

FFT 形 GPS の高速アルゴリズムと 実環境に近いデータによるシミュレーション

A Fast Algorithm for Calculating Correlation in FFT Based GPS with Carrier Frequency Deviation

村山 圭† 中山 謙二‡ 平野 晃宏‡
Kei Murayama Kenji Nakayama Akihiro Hirano

伊藤 敏之§ 浅田 博重§
Toshiyuki Ito Hiroshige Asada
†金沢大学大学院 自然科学研究科 電子情報システム専攻
Graduate School of Nature Science & Technology, Kanazawa Univ.

‡金沢大学 工学部 情報システム工学科
Dept. of Information and Systems Eng., Faculty of Eng., Kanazawa Univ.
E-mail:‡ nakayama@t.kanazawa-u.ac.jp
§株式会社デンソー ITS 技術 1 部
ITS Engineering Dept.1 DENSO
E-mail:§ ito@hcom.denso.co.jp

あらまし

GPS 受信機において拡散コードとの相関演算の際に、受信信号に対してドップラー効果による搬送周波数の変動を補正するための周波数シフトを時間領域でおこなった後に FFT を行い、受信機内に予め記憶させた拡散コードレプリカの FFT 結果との相関演算を行うことにより演算量を低減する方式が提案されている。しかし、この方式では周波数シフトの回数分だけ FFT を行うため、周波数変動の範囲が広い場合は演算量が增大するという問題がある。

この問題に対する、GPS 受信機における相関計算の高速化アルゴリズムが提案されている [4]。この高速化アルゴリズムでは、周波数成分の単純なシフトにより、周波数変動が補正でき、FFT は 1 回で済む。さらに、IFFT 部分において、IFFT 前の周波数領域で二乗平均を計算し、パーセバルの関係に基づいて時間領域でピークを含む可能性のある周波数シフトの候補を選び出し、これに関して IFFT を行うことにより IFFT の回数を低減できる。

本稿では、実環境に近いデータを用いてこの高速化アルゴリズムの有効性を確認する。

Abstract

Recently, the Global Positioning System (GPS) has been widely used. However, It requires a huge of number of computations for calculating the correlation between PRN codes of the receiving signal and the stored signal in the receiver. Different satellites have the different orthogonal codes. FFT and IFFT are effectively applied to signal processing in GPS in order to save computations. However, a large number of computations are still required. Furthermore, the carrier frequency is slightly changed by the Doppler effect. This deviation should be compensated for. A fast algorithm for saving computations required in the FFT and IFFT processing has been proposed [4]. The carrier frequency deviation is compensated for after FFT by

shifting the frequency components. Only a single FFT is required, and the computation is reduced to 30 percent of the conventional. The candidates for the frequency compensation are estimated in the frequency domain based on the Parseval theory. In this paper, the fast algorithm is evaluated using the emulation data of the actual received data. The number of IFFT can be reduced to 5/17 of the original. Totally, computation can be saved, that is 40 percent of the conventional. This method will be useful for a soft processing based GPS.

1 まえがき

近年、全地球測位システム (Global Positioning System: GPS) の利用が急速に広がっている。携帯電話等の小型情報端末にも GPS の実装が検討されている。受信機能を実装する場合、低消費電力化は必須の課題であり、これを解決する手段として、相関計算による衛星推定とその衛星からの距離を伝搬遅延時間に基づいて推定する信号処理部の高速化が挙げられる。特に、受信機動作開始時の信号サーチ処理における演算量の低減による信号サーチ時間の短縮が GPS 受信機に求められている。変調側の搬送周波数はドップラー効果のために変動する。この搬送波周波数変動は復調側の搬送周波数を変化させる (周波数シフト) ことにより補正される。拡散コードとの相関演算の際に、受信信号に対して所定の周波数シフト操作を実施した後に FFT を行い、受信機内に予め記憶させた拡散コードレプリカの FFT 結果との相関演算を行うことにより相関演算の演算量を低減する方式が提案されている [2]。しかし、この方式では、復調側の搬送周波数の変化に対して毎回 FFT を行う必要がある。すなわち、周波数シフトの回数分だけ FFT を行うため、搬送周波数の変動範囲が広い場合は演算量が增大するという問題がある。

この問題に対する、相関計算の高速化アルゴリズムが提案されている [4]。この高速化アルゴリズムに対して実環境に近いデータでシミュレーションを行い、有効性を確認する。

2 GPS の受信信号処理

2.1 時間領域における相関計算

GPS の受信信号処理部分で取得すべき情報は、衛星-受信機間の距離の情報であり、これは伝搬遅延時間 τ として検出される。衛星からは、距離を測るための C/A コードと呼ばれるコードが発信されており、 τ は受信信号の C/A コードと受信機内で発生する C/A コードの時間軸上のずれとして現れる。このずれは両 C/A コードの相関を計算することによって検出できる。図 1 に時間領域における相関計算を用いた方式を示す。本稿では、この方式のことを積分方式と呼ぶ。

