルの操縦性向上について構造系と制御系の統合化設計の観点から議論する。

典型的な CAS の例として、航空機のピッチ角制御を説明する (Fig. 1 参照)。ここで θ は機体のピッチ角、 θ_r はピッチ角の目標値を表す。図に示す通り、pilot の制御操作は vehicle を制御対象とするフィードバックコントローラを構成していると考えられる。また CAS は vehicle に搭載された内部コントローラであり、airframe は CAS 以外のダイナミクス (たとえば機体運動、センサ、アクチュエータなど) を表す。通常 airframe はあらかじめ与えられる部分であり、vehicle の動特性を改善するためには CAS のみが設計可能である。このピッチ角制御における制御目的は、 θ を目標値 θ_r に追従させることである。

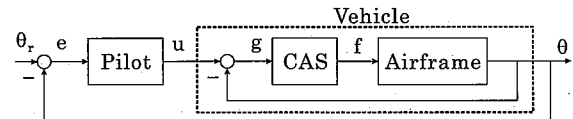


Fig. 1 Aircraft pitch tracking control

つぎに CAS の設計問題を構造系と制御系の統合化設計の観点から議論するために、より一般的な構成のフィードバックシステム (Fig. 2) について考える。ここで G は制御対象、 K は拡大システム P_K における設計可能なサブシステムを表し、 u, y はそれぞれ P_K に対する制御入力および制御出力である。また H は P_K に対するサーボコントローラであり、 r, e はそれぞれ目標値入力および追従誤差である。上記の設定のもと、CAS の設計問題を次のように定義する。

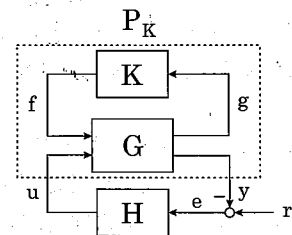


Fig. 2 CAS design problem

【CAS 設計問題】 与えられたシステム G および定数 $\gamma_u > 0$ について、 H_2 最適追従性能 γ_e を最小化するような H, K を求めよ。

$$\gamma_e(\gamma_u) := \min_{H, K} \|T_e\|_2, \quad \text{s. t.} \quad \|T_u\|_2 < \gamma_u, \quad (1)$$

ただし $\begin{bmatrix} e \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_e \\ T_u \end{bmatrix} r$ とする。

CAS 設計問題と先のピッチ角制御の問題を比較する

¹本論文では、スカラー値の伝達関数 $H(s)$ について、 $\angle H(j\omega_p) = -\pi$ となるような最小の $\omega_p > 0$ を $H(s)$ の位相交差周波数とよぶ。

と、目標値入力 $r := \theta_r$, 制御出力 $y := \theta$ とおけば Fig. 2 の H, K はそれぞれ Fig. 1 の pilot, CAS に対応し, G は airframe から決まる適当なシステム, P_K は vehicle (すなわち airframe および CAS) から決まる適当な拡大システムとなる. また定数 γ_u は操縦者が発生可能な制御操作信号のパワーの上限に対応する.

もし与えられた G, γ_u について CAS 設計問題が可解ならば, 求まった K は最適 CAS であり, γ_e は操縦性の指標となる. また, 操縦者の制御操作への熟練はピークルの操縦性を最適化するように行われるという仮定のもと, 熟練操縦者の主なダイナミクスを最適コントローラで近似的にモデル化する最適パイロットモデル [5, 8-10] の発想に従えば, 求まった H は (最適 CAS を搭載し, 拡大された) ピークル P_K に対する H_2 最適パイロットモデルとなる.

CAS 設計問題で考えるシステムの構成 (Fig. 2) は, K を受動的な要素に限定すれば構造系と制御系の統合化設計におけるシステムの一般的な構成に対応する [2, 4]. このことは CAS 設計問題が一般に BMI 問題に帰着されることを意味する. そのためパイロットのダイナミクスを単純に H_2 最適コントローラで代表させ, Fig. 2 における各サブシステムを有限次元の LTI システムに限定した場合であっても, 妥当な計算コストで最適 CAS を設計することは一般に困難であると考えられる.

