

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

藤森 洋平^{*1}, 熊谷 数馬^{*2}, 小川 佳彦^{*3}, 本間 光一^{*4}

The Detection Performance Comparative Evaluation Method of the Burst Noise Mixed in the OFDM System

by

Yohei FUJIMORI^{*1}, Kazuma KUMAGAI^{*2}, Yoshihiko OGAWA^{*3} and Koichi HOMMA^{*4}

(received on March 30, 2012 & accepted on July 3, 2012)

Abstract

This paper described how to carry out comparative evaluation of the detection performance of the burst noise mixed in the OFDM system. First, in order to perform comparative evaluation of the detection performance of burst noise, three comparative evaluation items, i.e., sensitivity, range, and accuracy were degenerated to two, range and accuracy. Next, the two items, i.e., range and accuracy were evaluated respectively and comparative evaluation of each detection system was carried out quantitatively.

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。その復調には周波数選択性を有する無線回線特性を高精度に推定することが求められる。筆者らはこれに WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) モデルを用い周波数域で雑音を抑圧する無線回線推定方法を提案しその性能の向上を図った¹⁾。しかし、受信信号にバースト雑音が混入するとその性能が著しく劣化する。この改善のためにはバースト雑音の検出が必要である。そこで、より良いバースト雑音検出法を見出すために本稿ではその検出性能の定量的比較評価方法について述べる。

2. バースト雑音に対する回線推定精度の改善

2.1 広帯域無線回線特性

都市部を移動しながら携帯電話を利用する環境ではマルチパスの経路によって遅延時間差が生じる。この移動無線

伝搬路モデルを Fig.1 に示す。

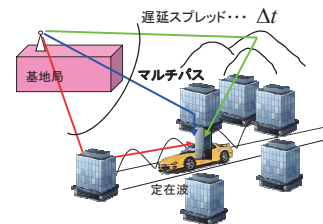


Fig.1 Environment of using mobile phone in urban

ところで、通信の高速化を実現するためには回線の広帯域化が必要であり、Fig.1 で示したような環境で広帯域伝送を行うと Fig.2 に示す周波数選択性フェージングが生じる。このフェージングにより受信信号の振幅・位相に歪みが生じ正しく受信することが困難となる。この特性をフラットに等化することで正しく受信することができる。これを実現するにはこの周波数特性を正確に推定する必要がある。

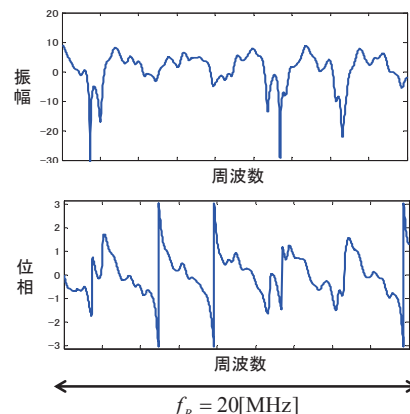


Fig.2 Frequency selective fading characteristic

*1 情報通信学部・通信ネットワーク工学科
School of Information and Telecommunication Engineering,
Department of Communication and
Network Engineering, Student
*2 工学研究科・情報通信制御システム工学専攻・修士課程
Graduate School of Engineering, Course of Computer and
Communications, Graduate Student
*3 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, Chief Engineer
*4 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

2.2 無線回線特性推定法

OFDM 伝送における無線回線特性の推定はデータ信号を伝送するサブキャリアの一部に等間隔に参照信号を挿入しこれを用いて回線特性を推定する方法を用いる²⁾。この方式による OFDM 無線伝送システムの送受信構成を Fig.3 に示す。

