

博士学位論文
準天頂衛星測位システムのシステム研究

平成19年度
(2007年12月)

東京海洋大学
海洋科学技術研究科
応用環境システム学専攻
前田裕昭

目次

1 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 研究の経緯 及び 目的	2
1.3 本論文の構成	2
2 QZSS のシステムの研究	4
2.1 アーキテクチャ	4
2.1.1 宇宙セグメント	4
2.1.2 地上系セグメント	6
2.2 座標系	9
2.2.1 座標系の定義	9
2.2.2 座標系に関するインターオペラビリティ	9
2.2.3 座標管理	11
2.3 時刻系(GQTO 含む)	13
2.3.1 時刻系の定義	13
2.3.2 時刻系に関するインターオペラビリティ	13
2.4 参考文献	16
3 QZS の軌道とその推定と予報	17
3.1 QZS の軌道摂動の特性	17
3.1.1 概説	17
3.1.1.1 体問題による基本軌道	18
3.1.1.2 Zonal 項の影響	19
3.1.1.3 Non Zonal 項の影響	24
3.1.1.4 月、太陽の影響	32
3.1.1.5 まとめ	37
3.1.1.6 解析条件のまとめ	38
3.1.1.7 参考文献	39
3.2 軌道制御	40
3.2.1 軌道保持運用の実施位置	40
3.2.2 軌道保持運用の方針	41
3.2.3 ΔV の大きさの試算	43
3.2.4 軌道保持運用の例	46
3.2.5 まとめ	51
4 QZS 信号	52

4.1 QZS 信号の概説(議論の準備)	52
4.2 帯域制限フィルターの群遅延特性とシュドレンジ誤差との関係	55
4.2.1 概説	55
4.2.2 送受信モデルの前提	57
4.2.3 対象とする L1C/A 信号と隣接する電波天文業務の制約	59
4.2.4 自己相関関数と DLL 追尾制御	61
4.2.5 群遅延と信号の歪みの影響	63
4.2.6 各種フィルターと群遅延の影響解析	64
4.2.7 まとめ	70
4.2.8 参考文献	70
4.3 変調方式	73
4.3.1 概説	73
4.3.2 L1 信号の特性	75
4.3.3 PSK 変調によるコンスタレーション	76
4.3.4 増幅器の制約	79
4.3.5 インタープレックス変調方式と L1 信号への適用	80
4.3.6 L1 信号の設計結果	85
4.3.7 まとめ	86
4.3.8 参考文献	87
4.4 送信アンテナ	89
4.4.1 最低受信強度と均一さを共に満たす条件	89
4.4.2 最大受信強度と均一さを共に満たす条件	91
4.4.3 送信アンテナへの要求条件	93
4.4.4 その他考慮すべき事項	93
4.4.5 離心率 e への感受性	95
4.4.6 まとめ	97
4.5 QZS 信号の航法メッセージ	98
4.5.1 概説	98
4.5.2 QZS 信号のドップラー(QZS との相対速度)	98
4.5.3 準天頂衛星の可視時間	99
4.5.4 QZS 信号の種類や変調方式	100
4.5.5 準天頂測位信号の航法メッセージ	102
4.5.6 まとめ	104
4.5.7 参考文献	104
5 結論	106
5.1 総括	106
5.2 今後の課題	106

6 本論文に関する著者の発表	108
6.1 査読つき原稿論文(第一著者).....	108
6.2 国際会議発表(第一著者).....	108
6.3 特許、講演論文など(第一著者).....	108
6.4 共著論文、共著講演.....	108
謝辞	109

図 目次

図 2.1-1	マスターコントロール局 モニタ実験局 及び GUTS GPS モニタ局配置(◇地上系 (測位実験局等) OGUTS GPS モニタ局)	8
図 2.2-1	“Addendum to NIMA TR 8350.2: Implementation of the WGS84 Reference Frame G1150”より抜粋.....	10
図 2.3-1	時刻系の接続の概念図.....	15
図 3.1-1	2 体問題による地上軌跡(1.5 年分)	19
図 3.1-2	Zonal 項に起因する昇交点赤経 Ω の変動	20
図 3.1-3	Zonal 項に起因する近地点引数 ω の変動	21
図 3.1-4	Zonal 地球重力項を考慮した地上軌跡(1.5 年分)	22
図 3.1-5	Zonal 項に起因する昇交点経度 LAN の変動と軌道周期 T の調整による LAN の維 持	23
図 3.1-6	Zonal 地球重力項を考慮し軌道長半径 a を調整した場合の地上軌跡(1.5 年分) ...	24
図 3.1-7	Zonal 及び NonZonal 地球重力項を考慮し、且つ、Zonal 地球重力項による昇交点赤 経 Ω の変動に合わせて軌道長半径 a を調整した場合の地上軌跡(6 年分)	25
図 3.1-8	Non Zonal 項に起因する昇交点経度 LAN の変動(6 年分)	26
図 3.1-9	Non Zonal 項に起因する昇交点経度 LAN の変動(拡大図)	26
図 3.1-10	Non Zonal 項に起因する軌道長半径 a の変動(6 年分)	27
図 3.1-11	Non Zonal 項に起因する軌道長半径 a の変動(拡大図)	28
図 3.1-12	Non Zonal 項に起因する昇交点経度 LAN と軌道長半径 a の変化率との関係	29
図 3.1-13	軌道長半径 a をそれぞれ 0.5 年、1 年、1.5 年で調整した時の昇交点経度 LAN の 変動.....	30
図 3.1-14	軌道長半径 a をそれぞれ 0.5 年、1 年、1.5 年で調整した時の軌道長半径 a の変 動	31
図 3.1-15	軌道保持間隔 P を 1 年とした場合の地上軌跡	32
図 3.1-16	軌道保持間隔 P を 0.5 年とした場合の地上軌跡.....	32
図 3.1-17	各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による昇交点経度 LAN の変動.....	33
図 3.1-18	各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による軌道傾斜角 i の変動	34
図 3.1-19	各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による近地点引数 ω の変動	34
図 3.1-20	各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による離心率 e の変動	35
図 3.1-21	各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による軌道長半径 a の変動.....	35
図 3.1-22	初期投入 Ω を変えたときの各 Ω 毎の他の軌道パラメータの 1 年間での変動	36
図 3.1-23	初期投入 Ω を変えたときの各 Ω 毎の他の軌道パラメータの 10 年間での変動.....	37
図 3.2-1	遠地点を含めた軌道制御	40
図 3.2-2	$\Delta \omega$ の制御方法	42
図 3.2-3	軌道投入した昇交点赤経 Ω 別の 12 年間の必要 ΔV 量(試算).....	45
図 3.2-4	軌道投入した昇交点赤経 Ω 別の 12 年間の必要 ΔV 量(試算、軌道傾斜角 i を制御	

しない)	45
図 3.2-5 昇交点経度 LAN のプロファイル(12 年)	46
図 3.2-6 軌道長半径 a のプロファイル(12 年)	47
図 3.2-7 離心率 e のプロファイル(12 年)	47
図 3.2-8 軌道傾斜角 i のプロファイル(12 年)	48
図 3.2-9 近地点引数 ω のプロファイル(12 年)	48
図 3.2-10 昇交点赤経 Ω のプロファイル(12 年)	49
図 3.2-11 半年毎に必要な ΔV 量(制御対象別)のプロファイル(12 年)	50
図 3.2-12 半年毎に必要な ΔV 量(制御位置別)のプロファイル(12 年)	50
図 4.2-1 測位信号の生成から伝搬路を経て受信に至る送受信モデル	57
図 4.2-2 電離層による群遅延(ほぼフラットと見なして良い)	58
図 4.2-3 L1C/A 信号の電力スペクトラム密度と無線通信規則上の送信限界レベル	59
図 4.2-4 位相特性～直線位相～の模式図	61
図 4.2-5 理想的な自己相関関数 $R(\tau)$ と S カーブ	62
図 4.2-6 一般的なフィルターの群遅延モデル	63
図 4.2-7 歪みのある(群遅延がフラットで無いときの)自己相関関数 $R(\tau)$ と S カーブ $S_{\Delta\tau}(\tau)$	64
図 4.2-8 ベッセルフィルターの利得(7 次)	65
図 4.2-9 バターワースフィルターの利得(次数を変えたもの(4 次～7 次))	66
図 4.2-10 チェビシェフフィルターの利得(平坦度を変えたもの(0.001dB～0.1dB))	67
図 4.2-11 チェビシェフフィルターの利得(次数を変えたもの(4 次～7 次))	67
図 4.2-12 各種フィルターの通過特性	69
図 4.2-13 各種フィルターの群遅延	69
図 4.2-14 各種フィルターで帯域を制限したときの DLL のチップ幅に対するシュードレンジバ イア	70
図 4.3-1 L1C/A 信号だけの場合のコンスタレーション	77
図 4.3-2 2 つの信号成分を持つ L1C 信号の場合の QPSK コンスタレーション	78
図 4.3-3 L1C/A 信号と 2 つの信号成分を持つ L1C 信号の場合の 8APSK コンスタレーション	79
図 4.3-4 増幅器の典型的な出力特性モデル／線形領域と飽和領域	80
図 4.3-5 ダミー信号による 8QAM(8APSK)の等振幅化の手法	81
図 4.3-6 結果として得られた 8PSK の等振幅コンスタレーション	84
図 4.3-7 電力増幅器の関係	84
図 4.3-8 L1C/A 信号と 2 つの信号成分を持つ L1C 信号を例に取った 8PSK のコンスタレーシ ョン	86
図 4.4-1 測位信号強度と送信アンテナ利得(イメージ)	89
図 4.4-2 送信アンテナ利得の下限を決める図	90
図 4.4-3 送信アンテナ利得の下限	91

図 4.4-4 送信アンテナ利得の上限を決める図	92
図 4.4-5 送信アンテナ利得の上限	92
図 4.4-6 送信アンテナ利得の要求条件	93
図 4.4-7 大気吸収損失(抜粋)	95
図 4.4-8 離心率が $e=0.099$ と $e=0.078$ の時の送信アンテナ利得要求	96
図 4.5-1 QZS の相対速度(於:東京) (IS-QZSS より抜粋)	99
図 4.5-2 測位信号を受信できる時間帯(於:東京) (IS-QZSS より抜粋)	99
図 4.5-3 測位信号のスペクトラム(模式図)	101

表 目次

表 3.1-1	軌道保持運用間隔 P と昇交点経度 LAN の変動、及び、軌道長半径 a との関係	31
表 3.2-1	軌道長半径の 15km 制御に加えて行うときの離心率制御 Δe と ΔV との関係	41
表 3.2-2	軌道傾斜角制御 Δi と ΔV 量との関係	41
表 3.2-3	近地点引数誤差 $\Delta \omega$ と ΔV 量との関係	43
表 3.2-4	半年毎の ΔV 量の試算	43
表 3.2-5	12 年の ΔV 量の試算	44
表 3.2-6	半年毎に必要な ΔV 量(項目別)(12 年)	51
表 4.1-1	QZS 信号リストとそれらの信号構造(IS-QZSS より抜粋)	53
表 4.1-2	QZS 信号の RF 特性(IS-QZSS より抜粋)	54
表 4.2-1	研究対象とした送信機側の帯域制限フィルター	68
表 4.3-1	L1 信号のリストとそれらの信号特性	76
表 4.3-2	L1 信号の各成分のリストとそれらの信号特性 (表 4.3-1 に対して IM を追加)	85
表 4.4-1	離心率 e と近地点遠地点での自由空間損失との差 他	96
表 4.5-1	測位信号の種類	100

1 序論

1.1 研究の背景

2009 年度を目標に、準天頂衛星測位システム(以下「QZSS」(Quasi Zenith Satellite System の略))の初号機が打ち上げられる。このシステムは、米国 GPS と同種の機能や性能を持つ衛星測位システムであり、主として日本を含むアジアやオセアニアのユーザに対して、位置と時刻情報を提供する。本研究の対象は、まさに、この QZSS である。

この分野のシステムとしては、米国の GPS だけが、最大且つ唯一安定的に運用されているシステムである。しかし、世界の有力国は、このような米国 GPS のモノポリーに安全保障上の驚異を感じている。電話やインターネットなどの 20 世紀に続く、21 世紀のインフラストラクチャーと言われるこのシステムへの関与に遅れをとってはならないということである。

たとえば、ロシアの GLONASS という衛星測位システムは、一時衛星数が激減して継続的な使用が危ぶまれていたが、最近の国力の回復を背景にその復活に向けて努力している。また、欧州では、1990 年代初頭から欧州版の GPS を目指した活動が行われてきて、結果的には今年 2007 年 12 月に EU 閣僚会議で約 5600 億円の EU 資金により Galileo 建設を進めることが決定した。欧州のこの決定をもたらしたキーワードは、欧州安全保障と欧州経済である。

一方、我が国は GPS の最大の利用国である。たとえば、デジタル地図の整備を背景にいち早く高度なカーナビが普及している。また、GPS 機能付き携帯電話機が普及しており、欧州は日本の市場をベンチマークとして使用しているくらいである。一般消費者、一般利用者の目に触れない部分での GPS の利用も拡大している。

そのような中、QZSS の研究開発が 2004 年に開始された。その研究開発の成果によりそれ以降の QZSS の建設が進められていくことになるが、それには、システムのアーキテクチャ、他の RNSS とのコンパチビリティやインターオペラビリティ、座標、時刻、準天頂衛星(以下「QZS」(Quasi Zenith Satellite の略))の軌道の特性とその制御方式、測位信号の RF 的特性や航法メッセージの内容についての研究が必要であった。

筆者は、指導教官のご指導の下、この QZSS に関する研究を行った。この博士論文は、それらの研究成果をまとめたものである。

1.2 研究の経緯 及び 目的

筆者の衛星測位システムの研究は、1999年1月、当時の勤務先である(株)東芝において開始した。当時は、通信システムと測位システムを複合させたものであり、その初歩的なコンセプトは6.3節の参考文献にまとめられている。そのときの技術的な背景としては、宇宙用GPS受信機に関する技術や、人工衛星の軌道決定に関する技術の蓄積がある。

その後しばらくして、新衛星ビジネス株式会社が発足し、移動体向け通信・放送事業との合弁事業として、衛星測位システムの研究開発が開始された。合弁事業という言葉は不正確かも知れないが、いずれにしても新しい衛星測位システムという国家事業のきっかけであった。これは、国(文部科学省)の予算に基づいたものであり、独立行政法人航空宇宙研究開発機構と筆者が当時勤務していた NEC 東芝スペースシステム株式会社との契約のもとで、研究開発が進められた。

QZSS のシステムアーキテクチャを決め、システムを構成する各サブシステムから末端の機器への仕様を決定することが、本研究の唯一にして最大の目的である。そして、本博士論文に記述したものは、私が関与した部分の一部である。

この研究成果により決められた仕様に基づいて、製造業者(具体的には筆者が当時勤務していた NEC 東芝スペースシステム株式会社)がそれぞれを具体的に設計し、製造・試験し、全体を組み上げることで、QZSS が完成する。研究の過程では、設計からのフィードバックがあり、また個別の機器からのフィードバックがあり、それに応じて個別機器の仕様見直しだけでなく、システムアーキテクチャやシステム仕様の見直しに至ることもあった。

1.3 本論文の構成

本論文の主要な部分は、3つに分かれている。

まず、第2章では、システムアーキテクチャに関する研究成果を記述した。ここは、システムの大まかな構成要素を定義し、その配置や、構成要素ごとの内部関係性(内部インタフェース)、他と

の関係、座標系や時刻系の設定に関する研究成果をまとめた部分である。QZSS のような衛星測位システムは、社会基盤システムであり 且つ 他国との関係性を無視できない。また、国内に目を向ければ、保有技術や建設コスト、ステークホルダー等の考慮も必要である。アーキテクチャは、そのような広大且つ複雑に入り組んだコンテキストの中で、フィードバックを重ねながら構築されたものであり、本博士論文においては第 3 章と第 4 章の前提となるものである。

第 3 章では、準天頂衛星(以下「QZS」)の軌道の変動、及び、その制御についての研究成果を記述した。QZS は地球重力や月重量や太陽重力などの影響により、その”8 の字”の位置が少しずつずれていく。そのため、位置を制御して、その位置を日本上空に戻す。制御している間は軌道を精密に決定できないので、衛星測位システムとしては使用できない。つまり、稼働率という重要なシステム性能が下がるので、まず第一に押さえなくてはならない研究項目であった。

第 4 章では、QZS から送信する測位信号に関するいくつかの研究成果をまとめた。それらは、測位信号の送信端における機器の群遅延特性とシュドレンジの遅延誤差との関係であり、3 波を単一の周波数に統合して送信するための L1 信号の変調方式に関するものである。また、送信アンテナに関する研究成果に加えて、測位信号に重畳する航法メッセージの研究成果を記述した。

2 QZSS のシステムの研究

3 章以降の研究の前提条件として、本章を記述する。実際の研究は、ユーザの視点に立ったトップダウンからと、設計をベースにしたボトムアップからのフィードバックの中で進められた。

2.1 アーキテクチャ

QZSS は、測位信号を地球へ向けて送信する宇宙セグメントと、測位信号を受信して処理をし宇宙セグメントを制御する地上系セグメントの 2 つから構成される。

それぞれの構成要素は、宇宙或いは地上の広範な領域に配置され、測位信号の生成・送信、測位信号の受信、受信データ(シュードレンジや搬送波位相、受信電力、航法メッセージ、その他の信号品質など)の伝送、受信データの処理、航法メッセージの生成と宇宙セグメントへの送信などの機能を受け持っている。

QZSS の建設に当たっては、まずはシステムアーキテクチャの総合的な研究から開始した。本章は、研究の結果をまとめたものである。

2.1.1 宇宙セグメント

2.1.1.1 宇宙セグメントの構成

宇宙セグメントは、複数の準天頂衛星(QZS)から構成される。

QZS は、決められた軌道の上に配備されており、測位信号を送信する測位ペイロードを搭載する。測位ペイロードは、原子時計からのクロックに基づいて、変調器及び増幅器、帯域制限フィルター、送信アンテナから構成される。

本博士論文では、変調器の機能性能に関して L1 信号の変調方式に関する研究成果を 4.3 節に示し、主として帯域制限フィルターの群遅延特性とシュードレンジとの関係に関する研究成果を 4.2 節に示した。また、送信アンテナに関する研究成果を 4.4 節に示した。更に、QZS 信号に重畳させる航法メッセージに関する研究成果は、4.5 節に示した。

2.1.1.2 宇宙セグメントの軌道配置

2.1.1.2.1 軌道長半径

複数の QZS は、静止衛星と同一の軌道長半径を持つ軌道に投入される。これにより、軌道の周期が地球の自転周期と同一となり、基本的には日本を含む経度限定エリアに QZS が常にとどまることができるようになる。日本を含む経度限定エリアに QZS をとどまらせるためには、軌道長半径を静止衛星と同一の長さにするのは、軌道設計上の必然である。

ただし、この方式によれば、静止衛星と同様の軌道外乱を受け、軌道をその直下点の地球に投影した地球軌跡は、常にインド洋上空に移動しようとする。そのため、そのようなことを考えなくて良い GPS の軌道保持運用が 1.5 年に一度程度であるのに対して、QZS の軌道保持は 0.5 年に一度程度実施する必要がある。この点について、軌道外乱の大きさや、軌道制御の方式などを研究した。その詳細は、3.1 節及び 3.2 節による。

2.1.1.2.2 離心率

QZS の離心率は、最大で 0.099 である。

この離心率が大きければ、近地点と遠地点の高度差が大きくなる。そのため、QZS が一定の強さで測位信号を送信する場合は、地上ユーザの受信電力が変動する。もちろん、QZS が遠地点にいるときの地上ユーザ受信電力は規定した最低レベルを補償する必要があるので、むしろ問題は QZS が近地点にいるときに地上ユーザ受信電力が高くなり、他の GNSS システムへの干渉源になることである。この点について、QZS の送信アンテナの観点から研究を行った。その詳細は、4.4 項による。

一方で、離心率が小さければ(最小で 0.0)、QZS が赤道を横切るときに静止衛星との衝突の危険性が増すなどの問題点が生じる。

また、地上局や地上ユーザの可視性の観点(QZS の仰角が高いかどうか)や、軌道の変動による軌道制御間隔が長いかどうかの観点からの検討も必要であった。現在、QZS 初号機の離心率は 0.075 程度が予定されている。

2.1.1.2.3 軌道傾斜角

QZS の軌道傾斜角は、約 45 度である。

軌道傾斜角は、離心率とは違って、測位ペイロードへ波及するようなパラメータではない。

しかしながら、地上局や地上ユーザの可視性の観点(QZS の仰角が高いかどうか)や、軌道の変動による軌道制御間隔が長いかどうかの観点からの検討は離心率と同様に必要であった。現在、QZS 初号機の軌道投入時における軌道傾斜角は 41 度程度が予定されている。

2.1.2 地上系セグメント

地上セグメントは、主として、マスターコントロール局とモニタ局から構成される。また、GPS とのインターオペラビリティ実現の為に各地に配備済みの GPS 受信専用局を利用するし、QZS との通信(コマンド制御やテレメトリによる状況確認)の為に TTC 地上局もある。これらの地上への配置は、図 2.1-1 に示すようなものが予定されている。

モニタ局は、当然ながら、地上において QZS が可視となる地域に配置される。様々な配置が検討され実際に調査された結果、海外に 5 局、国内に 4 局を配置することとした。配置に当たっては、他に障害物が少ないような可視性の良さに加えて、電源や通信回線の有無、干渉波の有無も考慮された。モニタするのは、QZS 信号と GPS 信号であり、その観測項目はシェードレンジや搬送波位相に加えて、航法メッセージが正しく送信されているかどうか、受信電力やその他の信号品質は所定の性能を満たしているかなどを確認するためのデータである。

モニタ局で取得されたデータは、ネットワークを介してマスターコントロール局に伝送され、QZS や GPS 衛星の時刻や軌道決定をする。また、それに基づいて、軌道や時刻を伝搬して、エフェメリスデータやアルマナックデータのを生成する。加えて、信号品質やその他のシステムの健康状態を常時監視し、航法メッセージの元となるデータを生成する。

生成したデータは、QZS から送信されるべき航法メッセージとして、TTC 地上局を介して、QZS へ送信される。

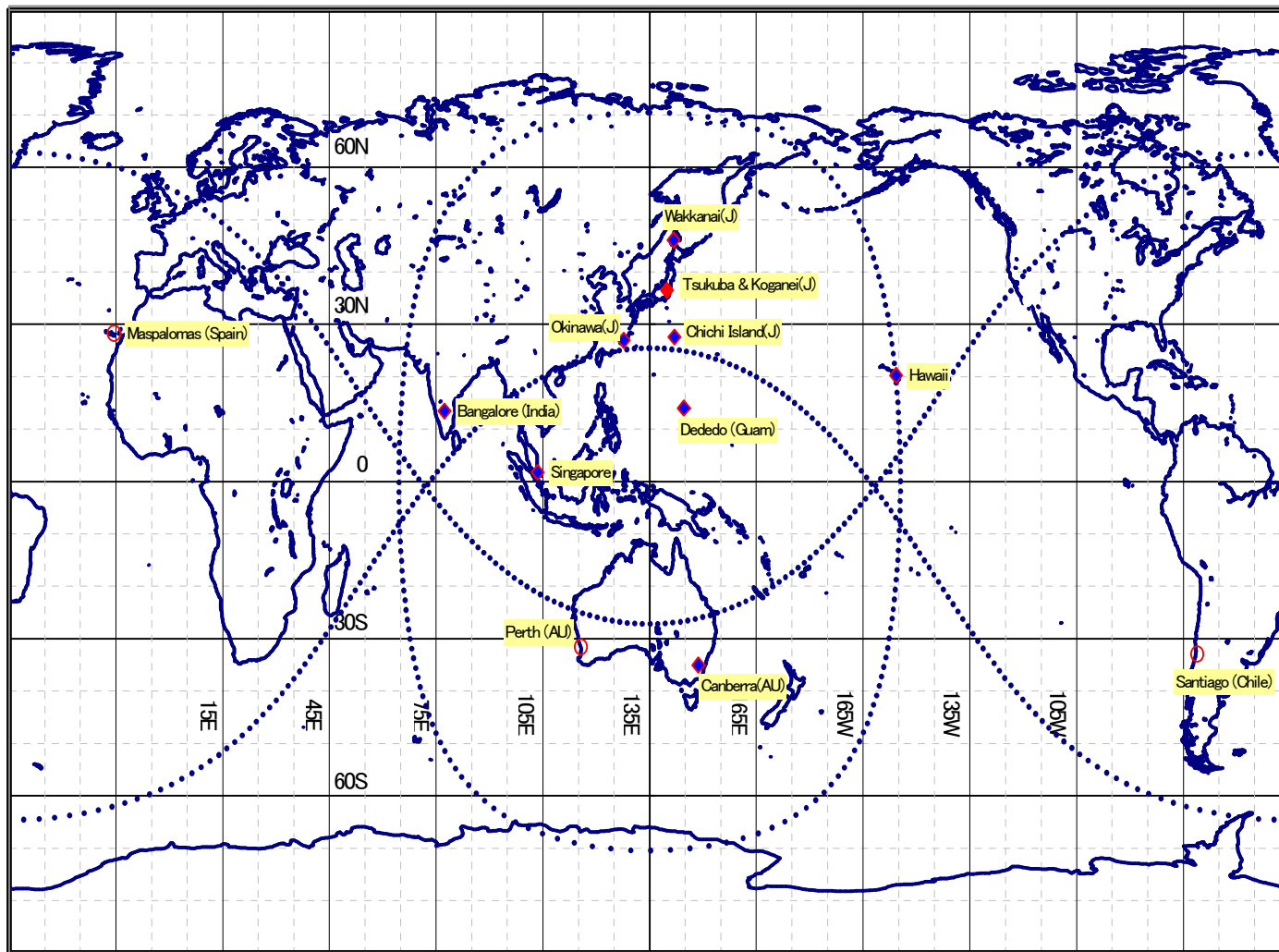


図 2.1-1 マスターコントロール局 モニタ実験局 及び GUTS GPS モニタ局配置(◇地上系(測位実験局等) ○GUTS GPS モニタ局)
(JAXA 資料から抜粋)

2.2 座標系

2.2.1 座標系の定義

本システムで使用する座標系は、ITRS を基本とする。

ITRS とは、International Terrestrial Reference System の略である。ITRS の実現は国際的な枠組みで継続的に行われており、実現結果は ITRF として公開されている。Galileo は ITRS を基準座標系としており、GPS もその準拠座標系である WGS84 座標系を ITRS へ近づけるように合意している(2.2.2.1 項参照)。

具体的には、本システムのモニタ局位置を最新の ITRF に基づいて測量することになる。測量されたモニタ局位置群を JGS (Japan global satellite navigation system's Geodetic System) と呼ぶことがある。

2.2.2 座標系に関するインターオペラビリティ

QZSS では、軌道上に配備している衛星機数が少ない。そのため、ユーザは QZSS 単独で自分の時刻や位置の測位演算をすることはできない。したがって、必然的に、GPS や GALILEO 等からの測位信号を同時に受信して、測位演算を行うことになる。

その際に重要なことは、複数の座標系を一致させることである。そうしないと、測位演算が正しく行われない。どのような手法や精度で一致させるのか、調査研究を進めて、以下のような結論を導き出し、それ以降の研究の前提とした。

2.2.2.1 WGS84 と ITRF2000 との関係について

WGS84 と ITRF2000 とは、図 2.2-1 (NIMA (National Imagery and Mapping Agency: 米国の機関) 資料より抜粋) により、各軸で 1cm (RMS) の精度で一致している。

WGS84 は今までに何回かの更新を経てきている。それらは、WGS84(G730)、WGS84(G873)、WGS84(G1150)と呼ばれている。最新の WGS84 は、WGS84(G1150)であり、2002 年 1 月に運用に供せられた。

一方、ITRF も何回かの更新が行われており、ITRF97、ITRF2000 などがあるが、現在、ITRF2005 が、ITRS を実現した最新のものである。

さて、WGS84(G730)と ITRF92 との差は 10cm 以下、WGS84(G873)と ITRF94 との差は 2cm 以下であり、現在ではそれぞれ最新の WGS84(G1150)と ITRF2000 との差は各軸で 1cm (RMS) 以下となった。したがって、現在では、実用上の差はなくなったものと考えてよい。

Agreement with ITRF

The WGS 84 (G1150) Reference Frame, after the adjustment of a best fitting 7-parameter transformation and accounting for epoch differences (ITRF2000 is referenced to epoch 1997.0), compared to ITRF2000 shows a RMS difference of one centimeter per component. To quantify differences between the WGS 84 (G1150) and ITRF2000 reference frames, comparisons were made between the NGA and USAF stations and a subset of the IGS stations that were used to develop ITRF2000. Subsequent comparisons between the NGA GPS precise ephemerides, referenced to WGS 84 (G1150), and IGS GPS precise ephemerides, referenced to ITRF2000, validate that the two reference systems are consistent. This indicates that these two reference frames are essentially identical with differences being statistically insignificant for most applications. A similar analysis of the WGS 84 (G730) Reference Frame compared with ITRF92 showed an agreement of ~10 cm [6]. Comparisons between the WGS 84 (G873) and ITRF94 reference frames showed their agreement on the order of 2 cm [7]. This shows that the WGS 84 Reference Frame has maintained consistency with ITRF.

