

動翼を用いた観測ロケットの適応型姿勢制御系の設計と ハードウェア試験^{*1}

Design and Hardware Verification of Canard Based Sounding Rocket Attitude Controller Using Adaptive Filter

澤井秀次郎^{*2}・松田聖路^{*3}
Shujiro SAWAI and Seiji MATSUDA

Key Words: Rockets, Attitude Control, Canard, Adaptive Control

Abstract: Canard based controller using an adaptive notch filter is proposed to control the attitude of launch vehicles including the ISAS's sounding rocket 'S-520'. As the characteristics of launch vehicles are time variant in nature, conventional time invariant controller is not suitable for this purpose. Here, adaptive notch filter is proposed to treat the time variant nature. This adaptive filter acts to null out the structural bending mode, which often causes the instability of the attitude controller. The proposed adaptation law requires only limited calculation cost. It means that it is easy to install to the real flight system. The hardware module which aims to control the attitude of the sounding rocket 'S-520' is designed and verified not only by the numerical simulations, but also by the hardware tests.

1. はじめに

ロケットの種類には、衛星などを軌道に投入する大型のロケットの他に、比較的短時間の弾道飛行をする小型の観測ロケットがある^{1,2)}。観測ロケットは比較的低いコストで短期間の準備で打ち上げができることにより、たとえば弾道飛行をする数分の間に上層大気の観測を行ったり、衛星搭載用新規技術の実証試験を行うなどの用途で利用されている。ところが近年、これらの観測ロケットの利用目的が多様化するにつれて飛翔軌道の精度要求は厳しくなる傾向にあり、利用目的によっては推力飛行時の姿勢制御を積極的に行う必要性が出始めている。推力飛行中の姿勢制御を行うことで推力方向が制御されるので、搭載ペイロード動作中の軌道分散が小さくなると同時に、弾道飛行を終えたロケットの落下点分散も小さくすることができる。これにより、従来は落下点分散が大きすぎて採用することができなかった軌道を飛翔させることができるようになるなど、推力飛行中の積極的姿勢制御の採用は利用目的の多様化に寄与する。

積極的な姿勢制御に対応するため、観測ロケットに簡単に取り付けられる動翼システムの開発が考えられている^{3,4)}。第1図にその概観図を示す。この動翼システムは、宇宙科学研究所のS-520型観測ロケットへの搭載を前提に、固体推進のロケットモータと、利用目的に応じてユーザが用意するミッション機器部の間に挿入されるような形態である。このようにすることで、既存のインターフェースをほとんど変更することなく観測ロケットへの姿勢制御系組み込み

が可能になる。

本稿では、まず、このようなユニット化された動翼システムのハードウェア構成を概説し、その後、この動翼システムのために開発された制御則について論ずる。本稿は文献3~4)で著者らが提案した制御則を拡張し、さらにそれをハードウェア試作、試験により検証している。ここで、制御則は、機体特性の変化に対応できるような適応型制御系である。

2. 動翼システムのハードウェア構成

開発した動翼システムは、第2図に示すような円筒形状の周囲4カ所に翼が付いたものである。翼はチタン合金製で、その舵角は4台のサーボモータにより4翼独立に制御される。モータの電力は、円筒内部の熱電池から供給される。さらに、この円筒内にはジャイロ、制御計算機が搭載されており、動翼の舵角指令値を算出している。

この円筒部分は、既存のS-520型観測ロケットのモータ部と頭胴部の間に挿入される。頭胴部は、ユーザが利用するペイロード部であり、打ち上げ目的に応じて、その中身は変化する。一方、モータ部は設計が固定されており、打ち上げ目的にかかわらず、ほぼ毎回同一である。開発した動翼部は、モータ部と頭胴部の間に挿入することで、既存のシステムへのインパクトを最小限に抑えることを意図している。第1表に主要諸元を掲げる。

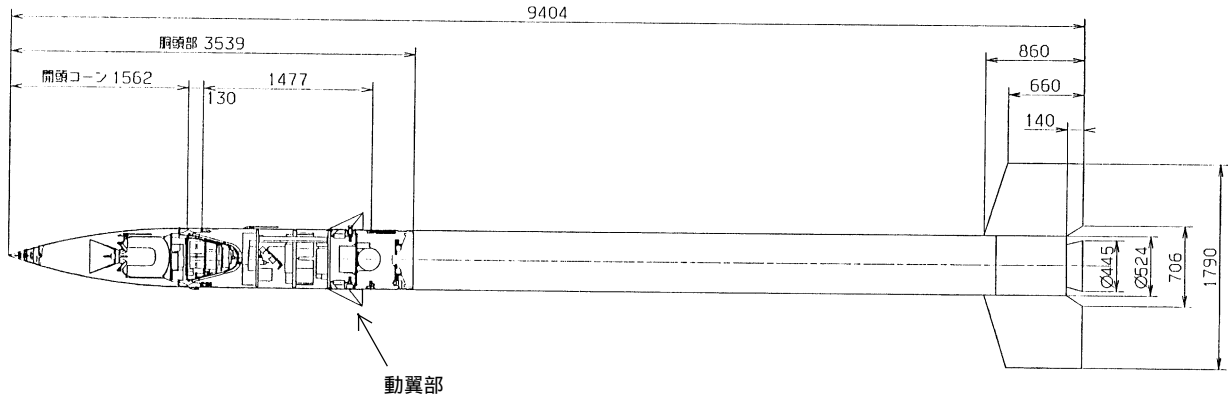
3. 動翼制御系の設計

一般にロケットの姿勢制御においては、ロケットを剛体と近似したときの全体的な姿勢を誘導指令値に追従させるとともに、ロケットの姿勢制御系が構造振動を過度に励起しないように注意する必要がある。しかしながら、ロケッ

