東海大学紀要情報通信学部
vol.4,No1,2011,pp.1-8

論文

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

片岡　彩[*1]，熊谷　数馬[*1]，小川　佳彦[*2]，本間　光一[*3]

Decrease of Radio Channel Estimation Error due to Burst Noise for OFDM Transmission System

by

Aya KATAOKA[*1]　Kazuma KUMAGAI[*1]　Yoshihiko OGAWA[*2]　and Koichi HOMMA[*3]

(received on March 18,2011& accepted on July 8, 2011)

Abstract

This paper presents a method of estimating the channel state information for OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) mobile broadband communication system which is based on the WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) model and improving channel estimated distortion due to burst noise for OFDM transmission system. At first, the burst noise was able to detect amplitude and position using the detection method of the burst noise based on the amplitude. Next, a desired channel estimation characteristic was provided by a suggestion method and the channel estimated accuracy for the burst noise was able to be improved.

Keywords: OFDM, Burst Noise, Broadband Communication

1. 概要

現在，　携帯電話の規格を決める 3GPP (3rd Generation Partnership Project)[1]においてより高速通信の実現を目指した LTE-advanced の標準化が推進されている．そこで規定する下り回線では広帯域直交周波数分割多重(OFDM :Orthogonal Frequency Division Multiplex)伝送方式が採用されている．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．従来は IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) を用い時間域で雑音を抑圧し無線回線を推定する方法等の提案であった[2-4]。これに対し筆者らは WSSUS(Wide-Sense Stationary and 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[4-6]．本稿では上記方法を用い，バースト雑音が混入した時の無線回線推定誤差の低減について述べる．以下第 2 章で無線回線推定方法，第 3 章で無線回線推定精度低減方式，第 4 章でバースト雑音検出方式，第 5 章で性能評価，第 6 章でまとめを述べる．

2.　無線回線推定方法

2．1 広帯域無線回線特性

通信の高速化を実現する為には回線の広帯域化が必要である．移動無線環境ではマルチパスの経路によって遅延時間差が生じそこで広帯域伝送を行うと周波数選択性フェージングが生じる．この特性例を Fig.1 に示す．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．これらの歪を取り除く為に高精度に無線回線を推定する必要がある．

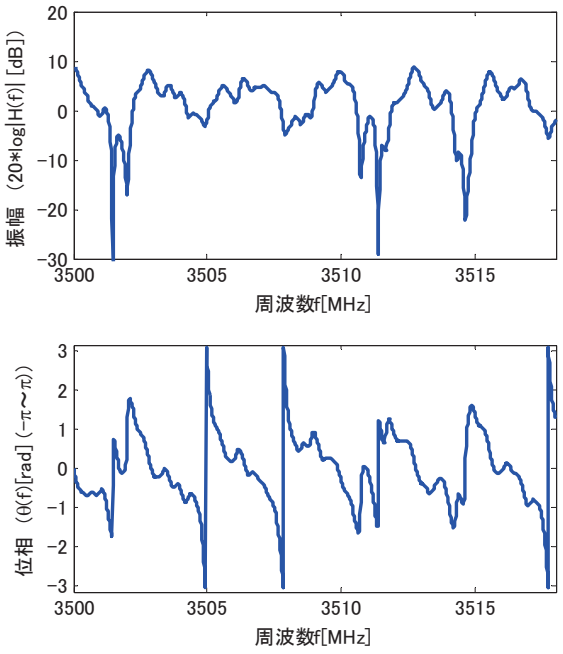


Fig.1 Frequency selective fading characteristic

*1 工学研究科・情報通信制御システム工学専攻・修士課程
*2 パナソニック株式会社・次世代モバイル開発センター
*3 情報通信学部・通信ネットワーク工学科・教授

2．2　WSSUS モデルに基づく無線回線推定

無線回線推定に用いる WSSUS モデルを Fig.2 に示す．このモデル化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事に由来する．このモデル化した無線回線のインパルス応答と周波数特性を式(1)に示す．本回線推定法は広帯域無線回線をこのモデルの各パラメータを用いて推定する方法でありその概要を次に述べる．

$$h(t)=\sum_{i=1}^{6}(\alpha_i+\beta_i)\delta(t-\tau_i) \qquad (1)$$

$$\hat{H}(\omega)=\sum_{i=1}^{6}(\alpha_i+\beta_i)e^{j\omega\tau_i}$$

α_i :実部, β_i :虚部, τ_i :遅延時間

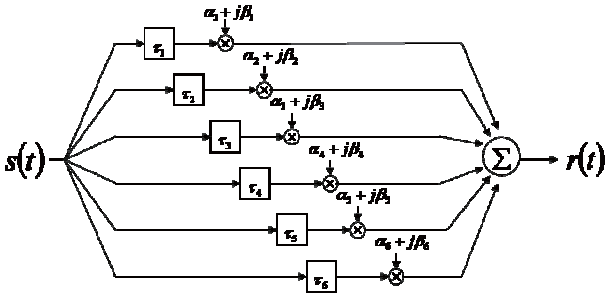


Fig.2 WSSUS　model

OFDM 伝送における無線回線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回線特性を推定する方法を用いる[8]．この方式による OFDM 伝送システムの送受信構成を Fig.3 に示す．

