

– 修士論文 –

柔軟構造を有する人工衛星の高速姿勢
変更のための制御手法

FEEDBACK-BASED CONTROL DESIGN FOR AGILE
SATELLITE WITH FLEXIBLE STRUCTURES

2008年2月4日

指導教官： 齋藤宏文 教授

東京大学大学院
工学系研究科電子工学専攻
中邨 勉

内容梗概

人工衛星は年々大型化の一步をたどっており、かつ搭載機器は打ち上げロケットの運搬質量の制約から軽量化が行われる。これにより、大型化・軽量化した太陽電池パドルは、その固有周波数が低下し、柔構造として扱う必要が出てきた。更に、ミッションの高度化にともない、姿勢制御系に要求される制御要求も高くなっている。このような状況の中、VSOP-2 計画のための衛星が 2012 年度の打ち上げを目標として現在、宇宙科学研究本部を中心に開発が行われている。この人工衛星は、その科学観測のため、直径 8 m 大型アンテナを搭載し、かつ観測のための高速な姿勢変更を行う。

そこで、本論文では、柔軟構造を有し高速姿勢変更を行う衛星に対して、二自由度制御系の適用を試みる。本研究では、二自由度制御系のうち、フィードバック制御に H_{∞} 制御によるゲイン安定化の制御手法と、PID 及び位相進み補償による位相安定化の制御手法を適用した。また、フィードバック系の検討とは別に、固有周波数情報を利用した振動抑制指令値を提案した。提案した指令値設計法を用いることで、同定精度が期待できる低次の振動モード、同定が難しいと考えられる高次の振動モードに対して、それぞれ適切なロバスト性を考慮し、振動抑制指令値を設計することが可能である。さらに、この指令値の有効性を、開ループ系の数値シミュレーションによって示した。最後に、提案した振動抑制指令値を、設計した二自由度制御系に適用し、数値シミュレーションを行った。数値シミュレーションをもとに、設計した制御則の検討を多種の方面から行い、柔軟構造を有し高速姿勢変更を行う衛星へのフィードバック系の適用可能性及び、提案した指令値を含む二自由度制御系の有効性を示した。

目次

第1章	序論	1
1.1	研究の背景	1
1.1.1	柔軟構造を有する人工衛星及び高速姿勢変更を行う人工衛星	1
1.1.2	柔軟構造を有し高速姿勢変更をする必要がある人工衛星の登場	2
1.1.3	人工衛星“ASTRO-G”に対する姿勢制御方式の一例	7
1.2	本論文の構成	8
第2章	人工衛星の姿勢制御系のモデリング	10
2.1	はじめに	10
2.2	姿勢制御系のモデリング	12
2.2.1	剛体部及び柔軟構造部の運動方程式及び拘束モード座標表現	12
2.2.2	非拘束モードモデルの導出	15
2.3	実際の柔軟構造衛星の数値例	16
2.3.1	数値例を用いた拘束モードから非拘束モードへの変換及び制御系設計モデルの獲得	16
2.3.2	プラントの太陽電池パドル角依存性	17
2.4	まとめ	21
第3章	過去の人工衛星における制御系設計	22
3.1	はじめに	22
3.2	線形時不変の柔軟衛星に対する制御系設計の研究及び実験	23
3.3	線形パラメータ変動モデルに対する安定化の研究	24
3.3.1	DVDFB制御	24
3.3.2	ロバストゲインスケジューリング制御	25
3.4	振動を全く励起しないことを目標とした指令値生成手法	28
3.5	残余振動に着目した指令値生成手法	33
3.5.1	Input Shaping の概念	33
3.5.2	ロバスト性を向上した Input Shaping の研究	34
3.6	まとめ	36

第4章	柔軟構造衛星に対する二自由度制御系の適用	38
4.1	はじめに	38
4.2	フィードフォワードコントローラに対する検討	38
4.3	フィードバックコントローラ的设计	40
4.3.1	H_∞ 制御を用いたフィードバックコントローラ的设计	40
4.3.2	古典制御によるフィードバックコントローラ的设计	47
4.4	二自由度制御系の数値シミュレーション	55
4.5	まとめ	57
第5章	構造振動の固有周波数を考慮した指令値の提案	62
5.1	はじめに	62
5.2	NME profiler と Input Shaping の畳み込み積分による指令値的设计手法	62
5.3	柔軟構造衛星の数値例を用いた设计例	63
5.4	開ループ系の数値シミュレーションによる比較・検討	65
5.5	まとめ	69
第6章	数値シミュレーションによる制御系の比較・検討	70
6.1	はじめに	70
6.2	フィードバックコントローラ再设计	70
6.3	古典制御を用いた二自由度制御系の検討	75
6.4	振動外乱に対する外乱抑圧特性	77
6.5	太陽輻射圧トルクの見積り及び制御系の外乱抑圧特性の検討	78
6.6	指令値整形を用いた閉ループ系の性能評価	81
6.7	制御系の太陽電池パドル角依存の安定性解析	83
6.8	まとめ	88
第7章	結論	91
付録A	アクチュエータ“CMGs”による制約	93
A.1	CMG (Control Momentum Gyro) の概要	93
A.2	CMG のホイール角運動量に起因する制約	95
	謝辞	97
	研究業績	99
	参考文献	100

第1章 序論

1.1 研究の背景

1.1.1 柔軟構造を有する人工衛星及び高速姿勢変更を行う人工衛星

近年の宇宙開発において、ミッションの高度化にともない、人工衛星の大型化が進んでいる。これに対し、打ち上げロケットにおけるペイロードの制限から、人工衛星の質量は可能な限り軽量化される。このため、衛星に取り付けられる太陽電池パドルは大型かつ軽量のものが搭載される必要がある。大型化・軽量化した太陽電池パドルは、地上 1-G の重力環境下では、その自重で形状を保てないものとなり、柔軟構造として扱う必要がある。大型化した太陽電池パドルを搭載する衛星の姿勢制御系は、剛性が低く固有周波数が低下した太陽電池パドルの固有周波数と、制御帯域との干渉を考えながら設計を行う必要がある。

このような柔軟衛星の姿勢制御系における研究はここ数年の話ではなく、古くからその必要性を指摘されていた。我が国の宇宙開発において、人工衛星の軌道上における同定実験及び制御実験を行った例として、技術試験衛星 VI 型 (ETS-6: Engineering Test Satellite-6) が挙げられる [1-3]。技術試験衛星 VI 型は、柔軟構造衛星に対する軌道上同定及び、軌道上姿勢制御実験を行うため、1994 年 8 月 28 日に打ち上げられ、FLEX と名付けられた各種の柔軟造付着実験を行った。図 1.1 に技術試験衛星 VI 型の概観を示す。技術試験衛星 VI 型は、全系の大きさが $30 \times 9.3 \times 7.8$ m、取り付けられた二つの太陽電池パドルの大きさが長さにして 14 m、重さ 72 kg と大型であり、打ち上げ当時としては日本最大の 2 トン級の衛星であった。技術試験衛星 VI 型では、 H_∞ 制御をはじめとする現代制御理論を用いた実験が軌道上にて実施され、その成果は、今後の宇宙開発において重要となる柔軟衛星の制御の確かな基盤を築いたと考えられる。

次に、柔軟構造を排した衛星における高速姿勢変更のための制御手法について取り上げる。高速な姿勢変更を行う必要がある衛星としては、例えばミサイル防衛に使用される弾道ミサイル追跡衛星や、地上の撮像を高速に行う情報収集衛星・商用画像衛星などがこれにあたる。高速な姿勢変更を行う衛星の一例として米国商用画像衛星イコノスを図 1.2 に示す。このような衛星においては、高速な姿勢変更のため衛星全系の剛性を上げ、バンバン制御に近い最適制御則が研究されている [4]。

上記のように、柔軟衛星における安定化の研究や、剛体衛星における高速姿勢変更の



図 1.1: 柔軟衛星の安定化制御を行った衛星の一例: 技術試験衛星 VI 型の概観

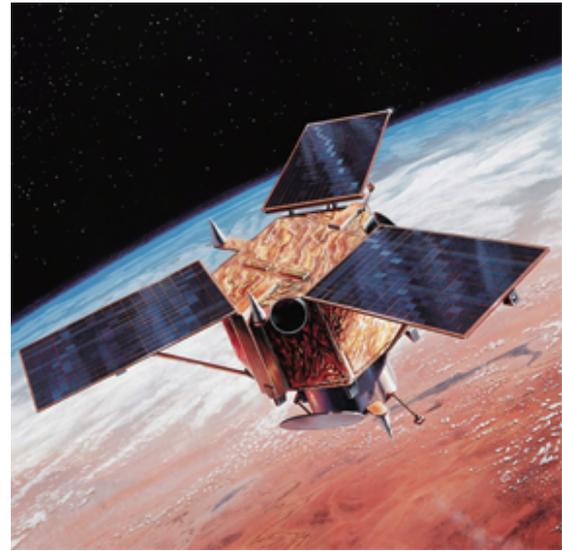


図 1.2: 高速な姿勢変更を行う衛星の一例: 米国商用画像衛星イコノスの概観

研究は広く行われてきた。しかしながら、これら二つの特徴、つまり柔軟構造を持ち、かつ高速な姿勢変更を行う必要のある衛星の研究は少ない。これは、高速な姿勢変更を行う衛星において、大型の柔構造を搭載する必要性がなかったからであると考えられる。しかしながら、科学ミッションの要求により、高速姿勢変更を行い、かつ観測のための大型アンテナを搭載する衛星が登場した。電波天文観測の一つである VSOP-2 計画のための衛星 “ASTRO-G” である。

1.1.2 柔軟構造を有し高速姿勢変更をする必要がある人工衛星の登場

前節で記述したように、VSOP-2 計画のための衛星 “ASTRO-G” は、柔軟構造を有し、かつ高速な姿勢変更を行う必要のある衛星である。この節では、まず、VSOP-2 計画の説明のために、その前のプロジェクトである VSOP 計画及び、VSOP 計画のための人工衛星 “はるか” について説明を行う。

VSOP 計画 (VLBI Space Observatory Programme: VLBI 技術による人工衛星天文台計画) のための衛星 “はるか” は、1997 年 2 月 12 日に打ち上げられた人工衛星である [5]。図 1.3 に示すように、はるかには電波天文観測を行うための直径 8 m 大型アンテナが搭載されており、この大型アンテナを用いて VLBI 観測が行われた。ここで VLBI (Very Long Baseline Interferometry: 超長基線干渉法) について、簡単な説明を行う。VLBI 技術とは、その名が示すように、干渉計であり、複数のアンテナにより構成される電波天文観測技術である。干渉計の一つの例として、図 1.4 に、アレイ状に配置されたアンテナの概観図を示す。電波干渉計を用いた観測において得られる観測

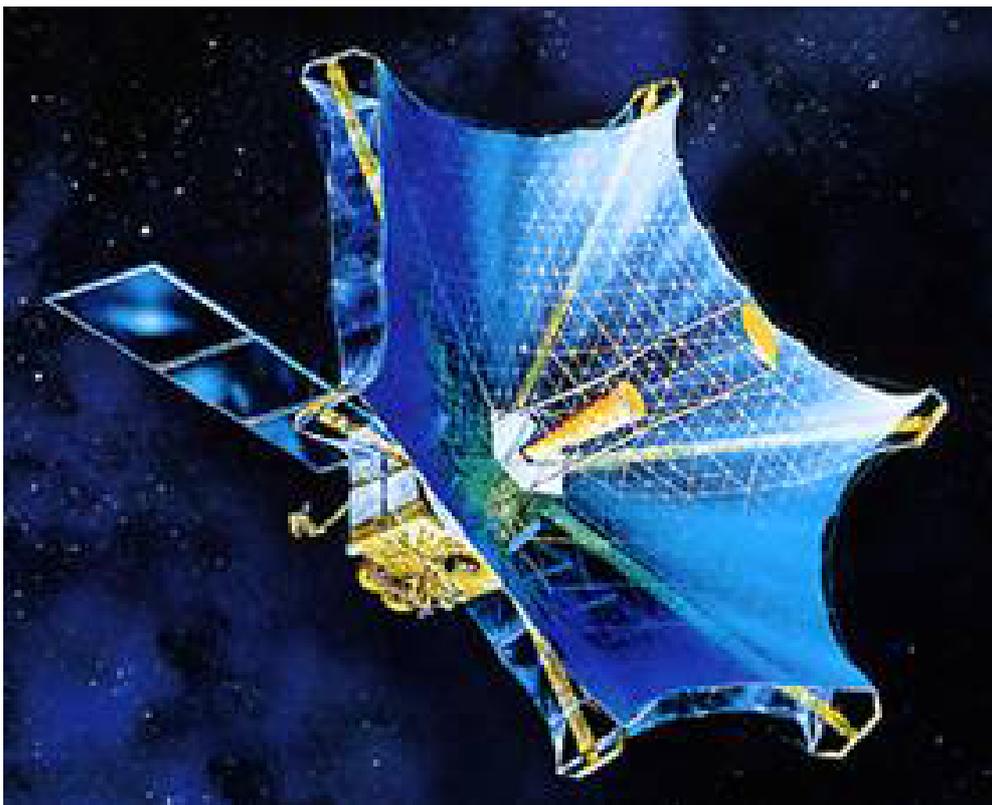


図 1.3: VSOP 計画衛星“はるか”の概観



図 1.4: アレイアンテナの概観図

解像度は，式 (1.1) によって求められる．

$$\theta \sim \frac{\lambda}{D} \quad (1.1)$$

ここで， θ rad， λ cm， D cm はそれぞれ，観測解像度，観測電波の波長，基線長（アンテナ間の距離）であり，式 (1.1) は， D cm をアンテナの開口径とおいた時の，一つのアンテナの解像度を求める式と同じ式である．電波干渉計を用いた観測解像度の式が，アンテナの開口径と解像度の関係式と同じ式で与えられるということは，つまり『電波干渉計を用いれば，仮想的に基線長と同じ長さの開口径を持つ巨大なアンテナを構成しているのと等価である』と解釈することができる．例えば，1 km 離れた 2 つのアンテナが互いに協力を行うと，仮想的に直径 1 km のアンテナが観測を行った場合と同程度の解像度を得ることが可能である．VLBI 技術が実証される以前では，図 1.4 のように，近接し，直接ケーブルで物理的に繋げる距離の干渉計までしか構成できなかった．1967 年に，受信した信号及び観測時の正確な時刻をテープに保存し，後で相関処理を行うことで 1 つの電波干渉計を実現できることが実証され，基線長を地球の直径程度まで述べすことに成功した．これが VLBI である．更なる高解像度化のために，VLBI を構成する電波望遠鏡の一つを宇宙空間に配置することが考えられた．これが，VSOP 計画であり，そのための電波天文観測衛星が“はるか”である．図 1.5 に，“はるか”と地上局のアンテナで構成するスペース VLBI の概観を示す．“はるか”は遠地点 21,400 km の軌道に投入されたため [6]，それまでの VLBI 技術の約 3 倍の基線長を取ることが可能となった．“はるか”を用いた VSOP 計画は，その長い基線長をいかし，地上のシステムだけでは観測不可能だった高解像度の電波天文観測を行い，結果として，“はるか”は世界初のスペース VLBI 衛星として，その有用性を示した [7]．

VSOP 衛星“はるか”での成功を受け，次の VSOP プロジェクトである VSOP-2 計画 [8] が平成 18 年に宇宙開発委員会にて妥当と判断され，国会において平成 19 年度の予算として承認された．現在 VSOP-2 計画は，宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究本部と自然科学研究機構国立天文台を中心に，開発が始められている．VSOP-2 計画では，VSOP 計画の成功を元に，VSOP 計画の約 10 倍の解像度を得ることを目標とし，2012 年度を目処に，電波天文観測衛星“ASTRO-G”を打ち上げる予定である．VLBI 観測における解像度は，式 (1.1) より，基線を伸ばす以外に，観測周波数帯を高くすることでも，改善することが可能である．“はるか”では，5 GHz 帯及び 22 GHz 帯の観測が予定されていたが，打ち上げ時の振動のためと思われる不具合により，22 GHz 帯での十分な観測を行うことができず，観測には 5 GHz 帯の周波数帯が用いられた [7]．ASTRO-G では，観測周波数帯に 43 GHz 帯を用いること，及び若干の遠地点化を行い，はるかの 10 倍の観測解像度を得ることが予定されている．しかしながら，観測周波数帯が 43 GHz と高くなることで，ASTRO-G の姿勢制御系にとって，重大な問題が生じる．

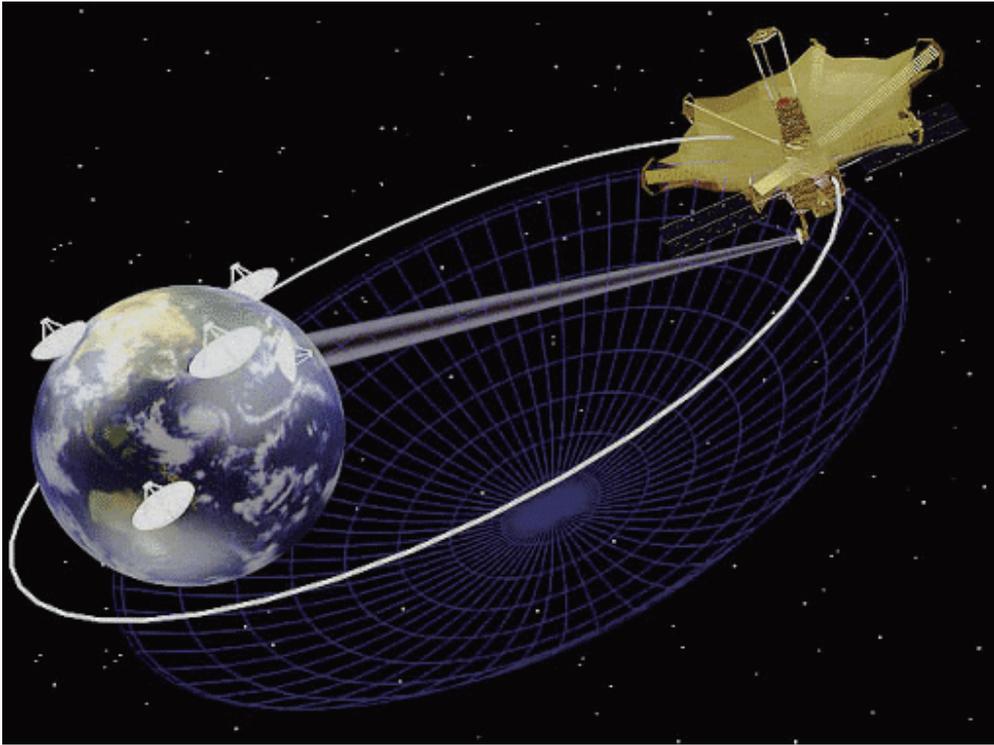


図 1.5: “はるか” と地上のアンテナにより構成されるスペース VLBI

この問題は、43 GHz 帯という高周波の観測周波数帯における VLBI 観測において、地上の VLBI を構成するアンテナが、大気位相揺らぎという、大気の影響を受けてしまうことに起因する。地上のアンテナは、大気位相揺らぎ補正のため、クエーサと呼ばれる較正天体を観測する必要がある。また、この大気位相揺らぎが 1 分程度という短いタイムスケールで変化してしまうため、較正天体と、対象とする天体を 1 分周期で交互に観測をする必要がある。地上局における大気位相揺らぎ較正の概念図を図 1.6 に示す。図 1.6 に示されているアンテナは 1 分という短いサイクルで、近傍に存在するクエーサと、対象とする天体を交互観測する。この、地上のアンテナの動きに合わせて、大気位相揺らぎの影響を受けない ASTRO-G においても、クエーサと対象天体を交互に観測することが予定されている。ASTRO-G の交互観測は、アンテナのブーム部にアクチュエータを持たせ、アンテナのみに天体を指向させるのではなく、衛星全系の姿勢制御により、二天体間の観測を行うことが検討されている。この交互観測のための姿勢変更を高速スイッチングマヌーバと呼ぶ。

高速スイッチングマヌーバの条件を以下に示す。まず、姿勢変更角であるが、これはクエーサが対象天体から 3 deg 以内に見つかることが多いため、最大 3 deg 行うことが検討されている¹。交互観測の時間が 1 分周期で行われること、及び対象天体・クエーサの観測時間に VLBI 観測の要求から 15 秒必要であることから、姿勢変更の時間は 15

¹もちろん 3 deg 以上の姿勢変更が行えれば、それだけ観測対象が増えるのは確かであり、多くの観測が行なえればそれは望ましいことである。

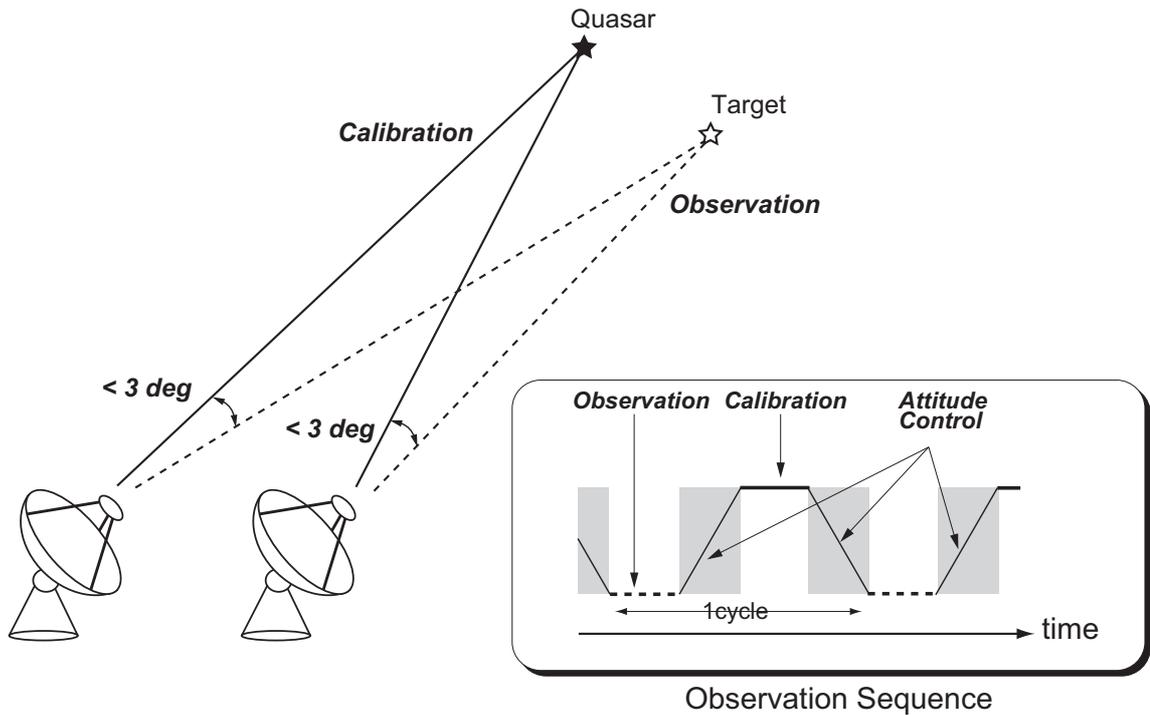


図 1.6: VLBI 観測における大気位相揺らぎ較正の概念図

秒以内で行う必要がある．ASTRO-G では，この 1 分周期の高速な姿勢変更を，数時間にわたって継続的に繰り返すことが予定されている．また，観測中の姿勢精度については，観測の要求から，アンテナの指向方向及び形状より計算される減衰値（以降アンテナゲインロスと呼ぶ）が 0.02 dB 以下になるように姿勢制御されることになる．アンテナゲインロスの計算式は，姿勢角誤差及びアンテナの変位から計算することが可能であるが，姿勢角精度にして考えると概ね 0.002 deg 程度の微小な姿勢角誤差で，0.02 dB のアンテナゲインロスに相当する．

まとめると，ASTRO-G における高速スイッチングメニューとは

- 3 deg の姿勢変更を 15 秒で行う
- 観測中は 0.002 deg 程度の姿勢精度が必要である
- 1 分周期の姿勢変更を数時間にわたって繰り返す

という高速かつ継続的な姿勢変更のことを表す．

ところで，ASTRO-G は VLBI 観測の衛星であるから，大型のアンテナを搭載することが必要不可欠である．ASTRO-G は，“はるか”と同様，直径 8 m の大型アンテナを搭載する予定であるが，このような大型の柔軟構造は，地上でのモールドパラメータの推定が極めて難しいものとなっている．この理由は，近年の柔軟構造の大型化により，地上での 1-G 重力環境下において，自重により支えなしにはその形状を保てない大きさの柔軟構造が搭載されはじめているためである．基本的に衛星の制御系は解析

あるいは地上同定の値を元に設計されるため、これは大きな問題となる。これら柔構造について、軌道上で同定を行うことで、地上及び軌道上での同定手法の確立を行った研究もあり [2]、地上での同定値も精度はあると考えられるが、総合的な試験を行えない地上同定の信頼性がどの程度あるかについては、難しい問題であると考えられる。

上記のことから、ASTRO-G の姿勢制御系への要求をまとめると、柔軟構造が励起する振動の制振制御、柔軟構造のパラメータ変動へのロバスト性を持ちながら、かつ高速な姿勢変更を行うこと、所謂「ロバスト性能」が必要とされる。

1.1.3 人工衛星“ASTRO-G”に対する姿勢制御方式の一例

現在、人工衛星 ASTRO-G は、衛星製造メーカにより、制御則の検討及び開発が行われている。衛星製造メーカ側の姿勢制御系設計の指針は、振動を励起しないフィードフォワード指令による高速スイッチングマヌーバの実現であり、フィードフォワードを主とした制御系である。このフィードフォワード指令は Nil-Mode-Exciting (NME) profiler [9] と呼ばれ、理想的には振動を全く励起しない指令値であり、フィードフォワード制御により高速スイッチングマヌーバが可能である。

しかしながら、筆者らはこのフィードフォワードを主とした制御系に対して、本当に振動を励起しないか、という懸念を抱いている。例えば、ASTRO-G に搭載されるアクチュエータである CMG (Control-Momentum-Gyro) は過去、宇宙科学研究本部における使用実績が乏しく、その特性が良く知られていない。そのため、この CMG がどの程度の擾乱源になるかという判断が難しい。もし、CMG がアンテナ及び太陽電池パドルの固有周波数に近い外乱を生じた場合に、これらの振動が励起されてしまう可能性も考えられる。このようなことを考えた場合、フィードバック系が弱い現在の検討例では、励起されてしまった振動は自然減衰にまかせる他なく、観測に多大な影響を与えてしまうと考えられる。また、VLBI 観測は数時間にわたって行われる予定であるので、フィードバック系が弱いことにより、多少の振動が加算されていくことも考えられる。また、最悪の場合を考えると、3 deg のマヌーバを 15 秒で行えなくなる可能性すら考えられる。NME profiler は、大型柔軟構造の最低固有周波数とマヌーバ時間の間に関係があり、現在検討されている ASTRO-G の大型アンテナ及び太陽電池パドルから計算される最低固有周波数であれば、15 秒でのマヌーバが可能である。もし、固有周波数の真値が、地上同定や、衛星の数学モデルから計算された値より極めて小さかった場合を考えると、15 秒でマヌーバを行う NME profiler では、最低次の振動モードを励起してしまう可能性があるためである。最低次の振動を励起しないためには、マヌーバ時間を長くした NME profiler を用いなければならなくなるが、これは 15 秒以内で姿勢変更を行うという現在の観測要求に反する。

このような背景により、筆者らは、フィードバック制御に重点を置いた制御系の検

討を行った。研究の目的の一つとしては、ASTRO-G の高速スイッチングマヌーバに対する現在の検討の代替として、フィードバック制御系は適用可能であるか否かを検討することである。そして、この研究は、今後増加すると考えられる『柔軟構造を有し、かつ高速姿勢変更を行う衛星』の姿勢制御系の一つの規範を示すものである。

1.2 本論文の構成

上記の目的を達するため、本論文では、以下の構成で研究成果を展開する。

- 第二章 人工衛星の姿勢制御系のモデリング

この章では、人工衛星のモデリングについて説明する。まず、人工衛星のモデリングについて、地上で得られる解析モデルについて説明する。このモデルは、拘束モードモデルと呼ばれ、柔軟構造を片持ちで振動させた場合に得られるモデルである。拘束モードモデルが制御系設計に有利なモデルではないため、このモデルから制御器設計のためのモデルである非拘束モードモデルへの変換を行う。また、ASTRO-G の数値例を用い、実際に数値計算を行う。最後に、数値例を通して、太陽電池パドル角が変動した場合のプラントの変動を確認する。

- 第三章 過去の衛星における制御系設計例

この章では、過去の衛星における制御方式の研究を調査した結果を述べる。特に柔軟構造を有する衛星に対して有効と考えられる制御の実験を行っている衛星について取り上げる。まず、今後の衛星における制御技術確立のため様々な制御実験を行った技術試験衛星 VI 型について取り上げる。技術試験衛星 VI 型では、LTI (Linear Time-Invariant: 線形時不変) モデルに対する制御理論が適用されていたが、実際の姿勢系は太陽電池パドル角に依存する LPV (Linear Parameter Varying: 線形パラメータ変動) モデルである。そのため、LPV モデルに対する有効な制御方式についての研究例を挙げる。更に、2012 年度を目処に打ち上げ予定の観測衛星 ASTRO-G について、現在検討中のフィードフォワード指令について取り上げ、また、他の振動抑制指令値設計手法である Input Shaping についても述べる。

- 第四章 柔軟構造衛星に対する二自由度制御系の適用

この章では、現在検討されている ASTRO-G のモデルの数値例を用いて、二自由度制御系の検討を行う。続く第五章において、指令値の提案、第六章において、数値シミュレーションベースの制御系検討を行うため、この章では、ある一例として、制御系設計を行う。制御系設計のベースとなっているのは、 H_∞ フィードバック制御及び、第三章で取り上げる NME profiler 指令である。またこの章で

は、 H_∞ 制御の他に、古典制御手法である PD 制御を用いたロバスト制御についても設計を行う。

- 第五章 構造振動の固有周波数を考慮した指令値の提案

この章では、第四章にて設計した二自由度制御系を、フィードフォワード指令の改善により、性能を向上させることを考える。ここで提案しているフィードフォワード指令は、第三章で述べる NME profiler 及び Input Shaping の考えを組み合わせたものである。提案した手法は、NME profiler に比べ、ロバスト性と性能のトレードオフを柔軟に変更することが可能である。この提案手法について、設計法を述べた後、ASTRO-G の数値例を用いて、開ループ系の数値シミュレーションにより性能を評価する。

- 第六章 数値シミュレーションによる制御系の比較・検討

この章では、数値シミュレーションを元に、設計した制御系の比較・検討を行う。検討例としては、第四章における H_∞ 制御の他に、古典制御における PD 制御を用いた検討例を示す。この章においては、振動外乱及び自然外乱を想定した場合の開ループ及び設計した二自由度制御系の応答を比較し、フィードフォワードを主とした現在の制御系検討例について問題提起を行う。また、フィードバック制御及び指令値からなる制御系についての制御性能を示し、フィードバック系における主要極の重要性について言及した。最後に、設計した制御器の太陽電池パドル角依存安定性を調べ、今後の課題とした LPV 制御器の必要性についても述べる。

- 第七章 結論

この章では、本研究のまとめを行い、今後の研究展開について述べる。

本章では、以上のように、本研究の動機付けとなった高速姿勢変更をそのミッション要求にもち、ロバスト制御が必要とされる衛星 ASTRO-G について、VLBI 観測の観点から説明を行い、また本論文の構成を簡単に示した。

第2章 人工衛星の姿勢制御系のモデリング

2.1 はじめに

第一章で述べたように，開発される人工衛星の大型化・軽量化により，太陽電池パドルの固有周波数が低下し，構造振動を考慮した制御系設計が必要となってきた．もちろん，大型アンテナを搭載する観測衛星の場合には，そのアンテナも柔軟構造として扱われるべきである．この章では，これらの柔軟構造を搭載する衛星のモデリングについて，有限要素法により得られるモデルから，制御系設計モデルの獲得までの説明を行い，更に ASTRO-G の数値例を用いて，実際に数値計算を行った例を示す．

柔軟構造の運動方程式は，本来分布定数系であるため，偏微分方程式で記述されるものであり，数学的には無限個の振動モードで記述されるべきものである．制御器は有限次元のものを搭載するため，無限の振動モードに対して，ある有限次元で打ち切った低次元モデルを元に制御器を設計することになる．しかし，低次元モデルを元にして設計した制御器は，考慮しなかった残余モードを励起，不安定となることがある．これをスピルオーバー現象，あるいはスピルオーバー不安定といい，低次元化制御器を設計するには十分に考慮すべき事項である．

また，太陽電池パドル，大型アンテナ等の柔軟構造は，そのモーダルパラメータの地上同定作業が，近年の柔軟構造の大型化により，困難を伴うようになってきている．これは，大型化した柔軟構造が，地上 1-G 重力環境下においては，支えなしにはその自重により形状を保てないためである [10]．地上 1-G 環境下で試験ができない大型の柔軟構造は，地上同定において，部分構造に分解した状態で部分ごとの試験が行われ，その結果を数値的に合成するモード合成法 (CMS: Component Mode Synthesis) が行われる．技術試験衛星-VI 型においては，有限要素法 (FEM: Finite Element Method) による解析，地上 1-G におけるモード合成法，軌道上での各種同定試験を行った研究があり [2]，地上解析におけるモーダルパラメータの推定についての言及がある．地上で推定されたモーダルパラメータと，軌道上試験によって同定された値を表 2.1 に示す．なお，表には，軌道上同定値を真値として，地上推定の値との誤差を百分率で表したものを計算し，最右欄に掲載した．表中から分かるように，地上でのモーダルパラメータ推定値は，比較的精度良く同定できていると言っても，その値は固有周波数の誤差で 10% 以上に推定値がずれることもある．また，有限要素法による解析では，本

表 2.1: ETS-VI 型における打ち上げ前解析結果及び軌道上同定試験値の各振動モードの固有周波数 [Hz] 及び減衰定数 [%] (パドル角 180 度における試験): ねじり非対称 1 次及びねじり非対称 2 次については, 軌道上同定が不可能である. また, 打ち上げ前解析においては, 減衰定数は解析不可能である. S/A は各モードの対称モード, 非対称モードを示している [2].

S/A	モード	打ち上げ前	軌道上試験	
			固有周波数/減衰定数	誤差 [%]
S	面外曲げ 1 次	0.100	0.0899~0.0921 0.7 ~ 2%	11.2
A	面外曲げ 1 次	0.186	0.174 ~0.177 0.6 ~ 1%	6.9
S	面内曲げ 1 次	0.252	0.229~0.253 0.5 ~ 1%	10.0
S	ねじり 1 次	0.370	0.398~0.399 0.3 ~ 0.6%	-7.2
A	ねじり 1 次	0.373	***	***
A	面内曲げ 1 次	0.450	0.420~0.421 0.5 ~ 0.6%	7.1
S	面外曲げ 2 次	0.539	0.641~0.646 0.5 ~ 0.8%	-16.6
A	面外曲げ 2 次	0.557	0.666~0.677 0.5 ~ 1%	-17.7
S	ねじり 2 次	1.260	1.215~1.278 0.2 ~ 0.7%	3.7
A	ねじり 2 次	1.261	***	***
S	面外曲げ 3 次	1.434	1.654~1.669 0.5 ~ 1%	-14.1
A	面外曲げ 3 次	1.440	1.664~1.680 0.2 ~ 0.6%	-14.3

質的に減衰定数が計算できず、モード合成法による減衰定数の推定も、大気が存在する地上での値は 10 倍というオーダですれる。よって、衛星の姿勢制御系の設計の際には、過去の衛星における値が必要となり、一般に減衰定数 0.005，更に精度を必要とする衛星の場合には 0.003 という下限値が用いられる [11]。表から分かるように、最悪値 0.005 は概ね減衰定数の下限を示しているように思われる。

最後に、人工衛星の制御系プログラムについて説明する。人工衛星の制御系は、打ち上げ前のモデルに対して設計が行われ、制御則を制御用計算機のメモリに格納した状態で打ち上げが行われる [12]。より高精度な制御系設計を行う場合に、軌道上で加振試験を行い、調整する場合もあるが [1, 2]，通常的人工衛星において行われることではない。このため、打ち上げ後の制御性能は、地上におけるモデルの作成、同定作業に依るところが大きいものであり、衛星のモデリングは制御系設計の重要な位置を占めている。

2.2 姿勢制御系のモデリング

2.2.1 剛体部及び柔軟構造部の運動方程式及び拘束モード座標表現

衛星の運動方程式は、3 つの運動方程式、つまり、衛星全系の並進運動、回転運動及び、柔軟構造の運動方程式で表すことができる [12, 13]。まず、有限要素法により得られる柔構造の運動方程式を示す。

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + Kq = 0 \quad (2.1)$$

ここで、 M, C, K はそれぞれ質量、減衰及び剛性を表す正定行列で、 $q \in \mathbb{R}^N$ は節点の変位であり、その次数 N は設計、解析には大きすぎる値である。制御系設計のためには、この式をモード座標系で表すことが行われる。モード座標系への変換するために、一般化固有値問題 $K\Psi = \omega^2 M\Psi$ を解き、解析及び設計に必要な個数 $n \ll N$ のモードを選ぶ。座標変換 $q = \Psi\eta$ により得られるモード座標系は次式で示される。

$$\tilde{M}\ddot{\eta} + \tilde{C}\dot{\eta} + \tilde{K}\eta = 0 \quad (2.2)$$

ただし、 $\eta \in \mathbb{R}^n$ がモード座標、 $\Psi \in \mathbb{R}^{N \times n}$ がモード行列であり、 $\tilde{M}, \tilde{C}, \tilde{K}$ はそれぞれ

$$\tilde{M} = \Psi^T M \Psi, \quad \tilde{C} = \Psi^T C \Psi, \quad \tilde{K} = \Psi^T K \Psi \quad (2.3)$$

である。ここで、 \tilde{M}, \tilde{K} は対角行列であり、 C に比例減衰を仮定すれば、 \tilde{C} も対角行列である。これらの対角行列の係数を、 $m_i, m_i\omega_i^2, 2m_i\zeta_i\omega_i$ とすると、 $\{m_i\}, \{\omega_i\}$ 、及び $\{\zeta_i\}$ はそれぞれモード質量、モード周波数及び、モード減衰比と呼ばれ、まとめてモーダルパラメータと呼ばれる値である。今、式 (2.2) を、対角行列 \tilde{M} の係数で割り、次式のように表しておく。

$$\ddot{\eta} + \bar{C}\dot{\eta} + \bar{K}\eta = 0 \quad (2.4)$$

ただし, \bar{C} , \bar{K} は, それぞれ $2\zeta_i\omega_i$, ω_i^2 を係数に持つ行列である. この対角化, 正規化された柔構造の運動方程式 (2.4) を, 並進運動, 及び回転運動の運動方程式を合わせると, 拘束モードと呼ばれる衛星全系の式となる.

$$m\ddot{x} + \delta_0\ddot{\eta} = F \quad (2.5)$$

$$I_s\ddot{\theta} + \delta_1\ddot{\eta} = T \quad (2.6)$$

$$\delta_0^T\ddot{x} + \delta_1^T\ddot{\theta} + \dot{\eta} + \bar{C}\dot{\eta} + \bar{K}\eta = 0 \quad (2.7)$$

ここで, $x \in \mathbb{R}^3$, $\theta \in \mathbb{R}^3$, 及び $\eta \in \mathbb{R}^n$ はそれぞれ, 衛星全系の変位, 回転角, 及びモード座標である. ただし, $m \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $I_s \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $\delta_0 \in \mathbb{R}^{3 \times n}$, 及び $\delta_1 \in \mathbb{R}^{3 \times n}$ はそれぞれ, 質量行列, 慣性テンソル, 零次干渉行列, 及び一次干渉行列である.

