

GPS測位におけるマルチパス
の影響の研究

平成13年度
(2001)

東京商船大学大学院
商船学研究所
海洋情報システム工学専攻

館田良文

目次

1. 序論	1
1.1 研究の背景	1
1.2 信号処理によるマルチパス誤差の軽減方式とその課題	3
1.3 研究の概要	4
2. コード波形の観測	7
2.1 衛星信号の特性	7
2.2 C/A コード信号のC/N比	8
2.3 コード波形観測の原理	9
2.4 C/A コード波形観測で得られる波形	15
2.5 受信機の構成と動作	16
2.6 コード波形の観測結果と考察	18
2.7 まとめ	19
3. コード波形と伝送系の周波数特性	21
3.1 等価な周波数特性を求める方法の検討	21
3.2 等価回路定数の決定方法	21
3.3 観測波形の解析	22
3.4 まとめ	29
4. コード追尾方式	35
4.1 コード追尾の基礎検討	35
4.2 DLLによるコード追尾	39
4.3 SCELLによるコード追尾	40
4.3.1 SCELLによる追尾方式I	41
4.3.2 SCELLによる追尾方式II	41
4.3.3 SCELLによる追尾方式III	41

4.3.4	SCELLによる追尾方式IV	42
4.4	考察	42
4.5	まとめ	43
5.	SCELLの耐マルチパス特性	45
5.1	マルチパスによるコード追尾誤差の解析方法	45
5.2	DLL方式のマルチパスによるコード追尾誤差の解析	46
5.3	SCELL方式のマルチパスによるコード追尾誤差の解析	50
5.4	まとめ	54
6.	追尾方式の違いによるDGPS測位の誤差	57
6.1	DGPS測位の誤差要因	57
6.2	コード追尾方式の違いによる誤差モデル	58
6.3	誤差の評価	60
6.4	C/Aコードの違いによるDLL方式追尾誤差	60
6.5	帯域幅の違いによるDLL方式追尾誤差	63
6.6	帯域幅の違いによるSCELL方式追尾誤差	65
6.7	追尾方式の違いによる追尾誤差I (SCELL方式-DLL方式)	66
6.8	追尾方式の違いによる追尾誤差II (SCELL方式-DLL方式)	68
6.9	追尾方式の違いによる追尾誤差III (DLL方式-SCELL方式)	68
6.10	まとめ	70
7.	結論	73
7.1	総括	73
7.2	今後の課題	74
7.2.1	実衛星C/Aコード波形の実時間観測	75
7.2.2	C/Aコード波形の実時間観測による直接波成分の推定	75
7.2.3	C/Aコード波形観測の位相成分活用	76
	参考文献	77
	GPSに関連する著者の発表	79

謝辞	81
付録A1. DLLによるコード追尾	A1
付録A2. 搬送波追尾とコード追尾	A3
A2.1 弱い信号による測位	A3
A2.2 C/Aコードの追尾特性	A4
A2.3 搬送波位相を追尾しないC/Aコード追尾	A8
A2.4 搬送波の追尾	A9
A2.5 搬送波の位相積分を利用するコード追尾	A10
A2.6 再生搬送波とコード・レプリカの引き込み	A12
付録A3. 畳み込みによるフィルタ応答波形の算出	A15
付録A4. 等価回路を計算するプログラム	A17

第 1 章

序 論

1.1 研究の背景

GPS (Global Positioning System) [1]は米国の政府が開発し、国防総省が運用している、GPS衛星 (NAVSTAR: Navigation System with Time and Ranging)を使った世界規模の測位システムである。同省がそれまで運用してきたロラン、オメガ、デッカ、NNSS (Navy Navigation Satellite System)に替わるものとして、1978年より実験衛星、1989年より実用衛星の打ち上げを開始し、1993年より正式運用に入った。ロシア連邦においてもGLONASS (Global Navigation Satellite System)と呼ばれる同様のシステムの再構築が図られている。両者とも軍用システムであるが、一部を除き信号の仕様を公開している。更に、欧州連合のGALILEO計画が開発の段階に入っており、これは民間のシステムである。

GPSはよく知られているように、衛星の信号を受信することによって高い精度で位置や時刻が決定できる。今日では、船舶や航空機の航法装置、車両の位置管理や経路案内、飛行体の姿勢検知、土木工事や水上作業の測量、地殻変動の観測、構造物の歪や揺れ監視、電離層観測、通信や天体観測の時刻同期、測定器の校正など把握できないほど様々な用途で利用されている。日本では、GPSの運用開始がきっかけになりカーナビゲーションシステムの市場が立上り広く普及し、このカーナビゲーションシステムへの搭載数が非常に多くなっている。また、日本の地理系が測地成果2000に変更されて、測地測量の分野でもGPS測量は重要な位置を占めるようになった。

GPS受信機による測位は大きく分けて、搬送波の位相を利用する干渉測位とコード位相を利用する測位の二つに分類できる。干渉測位ではセンチメートル程度の高精度測位が得られているが、衛星信号が頻繁に途切れる状況では測位できない。これに対してコード位相による測位は、干渉測位に対して精度で劣るものの、観測中の衛星信号が一時的に途切れても、1から2秒程度の短い時間で測位が可能になる。

コード位相を利用する測位は、複数の衛星について同時に、コードのタイミングによって衛星が電波を発射した時刻を測定する。更に、衛星の軌道要素と測定した時刻によって衛星が電波を発射した位置を計算し、衛星位置から観測点までの電波伝搬時間を求める。そして、この電波伝搬時間を測定した時刻に加えると、コードのタイミングを測定した瞬間のGPSタイムを求めることができる[2]。また、複数の衛星について求めたGPSタイムが一致するという条件で、最小2乗法等によって観測点の絶対位置が決定できる[3]。この内、

軌道情報、時刻補正情報、電離層情報など、GPS衛星から放送される情報だけで行う単独測位は13 m(2drms)程度の水平位置精度が得られる[4]。単独測位における誤差の大部分は、衛星から受けた情報の誤差と電離層や大気遅延の補正誤差によるものである。しかし、これらの影響は同一地域で同じなので、基準位置で衛星信号のずれを観測し、移動側でこの分を補正するDGPS(Differential GPS)測位によれば、1 m(2drms)程度の高い精度が得られる[5]。

GPS受信機では、コード・タイミングの測定は位置や時刻の精度に直接関わるので、重要な技術である。そして、このコード・タイミングの測定法として、受信機で発生したコード信号で衛星信号を追尾するDLL(Delay Lock Loop)方式[6]が広く使われている。DLLでは2つの異なるタイミングを持ったコード・レプリカを作って、このタイミング差をチップ期間 τ ないしそれ以下で一定に保つ。そして、2つのコード・レプリカと受信信号間の相関をそれぞれ求め、両者が等しくなるようにコードのタイミングを制御する(付録A1参照)。図1.1はチップ期間 τ のタイミング差を持った二つのコード・レプリカと衛星信号との相関を示す模式図で、横軸は衛星信号とコード・レプリカのタイミング差、縦軸は相関である。衛星信号とコード・レプリカのタイミングが一致すると相関は最大になり、1チップ以上離れると0になる。DLLはこの二つの相関特性が等しくなるタイミングで追尾する。

コード位相による測位の誤差要因には電離層の遅延、大気圏の遅延、軌道情報、衛星時計、受信機、マルチパスなどがある。この内、電離層の遅延、大気圏の遅延、軌道情報、衛星時計による誤差への影響はDGPS測位で除くことができる。伝送路による影響が無ければGPS受信機の測位精度は、信号処理のデジタル化と、キャリア・スムージングなどによって数センチから数十センチまで小さくすることができる[7]。(付録A2.5参照)

これに対して、マルチパスは最も厄介な誤差要因である。マルチパスはアンテナ周辺の構造物や地形によるものと、大地や海面によるものがある。マルチパスを軽減する方法としては、マルチパスの少ない位置にアンテナを設置する、アンテナの指向特性を改善する

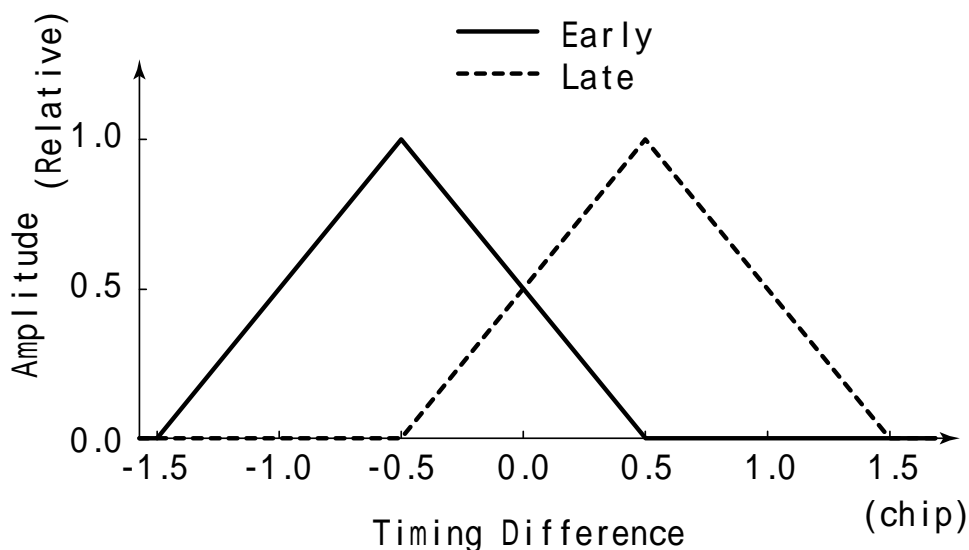


図1.1 タイミング差が1チップのC/Aコード・レプリカと衛星信号の相関

1.1 研究の背景

など、受信アンテナに関わる対策が基本である。大地や海面による成分は、チョークリングなどのグラウンド・プレーンを設けて、低仰角のアンテナ利得を制限することで改善できる。

しかし、移動体で測定する場合は周辺の電波環境が変化するため、受信アンテナでマルチパス信号を受けないようにすることは困難である。このため、移動体で使用する受信機では、信号処理でマルチパスの影響を軽減する技術が有力である。定点観測においても、アンテナに対する対策に加えて、受信機の信号処理を組合せる事で更に良い結果が得られる。

1.2 信号処理によるマルチパス誤差の軽減方式とその課題

図 1.2 はマルチパスの影響を受けた相関特性を示す模式図である。この図では、直接波に対して反射波の振幅比が 0.5、遅延が 0.25 チップであるとして、搬送波の位相が逆の場合について示している。更に、コード・レプリカのタイミング差が 1 チップの DLL で追尾した場合の誤差も記入している。

このようなマルチパスに対しては、簡易な追尾回路でありながらコード・レプリカのタイミング差を図 1.3 に示す様に小さくした DLL 方式 [8] [9] によって誤差を軽減できる。このタイミング差を小さくする DLL 方式では、衛星信号が通過するフィルタの帯域幅を、チップ・レートに比べ広くしている。論文 [8] [9] では受信機の帯域特性を基に相関器の応答波形を推定し、この応答波形によってマルチパスによる影響を検討している。類似の方式で、遅延の大きな反射波による影響を更に改善できる方法 [10] が発表されている。しかし、これらの方式は、直接波よりも強い反射波に対して弱いという課題 (I) がある。

これらの DLL を改良した方式よりも更に規模の大きい回路になるが、衛星信号と再生コー

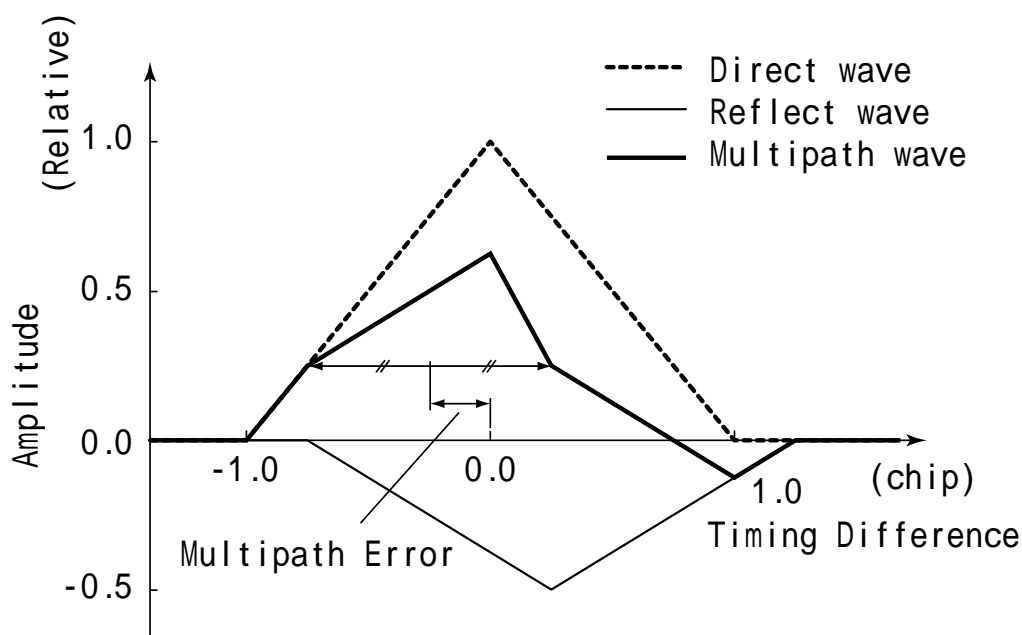


図 1.2 マルチパスの影響を受けた相関特性

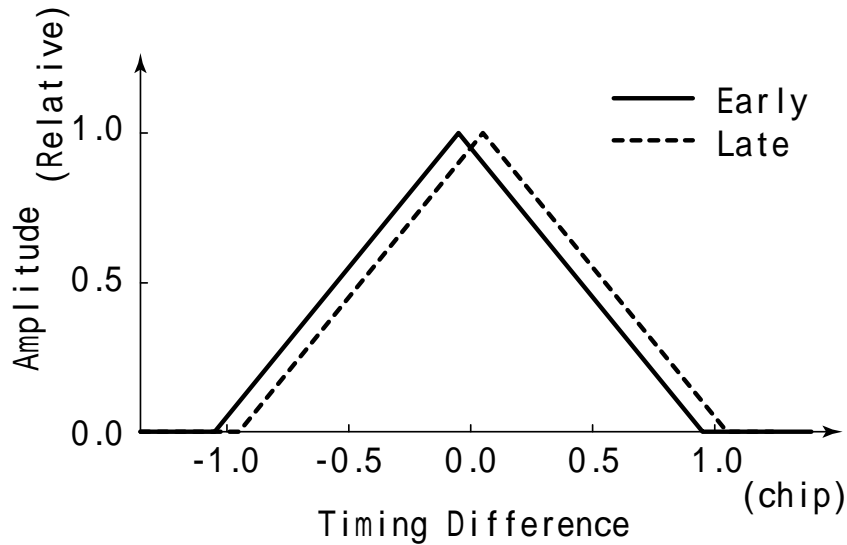


図 1.3 タイミング差が 0.1 チップの C/A コード・レプリカと衛星信号の相関

ドの相関を複数のタイミングで評価し、信号処理によってマルチパス信号を推定して排除を試みる方式[11]によって、課題(I)の解決を図る事ができる。この方式では、相関をできるだけ多くのタイミングで同時に評価する事によって、図 1.2 に示すようなマルチパスの影響を受けた相関特性の形を観測して直接波を推定する。しかし、この方式ではマルチパスの影響が傾きの変化として現れるので、マルチパスの影響を正確に把握し難いという課題(II)が有る。

1.3 研究の概要

本研究は、コードを利用する DGPS 測位で得られる位置精度を向上するために、その主な誤差要因となっているマルチパスの影響の軽減について検討した。この取り組みでは、前節に示した簡易な追尾回路の課題(I)と高機能の信号処理における課題(II)の解決を目指した。この結果として、両者の改善方法の提案とその可能性について明らかに出来た。

第2章では、マルチパスが測位に及ぼす影響をより正確に検討するために、コード追尾回路が入力するコード信号波形を観測する方法を検討した。結果として、サンプリング・オシロ・スコープと相関器の原理を組み合わせることで GPS 衛星の C/A コード波形を直接観測する方法を確立した。更に、この観測原理に基づいて C/A コード波形を観測する GPS 受信機を試作し、実衛星の C/A コード波形を観測した。実衛星を観測して得たコード波形にはマルチパスによる乱れが含まれており、遅延の大きな所により多くマルチパスの影響が現れることが判明し、このコード波形の観測方法を利用すればマルチパスの影響が軽減できる可能性があることが明らかになった。観測で得た波形は、衛星から受信機側のコード追尾回路までの伝送系を通過した結果で、伝送系全体のステップ応答特性になっている。

第3章では、このステップ応答から伝送系全体の等価的な周波数特性を求める方法を検討し、試作した受信機におけるコード追尾の入力までの総合的な帯域特性を求めた。そし

1.3 研究の概要

て、試作した受信機の受信帯域幅を変えて、得られるコード波形の変化を解析し、観測したステップ応答で伝送系全体の周波数特性を調べることができることを示した。これによって、受信機のコード追尾回路の入力におけるコード波形と伝送系全体の周波数特性を関連付け、現実に即した形でマルチパスの影響を評価・解析できるようになった。

C/A コード波形を観測する際に、受信機で発生したコード・レプリカと関連付けて衛星信号の瞬時値をサンプリングすると、コード波形の立ち上がり部分では僅かなタイミングの違いで大きく振幅が変化する。第4章では、この性質を利用してコードを追尾する、SCELL (Sampled Code Edge Lock Loop) と称する4つの新しいコード追尾方式Ⅰ～Ⅳを提案し、マルチパス誤差を軽減できることを示した。提案したSCELLコード追尾方式Ⅲは、DLL方式において比較する再生コードの時間差を小さくしたコード追尾の改良[8][9]と同様に、マルチパスの影響を軽減できる。また別のSCELLコード追尾方式Ⅱ及びⅣは、文献[8][9][10]の方法では困難であった簡易な追尾回路の課題(Ⅰ)の、直接波より反射波の方が強い状況においてもマルチパスの影響が軽減できる。

第5章では、マルチパスによるDLL方式とSCELLコード追尾方式Ⅲのコード追尾誤差を解析する方法を導出し、伝送系の帯域幅と追尾方式によるコード追尾誤差を比較した。そして、伝送系の帯域幅が広い場合は、SCELLコード追尾方式Ⅲのコード追尾によってマルチパスによる誤差を軽減できることが確認できた。この性質は、2つのコード・タイミングの差を小さくしたDLLの文献[8][9]と類似していることを明らかにした。

DGPS測位では基準側と移動側で同じ特性の受信機を使用するのが好ましい。しかし、コードによるDGPS測位では、一つの基準局で測定した補正值が半径100 kmを超える範囲までも有効とされている。このような広い範囲で利用できる補正情報は、様々なコード追尾の特性を持つ受信機が利用される事になる。第6章では、特性が異なる受信機の間でDGPS測位を行う場合の誤差を、追尾方式の違い、C/Aコードの違い、受信帯域の違いについて検討した。この検討によって、衛星から受信機までの伝送帯域幅が狭い場合は、衛星側の帯域幅のバラツキに対して、SCELL方式はDLL方式に比べて誤差が多いことがわかった。しかし、GPSのC/Aコードは10 MHz以上の帯域幅を持っているので、受信機の実時間観測の位相成分活用について検討している。C/Aコード波を実時間で観測すれば、相関を複数のタイミングで評価してマルチパス成分を除くことを試みる方式[11]よりも、更に高い精度でマルチパスの反射信号を推定し排除できる可能性があり、高機能の信号処理における課題(Ⅱ)の解決策になり得ることを明らかにした。

第7章では、本研究を総括し、その中で出てきた新たな3つの課題、実衛星のC/Aコード波形実時間観測、C/Aコード波形の実時間観測によるマルチパス成分除去、C/Aコード波形観測の位相成分活用について検討している。C/Aコード波を実時間で観測すれば、相関を複数のタイミングで評価してマルチパス成分を除くことを試みる方式[11]よりも、更に高い精度でマルチパスの反射信号を推定し排除できる可能性があり、高機能の信号処理における課題(Ⅱ)の解決策になり得ることを明らかにした。

以上のように、研究によって2つの成果が得られた。まず、小規模の回路で衛星のコード信号を追尾し、マルチパスによる追尾誤差を軽減する方式において、新たに提案したSCELLコード追尾方式Ⅲは、再生コードの時間差を小さくしたDLL方式と同様に、マルチパスで生じるコード追尾の誤差を軽減できる。更に、直接波より反射波が強いような状況では、比較する再生コードの時間差を小さくしたDLL方式では誤差を軽減できないが、新たに提案

した SCELL コード追尾方式 II 及び IV により軽減できることを示した。

次に、衛星信号のコード波形を実時間で観測できる受信機が実現できることを示した。この受信機は、マルチパスの信号を直接観測できるので、相関を複数のタイミングで評価する方式[11]よりも高い精度でマルチパスの反射信号を推定できるはずであり、この方式以上に軽減できるようになる可能性を示すことができた。

第 2 章

コード波形の観測

マルチパスがコード追尾に及ぼす影響を解析するには、コード追尾回路の入力信号波形を知る必要がある。受信機の帯域特性がわかっているならば、このコード信号の波形は計算で求めることができる。この時、送信されるコード信号の帯域が十分広い場合は簡単であるが、受信帯域が送信帯域に近くなると送信の帯域特性も無視できない。GPS衛星におけるC/Aコード (Clear and Acquisition または Coarse and Access) の帯域は 20 MHz 程度であると言われているが、仕様は入手できていない。コード追尾回路の入力コード波形を観測すれば、衛星から受信機まで伝送系全体の帯域特性が推定できるので、マルチパスによる影響を的確に知る事ができる。また、GALILEO計画によると帯域が制限されたコードも送信されるので、C/Aコード以上にコード波形観測の意義は高くなると思われる。

本研究はGPS衛星のC/Aコードを例として、実衛星信号のコード波形を観測する方法を提案し、これに基づいて試作した受信機で波形を観測して、伝送系の帯域特性を調べた。以下に、衛星信号の基本的な特性、本研究で提案するコード波形の観測原理、試作した受信機の構成と動作、試作した受信機による波形観測結果及びその考察について記す。

2.1 衛星信号の特性

GPS衛星が送信する信号の仕様は、ICD-GPS-200Cドキュメントに詳しく示されており、受信機を設計するのに必要な情報の殆どが開示されている。GPS衛星は2001年12月現在28個運用され、L1 (1.57542 GHz) と L2 (1.2276 GHz) 2周波の電波を送信している。全ての衛星の搬送波周波数は同じで、アクセス方式はスペクトル拡散によるCDMA方式(Code Division Multiple Access)が取られている。各衛星には固有のC/AコードとP(Y)コード (Precision (Encrypted P-code)) と呼ばれるゴールド符号が定まっており、受信機はこの違いにより衛星信号を識別する。チップ・レートは前者が1.023 Mbps、後者は10.23 Mbpsである。C/Aコードのコード長は1,023で、周期は1 msである。更に、これらのコードはGPSタイムと呼ばれるシステム固有の時刻に同期している。L1では、軌道要素や衛星時刻などの情報を伝送する50 bpsの航法データと1.023 MbpsのC/Aコードで搬送波をBPSK (2相変調: Binary Phase Shift Keying)変調した信号を送信している。なお、GPSは近代化が進められており、新たな信号の追加によるシステム強化が図られつつある。

GPS衛星の識別子を n 、時刻を t 、衛星 n が送信している信号のC/Aコード成分の振幅を A_n 、航法メッセージを D_n 、C/Aコードを G_n 、搬送波の角周波数を ω_n として、衛星信号の

C/Aコード成分 $K_n(t)$ は

$$K_n(t) = A_n D_n(t) G_n(t) \cos(\omega_n t) \quad (2.1)$$

で表わすことができる。 $D_n(t)$ は伝送速度 50 bps の航法メッセージに応じて 1 と -1 に変化する信号であり、この変化タイミングは C/A コードの始まりと一致している。

衛星の送信電力は送信アンテナの利得を含め 29 dBw 程度であって、地上の受信機ではアンテナの特性や衛星の仰角などにもよるが -150 dBw ~ -160 dBw 程度の受信電力が得られる [1][4]。

2.2 C/Aコード信号の C/N 比

C/Aコード波形を観測する方法を検討するにあたり、最初に受信機で得られる C/N を求める。宇宙から到来してアンテナに誘起する実効的な雑音温度 T_a は 1.5 GHz 付近で約 35 K である。受信機の入力でみた雑音指数 F を 0.5 dB として、受信機が入力信号に付加する雑音を評価する。受信機温度 T_0 を 290 K とすると、この付加される雑音を温度に換算した余剰温度 (等価入力雑音温度とも呼ばれる) を T_e として

$$T_e = (F - 1)T_0 = (10^{0.05} - 1) \times 290 \cong 35.4 \text{ K} \quad (2.2)$$

で求めることができる [12][13]。そして、アンテナ損失 L を 0.7 dB とすると受信機のシステム温度 T_s は

$$T_s = T_a + (L - 1)T_0 + LT_e \cong 35.0 + (10^{0.07} - 1) \times 290 + 10^{0.07} \times 35.4 \cong 127 \text{ K} \quad (2.3)$$

となる。

ボルツマン定数を k で表し、C/Aコード信号を受ける際の等価雑音帯域幅 B を 2 MHz とすると、有能雑音電力 N は

$$N = kT_s B \cong 1.38 \times 10^{-23} \times 127 \times 2 \times 10^6 \cong 3.51 \times 10^{-15} \text{ W} \cong -144.6 \text{ dBw} \quad (2.4)$$

となる。従って、2.2節で説明した衛星から受けられる C/Aコード信号の受信電力を C で表すと、C/N は

$$\frac{C}{N} \cong (-150 \sim -160) + 144.6 = -5.4 \sim -15.4 \text{ dB} \quad (2.5)$$

になり、信号より雑音の方が大きい。信号波形を観測するには 20 dB 以上の C/N が欲しいので、何らかの手段が必要である。文献 [3] によると、アンテナ雑音は大地からの雑音が付加されて約 150 K になるとされており、あと数 dB 程度上乗せする必要があるかも知れない。また、受信帯域幅が広い場合は雑音電力が更に大きくなる。

C/Aコードを追尾する DLL 方式は、受信機で発生した C/Aコードのレプリカと衛星信号と

2.2 C/A コード信号のC/N比

の相関を求めて、受信機と衛星信号のコード位相差を評価している。この相関を求める処理によって、雑音などのC/Aコードと相関がない不要な成分が減衰し、C/Nが改善される。この逆拡散では30 dB程度の処理利得が得られる。

一方、サンプリング・オシロ・スコープは、観測信号に同期したサンプリング・パルスをショットキー・ダイオードのブリッジ回路に加え、観測信号の瞬時のレベルを標本化する。更に、このサンプリング・パルスの同期タイミングを少しずつ移動させると、標本化した信号は標本化のタイミングに応じて変化する低周波の信号になる。そして、このタイミングの走査によってGHzを超える高速信号の波形を観測する。

そこで、コード・レプリカと衛星信号との相関によってC/Nを改善する原理と、サンプリング・オシロ・スコープの波形を観測する原理を組み合わせれば、雑音に埋もれたC/Aコードの波形を観測できると考えて、次に示すコード波形観測の原理に到達した。

2.3 コード波形観測の原理

(2.1)式で示すように、衛星信号はC/Aコードと航法メッセージで位相変調した搬送波成分を含んでいる。コード波形を観測する受信機は、一般的な受信機と同様に、受信する衛星と同じC/Aコード $G_R(t)$ と搬送波を発生する。以降では、前者をコード・レプリカ(Code Replica)、後者を再生搬送波と呼ぶことにする。また、衛星信号のC/Aコードとコード・レプリカのタイミングが一致するように制御する信号処理をコード追尾と呼ぶことにする。コード追尾回路は衛星のコード信号を追尾するので、追尾誤差を検討するにはこのコード追尾回路の入力波形を正確に知る必要がある。なお本節では、コード・レプリカと再生搬送波のタイミングが衛星信号のコードと搬送波に正確に一致していると仮定して説明している。図2.1は $G_R(t)$ の波形を模式的に示した図である。縦軸と横軸はそれぞれ信号レベルと時刻で、衛星のC/Aコード $G_n(t)$ もまた同じ波形である。なお、C/Aコードの1チップ期間 τ は

$$\tau = \frac{1}{1.023 \times 10^6} \cong 0.9775 \mu\text{s} \quad (2.6)$$

となる。なお、 $G_R(t)$ の追尾方法については付録A1と付録A2のA2.2節に記述している。

コード追尾回路に入力する信号は、衛星信号を再生搬送波で周波数変換して衛星信号の搬送波成分を除いた、基底周波数帯域の信号である。ここで、観測する衛星信号の識別子

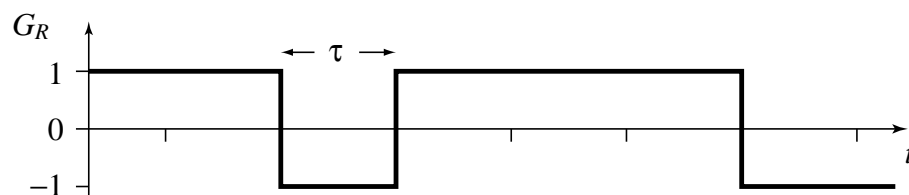


図 2.1 受信機が発生するC/Aコード波形 $G_R(t)$

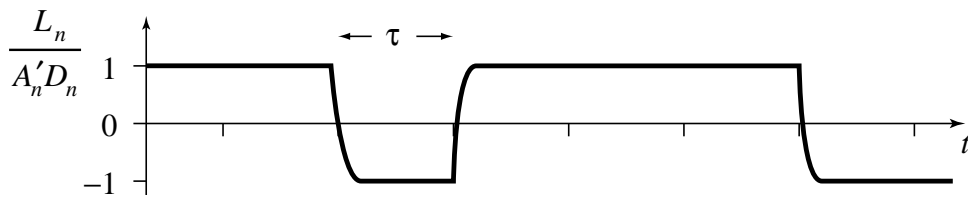


図2.2 コード追尾回路に入力するC/Aコード波形 $L_n(t)/A'_n D_n(t)$

を n 、この基底周波数帯域に変換した衛星信号のC/Aコード成分を $L_n(t)$ で表すことにする。衛星で発生した $G(t)$ は、受信機のコード追尾回路に到達するまでにフィルタなどの電子デバイスや伝搬路などを通過する。これらの伝送系を通過する際に受けた周波数歪によって、コード追尾回路に入力するC/Aコードの波形は変形している。図2.2は受信機のコード追尾回路の入力におけるC/Aコード波形を模式的に示したものである。縦軸はC/Aコード成分の振幅で規格化している。衛星からコード追尾回路までの伝送系全体に対するインパルス応答を $h(t)$ とすると、入力における基底周波数帯域の衛星信号のC/Aコード成分 $L_n(t)$ は、この $h(t)$ と $G(t)$ の畳み込みで求めることができ（付録A3参照）、次式で与えられる。ただし、本来の $h(t)$ は衛星から受信機までの100 ms程度の伝搬遅延を含んでいるが、簡単にするために以下ではこの伝搬遅延を除いている。

$$L_n(t) = A'_n \int_{t-w}^t h(t-a) D_n(a) G_n(a) da \quad (2.7)$$

ここで、 A' はC/Aコード成分の振幅で、この振幅の時間変化はC/Aコード波形を考える上で無視できるとする。また、このインパルス応答 $h(t)$ は時刻 t が w より大きくなると0とみなせるものとする。更に、この w がC/Aコードのチップ期間 τ よりも小さいとする。なお、 w が τ よりも大きくなると、C/Aコードのチップ間干渉が生じて、コード波形の観測に支障をきたす。

C/Aコード波形を観測するために、コード追尾回路に入力する信号に対して反転処理を行う。図2.3の1段目は $G_R(t)$ で、縦軸は信号レベル、横軸は時刻で目盛りはC/Aコード信号の状態が変化するタイミングである。2段目はこの $G_R(t)$ が変化するタイミングが、立ち上がりのタイミングであるか、立ち下りのタイミングであるかを識別する信号 $G_S(t)$ である。ここで、ハッチの部分は $G_R(t)$ が変化しないタイミングで、信号処理に関与しない。図2.3の3段目は、図2.2に示すコード追尾入力に $G_S(t)$ を掛けた信号で、C/Aコード波形の立下り部分が反転するため、全ての変化部分が立ち上がりの波形を示している。図2.3の4段目は、 $G_R(t)$ が反転するタイミングから r だけ遅延したタイミングに、この信号の瞬時値を標本化するパルス $P_S(t)$ である。図のパルス $P_S(t)$ に示している様に、 $G_R(t)$ が反転しないタイミングでは標本化しない。また、図2.3の3段目に示すエッジの向きを揃えたC/Aコード波形は、全ての標本化タイミング r で同じ信号レベルになる。

この反転処理を行ったコード追尾回路への入力信号を $P_S(t)$ で標本化し、C/Aコードの一

2.3 コード波形観測の原理

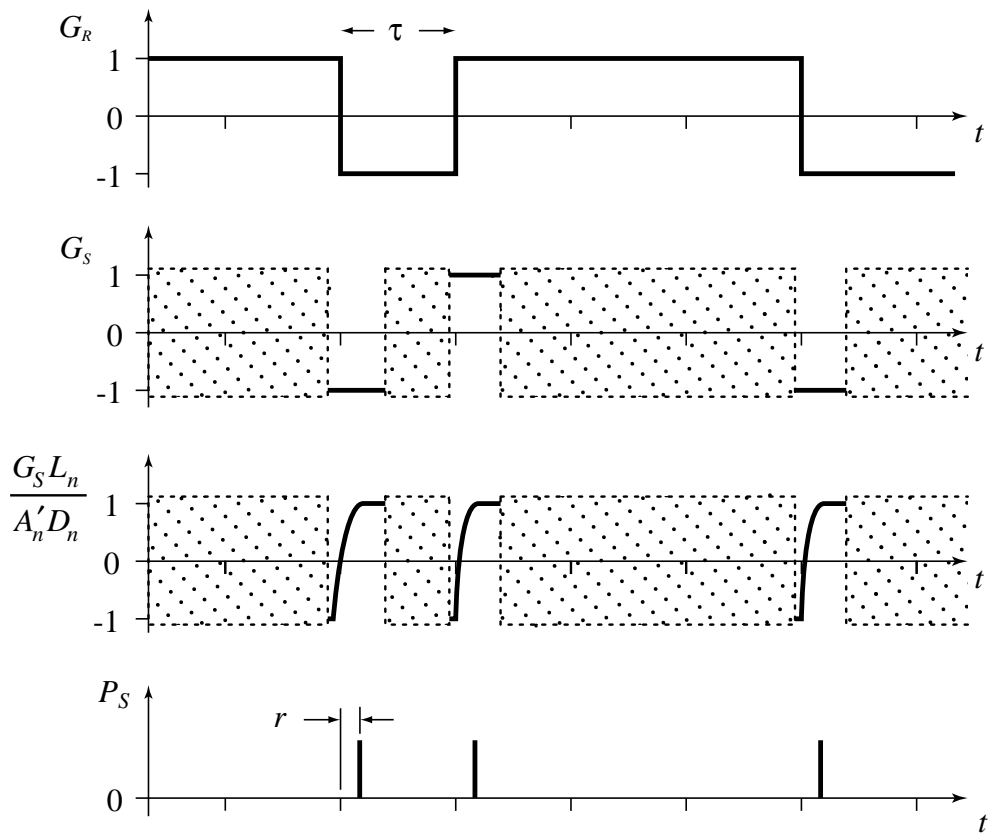


図2.3 衛星のC/Aコード波形を観測原理を表わす信号タイミング

周期に渡って時間積分する。C/Aコード $G_R(t)$ が一周期の間に反転する回数はPRN番号によって異なっているが、512回のものが多い^{注1}。以下は、この512回のものについて検討する。標本化した受信信号に含まれるC/Aコード成分は一定の信号レベルなので、一周期の時間積分では、一個の標本値の512倍になる。これに対して、受信信号に含まれる雑音成分はランダムであって、積分によって512倍とはならない。ランダムな成分の積分値もまたランダムであるが、電力として加算した振幅の期待値になる。従って、この時間積分によって、受信電力対雑音比は g

$$g \cong \frac{512}{\sqrt{512}} \cong 13.5 \text{ dB} \quad (\text{積分時間 } 1 \text{ ms}) \quad (2.8)$$

程度の改善が期待できる。積分時間を更に5秒まで伸ばすと、

$$g \cong \frac{512 \times 5,000}{\sqrt{512 \times 5,000}} \cong 32.0 \text{ dB} \quad (\text{積分時間 } 5 \text{ s}) \quad (2.9)$$

程度になる。

別の見方をすると、一様な周波数スペクトルをもつ信号を時間積分によって平滑化した
注1 C/AコードのPRN番号は1から32まで32個ある。C/Aコードが一周期の期間で反転する回数はPRN番号によって異なっており480回が5個、512回が25個、544回が2個の計3種類ある。

場合を想定する。このとき、積分時間が a 倍になれば平滑化された信号の周波数帯域は a 分の1になる。そのため、時間積分のフィルタを通過する信号エネルギーも a 分の1になる。一方、C/Aコード成分は一定の振幅なので、時間積分のフィルタを通過する信号エネルギーは変わらない。このことから(2.8)式と(2.9)式の正当性が証明できる。

また、目的外の衛星信号は受信している信号との相関が小さいので、雑音と同等ないし幾分少なめで10数dB程度の減衰が見込まれる。更に、ドップラーシフトによる搬送波周波数の差が時間積分フィルタの通過帯域外になる場合は大きく減衰する。