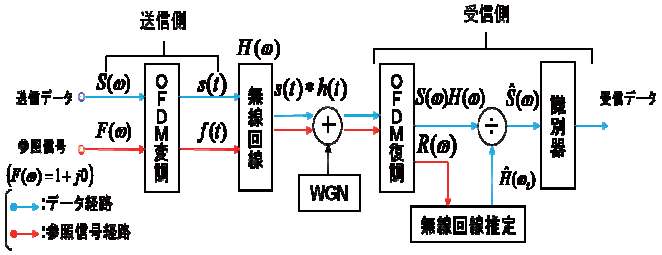


Fig.3 Structure of transmitter and receiver

本無線回線推定法では周波数軸上に等間隔に挿入して送出した参照信号の受信信号と WSSUS モデルを用いて算出した出力の差の絶対値の 2 乗和(周波数領域)が最小となるように WSSUS チャネルモデルの各パラメータ(複素パス利得, 遅延時間)を求める．この最適化に用いる評価関数を式(2)に示す．また，この解法には非線形連立方程式が解けるテイラー逐次近似法を用いている．これにより受信参照信号に含まれる雑音成分の効率的な抑圧が実現できる．最後に周波数補間により参照信号周波数点からデータ信号周波数点における無線回線特性を推定する．

$$\sum_{k}\left|R(\omega_k)-\hat{H}(\omega_k)\right|^2 \qquad (2)$$

$R(\omega_k)$:受信参照信号
$\hat{H}(\omega_k)$:無線回線の推定値
ω_k :参照信号角周波数

3．無線回線推定誤差の低減方式

3．1 バースト雑音が混入した時の無線回線推定法

バースト雑音が混入した時の無線回線推定法の送受信構成を Fig.4 に示す．Fig.4 の a_b は参照信号＋データ信号に対するバースト雑音の振幅倍率である．次に、各入力信号波形を Fig.5 から Fig.8 に示す。最後に，評価は２００点の参照信号サブキャリアの周波数点における無線回線特性とその回線推定誤差の電力比である SDR_o で行い，この評価関数を式(3)に示す．

