

# チップ同期とSNR推定によるDS/SS方式の同期捕捉法

小 川 史 博\*\*・濱 田 誠 二\*・太刀川 信 一\*

A Novel Acquisition Method Using Chip Synchronization and SNR Estimation in DS/SS System

Fumihiko OGAWA, Seiji HAMADA and Shin'ichi TACHIKAWA

This paper proposes a novel method for pseudo noise (PN) sequence acquisition in direct sequence / spread spectrum (DS/SS) system. First, chip synchronization can be achieved by selecting the maximum value in square values according to different initial time in chip duration. Second, SNR is calculated by using the difference between second and fourth moment of PN sequence and that of Gaussian noise. Next, optimum integration time and threshold level can be obtained from the above estimation of SNR. Finally, as chip synchronization was completed, one chip sliding correlator can be operated. As a simulation result, the acquisition time can be reduced to about 61(%) compared with a conventional method in the code length  $L=127$  and  $E_b/N_0=6.8(\text{dB})$ .

**Key words:** direct sequence, spread spectrum, chip synchronization, SNR estimation, sliding correlator

## 1. ま え が き

将来の移動体、携帯電話システムにおいて、フェージングに強く、秘匿性、秘話性、測距などの機能を持ち、さらに多くの加入者を収容可能な方式として、スペクトル拡散 (Spread Spectrum: SS) 方式、特に直接拡散 (Direct Sequence: DS) / SS 方式は、その構成が容易なことから注目されてきている<sup>1)~3)</sup>。

DS/SS 方式においては、信号復調の際、スペクトルの拡散に使用した PN 系列と同期をとる必要があり、その初期位相を見出す同期捕捉は、非常に重要な機能である。この同期捕捉には、一般にスライディング相関法が用いられており、同期捕捉時間を短くするためのパラメータ、つまり積分範囲およびスレッショールドレベルは、受信信号の希望信号電力対白色ガウス雑音 (SNR) により決定される。これまでは受信信号の SNR が既知での条件で検討されていた。しかし、実際は受信信号の SNR は未知であり、それがわからなければ最小の同期捕捉を得るための条件や捕捉時間が求められない。また、従来、PN 系列のチップ同期を得るために、1/2 チップステップスライディ

ング相関法が用いられているが、この場合、スライドのステップが小さい分、同期捕捉時間も長くなってしま<sup>1) 2) 4)</sup>。

そこで本論文では、まず、PN 系列を乗ずることなく PN 系列のチップ同期をとり、受信信号の SNR を推定する方法を提案し、それにより 1 チップステップによるスライディング相関法と、その最適積分範囲および最適スレッショールドレベルの決定法を述べる。これは従来の 1/2 チップステップの場合より高速になりうる可能性がある。そして、従来方式との比較を計算例とシミュレーションにより示す。以下 2. では、まず、提案方式である SNR 推定による DS/SS 方式の同期捕捉システムを説明する。そして、チップ同期に必要な受信信号の 2 次モーメントを求める方法を示し、さら SNR 推定法に必要な計算方法を説明する。次に 3. では、従来の 1/2 チップステップスライディング相関法と本論文で提案する 1 チップステップスライディング相関法について述べる。続いて 4. ではこれらの理論値と、計算機シミュレーションにより、本方式の効果を比較検討する。最後に 5. むすびを述べる。

