



擾乱管理マニュアル

2026年3月30日 C改訂
(2008年9月 3日 初版制定)

宇宙航空研究開発機構

免責条項

ここに含まれる情報は、一般的な情報提供のみを目的としています。JAXA は、かかる情報の正確性、有用性又は適時性を含め、明示又は黙示に何ら保証するものではありません。また、JAXA は、かかる情報の利用に関連する損害について、何ら責任を負いません。

Disclaimer

The information contained herein is for general informational purposes only. JAXA makes no warranty, express or implied, including as to the accuracy, usefulness or timeliness of any information herein. JAXA will not be liable for any losses relating to the use of the information.

発行

〒305-8505 茨城県つくば市千現 2-1-1

宇宙航空研究開発機構 安全・信頼性推進部

JAXA (Japan Aerospace Exploration Agency)

目 次

1. 総則	1
1. 1 目的	1
1. 2 範囲	1
1. 3 関連文章	3
1. 4 用語の説明	3
2. 擾乱源と擾乱の影響	4
2. 1 擾乱の分類	4
2. 2 代表的な擾乱源	5
2. 3 擾乱の影響	7
3. 擾乱管理	10
3. 1 ミッション要求と周波数帯域	10
3. 2 ミッション要求分析	13
3. 3 ミッション要求から擾乱管理要求へ	16
3. 4 各開発フェーズにおける擾乱管理	26
4. 擾乱解析	28
4. 1 擾乱のモデル化	28
4. 2 擾乱力の整理と集計	29
4. 3 擾乱の伝達	29
4. 4 擾乱の影響評価	32
4. 5 時間領域における指向安定度解析	32
5. 擾乱低減化技術	36
6. 擾乱に関する試験とデータ処理	46
6. 1 試験目的	46
6. 2 擾乱試験の区分	47
6. 3 試験方法と選択	49
6. 4 単体擾乱測定	53
6. 5 擾乱伝達特性測定	54
6. 6 システム擾乱応答測定	69

参考文献	7 3
------	-----

事例集

事例 A 太陽観測衛星「ひので (SOLAR-B)」	7 6
事例 B 光衛星間通信実験衛星「きらり (OICETS)」	9 0
事例 C 静止地球観測衛星向け振動アイソレータ (試作品)	1 0 2

付録

付録 I 指向安定度の定義について	1 1 3
付録 II 擾乱応答推定法	1 1 6

1. 総則

1.1 目的

本マニュアルはJAXA設計標準における第3階層文書である擾乱管理標準（JERG-2-152A）を補完し、具体的な例により、その管理作業を明確にすることを目的としている。

擾乱管理に関しては、まだ技術領域として発展途上にあるため一般論として記述することが難しいので、事例集に太陽観測衛星「ひので（SOLAR-B）」と光衛星間通信実験衛星「きさらり（OICETS）」の例と、擾乱低減化対策として静止地球観測衛星システムの検討で試作した振動アイソレータの例を掲載し、利用者の便を図った。

1.2 範囲

擾乱は衛星の姿勢やミッション機器の指向方向に影響を与え、衛星内部の微小重力環境にも影響を及ぼす。特に高精度の観測要求のある衛星では擾乱問題はもっともクリティカルな技術課題の一つとなりつつある。ホイールやジャイロなどの擾乱発生機器により生じた擾乱力は衛星の構体や制御系を伝播してミッション機器などの性能に影響を及ぼす（図1.1）。

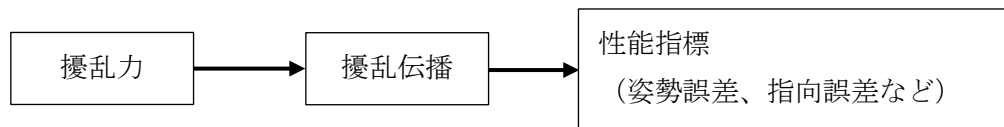


図1.1 擾乱の伝播

擾乱問題はミッション機器だけでなく、擾乱の発生源、伝達機構、制御系、計測系、アライメントなどが深く絡むので、システムとして擾乱を管理し問題解決に取り組まなければならない。

擾乱管理の流れを要約すると図1.2のようになる。本図は「擾乱管理標準」での図2や図4を単純化したものである。図の中で、擾乱発生機器とはホイールなどの擾乱源のことで、擾乱感受器とは擾乱によって機能・性能が影響を受ける機器のことであり、ミッション機器の他に姿勢センサなどのこともある。擾乱管理は以下のような項目である。

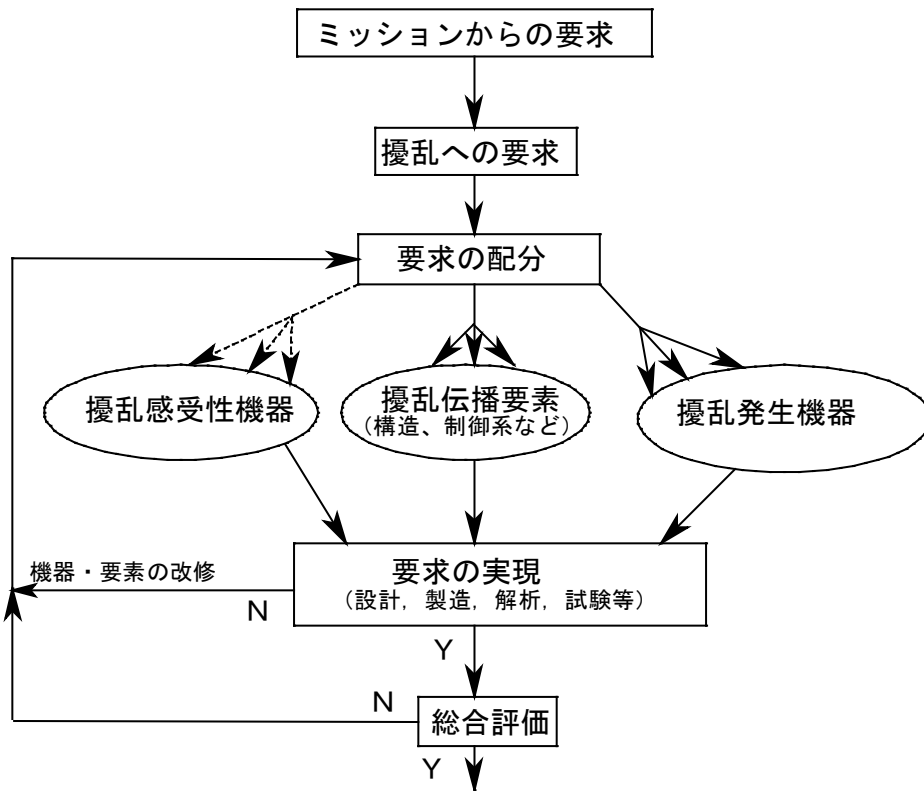


図1. 2 擾乱管理の概念

(擾乱感受器はミッション機器であることが多く、その場合ミッション要求側になる。)

(1) 擾乱要求の設定

擾乱の影響を受ける機器と、受ける影響（画像ボケ、出力値変動等）、問題となりうる変動の時間スケールないし周波数範囲の同定を行う。ミッション機器以外のものでも、例えば姿勢センサ等、影響を受ける可能性があるものは洩れなくリストアップする。

(2) 擾乱源の管理

- ・ 擾乱源となりうる機器のリストアップ
- ・ インタフェース(I/F)規定点と規定座標系の明確化
- ・ 擾乱発生条件
- ・ 擾乱モデル（時間波形、スペクトル、力学モデル等）
- ・ 特に問題となる機器の管理の徹底と、場合によっては設計の見直し（擾乱低減、擾乱周波数の変更、等）

(3) 擾乱感受器の管理

- ・ 擾乱の影響を受け易い機器のリストアップ
- ・ I/F 規定点と規定座標系の明確化
- ・ 擾乱感受性の伝達関数等による定量化（解析・試験）

- ・ 特にクリティカルな機器については、機器内での振動絶縁や指向制御系の導入による擾乱感受性の緩和
- (4) 擾乱伝達特性の管理
- ・ 擾乱源から姿勢・指向誤差への擾乱伝達経路の明確化
 - ・ 解析や実測による擾乱伝達特性の把握
 - ・ 必要に応じて、擾乱伝達特性を積極的に変えるような設計や管理（衛星の構造や搭載位置・搭載方法等の見直し、振動絶縁や減衰材、動吸収器（ダイナミックダンパー）、機器内の指向制御系の導入、姿勢制御系の見直し、擾乱源の擾乱周波数の変更等）

本文書では、ミッション要求から擾乱管理要求への定量化、それらを使つての擾乱解析、データ取得、あるいは確認のための試験法などについて具体例を挙げながらマニュアル的に述べる。

1.3 関連文章

- (1) JERG-2-152A 擾乱管理標準
- (2) JERG-2-152-HB102B 擾乱測定・評価マニュアル

1.4 用語の説明

以下章で頻出する用語を以下に説明する。

擾乱	micro-vibration、disturbance、g-jitter
擾乱力	衛星の指向に影響を及ぼす並進力とトルクの総称（擾乱トルクとの併記の場合には、並進力3成分のみを表す）
擾乱トルク	衛星の指向に影響を及ぼすトルク3成分
擾乱源	擾乱力と擾乱トルクを発生する機器を指す（本マニュアル中では擾乱発生機器とも記載）
擾乱感受器	擾乱の影響を受けやすいセンサや観測機器を指す
擾乱伝達関数	擾乱源設置面に入力した擾乱力と擾乱トルクに対する擾乱感受要素設置面までの伝達関数
擾乱角加速度	衛星を剛と仮定したときの擾乱トルクに対する質量中心周りの姿勢角加速度
共振点擾乱伝達率	衛星を1自由度振動系と仮定したときの伝達関数（姿勢角加速度／擾乱角加速度）の共振点における伝達率（本マニュアル中では Q_d と記載）

2. 擾乱源と擾乱の影響

2.1 擾乱の分類

衛星や衛星内部の要素に働く力は図2.1のように分類できる。衛星の姿勢やミッション機器の機能、性能（指向精度等を含む）を変化させ、衛星内の微小振動環境に影響を及ぼす内力のうち、意図した制御による力・トルク以外のものを内部擾乱（**internal disturbance**、略して擾乱）と定義する。ここで内力とは衛星内の要素間で相互に働く力・トルクの総称である。なお、本マニュアルでは意図的に力・トルクと区別しないような「力（6成分）」または、「力（並進・回転）」と記載がある場合には、意図的に回転も含めたトルクが「力」に含まれているものとする。

内部擾乱は衛星内部の質量が移動することによって発生する。その擾乱は図2.2のように定常擾乱と非定常擾乱とに分けられる。代表的な擾乱源（擾乱発生機器）を以下に説明する。

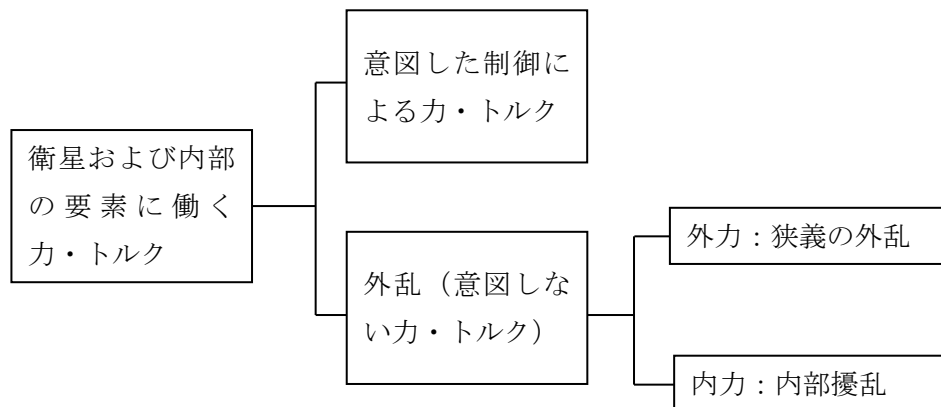


図2.1 擾乱の定義

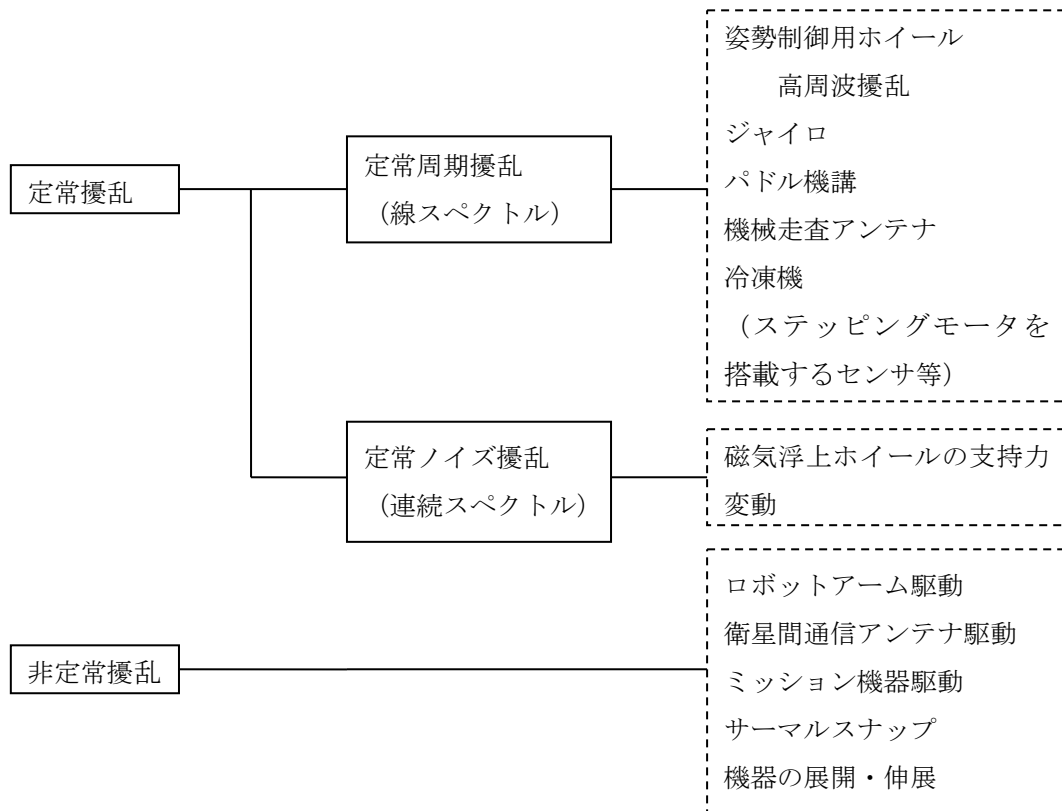


図 2. 2 内部擾乱の分類と主要擾乱源

2.2 代表的な擾乱源(文献[1] 5.3 節より)

(a) 姿勢制御用ホイール

姿勢制御用ホイールは回転機器であり、振動的な擾乱の多くを含んでいる。また、回転数により擾乱周波数および大きさが変化する。姿勢制御用ホイールが発生する擾乱は発生原因によって以下の6種類に大別できる。

- (1) ロータの不釣り合い
- (2) ベアリングノイズ
- (3) モーター発生擾乱
- (4) 構造共振
- (5) ホイールゼロクロス
- (6) ロストルク変動

これらの擾乱のうち(1)~(4)は定常擾乱となるが、回転数により擾乱周期およびパワースペクトルが変化する。(5)(6)は非常常擾乱である。

(b) 機械式ジャイロ(IRU)

我が国で多くの IRU は内部に機械式 TDG (Tuned Dry Gyro) を搭載しているため、基本的に姿勢制御用ホイールと同様な回転機器としての擾乱を発生する。TDG のロータ回転数は約 9300rpm(=155Hz)であり、発生擾乱も 155Hz が最大で定常周期擾乱となる。

(c) 機械走査アンテナ (AMSR)

AMSR は観測のために大きなアンテナを機械的に回転し、地表面を走査する。回転走査に伴い発生する大きな角運動量をキャンセルするためにホイールを搭載し、これをアンテナと逆方向に回転させるが、キャンセルできない角運動量の残差や回転軸のミスアライメント・静的／動的不釣り合い等が定常擾乱を発生する。また、ランアップ時は危険速度通過時に過渡的な大きな擾乱を発生する。

(d) 冷凍機

冷凍機は往復運動を行うコンプレッサのピストン部分とこれを駆動するための回転部分の機構を有する。可動部の並進と回転を伴うため、並進および回転の擾乱を発生する。カウンターウェイトを同時に動かすことによって、発生する運動量と角運動量の大部分はキャンセルされるが、補償しきれない誤差が擾乱として残り、並進・回転の計 6 成分の正弦波状の定常擾乱が同時に発生する。

(e) 衛星間通信アンテナ駆動

衛星間通信アンテナは、静止軌道上のデータ中継衛星と中低高度の地球周回衛星との間のデータ通信に使用される高データレートの指向性アンテナであり、人工衛星本体にはアンテナの運動の反力としての擾乱が発生する。アンテナを初期の待ち受け位置に移動するスルー駆動と定常追尾駆動があり、前者は主として非定常擾乱、後者は定常擾乱となる。アンテナ駆動アクチュエータとしては、ステッピングモータと減速機としての波動歯車装置の組み合わせが使用され、駆動時の角運動量変化のほか、ステッピングモータの駆動トルクが擾乱を発生する。また、アンテナブーム等の剛性が低いと構造共振が発生する。

(f) 太陽電池パドル駆動

太陽電池パドルは、発電効率を最大にするために太陽を常時追尾するように駆動されるものであり、駆動動作にはスルーイングと捕捉および追尾の 3 種類がある。我が国の衛星ではこれまでステッピングモータは姿勢制御系の帯域を越える駆動擾乱を発生し、三角波状の姿勢誤差となっている。また、駆動周期が太陽電池パドル等の柔軟付属物の固有周期またはその整数倍近くになると、柔軟付属物の振動を励起して、大きな姿勢変動を生じる恐れがある。さらにスルー駆動時には駆動の開始と停止時に大きな非定常擾乱が発生する。

(g) 熱衝撃（サーマルスナップ）

日照・日陰の境界で生じる衛星の熱条件の急激な変化に伴い、太陽電池パドル等の衛星本体に結合された柔軟付属物に生じた温度差が熱膨張の差を生み出すことで構造変形をもたらす。穏やかに変化する温度差は主として準静的な変形（反りと質量中心位置の変化）を発生し、急速な温度差変化は構造の振動を励起する。

上記の擾乱源の他に、観測センサや地球センサの中には、例えばスキャン機構にステップモータを採用しているものがあり、前述の太陽電池パドル駆動と同様な原理で定常的な擾乱を発生するものもある^[29]。

2.3 擾乱の影響

擾乱の影響は以下の点に要約される。

- (1) 姿勢誤差の発生
- (2) ミッション機器への影響（指向誤差、出力誤差、内部構造共振、等）
- (3) 構造との干渉
- (4) 制御系（姿勢制御系・指向制御系）との干渉
- (5) 姿勢センサへの影響（姿勢検出誤差、内部構造共振、等）
- (6) その他（電氣的ノイズへの変換等）

(1) 姿勢誤差の発生

定常、非定常の姿勢誤差を発生する。特に、姿勢安定度への影響が問題である。擾乱による姿勢誤差、姿勢安定度の評価には、通常次の2つの手法が用いられる。

(a) 解析ベースの粗評価

設計の初期段階や、擾乱が柔軟付属物の固有振動数に比べて低い周波数の成分が主体であるとき、柔軟付属物を無視して、衛星本体の剛体応答のみを粗く見積もる。また、インパルス的な擾乱が加わる場合にも、擾乱の周波数成分は高い領域が支配的ではあるが、擾乱印加直後は柔軟構造物が応答しないことから衛星本体の剛体応答が支配的になるため、この手法は0次近似としては十分有効である。

(b) シミュレーションベースの精評価

剛な衛星本体に柔軟付属物が結合された柔軟構造物モデルか、または多体ダイナミクスをベースにしたシミュレーションで評価を行なう。ただし、擾乱の主要周波数帯域が衛星本体（あるいはバス構体）の1次固有周波数より高い場合には、衛星本体が剛であることを前提とする上記手法は適用できない。有限要素法で作る構造数学モデル（有限要素モデル）による応答解析が唯一の解になるが、モデルの精度が問題になる。また、この領域では姿勢誤差の定義自体が困難になる問題もある。

(2) ミッション機器への影響

まず、ミッション機器の指向精度要求が主眼である場合について述べる。

衛星構体（柔軟付属物は除く）やミッション機器が剛とみなせる周波数領域においては、姿勢誤差の発生に伴い、ミッション機器の指向誤差も発生する。ミッション機器が衛星バス構体に剛に結合されていて、ミッション機器内で独自の指向制御系を持たない場合には、擾乱による姿勢誤差と指向誤差の大きさは同じである。

しかし、衛星構体とミッション機器の結合、ならびに構体やミッション機器自体が剛とは見なせないような高い周波数領域にも擾乱成分が含まれている場合には、擾乱源から姿勢誤差までと指向誤差までの伝達関数（周波数応答関数）の振幅（ゲイン）が異なるため、擾乱による指向誤差の影響は、姿勢誤差とは別に見積もる必要がある。なお、本マニュアルでは指向誤差までの伝達関数の振幅のことを擾乱伝達関数と定義する。例えば、擾乱力に対する指向誤差の伝達関数の場合には、便宜的に無次元量にする場合もあるが、一般的には arcsec/N、arcsec/Nm などの単位を有し、周波数に依存する関数となる。

指向誤差への影響以外に、擾乱がミッション機器内部の構造共振を励起することによって、ミッション機器の出力自体に影響を及ぼすことや、ミッション機器の動作や性能に悪影響を及ぼすことがある。このようなケースでは、ミッション機器からの要求は姿勢誤差とも基本的に無関係であり、それぞれのミッション機器固有の擾乱への要求を帯域と指向誤差等により定量的に定義した要求として明確化する必要がある。

(3) 構造系との干渉

擾乱源と構造系との干渉は、衛星構体（あるいはバス構体）の1次固有振動数より低い周波数領域では固有値の低い柔軟付属物や推進等の流体との干渉が、またそれより高い周波数領域では、衛星バス構体やミッション機器の固有振動モードとの干渉が問題になる。

擾乱源から姿勢誤差や指向誤差への振動伝達については、擾乱源が定常に近い場合は構造物の定常応答の問題、擾乱源がパルスのような非定常に近い場合は構造物の過渡応答の問題として取り扱うことができる。しかし、振動や応答レベルが通常極めて小さいことから、構造物の減衰の見積もり（表5.1-5.3参照）が難しくなる。一般論としては、定常微小振動に対して、減衰比は非常に小さくなると考えられる。基本的には、類似システムでの経験値を使用するか、擾乱試験等でシステム固有の減衰比等を求めることになる。

(4) 制御系（姿勢制御系、指向制御系）との干渉

擾乱源が定常や非定常にかかわらず、姿勢制御系やミッション機器内の指向制御系がそれぞれの制御帯域に応じて応答するため、姿勢誤差や指向誤差を見積もる際には、これらの制御系の応答を考慮しなければならない。特に、これらの制御系に対して擾乱により発生する姿勢誤差や指向誤差の抑制を積極的に期待する場合には、制御帯域やセンサやアクチュエータの分解能等について十分な検討が必要になる。

(5) 姿勢センサへの影響

擾乱源が発生する擾乱（力やトルク、または運動量や角運動量）によって姿勢センサの取付面の振動を励起し、姿勢センサがこれを検知して、姿勢センサ出力が影響を受けるようなこともある。特にジャイロやスターセンサ、精太陽センサ等の高精度姿勢センサでは、微小な姿勢変動でも検知するため、たとえ振動がセンサの帯域外であっても注意が必要である。場合によっては、センサの帯域外の感度によって、擾乱によって引き起こされる微小振動を検知した後、センサ内部のデジタル系または AOCS 系とのデジタル I/F を介して、エリアシング (aliasing) によって低周波の誤差になり、AOCS に重大な影響を及ぼすことも考えられる。

したがって、主要な擾乱源から使用する高精度姿勢センサへの振動伝達の程度を調べるとともに、姿勢センサの応答や AOCS にどのように取り込まれるかを試験や解析で事前に調べておくことも、超高精度を要求される衛星では必要である。

この他、擾乱によって励起される姿勢センサ内部の構造共振が、姿勢センサの機能・性能、寿命等に対して問題になる場合もある。

(6) 電氣的ノイズへの変換

極低温で動作する回路やセンサでは、擾乱によって発生する微小振動が熱に変換されることによる熱雑音の増加が問題になることがある。

3. 擾乱管理

3.1 ミッション要求と周波数帯域

衛星に関する姿勢誤差・指向誤差は衛星システムをダイナミックシステムとして扱う必要があり、図3.1のような周波数軸上での特性を持つ。衛星に関しては衛星全体を剛体と見做せる低周波数帯、衛星本体は剛体とみなせるが太陽電池パドル等は柔軟付属物として扱わねばならない中間周波数帯、衛星の構体そのものの変形を考えねばならない高周波数帯の3つの帯域について分けて考えるのが扱いやすい。姿勢精度、指向精度に関する用語を表3.1に示す。指向誤差は指向精度と指向安定度に分けて考えることができ、指向誤差はミッションセンサの撮像位置やアンテナの照射域の誤差に関係し、ミッション期間や軌道周期を通じての指向方向の絶対誤差が通常問題となる。一方、指向安定度は長期のものでは画像の歪や画面の抜け、短期のものでは画像のぼやけに関係し、ある規定時間内での指向方向の相対変動を問題にする。

表3.1 精度に関する用語

概念	用語	備考
姿勢精度	(絶対)姿勢誤差	
	姿勢安定度	ある時間幅で定義
	姿勢制御精度	
	(絶対/相対)姿勢決定精度	
指向精度	(絶対)指向誤差	
	指向安定度	ある時間幅で定義
	指向制御精度	
	(絶対/相対)指向決定精度	

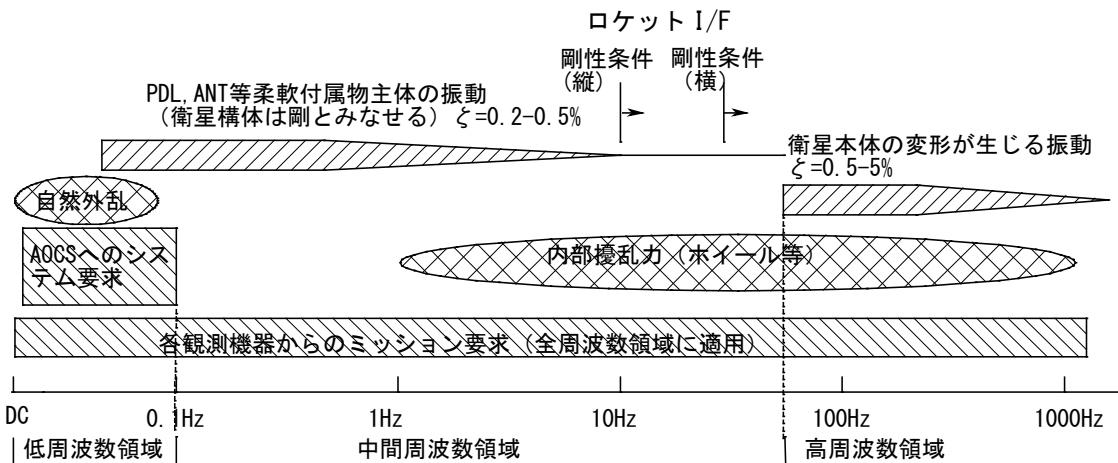


図3.1 軌道上の衛星の固有振動数と発生擾乱の関係 [30]

低周波数領域は姿勢制御系の支配下であり、衛星は剛体としてモデリングできる。したがって図3.2のようなブロックダイアグラムとなり、指向角と姿勢角は等しくなる。上限の振動数としては0.1Hz程度である。

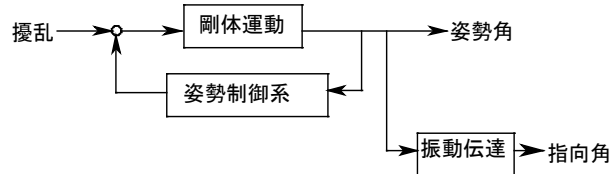


図3.2 低周波数領域における姿勢誤差と指向誤差

中間周波数領域は衛星本体を剛体とみなせても、太陽電池パドルや大型アンテナなどの柔軟付属物の弾性振動が誘起される領域である。およそ0.1Hzから20-30Hz程度までの領域である。この領域でのブロックダイアグラムは図3.3のようになる。ミッションからの要求として指向精度と指向安定度が並行して存在する領域である。必要に応じて指向制御系が入れられる。

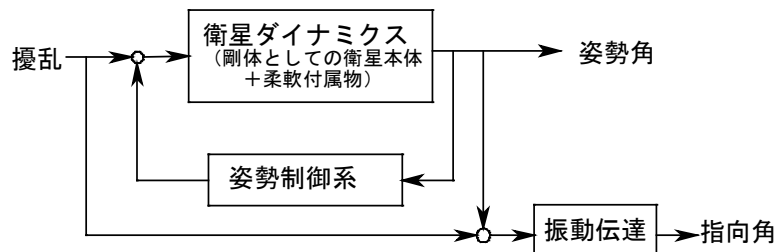


図3.3 中間周波数領域に置ける姿勢誤差と指向誤差

高振動数領域は衛星本体が剛体とみなせず弾性変形する領域で、そもそもこの周波数帯では姿勢誤差を定義することが困難となる。擾乱は擾乱源が取り付けられている場所から機械構造部材を伝わり、その機械構造の共振の影響を受けて増幅されミッションに悪影響を及ぼす。図3.4で表されて、一見単純であるが、構体内振動伝達の数学モデル作成が困難な領域で、試験により擾乱伝達関数を測定しなければならない。しかし、その測定もエンジニアリングモデル (EM) やプロトタイプモデル (PFM) を使ってプロジェクト後半でなければ実行できないため、プロジェクト遂行上のリスクが大きい。この周波数領域は構体の構造振動が生じる数10Hzから上の領域である。

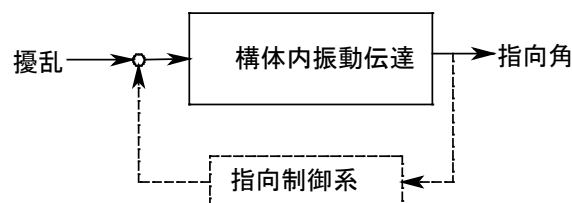


図3.4 高周波数領域における指向誤差

擾乱に関する要求はミッション側からの観測要求などから具体化される。例えば、ミッション機器からの要求が、ミッション機器の指向誤差に対する要求である場合、定常周期擾乱については、周波数領域で図3.5の左端のグラフのように指向誤差要求が提示される。これは図3.6のようにモデル化されたブロックダイアグラムより求められる。擾乱トルクの許容値はこのミッションからの指向誤差要求と擾乱伝達関数で設定できる。まず、擾乱伝達に関して図3.5の中央のグラフのように擾乱伝達関数を設定する。これは試験により求めてもよいし、過去の経験から高め（安全側）に設定しておいてもよい。擾乱要求のグラフと擾乱伝達関数のグラフから擾乱トルクの許容値が図3.5の右側のように設定されるが、この計算法の実際については後述する。

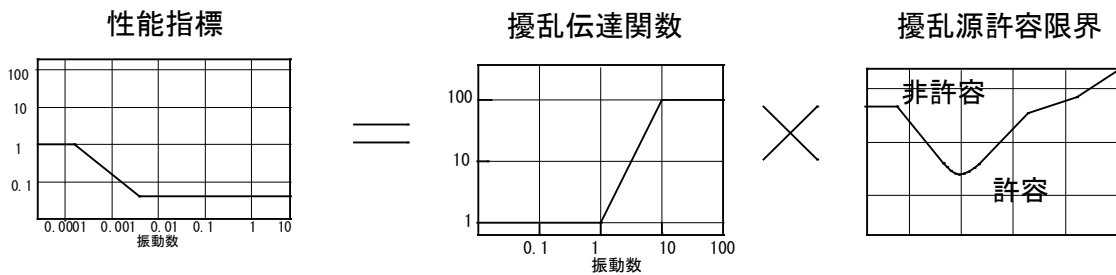
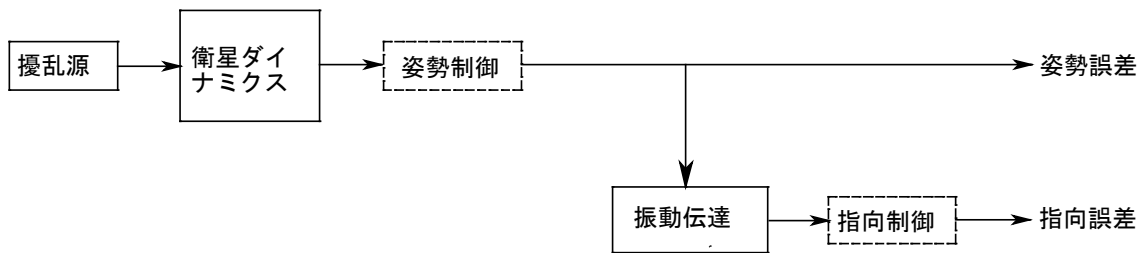
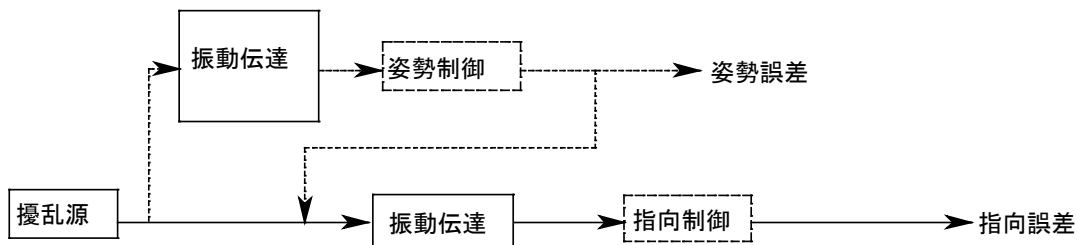


図3.5 性能、擾乱伝達関数、擾乱源の関係（定常周期擾乱に対する一例）



(a) 低周波数・中間周波数領域
(構体は剛体とみなせる)



(b) 高周波数領域（構体自体が変形）

図3.6 低周波数帯域と高周波数帯域からの要求（指向誤差要求の場合）

3.2 ミッション要求分析

まず、ミッション要求を分析する。擾乱の影響を受ける機器（擾乱感受器）と受ける影響、問題となりうる変動の時間スケールないし周波数をリストアップする。参考として最近の地球観測衛星の指向精度要求の例を図3.7に示す。そして、天文観測衛星と通信衛星のさらに詳しい指向誤差要求の例を表3.2に示す。

通常、通信・航法ミッションにおいては指向誤差が、また、地球観測ミッションや天文観測ミッションではある時間内における指向安定度が要求される。時間波形に対する規定量は以下の数値などのように数学的に明確な量で与えなければならない。

- ① σ 値（標準偏差）
- ② rms（root mean square）値
- ③ 3σ 値（標準偏差の3倍） [③=3×①]
- ④ 時間率 99.7%
- ⑤ 0-p（zero to peak）値
- ⑥ p-p（peak to peak）値 [⑥=2×⑤]

しかし、これらの量は衛星分野においてこれまで明確な定義を与えないまま経験的に使用されることが多く、しばしば混乱を招いていた面も否めない。ここでは下記の定義を参考に、可能な限り曖昧さや混乱を避けるようにすることが望ましい。

① σ 値

時系列（時間関数）、データ群、または確率変数に対して定義される。

なお、確率過程（確率変数であるパラメータを持つような時間関数 例：振幅が確率変数であるような正弦波）に対して用いる場合には、別途、ミッション目的に即した定義が必要である。例えば、瞬時値（確率変数になる）に対する標準偏差、パラメータを典型値や想定される最悪値等に固定したときの時系列に対する標準偏差なども考えられるため使用時には確認が必要である。

② rms 値

時系列（時間関数）またはデータ群に対して定義される。

時系列に対する σ 値と同じで、電気工学では実効値、統計学では平方二乗平均、二乗平均平方根、平均二乗偏差等と呼ばれ、時系列から平均値を除いている。ただし、統計学等において、rms値を平均値まで含めた量として定義されることがあり、その場合には、「rms値 \neq σ 値」となるので注意が必要である。

③ 3σ 値

3σ 値=3× σ 値として使用される。

1次元の正規分布では、 μ （平均値） $\pm 3\sigma$ 以内に入る確率（99.73%）である。

④ 時間率 99.7%値

時系列（時間関数）に対して、99.7%以上の時間帯がその範囲内に含まれるような値を意味する。

時間分布が正規分布をとる場合は、 3σ 値と同じとなる (3σ の両側を削除したもの)。

⑤ 0-p 値

時系列 (時間関数) に対して定義される。

正弦波に対しては、0-p 値 = 片振幅 = $\sqrt{2} \times \sigma$ 値 となる。

ガウス雑音に対しては、数学上は、0-p 値は無限大になるが、不規則な時間波形を示す試験データなどから求める場合には、時系列データ内の最大値と最小値の差 (=p-p 値) の 1/2 を 0-p 値とする。すなわち、

$$0\text{-p 値} = \text{p-p 値} / 2$$

なお、数学的な根拠はないが、大まかな目安 (経験値) として、

$$0\text{-p 値} \sim (2.5 \sim 3.5) \times \sigma \text{ 値}$$

となる場合が多いとされる。

⑥ p-p 値

時系列 (時間関数) に対して定義される。

$$\text{p-p 値} = \text{max 値} - \text{min 値}$$

(ただし、多くの場合、スパイク上のノイズのような明らかな例外値は除かれる。)

なお、通信・航法ミッションにおいては、通常は指向誤差の大きさ (絶対値) だけが問題であり、指向安定度は問題にならない。

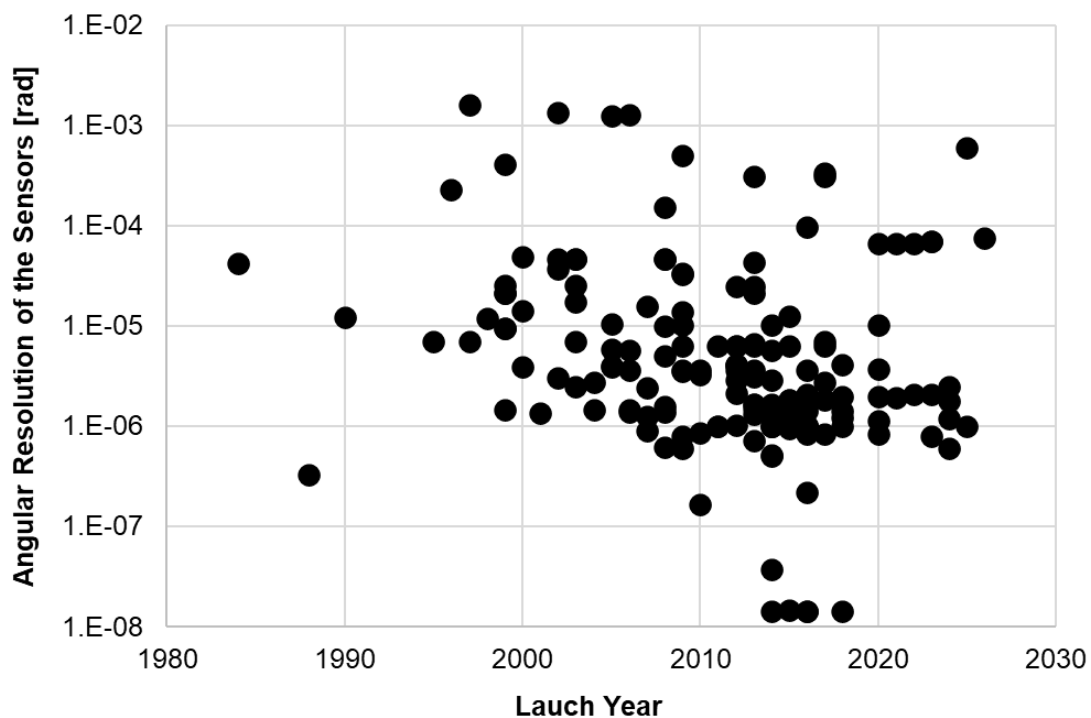


図 3. 7 地球観測衛星の指向精度^{[1][18-25]} (1.0E-6rad=5.73E-5deg=0.206arcsec)

表3. 2 衛星のミッション要求例(実際の要求はさらに場合分けが増える。[・]には deg と rad の単位に換算した値を示す。)

衛星名	観測機器等	姿勢制御精度	姿勢安定度	絶対指向制御精度	指向安定度
赤外線宇宙望 遠鏡 SPICA	中間赤外線 観測装置			0.135arcsec(3 σ) [37.6 μ deg(3 σ)] [6.55 μ rad(3 σ)]	0.075arcsec(0-p)/10min [20.9 μ deg(0-p)/10min] [3.64 μ rad(0-p)/10min]
	遠赤外線観 測装置	30arcsec(3 σ) [8.34 mdeg(3 σ)] [1.46 mrad(3 σ)]	0.5arcsec(0-p)/2sec [139 μ deg(0-p)/2sec] [24.3 μ rad(0-p)/2sec]	12arcsec(3 σ) [3.34 mdeg(3 σ)] [583 μ rad(3 σ)]	0.15arcsec(0-p)/20min [41.7 μ deg(0-p)/20min] [7.28 μ rad(0-p)/20min]
	コロナグラ フ			0.03arcsec(3 σ) [8.35 μ deg(3 σ)] [1.46 μ rad(3 σ)]	0.03arcsec(0-p)/20min [8.35 μ deg(0-p)/20min] [1.46 μ rad(0-p)/20min]
ひので (SOLAR-B)	SOT			7arcsec(0-p) [1.95 mdeg(0-p)] [340 μ rad(0-p)] 目標値 : 5arcsec(0-p) [1.39 mdeg(0-p)] [243 μ rad(0-p)]	0.09arcsec(3 σ)/10sec [25.0 μ deg(3 σ)/10sec] [4.37 μ rad(3 σ)/10sec] 目標値 : 0.04arcsec(3 σ)/10sec [11.1 μ deg(3 σ)/10sec] [1.94 μ rad(3 σ)/10sec]
	XRT			32arcsec(0-p) [8.90 mdeg(0-p)] [1.55 mrad(0-p)]	0.7arcsec(3 σ)/1sec [195 μ deg(3 σ)/1sec] [34 μ rad(3 σ)/1sec]
	EIS			50arcsec(0-p) [13.9 mdeg(0-p)] [2.43 mrad(0-p)]	0.6arcsec(3 σ)/2sec [167 μ deg(3 σ)/2sec] [29 μ rad(3 σ)/2sec]
きらり (OICETS)	捕捉時精度	180 arcsec(3 σ) [0.05 deg(3 σ)] [8.73 mrad(3 σ)]	144 arcsec/sec(3 σ) [0.04 deg/sec(3 σ)] [6.98 mrad/sec(3 σ)]	0.0742 arcsec(3 σ) [0.206 μ deg(3 σ)] [3.6 μ rad(3 σ)]	
	追尾時精度			0.0536 arcsec(3 σ) [0.149 μ deg(3 σ)] [2.6 μ rad(3 σ)]	