次に並進運動について考える. 姿勢制御系からみて, 並進運動は一般に不可制御・不可観測である. そのため, 制御器設計用のモデルを作成する際には, 式 (2.5)~式 (2.7) から並進運動を除去する必要がある. 今, 簡易に並進運動を表す式 (2.5) を除去すれば

$$\hat{M}\dot{p} + \hat{C}p + \hat{K}p = \hat{L}T \quad (2.8)$$

$$y = \hat{H}p \quad (2.9)$$

と表すことができる. ただし, $p = [\theta^T \eta^T]^T$ とする. ここで

$$\hat{M} = \begin{bmatrix} I_s & \delta_1 \\ \delta_1^T & E \end{bmatrix}, \quad \hat{K} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \bar{K} \end{bmatrix}, \quad \hat{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \bar{C} \end{bmatrix}, \quad \hat{L} = \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

である. ただし, E を単位行列とした. この式より, 衛星の姿勢制御系における重要な特徴が挙げられる. それは, センサ・アクチュエータのコロケーション (Co-Location) である. 行列 \hat{H} はセンサの位置を表す行列であるが, 今, センサを角速度計のみとして考えると, 姿勢制御系の入出力の作用点はどちらも回転の三自由度分であり, 力学的に同一である. そのため, コロケーションが成立しており, $\hat{H} = \hat{L}^T$ である. これは, 人工衛星の姿勢制御系の特徴の一つであると考えられる.

上では, 零次干渉行列を無視できるとした仮定を置き, 並進運動の除去を行っていたが, このような仮定は, ASTRO-G のように形状の非対称性が大きい衛星においては, 必ずしも成り立たないと考えられる. ASTRO-G は, 図 2.1 に示すように, Y 軸の正負の向きに太陽電池パドルと大型アンテナを搭載する. このような非対称な衛星においては, 回転運動と並進運動が干渉することが知られている. これは次のように説明できる. 今, 図 2.2 にあるように, 形状が対称な衛星 (a) と, 形状が非対称な衛星 (b) において, 並進運動が起こっていることを考える. 形状が対称な衛星 (a) の場合には, 並進運動は柔軟構造 (図中においては SAP (Solar Array Paddle: 太陽電池パドル) と表記) の対称なモードを引き起こすが, この対称なモードは, 並進運動のみと干渉し, 回転運動には影響を与えない. しかし, 形状が非対称な衛星 (b) の場合に, 並進



図 2.1: 衛星 ASTRO-G の概観

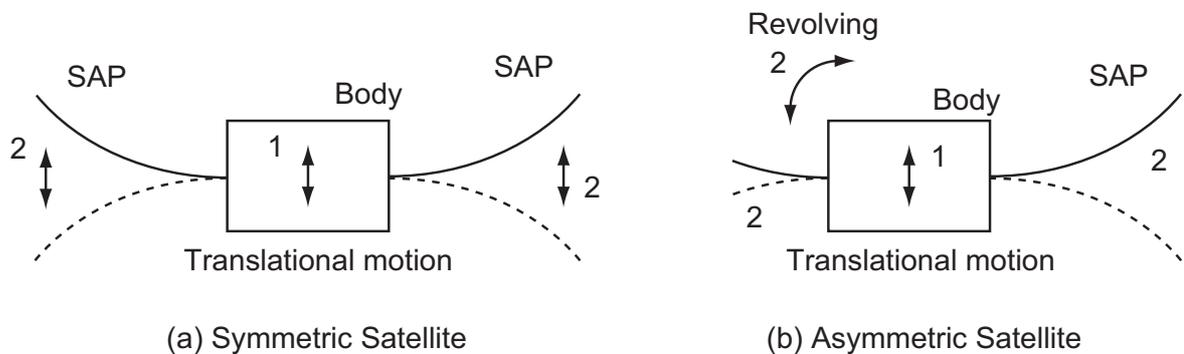


図 2.2: 非対称な衛星における並進運動と回転運動の干渉: 対称な衛星 (a) において、並進運動が生じた場合、柔構造の振動モードは対称なモードのみが干渉し、回転とは非干渉であるが、非対称な衛星 (b) の場合、並進運動は振動モードの非対称なモードを励起し、回転運動を引き起こす。このように、非対称な衛星では、並進運動と回転運動が干渉を起こす。

運動が起こった場合、並進運動は、太陽電池パドルの非対称な運動を通して、回転運動へと干渉を起こすことが直感的に理解できる。

そのため、このように並進と回転が干渉する衛星において、並進運動を除去する際に有効であると考えられる、質量中心における並進運動の縮退による方法を次に示す¹。この手法では、外力はトルクのみであり、並進力は加わらないとする仮定を置く。この仮定より、式 (2.5) で、 $F = 0$ として

$$\ddot{x} = -\frac{1}{m} \delta_0 \ddot{\eta} \quad (2.11)$$

となる。上式を、式 (2.7) に代入して

$$\delta_1^T \ddot{\theta} + \left(E - \frac{1}{m} \delta_0^T \delta_0 \right) \ddot{\eta} + \bar{C} \dot{\eta} + \bar{K} \eta = 0 \quad (2.12)$$

¹質量中心における衛星の並進運動縮退の方法については、宇宙航空研究開発機構総合技術研究本部の葛西時雄氏にご教示頂きました。

を得る．ここに， E は単位行列である．よって縮約モデルは

$$I_s \ddot{\theta} + \delta_1 \dot{\eta} = T \quad (2.13)$$

$$\delta_1^T \ddot{\theta} + (E - \frac{1}{m} \delta_0^T \delta_0) \dot{\eta} + \tilde{C} \dot{\eta} + \tilde{K} \eta = 0 \quad (2.14)$$

となる．

2.2.2 非拘束モードモデルの導出

最後に，得られた拘束モードモデルを，非拘束モードモデルへと変換を行う．拘束モードモデルを式 (2.8)～式 (2.10) で表されるものとする．式 (2.13)，(2.14) も，式 (2.8)～式 (2.10) の形に書き下せば，同様に変換可能である．拘束モードの式において，一般化固有値問題 $\hat{K}\Phi = \sigma \hat{M}\Phi$ を解くことにより，次の式に変形することができる．

$$\ddot{\mu} + \Delta \dot{\mu} + \Lambda \mu = \Phi^T \hat{L} T \quad (2.15)$$

$$y = \hat{L}^T \Phi \mu \quad (2.16)$$

これは，一般化固有値問題の固有ベクトル Φ を用いて， $p = \Phi \mu$ の変換を行ったものである．ただし， E を単位行列として

$$\Phi^T \hat{M} \Phi = E, \quad \Phi^T \hat{C} \Phi = \Delta, \quad \Phi^T \hat{K} \Phi = \Lambda \quad (2.17)$$

である．この式を非拘束モードモデルと呼ぶ．変換に用いた固有ベクトルの中身を眺めてみると，固有ベクトル Φ は，

$$\Phi = \begin{bmatrix} I_s^{-\frac{1}{2}} & S \\ 0 & R \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

という構造をしている．そのため， $p = \Phi \mu$ の変換では，

$$\ddot{\eta}_r = I_s^{-\frac{1}{2}} T \quad (2.19)$$

$$\ddot{\eta}_e + 2\zeta \sigma \dot{\eta}_e + \sigma^2 \eta_e = S^T T \quad (2.20)$$

のように変換されている．ただし， $\mu = [\eta_r^T \ \eta_e^T]^T$ とした．このとき， η_r を剛体モード， η_e を柔軟モードと呼び， σ を非拘束モード周波数と呼ぶ．非拘束モードモデルは，振動が加法的誤差として表現可能であり，そのため，振動の極，つまり固有周波数が保存される．拘束モードモデルでは，零点が保存される特徴を持っていたため，高次の振動を打ち切った場合に，固有周波数が変動するという特徴を持っており，制御系設計には向いてないと考えられる．非拘束モードモデルを導出したのは，この理由による¹．

¹なお，拘束モードモデルに対して制御系を設計した例も存在する [14]．この辺りの議論は，本稿では行わず，非拘束モードモデルを制御系設計のためのモデルとする．

2.3 実際の柔軟構造衛星の数値例

2.3.1 数値例を用いた拘束モードから非拘束モードへの変換及び制御系設計モデルの獲得

先の拘束モードモデル及び、非拘束モードモデルに、ASTRO-G において現在検討されているモデルの数値を代入し、その特異値線図が非拘束モードへの変換において変化しないか否かを見た。なお、ここで用いた ASTRO-G のモデル及びその数値は、未だ検討中のものであり、ASTRO-G の最終的な設計モデルではないことを注記する。

まず、現在検討中されている ASTRO-G のモデルの説明を行う。このモデルは以下のようなものである。

- 太陽電池パドル、大型展開アンテナはそれぞれ 9 つ、8 つの振動モードが定義されている。
- トルクから角度、角速度、変位及び速度までの伝達関数である。
- 太陽電池パドル角に依存した特性を持つ。

このモデルから、まず拘束モードを計算し、そのうち、トルクから角度までの特異値を計算した。拘束モードとしては、(1) 並進を含むモデルのうち、回転運動の特異値線図、(2) (1) のモデルから、並進に関わる項を除いたモデル、(3) 質量中心における並進運動の縮約を用いたモデルの 3 つの特異値線図を図 2.3 に示す。図 2.3 のうち、(1) 並進の運動を含むモデルと (3) 質量中心における並進運動の縮約を用いたモデルでは、全く差異がなかった。並進に関する項を単純に消去した (2) のモデルは、並進を含むモデルとの差異が見られた。例えば、3 rad/sec 付近に存在する 2 次振動項では、周波数において本来 2.94 rad/sec 程度に存在する振動モードが、2.76 rad/sec まで約 7% のずれが生じている。他にも、約 10 rad/sec に存在する 6 次の振動項や、高周波領域における特異値にも差が見られる。並進運動に関する項を除去する際に、並進運動を考慮した場合と、しなかった場合において、これ程の差が出てしまったのは、ASTRO-G の形状に起因するものと考えられる。ASTRO-G では、太陽電池パドルと大型展開アンテナの非対称性が比較的大きく、並進運動の項を抜く場合にそのまま並進項を抜くと、モデル誤差を含むということが分かった。そのため、第四章以降の設計においては、ASTRO-G の制御器設計のモデルとして、質量中心における並進運動縮退モデルを用いることとする。

次に、並進運動縮退モデルを非拘束モードに変換する。変換は、先に述べたように、一般化固有値問題を解くことによって得られる固有ベクトルから成る行列 Φ を用いる。拘束モードモデル及び、非拘束モードモデルの特異値線図を図 2.4 に示す。拘束モー

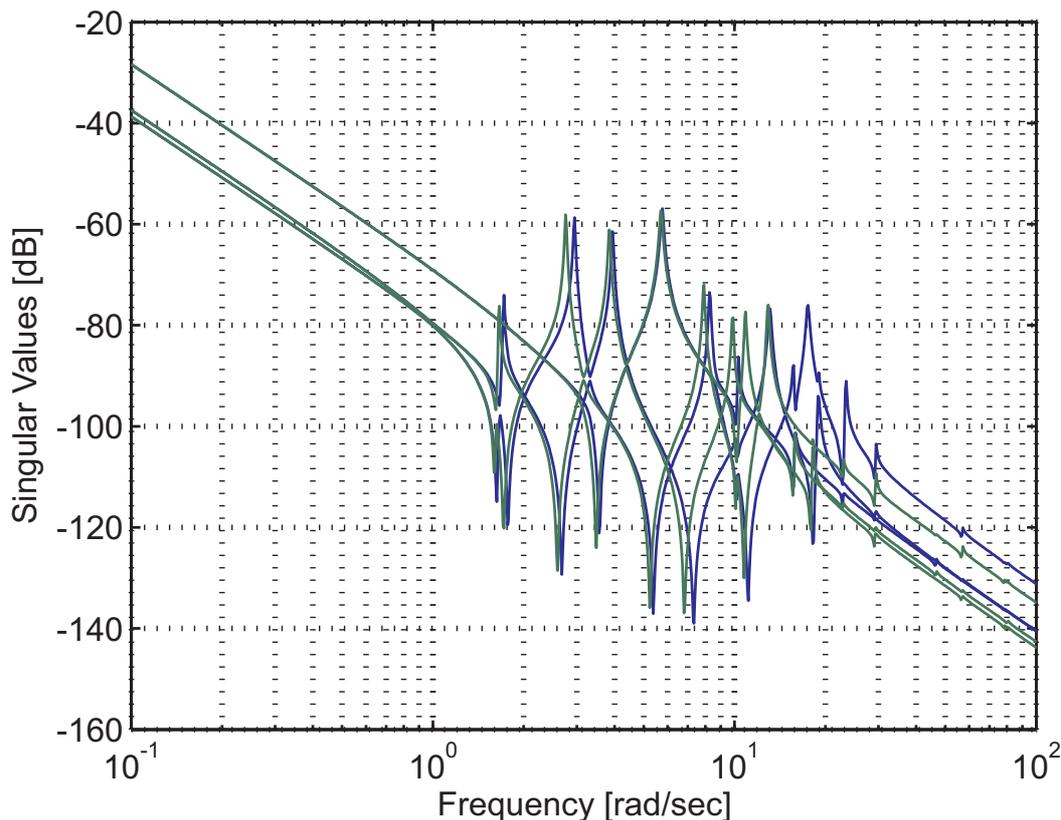


図 2.3: 拘束モードモデルの特異値線図: (1) 並進の三自由度を含むモデル (青色), (2) 並進に関わる項を単純に除いたモデル (緑色), (3) 質量中心における並進運動の縮約を用いたモデル (赤色). (3) を用いたものは, 並進の三自由度を含むモデルにほぼ一致したが, (2) のモデルは, 並進運動削除の段階で, (1) モデルと異なった特異値となった.

ドから非拘束モードへの変換は, ほぼ一致しており, 精度良く非拘束モードモデルが得られたと考えている.

2.3.2 プラントの太陽電池パドル角依存性

最後に, 衛星 ASTRO-G の太陽電池パドル角依存性を見る. ASTRO-G の形状は, 図 2.1 のように, Y 軸の片側に太陽電池パドルが, もう片側に大型展開アンテナが付属している形をとっている. 慣性空間に対して衛星がどちらを向いているかにかかわらず, 基本的に太陽電池パドルを太陽に指向させるため, 衛星の向きに応じて, 機体座標における太陽電池パドルの向きは変わってくる. この太陽電池パドル角の状態によって, 大型展開アンテナと太陽電池パドルの干渉が変わってくるため, 制御対象としてのプラントは変動する. 例えば, 図 2.1 のように, 大型展開アンテナに対して, 太陽パドルが 90 度の位置にある場合, 大型展開アンテナの面外曲げ方向と, 太陽電池パドルの面内曲げが干渉する位置にあるが, 太陽電池パドル角が 0 度の場合を考えると, 大型展開アンテナの面外曲げと SAP の面外曲げが干渉することが予想される. 図 2.5 に,

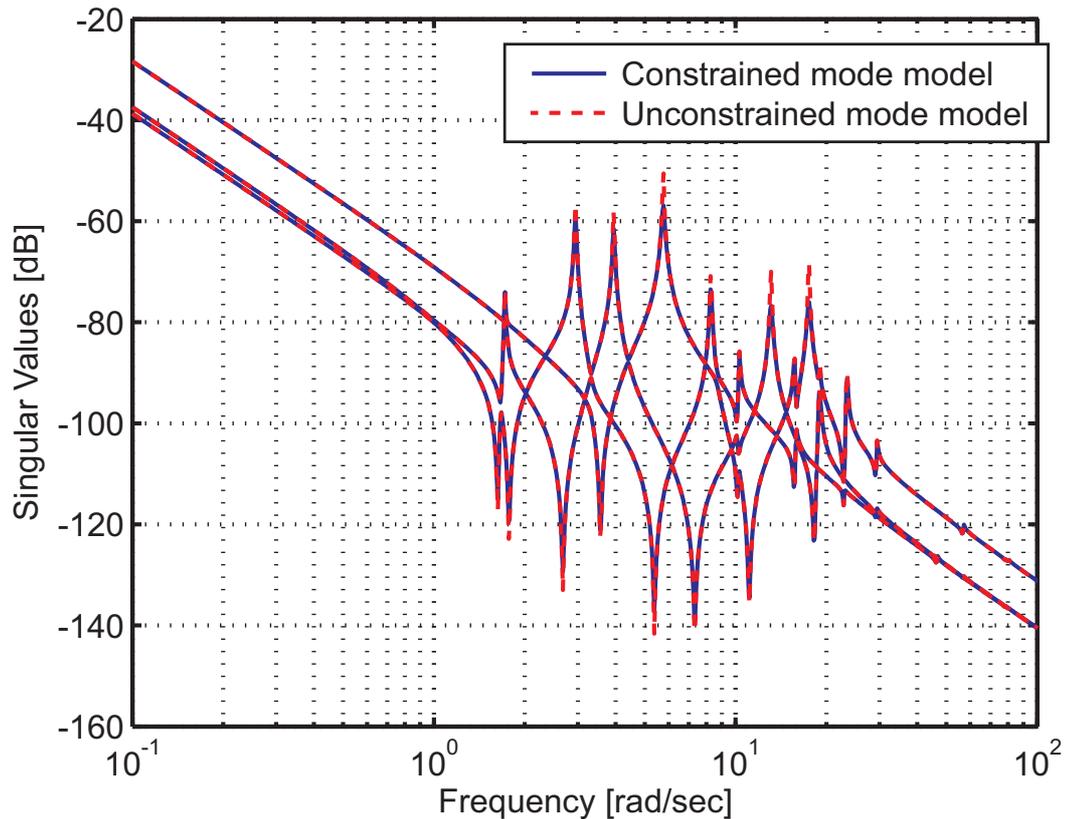


図 2.4: 拘束モードモデル (青色実線) 及び非拘束モードモデル (赤色破線) の特異値線図, 拘束モードモデルから非拘束モードモデルへの変換は精度良く変換が行えたため, 両モデルはほぼ一致している

太陽電池パドル角を変動させた場合の特異値線図を示す。ただし, 簡単な力学的考察より, 太陽電池パドル角 0 度の場合と, 180 度の場合には特性が同じであることが分かるので, 太陽電池パドル角は 0 度, 45 度, 90 度の三ケースについて, 特異値線図を描くこととした。同様に, 太陽電池パドル角 0 度, 45 度, 90 度の三ケースについて, 図 2.6 にボード線図を示す。また, これら特異値線図, ボード線図に対応して, 表 2.2 に, 各振動モードが物理的にどの振動モードに大きく対応しているかを示す。図 2.5 と表 2.2 より, 太陽電池パドルの下から二つ目のモードと, 大型展開アンテナの 1 次, 2 次の振動が大きく太陽電池パドル角に依存して固有周波数がずれることが分かる。ASTRO-G の姿勢制御系は, そのミッション要求より, 大型展開アンテナの制振を行うことが重要である。そのため, 制御系設計時に表 2.2 におけるモード 7, 8 の太陽電池パドルに対応するモードの振動抑制を制御できたとしても, 物理的にアンテナの振動は収まってない可能性がある。逆に言えば, 制御系設計時には, モード 7, 8 よりも, モード 9, 10, 11 が重要であり, ここまで振動抑制を行える制御系が必要と考えられる。

最後に, 人工衛星の姿勢制御系の特徴の一つと考えられる事項について説明する。図 2.6 を見ると, ボード線図の対角項 (ロールからロールへ, ピッチからピッチへ,

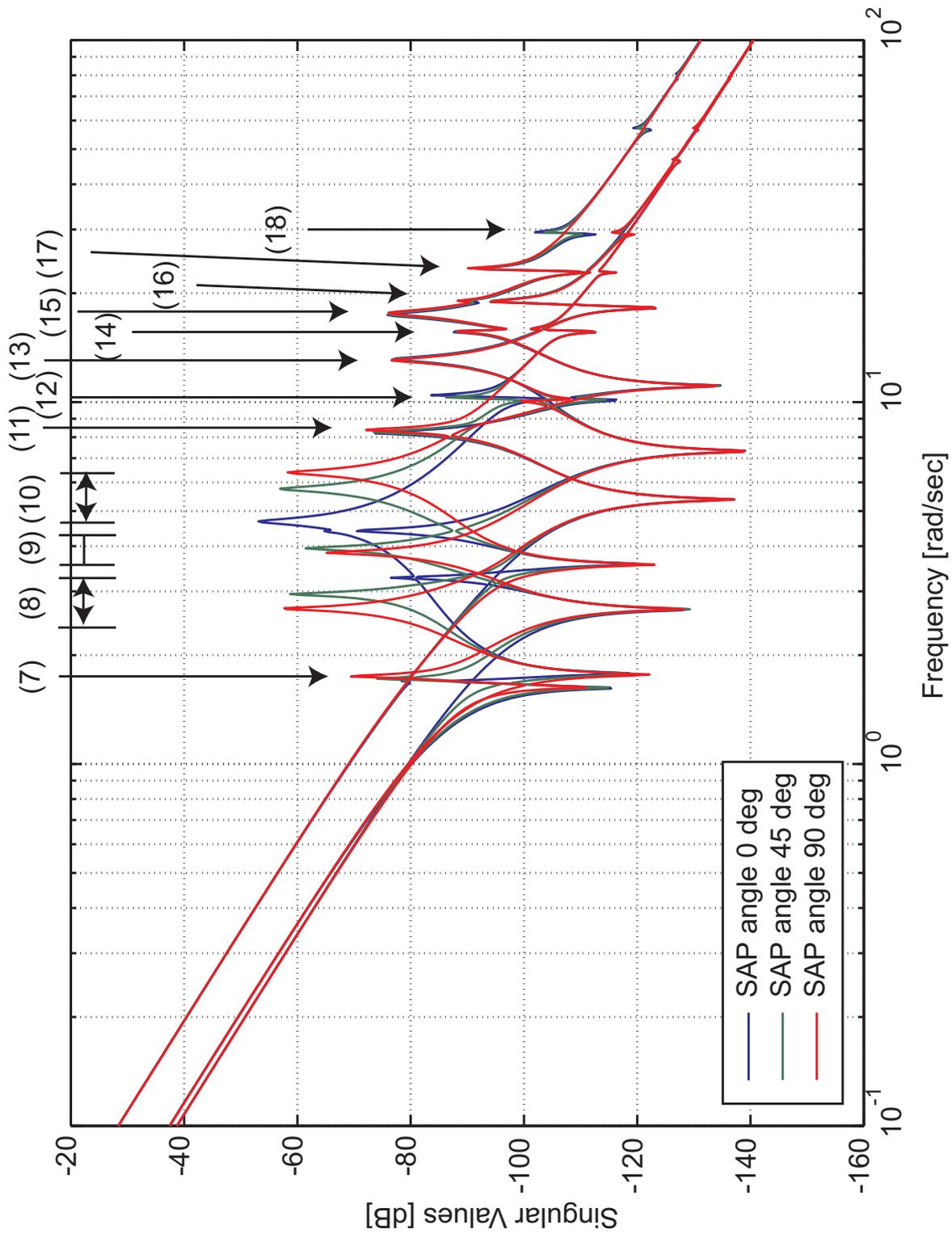


図 2.5: SAP 角を変化させたときのプラントの特異値線図の変化

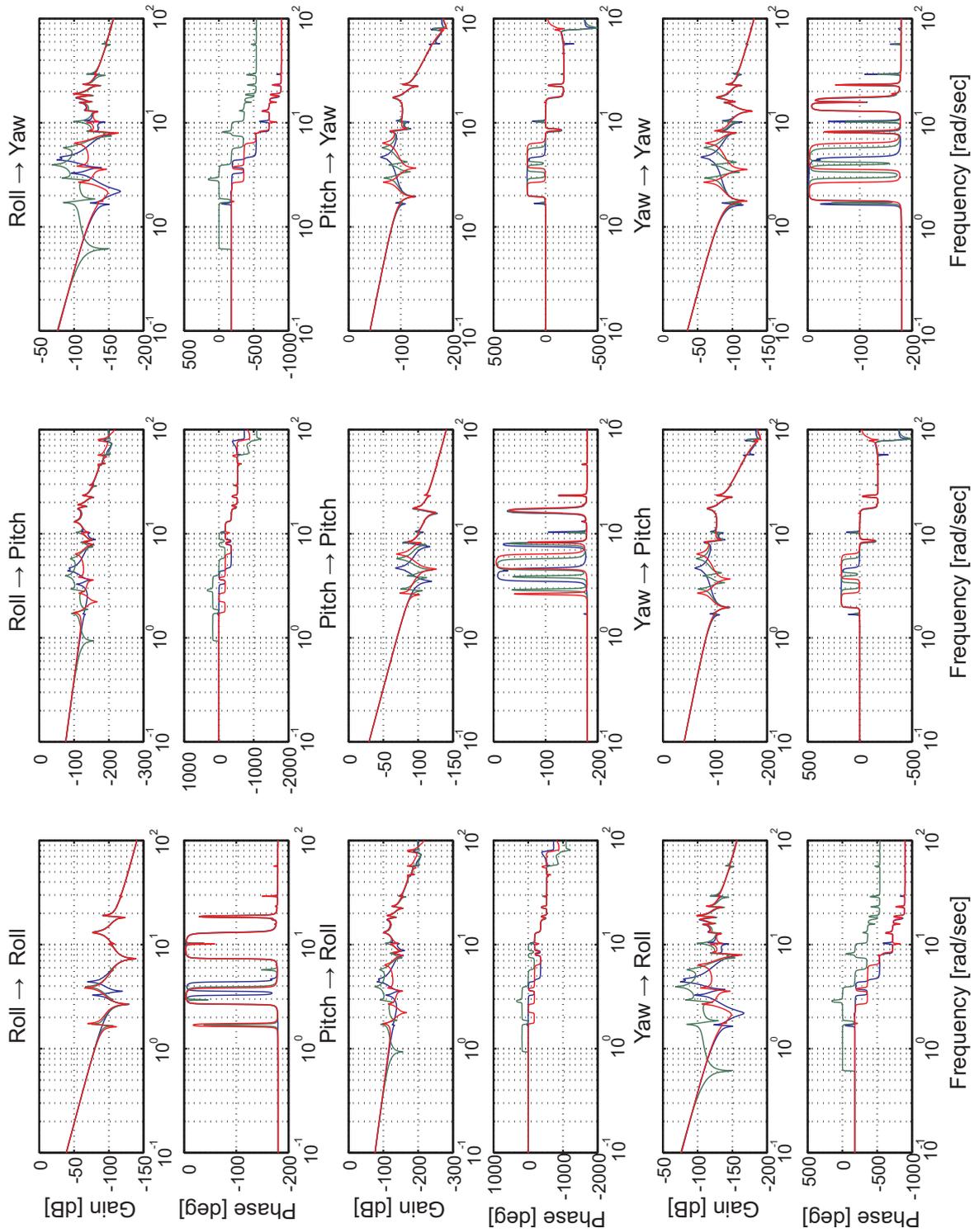


図 2.6: SAP 角を変化させたときのプラントのボーデ線図の変化

表 2.2: ASTRO-G 拘束モードモデルのモード解析結果

No.	モード
7	SAP 面外曲げ 1 次
8	SAP 面内曲げ 1 次
9	LDR ブーム X 曲げ
10	LDR ブーム 振り
11	LDR ブーム Y 曲げ
12	SAP 面外曲げ 2 次
13	LDR 鏡面 1 次
14	SAP 振り 1 次
15	LDR 鏡面 2 次
16	LDR 鏡面 3 次
17	LDR 鏡面 4 次
18	SAP 面外曲げ 3 次

ヨーからヨーへ)の伝達関数において、位相が0度と180度の間に収まっており、全ての振動モードが同相であることが確認できる。これは、前述のコロケーションの条件が成り立っていることに起因する事項である。位相が0度と180度の間に収まっていることから、位相を進ませる制御であるPD制御、位相進み保証、DVDFB (Direct Velocity Displacement FeedBack (control)) 制御を用いることで、簡易にロバスト安定性を保証できるという特徴を持つ。

2.4 まとめ

人工衛星の姿勢制御系について、数学モデル及びモード合成法で得られる解析モデルから、姿勢制御系の設計モデルとなる非拘束モードモデルまでの変換を行った。また、衛星の姿勢制御系として、コロケーションが成り立っているという特徴を述べた。コロケーションは、PD制御や、3章に述べるDVDFB制御によってロバスト性が成り立つ土台であり、衛星の姿勢制御系にとって重要な事項であると考えられる。また、並進運動を削除する際に、質量中心における並進運動の縮退を用いる方法を示し、ASTRO-Gの数値モデルによって、非対称性が大きい衛星における並進運動の扱いの重要性を確認した。更に、太陽電池パドル角が変動する際のプラントの変化についても、数値例を元に説明を行った。このことから、姿勢制御の問題は本質的には太陽電池パドル角を変動パラメータとしたLPVの制御対象として扱う必要がある。

第3章 過去の人工衛星における制御系設計

3.1 はじめに

この章では、これまでに研究されてきた衛星の制御方式を紹介する。現在まで、多くの人工衛星の姿勢制御系は古典制御である PD 制御が用いられてきた。しかし、前章で述べたように、大型化と軽量化による影響により、衛星の剛性は弱まり、柔軟構造として扱うべきものになってきている。このような状況の中、更に高精度な姿勢制御系を目指すために、技術試験衛星 VI 型 (Engineering Test Satellite-6: ETS-6) が現代制御理論の衛星応用の実験のため打ち上げられた。技術試験衛星 VI 型では、人工衛星における今後の制御技術確立のため、 H_∞ 制御を中心とする様々な制御実験が行われた [1, 3, 15]。

しかしながら、技術試験衛星 VI 型で行われていたのは、SAP (Solar Array Paddle: 太陽電池パドル) 角を固定とした LTI (Linear Time Invariant: 線形時不変) モデルに対して、これを安定化する制御器の設計についての研究であった。実際の衛星の挙動は、第二章において述べたように、SAP 角に依存し大きく変わる場合もある。この場合には、プラントは SAP 角を変動パラメータとした LPV (Linear Parameter Varying: 線形パラメータ変動) モデルとして記述されるべきであり、LPV モデルを安定化する制御系が望まれる。そのため、LPV モデルに対する安定化を試みた研究を次に示す。ここでは、LPV モデルを安定化する手法として、DVDFB 制御 [16] 及びゲインスケジュールド H_∞ 制御 [17–19] を示す。

また、フィードフォワード的な検討として、現在 ASTRO-G で検討されている例が挙げられる。ASTRO-G で検討されているフィードフォワード指令として、Nil-Mode-Exciting (NME) profiler [9] と呼ばれる指令値がある。これは構造振動に対応する周波数成分を、ほとんど全く持たない設計法であり、マヌーバ開始から終了まで、ほとんど振動を励起することがない。他にも、Input Shaping というバンバン制御をベースとし、残余振動を残さない制御則の検討も 1990 年頃から盛んに行われてきた [20–23]。これは、振動を打ち消すようなタイミングのインパルス列を設計する研究であり、モーダルパラメータのモデル化誤差にも強いものが研究されている。

このように衛星の制御則は、振動抑制制御の分野において、フィードフォワード制御、フィードバック制御ともに盛んに行われている。

他方，地上での振動抑制の研究を眺めてみると，二慣性系では，外乱オブザーバ，モデルフォロイングコントロール， μ 設計を用いた制御 [24] 等が，HDD (Hard-Disk-Drive) では，制振 PTC (Perfect-Tracking-Control) [25, 26]，切り換え制御，同相振動を抑える制御 [27]，仮想共振モードを用いた制御帯域以上での外乱抑圧 [28]，ループ整形設計手法 [29] 等が研究されている．

この章では，衛星での研究例として，LTI プラントの安定化を行った技術試験衛星の例から H_∞ 混合感度問題を，LPV プラントを安定化する研究として DVDFB 制御を，また最新の現代制御を用いた LPV 安定化手法としてゲインスケジュールド H_∞ 制御を取り挙げる．また，指令値の設計手法として，ASTRO-G で現在検討されている NME profiler を，また，他の振動を考慮した指令値として，Input Shaping について，その研究内容を調査することを目的とする．特に ASTRO-G での検討例及び，Input Shaping については，第五章において，提案手法の元となるものであるため，詳細に解説を行う．

3.2 線形時不変の柔軟衛星に対する制御系設計の研究及び実験

技術試験衛星 VI 型は，年々高度化する姿勢精度要求，大型化・軽量化により地上での試験が難しくなる同定手法に対して，系統的な同定手法の試験を行い，また得られたモデルに対して現代制御を用いた試験を行っている．ここで行われた制御実験には，LQG 制御 [30]， H_∞ 混合感度問題， H_∞ 二自由度制御系の設計，DVFB 制御と H_∞ 制御による LAC/HAC 制御 [15]，非コロケート型加速度フィードバック制御，I-PD 制御等多岐に渡る．ここでは，この中から H_∞ 混合感度問題を取り挙げる．

H_∞ 混合感度問題とは， H_∞ ノルムを用いて，感度関数及び補感度関数を整形するものである [31–34]． H_∞ 制御は，現代制御及びロバスト制御の代名詞としても使われる有名な制御方式である．名前の由来となっている H_∞ ノルムは，安定な伝達関数 G_{zw} に対して，式 (3.1) のように定義される．

$$\|G_{zw}\|_\infty := \sup_{0 \leq \omega \leq \infty} \bar{\sigma}\{G_{zw}(j\omega)\} \quad (3.1)$$

ここに， $\bar{\sigma}\{A\}$ は，安定な伝達関数 A の最大特異値を表す．特に， $G_{zw}(s)$ が一入出力系の場合に，式 (3.1) は

$$\|G_{zw}\|_\infty := \max_{0 \leq \omega \leq \infty} |G_{zw}(j\omega)| \quad (3.2)$$

である．これは，ボーデ線図のゲインの最大値に等しい．

H_∞ 制御が，ロバスト性を保証する元となっている小ゲイン定理とは，図 3.1(a) に示されるフィードバック系が安定であるための必要十分条件を示したものである．ス

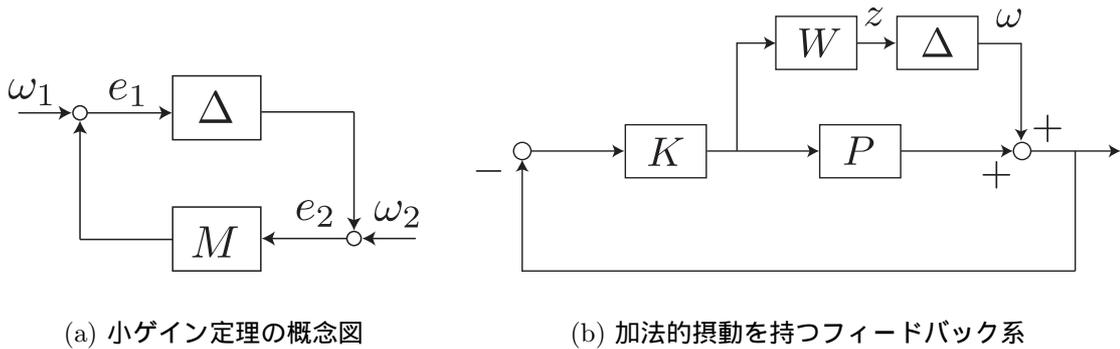


図 3.1: H_∞ 制御におけるロバスト性の保証

モルゲイン定理によると，図 3.1(a) のフィードバック系において，その構成要素 M 及び Δ が，

$$\|\Delta\|_\infty \|M\|_\infty < 1 \tag{3.3}$$

を満たすとき，図 3.1(a) のフィードバック系は安定である．これは，直感的に分かりやすく，外部信号のエネルギーが減衰していく系であれば安定であると言える．この小ゲイン定理を用いて，ロバスト安定性を保証できることは，図 3.1(b) に示すブロック図を用いて説明することができる．図 3.1(b) の系において， ω から z までの伝達関数を図 3.1(a) における M と対応させて考えることで，小ゲイン定理を適用可能である．なお，図 3.1(b) 中にある W のブロックは，加法的摂動の既知の周波数特性により， $\|\Delta\|_\infty < 1$ のブロックに正規化するためのスケーリング行列である．図 3.1(b) において， ω から z までの伝達関数 M の H_∞ ノルムを 1 以下にするようなコントローラ K は，加法的摂動の H_∞ ノルムがスケーリング行列 W の H_∞ ノルムより大きくならない範囲で，閉ループ系の安定性を保証するコントローラとなる．

3.3 線形パラメータ変動モデルに対する安定化の研究

3.3.1 DVDFB 制御

人工衛星における振動抑制制御において大きな問題となるのは，振動項の減衰定数が非常に微小であることである．大気がある地上と違い，宇宙空間においては，運動の減衰となる大気が存在がなく，そのため，柔軟構造物は一度振動しはじめると，極めて微小な減衰定数で減衰することになる．このような柔軟構造物は，地上のモデリングでは，減衰定数が測定不可能であるため，一般的な衛星において 0.005，更に精度が必要であると考えられる衛星においては，0.003 という最悪値が用いられる [11]．このように減衰定数が極めて微小であるため，DVFB (Direct Velocity FeedBack (control): 直接速度フィードバック) 制御，あるいは DVDFB (Direct Velocity Displacement FeedBack

(control)) による減衰定数付加は，人工衛星の振動抑制制御において非常に有用であると考えられる．

以下では，剛体モードの安定化まで行うことが可能である DVDFB 制御について説明を行う．まず，衛星の姿勢制御系を式 (3.4)，(3.5) に表されるものとする．

$$M\ddot{q} + C\dot{q} + Kq = Lu \quad (3.4)$$

$$y_1 = L^T x, \quad y_2 = L^T \dot{x} \quad (3.5)$$

ただし，観測量として角速度及び角加速度の情報が得られると仮定し，かつセンサ，アクチュエータはコロケーション条件を満たしているとする．この時，質量行列 M は正定対称行列，減衰行列 C ，剛性行列 K は半正定対称行列であるという特徴を持つ．DVDFB 制御則は式 (3.6) で表されるものである．

$$u = -\alpha \tilde{R}y_1 - \beta \tilde{R}y_2 \quad (3.6)$$

ただし， $\tilde{R} \in \mathbb{R}^{m \times m}$ は正定対称行列であり， $\alpha, \beta > 0$ とする．式 (3.4)，(3.5)，(3.6) から構成される閉ループ系は

$$M\ddot{x} + (D + \beta L \tilde{R} L^T)\dot{x} + (K + \alpha L \tilde{R} L^T)x = 0 \quad (3.7)$$

