

# **GNSS 受信機の概要**

## **I アンテナ信号入力から、擬似距離出力まで**

===== 目 次 =====

1. GNSSによる測位の原理 .....	1
1.1. 測位の原理 .....	1
1.2. 衛星時刻観測 .....	1
1.3. コードについて .....	3
1.4. コードクロック発生器 .....	11
1.5. コード追尾ループ .....	14
1.6. コードによる搬送波の変調 .....	15
1.7. 搬送波の再生 .....	16
1.8. 測距コードに擬似雑音符号を用いることの利点 .....	17
1.9. メッセージ復調 .....	19
1.10. 追尾ループまとめ .....	21
1.11. 搬送波位相の観測について .....	24
2. GPS、QZSSの民間用信号 .....	32
2.1. L1 C/A 信号 (GPS, QZSS) .....	33
2.2. L1S 信号 (QZSS) .....	38
2.3. L2C 信号 (GPS, QZSS) .....	39
2.4. L5 信号 (GPS, QZSS) .....	42
2.5. L1C 信号 (GPS, QZSS) .....	45
2.6. QZS L6 (旧 LEX) 信号 (QZSS) .....	50
2.7. 民間用信号一覧 .....	56
3. いくつかの項目についての解説 .....	58
3.1. 要素回路 .....	58
3.2. デシベル (dB) .....	59
3.3. 搬送波電力対雑音電力密度 (C/N0) .....	60
3.4. 等価雑音帯域幅 .....	61
4. 受信機アナログ部 .....	62
4.1. 等価雑音帯域幅受信信号電力 .....	62
4.2. アンテナで生じる雑音 .....	64
4.3. アンテナ .....	65
4.4. アナログ (RF) 回路 .....	69
5. 信号処理回路 .....	76
5.1. キャリア成分除去 (ベースバンド変換器) .....	76
5.2. レプリカキャリア発生器 .....	80

5.3.	レプリカキャリアサンプリングレジスタ .....	82
5.4.	レプリカ時計、レプリカ時計拡張部 .....	83
5.5.	レプリカコード発生器 .....	83
5.6.	レプリカ時刻サンプリングレジスタ .....	84
5.7.	相関器 .....	84
5.8.	相関器出力レジスタ .....	85
5.9.	受信機時計 .....	85
6.	時刻範囲の拡大及び擬似距離観測 .....	86
6.1.	レプリカ時計の範囲拡大 .....	86
6.2.	受信機時計 .....	87
6.3.	擬似距離 .....	88
6.4.	受信機時計の修正 .....	89
6.5.	受信機時計を修正後の擬似距離の観測 .....	90
6.6.	擬似距離、積算デルタレンジ観測タイミングの制御 .....	91
7.	相関器の出力はどのような要因で決定されるか .....	92
7.1.	相関器雑音帯域幅 .....	92
7.2.	相関器出力の観測 .....	93
7.3.	振幅を変化させる要因 .....	96
8.	信号処理ソフトウェア .....	98
8.1.	信号処理回路及び測位演算ソフトウェアとのインタフェース .....	98
8.2.	信号追尾モード .....	99
8.3.	信号処理ソフトウェア DFD .....	102
8.4.	DFD 各部動作概要 .....	104
8.5.	擬似距離・搬送波位相観測精度理論値 .....	125
9.	市販アナログ IC の紹介 .....	131
9.1.	市販アナログ IC の例 .....	131
9.2.	MAX2769B の概要 .....	133

# 1. GNSS による測位の原理

## 1.1. 測位の原理

GPS の初期のテキストに掲載された測位の原理を図 1-1 に示す。衛星には原子時計による正確な 10.23MHz の周波数をもとにした時計（**衛星時計**）が搭載されており、その時刻は **GPS 時刻**（GPS System time :  $T_S$ ）に同期している。A~D の 4 機の衛星の時刻を地上から望遠鏡を通して観測すると、それぞれの衛星と受信機間の距離を反映した遅れ

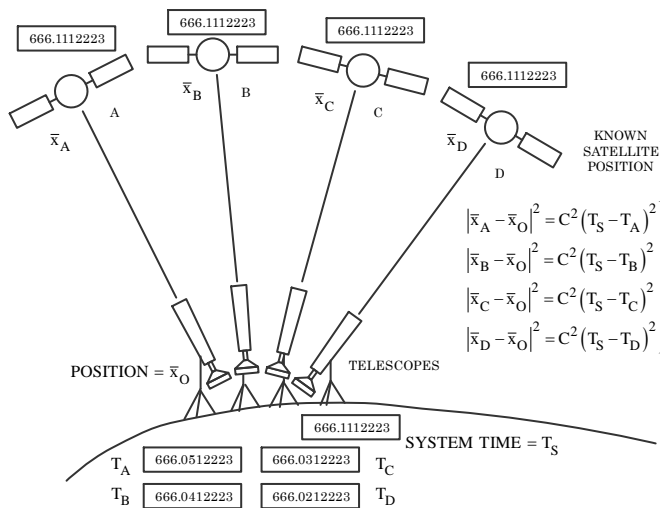


図 1-1 GPS による測位の原理

を持つ時刻 ( $T_A, T_B, T_C, T_D$ ) が得られる。逆に遅れを GPS 時刻との差 ( $T_S - T_A, \dots, T_S - T_D$ ) より求め、これに光速 ( $c$ ) を乗じると衛星と受信機間の距離を求めることができる。衛星の位置 ( $X_A, X_B, X_C, X_D$ ) は軌道情報を用いて計算でき、測位はこれらの衛星からの計算によって求めた距離と観測した 4 機の分の距離と一致する点を求めることである旨が述べられている。此の図から「衛星に搭載された時計の時刻を観測する」こ

とが受信機の機能であると理解できる。実際には衛星の時計の時刻を望遠鏡で覗くことはできないので、受信機内部に、衛星時計の時刻に同期した時計（**レプリカ時計**）を設け、その時刻を衛星の時計の時刻に同期させる機能を有している。

## 1.2. 衛星時刻観測

図 1-2 に衛星時刻観測の原理を示す。衛星に搭載された時計の時刻に同期した、“1”と“0”からなる衛星固有のパターンを持つコードをコード発生器で作成し、利用者に向けて送信する。（搬送波をコードで変調して送信しているが、当面无視する。このコードを**ペースバンド信号**と呼ぶ）受信機でこのコードを受信すると、衛星と受信機間の距離  $r$  に相当する時間（伝搬遅延時間  $\tau = r/c$ 、 $c$ : 光速）分遅れた、受信コードが観測できる。これはあたかも、受信機内部に伝搬遅延時間分の遅れを持つ衛星時計が存在し、コードを発生しているように考えることができる。

受信機には衛星時計の時刻のコピーを作る時計（**レプリカ時計**）と、レプリカ時計の時刻に同期してコード（**レプリカコード**）を発生させるレプリカコード発生器がある。

図に示すように、受信コードとレプリカコードのタイミングが一致したとき、レプリカ時

計の時刻は伝搬遅延分の遅れを持つ衛星時計の時刻に一致している。このとき、レプリカ時計は、望遠鏡で覗いた衛星の時計と同じ時刻を示している。

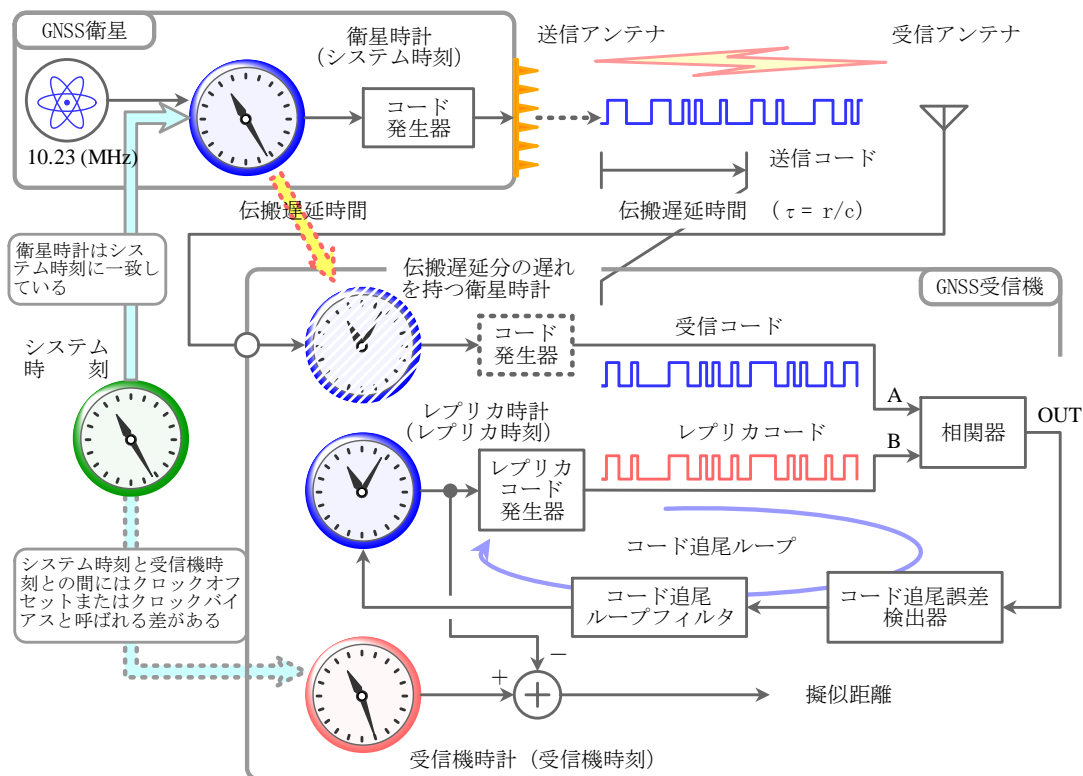


図 1-2 衛星時刻観測の原理

タイミングの一致は相関器を用いて検出する。一度タイミングが一致しても衛星と受信機間の距離は変化しているので、放置すればずれが生じる。そのため相関器の出力をもとに、コード追尾誤差検出器で時刻の差と方向を検出し、コード追尾ループフィルタで雑音成分を除いた後、レプリカ時計の時刻を進める、あるいは遅らせる制御信号を作り、これをもとに、レプリカ時計の時刻を調整することにより、タイミングの一致を維持する**コード追尾ループ**を構成している。

図 1-3 に示すように、レプリカ時計の時刻は GPS 時刻に対して、(a) の衛星と受信機間の距離に相当する遅れを有している。例えば距離が 2 万(km) あれば約 66.7 (ms) になる。時刻の差を観測すれば、衛星と受信機間の距離を求めることができる。そこで受信機内に基準の時計 (**受信機時計**) を一つ設け、これとレプリカ時計との差を観測する。受信機時計は GPS 時刻に対して (b) の**クロックオフセット** (または**クロックバイアス**) 分の誤差を有している。受信機時刻とレプリカ時刻の差は、距離だけではなく、時刻の誤差も加わった量 (c) のため、これを**擬似距離 (Pseudo Range)** と呼んでいる。データとして出力する際は、受信機時計の時刻で観測時刻を示し、擬似距離は時刻の差に光速を乗じて、

単位を (m) で出力するのが一般的である。

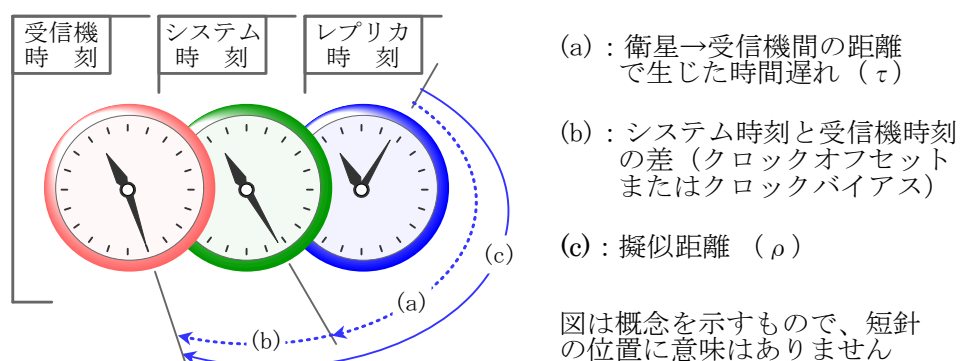


図 1-3 擬似距離観測の原理

レプリカ時計は追尾する信号毎に存在するため、擬似距離 (c) は衛星毎に異なるが、受信機時計は一つでクロックオフセット (b) は全ての衛星に共通である。(b) の値は測位演算の結果として位置と同時に求めることができる。

システムや周波数で信号は多くの種類が用いられているが、衛星時計の複製 (レプリカ時計) を受信機内に準備し、その時刻をコード追尾ループの働きによって受信した衛星時計の時刻に一致させる仕組みは GPS に限らず全ての GNSS で共通である。

### 1.3. コードについて

#### 1.3.1. コードの性質

コードは、**擬似雑音符号 (Pseudo Random Noise)** が用いられており、受信コードとレプリカコードが同じパターンでないと、信号の検出やタイミング一致の確認ができない性質を有している。これは、同じ周波数帯で衛星毎にコードのパターンを変えることで、衛星間の干渉なく、それぞれの衛星の時刻を個別に追尾できることを意味しており、これを**符号分割多元接続 (CDMA: Code Division Multiple Access)** と呼んでいる。

擬似雑音符号に多くの種類があり、代表的なものに M 系列符号 (Maximal Length sequence) がある。

M 系列符号は種類が少ないため、GPS L1 C/A コードでは多数のコードを作ることができる **Gold Code** が採用されている。コードは“1”と“0”の 1023 個の組合せで構成されている。この一つの“1”または“0”をコードの最小単位として **Chip (チップ)** と呼んでいる。(bit と呼ぶ場合もある) 1023 (chip) が 1 (ms) で一巡する (周期 1(ms))。

1 (chip) の時間は約 0.98 ( $\mu$ s) で、これは約 293 (m) の距離の伝搬遅延時間に相当する。

#### 1.3.2. M 系列符号の生成

M 系列の符号をハードウェアで発生させる場合、線形帰還シフトレジスタ (LFSR :

Linear Feedback Shift Register) が用いられる。これは入力シフトレジスタの状態の線形演算で決められるもので、例としては図 1-4 に示すシフトレジスタと排他的論理和を組み合わせたものがある。

シフトレジスタはクロックが入力される都度、自身の入力 (D 端子) の状態 (“0” or “1”) が出力 (Q 端子) に反映され、次のクロックが入力されるまでその状態を維持する。排他的論理和 (exclusive or) は図中の真理値表が示すように、in 1 と in 2 が一致したときに “0” を、不一致のときに “1” を出力する。回路の入力は、3 段目と 4 段目のシフトレジスタの出力の排他的論理和である。クロックが入力される度にデータは D[1]→D[2]、D[2]→D[3]、... とバケツリレーのように移動する。

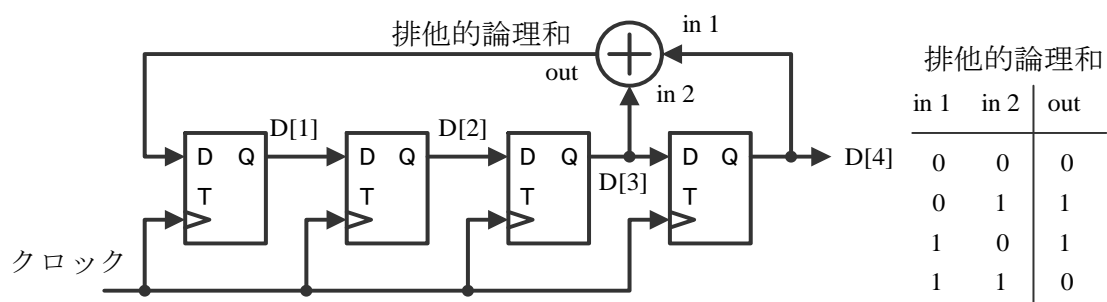


図 1-4 M 系列符号発生器の例

表 1-1 M 系列符号発生器状態の変化

クロック数	排他的論理和 出力	LFSR 状態			
		D[1]	D[2]	D[3]	D[4]
0	0	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1
2	0	0	0	1	1
3	1	0	0	0	1
4	0	1	0	0	0
5	0	0	1	0	0
6	1	0	0	1	0
7	1	1	0	0	1
8	0	1	1	0	0
9	1	0	1	1	0
10	0	1	0	1	1
11	1	0	1	0	1
12	1	1	0	1	0
13	1	1	1	0	1
14	1	1	1	1	0
15	0	1	1	1	1
16	0	0	1	1	1

各シフトレジスタの出力 D[1]から D[4]を“状態”と呼ぶ。最初 (クロックが入力される前) に状態を “1 1 1 1” に設定し、その後のクロック数と排他的論理和出力、状態の変化を表 1-1 に示した。

M 系列符号の生成を行うと、シフトレジスタの状態は“0 0 0 0”以外の全ての状態をとり、もとの状態に戻る。n 段シフトレジスタの取りうる状態の数は  $2^n$ （4 段の場合 16）であり、そのうち、全てゼロの状態が除かれ、コード長は  $2^n - 1$ （同 15）となる。クロックが入力される都度、図 1-4 に示す LFSR の 4 段目の出力（“Q” 端子）からは、“1” または “0” の出力（コード 1 チップ）が得られる。

初期状態のタイミングは**コードエポック**と呼ばれる。コードエポックは符号発生器からは、コード先頭タイミングを示す出力であり、また逆に外部で発生させたコードエポックで、LFSR の状態を初期化するためにも用いられる場合がある。後述の相關器の積算タイミングは、コードエポックに同期しているのが普通である。

図 1-5 に生成した符号、コードクロック、コードエポックの関係を示す。

LFSR の役割はクロック入力ごとに新たなコードを出力することで、コードタイミングを受信信号のコードに一致させ、必要なときに、そのタイミング（時刻）を読み取る仕組みは別に準備しなければならない。

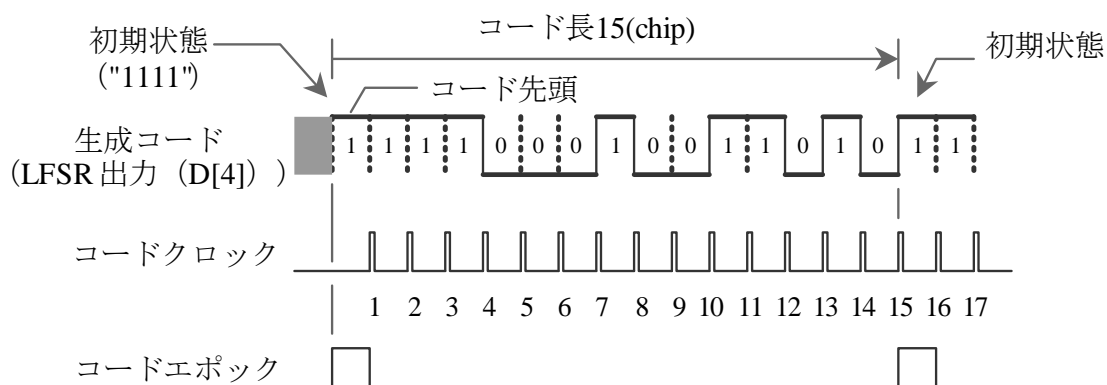


図 1-5 符号、コードクロック、コードエポックの関係

### 1.3.3. コードの自己相関

**自己相関**は、信号とそれ自身を時間的にずらせたものとの一致度合いを示すもので、表 1-1 に示す符号の場合、基準の 15 チップと、遅延量 ( $\tau$ ) を 0 から 14 チップまで遅延させたものとの間で 1 チップ毎に一致、不一致を調べ、“一致の数” マイナス “不一致の数” で、自己相関を求める。一致、不一致は論理回路では排他的論理和 (exclusive-or) で判定している。図 1-6 に自己相関の評価方法を示す。



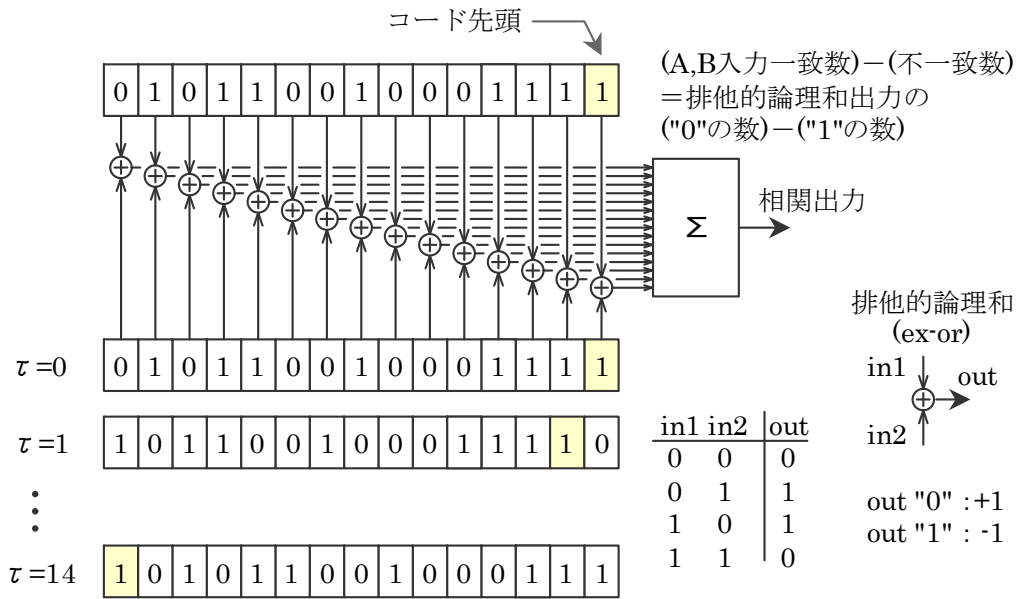


図 1-6 自己相関の評価方法

遅延量がゼロ ( $\tau=0$ ) の場合、すべてのデータは一致しており、積算結果は+15 が得られる。1チップ遅らせた ( $\tau=1$ ) 場合、一致した場所が 7、不一致が 8 で、合計 -1 が得られる。さらに遅延量を増やすと -1 が続き、15チップでコードが一巡すると、再び 15 となる。得られた自己相関を図 1-7 に示す。

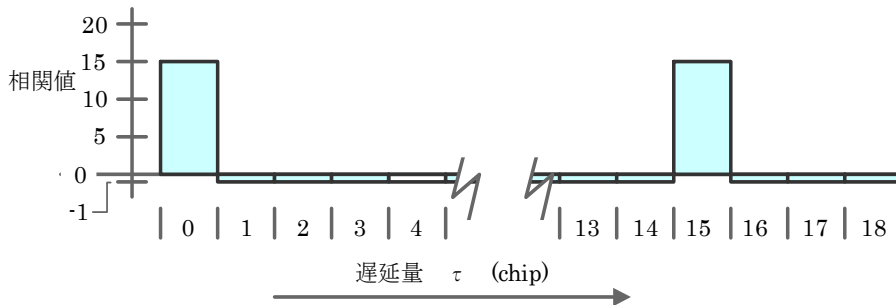


図 1-7 コード長 15 chip の M 系列符号の自己相関

図から、遅延量が“0”のときに最大の相関が得られること、コード長 (15) ごとに同じ結果が得られることがわかる。コード遅延量が“0”のときに最大の相関が得られることは、逆に見れば最大の相関が得られたときは、二つのコードは同じタイミングであると判断できる。

図 1-6 ではコード長の 15 チップすべての相関を同時に得たが、コードが時系列の場合、図 1-8 に示すように、1チップずつ順次比較を行い、カウンタを用いて結果を積算

することで、同じ結果を得ることができる。

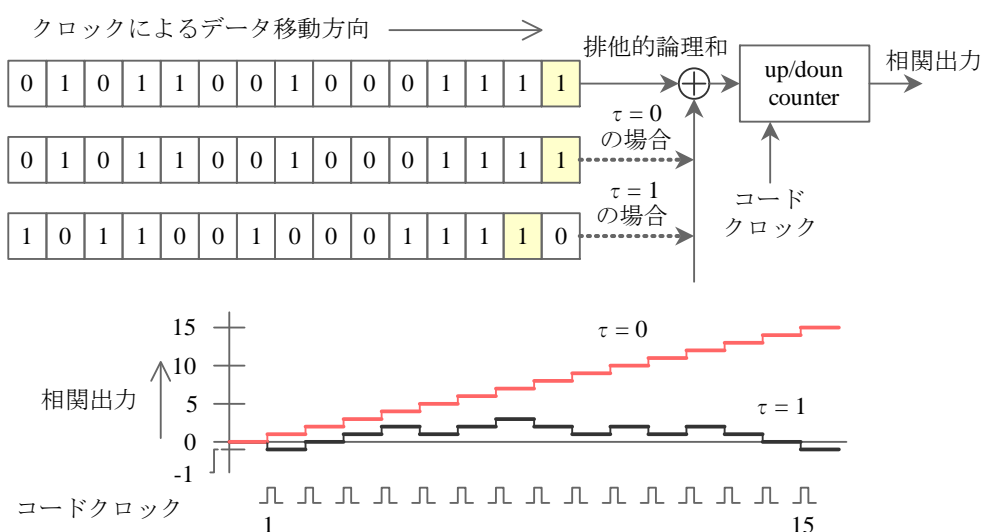


図 1-8 順次比較による自己相関の評価

#### 1.3.4. 分解能の向上

遅延量をより細かく制御できるよう、図 1-9 に示すように、サンプリングクロックをコードクロックより高速化した場合を考える。

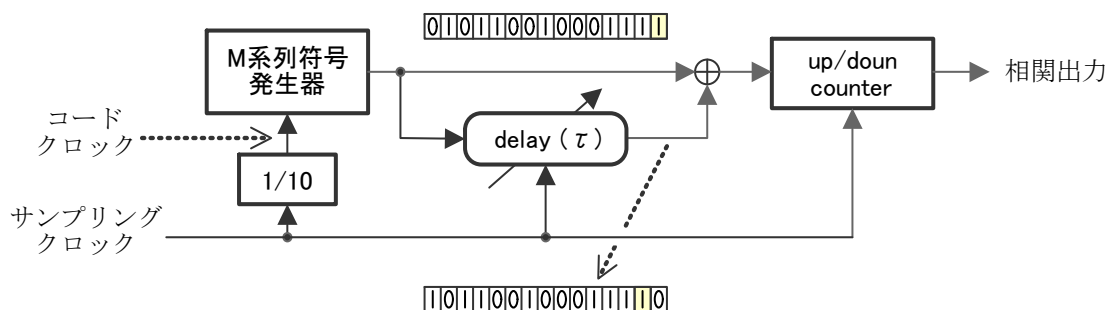


図 1-9 細かい分解能の相関の評価

例として、サンプリングクロックをコードクロック周波数 (chip/s) の 10 倍にすることで、遅延量を 0.1 (chip) 単位で制御することが可能となる。0.1 (chip) 分解能で、求めた自己相関を図 1-10 に示す。

遅延量  $\tau$  がゼロの場合、相関の最大値が得られることに変化はないが、遅延量が（マイナスの場合も含め）増えるに従い、直線的に相関値が減少している。遅延量の分解能をさらに細かくしてゆくことにより、相関カーブはより三角形に近づいてゆくことも予測できる。別の見方をすれば、二つの信号が同じ部分の面積と、異なった部分の面積の差が相関出力となる。

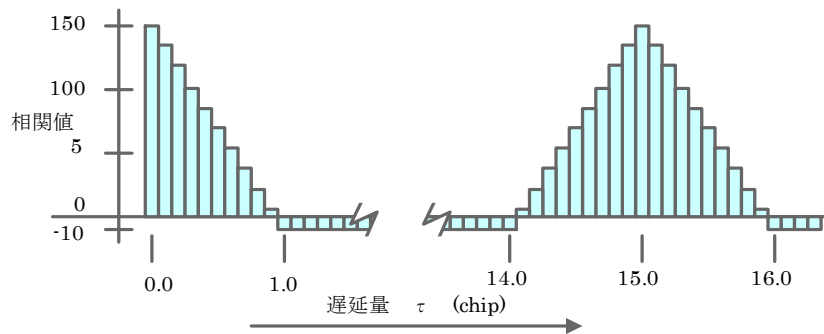


図 1-10 0.1 (chip)分解能の自己相関

図ではカウント値をそのまま示したため、1 chip 分解能の場合は最大値が 15、0.1 chip 分解能の場合は 150 となる。これはコード長あるいは分解能が異なるたびに变化するため、以降相関カーブは、最大値を“1”に正規化して示す。

同じコード同士の相関が自己相関で、異なったコードとの相関を相互相関と呼ぶ。相互相関は出来るだけ小さいことが望ましい

### 1.3.5. 衛星信号との相関

M 系列符号は遅延量  $\tau$  がゼロのときに最大の相関出力が得られること、 $\tau$  の絶対値が増えるに従い、相関出力は直線的に減少し、+1 または -1 chip のときにほぼゼロの値（実際は-1/コード長）となる。これは M 系列以外の L1 C/A に採用されている Gold Code などの擬似雑音符号にも共通である。

GPS ではこの性質を受信信号の時刻と、受信機内部のレプリカ時計の時刻との一致をとるために利用している。

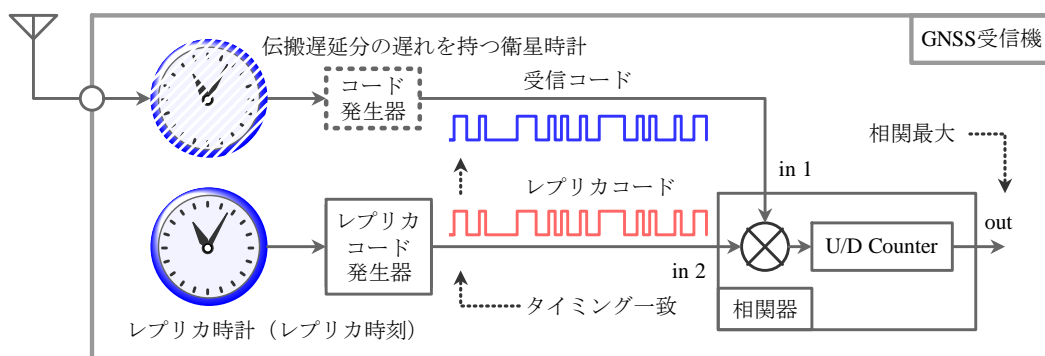


図 1-11 受信信号との相関

図 1-11 に示す構成で、衛星からの受信信号中のコードと、受信機内のレプリカ時計をもとに生成したコードの相関をとり、その結果が最大となったとき、受信信号の時刻とレ

プリカ時計の時刻が一致している。

このとき、**衛星時計**の時刻は望遠鏡を覗かなくとも、レプリカ時計の時刻を見ることで得られる。図では図 1-9 までの排他的論理和  $\oplus$  にかえて乗算器  $\otimes$  を用いた。信号を“0”、“1”ではなく、“-1”、“+1”で扱う必要があるが、多ビットにも対応できるため、以降は乗算器を用いる。

GPS 受信機では受信信号のコードと、レプリカコードの相関を取り、結果を積算する部分を纏めて相関器と呼んでいる。(厳密な定義ではありません)  
積算器は一定のタイミングでデータの読み出しが行われた後、初期化され、次の積算を開始する。L1 C/A コードの場合はコードエポックに同期して行われることが多い

### 1.3.6. レプリカ時計の時刻同期

相関出力が最大するとき、受信信号中の時刻は、レプリカ時計の時刻に一致している。しかし、衛星と受信機間の距離は時々刻々変化する。一旦最大の相関が得られたとしても放置すれば、時刻の同期が外れ、相関は得られなくなるため、受信機では常に相関を最大に維持する必要がある。このために、

- ・ 受信信号とレプリカコードのタイミングが一致していない場合、レプリカコードが遅れ又は進みのいずれの方向に、どの程度ずれているかを検出する、コード追尾誤差検出器
- ・ レプリカ時計が遅れている場合には、時刻の進み方を早くして、受信信号の時刻に追いつき、逆に進んでいる場合には進み方を遅くすることができるコードクロック発生器
- ・ 雑音の多いコード追尾誤差検出器の出力から、安定して追尾を行えるようにコードクロック周波数の決定を行うフィルタ部分 (**ループフィルタ**)

が必要となる。

### 1.3.7. コード追尾誤差検出器

相関が最大するとき、受信信号とレプリカコードのタイミングが一致しているが、実際には最大値は信号の強度で変化するため、一つの相関器の出力を監視しているだけでは、タイミングの一致(相関が最大)の確認を行うことはできない。また同期が外れた場合、修正に必要な遅れまたは進みいずれの方向にどの程度ずれたか(コード追尾誤差)を検出することが必要である。

このため、擬似雑音符号の自己相関が、 $\tau=0$  における最大値を中心に、左右(遅れ方向、進み方向)に対称であることを利用する。図 1-12 に示すように、相関が最大となるタイ

ミング (Punctual) から、 $\delta\tau$  進んだタイミング (Early) と  $\delta\tau$  遅れたタイミング (Late) の二点で相関をとる。Punctual の相関が最大するとき、Early と Late の相関は同じ値となる。Punctual のタイミングが相関最大からずれると、Early と Late の相関のバランスが崩れる。このとき、Early と Late のいずれが大ききな値 (相関最大のタイミングに近い) となるかによって、レプリカコードが受信信号に対して遅れているか進んでいるかの判断が可能で、差の大きさはずれの量を反映する。

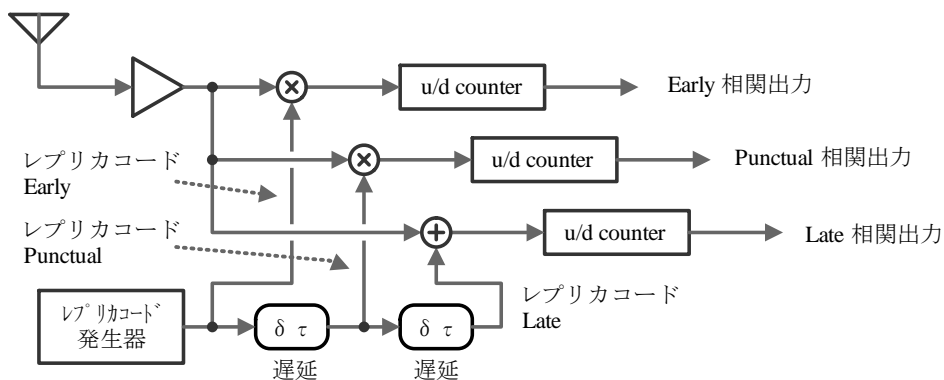


図 1-12 コード追尾誤差検出のための相関器構成

図 1-12 の受信コードに対するレプリカコードのタイミングが進み、一致、遅れの場合について、相関器の出力を図 1-13 に示す。

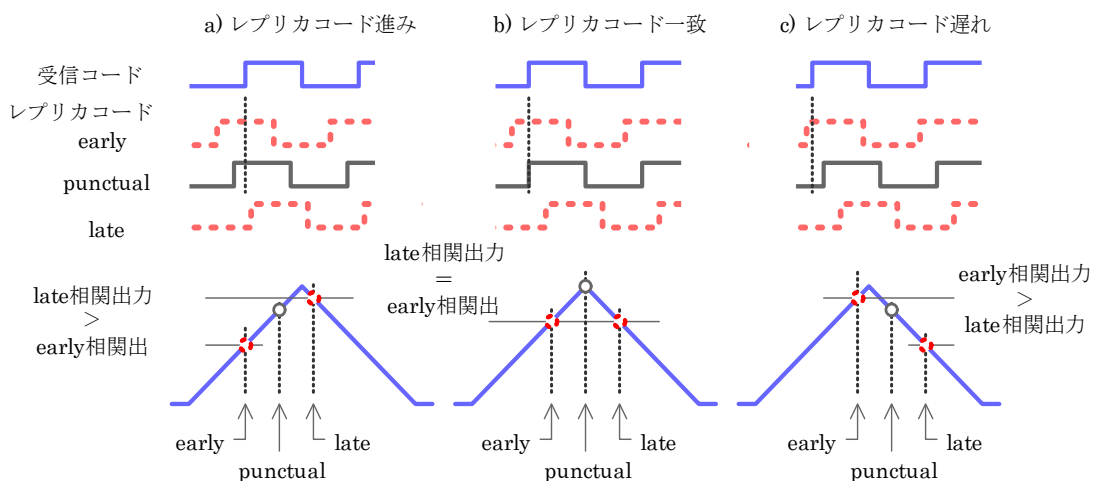


図 1-13 コード追尾誤差と相関器出力の関係

受信コードとレプリカコードのタイミングが一致した場合、early と late の相関出力は一致する。レプリカコードのタイミングが進んだ場合、late 相関器出力が early より大きくなり、遅れた場合はその逆となる。従って、early-late の計算を行うと、図 1-14 に示すように、コードタイミングずれ量とその方向を知ることができる。

Early と late 間の遅延量をコード追尾誤差検出器の**スペーシング**と呼び、基本は 1 chip であるが、高性能を求める受信機はこれより狭い (0.05~0.1 chip 程度) ものものもある。Early-late の形状は**Sカーブ**と呼ばれ、その形状はスペーシングによって変化する。詳細な誤差検出方法は 8.4.3 項に、スペーシングについては 8.5.4 項に記載した。

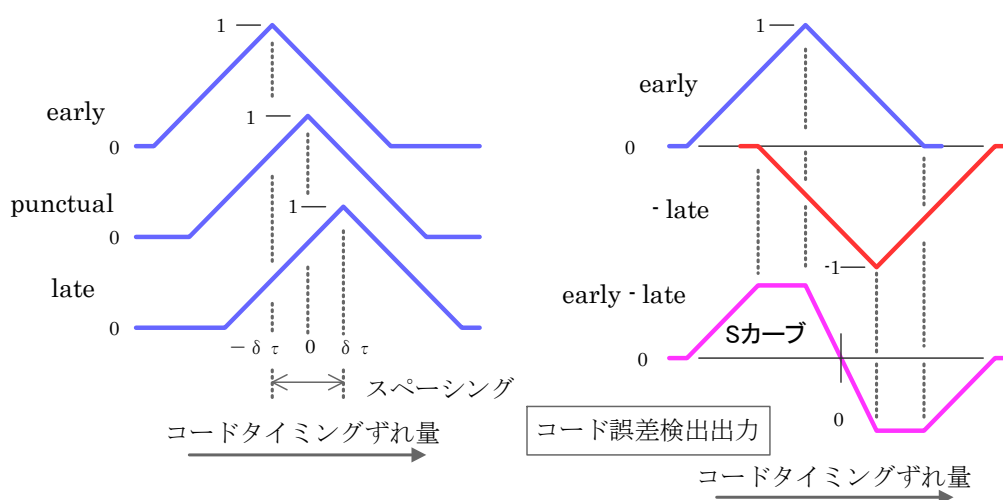


図 1-14 コード追尾誤差の検出

#### 1.4. コードクロック発生器

レプリカコードのタイミング誤差検出が可能となった。誤差が生じたときは、レプリカ時計の時刻を進める (時計の基準クロックの周波数を高める)、あるいは遅らせる (周波数を低くする) などして、これをゼロに戻さなければならない。

誤差量に応じて周波数の調整が必要であり、この機能を有する回路の例として電圧制御発振器 (VCO : Voltage Controlled Oscillator) がある。

電圧制御発振器は図 1-15 に示すように、出力の周波数を電圧によって制御することができる。

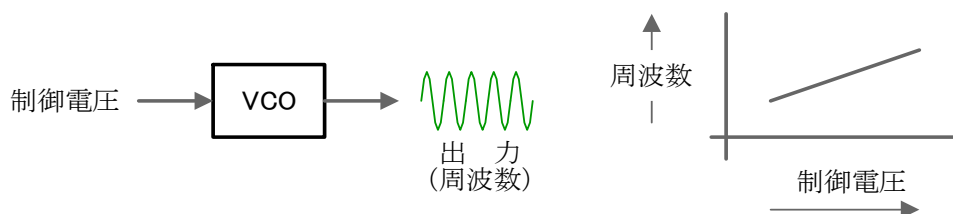


図 1-15 電圧制御発振器

コードクロックを発生する機能としては、VCO で良いが、GNSS 受信機では精密な周波数の分解能や、後述する位相読取り機能が必要なため、VCO 相当の機能をデジタル回路で構成している。デジタル回路のため、制御は電圧ではなく、数値データ (ビット列) で

行う。これが**数値制御発振器**（NCO : Numerically Controlled Oscillator）で、8 bit の NCO の構成を図 1-16 に示す。

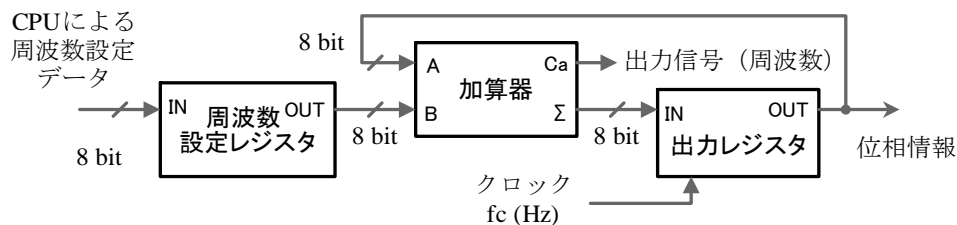


図 1-16 NCO の構成 (8 bit)

周波数設定レジスタには、発生させる周波数のデータが CPU によって書き込まれる。加算器は周波数設定レジスタの値 (B への入力) と、出力レジスタの値 (A への入力) を加算し、結果を  $\Sigma$  (加算結果) に出力する。このとき、桁上がりがあれば、Ca (桁上がり、Carry) に“1”が現れる。

出力レジスタはクロックが入力されるたびに入力 (IN) の状態を出力 (OUT) に反映させ、次のクロックが入力されるまで、その状態を維持する。

図 1-17 で周波数設定レジスタの値と出力信号の関係を考える。

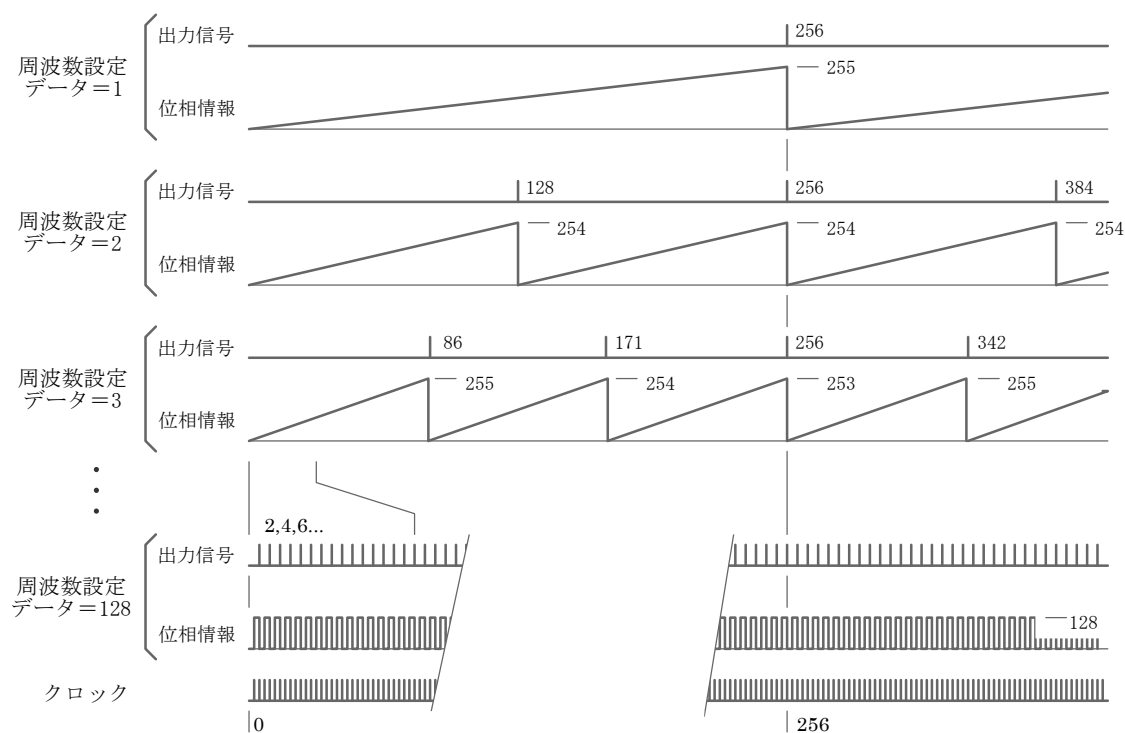


図 1-17 周波数設定データと出力信号の関係

周波数設定データが“1”の場合、出力レジスタの初期状態を“0”とすると、クロックが入力される度に、出力レジスタの値は“1”増加する。クロックが 256 回入力されると、出力信号“Ca”が出力されると同時に位相情報は最初の状態“0”に戻る。以降クロック入力 256 回ごとに、信号を発生する動作を繰り返す。このとき、クロック周波数を  $f_c$  (Hz) とすると、出力周波数は  $f_c \cdot 1/256$  (Hz) である。

周波数設定データを“2”にすると、一回のクロックで加算される値が倍になるため、128 回のクロック入力で、出力信号が得られる。出力の周期が  $1/2$ 、周波数  $f_c \cdot 2/256$  (Hz) と 2 倍になったことになる。

“3”以降も周波数データの設定に従った周波数を生成することができる。周波数が最大となるのは“128”のときで、このとき、2 クロックに一回出力信号が発生し、周波数は  $f_c \cdot 128 / 256$  Hz である。結果を纏めると、クロック  $f_c$  (Hz)、ビット数  $n$  の NCO では周波数分解能が  $f_c / 2^n$  で、最大  $f_c / 2$  までの周波数を発生できる。

出力信号は上述のように、周波数設定レジスタの内容に従った周波数のクロックであるが、出力レジスタの値は位相情報を与えている。8 ビットの場合、“00000000”から“11111111”の 256 の状態を取ることが可能で、これが一巡すると、出力信号が生じる。

この位相情報は、出力の周期未満の時刻を示しているとも考えることもできる。クロックの周期が  $t$  (s) であれば、此の例の 8 bit の位相情報は、1 bit が  $t / 2^8$  (s) の時刻の情報を有している。“00000000”から、“11111111”が  $t$  (s) 未満の時刻情報を表している) これを位相と理解することが可能で、出力信号が発生する間に位相が  $2\pi$  (rad) 変化するものと考え、NCO 位相は最上位ビットが  $\pi$  (rad)、2 bit 目が  $\pi/2$  (rad)... と 1 ビットごとに重みが  $1/2$  になる位相情報を有している。NCO の位相情報とその上位のカウンタの情報で、NCO の分解能を維持しながら、より広い時刻の範囲を示すことが可能になる。

レプリカコードの発生に NCO を用いる場合、C/A コードの場合であれば、基本クロックをもとに、中心周波数 1.023 (MHz) の周波数が発生できる回路を準備する。NCO の出力は 1.023 (MHz) のコードクロック出力と、 $n$  bit の位相情報である。

さらに図 1-18 に示すように、コードクロックをもとに 0 から 1022 までの範囲をカウントするコードチップカウンタを準備する。このカウンタは 1 (ms) で一巡し、その値はコードチップの位置を示している。コードをメモリーに記憶させ、これをアドレス情報として、順次コードを読み出すことでコード発生器を構成することができる。NCO、コードチップカウンタを組み合わせると、1 (ms) 未満の時刻を示す時計が構成できる。



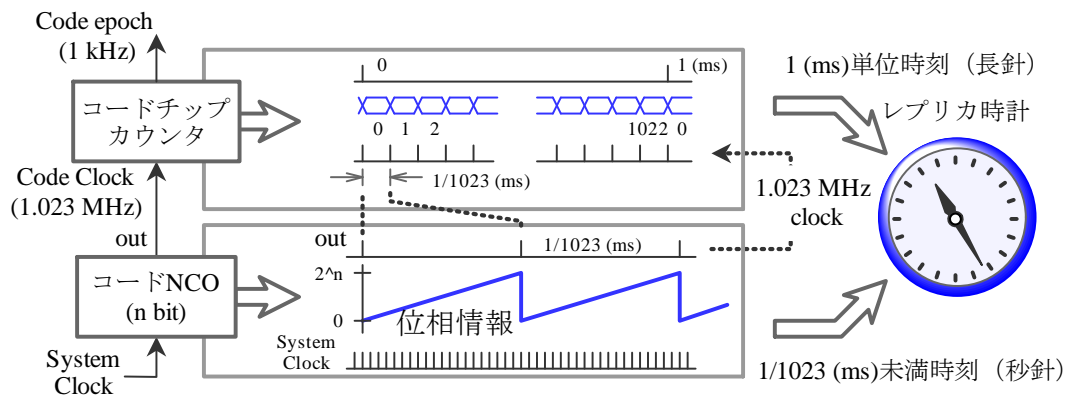


図 1-18 コード位相と時刻の関係

NCO の位相情報は 1 (chip) = 1/1023 (ms) の間に 0 から  $2^n-1$  までの間を変化する丁度時計の秒針のようにアナログ的な時刻情報を示している。コードチップカウンタは離散的な値を取り、時計の分針に例えることができる。これら二つの時刻情報で、秒針が 1/1023 (ms) で、分針が 1 (ms) で一周する時計 (レプリカ時計) を構成すると考えることができる。

NCO + コードチップカウンタでは、1 (ms) 未満の時刻情報しかないが、6.1 項に示すように、上位にカウンタを設けることで、時刻範囲を拡張することができる。

NCO の特長は、

- ・発生する周波数をデジタルデータで正確に制御できる (PLL を必要としない)
- ・ビット数を調整することで、周波数と位相の分解能を任意の精度に設定可能
- ・出力信号 (クロック) のみではなく、時々刻々変化する位相情報も得ることができるなどである。

### 1.5. コード追尾ループ

コード誤差の検出方法、CPU の制御の下に周波数を調整できる発振器が準備できたので、

図 1-19 に示すように、受信信号とレプリカコードを同一のタイミングに維持するコード追尾ループを構成することが可能となった。(ループフィルタについては 8.4.8 項で詳述する)

このループは受信した衛星信号のコード遅延を追尾するためのものであることから**遅延ロックループ** (DLL : Delay Lock Loop) と呼ばれている。

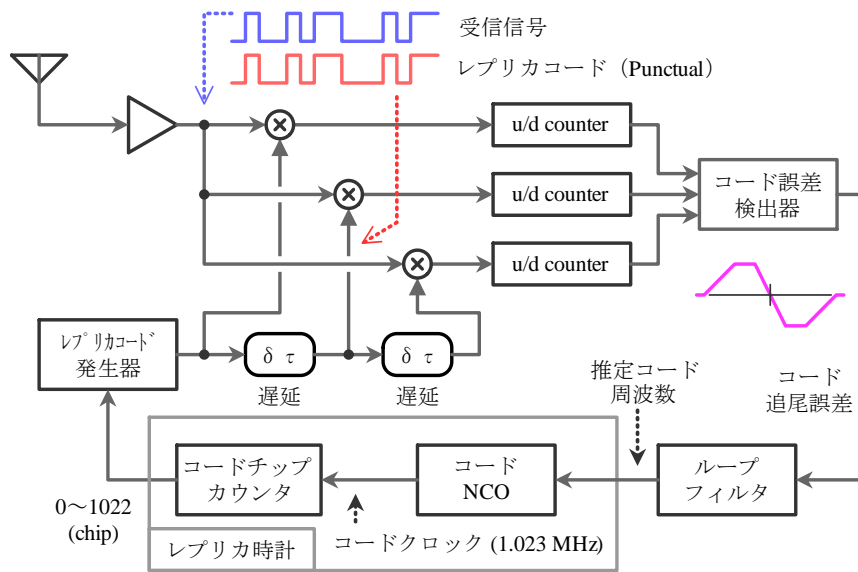


図 1-19 コード追尾ループの構成

### 1.6. コードによる搬送波の変調

衛星からの送信される信号（搬送波）の周波数は、GPS の L1 C/A では 1,575.42 (Mz) で、これに何らかの形で、コードを重畳する必要がある。このために用いられている変調の基本は図 1-20 に示すように、コードの“1”または“0”に対応して、搬送波の位相を  $0^\circ$ 、 $180^\circ$  に変化させる **BPSK** (Bi-Phase Shift Keying、**二相位相偏移変調**) である。変調した信号を周波数領域で見ると、図 1-21 に示すように、ベースバンドの擬似雑音符号のスペクトラム (sinc 波形) が搬送波周波数に移動した形となる。結果として、搬送波の電力は広い範囲の周波数に拡散され (スペクトラム拡散変調とも呼ばれる)、搬送波周波数付近での電力密度は、L1 C/A コードで変調した場合、理想的には変調前より 60 dB 低くなる。(実際には 30 dB 程度)

