

– 修士論文 –

スピンを伴うロケットに搭載可能なGPSの研究

RESEARCH ON GPS RECEIVER FOR SPINNING ROCKET

2010年2月9日

指導教員： 齋藤宏文 教授

東京大学大学院
工学系研究科電気系工学専攻

三吉 崇大

目次

第1章	序論	3
1.1	研究の背景	4
1.1.1	GPS 受信機をロケットへ搭載する意義	4
1.1.2	GPS 受信機をロケットへ搭載する際の問題点	4
1.1.3	ソフトウェアベースで改良可能な GPS 受信機	5
1.2	本研究の目的	6
1.3	本論文の構成	6
第2章	GPS による測位の原理	8
2.1	GPS 信号	8
2.2	C/A コードを用いた測位計算	9
2.2.1	測位の原理	10
2.2.2	受信機内部の相関処理計算	11
2.2.3	搬送波と C/A コードの捕捉及び追尾	14
2.2.4	航法メッセージのフレーム構成と擬似距離計算	15
第3章	飛翔体に適応可能な GPS 受信機	17
3.1	搬送波追尾ループ	17
3.1.1	PLL(Phase Lock Loop)	17
3.1.2	FLL(Frequency Lock Loop)	18
3.2	ハイダイナミクスに対応した GPS 受信機	19
第4章	スピンする飛翔体に適応できるアルゴリズムの検討	20
4.1	スピンの問題点	20
4.1.1	単純信号合成法	21
4.2	ロケットのスピン問題の解決手法	23
4.2.1	瞬時位相回転合成法	23
4.2.2	フィードバック位相回転合成法	25
4.2.3	整合フィルターを用いた方法	28
第5章	ロケットスピンに対する信号位相回転合成法の検討	30
5.1	数値シミュレータの概要	30
5.2	搬送波追尾 FLL(Frequency lock loop) の設計	32
5.3	航法メッセージのビット同期アルゴリズムの設計	33
5.4	航法メッセージ復号アルゴリズムの設計	33

5.4.1	FLLの誤差周波数の小さい時の復号アルゴリズム	36
5.4.2	FLLの誤差周波数を考慮した復号アルゴリズム	36
5.5	1 アンテナシステムの数値シミュレーション	39
5.5.1	ロケットスピンを行わない時の1 アンテナシステムの数値シミュレーション	39
5.5.2	ロケットがスピンを行う時の1 アンテナシステムの数値シミュレーション	42
5.6	最大比合成法	43
5.7	複数アンテナシステムの数値シミュレーション	44
第6章	整合フィルターを用いた復号の検討	58
6.1	アルゴリズムの設計	58
6.2	航法メッセージの復号	59
第7章	まとめ	61
参考文献		64

第1章 序論

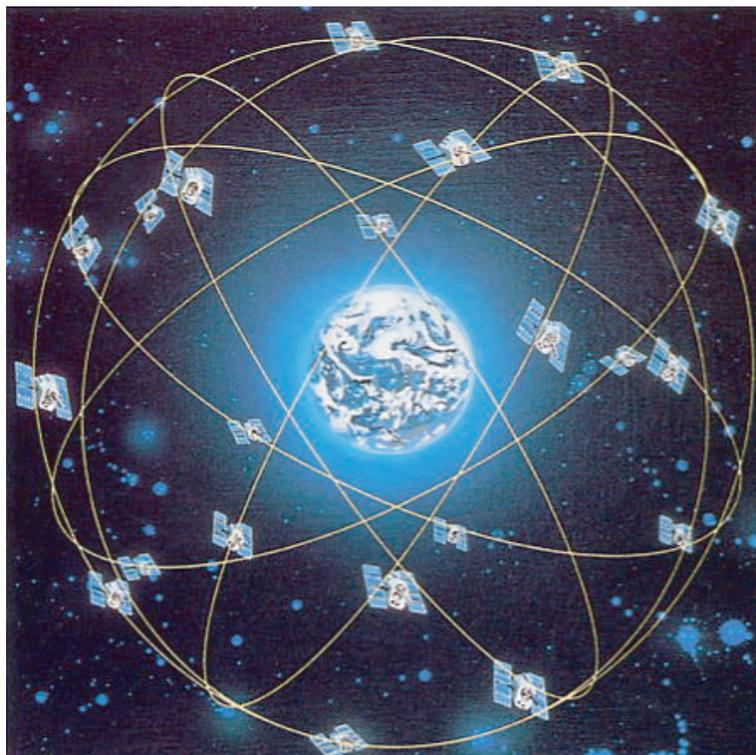


図 1.1: GPS 衛星 (国土地理院パンフレット)

GPS(Global Positioning System) は米軍の航法支援を目的として米国国防総省によって開発された高精度な位置，速度および時間を提供する位置決定システムであり，位置誤差 10m，速度誤差 0.1m/s，時刻誤差 100ns での測位を提供するものとして考案された．また民生用の利用としても，国家の安全保障上の理由から意図的にかけられていたスクランブルが 2000 年 5 月に廃止され，GPS の恩恵を十分に受けることができるようになった．GPS の民生における応用技術は驚くべき速さで成長しており，高精度な位置測定が可能であることからカーナビゲーション等の身近な所から，地殻変動の検出，地震や火山噴火の予知等に利用され，更には GPS 気象学といった測位以外への応用まで行われている．

GPS が有用であることは宇宙分野でも同じである．GPS を用いて測位を行う人工衛星やロケットも多数存在している．[5][6] 本論文では宇宙機のうち，ロケットを GPS 受信機の搭載対象として考え，受信機を搭載する上で課題となる問題を取り上げ，解決手法の提案を行う．

1.1 研究の背景

本節で GPS 受信機をロケットへ搭載する意義、及び問題点と研究目的を述べる。

1.1.1 GPS 受信機をロケットへ搭載する意義

GPS の特徴として挙げられるものはリアルタイムに測位計算を行うこと、及び高精度な測位が行えることである。

一般的にロケットの位置や速度の決定は、慣性航法装置と呼ばれる装置をロケットに搭載することによって行われている。慣性航法装置は方位角や加速度を求める装置であり、位置、速度はこれらの値を時間積分することによって求められる。慣性航法装置による測位の利点として、外部の情報に頼ることなくその機器のみによって行うことができる、という事が挙げられる反面、位置、速度を時間積分することによって求めるという性質上、位置、速度に誤差を累積させてしまい、精度が低くなってしまふという欠点がある。そこで現在は地上レーダ施設による監視を併用することによりこの欠点を補っている。

従って新たに GPS 受信機をロケットへ搭載する事によって次のような恩恵を享受する事ができる。

1. 測位精度の向上
2. 地上レーダ施設を用いない、もしくは地上レーダ施設の併用による飛行安全管理システムの冗長化

1. の精度向上に関しては、誤差を累積する慣性航法装置と比べると、リアルタイムな測位演算を行う GPS 受信機の方がより高い精度を期待できるためである。また 2. に関しては、現在の飛行安全管理システムに GPS を加えることにより、安全性を更に強化できるためである。ロケットの事故は国際問題にも発展しかねない為、航路の監視は大変重要な義務であり、飛行安全管理システムの冗長化は大きな利点と考える。また、1. と 2. に付随して得られる利点として、軌道投入精度の向上、維持費の高い地上レーダ施設の規模の縮小等も考えられる。以上の点から GPS 受信機をロケットへ搭載することには大きな意義があると言える。

1.1.2 GPS 受信機をロケットへ搭載する際の問題点

ロケットへ GPS 受信機を搭載することの意義を述べた。しかし、実際にロケットへ受信機を搭載するためには 2 つの問題が存在する。1 つはロケットの高速、高加速、高ジャークな飛翔運度 (以下、ハイダイナミクスと呼ぶ) であり、もう 1 つが姿勢安定化の為に行われる機軸周りのスピン運動である。[6] ハイダイナミクス環境では市販の GPS 受信機をそのまま利用することができない。何故なら GPS 受信機は武器の一種として輸出制限がかけられているため、市販の受信機は利用できる速度、高度の上限をそれぞれ 514 m/s、18 km として制限されている事に加えて、速度 10 km/s で飛翔する様なロケットのハイダイナミクスな環境は完全に想定外であり、そのままでは信号を追尾することができない。またスピン運動を行うと、アンテナのカバレッジの問題が生じる。また、このようなロケット搭載

1.1 研究の背景

用の GPS は搭載環境が特殊である事に加え、需要が少ないため、1 台当たりの開発予算が数億円単位と非常に高価なものとなっている。従って、現状では低コストで打ち上げを目指す小型ロケットへ搭載する事は困難である。

まとめると、ロケットに GPS 受信機を搭載するためには

1. ハイダイナミクス
2. スピン運動

に適應できるように GPS 受信機を改良する必要があり、またコスト的な問題を解決することも望まれている。

1.1.3 ソフトウェアベースで改良可能な GPS 受信機

一般に特殊用途のハードウェア製品は開発費が大きい上に、販売台数が少ないため、非常に高価なものとなる。そこで特殊用途のためにプログラムベースで開発を行い、そのソフトウェアを組み込めるハードウェアがあると非常に便利であり、開発費も抑えることができる。そのようなソフトウェアの一つとしてオープンソース GPS が存在する。

オープンソース GPS は、ボーイング社の Clifford Kelley によって公開されている GPL (General Public License) の GPS 受信機組み込みソフトウェアである。これは C 言語で書かれており、GPS 相関器から得た相関信号を PC 上で処理し、擬似距離生成や測位を行うものである。オープンソース GPS がターゲットとしている GPS 受信機の条件は、相関器に Zarlink 社の GP2021 を使用することである。GPS 相関器の仕様が公開されていることは少ないが、Zarlink 社はオープンアーキテクチャの方針を採り、チップの仕様を一般に公開している。詳細な仕様情報は組み込み開発に不可欠である。

オープンソース GPS は信号追尾など、低レベルの処理にアクセスできるということもあり、特殊な GPS 受信機開発に応用されている。また、ロケット搭載を行う上で障壁となる速度制限や高度制限は存在していない。このため、安価なロケット搭載用 GPS 受信機の開発には、オープンソース GPS が有益である。オープンソース GPS を用いてロケットダイナミクスに適應できるように信号の捕捉や追尾などの信号処理部分を変更する事も可能である。

ところで、オープンソース GPS は PC を対象としたソフトウェアであるが、オープンソース GPS を市販の受信機へ移植する GPL-GPS というプロジェクトが存在する。GPL-GPS のターゲットは MG5001 受信機である。MG5001 受信機は相関器に GP2021、プロセッサに ARM7TDMI を搭載したベースバンドプロセッサ GP4020 を使用している。しかし、MG5001 は現在生産中止となった。しかし、MG5001 受信機の後継機として GP4020 を搭載した NovAtel 社の GPS 受信機 SuperstarII が生産されている。SuperstarII を図 1.2 に示す。

以上のように、プログラムベースの開発は非常に有用である事が分かる。そこで我々は現在スペースリンク株式会社が開発中であるソフトウェアベースの GPS 受信機を用いてスピンを伴って飛翔を行うロケットへ搭載する GPS 受信機を開発する事を考えている。開発予定の受信機はロケット搭載を目的としており、ロケットの飛翔時における衝撃等といったハードウェアの問題も考慮に入れて設計される。



図 1.2: オープンソース GPS を組み込み可能な SuperstarII GPS 受信機

1.2 本研究の目的

本研究の目的はハイダイナミクスで飛翔し，スピンを行うロケットへ搭載する GPS の開発である．具体的な目標は宇宙航空研究開発機構 (JAXA) の次期固体ロケットを想定している．次期固体ロケットは M-V ロケットの後継機であり，M-V ロケットに比べて小型化され、打ち上げ費用の縮減と、打ち上げ前の射場での作業期間を短縮することを目的として提案されたロケットである．技術的な課題は前節で述べた通りであり，ハイダイナミクスについては搬送波追尾方式の変更により解決されている．またスピン運動については複数個のアンテナ設置をロケット側面へ設置する手法を提案する．更にコスト面の問題はオープンソース GPS を始めとするソフトウェアベースの GPS 受信機の利用により低コスト化を実現できることを示唆する．

1.3 本論文の構成

本論文の構成を以下に述べる．

- 第 2 章 GPS による測位の原理

この章では，民生利用で一般的に用いられる C/A コードによる測位の原理を述べる．まず，GPS 信号についての説明を行う．GPS 信号は搬送波，C/A コード，航法メッセージの 3 信号から構成されており，各信号の説明を詳細に行う．次に C/A コードを用いた即位計算手法を説明する．そのために GPS 受信機のブロック図を用いて測位を行う過程を順次説明する．説明の順序は，まず最初に受信機内部全体の大きな流れを説明し，次に GPS 信号から航法メッセージを取り出す手法を説明し，最後に取り出した航法メッセージから測位に必要な情報を取り出して，その信号から即位計算を行う具体的な計算を示す．

1.3 本論文の構成

- 第3章 飛翔体に適応可能な GPS 受信機

この章では、ロケットのハイダイナミクスに耐性のある GPS 受信機の開発において課題となる搬送波追尾ループの説明を行う。2 種類の搬送波追尾ループについて説明を行った後、そのアルゴリズムを実装する予定である実機の紹介を行う。

- 第4章 スピンする飛翔体に適応できるアルゴリズムの検討

ロケットのスピンの問題点を指摘し、どのような対策が過去に練られてきたかを説明する。そして、新たな解決法として複数アンテナを用いた信号合成手法の提案を行う。

- 第5章 ロケットスピンに対する信号位相回転合成法の検討

提案した信号合成方法を用いて、航法メッセージの復号試験を行う。まず数値シミュレータのアルゴリズムについて説明する。その後1アンテナシステム時の復号試験を行い、正常に動くことを確認する。次に適切な信号合成方法を紹介し、複数アンテナシステム時の復号試験を行う。

- 第6章 整合フィルタ - を用いた復号の検討

整合フィルタを用いた復号のアルゴリズムの説明を行う。またその後BER(Bit Error Rate)の算出を行う。

- 第7章 まとめ

研究内容をまとめる。

本章では、研究の背景と本論分の構成を示した。

第2章 GPSによる測位の原理

本章ではC/Aコードを用いた時のGPS測位の原理を説明する。[2][7]まずNAVSTARと呼ばれるGPS衛星から送信される信号について述べ、その後GPS受信機の測位計算を述べる。

2.1 GPS信号

GPS衛星は、リンク1(L1)とリンク2(L2)と呼ばれるLバンドの2つの無線周波数を使用して連続的に電波を送信している。Lバンドとは1GHzと2GHzの間の周波数であり、L1、L2の中間周波数はそれぞれ1575.42 MHzと1227.60 MHzである。L1の正弦搬送波には航法メッセージとC/A(Coarse/Acquisition)コードの2信号がBPSK(Binary Phase Shift Keying:2値位相変調)方式で変調されている。L2の正弦波には航法メッセージとP(Precision)コードがBPSK方式で変調されている。また、L1とL2では対象とするユーザが異なっており、L1は民生ユーザによって利用され、L2は米国国防総省が許可したユーザによって利用される。そのためL1は民生用に利用されL2の利用は主に軍事利用されている。図6.1に各バンドに変調されている信号と、特徴をまとめる。次にLバンドの搬送波に変調されている信号について説明する。

搬送波	変調されている信号	備考
L1帯 (1575.42MHz)	C/Aコード Pコード 航法メッセージ	一般に開放
L2帯 (1227.60MHz)	Pコード 航法メッセージ	軍用

図 2.1: GPS衛星から送信される信号

● 測距コード

上で述べたC/Aコード及びPコードが測距コードに相当し、各衛星に固有の測距コードが割り当てられている。測距コードは0と1の固有の系列で、これによりGPS受信機が信号の伝播時間を瞬時に決定できる。この系列は擬似ランダム雑音(pseudo-random noise)とも呼ばれ、全ての衛星が異なる系列の測距コードを持つため互いに干渉することなく、同一の周波数の搬送波を用いて信号を送受信できる。次にC/AコードとPコードについて述べる。

まずC/Aコードについて説明する。測距コードの1ビットは一般にチップと呼ばれる。C/Aコードのチップ速度は1.023MHz、1チップ時間は1 μ s、1チップの幅は約

2.2 C/A コードを用いた測位計算

300 mである。また C/A コードは 1023 チップで 1 周期であるため、1ms 毎に同じコードが繰り返される。

次に P コードについて説明する。P コードのチップ速度は 10.23MHz、チップ幅 30m と、C/A コードの 10 倍に設定されている。そのため P コードを用いた場合、C/A コードを用いたものよりも高精度に測位計算を行うことができる。しかし、1994 年以来、許可されたユーザにのみに信号の利用を限定するべく P コードを暗号化した Y コードが送信されているため、P コードは民生用として利用できない。従って民生利用を行う場合は C/A コードを用いる。

● 航法メッセージ

航法メッセージは L1, L2 の両方に含まれており、衛星の健康状態、エフェメリス (ephemeris: 衛星の位置と速度)、時計バイアスパラメータ、そして配備されている全ての衛星のアルマナック (almanac: 精度の悪いエフェメリス) の情報をもった信号を 50 bps で送信している。1 ビットの長さは 20 ms である。航法メッセージと測距コードは衛星に搭載されている原子時計の 1 つに同期されているため、航法メッセージ 1 ビット中に 2000 チップの測距コードが含まれる計算となる。図 4.2 に搬送波、C/A コード、航法メッセージの関係を表す。

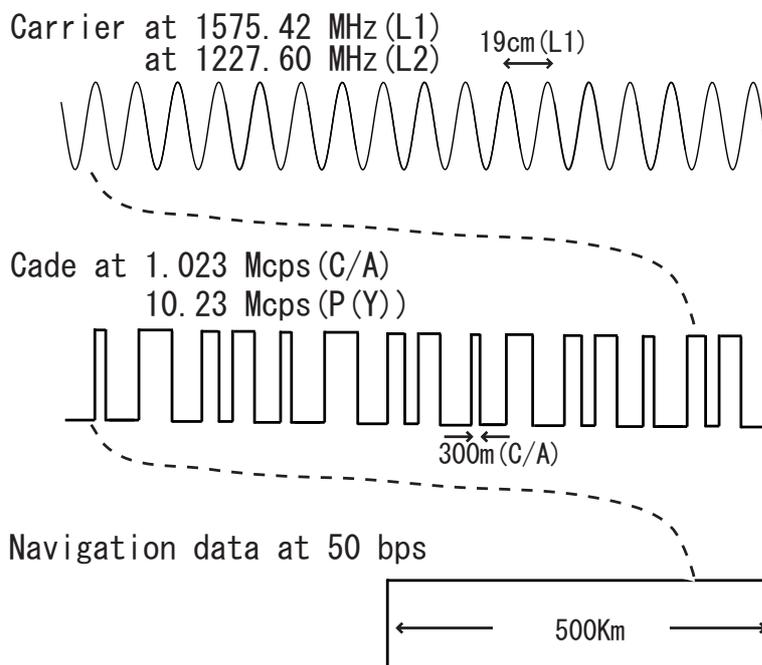


図 2.2: 搬送波、C/A コード、航法メッセージの比較

2.2 C/A コードを用いた測位計算

民間利用できる L1 バンドの C/A コードを用いた測位手法を述べる。

2.2.1 測位の原理

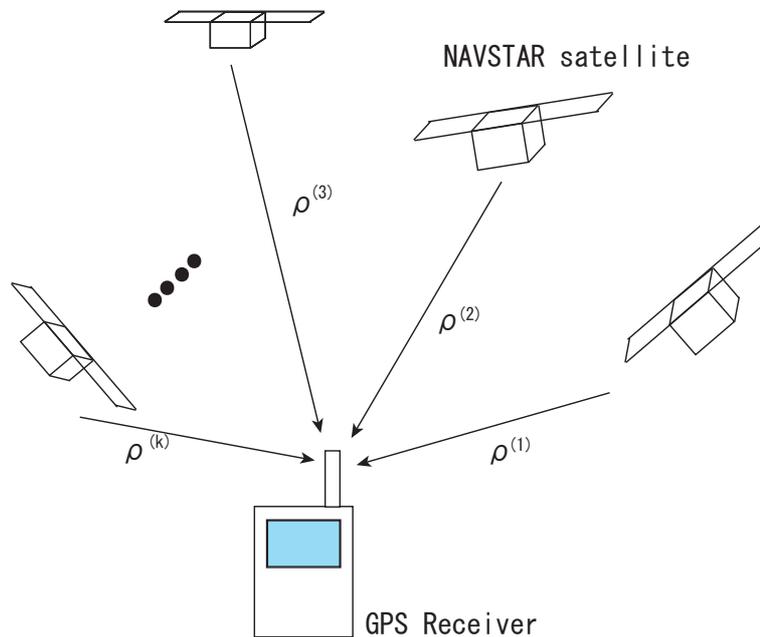


図 2.3: 擬似距離

GPS 受信機が測位計算を行うためにまず行うことは、受信機と GPS 衛星の距離を求めることである。受信機と衛星の距離は信号の受信時刻と送信時刻の差に光速をかけることで求められる。ただし、GPS 衛星は、米国海軍天文台 (USNO: United States Naval Observatory) が提供する協定世界時 (UTC: Coordinated Universal Time) に $1 \mu\text{s}$ 以内で一致するように同期している (基準時刻: GPS time) が、GPS 受信機内部の時計は UTC と同期していないため、正確な距離ではなく、誤差を含む距離となる。そこでこの距離は、真の距離ではないという意味で、擬似距離 (Pseudo range) と呼ばれている。この時求めた擬似距離 ρ は次のように表わせる。

$$\rho^{(k)} = \sqrt{(x^{(k)} - x)^2 + (y^{(k)} - y)^2 + (z^{(k)} - z)^2} + b + \varepsilon^{(k)} \quad (2.1)$$

ここで $\rho^{(k)}$ は図 4.3 に示すように k 番目の衛星との擬似距離を表わす。また、 $(x^{(k)}, y^{(k)}, z^{(k)})$ は k 番目の衛星の、地球重心を原点とした ECEF 座標系 (Earth-centered, Earth-fixed) における位置であり、 (x, y, z) は ECEF 座標系で表わした受信機の位置である。また b は衛星と受信機の使用している時計が異なることに起因する項であり、

$$b = c(\delta t_r - \delta t_t^{(k)}) \quad (2.2)$$

と表わされる。 c は光速、 δt_r は信号受信時における受信機の基準時刻からのずれであり、 $\delta t_t^{(k)}$ は信号送信時における衛星の基準時刻からのずれである。なお、 $(x^{(k)}, y^{(k)}, z^{(k)})$ と $\delta t_t^{(k)}$ は航法メッセージから得ることができる。

そこでこの擬似距離の式から測位を行うことを考える。測位とは (x, y, z) を求めることに他ならない。式 (2.1) を見ると未知の変数は 4 つであり、方程式が 4 あれば測位可能であることが分かる。ここで、擬似距離は真の距離ではないと述べたが内包される誤差は全ての

2.2 C/A コードを用いた測位計算

GPS 衛星において等しい為，4 つ以上の衛星から擬似距離を求めることにより解を得ることができる． $\varepsilon^{(k)}$ による影響を最小にするように (x, y, z, b) の値を決定する為には一般的に最小二乗法が用いられる．従って

$$\sum_{l=1}^k (\sqrt{(x^{(l)} - x)^2 + (y^{(l)} - y)^2 + (z^{(l)} - z)^2} + b - \varepsilon^{(l)}) \quad (2.3)$$

を最小とする (x, y, z, b) が求める値となる．

2.2.2 受信機内部の相関処理計算

擬似距離を求めることにより測位を行うことができる事を述べた．しかし，擬似距離を求めるためには式 (2.1) から分かるように，エフェメリスの情報が必要となる．すなわち航法メッセージを復号しなくては擬似距離を求めることができない．そこで本節以下では GPS 受信機の計算処理を説明し，擬似距離の求め方を述べる．