原稿受付：平成 8 年 6 月 14 日

\* 長岡技術科学大学電気系

\*\* 同、現在日立通信システム株式会社

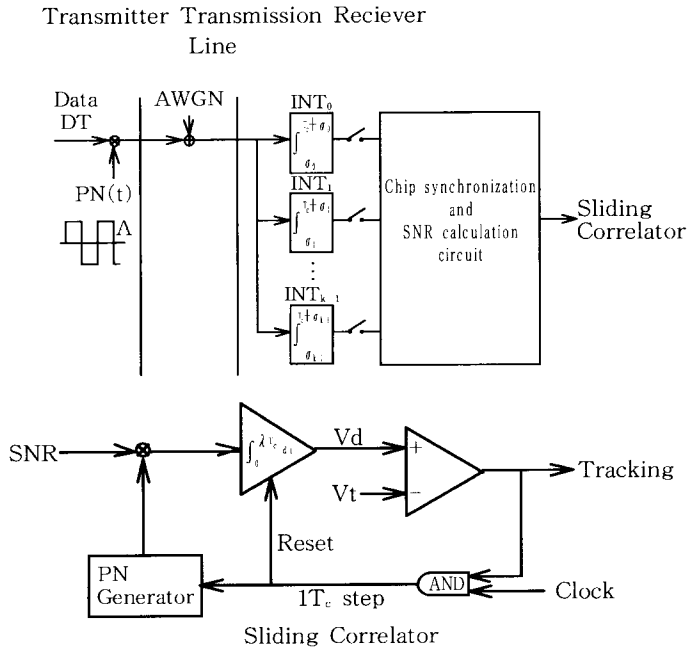


Fig. 1 Model of proposed system.

## 2. 提案システムとチップ同期およびSNR推定

### 2. 1 提案システム条件

まず、提案システムでは次のことを条件とする。

1. 送信機と受信機は一对であり、PN系列1周期に1データを負荷するDS/SS方式とする。
2. 受信機においてPN系列のチップ同期と受信信号SNRは未知とする。
3. 受信機におけるチップ同期をとるためのチップの分割数は10とする。
4. 干渉信号の影響は無いものとする。

1の条件は、従来のDS/SS方式から言えることである。2の条件は、通信一般に言えることであるが、特にSS方式では受信信号入力時のSNRは低いので注意が必要である。これについて本方式によってチップ同期をとり、その後SNRを推定する方式を提案している。3の条件は、受信機におけるPN系列とのチップ同期のために仮定したものである。細かいほど正確な同期位置およびSNR推定が可能であろうが、解析の簡単化のため上記の分割数とした。4の条件については、基本的な伝送路として、白色ガウス雑音のみが加わると仮定するものである。

### 2. 2 システムモデル

提案する1チップステップスライディング相関器を用いたDS/SSのシステムモデルを図1に示す。

DS/SS信号は入力データDT(±1、速度1/T)に、符号長L、チップ幅 $T_c$ 、周期 $T(=LT_c)$ のPN系列PNを乗じることによって得られる。伝送路では、白色ガウス雑音を加わるものとする。受信機では、1チップをk区間に分配した信号と考え、PN系列PNとのチップ同期を行い、それと共にSNRを推定し、1チップステップスライディング相関へと進む。

まず、受信信号は区間に応じたスタートにより1チップの積分器をパラレルに $INT_0$ から $INT_{k-1}$ で行なう。これは区間幅 $T_{ci} = (T_c + \delta_i) - \delta_i$  ( $i=0, 1, \dots, k-1$ ,  $\delta_0=0$ ,  $\delta_i = (i/k)T_c$ )に応じた信号成分と白色ガウス雑音成分の和が現われる。受信信号の振幅の変動は、白色ガウス雑音によって異なってくる。積分器の値の2乗和を用いてチップ同期をとり、さらにPN系列と白色ガウス雑音の2次モーメントと4次モーメントの性質<sup>5)</sup>が違うのを利用してSNR推定を行なう。SNR推定後は、同期捕捉で最大効果を得るための1チップステップスライディング相関で用いる最適積分範囲と最適スレッショールドレベルを決定する。