図 2.2-1 “Addendum to NIMA TR 8350.2: Implementation of the WGS84 Reference Frame G1150”より抜粋

2.2.2.2 GPS との関係

GPS が基準座標としている WGS84 は参考文献(1)により可能な限り ITRS に近づけることになっていることから、両者をほぼ同一と見なす。この同一の精度は前 2.2.2.1 項に示した文書で裏付けられている。

QZSS としては、全てのモニタ局において以下の式を満足することを前提とし、座標管理を行い、サービス提供の精度を確認することが必要である。

$$\left| P_{i_{IGS}} - P_{i_{WGS84}} \right| \leq 0.02[m], i = 1, 2, \dots, n \text{ ----- 数式 2.2-1}$$

$P_{i_{JGS}}$:本システムのモニタ局位置を現在の JGS で表現した値

$P_{i_{WGS84}}$:本システムのモニタ局位置を最新の WGS84 で表現した値

i :本システムのモニタ局番号を意味するサフィックス

n :本システムのモニタ局の総数

2.2.2.3 Galileo との関係

GALILEO が基準座標としている座標系は、QZSS と同様に ITRS であり、両者を同一と見なすことができる。異なるのは、ITRF のバージョン、及び、ITRF を基準にした時のモニタ局位置の決定精度(2.2.3.1 項参照)である。

この同一の精度は、全てのモニタ局において、1cm とし、以下の式を満足するものと想定する。

$$\left| P_{i_{JGS}} - P_{i_{GALILEO-ITRF}} \right| \leq 0.01[m], i = 1, 2, \dots, n \text{ ----- 数式 2.2-2}$$

$P_{i_{JGS}}$:本システムのモニタ局位置を現在の JGS で表現した値

$P_{i_{GALILEO-ITRF}}$:本システムのモニタ局位置を GALILEO が使用している ITRF で表現した値

i :本システムのモニタ局番号を意味するサフィックス

n :本システムのモニタ局の総数

2.2.3 座標管理

2.2.3.1 モニタ局で使用する座標値の決定

モニタ局で使用する各モニタ局の座標値は、ITRF に基づいて、一般には GPS や QZSS などによる基線長解析により測定・測量・決定することができる。基線長解析の一般的な精度から言って、その決定精度として 0.005m (1 σ) を想定することができる。

2.2.3.2 モニタ局で使用する座標値の維持・管理

2.2.2 項に記載の GNSS 間の座標系の関係性を維持するために、モニタ局で使用する座標値は、最新の ITRF と、定期的に比較される必要がある。

そして、比較の結果、その誤差が一箇所でも 0.02m を越える場合は、モニタ局で使用する座標値を最新の値に更新し、モニタ局位置座標の更新を行うことが妥当である。

$$\left| P_{i_{JGS}} - P_{i_{ITRF}} \right| \leq 0.02[m], i = 1, 2, \dots, n \text{ ----- 数式 2.2-3}$$

$P_{i_{JGS}}$: 本システムのモニタ局位置を現在の JGS で表現した値

$P_{i_{ITRF}}$: 本システムのモニタ局位置を最新の ITRF で表現した値

i : 本システムのモニタ局番号を意味するサフィックス

n : 本システムのモニタ局の総数

2.3 時刻系(GQTO 含む)

2.3.1 時刻系の定義

本システムの基準とする時刻系は、QZSS 時系(以下「QZSST」)と呼ぶものとし、以下に定義する。

(1) 1 秒の刻み幅

QZSST の 1 秒の刻み幅の定義は、TAI (Time Atomic International)と同一とする。

(2) TAI とのオフセット整数値

QZSST は、TAI よりも 19 秒遅らせる。

(3) QZSST の週番号の起点

QZSST の週番号の起点は、GPS 時刻系と同じ 1980 年 1 月 6 日午前 0 時とし、これにより週番号の起点は GPST と同一とする。

(4) SV クロック

GPST と QZSST の時刻オフセットに、QZSST に対する QZS の SV クロックオフセットを加算したものを、QZS 航法メッセージにより放送すること。

これにより、QZS 信号のユーザは、QZSS と GPS の時刻系のオフセット差を意識せずに、測位演算を行うことができる。

2.3.2 時刻系に関するインターオペラビリティ

ユーザにおける測位演算では、時刻に関する未知数は、ユーザ受信機のある時刻系に対する時刻誤差のみである。したがって、QZS や GPS 衛星、GALILEO 衛星側の、ある時刻系に対する時刻誤差は、推定されて既知であって、ユーザに通知されなければならない。

一つの GNSS の時刻系に対する衛星側の時刻誤差は、その GNSS の責任で推定されユーザに通知される。その部分は、図 2.3-1 中の②と③に相当する。

そのため、残された部分は、各 GNSS 間の関係性であり、これは座標系と同様に重要である。

2.3.2.1 GPS との関係

QZSS は、QZS の時刻誤差を GPS 時刻系と比較して、推定する。図 2.3-1 で言えば、QZS の衛星クロックが GPST を基準にしている①の部分に相当する。これにより、QZSS と GPST との関係が、測位演算に影響を与えることは実用上は無い。

むしろ、課題は、①の部分の推定の手法、推定の時に入り込む誤差減の把握や管理等が重要な課題となる。

2.3.2.2 GALILEO との関係

GALILEO 時系(以下「GST」と呼ぶ)と GPST との関係である GGTO は、 $5\text{ns}(2\sigma)$ ($\approx 1.5\text{m}$ (参考))の精度で接続されると言われている。

したがって、QZS 信号と GALILEO 信号を組み合わせで演算するときは、 $5\text{ns}(2\sigma)$ の時刻系誤差が入ることになる。

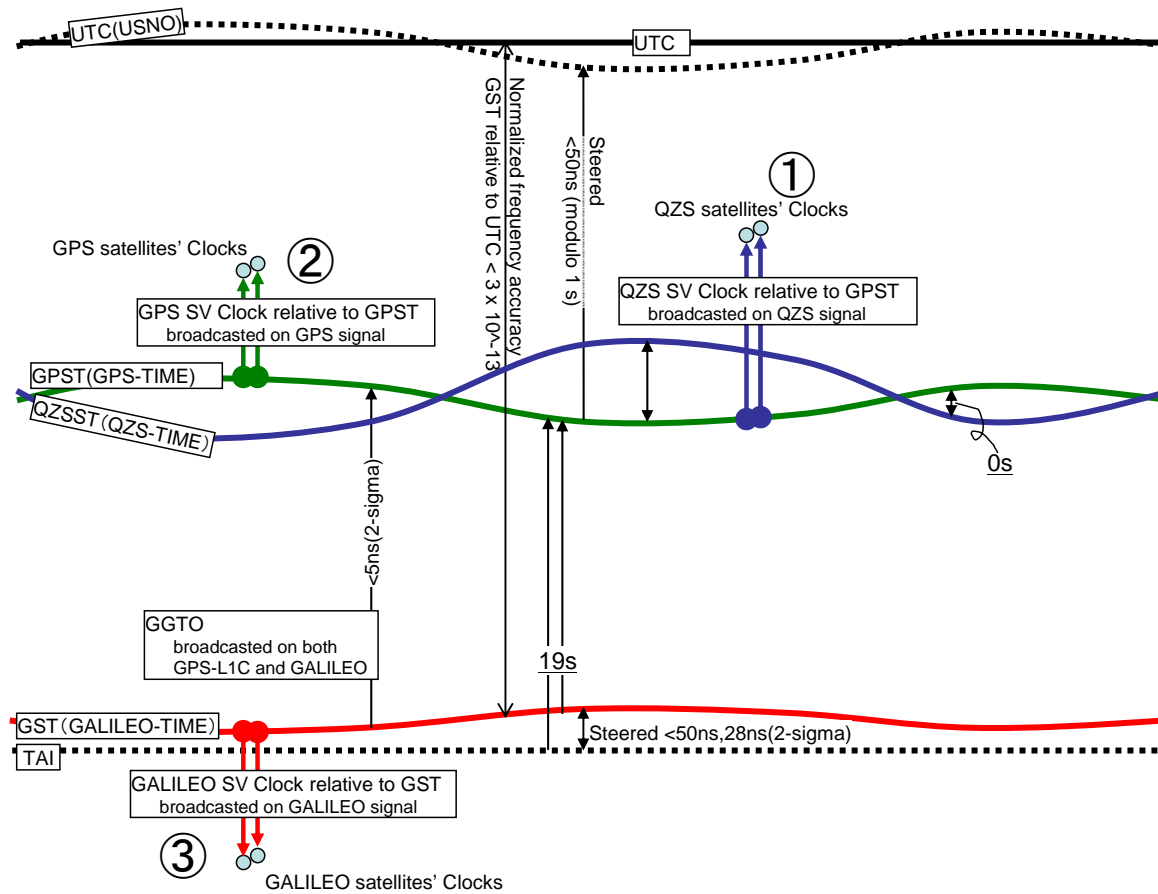


図 2.3-1 時刻系の接続の概念図

2.4 参考文献

- (1) AGREEMENT ON THE PROMOTION, ROVISION AND USE OF GALILEO AND GPS SATELLITE-BASED NAVIGATION SYSTEMS AND RELATED APPLICATIONS (2004/June/21)

3 QZS の軌道とその推定と予報

3.1 QZS の軌道摂動の特性

3.1.1 概説

準天頂衛星測位システム(以下 QZSS と呼ぶ)では、地上軌跡が東経 135 度を中心とし 8 の字を描く軌道(以下「QZO」)に衛星(以下「準天頂衛星」、あるいは、「QZS」)を軌道上に打ち上げて、日本を中心とした東アジアやオセアニアに測位サービスを提供する。

一般に、軌道は、地球質点重力以外に、Zonal 項や Non Zonal 項等の非球対称地球重力項の影響や、太陽や月の重力、太陽輻射圧の影響を受ける。そのため、ちゃんと日本上空にとどまるのか、それぞれの影響の大きさがどの程度であって、どれだけの期間でそれらを補正する必要があるか、またその補正に必要な速度増分量がどれくらいかの把握は、QZSS 及び QZS の研究開発において主要な課題の一つであった。

この研究課題については、既に幾つかの検討がなされている(参考文献(2)(3))が、いずれも断片的であったり、視点が異なる。

本研究では、主に、軌道傾斜角 $i=45\text{deg}$ 、離心率 $e=0.099$ 、近地点引数 $\omega=270\text{deg}$ 、及び、地上軌跡の中心を東経 135deg(これは昇交点経度 LAN(Longitude of Ascending Node)=146.5deg に相当する)とする軌道が受ける摂動を解析し、その特性を評価した。

3.1.2 項で 2 体問題における基本的な軌道を示したのち、3.1.3 項では、Zonal 項について、2 体問題と対比させて述べる。Zonal 項は、主として昇交点赤経 Ω 、近地点引数 ω 、平均近点離角 l 、及び昇交点赤経 Ω と平均近点離角 l の変動に起因して昇交点経度 LAN に影響を与える(つまり、昇交点経度 LAN が変動する、ずれていく)。これら Zonal 項による昇交点赤経 Ω 、近地点引数 ω 、平均近点離角 l の変動は、永年摂動項としてよく知られている。しかし、このような永年摂動項に関しては、軌道長半径 a の調整により、昇交点経度 LAN がほぼ変動しないようにすることができることを示す。

3.1.4 項では、地上軌跡変動に主要な影響を与える Non Zonal 項についてその影響が経度に依存することを示す。Non Zonal 項は地球の経度に関係するものであって、主として軌道長半径 a に影響を与え、その影響の様子は静止衛星に対するものと似ている。QZS を日本上空に滞在さ

せるために、適切な頻度での東西制御が必須である。

3.1.5 項では太陽輻射圧の影響、太陽と月の重力の影響を、昇交点赤経 Ω ごとに評価し、3.1.5.2 項に研究・考察の検討をまとめた。

なお、高度が高いので大気抵抗は考える必要は無い。また、発熱量はせいぜい5kWであって、太陽輻射圧の10分の1程度であり、しかも衛星の±Y面から均等に熱排出されていて今回の軌道摂動の検討のレベルでは影響を与えないことから、熱輻射圧力はここでは取り扱わない。さらに、RF放射量は300Wであって、太陽輻射圧の100分の1程度であり、かなり小さいのでこれも考慮しない。

3.1.2 2 体問題による基本軌道

地球の一日 1440min は太陽との関係で決められている。一方、地球は太陽の回りを約 365.24219days かけて公転している。そのため、地球は一日の間に、慣性空間において

$\left(1 + \frac{1}{365.24219^{day}}\right)$ 回転することになる。したがって、慣性空間における地球の1回転の周期は、 $\frac{1440^{min}}{1 + \frac{1}{365.24219^{day}}} = 1436.07^{min} = 86164^{sec}$ である。基準とする QZO の軌道周期 T をこ

の値に設定すると、これにより 2 体問題で考える限り、その地上軌跡は”8 の字”状になって、びたりと動かない。

図 3.1-1 は、2 体問題で伝播(1.5 年分)した場合のものであり、地上軌跡は一定の非対称 8 の字となる。この時の軌道長半径は 42164.170113km である。

なお、本論文で前提とするその他の軌道要素は、それぞれ、 $i=45deg$ 、 $e=0.099$ (最大)、 $\omega = 270deg$ 、 $LAN=146.5deg$ とする。

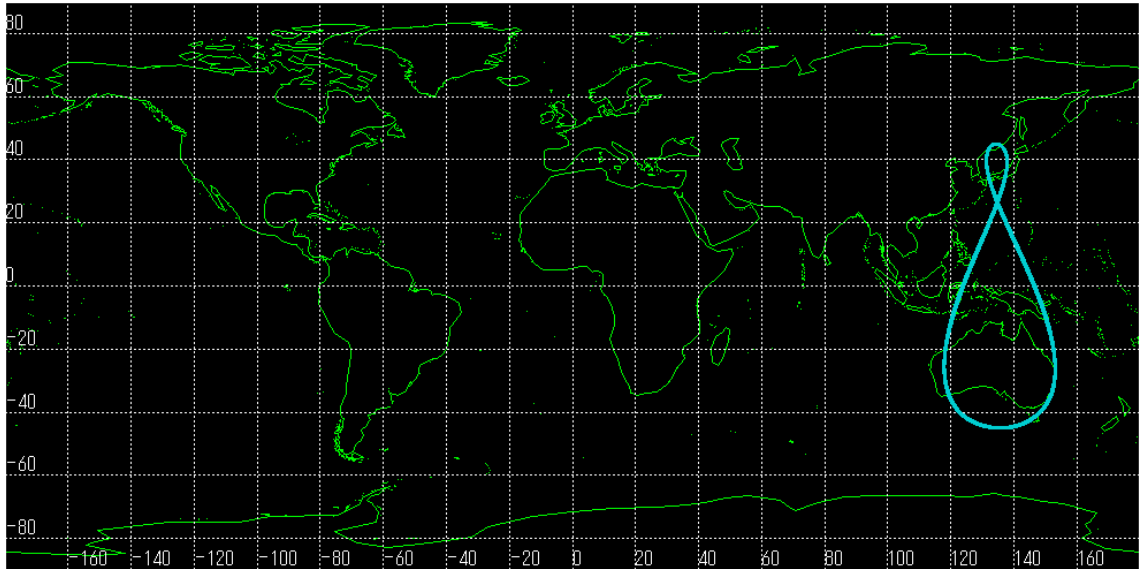


図 3.1-1 2 体問題による地上軌跡(1.5 年分)

3.1.3 Zonal 項の影響

さて、ここでまず、Zonal 項について評価する。

3.1.3.1 Ω 、 ω 、 l に対する個別影響の評価

Zonal 項は、軌道と地球の緯度との関係による項であり、ここで述べる評価結果は Ω や LAN に関わらず有効である。

まず、 Ω は、永年摂動項として知られた以下の式 3.1-1 により、 $-\cos i$ に比例して変動する (参考文献(4)(5)(6))。ここで、 J_2 は ZONAL 地球重力項の J_2 項のことであり、 R_e は地球の半径、 a 、 e 、 i はそれぞれ軌道長半径、離心率、軌道傾斜角である。

$$\Delta\Omega \cong -\frac{3}{2} J_2 \frac{R_e^2 \times n}{a^2 \times (1-e^2)^2} \times \cos i \text{----- 数式 3.1-1}$$

STK による解析によれば、図 3.1-2 に示すように、 Ω が -3.53deg/year で直線的に小さくなり、上式と一致する。また、図 3.1-2 にあるように、 i の大きさには依存するが、 e については e が 0.099 以下である時 (或いはそれ以下の時)、式 3.1-1 の分母の値がほとんど変わらないことか

ら、 e への依存度は大きくない。

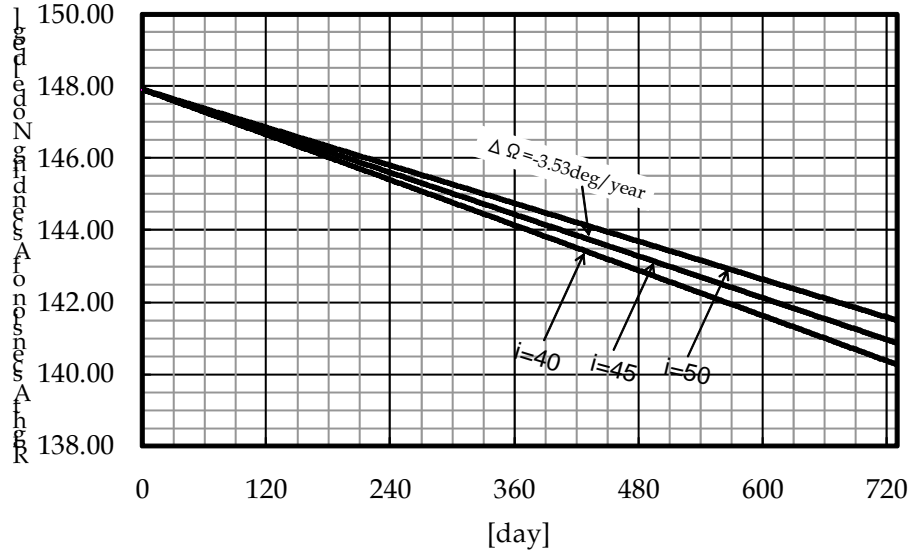


図 3.1-2 Zonal 項に起因する昇交点赤経 Ω の変動

同様に、 ω は、永年摂動項として知られた下式 3.1-2 により、 $i=63.4\text{deg}$ の時を境にして、符号が変わる。 $i=63.4\text{deg}$ とは、ちょうどその時、 $2 - \frac{5}{2} \sin^2 i = 0$ となるからである。

$$\Delta\omega \cong \frac{3}{2} J_2 \frac{R_e^2 \times n}{a^2 \times (1-e^2)^2} \times \left(2 - \frac{5}{2} \sin^2 i \right) \text{----- 数式 3.1-2}$$

解析によれば、図 3.1-3 に示すように、 ω が $+3.75\text{deg/year}$ で直線的に変化している。また、 i には依存するが、前式 3.1-1 と同様に、 e に依存する変動は無視できる。

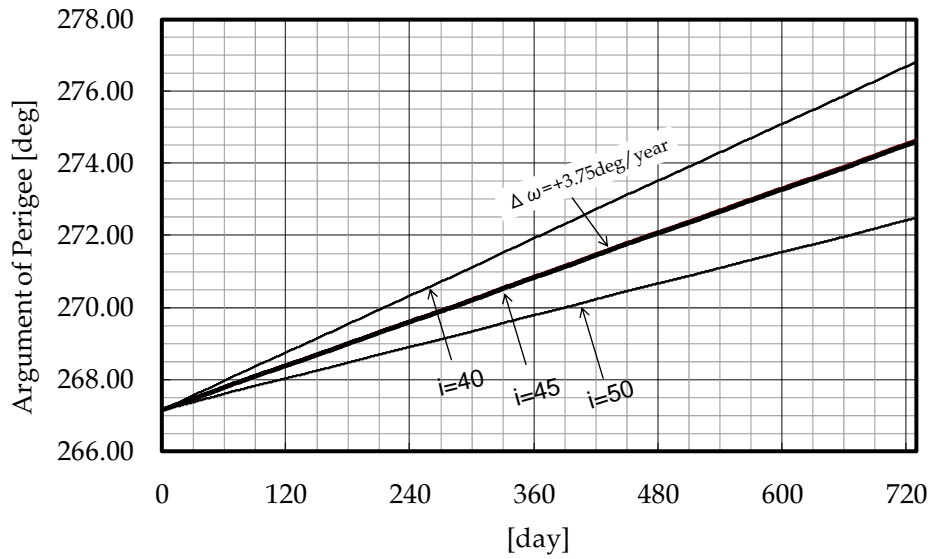


図 3.1-3 Zonal 項に起因する近地点引数 ω の変動

同様に、平均近点離角 l は、永年摂動項として知られた下式 3.1-3 により、 $i=54.7\text{deg}$ の時を境にして、符号が変わる。 $i=45\text{deg}$ で $e=0.099$ の時、平均近点離角 l は 1.24deg/year で大きくなる。

$$\Delta l \cong \frac{3}{2} J_2 \frac{R_e^2 \times n}{a^2 \times (1-e^2)^{3/2}} \times \left(1 - \frac{3}{2} \sin^2 i \right) \text{----- 数式 3.1-3}$$

3.1.3.2 昇交点経度 LAN の変動を小さくする対策

さて、 Ω が変動すると LAN も同様に変動する。例えば、仮に $\Delta\Omega$ が負であるときは、LAN が西に移動するということになる。

ここで、 J_2 、 J_4 の影響を考慮すると、 Ω と ω が変動するため、図 3.1-4 に示すように、地上軌跡は多少変動する(下図は 1.5 年分の伝播)。LAN (Longitude of Ascending Node) の変動分として $+0.00387\text{deg/day}$ 程度となる。

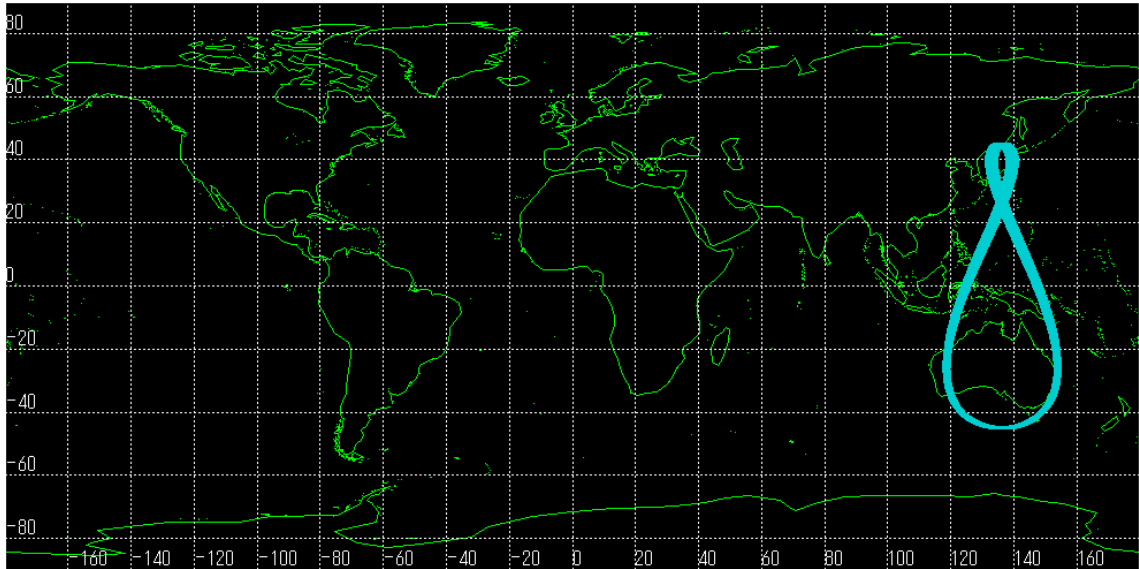


図 3.1-4 Zonal 地球重力項を考慮した地上軌跡(1.5 年分)

しかしその場合は、T を短くすれば LAN の西への移動は抑えられるわけで、LAN の変動をゼロにするためには、T を $\Delta T_{\Omega} = \frac{\Delta \Omega}{\Omega_e}$ だけ短くすれば良い。ここで、 Ω_e は地球の自転速度である。

一方、 ω と平均近点離角 l の変動は、T を変動させるのと同じ効果を持つ。たとえば、QZO のケースだとこれらの変動は共に正であるので、T が短くなった効果と同じである。そして、その効果は、 $\Delta T_{\omega+l} = \frac{\Delta \omega + \Delta l}{n_0}$ である。ここで、 n_0 は平均運動である。

これら 2 つを合わせて、式 3.1-4 に示すように ΔT だけ周期 T を変えるという対策を施すことで、LAN の経年変動を抑えることができる。つまり、二体問題の場合の T_{2BODY} が 1436.07min であったのに対し、 $T_{ZONAL}=1436.084min$ とするのである。これら、対策前後の LAN の経年変動については図 3.1-5 に示す通りである。

$$\Delta T \cong \Delta T_{\omega+l} - \Delta T_{\Omega} = \frac{\Delta \omega + \Delta l}{n_0} - \frac{\Delta \Omega}{\dot{\Omega}_e} \text{----- 数式 3.1-4}$$

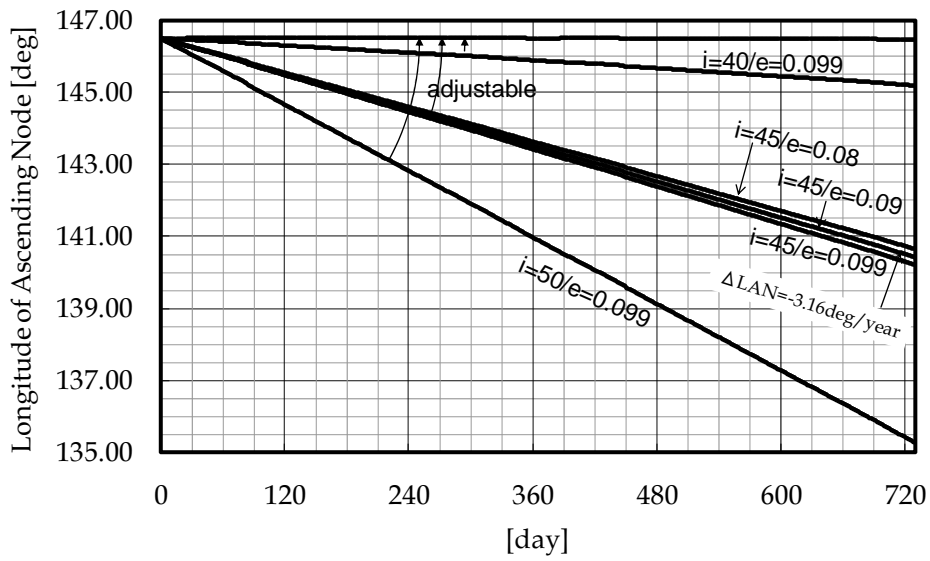


図 3.1-5 Zonal 項に起因する昇交点経度 LAN の変動と軌道周期 T の調整による LAN の維持

その他の軌道パラメータである e 、 i の Zonal 項による経年変化は小さく、それぞれ $\pm 0.00002/\text{year}$ 、 $+0.003\text{deg}/\text{year}$ 程度で無視できる。

このように、LAN の変動を補償すべく、周期を 1436.08368 秒($a=42164.473117\text{km}$)に設定すると、地上軌跡の変動は、図 3.1-6 に示すように再び小さくなる(下図は 1.5 年分の伝播)。図 3.1-4 と見比べると、“8 の字”の変動が、少しだけ小さくなっていることがわかる。

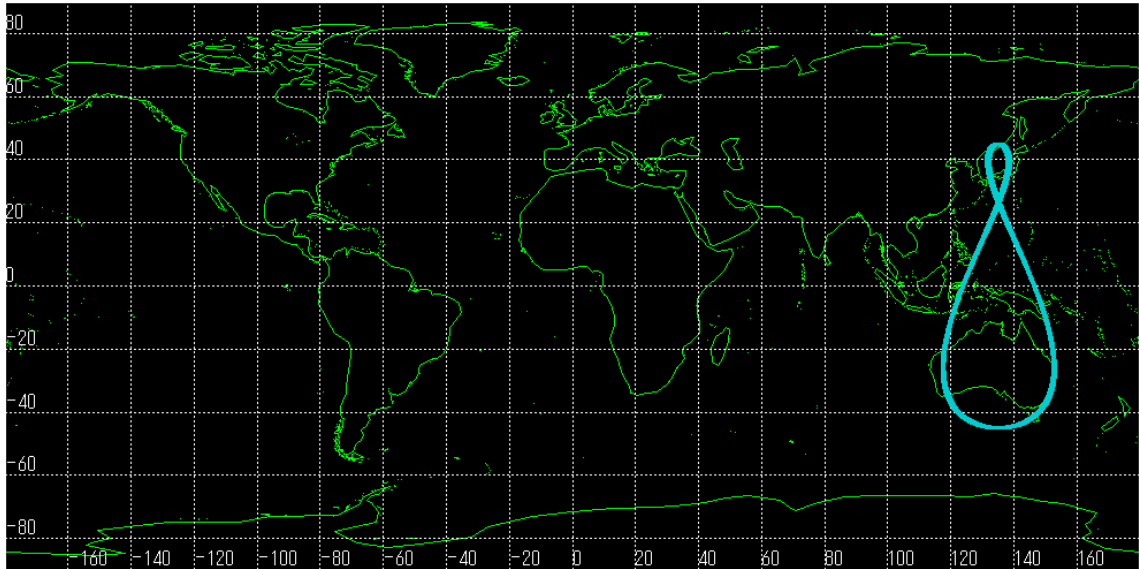


図 3.1-6 Zonal 地球重力項を考慮し軌道長半径 a を調整した場合の地上軌跡(1.5 年分)

3.1.4 Non Zonal 項の影響

3.1.4.1 Non Zonal 項による影響の把握

Zonal 項に Non Zonal 項を加えて、解析評価した。NonZonal 項は、軌道と地球の経度との関係であり、 Ω に関わらずここで述べる評価結果は有効である。

加速度としては、2 体問題及び Zonal 地球項に加えて、更に NonZonal 地球重力項を考慮して、6 年分の伝播を行った。その地上プロファイルが下図(図 3.1-7)である。最も重要な評価ポイントである昇交点経度 LAN の変動が極めて大きい。そのため、明らかに軌道制御は必要である。

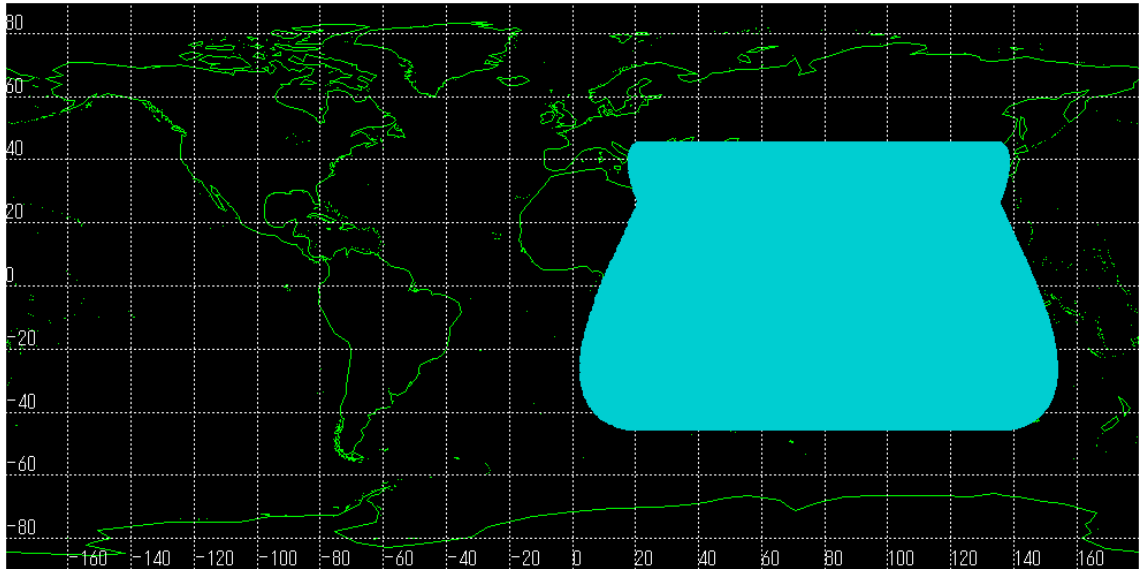


図 3.1-7 Zonal 及び NonZonal 地球重力項を考慮し、且つ、Zonal 地球重力項による昇交点赤経 Ω の変動に合わせて軌道長半径 a を調整した場合の地上軌跡(6 年分)

つまり、地球同期軌道である準天頂軌道は、静止衛星と同様な影響を NonZonal 項から受けることを改めて確認したことになる。すなわち、その軌道を放置すれば、静止衛星と同様に図 3.1-8 及び図 3.1-9 に見られるように a が変化し、それにより軌道周期 T が変動してその地上軌跡はインド洋上空にずれていく。

昇交点赤経 Ω に関わらず、大きく周期的に変動している。NonZonal 地球重力項は、地球の経度に依存するものであり、むしろ昇交点経度 LAN との関係が強い。

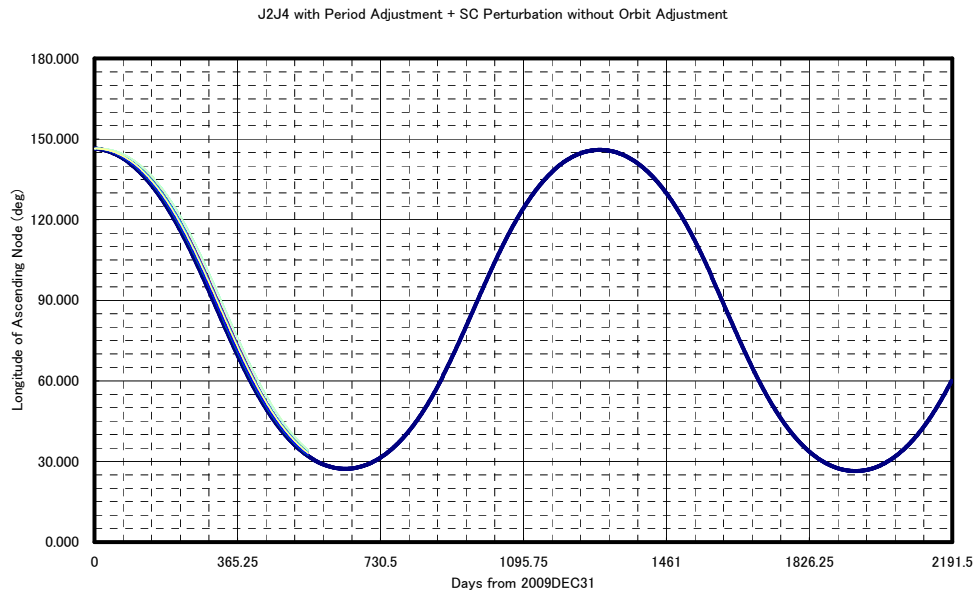


図 3.1-8 Non Zonal 項に起因する昇交点経度 LAN の変動 (6 年分)

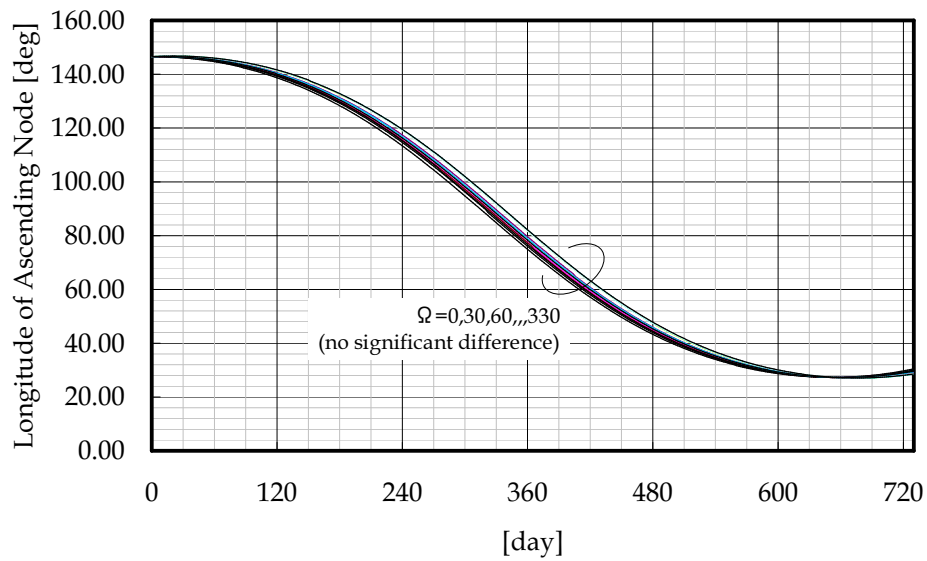


図 3.1-9 Non Zonal 項に起因する昇交点経度 LAN の変動 (拡大図)

この時の軌道長半径のプロファイルを図 3.1-10 及び図 3.1-11 に示す。昇交点赤経 Ω に関わらず、どれも同様なプロファイルを示している。

これによれば、当初 42164.473117km に設定された軌道長半径 a であるが、徐々に長くなり、それに連れて前図(図 3.1-8 及び図 3.1-9)のように昇交点経度 LAN が西に移動している。そして、昇交点経度 LAN が 85 度に達した時点(8 の字の中心がインド上空)で、軌道長半径の変化が反転して短くなり始める(図 3.1-12 参照)。その後、昇交点経度の西への移動は継続し、それがアフリカ上空に来た時点で、東への移動に反転する。