しかし Iwasaki ら [15-17] は構造系と制御系の統合化設計問題に対し, 実行可能な分離設計の方策を提案している. この分離設計とは, 先に Fig. 2 のフィードバックシステムが (準) 最適な制御性能を達成するために望ましい特性を P_K が持つように K を設計した後, この P_K に対する最適コントローラ H を設計するものである. また Iwasaki らはステップ参照入力に対する H_2 最適サーボ性能と P_K の位相特性が深い関係を持つことを指摘し, サーボ性能向上のためには P_K の制御帯域における最大位相遅れは $180[\text{deg}]$ 以下となること, すなわち P_K の位相交差周波数は制御帯域より高いことが望ましいと結論づけている.

操縦者は実際にはピークル (および CAS) が設計された後に熟練するため, 上記の分離設計の手順によってもフィードバックシステムの制御性能が向上するような, 制御対象の望ましい特性を明らかにすることは CAS 設計問題にとって重要と思われる.

3. ピークルの操縦応答における位相交差周波数と最適操縦性能

2. で述べた CAS 設計問題および構造系と制御系の統合化設計問題における問題設定の類似性より, 本章では Neal らによる操縦性評価実験 [12] の結果を位相交差周波数に注目した新たな観点から解析し, 操縦性との関係を明らかにする.

Neal らは小型航空機 (Fig. 1 の airframe) に対し 52 通りの異なる飛行制御装置 (Fig. 1 の CAS) を搭載して飛行試験を行い, テストパイロットによる縦運動の操縦性評価を行った. 本章では Neal らが用いたものと同じ 52 通りの飛行形態 (一つの airframe とおのこの CAS を組み合わせて得られる 52 通りの Vehicle) について, H_2 最適パイロットモデルに基づくピッチ角制御 (Fig. 1) の性能解析を考える. すなわち各飛行形態を $P_K^{(n)}(s)$, $n=1, \dots, 52$ で表すとき, 一般化プラント

$$\begin{bmatrix} e \\ u \\ \hat{y} \end{bmatrix} = \hat{P}_n(s) \begin{bmatrix} r \\ u \end{bmatrix}, \quad \hat{P}_n(s) := \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & -P_K^{(n)}(s) \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{s} & -P_K^{(n)}(s) \end{bmatrix} \quad (2)$$

について H_2 最適制御問題 ((1) 式) を解きステップ参照入力に対する H_2 最適パイロットモデル $u = H\hat{y}$ を求め, 達成された制御性能 γ_e を用い操縦性を解析する. Fig. 2 との対応を述べれば $\hat{y} = e$ であり, \hat{P}_n は $P_K^{(n)}$ およびステップ信号発生のための参照入力重み $1/s$ からなる適当な拡大システムに対応する. なお (1) 式の問題は, K を固定すれば, LMI アプローチにより数値最適化手法を用いて容易に解ける [15, 20].

各飛行形態に対応する γ_e の解析結果 ($\gamma_u = 1.50$ の場合) を Fig. 3 に示す. この結果より, 位相交差周波数 ω_p が約 $8.7[\text{rad/s}]$ 以上となる飛行形態においては γ_e がほぼ最適化されていることが観測された. ただし Fig. 3 において, 位相交差周波数が $8.7[\text{rad/s}]$ 以上となる飛行形態を ○ (good aircraft configuration), それ以外を × (bad aircraft configuration) でプロットし区別している. また実線は good aircraft configuration のみについて, γ_e を位相交差周波数についての一次関数として最小二乗近似した直線である.

いっぽう, Neal ら [12] は, 各飛行形態について “Pilot Rating” (PR) に基づく操縦性の解析を行っており, その結果を Fig. 4 に示す. PR はパイロットコメントに基づき系統的に決定される操縦性の評価指標であり, フローチャート (Cooper-Harper Scale [14]) を用いて 1 (best) から 10 (worst) までの数値で評価される. また飛行試験結果より, PR は主にパイロットのピッチ角制御操作に対する機体応答の速応性と追従精度に依存すると結論づけられている [12]. なお実線は Fig. 3 と同様にして求めた直線である.

PR に基づく操縦性の解析結果 (Fig. 4) においても, H_2 パフォーマンスに基づく解析結果 (Fig. 3) と同様な傾向が観測された. すなわち, 位相交差周波数 ω_p が約 $8.7[\text{rad/s}]$ 以上となる飛行形態 (○印) において PR はほぼ最適化されていることが観測された.

以上の位相交差周波数に注目した解析結果より, 次のような観測を得た.

