OFDM 用シンボル同期方式のマルチパス環境下における特性評価

大矢 貴文 小川 明
 名城大学大学院 理工学研究科 情報科学専攻
 〒468-8502 名古屋市天白区塩釜口 1-501
 E-mail: m0432008@ccmailg.meijo-u.ac.jp, aogawa@ccmfs.meijo-u.ac.jp

あらまし OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex)をはじめとす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. OFDM 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.本稿では OFDM パケット通信用に改良した同期方式を提案する. 同期は FFT,相関回 路などの処理結果を累算し,最大出力時のタイミングから得る. このシンボル同期方式の特性評価を AWGN およ びマルチパス環境下において計算機シミュレーションにより行った.

キーワード OFDM, シンボル同期, マルチパス, MC-SS

Performance Evaluation of a Symbol Synchronizer for OFDM Systems under Multi-path Environment

Takafumi OYA and Akira OGAWA

Department of Information Science

Graduate School of Science and Technology, Meijo University

1-501 Shiogamaguchi Tenpaku-ku Nagoya 468-8502, Aichi, Japan

E-mail: m0432008@ccmailg.meijo-u.ac.jp, aogawa@ccmfs.meijo-u.ac.jp

Abstract The multi-carrier communication systems utilizing the Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) scheme are considered to be promising for providing broadband multimedia communications. In these systems, it is necessary to synchronize the timing for Fast Fourier Transform (FFT), called the symbol synchronization, at the receive end. In this paper, we propose an improved symbol synchronizer applicable to OFDM packet communications. The synchronization is established through the processing such as FFT, correlation, selection for the maximum correlated output, and accumulation. The basic performance in terms of the false detection probability the symbol synchronizer is evaluated in the presence of additive white Gaussian noise (AWGN) and multi-path through computer simulations.

Keyword OFDM, Symbol Synchronize, Multi-path, MC-SS

1. はじめに

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) をはじめとす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. OFDM では、受信側でシンボル同期と呼ばれる FFT(Fast Fourier Transform)のタイミングを同期させる 必要がある.本稿では文献[1]を OFDM パケット通信用 に改良した同期方式を提案する.この回路では、パケ ットの先端に設けられたプリアンブルを利用して同期 を行う.同期は FFT,移相器、相関回路などの処理結 果を累算し、最大出力時のタイミングから得る.この シンボル同期方式の特性評価を AWGN(Additive White Gaussian Noise)およびマルチパス環境下において計算 機シミュレーションにより行った.

2. システムモデル

2.1. 送信回路

本論文で提案する同期方式は、OFDM に適すると考 えられるが、ここでは OFDM を応用した MC-SS (Multi-Carrier Spread-Spectrum)によるパケット通信を 取り上げることにする. MC-SS 信号は、図 1 に示す 回路により生成される. 2 値の入力データ系列を L 並 列に分け、拡散符号系列 {c(0),...,c(L-1)}を乗積する. ただし、入力データ系列および拡散符号系列は {1,-1} の値をとるものとする. すなわち、拡散符号をそれぞ れのサブキャリアに乗せる情報だと考えれば、 BPSK(Binary Phase Shift Keying)変調された OFDM 信 号と考えることができる. そして、一般に、拡散符号 長 L より多い点数で IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)を行い周波数領域から時間領域へと変換す る.時間領域に変換された後,並列-直列変換され,直 交変調回路とパケットゲートを経てパケットとして送 信される.パケットゲートでは,パケットの先端部分 にプリアンブルを付加する.プリアンブル内では,同 期タイミングを得るために,式(1)において常に d=1 の 値をとることとする.

ベースバンドの送信波形 *s*(*k*)を式で表すと,次式のように表される.

$$s(k) = \frac{d}{N} \sum_{n=0}^{L-1} c(n) e^{j\frac{2\pi}{N}nk}$$
(1)
(k = 0,1,2,..., N - 1)

ここで, c(n)は拡散符号, d は送信データ, N はシンボ ルあたりのサンプル数である.



2.2. パケット構成

本稿で想定したパケット構成を図2に示す.パケットの先端には、同期タイミングを得るためにプリアン ブルを設けている.プリアンブルのシンボル長は、後述の累算回路(Accumulator)において、累算する回数に より決める.プリアンブルの後には、情報を持った OFDM シンボルから構成される.情報部分は、プリア ンブル内でシンボル同期回路により得られた同期タイ ミングに基づいて復調を行う.