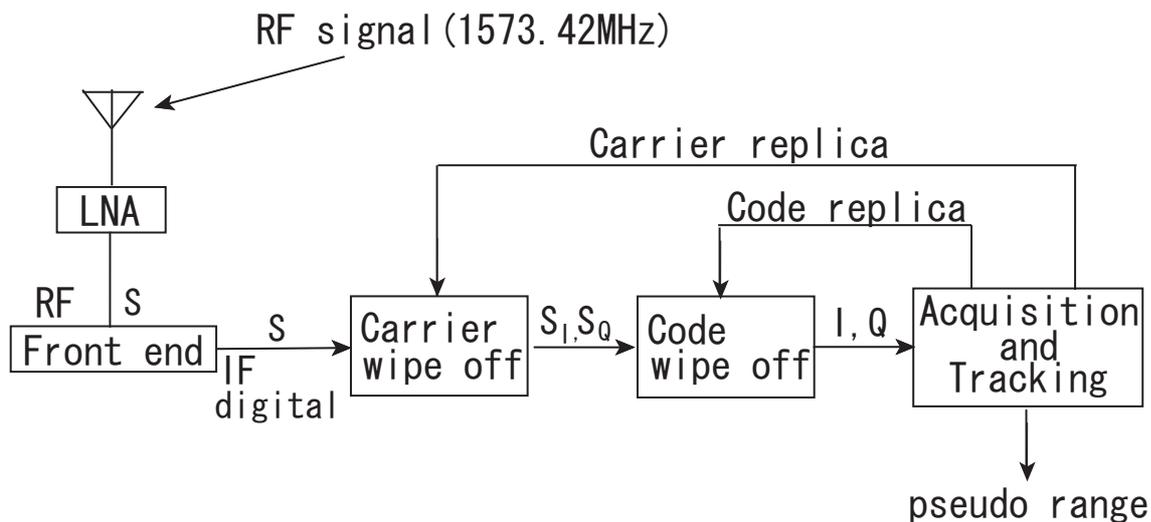


図 2.4: 受信機内部信号処理のブロック図

4.4 は受信機内部における信号処理の手順を概略化したものであり，1 チャンネル分のみの手順を示しているが，実際にはこの処理を複数衛星同時に行う．まず図 4.4 の説明を行う．最初にアンテナで L1 信号を受信する．ダウンコンバート前の高周波信号は RF (Radio Frequency) 信号と呼ばれる．受信した信号は LNA (Low Noise Amplifier: 低雑音増幅器) により増幅され，RF フロントエンド (Front-end) へと入る．フロントエンドでは 1575.42 MHz の周波数を 1/100 から 1/1000 に下げて信号処理を行いやすい IF (Intermediate Frequency: 中間周波数) 信号に変換し (ダウンコンバート)，更に内部のアナログデジタル変換機 (ADC: Analog to Digital Converter) によってアナログ信号をデジタル信号へ変換する．一般にデジタル部品は温度や湿度の影響を受けず製造誤差を無視することができるため，デジタル信号の変換はできる限り早い段階で行われる事が多い．次にデジタル化された信号からキャリアワイプオフ (Carrier wipeoff) により搬送波を取り除き，信号の同相成分 (In-phase) S_I と直交成分 (Quadrature-phase) S_Q を得る．そして更にコードワイプオフ (Codewipeoff) を

行い積算を行うことで相関値の同相成分 I と直交成分 Q を得る．GPS 受信機はこの相関値を用いて搬送波と C/A コードを捕捉 (Acquisition) し追尾 (Tracking) を行う．また，相関値から航法メッセージを読み取ることにより擬似距離 (Pseudo range) を求める．

では次に信号処理の細かい計算を説明する．GPS 受信機が 1 衛星から受ける信号 S は数式で表現すると次のようになる．

$$S = \sqrt{2P} \cdot D(t - \tau) \cdot C(t - \tau) \cdot \cos[2\pi(f_{L1} + f_D)t + \theta] \quad (2.4)$$

P は信号電力， $D(t)$ は航法メッセージのビット列， $C(t)$ は C/A コードのビット列， f_{L1} は $L1$ の周波数 (1575.42 MHz)， f_D はドップラー周波数， τ はコード伝播遅延， θ は位相オフセットである．また，式 2.4 中の航法メッセージと C/A コードのビット列は 1 と -1 で表わされている．何故なら，航法メッセージと C/A コードは BPSK 変調されているため，ビットが 0 から 1，または 1 から 0 へ変化するたびに搬送波位相を 180 度変化させるため，この信号はビットの 0 を 1 に，1 を -1 に対応させ，これを搬送波にかけることに等しい為である．

次に受信した信号をフロントエンド部において，中間周波数へダウンコンバートしデジタル信号へ変換する．フロントエンド部を通じた後の IF 信号は以下の式で表わされる．

$$S = \sqrt{P} \cdot D(t_l - \tau) \cdot C(t_l - \tau) \cdot \cos[2\pi(f_{IF} + f_D)t_l + \theta] \quad (2.5)$$

$$t_l = lT_s, l = 0, 1, 2$$

f_{IF} は中間周波数であり，一般に数 MHz の値である． T_s はサンプリング間隔であり， t_l は離散時間である．式 2.5 における未知数はドップラー周波数 f_D ，GPS 信号の到達時間 τ ，搬送波位相オフセット θ であり，式 (2.5) から搬送波と C/A コードを取り除き，航法メッセージを取り出す手法を述べる．

フロントエンド部を通過したデジタル信号に搬送波レプリカ信号 (Replica signal: 基準信号) を掛け，逆拡散を行う．この処理は相関器で行われ，搬送波の同相成分と直交成分の 2 信号を出力する．同相成分は式 (2.5) に次の搬送波レプリカを乗算して得る．

$$2 \cos[2\pi(f_{IF} + \hat{f}_D)t_l + \hat{\theta}] \quad (2.6)$$

同様に直交成分は式 (2.5) に次の搬送波レプリカを乗算して得る．

$$2 \sin[2\pi(f_{IF} + \hat{f}_D)t_l + \hat{\theta}] \quad (2.7)$$

ここで \hat{f}_D と $\hat{\theta}$ はそれぞれ信号追尾ループで受信機が推定するドップラー周波数と搬送波位相である．三角関数の積の公式からこの同相成分と直交成分は高周波成分と低周波成分で分けられる．そこで低域通過フィルター (LPF: Low-pass filter) に通し高周波成分を取り除くことによって，同相成分 S_I と直交成分 S_Q は以下の式で表わされる．

$$S_I = \sqrt{P} D(t_l - \tau) C(t_l - \tau) \cos(2\pi \Delta f_D t_l + \Delta \theta) \quad (2.8)$$

$$S_Q = \sqrt{P} D(t_l - \tau) C(t_l - \tau) \sin(2\pi \Delta f_D t_l + \Delta \theta)$$

ここでドップラー周波数誤差 Δf_D はドップラー周波数真値とドップラー周波数推定値の差で $\Delta f_D = f_D - \hat{f}_D$ と表わされ，同じく搬送波位相誤差 $\Delta \theta$ は $\Delta \theta = \theta - \hat{\theta}$ と表わされる．ここで式 (2.8) において，搬送波周波数 f_{L1} 及び中間周波数 f_{IF} が取り除かれていることから，IF 信号に搬送波レプリカ信号を乗算する処理を搬送波ワイプオフと呼ぶ．

2.2 C/A コードを用いた測位計算

次にコードワイプオフを行う．受信機のコード追尾ループで推定されるコード伝播遅延 $\hat{\tau}$ を用いて生成されるコードレプリカ $C(t_l - \hat{\tau})$ 信号を式 (2.8) へ乗算した後，C/A コードの 1 コード分 (1 ms 間) 積算を行う．すると，同相成分 I と直交成分 Q は次式の様になる．

$$I = \frac{\sqrt{PD}}{L} \sum_{l=1}^L C(t_l - \tau) C(t_l - \hat{\tau}) \cos(2\pi \Delta f_D t_l + \Delta\theta) \quad (2.9)$$

$$Q = \frac{\sqrt{PD}}{L} \sum_{l=1}^L C(t_l - \tau) C(t_l - \hat{\tau}) \sin(2\pi \Delta f_D t_l + \Delta\theta)$$

ここで L は 1 コード分のサンプル数である．式 (2.9) から分かるように， Δf_D 及び $\Delta\theta$ を 0 に制御することができれば同相成分 I に航法メッセージが残り，垂直成分 Q が 0 となる．従って航法メッセージを復号する事ができる．一般的な搬送波追尾方式である PLL (Phase lock loop) を用いると Δf_D 及び $\Delta\theta$ を 0 に制御することができるため， I の位相変化より航法メッセージを復号する事ができる．しかし，他の搬送波追尾ループである FLL (frequency lock loop) を用いた場合はその他の工夫が必要である．

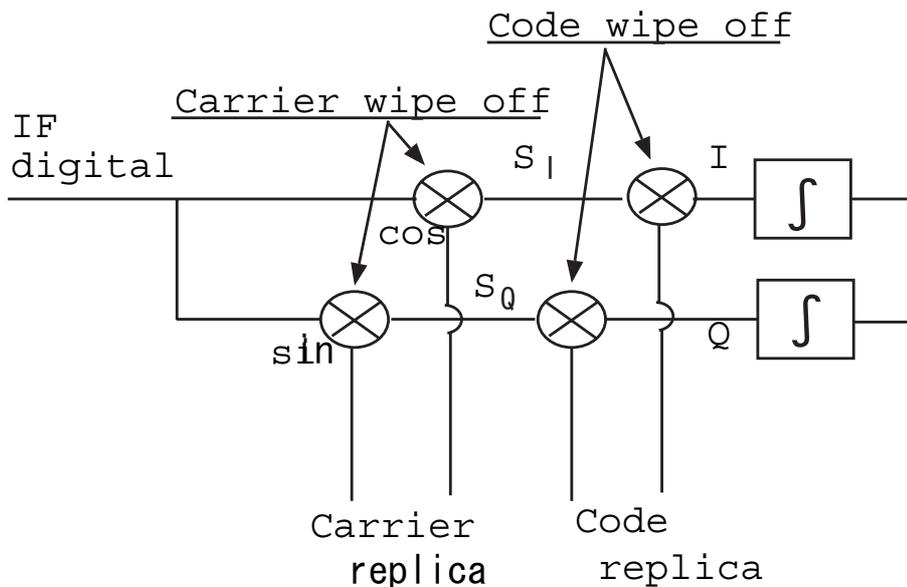


図 2.5: 搬送波ワイプオフとコードワイプオフ

従って，搬送波ワイプオフとコードワイプオフをブロック図で表わすと，図 4.5 の様になる．これらワイプオフの処理は，レプリカ信号を受信信号に掛け合わせるにより搬送波と C/A コードを取り除き，相関値 I ， Q を取り出す処理であり，掛け合わせるレプリカ信号のドップラー周波数，搬送波位相，コード伝播遅延を受信信号の真値に近づけることにより，より相関値に有意な信号を残すことができる．

レプリカ信号の生成は，信号追尾ループ中の NCO (Numerically Controlled Oscillator: 数値制御発信機) の出力する周波数を制御することにより行われる．つまり，搬送波 NCO の出力する周波数から搬送波レプリカが生成され，コード NCO の出力する周波数からコードレプリカ信号が生成される．

2.2.3 搬送波と C/A コードの捕捉及び追尾

式 (2.9) から分かるように，受信信号から搬送波と C/A コードを取り除くにはドップラー周波数 f_D とコード位相 τ を正確に推定し， $(\Delta f_D, \Delta \tau)$ の値を 0 とする必要がある．そのためには，受信信号のドップラー周波数 f_D とコード位相 τ の粗い推定を行い，推定を完了した (捕捉した) 後，この推定値を逐次更新する (追尾する) 事が必要となる．本節では，信号の捕捉と追尾についての仕組みを述べる．

1. 信号捕捉

GPS 受信機は搬送波 NCO により f_D を，コード NCO により τ を制御することで誤差 $\Delta f_D, \Delta \tau$ の検出を行いドップラー周波数 f_D とコード位相 τ の検出を行う．信号補足の段階は τ と f_D の概算値を広い範囲で探索 (グローバルサーチ) する．受信機は捕捉するための時間を極力短縮するために利用可能な手がかりを利用するように設計されているが，事前情報が無い捕捉 (コールドスタート) の場合は逐次的に計算を行い， τ と f_D を推定する．具体的に述べると，図 4.6 が示すように， τ と f_D を逐次的に変化させて探す．一般的な探索領域は受信機のダイナミクスにあわせてドップラー周波数が ± 10 kHz 程度，コード位相が 0 から 1023 チップの範囲である．また通常図 4.6 が示すように，ドップラー周波数 500 Hz，コード位相 0.5 チップの幅で行われる．探索幅における電力が雑音で無いと判断できる閾値を超えた時，補足が完了したとして追尾フェイズへ移行する．

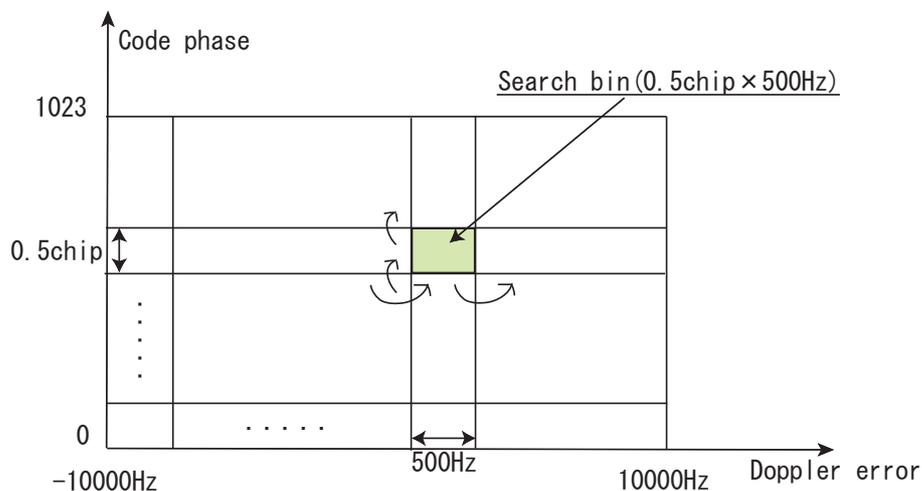


図 2.6: ドップラー周波数とコード位相の探索領域

2. 信号追尾

補足が完了し，ドップラー周波数 f_D とコード位相 τ は 500 Hz 及び 0.5 チップの幅に絞り込まれている． f_D は搬送波追尾ループによって， τ はコード追尾ループによって追尾を行う．追尾ループの役割は各追尾ループ内の弁別器により推定された誤差を小さく制御することである．

搬送波追尾ループには PLL と FLL の 2 種類がある．両者の違いは弁別器が位相を出力するか周波数の形で出力するかである．

2.2 C/A コードを用いた測位計算

またコード追尾ループにはDLL(Delay lock loop) が用いられる．弁別器の出力はコード位相差である．両追尾ループにより擬似距離の更新を行う．追尾ループの特徴については第3章で述べる．

2.2.4 航法メッセージのフレーム構成と擬似距離計算

信号の追尾が始まると航法メッセージの復号ができる．後方メッセージのフレーム構成を図4.7に示す．図4.7の様に航法メッセージの1フレームは5つのサブフレームで構成されている．更に1サブフレームは10ワードから成り，1ワードは30ビットの航法メッセージから成る．航法メッセージは50 bpsであるので，1サブフレームは6秒であり，1フレームは30秒となる．測位に必要なエフェメリス，時刻の補正は1フレーム内に収められており，擬似距離を計算するためには最短で30秒を要する．サブフレーム1, 2, 3は，毎フレームとも同じ情報を繰り返す．一方，サブフレーム4, 5は連続するフレームに含まれているものであっても，航法メッセージの異なるページの情報が収められている．航法メッセージの全体を送信するには25フレーム(12.5分)を要し，25フレームをまとめてマスタフレームと呼ぶ．また6秒間の各サブフレームの最初の2ワードであるテレメトリワード(TLM)とハンドオーバーワード(HOW)は特に重要な意味を持つ．TLMは8ビットの同期用パターン列(Preamble)と14ビットのメッセージより成り，HOWワードは時刻情報を含む．

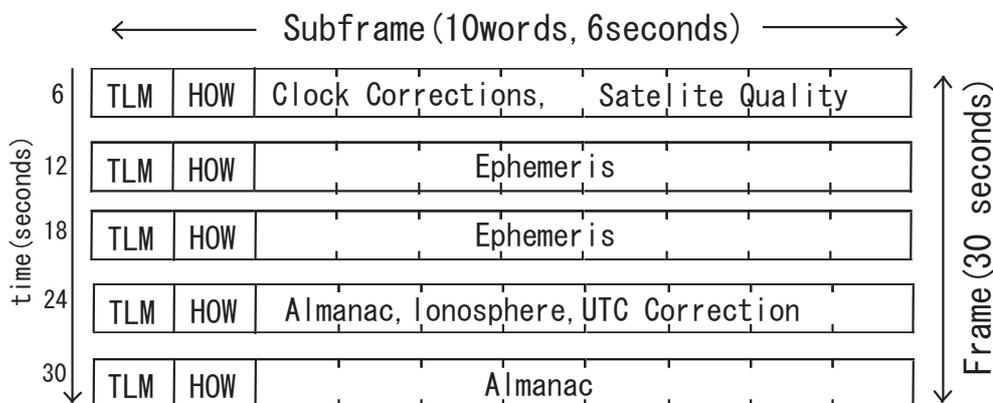


図 2.7: 航法メッセージのフレーム構成

さて，次期距離を求めるためには，衛星の位置情報と信号の送信時刻 t_t が必要となるが，そのための準備として，各サブフレームの信号を読み出すためには航法メッセージのビット同期をTLMとHOWを用いて行った後，TLMの先頭に位置するPreambleを検知し，TLMとHOWのパリティビットを用いてフレーム同期を行う必要がある．同期完了後，サブフレーム2と3にあるエフェメリスを読むとにより衛星の位置情報が分かる．また，送信時刻 t_t は，HOWの中にある次のサブフレームの先頭ビットが送信される時刻情報TOW(Z-count)を用いることにより計算される．ただし，TOWは6秒単位の時刻情報であり，一週間でリセットされる．フレーム同期されるのは，各サブフレームの2ワード目，HOWを読み出した直後であるので，次のサブフレーム先頭から同期時刻を計算すると8ワード前である．1ワードは30航法ビットであり1航法ビットは20msであるため，フレーム同期が成立し

た瞬間のデータ送信時刻 t_{t0} は

$$t_{t0} = TOW \times 6 - 8 \times 30 \times 0.02[s] \quad (2.10)$$

航法メッセージのフレーム同期がすんだ後の t_t は、コードが 1023 チップ進む (コードエポック) 回数をカウントし、コード追尾ループ DLL の出力する現在のコードチップの値とコード位相差 $\Delta\tau$ を用いて以下の式より求める事ができる。

$$t_t = t_{t0} + 0.001 \times \text{コードエポック} + \frac{1}{1.023 \times 10^6} \times (\text{コードチップ} + \Delta\tau) \quad (2.11)$$

従って一度 t_{t0} を得ることができれば追尾が途切れない限り、航法データを復調することなくコード測位が可能となる。

擬似距離 ρ の算出は、送信時刻 t_t を用いて

$$\rho = c(t_r - t_t) \quad (2.12)$$

で求める事ができる。ここで c は光速、 t_r は信号受信時刻である。このような手法により計算された擬似距離を 4 以上求めることにより位置測位を行うことができる。

第3章 飛行体に適応可能なGPS受信機

GPS受信機の中でハイダイナミクス環境に脆弱である機能は搬送波追尾ループの部分である。[?]本章では搬送波追尾ループについての説明を行う。その後、GPS受信機の搬送波追尾ループとして用いられるPLL(Phase lock loop)とFLL(Frequency lock loop)それぞれの特徴を紹介する。

3.1 搬送波追尾ループ

搬送波追尾ループとは、受信した信号と一致するレプリカ信号を作り出すものである。図6.1に一般的な信号追尾ループを示す。

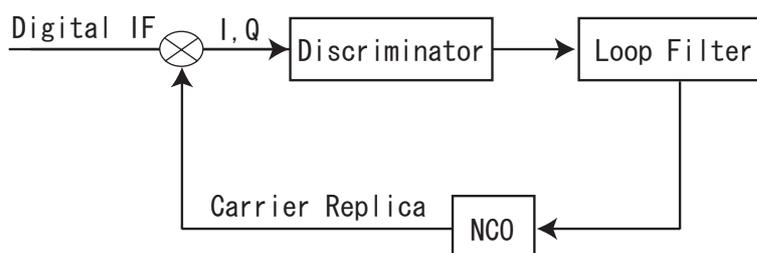


図 3.1: 一般的な信号追尾ループのブロック図

GPSでは搬送波追尾ループにPLLかFLLが用いられる。PLLとFLLで異なる点は受信信号とレプリカ信号の誤差を求める弁別器(Discriminator)である。PLLは弁別器の出力が位相である。一方FLLは弁別器の出力が周波数である。PLLとFLLどちらの場合でも弁別器の出力を零とするようにループフィルタがNCO(Numerically Controlled Oscillators)を制御する。NCOの出力は周波数である。NCOの出力する周波数を用いて搬送波レプリカを生成し、搬送波ワイプオフを行う。

3.1.1 PLL(Phase Lock Loop)

PLLは地上で用いられる一般的なGPS受信機において用いられている。搬送波の周波数だけでなく位相追尾も行うという特徴を持つため式(2.9)における $\Delta\theta$ 及び Δf_D を0に制御することができる。したがって搬送波に変調されている航法メッセージの信号は相関値Iの符号へそのまま対応する。PLLは雑音に対して強い反面、ダイナミクスに弱いという特徴を持つ。

PLLが追尾を続けるためのしきい値について説明する。経験則から、位相ジッターの 3σ が位相弁別器の引き込み領域の $\frac{1}{4}$ を超えないように設計する。弁別器として第2象限領域

のアーктンジェント関数を用いた場合，その引き込み領域は -90° から 90° の 180° 区間となる．したがって， σ_{PLL} を PLL の位相ジッターとすると，PLL のジッターの $3\sigma_{PLL}$ が 45° を超えないよう，次式

$$3\sigma_{PLL} = 3\sigma_j + \theta_e \leq 45^\circ \quad (3.1)$$

を満たすように設計する必要がある．ここで， θ_e は PLL を用いたときにダイナミクスによって生じる位相の誤差であり， σ_j はダイナミクス以外の原因によって生じる位相ジッターである．

2 次系のループを組んだ場合，PLL は定常加速度入力に対して次式で示す定常誤差 $\theta_e[\text{deg}]$ を生じる

$$\begin{aligned} \theta_e &= \frac{d^2 R/dt^2}{\omega_n^2} \\ &= \frac{|360^\circ \cdot a|}{\lambda_{L1} \cdot (1.89B_n)^2} \end{aligned} \quad (3.2)$$

ここで B_n はループ帯域である．帯域 B_n を広くとるとダイナミクスに強くなるが，熱雑音には脆弱となるというトレードオフの関係を持つ．また R は GPS 衛星と GPS 受信機の直距離を GPS 搬送波の位相 (deg) に換算した量である． $a[m/s^2]$ はロケットの加速度， λ_{L1} は L1 信号の波長である．

ロケットのハイダイナミクスで PLL を用いた場合を式 (3.1)，(4.2) 考察する．ロケットのハイダイナミクスとして 15 G の定加速度が加わった場合，式 (4.2) より，しきい値 45° を超えないためには 42 Hz 以上の帯域が必要となる．しかし，帯域を 42 Hz にすると熱雑音に対して脆弱となる．したがって 2 次の PLL ではロケットのダイナミクスに脆弱である．

3.1.2 FLL(Frequency Lock Loop)

FLL は弁別器出力に周波数を使用するため，ループフィルタの設計も PLL とは異なる．また，ダイナミクスに対する耐性も同次の PLL と比べて 1 次高くなる．すなわち，2 次の PLL は定加速度入力に対して定常誤差を持つが 2 次の FLL は定加速度入力に対して定常誤差を生じない．2 次の FLL が定常誤差を生じるのは一定ジャークの入力が加わった時である．従って同次の搬送波追尾ループを用いる場合 FLL の方がダイナミクスに強い．

FLL の追尾が可能か判断する目安となるジッター $3\sigma_{PLL}$ のしきい値は，次式で表されるように PLL と同じく弁別器の引き込み領域 $f_p(\text{pull in range})$ の $\frac{1}{4}$ に設定する．

$$3\sigma_{PLL} = 3\sigma_{tFLL} + f_e \leq \frac{1}{4} \cdot f_p[\text{Hz}] \quad (3.3)$$

ここで， σ_{tFLL} は熱雑音による周波数ジッターである．また f_e はダイナミクスによる誤差の周波数出力であり，2 次系の FLL の場合 f_e は次式のように表せられる．

$$\begin{aligned} f_e &= \frac{d^3 R/dt^3}{\omega_n^2} \\ &= \frac{|j|}{\lambda_{L1} \cdot (1.89B_n)^2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

3.2 ハイダイナミクスに対応した GPS 受信機

ただし, j はロケットのジャーク [m/s^3] である. 周波数を出力する弁別器では, 積算時間が引き込み領域を決定する. 積算時間 T が 1 ms, アークタンジェント型の弁別器を用いた場合の引き込み領域は $\frac{1}{T}$ の 1 kHz となる. ロケットのハイダイナミクスにより 10 G/s の定ジャーク入力が生じた場合, FLL の帯域は 0.76 Hz 以上が必要となる. しかし, 帯域を広くとると熱雑音の影響が大きくなる. したがって熱雑音とダイナミクスによるそれぞれの雑音を考慮して帯域を決めなくてはならない.

3.2 ハイダイナミクスに対応した GPS 受信機

ダイナミクスに弱い PLL を用いた受信機をロケットへ搭載した場合, 搬送波の追尾が外れてしまう可能性がある. そこで PLL ではなく FLL を用いる. FLL を用いることによりダイナミクスに強い受信機を制作しようという試みも行われており, 数値シミュレータを用いた試験ではロケットダイナミクスに対応できた, という報告もされている. そこで, 搬送波追尾ループに FLL を採用することで飛翔体に適用可能な GPS 受信機を実現する. 具体的にはスペースリンク社が開発予定の受信機にプログラムベースで FLL のアルゴリズムを書き込む事を予定している. シミュレーションのアルゴリズムの詳細は第 5 章にて述べる.