### 2. 3 チップ同期の決定法

まず、任意の受信信号到着時を時間的にみてチップ同期決定法のスタートとして考える。各積分器  $INT_k$  から  $INT_{k-1}$  の出力からその2次モーメントを算出するため2乗値の和  $X_L^2$  を計算する。簡単のため和の数は符号長  $L$  とする。この値はチップ同期がとれているならば、信号成分が  $T_c$  区間の積分内でキャンセルされずに積分されるので、最大値をとるものと推察される。これを式で示す。

$$X_L^2 = \sum_{i=0}^{L-1} \left[ \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(i)} \right) \right\}^2 + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(i)} \right) \right\}^2 \right] \\ = \left[ \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(0)} \right) \right\}^2 + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(0)} \right) \right\}^2 + \cdots + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(L-1)} \right) \right\}^2 + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(L-1)} \right) \right\}^2 \right] \\ + 2 \left[ \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(0)} \right) \right\} \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(0)} \right) \right\} + \cdots + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(L-1)} \right) \right\} \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(L-1)} \right) \right\} \right] \\ + \left[ \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(0)} \right) \right\}^2 + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(0)} \right) \right\}^2 + \cdots + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(L-1)} \right) \right\}^2 + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(L-1)} \right) \right\}^2 \right] \quad (1)$$

$X_L^2$ :  $T_c$  間だけ積分した2乗値を  $L$  チップ加算した値  
 $(s_{\frac{j}{k}}^{(i)})$ :  $i$  番データの  $(j/k)T_c$  から  $((j+1)/k)T_c$  間を積分した信号成分値  
 $(n_{\frac{j}{k}}^{(i)})$ :  $i$  番データの  $(j/k)T_c$  から  $((j+1)/k)T_c$  間に加わる白色ガウス雑音成分値  
 もし、チップ同期がとれているならば、チップ区間の積分による信号成分の減少はなく最大値を得る。

$$\left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(i)} \right) \right\}^2 = A^2 T_c^2 \quad (2)$$

さらに個々のチップ区間の積分の白色ガウス雑音成分は  $T_c/k$  間の信号に加わる白色ガウス雑音成分  $(\sigma_{T_c/k})^2$  が  $T_c$  間においては電力加算され次式となる。

$$\left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(i)} \right) \right\}^2 = k (\sigma_{T_c/k})^2 = (\sigma_{T_c})^2 \quad (3)$$

$(\sigma_{T_c})^2$ : 間に加わる白色ガウス雑音成分  
 次にこの2乗加算値の平均を求める。簡単化のため積分後の信号成分と雑音成分を  $S$ ,  $N$ , 平均値記号を  $E[\cdot]$  で表わし、 $S$  と  $N$  の独立性と平均値0を考慮すると次式となる。

$$E[(S+N)^2] = E[S^2] + E[N^2] \quad (4)$$

よって受信信号の2次モーメントは次式となる。

$$E[X_L^2] = \left[ \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(0)} \right) \right\}^2 + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(0)} \right) \right\}^2 + \cdots + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( s_{\frac{j}{k}}^{(L-1)} \right) \right\}^2 + \left\{ \sum_{j=0}^{k-1} \left( n_{\frac{j}{k}}^{(L-1)} \right) \right\}^2 \right] \quad (5)$$