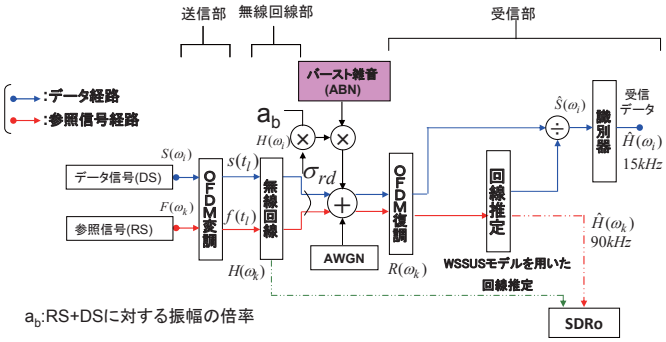


Fig.4 Structure of transmitter and receiver with burst noise

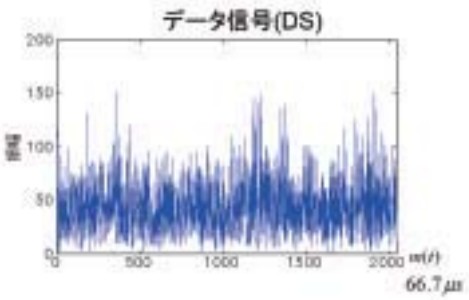


Fig.5 data signal at reception point

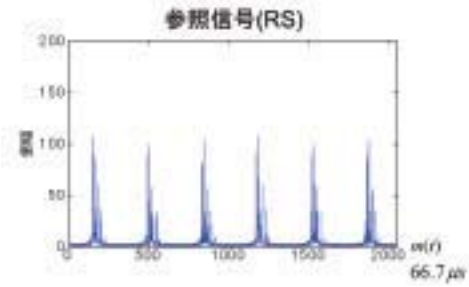


Fig.6 Reference signal at reception point

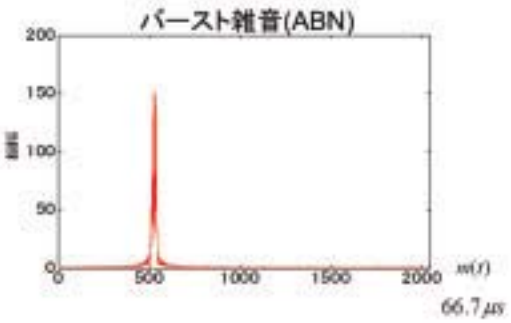


Fig.7 Burst noise signal at reception point

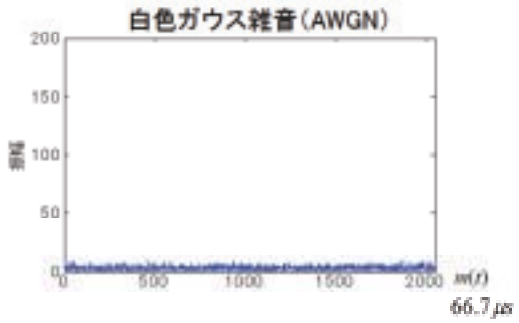


Fig.8 AWGN signal at reception point

$$SDR_o = \frac{\sum_{k=1}^{200} \left| H(\omega_k) \right|^2}{\sum_{k=1}^{200} \left| \hat{H}(\omega_k) - H(\omega_k) \right|^2} \qquad (3)$$

3．2 提案方式

参照信号を全て 1 [V]で送出した場合のバースト雑音の振幅倍率(a_b)対回線推定歪(SDR_o)特性を Fig.9，白色ガウス雑音 (AWGN) が印加されない時の参照信号と時間幅 1[μs]のバースト雑音の相対位置(ts)対 SDR_o 特性を Fig.10 に示す．またこの時用いたバースト雑音信号を Fig.7 に示す．これ等の図から分かるようにバースト雑音(ABN)と参照信号(RS)が重なった場合に回線推定精度が大幅に劣化してしまう為にこの場合にバースト雑音を除去する必要がある．そこで Fig.11 に示す様に受信信号から回線推定に用いる参照信号が存在するサブキャリアのみを抽出すると参照信号が検出されるがバースト雑音が周期的に参照信号に重畳してしまう為にこの信号を用いたバースト雑音の除去は不可能である．そこで，データ信号・参照信号・白色ガウス雑音・バースト雑音の重畳した受信信号そのものからバースト雑音を時間域で除去する．

提案方式では，受信信号を 6 周期の信号に分割したものを RS スロットと呼び，バースト雑音が混入した受信信号の 1RS スロット分を除去する．この方式は Fig.12 に示す様に受信信号の切り取りによりデータ信号サブキャリア成分が参照信号サブキャリア成分に漏れ込んで多少の歪が生じてしまうが一定の回線推定精度を確保でき，かつ回線推定に用いる参照信号は歪なしに伝送が可能である．

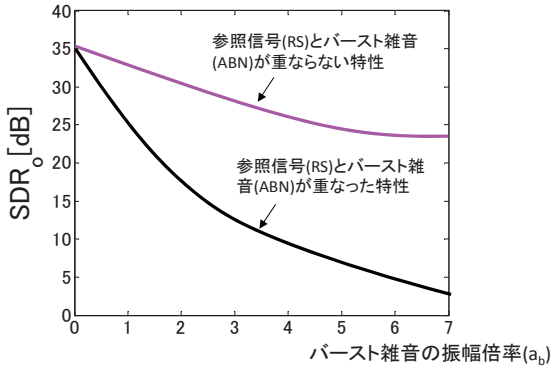


Fig.9 Amplitude of burst noise (a_b) vs. SDR_o characteristics

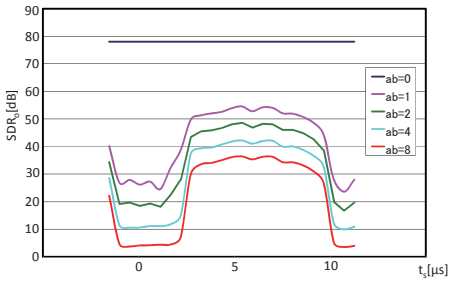


Fig.10 Time difference of reference signal and burst noise (ts) vs. SDR_o characteristics

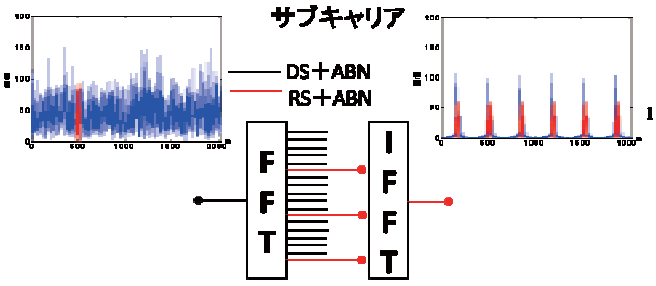


Fig.11 Signal characteristic of Reference subcarrier

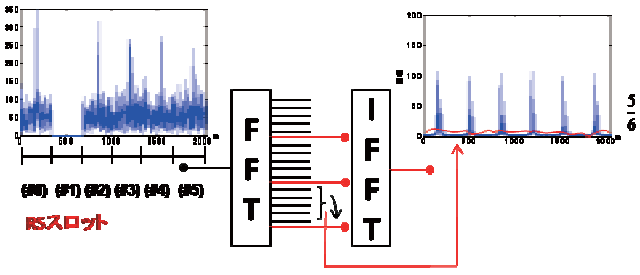


Fig.12 Signal characteristic of Reference subcarrier cutting 1RS slot of receiving signal