第4章 スピンする飛翔体に適応できるアルゴリズムの検討

ロケットは姿勢制御のためにスピンを行うものがある．本章ではそうしたスピンを行うロケットを対象とし，スピンを伴う飛翔中でも測位を行うことのできるアルゴリズムの提案と，数値シミュレータによる検証を行う．

4.1 スピンの問題点

図 6.1 に一般的に用いられる低利得アンテナのアンテナパターンを示す．図 6.1 から分かるように一般的にアンテナには指向性が存在する．従って，大型ロケットの側面にアンテナを取り付けた時，全方位を 1 アンテナでカバーする事は難しい．そこでこの問題の解決手法として，ロケット先端部にアンテナを設置する方法やパターンが全方位にわたるラップ型アンテナが提案されてきた．しかし，前者ではフェアリング開頭を行うロケットでは採用することができず，後者では大型ロケットへの搭載を行う場合，非常に高価なアンテナになる，といった欠点がある．そこで，複数個のアンテナをロケット胴体に設置することによる，ロケットのスピン問題解決手法を考える．

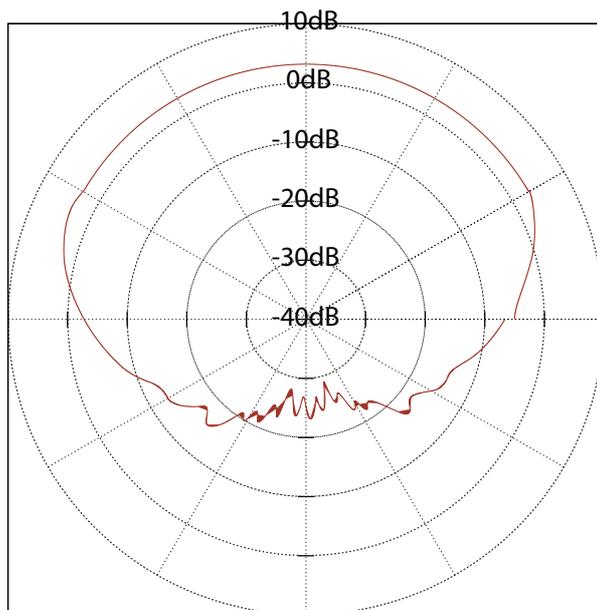


図 4.1: 低利得アンテナのパターン

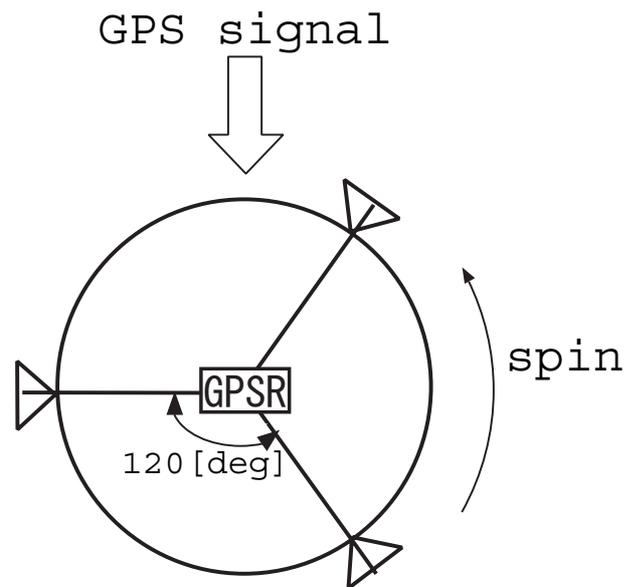


図 4.2: アンテナの配置図

図 4.2 は全方位をカバーするために，複数個のアンテナをロケットへ設置した時にロケット胴体を機軸方向から見た図である．図 4.2 に示すように 120°ずつずらしてアンテナを設

4.1 スピンの問題点

置ることにより、ロケット周囲のどの方向に衛星が位置しているとしても、いずれかのアンテナでGPS信号を受信することが可能となる。次に受信した信号の処理を考える。

ロケットがスピンを行った場合、アンテナ単独では全方位をカバーする事はできないため、あるGPS衛星がアンテナ正面に位置する時刻には信号強度は強く、スピンを伴ってアンテナがロケット胴体の背後に位置する時刻には信号強度は微弱になり、GPS衛星からの信号を追尾できない。そのため3つのアンテナから得た信号を各受信機で処理する方法では衛星の補足が外れてしまい航法メッセージを復号する事ができない。そこで複数のアンテナから得た信号を一つのGPS受信機を用いて適切に処理することで、この問題の解決を考える。考えられる手法としては、アンテナから得た信号を、信号強度が弱くなった時に信号強度が強い他のアンテナの信号と切り替えるスイッチ切替え方式と、各アンテナから得た信号を全て合成して新たな信号を作り、その合成信号を用いて搬送波とC/Aコードの追尾を行う信号合成方式が考えられる。

スイッチ切替え方式は信号合成方式と比較すると、GPSアンテナが背面にあるときのアンテナから得た雑音しかない信号を合成するような事はしないため、SNRがよいという利点を持つ。しかしその反面、各アンテナの位置や運度が異なるため、スイッチ時に信号の位相や周波数が不連続に変化する問題が生じ、信号の位相やドップラー周波数を補正する必要があることや、どのGPS衛星の信号はどのアンテナで受けるべきかの判断を行い、それぞれの衛星のチャンネルを切り替えなくてはならない、という問題も持ち合わせる。また、ロケットのスピンの高速になると頻りにスイッチを行わなければならない、高速な処理を要求される。したがってスピンを伴いハイダイナミクスで飛翔するロケットの様な環境にスイッチ切替え方式は不向きであると言える。

一方、信号合成方式はスイッチ切替え方式と比べて、連続的な1つの合成信号を生成することにより、複雑なスイッチ切替え計算をしなくてもよい、という利点がある。したがって、スイッチ切り替え方式より信号合成方式の方が目的のGPS受信機を作成する上で適している。

そこで、スピンを伴ってハイダイナミクスで飛翔するロケットへ搭載するGPS受信機の構成として、複数個のアンテナをロケット側面へ設置し、各アンテナの信号を合成する手法を提案する。

4.1.1 単純信号合成法

一般的に信号合成において用いられる手法はGPS信号を1.5 GHzのRF(Radio Frequency)の段階で足し合わせる方法である。信号を合成することにより、1アンテナでは受信電力を得られなかった配置でも他のアンテナにより補うことができる。したがって図4.2の配置によりロケットの周囲ほとんどをカバーすることができる。しかし、この従来の単純信号合成手法にも欠点が存在し、スピンを伴うロケット上では致命的な問題となる。それはヌルという信号の打ち消しの発生である。図4.3は3つのアンテナをロケット側面へ設置し、単純信号合成法を用いて信号を合成した際の合成信号の受信電力である。図4.3において合成信号の電力に大きな落ち込みが生じていることが分かる。ヌルは各アンテナ間で、互いの受信信号強度が等しくなる時に発生している。このヌルが発生することで、アンテナを複数設置して信号を合成しても、信号受信感度の弱い方向が生じる事が分かる。従ってこのヌルの方向に衛星が位置している場合、各アンテナが信号を受信しても各アンテナの信

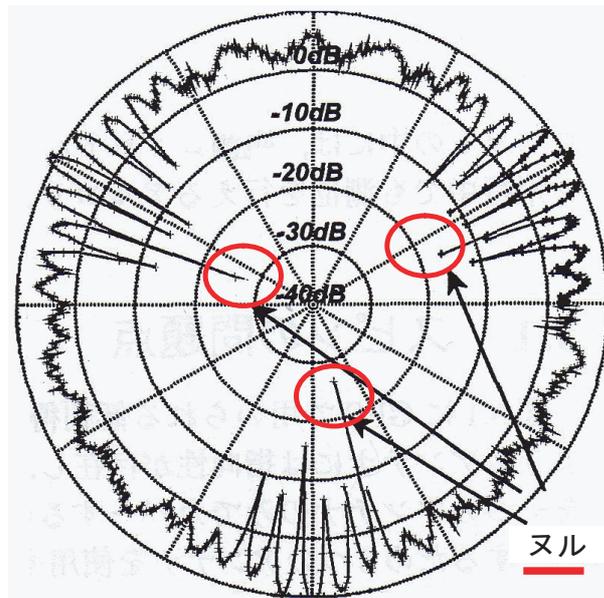


図 4.3: 3 アンテナをロケット側面へ設置し，単純信号合成した場合の受信電力

号が打ち消しあうためにその衛星からの信号追尾が不可能となってしまふ．静止状態ならばその方向以外の衛星の追尾が可能なので測位は可能であるが，スピンを伴って飛翔を行うロケットの場合，ヌルの方向がスピンの追従して回転し，全ての衛星の補足を途絶えさせてしまふ．従って擬似距離の計算が行えなくなり，測位を行うことができない．

以上から複数個のアンテナをロケット側面に設置し単純信号合成法を用いて信号追尾を行うシステムはヌルが原因のために連続追尾を行うことができず，スピンの脆弱だと言える．

そこでヌルを回避する信号合成手法を提案するために，ヌルが引き起こされる現象を明らかにする．単純信号合成法は各アンテナから受信した信号を式 (2.9) に示す様に計算を行った時，式 (2.9) の値を IQ 平面で表わし，信号同士をベクトル合成することに等しい．図 4.4 は異なるアンテナで受信した信号 $S_{ant1}(I_1, Q_1)$ と $S_{ant2}(I_2, Q_2)$ を単純信号合成し，合成信号 $S_{RF}(I_1 + I_2, Q_1 + Q_2)$ を算出する様子を表わしている．図 4.4 が示す様に信号を足し合わせ

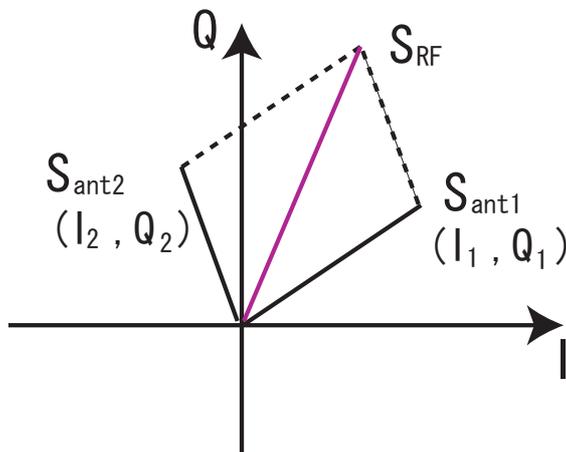


図 4.4: 単純信号合成

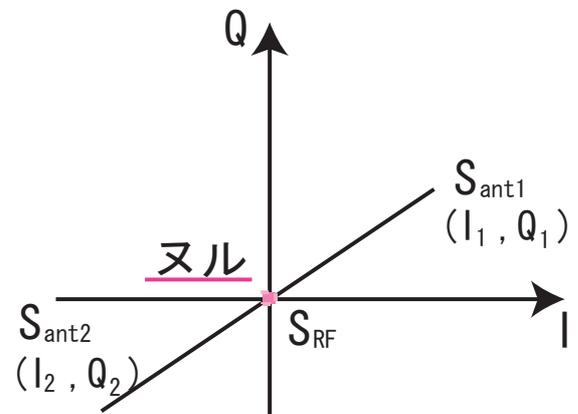


図 4.5: ヌルを生成する合成

ることにより信号電力を大きくすることができ，一つのアンテナからの信号が微弱でも他

4.2 ロケットのスピン問題の解決手法

の信号により補えることが分かる．しかしその反面，図 4.5 が示す様に信号同士の位相が π 反転してしまっている場合，お互いで打ち消しあい，特に信号電力も同じ場合は信号成分が消失してしまう．したがってロケットに複数個アンテナを設置した際，GPS 信号に対して 1 アンテナが支配的な時は単純信号合成を用いてもヌルは発生しないが，アンテナ間の受信電力が等しくなると位相反転の影響を強く受け，ヌルを発生してしまう．

以上のように，ヌルの発生原因は相関値 I, Q の位相が π だけずれる為である．そこで，次節よりヌルを回避する合成手法を述べる．

4.2 ロケットのスピン問題の解決手法

単純信号合成ではロケットのスピン運動へ対応することができないことを説明した．そこでスピンへ対応することのできる新しい信号合成手法を提案する．

4.2.1 瞬時位相回転合成手法

単純信号合成はヌルを生じるためにスピンを伴って飛翔するロケットへ搭載する GPS 受信機に用いるアルゴリズムとして不向きなことを述べた．その原因となるヌルは複数のアンテナから得た信号の位相が異なるために生じる．そこでヌルが生じてしまう状態を回避し，連続測位を行うために，各信号の位相を平行となるように回転する方法を考える．

アンテナ 1 からの入力信号 S_{ant1} の位相を θ_1 振幅を mag_1 ，アンテナ 2 からの入力信号 S_{ant2} の位相を θ_2 振幅を mag_2 とする．そして，両信号を図 4.6 に示す様に位相がそろるように回転する．複素表現を行うと信号は次のように表わせる．

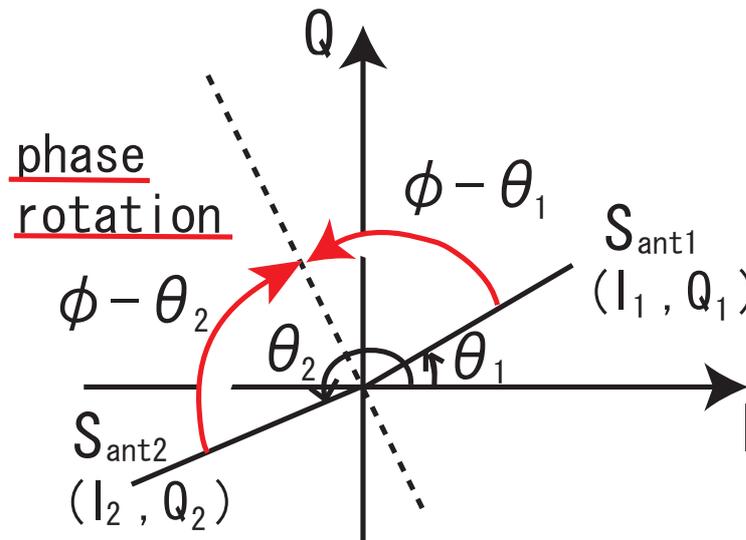


図 4.6: 位相回転手法による回転

$$S_{ant1} = mag_1 \cdot e^{j\theta_1} \quad (4.1)$$

$$S_{ant2} = mag_2 \cdot e^{j\theta_2}$$

となる．次に式 (4.2) の信号を回転し，回転後に両信号の移送が ϕ にそろうように計算を行う．

$$S_{ant1} \cdot e^{j(\phi-\theta_1)} = mag_1 \cdot e^{j\phi} \quad (4.2)$$

$$S_{ant2} \cdot e^{j(\phi-\theta_2)} = mag_2 \cdot e^{j\phi}$$

位相を回転後，ヌルは発生しないので回転後の信号を足し合わせればよい．合成後に得られる合成信号 S_{pr} は

$$S_{pr} = (mag_1 + mag_2) \cdot e^{j\phi} \quad (4.3)$$

となり，単純信号合成だと信号が消失してしまう位置にアンテナが配置されたとしても，図 4.7 に示す様に位相 ϕ 振幅 $(mag_1 + mag_2)$ の信号 S_{pr} を得る．

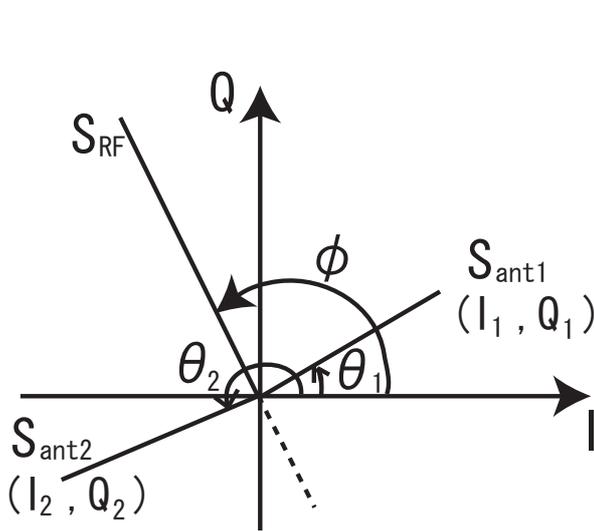


図 4.7: 位相回転合成法による信号合成

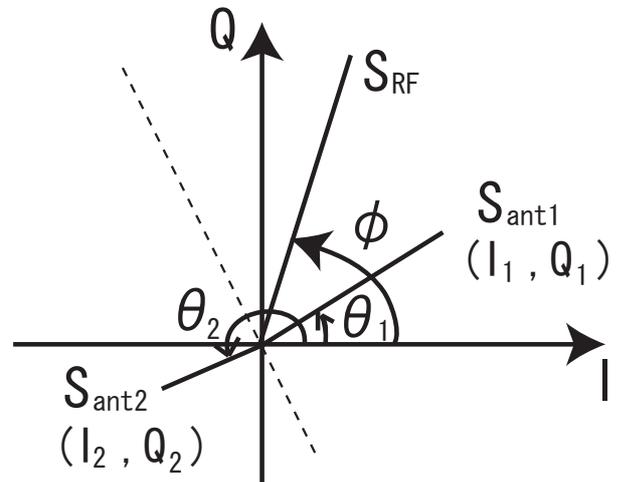


図 4.8: 各信号の振幅の重み付けに基づいた合成信号の位相決定法

次にこの回転後の位相 ϕ の位相について述べる．複数のアンテナから得た信号を合成する時，合成信号は受信電力の微弱な信号の影響を受けることはあまり好ましくない．逆に受信電力の大きな信号はより支配的な影響力を持つべきである．そのような観点から ϕ は単に信号の位相の平均値を取るのではなく，図 4.8 の様に振幅の小さい信号より振幅の大きな信号に依存するべきである．2 信号の回転合成を行う時，重みを付けた ϕ は次の式のように表わせる．

$$\phi = \frac{mag_1 \cdot \theta_1 + mag_2 \cdot \theta_2}{mag_1 + mag_2} \quad (4.4)$$

式 4.4 から分かるように， ϕ は $\phi - \theta_1$ と $\phi - \theta_2$ を $mag_2 : mag_1$ の比にする角度である．よって式 (4.4) により回転後の位相角はそれぞれの振幅によって重み付けされている事が分かる．式 (4.4) は 2 アンテナの時に限らず，3 アンテナ以上のシステムにも拡張できる．アンテナをロケットへ N 個設置した時を考えると合成後の位相 ϕ と振幅 Mag は

$$\phi = \frac{\sum_{l=1}^N mag_l \cdot \theta_l}{Mag} \quad (4.5)$$

4.2 ロケットのスピン問題の解決手法

$$Mag = \sum_{l=1}^N mag_l$$

となる。

この手法によって信号の打ち消し合いは無くなりヌルによる信号の消滅は無くなる。しかし、この手法ではまだ欠点が残っている。それは、図 4.9 の様子が示す様に、航法メッセージによらないビット反転が生じる事である。航法メッセージは BPSK 変調方式であり、信

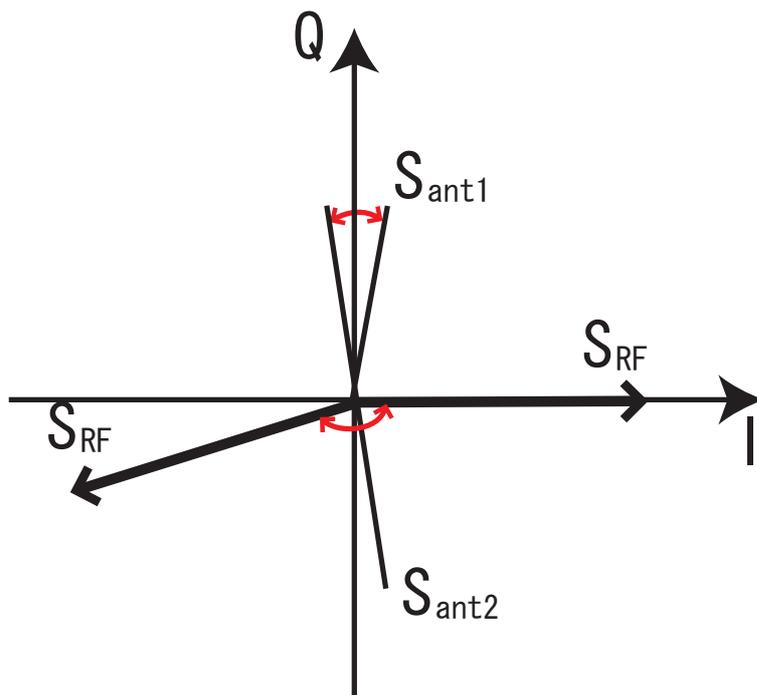


図 4.9: 瞬間的な位相回転特有の航法メッセージによらない合成信号の位相反転

号は位相に変調されている。つまり航法メッセージの信号の 0 と 1 は合成信号の位相が回転しなかった場合と π 回転した場合に対応する。したがって意図しない合成信号の反転は航法メッセージとして誤って認識されてしまい、航法メッセージの復号エラーを生じてしまう。この欠点を補う方法を次節にて説明する。

4.2.2 フィードバック位相回転合成法

瞬間的な位相回転合成法特有の問題を前節で述べた。このような問題を防止するために、各信号の回転角を記憶するとよい。このことを図 4.10, 図 4.11, 図 4.12 を用いて説明する。

図 4.10 がフィードバック位相回転法のブロック図である。図 4.10 中の n は、各アンテナの番号であり、3 アンテナを用いた場合 n は 1,2,3 に対応する。まず、各アンテナからの信号を平行となるように回転する。ここで注意をしなくてはならないのは、瞬間位相回転法と異なり、回転方向がその瞬間での信号位相だけでは決まらない、という事である。回転前の信号 S_{antn} を ϕ_n 回転すると回転後の信号は

$$S_1 = S_{ant1} \cdot e^{j\phi_1} \tag{4.6}$$

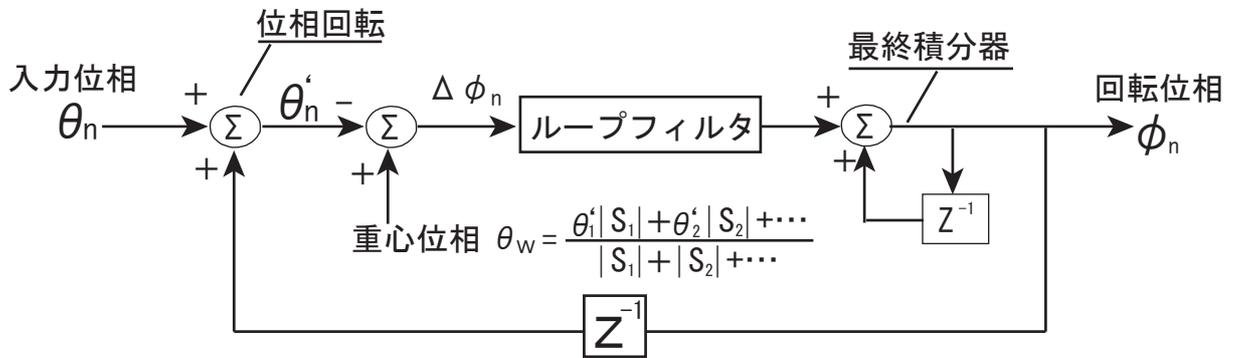


図 4.10: フィードバック位相回転法のブロック図 (n=1,2,3)

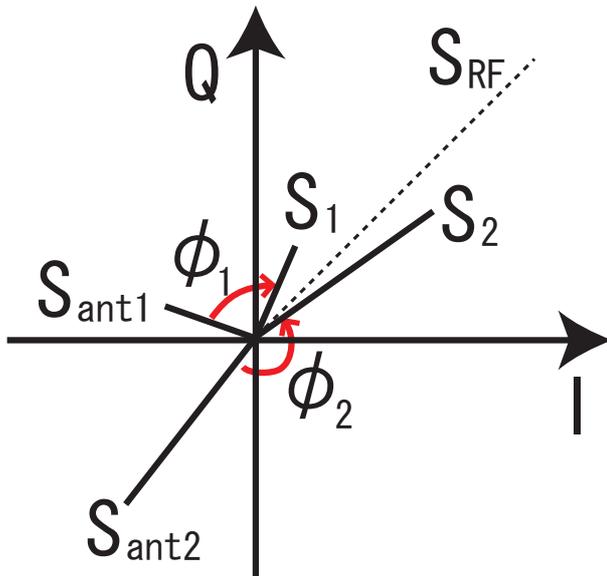


図 4.11: 過去の回転角に依存する信号の位相回転

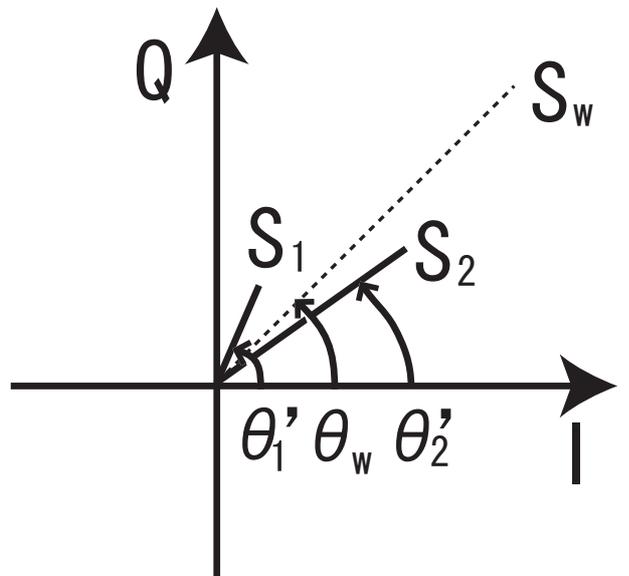


図 4.12: 位相回転角決定手法

4.2 ロケットのスピン問題の解決手法

$$S_2 = S_{ant2} \cdot e^{j\phi_2}$$

と表せられる．次に，回転後の信号の位相 θ'_n と回転後の信号の重心角 θ_w の差をとり，ループフィルタに通す．2 アンテナシステムでの重心角 θ_w は

$$\theta_w = \frac{mag_1 \cdot \theta'_1 + mag_2 \cdot \theta'_2}{mag_1 + mag_2} \tag{4.7}$$