(i) ピークル (Fig. 2 の P_K) の操縦応答における位相

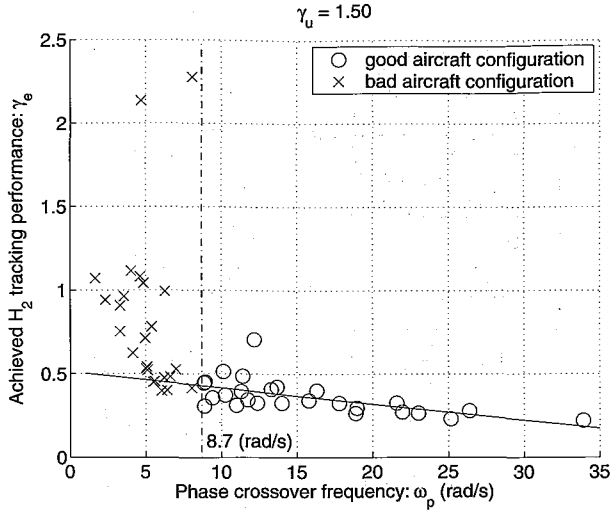


Fig. 3 Achieved H_2 tracking performance for each configuration

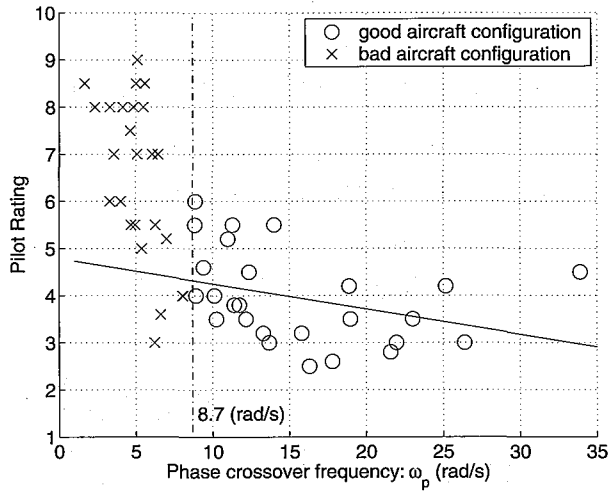


Fig. 4 Pilot Rating for each configuration

交差周波数が十分に高ければ、達成可能なピークルの操縦性は PR および H_2 パフォーマンス両方の意味で準最適化される。

- (ii) 解析例のピークルについては、位相交差周波数 $\omega_p \approx 8.7$ [rad/s] 以上ならば準最適 PR および H_2 パフォーマンスを達成するために十分である。

(i) の結果はピークルの操縦応答における位相交差周波数が操縦性と深い関係を持つという予想を裏付けるもので、位相交差周波数に着目した分離設計の方策は人間-機械系における CAS の設計に対して有効であると思われる。また (ii) の結果はパイロットモデルに依存していないため CAS の設計仕様として扱いやすく、実用上好ましい。

4. 周波数重みを用いた有限帯域位相整形

ピークルの位相交差周波数は、人間-機械フィードバックシステムであるピークルの操縦性に支配的な影響を持つことが 3. の解析結果より示された。

また自動制御系における H_2 最適サーボ系の統合化設計問題において、制御対象の位相交差周波数は、フィードバック制御により達成可能なサーボ帯域とほぼ一致することが Iwasaki によって指摘されている [15]。このことは制御帯域を超える、高周波域における制御対象の位相特性はサーボ性能に支配的でないことを示唆している。そのため統合化設計問題の分離設計のために、有限の周波数帯域における位相整形を考えることは重要である。

Iwasaki ら [16–18] は上記の発想に基づき、有限周波数 KYP 補題に基づく位相整形を提案している。この手法は位相整形のための重み関数を必要としない特徴があるが、フィードバックコントローラによる整形問題は一般に BMI 問題に帰着される。一方、坂本ら [21,22] は正実性へ計量 γ を導入した γ -正実性の概念を提案し、位相整形コントローラの設計が可能であることを示している。この手法は位相整形重みを必要とするが、フィードバックコントローラの設計問題は LMI に帰着される利点がある。しかし整形帯域を有限にとることはできず、一部の帯域でのみ位相整形が達成されれば十分な場合はそれ以外の帯域において不必要な拘束を課すことになる。そのため本章では新たな有限周波数帯域における位相整形手法を提案する。この手法は位相整形のための重み関数を必要とするが、LMI 問題に帰着される利点がある。

プロパーなスカラー値伝達関数 $Q(s)$, $W(s)$ について考える。ただし $W(s)(Q(s)-1) \in \mathbf{RH}_\infty$ かつ $W(s)$ は虚軸上に零点を持たないと仮定する。このとき H_∞ ノルムの定義より次の (i), (ii) は等価となる。

