

# 連続信号 OFDM 変復調方式におけるタイミング検出方式の一検討

油井 拓磨<sup>†</sup> 高 凌翔<sup>†</sup> 上條 弘和<sup>††</sup> 宮坂 浩平<sup>††</sup> 大田 健紘<sup>††</sup> 松江 英明<sup>††</sup>

<sup>†</sup>諏訪東京理科大学大学院 工学・マネジメント研究科 工学マネジメント専攻

<sup>††</sup>諏訪東京理科大学 システム工学部 電子システム工学科

<sup>†,††</sup>〒391-0292 長野県茅野市豊平 5000-1

E-mail:<sup>†</sup>jgh{10629, 10607}@ed.suwa.tus.ac.jp, <sup>††</sup>jg{108019, 108063}@ed.suwa.tus.ac.jp

<sup>††</sup>{otakenko, matsue}@rs.suwa.tus.ac.jp

**あらまし** 本稿では、送信信号として一定間隔ごとに既知信号が存在する連続 OFDM 信号を想定し、整合フィルタを用いたタイミング検出方式の検討を行った。AWGN 下において整合フィルタを用いたタイミング検出方式により復調した場合の BER 特性と、正確なタイミング同期をとり復調した場合の BER 特性を比較したところ、差異は見られなかった。一方で2波干渉フェージング環境下では整合フィルタを用いたタイミング検出方式の BER 特性は劣化したが、全体として良好なタイミング検出方式が実現できることを確認した。

**キーワード** 連続 OFDM 信号, 整合フィルタ, 相関値, シンボル・タイミング

## A Study on Timing Detection Method for Continuous OFDM Signals

Takuma YUI<sup>†</sup> Ryoushou KOU<sup>†</sup> Kouhei MIYASAKA<sup>††</sup> Hirokazu KAMIJO<sup>††</sup>

Kenko OTA<sup>††</sup> and Hideaki MATSUE<sup>††</sup>

<sup>†</sup>Graduate School of Tokyo University of Science, Suwa

<sup>††</sup>Tokyo University of Science, Suwa

<sup>†,††</sup>5000-1, Toyohira, Chino, Nagano, 391-0292 Japan

E-mail:<sup>†</sup>jgh{10629, 10607}@ed.suwa.tus.ac.jp, <sup>††</sup>jg{108019, 108063}@ed.suwa.tus.ac.jp

<sup>††</sup>{otakenko, matsue}@rs.suwa.tus.ac.jp

**Abstract** A timing detection method using matched filter for continuous OFDM signals with known and fixed pilots in every fixed frame period, is studied. BER performance was evaluated under AWGN and 2-ray path fading condition. As a result, it is clarified that there is not much difference between the BER performance for the timing detection method and that for the cheat timing method

**Keyword** continuous OFDM signals, matched filter, correlation, symbol timing

### 1. まえがき

地上波デジタル放送や無線 LAN システムでは伝送路で発生するマルチパスフェージングに対して優れた符号誤り率特性を有する OFDM 変復調方式が採用されている[1][2][3]. 地上波デジタル放送では連続した信号が長時間伝送されるが、無線 LAN システムでは通信期間内にバースト状に伝送される。従って、両者において受信側に必要な自動周波数制御、タイミング検出、等化などの同期処理に必要な既知信号の送信に対する要求条件が異なってくる。無線 LAN システムなどのバースト伝送では、限られた時間内に同期処理が速やかに完了する必要がある。その条件を満たすために

は送信する既知信号は多くならざるを得ないため、多少の伝送効率の低下は許容される。一方、連続信号の場合、同期処理にバースト伝送よりも長く時間をかけても問題がないため、送信する既知信号は極力少なくして伝送効率を向上することが求められる[4][5].