と表せられる．式 (4.7) は式 (4.4) と同じ意味を表わしており，回転後の信号に対して重み付けを行っている．したがって，より強い信号に回転角は依存し，弱い信号の影響は小さいという特徴を，各アンテナから得た信号 S_{ant1} ， S_{ant2} から回転後の信号 S_1 ， S_2 に移す事で残しつつ，過去の回転角を蓄積して回転角 ϕ_1 ， ϕ_2 を決めるために，前節の様な瞬時的に位相回転をする手法で引き起こされる問題を除去することができる．

次にループフィルタについて述べる．3 次以上のループフィルタは動作が不安定になる可能性があることと，非常に複雑である．したがってループフィルタとして1次のループフィルタと2次のループフィルタを選択肢として考える．まず一次のフィルタを説明する．一次のフィルタと積分器のブロック図は図 4.13 である．図 4.13 の ω_0 はループフィルタの

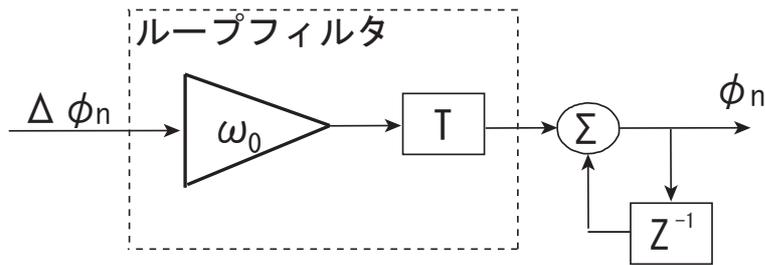


図 4.13: 1 次のループフィルタと積分器のブロック図

固有周波数であり，1 次ループの固有周波数は以下の式より求める．

$$\omega_0 = 4.0B_n \tag{4.8}$$

ただし， B_n はループ帯域である．したがって，離散時間を t_l とすると図 4.13 から

$$\phi_{tl+1,n} = \phi_{tl,n} + T\omega_0\delta\phi_{tl,n} \tag{4.9}$$

となる．また， $\theta'_{tn} = \theta_{tn} + \phi_{tn}$ であるから，図 4.10 より

$$\Delta\phi_{tl,n} = \theta_{tl,w} - \theta'_{tl,n} \tag{4.10}$$

となる．このようにして回転角 ϕ_n を決定することができる．

ここで1次のループフィルタは回転後の角度と重心角の差 δphi_n が時間的に一定の割合で増加していく場合に定常誤差を生む．したがって，回転前の信号 S_{antn} が角速度を持つ場合，回転後の信号 S_n は回転基準角に対して一定の誤差を持つこととなる．式 (2.9) から回転前の信号は周波数誤差 Δf_D により角速度を持つことから，この定常誤差が π を超えたとき，合成信号を反転させてしまう．航法メッセージによる反転ではないためこの反転はビットエラーとなる．

次に 2 次のループフィルタを考える．2 次のループフィルタの式は以下ようになる．

$$\dot{\phi}_{t(l+1),n} = \dot{\phi}_{tl,n} + \omega_0^2 T \Delta\phi_{tl,n} \quad (4.11)$$

$$\phi_{t(l+1),n} = \phi_{tl,n} + \dot{\phi}_{t(l+1),n} T + \sqrt{2}\omega_0 T \Delta\phi_{tl,n} \quad (4.12)$$

ここで， $\dot{\phi}_n$ は中間変数であり，次元は [rad/s] である．また， ω_0 はループフィルタの固有周波数であり，2 次ループの固有周波数は B_n をループ帯域としたとき以下の式より求まる．

$$\omega_0 = 1.89B_n \quad (4.13)$$

また，2 次のループフィルタのブロック図は図 5.1 である．

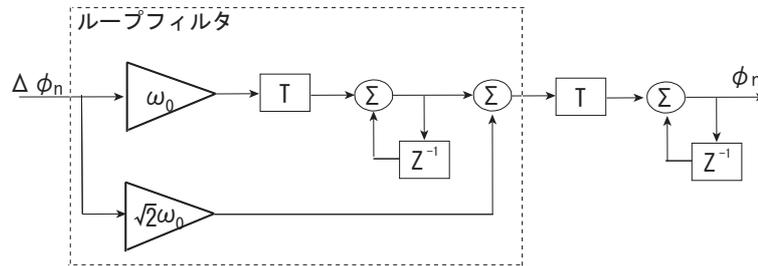


図 4.14: 2 次のループフィルタと積算器のブロック図

2 次のループフィルタは入力角度誤差 $\Delta\phi_n$ が時間的に一定のレートで変化するとき定常誤差を生じないが，角速度が t_l の 2 次以上のオーダーで時間変化するとき誤差を持つ．複数のアンテナからの信号合成を行う場合，アンテナの信号強度が変化し，信号の重みを切り替える際に回転基準の位相 θ_w が大きく変化し，各信号の角速度は相対的に時間変化するようになる．したがってこの時定常誤差を生じる．1 次ループでのビットエラーの問題と同じく，この定常誤差が π を超えたとき，合成信号を反転させてしまう．航法メッセージによる反転ではないためこの反転はエラーとなる．したがって，この定常誤差が実際のロケットのダイナミクスにおいてどれくらいの大きさとなるかが課題となる．

以上のように行ったフィードバック位相回転は，回転後の角度から重心角 θ_w を計算しているため，回転角 ϕ_1, ϕ_2 に航法メッセージのビット反転による位相変化の影響は受けず，回転方向も全ての信号が反転するため変化しない．このようにして瞬間的な位相回転方法の欠点を補う事ができる．合成信号は回転後の信号 S_1 と S_2 を適切に合成することにより求める．

4.2.3 整合フィルターを用いた方法

この手法は航法メッセージを信号 S_{antn} を用いて復号する手法である．まず以下の式を各アンテナの信号に対して計算する．

$$A^n_{NI} = \max_{\omega} \left| \sum_{k=0}^{19} S_{antn} \cdot e^{-j\omega k \Delta t} + \sum_{k=20}^{39} S_{antn} \cdot e^{-j\omega k \Delta t} \right| \quad (4.14)$$

$$A^n_I = \max_{\omega} \left| \sum_{k=0}^{19} S_{antn} \cdot e^{-j\omega k \Delta t} - \sum_{k=20}^{39} S_{antn} \cdot e^{-j\omega k \Delta t} \right| \quad (4.15)$$

4.2 ロケットのスピン問題の解決手法

ただし, n はアンテナの番号である. また, この 40 個分の信号の時間は, 航法メッセージの同期タイミング区切られている. 同期タイミングは 5 章にて詳しく説明する. ω を変化させ, それぞれが最大となる ω_{NI} と ω_I を見つける. そして, どちらが大きいかを判断することにより, 航法メッセージの符号が変わったのか, それとも同じ航法メッセージが送信されたのかを判別する. この手法は 6 章にて詳細を述べる.

第5章 ロケットスピンに対する信号位相回転合成法の検討

スピンを伴い飛翔するロケットへ搭載する GPS 受信機に用いる，ソフトウェアベースの GPS 受信機へ書き込むことのできる航法メッセージ復号アルゴリズムを目標として，数値シミュレータを作成し，信号位相回転法のロケットスピン耐性を検証する．

5.1 数値シミュレータの概要

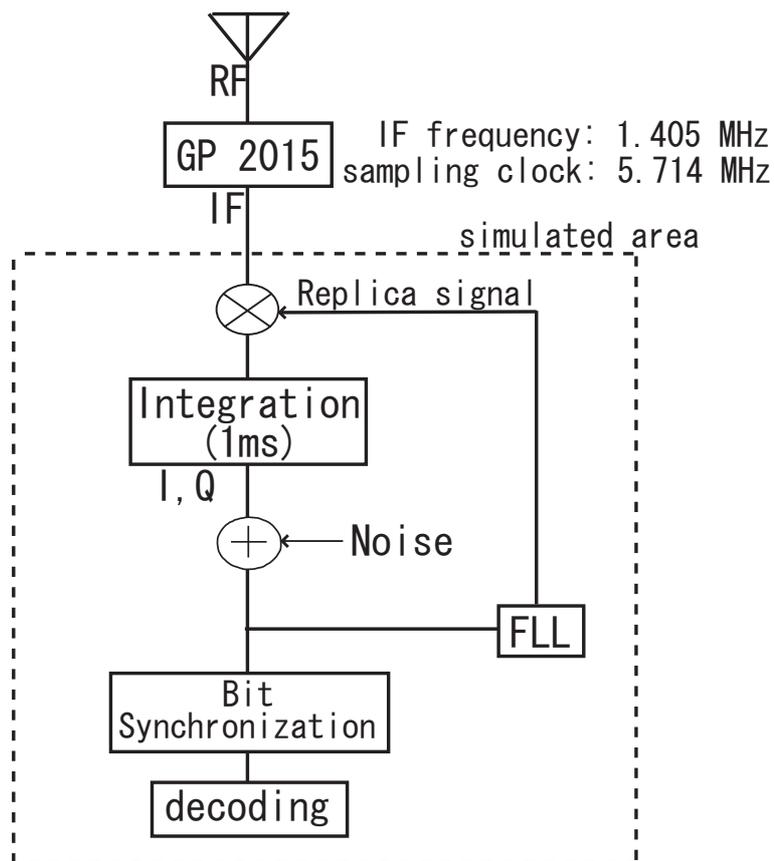


図 5.1: 1 アンテナ数値シミュレータブロック図

航法メッセージの復号を行う数値シミュレータとして，図 5.1 中の IF 信号以下の点線に囲まれた部分を C 言語を用いて構築した．オープンソース GPS において使用される Zarlink 社のフロントエンドチップ GP2015 を使用したと仮定し，中間周波数は 1.405 MHz，サン

5.1 数値シミュレータの概要

プリング周波数は 5.714 MHz として設計した．作成した IF 信号は

$$IF = [code] \cdot \sin\left(\sum_k 2\pi(f_{IF} + f_{FLL,k})t_s \cdot k\right) \quad (5.1)$$

$$t_s = \frac{1}{5.714 \times 10^6}$$

として生成した． f_{IF} は GP2015 の作る周波数 1.405 MHz であり， t_s はサンプリング間隔， f_{FLL} は与えたドップラー周波数である．

搬送波追尾ループには FLL を採用した．また簡単のためにコード追尾ループは実装していない．FLL により計算された搬送波レプリカの角速度を $\hat{\omega}_k$ とすると搬送波ワイブオフはレプリカ信号を

$$I_{replica} = \sin\left(\sum_k (2\pi f_{IF} + \hat{\omega}_k)t_s \cdot k\right) \quad (5.2)$$

$$Q_{replica} = \cos\left(\sum_k (2\pi f_{IF} + \hat{\omega}_k)t_s \cdot k\right)$$

をそれぞれ IF 信号にかける事で，同相成分 I と直交成分 Q を得た．また図 5.1 に示す様に相関処理後に行う積算時間は 1 ms とした．

また，本シミュレータにおいて雑音を加える場所は，図 5.1 に示す通り，積算終了後としている．シミュレーションで設定する SNR(signal-noise ratio: 信号対雑音比) は，1 ms の積算終了後の値である．加えた雑音は平均 0，分散 $\sigma^2 = 1$ の白色ガウス雑音である．加えた雑音が白色ガウス雑音であることを確認するために，生成した雑音の分布と自己相関関数を調べた．雑音の確率密度分布は，横軸にサンプル区間をとり，面積 1 となるように正規化を行うと図 5.2 の様になった．標準正規分布に出力した信号が一致することからガウス雑音であることの確認とした．次に図 5.3 より相関を調べた．生成した雑音の相関値は以下の式より求めた．

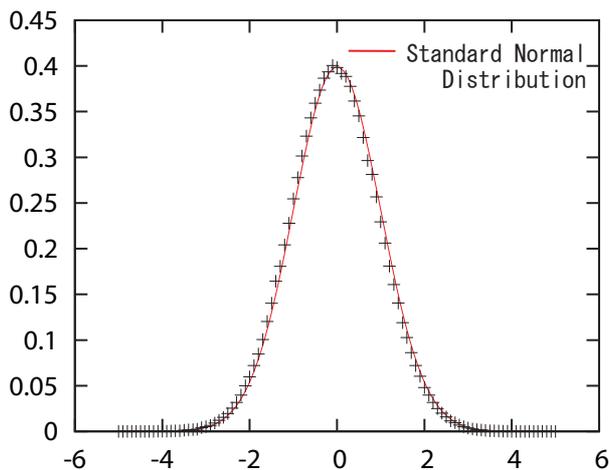


図 5.2: シミュレータの雑音分布と標準正規分布

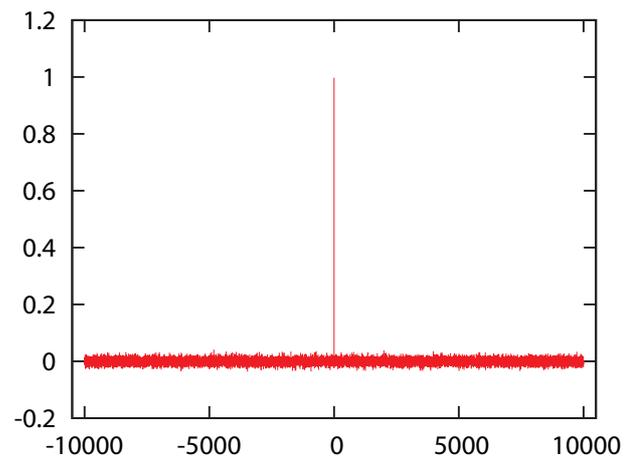


図 5.3: 雑音の自己相関関数

$$R(j) = \sum_n x_n x_{n-j} \quad (5.3)$$

n はサンプル数であり， $R(j)$ は j サンプルずらした時の自己相関値を表している．図 5.3 から相関を持つのは同時刻の信号のみであり，異なる時刻の信号に対しては相関を持たないことが確認できた．そこでこの 2 つの結果をシミュレータに用いた雑音が白色ガウス雑音であることの確認とした．

5.2 搬送波追尾 FLL(Frequency lock loop) の設計

飛行中のロケットへ搭載することを目標としているので，ハイダイナミクスに強い FLL を搬送波追尾ループとして採用した．FLL は弁別器に周波数弁別器を用いる．

本シミュレータでは，周波数弁別器として外積周波数弁別器を用いた．外積周波数弁別器の周波数変化検知方法を説明する．まず，IQ ベクトルの積算時間 T 毎に外積を計算し，各信号の大きさを割り，位相変化を求める．

$$s_k = \frac{Q_k I_{k-1} - I_k Q_{k-1}}{\sqrt{I_k^2 + Q_k^2} \sqrt{I_{k-1}^2 + Q_{k-1}^2}} \quad (5.4)$$

s_k は (I_{k-1}, Q_{k-1}) と IQ 平面の原点と (I_k, Q_k) の成す角の正弦値である． (I_{k-1}, Q_{k-1}) の位相角を ϕ_{k-1} ， (I_k, Q_k) の位相角を ϕ_k とすると，2 つのベクトル間の位相差が十分に小さい時は

$$s_k = \sin(\phi_k - \phi_{k-1}) \approx \Delta\phi_k \quad (5.5)$$

と近似できる． $\Delta\phi$ は図 5.4 に示す様に，積算時間 T の間に变化した角である．ここで 1 ア

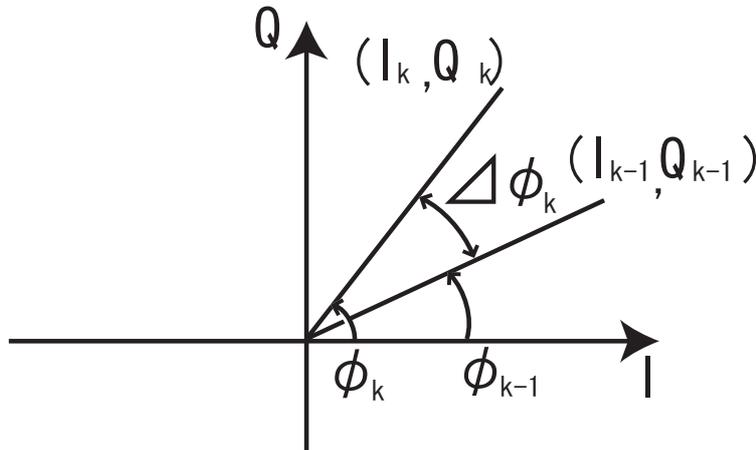


図 5.4: T (積算時間) 間での信号変化

ンテナの場合，式 (2.9) から分かるようにドップラー周波数誤差 Δf_D の影響により (I, Q) は時間変化する．なお，複数のアンテナを用いて信号合成を行った場合，信号回転合成による影響も受ける．そこで以降より， Δf_D をドップラー周波数推定誤差ではなく，信号合成とドップラー周波数の影響により生じた，周波数推定誤差と定義する．したがって，周波数推定誤差 Δf_D により (I, Q) は時間変化し， (I, Q) の回転角速度 ω_k は

$$\omega_k = s_k/T \quad (5.6)$$

5.3 航法メッセージのビット同期アルゴリズムの設計

の様に表わされる． ω_k は式 (2.9) で (I,Q) を表現するとき用いたドップラー周波数推定誤差記号 Δf_D の角速度表現に対応している．FLL は ω_k を FLL 内の 2 次のループフィルタへ通して出力したドップラー周波数誤差の角速度表示の $\hat{\omega}_k$ を 0 とするようにその挙動を予測し，搬送波 NCO への指令値を決定する．FLL に用いるループフィルタは一定加速度に対して定常誤差を生じない 2 次のループフィルタを使用する．数値シミュレータに用いた 2 次系 FLL は次式により表わされる．[4]

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_{k+1} &= \dot{\omega}_k + \omega_n^2 T \omega_k \\ \hat{\omega}_{k+1} &= \hat{\omega}_k + \dot{\omega}_k T + \sqrt{2} \omega_n T \omega_k\end{aligned}\quad (5.7)$$

ただし， $\dot{\omega}_k$ は 2 次ループの中間変数であり， $[1/s^2]$ の次元を持つ．式 (5.7) から搬送波 NCO への指令値は角速度の形で

$$\Delta \omega_{carrier} = \hat{\omega}_{k+1} - \hat{\omega}_k = \dot{\omega}_k T + \sqrt{2} \omega_n T \omega_k \quad (5.8)$$

となる． ω_n は搬送波追尾ループの固有周波数であり，2 次ループの ω_n は

$$\omega_n = 1.89 B_L \quad (5.9)$$

と表わせる．ここで B_L はループ帯域である．ループ帯域は本シミュレータでは 4 Hz とした．

この FLL に一定加速度及び，一定ジャークを加えて試験を行った．2 次の FLL であるので，低下速度に対しては一定誤差を生じず，定ジャークには定常誤差をもって搬送波追尾を行う．一定加速度入力を加えたものは図 5.5 の様になった．また，一定ジャークを加えたものは図 5.6 の様になった．図 5.5 から一定加速度を加えたとき，追尾誤差は次第に小さくなり，最終的に一致することが分かる．また，図 5.6 の様に一定ジャークを加えると，定常誤差を生じながら搬送波の周波数を追尾していることが分かる．なお，図 5.6 で与えたジャークは $300 \text{ Hz}/s^2$ である．この時，式 (3.4) より定常誤差は 21.0 Hz と計算される．図 5.6 より，理論値通りの定常誤差を生じていることが確認される．

5.3 航法メッセージのビット同期アルゴリズムの設計

図 5.1 においてビット同期ブロックへ入力される信号から航法メッセージを復号するためには，まず航法メッセージのビット同期タイミングを知らなくてはならない．そこで，図 5.7 に示す様に 1ms 毎に信号の位相変化量の余弦値を計算する．図 5.7 が示す様に，航法メッセージのビット反転が無い場合は $\cos \theta$ が正の値となり，航法メッセージがビット反転した場合は $\cos \theta$ の値が負となる．ここで，積算時間 $T(1 \text{ ms})$ 毎にビット同期ブロックへ信号が入力され，航法メッセージはコード周期が 20 ms であるので，図 5.8 が示す様に 20 ms 毎に位相変化の余弦値を足し合わせると，航法メッセージのビット同期タイミングのステップにおいて値の落ち込みが生じる．したがって，この手法を用いることにより，航法メッセージのビット同期を行うことが可能である．

5.4 航法メッセージ復号アルゴリズムの設計

ヒストグラムを用いて航法メッセージのビット同期を行ったので次に航法メッセージの復号を行う．復号の手法として 2 種類の方法を考案した．一つは FLL による信号の周波数

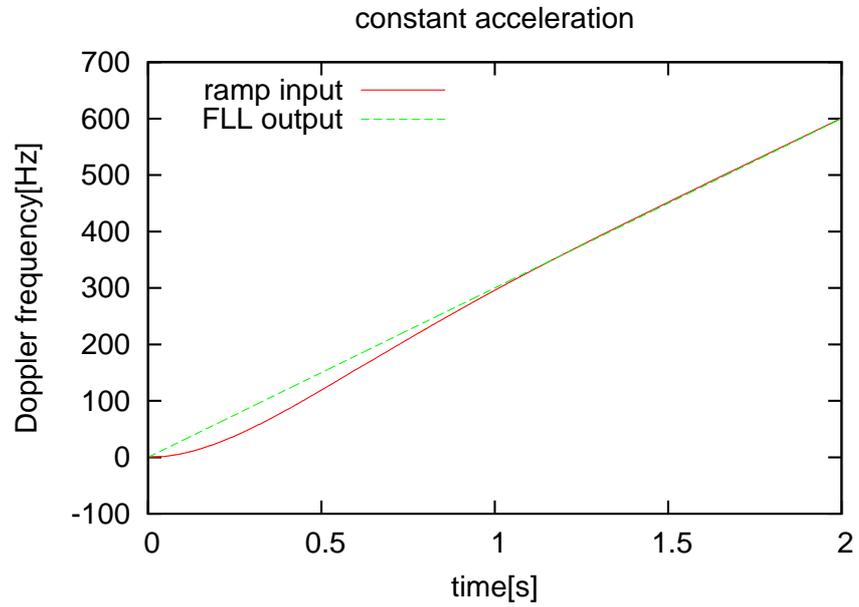


図 5.5: 2 次 FLL の定加速度入力に対する応答

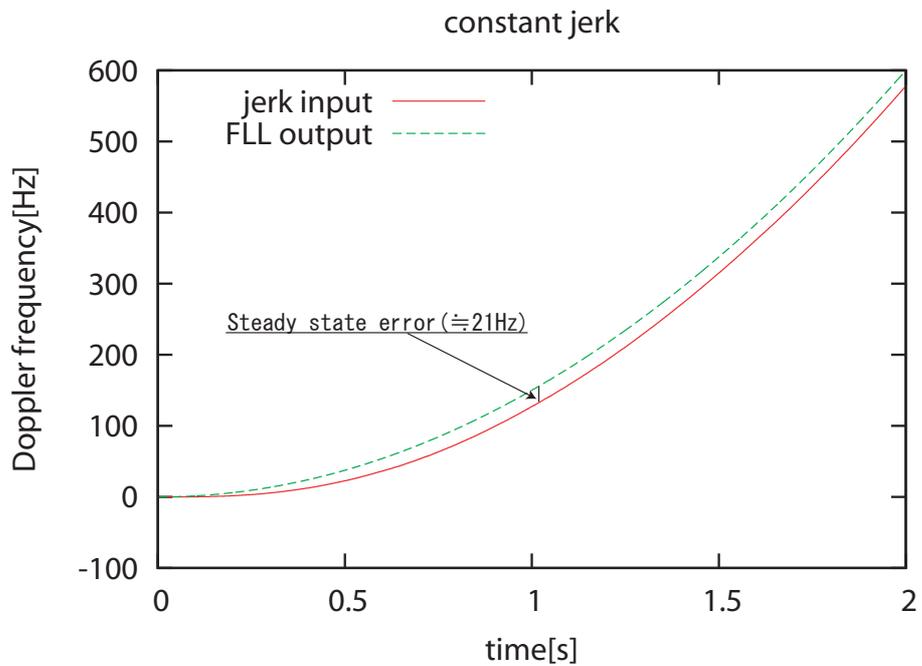


図 5.6: 2 次 FLL の定ジャーク入力に対する応答

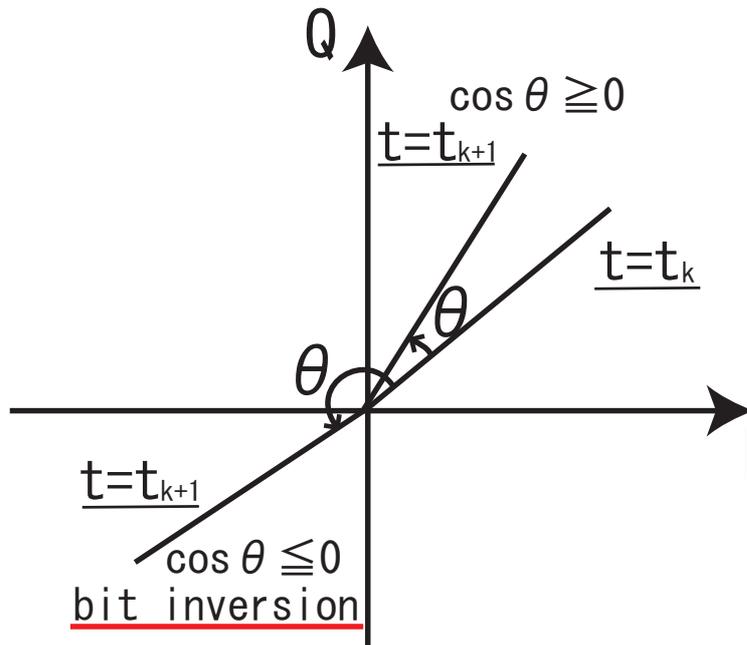
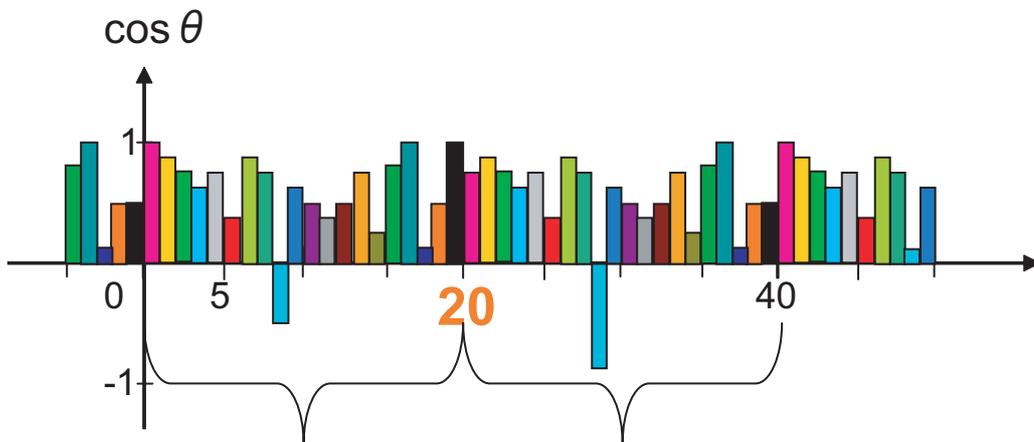


