

FFT形GPSの相関計算における雑音抑制法の改善

畑 将之[†] 中山 謙二^{††} 平野 晃宏^{††}

[†] 金沢大学大学院 自然科学研究科 電子情報工学専攻

^{††} 金沢大学大学院 自然科学研究科 電子情報科学専攻

E-mail: ^{††}nakayama@t.kanazawa-u.ac.jp

あらまし 近年、全地球測位システム (GPS) は携帯電話に搭載され、また、子供や徘徊老人の位置確認等に威力を発揮するなど、その応用は大きく広がっている。いろいろな環境で使用されるため、受信電波が弱いことや環境雑音が多いなどのために測位精度が低下するという問題がある。また、パーソナルな携帯性が求められるため小型化、低電力化が重要となる。本稿では、GPSの耐雑音特性の改善及び計算量の低減について検討する。GPSでは受信コードと参照コードの相関計算により、衛星とその衛星からの距離を求めている。ドップラー効果により搬送周波数変動するが、これを補正するために膨大な計算が必要とされる。これを効率的に計算する方法としてFFTを用いる方式が提案されている。雑音の影響を低減する方法は平均化と狭帯域化の方法が用いられる。平均化の場合は平均を計算する時間区間長が問題となる。平均化の区間長を長くすれば雑音低減効果が高くなるが、航法メッセージにより位相反転が生じるため、平均化の区間長には制限がある。この問題を解決する方法を提案し、特に、受信レベルが低く、雑音の影響が大きい場合において従来法よりも有効であることを確認した。キーワード GPS, 雑音, 相関計算, FFT, IFFT, ドップラー効果, 航法メッセージ, 位相, 平均化, 狭帯域化

A Noise Reduction Method in Calculating Correlation of FFT-GPS

Masayuki HATA[†], Kenji NAKAYAMA^{††}, and Akihiro HIRANO^{††}

[†] Division of Electrical and Computer Engineering

^{††} Division of Electrical Engineering and Computer Science

Graduate School of Natural Science and Technology, Kanazawa Univ.

E-mail: ^{††}nakayama@t.kanazawa-u.ac.jp

Abstract In recent years, Global Positioning System (GPS) has been widely used. The GPS system will be built into cellular phones of the third generation by April 2007. The number of GPS terminal units will be greatly increased. However, accuracy of positioning is not enough under severe environments, for instance very weak received signals, high level noises and so on. Furthermore, a huge of computations is required for calculating correlation between the received code and the reference codes stored in the GPS receiver. For calculating the correlation in the GPS system, FFT and IFFT have been effectively applied in order to save the amount of computations. However, a large number of computations is still required. Furthermore, the carrier frequency is slightly changed by the Doppler effect. This deviation is compensated for in the frequency domain. In some environments, where the received signal is weak compared to the noises, integration over multiple code periods to detect the peak of the correlation is required. On the other hand, there is a limitation for the integration interval due to a period of the navigation message. In this paper, a technique is proposed for removing the influence of the navigation messages. As a result, the amount of the frequency corrections is decreased, the computational complexity is also decreased by approximately 40 percent of the conventional method.

Key words GPS, Noise, Correlation, FFT, IFFT, Doppler effect, Navigation message, Phase, Averaging, Narrow band

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。2007年4月までには、携帯電話の緊急通報における位置情報通知義務の開始によって、第3世代の携帯電話にGPSが組み込まれ、今までにない大量のGPS端末機が利用されることとなる。GPSシステムに要求される測位精度と応答時間については、「測位精度は15m以内、応答時間、すなわち、測位を始めてから位置情報の通知を完了するまでの時間は15秒以内」と定められている。

GPSシステムでは受信信号のPNRコードと受信機が持っているPNRコードの相関を計算し、衛星の特定と距離を計算する。その際に、ドップラー効果による搬送周波数の変動を補正する必要がある。相関計算と周波数変動の補正には膨大な計算が必要である[1],[2]。これに対しては、FFTとIFFTにより巡回形畳み込みを利用する方式が非常に有効である[3],[4],[6]。

