

OFDM 伝送システムに混入したバースト雑音の検出法

藤森 洋平^{*1}, 小川 佳彦^{*2}, 本間 光一^{*3}

The Detection Method of the Burst Noise Mixed in the OFDM Transmission System

by

Yohei FUJIMORI^{*1}, Yoshihiko OGAWA^{*2} and Koichi HOMMA^{*3}

(received on September 28, 2012 & accepted on December 4, 2012)

Abstract

This paper described the comparative evaluation result of the better detecting system of the burst noise mixed in the OFDM system. First, the detection performance of the amplitude of burst noise was improved by searching for the reverse characteristic of the characteristic acquired before. Next, position detection performance was evaluated using each RS slot magnitude comparison system, the amplitude detection system, the coherent detection system, and the RSslot interpolation system.

Keywords: OFDM, Wireless channel estimation, Burst Noise
キーワード: OFDM、無線チャネル推定、バースト雑音

1. 概要

次世代の無線通信方式には広帯域直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送方式が広く用いられる。本伝送システムに雑音が入力した場合その伝送特性 (無線回線推定特性とビット誤り率特性) が著しく劣化する。この雑音には受信器の入力端で生じる熱雑音と外部から加わるバースト雑音がある。熱雑音による無線回線推定歪の改善については WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) モデルを用い周波数域で雑音を抑制する無線回線推定方法を提案しその推定性能の向上を図った¹⁾。本稿ではバースト雑音による無線回線推定特性とビット誤り率特性の各劣化を改善するため、先ずこの雑音の振幅と位置の新しい検出法を提案しその評価結果と共に述べる。

この OFDM 伝送方式では送信データをパケット状にして伝送している。このため今までバースト雑音による伝送特性の劣化を ARQ (Automatic Repeat and reQuest) を用いパケットを再送することによって改善していた。この場合ビット誤り率特性の改善はできるがスループット特性は劣化する²⁾。本稿はバースト雑音による再送回数を低減するために 1 パケットの受信信号内で伝送特性を改善しスループット特性の劣化を防ぐ今までに殆ど提言されていない方法についての検討結果である。

2. 無線伝搬環境と OFDM 伝送システム

2.1 OFDM 伝送の無線伝搬環境

都市部を移動しながら携帯電話等の無線機器を利用する環境では基地局と移動局間の伝搬経路は遅延時間差のあるマルチパス伝送路となり周波数選択性フェージングの影響を受ける。この OFDM 伝送の場合伝送特性は 1 シンボル区間で線形時不変システムと見做すことができる。また受信器の入力端では熱雑音が生じ、さらに外部からバースト雑音に加わることになる。この移動無線伝搬路モデルを Fig.1 に示す。

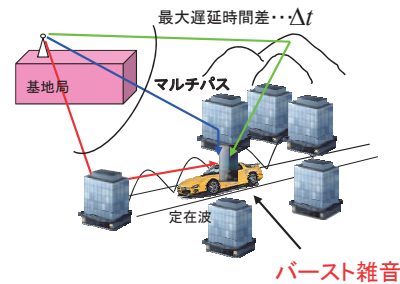


Fig.1 Environment of using mobile phone in urban

2.2 OFDM 伝送システム

本稿では、3GPP/LTE (4G)³⁾ の OFDM 伝送システムを対象にし、以下この主要諸元に基づいた検討を進める。先ず、この OFDM 伝送システムの構成を各部の信号名と共に Fig.2 に示す。

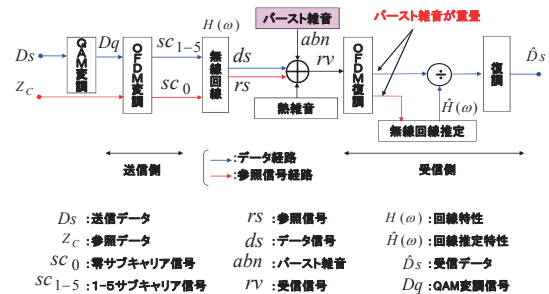


Fig.2 Structure of transmitter and receiver

*1 情報通信学研究科・情報通信学専攻・修士課程
Graduate School of Information and Telecommunication Engineering, Course of Information and Telecommunication Engineering

*2 パナソニック株式会社・次世代モバイル開発センター
Panasonic Corporation, Next-Generation Mobile Communications Development Center, Staff Engineer

*3 情報通信学部・通信ネットワーク工学科・教授
School of Information and Telecommunication Engineering, Department of Communication and Network Engineering, Professor

また前図の OFDM 変調の入力端における信号の配置を Fig.3 に示す。7OFDM シンボルを 1 サブスロットと呼び OFDM 信号をこの単位でパケット状にして伝送する。回線推定に用いるこの参照データは 7OFDM シンボル構成の 1 番目と 5 番目のシンボルにおける基本周波数 (15 [kHz]) の 6 の整数倍のサブキャリア周波数に配置される。本稿では伝送特性に最も悪影響を与える OFDM シンボルの 1 番目と 5 番目にバースト雑音が入った場合を想定して検討を進める。