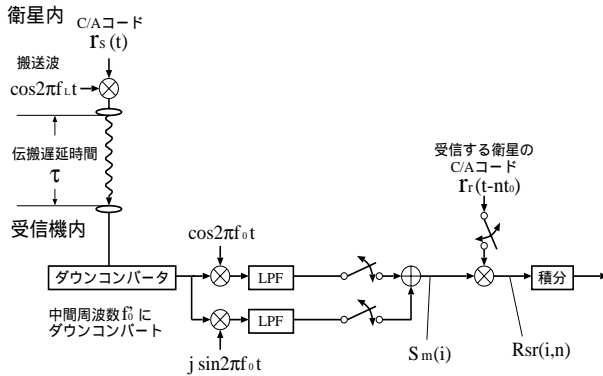


図 1: GPS 受信機 (積分方式)

図 1 において、 $r_s(t)$ は衛星から発信される C/A コードで、衛星は $r_s(t)$ を周波数が $f_L = 1575.42 \text{ MHz}$ である搬送波 $\cos 2\pi f_L t$ に乗せて発信する。各衛星では互いに直交する C/A コードが使用されている。衛星信号は伝搬遅延時間 τ だけ遅れて受信機に受信される。ここでは、1 個の衛星からの C/A コードのみを考え、かつ雑音が 0 である場合について伝搬遅延時間 τ の検出過程を説明する。受信機ではまず、受信信号の正弦波成分の周波数 f_L を中間周波数 f'_0 にダウコンバートする。ダウコンバートされた信号に周波数 f_0 の正弦波を掛けると、 $f'_0 + f_0$ と $f'_0 - f_0$ の 2 つの周波数成分が発生するが、ローパスフィルタ (LPF) により、 $f'_0 - f_0$ の周波数成分が取り出される。 $f'_0 = f_0$ であるとする、 $S_m(i)$ は式 (1) のようになる。

$$S_m(i) = \{ \cos(2\pi f'_0 \tau) + j \sin(2\pi f'_0 \tau) \} \times r_s(i - \tau) \quad (1)$$

この $S_m(i)$ に、C/A コード $r_r(t)$ を nt_0 だけずらした $r_r(t - nt_0)$ を掛けた信号 $R_{sr}(i, n)$ は式 (2) のようになる。

$$R_{sr}(i, n) = \{ \cos(2\pi f'_0 \tau) + j \sin(2\pi f'_0 \tau) \} \times r_s(i - \tau) r_r(i - nt_0) \quad (2)$$

C/A コードは周期が 1ms の繰り返しで 1023bit/周期であるから、1bit が 1/1023 秒である。 τ の検出精度を 0.5bit とするために $t_0 = 1/2048$ 秒とする。 n は 0 ~ 2047 の間で変化させる。各 n の値に対して $R_{sr}(i, n)$ を求め、積分することにより、両 C/A コードの相関を計算する。この相関が最大になる条件は、

$$r_s = r_r \quad \tau \approx nt_0 \quad (3)$$

であり、相関が最大となる n 、すなわち nt_0 として伝搬遅延時間成分 τ が求まる。

2.2 積分方式による相関計算の結果

図 1 に示した GPS 受信機 (積分方式) で実際に相関を計算した結果を図 2 に示す。図 2 において、横軸が受信機内の C/A

コードの制御量、縦軸が各制御量に対する相関の値の大きさとなっており、上の図が $r_s = r_r$ 、下の図が $r_s \neq r_r$ の場合である。図 2 から、 $r_s = r_r$ の場合には、ある 1 点において相関の値が他に比べて非常に大きな値をとることが分かる。この点のことを本稿ではピークと呼ぶ。このピークにおける横軸の値が伝搬遅延時間成分 τ を表している。

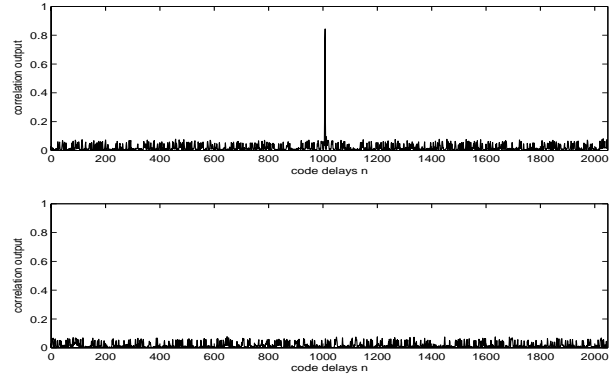


図 2: 積分方式による相関計算の結果

2.3 SNR の計算方法と評価

2.2 節で示したピーク点を検出するために、以下に説明する信号対雑音比 SNR を用いる。ピーク付近の成分を信号とし、その他の成分を雑音として SNR を計算する。SNR は以下の手順で求める。

