

搬送波周波数偏差を伴うスペクトル拡散信号の周波数・ 拡散系列同期捕捉

奥田 慎治^{†*} 片山 正昭[†] 山里 敬也[†] 小川 明[†]

A New Acquisition Scheme for the DS/SS Signal with Large Carrier Frequency Offset

Shinji OKUDA^{†*}, Masaaki KATAYAMA[†], Takaya YAMAZATO[†], and Akira OGAWA[†]

あらまし 本論文では、直接スペクトル拡散通信方式において、搬送波に大きな周波数偏差を伴うような環境下における拡散信号の初期同期捕捉方式を提案する。本方式は、拡散信号の初期同期捕捉と同時に、ある程度の精度で搬送波周波数偏差の推定もできる。本構成は、デジタル信号処理により同期捕捉を行うことを考え、高速フーリエ変換 (FFT) を用いたものとなっている。本方式の平均同期捕捉時間特性と周波数同期特性の数値例を示し、本方式が搬送波周波数偏差存在下においても優れた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, 周波数同期, FFT

1. まえがき

直接スペクトル拡散 (DS/SS) 通信方式は、通信の秘匿性、耐妨害性、符号分割多重 (CDMA) 性等多くの有利な特徴を有しているが、その復調にはさまざまな難しさがああり、その中でも特に同期の問題が困難な技術課題となっている。スペクトル拡散 (SS) 信号においては、通常の変調方式における搬送波同期、ビット同期に加え、拡散信号の同期が必要となる。拡散信号の同期とは、広い周波数帯域に拡散された SS 信号を正しく逆拡散するために、拡散信号の同期タイミングを抽出することである。一般に、SS 信号の受信信号対雑音電力比 (SNR) は小さいため、拡散信号の同期は非常に困難であり、その同期捕捉に時間が掛かる傾向がある。また、低 SNR であることにより、通常の変調方式で用いられているような搬送波同期、ビット同期の方式も、逆拡散前の信号に対しては、その適用が困難である。従って、SS 信号の復調において、この拡散信号の同期を高速に確立することが大きな課題となる。この拡散信号の同期の問題に対して、比較的容易で高速に同期を確立できる方法として、マッチド

フィルタ (MF) のような受動相関回路を用いた同期捕捉方式についてこれまで非常に多くの研究がなされてきた [1]~[3]。更に近年、多くの利点を有する DS/SS 通信方式の移動体通信分野への適用も盛んに研究されており、マルチパスフェージングのような苛酷な環境下での同期捕捉方式 [5], [6] も研究されている。

また近年、移動体通信分野では、低軌道衛星と移動体間で直接通信を行うようなシステムも数多く提案されている [4]。このようなシステムでは、衛星が極めて高速に移動するため、受信信号に非常に大きな周波数偏差が生じる。このように大きな周波数偏差を伴う環境下に DS/SS 通信方式を適用する場合、従来の MF を用いた方式では拡散系列の同期捕捉が困難になることが知られている [7]~[9]。これは、SS 信号が周波数偏差を伴うと、拡散信号との同期がとれているタイミングにおいてさえ MF 出力の信号成分は低下し、場合によっては雑音成分のみになってしまうためである。また、前述のように SS 信号の逆拡散前の SNR は非常に小さく、搬送波同期を同期タイミングのわからない逆拡散前に行うのも困難である。このように、搬送波周波数偏差を伴う場合、拡散信号同期と搬送波同期の問題を個々に考えることはできない。

SS 信号が大きな搬送波周波数偏差を伴う環境下での拡散信号の同期方式としては、[8] や [9] が提案されて

[†] 名古屋大学工学研究科電子情報学専攻, 名古屋大学
Graduate School of Engineering, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-01 Japan

* 現在, 日本電信電話株式会社

いる.[8]は、拡散系列符号を幾つかに分割して、それぞれの部分系列に対応した MF を用いた同期捕捉方式であり、そのような MF を用いることにより周波数偏差の影響を小さくしようとする方式である。また,[9]は、高速フーリエ変換 (FFT) を利用し、周波数偏差の補正と逆拡散を同時に行い、同期タイミングを抽出しようとする方式である。しかし,[8]の方式では、拡散系列の同期タイミングは抽出できるが、搬送波同期に他の回路が必要となる。これに対し,[9]の方式で利用している FFT は周波数推定能力を有するのだが、文献[9]では、そのような周波数推定を考慮に入れず、搬送波周波数偏差が FFT を用いた相関回路により完全に補正されたという仮定のもとでの拡散信号同期捕捉特性の解析しかなされていない。これに対し,[9]の方式のように FFT を用いる場合は、その FFT の出力を有効に利用することにより周波数推定を行うことが可能となることが期待できる。しかしながら,[9]で提案されている構成は、搬送波周波数偏差量の推定を考慮に入れてはおらず、またその特性解析においても、FFT 出力に対する残留した搬送波周波数偏差の影響を無視した上での議論が行われており、搬送波周波数偏差の影響を考慮に入れた拡散信号の同期捕捉特性の解析がなされていない。

