

## 搬送波周波数偏差を伴うスペクトル拡散信号の平行同期捕捉

水谷 昌展<sup>†\*</sup>      片山 正昭<sup>†</sup>      山里 敬也<sup>†</sup>      小川 明<sup>†</sup>

Parallel Acquisition of a Direct-Sequence Spread-Spectrum Signal  
with Frequency Offset

Masanobu MIZUTANI<sup>†\*</sup>, Masaaki KATAYAMA<sup>†</sup>, Takaya YAMAZATO<sup>†</sup>,  
and Akira OGAWA<sup>†</sup>

あらまし スペクトル拡散通信方式において、搬送波に周波数偏差が存在する場合の拡散信号の初期同期捕捉手法を提案する。本手法は、拡散系列を複数に分割し、各々に対応するマッチドフィルタの出力を分割数にかかわらず一周分観測した結果に対して、平行サーチを行い初期同期捕捉を行うものである。特性評価尺度として、平均同期捕捉時間特性を用い、提案方式が周波数偏差存在下で高速な同期捕捉特性をもつことを示す。

キーワード スペクトル拡散、搬送波周波数偏差、初期同期捕捉、平行サーチ、部分自己相関

### 1. ま え が き

直接スペクトル拡散 (DS/SS) 通信方式では、復調の際に通常の変調方式における搬送波同期、ビット同期等に加え、拡散信号の同期が必要である。拡散信号の同期は、同期捕捉と同期追跡という二つの操作に分けることができる [1]~[3]。このうち同期捕捉は、1チップ時間程度の精度で拡散信号のタイミングを求めるところを目的とする。これに対し、同期捕捉の結果として出力されるトリガ信号に基づいて起動される同期追跡操作は、この拡散信号のタイミングの精度を更に高めると共に、送信機と受信機の拡散信号発生回路にジッタ等が存在しても同期を維持することを目的とする。

同期追跡を行う回路は精度は高いが、同期誤りの許容範囲は小さい場合が多い。同期捕捉で誤ったタイミングのトリガ信号が出力されると、それを同期捕捉操作の段階で補正することは困難であり、すべての受信データが誤ることになる。従って、同期捕捉操作は、正確であることが要求される。一方、通信を効率良く行うためには、同期捕捉は高速であることが要求される。この正確性と高速性という互いに矛盾する二つの

要求を満足するために、同期捕捉操作はしばしば、初期捕捉モードと確認モードの組合せによって実現される。これは、比較的高速に同期捕捉を行うマッチドフィルタ (MF) のような受動相関回路でまず同期タイミングを検出し、より精度の高い相関器のような能動相関回路でそのタイミングを検査し、検査に合格した場合に同期捕捉を行ったものとして同期追跡を開始させるものである。このように、MFの出力を利用して拡散信号の初期同期捕捉を高速に行う手法を用いたものとしては、例えば [2],[4]~[7] がある。

ところで、この拡散信号の同期捕捉を更に困難にする要因として、受信信号の搬送波周波数偏差の問題がある。これは例えば、低軌道衛星通信システムにおけるドップラーシフトや送受信機の基準周波数発振器の誤差に起因して、受信機において信号が予期した周波数とは異なる中心周波数をもつ現象である。例えば、ドップラーシフトによる場合、衛星高度 1,000 km、搬送波周波数 1.6 GHz の場合、最大で約 32 kHz もの周波数シフトがあることが報告されている [8]。

このように SS 信号が搬送波周波数偏差を伴う場合、MF を用いて初期同期捕捉を行おうとすると、MF 出力の信号成分が小さく、あるいは、場合によっては零となってしまう同期捕捉が困難になる現象が発生する [9]。

我々は、MF を利用した同期捕捉の高速化を図るために、拡散符号系列をいくつかに分割して、それぞれ

<sup>†</sup> 名古屋大学工学部電子情報学科, 名古屋市  
Department of Information Electronics, School of Engineering,  
Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi,  
464-01 Japan  
<sup>\*</sup> JR 東海旅客鉄道株式会社