相関計算の結果を $x(n)$ とする ($n = 0, 1, \dots, 2047$) と、 $x(n)$ の最大ピークを検出して、 $x(n)$ そのピーク値のパワーを pk とし、そのときの n を k とすると pk は式 (4) のように表せる。次にピークとピークの左右 10 点を除く、 $x(n)$ のパワーの平均 m と平均 m からの偏差 d を式 (5), (6) に示すように求める。最後に式 (7) にこれらを代入して SNR が求まる。

$$pk = x^2(k) \quad (4)$$

$$m = 1/1003 \times (x^2(0) + x^2(1) + \dots + x^2(k-11) + x^2(k+11) + \dots + x^2(2046) + x^2(2047)) \quad (5)$$

$$d = 1/1003 \times (|x^2(0) - m| + |x^2(1) - m| + \dots + |x^2(k-11) - m| + |x^2(k+11) - m| + \dots + |x^2(2046) - m| + |x^2(2047) - m|) \quad (6)$$

$$SNR = 10 \log \frac{pk - m}{d} \quad (7)$$

一般に SNR の値が大体 20dB 以上のときにピークが存在すると判断する。2.2 節の $r_s = r_r$ の場合の SNR の値は約 29dB である。

2.4 周波数領域における相関計算

図 3 に周波数領域における相関計算を用いた信号処理方式を示す [2]。本稿では、この信号処理方式を FFT 方式と呼ぶ。FFT 方式では、FFT (周波数成分) の積が時間領域では循環畳み込みに相当することを利用して、両 C/A コードの相関を計算しており、FFT のサンプル数を 2048 点とすることにより、1 回の FFT \rightarrow IFFT で 2048 点の相関が計算されるが、これは図 1 の積分方式において、 $n = 0 \sim 2047$ に対する伝搬遅延時間をサーチすることに相当する。

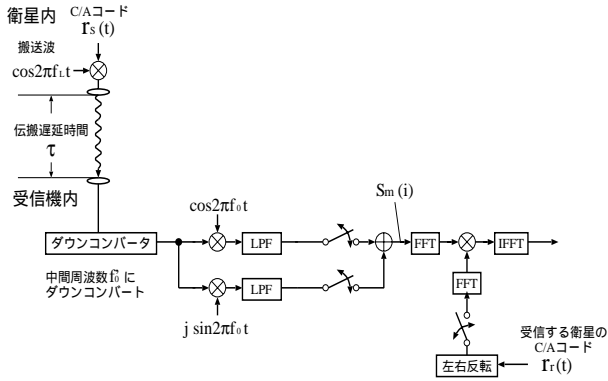


図 3: GPS 受信機 (FFT 方式)

2.5 FFT 方式による相関計算の結果

図 3 に示した GPS 受信機 (FFT 方式) で実際に相関を計算した結果を図 4 に示す。図 4 において、上の図が $r_s = r_r$ 、下の図が $r_s \neq r_r$ の場合である。積分方式と FFT 方式では同じ結果となる。

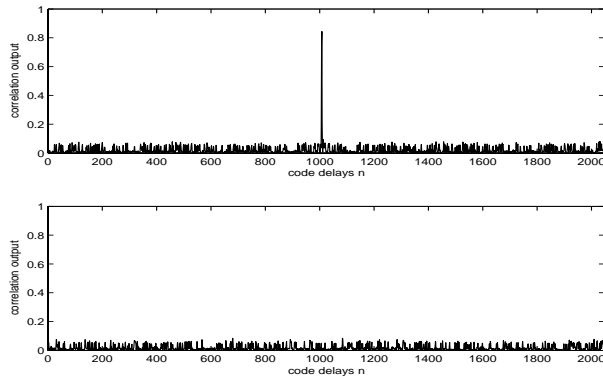


図 4: FFT 方式による相関計算の結果

2.6 演算量の比較

$N = 2048$ とする。積分方式では、受信信号のサンプル数を N 点とすると、 N 点の積和演算が、 $n = 0 \sim 2047$ に対して必要であり、受信信号を複素信号で考えているので、 $2N^2$ の演算量が必要である。FFT 方式においては、 N 点に対する FFT、IFFT は、受信信号が複素信号であることから、それぞれ $2N \log N$ の演算量が必要であり、受信信号を FFT した後の、C/A コード $r_r(t)$ を FFT したものと積をとる部分の演算量は $2N$ 必要である。以上から、 $N = 2048$ では FFT 方式は積分方式に比べて約 $1/100$ の演算量で相関計算ができる。