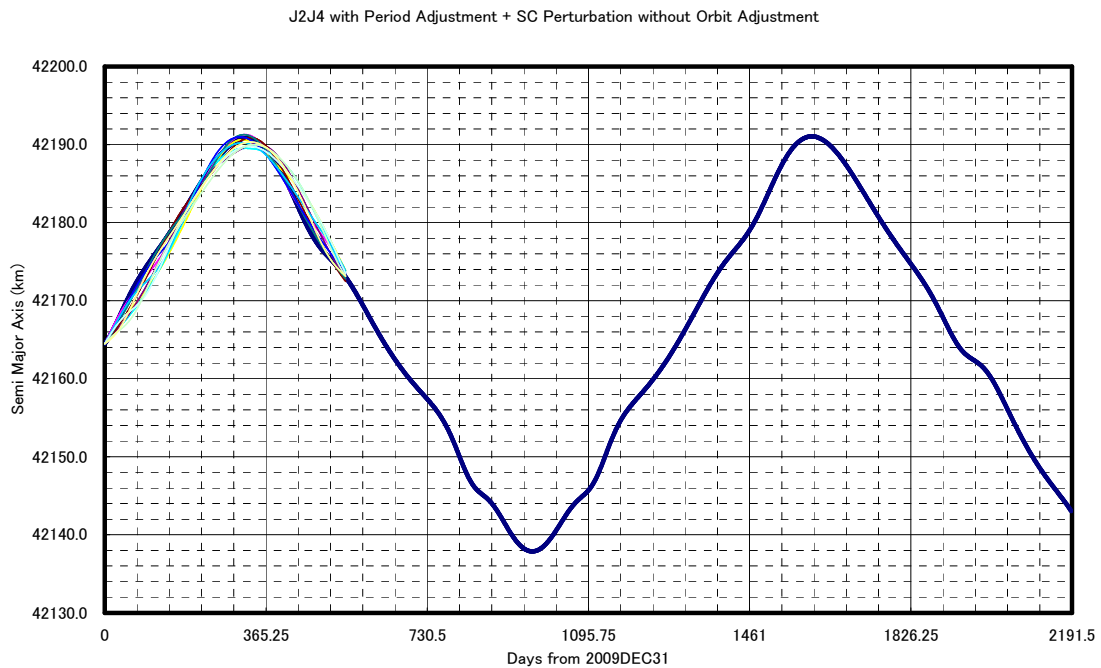


図 3.1-10 Non Zonal 項に起因する軌道長半径 a の変動(6 年分)

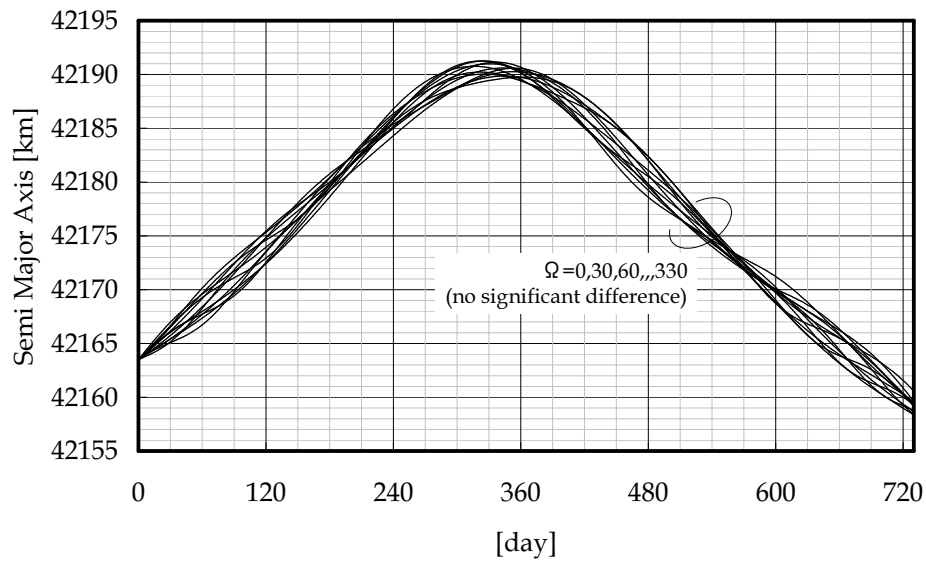


図 3.1-11 Non Zonal 項に起因する軌道長半径 a の変動(拡大図)

a の一日あたりの変化率は、図 3.1-12 に示すように、 $LAN=110\text{deg}\sim 140\text{deg}$ で、ほぼ $+0.1\text{km/day}$ であり、軌道周期 T が長くなって、 LAN が西に移動することを裏付けている。図 3.1-8 にあるように LAN は東経約 85 度(地上軌跡の中心は東経約 75 度)を中心にして長期的に振動する。また、その状況は Ω を変えてもほとんど変わらない。なお、これは、静止衛星では良く知られた特性である。

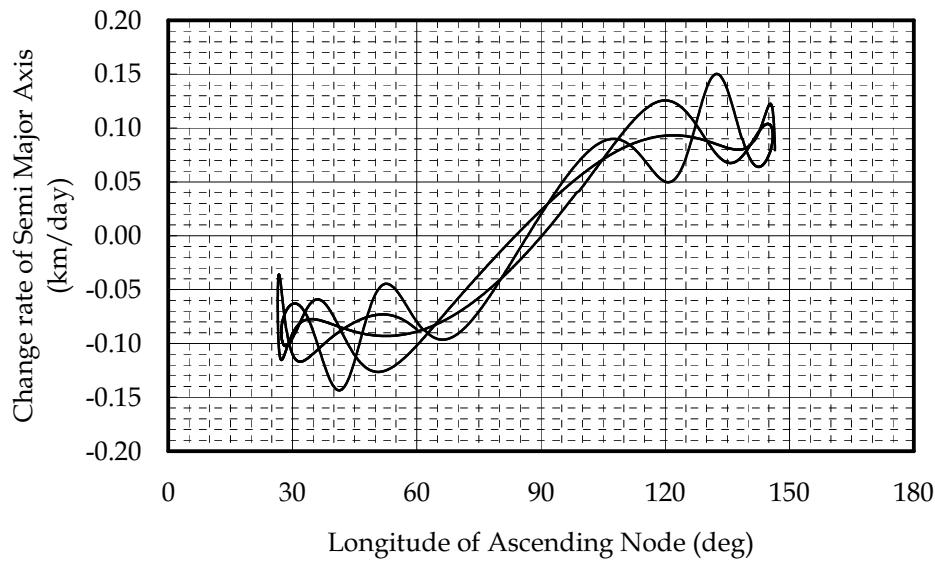


図 3.1-12 Non Zonal 項に起因する昇交点経度 LAN と軌道長半径 a の変化率との関係

これに対して、 ω の変化は Zonal 項の影響が支配的であり、NonZonal 項の影響はほとんど見られないことが確認された。また、 Ω との関係性も極めて低い。更に、 e 、 i の変化は小さく、それぞれ $\pm 0.00005/\text{year}$ 、 $\pm 0.05\text{deg}/\text{year}$ 程度で無視できる。

e が 0.09 あるいは 0.08 のケース、また i が 50deg あるいは 40deg のケースにおける解析においても、前項で述べた以上の有意な差は見られない。

3.1.4.2 LAN の変動を維持するための対策

さて、QZS の軌道保持運用で最も重要なのは地表面軌跡の維持であり、そのためには LAN を維持しなくてはならない。

ここで軌道保持運用間隔 P を 0.5 年、1 年、1.5 年と想定した。想定した間隔 P に渡って、LAN が平均的に東経 146.5deg を中心に変動するように、初期の軌道長半径 a と昇交点経度 LAN を設定した。

P を半年、1 年、1.5 年とした時の、昇交点経度 LAN の変動の様子をプロットしたものが図 3.1-13 であり、これらを数値として表 3.1-1 にまとめた。図からわかるように、当初は地上軌跡が東に移動するように軌道長半径 a を設定しており、その後ある経度で平衡した後に、地上軌跡は西に移動する。間隔 P が広がれば地上軌跡の変動幅も広がる。

解析的には、地上軌跡の変動幅が P の 2 乗に比例することが分かっており(参考文献(3))、本研究における数値計算の結果もそれをほぼ裏付けている。

P の長さは、QZS の寿命 10 年で必要とする合計推葉量にはあまり影響を与えない。したがって、QZS の設計や対策とは別の次元で最適な間隔 P を考えることになる¹。

しかし、P が短いと、その間の測位サービス停止により、QZSS としての稼働率に悪い影響を与える。一方で、P が長いと、LAN の変動が大きくなるので、地上のサービスエリア、特に日本から QZS を見込む仰角が低くなるなど、可視性に悪い影響を与える。なお、本論文では、可視性に関しては言及しない。

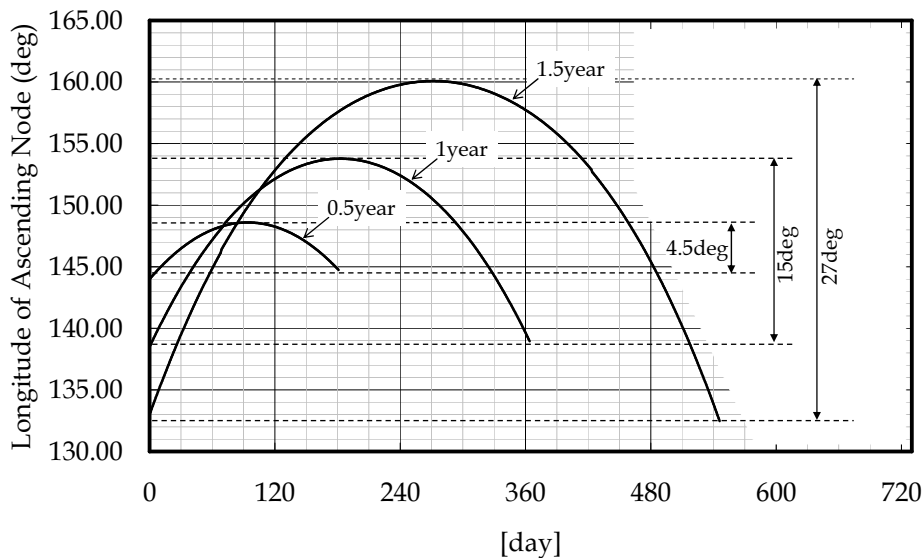


図 3.1-13 軌道長半径 a をそれぞれ 0.5 年、1 年、1.5 年で調整した時の昇交点経度 LAN の変動

¹ 間隔はほぼ関係ないが、軌道制御の実施時期は QZS の性能と密接に関係する。例えば、一般的に、太陽と軌道面の角度(業界では β 角と呼ばれる)がある一定の基準を満たしている必要がある。

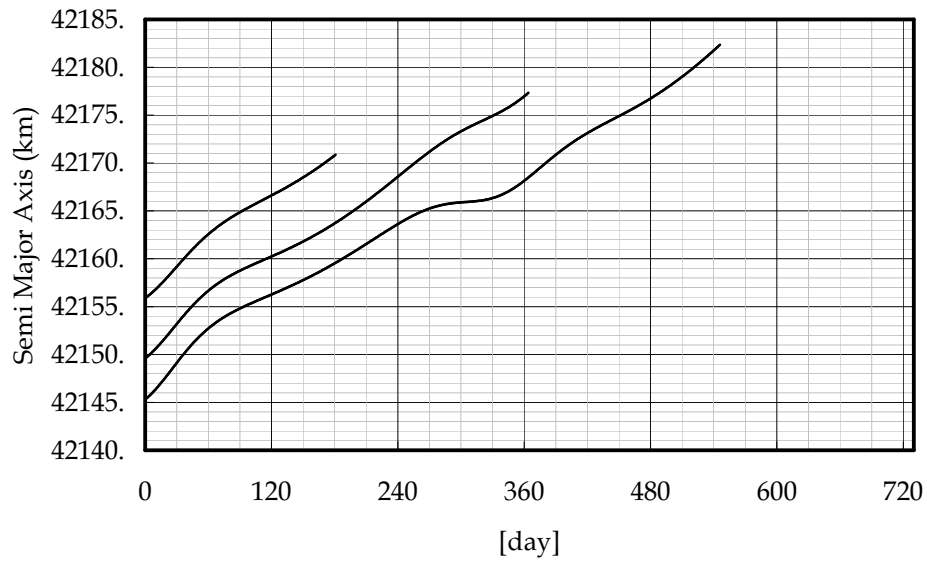


図 3.1-14 軌道長半径 a をそれぞれ 0.5 年、1 年、1.5 年で調整した時の軌道長半径 a の変動

表 3.1-1 軌道保持運用間隔 P と昇交点経度 LAN の変動、及び、軌道長半径 a との関係

軌道保持運用間隔 P	0.5 年	1 年	1.5 年
A の初期値	42、156km	42、150km	42、145km
その間の a の変動幅	15km	28km	37km
その間の LAN の変動幅	4.5deg	15deg	27deg

ここで、一例として、軌道保持間隔 P を 1 年とした場合の地上軌跡を図 3.1-15 に示す。また、軌道保持間隔 P を 0.5 年とした場合の地上軌跡を図 3.1-16 に示す。

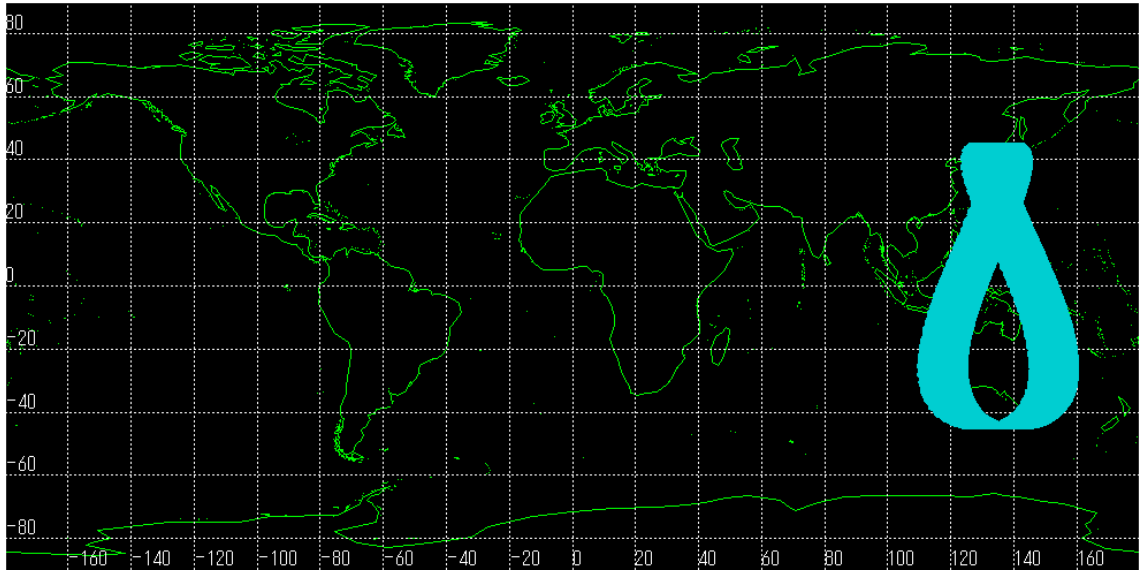


図 3.1-15 軌道保持間隔 P を 1 年とした場合の地上軌跡

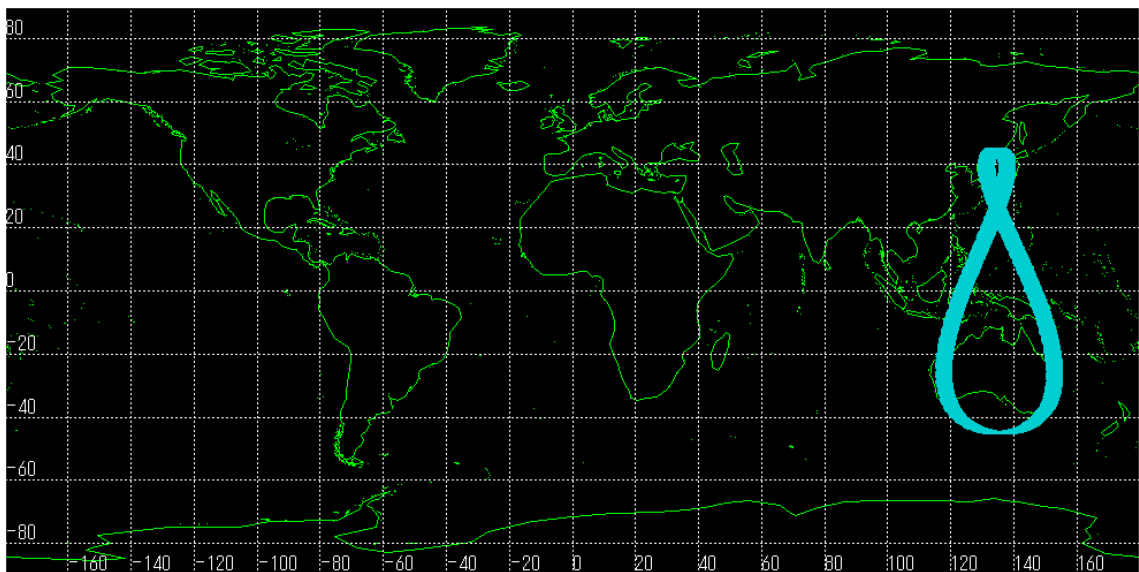


図 3.1-16 軌道保持間隔 P を 0.5 年とした場合の地上軌跡

3.1.5 月、太陽の影響

3.1.5.1 月重力及び太陽重力と太陽輻射圧の影響の把握

2 体問題に加えて、月重量、太陽重力、太陽輻射圧の影響を考慮した。

尚、ここでは、簡単のために非球対称成分 (Zonal 項及び Non Zonal 項) を除外して解析を進

めた。なぜなら、既に非球対称地球重力成分による LAN の影響度合いが分かっており、それを a の調整により維持することとしていること、及び、 ω 、 e 、 i の非球対称成分による影響も同様に把握されているからである。

各 Ω での、LAN、 i 、 ω 、 e 、及び a の 2 年間の変動を、それぞれ図 3.1-17、図 3.1-18、図 3.1-19、図 3.1-20、図 3.1-21 に示す。いずれも、 Ω の違いが、大きなプロファイルの違いにつながっている。しかし、そのプロファイルは、ほぼ単調な動きであり、例えば QZS の設計寿命である 10 年に対しては、単純に外挿して考えることも可能である。また、例えば昇交点赤経 $\Omega=58\text{deg}$ に QZS を投入すると、 i については 0.65deg/year で変動するので、初期に投入する軌道の i を 41.75deg にしておけば、10 年後には 48.25deg になることが容易に分かるなど、軌道保持運用戦略の指針となる。

なお、 e が 0.09 あるいは 0.08 となるにしたがって e の変化率は 20% ほど小さくなる。また、 i が 50deg あるいは 40deg と変えたケースでは、 40deg の方が比較的その変化率は小さいものの、有意な差は見られない。

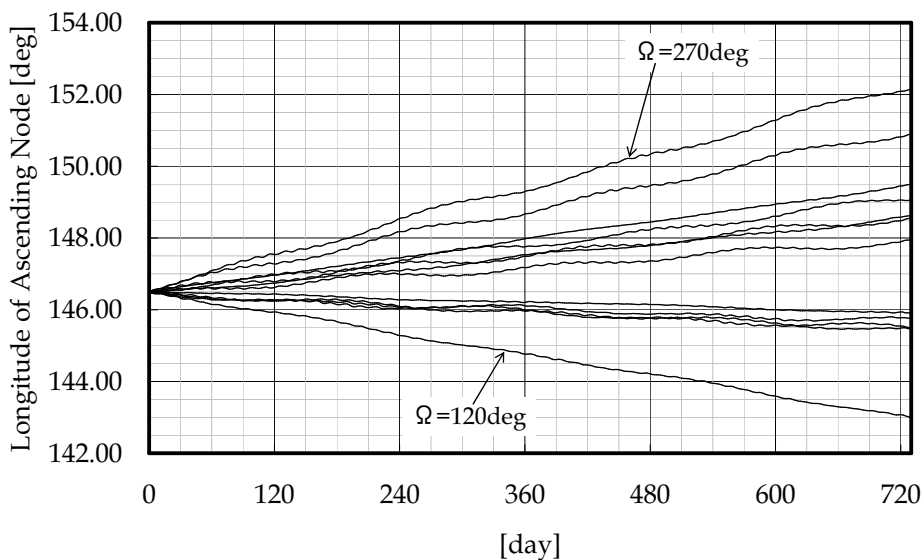


図 3.1-17 各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による昇交点経度 LAN の変動

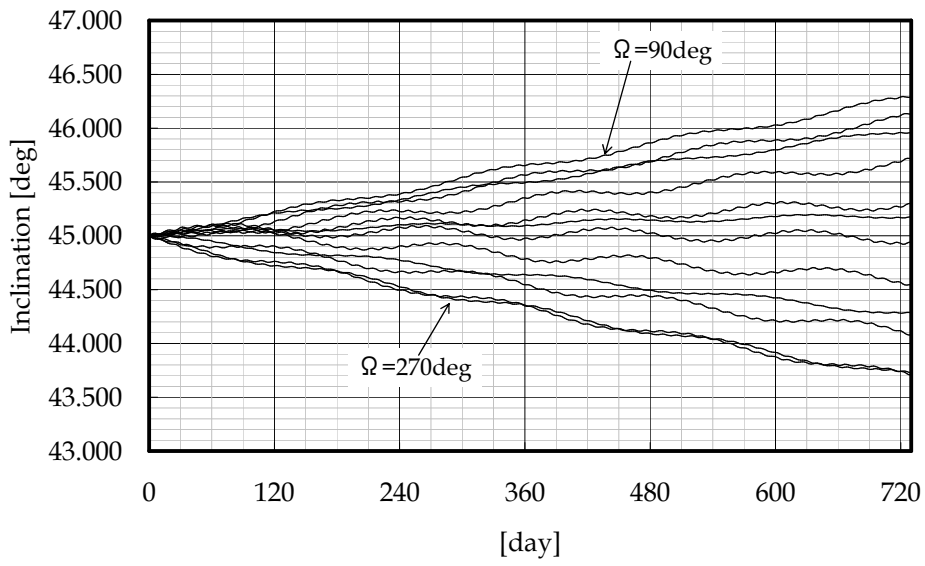


図 3.1-18 各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による軌道傾斜角 i の変動

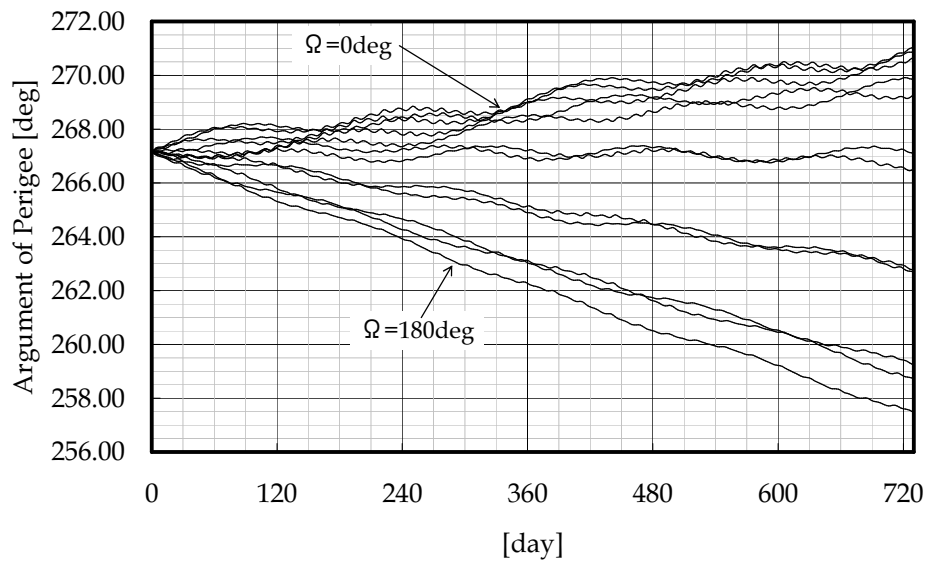


図 3.1-19 各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による近地点引数 ω の変動

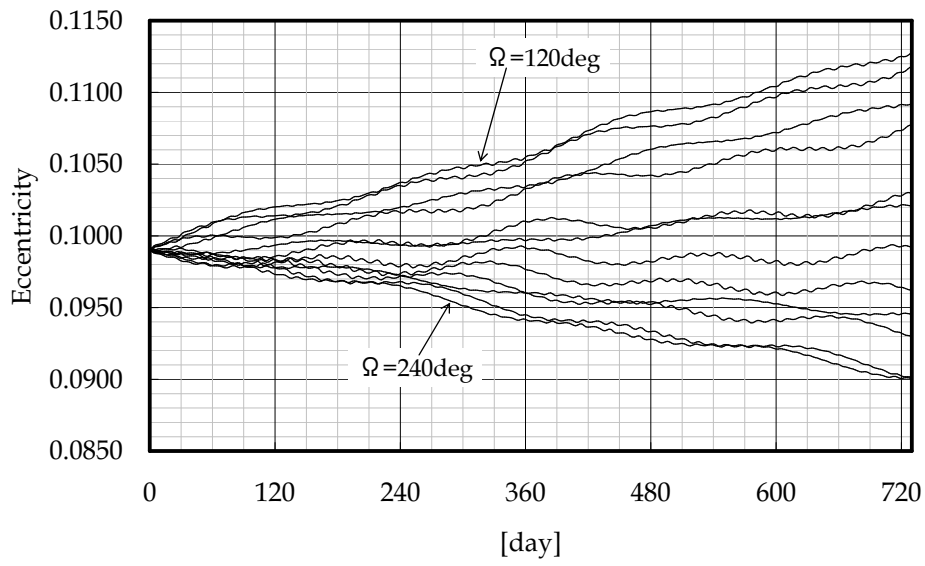


図 3.1-20 各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による離心率 e の変動

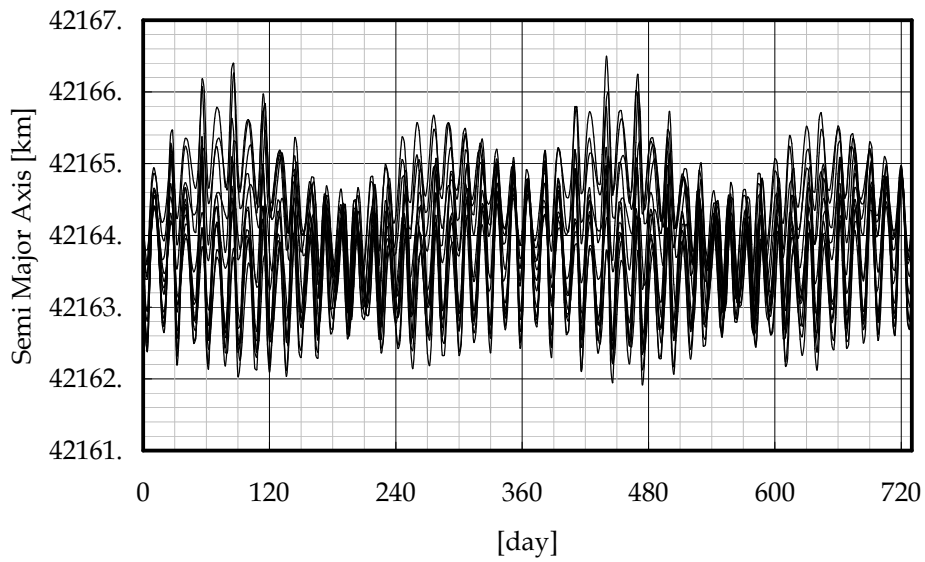


図 3.1-21 各昇交点赤経 Ω での月及び太陽による軌道長半径 a の変動

3.1.5.2 各摂動源の影響のまとめと評価

図 3.1-22 に示したのは、ある Ω を横軸にとった時の、 i 、 e 、 ω の年間変動量である。

ω については、3.1.3 項における Zonal 項による永年摂動量 2.75deg/year を加えている。この図により、1 年間の変動の大きさを把握することができ、次節(3.2 節)の軌道保持運用手法の検討に資することになる。

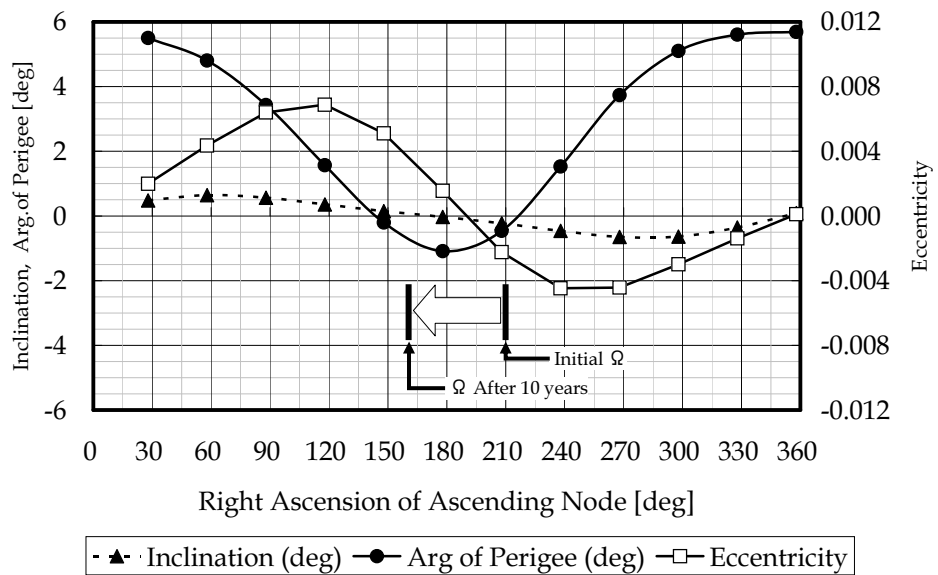


図 3.1-22 初期投入 Ω を変えたときの各 Ω 毎の他の軌道パラメータの 1 年間での変動

次に、図 3.1-23 に示したのは、投入される Ω を横軸として、10 年間の Ω の経年変動を全て考慮した時の、10 年間の軌道パラメータの変動量を示す。

経年変動を全て考慮するとは、 Ω が Zonal 項により -2.53deg/year で変動し(3.1.3 項参照)、それに加えて月や太陽の影響により -1.2deg/year ~ -1.5deg/year 変動することを考慮するということであり、それらが 10 年かけてはほぼ -50deg 変動することを考慮することを意味する。この図により、QZS の寿命である 10 年間での、それぞれのパラメータの合計変動量を把握することができる。

i の変動幅は最大で -5.8deg ~ 5.5deg である。仮に、これを保持制御するのであれば、昇交点赤経 $\Omega = 20\text{deg}$ 、 200deg の時が制御量が最も小さくなる。 ω の変動幅は、-6deg ~ +58deg であるが、仮に昇交点赤経 $\Omega = 135\text{deg}$ ~ 270deg であればその変動幅は 20deg に満たない。 e の変動

幅は $-0.04 \sim +0.06$ に達していて大きい。 e の保持制御量が最も小さくなるのは、昇交点赤経 $\Omega = 20\text{deg}$ 、 210deg の時である。

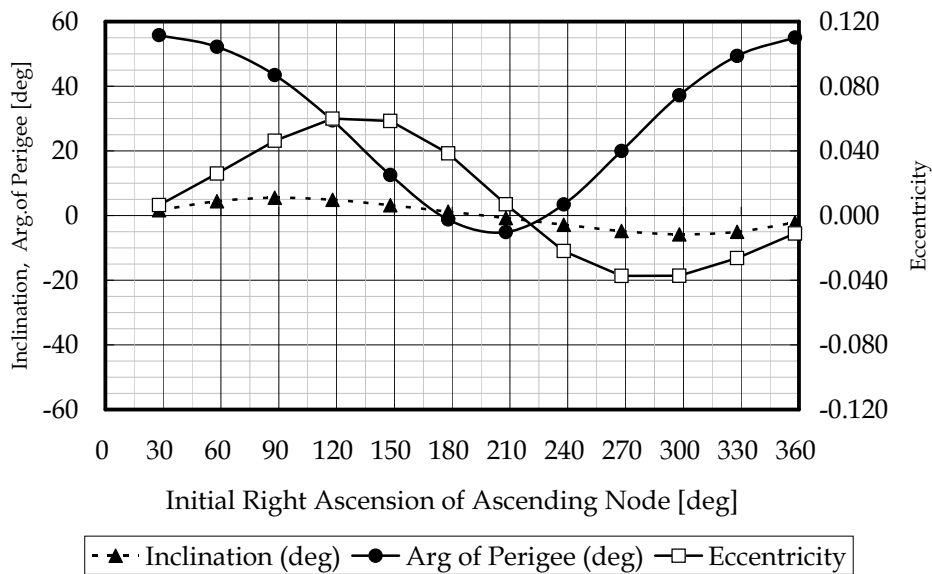


図 3.1-23 初期投入 Ω を変えたときの各 Ω 毎の他の軌道パラメータの 10 年間での変動

3.1.6 まとめ

本節では、QZS の軌道摂動についての研究成果をまとめた。

まず、永年摂動項による昇交点経度 LAN の変動は、軌道長半径 a の調整により、変動しないようにすることができる。

次に、地上軌跡の東西方向の変動は、その軌道保持運用間隔 P を半年とすると、その時の軌道長半径 a の毎回の制御量は 15km であり、昇交点経度 LAN の変動は 4.5deg 以内である。

10 年間の軌道傾斜角 i の変動幅は最大で 6deg 程度であり、QZSS のサービス仕様次第では、その変動を許容して放置することもできることを示唆した。また、同様に、これも QZSS サービス仕様によるが、仮に初期の昇交点赤経 Ω が $135\text{deg} \sim 270\text{deg}$ であれば、近地点引数 ω でさえ

もその変動幅は 20deg 以下であるので放置が可能である。なお、離心率 e の変動は大きいため、軌道保持運用間隔 P に実施する軌道長半径 a の毎回の制御と併せて、保持制御されることが望ましいことも分かった。

3.1.7 解析条件のまとめ

解析には、STK(v4.3.0)を使用した。

積分は 7 次の Runge Kutta Fehlberg 方式で行い、積分のステップ時間は 0.5min、2min、5min、10min、20min の全ての場合の積分結果が等しく変わらないことを確認したうえで、10min とした。

また、地球重力の次数は、5、10、20、40 次で同一であることを確認した上で、20 次とした。

更に、太陽輻射圧に関連するパラメータとしては、太陽輻射圧係数 $C_{SRP}=1.2$ 、衛星の質量は $m=2000\text{kg}$ 、衛星の太陽方向の投影断面積は $A=31\text{m}^2$ とし、いずれも太陽輻射圧が大きく評価されるようにした。

また、太陽輻射圧に関連する衛星の姿勢は、衛星の Z 軸が常に地球を向くようにし、衛星の XZ 平面内に太陽方向ベクトルが入るようにした。

解析の開始時刻は 2010 年の 1 月からとして、その最初の 2 年間分を 2020 年まで外挿して評価した。月軌道と黄道の交点の変動周期は約 18.6 年であり、その軌道に与える影響が最大化するのが 2006 年、最小化するのが 2015 年である。影響度合いの最大最小の比は、1.2 程度である。QZS の 1 号機が実際に運用されるのは 2010 年から 2020 年にかけてであるので、実際には最も月と太陽の影響を受けにくい期間であると言え、2010 年からの 2 年間を 10 年分外挿することは、影響を大きめに評価することになり、開発の指針となる。

3.1.8 参考文献

- (1) 前田裕昭、川口佳久、安田明生:準天頂衛星軌道の特性評価、宇宙技術(日本航空宇宙学会)、Vol.6(2007)、No.宇技論 41、pp.31-35.
- (2) 川口佳久、木村和宏:準天頂衛星の軌道選定、2004 年総合大会、電子情報通信学会、2004.
- (3) 木村和宏:軌道保持制御を簡略化した場合の準天頂衛星軌道の長期変化、第 50 回宇宙科学技術連合講演会、日本航空宇宙学会、2006.
- (4) Thomson W.T:Introduction to Space Dynamics、 John Wiley and Sons、 Inc.、 New York、 1961.
- (5) Bate R.R、 Mueller D.D、 White J.E: Fundamentals of Astrodynamics、 Dover Publications、 Inc.、 New York、 1971.
- (6) Montenbruck O、 Gill E: Satellite Orbits、 Springer、 Germany、 2001.