の部分系列に対応した MF を複数用いた手法による相関器の起動タイミングを得て同期捕捉を行う方法 [10] を提案している。また、それが搬送波周波数偏差の存在下における同期捕捉に有効であることを示している [11]。

この手法はチップ時間ごとに同期判定をリアルタイムに行うシリアルサーチにより、同期タイミングの探索を行うものである。これと同様に、分割した MF を用いる手法として、部分系列長に対応する時間の MF 出力を蓄えて、その中から最大値を選択し同期タイミングを得る平行サーチの手法がフェージング環境下で検討されている [12]。この手法を搬送波周波数偏差の存在する場合に適用した場合も [11] と同様に良い特性を発揮することが期待できる。しかしながら、文献 [12] の手法では MF の分割数が増大していくにつれ観測時間がその短くなるために同期の特性が悪くなることが予想される。また、それを避けるために MF の分割数を小さくすると、当然また、搬送波周波数偏差が大きくなるにつれ MF の出力が小さくなり同期特性の劣化が生じるはずである。そこで本論文では、文献 [12] の手法を踏まえつつ、分割 MF の部分系列長に対応する時間ごとに判定を行うのではなく、分割数にかかわらず、分割した MF を一周期分観測して同期判定を行う手法を提案し、その同期捕捉特性を明らかにする。更に数値例によって、提案方式が搬送波周波数偏差存在下で良い特性をもつことを示す。また文献 [12] の手法を搬送波周波数偏差のあるスペクトル拡散信号の同期捕捉に適用した場合の特性を求め、提案方式と比較する。

## 2. システムモデル

受信機においては 1 波の BPSK/SS 信号および、伝送路で加わる加法的白色ガウス雑音 (AWGN) を受信することを想定する。初期同期捕捉モデルを図 1 に示す。

入力信号  $r(t)$  は、

$$r(t) = s(t) + n(t) \tag{1}$$

と表す。ここで  $s(t)$  は信号波形、 $n(t)$  は片側雑音電力密度が  $N_0 [W/Hz]$  の加法的白色ガウス雑音である。 $s(t)$  は電力 1 に規格化して、

$$s(t) = \sqrt{2} p(t) \cos((\omega_c + \omega_d)t + \theta) \tag{2}$$

と表す。但し、簡単のため変調の影響は考えないこととする。なお、上式中  $p(t)$  は  $\pm 1$  の値をとり周期  $L$

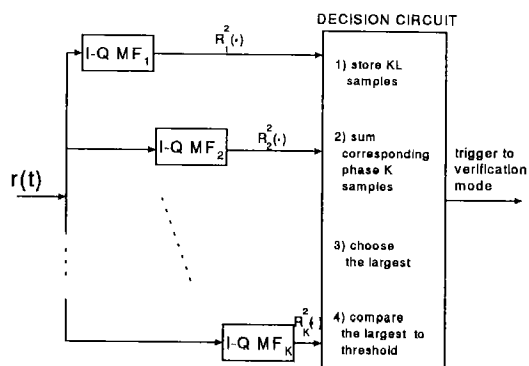


図 1 同期捕捉モデル  
Fig.1 acquisition system model.

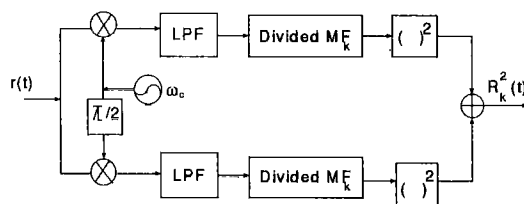


図 2 非同期マッチドフィルタ  
Fig.2  $k$ -th I-Q non-coherent MF.