目的外の衛星信号の搬送波周波数が近い場合には、時間積分によるフィルタの減衰が無い。もしこれに加えて、目的外の衛星信号が10dBを超える程に強い場合は、コード差による処理利得だけで十分なC/Nが得られないので、大きな乱れが発生する。この様な状況では、コード追尾の精度も低下する。しかし、空が開けた位置に受信アンテナを設置し、 10° を超える仰角の衛星信号を受信する場合には、天頂付近との信号レベル差は-10dB程度で、この様な状況に陥ることは少ないと考える。なお、仰角の低い衛星は大気圏による遅延誤差や、マルチパスによる誤差が大きくなるので、DGPS測位では仰角 10° 程度よりも下の衛星は使用しないように、通常は仰角でマスクする。

(2.5)式で示したC/Nは(2.9)式の改善によって26.6dB～16.6dBとなるので、積分時間を5秒程度にすればコード波形が観測できることになる。図2.3に示す r は振幅特性を測定するタイミングで、 r を順次走査することによってC/Aコードの波形を調べることができる。

C/Aコードの周期1msを T で表し、C/Aコードの k 番目の開始タイミングを T_k で表すこととして、図2.3に示す $G_S(t)$ と $P_S(t)$ を(2.7)式の $L_n(t)$ に乗算して時間積分すると、C/Aコードを標本化した信号の時間積分 $S_S(T_k, r)$

$$\begin{aligned} S_S(T_k, r) &= \int_{T_k-T}^{T_k} P_S(t-r) G_S(t-r) L_n(t) dt \\ &= A'_n \int_{T_k-T}^{T_k} \int_{t-w}^t D_n(a) P_S(t-r) h(t-a) G_S(t-r) G_n(a) da dt \end{aligned} \quad (2.10)$$

が得られる。ここで、衛星が送信している航法メッセージの信号 $D_n(t)$ の変化タイミングはC/Aコード周期の開始タイミングと一致している。この、コード $G_R(t)$ の開始タイミングと、 $D_n(t)$ の変化タイミングの関係を図2.4に示している。横軸は時刻で、 T_k は k 番目のコード周期が始まるタイミングを表わす。図では、 T_k と $D_n(t)$ の変化するタイミングが一致しているので、次の $D_n(t)$ の変化タイミングは $k+20$ 番目のコード周期が始まるタイミング T_{k+20} になる。

この様に $D_n(t)$ は、変化点が積分の境界に一致しているために、コード周期の始まりから終わりまでの積分期間内では変化しない。また、積分期間内で振幅 A'_n の時間変化が無視できるものとする。そして、 $G_R(t)$ が $G_n(t)$ に同期していると、 r が0に近い付近では、 $P_S(t)$ による標本化タイミングにおいて、 $G_S(t-r)$ と $L_n(t)$ の積が同じレベルになる。

標本化パルスのタイミング r の絶対値が、中心とする変化タイミングから離れて1チップ

2.3 コード波形観測の原理

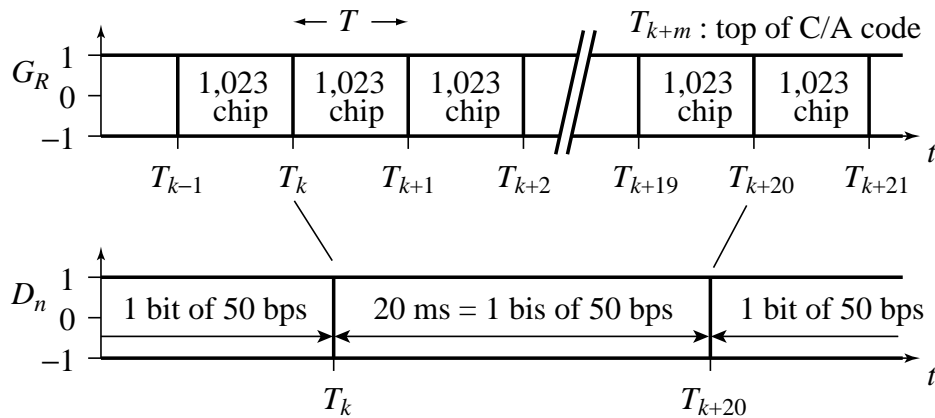


図2.4 C/Aコード開始のタイミングと航法メッセージ変化タイミングの関係

ブ期間 τ を超える辺りから、両者は無相関となって $S_S(T_k, r)$ が概略0になる。厳密には、 r が $-\tau$ 付近から $\tau+w$ の範囲を超えるタイミングでは $S_S(T_k, r)$ が概略0になる。このことから、 $S_S(T_k, r)$ の変化について調べるには、 r が0のタイミングを中心に前後 2τ の期間を考慮すれば十分であると言える。

以下は、 $S_S(T_k, r)$ の波形についての説明である。(2.10)式の積分期間に含まれる標本化パルスは多くのC/Aコードでは512個である。ただし、一部のPRN番号では480個と544個になる。

ここまでの説明では、標本化パルスのタイミングを r が0の付近としていたので、 $G_S(t-r)$ と $L_n(t)$ の積が一定のレベルであった。しかし、ここからは r が0のタイミングから前後 2τ の期間について、C/Aコードの変化を場合分けして信号レベルを検討する。ここで、 $G_n(t)$ がハイレベルとローレベルの場合をそれぞれHとLで表わすことにする。 r が0のタイミングから前後 2τ の期間で、HとLの組み合わせは全部で16種類ある。その内、中央のタイミングでコードが変化するのは8種類ある。そして、 r が0のタイミングでLからHに変化するものと、HからLに変化するものがあるが、両者は $G_S(t-r)$ との乗算により時間積分において同じ結果をもたらす。反転タイミングの前後各 2τ の変化が、LLHLまたはHHLHである場合の数を S_{LL} 、LLHHまたはHHLLを S_{LH} 、HLHLまたはLHLHを S_{HL} 、HLHHまたはLHLLを S_{HH} で表すとして、この4種類の変化を調べれば良いことになる。そして、C/Aコードの性質によって、 S_{HH} 、 S_{LH} 、 S_{HL} 、 S_{LL} はほぼ同じ数になっている。

C/Aコードは1,023チップの1周期で見れば、変化タイミングでHとLが反転するのが約半分あり、このうち S_{HH} 、 S_{LH} 、 S_{HL} 、 S_{LL} はほぼ同数の8分の1ずつであって、128に近い値である。

そして、C/Aコード1周期 T の時間積分 $S_S(T_k, r)$ は480個、512個または544個の標本を加えたものであるから、(2.10)式の積分を総和 Σ に置き換え

$$S_S(T_k, r) = A'_n D_n(T_k) \sum_{i=1}^j \left(G_S(t_i) \int_{t_i-r-w}^{t_i-r} h(a) G_n(r-a) da \right) \quad (2.11)$$

で表すことができる。ただし、 i は標本化タイミングの識別子、 j は標本化タイミングの総数であって、 j は480, 512, 544の何れかである。

(2.11)式をこれら4種類のコード変化で別々に表すと、次式が得られる。

$$\begin{aligned}
 S_S(T_k, r) = & A'_n D_n(T_k) \\
 & \left(S_{LL} \left(-1 + \int_{-\tau}^r (2h(t) - 2h(t-\tau)) dt \right) + \right. \\
 & S_{LH} \left(-1 + \int_{-\tau}^r (2h(t)) dt \right) + \\
 & S_{HL} \left(1 + \int_{-\tau}^r (-2h(t+\tau) + 2h(t) - 2h(t-\tau)) dt \right) + \\
 & \left. S_{HH} \left(1 + \int_{-\tau}^r (-2h(t+\tau) + 2h(t)) dt \right) \right) \quad (2.12)
 \end{aligned}$$

ここで、時間積分の概略の形を求めるため、仮に S_{HH} , S_{LH} , S_{HL} , S_{LL} が全て128であると仮定すると、 $S_S(T_k, r)$ は次式になる。

$$S_S(T_k, r) = 512 A'_n D_n(T_k) \int_{-\tau}^r (-h(t+\tau) + 2h(t) - h(t-\tau)) dt \quad (2.13)$$

ここで、インパルス応答 $h(t+\tau)$, $h(t)$, $h(t-\tau)$ の時間積分は、変数 r に関しそれぞれはC/Aコードが通過した系全体のステップ応答波形になっている。また、これらのステップ応答波形はタイミングが τ ずつずれているので、ステップ応答が τ より十分短いならば、重ならないで個別に観測できる。

ところが、 $S_S(T_k, r)$ は信号強度によって振幅が変わる。そこで、次式に示す $G_R(t)$ と $L_n(t)$ の相関 $S_C(T_k, q)$ を求めて、信号の強度変化分を除く。ただし、 q は $G_n(t)$ と $G_R(t)$ のタイミング差である。

$$\begin{aligned}
 S_C(T_k, q) &= \int_{T_k-T}^{T_k} G_R(t) L_n(t) dt \\
 &= A'_n \int_{T_k-T}^{T_k} G_n(t-q) \int_{t-w}^t D_n(a) h(t-a) G_n(a) da dt \\
 &= A'_n D_n(T_k) V(q) \quad (2.14)
 \end{aligned}$$

$$\text{ただし } V(q) = \int_0^T G_n(t-q) \int_{t-w}^t h(t-a) G_n(a) da dt$$

ここで、 $V(q)$ は衛星及び受信機の信号処理系の特性で決まる相関特性である。

同時に測定した $S_S(T_k, r)$ と相関結果 $S_C(T_k, q)$ の振幅は共に衛星信号の強度に比例し、50bpsのデータ変調に対応して正負反転する。この $S_S(T_k, r)$ を $S_C(T_k, q)$ により規格化した $N_S(r)$ は

$$N_S(r) = \frac{512}{V(q)} \int_{-\tau}^r (-h(t+\tau) + 2h(t) - h(t-\tau)) dt \quad (2.15)$$

となって、 r に対し衛星及び受信機の信号処理系の特性だけで決まる変化を示し、ステップ

2.3 コード波形観測の原理

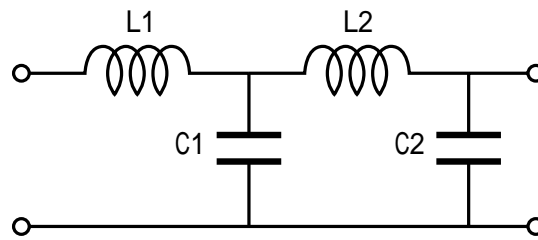


図 2.5 4素子はしご型ローパス・フィルタ

応答波形が3つ連なった形で、目的とするC/Aコードの波形が得られる。

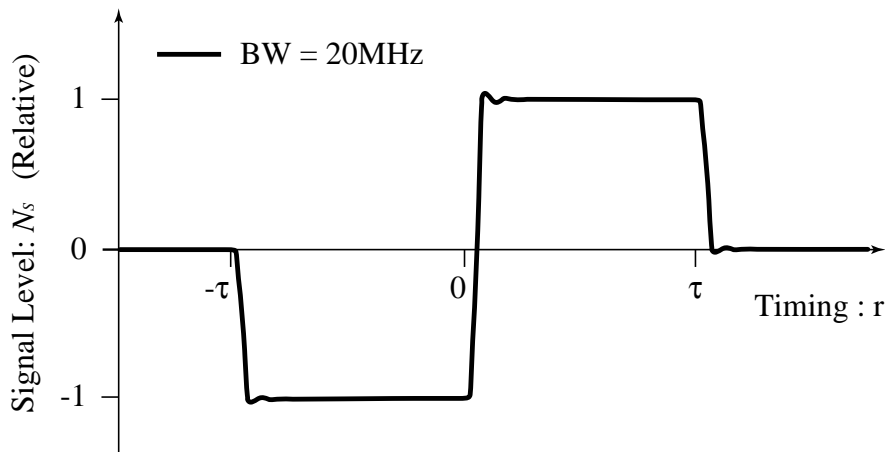
2.4 C/Aコード波形観測で得られる波形

本節では、衛星及び受信機の信号処理系の伝送帯域幅を仮定して(2.15)式で得られる波形を求めている。

以降では、伝送特性を検討する際は全て4素子のはしご型のローパス・フィルタを基にして比較する。この形式のフィルタは図2.5の様に簡単な回路で構成でき、4素子程度であれば解析も容易であり、GPS受信機に必要な遮断特性が得られる。衛星信号のC/Aコード成分は搬送波周波数に対し上下の側波帯成分を持っており、帯域フィルタによって帯域が制限される。しかし、フィルタの低域と高域で遮断特性に違いがあると、搬送波成分を除いた後の信号は両者の特性が合成されたものになる。両者の遮断特性を個別に解析すると厳密に解析できるが、本研究では上下の遮断特性が対称であると仮定して、ベース・バンドにした後のローパス・フィルタで模擬することにした。

なお、上下の遮断特性が非対称である場合は、C/Aコードの信号が過渡的な変化を示している期間に、搬送波に対して直交した位相成分が現れる。しかし、搬送波に対して同相の成分を測定する場合には、直交成分の影響を無視できる。

デジタル信号の帯域を制限する際に、過渡領域の波形を乱さずに高域成分を除くためには、通過帯域の群遅延特性が平坦でなければならない。ガウス型フィルタはデジタル信号のフィルタに適したタイプの一つである。ここでは、衛星及び受信機の信号処理系全体の伝送特性が、遮断周波数10 MHzのガウス型4素子ローパス・フィルタと等価であると仮定して(2.15)式の $N_5(r)$ を求めた。この遮断周波数は20 MHzの受信帯域幅BWに相当する。最初にローパス・フィルタのステップ応答波形を数値積分で計算し、求めたステップ応答波形を(2.15)式に従って合成する。図2.6は、この方法で求めた $N_5(r)$ の波形で、横軸は r 、縦軸は $512/V(q)$ を1とした相対的な信号レベルの変化である。

図 2.6 ガウス型フィルタによる $N_s(r)$ の波形

2.5 受信機の構成と動作

図2.7は、前節で説明したコード波形の観測機能を持つGPS受信機のブロック図である。この受信機は、一般的な受信機と同様に複数の衛星の搬送波とC/Aコードを追尾する。そして、このC/Aコードを追尾する機能を使って測位を行う制御機能、測位演算機能、入出力機能などを備えている。しかし、簡潔にするために図2.7にはC/Aコードの波形観測に直接関係する部分を1チャンネルだけ示している。

まず、アンテナで受けた衛星信号を中間周波数に周波数変換する。更に、この受信信号を増幅し、帯域通過フィルタ(B.P.F.)で余分な周波数帯域の成分を除く。数値制御発振器(NCO)は中間周波数に変換した衛星信号の搬送波と一致した周波数の再生搬送波を出力する。次に、この再生搬送波の同相成分Iと直交成分Qで中間周波信号を位相検波(Mix.)する。更に、ローパス・フィルタ(L.P.F.)によって余分な高周波成分を除くことによって、基底周波に変換された衛星信号の同相成分 D_I と直交成分 D_Q を得る。この再生搬送波で位相検波した同相成分 D_I には、(2.6)式に示す基底周波数の衛星信号 $L_n(t)$ が含まれている。しかし、2.2節でC/AコードのC/Nを評価した通り、この D_I と D_Q は受信している衛星信号よりも強いレベルの雑音など目的外の信号を含んでいる。

コード発生器(Code)は図2.3の1段目、2段目及び4段目で示している $G_R(t)$ 、 $P_S(t-r)$ 、 $G_S(t-r)$ を出力する。累積加算器($\Sigma_{C,I}$)は D_I と $G_R(t)$ を掛け合わせて、コード周期1msを単位として累積加算した相関結果 $S_{C,I}$ を出力する。ここで、添え字のIは搬送波に対する同相成分を、添え字Qは直交成分を示している。そして、 $S_{C,I}$ は衛星信号を逆拡散した信号の同相成分で、(2.14)式に示した相関結果 $S_C(T_k, q)$ に対応する。これに対し、 D_Q と $G_R(t)$ を乗算して累積加算した $S_{C,Q}$ は搬送波に対する直交成分である。

この $S_{C,Q}$ が0になるようNCOの周波数を制御することによって、受信機は衛星信号の搬

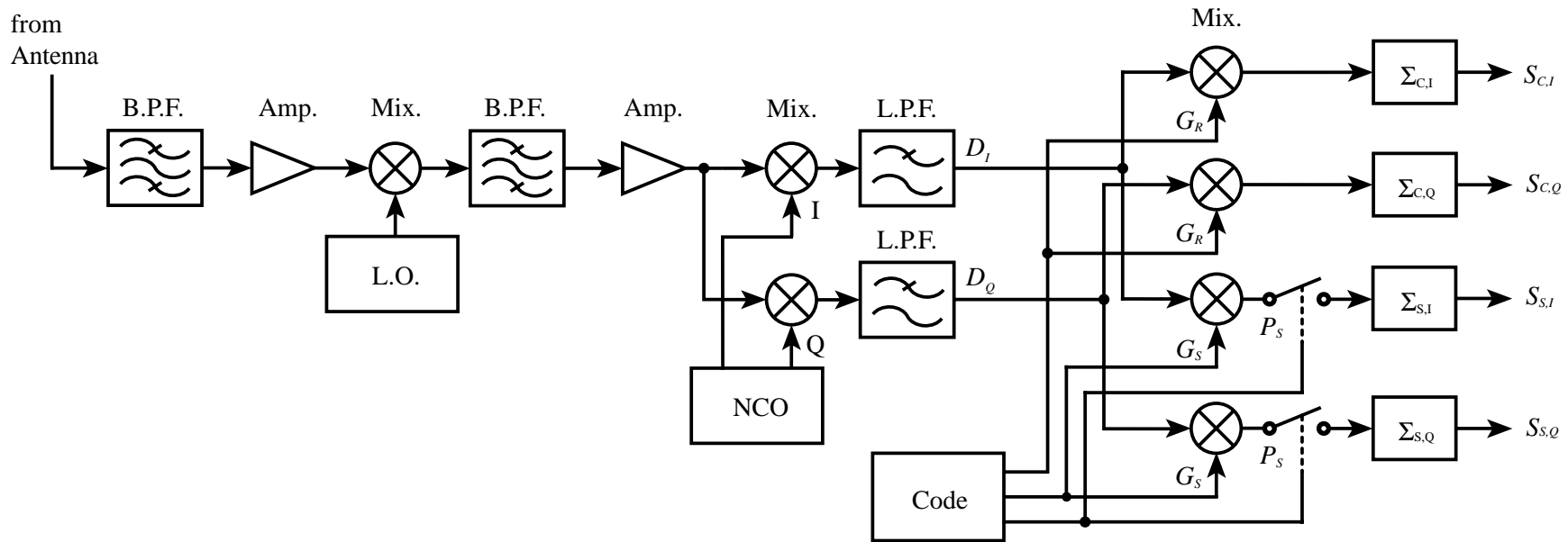


図 2.7 コード波形を観測する GPS 受信機の構成

送波を追尾することができる。この搬送波の追尾によって、衛星間の距離変化で生じたドップラーシフトや、受信機が持っている基準発振器の周波数誤差を除くことができる(付録A2.4節参照)。

累積加算器($\Sigma_{S,I}$)は、 D_I と G_S を掛け合わせた図2.3の4段目に示す信号を P_S で標準化して、コード周期1 msを単位として累積加算した $S_{S,I}$ を出力する。この $S_{S,I}$ は(2.13)式に示すコード波形を求める信号 $S_S(T_k, r)$ に相当する。そして、 $S_{S,I}$ を相関結果 $S_{C,I}$ で規格化すると(2.15)式の $N_S(r)$ が得られる。

なお、コード周期1 msを単位として累積加算するのは次の理由による。C/AコードのPRN番号やタイミングが違っている場合に、両者を掛け合わせてコードの1周期の期間を積分した値が小さくなるように、C/Aコードのビット・パターンが選ばれている。 D_I に含まれている他の衛星信号を排除するためにこの性質を利用される。更に、航法メッセージによって搬送波の位相が反転するタイミングは、C/Aコードの始まりのタイミングと一致している。そのため、コードのスタート・タイミングに合わせて積分を開始すれば、航法メッセージに影響されないで $N_S(r)$ を求めることができる。

2.6 コード波形の観測結果と考察

コード波形を観測する機能を備えた、図2.7に示すGPS受信機を試作した。この受信機の帯域特性は中間周波フィルタが支配的で、この帯域幅は10 MHz、8 MHz、2 MHzのいずれかを選べるようにしている。試作した受信機の間中周波数は約44 MHzで、この段階でデジタル信号に変換している。そして、以降は全てデジタル処理であって、大部分の信号処理は約16 MHzの標準化周波数に一旦変換した後で行っている。

以上のように試作した受信機の動作を確認するため、衛星信号が通過する伝送系の特性を変えて衛星信号のコード波形の変化を調べた。図2.8は受信機の帯域幅を10 MHzと2 MHzとし、アンテナで受けた実際の衛星信号で $N_S(r)$ を観測した例である。横軸はコードが変化

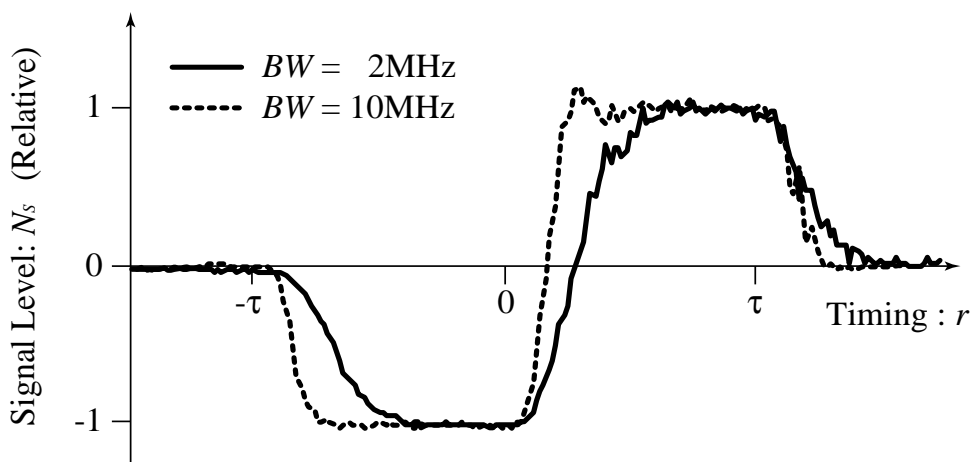


図2.8 試作GPS受信機で観測した実衛星のC/Aコード波形

2.6 コード波形の観測結果と考察

するタイミング付近を0とした相対的な標本化のタイミング r であり、縦軸は相対的な信号レベルである。なお(2.8)式で示したように、 $N_S(r)$ を観測する際にはC/Aコードの周期である1msの積分だけでは十分なS/Nが得られない。そこで、(2.9)式に従って r について5秒間の平均を求め、更に r を $\tau/64$ ずつ変えて信号レベルの変化を求めた。

先の(2.15)式で求めた図2.6に示す波形と比べるとステップの波形は鈍っているが、三つのステップ応答波形で形成されている点は良く一致している。また、ステップ応答波形の立ち上がりの違いは伝送系の帯域特性の差によるもので、図2.8の帯域幅10MHzと2MHzの波形を比べるとわかるように、伝送系の帯域幅が広がると立ち上がり時間が短くなる。なお、アンテナは高い建造物からできるだけ離れた、マルチパスが少ないと思われる位置を選んで、地上高約10mの位置に設置した。しかし、グランド・プレーンが小さいためか、 $r = -3\tau/4$ 付近に比べると $r = 5\tau/4$ 付近では、より強く反射信号の影響によると思われる波形の乱れが現れている。他の実験結果においても r が $-\tau$ に近い辺りが、 τ 付近より反射信号の影響が少くなる傾向が見られた。

2.7 まとめ

マルチパスがコード追尾に及ぼす影響を解析するために、コード追尾回路に入力しているコード信号の波形を観測する方法を検討した。アンテナで受信できる衛星信号が微弱であるため、相関器とオシロ・スコープの原理を組み合わせ、コード信号の波形を観測する、新方式の受信機を試作することにより、実衛星のC/Aコード波形の観測が可能になった。以上の研究で得られた成果は次のとおりである。

- (1) 追尾回路に入力しているコード波形を直接観測する方法が確立できた。
- (2) 衛星から追尾回路の入力までの総合的なステップ応答が観測できた。
- (3) マルチパスの影響を直接的に調べることができた。

GPSシミュレータでは、準定常的な状態でマルチパス環境を模擬できる。この状態では、本研究の試作機で反射信号成分の影響を直接観測できている。後の章では、本研究で開発した試作機を使って、マルチパスの測位に及ぼす影響について更に詳細に検討する。なお、 r を少しずつ違えた $N_S(r)$ が同時に観測できる受信機を作ることにより、マルチパスの影響を実時間で捕らえることが可能である。半導体の高集積化が進めば、このような受信機が容易に作れるようになるであろう。

第 3 章

コード波形と伝送系の周波数特性

前章で開発したコード波形を直接観測する装置により、C/A コード信号を伝送する衛星から受信機まで、系全体を総合したステップ応答波形が測定できるようになった。そして、このステップ応答波形からは逆に、系全体と等価な周波数特性を求めることができる。この方法は、必要となる場合が少ないためかあまり使われていないが、GPSのようにアクセスが制限されたシステムや、複雑な信号処理を含んでいて周波数特性の測定が困難である場合に有効な手段と思われる。

3.1 等価な周波数特性を求める方法の検討

実測したステップ応答波形から周波数特性を逆算する方法は色々考えられるが、ここでは次に示す対照的な 2 つの方法について検討する。

- (1) 観測したステップ応答波形をフーリエ変換し、理論上で計算したステップ関数のフーリエ変換結果と比較して周波数特性を評価する。
- (2) 伝送路の等価回路を想定し、観測したステップ応答波形にできるだけ近い応答を示す等価回路の定数を求め、求めた等価回路で周波数特性を評価する。

(1)の方法は、観測した波形を厳密に再現できる周波数特性が求められる。しかし、実際に観測した応答波形は図 2.8 の波形で見られるように、雑音やマルチパス成分などが含まれており、そのままの波形を再現する様な周波数特性は現実的ではない。これに対し、(2)の方法は定数の最適化に工夫を要するが、等価回路が適切であれば、より現実的な結果が得られる。以上の観点から、本研究では(2)の方法を採用することにした。

2.4 節でも説明したが、GPS 受信機の伝送系は 4 素子はしご型ローパス・フィルタで十分模擬できると判断し、等価回路をこのフィルタに決めた。遮断特性は、ガウス型になるとは限らないので、4 素子の定数には制限を設けていない。なお、別の試作機ではこの等価回路で十分模擬できず、5 素子誘導 M 型のローパス・フィルタを適用した。しかし、このときのステップ応答波形は乱れが大きく、コード追尾には適さない特性であった。

3.2 等価回路定数の決定方法

観測したステップ応答波形に近い特性を持った等価回路は、定数の値を繰り返し計算で最適化するプログラムを作って決定した。

この最適化は、模擬するフィルタにステップ関数を入力し、数値積分で出力波形を計算する。そして、観測したステップ応答波形と、この出力波形ができるだけ一致するように、ローパス・フィルタの4素子の回路定数と、入力するステップ関数の振幅とタイミングを最適化する。出力波形と観測したステップ応答の一致度は、観測したステップ応答のサンプル値と、これに対応した出力波形の振幅との差を求め、これらの2乗和によって評価した。観測したステップ応答波形は遅延タイミング t について $t/64$ 毎に信号レベルが得られている。

簡単な最適化では、変数の値をずらして信号のレベル差の2乗和を評価し、2乗和ができるだけ小さくなるように変数の値を修正するという、基本的な処理を繰り返すことで容易に解に到達する。しかし、この回路定数の最適化は対象とする変数が多いので、容易には収束しない。また、目的に合った機能を持つ市販の回路設計プログラムは見当たらない。そのため、付録A4に示す等価回路を計算するプログラムを作って等価回路の定数を決定した。得られた結果は、全ての変数に対して極値となっており、最終的には両者の応答波形をグラフ化して正当性を判定した。

3.3 観測波形の解析

前節の等価回路定数の決定方法を、第2章で試作した帯域幅2 MHz、8 MHz、10 MHz の中間周波フィルタを設けた受信機によって観測したC/Aコード波形（例えば図2.8）に適用した。図3.1から図3.3は観測したC/Aコード波形と求めた等価回路のステップ応答波形であ

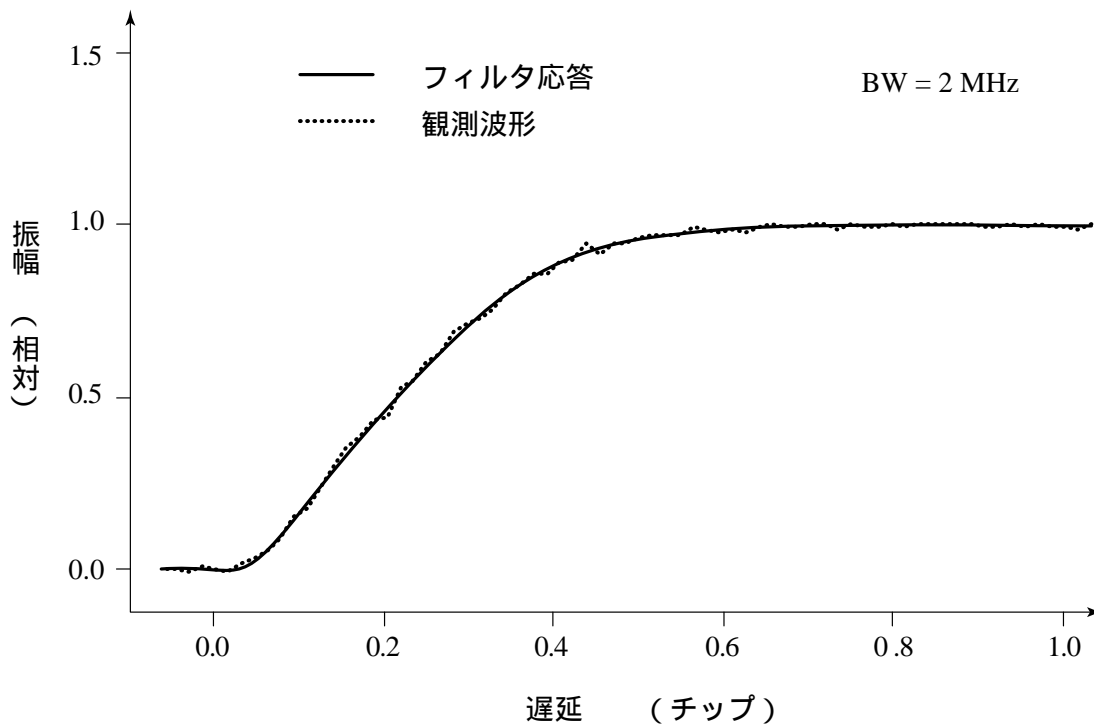


図3.1 観測したC/Aコード波形と等価回路のステップ応答波形（帯域幅 2 MHz）

3.3 観測波形の解析

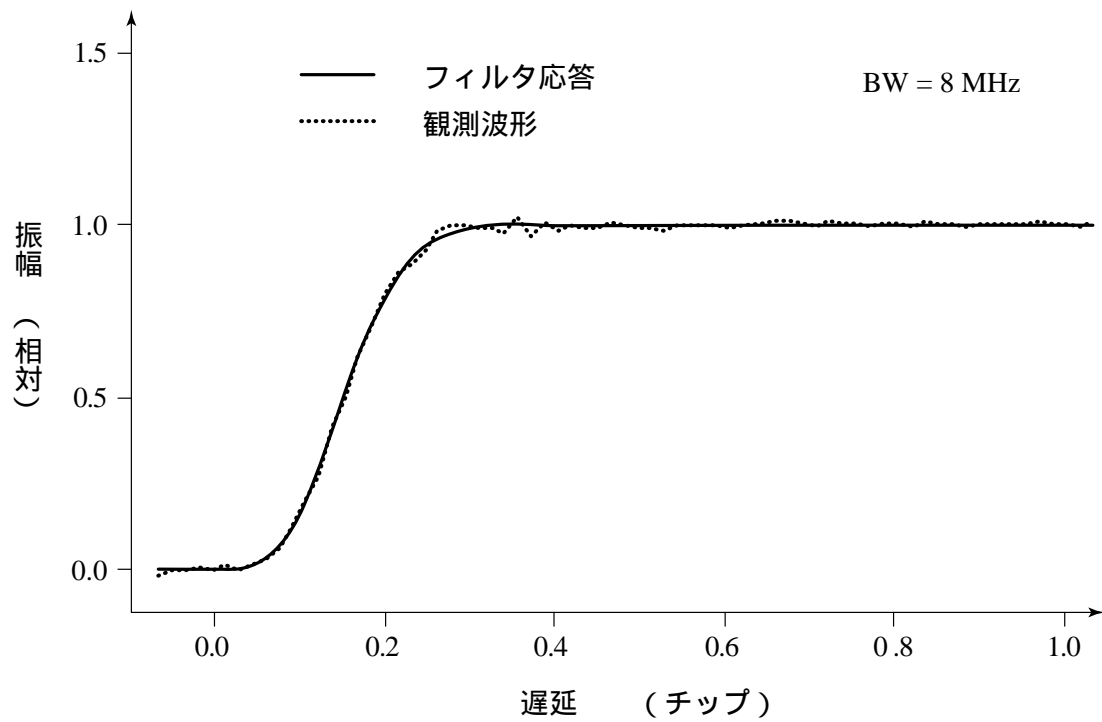


図 3.2 観測した C/A コード波形と等価回路のステップ応答波形 (帯域幅 8 MHz)

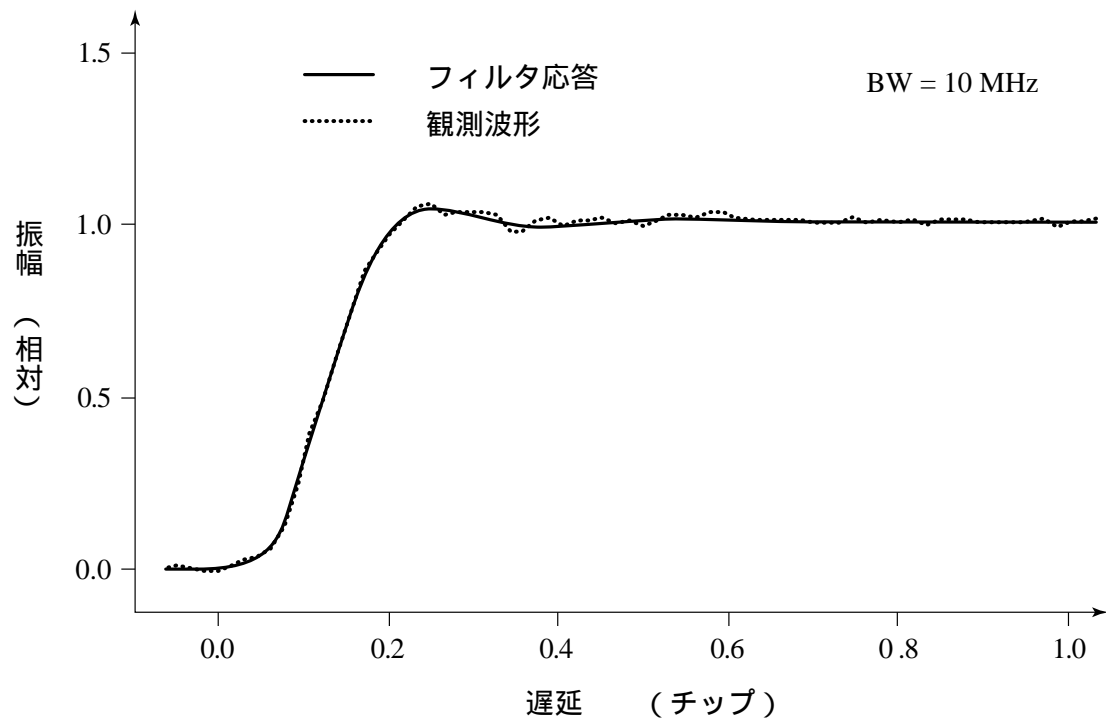


図 3.3 観測した C/A コード波形と等価回路のステップ応答波形 (帯域幅 10 MHz)

る。図からわかるように、良く一致した波形が得られている。

更に、求めた等価回路の周波数特性を図3.4から図3.6のグラフに示している。観測した衛星のPRN番号は3で、6回の観測結果をそれぞれ細い曲線で示し、これらの平均を太い曲線で示している。横軸と縦軸はそれぞれ周波数と相対振幅である。受信機の帯域幅が2 MHzの場合、コード波形から求めたフィルタの遮断周波数は1.04 MHzであり、期待に沿った結果である。しかし、帯域幅8 MHzのフィルタでは遮断周波数が2.94 MHz、帯域幅10 MHzのフィルタでは遮断周波数が3.57 MHzとなり、予想していた値より低くなった。

検討の結果、この原因は試作した受信機の信号処理にあることが判明した。試作した受信機では中間周波数の段階からデジタル化しており、標本化パルス $P_5(t)$ のタイミングもまた量子化している。標本化周波数は約16.4 MHzの固定したタイミングである。この量子化による標本化タイミングの誤差を除くため、受信機では前後のタイミングで観測した標本値を使って、内挿している。ところが、この処理がフィルタの様な効果を果たして観測波形を鈍らせている。

そこで、このフィルタ効果と逆特性のフィルタを求め、観測したステップ応答波形を補正した。なお、この逆特性のフィルタで補正できるのは、補間法による効果だけで、約16.4 MHzの標本化で失った4.1 MHz以上の成分は戻らない。

図3.7から図3.9は、観測したステップ応答波形とこの逆特性のフィルタを通ったステップ応答波形の比較である。図3.7の帯域幅2 MHzと図3.8の帯域幅8 MHzでは、わずかに雑音が目立つ程度で殆んど差が認められない。これに対し図3.9の帯域幅10 MHzでは、幾分立ち上がりが早くなったように見える。