3.3 ミッション要求から擾乱管理要求へ

次のような性能指標と擾乱力の関係式を図3.6に対応させてみる。

$$\boxed{\text{① 性能指標 (指向誤差等)}} = \boxed{\text{② 擾乱力}} \times \boxed{\text{③ 擾乱伝播}}$$

ミッションに関しての表3.2のような性能要求①が与えられれば、擾乱伝達関数③を適切に仮定して擾乱源の大きさ②を規定する。または、①と②が与えられて③を設計するということも現実にはよくあることである。以下、例を使って説明する。

【例3.1】 ミッション要求のつくり方

表3.3のようなAとBの二種類のミッション要求が出ているとする。ミッションAとBはそれぞれ、天文衛星、地球観測衛星における典型的なミッション要求である。また、以後の計算の便宜上、数字は全て0-p値に換算後のものとしている。なお、これはある規定時間での平均値からの変動量の振幅のピーク値の(p-p値/2)である。

表3.3 ミッション要求例

ミッション要求	指向精度 (0-p)	長期指向安定度(0-p)	短期指向安定度(0-p)
A	10arcsec	1arcsec/1min	0.1arcsec/1s
B	5arcsec	0.5arcsec/5s	0.05arcsec/0.5ms

問題の簡単化のため、指向誤差 θ が周波数 f 、振幅 a の正弦波

$$\theta(t) = a \sin(2\pi ft) \quad (3.1)$$

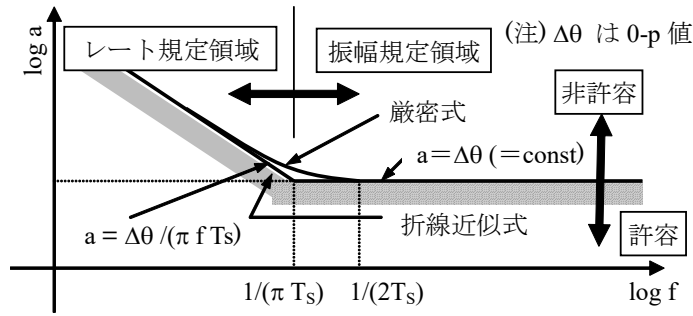
で表されるとする。ある規定時間(specified time) T_S の間の指向安定度を $\Delta\theta$ (0-p)とすると、正弦波の振幅 a は近似的に、境界周波数

$$f_S^* = \frac{1}{\pi T_S} \quad (3.2)$$

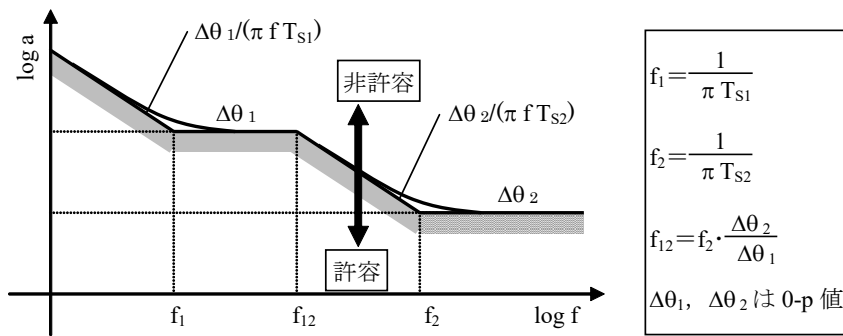
を境に以下の範囲でなければならないことが示される(付録-I 参照) [2][3]。

$$a \leq \begin{cases} \frac{\Delta\theta}{\pi f T_S} & \left(0 < f < \frac{1}{\pi T_S}\right) \\ \Delta\theta & \left(f \geq \frac{1}{\pi T_S}\right) \end{cases} \quad (3.3)$$

これを図示すると、図3.8(a)のようになる。この規定は、「境界周波数より低い周波数側では、指向変化率(レート)＝一定、境界周波数より高い周波数側では、指向変動の振幅＝一定」の規定と等価であることがわかる。なお、レート規定と振幅規定の境界周波数 f_S^* は、規定時間 T_S の逆数の $1/T_S$ ではなく、それより π 倍だけ低くなることに注意されたい。



(a) 単一の規定のケース



(b) 複数の規定のケース

図 3. 8 指向安定度要求の周波数領域での解釈^{[2][3]}

指向安定度の規定 ($\Delta\theta$ [T_s 間]) が「レート＝一定」と「振幅＝一定」の2つの規定に分解されるのは、指向安定度が $\Delta\theta$ と T_s の2つの独立な値から規定されるためとも解釈できる。このとき、境界周波数 f_s^* は、「 $\Delta\theta$ と T_s 」または「レートと振幅」という2つの量から従属的に決まる。

このように、指向安定度の規定は、 $\Delta\theta$ と T_s の2つの独立な量があることで決まるものであり、規定時間 T_s は規定に不可欠な量であるといえる。一方で、指向安定度の規定が時間変化率（レート）の

$$|\dot{\theta}| \leq r \quad (\text{単位は、例えば deg/s})$$

の形式で与えられることもある。このとき、レート規定単独では、図 3. 8 (a) の左半分の領域の規定しか与えていないことになるため不十分である。また、境界周波数より高い周波数領域において、不必要に厳しい仕様になる問題点もある。レート規定を用いる場合には、適用する周波数範囲を明示するか、振幅規定とのセットとすべきである。（レート規定と振幅規定がセットの場合は、両者の AND ではなく OR の形の規定となることに注意する。）

複数の規定が存在する場合には、例えば長期指向安定度が $\Delta\theta_1$ （規定時間 T_{S1} ）、短期指向安定度が $\Delta\theta_2$ （規定時間 T_{S2} ）とすると、図3. 8 (b)のように解釈される。なお、指向安定度ではなく絶対指向誤差の規定は、規定時間が無限大 ($T_S = \infty$) の指向安定度と考えればよい（ただし、時間平均値の部分は無視）。この場合、境界周波数 $f_S^* = 0$ となるが、これは全周波数域において（振幅＝一定）の規定だけが存在することを意味する。

以上に示した評価式は、指向誤差が単一周波数の正弦波であることを仮定したものであるが、実際には指向誤差には正弦波以外の誤差（定常ノイズ誤差、非定常誤差）が存在する。また、正弦波状の誤差についても、多くの誤差源があり、かつ1つの誤差源についても複数の周波数成分から成る場合も少なくない。したがって、個々の誤差成分に対しては、当然ながら、図3. 8に示す値よりも小さい値が配分されなければならない。

ひとつの目安として、個々の定常周期誤差に対して、上記のような計算から得られる振幅 a を基準として、以下のように配分する考え方がある（「ひので (SOLAR-B)」における例）^{図3)}。

- ・ 1/20 以下 : (無条件で) 許容 (A=Acceptable)
- ・ 1/2～1/20 : 条件付き許容 (CA=Conditionally Acceptable)
- ・ 1/2 以上 : 非許容 (UA=Unacceptable)

また、定常ノイズ誤差、非定常誤差に対しては、別途配分値を決める必要がある。そして、これらの配分値を、設計の最終的なアウトプットである誤差配分表のそれぞれ該当する誤差源の欄に記載する。

A、CA、UAのようなガイドラインを適用するかどうかは別として、このような誤差配分の考え方は必要である。その理由は、誤差配分をしないで仕様値から作成した図3. 8のようなカーブをそのまま適用することは、誤差配分表において複数の誤差源が存在するにも関わらず、個々の誤差源の欄に仕様値そのものを記載することに相当するためである。そして、1つの誤差源でも、姿勢制御用ホイールのように、複数の周波数成分がある場合や、ジャイロのように主要擾乱周波数が1つであっても発生擾乱の力・トルクの最大6成分 ($F_x, F_y, F_z, T_x, T_y, T_z$)が存在するような場合は、1つの誤差源の欄に複数の成分の合計値を記載する必要があることにも注意する必要がある。

以上のように、最終的な姿である誤差配分表を想起すれば、UA/CAの境界線に相当する仕様値の1/2という数値は、誤差配分表の1つの欄に全仕様の1/2の数値を入れることに相当し、極めて例外的な取り扱いの配分値であることが分かる。一方で、CA/Aの境界線に相当する仕様値の5%という数値は、これ以下であれば全誤差への寄与がかなり限定的となり、ほぼ無条件に許容できるレベルであることなどが分かる。

以上述べた方法に従って、表3. 3の要求を周波数領域で解釈すると図3. 9のようになる。図において、“仕様限界 (Specified Limit)”と記したラインは、単一の誤差成分で仕様全体を占めるような値であることに改めて注意されたい。

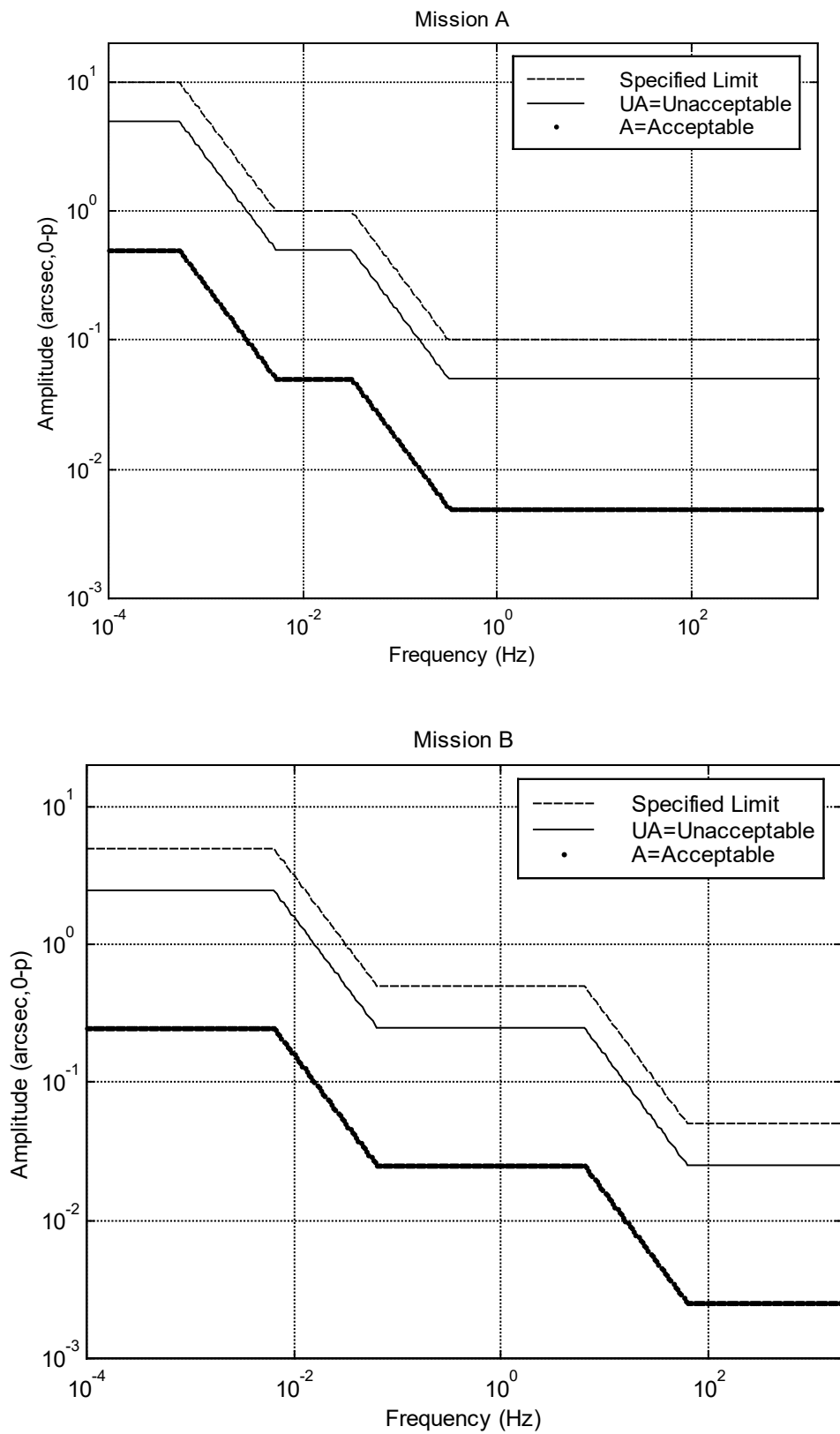


図3. 9 周波数領域におけるミッション要求の解釈例

【例 3. 2】共振点擾乱伝達率の作り方

まず、慣性モーメント I の衛星の質量中心に擾乱トルクが作用したときの、擾乱トルク T から姿勢角（指向誤差） θ までの伝達関数

$$G(s) \equiv \frac{\theta(s)}{T(s)} \quad (3.4)$$

を考えると、式(3.4)は次のように書き直すことができる。

$$G(s) = \frac{1}{Is^2} \times \frac{s^2\theta(s)}{\frac{T(s)}{I}} = H(s)U(s) \quad (3.5)$$

$$H(s) \equiv \frac{1}{Is^2} \quad (3.6)$$

$$U(s) \equiv \frac{s^2\theta(s)}{\frac{T(s)}{I}} \quad (3.7)$$

式(3.6)の $H(s)$ は衛星が剛体の場合には、質量中心周りの回転に関する運動方程式

$$\ddot{\theta}(t) = \frac{T(t)}{I} \quad (3.8)$$

から導くことができる伝達関数(姿勢角／擾乱トルク)である。また、 $U(s)$ の分母の $T(s)/I$ は擾乱トルクにより励起されて発生する角加速度であり、本マニュアルでは擾乱角加速度と呼ぶことにすると、 $U(s)$ は無次元化された伝達関数(姿勢角加速度／擾乱角加速度)である。

次に、軌道上での衛星の構体の最低固有振動数（柔軟付属物主体の固有振動数を除く）が f_0 で減衰比が ζ であったと仮定し、柔軟構造物が付属した衛星の運動方程式を1自由度系で

$$\ddot{\theta}(t) + 2\zeta(2\pi f_0)\dot{\theta}(t) + (2\pi f_0)^2\theta(t) = \frac{T(t)}{I} \quad (3.9)$$

と表したときには、式(3.7)の $U(s)$ は

$$U(s) = \frac{s^2}{s^2 + 2\zeta(2\pi f_0)s + (2\pi f_0)^2} \quad (3.10)$$

と表すことができる。すると、擾乱トルク T が振動数 f の正弦波入力でその振幅を T_B とすると、その入力に対する姿勢角出力 θ は式(3.1)のように振幅 a の正弦波であるので、

$$\frac{a}{T_B} = |G(s = j2\pi f)| = |H(s = j2\pi f)||U(s = j2\pi f)| = \frac{1}{I(2\pi f)^2} Z(f) \quad (3.11)$$

となる。ただし、 $Z(f)$ は次のように定義されている。

$$Z(f) \equiv |U(s = j2\pi f)| = \left| \frac{\kappa^2}{1 - \kappa^2 + j2\zeta\kappa} \right| = \sqrt{\frac{\kappa^2}{(1 - \kappa^2)^2 + (2\zeta\kappa)^2}} \quad (3.12)$$

ここで、

$$\kappa \equiv \frac{f}{f_0}$$

共振点 ($\kappa = 1$) では

$$Z(f_0) = \frac{1}{2\zeta} \quad (3.13)$$

となり、これは $Q = 1/2\zeta$ で定義されている宇宙機設計分野のいわゆる Q 値に結果的に等しいことを意味している。この値は共振点での伝達関数（姿勢角加速度／擾乱角加速度）の大きさ（伝達率）で $Z(f)$ の最大値を表しているが、この値を共振点以外の周波数帯域まで拡張し、減衰比 ζ を振動数の関数ととらえて、

$$Q_d(f_0) \equiv \frac{1}{2\zeta(f_0)} \quad (3.14)$$

と定義して、式(3.10)を

$$\frac{a}{T_B} = \frac{1}{I(2\pi f)^2} Q_d(f) \quad (3.15)$$

と書き直して使用する。なお、 $Q_d(f)$ は式(3.9)の 1 自由度系のときに限って定義できる共振点における伝達率であるため、本マニュアルでは共振点擾乱伝達率と呼び、以降使用する。

例えば、振動数 f が 40Hz であったと仮定すると擾乱源とミッション機器取り付け点との共振点擾乱伝達率 $Q_d(f)$ は図 3. 10 のようになる。

擾乱源からミッション部への共振点擾乱伝達率を 0.1Hz 以上で 100 として包絡し、制御系設計で 0.05Hz 以下の柔軟構造物の振動を抑制することを想定して 1 で包絡すると図 3. 11 のように折れ線で包絡できる。0.1Hz 程度から 10 数 Hz の領域では柔軟構造物が振動することにより、本体の剛体にも反作用で振動が残り、この減衰比 ζ が 0.5% 程度であるので式(3.14)より共振点擾乱伝達率 $Q_d(f)$ を 100 と設定する。構体の弾性変形で伝達が増幅される帯域では共振点擾乱伝達率は擾乱源の場所と機器の取り付け場所に依存する。安全側に見積もればこの領域も $Q_d(f)=100$ としておく（表 3. 1 参照）。

中間領域は直線で結んでおり、その傾きが $\kappa = \log(100/1)/\log(0.1/0.05) = 6.64$ であるから、共振点擾乱伝達率 $Q_d(f)$ は

$$\kappa = \frac{\log Q_d - \log 1}{\log f - \log 0.05} = 6.64$$

より

$$Q_d(f) = \left(\frac{f}{0.05}\right)^\kappa = 4.35 \times 10^8 f^{6.64} \quad (3.16)$$

で表される。

しかしながら、現実には擾乱源から構体上の代表点の振動応答までの伝達特性が問題になるのではなく、あくまで指向誤差や、ミッション機器の I/F 規定面の振動による回転成分の応答が問題となるので、共振点擾乱伝達率 $Q_d(f)$ は上記のように単純な包絡線を設定できないことが多い。ミッション機器の指向誤差までの擾乱伝達関数の大きさが問題であるならば、(ミッション機器が光学機器である場合) 構造と光学系の双方を含めた擾乱伝達関数

を設定する必要がある。さらに、問題となる周波数域で指向制御系等の制御帯域が重なる場合には、制御系の応答も擾乱伝達関数に含めなければならない。

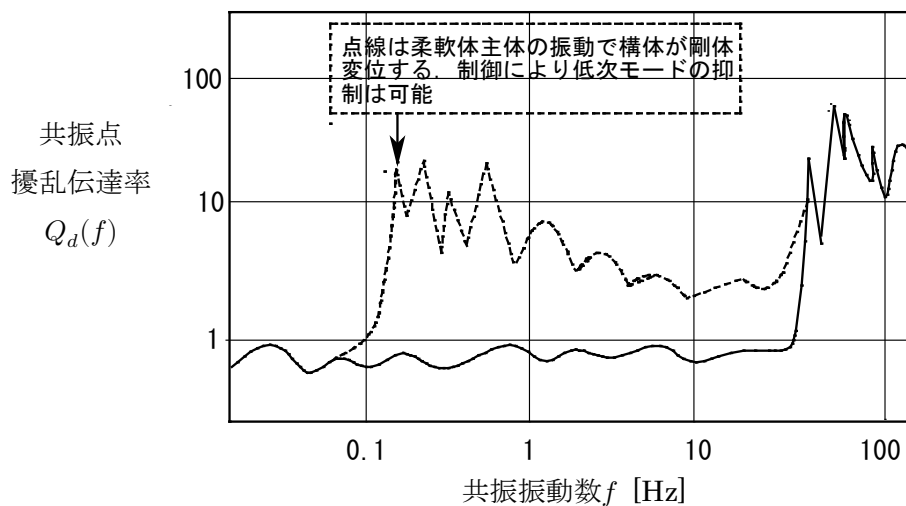


図 3. 1 0 構造における共振点擾乱伝達率

(高振動数領域を主体とするため共振点擾乱伝達率を式(3.11)の定義で書いているが、縦軸を (姿勢角振幅 a /擾乱トルク振幅 T_B) として右下がりの直線で書く方法もある。)

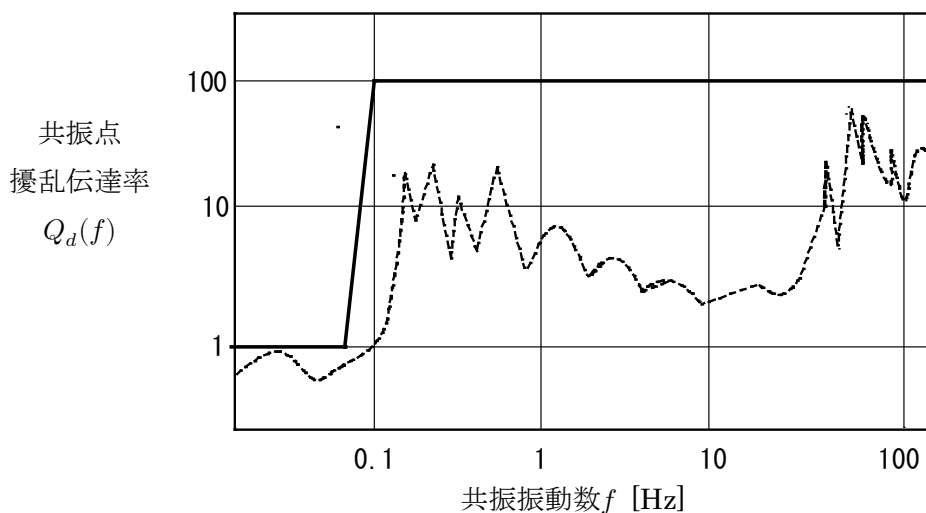


図 3. 1 1 共振点擾乱伝達率の包絡線

[例 3. 3] 許容擾乱トルクの設定法

本衛星の慣性モーメントとホイールの性能を表 3. 4 のように仮定し、表 3. 3 のミッション要求 A の長期指向安定度 (1arcsec_{0-p}/1min) を例にとって、指向安定度の要求に対する許容擾乱トルクの簡単な計算例を以下に示す。

表 3. 4 衛星のダイナミクス特性例

性能	数値
衛星全体の慣性モーメント I_B	10000 kgm ²
衛星構体 (中心剛体部) の慣性モーメント I_{BB}	5000 kgm ²
姿勢制御系の制御帯域	DC~0.05 Hz
ホイールの発生トルク上限値	0.1 Nm

このときの境界周波数 f_{A1} は、規定時間が $T_S = 1\text{min}$ であるため、式(3.2)より次のように計算できる。

$$f_{A1} = \frac{1}{\pi T_S} = \frac{1}{\pi 60} = 0.0053\text{Hz}$$

そして、 $f_{A2} = f_{A1}/10 = 0.00053\text{Hz}$ として DC での静的回転時の許容トルクで制限される周波数を決める。すると、分割して考えるべき周波数領域は図 3. 9 と図 3. 10 を考慮して図 3. 12 のように分けられる。

領域①②③では衛星は全体が剛体と見做すことができ、基本的に指向制御でなく姿勢制御の領域である。

- ① の領域である f_{A2} 以下ではほぼ DC での静的回転であり、許容トルクをホイールの性能の 50% として 0.05Nm とする (設計者の設定)。
- ② の領域では①と③をつなぐ。
- ③ と④の領域では指向安定度で決められる領域なので動的な式(3.17)を使う。

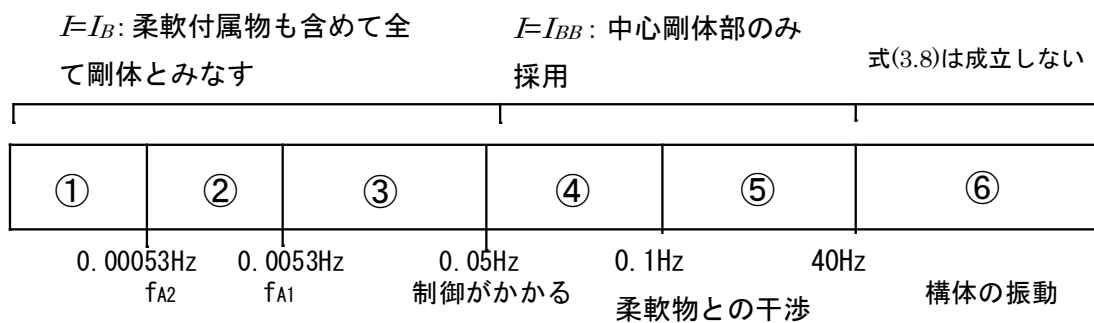


図 3. 12 ミッション要求と共振点擾乱伝達率からの擾乱トルク計算の領域分割

まず、領域③について、図 3. 1 1 よりこの周波数帯域では $Q_d(f) = 1$ で、 $I = I_B$ とみなせるので、式(3.15)より

$$\frac{a}{T_B} = \frac{1}{I_B(2\pi f)^2} \quad (3.17)$$

したがって、許容擾乱トルク T_B は $1 \text{ arc sec} = 4.85 \times 10^{-6} \text{ rad}$ を考慮して以下のようなになる。

$$\begin{aligned} T_B &= a(2\pi f)^2 I_B \\ &= (1 \times 4.85 \times 10^{-6}) \times (2\pi f)^2 \times 10000 = \begin{cases} 5.4 \times 10^{-5} \text{ Nm} @ f = 0.0053 \text{ Hz} \\ 4.8 \times 10^{-3} \text{ Nm} @ f = 0.05 \text{ Hz} \end{cases} \end{aligned}$$

領域④では、慣性モーメントとして構体部分のみを採用し、 $I = I_{BB}$ とする。また、この領域では $Q_d(f)$ が一定ではなく式(3.16)で表されるので、式(3.15)より

$$\frac{a}{T_B} = \frac{1}{(2\pi f)^2 I_{BB}} Q_d(f) \quad (3.18)$$

したがって、 T_B は以下のようなになる。

$$\begin{aligned} T_B &= \frac{a(2\pi f)^2 I_{BB}}{Q_d(f)} = \frac{(1 \times 4.85 \times 10^{-6}) \times (2\pi f)^2 \times 5000}{4.35 \times 10^8 f^{6.64}} \\ &= 2.20 \times 10^{-10} f^{-4.64} = \begin{cases} 2.4 \times 10^{-3} \text{ Nm} @ f = 0.05 \text{ Hz} \\ 9.6 \times 10^{-5} \text{ Nm} @ f = 0.1 \text{ Hz} \end{cases} \end{aligned}$$

領域⑤でも $I = I_{BB}$ とするが、この領域では $Q_d(f)$ が一定値の 100 なので、 T_B は式(3.18)より以下のようなになる。

$$\begin{aligned} T_B &= \frac{a(2\pi f)^2 I_{BB}}{Q_d(f)} = \frac{(1 \times 4.85 \times 10^{-6}) \times (2\pi f)^2 \times 5000}{100} = 9.57 \times 10^{-3} f^2 \\ &= \begin{cases} 9.6 \times 10^{-5} \text{ Nm} @ f = 0.1 \text{ Hz} \\ 15 \text{ Nm} @ f = 40 \text{ Hz} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.19)$$

領域⑥でも $Q_d(f) = 100$ としているが、慣性モーメントとして $I_{BB} = 5000 \text{ kgm}^2$ を採用する根拠はない。そもそも式(3.8)の剛体の運動方程式は成立せず、擾乱源が発生する力が構造内を伝達して局所的に指向角に影響を与えるので、有限要素法 (FEM) による計算か、試験により伝達関数を求める必要がある。しかしながら、検討の初期段階ではやむなく式(3.18)を採用することで、 T_B は以下のようなになる。

$$T_B = 9.57 \times 10^{-3} f^2 = \begin{cases} 15 \text{ Nm} @ f = 40 \text{ Hz} \\ 96 \text{ Nm} @ f = 100 \text{ Hz} \end{cases}$$

以上を図化すれば図 3. 1 3 のようにまとめられる。最も厳しい $f = 0.0053 \text{ Hz}$ の許容トルクは実際には制御系の駆動領域により助けられるためもう 1 桁程度下がるが、制御系の帯域の配分にも依るため、厳密には十分な安定性と精度を考慮の上で、個別のプロジェクトでその配分を設定する。④の領域で下にV字型になっているのは $0.05 \text{ Hz} - 0.1 \text{ Hz}$ の狭い帯域で共振点擾乱伝達率を 1 から 100 に急激に上げているためである。40Hz 以上の領域⑥にお

いて点線で上下限を示しているのは式(3.19)を適用している不確かさの反映であり、試験により上界を決める必要がある。

この項のはじめに述べたように、以上のような計算に基づく擾乱トルクへの配分が有効であるのは、衛星本体が剛で見做せる中間周波数域（およそ 20-30Hz 以下）だけであることに注意する。これより高い周波数域では、「衛星質量中心周りのトルク」という考え方は適用できない。高周波域では、擾乱源となる機器毎に、その機械的 I/F 面で定義される擾乱力と擾乱トルクの計 6 成分を個別に管理していく必要がある。

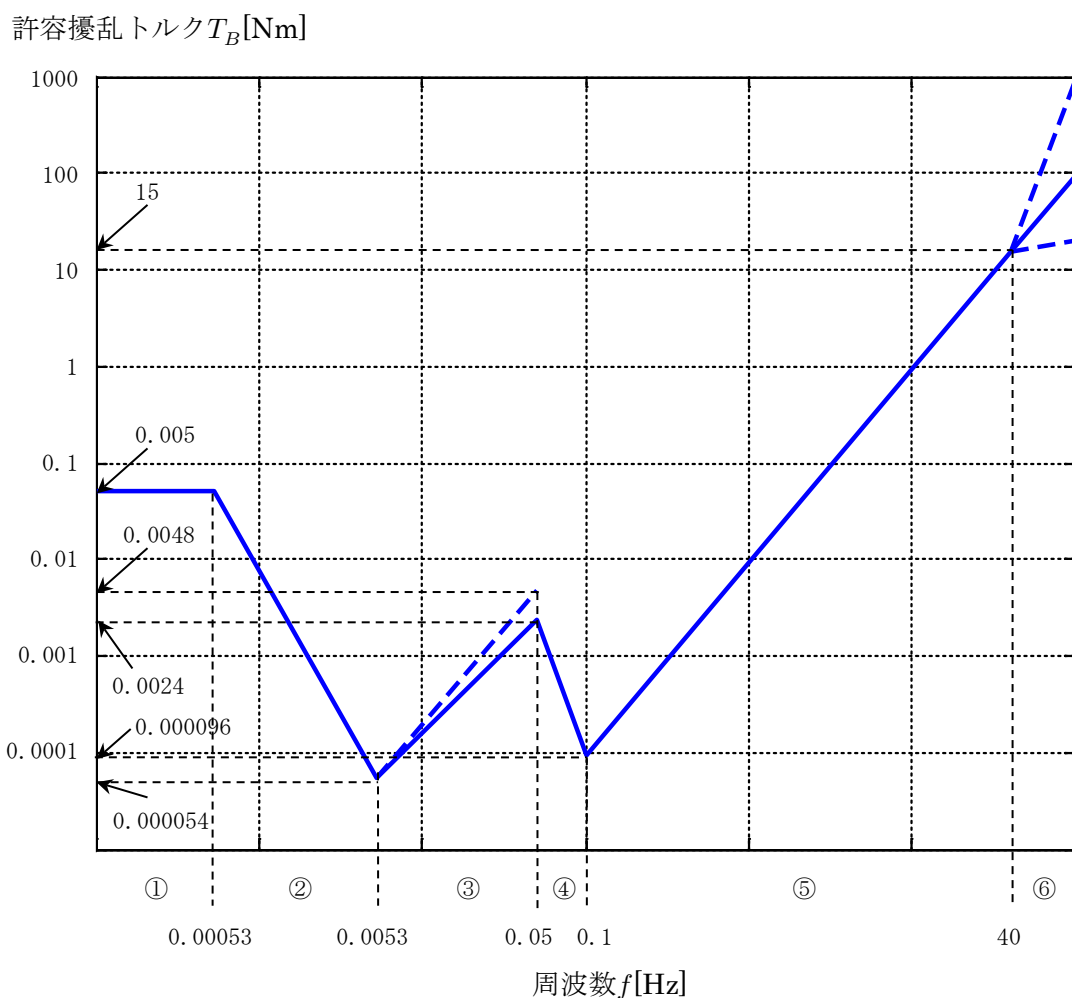


図 3. 1 3 周波数 f と許容擾乱トルク T_B との関係

3.4 各開発フェーズにおける擾乱管理

衛星の各開発フェーズにおいて、擾乱管理（解析、試験）を行う手法に関して以下に概要を示す。なお、ここで言う開発フェーズとは、構造数学モデル、ハードウェア(H/W)等の有無により、便宜的に分けたものであり、実施に際しては個別のプロジェクト事情（スケジュール、コスト、技術難易度）なども鑑みて、衛星毎に開発フェーズ全体を通じて一貫した擾乱管理計画を立案することが重要である。

■概念設計フェーズ：

このフェーズでは、前項までに示したように、クリティカルな擾乱源の識別し擾乱管理要求を設定するとともに、全フェーズを通じた検証計画を立案する。

この時期は、EM、フライトモデル（FM）含め擾乱を発生する機器（擾乱源と呼ぶ）、構体、擾乱の影響を受けうる機器（感受器と呼ぶ）の実機が存在しないため、

- ① 擾乱源が発する擾乱レベル
- ② 擾乱源から感受器までの擾乱伝達関数
- ③ 感受器の感受レベル

などの主要な影響要因については、それぞれ仕様値、設計値、もしくは経験値の中から安全側（管理として厳しい側）の値を用いて解析評価を行い、まずは粗い精度で感受器の要求（一般には指向安定度要求）の実現性を見ることとなる。この時、望遠鏡のような光学装置については、擾乱伝達関数の他に光学的な感受性があることに注意しなければならない。

またクリティカルな擾乱源に対しては、擾乱低減策を検討し、必要に応じて試作モデルの製作や試験を実施する。

■基本設計フェーズ：

前フェーズで設定した検証計画に基づき、以下に示す EM や熱構造モデル (STM、MTM) の試作結果としての各種擾乱特性データが出そろう。

- ・ 単体擾乱測定試験（目的：上記①の評価）
 - 例) 6軸動力計などの振動計測器を用いた擾乱源単体の擾乱レベル評価
- ・ 擾乱伝達特性測定試験（目的：上記②の評価）
 - 例) 加振器を用いて擾乱源の位置から感受器の位置までの構体の伝達特性を評価
- ・ 単体擾乱感受性試験（目的：上記③の評価）
 - 例) 加振器を用いて感受器に擾乱模擬振動を与える感受性評価

これらデータを使用して、擾乱管理の妥当性及びシステム成立性を解析にて確認する。

また、このフェーズでは、衛星と観測機器の構造数学モデル（FEMモデル）が作成され、構造モデルと観測機器の光学モデルを連成させた解析によって、より確度の高い予測が可能となる。しかし、この場合でも、高周波域において不可避な FEM モデルの誤差によって、正確な予測は困難である。例えば SOLAR-B においては、FEM に基づく構造・光学連成解

析によって、擾乱源から指向誤差への擾乱伝達関数を予測した結果と、実測を比較した例では、200Hz までの範囲でマクロ的な傾向は一致しているものの共振点について共振周波数で1割程度、ピーク値で1桁以上の違う箇所が存在した。

また FEM あるいは EM や MTM の使用に当たっては、例えば擾乱の伝達を阻止しようとするため冷凍機に振動アイソレータを介して搭載するような場合、通常はモデルに含まれない伝熱パスあるいはハーネスなどが支配的な擾乱伝達経路となる可能性があるため、個別に確認する必要がある。

■詳細設計フェーズ、維持設計フェーズ：

このフェーズでは、PFM 試験結果としての各種擾乱特性データが出そろるので、それらのデータを使用して、擾乱管理の妥当性及びシステム成立性を確認する。必要に応じて PFM を用いた観測機器性能の End-to-End 評価、もしくは擾乱伝達特性の取得を検討する。取得した擾乱伝達特性は擾乱解析に反映する。

この時期に問題が発見されても H/W 設計への反映は容易でないことから、要求が厳しい衛星開発においては、MTM 試験で設計確認をするような擾乱管理計画を立案することが望ましい。

4. 擾乱解析

4.1 擾乱のモデル化

表4.1の各擾乱は擾乱を信号として図2.2の分類に従って次のようにモデル化される。擾乱は衛星内部の質量移動により発生するが、その発生メカニズムに従って力学モデルとしてモデル化されることもある。

表4.1 実際の擾乱源の計測例

機器	周波数帯 [Hz]	擾乱		備考
		力[N]	トルク[Nm]	
ボールベア リングホイ ール ^[27]	0~300	0.25 Max	0.08 Max	Ithaco Type-B (回転数 0~3500rpm)
	0~300	2 Max	1.4 Max	Ithaco Type-E (回転数 0~2500rpm)
次世代2段ス ターリング 冷凍機 ^[28]	15 (駆動周波数)	2	計測	アクティブバランサー非作動時
		0.1		アクティブバランサー作動時
	30 (2倍調波)	0.7	未実施	アクティブバランサー非作動時
		0.07		アクティブバランサー作動時

(1) 信号としてモデル化

(a) 定常周期擾乱

定常周期擾乱は離散スペクトルでモデル化することができて、有限個の離散角周波数 $\omega_i (i = 1, 2, \dots, n)$ の正弦波擾乱が重複したものを仮定し、次のように表すことができる。

$$T_D(t) = \sum_{i=1}^n A_i \sin(\omega_i t + \varphi_i) \quad (4.1)$$

ここに、 A_i は角周波数 ω_i の擾乱の振幅で、 φ_i は位相である。

(b) 定常ノイズ擾乱

定常ノイズ擾乱は連続スペクトルでモデル化できる。擾乱トルク T_D の片側パワースペクトル $W(\omega)$ は以下ようになる。

$$W(\omega) = \frac{2}{T} |\hat{T}_D(\omega)|^2, \quad 0 \leq \omega \leq \omega_n$$

$$\hat{T}_D(\omega) = \int_0^T T_D(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (4.2)$$

(c) 非定常擾乱

過渡的擾乱については一般的なモデル化はできない。個々の場合で考えなければならぬ。基本的には時間領域でのシミュレーションによる解析を行わざるを得ない。

(2) 力学モデル

(a)質点の回転または並進運動としてモデル化、および不釣り合い質量と回転数、振動数としてモデル化

静的不釣り合いにより発生する力 F_D 、および動的不釣り合いにより発生するトルク T_D は次のようになる。

$$\begin{aligned} F_D &= mr\omega^2 \\ T_D &= mr\ell\omega^2 \end{aligned} \quad (4.3)$$

ここで、 ω は回転の角速度、 m は不釣り合い質量、 r は回転中心からの質量までの距離、 ℓ は回転体の質量中心から不釣り合い質量までの回転軸方向の距離である。質点の運動が並進運動の場合は、 r は振動の振幅、 ω は振動数としてモデル化される。

(b)運動方程式としてモデル化

運動方程式でモデル化する場合は各々の H/W に依存するのでここでは項目を挙げるに留める。

4.2 擾乱力の整理と集計

ここに示すデータはあくまでもオーダー評価のためのものであり、実際に設計に用いるにはそれぞれの機器で擾乱トルクを計測しなければならない。

複数の擾乱源に対して擾乱力を集計するのは式(4.1)と式(4.2)を使えばよいが、初期検討での集計法（統計和）として最も一般的に用いられるのは、R.S.S. (Root Sum Square) である。R.S.S.は無相関な値を集計する場合には最も妥当な方法であると考えられる。一方、相関のある値の集計には L.S.(Linear Sum)が使われることが多い。しかし、相関があっても負の相関や位相関係が逆相であるような値の集計では、L.S.はかえって過大評価となってしまう。通常、相関関係がはっきりしない多くの値を集計する場合には、全て L.S.による評価は過大評価となりがちであるため、R.S.S.の方がより現実的な評価を与えられられる。しかし、R.S.S.だけに頼る評価は、若干の不安要素を残すことも確かであるため、これを解消する意味からも、R.S.S.と L.S.を混合して用いるような手法を採用する場合もある。なお、統計和の手法の意味づけについては、必ずしも定説がある訳ではないが、文献[11][12]において、合理的な解釈が試みられている。

4.3 擾乱の伝達

人工衛星内の擾乱が人工衛星の姿勢及びミッション機器の指向方向等に及ぼす影響を調べるには、擾乱の大きさ、周波数特性等を知るとともに、擾乱源から人工衛星の姿勢または、ミッション機器の指向方向等への伝達関数または伝達特性を知る必要がある。この伝達特性は、擾乱源から指向誤差等のミッションから要求される最終的な評価指標までの全ての伝達経路を含む必要がある。伝達特性は、一般的には擾乱源から評価指標への伝達関数で表すことができ、評価指標が指向誤差である場合には、その伝達関数の振幅が本マニュアルで

定義している擾乱伝達関数である。擾乱源が発生する力とトルクの6成分、指向誤差が2成分であれば、擾乱力・トルクから指向誤差までの伝達関数は(2×6)行列となる。一般的には指向誤差も6自由度なので(6×6)の行列である。伝達関数は基本的には入出力間の線形関係を仮定するものであるが、振幅依存性のような非線形性についても必要に応じて考慮する。擾乱の伝達関数は周波数帯により以下のように表わされる。このうち高周波擾乱の伝達関数は FEM 等によりモデル化されるが、3～4 次の固有値を越える周波数域では固有値の精度や非線形要素の影響、減衰比の不確かさ等の問題があるため、基本的には試験による評価が必要である。

(1) 低周波域(典型的には 0.1Hz 程度以下)

この周波域では、衛星全体が剛とみなせて、衛星の姿勢誤差とミッション機器の指向誤差もバイアス誤差や熱変形のような極低周波の変動を除いて同一視できる(ミッション機器内に指向制御系がない場合)。したがって、慣性行列の非対角項の影響を無視し、衛星姿勢制御系の動作のみを考えると、衛星の質量中心周りの擾乱トルク T_D から姿勢・指向誤差 θ までの伝達関数は、次式のような簡単な剛体の力学の形式で表される。

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{T_D(s)} = \frac{1}{Is^2} = H(s) \quad (4.4)$$

ここで、 I は衛星全体の慣性モーメントである。一方で、並進については、擾乱力 F_D から可動質量を除いた質量中心の変位 r までの伝達関数として、次式で表される。

$$G(s) = \frac{r(s)}{F_D(s)} = \frac{1}{Ms^2} \quad (4.5)$$

ここで、 M は可動質量を除いた衛星質量である。

ミッション機器内に指向制御系を持つ場合には、姿勢誤差と指向誤差は異なるため、擾乱源から姿勢誤差までと、姿勢誤差から指向制御系までの伝達関数を別々に考える必要がある。なお、振動アイソレータは設置してもこの周波域では効かないことに注意されたい。

(2) 中間周波域(典型的には 0.1Hz～20Hz 程度)

この周波域では、典型的な衛星は(中心剛体+柔軟付属物)の形でモデル化でき、またミッション機器内に指向制御系が無ければ姿勢誤差と指向誤差も同一視して良い。一方、姿勢制御系の帯域は越えているため、姿勢制御系による誤差の抑制効果は働かず、姿勢制御系の伝達関数はほぼ1と見做すことができる。このため、擾乱トルク T_D から姿勢・指向誤差 θ までの伝達関数、および擾乱力 F_D から剛体質量中心変位 r の伝達関数は、基本的にそれぞれ次式のような形になる。