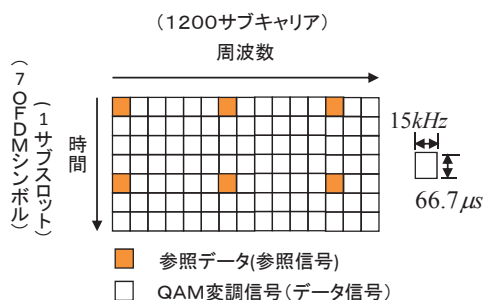


Fig.3 Frame format of the OFDM system

上記の参照データに Z_c (Zadoff-Chu) 系列を送信データにランダムデータを印加した場合の参照信号 (rs) とデータ信号 (ds) を模式的に Fig.4 に示す。サブキャリア番号 l は $l+6n(n=1, \dots, 200)$ の 200 本のサブキャリアを示す。この Fig.4 では上記の信号を各サブキャリア毎に抽出して表示している。基本周波数の 6 の整数倍のサブキャリアに存在する参照信号はサブキャリア番号 (l) が 0 の部分に示すように 6 周期の信号となる。ここで 1OFDM シンボル間隔を 6 等分した各 RS スロットを RS スロット番号 ($\#n$) で表わす。

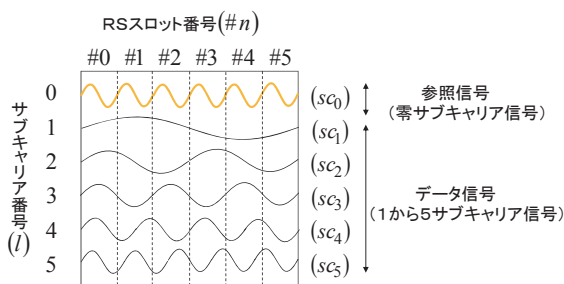


Fig.4 Time waveform of 1OFDM symbol

バースト雑音混入による伝送特性 (回線推定特性とビット誤り率特性) の劣化を改善するには Fig.4 の参照信号とデータ信号に混入したバースト雑音の振幅と位置を正確に検出する必要がある。

3. バースト雑音の検出

バースト雑音による伝送特性劣化の改善を実現するためには以下の 2 項目の検出が必要である。

- (1) バースト雑音の振幅
- (2) バースト雑音の位置

振幅検出については 3.1 節に、位置検出については 3.2 節に示す。本システムの評価には 3GPP の規格を基にして定めた以下の諸元を用いる。

Table 1 Simulation Parameters

設定項目	設定値	
搬送波周波数	3.5[GHz]	
受信帯域	18[MHz]	
サブキャリア間隔	15[kHz]	
OFDMフレーム長	66.7[μs]	
二次変調方式	OFDM	
一次変調方式	16QAM	
サブキャリア	データ信号	1000[本], 振幅:1[V]
	参照信号	200[本], Z_c 振幅:1[V]
無線回線特性	Vehicle A 120km/h	
バースト雑音の時間幅	1[μs]	
評価データ数	100サブスロット	

参照信号にはその時間波形が平坦となる Z_c 系列を用いる。参照データの系列番号を i , 参照信号数を N とするとこの系列は次式 (1) で表される。またデータ信号にはランダム信号を用いて評価を行う。

$$Z_c(i) = \left\{ \exp \left\{ -j \frac{2\pi i(i+1)}{N} \right\} \right\} \quad (1)$$

$$(N = 201, i = 0, 1, \dots, N - 1)$$

上記の参照信号とデータ信号にバースト雑音を印加した場合の時間信号波形を Fig.5 に示す。バースト雑音には赤色で示した 1[μs]程度長のランダム信号を用いる。

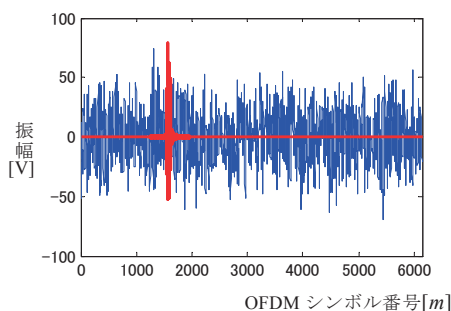


Fig.5 Received signal with burst noise

3.1 バースト雑音の振幅検出

バースト雑音振幅の評価尺度として 1OFDM シンボル区間の参照信号にデータ信号を加えた信号の振幅に対するバースト雑音の振幅の比率を示す振幅倍率 (a_b) を用いる。振幅検出については既に短区間実効値検波を用いた方法を提案している⁴⁾。まず振幅倍率を定めこれに対する短区間実効値の最大値 (σ_{max}) を求めこれを基にバースト雑音の振幅倍率の推定値を定める。このバースト雑音の振幅をパラメータにして振幅推定の性能特性を Fig.6 に示す。