一方で、GPSシステムがいろいろな環境で使用されることを考えると、受信レベルの低下、高い雑音レベル等により測位精度が低下する問題がある。雑音の影響を低減するためには時間波形あるいはその周波数成分を平均化する方法と、FFTのサンプル数を増やすことにより狭帯化する方式がある[5],[6]。平均化する方法においては、その区間が航法メッセージの周期である40msecによって制限される。

本稿では、まず雑音抑制法について述べ、その抑制効果について検討する[6],[8]。また、航法メッセージの位相反転によって平均化による雑音抑制に制限が生じるが、この位相反転の影響を除去し、雑音抑制効果を高めると同時に、従来法に比べて計算量を削減する方法を提案する。最後に、種々の受信レベルや雑音レベルにおいて、相関に対する信号対雑音比(SNR)と相関計算に必要な計算量について従来方法[7]との比較検討を行う。

2. GPS受信機の構成とSNRの定義

2.1 GPS受信機の構成

2.1.1 循環畳み込みによる相関計算：FFT方式

GPS受信機の信号処理部分を図1に示す。衛星のC/Aコード(疑似乱数:PRN) $r_s(t)$ が搬送波 $\cos 2\pi f_c t$ で変調されて送信される。受信機で中間周波数 f_0' にダウンコンバートされる。中間周波数における真の搬送波を f_0 とすると、 f_0' はドップラー効果により変動した周波数である。さらに、これを $\cos 2\pi f_c' t$ と $j \sin 2\pi f_c' t$ で復調する。この時点で搬送周波数の変動は補正されていない。伝達遅延時間の計算はPRNコードをある時間刻みでシフトし、受信コードとの相関を取るることによって、これを循環畳み込みで行うことにより、全ての時間刻みを同時に計算できる。循環畳み込みは(時間信号のFFT→周波数領域での積→IFFTにより時

間信号に変換)により計算される。相関が最大となるサンプルが伝達遅延時間 τ を示している。

2.1.2 FFTシフト方式

中間周波数における受信信号 $r_0(t)$ は以下ようになる。

$$r_0(t) = \cos(2\pi(f_0 + f_d)t)r_s(t - \tau) \quad (1)$$

f_d はドップラー効果による搬送周波数の変動分である。復調信号 $r_{dm}(t)$ は

$$\begin{aligned} r_{dm}(t) &= k\{\cos(2\pi f_d t) + j \sin(2\pi f_d t)\}r_s(t - \tau) \\ &= k e^{j2\pi f_d t} r_s(t - \tau) \end{aligned} \quad (2)$$

となる。 k は復調とLPFによる振幅変動である。ここでは、 f_d の影響が残っている。しかし、 $e^{j2\pi f_d t}$ の影響は $r_{dm}(t)$ をFFTした $R_{dm}(i)$ を周波数軸 (i) 方向にシフトすることにより補正される。例えば、 $f_d = 1\text{kHz}$ の場合は、 $R_{dm}(i)$ を1kHzだけ左にシフトすることにより補正される。

このように、復調信号をFFTし、周波数領域でシフトすることにより搬送周波数の変動分を補正することができる。この方法では、FFTの回数は1回で済み、大幅に計算量を低減できる[5],[6]。本稿では、この方式を「FFTシフト方式」と呼ぶ。