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{T_D(s)} = \frac{1}{s^2 \left\{ I - \sum_{i=1}^n \frac{d_{1i}^2 s^2}{(s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2)} \right\}} \quad (4.6)$$

$$G(s) = \frac{r(s)}{F_D(s)} = \frac{1}{s^2 \left\{ M - \sum_{i=1}^n \frac{d_{0i}^2 s^2}{(s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2)} \right\}} \quad (4.7)$$

ここで、 I は柔軟物も剛とした衛星全体の慣性モーメント、 M は可動質量を除いた衛星質量、 ω_i と ζ_i はそれぞれ柔軟物の第 i 次の固有角振動数と減衰比である。そして、 d_{0i} と d_{1i} はそれぞれ柔軟物の i 次モードの並進と回転に関する結合係数である。

ミッション機器内に指向制御系を搭載している場合や、擾乱伝達経路内に振動アイソレータがある場合には、擾乱源から姿勢誤差までと姿勢誤差から指向制御系までの伝達関数を分けて考える。

(3) 高周波域(典型的には 20Hz 以上)

この周波域では中心剛体が存在せず、衛星全体を柔軟構造物と考える必要がある。また、姿勢誤差を定義すること自体も困難となる。姿勢の基準となる何らかの基準軸の方向によって姿勢誤差を定義したとしても、姿勢誤差とミッション機器の指向誤差は無関係な量となるため、姿勢誤差を定義する意味はほぼ無い。さらに、衛星の質量中心回りに換算した擾乱トルクという概念も、中心剛体が存在しないため意味を成さない。擾乱伝達関数 $G(s)$ は、擾乱源の発生擾乱力・擾乱トルク(計6成分)から指向誤差(2または3成分)までの(2×6)または(3×6)成分の伝達関数行列の形で直接定義する必要がある。

$$\theta(s) = G(s) \begin{Bmatrix} F_D(s) \\ T_D(s) \end{Bmatrix} \quad (4.8)$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & \cdots & G_{16}(s) \\ G_{21}(s) & \cdots & G_{26}(s) \end{bmatrix}$$

$G(s)$ の各成分は、衛星およびミッション機器内部の構造特性以外に、ミッション機器が光学機器であれば光学特性も含んだものになる。さらに、指向制御系や振動アイソレータがあればこれらの伝達特性も $G(s)$ 内に含まれることになる。

ミッション機器の指向誤差が、衛星との剛な取付 I/F 面(衛星に3点で結合される場合には3点で決まる仮想的な面でも可)の並進・回転(計6成分)に対する伝達関数の形で定義できれば、 $G(s)$ をこの I/F 面で分解することが可能である。

$$G(s) = G_M(s)G_S(s) \quad (4.9)$$

$$\theta(s) = G_M(s) \begin{Bmatrix} \delta(s) \\ \varphi(s) \end{Bmatrix}$$

$$\begin{Bmatrix} \delta(s) \\ \varphi(s) \end{Bmatrix} = G_S(s) \begin{Bmatrix} F_D(s) \\ T_D(s) \end{Bmatrix}$$

ここで、 $G_M(s)$ と $G_S(s)$ はそれぞれミッション機器 I/F 面から指向誤差まで、および擾乱源からミッション機器 I/F 面までの(2×6)および(6×6)の伝達関数行列である。 $G_M(s)$ はミッション機器内部の構造特性や光学特性(光学機器の場合)、さらに指向制御系を内蔵してい

るときにはその伝達特性等を反映したものになる。一方、 $G_S(s)$ 側には衛星本体側の構造特性や振動アイソレータが搭載されている場合にはその特性も含まれる。

4.4 擾乱の影響評価

擾乱及び擾乱伝達の特徴をモデル化できれば、これらを使って擾乱の影響を評価できる。以下に擾乱の分類に従って評価方法を示す。

(1) 定常擾乱

離散スペクトルモデル :

擾乱による姿勢および指向誤差の振幅 $\Delta\theta$ は次のようになる。

$$\Delta\theta = \sum_i A_i |G(j\omega_i)| \quad (4.10)$$

ただし、 A_i は角周波数 ω_i の擾乱振幅、 $G(j\omega)$ は擾乱の伝達関数である（式(4.8)の $G(s)$ において $s = j\omega$ を代入したもの）。

定常ノイズ擾乱 :

擾乱による姿勢および指向誤差の平均パワー（分散）を σ_θ^2 とすれば、 σ_θ^2 は次のようになる。

$$\sigma_\theta^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty P^*(\omega) |G(j\omega)|^2 d\omega \quad (4.11)$$

ここで、 $P^*(\omega)$ は擾乱の片側パワースペクトル密度関数である。

(2) 非定常擾乱

複雑な時間関数となる非定常擾乱のうち、擾乱の発生メカニズムが衛星全体のダイナミクスと密接に関係している場合には、式(4.4)や式(4.5)の元となっている運動方程式からシミュレーション等によりその影響を評価する必要がある。それが難しい場合には、擾乱の時間波形と擾乱源から姿勢誤差・指向誤差等への伝達関数から、姿勢誤差や指向誤差の応答を評価することもできる。また、発生する擾乱力や擾乱トルクの時間波形がインパルスやステップのような単純な波形で近似できる擾乱については、伝達関数のインパルス応答やステップ応答の形で、その影響を容易に評価することが可能である。

4.5 時間領域における指向安定度解析

3章ではミッション要求の周波数領域での解釈と、それに基づく擾乱管理の方法を解説したが、本節では時間領域での解析法を解説する。

まず、 i 番目の擾乱源の出す擾乱トルク $T_i(t)$ が振動数が f_i で振幅が T_{i0} の正弦波と仮定し、衛星の指向変動角を $\theta_i(t)$ とすると、式(3.15)より指向変動角 $\theta_i(t)$ の振幅 a_i は

$$a_i = \frac{Q_{d_i}(f_i)T_{i0}}{I_i(2\pi f_i)^2}$$

となるので、 $\theta_i(t)$ は

$$\theta_i(t) = \frac{Q_{d_i}(f_i)T_{i0}}{I_i(2\pi f_i)^2} \sin(2\pi f_i t)$$

と改めて表すことができる。すると、式(3.3)より振幅 a_i は次式として表すことができる。

$$a_i = \frac{Q_{d_i}(f_i)T_{i0}}{I_i(2\pi f_i)^2} \leq \begin{cases} \frac{\Delta\theta_i}{\pi f_i T_S} & \left(0 < f_i < \frac{1}{\pi T_S}\right) \\ \Delta\theta_i & \left(f_i \geq \frac{1}{\pi T_S}\right) \end{cases} \quad (4.12)$$

次に、 a_i の最大値を考慮して、式(4.12)の等式部を使用すると、ある規定時間 T_S の間の擾乱源 i による指向変動 $\Delta\theta_{0-p}$ は次式として表すことができる。

$$\Delta\theta_i(T_S)_{0-p} = \begin{cases} \frac{Q_{d_i}(f_i)T_{i0}}{I_i(2\pi f_i)^2} \pi f_i T_S & \left(0 < T_S < \frac{1}{\pi f_i}\right) \\ \frac{Q_{d_i}(f_i)T_{i0}}{I_i(2\pi f_i)^2} & \left(T_S \geq \frac{1}{\pi f_i}\right) \end{cases} \quad (4.13)$$

そして、規定時間 T_S の間の全擾乱源による相対的な指向変動 $\Delta\theta_{0-p}$ は、例えば次式により評価する。

$$\begin{aligned} \Delta\theta(T_S)_{0-p} &= \sum_i \Delta\theta_i(T_S)_{0-p} && \text{(L.S.=Linear Sum)} \\ &= \sqrt{\sum_i \{\Delta\theta_i(T_S)_{0-p}\}^2} && \text{(R.S.S.=Root Sum Square)} \end{aligned}$$

以下に、本節で紹介した時間領域における解析手法の位置づけを、3章の周波数領域における方法と対比してまとめる。

3章で紹介した手法は、誤差配分との関連が深く、また衛星開発の初期段階において設計方針を立てたり、各誤差源の配分値を決めたりするのに非常に有効な方法である。すなわち、周波数領域毎に要求仕様の程度が定量的に明確になるため、採用すべき方式や機器構成、仕様等、衛星のシステム設計上の方針の決定に役立つ。また、同じく宇宙機設計において必須の作業である誤差配分を作成する上で、合理的なベースラインを与える。これに対して、本節で説明する手法により、誤差源の時間変動モデルが全て与えられたときの全体としての指向安定度を計算することができる。

本節の方法は、従来は異なる規定時間毎に1枚の指向誤差配分表を作成していたものが、全ての規定時間を網羅した予測を1枚の図で提示できるという大きなメリットがある。さらに、定常周期誤差、定常ノイズ誤差、非定常誤差の全てを取り込んだ予測ができる点もメリットである（この点については、従来の誤差配分表と同じ）。ただし、本手法を適用するためには、全ての誤差源の性能指標（指向誤差等）への影響を陽な時間波形モデルで与えな

なければならない。この点は、ある規定時間毎での配分値ないし予測値の数字だけを与えればよい従来の誤差配分表に比べると、大きな制約条件となる。一方、誤差源の積み上げにおいて、R.S.S.やL.S.などの統計和の方法を仮定しなければならない点では、従来の誤差配分表と同じである。

結局、3章の方法がシステム設計や誤差配分と密接に関係した設計および管理向きの手法であるのに対して、本節の方法は詳細解析向きの手法であるとも言える。また、本節の方法はあくまで従来の誤差配分表を補完するものであり、便利ではあるが必須ではない。

[例4.1] 指向変動の求め方

例題として、表4.2の擾乱源が作動しているときの許容指向変動量 $\Delta\theta_{0-p}$ を具体的に求めていこう。なお、衛星のダイナミクス特性としては表3.4の数値を使用する。

すると、式(4.13)の計算で使用する境界となる規定時間 $1/(\pi f_i)$ と慣性モーメント I_i は、式(3.2)と図3.12からそれぞれ表4.3のように設定できる。

表4.2と表4.3の値を式(4.13)に代入して、計算した結果を図4.1に示す。この例では、各擾乱による指向変動の他に、姿勢制御系(AOCS)による低周波数分も上積みしている。

表4.2 擾乱源の例

番号 <i>i</i>	擾乱源	擾乱トルクの大きさ T_{i0} [Nm]	擾乱振動数 f_i [Hz]	共振点 擾乱伝達率 Q_{d_i}
1	ホイール	0.2	50	20
2	冷凍機	0.1	20	30
3	機器可動部	0.01	10	10
4	AOCS	0.01	0.05	0.1

表4.3 境界となる規定時間と計算に使用する慣性モーメント

番号 <i>i</i>	擾乱源	境界となる規定時間 $1/\pi f_i$ [sec]	慣性モーメント I_i [kgm ²]
1	ホイール	0.0064	$I_{BB}=5000$
2	冷凍機	0.016	$I_{BB}=5000$
3	機器可動部	0.032	$I_{BB}=5000$
4	AOCS	6.4	$I_B=10000$

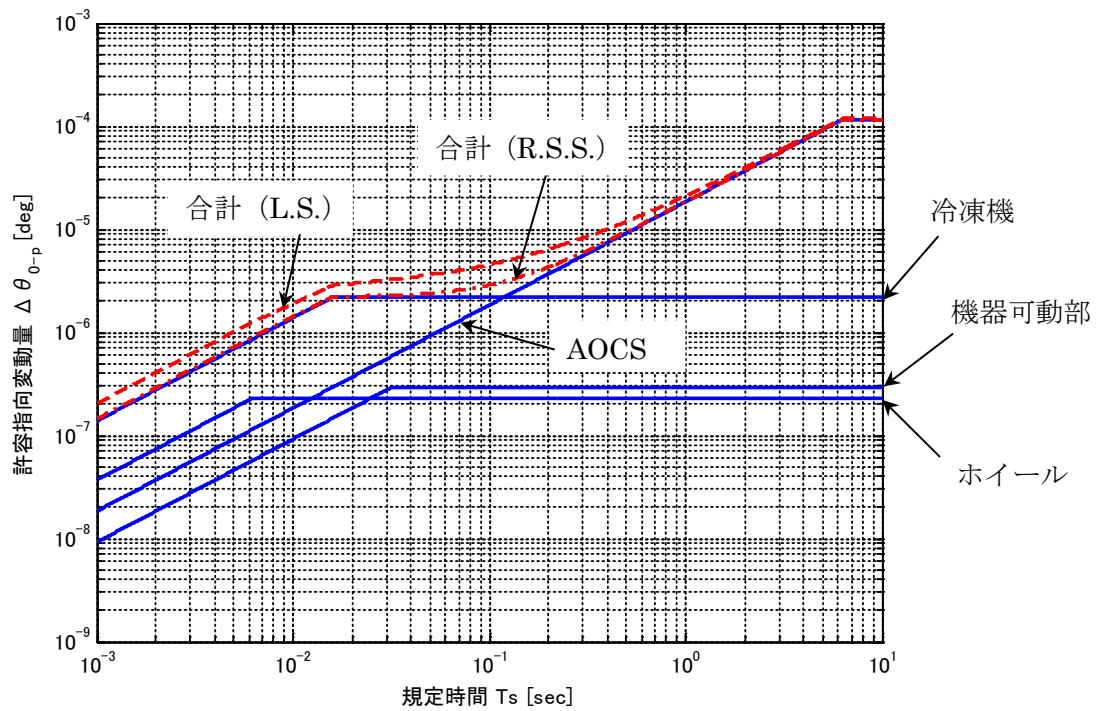


図 4. 1 規定時間に対する許容指向変動量 [30]

5. 擾乱低減化技術

擾乱は管理するだけでは意味がなく、ミッションが達成できるよう、擾乱の低減、あるいは擾乱の伝達を阻止しなければならない。振動抑制の手法の効果と周波数の関係の概念を図5. 1に示す。

考えられる対策の順序は次の通りだが、現実問題としてとりうる対策には限界がある。

- (A) 擾乱源を無くす
- (B) 擾乱伝達経路を遮断する
- (C) 共振を避ける
- (D) 共振倍率を下げるため減衰を使う
- (E) 制御を導入する

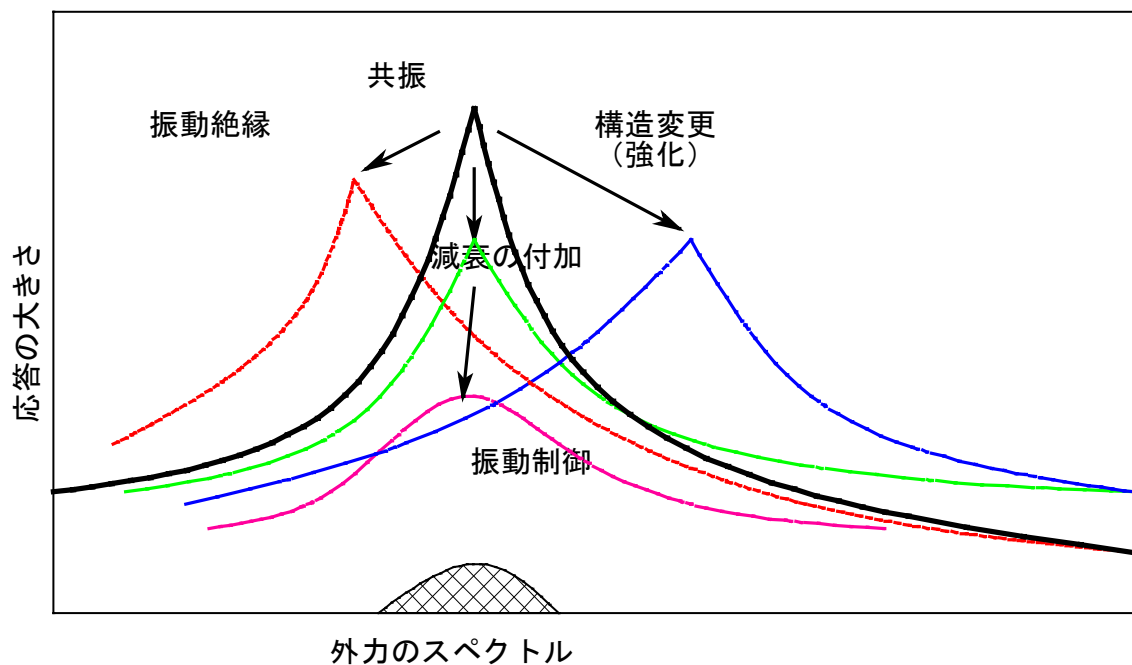


図5. 1 代表的な振動抑制法

中間周波数から高周波数領域での擾乱対策として以下のような方法が考えられる。

- (1) 擾乱源本体の力・トルクの低減
- (2) 擾乱伝達経路の遮断
- (3) 減衰材の付加
- (4) 振動絶縁（擾乱源側）
- (5) 免振（ミッション側）
- (6) 振動数の棲み分け
- (7) 取り付け場所、配置法の工夫（擾乱源、ミッション機器とも）
- (8) 動吸振器の設置
- (9) 高剛性化
- (10) 共振点を変える
- (11) 指向制御（ミッション側）
- (12) 振動制御（擾乱源側）
- (13) 擾乱発生機器の運用制限
- (14) 構造設計における配慮

これらの方法について簡単に説明を加える。

(1) 擾乱源本体の力・トルクの低減

擾乱源の発生力・トルクを小さくすることは後述のいずれの方法よりも効果的である。衛星構造の上に取り付けられた擾乱源から一度振動エネルギーが漏れてしまうと、あらゆる方向に伝達する。そのため、振動をさせないためには抜本的に擾乱源から振動エネルギーが流入しないようにする必要がある。そのためには以下のような具体策が考えられる。

- ・不釣合いを無くす
- ・内部のガタを無くす
- ・動きを正弦波振動の振る舞いに近づける
(高調波（倍調波）成分が抑えられ、残った単一振動数の擾乱はダイナミックダンパーで抑制することができるため)

(2) 擾乱伝達経路の遮断

擾乱の伝達経路の遮断とは、擾乱源の囲い込みや集合化、孤立化を意味しているが、スペース活用に限界がある衛星では現実には難しい。

(3) 減衰材の付加

減衰の付加は確実に効果がある方法であるが、材料自身の減衰は大変小さく（減衰比にし

て0.1%程度)、実際の機械構造では振動部分のすべりが減衰の主体である。そのため、ある程度振幅が大きくなると効果的な減衰が期待できない。微小擾乱の場合、振幅が小さいので「費用・質量増加 対 減衰効果」を評価して導入を決めるべきである。また、応答倍率に対する効果は振動数により逆効果の領域があるので注意が必要である(図5.3参照)。これまでに計測されている衛星構造や部材について減衰比の値を表5.1に示す。

表5.1 衛星における減衰比の実測例

事例	周波数帯 [Hz]	減衰比 [%]	共振点 擾乱伝達率 Q_d (換算 Q 値)	備考
擾乱問題		0.1	500	推薦値 ^[5]
SOLAR-B 地上 擾乱試験		0.5	100	事例A参照
衛星の低レベル 振動試験		0.5-1	100	23個の衛星、290モードについて ^[6]
ETS-6 軌道上加 振実験	中間周波数 (0.05-)	0.5	100	太陽電池パドル主体 の振動
ETS-8 軌道上デ ータ解析	中間周波数 (0.05-)	0.5	100	太陽電池パドルと大 型アンテナ主体の振 動
ロケットとの結 合解析(H-2A)	中間-高周波数 10-100	1.0-1.5	50	全系の減衰比として 採用
衝撃解析などの 衛星内部構造金 属	200-1000	5	10	衝撃解析のときの採 用値で、微小振幅の擾 乱に適用できる保障 はない
溶接トラス	5-59	0.1	500	地上試験のデータベ ース、軌道上では小さ くなることが予想さ れる ^[5]
スキンストリン ガ	15-62	0.6	83	
ハニカムサンド イッチ	21-55	0.4	125	
GFRP チューブ	10-136	0.5	100	

応答を評価するのに Q 値が用いられることが多い。 Q 値とは

$$Q = \frac{1}{2\zeta}$$

で、減衰比 ζ の2倍の逆数である。そして、式(3.8)のように共振点擾乱伝達率として使われる場合もある。微小振動では減衰機構が働きにくく、 Q 値としては文献[5]では500が推奨されている。プリント基板の設計については減衰比 ζ について次の経験式[6]がある。

$$\frac{1}{4\sqrt{f_n}} \leq \zeta \leq \frac{1}{\sqrt{f_n}}$$

たとえば、基板の最低固有振動数が400Hzであれば減衰比の下限は1.25%と見積もることができる。

表5.1で見る限り、中間周波数帯では共振点擾乱伝達率100を、高周波数帯でも100を使うのが無難である。擾乱源の振動数と構造の共振点が一致しないことが確認できれば共振点擾乱伝達率は10以下程度(1でもよい)に設定できる。また、途中で構造的不連続部があれば高振動数成分は減衰することが知られている。構造と材料の減衰については表5.2および表5.3に示す。

各種材料の減衰比は表のように与えられる。厳密には振幅と温度の関数であり、試験法にも依存する。

表5.2 各種材料の減衰比^[5]

材料	最大値	最小値	推奨値
アルミ 6036-T6	0.005	0.0005	0.001
純鉄	0.10	0.001	0.003
真鍮	0.004	0.0004	0.001
純チタン	0.05	0.001	0.005
天然ゴム	0.08	0.01	0.05
ブチルゴム	0.50	0.05	0.20
木材			0.006
CFRP			(0.01)
GFRPの板			(0.01)
kevlar-49/エポキシ			(0.04)
アルミ 24S-T4の板			0.001

表 5. 3 防振・制振材料^{[8][9][10]}

名称	方法	減衰比	備考
防振ゴム 防振マウント	積層ゴム	0.1 程度	小さな構造から建築物の ような大きな構造まで
制振材の塗布 制振シート	ポリウレタン等の塗布	0.015-0.1	自動車ボディのような板 面に効果
制振板	粘弾性材のサンドイッチ、 拘束層の積層	0.1 程度	航空機胴体 洗濯機

(注) 減衰比は大振幅の場合であるので微小振幅の場合には小さくなる傾向にあり、使用量にも依存するため注意が必要である。

(4) 振動絶縁 (アイソレーション)

振動絶縁は発生機器の側からは防振と呼ばれ、振動を受ける側からは免振、あるいは除振と呼ばれる。防振では擾乱源の下に柔らかいバネ相当の支持を行ない、土台側に振動が伝わらなくする。減衰の増加を兼ねて防振ゴムで支持する場合が多い。このときの運動は機器が出す振動力を正弦波として、それが土台に伝わる伝達率を考えることで、図 5. 2 (a) の力加振のようにモデリングできる。

図 5. 2 (a) のように質量 m に外力 $F(t)$ が作用しているときの振動方程式は次のようになる。

$$m \frac{d^2x}{dt^2} + c \frac{dx}{dt} + kx = F(t) \quad (5.1)$$

ここで k はバネ定数で c は速度比例型の減衰で粘性減衰係数という。外力に角速度 ω の調和振動を考えると $F(t) = F_0 \sin \omega t$ とすると、過渡応答が減衰した後の応答は

$$x(t) = x_0 \sin(\omega t + \beta)$$

として外力と同じ振動数で調和振動を行う。ここに β は位相角である。この加振力が土台に伝わる力の割合を振動伝達率と呼び以下のようなになる^[26]。

$$\tau = \frac{\sqrt{(kx_0)^2 + (c\omega x_0)^2}}{F_0} = \sqrt{\frac{1 + (2\zeta\kappa)^2}{(1 - \kappa^2)^2 + (2\zeta\kappa)^2}} \quad (5.2)$$

ここで、

$$\kappa = \frac{\omega}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}, \quad \zeta = \frac{c}{c_c}, \quad c_c = 2\sqrt{mk}$$

であり、それぞれ振動数比、固有振動数 (または固有角振動数)、減衰比 (または減衰係数比)、臨界減衰係数と言う。角振動数 (または円振動数) ω と通常の単位 Hz (ヘルツ) の振動数 f との間には $\omega = 2\pi f$ の関係がある。伝達率 τ を振動数比 κ について計算すると図 5. 2 のようになる。最大点は振動数 $\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - 2\zeta^2}$ で発生し、この振動数を共振振動数と言う。また、式 (5.1) の自由減衰解は振動数 $\omega_d = \omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$ で振動しながら減衰するので、これを減衰固有振動数と言う。図 5. 3 に示すように $\kappa = \sqrt{2}$ では減衰比 ζ の値に関わらず $\tau = 1$ と

なる。

免振は建築分野では免震と言われ、振動絶縁を土台加振として見直しているものである。図5.2(b)のように土台が調和振動して加振される場合、土台の振幅 x_B と質点の応答の振幅 x_0 の比も振動伝達率と呼ばれ、以下のようになるため、式(5.2)と同一になる。

$$\tau = \frac{x_0}{x_B} = \sqrt{\frac{1 + (2\zeta\kappa)^2}{(1 - \kappa^2)^2 + (2\zeta\kappa)^2}}$$

つまり、振動伝達率とは(力/力)もしくは(変位/変位)の伝達率なので、あくまで無次元量として定義される量である。

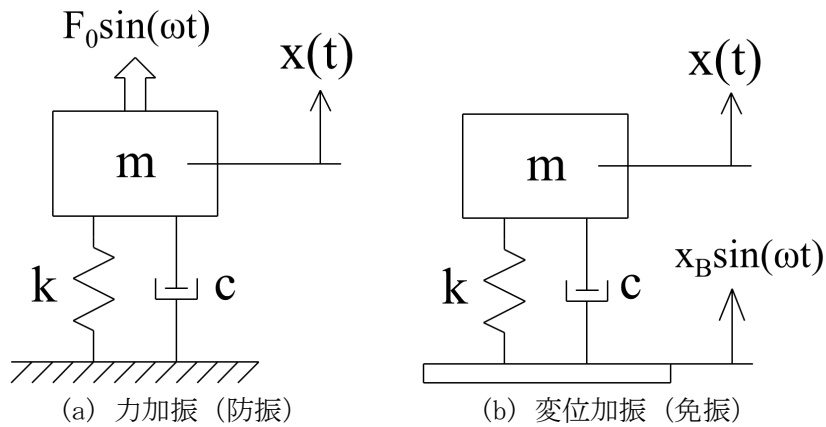


図5.2 自由度振動系

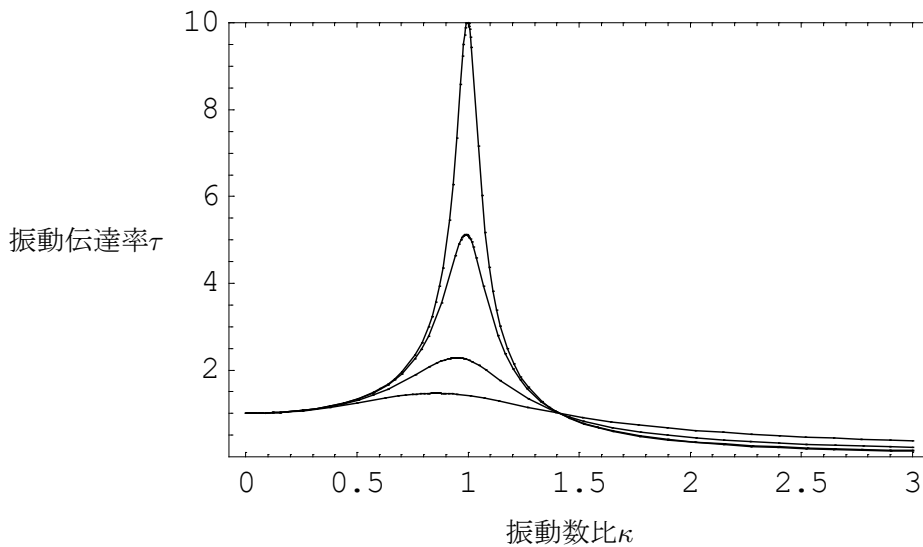


図5.3 振動数比 κ と振動伝達率 τ
(下の共振曲線より $\zeta = 0.5, 0.25, 0.1, 0.05$)

振動数比 $\kappa = 1$ でかつ減衰比が小さいときには

$$\tau = \frac{1}{2\zeta} = Q$$

となり、宇宙機設計の分野で使われている Q 値と一致する。

構造材料の内部減衰は粘性減衰と仮定するが、リベット構造など滑りのあるヒステリシス減衰を構造減衰と言ひ、式(5.1)での減衰項と剛性項に代えて $k(1 + j\eta)$ として η を構造減衰係数と言う。共振点近傍で減衰が小さいときには粘性減衰比 ζ と構造減衰係数 η の間には

$$\eta = 2\zeta$$

の関係がある。

なお、静止光学衛星システムのリアクションホイール等の姿勢制御用アクチュエータの発生擾乱の低減を目的に試作したゴム型の振動アイソレータの例を事例集の事例Cに記載しているため、こちらを参照されたい。

(5) 振動数の棲み分け

振動絶縁と免振では機器も擾乱源も構造的には変化させてはおらず、それらと土台の間にスプリング相当の部品を挿入することで振動数を変えて共振を避けている。振動数の棲み分けはそもそも、ミッション機器や擾乱源、伝達経路の固有振動数をそれぞれ分けて共振を無くすような配慮をするため、この棲み分けが問題なくできれば共振点擾乱伝達率は1以下になる。

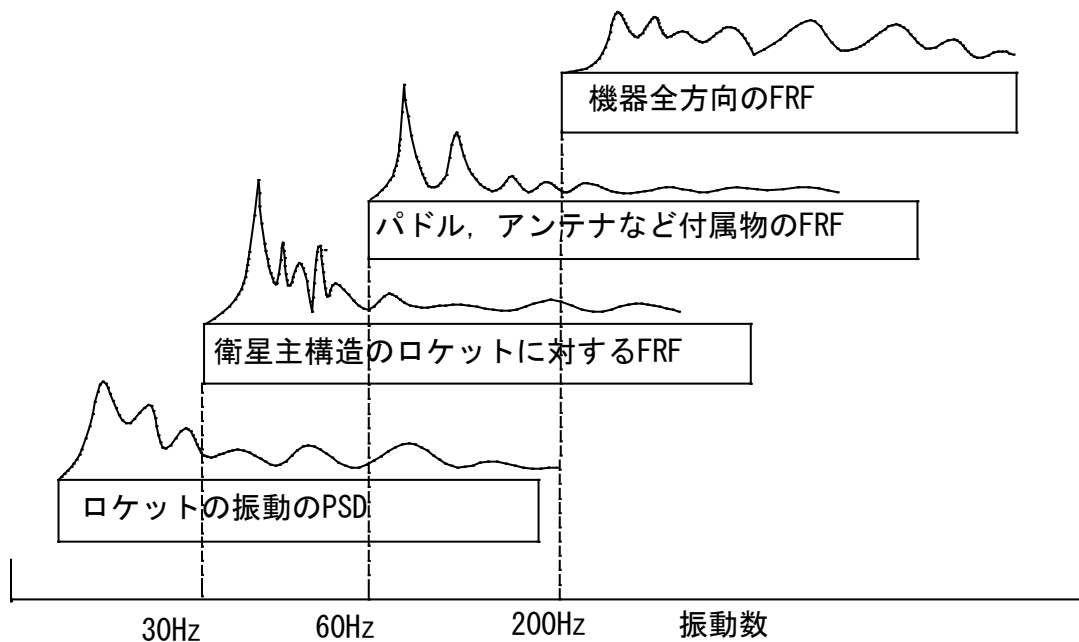


図5.4 振動数による棲み分け (各システムへの設計剛性条件)

具体的には図5.4に示すように衛星主構造にはロケットから、衛星の付属物や搭載機器には衛星システムから設計条件として最低固有振動数が要求される。たとえば衛星主構体には縦方向にロケットから30Hz以下で大きな振動荷重が入る。衛星の主構造が衛星との取り付け点を剛の拘束条件で30Hz以上の固有振動数であれば共振はない。搭載機器については音響や構体からのランダム振動荷重がミッションパネルに入るが、ミッションパネルの応答が大きくなる主要な固有振動数が200Hz以下で、パネルに搭載されている機器の固有振動数が200Hz以上であれば、共振状態にはならないはずである。

これは衛星の強度設計で採用されている考え方で、微小擾乱でも適用できる。そもそも大きな擾乱源の振動数に対し共振があってはならない。微小擾乱では擾乱源の大きなPSD(パワースペクトラム密度)の部分だけでなくPSDの小さなランダム加振部分も問題となる。

(6) 取り付け場所、配置法の工夫(擾乱源、ミッション機器とも)

ミッション機器は可能な限り擾乱源から遠く、もしくは伝達経路が遮断されるよう配置する。ミッション機器や擾乱源が複数ある場合には、対称性または非対称を利用して配置することで影響が小さくなる場合もある。

(7) 動吸振器の設置

図5.5に示すような大きな本体 m_1 が振動力 $F_0 \sin \omega t$ として擾乱を発生しているとき、この本体に小さな質量 m_2 を取り付けることにより、本体の変位をほぼ零にすることができる。変位 x_1 が零であれば土台に伝わる振動伝達力も零に近くなる。このような効果を持つバネ-質量系($k_2 - m_2$ 系)は動吸振器(ダイナミックダンパー)と呼ばれる。

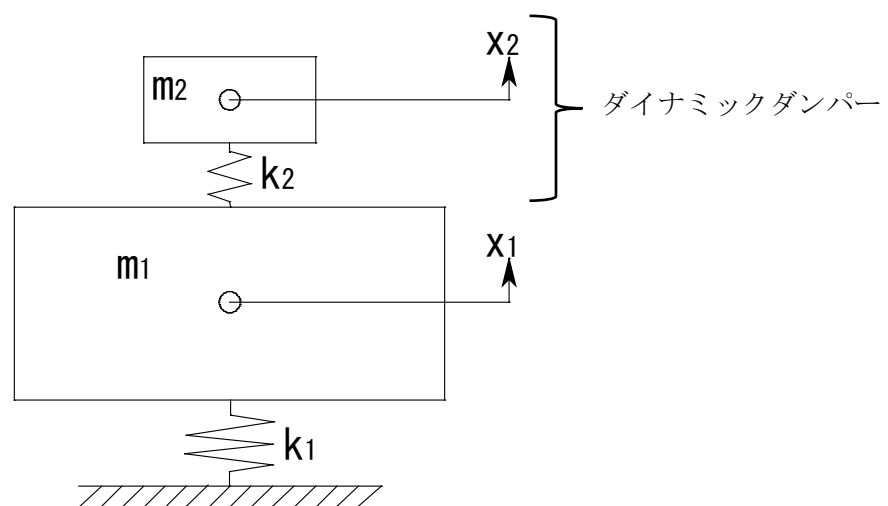


図5.5 ダイナミックダンパーの原理図

もし、外力が単一振動数 ω_0 であるとき、 x_1 が最小（零）となるのは $\omega_1 = \omega_0$ のときである。よって本体の固有振動数が外力の擾乱振動数に近くて、共振の恐れがあるときに、擾乱振動数と同じ振動数を持つダイナミックダンパーを本体 m_1 に取り付ければ本体は振動しなくなる。なお、実際には減衰があるため厳密には振幅は零にはならない。また、ダイナミックダンパーの固有振動数の両側近くに2つのシステムの共振点があることに注意しなければならない。 $\omega_1 = \omega_2$ として $y = \omega/\omega_1$ をパラメータにとって x_1/x_{st} を計算すると図5.6のようになる。

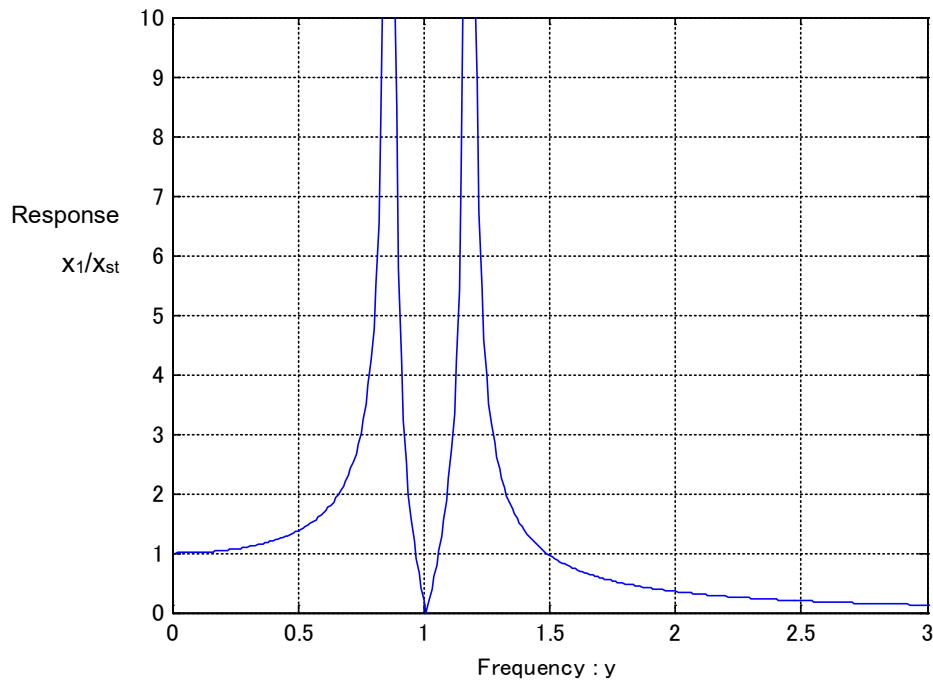


図5.6 ダイナミックダンパーの共振曲線

(8) 高剛性化（補強、質量が増える）

補強などの処置により剛性を強くし、振動数を高めることにより共振を避ける。最も一般的に用いられる方法であるが、質量が増えることが難点である。

(9) 共振点を変える

(8)の一般化で剛性を弱くするか、または質量を増やして固有振動数を変えることで共振を避ける。

(10) 指向制御（擾乱感受器側）

ミッション機器内部にティップティルトミラー(tip-tilt mirror)を搭載するなどのローカルな指向制御を行う。

(1 1) 振動制御 (擾乱発生機器側)

擾乱源部で振動制御を行い、衛星構体側に伝達しないように擾乱を抑制する。

(1 2) 擾乱発生機器の運用制限

ミッション機器の運用時に観測を行う際に、擾乱源の運転を停止する。

(1 3) 構造設計における配慮

- ・ 構造伝達によって大きな伝達が生じないよう部材の一体化を避け、高周波数領域で減衰が期待できる継ぎ手などを入れた構造とする。
- ・ 共振を避け易くするために、固有振動数が密にならないような構造とする。
- ・ 対称構造または非対称構造に意図的に設計する。
- ・ 高剛性構造となるよう配慮することで、解析による精度を上げる。振動数が高くてもその構造にとって低次モードであれば、数学モデルの精度は良いことが期待できる。

6. 擾乱に関する試験とデータ処理

本章では擾乱に関する試験とデータ処理について述べる。

6. 1 試験目的

擾乱はその発生源で生じた振動が弾性体としての構造（制御系を含む）を伝達して、擾乱感受器に伝わる。これらの現象は典型的には中間周波数領域では図3. 3、高周波数領域では図3. 4のように表される。従って計測も、擾乱発生機器（擾乱源）、伝達経路での応答特性、擾乱感受器の3つに分割することができる（図6. 1）。

本来、この3つの要素（発生源での擾乱力、伝達、擾乱感受器）を別々に計測して、それらの掛け算を行えば、原理的には感受器が受ける擾乱の影響を見積もることができるはずである。実際、この原理に基づいて、加振器等を擾乱源となる機器の搭載位置に置いて、その位置に印加される力・トルクから擾乱感受器の搭載 I/F 面の加速度・変位まで、または擾乱感受器の最終性能（指向誤差等）までの伝達特性を測定する試験がしばしば実施される。この試験を、擾乱伝達特性試験と呼ぶ。これと並行して、擾乱源となる機器の発生擾乱（力・トルク）の評価（または見積）と、擾乱伝達関数が擾乱感受器の入力面までである場合にはさらに、擾乱感受器の入力加速度・変位から最終性能までの伝達特性の測定（または解析）による評価（または見積）を行う。最後に、これらの評価・見積値と擾乱伝達関数を掛け合わせて、最終性能を見積もる。

一方、実際の擾乱発生機器と擾乱感受器が衛星に搭載された状態で、擾乱発生機器と擾乱感受器を稼働し、擾乱源となる機器の発生擾乱が擾乱感受器に与える影響を End-to-End で評価する試験もしばしば行われる。この試験を、擾乱応答測定試験と呼ぶ。

上述のように、本来は、上記の2つの方法による最終性能の見積値は一致するはずである。しかし、現実には、両者は十分な精度で一致しない場合もある。このため極力、擾乱応答測定試験（End-to-End の試験）を行なうことが望ましい。

しかしながら、この End-to-End の擾乱応答測定試験にも課題がある。すなわち、この試験も地上で行なうことから多くの制約があり、厳密な意味での End-to-End 試験は困難な場合があるという問題である。

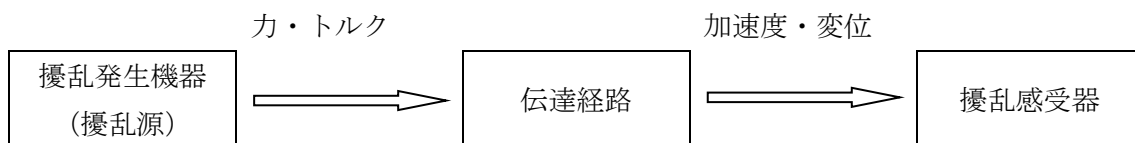


図6. 1 擾乱の伝播

衛星の開発フェーズと擾乱試験の関係では、衛星構体と擾乱感受性が問題となる主要ミッション機器の構造モデルは揃っているが、擾乱源となる機器や擾乱感受器が揃っていない EM フェーズにおいて、理想的には擾乱伝達特性試験ベースで最終性能の見積りを行う。そして、この段階で、システム要求を満たさないことが判明した場合には、擾乱源となる機器の発生擾乱、擾乱伝達特性、擾乱感受性のいずれか、またはすべての改善策を講じる。次に、全ての機器が揃う FM フェーズでは、実際の擾乱発生機器を稼働させて、擾乱感受器の応答を評価する擾乱応答測定試験を実施して、最終的な性能確認を行う。

しかしながら、実際の衛星開発では、スケジュールや衛星・擾乱感受器の構造モデルの入手性等の問題から、このような理想的な手順が踏めない場合がある。この場合にも、性能要求が厳しい衛星では、少なくとも擾乱応答測定試験は実施すべきである。なお、擾乱応答測定試験は開発フェーズの最終に近い段階でしか実施できないので、この段階で問題が発見された場合、対策の選択肢が限定されることを十分認識しておく必要がある。

本章では3つの要素の試験と End-to-End 試験の試験法について述べる。なお、発生源での擾乱力の計測方法の詳細については、擾乱測定・評価マニュアル(JERG-2-152HB102C)に記載しているので、そちらを参照されたい。

6. 2 擾乱試験の区分

擾乱試験の区分としては以下に示す3つの要素試験((a)～(c))とシステム試験(d)が考えられる。

- (a) 単体擾乱測定試験
 - 擾乱源単体の発生擾乱(力・トルク)の測定
- (b) 擾乱伝達特性取得試験
 - 構体の伝達特性測定
- (c) 単体擾乱感受性試験
 - 感受器単体の擾乱感受性の測定
- (d) システム擾乱応答測定試験