図 5.7: 航法メッセージの 1 ms 毎の位相変化



$\Sigma \cos \theta$ [time=20,40,60...] (20ms毎に加算)

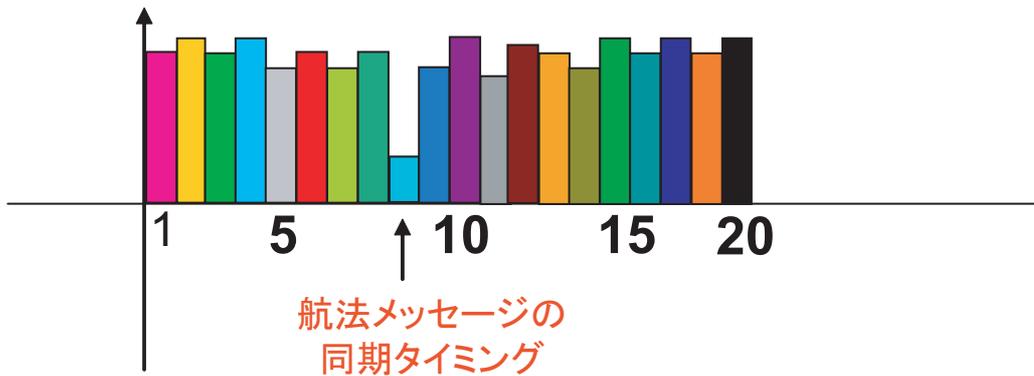


図 5.8: ヒストグラムを用いたビット同期の概念図

推定誤差回転を考慮せずに復号計算を行うアルゴリズムである．また，もう一方は周波数推定誤差回転を考慮した復号アルゴリズムである．以下に 2 つの手法について説明する．

5.4.1 FLL の誤差周波数の小さい時の復号アルゴリズム

推定誤差周波数の小さい時の復号アルゴリズムを説明する．航法メッセージの 1 ビット時間は 20 ms であるので，図 5.9 に示すように，航法メッセージのビット同期タイミングから 20 個の信号をベクトル合成する．この合成を 20 ms 毎に繰り返し，20 ms 毎に合成ベクトルの位相変化を判定する．すなわち，位相変化角を θ とした時， $\cos \theta \geq 0$ ならば航法メッセージはビット反転を行わなかったと判定し， $\cos \theta \leq 0$ ならば航法メッセージがビット反転を行った，と判定する．

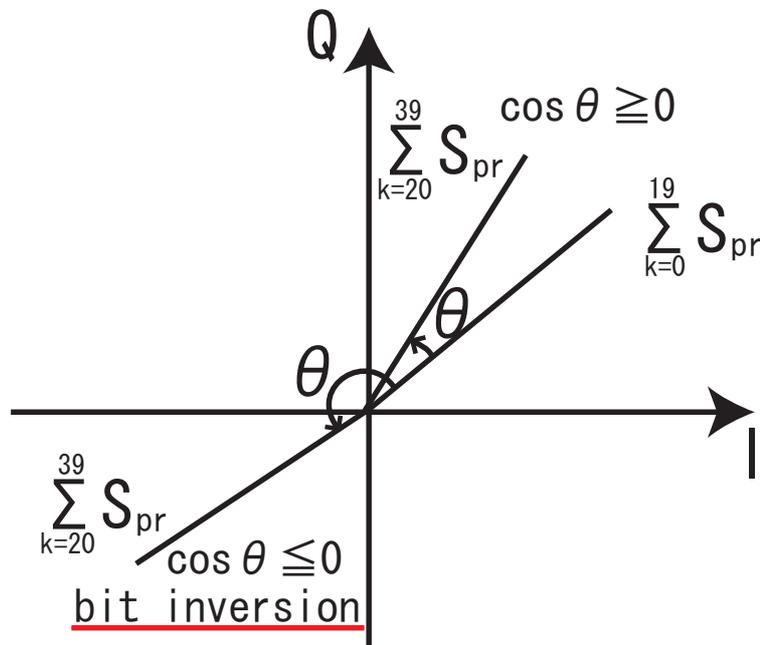


図 5.9: 推定誤差回転の少ない時の復号手法

5.4.2 FLL の誤差周波数を考慮した復号アルゴリズム

FLL を用いて搬送波追尾を行う場合，式 (2.9) から分かるように信号の位相は搬送波追尾ループで生じる周波数推定誤差により角速度を持って回転する．そこでこの推定誤差の影響を取り除く．合成信号の時間変化と推定誤差の影響除去法を図 5.10 に示す．図 5.10 の様に，ビット同期により求めた航法メッセージのタイミングから 20 ms の区間での信号の角速度 ω_{max} を求め，20 ms 毎に初期位相 θ_i を決定する． ω_{max} は次式を最大とする角速度である．

$$\omega_{max} = \max \left| \sum_{k=0}^{19} S_{pr} \cdot e^{-j\omega kT} \right| \quad (5.10)$$

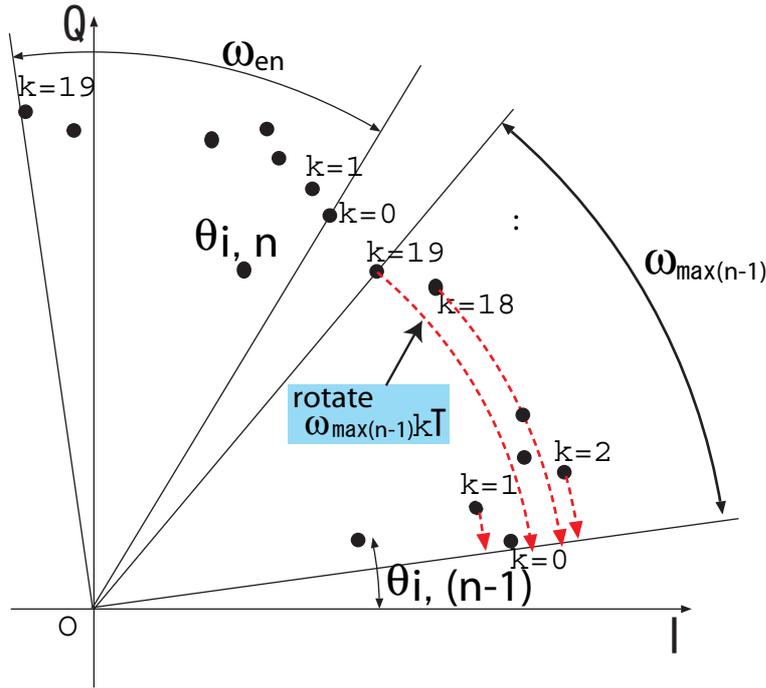


図 5.10: 周波数及び位相推定の手法

すなわち，各信号を ωkT 回転させ，20 ms 区間の合成信号をベクトル合成したときに合成ベクトルの大きさが最大となる ω として計算される．また，初期位相 $\theta_{i,n}$ は以下の式で求められる．

$$\theta_{i,n} = \tan^{-1} \left(\frac{\sum_{k=0}^{19} (-I[k] \sin(\omega_{max} kT) + Q[k] \cos(\omega_{max} kT))}{\sum_{k=0}^{19} (I[k] \cos(\omega_{max} kT) + Q[k] \sin(\omega_{max} kT))} \right) \quad (5.11)$$

$\theta_{i,n}$ の n は n 番目を意味する．また，IQ 平面上で表すと図 5.10 の様になる．

この手法により推定される角速度と初期位相の標準偏差の 2 乗の最小値は以下の式から得られる． [3]

$$CRLB_{\omega} = \frac{6/SNR}{N(N^2 - 1)} \cdot \frac{1}{T^2} \quad (5.12)$$

$$CRLB_{\theta} = \frac{(2N + 1)/SNR}{N(N - 1)} \quad (5.13)$$

これは Crame-RAO LOWER BOUND と呼ばれている． T は 1 ステップの時間 1ms に相当する．そこで GPS 信号復号数値シミュレータへこのアルゴリズムを組み込む前に，この推定アルゴリズムを用いて曲座標上で一定の角速度を持ち回転を行う信号の角速度，位相を測定し，それぞれの分散値を求める試験を行った．この結果を図 5.11 と図 5.12 に示す．図 5.11 と図 5.12 から，角速度，位相ともに精度よく求められていることが分かる．したがってこの結果を正常にアルゴリズムが動くことの確認とし，復号アルゴリズムへ組み込んだ．

初期位相を計算した後，20 ms 毎に以下の計算により航法メッセージの復号を行う．

$$phaseshift = \theta_{fn} - [\theta_{f(n-1)} + 20\omega_{max}T] \quad (5.14)$$

$phaseshift$ は 0 と π 付近の値をとり，この値が航法メッセージの信号に対応する．すなわち，0 であるならばビット反転が起こらず， π であるならばビット反転が起きた事となる．

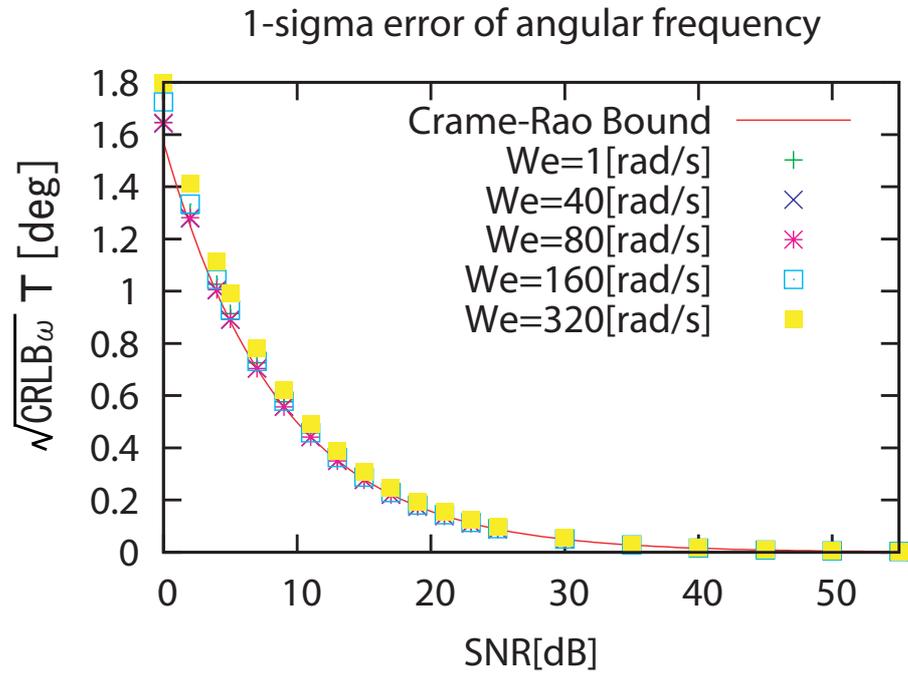


図 5.11: Cramer-Rao Bound との比較 (角速度推定)

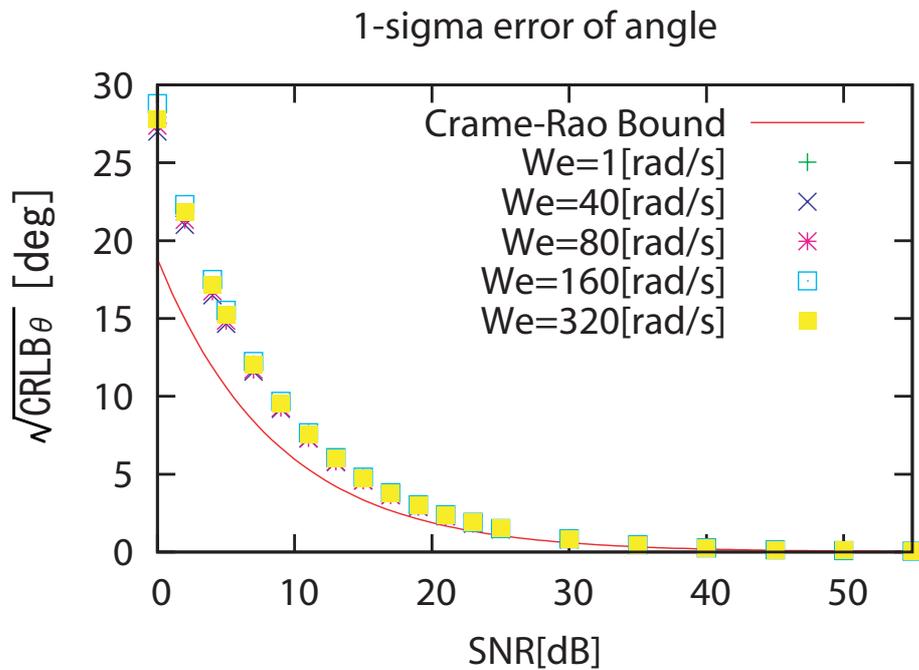


図 5.12: Cramer-Rao Bound との比較 (位相推定)

5.5 1 アンテナシステムの数値シミュレーション

以上のアルゴリズムを用いて，1 アンテナシステムでの数値シミュレーションを行った．始めにスピンをしていないロケットの数値シミュレーションの結果を示す．その後 0.1 Hz でスピンをさせた時の数値シミュレーションの結果を示す．

5.5.1 ロケットスピンを行わない時の1 アンテナシステムの数値シミュレーション

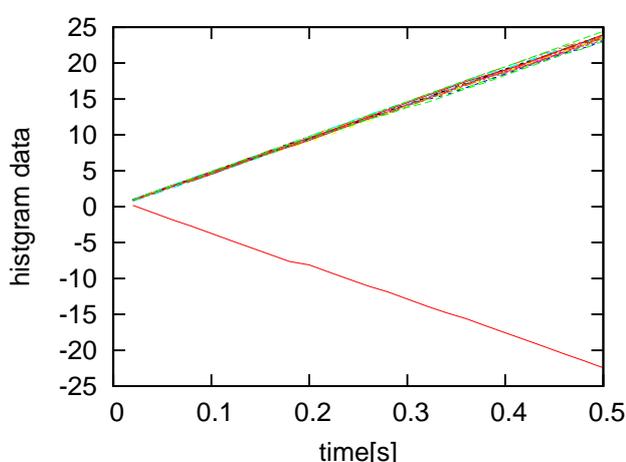
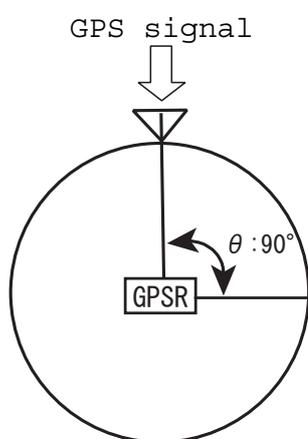


図 5.13: 1 アンテナシステムの数値シミュレーションのロケットモデル

図 5.14: ヒストグラム値の時間推移 (1 アンテナを設置，ロケット静止，SNR10[dB])

図 5.13 が 1 アンテナシステムでの数値シミュレーションモデルである．まず図 5.13 の様にアンテナを $\theta = \pi/2$ の位置へ配置し，ロケットを静止させた．SNR は 10[dB] である．ただし，この SNR は 1 ms の積算を行った時点でのものである．この時ビット同期の各ステップでの値は図 5.14 の様になった．図 5.14 の正の傾きを持ったものが同期タイミングではないもののヒストグラムの推移，負の傾きを持ったものが同期タイミングのものヒストグラムの推移である．この時の航法メッセージは 1 と 0 が交互に変調されている．したがって搬送波は 20 ms 毎に位相が π 変化する．そのため同期タイミングのヒストグラムは 20 ms 毎に -1 増加する．一方，ビット同期タイミング以外のヒストグラムは位相の反転が生じないために，20 ms 毎に 1 増加する．そこでもう一度図 5.14 を確認すると，19 本のヒストグラムの値は 2 秒時に 100 の値をとっている．20 ms 毎にヒストグラムの値は 1 ずつ増えたとすると，これは理論通りの値となる．また，負の値をとるヒストグラムも同様である．したがってこの事をビット同期が正しく取れていることの確認とした．

次に推定誤差周波数を考慮した復号アルゴリズムの確認を行う．図 5.15 と図 5.16 の比較から，位相の推定が正しく行えていることが確認できる．この位相の変化はロケット静止状態であるためドップラー周波数によるものではない．なお，図 5.15 は 1 ms 毎の位相であるのに対し，位相推定は 20 ms 毎に計算される．

次にこの時の復号結果を示す．図 5.18 は推定誤差周波数を考慮しない復号方法を用いた時の phaseshift の結果である．また図??は推定誤差周波数を考慮した復号方法を用いた時

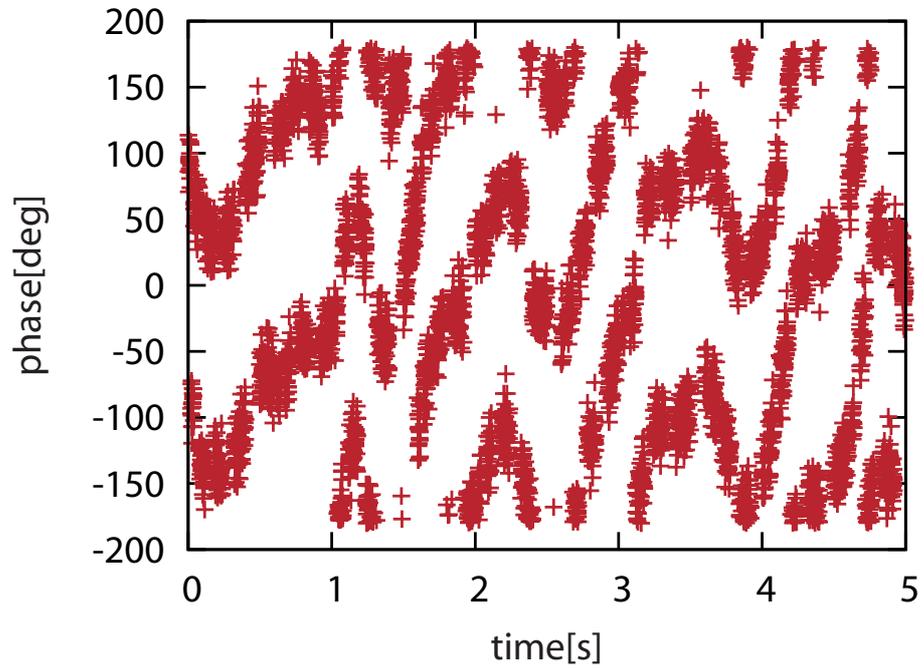


図 5.15: S_{ant1} 信号の位相 (1 アンテナを設置, ロケット静止, SNR10[dB])

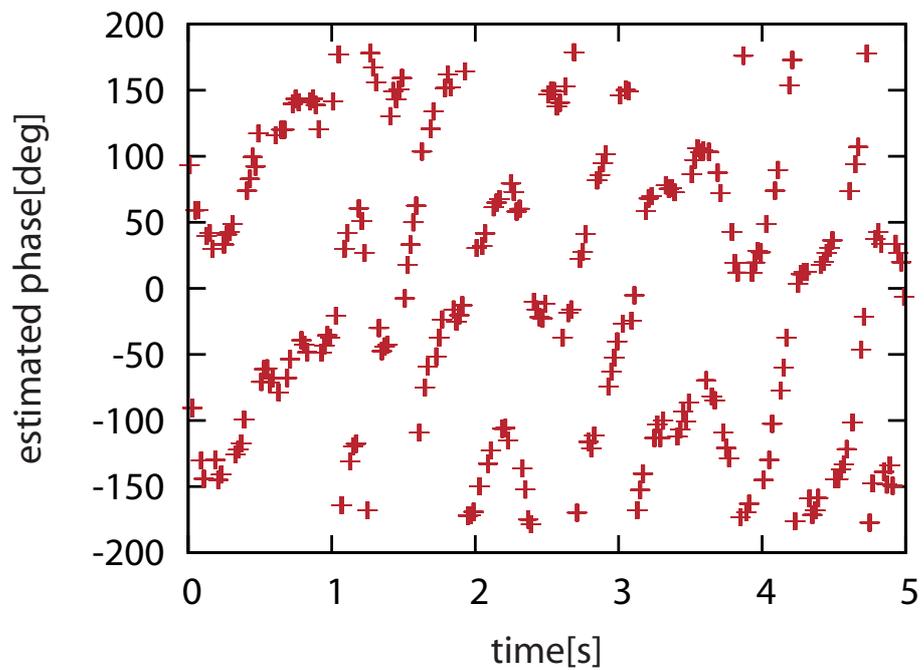


図 5.16: S_{ant1} 信号の位相の推定値 (1 アンテナを設置, ロケット静止, SNR10[dB])

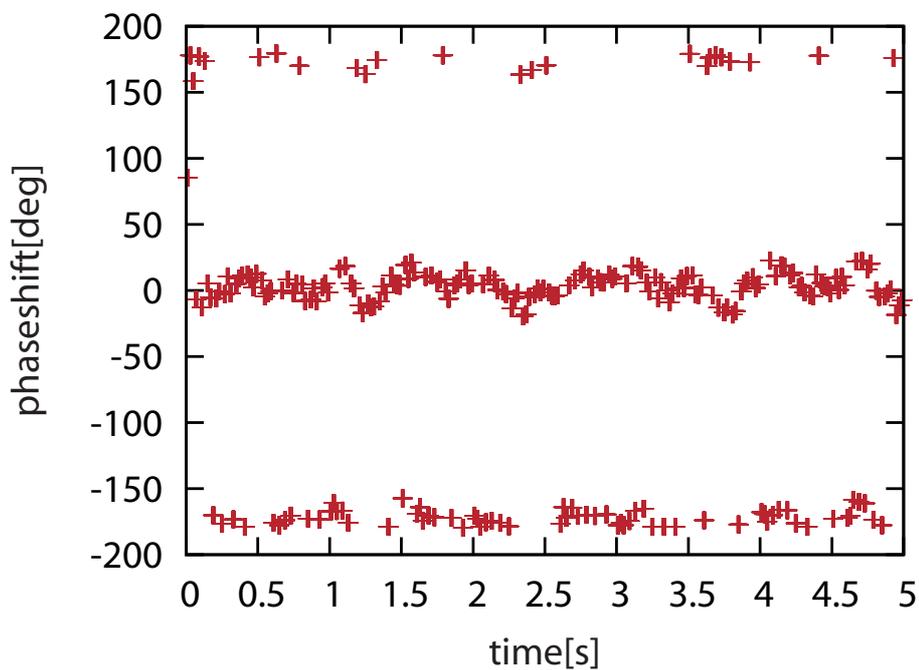


図 5.17: 推定誤差周波数を考慮しない復号方法を用いた時の phaseshift の結果 (1 アンテナを設置, ロケット静止, SNR10[dB])