チップ同期がとれている場合、最大値をとる。その値は次式となる。

$$E[X_L^2] = L A^2 T_c^2 + L (\sigma_{T_c})^2 \quad (6)$$

また1チップに対する2次モーメントを求めるには、その符号の長さで割ってやれば良い。

$$E[X_{T_c}^2] = A^2 T_c^2 + (\sigma_{T_c})^2 \quad (7)$$

$X_{T_c}^2$ :  $T_c$  間だけ積分した2乗値

一例として、受信信号のPN系列とのチップ同期が得られていない状態での積分器出力例を図2に示す ( $INT_6$  がチップ同期点である)。

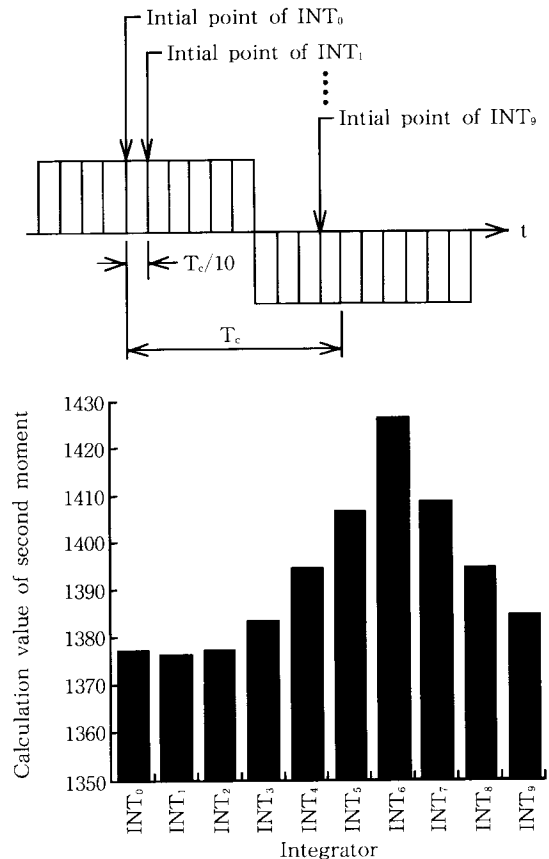


Fig. 2 Second moment for each integrator.

このように、チップ同期がとれている部分はその2次モーメントの値が大きくなっていることがわかる。

なお、ここでチップの積分回数は、符号長 $L$ としたが、より正確に得るため、 $L$ 以上、任意に長くともかまわない。

## 2. 4 SNRの推定

SNR推定は、チップ同期推定と同時にさらに4次モーメントを求めて算出できる。4次モーメントは、2次モーメントの場合と同様に積分後の信号成分および雑音成分を $S$ 、 $N$ とすると次式で表わされる。

$$E[(S+N)^4] = E[S^4] + 6E[S^2]E[N^2] + E[N^4] \quad (8)$$

ここで、白色ガウス雑音の4次モーメントは1チップ当たり $3(\sigma_{Te})^4$ で与えられ<sup>5) 6)</sup>、信号の4次モーメントとは性質が異なる(信号は振幅が定数のため、単に2次モーメントの2乗となる)。これを利用して $S$ 、 $N$ の分離すなわちSNR推定が可能となる。まず、式(8)を $L$ チップ加算すると同期点では次式となる。

$$E[X_L^4] = LA^4 T_c^4 + 6LA^2 T_c^2 (\sigma_{Te})^2 + 3L(\sigma_{Te})^4 \quad (9)$$

$X_L^4$ :  $T_c$ 間積分した4乗値を $L$ チップだけ加算した値  
2次モーメント式(6)と4次モーメント式(9)により逆拡散時の $L$ チップの積分後のSNRは次式で算出される。

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{(AT)^2}{L(\sigma_{Te})^2} = \frac{A^2 L^2 T_c^2}{L(\sigma_{Te})^2} \\ &= \frac{L \sqrt{\frac{3(E[X_L^2])^2 - E[X_L^4]}{2}}}{E[X_L^2] - \sqrt{\frac{3(E[X_L^2])^2 - E[X_L^4]}{2}}} \end{aligned}$$

また、ここでは符号長 $L$ の長さの統計量 $X_L$ を用いているが、ここまでの過程では、PN系列の特性には関係がなく、より正確な値を得るために、 $L$ 以上に任意に長くとも、その平均を利用すればよい。SNRが決定すると、ビットエネルギー対雑音電力密度比 $E_b/N_0$  [dB] が算出できる<sup>7)</sup>。

$$\frac{E_b}{N_0} = 10 \times \log_{10} \left( \frac{\text{SNR}}{2} \right) \text{ [dB]} \quad (11)$$