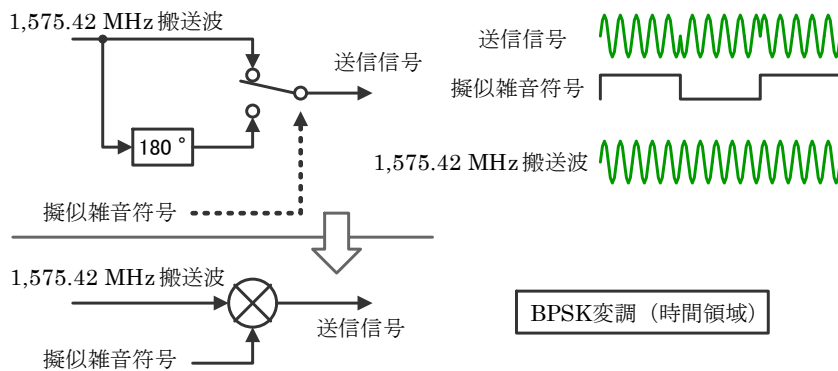


図 1-20 BPSK 変調の概念 (時間領域)

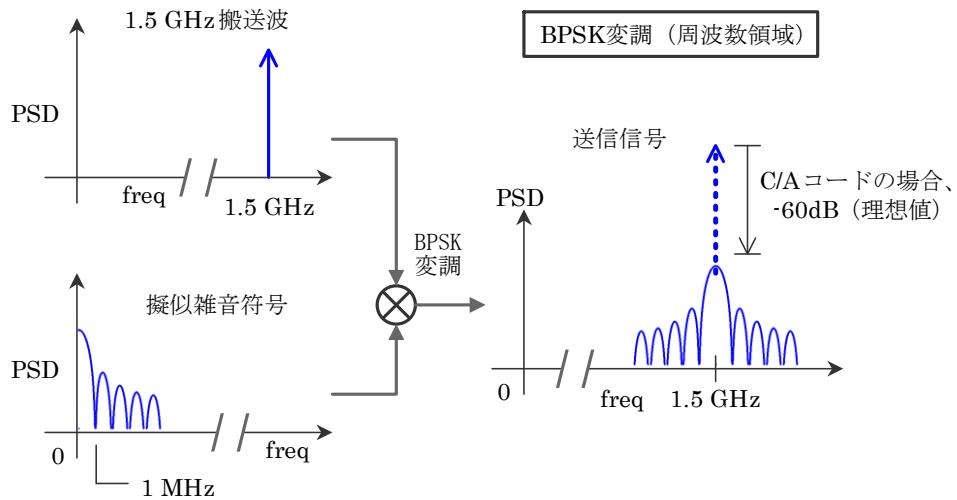


図 1-21 BPSK 変調の概念 (周波数領域)

### 1.7. 搬送波の再生

受信機では BPSK 変調され、広い範囲にエネルギーの拡散された信号をもとの搬送波に戻す必要がある。そのために行われる処理が**逆拡散**で、送信側で擬似雑音符号の“1”、“0”に従って、 $0^\circ$ 、 $180^\circ$  の位相に変調された信号に再度全く同じコードを全く同じタイミングで乗じて送信側での位相変調を打ち消す処理を行う。搬送波の再生 (逆拡散) の概念を図 1-22、図 1-23 に示す。

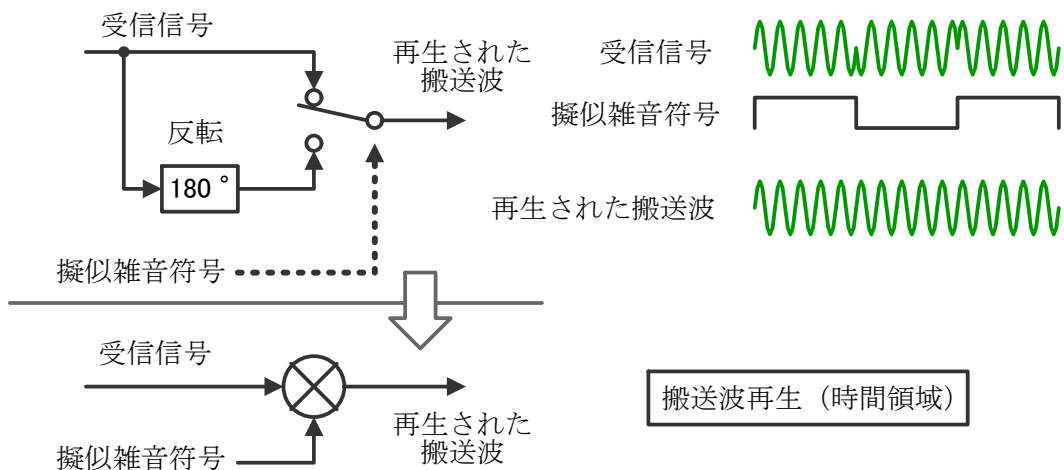


図 1-22 搬送波再生 (時間)

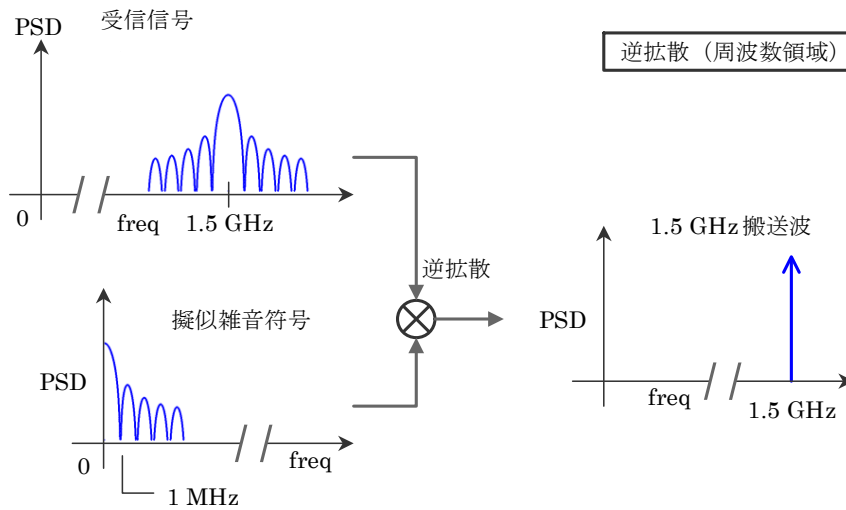


図 1-23 搬送波再生 (周波数領域)

### 1.8. 測距コードに擬似雑音符号を用いることの利点

- ・ 伝達できる時刻範囲

時刻情報の伝達には必ずしも複雑な擬似雑音符号を使う必要はない。単純な矩形波でもかまわない、しかし自己相関が異なる。C/A コード (1.023 Mcps 周期 1 ms) と C/A コードと同じチップングレート (511.5 kHz) の矩形波の自己相関を図 1-24 に示す。

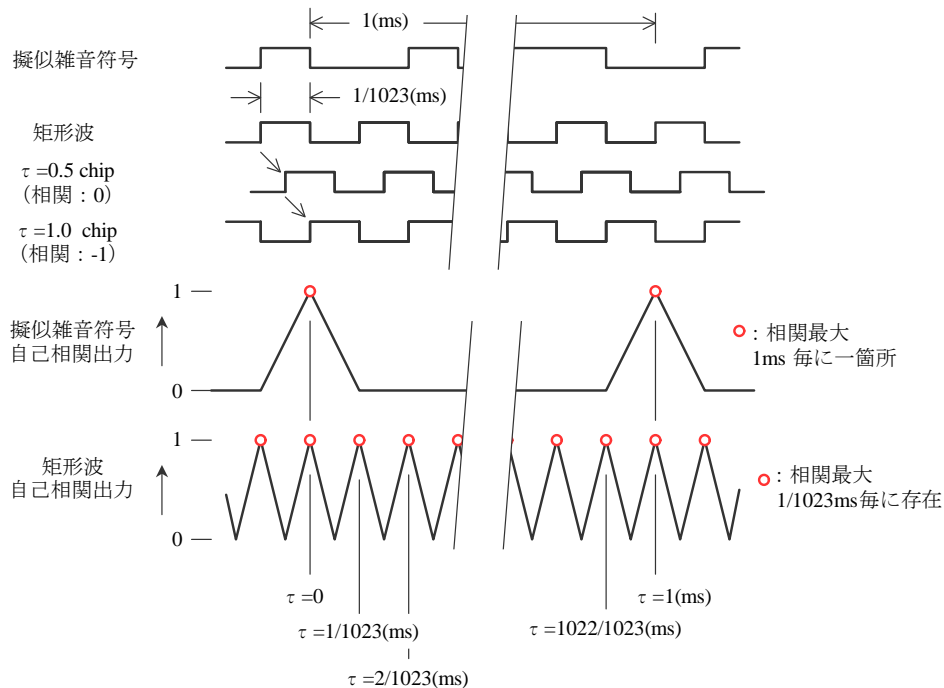


図 1-24 擬似雑音符号と矩形波の自己相関の比較

擬似雑音符号では自己相関の周期はコードの周期に一致し、C/A コードの場合は図 1-18 に示したように、1ms の範囲内で時刻を知ることができる。矩形波では 1/1023 (ms) の範囲内でしか得られない。コード追尾の精度は擬似雑音符号も矩形波も大差なく、擬似雑音符号を用いることで、伝送できる時刻の範囲を大きく伸ばすことができる。

・同一周波数での複数信号の共存

ラジオ放送では、周波数さえ合わせれば放送を受信できる。しかしその周波数を使える局は一局のみである。擬似雑音符号で BPSK 変調を行った信号は、送信に用いた擬似雑音符号と同じ種類のもを同じタイミングで生成しない限り、信号を検出する（相関を得る）ことが出来ない。異なった擬似雑音符号によって変調が行われた信号はいくら存在しても受信機は感知できない、あるいは影響を受けることがなく、（厳密には多少の影響があるが）同一周波数で複数の衛星の信号共存を可能としている。

・信号の秘匿

送信側で用いたコードと同じコードを受信機側で準備できなければ、信号の存在すらわからない。これは軍用に GPS を用いる際には価値があり、コードを秘匿することで、敵対する側での利用を防ぐことができる。

・妨害波への耐性

狭帯域の妨害波に対する耐性を有する。図 1-25 に示すように、GPS の信号と狭帯域の妨害波が同時に受信できた場合、どちらもレプリカコードとの乗算が行われる。

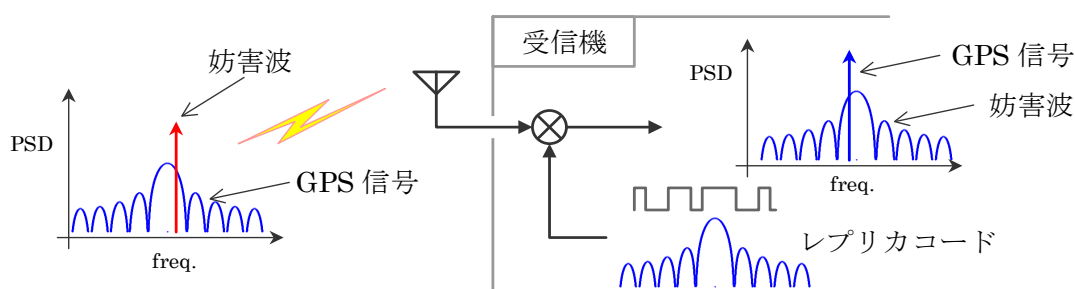


図 1-25 妨害波の影響

その結果、GPS 信号はスペクトラムの逆拡散が行われ、狭帯域信号となり、妨害波はスペクトラム拡散によって、広帯域信号となる。この段階では GPS 信号と妨害波の電力の比はレプリカコードを乗じる前と変化はないが、その後狭帯域のフィルタを通過させることにより、妨害波の電力成分のみを大幅に減少させることができる。逆拡散は、信号成分は狭帯域に戻し、妨害波の電力は広い範囲に拡散させることにより、その影響を軽減する働きを有している。

・マルチパス耐性

GPS 衛星の信号を都心部などで受信すると、図 1-26 に示すように衛星から直接到達した信号と、建物などで反射した複数の経路の信号を同時に受信することがある。受信機では直接波と反射波が加わった信号が処理されるため、誤差の原因となる。

ところが擬似雑音符号を用いて時刻同期を行う場合、すでに紹介したように、受信信号とレプリカコードのタイミングの差が  $\pm 1$  (chip) 以内でないと、信号を検出することができない。従って、反射波がこの範囲（より正確には、コード追尾誤差検出器の S カーブ）より外側にある場合は影響を受けることがない。これにより擬似雑音符号はマルチパスに強いとされている。

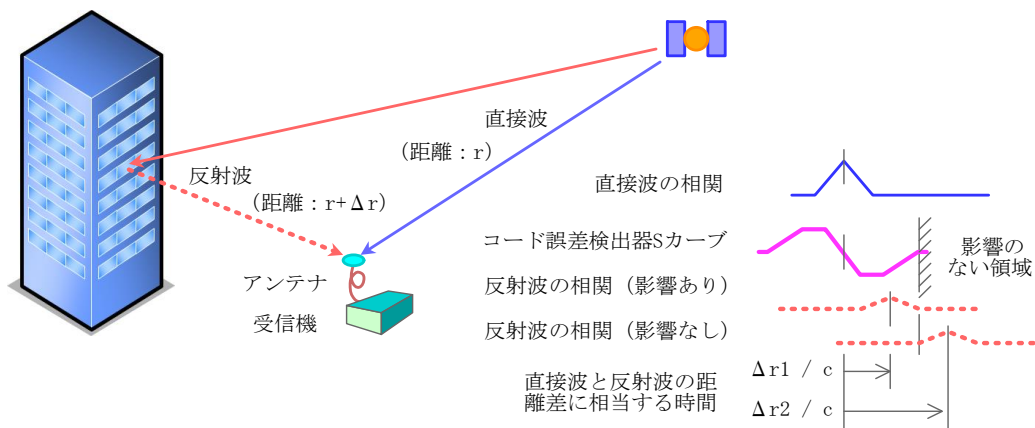


図 1-26 直接波とマルチパス

一方、マルチパスによる搬送波位相への影響はコードを用いても軽減されない。しかしその影響は反射波の信号レベルが直接波より低いという条件の下で、図 1-27 に示すように、最大でも  $\pi/2$  (rad) ( $=\lambda/4$ ) の範囲内に止まる。

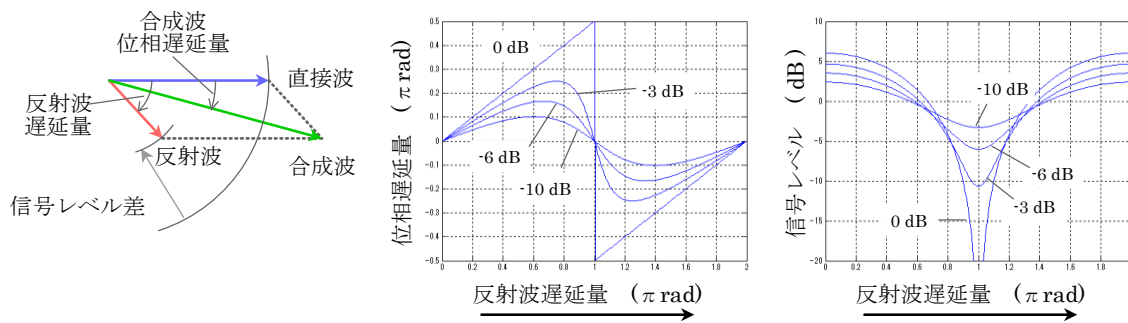


図 1-27 マルチパスの搬送波に対する影響

1.9. メッセージ復調

測位演算を行うためには、衛星の正確な位置を知る必要がある。L1 C/A 信号では、衛星

の軌道情報を含む航法メッセージを時刻情報の信号に重畳した形で、50BPS の **BPSK** (Bi-Phase Shift Keying) 変調により放送している。BPSK 変調は、データの “1” 及び “0” を搬送波の位相  $0$  (rad) と  $\pi$  (rad) に対応させるものである。BPSK 変調されたデータの復調のために良く用いられるのが、Costas-Loop (Costas : この追尾方法の発明者) で、構成を図 1-28 に示す。

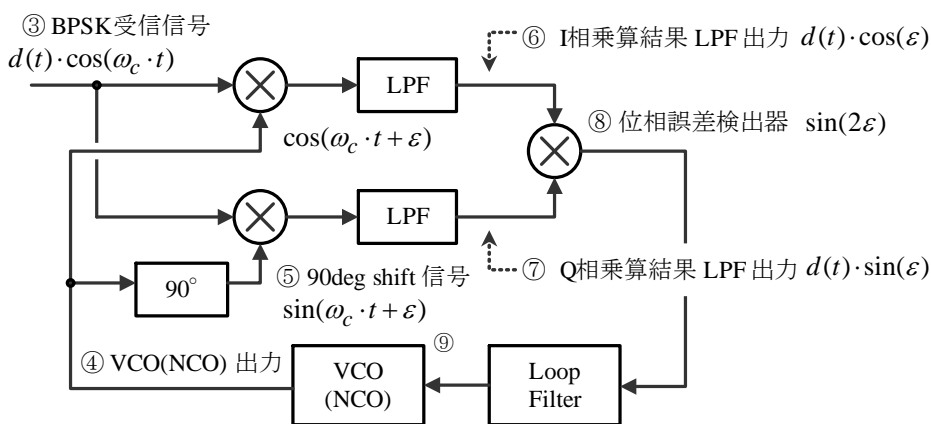
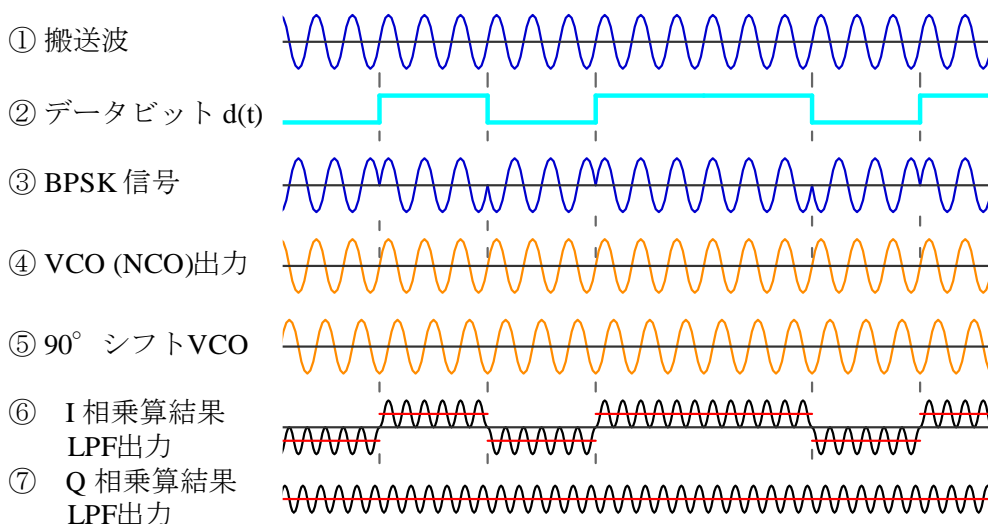


図 1-28 メッセージ復調のための Costas Loop の構成

以下の説明では拡散符号によるスペクトル拡散の効果はすでに逆拡散によって打ち消されているものとしている。

衛星では ①の搬送波が ②50BPS のメッセージビット  $d(t)$  の “1” または “0” に対応して位相を  $180^\circ$  反転させた ③の形で送信され、これが受信信号となる。⑨の VCO は RF 信号と同一周波数の信号を発生する。受信信号と位相が  $\varepsilon$  異なっていた場合、VCO 出力 ④は  $\cos(\omega_c \cdot t + \varepsilon)$  となる。これを受信信号と乗算し、結果を LPF によって低域成分のみを ⑥で取り出すと  $d(t) \cdot \cos(\varepsilon)$  が得られる。また  $90^\circ$  位相をシフトした ⑤は

$\sin(\omega_c \cdot t + \varepsilon)$  で、乗算後低域成分のみを⑦で取り出すと  $d(t) \cdot \sin(\varepsilon)$  が得られる。⑥、⑦を乗算した結果は、⑧  $\sin(2\varepsilon)$  で、VCO の位相誤差  $\varepsilon$  に比例している。また位相誤差が  $\pi$  (rad) でも誤差は生ぜず、メッセージにより位相が  $180^\circ$  反転しても安定して追尾を行うことができる。

この出力はループフィルタを通過後、⑨の VCO の発振周波数を制御して、位相誤差  $\varepsilon$  が  $0^\circ$  (あるいは  $180^\circ$ ) となるよう働く。位相誤差がゼロとなった後は、⑥にはメッセージ成分  $d(t)$  のみが現れる。GPS では、このようにしてメッセージビットの情報を得ている。メッセージビット復調のためには RF 信号と VCO の位相を一致させる必要があり、これを維持するループを**キャリア追尾ループ**と呼んでいる。VCO の出力は受信信号の周波数、位相と同じものとなり、これを**レプリカキャリア**と呼んでいる。

### 1.10. 追尾ループまとめ

GPS 受信機ではコード追尾ループとキャリア追尾ループが必要となる。いずれも基本は図 1-29 に示す位相ロックループであるが、内部の構成が多少異なる。GPS 受信機の場合、Costas Loop (メッセージが重畳されていなければ PLL) によるキャリア追尾ループと DLL によるコード追尾ループが存在する。

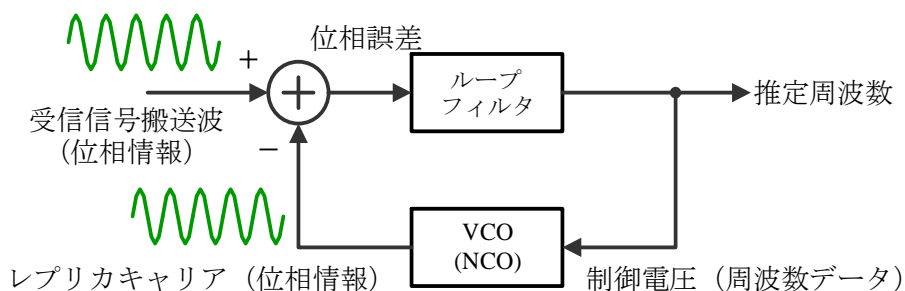


図 1-29 位相ロックループ基本構成

PLL: 周波数シンセサイザや FM 検波器として利用されている。ほぼ全ての要素がアナログ回路で構成されている。出力信号の純度や周波数範囲、応答時間などが評価の基準。周波数の設定以外、ソフトウェアの制御に頼るところはない。現在では水晶発振回路 (水晶は外付け) から、VCO までを 1 チップに集積し、制御信号を入力すれば、所望の周波数を得ることができるものまで販売されている。

以下で、一般的な PLL と、GNSS 受信機のコード追尾ループ (DLL)、キャリア追尾ループ (Costas Loop) について比較する。

#### 1.10.1. 位相比較器

位相比較器を表 1-2 に示す。



表 1-2 位相誤差検出器比較

ループ種別	機 能
PLL (一般用途)	<p>入力信号と VCO で発生させた信号の位相差を検出する。</p> <p>一般に信号の C/N0 は高く、信号を矩形波に変換 (2 値化) し、デジタル回路で位相比較することが多い (ハードウェアで位相誤差を検出)</p> <p>位相比較器と称しているが、多くは周波数の差にも応答する。(位相周波数比較器)</p> <p>位相比較器の出力はパルス状で、ループフィルタを通して高域成分を除いた後 VCO の制御電圧とする</p>
DLL (GPS 受信機)	<p>受信信号中の拡散コードと受信機で発生させたレプリカコードの位相を比較する。信号の C/N0 が非常に悪いため、PLL のように直接コードの位相を比較することはできない。</p> <p>図 1-19 に示すように、受信信号とレプリカコード (Early、Late、Punctual) の相関をとり、その結果からコード追尾誤差を求める</p> <p>GPS 受信機では擬似距離観測精度を決定する重要な要素である</p>
Costas Loop (GPS 受信機)	<p>受信信号中の搬送波位相 (キャリア) と受信機で発生させたレプリカキャリアの位相を比較する</p> <p>Punctual の I 相、Q 相それぞれの相関器出力から、位相追尾誤差を求める。GPS 受信機では搬送波位相観測精度を決定する重要な要素である</p>

### 1.10.2. ループフィルタ

ループフィルタの比較を表 1-3 に示す。

表 1-3 ループフィルタの比較

ループ種別	機 能
PLL (一般用途)	<p>位相誤差検出器出力のパルス状の信号を平滑し、VCO の制御電圧をつくる。低域通過フィルタの機能。</p> <p>CN 比、スプリアス、応答速度、安定性などがフィルタで決定される。</p> <p>実際の回路は抵抗とコンデンサを組み合わせた簡単なものが多い。(次数：一次)</p> <p>フィルタのパラメータはバンド幅 (数十～数百 kHz) でほぼ規定される</p>
DLL (GPS 受信機)	<p>コード追尾誤差からコード NCO の制御データを作る。低域通過フィルタの機能。</p> <p>信号の C/N0 が低いため、一般的な PLL と比較して極端にバンド幅が狭く、数 Hz 以下が普通。そのため、コード追尾誤差検出器のみでの制御はユーザの動きに対する応答性が悪く、搬送波位相追尾からの情報も利用 (キャリア支援) してコード追尾を行っている (次数：一次が一般的。8.4.8 項参照)</p>
Costas Loop (GPS 受信機)	<p>搬送波位相誤差からキャリア NCO の制御データを作る。低域通過フィルタの機能。C/N0 が低いため、バンド幅が狭い。普通 20Hz 以下。</p> <p>ユーザの動きや信号レベルの低下に対してどこまで追従 (位相ロックを維持) できるか否かはこのループフィルタのパラメータが大きな影響を持つ</p> <p>一般にバンド幅を広げれば動きに対する応答性は良くなり、狭めれば信号レベルの低下に対しても追尾を維持できる傾向がある。動きへの追従性と低信号レベル</p>

	の追尾能力はトレードオフの関係にあり、同時に満足することはできない（次数：二次、三次が用いられる。8.4.8 項参照）
--	---

### 1.10.3. VCO (NCO)

VCO(NCO)の比較を表 1-4 に示す。

表 1-4 VCO (NCO) の比較

ループ種別	構 成
PLL (一般用途)	VCO が用いられる。発生する周波数が電圧によって制御できる。L-C の共振回路と容量可変ダイオード（バラクタ）を組み合わせて作ることが多い
DLL (GPS 受信機)	周波数がデジタルデータによって制御できる、数値制御発振器（NCO）を採用している。
Costas Loop (GPS 受信機)	発生周波数が正確であること、位相情報の読み取りも可能であることが大きな特長。クロックに同期した回路で生成する信号であるため、ジッタが生じることや、や D/A 変換のビット数が有限であるため、信号の質は VCO に比べ劣る。 DLL に用いられる場合、発生周波数は、受信信号のコードクロックに同じ。 Costas Loop の場合はアナログ回路の構成によって中心周波数は大きくかわるが、幅は数十 kHz 程度である。（衛星信号のドップラー周波数範囲+受信機基準クロックの誤差範囲）

### 1.10.4. 受信機内の二つの追尾ループの構成

受信機内に存在する二つの追尾ループについて、関係する信号処理回路、ソフトウェアを図 1-30 に示す。コード追尾ループとキャリア追尾ループは、ほぼ独立（相互に干渉なく）して追尾を行うことができる。

図 1-12 ではコード追尾誤差検出のために、Early、Punctual、Late の相関器を用いたが、各々の相関器の出力から Early-Late を求めても、レプリカコードの段階で Early-Late 信号を作った後、受信信号との相関をとっても、得られる結果は同じであるため、ここでは Early、Punctual、Late ではなく、回路規模が縮小できる Punctual と Early-Late の構成とした。キャリア追尾誤差検出のためには夫々の相関器が I 相と Q 相に必要で、結果として図 1-30 に示す構成となった。

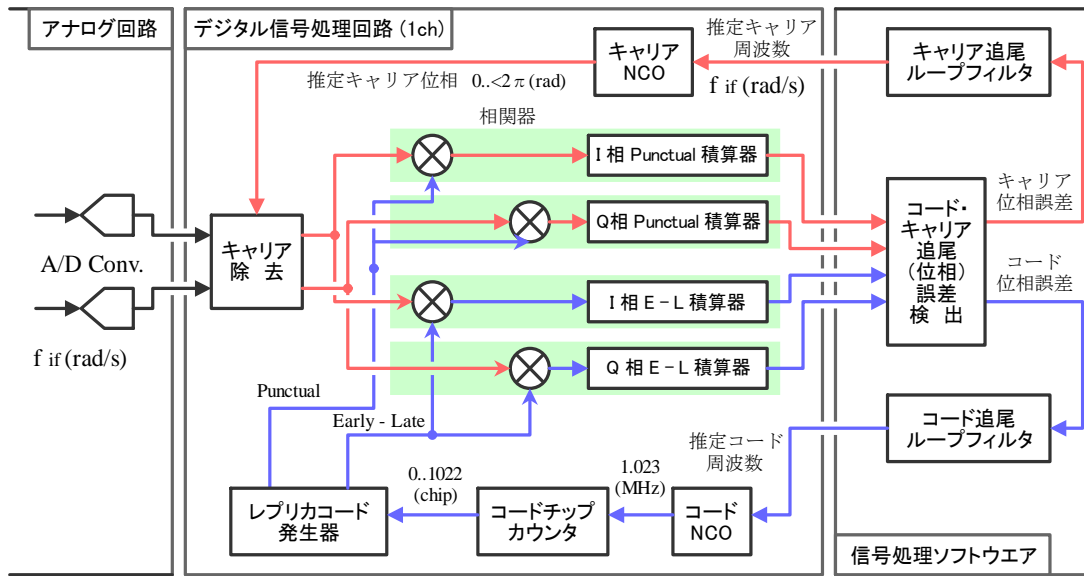


図 1-30 受信機内の二つの追尾ループ

### 1.11. 搬送波位相の観測について

衛星からは正確に GPS 時刻に一致した信号が送信されている。いま、コードは無視し、搬送波のみに注目すると、送信信号  $S_t$  は(1-1)式で示すことができる。

$$S_t = \cos(\omega_c \cdot t) \quad (1-1)$$

$$\omega_c = 2\pi \cdot 1,575.42 \text{ (M rad/s)}$$

受信信号  $S_r$  は(1-2)式である。

$$S_r = \cos(\omega_c \cdot t + \theta) \quad (1-2)$$

$\theta$ は衛星⇒受信機間の距離によって生ずる伝播遅延時間による位相成分で、送信アンテナと受信アンテナ間の距離  $d$  がゼロまたは波長  $\lambda$  の整数倍のときは、ゼロとなる。

いま距離  $d$  がゼロ ( $\theta = 0$ ) のときの受信信号の位相の変化を観測した例を図 1-31 に示す。位相は①のように、 $t=0$  で、0 から増加し、 $\pi/2 \dots \pi \dots 3\pi/2 \dots$  と変化し、 $1/1,575,420,000$  (s) で  $2\pi=0$  にもどる。以降、この変化を繰り返す。

$1/1,575,420,000$  (s) で  $2\pi=0$  にもどる瞬間は、位相が減少したのではなく、搬送波の山を一つ超えたものと考え、この回数を数えることとし、② に示す波数を一つ増やす。位相は時間に対して 0 から  $2\pi$  (rad) の間をアナログ的に鋸歯状に変化し、波数は整数値で、階段状に変化する。二つの情報をから、受信信号位相の積算値を図 1-31 の③に示すように、

$$\text{位相積算値} = 2\pi \cdot \text{受信信号波数} + \text{受信信号位相 (rad)} \quad (1-3)$$

と、(1-3)式に示すように連続した値として得ることができる。

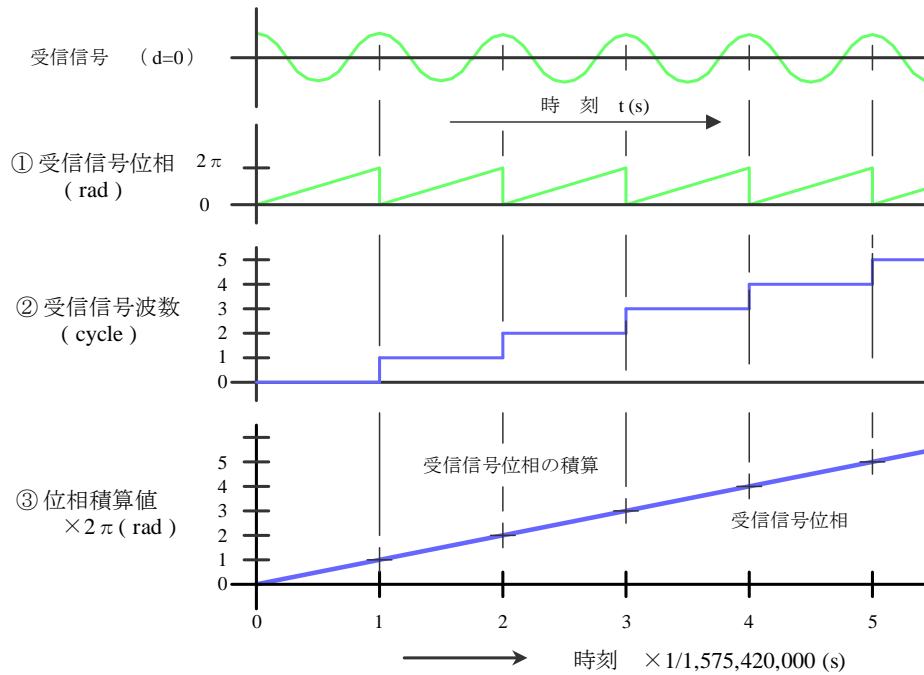


図 1-31 距離 d がゼロの場合の受信信号位相の変化

・衛星と受信機間に距離がある場合

図 1-32 に示すように、衛星と受信機間に距離  $r_t$  がある場合、 $t=t_0$  (s)では距離  $r_{(t_0)}$ を反映した $\theta_{(t_0)} = 2\pi \cdot r_{(t_0)} / \lambda$  (rad)遅れて観測される。 $t=t_1$  (s)では $\theta_{(t_1)}$ になる。 $\theta_{(t_0)}, \theta_{(t_1)}$ はいずれも衛星と受信機間の距離(瞬時値)で決定され、また $\theta_{(t_0)}$ と $\theta_{(t_1)}$ の差は  $t_0$  と  $t_1$ の間(図では 1 (s))に変化した距離に相当している。

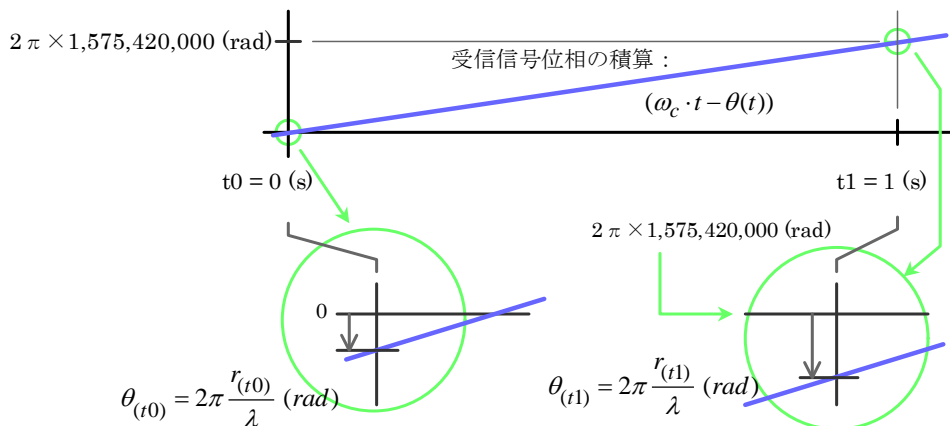


図 1-32 衛星⇒受信機間に距離 d がある場合の位相の観測

一方、搬送波の周波数による位相の変化は、受信機の位置が動かない場合、距離がゼロの場合と同様、 $1/1,575,420,000$  (s)毎に  $2\pi$  (rad)ずつ増加し続ける。結果的に観測される位

相の変化は位置の変化と、搬送波周波数の成分が加わったものとなる。  
搬送波の位相（NCO の位相）とサイクルカウンタの値を観測することができれば、衛星と受信機の位置関係を反映した情報が得られそうである。

#### ・周波数変換

しかし 1.5GHz の周波数で位相を例えば  $2\pi/100$  (rad) 以上の精度で読取可能なデジタル回路（少なくとも 150GHz のクロックで回路が動作する必要がある）は現時点では実現できない。そこで、受信信号を扱い易い中間周波数（IF : Intermediate Frequency）に変換を行う。局部発振信号を  $S_l = \cos(\omega_l t)$  とし、これを受信信号に乗ずると、中間周波数信号  $S_{if}$  が得られる。

$$S_{if} = S_r S_l = \frac{1}{2} [\cos\{(\omega_c + \omega_l)t + \theta\} + \cos\{(\omega_c - \omega_l)t + \theta\}] \quad (1-4)$$

帯域通過フィルタで、差の周波数成分（低い側の周波数）のみを取り出す。

$$S_{if} = \cos\{(\omega_c - \omega_l)t + \theta\} \quad (1-5)$$

注目すべき点は、周波数が変化したにもかかわらず、距離によって生じた位相成分  $\theta$  がそのまま保存されていることである。GPS L1 C/A 信号の搬送波は 1.5(GHz)で、衛星と受信機間の距離が波長（約 19(cm)）分長くなれば、搬送波位相 1.5(GHz)で  $2\pi$  (rad)遅れるが、これを例えば 10 (MHz)の中間周波数に変換しても、 $2\pi$  (rad)の遅れを生じることを意味している。

このように位置による位相の変化は周波数変換を行っても保存される。

1.5 GHz から中間周波数に落としても、その位相は衛星と受信機間の距離が L1 C/A の場合、波長に相当する約 19 (cm)変化すると、中間周波数の信号の位相も  $2\pi$  (rad)変化することを意味する

#### ・位置成分のみの抽出

IF 信号に変換されたが、変換後の信号の位相は  $\omega_{IF} = \omega_c - \omega_l$  (rad/s) で時々刻々変化しているが、中間周波数は定まっているため、中間周波数による位相の変化成分は計算によって取り除くことができる。図 1-33 に、周波数変換と計算による中間周波数成分除去の様子を示す。

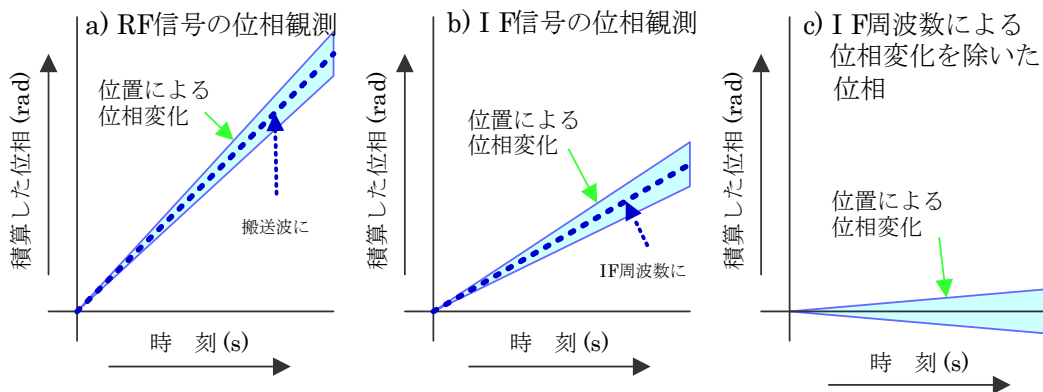


図 1-33 搬送波の周波数成分除去の様子

- a) は、1.5 GHz の搬送波の位相の変化をそのまま観測したもの。時刻とともに、ユーザの位置の変化による位相の変化の幅も広がるが、位相の変化量の殆どは 1.5 GHz の搬送波の周波数によるものである。
- b) は中間周波数に変換後の位相の変化を示す。位相変化の絶対量は、IF 周波数に変換した結果大幅に少なくなった。しかしユーザの位置の変化による位相の変化の幅は a) と全く同じものである。
- c) IF 信号の位相変化の積算値からソフトウェア処理によって、IF 周波数による位相の変化分のみを取り除いた結果を示す。このとき位相の積算値は衛星とユーザ間の距離を反映した成分のみとなる。この情報を一般に**積算デルタレンジ**(Accumulated Delta Range : ADR) または**搬送波位相** (Carrier Phase) と呼んでいる。

・積算デルタレンジ観測のために追加が必要な回路

最初に 1.5GHz の搬送波の位相を観測することから開始し、現実的には IF 周波数の位相の観測と、IF 周波数成分の除去をソフトウェアで行うことにより、積算デルタレンジの観測が可能になったことがわかった。すでに 1.9 項で紹介したように、GNSS 受信機はメッセージ復調のために、Costas Loop を備えており、キャリア NCO を用いて、IF 周波数に変換後の受信信号に位相の一致したキャリア信号を発生している。搬送波位相観測のために不足しているものは、位相データの読み取りと、整数部 (波数) を積算し、読み取る仕組みである。

・積算デルタレンジの物理的意味

受信信号の観測で、0 から  $2\pi$  (rad) の位相は観測できるが、**整数部** の値は信号からは決定できない。衛星のアンテナと受信機のアンテナとの距離がゼロの場合、位相はゼロが観測できる。このとき、波数もゼロに初期化した後、位相を観測しながら、徐々に距離を広げ実際の衛星と受信機の距離まで達したときは、位相の積算値はその距離を反映し

た値を示す。実際には衛星との距離ゼロから開始するわけにはゆかないので、受信信号の位相は観測できるが、波数の初期値が不明である。波数は意味のない値を初期値とせざるを得ない。図 1-34 に、衛星と受信機間の真の距離、擬似距離、積算デルタレンジの関係を示す。

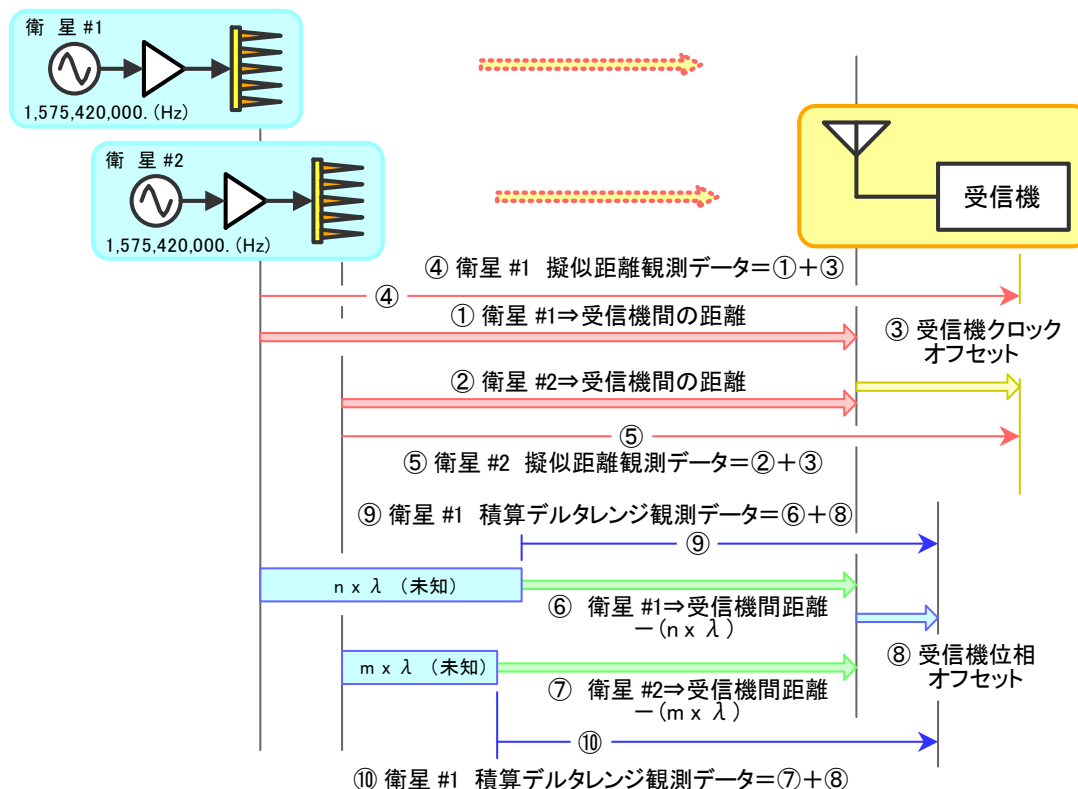


図 1-34 擬似距離と積算デルタレンジの観測

図 1-34 で受信機は衛星 #1 と衛星 #2 からの信号を受信している。

**擬似距離**は、衛星と受信機間の距離 ① 及び ② に受信機クロックオフセット③を加えたもので、衛星 #1 では ①+③ が、衛星 #2 では ②+③ が観測できる。

**積算デルタレンジ**は、① 及び ② の距離の部分から、未知の  $n \cdot \lambda$  及び  $m \cdot \lambda$  の成分を除いた ⑥ 及び ⑦ が距離による位相成分であり、これに受信機位相オフセット ⑧ が加わる。結果として、衛星 #1 については、⑥ と ⑧ を加えた ⑨ の値が、衛星 #2 については ⑦ と ⑧ を加えた ⑩ の部分が観測できる。

③ のクロックオフセットは受信機時計の誤差で、全衛星の擬似距離観測データで共通、⑧ の位相オフセットは局部発振周波数や受信機ハードウェアに起因する位相誤差成分で、全衛星の積算デルタレンジに共通である。(いずれも同一周波数帯内の信号であるこ

と)

基準発振器の誤差により、クロックオフセットが 10 (m)増加した場合、積算デルタレンジ中の位相のオフセットもこれと全く同じ 10 (m)相当分変化する

図 1-34 から、擬似距離は、衛星間の差をとれば、クロックオフセット成分は消去でき、受信機と衛星 #1、#2 間の距離の差を求めることができる。また積算デルタレンジは同様に差をとると、距離の差から  $(n-m) \cdot \lambda$  を差し引いた結果が積算デルタレンジの差分として得られる

### ・信号中断の影響

衛星⇒受信機間の距離の変化と信号中断が生じた場合の擬似距離、積算デルタレンジの関係を図 1-35 に示す。

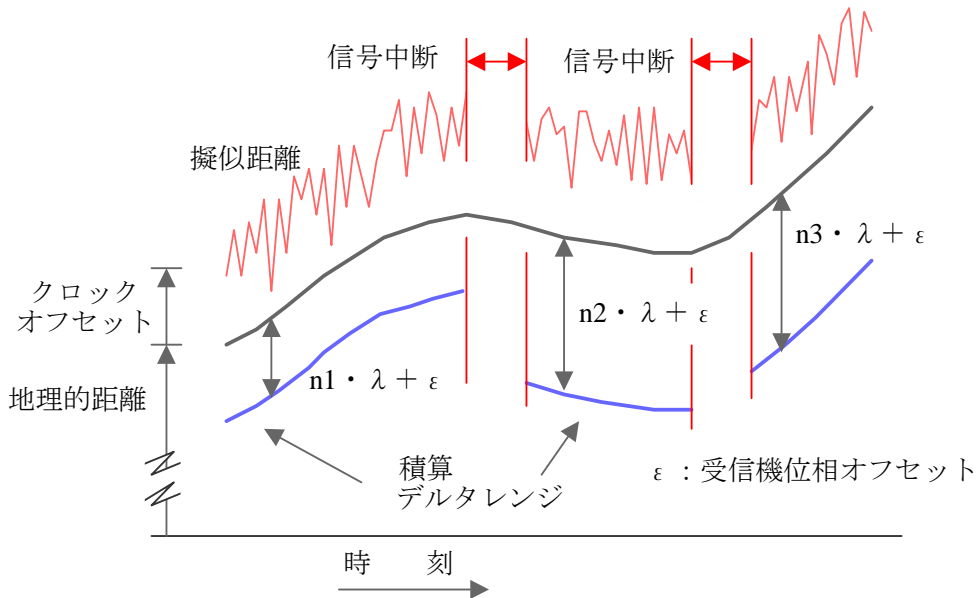


図 1-35 信号中断の影響

擬似距離は真の距離に受信機のクロックオフセットに相当する距離を加えた値として得られる。信号中断中は観測データを出力することはできないが、信号が復帰すれば、中断前と同じく、地理的距離+クロックオフセットの値が出力される。

積算デルタレンジは真の距離とは  $n \cdot \lambda$  ( $n$ : 任意の整数。  $\lambda$ : 波長) と受信機位相オフセット ( $\epsilon$ ) 離れた値を出力する。整数部分は任意で、積算デルタレンジの絶対値はそのままでは測位に利用できる情報ではない。しかし、距離の変化は精密に観測することができる。継続して信号を受信していると、その間の変化は観測でき、信号が中断すると、整数部の情報が失われ、再捕捉しても直前のデータとの連続性を維持することはできない。

中断によって情報を失うのは整数部のみであり、 $0 \sim 2\pi$  (rad) の小数部は常に衛星⇒受信機間の距離によって決定される位相である。整数部の概略値は擬似距離データから求めることもできる



擬似距離と積算デルタレンジの比較を表 1-5 に示す。

表 1-5 擬似距離と積算デルタレンジの比較

項 目	擬似距離	積算デルタレンジ
決定要因	距 離	距離で位相 ( $0.2\pi$ (rad) 未満) が決定される。(位相から距離に逆算する際に、波長の整数倍の未知項が残る)
誤差要因	受信機時計誤差 (クロックオフセット)	受信機時計その他の要因による位相オフセット
観測精度	数十 cm～m の水準	数 mm (擬似距離より 2 桁以上良い)
マルチパスの影響	受信機の構成 (耐マルチパス信号処理技術) によって異なるが、m～数十 m の擬似距離観測誤差を生じる場合がある	受信機による搬送波のマルチパス対策はなく、全ての構成の受信機で影響は同じと考えて良い。L1 C/A コードの場合、反射波の信号強度が直接波より低いという条件のもとで最大 $\lambda/4 \approx 4.8$ (cm) の誤差を生じる
電離層の影響	遅れ (擬似距離が長くなる) の影響を受ける 量は $1/f^2$ に比例する	位相が進む (見掛け上距離が狭まる方向) の影響を受ける量は $1/f^2$ に比例する ( $f$ : 搬送波周波数)
	周波数によって影響が異なることを利用し、2 周波数以上の受信機では電離層による遅延量を受信機自身で求め、補正することが可能	
対流層の影響	擬似距離、積算デルタレンジとも同じ量の遅れの影響を受ける。周波数による差はない 観測データをもとに、遅延量の推定を行うことはできない	
用 途	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 単独測位</li> <li>・ ディファレンシャル測位</li> <li>・ タイムトランスファー</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>・ 擬似距離雑音成分の平滑 (キャリアスムージング)</li> <li>・ 高精度なユーザ速度の推定 (整数部未知項の決定不要)</li> <li>・ 搬送波位相情報を利用した、測量、RTK などの測位。RTK 測位では波長の整数倍の未知項を何等かの形で推定し、決定しなければならない</li> </ul>
信号中断の影響	信号を再捕捉すれば、ただちに測位に使用できる	整数倍が推定できていても、一旦信号が中断すると、その値は無効となり、信号再捕捉後、整数部の推定をやり直す必要がある。