(a) 単体擾乱測定試験

この試験ではホイールやジャイロ、冷凍機などの擾乱源単体を計測する。図6. 2 (a)では機器取り付け部の下に3成分フォースセンサで機器が発生する力とトルクを測る。一方、図6. 2 (b)では3成分フォースセンサをテーブル下に内蔵した台上で計測する。力のオーダーとしては0.1N オーダーである。機器取り付け間隔が10cm程度であればトルクは0.01Nm オーダーとなる。

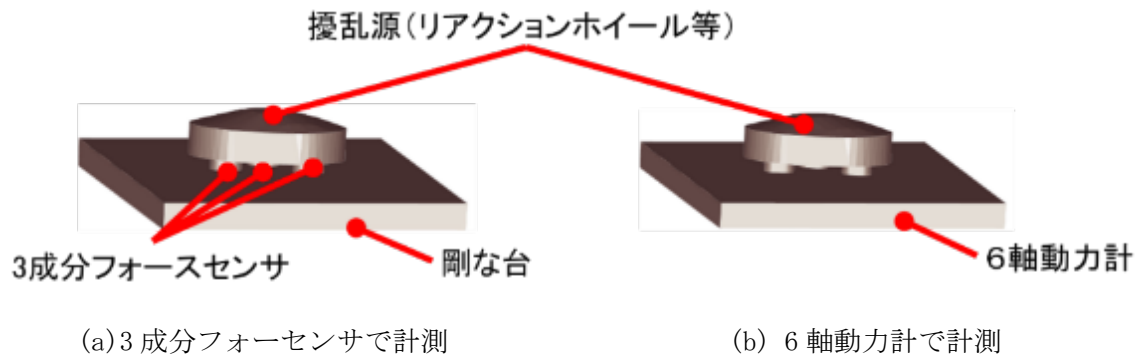


図6. 2 擾乱源の単体擾乱測定試験

(b) 擾乱伝達特性取得試験

この試験は構造伝達を主体とする試験である。擾乱機器取り付け部の力・トルクを入力とし、擾乱感受器取り付け部の並進加速度（または変位）と回転角加速度（または、角速度あるいは角度）を出力とする周波数応答関数で表されるのが一般的である。構造伝達だけでなく、フィードバックのかかった姿勢制御系を含む場合もある。

(c) 単体擾乱感受性試験

擾乱感受器（主にミッション機器）について、取り付け部の並進加速度を入力とし、機器の性能（指向精度等）を出力とした試験である。本来は、取り付け部の回転入力（角加速度、角速度または角度）に対する試験も必要であるが、試験装置の制約から実施が難しく、解析により置き換えられることもある。

(d) システム擾乱応答測定試験

地上での End-to-End 試験はシステム擾乱応答測定試験と位置づけられる。また、この試験では擾乱源は一般的には複数であり、擾乱も定常でなく非定常である場合もある。End-to-End 試験が難しい場合、図6. 3のように伝達経路途中の I/F 点で分離して、その上流と下流で別々に試験を行うことも考えられる。

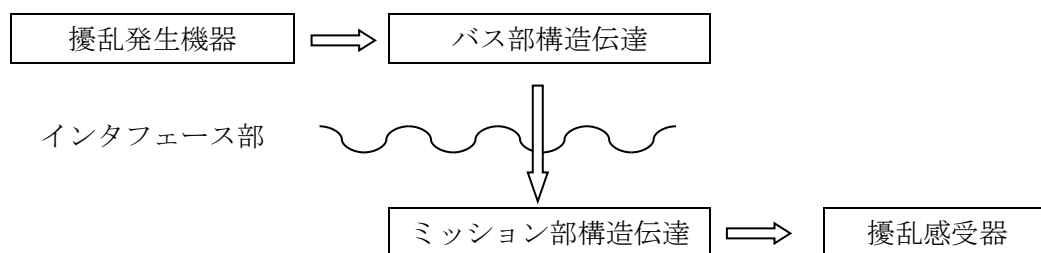


図6. 3 I/F 部で分割した擾乱伝播経路

6. 3 試験方法と選択

6. 3. 1 使用機器

End-to-End 試験が実施可能なのは早くて EM がある場合、または FM がある場合である。それまでに擾乱に関して評価しようとする、擾乱感受器の代わりに加速度計を、擾乱源の代わりに慣性加振器を使わざるを得ないのがほとんどの場合である。

振動計測の手段として、擾乱計測に足る性能の機器（市販品）を表 6. 1 に示す。加速度計はその原理から高感度ほど大きくかつ重くなることから系の固有振動等が変わらないようにできるだけ小型軽量な加速度計を選ぶ必要がある。

加速度計の代わりに擾乱感受器そのものを使用し、慣性加振器の代わりに擾乱源そのものを使用する方が試験に要する費用を安価にできる利点があるが、通常は単軸の加振や引加される擾乱力・トルクの計測が困難であるため、伝達特性の評価ができない。このため、擾乱応答測定という位置づけに留まることから、試験で課題が発覚した場合に対策を検討するための材料が不足する場合がある。

慣性加振器を使用した伝達特性試験では、発生擾乱の力の入力だけでなくトルクの入力も必要である。擾乱トルク入力を実現するためには、試験に工夫を要する。（擾乱トルクを加振するための具体的な方法については、6. 5. 1. 3 (a) 項を参照のこと。）

表 6. 1 代表的な計測器および装置類の性能例
引用元：日本キスラー、(株) 東陽テクニカ、(株) キーデバイス

機器	主要性能	メーカー/型番
3 成分フォースセンサ※1 (3-Component Force Sensor)	測定レンジ (感度) : X,Y 方向: 1.5kN (-26pC/N) Z 方向: 3kN (-11pC/N)	スイス Kistler/9317C
	重量 : 85gram 高さ : 30mm	
	※1 センサにプリロードを予め負荷したフォースリンク型	
	測定レンジ (感度) : X,Y 方向: 2.22kN (2.25mV/N) Z 方向: 4.45kN (0.56mV/N)	米国 PCB/261B01
	重量 : 386gram 高さ : 42mm	
	測定レンジ (感度) : X,Y 方向: 44N (112mV/N) Z 方向: 111N (22.5mV/N)	米国 PCB/M261M09 (超高感度特殊仕様)
	重量 : 386gram 高さ : 42mm	
6 軸動力計 または多軸動力計 (Multi-axis Dynamometer)	測定レンジ : Fx,Fy: -10kN~10kN Fz: -10kN~20kN	スイス Kistler/9253B12
	スレッシュホールド : 10mN 以下 寸法 : 600×400×100mm 重量 : 40kg	
	測定レンジ : Fx,Fy: -10kN~60kN Fz: -30kN~30kN	スイス Kistler/9255C
	寸法 : 260×260×95mm 重量 : 52kg	
高感度加速度計	測定レンジ(周波数帯) : 500m/s ² (0.5~3000Hz)	米国 PCB/333B50, 333B52
	感度 : 100mV/ (m/s ²) 重量 : 7.5gram	
	測定レンジ(周波数帯) : 5m/s ² (0.6~450Hz)	米国 PCB/393B05
	感度 : 1000mV/ (m/s ²) 重量 : 50gram	
慣性加振器※2	加振力 (周波数帯) : 4N (25~10000Hz)	米国 Wilcoxon/F3
	重量 : 370gram	
※2 並進 1 軸方向の力のみでトルクの印加は不可	加振力 (周波数帯) : 2N (10~10000Hz)	米国 Wilcoxon/F5B (製造中止品)
	重量 : 160gram	

6. 3. 2 取得すべきデータ

データは擾乱の特性（定常、非定常等）に従って、モデル化（表現手法）を選定し、評価解析を実施する。基本的に、時系列データは必須であり、生データとしてデータレコーダに取り込む。入力取得できる場合には周波数応答関数、取得できない場合にはパワースペクトルが基本である。表 6. 2 に擾乱モデル（表現手法）とその特徴を示す。ホイールのように回転数が変わる擾乱源は加工データとして回転次数分析図（ x 軸に運転回転数、 y 軸に応答の振動数、 z 軸に応答の大きさをプロット）を作るのが現象を理解しやすい（図 6. 4 参照）。

取得された擾乱データは表 6. 3 に示すような解析手法により解析することで、擾乱モデル（表現手法）のパラメータを使用目的（考慮するレベル、時間・帯域など）に応じて抽出し、擾乱モデルを完成させる。これらのデータの解析には、トレンド／異常値の除去、FFT ではエイリアシング除去を目的としたフィルタ、窓関数の利用などの様々な注意事項に配慮する必要がある。これら注意事項の詳細については一般的な信号解析に関わる教科書や擾乱測定・評価マニュアル(JERG-2-152HB102B)を参照されたい。

上記の様にモデル化され、評価がされた擾乱は、仕様化も可能となり、製造した機器毎のパラメータ比較を通してトレンド評価が実施できる。また、システムへの擾乱モデル提出に際しては、表現手法とパラメータを提出すれば、よく取り扱いも容易なものとなる。

表 6. 2 擾乱モデル（表現手法）と特徴

擾乱モデル手法	特徴	モデル化に適した対象	パラメータ
時系列表現 ・時系列モデル ・統計モデル ・自己相関関数ほか	<ul style="list-style-type: none"> 定常／非定常（過渡的）、周期的／非周期的な擾乱も表現可能 擾乱解析、設計への利用が難しい 	一般非定常（過渡的）	最大、平均、分散・偏差、周波数（周期）
スペクトル表現 ・定常周期擾乱（離散スペクトルモデル） $T_D(t) = \sum_{i=1}^n A_i \sin(2\pi f_i t + \varphi_i)$ ・定常ノイズ擾乱（連続スペクトルモデル、パワースペクトルモデル） $W(f) = \frac{2}{T} \hat{T}_D(f) ^2,$ $0 \leq f \leq f_m$ $\hat{T}_D(f) = \int_0^T T_D(t) e^{-j2\pi ft} dt$	<ul style="list-style-type: none"> 周波数別に擾乱レベルが明示され擾乱要求の仕様化、また設計にも利用しやすい。 伝達関数等の伝達モデルと相性が良い。 非定常、非周期的な擾乱の取り扱いが難しい。 	定常、周期的	スペクトルの大きさと位相
力学モデル表現 ・マスバランス表現 ・運動方程式	<ul style="list-style-type: none"> 設計変更、使用条件等に対し擾乱予測が可能である。 擾乱発生メカニズムを解明する必要がある。 	擾乱発生メカニズムが明らかな対象	マスバランス共振周波数／共振倍率、物理パラメータ

表 6. 3 擾乱モデルに応じたデータ解析手法例

擾乱モデル手法	データ解析手法	
時系列表現	時系列データ	フィルタ処理
	自己相関関数	スペクトル解析、ウィーナー・ヒンチン（Wiener-Khinchin）の公式
スペクトル表現	線／連続スペクトル、位相スペクトル	スペクトル解析（FFT、スペクトル推定ほか）
	線／連続スペクトル、位相スペクトル（但し時変）	短区間フーリエ変換、時間一周波数解析
力学モデル	マスバランス表現	FFT、インバランス量抽出
	運動方程式	コリレーション

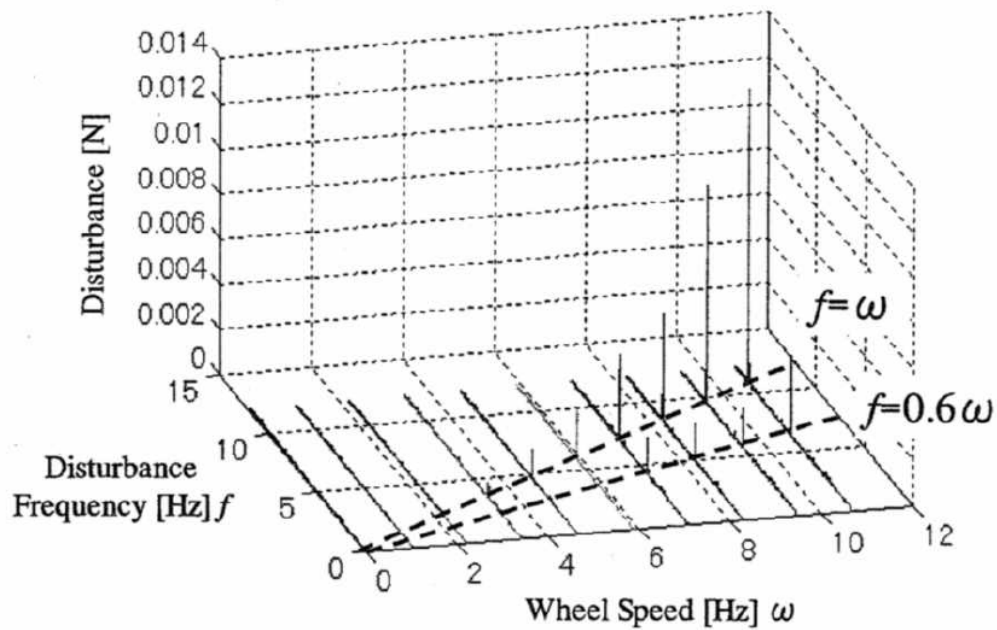


図 6. 4 リアクションホイール発生擾乱の地上実測例^[14]

6. 3. 3 試験条件

End-to-End 試験では、極力軌道上の衛星の境界条件に近づけるよう配慮する。つまり、地上では剛体振動モードの振動数を弾性振動モード振動数の 1/10 以下程度にして、自由-自由 (Free-Free) の境界条件を模擬することを心がける。具体的には横振動に対しては長いロープ (振り子の振動数は長さの平方根に逆比例) で吊る、縦振動に関しては柔らかいバネ (バネ定数の平方根に逆比例) で吊ることなどが現実的に選択できる手段である。

計測系に関しては環境ノイズを極力小さくすることが重要である。ノイズを拾わない信号ケーブルの選択と引き回し、温度補償のためのダミー加速度計の追加、パワースペクトルにおけるバックグラウンドノイズの引き算による除去などの方法がある。

当然ながら、静かな条件下で擾乱測定を行うため、空調の空気の流れ、試験機材のファンの音、試験実行者の会話の音声、遠くの自動車の振動なども計測値にノイズとして混入するために配慮が必要である。

6. 4 単体擾乱測定

6. 4. 1 6軸動力計

比較的フラットな面で構体とインタフェースする擾乱源は、同時に並進 3 軸方向の力が計測できる 3 成分フォースセンサが 4 個内蔵された図 6. 5 のような測定台で力とトルク合計 6 成分を計測することができる。特にスイス Kistler 製品のものは通称「キスラーテーブル」とも呼ばれ、国内外で広く使用されている。なお、詳細は擾乱測定・評価マニュアル (JERG-2-152HB102B) 7. 2 節に記載しているので、そちらを参照されたい。

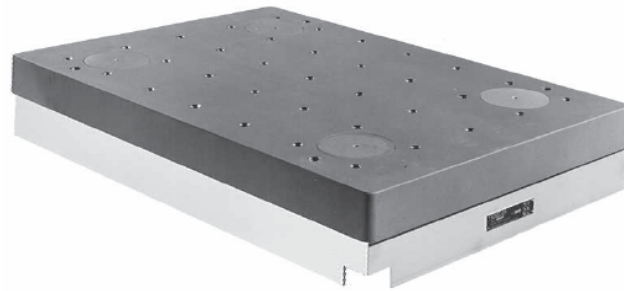


図6. 5 6軸動力計(Kistler 9253B12) 引用元：日本キスラー社

6. 4. 2 3成分フォースセンサ

フラットな I/F 面を有さない擾乱源の測定や、取り付け側の構体パネルとの I/F 間の力を直接計測したい場合には、図6. 5のような6軸動力計よりも3成分フォースセンサを複数個利用する方法が有効である。詳細は擾乱測定・評価マニュアル(JERG-2-152HB102B) 7. 2節に記載しているので、そちらを参照されたい。

6. 4. 3 空気浮上式擾乱測定装置

低周波の擾乱を高精度に測定することを目的とした装置として、図6. 6のような空気浮上式の装置が開発されている^{[13][14][15]}。詳細は擾乱測定・評価マニュアル(JERG-2-152HB102B) 7. 2節に記載している。

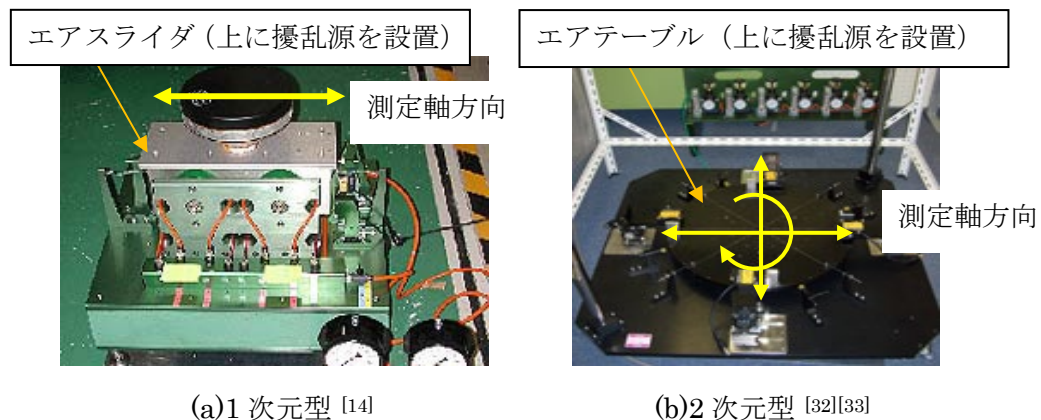


図6. 6 空気浮上式擾乱測定装置(開発品)

6. 5 擾乱伝達特性測定

6. 5. 1 システム擾乱伝達特性測定試験

システム擾乱伝達特性測定試験は、擾乱源が無い段階で、模擬加振源と衛星 EM 等を用いて、擾乱源の搭載面から擾乱感受器の指向誤差や擾乱感受器と取り付け面の振動までの伝達特性を把握するために実施する。このデータと擾乱源特性とを用いて、擾乱による観測

機器への影響を定量的に見積もることが可能となるため、非常に重要な試験である。この測定における試験コンフィグレーションと試験方法について以下に記述する。

6. 5. 1. 1 測定対象の伝達特性について

本試験は、各々のプロジェクトで測定する伝達特性が異なる。その伝達特性の例を下記に示す。

(a) 力、トルクに対する擾乱感受器の指向誤差

(b) 力、トルクに対する擾乱感受器の取り付け点、取り付け面の並進・回転(加速度・速度変位)

(a) については、望遠鏡などの擾乱感受器が一体となったシステム試験を実施する際に計測することが可能な伝達特性であり、(b) については、擾乱感受器と衛星バスシステム間の取り付け点で条件が規定されている場合等、衛星システムバス側で擾乱感受器の取り付け面での擾乱入力レベルを把握する際に測定されるものである。

6. 5. 1. 2 試験コンフィグレーション

システム擾乱伝達特性測定試験における衛星設置時の境界条件は、軌道上における両端自由 (Free-Free) の境界条件を模擬することが望まれる。また、実際の試験においては、上記と同時に、建屋からの振動の入力を防止することが重要になる。そのため、これまでの試験では、衛星をバネで吊るといった方法で実施されている。例えば、太陽観測衛星「ひので (SOLAR-B)」では、図 6. 7 に示すように衛星全体を長大なバネで天井から吊るした状態で測定を実施している^{[34][35]}。このバネは吊った衛星全体の 1 次固有振動数の縦、横、振り方向の全てが 0.5Hz 以下になるように設計されている。バネで吊る場合には、系全体の 1 次固有振動数が十分低くないと測定精度に大きな影響を与えてしまうため、衛星質量を十分に考慮してバネを選定する必要がある。また、図 6. 8 に示すような衛星システムの下端側を圧縮バネで支持する方式も提案されている^{[36][37]}。さらに、精密光学測定等に使用する除振台の使用した例もあるが、除振台に衛星を設置すると境界条件が変わり、また系全体の背が高くなることで不安定化するなどの課題があるため、十分に配慮の上で採用する必要がある。

上記いずれの試験コンフィグレーションでも問題になるのは、太陽電池パドル(SAP)の取り扱いである。SAP は一般に 1 次面外・面内曲げおよび 1 次捩れ固有振動数 (約 1~10Hz) が有効モード質量の観点から質量、イナーシャが最も寄与する振動モードであるため、本試験で取り扱う高周波数 (20Hz 以上) ではその寄与が無視できること、展開状態での試験が困難なことがその理由となり、取り外して試験を実施することになる。

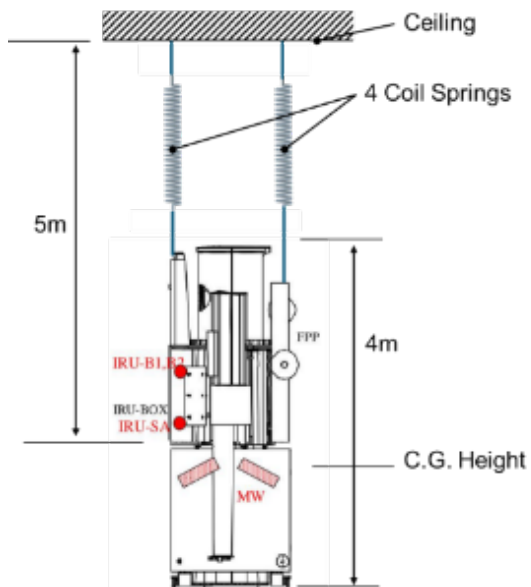


図 6. 7 試験コンフィグレーション (太陽観測衛星「ひので (SOLAR-B)」の例) [34][35]

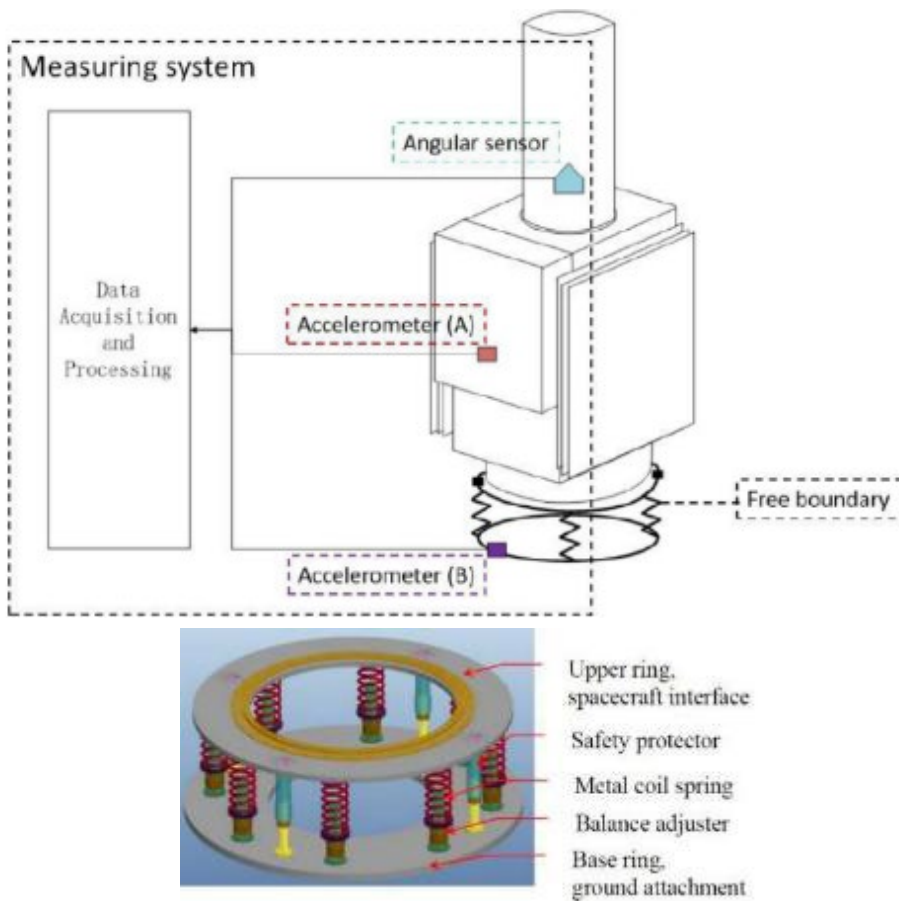


図 6. 8 衛星システムの下端部を圧縮バネで支持した擾乱試験コンフィグレーション (直置き方式) [36]

ここで、衛星 EM の計測点と計測内容および、最終的に必要な伝達関数の取得方法について述べる。本来擾乱源と擾乱感受器が搭載される位置には構造特性を模擬した構造ダミーを搭載する。ここで言う、構造ダミーは質量特性が一致するだけのマスダミーではなく、質量特性の他に固有振動数、モード減衰比および固有振動モード形状まで合わせた構造を意味し、構造モデル (SM) に相当する。模擬加振源についても、本来その位置に搭載される擾乱源の構造特性に模して、構体との I/F 面に 6 自由度の加振入力作用することが最も望ましい。しかし、多くの場合は不可能であるため、取得された伝達関数の補正を行う必要がある。具体的には次のようである。

擾乱感受器の構造ダミーには構体と感受器と I/F 面に加速度計 (並進・回転の 6 成分) が計測できるよう設置することが望ましいが、計測点数が多くなり過ぎ、計測に支障をきたす場合には、感受性の高い軸方向にしぼって加速度計を設置する。そして、構体と模擬加振源の I/F 面に加速度計 (並進・回転の 6 成分) が計測できるよう設置することで、次の伝達関数を取得する。

(構体と擾乱感受器の I/F 面の加速度/模擬加振源の力)

$$\left\{ \frac{R\mathbf{A}}{f_e} \right\}_k (f) \quad (k = 1, \dots, N)$$

(構体と模擬加振源の I/F 面の加速度/模擬加振源の力)

$$\left\{ \frac{D\mathbf{A}}{f_e} \right\}_k (f) \quad (k = 1, \dots, N)$$

ここで、 f は周波数で、 N は模擬擾乱源上で加振位置を換えて加振を行った回数で 6 以上である必要がある。なお、これらの伝達関数には本来搭載される擾乱源の構造特性とは似ていない模擬加振源の構造特性が影響している。そのため、その影響を排除し、擾乱源の構造特性と入れ替えるためには、次の伝達関数をシステム擾乱伝達特性測定試験とは別途、取得する必要がある。

構体と結合するための治具を含めた模擬加振源単体の

- ① 剛固定時の (取り付け面の力/模擬加振源の力) の伝達関数

$$\left\{ \frac{J\mathbf{P}}{f_e} \right\}_k (f) \quad (k = 1, \dots, N)$$

- ② 境界自由条件下での取り付け面での (力/加速度) の伝達関数 (動質量)

$$J\mathbf{M}(f)$$

を取得し、さらに稼働中の擾乱源単体の

- ③ 境界自由条件下での取り付け点での (力/加速度) の伝達関数 (動質量)

$$D\mathbf{M}(f, \Omega)$$

を取得する。ここで、 Ω は擾乱源が回転体の場合の回転数である。

上記 3 つの伝達関数を事前に取得しておけば、伝達関数 $\mathbf{H}(f, \Omega)$ を次式として得ることができる。

$$H(f, \Omega) = {}^S G(f) \{ {}^S M(f) + {}^D M(f, \Omega) \}^{-1}$$

ここで、

$${}^S G(f) \equiv \left[\left\{ \frac{{}^R A}{f_e} \right\}_1 \quad \left\{ \frac{{}^R A}{f_e} \right\}_2 \quad \dots \quad \left\{ \frac{{}^R A}{f_e} \right\}_N \right] (f) \left[\left\{ \frac{{}^D A}{f_e} \right\}_1 \quad \left\{ \frac{{}^D A}{f_e} \right\}_2 \quad \dots \quad \left\{ \frac{{}^D A}{f_e} \right\}_N \right]^{\#} (f)$$

$${}^S M(f) \equiv \left[\left\{ \frac{{}^J \bar{P}}{f_e} \right\}_1 \quad \left\{ \frac{{}^J \bar{P}}{f_e} \right\}_2 \quad \dots \quad \left\{ \frac{{}^J \bar{P}}{f_e} \right\}_N \right] (f) \left[\left\{ \frac{{}^D A}{f_e} \right\}_1 \quad \left\{ \frac{{}^D A}{f_e} \right\}_2 \quad \dots \quad \left\{ \frac{{}^D A}{f_e} \right\}_N \right]^{\#} (f)$$

$$\left\{ \frac{{}^J \bar{P}}{f_e} \right\}_k (f) \equiv \left\{ \frac{{}^J P}{f_e} \right\}_k (f) - {}^J M(f) \left\{ \frac{{}^D A}{f_e} \right\}_k (f) \quad (k = 1, \dots, N)$$

ここで、(●)#は一般化逆行列である。 $H(f, \Omega)$ に単体擾乱測定試験で得た剛固定条件での力をかければ、構体と擾乱感受器の I/F 面の加速度を得ることができる。ただし、稼働中の擾乱源の動質量を取得する方法はまだ研究段階であり、試験方法や数学モデルを用いた解析方法などが望まれている。

本内容に関連する理論的な補足と実証例については付録Ⅱに記載があり、さらなる詳細な内容は付録Ⅱの参考文献を参照されたい。

6. 5. 1. 3 試験方法

システム擾乱伝達特性測定試験の方法について、具体的に加振方法とその振動計測に使用するセンサとその配置について以下に記述する。

(a) 加振方法について

その加振方法について注意が必要であり、加振するための手段とアクチュエータの選定、加振条件が重要となる。

(1) 加振アクチュエータ

擾乱源の擾乱成分については、3成分フォースセンサなどを用いて独立に6軸成分が算出されるため、擾乱伝達特性も加振入力については、力入力およびトルク入力の独立条件でのデータ取得が必要である。しかしながら、一般に、力加振・トルク加振を純粋に入力することが困難であるため、図6.9に示す方法が提案されている。

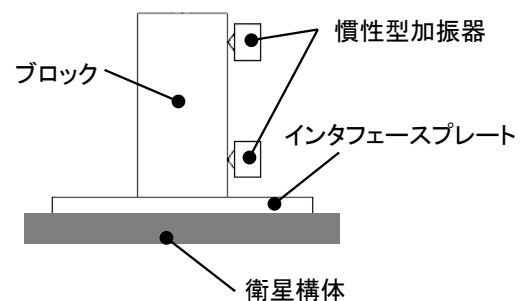


図 6. 9 加振コンフィグレーション

この方法では、衛星取り付け面に治具を設置し、この治具上の衛星取り付け面からオフセット位置(遠地点)で加振器を設置して、加振を実施し、さらに、遠地点の加振器を近地点に付け替えて試験を実施する方法である。この2条件で、加振器から発生する力で面に対して、並進力と回転モーメントを発生させ、遠近の両加振条件のデータから力およびトルクの伝

達特性を算出する。算出方法は文献[1]を参照されたい。ただし、実際の擾乱源の搭載位置、つまりこの試験の場合には、この治具を含む取り付け面の剛性が、実際の剛性よりも十分に低い場合には、伝達特性に大きな誤差が生じる可能性があり、注意が必要である。

その他にも、トルク加振器を使用して、トルクによる伝達特性を取得する方法が提案されている。例えば、「ひので (SOLAR-B)」では、図6.10に示すトルク加振装置を開発し、トルク加振試験が実施されている^[2]。

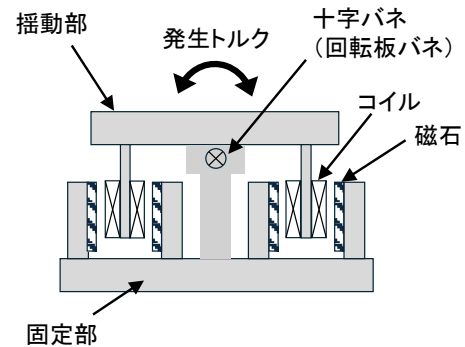


図 6. 10 トルク加振装置（開発品）^[2]

(2) 加振条件について

・加振方法

加振入力成分は、擾乱源から発生する擾乱成分の全てを網羅するのが最善だが、それが難しい場合には支配的な成分だけでも実施することが望ましい。

加振条件として、周波数スイープによる方法が適当である。振動試験などで通常実施されるランダム加振やインパルス加振の場合には周波数全域で十分に加振されない可能性があるため、正確な擾乱伝達関数を取得する目的には適さない。

・周波数スイープ

周波数スイープについては、周波数を連続的ではなく細かくステップ状に変化させた掃引正弦波を用いるのが適当である。極めて微小な振動を検出するために、測定ノイズを極力除去した測定が必要である。そのため、正弦波加振であれば、データ処理の段階でノイズを除去しやすい。

・加振時間

加振時間については、擾乱伝達関数のピーク値を正確に把握するために、ある程度の時間で持続する一定周波数での励振する必要があり、各周波数において、系が定常振動状態に到達するのに十分と思われるだけの時間（1～2sec）保持する必要がある。

・加振入力レベル

加振入力レベルは、実際に擾乱源から発生する擾乱レベルと同等レベルで加振する必要がある。その理由は、加振源が定常正弦波振動であるときの衛星構体内部における振動の伝達特性は、その加振源により励起される定常振動モードの減衰比に依存する。特に、衛星の指向変動にとって問題となるのは擾乱伝達関数の局所的ピークであり、このピーク値は減衰比に依って大きく変化する。ところが、一般に複雑な構造物や粘弾性体では、減衰比は振幅依存性があり、加振力が小さい程大きくなる。したがって、現実の加振力と周波数に近い条件で加振して擾乱伝達関数を測定しないと測定自体の意味が無くなる。

(b) 使用センサ




システム擾乱試験においては、指向誤差を直接計測できる段階に至っていることの方が稀である。そのため、ここでは直接的に指向誤差を計測する方法ではなく、応答点の振動（望遠鏡など光学系要素の並進・回転運動や観測機器取り付け点での振動レベル）を計測するためのセンサについて述べる。

センサを選択する際には、測定対象となる衛星の応答レベルについて、一定の目安を算出し、そのレベルに見合ったセンサを使用することが望ましい。ここで、1000kg級の衛星の場合を例に考える。衛星に搭載される擾乱源が、1N程度の擾乱力を発生するとした場合に、衛星全体が剛とみなせる低周波域において擾乱と同レベルの加振力によって衛星に励起される振動レベルは、 $10^{-4} \sim 10^{-3} \text{m/s}^2$ （ $\approx 10 \sim 100 \mu\text{G}$ ）にすぎない（ $0.1 \sim 1\text{N}/1000\text{kg} = 10^{-4} \sim 10^{-3}$ ）。このように振動レベルが、極めて小さい（サブミリGレベル）ことから、測定には超高感度の加速度センサが必要であることが分かる。また、計測したい対象の擾乱周波数から検討した帯域をセンサの仕様（測定帯域）がカバーしている必要がある。一般に超高感度の加速度計は重く大型であることから、設置場所の制約や測定対象の振動モードに影響を与えてしまう懸念があるので注意が必要である。ここでは、参考としてこれらの条件を満たす加速度センサの一例を表6.7に示す。

さらに、ノイズ対策の影響が問題となる場合には、抵抗や静電容量等の電気特性と外形や質量が加速度計と同一で、加速度に対しては全く感度がない特注のダミーセンサを加速度計の近傍に設置し、同一長のケーブルと同型のアンプを通した信号を取得して、後処理で加速度計出力波形との差をとることにより、計測系全体から加速度計にのる同相ノイズを除去するという方法も考えられている。

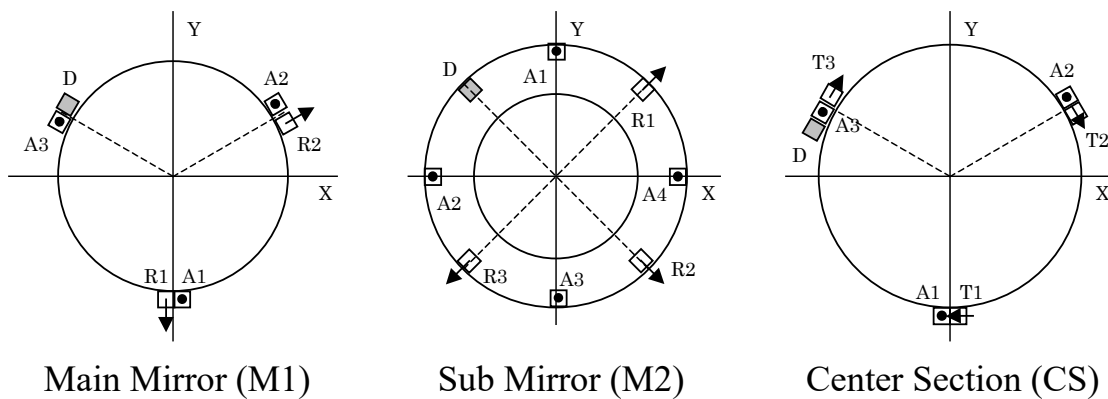
表6.7 米国PCB社の超高感度加速度センサ（圧電型）の例

引用元：(株)東陽テクニカ

出力軸	1	1	3	1
型番	352B	333B50	356B18	393B05
感度 [mV/(m/s ²) (V/G)]	102(1)	102(1)	102(1)	1020(10)
周波数レンジ[Hz]	10k	3k	3k	450
サイズ[mm]	φ 18.8x27.9(H)	11.4 角	20.3 角	φ 25x32.5(H)
形状・外観				
重量[gram]	25	7.5	24	50

(c) センサ配置

測定対象により異なるが、望遠鏡などの光学センサの場合には、その光学センサを構成する光学要素の擾乱による挙動を十分に把握できるようにセンサの配置を決定する必要がある。光学センサの指向誤差が、回転および並進の影響を受ける場合には、各光学要素に必要な数のセンサを設置して、それぞれのデータを測定する。例えば、太陽観測衛星「ひので (SOLAR-B)」では、望遠鏡の指向誤差に影響のある光学要素運動を計測するために、図 6. 1 1 に示すようにセンサを配置している。



(Input Axis : A=Axial, R=Radial, T=Tangential, D はダミーセンサ)

図 6. 1 1 太陽観測衛星「ひので (SOLAR-B)」の望遠鏡に設置した加速度センサの配置

6. 5. 1. 4 衛星模擬構体の伝達特性の例

文献[39]で紹介している図 6. 1 2 の一般的な衛星のロードパスを模擬した構体 (衛星模型) を用いて、以下 3 つ方法で支持して伝達関数を取得し、伝達特性の比較を行った。

- ① 下面剛固定条件 (以下、「定盤直置き」と記載)
- ② 境界自由条件 (以下、「宙吊りバネ支持」と記載)
- ③ 下面空気バネ支持 (以下、「空気バネ支持」と記載)

この場合も加振点は、図 6. 1 3 のようにバス部の中に加振ブロックと慣性型加振器を設置し、バス部の内部から Z 方向を加振した。

図 6. 1 4 に取得した伝達関数を示す。観測点はミッション部の鏡面模擬パネルの中央 Z 方向と、バス部の上面パネル X 方向と Y 方向の合計 3 点である。境界条件の違いによる基本固有振動数が 100Hz 近傍の周波数帯で相異があることが確認できるが、高周波帯についても顕著な差異が確認できる。なお、この一連の試験では、境界条件以外で構体パネルを外すなど構造的な変更要因になる作業は全く行わなかった。参考に表 6. 9 として「宙吊りバネ支持」のときに実施したモーダルサーベイの結果を示す。

高周波帯の応答が変わる影響の要因として考えられることは、境界条件の影響であり、支持部の拘束の具合が影響を及ぼしていると考えられる。

このようなケースは実機でも十分生じ得ると考えられるが、試験では軌道上の境界自由条件（Free-Free）を可能な限り模擬すべきであることには変わりはない。

表 6. 9 「宙吊りバネ支持」条件のモーダルサーベイで得た固有振動数（30 次まで）

モード次数	周波数[Hz]	モード次数	周波数[Hz]
1	102.0	16	233.7
2	113.8	17	241.6
3	121.4	18	247.1
4	135.0	19	249.4
5	142.7	20	255.5
6	143.4	21	263.5
7	155.7	22	269.3
8	158.6	23	275.7
9	151.1	24	289.5
10	163.2	25	295.8
11	178.1	26	309.2
12	190.0	27	315.0
13	202.9	28	325.2
14	216.8	29	329.3
15	226.9	30	333.2

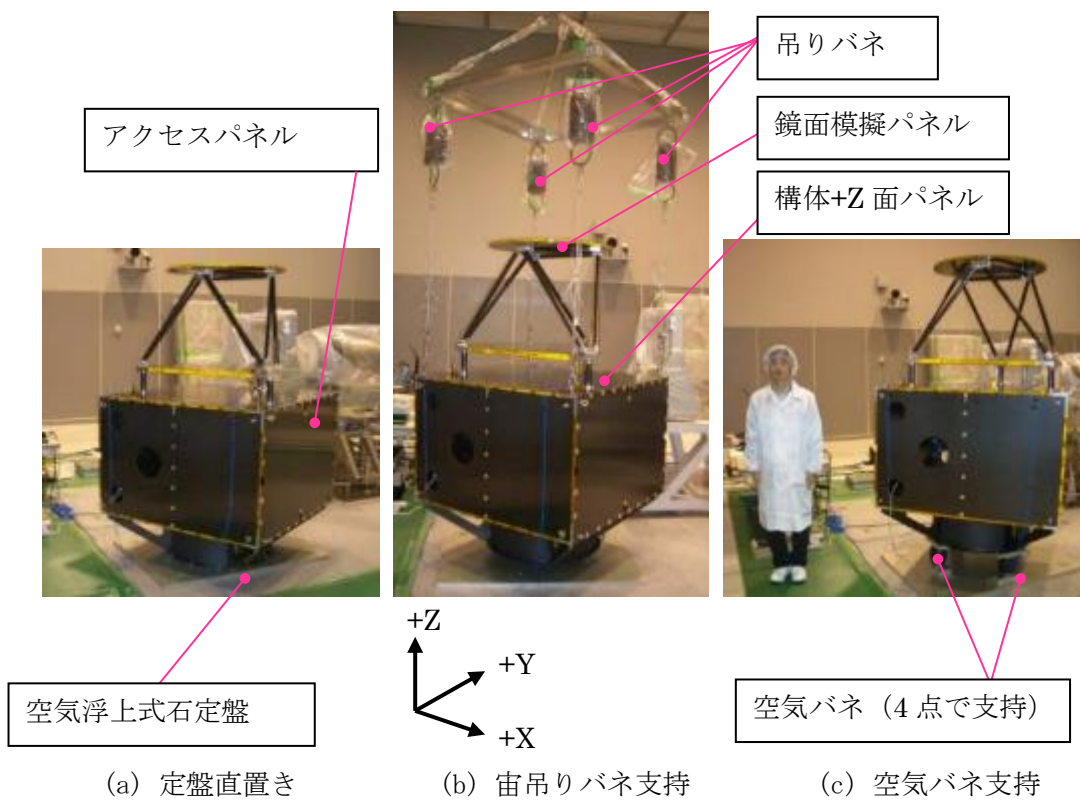


図 6. 1 2 境界条件の異なる試験コンフィギュレーション

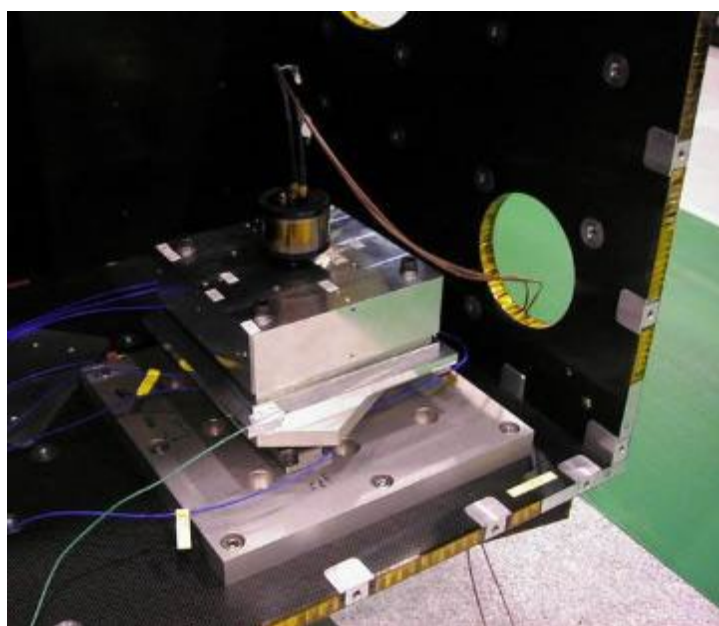


図 6. 1 3 模型搭載の加振器 (アクセスパネル開放時)