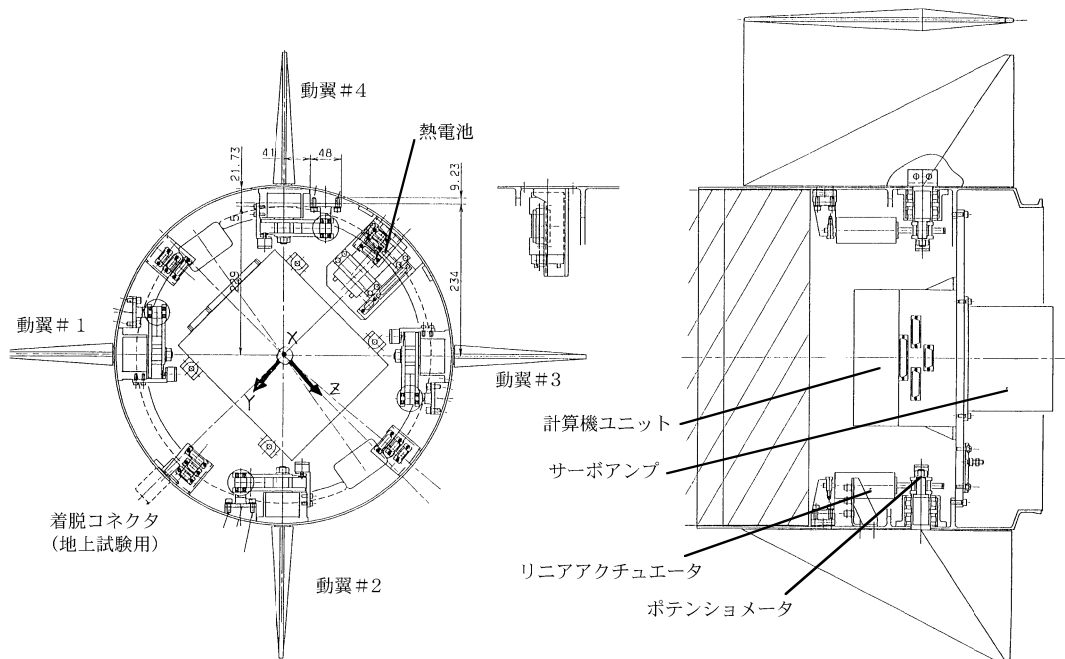
^{*1}©2002 日本航空宇宙学会
平成14年1月24日原稿受理

^{*2}宇宙科学研究所

^{*3}(株)アイ・エイチ・アイ・エアロスペース



第1図 動翼付き観測ロケットの例



第2図 試作した動翼制御システムの概略図

トの動特性は飛翔中に大きく変化し、構造振動の固有振動特性なども時間とともに変化する(第3図参照)。すなわち、本質的にロケットの姿勢ダイナミクスは時変系である。しかし、これを直接扱うのが困難であるため、従来の制御系設計法としては、たとえばある瞬間の特性に固定した制御系をいくつか用意し、それを時間とともに切り替える、といったような手法がとられてきた⁵⁾。さらにこの構造振動の特性は、搭載するミッション機器の重量特性、構造特性にも依存する。すなわち、制御則の設計は、個々のロケットごとに調整する必要がある。

それに対して、本稿では適応型のノッチフィルターを用いて、時間とともに変動していく構造振動の特性に動的に適応しつつ制御することを考えた。提案する適応型のノッチフィルターは、ノッチフィルターの中心周波数を構造振動の周波数へと適応させていくことにより、一種の適応オブザーバとみなすこともできる。この適応性によって、時

間とともに変化する特性に制御出力を調整し、安定性を保ちつつ、高い追従性を達成することを目指している。

ノッチフィルターとは、ある特定の周波数帯域のゲインを落とすようなフィルターである。今の場合、モデル化誤差の影響が大きい構造の1次振動モードの周波数帯域でのゲインを落とすようなフィルターを制御器に付加することで、1次モードの励振を避けることを意図している。制御系を構築する目的は、制御対象のモデルが不確かな場合にも、より高い目標追従性と安定性を確保することにある。ロケットの姿勢制御の問題においては、特に高い追従性能が要求されるのはロケット推力方向に直接の影響を与える剛体モードの姿勢である。構造振動のモード周波数付近の帯域は、それ自体単独では高い追従性能を要求されていない一方で、モデル化誤差の影響を受けやすく、系の安定性に大きな影響を及ぼす。よって、モデル化誤差の影響を低減させるため、従来、制御帯域を1次の構造振動モードよ

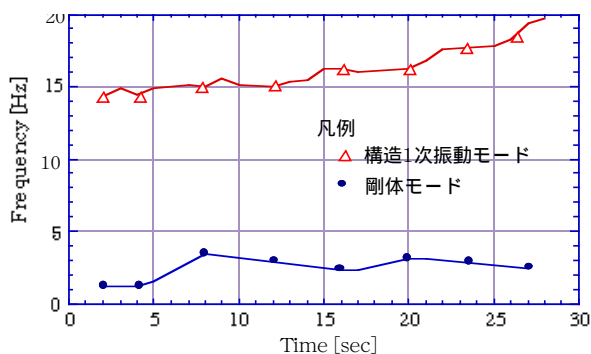
動翼を用いた観測ロケットの適応型姿勢制御系の設計とハードウェア試験（澤井秀次郎・松田聖路）

第1表 試作した動翼システムの主要諸元

項目	仕様	備考
重量	52.0 kg	
主要部寸法	直径 520 mm × 高さ 538 mm	・円筒形状
動翼枚数	4枚	・高さ 424 mm × 長さ 214 mm の直角三角形形状 ・円筒部の周囲に 90 度おきに設置 ・チタン合金製
連続動作時間	30 秒以上	・電源系（熱電池）としては 40 秒以上の動作
電源系	+18 V 系：2 A 以上（信号処理用） -18 V 系：2 A 以上（信号処理用） +28 V 系：5 A 以上（動翼駆動用） 熱電池表面温度：約 300 °C 熱電池立ち上がり時間：1 秒以下	・動翼駆動用電源は熱電池 ・熱電池 ON は、フライト開始の 10 秒前
動翼部アクチュエータ	振幅：5 deg 応答周波数：7 Hz	・電動リニアアクチュエータとサーボモータで構成
姿勢計測 (ピッチ・ヨー)	角速度範囲：± 100 deg/s レート計測直線性：0.1 % 以下 応答周波数：20 Hz 以上 ランダムドリフト：20 deg/h (1) G 感ドリフト：10 deg/h/g	・3 軸レートジャイロ使用
姿勢計測 (ロール)	角速度範囲：± 720 deg/sec レート計測直線性：0.1 % 以下 応答周波数：20 Hz 以上 ランダムドリフト：50 deg/h (1) G 感ドリフト：40 deg/h/g	・3 軸レートジャイロ使用
主要タイム項目 (ノミナル・シーケンス)	X -10 秒 熱電池点火 X - 7 秒 疑似操舵開始 X - 1 秒 姿勢制御開始 X +25 秒 ロール制御開始 X +30 秒 制御停止	・X - 7 秒の疑似操舵はフライト前最終確認のため実施 ・X +25 秒のロール制御の目標値は搭載機器からの要求に基づき決定される (注) X：打ち上げ時刻

り低くとるなどの方策がとられることがあった。

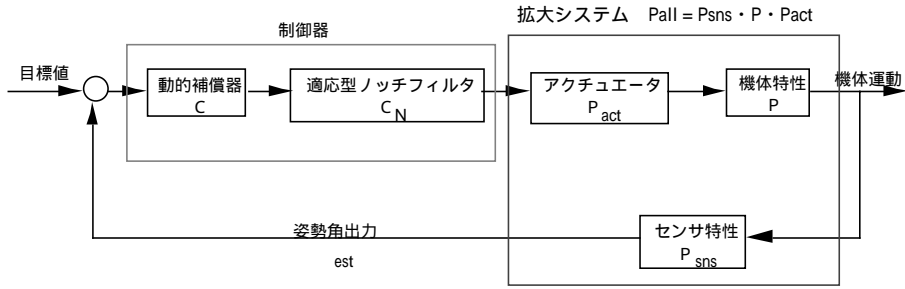
ロケットの姿勢制御などにおいて、構造振動などの高い周波数の固有振動を無視した設計を行うと、「スピルオーバー」と呼ばれる現象の影響で結果として系全体が不安定化することがある。この「スピルオーバー」を回避するため、制御系の帯域を、構造振動の周波数などと比較して十分に低く制限するのが有効であることが知られている。しかし、その一方で、目標への追従性、すなわち応答性を上げるためには、より広い制御帯域が必要となる。「スピルオーバー」を回避するため、制御系の帯域を制限して、高い周波数をゲイン安定化させると、制御系の応答性が劣化する。このため、たとえば 1 次の構造振動モードを超えた



第3図 ロケット機体特性の時間変化の例
(S-520-15号機飛翔データ)