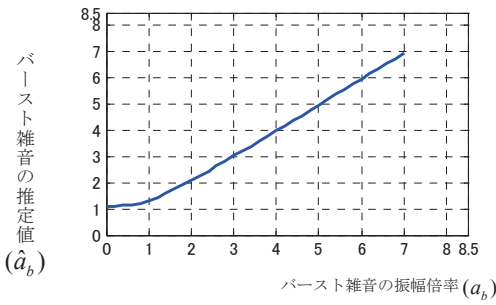


Fig.6 a_b vs. \hat{a}_b characteristic

振幅倍率が 0 から 1.5 において振幅倍率の推定値 (\hat{a}_b) に大きな誤差が生じている．そこでこの入出力特性を補正するためにこの特性を関数で表しその逆特性を求めることによってより正確な振幅倍率の推定値を得ることを考える．ここでバースト雑音の振幅倍率が零の時のバースト雑音の推定値を σ_{rd} とする．短区間実効値検波を用いた場合 σ_{rd} は 1.2 である．先ず上記の特性とこの σ_{rd} を Fig.7 に示す．またこの Fig.7 に示した \hat{a}_b を式(3)に代入し補正後のバースト雑音の振幅倍率の推定値 (a'_b) を求める．この式(3)の求め方については付録 1 に示す．

$$a'_b = 3.29 \sqrt{\hat{a}_b^{3.29} - \sigma_{rd}^{3.29}} \quad (3)$$

このようにして得られた推定特性を以下の Fig.7 に示す．

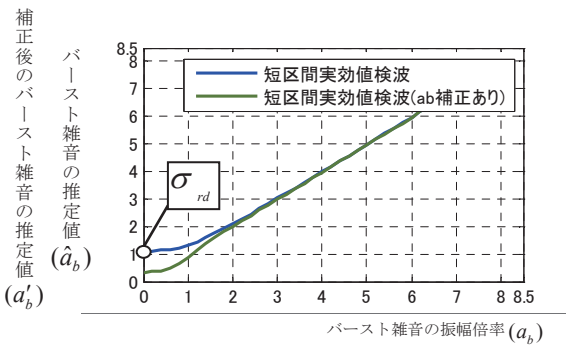


Fig.7 a_b vs. \hat{a}_b, a'_b characteristics

従来の方式ではバースト雑音の振幅倍率の検出範囲が 1.23 までであったが補正を施す方式により 0.35 までの広範囲に亘って振幅倍率の推定ができる．

3.2 バースト雑音の位置検出

本稿では RS スロット幅の精度で位置を検出する．すなわちバースト雑音の存在する RS スロット番号 (#n) の検出確率で位置検出の評価を行う．また、以下に (1) から (4) の 4 つの位置検出方式それぞれの方式提案と評価結果について 3.2.1 項に、次にそれら方式の比較評価結果を 3.2.2 項に示す．

3.2.1 4 方式の提案と性能評価結果

(1) 各 RS スロット信号の振幅比較方式

6 つの RS スロット信号毎の振幅を比較し、その最大値を有する RS スロット番号を求めることによりその位置を検出する．バースト雑音の振幅倍率をパラメータにしてその検出確率と誤検出確率を求めその評価結果を Fig.8 に示す．

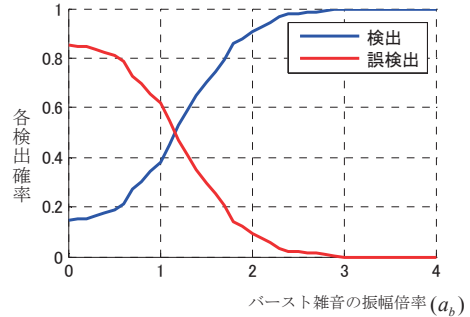


Fig.8 Detection probability characteristics (magnitude comparison system of each RS slot signal)

本方式の検出方法は原理的に明確であるが OFDM 受信信号波形の振幅変動が大きいため検出性能があまり良くない．

(2) 振幅検波方式

本方式は平均の区間を上記 (1) の RS スロット幅からバースト雑音幅程度に狭めることによりその検出性能を高める方式である．1 [μs] 幅で 10FDM シンボルに亘って順次振幅検波を行いその最大値 (σ_{max}) の位置を検出しそれが存在する RS スロットを見出し RS スロット番号を確定する、その評価結果を以下の Fig.9 に示す．

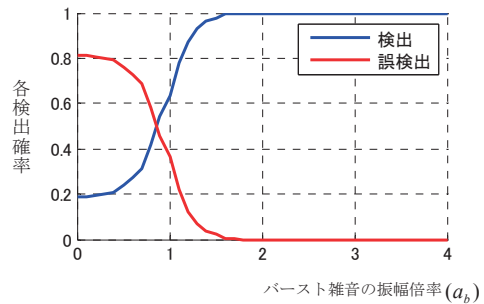


Fig.9 Detection probability characteristics (amplitude detection system)

振幅倍率が 1.16 において 50% の確率でバースト雑音を検出できた (1) 方式に比べて本方式は振幅倍率が 0.87 でバースト雑音を検出できるまで性能の改善ができる．

(3) 同期検波 (相関受信器による振幅検波) 方式

バースト雑音を検出するに当たり信号対雑音比を最大にする整合フィルタの導入を考える．これを実現するに当たりその性能が整合フィルタと同等である相関受信器を導入する．先ず相関受信器の構成を Fig.10 に示す．