そこで、本論文では、搬送波周波数の同期と拡散信号の同期が同時に可能な方式を提案する。提案方式は、FFT を用いている点で、文献[9]の方式に類似しているが、拡散信号の同期タイミングを推定するだけでなく、精度はそれほど高くはないが、逆拡散後の信号成分が十分に得られる程度の精度で搬送波周波数偏差の推定もできるような構成である。本論文ではその同期捕捉特性と搬送波周波数推定特性を求め、提案方式が大きな周波数偏差存在下においても良い特性をもつことを示す。

2. システムモデル

2.1 拡散信号の同期捕捉

DS/SS 受信信号が搬送波周波数偏差を伴うような場合の受信機モデルを図 1 に示す。DS/SS 受信信号を復調するには、まず拡散信号の同期捕捉を行い拡散復調する必要がある。この際、受信信号の搬送波に周波数偏差が存在するような場合には、前述のように拡散信号の同期タイミングだけでなく、同時に搬送波周波数偏差の推定を行う必要がある。そこで、図 1 に示すように受信信号よりタイミング、周波数偏差の推定

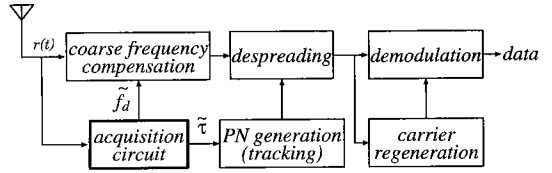


図 1 受信機モデル

Fig.1 The demodulator model.

を行った結果を用いて、拡散復調を行うことになる。よって、本論文において、同期捕捉というのは、受信信号の同期タイミングと搬送波周波数偏差の両方ある程度の精度 (ΔT_c , Δf) で初期推定することを指すものとする。従って、同期捕捉というのは、複素受信信号

$$r(t) = \sqrt{2P}d(t-\tau)c(t-\tau)e^{j[2\pi(f_c-f_d)t+\phi]} + n(t) \quad (1)$$

に対して、

$$|\tau - \hat{\tau}| < \Delta T_c \quad (2a)$$

$$|f_d - \hat{f}_d| < \Delta f \quad (2b)$$

となるような拡散系列位相 τ と搬送波周波数偏差 f_d の推定値の組 $(\hat{\tau}, \hat{f}_d)$ を探索することに相当する。ここで、 $c(t)$ は系列長 L , チップ時間幅 T_c の PN 拡散信号、 $d(t)$ はデータ変調、 $n(t)$ は片側電力密度 N_0 の加法的白色ガウス雑音である。また、 P, f_c, ϕ は、それぞれ送信信号電力、搬送波周波数、搬送波位相である。

しかし、実際の回路構成においては、連続値の $\hat{\tau}$ と \hat{f}_d を扱うことは困難であるので、離散値で有限な集合 $\{\hat{\tau}_0, \hat{\tau}_1, \hat{\tau}_2, \dots, \hat{\tau}_{L-1}\}$ と $\{\hat{f}_{d0}, \hat{f}_{d1}, \hat{f}_{d2}, \dots, \hat{f}_{dN-1}\}$ で扱うこととなる。従って、文献[3],[9]にも述べられているように、同期捕捉というのは、図 2 に示すような拡散信号位相と周波数偏差の不確定 2 次元領域 (時間-周波数不確定領域と呼ぶ) の中から、式 (2) の条件を満たす“セル” (推定値の組) を探索することと等価になる。その探索法としては、最尤推定法に基づいて、受信信号と最大相関をもつ推定値の組を選択する方法が最も一般的である [9],[10]。受信信号は、時間-周波数不確定領域上のパラメータの組 $(\hat{\tau}_i, \hat{f}_{dk})$ をもつ参照信号と相関がとられ、その結果、最も相関の高いパラメータの組が選ばれる。実際の同期捕捉において、典型的には τ の分解能 ΔT_c としてチップ時間幅 T_c が選ばれ、本論文でもこれを用いている。また、 f_d

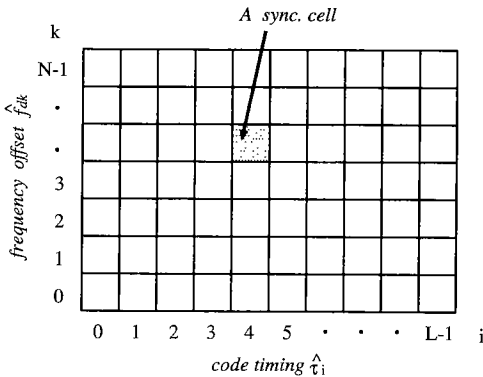


図2 時間-周波数不確定領域
Fig.2 The uncertain time-frequency region.