の PN 系列によって構成されるチップ時間  $T_c$  の拡散信号であり、 $\omega_c$  は送信搬送波周波数、 $\omega_d$  は搬送波周波数偏差、 $\theta$  は搬送波初期位相である。

受信機入力  $r(t)$  は、まず  $K$  個の I-QMF $_k$  のそれぞれに入力される。ここで I-QMF $_k$  は、PN 系列を  $K$  等分したもののそれぞれに対応する (非同期) MF である。図 2 に、その構成を示す。ここでは、まず入力信号  $r(t)$  に対して周波数  $\omega_c$  の局発搬送波

$$\sqrt{2} \cos \omega_c t \tag{3}$$

$$\sqrt{2} \sin \omega_c t \tag{4}$$

が乗積されることにより直交検波が行われ、更に LPF により高周波成分を除去し、

$$r'_i(t) = p(t) \cos(\omega_d t + \theta) + n_i(t) \tag{5}$$

$$r'_q(t) = p(t) \sin(\omega_d t + \theta) + n_q(t) \tag{6}$$

を得る。但し、 $n_i(t)$ 、 $n_q(t)$  はそれぞれ片側電力密度  $N_0$  をもつ独立なガウス雑音である。

式 (5)、(6) で与えられる信号は、更に、PN 系列を  $K$  等分して得られた部分系列の  $k$  番目のものに対応

した MF に加えられ、それぞれの出力は、

$$R_i^k(t) = \int_{\frac{LT_c}{K}(k-1)}^{\frac{LT_c}{K}k} p(\tau)p(\tau-t) \cos(\omega_d\tau + \theta) d\tau + N_i \quad (7)$$

$$R_q^k(t) = \int_{\frac{LT_c}{K}(k-1)}^{\frac{LT_c}{K}k} p(\tau)p(\tau-t) \sin(\omega_d\tau + \theta) d\tau + N_q \quad (8)$$

となる。ここで  $N_i$ ,  $N_q$  はそれぞれ  $n_i(t)$ ,  $n_q(t)$  に対応する出力で互いに独立で平均 0, 分散  $\sigma_n^2 = (L/K)N_0T_c$  のガウスランダム変数である。I-QMF<sub>k</sub> はこれらのそれぞれの二乗和

$$R_k^2(t) = R_i^{k2}(t) + R_q^{k2}(t) \quad (9)$$

を出力する。以下この値  $R_k^2(t)$  を  $k$  番目の I-QMF<sub>k</sub> の出力とよぶことにする。

受信機は、この I-QMF<sub>k</sub> の出力により、次のようにして同期判定を行う。

1) 各 I-QMF<sub>k</sub> の出力は、それぞれ拡散信号の一周期時間、すなわち  $T = LT_c$  の間に、 $L/\Delta$  回サンプリングされ ( $1/\Delta$  は 1 以上の整数), その結果  $KL/\Delta$  個のサンプルがメモリに蓄積される。

2) 各 I-QMF<sub>k</sub> の出力に対応する  $L/\Delta$  個のサンプルの中に、受信信号の拡散信号のタイミングを表すものがそれぞれ一つだけ存在する。そこでこれを見つけたすために、各 MF 出力のサンプルで同じタイミングをもつものを足し合わせる。これにより、受信信号の拡散信号のタイミングの候補は全体で  $L/\Delta$  個になる。

3) 上で得られたこれら  $L/\Delta$  個の値の中から最大値を選択する。

4) 上で求めた最大値がスレッシュホールド  $\Theta$  と比較される。

5) 最大値がスレッシュホールド  $\Theta$  を超えたら波が入力されたものとして確認モード相関器の起動のトリガ信号を出力し同期捕捉操作は上述のアルゴリズムによる初期捕捉モードから確認モードに移行する。最大値がスレッシュホールド  $\Theta$  を超えない場合は、再び上記の 1)~4) の操作を繰り返す。また、相関器の起動のトリガ信号を出力した後、確認モードにおいてそのトリガのタイミングが誤ったものであると判定された場合は、再び初期捕捉モードに戻り 1)~4) の操作を繰り返す。