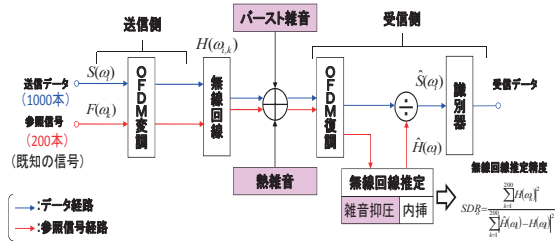


Fig.3 Structure of transmitter and receiver

無線回線推定には WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering)モデルを用いる³⁾。このモデルは広帯域移動無線回線が各マルチパスの振幅と位相特性のみに依存する広義の定常過程でそれぞれのパスは無相関固定遅延で表される。また無線回線の推定精度に無線回線特性とその誤差の比で表される SDRo を用いる。この SDRo はバースト雑音が信号に混入した場合受信信号に対するバースト雑音の大きさ、すなわちデータ信号と参照信号を加えた信号に対するバースト雑音の振幅倍率である a_b が大きくなるにつれ大幅に劣化する³⁾。参照信号をすべて 1 にした場合の劣化特性を Fig.4 に示す。

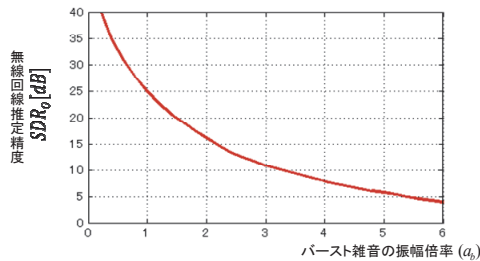


Fig.4 a_b vs. SDRo characteristic

2.3 バースト雑音の切り取り法

受信信号を Fig.5 に示す。横軸 m はサンプル番号を示し、 $66.7[\mu s]$ を 2048 点でサンプリングしている。さらに受信信号のサンプル数を 6 の倍数にするために 3 倍アップサンプリングして 6144 点にしている。

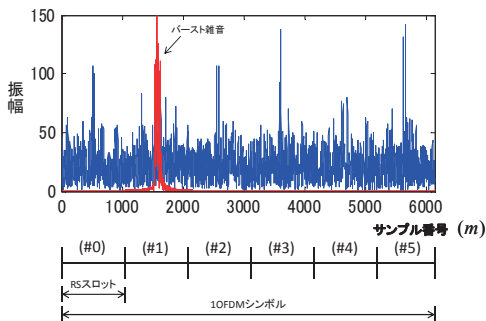


Fig.5 Received signal with burst noise

バースト雑音を除去するために 10FDM シンボルを六等分すなわち参照信号の一周期を RS スロットと定義しバースト雑音が入っている 1RS スロットを切り取る。その時の受信信号を Fig.6 に示す。参照信号は六周期波形なので一周期分切り取っても波形は保存されるため回線推定歪は生じない。しかし受信信号を切り取った影響で参照信号のサブキャリアにデータ信号のスペクトルが漏れ込むことによって回線推定精度が 20[dB] に劣化する。その時の参照信号サブキャリアの時間波形を Fig.7 に、回線推定精度を Fig.8 の緑線に示す。

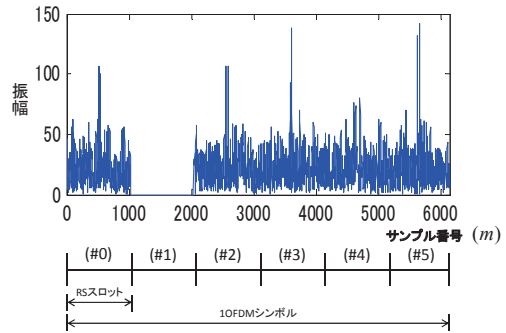


Fig.6 Received signal without burst noise (1RS slot in which burst noise is included was cut off)