の分解能 Δf としては、できるだけ高精度であるのが望ましいが、初期同期捕捉後、後段の別の回路を用いて更に正確な搬送波同期をすることもできるため、ある程度の誤差は許容される。

2.2 同期捕捉回路

前節に述べたような、最ゆう推定法に基づく拡散信号位相と搬送波周波数偏差の同期捕捉を実現する同期捕捉回路を図3に示す。本回路では、デジタル信号処理により拡散信号位相と搬送波周波数偏差の推定を行う。複素受信信号(1)は、局発周波数 f_c で復調、ナイキストレート $T_s^{-1} (\geq 2T_c^{-1})$ でサンプリングされ、その結果、

$$y(n) = s(n) + n(n) \tag{3}$$

$$s(n) = \sqrt{P}c(k - \tau)e^{j(2\pi f_d n T_s + \phi)} \tag{4}$$

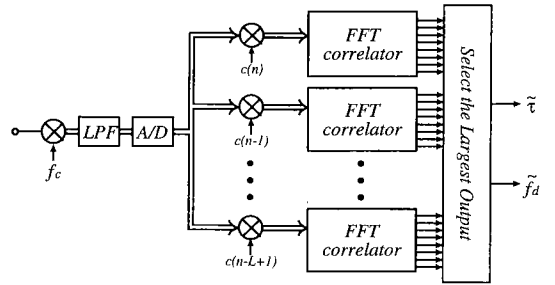
となる。なお、本論文では、同期捕捉のために一定の時間が割り当てられており、その間はデータが伝送されないような状況を考える。そのため、上式ではデータ変調 $d(t)$ の影響を考えないものとする。複素受信信号サンプル $y(n) = y_c(n) + jy_s(n)$ は、それぞれ異なる位相 iT_c ($i = 0, 1, 2, \dots, L-1$) をもつ拡散信号と乗積され、その結果に対し、処理点数 N 点のFFTによりスペクトルの計算が行われる。その結果、 i -th armの k 番目のスペクトル成分出力 X_{ik} は、

$$X_{ik} = \left(X_{ik}^{(Re)} \right)^2 + \left(X_{ik}^{(Im)} \right)^2 \tag{5}$$

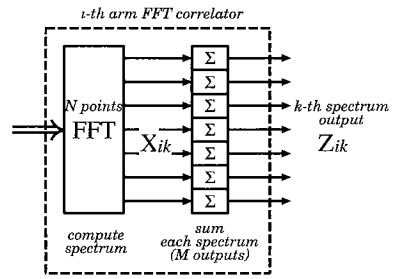
$$i = 0, 1, 2, \dots, L-1$$

$$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

$$X_{ik}^{(Re)} = \sum_{n=0}^{N-1} y_c(n)c(n - iT_c) \cos(2\pi k f_0 n T_s)$$



(a) Overview



(b) FFT correlator

図3 提案同期捕捉回路#1,#2
Fig.3 The proposed scheme #1,#2.

$$= R_{ik}^{(Re)} + N_{ik}^{(Re)} \tag{6}$$

$$X_{ik}^{(Im)} = \sum_{n=0}^{N-1} y_s(n)c(n - iT_c) \sin(2\pi k f_0 n T_s) = R_{ik}^{(Im)} + N_{ik}^{(Im)} \tag{7}$$

となる。但し、 $f_0 (\equiv \Delta f)$ はFFTの周波数分解能であり、 $f_0 = (NT_s)^{-1}$ である。ここで、

$$R_{ik}^{(Re)} = \sqrt{P} \sum_{n=0}^{N-1} s_c(n)c(n - iT_c) \cos(2\pi(kf_0)nT_s) \simeq \sqrt{P} \int_0^{NT_s} s_c(t)c(t - iT_c) \cos(2\pi(kf_0)t) dt \tag{8}$$

$$R_{ik}^{(Im)} = \sqrt{P} \sum_{n=0}^{N-1} s_s(n)c(n - iT_c) \sin(2\pi(kf_0)nT_s) \simeq \sqrt{P} \int_0^{NT_s} s_s(t)c(t - iT_c) \sin(2\pi(kf_0)t) dt \tag{9}$$

である。また、 $N_{ik}^{(Re)}, N_{ik}^{(Im)}$ は、平均値 0、分散 $\sigma_N^2 = N_0 NT_s / 2$ の互いに独立なガウスランダム変数である。

式(8), (9)からわかるように、出力 X_{ik} は受信信号

と拡散信号位相 iT_c 、局発周波数 $k f_0$ をもつ参照信号との相関をとった結果であることがわかる。従って、相関値 X_{ik} を最大にする $(iT_c, k f_0)$ の組が拡散信号位相 τ と搬送波周波数偏差 f_d に対する推定値となる。