3．3 バースト雑音に対する無線回線推定精度向上の目標値

バースト雑音の振幅倍率 a_b 対 SDR_o 特性を Fig. 13 に示す．黒の特性がバースト雑音を含む受信信号を素通しした特性，ピンクの特性が受信信号を 1RS スロット分除去した特性である．バースト雑音が混入した特性と 1RS スロット除去した特性の交点における a_b の値を a_{bo} とし，a_b が a_{bo} よりも小さい所でバースト雑音を含む受信信号をそのまま通し a_b が a_{bo} より大きい所でバースト雑音を含む受信信号の 1RS スロット分を除去する事により両者の SDR_o の良い方の特性を取得する事により回線推定精度の向上を図る．これを実現する為には a_b が a_{bo} よりも大きいかまたどの RS スロットにバースト雑音が混入しているかを検出する必要がある．

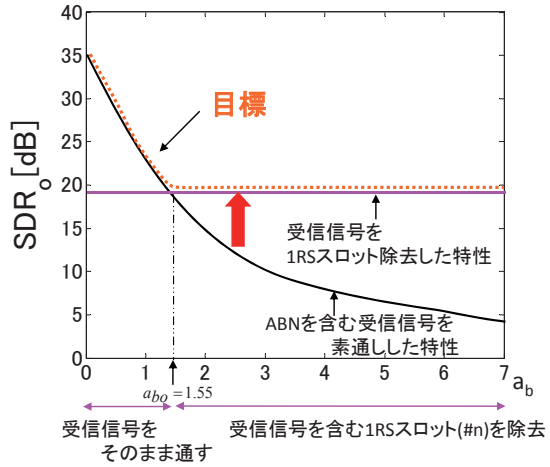


Fig. 13 The a_b vs. SDR_o characteristic of target

4．バースト雑音検出方式

4．1 バースト雑音検出の基本方針

受信信号を Fig. 14 に示す．横軸 m はサンプル番号を示し，66.7[μs]を 2048 点でサンプリングしている．参照信号とバースト雑音が重なる所で回線推定精度が大幅に劣化してしまう．また，参照信号は時間的にエネルギーが集中していてその大きさは各 RS スロットで等しい事からその検出を基本的に振幅で行う．

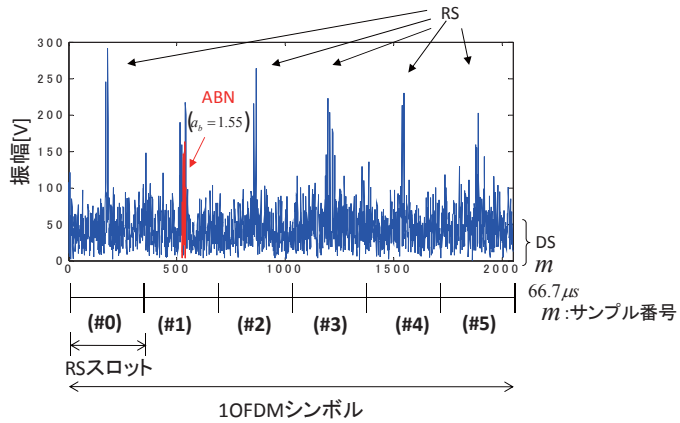


Fig. 14 Received signal

4．2 バースト雑音検出の基本方針

以下にバースト雑音の検出手順を示し，次に各手順の詳細を順次述べる．

(1)正規化
(2)振幅検波と平滑化
(3)バースト雑音の振幅検出
(4)バースト雑音の位置検出

(1) 正規化

OFDM シンボルナンバー(l)に対する各 OFDM シンボル信号の実効値を Fig. 15 に示す．無線回線特性の変動によって OFDM シンボル毎に受信信号の実効値に大幅な変動がある．今回は振幅でバースト雑音を検出する為に各 OFDM シンボルの実効値が 1 [V]に成る様に各受信信号を正規化する．

