

マルチパス環境下における MC-SS シンボル同期方式の特性評価について

大矢 貴文[†] 小川 明[‡]

^{† ‡} 名城大学 大学院 理工学研究科 〒468-8502 名古屋市天白区塩釜口 1-501

E-mail: {[†] m0432008@ccmail, [‡] aogawa@ccmfs}.meijo-u.ac.jp

あらまし MC-SS 通信システムでは、受信機においてシンボル同期と呼ばれる、FFT のタイミングを同期させる必要がある。我々は、MC-SS パケット通信に適したシンボル同期方式について研究してきた。本シンボル同期方式は、FFT、移相器バンク、相関回路、累算回路により構成される。本シンボル同期方式は、マルチパスに頑健な特徴を持つ。本稿では、マルチパス環境下におけるシンボル同期回路の誤検出確率を解析的に導出する。そして、計算機シミュレーションにより求めた結果と比較する。さらに、周波数オフセットがシンボル同期に与える影響についても検討する。

キーワード シンボル同期, マルチキャリア, 誤検出, マルチパス, FFT, 周波数オフセット

Performance Evaluation of a Symbol Synchronizer for MC-SS Systems Under Multi-path Environment

Takafumi Oya[†] Akira Ogawa[‡]

^{† ‡} Graduate School of Science and Technology, Meijo Univ. 1-501 Shiogamaguchi Tenpaku-ku Nagoya 468-8502, Japan

E-mail: {[†] m0432008@ccmail, [‡] aogawa@ccmfs}.meijo-u.ac.jp

Abstract In the multi-carrier spread spectrum (MC-SS) communications, it is necessary to synchronize the timing for Fast Fourier Transform (FFT), called the symbol synchronization, at the receive end. We have developed a symbol synchronizer applicable to the MC-SS packet communications. This symbol synchronizer performs based on the envelope detection without a necessity for carrier recovery. The synchronization is established through an FFT, a bank of phase shifters, correlators, accumulators and selection for the maximum output. The developed synchronizer is expected to be robust against multi-path. In this paper, the synchronizer is described and the performance in terms of the false detection probability under the multi-path environment is clarified through analysis. The analytical results are compared with those obtained through the computer simulation. In addition, the effect of the frequency offset will be presented in this paper.

Keyword symbol synchronization, multi-carrier, false detection, multi-path, FFT, frequency offset

1. はじめに

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) や MC-SS (Multi-Carrier Spread-Spectrum) で特徴づけられるマルチキャリア通信システムは、広帯域マルチメディア通信を行う上で有望視されている。マルチキャリア通信では、受信側でシンボル同期と呼ばれる FFT のタイミングを同期させる必要がある。一般に、IEEE802.11 a/g 等の OFDM パケット通信では、パケットの先端に設けた既知のプリアンブルシンボルを用いてシンボル同期が行われる。既知のプリアンブルシンボルパターンと参照シンボルパターンとの相関を用いて、シンボル同期タイミングを得ている。一方、地上波デジタル放送等の連続した信号のシンボル同期は、通常 GI (Guard Interval) を利用して行われる。これは、どの位置から受信を開始してもシンボル同期を行う必要があるためである。IEEE802.11 a/g 等のパケット通信においては、サブキャリア数が少ないため GI を用いてシンボル同期を行うことは困難である。また、パケットを正しく復調するためにデータ部分の先頭から正しいシンボルタイミングを得る必要がある。

今まで我々は、MC-SS や OFDM パケット通信に適したシンボル同期方式の研究を行ってきた[1]。このシンボル同期方式では、FFT、移相器バンク、相関器、累算回路を経て同期が行われる。復

調用の FFT とシンボル同期用の FFT を共用することにより、システム構成が簡略化出来ると考えられる。

本論文では、次のような構成となっている。Sect.2 では、システムモデルを述べる。Sect.3 ではシンボル同期方式の説明を行う。Sect.4 では、提案するシンボル同期回路の誤検出特性を AWGN、マルチパス環境下において解析的に導出する。また、周波数オフセットの影響についても考察する。Sect.5 では、提案したシンボル同期回路の誤検出確率の数値例と計算機シミュレーション結果を示す。また、周波数オフセットが存在する場合にシンボル同期回路が受ける影響を計算機シミュレーションにより求めたので、その結果も示す。

2. システムモデル

本稿では、MC-SS のパケット通信を想定する。想定したパケット構成を図1に示す。送信側では、パケットの先端にプリアンブルを付加する。プリアンブルは、同じシンボルパターンを複数回繰り返して付加する。そのため、プリアンブルにおいては GI を付加する必要がないため、GI を設けていない。受信側では、このプリアンブル期間内において、データ部の復調のために必要なシ

ンボル同期を行う。シンボル同期タイミングの確立は、シンボル同期回路において行われる。そして、シンボル同期回路から得た同期タイミングにもとづき、データ部分を復調することによりデータを取り出す。

アクセス制御方式として TDMA や Slotted ALOHA を想定し、受信側でパケットの到着時刻が大体わかっているものとする。すなわち、受信側においてシンボル同期を行う際、プリアンブル部分においてシンボル同期が行えることを想定している。

2.1. 送信回路構成

マルチキャリア変調されたパケットは、図2に示す回路により生成される。プリアンブルの付加は、プリアンブル系列 d_p によって行われる。まず、 d_p を S/P 変換した系列 $D_p(n)$ を、サブキャリアに一对一でマッピングする。そして、このシンボルパターンを繰り返し付加する。その後、 i シンボル目の入力データ系列 d_i に拡散符号系列 $c(n)$ を乗積しそれぞれのサブキャリアへとマッピングし、データ部分のシンボルを生成する。そして、プリアンブルの付加されたパケットとして伝送路へと送信される。データ部分は BPSK を想定し、 $d_i = \{1, -1\}$ とする。

ここで、プリアンブルのシンボル長は、累算回路(Accumulator)において累算する回数により決める。

プリアンブルのベースバンド送信信号 $s_p(k)$ は

$$s_p(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} D_p(n) e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (1)$$

で表される。ここで、 $D_p(n)$ は n 番目のサブキャリアのプリアンブル系列であり、 N はサブキャリア数である。また、データ部分における i シンボル目のベースバンド送信信号 $s_d(k)$ は、

$$s_d(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c(n) d_i e^{j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (0 \leq k \leq N-1) \quad (2)$$

で表される。ここで、 $c(n)$ は n 番目のサブキャリアの拡散符号系列である。

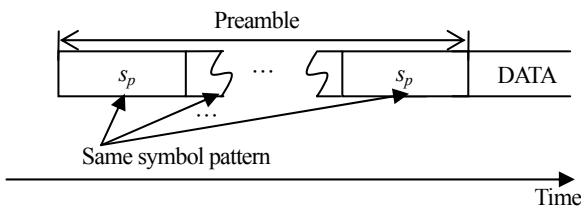


図1. パケット構成

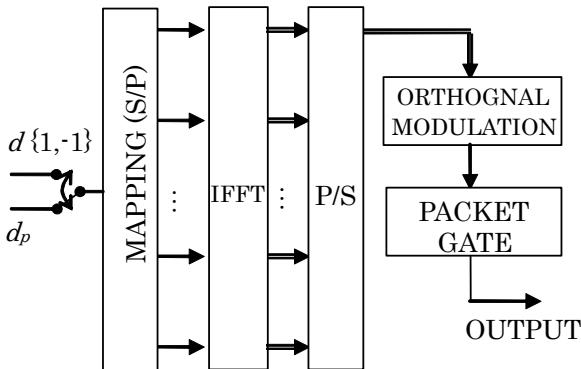


図2. 送信回路構成

2.2. 受信回路構成

受信回路においては、シンボル同期回路により、シンボル同期タイミングを検出する。そしてシンボル同期回路から得た同期タイミングに基づき、データ部分の復調を行う。データ部の復調は、FFT 出力に拡散符号系列を乗積し、それらを足しあわせることによって復調を行う。同期検波時における、初期位相は既知のプリアンブルを利用して得ることが可能である。

MC-SS では、周波数ダイバシチ効果により、低 C/N 環境下でも良好な BER 特性を示す。そのため、低 C/N においても正確にシンボル同期を行う必要がある。