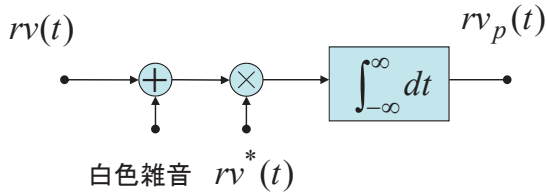


Fig.10 Structure of correlation receiver

Fig.10 で入力信号 $rv(t)$ をバースト雑音に、白色雑音をデータ信号に参照信号を加えた信号に置き換える。データ信号と参照信号は平坦な周波数特性を有し、この信号が周波数選択性フェージングを有する無線伝搬路を通過しても周波数特性がほぼ平坦と考えられるのでこの信号は白色雑音と見なすことができる。

この相関受信器を実現するためには Fig.10 に示すようにバースト雑音の複素共役信号が必要となる。零サブキャリア信号は6周期のバースト信号 (abn_c) と参照信号からなりこの信号から参照信号を除去することによりバースト雑音の波形が抽出できる。この零サブキャリア信号からバースト雑音を抽出した信号例を Fig.11 に示す。バースト雑音の零サブキャリア成分が6周期波形になることについては付録2に示す。

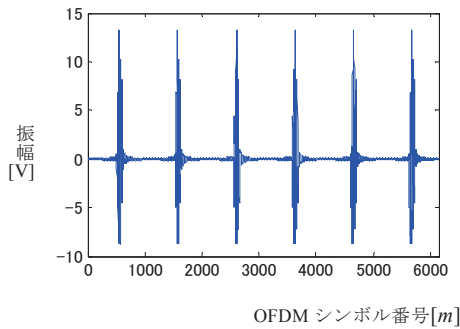


Fig.11 Waveform of burst noise of six cycles (abn_c)

この方式でバースト雑音を検出する構成を Fig.12 に Fig.10 と対応させて示す。 ds はデータ信号、 rs は参照信号、 \hat{rs} は参照信号の推定値、 abn はバースト雑音を表す。

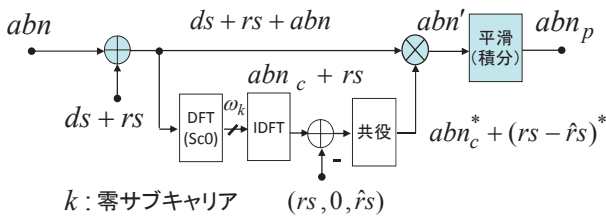


Fig.12 Structure of coherent detection

本方式は Fig.5 に示すバースト雑音が混入した受信信号に Fig.11 に示す6周期信号となるバースト雑音の複素共役信号を乗じた後振幅検波とバースト雑音幅と同程度長の平滑化を行うことによって実現する(この方式を同期検波方式と呼

ぶ)。次にこの信号の最大値を検出しバースト雑音の存在する RS スロット番号 ($\#n$) を定める。

Fig.12 に示すようにこの6周期のバースト雑音 (abn_c) を抽出するには Fig.12 に示すように回線推定で抽出した参照信号が必要となる。以下に3種の参照信号を用い6周期のバースト雑音を求めた場合のバースト雑音位置の検出性能を順次示す。

- ・参照信号が既知 (rs)
- ・参照信号が未推定 (0)
- ・参照信号を推定 (\hat{rs})

(i) バースト雑音の零サブキャリア信号 (abn_c) による同期検波 (参照信号が既知)

この検波方式は零サブキャリア信号から既知の参照信号を除去することによって得られる正確な6周期のバースト雑音を用い同期検波を行う。この位置検出の性能評価結果を Fig.13 に示す。この特性は同期検波方式の性能限界を示している。

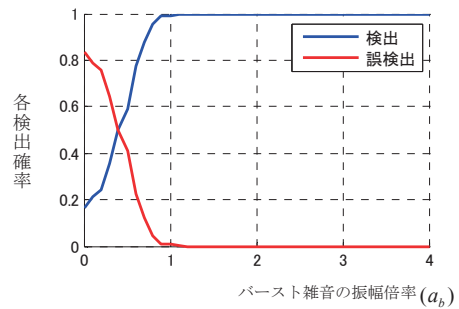


Fig.13 Detection probability characteristics (using known reference signal)

バースト雑音の振幅倍率0.87で50%の確率でバースト雑音を検出できた(2)の振幅検波方式に比べ本方式はバースト雑音の振幅倍率が0.41まで検出できる可能性を示している。

(ii) 受信信号の零サブキャリア信号 ($abn_c + rs$) による同期検波 (参照信号を未推定)

受信信号から6周期のバースト雑音信号を抽出することは容易ではない。そこで受信信号の零サブキャリア信号をそのまま用いて同期検波を行う。この場合の位置検出の性能評価結果を Fig.14 に示す。

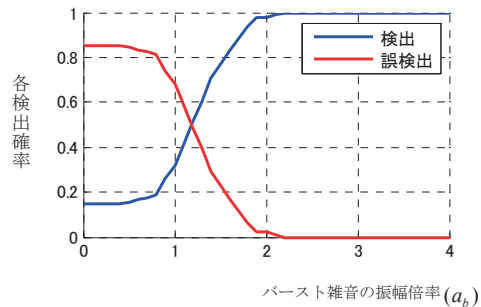


Fig.14 Detection probability characteristics (no using reference signal)