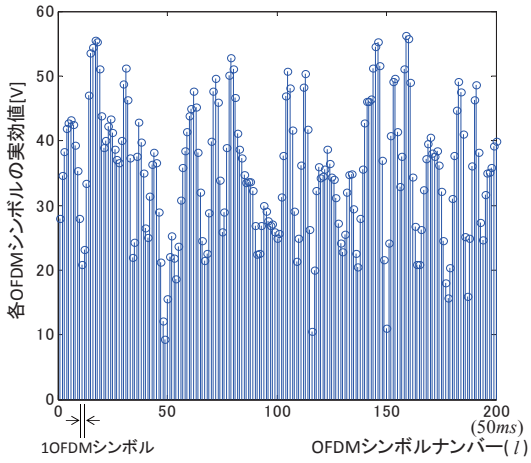


Fig. 15 OFDM symbol number vs. effective value

(2) 振幅検波と平滑化

正規化後の 1OFDM 信号を Fig. 16 に示す．OFDM の等価低減信号は複素数で表現される為に実数部と虚数部が存在する．次に，振幅検波後の信号を Fig. 17，平滑化後の信号を Fig. 18 に示す．これらの信号をを得るために先ず正規化後の信号の振幅を求め(振幅検波)，次にバースト雑音の検出能力向上の為にバースト雑音長程度の時間長（33 サンプル約 1［μ s］）で平滑化を行う．この一連の処理に短区間実効値演算を用いる．

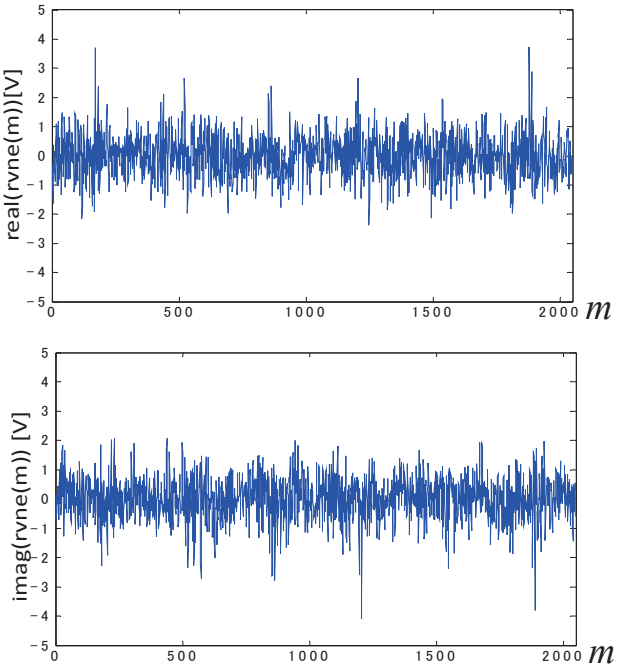


Fig. 16 Normalize of received signal

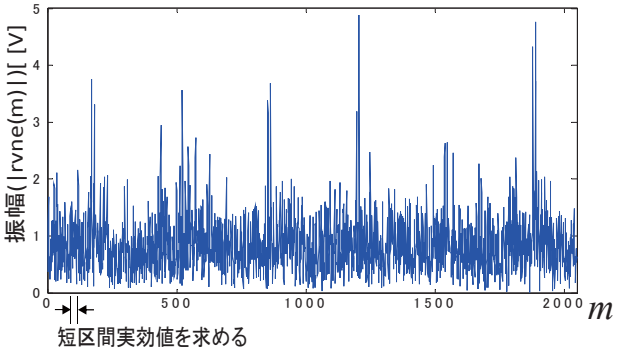


Fig. 17 Amplitude detection of received signal

(3) バースト雑音の振幅検出

バースト雑音の振幅を検出する手順を説明する為に短区間実効値の波形を Fig. 18 に示す. この信号からバースト雑音の振幅倍率(a_b)が切り替え点(a_{bo})より大きい事を検出したい. しかし, 受信部にこれらの信号は存在しない. そこで先ず, a_b=a_{bo}(=1.55)と設定し多数回のシミュレーションを実行して得られた短区間実効値の最大値σ_{max}の平均値である$\bar{\sigma}_{max}$を求めこれを閾値 v_{slo} とする. 次に各 OFDM フレーム毎にσ_{max}を求めこれを v_{slo} と比較する事により a_b が a_{bo} より大きいことを検出する.

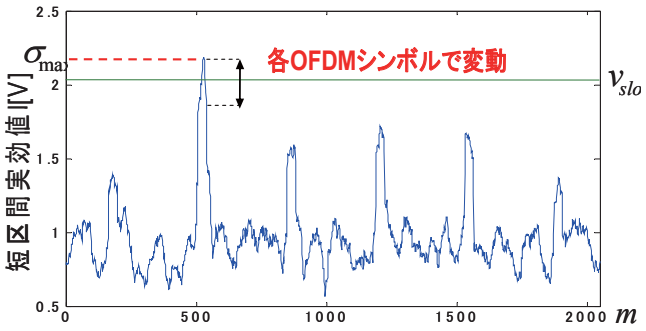


Fig. 18 Short time rms of received signal

(4)バースト雑音の位置検出

σ_{max} が v_{slo} より大きい場合に短区間実効値の最大値を与えるサンプル番号($m_{\sigma max}$)を求めバースト雑音が存在する RS スロットを特定する. #1 にバースト雑音を挿入した場合の様子を Fig. 19 に示す. この図に示すように, バースト雑音が混入している RS スロットを正しく検出したら検出, バースト雑音が存在しない RS スロットを検出したら誤検出, σ_{max} が v_{slo} に達せずどの RS スロットも検出しない場合は未検出と定義する.