3 搬送周波数変動

ここまでは、図 1、図 3 の両方式ともに、 $f'_0 = f_0$ である場合について考えてきた。しかし、実際の場合、衛星は常に動いており、受信機も常に一定の場所に留まっているわけではないため、衛星-受信機間の間にドップラー効果が発生し、 $f'_0 = f_0$ が成り立たなくなってくる。そこで、周波数変動 $f_a = f'_0 - f_0$ を考慮した相関計算について述べる。

3.1 周波数変動を考慮した従来の相関計算

実際の環境では、周波数変動が $-4kHz$ から $4kHz$ の範囲の間で起こっており、また相関計算の際に周波数変動が $0.125kHz$

程度残ってもピークの検出に影響を与えないことが分かっている [4]。以上から、図 5 のような方式で相関計算することを考える。

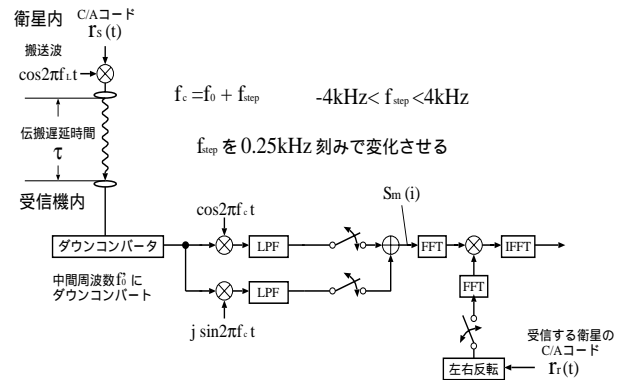


図 5: 周波数変動を考慮した従来方式による相関計算

$f_c = f_0 + f_{step}$ として、 f_{step} の値を $0.25kHz$ 刻みで $-4kHz$ から $4kHz$ の範囲で変化させながら、毎回相関計算を行なうことにより、ピークを検出することができる。この f_{step} を周波数補正と呼ぶ。この周波数補正方式は従来から提案されている方式である [2]。

従来の周波数補正方式で実際に相関計算を行なった結果を図 6 に示す。 $f_d = 1.125kHz$ とし、 $r_s = r_r$ の場合である。 x 軸が受信機内の C/A コードの位相補正、 y 軸が周波数補正、 z 軸が各補正に対する相関を表している。図 6 より、従来の周波数補正方式でピークを検出できていることが確認できる。

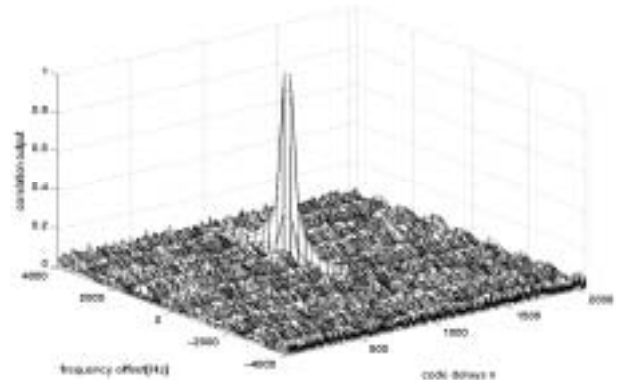


図 6: 周波数変動を考慮した従来方式による相関計算

3.2 従来法の演算量

従来法では、周波数変動に対するサーチ回数分だけ相関計算が必要であり、その回数は、 f_{step} の値が $0.25kHz$ 刻みで $-4kHz$ から $4kHz$ の範囲の場合には 33 回となる。つまり、33 回の FFT、IFFT が必要である。

4 周波数変動に対する FFT 部の高速化

4.1 FFT の周波数シフトの性質

図 3 の FFT 方式において $S_m(i)$ は以下ようになる。

$$S_m(i) = e^{-jfa_i} \{ \cos(2\pi f'_0 \tau) + j \sin(2\pi f'_0 \tau) \} r_s(i - \tau)$$

フーリエ変換の周波数シフトに関する性質を次式に示す。

$$x(t)e^{i\omega_1 t} \longleftrightarrow X(j(\omega - \omega_1))$$

すなわち、搬送周波数の変動は、周波数領域では周波数軸方向のシフトとなって現れる。たとえば、 $f_d = 1kHz$ は、 $S_m(i)$ をフーリエ変換したものを、周波数軸上で1kHzだけ左にシフトすることに相当する。