前述のように周波数推定の精度は高いのが望ましいと考えられる。そこで、FFTの周波数分解能 f_0 を高めるために、長い相関時間 ($N \rightarrow$ 大) をとることが必要となる。また、このような長い相関時間をとることにより、相関値の信号対雑音電力比も改善できることも期待できる。しかし、これは、データ変調や周波数偏差により制限されてしまう。そこで、本回路では、FFT出力 X_{ik} の M 回分の非同期加算

$$Z_{ik} = \sum_{\ell=0}^{M-1} X_{ik}(\ell) \quad (10)$$

を行い、その結果 Z_{ik} を最大にする $(iT_c, k f_0)$ の組を選択するものとする。ここで、式(5)の X_{ik} は、等価な複素表現で

$$X_{ik}(\ell) = \left| \sum_{n=\ell N}^{\ell N+(N-1)} y(n)c(n-iT_c) e^{j2\pi(kf_0)nT_s} \right|^2 \quad \ell = 0, 1, 2, \dots, M-1 \quad (11)$$

と再定義している。なお、この非同期加算により、相関値の信号対雑音電力比の改善は期待できるが、本質的にFFTの処理点数 N は増加しておらず、周波数分解能は変わらないことに注意しなければならない。そこで、次節では周波数推定の精度を考慮に入れた本回路の考察を行う。

2.3 周波数推定の精度

図3の回路より得られる拡散信号位相と搬送波周波数偏差の推定値を用いて、逆拡散を行うのであるが、搬送波周波数偏差の推定誤差があると、前述のように、拡散信号との同期がとれているタイミングにおいてさえ、その影響で逆拡散出力の信号成分は低下してしまう。その様子を図4に示す。この図からわかるように、特に残留周波数偏差の値がビットレート f_b の整数倍となるとき、逆拡散出力の信号成分は零になってしまう。従って、搬送波周波数推定においては、この最悪の状況を防ぐことができるよう、すなわち周波数偏差のパラメータ \hat{f}_{dk} をビットレート間隔 f_b におく ($\{\hat{f}_{dk} = k f_b \mid k = 0, 1, 2, \dots, N-1\}$) のが良いことがわかる。これは、図3の回路において、FFTの処理点数を $N = L T_c / T_s$ とすることで実現できる。この場合の提案方式を *scheme#1* と呼ぶ。

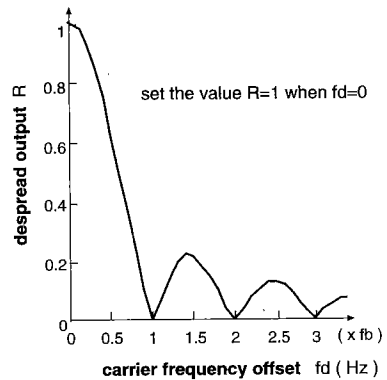


図4 周波数偏差に対する逆拡散出力の信号成分の変化
Fig. 4 The despread output for frequency offset.

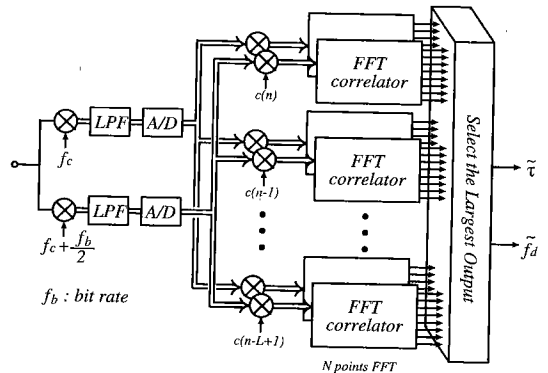


図5 提案同期捕捉回路#3
Fig. 5 The proposed scheme#3.

また、周波数推定の精度を高める、すなわちFFTの周波数分解能を高めることにより、図4からわかるように、推定後の残留誤差による逆拡散出力の低下を小さくすることができるため、同期捕捉に掛かる時間が短くすることが期待できる。このためには、例えば、処理点数 $2N$ 点のFFTを行い、*scheme#1* と比べて倍の周波数推定精度 $\hat{f}_{dk} = k(f_b/2)$ を得る方式が考えられる。この場合の提案方式を *scheme#2* と呼ぶ。しかし、この方式では、2ビット時間にわたる相関をとるために、同期捕捉に必要な時間が根本的に長くなってしまふ。そこで、図5のような構成を考える。この場合、ビットレートの $1/2$ ($f_b/2$) だけずれた局発周波数で復調された受信信号は、それぞれ処理点数 N 点のFFT (周波数分解能は f_b) によって処理される。従って、相関操作に必要な時間が *scheme#1* と同じであるにもかかわらず、等価的に倍の精度 (周