帯域を確保することが望ましい場合も出てくる。そのようなときにも系の安定性を確保する手段のひとつとして、1次の構造振動モードの帯域（モデル化誤差により不安定化しやすい制御帯域）をカットした制御帯域を確保することが考えられる。すなわち、得られた制御入力を、不安定要因になりうる帯域をカットするノッチフィルターを通して制御対象に与える、という制御方式である。特にロケットの姿勢制御の場合、構造振動はそれ自体では安定であり、かつ制御の必要性が低い。そのため、不確定な構造振動モードに対応する周波数域の制御ゲインをノッチフィルターによって意図的に小さくして安定性を確保するとともに、ロケットの姿勢制御にとって重要な剛体モードの追従性を向上させることはメリットがある。さらにノッチフィルターを利用した場合、制御系にとって関心がある制御帯域の位相特性を比較的損なわないという利点がある。

その一方で、一般に、ノッチフィルターによってカットする周波数帯域を広く設定するとその外側の広範囲の周波数帯域で位相の変化が生じるため、ノッチフィルターによってカットする周波数帯域はなるべく狭く設定したいという事情がある。すなわち、ノッチフィルターを利用した制御系はロバスト性が必ずしも高くなく、制御対象のモデルが不確かな場合には設計が困難を伴うことが多い。そのため、ノッチフィルターは、システムの動特性を正確に同定した上で設計するのが一般的である。ところが、構造振動の固有振動数はロケットに搭載するミッション機器の特



第4図 システムブロック図

性によっても変化し、さらに飛翔中時間とともに変化する。そこで、本稿では、固有振動数へと適応的に収束するノッチフィルタを考えた。すなわち、ノッチフィルタを利用した従来の制御系で問題視されることがあったロバスト性を、本稿で提案する制御系では適応型フィルタを用いることで対応する。これは、制御対象のモデルが不確かな場合にも、より高い目標追従性と安定性を確保することを意味する。

制御系のブロック図としては、第4図のような形式を仮定した。制御器は、通常の動的補償器Cと適応型ノッチフィルタをシリーズに接続したもので、動的補償器Cの方は、適応型ノッチフィルタが完全に構造1次振動モードを捉えていると仮定すれば、一般的な線形制御系の設計法を用いて設計を実施できる。

3.1 ノッチフィルタの定式化 特定の周波数のゲインを抑えるフィルタという意味でノッチフィルタにはいろいろなタイプが存在しうが、ここでは以下のような形式のものを考える。

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} (u(t) - [1 \ 0 \ 1] \mathbf{x}(t)) \quad (1.1)$$

$$y(t) = [0 \ 0 \ 1] \mathbf{x}(t) \quad (1.2)$$

ただし、

k_1, k_2, k_3 : 制御系設計定数

$u(t)$: フィルタへの入力

$y(t)$: フィルタからの出力

$\mathbf{x}(t)$: フィルタの状態変数

$\dot{\mathbf{x}}(t)$: $\mathbf{x}(t)$ の時間微分

t : 時刻を表す変数

このラプラス変換は

$$\mathbf{X}(s) = \frac{1}{s^3 + (k_1 + k_3)s^2 + \omega(\omega - k_2)s + \omega^2 k_3} \begin{bmatrix} k_1 s^2 - k_2 \omega s \\ k_2 s^2 + k_1 \omega s \\ k_3 (s^2 + \omega^2) \end{bmatrix} U(s) \quad (2.1)$$

$$Y(s) = \frac{k_3 (s^2 + \omega^2)}{s^3 + (k_1 + k_3)s^2 + \omega(\omega - k_2)s + \omega^2 k_3} U(s) \quad (2.2)$$

となる。このとき、(2.2)式で $s = \pm j$ とおくと $Y(j) = 0$ となることにより、フィルタ出力は周波数において、たしかに出力ゲインがゼロになることがわかる。このをノッチフィルタの中心周波数と呼ぶ。

ここで、

$$\mathbf{X}(s) = \begin{bmatrix} X_1(s) \\ X_2(s) \\ X_3(s) \end{bmatrix} \quad (3)$$

と定義すると、

$$U(s) - X_1(s) - X_3(s) = \frac{s^3 + \omega^2 s}{s^3 + (k_1 + k_3)s^2 + \omega(\omega - k_2)s + \omega^2 k_3} U(s) \quad (4.1)$$

$$k_1 X_2(s) - k_2 X_1(s) = \frac{(k_1^2 + k_2^2) \omega s}{s^3 + (k_1 + k_3)s^2 + \omega(\omega - k_2)s + \omega^2 k_3} U(s) \quad (4.2)$$

を得る。(4.1)式、(4.2)式より、

$$(U(s) - X_1(s) - X_3(s)) = \frac{s^2 + \omega^2}{(k_1^2 + k_2^2) \omega} (k_1 X_2(s) - k_2 X_1(s)) \quad (5)$$

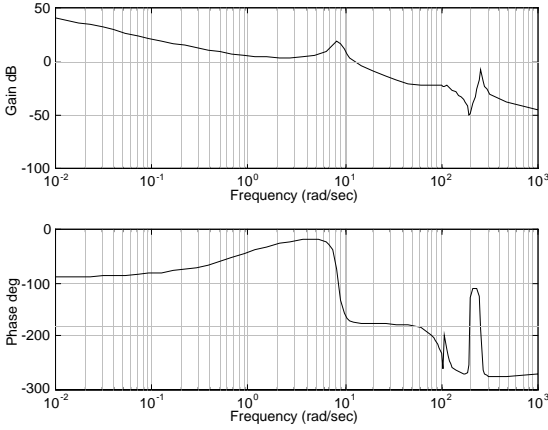
となる。ここで、フィルタへの入力 $u(t)$ が周波数 ω_0 の正弦波であると仮定し、フィルタの定常状態を考える。すると、(5)式より、(4.1)式と(4.2)式の信号は両方も周波数 ω_0 の正弦波となり、そのゲインの比は、

$$\frac{\|\omega^2 - \omega_0^2\|}{(k_1^2 + k_2^2) \omega} \quad (6)$$

で、位相差は ω_0 の方が大きいときは逆相(180度ずれ)で、逆に ω_0 の方が小さいとき同相(位相のずれは0度)となる。

これより、フィルタへの入力信号に乗っている周波数 ω_0 と、フィルタ係数 ω との関係は、(4.1)式、(4.2)式の信号を比較することで判別できることがわかる。3.3節で後述するように、この性質を利用して、ノッチフィルタ中心周波数の適応則を構成することができる。

3.2 動的補償器の設計 第4図の動的補償器Cの設計について述べる。ここでは、(1)式のような形式のノッチフィルタを前提とし、このノッチフィルタの中心周波数と構造1次振動の周波数が完全に一致していると仮定する。この仮定の下、ノッチフィルタ C_N 、アクチュエータ特性 P_{act} 、機体特性 P 、センサ特性 P_{sns} をシリーズに連結した線形システムに対して動的補償器Cを設計した。ここでは一例として動的補償器CをいわゆるPID制御器として、ボード線図を用いた古典制御理論により、設計を試みた。このとき、ノッチフィルタの係数 k_1, k_2, k_3 はPID制御器のゲイン k_p, k_i, k_d と同様に線形制御系の調整パラメータとして設計できる。設計したシステムの一巡伝達関数の例を第5図に示す。この閉ループ制御系は安定である。設計した仕様の詳細は省略するが、基本的には古典制御理論によ