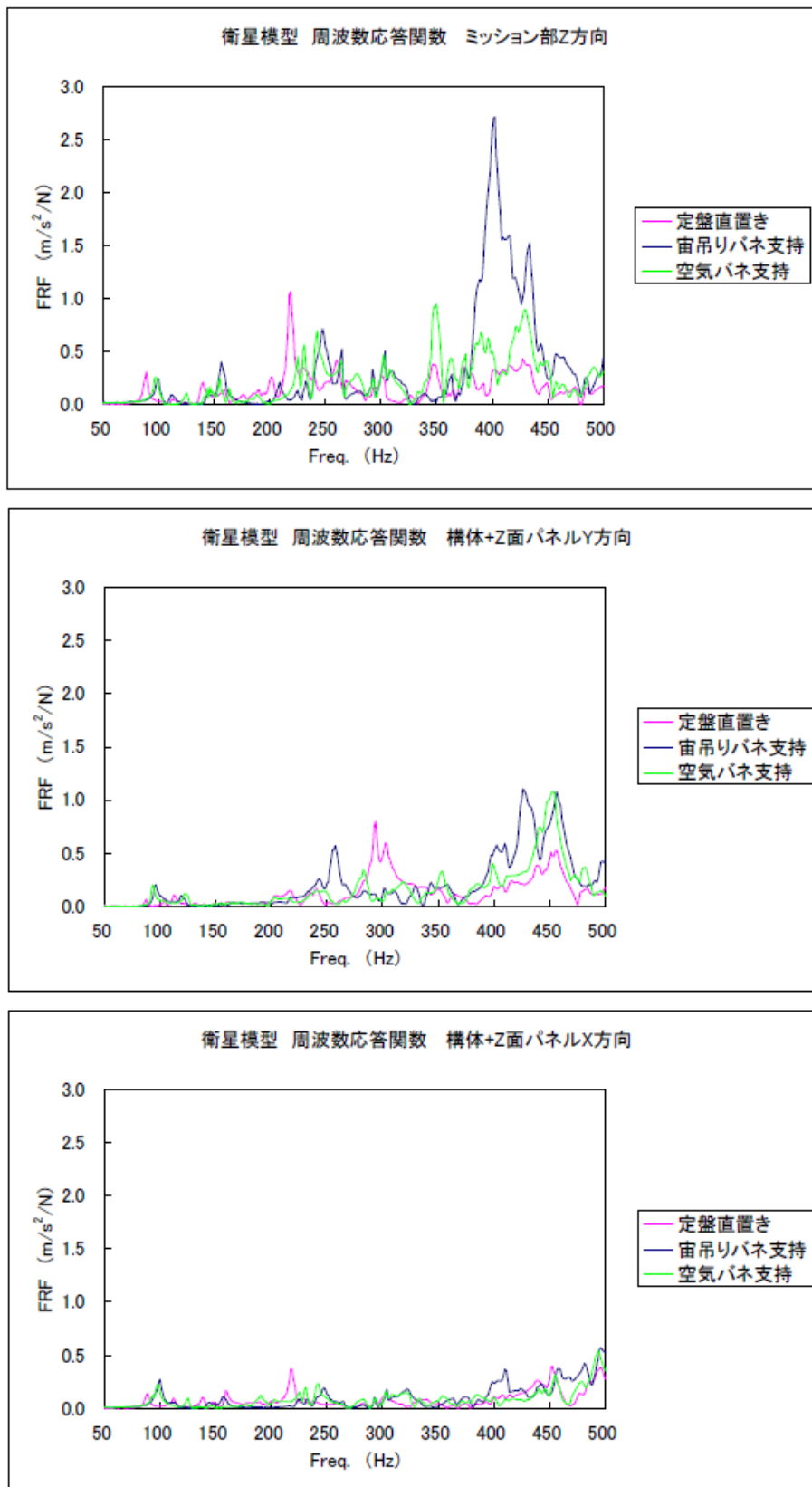


図6. 1 4 境界条件の違いによる伝達関数の相違

6. 5. 2 単体擾乱感受性試験

擾乱を受ける側の感受性の試験について述べる。

本試験は、H/W である擾乱感受器を実際に微小加振しながら性能を観測し、許容限界を測定することが目的で、擾乱感受器が衛星バス部と明確な機械的 I/F を有し、I/F 擾乱レベルが規定できる場合に可能な試験である。I/F が明瞭に切れないような場合には、擾乱感受器とバス部を結合したシステムとして擾乱試験において感受性を確認する必要がある。

通常、加振入力は加振器を使用して行い、擾乱感受器によっては加振方法に対して感受性が異なる。そのため、試験では加振方法の選定を含めた以下の項目を実施することが望ましい。

(1) 加振方法の選定

加振の仕方によって擾乱感受器の影響が異なる際には、ランダム加振とサインスイープ加振を行い、感受性の相異を確認した上で、感受性が高い方を加振方法として決定し、耐性評価が必要な周波数帯を特定する。

(2) 耐性確認

特定した周波数帯に対して、擾乱感受器の出力に影響が現れ始めるまで加振入力レベルを上げるか、逆に擾乱感受器の出力に影響が無くなるまで加振入力レベルを下げることで、擾乱感受器が許容可能な振動入力レベルを確認する。

擾乱感受器が取り付けられる構体パネルが十分剛であれば、剛な加振台の上に搭載して 3 軸 6 自由度独立の加振（並進 3 方向、回転 3 方向）をすることが望ましい。このような装置は、文献[16][17]のように国内にもいくつか存在してはいるが、土木・建築の研究開発用に使用されているもので、3 軸 6 自由度の地震入力波形を再現することが目的である。そのため、大きな振動荷重を再現するために設計されているので、擾乱感受性試験に必要な微小振動レベルの制御が困難なこと、そして加振可能な周波数帯が 100Hz 以下と上限があることから、即座に利用できる訳ではない。

一方で、擾乱感受器が取り付けられる構体パネルが剛でない場合には、図 6. 15 のように構体パネルを模擬した板に擾乱感受器を搭載し、全体をバネなどで吊った状態で微小加振を行うことで、ある程度は搭載状態の擾乱環境を模擬できる。しかし、3 軸 6 自由度独立の加振は困難であるため、ある程度のクロストークを許容した上で、加振器の軸を換えて並進 3 方向のみの加振を実施するか、最も重要な加振軸にのみに注力することが現実的である。

以下に、擾乱感受器としてフーリエ変換分光器 (FTS) を使用した試験例を紹介する。温室効果ガス観測技術衛星「いぶき 1 号機 (GOSAT-1)」(図 6. 16 (a)) に搭載される温室効果ガス観測センサ (TANSO-FTS) は、地球表面で反射する太陽光をフーリエ分光して得られる吸収スペクトルを観測することで、二酸化炭素とメタンの濃度を測定するものである。このような FTS は、微小な振動荷重による構成部品の構造的変形に応じて光路長等がずれることよることで、その光学性能が顕著に劣化する場合がある。

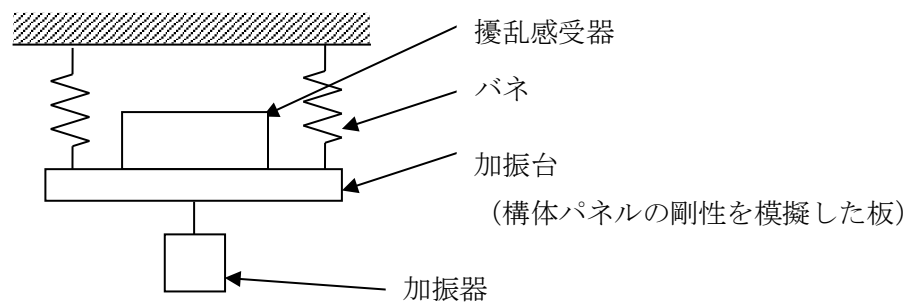
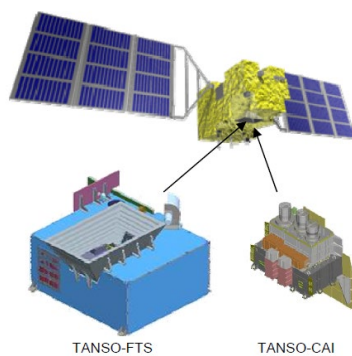


図 6. 15 擾乱感受性試験の並進垂直方向加振の一例



(a) 「いぶき 1 号機 (GOSAT-1)」と TANSO



(b) BBM (保護カバー付き)

図 6. 16 TANSO-FTS [38]

そこで、一般的な FTS の擾乱に対する感受性の知見を得るために、フィールド測定用の TANSO-FTS BBM (図 6. 16 (b)) を供試体として、数 mG から 30mG 程度の微小加振を底面に負荷することで、光学性能の影響を評価した^[38]。

BBM の重量は約 50kg、寸法は約 600×700×300mm である。この BBM を空気浮上式除振台の定盤に固定し、小型動電型加振器で定盤の底面を垂直方向に加振することで、微小振動荷重を入力した。試験セットアップを図 6. 17 に示す。なお、本試験では BBM を覆っている保護カバーは外している。

試験実施項目は以下のようである。

① 治具特性試験

BBM の代わりに同じ質量のダミーマスを定盤に載せて、ランダム加振を行い、試験セットアップにおける BBM 以外の構造の共振点、応答倍率およびクロストークの影響を確認した。

② ランダム加振試験

FTS 動作時と非動作時の両方で 1kHz までのランダム加振を行い、ベース部 (定盤と BBM の取り付け点) や FTS 内部のコンポーネント各部位の加速度応答を確認した。特に、FTS 動作時には光学性能の影響も確認した。

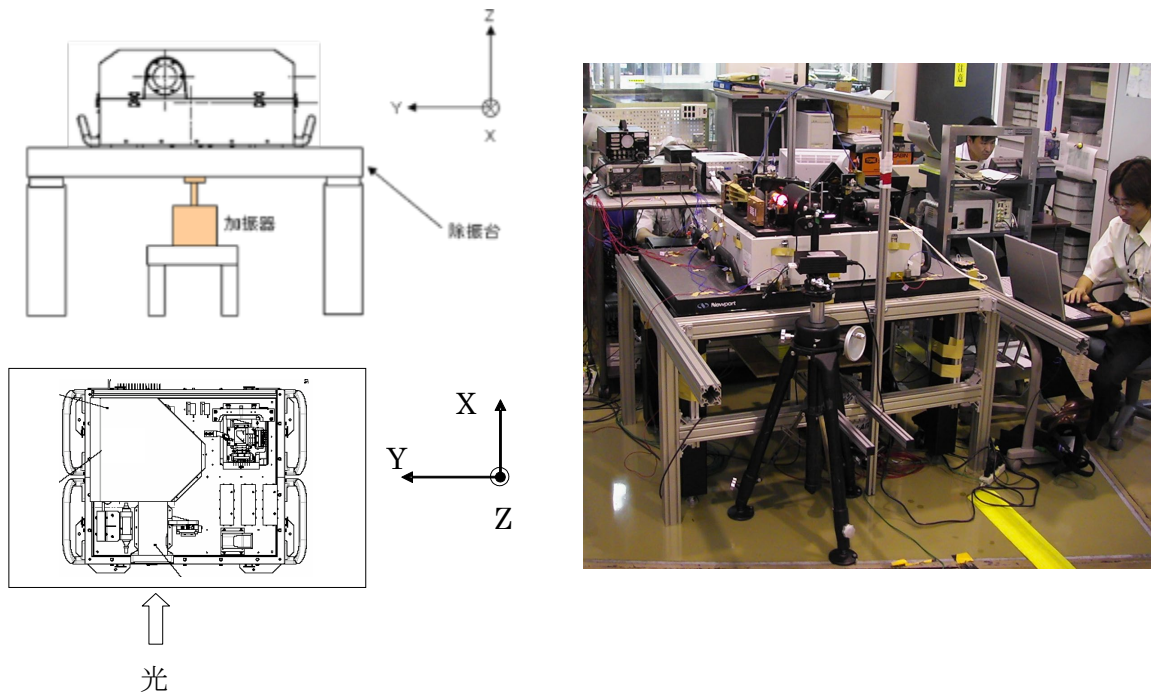


図6. 17 試験セットアップ [38]

③ サインスイープ加振試験

FTS 動作時と非動作時の両方で 10~500Hz までのサインスイープ加振を行い、ベース部や FTS 内部のコンポーネント各部位の加速度応答を確認した。特に、FTS 動作時には光学性能の影響も確認した。

ランダム加振時に取得したデータと比較を行い、耐性確認のための加振方法をサインに決定した上で、必要な周波数帯を特定した。

④ 耐性確認試験

FTS を動作させ、加振方向 (Z 方向) におけるベース固定点 (4 点) の加速度応答の振幅の算術平均が $3mG_{0-p}$ になるように加振レベルを手動で調整し、各周波数において光学性能への影響の有無を確認した。影響が出ている周波数において、FTS の出力から擾乱の影響として生じている誤信号 (観測スペクトルのサイドローブ) が無くなるまで加振レベルを下げ、FTS が許容できる最大の加振入力レベルを確認した。

本試験では、治具が剛ではないため、直交 (X,Y) 方向にクロストークが発生する。図 6. 18 に BBM 搭載時のベース部における Z 方向に対する X,Y 方向の加速度応答の振幅比率を示す。これから、250Hz から 300Hz では約 50%程度のクロストークが発生していることが分かる。すなわち、Z 方向に $3mG_{0-p}$ 負荷した場合には、 $1.5mG_{0-p}$ 程度は X 方向と Y 方向にも発生しているため、擾乱の耐性評価としては厳しくなっている。そして、図 6. 19 に例として、加振周波数 70Hz で $3mG_{0-p}$ で入力した際に観測された擾乱に対する影響が表

れている観測スペクトルを示す。なお、本試験では直交方向 (X,Y) の加振は実施していない。本試験に使用した主な機材を表 6. 10 に示す。

表 6. 10 主な使用機材
引用元：(株) 東陽テクニカ

名称	メーカー	型番 (感度)
高感度加速度計	米国 PCB	M393B05 (10V/G)
高感度加速度計	米国 PCB	333B51 (1V/G)
加振器	IMV	PET-05
除振台	ニューポート	LW3048B-OPT

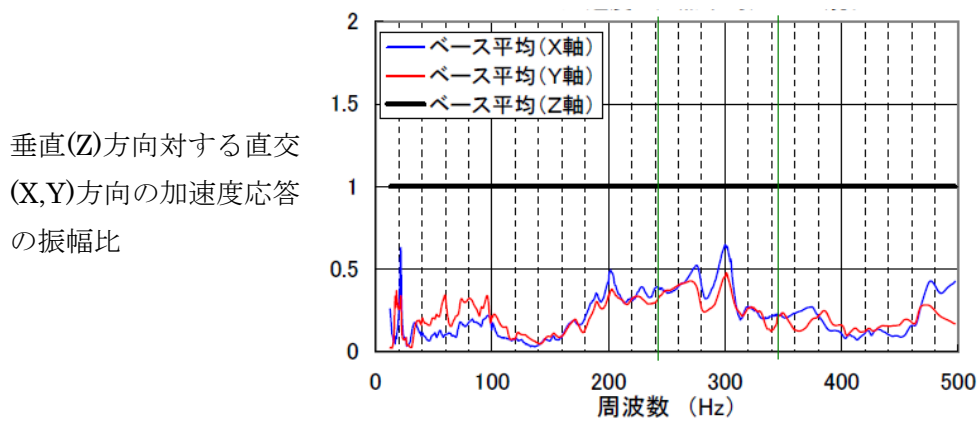


図 6. 18 ベース部のクロストーク成分 [38]

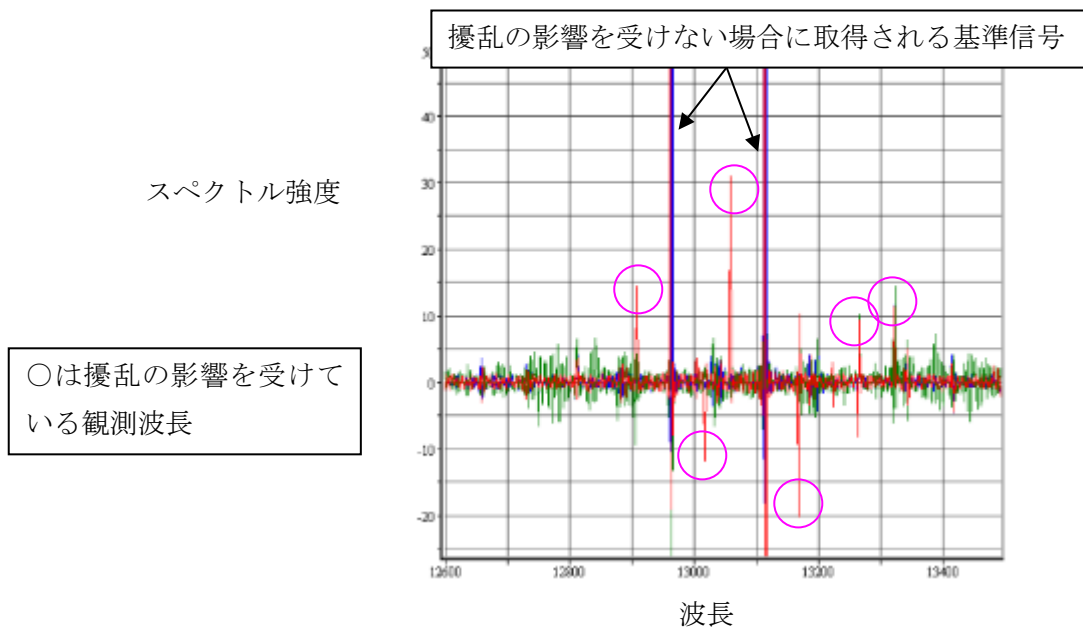


図 6. 19 FTS の観測スペクトル強度と擾乱の感受性 [38]

6. 6 システム擾乱応答測定

6. 6. 1 システム擾乱応答測定

システム擾乱応答測定とは、衛星システムと観測機器の全てが揃った段階で実施される試験である。この試験では、擾乱源も観測機も実機を使用して、実際に駆動条件に従い試験を実施する。例えば、光衛星間通信実験衛星「きらり (OICETS)」では、センサ取り付け点での加速度レベルを計測した^[4]。太陽観測衛星「ひので (SOLAR-B)」では、指向誤差への影響を把握するため衛星 FM を使用し、レーザー光を用いた光学計測による指向誤差評価試験を実施した^[3]。

6. 6. 1. 1 試験コンフィグレーション

システム擾乱試験の試験コンフィグレーションは、測定対象により大きく異なる。「きらり (OICETS)」のように光学機器 (光学センサ) のシステム取り付け点での加速度で評価する場合には、システム擾乱伝達特性試験と同様に、図 6. 20 に示すように軌道上コンフィグレーションを模擬できるように、衛星システム全体をバネで吊ることができる。一方、「ひので (SOLAR-B)」のように指向誤差評価を目的とする場合には、レーザー光源により光学系に光を導入する End-to-End の測定が必要となるため、図 6. 21 および図 6. 22 に示すような試験コンフィグレーションが必要となる。

「ひので (SOLAR-B)」の試験コンフィグレーションでは、バネで衛星システムを吊った場合、吊り治具の固有値の影響などで衛星自身が振動してしまうとレーザー光の衛星 (対象となる擾乱感受器) との間で相対位置ずれが生じてしまうため、それ自体が指向誤差の一要因になることで評価精度に悪影響を及ぼす。一方、床置きの場合には建屋からの振動の影響を受ける周波数帯域が存在する可能性があるため、必ずしも完璧な測定方法ではない。しかしながら、できる限り外乱ノイズを抑制し、バックグラウンド (暗騒音) データを使ってノイズの影響をデータ処理上で差し引くことで評価精度を確保している。

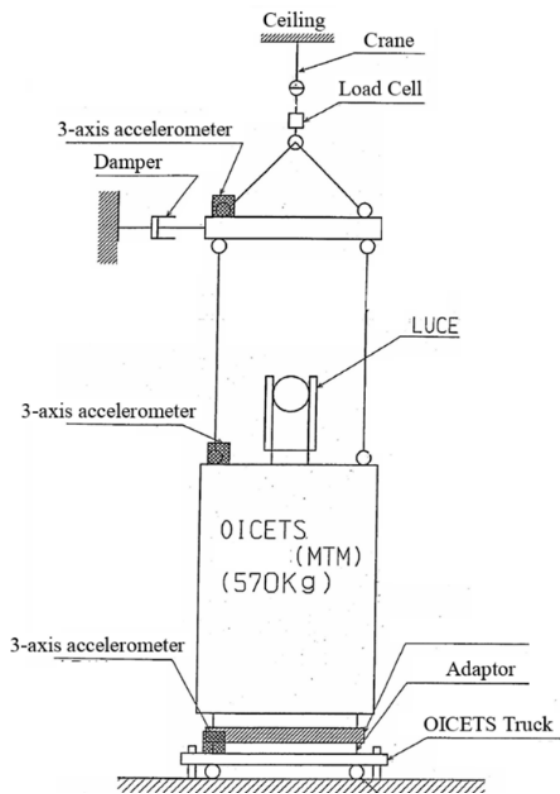


図 6. 2 0 光衛星間通信実験衛星「きらり (OICETS)」システム擾乱試験コンフィギュレーション[31]

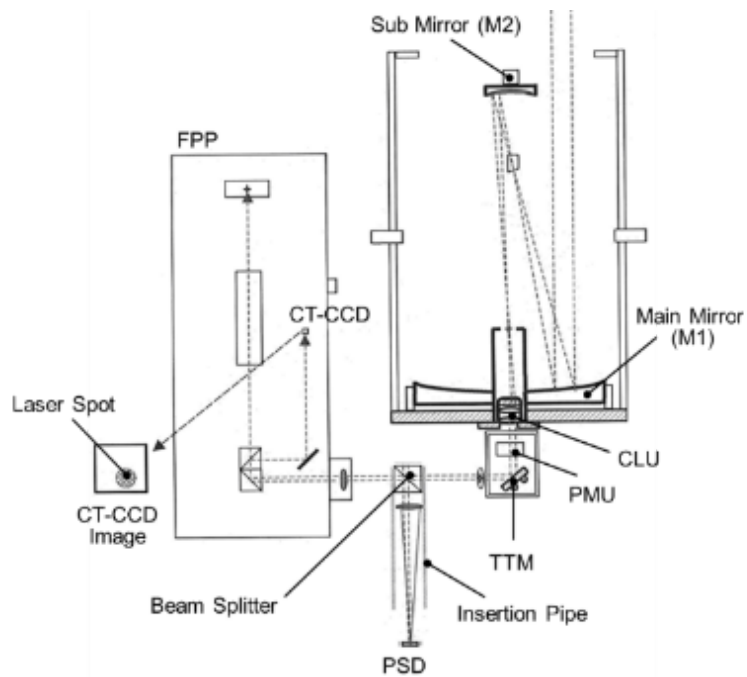


図 6. 2 1 太陽観測衛星「ひので (SOLAR-B)」可視光望遠鏡 (OTA) 光学系と測定系の詳細

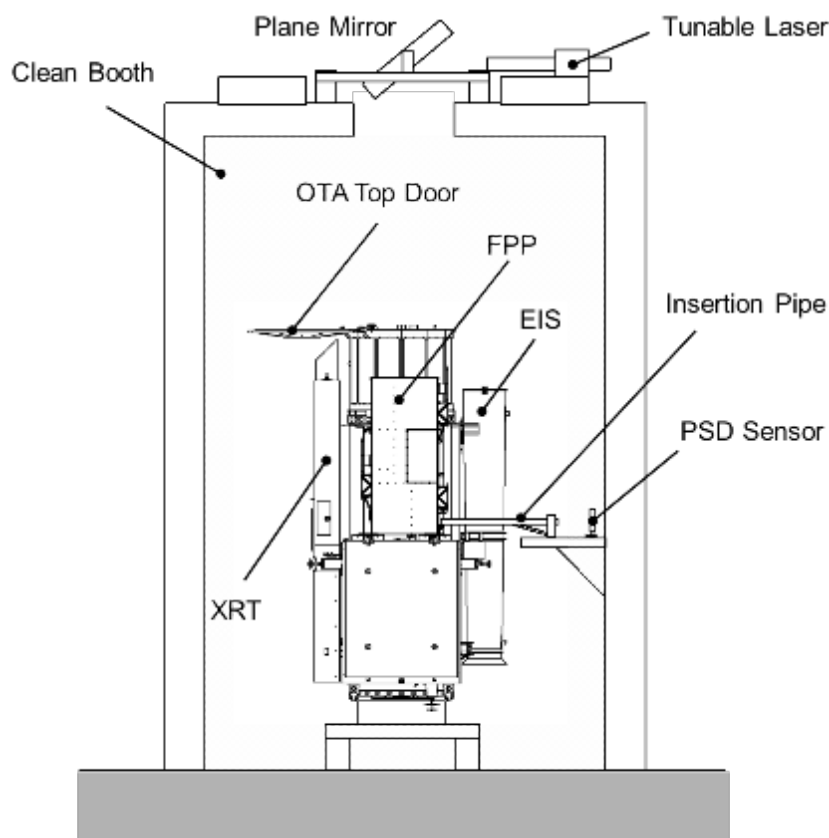


図 6. 2 2 太陽観測衛星「ひので(SOLAR-B)」システム擾乱試験コンフィグレーション

6. 6. 1. 2 試験方法

システム擾乱応答測定試験の方法として具体的に加振方法とその計測に使用するセンサについて以下に記述する。

(a) 加振方法について

加振（駆動）する機器は、実際の擾乱源であり、姿勢制御用リアクションホイール (RW)、慣性基準装置 (IRU)、その他の衛星内部に搭載される擾乱源である。これらの擾乱源を実稼動状態で駆動させることになる。ただし、RW については、衛星により搭載される個数や運用回転数などが異なるため、その運用範囲で回転数条件を決定する必要がある。また、この運用回転数範囲での実際の回転数は、時々刻々変化することから搭載の各 RW とも可能性のある回転数範囲については、それぞれ運転し、データを取得することが望まれる。

(b) 使用センサ

システム擾乱応答測定試験において、測定対象により使用するセンサが異なる。具体的には、取り付け点での振動計測を実施する場合には、加速度センサが使用される。一方、指向

誤差を計測する場合には、光学計測が可能な光学センサを使用する必要がある。特に、加速度センサについては、6.5.1.3 試験方法の節に記述しており、これを参照頂きたい。ここでは、指向誤差を計測する方法について記述する。

指向誤差を計測、評価する場合には、図6.22に示すように実際の観測機器の内部に設けられた光学センサで直接的に評価する方法と実際の観測センサ内部の光軸からビームスプリッター (Beam Splitter) で分岐し、その光軸を外部に設けた PSD (ポジションセンシティブディテクタ) で結像し、その光軸ぶれを測定する方法が考えられる。

なお、この床置きコンフィグレーションで実施される光学測定に際しては、建屋振動を抑制するために、空調、作業者の動きなどを十分抑制し、さらに、バックグラウンドノイズ (暗騒音) の除去などのデータ処理を実施し、評価することが必要である。

「ひので (SOLAR-B)」と「きらり (OICETS)」の擾乱試験の詳細と評価の内容については、事例集にまとめているため、こちらを参照されたい。

参考文献

- [1] 姿勢制御研究会編集, 人工衛星の力学と制御ハンドブック, 培風館, 2007
- [2] 吉田 憲正他, SOLAR-B における超高指向精度達成のためのシステム技術, 第 45 回宇宙科学技術連合講演会講演集 (2001)
- [3] Yoshida, N. et al., "Systematic Approach to Achieve Fine Pointing Requirement of SOLAR-B", Proceedings of the IFAC 16th Symposium on Automatic Control in Aerospace (ACA2004), (2004).
- [4] Toyoshima, M., Jono, T., Takahashi, N., Yamawaki, T., Nakagawa K., and Arai K., "Transfer Functions of Microvibrational Disturbances on a Satellite", 21st International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit, AIAA 2003-2406.
- [5] Demchak, L. J., "Estimating Structural Damping" in Spacecraft Structures and Mechanisms: From Concept to Launch, Sarafin, T. and Larson, W. (eds). Microcosm, Inc., El Segundo, CA, 1995, p. 824.
- [6] Simonian, S. S., "Survey of Spacecraft Damping Measurements: Applications. Electro-Optic Jitter Problems", Symposium on the Role of Damping in Vibration and Noise Control, ASME Publication DE-Vol.5, September 1987.
- [7] Steinberg, D., *Vibration Analysis for Electronic Equipment*, 1973, John Wiley & Sons.
- [8] 鈴木 浩平著, 振動を制する, オーム社, 1997 年
- [9] 日本機械学会編, 振動のダンピング技術, 養賢堂, 1998 年
- [10] 新しい防振・防音・制振材料の開発, 技術情報協会, 1990 年

- [11] 吉田 憲正, 衛星の指向誤差の統計的評価方法について, 第 28 回宇宙科学技術連合講演会講演集, 1984
- [12] Yoshida, N., “Comparison and Implication of Statistical Combination Methods in Pointing Error Analysis”, 24th ISTS, May 30-June 6, 2004, Miyazaki, Japan.
- [13] 谷脇 滋宗他, 空気浮上式擾乱測定装置による衛星姿勢制御用フライホイールの微小擾乱の測定, 第 17 回誘導制御シンポジウム資料, 東京, pp.115-121, 2000
- [14] Taniwaki, S., and Ohkami, Y., “Experimental and Numerical Analysis of Reaction Wheel Disturbances”, JSME International Journal Series C Mechanical Systems, Machine Elements and Manufacturing, Vol.46, No. 2, 2003, pp. 519-526
- [15] 初鳥 陽一, 狼 嘉彰, 谷脇 滋宗, 衛星姿勢制御用ホイールの振動的トルキング時発生擾乱測定, 日本機械学会論文集 2004 年 7 月 (第 70 巻 第 695 号) pp.1944
- [16] 中澤 博志, 井上 貴仁, 田端 憲太郎, 実大三次元震動破壊試験施設の概要—稼働し始めた世界最大の震動台—, 日本実験力学会誌「実験力学」, 第 7 巻(2007), pp.3-8
- [17] 長松 昭男他編, ダイナミクスハンドブック 運動・振動・制御, 朝倉書店(1993), 12 章 動的試験と計測, 12.2 節 加振装置.
- [18] Gunter's Space Page, <http://space.skyrocket.de/> (2026 年 2 月 17 日アクセス)
- [19] 財団法人リモート・センシング技術センターHP, <https://www.restec.or.jp/> (2026 年 2 月 17 日アクセス)
- [21] Baker, D.,(編集) : *Jane's Space Systems and Industry 2008-2009, Jane's Information Group, 2008*
- [21] Bond, P.,(編集) : *Jane's Space Systems and Industry 2017-2018, Jane's Information Group, 2017*
- [22] Bond, P.,(編集) : *Jane's Space Systems and Industry 2018-2019, Jane's Information Group, 2018*
- [23] Bond, P.,(編集) : *Jane's Space Systems and Industry 2019-2020, Jane's Information Group, 2019*
- [24] Jadhav, A., (編集) : *Jane's Space Systems and Industry 2020-2021, Jane's Information Group, 2020*
- [25] Aditya, J., (編集) : *Jane's Space Systems and Industry 2022-2023, Jane's Information Group, 2022*
- [26] 国枝 正春著, 実用機械振動学, 理工学社, 1984 年, 2.7 節 振動伝達率と振動絶縁
- [27] Masterson, R. A., “Development and Validation of Empirical and Analytical Reaction Wheel Disturbance Models”, MSc Thesis (SERC #4-99), Massachusetts Institute of Technology, 1999.
- [28] Sato, Y., et al., “Development of Advanced Two-Stage Stirling Cryocooler for Next Space Missions”, Cryocoolers 15 (2009), pp. 13–21.

- [29] Bialke, B., “Space-Flight Experience and Life Test Performance of a Synthetic Hydrocarbon Lubricant”, Proc. Sixth European Space Mechanisms & Tribology Symposium. 1995. pp.285–291. ESA SP-374.
- [30] Kamiya T., Kurii T., and Kawakatsu Y., “Microvibration Management and Pointing Stability Analysis of SELENE Satellite”, Proceedings of the 16th IFAC Symposium, Vol. 1, 2004, pp. 143-148. Doi: 10.1016/S1474-6670(17)32164-X
- [31] Ooi Y., Kamiya T., Jono T., Takayama Y., and Yamawaki T., “Evaluation of ground and orbit microvibration of OICETS,” Satellite System Conf. AIAA, AIAA 2003–2406, April 2003.
- [32] 初鳥 陽一, 狼 嘉彰, 松下 みずえ, 谷脇 滋宗, エアテーブル式低周波微小擾乱測定装置によるリアクションホイールの発生擾乱解析, 第 47 回宇宙科学技術連合講演会講演集 (2003)
- [33] 小野 美未彦, —小型宇宙システム共同開発を支える企業・組織— 宇宙用システム実験装置 (設計・加工・組立) 株式会社小野電機製作所, 日本航空宇宙学会誌 Vol.58, No.673 (2010)
- [34] Hinode Science Center/ NAOJ, Solar-B 微小擾乱対策 –回折限界望遠鏡、衛星内部振動との戦い-, <https://hinode.nao.ac.jp/news/history/solar-b-/> (2027 年 2 月 17 日アクセス)
- [35] JAXA 宇宙科学研究所 HP, 日本の宇宙開発の歴史 (宇宙研物語) 第 9 章 M-V の衛星たち, 「ひので」 --最後の M-V の友として, 衛星の準備(5) 微小振動擾乱の伝達特性試験, https://www.isas.jaxa.jp/j/japan_s_history/chapter09/09/06.shtml (2027 年 2 月 17 日アクセス)
- [36] Liu, M., Cao, H., Liu, C., Han, X., Wang, D. and Yang, J., “Micro-vibration Test of High Resolution Spacecraft”, Journal of Physics: Conference Series, Volume 1877, The 4th International Conference on Aeronautical, Aerospace and Mechanical Engineering (AAME), 2021
- [37] ISO 24411 Space systems — Micro-vibration testing (Edition 1, 2022)
- [38] Uchida, H., Komatsu, K., Shimizu, R., Suto, H., Kuze, A., Yamawaki, T., Yasuda, S., Kamiya, T., Izawa, K., and Mizutani, S., “Experiments for Verification IBUKI (GOSAT) of Microvibration Managing Techniques for Spacecraft Design”, Proceedings of the 11th European Conference on Spacecraft Structures, Materials & Mechanical Testing (ECSSMET), 2009
- [39] 内田 英樹他, 擾乱試験用衛星構体テストベッド, JAXA 研究開発資料 JAXA-RM-11-003 (2011)

事例 A 太陽観測衛星「ひので (SOLAR-B)」

A. 1 「ひので」の概要

太陽観測衛星「ひので(SOLAR-B)」は、太陽観測のために開発された衛星である(軌道上概念図は図 A-1、主要諸元は表 A-1 を参照)。この衛星の目的は、高温コロナの形成、太陽磁場・コロナ活動の起源、天体プラズマの素過程などの調査である。そのため、この衛星には、可視光磁場望遠鏡 (SOT)、X 線望遠鏡 (XRT)、極紫外分光撮像装置 (EIS) の 3 本の望遠鏡が搭載されている。このうち、SOT に対して短期指向精度として、 $0.09\text{arcsec}(3\sigma)$ 以下の厳しい要求が課せられている。なお、当初の要求は、 $0.06\text{arcsec}(3\sigma)$ であった^[A1]。

表 A-1 太陽観測衛星「ひので(SOLAR-B)」主要諸元

重量	約 900kg(打上げ時)
全長	約 4.0m
胴体幅	約 1.6m
パドル翼幅	約 10m
打上げロケット	M-V-7 号機 (2006 年 9 月 23 日打上げ)
軌道	太陽同期極軌道、高度約 680km



図 A-1 太陽観測衛星「ひので」軌道上概念図

A. 2 「ひので」における擾乱問題

「ひので」に搭載された可視光磁場望遠鏡 (SOT) の指向誤差要求は非常に厳しく、我が国の従来衛星と比較すると、1桁以上厳しいものである。そのため、衛星姿勢制御系 (AOCS)

機器や望遠鏡内部に搭載する機器から発生する微小振動(以下、擾乱)が観測精度に悪影響を及ぼすことが予想された。擾乱による振動レベルは、非常に低いため従来の機械環境試験で取得される伝達特性と比較して、共振倍率が高くなると予想されること、さらには擾乱源の周波数帯域において、数値解析では十分に把握できないことなどの理由で実測による擾乱計測を行い、詳細に擾乱に対する観測機器への影響を評価する必要がある。

A. 2. 1 「ひので」の内部擾乱源

「ひので」内部には、約 20 の擾乱源が存在する。そのうちの主要な擾乱源を表 A-2 に示す。これら擾乱源は、その性質から定常擾乱と非定常擾乱に大別される。前者には、モーメントホイール (MW) やジャイロ (IRU) といった AOCS コンポーネントが該当し、後者には、衛星内部で駆動するフィルタホイールなどが該当する。これらの擾乱源から発生する擾乱レベルとその周波数は、さまざまであり、個々の擾乱源が可視光磁場望遠鏡 (SOT) に与える影響を評価する必要がある。

表 A-2 太陽観測衛星「ひので(SOLAR-B)」搭載の主要擾乱源

擾乱源の性質区分	機器	可動物
定常擾乱	AOCS	MW×4
		IRU-SA
		IRU-B1、IRU-B2
非定常擾乱	FPP	NFI Filter Wheel BFI Filter Wheel など
	XRT	Filter Wheel 1 Filter Wheel 2 など
	EIS	Slit Mechanism Shutter Mechanism など

A. 3 「ひので」において実施した擾乱試験

「ひので」では、開発初期段階から打上げ直前までの間に、複数回の擾乱試験を実施した。試験方法は、大きく 2 種類に分けることができる。一方は、慣性センサを使用した擾乱伝達関数測定、他方は、レーザー光源を用いた光学測定による指向誤差測定である。両者の特徴は、下記の通りである。次項以降で、詳細に試験内容について述べる。

(a) 慣性センサを使用した擾乱伝達関数測定

- 慣性センサを用いるためバネを用いた吊下げにより、軌道上を模擬した両端自由 (Free-Free) の境界条件の模擬できる。

- ・ 慣性センサであるので各部位の変位を計測し、さらに各部位の変位に対する光学倍率を掛け合わせて指向誤差を推定できる。
 - ・ 慣性センサを光学要素の張付ける必要があるためフライトモデル (FM) を用いた試験では、実施が難しい。
- (b) レーザー光源を用いた光学測定による指向誤差測定
- ・ レーザー光源を観測機器内部に入射させ、光学センサにより直接的に End-to-End で指向誤差を計測可能である。
 - ・ 衛星構体に直接センサを張付ける必要がないためコンタミネーションの影響が小さい。
 - ・ 床置きとなるため境界条件(Fixed-Free)の制約を受ける。

A. 3. 1 慣性センサを用いた擾乱伝達関数測定

(1) 試験方法

(a) 試験コンフィグレーション[A2][A3]

試験コンフィグレーションの概念図を図 A-2 に、実際の試験の写真を図 A-3 に示す。これらの図に示すように衛星全体を4本の柔らかいバネで吊り下げているのだが、この試験系における縦・横・振り方向の1次固有振動数が 0.5Hz 以下になるようにしている。また、太陽電池パドル(SAP)を取り外しているが、SAP の固有振動数は問題としている定常擾乱の周波数よりも十分に低いために影響は小さいと推定された。

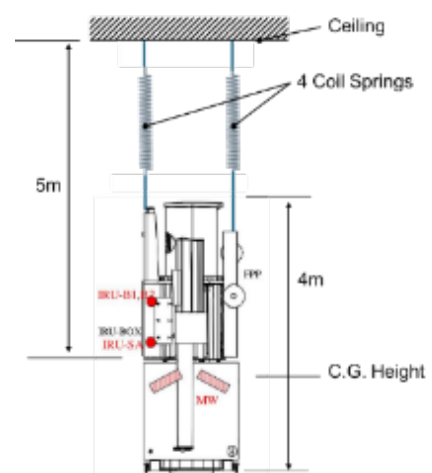


図 A-2 試験概念図

(b) 加振条件[A2][A3]

加振条件は、定常擾乱源から擾乱力とトルクが発生することを考慮し、力・トルクによる加振とした。加振位置は、定常擾乱源の搭載位置とし、取り付け面に対し、6軸成分(力3成分、トルク3成分)の1軸ごとに振幅一定の正弦波加振を実施した。なお、ここで言う定常擾乱とは、ジャイロ (IRU-A、IRU-B) とモーメントムホイール (MW) の擾乱のことである。

これらとは別に、MWについては実機(1台)を加振源に用いた加振試験も実施した。



図 A-3 試験の様子[A6]

(c) センサおよびセンサ配置^{[A2][A3]}

望遠鏡の複数の光学要素、具体的には、主鏡 (M1)、副鏡 (M2) に慣性センサを設置し、光学要素の加速度応答・角加速度応答を測定した。その際に、測定した成分を図 A-4 に示す。同図のように主鏡については、5 自由度 (並進 3 自由度、回転 2 自由度)、副鏡も同様に 5 自由度の測定を実施した。このとき測定には感度 (1V/G) の高感度加速度センサを使用した。

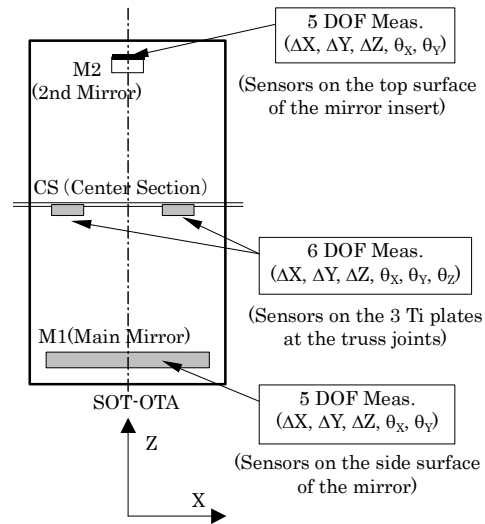


図 A-4 各光学要素における測定成分 (CS は除く) ^[A6]