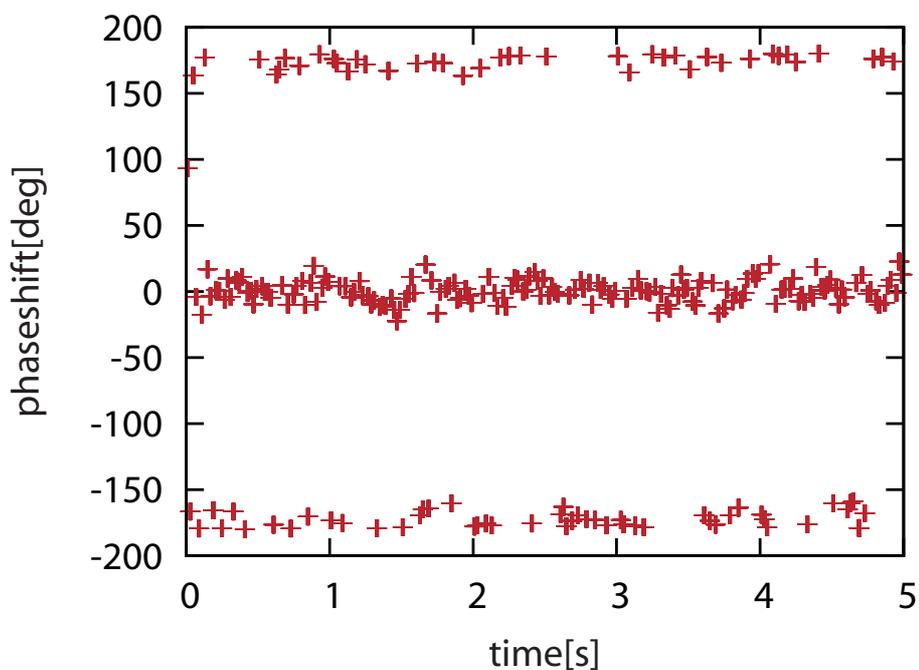


図 5.18: 推定誤差周波数を考慮した復号方法を用いた時の phaseshift の結果 (1 アンテナを設置, ロケット静止, SNR10[dB])

の phaseshift の結果である．1 アンテナのシステムにおいて，両者において目立った差は無いと言える．静止したロケットでは FLL により搬送波追尾誤差が抑えられており，20 ms の短い区間では推定誤差回転を殆ど無視することができる，と言える．

5.5.2 ロケットがスピンを行う時の 1 アンテナシステムの数値シミュレーション

図 5.13 の状態から反時計回りに周波数 0.1[Hz] でロケットをスピンさせた．SNR は 10[dB] である．ただし，ここでの SNR は 1 ms 積算を行った時点でのものである．この時のアンテナから受信した信号の電力の図を 5.19，FLL の出力を 5.21，エラーの回数を 5.20 に示す．図 5.19 は時定数 10 ms のローパスフィルタに通した信号電力である．時刻 0 秒で値が小さ

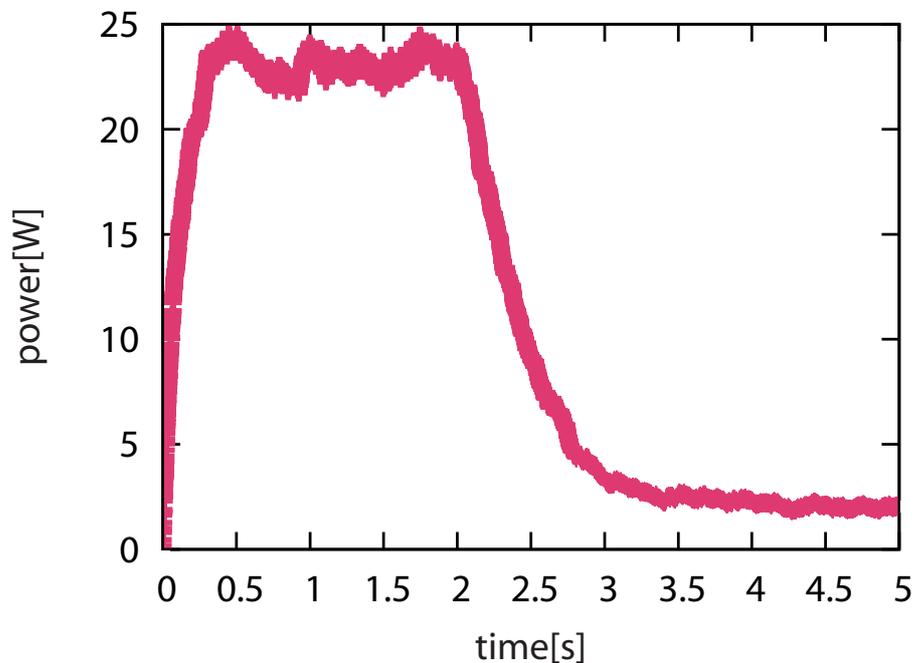


図 5.19: アンテナから受信した信号の電力 (1 アンテナを設置，ロケットスピン 0.1[Hz]，SNR10[dB])

いはローパスフィルターの立ち上がりの為である．この図において電力が低下する時刻は 2 秒付近である．ロケットのスピンは 0.1[Hz] であり，アンテナの初期の配置は $\theta = 90^\circ$ である．したがって 2 秒付近のアンテナ配置は $\theta = 160^\circ$ となる．ここでシミュレーションに用いたアンテナパタンの図 4.2 を見ると 30° 前と 150° 以降から利得が小さくなっていることが分かる．したがって図 5.19 の電力の推移はアンテナパターンに従っている事が分かる．図 4.2 で用いたようなアンテナを複数ロケットの側面へ設置したときに，航法メッセージを受信するためにはいずれかのアンテナの電力は大きくなってはならない為，アンテナは最低 3 つ必要であることが分かる．

また，図 5.20 及びから 5.21 から航法メッセージの復号エラーは 3 秒付近で生じ，その後 FLL も追尾を外れていることが確認できる．3 秒時のアンテナ配置は， $\theta = 200^\circ$ 付近である．この時アンテナは GPS 衛星の方向を向いていないことが分かる．

5.6 最大比合成法

またロケットの回転速度が0.1[Hz]と非常に遅いことから，FLLの出力はアンテナがGPS衛星の正面に位置するとき，ほとんど0であることが分かる．したがってFLLの推定誤差回転は殆ど無視でき，復号の際の推定誤差周波数を考慮に入れる手法と考慮に入れない手法で差異は見られなかった．

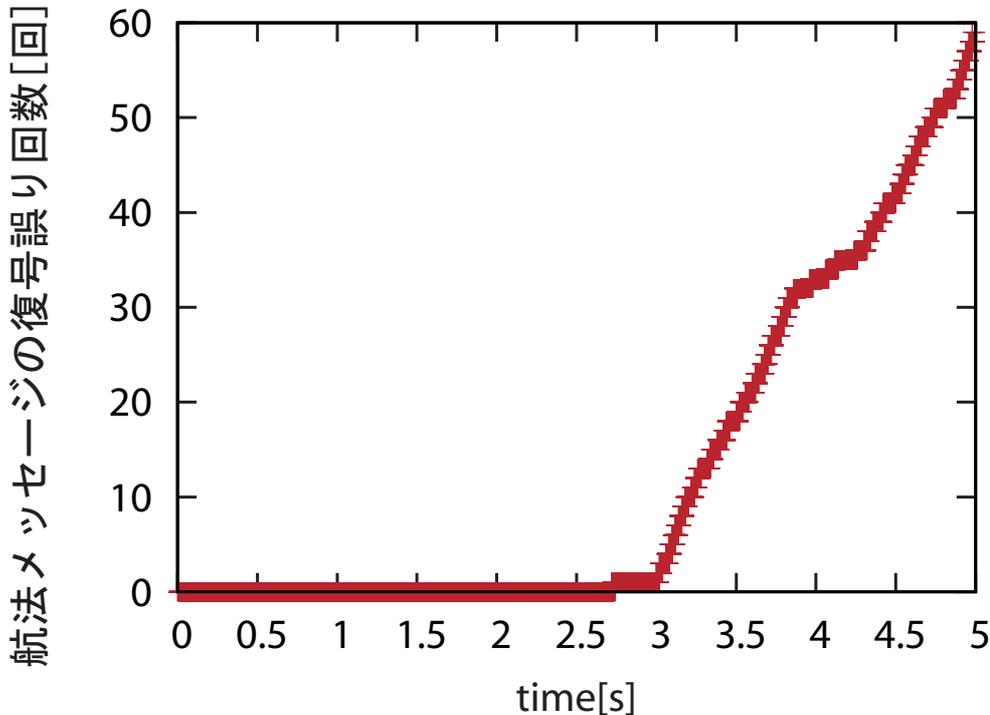


図 5.20: 推定誤差周波数を考慮しない復号方法を用いた時の phaseshift の結果 (1 アンテナを設置，ロケットスピン 0.1[Hz]，SNR10[dB])

5.6 最大比合成法

1 アンテナシステム数値シミュレーションより，復号のアルゴリズムが正常に動作することが確認できた．したがって，複数のアンテナを設置した時に信号合成を行い復号をするアルゴリズムを考える．第4章により回転のアルゴリズムは紹介した．したがって回転後の信号合成アルゴリズムについて説明する．瞬時位相回転法では各信号の位相がそろうため，各信号を単純にベクトル合成するとよい．しかし，フィードバック位相回転法では雑音の影響があるため，位相が完全にはそろわない．そこでこの信号の最適な合成法を説明する．

3つのアンテナを設置した時，3信号を回転した後の信号をそれぞれ S_1, S_2, S_3 と表すと，SNRを最大とする合成信号は，

$$S_{pr} = \sum_{l=1}^3 \left| \frac{S_l}{\sqrt{|S_1|^2 + |S_2|^2 + |S_3|^2}} \right|_{LPF} S_l \quad (5.15)$$

と表される．これはより大きな信号に重みを持たせる事を意味する．また回転後の信号ベクトルへかけてある係数はローパスフィルタを通したものである．この合成式は容易に拡

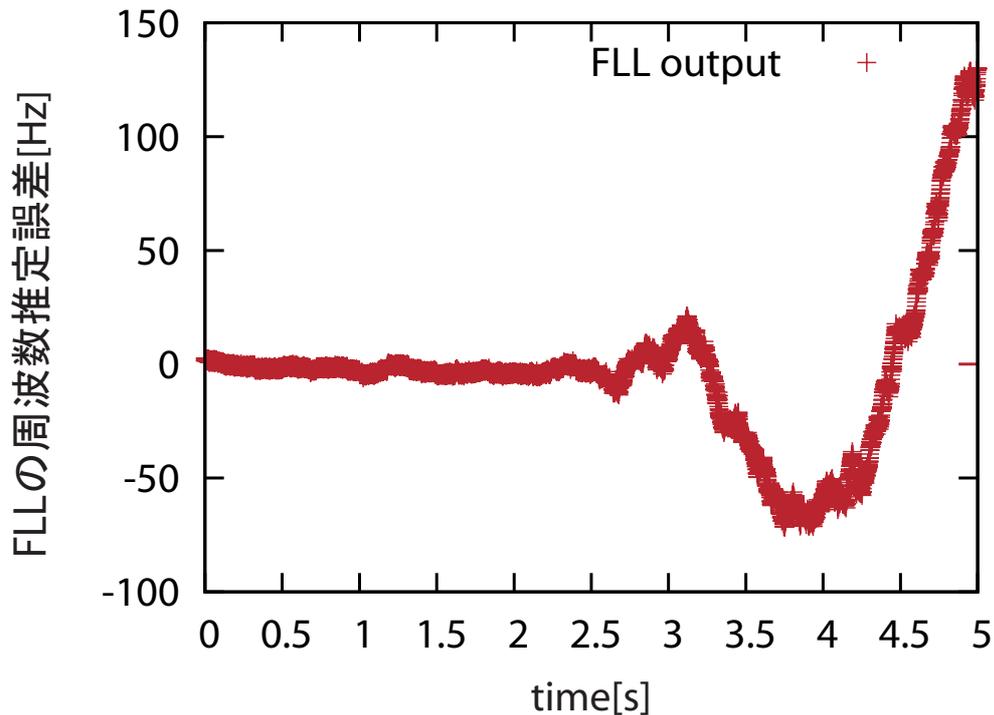


図 5.21: 推定誤差周波数を考慮した復号方法を用いた時の phaseshift の結果 (1 アンテナを設置, ロケットスピン 0.1[Hz], SNR10[dB])

張ることができ, n 個のアンテナを用いた場合

$$S_{pr} = \sum_{l=1}^N \left| \frac{S_l}{\sqrt{\sum_{k=1}^N |S_k|^2}} \right|_{LPF} S_l \quad (5.16)$$

と表せる. なお, 復号シミュレータではローパスフィルタの時定数を 10[ms] としている.

5.7 複数アンテナシステムの数値シミュレーション

複数アンテナでの復号数値シミュレーションを行う. 図 5.22 は簡単のために 2 アンテナを用いた時の復号アルゴリズムのブロック図である. スピンを伴いながら飛翔するロケットへ搭載する GPS 受信機を実現するには, 現在用いているアンテナだと 3 つ設置するのが最小の構成だと分かった. そこで図 4.2 の様にアンテナを配置しシミュレーションを行った. まず信号合成方法を評価するために単純信号合成法と瞬時位相回転合成法とフィードバック位相回転合成法の結果を説明する. 比較のため同一の条件としてロケットのスピンを 0.2[Hz], 1ms 積算後のそれぞれの信号の SNR を 20[dB] として計算を行った. また, 誤差周波数の小さい時の復号アルゴリズムを用いた. 各アンテナの受信電力, 及び 1ms 積算時の SNR をそれぞれ図 5.23 と 5.24 に示す. 図 5.23 からロケットが一周回転する間常にいずれかのアンテナによって信号を受信できることが分かる. また, 図 5.24 においてアンテナ正面に衛星が位置したとき SNR が 20[dB] となっていることから, 雑音が設計通りに加えられていることが分かる.

5.7 複数アンテナシステムの数値シミュレーション

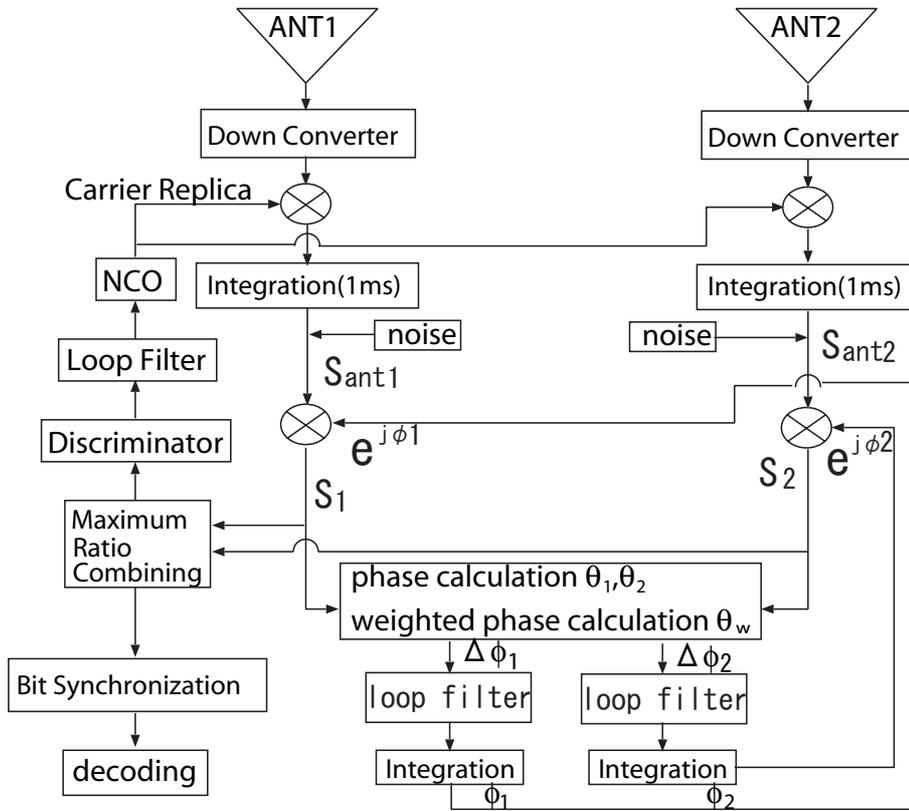


図 5.22: 2 アンテナシステムの数値シミュレーションブロック図

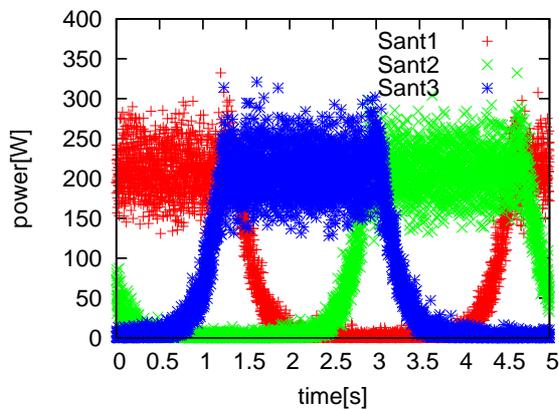


図 5.23: 各アンテナの受信電力 (スピン 0.2Hz)

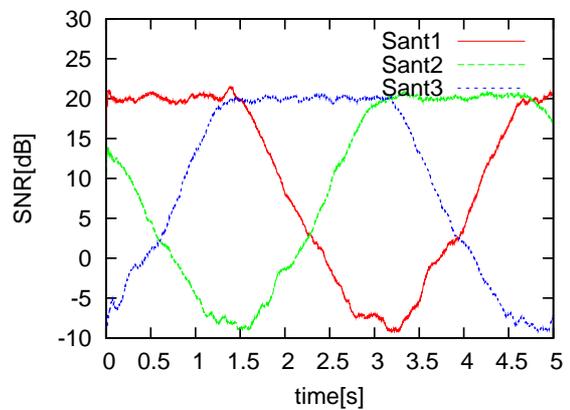


図 5.24: 各アンテナから得た信号を 1ms 積分した時の SNR(スピン 0.2Hz)

さて，まず単純信号合成法の電力を見る．単純信号合成法により得られた合成信号を図 5.25 に示す．図 5.25 より信号が打ち消しあっていることが分かる．したがって単純信号合成

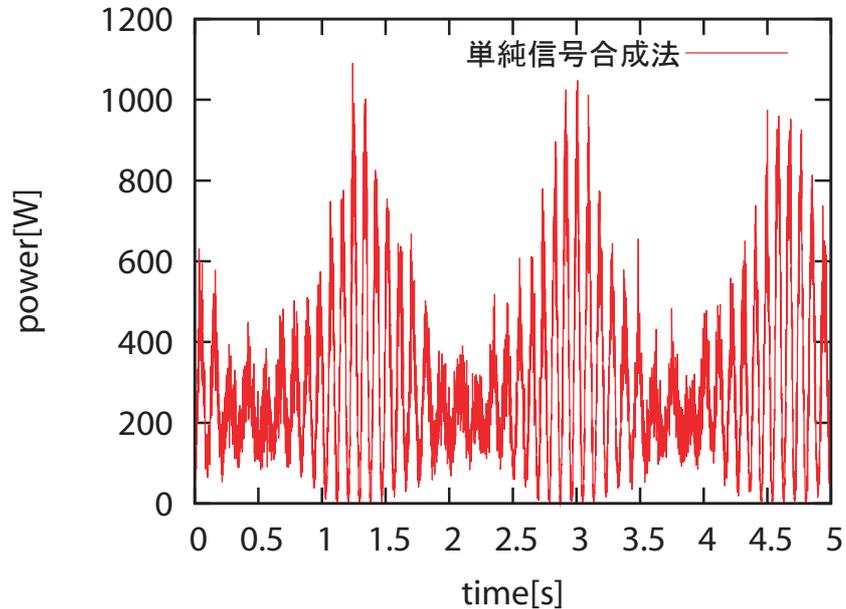


図 5.25: 単純位相回転合成法により得られた合成信号の電力 (スピン 0.2Hz , SNR20[dB])

法を用いると信号が瞬断されてしまい，ロケットのスピン運動に対応することができない．

そこで次にスピンへ対応した合成手法として考案した瞬間位相回転法とフィードバック位相回転合成法を用いて復号を行う．単純位相回転合成の計算と同様に，スピンを 0.2[Hz] , 1ms 積算後のそれぞれの信号の SNR を 20[dB] として計算を行った．また，フィードバック位相回転合成のループ帯域は 100Hz とし，回転に用いるループフィルタは 1 次のもを用いた．この時瞬間位相回転合成法及びフィードバック位相回転合成法を用いて合成された信号の電力は図 5.26 と図 5.27 の示すようになった．

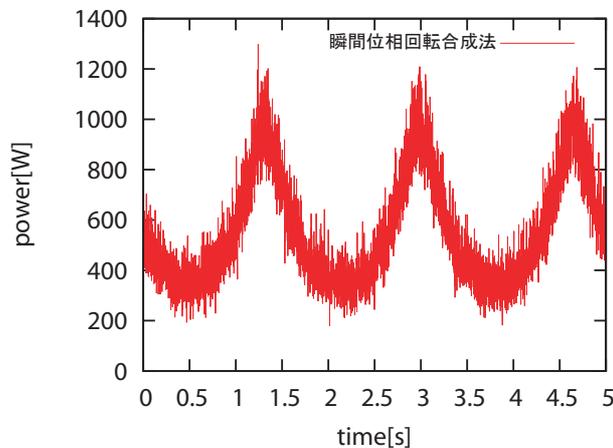


図 5.26: 瞬間位相回転合成法により得られた合成信号の電力 (スピン 0.2Hz , SNR20[dB])

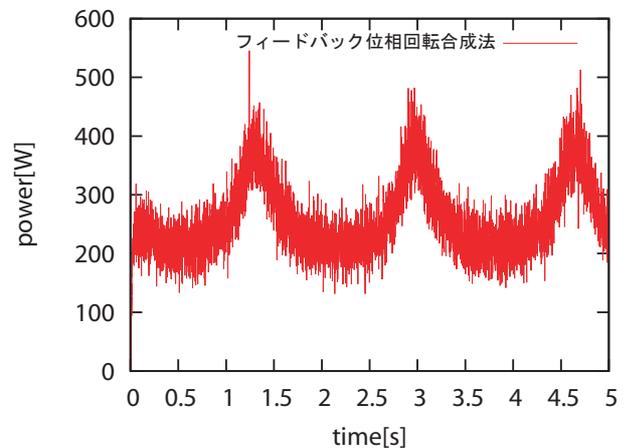


図 5.27: フィードバック位相回転合成法により得られた合成信号の電力 (スピン 0.2Hz , SNR20[dB])

5.7 複数アンテナシステムの数値シミュレーション

図 5.25 と、図 5.26 及び図 5.27 を比較するとヌルによる信号同士の打消の問題が改善されていることが分かる。瞬間位相回転合成法はその瞬間の 3 アンテナの信号全ての位相を揃えて足し合わせるため、合成信号の電力は各信号電力の和となる。次に、単純信号合成法と瞬間位相回転法とフィードバック位相回転合成法それぞれの方法を用いて復号を 5 秒間行った時の位相回転効率の図??と航法メッセージ復号エラー回数の図 5.29 を示す。位相回

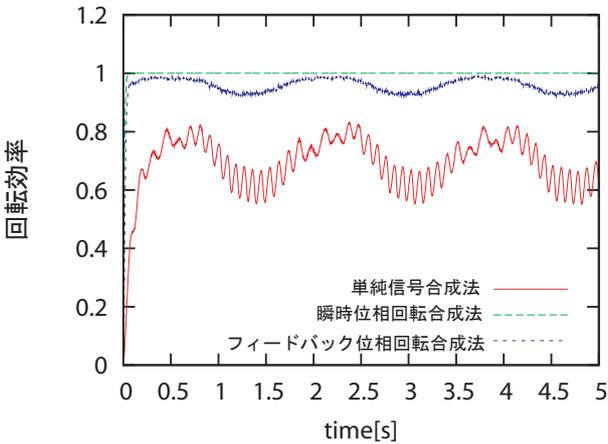


図 5.28: 信号の位相回転効率 (スピン 0.2Hz , SNR20[dB])

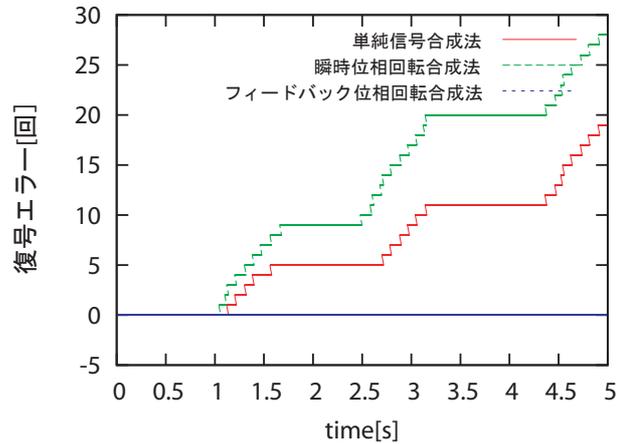


図 5.29: 合成信号の復号エラー回数 (スピン 0.2Hz , SNR20[dB])