なお、文献 [12] で提案されている方式では、本論文で提案する手法と異なり 1) においてサンプルは

一周期ごとではなく、時間  $LT_c/K$  ごとに、従って  $K * L/K\Delta = L/\Delta$  が蓄えられる。また、2) の操作は文献 [12] では行われぬ。

上述の 1)~5) の操作は式 (9) で与えられる I-QMF<sub>k</sub> の出力  $R_k^2(t)$  を用いると、「時間  $LT_c$  ごとに式 (10) で表される条件が満たされれば相関器起動のためのトリガが出力される」と言い換えることができる。

$$\Theta \leq \max_i \left[ \sum_{k=1}^K R_k^2 \left( t + \frac{LT_c}{K}(k-1) + \tau_i \right) \right] \quad (10)$$

但し、 $\tau$  は符号の同期タイミングとのずれであり、

$$\tau_i = \begin{cases} i\Delta T_c & \tau \geq LT_c - \frac{LT_c}{K}(k-1) \\ i\Delta T_c - LT_c & \tau < LT_c - \frac{LT_c}{K}(k-1) \end{cases} \quad (11)$$

( $i = 0, \dots, L/\Delta - 1$ )

である。また  $\max_i$  は、 $i$  について最大をとるものを求めることを意味する。なお、文献 [12] で提案されている手法では、(10) の総和がなく、また  $i = 0, \dots, L/K\Delta - 1$  となる。

なお本論文では、初期同期捕捉手法による性能の違いを明らかにするため、確認モードにおける相関器の動作は理想的で、一度起動した相関器は、起動トリガ信号のタイミングが正しいか誤っているかを一定時間  $\alpha T$  (ペナルティとよぶ) の後に誤りなく判定できるものとする [13]。また、希望波に対して相関器が正しいタイミングで起動された場合に、相関器が起動した瞬間をもって同期捕捉が完了したこととする。

### 3. 平均同期捕捉時間

上に述べたように図 1 の受信機は、同期タイミングの候補を表す  $L/\Delta$  個の値についてスレッシュホールドとの比較を行い、それらの値の最大値がスレッシュホールドを上回るときには相関器を起動する。この相関器起動のタイミングが正しい場合は同期捕捉は完了する。一方、いずれの値もスレッシュホールドを超えない場合、あるいは、誤ったタイミングで確認モードのための相関器を起動しペナルティ ( $\alpha T$ ) だけ時間が経過した後は、再び  $T = LT_c$  の間データを蓄えて同期タイミングの判定を行う。

このような拡散系列の初期同期捕捉は図 3 の状態遷移図で表せる。ここで **S** は、初期同期捕捉モードにおいて同期タイミングの判定を行っている状態、**Acq** は

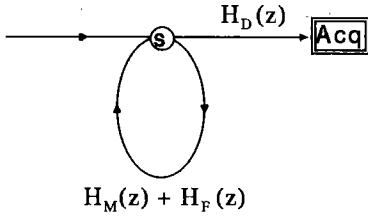


図3 状態図  
Fig.3 state diagram.

初期同期捕捉によってトリガが出力され確認モードにおいて検査が行われているか、あるいは同期捕捉が正しく行われ完了した状態である。また、 $H_D(z)$  は選択された最大値が正しいタイミングでの出力であり、なおかつそれがスレッシュホールドを超える場合の伝送関数、 $H_M(z)$  は選択された最大値がスレッシュホールドを超えない場合に再び同期判定を  $L/\Delta$  個の値で行う状態に戻ってくるための伝送関数、 $H_F(z)$  は選択された最大値が正しいタイミングでの出力ではないのに、それがスレッシュホールドを超える場合の伝送関数で、それぞれ、