3.2 軌道制御

3.2.1 軌道保持運用の実施位置

前節(3.1節)の研究成果によれば、軌道制御の対象は、軌道長半径 a 、離心率 e 、近地点引数 ω 、及び軌道傾斜角 i である。

軌道制御に当たって、最も自然に考えられるのは、 a 、 e 、 ω を遠地点及び近地点で制御し、 i を赤道で制御することである。そのひとつの方法を、下図に示す。運用停止時間は25時間程度である。また、運用停止や運用再開のタイミングでは、QZSは日本から不可視であり、ユーザの利便性上も良い。

本論文では、この方式を前提として、研究を進めた。実際のQZSの軌道制御方式とは必ずしも同じではない。また、運用期間は、前3.1節での想定である10年よりも長い12年とした。

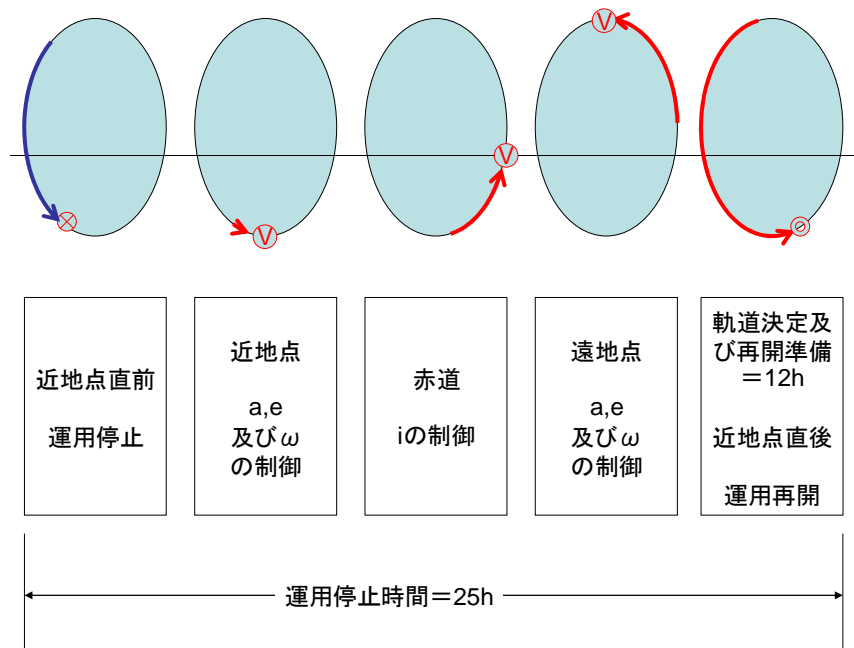


図 3.2-1 遠地点を含めた軌道制御

3.2.2 軌道保持運用の方針

3.2.2.1 軌道長半径 a の制御

前節(3.1 節)に既述したように、QZS は通常の静止衛星と同様に、NonZonal 地球重力項により、昇交点経度 LAN は、東経 80 度に移動する傾向にある。したがって、軌道長半径 a を近地点と遠地点で制御することで、昇交点経度 LAN を調整する。

3.2.2.2 離心率 e の制御

また、離心率 e の変動は、投入する Ω にも依存するが、12 年間で最大 0.06 程度になる。離心率 e は、L バンド送信アンテナ(LANT)の利得や、地表面でのユーザ受信電力(URP)に影響を与えることから、制御対象とするのが適当であろう。そのため、軌道長半径 a と同時に近地点と遠地点で制御することを想定する。なお、その時の、 Δe と ΔV の大きさとの関係は、ほぼ、表 3.2-1 に示すような値になる。

表 3.2-1 軌道長半径の 15km 制御に加えて行うときの離心率制御 Δe と ΔV との関係

Δe	$\Delta V_{a,e}$
0	0.5m/s
0.001	1.5m/s
0.002	3.1m/s
0.003	4.6m/s
0.004	6.2m/s

3.2.2.3 軌道傾斜角 i の制御

軌道傾斜角 i は、投入する Ω にも依存するが、12 年の変動で考えると最大で 6 度になる。

±3 度程度の軌道傾斜角 i の変動がユーザの可視性やサービスエリアに与える影響は小さく、そのまま放置しても良い許容範囲と考えられるが、一方で ITU への周波数申請上の問題もクリアする必要がある。

表 3.2-2 軌道傾斜角制御 Δi と ΔV 量との関係

Δi	ΔV_i
0.1deg	5.4m/s
0.2deg	10.8m/s
0.3deg	16.2m/s
0.4deg	21.6m/s
0.5deg	27.0m/s

3.2.2.4 平均近点離角 ω の制御

平均近点離角 ω の変動は大きく、投入する Ω にも依存するが、最大で60度以上にも達する。

そのため、制御が必要であり、制御の場所は近地点、又は、遠地点を想定する。制御は、下図に示すように行う。つまり、現在の軌道と目標軌道の2つの平均近点離角の差 $\Delta\omega$ があるとき、2つの軌道の交点で制御を行う。制御を行う速度増分量は、図3.2-2の V である。交点は2つあり、 $\Delta\omega$ は極めて小さいことから、それらは遠地点か近地点の近傍($\Delta\omega/2$)である。また、速度ベクトルの差は更に小さく、その大きさを試算すると、下の表のようになる。

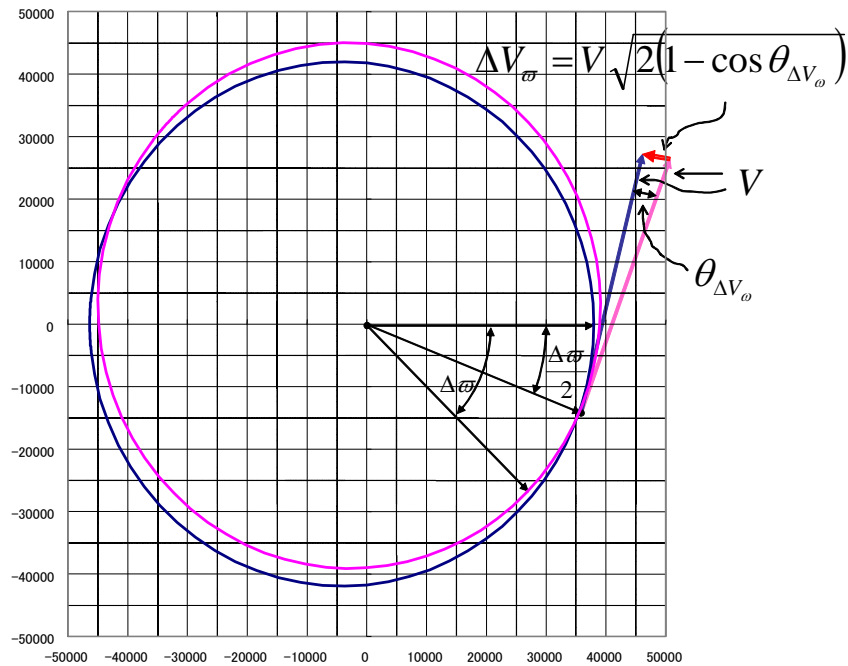


図 3.2-2 $\Delta\omega$ の制御方法

表 3.2-3 近地点引数誤差 $\Delta \omega$ と ΔV 量との関係

$\Delta \omega$	ΔV_{ω}
0.0deg	0.0m/s
0.5deg	29.5m/s
1.0deg	59.0m/s
1.5deg	88.5m/s
2.0deg	118.0m/s
2.5deg	147.5m/s
3.0deg	177.0m/s
3.5deg	206.4m/s
4.0deg	235.9m/s
4.5deg	265.4m/s
15.0deg	882.4m/s

3.2.3 ΔV の大きさの試算

まず、下の表に、半年毎に、どのような ΔV となるかを試算した。昇交点赤経 Ω に依存して、その大きさにはバラツキがある。

表 3.2-4 半年毎の ΔV 量の試算

平均近点離角	昇交点赤経 Ω	a,e	i	ω
0.0 deg	147.9 deg	4.4 m/s/HF Year	3.9 m/s/HF Year	0.5 m/s/HF Year
30.0 deg	117.9 deg	5.7 m/s/HF Year	9.7 m/s/HF Year	5.4 m/s/HF Year
60.0 deg	87.9 deg	5.3 m/s/HF Year	15.5 m/s/HF Year	11.6 m/s/HF Year
90.0 deg	57.9 deg	3.7 m/s/HF Year	17.6 m/s/HF Year	16.1 m/s/HF Year
120.0 deg	27.9 deg	1.9 m/s/HF Year	13.0 m/s/HF Year	18.1 m/s/HF Year
150.0 deg	357.9 deg	0.6 m/s/HF Year	2.3 m/s/HF Year	18.5 m/s/HF Year
180.0 deg	327.9 deg	1.8 m/s/HF Year	9.8 m/s/HF Year	18.0 m/s/HF Year
210.0 deg	297.9 deg	3.0 m/s/HF Year	17.3 m/s/HF Year	16.2 m/s/HF Year
240.0 deg	267.9 deg	4.0 m/s/HF Year	17.5 m/s/HF Year	11.8 m/s/HF Year
270.0 deg	237.9 deg	4.0 m/s/HF Year	12.4 m/s/HF Year	4.9 m/s/HF Year
300.0 deg	207.9 deg	2.3 m/s/HF Year	6.2 m/s/HF Year	1.4 m/s/HF Year
330.0 deg	177.9 deg	1.7 m/s/HF Year	0.9 m/s/HF Year	3.5 m/s/HF Year

更に、下の表には、12年分の試算を行った。ここでは、昇交点赤経 Ω が、12年間で約60度小さくなることを考慮した。

表 3.2-5 12年の ΔV 量の試算

平均近点離角	昇交点赤経 Ω	a,e averaged over Ω	i averaged over Ω	ω averaged over Ω	Total (a,e, ω ,i) averaged over Ω	Total (a,e, ω) averaged over Ω
0.0 deg	147.9 deg	124 m/s/12Year	233 m/s/12Year	141 m/s/12Year	498 m/s/12Year	264 m/s/12Year
30.0 deg	117.9 deg	118 m/s/12Year	343 m/s/12Year	265 m/s/12Year	725 m/s/12Year	383 m/s/12Year
60.0 deg	87.9 deg	87 m/s/12Year	369 m/s/12Year	366 m/s/12Year	822 m/s/12Year	453 m/s/12Year
90.0 deg	57.9 deg	49 m/s/12Year	263 m/s/12Year	422 m/s/12Year	734 m/s/12Year	471 m/s/12Year
120.0 deg	27.9 deg	34 m/s/12Year	201 m/s/12Year	437 m/s/12Year	672 m/s/12Year	471 m/s/12Year
150.0 deg	357.9 deg	43 m/s/12Year	235 m/s/12Year	422 m/s/12Year	700 m/s/12Year	464 m/s/12Year
180.0 deg	327.9 deg	70 m/s/12Year	358 m/s/12Year	368 m/s/12Year	795 m/s/12Year	437 m/s/12Year
210.0 deg	297.9 deg	87 m/s/12Year	378 m/s/12Year	262 m/s/12Year	728 m/s/12Year	350 m/s/12Year
240.0 deg	267.9 deg	82 m/s/12Year	289 m/s/12Year	144 m/s/12Year	515 m/s/12Year	226 m/s/12Year
270.0 deg	237.9 deg	63 m/s/12Year	156 m/s/12Year	78 m/s/12Year	298 m/s/12Year	142 m/s/12Year
300.0 deg	207.9 deg	67 m/s/12Year	88 m/s/12Year	44 m/s/12Year	199 m/s/12Year	111 m/s/12Year
330.0 deg	177.9 deg	95 m/s/12Year	117 m/s/12Year	76 m/s/12Year	287 m/s/12Year	170 m/s/12Year

また、表 3.2-5 をグラフにしたものが、図 3.2-3 である。最も制御量が少なくなるのは、平均近点離角 300 度(昇交点赤経 208 度)に軌道投入してから、12年後に平均近点離角 0 度(昇交点赤経 148 度)に至るところである。この場合、必要となる ΔV 量は約 200m/s である。

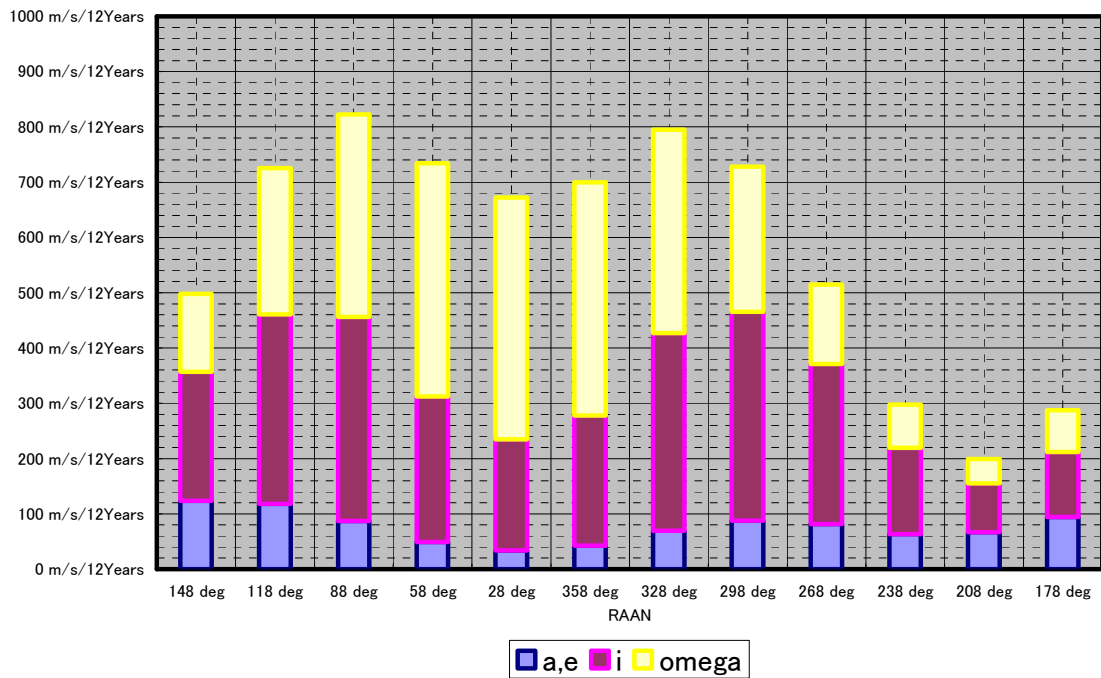


図 3.2-3 軌道投入した昇交点赤経Ω別の12年間の必要ΔV量(試算)

軌道傾斜角*i*を制御しなかった場合の同様のグラフを以下に示す。2号機、3号機への発展性を考えると、最低でも約480m/sのΔV量を実現できる衛星バスが必要である。

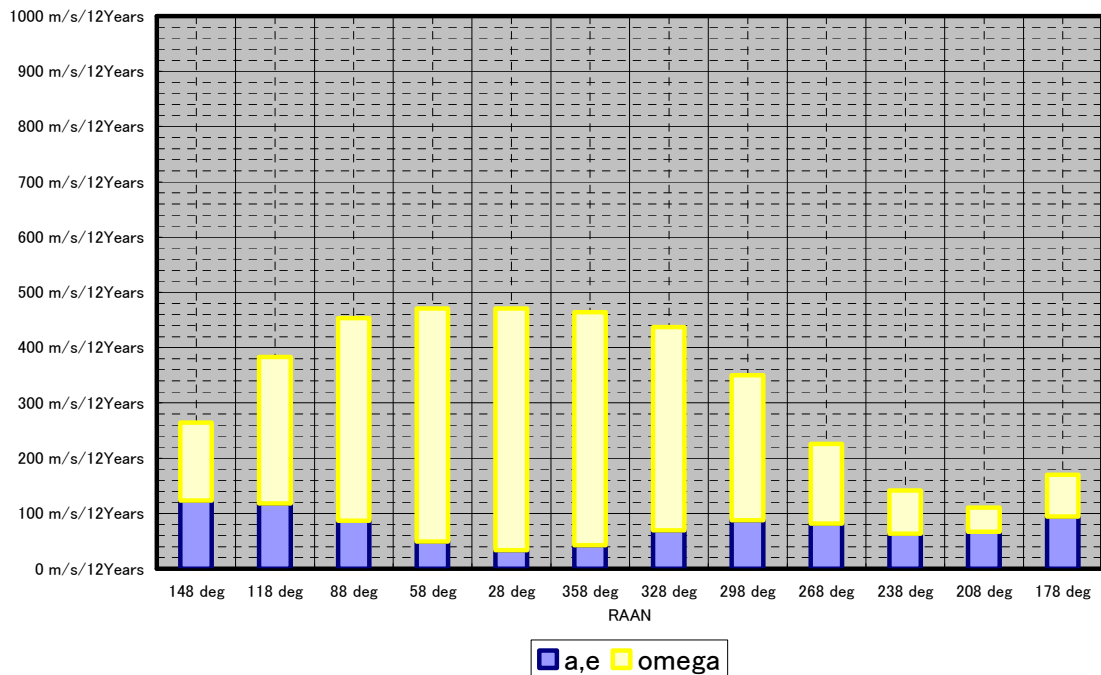


図 3.2-4 軌道投入した昇交点赤経Ω別の12年間の必要ΔV量(試算、軌道傾斜角*i*を制御しない)

3.2.4 軌道保持運用の例

前項までの解析に基づいて、昇交点赤経 $\Omega = 208$ 度に軌道投入して、軌道保持運用解析を一例として行った。当初の6年間は、半年毎に制御を行った。その後の6年間は、基準を越えたときに制御を行った。

まず、必ず半年毎に、軌道傾斜角 a 、離心率 e を制御して、昇交点経度 LAN を維持した。これによると、昇交点経度 LAN=146.5 度²に対して、 ± 3 度の範囲内でそれを維持できている。

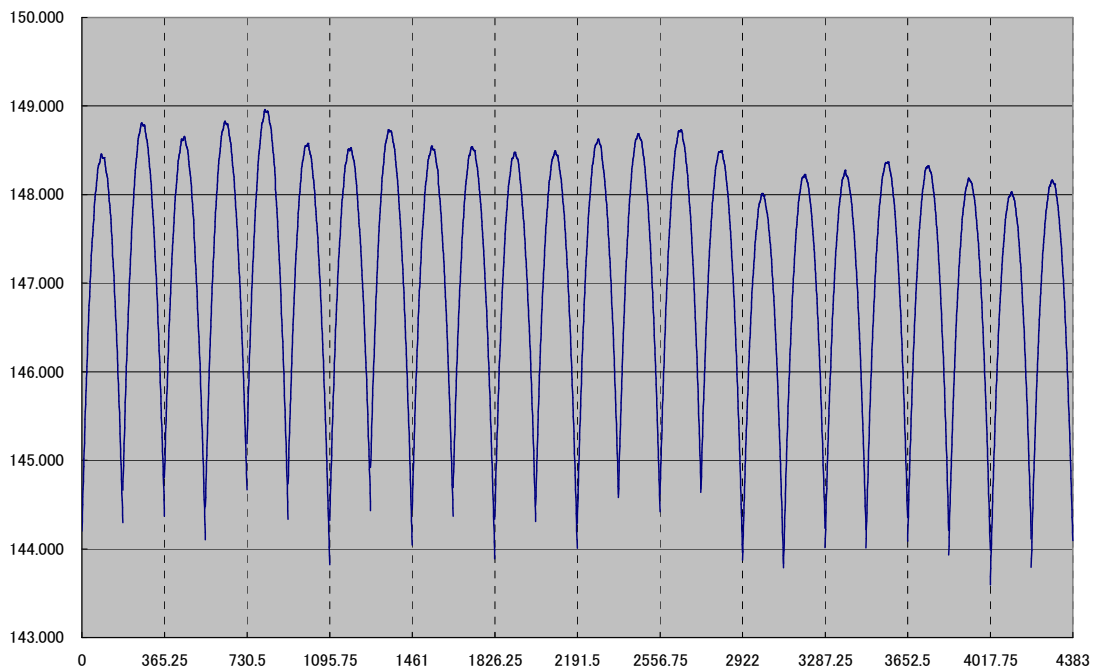


図 3.2-5 昇交点経度 LAN のプロファイル(12年)

² 昇交点経度 LAN=146.5 度とは、地上軌跡の中心が 135 度にあることに相当する。

この時に制御した軌道傾斜角 a と離心率 e のプロフィールを、下図に示す。

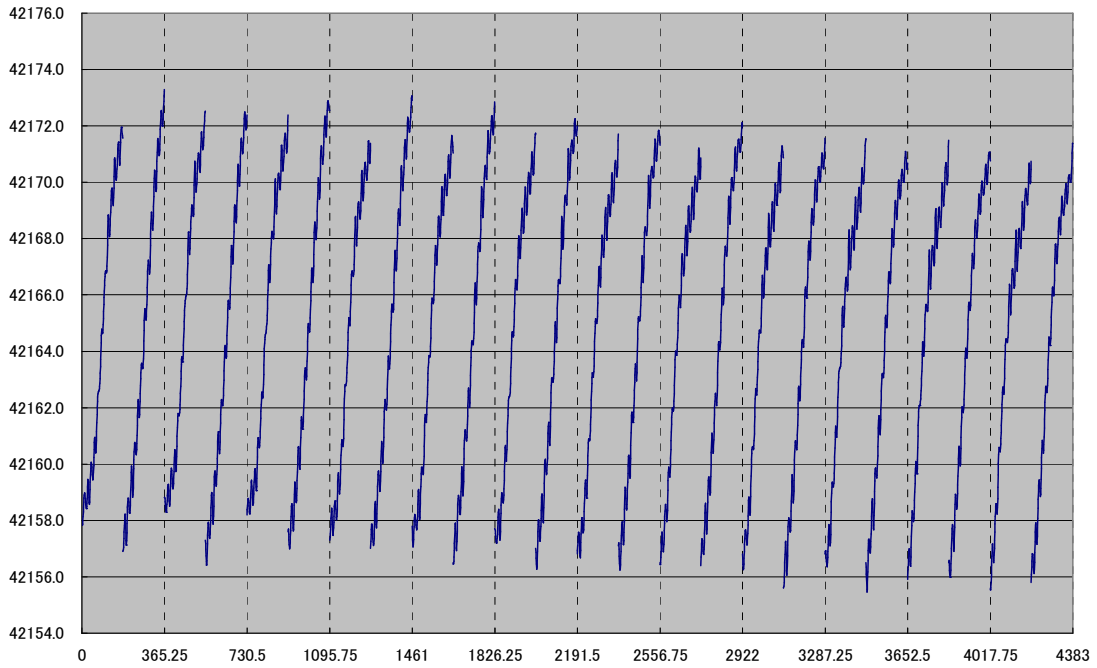


図 3.2-6 軌道長半径 a のプロフィール(12年)

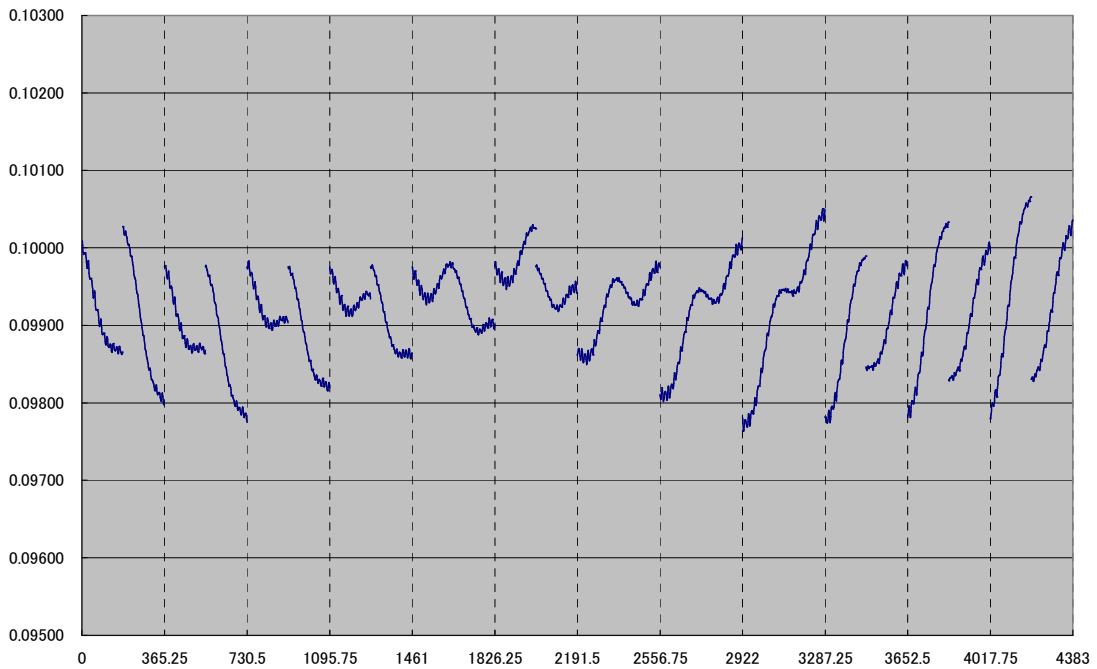


図 3.2-7 離心率 e のプロフィール(12年)

軌道傾斜角 i 、近地点引数 ω のプロファイルは下図のようになる。

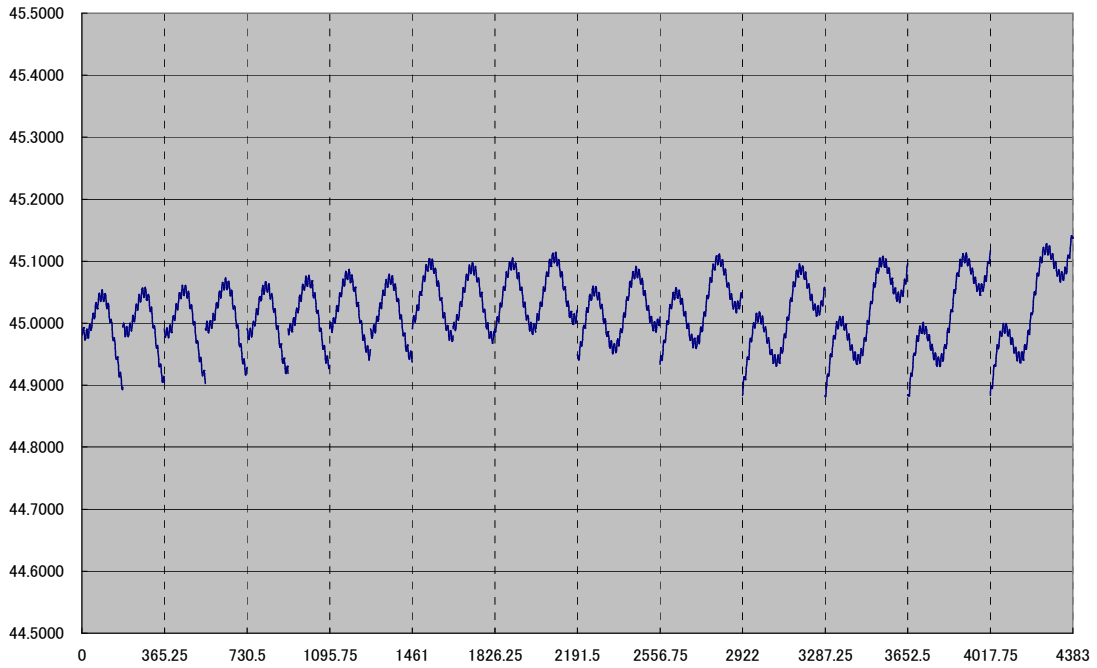


図 3.2-8 軌道傾斜角 i のプロファイル(12年)

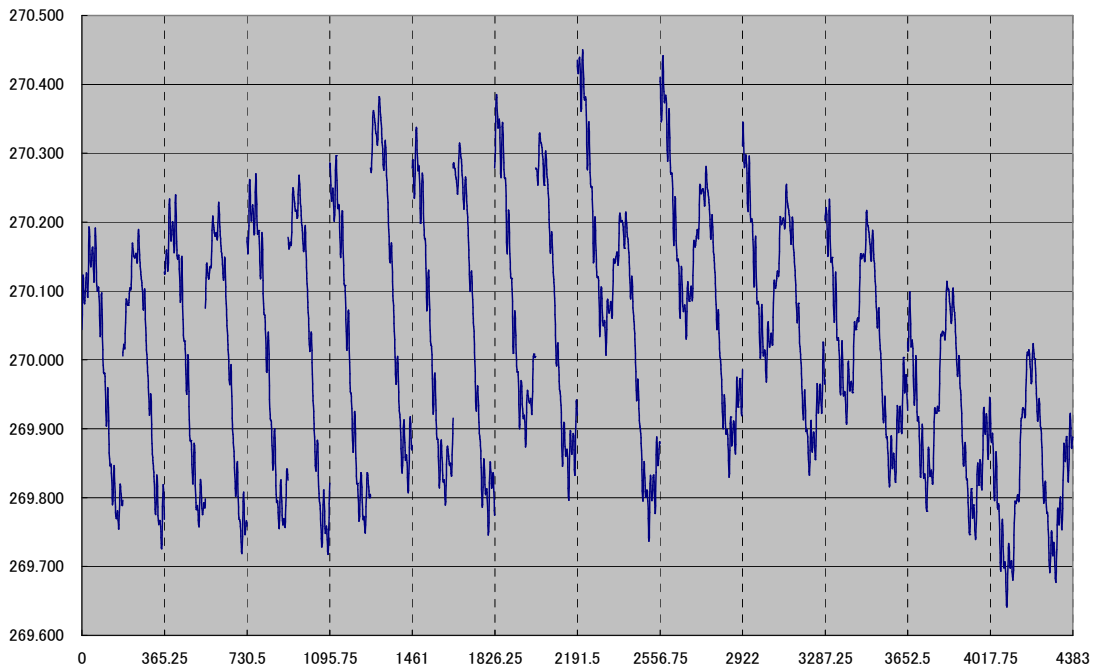


図 3.2-9 近地点引数 ω のプロファイル(12年)

昇交点赤経 Ω は単調減少しており、12 年で約 60 度減少している。

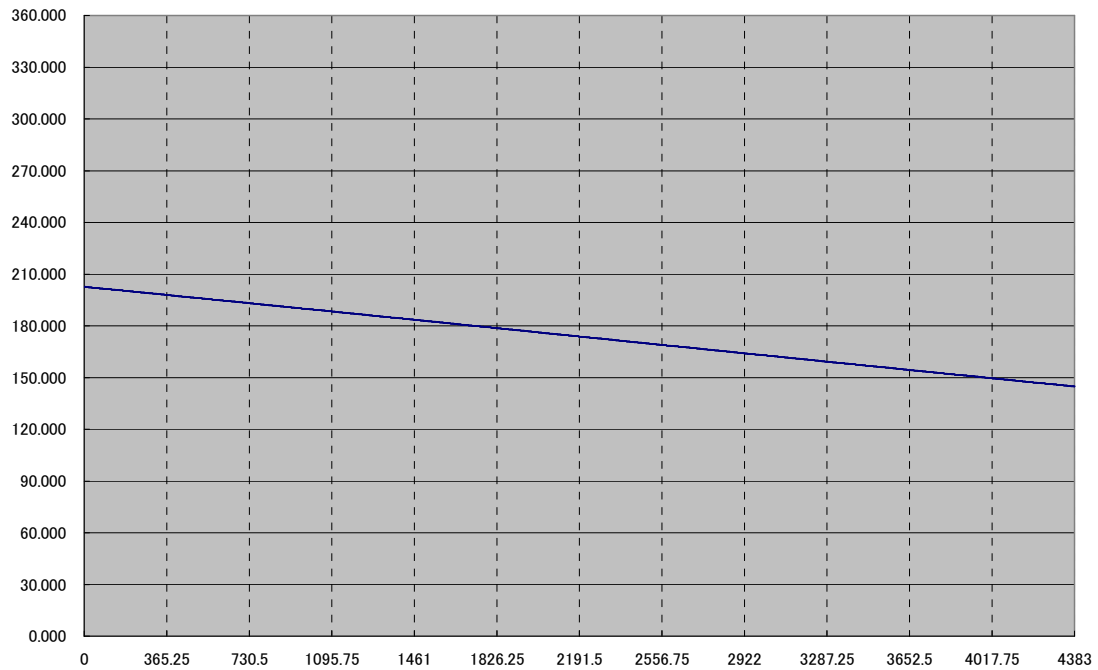


図 3.2-10 昇交点赤経 Ω のプロファイル(12 年)