転効率の式は回転後の信号がどの程度平行に近づいているかを表す指標である。値が 1 に近づくほど平行に近づいたことを表す。単純合成法と瞬間位相回転合成法を用いたときは

$$Ef = \frac{|S_{pr}|}{|S_{ant1}| + |S_{ant2}| + |S_{ant3}|} \quad (5.17)$$

と表される。また、フィードバック位相回転合成法を用いたときは

$$Ef = \frac{|S_{pr}|}{(|S_{ant1}|^2 + |S_{ant2}|^2 + |S_{ant3}|^2) / (|S_{ant1}| + |S_{ant2}| + |S_{ant3}|)} \quad (5.18)$$

と表せられる。図 5.28 から分かるように、瞬間位相回転合成は全ての信号の位相を同じとするように回転角を決めているため、効率は 1 となる。また、単純信号合成は回転処理を行わないため、並行効率が悪い事が分かる。また、フィードバック位相回転合成法は瞬間位相回転合成法よりは低いものの、精度良く平行化されていることが分かる。

次に、図 5.29 から瞬間位相回転合成法では復号エラーを生じてしまうことが分かる。エラーが生じているのはいずれも 2 つのアンテナからの信号が大きい時である。このエラーの原因は 4 章で述べたとおりである。

また、単純信号合成法及びフィードバック位相回転合成を用いた時の合成信号の SNR を図 5.30 に示す。フィードバック位相回転合成の SNR は各アンテナの信号の SNR の和となる。一方単純信号合成は SNR が低くなっている。したがって、フィードバック位相回転合成は最大比合成を行えていると言え、適切な信号合成法である。

以上から 3 つの合成法のうち最もロケットの回転運動に強い信号合成法はフィードバック位相回転合成法と言える。したがって本章における以降の数値シミュレーションではフィードバック位相回転合成法を用いる。

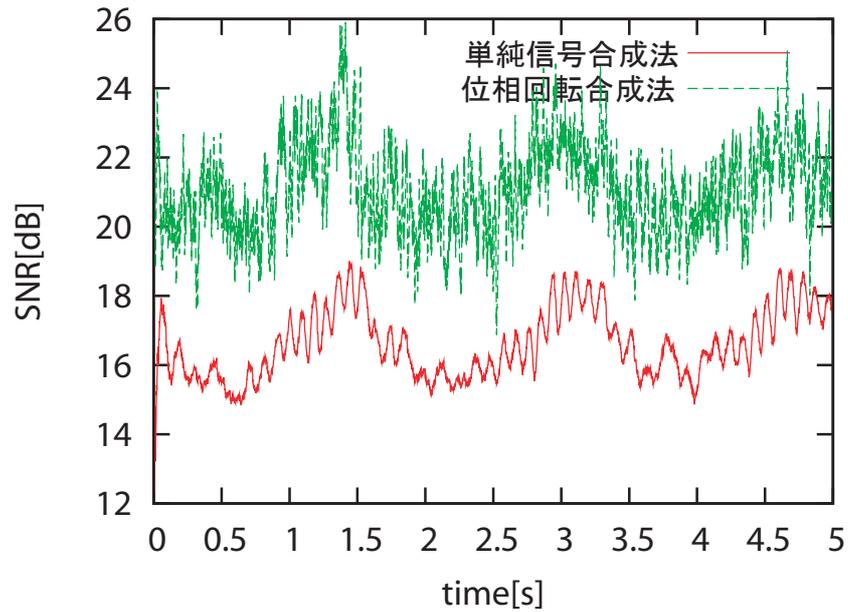


図 5.30: 単純位相回転合成法及びフィードバック位相回転合成法を用いて求めた合成信号の SNR(スピン 0.2Hz , SNR20[dB])

次に提案した 2 種類の復号アルゴリズムの比較を行う．図 5.31 と図 5.31 はそれぞれ FLL の誤差周波数の小さい時の復号アルゴリズムを用いた時の *phaseshift* 値と FLL の誤差周波数を考慮した復号アルゴリズムを用いた時の *phaseshift* 値の結果である．この数値計算ではロケットのスピン 0.2[Hz] , 1 アンテナの 1ms 積算後の SNR を 5 とした．図 5.31 では

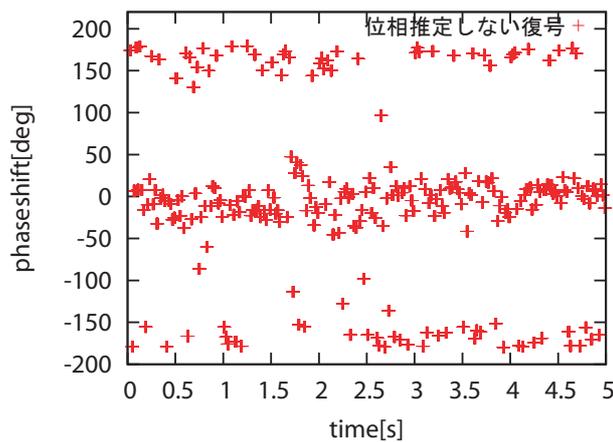


図 5.31: FLL の誤差周波数の小さい時の復号アルゴリズムを用いた時の *phaseshift* 値 (スピン 0.2Hz , SNR5[dB])

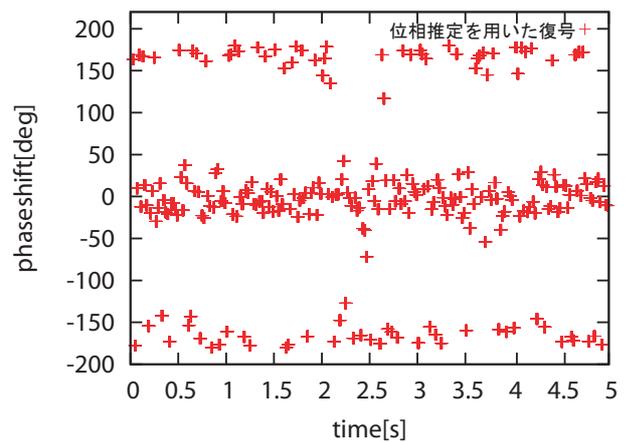


図 5.32: FLL の誤差周波数を考慮した復号アルゴリズムを用いた時の *phaseshift* 値 (スピン 0.2Hz , SNR5[dB])

phaseshift の値に散らばりが見られるのに対し，図 5.32 は散らばりが少ない．また，この時の復号エラー回数を図??に示す．したがって，FLL の誤差周波数を考慮した復号アルゴリズムが有効である事が分かった．

そこで，フィードバック位相回転合成方法と FLL の誤差周波数を考慮した復号アルゴリ

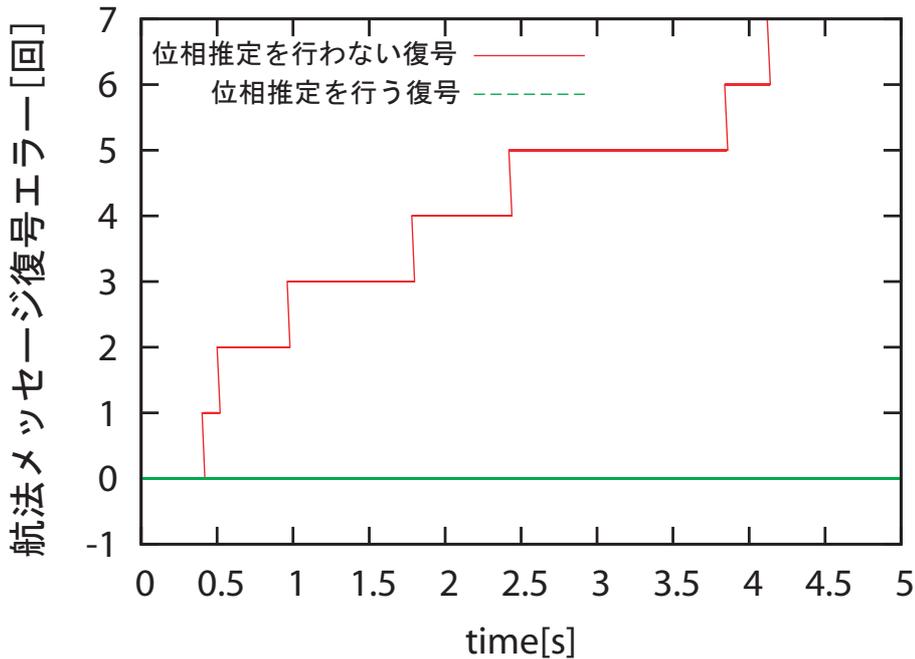


図 5.33: FLL の誤差周波数が小さい時の復号アルゴリズムとを考慮した復号アルゴリズムの航法メッセージ復号エラー回数 (スピン 0.2Hz , SNR5[dB])

ズムを用い，ロケットのスピンレートとループフィルタの帯域及び SNR を変化させて試験を行う．1 次のループフィルタを用いた時の結果を図 5.34 ，2 次のループフィルタを用いた時の結果を図 5.35 に示す．図 5.34 及び図 5.35 は 5 秒間の復号を行ったものである．また変数はロケットのスピンレート，ループフィルタの帯域，電力密度比 C/N_0 である．は 5 秒間の航法メッセージの復号エラーを生じなかった事を意味し，×は復号エラーを生じたことを意味する．

図 5.34 及び図 5.35 において C/N_0 が大きい時でもスピンレートを上げると復号エラーが生じていることが分かる． C/N_0 が大きい時に復号エラーを生じているのはいずれもループフィルタの帯域が狭い時である．これはループフィルタの入力誤差 $\Delta\phi_n$ の影響によって位相回転角に誤差を生じてしまい，各信号が平行にならなかった為であると考えられる．この事について確認をした．図 5.36 及び図??はそれぞれスピン 1[Hz]， C/N_0 77[dB-Hz] とした時に 1 次のループフィルタを用いて航法メッセージの復号を行った時のエラー回数と各アンテナの信号振幅を表す図である．図??から 1Hz で各アンテナが一周していることが伺える．帯域は $B_n = \omega_0$ であるので，図 5.36 よりエラーを生じているのは帯域が 25Hz の時である事が分かる．そこで 0.4ms から 0.7ms の区間において帯域が 25Hz の時と 100Hz の時の位相を比較する．ただし，0.4ms から 0.7ms においてアンテナ 1 の振幅は非常に小さく他に与える影響が小さいため，考えないものとする．

図 5.38 と図 5.39 はそれぞれループ帯域帯域 25Hz の時の位相回転前の信号の位相と位相回転後及び重心の位相である．図 5.38 からアンテナ 2 とアンテナ 3 の信号の位相が逆方向へ回転していることが分かる．また、位相が途中で 180 °変化する点は航法メッセージによるものである．また，回転後の位相はそれぞれの信号の位相が重心角の方向へ近づこうとしていることがわかるが，アンテナ 2 とアンテナ 3 の回転後の位相が 180 °以上離れてしま

第 5 章 ロケットスピンに対する信号位相回転合成法の検討

1D rotation

C/N0[dB-Hz]		35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	...	77
SPIN[Hz]	Band[Hz]																						
0.1	25	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	50	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	100	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
0.2	25	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	50	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	100	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
0.4	25	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	50	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	100	×	○	×	○	○	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
0.6	25	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	50	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	100	×	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
0.8	25	×	×	×	×	×	○	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○		○	
	50	×	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	100	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
1	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×		×
	50	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	100	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	○	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
1.2	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×		×
	50	×	×	×	×	×	○	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	100	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
1.4	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×		×
	50	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	100	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
1.6	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×		×
	50	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○		○
	100	×	×	×	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
1.8	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×		×
	50	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×		×
	100	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
2	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×		×
	50	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×		×
	100	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○
	200	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○		○

図 5.34: 一次のループフィルタを用いて 17-ロードバック位相回転合成を行った時の計算結果 (FLL の誤差周波数を考慮した復号アルゴリズムを利用、計算時間 5s : エラー無し x : エラー有り)

5.7 複数アンテナシステムの数値シミュレーション

2D rotation

C/N0[dB-Hz]		35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	...	77
SPIN[Hz]	Band[Hz]																						
0.1	25	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	50	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	100	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
0.2	25	×	×	○	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	50	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	100	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○
0.4	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
	50	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	100	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
0.6	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
	50	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	100	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○
0.8	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
	50	○	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	100	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○
1	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
	50	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	100	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
1.2	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
	50	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	100	○	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
1.4	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
	50	×	×	×	×	×	×	×	○	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
	100	×	○	×	○	○	×	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
1.6	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
	50	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○
	100	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○
1.8	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
	50	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○
	100	×	×	×	○	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	×	○	○	○	○
2	25	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×
	50	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○
	100	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
	200	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○

図 5.35: 一次のループフィルタを用いて 17-ロードバック位相回転合成を行った時の計算結果 (FLL の誤差周波数を考慮した復号アルゴリズムを利用、計算時間 5s : エラー無し × : エラー有り)

い、重心位相が航法メッセージによらず反転してしまっていることが伺える．この事がより分かるのがそれぞれの回転後の信号の位相と重心位相の差を計算した図 5.40 である．重心はアンテナ 1 を無視できると考えると，アンテナ 2 とアンテナ 3 の間に有り，図 5.40 から 180 °位相差が開いてしまうことが分かる．

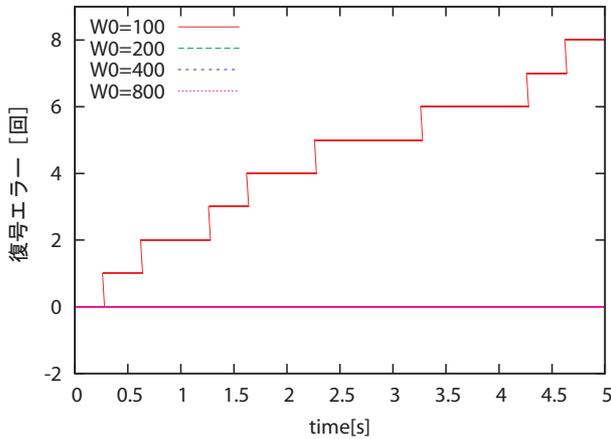


図 5.36: 1 次のループフィルタを用いた時の航法メッセージ復号エラー回数 (スピン 1[Hz] , C/N077[dB-Hz])

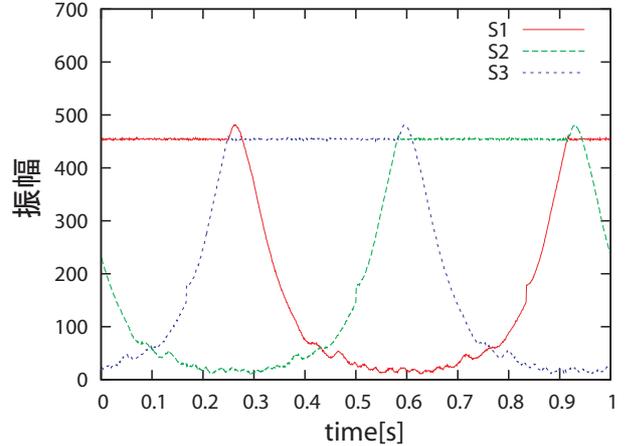


図 5.37: 1 次ループフィルタを用いた時の各アンテナの信号の振幅 (スピン 1[Hz] , C/N077[dB-Hz])

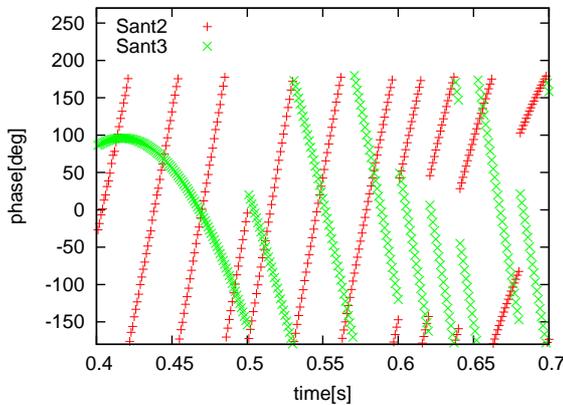


図 5.38: 1 次ループフィルタを用いた時の回転前の位相 (帯域 25[Hz] , スピン 1[Hz] , C/N077[dB-Hz])

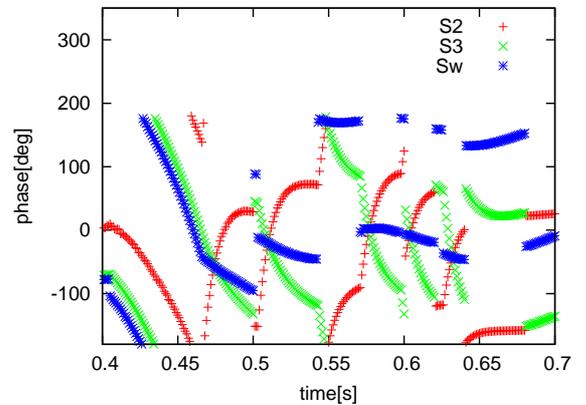


図 5.39: 一次ループフィルタを用いた時の各アンテナの信号の振幅 (帯域 25[Hz] , スピン 1[Hz] , C/N077[dB-Hz])

次に帯域を 100[Hz] にして同様に図を作成すると，図 5.41，図 5.42，図 5.43 のようになる．図 5.42，図 5.43 から回転前の信号が重心位相の方向へ回転していることが分かる．また，信号 S_2 ， S_3 の位相差は約 40[deg] となっている．1 次のループフィルタを用いた時の定常誤差は

$$e_1 = \frac{d\Delta\phi_n/dt}{\omega_0} \quad (5.19)$$

である．ここで図 5.41 より入力信号の位相の傾きはアンテナ 2，アンテナ 3 共に約 540 °/0.05[deg/s] であるので ω_0 を 400 とすると e_1 は共に約 27[deg] となるため，和をとると図

5.7 複数アンテナシステムの数値シミュレーション

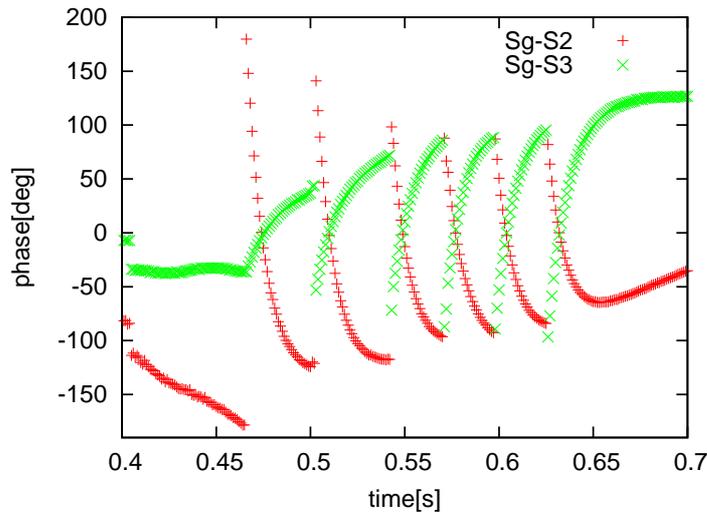


図 5.40: 一次ループフィルタを用いた時の回転後の位相と重心位相の差 (帯域 25[Hz], スピン 1[Hz], C/N077[dB-Hz])

5.43 中の定常誤差 50[deg] にほぼ一致すると言える．同様の計算を先のループ帯域である $\omega_0 = 100$ の時の結果に当てはめると, 約 108[deg] となり, このため重心角の方向を一定に保てない．

帯域を広くすると雑音に弱くなるが, 帯域を狭めるとこのような定常誤差により, フィードバック位相回転合成法はうまく機能しない事が確認できた．したがって次に 2 次ループフィルタを用いて検証を行う．

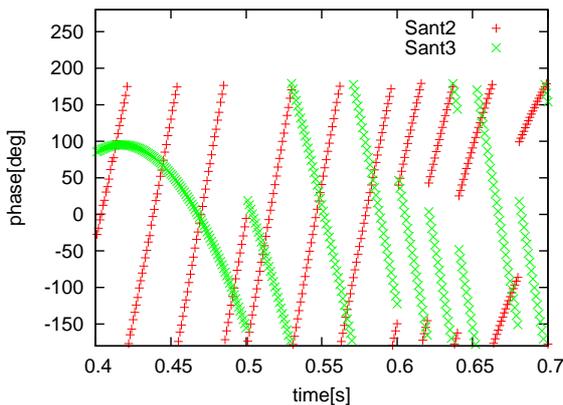


図 5.41: 一次ループフィルタを用いた時の回転前の位相 (帯域 100[Hz], スピン 1[Hz], C/N077[dB-Hz])

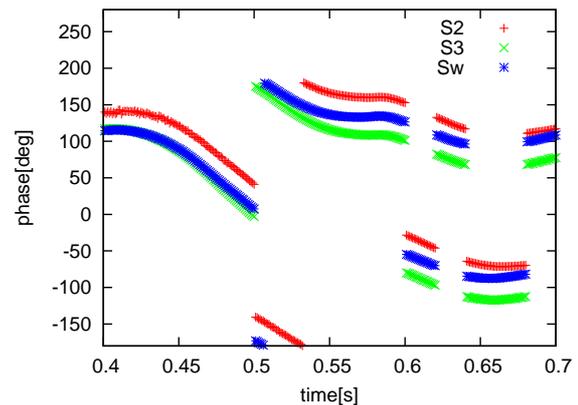


図 5.42: 一次ループフィルタを用いた時の回転後の位相と重心位相の差 (帯域 100[Hz], スピン 1[Hz], C/N077[dB-Hz])

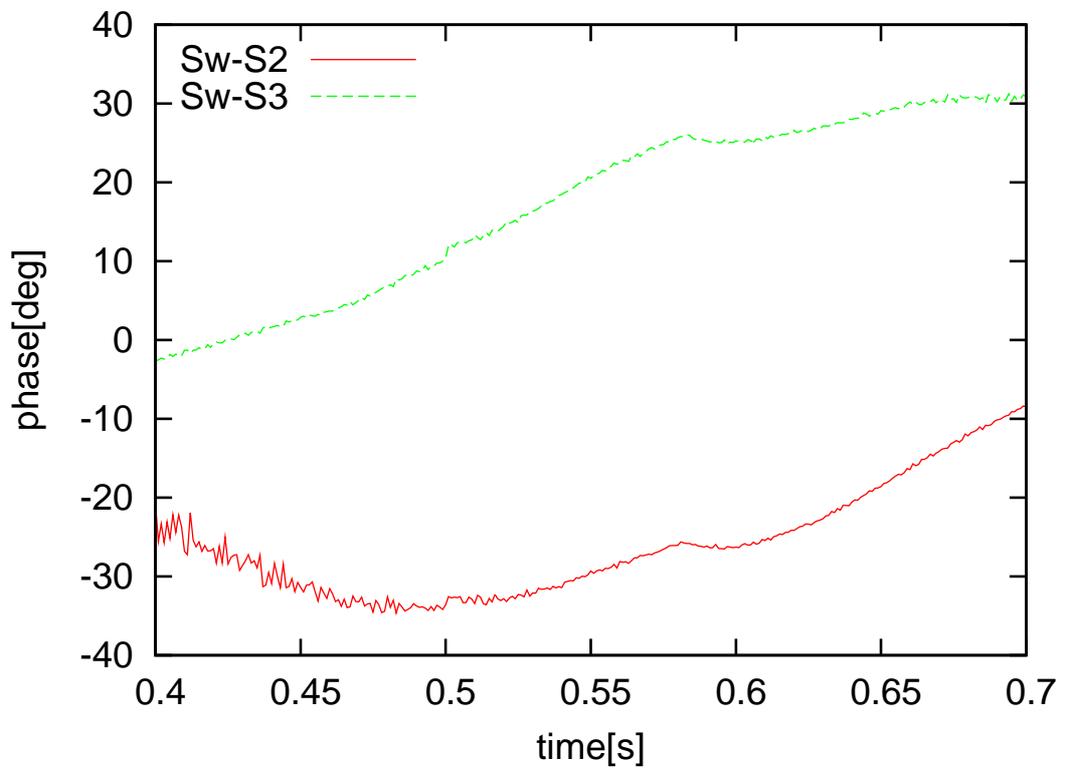


図 5.43: 一次ループフィルタを用いた時の回転後の位相と重心位相の差 (帯域 100[Hz] , スピン 1[Hz] , C/N077[dB-Hz])

5.7 複数アンテナシステムの数値シミュレーション

2次のループフィルタを用いた結果をまとめる．ループフィルタの帯域を 25[Hz]，ロケットスピンを 1[Hz]，C/N0 を 77[dB-Hz] として航法メッセージの復号エラーの図 5.44 と各アンテナから得た信号の振幅の図 5.45 を得た．2次のループフィルタを用いたとき，帯域は $B_n = 0.53\omega_0$ である．図 5.44 から帯域が 25Hz の時復号エラーを生じていることが確認できる．また，帯域が 50,100,200 の時復号のエラーを生じていないことが確認できる．そこで復号エラーの生じている 0.4ms から 0.7ms の区間において，帯域が 25Hz の時と 100Hz の時の各信号の位相を図にまとめた．