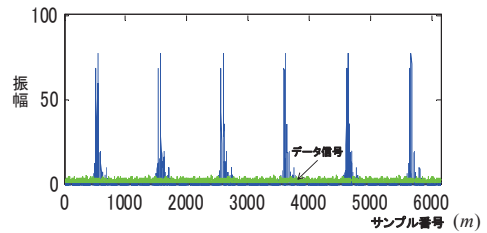


Fig.7 Subcarrier signals of a reference signal

バースト雑音の振幅倍率が 1.55 以下のときにはバースト雑音をそのまま通過させて振幅倍率が 1.55 以上のときはバースト雑音を含む 1RS スロットを切り取ることによって Fig.8 青線の特性を得ることができる。この特性を得るにはバースト雑音の正確な振幅の検出が必要である。そこで次章以降により良いバースト雑音の検出性能を開発を行うためにその定量的な比較方法について述べる。

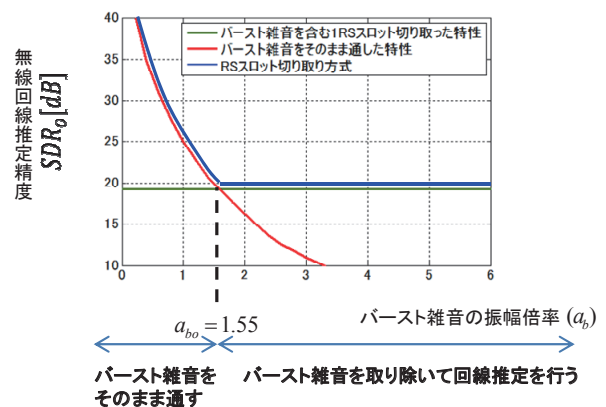


Fig.8 a_b vs. SDRo characteristics

3. バースト雑音検出方法

3.1 バースト雑音とその検出手順

1OFDM シンボル受信信号の時間波形を Fig.9 に示す. 青の信号がデータ信号と参照信号を加えた信号, 赤の信号がバースト雑音信号を示す.

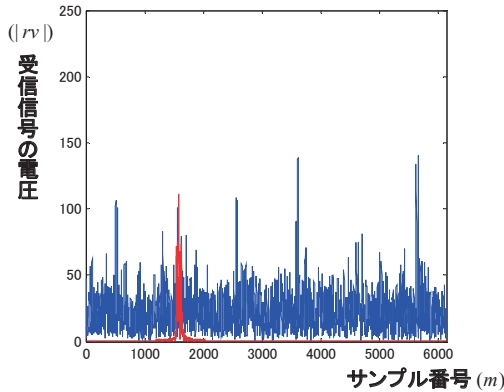


Fig.9 Received signal with burst noise

この受信信号からバースト雑音を検出する構成を Fig. 10 に, この各部の動作を次節以降に示す. なお, バースト信号には時間幅約 $1\mu s$ のランダム信号を用いている.

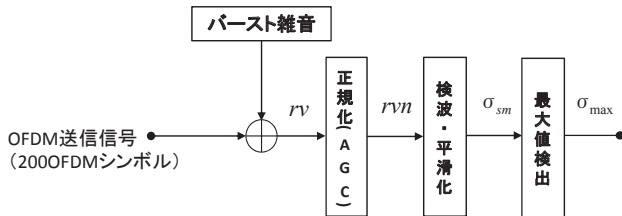


Fig.10 Block diagram of a burst noise detection system

3.2 正規化

無線回線特性の変動のため OFDM シンボル毎に受信信号 (rv) の実効値が大幅に変動する. そのために先ず各 OFDM シンボルの実効値が $1[V]$ になるように受信信号を正規化する.

