移動体に搭載したアンテナの指向制御* (スケジューリングを用いた外乱抑制ノッチフィルタの最適設計)

長 塩 知 之^{*1}, 木 田 隆^{*1}

Pointing Control of Mobile Antenna on a Vehicle (Optimal Design by Using Parameter Varying Notch Filter)

Tomoyuki NAGASHIO^{*2} and Takashi KIDA

^{*2} Department of Mechanical Engineering and Intelligent Systems, University of Electro Communications,
1-5-1 Chofugaoka, Chofu-shi, Tokyo, 182-8585 Japan

This paper describes a pointing control of a mobile antenna mounted on a vehicle. For the precise pointing, the antenna must be controlled to point to a target under the influence of continuous disturbances acting on the vehicle. To the problem, we propose an optimal controller design method in a framework of the H_∞ gain-scheduled controller synthesis. By the synthesis, the optimal controller is obtained by using parameter varying notch-filter in order to attenuate the various frequency disturbances. Finally, we apply the design method to an automobile model having rotating antenna.

Key Words: Vibration Control, Robust Control, Scheduling, Linear Parameter Varying System, Mobile Antenna, Notch Filter

1. は じ め に

近年、普及が著しい移動体通信機器では、さらなる高機能化、高精度化の要求を満たすための制御手法が求められている^{(1),(2)}。例えば、災害時に必要となる自動車に搭載された衛星通信装置のように、比較的、遠距離間の通信を行うためのパラボラアンテナでは、高速移動時に通信を行う際、アンテナの指向性を向上させることが、重要な課題の一つになっている。そこで、本稿では、高速で移動する移動体(自動車、船舶、航空機)に搭載された可動式アンテナを、地上の固定基地局、あるいは、軌道上を周回している人工衛星や成層圏プラットホームなどの通信対象に対して、高い精度で指向させることができる制御系の設計法を検討する。このようなシステムにおいては、移動体に時々刻々変化する持続性外乱が作用することが考えられる。そのため、高精度の指向性を確保するためには、その影響を低減できる制御手法の適用が求められる。また、移動体と通信対象の相対位置は、短時間内に大きく変化するため、その変化に対応したアンテナの回転駆動

により生じる制御対象の物理パラメータ変動や、通信対象に対する追従制御系の構築、などの問題を考慮する必要がある。このような問題に対して、本稿では、従来、周波数帯域を固定して用いられてきた外乱抑制ノッチフィルタを、そのノッチ周波数を変動パラメータとする可変な構造に拡張することで、移動体に作用する持続性外乱の影響を低減させる実用性の高い制御系の構築を試みる。そして、このパラメータ依存システムに対して H_∞ ゲインスケジューリング制御設計法⁽³⁾を適用する。さらに、制御器の設計に際しては、一般化プラントに積分特性を持つフィルタを加えてサーボ系を構築することにより^{(4),(5)}、追従性能の向上をはかることにする。そして、提案する制御手法を、車両に搭載された可動式アンテナの鉛直平面内モデルに適用し、路面形状により作用する持続性外乱の影響を大幅に低減できることを示す。

なお、移動体に作用する振動外乱の抑制制御については、車両を制御対象として、本稿と同様に H_∞ ゲインスケジューリング制御を適用する手法⁽⁶⁾や、非線形 H_∞ 制御を適用する手法⁽⁷⁾などが提案されている。しかしながら、これらは、車両本体の振動抑制を目的として、能動的なサスペンション機構の制御系を設計対象としている。これに対し、本稿では、移動体の種類は特定せずに搭載されたアンテナのみを制御対象として、そ

* 原稿受付 2004年12月24日。

^{*1} 正員、電気通信大学知能機械工学科(〒182-8585 調布市調布ヶ丘1-5-1)。

E-mail: nagasio@mce.uec.ac.jp

の外乱抑制および追従のための制御器を設計する点が異なっている。

2. 持続性外乱の抑制を考慮したゲインスケジューリング制御設計法

まずはじめに、本稿が提案する周波数可変型外乱抑制ノッチフィルタを用いたゲインスケジューリング制御設計法について述べる。

2.1 制御対象の一般化プラント 制御対象が既知で有界なパラメータ変動を持つ場合、 H_∞ ゲインスケジューリング制御⁽³⁾の有効性が知られている。この手法では、制御器設計に用いる一般化プラントが、