と記述できる．文献 [16] より， $D + \beta L \tilde{R} L^T$ と $K + \alpha L \tilde{R} L^T$ はともに正定対称行列であることが証明されており，このため閉ループ系は，プラントのパラメータ M, D, K, L や，フィードバックのパラメータ α, β, \tilde{R} によらず漸近安定である．このように，DVDFB 制御はプラントのアクチュエータ・センサがコロケートしている衛星の姿勢制御系において，ロバストな制御則である．

上記のように，DVDFB 制御則は簡易にロバスト性を保証することが可能であるが，性能を求めるのには向いていないようである．また，DVDFB 制御則にでてくるパラメータ α, β 及び \tilde{R} について，ある条件下において，最適制御則になっているという研究 [16] があるが，具体的にどのように設計すれば良い性能が出るという指摘は少ない．

なお，DVDFB 制御は，速度及び変位のフィードバックであるから，PD 制御と深い関わりを持っていると考えられる．衛星の姿勢系は第二章で説明したように，センサ・アクチュエータのコロケーションが成立している．一入出力で考えるとこれは，全ての振動が同相振動であることに似ており，実際，PD 制御による位相進み補償により全ての振動を同時安定化することが可能である．DVDFB 制御は，PD 制御を多入出力系に拡張したものと考えることが可能である．

3.3.2 ロバストゲインスケジューリング制御

次に，大型柔軟衛星について，ゲインスケジューリング制御の研究がされているため，これを示す [17, 18]．第二章にて数値例を用いて説明を行ったが，衛星の姿勢制

御系は，SAP 角が変動することによってその特性が大きく変化する．そのため，全ての SAP 角に対する安定性を議論するのであれば，太陽パドル角を変動パラメータとした LPV モデルとして扱い，LPV 安定を保証できるコントローラ的设计が必要となる．LPV 安定を保証する制御方式の一つに， H_∞ 制御を拡張したロバストゲインスケジュールド H_∞ 制御がある．

ロバストゲインスケジューリング制御では，プラントがある可観測のパラメータ δ によって変動することが分かっている場合に，プラントの δ による変動に合わせてコントローラを変動させることで，全ての δ に対してロバスト安定なコントローラを設計する手法である．これを定式化すると次のように表すことができる．まず，プラントのダイナミクスを，変動パラメータ $\delta \in \mathbb{R}^n$ を用いて次のように表す．

$$\dot{x}(t) = A(\delta(t))x(t) + B(\delta(t))u(t) \quad (3.8a)$$

$$y(t) = C(\delta(t))x(t) + D(\delta(t))u(t) \quad (3.8b)$$

このプラントに対して，同じパラメータ変動を与えた LPV コントローラは次のように表すことができる．

$$\dot{x}_k(t) = A_k(\delta(t))x_k(t) + B_k(\delta(t))y(t) \quad (3.9a)$$

$$u(t) = C_k(\delta(t))x_k(t) + D_k(\delta(t))y(t) \quad (3.9b)$$

実際に LPV コントローラは次のように求めることができる．まず，プラントの δ による変動を加法的なモデル化誤差として次のように表す．

$$A(\delta) = A + E_1\Delta_1(\delta)E_2, \quad \|\Delta_1\|_\infty < 1 \quad (3.10a)$$

$$B(\delta) = B_2 + E_3\Delta_2(\delta)E_4, \quad \|\Delta_2\|_\infty < 1 \quad (3.10b)$$

$$C(\delta) = C_2 + E_5\Delta_3(\delta)E_6, \quad \|\Delta_3\|_\infty < 1 \quad (3.10c)$$

$$D(\delta) = D_{22} + E_7\Delta_4(\delta)E_8, \quad \|\Delta_4\|_\infty < 1 \quad (3.10d)$$

ここで，行列 $A \in \mathbb{R}^{m \times m}$ ， $B_2 \in \mathbb{R}^{m \times p}$ ， $C_2 \in \mathbb{R}^{p \times m}$ 及び $D_{22} \in \mathbb{R}^{p \times p}$ は変動パラメータを $\delta(t) = \delta_0$ に固定したノミナル値であり， $E_i (i = 1 \dots 8)$ はパラメータ変動をブロック対角行列 Δ_i に正規化するための係数行列である．次に，変動行列 $\Delta_i(\delta)$ の入出力関係を

$$\omega_1 = \Delta_1(\delta)z_1 = \Delta_1(\delta)E_2x \quad (3.11a)$$

$$\omega_2 = \Delta_2(\delta)z_2 = \Delta_2(\delta)E_4u \quad (3.11b)$$

$$\omega_3 = \Delta_3(\delta)z_3 = \Delta_3(\delta)E_6x \quad (3.11c)$$

$$\omega_4 = \Delta_4(\delta)z_4 = \Delta_4(\delta)E_8u \quad (3.11d)$$

と定義する．パラメータ変動以外の一般的な外乱を $d \in \mathbb{R}^r$, 制御量を $e \in \mathbb{R}^r$ として整理すると，式 (3.8) は

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ e \\ z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_{11} & B_{1\delta} & B_2 \\ C_{11} & D_{11} & D_{1\delta} & D_{12} \\ C_{1\delta} & D_{1\delta} & D_{\delta\delta} & D_{\delta_2} \\ C_2 & D_{21} & D_{2\delta} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ d \\ \omega \\ u \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$\omega = \Delta z \quad (3.13)$$

と LTI モデルに帰着できる．同様に，コントローラの式 (3.9) を

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_k \\ z_k \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_k & B_{k1} & B_{k2} \\ C_{k1} & D_{k11} & D_{k12} \\ C_{k2} & D_{k21} & D_{k22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ \omega_k \\ y \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\omega_k = \Delta z_k \quad (3.15)$$

と表す．この関係は，線形分数変換¹ を用いて次式のように表すことが可能である．

$$T_{ed} = F_l(F_u(P(s), \Delta), F_l(K(s), \Delta)) \quad (3.18)$$

またブロック図で表すと，図 3.2(a) に示されるものとなる．図 3.2(a) は，LPV 安定とする際の考えかたを端的に表している．つまり，プラントが持つ摂動ブロック Δ と同じものを，制御器にも持たせるという考え方である．

H_∞ コントローラは，このようにして設計した T_{ed} に対して

$$\|T_{ed}\|_\infty < \gamma \quad \gamma^2 \Delta^T \Delta \leq 1 \quad (3.19)$$

を解くことで与えられる．実際にコントローラを設計する際には図 3.2(a) に示すプラントを，図 3.2(b) に示すように等価変換を行い，コントローラにおける摂動ブロック Δ をプラント側で，拡大系の摂動 $\text{diag}\{\Delta, \Delta\}$ として表現する．この等価変換を行うことで，仮想的に新たなプラント \bar{P} を作ることができ，コントローラには摂動のブロックがないため，一般的な LTI の H_∞ 制御問題に帰着することができる．この LTI で表現される H_∞ 問題を解いた後に，プラント側で表現した摂動 Δ をコントローラに戻すことで，LPV プラントを安定化するゲインスケジュールコントローラが設計される．

¹線形分数表現において，lower LFT F_l 及び upper LFT F_u は行列 Q 及び

$$P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

を用いて，次式で定義される．

$$F_l(P, Q) = P_{11} + P_{11}Q(I - P_{22}Q)^{-1}P_{21} \quad (3.17a)$$

$$F_u(P, Q) = P_{22} + P_{21}Q(I - P_{11}Q)^{-1}P_{12} \quad (3.17b)$$

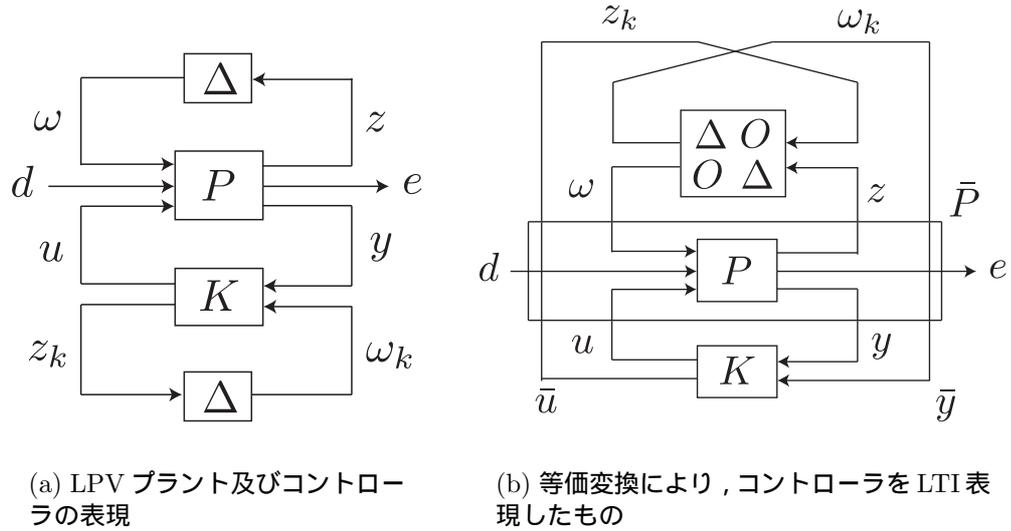


図 3.2: ロバストゲインスケジュール H_∞ 制御器を求めるための拡大系プラント

3.4 振動を全く励起しないことを目標とした指令値生成手法

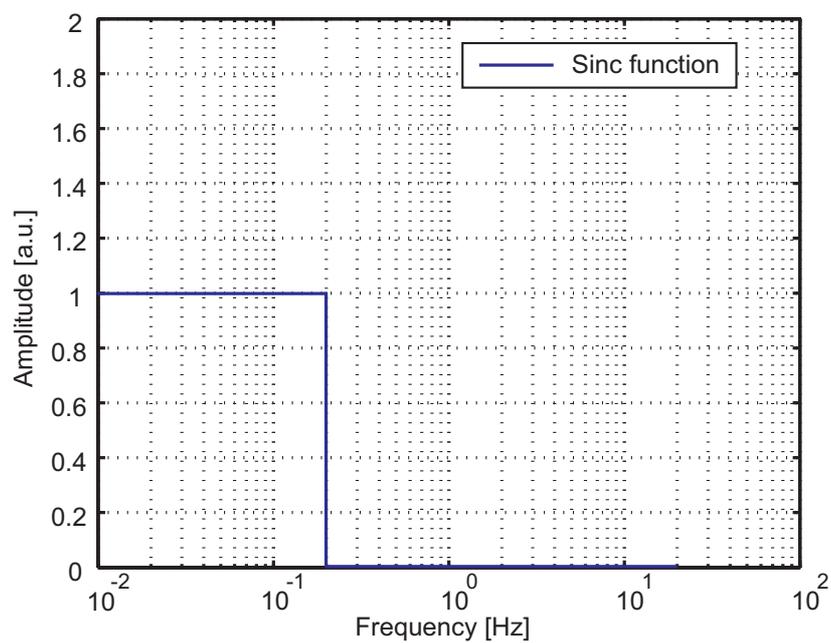
上で述べた事項は，フィードバック系を主とした制御則の検討，実験内容であった．この節では，現在 ASTRO-G で検討されている制御則を示す．これは，フィードフォワードを主とした制御則である．現在 ASTRO-G で検討されている制御則は，Nil-Mode-Exciting (NME) profiler [9] という指令値の生成手法である．NME profiler は，その名が示す通り，制振制御において，全ての振動モードを励起しないように設計される指令値である．プラントの構造振動のうち，最低の固有周波数より低い周波数成分のみを持つ指令値を生成すれば，理想的には全ての振動モードを励起しないで，衛星をマヌーバすることが可能である，という考えに基き NME profiler は設計される．この考えにより，NME profiler では，式 (3.20) で表される Sinc 関数を用いて設計を行う．

$$y(t) = \frac{\sin(\omega_s t)}{\omega_s t} \tag{3.20}$$

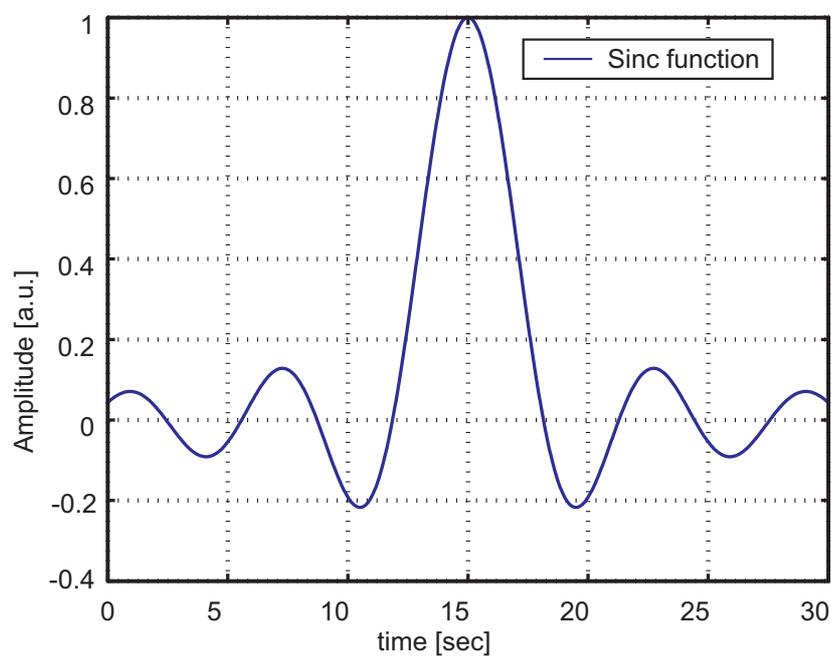
この Sinc 関数は，フーリエ解析の教科書には必ず出てくる関数であり，フーリエ解析において重要な位置を占める関数である．その理由は，Sinc 関数のフーリエ変換が， ω_s rad/sec より上の周波数を完全に除去する理想的なローパスフィルタであるためである．つまり，Sinc 関数の周波数特性を示すと，図 3.3(a) のようなものになっている．また，Sinc 関数の時間波形を示すと，図 3.3(b) である．ただし，周波数特性，時間波形ともに，1 で正規化した値を用いている．

NME profiler は，この Sinc 関数の理想的な周波数遮断特性に注目しており，Sinc 関数中のパラメータ ω_s を，構造振動の最低周波数 $\omega_{flex}|_{\text{lowest mode}}$ より低く設計する，つまり

$$\omega_s < \omega_{flex}|_{\text{lowest mode}} \tag{3.21}$$



(a) 周波数特性



(b) Sinc 関数の時間波形

図 3.3: Sinc 関数の時間波形及び周波数特性

とすることで、構造振動を全く励起しない指令値を設計している．実際の NME profiler は次のような操作により得られる．まず、符号の異なった Sinc 関数を式 (3.22) に基づいて足し合わせる．

$$f_{12} = \frac{\sin(\omega_{smp1}(t - t_{offset1}))}{\omega_{smp1}(t - t_{offset1})} - \frac{\sin(\omega_{smp1}(t - t_{offset2}))}{\omega_{smp1}(t - t_{offset2})} \quad (3.22)$$

ただし、ゼロクロス点を合わせるため、 $t_{offset2} - t_{offset1} = \frac{2\pi}{\omega_s} = T_{smp1}$ である必要がある．符号の異なった Sinc 関数を足し合わせていることは、物理的には加速用の Sinc 関数と減速用の Sinc 関数を用意していると解釈することができる．図 3.4(a) に、足し合わせる Sinc 関数を示す．図においては、 $T_{smp1} = \frac{2\pi}{\omega_s} = 5$ 秒に設定している．

二つの Sinc 関数を足し合わせた結果を図 3.4(b) に示す．次に、時間領域で窓関数を掛け合わせることで、無限に続く Sinc 関数を有限時間で零に制定させる．掛け合わせる窓関数は次式で表されるハミング窓である．

$$\omega(t) = 0.54 - 0.46 \cos(2\pi t), \quad \text{if } t_{offset1} - T_{smp1} < t < t_{offset2} + T_{smp1} \quad (3.23)$$

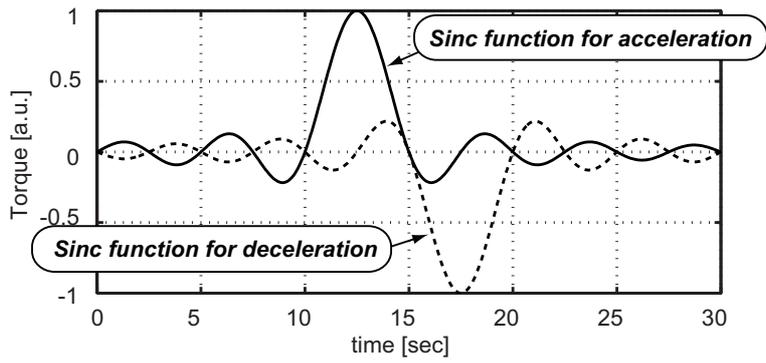
式 (3.23) により表されるハミング窓を、図 3.4(c) に示す．このハミング窓の長さは、 T_{smp1} を Sinc 関数中のパラメータ ω_s を用いて、 $T_{smp1} = \frac{2\pi}{\omega_s}$ と定義した場合、 T_{smp1} の 3 倍の長さである．窓関数を掛け合わせた後の時間波形を、図 3.4(d) に示す．

以上の操作により、NME profiler のトルク波形が得られる．最後に、NME profiler の周波数特性を確認する．NME profiler は Sinc 関数を元にして設計しているため、 ω_s 以上の高周波を持たないように思えるが、実際にはハミング窓を掛け合わせる操作により、若干の高周波成分を持つ．NME profiler の周波数特性を線形表示、及び対数表示したものをそれぞれ図 3.5(a)、図 3.5(b) に示す．図には同時に Sinc 関数及び符号の異なった Sinc 関数を足し合わせた関数の周波数特性を示した．

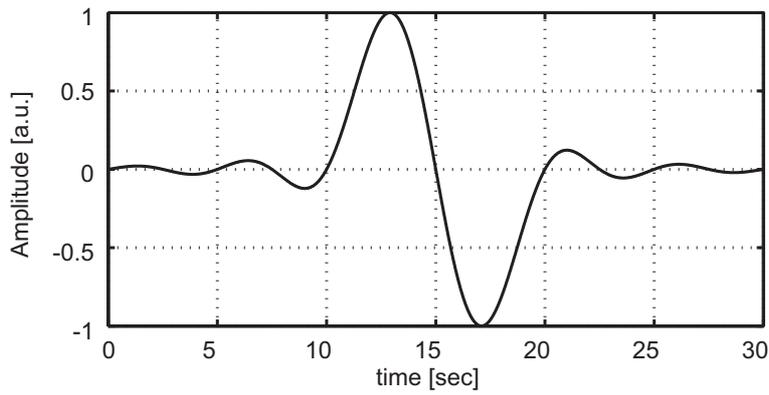
図 3.5(a) より、Sinc 関数は高域遮断特性を持っていることが確認できる．この場合は、 $\omega_s = 2\pi \cdot 0.2$ としたため、Sinc 関数は 0.2 Hz を境界として、それより高域では周波数成分を持っていない．加速用と減速用の Sinc 関数を足し合わせた場合でも、この高域遮断特性は保持されているが、窓関数を掛け合わせた時点で、0.2 Hz よりも高域に若干の周波数成分を持っている．この周波数特性を計算した計算機の性能上、無限に長い Sinc 関数を計算できないため、Sinc 関数は 0.2 Hz 以上で周波数成分を持ってしまっており、周波数特性を対数表示した図 3.5(b) 中の Amplitude が 10^{-4} 以下の値の信頼性を保証することは難しいが、仮に 10^{-4} までの値を信頼できると仮定すると、NME profiler は 0.4 Hz 付近まで、周波数成分を持っていることが確認できる．

しかしながら、Sinc 関数の高周波遮断特性が多少崩れてると言っても、確かに NME profiler の周波数特性に高周波は小さく、特に ω_s の 3 倍以上の周波数領域においては微小であり、振動問題に適用した場合を考えても高次の振動項を励起することはないと考えられる．逆に、Sinc 関数のパラメータ ω_s の 2 倍から 3 倍までの周波数では、微小量ではあるが、振動が励起されることが予想される．

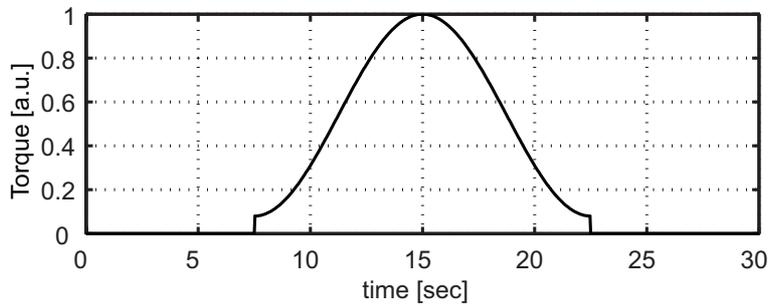
3.4 振動を全く励起しないことを目標とした指令値生成手法



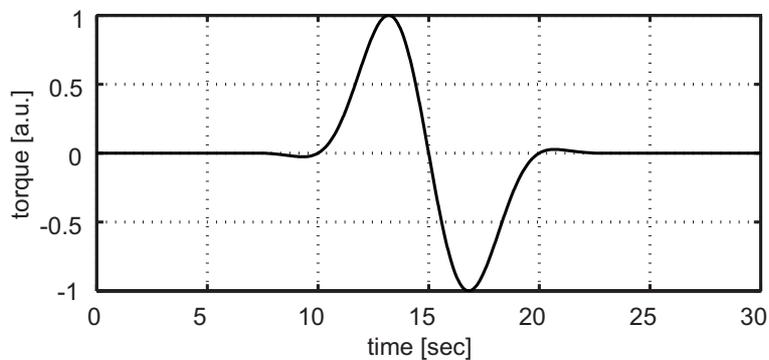
(a) Sinc 関数の足し合わせ



(b) Sinc 関数足し合わせの結果

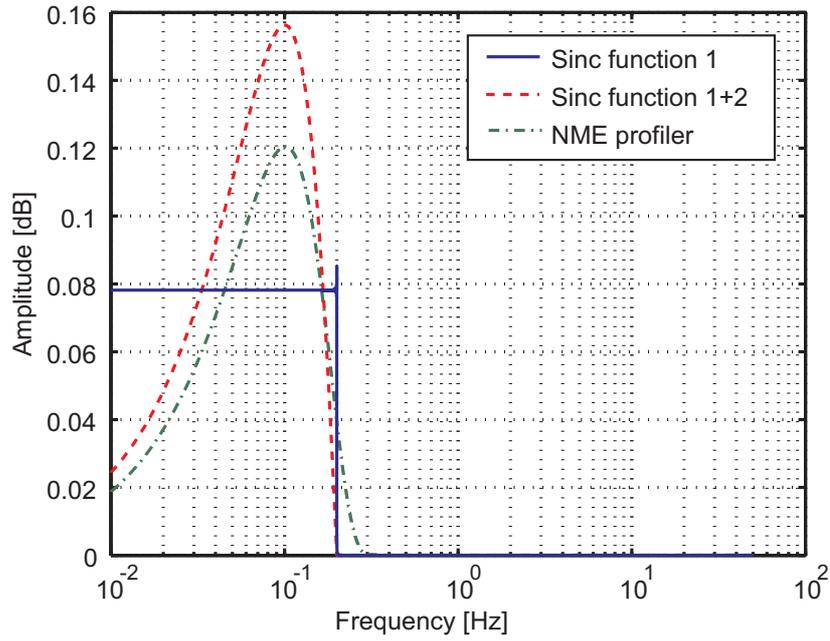


(c) 有限時間で零に制限させるためのハミング窓

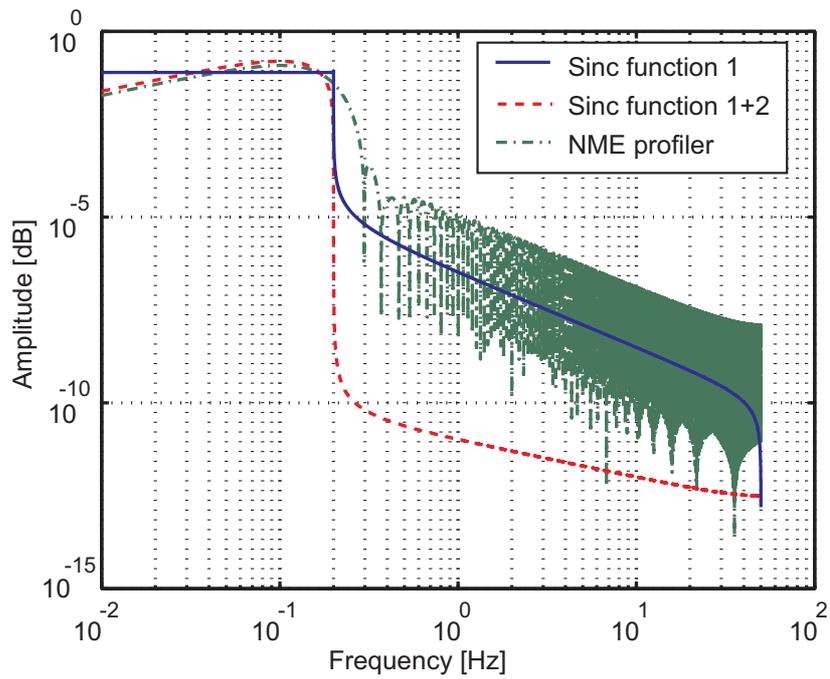


(d) NME profiler の時間波形

図 3.4: NME profiler の設計手順



(a) 線形表示



(b) 対数表示

図 3.5: NME profiler の周波数特性: Sinc 関数 (赤色), Sinc 関数を足し合わせた結果 (青色), NME profiler(緑色)

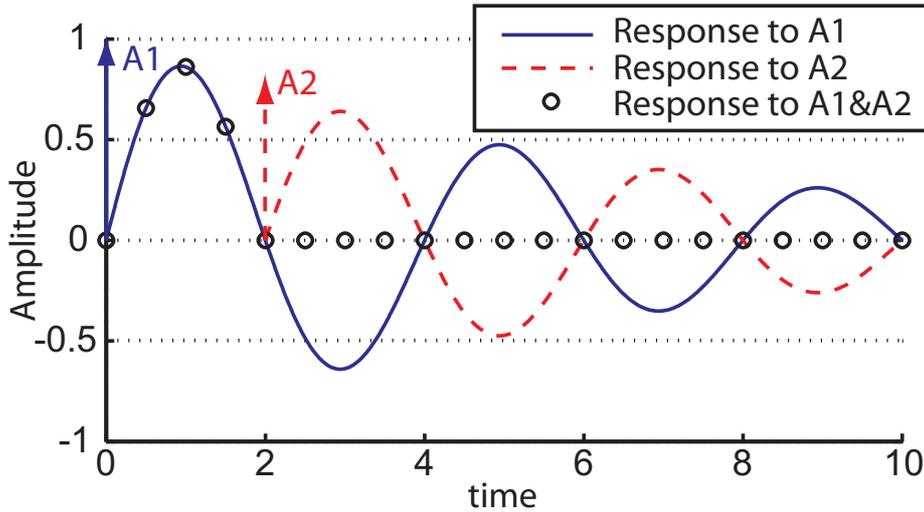


図 3.6: Input Shaping における残余振動打ち消しの概念図

3.5 残余振動に着目した指令値生成手法

3.5.1 Input Shaping の概念

最後に Input Shaping による振動制御について紹介する。Input Shaping は、制振制御における指令値生成手法の一つであり、残余振動を持たないインパルス列の生成手法についての研究である。残余振動を持たないように設計されたインパルス列のことを Input Shaper と呼ぶ。Input Shaping のコンセプトは図 3.6 を用いて説明ができる。図 3.6 では、二つのインパルスによってマヌーバを行うことを表している。この時、柔軟系のモード座標で表現された状態変数を考えると、この状態変数はプラントの固有周波数及び減衰定数をもって、図 3.6 に示すような減衰する正弦波の時間応答をとる。第二のインパルスは、第一のインパルスで励起された柔軟系の状態変数をちょうど打ち消し合うように印加される。このようなインパルス列を用いることで、二つ目のインパルス印加時刻以降は、残余振動を持たない姿勢変更が可能である。第二のインパルスが印加される時刻及びその振幅は、プラントの固有周波数及び減衰定数によって決まる値であるから、Input Shaping ではプラントの正確なモデル化が必要である。

このようにして得られたインパルス列は、実用上の観点から任意波形と畳み込み積分されることで、有用な指令値となる。図 3.7 にステップ入力と Input Shaper の畳み込み積分を行った概念図を示す。得られた波形(図 3.7 中の Shaped Input と表記されているもの)は、インパルス列で考慮した固有周波数の振動について、マヌーバ終了時にその残余振動を持たないものになっている。

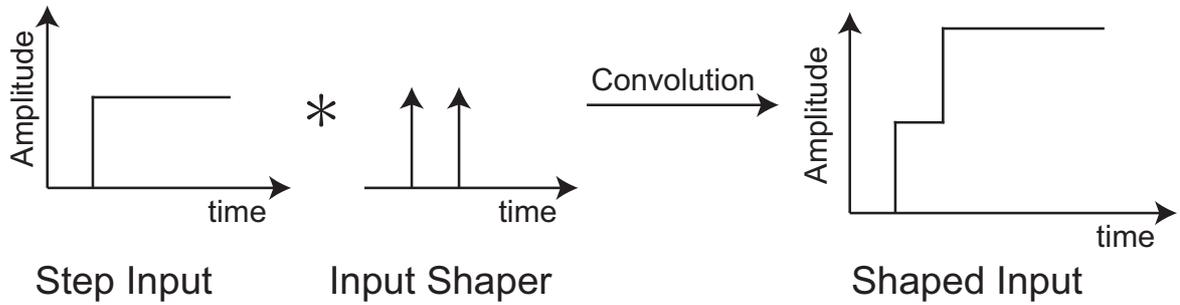


図 3.7: Input Shaping における畳み込み積分の概念図

3.5.2 ロバスト性を向上した Input Shaping の研究

先に示した二つのインパルスからなる Input Shaper は、Input Shaping のコンセプトを示すのに有用であるために示したが、実際に用いられて良い性能を出すことは少なかったようである。これは、Input Shaping がプラントの固有周波数及び減衰定数の情報を必要とするためであり、先の Input Shaper が固有周波数のモデル化誤差に対してロバスト性を保持していないためである。これに対し、固有周波数のモデル化誤差に強い Input Shaper を設計する研究が数多く進められてきた [20, 21]。また、時間最適化のため、負の振幅を持つインパルスを許容した研究 [22]、ロバスト性の評価について、減衰定数のモデル化誤差を含めた研究 [23] など、Input Shaping の研究は盛んである。

まず、Input Shaping のロバスト性を向上させる研究の口火を切ったのは、Singer らである [20]。この論文において、初期の二つのインパルスからなる Input Shaper は ZV (Zero-Vibration) Shaper と呼ばれている。構造振動の周波数領域におけるモデル化誤差に対するロバスト性を増やすため、この論文において、ZVD (Zero-Vibration-Derivative) Shaper, ZVDD (Zero-Vibration-Derivative-Derivative) Shaper が考えられた。ZVD Shaper の設計法を次に示す。

ZVD Shaper その他の Input Shaper は、残余振動の式を考える。その前提として、線形システムにインパルス入力を加えた場合を考えると、この時間応答は式 (3.24) で表すことができる。

$$y(t) = \left[A \frac{\omega_0}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_0(t-t_0)} \right] \sin(\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}(t-t_0)) \quad (3.24)$$

ただし、 A 、 ω_0 、 ζ はそれぞれインパルスの振幅、プラントの固有周波数、減衰係数であり、 t_0 はインパルスの印加された時間である。今、二つのインパルスにより、Input Shaper を組むことを考えると、二つのインパルスの後に残る残余振動の大きさは三角関数の公式より

$$B_1 \sin(\omega t + \phi_1) + B_2 \sin(\omega t + \phi_2) = A_{\text{amp}} \sin(\omega t + \psi) \quad (3.25)$$

と計算できる．ここで，

$$A_{\text{amp}} = \sqrt{(B_1 \cos \phi_1 + B_2 \cos \phi_2)^2 + (B_1 \sin \phi_1 + B_2 \sin \phi_2)^2} \quad (3.26)$$

$$\psi = \tan^{-1} \left(\frac{B_1 \cos \phi_1 + B_2 \cos \phi_2}{B_1 \sin \phi_1 + B_2 \sin \phi_2} \right) \quad (3.27)$$

である．ただし， B_i ($i = 1, 2$) は式 (3.24) における \sin の係数であり， $\phi_i = \omega \sqrt{(1 - \zeta^2)} t_j$ である．同様に，二つ以上のインパルスから残余振動の振幅を求める式は，

$$A_{\text{amp}} = \sqrt{\left(\sum_{j=1}^N B_j \cos \phi_j \right)^2 + \left(\sum_{j=1}^N B_j \sin \phi_j \right)^2} \quad (3.28)$$

と求まる．Input Shaper はこの式において， $A_{\text{amp}} = 0$ を解くことにより得られる．そのため

$$B_1 \cos \phi_1 + B_2 \cos \phi_2 + \cdots + B_N \cos \phi_N = 0 \quad (3.29a)$$

$$B_1 \sin \phi_1 + B_2 \sin \phi_2 + \cdots + B_N \sin \phi_N = 0 \quad (3.29b)$$

ここに

$$B_j = \frac{A_j \omega}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega (t_N - t_j)} \quad (3.30)$$

である．このため，

$$\sum_{j=1}^N A_j e^{-\zeta \omega (t_N - t_j)} \sin(t_j \omega \sqrt{1 - \zeta^2}) = 0 \quad (3.31a)$$

$$\sum_{j=1}^N A_j e^{-\zeta \omega (t_N - t_j)} \cos(t_j \omega \sqrt{1 - \zeta^2}) = 0 \quad (3.31b)$$

である．式 (3.31a)，(3.31b) を満たすインパルス列は，このためノミナルプラントに対して残余振動を持たないものとなる．ロバスト性を向上させた Input Shaper は残余振動を表す式 (3.31a)，(3.31b) を周波数 ω により微分した値も零にすることで得られる．これを式で表すと，

$$\sum_{j=1}^N A_j t_j e^{-\zeta \omega (t_N - t_j)} \sin(t_j \omega \sqrt{1 - \zeta^2}) = 0 \quad (3.32a)$$

$$\sum_{j=1}^N A_j t_j e^{-\zeta \omega (t_N - t_j)} \cos(t_j \omega \sqrt{1 - \zeta^2}) = 0 \quad (3.32b)$$

この制約を課して解いたインパルス列は，残余振動の微分を零にしていることから，ZVD (Zero-Vibration-Derivative) Shaper と呼ばれる．また，更なるロバスト化も可能であり，式 (3.32a)，(3.32b) を更に周波数 ω に関して微分した式を零におき

$$\sum_{j=1}^N A_j (t_j)^q e^{-\zeta \omega (t_N - t_j)} \sin(t_j \omega \sqrt{1 - \zeta^2}) = 0 \quad (3.33a)$$

$$\sum_{j=1}^N A_j (t_j)^q e^{-\zeta \omega (t_N - t_j)} \cos(t_j \omega \sqrt{1 - \zeta^2}) = 0 \quad (3.33b)$$

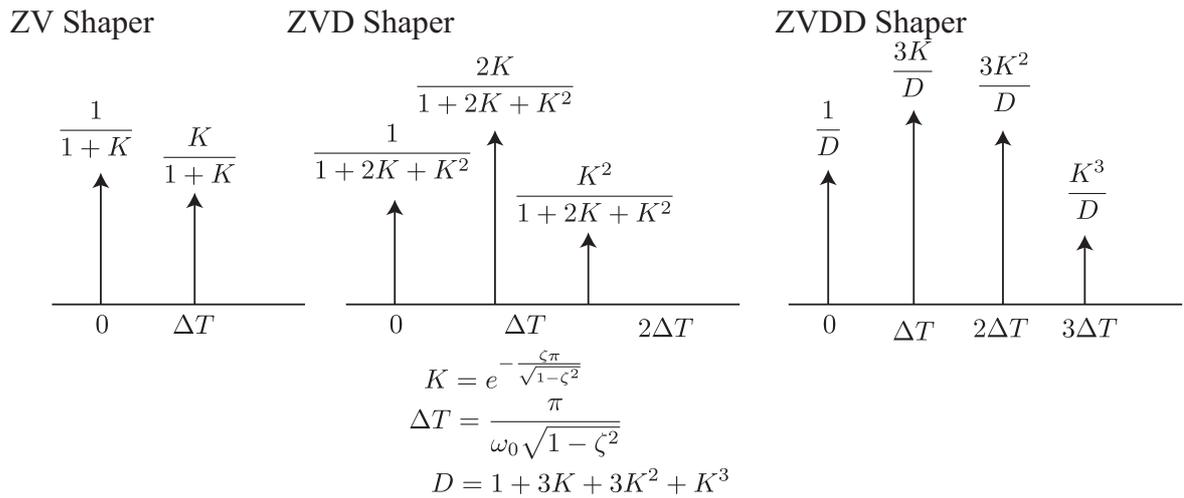


図 3.8: Input Shaper の一例: ZV Shaper 及び, Derivative Shaper である ZVD, ZVDD Shaper の形状

とすることで, ZVDD (Zero-Vibration-Derivative-Derivative), ZVDDD ... とロバスト化することができる.

これらの制約式は, 時間最適の式と組み合わせることによって解かれ, 図 3.8 に示す ZV, ZVD, ZVDD Shaper ができる. これら, Derivative Shaper と呼ばれるインパルス列は, 微分を零においた式が一つ増えるたびに, $\Delta T = \frac{\pi}{\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}}$ だけ遅くなる. しかしながら, 固有周波数の同定誤差が大きい場合にも, マヌーバ終了時の残余振動の振幅が小さくなり, ロバスト性を持つことが可能である. このように, Input Shaper においては, ロバスト性と性能のトレードオフを考えながら設計することが可能である. なお, Derivative Shaper の他に, Extra Insensitive Shaper と呼ばれる他の Input Shaper の設計例も存在するが [21], Extra Insensitive Shaper は減衰定数のモデル化誤差に弱いことが指摘されており [23], 第二章にて説明した衛星の姿勢制御系設計モデルの減衰定数の同定の難しさを考慮し, 本論文では Derivative Shaper を説明した.

3.6 まとめ

この章では, 過去の衛星における研究例として, フィードバック制御, フィードフォワード制御に渡り研究動向を調べた. フィードバックの研究動向では, 技術試験衛星 VI 型にはじまった日本の衛星開発における現代制御の動向, LPV モデルを安定化するロバストゲインスケジュールド制御, 性能の向上は難しいがロバスト性を容易に確保できる DVDFB 制御について触れた. またフィードフォワードの研究動向としては, 現在 ASTRO-G において検討されている NME profiler 指令について, その設計法から詳しく触れ, 更に他の振動抑制指令として Input Shaping による残余振動の除去について触れた.