今回、連続信号を対象として、受信側にて同期特性の優れたタイミング検出方式を検討した。タイミング検出方式としては、受信側において、既知信号に対する整合フィルタを用いる方法[6][7][8], OFDM 信号のサイクリックプレフィックスに注目して受信側においてその部分の相関値を検出する方法[9][10]などが考えられる。一般に、整合フィルタを用いる方式は伝送路

で発生するマルチパスフェージングや熱雑音に対して優れた同期特性を示すが、送信側にてある程度多くの既知信号が必要となり、伝送効率の低下を招くことが想定される。

連続 OFDM 信号に対して、一定間隔で既知の固定信号のみ伝送する区間を設けたフレーム構成を前提にして、受信側において整合フィルタによるタイミング検出方式を検討し、計算機シミュレーションにより、基本特性を明らかにしたので報告する。

## 2. 連続信号に対するタイミング検出方式

OFDM 変調方式ではマルチパスフェージングによる影響を抑圧するため、送信時にガードインターバルを付加する。同期検波する際には不要なため除去する必要があり、ガードインターバルを除去する際にシンボル・タイミングの検出が必要となる。本報告では連続 OFDM 信号に対して、マルチパスフェージングや熱雑音に対して優れた整合フィルタを用いたタイミング検出法を検討する。

### 2.1. 整合フィルタによる相関値算出の動作原理

本報告で用いた送受信機構成を図 1 に示す。

図 1 より、データ生成後データサブキャリアの変調を行い、IFFT をした後ガードインターバルを付加している。伝搬路を通過した後、タイミング検出を行い、ガードインターバル除去をする。その後 FFT、等化処理、データサブキャリア復調をし、データ出力を行う。今回検討したタイミング検出部の処理として、整合フィルタを用いた動作原理を図 2 に示す。

OFDM 変調方式において、マルチキャリア変調ベースバンド信号  $B(t)$  は式(1)となる。

$$B(t) = \sum_{l=0}^{N-1} (a_l + jb_l) (\cos 2\pi f_l t + j \sin 2\pi f_l t) \\ = \sum_{l=0}^{N-1} c_l e^{j2\pi f_l t} = d(t) \quad (1)$$

そして  $d(t)$  を  $1/(Nf_0)$  の間隔で標本化した標本値は、

$$d_k = d\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \sum_{l=0}^{N-1} c_l e^{j2\pi f_0 \frac{lk}{Nf_0}} = \sum_{l=0}^{N-1} c_l \left( e^{j\frac{2\pi}{N}} \right)^{lk} \quad (2)$$

となる。ここで、 $f_0$  はサブキャリアの周波数間隔、 $N$  はサブキャリア数、 $d_k$  は複素データシンボル  $c_l (= a_l + jb_l)$  を IFFT したものである。ただし、 $k$  は 1OFDM シンボル内での標本点を表しており、 $k=0,1,\dots,N-1$  である。その後、ガードインターバルが  $d_k$  に付加され、 $N+G$  の標本点となる、 $N+G$  の  $G$  は IFFT 後の信号よりコピーされたガードインターバルのポイント数である。その信号は D/A 変換され、搬送波を掛け合わせることで、送信信号が生成される。

受信機では、受信信号をダウンコンバージョンし、

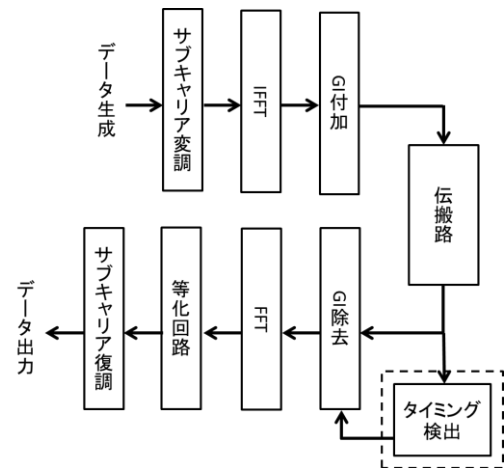


図 1. OFDM 送受信機構成

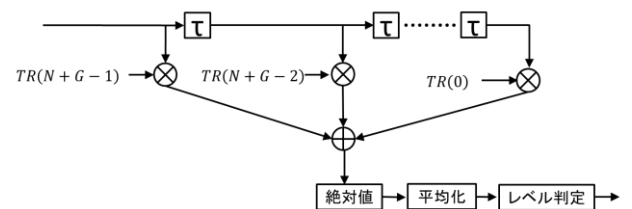


図 2. タイミング検出部構成

ベースバンド信号を得る。その後、シンボル・タイミングの検出が行われる。図 2 に示すように  $N+G$  の広がりを持つ整合フィルタを用いることで、ある相関値を得ることができる。標本化した受信ベースバンド信号を  $B(k/Nf_0)$   $k=0,1,\dots,N-1$  とすると、相関出力は

$$D_k = \sum_{i=0}^{N-1} TR(i) B\left(\frac{k-i}{Nf_0}\right) \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (3)$$