そして、並列に N-2 個の移相器を通すことにより、全

てのタイミングで FFT を行う処理と等価な処理を実現 している[1]. 移相器の構成を図4に示す. FFT するタイミングを n' とすろと その出力

2.3. シンボル同期回路

FFT するタイミングを n'とすると,その出力 $R_{n'}(n)$ は式(2)で表される.

シンボル同期回路を図3に示す.シンボル同期回路

では,受信信号をローカルに発生した直交搬送波によ

って直交復調する.ここでは,簡単のため周波数オフ

セットなしの状態を仮定する. 直交復調し, I-ch と Q-ch

の2列のベースバンド信号にした後,直列-並列変換を

する.その後,拡散符号長Lと同じ点数でFFTを行う.

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

$$= \sum_{k'=n'}^{N-1+n'} r(k') e^{-j\frac{2\pi}{N}n(k'-n')}$$

$$(k' = k + n')$$

$$n = 0, 1, 2, ..., L - 1)$$
(2)

ここで, r(k)はサンプリングされた受信信号系列である.



図3 シンボル同期回路

図2 パケット構成



図4 移相器の構成

FFT するタイミングを 0 とすると, 式(2)は式(3)のようになり,

$$R_0(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$$
(3)

式(2)と式(3)を用いて, $R_{n'}(n)$ は式(4)で書ける.

$$R_{n'}(n) = R_0(n) \ e^{j\frac{2\pi}{N}nn'}$$
(4)

これは、あるタイミングで FFT を行った出力から、 移相の処理を行うことにより、全てのタイミングで FFT を行った出力を得られることを意味する.

相関値を得るために、全てのタイミングで FFT する と2シンボル期間必要であるのに対し、この移相器を 用いることにより、1シンボル期間に短縮される利点 がある.移相器からの出力は、相関回路(CC; Correlation Circuit)に加えられる. それぞれの CC からの出力値を 比較し、最大値のものを選択する.

CCを図5に示す.CCでは、累算回路により相関値の累算を行い同期特性の改善を図っている.相関回路では、I-ch、Q-ch別で動作する.相関操作後、1シンボル遅延回路を用いて、I-ch、Q-ch別々に同様の回路を通った相関値を累算する.

そして所定回数の累算が終了したのち,それぞれを 2 乗し,互いに加算する.そして,平方根回路を通し 相関回路からの出力となる.

つまり、相関回路の出力を $F_{n'}$ とすると、

$$F_{n'} = \sqrt{\left[F_{n'}^{I}\right]^{2} + \left[F_{n'}^{Q}\right]^{2}}$$
(5)

$$F_{n'}^{I} = \sum_{l=0}^{M} \sum_{n=0}^{L-1} \left\{ \operatorname{Re} \left[R_{n'+lN}(n) \right] c(n) \right\}$$
(6)

$$F_{n'}^{Q} = \sum_{l=0}^{M} \sum_{n=0}^{L-1} \left\{ \mathrm{Im} \big[R_{n'+lN}(n) \big] c(n) \right\}$$
(7)

となる. ここで, M は累算回数, L は拡散符号長である. この F_n で最大のものを選択して同期タイミングを得る.

 $F_{n'}$ の出力例を図 6 に示す.ここでは,L=8,N=1024, $E_b/N_0=15$, ∞ [dB], 拡散符号系列={1,1,1,1,1,1,1,1}, と



図 5 相関回路



図6 相関回路の出力例

し、累算なしと累算4回の結果を示した. なお、横軸 の時間は実際にそのタイミングでFFTし相関を取って いるのではなく、移相器に置き換えている. 図5に示 すように正しいタイミングになると、相関値が大きく なっていることがわかる.また、累算回数を増やせば、 雑音のない理想的な相関値に近づいていくことがわか る. なお、ここでは、全てが"1"の拡散符号系列を用 いたが、この相関値は拡散符号系列には無関係である.

3. 計算機シミュレーション

3.1. 特性評価基準

図3のシンボル同期回路の同期特性を評価するにあ たり, 誤検出確率を用いる. 誤検出とは, 正しくない タイミングでシンボル同期を行ってしまう場合である. ここでの正しいタイミングは, 同期タイミングがシン ボル間干渉を起こさないタイミングの場合としている. 同期タイミングを誤検出してしまうと, シンボル間干 渉(ISI; Inter Symbol Interference)が発生し, プリアンブ ル以降のデータを正しく復調できないことになる. し たがって, 誤検出確率は, 非常に小さい確率にする必 要がある.