3.6 まとめ

また，DVDFB 制御の説明を通し，現在まで多くの衛星において用いられてきた制御方式である PD 制御について，簡易に安定性が保証できることを述べた．この姿勢系のコロケーション条件が成り立っているという事実により，PD 制御はこれからも，衛星の姿勢制御系において多く使われると考えられるが，より姿勢精度の高い制御系を設計する必要があるミッション，あるいは，より高速高精度な過渡応答特性を必要とするミッションの衛星では，この章で述べたような先進的な現代制御手法が用いられるのではないかと考えている．

第4章 柔軟構造衛星に対する二自由度制御系の適用

4.1 はじめに

この章では，ASTRO-G の数値例を用いて，柔軟構造衛星に対する制御系を設計する．ASTRO-G におけるミッション要求より，姿勢制御系には高速高精度かつロバストな制御系が必要である．そのため，フィードバック系には，ロバスト制御手法として H_∞ 制御及び，古典制御を用いた検討例を示す．また，指令として，ASTRO-G の現在の検討例である NME profiler を用い，二自由度制御系を設計する．この章では，まず二自由度制御系のブロック図について議論する．次に，フィードバック制御系の設計を行い，閉ループ系の安定性及び性能について数値シミュレーションを用いて議論を行う．最後に，指令値に NME profiler を用いた二自由度制御系の応答を数値シミュレーションにより行い，評価を行う．

4.2 フィードフォワードコントローラに対する検討

二自由度制御系に用いるブロック図には，次の二つのものが考えられる．一つは，姿勢角を指令値とした，図 4.1 に示すものであり，もう一つには，トルクを指令値とした図 4.2 に示すものである．図 4.1 に示す姿勢角を指令値とした二自由度制御系において， $C(s)$ はフィードバックコントローラ，ローパスフィルタ $Q(s)$ 及び逆プラント $1/P_n(s)$ からなるブロック $\frac{Q(s)}{P_n(s)}$ がフィードフォワードコントローラであり， $r(t)$ には

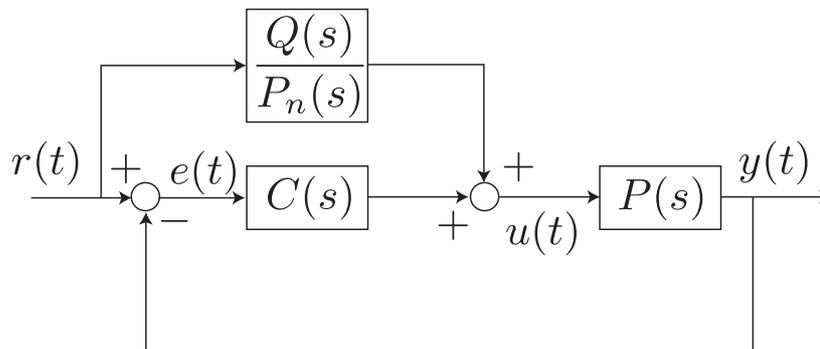


図 4.1: 姿勢角を指令値とした二自由度制御系のブロック図

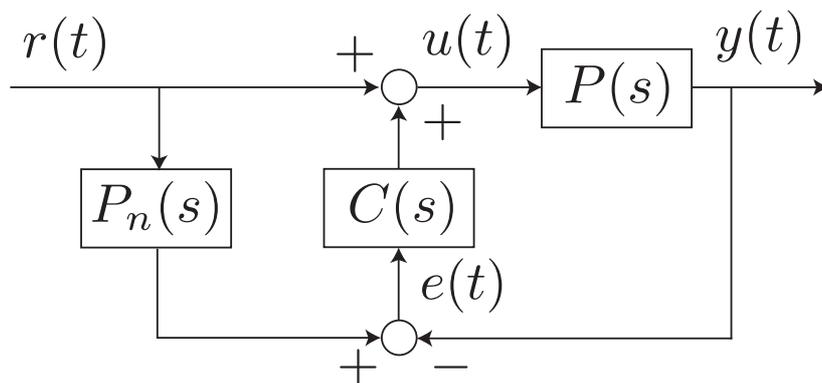


図 4.2: トルクを指令値とした二自由度制御系のブロック図

姿勢角指令を入力する．図 4.2 に示すトルクを指令値とした二自由度制御系では，姿勢角指令とした場合のフィードフォワードコントローラ $\frac{Q(s)}{P_n(s)}$ の代わりに，前向き補償器 $P_n(s)$ を用いている．ただし，前向き補償をフィードフォワードコントローラと呼ぶこともある． $r(t)$ はトルクの指令値である．

図 4.1 と図 4.2 の二自由度制御系を比較して考えると，姿勢角を指令値としたブロック図では，フィードフォワードコントローラとして用いる逆プラント $1/P_n$ をプロパーにするため，ローパスフィルタ $Q(s)$ が用いられている．そのため，姿勢角指令値及びトルク指令値が求められる場合には，図 4.2 に示す二自由度制御系が，ローパスフィルタの時定数程度有利になると考えられる．

また，図 4.1 では，逆プラントを用いているため，プラントと逆プラントの間の極零相殺を起こす．第二章のモデリングにおいて説明を行ったが，有限要素法では，本質的に減衰定数を求めることができず，地上における加振試験も，大気，重力のない宇宙空間とは環境が異なるため，減衰定数の同定は非常に難しい．この理由により，設計に用いられる減衰定数は 0.005 という最悪値を用いて設計されることになる．このように小さい減衰定数を持つ極は， s 平面において虚軸近傍に存在することになる．虚軸近傍で極零相殺を起こすと，制御性能に多大な影響を与えることが予想されるため，図 4.1 の二自由度制御系を使用する場合には，逆プラントには剛体モードのみを用いるべきであると考えられる．

ところで，逆プラントに剛体モードを用いることを考えた場合，剛体モードは単なる二重積分器であるため，姿勢角指令値からトルク指令値を求めるのは，さほど難しくなく，二回微分を行えば良い．そのため，本稿では，ローパスフィルタの時定数分有利である図 4.2 に示されるトルク指令を用いた二自由度制御系を採用することとする．もちろん，ステップ入力やランプ入力，インパルス入力等，二階微分が行えない波形も存在するが，本論文では考えないこととした．また，図 4.2 のフィードフォワードコントローラ $P_n(s)$ は，基本的に剛体モードとする．

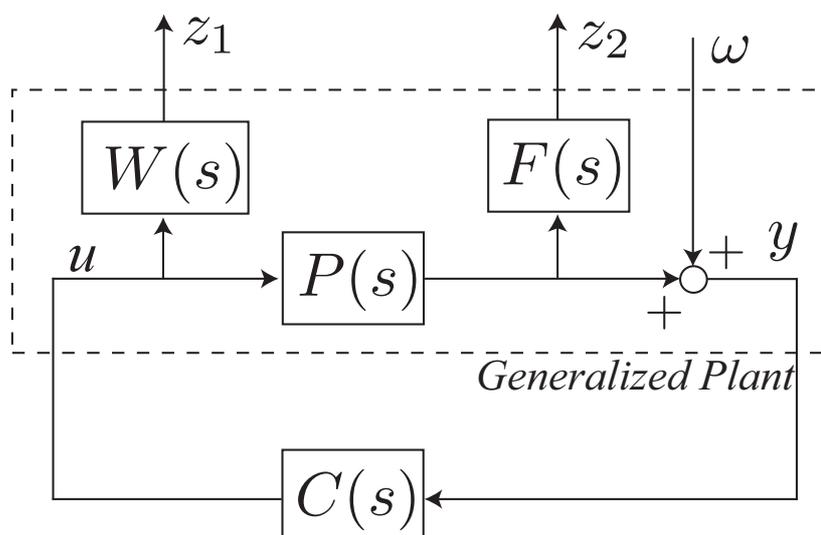


図 4.3: 性能重みを補感度関数に対する重みとした一般化プラント

4.3 フィードバックコントローラ的设计

4.3.1 H_∞ 制御を用いたフィードバックコントローラ的设计

この章では、 H_∞ 制御を用いたロバストなフィードバックコントローラを設計する。 H_∞ 制御を用いれば、同定が難しいと考えられる高次の振動モードに対して、ロバスト安定な制御器を設計可能である。制御器設計に用いる一般化プラントを図 4.3 に示す。図 4.3 のノミナルプラントには、第二章にて説明した非拘束モードモデルの式 (2.15)、(2.16) から制御モードを取り出して用いる。取り出す制御モードの次数を n とすると、制御設計の低次元モデルは式 (2.15) における減衰行列 $\Delta \in \mathbb{R}^{N \times N}$ 、剛性行列 $\Lambda \in \mathbb{R}^{N \times N}$ 、入力行列 $\Gamma := \Phi^T L \in \mathbb{R}^{N \times 3}$ から、それぞれ制御モードに対応する行列 $\Delta_c \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 、 $\Lambda_c \in \mathbb{R}^{n \times n}$ 、 $\Gamma_c \in \mathbb{R}^{n \times 3}$ を

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_c & 0 \\ 0 & \Delta_r \end{bmatrix}, \quad \Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_c & 0 \\ 0 & \Lambda_r \end{bmatrix}, \quad \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_c \\ \Gamma_r \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

のように取り出す。ノミナルプラントはこの Δ_c 、 Λ_c 、 Γ_c を用いて、次式のように記述される。

$$\ddot{x} = A_c x + B_c u \quad (4.2a)$$

$$y = C_c x \quad (4.2b)$$

ただし、

$$A_c = \begin{bmatrix} O & I \\ -\Lambda_c & -\Delta_c \end{bmatrix}, \quad B_c = \begin{bmatrix} O \\ \Gamma_c \end{bmatrix}, \quad C_c = \begin{bmatrix} \Gamma_c^T & O \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

である．ノミナルプラントをドイルの記法¹を用いて

$$G_c(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_c & B_c \\ \hline C_c & O \end{array} \right] \quad (4.6)$$

と表しておく．残余モードも同様に，

$$G_r(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_r & B_r \\ \hline C_r & O \end{array} \right] \quad (4.7)$$

と表す．ただし，

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -\Lambda_r & -\Delta_r \end{bmatrix}, \quad B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ \Gamma_r \end{bmatrix}, \quad C_r = \begin{bmatrix} \Gamma_r^T & 0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

である．コントローラを低次元化したことによるスピルオーバ現象を防ぐため，重み関数 $W(s)$ の特異値を残余モード $G_r(s)$ の特異値より，大きくなるように設計する必要がある．重み関数 $W(s)$ は，次式のように，残余モードを規格化された摂動 $\|\Delta\|_\infty < 1$ で表すための重みである．

$$\|G_r(s)\|_\infty < \|\Delta(s)\|_\infty \|W(s)\|_\infty \quad (4.9)$$

図 4.3 において，重み関数 $F(s)$ は，性能の重みであり，これにより制御性能が大きく変わってくる．本稿では，重み関数 $F(s)$ を，設計される制御器の次数を考慮し，ロール・ピッチ・ヨーの各軸において 2 次のローパスフィルタ，つまり計 6 次のフィルタとして実現する．

上のように制御モードの次数を決め，ノミナルプラント $G_c(s)$ ，重み関数 $W(s)$ 及び $F(s)$ を決定すると，図 4.3 に示す拡大系のプラント G はドイルの記法を用いて以下の式で表すことができる．

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = G \begin{bmatrix} \omega \\ u \end{bmatrix}, \quad G = \left[\begin{array}{c|cc} A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{12} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array} \right] \quad (4.10)$$

ただし，各行列の値は，重み関数 $W(s)$ 及び $F(s)$ を

$$W(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_W & B_W \\ \hline C_W & D_W \end{array} \right], \quad F(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_F & B_F \\ \hline C_F & D_F \end{array} \right] \quad (4.11)$$

¹ドイルの記法は

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.4a)$$

$$y = Cx + Du \quad (4.4b)$$

で表される伝達関数 $G(s)$ を

$$G(s) = \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right] \quad (4.5)$$

と簡略化して表す記法のことである．

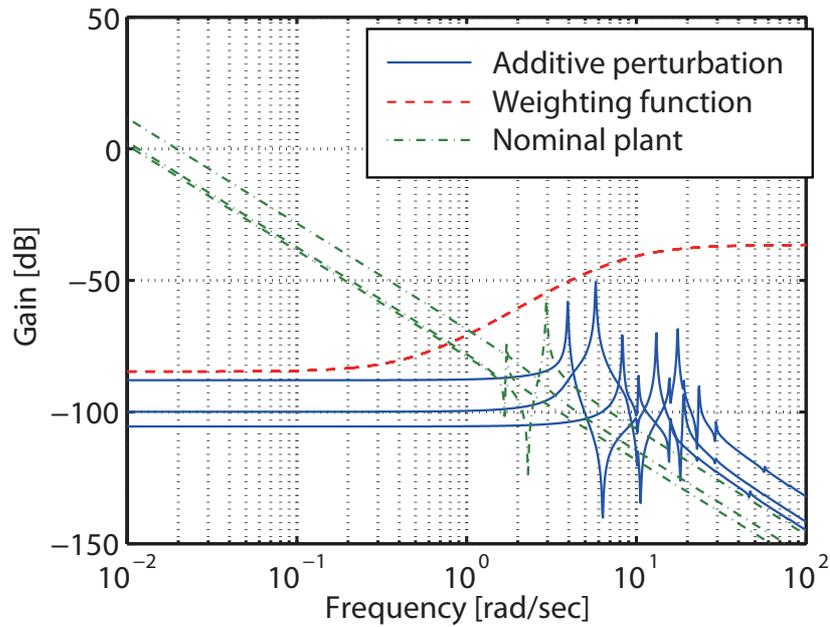


図 4.4: 加法的摂動 (青色実線), 重み関数 (赤色破線) 及びノミナルプラント (黒色鎖線)

と表すと,

$$A = \begin{bmatrix} A_c & O & O \\ O & A_W & O \\ B_F C_c & O & A_F \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} O \\ O \\ O \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} B_c \\ B_W \\ O \end{bmatrix} \quad (4.12a)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} O & C_W & O \\ D_F C_c & O & C_F \end{bmatrix}, D_{11} = \begin{bmatrix} O \\ O \end{bmatrix}, D_{12} = \begin{bmatrix} D_W \\ O \end{bmatrix}, \quad (4.12b)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} C_c & O & O \end{bmatrix}, D_{21} = I, D_{22} = O \quad (4.12c)$$

である．このようにして得られた拡大系 G に対して, z から ω までの伝達関数 $G_{z\omega}$ の H_∞ ノルム $\|G_{z\omega}\|_\infty$ を 1 以下にするような制御器が得られれば, この制御器は, 残余振動に対するロバスト安定性を保持した制御器となっている．

以下に ASTRO-G の数値例を用いた設計例を示す．一般化プラントは, 図 4.3 に示した性能重みが補感度関数重みとなっているものとし, 制御モードの次数は, 一つの設計例として, 剛体モード 3 次及び振動モード 2 次の合わせて 5 次を制御モードとした．ASTRO-G のモデルでは, 太陽電池パドルと大型展開アンテナの振動モードが合わせて 17 次であるから, 残余モード $G_r(s)$ は 15 次となる．この残余モードに対して, 重み関数 $W(s)$ をタイトに設計した例を図 4.4 に示す．図中, 青色実線で表されるのが加法的摂動 $G_r(s)$ であり, 赤色破線で表されるのが加法的摂動への重み関数である $W(s)$ である．ロバスト性を保証するため, 重み関数 $W(s)$ の特異値は全周波数に渡って, 加法的摂動 $G_r(s)$ の最大特異値より大きく取り, かつ性能を出すため, できる限りタイトな周波数特性となるように設計を行った．この重み関数 $W(s)$ は式 (4.13) で

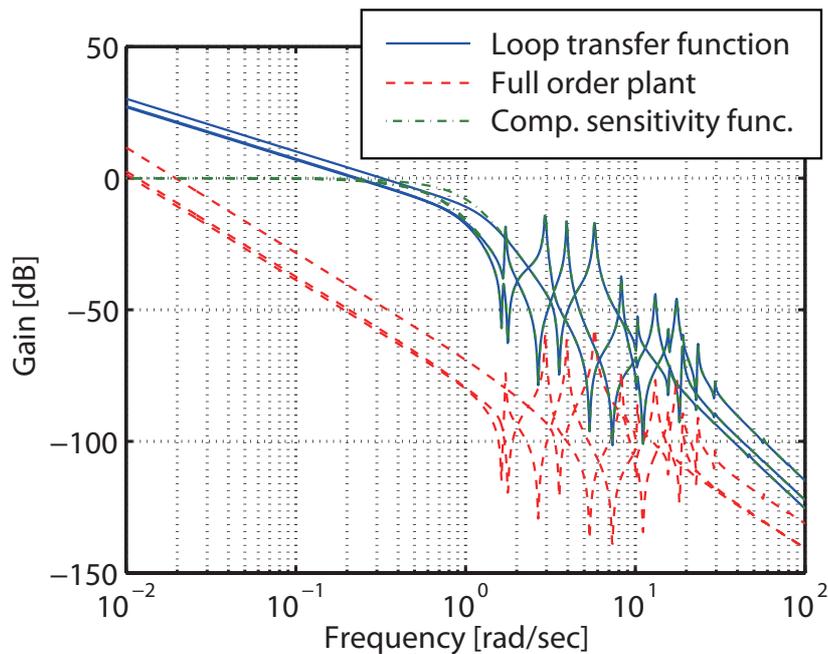


図 4.5: 設計した H_∞ コントローラによる閉ループ系の特性: 一巡伝達関数 (青色実線), フルオーダープラント (赤色破線), 補感度関数 (緑色一点鎖線)

表される 2 次のローパスフィルタを 3 軸分設計したものである .

$$W(s) = 0.012 \frac{s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_d \omega_d s + \omega_d^2} \quad (4.13)$$

ただし, $\omega_n = 0.5$, $\omega_d = 8$, $\zeta_n = \zeta_d = 1$ とした .

次に重み関数 $F(s)$ について検討を行う . H_∞ 制御器の設計において, 設計される中心解と呼ばれる制御器は, 一般化プラントに用いたノミナルプラント及び重み関数の次数の総和となることが知られている . このため, 制御器を実装することを考えると, 重み関数はできるだけ低次である方が好ましい . 本稿では, 重み関数 $F(s)$ の次数は制御器の次数を上げ過ぎないように, 各軸あたり, 式 (4.14) で表される二次のローパスフィルタとし, 計 6 次のフィルタとした .

$$F(s) = g \frac{\omega_F^2}{s^2 + 2\zeta_F \omega_F s + \omega_F^2} \quad (4.14)$$

ただし, $g = 0.995$, $\zeta_F = 1$, $\omega_F = 10$ である . 実際に設計する際には, g と ω_F についてステップ応答の数値シミュレーションを行いながら, 試行錯誤的にパラメータ調整を繰り返した .

設計後の一巡伝達関数の特異値線図を図 4.5 に示す . 図 4.5 の一巡伝達関数を見ると, 振動モードは全てゲイン安定化されていることが分かる . また, 制御帯域を一巡伝達関数が 0 dB と交差する周波数で定義すると, 制御帯域は $0.15 \sim 0.25$ rad/sec であり, 1 次の振動モードの 1.7 rad/sec 程度の 10 分の 1 程度の制御帯域を持っていることが分かる . 相補感度関数は, $F(s)$ の設計を補感度関数の重みとし, かつゲインを十分 1 に

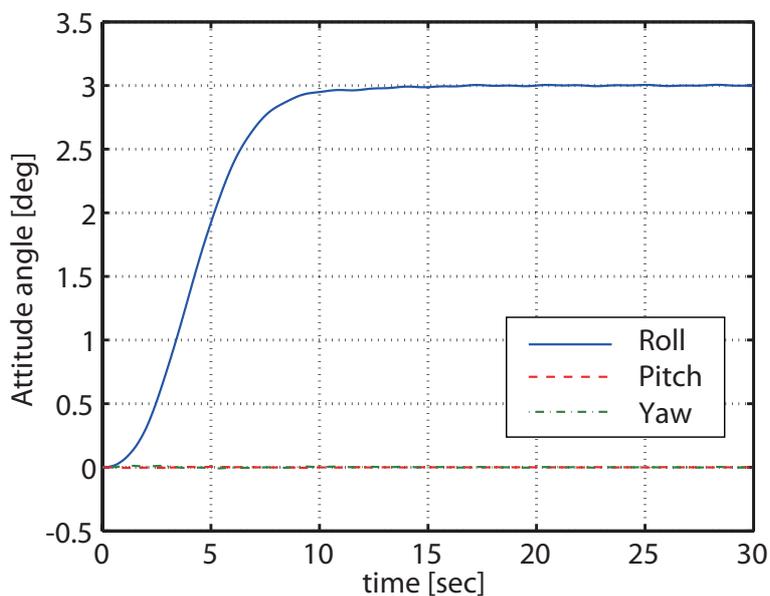
近く取ったため、0 dBより非常に大きな値を取っているところがない。図4.6、図4.7にそれぞれロール軸のステップ応答、ピッチ軸のステップ応答を示す。マヌーバの概観を見た図4.6(a)、図4.7(a)より、マヌーバ全体でオーバーシュートが起きていないことが分かる。これは、上で述べた補感度関数が0 dB以上で大きな値を取っていないことに起因する。また、マヌーバの詳細を示した図4.6(b)及び図4.7(b)より、ピッチ軸では剛体モードの収束は12秒程度で行えているが、ロール軸の剛体モードの収束は15~16秒と遅くなっていることが分かる。また、ロール軸は剛体モードが3 degに収束してからの残余振動がピッチ軸に比較して大きく、0.005 deg程度の振幅で振動している。ピッチ軸の応答は、ロール軸に比較して、剛体モードの収束が早く、かつ残余振動も0.002 deg程度の振動である。しかしながら、ピッチ軸の応答では、図4.7(a)の応答に示されるように、ヨー軸が大きく干渉している。また、図4.7(b)を見ると、15秒の時点でヨー軸の応答は0 deg程度に収束しているが、残余振動が比較的大きく、0.003~0.004 deg程度の振動が残っていることが分かる。

このことから以下のようなプラントの特徴を挙げるができる。

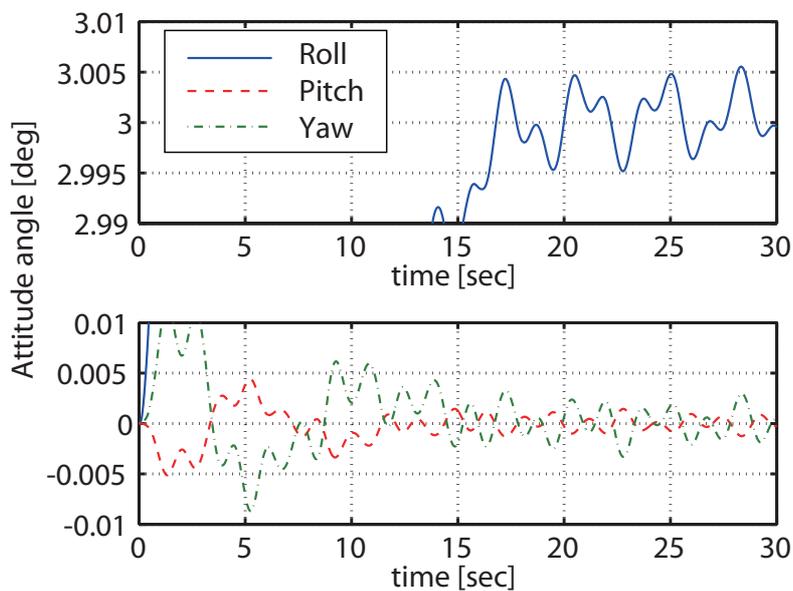
- ピッチ軸よりロール軸の方が、慣性モーメントが大きく、マヌーバが難しい。ロール軸においては、剛体モードを早く収束させるために、広い制御帯域が必要とされる。制御帯域を向上させると、一次振動モードが励起される度合いも強くなるため、やはりロール軸の制御はピッチ軸よりも難しい。制御性能が達成されたかどうかを見るには、ピッチ軸のマヌーバより、ロール軸のマヌーバにおける評価が妥当であり、この意味からロール軸の応答を見る必要がある。
- 三軸干渉はロール軸のマヌーバでは比較的小さく、ピッチ軸とヨー軸の干渉が非常に大きい。ピッチ軸はヨー軸と慣性乗積を通して強く干渉しているため、ピッチ軸の応答を見る際には、ヨー軸の応答も見べきである。このため、制御器によって、非干渉化が行われていることを確認するために、ピッチ軸のマヌーバ応答を確認することも必要である。

このように、ロール軸では制御帯域の広さが、ピッチ軸では制御器により非干渉化制御が行われていることがそれぞれ重要である。ロール軸の応答及びピッチ軸の応答は両者とも重要であることが分かったため、今後、数値シミュレーションを行う際には、ロール軸及びピッチ軸に、それぞれ $3/\sqrt{2}$ degの応答を行うことを考える。これは、ロール軸及びピッチ軸の両者の特性が表れるため、特性の確認に有利であるとともに、最も厳しい姿勢変更軸であると考えられる。

なお、図4.3に示される一般化プラントとは別に、性能重みとして感度関数重みを取る形の一般化プラントを用いた制御器を設計してみたところ、性能が良い制御器は出来なかった。重み関数を感度関数に対する重みとする場合、重み関数 $F(s)$ の設計法には、(1) 感度関数整形という目的から低周波で高いゲインを持ち、カットオフ周波

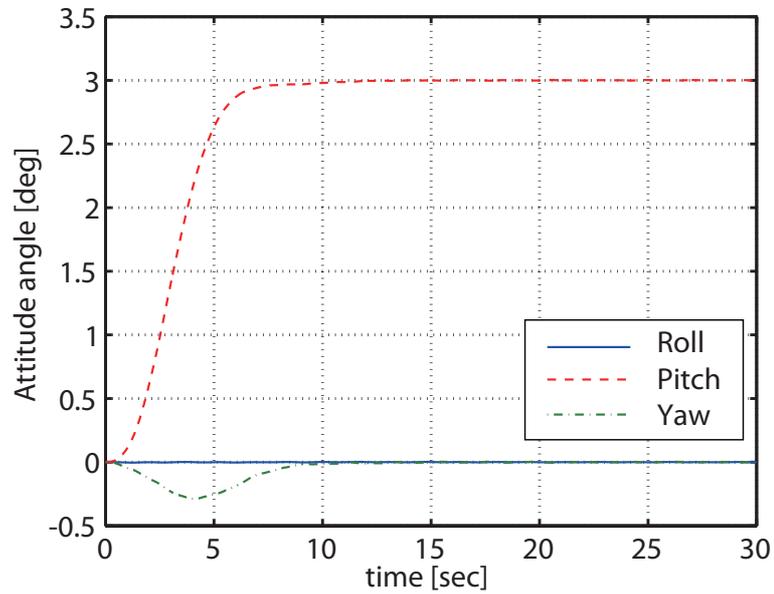


(a) マヌーバの全体を示したもの

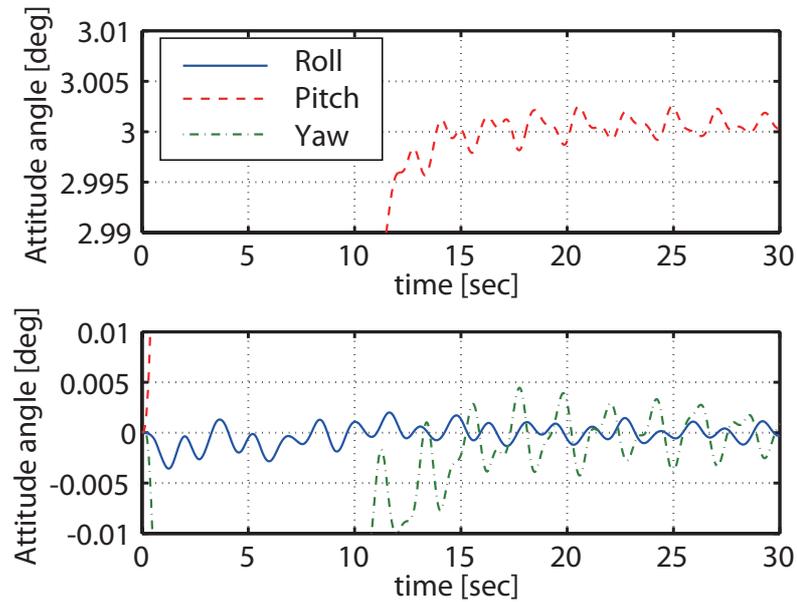


(b) 3 deg 付近を拡大したもの (上図) 及び 0 deg 付近を拡大したものの (下図)

図 4.6: H_∞ コントローラを用いた数値シミュレーション: マヌーバ軸をロール軸としたステップ応答. ロールの応答 (青色実線), ピッチの応答 (赤色破線), ヨーの応答 (緑色一点鎖線)



(a) マヌーバ全体を眺めたもの



(b) 3 deg 付近を拡大したもの (上図) 及び 0 deg 付近を拡大したものの (下図)

図 4.7: H_{∞} コントローラを用いた数値シミュレーション: マヌーバ軸をピッチ軸としたステップ応答. ロールの応答 (青色実線), ピッチの応答 (赤色破線), ヨーの応答 (緑色一点鎖線)

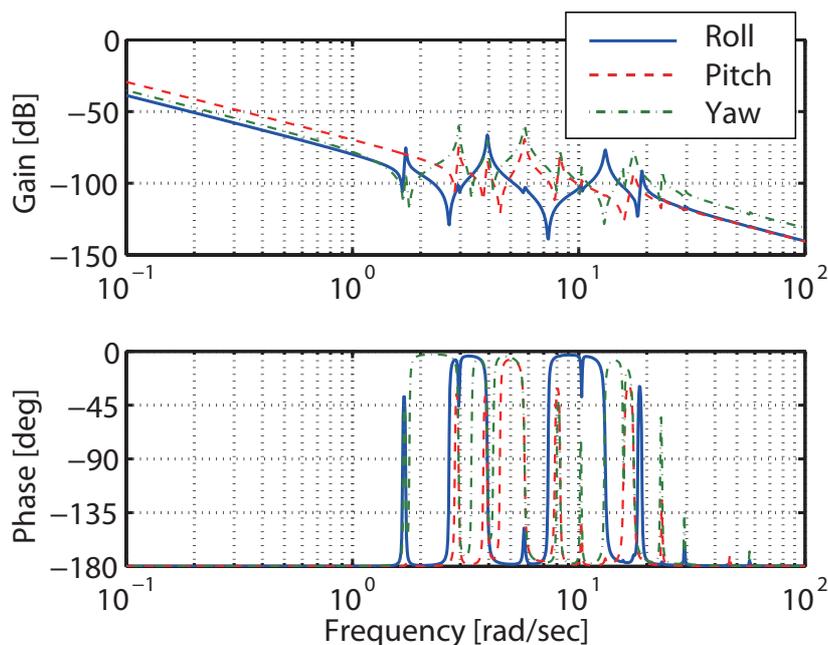


図 4.8: 多入出力系から各軸のボデー線図を書き出したもの

数が低いローパスフィルタと、(2) 補感度関数の重みと同様に、1より小さいゲインを持つ、カットオフ周波数の高いローパスフィルタの二通りが考えられる。これら二通りの設計方法を試したが、(1)の場合、制御器の極に非常に早いものがでてくるため、デジタル再設計の際に安定性が崩れ、また(2)の場合、性能は補感度関数重みとしたものの方が、感度関数重みとしたものよりも優れていた。このため、一般化プラントとしては、図 4.3 を用いることとした。

4.3.2 古典制御によるフィードバックコントローラ的设计

上の H_∞ 制御によるフィードバック制御とは別に、古典制御によるフィードバック系設計の検討を行ったので、これを示す。古典制御では、多入出力系の扱いができないため、一入出力系の設計となるが、これは、DVDFB 制御のスペシャルケースのようにとらえることが可能である。ここで用いる PID 設計手法は、比例補償により剛体モードの安定化及び、制御帯域の広帯域化を行い、微分補償により振動を安定化することを目的とする。また、積分補償により、サーボ特性を持たせる設計手法を取る。

この手法では、衛星の姿勢制御系が持つ特徴を利用しているため、次にこれを示す。今、多入出力系で定義される人工衛星の伝達関数から、一入出力系の伝達関数を抜き出してボデー線図を描くと、図 4.8 のように表される。図 4.8 は、ロール軸に与えるトルクからロール軸の姿勢角までの伝達関数、同様にピッチ軸からピッチ軸、ヨー軸からヨー軸までの伝達関数のボデー線図を表したものである。この図において、位相に注目すると、周波数が 0 から無限の間において、位相はたかだか 0 度から -180 度まで

しか変化していないことが分かる．これは『センサ・アクチュエータのコロケーション条件が成立している時，全ての振動が同相であること』に起因しており，一つの位相補償器によって同時安定化することが可能である．

この制御器を設計する際には，文献 [27] を参考にした．この文献では，フィードバック系を論じる上で重要な関数である感度関数と，一巡伝達関数のベクトル軌跡の関係について述べている．以下，文献 [27] による同相振動の安定化について引用する．

一巡伝達関数を $L(s)$ と定義すると，感度関数は式 (4.15) で表される．

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)} \quad (4.15)$$

ここで，任意の周波数 ω rad/sec における感度関数のノルムの自乗は

$$|S(j\omega)|^2 = \frac{1}{|1 + L(j\omega)|^2} \quad (4.16)$$

と表すことができる．更に

$$\text{Real}[L(s)] = a, \text{Imag}[L(s)] = b \quad (4.17)$$

とおくと，式 (4.16) は式 (4.18) に変形することができる．

$$|S(j\omega)|^2 = \frac{1}{(1 + a)^2 + b^2} \quad (4.18)$$

ここで， $R(j\omega)$ を複素平面上における座標 $[-1, 0j]$ から一巡伝達関数 $L(j\omega)$ までの距離として定義すると，式 (4.18) は

$$|S(j\omega)| = \frac{1}{|R(j\omega)|} \quad (4.19)$$

と変形することができる．図 4.9 に式 (4.19) の三次元プロットを示す．式 (4.19) により，『ある任意の周波数における感度関数の大きさは，ナイキスト線図上における一巡伝達関数の逆数である』ことが示される．よって，フィードバック制御系が周波数 ω rad/sec の位置外乱を抑圧するための条件は

$$|R(j\omega)| > 1 \quad (4.20)$$

であり，逆に制御系が位置外乱を増幅する条件は

$$|R(j\omega)| < 1 \quad (4.21)$$

となる．特に， $\angle L(j\omega)$ が $360^\circ \times n$ (n は整数) を中心に $\pm 90^\circ$ 以内の範囲である場合，ベクトル軌跡はナイキスト線図の右半平面を通過することになり，ゲインの大きさによらず $|S(j\omega)| < 1$ が保証される．

この考え方を参考に制御器を設計する．まず，古典制御を用いて設計を行うために，プラントを一入出力系で表現する必要がある．このため，多入出力系の非拘束モード

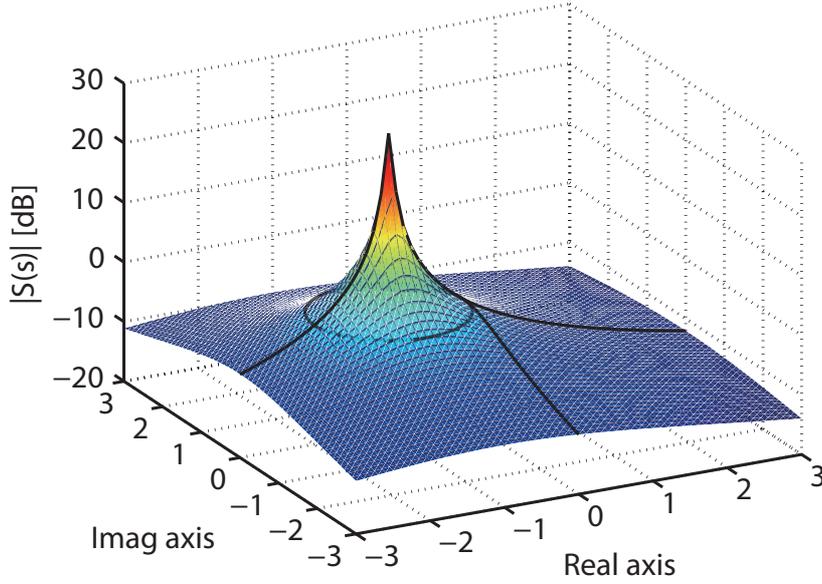


図 4.9: ナイキスト線図における $|S(s)|$ のプロット

モデルの式 (4.1) で用いた剛性行列 $\Lambda \in \mathbb{R}^{N \times N}$ 及び入出力の行列 $\Gamma \in \mathbb{R}^{N \times 3}$ を用いて、制御器設計用の一入出力モデルを作成する。

まず、剛性行列 Λ の対角要素の平方根を取ることで、モード周波数を得る。また、入出力行列 Γ を、 $\Gamma = [\Gamma_{\text{rig}}^T \ \Gamma_{\text{flex}}^T]^T$ のように、剛体モードに対応する行列 $\Gamma_{\text{rig}} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ 及び、柔軟モードに対応する行列 $\Gamma_{\text{flex}} \in \mathbb{R}^{(N-3) \times 3}$ に分け、更に、柔軟モードに対応する行列は、 $\Gamma_{\text{flex}} = [\Gamma_r \ \Gamma_p \ \Gamma_y]$ のように、ロール、ピッチ、ヨーに対応する N 行 1 列の行列 Γ_r 、 Γ_p 及び Γ_y に分解する。また、剛体モードの行列 Γ_{rig} から、対角成分を取り出し、それぞれ Γ_{rigr} 、 Γ_{rigp} 、 Γ_{rigy} と定義する。減衰定数を全ての柔軟モードにおいて 0.005 と仮定することにより、各軸のプラントは次式で表すことができる。

$$P_x(s) = \frac{\Gamma_{\text{rigr}}^2}{s^2} + \sum_{i=4}^N \frac{\Gamma_{xi}^2}{s^2 + 2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (4.22a)$$

$$P_y(s) = \frac{\Gamma_{\text{rigp}}^2}{s^2} + \sum_{i=4}^N \frac{\Gamma_{yi}^2}{s^2 + 2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (4.22b)$$

$$P_z(s) = \frac{\Gamma_{\text{rigy}}^2}{s^2} + \sum_{i=4}^N \frac{\Gamma_{zi}^2}{s^2 + 2\zeta_i\omega_i s + \omega_i^2} \quad (4.22c)$$

このプラントに対して、ベクトル軌跡を用いて PID 制御器を設計する。まず、式 (4.22a) で表される x 軸の伝達関数のベクトル軌跡を図 4.10 に示す。ただし、デジタル再設計を行うことを考慮し、サンプル時間の 1.5 倍の無駄時間を仮定した [35]。図 4.10 より、プラントのベクトル軌跡のうち、振動モードに対応する円は、全て虚軸負向きに伸びていることが分かる。これにより、一つの位相補償器により、全ての振動モードに対応する円を、点 $[-1, 0j]$ より遠ざける方向に補償することが可能である。

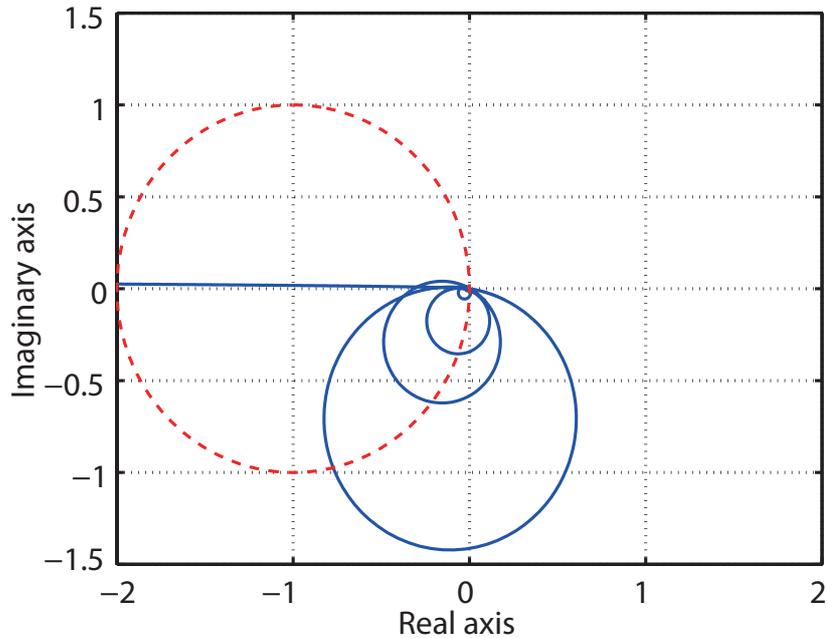


図 4.10: プラントのベクトル軌跡: 点 $[-1, 0j]$ との関係を見るために, プラントは比例ゲインをかけて表示した. プラントには, サンプル周波数の 1.5 倍の無駄時間を掛け合わせたものとした.