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ z_p \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p(\phi) & B_{p1}(\phi) & B_{p2} \\ C_{p1}(\phi) & D_{p11}(\phi) & D_{p12} \\ C_{p2} & D_{p21} & D_{p22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ d \\ u \end{bmatrix} = P(\phi) \begin{bmatrix} x_p \\ d \\ u \end{bmatrix} \quad (1)$$

となる関係で与えられる。ここで、 $x_p \in R^h$ は状態変数ベクトル、 $y \in R^n$ は観測出力ベクトル、 $u \in R^m$ は制御入力ベクトルであり、 $z_p \in R^p$ は制御量ベクトル、 $d \in R^q$ は外部入力ベクトルを表す。また、式(1)の係数行列のうち、 $A_p(\phi)$ 、 $B_{p1}(\phi)$ 、 $C_{p1}(\phi)$ および $D_{p11}(\phi)$ は、制御対象の物理的変動を表すパラメータベクトル $\phi = [\phi_1 \cdots \phi_k]^T \in R^k$ に対してアフィンパラメータ依存の関係で定義されているとする。

2.2 周波数可変型外乱抑制フィルタ 制御対象に、ある特定の振動数を持つ外乱が作用する場合、その振動数にピーク値を持つノッチフィルタを用いた周波数整形の有用性は広く知られている。特に、 H_∞ 制御設計法では、混合感度問題をはじめとする周波数整形機能を用いて制御仕様を決定できることから、優れた外乱抑制機能を持つ制御が期待できる。しかしながら、一般的に、外乱抑制ノッチフィルタは、その設計時に設定した特定の周波数帯域においてのみ効果が得られる。そのため、本稿が扱うような作用する外乱の周波数特性が外的要因により時々刻々変化する制御問題では、時不変なフィルタを用いる手法では、制御系に求められる性能を十分に達成することが難しい。そこで、ここでは、上述したゲインスケジューリング制御設計法を利用し、フィルタの設計パラメータであるノッチ周波数を変動パラメータとすることで、外乱の周波数に適応して、外乱抑制性能を向上させる制御器の設計法について検討する。

次の伝達関数を考える。

$$\mathcal{F}(s) = \frac{s^2 + 2T_2\omega s + \omega^2}{s^2 + 2T_1\omega s + \omega^2} \quad (2)$$

ここで、 $\mathcal{F}(s)$ は ω 近傍での周波数におけるゲインに対して、 $T_1 < T_2$ のとき上向きに凸な通過特性を持つ

フィルタを、 $T_1 > T_2$ のとき下向きに凸な遮断特性を持つフィルタを、それぞれ構成することができる。したがって、制御対象に $\mathcal{F}(s)$ を加え、そのノッチの形状を ω 近傍の狭い周波数帯域内でのみ凸となるように T_1 と T_2 の比を設定し、 ω を計測可能な変動する設計パラメータとしてスケジューリングに用いることができれば、有界な範囲内で任意の周波数に対応でき、かつ、外乱の作用する周波数帯域以外では他の制御仕様に影響を及ぼすことのない制御系を構築できる。そのため、本稿では、式(1)の制御量を

$$z_p = [z_e^T \ z_f^T]^T \quad (3)$$

と表現し、持続性外乱の影響を評価する値を $z_f \in R^v$ として、また、制御入力の低減化など、 z_f 以外の一般的な制御仕様により与えられる値を z_e として定義する。そして、この z_f に、上向きに凸となる周波数可変型外乱抑制ノッチフィルタを加えることにより、外乱抑制性能の向上をはかることにし、式(2)の状態実現がアフィンパラメータ依存となるように、

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{ni} \\ z_{ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{ni}(\omega_i) & B_{ni} \\ C_{ni}(\omega_i) & D_{ni} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{ni} \\ z_{fi} \end{bmatrix} \quad (4)$$