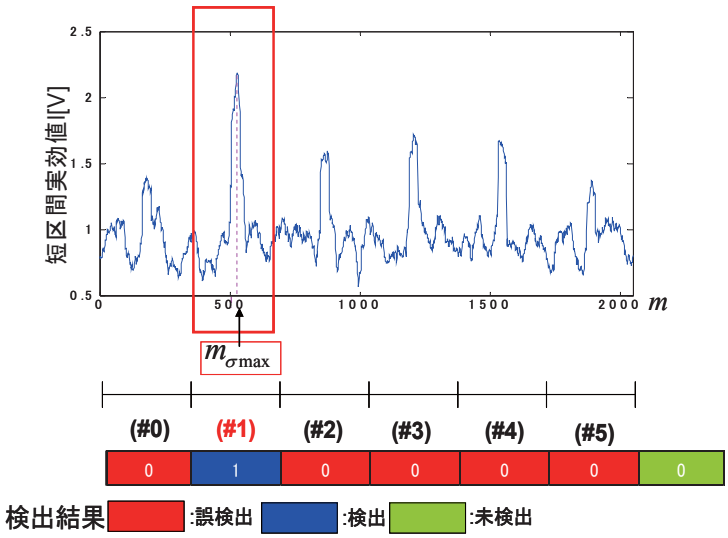


Fig. 19 Detected position of burst noise

バースト雑音の振幅倍率(a_b)対短区間実効値の最大値の平均($\bar{\sigma}_{max}$)特性を Fig. 20 に示す. a_b が 1.55 の時の$\bar{\sigma}_{max}$ は 2.11 となりこの値を閾値 v_{slo} としている. また, 両矢印は 95 パーセント信頼区間を示す.

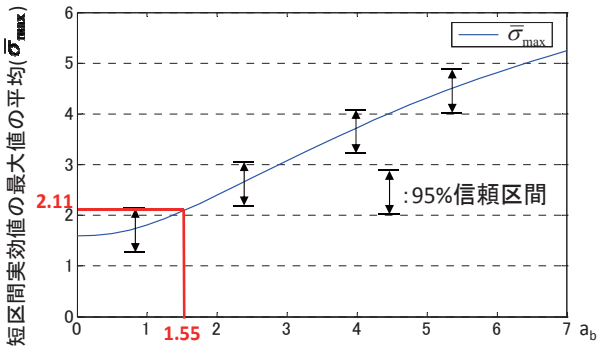


Fig. 20 a_b vs. $\bar{\sigma}_{max}$ characteristic

5. 性能評価

5.1 シミュレーション評価条件

Table. 1 にシミュレーションの評価条件を示す．基本的には 3GPP の LTE-advance 規格を用いバースト雑音は時間長を 1[μs]周波数帯域幅を 18[MHz]としている．

Table. 1 Simulation Parameters

設定項目	設定値
周波数帯域幅	3.5[GHz]
帯域	20[MHz]
サブキャリア間隔	15[kHz]
サブキャリア数(DS+RS)	1200
RS サブキャリア数(パターン)	200(オール“1”)
FFT サイズ	2048
バースト長	時間幅:1[μs] 周波数帯域幅:18[MHz]
OFDM フレーム長	66.7[μs]
無線回線	Vehicular A, 120km/h
Eb/N0[dB]	16[dB]
試行回数(slot)	2000[slot]

5.2 要求されるバースト雑音検出特性

バースト雑音の検出・誤検出・未検出の各パターンを Fig. 21 に示す．ここでは，バースト雑音が存在する RS スロットを正しく検出する検出とバースト雑音が存在しない RS スロットを誤って検出する誤検出とどの RS スロットも検出されない未検出の 3 項目でバースト雑音の検出能力の評価を行う．各確率の理想特性を Fig. 22 に示す．この特性は，(1)a_b が a_{bo} より大きい時に検出，(2)a_b が a_{bo} より小さい時に未検出，(3)任意の a_b で誤検出となる．