3.3 検波・平滑化

次に, 正規化された受信信号 $rvn(m)$ をバースト雑音の時間幅である $1.07[\mu s]$ で振幅検波と平滑化を行う. この一連の処理に短区間実効値演算である式(1)を用いる. 検波平滑化後の信号 $\sigma_{sm}(m)$ を検波・平滑化出力の時間波形と呼び, これを Fig.11 に示す.

$$\sigma_{sm}(m) = \sqrt{\frac{1}{97} \sum_{m'=-48}^{48} |rvn(m'+m)|^2}$$

$$(m = 0, 1, \dots, 6143) \quad (1)$$

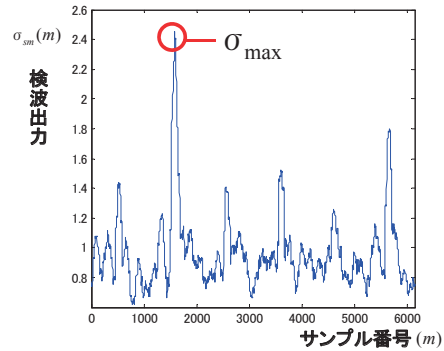


Fig.11 Detection output of a received signal

3.4 振幅検出

Fig.11 に示す検波出力の最大値を σ_{max} としこれをバースト雑音の振幅検出に用いる. バースト雑音の振幅倍率をパラメータとして 200 パターンの OFDM シンボル信号とバースト信号と無線回線特性を用い (1) 式の処理を 200 回試行した時の σ_{max} の平均を Fig.12 に, 標準偏差を Fig.13 に示す.

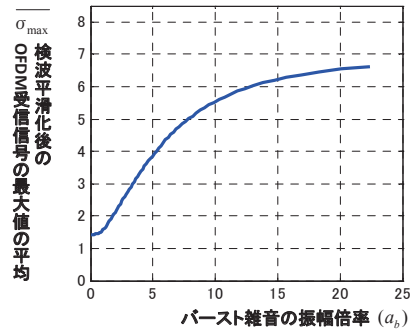


Fig.12 a_b vs. $\bar{\sigma}_{max}$ characteristic

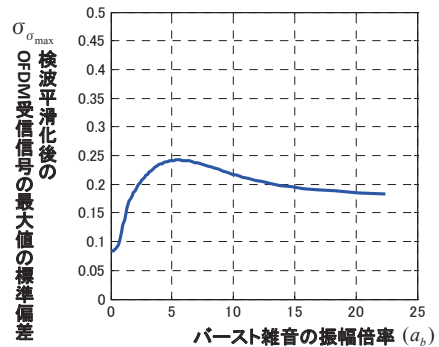


Fig.13 a_b vs. σ_{max} characteristic

4. バースト雑音検出性能の比較評価方法

4.1 検出性能比較評価の課題

検波の方式によりバースト雑音検出性能は異なる. 三つの検波方式についてバースト雑音の振幅倍率対 σ_{max} の平均を Fig.14 に示し, バースト雑音の振幅倍率対 σ_{max} の標準偏差を Fig.15 に示す.

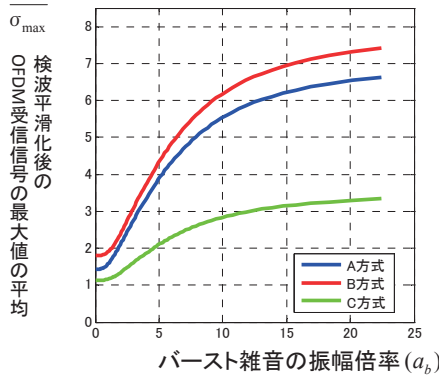


Fig. 14 a_b vs. $\bar{\sigma}_{\max}$ characteristic (3 proposed characteristics)

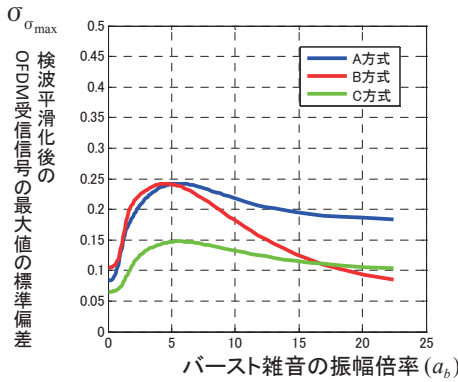


Fig. 15 a_b vs. σ_{\max} characteristic (3 proposed characteristics)