として、

$$A_{ni}(\omega_i) = \omega_i \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -2T_1 \end{bmatrix}, \quad B_{ni} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$C_{ni}(\omega_i) = \omega_i \begin{bmatrix} 0 & 2(T_2 - T_1) \end{bmatrix}, \quad D_{ni} = 1$$

と表現する。ただし、添え字 i ($i = 1 \cdots v$) は、ベクトル z_f の各要素に対応する値を表す。このとき、フィルタ全体では、変動パラメータベクトルを $\omega = [\omega_1 \cdots \omega_v]^T$ と定義し、 $x_n = [x_{n1}^T \cdots x_{nv}^T]^T$ 、 $z_n = [z_{n1}^T \cdots z_{nv}^T]^T$ とおくことにより、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_n \\ z_n \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_n(\omega) & B_n \\ C_n(\omega) & D_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n \\ z_f \end{bmatrix} = F(\omega) \begin{bmatrix} x_n \\ z_f \end{bmatrix} \\ A_n(\omega) &= \text{diag} [A_{n1}(\omega_1) \cdots A_{nv}(\omega_v)] \\ B_n &= \text{diag} [B_{n1} \cdots B_{nv}] \\ C_n(\omega) &= \text{diag} [C_{n1}(\omega_1) \cdots C_{nv}(\omega_v)] \\ D_n &= \text{diag} [D_{n1} \cdots D_{nv}] \end{aligned} \quad (6)$$

となる。この周波数可変型ノッチフィルタ式(6)を用いて制御系を構成し、 H_∞ ゲインスケジューリング制御設計法を適用すれば、時不変なフィルタを用いる場合に比較して、高い自由度の制御仕様を満たしながら外乱抑制性能を向上させられる制御器の設計が可能となる。

2.3 サーボ系の構成 H_∞ 制御においてサーボ系を構成する場合には、積分特性を持つローパスフィルタを制御量に加える手法が有効である^{(4),(5)}。アンテナの目標値追従には、この手法を用い、

$$S(s) = \frac{\rho^2}{s^2 + 2V\sigma s + \sigma^2} \quad (7)$$

で定義されるフィルタを制御量に付加して追従性能の向上をはかることにする。そのために、2.2 で定義した式 (3) の制御量を含め、式 (1) をあらためて

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ z_e \\ z_f \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p(\phi) & B_{p1w}(\phi) & 0 & B_{p2} \\ C_{p1e}(\phi) & D_{p11w}(\phi) & D_{p11r}(\phi) & D_{p12} \\ C_{p2} & 0 & D_{p21r} & 0 \\ C_{p2} & 0 & D_{p21r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ w \\ r \\ u \end{bmatrix} \quad (8)$$

と表現しておく。ここで、 $w \in R^{q-n}$ は制御対象に作用する持続性振動外乱を、 $r \in R^n$ は外部から入力されるサーボ系の目標値を、それぞれ表すベクトルであり、 $d = [w^T r^T]^T$ である。また、観測量 $y = C_{p2}x_p + D_{p21d}r$ は、状態量の出力とその目標値の差分として得られるものとする。この観測量に対して、本稿では、 $z_f = y$ ($v = n$) として、ノッチフィルタ式 (4) の出力 z_{ni} を式 (7) の入力として用い、サーボ系を構成することにする。なお、式 (8) では、記述を簡単にするため、全ての観測量をフィルタへの入力としたが、観測量を適当な次数で分割し、その一部にのみサーボ特性を持たせることも可能である。この式 (7) の状態方程式を、先述したノッチフィルタ同様、

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_{si} \\ z_{si} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{si} & B_{si} \\ C_{si} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{si} \\ z_{ni} \end{bmatrix} \\ A_{si} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\sigma_i^2 & -2V_i\sigma_i \end{bmatrix}, \quad B_{si} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ C_{si} &= \begin{bmatrix} \rho_i^2 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

として、

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_s \\ z_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_s & B_s \\ C_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_s \\ z_n \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} x_s \\ z_n \end{bmatrix} \quad (10)$$

と表現しておく。ただし、 $x_s = [x_{s1}^T \cdots x_{sv}^T]^T$ 、 $z_s = [z_{s1}^T \cdots z_{sv}^T]^T$ である。