(d) 微小信号の測定のための工夫

測定対象となる加速度信号レベルは、非常に低い。具体的には、衛星質量 $m (= 1000\text{kg})$ 、加振力 $F (= 1\text{N})$ で加振した場合、 $\alpha = F/m = 1.0 \times 10^{-3} \text{ m/s}^2$ 程度となる。すなわち電圧出力は、 $1.0 \times 10^{-4}\text{V}$ となる。このレベルを検出するため、この試験では、いくつかの工夫を行っている。

- ・ 外来ノイズ、特に同相の外来ノイズを除去する目的でダミーセンサ (通常のセンサであるが感度をなくした) を使用
- ・ 単一周波数の正弦波加振を行い、加振周波数成分のみをバンドパスフィルターにより抽出し、加振力-応答点間の伝達関数を算出

(e) 擾乱伝達関数測定データを用いた光学系の性能評価^{[A2][A3]}

擾乱伝達関数測定データを用いた光学系の性能評価は、式(A-1)を用いて行った。この式に示すように各光学要素の並進変位量 $\delta(\mu\text{m})$ 、回転角変位量 $\varphi(\text{arcsec})$ に光学値変換係数を乗じて算出する方法となっている。この算出においては、各光学要素の変位振幅に加え、各要素間の位相関係を考慮して、計算を実施した。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta\theta_x \\ \Delta\theta_y \end{bmatrix} &= T_{M1} \begin{bmatrix} \delta_{x,M1} \\ \delta_{y,M1} \end{bmatrix} + T_{M2} \begin{bmatrix} \delta_{x,M2} \\ \delta_{y,M2} \end{bmatrix} + T_{TM} \begin{bmatrix} \delta_{x,TM} \\ \delta_{y,TM} \end{bmatrix} + R_{M1} \begin{bmatrix} \varphi_{x,M1} \\ \varphi_{y,M1} \end{bmatrix} \\ &+ R_{M2} \begin{bmatrix} \varphi_{x,M2} \\ \varphi_{y,M2} \end{bmatrix} + R_{TM} \begin{bmatrix} \varphi_{x,TM} \\ \varphi_{y,TM} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

ここで、添え字 x と y は各々 x 軸と y 軸を示しており、添え字 M1、M2 および TM は、各々主鏡、副鏡、TM (ティップティルトミラー) を示している。T 及び R は、各々並進変位量及び、回転角変位量に対する指向誤差への変換係数であり、望遠鏡依存の係数であって、単位は、各々 $\text{arcsec}/\mu\text{m}$ 、 $\text{arcsec}/\text{arcsec}$ である。

上記式で必要となる並進変位量 δ 、回転角変位量 φ は、慣性センサを用いて計測した擾乱伝達関数 c と別途計測した単体擾乱データ(擾乱力: ${}^A F_D$ 、擾乱トルク: ${}^A T_D$)を式(A-3)に代入して算出した。

$${}^A F_D = \begin{bmatrix} F_{dx} \\ F_{dy} \\ F_{dz} \end{bmatrix}, {}^A T_D = \begin{bmatrix} T_{dx} \\ T_{dy} \\ T_{dz} \end{bmatrix}, c = [c_{i,j}] \tag{A.2}$$

$i=1,2$:Pointing-error-Xaxis, Pointing-error-Yaxis

$j=3n-2$:Xaxis, $j=3n-1$:Yaxis, $j=3n$:Zaxis ($n=1:F, n=2:T$)

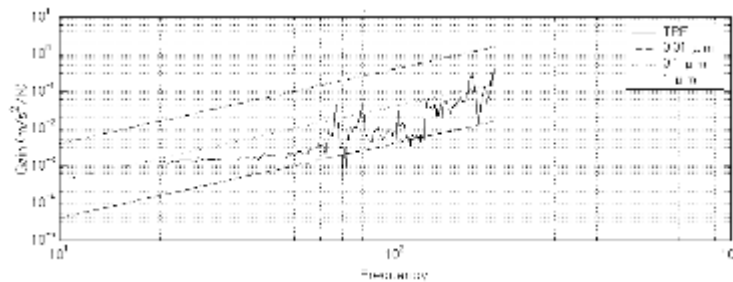
$$\begin{bmatrix} \delta \\ \varphi \end{bmatrix} = c \cdot \begin{bmatrix} {}^A F_D \\ {}^A T_D \end{bmatrix} \tag{A.3}$$

(2)測定結果

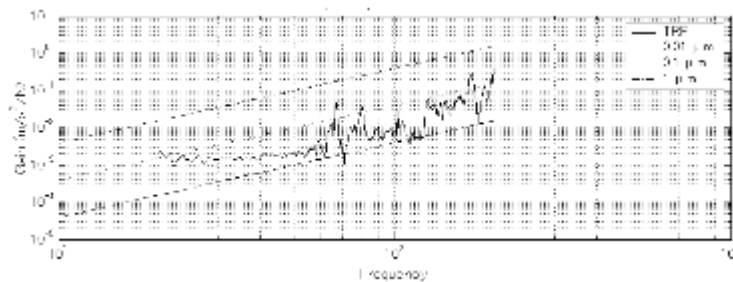
(a) 振動伝達特性の評価

この試験で測定された振動伝達特性の例を図 A-5 に示す。

これらの図は、IRU-E (ジャイロの電気系ケース) のz軸方向加振入力に対する副鏡のz軸の加速度までの伝達関数の振幅 (単位: m/s²/N) である。図 A-5(a)は、加振力 F=2.0N、同図(b)は F=0.2N でそれぞれ加振して取得した伝達関数である。この結果から次のことが明らかになった。まず、低周波数域($f \leq 50\text{Hz}$)、つまり衛星の剛体と仮定できる範囲に注目すると、前述(1)-(d)で予測したレベルの振動伝達特性を測定することが出来ており、この点から今回の測定方法が有効である。次に、共振倍率の加振レベルへの依存性について、加振力を2種類とり、各条件における振動伝達特性の比較を行った結果、両者ともに振動伝達特性



(a) F=2.0N、IRU-E(Z 軸加振) → SOT 副鏡(Z 軸)



(b) F=0.2N、IRU-E(Z 軸加振) → SOT 副鏡(Z 軸)

図 A-5 振動伝達特性の例

が一定であり、このレベルの加振条件において振動伝達特性は変化しない。さらに、通常の振動試験で得られる共振倍率と比較して、微小振動の場合の共振倍率は非常に高いことが分かった。

(b) 擾乱伝達関数の評価

擾乱伝達関数の測定結果例を図 A-6 に示す。これらの図は、IRU-B1 の x 軸方向の力加振における擾乱伝達関数((a)は $\Delta\theta_x/F_x$ 、(b)は $\Delta\theta_y/F_y$)である。この結果から次のことが明らかとなった。擾乱伝達関数は、低周波数帯域と比較して、高周波数帯域では 1 オーダーから 2 オーダー高くなる。また、その場合の光学要素の並進・回転成分の擾乱伝達関数への寄与度は、並進成分のみならず回転成分も非常に高い。光学系の並進・回転成分を考慮することおよびその位相関係を考慮すること、さらには、光学要素の変換率を考慮することで初めて指向誤差の正確な評価を行うことが出来る。

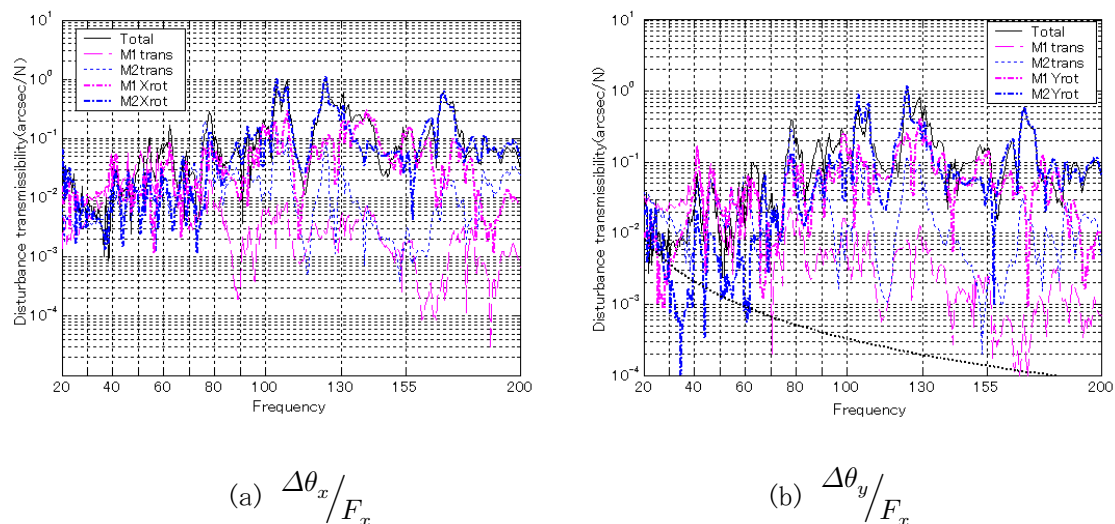


図 A-6 擾乱伝達関数の例 (IRU-B1 の x 軸力加振)

A. 3. 2 レーザー光源を用いた光学測定による指向誤差測定

(1) 試験方法

(a) 試験コンフィグレーション[A2][A3]

試験コンフィグレーションの概念図を図 A-7 に、実際の試験の写真を図 A-8 にそれぞれ示す。これらの図に示すように衛星全体を設置ドーナツ上に設置する床置き状態とした。また、コンタミネーションによる観測機器への影響を低減するため、衛星全体はクリーンブース内部に設置し、太陽電池パドル (SAP) は非展開とした。この試験を実施するにあたり、次の点を考慮する必要がある。本試験方法のコンフィグレーションは、ドーナツ上に設置する床置き状態 (Fixed-Free 境界条件) が必須となる。一方、軌道上の境界条件は、Free-Free

境界条件であり、境界条件の差異が、評価周波数帯域での振動モードを変化させる可能性があった。そこで、「ひので」の開発では、両者の境界条件で慣性センサを用いた指向誤差評価を実施した。その結果、「ひので」内部に搭載される擾乱源の周波数範囲において、境界条件による依存性が無いことを確認し、本試験に臨んだ。

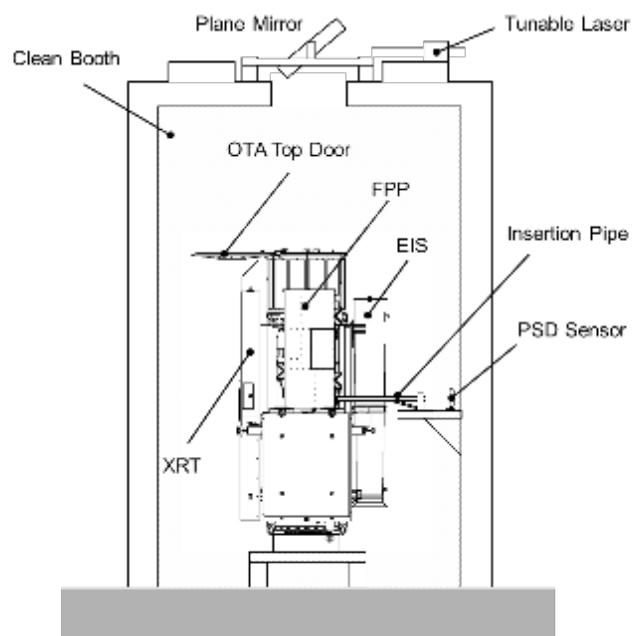


図 A-7 光学系を用いた擾乱試験概念図[A6]



図 A-8 試験の様子[A6]

(b) 加振条件^{[A4][A5]}

加振は、実機擾乱源を駆動させた。擾乱源は、衛星に搭載されるモーメントムホイール (MW) 4台、3種の慣性基準装置 (IRU-SA, IRU-B1, IRU-B2)、3本の望遠鏡内部で個別に駆動するフィルタホイールやシャッタなどである。なお、主要擾乱源は、表 A-2 に示すとおりである。MW について、試験データに基づき、最適回転数範囲を設定し、その回転数範囲をスイープさせる試験を実施した。

(c) 光学系とセンサおよびセンサ配置^{[A4][A5]}

試験で用いた光学系とセンサ配置を図 A-9 に示す。センサは、コリレーショントラッカ (CT) -CCD と Position Sensitive Detector (PSD) の2種類を使用した。前者は、Focal Plane Package (FPP) 内部に搭載されたセンサであり、軌道上で画像安定化装置として使用する Tip-tilt Mirror (TTM) の制御に用いる画像センサである。後者は、地上試験において、望遠鏡部である Optical Telescope Assembly (OTA) が擾乱により受ける影響を評価するために、OTA と観測センサである FPP 間に設置したセンサである。両者のサンプリング周波数は、それぞれ約 600Hz と 3kHz である。なお、指向誤差は、これらセンサにより計測されたレーザー光の光軸変位データから指向角に変換の上で算出している。

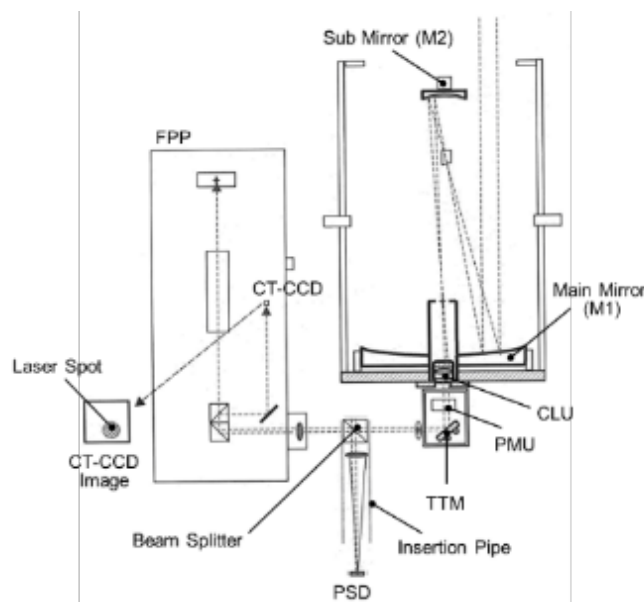


図 A-9 光学系のコンフィグレーション^[A6]

(d) 光学センサによる指向誤差評価ための工夫

本計測方法は、床置き境界条件であるためバックグラウンドノイズ (暗騒音) による影響を受け易い。そのため、指向誤差評価には十分な配慮が必要である。定常擾乱による指向誤

差評価の概念的なフローを図 A-10 に示す。一方、非定常擾乱でかつ、擾乱による指向誤差が完全にノイズに埋もれてしまっている場合には、図 A-10 に示す方法では十分ではない。そのため、図 A-11 に示すように、生データから擾乱源駆動/非駆動状態を識別する作業を行い、駆動/非駆動状態のデータ処理を行い、該当擾乱源による指向誤差を算出する。

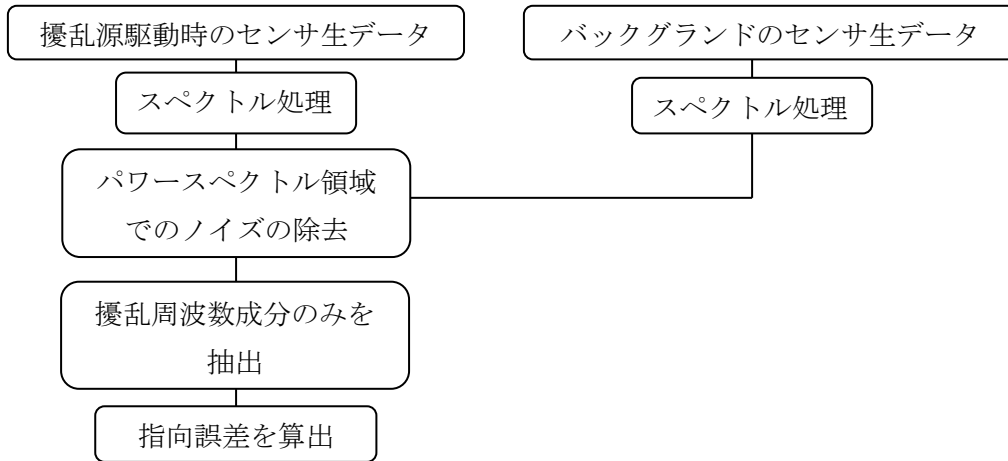


図 A-10 指向誤差算出のフロー

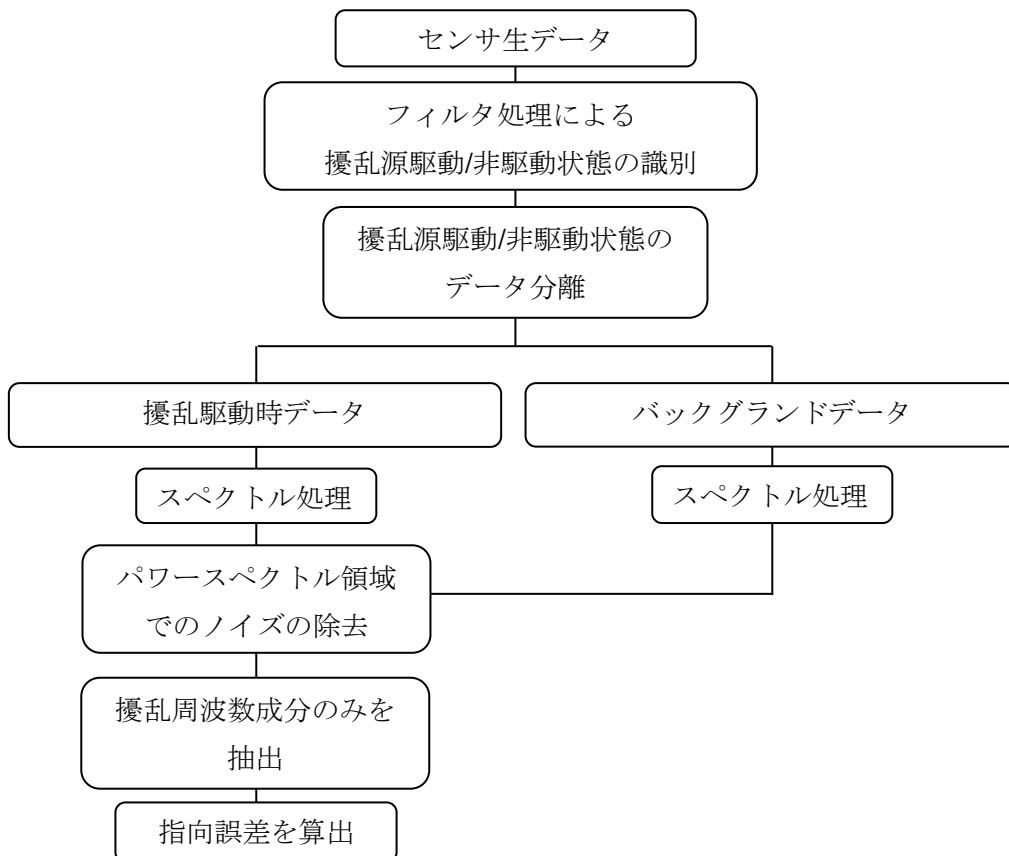


図 A-11 非定常擾乱による指向誤差算出フロー

(2) 測定結果

(a) 単体擾乱源による指向誤差評価

(a-1) 定常擾乱

本計測を用いた定常擾乱による指向誤差の評価例として、IRU-B1、IRU-B2 の場合を図 A-12 に示す。なお、図中に示す BG とは、バックグラウンドノイズ（暗騒音）である。この擾乱源による擾乱成分は、155Hz であり、その周波数成分とそれ以外の成分を分離できていることがわかる。また、この擾乱周波数付近の総パワーから擾乱による指向誤差の振幅(1σ)を算出した。

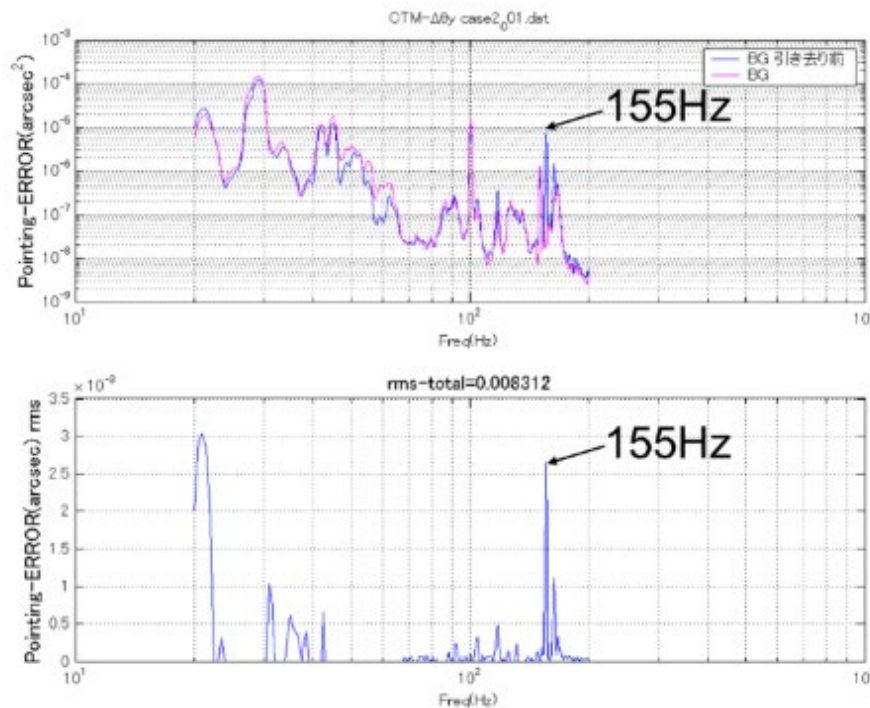


図 A-12 IRU-B と IRU-B2 による指向誤差のパワースペクトル

(a-2) 非定常擾乱

本計測による非定常擾乱の指向誤差評価の一例として、FPP 内部に搭載の BFI Filter Wheel の場合を示す。図 A-13 は、光学測定により計測された生データであるが、非常にノイズが大きく、擾乱源の駆動/非駆動状態を識別できない。そのため、先に示したフィルタ処理を適用したところ、図 A-14 に示す結果を得た。これにより駆動状態と非駆動状態を識別した。さらに、駆動状態と非駆動状態のそれぞれの時間帯を切り出し、スペクトル処理を行った結果を図 A-15 に示す。この結果から約 114Hz 付近に高いピークが確認された。なお、この周波数は、モーターのトルクリップルに起因するものであり、この擾乱による指向誤差も定常擾乱同様、擾乱周波数付近の総パワーで擾乱による指向誤差の振幅(1σ)を算出した。

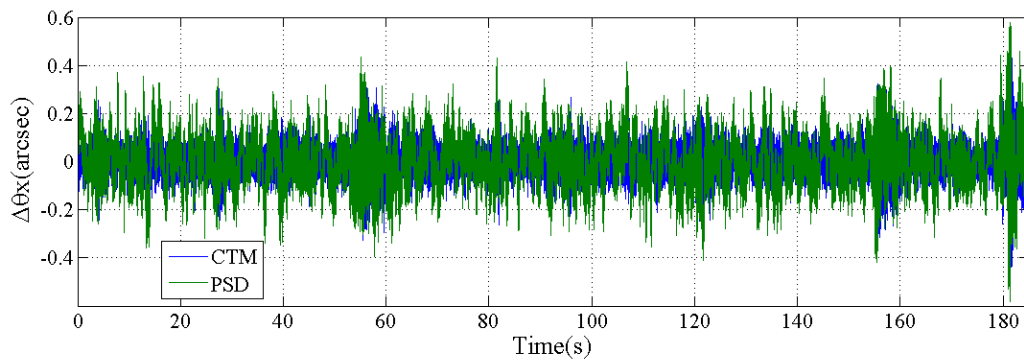


図 A-13 FPP BFI Filter wheel による指向誤差の生データ

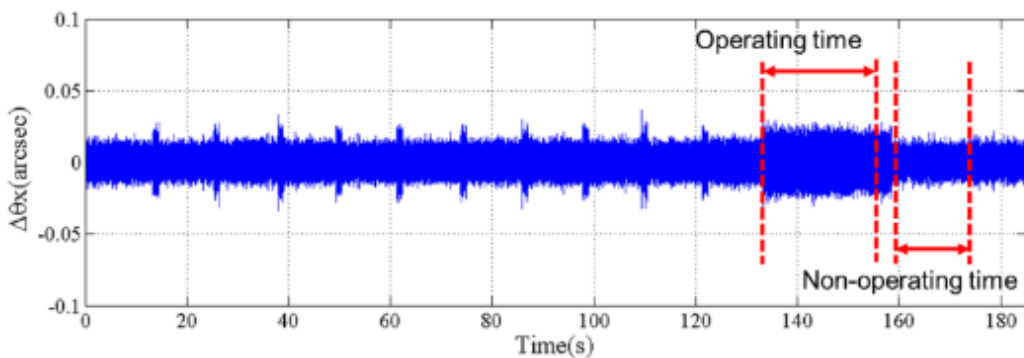


図 A-14 PSD センサ搭載 FPP BFI Filter wheel による指向誤差のフィルタ処理後のデータ

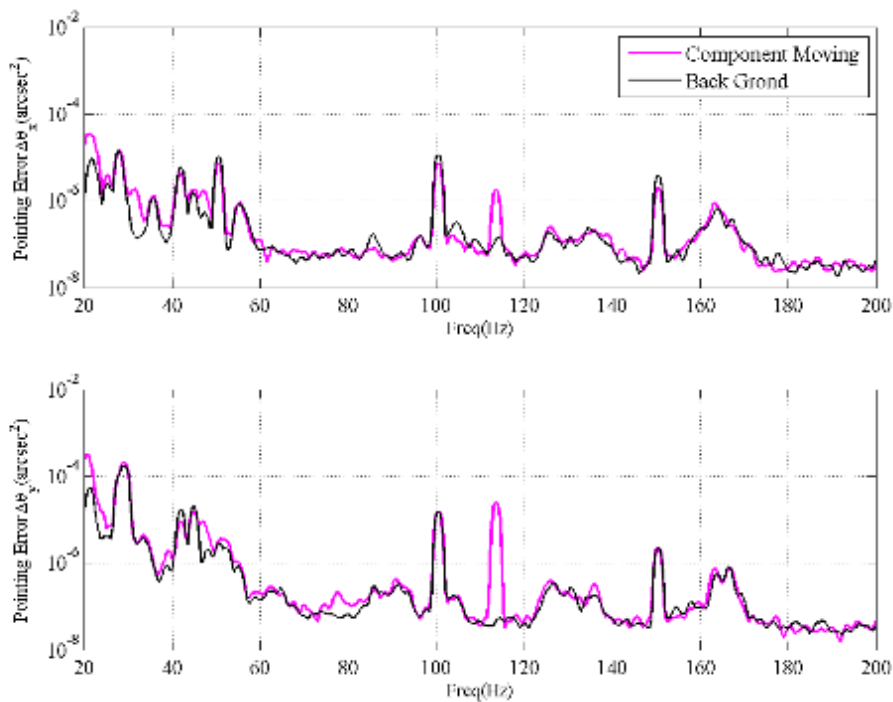


図 A-15 FPP BFI Filter Wheel の指向誤差のパワースペクトル（駆動と非駆動状態の比較）

(b) 単体データを用いた SOT 指向安定度予測

本計測方法で個々の擾乱源による指向誤差の評価を行い、これら指向誤差のデータを用いて、SOTの指向安定度予測を実施した。その結果を図 A-16 に示す。その結果、指向安定度に若干の変化があるものの概ね良好で、かつ要求値 $0.09\text{arcsec}(3\sigma)$ を満足している。なお、「ひので」では環境条件の差異が指向誤差に与える影響を確認するため、機械環境試験前後および熱真空試験後のフェーズで擾乱試験を実施し、その条件ごとに指向誤差評価を行っている。

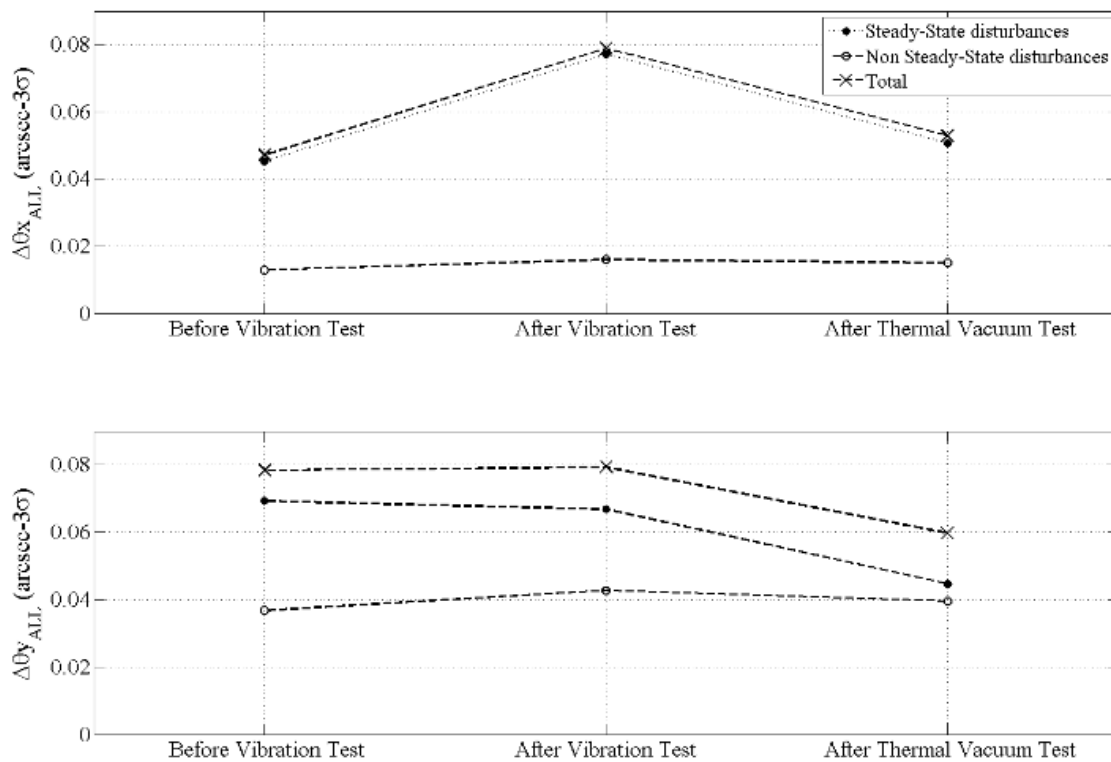


図 A-16 指向安定度の変化の比較

(c) 軌道上における指向誤差評価結果

軌道上における指向誤差の評価結果を図 A-17 に示す。このデータは、レーザー光源を用いた指向誤差測定で用いた CT-CCD から出力される指向誤差信号を評価したものである。画像安定化装置駆動時 (CT のサーボ ON) 時間帯において、指向誤差が低位安定していることが確認された。なお、このときの指向誤差 $\Delta\theta_x$ 、 $\Delta\theta_y$ は、それぞれ $0.0075\text{arcsec}(1\sigma)$ 、 $0.0094\text{arcsec}(1\sigma)$ であり、仕様値である $0.03\text{arcsec}(1\sigma)$ 以下となっている。これらの結果から、軌道上と地上試験の結果とがほぼ一致していることが確認された。

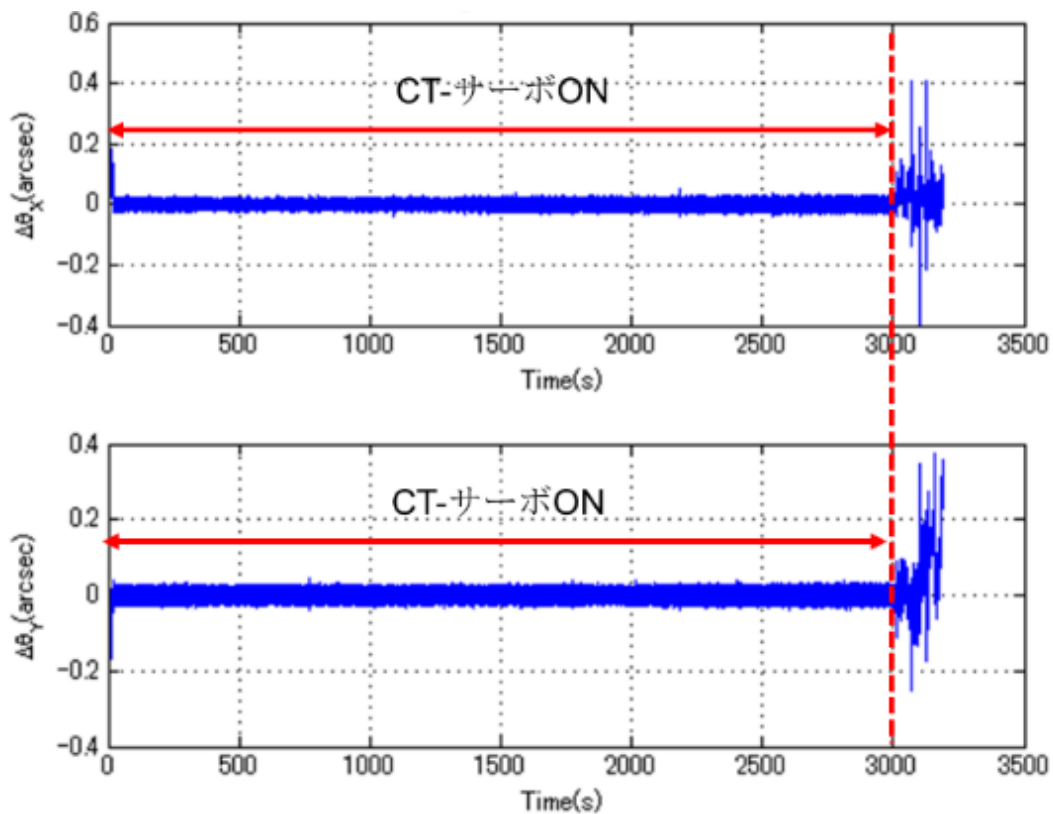


図 A-17 軌道上における指向誤差 ($\Delta\theta_x$, $\Delta\theta_y$)

A. 4 太陽観測衛星「ひので」擾乱試験から得られた知見

(1) 慣性センサを用いた擾乱伝達関数測定

- ・ 「ひので」において実施したレベルの加振条件において振動伝達特性は変化しない。
- ・ 通常の振動試験で得られる共振倍率に対して、微小振動の場合のそれは非常に高い。
- ・ 擾乱源から光学系への擾乱伝達関数は、低周波数帯域と比較して、高周波数帯域では 1 オーダーから 2 オーダー高くなる。
- ・ 光学要素の並進・回転成分の擾乱伝達関数への寄与度は、並進成分のみならず回転成分も非常に高い。
- ・ 光学系の並進・回転成分を考慮することおよびその位相関係を考慮すること、さらには、光学要素の変換率を考慮することで初めて指向誤差の正確な評価を行うことが可能となる。

(2) レーザー光源を用いた光学測定による指向誤差測定

- ・ 光学計測を導入するに当たり、Fixed-Free 境界条件と Free-Free 境界条件のそれぞれ擾乱評価に与える影響を検討した結果、高周波数帯域の擾乱周波数成分を評価する場合において、大きな差異はない。

- ・ 地上試験における光学計測、具体的には、レーザー光源と光学センサを利用することで、**End-to-End** で直接的に指向誤差を評価することが可能である。
- ・ レーザー光源を用いた光学計測は、境界条件が **Fixed-Free** となるため周辺環境からのノイズを受け易くなるが、データ処理に工夫することで精度の良い評価が可能となる。
- ・ 地上試験において実施したレーザー光源を用いた光学計測による指向誤差評価データを用いた指向誤差予測と実軌道上における指向誤差評価結果とがほぼ一致する結果となり、今回用いた手法の妥当性が確認された。

参考文献

- [A1] 吉田 憲正他, SOLAR-B における超高指向精度達成のためのシステム技術, 第 45 回宇宙科学技術連合講演会講演集, 2001
- [A2] 高原 修他, SOLAR-B 微小擾乱伝達特性評価試験, 第 47 回宇宙科学技術連合講演会講演集, 2003
- [A3] Takahara, O., Yoshida, N., Minesugi, K., Hashimoto, T., Ninomiya, K., Ichimoto, K., Sakamoto, Y., Nagata, S., Koike, M., Shimada, S. and Nakaoji, T., “Microvibration Transmissibility Test of Solar-B”, Proceedings of the 24th International Symposium on Space Technology and Science, 2004-c-16, Miyazaki, Japan, 2004.
- [A4] 高原 修他, 光学計測による太陽観測衛星 SOLAR-B の指向誤差評価, 第 50 回宇宙科学技術連合講演会, 2006
- [A5] Takahara, O., Ichimoto, K., Shimizu, T., Sakamoto, Y., Nagata, S., Yoshida, N. and Shimada, S., “Prediction of the Pointing Stability from Ground Test and Its Initial In-orbit Evaluation of the Solar Observation Satellite SOLAR-B”, The 1st CEAS European Air and Space Conference, 10-13 September 2007, Berlin, Germany.
- [A6] 高原 修, 高精度観測衛星のミッション達成のための地上指向精度評価試験技術について, JAXA 第 14 回試験技術ワークショップ開催報告, 宇宙航空研究開発機構特別資料 JAXA-SP-16-013 (2017)

事例B 光衛星間通信実験衛星「きらり (OICETS)」

B. 1 「きらり」の概要

光衛星間通信実験衛星「きらり (OICETS)」は、欧州宇宙機関 (ESA) の先端型データ中継技術衛星 (ARTEMIS) との間で光衛星間通信実験を行うことを目的として開発された衛星である。2005年8月にウクライナ製のドニエプルロケットによりカザフスタン共和国バイコヌール宇宙基地から打ち上げられ、世界初となる双方向光衛星間通信実験並びに低高度地球周回衛星-光地上局間の光通信実験に成功した。図 B-1 に光衛星間通信実験の想像図を示す。

「きらり」は打ち上げ時の質量が約 570kg、1.1m×0.78m×高さ 1.5m (ロケット結合リングを含めると 1.7m) の箱形をした衛星構体と 2 翼の太陽電池パドルを有し、軌道上でのパドル先端間の寸法は約 9.36m である。

「きらり」のミッション系は光衛星間通信機器 (LUCE) と微小振動測定装置 (MVE) から構成されている。LUCE は、対向する衛星を捕捉・追尾・指向し光信号の授受を行う光学部 (LUCE-O) と、衛星バスとの電気信号の授受及び光学部の制御を行う電子回路部 (LUCE-E) に分かれ、電子回路部は衛星構体内部に搭載されている。LUCE-O は、2 軸ジンバル、主鏡口径 26cm のカセグレイン式反射望遠鏡、及びセンサ、レーザーダイオード、リレー光学系等を収納する内部光学部から構成され、ARTEMIS との視野を確保するため、衛星上面パネルに搭載されている。図 B-2 に LUCE-O の外観を示す。



図 B-1 光衛星間通信実験の想像図



図 B-2 LUCE-O の外観

MVE は、「きらり」に搭載されているリアクションホイール (RW)、太陽電池パドル等の駆動により LUCE-O に加わる加速度と、LUCE-O を駆動したときに発生する振動を測定し、LUCE の捕捉追尾性能への影響を評価することを目的とし、LUCE-O 取り付け位置に近い衛星上面パネルに搭載されている。

MVE は、半導体型加速度センサを使用し、静電容量の変化により加速度を計測するタイプで、OLYMPUS 衛星に搭載された実績がある。測定加速度範囲 $\pm 10\text{mG}$ 、分解能 $\pm 5\mu\text{G}$ を仕様として開発を完了したが、後述する「微小振動環境下捕捉追尾総合試験」において、MVE 付近で仕様を上回る加速度が計測されたため改修を行った。改修後の主な仕様を表 B-1 に示す。

表 B-1 MVE の主な仕様

測定周波数範囲	0.5Hz ~ 1000Hz
加速度測定範囲	$\pm 0.981\text{m/s}^2$ [$\pm 100\text{mG}$]
加速度分解能	$490.3\mu\text{m/s}^2$ [$\pm 50\mu\text{G}$]
サンプリングレート	2048Hz
加速度センサ数	3 (X,Y,Z 各軸 1)

B. 2 「きらり」の制御系

静止衛星 ARTEMIS と低高度地球周回衛星「きらり」との間で光衛星間通信を実現するためには、秒速約 7km の高速で相対的に移動しかつ数万 km 離れた衛星間で、広がり角が数 μrad のレーザー光を捕捉、追尾し、またレーザー光送受信間に相手衛星が移動する分を

補正して（光行差補正）通信光を相手衛星に指向し続けなければならない。このため、捕捉時 $\pm 3.6 \mu\text{rad}$ (3σ) 以下、追尾時 $\pm 2.6 \mu\text{rad}$ (3σ) 以下という極めて高い指向精度が要求されている。

「きらり」は、そのミッションの特性上、姿勢制御系と光衛星間通信機器制御系の2つの制御システムを有しているという特徴がある。姿勢制御系は衛星本体を地球指向させ、光衛星間通信機器の制御系は衛星本体上で、独自のセンサ出力を用いて LUCE-O を ARTEMIS に指向させる。

姿勢制御系は、通常、慣性基準装置（IRU）、地球センサ（CES）、精太陽センサ（FSS）により姿勢検出を行い、4台のリアクションホイール（RW）を用いて衛星下面（ロケット結合側）を地球指向させるよう3軸姿勢制御を行う。対光地上局との通信実験時には、IRUを基準に慣性座標系に姿勢を固定し、光地上局上空で衛星上面を地球に向けることを可能としている。「きらり」は比較的小型の衛星であり、打上質量の制約等から、スターセンサ、GPS等の採用は見送り、コンベンショナルな姿勢制御系を採用している。このため姿勢制御精度は、光アンテナ追尾時で、各軸 ± 0.3 度 (3σ) 以内となっている。

光衛星間通信機器の制御系は、CCDを受光センサとしダイレクトドライブモータで2軸ジンバルを駆動する粗捕捉追尾系（CP系）、4象限光検知器を受光センサとし積層ピエゾ素子でミラーを駆動する精捕捉追尾系（FP系）、精捕捉追尾系と同じ構成を持つ光行差補正系（PA系）及び内部光学部で送受信光のアライメントをとる機能などを有している。図B-3に光衛星間通信機器の制御系の概要を示す。