- (i) 任意の $\omega \in \mathbf{R}$ について、

$$\begin{bmatrix} Q(j\omega)^* & 1 \\ 1 & |W(j\omega)|^{-2} - 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Q(j\omega) \\ 1 \end{bmatrix} > 0 \quad (3)$$

- (ii) $\|W(s)(Q(s)-1)\|_\infty < 1$ (4)

不等式条件 (3) 式は、 $Q(s)$ のナイキストプロットが常に複素平面上の中心 $1+0j$ 、半径 $1/|W(j\omega)|$ の円内に存在することを意味する。ただし円の半径は周波数 ω に依存していることに注意する。

【補題 1】 H_∞ ノルム条件 (4) 式が成立するならば、以下の (i), (ii) が成立する。ただし帯域 Ω を次式で定義する。

$$\Omega := \{\omega \in \mathbf{R} : |W(j\omega)| \geq 1\} \quad (5)$$

- (i) 任意の $\omega \in \Omega$ について、

$$|\angle Q(j\omega)| < \arcsin\left(\frac{1}{|W(j\omega)|}\right) \leq \frac{\pi}{2} \quad (6)$$

$$1 - \frac{1}{|W(j\omega)|} < |Q(j\omega)| < 1 + \frac{1}{|W(j\omega)|} \quad (7)$$

- (ii) 任意の $\omega \in \overline{\Omega}$ について、

$$|Q(j\omega)| < 1 + \frac{1}{|W(j\omega)|} \quad (8)$$

(証明) (4) 式より, 任意の $\omega \in \mathbf{R}$ について次式が成立する.

$$|Q(j\omega) - 1| < \frac{1}{|W(j\omega)|} \quad (9)$$

$$\Leftrightarrow \{\Re(Q(j\omega) - 1)\}^2 - \frac{1}{|W(j\omega)|^2} < -\{\Im(Q(j\omega) - 1)\}^2 \quad (10)$$

((10) 式の右辺) ≤ 0 なので, 任意の $\omega \in \mathbf{R}$ について次の不等式が成立する.

$$-\frac{1}{|W(j\omega)|} < \Re(Q(j\omega)) - 1 < \frac{1}{|W(j\omega)|} \quad (11)$$

(11) 式の左の不等式より, 任意の $\omega \in \Omega$ について (7) 式の左の不等式が成立する. いっぽう (9) 式より任意の $\omega \in \mathbf{R}$ について次式が成立する.

$$|Q(j\omega)|^2 < \left(1 + \frac{1}{|W(j\omega)|}\right)^2 + 2\left(\Re(Q(j\omega)) - 1 - \frac{1}{|W(j\omega)|}\right) \quad (12)$$

(11) 式の右の不等式より (12) 式の右辺第二項は負となるので, (8) 式および (7) 式の右の不等式が成立する.

また (4) 式より任意の $\omega \in \mathbf{R}$ について (3) 式が成立するので, 計算すれば次式を得る.

$$\left(\frac{\Im(Q(j\omega))}{|Q(j\omega)|}\right)^2 < \frac{1}{|W(j\omega)|^2} - \left(\frac{\Re(Q(j\omega))}{|Q(j\omega)|} - |Q(j\omega)|\right)^2 \quad (13)$$

また $\sin(\angle Q(j\omega)) := \Im(Q(j\omega))/|Q(j\omega)|$ と定義されるので, (13) 式より任意の $\omega \in \Omega$ について次式の関係が成立する.

$$-1 \leq -\frac{1}{|W(j\omega)|} < \sin(\angle Q(j\omega)) < \frac{1}{|W(j\omega)|} \leq 1 \quad (14)$$

よって (6) 式が成立する. \square

補題 1 の結果の図式的な解釈を Fig. 5 に示す. 補題 1 の (ii) より, $\omega \in \overline{\Omega}$ なる周波数帯域に対して位相条件が存在しない点に注意する. これは帯域 $\overline{\Omega}$ において $Q(s)$ のナイキストプロットの存在領域 (Fig. 5 (b) の円内) が複素平面上の原点を含むことによる.

次に前置補償型のフィードバック制御による有限帯域位相整形問題 (Fig. 6) について議論する.

【定理 1】 与えられた一入出力制御対象 $P(s)$ および重み $W_1(s), W_2(s)$ について, 次の H_∞ 制御問題を考える. ただし $P(s), W_1(s)$ および $W_1(s)W_2(s)^{-1}P(s)$ はプロパーかつ, $W_1(s), W_2(s)$ は虚軸上に零点を持たないと仮定する.