2.4 ゲインスケジュール制御設計法 以上の作業をまとめると、制御器設計に用いるアフィンパラメータ依存プラントは、図 1 のように表され、 $x = [x_p^T x_n^T x_s^T]^T$ 、 $z = [z_e^T z_s^T]^T$ として、

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(\phi, \omega) & B_1(\phi) & B_2 \\ C_1(\phi) & D_{11}(\phi) & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ d \\ u \end{bmatrix} = G(\phi, \omega) \begin{bmatrix} x \\ d \\ u \end{bmatrix} \quad (11)$$

となる。ただし、

$$\begin{aligned} A(\phi, \omega) &= \begin{bmatrix} A_p(\phi) & 0 & 0 \\ -B_n C_{p2} & A_n(\omega) & 0 \\ -B_s D_n C_{p2} & B_s C_n(\omega) & A_s \end{bmatrix} \\ B_1(\phi) &= \begin{bmatrix} B_{p1w}(\phi) & 0 \\ 0 & B_n D_{p21r} \\ 0 & B_s D_n D_{p21r} \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} B_{p2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_1(\phi) &= \begin{bmatrix} C_{p1e}(\phi) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_s \end{bmatrix}, \quad C_2 = \begin{bmatrix} C_{p2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ D_{11}(\phi) &= \begin{bmatrix} D_{p11w}(\phi) & D_{p11r}(\phi) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} D_{p12} \\ 0 \end{bmatrix} \\ D_{21} &= \begin{bmatrix} 0 & D_{p21r} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

である。このとき、 ϕ, ω の各要素における最大最小値による凸分解

$$[\phi^T \omega^T]^T = \sum_{i=1}^{2^{k+v}} \alpha_i \xi_i, \quad \alpha_i \geq 0, \quad \sum_{i=1}^{2^{k+v}} \alpha_i = 1 \quad (13)$$

を用いて、式 (11) を

$$G(\phi, \omega) = \sum_{i=1}^{2^{k+v}} \alpha_i G(\xi_i) \quad (14)$$

となるポリトピックシステムとして表現する。そして、その各端点プラント $G(\xi_i)$ ごとに H_∞ 制御理論における有界実補題⁽⁸⁾を適用して得られる線形行列不等式を拘束条件として、外乱から制御量までの H_∞ ノルムがある正定数 γ 未満となるような各端点制御器

$$K(\xi_i) = \begin{bmatrix} A_k(\xi_i) & B_k(\xi_i) \\ C_k(\xi_i) & D_k(\xi_i) \end{bmatrix} \quad (15)$$

を設計する。ゲインスケジュール制御器は、これらの凸結合により

$$K(\phi, \omega) = \sum_{i=1}^{2^{k+v}} \alpha_i K(\xi_i) \quad (16)$$

となる関係で与えられ、このとき、 $G(\phi, \omega)$ と $K(\phi, \omega)$ からなる閉ループ系は、内部安定性と 2 次 H_∞ 制御性能 γ が保証される^{(3),(9)}。したがって、変動パラメータ ϕ および ω を計測してスケジューリングを行えば、様々な制御仕様に対応できる制御系を構築することができる。

本稿が用いた二つのフィルタの配置については、それぞれの入出力関係を入れ換える、あるいは、その入

Fig. 1 Block Diagram of Control System

Fig. 2 Configuration of Automobile and Antenna Model

力および出力となる制御量を独立に扱う手法が考えられる。また、式 (2) の分子多項式を一次項と定数項とすることで、二つのフィルタが持つ機能を一つのフィルタに集約する手法なども考えられる。これらの手法が持つ性能の詳細な評価については、今後の検討課題であるが、後述する数値シミュレーションにおいては、提案手法による設計法が最もよい応答を示す結果となった。なお、提案手法が持つ利点としては、以下の項目があげられる。

- ノッチフィルタを制御対象側に配置することで、観測出力が持つ周波数特性に対して直接的に外乱抑制機能を付加することができる。
- 二つのフィルタを併用することで、外乱抑制フィルタのノッチ周波数とサーボフィルタの折れ点周波数を個別に設定することができ、フィルタの設計における自由度の確保が容易になる。