次に、この補正を加えたステップ応答波形によって、補正前と同様にくし型フィルタの定数を求め、更に周波数特性を求めた。図3.10から図3.11はその評価結果である。表3.1は等価なパルス応答を示すフィルタの周波数特性から求めた遮断周波数をまとめたものである。この表で示すように、帯域幅2 MHzでは補正しても遮断周波数が変化していない。帯域幅8 MHzでは図3.7の波形ではわからないが、2.94 MHzから3.08 MHzに広がっている。帯域幅10 MHzでは更に、3.57 MHzから3.94 MHzへ広がっている。

帯域幅10 MHzの受信帯域だけならば、逆拡散後の基底周波数で見た遮断周波数は5 MHz程になると思われるが、標本化によって少なくとも4.1 MHz以下の遮断特性を持ったフィ

表3.1 等価なパルス応答を示すフィルタの遮断周波数

I.F. Bandwidth	Cutoff Frequency	
	Equivalent	Reconstructed
2 MHz	1.04 MHz	1.04 MHz
8 MHz	2.94 MHz	3.08 MHz
10 MHz	3.57 MHz	3.94 MHz

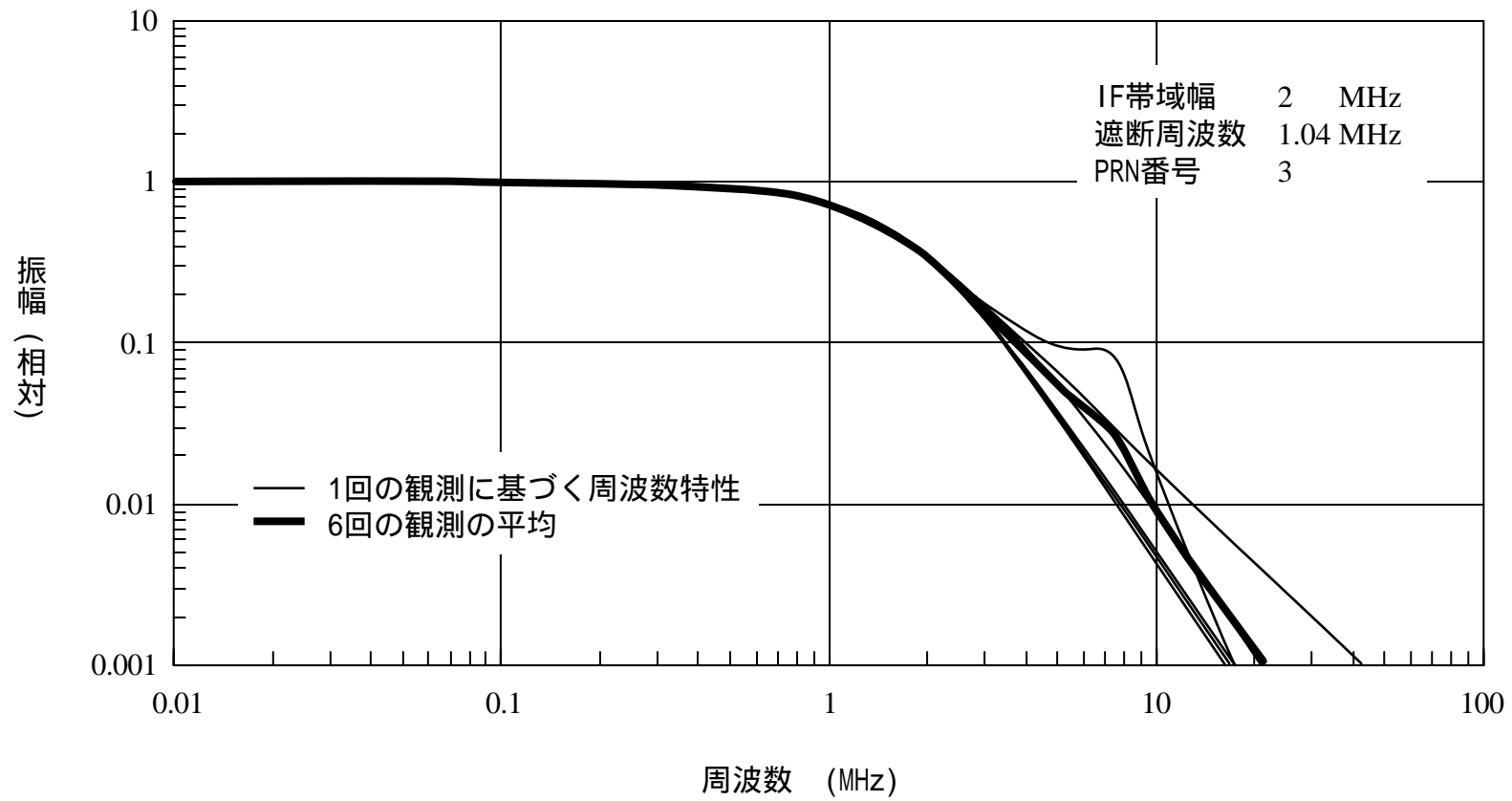


図 3.4 観測波形と等価な応答を示すフィルタの周波数特性 (帯域幅 2 MHz)

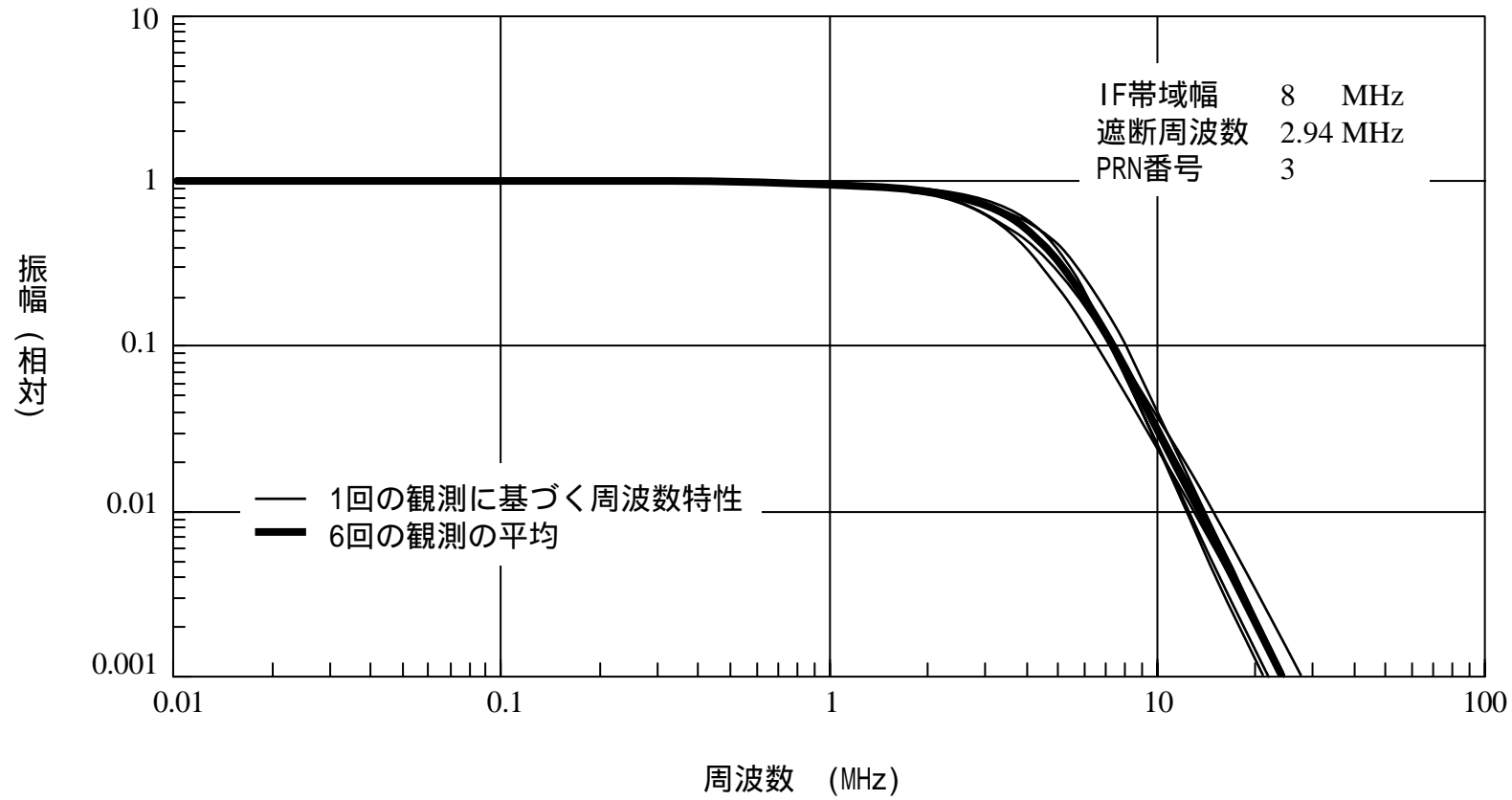


図 3.5 観測波形と等価な応答を示すフィルタの周波数特性 (帯域幅 8 MHz)

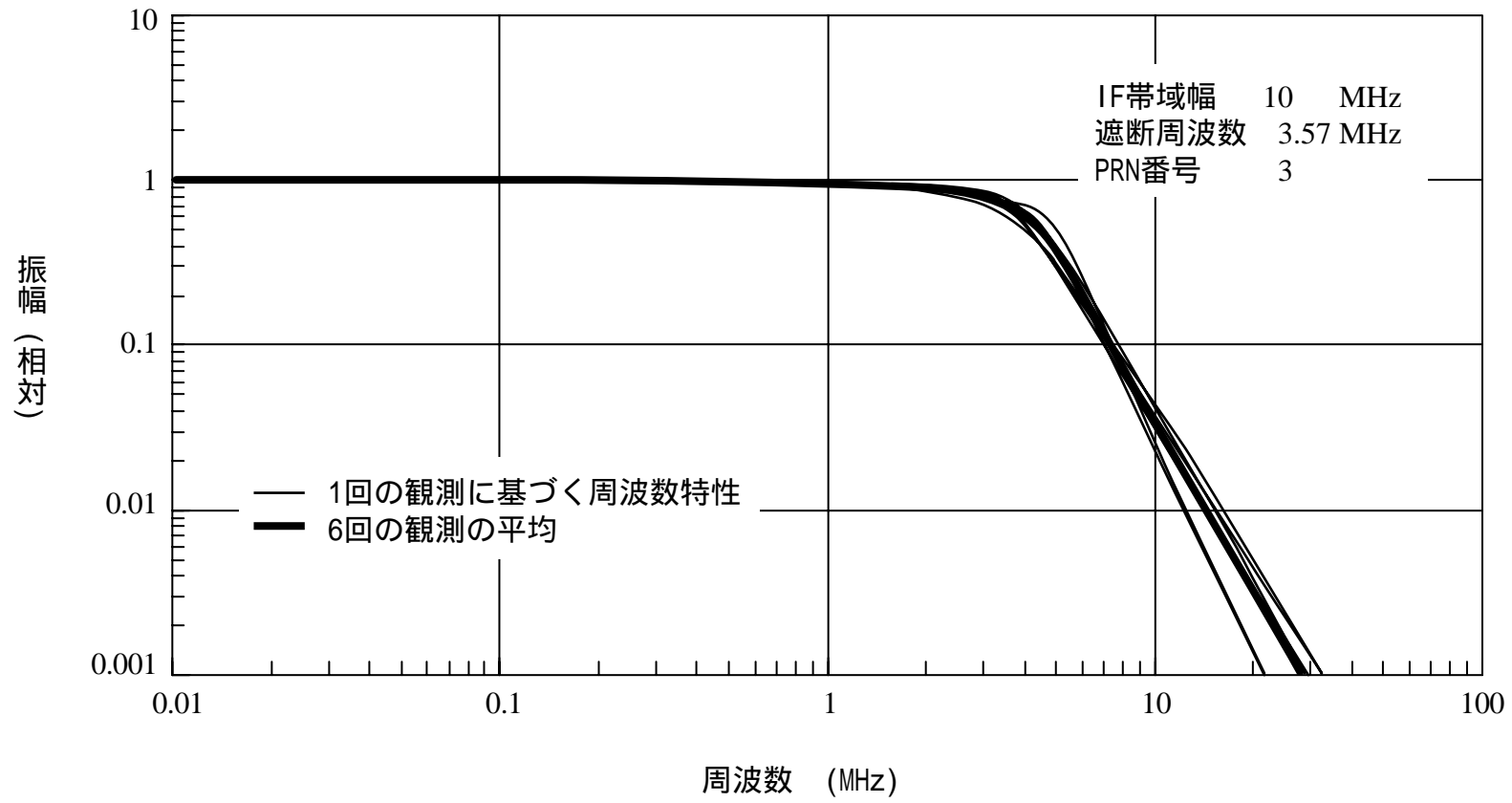


図3.6 観測波形と等価な応答を示すフィルタの周波数特性 (帯域幅 10 MHz)

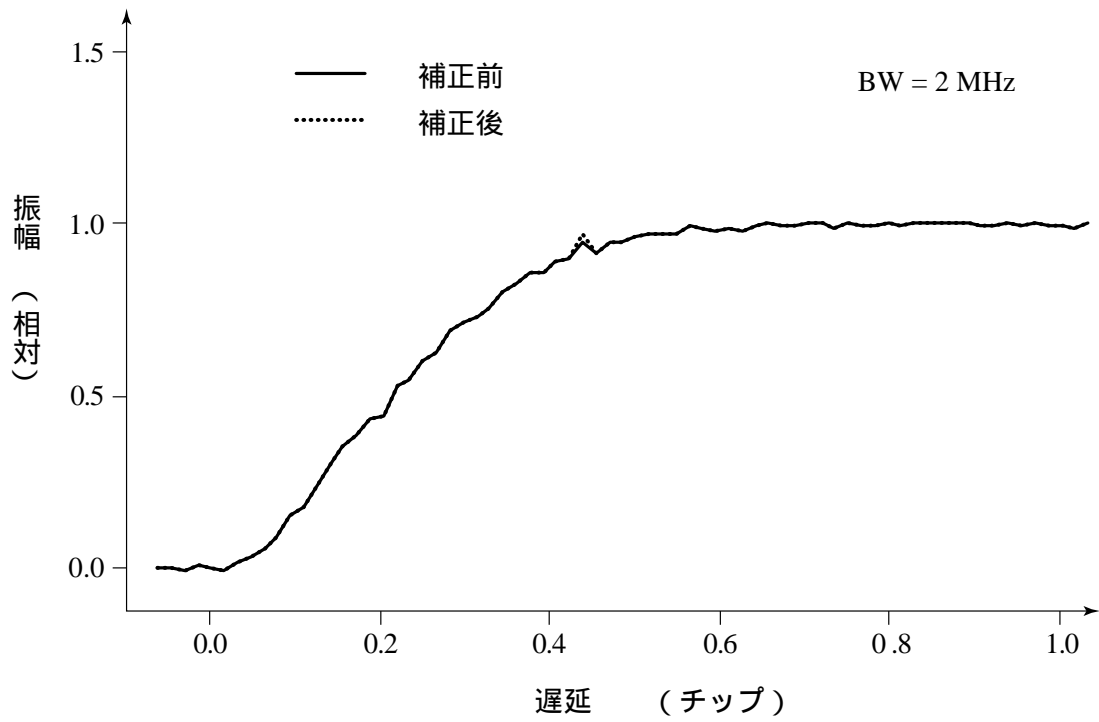


図 3.7 観測したコード波形と補正した波形の比較 (帯域幅 2 MHz)

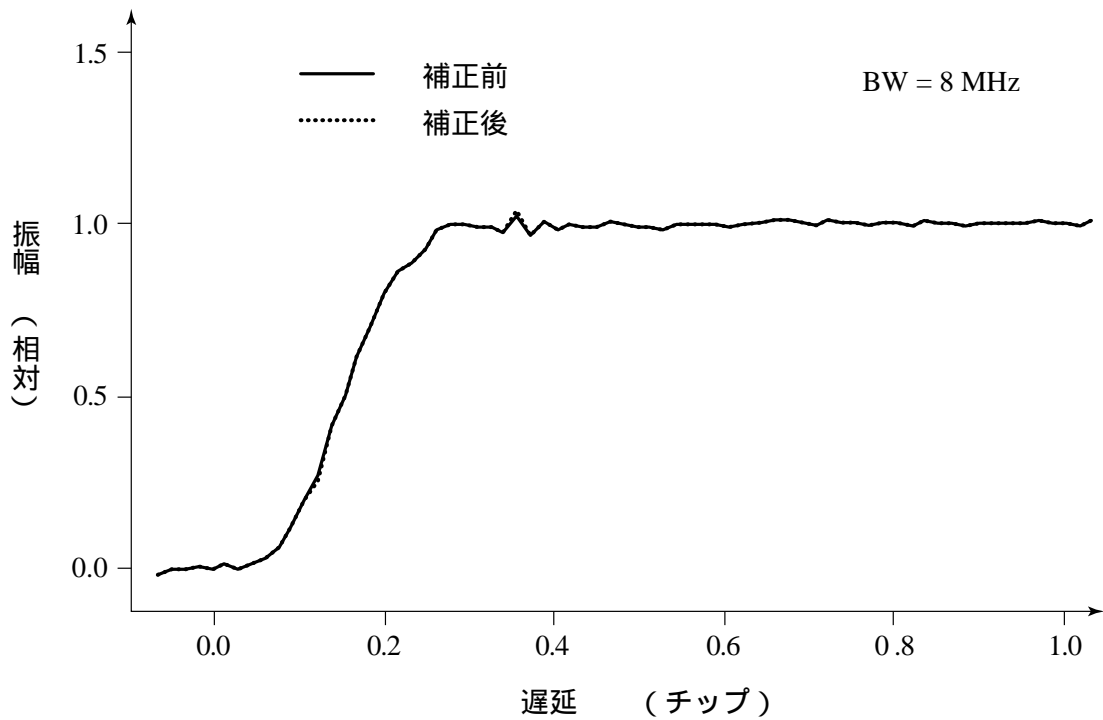


図 3.8 観測したコード波形と補正した波形の比較 (帯域幅 8 MHz)

3.3 観測波形の解析

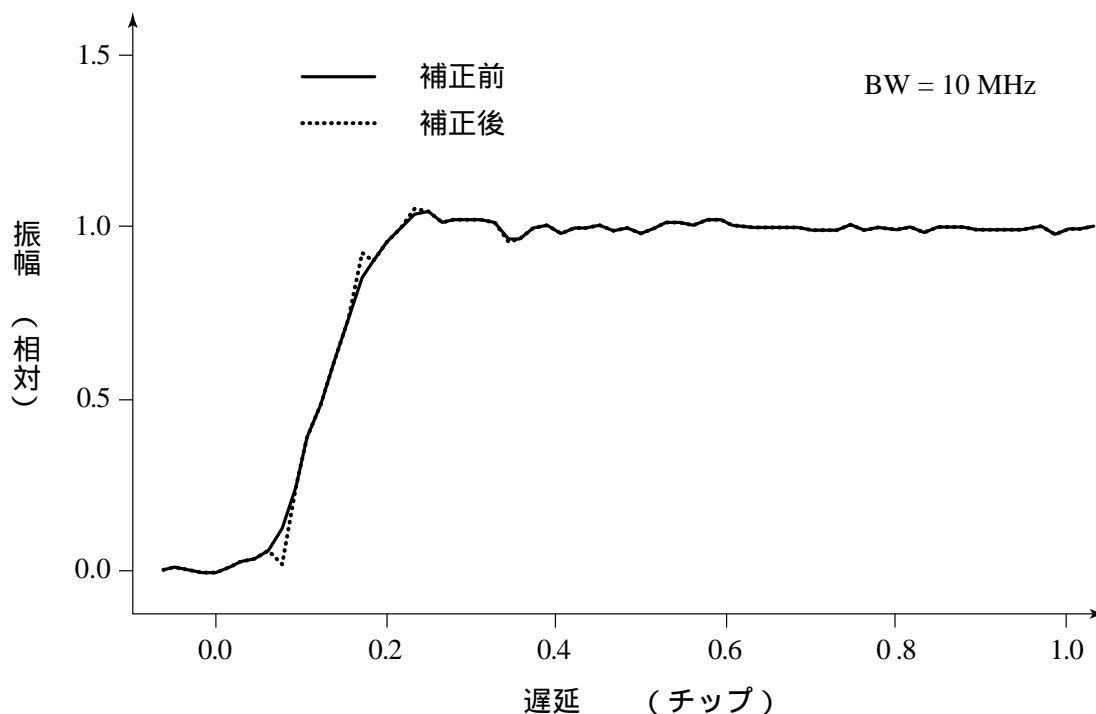


図 3.9 観測したコード波形と補正した波形の比較 (帯域幅 10 MHz)

ルタを縦に接続したことになっている。そして、5 MHz の遮断周波数は 4.1 MHz から離れているので、3.94 MHz の遮断周波数はほぼ標本化による影響と見なすことができる。

標本化による遮断周波数を 3.94 MHz と見なすならば、帯域幅 8 MHz の受信帯域からくる逆拡散後の基底周波数での遮断周波数は約 4 MHz で、同程度の遮断周波数である。同じ遮断周波数のフィルタを縦続接続した場合の遮断周波数の低下は、遮断特性によって異なるが、3.08 MHz は納得できる数値である。なお、後で気付いたことであるが、帯域幅 10 MHz の信号を標本化するには 16.4 MHz のレートでは低すぎるので、この測定結果は歪が発生し S/N が劣化しているはずである。

3.4 まとめ

衛星からコード追尾の信号処理回路に入力するまで伝送系全体を通した C/A コード波形を測定し、この測定したコード波形で総合特性の解析を試みた。その結果、試作した受信機で帯域幅を変え、そのときの総合特性を見積もることができた。しかし、衛星が送信している C/A コード信号の帯域が 8 MHz よりも広いと考えられ、試作した受信機の標本化周波数による制約のため、受信機側の特性だけを調べる結果になった。本章の研究で得られた成果は次のとおりである。

- (1) 観測したコード波形から実効的な周波数特性を求める手法を確立した。

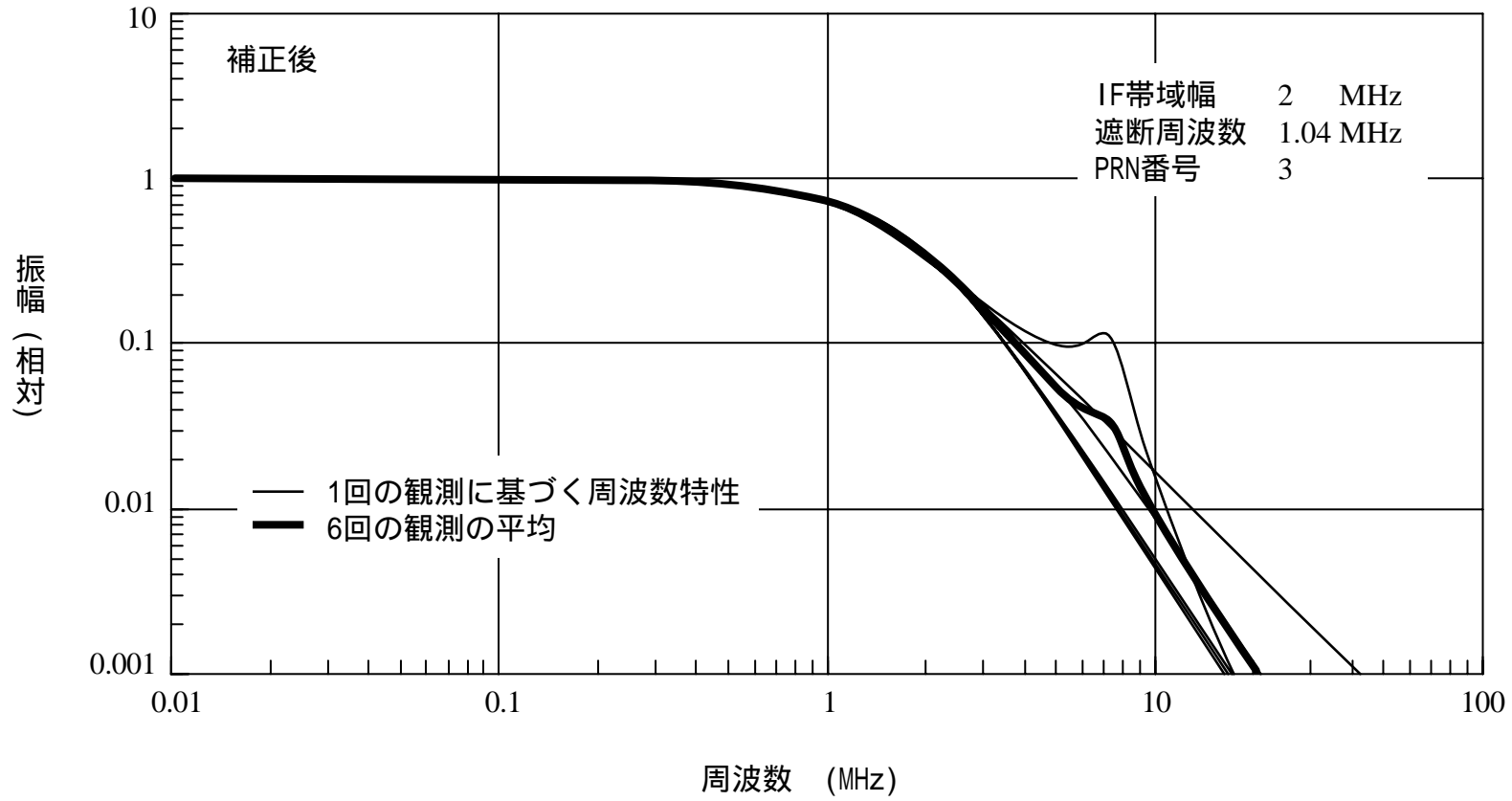


図 3.10 補正した波形と等価な応答を示すフィルタの周波数特性 (帯域幅 2 MHz)

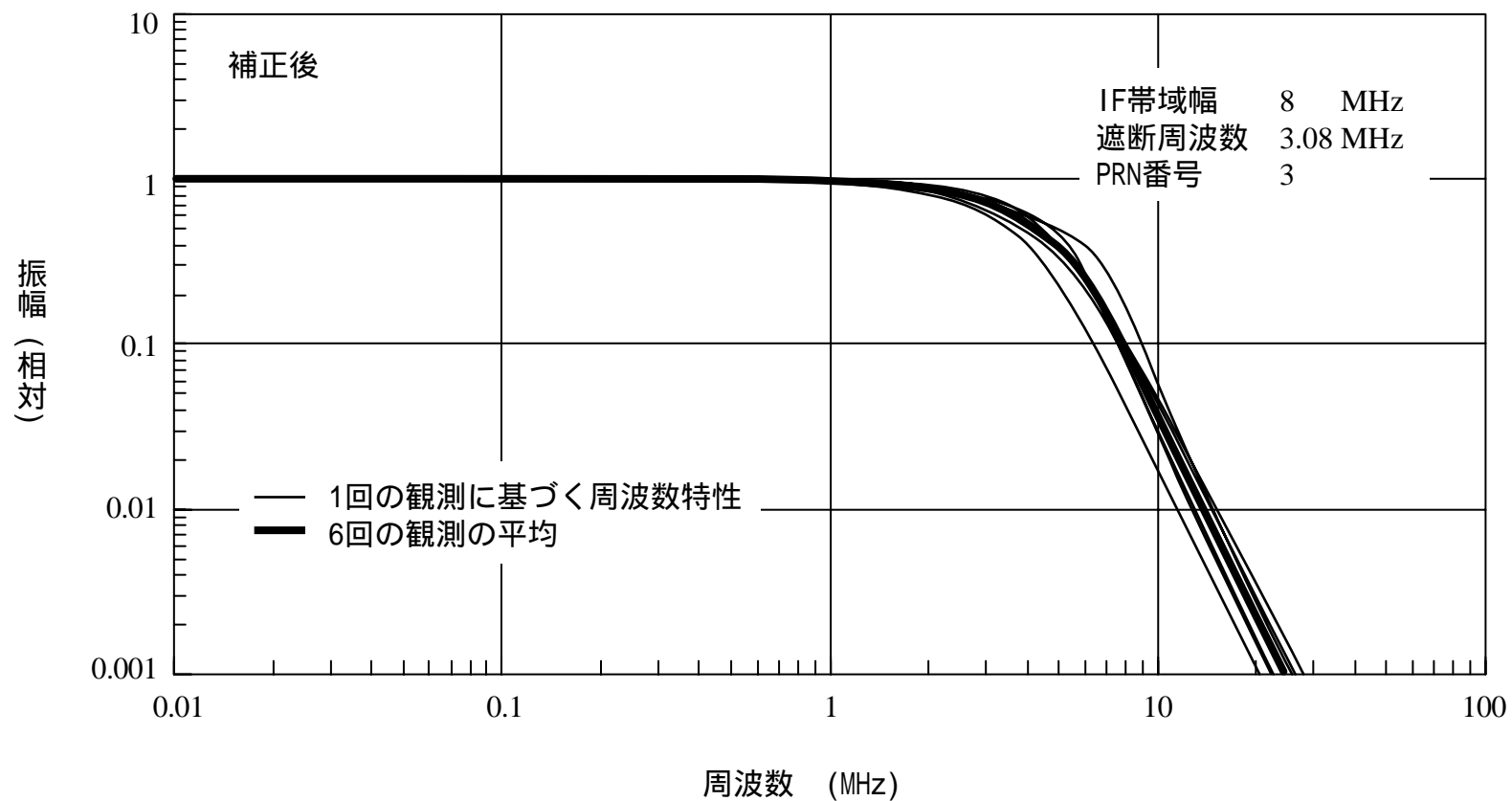


図3.11 補正した波形と等価な応答を示すフィルタの周波数特性 (帯域幅 8 MHz)

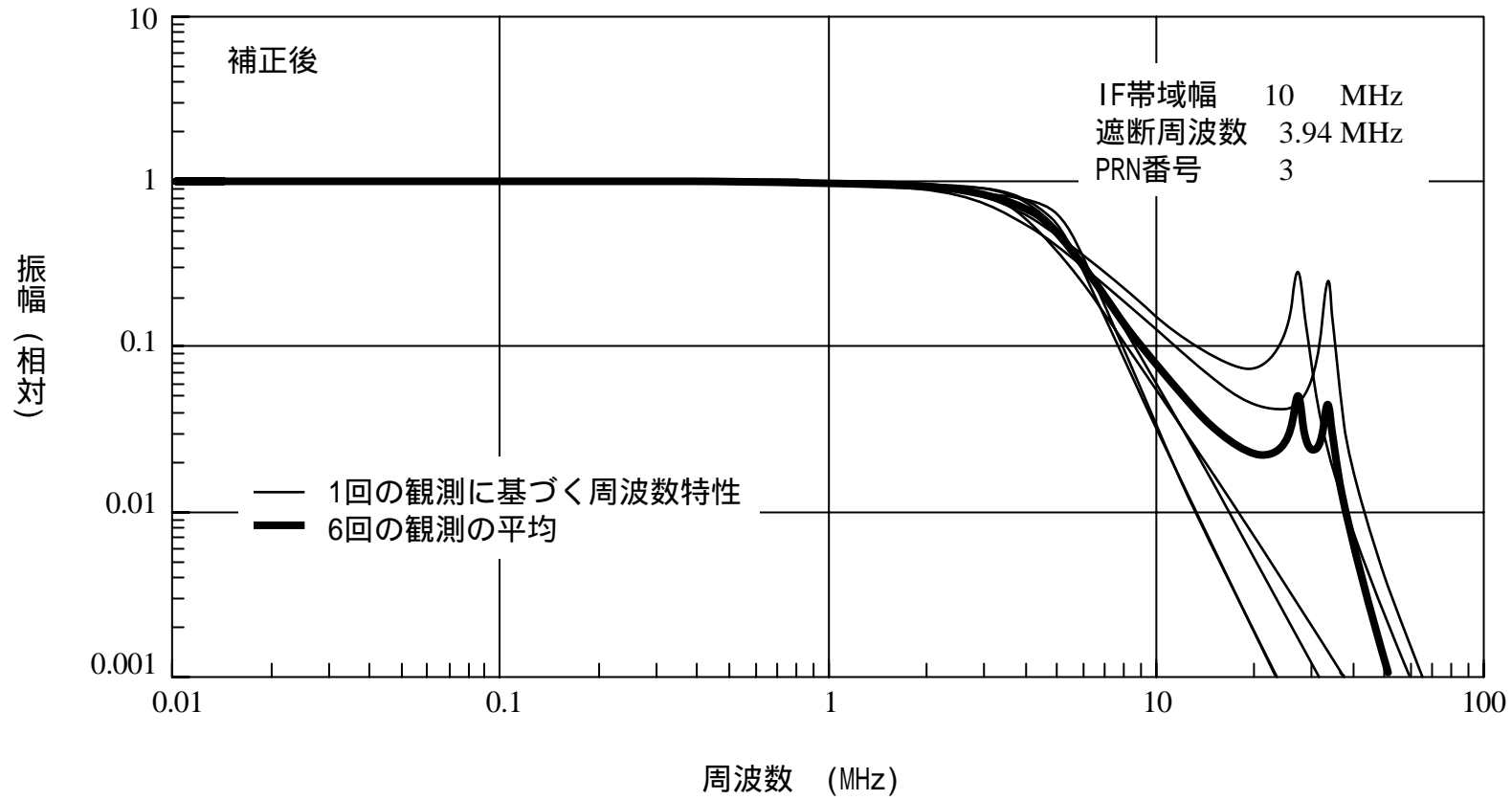


図3.6 補正した波形と等価な応答を示すフィルタの周波数特性 (帯域幅 10 MHz)

3.4 まとめ

- (2) デジタル信号処理が帯域特性に及ぼす影響も含め総合的に解析でき、有効性が確認できた。
- (3) C/Aコードの衛星側の帯域特性を調べるには、16.4 MHzの標本化レートでは低すぎるということがわかった。

消費電力を考えなければ標本化のレートはもっと高くできる。しかし、本研究で試作した受信機は商用LSIを開発するために試作したチップを活用したため、この標本化レートになった。なお、半導体の高速化が進むと、携帯機器に使用できる省電力タイプのLSIでも、将来はより高い標本化のレートが合理的になるとと思われる。

第 4 章

コード追尾方式

コードを利用して位置を測定するには、コードのタイミングを高精度で測定する必要がある。そのためには、マルチパスの影響をできるだけ排除して測定することが望まれる。前章までは、コード追尾ができていないことを前提としてコード波形の観測について検討しているが、本章ではコード追尾について検討している。

2.2 節で検討しているように衛星信号は微弱であり、直接測定することはできない。そこで、受信機で発生するコード・レプリカで衛星信号のコードを追尾する。コードが追尾できている場合は、コード・レプリカと衛星信号のコードとの位相差は時間に対して緩やかに変化する。特に、受信機が搬送波を追尾しており、搬送波で求めた位相変化量をコード位相の変化に反映させることによって、コード・レプリカと衛星信号のコード位相差は、僅かなドリフトを除き殆んど一定に保つことができる[7]。そして、時間をかけて両者の相関を求めることによって、雑音の影響を大幅に除くことができるので、両者のタイミングを小さな分散で一致させることができる。このように、衛星信号のコードを小さな分散で追尾できれば、コード・レプリカの発生回路から何時でもコードのタイミングを高い分解能で読み取ることができる。

4.1 コード追尾の基礎検討

コード追尾を検討するために、入力する信号とコード・レプリカ $G_R(t)$ の相関特性 $V(q)$ について検討する。

第2章の2.3 節で示したコード波形の観測においては、図2.4ではコードが変化するタイミングについてだけ受信信号を標本化するとした。これに対し本節では、コード追尾を検討するために、この標本化パルスがコードが変化するタイミングでも出力し、この標本化パルスを $\Pi_S(t)$ で表すことにする。更に2.3 節では、 $G_R(t)$ が変化するタイミングについて、それが立ち上がりのタイミングであるか、立ち下がりのタイミングであるかを識別する信号 $G_S(t)$ は、 $G_R(t)$ が変化するタイミングでの値は信号処理に関与しなかった。ここでは $G_S(t-r)$ を拡張して、変化タイミングに続く $G_R(t)$ がHかLかを識別する信号 $\Gamma_S(t-r)$ を定義する。この信号として、 $s-r$ だけ先行したコード・レプリカ $G_R(t-r+s)$ がそのまま利用できる。ただし、 s は0より大きく τ より小さいとする。図4.1にコード・レプリカ $G_R(t)$ 、 $\Gamma_S(t-r)$ 、(2.6)式のC/Aコード成分 $L_n(t)$ に $\Gamma_S(t-r)$ を掛けた信号、 $\Pi_S(t-r)$ のタイミング関係を示す。