波数分解能は $f_b/2$ の周波数推定が行える。この場合の提案方式を *scheme#3* と呼ぶ。

以上周波数推定を考慮に入れた同期捕捉回路の考察を行ったが、次章では、ここで述べた3種類の同期捕捉方式について、その同期捕捉特性の解析を行う。

3. 同期捕捉特性

前章で述べた通り、本論文において同期捕捉というのは、図2に示すような時間-周波数不確定領域の中から、式(2)の条件を満たすセル(同期セルと呼ぶことにする)を探索することである。提案方式の同期捕捉特性を解析するにあたり、文献[1],[3]でも用いられているような仮定をする。(1)同期セルは、時間-周波数不確定領域上にただ一つだけ存在する。(2)すべてのセル出力(相関値 Z_{ik})は、互いに独立な確率変数である。(3)同期タイミングのとれていないとき(H_0 と表す)の拡散系列の自己相関値は零とする。また、同期タイミングのとれているとき(H_1 と表す)の拡散系列の自己相関値は図4に示すような周波数偏差の影響を受ける。ここで仮定(2)は、先に述べた3種類の同期捕捉方式のいずれについても、タイミング(i)のみが異なるセル間については、拡散系列の自己相関関数の値がピークとなるタイミングから T_c 以上はなれたタイミングにおいてほぼ零とみなせることにより、また周波数(k)のみが異なるセル間では、本論文で取り挙げているような周波数分解能 $f_0 = f_b$ や $f_b/2$ である場合には、周波数の異なる三角関数の直交性により、共に成立する。しかしながら、 i, k の双方が同時に異なる場合は、一概に成立するとは言えない。このような状況を考慮に入れた検討、また i, k の双方が異なっても仮定(2)が成立する条件に関する議論は、今後の検討課題である。

同期タイミングのとれていないセルの相関値出力 Z_{ik} は、自由度 $2M$ の *central* χ^2 分布に従い、その確率密度関数は、

$$p(z|H_0) = \frac{z^{M-1}}{\Gamma(M)} e^{-z} \quad (12)$$

$$\Gamma(M) = (M-1)! \quad (13)$$

である。ここで、上式では確率変数は雑音電力 σ_N^2 で規格化されており、また M は前述のとおりFFT出力の非同期加算回数である。

同期タイミングのとれているセルのうち周波数誤差の最も小さいセルが同期セルであり、このように拡散

系列同期に加え周波数同期もとれたときを $H_{1\tilde{k}}$ 、それ以外を H_{1k} ($k = 0, 1, 2, \dots, L-1; k \neq \tilde{k}$) で表すとする。このときのセルの相関値出力 Z_{ik} は、自由度 $2M$ の *non-central* χ^2 分布に従い、その確率密度関数は、

$$p(z|H_{1k}) = \left(\frac{z}{\beta_k}\right)^{\frac{M-1}{2}} e^{-(z+\beta_k)} I_{M-1}(2\sqrt{\beta_k z}) \quad (14)$$

である。ここで、上式では確率変数は雑音電力 σ_N^2 で規格化されており、

$$\beta_k = M \left(\frac{E_b}{N_0}\right) \left| \frac{\sin(\pi \Delta f_{dk}/f_0)}{\pi \Delta f_{dk}/f_0} \right|^2 \quad \text{for scheme\#1,\#2} \quad (15a)$$

$$\beta_k = M \left(\frac{E_b}{N_0}\right) \left| \frac{\sin(\pi \Delta f_{dk}/2f_0)}{\pi \Delta f_{dk}/2f_0} \right|^2 \quad \text{for scheme\#3} \quad (15b)$$

$$\Delta f_{dk} = |f_d - kf_0| \quad (16)$$

であり、*scheme#1* では $f_0 = f_b$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, *scheme#2, #3* では $f_0 = f_b/2$, $k = 0, 1, 2, \dots, 2N-1$ である。また、 $I_{M-1}(\cdot)$ は $M-1$ 次の第1種変形ベッセル関数である。

以上を用いて、*scheme#1* に対する同期(セル)検出確率は、

$$P_D = \int_0^\infty p(z|H_{1\tilde{k}}) \cdot \left\{ \prod_{\substack{\ell=0 \\ \ell \neq \tilde{k}}}^{N-1} P(z|H_{1\ell}) \right\} \{P(z|H_0)\}^{(L-1) \times N} dz \quad (17)$$

となる。ここで、 $P(z|H)$ は確率密度関数 $p(z|H)$ に対する分布関数である。また、*scheme#2, #3* に対する同期(セル)検出確率は、式(17)において、 $N \rightarrow 2N$ と置き換えることによって得られる。

3.1 平均同期捕捉時間

本論文では、同期捕捉過程を初期捕捉の後、確認モードへと移行する *two-dwell acquisition procedure* [1] とする。この場合、確認モードにおける誤警報による同期捕捉時間への影響は初期同期捕捉手法には依存しないので、手法の違いによる同期捕捉時間特性の違いを明確にするため、確認モードにおける誤警報がない理想的な状態を考えることにする[8],[9]。なお、初