第5図 一巡伝達関数の周波数特性の設計例

り与えられている極配置の指針を確保しつつ、低周波数帯域での一巡伝達関数のゲインをなるべく高く維持している。この例では、センサ・アクチュエータ特性を含めた機体の動特性は

$$P_{all}(s) = \frac{a_6 s^6 + a_5 s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_7 s^7 + b_6 s^6 + b_5 s^5 + b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (7)$$

ただし、

$$\begin{aligned} a_6 &= -3.1961 \times 10^1 & b_7 &= 1.0000 \times 10^0 \\ a_5 &= -1.8013 \times 10^2 & b_6 &= 1.0886 \times 10^1 \\ a_4 &= -1.1766 \times 10^6 & b_5 &= 7.6652 \times 10^4 \\ a_3 &= -6.5566 \times 10^5 & b_4 &= 3.6219 \times 10^5 \\ a_2 &= 3.3881 \times 10^9 & b_3 &= 7.3391 \times 10^8 \\ a_1 &= 2.3924 \times 10^9 & b_2 &= 8.9239 \times 10^8 \\ a_0 &= -3.0540 \times 10^{-4} & b_1 &= 5.1987 \times 10^{10} \\ & & b_0 &= 1.2987 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

とした。これは動翼への舵角指令値に対するセンサ位置でのロケット姿勢の応答を示しており、S-520型ロケットで典型的なユーザ・ペイロードを仮定した場合に動圧最大時点（打ち上げの20秒後）で予想されるピッチ軸・ヨー軸周りの姿勢特性である。ロケットの場合、ピッチ軸周りおよびヨー軸周りの姿勢の特性が同一であることが多く、またロール軸周りの姿勢制御に比してこの2つの軸周りの制御が軌道の誘導結果に直接関係しているため、重要視される。

第5図では(7)式の特性を元に、

$$\omega_0 = 105.5 \text{ [rad/s]}$$

$$[k_1 \ k_2 \ k_3] = [63.3 \ -0.6 \ 1.0]$$

$$[k_p \ k_i \ k_D] = [20.0 \ 25.0 \ 0.15]$$

と制御器のパラメータを設計している。なお、この制御器のパラメータでノッチフィルターの中心周波数のみが時間とともに変化し常に機体の構造1次振動数と一致しているとすると、打ち上げ直後（打ち上げの4秒後・構造1次振動数は80.58 [rad/s]）の特性や中間的な時点（打ち上げの約14秒後・構造1次振動数は93.55 [rad/s]）の特性でも

システムは安定であることが確認されている。

なお、ここでは姿勢のひとつの方向成分のみを定式化している。しかし、実際のロケットでは姿勢の3方向を制御しているため、実際にはこれより複雑な制御系を構成することになる。ただし、各軸を独立に分解して制御指令を生成する場合には、1軸周りの制御則で本質的な議論ができる。特にロケットの場合、ピッチ軸周りやヨー軸周りは等方的であることが多く、上記の制御系を両方の軸に独立に設定できる。ロール軸に関しては、ロケットの場合、軌道の誘導結果に直接関係しないため、一般に高い応答性は必要とされない。そのような場合、ロール軸周りの姿勢制御においては、制御系の安定性を優先させたいいわゆるゲイン安定化で十分である。すなわち、ロール軸周り制御については、高い応答性を目指した適応型ノッチフィルターを採用する必要性は高くない。

3.3 ノッチフィルターの中心周波数の適応則

前節では、ノッチフィルターの中心周波数が構造1次振動モードと一致していると仮定した。これは、適応則によりノッチフィルターの中心周波数が構造1次振動モードへと収束していくことが前提となる。そこで、本節で、(1)式により定式化されるフィルターの中心周波数 ω を構造1次振動モードに適応させる方策を考える。ここで、構造1次振動モードの周波数は、フィルターへの入力の中で主要な振動モードのひとつになると仮定する。この周波数を ω_0 とすると、フィルターが定常状態になったときは、 $\omega \approx \omega_0$ として、

$$\begin{aligned} \frac{u(t) - x_1(t) - x_3(t)}{k_1 x_2(t) - k_2 x_1(t)} &= \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{(k_1^2 + k_2^2) \omega} \\ &= \frac{(\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0)}{(k_1^2 + k_2^2) \omega} \approx \frac{2(\omega - \omega_0)}{k_1^2 + k_2^2} \end{aligned} \quad (8)$$

が成立する。これより、

$$\frac{\partial \omega}{\partial t} = k_4 (u(t) - x_1(t) - x_3(t)) (k_1 x_2(t) - k_2 x_1(t)) \quad (9)$$

ただし、 $\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) & x_2(t) & x_3(t) \end{bmatrix}$

なる ω の変更則を適用すると、 $\omega \approx \omega_0$ のとき、

$$\frac{\partial \omega}{\partial t} \approx \frac{2k_4 (\omega - \omega_0)}{k_1^2 + k_2^2} \|k_1 x_2(t) - k_2 x_1(t)\|^2 \quad (10)$$

となり、 $k_4 < 0$ であれば ω の時間微分は常に ω_0 に近づくように作用することがわかる。

3.4 離散時間系での適応型ノッチフィルターの表現

以上の議論では、フィルターは連続時間系で表現されていた。しかし、現実の搭載計算機への実装などを考えると、フィルターは離散時間系で定式化されている方が望ましい。そのため、ここでは適応型ノッチフィルターの離散時間系表現を導出する。導出された式は三角関数の計算を必要としないため、高速処理が期待できる。

さて、まず離散時間系のサンプリング時間間隔を Δt とし

て、(1) 式、(9) 式の離散時間での近似表現を

$$\mathbf{x}_d(k+1) = \begin{bmatrix} \cos \omega(k)\Delta t & -\sin \omega(k)\Delta t & 0 \\ \sin \omega(k)\Delta t & \cos \omega(k)\Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} \Delta t \left(u_d(k) - [1 \ 0 \ 1] \mathbf{x}_d(k) \right) \quad (11.1)$$

$$y_d(k) = [0 \ 0 \ 1] \mathbf{x}_d(k) \quad (11.2)$$

$$\omega(k+1) = \omega(k) + k_4 \Delta t \left(u_d(k) - [1 \ 0 \ 1] \mathbf{x}_d(k) \right) [-k_2 \ k_1 \ 0] \mathbf{x}_d(k) \quad (11.3)$$

とおく。ただし、 d (下付の添え字)は離散時間系での表現を表す。(11.1) 式の右辺第2項はゼロ次ホールド型の積分で近似されている。ここで、

$$p(k) \equiv \cos \omega(k)\Delta t \quad (12.1)$$

$$q(k) \equiv \sin \omega(k)\Delta t \quad (12.2)$$

とおくと、(11.1) 式は、

$$\mathbf{x}_d(k+1) = \begin{bmatrix} p(k) - q(k) & 0 \\ q(k) & p(k) \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{x}_d(k) + \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} \Delta t \left(u_d(k) - [1 \ 0 \ 1] \mathbf{x}_d(k) \right) \quad (13)$$

となる。ここで、 ω の更新量が小さいとき、

$$\sin(\omega(k+1) - \omega(k))\Delta t \approx k_4 \Delta t^2 \Delta v_d(k)$$

$$\cos(\omega(k+1) - \omega(k))\Delta t \approx 1$$

ただし、

$$\Delta v_d(k) \equiv \left(u_d(k) - [1 \ 0 \ 1] \mathbf{x}_d(k) \right) [-k_2 \ k_1 \ 0] \mathbf{x}_d(k)$$