Fig.11に示すバースト雑音の零サブキャリア信号に参照信号が混入するので(i)の特性の限界に比べて検出性能が大分劣化する。

(iii) 受信信号の零サブキャリア信号から回線推定による参照信号を除去した信号 ($abn_c + (rs - \hat{r}s)$) による同期検波 (参照信号を推定)

上記 (ii) の特性を (i) の最適な特性に近づけるために受信信号の零サブキャリア成分から WSSUS モデルを用いて推定した参照信号成分を除いた信号 ($abn_c + (rs - \hat{r}s)$) を用いて同期検波を行う。この位置検出の性能評価結果を Fig.15 に示す。

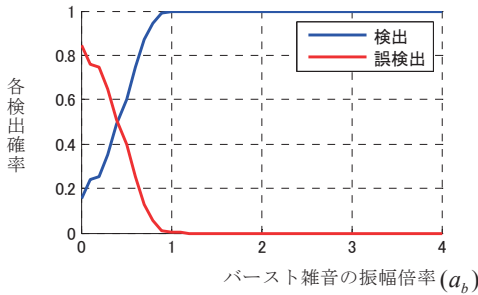


Fig.15 Detection probability characteristics (using estimated reference signal)

WSSUS モデルによる回線推定方式を用い受信信号からバースト雑音の6周期の信号を抽出しそれを用いて同期検波を行う提案方式(iii)は(i)の同期検波の限界性能と同等の検出性能を得ることができる。

(4) 内挿補間方式

#1 の RS スロットで内挿補間の処理を行う場合の概要を Fig.16 に示す。1OFDM 信号から#1 の RS スロット信号を除いた各 5RS スロット信号を抽出加算し、元の 1OFDM 信号の#1 の RS スロットに挿入する。この処理を RS スロット単位の内挿補間と呼ぶ。

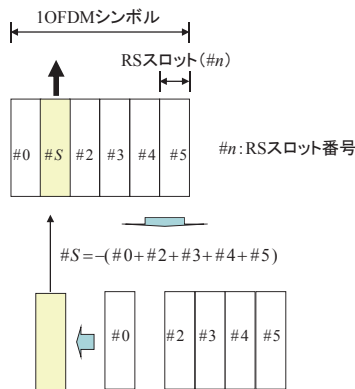


Fig.16 Interpolation system

次に参照信号とデータ信号からなる受信信号を#1 の RS スロットで内挿処理を施した信号を Fig.17 に示す。

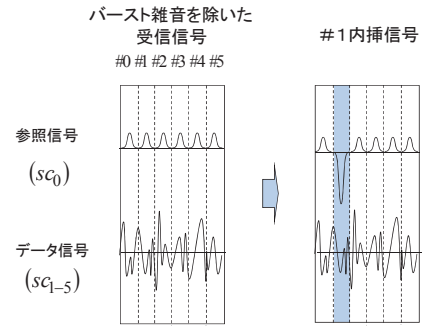


Fig.17 Interpolation of received signal

この図からもわかるように

- (1) バースト雑音を除いた受信信号の零サブキャリア信号 (参照信号) は 6 周期波形となる。
- (2) 零サブキャリア信号以外 (データ信号) の内挿信号は内挿前の信号と同じ波形になり、零サブキャリア信号 (参照信号) の内挿信号は内挿補間前を-5 倍とした信号となる。

これらの説明は付録 3 に示す。

次にバースト雑音の位置検出手順を示す。すなわち受信信号の#0から#5の各RSスロットに対してそれぞれ内挿補間処理を行いそれら6つの1OFDM信号の実効値の内最小となる内挿処理を見出すことによりバースト雑音が付加されているRSスロット番号(#n)を検出する。この様子を Fig.18 に示す。左翼の信号は受信信号であり、真ん中の信号は#0で内挿補間処理を行った信号、右翼は#1で内挿補間処理を行った信号である。この図から#1の内挿信号はバースト雑音除去され、その他のRSスロットで内挿補間を施した信号は2つのバースト雑音を含むことになる。一方データ信号はすべて同一。参照信号もその最大の位置はそれぞれ異なるが波形は同一となる。

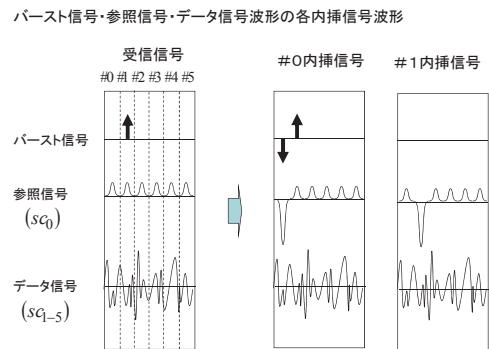


Fig.18 Interpolation of received signal (with reference signal)

(i) 受信信号から参照信号を完全に除去した場合の内挿補間方式

この方式は検出性能を劣化させる参照信号を受信信号から完全に取除いた信号に対して内挿補間を施す方式であり、この方式はバースト雑音の位置を最も正しく検出でき内挿補間方式の検出限界を与える。この位置検出の性能評価結果を Fig.19 に示す。