3. 車両に搭載した可動式アンテナの指向制御

次に、以上に示した制御器設計法を用いて、車両に搭載された可動式アンテナの制御系を構築する手法について検討する。

3.1 モデリング 本稿では、制御対象として図 2 に示すような鉛直平面内における車両モデルを考える。このモデルでは、通信対象からの受信情報により、慣性座標系の水平方向に対するアンテナの目標角度 ψ_{ref} が与えられるものとし、アンテナの回転中心に作用する制御入力 u を用いて、この目標値に回転角度

ψ を追従させるものとする。また、車両本体は、慣性座標系に対して水平方向 x_b 、鉛直方向 y_b および回転方向 θ の三自由度を持つものとし、前輪後輪の車軸を通して路面変位 y_1, y_2 により励起された車両本体の運動が、アンテナへの外乱として作用するものとする。このとき、運動方程式の各成分は、

車両本体質量中心水平方向:

$$\begin{aligned} (M+m)\ddot{x}_b = & -(mk_x S_\psi - M(r_{bx} S_\theta + r_{by} C_\theta))\ddot{\theta} \\ & + m(r_{bx} S_\theta + r_{by} C_\theta + d_x S_\theta + d_y C_\theta + 2k_x S_\psi)\ddot{\psi} \\ & + m(r_{bx} C_\theta - r_{by} S_\theta + d_x C_\theta - d_y S_\theta - k_x C_\psi)\dot{\psi}\dot{\theta} \\ & + M(r_{bx} C_\theta - r_{by} S_\theta)\dot{\theta}^2 + 2mk_x C_\psi \dot{\psi}^2 \\ & - S_\theta(k_1 y_1 + \zeta_1 \dot{y}_1 + k_2 y_2 + \zeta_2 \dot{y}_2) \\ & + S_\theta(k_1 + k_2)y_b + S_\theta(\zeta_1 + \zeta_2)\dot{y}_b \end{aligned} \quad (17)$$

車両本体質量中心鉛直方向:

$$\begin{aligned} (M+m)\ddot{y}_b = & (mk_x C_\psi + M(r_{bx} C_\theta - r_{by} S_\theta))\ddot{\theta} \\ & - m(r_{bx} C_\theta - r_{by} S_\theta + d_x C_\theta - d_y S_\theta + 2k_x C_\psi)\ddot{\psi} \\ & + m(r_{bx} S_\theta + r_{by} C_\theta + d_x S_\theta + d_y C_\theta - k_x S_\psi)\dot{\psi}\dot{\theta} \\ & + M(r_{bx} S_\theta + r_{by} C_\theta)\dot{\theta}^2 + 2mk_x S_\psi \dot{\psi}^2 \\ & + C_\theta(k_1 y_1 + \zeta_1 \dot{y}_1 + k_2 y_2 + \zeta_2 \dot{y}_2) \\ & - C_\theta(k_1 + k_2)y_b - C_\theta(\zeta_1 + \zeta_2)\dot{y}_b \end{aligned} \quad (18)$$

車両本体質量中心回転方向:

$$\begin{aligned} (J_b + M(r_{bx}^2 + r_{by}^2) + m((r_{bx} + d_x)^2 + (r_{by} + d_y)^2 \\ + (r_{by} + d_y)k_x S_\psi \theta + (r_{bx} + d_x)k_x C_\psi \theta))\ddot{\theta} \\ = - (J_a + mk_x^2 \\ + m((r_{by} + d_y)k_x S_\psi \theta + (r_{bx} + d_x)k_x C_\psi \theta))\ddot{\psi} \\ - m((r_{bx} + d_x)k_x S_\psi \theta - (r_{by} + d_y)k_x C_\psi \theta)\dot{\psi}\dot{\theta} \\ + m((r_{bx} + d_x)k_x S_\psi \theta - (r_{by} + d_y)k_x C_\psi \theta)\dot{\psi}^2 \\ + (r_{bx} + l_{1x})(k_1 y_1 + \zeta_1 \dot{y}_1) \\ + (r_{bx} + l_{2x})(k_2 y_2 + \zeta_2 \dot{y}_2) \\ - ((r_{bx} + l_{1x})k_1 + (r_{bx} + l_{2x})k_2)y_b \\ - ((r_{bx} + l_{1x})\zeta_1 + (r_{bx} + l_{2x})\zeta_2)\dot{y}_b \end{aligned} \quad (19)$$