より(11.3) 式は近似的に

$$p(k+1) = p(k) - q(k)k_4 \Delta t^2 \Delta v_d(k) \quad (14.1)$$

$$q(k+1) = q(k) + p(k)k_4 \Delta t^2 \Delta v_d(k) \quad (14.2)$$

となる。これより、適応型のノッチフィルターの離散時間表現は、(13) 式、(11.2) 式、(14.1) 式、(14.2) 式によって表されることがわかる。

フィルターの係数 $k_1 \sim k_4$ について考察する。 k_1, k_2, k_3 はノッチフィルターそのものの係数であり、前節のように、たとえばボード線図を参照することで決定できる。これに対して k_4 は適応則の係数であり、一般的な線形制御理論の設計法は存在しない。しかし、(10) 式より

$$\frac{\omega(k+1) - \omega(k)}{\Delta t} \approx \frac{2k_4(\omega(k) - \omega_0)}{k_1^2 + k_2^2} \left\| [-k_2 \ k_1 \ 0] \mathbf{x}_d(k) \right\|^2 \quad (15)$$

となるので、

$$k_4 = - \frac{k_1^2 + k_2^2}{2\Delta t \left\| [-k_2 \ k_1 \ 0] \mathbf{x}_d(k) \right\|^2} \quad (16)$$

と設定することで、近似的に $\omega(k+1) \approx \omega_0$ が成立することがわかる。ここで、右辺の絶対値は、入力 $u(t)$ の振動成分

の振幅とほぼ比例する項であり定数ではない。そのため、(16) 式のままでは、 k_4 は時間とともに変化することになるが、フィルターを現実のハードウェアに実装する際には、 k_4 は定数であることが望ましい。そこで、(16) 式を時間に関して定数化することを考えた。

状態量 $x(t)$ の第1項、第2項の振幅を A とすると、(16) 式は、

$$k_4 = - \frac{k_1^2 + k_2^2}{2\Delta t \left\| \sqrt{k_1^2 + k_2^2} A \sin(\omega_0 t_k + \phi) \right\|^2} = - \frac{1}{2\Delta t \left\| A \sin(\omega_0 t_k + \phi) \right\|^2} \quad (17)$$

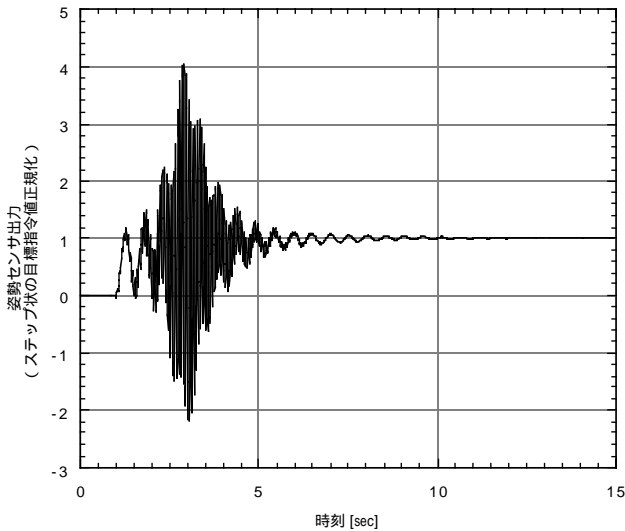
となる。ただし、 ϕ は時刻原点に依存した位相差を表す定数である。ここで、ノッチフィルターへの入力 $u(t)$ に含まれる構造1次振動周波数の振幅を A_u とする。このとき、ノッチフィルター中心周波数が構造1次振動周波数と一致していると、(2.1) 式より $A_u = A$ が成立する。これより、 k_4 の値として、

$$k_4 = - \frac{1}{2\Delta t A_u^2} \quad (18)$$

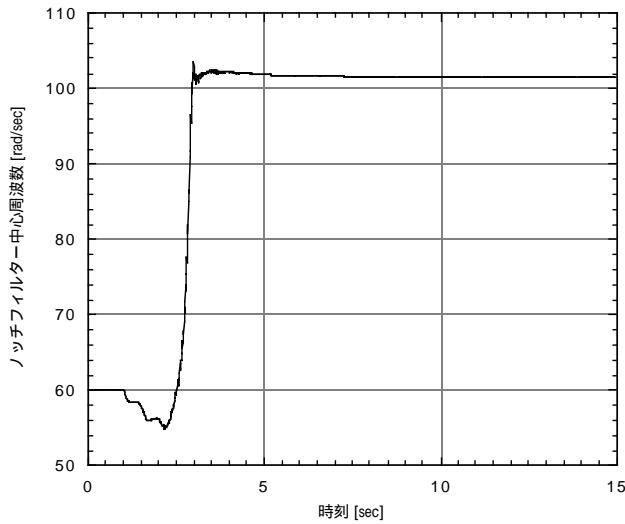
が指標となる。ただし、実際には A_u は定数ではなく、また(18) 式の導出の前提となっている(10) 式はノッチフィルターが定常状態に落ち着いていることを仮定しているため、現実には最適な k_4 の値が(18) 式から一意に定まるとは限らない。実際、(15) 式からも明らかなように、 k_4 の絶対値を大きく設定しすぎると中心周波数が ω_0 を挟んで振動的なふるまいをする。このため、 k_4 の値は現実には(18) 式などを参照しつつ小さめの絶対値を設定することが望ましい。

3.5 適応型ノッチフィルターを実装する際の注意点

以上、適応型ノッチフィルターの定式化を行った。しかし、これらの議論では、非線形動的システムとしてのフィルターの安定性を厳密には証明できていない。ただし、ノッチフィルター中心周波数のずれなどによって構造1次振動モードが不安定化すると、それに対応した振動の振幅が大きくなる。このとき、(8) 式等より(11.3) 式の修正則において、構造1次振動モードの影響が支配的となることがわかる。これは、ノッチフィルターの中心周波数は期待通りに適応していくことを意味する。すなわち、初期段階でノッチフィルターの中心周波数のずれに起因して構造1次振動モードが不安定的なふるまいをしても、それが顕在化するに従い適応する速度が大きくなるため、適応則は構造1次振動モードを正確に捉えるようになる、という特徴を有する。これは、ノッチフィルター中心周波数のずれによってシステムが不安定化すると、(15) 式の右辺の絶対値部分が大きくなるため、左辺の適応速度が早くなることから理解される。逆に、たとえノッチ中心周波数が一致すべき周波数とずれていても、出力でその周波数が励起されていない場合には適応則は動作しない。これは、このモードが安定化し、収束していくに従い、適応則が機能しなくなっていくことを示す。収束した後に適応則が機能する必要はなく、これは安定性・ロバスト性の面からは望ましい。