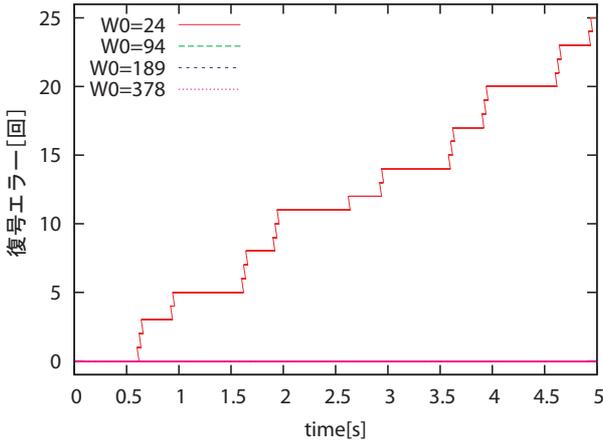


図 5.44: 2次ループフィルタを用いた時の航法メッセージ復号エラー回数 (帯域 25[Hz]，スピン 1[Hz]，C/N077[dB-Hz])

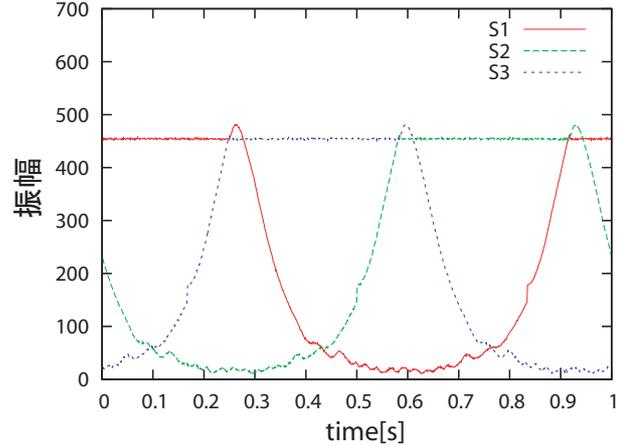


図 5.45: 2次ループフィルタを用いた時の各アンテナの信号の振幅 (スピン 1[Hz]，C/N077[dB-Hz])

図 5.46 及び図 5.47 は 2次のループフィルタを用いた時の回転前の信号の位相と，回転後の信号の位相及び重心位相である．また，図 5.48 は回転後の信号 S_2 ， S_3 と重心位相 S_w の差を表したものである．帯域 25Hz では出力である回転角が発散している．また，帯域 100Hz の場合でも図 5.51 から定常誤差が生じていることが分かる．入力信号の位相差は図 5.49 から一定の角速度で変化していることが分かる．したがって 2次のループフィルタを用いると一般的には定常誤差を生じない．しかし，このアルゴリズムでは回転後の信号から重心位相を計算しているために，不安定となっていると考えられる．したがってロケットへ搭載するアルゴリズムとして不適當であるという結論を得た．

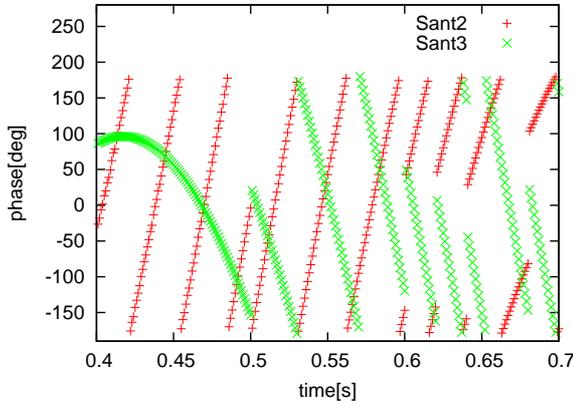


図 5.46: 2 次ループフィルタを用いた時の回転前の位相 (帯域 25[Hz], スピン 1[Hz], C/N077[dB-Hz])

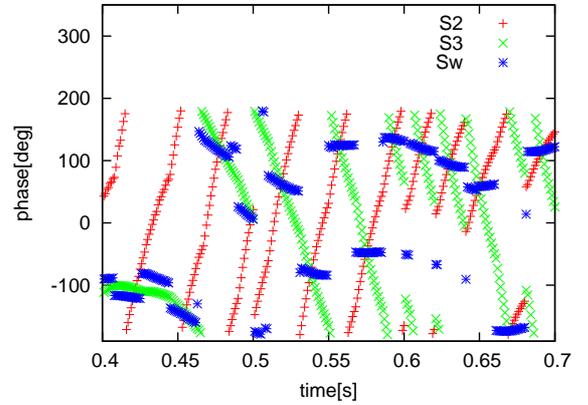


図 5.47: 2 次ループフィルタを用いた時の回転後の信号と重心の位相 (帯域 25[Hz], スピン 1[Hz], C/N077[dB-Hz])

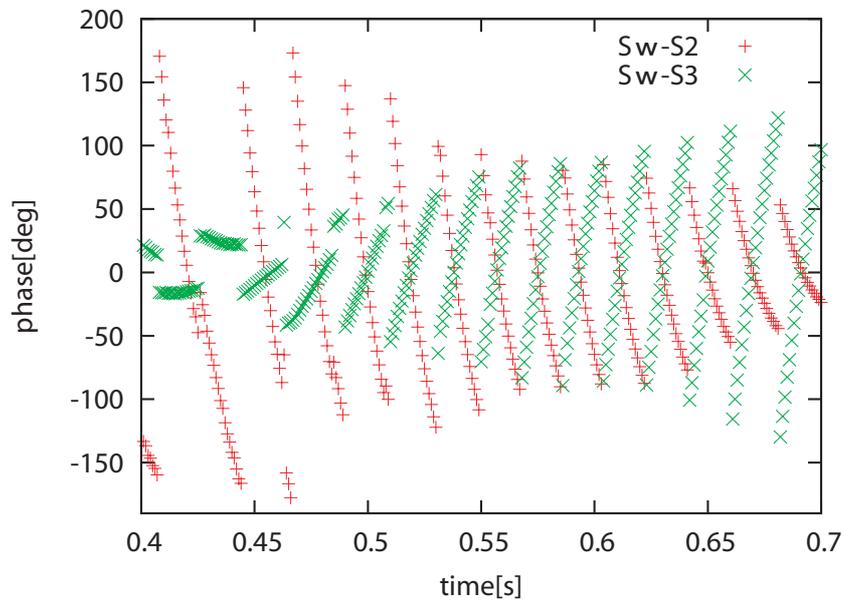


図 5.48: 2 次ループフィルタを用いた時の回転後の位相と重心位相の差 (帯域 25[Hz], スピン 1[Hz], C/N077[dB-Hz])

5.7 複数アンテナシステムの数値シミュレーション

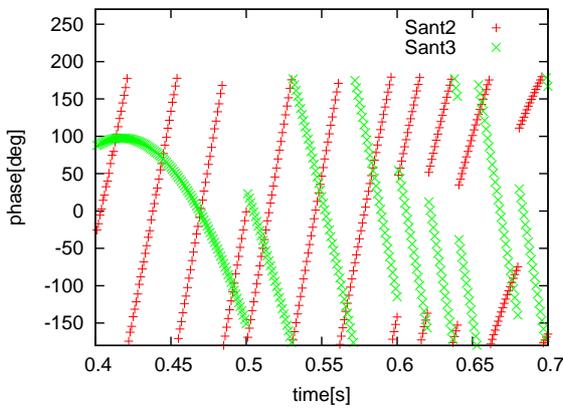


図 5.49: 2次ループフィルタを用いた時の回転前の位相 (帯域 100[Hz], スピン 1[Hz], C/N077[dB-Hz])

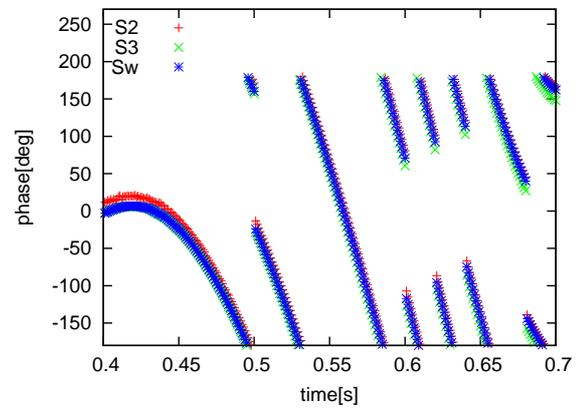


図 5.50: 2次ループフィルタを用いた時の回転後の信号と重心の位相 (帯域 100[Hz], スピン 1[Hz], C/N077[dB-Hz])

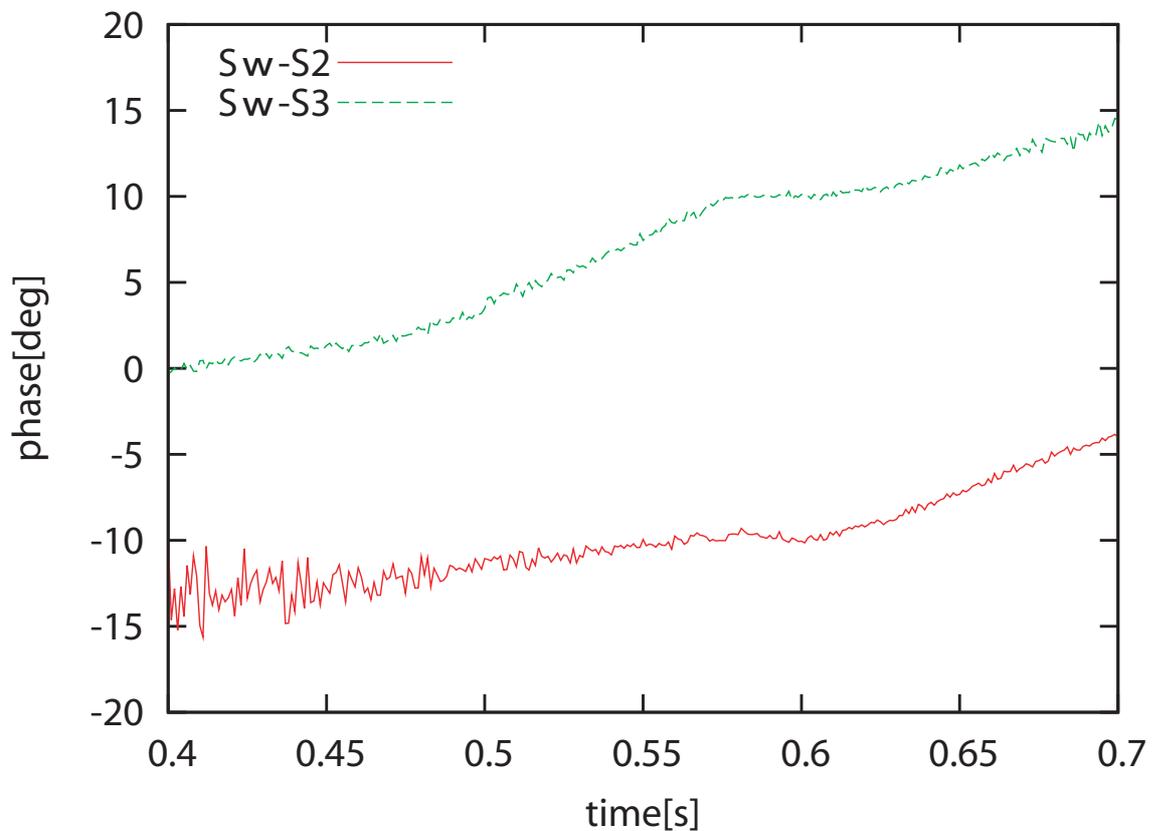


図 5.51: 2次ループフィルタを用いた時の回転後の位相と重心位相の差 (帯域 100[Hz], スピン 1[Hz], C/N077[dB-Hz])

第6章 整合フィルターを用いた復号の検討

ロケットは姿勢制御のためにスピンを行うものがある．本章ではそうしたスピンを行うロケットを対象とし，スピンを伴う飛行中でも測位を行うことのできるアルゴリズムの提案と，数値シミュレータによる検証を行う．

6.1 アルゴリズムの設計

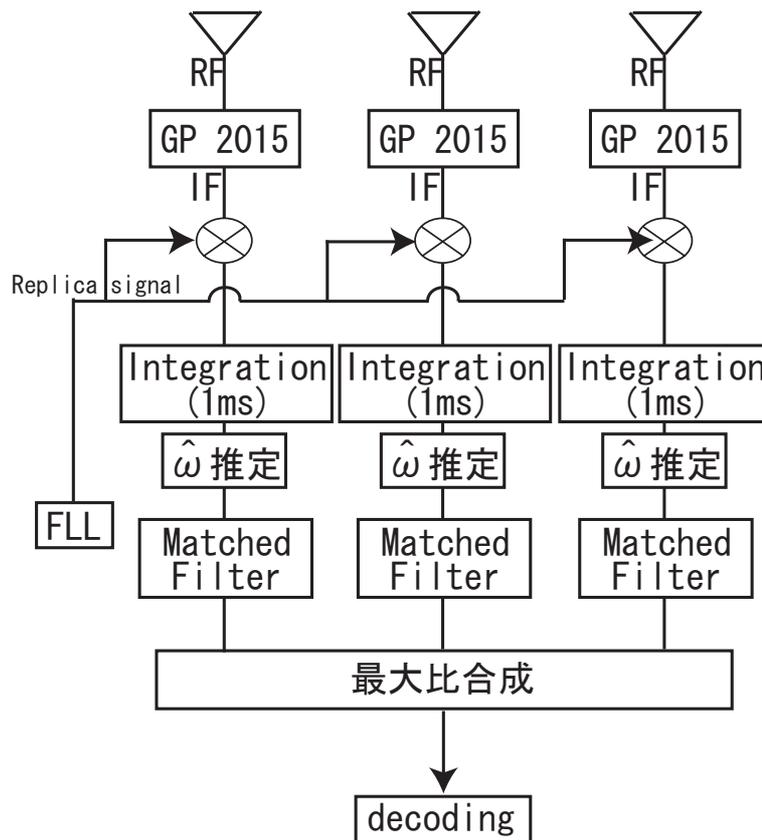


図 6.1: 整合フィルターを用いた復号システムのブロック図

図 6.1 が符号フィルターを用いた復号システムのブロック図である．位相回転合成手法では合成信号を用いて搬送波を追尾し，航法メッセージの復号を行ったが，この整合フィルターを用いた手法は搬送波の追尾方法は検討中である．先の位相回転合成法によって計算

6.2 航法メッセージの復号

された合成信号を用いて搬送波を追尾する，最も強いアンテナの信号をスイッチさせる事で追尾を行う，図 6.1 中の最大比合成後の信号を用いて追尾を行う等を考えている．

さて，復号のアルゴリズムの説明を行う．アンテナから受信した各信号 S_{antn} に対して， A_{NI} 及び A_I を計算する事を 4 章で述べた．信号電力が大きい場合， A_{NI} と A_I の大小関係によって航法メッセージの反転を判定する．そこで，ロケットの側面へ複数個のアンテナを設置した時に，各アンテナの信号から A_{NI} と A_I を計算することにより，航法メッセージの復号を行う事を考える．航法メッセージの復号を行う時，より信号電力の大きな信号に重みを置くべきである．そこで以下の式を提案する．

$$\begin{aligned} NI &= S_1 A_{NI,1} + S_2 A_{NI,2} + S_3 A_{NI,3} \\ I &= S_1 A_{I,1} + S_2 A_{I,2} + S_3 A_{I,3} \end{aligned} \quad (6.1)$$

ただし， S_1 ， S_2 ， S_3 はそれぞれアンテナ 1,2,3 から受信した信号の振幅にローパスフィルターを通したものである．この式により，より信号の大きなものに重み付けを行う事ができる．そして NI と I の大小関係により航法メッセージの復号を行うことができる．すなわち，NI が I より大きいとき，航法メッセージの信号は同じ値を送ったと判断し，NI が I より小さいとき，航法メッセージの信号が反転したと判断できる．これをもとに復号を行った．

6.2 航法メッセージの復号

この手法の BER(Bit Error Rate) の計算を行った．その時の結果を図 6.2 に示す．ここで，図 6.2 中における 1 アンテナとは全方位同じ利得のアンテナを 1 つロケットの側面へ設置しロケットを 0.1[Hz] でスピンさせたものである．3 アンテナ同パターンとは，同じ利得のアンテナパターンを 3 つ図 4.2 の様に配置し，0.1[Hz] でロケットをスピンさせた時のものである．また 3 アンテナとは，図 4.1 のパターンを用いて図 4.2 の様にアンテナを配置し 0.1[Hz] のスピンをさせたものである．全方位同じ利得のパターンのアンテナの利得は，図 4.1 における最大利得の 4 を用いている．

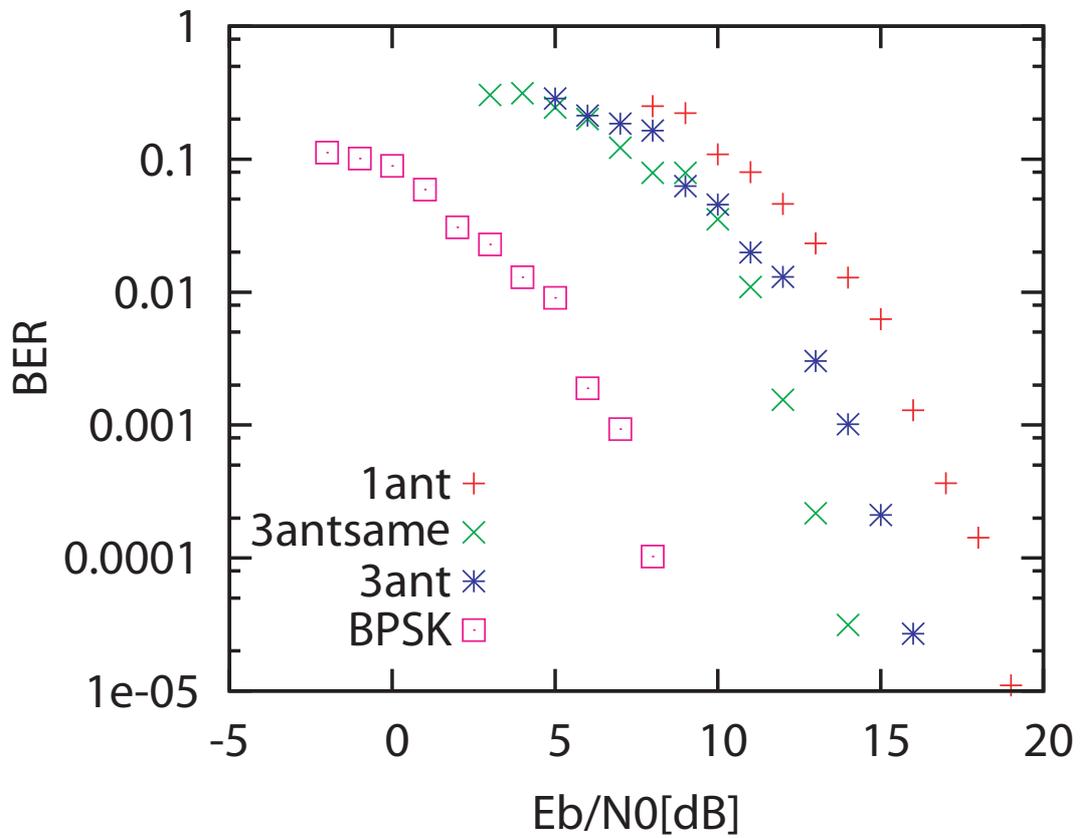


図 6.2: 航法メッセージの BER 計算 (スピン 2.0Hz)

第7章 まとめ

本論文では、スピンを伴いながら飛翔するロケットへ搭載する GPS 受信機のアルゴリズムの開発について述べた。ハイダイナミクスの問題とスピン運動に対して解決策を提案した。また、提案したアルゴリズムをプログラムベースの GPS 受信機へ搭載することにより開発コストを抑えることができることも述べた。

ハイダイナミクス対応の受信機を開発するために、搬送波追尾ループをハイダイナミクスに脆弱な PLL から堅牢な FLL にすることでダイナミクスにロバストにすることができる。

一方、スピンの問題は、複数個のアンテナをロケット側面へ設置し、各アンテナから得た信号を適切に合成することにより、航法メッセージを取り出す手法を提案した。

シミュレーションの位相を回転する方法では航法メッセージを復号するために、航法メッセージのビット同期手法、及び 2 種類の復号方法を述べた。また、信号の最適な合成手法について述べた。そして、そのアルゴリズムを用いて航法メッセージの復号を行った結果、次期固体ロケットへこのシステムを利用することが難しいことが確認された。これはロケットが 2 Hz という非常に高速でスピンするために、位相推定誤差回転が大きくなり、結果、位相回転合成法の定常誤差が 180° を超えてしまったことに起因する。したがって位相を回転して合成する手法を次期固体ロケットへ搭載することは難しいという事が確認された。

また、シミュレーションにて整合フィルターを用いた復号手法を用いると、精度良く復号できることも確認された。

今後の課題はこの整合フィルターの信号追尾の最適な方法を絞り込み実装する事、及びその時のハイダイナミクスとスピンの問題に対する定量的な評価を行うことである。

謝辞

ロケット搭載用 GPS 受信機という，幅広いテーマにまたがった非常に興味深い研究の場を与えてくださった東京大学大学院工学系研究科電気系工学専攻 齋藤宏文教授に御礼申し上げます．問題に躓く度，的確なご指導を頂きました．また，夜遅くまで，時には週末にまで相談に乗って頂きました．教授との時間は非常に有意義で，沢山の知性に触れることができ，研究活動を非常に楽しむことができました．本当に感謝しております．

また，研究の過程で非常に多くの方々との出会いもありました．東京海洋大学大学院海洋科学技術研究科 衛星測位工学研究室の海老沼拓史准教授には，GPS 受信機システムに限らず，物事へのアプローチの仕方等の根本的な姿勢を教わりました．人生の糧にしたいと思います．また，スペースリンク株式会社の阿部俊雄様，JAXA の田中 孝治先生にも大変お世話になりました．ハードウェアを実際に使い，物づくりの楽しさを教えていただきました．また，実際に打ち上げることは出来なかったものの観測ロケットという機会において様々な分野の専門家の方々に出会い，貴重なアドバイスを頂きました．皆様心から感謝しております．

最後に，齋藤研究室のみんな，本当にありがとう．中邨先輩には研究の手ほどきを，加藤先輩には励ましを元気を，播磨先輩にはグローバルな視点を，山崎君には元気を頂きました．

2年間という短い期間でしたが皆様本当にありがとうございました．

学会・研究会等

三吉崇大，齋藤宏文，海老沼拓史，“ロケットのスピン運動に対応した GPS 信号合成アルゴリズムの開発”，宇宙航空エレクトロニクス研究会 (SANE)，相模原，2009 年 08 月

三吉崇大，齋藤宏文，海老沼拓史，“GPS Signal Tracking on Spinning Vehicles with Antenna Diversity Techniques”ION GNSS，savanna，2009 年 09 月

三吉崇大，齋藤宏文，海老沼拓史，“ロケットのスピン運動に対応した GPS 信号合成アルゴリズムの特性評価”，宇宙航空エレクトロニクス研究会 (SANE)，長崎，2010 年 01 月

参考文献

- [1] P. Misra and P. Enge:“精説 GPS 基本概念測位原理信号と受信機,” 正陽文庫,2004.
- [2] 楠 知通:“スピンを伴う飛翔体に搭載可能な GPS 受信機の研究”,2008.
- [3] Irfan Ali ,Pierino G. Bonanni, Naofal Al-Dhahir and John E. Hershey “Doppler Applications in Leo Satellite Communication Systems”,KAP,pp39-51
- [4] Seok Bo Soon,II Kyu Kim, Sang Heon Oh, Se Hwan Kim, Young Baek Kim, “Commercial GPS Receiver Design for High Dynamic Launching Vehicles”, The 2004 International Symposium on GNSS/ GPS Sydney, Australia 6-8 December 2004
- [5] Oliver Montenbruck, Markus Markgraf, Peter Turner, Wolfgang Engler, Gunter Schmitt, “GPS Tracking of Sounding Rockets - A European Perspective”, ESA Workshop on Satellite Navigation User Equipment Technologies NAVITEC'2001, ESTEC Noordwijk,10-12 Dec.2001
- [6] Ariovaldo Felix Palmerio, Eduardo Dore Roda, Peter Turner, Wolfgang Jung, “Results From The First Flight Of The VSB-30 Sounding Rocket”,17th ESA Symposium on European Rocket and Balloon Programmes and Related Research, Sandefjord, Norway,30 May - 2June 2005
- [7] Kent Krumvieda, Premal Madhani, Chad Cloman, Eric Olson, John Thomas, Penina Axelrad, Wolfgang Kover, “A Complete IF Software GPS Receiver: A Tutorial about the Details”
- [8] Phillip W. Ward “Performance Comparisons Between FLL, PLL and a Novel FLL Assisted-PLL Carrier Tracking Loop Under RF Interference Conditions”