図4.1に示す $\Gamma_S(t-r)$ と $\Pi_S(t-r)$ を $L_n(t)$ に乗算して時間積分すると、C/Aコードを標本

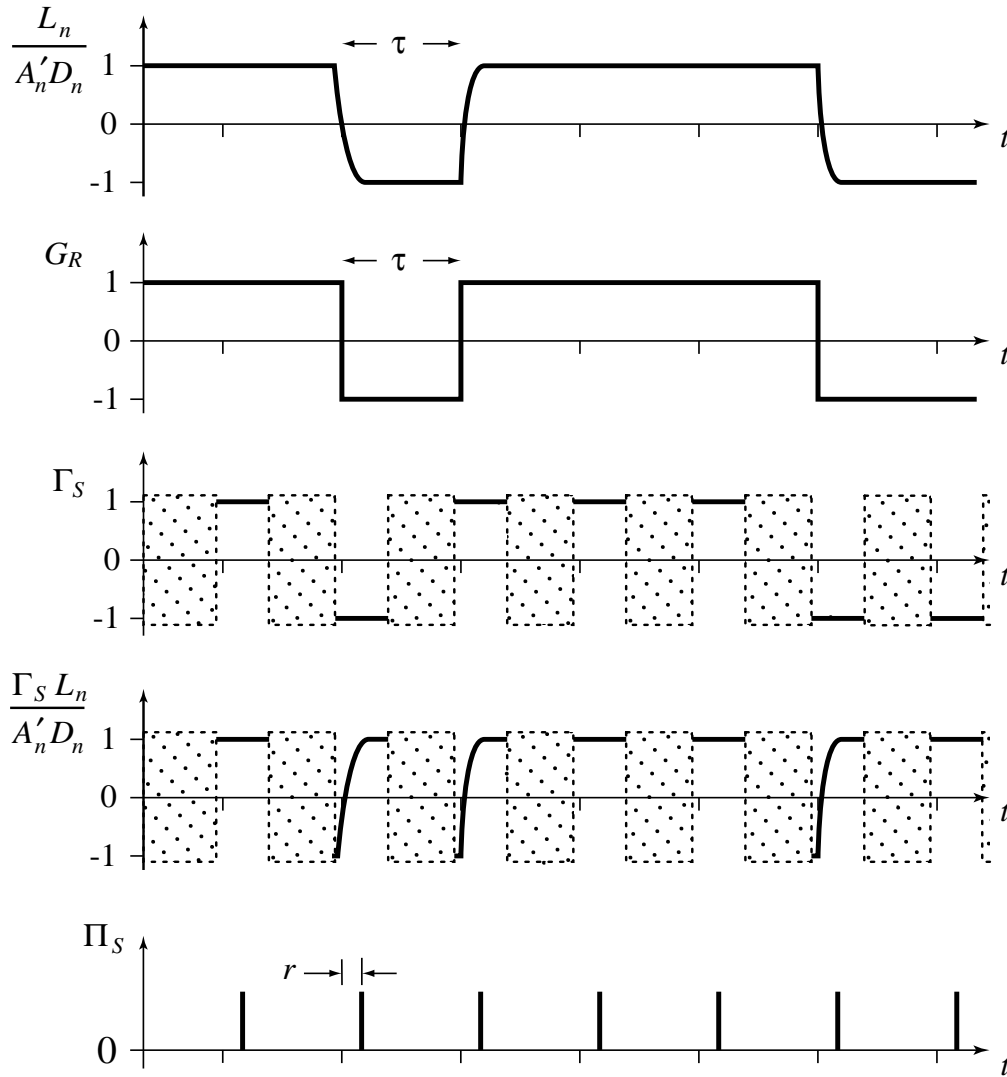


図4.1 コード追尾回路における入力信号とコード・レプリカを関連付けた標本化

化した信号の時間積分 $S_S(T_k, r)$ が得られる。

$$\begin{aligned}
 S_S(T_k, r) &= \int_{T_k-T}^{T_k} \Pi_S(t-r) \Gamma_S(t-r) L_n(t) dt \\
 &= A'_n \int_{T_k-T}^{T_k} \int_{t-w}^t D_n(a) \Pi_S(t-r) h(t-a) \Gamma_S(t-r) G_n(a) da dt \quad (4.1)
 \end{aligned}$$

この段落の説明に限って、便宜的に $A'_n D_n(t)$ が1であるとして、振幅と航法メッセージを無視して説明する。 $\Gamma_S(t-r)$ と $L_n(t)$ の積は、標本化パルスのタイミング r が $G_R(t)$ の変化タイミングよりも前であれば、両者はほぼ無相関であり $S_S(T_k, r)$ は概略0である。そして、 $G_R(t)$ の変化タイミングより 2τ 以上離れると概略0になる。 $r = 0$ の $G_R(t)$ の変化タイミングから始まり約 τ の期間と、それから更に続く τ の期間については、2.3節と同様に場合に分けて

4.1 コード追尾の基礎検討

検討する必要がある。

図4.1の4段目の信号でわかるように、 $\Gamma_S(t-r)$ と $L_n(t)$ の積には2つの場合がある。 r に対する変化で見ると、一つは図2.3で説明したエッジの向きが揃ったC/Aコード波形、もう一つはHレベルである。両者の場合の数はほぼ同じであって、標本化タイミングがエッジの手前であれば、両者が打ち消しあって $S_S(T_k, r)$ はほぼ0になり、エッジの上の方では両者が同じなので1,022倍になる。 $r = \tau$ より大きな所では、 r の変化に対しこれとは逆の変化をたどる。 r が τ より大きな所で2つの場合に分けたが、 r が τ に近いあたりでは全てHレベルになっており、両者を区別する必要はなくなっている。そして、 $\Gamma_S(t-r)$ と $L_n(t)$ の積は r が τ を超える辺りでは再び2つの場合に分かれる。それは、約半分がHレベルを保って変化しないが、残りは r が大きくなるとLレベルに遷移していく。そして、遷移領域を越えてLレベルになると、HとLのレベルがほぼ同数なので $S_S(T_k, r)$ は概略0になる。以上の結果、積分 $S_S(T_k, r)$ は(4.2)式のように表すことができる。

$$S_S(T_k, r) = 1022 A'_n D_n(T_k) \int_0^r (h(t) - h(t-\tau)) dt \quad (4.2)$$

なおこの式ではC/Aコードの自己相関が無視できるものと仮定している。

図4.2は、遮断周波数20 MHzのガウス型4素子ローパス・フィルタのインパルス応答を $h(t)$ としたときの $S_S(T_k, r)$ で、横軸はタイミング r 、縦軸は相対的な振幅である。

相関特性 $V(q)$ に戻って(4.3)式は、2.3節の(2.14)式の一部である。

$$V(q) = \int_0^T G_n(t-q) \int_{t-w}^t h(t-a) G_n(a) da dt \quad (4.3)$$

インパルス応答 $h(t)$ がわかったとして、C/Aコードの一周期 T の期間についてこの積分を

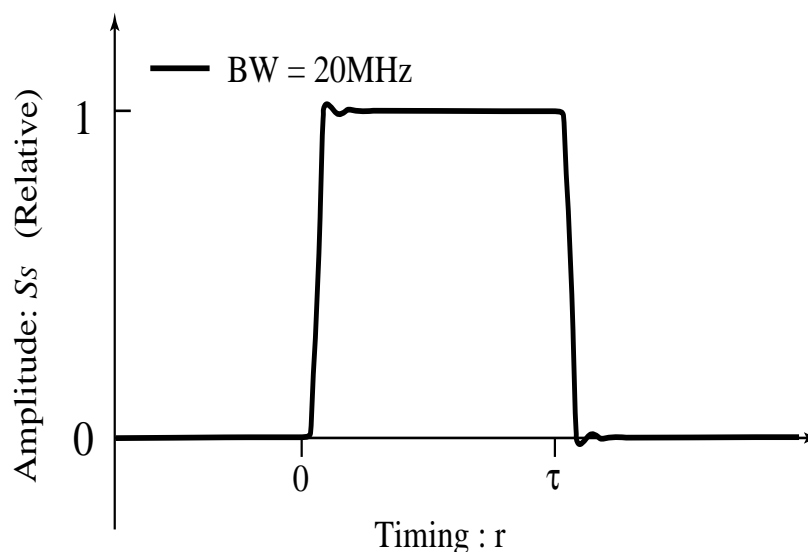


図4.2 コード追尾回路における入力信号とコード・レプリカとを関連付けた標本化積分 $S_S(T_k, r)$

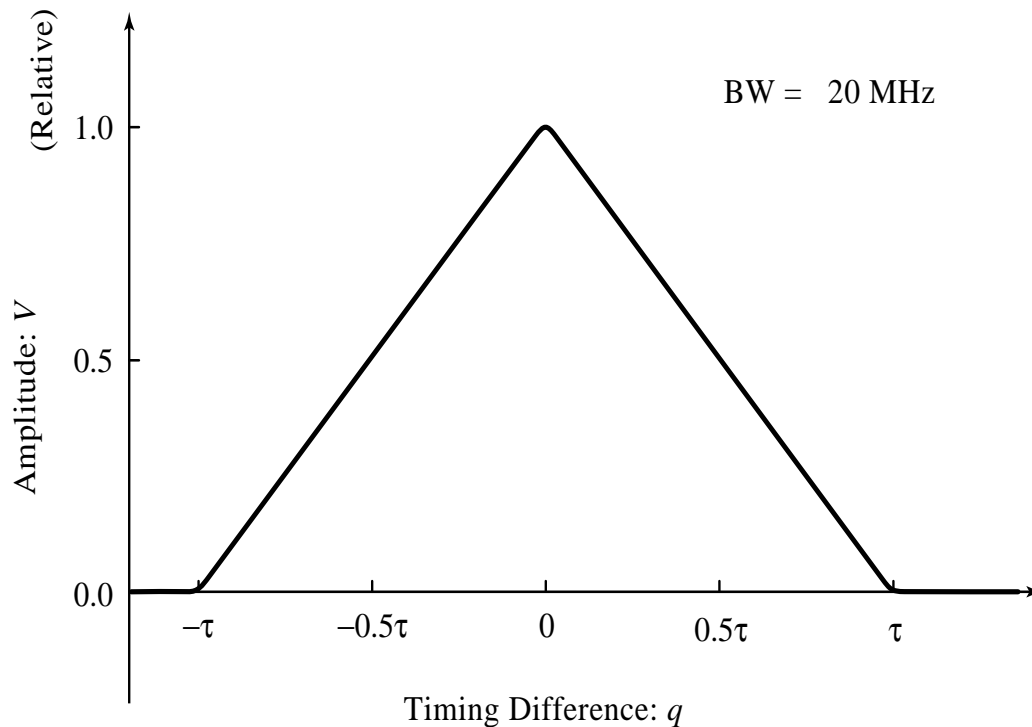


図 4.3 伝送特性を遮断周波数 10MHz、4 素子ガウス型のフィルタで模擬した相関特性 $V(q)$

行うのは容易ではない。そこで、マルチパスなどの検討を行う際は、(4.2)式の性質を利用して $V(q)$ を求めた。(4.2)式はコード追尾回路に入力するコード信号に、コード・レプリカを掛けて標本化したものであるから、(4.2)式を r で 1 チップ期間積分すると、 $V(q)$ に相当する積分結果が得られる。そして、 q は (4.2) 式の波形を区間積分するときの、積分を開始するタイミングに相当する。絶対値は一致しないが、 q に対する相対変化は正しく求めることができる。

後で詳細に説明するが、C/A コードは 1 チップ差の自己相関が PRN 番号によって異なっている。自己相関が -1 と異なる場合、(4.2)式の 2 個のインパルス応答に対して、 $r = 0$ から 1 チップ前と 2 チップ後に対応した振幅のインパルス応答を追加し、元の 2 個のインパルスをその分補正すればよい。図 4.3 は、遮断周波数 20 MHz のガウス型 4 素子ローパス・フィルタのインパルス応答を $h(t)$ としたときの $V(q)$ であって、横軸はタイミング差 q 、縦軸は相対的な振幅である。

なお、フィルタの応答はこれまでインパルス応答 $h(t)$ で説明してきた。最終的には、これを時間積分したステップ応答を求める。しかし、フィルタ応答を数値積分で求める際には、ステップ信号を入力しインパルス応答を介さずに直接ステップ応答を計算する方が簡単で精度も得やすい。本論文で報告するシミュレーション結果は全てこのステップ応答で求めている。

4.2 DLLによるコード追尾

DLLでコードのタイミングを追尾する受信機の構成と動作原理を付録A1に示している。以下に示す解析では、コード追尾における混合器の動作が線形であり、コード発生器が出力する信号の帯域幅が十分広いものとする。以下に、一つの条件についてDLLのコード追尾を解析した例を示す。

衛星が送信するC/Aコードの周波数帯域幅の仕様は入手できていない。ここでは、この帯域幅がガウス型で帯域幅 BW_x が20 MHzの4素子はしご型フィルタと同じであると仮定する。そして、受信機側の総合的な帯域特性はガウス型で帯域幅 BW_T が4 MHzの4素子はしご型フィルタで模擬する。この条件で、ステップ関数を衛星側に相当するフィルタに入力し、数値積分でステップ応答を計算した。求めたステップ応答を、更に受信機側を模擬するフィルタに入力し、数値積分で応答波形を計算して伝送系全体のステップ応答とした。

このようにして求めたステップ応答を(4.2)式に適用して図4.2の標本化積分を求める。これを更に、積分開始タイミングを変えて、1チップ期間づつ積分した結果を図4.4に示す。横軸は積分開始タイミングであって、衛星側に入力したステップ関数の立ち上がりを基準としたタイミング差 q であって、フィルタによる遅延も含んでいる。なお、ここで使用するステップ応答としては、シミュレーション結果以外に、第3章の3.2節で説明した等価回路の応答や、第2章の2.6節で説明した観測結果を使うこともできる。

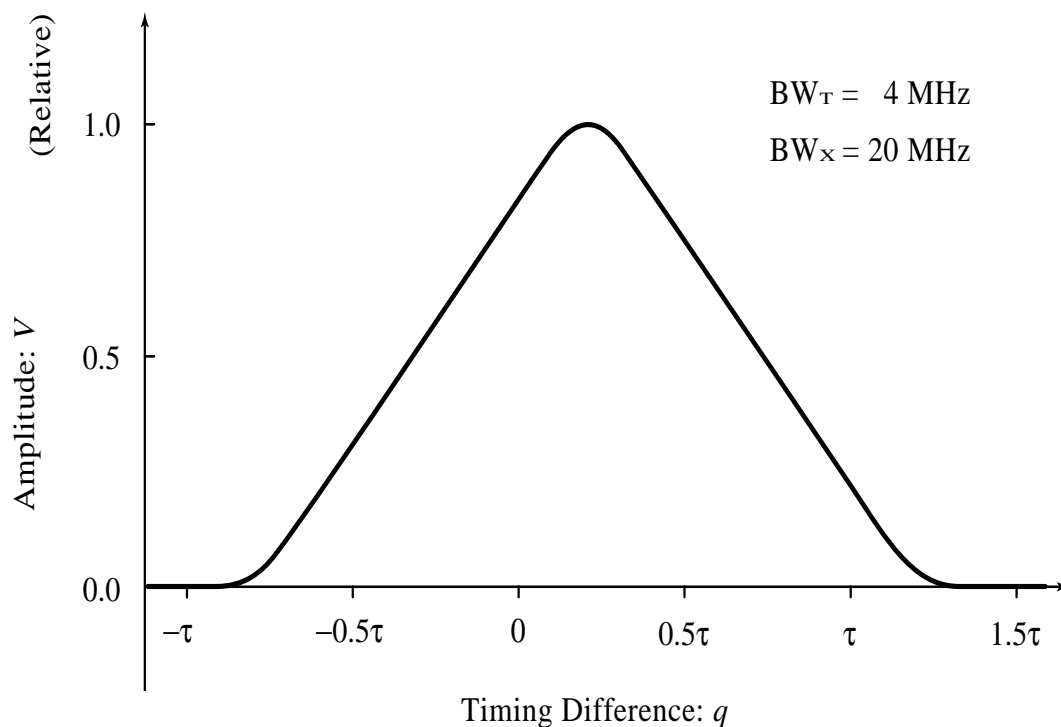


図4.4 受信機の帯域特性をガウス型フィルタで模擬した場合の相関特性
(送信帯域 20MHz、受信帯域 4MHz、4素子ガウス型)

付録A1で示すDLLを用いたコード追尾では、タイミング差が1チップのコード・レプリカと衛星信号の相関 $S_{E,I}$ と $S_{L,I}$ を求め、両者が等しくなるようにコード・レプリカのタイミングを制御する。図A1.1の $S_{P,I}$ は図4.4に示す相関特性 $V(q)$ に相当する。受信機と衛星のC/Aコードのタイミングが一致すると $S_{P,I}$ は大きくなり、1チップ期間 τ 以上離れると概略0になる。なお、これ以降では搬送波に対する同相成分だけを扱い、同相成分の識別子 I を省略する。

一方、 S_E と S_L は図4.4の曲線を1/2チップ左と右に移動した変化を示す。この図4.4の曲線で、1チップ τ の時間だけ離れた所の振幅が等しくなる位置を求めると S_E と S_L が等しくなる位置になって、この中間点がコード追尾の安定点である。この関係を式で表すと、 $S_E(q)$ と $S_L(q)$ は $S_P(q)$ と次の関係になる。

$$\begin{aligned} S_E(q) &= S_P\left(q + \frac{\tau}{2}\right) \\ S_L(q) &= S_P\left(q - \frac{\tau}{2}\right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

コード追尾の安定条件にこの関係を代入すると(4.5)式になる。

$$\begin{aligned} S_E(q) &= S_L(q) \\ S_P\left(q + \frac{\tau}{2}\right) &= S_P\left(q - \frac{\tau}{2}\right) \end{aligned} \quad (4.5)$$

数値計算で(4.5)式の条件を満たすタイミング q を計算して、DLLによるコード追尾のタイミングを求めた。

更に、伝送帯域の変化やマルチパスがある状況をステップ応答波形として織り込むことができるので、これらの影響による追尾タイミングの変化を調べることも可能である。また、コード差を1チップ以下にするDLLについても(4.5)式を修正すれば容易に検討することができる。

4.3 SCELLによるコード追尾

第2章の(2.15)式に示すコード波形 $N_S(r)$ は信号強度によらず r に対しほぼ同じ変化を示す。この性質を利用すれば、DLLと同様に衛星信号のコードを追尾することができる。この様なコード波形の観測を介して行うコード追尾を、著者らはSCELL(Sampled Code Edge Lock Loop)と呼んでいる。

DLLでは、異なるタイミングの再生コードと衛星信号との相関が等しくなるようにコード発生器を制御する。これに対し、SCELLは観測したコード波形 $N_S(r)$ の振幅が一定になるように制御する。以下は、性質の異なるSCELLの例である。

4.3 SCELLによるコード追尾

4.3.1 SCELLによる追尾方式 I

SCELL 追尾方式の最初の例は、 r が $-\tau$ の付近で $N_S(r)$ が -0.5 となるようにコード・レプリカのタイミングを制御する。すなわち

$$N_S(r_{-0.5}) = -0.5 \quad (4.6)$$

となる。ここで、(4.6)式を満たす r を $r_{-0.5}$ と表わしている。図2.8の観測波形からもわかるように、 r が $-\tau$ の付近でタイミング差を調べればマルチパスの影響を受け難い。しかし、規格化した $N_S(r)$ は相関結果である S_C を介してマルチパスの影響を受ける。 $N_S(r)$ に影響を及ぼすのは遅延が τ より短い反射信号である。

この追尾方式は、提案したSCELL方式の中で最も簡単な回路で実現でき、文献[8][9]のコード・タイミングの差を小さくしたDLL方式に近いマルチパスによる誤差を軽減する効果が期待できる。ただし、コード・タイミングの差を小さくしたDLL方式と同様、反射波が直射波よりも強い様な状況では軽減効果が得られない。

4.3.2 SCELLによる追尾方式 II

図2.8のコード波形に示す r が $-\tau$ の付近で $N_S(r)$ が -1.0 に近くなる、波形の肩の辺りの r を r_{-1} と定め、 $S_S(T_k, r_{-0.5})$ と $S_S(T_k, r_{-1})$ の比が1:2になるようにコード・レプリカのタイミングを制御すれば、4.3.1節のSCELL追尾方式 Iよりも更にマルチパスの影響を軽減できる。

$$2S_S(T_k, r_{-0.5}) = S_S(T_k, r_{-1}) \quad (4.7)$$

この方法は $N_S(r)$ を使わないので、影響されるマルチパス信号は、 $S_S(T_k, r)$ の立上りから r_{-1} までの時間よりも遅延が少ない反射波で、マルチパスの影響を受ける遅延の範囲が前の方法における τ よりも狭くなっている。

この追尾方式は、評価する相関の数が前節の追尾方式 Iより一個増える。しかし、文献[8][9]のコード・タイミングの差を小さくしたDLL方式では困難であった、反射波が直射波よりも強い状況でも、マルチパスによる誤差を軽減する効果が得られる。

4.3.3 SCELLによる追尾方式 III

r が0付近で $S_S(T_k, r_0)$ または $N_S(r_0)$ が0となるようにコード・レプリカのタイミングを制御する。すなわち

$$\begin{aligned} N_S(r_0) &= 0 \\ \text{または } S_S(T_k, r_0) &= 0 \end{aligned} \quad (4.8)$$

となる。次章では、この追尾方法とDLLの対比により、伝送系の帯域幅とマルチパスによる影響との関係を解析している。この方法は、反射波の振幅が直接波よりも小さい場合に

マルチパスの影響を軽減できる。マルチパスで S_C が変化すると、 $N_S(r)$ の r に対する振幅の変化率が変わり、コード追尾を行う帰還のループ利得が変化するので、コード追尾の時定数が変化する。しかし、 S_C の変化は $N_S(r_0)$ が 0 となる r_0 のタイミングを変えるわけではないので、コード追尾の安定点は動かない。

この追尾方式は 4.3.1 節の追尾方式 I と同様、提案した SCELL 方式の中で最も簡単な回路で実現できる。次の章で示す様に、マルチパスを軽減する効果は文献[8][9]のコード・タイミングの差を小さくした DLL 方式と同等である。ただし、コード・タイミングの差を小さくした DLL 方式と同様、反射波が直射波よりも強い様な状況ではマルチパスによる誤差の軽減効果が得られない。

4.3.4 SCELL による追尾方式IV

4.3.2 節では (2.13) 式の $S_S(T_k, r)$ を使って、 r が $-\tau$ になる付近の振幅を測定して追尾するとした。これに対し、この方式では 4.1 節 (4.2) 式の $S_S(T_k, r)$ を使って追尾する。 r が 0 の付近で $S_S(T_k, r)$ が 0.5 と 1.0 に近くなる波形の立ち上がり部分をそれぞれ $r_{0.5}$ 及び r_1 と定め、 $S_S(T_k, r_{0.5})$ と $S_S(T_k, r_1)$ の比が 1:2 になるようにコード・レプリカのタイミングを制御する。すなわち

$$2S_S(T_k, r_{0.5}) = S_S(T_k, r_1) \quad (4.9)$$

となる。

この方式は、マルチパスと追尾回路の規模に関して 4.3.2 節の特性と同じである。しかし、有効な波形観測タイミングは 4.3.2 節の 2 倍になるので、 C/N は約 3dB 有利である。そして 4.3.2 節と同様、文献[8][9]のコード・タイミングの差を小さくした DLL 方式では困難であった反射波が直射波よりも強い状況でも、マルチパスによる誤差を軽減する効果が得られる。

4.4 考察

SCELL は信号の瞬時値を標本化するので、タイミング差をチップ期間 τ として信号を時間積分する DLL に比べると C/N の点で不利である。通常より弱い信号に対しては、コード追尾の変動が十メートルを超える程度の分散で良いのであれば、タイミング差を τ とする DLL は SCELL の数分の一の時定数で追尾できる。しかし、マルチパスの影響が無い場合であっても、衛星との距離に換算して数メートル程度の分散で追尾する場合は 5 秒程度の時定数が必要である。そして、SCELL も 5 秒程度の時定数で数メートル程度の分散になるので、タイミング差をチップ期間 τ とする DLL と同等である。従って、衛星信号の直接波が受信できる状況では、タイミング差を τ とする DLL に対して SCELL は C/N に関し同等である。これは、小さな分散でコードを追尾する場合はタイミング差を τ とする DLL も SCELL も、コードの立上り部分の位置を測定することになるためである。

4.5 まとめ

このC/Mに関して、タイミング差を小さくするDLLは、タイミング差を τ とするDLLとの比較においてSCELLと同様の特性を示す。

4.5 まとめ

C/Aコード波形を観測する技術が、コード追尾に応用できることがわかった。そして、コード波形を観測する方式について検討したときの考え方は、DLL方式の追尾特性を検討する際にも役立ち、帯域特性、マルチパス特性、コードの自己相関などの影響が容易に解析できる。以上の研究で得られた成果は次の通りである。

- (1) C/Aコード波形のエッジを追尾する新しいコード追尾方式を確立した。
- (2) 新しいコード追尾方式はマルチパス誤差を軽減できる。
- (3) 新しいコード追尾方式Ⅱ及びⅣは直接波より反射波が強い場合でもマルチパス誤差を軽減できる。
- (4) コード波形観測の考え方はDLL方式の追尾特性の解析に役立つ。

以上の成果によって、マルチパスによる追尾誤差と、追尾方式や伝送路の帯域との関係について調べる準備が整った。

第 5 章

SCELL の耐マルチパス特性

コード追尾回路の入力で衛星信号の C/A コード波形を観測すれば、より実際に即した耐マルチパス特性を評価することができる。本章では SCELL 方式について説明する際は、全て $S_S(T_k, r_0) = 0$ または $N_S(r_0) = 0$ になるようにコード・レプリカのタイミングを制御する、第 4 章の 4.3.3 節に示す SCELL によるコード追尾方式Ⅲについて評価している。評価の基準には、広く使われている DLL 方式を用いている。なお、反射信号の振幅は直接波よりも小さいとした。

5.1 マルチパスによるコード追尾誤差の解析方法

マルチパスを示す識別子を M 、マルチパスによる搬送波位相の追尾誤差を θ 、反射波の識別子を m 、反射波の振幅比を B_m 、反射波の遅延時間を β_m 、再生搬送波に対する反射波の位相差を θ_m で表すことにする。衛星と受信機間の伝搬路でマルチパスがある場合、観測されるコード波形 $N_S^M(r)$ は、直接波のコード波形 $N_S(r)$ に反射波のコード波形 $B_m N_S(r - \beta_m)$ を加えた形になる。

$$N_S^M(r) = A_S^M \left(N_S(r) \cos \theta + \sum_m (B_m N_S(r - \beta_m) \cos \theta_m) \right) \quad (5.1)$$

ただし、 A_S^M はマルチパスの影響を受けた S_C の振幅変化である。

解析を容易にするため、反射波を 1 波に限定するとコード波形は次式になる。

$$N_S^M(r) = A_S^M (N_S(r) \cos \theta + B_1 N_S(r - \beta_1) \cos \theta_1) \quad (5.2)$$

ここで、反射波の影響が大きくなるのは、直接波に対する反射波の搬送波位相の差が 0 度と 180 度のときである。このときは、位相を回転させる成分が無いので搬送波の追尾誤差が生じない。この場合、(5.2) 式における θ は 0 である。

図 5.1 は反射波を $B_1 = 0.5$ 、 $\beta_1 = 0.5\tau$ 、搬送波の位相差 θ_1 を 0 と 180 度、 $A_S^M = 1$ とした $N_S^M(r)$ の変化を示している。ここでは、受信機の帯域幅を 10 MHz とした試作機において実衛星のコード波形を観測し、この観測波形と等価な応答特性を示す 4 素子のはしご型フィルタを求め、そのステップ応答波形に基いて計算している。横軸は標本化のタイミングで、縦軸は相対的な信号レベルである。わかり易くするために、マルチパスによる影響が無いときに SCELL 方式で追尾が安定するタイミングを 0 とした。

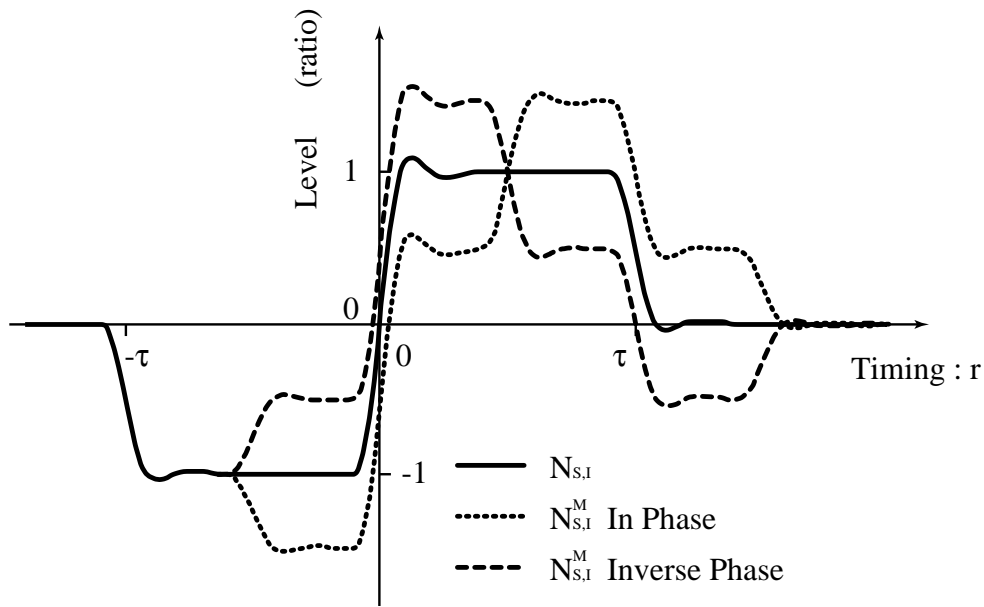


図 5.1 計算によるマルチパス環境下の C/A コード観測波形

マルチパスが無いときの C/A コードの観測波形は、図 2.8 の C/A コード波形と同様に 3 つのステップ応答を組み合わせた形になっている。同相の反射波がある場合は、直接波に対して振幅が半分で右方向に 0.5τ ずれた波形を、直接波に加えた形になる。このとき、SCCELL 方式で追尾が安定するタイミングは、この波形と横軸の交点なので、遅れる方向に移動する。逆相の反射波がある場合は、同様の反射波を直接波から引いた形になり、追尾が安定するタイミングは逆の方向に移動する。そして、反射波の位相が同相または逆相以外の場合は、この二つの波形の間に収まるはずで、SCCELL 方式の追尾が安定するタイミングも両者の間になる。マルチパスによる SCCELL 方式の追尾誤差を計算で求める場合は、(5.2) 式が 0 になるタイミングを数値積分で計算する。

DLL 方式におけるマルチパスの追尾誤差は、反射波を加えた (4.2) 式の $S_S(T_b, r)$ を求め、この波形を 1 チップ期間積分した値 $V(q)$ が (4.5) 式の条件を満たすタイミング q を計算する。反射波の搬送波位相差 θ_1 を 0 と 180 度に設定して誤差範囲を評価するのは、SCCELL 方式の場合と同様である。

以上の方法で誤差を検討する際に、実測した C/A コード波形から求めた等価回路のステップ応答波形を使うことで、実際に即した SCCELL 方式と DLL 方式のマルチパスで生じる追尾誤差を見積もることができる。

5.2 DLL 方式のマルチパスによるコード追尾誤差の解析

第 3 章 3.3 節の図 3.1 から図 3.3 に示している、実測した C/A コード波形から求めた等価回路のステップ応答波形を使って、マルチパスの追尾誤差を計算した。図 5.2 から図 5.4 は

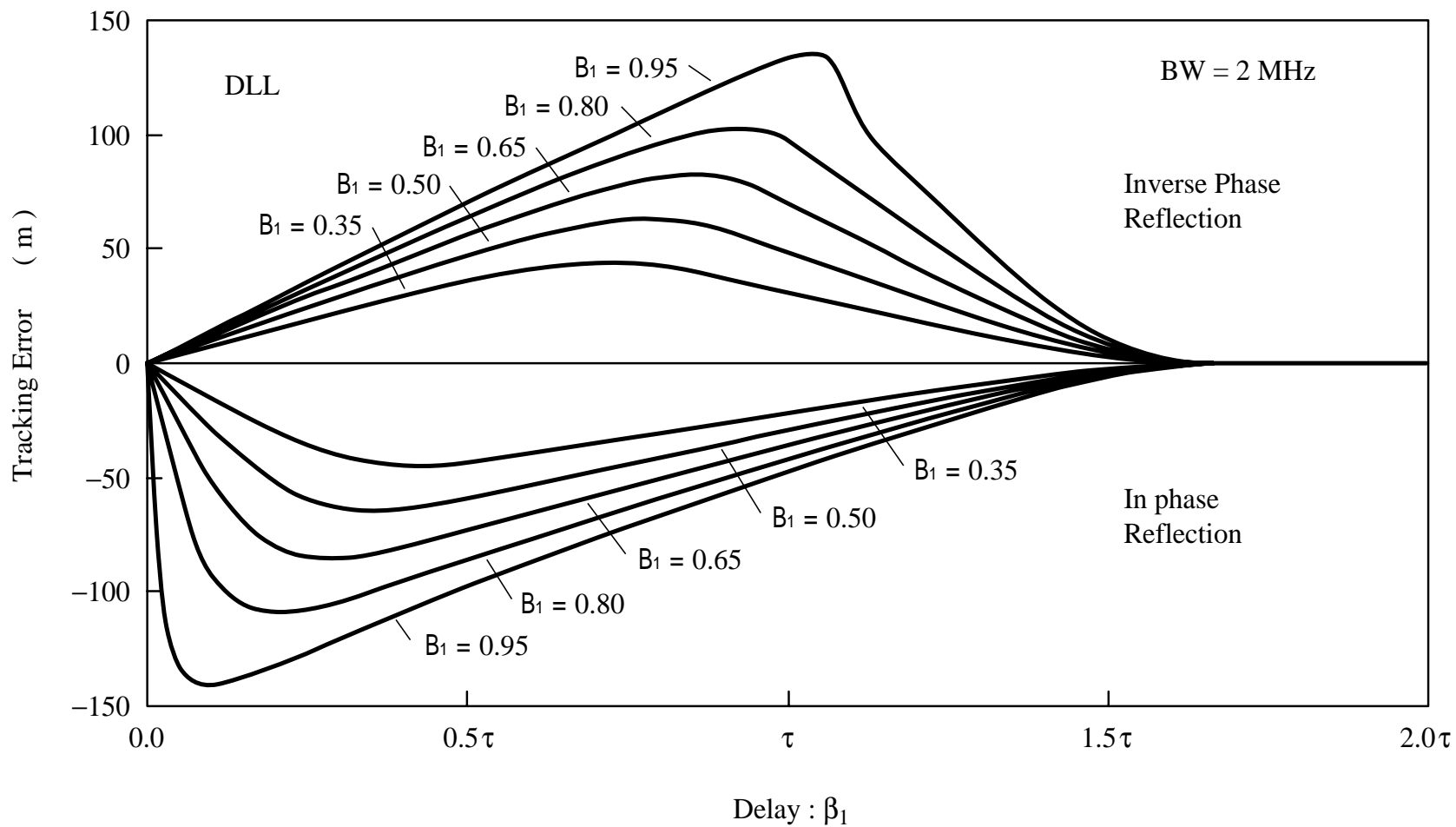


図5.2 DLL方式におけるコード追尾誤差の変化

(受信帯域 4 MHz)

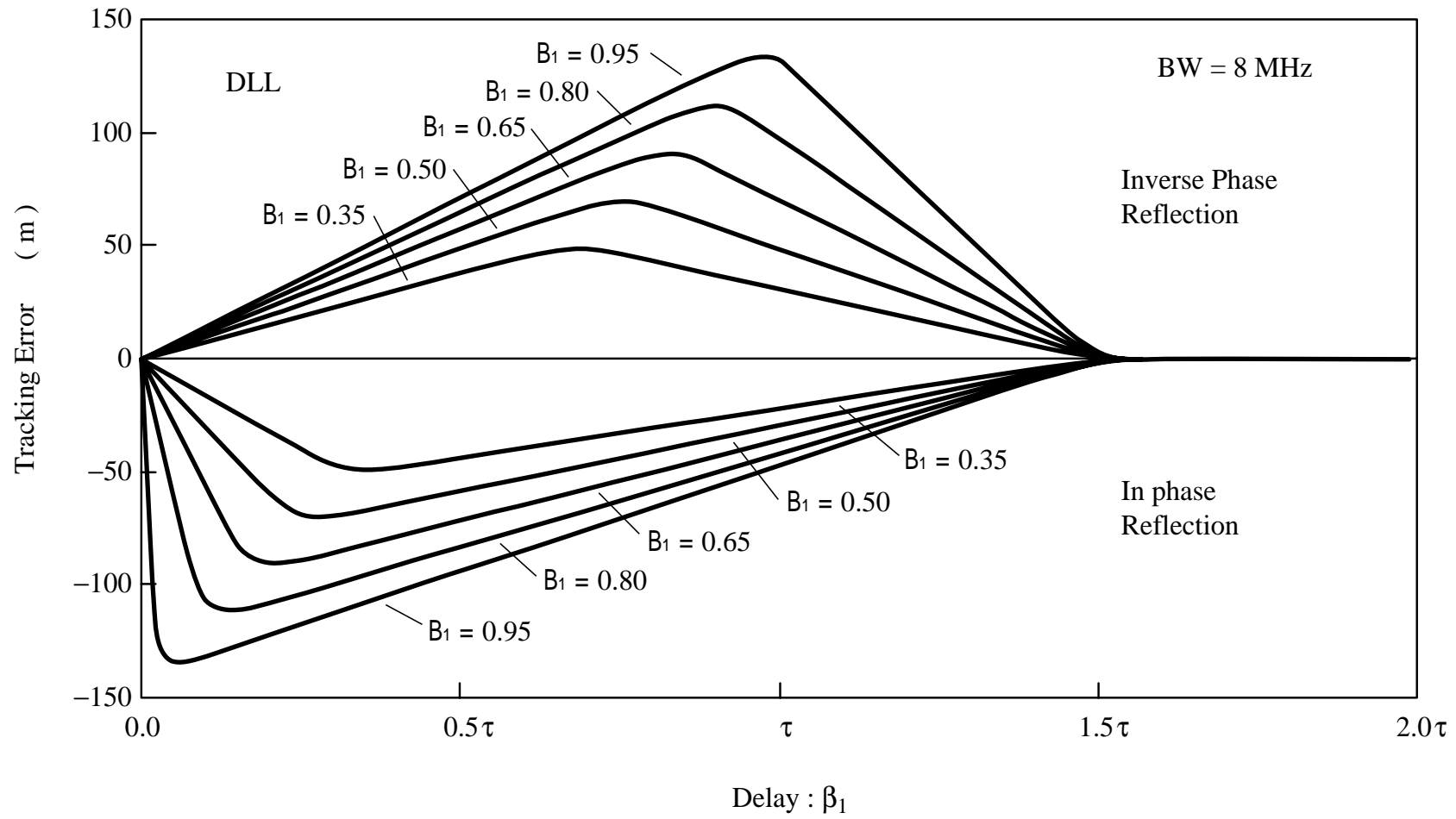


図5.3 DLL方式におけるコード追尾誤差の変化

(受信帯域 8 MHz)