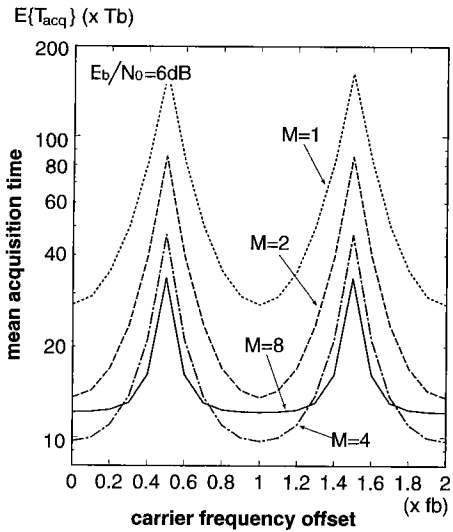


図6 提案方式#1の平均同期捕捉時間特性
Fig.6 The mean acquisition time of scheme#1.

期捕捉には MT_b 、確認モードには AT_b の期間が必要とする。ここで、初期同期捕捉と確認モードから成る同期捕捉過程に必要な時間を同期捕捉時間と定義する。その結果、各同期方式に対する平均同期捕捉時間 $E\{T_{acq}\}$ は、式(17)の結果を用いて、

$$E\{T_{acq}\} = \frac{(M + A)T_b}{P_D} \quad (18)$$

で求めることができる [3]。

以上の結果を用い、提案同期捕捉方式に対する平均同期捕捉時間特性の数値例を示す。PN 拡散系列長 $L = 63$ 、確認モード時間 $AT_b = 4T_b$ とする。また、低軌道衛星高度 1000Km、搬送波周波数 4GHz の場合、最大 96 kHz もの周波数偏差を伴う [4] ので、想定する最大搬送波周波数偏差としては、 $10f_b$ (ビットレート f_b を 9.6 kHz とし) としている。

scheme#1, scheme#2, scheme#3 に対する平均同期捕捉時間特性をそれぞれ図 6, 7, 8 に示す。横軸の搬送波周波数偏差はビットレート f_b で規格化されている。また、それぞれ FFT 出力の非同期加算回数 M をパラメータとしている。すべての場合に対し、周波数偏差の値を離散化した値でしか扱うことができないので、周波数偏差の値が周波数パラメータの中間値にあたるときに、特性の劣化が見られる。また、非同期加算回数 M については、すべての方式に対し、 M を大きくすることによる特性の改善が見られるが、過度の加算 ($M = 8$ の場合) は、相関をとるのに必要

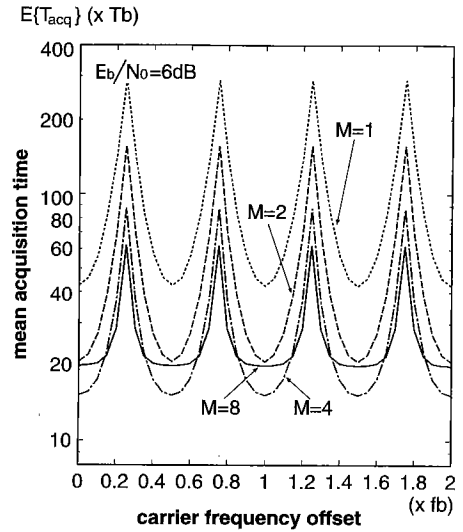


図7 提案方式#2の平均同期捕捉時間特性
Fig.7 The mean acquisition time of scheme#2.

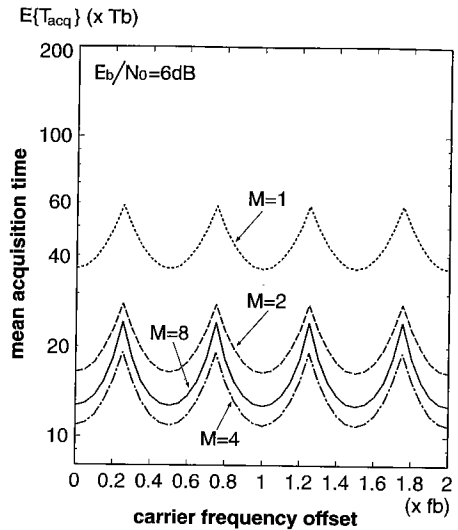


図8 提案方式#3の平均同期捕捉時間特性
Fig.8 The mean acquisition time of scheme#3.