この時の ΔV 量について、各成分毎にまとめたモノが、下の図 3.2-11、図 3.2-12 及び表 3.2-6 である。近地点の制御で約 4m/s となり、赤道での制御で約 12m/s の制御が必要である。また、合計では 158m/s の ΔV 総量が必要である。この値は、前項の試算よりは少ないが、成分別に考えてみても、妥当である。

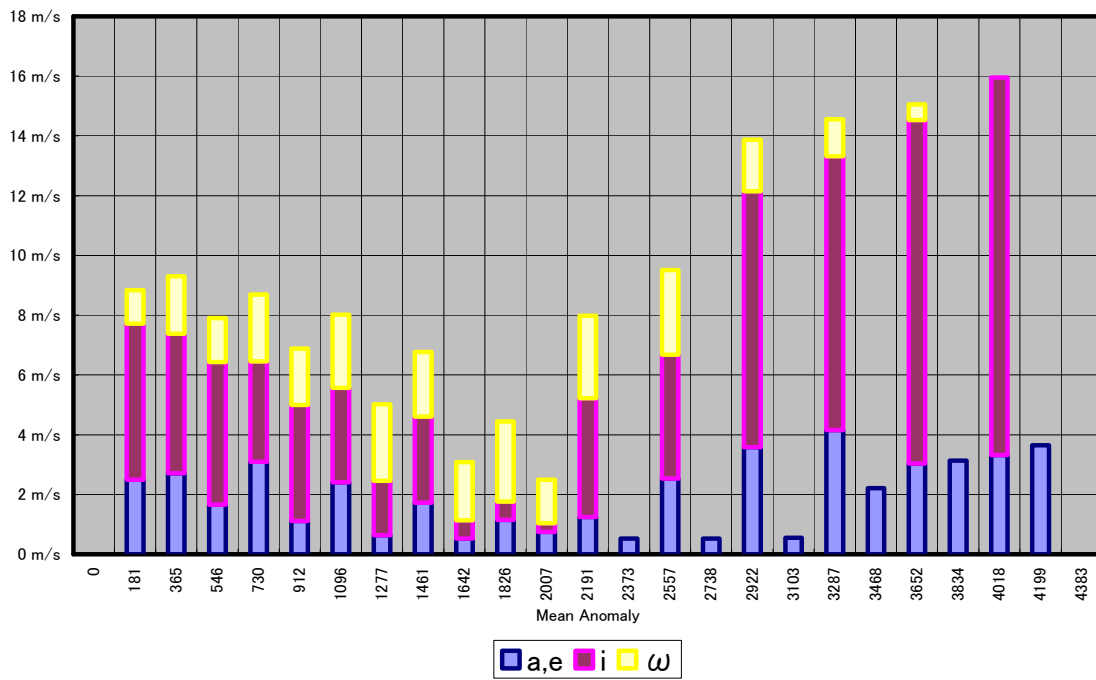


図 3.2-11 半年毎に必要な ΔV 量(制御対象別)のプロファイル(12年)

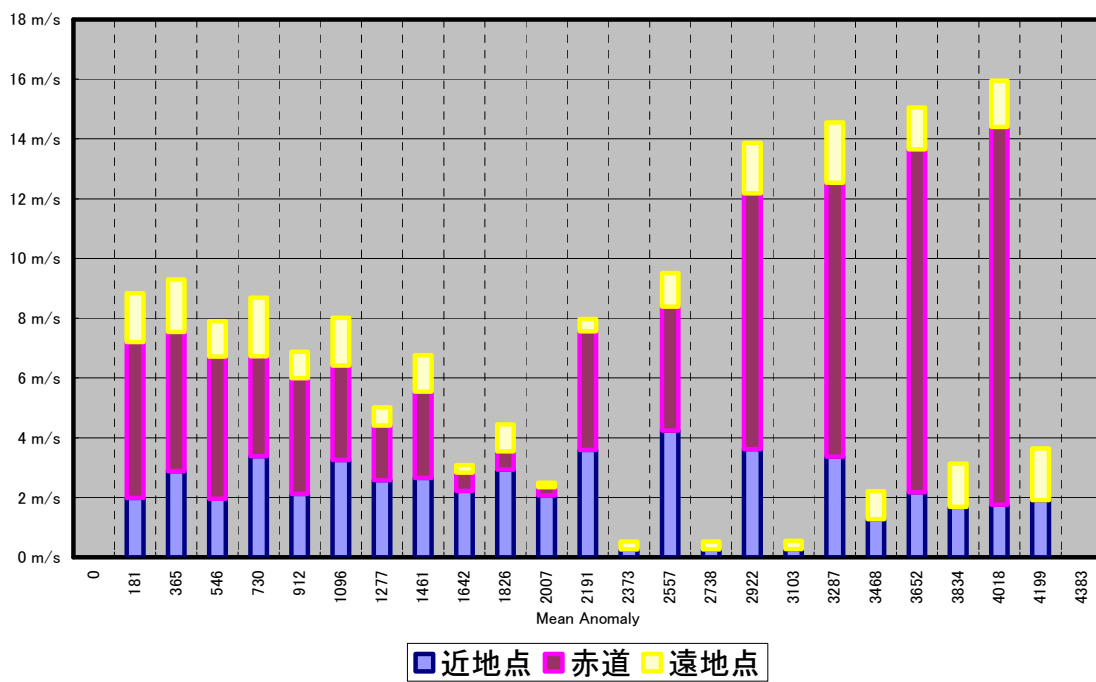


図 3.2-12 半年毎に必要な ΔV 量(制御位置別)のプロファイル(12年)

表 3.2-6 半年毎に必要な ΔV 量(項目別)(12年)

経過日数	日付			近地点	赤道	遠地点	a,e	i	ω	Sum
	日	月	年							
0	31	Dec	2010	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
181	30	Jun	2010	1.98	5.22	1.64	2.50	5.22	1.12	8.84
365	31	Dec	2010	2.88	4.66	1.75	2.71	4.66	1.92	9.30
546	30	Jun	2011	1.95	4.76	1.19	1.66	4.76	1.48	7.91
730	31	Dec	2011	3.38	3.35	1.96	3.10	3.35	2.24	8.69
912	30	Jun	2012	2.12	3.87	0.88	1.12	3.87	1.89	6.88
1096	31	Dec	2012	3.26	3.15	1.60	2.41	3.15	2.45	8.01
1277	30	Jun	2013	2.59	1.82	0.61	0.64	1.82	2.56	5.02
1461	31	Dec	2013	2.65	2.89	1.22	1.72	2.89	2.15	6.76
1642	30	Jun	2014	2.22	0.61	0.25	0.52	0.61	1.94	3.08
1826	31	Dec	2014	2.93	0.61	0.90	1.15	0.61	2.69	4.45
2007	30	Jun	2015	2.07	0.28	0.15	0.75	0.28	1.46	2.50
2191	31	Dec	2015	3.59	3.97	0.41	1.25	3.97	2.76	7.97
2373	30	Jun	2016	0.27	0.00	0.27	0.53	0.00	0.00	0.53
2557	31	Dec	2016	4.24	4.14	1.12	2.53	4.14	2.84	9.51
2738	30	Jun	2017	0.26	0.00	0.26	0.52	0.00	0.00	0.52
2922	31	Dec	2017	3.62	8.56	1.69	3.58	8.56	1.73	13.87
3103	30	Jun	2018	0.28	0.00	0.28	0.55	0.00	0.00	0.55
3287	31	Dec	2018	3.38	9.16	2.02	4.16	9.16	1.24	14.56
3468	30	Jun	2019	1.27	0.00	0.95	2.21	0.00	0.00	2.21
3652	31	Dec	2019	2.17	11.49	1.40	3.03	11.49	0.53	15.06
3834	30	Jun	2020	1.68	0.00	1.45	3.13	0.00	0.00	3.13
4018	31	Dec	2020	1.77	12.64	1.55	3.31	12.64	0.00	15.95
4199	30	Jun	2021	1.91	0.00	1.73	3.64	0.00	0.00	3.64
4383	31	Dec	2020	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
Sum				52.47	81.21	25.28	46.75	81.21	31.00	158.96

3.2.5 まとめ

ここでは、QZS の軌道保持運用に必要な ΔV 量を、投入する昇交点赤経 Ω 毎に試算した。また、実際に近い軌道保持運用について、一例を示した。

結論としていえることは、まず、地上軌跡をあるい場所に維持し続けるためには、180日(～365日)の1回の制御が必須であって、その方法としては軌道長半径aを調整することでそれが可能であることを示した。

また、2点目として言えることは、投入する昇交点赤経 Ω によっては、速度増分量 ΔV として800m/s程度を実現できるような燃料(推薬量)が必要であることがわかった。

4 QZS 信号

4.1 QZS 信号の概説(議論の準備)

準天頂衛星測位システム(以下「QZSS」)が地球へ向けて送信するのは、PRN コードで拡散された QZS 信号である。信号のリストを、表 4.1-1 及び表 4.1-2 に示す。表 4.1-1 には QZS 信号の基本的な特性や信号構造を示しており、表 4.1-2 には QZS 信号の RF 特性が示されている。

QZS 信号の生成には、幾つかの課題があった。

一つは、その帯域幅をどれくらいの広さに設定し 且つ その時の群遅延はどのように考えれば良いかという点である。群遅延の大きさが、ユーザが計測するシュードレンジの長さにバイアス的な影響を与えることが分かっていたからである。この点についての研究成果を、4.2 節に示す。

二つ目は、4.3 節に示すように、L1 周波数上に、3 つの信号を乗せる方式である。

4.4 節には、地上ユーザの受信電力に関係するものとして、QZS に搭載する送信アンテナへの要求事項に関する研究成果を示した。

最後に、4.5 節には、ユーザが受信解読する航法メッセージに関して、種々の工夫を加えている。その点についての研究成果をまとめた。

表 4.1-1 QZS 信号リストとそれらの信号構造 (IS-QZSS より抜粋)

信号名称 (信号略称)	チャンネル 識別	測距コードと拡散方式		航法メッセージ
L1 信号	L1C 信号 (QZS-L1C)	L1CD (I チェンネル)	GPS の L1C 信号の PRN 符号と同一の 符号系列。拡散方式は BOC(1, 1)。	GPS の L1C 信号と同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様の航法メッセージである。
		L1CP (Q チェンネル)		GPS の L1C 信号のオーバーレイ符号と同一の符号系列で変調される。
	L1-C/A 信号 (QZS-L1)	— (I チェンネル)	GPS の C/A 信号の PRN 符号と同一の符号系列。拡散方式は BPSK(1)。	GPS の C/A 信号と同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様の航法メッセージである。
	L1-SAIF 信号 (QZS-L1-SAIF)	—	GPS の C/A 信号の PRN 符号と同一の符号系列。拡散方式は BPSK(1)。	WAAS と同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様の航法メッセージである。
L2C 信号 (QZS-L2C)	—	GPS の L2C 信号の PRN 符号と同一の符号系列。拡散方式は BPSK(1)。	L2C (CM)コード	GPS L2C 信号と同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様の航法メッセージである。
			L2C (CL)コード	データレス
L5 信号 (QZS-L5)	I チェンネル	GPS の L5 信号の PRN 符号と同一の符号系列。拡散方式は BPSK(10)。		GPS の L5 信号と同一のデータ構造、ビットレート、符号化方式を持ち、同様の航法メッセージである。
	Q チェンネル	GPS の L5 信号の PRN 符号と同一の符号系列。拡散方式は BPSK(10)。		データレス
LEX 信号 (QZS-LEX)	—	Kasami 系列。 拡散方式は BPSK(5)。	ショートコード	2000 ビット/フレームであり、フレームの先頭にはプリアンブルに加えてフレームの内容を識別できるタイプ ID がある。コードシフトキーイングにより 250sps × 8 = 2kbps であり、リードソロン符号が付加されている。
			ロングコード	データレス

(筆者も執筆を担当した IS-QZSS より抜粋し、一部加筆修正)

表 4.1-2 QZS 信号の RF 特性 (IS-QZSS より抜粋)

信号名称	I/Q チャンネル の識別がある場 合	中心周波数	周波数申請帯 域	最低信号強度	最高信号強度
L1-C/A 信 号	I チャンネル	1575.42MHz	21MHz	-158.5dBW	-152.5dBW
L1-SAIF 信 号	—		21MHz	-161.0dBW	-156.0dBW
L1C 信号	I チャンネル(デ ータチャンネル)		21MHz	-163dBW	-158.0dBW
	Q チャンネル	-158.2dBW		-152.2dBW	
L2C 信号	—	1227.60MHz	21MHz	-160.0dBW (トータル)	-154.9dBW (トータル)
L5 信号	I チャンネル	1176.45MHz	25MHz	-157.9dBW	-152.9dBW
	Q チャンネル		25MHz	-157.9dBW	-152.9dBW
LEX 信号	—	1278.75MHz	42.0MHz	-156.0dBW (トータル)	-152.0dBW (トータル)

円偏波受信で 0dBi の利得を持つ等方性アンテナを地上に設置し、仰角 10° 以上の QZS からの QZS 信号を受信したとき

4.2 帯域制限フィルターの群遅延特性とシュードレンジ誤差との関係

信号は一般に、送信側、伝送路、及び、受信側で損失を受けたり歪んだりして、信号仕様が変化
する。

本研究では、準天頂衛星測位システムの送信システムの設計をするにあたり、送信側の帯域制限
フィルターの群遅延と、それによる受信側のシュードレンジの計測バイアスとの関係を研究した。
その中でも、本論文には特に、電波天文帯域に隣接する L1C/A 信号の送信側の帯域制限にお
いて、群遅延が異なる種々のフィルターの特性とそれに対応するシュードレンジの計測バイアス、
及び、受信側の弁別器の幅との関係を研究した結果をまとめた。

受信側の PRN 位相追尾ループに使われる弁別器の幅としては、0.1[chip]から 1.0[chip]までの範
囲を想定した。また、送信側の群遅延が受信側に与える影響を明確にするために、受信側の RF
フロントエンド部は送信側より広い通過特性を持ち、その群遅延はフラットであることを想定した。

その結果として送信側の帯域制限フィルターとしては、5 次のチェビシェフフィルター(帯域幅 = \pm
18MHz)が最も適切だと思われる結論を得るにいたった。そのとき、シュードレンジの計測バイアス
偏差は距離に換算して-0.01[m]~+0.01[m]以下となる。

4.2.1 概説

QZS から送信される衛星測位信号(以下 QZS 信号と呼ぶ)は、4 つの周波数帯の 6 種類の信号
から構成される。ここで、送信側の群遅延がシュードレンジの計測に与える影響を研究し、QZS
設計の指針とした。本論文は、L1 信号に関してその成果をまとめたものである。

信号は一般に、送信側、伝送路、及び、受信側で損失を受けたり歪んだりして、信号仕様が変
化する。信号仕様の中で、衛星測位システムで最も重要とされる仕様項目の一つは、受信側で
計測されるシュードレンジの計測精度である。

歪としては、例えば時間領域において、PRN 符号の立ち上がりと立下りの変化の早さが違うこと
があり、その場合は相関損失が大きくなる。これは、ICAO 脅威モデルのモデル A として定義さ
れており、現在の GPS の性能が調べられている。また、PRN 符号の自己相関関数の形状変化
や受信側での DLL 追尾ループやシュードレンジ計測精度への影響などの研究も多い(参考文

献(1)(2)(3)(4)(5))。

周波数領域における歪としては振幅特性や位相特性があり、位相特性は群遅延か相遅延として定義される。

振幅特性として、例えば単純な電力損失、或いは相関損失であれば、計測精度としては計測ノイズの増大として現れる。帯域幅制限に関しては、広い帯域幅を持つほど相関損失は小さく(参考文献(6))、受信側でシュードレンジを計測する際に高いマルチパス低減性能が期待できるので良いが、隣接する他の帯域との干渉に対する配慮が必要である。また、通過帯域内の振幅特性の平坦度が 1dB や 2dB 程度であれば、受信側での計測精度に悪影響を与えないことが分かっている(参考文献(7))。

一方で、位相特性は信号の遅延に関わる特性である。群遅延が一定でない場合はある特定の周波数領域のエネルギーの伝達が他に比べて遅れたりして、受信した信号に歪が生じる。この信号の歪は、シュードレンジの計測バイアスという形で影響が現れる。このバイアスとしては受信機と GPS 衛星それぞれに異なったバイアスがあること(参考文献(8))が 10 年以上前から知られており、歪の原因が送信側と受信側の双方にあることを示唆した。例えば、受信機での RF フロントエンド部での群遅延とシュードレンジの計測バイアスとの関係が、まとめられている(参考文献(9))。また、GPS や WAAS の送信側の群遅延の影響についても、研究が進められており、特にスタンフォード大学の研究グループが WAAS に関して、いくつかの論文をまとめている(参考文献(10)(11)(12)(13))。

本論文ではまず、4.2.2 項で研究の前提とした送受信モデルについて記述した。伝送路の群遅延はほぼフラットであるとみなせることを示した。また、受信側は送信側より広い通過特性を持ちその RF フロントエンドのフィルターの群遅延はフラットであることを想定した。これは、送信側の群遅延が受信側に与える影響を明確にするためであり、且つ、受信側の特性をある一つのものに限定できないからである。

4.2.3 項では、信号を定義し、信号に隣接する電波天文帯域(RAB: Radio Astronomy Band)の制約について、また、信号の歪みに関係する群遅延についてを記述した。

4.2.4 項では、自己相関関数 $R(\tau)$ とシュードレンジ計測の方法との関係、その時の受信側の PRN 位相追尾ループ (以下 DLL: Delay Lock Loop) に使われる弁別器の幅 (以下 DLL チップ幅 $\Delta\tau$) の意味を示した。また、信号が歪んだときのシュードレンジバイアスの発生原理と、DLL チップ幅 $\Delta\tau$ に対するバイアスの偏差について記述した。

4.2.5 項では、群遅延が異なる幾つかのフィルターを想定し、RAB の制約がある中で、群遅延とシュードレンジ計測バイアス偏差との関係の研究成果を示した。DLL チップ幅 $\Delta\tau$ は、0.1[chip] から 1.0[chip] までの範囲を想定した。

4.2.6 項はこれらをまとめて、QZS の設計の指針を示した。

4.2.2 送受信モデルの前提

測位信号の生成・送信から、伝搬路を経て、受信機での受信に至る送受信モデルを、図 4.2-1 のように想定する。

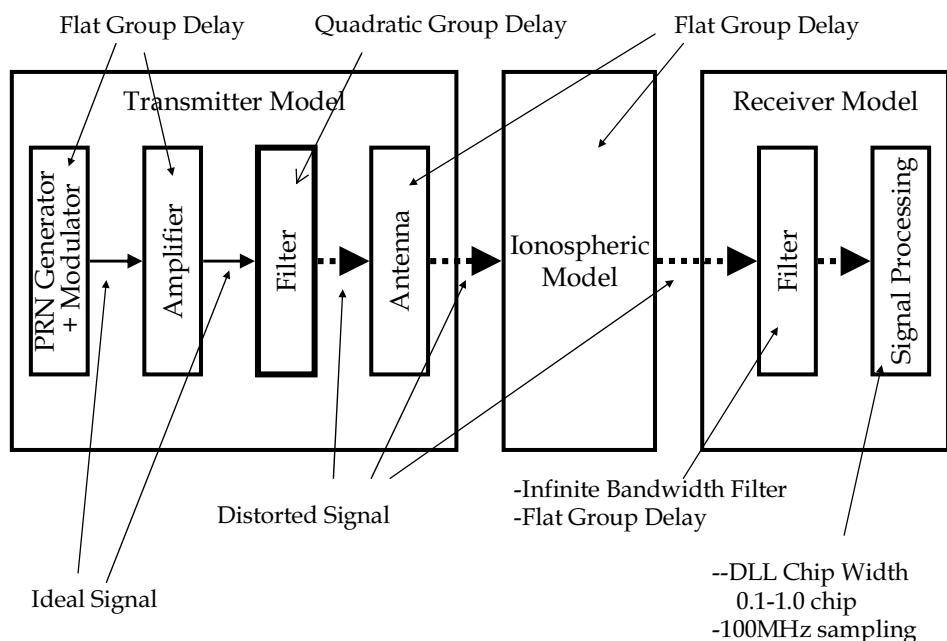


図 4.2-1 測位信号の生成から伝搬路を経て受信に至る送受信モデル

伝搬路にあつては、電離層が群遅延に影響を与える。その大きさは、ほぼ周波数の 2 乗に反比

例する。例えば、L1C/A 信号の中心周波数 1575.42MHz において 100ns の群遅延が発生していたとき、その帯域エッジに相当する±15MHz での群遅延は 98ns 及び 102ns 程度である。したがって、帯域内ではほぼフラットな群遅延を持つと言って良い。仮に群遅延が周波数に対してフラットであれば、全ての周波数成分のエネルギーが同じ時間だけ遅延するだけなので、信号は歪まず、単に自己相関関数 $R(\tau)$ は群遅延に相当したバイアスを持つだけである。そのため本論文では、電離層での群遅延を除外して考える。

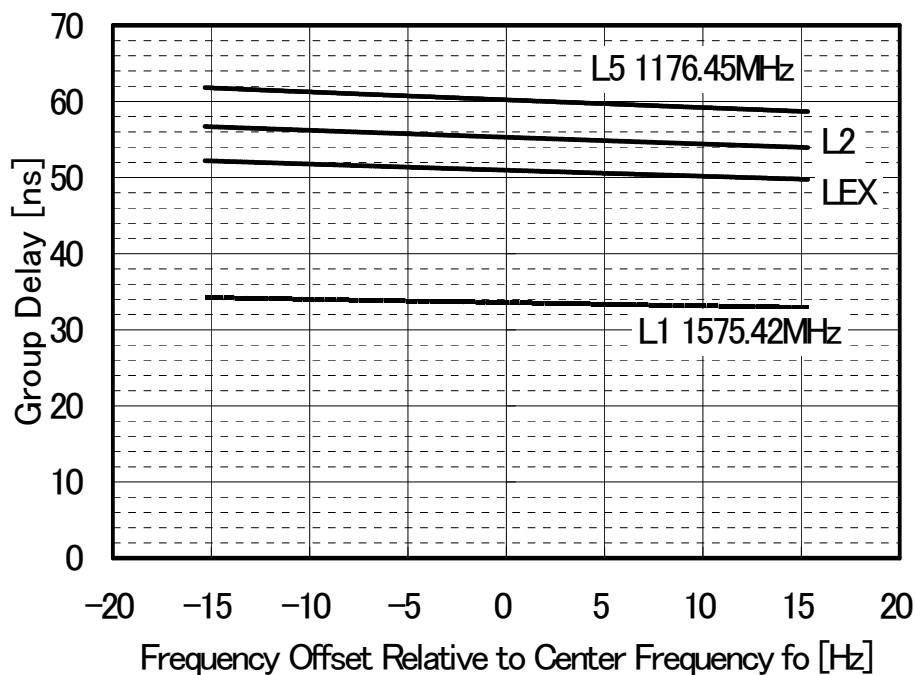


図 4.2-2 電離層による群遅延(ほぼフラットと見なして良い)

受信側の特性はその用途によってさまざまである。

例えば、一般のカーナビ用途の受信機の場合は、RF フロントエンドのフィルターの通過帯域幅は 2MHz 程度であり、PRN 位相追尾のための DLL チップ幅 $\Delta\tau$ は 1.0[chip]程度である。一方、測量用途の受信機の場合、マルチパスの影響を軽減する為もあって、通過帯域幅は 20MHz 以上に広く取られ、DLL チップ幅 $\Delta\tau$ は 0.1[chip]以下である。したがって、受信側の特性を事前に特定し、ある一つの前提を置くことはできない。そのため、本研究では、送信側の特性を抽出するためにも、受信側の通過帯域幅に制限を設けず、ただサンプリング周波数を 100MHz としてそれにより通過帯域幅制限がなされることを想定する。また、群遅延はフラットであることを想定する。DLL チップ幅 $\Delta\tau$ については、0.1[chip]~1.0[chip]の範囲で変化させて、シュードレンジの

計測バイアス偏差を評価することとした。

4.2.3 対象とする L1C/A 信号と隣接する電波天文業務の制約

一般的な測位信号は 1M[chip/s]以上の拡散符号で拡散され、その拡散利得は 60dB を越える。拡散後の信号電力は広い周波数帯域に広がる。

本論文で対称としている L1C/A 信号は、BPSK(1)と表現される信号であり、その拡散周波数は 1.023[Mchip/s]であり、電力スペクトラム密度は図 4.2-3 に示すようになっている。

図 4.2-3 よりわかるように、RAB を除けば、帯域制限をしなくても無線通信規則上の限界を越えないことが分かる。RAB は 1610.6MHz~1613.8MHz であり、そこでの限界は-94 dB(W)/Hz に相当するので、図 4.2-3 にも示したようにその帯域で 30dB 以上の減衰が必要である。帯域制限フィルターの前段にある電力増幅器との関係を考えても、帯域制限フィルターでの減衰量としては、20dB 以上が必要になる。

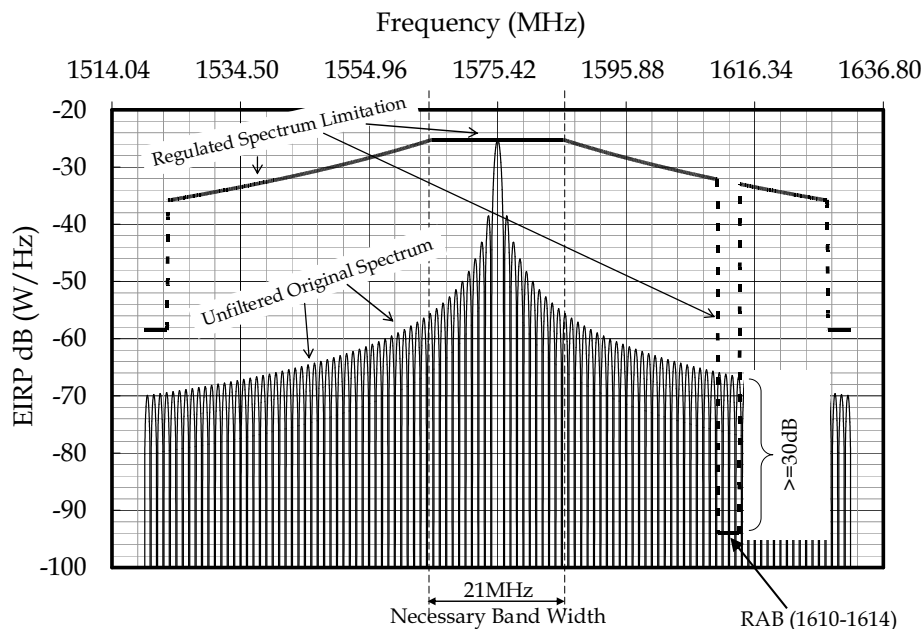


図 4.2-3 L1C/A 信号の電力スペクトラム密度と無線通信規則上の送信限界レベル

図 4.2-1 での信号 $S(t)$ のフーリエ変換を $F(j\omega)$ としたとき、その電力スペクトラム密度は図 4.2-3 に示すようになり、また式としては数式 4.1-1 に示すように sinc 関数で表現することができる。式中の K は、電力を意味する。

$$|F(j\omega)|^2 = K \left(\frac{\sin\left(\frac{\omega - \omega_0}{2.046\text{MHz}}\right)}{\frac{\omega - \omega_0}{2.046\text{MHz}}} \right)^2 \text{----- 数式 4.2-1}$$

また、 $F(j\omega)$ の位相特性 $\phi(\omega)$ は、数式 4.1-2 のようになる。

$$\phi(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{\Re(F(j\omega))}{\Im(F(j\omega))} \right) [\text{rad}] \text{----- 数式 4.2-2}$$

位相特性 $\phi(\omega)$ を ω で割ったものを相遅延 λ_p と呼び、 ω で微分したものを群遅延 λ_g と呼ぶ。一般に位相特性を論じるときは群遅延を用いることが多いので、本論文でもその例に倣う。

位相特性が直線位相であると言われることがあるが、それは $\phi(\omega) = -\lambda\omega$ であることを意味する。このとき、相遅延 λ_p と群遅延 λ_g は一致して、 $\lambda_p(\omega) = \lambda_g(\omega) = -\lambda$ となる。位相特性が直線位相であるとき、信号の歪は発生しない(図 4.2-4 参照)。

$$\lambda_p(\omega) = -\frac{\phi(\omega)}{\omega} [\text{s}] : \text{相遅延} \text{----- 数式 4.2-3}$$

$$\lambda_g(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \phi(\omega) [\text{s}] : \text{群遅延} \text{----- 数式 4.2-4}$$

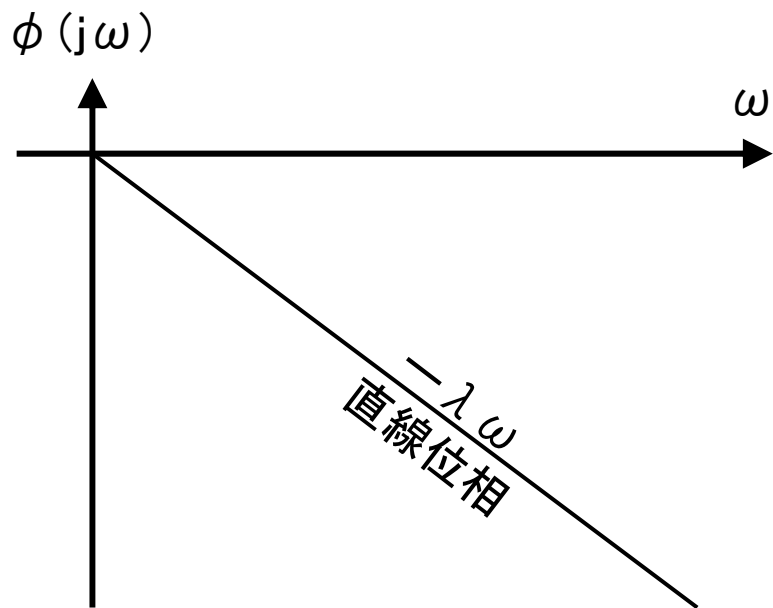


図 4.2-4 位相特性～直線位相～の模式図

4.2.4 自己相関関数と DLL 追尾制御

入力された信号の PRN コード位相と、受信機内部で生成したレプリカの PRN コード位相の位相差を τ としたとき、正規化した自己相関関数 $R(\tau)$ は図 4.2-5 の左に示すようになる。 τ がゼロの時は 1 となり、 $|\tau| > 1$ の時 0 である。

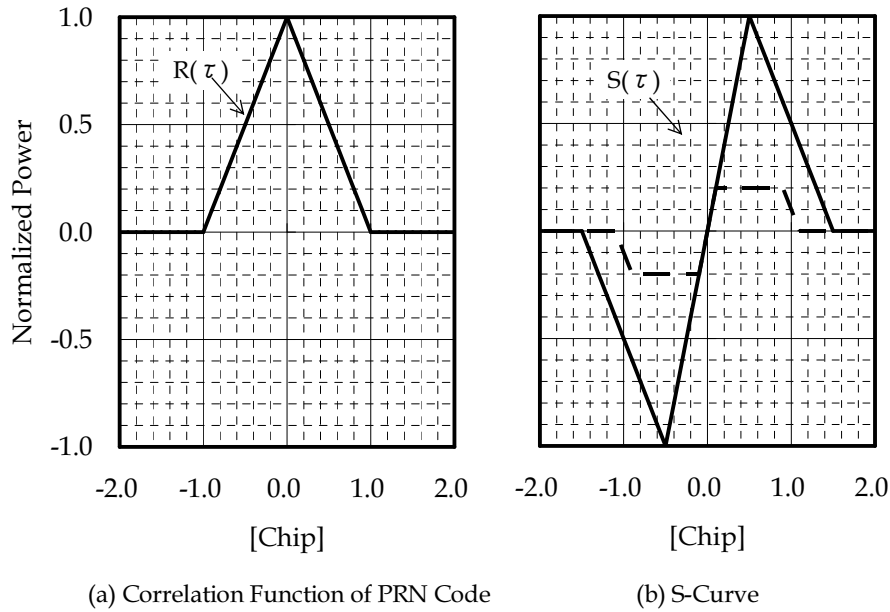


図 4.2-5 理想的な自己相関関数 $R(\tau)$ と S カーブ

さて、受信機は、通常は 2 つの相関器を用意し、位相が $\Delta \tau$ だけ離れた 2 つの PRN コードレプリカ(この差は DLL チップ幅と呼ばれる)との相関値 $R\left(\tau - \frac{\Delta \tau}{2}\right)$ 、 $R\left(\tau + \frac{\Delta \tau}{2}\right)$ を求める。

そして、受信機の追尾制御では数式 4.2-5 のように互いの差を求め、その差がゼロになるように PRN コード位相を制御する(参考文献(14)(15)(16))。すなわち、信号に歪が無い場合、図 4.2-5 の右側のように、ゼロを横切る場所にとどまるように制御され、そのとき $\tau = 0$ である。

また、 $\Delta \tau$ は 0.1[chip]~1.0[chip]であり、一般的な受信機は 1.0[chip]程度であって自己相関関数 $R(\tau)$ の中腹を参照し、基準局や測量用の受信機は 0.1[chip]程度でピークを参照する。

$$S_{\Delta \tau}(\tau) = R\left(\tau - \frac{\Delta \tau}{2}\right) - R\left(\tau + \frac{\Delta \tau}{2}\right) = 0 \text{ ----- 数式 4.2-5}$$