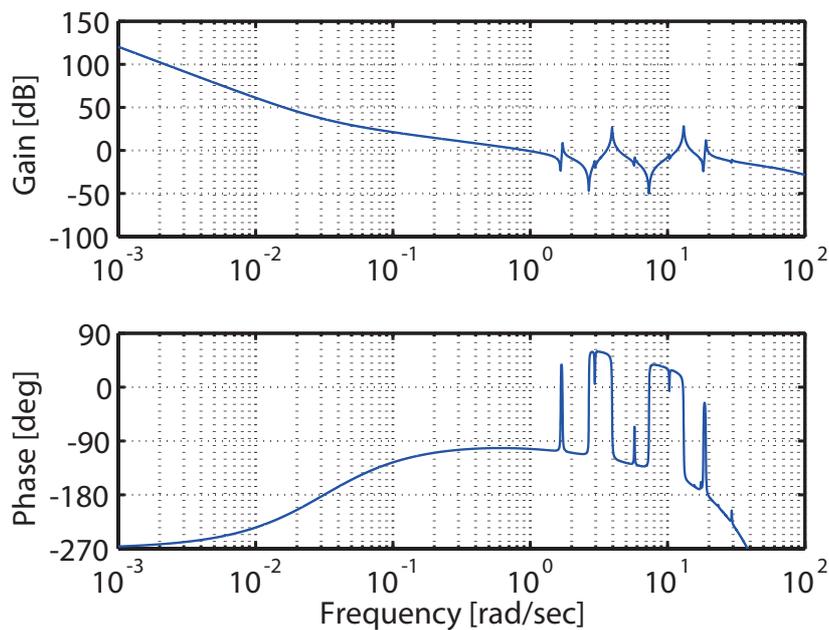
先の議論より, 一巡伝達関数のベクトル軌跡が点 $[-1, 0j]$ からの距離 1 以下にある場合は, 外乱増幅となるため, 振動モードに対応する円は全て複素平面実軸方向に移動させる位相補償を行うことが望ましい. また, 図 4.10 では剛体モードは点 $[-1, 0j]$ を右に見ている軌跡となっているため, 剛体モードの安定化も必須である. ここで, 剛体モード及び全ての振動モードは同相であるため, 位相進み補償により安定化することが可能である. また, 制御器にはサーボ特性を持たせることとした. 以上の指針を元に, サーボ系を有するための積分特性と, 位相進み補償を行う近似微分要素を持つ 2 次のフィルタを設計した.

$$C_{x1} = 32000 \cdot \frac{(s + 2\pi 0.005)^2}{s(s + 2\pi 1.5)} \quad (4.23)$$

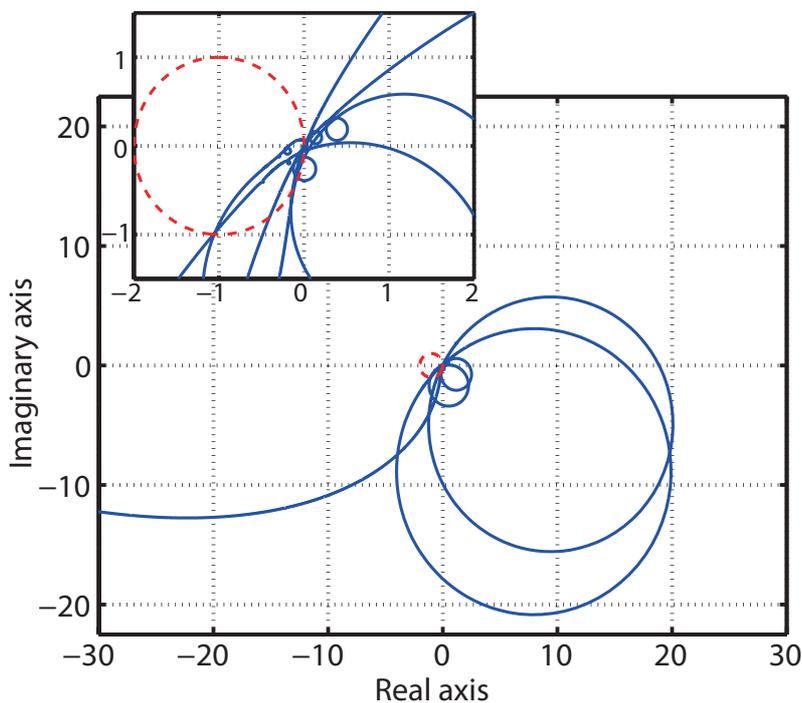
また, 高次振動モードをベクトル軌跡上で右半平面に移動させるため, 高周波領域用にさらに位相進み補償器を付加する.

$$C_{x2} = \frac{0.0125s + 1}{0.008975s + 1} \quad (4.24)$$

制御器 C_{x1} 及び C_{x2} を直列結合させた制御器をフィードバック制御器 C_x として, ロール軸の制御に用いる. 制御器 C_x により補償した一巡伝達関数のボデ線図及びナイキスト軌跡をそれぞれ図 4.11(a), 図 4.11(b) に示す. 図 4.11(a) に示したボデ線図より, 制御帯域を 0.95 rad/sec 程度まで広帯域化し, かつ, 振動モードに対しては位相安定化を行っている. 設計した制御系の位相余裕及びゲイン余裕はそれぞれ 42 度以上,



(a) ボーデ線図



(b) ナイキスト軌跡．左上には，複素平面原点近くを拡大したものを示した．

図 4.11: PID 制御及び位相進み補償による設計: ロール軸の一巡伝達関数のボーデ線図及びナイキスト軌跡

14.7 dBであった。また，図 4.11(b) に示されるナイキスト軌跡でこれを確認すると，全ての振動モードに対応する円は，実軸正方向に進んでおり，これにより点 $[-1, 0j]$ から遠ざかっていることが分かる。また，複素平面の原点近くを見ると，点 $[-1, 0j]$ から半径 1 の円内を通る軌跡は少なく，ロバストな制御系であることが伺える。

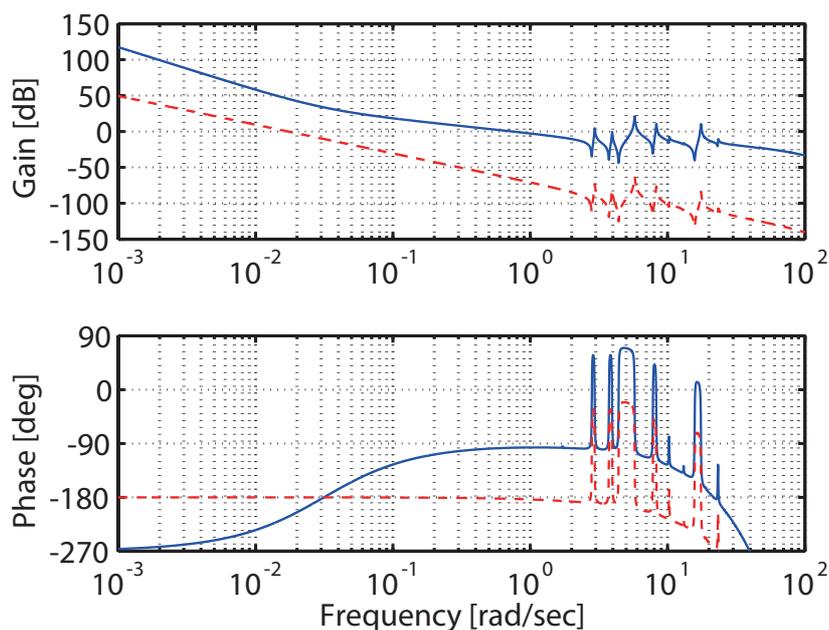
同様に y 軸についてもナイキスト軌跡を元に設計を行った。 y 軸の制御器は次式で表されるものとした。

$$C_y = 16000 \cdot \frac{(s + 2\pi \cdot 0.005)^2}{s(s + 2\pi \cdot 1.5)} \quad (4.25)$$

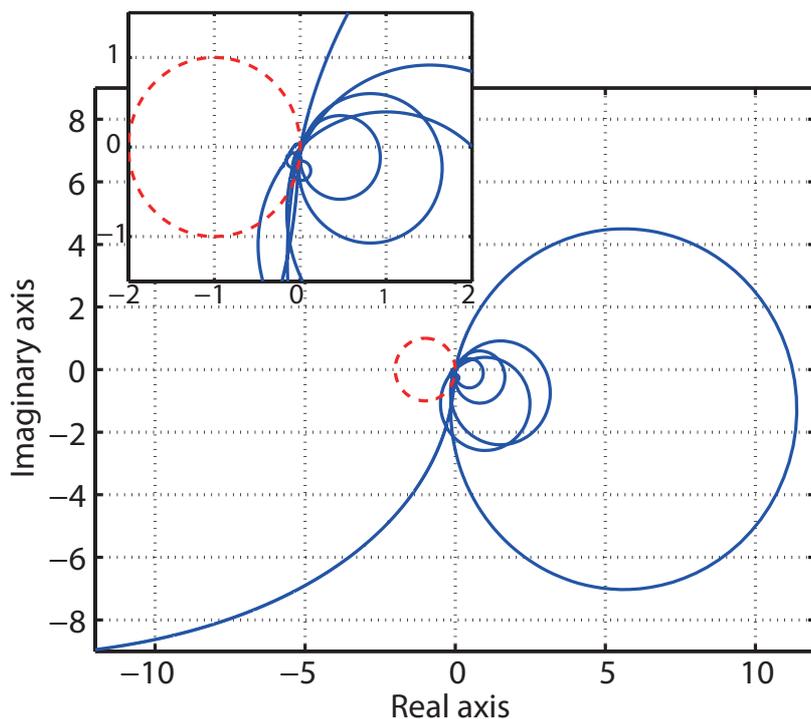
y 軸のプラントのボーデ線図，一巡伝達関数のボーデ線図を図 4.12(a) に，一巡伝達関数のナイキスト軌跡を図 4.12(b) に示す。

一般の柔軟構造衛星において，広い制御帯域を必要とされる場合には，以上のような設計法を z 軸についても設計することで，3 軸の姿勢制御系を組むことが可能である。なお，ASTRO-G における姿勢変更の場合， z 軸はアンテナの軸と等価であり，観測要求によりアンテナ軸回りにどれだけ回転しても観測に支障を来さないという理由があるため， z 軸に関してはフリーモーションで動かす。また，同じ理由により，ASTRO-G では，大きなトルクを出すことができるのは xy 平面内であり， z 軸にはリアクションホイールによる小さなトルクしか出せない配置となる予定である。設計した x 軸及び y 軸の制御器を用いて，ロール軸マヌーバ及びピッチ軸マヌーバの数値シミュレーションを行った。シミュレーションの条件として，プラントは並進運動 3 次，回転運動 3 次，振動モード 17 次の系 23 次のモデルとして定義し，プラントの入力端には，アクチュエータのモデルとしてカットオフ周波数 10 Hz の 1 次ローパスフィルタを仮定した。また，コントローラは，40 Hz の零次ホールドにより離散化を行い，シミュレーションステップは 1/160 秒以下とした。

ロール軸マヌーバ及びピッチ軸マヌーバの応答をそれぞれ図 4.13(a)，図 4.13(b) に示す。これらの応答より次の事が言える。まず，剛体モードの収束は非常に早く，4~5 秒程度でほぼ 3 deg 程度まで応答している。また，その時に励起した振動は，ある程度の減衰定数をもって減衰しており，高次の振動モードに対するスピルオーバー現象も起きていない。特に高周波の減衰は図 4.13(a) より，早いものとなっており，減衰を付加することが可能となった。しかしながら， x 軸では 1 次の振動モードの固有周波数に近い 1.7 rad/sec 付近の振動が起きており， y 軸では，2 次の振動モード 2.9 rad/sec 付近の振動が起きている。これらの振動モードも減衰はしているが，マヌーバ初期に励起された振幅が大きく，問題になると考えられる。また，剛体モードの収束も，3 deg 付近までマヌーバするのは 5 秒程度と早い収束を行っているが，その時点で持っている 0.1 deg 程度の姿勢角誤差を 0.01 deg 程度に収束させるのに約 50 秒程度の時間がかかっている。これは，高次の振動モードまで位相安定化するほどに微分ゲインを大きくとっているため，積分特性が弱くなっているためと考えられる。

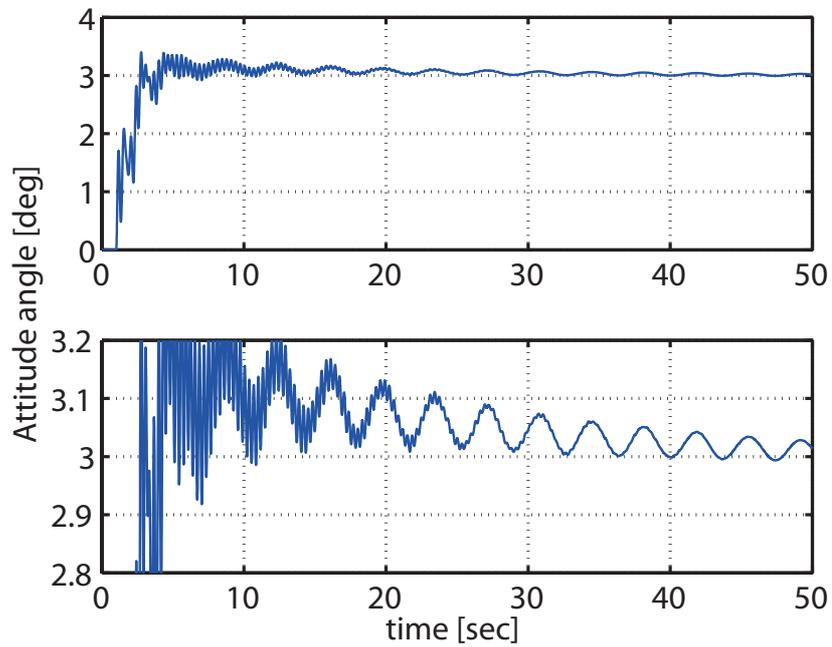


(a) 一巡伝達関数及びプラントのボ-デ線図

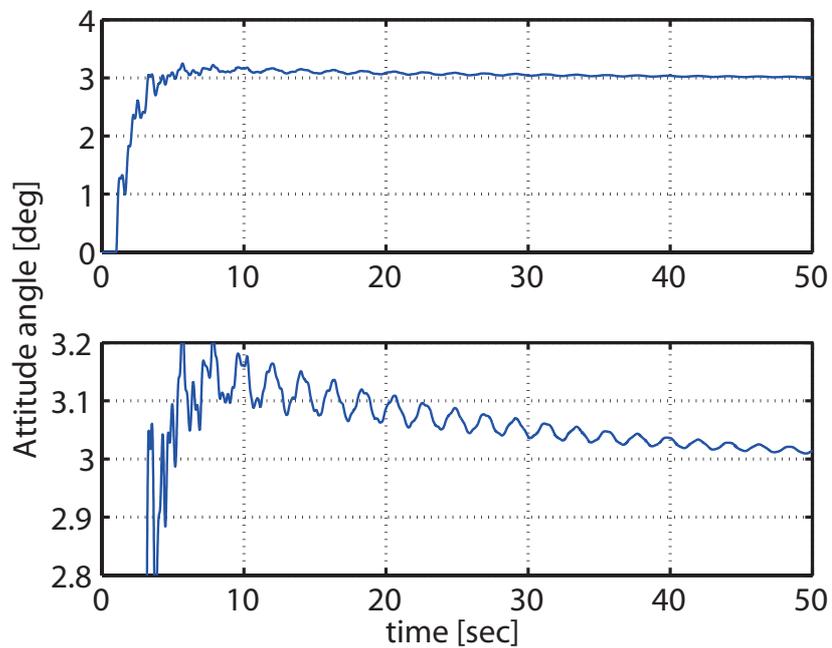


(b) ナイキスト軌跡: 左上には原点付近を拡大したものを示した .

図 4.12: PID 制御及び位相進み補償による设计: ピッチ軸の一巡伝達関数のボ-デ線図及びナイキスト軌跡 . ボ-デ線図には , ピッチ軸プラントのボ-デ線図も同時に示した .



(a) ロール軸のステップ応答



(b) ピッチ軸のステップ応答

図 4.13: PID 制御及び位相進み補償による制御系の数値シミュレーション: 閉ループ系のステップ応答

以上で設計したPID制御器は第6章にて、二自由度制御系のフィードバック制御器として用い、比較・検討を行う。

4.4 二自由度制御系の数値シミュレーション

この節では、ASTRO-Gの数値モデルを用いた二自由度制御系の数値シミュレーションを行う。二自由度制御系のブロック線図は指令値がトルクの次元である図4.2に示すものとし、ブロック図中のノミナルプラントには剛体モードのプラントを用いる。剛体モードは回転の3次であるから、まず剛体モードに相当するモーダルパラメータ $\Lambda_{\text{rig}} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $\Delta_{\text{rig}} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$, $\Gamma_{\text{rig}} \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ を式(4.26)のように取り出す。

$$\Delta = \begin{bmatrix} \Delta_{\text{rig}} & 0 \\ 0 & \Delta_{\text{flex}} \end{bmatrix}, \quad \Lambda = \begin{bmatrix} \Lambda_{\text{rig}} & 0 \\ 0 & \Lambda_{\text{flex}} \end{bmatrix}, \quad \Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_{\text{rig}} \\ \Gamma_{\text{flex}} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

ノミナルプラント $G_{\text{rig}}(s)$ はこの Δ_{rig} , Λ_{rig} , Γ_{rig} を用いて、

$$G_{\text{rig}}(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_{\text{rig}} & B_{\text{rig}} \\ \hline C_{\text{rig}} & O \end{array} \right] \quad (4.27)$$

ただし

$$A_{\text{rig}} = \begin{bmatrix} O & I \\ -\Lambda_{\text{rig}} & -\Delta_{\text{rig}} \end{bmatrix}, \quad B_{\text{rig}} = \begin{bmatrix} O \\ \Gamma_{\text{rig}} \end{bmatrix}, \quad C_{\text{rig}} = \begin{bmatrix} \Gamma_{\text{rig}}^T & O \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

と表される。古典制御における表現を用いれば、これは慣性モーメント I_s を用いて $\frac{1}{I_s s^2}$ としていると直感的に理解できるものであり、実際には慣性モーメントが 3×3 の行列になっているため、式(4.27)のように表されている。

二自由度制御系のブロック図4.2において、前向き補償に式(4.27)で表される剛体モードを用い、指令値 $r(t)$ に第3.4節において説明したNME profilerを用いた制御系を用いて、数値シミュレーションを行った。シミュレーションの条件は以下のものである。

- コントローラ及び指令値は40 Hzの零次ホールドで離散化して行う。これはASTRO-Gにおける現在の検討において、サンプリング周波数が40 Hzとなることが検討されていることによる¹
- シミュレーションステップは0.00625秒(160 Hz)とする。これは、コントローラのサンプリング周波数40 Hzの4倍の値を取れば十分であると考えたためである。

¹サンプリング周波数40 Hzは、あくまで現在の検討例であり、最終的な値となるわけではないことを注記しておく。

- アクチュエータのモデルとして，10 Hz の 1 次ローパスフィルタを仮定する．アクチュエータである CMG の制御帯域が 10 Hz であることから，簡易にこのような仮定を置いた²．
- ヨー軸はアンテナ軸に等しいため，ヨー軸の姿勢角誤差は評価には取り入れない．これは観測要求から，アンテナが観測対象の天体を指向していれば，アンテナ自体が回転していても構わないことに起因している．
- ロール軸トルク及びピッチ軸トルクの自乗平均は最大 100 Nm とし，ヨー軸のトルクは最大 0.5 Nm とする．これは，CMG が，そのジンバル軸をヨー軸に固定して配置されるため，xy 平面における PTP (Point to Point) のトルクは CMG により出すことが可能であること，及び，ヨー軸には大型のリアクションホイール (0.5 Nm) が取り付けられる予定であることから，この仮定を置いた．

ASTRO-G の姿勢制御系を考える上では，この他に姿勢角速度の最大値に制限がかかる．本来はこの制約を考えた設計を行う必要があるが，本論文ではこの制約を考えないこととした．アクチュエータ CMG の角運動量に起因する姿勢角速度の最大値についての説明は付録 A に示す．

次に，二自由度制御系の指令値について検討する．上で述べたように z 軸の姿勢制御は CMG を用いることができないため，大型のリアクションホイールが搭載される予定であるが，やはり CMG に比べると，そのトルク出力は小さい．図 4.2 に示す二自由度制御系において，プラントの慣性乗積による干渉をさけるため，指令値の直後に慣性モーメントを行列ゲインとして掛け，非干渉化を行う必要がある．しかしながら，この手法を用いる場合，指令 $r(t)$ の z 成分 r_z を 0 とすると，式 (4.29) によりヨー軸のトルクが r_x 及び r_y により出力される．

$$\begin{bmatrix} T_x \\ T_y \\ T_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_x & I_{xy} & I_{xz} \\ I_{yx} & I_y & I_{yz} \\ I_{zx} & I_{zy} & I_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_x \\ r_y \\ r_z \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

特に， I_{yz} の値は大きいいため，ピッチ軸のマヌーバの際には，ヨー軸を 0 deg に制御しようとするとき，非常に大きな値が出るのが予想される．前述の通り，ヨー軸の姿勢角誤差は観測要求より必要とされないため，この姿勢角誤差を許容し，ヨー軸のトルクを 0 にする指令値を入力することとする．そのためには，式 (4.29) のうち， T_z の式において $T_z = 0$ とした式 (4.30) を満たす指令値 r_z を入力することとする．

$$I_{zx}r_x + I_{zy}r_y + I_zr_z = 0 \quad (4.30)$$

ロール軸の応答を見る際には， $r(t)$ を任意の 3 deg 姿勢変更する指令値の二階微分波形として， $r_x = r(t), r_y = 0$ ，ピッチ軸の応答を見る際には $r_x = 0, r_y = r(t)$ とする．更

²CMG 及びリアクションホイールについては，現在検討中の内容である．

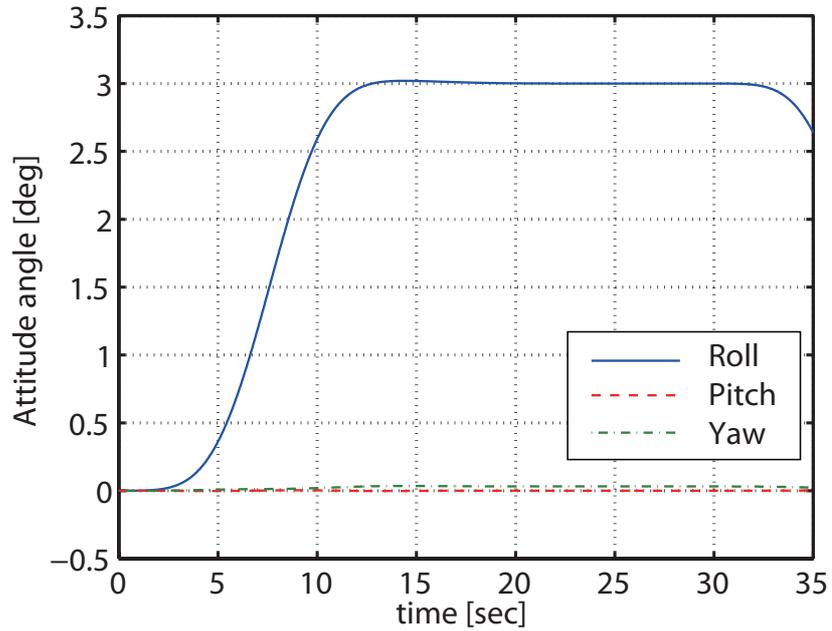
に、ロールとピッチの応答を同時に見る際には、 $\theta = 45$ として、 $r_x = r(t) \cos \theta$, $r_y = r(t) \sin \theta$ とする。また、 r_z は、これらの r_x 及び r_y を式 (4.30) に代入して得られる波形とする。

以上の準備のもと、第 4.3 節において設計した H_∞ コントローラを二自由度制御系中のフィードバックコントローラとし、第 3.4 節において説明を行った NME profiler を指令値とした二自由度制御系の数値シミュレーションを行った。図 4.14 にロール軸のマヌーバシミュレーションを、図 4.15 にピッチ軸のマヌーバシミュレーションを示す。図 4.14(a) や図 4.15(a) に示される二自由度制御系の応答の概観を眺めると、ロール軸のマヌーバにおいては、ロール軸は 15 sec で 3 deg 付近に収束し、ピッチ軸のマヌーバにおいては、ヨー軸からの干渉をほとんど受けず、良い制御性能を示しているように見える。しかしながら、図 4.14(b) に示されるロール軸マヌーバの 3 deg 付近を見ると、15 sec 付近においてロール軸の応答は 0.02 deg 程度のオーバーシュートをしており、これは ASTRO-G の姿勢精度要求である 0.002 deg より 10 倍大きい制御誤差を持っている。また、図 4.15(b) に示したピッチ軸のマヌーバにおける 3 deg 付近では、ロール軸のマヌーバよりオーバーシュートの収束が早く、15 秒の時点で 0.01 deg 程度まで制御誤差を落としているが、それでもやはり要求値の 5 倍の制御誤差を持っていることが分かる。このオーバーシュートは、二自由度制御系に用いた前向き補償において、無視した振動項が質量として振られているためと考えられる。

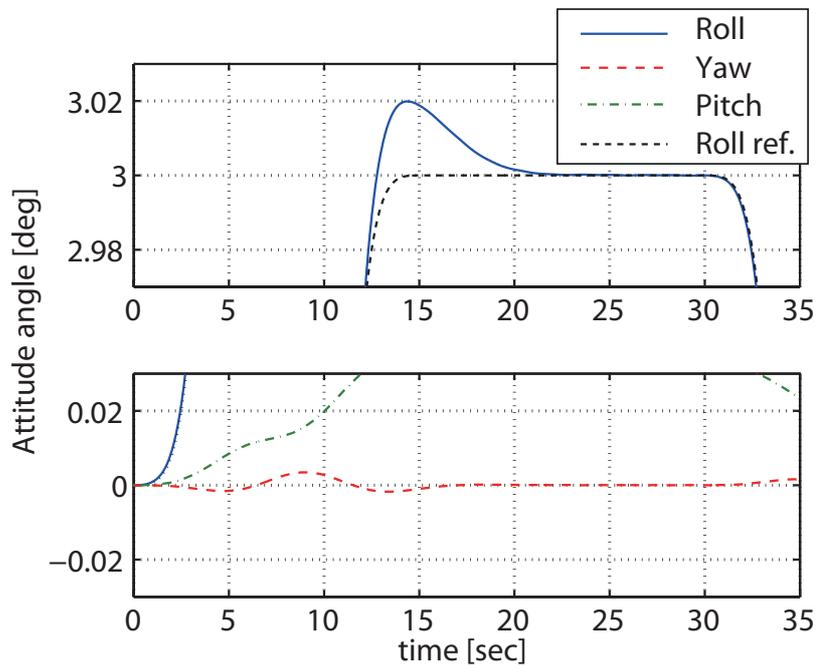
図 4.16(a)、図 4.16(b) にそれぞれロール軸及びピッチ軸におけるトルクの応答を示す。これらのトルク波形の最大値に注目すると、ロール軸マヌーバの場合には、ロール軸に最大 50 Nm 程度、ピッチ軸マヌーバの場合にはピッチ軸に最大 20 Nm 程度であり、両者とも CMG で十分に出力可能なトルクである。また、ヨー軸のトルク波形を眺めると、トルク波形の最大値は両者とも 0.5 Nm 以下に十分収まる範囲であり、これは要求値に入っている。ヨー軸のトルク波形の最大値が 0.5 Nm 以下に入っているのは、例えば図 4.15(b) において、ヨー軸の制御を 0 deg に収束させることを諦めたためであるが、ヨー軸をある値に制御しなければいけない姿勢要求はないため、これは問題とはならない。このように、式 (4.30) は ASTRO-G のミッション要求の特殊性のためのものであるが、ヨー軸にかかるトルクをうまく削減するため、本論文においては、今後も採用することとする。

4.5 まとめ

以上のように、制御モードを剛体と二次までの振動モードとした H_∞ コントローラを設計し、二自由度制御系におけるノミナルプラントとして剛体モードを、指令として NME profiler を用いた制御系を設計した。設計した二自由度制御系に対して数値シミュレーションを行ったところ、ASTRO-G の姿勢制御要求に比較して、15 秒の時点

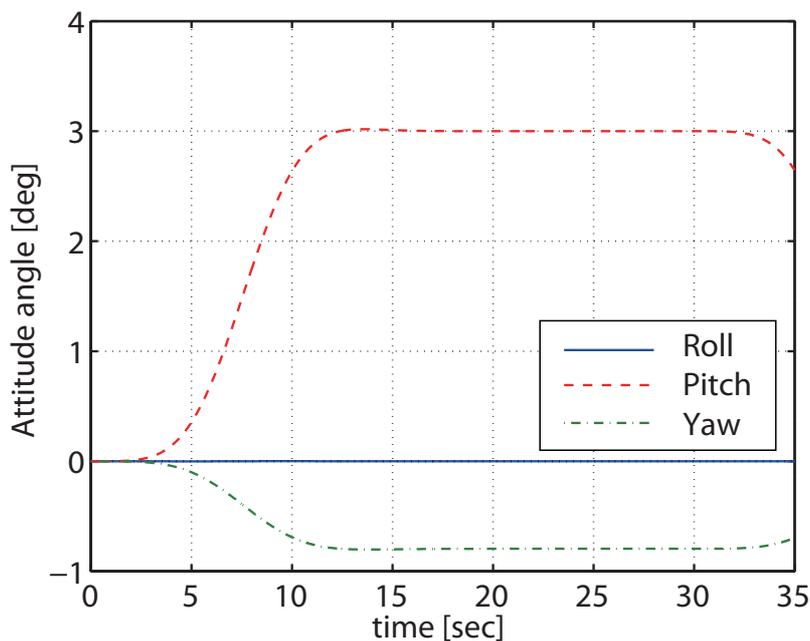


(a) マヌーバの全体を眺めたもの

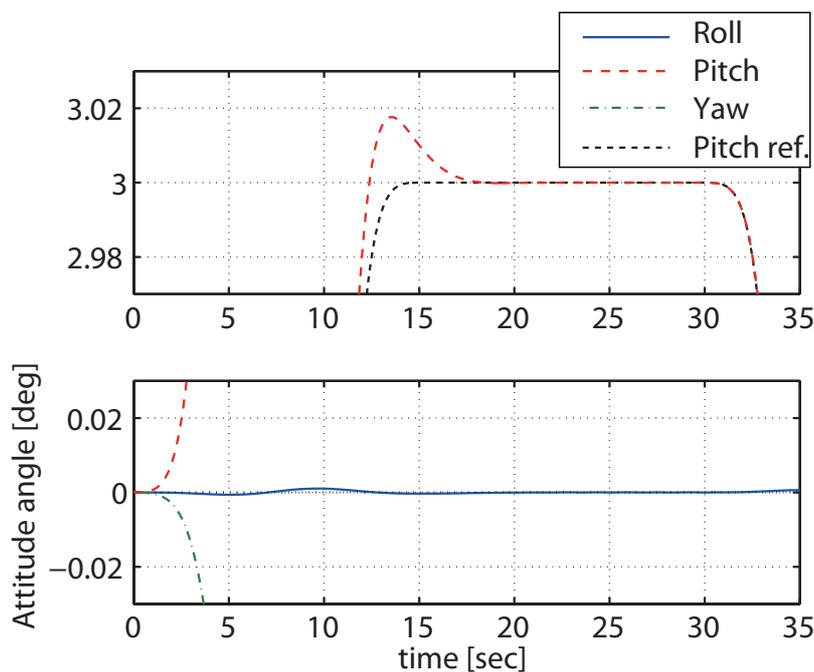


(b) 左図を 3 deg 周辺及び 0 deg 周辺を拡大したもの．ロール軸のみ比較対象としてフィードバック系の入力を示した．

図 4.14: H_∞ 制御器を用いた二自由度制御系におけるロール軸マヌーバの数値シミュレーション

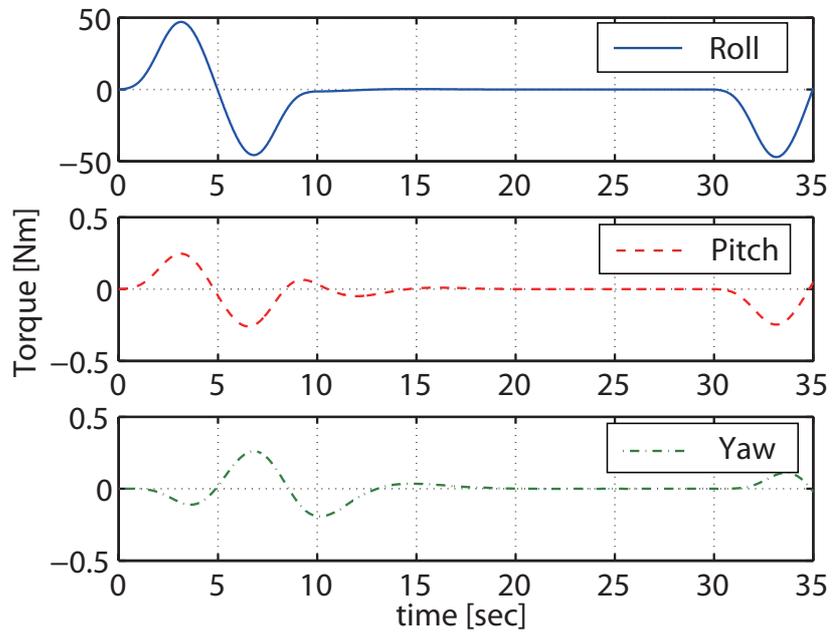


(a) マヌーバの全体を眺めたもの

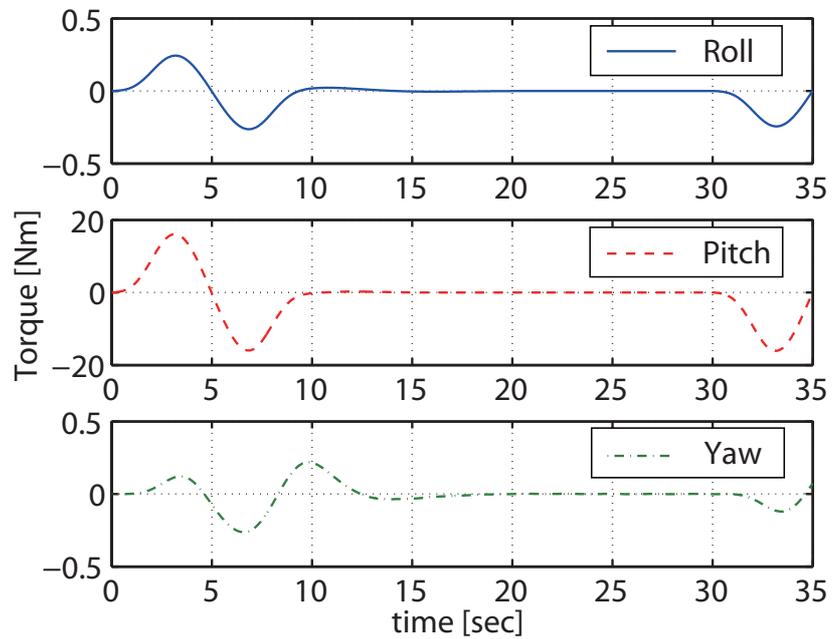


(b) 左図を 3 deg 周辺及び 0 deg 周辺を拡大したもの．ロール軸のみ比較対象としてフィードバック系の入力を示した．

図 4.15: H_∞ 制御器を用いた二自由度制御系におけるピッチ軸マヌーバの数値シミュレーション



(a) ロール軸マヌーバにおける各軸のトルク応答



(b) ピッチ軸マヌーバにおける各軸のトルク応答

図 4.16: H_∞ 制御器を用いた二自由度制御系に数値シミュレーションにおけるトルク波形

で要求値の約 10 倍の姿勢精度誤差を持っていることが分かった。

この制御誤差は、二自由度制御系において用いた前向き補償が、振動項を考慮していないことに起因する。無視した振動項は、質量のように揺らされる。もちろん、無視した振動項は、単なる質量ではなく、減衰定数 0.005 に対応する非常に鋭いゲイン特性を持った極が存在しているが、指令値として用いた NME profiler が最も固有周波数が低い極に対応する周波数成分をほとんど持っていないため、振動項は単なる質量項のように振動を行う。この無視した振動項によって発生した過渡的な制御誤差をフィードバック系が抑圧しようと制御をかけ、この効果が 15 秒付近にオーバーシュートとして表れている。これは、フィードバック制御がフィードフォワード入力を邪魔していると考えられることができる。なぜなら、フィードバック制御器をローゲインとなるよう設計を行えば、無視した質量項によって生じる過渡応答中の制御誤差は、姿勢変更終了時には零になっているからである。

このように、逆説的であるが、NME profiler 指令を用いるのであれば、弱いフィードバック制御器を設計することで、より早い収束が望める。しかしながら、本稿の目的は、現在の弱いフィードバック制御に対する懸念から始まっているため、フィードバック制御を弱めることは考えず、指令値及びフィードバック制御の更なる性能向上により、系全体の性能向上を行う。

これは、フィードバック制御を付加したことにより、指令値に更に早いものが設計できるはずである、という考えに基づいている。早くマヌーバをして、振動が励起されてしまったとしても、フィードバック系により観測時間までに振動抑圧ができれば良いからである。また、フィードフォワードのみの制御系から見ると、フィードバックコントローラの付加により、補感度関数の周波数特性を持つローパスフィルタが付加したと考えることもできる。このため、指令自体を更に収束が早いものを用意することも、性能を改善する一つの案となりうる。次章において、性能を改善するための指令値生成手法を提案する。

最後に、フィードバック制御器の性能改善も必要であると考えられる。この章においては、フィードバック制御器を設計する際に、剛体 3 次と振動 2 次の合わせて 5 次を制御モードとしたが、広帯域化のため、更に制御モードを増やす検討を第 6 章に行う。