3. シンボル同期手法

ここでは、シンボル同期回路の同期点検出原理を述べる。ただし、ここでは説明の簡単化のため、周波数オフセット、雑音のない状態を考える。

3.1. シンボル同期方式の基本原則

シンボル同期は、通常時間領域での相関を利用して行われる。本方式ではFFTを利用してシンボル同期を行うことが大きな特徴となっている。ここでは、簡単のため、雑音の加わっていない状態を想定する。すなわち、プリアンブルの受信信号 $r(k)$ は、

$$r(k) = s_p(k) \quad (3)$$

と表すことが出来る。

プリアンブルにおいて、正しいタイミングでFFTを行った場合、その出力 $R(n)$ は、次式で表される。

$$R(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} = D_p(n) \quad (4)$$

で表すことが出来る。一方、FFT を行うタイミングが後方に k_0 だけ移動した場合のFFT出力 $R_{k_0}(n)$ は、次式で表される。

$$R_{k_0}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r(k + k_0) e^{-j \frac{2\pi}{N} nk} \quad (5)$$

ここで、プリアンブルは同じシンボルパターンが繰り返されるため、数列の円状移動として扱うことが出来る。したがって離散フーリエ変換の性質より、

$$R_{k_0}(n) = R(n) e^{j \frac{2\pi}{N} nk_0} = D_p(n) e^{j \frac{2\pi}{N} nk_0} \quad (6)$$

と表すことができる。

さらに $R_{k_0}(n)$ に $D_p(n)$ の共役複素数を乗積し、 n について和を取り、その絶対値を相関値 F_k とすると、次式で表される。

$$\begin{aligned} F_{k_0} &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} R_{k_0}(n) D_p^*(n) \right| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} D_p(n) D_p^*(n) e^{j \frac{2\pi}{N} nk_0} \right| \\ &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} nk_0} \right| = \begin{cases} N & (k_0 = 0) \\ 0 & (k_0 \neq 0) \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

ただし、 $D_p^*(n)$ は $D_p(n)$ の共役複素数を表し、

$$D_p(n) D_p^*(n) = 1$$

としている。式(7)より、相関値は正しいタイミングの時のみ大き

な値を持つことを意味する。すなわち、全てのタイミングにおいてFFTを行い、相関値を算出することにより、シンボル同期を行う事が可能である。位相オフセット θ がある場合においては、式(7)に $e^{j\theta}$ が乗積されることになる。この場合においても、最終的に絶対値を取るため、正しいタイミングのみ大きな値を持つことに変わりはない。

3.2. 移相器バンク

前節では全てのタイミングでFFTを行い、相関値を算出することにより、シンボル同期タイミングの検出ができることを示した。しかし、FFTがタイミング分必要となり実用ではない。そこで、1つのFFTのみでシンボル同期タイミングを検出する手法について検討する。

式(6)において、正しいタイミングのFFT出力から、位相回転を行うことにより、 k_0 後方にシフトした場合のFFTが得られることを示した。同様に、 k_0 後方にシフトした場合においても、FFT出力に位相回転を行うことにより、正しいタイミングのFFT出力を得ることが可能である。したがって、単一のFFT出力からシンボル同期タイミングの検出を行うことが可能となる。この位相回転は移相器バンクにより行われる。あるタイミングのFFT出力から k' 後方にシフトしたFFT出力を得るための移相器バンクの移相量 $\Phi_k(n)$ は次式で表される。

$$\Phi_{k'}(n) = \phi_{k',n} = \frac{2\pi n}{N} k' = \begin{cases} \phi_{k',0} = 0, \phi_{k',1} = \frac{2\pi}{N} k', \dots, \\ \phi_{k',N-1} = \frac{2\pi(N-1)}{N} k' \end{cases} \quad (8)$$

3.3. 累算回路

今までは、雑音のない状態を考えてきた。しかし、実際には雑音の影響により、正しくないタイミングを検出してしまふ可能性がある。そこで、相関値を累算し雑音の影響を低くした上でシンボル同期タイミングを検出する。相関値の累算は、絶対値を取る前の値で行う。つまり、I-chとQ-chを別々に累算する。これは、絶対値を取ってから累算した場合は、負の値も正の値になってしまい、累算しても効果が少ないと考えられるからである。累算を行う場合の相関値は次式で表される。

$$F_{k_0} = \left| \sum_{m=0}^{M+1} \sum_{n=0}^{N-1} R_{k_0+mN}(n) D_p^*(n) \right| / (M+1) \\ = \left| \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^{N-1} D_p(n) D_p^*(n) e^{j \frac{2\pi}{N} n k_0} \right| / (M+1) \quad (9) \\ = \left| \sum_{m=0}^{M+1} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j \frac{2\pi}{N} n k_0} \right| / (M+1) = \begin{cases} N & (k_0 = 0) \\ 0 & (k_0 \neq 0) \end{cases}$$

ただし、 M は累算回数であり、雑音を考慮していない。結果は式(7)と同じである。しかし、雑音があつた場合においては、雑音を平均化するため、雑音の分散が小さくなる。そのため、累算を行わない場合より、良好なシンボル同期特性が得られる。

3.4. シンボル同期回路の構成

シンボル同期回路を図3に示す。シンボル同期回路では、受信信号はローカルに発生した直交搬送波によって直交復調される。直交復調されたベースバンド信号は任意のタイミングで直列-並列

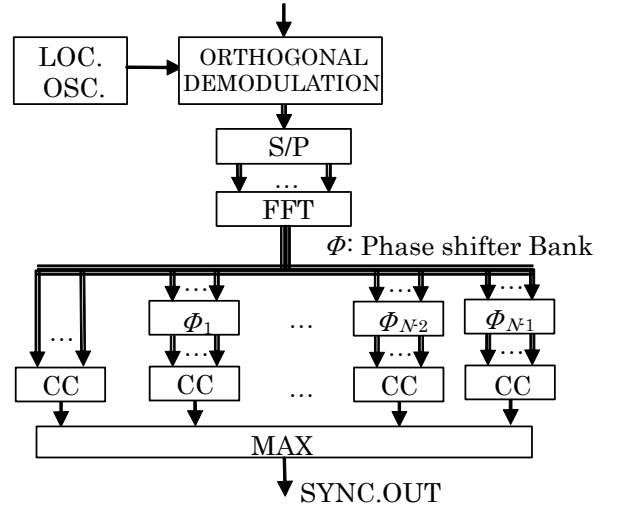


図3. シンボル同期回路

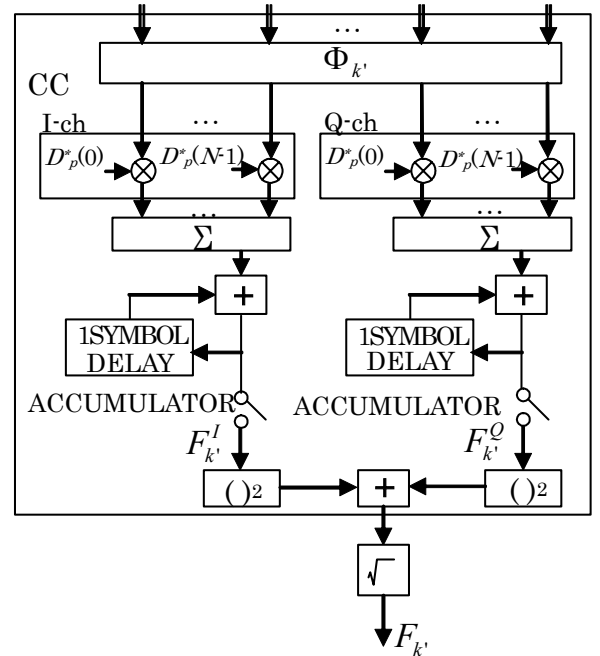


図4. 相関回路

変換される。そして、任意のタイミングでFFTを行う。そして式(8)で示した移相器バンクにより、全てのタイミングのFFT出力を得る。そして、図4で示す相関回路により相関値を算出する。相関回路では、I-ch、Q-chを別々に処理する。まずそれぞれプリアンブル系列の共役複素数を乗積する。その後、それらを足しあわせ、累算回路へと入力される。累算回路で所定回数累算が終了した後、その相関値の中で最大値を持つタイミングを同期タイミングとして検出する。

4. 特性評価

特性評価に際して、他のユーザからのパケットの干渉はないものとし、また、受信側でのクロック同期は完全であるとする。特性評価は、誤検出確率によって行う。誤検出とは、正しくないタ

タイミングがシンボル同期回路から出力された場合である。これは、正しいタイミングの相関値より、正しくないタイミングの相関値が大きな値を持つ場合である。まず、特性の導出に必要な AWGN 環境下におけるシンボル同期回路の各相関回路出力値の確率分布について述べ、解析的に誤検出確率を導出する。そして、マルチパス環境下における誤検出確率についても導出する。さらに、周波数オフセットが存在する場合についても検討する。