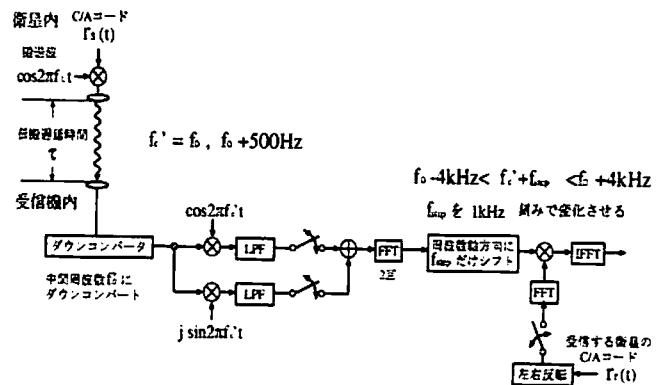


図1 FFTシフト方式によるGPS受信機の構成

受信機内で発生させる正弦波の周波数 $f_c' = f_0, f_0 + 0.5\text{kHz}$ の2点に対する $r_{dm}(t)$ をそれぞれFFTする。FFT後の2つのデータ $R_{dm}(i)$ を基に、それぞれの f_c' に対し、 $f_0 - 4\text{kHz} < f_c' + f_{step} < f_0 + 4\text{kHz}$ の範囲で f_{step} を1kHz刻みで周波数軸方向にシフトしながら相関計算を行なう。

2.2 相関のピーク検出に用いるSNR

相関計算の一例を図2に示す。これはIFFTの結果である。横軸が衛星からの伝達遅延時間を表し、縦軸が相関値を表している。相関値が最大となる横軸の値が伝達遅延時間を表している。しかし、この最大値が十分に大きくない場合は正確に検出できたとはいえない。これを評価するために、次の信号対雑音比を用いる。

図2において、横軸のサンプル n に対する相関を $p(n)$ とし、その最大値(ピーク)を $p(k)$ とする。ここで、最大値

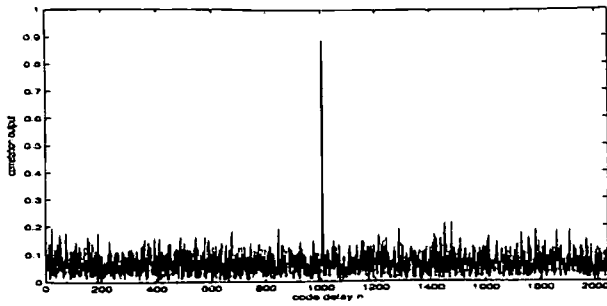


図2 相関計算の結果

の左右 10 点を除き、相関値の平均 m と $|p(n) - m|$ の平均値 d を求める。この m, d を用いて信号対雑音比 SNR_{out} を次のように定義する。

$$SNR_{out} = 10 \log_{10} \frac{p(k) - m}{d} \quad (3)$$

一般に SNR_{out} が約 $20dB$ 以上あれば相関のピークが存在すると判断し、伝搬遅延時間を求める。そうでない場合は、推定不能とする。

3. 雑音抑制と推定性能の向上

ブロック加算方式と狭帯域化による雑音抑制について述べる [8]。

3.1 ブロック加算方式による雑音抑制

ブロック加算方式では、受信信号を FFT する前に $1ms$ の区間でサンプル数 $N = 2048$ を 1 ブロックとして、 L ブロック分を加算する。

ここで信号と雑音は無相関で、雑音は白色雑音（サンプル間無相関）であるとし、信号成分が $1ms$ を周期とする周期関数であることを考慮すると、 L ブロック分加算した場合の SNR_{out} は $10 \log_{10} L(dB)$ だけ向上する。

また、 $L(ms)$ のデータに対する相関計算では、 $500/L(Hz)$ 刻みで周波数補正を行なう必要があり、周波数シフトによる周波数補正の幅は $1kHz$ であることから、 $2L$ 回の FFT が必要である。

3.2 狭帯域化による雑音抑制

狭帯域化による雑音抑制では、1 ブロックの長さを $T(ms)$ にし、FFT のサンプル数も $(N = 2048) \times T$ にする。FFT は等価的に帯域フィルタであり、その帯域は FFT のサンプル数が T 倍になることにより $1/T$ 倍される。すなわち、信号成分はそのままであるが、雑音成分に対しては帯域が $1/T$ 倍になり、抑制できる。FFT 後の相関計算に関しては $N \times T$ 点から、 N 点に間引いた周波数成分でよい。