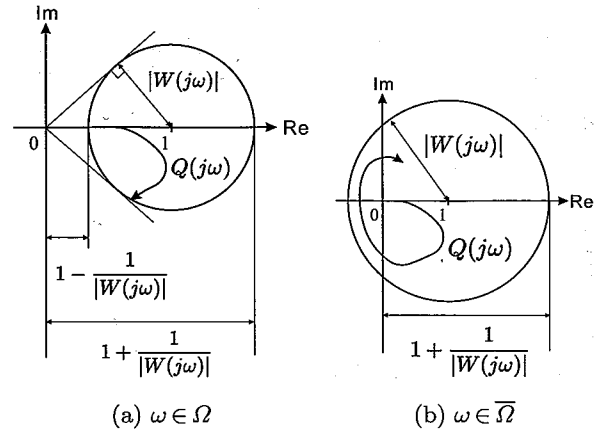


Fig. 5 Graphical interpretation of (4)

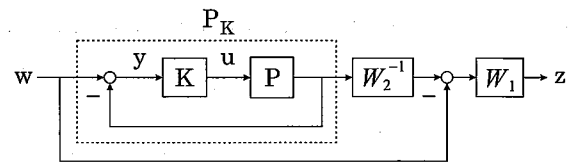


Fig. 6 Finite bandwidth phase shaping problem

$$\|W_1(s)(W_2(s)^{-1}P_K(s) - 1)\|_\infty < 1 \quad (15)$$

$$P_K(s) := (1 + P(s)K(s))^{-1}P(s)K(s) \quad (16)$$

もし (15) 式を満たすフィードバックコントローラ K が存在するならば以下の (i), (ii) が成立する

(i) 任意の $\omega \in \Omega$ について,

$$|\angle P_K(j\omega) - \angle W_2(j\omega)| < \arcsin\left(\frac{1}{|W_1(j\omega)|}\right) \quad (17)$$

$$1 - \frac{1}{|W_1(j\omega)|} < \frac{|P_K(j\omega)|}{|W_2(j\omega)|} < 1 + \frac{1}{|W_1(j\omega)|} \quad (18)$$

(ii) 任意の $\omega \in \overline{\Omega}$ について,

$$\frac{|P_K(j\omega)|}{|W_2(j\omega)|} < 1 + \frac{1}{|W_1(j\omega)|} \quad (19)$$

(証明) 補題 1 より $Q(s) := W_2(s)^{-1}P_K(s)$, $W(s) := W_1(s)$ とおけば (17)~(19) 式が成立する. \square

定理 1 において, (5) 式より整形帯域 Ω は重み W_1 によって決まり, 任意の区間にとることができる. また (17) 式より帯域 Ω において $|W_1(j\omega)| \gg 1$ ならば, 閉ループ系 P_K の位相特性は重み W_2 の位相特性に十分近づくように整形されることがわかる. そのため (15) 式的设计問題は W_1 により周波数帯域を限定したモデルマッチング問題と考えられ, 位相整形は各重みの選択により間接的に達成される.

また (15) 式をみたら K が存在するならば, 定理 1 より有限帯域 Ω における位相条件 (17) 式の満足が十分条件の意味で保証される. 定理 1 の結果は従来の γ -正実性に基づく位相整形と比較すれば, 整形帯域外での不必要な位相整形条件が課されないという意味で, より保守

性の少ない設計が可能になると考えられる。

また設計問題は (15) 式より一般化プラント

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -W_1(s) & W_1(s)W_2(s)^{-1}P(s) \\ 1 & -P(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (20)$$

に対する H_∞ 制御問題となるため、フィードバックコントローラの設計は LMI 問題に帰着され求解は容易である [19]。

(注意 1) フィードバック補償型の構成 ($P_K := (1 + P(s)K(s))^{-1}P(s)$) をとる場合も定理 1 より同様に位相整形が可能である。ただしフィードバック補償型では、プロパーな K について P_K の相対次数は P のそれと等しくなるため、高周波域での位相整形 ($\Omega = \{\omega \geq \omega_0\}$) が目的の場合は位相整形重み W_2 の相対次数が P と等しくなるよう選ぶ必要がある。