な時間が長くなり過ぎ、劣化をもたらす。なお、これらの図では $2f_b$ までの周波数偏差に対する特性が示されているが、実際の提案方式では、FFT の能力の許す限りの周波数偏差を推定することが可能であり、そのような大きな周波数偏差に対しても、これらの図に示されている範囲の周波数偏差に対する特性と同様な特性が得られる。

ここで、従来同期捕捉方式としてマッチドフィルタ

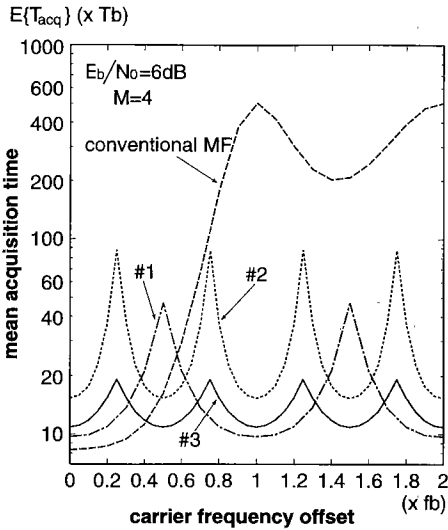


図9 提案方式と従来方式の特性比較
Fig.9 The comparison of the mean acquisition time between the proposed schemes and the conventional scheme.

(MF) 出力を用いた方式 [2],[11] を考え、提案3方式と合わせ比較を行う。パラメータは前述の数値例と同じとして、図9に示す。この図より、提案3方式とも、周波数偏差の値が大きいときには、従来方式より優れた特性を示すことがわかる。特に、周波数偏差の値がビットレートの整数倍となるときには、従来方式ではMF出力の信号成分が零となってしまうので特性劣化が最も大きくなっているのに対し、提案3方式ともこのとき、最も良い特性を示す。周波数偏差が小さいときの提案方式と従来方式との特性の差は、従来方式が前述の時間-周波数不確定領域上で、ある一つの周波数軸上だけのサーチを行っているため、サーチ対象の全セル数が提案方式に比べかなり少ないことにより生じていると考えられる。また、提案3方式の比較を行うと、周波数分解能が f_b である *scheme#1* に対し、周波数分解能が $f_b/2$ である *scheme#2*, *scheme#3* は、時間-周波数不確定領域上のサーチ対象の全セル数が増加するため、平均同期捕捉時間の下限が上昇する。また、*scheme#2* と *scheme#3* は、周波数分解能は同じであるにもかかわらず、特性の上限に違いがみられる。*scheme#1* に比べ、*scheme#3* は特性の上限は減少しているが、逆に *scheme#2* は特性が悪くなっている。これは、*scheme#2* が2ビット時間にわたる相関をとるために、逆拡散出力の信号成分が零

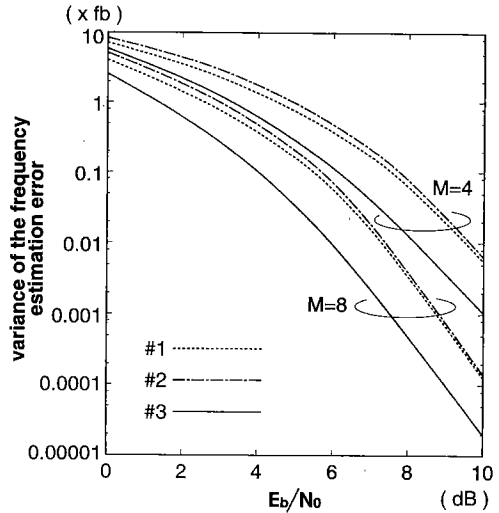


図10 周波数推定誤差特性
Fig.10 The variance of the frequency estimation error property.

となる周波数偏差の値が $f_b/2$ の整数倍となってしまうからである。以上より、平均同期捕捉時間の比較の観点から見ると、各提案方式には、周波数偏差の値により特性の優劣が見られるが、*scheme#3* が平均的には良い特性を示すことがわかる。

なお、本論文では、簡単のためデータ変調の影響がない場合についての検討のみを行っているが、提案回路そのものはデータ変調があっても動作するものである。データ変調がある場合の議論は紙面の関係で省略するが、1ビット時間の相関をとることになる *scheme#1*, *#3* は、データ変調があっても特性への影響が小さいのに対し、2ビット時間の相関をとることになる *scheme#2* では、データ変調による符号の反転が相関時間内でおきるため、タイミングが一致している場合においても相関出力が低下し、これにより特性劣化を伴うことを確認している。

3.2 周波数同期特性

図10に提案3方式の周波数推定特性を示す。パラメータは前述と同じである。図の横軸はビットエネルギー対雑音電力密度比 E_b/N_0 で、縦軸は周波数推定誤差の分散を示す。また、非同期加算回数 M をパラメータとしている。この図より、非同期加算回数 M については、平均同期捕捉時間特性とは異なり、 M を大きくすることにより提案3方式とも特性改善が得られることがわかる。また、3方式を比較すると、周波