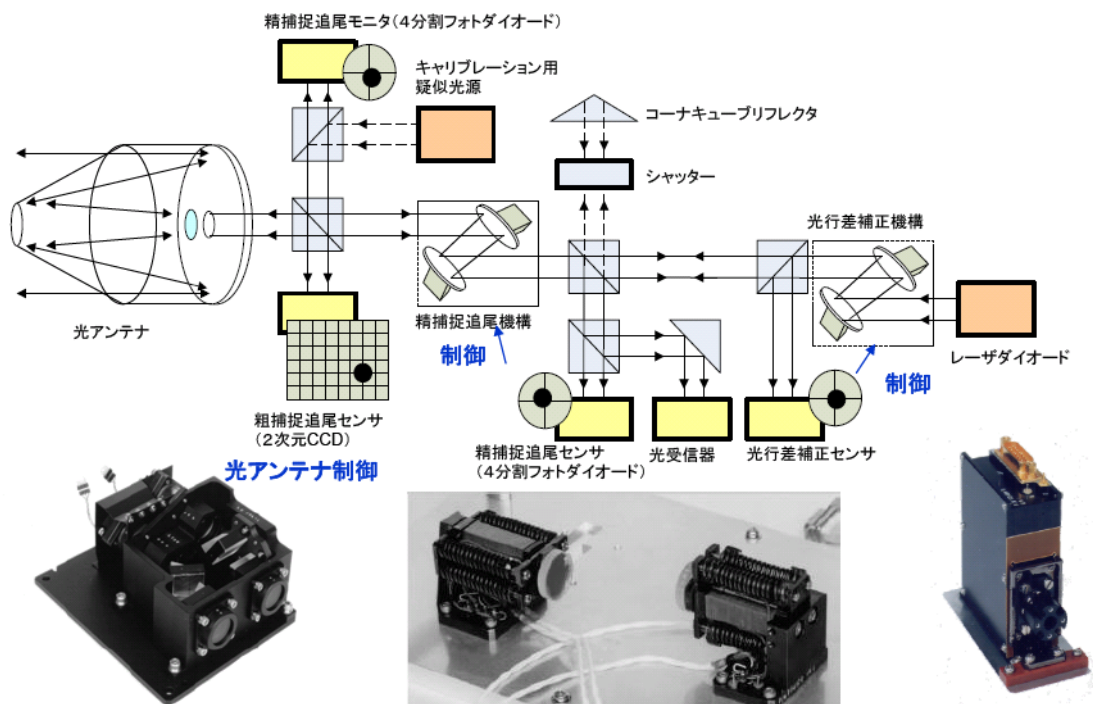


図 B-3 光衛星間通信機器の制御系の概要 [B3]

光衛星間通信実験ミッションの達成には、これら一連の制御系が協調し、それぞれの制御系に加わる外乱・擾乱下で十分な性能を発揮できること、および、それらの制御系が相互に、もしくは衛星ダイナミクス等と干渉しないよう構成することが重要であった。

図 B-4 にこの模式図を示す。

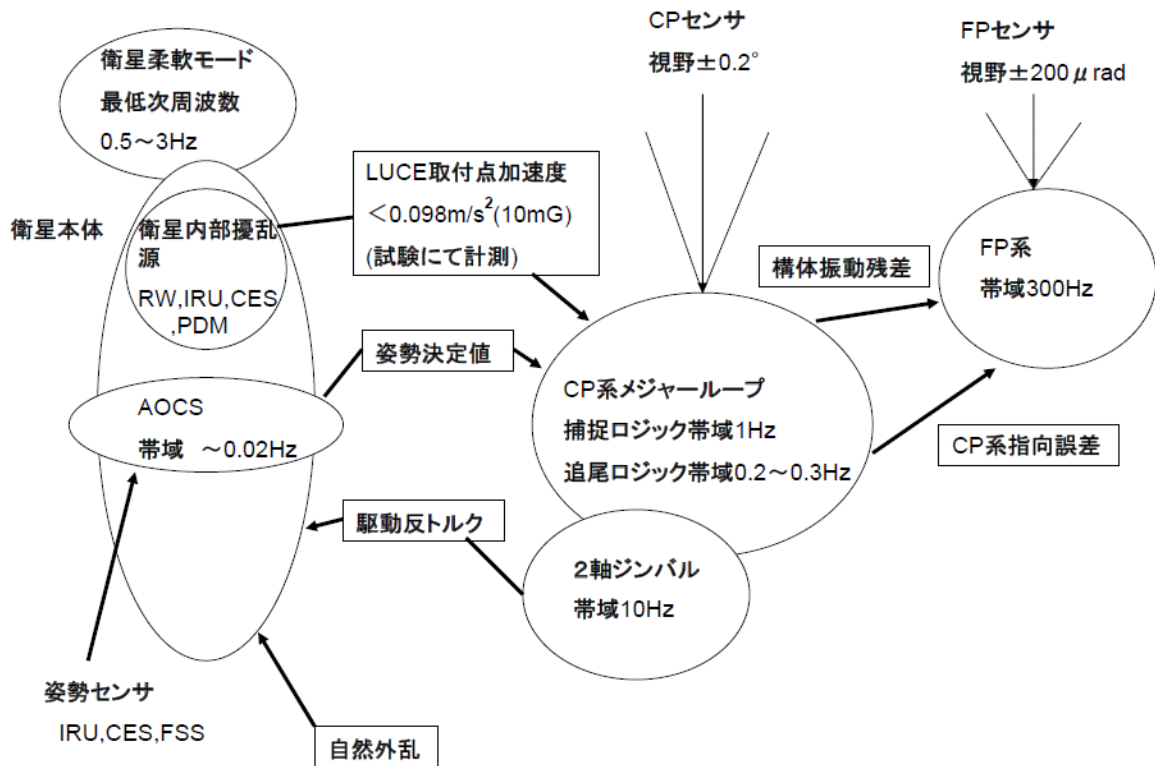


図 B-4 制御系間の影響関係の模式図 [B2]

B. 3 微小振動環境下捕捉追尾総合試験

B. 3. 1 概要

「きらり」には、リアクションホイール (RW)、パドル駆動装置 (PDM)、地球センサ (CES)、慣性基準装置 (IRU)、及び LUCE 等の駆動機器が搭載されている。これらの擾乱源が発生する微小振動環境下において、LUCE の指向安定性を評価することを目的に、実機と同等の H/W を用いた捕捉追尾試験を実施した。

この結果 RW が最も大きな擾乱源となっていること、および想定される最大の微小振動環境下においても LUCE は捕捉追尾要求を満足していることが確認された。

なお、これらの定常的な擾乱の他に、太陽電池パネルのサーマルスナップ等非定常的な擾乱も発生するが、これらについては運用制約等により対処を行うこととしている。

B. 3. 2 構成と試験方法

(1) 試験供試体構成

- | | |
|------------|----------------------------|
| (ア) 衛星構体 | : 熱構造モデル (MTM) 構体 |
| (イ) LUCE | : エンジニアリングモデル (EM) |
| (ウ) 他の駆動機器 | : 軌道上モデル (OM) |
| (エ) 他機器 | : MTM 用マスタミー (パドルとアンテナは省略) |

擾乱源機器の配置を図 B-5 に示す。

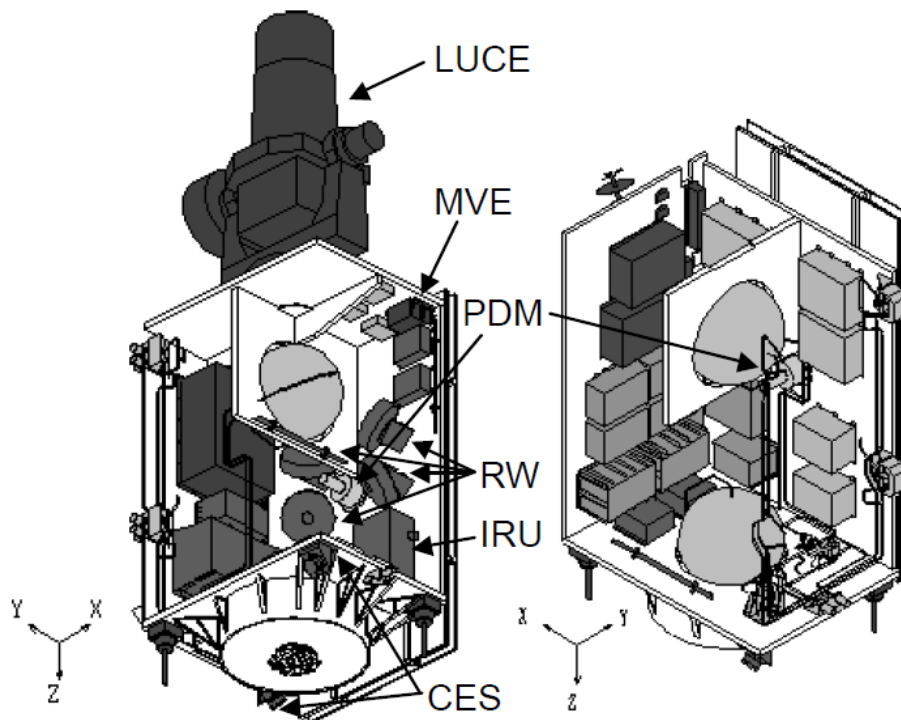


図 B-5 駆動機器の配置 [B1]

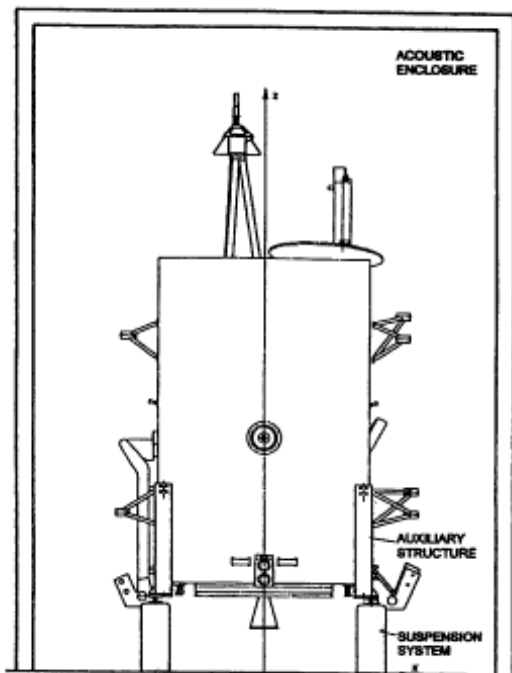
(2) 試験コンフィグレーション

高精度光学センサを持つ衛星の微小振動試験に関する文献[B4][B5]によれば、図 B-6(a) (b) のように衛星を吊る「吊り具方式」(SPOT-4) と床と衛星の間にエアサスペンションを設置する「エアサスペンション方式」(ARTEMIS) の実績がある。

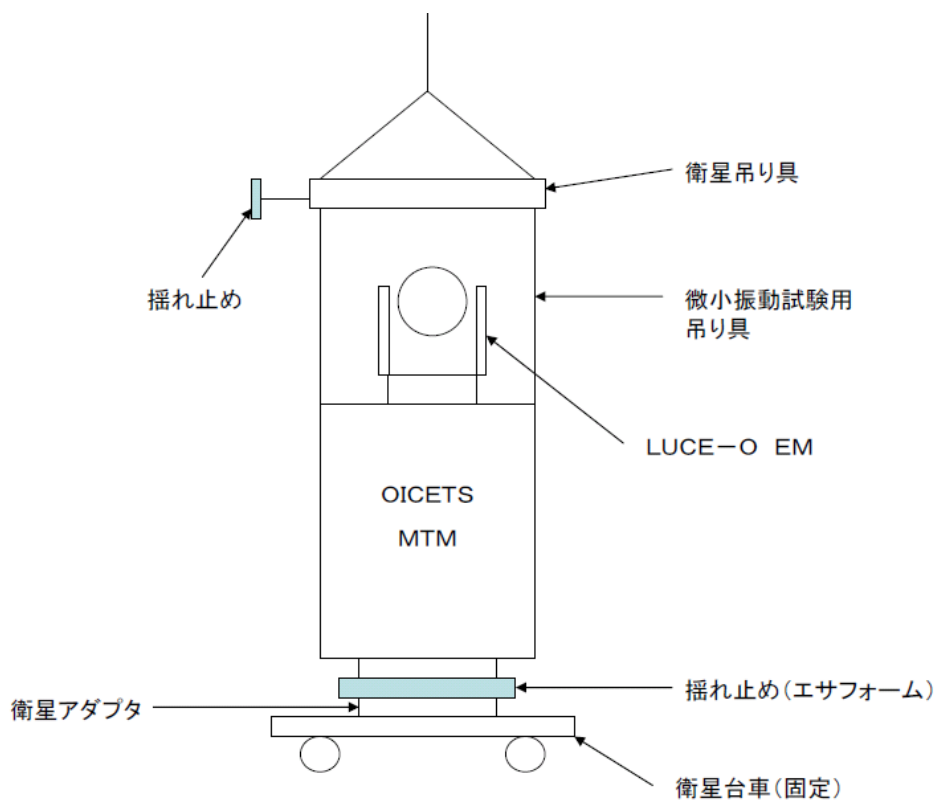
「エアサスペンション方式」は、固有振動数が低い除振システムでは復元力が大変弱いため、重心位置が高いと不安定になりやすいことを防ぐため光学テーブルの重量を大きくする必要がある。また ARTEMIS の試験ケースと同様に除振脚に直接治具を取り付けて衛星を支持する案については、「きらり」は衛星下部、側面とも強度的にインタフェースがとれる設計ではないため採用できない。このため本試験では、図 B-6(c) のような「吊り具方式」を採用し、吊り具および構体下には揺れ止め (エサフォーム) を追加した。



(a)吊り具方式 (SPOT-4) [B4]



(b)エアサスペンション方式 (ARTEMIS) [B5]



(c) 吊り具方式 (きらり) [B2]

図 B-6 試験コンフィグレーション

擾乱の計測時には空調を停止し、交通機関に関係した振動や騒音等の影響を避けるため試験を夜間に実施する等、測定への影響を与えるノイズ源を可能な限り抑えた。これにより、バックグラウンドの擾乱加速度が 10^{-2}m/s^2 (約 1mG_{op}) 程度以下に抑えられ、「きらり」として微小振動の影響の判定に十分な測定が実施できた。なお、表 B-2 に試験コンフィグレーションに対する要求を示す。

LUCE の指向性能は、LUCE の送信光を光通信の対向ターミナルシミュレータ (TS) で受け、LUCE 送信光軸の誤差角を測定することにより評価した。また、各部の微小振動は高感度の加速度センサにより測定した。センサは数種類の候補の中から選定を行い、高い周波数においても良好な感度が得られている米国 PCB 社の加速度センサを使用することとした。表 B-3 に加速度センサの仕様を示す。

表 B-2 試験コンフィグレーションに対する要求

・振動擾乱	暫定目標 $2 \times 10^{-2} \text{ m/s}^2$ 以下
・6自由度確保	
・固有振動数	<10Hz (以下トラベルの範囲で)
・トラベル	並進 $\pm 3\text{mm}$ (100mG 3Hz に対応) 回転 $\pm 0.05^\circ$
・適度なダンピングを持つこと (クリティカルダンピング程度)	

表 B-3 地上試験用加速度センサ仕様

項目	仕様
センサタイプ	ピエゾ素子
測定周波数範囲	0.3Hz ~ 12000Hz
ダイナミックレンジ	$\pm 500\text{m/s}^2$
分解能	0.0016m/s^2

(3) 試験方法

微小振動の測定は以下の手順で実施した。

(ア) 微小振動発生擾乱源のみの加速度の測定 (LUCE は電源オフ)

- ・各擾乱源を1台ずつ単独動作させて加速度を測定
- ・全擾乱源を同時動作させて加速度を測定

(イ) LUCE ポインティング性能と加速度の測定 (LUCE は追尾状態で測定を実施)

- ・各擾乱源を1台ずつ単独動作させて追尾精度と加速度を測定
- ・全擾乱源を同時動作させて追尾精度と加速度を測定

B. 3. 3 試験結果

(1) 発生擾乱の評価

各擾乱源を単独で動作させた時の発生擾乱と LUCE 取付点への伝搬量を図 B-7 に示す。同図の横軸が発生擾乱加速度（発生源の取付点で測定）、縦軸が LUCE 取付点での加速度である。同図より LUCE 取付点に影響を及ぼす擾乱源のうち、LUCE 以外としては RW と PDM が支配的である。

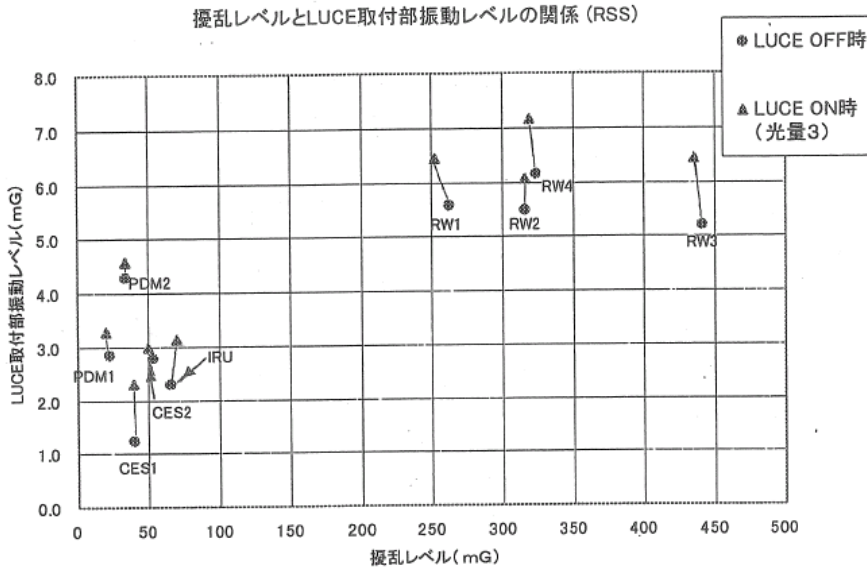


図 B-7 擾乱源の擾乱レベルと LUCE 取付部振動レベルの関係(RSS) [B1]

(2) MVE による微小振動測定の評価

LUCE-O 取付パネルの裏側隅にある MVE 取付点の振動レベルは、LUCE-O 取付点の振動レベルとリニアに比例し、軸により 2~4 倍である。図 B-8 に MVE 振動レベルと LUCE 取付部振動レベルの関係 (RSS) を示す。

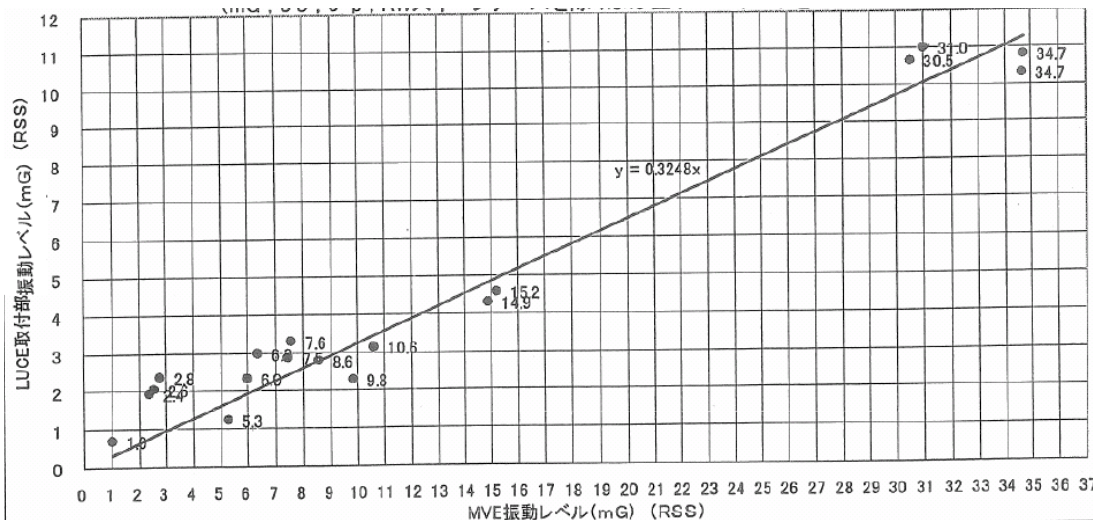


図 B-8 MVE 振動レベルと LUCE 取付部振動レベルの関係(RSS) [B1]

(3) LUCE 取付点の擾乱

LUCE-O 取付部に加わる振動レベルは全擾乱源同時 ON 時（軌道上の実験時に相当）で最大となり各軸約 $6 \times 10^{-2} \text{m/s}^2$ 、3 軸の RSS をとると $10 \times 10^{-2} \text{m/s}^2$ （約 10mG）（ 3σ 、o-p）程度である。

本試験結果を表 B-4 にまとめる。

表 B-4 試験結果（抜粋）

試験 番号	測定条件（機器 ON/OFF）	MVE 振動レベル (mG 3σ o-p)			
		X	Y	Z	RSS
1	全機器 OFF	0.37	0.37	0.83	1.0
2	LUCE、MVE のみ ON	1.90	1.29	1.54	2.8
		1.69	1.03	1.32	2.4
		1.81	1.11	1.44	2.6
3	MVE ON/RW1 sweep (500 to 3500rpm)	6	4	5	8.8
4	MVE ON/RW2 sweep (500 to 3500rpm)	14	9	22	27.6
5	MVE ON/RW3 sweep (500 to 3500rpm)	9	4	8	12.7
6	MVE ON/RW4 sweep (500 to 3500rpm)	14	8	18	24.2
7	LUCE 以外全機器 ON	17.5	11.4	27.7	34.7
8	LUCE, MVE ON/RW1 sweep (500 to 3500rpm)	7	4	9	12.1
9	LUCE, MVE ON/RW2 sweep (500 to 3500rpm)	16	12	25	32.0
10	LUCE, MVE ON/RW3 sweep (500 to 3500rpm)	9	4	8	12.7
11	LUCE, MVE ON/RW4 sweep (500 to 3500rpm)	14	7	18	23.9
12	全機器 ON	15.4	12.4	23.3	30.5
		17.4	12.8	27.1	34.7
		17.5	11.4	27.7	34.7

B. 4 軌道上データとの比較

軌道上光衛星間通信実験時の RW のプロフィールを図 B-9 に、MVE の測定値を図 B-10 に示す。対向衛星を捕捉追尾するため、200 秒から 900 秒の間 LUCE-O のジンバルが駆動されている。特に 200 秒付近では LUCE-O が待機位置から実験開始位置へ、900 秒付近では実験終了位置から待機位置に高速で移動（スリュー）しているため、それを補う形で一時的に RW の回転速度が上昇している。同様に、MVE は常時各軸約 10mG の加速度を記録しているが、LUCE-O スリュー時にはこれより高い加速度が記録されている。

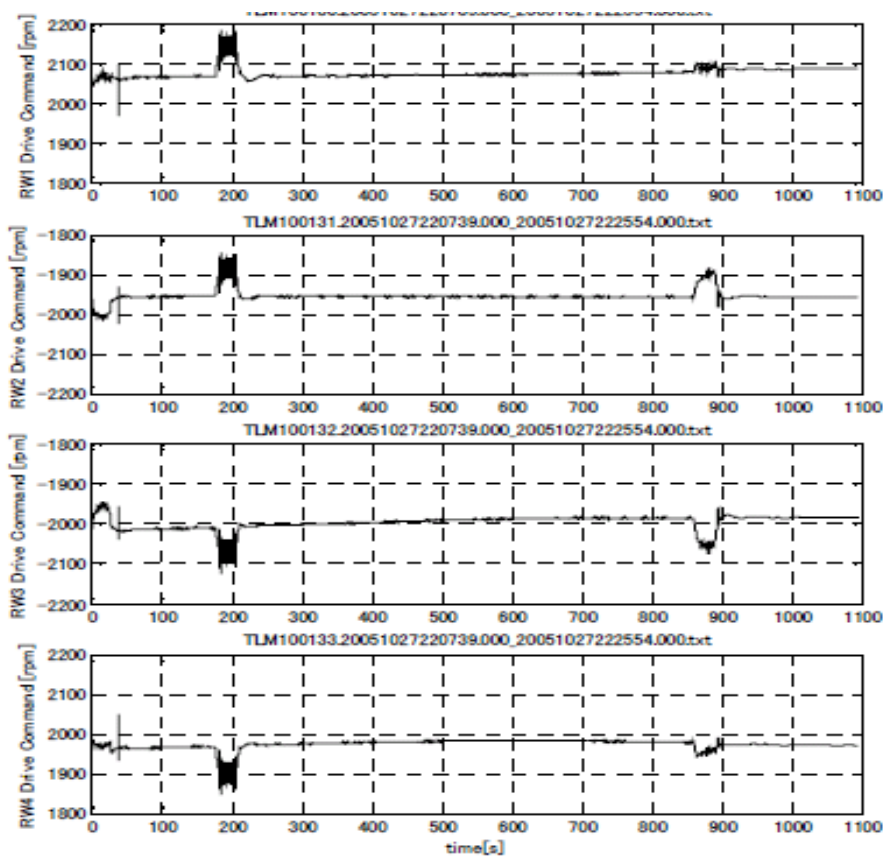


図 B-9 軌道上実験時の RW の回転数プロフィール [B1]

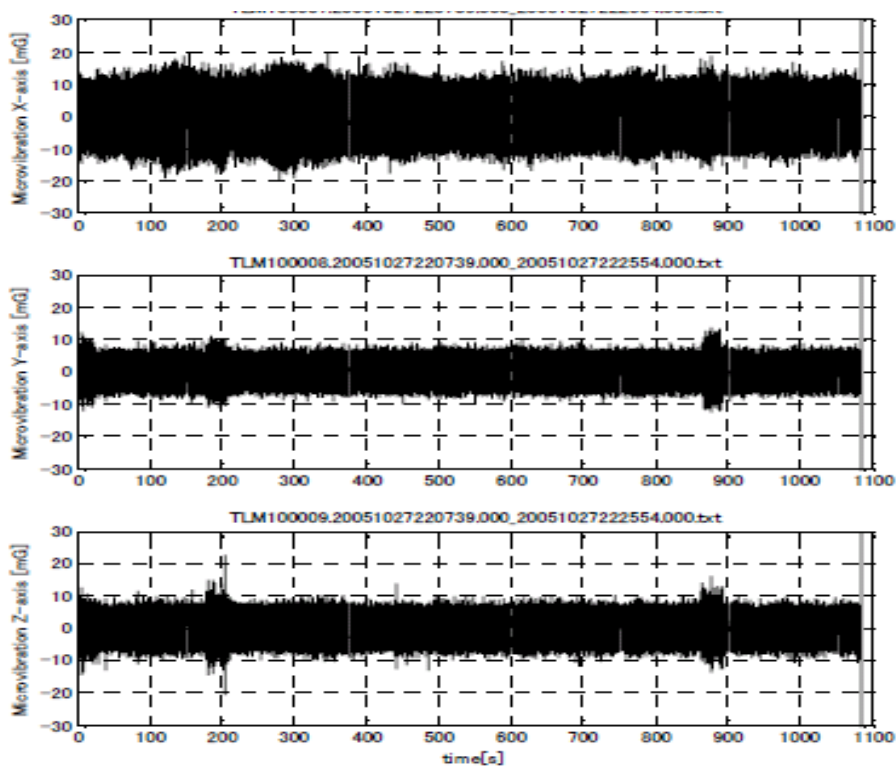


図 B-10 軌道上実験時の MVE 測定値 [B1]

4 台の RW が発生する擾乱を IRU 取付部で測定された加速度と仮定し、また地上試験時と軌道上実験時の擾乱の大きさが同等と仮定した場合、以下の式で定義される伝達特性を比較したものを図 B-11 に示す。

地上試験時:

$$G_X = \frac{\sqrt{X_{Test03_13}^2 + X_{Test04_13}^2 + X_{Test05_13}^2 + X_{Test06_13}^2 - 4 \cdot X_{Test01_151_13}^2}}{\sqrt{X_{Test03_09}^2 + X_{Test04_09}^2 + X_{Test05_09}^2 + X_{Test06_09}^2 - 4 \cdot X_{Test01_151_09}^2}} \quad (B.1)$$

軌道上実験時:

$$G_X = \frac{X_{orbit}}{\sqrt{X_{Test03_09}^2 + X_{Test04_09}^2 + X_{Test05_09}^2 + X_{Test06_09}^2 - 4 \cdot X_{Test01_151_09}^2}} \quad (B.2)$$

なお、式中の記号は次のような定義である。

- Xtest03_09** : 表 B-4 に示す試験番号 3 での IRU 取付部 X 軸加速度
- Xtest03_13** : 表 B-4 に示す試験番号 3 での MVE 取付部 X 軸加速度
- Xorbit** : 軌道実験時に MVE で測定された X 軸加速度

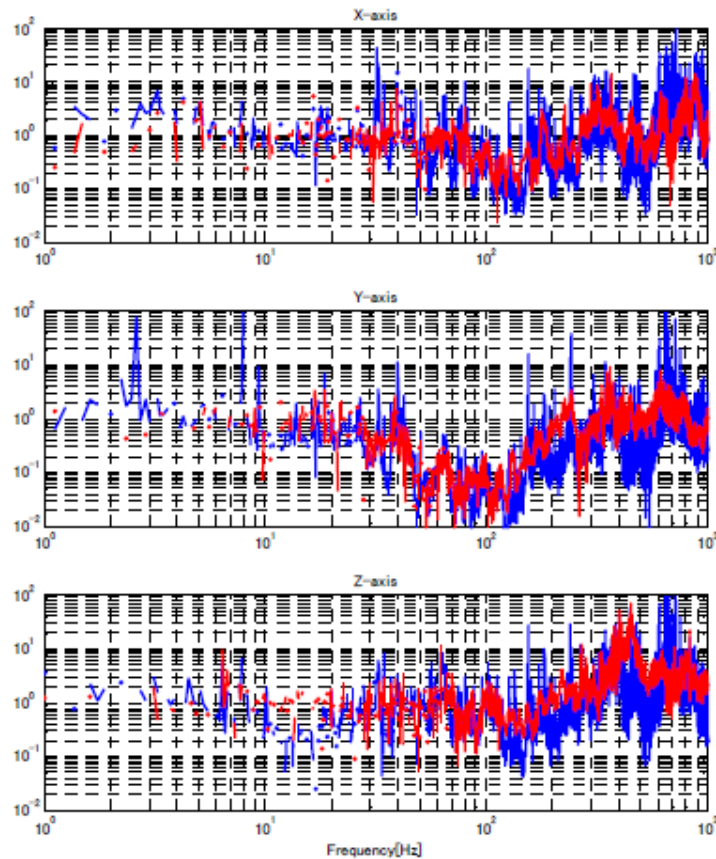


図 B-11 地上試験時と軌道上実験時の伝達特性の比較
(赤は地上試験時、青は軌道上実験時を示す) [B1][B2]

B. 5 まとめ

軌道上で測定した「きらり」の構造伝達特性を、打上前の試験結果と比較した結果、良く再現していることが確認できた。これにより、地上における微小振動環境下試験は軌道上での擾乱の影響を評価するために有効な方法であると言えることが出来る。

参考文献

- [B1] Ooi Y., Kamiya T., Jono T., Takayama Y., and Yamawaki T., "Evaluation of Ground and Orbit Microvibration of OICETS", Proceedings of the 17th IFAC Symposium, Vol. 17, Part 1, 2007, pp. 265-270. Doi: 10.3182/20070625-5-fr-2916.00046
- [B2] Yamawaki, T., "Development of Optical Inter-orbit Communications Engineering Test Satellite (OICETS)", Journal of the National Institute of Information and Communications Technology, Volume 59 Issue 1.2 Pages 013-021, 2012
- [B3] 城野 隆, 白玉 公一, 間瀬 一郎, 荒井 功恵, 光衛星間通信実験衛星 (OICETS) プロジェクトによる軌道上光衛星間通信実験, 計測と制御, 第 47 巻, 第 3 号 2008 年 3 月号
- [B4] Privat, M., "On ground and in orbit microvibrations measurement comparison", Proceedings of the 8th European Space Mechanisms and Tribology Symposium, Vol. 438, p.181. (1999)
- [B5] Sevilla, L. M., "Microvibration Tests of the ARTEMIS Structural Model", Proc. European, Conference on Spacecraft Structures, Materials and Mechanical Testing, Braunschweig, Germany, 4-6 Nov. 1998, ESA SP-428, Feb 1999, pp.497-501.

事例C 静止地球観測衛星向け振動アイソレータ（試作品）

C. 1 静止地球観測衛星システムの概要

防災・災害を中心とした観測ニーズの高まりを受け、直下 7m 程度の中程度の空間分解能ながらも常時観測が可能な、従来にはない大型の可視光学センサを搭載した静止衛星システム（図 C-1）の検討を行った[C1][C2]。

本検討において、観測対象をすばやく視野に入れて撮像できるポインティング能力の留意点として、能力増強に伴って増加する擾乱（微小振動）が可視光学センサわずかにでも揺らすことで光軸が変化して観測精度に影響を与えることであった。そこで、この擾乱対策として図 C-2 のようなゴム（シリコンゴム）型の小型振動アイソレータを試作し、その性能を評価した[C3][C4]。

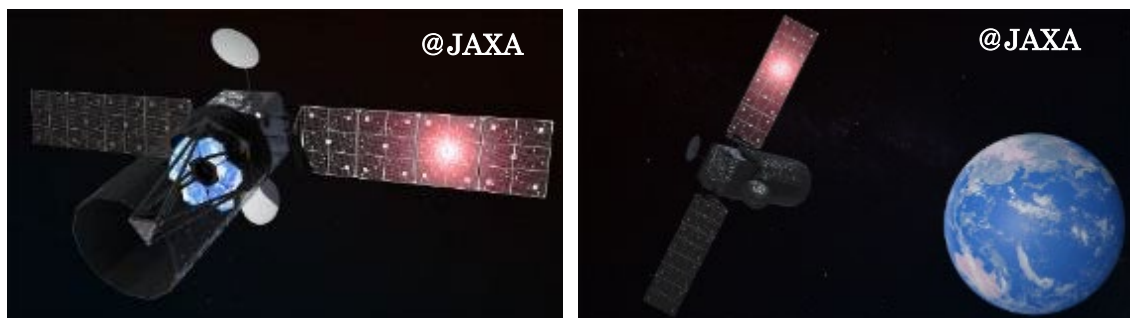
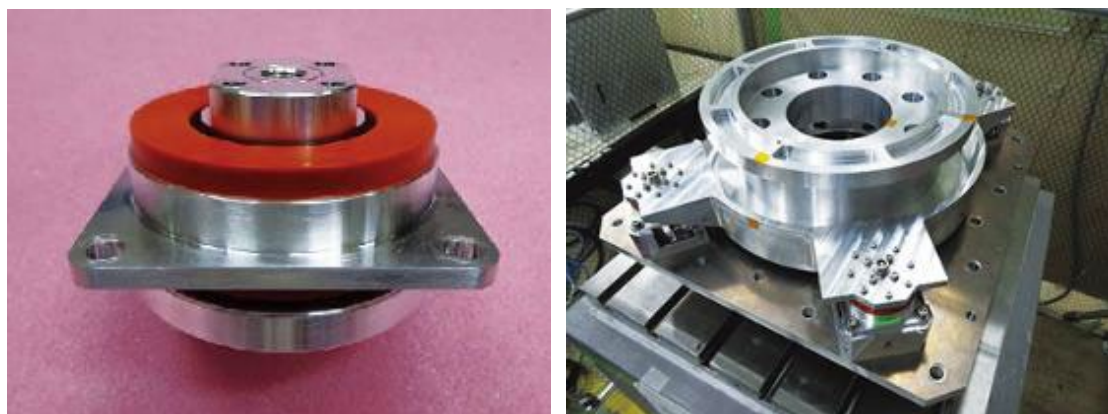


図 C-1 静止光学衛星システムの概念図[C1]



(a) アイソレータ単体の外観図

(b) アイソレーションシステムの外観図

図 C-2 低擾乱アイソレータ試作品 [C1][C3][C4]

C. 2 振動アイソレータの試作目的

衛星システム検討では擾乱源となる搭載機器の詳細が未確定の段階で試作を開始する必要があったため、目標と方針を以下のように設定した。

- (1) 振動アイソレータを適用する搭載機器に依存しない共通技術の開発
- (2) 振動アイソレータの設計手法の確立
- (3) 振動アイソレータを擾乱源側に実装

なお(3)については、一般的にミッションセンサよりは擾乱源を管理の方が比較的容易なためである。

これを受けて、擾乱源に対する擾乱管理の方法として汎用性が高く Q 値が低い振動アイソレータの開発を目指すこととした。その際、振動アイソレータの搭載物としては、最も支配的な擾乱源であるリアクションホイール等の姿勢制御用アクチュエータを想定した。

C. 3 振動アイソレータの設計検討

アイソレータによる擾乱伝達特性(振動伝達率)は以下の3つの周波数領域に分けられる。

- 伝達領域 : 擾乱伝達特性 ≈ 1 となる低周波領域
- 増幅領域 : 擾乱伝達特性 > 1 となる1次共振領域
- 絶縁領域 : 擾乱伝達特性 < 1 となる高周波領域

特に図 C-3 に示すようにアイソレータの共振周波数 f_n に対してその $\sqrt{2}$ 倍の f_b 以上の周波数領域では、擾乱伝達特性が1を下回る絶縁領域を有する。そのため、アイソレータの共振周波数を低く設定するほど、高周波擾乱の振動絶縁性能をより高めることができるが、一方でアイソレータの共振周波数を低く設定すると、打上げ時の振動によって大きな振動変位が発生し、アイソレータ自身の破損を招く。これを防ぐために、アイソレータの共振周波数としては必要な擾乱絶縁性能に応じて適切に設定することが必要となる。

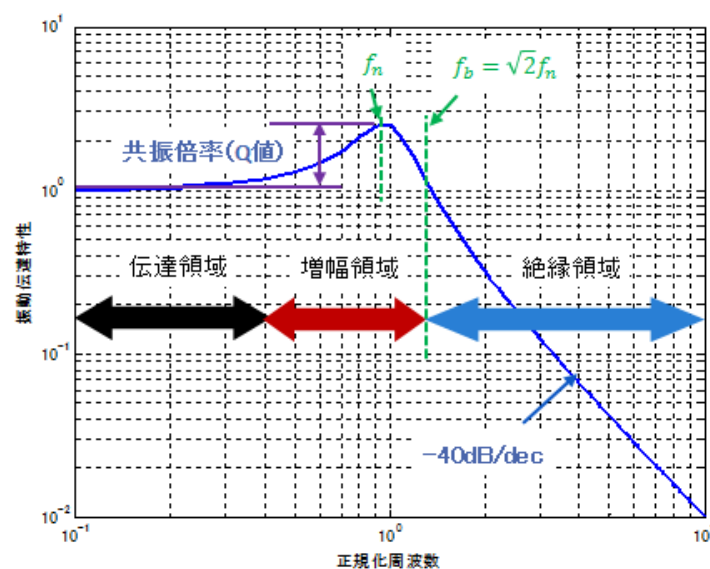


図 C-3 アイソレータの振動伝達特性 [C3]

C. 3 振動アイソレータの構成

今回試作したシリコンゴム型のアイソレータ（株式会社フコク製）の外観図を図 C-2(a) に断面図を図 C-4 にそれぞれ示す。

システム検討の結果から可視光学センサ（望遠鏡）の集光部の構造共振が 50[Hz]以上の周波数帯に存在する見込みで、集光部に入力されるアクチュエータの擾乱はその周波数帯で集光部構造共振とアクチュエータの擾乱周波数が重なるときに大きな応答が発生すると考えられる。そこで、本試作では周波数 50[Hz]以上における減衰を一定値以上に確保するために、共振周波数を 35.4[Hz]以下に設定した。

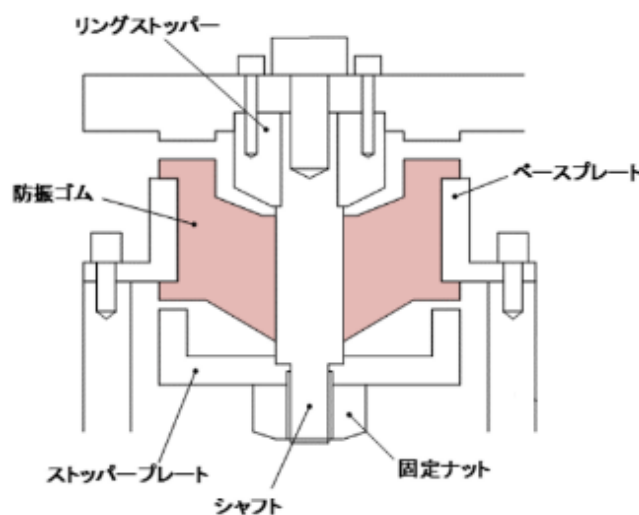


図 C-4 アイソレータの断面図 [C3][C4]

C. 4 振動アイソレータの試作評価

C. 4. 1 評価項目と目的

本試作で実施した試験項目と内容を以下に示す。

- a) 基本特性試験

振動アイソレータの基本特性である静的・動的バネ定数および損失係数を取得する。
- b) クリープ試験

複数の荷重条件と荷重継続時間に対して荷重耐性を評価する。
- c) 温度特性試験

温度要求の低温側-20[°C]と高温側+60[°C]の温度条件における基本特性を取得する。
- d) 自重影響評価

自重影響の有無による基本特性を比較する。
- e) 振動伝達特性取得試験

アクチュエータダミーと振動アイソレータを組み合わせた 6 自由度のアイソレーシ

ョンシステムの振動伝達特性を取得する。

f) 特性線図取得試験

面外方向への印加荷重と変位量の間係を取得する。

g) 熱サイクル試験

熱サイクル (-50[°C]~100[°C]) 前後での基本特性を比較する。

h) 耐放射線評価

振動アイソレータの素材であるシリコーンゴムの放射線の被ばくに対する基本特性の変化を調べる。

i) アウトガス測定

振動アイソレータの素材であるシリコーンゴムのアウトガスを測定する。

なお、打ち上げ時の振動環境を模擬した振動試験に関しては、本試作品のベースとなる旧型アイソレータで振動試験は実施済みであることから、本試作品で改めて実施する必要は低いと判断し、試験項目から削除している^[C5]。

C. 4. 2 基本特性の取得

面外方向および面内方向に荷重振幅として 0.1[N]と 10[N]の負荷を与えて、6個のサンプルについて基本特性を取得した。なお、面内方向に関しては2個をペアにしたサンプルで実施した。面外方向および面内方向の試験コンフィグレーションを図 C-5 に示す。そして、取得した基本特性と目標仕様を図 C-6 に示す。