4.1. AWGN 環境下

熱雑音環境下において、プリアンブル内での相関回路からの正しいタイミングの相関出力 $p_c(x_c)$ は式(7)よりライス分布するランダム変数の確率密度関数であることがわかり、次式で表させる[1]。

$$p_c(x_c) = \frac{x_c}{\sigma^2/(M+1)} e^{-\frac{x_c^2 + A^2}{2\sigma^2/(M+1)}} I_0 \left[\frac{Ax_c}{\sigma^2/(M+1)} \right] \quad (10)$$

ここで、 A は雑音がない場合の相関出力の振幅、 M は累算回数、 $I_0(\cdot)$ は 0 次の第 1 種変形ベッセル関数である。また、 σ^2 は AWGN の分散である。一方、正しくないタイミングの相関出力 $p_i(x_i)$ は式(7)よりレイリー分布するランダム変数の確率密度関数であり、次式で表させる[1]。

$$p_i(x_i) = \frac{x_i}{\sigma^2/(M+1)} e^{-\frac{x_i^2}{2\sigma^2/(M+1)}} \quad (11)$$

正しいタイミングの検出確率 P_D^{AWGN} は、全ての正しくないタイミングの相関出力が正しいタイミングの相関出力を超えない場合であり、次式で表すことができる。

$$P_D^{AWGN} = \int_0^\infty p_c(x_c) dx_c \left[\int_0^{x_c} p_i(x_i) dx_i \right]^{N-1} \quad (12)$$

また、ここでは閾値を設けず、同期タイミングが検出されない不検出は起こらないとしている。したがって誤検出確率 P_F^{AWGN} は、次式のように表される。

$$P_F^{AWGN} = 1 - P_D^{AWGN} \quad (13)$$

4.2. マルチパス環境下

ここでは、簡単のため 2 波のマルチパスモデルを想定する。2 波のマルチパス環境下において、遅延時間を τ 、先行波に対する遅延波の振幅を ρ とすると、受信信号 $r(k)$ は次式で表される。

$$r(k) = s_p(k) + \rho s_p(k - \tau) \quad (14)$$

ただし、雑音を考慮していない。この場合の FFT タイミングが後方に k_0 シフトした場合の FFT 出力は

$$\begin{aligned} R_{k_0}(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} r(k+k_0) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\sum_{n=0}^{N-1} D_p(n) e^{j\frac{2\pi}{N}nk_0} + \rho \sum_{n=0}^{N-1} D_p(n) e^{j\frac{2\pi}{N}n(k_0-\tau)} \right] e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ &= D_p(n) e^{j\frac{2\pi}{N}nk_0} + \rho D_p(n) e^{j\frac{2\pi}{N}n(k_0-\tau)} \end{aligned} \quad (15)$$

のように表すことができる。相関値 F_{k_0} は

$$\begin{aligned} F_{k_0} &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}nk_0} + \rho \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}n(k_0-\tau)} \right| \\ &= \begin{cases} N & (k_0 = 0) \\ \rho N & (k_0 = \tau) \\ 0 & (k_0 \neq 0 \wedge k_0 \neq \tau) \end{cases} \end{aligned} \quad (16)$$

で表される。これは、先行波のタイミングの相関値は遅延波のタイミングからの影響を受けていないことを意味する。

したがって、正しいタイミングの相関出力 $p_c(x_c)$ 、正しくないタイミングの相関出力 $p_i(x_i)$ は AWGN と同様に式(11,12)で表すことができる。一方、遅延波のタイミングの相関出力 $p_m(x_m)$ は $p_c(x_c)$ と同様にライス分布するランダム変数の確率密度関数であり、次式表される。

$$p_m(x_m) = \frac{x_m}{\sigma^2/(M+1)} e^{-\frac{x_m^2 + A^2/\rho^2}{2\sigma^2/(M+1)}} \times I_0 \left[\frac{(A/\rho)x_m}{\sigma^2/(M+1)} \right] \quad (17)$$

したがって、正しいタイミングの検出確率 $P_D^{MULTIPATH}$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} P_D^{MULTIPATH} &= \int_0^\infty p_c(x_c) dx_c \times \left[\int_0^{x_c} p_{cm}(x_{cm}) dx_{cm} \right] \\ &\quad \times \left[\int_0^{x_c} p_i(x_i) dx_i \right]^{N-2} \end{aligned} \quad (18)$$

ここで、

$$\int_0^{x_c} p_m(x_m) dx_m = 1 - e^{-\frac{x_c^2 + A^2/\rho^2}{2\sigma^2/(M+1)}} \times \sum_{t=0}^\infty \left\{ \left(\frac{A/\rho}{x_c} \right)^t I_t \left[\frac{(A/\rho)x_c}{\sigma^2/(M+1)} \right] \right\} \quad (19)$$

のように表される。ただし、 I_t は t 次の第 1 種ベッセル関数である。したがって誤検出確率 $P_F^{MULTIPATH}$ は次式でのように表される。

$$P_F^{MULTIPATH} = 1 - P_D^{MULTIPATH} \quad (20)$$

4.3. 周波数オフセットの影響

ここまで、周波数オフセットが存在しないことを想定していた。しかし、実際には送信側と受信側の局部発信器の周波数がずれることにより、周波数オフセットが発生する。周波数オフセットが存在する場合、一般にキャリア間干渉(ICI)が起こり特性劣化を招く。ここでは、周波数オフセットによりシンボル同期回路が受ける影響を評価する。

周波数オフセットを受けたプリアンブル内のベースバンド信号 $r'(k)$ は次式で表せる。

$$r'(k) = s_p(k) e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\Delta f k + \theta\right)} \quad (21)$$

ただし、 Δf はサブキャリア間隔で正規化した周波数オフセット、 θ は位相オフセットである。周波数オフセットが存在する場合、1 シンボル目のプリアンブルで正しいタイミングの FFT 出力 $R^I(n)$ は、次式のように表せる[2]。

$$\begin{aligned} R^I(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} r'(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = \frac{1 - e^{j2\pi\Delta f}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}\Delta f}} D_p(n) e^{j\theta} + \mu(n) \\ &= e^{j\left(\frac{(N-1)\pi}{N}\Delta f + \theta\right)} \frac{\sin \pi \Delta f}{\sin \frac{\pi}{N} \Delta f} D_p(n) + \mu(n) \end{aligned} \quad (22)$$

ここで、 $\mu(n)$ は他のサブキャリアからの干渉成分であり、

$$\mu(n) = \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq n}}^{N-1} \frac{1 - e^{j2\pi(i-n+\Delta f)}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(i-n+\Delta f)}} d_p(i) \quad (23)$$

のように表される。また、ここでは伝搬特性は周波数的にフラットな場合を想定している。

式(23)で示したように、他のキャリアからの干渉により、シンボル同期タイミングを得るのが困難になることが想定できる。しかし、 $D_p(n)=\{1, \dots, 1\}$ を仮定した場合、 $R^1(n)$ は、

$$\begin{aligned} R^1(n) &= e^{j\theta} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1 - e^{j2\pi(i+\Delta f)}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(i+\Delta f)}} = e^{j\theta} (1 - e^{j2\pi\Delta f}) \sum_{i=0}^{N-1} \frac{2}{1 - e^{j\frac{4\pi}{N}(i+\Delta f)}} \\ &= \dots = e^{j\theta} (1 - e^{j2\pi\Delta f}) \sum_{i=0}^1 \frac{N/2}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(i+\Delta f)\frac{N}{2}}} \\ &= e^{j\theta} (1 - e^{j2\pi\Delta f}) \frac{N}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(0+\Delta f)N}} = Ne^{j\theta} \end{aligned} \quad (24)$$

のように表される。これはFFT出力が全て同じ方向に回転することを表している。したがって、 $D_p(n)=\{1, \dots, 1\}$ を用いた場合、本シンボル同期回路では周波数オフセットに依存しない事を意味し、シンボル同期特性に影響を与えないことを意味する。ただし、これは累算を行わない場合である。

一方、2シンボル目のプリアンブルで正しいタイミングのFFT出力 $R^2(n)$ は、式(21)と式(24)を利用し、

$$R^2(n) = Ne^{j(2\pi\Delta f + \theta)} = R^1(n) e^{j(2\pi\Delta f)} \quad (25)$$

のように表せる。したがって、累算を行う場合、 $e^{j\theta}$ と $e^{j(2\pi\Delta f + \theta)}$ を加算することになり、周波数オフセットがない場合より特性が劣化することが考えられる。