## ・参 考

積算デルタレンジを用いた RTK を代表とする高精度測位が安価な 1 周波数受信機で普及しない大きな理由が、測位には整数部 (図 1-34 の  $n$  及び  $m$  の値) の決定を必要とし、しかもそのために比較的長い時間を要するからである。(整数部を決定することを**初期化**、初期化に要する時間を**初期化時間**と呼んでいる)

市場には安価な 1 周波受信機と高価な 2 周波受信機が存在している。1 周波、2 周波で、擬似距離を用いた測位の精度の差は殆どない。

それでは 2 周波受信機の価値はなにか? 可也の部分が RTK 測位の初期化時間の差であると理解している。1 周波受信機、2 周波受信機の初期化時間の比較を表 1-6 に示す。

10 年程前の技術では、2 周波受信機でも 2 分程度を要していたが、現在では 1 周波のものでも 1 分となっている。

表 1-6 1 周波受信機、2 周波受信機の RTK 初期化時間の比較

	整数部決定時間（初期化時間）	
	現 在	10 年前
1 周波受信機	1 分 *	10 分以上
2 周波受信機	10 秒 **	2 分

\* : Trimble 社 BD-910 カタログに記載された値

\*\* : Trimble 社 BD-920 カタログに記載された値

種々の改良の成果であろうが、今後安価な 1 周波受信機でも RTK 測位の利用範囲が拡大するものと期待している。

位相は受信機から観測して進む方向を“正”、遅れる方向を“負”の向きに加算した。衛星⇒受信機間の距離が短縮する方向では位相が進み、逆の場合は遅れる。しかし、GNSS 受信機では積算デルタレンジを擬似距離と組み合わせて使うことが多い。擬似距離は衛星との距離が短縮されれば、値は減少し、積算デルタレンジと逆の動きとなる。これでは混乱するので、以下では積算デルタレンジは正負を逆転させ、擬似距離の変化と同じ方向となっているものとしている。ドップラー周波数は、距離が短縮する方向に移動したとき、正の値が出力される

## 2. GPS、QZSS の民間用信号

1980年代後半にGPSの利用が開始された時点では、民間で受信可能な信号はL1 C/Aのみで、その後長くこの状態が続いた。一方軍用は当初よりL1とL2の2周波で送信されており、本来は利用できないはずであった信号が、特殊な信号処理技術によって、民間でも高精度測位に利用されはじめた。このため、軍と民間の信号を明確に分離するためにも、一般に利用できるL2帯の信号の送信が計画され、2005年に打ち上げられたBlock IIR-Mから第二の民間用信号であるL2C信号の送信が開始された。

一方民間航空機でのGPS利用のために、航空機の航空無線航法サービス（ARNS：Aeronautical Radio Navigation Services）用に保護された帯域（960～1215MHz）で2010年に打ち上げられたBlock IIFから第三の民間用信号のL5信号が送信されている。

さらにQZSSではL1、L2、L5帯ではGPSの補完信号\*を、さらにL1帯とL6帯で補強信号\*\*を送信している。

新たな信号によって、表2-1に示すメリットが得られる。

表 2-1 新しい信号のメリット

項 目	内 容
複数周波数	<ul style="list-style-type: none"> <li>電離層遅延量の推定が受信機自身で可能となり、測位精度向上につながる</li> <li>妨害波などの影響があっても、全ての帯域で信号が受信できなくなる率が減少し、測位を継続することができる</li> <li>複数周波数の搬送波位相を利用して、RTK測位の初期化時間を短縮できる</li> </ul>
新しいコード	<ul style="list-style-type: none"> <li>長いコードを採用することで、相互相関の特性が改善される</li> <li>L5信号はチップ周波数が10.23 MHzとC/Aコードの10倍の周波数となり、観測精度と耐マルチパス性能の向上が期待できる</li> </ul>
オーバーレイコード	<ul style="list-style-type: none"> <li>測距コードより上位のタイミングの検出が容易となり、またコード相互相関のレベルも下がる</li> </ul>
メッセージレス／パイロット信号	<ul style="list-style-type: none"> <li>メッセージの重畳されていない信号では予測できない搬送波位相の反転は生じず、追尾をCostas Loopではなく、PLLで行うことができる。PLLはCostas Loopと比較して追尾限界の信号レベルが6 dB低く、より低レベルの信号の追尾を可能とする</li> </ul>
メッセージ符号化誤り検出	<ul style="list-style-type: none"> <li>畳み込み符号やLDPCの採用でメッセージ復調に必要な最低信号レベルを低下させた。またCRC検査ビットを付加することで、誤り検出の信頼性が向上する</li> </ul>
メッセージ変調	<ul style="list-style-type: none"> <li>QZSS L6ではCSK方式により2kbpsとGNSSでは最高のメッセージ転送速度を実現した。これを利用した新たなサービスが期待できる</li> </ul>

\*補完信号：GPSと互換性のある信号を送信し、都心や山間部など、受信条件の悪い場所での衛星数の不足を補い、GPSによる測位を利用できる機会を増やす。

\*\*補強信号：測位精度を向上させるためのディファレンシャル補正情報や、測位結果の信頼性を確保するための情報を提供する。

現在では表 2-2 に示すように、GPS の 3 周波帯の民間用信号で、QZSS の補完信号が得られている。

表 2-2 GPS の民間用信号と、QZSS による補完

周波数帯	信号名称	仕様書	
		GPS	QZSS
L1	L1 C/A	IS-GPS-200H (Sep 24, 2013)	IS-QZSS-PNT-001(March 28,2017)
	L1C	IS-GPS-800D (Sep 24, 2013)	
L2	L2C	IS-GPS-200H (Sep 24, 2013)	
L5	L5	IS-GPS-705D (Sep 24, 2013)	

さらに QZSS では表 2-3 に示す独自の補強信号を送信する。

表 2-3 QZSS 独自の補強信号

周波数帯	信号名称	機能	仕様書
L1	L1S	サブメータ級測位補強サービス	IS-QZSS-L1S-001(March 28,2017)
L5	L5S	測位技術実証サービス	IS-QZSS-TV-001(Draft, July 12, 2016)
L6	L6D, L6E	センチメータ級測位補強サービス	IS-QZSS-L6-001(Draft, March 28,2017)

以下でこれらの信号について紹介する。図は概念的であり、数値も代表例を示すもので、より正確には表 2-2 及び表 2-3 に示す資料を参照願います。

\*準天頂衛星初号機は平成 29 年 2 月 28 日に JAXA から内閣府に移管され、3 月 28 日より「試験サービス」が開始されている。

([http://qzss.go.jp/overview/information/trial\\_170329.html](http://qzss.go.jp/overview/information/trial_170329.html))

GPS 仕様書：<http://www.gps.gov/>

QZS 仕様書：<http://qzss.go.jp/technical/download/ps-is-qzss.html>

GPS をはじめとする衛星航法システムでは衛星から時刻情報を送信することで、衛星と受信機間の距離を測ることを可能にしている。時刻情報を伝達するために利用されているのが擬似雑音符号である。L1 C/A 信号では搬送波の変調に用いられるコードは C/A コードのみであったが、新たな信号では C/A コードの弱点を補い、さらに新たな機能を加えるため、複数用いられる場合もある。そのため、C/A コードのように時刻情報を伝達する（距離を測る）ためのコードを測距コード（Ranging Code）と呼び、その他のコードをオーバーレイコードあるいは二次コードと呼んで区別している。以下ではそれぞれの信号について、コードやメッセージの内容、さらに搬送波の変調方法について紹介する。

## 2.1. L1 C/A 信号（GPS, QZSS）

GPS L1 C/A 信号は民間で利用できる信号の基本であり、現在市場に提供されている

GNSS 受信機では、ほぼ全てがこの信号の受信機能を有する。C/A は Coarse/Acquisition のことで、本来はコード長が一週間と長い軍用の P(Y)コード捕捉に先立ち、その概略 (Coarse) のコード位相を知る目的のために準備された信号である。

QZSS では GPS 信号補完のために、ほぼ同一仕様の信号を送信している。

### 2.1.1. G1、G2 コード

L1 C/A の測距コードは二種類の M 系列符号 (G1、G2) を組み合わせた **Gold Code** (Gold: 発明者の名前) が採用されている。G1、G2 いずれもコード長は 1023 chip で、コードクロック 1.023 MHz、周期は 1 ms である。図 2-1 に G1、G2 コード発生器の構成を示す。いずれも初期状態は “1111111111” である。

Gold Code は G1 と G2 コードの排他的論理和で得られる。G1 コードのタイミングは衛星時計の 1ms のタイミング (コードエポック) に一致しており、G2 コードのタイミングは G1 に対して衛星別に定められた量の遅れを有している。

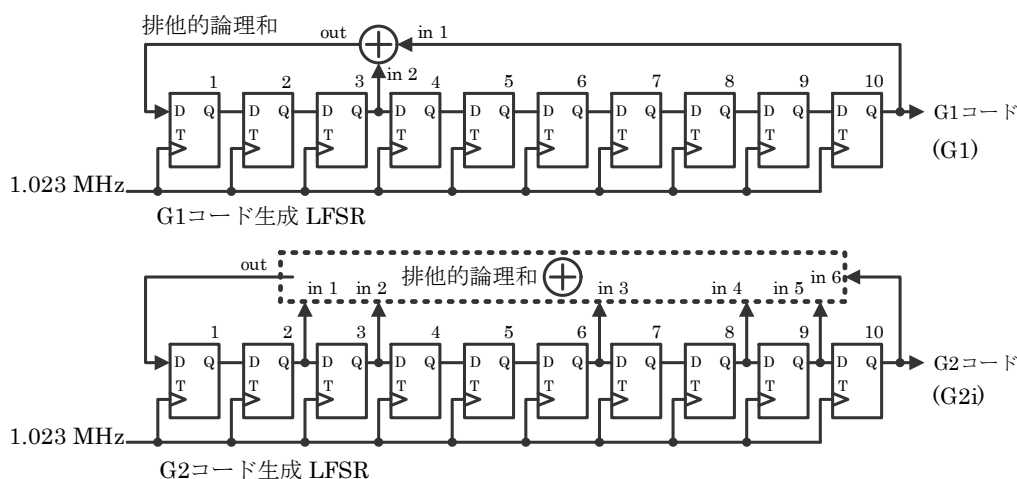


図 2-1 G1、G2 コード発生器の構成

### 2.1.2. L1 C/A コード (測距コード)

衛星に割り当てられた固有のコードは、G1 に対する G2 コードの遅れの量を制御することで生成できる。当初 IS-GPS-200H に示されている、G2 コードのシフトレジスタの二箇所から信号を取り出し、排他的論理和をとる方法 (図 2-2、C/A コード生成(1)) が採用されたが、その後必要なコードの種類も増えたため、G1 コードの初期状態 (コードエポックタイミング) のときに、G2 シフトレジスタの状態を任意に設定可能としたもの (図 2-2、C/A コード生成(2)) がよく採用されている。

GPS L1 C/A には PRN No.1~32 が、QZSS L1 C/A には PRN No.193~202 が割り当てられている。PRN No.は衛星の識別にも用いられており、本来 “衛星番号 (SVN)” は製

造順に付けられた番号であるが、一般に“衛星番号1”は擬似雑音符号“PRN No.1”の信号を送信している衛星のことを示している。

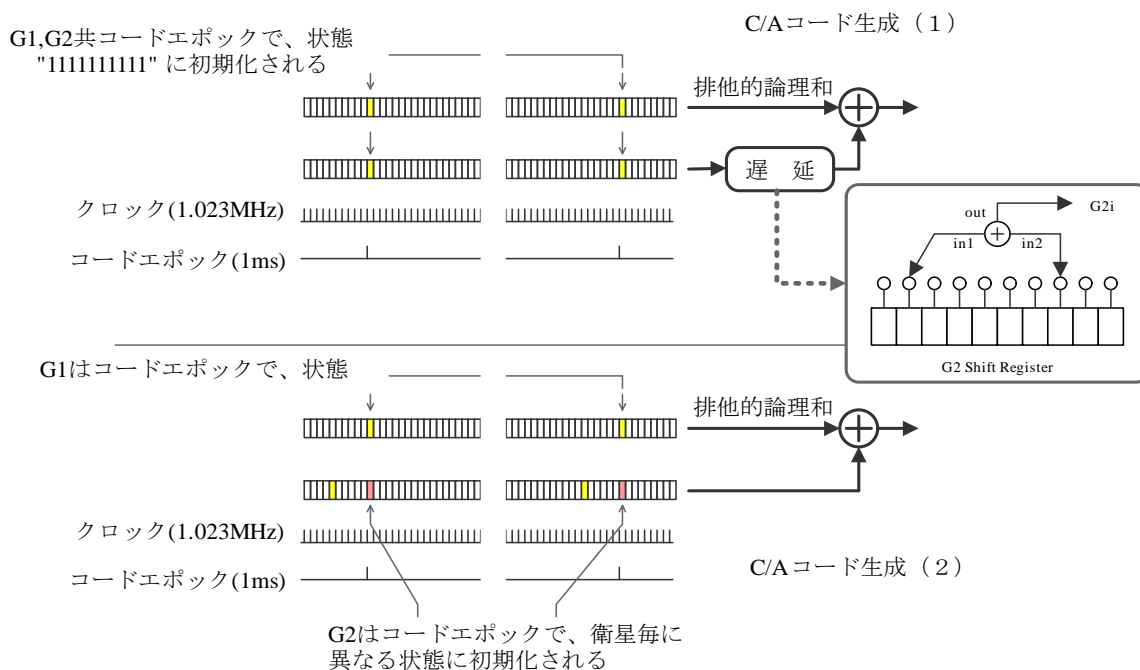


図 2-2 C/A コードの生成

### 2.1.3. NAV (LNAV : Legacy NAV) メッセージ

GPS L1 C/A 信号には、測位に必要な衛星位置計算のための軌道情報をはじめとするメッセージ (NAV data D(t)) が重畳されている。

NAV data はサブフレームと呼ばれる 300bit のデータが一つの単位で、これを 50bps で送信する。1 サブフレームの送信には 6 秒を要し、5 サブフレームからなるフレーム全体の送信には 30 秒が必要である。

NAV メッセージの構成を図 2-3 に示す。メッセージも C/A コードと同じ BPSK で変調される。

サブフレーム 1 が時刻や衛星の健康情報、2、3 は軌道情報 (エフェメリス) で、30 秒周期のフレーム毎に同じ内容が放送される。(内容は約 2 時間で更新される)

サブフレーム 4,5 は全衛星の大まかな軌道情報 (アルマナック) や健康情報、電離層のパラメータなどで構成されている。この情報はフレームごとに異なっており、25 フレーム (12.5 分) で全ての情報を送信することができる。

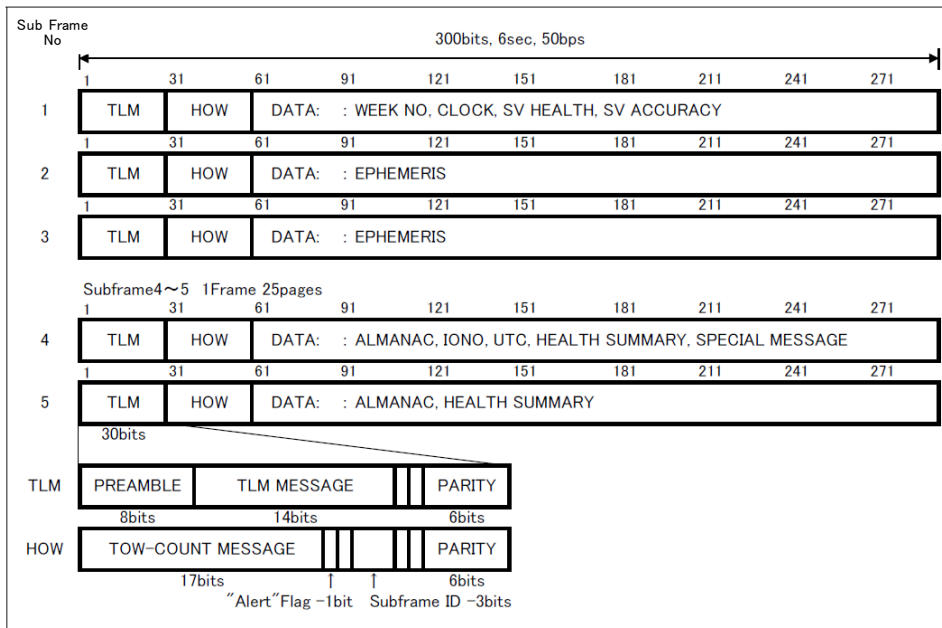


図 2-3 NAV メッセージの構成

#### 2.1.4. L1 C/A 搬送波変調

1,575.42 MHz の搬送波は図 2-4 に示すように、測距に用いる C/A コード ( $G_i(t)$ ) とメッセージ ( $D(t)$ ) の排他的論理和の結果で BPSK 変調が行われ、送信されている。BPSK 変調器の出力は図 1-20 にも示すように、位相が  $0^\circ$  (正) または  $180^\circ$  (逆) の二つの状態を持つ。

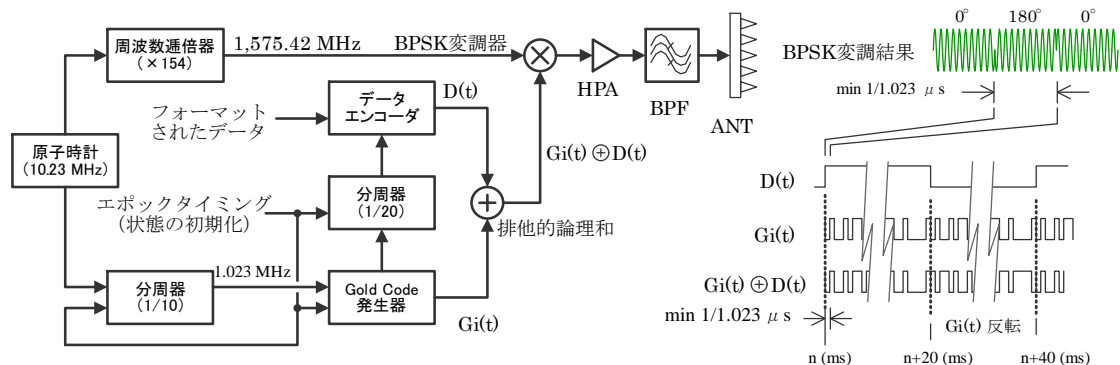


図 2-4 L1 C/A 信号の搬送波変調

#### 2.1.5. フィルタの影響

BPSK 変調器の出力は帯域外に信号成分を出さぬよう、帯域通過フィルタを通した後送信される。その結果、搬送波は図 2-4 に示すものとはかなり異なったものとなる。シミュレーションによって得たフィルタ。(通過帯域幅 40 MHz、4 次 Butter Worth )

通過後の搬送波の包絡線を図 2-5 に、位相反転部分の拡大を図 2-6 に示す。

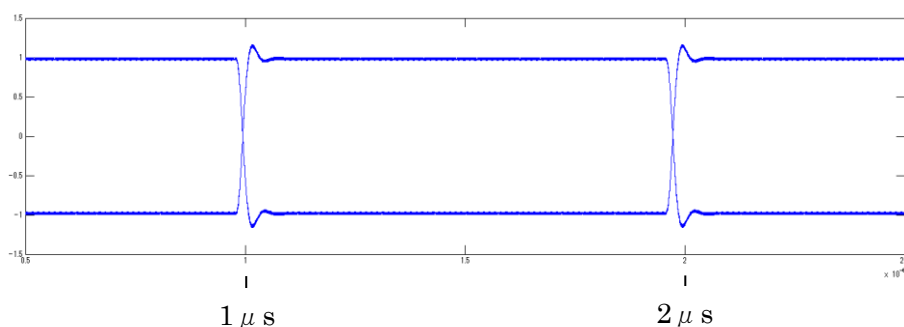


図 2-5 フィルタ通過後の L1 C/A 信号包絡線 (シミュレーション結果)

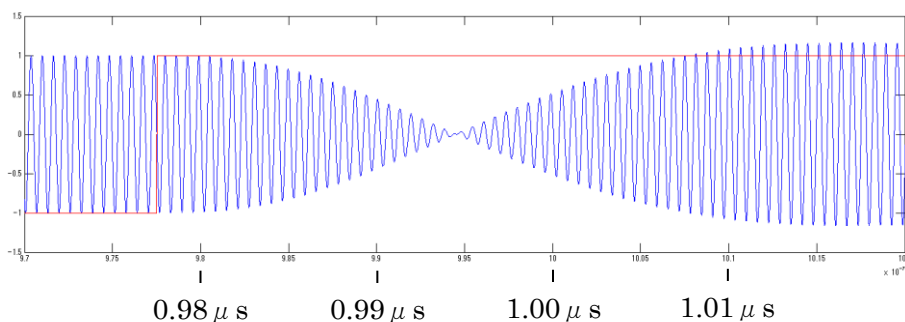


図 2-6 位相反転部分拡大 (1 μs 付近)

実衛星のフィルタ仕様は不明で、これらの図に数値的な意味はないが、コードの変化のタイミングから、実際に搬送波の位相が変化するまでは一定の時間を要すること、包絡線にはフィルタの影響による歪が現れることがわかる。

#### 2.1.6. 新たなコードで改善された点

C/A コードは現在でも最も基本で重要な信号であるが、いくつか問題点も認識された。一つが測距コード自己相関のサイドローブである。M 系列符号の自己相関を 1 chip 単位で評価した場合、図 1-7 に示すように、二つの値しかとらない。しかし、C/A コードでは図 2-7 に示すように、1.0、0.062、-0.001、-0.064 (正規化した値) と 4 値あり、-0.001 以外が相関を有する部分である。遅延量  $\tau=0$  chip で現れる相関をメインローブ、それ以外をサイドローブと呼んでいる。また PRN No. の異なったコード間の相関は**相互相関**と呼ばれ、これは全く無いことが理想であるが、C/A コード同士では、図のサイドローブと同程度であることが知られている。

サイドローブのレベルが高いと、その場所でコード追尾を行い、誤った擬似距離を出力する恐れがある。また相互相関があると意図せぬ衛星の信号を捕捉・追尾する可能性も考えられる。これらの問題が C/A コードで実際に生じたため、新しい信号ではよりサイ



ドロップや相互相関の少ないコードが採用されている。

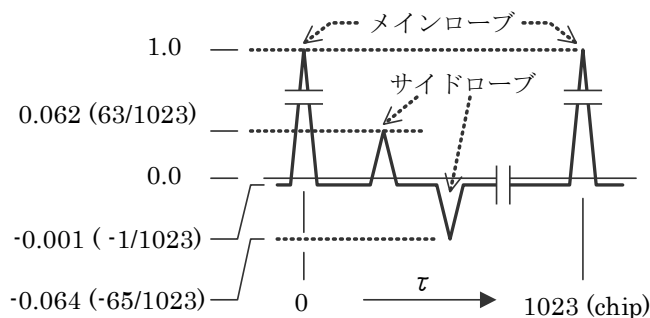


図 2-7 C/A コードの自己相関

## 2.2. L1S 信号 (QZSS)

### 2.2.1. L1S コード、メッセージ

L1S は “Submeter-Level Augmentation Service” として、QZS で送信する GNSS 補強信号で、ディファレンシャル GPS のサービスエリアを全国に拡張し、GPS、QZSS、GLONASS、Galileo、BeiDou システムに対応させたものである。L1S 信号には、PRN No. 183~191 が割り当てられ、準天頂軌道及び静止軌道衛星より常時提供される。

(QZS の補正対象は PRN 193..201 の L1 C/A 信号で、L1S 信号自身は含まれない) 測距機能は有していない。(メッセージのみを送信する信号)

コードの種類や変調方式は L1 C/A と同じであるが、PRN No.、メッセージの転送速度、符号化方法、内容が異なる。メッセージは 1 フレーム 250 bit を 1 秒周期で送信する。メッセージフレームの構成を図 2-8 に示す。

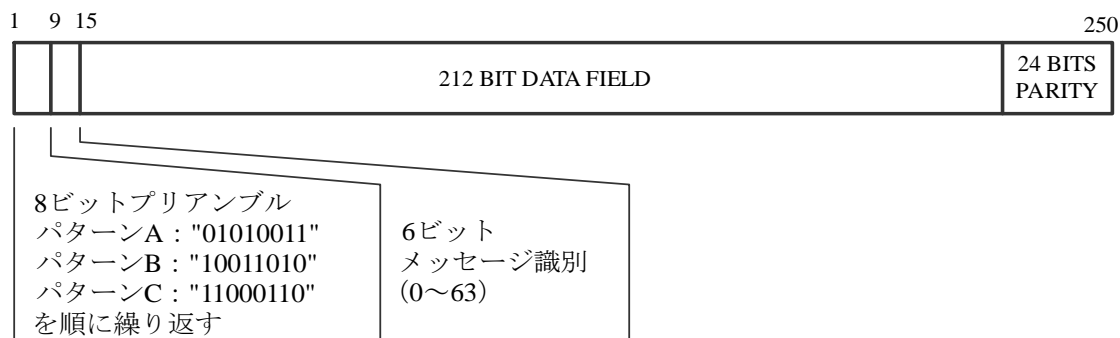


図 2-8 L1S メッセージフレームの構成

プリアンブル、メッセージ識別、212 ビットのデータ、CRC24 の検査ビットからなる 250 ビットのデータは、符号化率 1/2、拘束長 7 の畳み込み符号化処理を行い、500 シンボルのデータとした後、1 シンボル 2ms で送信される。内容を表 2-4 に示す。

表 2-4 L1S メッセージ内容

メッセージタイプ	内 容
0	試験モード
43,44	気象庁 防災情報 (任意フォーマット)
47	監視局情報 (監視局位置。利用者の監視局選択用。30 秒(max)間隔)
48	PRN マスク情報 (補強情報を配信する GNSS の衛星の情報。30 秒(max)間隔)
49	IOD 情報 (補強情報に対応する GNSS の IODE。60 秒(max)間隔)
50	DGPS 補正 (監視局周辺の擬似距離補正值。30 秒(max)間隔)
51	衛星ヘルス情報 (異常時は 2 秒間隔で 3 回送信)
63	ヌルメッセージ

### 2.2.2. L1S 搬送波変調

L1S 信号の搬送波変調は C/A コードと同様で、メッセージと測距コードの排他的論理和を取った結果により BPSK 変調されている。メッセージによる位相の変化は C/A コードの場合 20 ms であったが、L1S では 2 ms と短い。図 2-9 に L1S 搬送波変調を示す。

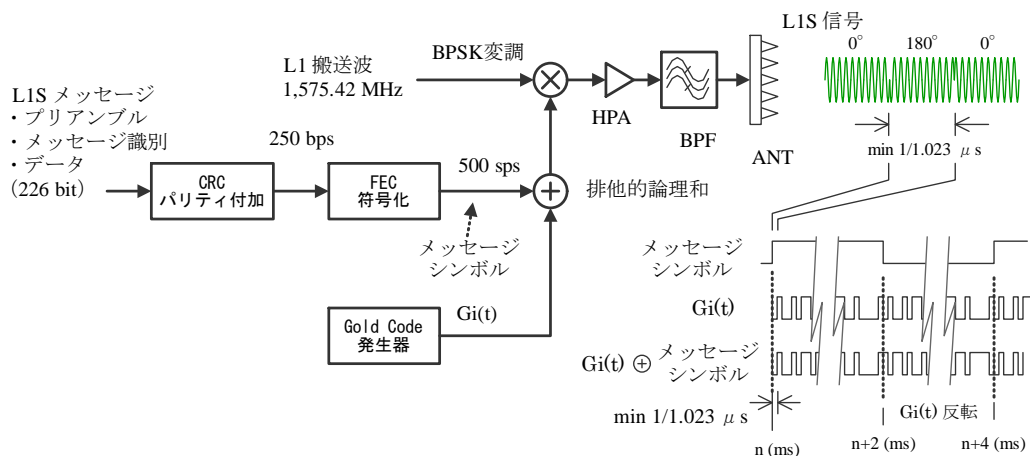


図 2-9 L1S 搬送波変調

L1S 信号の詳細は “Quasi-Zenith Satellite System Interface Specification Sub-meter Level Augmentation Service (IS-QZSS-L1S-001)” 参照

### 2.3. L2C 信号 (GPS, QZSS)

L2C 信号は民間用第二周波数 (L2 帯、1227.6 MHz) で送信されており、L2 CM (Civil moderate) と L2 CL (Civil-long) の二つの信号で構成されている。

L2 CL は、チップレート 511.5 kbps、周期 1.5 sec (767,250 chip) 測距コードのみ、L2 CM はチップレート 511.5 kbps、周期 20 m sec (10,230 chip) の測距コードに、航法メッセージが重畳される。L2C 信号は

- ・相互相関が小さい (-45 dB) ため、高感度化したときの問題が少ない

- ・ L1 C/A 信号と比較して、追尾限界の信号レベルが低い
- ・ L5 信号と比較して、チップレートが低いため、低消費電力化が可能などの特徴を有する。

CM、CL 信号は同一位相で時分割により交互に出力される。

### 2.3.1. L2C コード

L2C コードは長い M 系列のコードの一部を切り取って各衛星に割り当てている。コード生成の LFSR は段数 27、コード長  $2^{27}-1=134,217,727$  (chip) の一種のみである。衛星に割り当てられるコード長は、CM が  $10,230$  (chip)= $20$  (ms)、CL は  $767,250$  (chip)= $1500$  (ms) で、両者を加えても  $777,480$  (chip) と全コード長に対して  $0.6\%$  にも満たない。L2C のコード生成に用いる LFSR の構成を図 2-10 に示す。

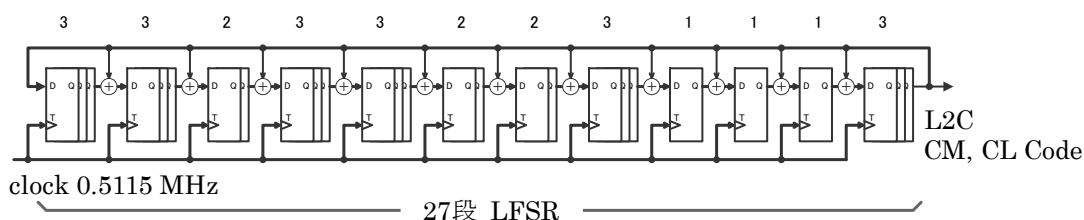


図 2-10 L2C コード生成用 LFSR

PRN No. の制御方法を図 2-11 に示す。

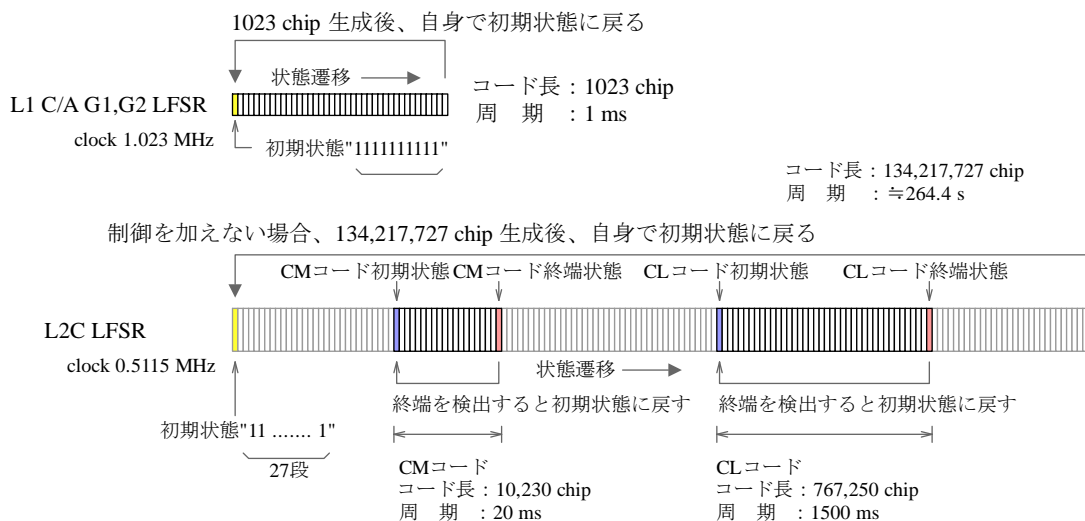


図 2-11 L2C コードの PRN No. の制御

長いコードの一部を切り取る形で生成しているため、衛星ごとに異なる LFSR の初期状態を設定する機能と、同じく終端状態を検出し、初期状態に再初期化する機能が必要と

なる。IS-GPS-200G Table 3-IIa には PRN No. ごとに、Initial Shift Register State と End Shift Register State が定義されている。

### 2.3.2. L2C メッセージ

L2C では CNAV メッセージが放送される。メッセージは 300 ビットのデータを 12 秒周期 25bps で送信する。基本構成を図 2-12 に示す。

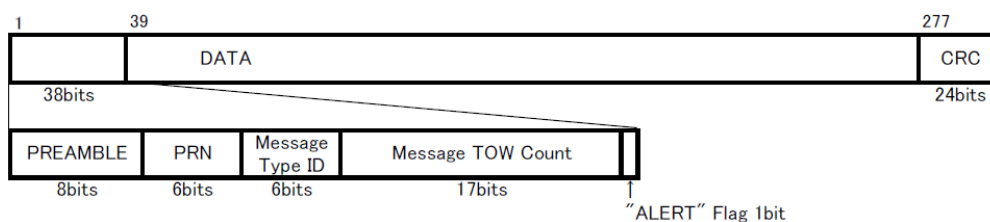


図 2-12 CNAV メッセージ基本構成

25bps のデータは符号化率 1/2、拘束長 7 の畳み込み符号化によって、50sps のシンボルに変換された後送信される。

先頭の 38 ビットは全てのメッセージに共通で、固定 (“10001011”) のプリアンブル、衛星番号、メッセージタイプ識別、TOW カウントとアラートフラグからなる。

ついで 238 ビットのデータ、最後に 24 ビットの CRC 検査ビットで構成される。

表 2-5 に CNAV メッセージタイプと内容を示す。

表 2-5 CNAV メッセージタイプと内容

メッセージタイプ	メッセージ内容
10	ヘルス、URA、エフェメリスデータ 1
11	エフェメリスデータ 2
30	SV クロック、電離層パラメータ、ISC
31	SV クロック、Reduced アルマナックデータ
32	SV クロック、EOP(Earth Orientation Parameter)
33	SV クロック、UTC パラメータ
34	SV クロック、補正データ
35	SV クロック、GGTO(GPS/GNSS 時刻オフセット)
36	SV クロック、テキスト (必要に応じて送信する)
37	SV クロック、Midi アルマナックデータ
12	Reduced アルマナックデータ
13	SV クロック補正データ
14	エフェメリス補正データ
15	テキスト (必要に応じて送信する)

L1C/A の NAV には自身の PRN No. は含まれていない。受信可能な信号は受信機が生成するレプリカコードで決定されるはずだったからである。しかし、受信機の高感度化もあり、希望する衛星とは異なる信号がコードの相互相関によって誤って受信される場合が生じた。このため、明確にメッセージを送信した衛星を識別できるように、CNAV では PREAMBLE の直後に PRN No. が含まれている。

### 2.3.3. L2C 搬送波変調

L2C 信号は図 2-13 に示すように、L2 CM と L2 CL の二つの信号を  $1/1.023$  ( $\mu\text{s}$ )ごとに交互に選択し、搬送波を BPSK 変調する。

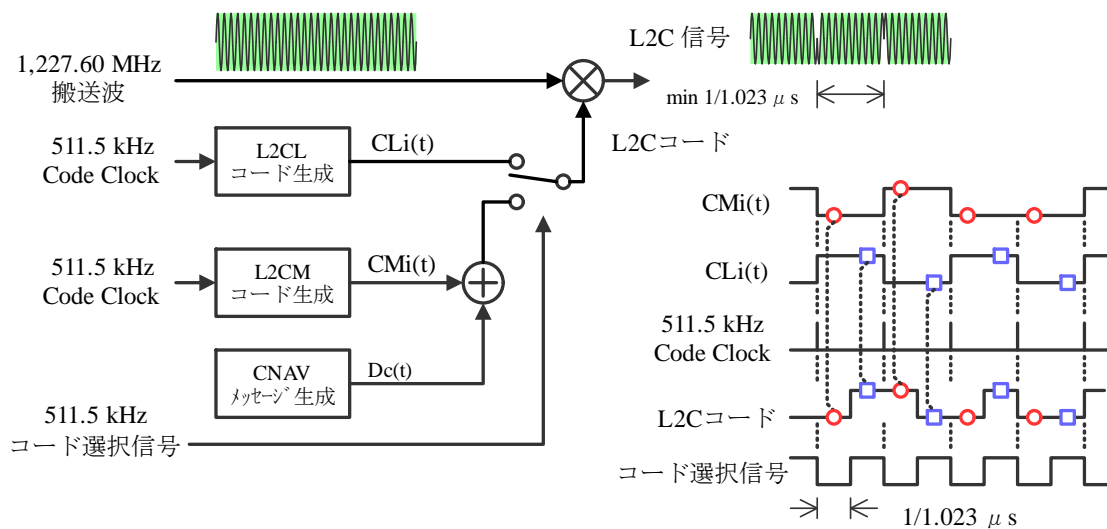


図 2-13 L2C 搬送波変調

CM と CL のコード生成は 511.5 kHz のクロックで行われるが、それぞれがその 1/2 の時間しか変調に利用されないため、自己相関の形状は 1.023 Mhz のクロックで生成された C/A コードと同じものとなる。(観測精度計算時のコード長も C/A コードと同じ)

## 2.4. L5 信号 (GPS, QZSS)

### 2.4.1. L5 コード

L5 信号は相互に位相が  $90^\circ$  異なる二つのキャリアを使用する。一つが in-phase キャリアで、この変調に用いるビット列を in-phase code (以下 I5-code) と呼ぶ。in-phase キャリアから  $90$  度位相の遅れたキャリアが quadrature phase キャリアで、これを変調するビット列を quadrature-phase code (以下 Q5-code) としている。

コード長はいずれも 10,230 chip、チップングレートは 10.23 M cps、周期は 1 ms である。

表 2-6 に示すように、I5 は測距コード、synchronization sequence 及び航法メッセージのデータを加えた（排他的論理和による）ものである。Q5 は測距コードと synchronization sequence を加えたもので航法メッセージは含まない。

Synchronization sequence を利用することで、10 ms あるいは 20 ms の範囲内でのタイミングを短時間で、確実に検出することが可能となる。

表 2-6 L5 信号を構成するコード

コード	機能	種類	チップレート	コード長	コード周期
I5-code ( $I5_i(t)$ )	測距	XA, XBI コードの排他的論理和	10.23 M cps	10,230	1 ms
Q5-code ( $Q5_i(t)$ )	測距	XA, XBQ コードの排他的論理和	10.23 M cps	10,230	1 ms
10-symbol NH	同期	固定パターン	1 k cps	10	10 ms
20-symbol NH	同期	固定パターン	1 k cps	20	20 ms

I5-code、Q5-code は L1 C/A と類似した方法で、二つの擬似雑音コード（I5 は XA と XBI、Q5 は XA と XBQ）の排他的論理和で得られる。

XA、XBI、XBQ の信号を作る LFSR の段数は 13、コード長は 8191 であり、1 ms、10230 chip を生成するためには不足する。このため 1ms の間に LFSR 一周以上のコード生成が必要で、XA のコード長を 8190、XBI、XBQ のコード長を 8191 とし、2 周目の相互の位相がずれるようにして、1ms の中で同じパターンが繰り返されないようにしている。図 2-14 に L5 コードの生成方法を示す。

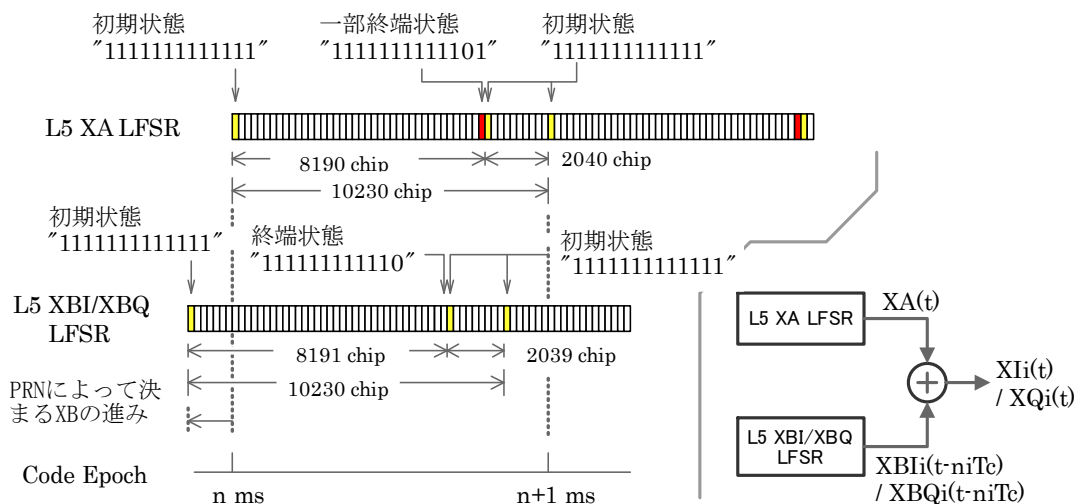


図 2-14 L5 コードの生成

### 2.4.2. ノイマン-ホフマンコード

I5-code はさらに 10-symbol Neuman -Hoffman code (以下 NH コード) の重畳が行われる。FEC の出力である 100sps の symbol (I5-code の 10 周期の間) に対し

- ・ FEC の出力が “0” の場合 “0000110101”
- ・ FEC の出力が “1” の場合 “1111001010”

となる。これは L5I コードに重畳された後、搬送波の変調に用いられる。

Q5-code は 20-symbol NH コード “00000100110101001110” が重畳される。

I5-code と Q5-code の NH コードの先頭は等しい。

### 2.4.3. L5 メッセージ

L5 信号に重畳されているメッセージは L5 CNAV で、50bps の速度で送信される。メッセージ本体の 276bit に 24bit の CRC 検査ビットを加えて 300bit にした後、符号化率 1/2、拘束長 7 の畳み込み符号器を経て 100 sps (Symbol per second) の L5 CNAV ビット列とし、これを L5I コード、10-symbol NH Code に重畳して搬送波の位相変調に用いている。

CRC はランダムなエラーとバーストエラーの検出が可能である。図 2-15 に L5 CNAV メッセージの基本構成を示す。

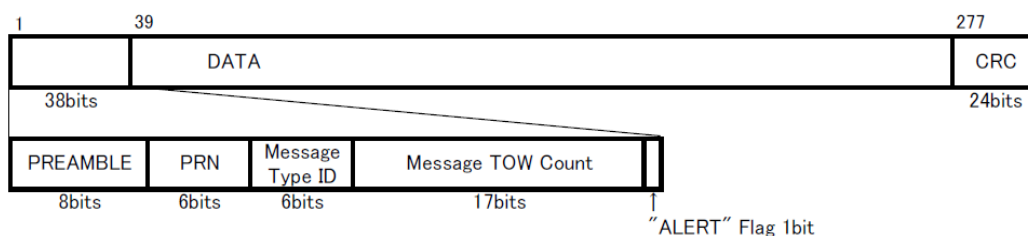


図 2-15 L5 CNAV メッセージ基本構成

L5 CNAV メッセージの内容を表 2-7 に示す。

表 2-7 L5 CNAV メッセージ内容と送信周期

メッセージタイプ	メッセージ内容	最大送信周期
10、11	エフェメリスデータ	24 秒
30 – 37	SV クロック	24 秒
30*	ISC、電離層パラメータ	144 秒
12、31*	GPS の Reduced アルマナックデータ	10 分 (全 SV のデータが送信される)
37	GPS の Midi アルマナックデータ	60 分 (全 SV のデータが送信される)
32*	EOP	15 分

33*	UTC パラメータ	144 秒
34*、13、14	Differential Correction データ	15 分
35*	GQTO	144 秒
36*、15	テキスト	必要に応じて

\*SV クロック補正情報も格納されている

\*\*最大値であり、より短いこともある

#### 2.4.4. L5 搬送波変調

図 2-16 に L5 搬送波変調周辺の構成を示す。

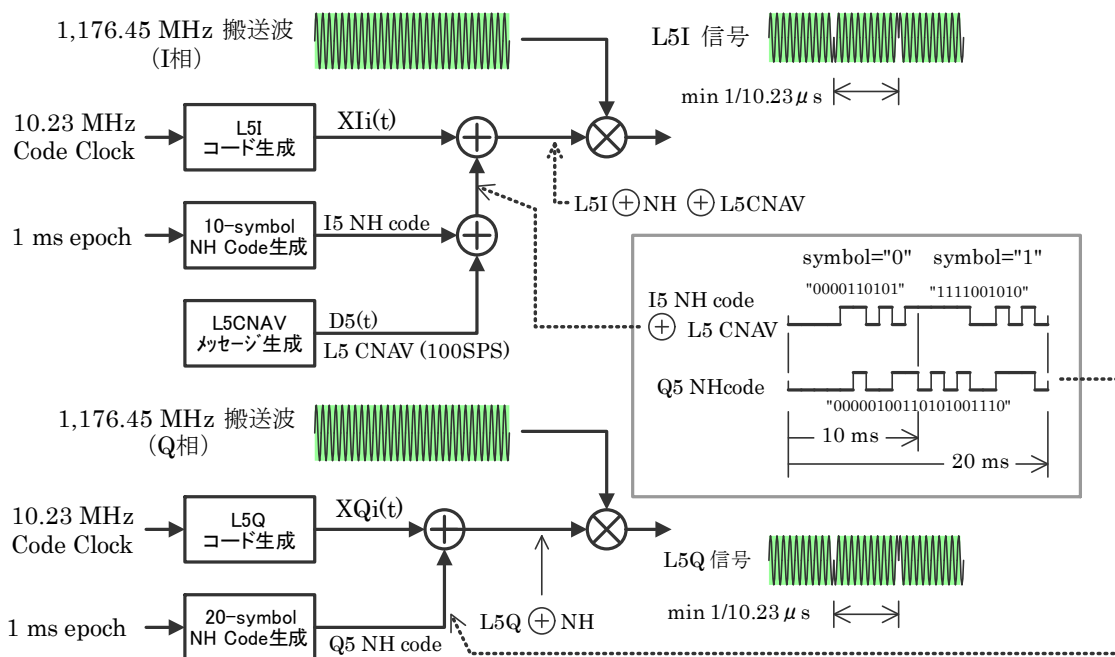


図 2-16 L5 搬送波変調

#### 2.5. L1C 信号 (GPS, QZSS)

L1C 信号は GPS の民間用信号として最も新しいもので、GPS では 2017 年に初号機打ち上げが計画されている GPS III シリーズから送信される。

QZSS ではすでに GPS に先駆けて (一部仕様が異なるが) 「みちびき」 から送信されており、先端の受信機開発や精度の評価などに利用されている。

L1C 信号にはメッセージデータの重畳されていないパイロット信号 L1C<sub>P</sub> と、メッセージデータの重畳された信号 L1C<sub>D</sub> がある。

L1C<sub>P</sub> は測距用の L1C<sub>P</sub>-code とオーバーレイコード L1C<sub>Co</sub>-code から、L1C<sub>D</sub> は L1C<sub>D</sub>-code と L1C のメッセージ列 D<sub>L1C</sub>(t) から構成されている。

L1C 信号を構成するコードを表 2-8 に示す。



表 2-8 L1C 信号を構成するコード

コード	機能	種類	チップングレート	コード長	コード周期
L1C <sub>P</sub>	測 距	Weil-Code	1.023 Mcps	10,230	10 ms
L1C <sub>D</sub>	測 距	Weil-Code	1.023 Mcps	10,230	10 ms
L1C <sub>O</sub>	オーバーレイ	Gold Code	100 cps	1800	18

### 2.5.1. L1C<sub>D</sub> 信号

L1C<sub>D</sub> の変調は BOC(Binary Offset Carrier)方式が採用されている。これは測距用のコード（コードクロック 1.023 MHz）にさらにバイナリのサブキャリア（1.023 MHz）成分を乗じたものである。L1 C/A のように、測距用のコードで直接 BPSK 変調を行った場合、信号電力の周波数成分は搬送波周波数付近がもっとも高いレベルとなるが、サブキャリア成分を乗じることで、搬送波周波数には信号成分が存在しなくなる。これにより、既存の BPSK 信号との干渉が少なくなり、さらに擬似距離観測精度と耐マルチパス性能の向上が期待できる。BOC 信号の生成の概念を図 2-17 に示す。

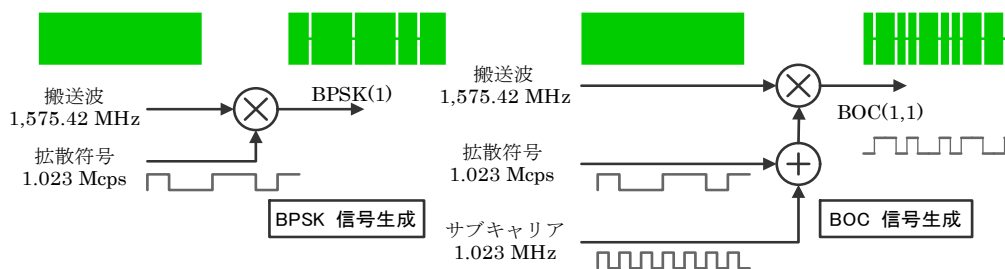


図 2-17 BOC 信号生成の概念

BOC 信号はサブキャリアの周波数が  $m$  (MHz)、測距コードのチップングレートが  $n$  (M chip/s) の場合、BOC ( $m,n$ ) と表される。L1C<sub>D</sub> は、BOC(1,1) である。図 2-18 に BPSK(1) と BOC(1,1) のスペクトラムを示す。BPSK(1) では中心周波数付近が最大のレベルであったが、BOC(1,1) では中心周波数には成分がなく、 $\pm 1$  MHz 付近に最大の成分が現れている。振幅は BPSK(1) より約 3 dB 低く、+側と-側を加えることで、同じ電力になる。BOC(1,1) の相関カーブは 8.5.2 項に示すように、C/A コードとは異なった形となる。

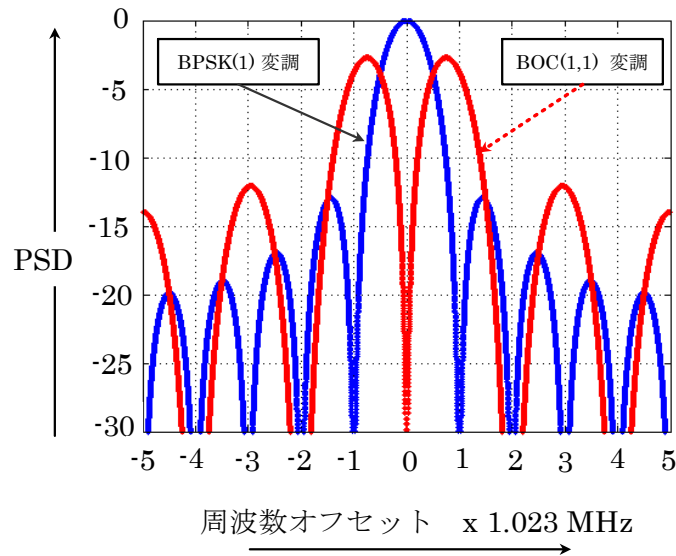


図 2-18 BPSK(1)と BOC(1,1)のスペクトラムの比較

### 2.5.2. L1CP 信号

L1CP信号は、TMBOC (Time Multiplexed Binary Offset Carrier) 信号形式を採用している。TMBOC は図 2-19 に示すように、BOC のサブキャリアの周波数が 2 つあり、時間の 10/11 を 1.023 MHz に、1/11 を 6.138 MHz に割当る方式である。(QZSS の TMBOC 対応は BLOCK II 衛星以降)