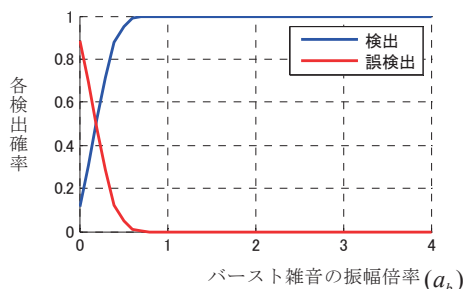


Fig.19 Detection probability characteristics (using known reference signal)

本方式は Fig.18 に示す参照信号が取り除かれているためにどんな小さなバースト雑音に対してもその位置を検出できるように思える。しかしデータ信号とバースト雑音が完全に無相関とならないためにバースト雑音の全ての振幅でその位置を完全に検出する迄には至っていない。しかし前述の同期検波方式よりもより良い検出性能が得られる。

(ii) 受信信号をそのまま用いた場合の内挿補間方式

回線推定で求めた参照信号を用いず受信信号を直接内挿補間した場合の位置検出の性能評価結果を Fig.20 に示す。

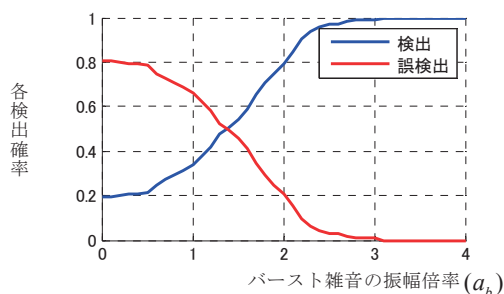


Fig.20 Detection probability characteristics (no using reference signal)

Fig.18 に示すように内挿補間によりバースト状の大きな参照信号が生じ、この信号とデータ信号が大きな相関を有するため(i)の方式と比べて検出性能が大幅に劣化する。

(iii) 推定した参照信号を受信信号から除去した場合の内挿補間方式

受信信号から WSSUS モデルを用いて推定した参照信号を除去し内挿補間を用いバースト雑音の位置を検出する。その性能評価結果を Fig.21 に示す。

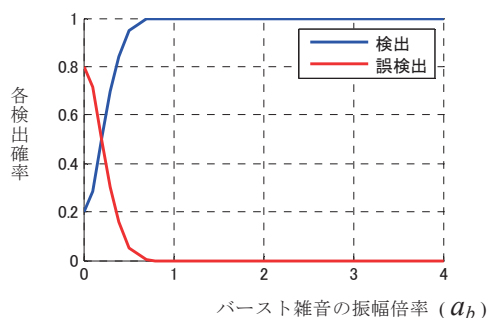


Fig.21 Detection probability characteristics (using estimated reference signal)

本方式は(i)の参照信号を完全に取り除いた限界性能と同等の検出性能が得られる。

3.2.2 4方式の位置検出性能の比較評価結果

本項の提案では各方式の限界性能ではなく実際に受信信号からバースト雑音の位置を検出する(1), (2), (3), (4)の各バースト信号の位置検出方式を比較評価(検出確率のみ)した結果を Fig.22 にまとめて示す。

最初に提案した検出方式(1)では振幅倍率 1.16 で(2)では振幅倍率 0.87 で(3)では振幅倍率 0.41 で(4)では振幅倍率 0.20 でバースト雑音が 50%の確率で検出でき、受信信号よりも小さなバースト雑音でもその位置を検出が可能となる。

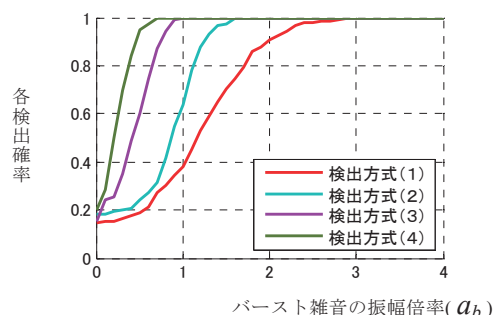


Fig.22 Detection probability characteristics (Various detection systems)

4. まとめ

バースト雑音による伝送特性(無線回線推定特性・ビット誤り率特性)劣化の改善を実現するためにはその振幅と位置の検出が必要である。

従来の振幅倍率の推定方式では受信信号に対するバースト雑音の振幅倍率が 1.23 迄の範囲でしか推定出来なかった。それに対してこの推定特性を補正することにより 0.35 迄の範囲に亘って振幅倍率の推定が可能となった。

位置の検出については(1)各 RS スロット信号の振幅比較方式(2)振幅検波方式(3)同期検波方式(4)内挿補間方式の4方式について提案しそれらの評価を行った。特に(3)同期検波方式と(4)内挿補間方式ではそれら検出方式の限界を示した。次に各方式の限界性能ではなく実際に受信信号からバースト雑音の位置を検出する方式を提案しその性能が限界まで到達していることを示した。各提案方式の検出性能は、上記(1)の検出方式では振幅倍率が 1.16 で、(2)では振幅倍率が 0.87 で、(3)では振幅倍率が 0.41 で、(4)では振幅倍率が 0.20 でバースト雑音が 50%の確率で検出出来た。