(注意 2) 提案手法では周波数重みを用いるため、得られるコントローラの次数は制御対象と比べ一般に高次となる。しかし位相整形重みについては、たとえば $W_2(s) := k/f(s)$ ($f(s)$ は s の任意の多項式) と選べる場合などは、一般化プラントの次数を変えないためコントローラの次数には影響しない。

5. 数値例

本論文で提案する周波数重みを用いた有限帯域位相整形手法の、航空機のピッチ角制御における CAS 設計問題 (Fig. 7) への応用例を示す。制御対象として小型航空機の縦運動短周期モデル (参考文献 [12], 飛行形態 '1F') を用いた。ただしエレベータアクチュエータのダイナミクスは時定数 $\tau_a = 0.5$ の一次遅れでモデル化した。

$$P(s) := \frac{1}{\tau_a s + 1} \cdot \frac{K_\theta(\tau_{\theta 2}s + 1)}{s \left(\frac{1}{\omega_{sp}^2} s^2 + 2 \frac{\zeta_{sp}}{\omega_{sp}} s + 1 \right)} \quad (21)$$

制御対象の各パラメータは $K_\theta = 1$, $\tau_{\theta 2} = 1/1.25$, $\omega_{sp} = 2.2$, $\zeta_{sp} = 0.69$ である。

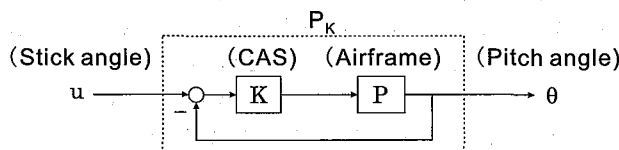


Fig. 7 CAS design

3. で示された操舵応答における位相交差周波数と操縦性の関係に基づき、飛行性向上のためピッチ角応答の位相特性を整形する CAS の設計を考える。設計仕様は以下のように与えた。

【位相整形仕様】 操舵入力からピッチ角までの伝達特性 (Fig. 7 の P_K) において、位相交差周波数 $\omega_p := 8.7[\text{rad/s}]$ 以上を確保する。

上記の位相整形仕様を考慮して、整形帯域 Ω は十分大きな $\bar{\omega} \geq \omega_p$ について $\Omega = [0, \bar{\omega}]$ となるように選ぶ必要が

ある。そのため整形帯域重み W_1 を次のように選んだ。

$$W_1(s) := \frac{1 \times 10^{-5}s + 28.5}{s + 5} \quad (22)$$

(5), (22) 式より、整形帯域は次のように求まる。

$$\Omega = [0, 28.1] [\text{rad/s}] \quad (23)$$

また位相整形重み W_2 を次のように選んだ。

$$W_2(s) := \frac{2}{0.6s^2 + 3.2s + 1.8} \quad (24)$$

帯域 Ω ((23) 式) における $W_2(s)$ ((24) 式) の最大位相遅れは $180[\text{deg}]$ 以下であり、かつ $W_1(s)W_2(s)^{-1}P(s)$ はプロパーとなることが容易に確かめられる。なお (24) 式の $W_2(s)$ の分子は定数であるため、最終的に得られる位相整形コントローラの次数には影響しない。

重み (24) 式より $\angle W_2(j\omega_p) = -147.4[\text{deg}]$ と求める。そのため (15) 式の条件をみたすフィードバックコントローラが存在するならば、(17), (22) 式より $|\angle P_K(j\omega_p) - \angle W_2(j\omega_p)| < 20.9[\text{deg}]$ が成立するため、 $-168.3 < \angle P_K(j\omega_p) < -126.5[\text{deg}]$ となる。また (24) 式より $\angle W_2(j\omega)$ は ω について単調減少なので $P_K(s)$ の位相交差周波数は $\omega_p (= 8.7[\text{rad/s}])$ 以上となり、与えられた位相整形仕様を満足することが保証される。

(15) 式の H_∞ 制御問題を MATLAB R13 SP1 および LMI control toolbox を用いて解き、次のフィードバックコントローラを得た。

$$\begin{aligned} K(s) = & (4230s^4 + 21320s^3 + 46150s^2 + 40930s \\ & + 3.611)/(s^5 + 132.8s^4 + 11670s^3 + 71820s^2 \\ & + 68540s - 956.4) \end{aligned} \quad (25)$$

なお提案手法は十分条件に基づく設計なので、適当なコントローラが求まらなかった場合は望む位相整形仕様を満たす範囲で重み W_1, W_2 の選択を変更すれば解を得る可能性がある。しかし変更のための一般的な指針を与えることは困難である。