4.2 FFT シフト方式

4.1の性質を利用して、周波数変動の影響を周波数領域で補正する方式を考える。この方式をFFTシフト方式と呼ぶ。図7にFFTシフト方式を示す。まず、受信機内で発生させる正弦波の周波数を f_0 として $S_m(i)$ を1回FFTする。FFT後のデータ $S_f(k)$ を周波数軸方向に f_{step} 分だけシフトしたデータを用いて相関を計算する。この処理を f_{step} を0.25kHz刻みで-4kHzから4kHzの範囲で変化させながら行なう。この処理により、ピークを検出することができる。

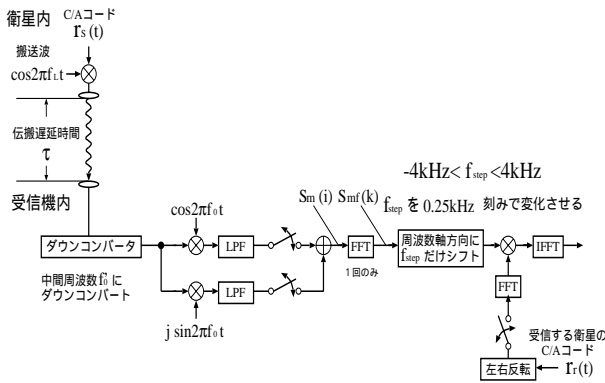


図 7: FFT シフト方式

4.3 周波数分解能を考慮した FFT シフト方式

実際のFFT方式では、1ms分のデータを相関計算に用いており、サンプリング周波数 $f_s = 2.048kHz$ であることから、FFTの点数が2048点であり、FFTの周波数分解能は1kHzである。つまり、通常のFFT方式では、0.25kHz刻みにシフトを行なうことができない。FFTシフト方式で0.25kHz刻みにシフトを行なうための相関計算部分を図8に示す。

まず、FFTの周波数分解能を1kHzから0.25kHzに上げるため、FFTの点数を4倍の8192点に増やす。これは、4ms分のデータを周波数補正に用いることに相当する。FFT後のデータ $S_f(k)$ を周波数軸方向に f_{step} 分だけシフトしたデータを8192点から4点間隔で、2048点に間引く。その間引かれたデータを用いて相関を計算する。この処理を、 f_{step} を0.25kHz刻みで-4kHzから4kHzの範囲で変化させながら行なう。 $S_f(k)$ を、周波数シフト分を含めて $S_f(k-l)$ と表したとき、 $-4kHz \leq f_{step} \leq 4kHz$ は、 $-16 \leq l \leq 16$ に相当する。

4.4 FFT シフト方式による相関計算結果

4.3で説明した、FFTシフト方式を用いて実際に相関計算した結果、図6の従来方式による相関計算の結果と同様の結果が得られることが確認できた。

4.5 相関計算部分の演算量の比較

従来の周波数補正方式とFFTシフト方式の演算量を f_{step} を0.25kHz刻みで-4kHzから4kHzの範囲で変化させる場合について比較する。両方式ともに33点の f_{step} に対して相関計算が必要であり、従来方式では2048点のFFT、IFFTが

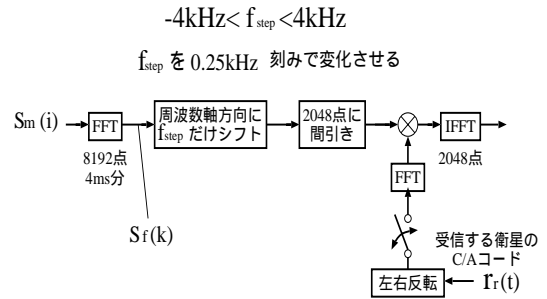


図 8: FFT シフト方式の相関計算部分

33回必要である。FFTシフト方式では、8192点のFFTが1回、33回の周波数軸方向へのシフト演算、2048点のIFFTが33回必要である。以上から演算量を比較すると、FFTシフト方式は従来方式の約2/3の演算量で相関計算することができる。

4.6 実環境に近いシミュレーション

実際の受信信号は多数の衛星信号が含まれ、雑音も付加されている。そこで、実測データに近いデータでFFTシフト方式の有効性を検証する。12chGPSシミュレータ(SPIRENT社STR4500)を用いて、東京(N36°E140°H0)における、17-May-2000 08:00:30付近の実際の衛星配置による受信信号を100ms秒間、信号レベルを3種類に変化させて発生させる。受信信号に含まれる衛星信号の数は12個で、衛星信号のレベルはそれぞれ-125,-135,-145dBm程度である。この信号レベルが実際にどのような条件に相当しているかを以下に示す。

- (-125dBm) 周りに障害物がほぼ存在しない
屋外アンテナで受信
- (-135dBm) 屋外で多少の障害物が存在し、
信号が少し減衰した状態で受信
- (-145dBm) 木造屋内の最上階で受信