この様に各特性は複雑な曲線となりかつ相互に入り込んでおりどの検出方式が最良であるか定量的に判断することは困難である。

4.2 感度の正規化による検出性能比較評価法

4.2.1 比較評価の基本的な考え方

検出性能の評価尺度として検出感度，検出範囲，検出精度の三つがある。Fig.14, Fig.15 の特性を用いこれら評価尺度全てについて比較評価を行い定量的にどの方式が最良であるかを総合的に判断することは評価尺度が相互に依存するために困難である。そこで三つの評価尺度のうち検出感度を正規化し，残りの検出範囲，検出精度で総合評価を行う。この比較評価方法を実現する構成を Fig.16 に示す。定量的に検出性能の比較評価を行うために前述の検波・平滑化の後に感度の正規化と定量化のブロックを追加し検出範囲と精度の定量化を行っている。感度の正規化は入出力特性の直線化・直線近似・一次変換からなる。以下これらのブロックの処理内容について順次述べる。

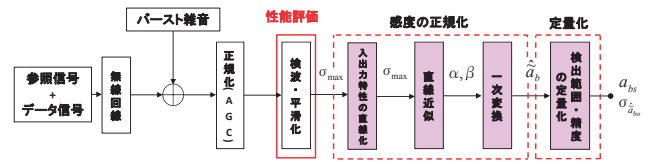


Fig.16 Block diagram of a burst noise detection performance comparative evaluation system

4.2.2 入出力特性の直線化

検波・平滑化の入出力特性は複雑な曲線となり比較評価を困難にしているのをそれを容易にするためにこの入出力特性を直線にすることを考える。この入出力特性を直線化するための構成を Fig. 17 に示す。

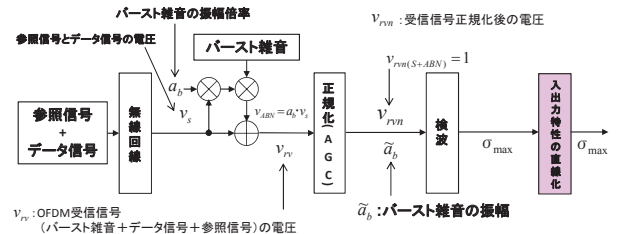


Fig. 17 Block diagram of straight-line-izing of the input-and-output characteristic

無線回線を通して受信信号は大きく変動する。そのためバースト雑音の検出能力はこの受信信号に対する大きさ（振幅倍率 a_b ）に対してバースト雑音の検出能力を評価する必要がある。従来ではバースト雑音の振幅倍率に対する検波後の信号の最大値を用いてバースト雑音の振幅検出を行っていた。この場合バースト雑音の振幅倍率が相対的な値なのに対して検波後の信号は絶対的な値なので入出力特性は複雑な曲線な特性となってしまう。そこでバースト雑音の相対値である振幅倍率を検波器入力に絶対値に変換し，検波器そのものの入出力特性にすることより直線的な入出力特性が得られる。

まず正規化 (AGC) 部の入力電圧 ($v_{TV}(v_s + v_{ABN})$) を求める。参照信号とデータ信号を加えた信号の電圧を v_s とすると a_b は v_s を基準とした大きさであるためバースト雑音の電圧は次式 (2) で表すことができる。

$$v_{ABN} = a_b \cdot v_s \quad (2)$$

またバースト雑音は 97 サンプルでありかつ v_s と v_{ABN} は互いに無相関であるためバースト雑音が入混した 10FDMA 受信信号の電圧 (v_{TV}) は式(3)で表すことができる。

$$\begin{aligned}
 v_{rv}(v_s + v_{ABN}) &= \sqrt{\frac{1}{6144} \left\{ \sum_{i=0}^{96} (a_b \cdot v_s)^2 + \sum_{i=0}^{6143} (v_s)^2 \right\}} \\
 &= a_b \cdot v_s \cdot \sqrt{\frac{1}{6144} \left(\sum_{i=0}^{96} 1^2 + \sum_{i=0}^{6143} \frac{1}{a_b^2} \right)} \quad (3)
 \end{aligned}$$