となり、相関値の絶対値を取りピーク検出を行う。

$$|D_k| = \left| \sum_{i=0}^{N-1} TR(i) B\left(\frac{k-i}{Nf_0}\right) \right| \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (4)$$

ただし、 $TR(i)$  は既知信号の各標本点である。

### 2.2. タイミング検出方式の概要

フレーム構成を図 3 に示す。サブキャリア数  $N=1024$ 、1 フレーム当り  $M$  OFDM シンボルとし、そのうち 0 シンボル目から  $L-1$  シンボルまでを既知の固定パターンとする。この既知信号に対して整合フィルタにより相関値を算出しタイミング検出する。

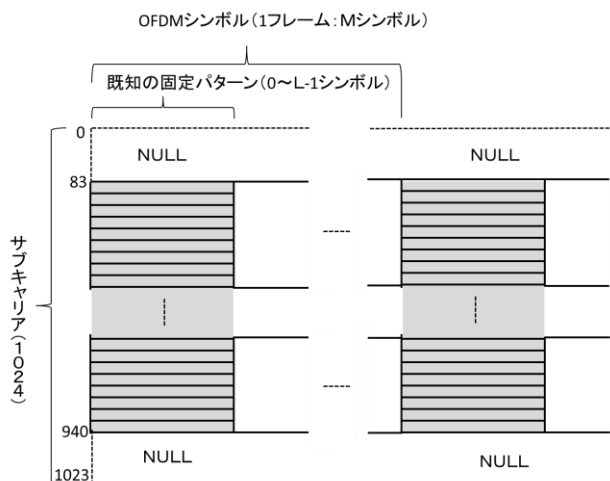


図 3. フレーム構成

本稿で使用するタイミング検出を行うための OFDM 信号を 1 フレーム当り  $M=408$  OFDM シンボル, 既知信号となる固定パターンを 0 番目から  $L-1$  ( $L=24$ ) シンボルを想定する. 図 2 より, 受信した OFDM 信号を整合フィルタに通過させ, 相関値の算出を行う. この整合フィルタの処理として, 既知信号から生成したフィルタ係数をあらかじめ入力させておき, 受信した信号とフィルタ係数の相関値が計算される. つまり受信信号とフィルタ係数(既知の OFDM シンボル)が一致したとき大きな相関値が出力される. 一例として今回のフレーム構成で算出した相関値を図 4(a)に示す. 図 4(a)より 24OFDM シンボル分の相関値が確認できる.