$$H_D(z) = P_D z^T \quad (12)$$

$$H_M(z) = P_M z^T \quad (13)$$

$$H_F(z) = P_F z^{\alpha T + T} \quad (14)$$

となる。但し、 $P_D, P_F, P_M$  はそれぞれ検出確率、誤警報確率、検出見逃し確率を表し、次のような関係がある。

$$P_D + P_M + P_F = 1 \quad (15)$$

このような状態遷移図を用いることで、平均同期捕捉時間  $E[T_{acq}]$  は、文献 [1], [12] より

$$E[T_{acq}] = \frac{dP_{acq}(z)}{dz} \Big|_{z=1} \quad (16)$$

と表される。ここで  $P_{acq}(z)$  は状態遷移図から導き出される生成関数で、次のように状態間の伝送関数で表される。

$$P_{acq}(z) = \frac{H_D(z)}{1 - H_M(z) - H_F(z)} \quad (17)$$

#### 4. 誤警報確率、検出確率

MF が拡散系列の一部分に対応するように分割されている場合、MF 出力は拡散系列の部分自己相関に

よって表され、受信信号の拡散信号と MF のタイミングが一致していないときの値は、中心極限定理によりガウス分布で近似できる [1]。また搬送波周波数偏差がある場合にも、I-QMF<sub>k</sub> の各 MF 出力の信号成分 (式 (7), (8) の第一項) は、各々独立な、分散  $\sigma_c^2(\omega_d)$ 、平均 0 のガウス分布であると近似して考える。すると  $N_i, N_q$  もまたガウス分布をとることより  $R_i^k(t), R_q^k(t)$  は平均 0、分散  $(\sigma_c^2(\omega_d) + \sigma_n^2)$  のガウス分布となる。従って、 $K$  個の I-QMF<sub>k</sub> の出力を足し合わせたもの ( $x$  で表す) の確率密度関数は、自由度  $K$  の central  $\chi^2$  分布であり、

$$P(x|H_0) = \frac{1}{2(\sigma_c^2(\omega_d) + \sigma_n^2)^K \Gamma(K)} x^{K-1} \cdot \exp \left[ -\frac{x}{2(\sigma_c^2(\omega_d) + \sigma_n^2)} \right] \quad (18)$$

となる [14]。ここで、

$$\Gamma(K) = (K-1)! \quad (19)$$

である。なお  $\sigma_c^2(\omega_d)$  は拡散系列が与えられると計算機シミュレーションによって求めることができる。

一方、入力信号と MF の拡散符号が一致しているときには、雑音を考えなければ、一つの I-QMF<sub>k</sub> の組の出力の 2 乗和  $m^2$  は、

$$m^2 = \left( \frac{2}{\omega_d} \cos \left[ \frac{LTc}{K} \left( k - \frac{1}{2} \right) \omega_d + \theta \right] \sin \frac{LTc}{2K} \omega_d \right)^2 + \left( \frac{2}{\omega_d} \sin \left[ \frac{LTc}{K} \left( k - \frac{1}{2} \right) \omega_d + \theta \right] \sin \frac{LTc}{2K} \omega_d \right)^2 = \left( \frac{LTc}{K} S_a \left( \frac{LTc}{2K} \omega_d \right) \right)^2 \quad (20)$$

となる。従って、雑音を考慮したとき、正しいタイミングの  $K$  個の I-QMF 出力を足し合わせた結果は、自由度  $K$  の noncentral  $\chi^2$  分布となり

$$P(x|H_1) = \frac{1}{2\sigma_n^2 s^2} \frac{x^{\frac{K-1}{2}}}{s^{\frac{K-1}{2}}} \exp \left[ -\frac{x + s^2}{2\sigma_n^2} \right] \cdot I_{K-1} \left( \sqrt{x} \frac{s}{\sigma_n} \right) \quad (21)$$