Fig. 21 Detection patterns

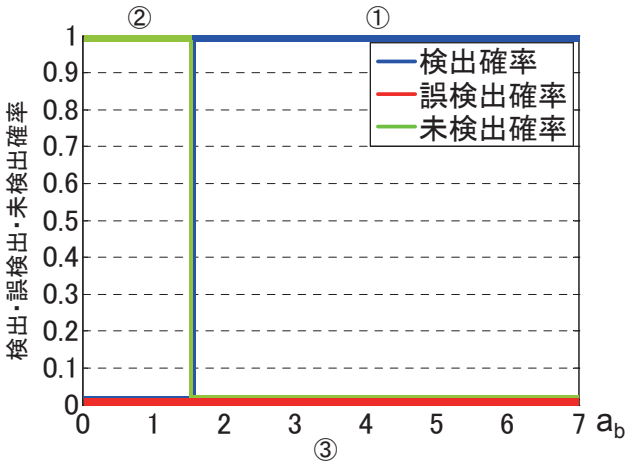


Fig22. Ideal detection probability characteristics

5.3 バースト雑音検出の性能評価結果

4 点の a_{bo} でバースト雑音の検出能力の性能評価を行った．各 a_{bo} について a_b 対各確率を Fig. 23～Fig. 26 に，また a_{bo} 対誤検出確率を Fig. 27 に示す．Fig. 27 より a_{bo} が 1.38 以上で誤検出が 0 になる事が分かる．

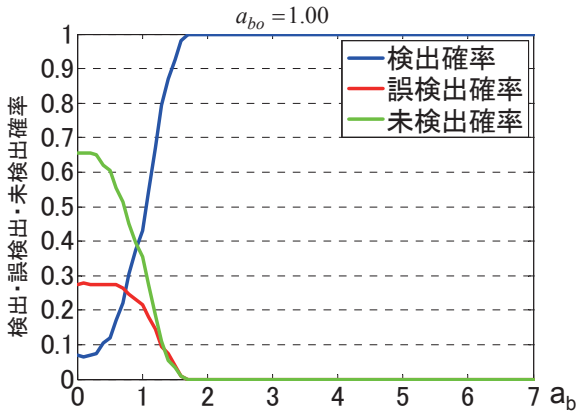


Fig. 23 a_b vs. each probability characteristics (a_{bo}=1.00)

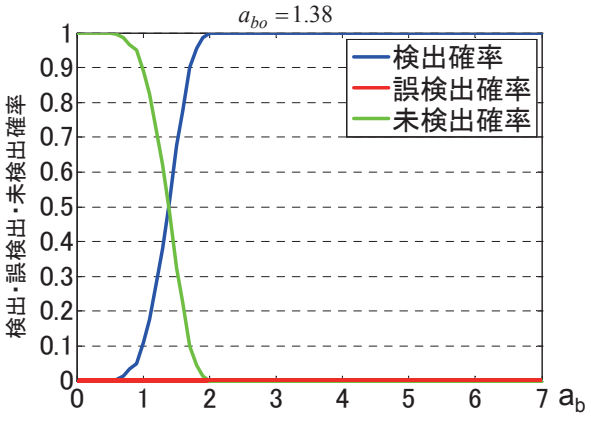


Fig. 24 a_b vs. each probability characteristics (a_{bo}=1.38)

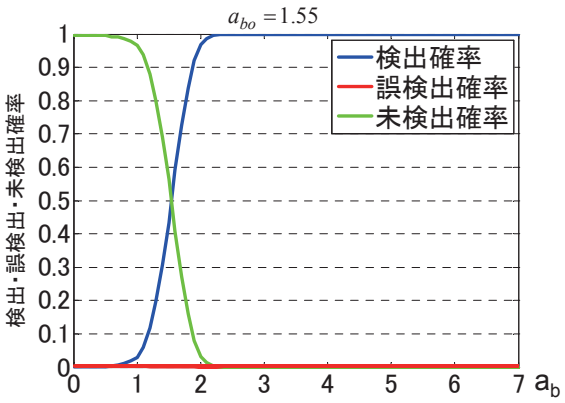


Fig. 25 a_b vs. each probability characteristics (a_{bo}=1.55)

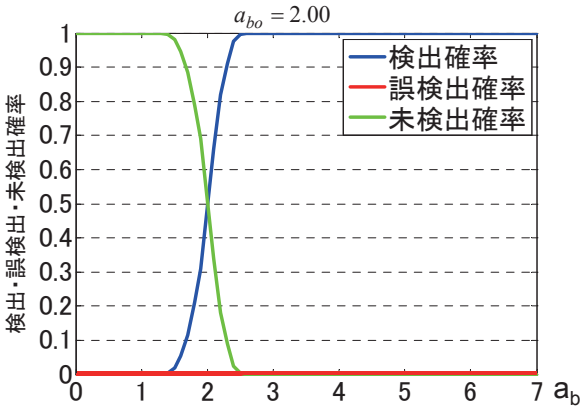


Fig. 26 a_b vs. each probability characteristics (a_{bo}=2.00)