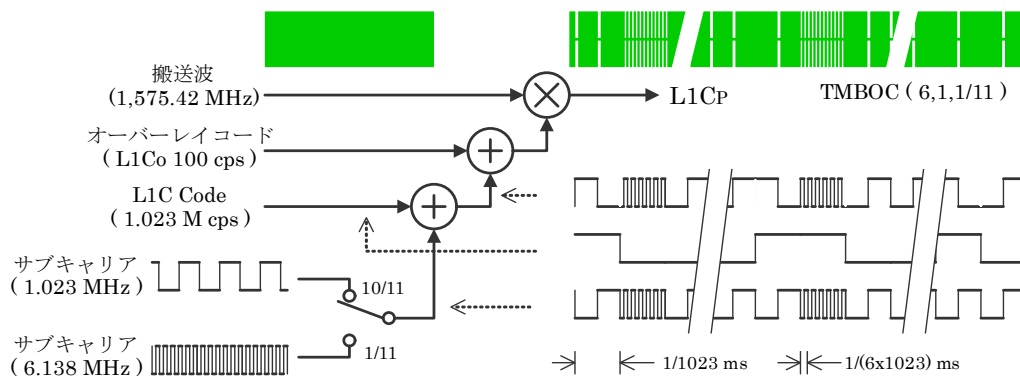


図 2-19 L1CP 信号の生成

### 2.5.3. L1C コード

L1C の測距コードは Weil-Code で、これは図 2-20 に示すように、

- 1) Legendre sequence (L(t)) とこれをシフトさせたものとの排他的論理和を取り、
- 2) 7 ビットの固定パターン “0110100” を挿入してコード長を 10230 chip としたもので

ある。PRN No. は、1)のコードのシフト量 (Weil Index) と 2)の固定パターンの挿入位置 (Insertion Index) によって決定されている。

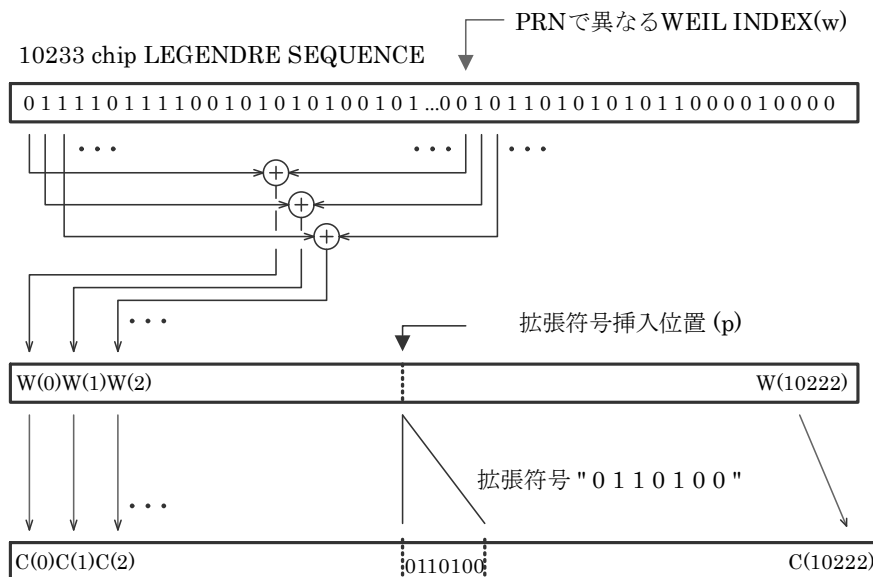


図 2-20 Weil-Code の生成

Weil-Code の基は長さ 10223 の Legendre sequence (L(t)) で、その定義は

L(0)=0;  
 L(t)=1, if there exists an integer x such that t is congruent to  $x^2$  modulo 10223;  
 L(t)=0, if there exists no integer x such that t is congruent to  $x^2$  modulo 10223;  
 (IS-GPS-800 3.2.2.1.1 Ranging Code Structure 参照)

である。

参考 : Legendre sequence の生成例

IS-GPS-800G で示された Legendre コード生成方法	
<pre> p=10223; L=zeros(1,p); for t=1:p-1;     x = 1;     while (x &lt;= (p-1)/2)         if (mod(x*x,p) == t)             L(t+1) = 1;             break;         end         x = x + 1;     end end end                     </pre>	<pre> for i=1:24     fprintf('%2d',L(i)); end fprintf('\n');  for i=10200:10223     fprintf('%2d',L(i)); end fprintf('\n');                     </pre>
	<pre> 0 1 1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1 0 1 0 0 1 0 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 0                     </pre>

#### 2.5.4. オーバーレイコード

L1CP 信号に重畳されるオーバーレイコードは 100 (symbol/s)、コード長 1800 (symbol) の M 系列符号が用いられている。(拡張用として、Gold Code も準備されている)。11 段の LFSR の初期状態 PRN No.別に定義 (IS-GPS-800C Table 3.2-3) されており、この状態から生成を開始し、1800 チップ後、再び初期状態に戻るよう制御する。

受信機側ではオーバーレイコードのパターンを解読することで、測距コードの周期 10 (ms) の上位の時刻のタイミングを決定することができる。

オーバーレイコードのタイミング決定後は受信機側でコードを生成し、受信信号に乗じることで、その影響を取り除くことができる。これによって、搬送波の追尾は Costas Loop ではなく、PLL で可能となり、追尾限界を 6 dB 低下させることができる。

#### 2.5.5. L1C メッセージ

L1CD 信号に含まれるメッセージは CNAV-2 で、1 メッセージは 1800 (symbol)。これを 100 (sps) の転送速度により 18 秒で送信する。メッセージの先頭は L1CD に重畳されているオーバーレイコード L1Co の先頭タイミングと一致している。

メッセージは図 2-21 に示すように、Time Of Interval (TOI)、Clock & Ephemeris (C&E)、Variable Data (Var) の 3 つのサブフレームから構成されている。

- ・ TOI は 2 時間周期の時刻からの経過時間 (18 秒エポックの発生回数) を示す。
- ・ Subframe 2 は衛星クロック、軌道情報など (概ね NAV メッセージのサブフレーム 1 ~3 に相当)
- ・ Subframe 3 は電離層やアルマナック情報など (NAV メッセージのサブフレーム 4,5 に相当)

が含まれている。

TOI は BCH (Bose, Chaudhuri, and Hocquenghem) 方式による符号化を行う。Clock & Ephemeris と Variable Data はそれぞれ独立に 24 ビットの CRC 検査ビットを付加した後 LDPC (Low Density Parity Check) 方式による符号化を行い、さらにインターリーブを施し、1748 symbol の航法メッセージとする。

TOI は全衛星が同じシンボルを送信する。また subframe 2 は 15 分の間は同一データが送信されることが保障されている。これらのデータは衛星間あるいは、複数の時間にわたるシンボルを積算することで S/N を向上させることができる。

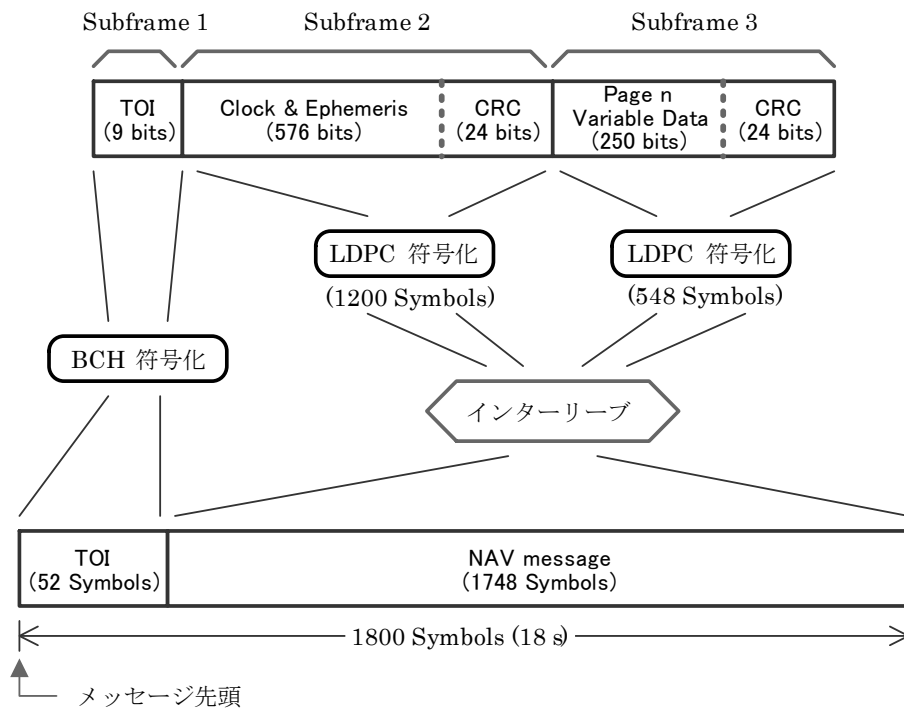


図 2-21 L1C 航法メッセージの構成

## 2.6. QZS L6 (旧 LEX) 信号 (QZSS)

LEX (L-band experiment) 信号は、これまで QZS 初号機「みちびき」から中心周波数 1,278.5 (MHz) で、測距用の Long Code とメッセージ用の Short Code を送信してきました。QZS が平成 29 年 2 月 28 日に JAXA から内閣府に移管されるに伴い、インターフェース仕様書が JAXA 版から内閣府のものに移行し、信号の名称などに変更が生じている。QZS Block I 衛星は「みちびき」を示し、Block II は平成 29 年 6 月以降に打ち上げを予定している衛星を示す。

表 2-9 に Block I の信号構成を、表 2-10 にコード仕様を示す。コードは全て Kasami code が使われている。これは嵩 忠雄氏が発明したコードで、相互相関が小さいことが特徴である。

表 2-9 QZS L61 信号構成 (Block I)

周波数帯	信号名	変調	PRN コード名	メッセージ名称	データ内容
L6	L61	BPSK (時分割)	L6 (code 1) (旧 Short Code)	L6D	センチメートル級測位補強
			L6 (code 2) (旧 Long Code)	—	—

表 2-10 QZS L61 PRN コード仕様 (Block I)

PRN 名称	コード	Chip レート	コード長	コード周期
L61 (code1)	Small Kasami	2.5575 Mcps	10,230 chip	4 ms
L61 (code2)	Small Kasami	2.5575 Mcps	1,048,575 chip	410 ms

表 2-11 に Block II の信号構成を、表 2-12 にコード仕様を示す。

表 2-11 QZS L62 信号構成 (Block II)

周波数帯	信号名	変調	PRN コード名	メッセージ名称	データ内容
L6	L62	BPSK (時分割)	L6 (code 1)	L6D	センチメートル級測位補強
			L6 (code 2)	L6E	センチメートル級技術実証

表 2-12 QZS L62 PRN コード仕様 (Block II)

PRN 名称	コード	Chip レート	コード長	コード周期
L62 (code1)	Small Kasami	2.5575 Mcps	10,230 chip	4 ms
L62 (code2)	Small Kasami	2.5575 Mcps	10,230 chip	4 ms

Code 1 と Code 2 は L2C の CM と CL の送信と同様にチップ毎に時間的に交互に選択されて搬送波の位相変調 (BPSK) に用いる。L61 信号の構成を図 2-22 に示す。

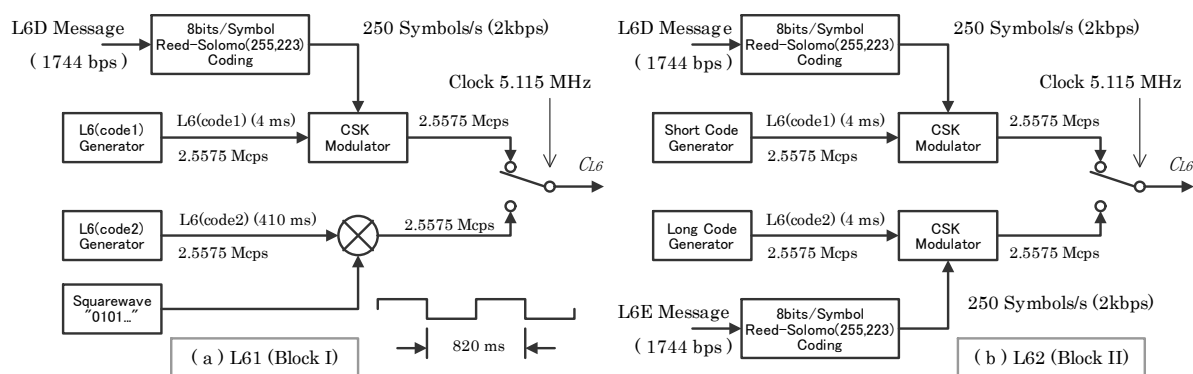


図 2-22 L61 信号の構成

### 2.6.1. L61 (Block I) コード生成

L61(Block I)のコード生成の構成を図 2-23 に示す。L61 Code 1 (旧 Short Code)と L61 Code 2 (旧 Long Code)の 2 種の Kasami Code 生成のために、20 段の LFSR を 2 組と 10 段の LFSR を用いる。それぞれのコード生成器に対する初期値の設定を変えることで、必要な衛星番号 (PRN No.) のコードを発生できる。

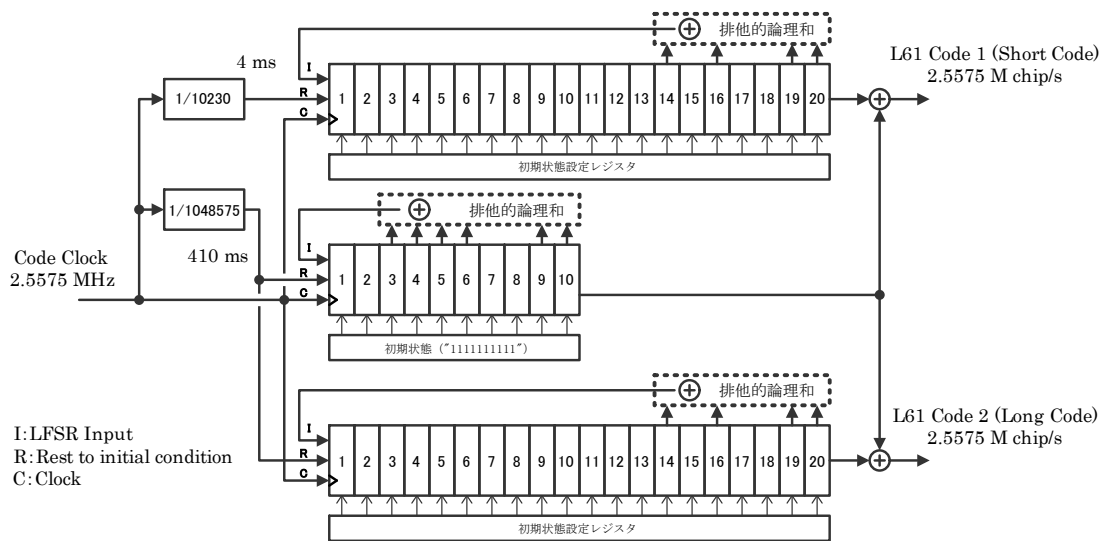


図 2-23 L61 コードの生成

図 2-24 に L61 コード生成の状態を示す。最初に 20 段の LFSR は衛星によって定められた初期状態に設定される。10 段の LFSR は全段“1”が設定される。

クロックが入力される都度各 LFSR は状態を変え、コードを生成する。ショートコードの LFSR が生成するコードは先頭の 10,230 chip のみを利用する。そのため、別途設けたクロックの 10,230 カウンタがカウントアップする度に、初期状態が設定される。

10 段 LFSR の初期値は常に“1111111111”であり、その後 1023 クロックで状態を一巡することを繰り返す。特に制御を必要としない。

L61 Code 2 用の 20 段 LFSR の初期値も衛星ごとに異なっている。410 ms で 1,048,575 chip を生成する動作を繰り返す。この間に 10 段 LFSR は 1025 回、1023 chip のコードを生成する。

L61 Code 2 の周期は 410 ms で、L61 Code 1 は 4 ms である。Code 1 と Code 2 の先頭が一致するのは 820 ms 周期である。

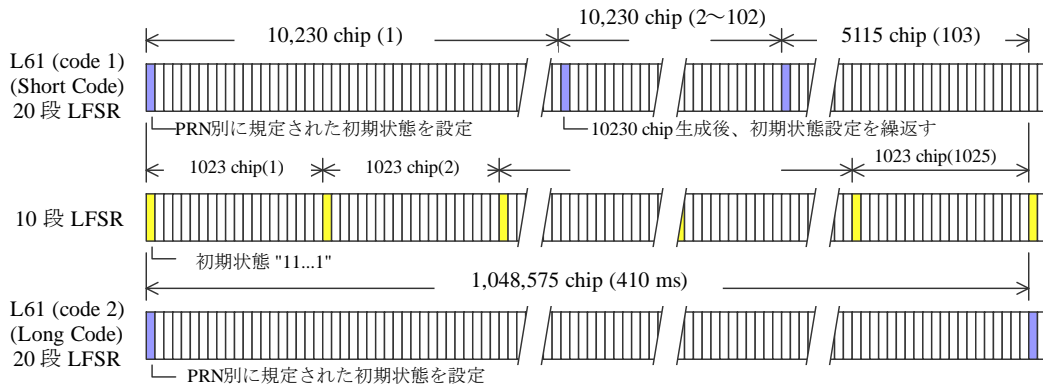


図 2-24 L61 コード生成

### 2.6.2. L62 (Block II) コード生成

図 2-22 に示すコード生成の Code 2 の部分が Code 1 と同じ構成になったものである。Code 2 の周期も 4 (ms) となり、410 (ms) で初期化を行うための  $1/1048575$  のカウンタも不要となった。

### 2.6.3. L6D, L6E メッセージ変調

L61 (code 1)、L62 (code 1) には、メッセージ L6D が、L62 (code 2) にはメッセージ L6E が重畳されている。これらのメッセージの変調は GNSS では他に例のない、**CSK** (Code Shift Keying) 方式を採用している。これはメッセージ情報をコード位相 (基準のタイミングからの遅れ) によって送信するもので、その概念を図 2-25 に示す。

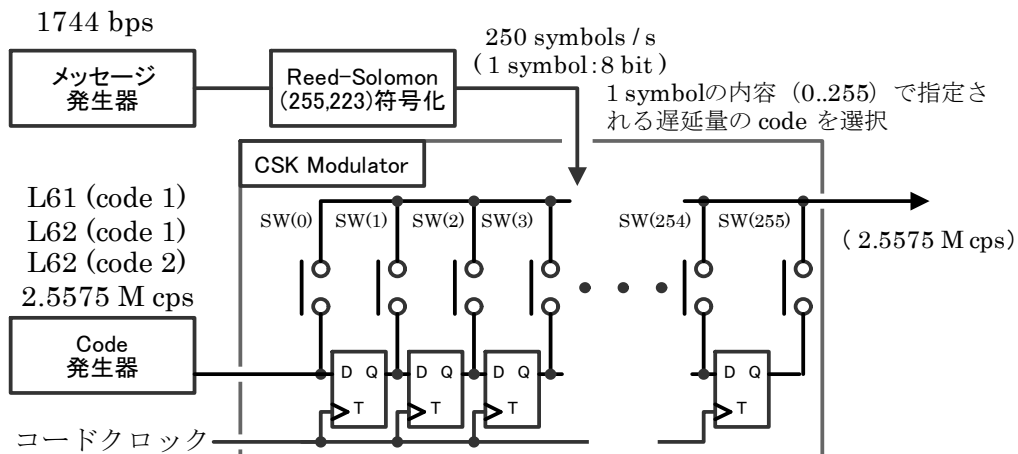


図 2-25 L61、L62 信号 CSK 変調の概念

メッセージのレートは 1 秒間 250 シンボルで、1 シンボルは 8 ビット (0..255) の情報を有している。Short Code を 0 から 255 chip 遅延させた信号を準備し、その中からシ



ンボルの内容 ( $n, n=0..255$ ) に一致した  $sw(n)$  を閉じることで、メッセージに応じて遅延した Code を選択し、搬送波の変調に用いる。

#### 2.6.4. L6D, L6E メッセージ復調

C/A 信号では、delay lock loop でコード追尾を行い、costas loop による位相の追尾が維持されておれば、I 相の相関器出力にメッセージ成分が現れ、これを読み取ることで復調できた。

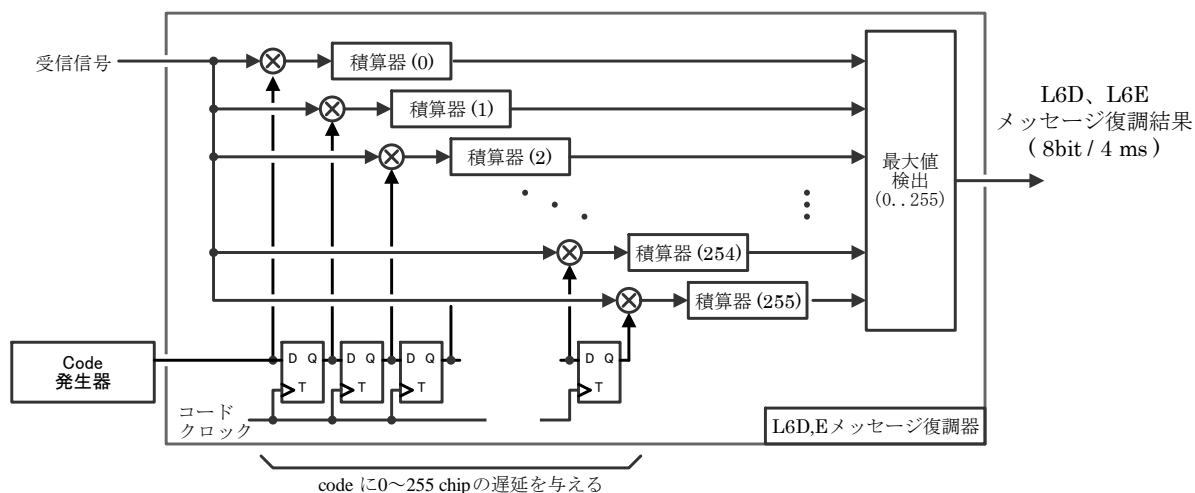


図 2-26 LEX メッセージ復調器の例

しかし、L6 信号の CSK 方式では、メッセージ (バイト単位) によって L62 (ロングコード) に対する L61 (ショートコード) の遅延量=位相を 4 ms ごとに変化させている。このために、ショートコードは追尾が出来ない。メッセージ復調にはロングコードを基本的にショートコードを生成し、これを 0~255 chip の間で遅延させ、どの遅延量で最も相関が大きいかを検出する仕組みが必要である。このような構成の相関器の例を図 2-26 に示す。Block I の L61 (code 1) 信号ではメッセージ L6D 復調のための基準タイミングは L61 (code 2) を利用することができた。Block II では code 1、code 2 共にメッセージが重畳されるため、基準タイミングは L1 C/A などの他の周波数の信号を利用する必要がある。(プリアンプルのパターンを利用する方法も提案されている)

#### 2.6.5. L6D, L6E メッセージ

L6D, L6E メッセージは 1 フレーム 2000 ビットで、1 フレームを 1 秒で送信する。フレームの先頭にはプリアンプル、内容を識別するタイプ ID がある。メッセージは 250 (sps) の転送速度であるが、CSK 方式によって、1 シンボルあたり 8 ビットのデータを

送信しており、結果として 2000 ビット/秒の転送速度を確保している。図 2-27 に LEX 信号メッセージ構造を、表 2-13 にメッセージタイプ ID の内容を示す。

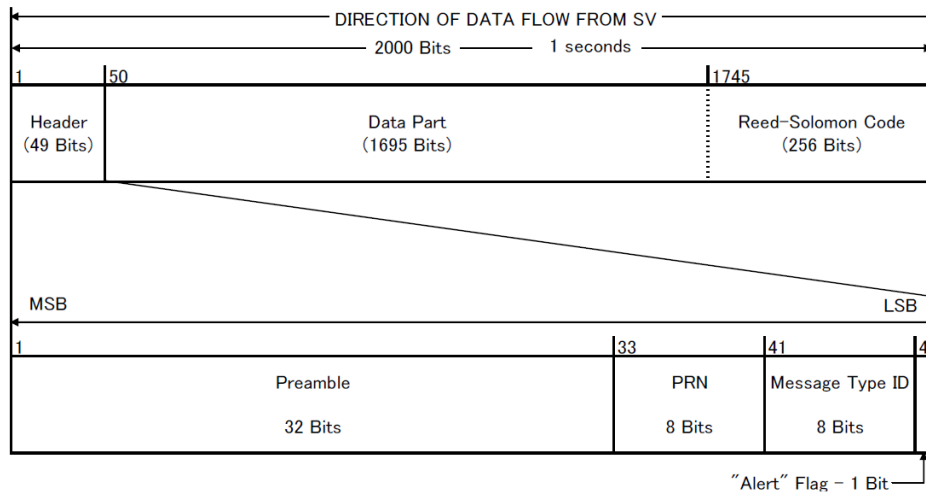


図 2-27 L6D、L6E 信号メッセージ構造

表 2-13 L6D、L6E 信号メッセージタイプ ID 内容

Bit Field	データ名	Note
7-5	Vendor ID	“101” <sup>(B)</sup> for CLAS
4-3	Message Generation Facility ID	“00” <sup>(B)</sup> Hitachi-Ota “01” <sup>(B)</sup> Kobe
2-1	Reserved	
0	Subframe indicator	“1” <sup>(B)</sup> : first data frame of a subframe “0” <sup>(B)</sup> : others

IS-QZSS-L6-001 より抜粋

CLAS データの内容は、Quasi-Zenith Satellite System Interface Specification Centimeter Level Augmentation Service (IS-QZSS-L6-001) 及び RTCM STANDARD 10403.2 を参照

## 2.7. 民間用信号一覧

以上で紹介した GPS と QZSS の民間用の信号について表 2-14～表 2-16 に仕様をまとめた。

表 2-14 L1 帯の信号仕様

周波数		1575.42 MHz			
信号名		C/A	L1S	L1C	
				Data	Pilot
測距 コード	シンボル	$G_i(t)$	L1S	L1C <sub>D</sub>	L1C <sub>P</sub>
	種類	Gold Code	Gold Code	Weil Code	Weil Code
	周波数	1.023 MHz	1.023 MHz	1.0123 MHz	1.023 MHz
	コード長	1023 (1 ms)	1023 (1 ms)	10230 (1 ms)	10230 (1 ms)
オーバーレイコード		—	—	—	1800 (chip)
変調方式		BPSK(1)	BPSK(1)	BPSK(10)	TMBOC(6,1,1/11)
メッセージ名称		LNAV	SLAS	CNAV-2	—
符号化		—	1/2 FEC	*	—
転送レート		50 bps	250 bps/500 sps	50 bps/100 sps	—
最低受信信号電力		-158.5 dBW	-161.0 dBW ** -158.5 dBW ***	-163 dBW	-158.25 dBW

\*1 2.5.5 項参照、\*\* QZSS Block I 衛星、\*\*\* QZSS Block II 衛星

表 2-15 L2、L5 帯の信号仕様

周波数		1227.60 MHz		1176.45 MHz	
信号名		L2C		L5	
		CM	CL	I	Q
測距 コード	シンボル	$C_{M,i}(t)$	$C_{L,i}(t)$	$I_{5,i}(t)$	$Q_{5,i}(t)$
	種類	M 系列	M 系列	M 系列	M 系列
	周波数	511.5 kHz	511.5 kHz	10.23 MHz	10.23 MHz
	コード長	10,230 (20 ms)	767,250 (1.5 s)	10230 (1 ms)	10230 (1 ms)
NH Code		—	—	10 chip	20 chip
変調方式		BPSK(1)		BPSK(10)	BPSK(10)
メッセージ名称		CNAV*	—	L5 CNAV	—
シンボル		$D_c(t)$			
符号化		1/2 FEC*	—	1/2 FEC	—
転送レート		50 sps*	—	100sps/50bps	—
最低受信信号電力		-158.5 dBW**		-157.9 dBW***	-157.9 dBW***

\* : CNAV 以外のオプションもある。詳細は IS-GPS-200H 参照

\*\* : CM,CL の合計。

\*\*\* : Block IIF の値。BLOCK III は-157.0 dBW

表 2-16 QZS L6 信号仕様

周波数		1278.75 MHz			
信号名		Block I		Block II	
		Code 1	Code 2	Code 1	Code 2
コード	シンボル	L61 (code 1)	L61 (code 2)	L62 (code 1)	L62 (code 2)
	種類	Kasami 系列	Kasami 系列	Kasami 系列	Kasami 系列
	周波数	2.5575 Mcps	2.5575 Mcps	2.5575 Mcps	2.5575 Mcps
	コード長	10,230 (4 ms)	1,485,575 (410 ms)	10,230 (4 ms)	10,230 (4 ms)
変調方式		BPSK(5)		BPSK(5)	
メッセージ名称		L6D	—	L6D	L6E
符号化		RS(255,223)	—	RS(255,223)	RS(255,223)
転送レート		250 sps/2k bps	—	250 sps/2k bps	250 sps/2k bps
最低受信信号電力		-155.7 dBW (code 1 + code 2)		-156.82 dBW (code 1 + code 2)	

QZS では此の表の他に

L1sb(SBAS) : Block II 静止衛星で、2020 年頃から (L1 帯)

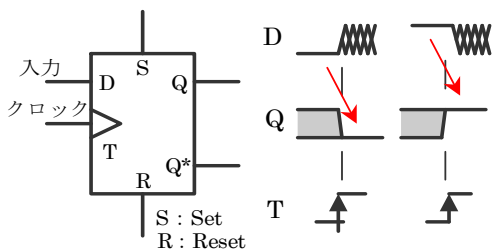
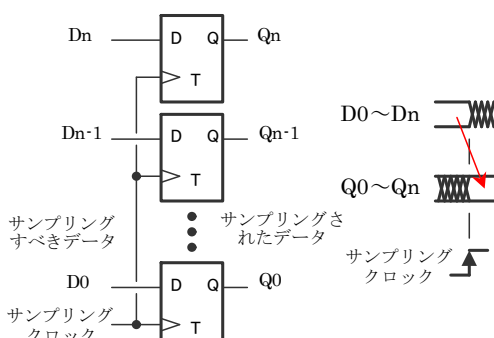
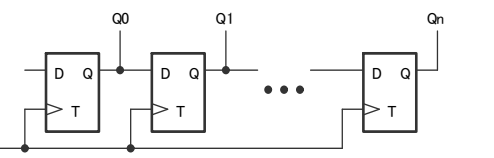
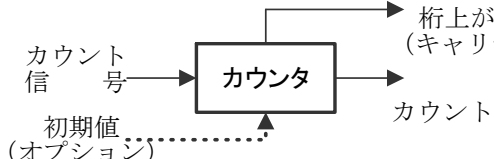
L5S : 測位技術実証サービス信号が Block II 衛星から送信される予定。(L5 帯)

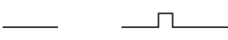



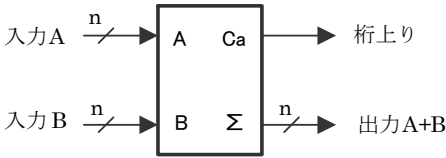
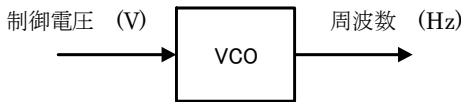
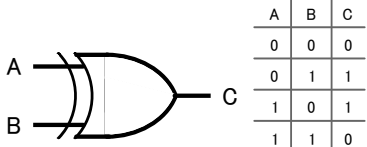
### 3. いくつかの項目についての解説

#### 3.1. 要素回路

信号処理回路の紹介に先立ち、表 3-1 で基本的な要素について紹介する。

表 3-1 要素部品解説

要素	機能
<p>D-FF (ディ フリップフロップ)</p>  <p>入力 D, クロック T, S: Set, R: Reset, 出力 Q, Q*</p>	<p>クロック T が 0 から 1 に変化したとき、その直前の入力 D の値が Q に反映される。入力 D の情報を記憶する、あるいは入力 D の情報をクロックパルスが入力されるまで遅らせる働きを有する。そのため、遅延 (Delay) フリップフロップとも呼ばれる。</p> <p>Q の値を直接セット、またはリセットできる機能を有するものもある。この機能は記憶されていたデータのクリアあるいは任意のデータの設定に利用することができる。</p>
<p>サンプリングレジスタ</p>  <p>サンプリングすべきデータ D<sub>0</sub>~D<sub>n</sub>, サンプルされたデータ Q<sub>0</sub>~Q<sub>n</sub>, サンプルクロック T</p>	<p>D-FF を横 (並列) に繋ぎ、共通のクロックを持つ。</p> <p>多ビットのデータの同一タイミングでのサンプリングに利用できる。GPS 受信機では相関器のデータや、NCO の状態 (位相) を CPU の読み取りのために記憶する、NCO の回路の一部を構成するなど、多くの部分で利用されている</p>
<p>シフトレジスタ</p>  <p>Q<sub>0</sub>, Q<sub>1</sub>, ..., Q<sub>n</sub></p>	<p>D-FF を必要な段数縦に繋いだものである。クロックが与えられる都度、データが D-FF 一段ずつシフトされる。シリアルデータをパラレルに変換する回路に良く利用されるが、GPS 受信機では擬似雑音符号発生回路の一部や、Early、Punctual、Late のようにタイミングが異なった信号を作るために利用されている。</p>
<p>カウンタ</p>  <p>カウント信号, 初期値 (オプション), 桁上がり (キャリー), カウント値</p>	<p>入力された信号の数を積算してゆくもので、実回路では種類が多いが、本テキスト中では、カウンタ出力は初期状態“0”から、信号が入力されるたびに、一つ増加し、定められた値に達すると、次の信号入力で、再度“0”に戻る動作を繰り返すものと、概念的に捕らえて頂きたい。</p> <p>相関器でもカウンタは、アナログ回路における積</p>

<p>桁上がり (キャリー) </p> <p>最大値 </p> <p>カウント値 </p> <p>カウント信号 </p>	<p>分器の機能を有するものとして利用される。このとき、入力は+、-の値を持ち、-の場合は出力が減る方向にカウントされる。</p> <p>またクリア機能によって、出力を初期値“0”に戻すことができるもの、任意の値に初期化できるものもある</p> <p>C/A コードの発生回路に用いられるコードクロックカウンタは 0..1022 の間をカウントし、1023 クロック目でゼロに戻る。このとき、先頭コードであることを示す“コードエポック”を出力する。</p>															
<p>加算器</p>  <p>入力A <math>n</math> → A Ca → 桁上り</p> <p>入力B <math>n</math> → B Σ <math>n</math> → 出力A+B</p>	<p>バイナリデータの加算を行う。</p> <p>N ビットの A 及び B のデータが入力されると、出力Σに A + B のデータを出力できる。結果が N ビットからあふれる場合は、「桁上がり : carry」のビットを出力する。</p> <p>GPS 受信機ではコード NCO、キャリア NCO に使用される。</p>															
<p>VCO</p>  <p>制御電圧 (V) → VCO → 周波数 (Hz)</p>	<p>電圧により、周波数を可変 (制御) できる発振器のこと。共振回路の一部にバラクタダイオードを用い、そのバイアス電圧を制御することで、容量を変化させ、発信周波数を変えるものが多い。</p> <p>GPS 受信機では IF 信号を作るための局部発振器として用いられている。(1.5Ghz から IF 周波数を作るために必要。1V の制御電圧の変化で 50MHz 以上周波数が変化する)</p>															
<p>排他的論理和</p>  <table border="1" data-bbox="539 1339 651 1485"> <thead> <tr> <th>A</th> <th>B</th> <th>C</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>0</td> <td>0</td> <td>0</td> </tr> <tr> <td>0</td> <td>1</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </tbody> </table>	A	B	C	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	<p>信号の相関を取る (ビット単位の乗算器) ために用いられる。図中で乗算器として示されている部分を実際の回路で実現するとき、排他的論理和が用いられる</p>
A	B	C														
0	0	0														
0	1	1														
1	0	1														
1	1	0														

### 3.2. デシベル (dB)

デシベル (dB) とは  $a$  と  $b$  の電力 (エネルギー) の比を  $10\log_{10}(a/b)$  で表した無次元の量である。

電圧や電流の比を dB で表すときには  $20\log_{10}(a/b)$  で計算する。そのほかにも比を dB で示すものがある。例を表 3-2 に示す。

表 3-2 物理量の比の dB による扱い

物理量	dB 換算	0 dB の値	使用例
電 圧	20 log <sub>10</sub>	1 (V) : dBV	600 Ω インピーダンスの音響系で良く用いられる 0 dB のとき、1mW である
		0.775 (V) : dBu	
電 力	10 log <sub>10</sub>	1 (mW) : dBm	GNSS で用いられる場合、インピーダンスは 50 Ω が多い。
		1 (W) : dBW	
時 間	10 log <sub>10</sub>	1 (s)	平均時間による S/N 改善などで用いられる
周波数	10 log <sub>10</sub>	1 (Hz)	雑音帯域幅と通過する雑音電力の関係など
温 度	10 log <sub>10</sub>	1 (° K)	熱雑音など
距 離	20 log <sub>10</sub>	1 (m)	衛星⇒受信機間の距離と受信信号レベルなど
面 積	10 log <sub>10</sub>	1 (m <sup>2</sup> )	アンテナ実効面積など

### 3.3. 搬送波電力対雑音電力密度 (C/N0)

信号電力を**雑音電力密度**で除したもの。**信号電力対雑音電力密度比**と呼ばれる場合もある。信号電力 C の単位は (W)、雑音の大きさは、電力が周波数一様に分布していると考えて、単位周波数当たりの電力 (雑音電力密度 N0。単位は (W/Hz) ) で表す。C/N0 は信号電力を雑音電力密度で除したもので、単位は(Hz)である。此の値は信号電力と同じ雑音電力となるためにはどれだけの帯域の雑音成分を必要とするかを意味するが、信号電力と帯域 1 Hz 分の雑音電力の比と見ることもできる。(帯域幅 1 (Hz)を通過させた結果の S/N でもある) 数値が大きいほど信号の成分が大きい (品質が良い) ことを示す。

図 3-1 に C/N0 の概念を示す。C/N0 を数値で表すときは、周波数を dB に換算して、単位を(dB·Hz)とするのが一般的である。

C/N0 での表現を用いるのは、S/N は帯域幅で値が変化し、信号の質そのものが異なったか否かが把握しにくいこと、C/N0 がわかれば、**通過帯域幅**を与えると S/N 値への換算ができるからである。

GPS 受信機では受信信号に逆拡散を施し、狭帯域のフィルタを通過させると、S/N は大きく向上するが、これは帯域幅を制限したために、通過する雑音成分が減少したためであり、必ずしも信号の質が良くなった結果ではない。

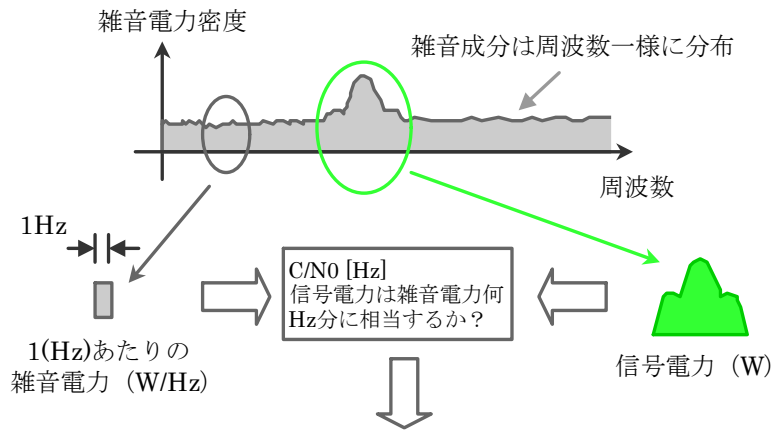
アンテナで受信した信号の C/N0 はそれ以降の処理で向上することはなく、劣化する一方である。信号の入り口から、擬似距離観測データまでの C/N0 を評価することで、どの部分で、信号品質の低下が生じているかを見ることもできる。

熱雑音 -178.6 dBm/Hz

$$P_n = kTB[W]$$

k : ボルツマン定数 [J/K] 1.3806488(13) x 10<sup>-23</sup> [J/K]

純粋な抵抗に生じる熱雑音はこの式で求めることができる。



*dB*で表わす場合、  
 $C/N_0 = 10 \log_{10}(\text{信号電力}/1\text{Hz当りの雑音電力})[\text{dB} - \text{Hz}]$

図 3-1 C/N0 の概念

### 3.4. 等価雑音帯域幅

ある系に周波数電力密度一様の白色雑音を通させた場合、系の周波数応答によって、入力された電力の一部が通過する。

フィルタが理想的な矩形の周波数応答を有するものとして、入力の雑音電力密度 (W/Hz) と出力の雑音電力との関係を表すものが、**等価雑音帯域幅**である。

$$\text{出力雑音電力 (W)} = \text{等価雑音帯域幅 (Hz)} \times \text{雑音電力密度 (W/Hz)}$$

の関係がある。

系の周波数応答が  $H(\omega)$  で表されるとき、等価雑音帯域幅は  $B_n =$

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |H(\omega)|^2 d\omega \text{ (Hz)} \quad (3-1) \text{式で示すこと}$$

ができる。

$$B_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |H(\omega)|^2 d\omega \text{ (Hz)} \quad (3-1)$$

等価雑音帯域幅と C/N0、S/N の関係を図 3-2 に示す

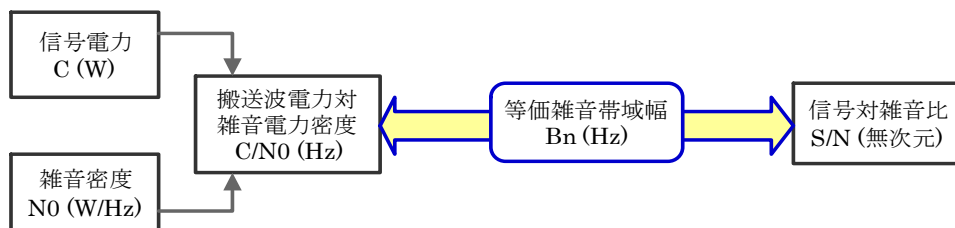


図 3-2 等価雑音帯域幅と C/N0、S/N の関係



#### 4. 受信機アナログ部

L1 C/A 信号を受信するアナログ部について紹介する。他の周波数帯のアナログ部も周波数が異なる以外は同様である。アナログ部はL帯（L1 C/A コードでは中心周波数1,575.42MHz）RF 信号を入力し、周波数変換、増幅、帯域制限、デジタイズなどを行い、デジタル信号処理回路にデジタル信号を供給する。

##### 4.1. 等価雑音帯域幅受信信号電力

受信機ではどのようなレベルの信号を受信できるのか？種々のパラメータをもとに、受信電力を計算した例を表 4-1 に示す。

表 4-1 衛星送信信号電力、各種損失、受信アンテナ電力

	低仰角衛星 (el=5°、α=±13.9°)	中仰角衛星 (el=40°、α=±10.6°)	高仰角衛星 (el=90°、α=±0°)
衛星アンテナ入力電力	14.3 dBW (27W) GPS 仕様書から引用した値		
距離 (km)	25,240	22,020	20,190
伝播損失 (1/4 π r <sup>2</sup> )	-159.0 dB	-157.8 dB	-157.1 dB
衛星アンテナ利得	12.1 dB	12.9 dB	10.2 dB
等価等方輻射電力 (EIRP (地球方向))	26.4 dBW (437 W)	27.2 dBW (525 W)	24.5 dBW (282 W)
対流圏伝播損失	0.5 dB	0.5 dB	0.5 dB
受信電力密度 (PDs)	4.8 x 10 <sup>-14</sup> W/m <sup>2</sup> =-133.1 dBW/m <sup>2</sup>	7.8 x 10 <sup>-14</sup> W/m <sup>2</sup> =-131.1 dBW/m <sup>2</sup>	4.9 x 10 <sup>-14</sup> W/m <sup>2</sup> =-133.1 dBW/m <sup>2</sup>
等方性受信アンテナ 実行面積 (λ <sup>2</sup> /4 π)	2.87 x 10 <sup>-3</sup> [m <sup>2</sup> ]=-25.4 [dBm <sup>2</sup> ]		
等方性アンテナ受信電力	-158.5 dBW	-156.5 dBW	-158.5 dBW
受信アンテナ利得	-4 dBic	+2dBic	+4dB
C/A コード受信電力	-162.5 dBW	-154.5 dBW	-158.5 dBW

出典：精説GPS 基本概念・測位原理・信号と受信機 改訂 第2版 測位航法学会 表 10.1、表 10.2

2005 年ころの情報では L1 C/A コードの送信電力 P<sub>T</sub> は約 27W (14.3dBW) とされていた。衛星と地球表面までの距離は仰角によって約 25000km~20000km と変化し、衛星からの送信電力は、この距離を半径とする球面上に一様に広がる。

表面積は 4πr<sup>2</sup> で、8.0×10<sup>15</sup>~5.1×10<sup>15</sup> (m<sup>2</sup>) (159.0~157.1 (dB)) となる。

従って地表における単位面積あたりの電力は、例えば衛星仰角 5° の例では

$$14.3 \text{ (dBW)} - 159.0 \text{ (dBm}^2\text{)} = -144.7 \text{ (dBW / m}^2\text{)}$$

が得られる。この値は衛星からの送信電力が全方向に均一に放射された場合の値であるが、衛星は指向性を持ったアンテナを用いており、送信は地球方向に向けてのみ行われる。電

力を特定の方向に集中させると、送信電力を増したのと同じ効果があり、この効果の大きさが送信アンテナ利得  $G_T$  である。 $G_T$  を 12.1 (dB) とすると、送信電力 14.3 (dBW) は等価的に 26.4 (dBW) (=436.5 (W)) に増加する。この値を等価等方輻射電力 (EIRP : equivalent isotropically radiated power) と呼ぶ。地表での信号電力は等価当方輻射電力/球面の面積 で求めることができ、

$$26.4 - 159.0 = -132.6 \text{ (dBW/m}^2\text{)}, \text{ となる。}$$

以上を式に纏めると、衛星から  $R(m)$  の距離における単位面積あたりの受信電力  $\Phi$  を(4-1)式で示すことができる。

$$\Phi = \frac{P_T G_T}{4\pi R^2} \text{ (W/m}^2\text{)} \quad (4-1)$$

$P_T$  : 送信電力 (W)、 $G_T$  : 送信アンテナ利得  
( $\Phi$  は電力空間密度 Power Spatial Density と呼ばれる)

アンテナ側ではこの面積中の電力を全て集めることはできず、信号の波長によって決定される実効面積 ( $\lambda^2/4\pi$  ( $m^2$ )) が決まっている。

L1 C/A 信号の周波数 1,575.420 MHz から波長は 0.19 m であり、実効面積は  $2.87 \times 10^{-3} \text{ (m}^2\text{)} = -25.4 \text{ (dBm}^2\text{)}$  となる。アンテナ利得  $G_R$  が “1” (=0dBi) のアンテナで受信した場合、等価的にこの面積に相当する部分の電力をアンテナ出力として得ることができる。(アンテナの利得は一様ではなく、特に仰角の変化に対して大きく変動する) 以上より、アンテナ有効面積  $A$  を(4-2)式で示すことができる。

$$A = \lambda^2 \cdot G_R / 4\pi \text{ (m}^2\text{)} \quad (4-2)$$

$\lambda$  : 波長、 $G_R$  : 受信アンテナ利得

得られる電力は単位面積あたりの受信電力にアンテナ有効面積を乗じた、(4-3)式となる。

$$\text{受信電力} = \Phi \cdot A = \frac{P_T G_T}{4\pi R^2} \cdot \frac{\lambda^2 G_R}{4\pi} = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (4-3)$$

仰角 5 度のアンテナ利得を -4 dBi、対流圏による減衰を 0.5 dB として、受信電力を求めると、

$$14.3 + 12.1 - 159 - 25.4 - 4 - 0.5 = -162.5 \text{ (dBW)}$$

を得ることができる。以上の関係を図 4-1 に示す。

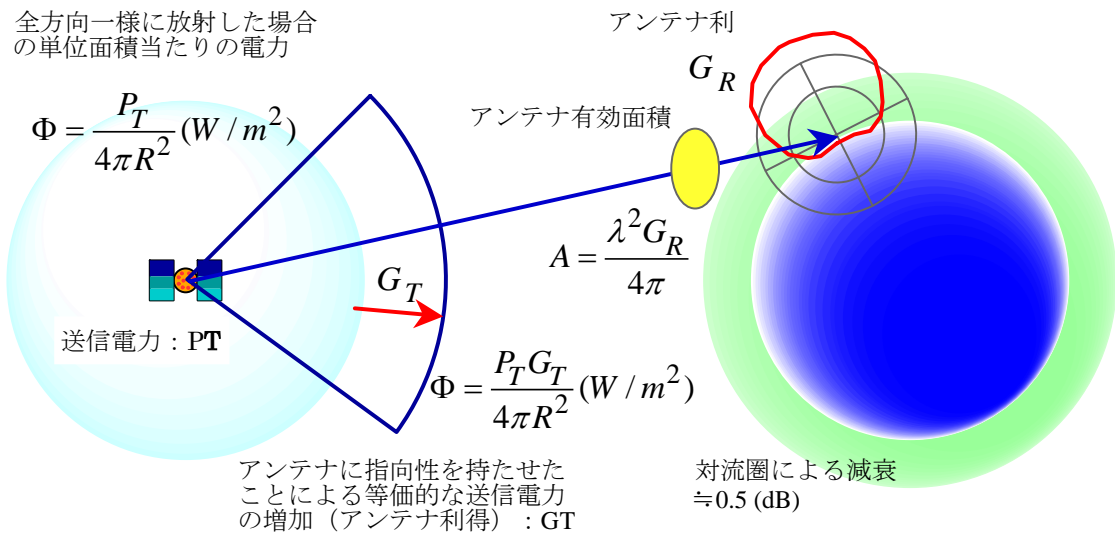


図 4-1 衛星信号受信電力

#### 4.2. アンテナで生じる雑音

アンテナからは受信した信号電力と併せ、雑音成分も出力される。これは抵抗で生じる熱雑音にあたるもので、アンテナの温度 ( $T_A$ ) の関数として示されることが多い。この雑音成分は自然界に存在する種々の要因によるもので、抵抗と異なり、アンテナ自体を冷却しても雑音電力が減少することはない。GPS アンテナの指向性を天空方向に向けた場合（雑音が少ない）と、地上に向けた場合で、雑音の大きさが異なることが確認できる。受信信号電力に加えて雑音電力の大きさが明らかになると、受信信号 C/N0 が決定できる。アンテナで生じる雑音電力は(4-4) 式で示すことができる。

$$P_N = k \cdot T_A \cdot B_N \text{ (W)} \quad (4-4)$$

$k$  : ボルツマン定数 =  $1.38 \times 10^{-23}$  (J/K)

$T_A$  : アンテナ温度 (Kelvin) ( $0^\circ \text{ C} = 273.15^\circ \text{ Kelvin}$ )

$B_N$  : 帯域幅 (Hz)

あるいは単位周波数あたりの雑音電力として示すと(4-5) 式となる。

$$N_0 = k \cdot T_A \text{ (W/Hz)} \quad (4-5)$$

$N_0$  は雑音電力密度 (Noise Spectral Density) と呼ばれる。雑音電力は周波数に対して一様と考え、その大きさを単位周波数 1 (Hz) あたりの電力 (W/Hz) で表している

例として、アンテナ雑音温度を  $100^\circ \text{ K}$ 、帯域幅を  $20\text{MHz}$  とすると、 $P_N$  は  $2.76 \times 10^{-14} \text{ (W)}$  が得られる ( $-135.598 \text{ (dBW)}$ )