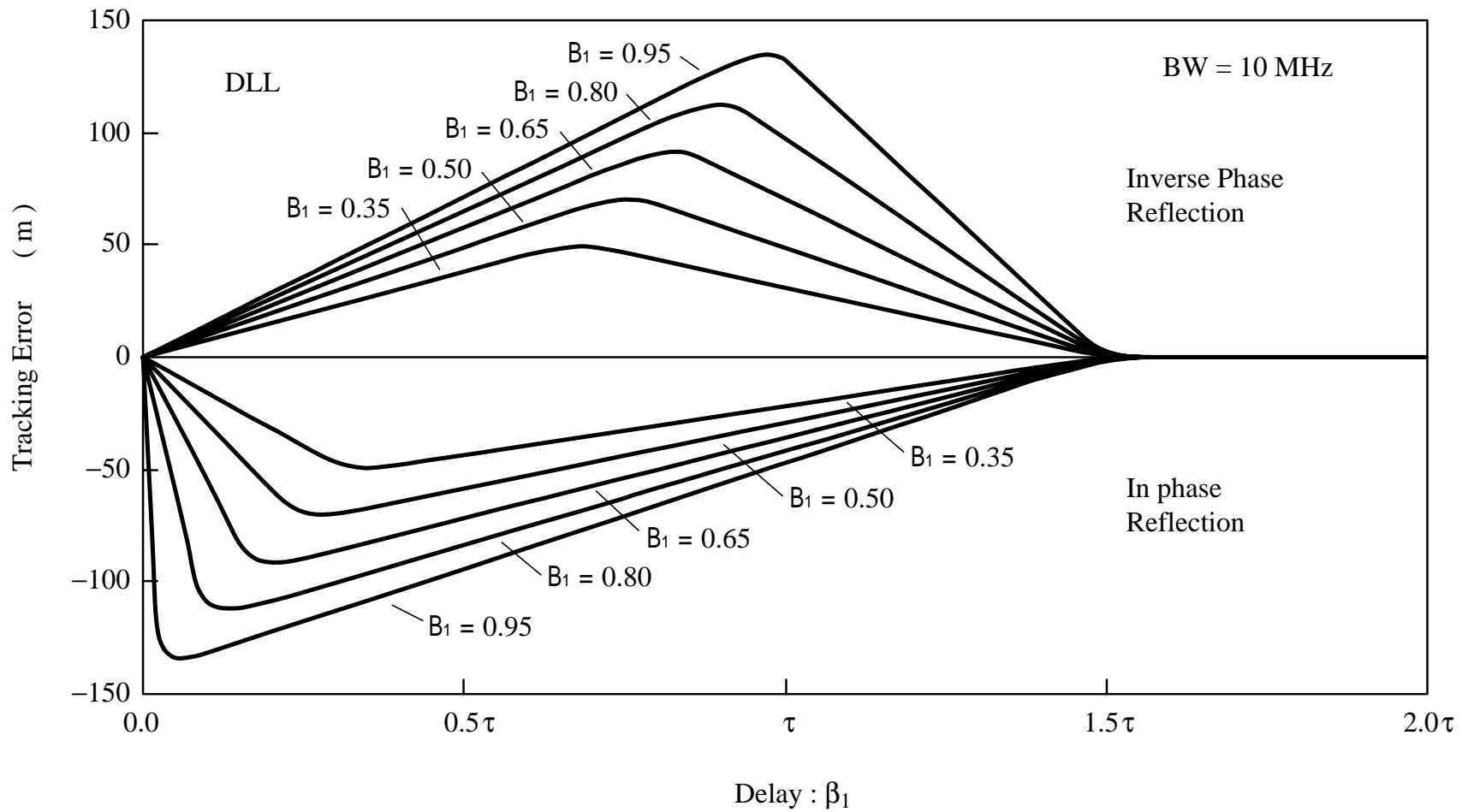


図 5.4 DLL 方式におけるコード追尾誤差の変化

(受信帯域 10 MHz)

タイミング差を1チップ期間 τ とした、DLL方式におけるマルチパスの追尾誤差を計算した例で、受信機の帯域幅はそれぞれ2 MHz、8 MHz、10 MHzである。横軸は反射波の遅延時間、縦軸は距離に換算したマルチパスによる追尾誤差で、直接波に対する反射波の振幅比 B_1 をパラメータとして0.35、0.50、0.65、0.80、0.95とした計算結果をプロットしている。上半分は逆相の搬送波位相、下半分は同相の搬送波位相を持った反射波による追尾誤差で、その他の位相は両者の間に入る。また、 1.5τ を超える遅延波の影響は受けない。しかしこのときは、直接波による追尾の安定点から離れて、遅延波による別の追尾安定点が遅れたタイミングに現れるので、衛星信号の追尾を開始した初期の段階では注意が必要である。

図5.2の帯域幅が2 MHzで振幅比が0.95の場合では、誤差が最大となるのは遅延が 0.10τ で直接波と同相の反射波で、誤差は140.6 mであった。同じ振幅比において、逆相の反射波によって誤差が最大となるのは遅延が 1.04τ で、そこでの誤差は135.5 mであった。受信機の帯域幅に対する違いを見ると、帯域幅が広いほど遅延に対する変化の曲線が角張った形になっているが、誤差は同程度である。

5.3 SCCELL方式のマルチパスによるコード追尾誤差の解析

続く、図5.5から図5.7はSCCELL方式におけるマルチパスの追尾誤差を計算した例で、受信機の帯域幅は同じく2 MHz、8 MHz、10 MHzである。直接波に対する反射波の振幅比 B_1 のパラメータは0.35、0.50、0.65、0.80、0.95である。この追尾誤差も、実測したC/Aコード波形から求めた等価回路のステップ応答波形を使って5.1節で説明した方法で計算した。

図5.5の帯域幅2 MHzで振幅比が0.95の場合を見ると、同相の反射波に対する追尾誤差が最大値となるのは遅延が 0.24τ の同相の反射波で、誤差は48.7 mになっている。これは、タイミング差をチップ期間 τ としたDLL方式と比べると3分の1に近く、改善されたと言える。同じ振幅比において、逆相の反射波による誤差が最大となるのは遅延が 0.75τ で、そこでの誤差は99.0 mになっている。こちらは、タイミング差をチップ期間 τ としたDLL方式の4分の3程度であって、改善の程度は僅かである。

これに対し図5.6の帯域幅8 MHzで振幅比が0.95の場合を見ると、同相の反射波に対する追尾誤差が最大値となるのは遅延が 0.72τ の同相の反射波で、誤差は21.9 mになっている。これは、同じ帯域幅でタイミング差をチップ期間 τ としたDLL方式と比べると6分の1に改善されている。また、逆相の反射波による誤差が最大となるのは遅延が 0.89τ のところで誤差は29.3 mになっている。そして、タイミング差をチップ期間 τ としたDLL方式と比べても5分の1に近く、全体として大きな改善があると言える。

図5.7の帯域幅10 MHzで振幅比が0.95の場合を見ると、同相の反射波に対する追尾誤差が最大値となるのは遅延が 1.00τ の同相の反射波で、誤差は23.9 mになっている。これは、同じ帯域幅でタイミング差をチップ期間 τ としたDLL方式と比べると6分の1程度に改善されている。また、逆相の反射波による誤差が最大となるのは遅延が 0.96τ で誤差は22.6 mになっている。そして、タイミング差をチップ期間 τ としたDLL方式と比べて6分の1に近くなり、帯域幅8 MHzにおける逆相の最大誤差29.3 mと比べて僅かに改善されている。

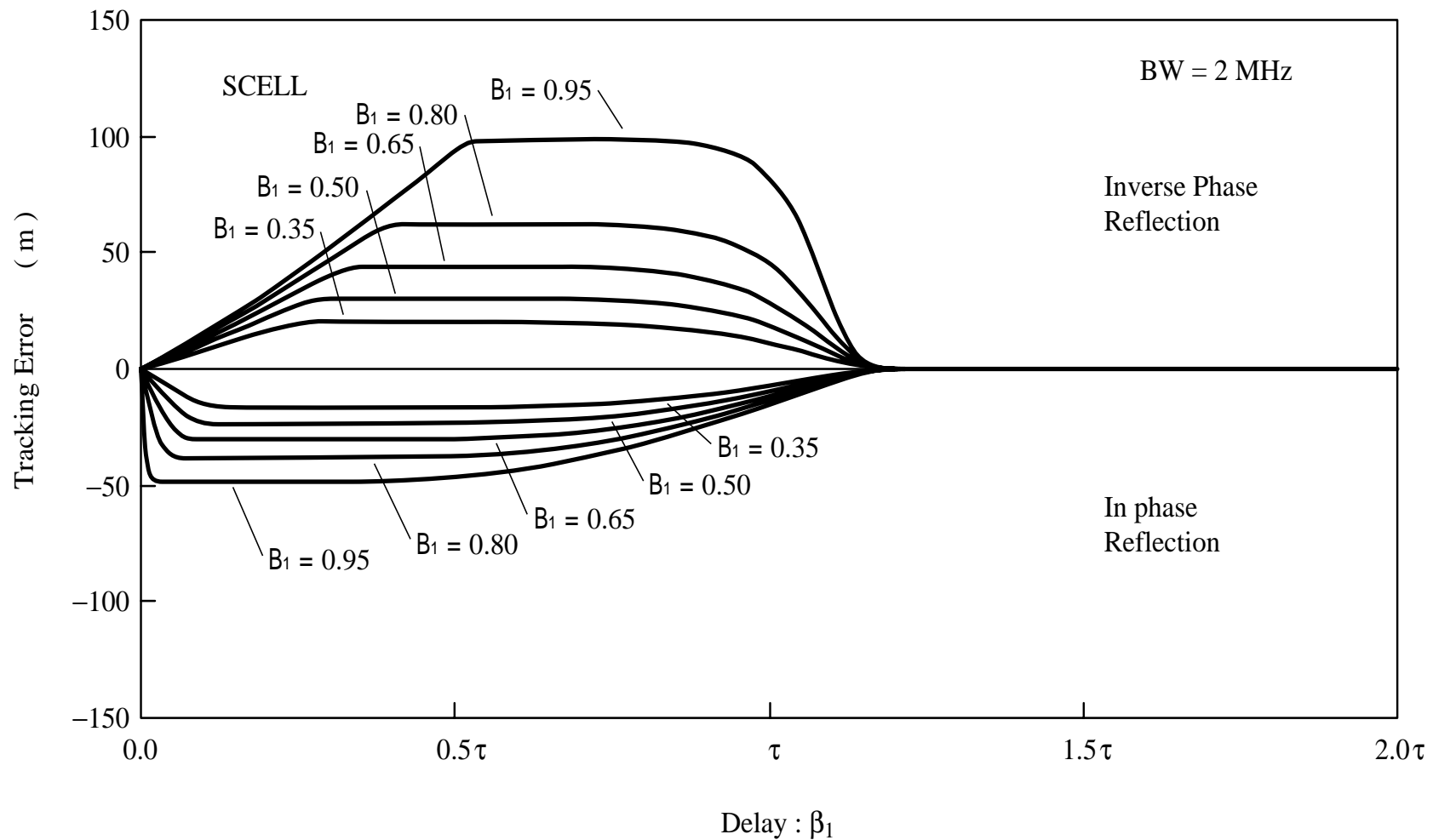


図 5.5 SCCELL 方式におけるコード追尾誤差の変化

(受信帯域 4 MHz)

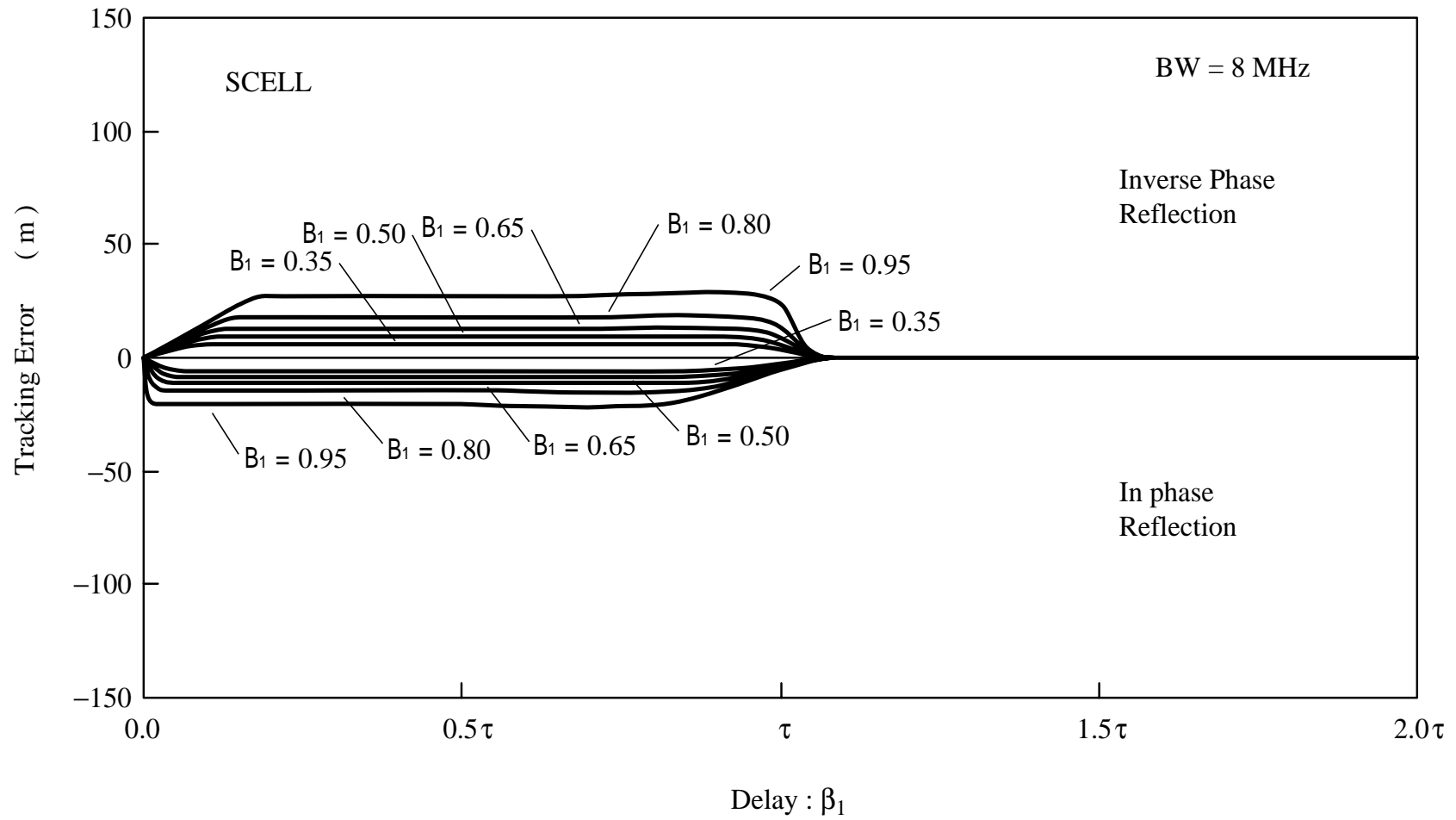


図 5.6 SCCELL 方式におけるコード追尾誤差の変化

(受信帯域 8 MHz)

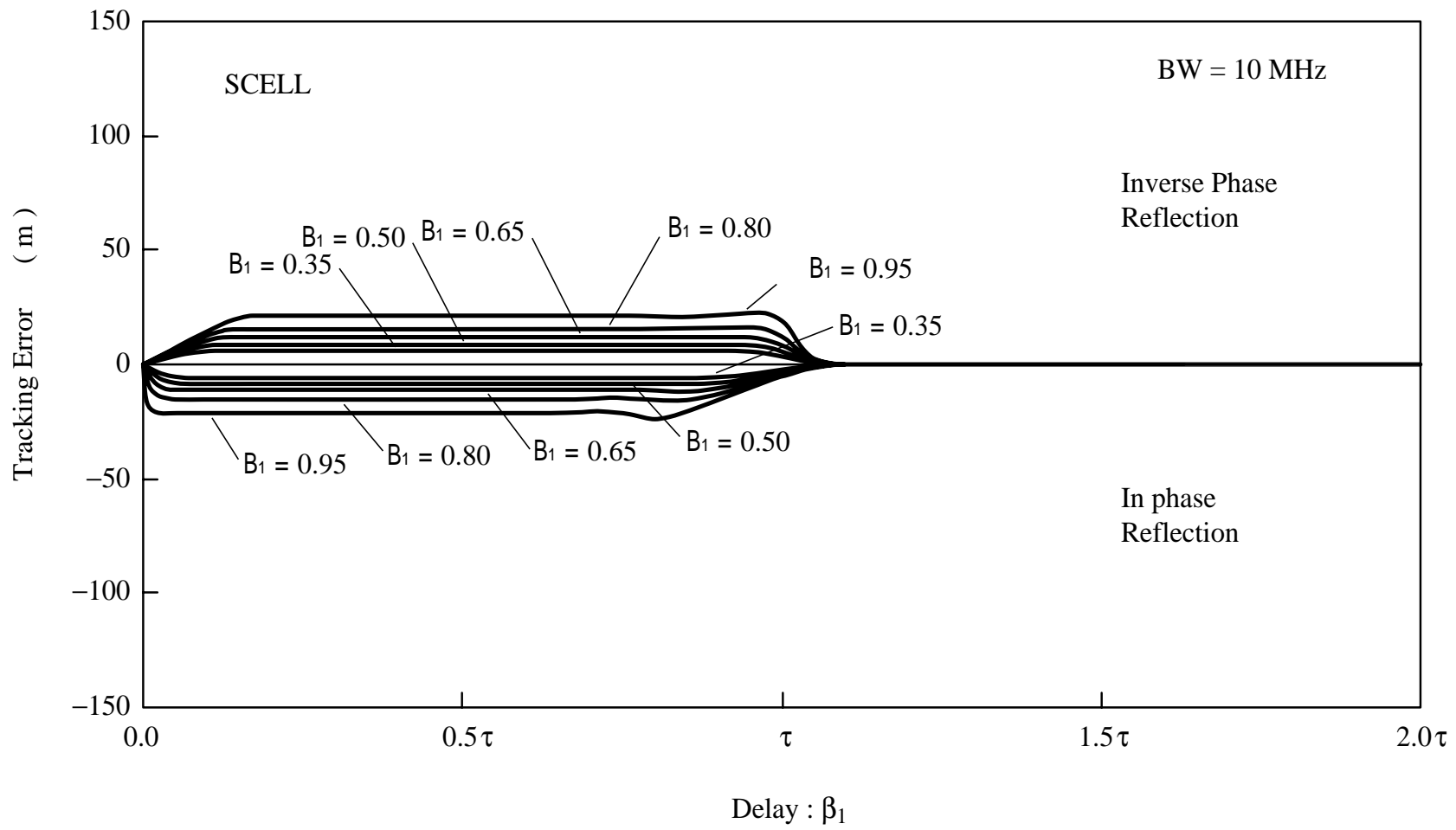


図 5.7 SCCELL 方式におけるコード追尾誤差の変化

(受信帯域 10 MHz)

表5.1はコード追尾方式、受信機の帯域幅、反射信号の強度比の違いに対する追尾誤差の最大値を比較した結果である。この表も、SCELL方式はタイミング差をチップ期間 τ としたDLLより誤差の最大値が小さくなり、マルチパスの影響を低減する効果があることを示している。

また、SCELL方式では受信機の帯域幅が広いほど誤差の最大値が小さくなっており、伝送系の帯域幅を広くした方がマルチパスの影響を低減する効果が大きいと言える。一方、タイミング差を τ としたDLLでは受信機の帯域幅を変えても誤差の最大値があまり変化していない。以上により、SCELL方式のマルチパスによる追尾誤差は、受信帯域幅が広ければDLL方式と比べ大幅に軽減できることが明らかになった。

5.4 まとめ

SCELL方式とタイミング差をチップ期間 τ としたDLL方式について、マルチパスによるコード追尾誤差の受信帯域による変化を調べた。そして、C/Aコード波形を観測する技術と、この測定したコード波形から求めた総合特性としてのステップ応答波形を用いて、実際に即したかたちでマルチパスによるコード追尾誤差が評価できた。以上の研究で得られた成果は次のとおりである。

表5.1 SCELL方式とDLL方式におけるコード追尾誤差の最大値

Type \ BW		2 MHz	8 MHz	10 MHz
SCELL	$B_1 = 0.35$	19.8 ^m	6.3 ^m	6.0 ^m
	$B_1 = 0.5$	30.5 ^m	9.4 ^m	8.9 ^m
	$B_1 = 0.65$	43.9 ^m	13.3 ^m	12.3 ^m
	$B_1 = 0.8$	62.5 ^m	18.5 ^m	16.4 ^m
	$B_1 = 0.95$	99.0 ^m	29.3 ^m	23.9 ^m
DLL	$B_1 = 0.35$	44.7 ^m	49.1 ^m	49.2 ^m
	$B_1 = 0.5$	64.6 ^m	70.1 ^m	70.2 ^m
	$B_1 = 0.65$	85.5 ^m	91.1 ^m	91.4 ^m
	$B_1 = 0.8$	108.8 ^m	112.2 ^m	112.4 ^m
	$B_1 = 0.95$	140.6 ^m	134.4 ^m	134.6 ^m

5.4 まとめ

- (1) 実測した伝送系のステップ応答を使って、マルチパスによるコード追尾誤差を実際に即して評価できるようになった。
- (2) SCELL方式がマルチパス誤差を軽減できることを証明できた。
- (3) SCELL方式によるマルチパス誤差の軽減には広い伝送帯域が必要である。

なお文献[8][9]においても、DLLの2つのコード・タイミングの差を小さくすることによって、タイミング差を τ とした場合に比べマルチパスの影響を軽減できることが報告されている。ここで報告されているDLLの特性は、本研究で提唱しているSCELL方式と類似しており、帯域幅を広くすることでより大きな低減効果が得られる点についても共通している。

第 6 章

追尾方式の違いによる

DGPS 測位の誤差

C/A コードのタイミングを利用する GPS 測位の精度は、GPS 衛星から放送される情報のみで行う単独測位の精度が 10 m(2drms) 程度であるのに比べ、基準局が観測した結果を利用する DGPS (Differential GPS) 測位では、衛星や伝搬路に起因する誤差を排除でき、1 m(2drms) 以下の測位精度が得られる。

搬送波測位ほどではないが、高い位置精度が必要で衛星信号が頻繁に途切れる様な用途では、コードによる DGPS 測位が有効である。このコードによる DGPS 測位では、基準局と移動局に同じ形式の受信機を使う方が良いことは明らかである。ところが、一つの局で得た DGPS の補正情報は半径 200 km 程度の広範囲で有効とされ、中波ビーコンのように放送形式で不特定の利用者に提供されている。そのため、基準局と移動局が同じ受信機とは限らない。

第 4 章で提唱した SCCELL 方式のように一般的な DLL 方式と異なる受信機を使うにあたり、両者の間で DGPS 測位を行った場合の誤差について検討する必要があると考え、誤差要因の抽出から着手した。

6.1 DGPS 測位の誤差要因

コード位相を利用して測位する GPS 受信機は、同時に複数の衛星について測定したコード・タイミングを比較し、その違によって位置を求める。そのため、コード・タイミングの誤差は測位精度に直接影響する。

第 1 章の 1.1 節で示したように、コード・タイミングの誤差としては、大気遅延、電離層遅延、衛星時刻の誤差、衛星軌道の誤差などがある。仰角が 10° 以上の衛星を使って測位する場合、これらの誤差は合わせて 5 m 程度である。2000 年 5 月 2 日以前は、米国政府が認めた以外の一般の利用者に対して精度を劣化させる SA (Selective Availability) 操作が加えられていたが、現在は外されている。SA では各衛星の誤差が 30 m 余りになっていた。しかし、これらの誤差は測位結果に対して同じ様な影響を及ぼすので、限られたエリア内で相対位置を測定する場合には影響がない。そこで、基準とする位置で衛星信号のずれを観測し、移動側でこの結果を使って補正すると、これらの誤差を除くことができる。また、これらの誤差は基準点との距離が近くなるほど減少する。大気遅延のモデル誤差、電離層の局地的な変動、衛星の軌道誤差などは、いずれも基準点からの距離的な要素が絡んでい

る。このような測位方法を DGPS 測位と呼んでいる。

基準点に近い位置であれば1 mないしそれ以下の誤差でC/AコードによるDGPS測位が可能と言われている。しかし、C/Aコードはチップ・レートが1.023MHzであって伝搬距離に換算して約300 mである。従って1 m以下の測位精度を得るには、雑音に埋もれた衛星信号のC/Aコードを少なくとも300分の1以下の精度で追尾する必要がある。チップ・レートが低く微弱な衛星信号のC/Aコードを、一般の車両に加わる程度の加速度条件で小さな分散で追尾する技術が確立されいていることは、第4章の冒頭で説明した。

この様な、チップ・レートの300分の1以下の分解能でコード・タイミングを測定するDGPS測位を想定し、次に示す要因で生ずる誤差について検討した。SCELL方式の様な追尾方式はC/Aコードの波形の一部を捕らえて追尾する。一方、DLL方式による追尾方式はC/Aコードの波形の積分値を比較して追尾するので、C/Aコード全体を見て追尾することになる。この様な性質の異なる受信機を組み合わせたDGPS測位では、この違いで誤差が発生する可能性がある。以下の節は、この誤差について検討した結果である。

なお、測位誤差を検討する際にマルチパスは特に重要な要素であるが、これはアンテナやその設置環境、衛星の仰角などに大きく左右されるので、この節では検討しない。

6.2 コード追尾方式の違いによる誤差モデル

C/Aコードを利用するGPS測位は、C/Aコードのタイミングを衛星間で比較することによって位置を測定するので、利用する衛星信号のC/Aコードが全て同じ性質であれば、どの様な方式で追尾しても誤差が発生しない。もちろん、搬送波積分とコード追尾の関連付けにより加速度条件でも精度良く追尾する技術に問題があると、受信機間で準定常的なオフセットを生じる可能性がある。しかし、この誤差はコード追尾方式の問題ではないので検討しない。以下の検討では、これに関わる問題はないものとする。

実際に運用されているGPS衛星は、C/Aコードの違いを除き同様の仕様で作られているはずである。しかし、長期に渡る運用において段階的に型式が更新されており、以前には衛星の製造会社に変更されたこともある。また、将来にわたって仕様の変更がないという保証がない上に、詳細な仕様までは開示されていない。

更に、コードを用いるDGPS測位で1 m以下の精度が得られるという性能は、開示されている米国の資料にも見当たらない。近い将来、SBAS (Satellite Based Augmentation System) などの補強システムやGALILEOなど、仕様の異なる測位システムと組み合わせてDGPS測位を行う可能性もある。

図6.1はDGPS測位における誤差モデルである。まず衛星間の差異について検討する。そして、この差異を伴った2つの衛星信号を、特性が異なる2台の受信機でそれぞれ受信した場合について、観測されるコード・タイミングの違いを比較検討する。

まず、GPS衛星は衛星間で異なるC/Aコードを送信している。そして、1チップ分タイミングをシフトしたC/Aコードの自己相関はPRN番号(PRN-No.)によって違いがある。一致したタイミングにおけるC/Aコードの自己相関を1023とすれば-63と-1と65の三種類であ

6.2 コード追尾方式の違いによる誤差モデル

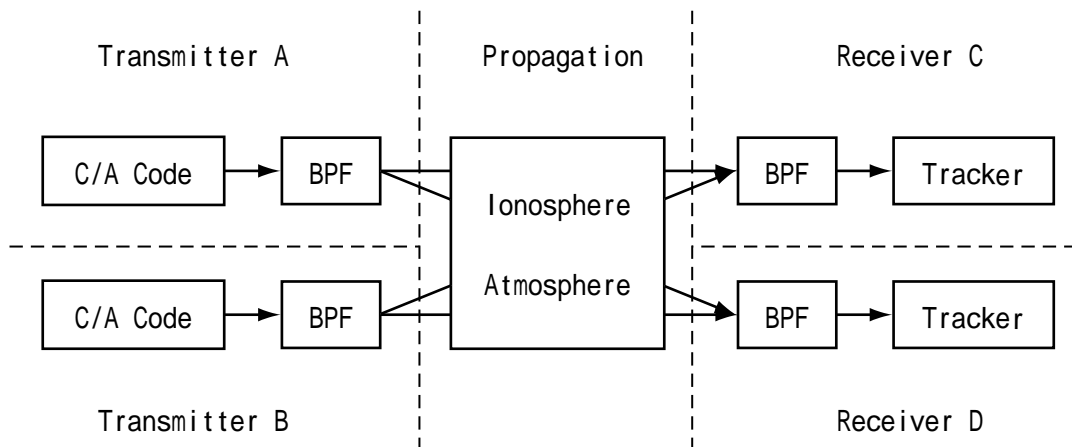


図 6.1 追尾方式の違いによる DGPS 測位の誤差モデル

表 6.1 C/A コードの自己相関

	$S_{P,I}$		PRN-No.
	$\tau = \tau_0 \pm 1$ chip	$\tau = \tau_0$ chip	
PNG-1	65	1023	7, 15, 17, 21, 24
PNG-2	-1	1023	Other numbers
PNG-3	-63	1023	8, 22

る。また、ずれに対して前と後とでは同じ振幅になる。このような関係はC/Aコードの自己相関特性であり、最大振幅となるタイミングを τ_0 として表 6. 1 に示している。

そこで、DLL方式についてこのコードの違いによる影響を検討する。衛星のコード発生器から図A1. 1に示す受信機の信号 D_I までの伝送系全体が十分広い帯域幅を持っているとすると、4.2節の図4. 4で示すように受信機側で発生するC/Aコードがインパルス応答 $h(t)$ で決まる時間だけ遅れたタイミングになった時、時間積分 $S_{P,I}(q)$ は最大振幅を示す。

DLL方式は、 $S_{E,I}$ と $S_{L,I}$ を求める際に、相関が最大となる中心からシフトしたタイミングで相関を求める。そのため、このコードのグループPNG-1~3と伝送系の帯域特性の違いによって、コード追尾のタイミングに差異が生じる。これによる具体的が誤差の値を6.4節で検討している。なおDLL方式に対し、コードが反転するタイミングに受信信号の瞬時値を標本化するSCELL方式では、このようなコードグループによる差異は生じない。

次に、送信側である衛星には帯域を制限するフィルタ(BPF)を備えている。このC/Aコー

ド信号の帯域幅は20 MHz程度になっていると思われるが、仕様は入手できていない。この帯域フィルタに衛星間の違いがあると、基準側と移動側間の特性の違いとの相互作用によって誤差を生む可能性がある。この基準側と移動側間の特性には、以下の3つの違いが考えられる。

受信機には受信信号の帯域を制限するフィルタ (BPF) を設ける。このフィルタの帯域幅に対する標準規格のようなものは決まっていないので、設計思想や使用目的に合わせて自由に決めている。C/A コード信号の主要成分は1 MHz程度の範囲に納まっているので、その値は2 MHz程度から20 MHz程度まで様々である。DGPS測位において、基準側と移動側でこの受信帯域幅が異なっていると、帯域特性の異なる衛星信号を受けた場合には相対的な誤差が発生する。これによる誤差の値は6.5節と6.6節で検討している。

また、コードのタイミングを測定するコード追尾の方式にも種類がある。DLL方式またはこれと類似の特性を持った方式と、SCELL方式または類似の特性を持った方式では大きな違いがある。これによる誤差の値は6.7節から6.9節で検討している。

電離層の分散特性によるコード波形の歪は伝搬経路によって違いがある。従って、受信機側の特性差との相互作用によって誤差を生む可能性があるが、本稿では解析していない。C/A コードが占める占有周波数帯域幅は15 MHz以下であるから、搬送波周波数に対する比帯域は0.1%以下で、影響はさほど大きくないと思われる。しかし十分な検討行っていないので、今後の課題である。なお、電波伝搬路で発生する主な誤差は、電離層と大気の遅延差やマルチパス等で、これらもDGPS測位の大きな障害要因であるが、基準側と移動側の特性の差とは直接的な関係はない。

6.3 誤差の評価

DGPS測位の誤差モデルを基に、DLL方式とSCELL方式について(4.5)式と(4.8)式によってコード追尾のタイミング差をシミュレーションで求めた。伝送系全体のインパルス応答 $h(t)$ を求める際は、図6.2に示すように送信側と受信側の基準側及び移動側にそれぞれフィルタを設け、それらをガウス型で4素子のはしご型フィルタで模擬した。

この方法で、コード信号が送信側と受信側のフィルタを通過した後の信号波形を求め、更にこの波形を使ってコード追尾タイミングを求めた。誤差の評価としては、これらのフィルタの帯域幅を変えてコード追尾タイミングの違いについて調べた。ここでは、伝搬路の影響は加えていない。また、送信側と受信側のフィルタは共に入出力とも純抵抗の特性インピーダンスで終端している。

6.4 C/A コードの違いによる DLL 方式追尾誤差

図6.3から図6.6はDLL方式の送信側とC/Aコードの違いによる追尾タイミングの差である。受信機の帯域幅 BW_R は2 MHz、4 MHz、12 MHz、20 MHzとして計算した。横軸は送信側の帯域幅、縦軸はPNG-2の遅延を基準とした相対的な遅延で、光の伝搬距離を単位としている。パラメータは表6.1に示したC/Aコードのグループである。

6.4 C/A コードの違いによる DLL 方式追尾誤差

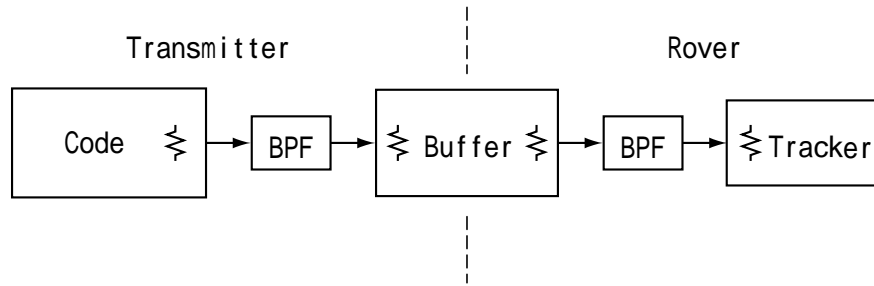


図 6.2 伝送系全体のインパルス応答モデル

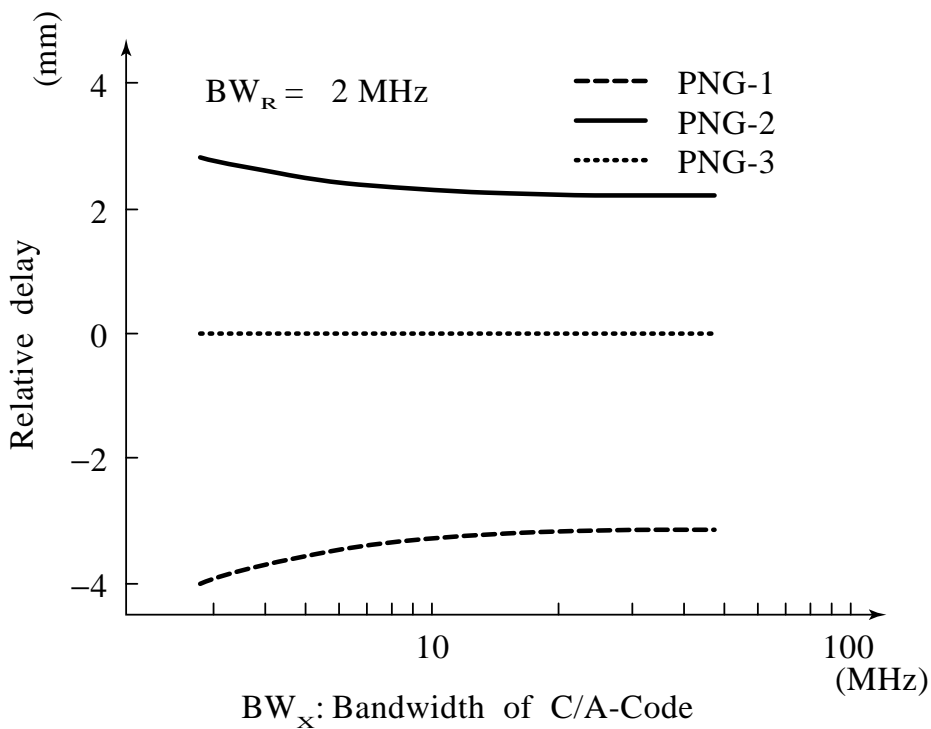


図 6.3 C/A コードの違いによる DLL 方式の追尾誤差 ($BW_r = 2 \text{ MHz}$)

送信帯域幅の変化に起因する誤差を解析できるように、送信側の帯域幅 BW_x は2.8 MHzから48 MHzまで連続して評価している。GPS衛星のC/Aコードの送信帯域幅を20 MHzと想定し、2 MHzを一般的な受信帯域幅とする。この条件では図6.3に示すように誤差は4 mmを超えることはない。受信帯域幅を更に広くすれば図6.4から図6.6のように更に追尾誤差は少なくなる。