今後、これらバースト雑音の振幅と位置の検出方式を用い伝送特性(回線推定特性とビット誤り率特性)の改善向上を図る。

参考文献

- 1) 山下他, "WSSUS モデルを用いた広帯域 OFDM システムの無線伝送推定方法の検討", 東海大学紀要情報理工学部, Vol.2 No.1 2009

- 2) 原田他, "Super 3G (LTE) の方式概要および実験結果", NTT 技術ジャーナル 2008.11
- 3) <http://www.3gpp.org/>
- 4) 藤森他, "WSSUS モデルを用いた広帯域 OFDM 伝送システムに混入したバースト雑音の検出性能比較評価法", 東海大学 紀要情報通信学部, Vol.5 No.1 2012

付録1

式 (3) の導出を以下に示す。

先ずFig.7に示すバースト雑音の振幅倍率 (a_b) 対バースト雑音の振幅倍率の推定値 (\hat{a}_b) の特性を関数で近似することを考える。以下に示すこの関数を次の条件で決定する。ただし σ_{rd} は振幅倍率 (a_b) が零の時のその推定値 (\hat{a}_b) である。

$$\hat{a}_b = f(a_b)$$

条件

- (1) a_b が零の時に \hat{a}_b が σ_{rd} となる。
- (2) a_b が大きい時に \hat{a}_b は a_b に近づく。
- (3) a_b が σ_{rd} と等しい時 \hat{a}_b が a_b の $\sqrt{2}$ 倍である。

次式をこの近似関数として用いる。

$$\hat{a}_b = \sqrt[c]{a_b^c + \sigma_{rd}^c} \quad (c: \text{定数})$$

上式は既に前記条件 (1) と (2) を満たす。次に条件 (3) を満たす c の値を決定する。上式を用いこの条件 (3) を満たす c を求めると 3.29 となる。このようにして求めた近似式を以下に示す。

$$\hat{a}_b = \sqrt[3.29]{a_b^{3.29} + \sigma_{rd}^{3.29}}$$

次に上式の逆関数を求めることにより補正したバースト雑音の振幅倍率 (a'_b) が次式として得られる。

$$a'_b = \sqrt[3.29]{\hat{a}_b^{3.29} - \sigma_{rd}^{3.29}}$$

付録 2

バースト雑音から零サブキャリア信号を抽出した信号が 6 周期のバースト雑音となることを以下に示す。

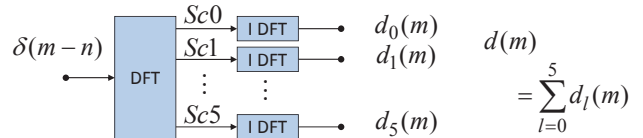
バースト雑音はデルタ関数の集まりと考えられる。ここでは簡単のため n サンプルだけ遅延したデルタ信号 $\delta(m-n)$ をバースト雑音と考える。この信号と対応する周波数スペクトル $\Delta(k)$ を以下に示す。ただし N は 1OFDM 信号のサンプル総数とする。

$$\delta(m-n) \leftrightarrow \Delta(k) = e^{-j2\pi mk/N} \quad (m=0,1,\dots,N-1)$$

この $\Delta(k)$ を逆フーリエ変換で時間信号に戻す。この信号は上記デルタ関数の別表現である。

$$d(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \Delta(k) e^{j2\pi mk/N} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(m-n)k/N}$$

次に、この信号から 6 サブキャリア信号成分を抽出する構成を下図に示す。この l 番目のサブキャリア信号を $d_l(m)$ ($l=0,\dots,5$) とする。



このサブキャリア信号 $d_l(m)$ は前式の k を $k=6i+l$ ($k=0,\dots,N-1$; $i=0,\dots,N/6-1$; $l=0,\dots,5$) と置き換えることにより得られる。

$$d_l(m) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N/6-1} e^{j2\pi(m-n)(6i+l)/N} = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N/6-1} e^{j2\pi(m-n)6i/N} \right) e^{j2\pi(m-n)l/N} \quad (l=0,\dots,5)$$

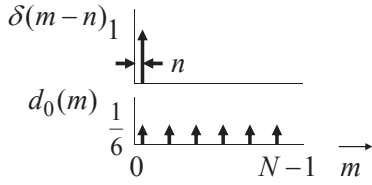
ここで、 $l=0$ と置くことにより零サブキャリア信号が得られる。

$$d_0(m) = \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N/6-1} e^{j2\pi(m-n)6i/N} \right) e^{j2\pi(m-n)0/N} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi(m-n)i/M} \quad (M = \frac{N}{6})$$

指数関数の性質から上式は $m-n=pM$ ($p=0,\dots,5$) を満たす m の時のみ $1/6$ で他は零となる。

$$= \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi(m-n)i/M} \Big|_{m-n=pM} = \frac{1}{6} & (m = n + pM) \\ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi pi} \Big|_{m=n+pM} = \frac{1}{6} & \\ 0 & (m \neq n + pM) \end{cases} = \frac{1}{6} \sum_{p=0}^5 \delta(m-n-pM) \quad (m=0,\dots,N-1)$$