第5章 構造振動の固有周波数を考慮した指令値の提案

5.1 はじめに

前章では、NME profiler を用いた二自由度制御系を組み、これに対して数値シミュレーションを行った。二自由度制御系の応答は、ミッション要求にはわずかに遅く、ミッションの要求を満たすためには、制御系の改善が必要である。この問題に対し、大きく二つの改善案が存在する。つまりフィードバック系の改善とフィードフォワード系の改善である。この章では、フィードフォワード系の改善による制御系の改善を試みる。そのために、性能を向上させた新しい指令値生成手法を提案する。もちろん、フィードバック系の改善による性能の向上も重要な点であるが、ここでは、指令値を新にすることで改善を試みることにした。この理由は、前章における二自由度制御系で問題である点を、指令値のロバスト性の高さであると考えたためである。換言すれば、フィードバック系をロバスト制御則を用いて、十分ロバストに組んだのであるから、指令自体は性能を上げたものを選択すべきである、という考えに基づいている。フィードフォワード系に NME profiler を用い、フィードバック系をフィードフォワードの性能を悪化させない程度に弱く組む現在の検討例も有用であると考えられるが、本論文の目的意識として、フィードフォワードを主とした制御系に対する懸念からはじまっているため、フィードバックを弱くすることは考えない。そこで、NME profiler より早く、かつ振動抑制制御に対して有効な指令を提案する。

5.2 NME profiler と Input Shaping の畳み込み積分による指令値の設計手法

この章で提案するのは、NME profiler と Input Shaping の両者を組み合わせたものである。提案手法では NME profiler により得られた時間波形に対して、適切な Input Shaper を組み合わせることで実現される。これにより、低次の振動に対しては、Input Shaping により、振動に対するロバスト性を確保し、高次の振動に対しては、NME profiler の持つ特性により、全く励起しないといった設計が可能である。一般的に、低次の振動については、そのモーダルパラメータの同定は比較的簡易であり、モデル化

誤差も小さい．そのため，Input Shaping によるロバスト性の確保で十分であると考
えられる．振動モードが高次になるにつれ，モーダルパラメータの同定が難しくなる．
モーダルパラメータの値が信用できない高次振動モードについては，良い高周波遮断
特性を持つ NME profiler により，これを考慮することを考える．

一般的な設計の手順は以下の通りである．

1. プラントの同定作業を通して，Input Shaping によるロバスト性の確保では難し
いと考えられる振動項の周波数を決定する．
2. NME profiler における ω_s の値を，(1) の周波数より低く取り決定する．
3. (2) で考慮されない振動項に対して，モーダルパラメータ及びモデル化誤差を考
慮し，適切な Input Shaper を設計する．
4. (2) で設計した NME profiler と (3) で設計した Input Shaping のインパルス列を，
畳み込み積分する．

このようにして，NME profiler により考慮する周波数帯と，Input Shaping により考
慮する周波数帯を分ける．また，Input Shaping により考慮する振動については，その
モデル化誤差やモーダルパラメータの大きさを十分考慮し，設計する事で，全ての振
動モードに対して，過不足ないロバスト性を持った指令を設計することが可能である
と考える．

ただし，NME profiler 設計の際の窓関数操作により，NME profiler の高周波遮断特性
が多少悪化していることを考慮し，全体の設計を行わなければならない．つまり，Sinc
関数のパラメータ ω_s より高い固有周波数を持つ振動モードであっても，Input Shaping
をかける必要がある．これに対する一つの指標としては，NME profiler の周波数特性
を示した図 3.5 において，Sinc 関数のパラメータ ω_s の 1.5 倍程度の周波数で周波数成
分が非常に微小となっているため， ω_s の 1.5 倍という値が一つの指標になると考えら
れる．

5.3 柔軟構造衛星の数値例を用いた設計例

この節では，ASTRO-G の数値例を元に，提案手法の設計を行い，また開ループ系
の数値シミュレーションを元に，既存の手法との比較を行うこととした．まず，第 2.3
節で設計したモデルの特異値線図を図 5.1 に再掲する．

ASTRO-G のモデルに対して，提案手法を適用する場合，次の事を考える必要がある．
それは，(1) どの振動モードまで Input Shaping により考慮するか，(2) Input Shaping
により考慮する場合，その方法は何か，(3) NME profiler における ω_s の値をいくつに
設定するか．である．ここでは，これらの詳細な議論は行わずに，簡易に，(1) 1 次モー

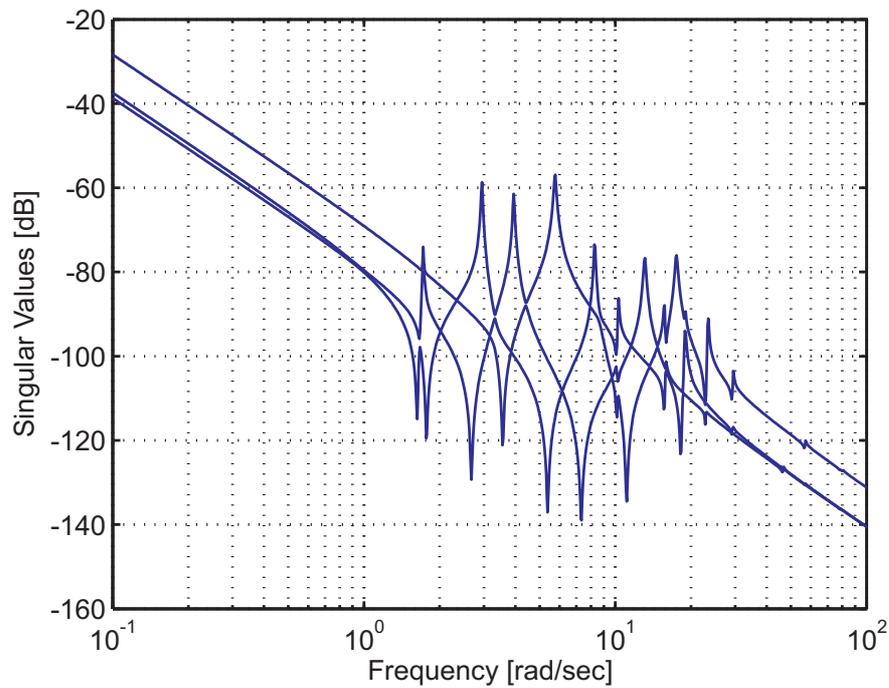


図 5.1: 非拘束モードモデルの特異値線図 (再掲)

ドのみを Input Shaping により考慮することとした。また，NME profiler の Sinc 関数のパラメータ ω は，窓関数操作による高周波遮断特性の悪化もふまえ，(3) 2 次モードの周波数の約半分である 4 rad/sec，に設定した。最後に，(2) 1 次振動モードに対して，どのロバスト Input Shaping を用いるかを検討する。ここでは，簡単に数値シミュレーションにより，ZV 及び ZVD，ZVDD Shaper を試し，固有周波数の同定において 5% のモデル化誤差を想定した際に，ミッション要求を満たせるかどうか，で判断することとした。まず，1 次振動項に対し，ZV Shaper を試みる。ZV Shaper の設計に用いる周波数には，プラントの 1 次振動モードのノミナル値を用いるものとし，減衰定数もノミナル値である 0.005 とした。

得られたインパルス列は，

$$\begin{bmatrix} t_0 & t_1 \\ A_0 & A_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\pi}{\omega_1 \sqrt{1-\zeta_1^2}} \\ 1 & \exp\left(-\frac{\zeta_1 \pi}{\sqrt{1-\zeta_1^2}}\right) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & \frac{\pi}{1.719 \sqrt{1-0.005^2}} \\ 1 & \exp\left(-\frac{0.005 \pi}{\sqrt{1-0.005^2}}\right) \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & 1.828 \\ 1 & 0.9844 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

である。次に，得られたインパルス列と，パラメータ ω_s を 4 rad/sec に設定した NME profiler を畳み込み積分する。図 5.2 に指令値設計の畳み込みの段階を示している。

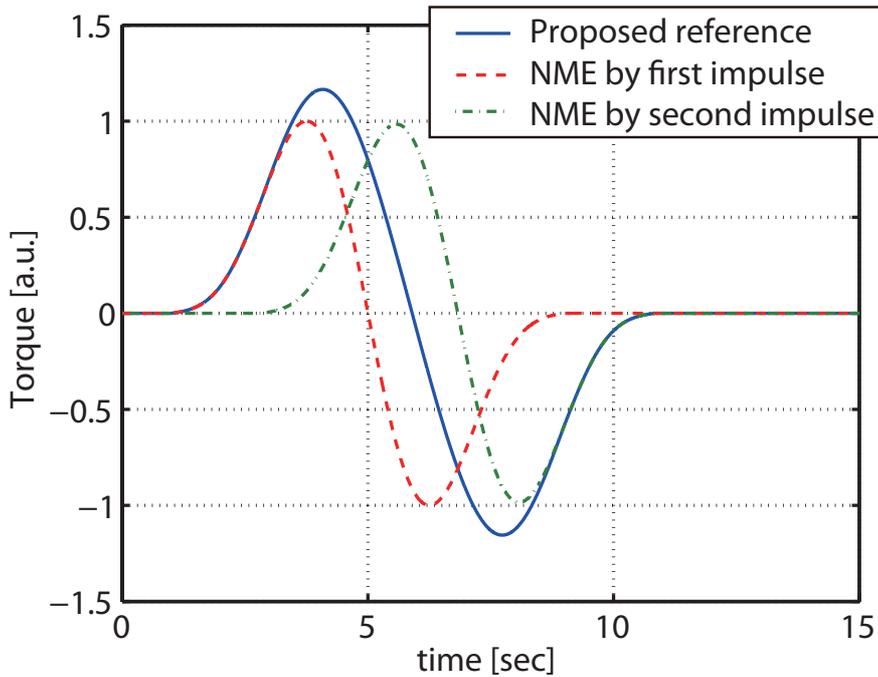


図 5.2: インパルス列と NME profiler の畳み込みによる指令値設計の概観．一番目のインパルスと NME profiler の畳み込み (赤色破線) と二番目のインパルスと NME profiler の畳み込み (緑色一点鎖線) を足し合わせることで、提案手法のトルク指令値 (青色実線) を得る．

5.4 開ループ系の数値シミュレーションによる比較・検討

上記の手順により得られた指令値について、開ループ系の数値シミュレーションを行い、性能を確認する．開ループ系のシミュレーションをする際には、第 4.4 節と同様、プラントの慣性乗積による干渉を避けるため、指令値の直後に慣性テンソルを行列ゲインとして掛け、トルクを得ることとした．また、指令値の大きさは、3 deg マヌーバするよう、適切なゲインを掛けてある．開ループ系の数値シミュレーション結果を図 5.3 に示す．このシミュレーション結果では、Input Shaping で考慮した 1 次振動モード (固有周波数 1.718 rad/sec) の振動は励起されていない．マヌーバが終了する 10 秒程度から、振幅 0.00015 deg 程度の非常に小さい振動が残っているが、この振動の周波数は、約 3.9 rad/sec 程度であり、3 次振動モード (固有周波数 3.945 rad/sec) に対応することが分かる．

提案した指令値を用いたシミュレーションでは、ノミナルプラントに対し、10 秒のマヌーバリングを行った場合、0.00015 deg 程度の残余振動を持った．これを、他の指令値と比較する．比較対象としては、HDD (Hard-Disk-Drive) で用いられる SMART (Structural Vibration Minimized Acceleration Trajectory) [36] の手法とした．比較対象として SMART を選んだ理由は、比較対象を設計する際に、簡易に同じ条件、つまり終端時間を同じにでき、かつ有用な振動抑制指令値である必要があったためであり、

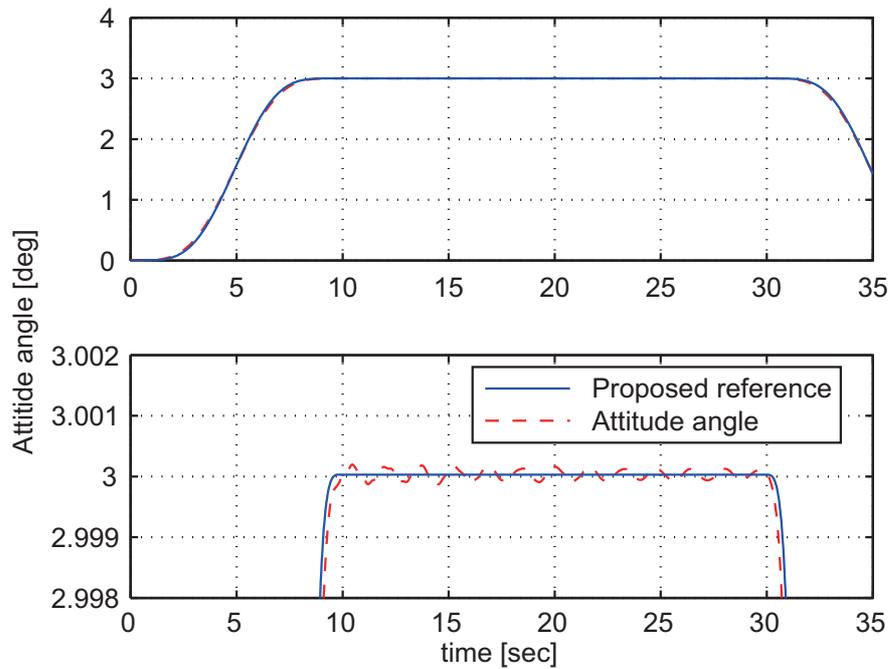


図 5.3: 開ループ系の応答: 比較対象としての指令値の二階積分 (黒色) 姿勢角の応答 (青色), 制御対象はノミナルプラントとした.

SMART 指令であれば, この両条件を満たしていたためである. SMART は, 以下の式で表される.

$$x_1(t) = -60a \left\{ \frac{1}{10} \left(\frac{t}{T_0} \right)^5 - \frac{1}{4} \left(\frac{t}{T_0} \right)^4 + \frac{1}{6} \left(\frac{t}{T_0} \right)^3 \right\} \quad (5.4)$$

$$x_2(t) = -60 \frac{a}{T_0} \left\{ \frac{1}{2} \left(\frac{t}{T_0} \right)^4 - \left(\frac{t}{T_0} \right)^3 + \frac{1}{2} \left(\frac{t}{T_0} \right)^2 \right\} \quad (5.5)$$

$$x_3(t) = -60 \frac{a}{T_0^2} \left\{ 2 \left(\frac{t}{T_0} \right)^3 - 3 \left(\frac{t}{T_0} \right)^2 + \left(\frac{t}{T_0} \right) \right\} \quad (5.6)$$

ただし, a, T_0 はそれぞれ, アクセス距離, アクセス時間であり, x_1, x_2, x_3 はそれぞれ, 位置, 速度, 加速度の指令である. 図 5.4 に, SMART 指令の各状態を, 振幅を正規化した状態で示す.

今, 提案手法と同等の条件とするため, アクセス距離 $a = 3 \text{ deg}$ とし, アクセス時間 $T_0 = 9.85 \text{ 秒}$ として SMART 指令を設計した. 設計した SMART 指令を用いて, 開ループ系のシミュレーションを行ったところ, 図 5.5 のような応答を得た. SMART 手法を用いた場合に, マヌーバ終了時刻である 10 秒以後の最大偏差を見ると, 0.0049 deg 程度であった. 提案手法では, 0.00015 deg 程度であったため, ノミナルプラントに対して, 提案手法は十分有用であることが分かる.

次に, 対象とするプラントをノミナルプラントより若干変動させた場合について, 数値シミュレーションを行い, 簡易ながらロバスト性についての議論を行う. 変動させるパラメータは, 提案手法で取り込んだ 1 次の振動モードの固有周波数とする. 図 5.6 に,

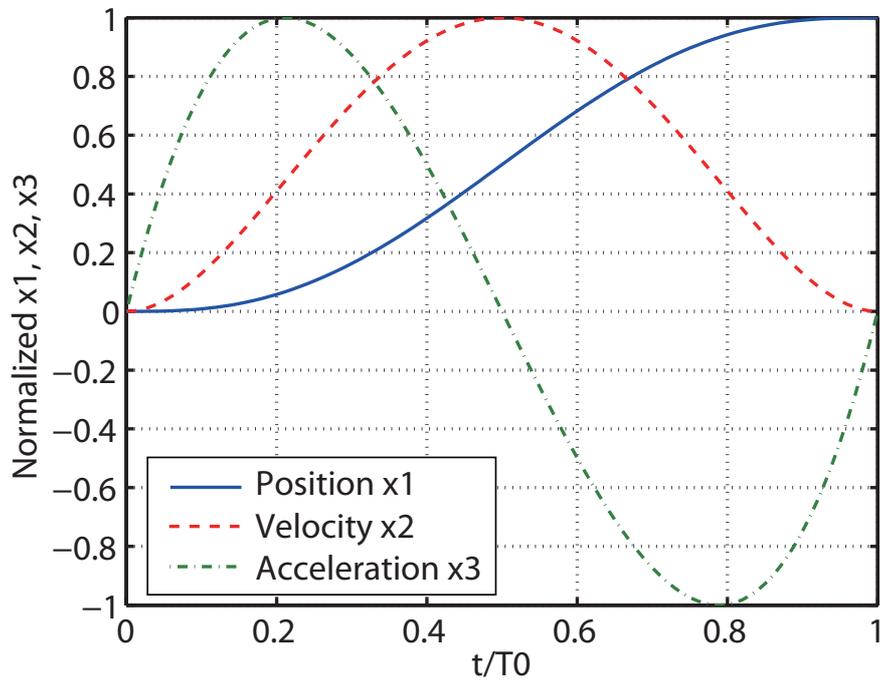


図 5.4: SMART 指令の各状態

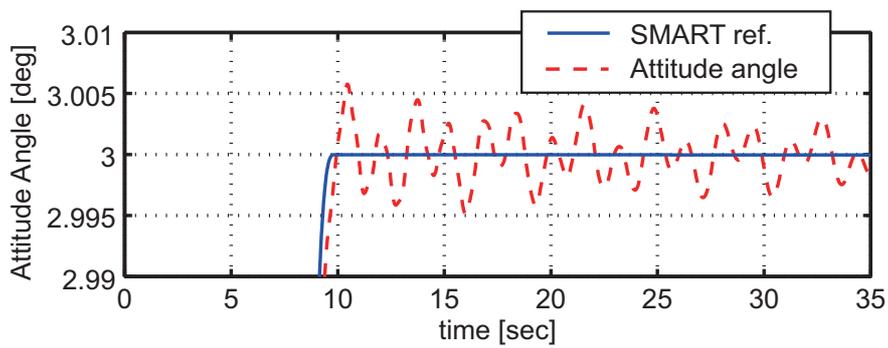


図 5.5: SMART 指令による開ループ系のシミュレーション結果

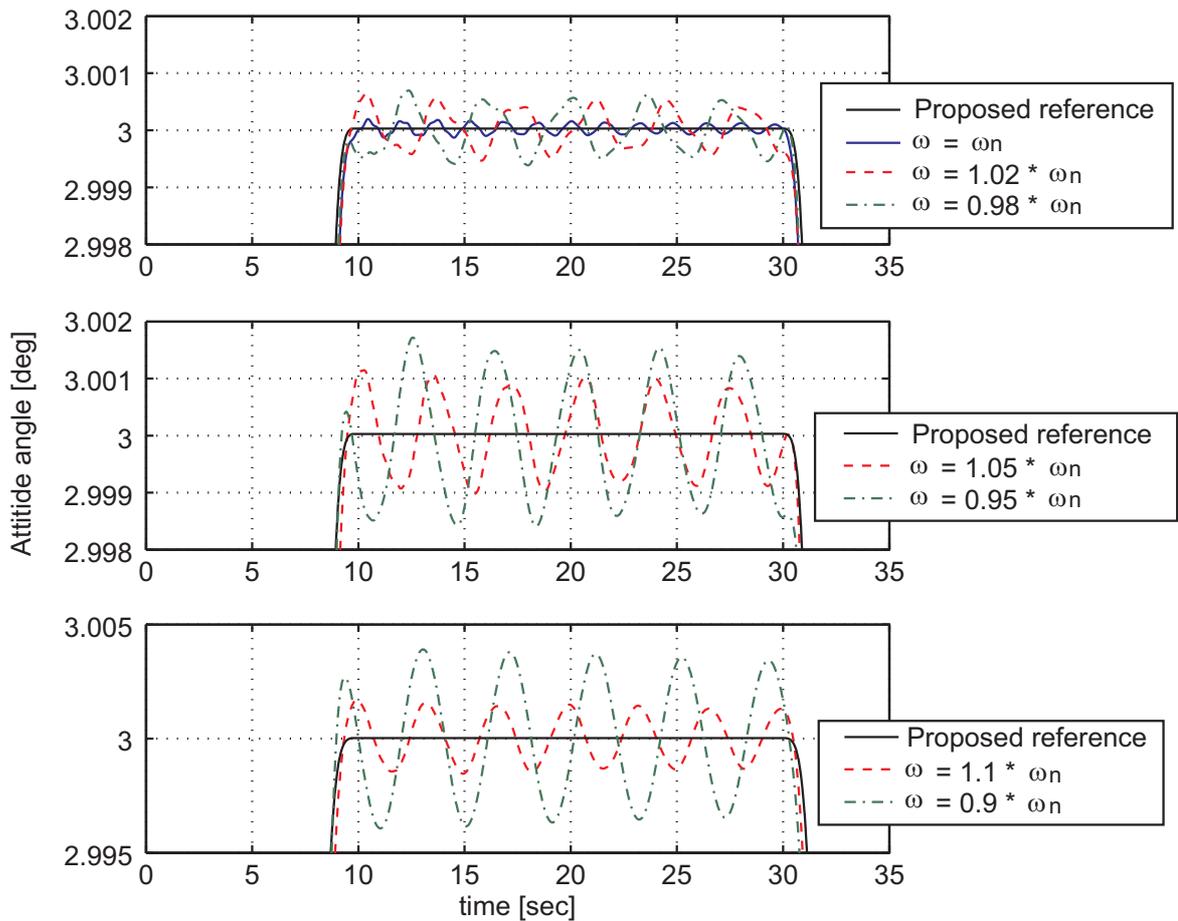


図 5.6: プラントの固有周波数を変動させた場合のシミュレーション結果: 上図はノミナルプラント (青色), 1 次振動モードの固有周波数を 1.02 倍 (赤色), 0.98 倍 (緑色) に対してのシミュレーション, 中図は固有周波数を 1.05 倍 (赤色), 0.95 倍 (緑色) に対してのシミュレーション, 下図では, 1.1 倍 (赤色) と 0.9 倍 (緑色) のシミュレーションを行っている。

シミュレーション結果を示す。シミュレーション結果より, 固有周波数が 2% ふれた場合 (図 5.6 上図) には約 0.0007 deg 程度の残余振動が残っており, 固有周波数が 5% 上側にふれた場合と下側にふれた場合 (図 5.6 中図) にはそれぞれ, 0.0011 deg, 0.0018 deg の残余振動が残っている。今回最悪のケースとして考えた 10% の固有周波数の変動の場合 (図 5.6 下図) では, 上側にふれた場合には, 約 0.0015 deg, 0.004 deg の振動が起きていることが分かる。図 5.5 に示した SMART 指令を用いた場合の数値シミュレーションでは, 0.0049 deg の残余振動が存在するため, 今回設計した提案手法は, 下側に固有周波数が 10% ふれた場合において, SMART の手法と同等の性能を示し, それよりモデル化誤差が大きいのであれば SMART 手法が, 小さいのであれば提案手法が有効と結論付けることができる。

また, このモデル化誤差の検討より, 1 次の振動モードに対する提案手法のロバスト性は, 周波数誤差において 5% の範囲内の場合には, 振幅が 0.0015 deg 以内に収ま

ることが分かったため、先の設計における (2) 1 次振動モードをどの Input Shaper で考慮するか、という問題は想定される周波数誤差が 5%程度に小さい場合、ZV Shaper で十分だといえる。

5.5 まとめ

この章においては、Input Shaping におけるインパルス列と、NME profiler における時間波形を畳み込み積分することで得られる新しい指令値を提案した。提案手法は、振動を励起しない二つの指令値を、組み合わせることにより設計される。長所としては、全ての振動モードに対して残余振動を減らすことが可能であり、残余振動を考慮する際には、そのゲインやモデル化誤差の大きさを考慮することが可能である点と考えられる。短所としては、加速減速を持つ NME profiler と畳み込み積分をしているため、NME profiler のカットオフ周波数を上げた設計を行うと、トルクの無駄な応答、つまり加速と減速が入り乱れたトルク波形になる可能性があるということが挙げられる。

第6章 数値シミュレーションによる制御系の比較・検討

6.1 はじめに

この章では、第5章で提案した指令値を用いた二自由度制御系により、フィードバックベースでどこまで性能を向上することができるかを検討する。また、フィードバック系の応答として、ノミナル性能、太陽電池パドル角依存の安定性などを議論し、振動外乱及び定常外乱に対する外乱抑圧特性では、NME profiler を指令値とした開ループ系を比較対象として、現在のフィードフォワードを主とした制御系に対し、問題提起を行う。ここでは、第4章で設計した二自由度制御系のうち、フィードバック系に H_∞ 制御を用いたものを用い、指令値には第5章で提案した固有周波数情報を考慮した指令値を用いることとする。

6.2 フィードバックコントローラ再設計

まず、第5章にて提案した指令値を用いることを前提として、フィードバックコントローラの再設計を行う。設計は以下の手順にて行う。

1. 提案手法により指令値を設計する。NME profiler のパラメータ ω_s をどこに設定するか、何次の振動まで Input Shaping により考えるか、及び Input Shaping で考える際の種類 (ロバスト性を求めるか否か) を決定する。
2. 上で得られた提案手法に対して、 H_∞ 制御を用いてフィードバックコントローラを設計する。主なパラメータとなるのは、制御モードを何次に決定するかである。
3. 二自由度制御系の数値シミュレーションを行いながら、フィードバックコントローラの重み関数におけるパラメータを調整し、性能を上げる。
4. 性能がミッション要求に達しないようであれば、提案手法の設計に戻り再度設計を行う。

ただし、(1) の提案手法については、簡単ながら第5章において検討を行ったため、この指令値を用いることとした。第4章において、フィードバック制御系を設計する

際に，制御モードを5次としていた．第5章で設計した指令値及び制御モードを5次としたフィードバック制御器による二自由度制御系の応答を図6.1に示す．図6.1(b)に示すトルクの応答から，ヨー軸のトルクは要求通り0.5 Nm以下に抑えられており，また，ロールのトルク応答，ピッチのトルク応答はそれぞれ最大33 Nm，11 Nm程度であるため，制御仕様を満たしている．しかしながら，図6.1(a)に示す姿勢変更の応答では，観測時間のはじまりである15秒の時点で0.003 deg程度の制御誤差が存在する．これは，要求値である0.002 degの1.5倍程度大きく，ミッション要求を満たしていない．これは，ノミナルプラントに対して行った数値シミュレーションであり，振動モードの同定が非常に難しいことなどを考えれば，固有周波数が変動した場合には更に応答が悪化することが考えられる．そのため，次にフィードバック系の制御性能を向上させることを試みる．

まず，何次の振動モードまで制御モードとするかについて検討を行う．第4.3節で設計した際に用いた重み関数を示した図4.4を見ると，重み関数 $W(s)$ は，3次の振動モードに対して，その形状が決まっているのではなく，4次の大きな振動モードによって，形状が決まっていることが分かる．そのため，一つ制御モードを増やすことを考えても，重み関数 $W(s)$ の形状が変わらず，大きな性能向上は望めないと考えられる．もちろん，制御モードを3次の振動モードまで含めることで，3次の振動モードに対する振動抑圧性能は向上するはずであるが，今必要とされているのは，指令が収束した後に剛体モードによる制御誤差を0 degに収束させるだけの制御帯域の高さであるから，制御モードを1つ増やしただけでは性能向上が望めない．そこで，制御モードを2つ増やし，剛体3次と振動4次の計7次として設計を行うこととした．

図6.2に加法的摂動 $R(s)$ ，重み関数 $W(s)$ ，及びノミナルプラント $P_n(s)$ を示す．性能の重み関数は次数を上げ過ぎないように，第4.3節と同様，二次のローパスフィルタとした．使用した重み関数は式(6.1)，(6.2)に示されるものである．

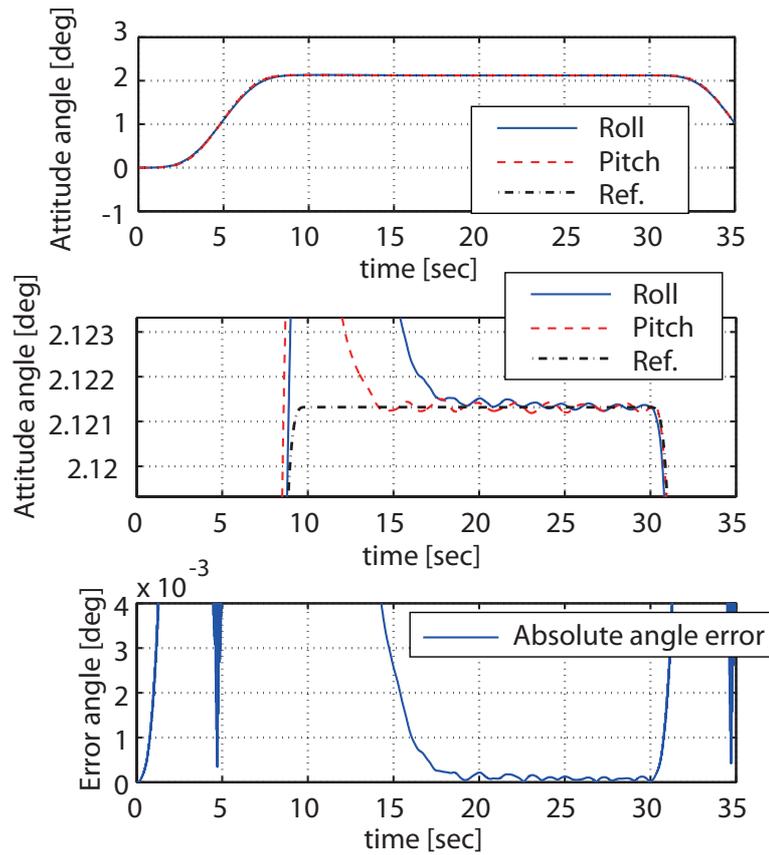
$$W(s) = 0.002 \frac{s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_d \omega_d s + \omega_d^2} \quad (6.1)$$

$$F(s) = g \frac{\omega_F^2}{s^2 + 2\zeta_F \omega_F s + \omega_F^2} \quad (6.2)$$

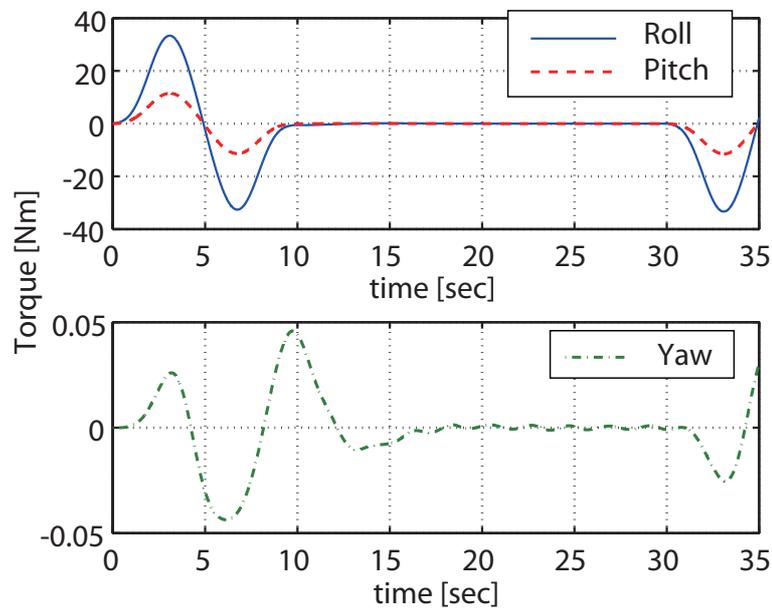
ただし， $\omega_n = 1.2$ ， $\omega_d = 17.6$ ， $\zeta_n = \zeta_d = 1$ ， $g = 0.993$ ， $\zeta_F = 1$ ， $\omega_F = 10$ とした．

これらの重み関数を用いて，設計を行った結果， H_∞ ノルムは0.9932以下であった．設計後の一巡伝達関数，相補感度関数を図6.3に示す．ただし，図6.3には同時にフルオーダープラントを示した．制御帯域は0.4 rad/sec程度であり，これは，第4.3節で設計したコントローラの制御帯域0.15 rad/secに比べると，大きく広帯域化することができた．

図6.4にロール軸及びピッチ軸のステップ応答を示す．図6.4(a)に示したロール軸の応答では，剛体モードの収束が早く，変わりに残余振動が大きいものとなっている．



(a) ロール及びピッチの応答の概観 (上図), $3/\sqrt{2}$ deg 付近を拡大したもの (中図) 及びロール・ピッチの制御誤差の自乗平均 (下図)



(b) xy 軸のトルク応答 (上図) 及び z 軸のトルク応答 (下図)

図 6.1: 数値シミュレーション結果: 二自由度制御系の応答, フィードバック系の制御モード 5 次, 指令値は提案手法において, 4 rad/sec NME profiler と 1 次 ZV Shaper により作成

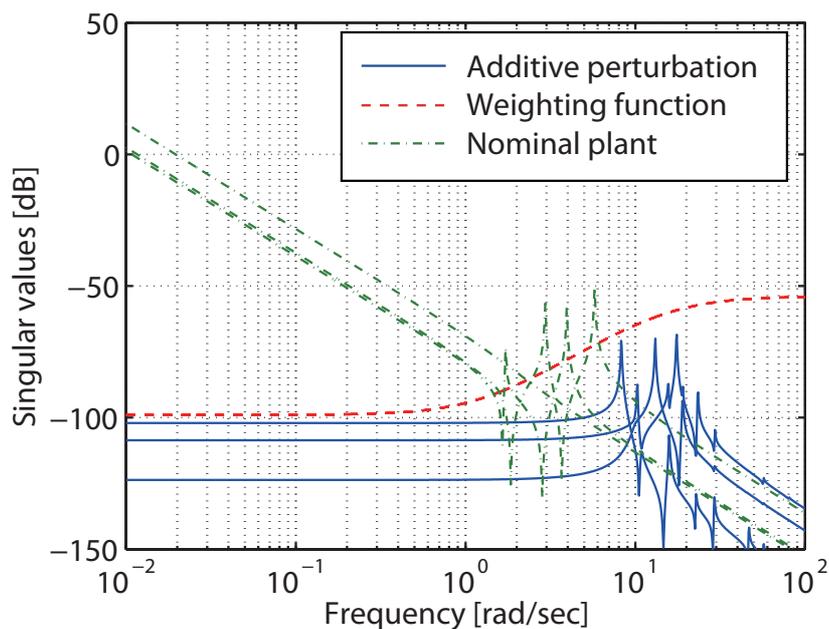


図 6.2: 制御モードを7次とした H_∞ コントローラ設計に用いる重み関数 $W(s)$ (赤色破線) 及び、その際の加法的誤差 (青色実線) $R(s)$, ノミナルプラント $P_n(s)$ (緑色一点鎖線)

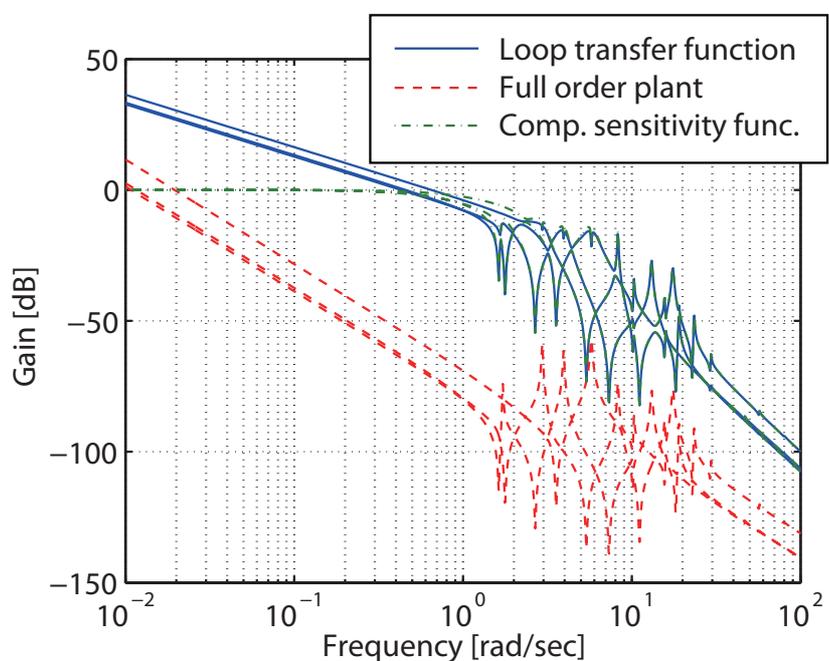
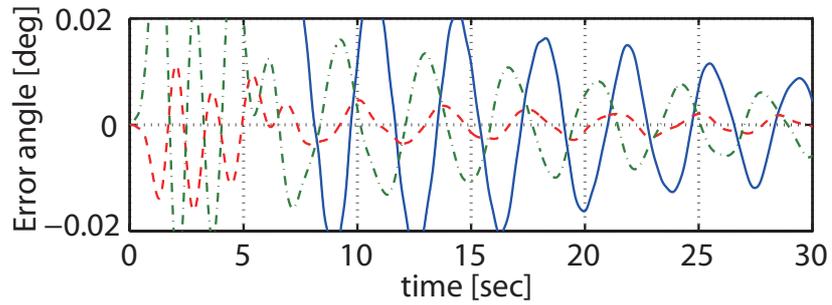
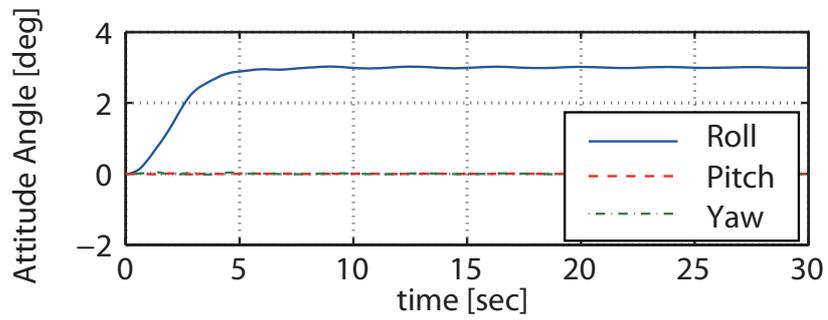
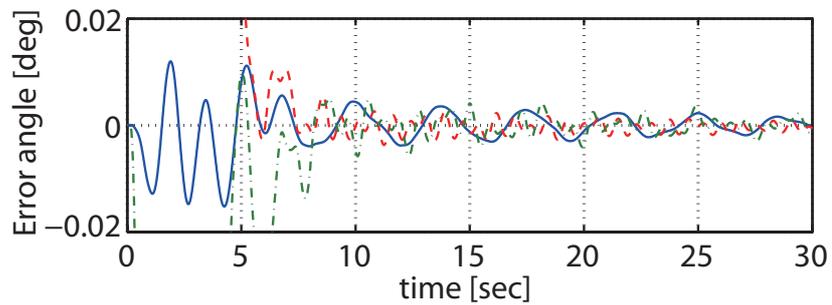
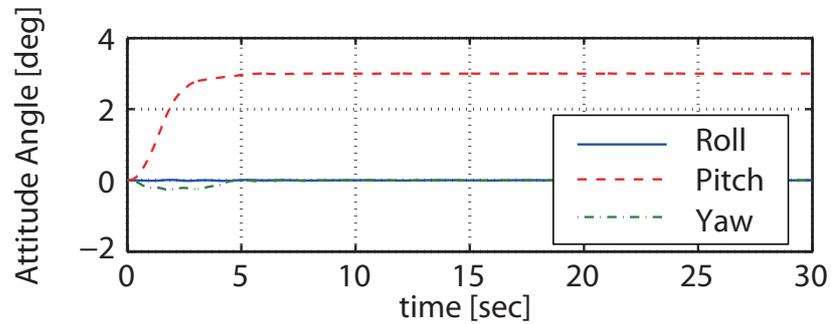