この3種類のレベルの受信信号の先頭から4ms分に対して、それぞれFFTシフト方式で相関計算を行なう。-135dBmの受信信号に対する相関計算の結果を図9に示す。3種類の信号すべてにおいて、図9のように目で見てピークを確認できた。-125、-135、-145dBmそれぞれの相関計算におけるSNRの値はそれぞれ25、20、13dBであり、従来方式による値とほぼ同様であった。

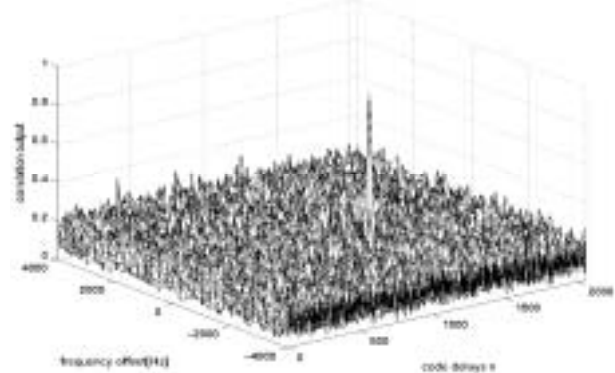


図 9: 実環境に近いシミュレーション結果

5 相関計算における IFFT 部分の演算量の低減

4 節で述べた、FFT シフト方式では相関計算の FFT の回数を 1 回に減らすことにより、相関計算の演算量を低減した。しかし IFFT の回数については従来方式と同様である。これらの方式はピークが見つかるまで IFFT を何度も行っているが、実際に必要なのは、ピークの情報なので、 $f_{step} = f_d$ における IFFT 1 回の情報だけが必要であり、それ以外の IFFT は必要のない演算である。そこで IFFT を行なう前の周波数領域のデータから、ピークが存在する確率の高い f_{step} の候補を求め、それに対して IFFT を行なうことにより、IFFT 部分の演算量を減らす方式を検討する。

5.1 Parseval の等式

FFT シフト方式の相関計算において、IFFT する前と後のデータをそれぞれ $X(k)$ 、 $x(i)$ とする。この関係を図 10 と式 (8) に示す。

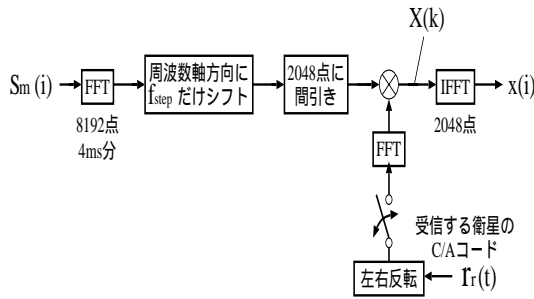


図 10: FFT シフト方式の相関計算部分

$X(k)$ 、 $x(i)$ に関して Parseval の等式は式 (9) のようになる。

$$X(k) \rightarrow x(i) \quad (8)$$

$$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2 = \sum_{i=0}^{N-1} x^2(i) \quad (N = 2048) \quad (9)$$

5.2 ピーク点に対する二乗和の性質

$r_s(t)$ と $r_r(t)$ の C/A コードが一致して、ピーク点が存在している場合の IFFT 前後のデータをそれぞれ $X(k)$ 、 $x(i)$ とし、C/A コードが一致しないためピークが存在しない場合の IFFT 前後のデータをそれぞれ $X'(k)$ 、 $x'(i)$ とする。図 11 の上段に $X(k)$ 、 $x(i)$ 、下段に $X'(k)$ 、 $x'(i)$ に対する絶対値を示す。 $x(i)$ と $x'(i)$ の絶対値の二乗和を比較すると、ピークの方だけ、 $x(i)$ の二乗和のほうが大きくなっている。式 (9) の関係より、周波数領域のデータである $X(k)$ 、 $X'(k)$ の絶対値の二乗和に関して、 $X(k)$ の絶対値の二乗和のほうが $X'(k)$ の絶対値の二乗和に比べてピークの方だけ大きくなっている。

5.3 各周波数補正に対する二乗和の性質

5.2 節で示した性質から、実際の相関計算において、IFFT 前の周波数領域のデータ $X(k)$ の絶対値の二乗和を、各周波数補正 f_{step} に対して計算し、その大きさを比較することにより、ピークが存在している周波数補正の候補を絞ることができる。相関計算方式としては、図 7、図 8 の FFT シフト方式を用いる。

C/A コードである $r_s(t)$ 、 $r_r(t)$ は $1ms$ を周期とする波形であるから、その FFT は $1kHz \times$ 整数に線スペクトルを持つ。従って、周波数変動の補正が $1kHz \times$ 整数だけずれている場合は、線スペクトルの位置が一致するため、 $r_s(t)$ と $r_r(t)$ の