表 1. シミュレーションパラメータ

Number of sub-carriers	8
Preamble code pattern	{1,1,1,1,1,1,1,1}
Number of accumulation	0,2,4,6
Number of simulation	1000000

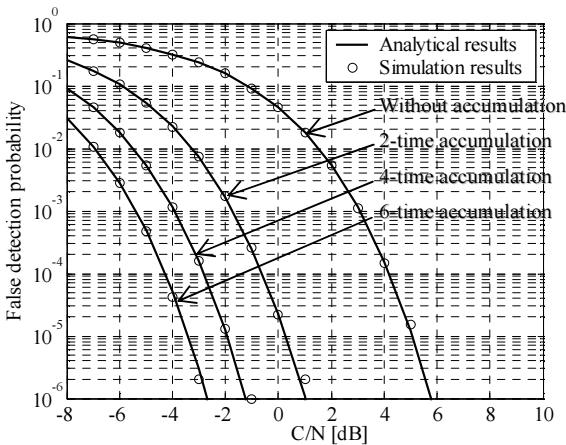


図 5. AWGN 環境下における C/N に対する誤検出確率

5. 数値例

前章で求めた誤検出確率の数値例およびモンテカルロシミュレーションの結果を示す。シミュレーションパラメータを表 1 に示す。計算機シミュレーションにおいて、初めの FFT を行うタイミングは、プリアンブルの 1 シンボル目でランダムとした。

5.1. AWGN 環境下

前章の数値例および計算機シミュレーションの結果を示す。実線が解析結果であり、丸がシミュレーション結果である。ここでは、周波数オフセットなし、サンプリングオフセットなしの状態を想定している。解析結果とシミュレーション結果はよく一致していることがわかる。累算を 2 回行くと約 4.7[dB]の利得があることがわかる。同様に累算 4 回では約 7[dB]、6 回では約 8.5[dB]の利得がある。累算を多く行くとプリアンブル長が長くなる欠点はあるが、誤検出確率は大幅に減少していることがわかる。

5.2. マルチパス環境下

数値例を求める際、式(19)は無限の加算が入っているため、求めるのは難しい。しかし $t=50$ 項ほどで打ち切っても問題ないとされているため、50 項で打ち切った[3]。

パラメータは表 1 と同じである。マルチパスのパラメータとして、遅延時間は $1/8$ [symbol period]、 $DUR=5$ [dB]とした。また、ここでは遅延波のタイミングで同期タイミングを検出した場合は誤検出としている。さらに、周波数オフセットなし、サンプリングオフセットなしの状態を想定している。C/N に対する誤検出確率の数値例および計算機シミュレーションの結果を図 6 に示す。マルチパスの数は 2 である。AWGN 環境下に比べ特性が悪くなっているが、これは遅延波のタイミングを同期タイミングとして判定してしまっているためである。AWGN 環境下と同様に累算を 2 回行くと約 4.7[dB]の利得があり、累算 4 回では約 7[dB]、6 回では約 8.5[dB]の利得がある。

つぎに、C/N=1[dB]に固定し、 DUR を変化させた時の誤検出確率を図 7 に示す。累算回数を増やすにつれ、 DUR に対する誤検出確率の減少が急峻になっていることがわかる。したがって、累算を行うと DUR に対して頑健になると言える。しかし、 DUR が大きな場合においても、エラーフロアが起きていることがわかる。これは、AWGN 環境下の C/N=1[dB]の場合の誤検出確率が上限になっていることがわかる。

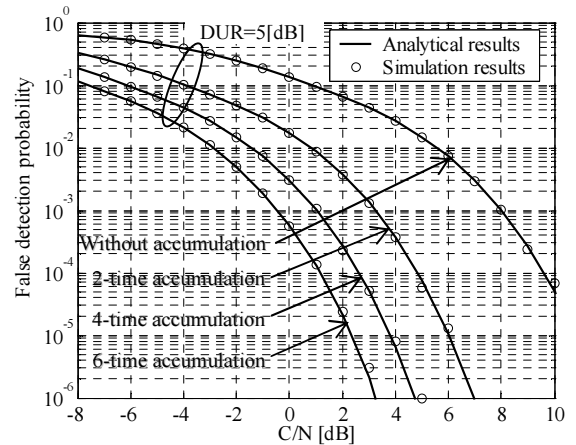


図 6. マルチパス環境下における C/N に対する誤検出確率

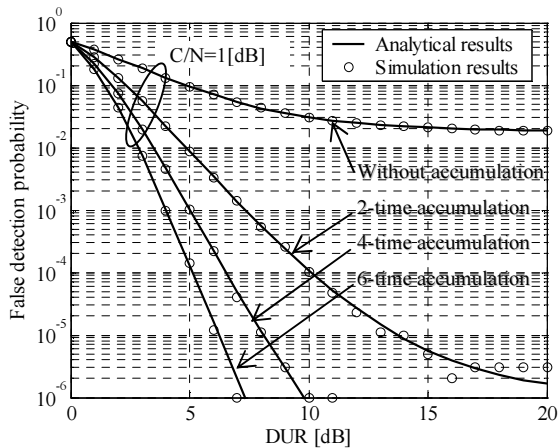


図7. マルチパス環境下における DUT に対する誤検出確率

MC-SS パケット通信では、パケットが重なった場合でも、タイミングが異なれば、正しく復調できる確率が高い[4]。したがって、ここでは、遅延波のタイミングは誤検出としたが、MC-SS においては、遅延波のタイミングで復調した場合でも、BER は先行波には劣るが、正しく復調できる可能性が高いと考えられる。

また、OFDM の場合でも、有効な GI 長が短くなる欠点はあるが、FFT ウィンドウを本来のタイミングより早く開く Early Gate FFT Window 手法が提案されている[5][6]。GI の設計手法としては、文献[7]等を用いることにより、OFDM においても、遅延波のタイミングで同期した場合でも、BER に大きな影響を与えないと考えられる。

5.3. 周波数オフセットの影響

サブキャリア間隔で正規化した周波数オフセットに対する誤検出確率を図 8 に示す。ここでは、AWGN 環境下を想定し、 $C/N=4, 1$ [dB] に固定して、累算回数別に計算機シミュレーションにより誤検出確率を求めた。

図 8 より累算を行わない場合、周波数オフセットの変化に対して誤検出確率は、ほとんど変化しないことがわかる。これは、周波数オフセットの影響を受けていないことを意味する。累算を行う場合では、周波数オフセットが非常に小さい部分では、累算回数が増えるにしたがって、誤検出確率は減少していることがわかる。しかし、周波数オフセットが大きくなるにつれ、累算による誤検出確率の減少幅は小さくなっていくことがわかる。しかし、正規化周波数オフセットが $\pm 5\%$ 程度であれば、累算が有効に働くといえる。

6. まとめ

マルチキャリアパケット通信において、累算を行うシンボル同期方式を提案し、誤検出確率を解析および計算機シミュレーションにより求めた。また、周波数オフセットが存在する場合の誤検出確率求めた。その結果、マルチパス環境下においても累算を行うことにより誤検出確率が大幅に減少することが分かった。また、正規化周波数オフセットが $\pm 5\%$ 程度であれば累算が有効に働くことが分かった。

したがって、本シンボル同期方式はマルチパス環境下においても、有効なシンボル同期方式であると考えられる。

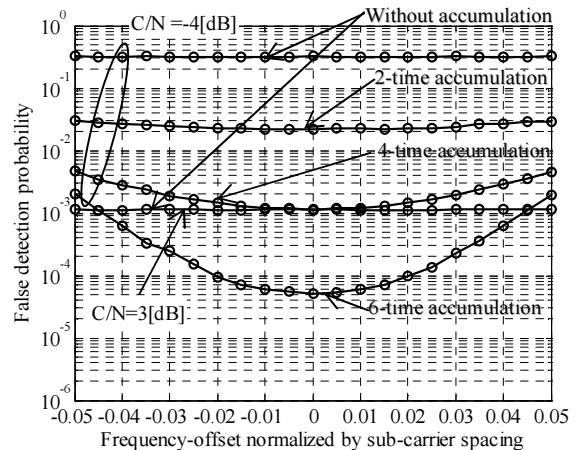


図8. 正規化周波数オフセットに対する誤検出確率

文 献

- [1] S.Goto, and A. Ogawa, "A symbol synchronizer for multicarrier spread-spectrum systems," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E-85-A, no.12, pp.2881-2885, Dec. 2002.
- [2] H. Kobayashi, K. Mori and T. Nagaosa: "Proposal of Symbol Timing and Carrier Frequency Synchronization Methods for Burst Mode OFDM Signal", IEICE Trans. Commun., vol. E-86-B, no.1, pp.238-246, Jan.2003.
- [3] M.Carroll and T.A.Wysocki, "Fading characteristics for indoor wireless channels at 5GHz unlicensed bands," SYMPOTIC'03, pp.102-105, Oct. 2003
- [4] K.Adachi and A.Ogawa, "Performance characterization for MC-SS packet communications", ISSSTA2004, Aug. 2004.
- [5] M. Engels : Wireless OFDM Systems, Kluwer Academic Pub. 2002.
- [6] T. Onizawa, M. Mizoguchi, M. Morikura and T. Tanaka : "A Fast Synchronization Scheme of OFDM Signals for High-Rate Wireless LAN", IEICE Trans. Commun., vol. E-82-B, no.2, pp.455-463, Feb. 1999.
- [7] H. Kobayashi and K. Mori, "Proposal of guard interval design method for burst mode OFDM Signal," IEICE Trans. Commun., vol. J87-B, no.2, pp.133-134, Feb.2004.