相関値を検出後, さらに雑音を除去するために平均処理を行う. その後, 判定閾値により信号レベルを判

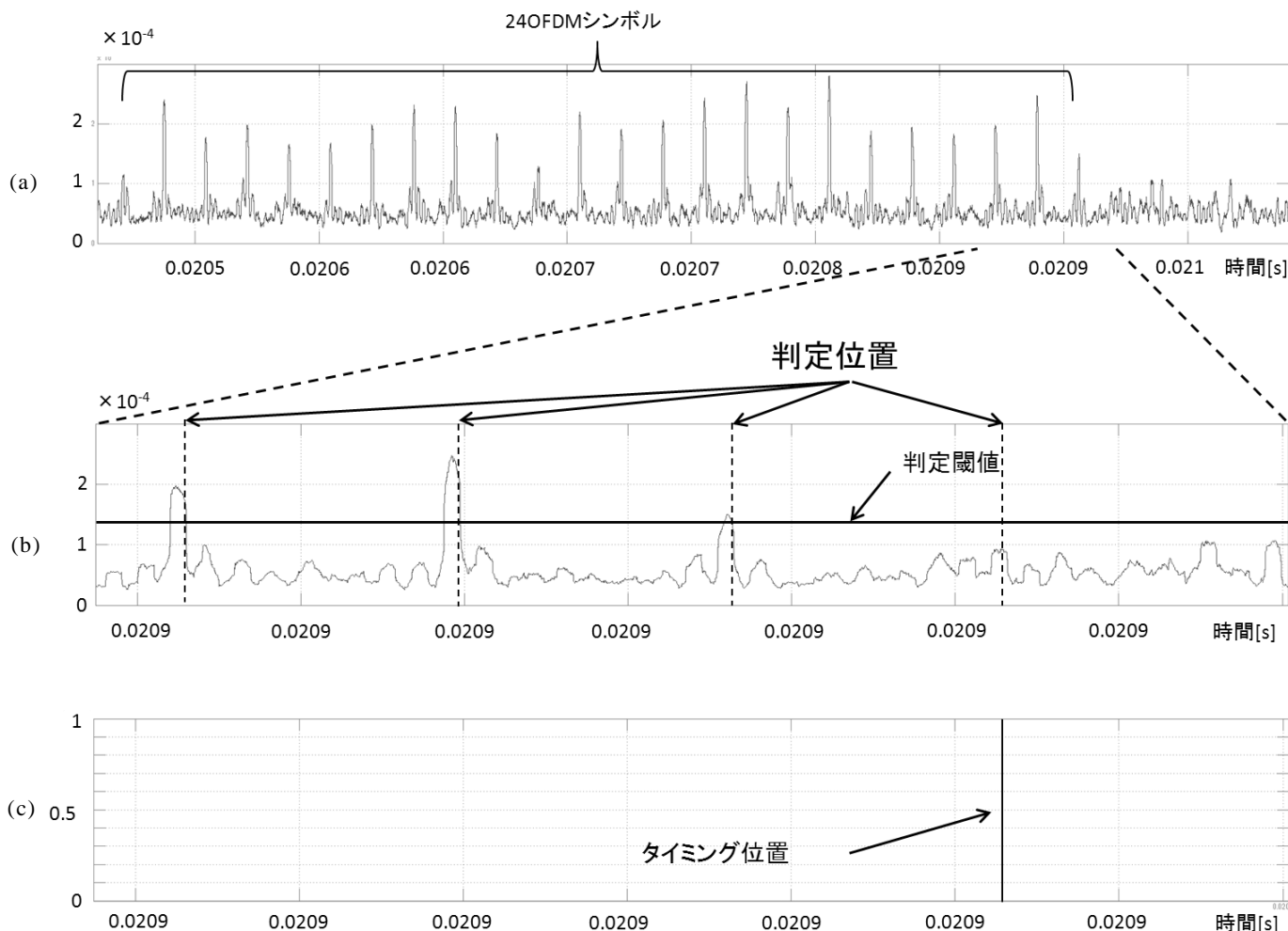


図 4. タイミング検出の流れ

(a). 相関値の一例 (b). 判定閾値によるレベル判定 (c). タイミング位置

定し、タイミング位置を決定する。図 4(b)に判定閾値、図 4(c)にタイミング決定の様子を示す。

図 4(b)は、22 番目から 24 番目までのシンボル時間的に拡大したものである。この相関値から判定閾値によるレベル判定を行い、タイミングを検出する。

判定の間隔は 1 シンボルごとに行い、判定閾値を超えなかった場合はその位置をシンボル・タイミングとして検出する。図 4(b)より、24OFDM シンボルの相関値まで判定閾値を超えていることが分かる。そして、25OFDM シンボル以降は既知の固定パターンではない、ため判定閾値に相関値が到達しない。このため図 4(c)を確認すると、25OFDM シンボル目をタイミング位置として決定していることが確認できる。