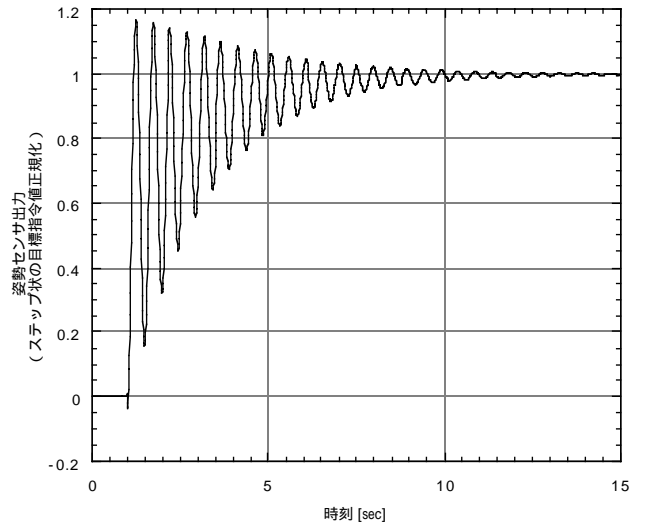


(1) 機体の応答

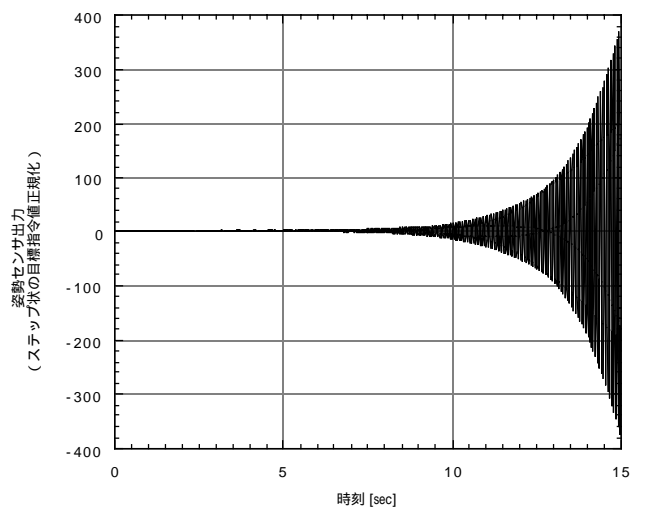


(2) 中心周波数の適応

第6図 適応型ノッチフィルターによる制御のシミュレーション例



(1) ノッチフィルター中心周波数 101.7rad/s の場合



(2) ノッチフィルター中心周波数 60.0rad/s の場合

第7図 非適応型ノッチフィルターによる制御のシミュレーション例

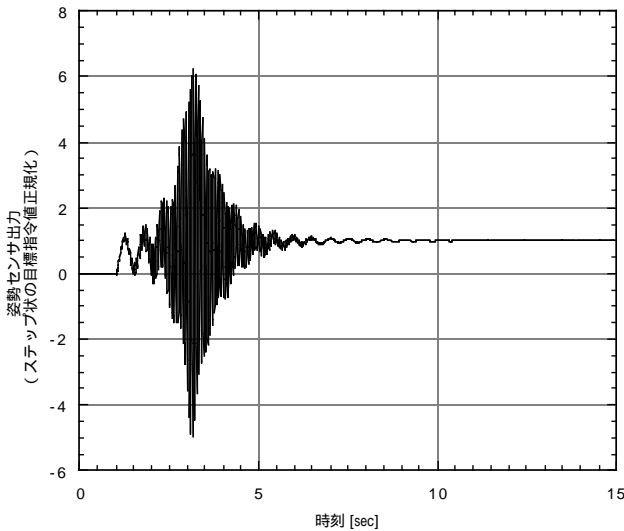
ただし、これは全ての制御対象に対して常に安定性が成立することを述べるものではない。特に、複数の振動モードの固有周波数がお互いに近接している場合には必ずしも上記の論理が成立するとは限らない。厳密な安定性を議論するためには、個々のケースに対して、制御対象の特性を考慮してリアプノフの安定定理を適用するなどの方策が必要である。

なお、適応則への入力に複数の周波数の波が混在する場合、現実には、ノッチフィルターでカットすることを期待している構造1次振動モードが存在しうる周波数帯域を予め予想し、何らかの処置を行うべきである。もっとも単純には、たとえばノッチフィルターの中心周波数が変化しうる範囲を規定しそこから逸脱しないようにガードをする、という処置があるが、この他、適応則に使用する信号にバンドパスフィルターをかけることで関心のある周波数のみを抽出する方法もあり得る。すなわち、(4.1)式、(4.2)式で表されるような信号をそのまま掛け合わせるのではなく、

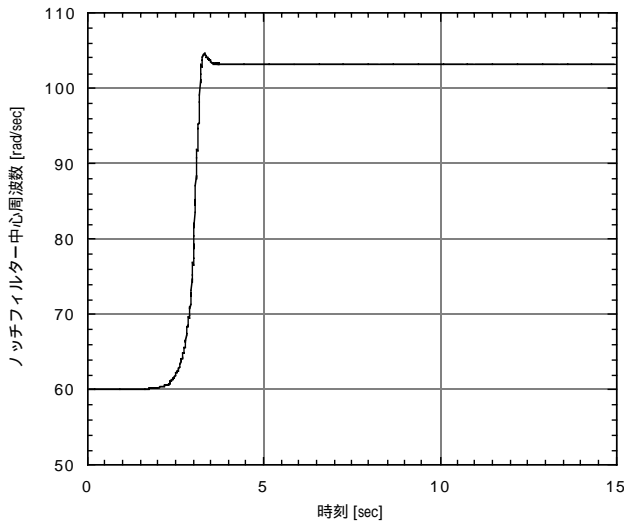
バンドパスフィルターを通して構造1次振動モード近傍の周波数域のみを取り出すことも考えられる。この場合、(4.1)式、(4.2)式の両方の信号に同一特性のフィルターを通せば、バンドパスフィルターによる位相の変化は気にする必要はない。ただし、これらの方策を利用しても、構造1次振動モードが存在しうる周波数帯域に他の振動モードが混在する場合には対応できないが、本稿で実装を仮定しているS-520型観測ロケットの場合には、構造1次振動モードに近い周波数の振動モードは存在しない。

4. 制御系の検証

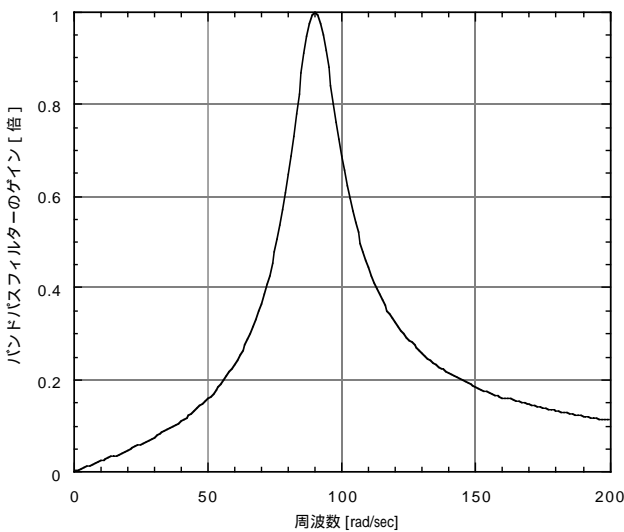
以上の議論を検証する目的で数値シミュレーションを実施した。ここで扱うシステムは3.2節のようなものとし、そのようなシステムで、シミュレーション開始1秒後に目標姿勢角がステップ状に変化するとした。さらに、制御器はサンプリング時間間隔が0.01秒の離散時間系とし、適応型ノッチフィルターは、(13)式、(11.2)式、(14.1)式、(14.2)