マルチパス環境下における MC-SSシンボル同期方式の特性評価について

○大矢貴文, 小川明

名城大学

発表の構成

- 研究背景と目的
- システムモデル
- シンボル同期方式の原理
- シンボル同期回路の特性導出
 - ◆ AWGN環境下
 - ◆ マルチパス環境下
 - ◆ 周波数オフセットの影響
- 数値例
- まとめ

研究背景

無線通信への要求

- 広帯域マルチメディア通信(高速性)
- マルチパスフェージングに対する頑健性



- マルチキャリアパケット通信システム
 - OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex)
 - MC-SS (Multi-Carrier Spread-Spectrum)

目的

マルチキャリアの問題

- シンボル(FFT)同期が必要
- 高い周波数精度が必要
- 非線形増幅の影響

パケット通信

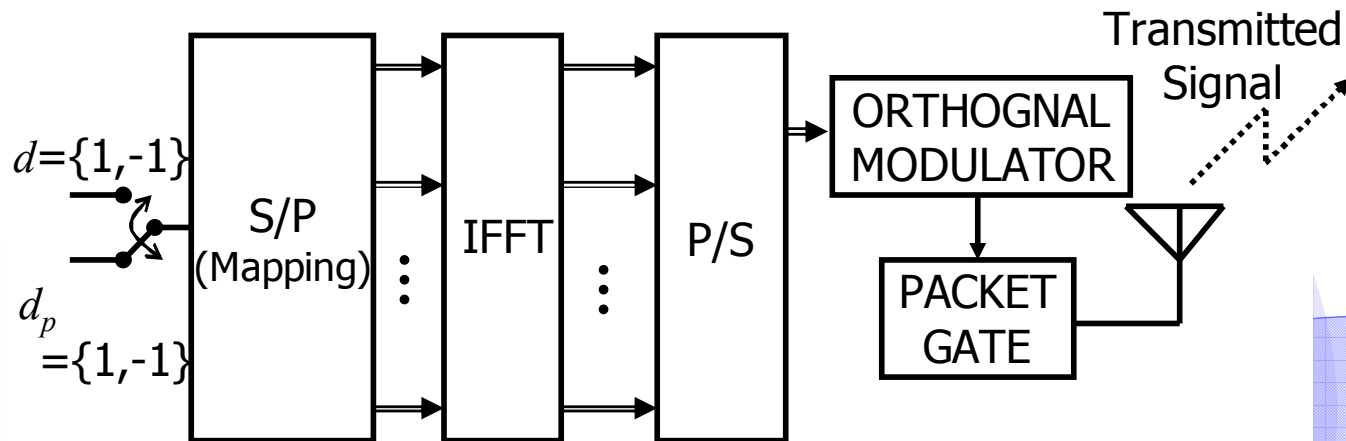
- 同期を高速に行う必要がある



本研究

マルチキャリアパケット通信を想定し、
プリアンブルを用いてシンボル同期を行う方式の検討

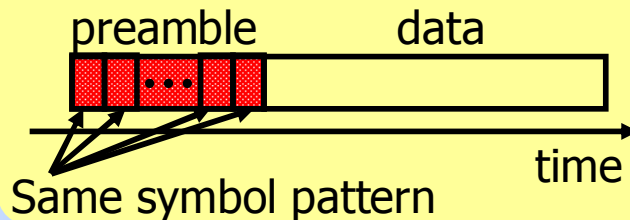
送信回路構成



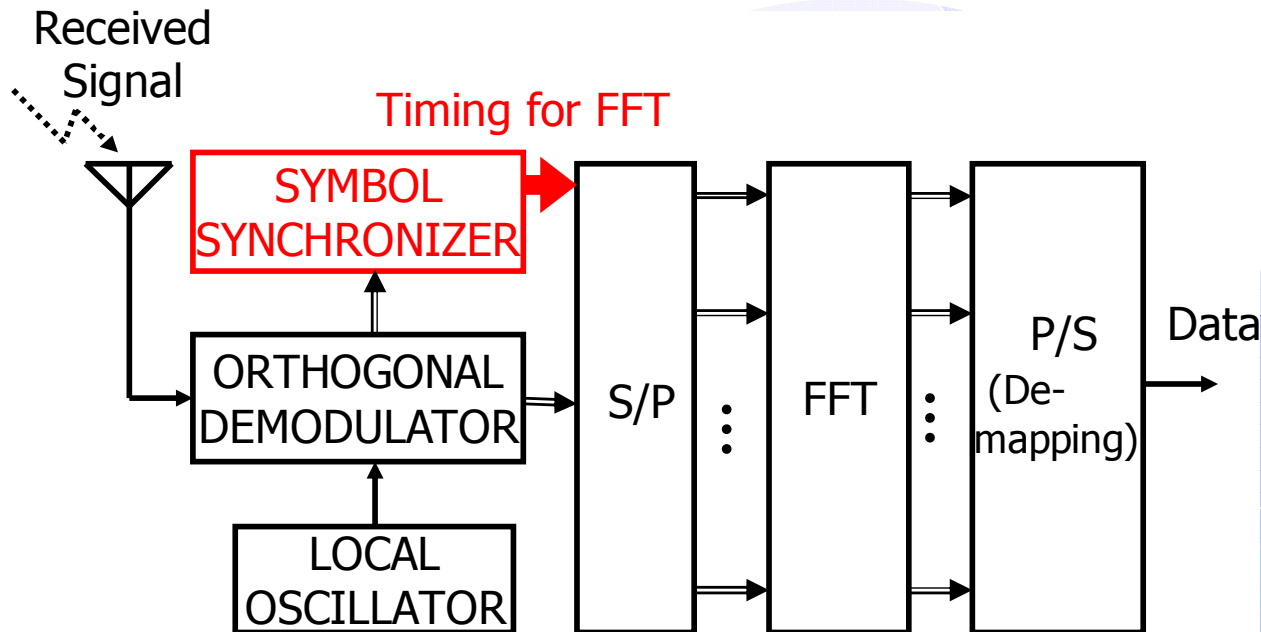
パケットの構成

d : 送信ビット系列

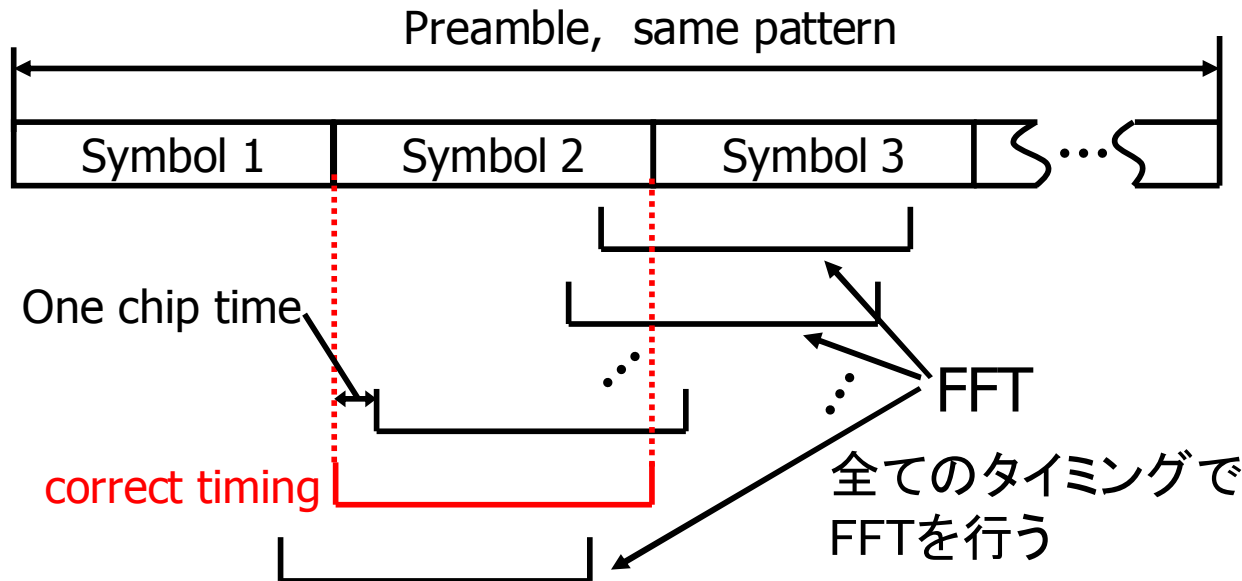
d_p : プリアンブル生成系列



受信回路構成



シンボル同期方式の原理



➤ 正しいタイミング
⇒ 相関値が大きい

シンボル同期方式の原理

あるタイミング k_0 のFFT出力 R_{k_0} は、同じシンボルパターンの繰り返し(周期信号)であるため、円状移動となり、DFTの性質より

$$R_{k_0}(n) = R(n)e^{j\frac{2\pi}{N}nk_0}$$

FFTタイミングの時間移動



周波数領域の位相移動

ただし、 $R(n)$ は正しいタイミングのFFT出力である



$R_{k_0}(n)$ に $D_p(n)$ を掛け合わせ(逆拡散), n について和を取る

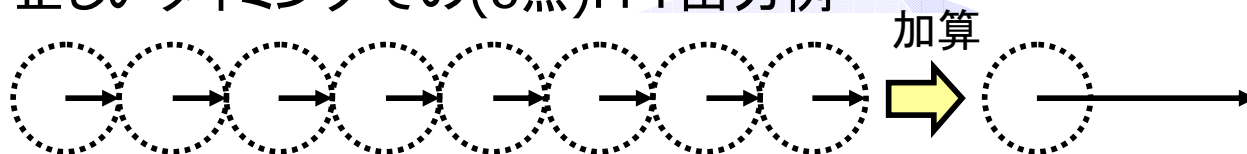


相関値

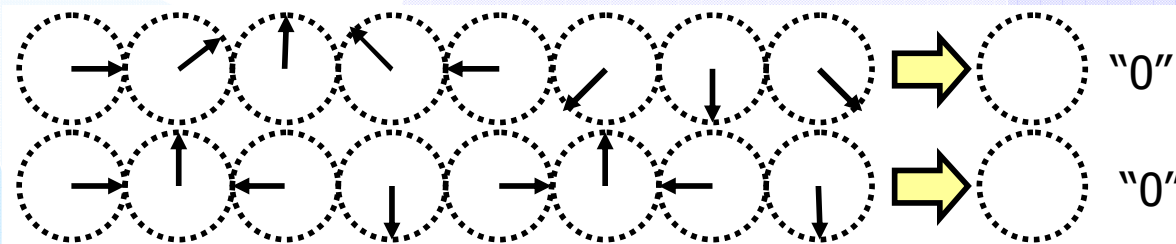
正しいタイミング以外は“ゼロ”