4.2.5 群遅延と信号の歪みの影響

中心周波数での群遅延が D だとして、無限に拡散された信号電力の群遅延量が同一、つまり群遅延がフラットであれば、すべての周波数成分が同様に D [s] だけ遅延するだけなので信号は歪まない。そのようなフィルターとしては、FIR フィルターがあるが、RAB での減衰量を確保するためには数 10 次となるので、それを実現して QZS に搭載するのは非現実的である。

そのため、IIR 型フィルターを使うことになる。その時は一般的に図 4.2-6 のように、通過帯域のエッジで群遅延が大きくなる。

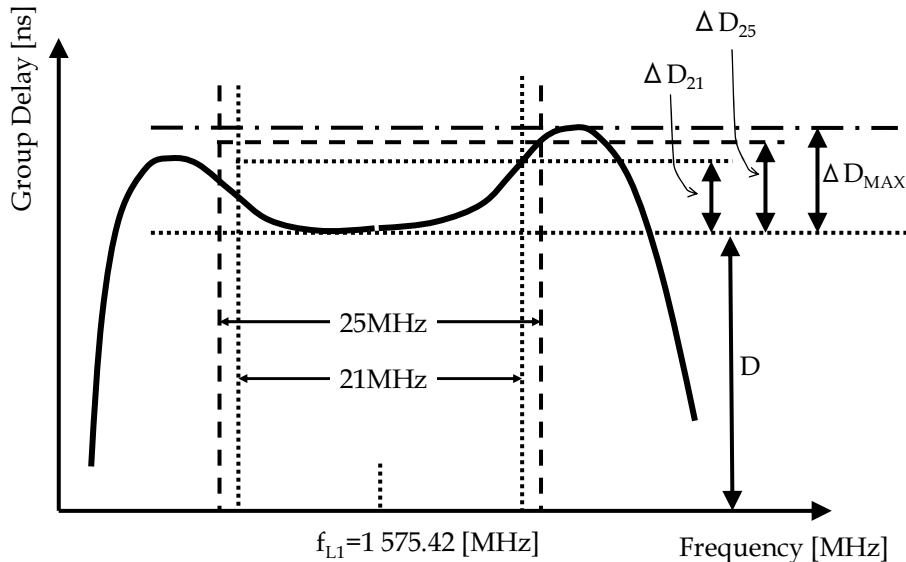


図 4.2-6 一般的なフィルターの群遅延モデル

自己相関関数が理想的な二等辺三角形の場合、図 4.2-5 の右側のように $S_{\Delta r}(0) = 0$ となるが、信号に歪があれば、必ずしもそうはならない。つまり、 $S_{\Delta r}(\tau_b) = 0$ となる τ_b はゼロでは無い。

一例として、フラットでない群遅延を想定して歪ませた自己相関関数 $R(\tau)$ と S カーブ $S_{\Delta r}(\tau)$ を図 4.2-7 に示す。図より明らかなことは、まず自己相関関数 $R(\tau)$ が歪んでいること。また、それにより、S カーブ $S_{\Delta r}(\tau)$ も歪み、オフセットを持っている。オフセットの大きさは、群遅延の中心周波数における D の値とほぼ同じである。

最も問題であるのは、DLL チップ幅 $\Delta\tau$ の大きさにより τ_b が異なる点である。一般的な受信機の DLL チップ幅 $\Delta\tau$ と基準局の DLL チップ幅 $\Delta\tau$ とでは、その大きさが異なるのが一般的である。しかし、それによって、計測するシュードレンジのバイアス τ_b が異なってしまうことになる。これでは、ディファレンシャル補正が有効でなくなるケースが考えられる。仮に τ_b が一定で、すなわちシュードレンジの計測バイアスが一定であれば、ある定数で補正すればよいわけで問題はない。

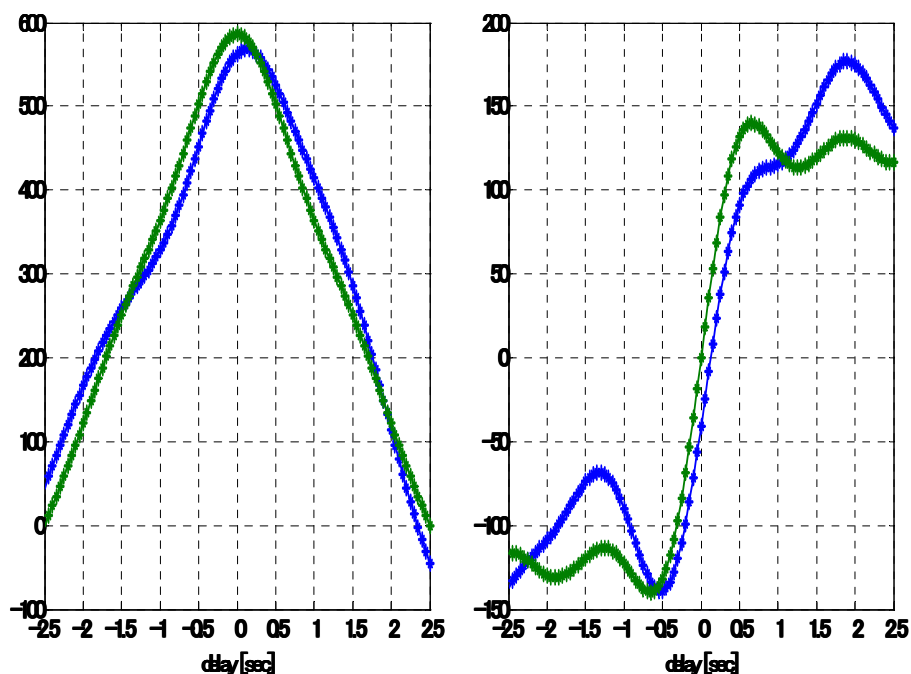


図 4.2-7 歪みのある(群遅延がフラットで無いときの)自己相関関数 $R(\tau)$ と S カーブ $S_{\Delta\tau}(\tau)$

したがって、問題であるのは、バイアスではなく、自己相関関数 $R(\tau)$ の歪みであり、その歪みに起因する $S_{\Delta\tau}(\tau_b) = 0$ となる τ_b の、DLL チップ幅 $\Delta\tau$ に対する平坦性である。図の歪みは、その平坦性が失われていることを示唆している。

4.2.6 各種フィルターと群遅延の影響解析

信号を最も歪ませるのが群遅延であることは、従来の研究から分かっており(参考文献(7)(17))、

例えば Galileo を例にとれば群遅延の平坦性として 8ns が設定されて、実測結果として 4ns を得ている(参考文献(18))。

本研究では、Galileo とは信号特性の異なる QZSS を開発するに当たって、帯域制限フィルターの群遅延の規定が必要であった。また、そのフィルターは、3章で示した RAB の制約を満足してはならない。現実的に使用できる IIR 型フィルターには、ベッセル型、バターワース型、チェビシェフ型があるので、それらの中で RAB の制約を満足しながらも、 $\Delta \tau = 0.1 \sim 1.0$ で最も τ_b が一定であるという意味で良い群遅延を持つフィルターを探すことになる。

4.2.6.1 フィルター特性のサーベイ

RAB の帯域で 25dB の減衰を持たせることを制約条件として、フィルター特性をサーベイした。

4.2.6.1.1 ベッセルフィルター

ベッセルフィルターが最も良い位相特性(群遅延特性の平坦性)を持つ。しかし、減衰が中心周波数を外れたら直ぐに始まることから、相関損失に影響を与える可能性がある。そのため、ベッセルフィルターは使用できない。

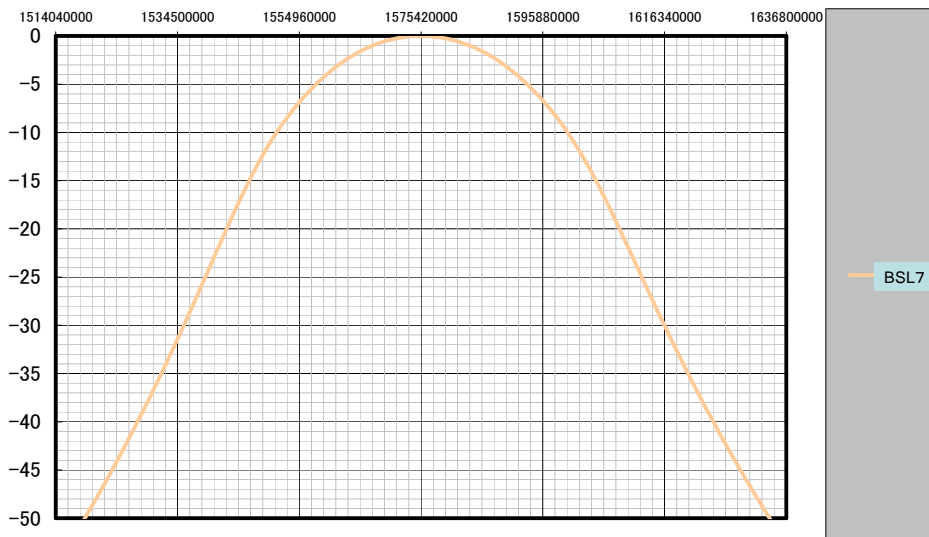


図 4.2-8 ベッセルフィルターの利得(7次)

4.2.6.1.2 バターワースフィルタ

バターワースフィルタは、通過域は平坦であり、ベッセルフィルタに比べて相関損失への影響はほとんど無い。また、 $\Delta\tau$ に対する τ_b の平坦性も良い。しかし、RAB の制約を考慮したときに、その帯域での減衰が十分であるとは言えない。

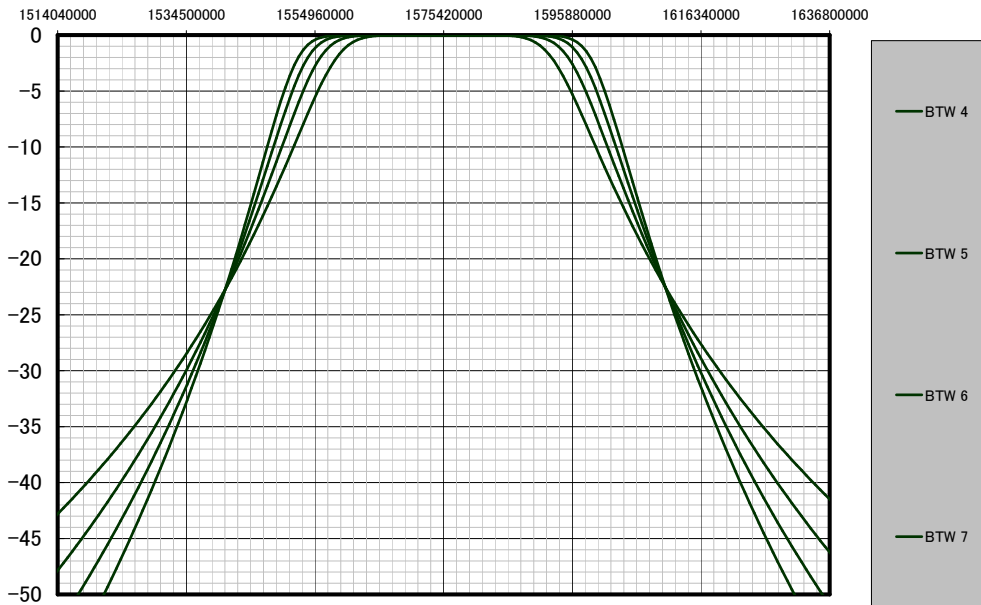


図 4.2-9 バターワースフィルタの利得(次数を変えたもの(4次～7次))

4.2.6.1.3 チェビシェフフィルタ

チェビシェフフィルタは、通過域はほぼ平坦であるので、相関損失に与える影響もほとんど無いし、RAB の制約を満足する。

図 4.2-10 は、通過帯域での平坦度を変えたものである。平坦度を 0.1dB 程度に多少悪くすれば、通過帯域幅を広げることができる。なお、平坦度は 4.4 節に示す送信アンテナの方の悪さの方が支配的であり、帯域制限フィルタへの要求としては 0.1dB 程度に設定し得ても全体的なバランスとして悪くないし、むしろ群遅延特性のことを考えると良い。

図 4.2-11 は、平坦度を 0.01dB に設定したままで、次数を変えたものである。5 次でも十分な通過帯域の広さを持っている。

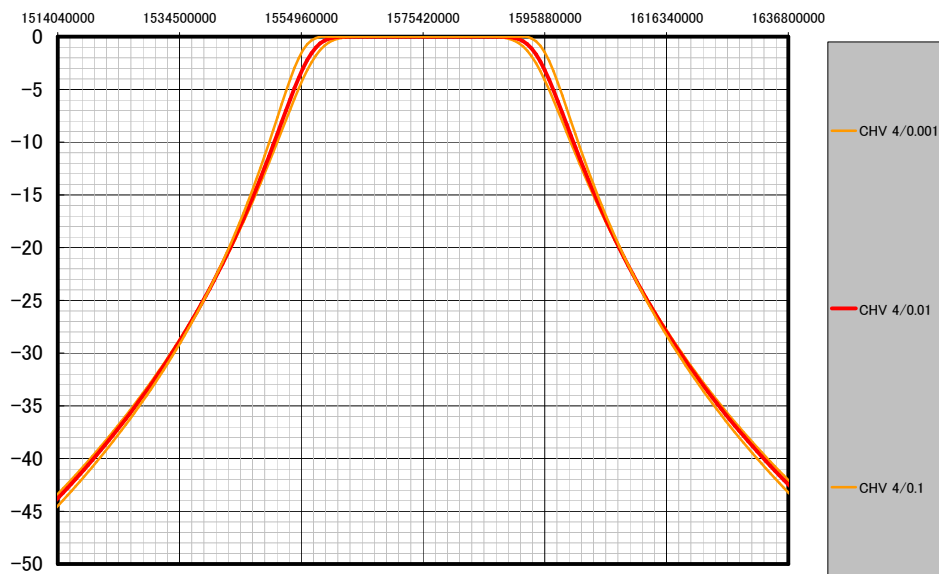


図 4.2-10 チェビシェフフィルターの利得(平坦度を変えたもの(0.001dB~0.1dB))

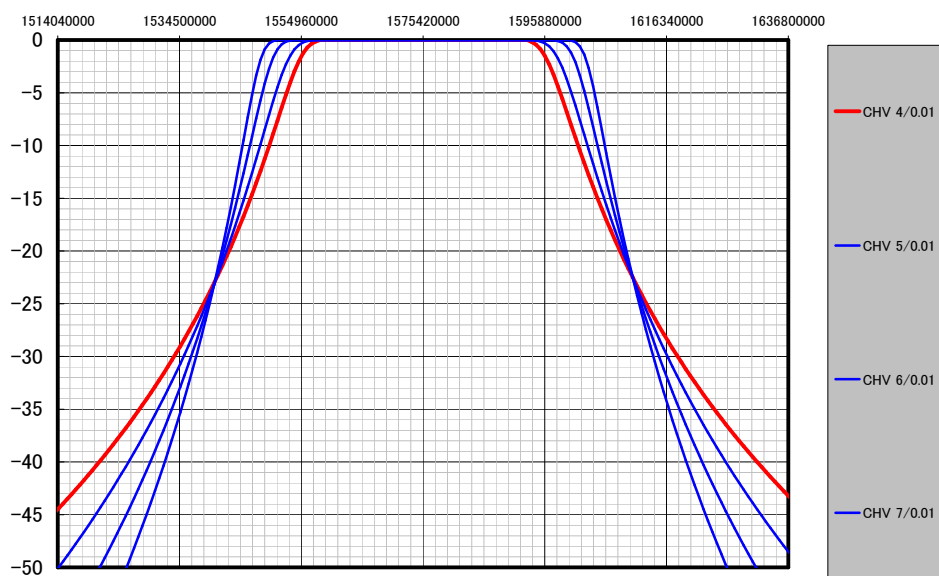


図 4.2-11 チェビシェフフィルターの利得(次数を変えたもの(4次~7次))

4.2.6.2 各フィルターの感度解析

感度解析において想定したフィルターのタイプを表 4.2-1 にまとめた。解析は矩形波を生成して 100MHz でサンプリングし、各種フィルターを通過させた後に、当初の矩形波との相関を計算することによった(図 4.2-1 参照)。解析には、MATLAB を使用した。

表 4.2-1 研究対象とした送信機側の帯域制限フィルター

フィルタータイプ	ベッセル	バターワース				チェビシェフ
次数	6次	4次	6次	6次	6次	6次
3dB 減衰周波数	15MHz	12MHz	12MHz	17MHz	25MHz	17MHz

図 4.2-12 及び図 4.2-13 は、各フィルターの通過特性及び群遅延である。それぞれのフィルターについて、 $\Delta\tau$ に対する τ_b の平坦性の解析結果が、図 4.2-14 である。 $\Delta\tau$ を変えるとシールドレンジバイアス誤差に相当する τ_b が変化している様子がわかる。

GPS では、チェビシェフ (6 次 ± 17 MHz) が使用されているが、 τ_b の平坦性は -0.6 [ns] $\sim +0.4$ [ns] 程度であって、それほど良いとは言えない。

なお、本論文中には記載できなかったが、その後の研究により、チェビシェフ 5 次 (± 18 MHz) の特性が最も良く、 τ_b の平坦性は -0.2 [ns] $\sim +0.1$ [ns] に収まっている。これにより、QZSS の仕様としてはチェビシェフ 5 次 (± 18 MHz) を採用することとした。

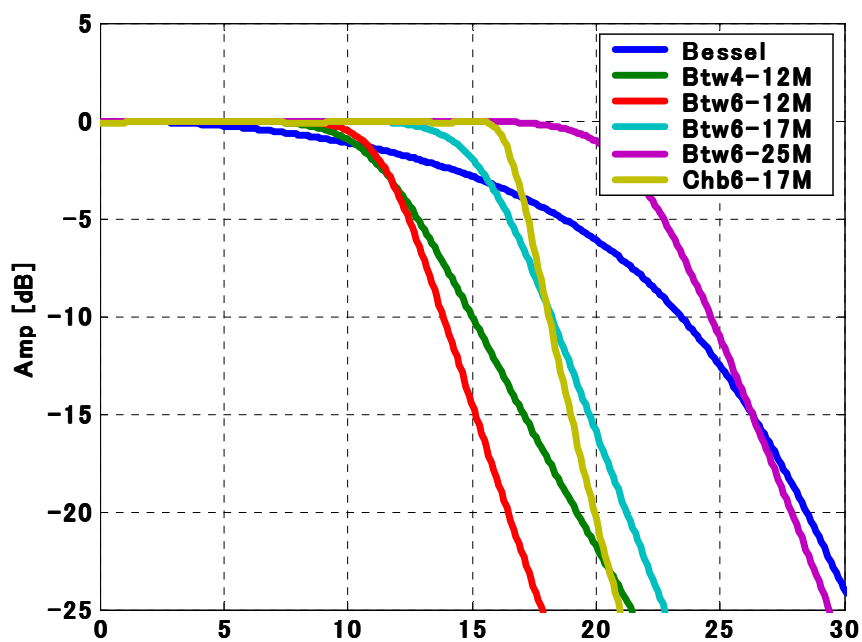


図 4.2-12 各種フィルターの通過特性

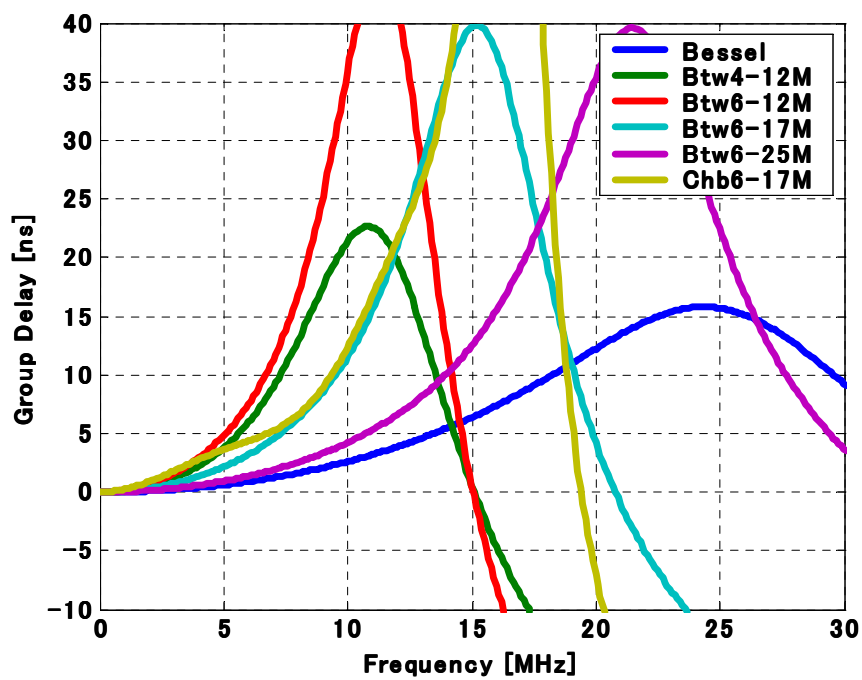


図 4.2-13 各種フィルターの群遅延

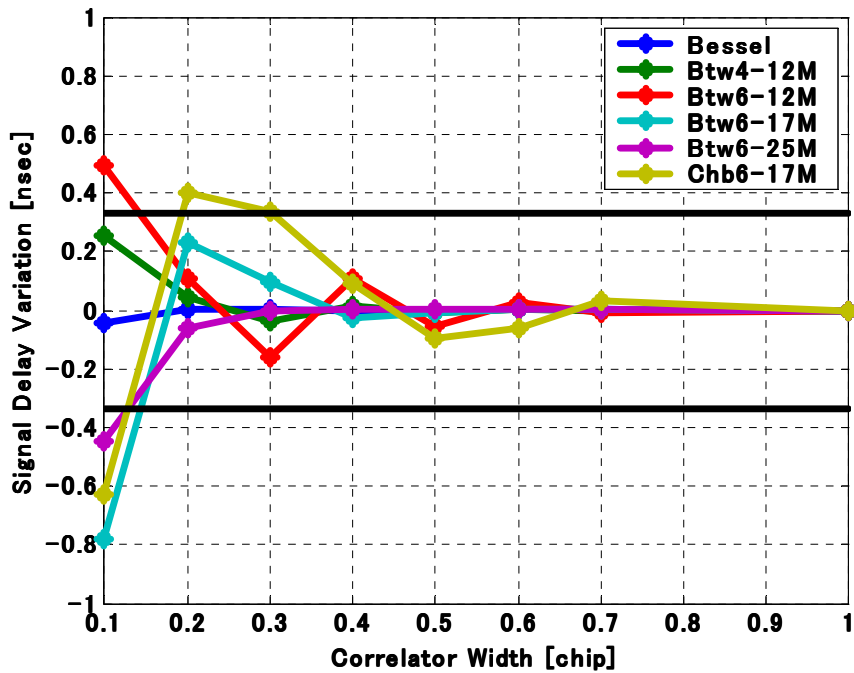


図 4.2-14 各種フィルターで帯域を制限したときの DLL のチップ幅に対するシュードレンジバイア

4.2.7 まとめ

本節は、シュードレンジバイアス誤差に対する群遅延特性の影響に対する研究成果をまとめたものである。

フィルターの群遅延特性について定式化し、モデル化し、シミュレーションを行って、その影響度合いを確認した。

なお、信号増幅器及びアンテナも帯域制限フィルターに比べて小さいが、フラットでない群遅延を持つので、今後はこれらをまとめたものを対象に研究を進め、試作品の開発と試験結果を反映させる予定である。

4.2.8 参考文献

- (1) A.M.Mitelman, "Signal Quality Monitoring For GPS Augumentation Systems, Ph.D. Thesis, Stanford University, Stanford, California, USA, 2005

- (2) A.M.Mitelman, R.E.Phelts, D.M.Akos, S.P.Pullen, and P.K.Engel, "Signal Deformations On Nominally Healthy GPS Satellites," IEEE transactions on communications, Vol.COM-35, No.11, pp.1207--1216, Nov. 1987.
- (3) A.M.Mitelman, R.E.Phelts, D.M.Akos, S.P.Pullen, and P.K.Engel, "A Real-Time Signal Quality Monitor for GPS Augmentation Systems," Proc of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the ION, ION-GPS-2000, pp.177-184, Sep. 2000.
- (4) A.M.Mitelman, D.M.Akos, S.P.Pullen, and P.K.Engel, "Estimation of ICAO Threat Model Parameters For Operational GPS Satellites, ION-GPS-2002, pp.177-184, Sep. 2002.
- (5) P.Shloss, R.E.Phelts, T.Walter, P.K.Engel, "A Simple Method of Signal Quality Monitoring for WAAS LNAV/VNAV, ION-GPS-2002, Sep. 2002.
- (6) S.Raghavan, J.Jameson and L.M.Vaughn, "Bandwidth Criteria for GNSS Signals - Impact on Code-Tracking Performance, Sep. 2000.
- (7) M.Soellner, R.Kohl, W.Luelke, Ph.Erhard, "The impact of linear and non-linear signal distortions on Galileo code tracking accuracy, ION-GPS-2002, pp.1270-1285, Sep. 2002.
- (8) B.D.Wilson, and A.J.Mannucci, "Instrumental Biases in Ionospheric Measurements Derived from GPS Data, ION-GPS-1993, pp22-24, Sep. 1993.
- (9) Ed.Powers, "Calibration of GPS Carrier-Phase Time-Transfer Equipment, 31st Annual Precise and Time Interval Meeting, pp.441-448, Sep. 2002.
- (10) R.E.Phelts, "Multicorrelator Techniques for Robust Mitigation of Threats to GPS Signal Quality, Ph.D. Thesis, Stanford University, Stanford, California, USA, 2001
- (11) R.E.Phelts, D.M.Akos, and P.K.Engel, "Robust Signal Quality Monitoring and Detection of Evil Waveforms," Proc of the 13th International Technical Meeting of the Satellite Division of the ION, ION-GPS-2000, pp.1180-1190, Sep. 2000.

- (12) R.E.Phelts, T.Walter, and P.K.Enge, "Range Biases on the WAAS Geostationary Satellites," Proc of the 2004 National Technical Meeting of the ION, Jan. 2004.
- (13) R.E.Phelts, D.M.Akos, and P.K.Enge, "Nominal Signal Deformations: Limits on GPS Range Accuracy," The 2004 International Symposium on GNSS/GPS, Dec. 2004.
- (14) Global Positioning System : Theory and Applications, B.W. Parkinson and J.J. Spilker Jr., ed., AIAA, Washington, 1996.
- (15) Understanding GPS principles and applications, E.D. Kaplan, ed., Artech house, Inc., Norwood MA, 1996.
- (16) GPS theory and practice, B. Hofmann-Wellenhof, H. Lichtenegger, and J. Collins, ed., Springer-Verlag, Wien, 1994.
- (17) J.W.Betz, "Effect of Linear Time-Invariant Distortions on RNSS Code Tracking Accuracy, ION-GPS-2002, pp.1636-1647, Sep. 2002.
- (18) L.Lestarquit, L.Ries, J.Dantepal, C.Zanchi, A.Mallet, and P.Dumon, "GNSS2 Payload: Propagation Delays; Possible Architectures, ION-GPS-2000, pp.2246-2255, Sep. 2000.

4.3 変調方式

QZSSが送信する測位信号は、4つの周波数帯域を使用して送信され、それぞれ、L1信号、L2信号、LEX号、L5信号と呼ばれる。

L1信号には、WAASと類似のL1-SAIF信号、GPSのL1C/A信号と同一の信号、及びGPSのL1C信号と同一の信号が含まれる。その内、L1C信号は、航法メッセージが重畳されているL1C_D信号と、データが重畳されていない代わりに電力の大きいL1C_P信号の2つの信号要素から構成される。L1-SAIF信号は変調器から電力増幅器そして送信アンテナに至る第一のRFチェーン、後者の信号群は第二のRFチェーンで送信される。

ここでの研究の対象は、第二のRFチェーンの3つの信号要素の変調方式である。一般的に3ビットの情報を伝達する時は8相位相変調方式が使用され、その場合は等振幅になるので電力増幅器を飽和状態で使用することができる。しかし、ここで対象としているQZSの3つの信号は、信号強度の異なる3つの信号要素から構成されているので、一般的な8相方式変調を採用することはできない。また、人工衛星に搭載する必要があるため、消費電力や、質量、スペース等の制約もある。

そこで我々が採用したのが、インタープレックス変調方式である。インタープレックス変調方式とは1970年に深宇宙用の人工衛星に採用され、IQの直交変調でありながら3値を実現する。また、同じ衛星測位システムのGPSやGALILEOで採用されている方式である。

この本節では、L1信号の特性を示し、インタープレックス変調方式を採用しないときの問題点を示す。また、インタープレックス変調方式を採用した時の、L1信号のコンスタレーションや平均電力等の信号特性を示す。

4.3.1 概説

一般的に3ビットの情報を伝達する時は8相位相変調方式(8PSK)が使用される。この場合、8つのステートは、同一円周上に配置できるので、ステートと原点との距離は等しく、等振幅になるので電力増幅器を飽和状態で使用することができる。

しかしながら、L1C/A信号、L1C_D信号、L1C_P信号の電力はそれぞれ異なるため、8つのステー

トを同一円周上に配置することはできない。そのため、そのままだと電力増幅器は十分なバックオフを確保して線形領域で使用しなくてはならず、消費電力の効率が低下する。

また、振幅の違いにより、位相のズレが生じる。

一方で、我々は人工衛星に搭載する機材を前提としているので、消費電力や、質量、スペース等の制約もあり、電力増幅器を消費電力対出力電力の効率が良い飽和領域で使用する必要があった。

このような点を踏まえて我々が採用したのが、電力損失に繋がるダミー信号電力を小さく抑えながらも、3 つ以上の信号成分を等振幅化するのに使うことのできるインタープレックス変調方式 (IPM 方式)である(参考文献(1))。

インタープレックス変調方式は、1970 年に深宇宙用の人工衛星に採用され、IQ の直交変調でありながら 3 値を実現する(参考文献(2)(3))。この方式の測位衛星への適用は、1994 年に始めて行われた(参考文献(4)(5))。また、現在では、QZSS と同じ衛星測位システムの GPS や GALILEO で採用されている方式である。

この論文では、L1 信号の特性を示し、インタープレックス変調方式を採用しないときの問題点を示す。また、インタープレックス変調方式を採用した時の、L1 信号のコンスタレーションや平均電力等の信号特性を示す。研究成果は準天頂衛星の機器の設計に生かされる。

まず、4.3.2 項では、L1 信号の信号強度を含む特性を前提として述べる。4.3.3 項では、L1 信号をそのまま工夫せずに変調したときの PSK 変調方式とそのコンスタレーションについて述べる。4.3.4 項では、増幅器の飽和との関係について述べ、一般に入手できる電力増幅器の制約について述べ、本研究の動機を示した。4.3.5 項では、インタープレックス信号の定式化と L1 信号への適用について述べ、最後に 4.3.6 項でインタープレックス変調方式を採用したときの設計パラメータや信号の強度、信号コンスタレーションの結果を示した。4.3.7 項で、本節の内容をまとめた。

4.3.2 L1 信号の特性

QZS の送信する L1 信号には、L1C/A 信号と L1C 信号、及び、L1-SAIF 信号がある。

このうち、L1-SAIF 信号については、L1C/A 信号や L1C 信号とは独立した変調及び増幅を行われて専用の送信アンテナから送信されることから、本論文では取り扱わない。

表 4.3-1 に、本論文で取り扱う信号の信号仕様をまとめた。

L1C 信号は、更に 2 つの信号要素に分解され、それらの電力比は、25%:75%である。

電力が小さいほうは航法メッセージデータ(D)が重畳されているので L1C_D 信号と呼ばれ、電力が大きいほうは主にパイロット(P)信号として信号追尾に使用されて L1C_P 信号と呼ばれる。

L1C/A 信号の地上での信号強度は-158.5dBW を保障するように規定されており、それに対して L1C_D 信号は-4.52dB だけ弱く、L1C_P 信号は 0.25dB だけ強い。

変調方式について言えば、L1C/A 信号は、1.023Mcps の PRN コードで拡散されており、BPSK(1)と呼ばれる。

一方、L1C 信号の 2 つの信号要素は、共に 1.023Mcps の拡散コードと 1.023MHz の矩形波の排他的論理和により BPSK 変調されており、BOC(1, 1)と呼ばれている。つまり、L1C 信号の 2 つの信号要素は、1.023Mcps の拡散コードをマンチェスター符号に見立てて、BPSK 変調されているとも言える。

なお、50bps (或いは 100sps) の航法メッセージデータが L1C/A 信号と L1C_D 信号に重畳されている。

表 4.3-1 L1 信号のリストとそれらの信号特性

信号名称	L1C/A	L1C	
		L1C _D	L1C _P
(絶対)信号電力 (dBW)		-154.68	
	-158.5	-157.0	
		-163.02	-158.25
L1C/A の電力を 0dB としたときの相対的な電力 (dB)		+3.82	
	0	+1.5	
		-4.52	+0.25
L1C/A の振幅を $\sqrt{2}$ としたときの相対的な振幅	1.41	0.84	1.46
拡散周波数		1.023Mcps	
サブキャリア周波数	—	1.023MHz	

4.3.3 PSK 変調によるコンスタレーション

測位信号は、位相変調方式により、PRN コードで搬送波を変調する。

4.3.3.1 L1C/A 信号のコンスタレーション

L1C/A 信号を考えると、1 つの PRN コードで搬送波を位相変調するので、2 相 PSK 変調方式 (BPSK) となる。搬送波位相が遷移する場所であるステートは、0deg か 180deg に存在し、図 4.3-1 のようになる。

表 4.3-1 に示した相対強度を電力と見立てて考えるとき、L1C/A 信号の信号強度は 0dB であり、その振幅は $\sqrt{2}=1.41V$ となるのでそれが、図 4.3-1 に示す円の半径となる。