アンテナ回転中心回転方向:

$$\begin{aligned} (J_a + mk_x^2)\ddot{\psi} = & u \\ & - mk_x((r_{bx} + d_x)C_\psi \theta + (r_{by} + d_y)S_\psi \theta)\ddot{\theta} \\ & - mk_x((r_{bx} + d_x)S_\psi \theta - (r_{by} + d_y)C_\psi \theta)\dot{\theta}^2 \end{aligned} \quad (20)$$

で与えられる。ただし、このモデルでは、アンテナに作用する重力の影響は、回転駆動のための機構により無視できるものとし、

$$\begin{aligned} S_\theta &= \sin(\theta), & C_\theta &= \cos(\theta) \\ S_\psi &= \sin(\psi), & C_\psi &= \cos(\psi) \\ S_{\psi\theta} &= \sin(\psi - \theta), & C_{\psi\theta} &= \cos(\psi - \theta) \end{aligned} \quad (21)$$

として、式中の各記号は以下の値を表すものとする。

M, m	車両, アンテナの質量
J_b, J_a	車両, アンテナの質量中心慣性モーメント
k_x	アンテナ回転中心から質量中心までの距離
r_{bx}, r_{by}	全系質量中心から車両質量中心までの距離
d_x, d_y	車両質量中心から アンテナ回転中心までの距離
k_1, k_2	前後輪サスペンションのばね定数
ζ_1, ζ_2	前後輪サスペンションの減衰係数
l_{1x}, l_{2x}	車両質量中心から 前後輪取り付け位置までの水平方向距離

3.2 制御系の構成 導出した運動方程式を用いて制御系を構成するにあたっては、車両本体は制御せずにアンテナのみを制御対象として扱うことにする。そのため、この場合は、式(11)における変動パラメータ ϕ が存在しない制御対象となる。そして、式(20)を

$$\ddot{\psi} = (J_a + mk_x^2)^{-1}(\lambda w + u) \quad (22)$$

と表現し、 θ を含む持続性外乱項を線形時不変な係数 λ と外乱 w に置き換え、その影響は、観測量となる ψ と同次数である $v = 1$ とした外乱抑制フィルタ式(6)により考慮することにする。したがって、フィルタの変動パラメータはスカラー変数 $\omega = \omega_1$ となる。この式(22)を用いることにより、非線形系となる車両のモデルを扱うことなく、線形時不変なアンテナのモデルと外乱が作用するおおよその周波数帯域のみを用いた制御器設計が可能となる。したがって、式(11)、(12)のうち、制御対象を記述する係数行列は、 $x_p = [\psi \ \dot{\psi}]^T$ として、

$$A_p = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_{p1w} = \begin{bmatrix} 0 \\ (J_a + mk_x^2)^{-1}\lambda \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$B_{p2} = \begin{bmatrix} 0 \\ (J_a + mk_x^2)^{-1} \end{bmatrix}, C_{p2} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D_{p21r} = 1$$

となる。この式(23)に、式(6)、(10)および制御系に要求される制御仕様にもとづいて設定した C_{p1e} 、 D_{p11w} 、 D_{p11r} 、 D_{p12} を加えて一般化プラントを作成し、 H_∞ ゲインスケジュール制御設計法を適用すれば、周波数特性が変動する持続性外乱の影響を低減化し、かつ、アンテナの目標値追従を可能にする制御器を得ることができる。なお、制御器のスケジューリングに際しては、路面形状により励起される車両とアンテナの振動の周期が、式(20)に含まれる三角関数の周期で与えられることから、スケジューリングのサンプル点において、

$$\theta = \dot{\theta}t, \psi = \dot{\psi}t \quad (24)$$

Table 1 Specifications of Vehicle and Antenna

Symbol	Value	Unit
M, m	1500, 40	[kg]
J_b, J_a	3300, 1.08	[kgm ²]
k_x	0.40	[m]
r_{bx}, r_{by}	0.04, -0.05	[m]
d_x, d_y	-1.8, 1.6	[m]
k_1, k_2	50000, 50000	[N/m]
ζ_1, ζ_2	5000, 5000	[Ns/m]
l_{1x}, l_{2x}	1.2, -1.2	[m]