となる。ここで、

$$s^2 = \sum_{i=1}^K m^2 \quad (22)$$

また、 $I_{K-1}$  は第 1 種  $K-1$  次の変形ベッセル関数

$$I_{K-1}(x) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\left( \frac{x}{2} \right)^{K-1+2i}}{i! \Gamma(K+i)} \quad (23)$$

である。また  $H_0, H_1$  はそれぞれ同期のタイミングがとれていない場合、とれている場合を表している。よって検出確率  $P_D$ , 検出見逃し確率  $P_M$  はそれぞれ、

$$P_D = \int_{\ominus}^{\infty} P(y|H_1) \left[ \int_0^y P(x|H_0) dx \right]^{\frac{L}{\Delta}-1} dy \quad (24)$$

$$P_M = \int_0^{\ominus} P(x|H_1) dx \left[ \int_0^{\ominus} P(x|H_0) dx \right]^{\frac{L}{\Delta}-1} \quad (25)$$

で得られる。 $P_F$  は式 (15) の関係から得られる。

以上の結果を式 (17) に代入し、式 (16) を適用することで平均同期捕捉時間を得ることができる。

### 5. 数値例

図 4 に分割数 1, 2, 3 とした場合のそれぞれの平均同期捕捉時間の特性を示す。なおスレッシュホールドは、試行錯誤により平均同期捕捉時間を最小にする値を用いている。また用いる拡散符号系列は M 系列を用いる。また簡単のため  $\Delta = 1$  とし、チップ同期を仮定した。この図より、搬送波周波数偏差が大きな場合、分割しない MF ( $K = 1$ ) を用いる場合に比べ、MF を分割することにより、短い時間で同期捕捉が可能であることがわかる。

図 4 より MF を分割する本提案方式は、大きな搬送波周波数偏差下でも高速な同期捕捉が行えることが確認できた。このように MF を分割しその出力を用いて

初期同期捕捉を行う手法としては本提案のほかにも文献 [12] の手法がある。そこでこの手法を搬送波周波数偏差の存在する環境へ適用した場合の特性を求め、提案方式と比較する (図 5~7: 文献 [12] の手法による結果を SoG90 と表記)。

図 5 から文献 [12] の手法でも搬送波周波数偏差に対して MF を分割する効果が現われているが、提案方式の方がかなり良い特性になっていることがわかる。この理由としては、提案方式の方が一回に要する観測時間が大きいいため、対雑音性能が文献 [12] の場合より良いことが挙げられる。また、図 6 からペナルティの値が 1 でも 10 でも提案方式の方が良い特性をもつことがわかる。但し、 $\alpha = 1$  であり、かつ搬送波周波数

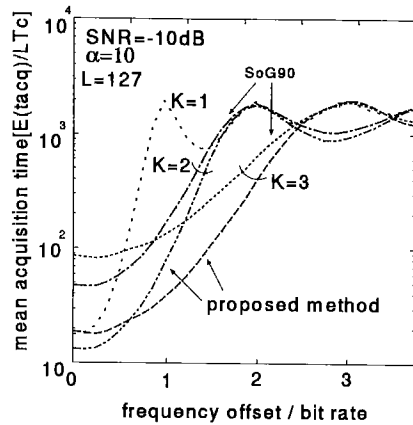


図 5 提案方式と文献 [12] の方式の性能比較  
Fig.5 The mean acquisition time of proposed method and Ref.[12].

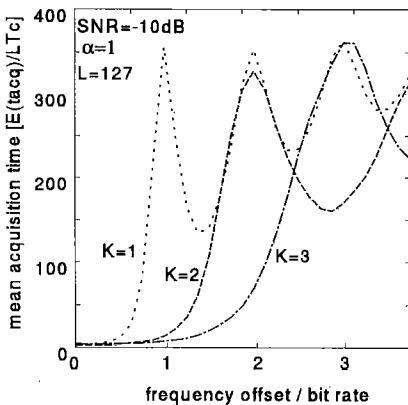


図 4 提案方式の平均同期捕捉時間  
Fig.4 The mean acquisition time of proposed method.