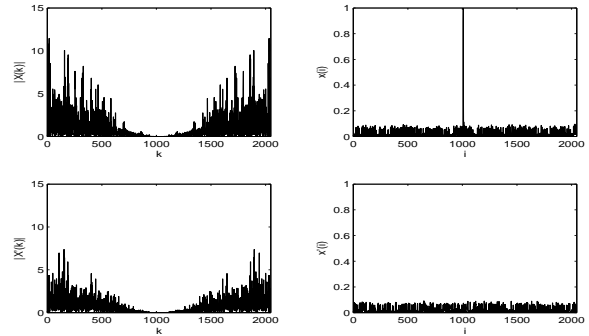


図 11: IFFT 前後のデータ $X(k)$ 、 $X'(k)$ 、 $x(i)$ 、 $x'(i)$

C/A コードが一致していない場合でも FFT の積 $X(k)$ は小さくならない。

図 12 に f_{step} に対する $\sum |X(k)|^2$ を示す。 $f_d = 0kHz$ としており、上段が $r_s(t)$ と $r_r(t)$ の C/A コードが一致している場合で、下段が一致していない場合である。上段では $f_{step} = f_d = 0kHz$ の位置にピークが現われている。しかし、上下段とも $f_{step} = 1kHz \times$ 整数の位置で $\sum |X(k)|^2$ がある大きさを有している。これは $\sum |X(k)|^2$ のベースとなっており、この上に C/A コード一致によるピークが現われることになる。

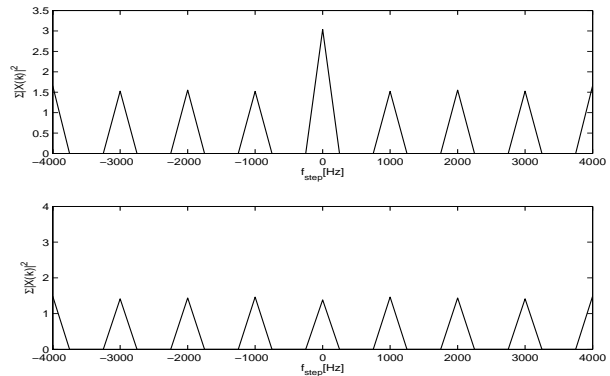


図 12: 各周波数変動に対する絶対値の二乗和

多数の衛星信号を受信する場合には、C/A コードが一致しない衛星信号によるベースが発生し、この影響を受けて C/A コード一致によるピークがベースと重なり、 $\sum |X(k)|^2$ が真の f_{step} に対して最大値になるとは限らない。このため、ベースの影響を受けないピークの検出法を提案する。

5.4 絶対値の二乗和による順位付け

ベースが $1kHz$ を周期としているので f_{step} の値を $1kHz$ 間隔ごとに、次に示す 4 つのグループに分ける。各グループ内のベースは常に等しい。

- A $f_{step} = -4000, -3000, \dots, 3000, 4000Hz$
- B $f_{step} = -3750, -2750, \dots, 2250, 3250Hz$
- C $f_{step} = -3500, -2500, \dots, 2500, 3500Hz$
- D $f_{step} = -3250, -2250, \dots, 2750, 3750Hz$

4 つのグループ内でそれぞれ二乗和を比較すると、グループ内では、ベースの値は同じであり、相関のピークが存在する周波数補正に対する二乗和の値がグループ内の他の周波数補正よりもピークの方だけ大きくなっている。つまり、4 つのグループ内で二乗和を比較し、それぞれの上位を候補として絞ることができる。候補に対してのみ IFFT を実行することにより、演算量を減らすことができる。

5.5 実環境に近い条件における候補選択

4.6節で用いた実環境に近い受信信号 100m 秒間のデータ (-135dBm のデータを使用) から、データの先頭を 0ms として、0~4ms、1~5ms、...、89~93ms のように 4ms 分のデータを 90 個取り出し、それぞれについて相関計算を行ない、5.4 節で説明した、 f_{step} を 4 つのグループに分けて、そのグループごとに $X(k)$ の絶対値の二乗和を比較して大きい順に候補としての順位付けを行なう。さらに、ピークが存在する周波数補正に対する $\sum |X(k)|^2$ がグループ内で何位になったかを調査する。図 13 にその結果を示す。横軸が順位で縦軸がその順位になった回数である。