$P_K(s)$ の周波数応答を Fig. 8 に示す。Fig. 8 の破線は $P(s)$ ((21) 式) の周波数応答を示し、位相交差周波数は約 $2.6[\text{rad/s}]$ である。そのため与えられた $P(s)$ は位相整形仕様を満たさない。いっぽう、Fig. 8 の実線は、提案手法を用いて設計された閉ループ系 $P_K(s)$ ((16) 式) の周波数応答を示す。また \times 記号付きの一点鎖線は位相整形重み $W_2(s)$ ((24) 式) の周波数応答を示す。 $P_K(s)$ の位相交差周波数は約 $20.9[\text{rad/s}]$ であり、位相整形仕様を満たしていることがわかる。

また (17)~(19) 式から決まる位相/ゲイン制約条件は、Fig. 8 における灰色の領域である。位相線図より、位相制約は指定した有限の帯域 Ω ((23) 式) にのみ存在し、高周波域には存在しないことが確認できる。

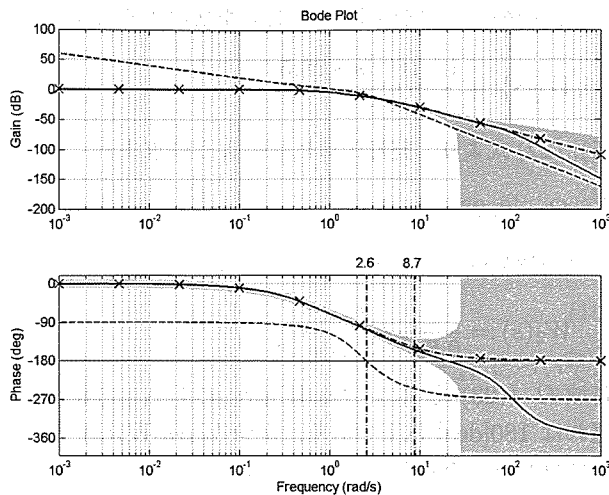


Fig. 8 Design result

6. おわりに

本論文では構造系と機械系の統合化設計問題の観点から、ピークルの操縦性向上のための CAS (Control Augmentation System) 設計問題について議論した。すなわちピークルの操縦応答における位相特性が操縦性に支配的であると予想し、Neal らによる飛行実験結果に対して位相交差周波数に注目した新たな観点から操縦性の解析を行った。その結果、 H_2 最適パイロットモデルを用いた評価とパイロットコメントに基づく PR (Pilot Rating) を用いた評価の双方において、操縦応答の位相交差周波数が十分高ければ操縦性は準最適化されることが観測された。これは自動制御系の統合化設計に対して提案されている位相交差周波数に注目した分離設計の方策が、人間-機械系における CAS の統合化設計に対しても有効であることを示唆している。また上記の知見に基づき、CAS の統合化設計に有用な周波数重みを用いた有限周波數位相整形コントローラの設計手法を提案した。この手法は指定した帯域内でゲイン、位相整形を達成する一方、指定帯域外では不必要な位相整形を行わない。また提案手法は十分条件に基づく設計ではあるが、既存の有限周波数 KYP 補題や γ -正実性に基づく位相整形と比べ、有限帯域での位相整形を実現するフィードバックコントローラの設計が LMI 問題に帰着され容易に解ける点が特徴である。提案手法では周波数重みを用いるため、一般に制御対象より高次のコントローラが得られる。しかし位相整形重みに関してはコントローラの次数に影響を与えない選択も存在する。最後に、航空機のピッチ角制御における CAS 設計への応用として、ピッチ角応答における位相交差周波数を整形するフィードバックコントローラの設計を示した。

謝 辞

本研究の一部は文部科学省科学研究費補助金若手研究 (B) (課題番号: 16760345) および (財) 立石科学技術振興財団による助成を受けたことを記し、感謝の意を表す。また数値計算に貢献してくれた武井美里君に感謝します。