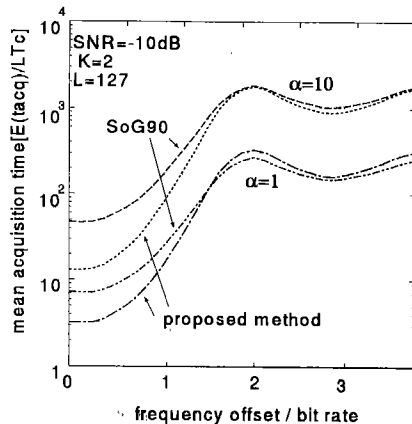


図 6 ペナルティの違いによる平均同期捕捉時間  
Fig.6 The mean acquisition time with different penalty.

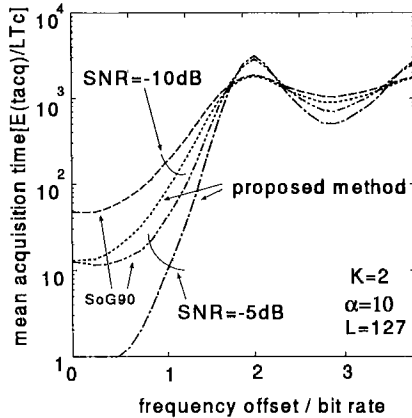


図7 SNRの違いによる平均同期捕捉時間  
Fig.7 The mean acquisition time with different SNR.

偏差が大きいところでは特性の逆転が起こっている。これは搬送波周波数偏差が大きいため同期時の分割MFの出力が小さく誤警報が出やすい環境では、文献[12]の手法の方が1回の判定のために要する観測時間が短いため、ペナルティが小さい場合には一定時間により多くの回数判定を行えるためである。このような特殊な条件下以外では、提案方式の方が良い特性を示すことは図よりも明らかである。図7から搬送波周波数偏差がビットレートの2倍付近となり同期時のMF出力が期待できないような特殊な場合を除いて、SNRにかかわらず提案方式の方が良い特性をもつことがわかる。また、SNRが悪い環境であるほど提案方式の効果が顕著に現れている。

最後に、PN系列長  $L$  の特性への影響について述べる。MFを  $K$  個に分割することによる特性劣化要因としては、MFにおける積分時間が  $1/K$  となることによる同期見逃し確率の増加と、MF出力が拡散信号の自己相関ではなく部分自己相関となることによる同期の誤警報確率の増加とが考えられる。このうち前者は、ほぼ分割数  $K$  により定まり、 $L$  の大小にはほとんど影響されない。一方、誤警報確率については、一般に部分自己相関を求める積分範囲が大きくなるにつれ、非同期時と同期時のMF出力の差が大きくなり誤警報確率が低下することが期待できる。従って、 $L$  が大きい場合には、MFの分割による特性改善効果がより顕著になることが期待できる。

## 6. むすび

本論文では周波数偏差が存在するスペクトル拡散信号の拡散信号の初期同期捕捉に関する検討を行った。その手法は、拡散符号系列をいくつかに分割して、それぞれの部分系列に対応したMFに対しパラレルサーチを行うものである。同様に分割MFを用いるものとして、フェージング環境を想定し提案されている文献[12]があるが、それとは異なり本方式は、分割数にかかわらず、分割したMFを一周期分観測して同期判定を行う。更に、解析的に平均同期捕捉時間特性を導出し、数値例によって、提案方式が周波数偏差存在下で良い特性をもつことを示した。また提案方式は、ほとんど常に、文献[12]を同様の環境に適用した場合よりもより良い特性を示すことを明らかにした。