## 3. スライディング相関法と同期捕捉時間

### 3. 1 従来の1/2チップステップスライディング相関法

1/2チップステップスライディング相関法による同期捕捉時間は次式で与えられる<sup>4) 8)</sup>。

$$T_{\text{acq}} = \left\{ \left( L - \frac{1}{2} \right) + \frac{2L(1-P_D)}{P_D} \right\} \left\{ \left( \lambda + \frac{1}{2} \right) + \frac{\lambda P_F}{(1-P_F)} \right\} T_c \quad (12)$$

$P_D$ : 同期点で同期と判定する確率(同期検出確率)

$P_F$ : 同期点に達するまでに同期点外で誤って同期点と判定してしまう確率(同期誤り確率)

$\lambda$ : 積分時間

$P_D$ 、 $P_F$ は、スレッシュホールドレベル $V_t$ によって決定される。また、システムの信頼性確保のため $P_D$ を90[%]以上、 $P_F$ を10 [%] 以下<sup>9)</sup> という条件のもと、符号長 $L=127$ とし、各 $E_b/N_0$  [dB] における同期捕捉時間を最小にする最適積分範囲 $\lambda$ と最適スレッシュホールドレベル $V_t$ が求められる。これを次章のシミュレーション結果において理論値として示す。

### 3. 2 提案する1チップステップスライディング相関法

1チップステップスライディング相関法は、従来の1/2チップステップスライディング相関法とシステム構成としては何ら変わらないが、PN系列との相関の際のステップ間隔が1/2チップから1チップへと大きくなる。よって同期捕捉時間は次式のようになる。

$$T_{\text{acq}} = \left\{ \left( \frac{L}{2} - \frac{1}{2} \right) + \frac{L(1-P_D)}{P_D} \right\} \left\{ (\lambda + 1) + \frac{\lambda P_F}{(1-P_F)} \right\} T_c \quad (13)$$

本システムにおいても信頼性の確保のため先と同様の条件とし、同期捕捉時間を最小にする最適積分範囲 $\lambda$ および最適スレッシュホールドレベル $V_t$ が算出できる。これを次章において理論値として示し、シミュレーション結果と比較する。

## 4. シミュレーション結果

計算機シミュレーションにより前章の理論値との比較、本システムの効果の検証を行なう。ここで使用するPN系列(+1, -1, 表現)は符号長127のM系列で、原始多項式 $x^7 + x^3 + 1 = 0$ 初期値-1, +1, -1, +1, -1, +1, -1とした。自局の送信信号の振幅 $A$ は1とし、伝送路では白色ガウス雑音加わるものとした。また、受信機におけるチップの分割数は10とし、

自局データは+1と-1がランダムに発生するものとした。

#### 4. 1 チップ同期位置の推定

受信機において、1チップを10分割し区間に応じたスタートによりチップ区間の積分を平行に行ない、式(7)で得られる2次モーメントの最大点が正しい同期点かどうかを調べる。この例はすでに図2で示したので図示は省略する。

#### 4. 2 チップ同期によるSNR推定

提案するシステムのチップ同期によるSNR推定を行ない、式(11)により $E_b/N_0$  [dB]に変換し図3に示す。また、正しい $E_b/N_0$ 値を直線で示し、収束の様子を知るために入力データ数は10000および50000とした。入力データ数の違いにより正しい $E_b/N_0$ との差が異なる。入力データ数50000においてはビット誤り率 $10^{-3}$  ( $E_b/N_0=6.8$  [dB])で推定誤差約0.26 [dB]にまで抑圧することができ、以降、高SNRつまり高 $E_b/N_0$ になるほど正しい $E_b/N_0$ の値に近づいている。逆に低くなるほど正しい $E_b/N_0$ との誤差がでてくる。この原因として自局信号成分1/10チップ当たりに対する白色ガウス雑音成分が大きいとその分散が広くなり、計算機シミュレーションにおける統計上の回数が少ないため誤差として現われたものと考えられる。