送信電力、受信電力についての詳細は、精説 GPS 第 10 章をご参照ください

### 4.3. アンテナ

GNSS 受信機に使用されるアンテナは当初は比較的製作が容易であったため、ヘリカルアンテナが用いられたが、その後量産性と価格面で優位性を持つパッチアンテナが殆どとなった。さらに携帯機器向けに非常な小型化を図ったチップアンテナも実用化されるなど現在多くの形式のアンテナが市場に提供されている。

性能の評価基準は、第一に利得と指向特性である。搬送波を利用する測量用には、さらに信号が入射する仰角や方位によって、位相に差を生じないことが求められる。

以下に幾つかのアンテナの例を示す。

#### 4.3.1. ヘリカルアンテナ

図 4-2 に英国 SARANTEL 社のヘリカルアンテナ SL1200 の外観と指向特性を示す。主に携帯電話に使用するために開発されたもの。ヘリカルアンテナとしては小型で、素子の径は 10.1mm、長さは 17.8mm である。

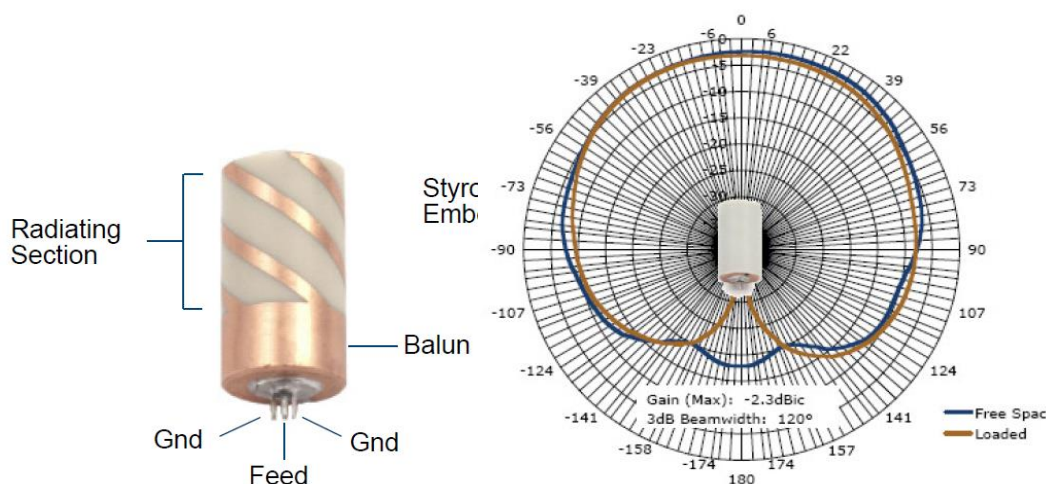


図 4-2 ヘリカルアンテナの例

メーカーでは、身体に近づけたときに性能の劣化が少ないことを特長としている。

SARANTEL 社 <http://www.sarantel.com/products/sl1200>

#### 4.3.2. パッチアンテナ

GPS 用アンテナに代表されるアンテナ構造は“パッチアンテナ”とよばれるマイクロストリップアンテナである。4～6 mm 程度の厚みを持った方形状のセラミックスの表裏に電極形成し一方の電極にのみ給電を行う接続ピンを取り付けた構造で作られている。電極を形成する構造体にセラミックスを用いることで、セラミックスの持つ比誘電率により GPS 信号の搬送波の波長が短縮されたと同じ効果が得られ、アンテナの小型化が可能となった。近年その需要は拡大し、PND とよばれる小型で簡易的なナビゲーション

システムや携帯電話などに内蔵され、従来形状よりさらに小型・低背で且つ高信頼性を要求されたものが今日使用されている。



([http://www.ceramic.or.jp/museum/contents/car\\_el/car\\_el06.html](http://www.ceramic.or.jp/museum/contents/car_el/car_el06.html))

図 4-3 パッチアンテナの外観例

パッチアンテナの例として、TOKO 社 DAK1575MS50 の仕様及び寸法を図 4-4 に、指向特性を図 4-5 に示す。

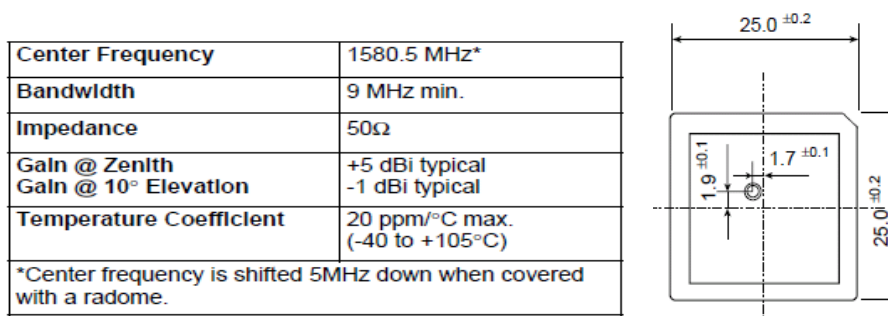


図 4-4 TOKO 社 DAK1575MS50 仕様及び寸法

DIRECTIVITY CHART  
PART NUMBER DAK1575MS50

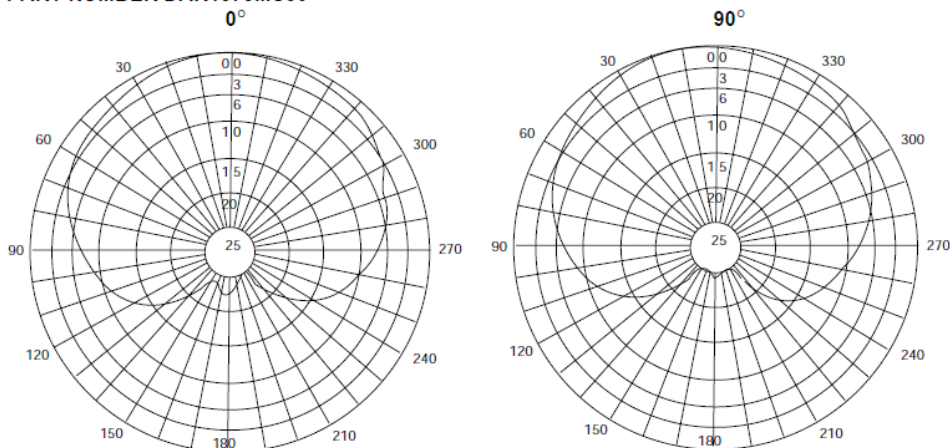


図 4-5 TOKO 社 DAK1575MS50 指向特性

### 4.3.3. 多周波アンテナ

今後 GPS と QZSS の民間用信号は L1、L2、L5、L6 と 4 周波数で放送される計画であるが、これらの内の 2 以上の周波数を一つのユニットで受信することができるアンテナである。

その一例として、4 周波数を全て受信可能な NovAtel 社の GPS-703-GGG について、外観及び仕様を図 4-6 に、指向特性を図 4-7 に示す。

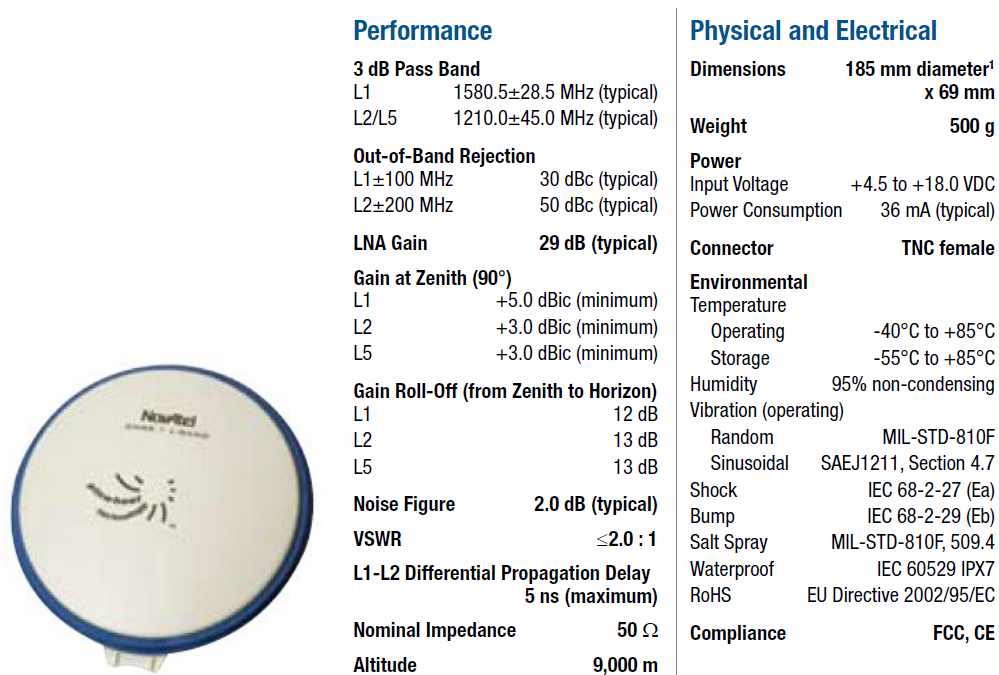


図 4-6 NovAtel 社 GPS-703-GGG の外観及び仕様

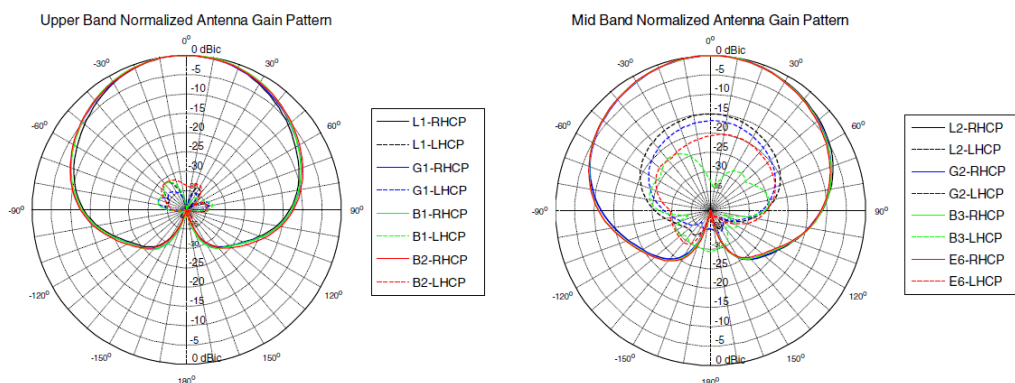


図 4-7 NovAtel 社 GPS-703-GGG の指向特性

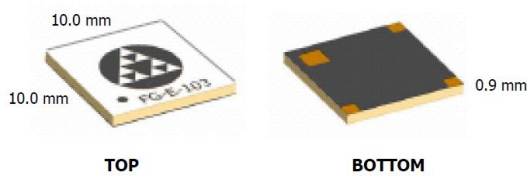
構造としてスロットアンテナに分類されるが、メーカーではピンホイールアンテナと称しており、特に位相中心のばらつきが少ないとも謳っている。

#### 4.3.4. チップアンテナ

携帯電話やタブレット端末などへ GPS を導入するため、アンテナの小型化も要求され、チップサイズの GPS アンテナが実用化されている。

チップアンテナは高誘電率のセラミックス上に電極を構成することで、低価格と小型化を実現している。セラミックスの誘電率を  $\epsilon_r$  とすると、アンテナ素子の寸法を  $1/\sqrt{\epsilon_r}$  に小型化が可能となる。誘電率 8~30 程度の材質を用い、電極を工夫することで、1/3~1/10 の小型化が実現されているようである。但し、多くのチップアンテナは直線偏波であり、円偏波と比較すると指向性と感度の面で性能が劣る。

チップアンテナはテーピングされリールに巻かれた形で供給されるため、他の部品と同様に自挿機で基板に取り付けることができる。図 4-8 に fractus 社 ([www.fractus.com](http://www.fractus.com)) の GPS L1 帯用チップアンテナの外観と仕様を、図 4-9 に指向特性を示す。



Frequency	1575 MHz
Radiation Efficiency	77.5 %
Peak Gain	1.5 dB
Radiation Pattern	Omnidirectional
VSWR	< 1.5:1
Polarization	Linear
Weight (approx.)	0.2 g
Temperature	-40 to + 85 °C
Impedance	50 $\Omega$
Dimensions (LWH)	10.0 x 10.0 x 0.9 mm

図 4-8 GPS L1 帯用チップアンテナの例

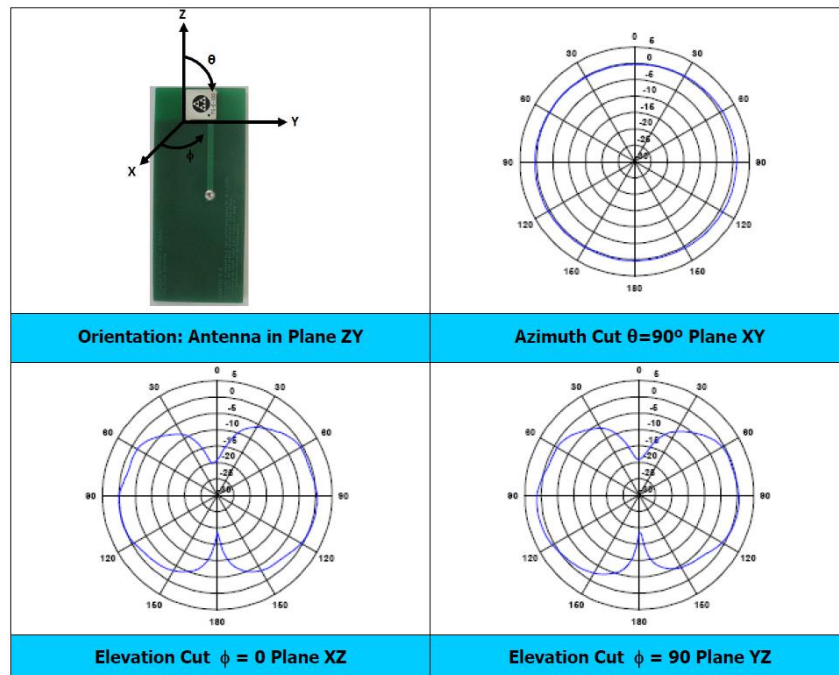


図 4-9 GPS L1 帯用チップアンテナの指向特性の例

#### 4.4. アナログ (RF) 回路

4.1 項で、衛星からの信号の受信電力を、4.2 項ではアンテナで生じる雑音成分を明らかにした。受信機のアナログ部はこの二つの成分の合わさった信号が入力される。

##### 4.4.1. 入力信号レベル、帯域幅

アンテナのユニットとして、アンテナ素子のみのも (パッシブアンテナ) と LNA を内蔵し、素子からの信号を増幅して出力するもの (アクティブアンテナ) がある。図 4-10 に回路構成例を示す。

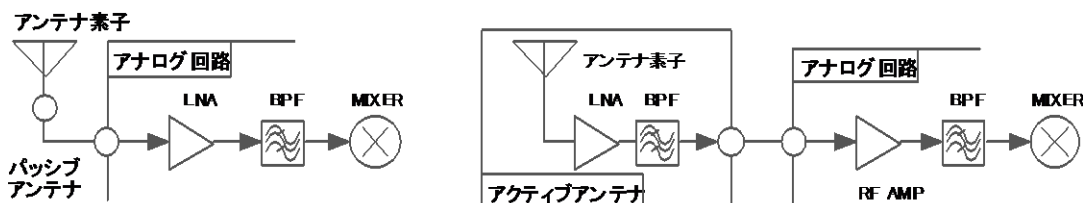


図 4-10 パッシブアンテナとアクティブアンテナの比較

民生用のハンディ受信機のように、アンテナ素子からの出力を直接アナログ ASIC に接続することもあるが、アンテナと受信機間の距離が数 m 以上あるときには、アンテナ直下に LNA を有するアクティブアンテナを採用し、少なくとも 10 dB 程度増幅の後、受信機と接続するが多い。

アクティブアンテナを用いると信号レベルは大きくなるが、信号の質を示す C/N0 はアンテナ素子の出力から改善されることはない。アンテナに限らず、以降の回路ではアナログ、デジタルを問わず、如何に C/N0 の劣化を防ぐかに努力が払われる。

##### 4.4.2. 受信機信号入力

受信機のアンテナ入力端子に供給される信号レベルはどのようなものか？アクティブアンテナを使用した場合の二つの例を表 4-2、表 4-3 に示す。

表 4-2 受信信号電力の例-1 (精説 GPS 表 10.4 から抜粋)

項目	仰角 5°	天頂方向
C/A コードの受信電力 (C)	-162.5 dBW	-154.5 dBW
雑音電力密度 (N <sub>0</sub> ) (LNA NF:3dB)	-201 dBW-Hz	-201 dBW-Hz
C/N <sub>0</sub>	38.5 dB-Hz	46.5 dB-Hz
$C/P_N = \frac{C}{N_0 B_w}$ (B <sub>w</sub> =20MHz)	-34.5 dB	-26.5 dB
$C/P_N = \frac{C}{N_0 B_w}$ (B <sub>w</sub> = 2MHz)	-24.5 dB	-16.5 dB



表 4-3 信号受信電力の例-2

Table 3-2—Typical received  $C/N_0$  calculation for the C/A signal

Received carrier power (C/A)	-160 dBw-Hz
Cable/Filter Losses	-1 dB
Correlation Loss	-1 dB
Net Effective C	-162 dBw
$k$ Boltzmanns Constant	-228.6 dBw/°k-Hz
$T_{eq}$ Equivalent Noise Temp. °K	+28 dB
$N_0$	-200.6 dBw/°k-Hz
$C/N_0$	38.6 dB-Hz

J. J. SPILKER, Jr. “GPS Signal Structure and Performance Characteristics”

両者で条件が異なっているにもかかわらず、 $C/N_0$  の差が 0.1 dB に収まっているのが興味深い。表 4-3 をもとに、図 4-10 の BPF の帯域幅と BPF 通過後の雑音電力との関係を表 4-4 に示す。

表 4-4 帯域幅と雑音電力の関係

	通過帯域幅			
	1Hz	2 MHz	10 MHz	20 MHz
信号電力	-132.0 (dBm)			
雑音電力密度	-170.6 (dBm·Hz)			
雑音電力	-170.6 (dBm)	-107.6 (dBm)	-100.6 (dBm)	-97.6 (dBm)
信号／雑音電力	38.6 (dB)	-24.4 (dB)	-31.4 (dB)	-34.4 (dB)

帯域幅 1 (Hz) は信号／雑音電力 38.6 (dB) の確認であり、2、10、20 MHz はアナログ部帯域幅を狭帯域（民生用）、中程度、広帯域（精密測位用）と想定した。

この値は、LNA の利得は含まれておらず、例えば LNA が 10 (dB) の利得を有しておれば、信号電力、雑音電力共 10 (dB) 上昇する。（信号／雑音電力はかわらない）

この表から、受信機に入力される電力の殆どは雑音成分であることが理解できる。最も狭い帯域として設定した 2 (MHz)（実際には 1.5 GHz で 2MHz の帯域までは絞りきれない）でも衛星の信号電力は雑音電力に比べ約 1/300 でしかない。

受信機アナログ部の入力レベルは、雑音と帯域幅、LNA の利得で決定されてしまう。アナログの部設計は雑音の電力を基準に行わなくてはならない。

#### 4.4.3. TCXO

GPS 受信機のアナログ部、デジタル部共通の周波数基準として一般的に用いられてい

るのが TCXO (Temperature Compensated Crystal Oscillator) である。周波数の精度が信号捕捉時間を左右し、温度に対する周波数変動が信号の安定した追尾を妨げるなどする重要な部品である。TCXO は GPS 受信機がカーナビなどを通して、民生用に展開されはじめた時点では高価な部品であり、また温度に対する周波数変動幅も 2~3 ppm あった。その後携帯電話による大量の使用による価格低下と性能向上が進み、現在では図 4-11 に示す小型で高精度 (周波数温度特性  $\pm 0.5$  ppm) のものが販売されている。仕様を表 4 5 に示す。

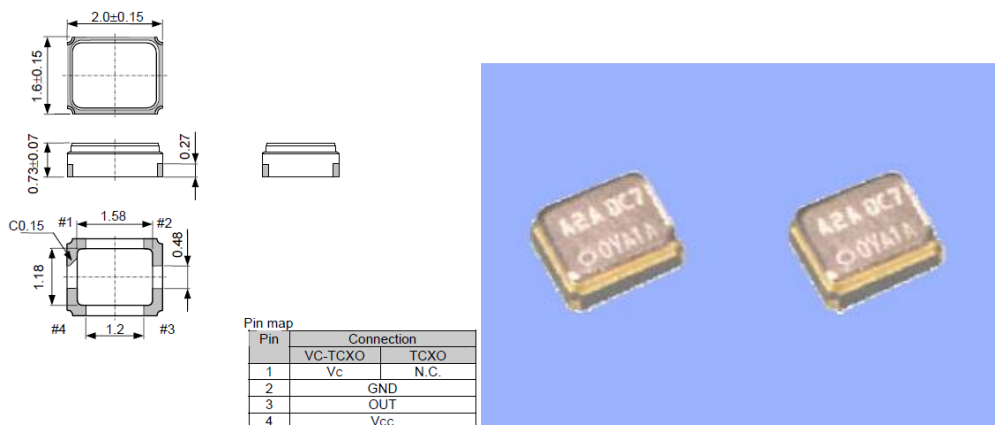


図 4-11 TCXO の寸法と外観の例

表 4-5 TCXO 仕様例 (EPSON TOYOCOM 社 TG-5035CJ)

Item	Symbol	Specifications		Remarks
		VC-TCXO	TCXO	
出力周波数範囲	$f_o$	13.000 MHz to 52.000 MHz 13 MHz, 16.368 MHz, 19.2 MHz, 26 MHz, 27.456 MHz, 38.4 MHz		標準周波数
電源電圧	Vcc	1.8 V $\pm 0.1$ V		電源電圧範囲: 1.7 V to 3.3 V
保存温度	T_stg	-40 °C to +85 °C		単品での保存
動作温度	T_use	-30 °C to +85 °C		
周波数初期偏差	f_tol	$\pm 2.0 \times 10^{-6}$ Max.		リフロー後, +25 °C 基準
周波数温度特性	fo-Tc	$\pm 0.5 \times 10^{-6}$ Max.		-30 °C to +85 °C
周波数負荷変動特性	fo-Load	$\pm 0.2 \times 10^{-6}$ Max.		10 k $\Omega$ // 10 pF $\pm 10$ %
周波数電源電圧特性	fo-Vcc	$\pm 0.2 \times 10^{-6}$ Max.		Vcc=1.8 V $\pm 0.1$ V
周波数経時変化	f_age	$\pm 1.0 \times 10^{-6}$ Max.		+25 °C, 初年度, 13 MHz $\leq f_o \leq 40$ MHz
		$\pm 1.5 \times 10^{-6}$ Max.		+25 °C, 初年度, 40 MHz $< f_o \leq 52$ MHz
消費電流	Icc	2.0 mA Max.		13 MHz $\leq f_o \leq 40$ MHz
		2.5 mA Max.		40 MHz $< f_o \leq 52$ MHz
入力抵抗	Rin	500 k $\Omega$ Min.	—	Vc - GND (DC)
周波数可変範囲	f_cont	$\pm 5.0 \times 10^{-6}$ to $\pm 12.0 \times 10^{-6}$		Vc=0.9 V $\pm 0.6$ V
周波数変化極性	—	Positive polarity		—
波形シンメトリ	SYM	40 % to 60 %		GND レベル (DC cut)
出力電圧	Vpp	0.8 V Min.		peak to peak
出力負荷条件	Load_R	10 k $\Omega$		DC cut capacitor = 0.01 $\mu$ F
	Load_C	10 pF		

#### 4.4.4. SAW フィルタ

アンテナ素子自体の周波数帯域は数十 MHz 以上と広く (多周波用として、一つの素子で 1.2GHz~1.5GHz までの信号を受信できるものも存在する)、そのままでは帯域外の妨害波の影響を受ける恐れがあるため、フィルタによって RF 信号の帯域を制限する。

(アナログ回路の帯域幅は最も帯域幅が狭い IF 回路中のフィルタで決定される)  
 初期は分布定数回路が用いられ、その後誘電体フィルタが主流となった。現在は特性が優れていること、さらに小型であること、また当初の欠点であった損失の多さが改善されたため、SAW フィルタが多用されている。表 4-6 に GPS 用 SAW フィルタの仕様例を示す。

表 4-6 SAW フィルタ仕様例 (EPSON TOYOCOM 社 TQS-949AD-7G)

Item	Symbol	TQS-949AD-7G
Nominal frequency	f <sub>nom</sub>	1575.42 MHz
Storage temperature range	T <sub>stg</sub>	-40 °C to +85 °C
Operating temperature range	T <sub>use</sub>	-40 °C to +85 °C
Pass bandwidth	P <sub>Bw</sub>	1574.22 to 1576.62 MHz
Insertion loss	IL	2.3 dB Max.
Ripple	Ripple	0.6 dB p-p Max.
VSWR	—	2.0 Max.
Guaranteed attenuation	G <sub>Att</sub>	824 to 960 MHz : 45 dB Min. 1475.42 MHz : 40 dB Min. 1525.42 MHz : 35 dB Min. 1625.42 MHz : 35 dB Min. 1675.42 MHz : 50 dB Min. 1710 to 1880 MHz : 45 dB Min. 1850 to 1990 MHz : 40 dB Min. 1920 to 2170 MHz : 40 dB Min.
Terminating impedance	Z <sub>t</sub>	50 Ω (Unbalanced)
Package	—	SS-2520(E)

図 4-12 に周波数特性と寸法の例を示す。

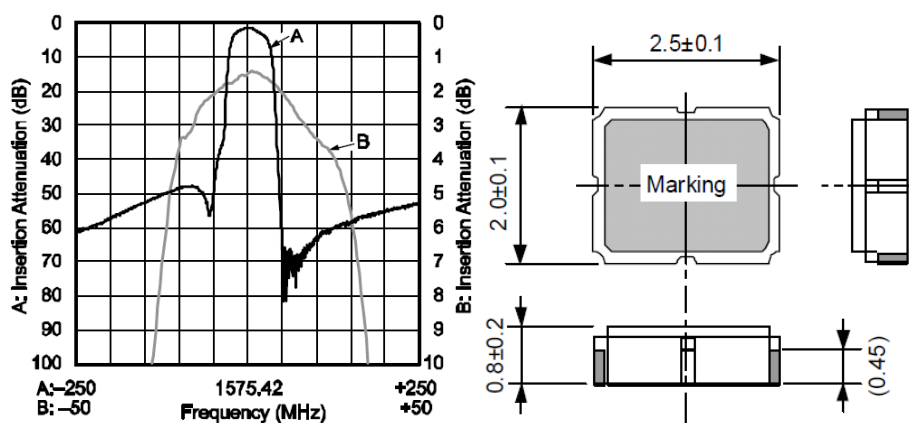
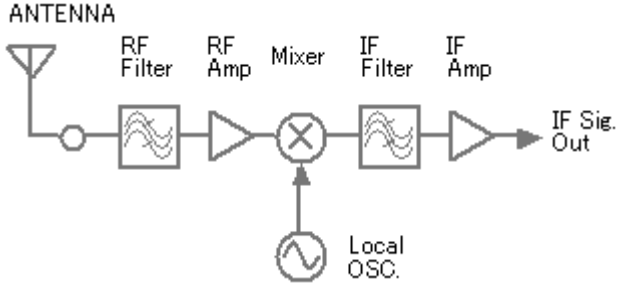
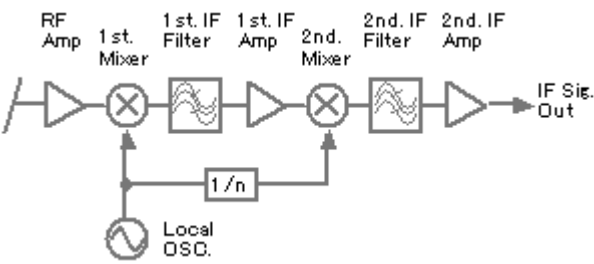


図 4-12 周波数特性と寸法の例

#### 4.4.5. 回路構成

受信機アナログ部の役割は RF 信号を A/D 変換器でデジタル化するに適切な周波数、帯域幅、レベルに変換することである。周波数変換に関して表 4-7 に示す構成がある。

表 4-7 受信機構成方法

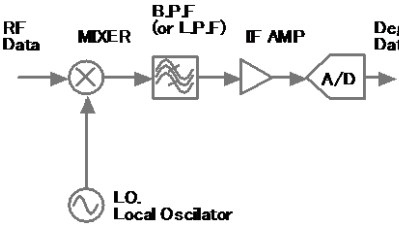
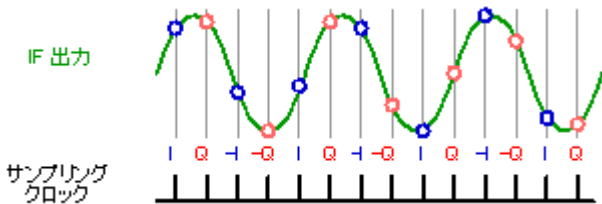
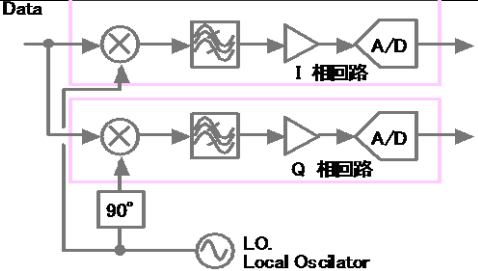
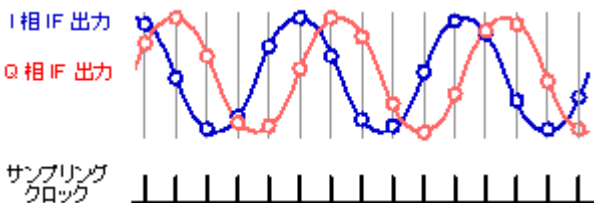
周波数変換方式	内 容
<p>ダイレクト コンバージョン</p>	<p>受信信号の周波数変換を行わず、増幅後直接 A/D 変換を行うもの。 技術的には可能であり、実際の製品も現れたが、アナログ部としての最適な解（コストパフォーマンス最大）ではなかったようで、現在は見られなくなった技術的な内容は “A Comparison of “Direct RF Sampling” and “Down-Convert &amp; Sampling” GNSS Receiver Architectures”<a href="http://kom.aau.dk/~pdma02/2923_ref2.pdf#search='A Comparison of “Direct RF Sampling” and'">http://kom.aau.dk/~pdma02/2923_ref2.pdf#search='A Comparison of “Direct RF Sampling” and'</a> 等をご参照ください</p>
<p>シングルスーパー</p>	<p>一回周波数変換を行う。</p> 
<p>ダブルスーパー</p>	<p>二回周波数変換を行う</p> 
<p>トリプルスーパー</p>	<p>三回周波数変換を行う。 アナログ回路を ASIC 化した初期に見られた（zarlink GP2015）が、新たな設計でこの方式は採用されていない。</p>

#### 4.4.6. デジタイズ

アナログ回路の最終段はアナログ信号をデジタル信号に変換する A/D 変換器である。デジタル回路はアナログ信号の I 相成分と Q 相成分を必要とし、IF 信号のデジタイズ方法として、

表 4-8 に示す方法がある。

表 4-8 デジタイズ方式

デジタイズ方式	内 容
<p>擬似 IQ サンプリング</p> <p>I 相成分と Q 相成分が、IF 信号周波数の位相 <math>90^\circ</math> に相当する時間差で現れることを利用し、サンプリングタイミングで信号成分を分離する</p> <p>I、Q、<math>-I</math>、<math>-Q</math>、I...と順にデータが得られる</p>	<p>回路規模が少ない反面、周波数設計の自由度が少ない。また Glonass の FDMA 信号の受信が難しい</p>  
<p>IQ サンプリング</p> <p>I 相、Q 相夫々の IF 増幅回路と A/D 変換器を用いる</p> <p>I 相成分と Q 相成分が同時に得られる</p>	<p>回路規模は増える。設計の自由度大。最近はこの方式が採用されることが多い</p>  

#### 4.4.7. 帯域幅

GPS L1 C/A コード受信機は、必要最低限度の帯域幅として、拡散コードのメインローブに相当する  $\pm 1\text{MHz}$  を (幅  $2\text{MHz}$ ) を確保できれば実現することができる。しかしより擬似距離観測精度を向上させる、あるいは耐マルチパス特性を向上させるなどの目的のために  $10\text{MHz}$  以上の帯域幅を有する受信機も存在する。狭帯域と広帯域の比較を

表 4-9 に示す。

表 4-9 狭、広帯域幅の比較

項 目	狭帯域	広帯域
擬似距離観測精度		狭帯域のものと比較して優れる
搬送波位相観測精度	搬送波の観測精度にかわりはない	
擬似距離耐マルチパス性能		狭帯域に比べ優れたものを実現できる
測位精度		狭帯域に比べ(特にディファレンシャル測位に於いて)優れている
帯域外耐妨害波性能	帯域が狭い分、影響を受ける率が少ない	
消費電力(=信号処理回路クロック周波数)	小	大
用 途	PND、携帯電話をはじめ一般的な民生用受信機	産業用、計測用、各種センサー用等

#### 4.4.8. 自動利得調整

4.4.2 項で示したように、衛星の信号レベルは受信機の入力信号レベルに影響を与えない。従って、衛星信号の強弱に応じたアンプ部の利得調整は不要である。

一方、A/D 変換されたデータの出現頻度(2ビットであれば、“00”、“01”、“10”、“11”の発生する率)の最適な値(15% 35% 35% 15%とされている)はあり、入力信号レベルが変動してもこれを維持したい。

入力信号レベルが変わる原因は、アンテナ内蔵の LNA の利得とアンテナ・受信機間のケーブルの減衰によるものが殆どで、これを補正するために、受信機には自動利得調整機能がある。9 章で紹介する製品ではその範囲を 59dB としている。



## 5. 信号処理回路

GPS L1 C/A コード受信機の信号処理回路の構成の一例を図 5-2 に示す。構成図内の各部の入出力データの一覧を表 5-1 に纏めた。以下各部の動作の概要を示す。

回路は解説用の基本的なもので、必ずしも現在の受信機の回路構成を反映したものではありません

### 5.1. キャリア成分除去（ベースバンド変換器）

受信信号とキャリア NCO の出力であるレプリカキャリアの乗算を(5-1)式のとおり行なう。レプリカキャリアの周波数・位相が受信信号に一致すると、信号から IF 周波数成分が取り除かれ、 $I'$  相出力に拡散コードがベースバンド成分となって現れる。

$$\begin{bmatrix} I' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Q \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

$I, Q$ : デジタイズド IF 信号  $I, Q$  相データ

$I', Q'$ : 変換後の  $I, Q$  相データ

$\theta$ : 位相回転角（レプリカキャリア）

動作は図 5-1 のように入力信号に回転処理を施すもので、A/D 変換のビット数を 2 ビットとした場合、データは  $I$ - $Q$  平面上に 16 個の点としてマッピングできる。位相の回転処理は、これらの点を  $I$  軸、 $Q$  軸に変わって、 $\theta$  位相の変化した  $I'$  及び  $Q'$  軸上に投影した結果に変換することである。

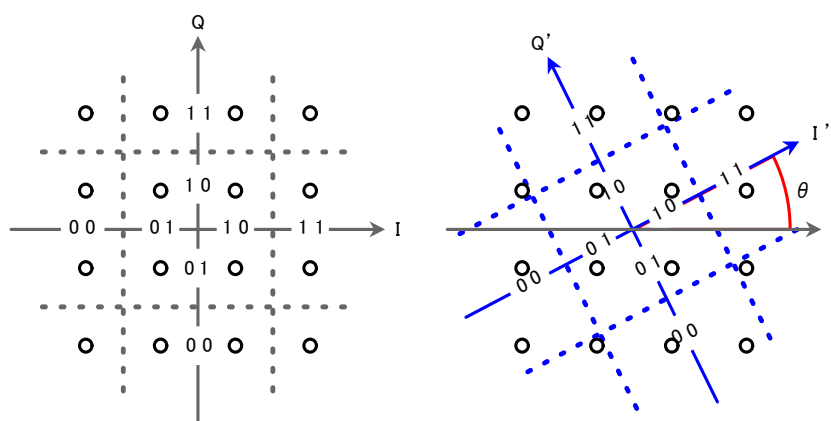


図 5-1 入力された  $I, Q$  データと位相回転

$I, Q$  のデータがそれぞれ 2bit の場合、レプリカキャリアの位相は上位 4bit 程度を使用すれば十分で、このとき、位相 “0000”～“1111” が  $0 \sim 15/16 \cdot 2\pi$  (rad) の値に相当する。ルックアップテーブルを用いて実現できる。

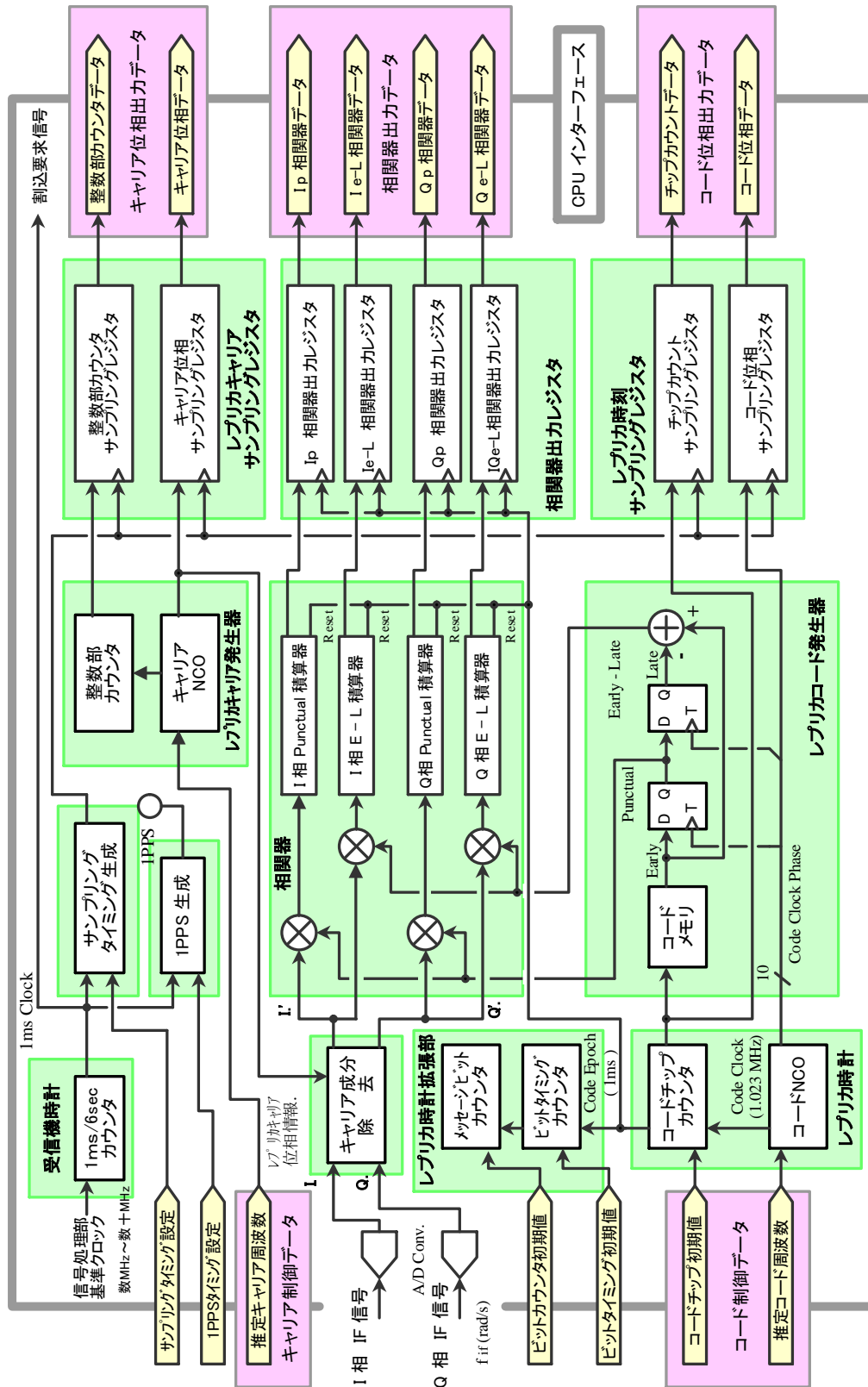


図 5-2 信号処理回路構成例

表 5-1 各部の入出力信号

要素	入力	出力	備考
1 キャリア成分除去 (ベースバンド変換器)	<ul style="list-style-type: none"> <li>デジタルイズドIF信号</li> <li>レプリカキャリア位相</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>ベースバンド信号 (I 相)</li> <li>ベースバンド信号 (Q 相)</li> </ul>	レプリカキャリア位相は NCO の上位 4 ビット程度必要
2 レプリカキャリア発生器			
2.1 キャリア NCO	<ul style="list-style-type: none"> <li>設定キャリア周波数データ</li> <li>基準クロック</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカキャリア位相</li> <li>位相桁上がり信号</li> </ul>	
2.2 整数部カウンタ	<ul style="list-style-type: none"> <li>位相桁上がり信号</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>整数部カウンタ</li> </ul>	
3 レプリカキャリア サンプリングレジスタ	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカキャリア位相</li> <li>整数部カウンタ</li> <li>サンプリングタイミミング信号</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>サンプリングされたレプリカキャリア位相値</li> <li>サンプリングされた整数部カウンタ値</li> </ul>	レプリカキャリア位相は、少なくとも NCO の上位 8~10 ビット程度が必要
4 レプリカ時計			
4.1 コード NCO	<ul style="list-style-type: none"> <li>設定コード周波数データ</li> <li>基準クロック</li> <li>初期位相設定タイミミング</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカコードクロック (1.023MHz)</li> <li>レプリカコード位相</li> </ul>	
4.2 コードチップカウンタ	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカコードクロック</li> <li>初期カウンタ設定データ</li> <li>初期カウンタ設定タイミミング</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカコードチップカウンタ</li> <li>レプリカコードポックタイミミング</li> </ul>	
5 レプリカコード発生器			
5.1 レプリカコードメモリー	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカコードチップカウンタ</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカコード</li> </ul>	

要素	入力	出力	備考
5.2 P、E-Lコード発生	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカコード</li> <li>基準クロック</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカコードPunctual</li> <li>レプリカコードEarly・Late</li> </ul>	
6. レプリカ時刻サンプリングレジスタ	<ul style="list-style-type: none"> <li>レプリカコード位相</li> <li>レプリカコードチップカウンタ</li> <li>サンプリングタイミング信号</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>サンプリングされたレプリカコード位相</li> <li>サンプリングされたレプリカコードチップカウンタ</li> </ul>	サンプリングタイミング信号が発生したときの、レプリカコード位相とコードチップカウンタをレジスタに記憶する
7. 相関器	<ul style="list-style-type: none"> <li>ベースバンド信号</li> <li>レプリカコードP、E-L</li> <li>レプリカコード位相タイミング</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>積算器出力</li> </ul>	C/Aコードの場合、コードエポック(1ms周期)を積算タイミングにすることが多い
8. 相関器出力レジスタ	<ul style="list-style-type: none"> <li>相関器出力</li> <li>レプリカコード位相タイミング</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>記憶された相関器出力データ</li> </ul>	コードエポック周期で出力される相関結果をCPUが読み取りを行えるよう記憶する
9. 受信機時計	<ul style="list-style-type: none"> <li>基準クロック</li> </ul>		

## 5.2. レプリカキャリア発生器

受信信号の搬送波位相に一致したレプリカキャリアを作る。キャリア NCO とキャリア位相の桁上りのカウントを行なう整数部カウンタからなる。入力は CPU からのキャリア周波数設定データで、出力はキャリア成分除去（ベースバンド変換器）へはキャリア NCO 位相情報を、レプリカキャリアサンプリングレジスタにはキャリア NCO 位相情報（小数部の情報）及び整数部カウント値を出力する。

### 5.2.1. キャリア NCO

GPS 受信機実現に必須の回路が NCO (Numerically Controlled Oscillator : 数値制御発振器) で、DCO (Digitally Controlled Oscillator) と呼ばれることもあり、コード NCO、キャリア NCO で使われている。(動作原理は 1.4 項で示した)

これはデジタル化した VCO (Voltage Controlled Oscillator) と考えられる。VCO と異なり、正確な周波数の制御や位相の設定、読み取りが可能で、回路のビット数により、周波数や位相の分解能を任意に設定することができる。NCO は、図 5-3 に示すように、周波数設定レジスタ、加算器、出力レジスタで構成される。

周波数設定レジスタには、追尾ループのソフトウェア処理の結果得られる推定周波数が CPU によって書き込まれる。

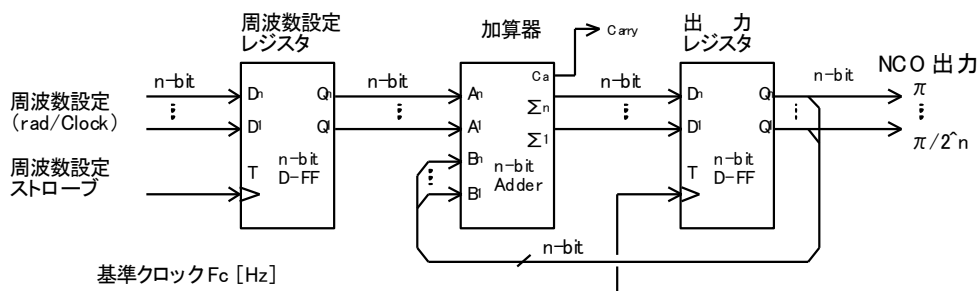


図 5-3 NCO の構成

コードクロックの発生に使用するコード NCO も、キャリア NCO と同一の機能を有するものである。市販 GPS 信号処理チップのキャリア NCO とコード NCO 仕様の例を表 5-2 に示す。

キャリア NCO の出力レジスタの上位のビットはキャリア位相情報をサンプリングするために、レプリカキャリアサンプリングレジスタに接続されている。表 5-2 ではキャリア NCO のビット数は 27 bit であるが、レジスタに出力するビット数はその内の上位 10 ビットである。

表 5-2 キャリア NCO、コード NCO の例

	キャリア NCO	コード NCO
基準クロック周波数	5.714 [MHz] ( =40 / 7 [MHz] )	
ビット数	27	26
周波数分解能	42.57475 [mHz]	85.14949 [mHz]
サンプリングビット数 / 分解能	10 [bit] / 1/1024 [Cycle]	11 [bit] / 1/2048 [Chip]
距離分解能	0.186 [mm]	14.3 [cm]

GP2021 資料 [http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/400/87938\\_DS.pdf#search=%27gps%20%2042.57475%27](http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/400/87938_DS.pdf#search=%27gps%20%2042.57475%27)

### 5.2.2. 整数部カウンタ

図 5-3 の加算器から出力される桁上りの信号 (Carry) を積算するカウンタである。必要なビット数は、衛星のドップラー周波数、受信機基準クロックの誤差、ユーザの動き、データ読み取りの周期などを考慮して決定する。

図 5-4 に整数部カウンタの変化の例を示す。

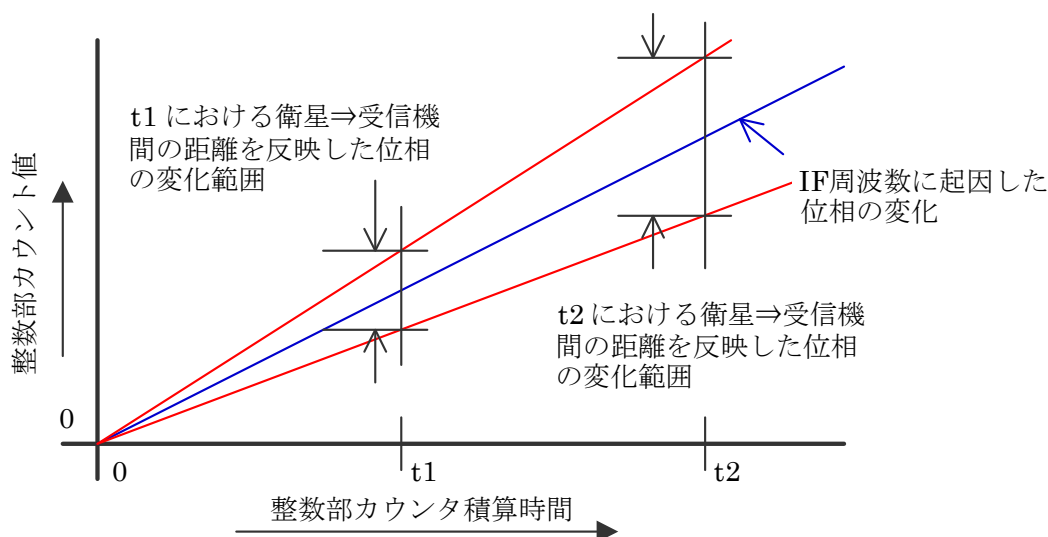


図 5-4 整数部カウンタの変化の例

カウント値は IF 周波数成分と衛星と受信機の位置関係を反映した成分が加わったもので、例えば IF 周波数が 10MHz であれば、キャリア NCO の出力周波数も 10MHz で、整数部カウンタの値は 1ms の間で 10,000 増加する。単純に計算すると、14 ビット以上のカウンタが必要となるが、この成分はより少ないビット数のカウンタを用いて、計算で補正することが可能な場合もあるため、カウンタのビット数の決定は種々検討を要する。表 5-3 に必要ビット数の検討項目を示す。

表 5-3 整数部カウンタ必要ビット数の検討

項目	大きさ	備考
IF 周波数成分	IF 周波数 10MHz の場合、1ms で 10,000 カウント	サンプリング間隔がわかれば、計算で取り除くことが可能で、カウンタのビット数の増加につながらない場合もある
衛星ドップラー周波数	±5 kHz	これらの要因から、必要なカウンタのビット数を決定する
基準クロックの誤差	1PPM で 1.5kHz	
ユーザの動き	1000km/h で移動しても 2kHz に達しない	
搬送波位相サンプリング周期 (CPU による読み取りの周期)	概ね周期に比例してビット数を増す必要がある	

### 5.3. レプリカキャリアサンプリングレジスタ

キャリア NCO の位相情報（積算デルタレンジ小数部）を記憶するキャリア位相サンプリングレジスタと整数部カウンタの値を記憶する整数部カウンタサンプリングレジスタで構成される。データサンプリングタイミングは後述の受信機時計のタイミングで作られ、全チャンネル共通である。