この $\delta(m-n)$ と $d_0(m)$ の波形を以下に示す。この様にバースト信号から零サブキャリア信号を抽出した信号は 6 周期のバースト信号となる。



付録 3

ここでは以下に示す 2 点について述べる。

- (1) バースト雑音を除いた受信信号の零サブキャリア信号 (参照信号) は 6 周期波形となる。
- (2) 零サブキャリア信号以外 (データ信号) の内挿信号は内挿前の信号と同じ波形になり, 零サブキャリア信号 (参照信号) の内挿信号は内挿補間前を-5 倍とした信号となる。

まず、(1) について述べる。

N 点の OFDM 変調入力に無線回線の伝達特性を乗じた信号のスペクトルを $F(k)$ ($k=0,1,\dots,N-1$) とすると, その時間信号 $f(m)$ ($m=0,1,\dots,N-1$) はフーリエ逆変換により次式で得られる。

$$f(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k) e^{j2\pi mk/N} \quad (m=0,1,\dots,N-1)$$

ここで上記信号を 6 つのサブキャリア信号に分解するために k を $k=6i+l$ ($i=0,\dots,M-1$ $l=0,\dots,5$) で置き換える。ただし $M=N/6$ とする。次にこの式を前式に代入する。

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^5 \sum_{i=0}^{M-1} F(6i+l) e^{j2\pi m(6i+l)/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{l=0}^5 \left(e^{j2\pi ml/N} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i+l) e^{j2\pi mi/M} \right) \end{aligned}$$

その各サブキャリア時間信号 $f_l(m)$ ($m=0,1,\dots,N-1$) は次式となる。

$$f_l(m) = \frac{1}{N} e^{j2\pi ml/N} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i+l) e^{j2\pi mi/M} \quad (m=0,1,\dots,N-1)$$

上式で $f_l(m)$ は参照信号 (rs), $f_{1-5}(m)$ はデータ信号 (ds) に対応する。このバースト雑音を除いた受信信号の l サブキャリア信号の n 番目の RS スロット信号 $f_{l,n}(j)$ ($j=0,1,\dots,M-1$) 求めるため時間サンプル m を次式で置き換え

$$m = j + nM \quad (j=0,\dots,M-1 \ ; n=0,\dots,5)$$

前式の $f_l(m)$ に代入する。

$$\begin{aligned} f_{l,n}(j) &= \frac{1}{N} e^{j2\pi(j+nM)l/N} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i+l) e^{j2\pi(j+nM)i/M} \\ &= \frac{1}{N} e^{j2\pi jl/N} e^{j2\pi nl/6} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i+l) e^{j2\pi ji/M} e^{j2\pi ni} \\ &= \frac{1}{N} e^{j2\pi jl/N} e^{j2\pi nl/6} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i+l) e^{j2\pi ji/M} \\ &\quad (j=0,\dots,M-1 \ ; n=0,\dots,5 \ ; l=0,\dots,5) \end{aligned}$$

零サブキャリア信号 (参照信号) の n 番目の RS スロット信号は上式で $l=0$ と置く事により次式で与えられる。

$$f_{0,n}(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i) e^{j2\pi ji/M} \quad (j=0,\dots,M-1 \ ; n=0,\dots,5)$$

上式は n の関数とならないので零サブキャリア信号 (参照信号) は RS スロット単位の 6 周期信号となる。

次に、先に述べた (2) について述べる。

l サブキャリア信号の n_0 番目の RS スロットにおける内挿信号 $p_{l,n_0}(j)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} p_{l,n_0}(j) &= - \sum_{n=0,\neq n_0}^5 f_{l,n}(j) \quad (j=0,\dots,M-1) \\ &= - \sum_{n=0,\neq n_0}^5 \left(\frac{1}{N} e^{j2\pi jl/N} e^{j2\pi nl/6} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i+l) e^{j2\pi ji/M} \right) \\ &= - \frac{1}{N} e^{j2\pi jl/N} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i+l) e^{j2\pi ji/M} \sum_{n=0,\neq n_0}^5 e^{j2\pi nl/6} \end{aligned}$$

零サブキャリア以外の内挿信号は $l \neq 0$ と置き指数関数の性質を考慮することにより次式が得られ内挿前の信号と等しく (データ信号は無変化) なる。

$$p_{l=1-5,n_0}(j) = \frac{1}{N} e^{j2\pi jl/N} e^{j2\pi n_0 l/6} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i+l) e^{j2\pi ji/M} = f_{l,n_0}(j) \quad (l=1,\dots,5)$$

一方 $l=0$ と置くことにより次式が得られる。

$$p_{0,n_0}(j) = -5 \cdot \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{M-1} F(6i) e^{j2\pi ji/M} = -5 f_{0,n}(j)$$

よって零サブキャリアの内挿信号は内挿前の信号 (参照信号の 1RS スロット信号) の-5 倍となる。

この様に零サブキャリア信号以外 (データ信号) の内挿信号は内挿前の信号と同じ波形になり, 零サブキャリア信号 (参照信号) の内挿信号はその RS スロットで内挿前の信号の-5 倍となる。