(1) 機体の応答

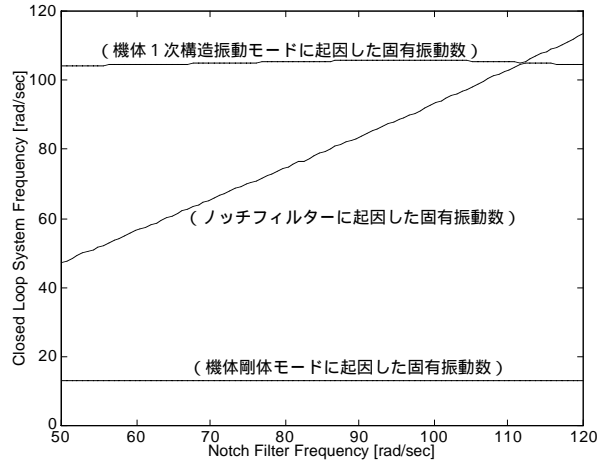


(2) 中心周波数の適応の様子



(3) 使用したバンドパスフィルターの特性

第8図 バンドパスフィルター付き適応型ノッチフィルターを用いた機体制御のシミュレーション例



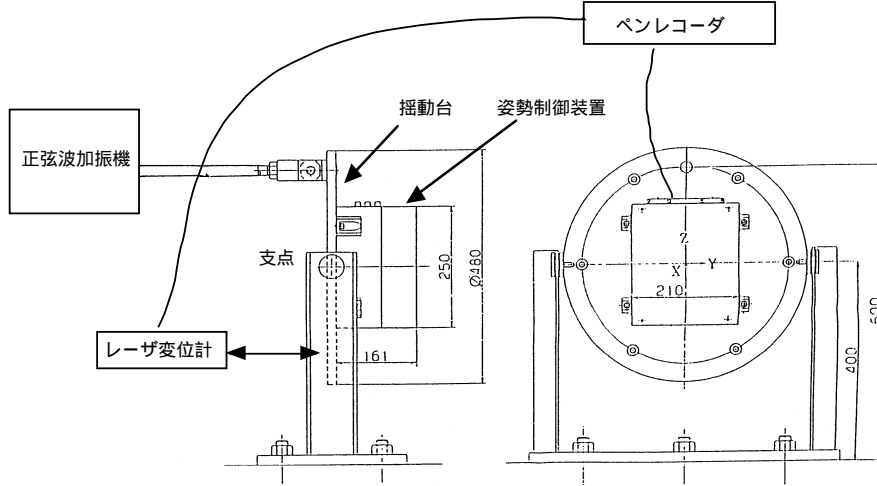
第9図 ノッチフィルター中心周波数に対する閉ループ系固有振動数の変化

式で表されるとした．第6図にシミュレーション結果例を示す．この例では，ノッチフィルターの適応則にかかわる係数 k_4 は， $k_4 = -0.1$ [rad³] と設定しており，また，初期のノッチフィルター中心周波数は，構造1次振動モードの真値 105.5 rad/s に対して，60 rad/s としている．ノッチフィルターに関わる係数は3.2節に記されている通り，

$$[k_1 \ k_2 \ k_3] = [63.3 \ -0.6 \ 1.0]$$

と置いた．図より，ステップ状の目標値変化が入るまでは，ノッチフィルター中心周波数は変化しないが，目標値変化を受けて機体振動が発生するとともに適応則が機能し始め，約3秒間で 101.7 rad/s に収束していることがわかる．比較のため，第7図にノッチフィルターの中心周波数が変化しない場合の応答を掲げた．この図は第6図(1)と比較されるべきものである．第7図(1)では，ノッチフィルター中心周波数が最初から適応則の収束先であるから 101.7 rad/s (= 16.2 Hz) であった場合の機体の応答を示している．第6図(1)の適応型ノッチフィルターでの応答に比べて過渡応答が小さく，また周波数 2.1 Hz の剛体モードの他，目立つ振動モードがない．これに対して，第7図(2)ではノッチフィルター中心周波数が適応則の初期値である 60.0 rad/s から変化しなかった場合の機体の応答を示している．このとき，系は約 16 Hz の振動の振幅が発散的に大きくなっている様子がわかる．このとき，ノッチフィルターの中心周波数が構造1次振動の周波数とずれているため，この部分が不安定化している．これより，適応型ノッチフィルターを用いた制御器は，あわせるべき中心周波数が固定の場合に比べ，安定性の確保に効果があることがわかる．なお，第6図(1)のシミュレーションケースは，中心周波数の初期推定誤差が極端に大きい例と考えられる．

第6図(2)は，中心周波数が適応していく様子を示しているが，これを見ると，目標姿勢角がシミュレーション開始1秒後にステップ状に変化しているのに対応して中心周波数が変化を開始しているが，初期の頃に収束値と逆向きに動作しており，またその後も振動の様子が見て取れる．



第10図 ハードウェア揺動試験の様子

この原因としては、適応則 (14.1) 式, (14.2) 式への入力信号である

$$v_1(k) \equiv u_d(k) - [1 \ 0 \ 1] \mathbf{x}_d(k) \quad (19.1)$$

$$v_2(k) \equiv [-k_2 \ k_1 \ 0] \mathbf{x}_d(k) \quad (19.2)$$

に構造 1 次振動モード以外の周波数の信号が存在しているためと考えられる。そこで、構造 1 次振動以外の信号の影響を低減するため、バンドパスフィルターを利用したノッチフィルター中心周波数の適応則を適用した。具体的には、(19) 式の信号 $v_1(k)$, $v_2(k)$ に

$$P_{\text{BPF}}(s) \equiv \frac{2 \zeta \omega_{\text{cent}} s}{s^2 + 2 \zeta \omega_{\text{cent}} s + \omega_{\text{cent}}^2} \quad (20)$$

ただし、 ζ : 濾波帯域を定める定数

ω_{cent} : 中心周波数の初期推定値

なる特性のバンドパスフィルターを通したものを $v_1'(k)$, $v_2'(k)$ とおき、(14.1) 式, (14.2) 式の代わりに、適応則を

$$p(k+1) = p(k) - q(k) k_4 \Delta t^2 v_1'(k) v_2'(k) \quad (21.1)$$

$$q(k+1) = q(k) + p(k) k_4 \Delta t^2 v_1'(k) v_2'(k) \quad (21.2)$$

とした。

バンドパスフィルターの特性として、 $\zeta = 0.1$, $\omega_{\text{cent}} = 90$ rad/s とした場合のシミュレーション結果を第 8 図に示す。第 8 図 (2) より、中心周波数の適応則は、バンドパスフィルターを利用しない第 6 図 (2) の場合よりも滑らかであることがわかる。ここで、第 8 図 (2) では中心周波数の収束先は、103.2 rad/s であった。構造 1 次振動モードの真値 105.5 rad/s に対して、若干のずれがあるのみならず、第 6 図 (2) の 101.7 rad/s ともずれがあった。ただし、中心周波数が構造 1 次振動モードの周波数とずれているものの第 6 図 (1), 第 8 図 (1) より、系はどちらの中心周波数でも安定であることがわかる。中心周波数の適応則は、構造 1 次振動モードが励起されることによって動作するように意図されており、制御系が安定でこのモードが収束した場合には、中心周波数は更新されなくなることを意味する。すな