シンボル同期方式の原理

- 正しいタイミングでの(8点)FFT出力例



- 正しくないタイミングでの(8点)FFT出力例

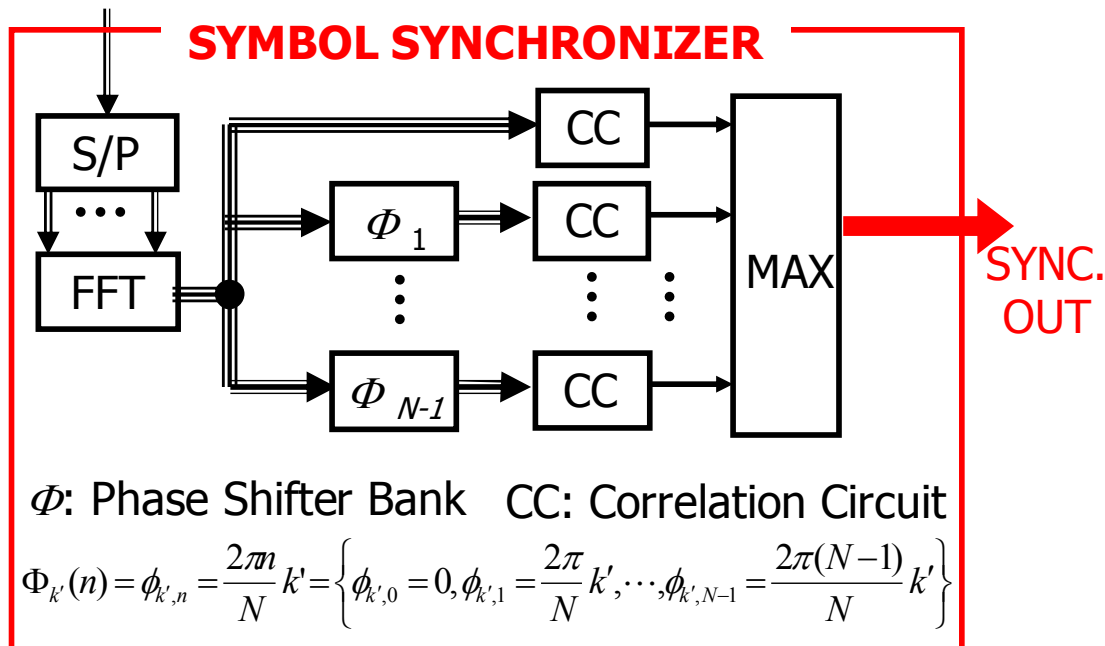


それぞれの回転量は
FFTするタイミングのズ
レに依存



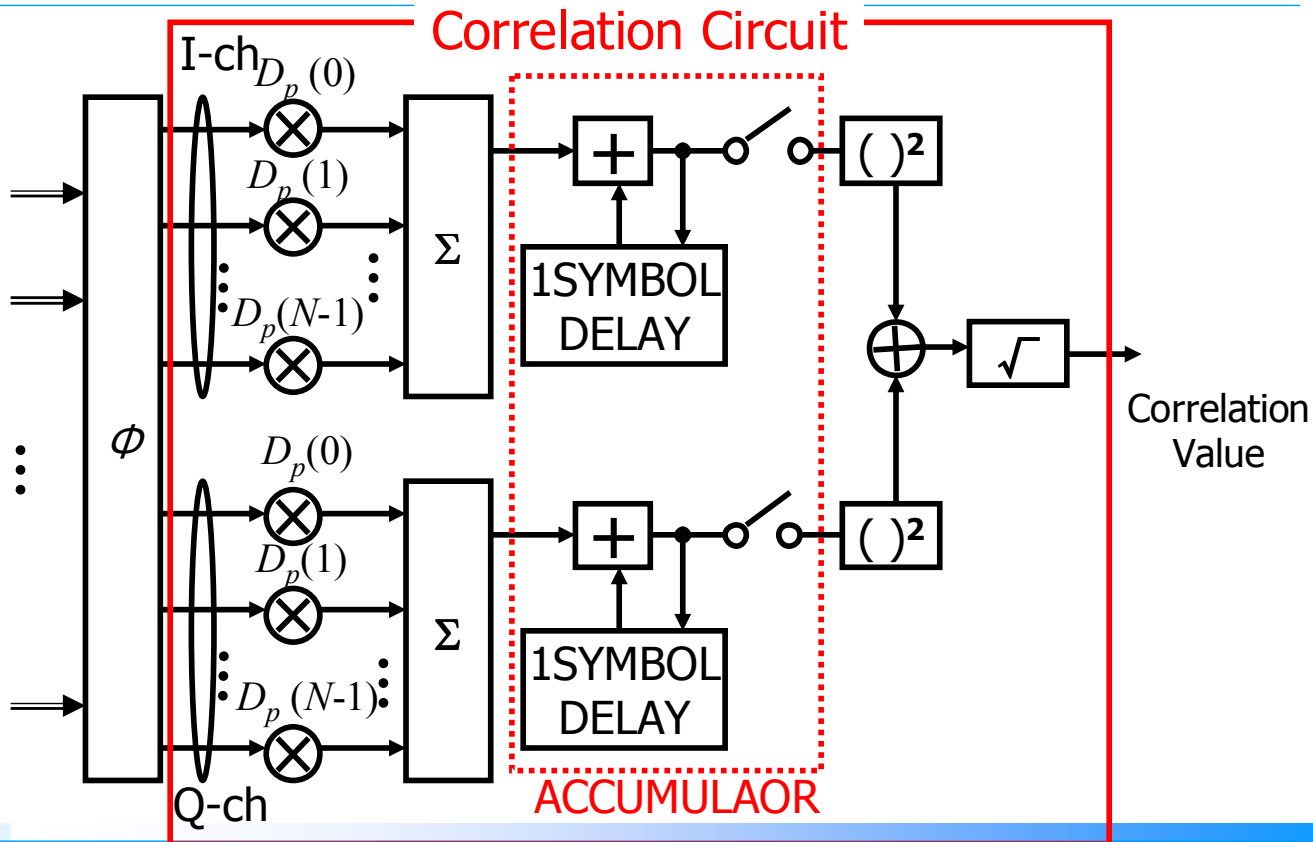
1つのFFT出力を移相回転し、
全てのタイミングのFFT出力
を得られる

シンボル同期回路の構成



N 個のFFT $\Rightarrow$ 1個のFFT + $(N-1)$ 個の移相器群

相関回路

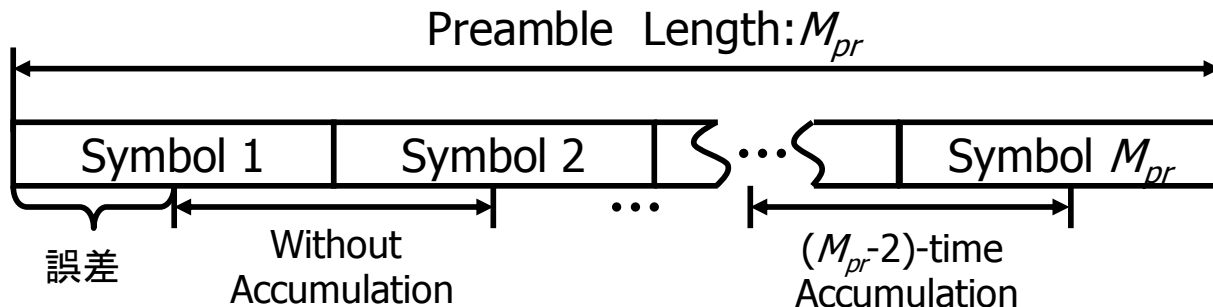


累算とプリアンブル長

Slotted ALOHA
TDMA



初めのFFTがプリアンブル内の
の1シンボル程度で開くと仮定



- プリアンブル長を M_{pr} とすると, $(M_{pr}-2)$ 回の累算が行える

- AWGN環境下
⇒ C/N に対する誤検出確率
- マルチパス環境下
⇒ $C/N, DUR$, に対する誤検出確率
- 周波数オフセットの影響
⇒ 正規化周波数オフセットに対する誤検出確率

✓ 誤検出

誤ったシンボル同期タイミングを検出
正しくないタイミングの相関値 > 正しいタイミングの相関値

誤検出特性の導出(AWGN)

- 正しいタイミングの相関値の分布⇒ライス分布

$$p_c(x_c) = \frac{x_c}{\sigma^2/(M+1)} \exp\left(-\frac{x_c^2 + A^2}{2\sigma^2/(M+1)}\right) I_0\left(\frac{Ax_c}{\sigma^2/(M+1)}\right)$$

M : 累算回数, A : 相関値の振幅, I_0 : 0次の第1種変形ベッセル関数

- 正しくないタイミングの相関値の分布⇒レイリー分布

$$p_i(x_i) = \frac{x_i}{\sigma^2/(M+1)} \exp\left(-\frac{x_i^2}{2\sigma^2/(M+1)}\right)$$



$$P_F^{AWGN} = 1 - \int_0^\infty p_c(x_c) dx_c \left[\int_0^{x_c} p_i(x_i) dx_i \right]^{N-1}$$

誤検出特性の導出(マルチパス)

- 2波のマルチパスモデルを考える
- 遅延波のタイミングの相関値の分布⇒ライス分布

$$p_m(x_m) = \frac{x_m}{\sigma^2/(M+1)} e^{-\frac{x_m^2 + A^2/\rho^2}{2\sigma^2/(M+1)}} \times I_0 \left[\frac{(A/\rho)x_m}{\sigma^2/(M+1)} \right]$$

ρ : 先行波に対する遅延波の振幅



$$P_F^{MULTI} = 1 - \int_0^\infty p_c(x_c) dx_c \left[\int_0^{x_c} p_{cm}(x_{cm}) dx_{cm} \right] \left[\int_0^{x_c} p_i(x_i) dx_i \right]^{N-2}$$

遅延波のタイミングを検出した場合⇒誤検出

周波数オフセットの影響

- プリアンブル系列に全て1を用いた場合,
- 1シンボル目のFFT出力 $R_0^1(n)$ は,

$$R_0^1(n) = e^{j\theta} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1 - e^{j2\pi(i+\Delta f)}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}(i+\Delta f)}} = e^{j\theta} \frac{(1 - e^{j2\pi\Delta f})N}{1 - e^{j\frac{2\pi}{N}\Delta f N}} = Ne^{j\theta}$$