これらのC/Aコードの違いによる誤差は、コード測位で実現可能とされる数十センチメートルの精度からすれば、無視できるくらいに小さい。

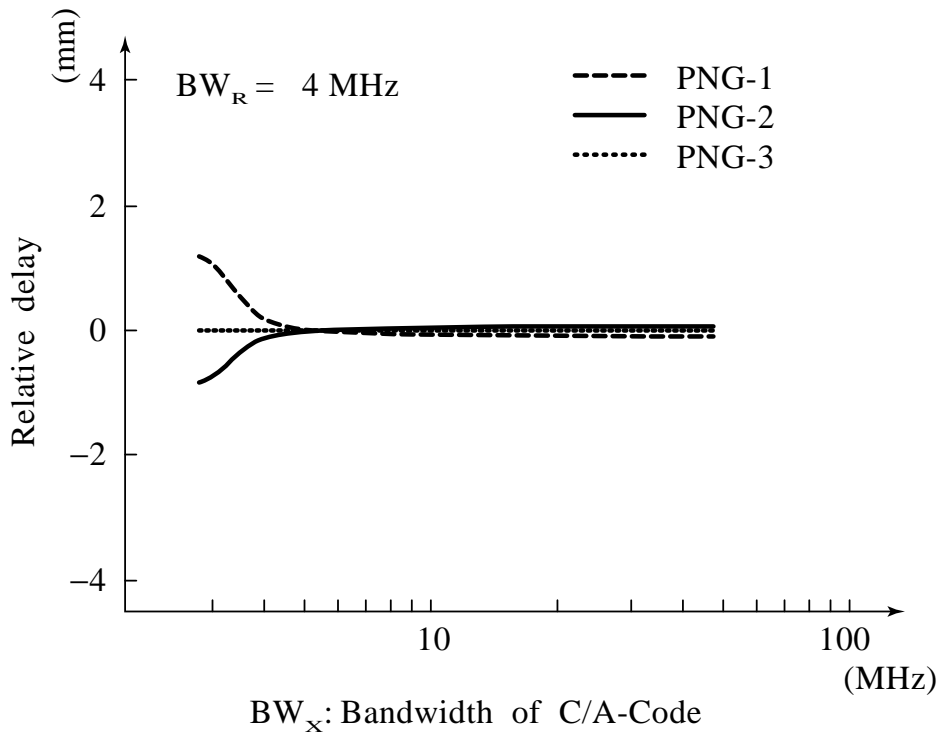


図 6.4 C/A コードの違いによる DLL 方式の追尾誤差 ($BW_R = 4$ MHz)

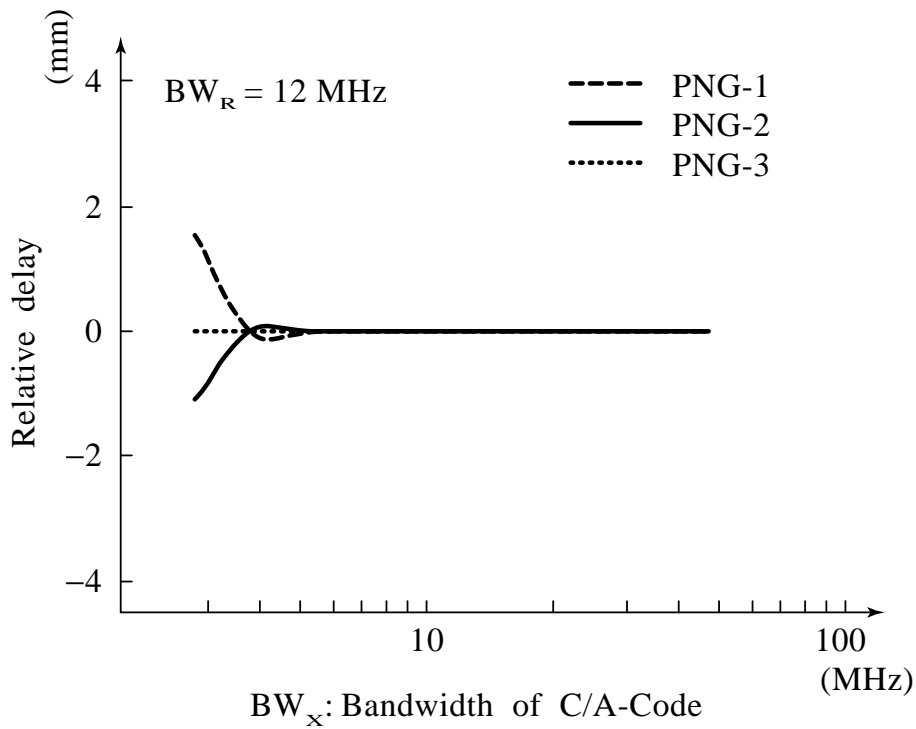


図 6.5 C/A コードの違いによる DLL 方式の追尾誤差 ($BW_R = 12$ MHz)

6.5 帯域幅の違いによる DLL 方式追尾誤差

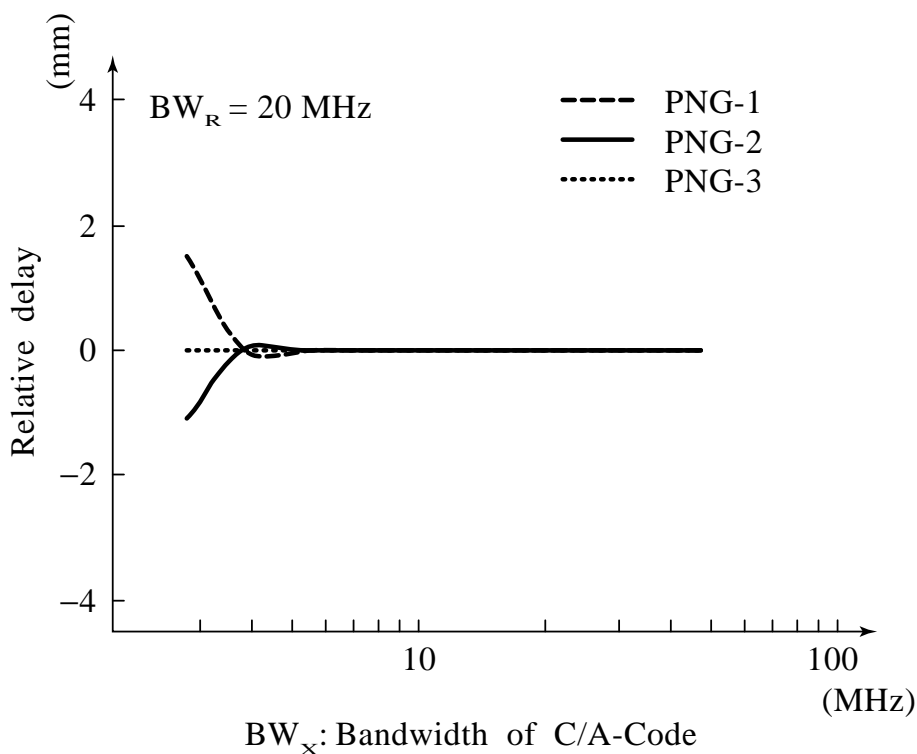


図 6.6 C/A コードの違いによる DLL 方式の追尾誤差 ($BW_R = 20$ MHz)

6.5 帯域幅の違いによる DLL 方式追尾誤差

図 6.7 は DGPS 測位の基準側と移動側共に DLL 方式の受信機を設置し、基準側の受信帯域幅 BW_R を 20 MHz とし、移動側の受信帯域幅 BW_{RV} を 2 MHz、4 MHz、8 MHz、12 MHz、16 MHz、20 MHz、30 MHz とした場合について遅延差を求めた結果である。

縦軸は基準側に対する移動側の相対的な遅れ時間、横軸は送信側の帯域幅 BW_X である。図に示すように、遅延は送信帯域幅によらず殆ど一定であり、アンテナケーブルの遅延と同じように容易に補正できる。また補正なしであっても、送信側の変化に対して一定値であれば、測位において固定的な時刻誤差になが、位置の測定結果には影響しない。

図 6.8 は図 6.7 の結果について、送信側の帯域幅 BW_X に対する遅れ時間の変化のみを詳細に示したもので、送信側の帯域幅を 48 MHz とした場合の遅延を基準として、相対的な変化を示している。

図 6.8 で見ると、受信帯域幅 BW_{RV} が狭くなると送信側帯域幅の変化に対して遅れ時間の変化が大きくなっている。これは、送信側の帯域幅が異なる衛星で DGPS 測位を行った場合の誤差が増加することを意味している。しかし、GPS 衛星の帯域幅が 20 MHz 程度と予想されるので、これによる誤差が 10 cm を超えることはない。

しかし、変調したコード信号の帯域幅が狭い測位システム、あるいは側波帯を一部抑圧する様な測位システムでは送信側の帯域特性の違いが問題になる。更に、この様なシステムと GPS のような広帯域のシステムで得た観測値を組み合わせる場合は特に注意が必要で

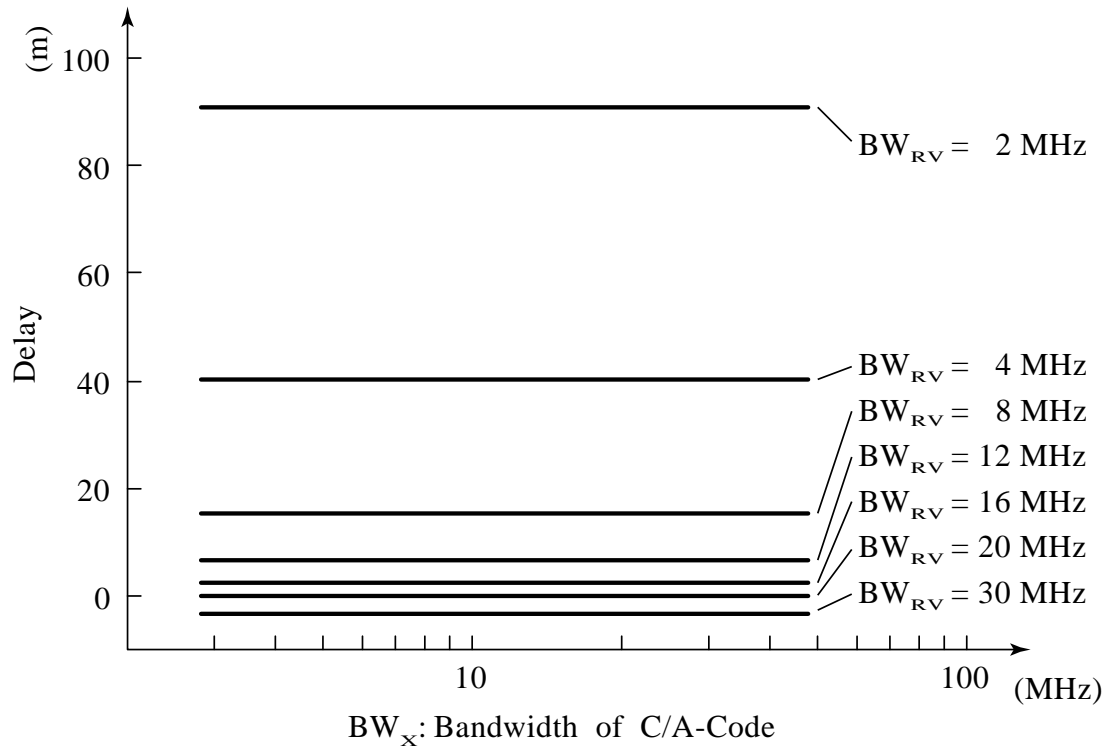


図6.7 基準側と移動側の遅延差
(基準側:DLL、移動側:DLL、 $BW_R=20\text{MHz}$)

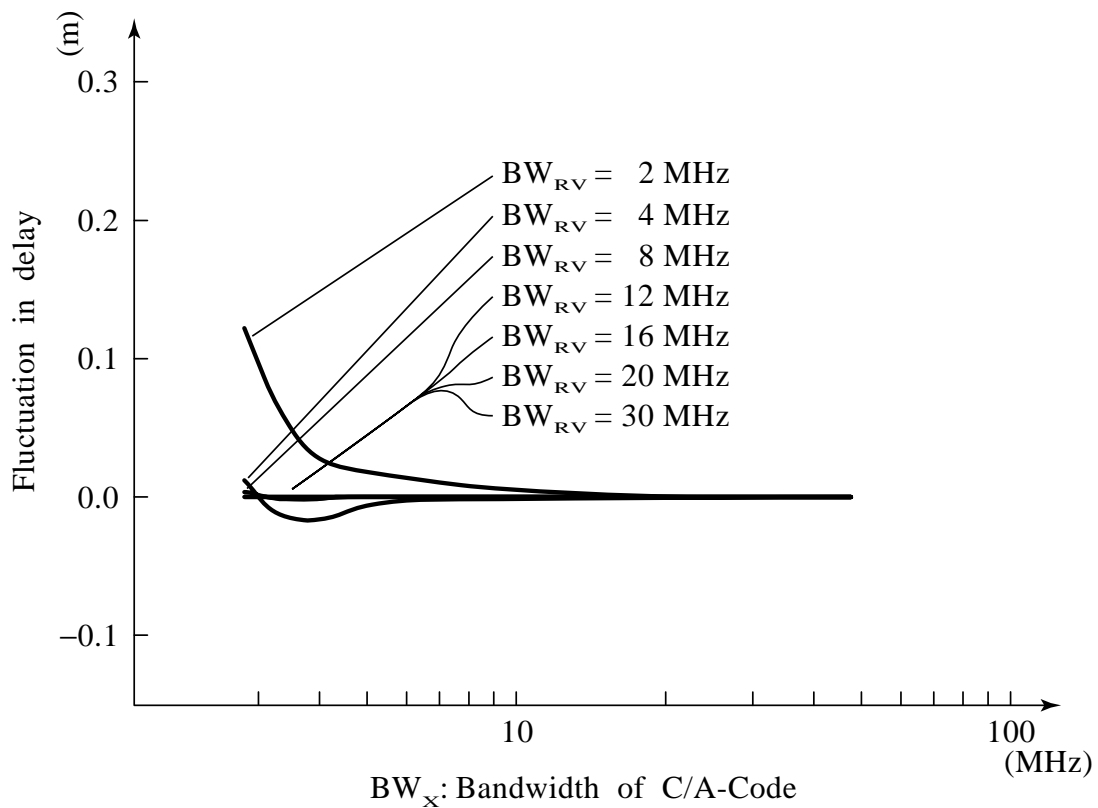


図6.8 基準側と移動側の遅延差の変化
(基準側:DLL、移動側:DLL、 $BW_R=20\text{MHz}$)

6.5 帯域幅の違いによる DLL 方式追尾誤差

ある。なお、欧州連合が開発を進める GALILEO で送信される信号の仕様はまだかわからない。しかし、検討されている信号の周波数スペクトルは、スプリット・キャリアをスペクトル拡散して、更に側波帯の一部を抑圧した様な形であり、本節の様な誤差の検討が必要になる。

6.6 帯域幅の違いによる SCELL 方式追尾誤差

図6.9は基準側と移動側共に SCELL 方式の受信機を設置し、基準側の受信帯域幅 BW_R を同じく 20 MHz とし、移動側の受信帯域幅 BW_{RV} を 2 MHz、4 MHz、8 MHz、12 MHz、16 MHz、20 MHz、30 MHz とした場合について遅延差を求めた結果である。基準側と移動側が共に DLL 方式の場合と同様に、遅延は送信帯域幅によらず殆ど一定である。

図6.10は図6.8と同様、図6.9の変化のみを詳細に示したものである。図6.10では、基準側と移動側が共に DLL 方式の場合に比べ、送信側帯域幅 BW_X が狭い所で遅れ時間の違いが 20 倍程度になり、送信側帯域幅 BW_X の変化に対して遅れ時間の変化が大きくなり始める周波数は 10 数 MHz にまで上がっている。

しかし、GPS 衛星の帯域幅は 20 MHz 程度と思われるので、受信帯域幅 BW_{RV} を広くすれば、誤差は 10 cm 以下になるとと思われる。

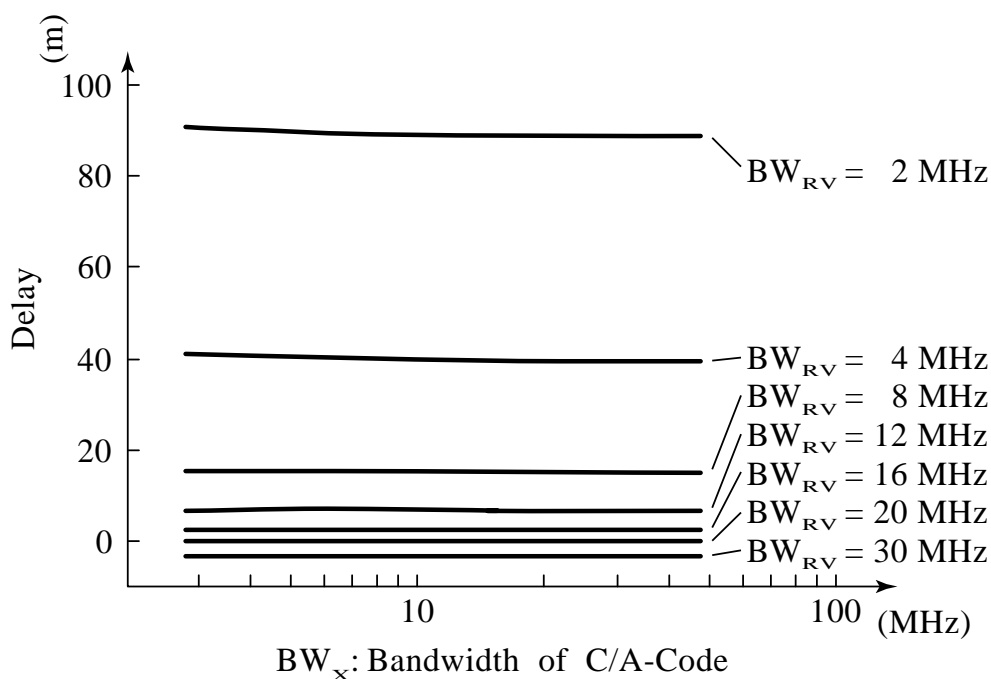


図6.9 基準側と移動側の遅延差
(基準側:SCELL、移動側:SCELL、 $BW_R=20\text{MHz}$)

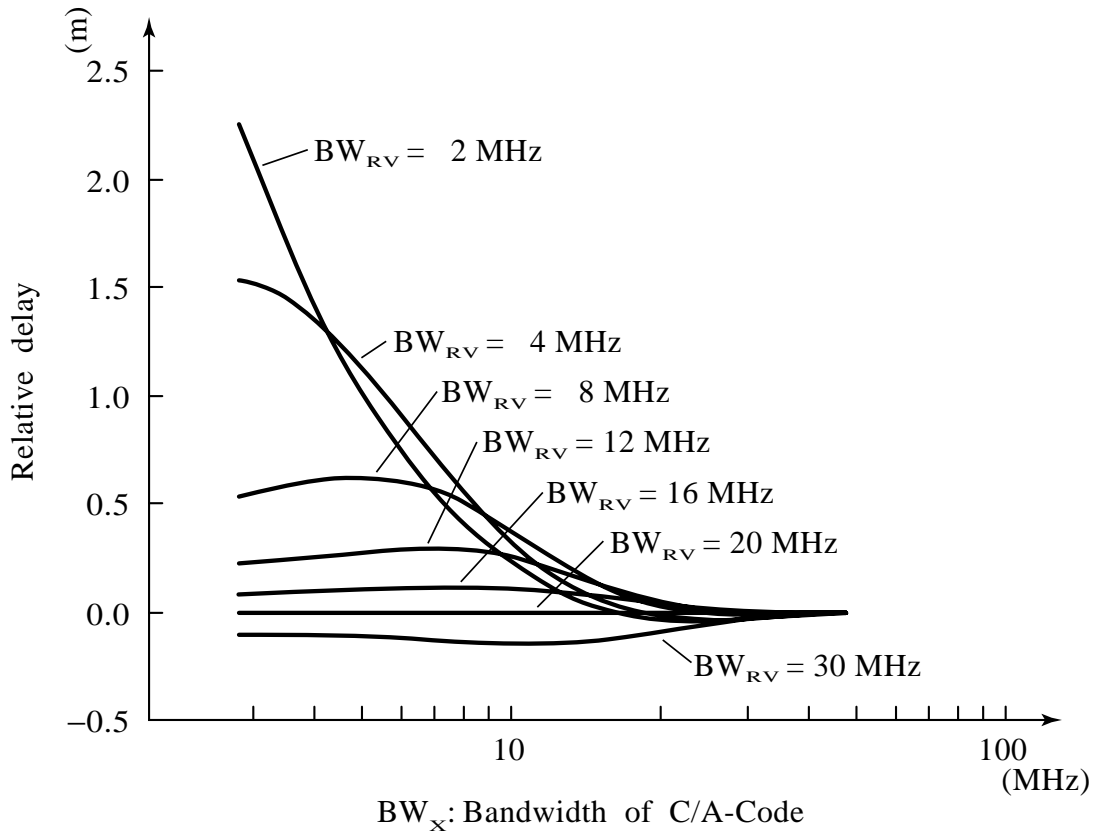


図 6.10 基準側と移動側の遅延差の変化
(基準側:SCELL、移動側:SCELL、 $BW_R=20\text{MHz}$)

6.7 追尾方式の違いによる追尾誤差 I

(SCELL 方式 -DLL 方式)

図6.11は基準側に SCELL 方式、移動側に DLL 方式の受信機を設置し、基準側の受信帯域幅 BW_R を同じく 20 MHz とし、移動側の受信帯域幅 BW_{RV} を 2 MHz、4 MHz、8 MHz、12 MHz、16 MHz、20 MHz、30 MHz とした場合について遅延差を求めた結果である。基準側と移動側が共に DLL 方式または共に SCELL 方式の場合と比べ、遅延は大きくなっているが、送信帯域幅によらず殆ど一定である。この遅延が大きくなっているのは、基準側と移動側が違うコード追尾方式であるために、シミュレーションにおけるコード・タイミングの決め方に違いが生じてしまうために起こるもので、現実を反映しているものではない。

図6.12は図6.8と同様、図6.11の変化のみを詳細に示したものである。図6.12では、基準側と移動側が共に SCELL 方式の場合に比べ、受信帯域幅 BW_{RV} によらず同じ様な変化を示しており、 BW_{RV} が 2 MHz の場合は半分程度に減少するが、 BW_{RV} が 8 MHz 以上では大きくなる。

6.7 追尾方式の違いによる追尾誤差 I (SCELL 方式-DLL 方式)

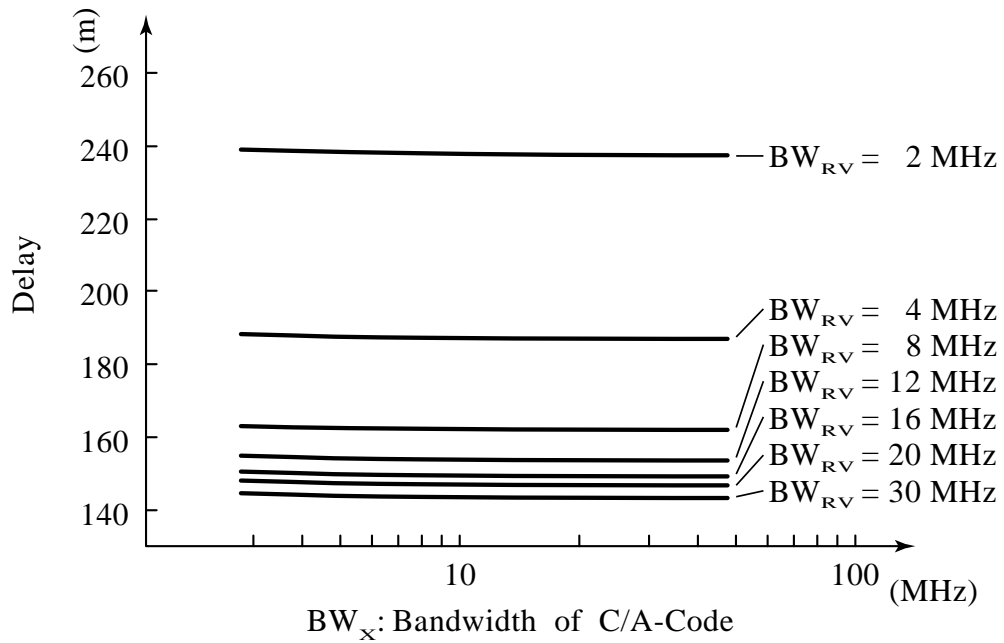


図6.11 基準側と移動側の遅延差
(基準側:SCELL、移動側:DLL、 $BW_R=20$ MHz)

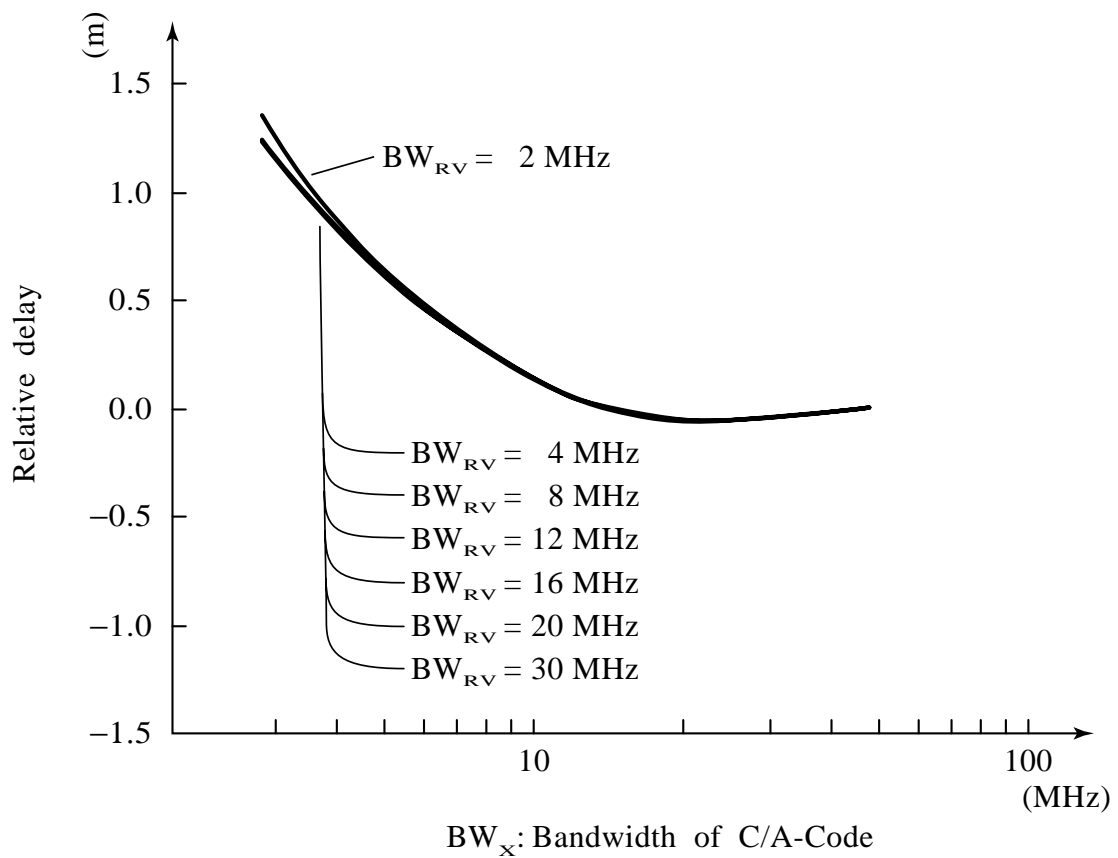


図6.12 基準側と移動側の遅延差の変化
(基準側:SCELL、移動側:DLL、 $BW_R=20$ MHz)

6.8 追尾方式の違いによる追尾誤差 II

(SCELL 方式 -DLL 方式)

図6.13は基準側に SCELL 方式、移動側に DLL 方式の受信機を設置し、基準側の受信帯域幅 BW_R は幾分狭い 2 MHz とし、移動側の受信帯域幅 BW_{RV} を 2 MHz、4 MHz、8 MHz、12 MHz、16 MHz、20 MHz、30 MHz とした場合について遅延差を求めた結果である。

基準側と移動側が共に DLL 方式または共に SCELL 方式の場合と比べ、遅延は大きくなっているが、送信帯域幅によらず殆ど一定である。この遅延が大きくなっているのは、基準側と移動側が違うコード追尾方式であるために、シミュレーションにおけるコード・タイミングの決め方に違いが生じてしまうために起こるもので、現実を反映しているものではない。

図6.14は図6.8と同様、図6.13の変化のみを詳細に示したものである。図6.14では、移動側の受信帯域幅 BW_{RV} によらず同じ様な変化を示し、基準側を BW_R が 20 MHz の SCELL 方式にした場合に比べ、遅延差は絶対値が同じ程度で逆方向の変化になっている。

6.9 追尾方式の違いによる追尾誤差 III

(DLL 方式 -SCELL 方式)

図6.15は基準側に DLL 方式、移動側に SCELL 方式の受信機を設置し、基準側の受信帯域

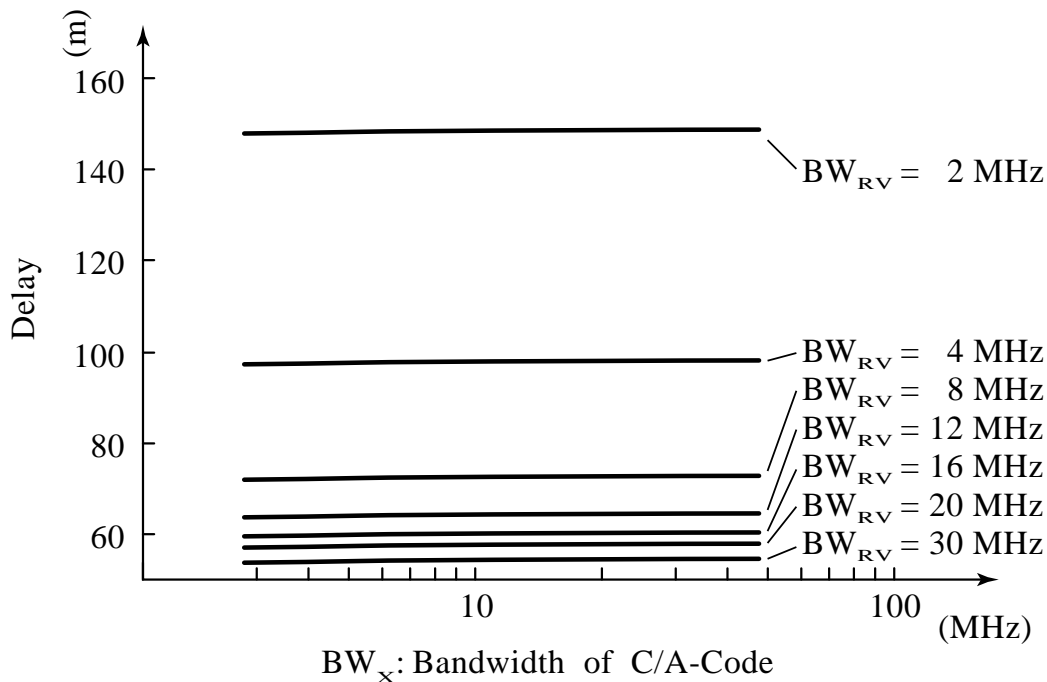


図6.13 基準側と移動側の遅延差
(基準側:SCELL、移動側:DLL、 $BW_R=2\text{MHz}$)

6.9 追尾方式の違いによる追尾誤差Ⅲ (DLL方式-SCELL方式)

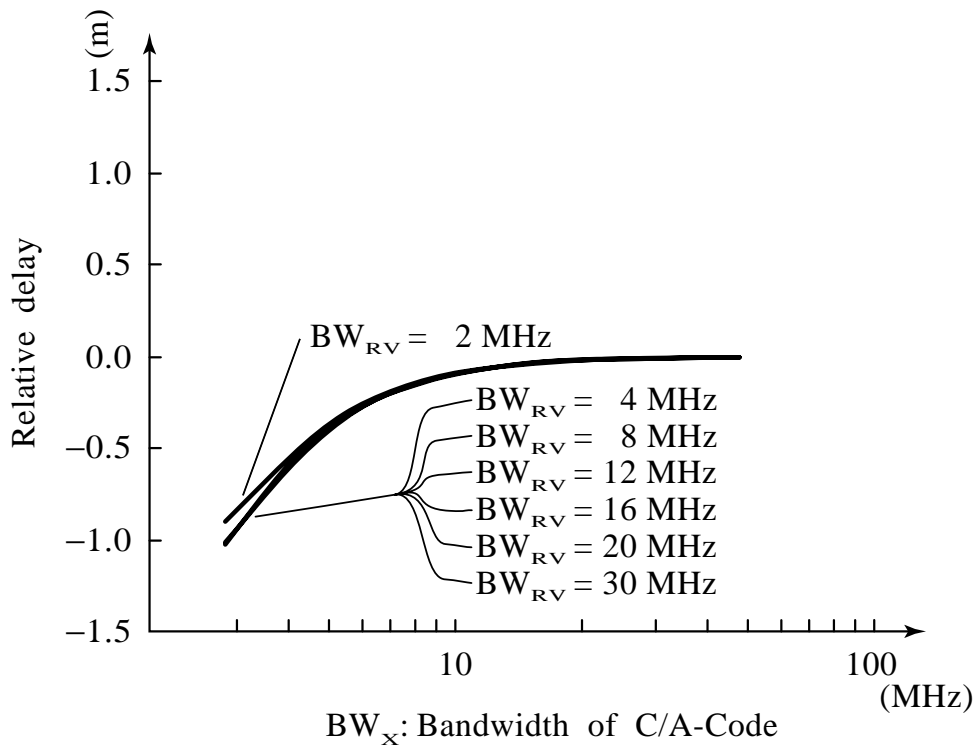


図 6.14 基準側と移動側の遅延差の変化
(基準側:SCELL、移動側:DLL、 $BW_R = 2\text{MHz}$)

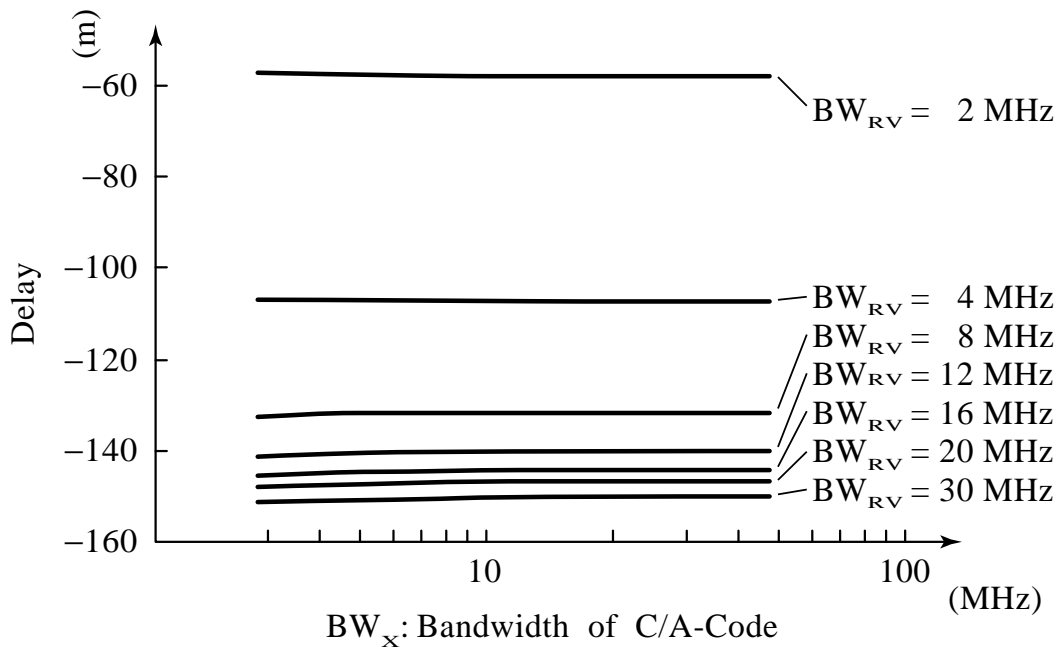


図 6.15 基準側と移動側の遅延差
(基準側:DLL、移動側:SCELL、 $BW_R = 20\text{MHz}$)

幅 BW_R を 20 MHz とし、移動側の受信帯域幅 BW_{RV} を 2 MHz、4 MHz、8 MHz、12 MHz、16 MHz、20 MHz、30 MHz とした場合について遅延差を求めた結果である。

図6.16は図6.8と同様、図6.15の変化のみを詳細に示したものである。他の組み合わせと比べ遅延差がマイナスになっているが、送信帯域幅や受信帯域幅に対する変化は類似している。基準側と移動側共に SCELL 方式とした図6.10の変化と類似しているが、送信帯域幅が狭くなった場合に移動側の帯域幅により正負逆の方向にずれる。しかし、送信帯域幅が広ければ一定になる点は他と同じである。

6.10 まとめ

DGPS測位で基準側と移動側で異なる特性を持った受信機を使用した場合の誤差について検討した。この誤差は送信側から送られるコードの帯域幅が衛星によって異なる場合に生じ、これに関する幾つかの例を挙げて解析した。

その結果、本研究で提案している SCELL 方式と従来の DLL 方式を組み合わせると、従来の DLL 方式だけの場合より誤差が多くなった。しかし、送信側帯域幅の違いによる遅延差の変化は、送信側の帯域幅が 10 MHz を超える辺りから勾配が緩くなり、DGPS測位で得られる 1 m (2drms) に比べ十分小さくなっている。GPS では C/A コードの帯域幅が 20 MHz 程度と