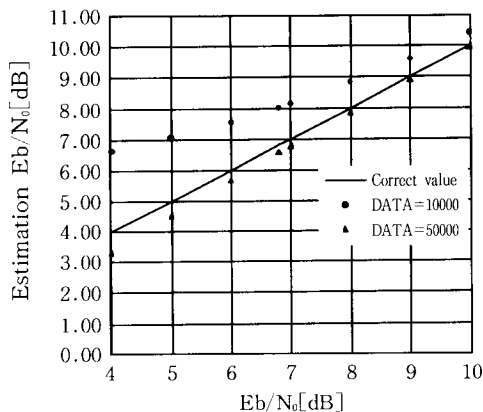


Fig. 3 Estimation  $E_b/N_0$  by simulations.

#### 4. 3 SNR推定後の各パラメータと同期捕捉時間

##### 4. 3. 1 最適積分範囲特性

図4に、図3の計算機シミュレーション入力データ数50000で得た $E_b/N_0$ に対する従来方式および提案

方式での最適積分範囲の特性を理論値と共に示す。

従来方式では一般にSNRは既知としているが本スライディング方式の改善効果の比較のため、提案方式と同レベルでSNR推定を行なったものとして図に示す。従来方式に比べ、提案方式では積分範囲が22~24 [%]程度長くなっている。この理由としては両方式での同期検出確率 $P_D$ と同期誤り確率 $P_F$ が異なるためである。また、特性としては $E_b/N_0$ が良好になるにつれて共に理論値との誤差は少なくなる。

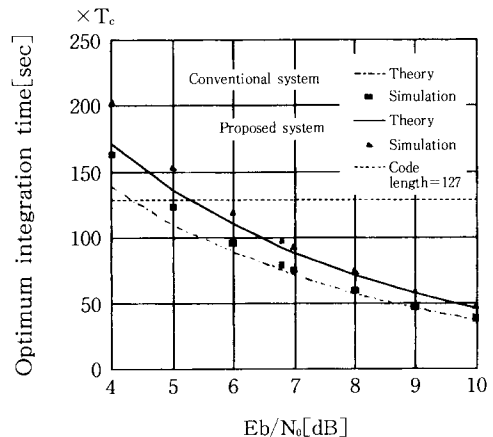


Fig. 4 Optimum integration time by simulations.

##### 4. 3. 2 最適スレッショールドレベル特性

次に図5は、前述と同様の場合での最適スレッショールドレベルの理論値と計算機シミュレーション結果である。

こちらも最適積分範囲特性と同じく、従来方式よりも提案方式の方が少し高い。

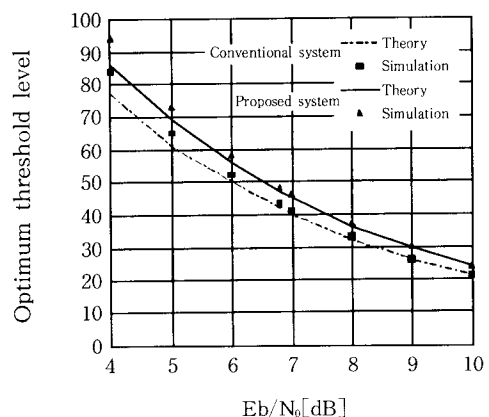


Fig. 5 Optimum threshold level by simulations.