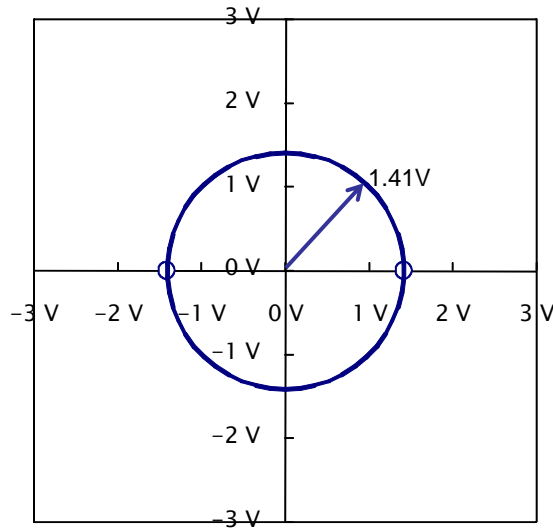


図 4.3-1 L1C/A 信号だけの場合のコンステレーション

4.3.3.2 L1C 信号のコンスタレーション

ここで、2つの信号成分を持つL1C信号を例にとり、そのコンスタレーションを表現したものが図 4.3-2 であり、4相PSK変調(QPSK)となる。

L1C信号のL1C/A信号に対する相対的な信号電力は1.5dBWであるので、前述と同様に相対的な振幅は $\sqrt{2 \times 10^{1.5dBW/10}} = 1.68[V]$ となる。また、L1C_D信号とL1C_P信号のそれぞれの相対信号電力は-4.52dBと0.25dBであるので、I軸方向の振幅は0.84Vであり、Q軸方向の振幅は1.46Vとなる。搬送波位相が遷移する場所であるステートは、図 4.3-2 に示すようにI軸から±60degだけ離れた場所に位置することになる。

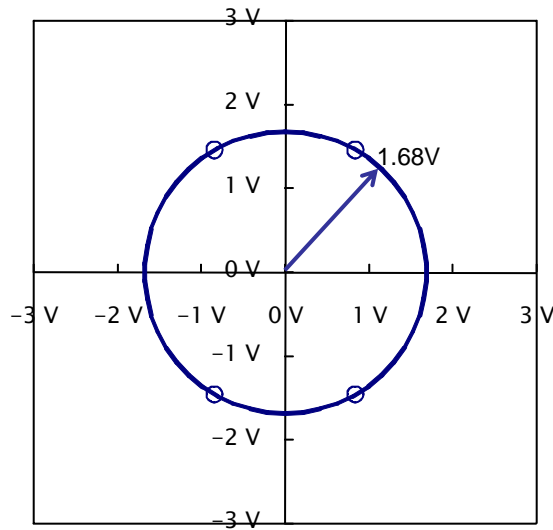


図 4.3-2 2つの信号成分を持つLIC信号の場合のQPSKコンスタレーション

4.3.3.3 3つの信号のコンスタレーション

さらに、対象とする3つの信号成分のコンスタレーションを表現したものが、図 4.3-3 である。

一般に3つの信号成分が同一の強度であれば、45度ずつ離れた4種の搬送波を使用する8相PSK変調方式(8PSK)変調方式が利用できる。

しかし、表 4.3-1 に示すように、本論文で取り扱う3つの信号成分の信号強度は全て異なっているため、8PSK方式は採用できない。その8個のステートを持つコンスタレーションは、むしろ図 4.3-3 に示すように8ステートの直交振幅変調(8QAM)の様相を持ち、その振幅値は表 4.3-1 により制約されている。

つまり、90度位相の異なる搬送波IとQを利用するのはQPSKと同じであるが、ここではIについて4レベルで振幅変調して合成するのである。或いは、QPSKの振幅を2段階に切り替えて変調したものとも考えることもできる。すなわち、図中で、点線の円と一点鎖線の円の2つの振幅があって、それぞれはQPSKである。そして、図中の実線の円の半径は

$$\sqrt{\frac{1.56^2 + 2.68^2}{2}} = 2.2 \text{ であって、平均電力は } 10\log_{10}\left(\frac{2.2^2}{2}\right) = 2.82\text{dB} \text{ に相当する。}$$

いずれにしても、振幅値の制約を満足しながら、すなわちこのコンステレーションを維持しながら信号増幅を行うためには、電力増幅器を線形領域で使用しなくてはならないが、4.3.4 項のような制約がある。

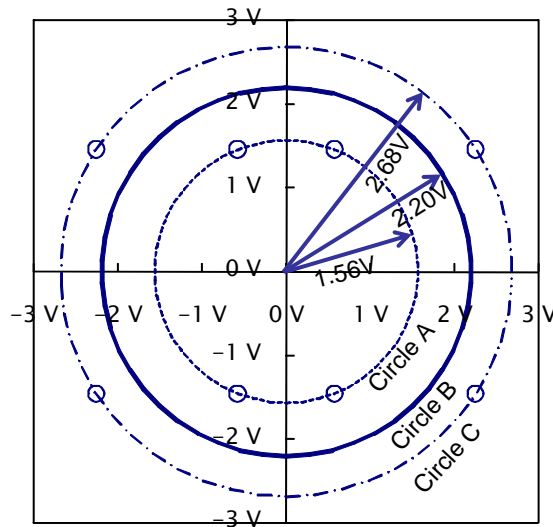


図 4.3-3 LIC/A 信号と 2 つの信号成分を持つ LIC 信号の場合の 8APSK コンステレーション

4.3.4 増幅器の制約

増幅器は、一般に図 4.3-4 に示すような特性を持っている。すなわち、入力を大きくすると出力も大きくなるが、ある時点から出力が飽和するようになる。また、飽和している最大出力から 3dB 下げると、出力は入力に比例するようになる。

また、一般的には、増幅器の投入した電力の内、50%以上が熱になり、RF 放射電力となるのは残りの 50%以下である。更に、例えば、増幅器を線形領域で使用するためには、定格出力の半分で使用(バックオフ)する必要がある。したがって、合計した電力効率が 25%以下というもまれではない。電力効率を上げようとする、定格出力に近い状態(飽和領域)で使用することになるが、その場合、入出力の線形性が失われるので、線形変調方式は実現できない。また、4倍を越える大きな定格出力を持つ増幅器が必要になる。

つまり、線形変調方式を採用した場合には、機器やリソースへの要求が極めて大きいものになるという問題点があり、なんとしても変調方式の工夫が必要である。

例えば、具体的に言えば、本論文において、送信アンテナ入力端におけるこれら3波の合計電力は 18dBW である。これに、系内の各種損失量として 5dB を見込み、増幅器の出力端で 23dBW が要求されるものとする。ここで、23dBW を線形増幅できる増幅器として 6dB の出力バックオフを考慮すると、その要求される定格は 29dBW 相当となる。これでは、800W 級の増幅器が必要であるが、そのような大電力を出力できる増幅器は存在しないので、非現実的であり、L1 信号の送信を行う上で課題があった。これらの課題を、図 4.3-4 に示した。

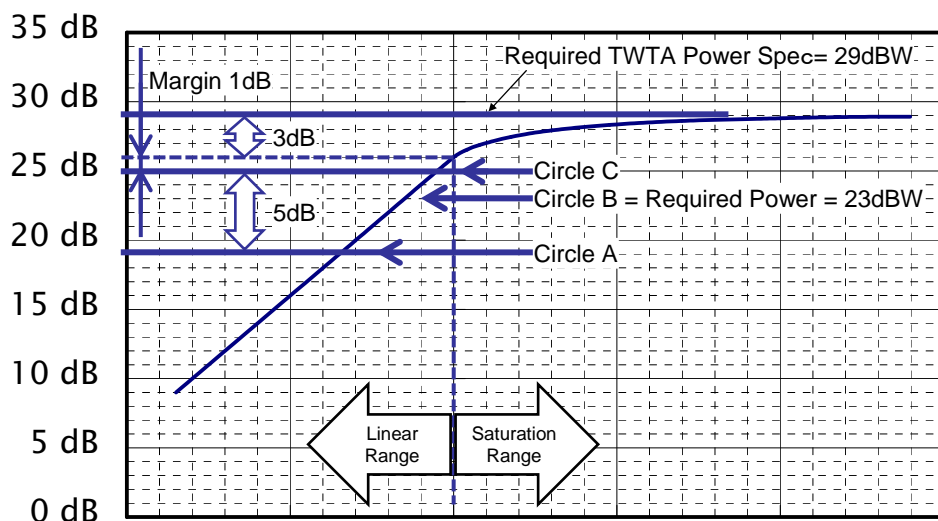


図 4.3-4 増幅器の典型的な出力特性モデル／線形領域と飽和領域

準天頂衛星に搭載するような宇宙用の増幅器の場合、一般に、1dB 程度の出力バックオフを行って余裕を持って使用する。ここで、前項の 8APSK(或いは 8QAM)を出力する場合、内円 A と外円 C には約 5dB の電力差があるので、前述の余裕 1dB とを合わせると、ほぼ 6dB 程度の出力バックオフを確保して、全てのステートが線形領域で表現されなくてはならない。

4.3.5 インタープレックス変調方式と L1 信号への適用

本研究の目的は、この課題を解決すべく実施したものであって、インタープレックス変調方式を

採用して出力レベルを等振幅化して増幅器の定格出力に対する要求値を下げ、L1 信号を送信できるようにしたものである。

ここで、等振幅化するアイデアは、図 4.3-5 に示すようなものである。

すなわち、Q 軸に近い 4 つのステート(A、B、C、D)を I 軸から離し、Q 軸から遠い 4 つのステート(E、F、G、H)を I 軸に近づけるように、付加的な信号(以下 IM 信号という)を加えることで、8 つのステートを、一つの円周上に配置するのである。

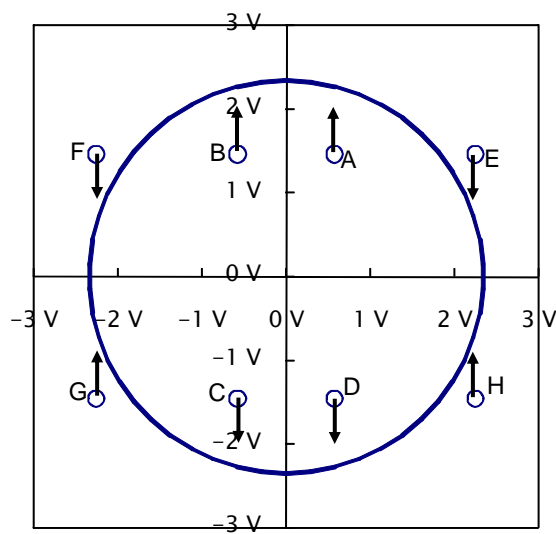


図 4.3-5 ダミー信号による 8QAM(8APSK)の等振幅化の手法

その基本的な考え方を式で示したものが、式 4.3-1 である。

ここで、 S_1 は $L1C_p$ 信号の PN 符号、 S_2 は $L1C_D$ 信号の PN 符号、 S_3 は $L1C/A$ 信号の PN 符号である。また、 A_1 、 A_2 、 A_3 はそれぞれの振幅であり、

表 4.3-1 に示した通りである。A₄は上記のように円周上に配置するための IM 信号の振幅であり、S₁、S₂、S₃はその符号である。S₁、S₂、S₃は、図 4.3-5 の信号操作の方向と同一となる。

$$S(t) = (S_2 A_2 + S_3 A_3) \cos(\omega_{L1} t) + (S_1 A_1 - S_1 S_2 S_3 A_4) \sin(\omega_{L1} t) \text{ ----- 数式 4.3-1}$$

ここで、A₁、A₂、A₃ のそれぞれを以下の式のように表現する。これによれば、β₁、β₂ とそれらの正弦値と余弦値により、独立に値を設定できる。本研究の場合、実際に設定すべき値は、

表 4.3-1 に示す通りとなる。

$$A_1 = A \cos \beta_1 \cos \beta_2 \text{ ----- 数式 4.3-2}$$

$$A_2 = A \sin \beta_1 \cos \beta_2 \text{ ----- 数式 4.3-3}$$

$$A_3 = A \cos \beta_1 \sin \beta_2 \text{ ----- 数式 4.3-4}$$

ここでさらに、 A_4 を以下の式のように表現したとする。

$$A_4 = A \sin \beta_1 \sin \beta_2 \text{ ----- 数式 4.3-5}$$

この時、式 4.3-1 に式 4.3-2、式 4.3-3、式 4.3-4、式 4.3-5 を代入して変形すれば、下式 4.3-6 となり、明らかに振幅は A と等振幅にできることがわかる。

$$\begin{aligned} S(t) &= A(S_2 \sin \beta_1 \sin \beta_2 + S_3 \cos \beta_1 \sin \beta_2) \sin(\omega_{L1} t) \\ &\quad + A(S_1 \cos \beta_1 \cos \beta_2 - S_1 S_2 S_3 \sin \beta_1 \sin \beta_2) \cos(\omega_{L1} t) \text{ ----- 数式 4.3-6} \\ &= A \sin \left(\omega_{L1} t + S_1 S_2 \beta_1 + S_1 \frac{\pi}{2} + S_1 S_3 \beta_2 + \frac{3\pi}{2} \right) \end{aligned}$$

この方式により、等振幅となった $S(t)$ は、電力増幅器を飽和領域で使用できる。もちろん、IM 信号を付加するので余分な電力を消費するが、一方でそれにより消費する余分な電力は 0.5dB に過ぎない。しかし、エンベロープを一定にするので、電力増幅器を飽和領域で使用できる。その様子を示しているのが図 4.3-6 である。

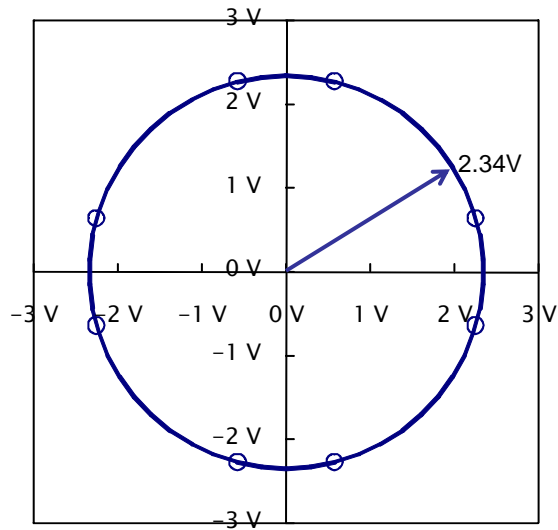


図 4.3-6 結果として得られた 8PSK の等振幅コンステレーション

この場合の電力増幅器の定格は 24.5dBW \approx 280W 級で十分であり、このクラスの電力増幅器がない場合は 140W 級の電力増幅器を 2 本並列に動作させれば良いことになる。

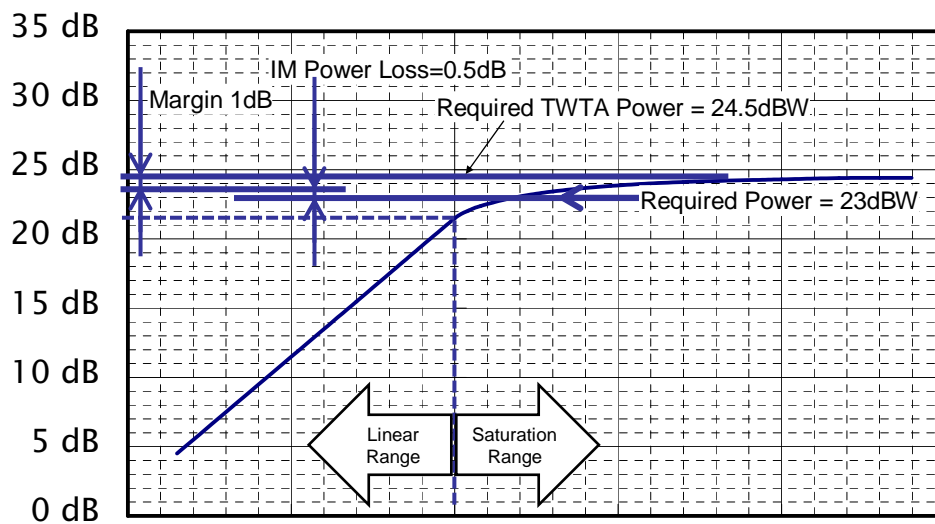


図 4.3-7 電力増幅器の関係

4.3.6 L1 信号の設計結果

これに関連する設計パラメータは以下に示すとおりである。

すなわち、まず、式 4.3-2、式 4.3-3、式 4.3-4、式 4.3-5 において、 $\beta_1=42.2\text{deg}$ 、 $\beta_2=30.0\text{deg}$ であり、それらは以下の式から導かれる。

$$\beta_1 = \tan^{-1} \frac{A_2}{A_1} = \tan^{-1} \frac{1.41}{1.46} = 42.2\text{deg} \text{ ----- 数式 4.3-7}$$

$$\beta_2 = \tan^{-1} \frac{A_3}{A_1} = \tan^{-1} \frac{0.84}{1.46} = 30.0\text{deg} \text{ ----- 数式 4.3-8}$$

また、これによる L1 信号の各成分の強度は、表 4.3-2 に示す通りとなる。

表 4.3-2 L1 信号の各成分のリストとそれらの信号特性 (表 4.3-1 に対して IM を追加)

信号名称	LIC/A	LIC		IM
		L1CD	L1CP	
LIC/A に対する信号強度(dB)	+4.39			
	+3.82			-4.77
	0	+1.5		
		-4.52	+0.25	
LIC/A の振幅を $\sqrt{2}$ としたときの相対的な振幅	$\sqrt{2}=1.41$	0.84	1.46	0.82

更に、そのときの信号コンスタレーションは、図 4.3-8 に示すとおりである。

このように、ここに示した研究成果に基づいた設計結果により、一般に流通している適切なクラスの電力増幅器を使用して、L1 信号の所望の信号成分である L1C/A 信号と L1C 信号を生成することができるようになった。

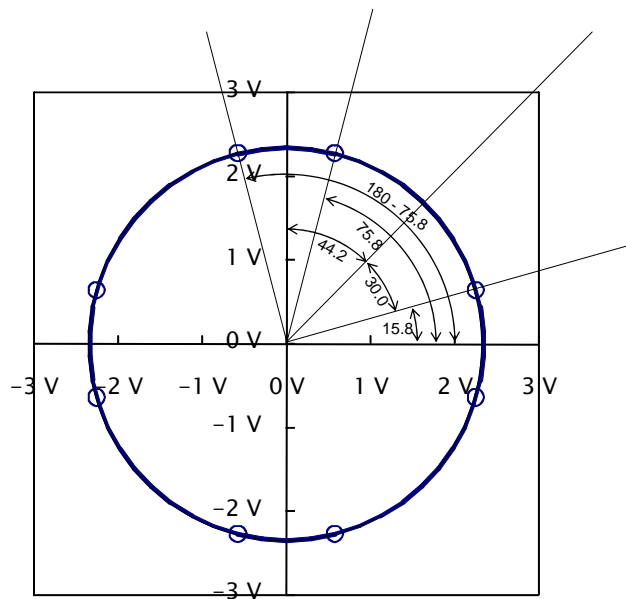


図 4.3-8 L1C/A 信号と 2 つの信号成分を持つ L1C 信号を例に取った 8PSK のコンスタレーション

4.3.7 まとめ

本節では、準天頂衛星に搭載する L1 信号の変調方式に関する研究成果をまとめた。

まず、L1 信号の信号成分の特性を示し、通常的方式によるコンスタレーションや、その場合に増幅器を線形領域で使う必要があることの課題を示した。そこで、それを解決する手段として、インタープレックス変調方式を検討し、インタープレックス信号の特性等を設計し、それによる定振幅化をおこなった。最後に、そのコンスタレーションや各信号要素の特性の解析結果を示した。

ここでの研究成果は、準天頂衛星に適用される。

4.3.8 参考文献

- (1) Siegel, "Communication Satellite Integrity and Navigation Payload on DSCS, Annual Meeting ION-1993, Jun. 1993.
- (2) S.Butman and U.Timore, "An Efficient Two-Channel Telemetry System for Deep Space Exploration, JPL Space Program Summary Report, Vold.3, pp.37-62, 1970.
- (3) J.K.Holmes, "Coherent Spread Spectrum Systems, John Wiley and Sons, New York, 1982.
- (4) M.Aparicio, P.Brodie, J.Rajan and R.Sung, "Communication Satellite Augmented GPS (CAG) Payload Architecture, ION-GPS-1994, Sep. 1994.
- (5) M.P.Ananda, P.K.Munjal, K.T.Siegel and R.Sung, "Combined Transmission of Dod-FAA Signal Structure from CAG, NTM-ION-1994, pp.251-260, Jan. 1994.
- (6) P.A.Dafesh, "Quadrature Product Subcarrier Modulation (QPSM), Proc. of IEEE Aerospace Conferene, Mar. 1999.
- (7) S.H.Raghavan, J.K.Holmes, S.Lazar and M.Bottjer, "Tricode Hexaphase Modulation for GPS, ION-GPS-1997, Sep. 1997.
- (8) P.A.Dafesh, L.Cooper and M.Partridge, "Compatibility of the Interplex Modulation Method with C/A and P(Y) code Signals, ION-GPS-2000, pp.2122-2129, Sep. 2000.
- (9) J.K.Holmes and S.Raghavan, "A summary of the new GPS IIR-M and IIF modernization signals, VTC2004-Fall, pp.4116- 4126, Sep. 2004
- (10) P.A.Dafesh, R.L.Wong and G. Fan, "Measurements of Commercial GPS Receiver Compatibility with the Planned Military Aquisition Signal, ION-GPS-2001, Sep. 2001.

(11) K.Park, "Quadrature-Multiplex Modulation, System with Application to the Orbiter's Ku-band Link, National Telecommunications Conference, pp. 33-22-33-26, Dec. 1975.

(12) P.G.Dragonetti, "Method and apparatus for generating a composite signal United States Patent 7039122, Filing Date: 2001-10-17, Publication Date: 2006-05-02.

4.4 送信アンテナ

送信アンテナは、QZSS のサービスエリアである地球上の広い地域に、図 4.4-1 に示すように、なるべく均一な信号強度の QZS 信号を提供する役割を持つ。また、QZS の高度が離心率 e の影響で変化しながらも、表 4.1-2 に示す最低信号強度をユーザに対して保証し、且つ、同時に表 4.1-2 に示すような最高信号強度以下とすることで他の GNSS システムへの干渉を避けるようにしなくてはならない。

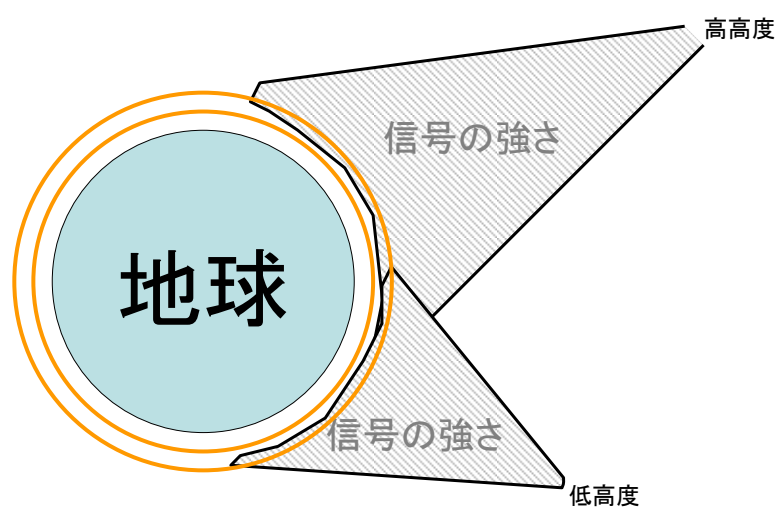


図 4.4-1 測位信号強度と送信アンテナ利得(イメージ)

本節では、L1 信号について、送信アンテナ利得の要求条件の研究成果をまとめた。

4.4.1 最低受信強度と均一さを共に満たす条件

ここでの研究は離心率 $e=0.099$ を想定した。地球(表面)との距離に関係するので、離心率のみの前提条件でよい。損失は、全て距離による自由空間損失だけを想定した。

また、L1C/A 信号を想定すると共に、その送信アンテナ入力端の送信信号電力は 13.9dBW を想定して、地表面での最低受信電力である-158.5dBW を満たすための送信アンテナ利得を計算した。

近地点高度～遠地点高度までを10等分して、それぞれの11カ所の高度で必要となる送信アンテナ利得を図にしたものが、図 4.4-2 である。複数の線があるが、その利得方向の幅は、近地点と遠地点の自由空間損失の差を意味しており、その値は 2dB 程度となる。また、近地点であれば、地球が比較的大きく見込めてその見込み角は 9.5deg 程度であり、必要な利得は直下方向において 14dB 程度である。一方、遠地点では、地球が小さくなってその見込み角は 7.8deg であり、必要な利得は直下方向において 16dB となる。

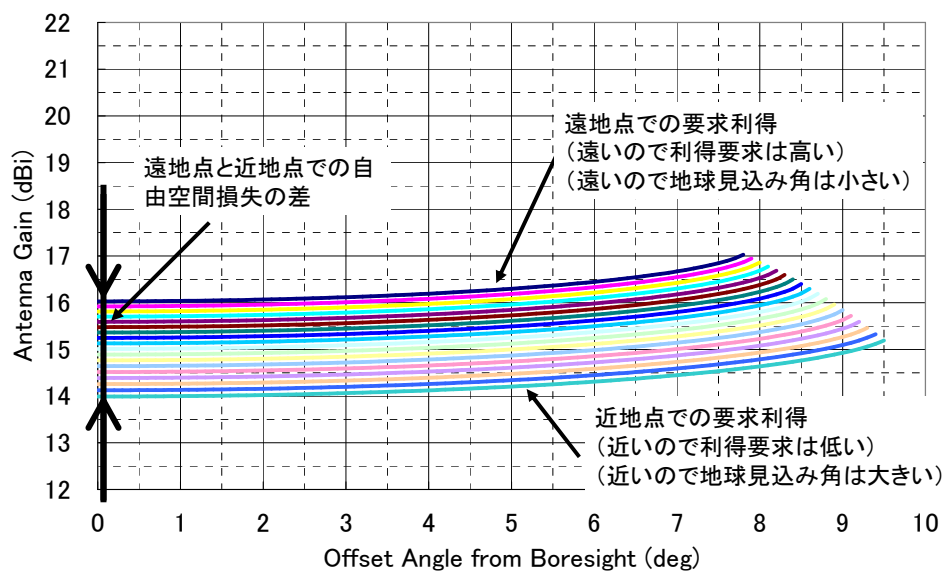


図 4.4-2 送信アンテナ利得の下限を決める図

図 4.4-2 の複数の線のそれぞれが下限であり、結局の所、送信アンテナ利得要求としては、図 4.4-2 の複数の線を最大値をとることになる。その結果得られる最低限守るべき送信アンテナ利得要求は、図 4.4-3 のようになる。

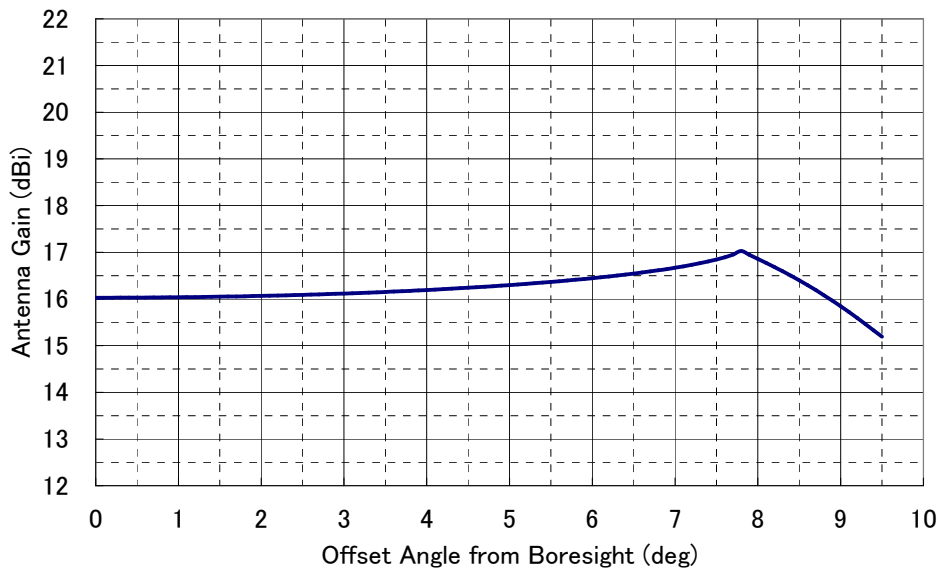


図 4.4-3 送信アンテナ利得の下限

4.4.2 最大受信強度と均一さを共に満たす条件

同様に、解析条件としては、送信アンテナ入力端の送信信号電力を 13.9dBW を想定した。その他の条件は前 4.4.1 項と同一である。

また、同様に、近地点高度～遠地点高度までを 10 等分して、それぞれの 11 カ所の高度で、表 4.1-2 に示す最大受信強度 (-153.5dBW) を越えない送信アンテナ利得を図にしたものが、図 4.4-4 である。

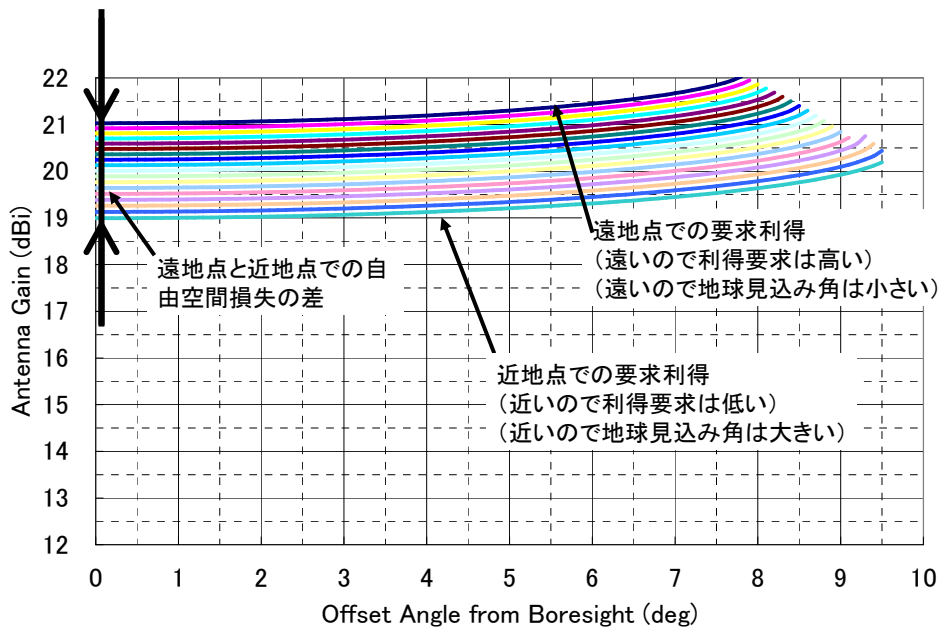


図 4.4-4 送信アンテナ利得の上限を決める図

図 4.4-5 は、これを越えてはならないという送信アンテナ利得の上限値であり、このプロファイルは単純に近地点における要求値から求められる。

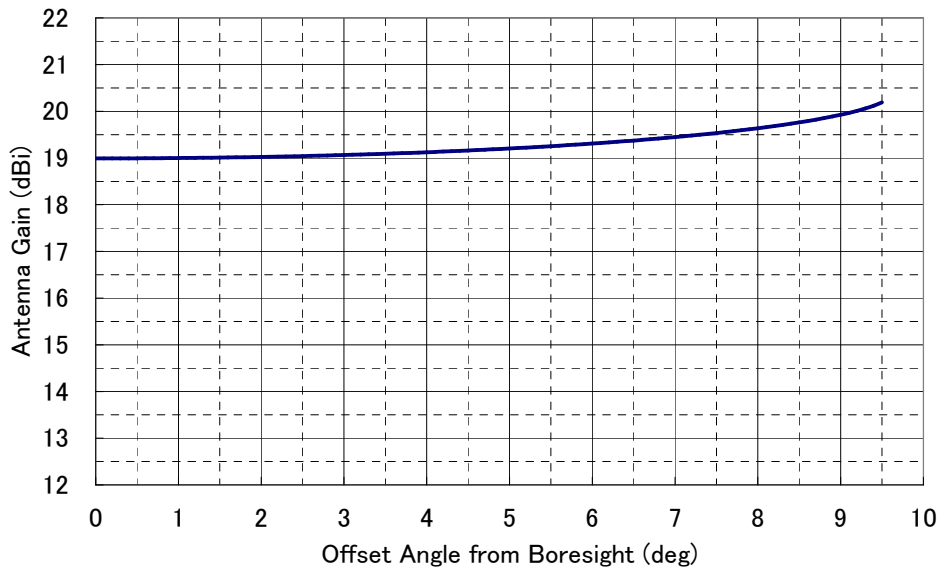


図 4.4-5 送信アンテナ利得の上限

4.4.3 送信アンテナへの要求条件

前項までの検討により、送信アンテナ利得要求をまとめて描いたのが図 4.4-6 である。

一般的に、アンテナへの利得要求は、下限のみが設定されていることが多いが、4.4.2 項で述べたように、上限も設定する必要がある。

図 4.4-6 の上下限の差は 3dB 以下であることに加え、実際には 4.4.4 項に示す配慮が必要なことからその差は更に狭く小さくなる。また、7.8deg 方向の下限や、9.5deg 方向の下限が、送信アンテナの実現を難しくしており、実際の開発は難航した。この場を借りて、それを実現した NEC 東芝スペースシステムの尼野氏と東芝エレクトリックシステムの國安氏に敬意を表する。