3.3 相関計算のシミュレーション

3.3.1 シミュレーション条件

シミュレーションに用いるデータとして、12chGPS シミュレータ (SPIRENT 社 STR4500) を用いて、東京 (N36° E140° H 0) 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 100m 秒間発生させる。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 $-135dBm$ 相当である ($0dBm = 1mW$)。この信号レベルは実際には「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する」ことに相当する。

3.3.2 シミュレーション結果

シミュレーション結果を図 3 に示す。 $L = 2ms$ とした場合のブロック加算方式を用いた結果である。 $T = 2ms$ とした場合の狭帯域化の結果も同じである。どちらの方式においても、 $SNR_{out} = 20.0dB$ であり、相関のピークが正確に検出された。

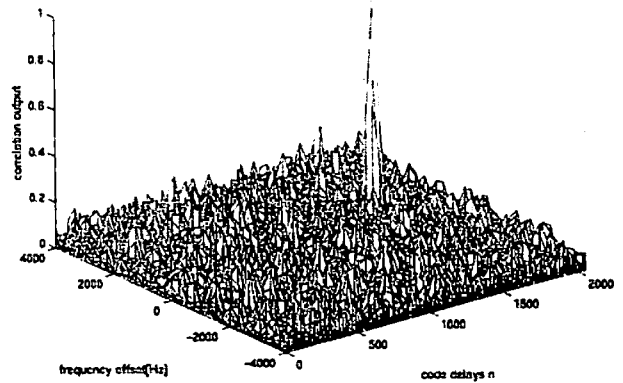


図3 ブロック加算による雑音抑制後の相関。

4. 航法メッセージによる制限の除去

4.1 航法メッセージによる制限

衛星からの送信波には航法メッセージの成分が含まれている [1]。航法メッセージは $50bps$ で $20ms$ の周期であり、 $10ms$ 毎に位相反転を繰り返す。ブロック加算の区間で位相反転が生じると正確な平均化が行われない。その為、平均化は $10ms$ 、すなわち、 $L = 10$ に制限されてしまう。その様子を図 4 に示す。

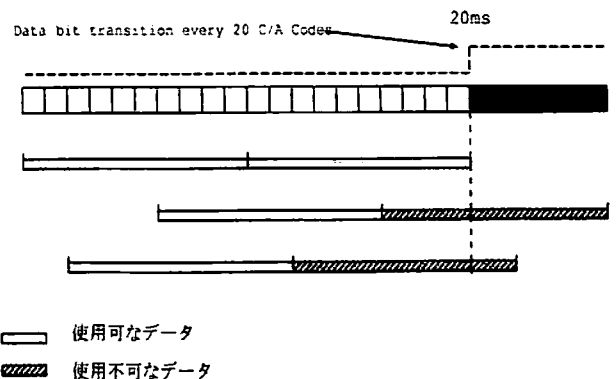


図4 ブロック加算の有効区間

4.2 相関計算に位相の反転が及ぼす影響

本節では、航法メッセージの位相反転が相関計算に及ぼす影響について調べる。航法メッセージの影響で雑音抑制に用いられる時間幅が $10ms$ に制限されるが、この時、位相の反転ポイントが SNR にどのような影響を及ぼすかをシミュレーションにより解析する。

位相反転における影響を調べる為、受信信号レベル $-135dBm$ のデータを用いた。前章で述べた狭帯域化とブロック加算方式を組み合わせてシミュレーションを行なった。パラメータは $T = 2ms$, $L = 2ms$ とする。すなわち、1ブロックの長さが $2ms$ で、2ブロック分を加算する。FFT は 4096 点で行う。位相反転の位置に応じて以下の3通りについて調べた。

- Case1: 航法メッセージの位相が反転したところでブロック加算を行なう。
- Case2: 位相が反転したところにまたがったデータ部分でFFTを行なう。
- Case3: 航法メッセージの反転の影響を受けなかった場合。