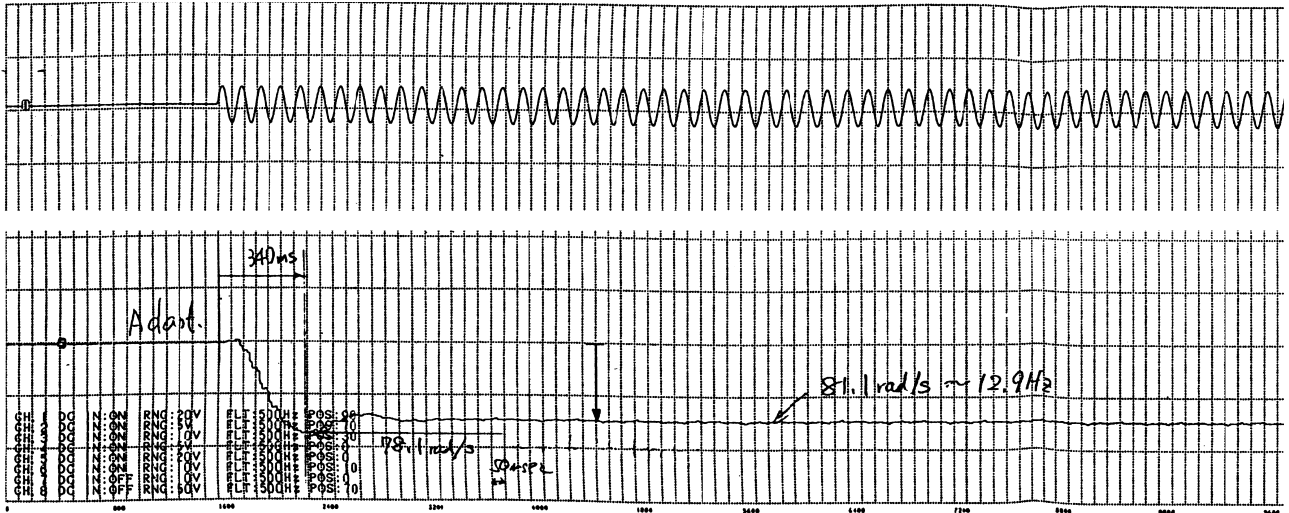
わち、構造 1 次振動モードに厳密に一致していなくても、その時点で制御系が安定であれば適応則はその場で更新しなくなる可能性があることを示唆している。第 8 図 (3) には、使用したバンドパスフィルターの特性を示している。今の場合、剛体モードは 10 ~ 20 rad/s の帯域に存在しているが、このバンドパスフィルターにより、この帯域のゲインは 0.1 倍以下であることがわかる。

第 9 図に、閉ループ系でのシステム固有振動数を示す。ここで横軸はノッチフィルターの中心周波数である。構造 1 次振動モードに相当するモードは閉ループ系ではほぼ 100 ~ 105 rad/s にあることがわかる。ノッチフィルターの中心周波数はこのモードに適応していったと考えられる。なお、図中、ほぼ線形に変化する周波数モードがあるが、これはノッチフィルターそのものの固有振動数に対応している。すなわち、このモードは制御器ローカルのモードである。

5. ハードウェア試験による検証

以上のような適応型ノッチフィルターを利用した制御系を、観測ロケットの姿勢制御システムに適用するため、ハードウェアを試作した。ここで試作したハードウェアは、特別な追加なしに宇宙科学研究所の S-520 型観測ロケットに搭載することを目標としている。このため、試作したハードウェアに対して、環境試験、電気的整合性試験を含む各種の試験を実施したが、本節では実装したノッチフィルター制御システムが構造振動に適応していくことを確認することを目的に実施した揺動試験について述べる。

揺動試験の試験コンフィギュレーションを第 10 図に示す。慣性航法センサを含む姿勢制御装置は正弦波状に振動する揺動台に載せられている。揺動台は加振機により、指令された周波数で揺動する。これにより、実際のセンサを所望の周波数で振動させることができる。この加振の周波数はレーザー変位計を用いた計測により観測される。試験では、このレーザー変位計の出力と供試体である姿勢制御装置の出力をペンレコーダで記録した。この試験は、適応型



第11図 ハードウェア揺動試験の結果例

ノッチフィルターの中心周波数がこの周波数に収束することを確認することを目的としているため、加振する周波数はロケットの構造1次振動モード周波数を意識することにした。

第11図に試験結果の例を掲げる。この例では揺動台を周波数81 rad/sで揺動したときの揺動台の振動軌跡とノッチフィルターの中心周波数の変化を示す。第11図の上の図は、レーザ変位計の出力であり、揺動台の振動の様子を表す。姿勢制御装置を含む揺動台は正弦波状に81 rad/sで揺動されている。下の図は姿勢制御装置出力のうち、ノッチフィルター中心周波数の現在値の電圧出力をプロットしている。初期の中心周波数100.5 rad/s (=16 Hz)が、揺動開始後約340 msecで一旦78.1 rad/sまで下振れした後、約700 msecで81.1 rad/sに収束している。前節の数値シミュレーションよりも収束時間が早いのは、励振している振動の振幅の差が原因と考えられる。というのも、ハードウェア実験では中心周波数の適応にかかわらず入力信号は振幅一定の正弦波で与えているのに対して、前節の数値シミュレーションではノッチフィルターの中心周波数が適応していくに従い系が安定化し振動が収まっていく。中心周波数の適応速度は振幅に依存し、振幅が大きい方が適応速度は速い。これが、ハードウェア実験で中心周波数の収束が早かった原因と考えられる。

6. まとめ

以上、動翼を用いた観測ロケット姿勢制御への応用を前提とした適応型フィルター構造を有する制御器について論じた。数値シミュレーションなどにより、提案する制御器の有用性が確認された。ただし、適応制御系の安定性については、制御対象との干渉を含めた非線形動的システムとしての厳密な証明は実施していない。数値シミュレーション例からもわかる通り、適応則による中心周波数の収束先は一意ではなく、制御系が安定となった時点で適応が終了する。これは実用的には問題とはならないが、一方で、リ

アプノフ関数を用いた安定性の証明を困難にしている。安定性の証明については、現実の搭載ロケットが確定した段階でそのロケット固有の特性を考慮して検証する必要がある。なお、制御系を現実のロケットに実装する際、安定性を確認する場合、リアプノフ関数を見つけだす努力をするよりも、むしろ広範な数値シミュレーションにより検証することも多い。というのも、現実のロケットの特性は非線形の時変系であるため、これを直接扱い、現実のセンサハードウェアなどの特性も線形モデルなどを利用せず直接扱う方が結果として信頼性が確保される場合も多い。

現実のロケットの打ち上げにおいて構造振動周波数などはペイロードに依存して変化するが、本稿で提案するような制御器を使用することにより、制御器の再設計を行うことなく様々な打ち上げに供することができるようになると期待される。著者らは、ここで提案した適応型制御器を組み込んだ動翼システムを試作し、実機への搭載を念頭に各種試験を終了している。本稿で提案した制御器を組み込んだ動翼システムは実際のフライトに供せる段階にある。

参考文献

- 1) SESデータセンター編：観測ロケット飛翔実験報告書(S-520-17号機・S-520-19号機)，宇宙科学研究所，SES-TD-00-008，2001。
- 2) SESデータセンター編：観測機ユーザーズハンドブック，宇宙科学研究所，SES-TD-83-008，1983。
- 3) Kawaguchi, J., Sawai, S., Yamakawa, H. and Matsuda, S. : S-520-#18 Canard Control Using Adaptive Notch Filter, *Proc. ISAS 4th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics*, 1994, pp.175-179.
- 4) Kawaguchi, J., Sawai, S. and Matsuda, S. : S-520-#18 Design of Canard Control System, *Proc. ISAS 5th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics*, 1995, pp.223-228.
- 5) Kawaguchi, J., Nakatani, I., Morita, Y., Matsuo, H., Okaya, S. and Hayashi, F. : On the M-V Attitude Control System Part I, *Proc. 18th International Symposium on Space Technology and Science*, 1992, pp.979-984.