キャリア NCO からサンプリングレジスタまでの構成を図 5-5 に示す。

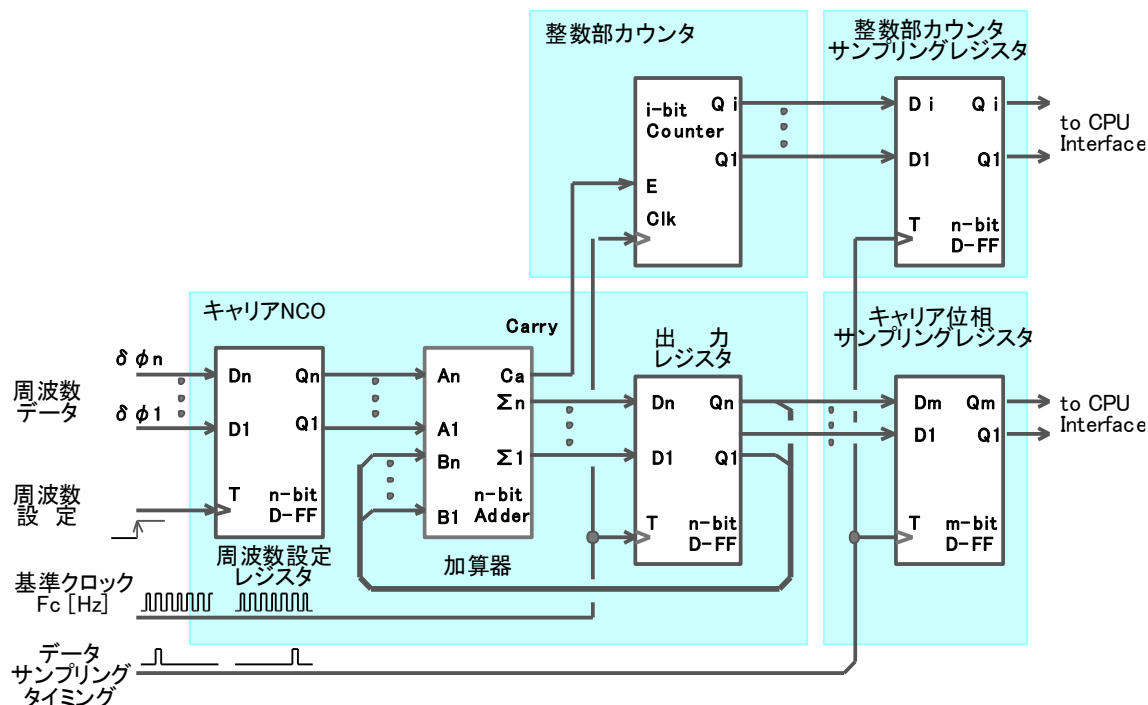


図 5-5 キャリア NCO からサンプリングレジスタまでの構成

#### 5.4. レプリカ時計、レプリカ時計拡張部

レプリカ時計は、図 5-2 では

- ・ 1.023MHz のクロックを発生するコード NCO (1 chip 未満の位相情報を有する)
  - ・ コードクロックを積算する 10 ビットのコードチップカウンタ (0..1023 chip の範囲)
- さらに拡張部として
- ・ メッセージビットのタイミングを示すビットタイミングカウンタ (0..19 epoch)
  - ・ メッセージビットの位置を示すメッセージビットカウンタ (0..299 bit)

から構成している。

コード追尾に必要な部分はコード NCO とコードチップカウンタである。

ビットタイミングカウンタとメッセージビットカウンタはレプリカ時計の時刻範囲の拡張に用いられる。これら全てを用いた時刻の扱いは 6.1 項に、ビットタイミングカウンタの制御方法は 8.4.11 項に、メッセージビットカウンタの制御方法は 8.4.12 項で示す。

コード NCO は信号処理回路の基準クロックをもとに、1.023MHz を中心にドップラー周波数とクロック周波数の誤差 (TCXO を用いている場合数 ppm) の影響を加えた範囲の周波数を発生できなければならない。

コードチップカウンタはこのクロックをもとに、0 から 1022 (chip)までのタイミングを出力し、レプリカコード発生器はこの値に従って、コードを出力する。

カウンタは 1 (ms)で一巡し、先頭のタイミングを示すコードエポックを出力する。

CPU はコードチップカウンタにコードチップ初期値を設定することが可能で、これによりレプリカ時計を初期化し、任意のタイミングのコードを発生させることができる。

#### 5.5. レプリカコード発生器

ここではコードはメモリー中に記憶されたものをチップカウンタの情報で選択し、出力する形としている。メモリーとして RAM を使用する場合は、あらかじめ CPU が追尾する衛星のコードを書き込んでおく。

コードチップカウンタから出力されるデータ (0..1022) をアドレスとして、コードメモリーより “1” 又は “0” のコードを 1 bit 読出す。このデータを **Early** とし、スペーシングの 1/2 に相当する  $\delta\tau$  遅延させたコードを **Punctual**、さらに  $\delta\tau$  遅延させたコードを **Late** とする (いずれも 2 値、1 bit)。さらに **Early - Late** 信号 (3 値、2 bit) を作る。Punctual 信号は、搬送波追尾とメッセージ復調のために必要な I 相、Q 相 Punctual 相関器用の、**Early - Late** 信号はコード追尾に必要な I 相 E-L、Q 相 E-L 相関器用のレプリカコードとして用いられる。(スペーシングは 1.3.7 項参照)

コードをメモリー (ROM) に記憶させる方法は、初期の受信機では比較的良好に見られたが、その後シフトレジスタ (LFSR) を利用するものが主流となった。しかし最近では再びメモリー (RAM) が利用されつつある。理由はメモリーコードを採用した Galileo 対応のためである。Galileo の E1 OS 信号は 4092 chip のメモリーコードであり、これは LFSR で



は生成できず、定められたデータをメモリーに記録した上で、順次読み出す以外方法はない。逆に GPS も GLONASS のコードもこの方法で生成することは可能であり、メモリーを利用すればこれらの信号を共通の回路で生成できる。

### 5.6. レプリカ時刻サンプリングレジスタ

受信機時刻のタイミングに合わせてレプリカ時刻（チップ単位）をサンプリングする。レジスタのビット数は整数部が 10bit (0~1022 (chip))、小数部（1チップ未満の時刻）は 11 ビット程度（表 5-2 参照）は必要とする。

コード NCO からサンプリングレジスタまでの構成を図 5-6 に示す。

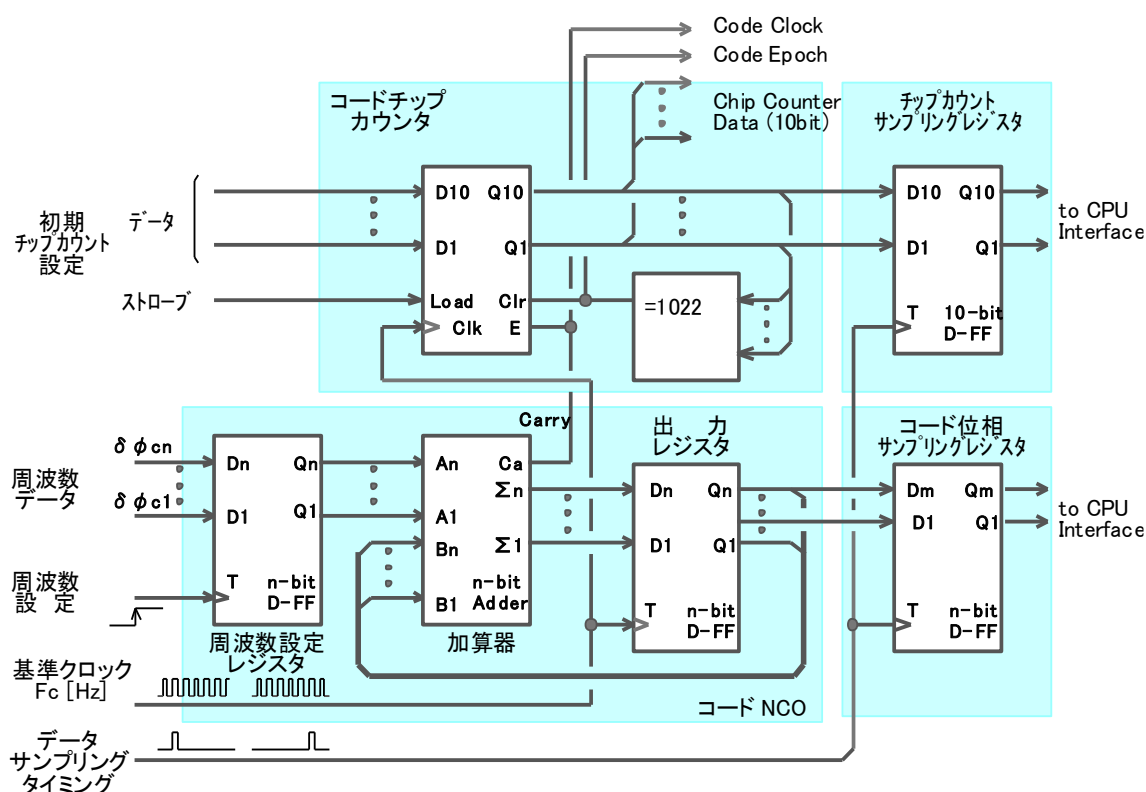


図 5-6 コード NCO からサンプリングレジスタまでの構成

### 5.7. 相関器

ベースバンド信号にレプリカコードを乗算し、その結果を一定時間の積算する機能。例では相関を取るコードは Early、Late、Punctual ではなく、相関器の数を減らすために、Punctual と Early-Late の二つのコードにしている。夫々で I 相成分と Q 相成分の相関を取るため、1チャンネルあたり合わせて 4 組の相関器が必要である。

積算タイミングは各チャンネルで独立しているレプリカコードの先頭タイミング（Code Epoch）に同期させることが多い。コードエポックが発生すると、相関器のデータは相関器出力レジスタに転送された後初期化され、次の積算を開始する。

## 5.8. 相関器出力レジスタ

相関器のデータを、CPU が読み取ることができるよう、記憶するレジスタである。Code Epoch で積算器の内容が出力レジスタに転送され、直後に積算器の内容をクリアし、あらたな積算を開始する。CPU による出力レジスタのデータ読取は、次のコードエポック発生までの 1ms 以内におこなわなければならない。

図 5-7 に相関器動作と出力データサンプリングの関係を、図 5-8 に相関器、相関器出力レジスタの構成を示す。

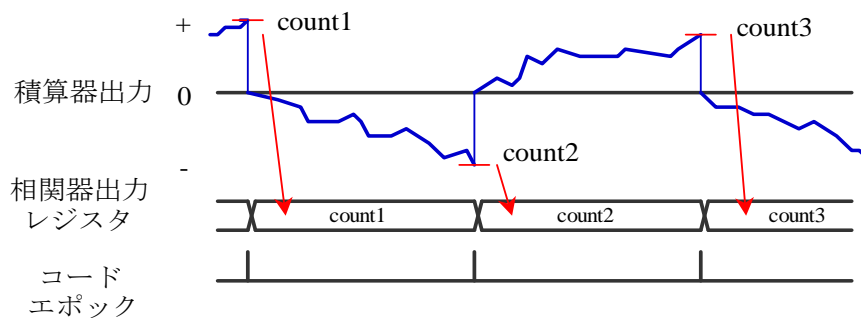


図 5-7 相関器動作と出力データサンプリングの関係

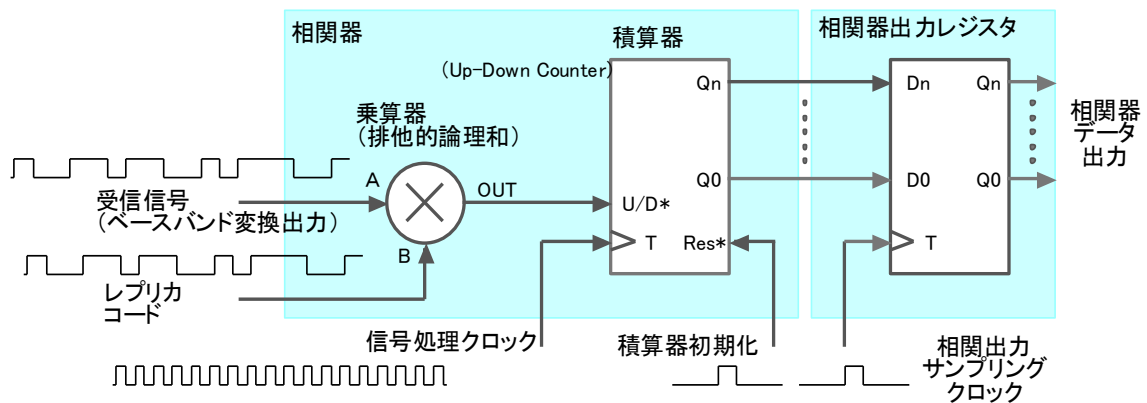


図 5-8 相関器、相関出力レジスタの構成

## 5.9. 受信機時計

信号処理回路の基準クロックを分周して

- ・ 1 (ms) のタイミング (1 ms clock) を作る 1 ms カウンタ
- ・ 1 ms clock を積算する 6 sec カウンタ (0.5999)

で構成している。1 ms clock は信号処理ソフトウェアの割り込み要求にも用いられる。擬似距離はレプリカ時計と受信機時計の時刻の差として観測できる。受信機時計の構成を 6.2 項に、時刻管理 (GPS 時刻との同期) については 6.4 項及び 8.4.15 項に示した。

## 6. 時刻範囲の拡大及び擬似距離観測

5.4 項ではコード NCO とコードチップカウンタを基本とするレプリカ時計を、5.9 項では信号処理回路の基本クロックを分周して作る受信機時計を示した。この二つの時計の時刻から、擬似距離を観測することはできるが、コード NCO とコードチップカウンタのみでは C/A コードの周期 1(ms)以上の情報が得られないため、そのままでは測位演算には用いることができない。衛星との距離を直接反映できるようにレプリカ時刻の範囲の拡大を行う。

### 6.1. レプリカ時計の範囲拡大

メッセージビットは 1 bit が GPS 時刻に同期した 20 (ms)の時間で送信されているため、1 bit が送信されている間にコードエポックが 20 回出力される。

そこで、ビットの先頭のタイミングで“0”に初期化し、その後 Code Epoch によって、0 から 19 の範囲をカウントするビットタイミングカウンタを設けることにより、時刻の範囲を 1 (ms) から 20 (ms)にまで拡張することができる。このカウンタは信号捕捉直後はビットのタイミングと非同期であるが、8.4.11 項に示すメッセージビットタイミングの検出を行い、初期化することで 20 (ms) 未満の範囲で正しい時刻を示す。

さらに 6 秒周期で送信されるメッセージの先頭タイミングで“0”に初期化し、その後メッセージビットに合わせて、20 (ms)ごとにカウントアップする 0 から 299 までのメッセージビットカウンタを設けると、その出力によって、時刻の範囲を 6 (s) まで拡張することができる。このカウンタも 8.4.12 項に示す方法で GPS 時刻に同期させる。

表 6-1 に示すこれらの情報を総合すると、6 秒までの範囲で GPS 時刻を知ることが可能となる。

表 6-1 範囲を拡大したレプリカ時計の構成

(1) Code Clock Phase (コード NCO 出力)	1chip 未満の時刻情報 (チップカウント小数部) を持つ 分解能は表 5-2 に示したように、NCO のビット数で決定することができる
(2) Code Chip (コードチップカウンタ出力)	このカウンタの内容は現在のコードは先頭 (コードエポック) から、何チップ目であるかの情報を示す。メモリーを用いたコード発生器を使用した場合、メモリーのアドレスデータとして使用できる 受信した L1 C/A コードから得られる時刻情報は Chip Counter と Code NCO に反映される
(3) Bit Timing (ビットタイミングカウンタ出力)	レプリカコードが 1ms で一巡したときに、発生する信号 (コードエポック) を 0..19 の範囲で積算するカウンタ。8.4.11 項に示すタイミング検出の結果、20(ms)未満、1(ms)単位での衛星時計の時刻に同期する
(4) Message Bit Timing (メッセージビットカウンタ出力)	6 秒周期で送信される 300 ビットのメッセージの現在何ビット目が送信されているかを 0..299 の範囲で示すカウンタ。8.4.12 項に示すメッセージフレームのタイミング決定後、6(s)未満、20(ms)単位で衛星時刻に同期する

衛星から利用者までの距離による伝搬遅延時間と比較して、6秒は十分に長く、この範囲で時刻を管理することができれば、測位に用いる擬似距離の観測には十分である。衛星位置を計算するためには、さらに上位の週内時刻が必要であるが、これはメッセージを復調することで得ることができる。範囲を拡大したレプリカ時計の構成を図 6-1 に示す。

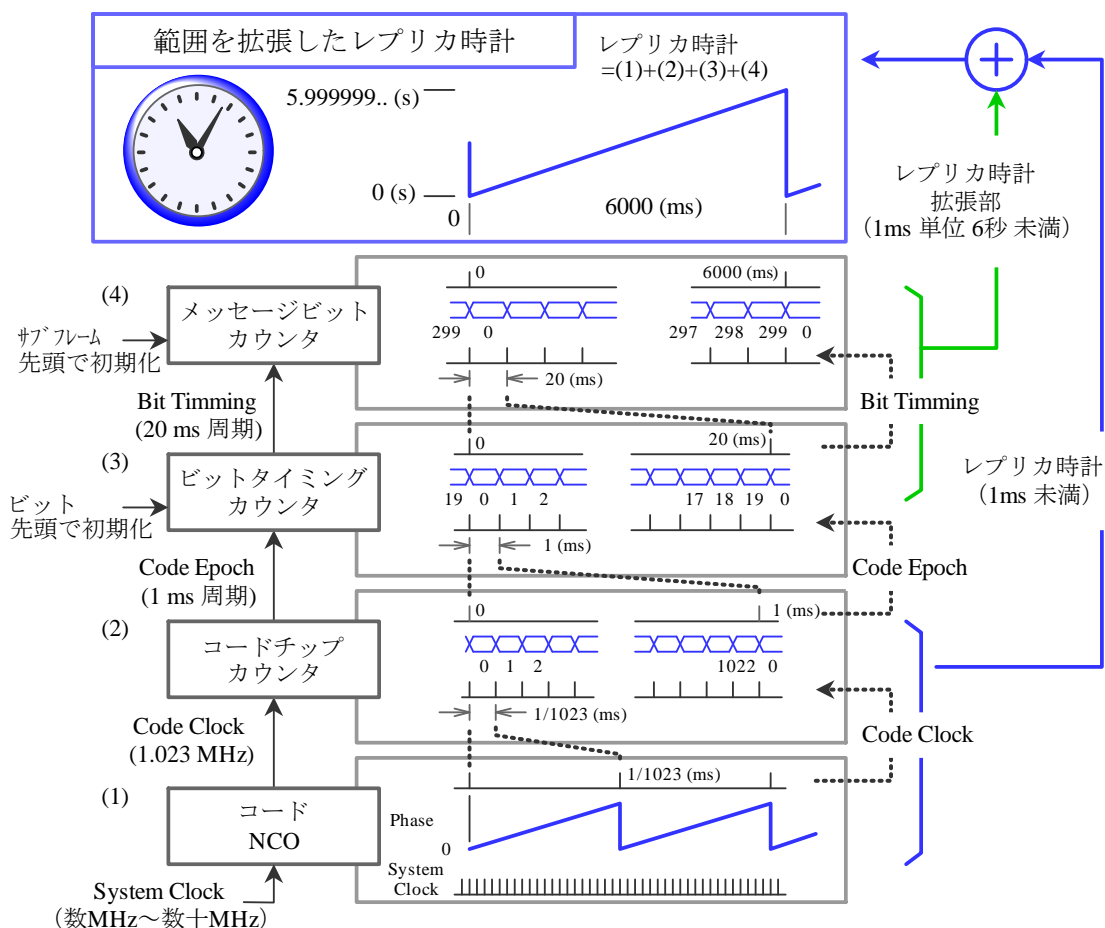


図 6-1 レプリカ時計の範囲拡大

このように範囲を拡大した結果、レプリカ時計は表 5-2 の例では距離で 14.3 (cm) (時刻換算で約 0.4(ns)) の高い分解能を有しながら、6 (s) までの範囲の時刻を示すことができるようになった。

## 6.2. 受信機時計

受信機時計の範囲も拡張したレプリカ時計に合わせる。受信機時計は 1ms Counter (信号処理回路中に構成) と 6 sec Counter (ソフトウェアでも構成できる) である。信号処理部の基準クロックは普通数 MHz~数十 MHz の範囲で、これを 1ms Counter で分周して

1 ms のタイミングを作る。1ms Counter からは 1ms 毎にタイミングパルスが発生され、これをカウントする 6sec Counter を設ける。このカウンタは 0 をスタートに 1ms パルスが発生する度にカウントアップし、5999 カウント後、再び 0 に戻る動作を繰り返す。即ち 6 秒で一周するカウンタである。図 6-1 に受信機時計の構成を示す。

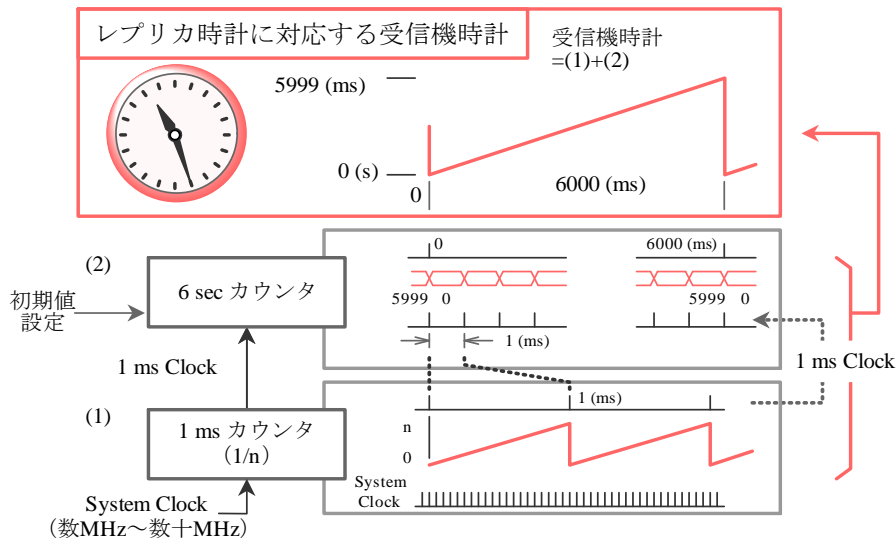


図 6-2 受信機時計の構成

1ms counter と 6 sec counter をまとめて、6 秒で針が一周する一つの時計（受信機時計）のイメージとして捉えることができる。

### 6.3. 擬似距離

受信機時計とレプリカ時計の周期は 6 秒で同じであるが、受信機時計は受信機内蔵の基準発振器をもとにして作り、レプリカ時計は受信信号中の時刻情報を反映したもので、擬似距離はこの二つの時計の時刻の差である。図 6-3 に擬似距離の概念を示す。

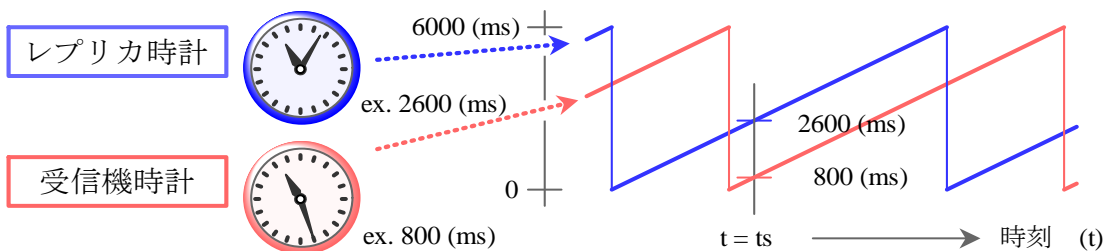


図 6-3 擬似距離の概念

いま例として時刻  $t = t_s$  において、受信機時刻が 800 (ms)、レプリカ時刻が 2600 (ms) であったとする。二つの時刻の差が擬似距離である。時刻の差を求める場合、ここでは受信機時刻が GPS 時刻より進んでいる (=レプリカ時刻より進んでいる) ものとして計算する。図では針一周  $360^\circ$  が 6 秒として、受信機時刻の針の位置から、どれだけの角度反時計方向に回転させれば、レプリカ時計の針に重なるかが、擬似距離である。

$$\text{擬似距離} = \text{受信機時刻} - \text{レプリカ時刻}$$

この結果が負となる場合は、6 秒を加え、正の数にする。

例では、擬似距離 =  $800 - 2600 = -1800$  (ms) この結果は負となっており、6000 (ms) を加えると、4200 (ms) となり、この値を擬似距離とする。

#### 6.4. 受信機時計の修正

擬似距離は前項で示したように観測することができるが、一般的な受信機では、データの観測時刻を GPS 時刻に同期させ、クロックオフセットの範囲も一定範囲に収めたいなどの理由で、受信機時計の時刻は GPS 時刻に対して例えば  $\pm 1$  (ms) の誤差範囲に入るように管理されている。(  $\pm 1$  (ms) は受信機時計の分解能で決まる)

利用者が地表付近にある場合、衛星との距離は大凡 20000~26000 (km) で、信号の伝搬に要する時間は 67~87 (ms) であることから、1 機の衛星のレプリカ時計の時刻が (6 秒までの範囲で) 得られた時点で、その時刻を基準に、受信機時計の時刻を 77 (ms) 進めて設定すれば、測位演算を行わなくとも受信機時計の誤差を  $\pm 10$  (ms) の範囲内で GPS 時刻に同期させることができる。

さらに 4 機以上の衛星の擬似距離が得られると、測位演算が可能となり、位置と合わせて受信機時計の時刻誤差 (クロックオフセット) が得られる。

クロックオフセットが例えば 3.456...(ms) と得られた場合、受信機時計の時刻が GPS 時刻に対して 3.456...(ms) 進んでいることを意味しているので、受信機時計を 3 (ms) 遅らせる (1 (ms) 単位の調整が行える場合) ことで、クロックオフセットを 0.456...(ms) に減少させることができる。

以降、クロックオフセットが  $\pm 1$  (ms) を超えた場合は、受信機時計の時刻を  $\pm 1$  (ms) 調整することで、( $\pm 1$ (ms) の誤差範囲で) 受信機時計と GPS 時刻の同期を維持することができる。

受信機時計を調整しない場合と調整を行った場合のクロックオフセットの変化の例を図 6-4 に示す。クロックオフセットが  $\pm 1$  (ms) を超えた  $\uparrow$  の点で、8.4.15 項に示す方法で受信機時計の時刻を調整することで、 $\pm 1$  (ms) の範囲内にクロックオフセットを管理している。

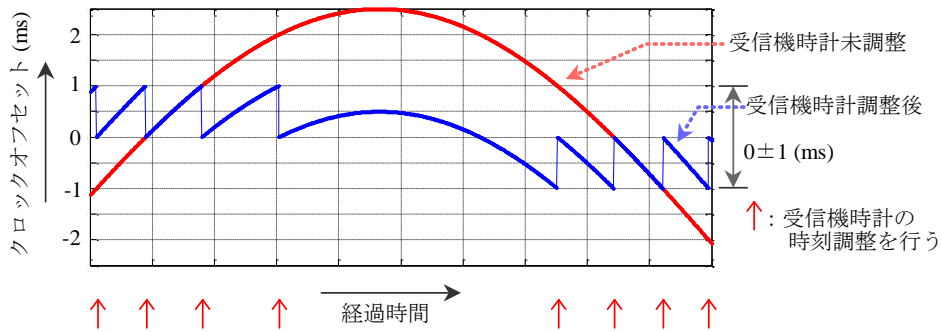


図 6-4 受信機時計調整の有無によるクロックオフセットの変化

受信機時計の時刻調整の頻度は受信機の基準クロック周波数精度で決まる。一般的な GNSS 受信機では周波数精度数 ppm の TCXO が良く用いられている。周波数誤差が 1 (ppm) であった場合、時刻が 1 (ms) 誤差を生じるのは  $1 \times 10^{-3} \text{ (s)} / 1 \times 10^{-6} \text{ (s/s)} = 10^3 \text{ (s)}$  の時間で、結果として約 16 分に一度調整が生じることが予想される。

### 6.5. 受信機時計を修正後の擬似距離の観測

受信機時計を修正後の受信機、システム、レプリカ時刻の関係を図 6-5 に示す。擬似距離は受信機時刻とレプリカ時刻との差 (図中(c)) である。

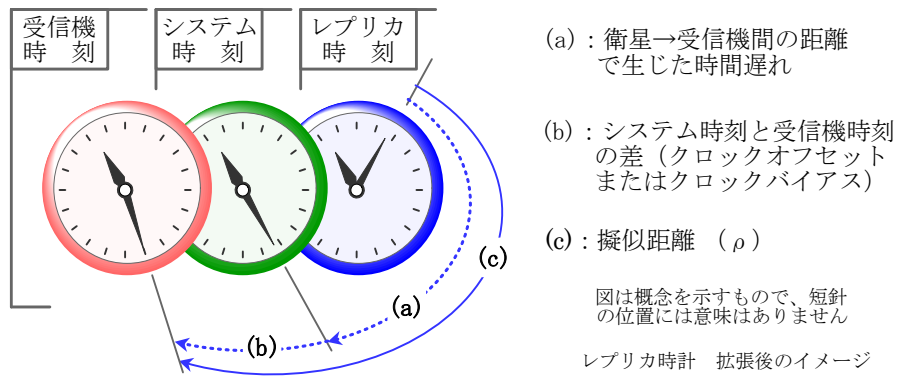


図 6-5 受信機時計修正後の擬似距離観測

受信機時刻とシステム時刻は (b) のクロックオフセット分の誤差を有しているが、大きさは図 6-4 に示すように  $\pm 1 \text{ (ms)}$  の範囲内 (値は受信機的设计による) に収められている。

## 6.6. 擬似距離、積算デルタレンジ観測タイミングの制御

6.5 項までで、クロックオフセットが $\pm 1$  (ms)以内での擬似距離観測の準備が出来た。次に希望するタイミングで擬似距離と積算デルタレンジのデータをサンプリングする必要がある。サンプリングは1秒に一回であれば、GPS時刻の正秒に同期して行われるのが一般的で図 5-2 中のサンプリングタイミング生成部で、1 ms clock の中から、GPS時刻の正秒に近いパルスをCPUの制御で選択し、そのままサンプリングの信号に用いる。制御については8.4.16項に示した。



## 7. 相関器の出力はどのような要因で決定されるか

相関器の出力は種々の要因で変化する。また逆に出力を観察することで、受信信号あるいは受信機がどのような状態にあるか推定できる場合がある。相関器の出力が何によって決定されているのかを理解することで、受信機の状態把握がより容易となる、以下で相関器の出力を決定する要因について解説する。

### 7.1. 相関器雑音帯域幅

相関器の積算器は積算時間で決定される周波数特性を有している。これは良く知られた sinc 関数で、積算時間を 1ms とすると、1, 2, 3... と 1kHz ごとにゼロ点を有する。積算器に周波数あたりの電力が一樣な雑音（単位周波数あたりの電力： $N_0$ [W]）を通過させた場合の応答は、積算器の周波数応答を積分したものに、 $N_0$  を乗じることによって求めることができる。周波数応答は、積分時間を  $\delta t_s$  とすると、(7-1)式で示すことができる。

$$H(f) = \frac{\sin(\pi f \delta t_s)}{\pi f \delta t_s} \quad (7-1)$$

通過する雑音電力  $P_n$  は(7-2)式で得られる。

$$P_n = N_0 \int_0^{\infty} \left( \frac{\sin(\pi f \delta t_s)}{\pi f \delta t_s} \right)^2 df = N_0 \frac{1}{2\delta t_s} \quad (7-2)$$

$\delta t_s$  が 1(ms) の場合、 $P_n = 500N_0$  となり、500Hz 分の雑音電力を通過させることがわかる。逆に 1ms の相関器出力の雑音電力がわかれば、その 1/500 を  $N_0$  とすることができる。これらの関係を図 7-1 に示す。積算時間と雑音帯域幅は逆比例し、1 秒の積算器の帯域幅は 0.5Hz となる。

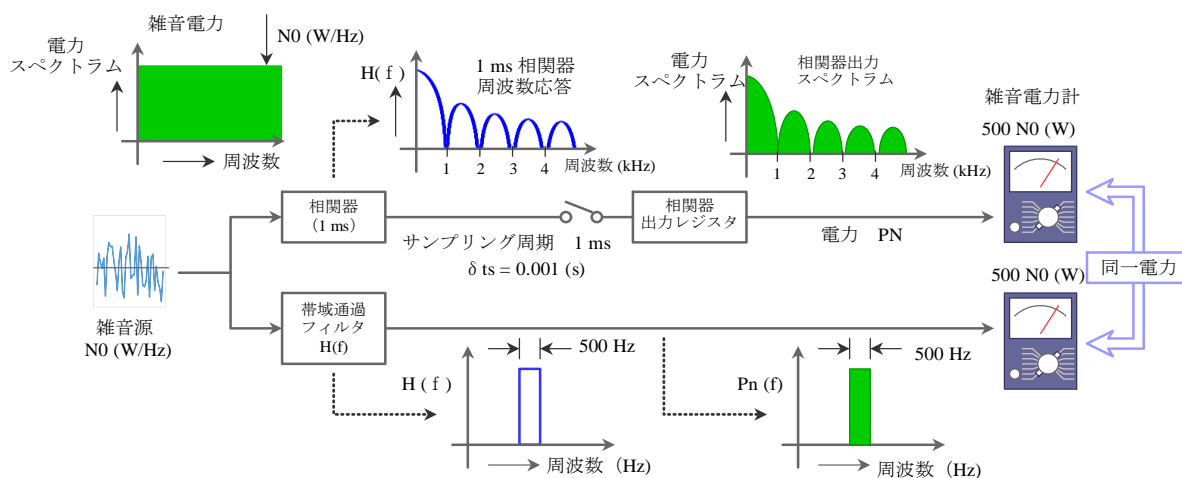


図 7-1 雑音帯域幅の概念

## 7.2. 相関器出力の観測

信号の状態を直感的に把握し易い方法は、コードエポックにあわせて 1ms 毎に更新される I 相相関器出力と Q 相相関器出力を、例えば図 7-2 に示すように D/A 変換した後、オシロスコープの X 軸と Y 軸の入力に接続し、I-Q 平面上の点として観察することである。もちろんデータの経路さえ付けることが出来れば、パソコンの画面上で複数の衛星について同時に観察することも可能となる。(この画面の情報はコンスタレーション (星座) と呼ばれ、通信の分野では良く知られている)

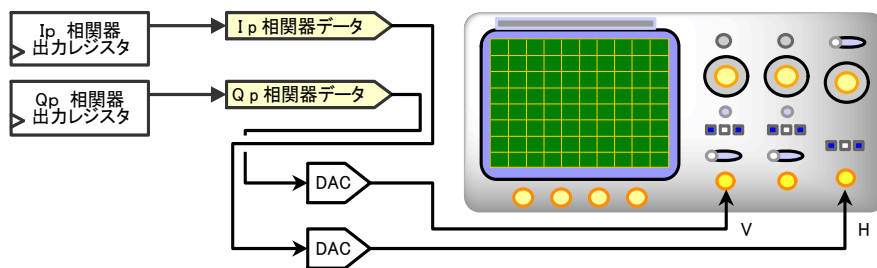


図 7-2 相関器出力データの観測

相関器の出力は無相関時に 0(V)を出力するものとし、オシロスコープの画面の中心が X 軸、Y 軸とも 0(V)となるように設定する。

### 7.2.1. 無信号時 (無相関時) の I 相、Q 相相関器出力

相関器の出力には雑音成分を積算した結果が現れる。平均はゼロで、標準偏差  $\sigma$  の正規分布となる。IF サンプリングデータを直接積算したものと考えてよい。

$\sigma$  の値の概略を求めることができる。例として IF サンプリングデータが 2 ビットで供給され、その出力頻度が表 7-1 とすると、

表 7-1 A/D 結果の出力頻度

ビット (重み)	"00" (= -3)	"01" (= -1)	"10" (= +1)	"11" (= +3)
頻度	15%	35%	35%	15%

データの平均電力は

$$P_{AVG} = 0.15 \cdot (-3)^2 + 0.35 \cdot (-1)^2 + 0.35 \cdot 1^2 + 0.15 \cdot 3^2 = 3.4$$

周波数一様の雑音は、積算回数に応じてその電力が増加するため、相関器が一回の積算期間 (1ms) に例えば 10,000 回積算を行なった結果の電力を  $P_{1ms}$  とすると

$P_{1ms} = P_{avg} \cdot 10,000 = 34,000$  となる。 $\sigma$  に換算するには自乗根を求めればよい。

$\sigma = \sqrt{34,000} = 184.4$  が得られる。

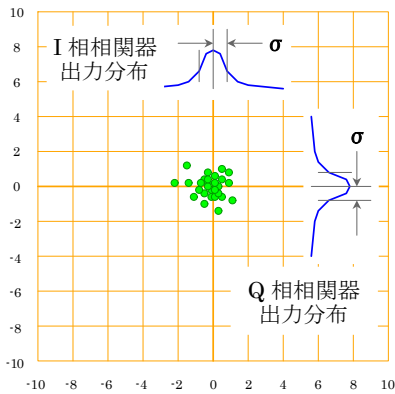


図 7-3 信号未検出時

この値はデジタル IF 信号の仕様や積算期間中のクロック数でほぼ決定される。(デジタル IF 信号に重畳された雑音成分を周波数一様としたが、実際にはアナログ回路で帯域制限を受けているため、異なる場合が多く、 $\sigma$  は増える傾向となる)

I 相相関器、Q 相相関器とも平均 0、標準偏差  $\sigma = 184.4$  の正規分布を持った出力が 1ms 毎に得られることとなり、オシロスコープ上には中心付近に円の形に纏まった点の集まりが観測できる。

### 7.2.2. 信号を検出したとき

受信信号とレプリカコードの位相がある程度一致したとき、I 相相関器と Q 相相関器にノイズ成分と合わせて、信号成分 A が加わる。信号検出時には、多くの場合受信した信号とレプリカキャリアの周波数及び位相は一致しておらず、信号成分は受信信号とレプリカキャリアの位相差に従って、I 相成分と Q 相成分に分割される。

受信信号の電力 = I 相成分の電力 + Q 相成分の電力  
であり、また

$$\text{信号振幅} = \sqrt{\text{I 相成分の振幅}^2 + \text{Q 相成分の振幅}^2} \quad (7-3)$$

で示され。相関器出力の S/N は

$$\text{相関器出力 } S/N \text{ (dB)} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\text{信号電力}}{\text{雑音電力}} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{\text{信号振幅}}{\text{雑音標準偏差}} \right) \quad (7-4)$$

で求めることができる。

信号が S/N=10dB で受信できた場合、信号の電力成分 (レプリカキャリアの位相によって、I 相と Q 相に振り分けられた成分の合計) は

$$\text{信号電力} = 10 \cdot \text{雑音電力} = 10 \cdot 34000 = 340000$$

$$\text{信号振幅} = \sqrt{10 \cdot \text{雑音標準偏差}^2} = 3.16 \cdot 184.4 = 583.1$$

を得ることができる

この信号をオシロスコープ上で観測した場合、平均の半径が 583.1 に相当した円上に、受信信号とレプリカキャリアの周波数、位相誤差に応じた位置を中心に標準偏差  $\sigma$  の点の集まりを描く。このときの状態を示す。

周波数誤差が 10Hz の場合、中心は 1 秒間に 10 回円を描く。周波数誤差がゼロの場合は位相誤差に応じた場所に光点を描く。

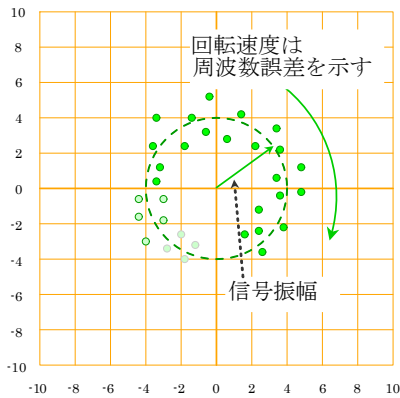


図 7-4 信号検出時  
(コード及び周波数誤差あり)

周波数及び位相誤差がある状態でも（誤差検出方法によって）コード位相誤差の検出は可能で、DLL（Delay Lock Loop）を閉じることができる。

DLL によって、信号検出時にあったコード誤差成分が小さくなり、相関器の出力は大きなものとなる。コード追尾を行い、ある程度信号レベルが大きくなった時点で、周波数追尾も開始する。周波数が引き込まれるに従い、画面上の点の回転速度は次第に遅くなる。またさらにコードが引き込まれるに従い、円の径が大きくなる。

### 7.2.3. 位相追尾が行われている状態

最終的に Costas Loop によって位相追尾を行う。このとき、受信信号の搬送波位相とレプリカキャリアの位相は一致し、受信信号の電力は全て I 相相関器出力に反映される。振幅  $A$  の成分は I 相相関器のみに現れ、Q 相相関器出力は雑音成分のみとなる。このときの状態を図 7-5 に示す。

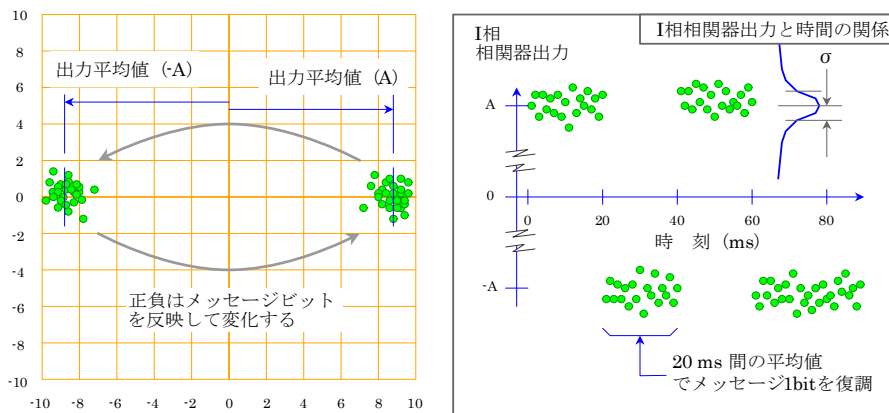


図 7-5 位相追尾状態（コード追尾誤差及び位相追尾誤差のない状態）

搬送波のみの場合は光点の纏まりは一箇所であるが、C/A コードの場合、50BPS のメッセージが BPSK 変調されているため、+側と-側の二箇所であらゆる点の集まりが現れ 20ms またはその整数倍の時間周期で左右を移動する状態が観測できる。

### 7.2.4. 信号 C/N0 の推定

相関器の出力から、信号 C/N0 を推定することができる。

まず相関器出力の振幅 ( $A$ ) と雑音の標準偏差 ( $\sigma$ ) を求める。

振幅は一定期間の相関器出力データの平均から求める。標準偏差は信号が捕捉できてい

ない状態で求める。レプリカコードを、衛星に割り当てられていないものとし、相関器の出力を観測するのも良い方法である。相関器出力の S/N は

(7-5)式で示される。

$$S/N (dB) = 20 \log_{10} \left( \frac{\text{信号振幅}}{\text{雑音標準偏差}} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{A}{\sigma} \right) \quad (7-5)$$

これを C/N0 に換算するには相関器の雑音帯域幅 500 (Hz) を乗じる。例えば、 $\sigma = 184$ 、信号振幅  $A=583$  が得られた場合、

$S/N=20 \log_{10}(538/184)=9.32$  (dB) となり、これに相関器の雑音帯域幅 500(Hz)=27(dB) を乗じると、 $9.32+27=36.32$  (dB-Hz) が得られる。

受信機から出力する観測データに付随する C/N0 の値はこのように相関器 S/N をもとに求めたものが多い。

この方法は、信号が位相追尾中で、I 相の相関出力の平均値がそのまま信号成分を示す場合に使えるものである。また相関器出力の S/N をもとにしたもので、アンテナの利得やアナログ部の NF、デジタイズによる損失などは加味されていない。

### 7.3. 振幅を変化させる要因

図 7-5 の例は相関器の S/N (C/N0 でも良い) が最も大きくなった場合の例で、受信信号の C/N0 によって、雑音成分と振幅の比が決定される。以下に振幅を変化させる要因についてまとめる。

#### ・ アンテナ利得、受信機損失

衛星からの信号の地上におけるレベルは 4.1 項に示したとおりである。この信号を受信するアンテナの利得や指向特性によって C/N0 が上下する。

受信機側で C/N0 を上昇させる要因はアンテナの利得のみで、ここで相関出力の最大値は決定される。以降の要因は全て低下させるものばかりである。

アンテナと受信機間のケーブルによる損失や受信機自身の NF によっても C/N0 が劣化する。

#### ・ コード位相誤差

コード位相誤差による相関器の出力レベルの変化は、1.3 項で示したように、受信信号中のコードとレプリカコードの位相が一致した場合相関器の出力は最大となり、正負いずれの方向にずれても、出力は低下、 $\pm 1$  chip で、ゼロとなる。最大とゼロまでの変化は直線的である。

#### ・ キャリア周波数追尾誤差

受信信号の搬送波周波数とレプリカキャリアの周波数が異なっていた場合、出力は低下

する。1ms の積算の場合、1kHz の誤差があると、出力はゼロとなる。

アンテナの利得やアナログ部の損失は一定の値であり、信号処理として考える必要のあるのは、コード位相、周波数追尾誤差の二つである。

- **マルチパスや妨害波の影響を受けた場合**

安定して信号を受信中は、図 7-5 の状態が維持されるが、妨害波や移動中に強いマルチパスの影響を受けると、状態が大きく変化する。マルチパスの影響は、受信機が静止している状態では数十秒から分にわたる周期で、振幅が増減（直接波のみより高いレベルとなる場合がある）する、移動中であれば、光点のばらつきが大きくなるなどして現れる。

妨害波が入り、アナログ部の利得が抑圧された場合などは、光点のまとまりが小さくなることがある。

また信号が中断した場合などは、その後の再捕捉の状況を観察することができる。

見慣れてくると、信号の状態や受信機の動作を把握することが可能で、受信機開発や評価に便利なツールである。

## 8. 信号処理ソフトウェア

### 8.1. 信号処理回路及び測位演算ソフトウェアとのインタフェース

信号処理ソフトウェアと信号処理回路及び測位演算ソフトウェアとのインタフェースの一例を図 8-1 に示す。

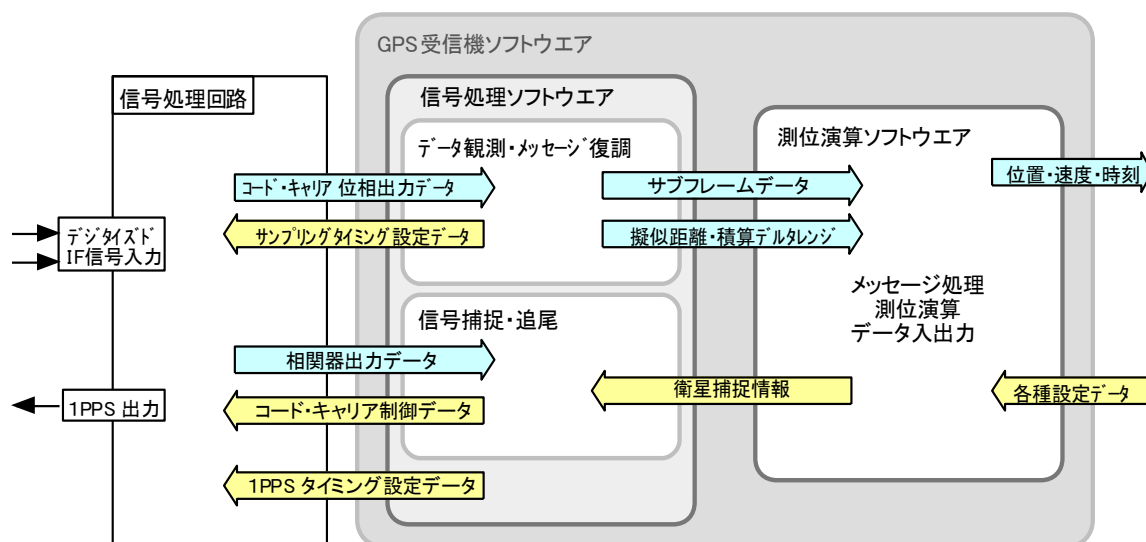


図 8-1 信号処理回路及び測位演算ソフトウェアとのインタフェース

信号処理回路とソフトウェアの間のデータの流れは2種類ある。第一が、コード位相（擬似距離）及び搬送波位相（積算デルタレンジ）の観測データ読み出しに関するもので、普通は測位演算の行われる GPS 時刻に同期した 1 秒周期（1Hz）で行われる。特殊な用途では 50Hz 程度のものまでである。

サンプリングの回数を多くしても、それに比例して意味のある情報が得られるものではない。例えば 1 秒間に 10 回の観測を行い、データの平均処理を行っても、平均の回数から期待できる精度の向上（分散で  $1/10$ 、 $\sigma$  で  $1/\sqrt{10}$ ）は普通得られない。

#### ・ 観測データの読み出し

データを読むためには、受信機時計を構成する 1 ms カウンタの出力である 1 ms clock の中から、GPS の正秒に近いタイミングを CPU の制御で選択して、データサンプリングタイミングを作る。

信号処理回路では、時々刻々変化しているコード位相（コード NCO とコードチップカウンタの内容、必要に応じてより上位のデータ）とキャリア位相（キャリア NCO と整数部カウンタの内容）を、データサンプリングタイミングによって、全信号処理チャンネル同時にサンプリングレジスタに記憶させる。

信号処理ソフトウェアはこれらのデータを読み取り、擬似距離と積算デルタレンジの形に

して測位演算部に出力する。

- **追尾ループ制御**

第二が追尾ループの制御に関するもので、各チャンネルで追尾中の信号のコードエポックに同期して更新されている相関器出力レジスタのデータを読み取る。(信号処理ソフトウェアはエポック発生後、次のコードエポックが生じるまでの 1ms の間に読み取る必要がある。(1ms 周期で読み取ったデータは一時バッファに記憶する)

その後、読み取った(バッファに収納された)相関器出力データをもとに、コード位相誤差、キャリア位相誤差を求め、ループフィルタの演算を行い、コード・キャリア NCO 制御データに変換し、信号処理回路に書き込む。コード・キャリア NCO の制御周期は、概ね 5~20 (ms)である。

- **航法メッセージ復調**

相関器出力データからは 50BPS の BPSK 変調で重畳されているメッセージ信号の復調も行われ、1 サブフレーム (300bit) 受信ごとに、サブフレームデータとして測位演算部ソフトウェアに出力される。

- **衛星捕捉**

測位演算部から新たな衛星の捕捉指令を受けたときは、指定されたコード及び周波数範囲順次信号の検出を行う。信号が検出できた場合は、コードとキャリア追尾ループによる追尾を開始し、データの観測や航法メッセージ復調の動作を開始する。

- **1PPS 出力**

受信機によっては、GPS または UTC 時刻に同期した 1PPS パルスの出力機能を有しているものもあり、必要な処理を信号処理ソフトウェアで行う。

## 8.2. 信号追尾モード

### 8.2.1. 信号処理ソフトウェアのモード分割

信号処理部ソフトウェアは、上位の衛星信号捕捉追尾マネージャからの指令により、衛星信号の捕捉から安定的な位相追尾を達成するまでに必要な一連の動作を行う。

これらの動作は幾つかの段階(モード)に分類して考えると動作の理解がし易い。図 8-2 に信号追尾モードの一例を示す。このモードは各信号処理チャンネル夫々で独立に遷移する。