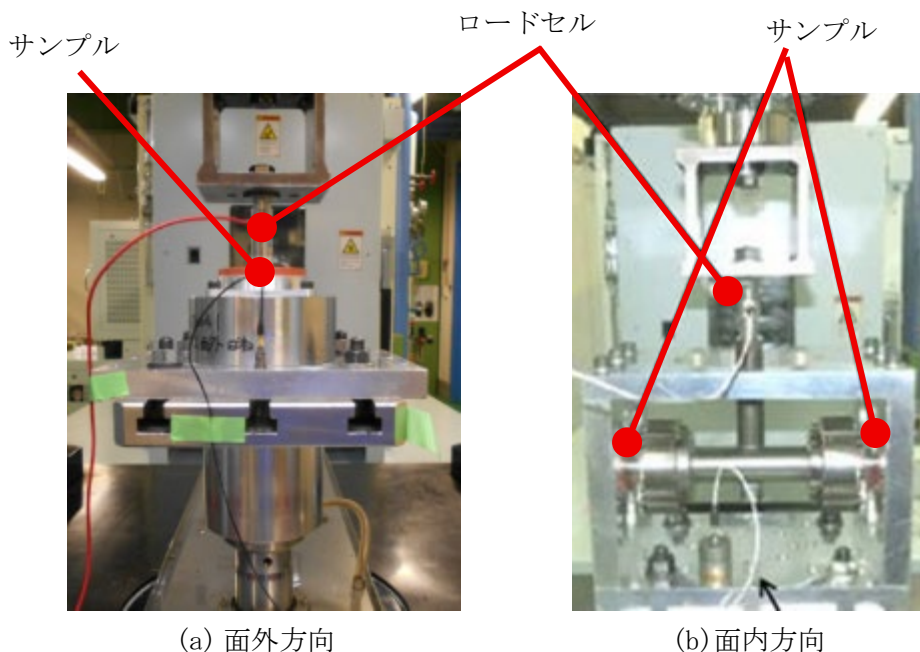


図 C-5 試験コンフィグレーション

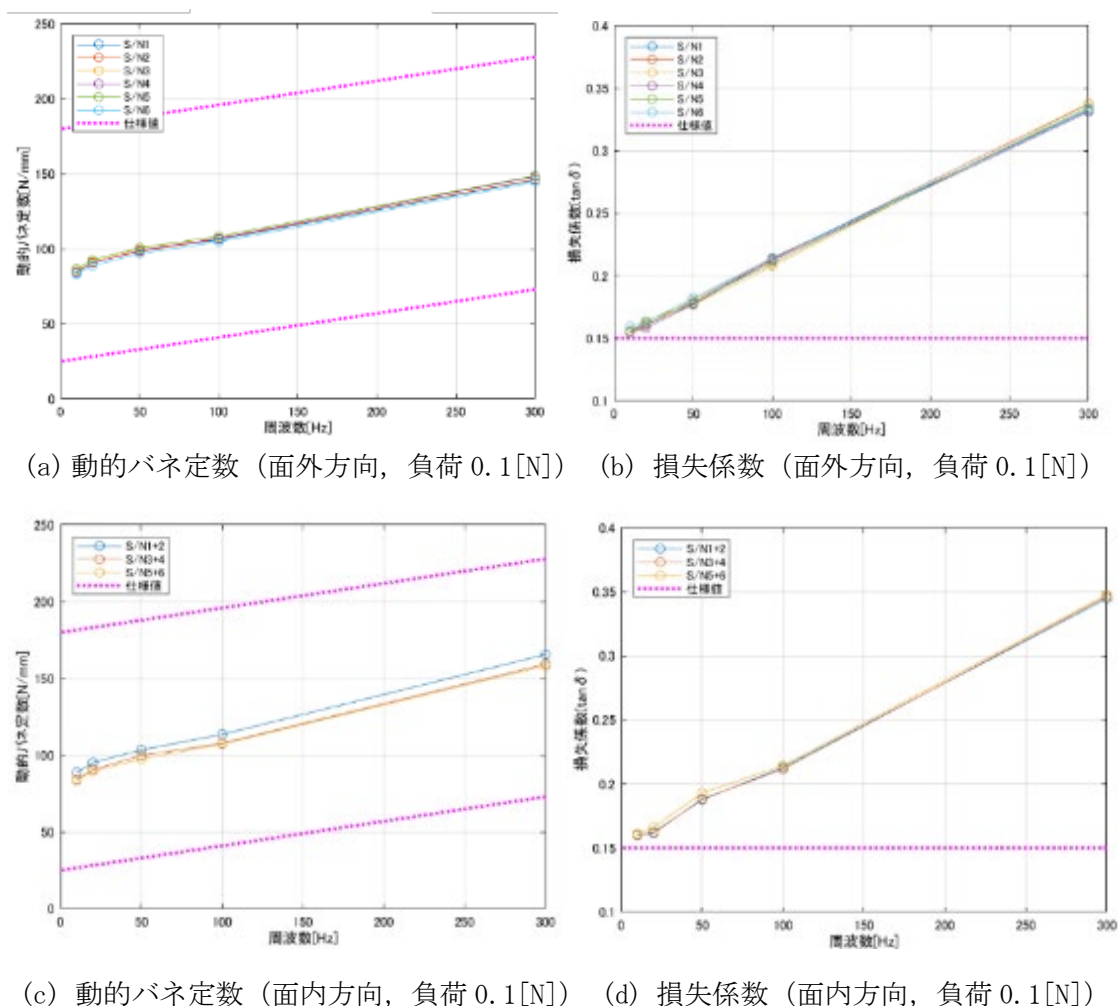


図 C-6 基本特性 [C4]

C. 4. 3 クリープ試験

クリープ試験を二段階で実施した。振動アイソレータ 1 個に対して面内方向に 900[N]の荷重を 100[hr]継続して与え、終了後に外観検査および基本特性を計測し破損等がないことを確認した。二段階目では、一段階目の各種評価が終了した後に引き続き面内方向に 600[N]の荷重を 100[hr]継続して与え、終了後に外観検査および基本特性を取得した。

C. 4. 4 温度特性試験

温度が-20[°C]と常温および+60[°C]のときの面外・面内方向の動的バネ定数と損失係数を測定した。面外方向と面内方向ともに低温側では剛性が高くなり、高温側になると剛性が低くなる傾向が見られた。動的バネ定数の変動幅は目標仕様の範囲内で、損失係数についてはほとんど変動が見られなかった。

図 C-7 に例として、面外方向の動的バネ定数と損失係数の測定結果をそれぞれ示す。

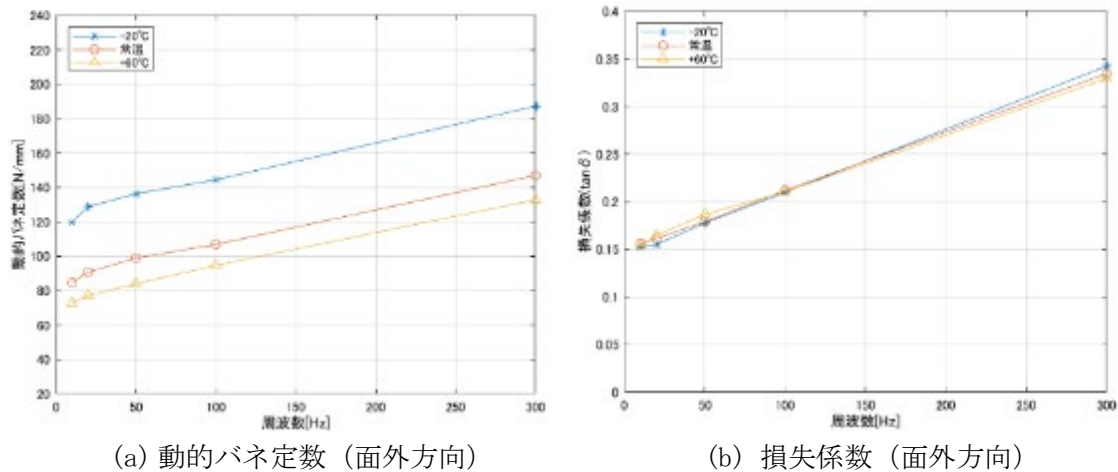


図 C-7 基本特性の温度依存 [C4]

C. 4. 5 自重による影響の確認

面外方向では、自重相当の錘をアイソレータの上に載せてゴムが圧縮された状態でバネ定数を測定した。面内方向では、1[G]相当での変量分をアイソレータと治具の間にシムを挿入することで実現した。そして、重力と直交方向にアイソレータを置いて面外方向に荷重をかけてバネ定数を測定した。

C. 4. 6 振動伝達特性の取得

アイソレータを4個組み合わせてアクチュエータダミーを搭載したアイソレーションシステム形態での振動伝達率を測定した。

測定では図 C-8 に示すようにアクチュエータダミーを吊った小型加振器で1点ずつ加振し、アイソレーションシステムの下に置かれた6軸動力計(キスラーテーブル)により6自由度の力の伝達関数を取得した。小型加振器で入力する加振点は、等価的に6自由度の力が入力できるように選定した。また等価的な並進力が0.2[N]、1[N]、5[N]の3パターンになるように条件を選定し、加振入力依存性を確認した。

振動伝達率の算出の手順を以下に示す。

まず、 ω を入力角振動数として、6自由度の力を次のように定義する。

$$\mathbf{F}(\omega) \equiv \begin{Bmatrix} F_x(\omega) \\ F_y(\omega) \\ F_z(\omega) \\ T_x(\omega) \\ T_y(\omega) \\ T_z(\omega) \end{Bmatrix} \quad (\text{C-1})$$

そして、 i 番目の小型加振器の入力を F_{ei} 、6軸動力計での測定値を F_K とそれぞれ表し、アイソレータと擾乱源とのインタフェース面を基準とした6自由度の力を F_{in} と表す。すると、 i 番目の伝達関数を L_{ei} と表し、 N 回まで加振した伝達関数をまとめて \mathbf{L} とすると、以下

のような関係を有する。

$$\mathbf{F}_K(\omega) = \mathbf{L}(\omega) \begin{Bmatrix} F_{e1}(\omega) \\ F_{e2}(\omega) \\ \vdots \\ F_{eN}(\omega) \end{Bmatrix} = [\mathbf{L}_{e1}(\omega) \quad \mathbf{L}_{e2}(\omega) \quad \cdots \quad \mathbf{L}_{eN}(\omega)] \begin{Bmatrix} F_{e1}(\omega) \\ F_{e2}(\omega) \\ \vdots \\ F_{eN}(\omega) \end{Bmatrix} \quad (\text{C-2})$$

$$\mathbf{F}_{in}(\omega) = \mathbf{P} \begin{Bmatrix} F_{e1}(\omega) \\ F_{e2}(\omega) \\ \vdots \\ F_{eN}(\omega) \end{Bmatrix} \quad (\text{C-3})$$

なお、 \mathbf{P} は座標変換の定数行列で、インタフェース面への入力に関する変換である。対して、インタフェース面への出力に関する変換を次のように定数行列 \mathbf{S} を用いて表す。

$$\mathbf{F}_{out}(\omega) = \mathbf{S}\mathbf{F}_K(\omega) \quad (\text{C-4})$$

すると、アイソレータと擾乱源とのインタフェース面での入力と出力の関係が式(C-2)(C-3)(C-4)より、次のように伝達関数行列 \mathbf{T} を用いて表すことができる。

$$\mathbf{F}_{out}(\omega) = \mathbf{T}(\omega)\mathbf{F}_{in}(\omega) \quad (\text{C-5})$$

$$\mathbf{T}(\omega) \equiv \mathbf{S}\mathbf{L}(\omega)\mathbf{P}^\# \quad (\text{C-6})$$

ここで、 $(\cdot)^\#$ は一般化逆行列であり、以下のように定義される。

$$\mathbf{P}^\# \equiv (\mathbf{P}^T\mathbf{P})^{-1}\mathbf{P}^T \quad (\text{C-7})$$

伝達関数行列 \mathbf{T} の対角要素 6 成分の絶対値が 6 自由度の振動伝達率となる。

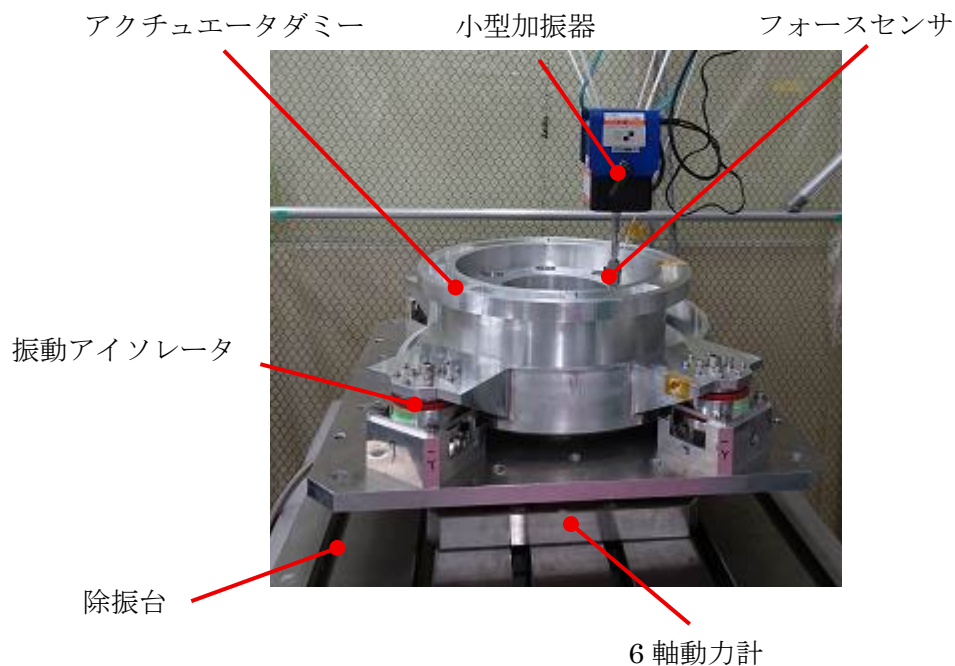


図 C-8 振動伝達特性取得試験コンフィグレーション [C4]

算出した振動伝達率より、全パターンで目標仕様である共振倍率 (Q 値 ≤ 6.6) と振動伝達率が 1 以下となる振動絶縁周波数帯域が 50Hz 以上を満足することを確認した。一例として、取得した並進 Z 方向成分の振動伝達率とシミュレーションによる予測結果を図 C-9 に示す。

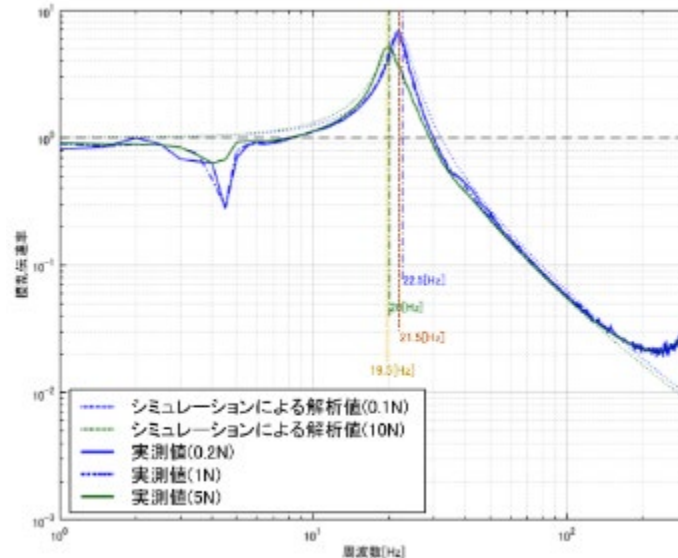


図 C-9 振動伝達率（並進 Z 方向） [C4]

C. 4. 7 特性線図の取得

面外方向への印加荷重による防振ゴム変位量の関係の線図を取得した結果を取得した。これより、ヒステリシスが確認でき、変位に対する荷重の変化量は FEM 解析によって求めた荷重—変位線図に基づく値とも一致した。

C. 4. 8 熱サイクル試験

温度範囲が $-50[^\circ\text{C}] \sim 100[^\circ\text{C}]$ で、サイクル数を 8 回として熱サイクル試験を実施し、試験前後での特性変化を確認した。熱サイクル試験前後で面外方向と面内方向ともに 5[%]程度の変化量であり、仕様を満たしていた。

C. 4. 9 耐放射線の評価

静止軌道（運用期間 15 年を想定）において衛星構体内部（Al 遮蔽 0.5[mm]厚相当）の環境で見積もられる被ばく量は $10^5[\text{krad}]$ 程度だが、5[mm]厚の Al 遮蔽を施すと被ばく量は $100[\text{krad}]$ 程度にまで下がる。試作した振動アイソレータの構造を考慮すると、図 C-10 に示すように厚さ 5[mm]以上の Al 製の部品がゴム部を挟みかつ大部分を覆っているため、曝露しているゴムの一部にシールドを追加するだけで放射線耐性を有すると考えられる。そのため、振動アイソレータ周りの設計でゴムの被ばく量は $100[\text{krad}]$ 程度かそれ以下に制御できると考えられる。

本試作は高被ばく量までの広範囲の材料劣化の傾向を調べることにし、ゴムのサンプル片に対して 7000[krad]までの放射線の照射を行って照射前後での基本特性の変化を調べた。放射線試験ではコバルト 60 ガンマ線源により 5 個のサンプル片を照射し 7000[krad]までサンプリングした。アラニン線量計を用いて線量を測定した結果、照射実績は表 C-1 のようであった。照射前後の基本特性の取得には図 C-11 に示す動的粘弾性測定装置(DMA Q800)を用い、歪入力を 0.1[%]と 1[%]の 2 ケースとして、0.1[Hz]から 200[Hz]まで周波数スイープを行った。

表 C-1 被ばく量と照射レートの実績 [C4]

S/N	被ばく量[krad]	照射レート[krad/hr]
1	7387.0	186.1
2	1183.7	176.2
3	2974.6	70.4
4	1148.1	68.8
5	329.3	82.3

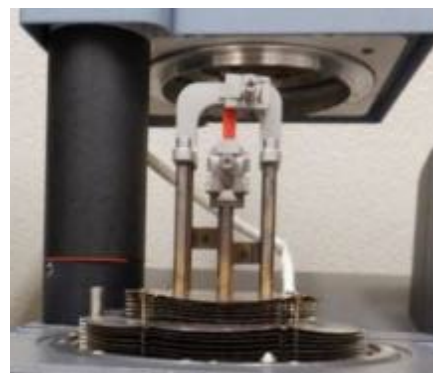


図 C-10 組み込み時の振動アイソレータ [C4] 図 C-11 動的粘弾性測定装置とサンプル [C4]

被ばく量と照射レートに対する動的バネ定数と損失係数を図 C-12 に、静バネ定数を図 C-13 にそれぞれ示す。

図 C-12(a) より、7000[krad]照射で動的バネ定数は 30~40[%]程度上昇し、損失係数は 30[%]程度低下することが分かる。また図 C-13(a) より、静的バネ定数も同様な傾向で 40~50[%]程度上昇する。対して、329[krad]照射 (S/N 5) では動的バネ定数は 10[%]程度の上昇で、損失係数については 2~3[%]程度の低下に留まる。また、静的バネ定数の変化はほとんどない。

次に、図 C-12(b) と図 C-13(b) より、同量の被ばくでも照射レートが小さいほど変化率は小さくなる傾向であることが分かる。実際の静止衛星の照射レートは 1[rad/hr]程度で非常に緩やかであるため、図 C-12(b) と図 C-13(b) にあるような変化は本来小さいと考えられる。ただし、1[rad/hr]の試験は非常に長期間となり非現実的であるため加速試験にならざるを

得ないが、その試験条件の設定時にはゴムが極端に硬化しない範囲で出来るだけ高い照射レートを設定することなどの配慮が必要となる。

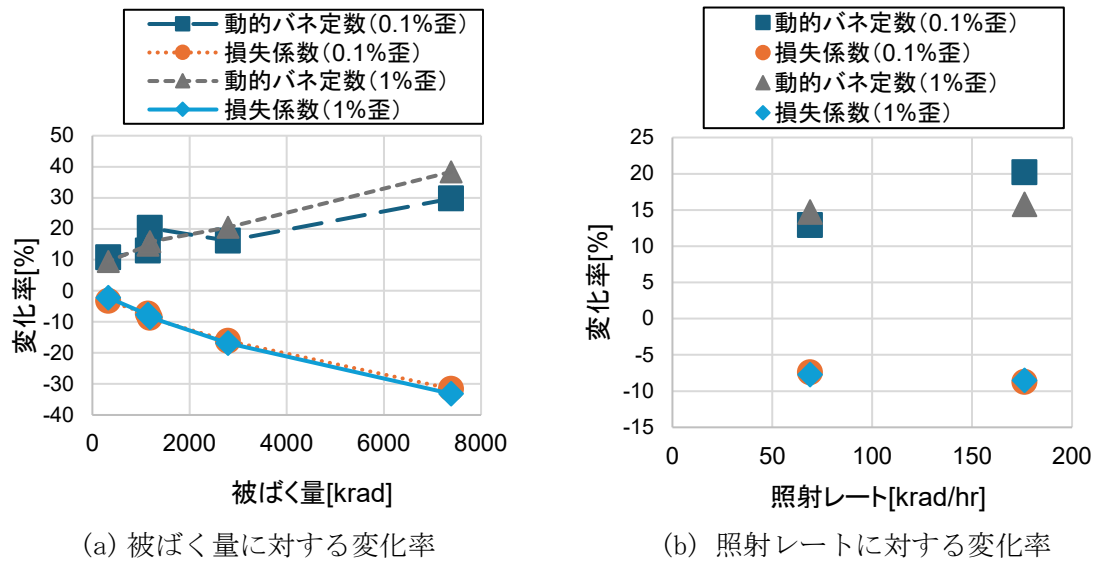


図 C-12 動的バネ定数と損失係数 [C4]

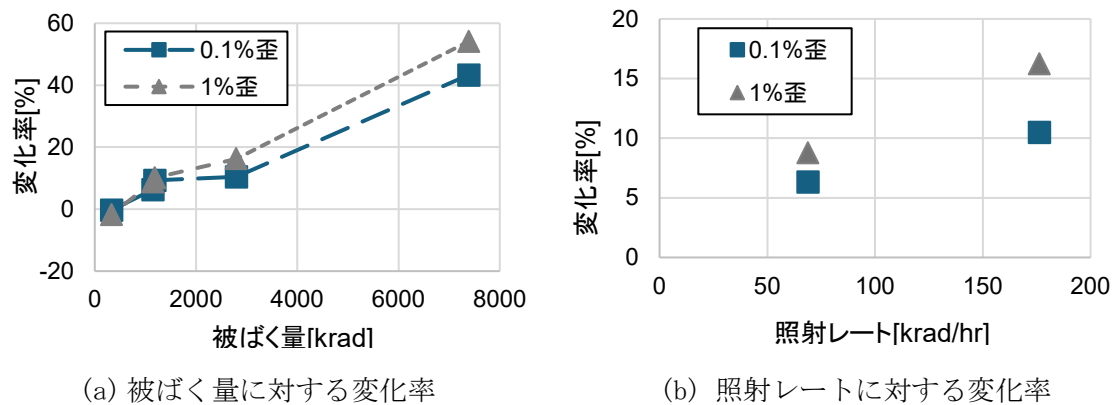


図 C-13 静バネ定数 [C4]

C. 4. 10 アウトガス測定

振動アイソレータの素材であるシリコーンゴムに対して ASTM E595-93 準拠としたアウトガス測定を実施した[C6]。結果は表 C-2 に示すとおり、規格に対して合格であった。

表 C-2 アウトガス測定結果と判定 [C4]

	測定結果	規格	判定
TML (質量損失)	0.304[%]	1[%]以下	合格
CVCN (再凝縮物質質量)	0.084[%]	0.1[%]以下	合格

C. 5 まとめ

静止光学衛星システムの擾乱管理の対策として、シリコーンゴムを構造減衰要素とする小型振動アイソレータを試作した。ゴム材については宇宙環境に対する耐性として、放射線に対する材料特性の劣化とアウトガスを評価した。

試作の目的であった振動アイソレータの設計および評価手法が確立できた。

参考文献

- [C1] JAXA 研究開発部門 HP, 静止軌道からの常時観測システム,
<https://www.kenkai.jaxa.jp/research/pastres/observation.html>
(2026年2月24日アクセス)
- [C2] 木村 俊義他, 静止光学衛星の利用と概念検討, 第64回宇宙科学技術連合講演会,
JSASS-2020-4094
- [C3] 内田 英樹他, 静止光学衛星に向けた振動アイソレータの試作状況, 第64回宇宙科学
技術連合講演会, JSASS-2020-4103
- [C4] 内田 英樹他, 静止光学衛星に向けた振動アイソレータの試作結果, 第65回宇宙科学
技術連合講演会講演集, JSASS-2021-4141
- [C5] 株式会社フコク プレスリリース, フコクの「衛星用アイソレータ」が先進レーダ衛星
「だいち4号」(ALOS-4)に採用されました(2024年6月28日 株式会社フコク、宇
宙航空研究開発機構(JAXA)、三菱電機株式会社との共創)
https://www.fukoku-rubber.co.jp/dcms_media/other/news_240628.pdf
(2026年2月24日アクセス)
- [C6] JMR-010A, コンタミネーション管理基準(2020)

付録 I 指向安定度の定義について

ここでは、3.3節に記載の指向安定度の定義に関する補足説明を行う。

はじめに直感的な説明として、規定時間に比べて速く変動する誤差（高周波誤差）については、図 I-1(a)に示すように、指向角変動の振幅 a （注）が $\Delta\theta$ （0-p 値 $=\Delta\theta_{p-p}/2$ ）以下でなければならない。

$$a \leq \Delta\theta \quad (\text{I.1})$$

（注） a は 0-p 値。p-p 値に相当する $2a$ と区別するために、片振幅と言うこともある。

一方、規定時間に比べて緩やかに変動する誤差（低周波誤差）については、図 I-1(b)に示すように、指向角変動の振幅ではなく、変動レート（時間変化率）が問題となる。最悪ケースとして変動レートの最大値を用いて規定時間 T_S での指向安定度を評価すると、

$$T_S |\dot{\theta}|_{max}$$

でなければならない。これより、指向角変動の振幅 a が満たすべき条件は、

$$a\omega T_S = a2\pi f T_S \leq 2\Delta\theta$$

つまり、

$$a \leq \frac{\Delta\theta}{\pi f T_S} \quad (\text{I.2})$$

となる。

これらの2つのケースの境界周波数は、次のようにして求めることができる。図 I-2(a)のように正弦波を最大勾配時の接線で近似すると、境界周波数では、

$$a\omega T_S = a2\pi f T_S = 2a$$

とならなければならないから、

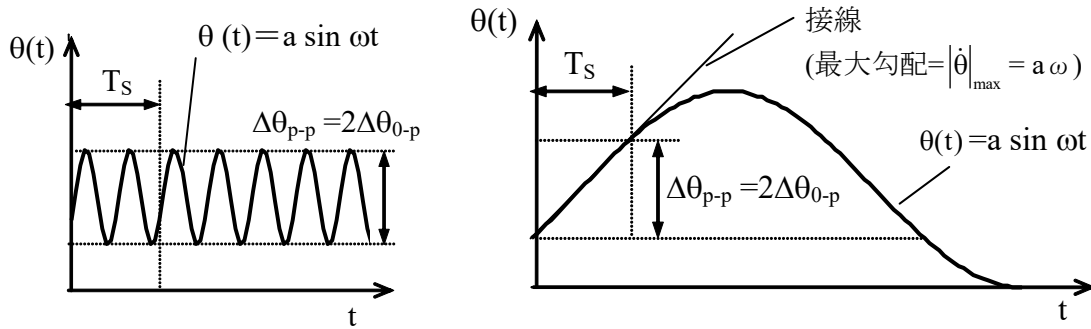
$$f = \frac{1}{\pi T_S} \equiv f_S^* \quad (\text{I.3})$$

と境界周波数を得ることができ、これは式(3.2)の f_S^* の定義と同じになる。

接線近似を用いないで厳密に評価する場合は、図 I-2(b)のように境界周波数では $T/2 = 1/(2f) = T_S$ となることから、

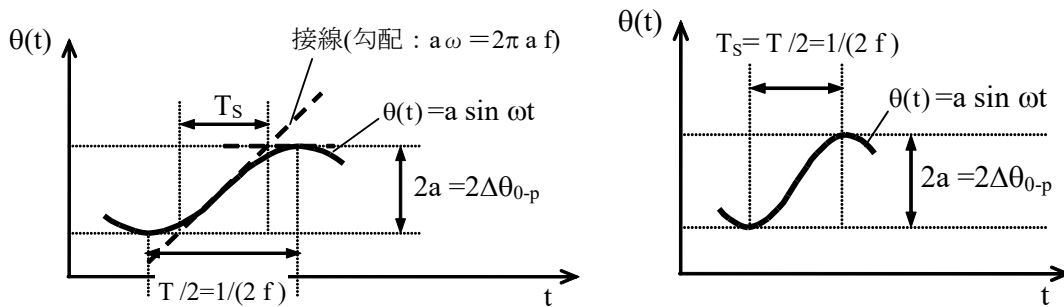
$$f = \frac{1}{2T_S} \equiv f_S \quad (\text{I.4})$$

と境界周波数を得ることができる。



(a) 高周波誤差（振幅が規定される誤差） (b) 低周波誤差（レートが規定される誤差）

図 I-1 指向誤差の変動周期と指向安定度の関係



(a) 接線近似 ($f_s^* = 1/\pi T_s$)

(b) 厳密式 ($f_s = 1/2T_s$)

図 I-2 境界周波数

次に、数式による諸関係式の導出は以下のとおりである。

(1) 厳密式の導出

$$\Delta\theta = \frac{\max_t |\theta(t+T_s) - \theta(t)|}{2}$$

$$= \begin{cases} \frac{|\theta(\frac{T_s}{2}) - \theta(-\frac{T_s}{2})|}{2} = a \sin\left(\omega \frac{T_s}{2}\right) & \left(0 < T_s < \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\omega} \text{ のとき} \right) \\ a & \left(T_s \geq \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\omega} \text{ のとき} \right) \end{cases} \quad (I.5)$$

ただし、

$$\omega = 2\pi f$$

$$T : \theta(t) \text{ の周期 (s)} \quad (T \equiv 2\pi/\omega)$$

したがって、与えられた指向安定度 $\Delta\theta$ (0-p 値、時間幅 T_s) を満足するためには、その指向安定度に対して支配的な誤差源の指向変動は、その振幅が次式の関係式を満足するこ

とが必要十分条件になる。

∴

$$a \leq \begin{cases} \frac{\Delta\theta}{\sin\left(\frac{\omega T_S}{2}\right)} & \left(0 < \omega < \frac{\pi}{T_S}\right) \\ \Delta\theta & \left(\omega \geq \frac{\pi}{T_S}\right) \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

ω の代わりに f を用いると、

$$a \leq \begin{cases} \frac{\Delta\theta}{\sin(\pi f T_S)} & \left(0 < f < \frac{1}{2T_S}\right) \\ \Delta\theta & \left(f \geq \frac{1}{2T_S}\right) \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

(2) 近似式の導出

次に、式(I.7)の近似 (十分条件)式を求める。正弦関数は

$$\sin x < x \quad (x > 0), \quad \sin x \doteq x \quad (0 < x \ll 1)$$

と近似できるので、式(I.6)の近似 (十分条件)式として、次式を得ることができる。

$$a \leq \begin{cases} \frac{2\Delta\theta}{\omega T_S} & \left(0 < \omega < \frac{2}{T_S}\right) \\ \Delta\theta & \left(\omega \geq \frac{2}{T_S}\right) \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

上式を ω の代わりに f を用いて表すと、

$$a \leq \begin{cases} \frac{\Delta\theta}{\pi f T_S} & \left(0 < f < \frac{1}{\pi T_S}\right) \\ \Delta\theta & \left(f \geq \frac{1}{\pi T_S}\right) \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

となり、これが式(I.7)の近似 (十分条件)式である。

(3) 厳密式と近似式の差

厳密式と近似式の差が最大となるのは、 $f = f_S^*$ のときで、

$$a/a^* = 1/\sin(1) = 1.188 \quad (\text{すなわち、} 19\% = 1.5\text{dB} \text{の差}) \quad (\text{I.10})$$

である。厳密式と近似式の差はわずかであり、かつ近似式は控え目な (すなわち、悪目の) 評価式にもなっているので、実用上は近似式で十分であると言える。

別の観点として、指向安定度規定を、誤差の周波数 f と誤差の振幅 a の関係で見た図 3.8 (a) のような図において、「指向変化率 (レート) = 一定」の直線は、近似式に相当する。ゆえに、「レート = 一定」の直線と「振幅 = 一定」の直線の交点の周波数は、 f_S ではなく f_S^* である。

以上のように、直線近似を用いる近似式の方が、扱いやすく見通しも良いので、近似式の使用を推奨する。

付録Ⅱ 擾乱応答推定法

ここでは6.5節の補足として、衛星の模擬構体を用いて、伝達関数合成による擾乱応答の予測を行った内容を紹介する。

Ⅱ. 1 擾乱応答推定式

衛星システムを擾乱源、衛星構体、感受器の3つのグループで分けて考える。このとき、感受器の評価指標 θ （指向誤差など）と剛固定時の擾乱源単体が発生する力 ${}^D\mathbf{W}$ の関係は、次のような伝達関数 ${}^{RSD}\mathbf{H}_{\theta W}$ を用いて関係付けることができる^{III.1}。

$$\theta(\omega, \Omega) = {}^{RSD}\mathbf{H}_{\theta W}(\omega, \Omega) {}^D\mathbf{W}(\omega, \Omega) \quad (\text{II.1-1})$$

$${}^{RSD}\mathbf{H}_{\theta W}(\omega, \Omega) \equiv {}^R\mathbf{G}(\omega) {}^{RS}\mathbf{G}(\omega) \{ {}^{RS}\mathbf{M}(\omega) + {}^D\mathbf{M}(\omega, \Omega) \}^{-1} \quad (\text{II.1-2})$$

ここで、 ω は角振動数で、 Ω は擾乱源が回転体の場合の回転数である。そして、 ${}^{RSD}\mathbf{H}_{\theta W}$ を構成する伝達関数は以下のものである。

- ${}^R\mathbf{G}$: 感受器単体の伝達関数
(取付点加速度→評価指標)
- ${}^{RS}\mathbf{G}$: 感受器と衛星構体の結合系の伝達関数
(擾乱源取付点加速度→感受器取付点加速度)
- ${}^{RS}\mathbf{M}$: 感受器と衛星構体の結合系の伝達関数
(擾乱源取付点加速度→擾乱源取付点力)
- ${}^D\mathbf{M}$: 擾乱源単体の伝達関数
(取付点加速度→取付点力)

擾乱源が定常ランダム的な振動を発生する場合には、 θ のクロススペクトル密度（CSD）行列 $\Phi_{\theta\theta}$ が次式から求められ、その対角要素がパワースペクトル密度（PSD）となる。

$$\Phi_{\theta\theta}(\omega, \Omega) = {}^{RSD}\mathbf{H}_{\theta W}(\omega, \Omega) \Phi_{WW}(\omega, \Omega) {}^{RSD}\mathbf{H}_{\theta W}^H(\omega, \Omega) \quad (\text{II.1-3})$$

ここで、 Φ_{WW} は剛固定時の擾乱源の力 ${}^D\mathbf{W}$ のCSD行列である。

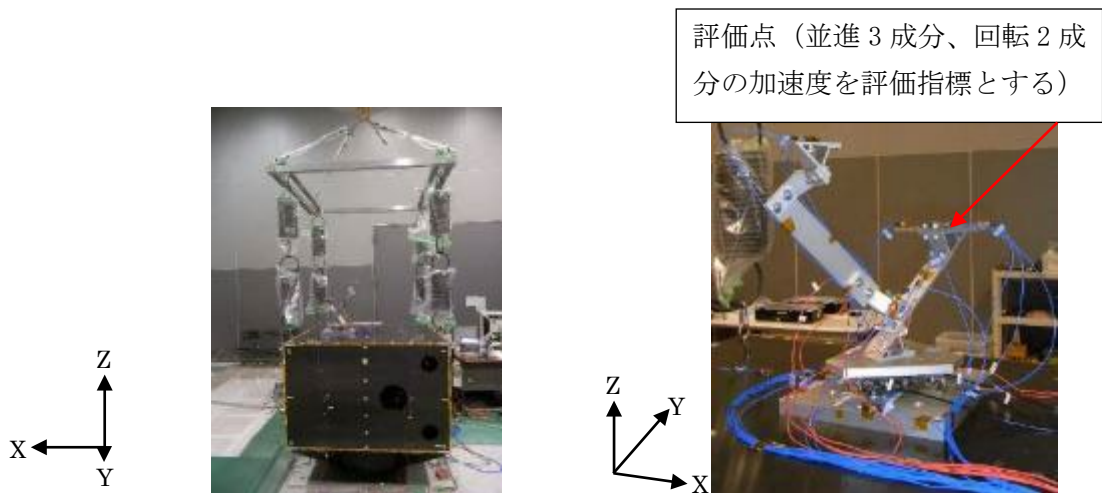
II. 2 衛星模型を用いた実験例

衛星実機のロードパスを模擬した模擬構体（衛星模型）と回転体の擾乱源として小型ホイール（SRW）を用いて、式(II.1-3)の擾乱応答推定値と応答実測値をそれぞれ比較することで精度検証を行った。

図II.2-1 に衛星システムとしての衛星模型の擾乱測定時のコンフィグレーションを示す。そして、図II.2-2 に衛星模型のミッション部としての感受器模擬構造を示す。本実験では、感受器はセンサとしての機能はなく、構造特性を模擬したものと見なしている。図II.2-3 には衛星模型に搭載した擾乱源としての SRW を示す。

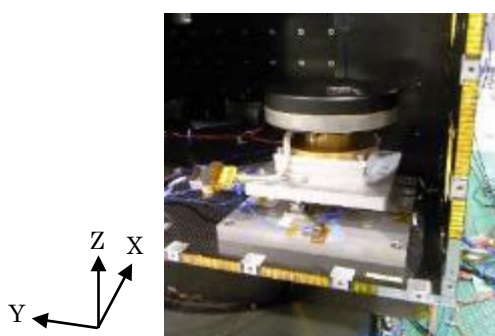
衛星模型にはミッション部を模擬した構造と SRW が搭載されており、バネで宙吊りすることで軌道上における境界条件に近い状態での擾乱を測定した。また、図II.2-4 のように SRW の代わりに加振器付きの加振治具を設置し、同様の境界条件下で加振を行うことで、応答推定に必要な伝達関数の一部を取得した。

なお、衛星模型については、参考文献[II 2]に詳細に記載している。

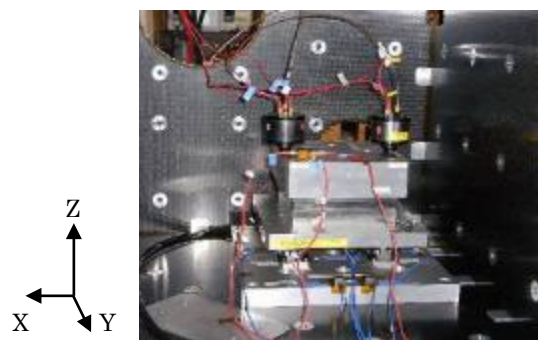


図II.2-1 擾乱応答測定時の衛星模型
(バネ宙吊りによる境界自由条件の模擬)

図II.2-2 感受器模擬構造

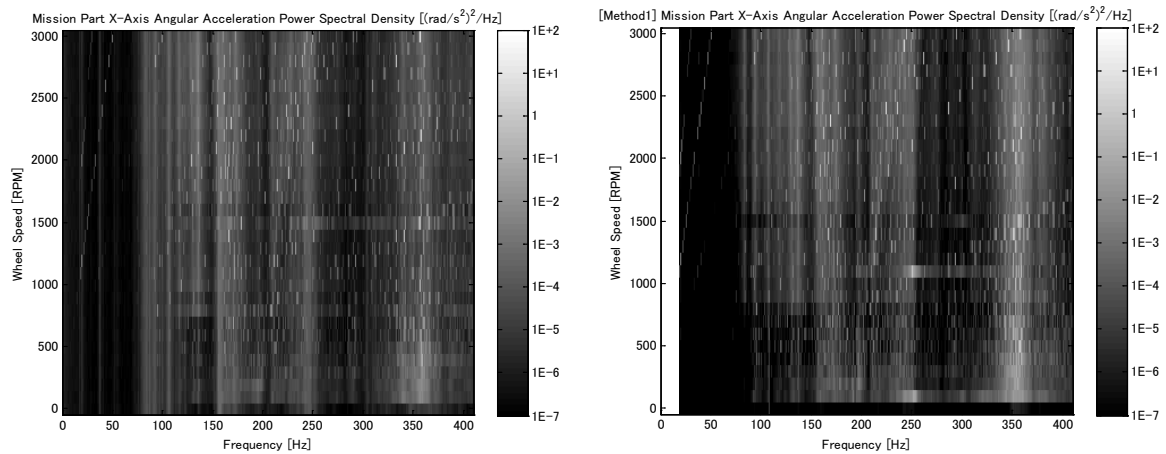


図II.2-3 衛星模型搭載時のSRW
(アクセスパネル開放時)



図II.2-4 衛星模型搭載の加振治具と加振器

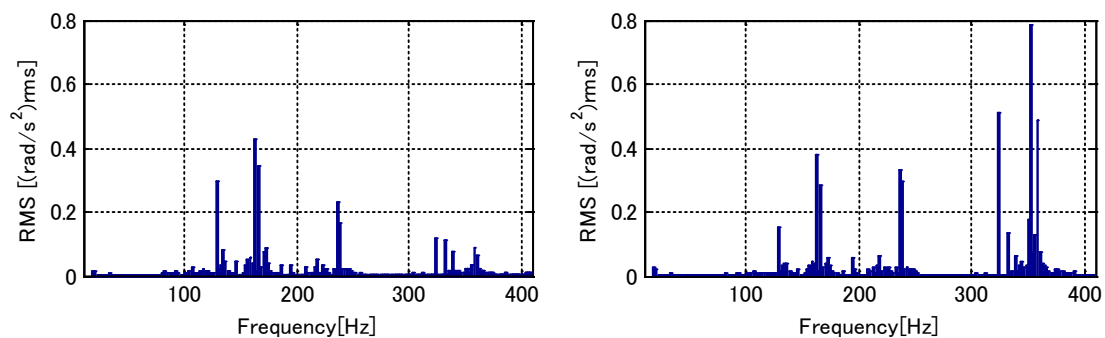
図Ⅱ. 2-5 に一例として、評価点の X 軸周り回転成分加速度の PSD を鳥観図として示す。300Hz 以下の周波数帯では若干の差異があるものの、概ね予測値と実測値は近い値である。PSD の大きさは周波数刻み $\Delta f (=0.25\text{Hz})$ に依存するため、応答の絶対値の比較のために RMS 値を計算した。その結果を図Ⅱ. 2-6 に棒グラフで示す。このとき、分解能は 2Hz とし計算している。RMS 値で見ても 300Hz 以上の周波数帯で予測値の応答が大きくなる傾向があるが、それ以下の周波数帯では予測値としては 2 倍以下の精度があることが分かる。



(a) 測定値 (実測値)

(b) 応答予測値

図Ⅱ. 2-5 擾乱応答 (X 軸周り回転成分加速度) の PSD の鳥観図の比較
($\Delta f = 0.25\text{Hz}$)



(a) 測定値 (実測値)

(b) 応答予測値

図Ⅱ. 2-6 2000rpm のときの擾乱応答 (X 軸周り回転成分加速度) の RMS 値の比較
(分解能 2Hz)

参考文献

- [Ⅱ. 1] 内田 英樹, 小松敬治, 伝達関数合成に基づく擾乱応答推定法, 第 52 回構造強度に関する講演会講演集, JSASS-2010-3075 (2010)
- [Ⅱ. 2] 内田 英樹他, 擾乱試験用衛星構体テストベッド, JAXA 研究開発資料 JAXA-RM-11-003 (2011)