となる関係を用いて、近似的に角速度をノッチ周波数として扱い、変動パラメータを

$$\omega = |\dot{\theta}| + |\dot{\psi}| \quad (25)$$

で与えることにし、 $\dot{\theta}$ 、 $\dot{\psi}$ を計測して利用することにする。これにより、複数の振動周期を持つ複雑な路面に対しても、単一の変動パラメータを用いた外乱抑制の実現が期待できる。なお、式(25)で絶対値を用いたのは、変動パラメータに非負の値を使用するためである。

3.3 数値シミュレーション 最後に、提案手法の有効性を数値シミュレーションにより検証する。シミュレーションに用いる車両およびアンテナの物理パラメータは、実モデルの数値を参考にして、表1のように設定した。このシミュレーションでは、車両が時速 100[km/h] で走行中に、アンテナが初期角度を 45[deg] として、0.5[deg/sec] のランプ入力に設定した目標角度 ψ_{ref} を追従する状況を想定した。なお、外乱となる路面の形状は、水平方向距離を x 、鉛直方向変位を y として

$$\begin{aligned} 0 \text{ [m]} &\leq x < 278 \text{ [m]} \\ y &= 0.04 \sin(0.2\pi t) \text{ [m]} \\ 278 \text{ [m]} &\leq x < 556 \text{ [m]} \\ y &= 0.01 \sin(4\pi t) \text{ [m]} \\ 556 \text{ [m]} &\leq x < 833 \text{ [m]} \\ y &= 0.02 \sin(\pi t) \text{ [m]} \\ 833 \text{ [m]} &\leq x < 1111 \text{ [m]} \\ y &= 0.01 \sin(4\pi t) \\ &\quad + 0.04 \cos(\pi t - 0.5\pi) \sin(0.2\pi t) \text{ [m]} \\ 1111 \text{ [m]} &\leq x \\ y &= 0 \text{ [m]} \end{aligned} \quad (26)$$

となる関係で与えるものとする(図3)。

制御器の設計にあたっては、 $\lambda = 1$ とし、二つのフィルタを最大限に機能させ、その性能を検証するために、

Fig. 3 Configuration of Road Shape

Fig. 4 Bode Diagram of Low-pass Filter

式 (11) の制御量 z_e は設けないことにする。サーボ系を構成するためのフィルタは、折れ点周波数とランプ入力 の速度成分の関係を考慮して、 $V = 0.5$, $\sigma = 0.1$ および $\rho = 0.1$ とした。また、外乱抑制フィルタは、可能な限り狭い周波数帯域で凸となるように $T_1 = 0.01$, $T_2 = 2.5$ と設定し、変動パラメータ ω は、式 (26) で与えられる路面からサスペンション機構を介して励起される車体とアンテナの振動周期を考慮して、その周期変動を十分に含むように最小値を $10^{-2}[\text{rad/sec}]$ 、最大値を $10^2[\text{rad/sec}]$ に限定した範囲内でスケジューリングを行うことにする。なお、ここでは、性能比較のため、ノッチ周波数を $\omega = 1[\text{rad/sec}]$ に固定したフィルタを用いて線形時不変な H_∞ 制御器も設計することにする。これらフィルタのボード線図を図 4, 5 に示す。ただし、図 4 では、可変フィルタの下限値 ($\omega = 10^{-2}[\text{rad/sec}]$) を破線が、上限値 ($\omega = 10^2[\text{rad/sec}]$) を一点鎖線がそれぞれ表し、実線が固定フィルタの値を表す。

以上の各設定のもと、MATLAB の LMI Control Toolbox (コマンド mincx)⁽⁹⁾ を使用して制御器を設計したところ、 $\gamma = 0.82$ となるゲインスケジュール制御器が得られた。また、線形時不変な場合は、 $\gamma = 0.69$ となった。これらの制御器を用いたシミュレーション結果を図 6, 7 に示す。このシミュレーションでは、導出した運動方程式 (17)~(20) と設計した制御器からな