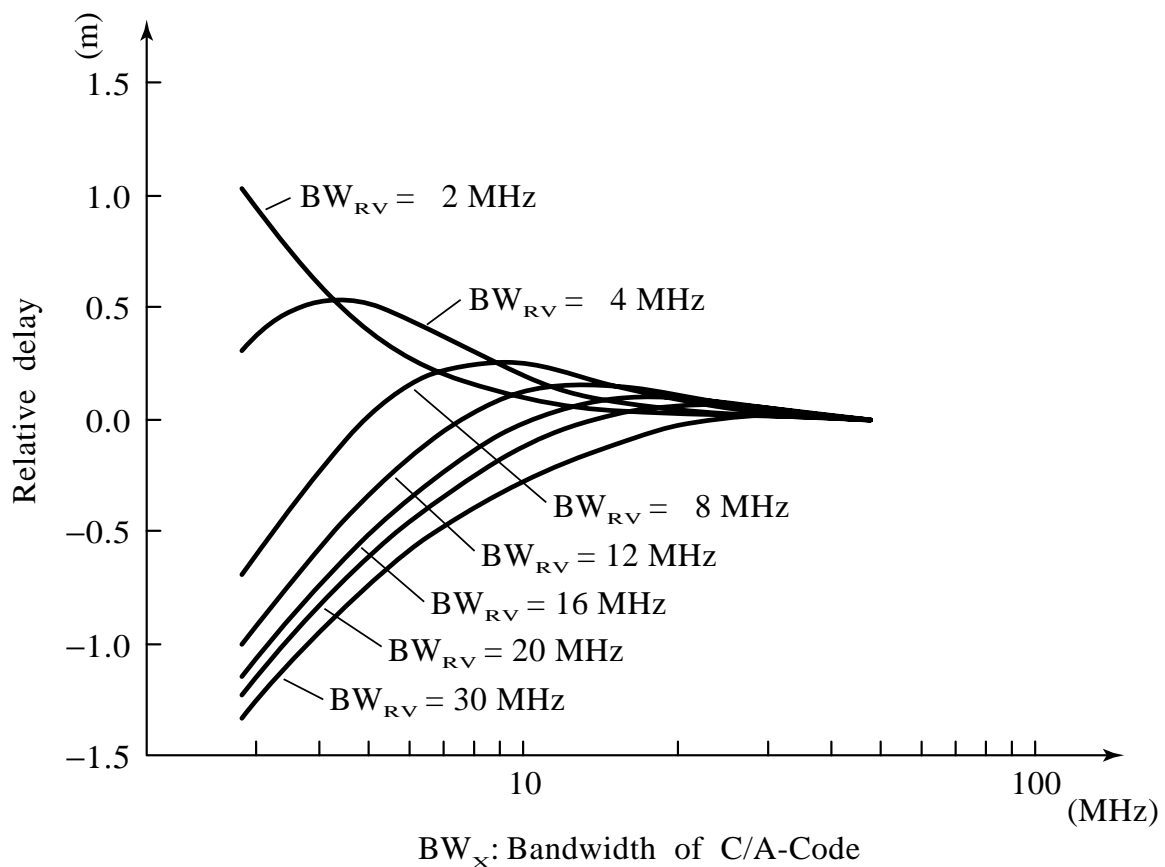


図6.16 基準側と移動側の遅延差の変化
(基準側: DLL、移動側: SCELL、 $BW_R = 20\text{MHz}$)

6.10 まとめ

思われるので、SCELL方式と従来のDLL方式との組み合わせによる誤差はDGPS測位の精度において問題無い。

これに対し送信側の帯域幅が狭い場合にSCELL方式と従来のDLL方式を組み合わせると、送信側の帯域特性のバラツキが精度に影響を及ぼすことになる。しかし第5章で示すように、狭い帯域幅の送信信号に対して受信側でSCELL方式を使ったとしても、マルチパスの影響が軽減できるというSCELLの特徴は発揮出来ない。送信側の帯域幅が狭い場合は、送信側の帯域特性のバラツキによる誤差の増加を考えるとDLL方式を選ぶべきである。なお、コード・タイミングの差を小さくしたDLL方式を用いた場合にもSCELL方式と同様であると思われる。

以上の通り本章の研究においては、コード位相を用いるDGPS測位において、基準局と移動局で異なる特性の受信機を用いたことによる誤差について解析し、以下の結論が得られた。なお、誤差が大きい小さいかは基準局と移動局を同じ特性の受信機にして、DGPS測位で得られる精度を基準に判定している。

- (1) C/Aコードの違いによる誤差は基準局と移動局で異なる帯域幅のDLL方式の受信機を使う場合に発生するが4 mm以下である。
- (2) 基準側と移動側が共にDLL方式の場合は両者の受信帯域が異なっても送信側帯域幅の変化による誤差は10 cmを超えない。
- (3) SCELL方式または類似した特性の受信機は、基準側と移動側が共にDLL方式の場合に比べ誤差が約10倍であるが、送信側と受信機側の帯域幅が共に10 MHz以上であれば誤差は小さい。
- (4) 送信帯域幅が狭い場合は、SCELL方式やコード・タイミングの差を小さくしたDLL方式をコードによる高精度なDGPS測位に適用すべきではなく、たとえ適用してもマルチパスを軽減する効果も期待できない。

第6章 追尾方式の違いによる DGPS 測位の誤差

第 7 章

結論

7.1 総括

本研究は、コードを利用する DGPS 測位で得られる位置精度を向上するために、その主な誤差要因となっているマルチパスの影響を軽減する信号処理について検討した。このマルチパスによる誤差を可能な限り軽減するために、反射信号が受信機のコード追尾に及ぼす影響を解析すると共に、マルチパスの影響を軽減できる新しいコード追尾方式を提案し、シミュレーションによって従来の方式とマルチパスによる誤差を比較した。加えて、提案したコード追尾方式と従来の基本的なコード追尾方式を組み合わせることで DGPS 測位を行った場合の誤差について検討した。以下は、各章の研究についての要約である。

第 2 章では、コード追尾に対する反射信号の影響をより正確に解析するために、コード追尾回路が inputs するコード信号波形を観測する方法の検討と、これを実施するための GPS 受信機の構成の提案、及びこれを基に試作した受信機によって実衛星の C/A コード波形を観測した。そして、提案した受信機で得られる波形が理論的に予測した波形と一致していることや、得られた波形は遅延の大きなところで、より多くマルチパスの影響が現れることを明らかにした。更に、このコード波形の観測方法を利用すればマルチパスの影響が軽減できる可能性があることを示した。

第 2 章の研究により、衛星から受信機まで伝送系全体のステップ応答が測定できるようになった。第 3 章では、このステップ応答から系全体の等価的な周波数特性を求める方法を検討し、試作した受信機におけるコード追尾の入力までの総合的な帯域特性を検討した。試作した受信機の受信帯域幅を変えることで得られるコード波形の変化を解析した結果、信号処理の標本化周波数 16.4 MHz の制約によって、総合的な周波数帯域幅は約 8 MHz に制限されることがわかった。また、受信帯域幅が 2 MHz の場合はコード波形を解析した結果が期待値と一致し、解析の正当性が証明できた。

第 4 章では、コード追尾について動作原理から再検討し、コード波形を観測する考え方で C/A コード波形の立上り又は立下り部分を追尾する、新しいコード追尾方式が実現でき、これによってマルチパス誤差を軽減できる可能性があることを示した。更に、コード波形の観測に関する考え方が、従来の DLL 方式の追尾特性を検討する際に役立ち、帯域特性、マルチパス特性、コードの自己相関などがコード追尾に及ぼす影響が容易に解析できることも明らかにした。

第 5 章では、マルチパスによる DLL 方式と SCELL 方式のコード追尾誤差を解析する方法を

導出し、伝送系の帯域幅と追尾方式によるコード追尾誤差を比較した。そして、伝送系の帯域幅が広い場合は、SCELL方式のコード追尾によってマルチパスによる誤差を軽減できることが確認できた。この性質は、2つのコード・タイミングの差を小さくしたDLLの文献[8][9]と類似していることを明らかにした。

第6章では、特性が異なる受信機の間でDGPS測位を行う場合の誤差要因を検討し、追尾方式の違い、C/Aコードの違い、受信帯域の違いなどについて検討した。検討結果によると、衛星から送信されるコード信号の帯域幅が狭い場合は、DGPS測位において衛星側の帯域幅にバラツキがあると、SCELL方式はDLL方式に比べて誤差が多いことがわかった。しかし、GPSのC/Aコードは10 MHz以上の帯域幅を持っているので、DGPS測位の精度は問題ないことを示した。

マルチパスの影響を受信機の信号処理で軽減する方法に関する課題に対し、以上に示した本研究により次の4項目に示す成果が得られた。

- (1) 小規模のコード追尾回路に関し、従来の再生コードの時間差を小さくしたDLL方式では、直接波より反射波が強いようなマルチパスでは誤差を軽減できないのに対し、新たに提案したSCELLコード追尾方式Ⅱ及びⅣによって軽減できることを示した。
- (2) 回路規模よりも性能を重視するコード追尾回路に関し、従来の相関を複数のタイミングで評価し、相関結果から反射信号を推定して排除を試みる方式に対し、新たに提案した実衛星のC/Aコード波形を実時間で観測する方法を提案し、より高い精度でマルチパスの反射信号を推定でき、従来以上に反射信号の影響を軽減できる可能性があることを示した。
- (3) 小規模のコード追尾回路に関して、新たに提案したSCELLコード追尾方式Ⅲは、従来の再生コードの時間差を小さくしたDLL方式と同様に、直接波より反射波が弱いマルチパスによる誤差を軽減できることを定量的に示した。
- (4) コード追尾回路の入力でGPS衛星のC/Aコード波形を観測する方法を確立したことで、コード信号の伝送系について総合的な特性を把握できるようになり、コード追尾回路のマルチパス誤差をより厳密に検討できるようになった。

7.2 今後の課題

7.1節で示した4つの成果の内、(1)と(2)は可能性を提示できた段階であって、実際に得られる特性の評価には、更に実験・検討を進めなければならない。これに関する課題は、受信帯域幅に影響されない実衛星C/Aコード波形の実時間観測、C/Aコード波形の実時間観測によるマルチパス成分除去、C/Aコード波形観測の位相成分活用の3項目であって、今後取り組みたいと考えている重要な課題であって、以下にその内容を示している。

7.2 今後の課題

7.2.1 実衛星 C/A コード波形の実時間観測

第2章の2.6節で観測したC/Aコード波形では、いずれも受信機の帯域特性が支配的で、実衛星の特性を捕られてないことを説明した。第6章のDGPS測位における誤差を詳細に検討するためには、衛星信号における帯域特性の違いを評価する必要がある。しかし、試作した受信機は利用できる電子部品の都合により標本化周波数に制限があった。

C/Aコードの帯域が20 MHzであると仮定すると、衛星信号の違いを評価するには少なくとも40 MHz以上のレートで標本化して信号処理を行うデバイスが必要である。もし、このようなデバイスで受信機が試作できる機会があれば、再度C/Aコードの波形を観測する受信機を作り衛星信号の違いを評価したい。また、高い標本化レートで信号処理が可能になれば、高い分解能で反射波が識別できるようになる。

7.2.2 C/Aコード波形の実時間観測による直接波成分の推定

第2章の2.6節で説明したC/Aコードの観測波形では、1つのタイミングのコード波形を観測するのに5秒間かけることを説明した。この間、受信機と衛星間の相対的な距離変化は搬送波の位相変化で検出してC/Aコードのタイミングを補正している。

マルチパスによる追尾誤差では、通常数10秒から数分間の比較的ゆっくりとしたコード波形の変化が問題になる。高速で移動している場合など、短時間で変化するマルチパス成分は、コード追尾の応答が遅いために平均化され、誤差として目立たない場合が多い。そのため、5秒程度の時定数により実時間でコード波形が観測できれば、追尾誤差に影響するようなゆっくりとした時間変化のマルチパス成分が、図5.1に示す様な波形として直接観測できるようになる。

そこで、コード波形を観測するための(2.13)式に示した $S_5(T_k, t)$ を求める機能を数10個設け、それぞれ異なる標本化のタイミング t でC/Aコードを標本化する。得られた波形から、パターン認識によって直接波を推定すれば、図5.5から図5.6に示す追尾誤差の大部分を排除できるであろう。更に、直接波よりも反射波が強くなった場合にも、反射波の影響を軽減することが可能になる。

文献[11]でも同様の取り組みがなされており、多数の相関器を設けてマルチパスの影響を推定することで成果をあげている。しかし、相関器による方式はコード波形をコード・タイミングに関して積分した結果であり、マルチパスによる変化が鈍ってしまう。

これに対して、コード波形を観測する方式は、反射波を直接観測できるので、より正確に反射波の成分を排除できるはずである。この方式で反射波を排除するには、10個を超える標本化タイミングで観測する必要があるが、タイミング数がある程度以上あれば、多数の相関器を設ける方式を超える成果が期待でき、課題(II)の解決方法として有力である。この方式の検証には時間と費用がかかるため、半導体の集積度が上がる時期を見て挑戦したい。

7.2.3 C/Aコード波形観測の位相成分活用

第2章の2.5節では、図2.7のC/Aコード波形を観測するGPS受信機の構成について、 $S_{S,I}$ が(2.13)式の $S_S(T_b, r)$ に相当することを説明したが、 $S_{S,Q}$ には触れなかった。7.2.2項のように $S_S(T_b, r)$ を求める機能を多数設けた場合は、搬送波位相に対して直交した成分である $S_{S,Q}$ を $S_{S,I}$ に対応して求めるのも容易である。

マルチパスによって搬送波追尾でも誤差が生じるが、 $S_{S,I}$ と $S_{S,Q}$ の組み合わせを多くのタイミングで観測して、このコード波形の位相変化をも考慮して反射波成分を分析すれば、直接波のタイミングを更に正確に捕らえることができるはずである。また、搬送波測位のマルチパス対策にも応用できる可能性が高い。C/Aコード波形の実時間観測による反射信号成分の推定に続く次の展開として取り組みたい。

参考文献

- [1] GPS NAVSTAR JPO, Rockwell International, International Business Machines, and Martin-Marietta: “ICD-GPS-200C,” Sept. 1997
- [2] R. J. Milliken and C. J. Zoller: “Principle of Operation of NAVSTAR and System Characteristics,” Global Positioning System I, Navigation, pp.3-20, Sept. 1997
- [3] 土屋淳、村上亨、村田一郎、田中寅夫、加藤輝之:「新訂版 GPS」社団法人 日本測量協会、pp.123、1993年 9月
- [4] Assistant Secretary of Defense for Command, Control, Communications and Intelligence: “GLOBAL Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard,” Oct. 2001
- [5] U.S. Department of Transportation United States Coast Guard: “Broadcast Standard for the USCG DGPS Navigation Service,” Comdtinst M16577.1, pp.4-1, Apr. 1993
- [6] W. J. Gill: “A Comparison of Binary Delay-Lock Tracking-Loop Implementations,” IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, pp.416-424, Jul. 1966
- [7] J. Ashjaee: “GPS Doppler Processing for Precise Positioning in Dynamic Applications,” Navigation, Vol.32, No.4, pp.370-385, 1986
- [8] P. C. Fenton, W.H. Falkenberg, T. J. Ford, Keith K. Ng and A. J. Van Dierendonck: “NovAtel’s GPS Receiver: the High Performance OEM Sensor of the Future,” proc. of the 4th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, pp.49-58, Sept. 1991
- [9] A. J. Van Dierendonck, P.C. Fenton and T.J. Ford: “Theory and Performance of Narrow Correlator Spacing in a GPS Receiver,” Navigation, Vol.39, No.3, pp.265-283, 1993
- [10] G. A. McGraw, M. S. Braasch: “GNSS Multipath Mitigation Using Gated and High Resolution Correlator Concepts,” Proc Natl Tech Meet Inst Navig, Vol.1999, 2002年 3月

pp. 333-342, 1999

[11] B. R. Townsend, P.C. Fenton, K.J. Dierendonck, and D.J.R. Van Nee: “ Performance Evaluation of the Multipath Estimating Delay Lock Loop,” Navigation, Vol. 42, No. 3, pp. 503-514, 1995

[12] W.L. プリッチャード、J.A. シューリ 著、尾形陸奥男 訳：「衛星通信システムエンジニアリング」啓学出版、1988年11月

[13] W. L. Pritchard, J. A. Sciulli: “ Satellite Communication Systems Engineering,” Prentice-Hall Inc., 1986

[14] 萩原将文、鈴木弘一、秋山岳洋、斎藤伸二、占部健三：「実用PLL周波数シンセサイザ」総合電子出版社、1995年3月

GPS に関連する著者の発表

- (1) 舘田良文、池田 健、寺西昭男：「GPS受信機」特許番号第2111963号、1986年7月
- (2) 舘田良文、池田 健、寺西昭男：「GPS受信機」特許番号第2537802号、1986年7月
- (3) Tachita Ryobun, Ikeda Ken, Teranishi Akio: “GPS receiver,” USP4800577, Jul. 1987
- (4) 池田健、舘田良文、寺西昭男：「マルチ・チャンネルGPS受信機」電子情報通信学会秋季大会Vol. 7、2509、pp. 109、1987
- (5) 舘田良文、池田 健、寺西昭男：「GPS受信機の測位計算方法」特許番号第2661078号、1987年12月
- (6) 舘田良文、池田 健、寺西昭男：「GPS受信機の測位計算方法」特許番号第2661079号、1987年12月
- (7) R. Tachita, K. Ikeda, A. Teranishi, J. H. Painter, P. S. Noe: “Low Cost Multi-Channel GPS Receiver,” IEEE PLANS '88, pp. 455-460, 1988
- (8) 池田健、舘田良文：「GPS受信機」電子情報通信学会スペクトル拡散技術とその応用研究会SSTA89-6、pp. 37-43、1989
- (9) 舘田良文、榎本典行、池田 健：「GPS受信機のコード追尾方法」特許番号第2595721号、1989年7月
- (10) 舘田良文、池田 健：「GPS受信機の疑似雑音符号測定方法」特許番号第2517155号、1990年5月
- (11) Tachita Ryobun, Ikeda Ken: “Method of deriving phase of pseudo-random code signal in global positioning system receiver,” USP5081462, May 1991
- (12) 舘田良文：「GPS受信機の追尾方法」特許番号第2765290号、1991年8月
- (13) 舘田良文、川崎晃久：「GPS受信機の測位演算方法」特許番号第2990990号、1993年3月

- (14) 川崎晃久、佐藤いづみ、舘田良文:「GPSナビゲーションシステムのマルチパス環境下に於ける走行実験結果」 電子情報通信学会秋季大会 Vol. 2、B-143、pp. 143、1993
- (15) 舘田良文、川崎晃久、佐藤いづみ:「GPSナビゲーションシステムの相対補正アルゴリズム」 電子情報通信学会秋季大会 Vol. 2、B-145、pp. 145、1993
- (16) 舘田良文、川崎晃久、佐藤いづみ:「GPS受信機の復調回路」 特許番号第3106829号、1993年12月
- (17) 舘田良文、川崎晃久、池田 健:「位置検出装置および位置測定方法」 特許番号第2947077号、1994年7月
- (18) Tachita Ryobun, Ikeda Ken, Kawasaki Akihisa, Sato Izumi: “ Position measuring system and method therefor,” USP5563608, Jul. 1994
- (19) Tachita Ryobun, Kawasaki Akihisa, Satoh Izumi: “ Demodulator circuit in global positioning system receiver,” USP5600328, Jun. 1995
- (20) 水沢純一、関口英生、佐藤英昭、吉本晃、中島昭久、山尾泰、舘田良文、加井謙二郎:「パーソナルマルチメディア通信絵とき読本」 オーム社、1995 (第7章)
- (21) 舘田良文:「GPS受信機」 特許番号第3231624号、1996年5月
- (22) Tachita Ryobun: “GPS receiver,” USP5847678, May 1997
- (23) 舘田良文、土屋 学、佐々木雅広、石垣敏弘、安田明生:「GPSのマルチパスで生じる追尾誤差のC/Aコード波形の観測による解析」 電子情報通信学会論文誌B、vol. J83-B、no. 11、pp. 1614-1621、Nov. 2000
- (24) R. Tachita, M. Tsuchiya, M. Sasaki, T. Ishigaki and A. Yasuda: “ Analysis of Multipath Error by Direct Observation of C/A Code Waveforms and Proposal of New Tracking Method,” The 8th GNSS Workshop 2001 International Symposium on GPS/GNSS, GNSS Technology Council, pp. 19-22, Nov. 2001
- (25) 舘田良文、安田明生:「異なるコード追尾方式のGPS受信機間で生じる作動誤差の解析」 電子情報通信学会論文誌B、vol. J84-B、no. 12、pp. 2108-2114、Dec. 2001

謝辞

本研究を遂行するにあたり、東京商船大学・情報システム講座・情報通信工学研究室・教授 安田明生先生にテーマの選択、研究内容から論文の記述に至るまで、丁寧なご指導を頂きました。ここに、心より感謝の意を表します。

東京商船大学・情報システム設計工学講座・教授 近藤倫正先生には、論文の内容と構成や表現、電子情報通信学会の特集号委員会の活動、レーダーによる認識技術のご講義において電波の反射・散乱について多大なご指導を頂きました。心より感謝の意を表します。

電子航法研究所の長岡栄先生には、論文の内容や表現の厳格さ等について貴重なご指導を頂きました。心より感謝の意を表します。

日本無線株式会社・北条晴正氏には、学会活動、シンポジウムなどで松下通信工業(株)の社員共々大変お世話になりました。心より感謝の意を表します。

拓殖大学の小塩立吉先生には、GPS アンテナとシステム雑音について貴重なご指導を頂きました。心より感謝の意を表します。

東京商船大学の川村雅志文部科学技官、久保信明文部科学教官助手、情報通信工学研究室の大学院生諸氏、卒業生諸氏、卒業研究の学部学生諸氏、そして防衛大学の浪江宏宗防衛教官助手には日ごろの研究活動で様々なご援助を頂きました。心より感謝の意を表します。

GPS受信機に使用する信号処理LSIの開発において、松下電器産業(株)システムソリューション本部の関係各位に多大なご協力を頂きまし。この信号処理LSIの開発過程で試作したデバイスは本研究の実験においても主要な役割を果たしました。心より感謝の意を表します。

筆者が松下電器産業(株)・松下技研(株)在籍当時、GPS受信機の研究開発に着手し基本技術を確立するに際し、山下貞彦氏、寺西昭男氏、牧本三夫氏その他大勢の方々にご支援を頂きました。心より感謝の意を表します。

コムシス(株)の関係各位には、GPS受信機の開発のソフトウェア開発に多大なご協力を頂きまし。そして、本研究で使用したGPS受信機ではこのソフトウェアを基礎として試作いたしました。心より感謝の意を表します。

松下通信工業(株)元カーエレクトロニクス事業部と元カーシステム事業部のGPS関連分野ご担当の諸氏にも、多大なご支援を頂きました。同社・元技術本部に在籍の渋谷英雄氏には本研究への着手と信号処理LSIの開発のプロジェクト発足に関し多大なご支援を頂きました。同社・元技術本部に在籍の黒澤新氏には研究活動の推進に多大なご支援を頂きました。同社・技術本部に在籍の石垣敏弘氏にはGPS受信機の試作及び実験環境の提供と研究の推進に多大なご支援を頂きました。同社・技術本部に在籍の佐々木雅広氏には、本研

謝辞

究で使用したGPS受信機ソフトウェアの基本部分とこれに関わる多くの技術情報について多大なご支援を頂きました。元同社・技術本部に在籍の土屋学氏にはGPS受信機の試作におけるソフトウェア作成、実験ツールとしてのソフトウェア作成、実験データの取得と解析に多大なご協力を頂きました。同社・技術本部に在籍のGPS受信機開発グループの皆様をはじめ、技術本部在籍の関係各位には研究の推進にご支援を頂きました。これらの皆様に心より感謝の意を表します。

付録 A1

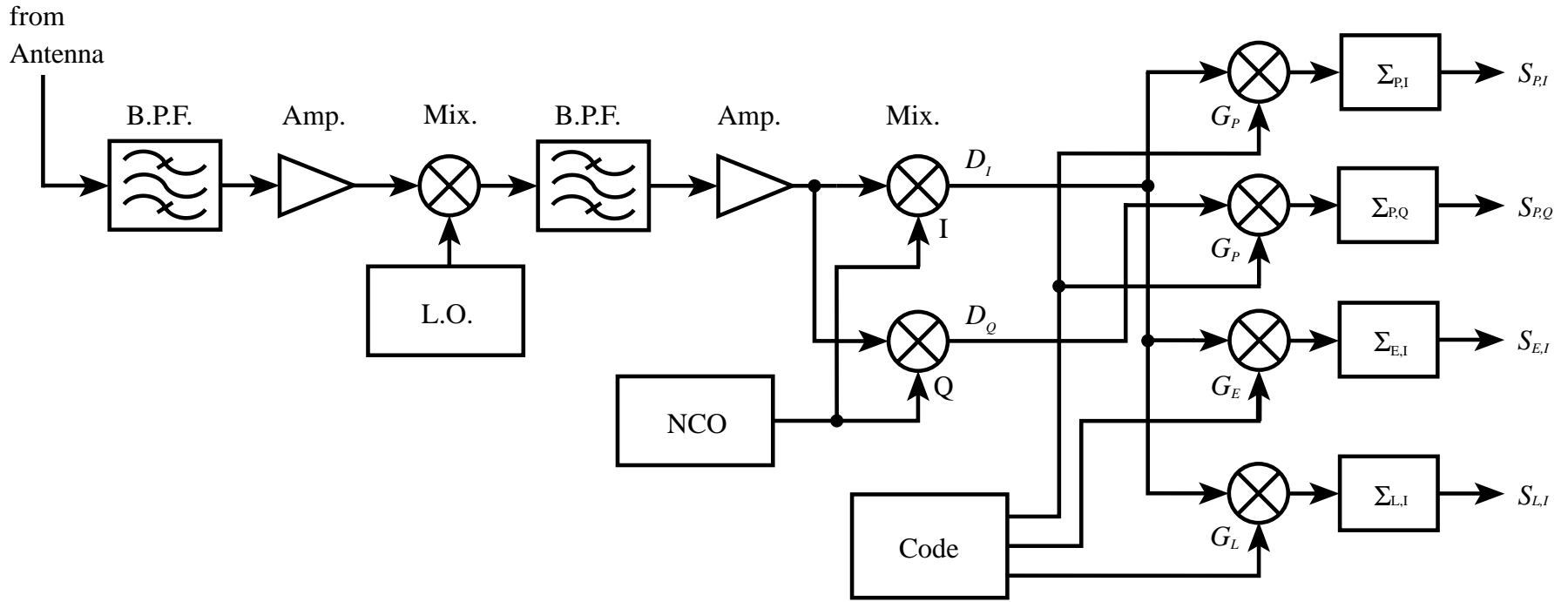
DLL によるコード追尾

DLL(Delay Lock Loop)は、擬似雑音符号のタイミングを測定するためのコード追尾方式として基本的なものである。以下は、DLL方式によるコード追尾の原理に関する解説である。

図A1.1は、C/Aコードのタイミングを測定するために、DLL方式でコードを追尾するGPS受信機の構成である。但し、位置を測定するには複数の衛星を同時に測定する必要があるため、実際の受信機はコードを追尾する回路を複数個設けたマルチ・チャンネル構成であるが、簡単にするためシングル・チャンネルで説明している。概略の構成は第2章の2.5節で説明した図2.7と同様である。また、基底周波に変換した衛星信号の同相成分 D_I 信号と直交成分 D_Q 信号を作るまでは動作も同じである。

D_I と D_Q は殆どの成分が雑音であるが、航法データで位相変調されたC/Aコード信号を含んでいる。コード発生器(Code)は衛星と同じC/Aコード・レプリカを発生し、混合器(Mix.)で D_I 及び D_Q と混合する。このコード発生器は、衛星信号と一致したタイミングのC/Aコード・レプリカ G_P と、衛星信号に対して1/2チップだけ先行した G_E と、1/2チップだけ遅れた G_L をそれぞれ発生する。なお、符合列におけるコード・タイミングの一個分を1チップと呼ぶ。

次に、時間積分器($\Sigma_{P,I}$, $\Sigma_{P,Q}$)は衛星信号とタイミングが一致したC/Aコード・レプリカ G_P と、搬送波を除去した衛星信号 D_I 及び D_Q を混合し、この出力をC/Aコードの一周期を単位として時間積分した $S_{P,I}$ と $S_{P,Q}$ を出力する。この混合において、衛星信号のC/Aコードが受信機の G_P で打ち消され、衛星信号は50 bpsの航法データに変わる。時間積分の段階までは受信信号に多くの雑音と目的外の衛星信号が含まれている。しかし、これらの信号はランダムであって、時間積分によって減衰する。これに対し、受信中の衛星信号は50 bpsの航法データにおける1ビット分のタイミング内では一定で、時間積分では累積されるので、雑音や目的外の衛星信号から分離できる。 $S_{P,I}$ の振幅は衛星信号の強度、正負は航法データを示している。これに対し $S_{P,Q}$ は再生搬送波と衛星信号の搬送波との位相差に相当する信号で、この $S_{P,Q}$ が0になるように数値制御発振器(NCO)を制御することによって、衛星信号の搬送波を追尾する(A2.4参照)。衛星信号の搬送波周波数は衛星と受信機との相対速度に応じて ± 5 kHz程度の範囲で周波数シフトするが、搬送波追尾によってこれを排除する。更に、 G_E 、 G_L と搬送波を除去した受信信号 D_I を混合して $S_{P,I}$ と同様に時間積分して $S_{E,I}$ と $S_{L,I}$ を出力する。そして、 $S_{E,I}$ と $S_{L,I}$ の振幅が等しくなるようにコード発生器(Code)のタイミングを制御することによってC/Aコードを追尾する(A2.2参照)。



図A1.1 DLLでコードを追尾するGPS受信機の構成

付録 A2

搬送波追尾とコード追尾

ここでは、L1のC/Aコードだけを利用する受信機に限定する。通常、GPS受信機は衛星の搬送波とC/Aコードの両方を追尾する。C/Aコードは第2章の2.1節に示すようにGPSタイムに同期しており、航法メッセージで変調されている。

GPS衛星信号のC/Aコード成分は周波数帯域幅が広いため、2.2節で示すように雑音に埋もれている。そのため、短時間でC/Aコード・タイミングを測定することはできない。しかし、受信機がC/Aコードに追尾していれば、追尾しているコード・レプリカで何時でも衛星信号のタイミングを知ることができる。搬送波に対しても同様のことが言えるが、搬送波位相は今のところGPSタイムに同期していない様である。

付録A1の説明では、受信機が搬送波位相に同期しており、この同期している再生搬送波で衛星信号の搬送波成分を除いている。そして、搬送波の追尾は $S_{P,Q}$ が零になるように数値制御発振器(NCO)を制御するとしていた。以下は、この搬送波追尾とコード追尾についての式を使った詳細な説明で、弱い信号による測位、C/Aコードの追尾特性、搬送波位相を追尾しないC/Aコード追尾、搬送波の追尾、搬送波の位相積分を利用するコード追尾、再生搬送波とコード・レプリカの引き込みについて記している。

A2.1 弱い信号による測位

測位において、C/Aコードと搬送波の追尾は必須ではない。近くに設置された受信機から通信路を介して補助的な情報を受け取る、ネットワーク・アシストと呼ばれる手段で位置を測定する方法があつて、搬送波追尾ができないほど弱い信号でも測位が可能である。しかし、コードが追尾できていない場合は連続的な測位は難しい。

搬送波が追尾できない場合も、BPSK変調で送られる航法メッセージは遅延検波によって復調できる。航法メッセージを受信する際の等価雑音帯域を50 Hzとすると、有能雑音電力 N は第2章の(2.4)式と同様に求めることができる。

$$N = kT_s B = 1.38 \times 10^{-23} \times 127 \times 50 = 8.8 \times 10^{-20} \text{ W} = -160.6 \text{ dBm} \quad (\text{A2.1})$$

1ビット遅延検波を使った場合でも C/N が15 dB程度であればデータ受信が可能で、-145 dBm程度の衛星信号まで航法メッセージを受けることができることになる。

しかし、20 ms単位の位相反転が低い誤り率で判定できない場合は航法メッセージが受信できないため、事前に有効な軌道情報や時刻補正情報を準備していない限り、ネットワ

ーク・アシストなどの補助手段が必要である。また、航法メッセージの信号レベルが遷移するタイミングを、1 msのコード周期を単位として捕らえられない場合は、150 Km以下精度で観測位置を知る必要がある。

A2.2 C/A コードの追尾特性

最近の受信機では、C/A コードの追尾をデジタル信号処理で行っているが、基本動作や考え方はアナログと同様にできる。

C/A コードの追尾回路は一般的なPLL (Phase-Locked Loop) [14]と同じように、図A2.1の様な等価ブロック図で表すことができる。アナログ回路ではループ・フィルタとしてラグリード・フィルタが多く使われる。デジタル信号処理では、アナログのVCO (Voltage Controlled Oscillator)と違って、コードのタイミングはNCO (Numerical Controlled Oscillator)のように周波数と位相を別々に制御できる。そのため、信号処理と同等の機能を持った2次のフィルタで説明する方がわかり易い。図A2.1において、位相差を出力するコード比較器 (Code Comp.)は図A1.1のDLLや第4章の4.3節に示すSCELLなど、衛星信号とコード発生器 (Code)が出力するコード・レプリカとを比較してコード・タイミングの差を求める機能であって、相関を求めるフィルタなどを含んでいる。衛星とコード・レプリカのコード・タイミングを、それぞれ $\phi_S(t)$ と $\phi_R(t)$ で表すことにすると、コード比較器 (Code Comp.)の出力 $\phi(t)$ は(A2.2)式になる。

$$\phi(t) = \phi_S(t) - \phi_R(t) \quad (\text{A2.2})$$

ただし、雑音等の余分な成分も $\phi_S(t)$ に含めることにする。実際の回路では右辺と左辺の間には、誤差、遅延、非線形などの要素が入ってくる。しかし、追尾の安定点付近では線形近似が可能である、追尾の時定数はこの遅延よりも大きいなどの点を考慮して(A2.2)式と仮定する。コード比較器の感度誤差があっても、追尾時定数の誤差になる程度で大きな問題ではない。追尾の初期ではタイミング差が大きいので、SCELLの場合は非線形の影響が現れるが、大きな問題ではない。DLLではタイミング差が0.5チップ以下であれば線形に近い。

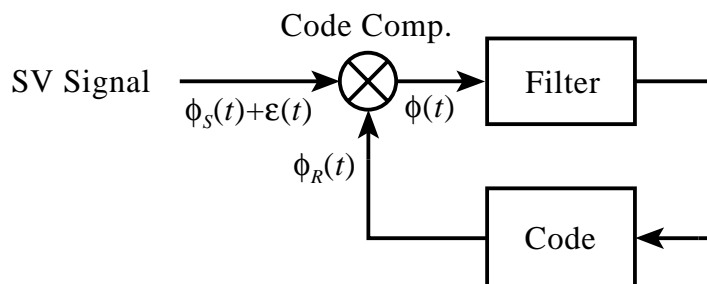


図 A2.1 C/A コード追尾の等価ブロック図

A2.2 C/A コードの追尾特性

なお、CELLは1チップ以上、DLLは1.5チップ以上離れると相関が無くなり、コード比較器(Code Comp.)の出力が雑音だけになって追尾を維持できない。

追尾の初期では、コード発生器と衛星信号のチップ・レートがかなり近くないと衛星信号に引き込めない。この差が大きいと、ある瞬間にコード相関が大きくなって信号を捕らえて、追尾回路で制御を開始したとしても、チップ・レートが近い値になる前に相関の無い領域まで外れてしまう。

図A2.1のフィルタ(Filter)は $\phi(t)$ を入力して、コード発生器(Code)に対し、単位時間当たり $\phi(t)$ の α 倍のタイミング補正值と、単位時間当たり $\phi(t)$ の β 倍のチップ・レート補正值を出力する。デジタル信号処理のクロックの周期を T とすると、処理一回当りの補正量は $\alpha T\phi(t)$ と $\beta T\phi(t)$ になる。

図A2.1のコード発生器(Code)が出力するコード・レプリカのタイミング $\phi_R(t)$ は(A2.3)式になる。

$$\phi_R(t) = \phi_R(0) + \int_0^t \left(2\alpha\phi(q) + \beta \int_0^q \phi(a) da \right) dq \quad (\text{A2.3})$$

この式に(A2.2)式を代入して整理すると $\phi_R(t)$ に関する積分方程式

$$\begin{aligned} \phi_R(t) + \int_0^t \left(2\alpha\phi_R(q) + \beta \int_0^q \phi_R(a) da \right) dq = \\ \phi_R(0) + \int_0^t \left(2\alpha\phi_S(q) + \beta \int_0^q \phi_S(a) da \right) dq \end{aligned} \quad (\text{A2.4})$$

が得られる。更に、両辺を微分すると

$$\frac{d^2\phi_R(t)}{dt^2} + 2\alpha \frac{d\phi_R(t)}{dt} + \beta\phi_R(t) = 2\alpha \frac{d\phi_S(t)}{dt} + \beta\phi_S(t) \quad (\text{A2.5})$$

の微分方程式になる。

次に、この追尾系のステップ応答を見るために、入力 $\phi_R(t)$ としてステップ関数 $u(t)$ を入れてみる。ただし、 t が負の領域では $\phi(t)$ が0であるとする。そして $u(t)$ を(A2.5)式に代入してラプラス変換すると(A2.6)式が得られる。

$$(s^2 + 2\alpha s + \beta)y(s) = 2\alpha + \beta \frac{1}{s} \quad (\text{A2.6})$$