次に正規化 (AGC) 部の利得 (G_{AGC}) を求める. 正規化部は出力 ($v_{rvn}(s+ABN)$) を 1 とするように動作するので

$$v_{rvn(s+ABN)} = 1 \quad (4)$$

と表せる. よって正規化部の利得は

$$G_{AGC} = \frac{v_{rvn(s+ABN)}}{v_{rv(v_s+v_{ABN})}} = \frac{1}{v_{rv(v_s+v_{ABN})}} \quad (5)$$

と表せる.

最後に検波・平滑化入力部におけるバースト雑音の振幅 \tilde{a}_b を求める. \tilde{a}_b は正規化 (AGC) 部入力端におけるバースト雑音の振幅 (v_{ABN}) にその利得を乗じ, 式 (2) (3) (5) を代入することにより得られる.

$$\begin{aligned}
 \tilde{a}_b &= v_{ABN} \cdot G_{AGC} = \frac{a_b \cdot v_s}{v_{rv}} \\
 &= \frac{a_b \cdot v_s}{a_b \cdot v_s \cdot \sqrt{\frac{1}{6144} \left(\sum_{i=0}^{96} 1^2 + \sum_{i=0}^{6143} \frac{1}{a_b^2} \right)}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{6144} \left(\sum_{i=0}^{96} 1^2 + \sum_{i=0}^{6143} \frac{1}{a_b^2} \right)}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{\frac{97}{6144} + \frac{1}{a_b^2}}} \quad (6)
 \end{aligned}$$

この様に, 検波・平滑化入力点における絶対的な値であるバースト雑音の振幅 \tilde{a}_b は相対的な値であるバースト雑音の振幅倍率 a_b を用いて表すことができる. このことは振幅倍率 a_b を式 (6) を用い振幅 \tilde{a}_b に変換, すなわち検波・平滑化の入出力特性の横軸を a_b から \tilde{a}_b に変換することによってその入出力特性を直線化できることを示している. この様子を Fig.18 に示す.

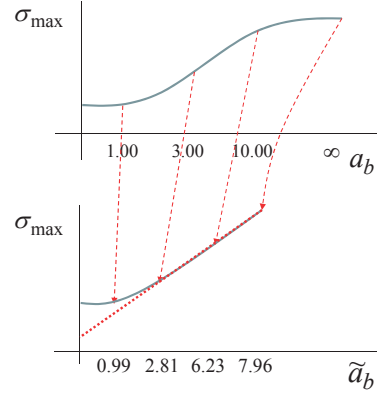


Fig.18 \tilde{a}_b vs. $\bar{\sigma}_{\max}$ characteristics

Fig.14 に示した 3 つの検波方式を用いた場合について検波・平滑化の a_b 対 $\bar{\sigma}_{\max}$ の入出力特性を \tilde{a}_b 対 $\bar{\sigma}_{\max}$ に変換した特性を Fig.19 に示す. この様に入出力特性が直線化できたことが分かる.

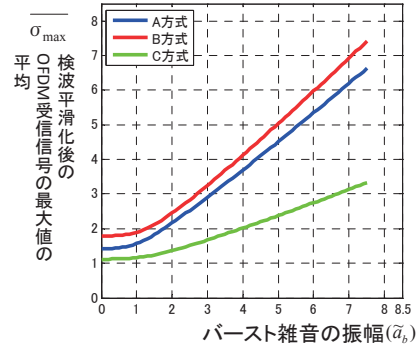


Fig.19 \tilde{a}_b vs. $\bar{\sigma}_{\max}$ characteristics (3 proposed characteristics)