- ただし, θ は位相オフセット, N はサブキャリア数
- 2シンボル目のFFT出力 $R_0^2(n)$ は,

$$R_0^2(n) = Ne^{j(2\pi\Delta f + \theta)}$$

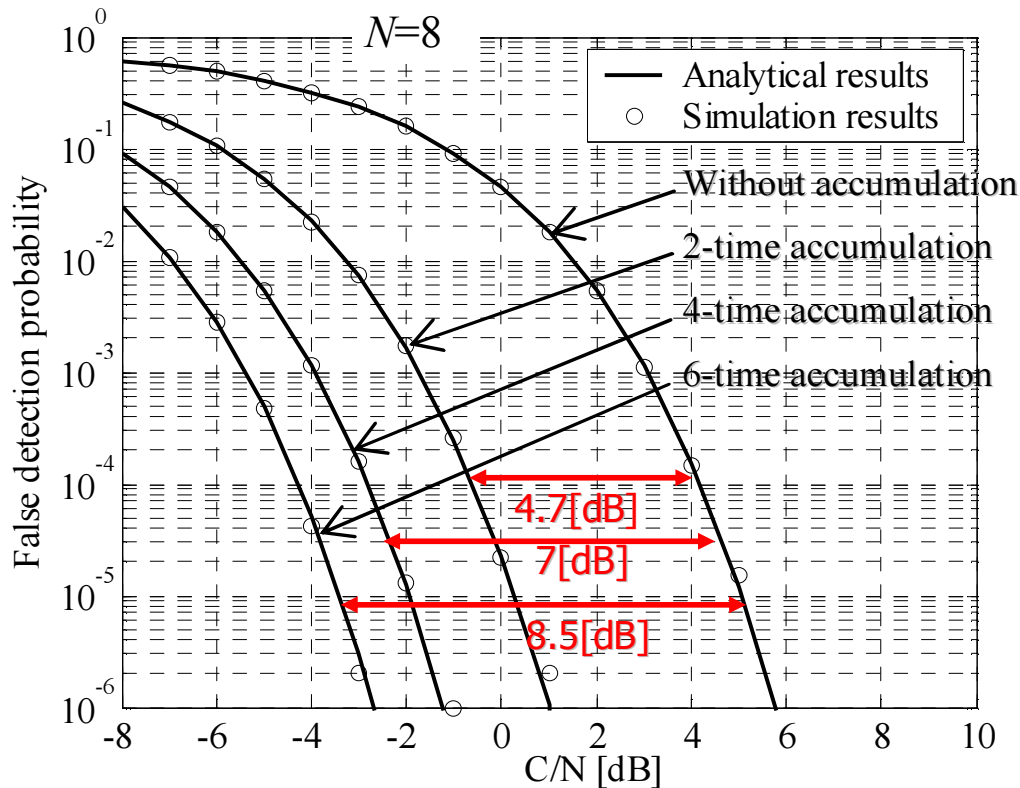
周波数オフセットの影響

$$R_0^1(n) = Ne^{j\theta}$$

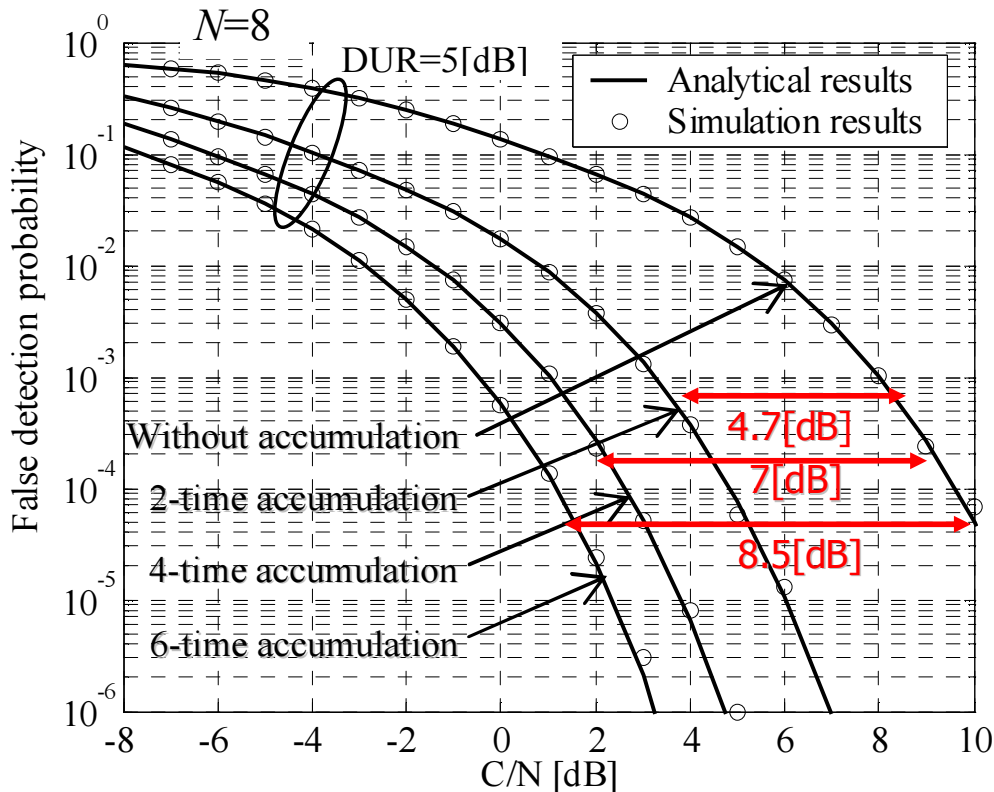
$$R_0^2(n) = Ne^{j(2\pi\Delta f + \theta)}$$

- 累算を行わない場合，周波数オフセットの影響を受けない
- 累算を行う場合， $R_0^1(n)$ と $R_0^2(n)$ を足しあわせることに相当し，周波数オフセットの影響を受ける

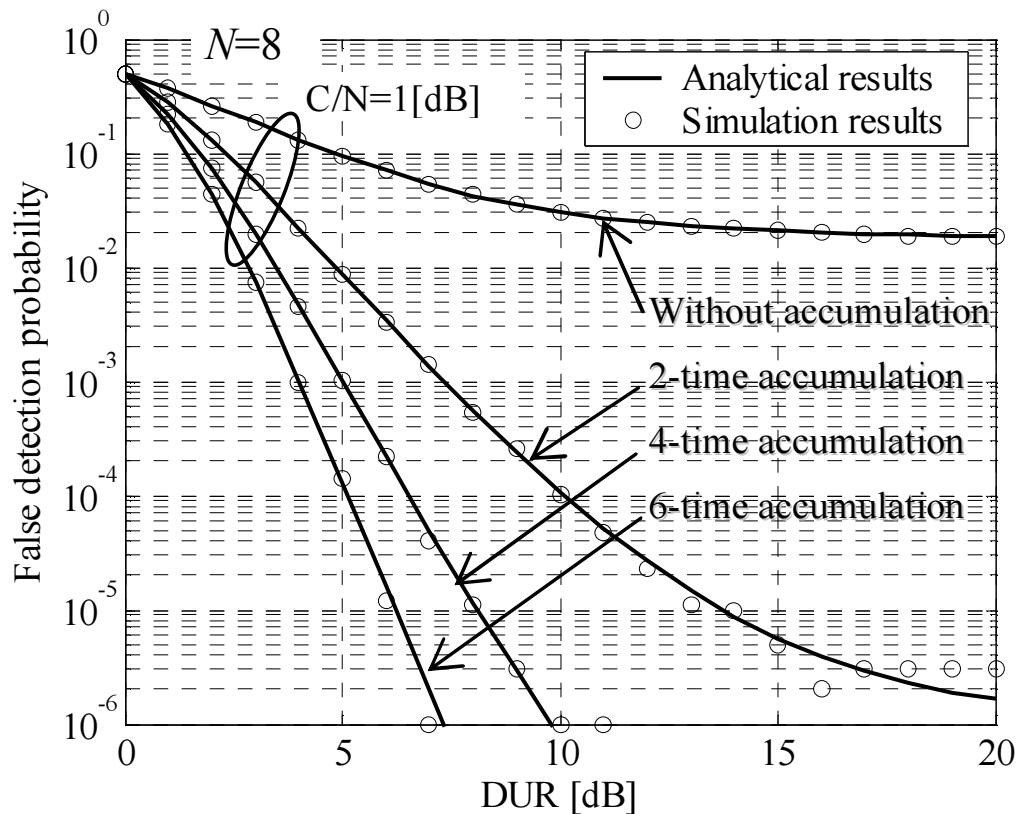