3.2. AWGN 環境下における特性評価

シミュレーションパラメータを表1に示す.サブキ ャリア数は8,(拡散)符号パターンは全て"1",1シン ボルのサンプル数は1024,累算回数は0,2,4とした. 累算回路での累算回数を変化させ,累算の効果を確か める.累算を行わない場合の結果より,累算を行うほ ど誤検出確率は小さくなる.2回の累算を行う場合, 雑音を含む3シンボル周期分の相関回路からの出力の 累算を使用するため,約4.7[dB]利得が期待できる.同 様に,4回の累算を行う場合,約7[dB]の利得が期待で きる.これは,M個のガウス分布する値を平均すれば, 分散が1/Mになるためである.

アクセス制御方式としては、Slotted ALOHA 方式を 想定した. Slotted ALOHA 方式では、パケットはスロ ット単位で送信されるが、1 シンボル程度のゆらぎが 存在するとし、最初の FFT 窓が開く場所がプリアンブ ル内の1シンボル期間において、一様に分布するもの とした.

シミュレーション結果を図7に示す.累算を行わな い場合と行う場合を比較すると、先述した利得とほぼ 一致していることがわかる.累算を行う場合、時間領 域で累算を行うことも考えられるが、相関回路で累算 を行っても同様の特性が得られたといえる.時間領域 で累算を行うと、累算が終了しないと同期タイミング を得ることができない.しかし、本方式では随時同期 タイミングを出力させつつ、累算を行うことも可能で ある.また、ここでは全てが"1"の拡散符号系列を 用いたが,相関値は拡散符号系列に無関係のため,他 の拡散符号系列でも特性に変化はないと考えられる.

累算回数を多くするためには、プリアンブル長が長 くなる問題点はあるが、誤検出確率の大幅な低下を実 現できる.また累算4回でシンボル同期を行った場合、 BPSK変調を行った場合の理論値BERを下回っており、 BER特性に大きな影響を与えないと考えられる.

表 1 AGWN 環境下におけるシミュレーションパラメ ータ

Number of sub-carriers	8
Code pattern	{1,1,1,1,1,1,1,1}}
Sample per symbol	1024
Number of accumulation	0,2,4



図 7 E_S/N₀に対する誤検出確率

3.3. マルチパス環境下における特性評価

シミュレーションパラメータは表 1 と同様である. 累算回路での累算回数を変化させ、2 波モデルのマル チパス環境で累算の効果を確かめる.マルチパスのパ ラメータを表 2 に示す.遅延波の遅延時間は、3/16 シ ンボル周期とし、DUR は 5[dB]とした.

シミュレーション結果を図 8 に示す. AGWN 環境下 と比較すると E_S/N_0 が高くなっても誤検出確率の減少 が緩やかになっていることがわかる. これは,遅延波 のほうで同期タイミングを判定してしまうためである. AWGN の場合と同様に累算なしの場合と比較すると, 累算 2 回で約 4.7[dB]利得,累算 4 回で約 7[dB]の利得 が得られていることがわかる. 表 2 マルチパスパラメータ





図8 マルチパスにおける E_s/N₀に対する誤検出確率

図8ではDURを5[dB]に固定したが、 E_S/N_0 を10[dB] に固定し、DUR を変化させたときの特性を調べる. DUR 以外は表 1,2 と同様の条件とする. シミュレーシ ョン結果を図9に示す.累算を増やしていくと、DUR に対しても誤検出確率が大幅に減少していることがわ かる.累算を行わない場合,DURを高くしていっても 誤検出確率は減少しなくなる. 図7で示した累算を行 わない場合で AWGN 環境下の E_S/N₀=10[dB]における誤 検出確率を見ると、約 3×10⁻²となっている.これは、 図9で累算を行わない場合における特性の上限となっ ていることがわかる.2回累算および4回累算を行っ た場合も同様であると考えられる.また,誤検出確率 が収束する DUR は累算回数が多くなるほど高くなっ ていることがわかる.これは、収束する誤検出確率が 低いためである. さらに, 誤検出の要因がマルチパス の場合(低 DUR), 誤検出確率が収束するまでは, DUR に対してほぼ線形に減少する.その傾きは、累算回数 が多いほど急になる.つまり、DURに対して頑健にな ることを意味する.

つぎに、*E_s/N₀*を 10[dB]に固定し、遅延波の遅延時間を変化させたときの誤検出確率を見てみる.遅延時間差以外の条件は表 1,2 と同様とする.また、遅延時間差は 1/32 刻みとした.シミュレーション結果を図 10 に示す.遅延時間差に対して誤検出確率はほぼ一定であることがわかる.しかし、遅延時間差がゼロの部分は誤検出確率が高くなっている.これは、位相が異





図 10 遅延時間差に対する誤検出確率

なる遅延波が加わると、信号が弱くなるためである. また、左端において誤検出確率が減少する部分がある が、これはシンボルを拡散符号長と同数でサンプルす るため、遅延波のタイミングで同期タイミングを出力 してしまっても、シンボル間干渉が起こらないため誤 検出にならないためである.そのため、拡散符号長が 8 の場合、遅延時間差が 1/16 シンボル周期の時は誤検 出確率が小さくなる.