Fig. 5 Bode Diagram of Notch Filter

る閉ループ系に設定したアンテナ目標角度と路面変位を与え、その時間応答を計算した。図 6 は、ゲインスケジュール制御器を用いた結果であり、上から順に車両の水平方向変位、鉛直方向変位、姿勢角度、アンテナ回転角度、アンテナ追従誤差、制御入力 の各値を示している。この結果から、提案手法により設計した制御器が有効に機能し、アンテナの目標値追従に対して、異なる周波数で作用する持続性外乱の影響を低減できていることがわかる。一方、図 7 は、時不変な H_∞ 制御器を用いた結果であり、上から順にアンテナ回転角度、アンテナ追従誤差、制御入力 の各値である。この場合は、図 6 の結果に比較して、全ての状況において追従誤差が増加しており、時不変な制御器では、要求される機能を果たすことが難しい結果となった。なお、図 8 に、これらの制御器を用いた場合の追従誤差を比較して示しておく。図中、実線はゲインスケジュール制御器の、破線は固定制御器の結果を表す。

4. 結 論

本稿では、高速移動体に搭載された可動式アンテナを、通信対象となる目標に対して、高い精度で指向させることができる制御系の設計法について検討した。そして、移動体に作用する持続性外乱の影響を低減するために、外乱抑制フィルタの周波数を変動パラメータとしてアフィンパラメータ依存形式で記述し、アンテナの追従制御を実現するためのローパスフィルタと合わせて用いることにより、 H_∞ ゲインスケジュール制御設計法の枠組みの中で、最適となる制御器を設計する手法を提案した。提案した手法の有効性は、車両に搭載された可動式アンテナのモデルを用いた数値シミュレーションにより確認した。現在は、実験機を用いた提案手法の検証をすすめているところである。

Fig. 6 Time Responses by using Gain-Scheduled Controller

Fig. 7 Time Responses by using Fixed Controller

Fig. 8 Comparison of Both Results

なお、本稿では、移動体に作用する外乱が複数の振動周期を持つ状況に対し、角速度を近似的に制御器のスケジューリングパラメータとして用いることで、単一周波数のノッチフィルタにより外乱を抑制する手法を提案した。より高精度な制御系を実現するためには、複数のフィルタを用いて外乱の振動周期ごとにその影響を低減する手法が効果的と考えられる。しかしながら、未知の外乱周期に対応できるフィルタの数を事前に決定すること、および、フィルタの数に比例して制御器の次数が増加し実装に不向きになること、などの問題を解決する必要がある。この点については、今後の検討課題とする。

本研究は、平成 16 年度科学研究費補助金の支援を受け実施された。

文 献

- (1) 独立行政法人 宇宙航空研究開発機構 ホームページ, <http://www.jaxa.jp/index-j.html>
- (2) 独立行政法人 通信総合研究所 ホームページ, <http://www.nict.go.jp/overview/index-J.html>
- (3) P.Apkarian, P.Gahinet and G.Becker, Self-Scheduled H_∞ Control of Linear Parameter-Varying Systems, *Automatica*, **31**-9 (1995), 1254-1261.
- (4) T.Nagashio and T.Kida, Attitude Control of Spacecraft with Mobile Antenna by Gain Scheduled H_∞ Controller, *Trans. Japan Soc. Aero. Space Sci.*, **43**-139 (2000), 16-22.
- (5) 美多 勉, H_∞ 制御, (1994), 昭晃堂.
- (6) 西村秀和・佐野雅泰・尾家直樹, セミアクティブサスペンションのゲインスケジュールド制御, 日本機械学会論文集 C 編, **67**-662 (2001), 3146-3152.
- (7) 三平満司・大作覚・上村一整, 非線形 H_∞ 制御理論の限界と可能性, システム/制御/情報, **43**-10 (1999), 544-552.
- (8) 岩崎 徹也, LMI と制御, (1997), 昭晃堂.
- (9) P.Gahinet, A.Nemirovski, A.J.Laub and M.Chilali, *LMI Control Toolbox*, (1996), The Math Works Inc.