シミュレーション結果を図5に示す。波線の両矢印の区間が $2ms$ である。その下の数値は当該 $2ms$ 区間の SNR であり、ここではブロック加算は行われていない。右側にある数値が1ブロック $2ms$ を2ブロック加算したときの SNR を表している。航法メッセージの位相反転は PRN コードの $1ms$ 周期に同期している。すなわち、 $1ms$ 周期の途中に位相反転が生じることはない。Case1, Case2 においては、航法メッセージの位相反転の影響でブロック加算後の結果が悪くなっている。また、Case2 では、位相が反転したところにまたがっている $2ms$ のブロックは大幅に SNR が劣化している。従って、Case3 のように、全区間 ($2ms \times 2 = 4ms$) において位相反転を生じないことが必要である。

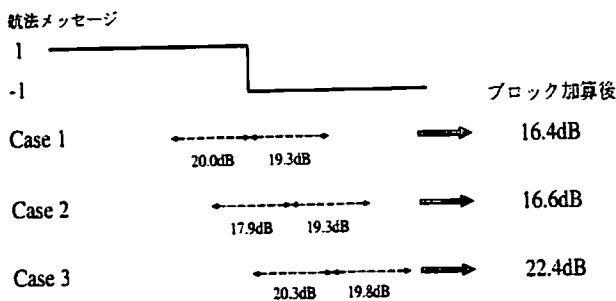


図5 位相反転が相関計算の SNR に及ぼす影響

4.3 奇数・偶数ブロック分割方式

4.2 節では、航法メッセージの位相反転の影響を受けない区間を用いて雑音抑制を行なうことの必要性について述べた。航法メッセージの影響を受けない区間を用いて雑音抑制を行なう方法がすでに提案されている [7]。この方法では図6のように、受信信号を $10ms$ の区間を交互に取って1

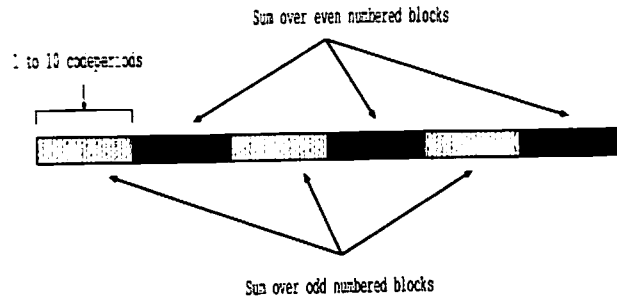


図6 奇数・偶数ブロック分割方式 [7].

グループとする。一方を奇数グループ、他方を偶数グループとする。航法メッセージは $20ms$ 周期で、 $10ms$ 毎に位相が反転するので、位相反転ポイントは奇数グループか偶数グループのいずれかに含まれ、双方に含まれることはない。そこで、奇数グループと偶数グループの SNR_{out} を比較して、これが高い方が航法メッセージの反転ポイントを含まないと判断できる。経験的に SNR_{out} において約 $2dB$ 以上の差がある場合に有効なグループ (位相反転を含まない) を選択可能であるとする。

4.4 位相反転ポイント推定方式の提案

図6の奇数・偶数ブロック方式では、 $20ms \times M$ の区間を利用して $10ms \times M$ の区間に亘るのブロック加算を行うことになる。すなわち、応答時間が長くなるという問題がある。