マルチパス環境下では、同期タイミングを遅延波の タイミングで出力してしまう場合がある.これは OFDMの場合、大きな問題となる.しかし、MC-SSの 場合は、大きな問題とならない可能性がある.これは、 文献[2]で提案された、MC-SS Unslotted ALOHA 方式で は、パケットが重なっていても復調可能といった特性 をもつことから遅延波のタイミングで同期タイミング

を検出しても、MC-SSの場合、正しく復調できる可能 性が高いと考えられる.

4. むすび

OFDM パケット通信において, 累算を行うシンボル 同期回路を提案した.提案方式では、FFT,移相器, 相関回路などで得られた相関値を累算して最大値を持 つタイミングをシンボル同期タイミングとして用いる. そして,提案したシンボル同期回路を誤検出確率を用 いて AWGN およびマルチパス環境下で特性評価を行 った. AWGN環境下においては、4回累算を行うこと により, 誤検出確率が BPSK の理論値 BER 特性より下 回り, BER 特性に大きな影響を与えないと考えられる. また、マルチパス環境下においても、十分な性能を持 つと考えられる.

なお、本研究は、文部科学省科研費(13555111)の助 成のもとで行われた.

- 文 献 [1] S.Goto and A.Ogawa, "A Symbol Synchronizer for Multi-Carrier Spread-Spectrum Systems, " IEICE Trans. on Fundamentals, Vol.E-85-A, No.12, pp.2881-2885, Dec 2002.
- [2] 足立邦彦,小川明, "MC-SS Unslotted ALOHA 方 式のスループット特性について,"2003 電気関係 学会東海支部連合大会, p191, Oct.2003

OFDM用シンボル同期方式の マルチパス環境下における特性評価

Performance Evaluation of a Symbol Synchronizer for OFDM Systems under Multi-path Environment

名城大学大学院 理工学研究科 情報科学専攻 大矢 貴文 小川 明

ワイドバンドシステム研究会 2004/6/25



Ogawa Laboratory Information System Engineering Meijo Univ. http://www.meijo-u.ac.jp





- 1. 研究背景
- 2. 研究の目的
- 3. システムモデル
 - □ 送信·受信回路
 - □ シンボル同期回路
- 4. 特性評価
- 5. まとめ









▶高速で高精度なシンボル同期が必要▶非線形増幅器による特性の劣化



ランダムアクセスによる無線パケット通信 を想定し、プリアンブル内シンボル同期 を行う方式の検討



送信回路構成(MC-SS)









シンボル同期とFFTのタイミング

Preamble(*d*=1),拡散符号は同一のものを使用







0番目のFFTの出力 $R_0(n)$ は次式で表せる ただし, r(k):ベースバンドの受信信号系列である

$$R_0(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$$

n '番目のFFTの出力*R_n*(*n*)は次式で表せる

$$R_{n'}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} r(k+n') e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}$$
$$= R_0(n) e^{j\frac{2\pi}{N}nn'}$$

つまり、ある任意のタイミングのFFTの出力から移相すること で全てのタイミングでFFTした結果を得られる













累算とプリアンブル長

同期タイミングを得るために

全てのタイミングでFFT⇒2シンボル必要
 移相器で置き換える⇒1シンボルで可能











> マルチパス環境下 ⇒ *Es/No*, *DUR*, 遅延時間差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での相関出力が正しいタイミングの相関出力を超えた場合



シミュレーションパラメータ

シミュレーションパラメータ

Number of sub-carriers	8
Code pattern	$\{1,1,1,1,1,1,1,1\}$
Sample per symbol	1024
Number of accumulation	0,2,4





相関回路の出力例

















まとめ



- ▶ 提案した同期方式はFFTを用いるため、マルチキャリ ア通信とマッチングがよい
- ▶ 累算を行うことにより, 誤検出確率の大幅な低下
- >マルチパス環境下においても、十分な特性
- ▶ 累算を4回行うと、シンボル同期が情報部分のBER に大きな影響を与えない可能性が高い







▶ 閾値処理の検討

- ▶ 周波数オフセットの影響
- > 他局間干渉の影響