数分解能が $f_b/2$ である *scheme#3* が最も良い特性を示すことがわかる。*scheme#2* は、*scheme#3* と同じ周波数分解能であるにもかかわらず、周波数分解能が低い *scheme#1* とほとんど同じ特性を示している。これは、先にも述べたように、*scheme#2* が 2 ビット時間にわたる相関をとってはいるが、これが *scheme#1* と等価な相関をとっていることになるからである。以上より、周波数同期特性の比較の観点から見ると、*scheme#3* が最も良い特性を得られるが、実際の回路構成は非常に複雑になってしまう。また、*scheme#2* は周波数分解能を高めるために相関時間を長くしているにもかかわらず、その効果が得られないことがわかる。

本論文では、提案方式として、周波数分解能が特に f_b 、 $f_b/2$ である場合を考察したが、示した幾つかの数値例からもわかるように、周波数分解能を高めることが同期捕捉特性に良い結果をもたらすとは限らない。また、*scheme#3* のような構成にすることにより、平均同期捕捉特性、周波数同期特性とも良い特性を得られるが、実際のハードウェア構成が複雑になる。実際、初期同期捕捉の段階で、ある程度の周波数同期特性が得ることができれば、その結果の逆拡散出力に対する周波数偏差の影響は小さくなり、十分な逆拡散出力が得られるので、次の段階として別段の何らかの手法で更に精度の高い周波数同期を行うことも可能になる。従って、上述のようなことも考慮に入れ、提案方式において周波数分解能 (FFT の処理点数) を適切に定める必要があると考えられる。

4. む す び

本論文では、DS/SS 信号が大きな搬送波周波数偏差を伴うような環境下における拡散信号の初期同期捕捉について検討を行った。本論文で提案した初期同期捕捉方式は、拡散信号の同期を確立すると共に、同時に搬送波周波数同期をある程度の精度で確立できる。提案方式の構成は、FFT を用いている点で文献 [9] と類似してはいるが、文献 [9] ではその方式のもつ搬送波周波数同期能力についての検討はなされていなかった。そこで、本論文では搬送波周波数同期を考慮に入れた初期同期捕捉方式を幾つか提案し、提案方式に対する平均同期捕捉時間特性を解析的に導出し、加えてその搬送波周波数同期特性も示し、従来提案されてきた MF 出力を用いた初期同期捕捉方式では同期捕捉が不可能であるような大きな周波数偏差存在下におい

ても、提案方式により同期捕捉が可能であることを示した。

謝辞 本研究の一部は、(財)堀情報科学振興財団および文部省科学研究費補助金一般研究 C (課題番号 07805037) の助成援助を受けて行われたものである。ここに記して謝意を示す。

文 献

- [1] A. Polydoros and C. Weber, "A unified approach to serial spread spectrum acquisition—Part II: A matched filter receiver," *IEEE Trans. Commun.*, vol.32, no.5, pp.550–60, May 1984.
- [2] L.B. Milstein, J. Gevorgiz, and P.K. Das, "Rapid acquisition for direct sequence spread spectrum communications using parallel SAW convolvers," *IEEE Trans. Commun.*, vol.33, no.7, pp.593–600, July 1985.
- [3] Yu T. Su, "Rapid code acquisition algorithms employing PN matched filters," *IEEE Trans. Commun.*, vol.36, no.6, pp.724–733, June 1988.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] E.A. Sourour and S.C. Gupta, "Direct-Sequence Spread-Spectrum Parallel Acquisition in Nonselective and Frequency-selective Rician Fading Channel," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.10, no.3, pp.535–544, April 1992.
- [7] A.W. Fuxjaeger and R.A. Iltis, "Acquisition of timing and Doppler-shift in a Direct-Sequence Spread-Spectrum System," *IEEE Trans. Commun.*, vol.42, no.10, pp.2870–2880, July 1994.
- [8] 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.
- [9] U. Cheng, W.J. Hurd, and J.I. Statman, "Spread-spectrum code acquisition in the presence of doppler shift and data modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol.38, no.2, pp.241–250, Feb. 1990.
- [10] W.J. Hurd, J.I. Statman, and V.A. Vilnrotter, "High dynamic GPS receiver using maximum likelihood estimation and frequency tracking," *IEEE Trans. Aerosp.*, vol.23, no.4, pp.425–437, July 1987.
- [11] A. Kajiwaru, M. Nakagawa, and M. Hagiwara, "Direct-sequence spread-spectrum demodulator using block signal processing," *IEICE Trans.*, vol.E74, no.5, pp.1108–1113, May 1991.

(平成 8 年 1 月 19 日受付, 3 月 27 日再受付)



奥田 慎治 (学生員)

平6名大・工・電気卒。平8同大大学院修士課程了。同年NTT入社。これまで、スペクトル拡散通信方式の同期捕捉および復調方式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同大大学院博士課程了。工博。同年豊橋技科大・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。



小川 明 (正員)

昭35名大・工・電気卒。同年KDD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」(電子通信学会)。