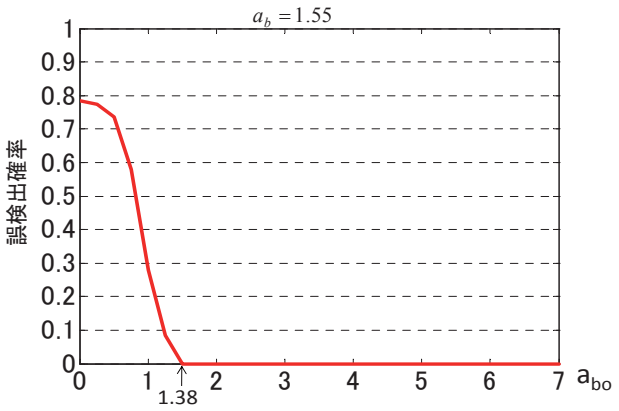


Fig. 27 a_b vs. error probability characteristic

5.4 本無線回線推定法の性能評価

a_b 対 SDR_0 特性を Fig.28 にその拡大図を Fig.29 に示す. バースト雑音の振幅倍率(a_b)が 1.55 で切り替える方式によってほぼ所望の特性を確保する事が出来る. また,Fig.29 からわかるように所望の特性からの回線推定歪の劣化は最大 0.48[dB]である.

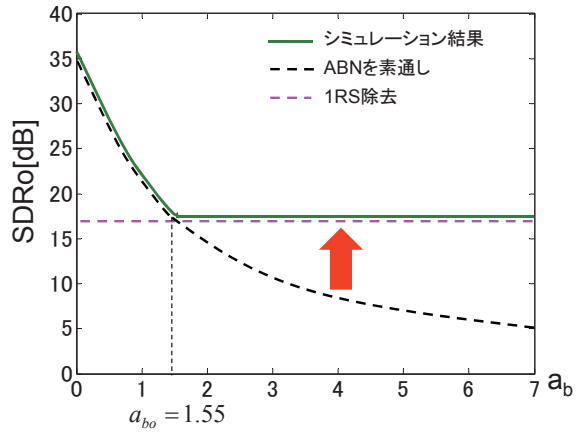


Fig.28 a_b vs. SDR_o characteristics

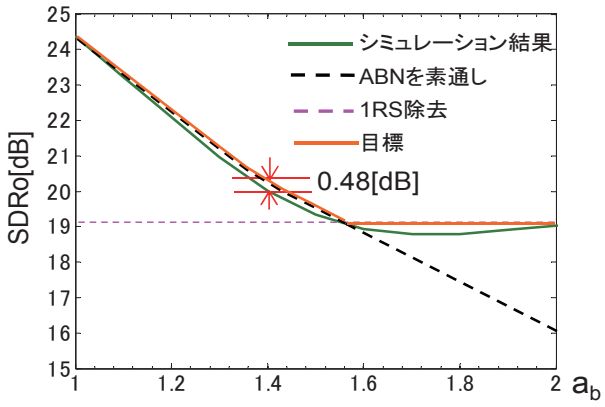


Fig.29 extended figure of Fig.28

6. まとめ

本稿ではバースト雑音に起因する無線回線推定誤差の低減方式について述べた. まず, 電圧を基準としたバースト雑音の検出方式によりバースト雑音のデータ信号と参照信号を加えた信号に対する振幅倍率の閾値が 1.38 以上で誤検出なしにバースト雑音の検出と位置の特定が可能であった. 次に閾値を 1.55 とし振幅倍率が閾値より小さい時はバースト雑音を含んだまま受信信号を素通しにし閾値より大きい時はバースト雑音が存在する受信信号から参照信号に周期してバースト雑音を含んだ 1RS スロット分の受信信号を除去する事によってほぼ所望の特性が得られバースト雑音に対する大幅な無線回線推定精度の向上が出来た. またこの時の所望特性からの劣化は最大 0.48[dB]であった.

参考文献

[1] http://www. 3gpp. org/
[2] 小林英雄, 森香津夫, “離散コサイン変換を用いた OFDM 伝送路推定の提案”, 信学論 B Bol. J88-B No.1 pp.256-268, January, 2005
[3] F.Garcia, M.J. Paez-Borrallo, S.Zazo, “DFT-based channel estimation in 2D-pilot-symbol-aided OFDM wireless systems,” Proc. IEEE VTC 2001 Spring, VTS 53rd Vol.2, pp.810-814 May 2001
[4] Y.Zho, A.Huang, “A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems Based on Pilot Signals and Transform Domain Processing,” Pro. IEEE VTC’97, pp.2089-2093, 1997
[5] 山下他, ”広帯域 OFDM システムにおける無線伝送路推定方法の検討”電子情報通信学会 2009 年総合大会, BS-3-16, 2009
[6] 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, Vo2. No.1 2009
[7] 片岡他,”OFDM 伝送における参照信号数と参照信号レベルに関する検討” 電子情報通信学会 2010 年ソサエティ大会, B-5-58
[8] インプレス標準教科書 HSPA+/LTE/SAE,P149