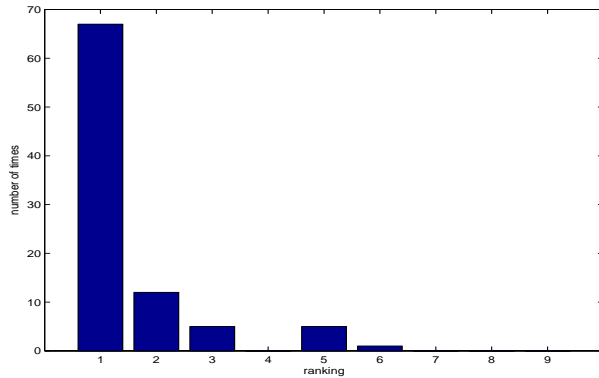


図 13: 二乗和による順位付けの結果

図 13 の結果から、90 回中 67 回の相関計算において、ピークが存在する周波数補正が順位付けの 1 位になっており、順位付けの有効性が確認できる。しかし、90 回中 12 回が 2 位、5 回が 3 位となっている。

5.6 二乗和の順位付けによる相関計算方式

5.5 節で述べたように、ピークが存在する場合に、各グループ内で真の f_{step} で $\sum |X(k)|^2$ が最大とはならない。ここでは、グループ内で順位付けを行ない上位の f_{step} から順番に相関計算を行なっていく方式を提案する。この方式では多くの候補に対して相関計算を行なうので、ピークを見逃すことはない。

5.7 IFFT 部分の演算量の比較

5.6 節で述べた順位付け方式の IFFT 部分の演算量を図 13 の場合について期待値で考える。まず、順位付けで 1 位である確率は 0.74 で、1 位だった場合に必要な IFFT の回数は、グループが 4 つなので 1 位の周波数補正も 4 つあり、どのグループにピークが存在する周波数補正があるかは同様の確率なので、2.5 回である。このように、すべての順位について確率と必要な IFFT 回数を求め、その積和を計算すると、ピークを検出するのに必要な IFFT 回数の期待値が求まる。図 13 の場合期待値は 4.59 回である。

$$0.74 \times 2.5 + 0.13 \times 6.5 + 0.06 \times 10.5 \cdots = 4.59(10)$$

順位付けを行わない方式では、 f_{step} を一定の値で変化させ、順に IFFT を行なってピークを検出する。ピークが存在する確率がすべての周波数補正で等しいので、周波数補正は全部で 33 点であることから、ピーク検出に必要な IFFT 回数の期待値は 17 回である。

$$\frac{1}{33}(1 + 2 + \cdots + 33) \cdots = 17 \quad (11)$$

以上から、順位付け方式では -135dBm のデータに対して、通常の FFT シフト方式に比べ、IFFT 回数を約 1/4、二乗和の演算量などを含めた IFFT 部分の演算量に関して約 5 割程度に演算量を低減することができた。

また、-125、-145dBm のデータに対しても同様に順位付けを行ない、ピークを検出するまでに必要な IFFT の回数を期待値で算出すると、-125dBm では -135dBm よりも少ない回数、-145dBm では -135dBm よりも多い回数であった。この結果から相関計算の SNR が大きくなるにつれて、順位付けがより有効になり、必要な IFFT の回数が減ることが分かった。さらに、一般に SNR の値が大体 20dB 以上のときにピークが存在すると判断できること、-135dBm のデータに対する相関計算の SNR の値が 20dB であることから、ピークが存在すると判断できる場合において、順位付け方式では最低でも -135dBm における IFFT 部の演算量の低減、すなわち通常の FFT シフト方式に比べて約 5 割程度の演算量の低減を保障することが確認できる。

6 むすび

FFT、IFFT を用いて GPS 受信機の相関計算を行う方式において、FFT 部分、IFFT 部分両方について演算量を低減する方式が提案されている。前者は搬送周波数変動の補正を周波数領域で行うことにより FFT の回数を 1 回にする方式、後者は周波数領域のパワー計算に基づいて候補を絞って IFFT を行う方式である。この方式に対して実環境に近いデータを用いてシミュレーションを行い、有効性を確認した。また、演算量は期待値として FFT 部分に関しては約 3 割程度に低減、IFFT 部分に関しては、最低でも約 5 割程度に低減されることが確認された。相関計算部分全体としては、約 4 割程度に演算量が低減された。

参考文献

- [1] F.Diggelen and C.Abraham: "Indoor GPS Technology", CTIA Wireless-Agenda, dallas, may 2001.
- [2] M.Moeglein and N.Krasner: "An Introduction to SnapTrackTM Server-Aided GPS technology", SnapTrackTM LocationServer technology.
- [3] 土屋 淳・辻 宏道: "GPS 測定の基礎", 社団法人日本測量協会.
- [4] 村山 圭・中山 謙二・平野 晃宏・伊藤 敏之・浅田 博重: "FFT 方式の GPS における搬送周波数変動に対する相関計算の高速化", 信学技報 Vol.103, No.193 DSP2003-79, pp.39-44, 7 月 2003.