### 3. 計算機シミュレーションによる特性評価

#### 3.1. シミュレーション諸元

タイミング検出方式の有用性を確認するため、計算機シミュレーションを行った。信号の主要諸元を表 1 に示す。FFT ポイント数 1024, キャリア間隔 63.5kHz, データサブキャリアは対フェージング特性に優れた BPSK を用いた。シンボル数は 1 フレーム当り 408OFDM シンボル, そのうちの 24OFDM シンボルを既知固定パターンとする。有効シンボル長  $15.75 \mu s$ , ガードインターバル長はその 16 分の 1 の  $0.98 \mu s$ , シンボル長をあわせて  $16.74 \mu s$  とし, 全体のフレーム長は  $6.83ms$  とした。

#### 3.2. AWGN 下における基本特性

C/N 値を 0dB から 8dB まで可変し信号誤り率を測定した。このとき、判定閾値を  $1.0e-4$ ,  $1.3e-4$ ,  $1.5e-4$ , の 3 通りについて測定した。その結果を図 5 に示す。図 5 より判定閾値が  $1.3e-4$  のとき、誤り率が一番小さく最適値となった。 $1.0e-4$  の時は判定閾値が小さく雑音などもピーク位置として検出してしまうため、BER 特性が劣化したと考えられる。逆に  $1.5e-4$  の時は C/N 値が高くなると判定閾値に相関ピーク値が届かないため、タイミング位置を決定することができず、全エラーになったと考えられる。

この結果より判定閾値  $1.3e-4$  を用いてタイミング検出した場合と、カンニングタイミングの場合との BER 特性を比較検討した。その結果を図 6 に示す。図 6 よりタイミング検出時とカンニングタイミング時を比較すると、同等の BER 特性となった。このことから、タイミング検出機能を用いた場合もカンニングタイミングとほぼ同程度の動作をしていることを確認した。

#### 3.3. 2 波干渉フェージングによる BER 特性

2 波干渉フェージング環境下における BER 特性をシミュレーションにより求めた。その結果を図 7 に示す。カンニングタイミングと比較すると、低 C/N 値におい

表 1. OFDM 信号の主要諸元

FFTポイント数	1024
キャリア間隔[kHz]	63.5
データキャリア変調方式	BPSK
FFTサンプリングクロック [MHz]	65
シンボル数/フレーム	408
固定パターンシンボル数	24
有効シンボル長[ $\mu s$ ]	15.75
ガードインターバル長[ $\mu s$ ]	0.98(1/16)
シンボル長[ $\mu s$ ]	16.74
フレーム長[ms]	6.83