参考文献

- [1] J. Onoda and R. Haftka: An approach to structure/control simultaneous optimization for large flexible spacecraft; *AIAA Journal*, Vol. 25, No. 8, pp. 1133-1138 (1987)
- [2] 大日方: 構造系と制御系の同時最適設計問題; 計測と制御, 第36巻, 第4号, pp. 254-261 (1997)
- [3] K. M. Grigoriadis and F. Wu: Integrated H_∞ plant/controller design via linear matrix inequalities; *Proc. of 36th IEEE CDC*, pp. 789-790 (1997)
- [4] 田中, 杉江: 構造系と制御系の同時設計問題の一般的枠組みと BMI に基づく解法; 計測自動制御学会論文集, 第34巻, 第1号, pp. 27-33 (1998)
- [5] D. Kleinman and S. Baron and W. Levison: An optimal control model of human response. Part 1: Theory and validation; *Automatica*, Vol. 6, No. 3, pp. 357-369 (1970)
- [6] 荒木: 飛行性基準の変遷 その一 飛行機の縦の飛行性; 日本航空宇宙学会誌, 第21巻, 第234号, pp. 38-47 (1973)
- [7] 安部, 大沢: 自動車の運動性能向上技術, 朝倉書店 (1998)
- [8] J. B. Davidson and D. K. Schmidt: Modified optimal control pilot model for computer-aided design and analysis; *NASA TM-4384* (1992)
- [9] D. K. Schmidt: Optimal flight control synthesis via pilot modeling; *AIAA J. Guid. Contr.*, Vol. 2, No. 4, pp. 308-312 (1979)
- [10] D. B. Doman and M. R. Anderson: A fixed-order optimal control model of human operator response; *Automatica*, Vol. 36, pp. 409-418 (2000)
- [11] W. Bihrl Jr.: A handling qualities theory for precise flight path control; *AFFDL-TR-65-198* (1966)
- [12] T. P. Neal and R. E. Smith: A flying qualities criterion for the design of fighter flight-control systems; *AIAA J. Aircraft*, Vol. 8, No. 10, pp. 803-809 (1971)
- [13] Military Specification: flying qualities of piloted aircraft; MIL-STD-1797A (1990)
- [14] G. E. Cooper and R. P. Harper Jr.: The use of pilot rating in the evaluation of aircraft handling qualities; *NASA TN-D-5153* (1969)
- [15] T. Iwasaki: Integrated system design by separation; *Proc. of IEEE CCA'99*, pp. 97-102 (1999)
- [16] T. Iwasaki, S. Hará and H. Yamauchi: Dynamical system design from a control perspective; finite frequency positive-realness approach; *IEEE Trans. Auto. Contr.*, Vol. 48, No. 8, pp. 1337-1354 (2003)

- [17] T. Iwasaki and S. Hara: Generalized KYP lemma: unified frequency domain inequalities with design applications; *IEEE Trans. Auto. Contr.*, Vol. 50, No. 1, pp. 41–59 (2005)
- [18] T. Iwasaki, G. Meinsma and M. Fu: Generalized S -procedure and finite frequency KYP lemma; *Math. Prob. Eng.*, Vol. 6, pp. 305–320 (2000)
- [19] 岩崎: LMI と制御, 昭晃堂 (1997)
- [20] R. E. Skelton, T. Iwasaki and K. Grigoriadis: *A unified algebraic approach to linear control design*, Taylor & Francis (1998)
- [21] 坂本, 鈴木: γ -受動システムとその位相的性質; 計測自動制御学会論文集, Vol. 31, No. 12, pp. 1945–1953 (1995)
- [22] N. Sakamoto and M. Suzuki: γ -passive system and its phase property and synthesis; *IEEE Trans. Auto. Contr.*, Vol. AC-41, No. 6, pp. 859–865 (1996)

著者略歴

さとう
佐藤あつし
淳 (正会員)

1971年8月28日生。1997年3月名古屋大学大学院工学研究科航空宇宙工学専攻博士前期課程修了, 2000年3月名古屋大学大学院工学研究科航空宇宙工学専攻博士後期課程指導認定退学。2000年4月奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科助手, 2005年6月岩手大学工学部講師となり現在に至る。ロバスト制御, デジタル制御, 航空機の制御などの研究に従事。博士(工学)。計測自動制御学会, 日本航空宇宙学会などの会員。

すぎもと
杉本けんじ
謙二 (正会員)

1957年6月20日生。1982年3月京都大学大学院数理工学専攻修士課程修了。同年三菱電機(株)入社。1985年7月京都大学工学部数理工学科助手, 1989年10月岡山大学工学部情報工学科助教授, 1995年5月名古屋大学大学院工学研究科助教授, 1999年11月奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科教授となり現在に至る。線形システムの制御理論に関する研究に従事。工学博士。1997年システム制御情報学会論文賞受賞。IEEE, 計測自動制御学会, 電子情報通信学会, 日本航空宇宙学会, 人工知能学会などの会員。