### 8.2.2. 各モードの概要

- [1] 休 止



当該信号処理チャンネルに追尾すべき衛星が割り当てられておらず、捕捉・追尾に関する動作を行っていない状態。

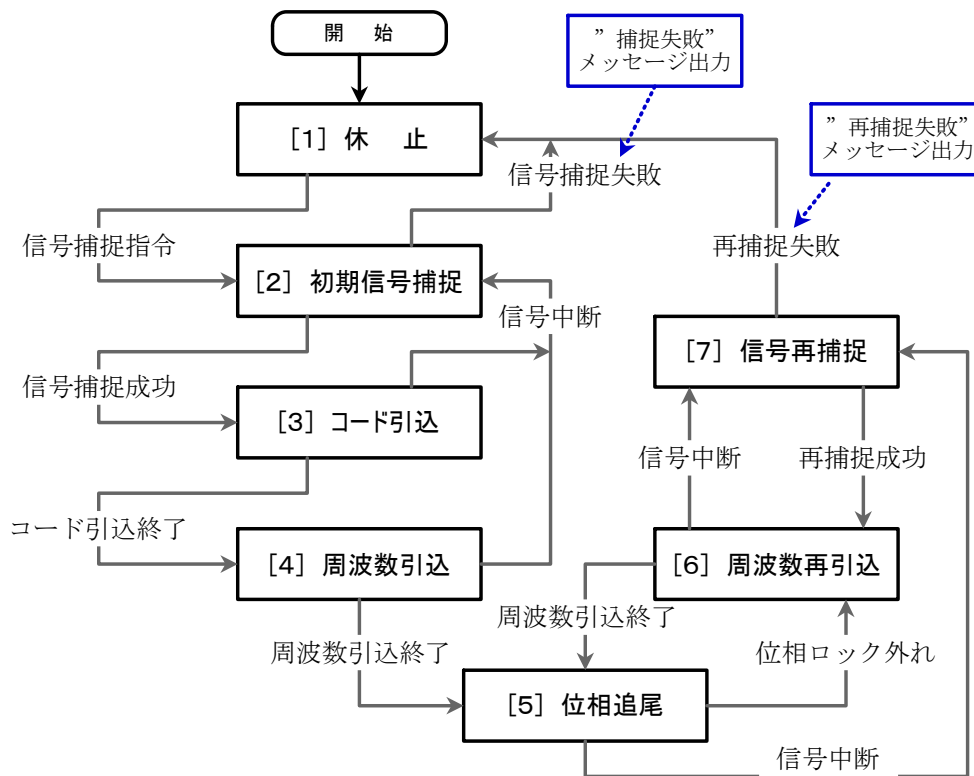


図 8-2 信号追尾モード遷移の例

・[2] 初期信号捕捉

衛星信号の捕捉を行う。

パラメータとして、衛星番号、コード探索範囲、周波数探索範囲、信号検出時間などが与えられる。指定されたコード及び周波数の範囲で順次信号の有無を確認し、信号を検出できなければ、初期捕捉失敗のメッセージを出し、休止に遷移する。

信号が検出できた場合、コード引込へ遷移する。

このモードではコード位相、キャリア周波数とも指定された範囲で順次設定するのみで、追尾ループ、キャリア追尾ループは閉じてしていない。

信号検出時点ではコード誤差は概ね±0.5(chip)、周波数は±数百 Hz 以内の範囲にある。(信号レベルの高い衛星の場合、誤差がより大きくとも信号が検出される場合がある)

・[3] コード引込

コード追尾ループを閉じて、追尾を開始する。

キャリア追尾は行っていないので、コード追尾誤差検出はノンコヒーレントな方法で

行う。(ノンコヒーレント：表 8-3 参照)

この段階ではコード位相の観測精度は必要ではなく、より短時間で信号の引込を行いたいため、追尾ループのバンド幅は広く取られる。

信号レベルの検出を継続して行い、一定レベルより低下した場合は初期信号捕捉へもどる。(捕捉動作の継続を行う)

一定時間経過するなど、コード引込モードが終了すれば、周波数引込に遷移する。

#### ・[4] 周波数引込

このモードでキャリア追尾ループを閉じて、周波数誤差が捕捉直後の最大数 100Hz から、位相引込が可能な数 Hz になるまで周波数の引込を行う。

周波数誤差検出器は、周波数誤差検出の範囲と誤差(雑音)成分の大きさが相反関係にあり、最初は広範囲であるが、誤差の大きいもの、次に範囲は狭いが、誤差の少ないものと、数段階に切り替えて使用する。

周波数引込を終了する条件は周波数誤差検出器の出力による方法(誤差の平均値がゼロ付近になる)もあるが、信号レベルに応じて、一定期間をこのモードに与えるという方法もある。(信号レベルが低い場合、より長い時間を与える)

このモードの動作中も信号レベルの検出を行い、一定レベルより低下した場合は初期信号捕捉へもどる。(捕捉動作の継続を行う)

#### ・[5] 位相追尾

周波数誤差が数 Hz の範囲に収まったと考えられる時点で、キャリア追尾を周波数から位相追尾に移る。キャリア追尾ループフィルタが位相追尾専用のものであるなら、ループフィルタの内部状態の初期化も正確に行う。

これ以降、信号レベルが閾値以下となる信号中断(衛星信号が遮断された場合に起こる)か、位相ロック判定が異常と判定されることがない限り、このモードの動作を継続する。キャリア追尾が安定した状態となったので、コード追尾ループにキャリア支援を行う。位相追尾に到達したことは、「確かに信号が存在する」ことが確認できたと考え、このモード以降で信号中断が生じても、初期信号捕捉(全範囲の探索を行う)には戻らず、より限られた範囲の探索のみを行う信号再捕捉に移行する。

GPS の位相追尾ループは信号の瞬断・急変やマルチパスの影響などで、容易にロックが外れた状態となる。このために常にロック状態の監視を行う。

ロックが外れた場合、信号レベルは十分にあったとしても、位相追尾モードのままでは再度位相ロックができない場合が多い。このため、キャリア追尾モードを一旦 [6]周波数再引込にもどす。

#### ・[6] 周波数再引込

ロック検出が異常となった場合、このモードで再度周波数を引き込む。基本動作は[4]

周波数引込と同じであるが、周波数の誤差は狭いものしか想定していない。

周波数引込終了で、[5] 位相追尾に復帰する。

信号中断となった場合、[7] 信号再捕捉に移行する。

#### ・[7] 信号再捕捉

一旦位相追尾モードに移行した後、信号中断が生じた場合、このモードで再捕捉を図る。

探索範囲は信号処理ソフトウェア自身が、追尾中の情報をもとに決定する。

初期捕捉に比べ狭い範囲内の探索を行う。

信号が検出できれば、[6] 周波数再引込へもどる。捕捉に失敗した場合、「再捕捉失敗」のメッセージを出力して、[1] 休止へ移行する。

### 8.2.3. モードと追尾制御の関係

各モードの追尾ループの状態を表 8-1 に示す。

表 8-1 各モードでの追尾ループの状態

	[2] 初期 信号捕捉	[3] コード 引込	[4] 周波数 引込	[5] 位相 追尾	[6] 周波数 再引込	[7] 信号 再補足
コード開ループ制御	○					○
コード追尾ループ		○	○	○	○	
キャリア開ループ制御	○	○				○
キャリア追尾ループ			○	○	○	

ループ制御は誤差検出、ループフィルタ処理などのいくつかのソフトウェアの要素が関連して動作する

各モードで動作している誤差検出器等を表 8-2 に示す。

表 8-2 各モードで動作している誤差検出器など

	[2] 初期 信号捕捉	[3] コード 引込	[4] 周波数 引込	[5] 位相 追尾	[6] 周波数 再引込	[7] 信号 再補足
信号レベル検出	○	○	○	○	○	○
コード追尾誤差検出		○	○	○	○	
周波数追尾誤差検出			○		○	
位相追尾誤差検出				○		
位相ロック判定				○		

誤差検出などは、それぞれが単独の処理ソフトウェアとして存在する

### 8.3. 信号処理ソフトウェア DFD

図 8-3 に信号処理部ソフトウェア DFD の例を示す。

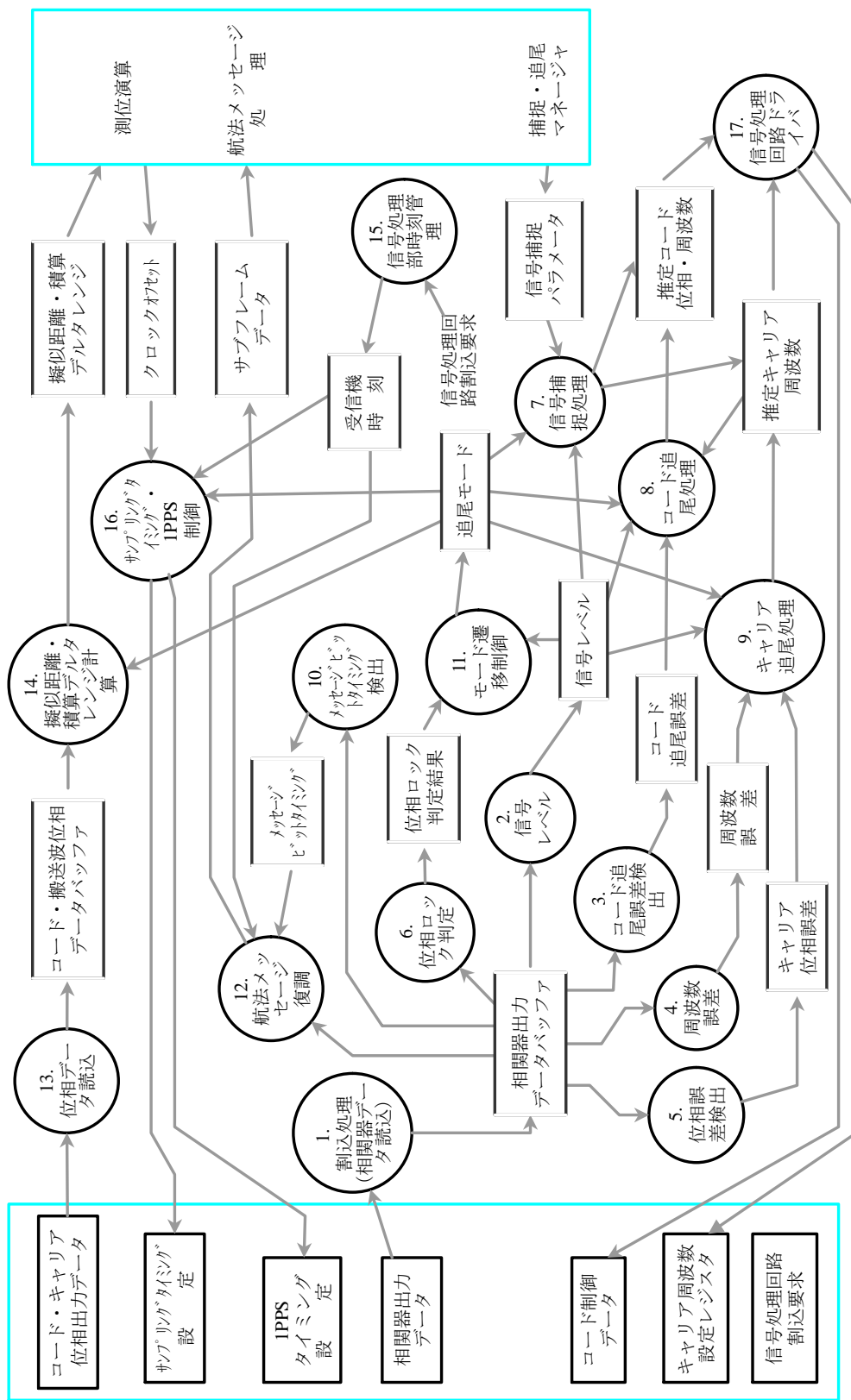


図 8-3 信号処理部ソフトウェア DFD

## 8.4. DFD 各部動作概要

### 8.4.1. (1.) 割込処理 (相関器データ読込)

コードエポック発生時に、相関器から相関器出力レジスタに書き込まれたデータを読み取り、CPU のメモリー上 (相関器出力データバッファ) に書きこむ。コードエポックは C/A コードの場合、1ms 周期で発生するため、データ読み取り処理も同じ 1ms 周期が必要である。

エポックの発生タイミングは衛星毎に異なるため、各衛星のコードエポックで割り込みを発生させると、処理のオーバーヘッドが大きくなるため、例えばコードエポックの 1/2 の周期の 500 $\mu$ s ごとに割り込みを発生させ、相関出力レジスタからのデータ転送が必要か否かをチェックことでも対応できる。

コード及びキャリア追尾に必要な相関器の情報はほぼ、過去 20ms 以内のものであり、転送先のバッファは各チャンネル 20ms 分の容量があれば良い。

またチャンネル数が少なければ、ソフトウェア転送で十分対応できるが、大きくなった場合は、DMA による転送の検討が必要となる。

### 8.4.2. (2.) 信号レベル検出

相関器の出力から、信号レベルを求める。

結果はコードやキャリアの誤差検出やモード遷移、信号 C/N0 の推定などに利用される。

### 8.4.3. (3.) コード追尾誤差検出

相関器出力データバッファの情報をもとに、コード追尾ループに必要なコード追尾誤差の検出を行う。計算周期は 5~20ms 程度である。(コード追尾ループのバンド幅はせまいので、より周期が長くても良い)

誤差検出のアルゴリズムとして、表 8-3 に示すものが良く利用されている。

表 8-3 コード追尾誤差検出器

誤差検出方法	特 性
$\frac{1}{2} \cdot \frac{E - L}{E + L}$ $E = \sqrt{I_E^2 + Q_E^2}$ $L = \sqrt{I_L^2 + Q_L^2}$ (図 8-4 Normalized E-L)	Early+Late で正規化したノンコヒーレント Early - Late 誤差検出器。信号振幅の影響を受けない 計算処理の負荷大 Early、Late の間隔を 1(chip)にしたものは追尾誤差範囲 $\pm 0.5(\text{chip})$ の間で誤差に比例した出力を得ることができる (雑音成分がない場合) $\pm 1.5(\text{chip})$ の誤差でゼロによる除算のために不安定になる恐れがあるが、通常の追尾範囲外である
$\frac{1}{2} \cdot (E^2 - L^2)$ (図 8-4 Power)	ノンコヒーレント Early-Late 電力 中間の計算処理負荷 1chip スペーシングの場合、 $\pm 0.5(\text{chip})$ の範囲で、 $1/2 \cdot (E-L)$ 振幅の性能と同等。 $E^2+L^2$ で正規化することもできる

$\frac{1}{2} \cdot [(I_E - I_L) \cdot I_P + (Q_E - Q_L) \cdot Q_P]$ <p>(dot product)</p> <p>(図 8-4 Dot product)</p> $\frac{1}{4} \cdot [(I_E - I_L)/I_P + (Q_E - Q_L)/Q_P]$ <p>(normalized with <math>I_P^2</math> and <math>Q_P^2</math>)</p>	<p>擬似コヒーレントドット積電力 三つの相関器の出力を全て使う 計算処理負荷は小 1(chip)の E-L のスペーシングの場合、<math>\pm 0.5(\text{chip})</math>の範囲で、 ほぼ正しい誤差を出力する 下の式は、<math>I_P^2</math> 及び <math>Q_P^2</math> を用いて、正規化したもの</p>
$\frac{1}{2} \cdot (I_E - I_L) \cdot I_P$ <p>(dot product)</p> $\frac{1}{4} \cdot (I_E - I_L)/I_P$ <p>(normalized with <math>I_P^2</math>)</p> <p>(図 8-4 Normalized coherent )</p>	<p>コヒーレントドット積キャリアが位相追尾の場合のみ使用感 想。計算負荷小。最も精度が高い観測データを得ることができ る。 最も正確なコード位相が得られる 下の式は <math>I_P^2</math> を用いて、正規化したもの</p>

図 8-4 にコード追尾誤差検出器の特性を示す。

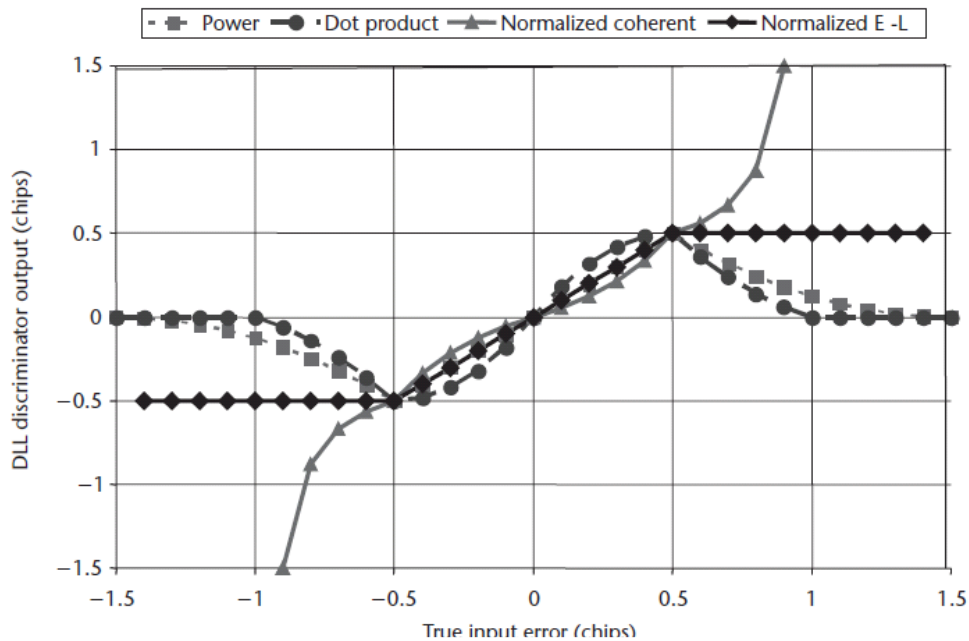


図 8-4 コード追尾誤差検出器の特性

#### 8.4.4. (4.) 周波数誤差検出

相関器出力データバッファの情報をもとに、周波数追尾に必要な周波数誤差の検出を行う。計算周期はキャリア追尾ループフィルタの処理周期と同じで、普通 5~20ms 程度である。

誤差検出のアルゴリズムとして、表 8-4 に示すものが良く利用されている。

表 8-4 周波数誤差検出器

誤差検出方法	周波数誤差出力	特 性
$\frac{cross}{(t_2 - t_1)}$ $cross = I_{P1} \times Q_{P2} - I_{P2} \times Q_{P1}$	$\frac{\sin[(\phi_2 - \phi_1)]}{t_2 - t_1}$	低 SNR で、最適な応答 誤算検出特性が振幅の自乗に比例する 計算負荷が最も少ない
$\frac{sign(dot) \times (cross)}{t_2 - t_1}$ $dot = I_{P1} \times I_{P2} + Q_{P1} \times Q_{P2}$ $cross = I_{P1} \times Q_{P2} - I_{P2} \times Q_{P1}$	$\frac{\sin[2(\phi_2 - \phi_1)]}{t_2 - t_1}$	決定主導型 高 SNR でほぼ最適な応答 誤算検出特性は信号振幅 A に比例する 中程度の処理負荷
$\frac{ATAN2(dot, cross)}{(t_2 - t_1)}$	$\frac{\phi_2 - \phi_1}{t_2 - t_1}$	四象限の逆正接。最尤推定器 高、低 SNR で最適解。誤算検出特性は信号の振幅に影響されない。高い処理負荷。通常テーブルを利用して実現する

図 8-5 に周波数誤差検出器の特性を示す。

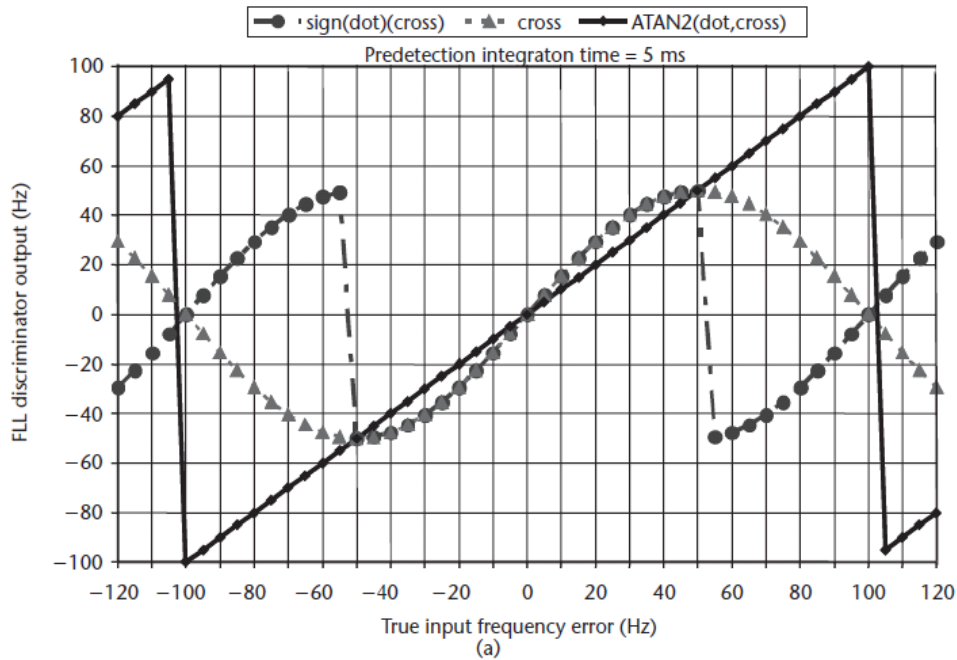


図 8-5 周波数誤差検出器の特性

#### 8.4.5. (5.) 位相誤差検出

相関器出力データバッファの情報をもとに、キャリア追尾ループ（PLL または Costas）に必要な位相追尾誤差の検出を行う。計算周期はキャリア追尾ループフィルタの処理周期と同じで、一般的に 5～20ms 程度である。処理周期が短いほど、応答性・追従性に優れたものになるが、反面追尾が維持できる信号レベルが高くなる。

誤差検出のアルゴリズムとしては、表 8-5 に示すものが良く利用されている。

表 8-5 位相誤差検出器

誤差検出方法	ループ	位相誤差出力	特 性
$ATAN2(Q_P, I_P)$	PLL	$\phi$	四象限逆正接
$Q_P / Ave \sqrt{I_P^2 + Q_P^2}$	PLL	$\sin(\phi)$	QP は平均した punctual の振幅で正規化される性能面で、四象限正接を少し上回る QP は $\pm 45$ 度でほぼ $\phi$ になる。
$Q_P \times Sign(I_P)$	Costas	$\sin(\phi)$	決定主導型。高 SNR で最適応答。誤算検出特性は信号振幅 A に比例。最も計算負荷が少ない
$Q_P \times I_P$	Costas	$\sin(2\phi)$	古典的なアナログ誤差検出器 低 SNR で最適な特性。誤算検出特性は振幅 A の自乗に比例する。中間の計算処理負荷
$Q_P / I_P$	Costas	$\tan(\phi)$	準最適、高 SNR と低 SNR で良い性能。誤算検出特性は信号振幅に関係しない。計算負荷が大きい。 $\pm 90^\circ$ で、ゼロ除算が起こる
$ATAN(Q_P / I_P)$	Costas	$\phi$	二象限の逆正接。高、低 SNR で最適誤差検出 誤算検出特性は信号振幅に影響されない

図 8-6 に Costas Loop に用いる位相誤差検出器の特性を示す。

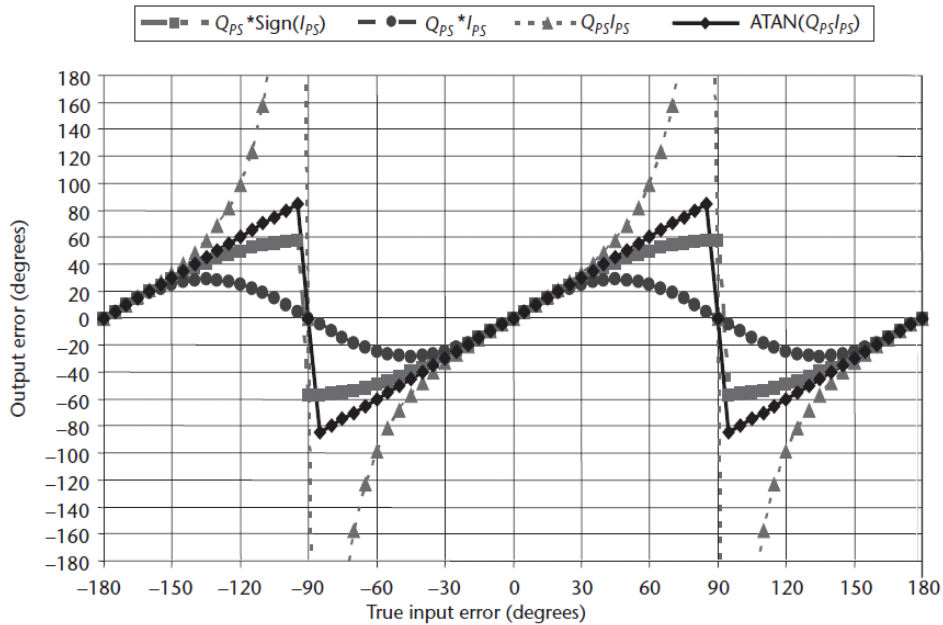


図 8-6 位相誤差検出器の特性



#### 8.4.6. (6) 位相ロック判定

キャリア追尾ループで、例えば 100 (Hz) の周波数誤差が生じている場合であっても、5 (ms) の間の I 相、Q 相の相関器の出力を平均 (積算) した結果 Q 相はゼロ、I 相は正と負の値を 5 (ms) ごとに繰り返す結果が得られ、表 8-5 の Costas Loop の誤差検出方法では出力が得られない。(誤差がない状態)

このため、位相追尾の処理と並行して複数の方法で正しく位相追尾が行われているか否かを常に監視する。異常を発見すれば、位相ロック外れが生じたものと判断して、周波数再引込を実行するなどによって正しい追尾に復帰できるようにする。

位相ロックの判断を行うには、

- ・ 1ms 毎に求めた信号振幅と I 相、Q 相夫々を 1bit の期間 (20ms) 積算後求めた振幅の比較。(ロックが外れている場合、20ms 積算後の振幅が低くなる)
- ・ 周波数誤差検出器の出力平均値の監視
- ・ 擬似距離の変化率から求めた搬送波周波数との比較
- ・ 航法メッセージのエラー発生状態

などが判断基準に利用できる。いずれの方法も信号 C/N0 が低い場合には検出に時間を要するようになる。

#### 8.4.7. (7) 信号捕捉処理

信号捕捉及び信号再捕捉モードのとき、測位演算部または信号処理部自身によって指定された衛星番号、探索範囲 (コード位相、周波数範囲) 探索速度、などの情報 (信号捕捉パラメータ) に基づき、信号の捕捉処理を行う。

探索する範囲は、図 8-7 に示すように、コード位相とキャリア周波数 (ドップラー周波数) をパラメータとする平面 (二次元) である。

探索範囲は、

- 1) 受信機内に衛星の軌道情報 (アルマナック) や受信機の位置に関する情報がない場合
- 2) 衛星の軌道情報 (アルマナック) 及び受信機の位置情報がある場合
- 3) 前回の測位からの時間が短く、衛星の軌道情報 (エフェメリス) 及び受信機の位置、受信機の基準クロックの誤差などが明確な場合

で異なってくる。

- 1) の場合をコールドスタート、2) をウォームスタート、3) をホットスタートと呼ぶ。探索範囲は表 8-6 のように分類できる。

表 8-6 信号捕捉分類

信号捕捉分類	条 件
コールドスタート	軌道情報（アルマナック及びエフェメリスのいずれも）なし。工場出荷時の状態
ウォームスタート	軌道情報（アルマナックまたはエフェメリス）あり 受信機の概略位情報がある
ホットスタート	エフェメリスあり。受信機基準クロックの誤差が正しく推定できている。 前回の測位から時間が経っていない。（概ね数分から 10 分程度）
中断復帰	

探索範囲を決める要因とその内容を表 8-7 に示す。

表 8-7 探索範囲の決定

項 目	捕捉の条件	内 容
衛星指定	コールドスタート	存在し得る全ての衛星を指定（PRN No. 01～32）
	ウォームスタート	衛星が視野内にあるか否かを正しく判定でき、捕捉可能な衛星のみを信号処理部に割り当てることができる
	ホットスタート	
	中断復帰	捕捉すべき衛星に変更はない
コード探索範囲	コールドスタート	全範囲 GPS L1 C/A コードの場合、0～1022 チップを順次探索
	ウォームスタート	
	ホットスタート	最初は全範囲。1 衛星でも捕捉すれば、コード探索範囲を狭めることができる
	中断復帰	中断直前のコード位相または計算によって求めたコード位相を中心に±数 chip の範囲内を探索
キャリア周波数探索範囲	コールドスタート	衛星のドップラー周波数幅：±5 kHz 受信機基準クロックの周波数誤差範囲：数 ppm⇒数 kHz （使用する TCXO の仕様に依存。温度及び経年） 受信機の動きによるもの：一般的な陸上機器では無視できる 全てを加えた範囲を版策する
	ウォームスタート	受信機基準クロックの周波数誤差範囲、受信機の動きによるもの全てを加えた範囲を版策する 衛星のドップラー周波数は計算によって求めることができ、探索範囲を受信機の基準クロックの誤差と受信機によるものに狭めることができる
	ホットスタート	ほぼ受信機基準クロックの誤差の範囲を探索すればよい 衛星のドップラー周波数は計算によって求めることができる。 受信機の基準クロックの誤差は直前の測位演算の結果（クロックドリフト）を正しいものと看做すことができ、探索範囲をウォームスタートと比較して狭めることができる
	中断復帰	

図 8-7 に信号探索範囲の例を示す。

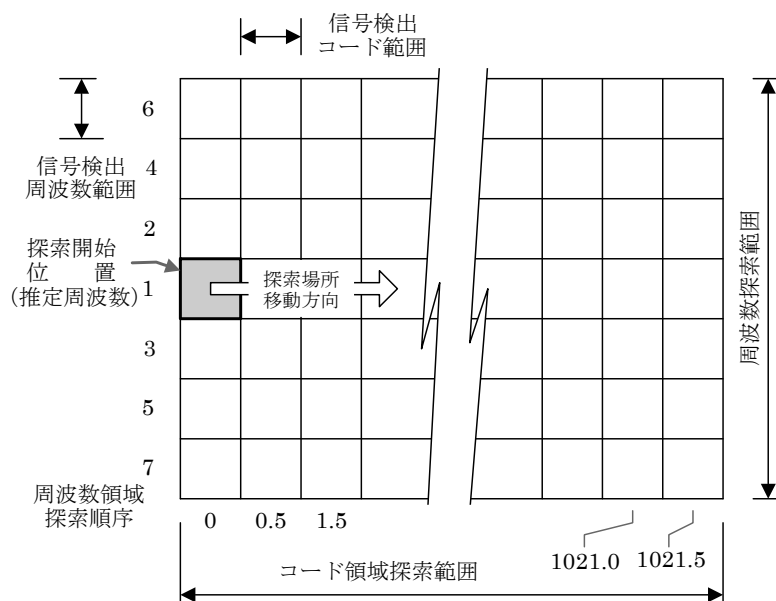


図 8-7 信号探索範囲

#### ・ 探索順序

探索は先ず衛星番号を指定し、キャリア周波数は探索範囲の中心の周波数とする。

その後、キャリア周波数はそのままに、コード位相を 0(chip)に設定する。この位置で一定期間（探索時間）相関器の出力を観測し、そのレベルが一定の閾値を上回るか否かを判断する。閾値以下であれば、信号が検出できなかったものとして、コード位相を一つ進める。図 8-7 では 0.5(chip)をきざみとしている。

コード位相を進める方向はマルチパスの影響を避けるために距離の短い側から、長い側へ行う。

1023(chip)の全範囲を探索し終えた場合、キャリア周波数を次の探索周波数とし、再度全コード位相の探索を行う。

一回の探索でカバーできる周波数の幅は、信号電力計算前の相関器出力の積算時間を  $T$  (s)とすれば、 $2/3T$  (Hz)が一つの基準である。例えば相関器の積算時間を 1(ms)とすると、周波数幅は 667 (Hz)となる。

初期捕捉で信号が検出できれば、コード引込モードへ遷移し、中断復帰の場合は周波数追尾モードへ遷移する。

#### ・ 信号検出アルゴリズム

信号検出は、相関器の出力から求めた信号振幅の値と別途定めた閾値との比較によるものが多い。

信号振幅と閾値は、無信号時の信号振幅と信号存在時の信号振幅によって図 8-8 に示す

関係がある。

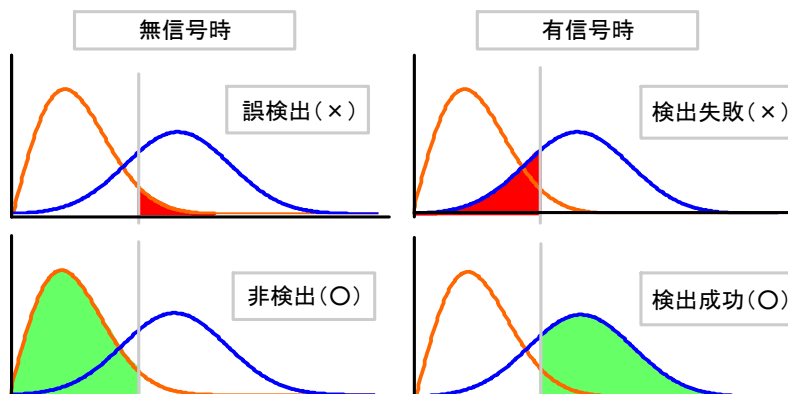


図 8-8 無信号時と有信号時の振幅分布と閾値との関係

無信号時に誤検出の確率を低くし、有信号時に検出失敗の確率を低くしなければならない。検出する信号のレベル、探索範囲、探索時間が、例えば捕捉感度を 3 dB 上げると、時間を 2 倍 (3 dB) 要するなど相反する関係となっている。信号の有無を判断するアルゴリズムの例として、図 8-9 に示す Tong Detector がある。

探索すべき場所において、アップダウンカウンタ (K) を  $K=E=1$  に初期化する。高い検出確率と低い誤検出確率を求めるなら、 $B=2$  とする。

T(s)毎に振幅  $=\sqrt{I^2 + Q^2}$  を計算する。振幅が閾値 V を越えた場合、アップダウンカウンタ K を一つアップする。もし、閾値を超えなかった場合、アップダウンカウンタは一つダウンする。

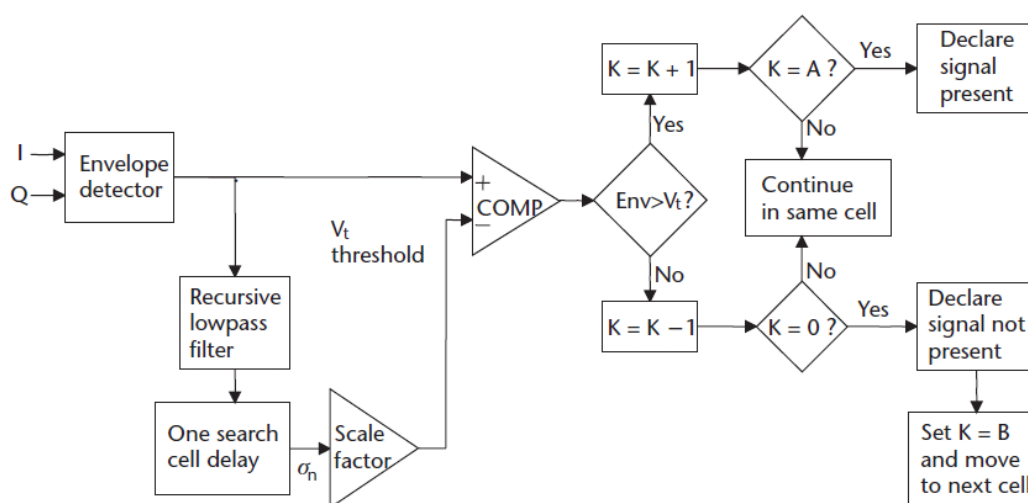


図 8-9 Tong detector

カウンタが最大値 A に到達した場合、信号が検出されたものとする。カウンタが “0” になった場合、信号は検出できなかったものとして、コード位相、周波数を次の場所へ移動する。A の値はシミュレーションによって決定できる。低 C/N0 のとき、A は 12 が、高 C/N0 の場合、A は 8 が代表例である。

Tong Search による信号検出確率を表 8-8 に示す。

表 8-8 Tong Search による信号検出確率 (Single Trial Probability of Detection)

C/N	Pd	(C/N0)dB=(C/N)dB 10log10T (dB-Hz)			
		T 1 ms	T 2.5 ms	T 5 ms	T 10 ms
1.0	0.431	30.00	26.02	23.01	20.00
2.0	0.639	33.01	29.03	26.02	23.01
3.0	0.781	34.77	30.79	27.78	24.77
4.0	0.872	36.02	32.04	29.03	26.02
5.0	0.927	36.99	33.01	30.00	26.99
6.0	0.960	37.78	33.80	30.79	27.78
7.0	0.978	38.45	34.47	31.46	28.45
8.0	0.988	39.03	35.05	32.04	29.03
9.0	0.994	39.54	35.56	32.55	29.54

Understanding GPS Principles and Applications Second Edition P.223 Table 5.10 Single Trial Probability of Detection

#### 8.4.8. ループフィルタ

図 8-10 に示すループフィルタの役割は、その出力が入力信号の正確な推定値となるよう、位相誤差検出部で発生した雑音成分を除くことにある。ループフィルタの次数と雑音帯域幅が信号の動きに対するループの応答を決定する。

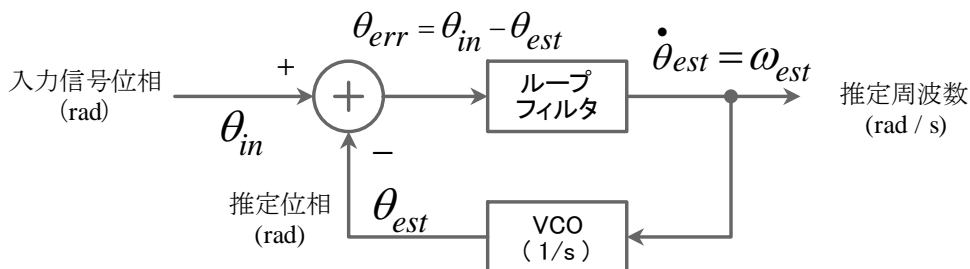


図 8-10 位相追尾ループ構成

GPS で用いるループフィルタの設計は、先ずアナログ（連続系）で行い、その後、ソフ

トウェア処理に適した形（離散系）に変更するのが容易である。

図 8-11 図 8-13 図 8-15 に 1 次から 3 次までの追尾ループの例を挙げる。図中  $1/s$  と記されているのは、アナログ回路の積分器を意味する。位相誤差は電圧で与えられ、フィルタによって推定周波数を示す電圧となる。この電圧は VCO に供給され、対応した周波数を生成する。

・ 1 次ループ

図 8-11、図 8-12 に 1 次のループフィルタと応答例を示す。

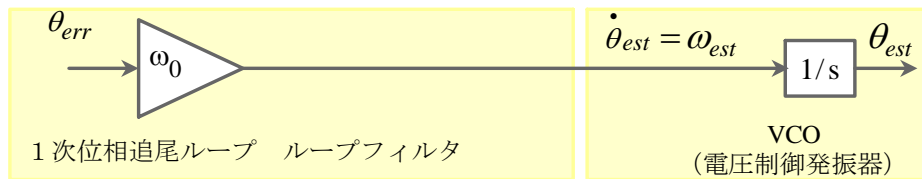


図 8-11 1 次ループフィルタ

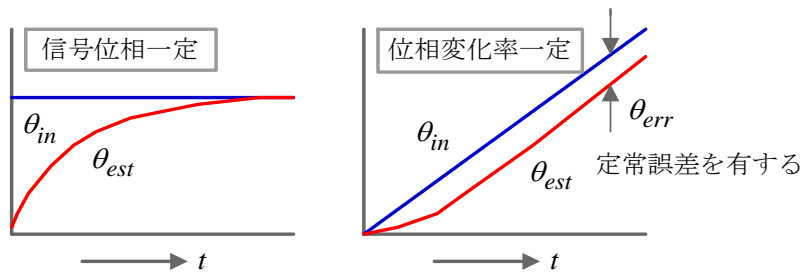


図 8-12 1 次ループの応答例

VCO に供給される推定周波数の電圧は、位相誤差検出器の出力  $\theta_{err}$  に係数  $\omega_0$  を乗じたものである。系が安定しているとき、即ち位相誤差がゼロの場合は推定周波数（=位相の変化率）もゼロであり、VCO の出力位相は変化しない。周波数が“0”以外になるには、必ず位相の誤差を必要とする。逆に見れば、入力信号に周波数成分がある場合、追尾を行うには必ず位相誤差を生じること（その大きさは周波数に比例する）すなわち、位相ロックされていない状態となっていることを意味する。従って、1 次のループは周波数は変化しないが、位相のみを追尾すれば良い場合に限り利用可能である。

・ 2次ループ

図 8-13、図 8-14 に 2 次ループフィルタと応答例を示す。

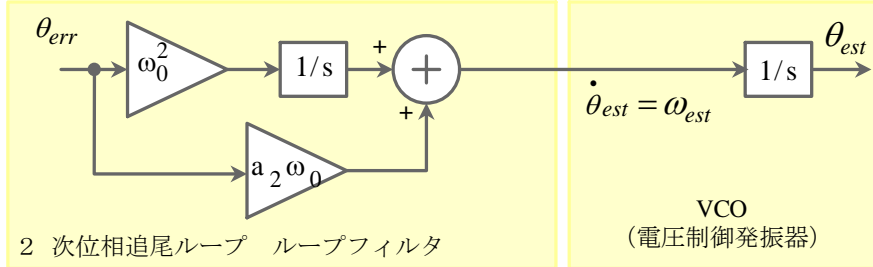


図 8-13 2次ループフィルタ

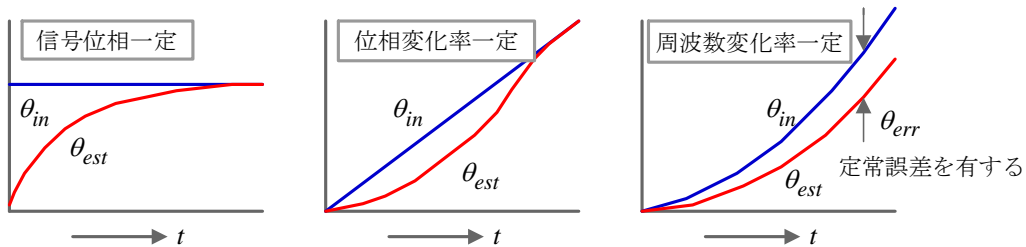


図 8-14 2次ループの応答例

位相誤差電圧は二つの経路を通じて VCO に供給される。一方は係数  $a_2 \cdot \omega_0$  を乗じる。他方は、係数  $\omega_0^2$  を乗じた後、積分器に入力される。これらの二つの出力は加算され、推定周波数として VCO に供給される。

誤差検出器の出力に応じて推定周波数の値が変わるのは 1 次の場合と同じであるが、2 次の場合、積分器が存在する。積分器は位相誤差  $\theta_{err}$  に係数  $\omega_0^2$  を乗じた値が入力となっており、これを積算する。位相誤差が“0”となる定常状態に達した場合、積算器の出力は変化がなくなる（値を維持する）が、必ずしもゼロである必要はない。2 次ループでは定常状態でも出力として“0”以外の値を保持することが可能で、入力信号の位相  $\theta$  が一定の率で変化（=周波数成分を有する）しても、位相誤差ゼロの状態を維持することができる。周波数は GPS の場合、速度と同じ次元であり、2 次のループを採用することで、一定の速度に対して定常誤差を持たないループを構成することができる。

・ 3次ループ

図 8-15、図 8-16 に 3 次ループフィルタと応答例を示す。

1 次と 2 次の比較から類推できるように 3 次の場合は周波数が一定の変化率（周波数の変化 Hz/s が一定、GPS の場合、一定の加速度に相当）を有する入力信号に対して位相誤差ゼロを維持できる。

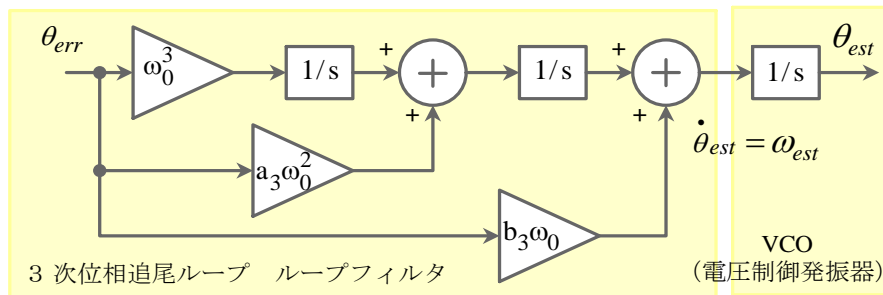


図 8-15 3次ループフィルタ

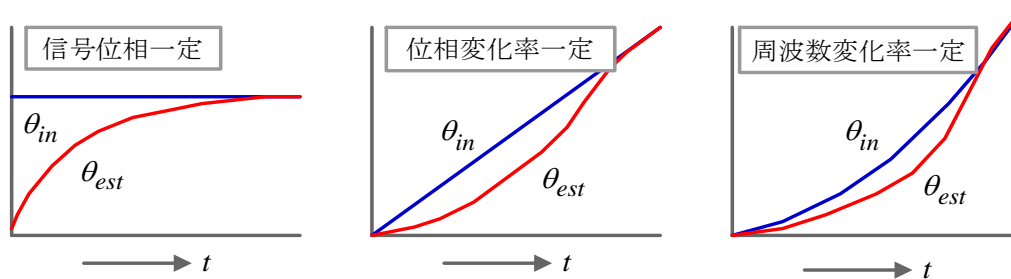


図 8-16 3次ループの応答例

理屈上は次数をさらに増やせば、より次数の高い位相変化に追従できることになるが、応答特性に問題（例えば、信号レベルに対する追尾限界は3次は2次に比べて劣る）を生じるなど GPS 受信機にとっての利点が見えないことから、実用上は3次が上限のようである。

・ 周波数支援を受けた1次ループ

1次のループは周波数に対して定常誤差を有することは上述のとおりであるが、周波数情報をループの外部から得られるのであれば、図 8-17のように、位相誤差成分に周波数情報を加算して、VCO を制御する推定周波数とすることで、定常誤差を無くすることができる。

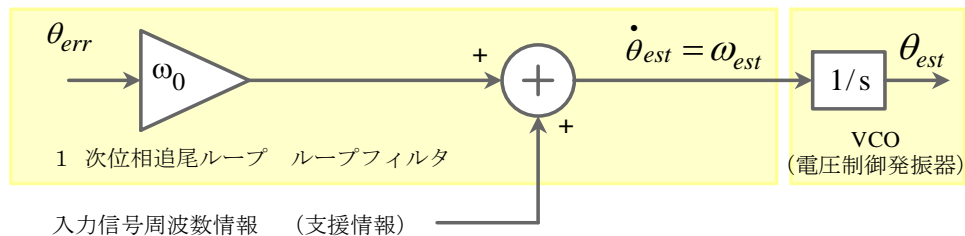


図 8-17 周波数情報の支援を受けた1次ループフィルタ



・ 雑音帯域幅

フィルタのもう一つのパラメータが雑音帯域幅である。一般に雑音帯域幅と推定周波数の応答性、精度には表 8-9 に示す関係がある。

表 8-9 雑音帯域幅と精度、応答性の関係

	雑音帯域幅	
	狭い	広い
推定精度	高い	低い
応答性	遅い	速い

位相ロックループを利用する側にとって、望ましい応答は、精度が高く、応答性は速くであるが、両者は相反する関係にあり、設計上妥協を行う必要がある。

・ パラメータの決定

GPS の場合、ループフィルタの次数が決定できれば、図 8-11～図 8-13 に示す各係数は、雑音帯域幅  $B_n$  をパラメータとして決定することが多い。

表 8-10 に 1～3 次のフィルタの各係数と雑音帯域幅の関係を示す。

表 8-10 キャリア追尾ループフィルタの構成

次 数	雑音帯域幅 (Hz)	係 数	定常誤差	備 考
1 次	$\frac{\omega_0}{4}$	$\omega_0$ $B_n = 0.25 \omega_0$	$\frac{(dR/dt)}{\omega_0}$	周波数 (=速度) に対して定常誤差を生じる。キャリア支援を有するコード追尾ループに使用される。全ての雑音帯域幅で安定
2 次	$\frac{\omega_0(1 + a_2^2)}{4a_2}$	$\omega_0^2$ $a_2\omega_0 = 1.414\omega_0$ $B_n = 0.53\omega_0$	$\frac{(d^2R/dt^2)}{\omega_0^2}$	周波数の変化率 (=加速度) に対して定常誤差を生じる。キャリア追尾ループに使用される。全ての雑音帯域幅で安定
3 次	$\frac{\omega_0(a_3b_3^2 + a_3^2 - b_3)}{4(a_3b_3 - 1)}$	$\omega_0^3$ $a_3\omega_0^2 = 1.1\omega_0^2$ $b_3\omega_0 = 2.4\omega_0$ $B_n = 0.7845\omega_0$	$\frac{(d^3R/dt^3)}{\omega_0^3}$	周波数の変化率の変化率 (=加加速度) に対して定常誤差を生じる。キャリア追尾ループに使用される。Bn=<18 Hz で安定

Elliott D. Kaplan Christopher J. Hegarty “Understanding GPS Principles and Applications Second Edition” pp.180

Table 5.6

#### 8.4.9. (8.) コード追尾ループ

GPS のコード追尾ループは図 8-18 に示すキャリア支援を受けた 1 次のものが多い。雑音帯域幅は 0.5Hz 程度が中心のようである。

アナログ⇒デジタルへの変換はフィルタなどでは厳密な検討を要するようであるが、GPS のループフィルタではアナログでパラメータを決定後、図 8-19 に示す変換を施すだけで十分である。

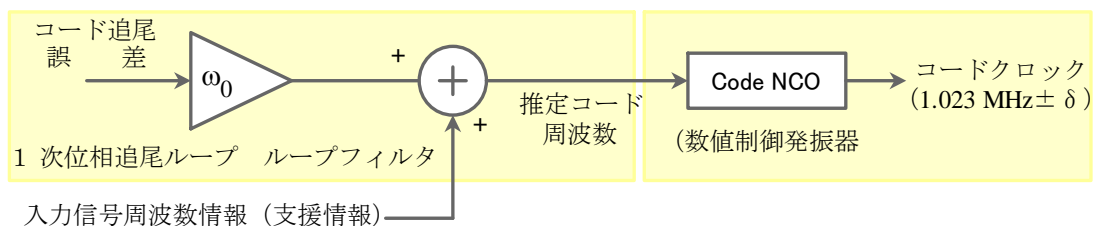


図 8-18 コード追尾ループフィルタ

コード追尾は比較的容易で、安定して信号を受信できる場合問題は少ないが、信号の中断と復帰が頻繁に生じるようなところでは、過渡応答特性の良否が問題とされる。

コード追尾ループはキャリア支援を受けているが、この支援情報は擬似距離を正しい値に近づける力はなく、擬似距離観測精度の向上はコード追尾誤差検出器とループフィルタの応答にかかっている。

そのため、より復帰を迅速に行えるよう、信号復帰直後は帯域幅を広げ応答性を優先させ、安定後帯域幅を狭くし、観測精度を向上させる。あるいは信号レベルに応じて帯域幅を動的に調整し、応答時間と精度のバランスを取るなどの対応が採られる。

コード誤差とループフィルタの計算周期はキャリアループに比べ長く取ることができる（極端な例では 1 秒に数回）しかし、このような場合でもキャリア支援の情報は速やかにコード NCO に反映させなければならない。