図 6.3: 一巡伝達関数 (青色実線) , フルオーダープラント (赤色破線) , 補感度関数 (緑色一点鎖線)



(a) ロール軸のステップ応答



(b) ピッチ軸のステップ応答

図 6.4: 制御モードを 7 次とした H_∞ コントローラを用いたステップ応答の数値シミュレーション: 図は両者とも上図が全体図, 下図は指令との制御誤差を見たもの

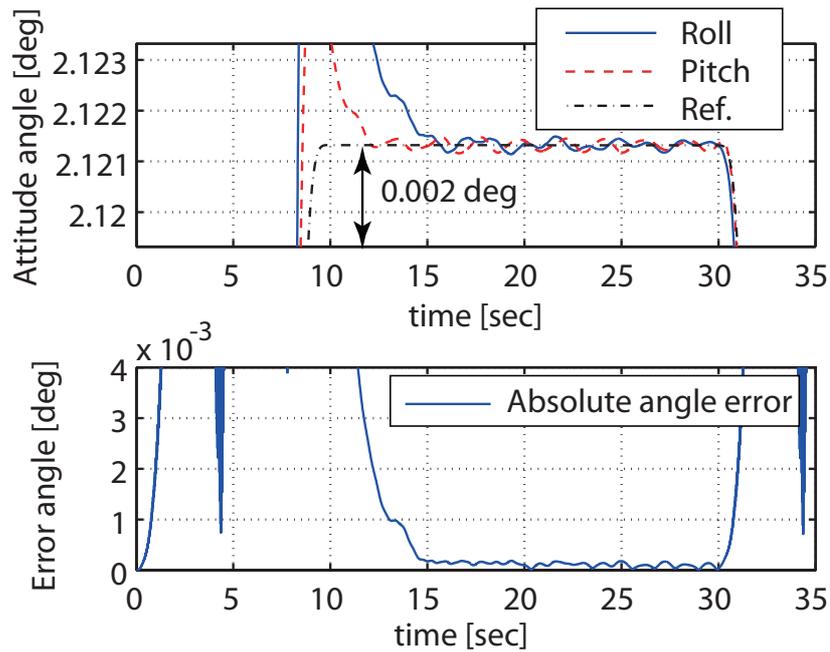
実際に設計する際には、数値シミュレーションにより性能を確認しながらパラメータ調整を行ったが、この際、剛体モードの収束の早さと残余振動の大きさのトレードオフが見られた。フィードバック系のステップ応答のみを見ると、確かに残余振動が大きい設計となっているが、二自由度制御系の応答を評価したため、このようなステップ応答となっている。

次に、図 6.5 に二自由度制御系の応答を示す。ただし、マヌーバ軸は xy 平面の 45 deg の軸とした。つまりロール軸に $\frac{3}{\sqrt{2}} \text{ deg}$ 、ピッチ軸に $\frac{3}{\sqrt{2}} \text{ deg}$ のマヌーバを行う。これは、第 4 章にて説明したように、制御性能が必要とされ、かつピッチ及びヨーの非干渉化が必要とされる最も厳しいマヌーバ軸である。図 6.5(b) より、ヨー軸のトルク応答は最大約 0.35 Nm と、先の設計に比べ大きくなっているが、許容範囲内に収まっている。また、図 6.5(a) の応答は、15 秒から 30 秒の間、 0.0004 deg 以下に収まっており、要求値である 0.005 deg の 5 分の 1 以下に抑えることができた。

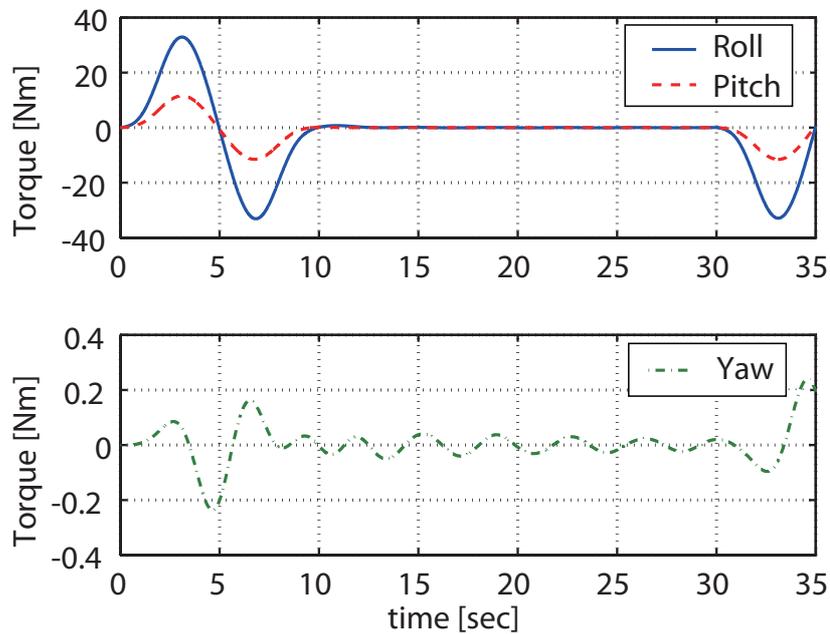
6.3 古典制御を用いた二自由度制御系の検討

次に、第 4.3.2 節で検討した古典制御によるフィードバック制御器を用いて、二自由度制御系の数値シミュレーションを行う。第 4.3.2 節で設計した制御器は、ロール軸の制御帯域が 0.95 rad/sec と広帯域であるため、これを用いた制御系は非常に早い応答が望める。前節と同様、第 5 章にて設計した指令値を用いた二自由度制御系の数値シミュレーションを行った。シミュレーション結果を図 6.6 に示す。図 6.6 より、古典制御によって設計したフィードバック系も良好な性質が得られていることが分かる。ただし、前節で設計した H_∞ 制御の応答を示した図 6.5(a) と比較すると、剛体モードの収束が早く、そのかわりにロール軸において 1 次振動モードに対応する残余モードが見られる。この、制御器の違いによる 1 次振動モードと剛体モードの収束について、考察を行う。図 6.3 に示した H_∞ 制御器を用いた場合の一巡伝達関数は、振動極において全てゲイン安定化されており、振動モードがゲイン圧縮されている。これに対し、図 4.11(a) や図 4.12(a) に示した PID 及び位相進み補償における一巡伝達関数を見ると、これらの振動モードは制御帯域を高くするために、振動のゲインは 0 dB を越え、位相安定化が行われている。もちろん、位相安定化が行われていることで、減衰定数の付加という能動的な振動抑制が可能となっているが、マヌーバの段階で励起する振動が大きく、結果として H_∞ 制御を用いた数値シミュレーション結果より、観測時間における振動が大きくなってしまっている。

しかしながら、この設計手法における剛体モードの収束の非常に早いところは魅力的である。この剛体モードの収束の早さから、制御誤差が 0.002 deg 以下となる時間は 11 秒程度であり、NME profiler を指令とした開ループ系では達成不可能なマヌーバ時間で収束が行えている。位相安定による安定化を用いれば、このように高い性能の制



(a) 全体の応答 (上図) 及び指令値からの誤差信号 (下図)



(b) x 軸及び y 軸のトルク応答 (上図) 及び z 軸のトルク応答

図 6.5: 数値シミュレーション結果: 二自由度制御系の応答, フィードバック系の制御モード 7 次, 指令値は提案手法において, 4 rad/sec NME profiler と 1 次 ZV により作成

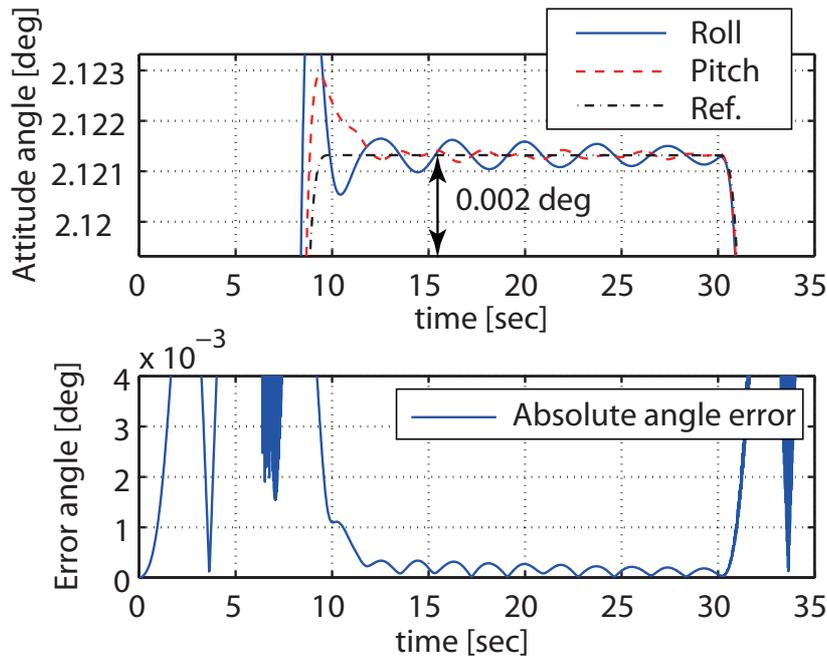


図 6.6: PID 及び位相進み補償により設計したフィードバック系と，提案した指令値からなる二自由度制御系の応答

御器も設計可能であるということが示されたと考えている．

6.4 振動外乱に対する外乱抑圧特性

この節では，設計した二自由度制御系及び，現在の検討例であるフィードフォワードを主とし NME profiler 指令でマヌーバを行う制御系に対し，振動外乱を想定した数値シミュレーションを行う．外乱は入力端外乱で，周波数がちょうど 1 次振動モードと同じ周波数の正弦波であり，振幅が 10 mNm の正弦波外乱を想定する．CMG の出力トルクは，提案手法でロール軸マヌーバを行う場合，最大 47 Nm 程度の出力トルクを発生するため，最大トルクに対して約 0.02% の外乱を想定している．

開ループの NME profiler のシミュレーション結果を図 6.7 に，第 6.2 節で設計した H_∞ コントローラによる二自由度制御系のシミュレーション結果を図 6.8(a) に，第 6.3 節で設計した PID 及び位相進み補償による二自由度制御系のシミュレーション結果を図 6.8(b) に示す．図 6.7，図 6.8 に示す数値シミュレーションは，ともに上図に姿勢角応答を，下図にロール軸とピッチ軸の姿勢精度誤差の自乗平均を示している．図 6.7 に示す開ループの応答より，姿勢角誤差は外乱によりバイアスを受け，特にピッチ軸が 25 秒の時点で誤差 0.002 deg を超えてしまっている．また，図 6.7 下図に示す姿勢角応答における誤差の絶対値では，このバイアスの影響により，約 22 秒の時点で誤差 0.002 deg を超えてしまっている．

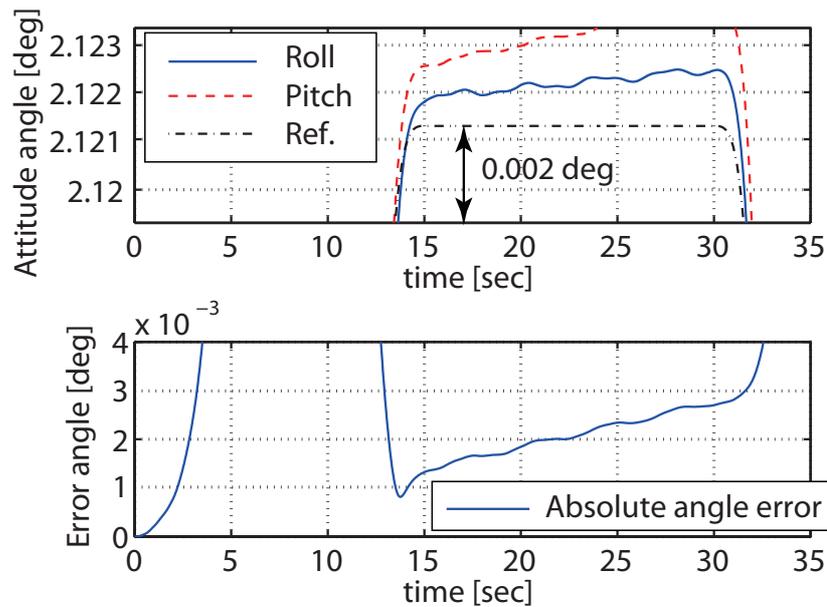


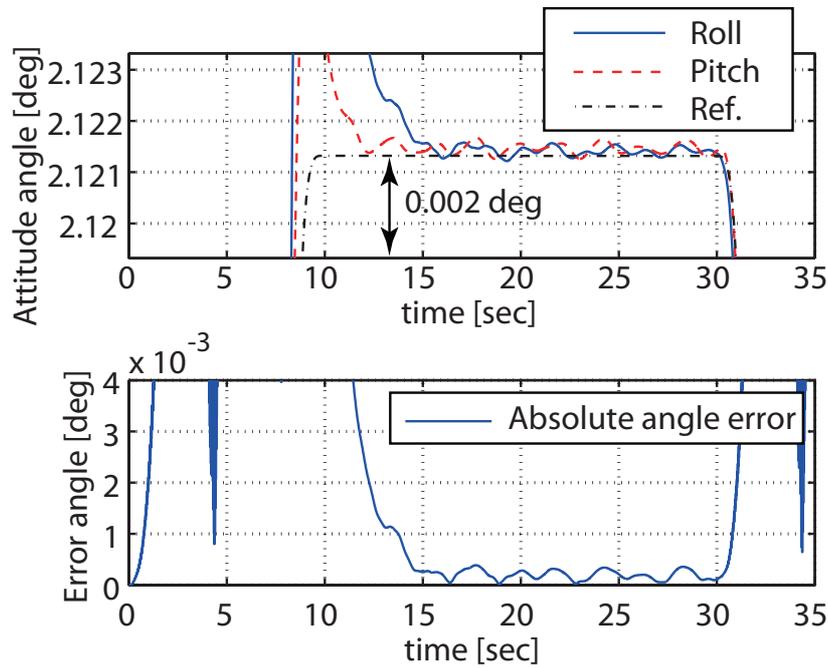
図 6.7: NME profiler による開ループ系の応答の数値シミュレーション: 振幅 10 mNm, 1 次の振動モードと同じ周波数を持つ正弦波外乱をプラント入力端に加えた場合の応答

これに対し, 図 6.8 に示されるフィードバック系を付加し, 二自由度制御系としたものでは, 外乱による影響は少なく, 観測時間である 15 秒から 30 秒の間, 姿勢角誤差の絶対値は H_{∞} 制御器では 0.00035 deg 以内の, 古典制御の設計では 0.013 deg 以内の姿勢角精度を保っていることが分かる.

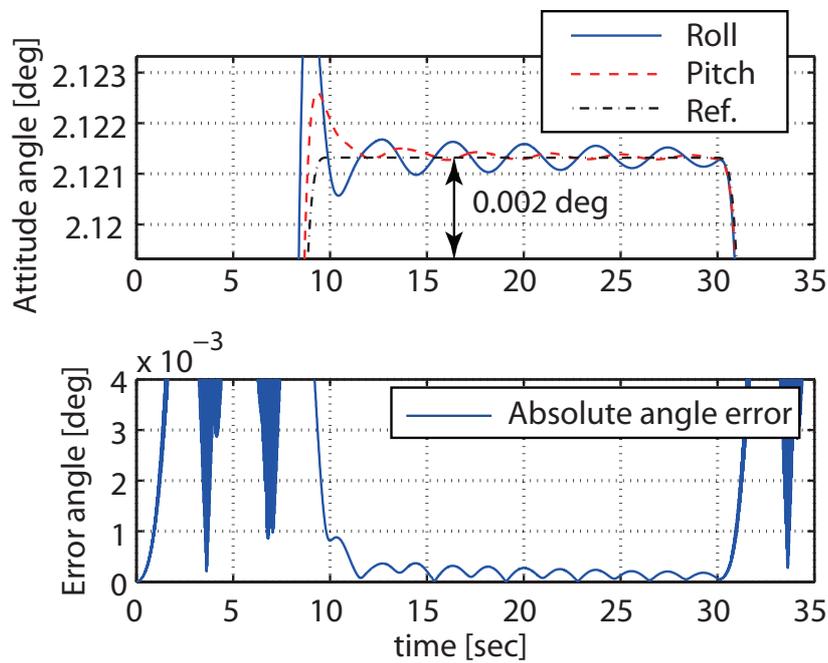
なお, 外乱として想定した 10 mNm の外乱は現在のアクチュエータの検討における外乱の最大値の約 10 倍の値であり, かつアクチュエータの出力する外乱は正弦波外乱ではない. しかしながら, 科学ミッションにおける CMG の使用実績は非常に乏しく, 特性は未知であること, 及び, ASTRO-G のミッション上, 数時間にわたる繰り返しマヌーバを行うため, 1 桁大きい誤差を見積った場合に, 1 回のマヌーバで仕様を満たせなくなることは問題であると考えられる.

6.5 太陽輻射圧トルクの見積り及び制御系の外乱抑圧特性の検討

次に, 軌道上における自然外乱の想定及び, 数値シミュレーションによる検討を行う. 軌道上における自然外乱としては, 人工衛星において, 機器が持ってしまった残留磁気と地磁場の干渉による地磁場トルク, 衛星の質量点が受ける地球の重力の僅かな差によって発生する重力傾斜トルク, 軌道上に微小ながら存在する空気による空気カトルク, 太陽のエネルギーを人工衛星が受けることによって発生する太陽輻射圧等が挙げられる [37].



(a) 提案手法を指令値とした二自由度制御系の応答 (H_{∞} 制御)



(b) 提案手法を指令値とした二自由度制御系の応答 (古典制御)

図 6.8: 二自由度制御系の応答の数値シミュレーション: 振幅 10 mNm, 1 次の振動モードと同じ周波数を持つ正弦波外乱をプラント入力端に加えた場合の応答

本稿では、この中から、軌道によらず同程度の影響を受ける太陽輻射圧について検討を行った。太陽輻射圧は、上で述べたように、太陽エネルギーに起因している外乱トルクである。太陽のエネルギーは地球周辺では $I = 1353 \pm 20 \text{ W/m}^2$ の大きさを持つことが知られている。衛星が太陽から受けるエネルギー E は、等価的に質量 m 、速度 c (光速) の光子が与えると考えられ、 $E = mc^2$ のように表される。人工衛星の受光面が受ける運動量の増加分は、時間間隔を Δt として

$$\Delta P = \frac{E}{c} = \frac{IA\Delta t}{c} \quad (6.3)$$

と表される。ここで、 A は物質の表面積である。よって、受光面が受ける力は

$$F = \frac{\Delta P}{\Delta t} = \frac{IA}{c} \quad (6.4)$$

となる。衛星の表面が光子を黒体のように完全吸収とした場合、単位面積あたりに受ける力 $P := \frac{I}{c} = 4.5 \times 10^{-6} \text{ N/m}^2$ となり、光子が表面で鏡面反射すると仮定した場合には、反射面が太陽角方向を指向している場合、ちょうど二倍の値をとる。

以下、ASTRO-G が受ける太陽輻射圧をオーダ程度の精度で見積る。太陽輻射圧を受けるのは、大型展開アンテナのみであるとし、また表面で光子は完全吸収されるとする。ASTRO-G に搭載されるアンテナは直径 8 m であるため、その受光面は

$$A = 2\pi 4^2 = 100 \text{ [m}^2\text{]} \quad (6.5)$$

の面積を持つ。これによって生じる力は

$$F = \frac{I}{c}A = 4.5 \times 10^{-4} \text{ [N]} \quad (6.6)$$

である。アンテナの中心までの距離を 4 m と仮定すると、この力により発生するトルクは

$$T = Fr = 0.0018 \text{ [Nm]} \quad (6.7)$$

と求まる。このトルクは、アンテナがヨー軸を指向し、ピッチ軸方向に伸びたブームに取り付けられているため、この外乱トルクはロール軸方向の外乱トルクとなる。

次に、太陽輻射圧トルクを想定し、プラント入力端のうちロール軸に 0.0018 Nm の定常外乱を入力した数値シミュレーションを行った。図 6.9、図 6.10(a)、図 6.10(b) にそれぞれ NME profiler を用いた開ループ系の応答、 H_∞ 制御を用いた二自由度制御系の応答及び古典制御を用いた二自由度制御系の応答の数値シミュレーション結果を示す。ただし、数値シミュレーションにおいて、開ループ系では、レファレンスマヌーバにより 15 秒の時点で 3 deg のマヌーバを行うように補正されたと仮定した。図 6.9 に示される数値シミュレーション結果より、0.0018 Nm の太陽輻射圧がロール軸に入力された場合、開ループの応答では、23 秒付近で姿勢角誤差 0.002 deg を越えており、

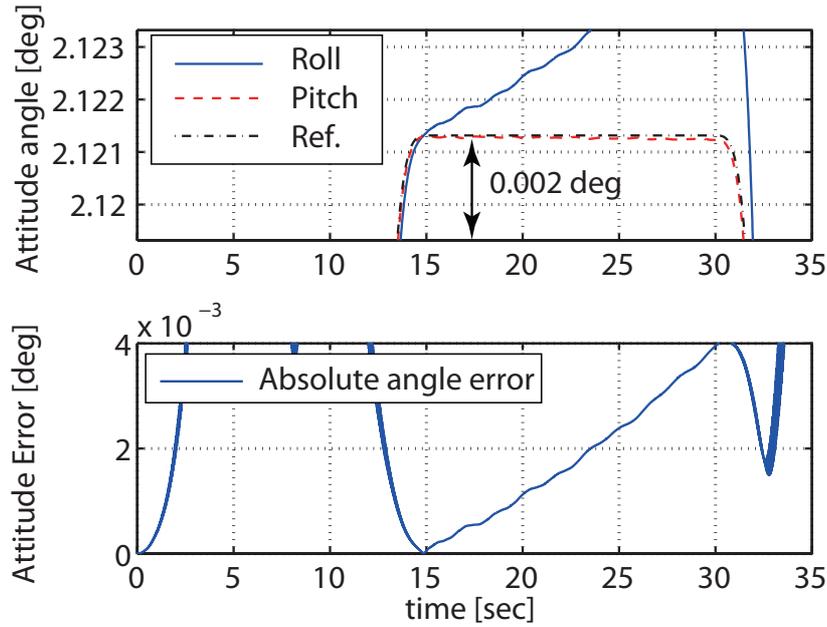


図 6.9: NME profiler による開ループ系の応答の数値シミュレーション結果: 太陽輻射圧を想定した定常トルク外乱をプラント入力端に加えた場合の応答

制御要求を満たしていない。これに対し，図 6.10 二自由度制御系の応答では，15 秒から 30 秒の間，姿勢角誤差が 0.001 deg 以内に収まっており，制御要求を満たしていることが分かる。

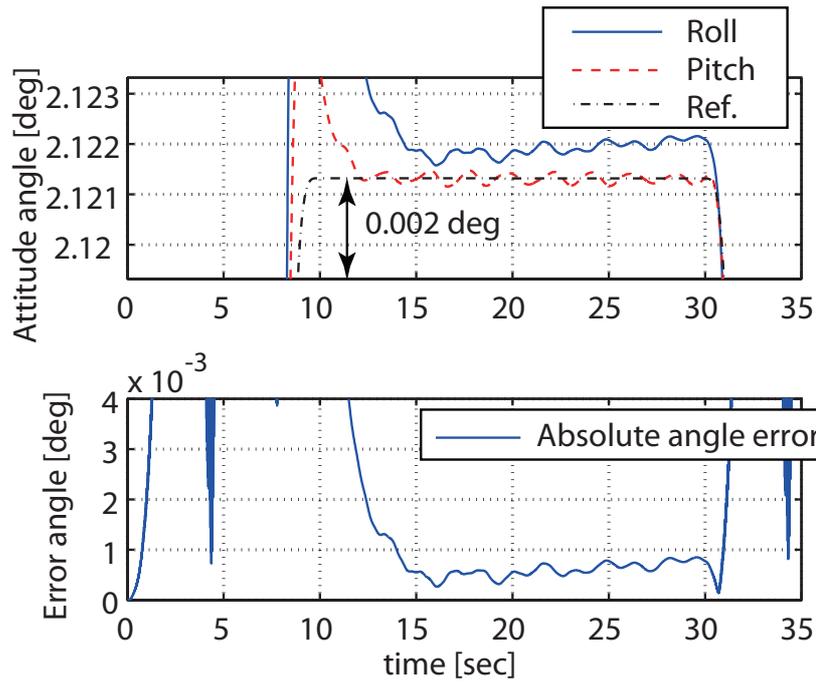
宇宙空間において，自然外乱は非常に小さい値を取るが，ASTRO-G のような高精度な姿勢制御が必要とされる場合には，これら小さい外乱も十二分に姿勢制御系の擾乱となることが示された。また，フィードバック系を強く設計する必要性も同時に示されたと考えられる。

6.6 指令値整形を用いた閉ループ系の性能評価

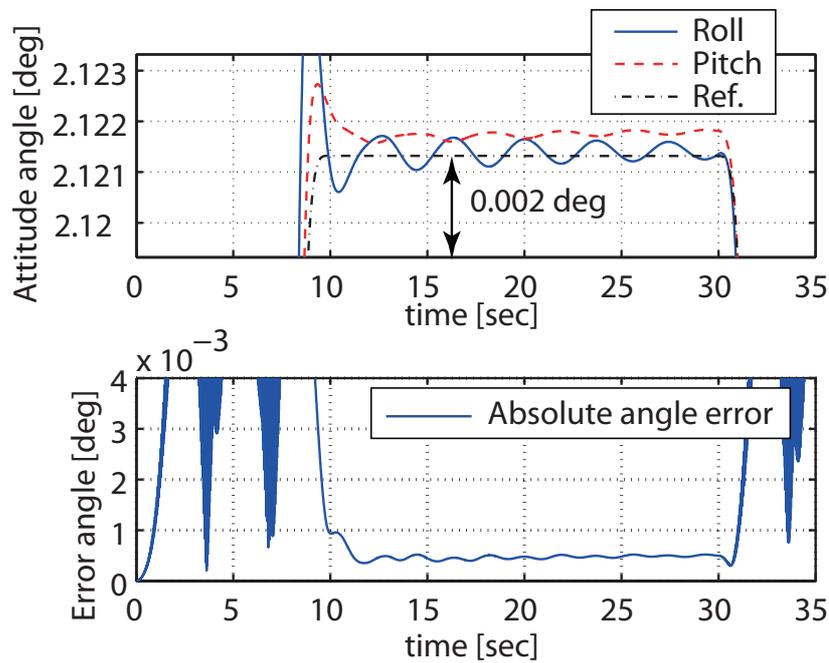
この節では，制御系を二自由度制御系とせず，フィードバック系に指令値を与える形での検討を行った。フィードバック制御器は， H_∞ 制御器とする。指令値整形としては，(i) フィードバック系の入力にローパスフィルタ $Q_1(s)$ を入力したもの，(ii) ZV Shaper により入力を整形したもの，(iii) ローパスフィルタ $Q_2(s)$ 及び ZV Shaper を併用したもの，の三つを試みた。ただし，ローパスフィルタ $Q_1(s)$ 及び $Q_2(s)$ は次式で示されるものとした。

$$Q_1(s) = \frac{1}{\tau_1^2 s^2 + 2\zeta_1 \tau_1 s + 1} \quad (6.8a)$$

$$Q_2(s) = \frac{1}{\tau_1^2 s^2 + 2\zeta_2 \tau_1 s + 1} \quad (6.8b)$$



(a) 提案手法を指令値とした二自由度制御系の応答 (H_∞ 制御)



(b) 提案手法を指令値とした二自由度制御系の応答 (古典制御)

図 6.10: 二自由度制御系の数値シミュレーション結果: 太陽輻射圧を想定した定常トルク外乱をプラント入力端に加えた場合の応答

ただし、 $\tau_1 = 1.77$ 、 $\tau_2 = 0.93$ 、 $\zeta_1 = 0.93$ 、 $\zeta_2 = 1$ とした。図 6.11(a) にこれらのケースについて、ロール軸マヌーバを行った姿勢角応答を示す。また、比較対象として、ロール軸のステップ応答を図 6.11(b) に再掲する。図 6.11(a) と図 6.11(b) の比較により、制御モードを 4 次まで取り込み制御帯域を上げた場合には、指令値の整形により、二自由度制御系としなくても高精度な制御系設計が行えることが分かる。もちろん、二自由度制御系としない場合には、トルクの応答などを考える必要があり、軌道生成を設計時にできないというデメリットは存在する。また、1 次の振動モードに対して ZV shaper を適用した指令値を用いる制御系の有効性が図 6.11(a) の応答により分かったので、振動 2 次及び振動 2 次+3 次についても ZV shaper を適用した指令値を用い、数値シミュレーションを行った。これを図 6.12 に示す。図 6.12 より、1 次の振動モードに対して、ZV Shaper を適用したものの姿勢角誤差は 15 秒以降で最大 0.002 deg であるのに対して、2 次まで及び 3 次まで ZV shaper により考慮したものの姿勢角誤差はそれぞれ 0.0012 deg 及び 0.0010 deg である。図 6.11(b) に示したステップ応答の 15 秒以降の姿勢角誤差が最大 0.02 deg であったことを考えると、1 次の振動モードに対して適用した ZV shaper はおおいに効果を発揮していて、残余振動を約 10 分の 1 に減らしているにもかかわらず、2 次の ZV shaper 及び 3 次の ZV shaper はその効果が 0.0008 deg、0.0002 deg 程度しか効いていないことになる。

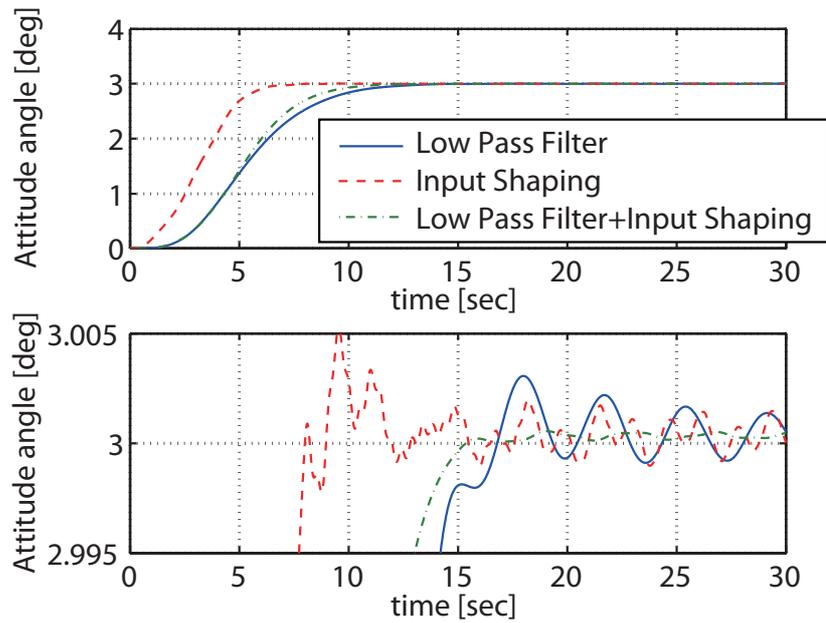
この理由は以下のように説明できると考えられる。上の数値シミュレーションで用いた閉ループ系の制御帯域は、図 6.3 に示したように、1 次振動モードの下ぎりぎりまで上げるように設計されている。これにより、1 次の振動モードの固有周波数程度のところは、閉ループ系のゲインが比較的高い。そのため、制御帯域から近い振動項に対して、その残余振動を残さないように Input Shaping を設計することは、非常に有効であると考えられる。

この検討より、制御帯域に最も近接している主要極に対して、指令値生成によりこれを考慮することは非常に重要であることが分かる。

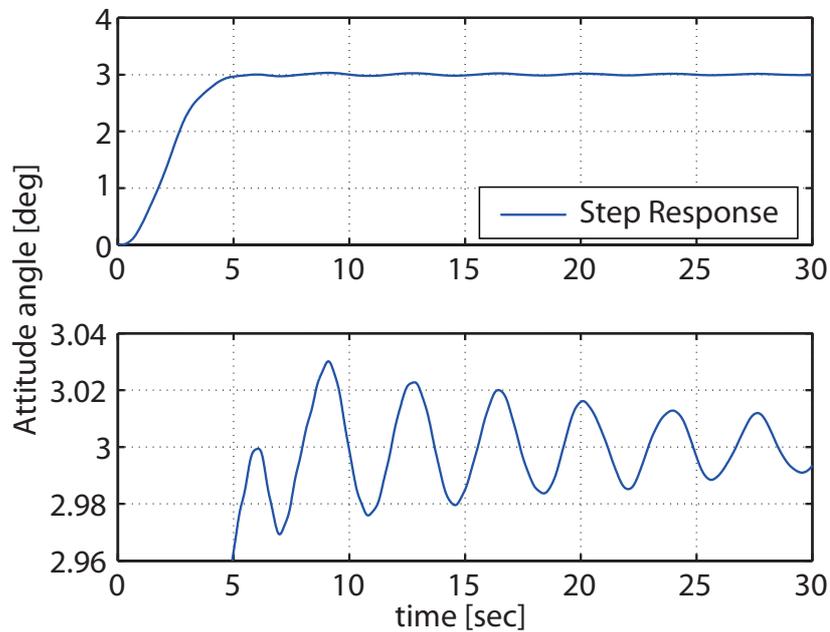
6.7 制御系の太陽電池パドル角依存の安定性解析

最後に、フィードバック系の太陽電池パドル角が変化した場合の安定性解析を行う。柔軟構造を有する人工衛星の挙動は、第 2.3 節で説明したように、太陽電池パドル角に依存して変化する。太陽電池パドル角が変化した場合には、 H_∞ コントローラを設計した際にノミナルプラントに取り込んだモードに対する安定性が保証できなくなるため、系が不安定となる可能性がある。このため、この節では、設計したコントローラの太陽電池パドル角依存性を調べる。

安定性解析は次のようにして行うこととした。まず、並進運動を含む 6 自由度の状態空間表現を太陽電池パドル角が 0 deg から 90 deg まで 1 deg ごとに計算する。計算



(a) ローパスによる指令値整形 (青色実線), 1 次の振動に対する ZV の適用 (赤色破線), ZV 及びローパスフィルタを適用したもの (緑色一点鎖線)



(b) ステップ応答 (再掲)

図 6.11: 指令値を整形したフィードバック系の応答の数値シミュレーション: 左図は, ローパスフィルタ及び Input Shaping により指令値整形を行ったもの, 右図では比較対象としてステップ応答を示した.

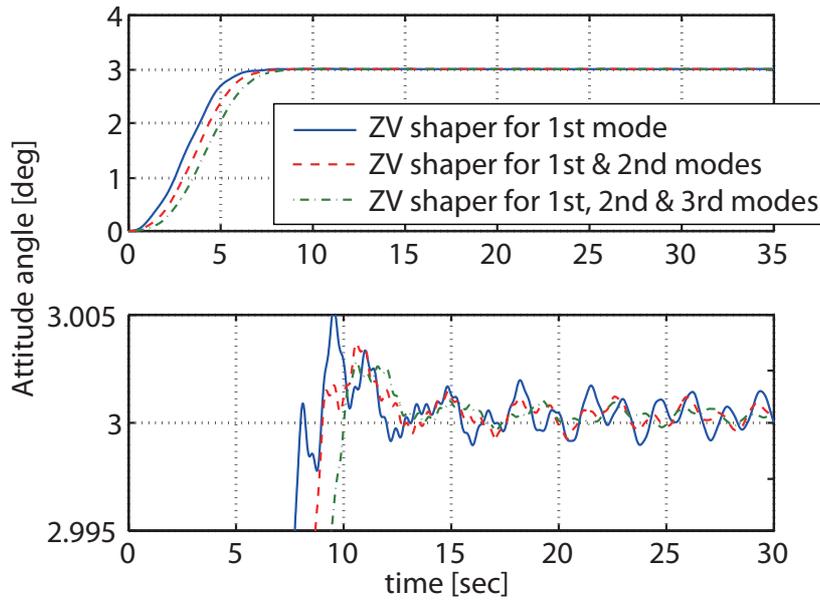


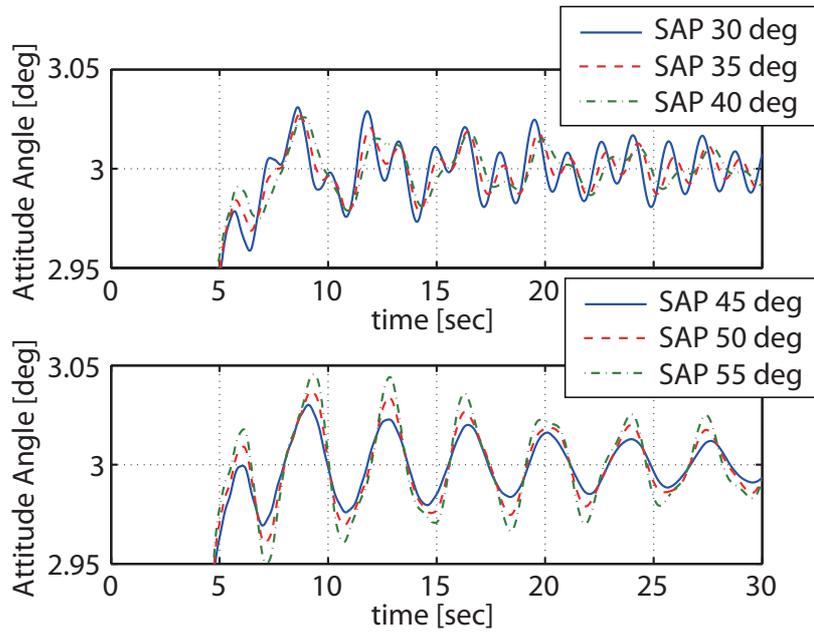
図 6.12: 指令値を整形したフィードバック系応答の数値シミュレーション: ZV shaper を 1 次の振動モードに対して適用したもの (青色実線), 同じく 2 次まで適用したもの (赤色破線) 及び 3 次まで適用したもの (緑色一点鎖線)

したプラントに対して, コントローラを含んだ閉ループ系の状態空間表現を求め, このうち A 行列 (システム行列) の固有値を数値計算する. 並進の剛体モードは不可制御であり, $s = 0$ に 6 つ存在するため, 安定性として $s > 0$ の極が存在した場合に, プラントが不安定化したと定義, それ以外を安定と定義する.