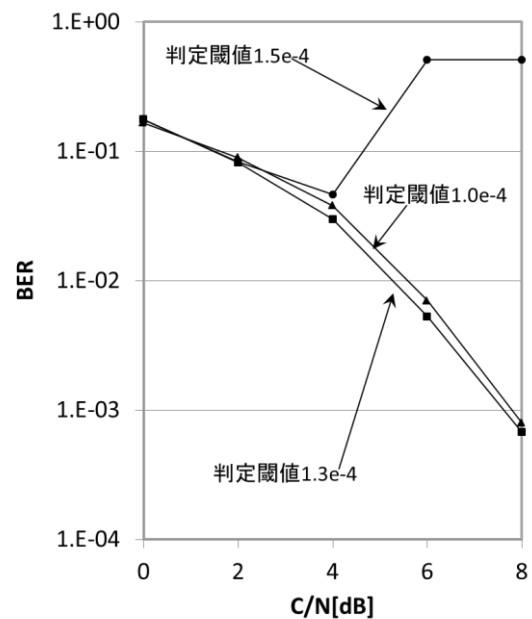


図 5.判定閾値の変化による BER 特性

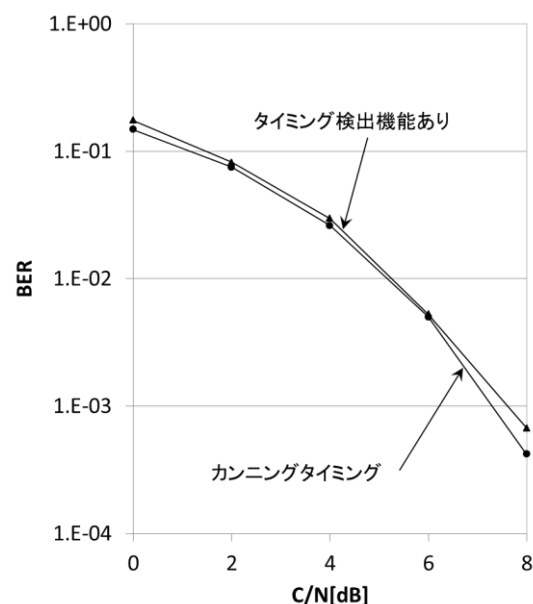


図 6.AWGN 下でのタイミング検出による BER 特性

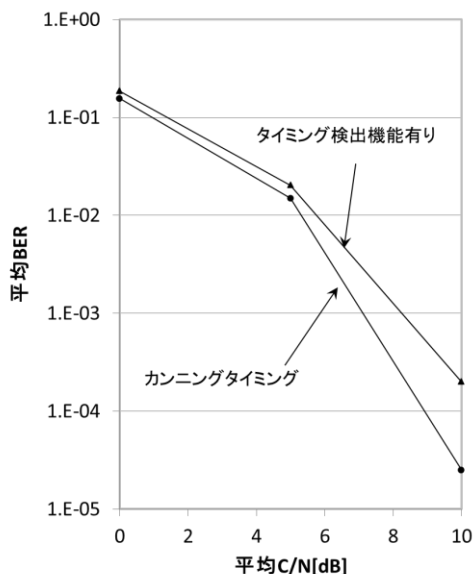


図 7.2 波干渉フェージング環境下でのタイミング検出 BER 特性

て同程度の動作を行っている。高 C/N 値では、タイミング検出時の BER 特性が最大 1 桁程度劣化しているが全体として良好な特性が得られることを確認した。

#### 4. まとめ

今回送信信号として一定間隔ごとに既知信号が存在する連続 OFDM 信号を想定し、整合フィルタを用いたタイミング検出方式の検討を行った。

その結果、AWGN 下において整合フィルタを用いたタイミング検出方式により復調した場合の BER 特性と、正確なタイミング同期をとり復調した場合の BER 特性を比較したところ、差異は見られなかった。一方で 2 波干渉フェージング環境下では整合フィルタを用いたタイミング検出方式の BER 特性は劣化したが、全体として良好なタイミング検出方式が実現できることを確認した。

#### 文 献

- [1]. IEEE Std 802.11g-1999 “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band”
- [2]. IEEE Std 802.11g-2003, “Part 11: Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) specifications: Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band”
- [3]. ARIB-STD=b31 “地上デジタルテレビジョンの伝送方式” 電波産業会, (2001)
- [4]. テレビジョン放送番組素材伝送用可搬形ミリ波帯デジタル無線伝送システム, “標準規格, ARIB-STD=b43 1.0 版” 電波産業会, 2008 年
- [5]. 鈴木慎一, 中川孝之, 池田哲臣, “ミリ波モバイルカメラ用 42GHz 帯送り返し伝送システムの開発”, 映像メディア学会技報, BCT2011-38, pp35-38, Feb. 2011 年

- [6]. 平 明德, 石津文雄, 三宅 真, “通信方式におけるタイミング同期に関する検討,” 信学会総合大会 B - 5 - 14, March 1999.
- [7]. 望月伸晃, 松本洋一, 溝口匡人, 鬼沢 武, 梅比良正弘, “OFDM 用周波数およびシンボルタイミング同期方式,” 信学技報, RCS98 - 21, pp.75 - 82 , Apr. 1998.
- [8]. 鬼沢 武, 溝口匡人, 熊谷智明, 高梨 斉, 守倉正博, “高速無線 LAN 用 OFDM 変調方式の同期系に関する検討,” 信学技報, RCS97 - 210, pp.137 - 142 , Jan. 1998.
- [9]. 関 隆史, 多賀 昇, 石川達也, “OFDM におけるガード期間を利用した新しい周波数同期方式の検討,” テレビジョン学会技術報告, ITE, Vol.19, No.38, pp.13 - 1 , Aug. 1995.
- [10]. 藤田千裕, 迫田和之, 鈴木三博, “OFDM のシンボルタイミング及び周波数同期に関する一検討,” 信学技報, RCS99 - 22, pp.51 - 56 , May 1999.