4.2.3 直線近似

検出感度を同一にするために直線化した特性 Fig.19 の一部の信号を用い各特性を直線近似しその傾斜 (α) と y (この場合 β) 切片を求める. 検出精度を確保するために直線近似はバースト雑音が主成分となる Fig.19 の特性の直線の部分を用いて行う. 今回は Fig.19 の各特性を参考にしてバースト雑音が 3 から 7.5 の範囲で検波後の信号の最大値の平均 ($\bar{\sigma}_{\max}$) と近似する直線の対応する値の誤差の二乗和が最小になるように最小二乗近似を用いて直線近似を行う. この様にして得られる直線近似の一次式を式 (7) に, 各特性を Fig.20 に示す. この特性は三つの検波方法のバースト雑音に対する入出力特性と考えることができる.

$$\bar{\sigma}_{\max} = \alpha \cdot a_b + \beta \quad (7)$$

α : バースト雑音の入出力特性の傾き

β : バースト雑音の入出力特性の y 切片

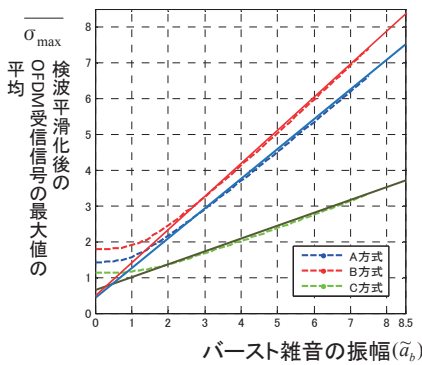


Fig.20 \hat{a}_b vs. $\bar{\sigma}_{\max}$ characteristic (After least mean square approximation)

4.2.4 一次変換

各 OFDM 受信信号に対するバースト雑音の振幅 (\tilde{a}_b) と変換後の検波出力 (\hat{a}_b) が比例定数 1 で比例するように検波出力 σ_{\max} に一次変換を施し感度の正規化を行う。式 (7) より求めたこの変換式を式 (8) に示す。

$$\hat{a}_b = \frac{\sigma_{\max} - \beta}{\alpha} \quad (8)$$

こうして 200 の OFDM シンボル信号に対して得られた各値を Fig.21 に示す。この様に一次変換を施すことにより各検波方式の検出感度を同一の 1 にすることができる。

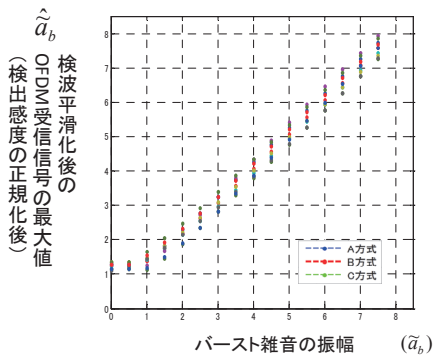


Fig.21 \tilde{a}_b vs. \hat{a}_b characteristic

4.2.5 検出範囲・精度の定量化

Fig.21 に示す \hat{a}_b の平均と標準偏差を各 \tilde{a}_b について求めた結果を Fig.22 と Fig.23 に示す。検出範囲の定量化にこの Fig.22 の特性を用いる。バースト雑音以外の信号の電圧とバースト雑音の電圧が等しくなる時のバースト雑音の振幅倍率をバースト雑音を検出できる範囲の下限とし検出範囲 a_{bs} と定義する。

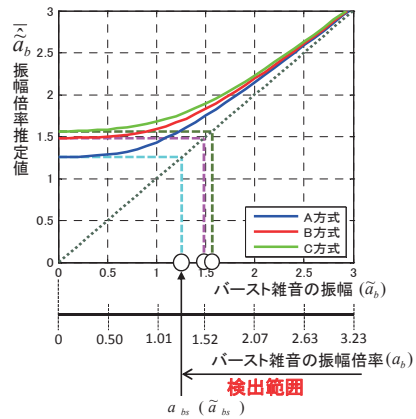


Fig.22 Range of detection of burst noise

この検出範囲 a_{bs} はまず Fig.22 で振幅 \tilde{a}_b が零の点の変換後の検波出力 \hat{a}_b と同一の値を与えるバースト雑音振幅 (\tilde{a}_{bs}) を求める。次に式 (6) から求めた下式 (9) で検出範囲 a_{bs} を求める。

$$a_{bs} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\tilde{a}_{bs}} - \frac{97}{6144}}} \quad (9)$$