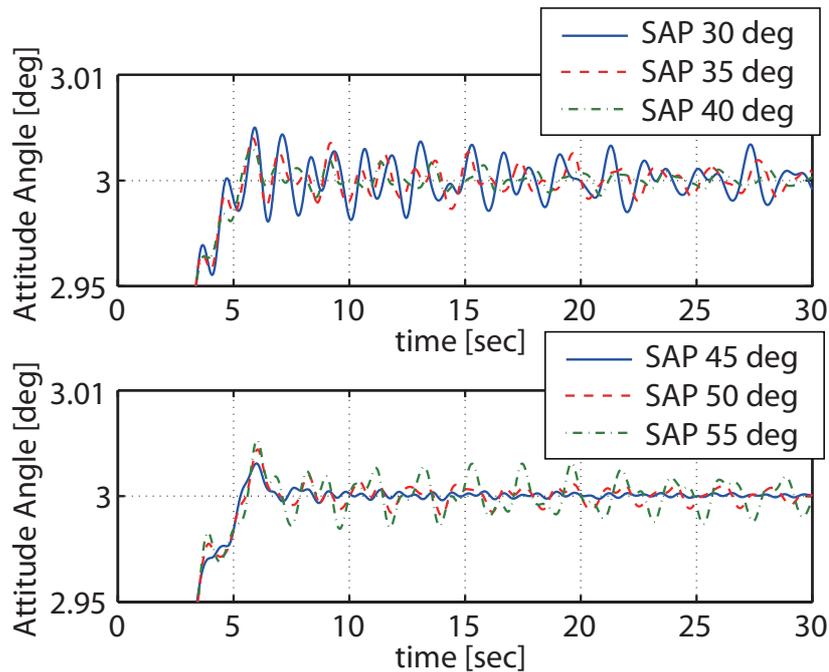
以上のようにして数値計算を行ったところ, 設計したコントローラは太陽電池パドル角 28 deg から 57 deg まで安定であった.

次に, 太陽電池パドル角をノミナル値である 45 度から, 5 deg ずつ振っていき, 二自由度制御系の応答が変化の様子を調べる. ただし, 応答は閉ループ系が安定である範囲内で行い, また, 応答としては, ステップ応答, 比較的良好な性質が見えた Input Shaping 及びローパスフィルタを指令としたフィードバック系, 及び二自由度制御系の 3 通りについて, 数値シミュレーションを行った. 図 6.13 に, ロール軸及びピッチ軸のステップ応答を, 図 6.14 に指令値生成した閉ループ系の応答及び二自由度制御系の応答の数値シミュレーション結果を示す.

図 6.13(a) に示したロール軸の応答より, フィードバック系としては, 太陽電池パドル角がノミナル値から変化した場合, その応答はさほど悪くなっている印象はなく, 振幅において 1.5 倍程度悪化し, 多少減衰が遅くなっているように見える. 図 6.13(b) に示したピッチ軸の応答を見ると, 太陽電池パドル角が 30 deg 及び 55 deg の場合において減衰していない振動が見える. 二自由度制御系の応答を見た図 6.14(b) を見ると, 太陽電池パドル角の違いによる精度の違いは見えてこない. これは, 設計した二自由

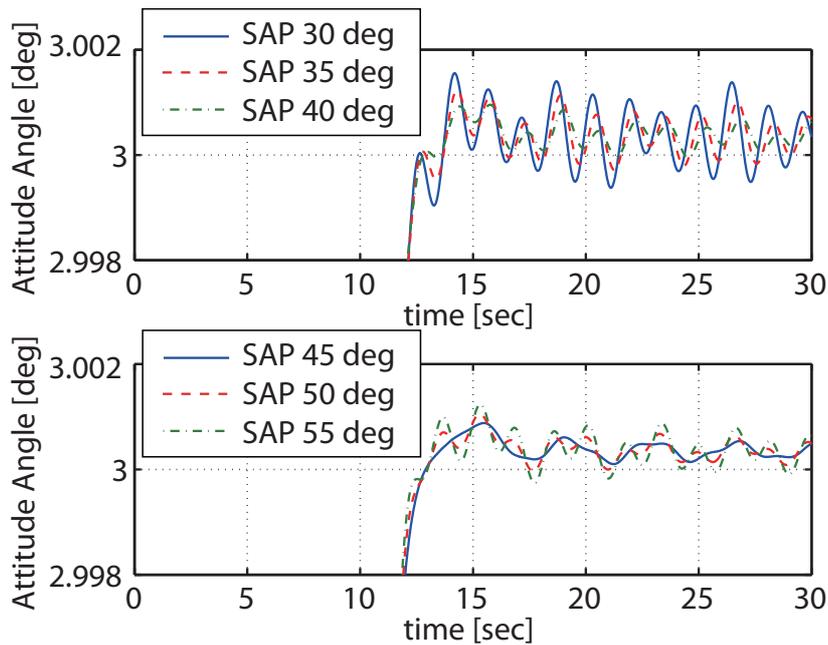


(a) ロール軸のステップ応答

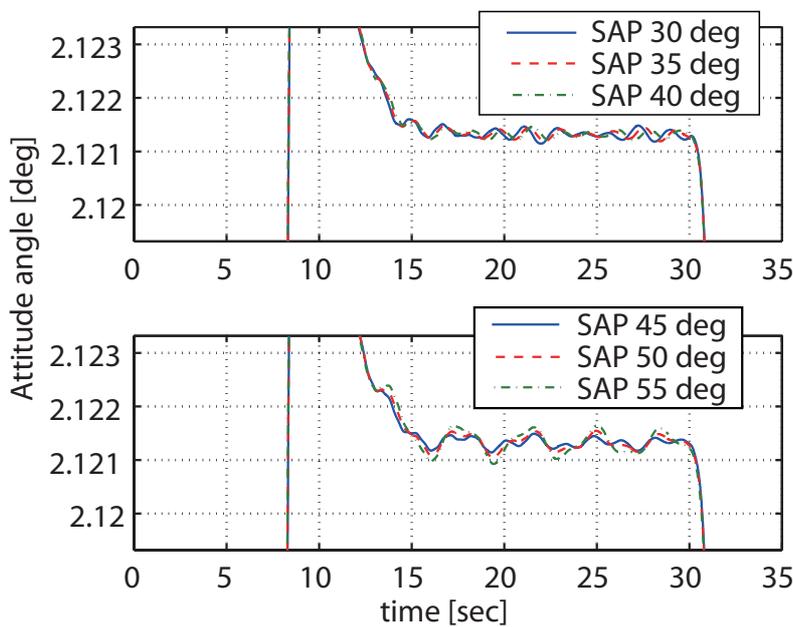


(b) ピッチ軸のステップ応答

図 6.13: 太陽電池パドル角を変化させた時のステップ応答の変化: 全てのサブフィギュアにおいて, 上図は太陽電池パドル角を 30 deg, 35 deg, 40 deg, 下図に 45 deg(ノミナル), 50 deg, 55 deg の時の応答を示した.



(a) 指令値に Input Shaping とローパスフィルタを併用したフィードバック系の応答 (ロール軸)



(b) 二自由度制御系の応答

図 6.14: 太陽電池パドル角を変化させた時の指令値整形を行った閉ループ系及び二自由度制御系の応答の変化: 全てのサブフィギュアにおいて, 上図は太陽電池パドル角を 30 deg, 35 deg, 40 deg, 下図に 45 deg(ノミナル), 50 deg, 55 deg の時の応答を示した.

度制御系において、フィードフォワードコントローラが強く効いているためであると考えられる。

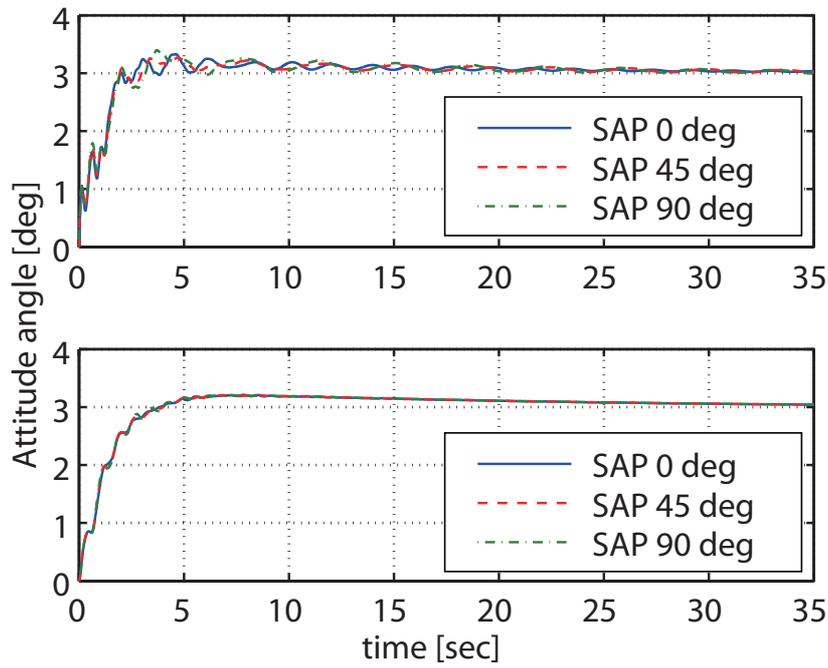
以上のように、太陽電池パドル角が変動した際の安定性については、概ね 30 deg 程度の安定性が補償されることが分かった。

また、PID 制御及び位相進み補償についても同様に安定性解析を行ったところ、全ての太陽電池パドル角に対して安定であることが分かった。このため、太陽電池パドル角を 0 deg, 45 deg 及び 90 deg の 3 ケースについて、ロール軸・ピッチ軸のステップ応答及び、二自由度制御系の応答を図 6.15 に示す。ステップ応答、二自由度制御系の応答の両者において、太陽電池パドル角に依存して悪くなっている様子がない。これは、この安定化が根本的に高周波まで、全ての振動モードにおいて位相安定化を狙っているためであり、太陽電池パドルのゲインが変わった時はもとより、多少の周波数変動が起きたとしても、安定な制御則であることが分かった。

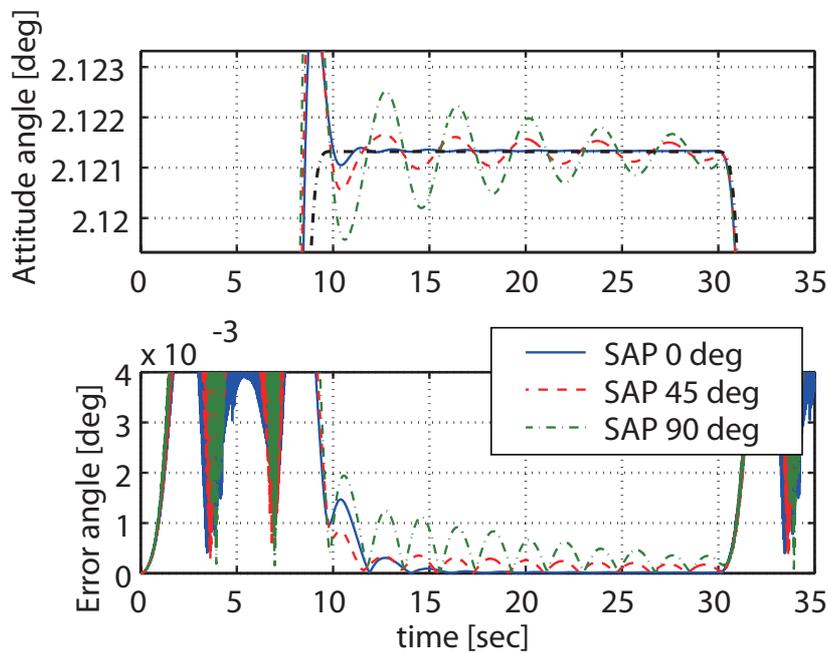
6.8 まとめ

この章では、数値シミュレーションを元に、第 5 章で提案及び設計を行った指令値を用いた二自由度制御系についての検討を行った。二自由度制御系のうち、前向き補償は剛体モードプラントとし、フィードバックコントローラについての検討をゲイン安定及び位相安定の手法として、それぞれ H_∞ 制御、PID 及び位相進み補償による設計を行った。まず、 H_∞ 制御器について、第 4 章で行った設計では、ノミナル性能において、ミッション要求を満たしていないことが分かったため、制御モードを 2 次増やし、剛体 3 次及び振動 4 次の合計 7 次の制御モードとする制御器を設計した。また、PID 及び位相進み補償による設計は、第 4 章における設計が非常に広帯域の制御器であったため、そのままこれを用いた。これら二つの制御器を用いて、NME profiler を用いた開ループ系との比較検討を行った。まず、振動外乱を想定した数値シミュレーションを行った。ここでの検討では、10 mNm, 1 次振動モードと同じ周波数を持つ振動外乱を想定した。これは、現在 ASTRO-G に搭載される予定であるアクチュエータ CMG の外乱を想定しているものであるが、実際の CMG の仕様では、最大外乱は 1 mNm 程度の値であり、約 10 倍の振動外乱を想定している。この振動外乱を入力した数値シミュレーションを行ったところ、NME profiler を指令とした開ループ系では、観測時間である 15 秒以降に姿勢精度誤差が要求値である 0.002 deg 以上を越えてしまうことが分かった。これに対し、 H_∞ 制御器、PID 及び位相進み補償の二つの制御器を用いた二自由度制御系では、観測時間中の姿勢精度誤差は 0.002 deg 以内に収束しており、外乱に対してロバストであることが分かった。

また、定常外乱の一つとして、ASTRO-G の形状を仮定した太陽輻射圧外乱を見積った。ASTRO-G は大型のアンテナを搭載するため、宇宙空間において太陽輻射圧は遠



(a) ステップ応答: ロール軸マヌーバ (上図) 及びピッチ軸マヌーバ (下図)



(b) 二自由度制御系の応答

図 6.15: 太陽電池パドル角を変化させた時の応答の変化: PID 制御及び位相補償における応答の変化

地点では支配的な要素となると考えられる．この定常外乱を想定した数値シミュレーションを行ったところ，振動外乱を想定した場合と同様に，NME profiler の開ループ系では姿勢角誤差がミッション要求値を越えてしまったが，設計した二つの二自由度制御系では 0.002 deg 以下の姿勢精度を保つことが可能であった．

第7章 結論

本論文のまとめを示す．まず，第二章にて，有限要素法モデルから制御系設計用モデルを得るまでの過程を示した．この過程において，幾何学的形状の非対称性が大きい人工衛星においては，並進運動と回転運動の干渉が大きくなることを説明した．並進運動は基本的には姿勢制御系からは不可観測，不可制御であるが，姿勢制御系との干渉は起こしうる．よって，並進運動を取り除く際には，十分に気を付ける必要があることを，ASTRO-Gの数値例を用いて説明した．

次に第三章では，過去の衛星における制御系設計例を示した．この章では，フィードバック系の研究例として，実際に軌道上で制御実験を行った技術試験衛星 VI 型での制御方式をはじめとして，LPV 安定を確保できる DVDFB 制御，太陽パドル角の安定性を設計時に盛り込む H_∞ ゲインスケジュールド制御を説明した．また，指令値の研究例として，現在 ASTRO-G において検討されている NME profiler を説明し，また，他の研究例として Input Shaping を取り挙げた．

第四章では，高速高精度かつロバストな姿勢制御系を組むにあたり，二自由度制御系を基本として制御系設計にあたった．二自由度制御系は， H_∞ フィードバックコントローラ及び剛体モードのノミナルプラントからなる制御系を設計した．また，二自由度制御系の入力としては，NME profiler 指令を用いたが，その結果はミッション要求から考えると遅く，更なる高性能化が必要であることが判った．これを定性的に考えると， H_∞ フィードバックコントローラと NME profiler の両者が，ロバスト性の高い設計手法であるということが言える．NME profiler は，単独で振動を励起せずマヌーバを行えるほど高いロバスト性を持つ．いわゆるロバスト性と性能のトレードオフを考えた場合，指令値と閉ループのどちらかは，性能を上げた設計をすべきであると考えられる．そのため，ロバスト制振指令値である NME profiler は，フィードバックを付加した二自由度制御系の入力には適さない，と説明することが可能である．そのため，性能とロバスト性のトレードオフを考えると，設計した二自由度制御系より性能の高い指令及びフィードバックコントローラが必要である．

このような動機により，第五章において，振動抑制制御において有用であり，かつ NME profiler よりも性能を向上したものを提案した．提案手法は，性能とロバスト性のトレードオフにおいて，性能を向上させようと考えたものである．この提案手法では二種類の振動抑制制御を組み合わせて設計を行っている．一つは NME profiler であ

り、もう一つは Input Shaping である。この考えを用いれば、ロバスト性が必要であると考えられる中～高周波の振動に対して NME profiler というロバスト性の高い制御手法を用い、低次の振動モードに対しては、より性能を重視した Input Shaper を用いることが可能である。結果として、設計した提案手法の例は、NME profiler より早い時間で収束する指令値であり、かつ振動抑制を行えるものとなった。この評価は、開ループ系の数値シミュレーションにより検討を行っており、ハードディスクドライブの制御に用いられる SMART 指令との比較を行った。実際には、SMART 指令は、オンラインで逐次計算できるという利点を持っているため、比較対象としてフェアではないが、振動抑制としての有効性は示せたと考えられる。

更に第六章において、フィードバックコントローラの再設計を行った。 H_∞ コントローラを設計する際の制御モードは 4 次の振動モードまで含めた設計を行うと、比較的良好な性能が得られることを示した。また、この章では、振動外乱に対して、現在のフィードフォワードを主とした制御系に対し、疑問を投げかけ、フィードバック系の存在により振動外乱を抑圧できることを示した。更に、制御モードを 4 次まで取り、広帯域化することで、フィードバックと制振指令値の組み合わせにより、高速高精度の姿勢変更を行うことができる可能性を示した。また、太陽パドル角依存の安定性についても議論を行い、太陽パドル角 20 deg ごとに LTI コントローラを設計することで、十分な制御性能を得ることができると結論付けた。

以上のように、本論文では、フィードバック系を主とし、フィードバック系あるいは二自由度制御系に適すると考えられる指令値を提案した。提案した指令値を用いて、フィードバック系を設計し、高速高精度な姿勢制御系を二自由度制御系によって設計した。これにより、現在の検討例であるフィードフォワードベースの制御系の他に、ある一つの解を示したと考えている。

今後の展望としては、提案した指令値の有効性を示すため、柔軟構造を用いた振動抑制実験を行うことを考えている。また、LPV 安定化する手法についての検討を進めていきたいと考えている。

付録A アクチュエータ“CMGs”による制約

A.1 CMG (Control Momentum Gyro) の概要

CMGはコントロールモーメントムジャイロ (Control Momentum Gyro) と呼ばれるアクチュエータであり、図A.1に示す形状をしている。コントロールモーメントムジャイロでは、式(A.1)で表されるジャイロ効果により、トルクが出力される。

$$T = \omega \times H \quad (\text{A.1})$$

ジャイロ効果では、ジンバル角速度 ω 及び、ロータの角運動量 H の積になっているため、大きいトルクを出すことが可能であり、その値は、リアクションホイールの数十倍程度である。そのため、今後、高速な姿勢変更をしたいという要求が増えるにつれ、CMGの登場する機会も多くなると考えられる。しかしながら、現在までに科学技術用途で使用された例は少なく、国際宇宙ステーション、アメリカのスカイラブ、ロシアのミール宇宙ステーション等の超大型な構造物の姿勢制御に用いられた程度である。

上で述べた様に、CMGは大きなトルクが出せるにもかかわらず、科学ミッションを行う人工衛星の姿勢制御系における使用例は極端に少ない。これは、CMGが高価であり、またその構造が複雑であることに起因していると考えられる。ジャイロ効果の式(A.1)より、ジンバルの角速度ベクトル ω と、ロータの角運動量ベクトル H の外積方向にトルクが発生するが、ジンバル自体が角速度 ω で回転してしまうため、トルクが発生する方向も ω の角速度で変わっていく。この様に、CMG単体では、ある方向のトルクが欲しいときに、常にその方向のトルクだけを出力することが不可能であり、これがCMGの使用が難しい理由である。

そこで、ASTRO-Gにおいては、2台のCMGを組みにして使用することが考えられている。2台のCMGは、時刻 $t = 0$ における角運動量の向きを正対させ、アクチュエータ全体としては角運動量を持たない様に配置される。図A.2には、2台のCMGを z 軸上に、各々のCMGが持つ角運動量ベクトルを打ち消す様に配置する。時刻 $t = t_0 + \Delta t$ の時にはジンバル角速度により、各々のCMGが持つ角運動量は、移動し、その結果トルクベクトルも y 軸からはずれる。しかし、二台が持つトルクベクトルを足し合わせた結果を考えると、トルク成分の内、 x 軸方向の成分はちょうど打ち消し合うため、 y 軸方向のトルクのみを得ることが可能である。この様に二台を用いることで、ある

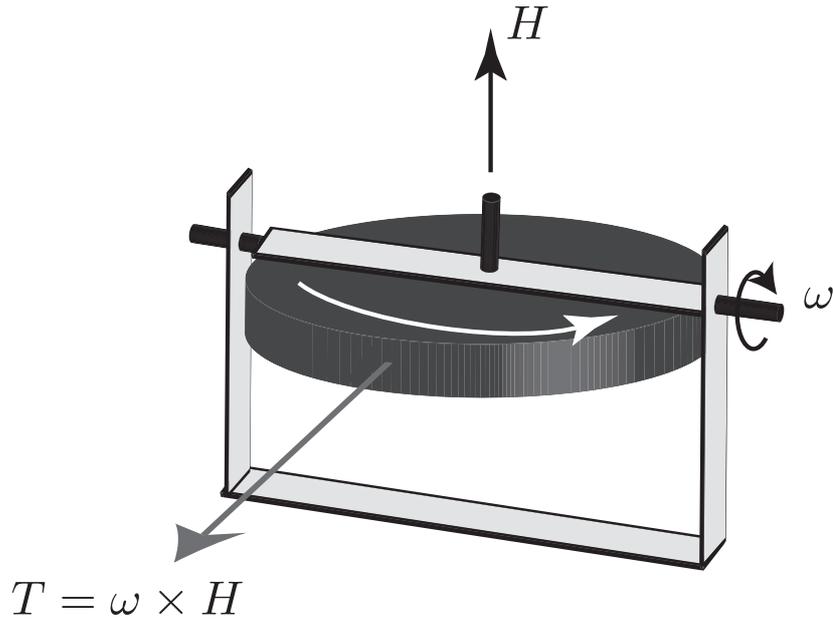


図 A.1: CMG (コントロールモーメントジャイロ) の概観

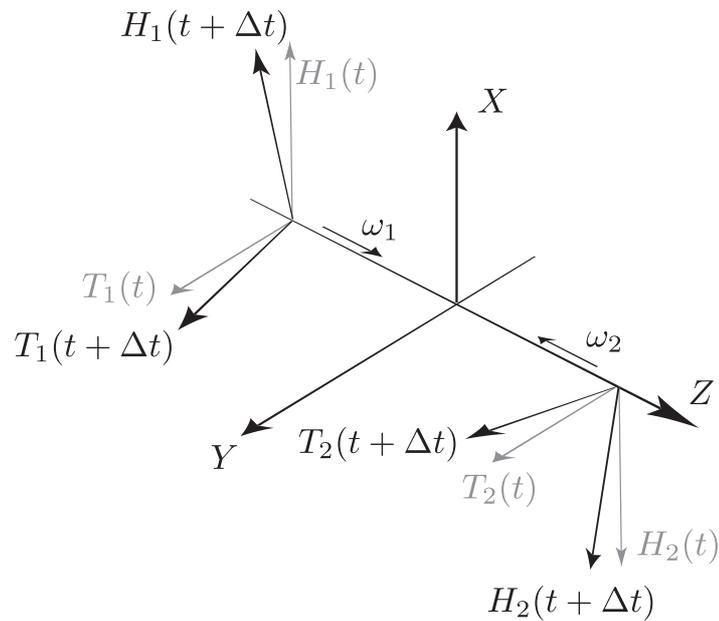


図 A.2: CMG の 2 台配置による, あるベクトル回りのトルクを得る方法の概念図: 二台の CMG は y 軸上に配置されており, 初期におけるロータの角運動量ベクトルを z 軸正及び負に正対させるように配置されている. 片方の CMG が y 軸正の方向にジンバルを動かした時, もう片側の CMG においても y 軸負の方向にジンバルを動かす. これにより, 片側のトルクベクトルが Z 軸の成分を持つが, もう片側のトルクベクトルは, ちょうど Z 軸の成分を打ち消す様なトルクベクトルとなり, 結果的に二台合わせたトルクは x 成分しか持たないことになる.

軸 (図においては y 軸) のみのトルクを得ることができる。

この例では、角運動量の初期配置は、各々の角運動量が x 軸に平行になるように配置していたため、 y 軸のトルクのみを得ることが可能であったが、ジンバル軸を z 軸に固定して考えた今の場合においては、初期状態の角運動量ベクトルを y 軸正向きと負向きに配置し直すことで、 x 軸のみのトルクを得ることも可能である。

A.2 CMGのホイール角運動量に起因する制約

上で述べた様に、CMGは二台を対にして使用すれば、ある軸回りに欲しいトルクを得ることが可能である。しかしながら、一つのCMGが出力できるトルクは、ジンバル角が 90 deg 回ってしまった場合に x 成分を持たなくなるため、二台のCMGにおいてジンバル角は 90 deg 以内で動かなさなければならない。

CMGのジンバル角が 90 deg 回るところまでしかトルクを出せないことは、衛星の姿勢角速度の最大値に制限がかかることを意味する。これは、次の様に説明できる。まず、衛星の姿勢制御において、スラスタ等の質量を放出するアクチュエータを除けば、姿勢変更は角運動量保存則によって成される。つまり、内部に持つアクチュエータの角運動量 h_a と、アクチュエータ以外の衛星の角運動量 h_b の総和は、一定値である。

$$h_a + h_b = \text{const.} \quad (\text{A.2})$$

衛星の角運動量 h_b は、衛星の慣性モーメント I 及び、姿勢角速度 ω_{att} を用いて

$$h_b = I\omega_{att} \quad (\text{A.3})$$

と表すことができる。慣性モーメントを定数として考えれば、姿勢角速度を増すためには、アクチュエータの持つ角運動量を h_a を減らせばいいことが分かる。

二台のCMGにおける姿勢変更を考える際にも、角運動量保存則から考えることが可能である。二台のCMGは各々、初期時刻において角運動量を打ち消す様に配置されているため、角運動量 h_a は0である。図A.2において、二台のCMGの角運動量が両者とも x 軸正の方向を向いた時に、衛星構体の角運動量 h_b は x 軸負向きに最大となり、この時2台が持っていた角運動量から $2h_a$ から、最大の姿勢角速度 ω_{max} を得ることができる。以上の考察により、最大の姿勢角速度は

$$\omega_{max} = 2h_a/I \quad (\text{A.4})$$

である。この様に、二台のCMGによりトルクを出力する予定であるASTRO-Gにおいては、最大の姿勢角速度まで考慮し、指令値生成を行う必要があると考えられる。

この制約は、上で述べた様に、アクチュエータが持つことができる角運動量の最大値に起因しているため、リアクションホイールでも同様の議論が可能である。しかし

ながら，CMG ではジンバル角を動かす際に，衛星構体と角運動量の交換を非常に早く交換することが可能であるため，CMG においてこの問題が顕著になると考えられる．

謝 辞

本研究を進めるにあたり、齋藤宏文教授には終始懇切なご指導を頂きました。齋藤先生は私の研究の話にたびたび耳を傾け理解して下さい、また適切なアドバイスを頂きました。本論文を完成させることができたのも、齋藤教授の御助力の賜物であり、ここに深く感謝の意を表します。また、宇宙科学研究本部の坂井真一郎准教授、坂東信尚助教には、制御理論、応用、研究の進めかた等、大変多くの事を学ばさせて頂きました。坂井准教授には、種々の場面において適切なアドバイスを頂き、また坂東助教には、常日頃から懇切丁寧なご指導を頂きました。ここに感謝の意を表します。水野貴秀准教授には、研究者としての見地から、あるいは工学者としての見地から、多くのためになる話を伺わせて頂きました。誠にありがとうございます。

NEC 東芝スペースシステム株式会社の小倉直人様、神谷俊夫様、春名泰之様には、ASTRO-G のプロジェクトを通して大変お世話になりました。特に神谷様には、二自由度制御系を組む際に適切なコメントを頂き、また、神谷様が提案された指令値について、設計法からフーリエ解析に至るまで、丁寧な説明を頂きました。諸氏には深く感謝するとともに、本研究結果が諸氏の業務に貢献することを願っております。

電気通信大学知能機械工学科の木田隆教授、長塩知之助教には、ASTRO-G のプロジェクトを通して、衛星工学から現代制御理論、数値計算ソフトウェアの計算誤差の話に至るまで、様々なことを御教示下さり、かつ私の研究に対して適切なコメントを頂きました。宇宙航空研究開発機構総合技術研究本部構造技術開発センターの葛西時雄様、山口功様、総合技術研究本部誘導・制御技術グループの大谷崇様には、ASTRO-G のプロジェクトにおいて、モデリングから制御器離散化の際の注意事項まで、有用な話を頂きました。特に葛西様には、ASTRO-G のモデルを FEM モデルから拘束モードモデルまでおこして頂き、また、制御器設計モデルを得る際の質量中心における並進縮約の手法をご教示頂きました。以上の方々の御助力、御厚意には感謝の言葉もありません。

齋藤研秘書の草留智子さん、水野研秘書の河野まり子さん、橋本研秘書の本田百代さんには、本来私がすべき庶務を代わりに行って頂き、また日頃の研究生活に笑顔を運んで頂きました。心より御礼を申し上げます。

研究室での生活において、博士課程3年の柳川善光さんは、博士課程最後の年ということもあり、非常に忙しい身でありながら、研究者としての考え方や、論文、発表

資料の書き方等，多岐に渡り教えて頂きました。ありがとうございます。齋藤・水野研の同期の学生である楠知通くん，創価大学工学研究科情報システム学専攻の勝本幸子さん，武蔵工業大学工学研究科機械システム工学専攻の加藤修三くん，水野研に所属する東京理科大学工学研究科電気工学専攻の佐藤哲平くんには，研究につまづいた時に相談相手になって頂き，楽しい研究生活を送ることができました。また，東京電機大学工学研究科情報通信工学の修士一年の梶川泰広くん，武蔵工業大学工学研究科機械システム工学専攻修士一年の門岡昇平くん，同学部四年の山崎瞬くんには，日頃の研究生活において，計算機の話から，制御の話に至るまで，様々な議論をさせて頂きました。ここに感謝に意を表したいと思います。また，今後とも宜しく願います。

最後に，24年間支えてくれた親，兄弟に心より御礼を申し上げます。本当にありがとう。

研究業績

1. 国際学会

- T. Nakamura, N. Bando, S. Sakai, H. Saito: Agile and Robust Attitude Control System for VSOP-2 Satellite “ASTRO-G”, The 10th International Workshop on Advanced Motion Control, TRENTO, 26-28, March, 2008(予定).

2. 学会・研究会

- T. Nakamura, N. Bando, S. Sakai, H. Saito: Study of Robust Feedback Controller for Agile and Flexible Spacecraft “ASTRO-G”, 17th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics, ISAS, 23-24, July, 2007
- 中邨 勉, 坂東 信尚, 坂井 真一郎, 齋藤 宏文: 柔軟構造を有する人工衛星 “Astro-G” のための高速姿勢制御の一検討, 産業計測制御技術研究会, 東京, 9月14日, 2007.

参考文献

- [1] 航空宇宙技術研究所宇宙開発事業団: 共同研究成果報告書「技術試験衛星 VI 型による柔構造制御軌道上実験に関する研究」, 2000.
- [2] I. Yamaguchi, T. Kida, K. Komatsu, M. Sano, T. Sekiguchi, S. Ishikawa, S. Ichikawa, K. Yamada, Y. Chida, S. Adachi: “ETS-VI On-Orbit System Identification Experiments”, JSME International Journal Series C, Vol. 40, No. 4, pp.623-629, 1997.
- [3] Y. Chida, Y. Yamaguchi, H. Soga, T. Kida, I. Yamaguchi, T. Sekiguchi: “On-orbit attitude control experiments for ETS-VI. I-PD and two-degree-of-freedom \mathcal{H}_∞ control”, Decision and Control, Proc. of the 35th IEEE 11-13 Dec. 1996.
- [4] B. Wie, D. Bailey, and C. Heiberg: “Rapid Multitarget Acquisition and Pointing Control of Agile Spacecraft”, Journal of Guidance, Control, and Dynamics, Vol. 25, No. 1, pp.96-104, 2002.
- [5] Space VLBI project: <http://www.vsop.isas.jaxa.jp>
- [6] H. HIRABAYASHI: High Resolution Radio Observations of AGN(Session 5 : Evidence for Giant Black Holes), Progress of theoretical physics. Supplement, No.155, pp.178-185, 2004.
- [7] 平林 久: 電波天文衛星「はるか」が観る銀河核の姿, 日本物理學會誌, pp.308-315, No.5, Vol.56, 2001.
- [8] 次期スペース VLBI ワーキンググループ: VSOP-2 計画提案書 (内部資料), 2005.
- [9] T. Kamiya, K. Maeda, N. Ogura: “Preshaping Profiler for Flexible Spacecraft Rest-to-Rest Maneuvers,” AIAA, Guid. Navigation, and Control Conf. and Exhibit, Keystone, Colorado, Aug. 21-24, 2006.
- [10] 山口功, 葛西時雄, 木田隆, 児子健一郎, 砂川圭, 池田正文, 井川寛隆: “技術試験衛星 VIII 型による軌道上システム同定試験のための予備検討”, 計測自動制御学会論文集, Vol.38, No.3, pp.227-283, 2002.

- [11] 宇宙開発事業団: 「NASDA 技術ハンドブック」, 2003.
- [12] 木田隆: “大型人工衛星のモデリングとロバスト制御系設計”, システム/制御/情報, Vol.37, No.12, pp.720-727, 1993.
- [13] 狼嘉彰, 藤井隆雄: 柔軟衛星のモデリング—ハイブリッド・システムとトランケーション—, 日本航空宇宙学会誌, Vol.32, No. 364, pp.263-274, 1984.
- [14] 長塩知之, 木田隆: “パラメータ変動のある宇宙構造物の制御 (ディスクリプタ形式による μ 設計)”, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 65, No.635, pp.2693-2699, 1999.
- [15] 柏瀬俊夫, 山田克彦, 阿波裕二, 関口毅, 木田隆: 周波数整形 H_∞ 制御を用いた柔軟構造衛星の軌道上姿勢制御実験, On-Orbit Experiments of Frequency-Shaped H_∞ Control for Flexible Space Structure, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 606, No.63, pp.476-483, 1997.
- [16] 糺谷和久, 池田雅夫, 木田隆: Collocated Feedback による宇宙構造物の最適制御, 計測自動制御学会論文集, Vol.25, No.8, pp.882-888, 1989.
- [17] 長塩知之, 木田隆: “LPV モデルを用いた宇宙構造物の制御 (LMI によるゲインスケジュール H_∞ 制御設計)”, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 66, No. 649, pp.3019-3025, 2000.
- [18] 奥田亮, 木田隆, 長塩知之: ディスクリプタ方程式を用いたゲインスケジューリング制御 (パラメータ変動をもつ柔軟宇宙機への応用), 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 71, No. 701, 2005.
- [19] 杉田秀彦, 濱田吉郎, 山口功, 葛西時雄, 井川寛隆, 木田隆, 長塩知之, 児子健一郎: “パラメータ変動のある大型柔軟衛星のロバストゲインスケジューリング制御”, Vol. 69, No. 678, pp.112-119, 2003.
- [20] N. Singer and W. Seering: “Preshaping Command Inputs to Reduce System Vibration”, Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, Vol.112, pp.76-82, 1990.
- [21] W. Singhose, S. Derezinski, N. Singer: “Extra-Insensitive Input Shapers for Controlling Flexible Spacecraft”, J. Guid. Control and Dynm, Vol.19, No.2, pp. 385-391, 1996.
- [22] W. Singhose, W. Seering, N. Singer: “Time-Optimal Negative Input Shapers,” ASME J. Dynam. Syst. Meas. Control, Vol. 112, pp.198-205, 1997.

- [23] P. Lucy: "An analysis of the total insensitivity of input shaping design", AIAA, Guidance, Navigation and Control Conference and Exhibit, Boston, 10-12 Aug. 1998.
- [24] 平田光男, 劉康志, 美多勉: 2 慣性系に対する μ -Synthesis を用いた制振制御, 電気学会論文誌 D 産業応用部門誌, Vol. 114, No. 5, pp.512-519, 1994.
- [25] 藤本博志, 堀洋一, 河村篤男: マルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御法, 計測自動制御学会論文集, Vol. 36, No. 9, p.766, 2000.
- [26] 坂田晃一, 藤本博志, 大友剛, 佐伯和明: "マルチレート制御に基づく大型超精密スキャンステージのオートフォーカス/レベリング制御", 電気学会研究会資料, IIC-07-124, pp.47-52, 2007.
- [27] 熱海武憲, 有坂寿洋, 清水利彦, 山口高司: ハードディスク装置の機構共振制振サーボ技術, 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 68, No. 675, pp. 3298-3305, 2002.
- [28] 熱海武憲: 仮想共振モードを用いたハードディスク装置のヘッド位置決め制御, Vol. 706, No. 71, pp. 1914-1919, 2005.
- [29] 奥山淳, 濱田洋介: ループ整形設計手法を用いた磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御, 日本機械学会論文集 (C 編) Vol. 657, No. 67, pp.1537-1543, 2001.
- [30] 木田隆, 池田雅夫, 山口功: "高域遮断特性をもたせた最適レギュレータとその大型宇宙構造物の制御への応用", 計測自動制御学会論文集, Vol.25, No.4, pp.448-454, 1989.
- [31] Y. Chida: "An H_{∞} Controller Design Method of Integral-Type Servo Systems and Its Application to a Flexible Structure System", Second IEEE Conference on Control Application, 1993.
- [32] 平田光男, 劉康志, 美多勉, 山口 高司: " H_{∞} 制御理論を用いたハードディスクのヘッド位置決め制御", 計測自動制御学会論文集, Vol.29, No.1, pp.71-77, 1993.
- [33] Doyle, J.C., Francis, B.A., Tannenbaum, A.R., (藤井隆雄監訳): 「フィードバック制御の理論」, コロナ社, 1996.
- [34] 野波健蔵編著, 西村秀和, 平田光男共著: MATLAB による制御系設計, 東京電機大学出版局, 1998.
- [35] 真鍋舜治: デジタル制御, 実用面における問題点と展望, 計測と制御, Vol.22, No.7, pp.594-598, 1983.

- [36] Y. Mizoshita, S. Hasegawa, and K. Takaishi : “Vibration Minimized Access Control for Disk Drives”, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 32, No. 3, pp. 1793-1798, 1996.
- [37] 茂原正道: 宇宙工学入門 –衛星とロケットの誘導・制御, 培風館, 1994.