#### 8.4.10. (9.) キャリア追尾ループフィルタ

8.4.8 項で示した連続系のフィルタをソフトウェア処理で実現できるよう、図 8-19 に示す変換を行い、離散系で構成する。

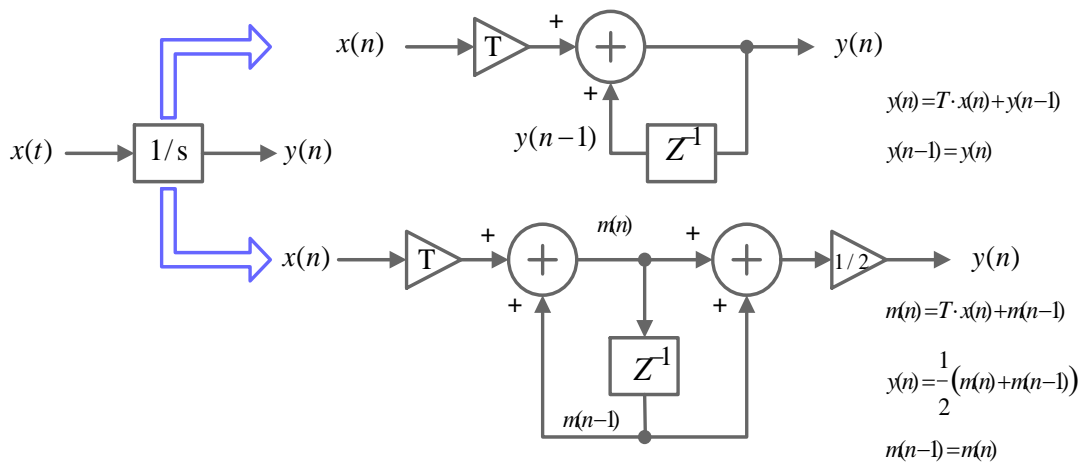


図 8-19 連続から離散処理への変換

キャリア追尾には 2 次または図 8-20 に示す 3 次のループが利用される。

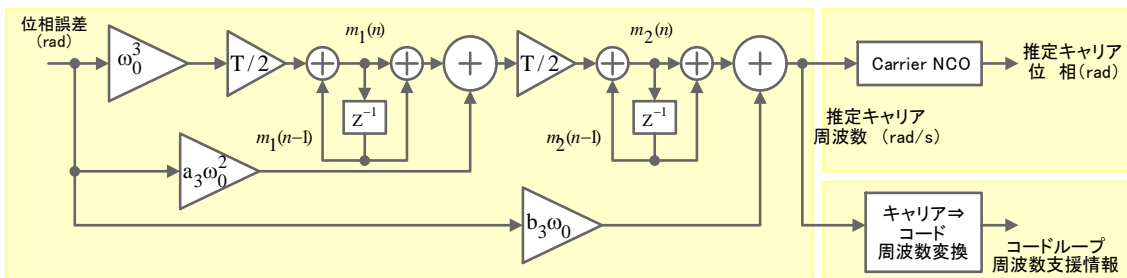


図 8-20 離散処理化したキャリア追尾ループフィルタ

#### 8.4.11. (10.) メッセージビットタイミング検出

6 項で示したように、時刻範囲の拡大のために、コードエポックを 0..19 の範囲でカウントするビットタイミングカウンタを設けた。このカウンタをビットのタイミングに同期させることにより、メッセージデータの収録タイミングを決定できると同時に、レプリカ時計の時刻の範囲を拡大する。同期の方法を図 8-21 に示す。

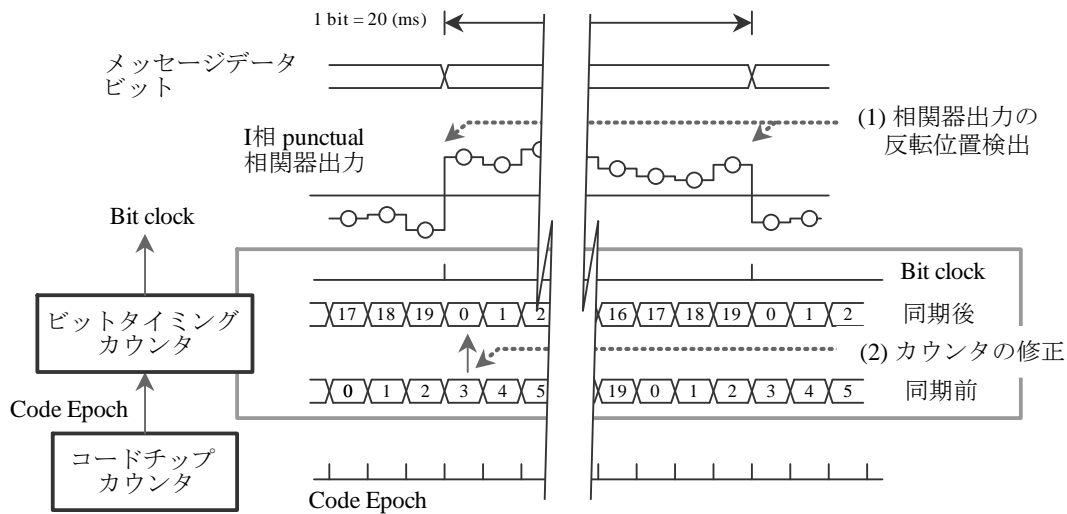


図 8-21 ビットタイミングカウンタの同期

カウンタは信号捕捉時にはフリーランで、ビットには同期していないが、一定期間 I 相 punctual 相関器の出力の変化を観測（信号 C/N0 が低下すると、検出に要する時間は長く必要になる）し、それが同期前のカウンタのどのタイミングで生じているかを検出する(1)。図 8-21 の例では同期前の“2”の期間の相関結果と“3”の期間の相関結果が最も差が大きいことがわかる。これは“3”がビットタイミングの先頭であることを意味している。そこで、“3”がビットの先頭を示す“0”となるように、カウンタを修正(2)する。その後カウンタはビットの先頭タイミングで、“0”、コードエポックのたびにカウントアップし、“19”までのカウントを繰り返す。この値は C/A コードによる 1 (ms) 未満の時間の上位の時刻として扱うことができる。

カウントが“19”から“0”になる時点で、信号（ビットクロック）を出すようにし、これを積算すれば、20 (ms) 単位で 0..5980 (ms) の時刻をカウントするメッセージビットカウンタを作ることができる。

#### 8.4.12. (12.) 航法メッセージ復調・収録

メッセージビットの復調と、メッセージデータ収録を行う。いずれも 8.4.11 項でメッセージビットのタイミングが決定されてから後に実行する。

メッセージビットの復調は相関器の出力データが得られるタイミング（1ms）で、メッセージの収録は 1 ビットのデータの収録が終わる都度、実行される。

図 8-22 に示すように、1 ビットのデータは 20 (ms) の間の I 相 Punctual 相関器の出力を積算し、その結果の正負を“1”、“0”に対応づける。Costas Loop は、搬送波位相を 0° または 180° のいずれの状態でも追尾が可能で、180° で追尾している場合は、結果

を反転させる必要がある。このために逆位相フラグを設け、逆位相で追尾中はビットを反転させる。逆位相か否かの判断は、メッセージフレームのタイミング検出時に行う。

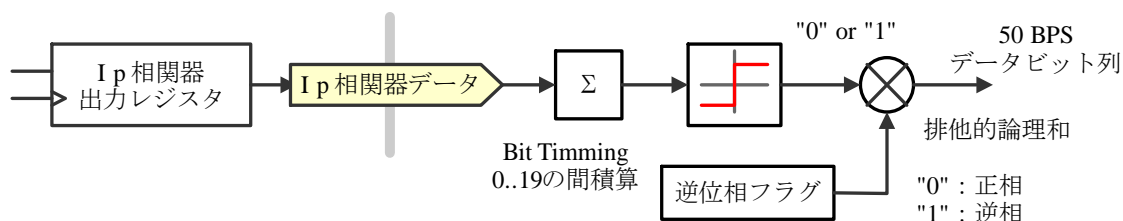


図 8-22 メッセージビットの復調

- 1) 航法メッセージの復調ではまずメッセージフレームのタイミングを検出し、Bit Count の値をフレームの先頭で“0”となるように設定する
- 2) Bit Count 設定後は、その値に従って、ビットデータの収録を行い、1 サブフレーム 300 ビット収録ごとに、パリティチェックを行うなどして誤りがないことを確認し、サブフレームデータとして測位演算部へ出力する
- 3) 搬送波位相を出力する受信機では、位相が  $0^\circ$  でロックしているのか、 $180^\circ$  でロックしているのかをメッセージデータが反転しているか否かで判定し、搬送波位相データに  $\pi$  (rad) の補正を施す。また  $0^\circ$  から  $180^\circ$  あるいはその逆に变化した場合はサイクルスリップが生じたものと看做す。

#### ・ メッセージフレームのタイミング検出

ここまでの処理で、ビットタイミングカウンタをメッセージビットのタイミングに一致させ、C/A コードのみでは 1 (ms)であったレプリカ時計の時刻範囲を 20 (ms)にまで拡張することができた。またビットのタイミングに同期したビットクロックも得ることができた。

次の段階として、メッセージの先頭の検出を行い、メッセージビットカウンタの値がプリアンプルの先頭で“0”となるように初期化する。

メッセージの先頭の検出は

- ・ プリアンプルパターン “10001011” の検出
- ・ サブフレーム番号が範囲内 (1..5)
- ・ HOW の 29,30 ビットが “00”
- ・ すでに受信機時計が GPS 時刻に同期しておれば、TOW カウントは正しいかなどを確認することで行う。

搬送波位相の追尾は Costas Loop を用いているため、位相の  $0^\circ$  と  $180^\circ$  が反転してい

る場合もある。そのため、プリアンブルは逆のパターン“01110100”も同時にチェックしなければならない。逆パターンが検出された場合、‘逆位相フラグ’を立て、ビットの反転を行って後、メッセージ処理を行う。図 8-23 にメッセージ先頭部分の内容を示す。

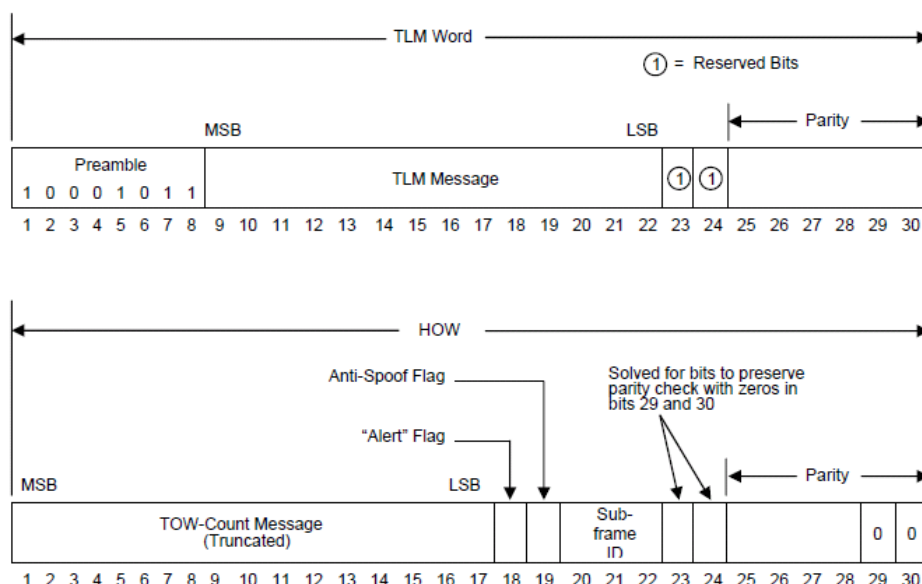


図 8-23 メッセージ先頭部分 (TLM 及び HOW ワード) の内容

- ・メッセージビットカウンタの初期化

正しく先頭が検出されたと判断された場合、プリアンブルの先頭ビットが受信されたタイミングで図 8-24 に示すように、メッセージビットカウンタが“0”となるよう、カウンタを初期化する。

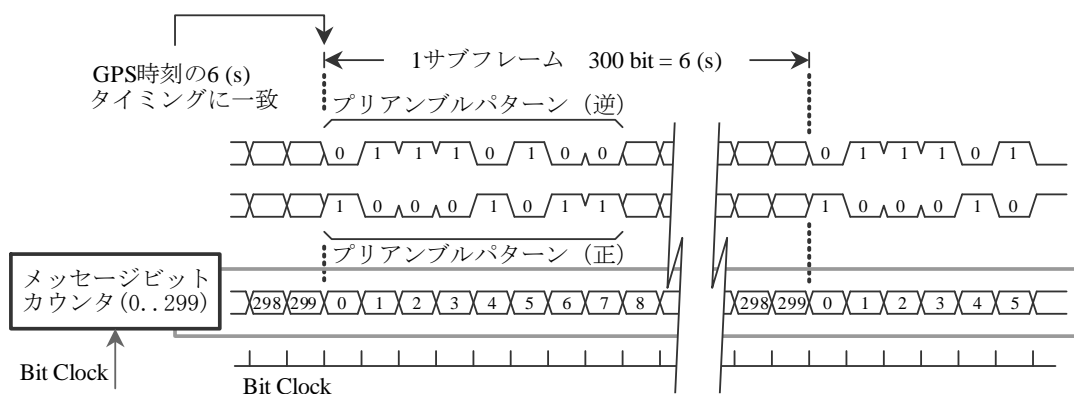


図 8-24 メッセージビットカウンタの初期化

TLM、HOW ワードに誤りが無ければ、そのままメッセージデータ収録を行う。

誤りが連続するようであれば、プリアンブルパターンサーチを再開する。

- ・カウンタ初期化後の処理

メッセージビットの収録はカウント 0 から 299 の間、データの収録のみを行い、300 ビット揃った (Bit Count = 0 になった) タイミングで、メッセージのパリティチェックを行い、正常であれば、測位演算部へ出力する。

- ・サイクルスリップ

300 ビットのメッセージ収録中にサイクルスリップあるいは信号中断が検出された場合、それまでのデータは破棄する。

プリアンブルのパターン (あるいは TLM、HOW ワード) が正相か逆相かのチェックは継続して行い、正逆の入れ替わりを検出した場合は、当該信号にサイクルスリップが生じたことを報告し、また搬送波位相データに  $\pi$  (rad) の補正を施す必要がある。

- ・測位演算部からの設定

受信機時計の時刻が十分に正確であれば、受信機の位置と軌道情報から求めた衛星の位置から衛星と受信機間の距離を求め、Bit Count の値を逆算して設定することも可能。

- ・Bit Count の信頼性

一旦 Bit Count を設定後、受信信号のレベルが十分で、安定して受信している状態であっても、正常なメッセージが相当時間受信できない場合は、誤ったタイミングを検出した可能性があるとして、再度プリアンブルサーチを行える経路の準備が必要。

信号中断時であっても、コードクロックは中断直前の周波数でクロックの生成を続けており、Bit Count もそれに応じて更新される。従って信号が中断する、またはメッセージにエラーが発生してもただちに Bit Count の信頼性が失われたものとして、プリアンブルサーチを開始する必要はない。

#### 8.4.13. (13.) 位相データ読み込み

指定されたタイミングで、全チャンネル同一タイミングでサンプリングされ、信号処理回路中のサンプリングレジスタに記憶されている、

- ・ 搬送波位相整数部
- ・ 搬送波位相
- ・ コードチップカウント
- ・ コード位相

を読み取り、CPU メモリーに準備されたコード・搬送波位相データバッファに書き込む。

#### 8.4.14. (14.) 擬似距離・積算デルタレンジ計算

##### ・擬似距離計算

サンプリングしたコード NCO、コードチップカウンタ及び上位のデータから、図 6-1 に示すように、レプリカ時刻を計算する。時刻の単位をミリ秒とすると、

$$\begin{aligned} \text{レプリカ時刻} &= \text{メッセージビットカウンタ} \times 20 \\ &+ \text{ビットタイミングカウンタ} \\ &+ \text{コードチップカウンタ} / 1023 \\ &+ \text{コード NCO (位相値)} / (1023 \times 2^n) \quad (\text{ms}) \\ n &: \text{コード位相サンプリングビット数} \end{aligned}$$

で求める。n は NCO の全ビット数ではなく、サンプリングしたビット数で、表 5-2 の例では 11 (bit) である。これは距離 14.3 (cm) に相当する。

擬似距離は 6.2 項に示す受信機時計の時刻から、ここで求めたレプリカ時刻を引くことで得られる。データの時刻タグ (サンプリング時刻) はサンプリングタイミングを発生させた受信機時計の時刻が添付される。

##### ・積算デルタレンジ

信号処理回路からは 5.3 項に示す搬送波位相整数部 (cycle 単位) と、小数部 (cycle 未満) が得られる。

信号処理回路から得られるデータは、衛星⇒受信機間の位置の変化を反映した情報と、アナログ部の最終段である IF 周波数成分が加わったものである。

$$\begin{aligned} \text{積算デルタレンジ (IF 周波数成分込み)} &= \text{整数部カウンタ} \\ &+ \text{キャリア NCO (位相値)} / 2^n \quad (\text{cycle}) \end{aligned}$$

n : キャリア位相サンプリングビット数

n はコードと同様サンプリングしたビット数で、表 5-2 の例では 10 (bit)、距離 0.186 (mm) に相当する。

次に IF 周波数成分の除去を行う。前回のサンプリングタイミングからの経過時間 (デルタレンジの積算時間) から、IF 周波数成分による位相の変化量を求め、全ての衛星の搬送波データから差し引く。

さらに逆位相フラグが立っているときは搬送波データに 0.5 (cycle) を加算または減算 (あらかじめ決めておく) し、サイクルスリップが生じた旨の情報を出す。



#### 8.4.15. (15.) 受信機時計管理

6.4 項で示した受信機時計の時刻の管理（GPS 時刻への同期）を行う。受信機時計を構成している 6 sec カウンタの出力と GPS 時刻正 1 秒タイミングの関係を図 8-25 に示す。

ここでは受信機時計の時刻を GPS 時刻に対して  $\pm 1$  (ms) の誤差範囲内となるよう、6 sec カウンタの値を調整する。GPS の時刻を直接知ることは出来ないが、測位演算の結果得られるクロックオフセットが、受信機時刻と GPS 時刻との差を表している。いま図の時刻 t1 のように、最初  $50$  ( $\mu$ s) 程度のクロックオフセットであっても、基準クロックの周波数誤差により、例えば時刻 t2 においては、 $600$  ( $\mu$ s) となり、さらに t3-a では  $1150$  ( $\mu$ s) と  $1$  (ms) を超えてしまう場合がある。GPS 時刻との差 (=クロックオフセット) が  $1$  (ms) を超えた (進んだ) 場合には、6 sec カウンタの値を  $n+999$  ( $n$  は  $0\sim 5$  の秒単位の値で) を 2 回繰り返すなどして“1”遅らせる。その結果 t3-b のように、クロックオフセットは  $1$  (ms) 減少し、 $150$  ( $\mu$ s) 程度に減少させることができた。(実際には誤差はより小さい段階で調整を行う)

逆に遅れた場合には  $n+998$  から  $n+000$  に Jump するなどして、時刻を早める。

このようにクロックオフセットの値を監視し、6 sec カウンタの値を調整することで、受信機時計を GPS 時刻に  $\pm 1$  (ms) の範囲で同期させることが可能となる。

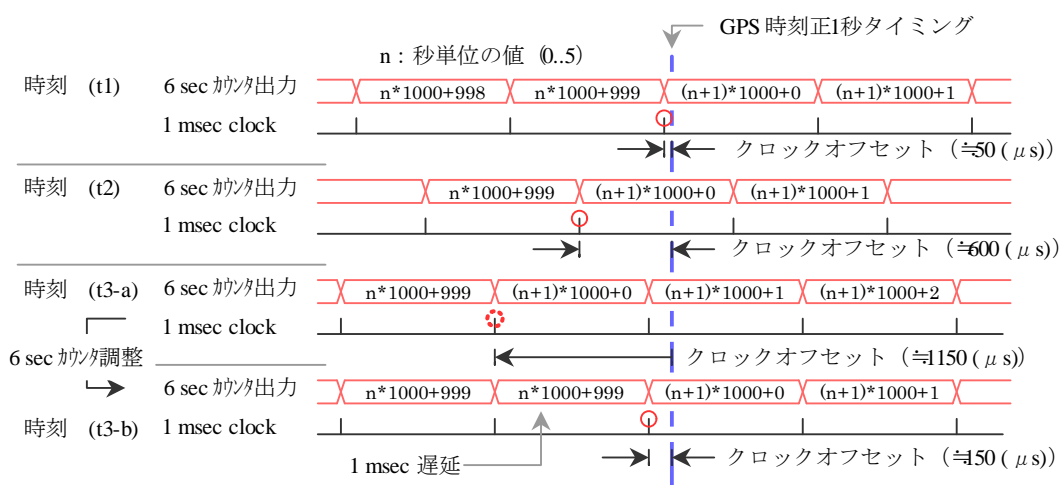


図 8-25 GPS 時刻と 6 sec カウンタの関係

#### 8.4.16. (16.) サンプリングタイミング、1PPS 制御

データのサンプリングは GPS 時刻に同期させて行うのが一般的である。(任意の時刻でサンプリングしても測位演算自体は可能)

1 秒に一回のサンプリングであれば、受信機時計の時刻の正秒のタイミングで、1 秒に 5 回行うのであれば、 $0.0$ 、 $0.2$ 、 $\dots$ 、 $0.8$  (s) でサンプリングする。

タイミングの発生は 6 sec カウンタがハードウェアで構成されているなら、サンプリン

グパルスが必要なタイミングの値を CPU で設定し、一致したタイミングで、1 msec clock をサンプリングパルスとして出力するなどが考えられる。

1PPS は GPS 若しくは UTC 時刻に同期したパルスを出力する機能で、図 8-26 に示すように、受信機時計の正秒のタイミングを示す 1 ms clock を基準として、これを設定した時間遅延できる回路（1PPS 生成）を準備する。

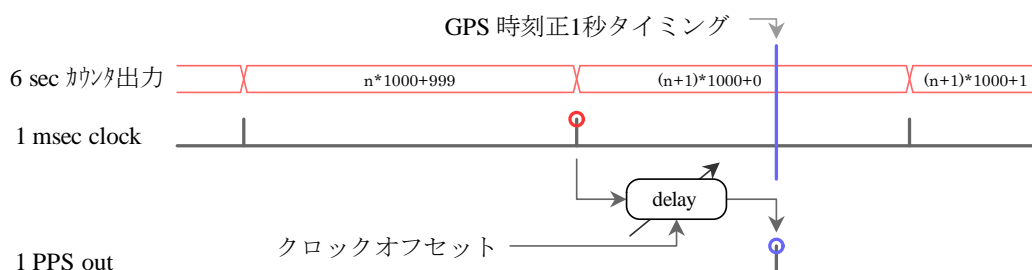


図 8-26 1PPS 生成

測位演算の結果得られたクロックオフセットの値を遅延回路に設定し、これに 1 msec clock（受信機時刻の正秒）を入力することで、GPS 時刻に同期した 1PPS 信号を得ることができる。UTC 時刻に同期させる場合は、UTC と GPS 時刻間のオフセットも考慮することがある。1PPS の時刻の分解能は基準クロックの周波数に依存する。例えば 20 (MHz)であれば 50 (ns)以下制御は行うことはできない。またここで用いるクロックオフセットは前回（例 1 秒前）の測位演算の結果であるので、クロックオフセットに加えてクロックドリフト（クロックオフセットの変化分）も考慮しておく必要がある。

#### 8.5. 擬似距離・搬送波位相観測精度理論値

擬似距離・搬送波位相の観測精度はいくつかのパラメータをもとに計算で求めることができる。以下で例を示す。

### 8.5.1. 擬似距離 (BPSK)

BPSK 信号 (L1C 以外の信号) の擬似距離観測精度理論式を(8-1)式に示す。

$$\sigma_{tDLL} = \lambda_C \sqrt{\frac{B_n \cdot d}{2 \cdot C/N_0} \left[ 1 + \frac{1}{C/N_0 \cdot T} \right]} \quad (8-1)$$

L1 C/A 信号の計算例を表 8-11 に示す。

表 8-11 擬似距離観測精度計算例 (L1 C/A)

コードチップングレート		1023000	(CPS)
$\lambda_c$	コード長 (1 chip)	293.0522561	(m)
C/N0		39.5	(dB-Hz)
c/n0		8912.509381	true value
D	スペーシング	0.1	(chip)
Bn	雑音帯域幅	0.5	(Hz)
T	誤差検出前積算時間	0.005	(sec)
$\sigma_{tDLL}$	観測精度	0.496288335	(m)

C/N0 に対する擬似距離観測精度の関係を図 8-27 に示す。

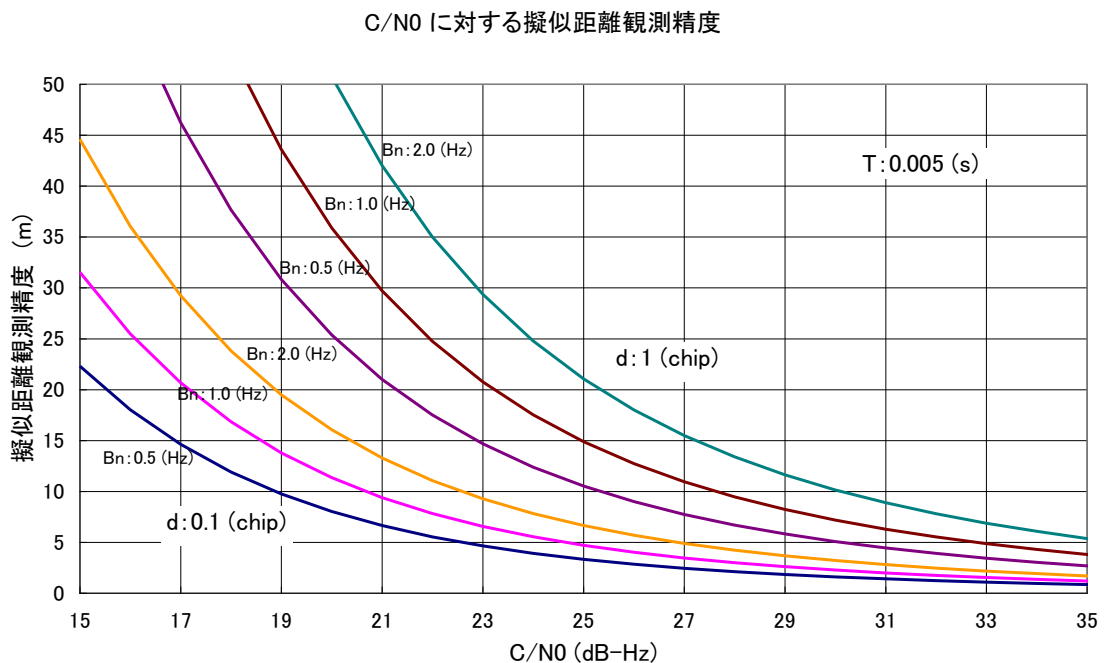


図 8-27 C/N0 と擬似距離観測精度の関係 (L1 C/A)

### 8.5.2. 擬似距離 (BOC(1,1))

L1CD に用いられている BOC(1,1)信号の擬似距離観測精度理論式を(8-2)式に示す。

$$\sigma_{iDLL} = \lambda_C \sqrt{\frac{B_n \cdot d}{6 \cdot C/N_0} \left[ 1 + \frac{1}{C/N_0 \cdot 2T} \right]} \quad (8-2)$$

L1CD 信号の計算例を表 8-12 に示す。

表 8-12 擬似距離観測精度計算例 (L1CD)

コードチップングレート		1023000	(CPS)
$\lambda_c$	コード長 (1 chip)	293.0522561	(m)
C/N0		39.75	(dB-Hz)
c/n0		9440.608763	true value
d	スペーシング	0.1	(chip)
$B_n$	雑音帯域幅	0.5	(Hz)
T	誤差検出前積算時間	0.005	(sec)
$\sigma_{iDLL}$	観測精度	0.276784961	(m)

BPSK(1)の観測精度理論式(8-1)と BOC(1,1)の(8-2)式を比較すると、大きく異なるのは  $\sqrt{\quad}$  の中の係数に 1/2 と 1/6 の差があることで、これは図 8-28 に示すように、BOC(1,1) 信号の相関特性が BPSK(1)と比べ急峻である (誤差検出感度が高い) ことを反映したものである。

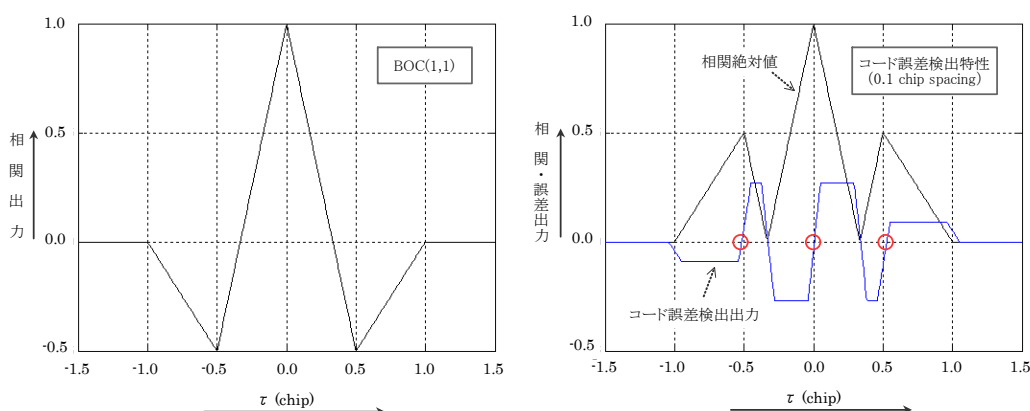


図 8-28 BOC(1,1)の相関特性とコード追尾誤差検出特性

BOC 信号特有の問題もある。Early-Late によって、コード追尾誤差検出器を構成した場合、安定して追尾を可能とする点が 3 箇所 (図中○で示す) あるが、正しいものは中心の 1 点のみである。他を追尾した場合、誤った擬似距離を観測することになる。L1C 信号では誤追尾の検出を行い、正しい位置に復帰させる仕組みが必要となる。

### 8.5.3. 搬送波位相

Costas Loop による搬送波位相観測精度理論式を (8-3)式に示す。

$$\sigma_{tCOSTAS} = \frac{\lambda_L}{2\pi} \sqrt{\frac{B_n}{C/N_0} \left[ 1 + \frac{1}{2 \cdot T \cdot C/N_0} \right]} \quad (8-3)$$

計算例を表 8-13 に示す。

表 8-13 搬送波位相観測精度計算例

$\lambda L$	搬送波 波長	0.190293673	(m)
C/N0		39.5	(dB-Hz)
c/n0		8912.509381	true value
Bn	雑音帯域幅	10	(Hz)
T	誤差検出前積算時間	0.005	(sec)
$\sigma tCOSTAS$	観測精度	1.020157778	(mm)

C/N0 と搬送波位相観測精度の関係を図 8-29 に示す (図の C/N0 の範囲内でキャリア追尾が可能であることを意味するものではない)

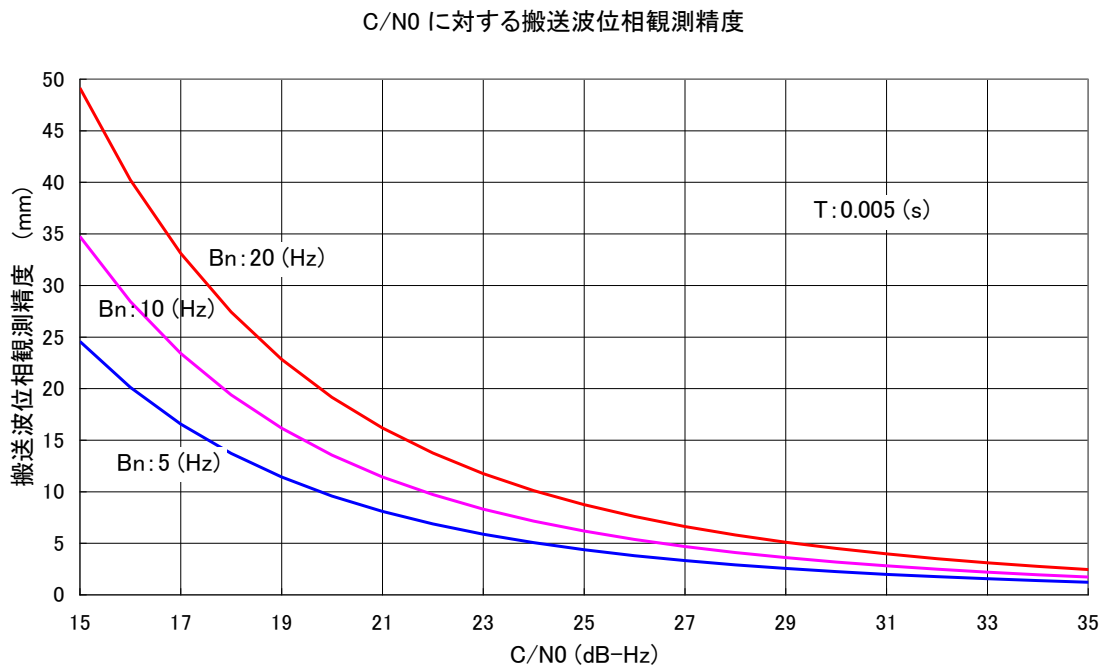


図 8-29 C/N0 と搬送波位相観測精度の関係

#### 8.5.4. コード追尾誤差検出器のスペーシングについて

8.5.1 項及び 8.5.2 項で誤差を生じさせる原因はコード追尾誤差検出器の出力に含まれる熱雑音成分である。

コード追尾誤差の検出は、early と late 相関出力の差 (early - late) で行う。検出出力の誤差 (雑音) 成分は、early と late の出力に含まれる雑音成分の差分である。相関器の雑音成分は、白色ガウス雑音とされ、early、punctual、late 全て同じ大きさ (図 7-3 及び図 7-5 に示す  $\sigma$ ) である、いまこの値  $\sigma$  (標準偏差) を“1”とする。

二つの標準偏差“1”の白色ガウス雑音を加える (引いても同じ) と結果の標準偏差は $\sqrt{2}$  倍 (分散  $\sigma^2$  は 2 倍) となる。

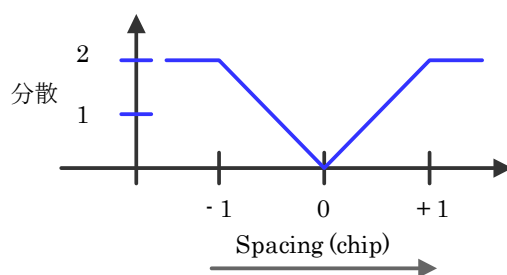


図 8-30 コード追尾誤差検出器のスペーシングと雑音成分の関係

ところが、コード追尾誤差を得るため、early と late の差をとると、雑音の大きさが必ずしも 2 倍にはならず、図 8-30 に示すようにスペーシングによって変化する。

スペーシングが“0”の場合、雑音成分がゼロになるのは、early と late は全く同じデータとなり、その中の雑音成分も 100% 共通であることによる。一方、スペーシングが $\pm 1$  chip までの範囲は徐々に共通な成分が減り、差を取っても残る雑音成分が増えてゆく。 $\pm 1$  chip を超えると、共通な成分はなくなり、early と late の差をとると、両者の雑音成分は残らず加えられることになり、その大きさは標準偏差で $\sqrt{2}$  倍、分散で 2 倍となる。このような性質は受信機で early、punctual、late のレプリカコードを乗じる際に付けられたものである。

コード追尾誤差検出器の誤差成分を小さくするには、スペーシングを狭くしたい。

しかし狭くすると副作用も生じる。それは相関カーブの直線性である。1 章で相関カーブを三角形で示したが、これは理論上の話であり、実際には BPSK 変調で広い範囲に拡散された搬送波のエネルギーはその一部が衛星と受信機の帯域幅の制限によって失われる。結果として帯域幅が狭い程、三角形の先端は鈍ったものとなる。

先端が鈍った相関カーブでのコード誤差の検出特性を図 8-31 に示す。スペーシングは 1.0、0.8、0.6、0.4、0.2、0.1、0.04 の 7 種である。

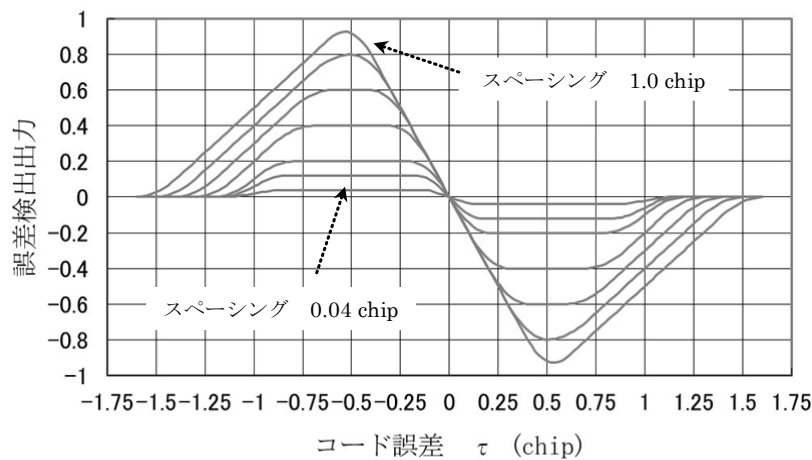


図 8-31 スペーシングとコード追尾誤差検出出力の関係

図よりスペーシングを狭くすると、出力が誤差に対して比例関係にある範囲が狭くなること。また中心付近の傾きが小さくなることもわかる。(スペーシングを狭めすぎると、誤差成分が少なくなる以上にコード追尾誤差検出の感度が劣化する)

一方マルチパス信号はコード追尾誤差検出器のSカーブの範囲外であれば、擬似距離の観測に全く影響を及ぼさない。0.04 (chip) の場合、影響を受ける範囲はほぼ±1 (chip) であるのに対し、1.0 (chip) では±1.5 (chip) に及ぶ。またSカーブの範囲内であっても、スペーシングが狭い方が広いものと比べ、マルチパス成分が誤差検出出力に与える影響が小さいことが図から理解できる。耐マルチパスの点からもスペーシングは狭い方が好ましい。そのためにも三角形は先鋭なものとしたい。

相関カーブを三角形に近づけるには逆拡散前の信号経路の帯域幅を確保する必要がある。帯域幅を確保すると、IF 信号を A/D 変換する際のサンプリングクロックや信号処理回路のクロック周波数をそれに見合ったものに高速化しなければならない。クロックを高速化すると、信号処理回路の消費電力はその周波数に比例して増加する。従って、低消費電力の受信機の実現が困難になる。

受信機的设计段階では以上のような矛盾する事項について、最適と考えられる解を見出すことが求められている。

## 9. 市販アナログ IC の紹介

### 9.1. 市販アナログ IC の例

アナログ回路については、4.3 項にその概要を紹介した。現在では受信機を実現する際にこれらの回路を独自に設計する必要はなく、アナログ部に必要な機能の殆どを含んだ ASIC が市販されている。市販アナログ ASIC の例を表 9-1 に示す。



表 9-1 市販アナログ ASIC の例

Reference	VCC [V]	Power [mW]	Gain [dB]	NF [dB]	Frequency Plan			Ref. Freq	Samplin g	Bit nr.	Comments
					1st. IF	2nd IF	3rd IF				
[AKM AK1512] Asahi KASEI Microdevices	3.0	16		1.3 (LNA)	4.092 3.9			16.368/32.736 16.370/32.740	擬似 IQ	1/2	On chip LNA NF 1.3dB (typ.) IF Filter for GPS/Gallileo signals
[AKM AK1513]	1.5	9		2.5	4.092			16.368	擬似 IQ	1/2	On chip system NF 2.5dB (typ.) Very low power 10mW @Low gain mode
[Atmel ATR0603]	3	38	76	8						1	External LNA, single conversion, AGC
[Freescale MRFIC1505]	3	84	105	2	61.38	4.092		16.368		—	Internal LNA, double conversion, AGC, noADC
[MAXIM MAX2741]	3	90	80	4.7	37.38	3.78		2-10-26		2/3	Internal LNA, double conversion, AGC
[MAXIM MAX2769]	3	54	96	1.4	0-12.5					2/3	Two internal LNA, single conversion, ready for Galileo
[PHILIPS UAA1570HL]	3	165	148	4.5						1	Two internal LNA, double conversion, AGC
[SiGe SE4120L]	3	30	18	>1.6						—	Internal LNA, ready for Galileo, multibit serialized digital I/Q output
[SONY CXA1951AQ]	3	90	100	7	20.46			18.414 or 16.368		—	Internal LNA, double conversion, no ADC
[ST STB5610]	3.3	122	139	3						1	Internal and external LNA, single conversion
[ublox ATR0630_35]	3	87	90	6.8						1.5	Integrated solution including RF, IF filter, and baseband
[uNAV un8021C]	3	62	~106	20						2	Internal LNA, single conversion
[zarlink GP2015]	3	173	120	9	175.42	35.42	4.309			2	External LNA, triple conversion, AGC

“GPS & Galileo: Dual RF Front-end Receiver and Design, Fabrication, and Test”TABLE 1-5 State-of-the-art GPS commercial IC front-end

## 9.2. MAX2769B の概要

表 9-1 に挙げた ASIC のなかから、比較的新しい製品で、各種要求に柔軟に対応しやすい、MAXIM 社の MAX2769B について、その概要を紹介する。特徴として、

- GPS、GLONASS、Galileo に対応している
- 外部に SAW フィルタなどを必要としない
- 中間周波数を設定可能である
- VCO とフラクショナル-N による周波数シンセサイザにより、広い範囲の基準周波数に対応可能
- パッシブアンテナとアクティブアンテナそれぞれのための二つのアンテナ入力
- 総合で 1.4 dB の雑音指数
- 水晶発振回路を内蔵
- アクティブアンテナ検出器を有する
- 低電流モードで 10mA の低消費電流
- 2.7~3.3V の電源電圧
- RoHS 対応の 28 ピン QFN 鉛なし Lead-Free Package のパッケージ (5mm x 5mm)

が挙げられている。評価用基板を図 9-1 に示す。

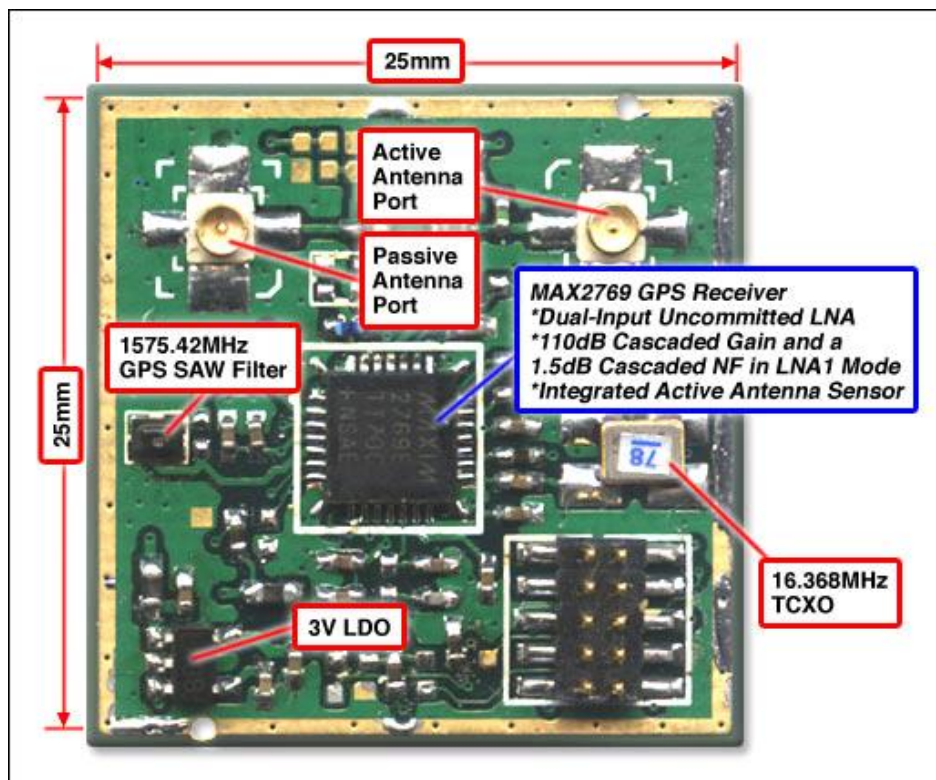


図 9-1 MAX2769 評価用基板

写真から、MAX2716 を使用すれば、小型の基板上に殆どディスクリート部品を使用せずにアナログ部が実現できることがわかる。特長の項に SAW フィルタは必要なしと記載してあるが、写真では 1.5GHz の SAW フィルタが使われている。これは帯域外の妨害波に対し、より耐性を向上させるためのものである。図 9-2 に MAX2769 のブロック図を示し、以下各部を簡単に紹介する。

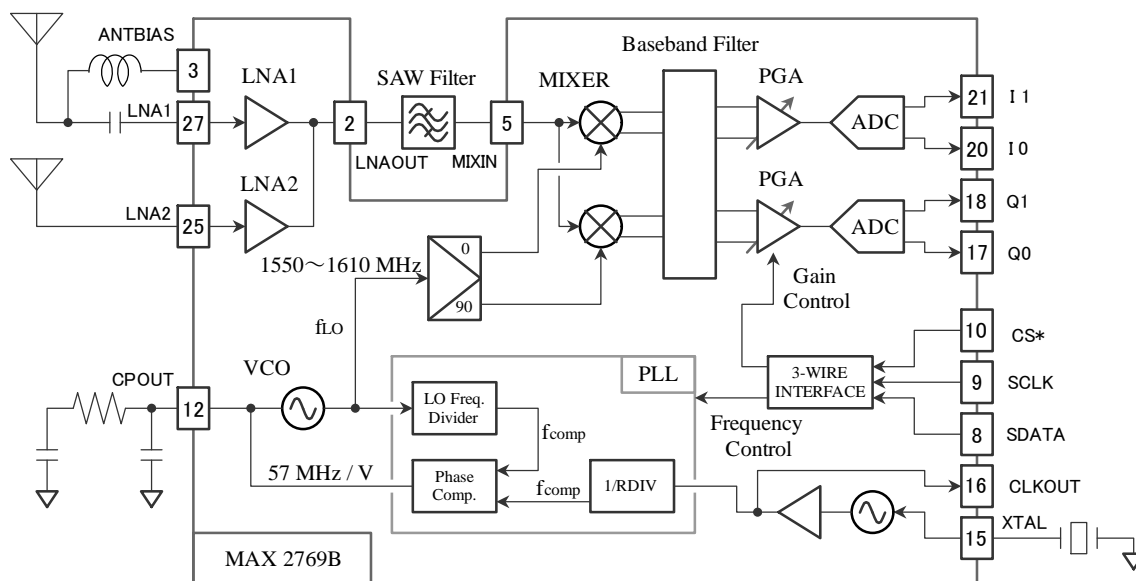


図 9-2 MAX2769B ブロック図

#### ・アンテナ電源供給

CPU の設定によって、VCCRF から、アクティブアンテナに電源を供給することができる。電圧低下は 20mA の負荷電流時 200mV で、短絡保護機能も有している。

#### ・LNA

二つの LNA を有している。LNA 1 はパッシブアンテナ用で、アンテナとはコンデンサを介して接続される。バイアス電流の設定も可能で、4mA に設定したときの NF は 0.8dB。1mA の低電流モードでは 1.2dB に劣化する。LNA 2 はアクティブアンテナ用で、内部で 50Ω に整合が取れており、接続には直流阻止用のコンデンサを必要とする。

#### ・ミキサ

quadrature mixer によって、ゼロまたは低 IF 周波数に変換することができる。ミキサは内部で 50Ω の整合が取られている。LNA の出力とミキサの入力は外部へ出力されており、この間に SAW フィルタを挿入することができる。

- **Programmable Gain Amplifier (PGA)**

59dB の制御範囲を有する可変利得増幅回路を含んでいる。利得は 3-wire interface を経由して Configuration 3 Register に設定することで行われる。

- **Automatic Gain Control (AGC)**

利得の調整を自動とすることも可能である。利得はデジタイズ信号出力の振幅ビットの率を最適に保つように制御される。

振幅ビットの出現回数を ADC の 512 クロックの間積算し、設定された参照値と比較、率が低ければ利得を大きくし、高ければ小さくする。振幅ビットが“1”となる率は 33% が最適とされており、そのためには  $512 \times 0.33 = 170$  をレジスタに設定すればよい。

- **Baseband Filter**

低域通過フィルタまたは複素帯域通過フィルタに設定することができる。低域通過フィルタは群遅延を少なくするための、3 次のバターワースまたは、帯域外の遮断特性をより急峻なものとする 5 次のバターワースを選択することができる。図 9-3 に特性を示す。3dB 帯域幅は 2.5MHz、4.2MHz、8MHz、18MHz (低域通過フィルタの場合のみ) のいずれかに設定できる。

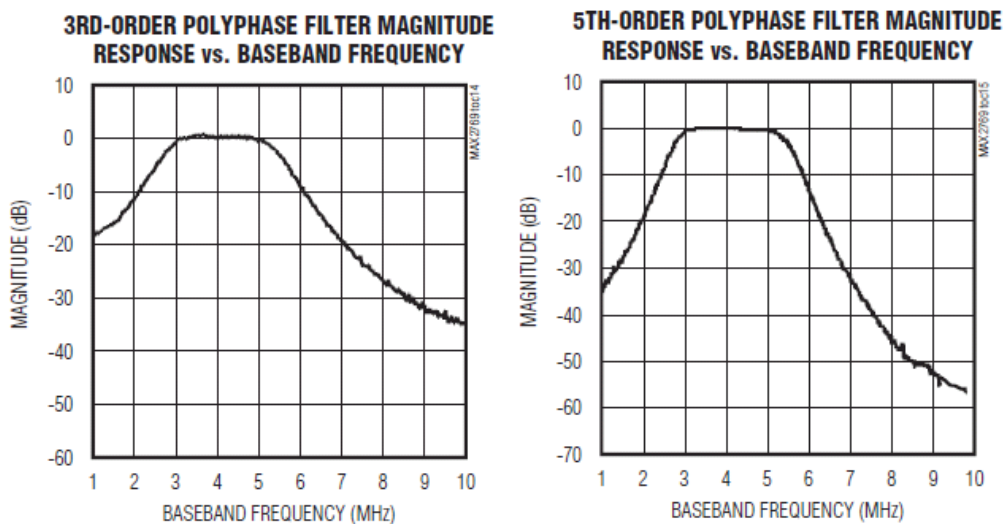


図 9-3 帯域通過フィルタの特性

- **Synthesizer**

20 ビットの  $\Sigma/\Delta$  フラクシオン-N シンセサイザにより、VCO を必要な周波数に  $\pm 40\text{Hz}$  の精度で設定できる。シンセサイザは 10 ビットの 1~1023 の範囲で設定可能な基準周波数の分周期も有しており、基準周波数として 8~44MHz を利用可能である。

基準周波数の分周器は、位相比較周波数を 50kHz~32MHz の間に設定しなければならない。PLL のループフィルタはチャージポンプに外付けの古典的な C-R-C で構成されている。VCO の同調利得 (tuning gain) は 57MHz/V である。

#### • Crystal Oscillator

MAX2769 はオンチップの水晶発振器を有している。図 9-4 に接続を示す。水晶は並列モードのものが必要。

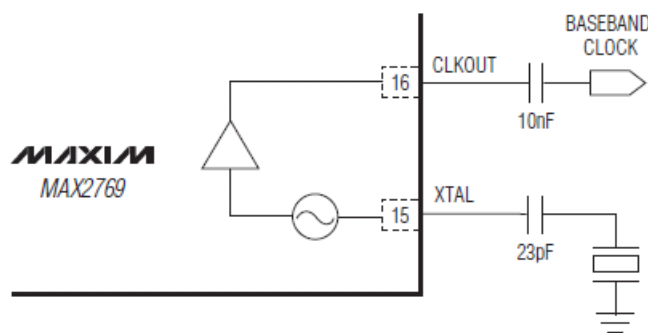


図 9-4 水晶の接続

#### • ADC

MAX2769 は周波数変換した GPS 信号をデジタイズする AD 変換器を有している。最大のサンプリングレートは 50MHz である。出力は既定では 2 ビット (1 ビットの振幅 +1 ビットの極性) であるが、1、1.5、2、2.5、3 (I チャンネルのみ) ビットとすることができる。

#### • Fractional Clock Divider

12 ビットのフラクショナルクロック分周器は ADC の経路に存在し、ADC クロックの発生に使うことができる。

#### 改訂歴

平成 24 年 4 月 18 日	1.0 版 (初版)
平成 26 年 4 月 23 日	2.0 版
平成 27 年 3 月 18 日	2.0.1 版
平成 29 年 5 月 9 日	2.1 版

AAI-GNSS 技術士事務所 荒井 修

osamu.arai@jttk.zaq.ne.jp