ただし $y(s)$: $\phi(t)$ のラプラス変換

更に、逆変換に向けて整理すると(A2.7)式、(A2.8)式になる。

$$\begin{aligned} y(s) &= \frac{2\alpha s + \beta}{s(s^2 + 2\alpha s + \beta)} \\ &= \frac{2\alpha s + \beta}{s(s + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta})(s + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - \beta})} \end{aligned} \quad (\text{A2.7})$$

$\alpha^2 > \beta$ ならば

$$y(s) = \frac{1}{s} + \frac{1}{2\sqrt{\alpha^2 - \beta}} \left(\frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \beta}}{s + \alpha - \sqrt{\alpha^2 - \beta}} - \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta}}{s + \alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta}} \right)$$

$\alpha^2 = \beta$ ならば

$$y(s) = \frac{2\alpha s + \beta}{s(s + \alpha)^2} = \frac{\beta}{\alpha^2} \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \alpha} \right) + \frac{2\alpha - \beta}{\alpha(s + \alpha)^2} \quad (\text{A2.8})$$

$\alpha^2 > \beta$ ならば

$$\begin{aligned} y(s) &= \frac{2\alpha s + \beta}{s \left((s + \alpha)^2 + (\sqrt{\beta - \alpha^2})^2 \right)} \\ &= \frac{1}{s} - \frac{s + \alpha}{\left((s + \alpha)^2 + (\sqrt{\beta - \alpha^2})^2 \right)} + \frac{\alpha}{\left((s + \alpha)^2 + (\sqrt{\beta - \alpha^2})^2 \right)} \end{aligned}$$

そして、 $y(s)$ を逆変換すると $\phi_R(t)$ を求めることができる。

$\zeta > 1$ ならば

$$\begin{aligned} \phi_R(t) &= 1 + \frac{1}{2\sqrt{\alpha^2 - \beta}} \left((\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \beta}) e^{-(\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \beta})t} - (\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta}) e^{-(\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta})t} \right) \\ &= 1 + \frac{1}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \left((\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) e^{-(\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega t} - (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}) e^{-(\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega t} \right) \end{aligned}$$

$\zeta = 1$ ならば

$$\begin{aligned} \phi_R(t) &= \frac{\beta}{\alpha^2} (1 - e^{-\alpha t}) + \frac{2\alpha^2 - \beta}{\alpha} t e^{-\alpha t} \\ &= 1 - e^{-\omega t} \end{aligned} \quad (\text{A2.9})$$

$\zeta < 1$ ならば

$$\begin{aligned} \phi_R(t) &= 1 - e^{-\alpha t} \cos(\sqrt{\beta - \alpha^2} t) + \frac{\alpha}{\sqrt{\beta - \alpha^2}} e^{-\alpha t} \sin(\sqrt{\beta - \alpha^2} t) \\ &= 1 + e^{-\zeta \omega t} \left(\frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \sin(\sqrt{1 - \zeta^2} \omega t) - \cos(\sqrt{1 - \zeta^2} \omega t) \right) + \omega t e^{-\omega t} \end{aligned}$$

そして、 α と β が共に正であれば $\phi(t)$ は減衰関数になって0に漸近する。ここで ζ は減数率、 ω は固有周波数である。 $\zeta^2 = 1$ の場合をクリティカルダンピングと呼んでいる。 ζ が1より小さい場合は振動成分が現れる。図A2.2は ζ をパラメータとしたステップ応答であって、

A2.2 C/A コードの追尾特性

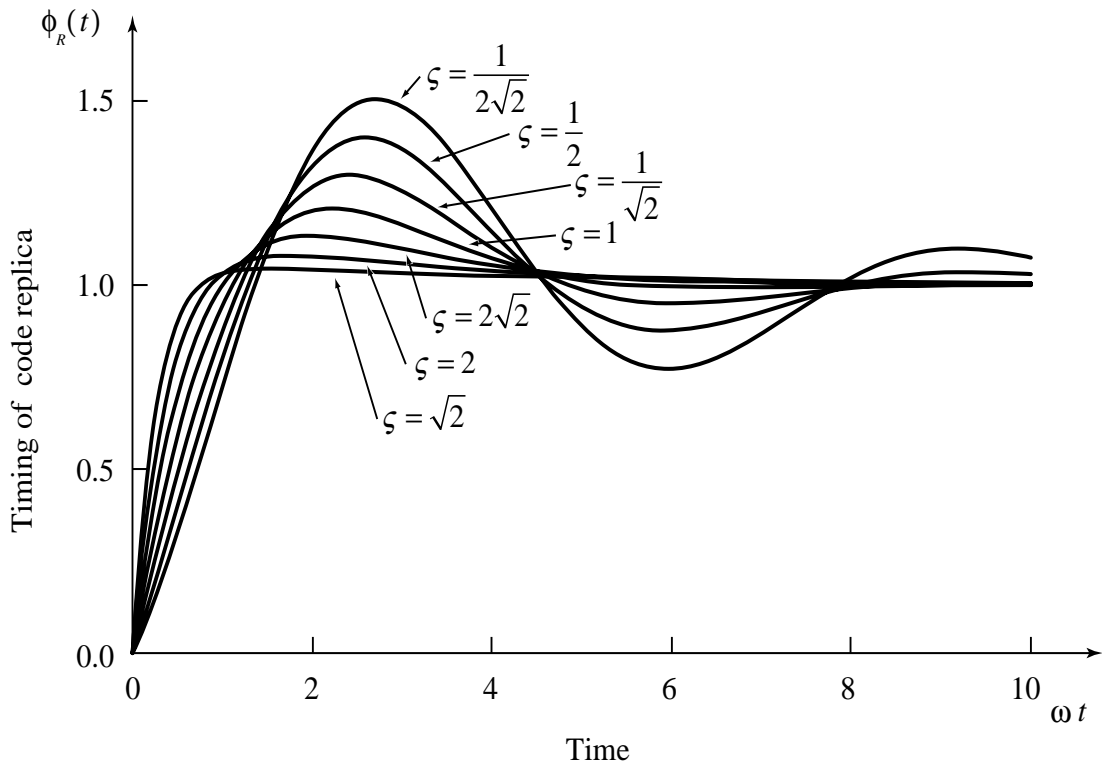


図 A2.2 コード追尾のステップ応答波形

縦軸は $\phi(t)$ の位相、横軸は時刻である。

C/A コードの追尾は、雑音が多い受信信号に含まれるコード信号にできるだけ高い精度で追尾するのが目的である。従って、C/A コードにはできるだけ短い時間で追尾し、更に雑音をできるだけ低い周波数成分まで排除したい。

ζ が小さくなると応答が振動的になる。逆に、 ζ が大きくなると過制動になって応答速度が遅い割りに高い周波数成分が排除できなくなる。そのため、 ζ は大き過ぎても小さ過ぎてもいけない。しかし、最適値は必要とする追尾精度と C/N 比によって異なってくる。引き込み時間を考える場合は $\alpha (= \zeta \omega)$ の逆数で考える方がわかり易く、この値を時定数と呼ぶ。追尾の時定数が同じであれば、大体同じ時間で引き込みが完了する。図 A2.2 は横軸が ωt になっているが、横軸を αt にすれば時刻が 0 の付近で立ち上がり部分で ζ によらず同じ様な傾きを示すことがわかる。なお、実質の引き込み時間は時定数の数倍になる。

次は、実際の GPS 受信機に適用する場合の問題である。追尾の精度が約 5 m (位置精度で 10 m 程度) 必要であるとする。C/A コード 1 チップは約 300 m であるから、信号対雑音比は電圧で 30 程度必要で、 C/N に換算して 29.5 dB 程度になる。必要な C/N を F とし、第 2 章の (2.5) 式を参照して要求を満たす雑音帯域幅を求めると (A2.10) 式になる。

$$B = \frac{C}{kT_S F} = (-150 \sim -160) - 10 \log(1.38 \times 10^{-23} \times 127) - 29.5 = 640 \sim 64 \text{ Hz} \quad (\text{A2.10})$$

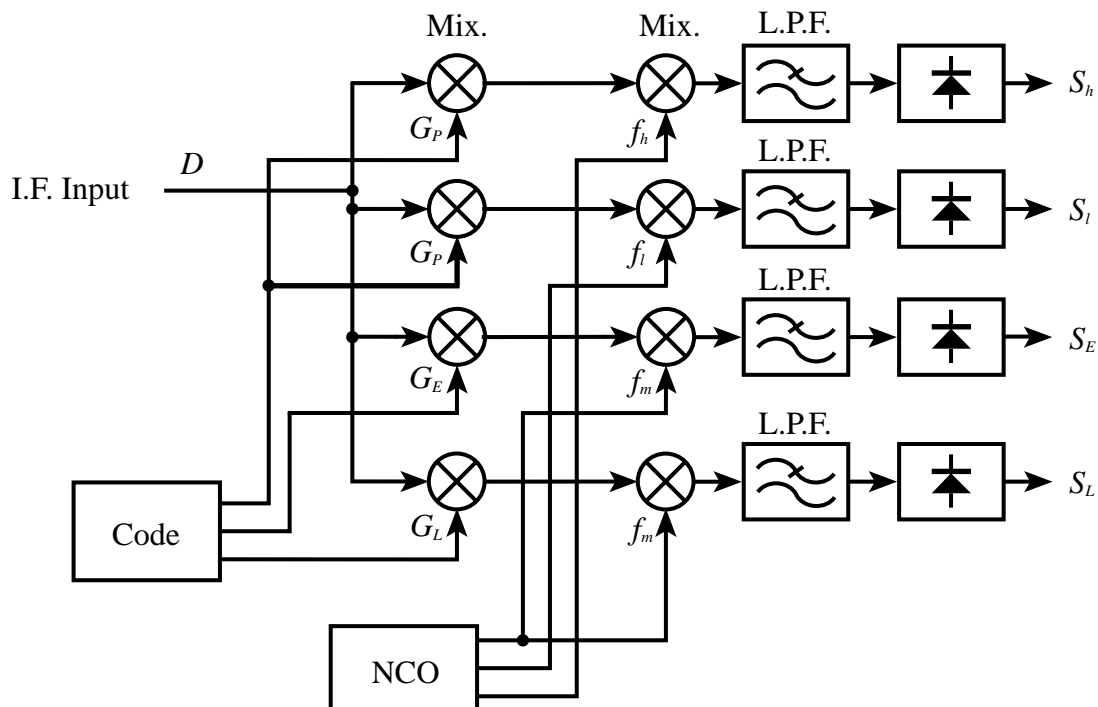
実際にはもう少しシステム雑音が強くなることなどによって、10Hz程度の帯域になる。これは、自動車程度の加速度に対応するには限界に近い応答速度である。

以上より、自動車程度の加速度に対応するC/Aコードの追尾定数では、5m程度の分散になることを示している。この追尾誤差の分散かせ5m程度とすると位置の分散はDGPS測位であっても7~10m程度で、単独測位では他の誤差が上乘せされる。このように、加速度が加わる受信機でこれ以上の追尾精度を得るには、第4章で触れA2.5節で詳細に説明している搬送波の位相積分との関連付けが有効である。

A2.3 搬送波位相を追尾しないC/Aコード追尾

受信信号が-145 dBmより弱い場合は航法メッセージの受信が困難であることをA2.1節で説明した。この様な状況では搬送波の追尾を維持するのも難しくなり、追尾する意義も幾分失われる。第4章のコード追尾は搬送波位相の追尾を前提としていたが、搬送波位相を追尾していなくてもコード追尾は可能である。図A2.3はDLL方式による搬送波を追尾しないC/Aコード追尾回路の例を説明するブロック図である。

概略の構成は第2章の2.5節で説明した図2.7と同様である。しかし、図2.7では数値制御発振器(NCO)が再生搬送波を出力するとしていたが、図A2.3では f_m が衛星の搬送波に近い周波数、 f_h と f_l はそれぞれ f_m に対して10Hzほど上と下の周波数で、搬送波とは同期していない。中間周波数の衛星信号はコード発生器(Code)のコード・レプリカで逆拡散した後、数値制御発振器の各出力で周波数変換して、ローパス・フィルタで高域成分を除く。ロー



図A2.3 搬送波位相を追尾しないC/Aコード追尾のブロック図

A2.3 搬送波位相を追尾しないC/Aコード追尾

パス・フィルタ(L.P.F.)は遮断周波数を10Hzにする。そして、フィルタを通過した衛星信号の強度を検波器で測定する。検波出力 S_h と S_l は数値制御発振器の周波数のずれを検出し、両者が等しくなるように数値制御発振器の周波数を制御する。このように、搬送波の位相ではなく周波数で追尾できる。位相を追尾するのに比べると、ずれに対して余裕が有るため周波数が外れにくい。

コード発生器は衛星信号と一致したタイミングのC/Aコード G_p と、衛星信号に対して1/2チップだけ先行した G_E と、1/2チップだけ遅れた G_L をそれぞれ発生する。検波出力 S_E と S_L はコード・タイミングの進みと遅れを検出しC/Aコードを追尾するDLL方式になっている。

搬送波周波数に対する追尾精度が悪いので、衛星間の搬送波周波数の違いを利用して瞬時速度を計算しても精度が数km/h程度になる。

A2.4 搬送波の追尾

搬送波の位相を追尾する時定数が数10ms程度であれば、自動車に加わる通常の加速度条件でも追尾が維持できる。しかし、もっと大きな加速度が加わる飛行体などでは、もっと短い時定数にする必要がある。この場合は、慣性センサ等の補助がなければ、追尾が維持できる限界感度の低下は避けられない。ここでは、一般的な搬送波追尾について検討する。

基準発振器などで位相を追尾するPLLでは、参照信号が低雑音なので、最近では搬送波に対する引き込み特性を改善したデジタル回路の位相比較器を用いるのが一般的である。しかし、衛星信号のように参照信号のC/Nが悪い場合は、この引き込み特性を改善した位相比較器は使えない。この様な場合に適用する搬送波の追尾方法で良く知られているのは、コスタ・スループと呼ばれる回路である。ここで説明する図A2.4の搬送波追尾回路は、このコスタ・スループの変形で、デジタル信号処理の特性を生かすように変更している。

図において、数値制御発振器(NCO)は衛星信号の中間周波数と一致した再生搬送波を発生し、その同相成分 I と直交成分 Q を出力する。そして、中間周波の衛星信号をこの同相成分 I と直交成分 Q で位相検波する。この直交位相検波の出力は時間積分器(Σ_I , Σ_Q)で、C/Aコードの一周期を単位として、それぞれ時間積分して S_I と S_Q を出力する。C/Aコードの周期を単位として積分するのは、C/Aコードの相互相関が小さいという性質を利用して、周波数が近い別の衛星で生じる1kHzの周期成分を排除するためである。

S_I は航法メッセージによって正負が反転する信号で、振幅は信号強度に対応している。衛星と数値制御発振器の搬送波位相差を θ 、衛星信号の振幅を A 、航法メッセージを D とすると、 S_I と S_Q は次式になる。

$$\begin{aligned} S_I &= AD \cos \theta \\ S_Q &= AD \sin \theta \end{aligned} \tag{A2.11}$$

そして、 S_Q を S_I で割り算すると搬送波の位相差 ψ が得られる。

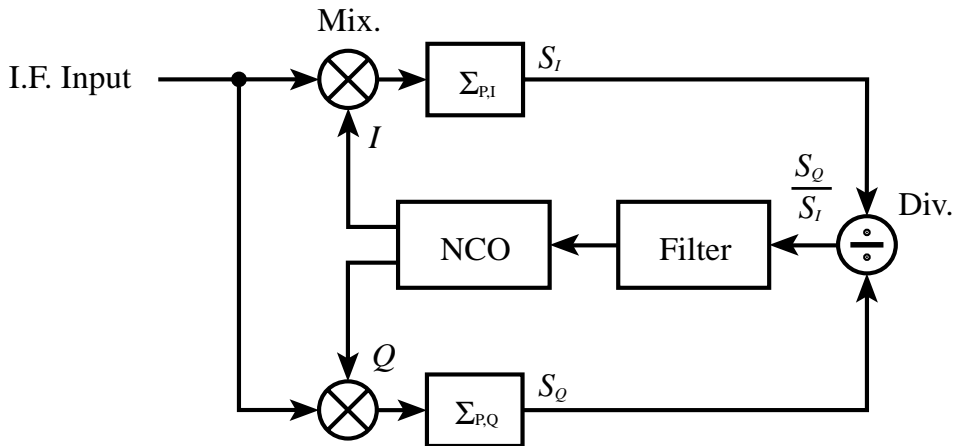


図 A2.4 変形コスタ・スループによる搬送波追尾の等価ブロック図

$$\psi = \frac{S_Q}{S_I} = \tan \theta \quad (\text{A2.12})$$

ψ は θ に対して非線形であるが、0 付近では線形に近い。本来のコスタ・スループは両者を乗算した ψ_R を使う。アナログの回路では、割り算を実現するのが困難であるため、このような形で航法メッセージの位相反転成分を除く。

$$\psi_R = S_I S_Q = A^2 D^2 \sin \theta \cos \theta = \frac{A^2}{2} \sin 2\theta \quad (\text{A2.13})$$

ψ では位相差が 90 度に近づくと大きな値になるが、 ψ_R は 90 度に近づくと小さくなる。

そして A2.2 節に示す図 A2.1 と同様の原理に従い、追尾フィルタ (Filter) の出力で数値制御発振器の位相と周波数を制御する。搬送波追尾はコード追尾よりも早い時定数が必要であるが、動作原理は同じである。これは、搬送波の周波数が C/A コードのレートより 1,540 倍も大きいからである。なお、位相差に対する ψ_R の変化は信号強度の影響を受けるので、本来のコスタ・スループでは帰還の利得が信号強度によって変化する。この点で、図 A2.4 の回路が優れている。

衛星信号に対して追尾を開始することを引き込みと呼んでいるが、数値制御発振器と搬送波の周波数差について、この引き込みが可能な範囲がある。受信信号の C/N、受信機に加わる加速度、搬送波追尾の時定数などの条件によって決まるもので、数 Hz から数 10 Hz である。

A2.5 搬送波の位相積分を利用するコード追尾

自動車程度の加速度がある条件で、C/A コードの追尾で得られる 5 m 程度の分散では不十分な場合、搬送波の位相積分との関連付けが有効である。その際、搬送波位相への追尾

A2.5 搬送波の位相積分を利用するコード追尾

が維持できていなければならない。衛星からの直接波が受信でき、自動車程度の加速度条件であるなら、搬送波位相の追尾はさほど困難ではない。

GPS衛星の搬送波周波数とC/Aコードのチップ・レートとの比は1,540:1で、この関係はかなり正確であるが、コード位相の変化と搬送波の位相変化は厳密には一致していない。電離層の周波数分散で起こる群速度と位相速度の違いを除いたとしても、両者の関係は厳密でない。これは、衛星の搬送波を発生する部分と、コード・タイミングをGPSタイムに合わせる制御が独立しているためと思われる。

それでも、この違いは1時間当たり数10mくらいであり、非常にゆっくりとした滑らかな変化である。そのため、搬送波とコードの位相変化を積分した値は、共に受信機と衛星間の距離変化と密接な関係がある。受信機で観測する両者の位相変化は、受信機の基準発振器から見た相対的なもので、観測した距離変化は見かけの値である。しかし、受信機の局部発振器、再生搬送波の発振器とコード発生器のNCOなどが単一の信号源を基準の周波数としていれば、受信機において両者の関係を乱すことは殆んど無い。

定点観測における搬送波測位の結果からもわかるように、マルチパスがなければ搬送波追尾で得られる位相積分のばらつきは1 cm以下である。自動車程度の加速度が加わる条件でも、搬送波の追尾が維持できるならば10 cm以下であることは間違いない。

A2.2節のC/Aコード追尾で時定数を大きくできないのは、加速度に対応するためであった。C/Aコード発生器に搬送波の位相積分で求めた距離変化を反映させると、C/Aコード追尾の時定数を大きくしても追尾誤差が増大しなくなる。図A2.5は搬送波の位相積分を利用するC/Aコード追尾の等価ブロック図で、図A2.1に対して搬送波位相を追尾して観測した位相積分 $\psi_C(t)$ を加えている。

基準発振器の誤差を δ 、搬送波の周波数を f_0 とし δ が変化しないとすると、衛星と受信機の距離 $r(t)$ の変化は

$$r(t) - r(0) = \lambda_0 (\psi_C(t) - \psi_C(0)) - 2\pi\delta f_0 t \quad (\text{A2.14})$$

になる。ここで、 r は衛星と受信機の距離、 λ_0 は搬送波の波長、 ψ_C は搬送波の位相積分である。 f_C をC/Aコードのチップ・レートとすると、搬送波から換算したC/Aコード位相を $\phi_C(t)$ として、この距離変化をC/Aコード位相の変化に換算すると次式になる。

$$\phi_C(t) - \phi_C(0) = 1,540 (\psi_C(t) - \psi_C(0)) - 2\pi\delta f_C t \quad (\text{A2.15})$$

図A2.5のフィルタ(Filter)は図A2.1と同様に、タイミング補正值とチップ・レート補正值を出力する。コード位相の時間変化分は搬送波位相で更新されるので、コード引き込みの初期化条件は、コード発生器のチップ・レートを0にして、(A2.15)式を加える。ただし、コード引き込みの開始時刻を0とする。これによって、コード発生器が出力するコード・レプリカのタイミング $\phi_R(t)$ は(A2.16)式になる。

$$\begin{aligned} \phi_R(t) = \phi_R(0) + \int_0^t \left(2\alpha\phi(q) + \beta \int_0^q \phi(a) da \right) dq \\ + 1,540 (\psi_C(t) - \psi_C(0)) - 2\pi\delta f_C t \end{aligned} \quad (\text{A2.16})$$

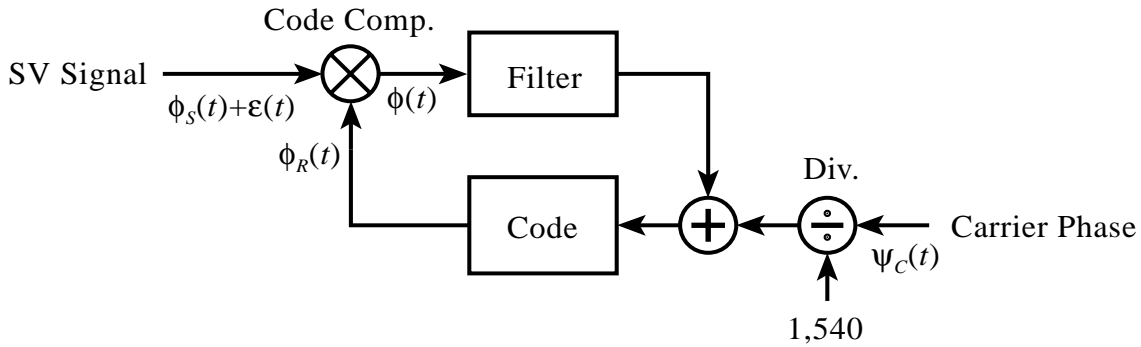


図 A2.5 搬送波位相積分を利用する C/A コード追尾の等価ブロック図

更に、(A2.2)式の関係から (A2.17) 式が得られる。

$$\begin{aligned} \phi_S(t) - 1,540(\psi_C(t) - \psi_C(0)) + 2\pi\delta f_C t \\ = \phi_R(0) + \phi(t) + \int_0^t (2\alpha\phi(q) + \beta \int_0^q \phi(a) da) dq \end{aligned} \quad (\text{A2.17})$$

この式の左辺からわかるように、衛星信号のコード・タイミングから相対距離の変化と基準発振器の誤差が除かれている。コード・レプリカと衛星信号のタイミング差には、定常的な初期のずれと、衛星信号の搬送波積分に対するコード積分の時間的な変化だけが残る。搬送波の位相積分を利用すると、受信機と衛星間の相対的な距離変化が、コード・レプリカと衛星信号のタイミング差 $\phi(t)$ に影響しないことになる。

以上より、搬送波の位相積分を利用するコード追尾では、コード追尾の時定数は衛星信号の搬送波積分に対するコード積分の時間的な変化だけ考慮すれば良いことになる。

A2.6 再生搬送波とコード・レプリカの引き込み

再生搬送波とコード・レプリカの引き込み範囲はA2.2節とA2.4節で説明している。C/Aコードの引き込み範囲は1チップまたは1.5チップ以下で、搬送波の周波数が数Hzから数10Hzの範囲であって、この範囲に限定できたときに追尾が可能になる。

衛星信号を最初に捕らえる場合は、受信機が持っているアルマナック、概略の受信位置、現在時刻などによって、観測できる衛星と搬送波のドップラー・シフトを予測する。この予測によって、観測できると思われる衛星について、受信機のコード・タイミングと再生搬送波の周波数を順次走査して、衛星信号と相関がある所を探す。

衛星信号とコード・レプリカの相関を評価するには、少なくともC/Aコードの周期1msの時間が必要であって、これを基準に衛星信号の走査について概算する。ただし、並列処理によって実質の処理時間を短くすることもできる。また、同時に観測できる衛星は、2001

A2.6 再生搬送波とコード・レプリカの引き込み

年12月現在で5個から12個ぐらいで、これが走査の対象となる衛星の数である。

相関を評価する1 msの積分をフィルタとみなし、等価な受信帯域幅は500 Hzであるとする。コード位相のずれが1/4チップ、周波数が250 Hz程度ずれたところで、相関レベルが最大値より6 dB程度下がるが、これを検出でき信号レベルを検討する。そして、雑音より15 dB高い場合に衛星信号を捕らえられるとする。このときの等価雑音帯域幅を受信帯域幅と同じ500 Hzとすれば、雑音電力 N は

$$N = kT_s B = 1.38 \times 10^{-23} \times 127 \times 500 = 8.8 \times 10^{-19} \text{ W} = -150.6 \text{ dBm} \quad (\text{A2.18})$$

となる。そして、仮定した条件で検出できる信号レベル S_L は

$$S_L = -150.6 + 6 + 15 = -129.6 \text{ dBm} \quad (\text{A2.19})$$

となって、C/Aコードの信号レベル-120~-130 dBmをほぼカバーできることになる。しかし、実際の受信機では更に劣化要因が加わり、この方法ではもう少し高くないと確実に捕らえられない。

この評価で検出できる範囲は、コード・タイミングの幅が1/2チップで搬送波の周波数幅は500 Hzである。この条件で、1周期分のコード・タイミングを走査すると $1,024 \times 2 = 2,048$ 回の評価になって、走査時間は約2秒間になる。基準発振器の精度が1 ppmであるとし、概略の位置と時刻によって予測したドップラー・シフトの予測誤差が無視できるほど小さいとし、受信機の最大速度を300 km/hとする。以上の条件で、周波数を変えてコードを走査すると、必要な走査回数 n_f は次式となる。

$$N_f = \left(1.58 \times 10^9 \times 1.0 \times 10^{-6} + \frac{300 \times 10^3}{60 \times 60 \times 0.19} \right) \times \frac{2}{500} \cong 8 \quad (\text{A2.20})$$

そして、全域を走査するのに要する時間は約16秒となる。以上の検討から、基準発振器の精度が初期の捕捉時間に大きく関わることがわかる。なお、衛星信号を捕らえた後は、搬送波の周波数を追尾可能な範囲である数Hzから数10Hzまで細かな走査で追い込む、追尾回路で周波数を走査させる、搬送波追尾の応答速度を一時的に早くするなどの手法が必要である。

弱い衛星信号を捕らえるために感度を n 倍にするには、 n 倍の積分時間が必要であり、その際の等価な受信帯域幅は n 分の1になるので、同じ範囲を走査するのに n^2 倍の時間が必要になる。そのため、信号処理能力を超えた高い感度で捕捉しようとする、走査に膨大な時間が掛かることになる。なお、強い衛星信号を先に捕らえれば、他の手段などによって基準発振器の周波数が高精度でわかるならば、走査範囲を狭い範囲に限定できる。また、測位に利用できる軌道情報、時刻情報、精度の良い時刻や位置などがわかるならば、更に狭い範囲に限定できる。限定した範囲が狭くなれば、信号処理の能力が低い場合でも短時間で高感度の走査が完了する。

付録 A3

畳み込みによる

フィルタ応答波形の算出

デルタ関数を $\delta(t)$ 、フィルタに入力する信号を $G(t)$ とする。この両者について畳み込みを行うと結果が元の $G(t)$ に一致するのは、デルタ関数の性質から明らかである。

$$G(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-a)G(a)da \quad (\text{A3.1})$$

この式は、デルタ関数 $\delta(t-a)$ によって、被積分関数の $G(a)$ の t における振幅を標本化したと考えることができる。別の表現をすれば、 $G(t)$ はインパルス $\delta(t-a)G(a)$ の集まりと考えることもできる。

あるフィルタにデルタ関数 $\delta(t)$ を入力したとき、出力されるインパルス応答が $h(t)$ であったと仮定する。そして、このフィルタの入力と出力の関係が線形であるとする。

このフィルタの入力にインパルス $\delta(t-a)G(a)$ を入力すると、フィルタの出力はインパルス応答 $h(t-a)$ と $G(a)$ の積になる。更に、フィルタの入力 $G(t)$ を式 (A3.1) で示す畳み込みに示すようにインパルス $\delta(t-a)G(a)$ の集まりと考えると、フィルタの線形性によって出力はインパルス応答 $h(t-a)G(a)$ の集まりで表されることになる。

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-a)G(a)da \quad (\text{A3.2})$$

更に、フィルタは因果律を満たしているとする、

$$t < a \Rightarrow h(t-a) = 0 \quad (\text{A3.3})$$

の関係が成立する。また、フィルタの応答が時間 w より十分短いものとすれば

$$a < t-w \Rightarrow h(t-a) \cong 0 \quad (\text{A3.4})$$

となる。このとき、(A3.2) 式は

$$g(t) \cong \int_{t-w}^t h(t-a)G(a)da \quad (\text{A3.5})$$

に書きなおすことができる。

付録 A4

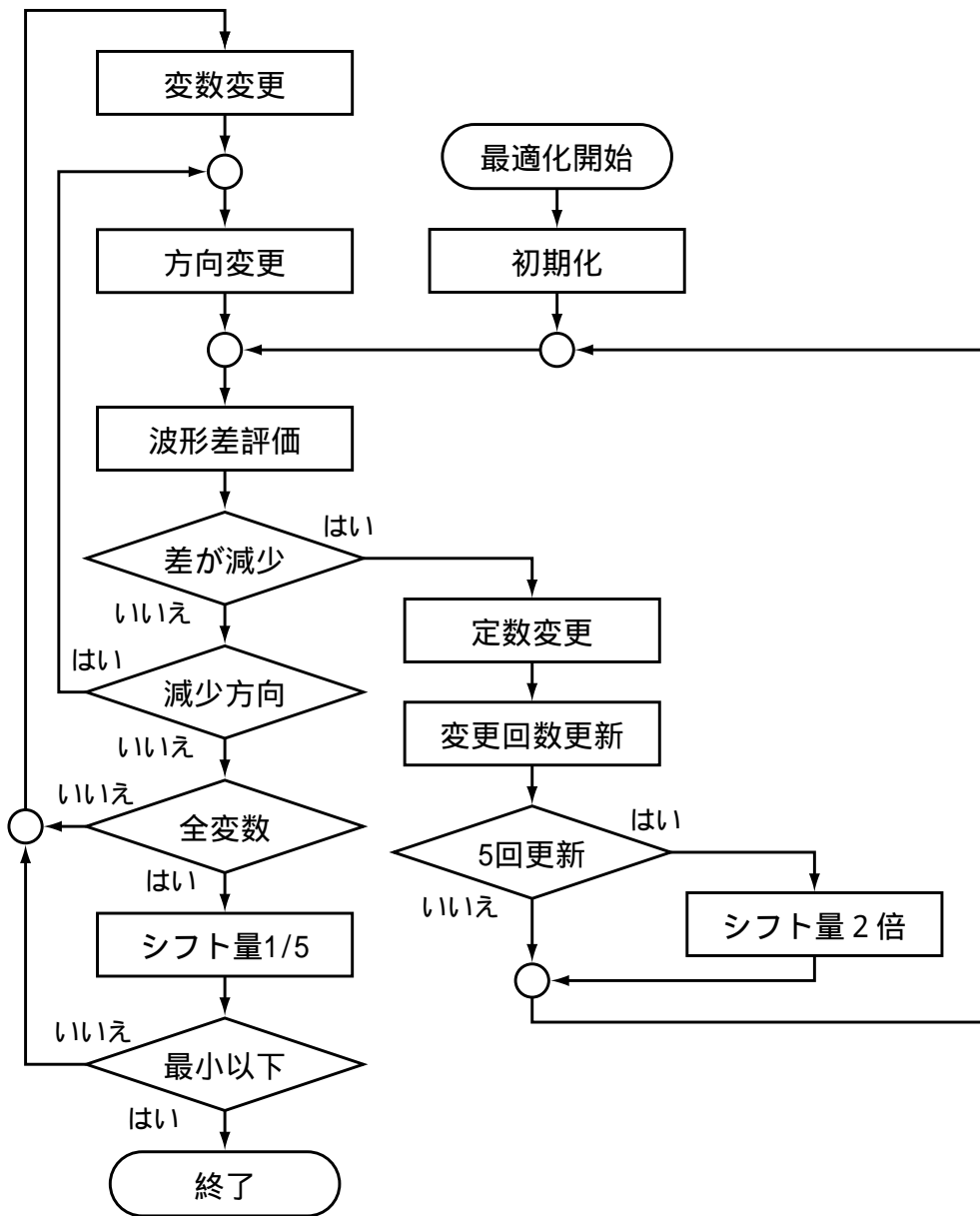
等価回路を計算するプログラム

C/A コードが通過した伝送系は十分把握できていない上に、第2章で観測したステップ応答波形には雑音やマルチパスなどの不確定な成分が含まれている。そこで、ステップ応答の性質と類似の特性を持った4素子はしご型フィルタを求めることにした。観測したステップ応答波形と等価なステップ応答を持った、フィルタの定数を求めるという課題は、観測データを曲線で近似するのに似ている。

図2.5に示すように4素子はしご型ローパス・フィルタには $L1$ 、 $L2$ 、 $C1$ 、 $C2$ の4つの変数があり、フィルタに入力するステップ関数には振幅と立ち上がりタイミングの2つの変数がある。この計6個の変数を変えて、観測したステップ応答波形にフィルタの出力波形を近づける。ステップ応答は遅延タイミング r について $\tau/64$ 毎に観測結果が得られている。フィルタが出力する波形は数値積分で求める。そして、この観測タイミングそれぞれについて、観測波形とフィルタの出力波形の差を求める。そして、この差の2乗和を一致度いの評価指標にする。なお、図2.8に示す様な観測波形に含まれる3個のステップ応答波形から、できるだけマルチパスや雑音の少ないものを選び出して、ステップ応答の観測値とする。

図A4.1はこの最適化プログラムの流れ図である。まず、「初期化」においてフィルタの定数を0、振幅を観測したステップ応答の最終値、立ち上がりタイミングを観測波形の立ち上がりにあわせる。更に、「初期化」では、各変数のシフト量を小さめの値にする、シフト対象の変数を任意の変数に指定する、変更回数を0にする、シフト方向を減少方向にするなど、最適化のパラメータその他をそれぞれ初期化する。ここで、変数のシフト量とは、変数の値を動かして評価値の変化を調べる際に、変数値を動かす量を決めるもので、短時間で収束するように処理の途中で段階的に変更する。更に、初期化処理の最後の段階で、初期化後の変数値による評価指標を求めて現在の評価値し保持する。

次に、「波形差評価」ではシフト対象の変数をシフト量だけシフト方向に動かした上で一致度を評価する。この評価により、観測波形とフィルタの出力波形の「差が減少」したかを判定し、減少した場合は「定数変更」に分岐する。減少しない場合は、次の「減少方向」の判定で変数のシフト方向を判定し、減少である場合は「方向変更」へ分岐する。シフト方向が増加方向の場合は、次の「全変数」の判定において、変化しない状態のまま全ての変数が一巡したかを判定し、一巡していない場合は「変数変更」に分岐する。一巡した場合は、次の「シフト量1/5」で各変数のシフト量を1/5に減らす。ただし、無駄な繰り返しを避けるためにシフト量は変数値の 1×10^{-5} 以下にしない。



図A4.1 最適化プログラムの流れ図

次に「シフト量1/5」の処理で、既に全てのシフト量が最小値以下になっていたかを判定し、最小値以下になっていた場合は収束したものと判断する。そして、各変数の値と出力波形をそれぞれファイルと画面に出力して処理を終了する。一方、最小値以下になっていない場合は「変数変更」へ分岐する。「変数変更」ではシフト対象の変数を次の変数に変更すると共に、シフト方向を増加方向にする。続く「方向変更」では、シフト方向を反転し、次の「波形差評価」に進む。

「波形差評価」で出力波形の差が減少した場合には、「定数変更」で対象としている変数

をシフトした値に修正し、現在の評価値を減少した評価値に置き換える。次に「変更回数更新」で、同じ変数を何回続けて更新したかを計数する。そして、この回数が5回を超えた場合はシフト量を2倍に増やす。そして、再び「波形差評価」を行うようにする。

変数の変化に対して波形差の評価が多様に変化するので、シフト量を増減させながら徐々に最適化を進める必要がある。以上の処理が終了すると、通常は正しい値に収束するが、まれに意図しない値に落ち込む場合がある。変数の変化に対する評価値の変化が極を持っていて、たまたまそこに落ち込むためと思われる。この場合は、波形を比べると容易に判断でき、手動で変数を動かして再び最適化処理を行うことで解決する。