次に検出精度の評価には Fig.23 の特性を用いる。この検出精度の評価にバースト雑音の振幅倍率 (a_b) における \hat{a}_b の標準偏差を用いる。2.3 節で示したバースト雑音切り取り法ではバースト雑音に何も処理をせずそのまま通すか IRS スロットを切り取るかの切り替え地点 a_{bo} での標準偏差を検出精度と定義する。この振幅倍率 a_{bs} における検出精度 $\sigma_{\hat{a}_b}$ はまず式 (9) を用い $a_b=1.55$ から $\tilde{a}_{bo}=1.52$ を求め、次に Fig.23 を用いこの $\tilde{a}_{bo}=1.52$ に対する $\sigma_{\hat{a}_b}$ を求めることにより決定できる。

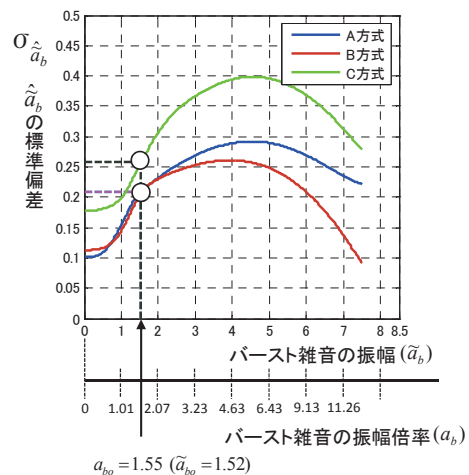


Fig.23 Detection accuracy of burst noise

この様に、検出感度を正規化し検出範囲・検出精度を数値で表すことができバースト雑音の検出性能を定量的に比較評価をすることが可能となる。

5. 評価結果

今回提案した評価方法を用い三つの検波方法を比較評価した結果を Table1 に示す。

Table 1 Comparative evaluation result

	A方式	B方式	C方式
検出範囲 (a_{bs})	1.24	1.46	1.53
検出精度 ($\sigma_{\hat{a}_{bo}}$)	0.21	0.21	0.26

この結果より検出範囲は三つの検波方法の内の A 方式が一番優れ、検出精度は A 方式と B 方式が優れ、総合して A 方式が最も優れたバースト雑音の検出方法であることが定量的に判断できる。

6. まとめ

本稿では OFDM 伝送システムに混入したバースト雑音の検出性能を定量的に比較評価する方法について述べた。

バースト雑音の検出性能は検出感度・検出範囲・検出精度の三項目で評価される。しかし三項目相互に影響し合い検出性能の総合的な定量比較評価は困難であった。そこで検出感度の正規化を行い検出範囲・検出精度の二項目で比較評価を行った。先ず、複雑な曲線となるデータ信号と参照信号を加えた信号に対するバースト雑音の振幅倍率対検波出力特性から直線で近似できる検波器の入出力特性に変換する。次に、各検波方式の検出感度を正規化し検出範囲と検出精度の二点で検出方式の定量的な比較評価を行った。次に検出範囲と検出精度をそれぞれ数値化することによって定量的に各検波方法を比較評価することができ容易に最良のバースト信号検波方法を選定することが可能となった。

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) インプレス標準教科書 HSPA+/LTE/SAE,P149
- 3) 片岡他, "OFDM 伝送システムにおけるバースト雑音に起因する無線回線推定誤差の低減について", 東海大学紀要情報通信学部, Vol.4 No.1 2011