本稿では、位相反転ポイントを推定し、そのポイントに同期させることにより、全体の区間長を短くする方式を提案する。

前述したように、航法メッセージは $1ms$ 周期の PRN コードに同期している。ここで、 $T = 1ms$ と $T = 2ms$ の場合を考える。 $T = 1ms$ の場合: この場合は、狭帯域化は行われないう。位相反転ポイントの位置は図4.2のCase1に相当する。この場合は、連続する2ブロックを1ブロックずつずらしながら加算することにより、2ブロックの間に位相反転ポイントを含む場合は SNR_{out} が低下する。シミュレーションによると、 $1ms$ 区間の SNR_{out} が $20.0dB$ から、2ブロックの加算により $16.7dB$ に低下する。2ブロックの間に位相反転ポイントを含まない場合は SNR_{out} は増加するから、その差は更に大きくなり、検出することが出来る。 $T = 2ms$ の場合: この場合は、位相反転ポイントの位置は図4.2のCase1またはCase2となる。Case1の場合は上の議論と同じである。Case2の場合は、 $T = 2ms$ の区間内に位相反転ポイントを含む場合がある。この場合も、位相反転ポイントを含まない場合 ($19.3dB$) と含む場合 ($17.9dB$) で $1.4dB$ の差があるため検出可能である。

位相反転ポイント $20ms$ の区間で1回発生する。 $T = 2ms$ の場合を考えると、ある $20ms$ の区間 (10ブロック) で SNR_{out} が最小となる1ブロックを除く残りの9ブロックの加算を行うことにより位相反転の影響をなくすことが出

来る。9ブロックの加算はIFFT後の相関で行うことが出来る。これは、受信信号から相関を求める計算が線形であるため、ブロック加算は受信信号（時間信号）、FFT、IFFTのいずれで行っても結果は同じである。従来の方法が、20msの区間を使用して10msの区間しかブロック加算できなかったが、提案方法では、18msの区間でブロック加算を行うことが出来る。

提案方法では、まず、位相反転ポイントを検出する。次に、位相反転ポイントを含むブロックを除くブロックの加算を行う。以下の処理は従来のFFTシフト方式と同じである。具体的な信号処理のプロセスは次のようになる。ここでは、 $T = 2ms$ として説明する。

位相反転ポイントの検出（最初に1回のみ実行）

1. 狭帯域化は2msで行う。
2. FFTは2ms長の信号に対して行う。
3. FFT後にブロック加算を行わず、IFFT後に行う。
4. 2ms長のブロックに対して、[FFT→積→IFFT→ SNR_{out}]の計算を行う。
5. 最初の20ms区間において、 SNR_{out} が最小となるブロックを検出する。

相関ピークの検出（所定区間毎に実行）

1. 上記で検出した位相反転ポイントを含むブロックを基準として、20ms毎に現れるブロックを使用しない。
2. FFT前に所定区間のブロック加算を行う。但し、位相反転ポイントから10ms毎に時間波形の符号を反転する。
3. ブロック加算後の信号に対して[FFT→周波数領域で乗算→IFFT→ SNR_{out}]の計算を行う。
4. 相関のピークを検出する。

5. 計算量の比較

次に従来法と提案法において、計算量を比較する。狭帯域化またはブロック加算の区間を $20 \times 1ms = 20ms$ とする。ここで、 $M = 20$ とおく。

5.1 奇数・偶数ブロック方式

この方式では、 $2M \times 1ms = 40 \times 1ms = 40ms$ の区間が必要である。 $T = 2ms$ とすると、10ms区間で5ブロックとなる。奇数グループ10ブロックと偶数グループ10ブロックで合計20(=M)ブロックとなる。計算量は以下のようになる。

- ・ $N = 4096$ 点の受信信号のブロック加算が $(M/2 - 1) \times 2$ 回。
 - ・ $N = 4096$ 点のFFTが2回。 $2 \times (2N \log_2 N)$
 - ・ $N = 4096$ 点の複素乗算と加算が2回。実乗算： $4N \times 2$ 、実加算： $2N \times 2$
 - ・ $N = 4096$ 点のIFFTが2回。 $2 \times (2N \log_2 N)$
 - ・ $N = 4096$ 点の実数を用いた SNR_{out} の計算が2N回
- * 奇数ブロックと偶数ブロックで有効なブロックが決定した後には、いずれか一方のみを計算するので、計算量は半分と