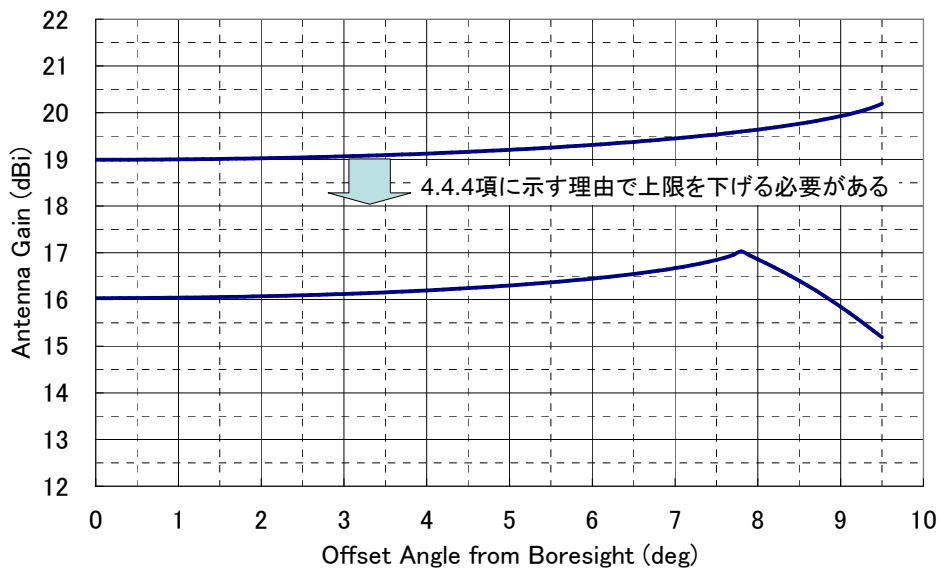


図 4.4-6 送信アンテナ利得の要求条件

4.4.4 その他考慮すべき事項

実際には、偏波損失や、図 4.4-7 に示すような大気吸収損失 (<0.03dB(天頂方向))、温度変

動による増幅器の利得低下も考慮して、送信アンテナの下限が決められる。

一方、そのような損失や利得低下が無い場合でも、表 4.1-2 に示す上限を越えないことが要請されるため、上限の要求を更に下に下げる必要があり、図 4.4-6 に示す上下限の差は更に小さいことが要求される。

また、表 4.1-2 では、最低受信電力が -158.5dBW であり、最高受信電力は -153.5dBW としているが、他の GNSS との干渉回避の観点から、最高受信電力を更に下げることが要請されている。そのため、送信アンテナに対する要求は、現実的には極めて厳しいものになっており、その点で軌道(離心率 e)を変更してそれを緩和していこうという考え方がシステムの見地から自然な流れとなってきている。

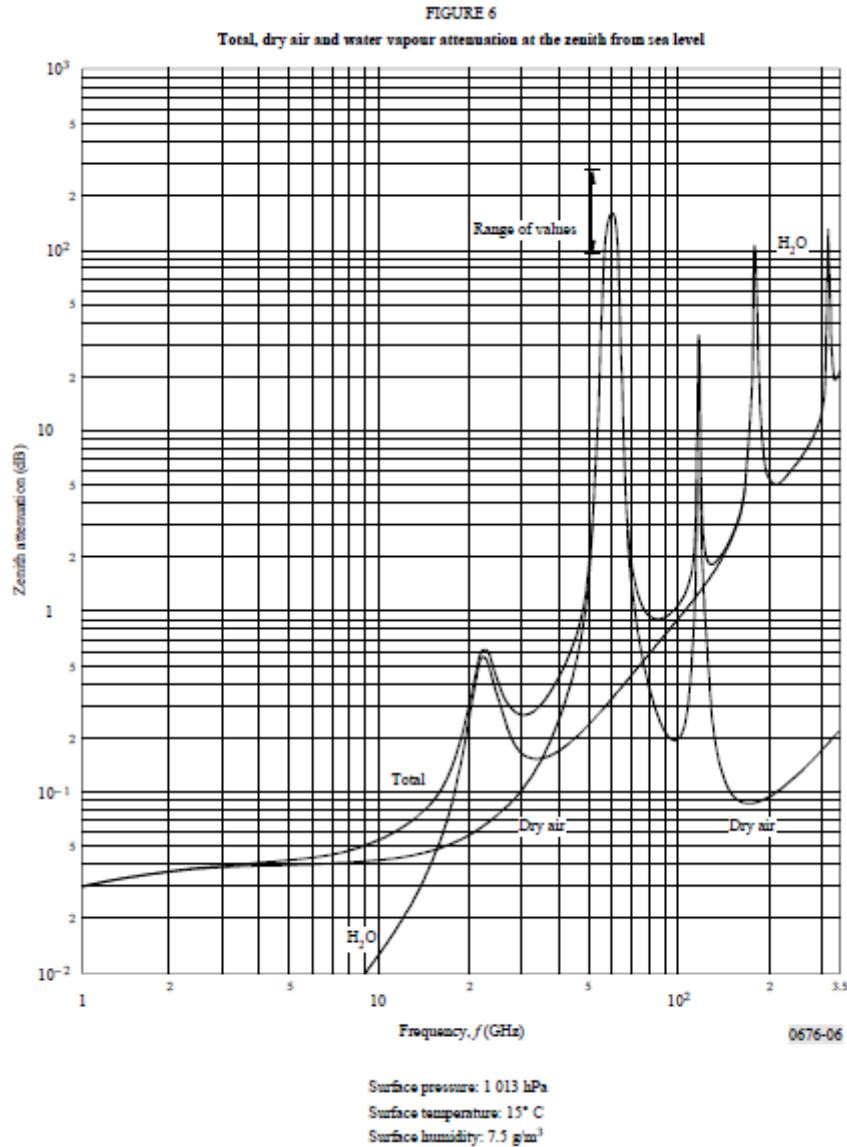


図 4.4-7 大気吸収損失(抜粋)

4.4.5 離心率 e への感受性

これまで述べてきたように、送信アンテナ利得要求は、基本的には軌道パラメータの一つである離心率 e で決められる。しかしながら、3.1 節に示すように、10 年程度の長い運用期間中には、離心率 e も変動していく。また、送信アンテナへの利得要求も厳しくその開発に困難さがつきまとうこともあり、離心率 e と利得要求との関係性を研究しておく必要がある。

表 4.4-1 は、離心率 e と自由空間損失の差(近地点と遠地点)である。表からわかるように、本節で前提としている離心率 $e=0.099$ を、小さくすればするほど近地点と遠地点での自由空間損失の差が無くなっていく。これは、そのまま、図 4.4-6 に示す上限と下限の差を広げる効果にな

り、送信アンテナ利得要求を緩和する方向に向かう。

表 4.4-1 離心率 e と近地点遠地点での自由空間損失との差 他

離心率	遠地点		近地点		自由空間損失の差	静止軌道との距離
	高度	自由空間損失	高度	自由空間損失		
0.099	39960km	188.43dB	31612km	186.39dB	2.04dB	413km
0.078	39075km	188.23dB	32497km	186.63dB	1.6dB	256km
0.060	38136km	188.06dB	33256km	186.83dB	1.23dB	152km

一例として、離心率 $e=0.099$ と 0.078 の時の、送信アンテナ利得要求の図を図 4.4-8 に示す。表 4.4-1 に示す自由空間損失の差である 0.44dB 相当分だけ、上下限が開いている。離心率 $e=0.078$ の時の利得要求は緩和されていることがわかる。

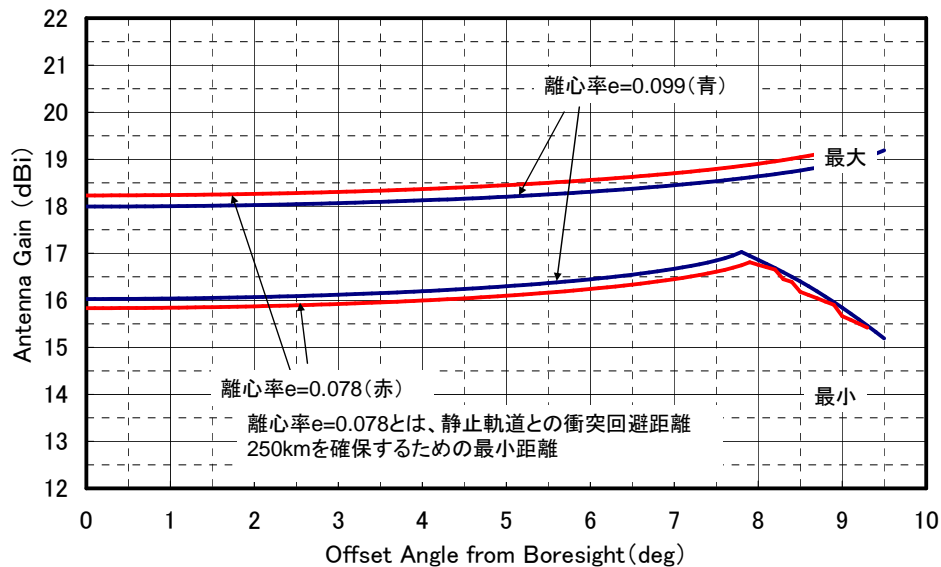


図 4.4-8 離心率が $e=0.099$ と $e=0.078$ の時の送信アンテナ利得要求

4.4.6 まとめ

本節には、送信アンテナの要求仕様についての研究成果をまとめた。送信アンテナは、QZS 信号を、地球上のユーザになるべく均一に送信する役目を持つ。

離心率 e によって地球との距離が変化しながらも、ユーザに対して最低限のユーザ受信電力を保証し、且つ、他の GNSS との干渉源とならないようにあまり強く出力されないという、2 つの制約が必要であった。

本節では、その 2 つの制約についての研究成果を、L1 信号についてまとめたものである。

4.5 QZS 信号の航法メッセージ

4.5.1 概説

QZS が送信する測位信号(以下「QZS 信号」という)の仕様は参考文献(1)に詳しいが、本節はそ
の中でも設計について全体的な研究成果を示し、その幾つかの特徴点を中心にまとめたもので
ある。

具体的には、まず QZS 信号のドップラーや可視時間について、その概要を示した³。その後、個
別の QZS 信号の概要を示し、航法メッセージの幾つかのトピックスについて述べた。最後に、
L1-SAIF 信号と LEX 信号の概要を示した。

4.5.2 QZS 信号のドップラー(QZS との相対速度)

QZS 信号のドップラーは GPS に比べて小さい。GPS 衛星の場合、地表面にある受信機との相対
速度は±700m/s に達するのに対して、QZS の場合は図 4.5-1 にあるように東京で±200m/s
程度である。

一方、受信機に内蔵されているクロックの周波数オフセット $\Delta f = \frac{f_{GPS} - f_{Receiver}}{f_{GPS}}$ に起因する誤

差 $\Delta f \times c$ (光速)と、アルマナック放送暦に起因する相対速度誤差 Δv_{alm} の和は PRN コードや
搬送波の捕捉(引き込み)に影響を与え、一般的な GPS 受信機の場合のその限界はせいぜい
100m/s 弱である。そのため、受信機がアルマナック放送暦を使う場合には問題ないとしても、ア
ルマナック放送暦を全く使わないようなコールドスタートの場合に相対速度そのものが小さいこと
は、受信機の利便性向上点の一つになりうる。

また、後述のように、準天頂衛星の可視時間があらかじめ分かっていることから、衛星選択やド
ップラーの計算に極めて簡便なアルゴリズムで対応できる可能性がある。なお、図 4.5-1 は軌
道摂動による軌道変動(参考文献(2)による)を考慮したものであり、図中の複数の線は軌道保
持範囲内での相対速度の変動例を示している。

³ ドップラー及び可視時間は、IS-QZSS からの抜粋であり、本論文の完全性のために記述したものである。筆者は図案などをリードし
たが、実際の計算は別の人により行われた。

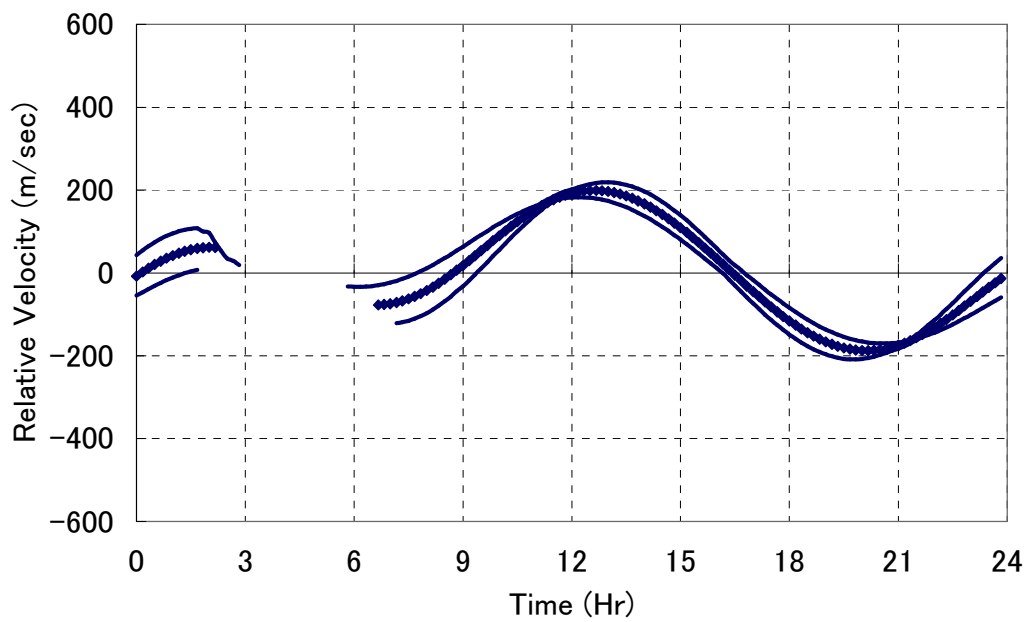


図 4.5-1 QZS の相対速度(於:東京) (IS-QZSS より抜粋)

4.5.3 準天頂衛星の可視時間

図 4.5-2 にあるように、例えば東京において QZS(初号機)からの QZS 信号を受信できる時間(可視時間)は、予め決まっている。また、図中で、濃いハッチングの部分は仰角 60 度以上である部分であり、その時間は 8 時間程度であって、GPS と比べて長い。この点からも、前述の相対速度の小ささと合わせて、受信機の利便性向上に資することが期待されている。

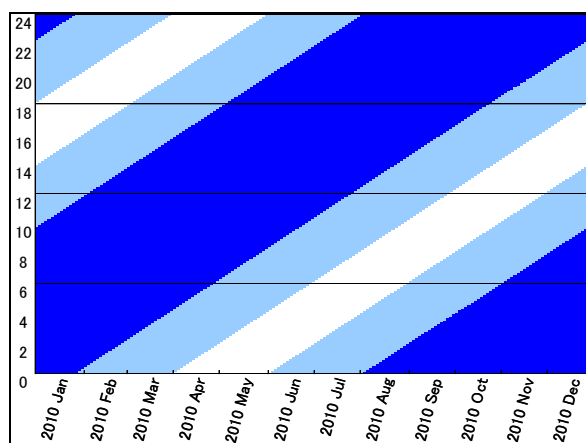


図 4.5-2 測位信号を受信できる時間帯(於:東京) (IS-QZSS より抜粋)

濃い色:仰角 60 度以上、薄い色:仰角 10 度以上、白:不可視

4.5.4 QZS 信号の種類や変調方式

QZSS では、4 種の周波数を使って、6 種類の QZS 信号を送信する。表 4.5-1 はそれらの信号の概要であり、図 4.5-3 はスペクトラムの模式図である。

そのうち、*印をつけた 4 種類の QZS 信号は、GPS 信号と互換性があり、拡散符号を QZSS 用の番号(193 番～197 番)に対応できるようにすれば、通常の GPS 受信機で受信することができる。また、航法メッセージのフォーマット(1 フレームのビット長、検査ビットなど)やビットレートは同一であり、QZSS に特有の一部分を除けば、通常の GPS 受信機でメッセージの解読まで行うことができる。むしろ、後述するように、QZSS に特有のメッセージには、ユーザへ対して GPS には無い付加価値を提供するものがあり、それらの利用による利便性の向上が期待されている。

表 4.5-1 測位信号の種類

信号 名称	中心周波数 MHz	チャンネル			拡散 周波数
		種別			
L1C/A*	1575.42	IPM	I	-	BPSK(1)
L1C*				Data	BOC(1, 1)
			Q	Pilot	BOC(1, 1)
L1-SAIF		BPSK			BPSK(1)
L2C*	1227.60	BPSK/時分割			BPSK(1)
L5*	1176.45	QPS	I-channel		BPSK(10)
		K	Q-channel		BPSK(10)
LEX	1278.75	BPSK/時分割			BPSK(5)

IPM: InterPlex Modulation

*は GPS との互換性がある信号

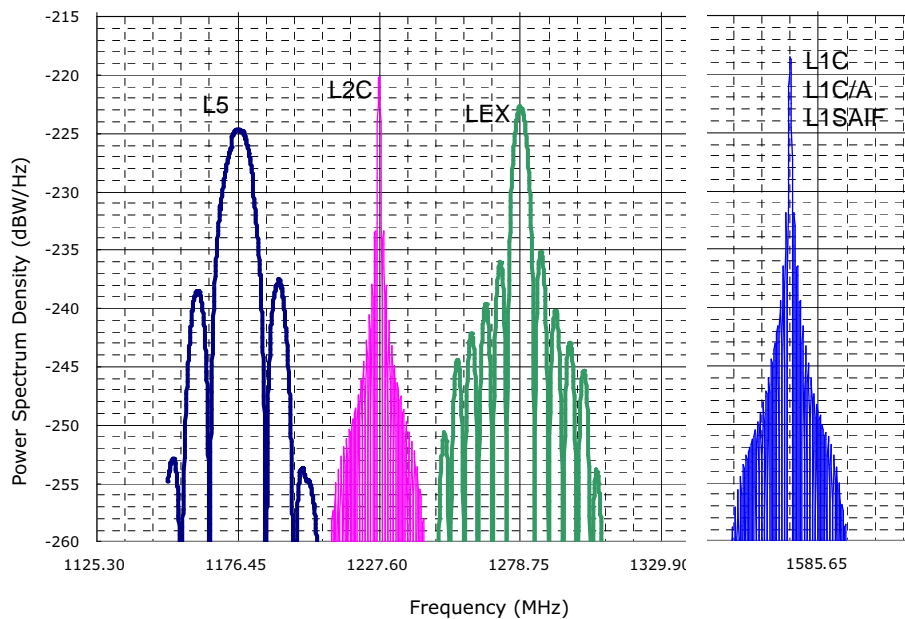


図 4.5-3 測位信号のスペクトラム(模式図)

L1C 信号は、データチャンネルとパイロットチャンネル(データレス)の 2 チャンネルがある。変調方式には、L2C の様な時分割型と、L5 信号のような I/Q 分割型が検討されたが、QZSS では後者を採用した。なお、これにより、別のアンテナから送信される L1-SAIF 信号を除いて、L1C/A 信号と 2 つの搬送波を持つ L1C 信号の合計 3 波を変調・送信することが必要となったが、これらの 3 波の変調にはインタープレックス方式を採用することとした(4.3 節)。

また、L1C 信号のパイロットチャンネルの拡散方式には、BOC 方式と MBOC 方式(参考文献(4))があるが、QZSS の初号機では BOC 方式が採用されることとなった。MBOC 方式は測量用などに使用される広帯域受信機での性能向上が見込まれるものである。なお、受信機が BOC 方式対応型であっても MBOC 方式対応型であっても、どちらにせよ QZSS の L1C 信号の受信に支障は無い。

一方、LEX 信号は、そのスペクトラムが Galileo の E6-CS 信号と同一である。ただし、その内容は全く異なっており、航法メッセージのビットレートは 2kbps と早く、ビットは CSK (Code Shift Keying) 方式により重畳されている。この信号は測位システムの実験用に用意されているものであり、データの内容は実験者が用意したものを送信できるようになっている。

また、L1-SAIF 信号は、前述の送信アンテナとは別のアンテナから、地球へ向けて送信される。L1-SAIF 信号は、SBAS と同一の方式で生成され、L1-C/A 信号用の拡散符号のうちの 183 番～187 番が割り当てられている。

4.5.5 準天頂測位信号の航法メッセージ

QZSS の RF 信号仕様は前述の通りで、LEX 信号を除いて、既存の衛星測位システムや衛星補強システムと同一の生成方式であることから、既存の受信機にとって利用されやすいように設計されている。

同様に航法メッセージについても、フォーマットが同一であり、航法メッセージの内容も GPS と同一の内容を送信できるようになっている。QZSS ではそれに独自の付加価値を付加する設計としており、受信機の利便性の向上がなされるように設計されている。

4.5.5.1 L1-C/A メッセージのフレキシブル化

QZSS の L1-C/A 信号の航法メッセージは、GPS のものと異なっている部分がある。大きく異なる点は、GPS の第 4、5 サブフレームが固定的であるのに対して、QZSS の場合は Data-ID と SV-ID で識別するものとして、順不同に送信される点である。

元来、GPS は 750 秒で一巡する間に、予め決められた固定的な順序にしたがって、GPS のアルマナックや電離層情報やヘルス情報が放送される。

一方、QZSS は GPS との相互運用性の向上のための GPS アルマナック送信をする必要があり、QZSS 自身のアルマナック送信も加えると、GPS の従来の固定的な送信順序を変えざるを得ないという必然性があった。

そこで、QZSS では、Data-ID と SV-ID でそのサブフレームの内容を識別することとして、GPS に加えて QZSS に関する様々な情報を送るような設計となっている。これにより、L1C 信号、L2C 信号、L5 信号のような、フレキシブルな航法メッセージ運用が可能である。一巡にかかる時間は 750 秒に限られることはなく、必要な情報を必要なレーテンシーで送ることができ、後述のような緊急メッセージパターンにも対応できるようになった。

4.5.5.2 緊急メッセージパターン

QZSS は、通常の航法メッセージの送信パターンとは別に、緊急的に受信機に情報を伝えるための緊急メッセージ送信パターンに直ぐに切り替えられるようになっている。これによれば、前述のテキストメッセージや、GPS や QZS が異常になった時にそれらのヘルス情報を緊急に受信機に伝えたい場合、QZSS は緊急メッセージ送信パターンに切り替えて、その情報を短いレーテンシーで繰り返し送信することができる。

例えば、L1C/A 信号の場合、通常の送信パターンであれば第 4、5 サブフレームを使って、アルマナックや電離層情報やヘルス情報を、750 秒に 1 回送信している。ここで仮に、GPS 衛星の一つが異常になったことを QZSS のモニタ局(MS)が検知した場合、マスターコントロール局(MCS)の手動での操作により、QZS から緊急メッセージとして GPS のヘルス情報を 30 秒に 1 回、繰り返し送信することができる。

4.5.5.3 アルマナック

QZSS は、QZSS 自身(複数の QZS)のアルマナックに加えて、全ての GPS 衛星のアルマナックを送信する設計になっている。QZS のアルマナックは、MCS で生成されるものであり、GPS 衛星のアルマナックは、QZSS の MS で受信した GPS 信号に含まれるアルマナックの再放送である。

なお、GPS の他にも、Galileo や GLONASS のアルマナックを送信できるように航法メッセージは設計されている。しかし、第一段階の実験システムは、Galileo や GLONASS のアルマナック生成に必要なインタフェースや MS における Galileo、GLONASS 信号の受信機能を有していないため、本機能を活用するためには実用システムで上記の機能拡張が必要である。

4.5.5.4 健全性情報

QZSS は、QZSS 自身(複数の QZS)と GPS の信号を MS で監視している。監視結果は MCS へ送信され、所定のデータフォーマットに変換して航法メッセージとして送信する。

監視項目は、主に信号の品質、航法メッセージの内容、ユーザレンジ誤差である。

信号品質としては、GPS と QZSS の両方の信号強度や相関特性が監視される。航法メッセージは、QZS だけに関するものであり、地上で生成したメッセージが正しく QZS から送信されているかが、1 ビット毎にチェックされる。また、ユーザレンジ誤差としては、エフェメリス情報に基づいた衛星の位置と MS の位置から期待されるシュードレンジを求め、一方で実際に MS で観測したシュードレンジとの差から、ユーザレンジ誤差を求めてそれが監視されている。これらの監視には、基本的には 3 局以上の MS の情報に基づいた多数決方式になっているが、実験システムであるので残念ながら冗長性が無く、故障には弱い。

4.5.5.5 ディファレンシャル補正情報

QZSS は、前述のように、QZSS 自身(複数の QZS)と GPS の信号のユーザレンジ誤差を監視している。その副産物として、ディファレンシャル補正情報を生成される。このディファレンシャル補正情報は、L1C/A 信号の場合は NMCT(Navigation Message Correction Table)として、ま

その他の L1C 信号/L2C 信号/L5 信号の場合は DC (Differential Correction)として、航法メッセージに含めて送信されることになっており、受信機はそれらのディファレンシャル補正情報を使用することでより高精度の測位を行うことができるような設計になっている。

4.5.5.6 テキストメッセージ

QZSS は、GPS と同様に、テキストメッセージを送信することができる。テキストメッセージとは、L1C 信号では 29 文字、L1C/A 信号ではスペシャルメッセージと呼ばれ 22 文字等のことである。

QZSS では、これを前述の緊急パターン切り替えと合わせて使用することにより、文字数が限られるが、素早く繰り返して必要な情報を受信機に提供できる設計になっている。

例えば、地震やそれによる津波を MCS にいる運用者が検知したならば、必要なメッセージを用意して、QZS から送信することができる。

なお、MCS でのこの部分の運用は手動で行われるように設計されている。しかし、実用システムとして、災害情報などの緊急情報通知に本機能を使うためには、情報生成機関(例えばリアルタイム地震警報を作成する気象庁)とのインタフェースと、上述の機能を自動化する必要がある。

4.5.6 まとめ

本節では、QZS が送信する測位信号の設計結果について、まず測位信号の強度(ユーザ受信電力)とそれを実現する送信アンテナ、測位信号のドップラーや可視時間の概要を示した。その後、個別の測位信号の概要を示し、航法メッセージの幾つかのトピックスについて述べた。

4.5.7 参考文献

- (1) 前田裕昭、小暮聡、山下二郎:準天頂衛星測位システム信号設計、第 51 回宇宙科学連合講演会(日本航空宇宙学会)予稿集、2106、2007
- (2) 準天頂衛星システムユーザインタフェース仕様書(IS-QZSS) 1.0 版 2007
- (3) 前田裕昭、川口佳久、安田明生:準天頂衛星軌道の特性評価、(オンラインジャーナル「宇宙技術」 Vol.6、pp.31-35、日本航空宇宙学会、2007)

(4) 前田裕昭、柴田智哉、小暮聡、岸本統久、安田明生: 準天頂衛星測位システムの L1 信号へのインタープレックス変調方式の適用、(電子情報通信学会(査読中)、2007)

(5) Tom Stansell et al : BOC or MBOC? The Common GPS/Galileo Civil Signal design: A Manufacturers Dialog、 Part 1、(GNSS Inside、 July/August 2006)

5 結論

5.1 総括

本博士論文では、準天頂衛星測位システム(以下「QZSS」)のシステム設計に関わる部分について、まとめた。

まず、第 2 章では、システムアーキテクチャに関する研究成果を記述した。ここでは、システムの大まかな構成要素を定義し、その配置や、構成要素ごとの内部関係性(内部インタフェース)、他との関係、座標系や時刻系の設定に関する研究成果をまとめた部分である。QZSS のような衛星測位システムは、社会基盤システムであり 且つ 他国との関係性を無視できない。また、国内に目を向ければ、保有技術や建設コスト、ステークホルダー等の考慮も必要である。アーキテクチャは、そのような広大且つ複雑に入り組んだコンテキストの中で、フィードバックを重ねながら設計されたものである。

第 3 章では、準天頂衛星(以下「QZS」)の軌道の変動、及び、その制御についての研究成果を記述した。QZS は地球重力や月重力などの影響により、その”8 の字”の位置が少しずつずれていく。そのため、位置を制御して、その位置を日本上空に戻す。制御している間は軌道を精密に決定できないので、衛星測位システムとしては使用できない。つまり、稼働率という重要なシステム性能が下がるので、まず第一に押さえなくてはならない研究項目であった。

また、QZS の時刻軌道推定 及び 時刻軌道予報に関する研究成果を記述した。この部分は、研究方針や条件設定を行った上で、実際の解析は富士通株式会社の山本氏に行ってもらった。

第 4 章では、QZS から送信する測位信号に関するいくつかの研究成果をまとめた。それらは、測位信号の送信端における機器の群遅延特性とシュドレンジの遅延誤差との関係であり、3 波を単一の周波数に統合して送信するための L1 信号の変調方式に関するものである。また、送信アンテナに関する研究成果に加えて、測位信号に重畳する航法メッセージの研究成果を記述した。

5.2 今後の課題

今後、準天頂衛星測位システム(以下「QZSS」)計画が進むと、次のような課題に直面する。

一つは、地上における試験の実行である。設計・製造された各サブシステムや各機器が所定の性

能を満足しているのか、また、システムとしての組み上げが正しく行われてシステムに課された所定の機能性能を満足しうるのかを、地上において適切なコストとスケジュールの中で試験確認しなくてはならない。

二つ目は、準天頂衛星(以下「QZS」)が軌道上に打ち上げられ、地上局が地球上の所定の位置に設置された後、実際に受信機で受信させて、システム機能性能を検証しなくてはならない。このような巨大システムの検証を、どのように進めるのか。検証の考え方を整理し、具体的に実行できるレベルに分解して実行し、データの収集分析など、検証を進めなくてはならない。

最後の大きい課題は、QZSS の恒常的な運用で直面するであろう課題である。事前にできることは、発生するかもしれない事態を予想・想定し、それに対する対策を行うことである。しかし、そのような想像力を遙かに越えた事態は容易に起こりえる。実際の運用で直面する課題を、一つ一つ克服していく必要がある。

6 本論文に関する著者の発表

6.1 査読つき原稿論文(第一著者)

著者名	論文名	掲載誌名	巻号頁	発行年
前田裕昭、川口佳久、 安田明生	準天頂衛星軌道の特性評価	宇宙技術(日本航空宇宙 学会)	Vol. 6 (2007), No.宇技 論41, pp.31-35	2007

6.2 国際会議発表(第一著者)

著者名	論文名	掲載誌名	巻号頁	発行年
Hiroaki Maeda	The Start of a New Era in Global Space-based Positioning, Navigation, and Timing Systems QZSS Overview and Interoperability	ION-GPS-2005	WEBによる	2005
Hiroaki Maeda	Status Report of the Japanese QZSS System	Munich GNSS Summit 2005	WEBによる	2005
Hiroaki Maeda	Status Report of the QZSS	Munich GNSS Summit 2005	WEBによる	2004

6.3 特許、講演論文など(第一著者)

著者名	論文名	掲載誌名	巻号頁	発行年
前田裕昭、小暮聡、山 下二郎	準天頂衛星システム測位信号設計	第51回宇宙科学技術連合 講演会(日本航空宇宙学 会)予稿集	No.2106	2007
前田裕昭、峰正弥	通信測位複合システム	宇宙・航行エレクトロニクス 研究会 予稿集(電子情報 通信学会)	2000年1月号	2000

6.4 共著論文、共著講演

著者名	論文名	掲載誌名	巻号頁	発行年
鶴田尚史、沢辺幹夫、 小暮聡、岸本統久、能 登川勉、前田裕昭	準天頂衛星の軌道保持運用	第51回宇宙科学技術連合 講演会(日本航空宇宙学 会)予稿集	No.2101	2007
梶原延浩、沢辺幹夫、 小暮聡、鶴田尚史、前 田裕昭、川口佳久、柴 田智哉、山本洋介	準天頂衛星の軌道時刻推定・予報シ ミュレーション	第51回宇宙科学技術連合 講演会(日本航空宇宙学 会)予稿集	No.2103	2007

謝辞

東京海洋大学の安田明生教授に感謝する。入学後、週末のゼミ、その他の様々な場所でご指導いただいた。また、久保信明准教授や研究室の学生達にも感謝する。ゼミでのディスカッションが楽しかったし、なにより久しぶりの楽しい学生生活を送らせてもらった。ゼミが待ち遠しかった。

NEC 東芝スペースシステム株式会社において、共に準天頂衛星測位システムの開発に当たった柴田智哉君と川口佳久氏に、感謝する。特に、柴田智也君には、極めて大雑把な研究指針のもとで、ディテールを詰めていってもらった。また、川口佳久氏は、私が新しいアイデア 或いは それに基づいて物事を進める際の重要な相談相手であった。

それよりもまず、準天頂衛星システムの建設を進めている航空宇宙研究開発機構(以下「JAXA」)の梶井氏、倉益氏、寺田氏、小暮聡氏、岸本統久氏に対し、このような研究の機会を与えてくれたことに感謝する。本研究を進める上で行われた全ての思索は準天頂衛星測位システムの建設がきっかけであって、本論文中の多くの記述は JAXA のファンドによりなされたものである。特に、小暮聡氏と岸本統久氏とは、このプロジェクトを通じて共に学ぶことができた。

また、新衛星ビジネス株式会社(以下「ASBC」)には、最大の敬意を表する。自らリスクをとり、21世紀のビジネスを志向したことは、私の信条から言って尊敬に値する。結果的には ASBC は解散したが、明らかに我が国の衛星測位システムの建設のトリガーとなったことについて、もっと評価されても良い。それに加えて、ASBC で知り合った人々は、私の宝である。ASBC の一部の業務を引き継いだ財団法人衛星測位利用センター(以下「SPAC」)に対して、微力ながら私の可能な限りの貢献をした。

測位衛星技術株式会社(以下「GNSS」)および鳥本社長に、御礼を申し上げる。大学入学のきっかけになったことに加えて、様々な支援をいただいた。

最後に、最大の感謝は、妻礼子と長女礼菜に対して捧げる。常に心配をかけ、共に変化に対応し、共にストレスを負担してもらった。心から感謝する。