数値例(AWGN)



数値例(マルチパス)

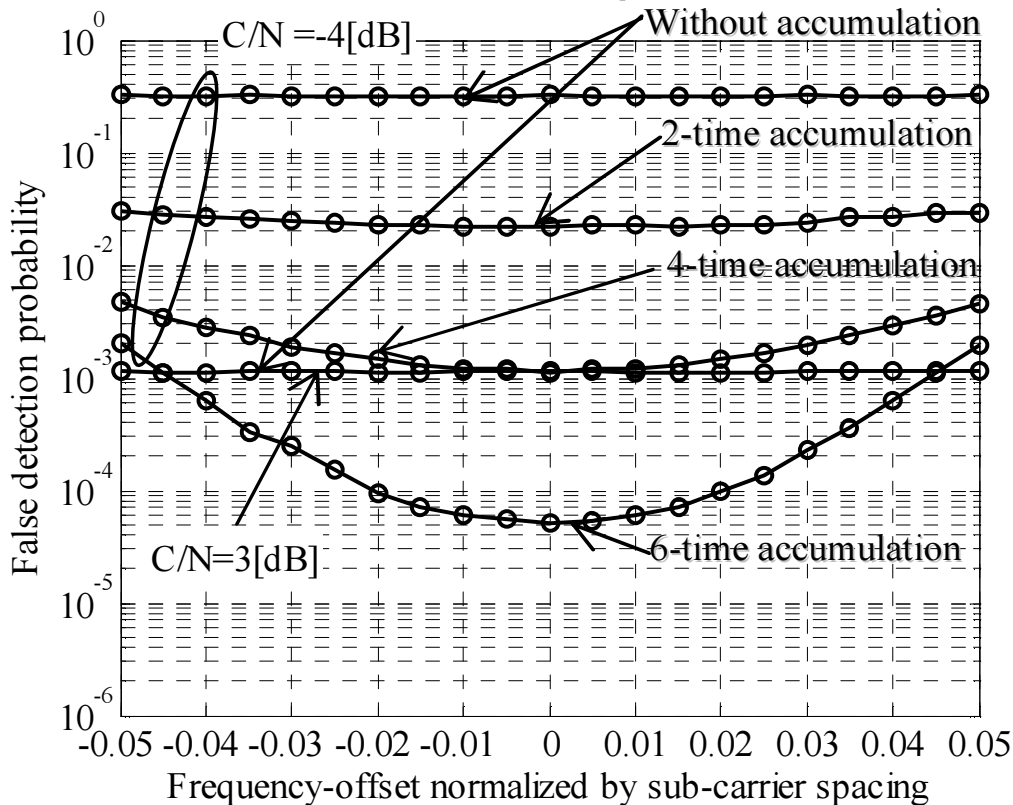


数値例(マルチパス)



数値例(周波数オフセットの影響)

$N=8$ - Code pattern ; $D_p=\{1,1,1,1,1,1,1,1\}$



■ マルチキャリア通信に適したシンボル同期方式について検討した

- ◆ 累算を行うことにより, AWGN環境下において, 誤検出確率の大幅な低下
- ◆ 累算を行うことにより, マルチパス環境下においても, 誤検出確率の大幅な低下
- ◆ サブキャリア間隔で正規化周波数オフセットが $\pm 5\%$ 程度であれば累算が有効に働く

今後の課題

- 提案したシンボル同期方式にマッチングの良い周波数オフセット推定法の検討
- さらなるシンボル同期回路の単純化