なる。

5.2 位相反転ポイント推定方式

条件は同じとする。位相反転ポイントの検出（最初に1回のみ実行）に要する計算量は以下のようになる。

- ・ $N = 4096$ 点のFFTが $M/2 + 1$ 回。 $(M/2 + 1) \times (2N \log_2 N)$
 - ・ $N = 4096$ 点の複素乗算が $M/2 + 1$ 回。実乗算 $(M/2 + 1) \times 4N$ 、実加算： $M/2 + 1) \times 2N$ 。
 - ・ $N = 4096$ 点のIFFTが $M/2 + 1$ 回。 $(M/2 + 1) \times (2N \log_2 N)$
 - ・ $N = 4096$ 点の相関のブロック加算が M 回。1ブロックずらしながら2ブロックの加算を行う。
 - ・ $N = 4096$ 点の実数を用いた SNR_{out} の計算が $M/2 + 1$ 回
 - ・ $N = 4096$ 点の相関のブロック加算が $(M - 1)$ 回。位相反転を含むブロックを除く全てのブロックの加算。
- 相関ピークの検出（所定区間毎に実行）に要する計算量は以下のようになる。
- ・ $N = 4096$ 点の受信信号のブロック加算が $(M/2 - 1)$ 回。
 - ・ $N = 4096$ 点のFFTが1回。 $2N \log_2 N$
 - ・ $N = 4096$ 点の複素乗算と加算が1回。実乗算： $4N$ 、実加算： $2N$
 - ・ $N = 4096$ 点のIFFTが1回。 $2N \log_2 N$
 - ・ $N = 4096$ 点の実数を用いた SNR_{out} の計算がN回

奇数・偶数ブロック方式で、有効なグループが検出された後の計算量と提案した位相反転推定方式で、位相反転ポイントを検出した後の計算量は同じである。しかし、前者の従来方式は同じ結果を得るために2倍の時間長を必要とする。これは、GPSシステムの応答時間が2倍になることを意味しており、機能的には劣る。

GPSの受信レベルが低い場合や雑音レベルが高い場合など、高い雑音抑制が必要とされる。このような場合は、長い区間で平均化等により雑音抑制を行う必要がある。最初の20ms区間では提案方式の計算量が多いが、その後は従来方式と同じになり、さらに、測位に要する時間が半分に低減できる。

6. まとめ

GPSの受信レベルが高い場合や雑音レベルが低い場合においては、20ms程度の時間幅で相関のピークが検出でき、測位が可能である。このような場合は、従来方式である奇数・偶数ブロック方式が計算量の面で優れている。しかし、実際には、GPSの受信レベルが低い環境や雑音レベルが高い環境で使用される場合も多く、そのような条件下では提案方式である位相反転推定方式が計算量の点では従来方式とほぼ同等で、応答時間が約半分に短縮できるメリットがある。

文 献

- [1] 土屋 淳, 辻 宏道 : “GPS 測定の基礎”, 社団法人 日本測量協会.
- [2] 高野 忠, “宇宙における電波計測と電波航法”, コロナ社.
- [3] M.Moeglein and N.Krasner, “An Introduction to SnapTrackTM Server-Aided GPS technology”, SnapTrackTM Location Server Technology.
- [4] F.Diggelen and C.Abraham, “Indoor GPS Technology”, CTIA Wireless-Agenda, Dallas, May 2001.
- [5] Mark L Psiaki, “Block Acquisition of Weak GPS Signals in a Software Receiver”, ION GPS 2001, Salt Lake City, UT, pp.11-14 Sept. 2001.
- [6] 村山圭, 中山謙二, 平野晃宏, 伊藤敏之, 浅田博重 : “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”, 第 18 回デジタル信号処理シンポジウム, 志摩, Nov. 2003.
- [7] Viktor Przebinda, “Advanced GPS signal acquisition”, May 2004.
- [8] 畑将之, 中山謙二, 平野晃宏 : “FFT 形 GPS の相関計算における受信感度向上の検討”, 平成 17 年度電気関係学会北陸支部連合大会, 2005.9.