**謝辞** この研究の一部は、文部省科学研究費補助金(C07805037)および堀情報科学振興財団の援助をうけて行われたものである。記して感謝の意を表する。

## 文 献

- [1] 横山光雄, スペクトル拡散通信システム, 科学技術出版社, 1988.
- [2] S.S. Rappaport and D.M. Grieco, "Spread-spectrum signal acquisition: Methods and technology," IEEE Commun Mag., vol.22, no.6, pp.6-21, June 1984.
- [3] 長谷川孝明, 羽賀幸雄, "スペクトル拡散システムの復調と同期," 信学技報 SST91-4, 1991.
- [4] S.S. Rappaport and D.L. Schilling, "A two-level coarse code acquisition scheme for spread spectrum radio," IEEE Trans. Commun., vol.COM-28, no.9, pp.1734-1742, Sept. 1980.
- [5] A. Polydoros and C.L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition part I: General theory," IEEE Trans. Commun., vol.32, no.5, pp.542-549, May 1984.
- [6] A. Polydoros and C.L. Weber, "A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition part II: A matched-filter receiver," IEEE Trans. Commun., vol.32, no.5, pp.542-549, May 1984.
- [7] Y.T. Su, "Rapid code acquisition algorithms employing PN matched filters," IEEE Trans. Commun., vol.36, no.6, pp.724-733, June 1988.
- [8] 片山正昭, 小川 明, 森永規彦, "低軌道衛星を用いた通信システムの構成とドップラーシフトの影響に関する一考察," 信学論 (B-II), vol.J76-B-II, no.5, pp.382-390, May 1993.
- [9] 後藤 建, 小川 明, "周波数偏差のあるスペクトル拡散変調波の受信について," SITA '90, vol.2, pp.787-792, Jan. 1991.
- [10] 志田雅昭, 水谷昌展, 片山正昭, 小川 明, "複数のマッチドフィルタによるDS/SS信号の同期捕捉," 信学技報

SST93-61, Jan. 1993.

- [11] M. Mizutani, M. Katayama, T. Yamazato, and A. Ogawa, "A new code acquisition scheme using divided matched filters for DS/SS signal with frequency offset," Singapore ICCS'94, pp.379-383, Nov. 1994.
- [12] E.A. Sourour and S.C. Gupta, "Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel," IEEE Trans. Commun., vol.38, no.7, pp.992-998, July 1990.
- [13] D.M. Di Carlo and C.L. Weber, "Statistical performance of single dwell serial synchronization system," IEEE Trans. Commun., vol.28, no.8, pp.1382-1388, Aug. 1980.
- [14] J.G. Proakis, "Digital Communications," McGraw-Hill Book Company, 1989.

(平成7年2月6日受付, 7月20日再受付)



小川 明 (正員)

昭35名大・工・電気卒。同年国際電信電話(株)入社。同社研究所勤務を経て、昭63名古屋大学に移る。この間、デジタル通信方式、衛星通信、移動体通信等に関する研究開発に従事。現在工・教授。工博、IEEE会員。共著書「衛星通信技術」。



水谷 昌展 (准員)

平5名大・工・電気卒。平7同大学院修士課程了。同年JR東海旅客鉄道株式会社入社。在学中、スペクトル拡散通信方式の同期捕捉に関する研究に従事。



片山 正昭 (正員)

昭56阪大・工・通信卒。昭61同大学院博士課程了。工博。同年豊橋技術科学大・助手。平1阪大・大型計算機センター・講師。平4名大・工・電子情報・講師。平5同大助教授。現在に至る。衛星通信/測位、スペクトル拡散通信、変復調理論、雑音理論、トラヒック理論および計算機ネットワークなどの研究に従事。情報処理学会、情報理論とその応用学会、IEEE各会員。昭61本会篠原記念学術奨励賞受賞。



山里 敬也 (正員)

昭63信州大・工・電気卒。平2同大学院修士課程了。平5慶大大学院博士課程了。工博。同年名大助手。現在に至る。符号化変調方式、衛星通信/測位、通信理論等に関する研究に従事。情報理論とその応用学会、IEEE各会員。