## 4. 3. 3 同期捕捉時間特性

図6は、図4および図5で示した各パラメータの最適値を用いたときの同期捕捉時間の結果である。理論曲線を比較すると、従来方式よりも提案方式の方が、同期捕捉時間が $E_b/N_0 = 4 \sim 10$  [dB] 間でいずれも約61~63 [%] に短縮され $E_b/N_0 = 6.8$  [dB] では61.5 [%] になった。これは前述のパラメータの最適積分範囲が図4を見てわかるように提案方式では多少長くそれに伴い最適スレッショールドレベルも図5のように多少高くなる。しかし、1チップに対する処理回数を考えると従来方式では1/2チップステップで2回、提案方式では1チップステップで1回と半分で済む。このことが同期捕捉時間の大幅な短縮につながったのである。また、一般に、SNR推定に必要な時間は、従来方式においても積分範囲推定やスレッショールドレベル推定に必要な時間であり同期捕捉時間の比較では除いて考えた。チップ同期推定は、SNR推定と同時に行われ、その推定時間はSNR推定に比べて短いので付加する必要がないものと考えられる。しかし、例えば急にチップ同期がはずれた場合などではSNR推定とは別に必要となる。そこで、チップ同期時間も含めた同期捕捉時間も同図に示す。ここでのチップ同期時間は正しい同期点から $\pm T_c/10$ の誤差内で80 [%] 以上の確率で得られる時間をシミュレーションにより求めた。 $E_b/N_0$ が異なるが10~65ビット(127~825チップ)程度で済む。また、図よりこのチップ同期時間を加えても、本方式が良いことがわかる。

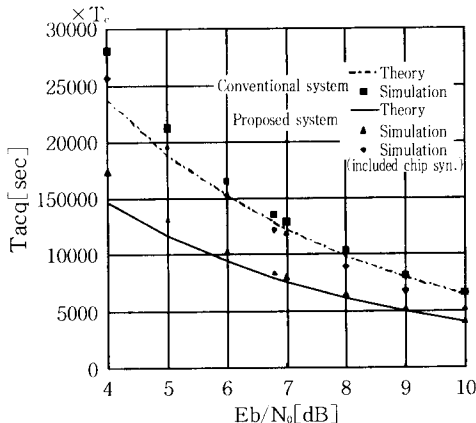


Fig. 6 The acquisition time by simulations.

## 5. む す び

DS/SS方式における同期捕捉時間を改善するため、PN系列と白色ガウス雑音の2次モーメントと4次モーメントとの性質の違いを利用し、PN系列のチップ同期ならびにSNR推定を行なうことによる1チップステップのスライディング相関システムを提案し、理論ならびに計算機シミュレーションによりその性能評価を行なった。その結果、本方式の有効性が確認された。

## 参考文献

- 1) 中川正雄監修, "スペクトラム拡散通信技術の基礎と応用", トリケップス, pp. 1-7, pp. 70-77 (1987-03).
- 2) R.C. Dixon, "最新スペクトラム拡散通信方式", 立野, 片岡, 飯田訳, (株)日本技術経済センター第9版, p. 8, p. 191, pp. 69-70, pp. 195-198 (1992-09).
- 3) 太刀川信一, "スペクトル拡散通信方式の変調方式", 信学技報SST91-3, pp. 13-20 (1991-04).
- 4) Raymond L. Pickholtz, Donald L. Schilling and Laurence B. Milstein, "Theory of Spread - Spectrum Communications-A Tutorial", IEEE Trans, vol. com-30, 05, pp. 870-875 (1982-05).
- 5) 朝戸英樹, 太刀川信一, 丸林元, "DS/SS SMAの他局間干渉抑圧のための部分相関重み制御法の検討", 信学技報, SST94-67 (1994-12).
- 6) 森口繁一, 宇田川, 一松信, "数学公式2-級数・フーリエ解析-", 岩波全書第17版, pp. 1-31 (1979-09).
- 7) ラシィ, "通信方式", 山中惣之助, 宇佐美興一共訳, マグロウヒル第13版, pp. 291-316 (1992-10).
- 8) 安江彰徳, "帯域制限型DS/SS方式の性能評価に関する研究", 平成6年度長岡技術科学大学修士論文, pp. 32-36 (1995-02).
- 9) 杉山久佳, 雨宮好文, "スペクトル拡散多重通信における同期捕捉短縮の一方法", 信学論, vol. J65-B, 08, pp. 997-1004 (1982-08).