

広帯域 OFDM 無線伝送システムにおける バースト雑音に対する回線推定精度の改善

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

Improvement of Channel Estimation Distribution due to Burst Noise for Wideband OFDM System

by

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

(received on September 30, 2011 & accepted on December 16, 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 WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) model and improving channel estimation distribution due to burst noise for OFDM system. At first, the channel estimation characteristic was improved by the method of cutting burst noise. Next, the method of suppressing amplitude of burst noise was proposed and it was able to improve the channel estimation characteristic better than the method of cutting burst noise.

Keywords: OFDM, Burst Noise, Wideband

キーワード: OFDM, バースト雑音, 広帯域

1. 概要

次世代携帯電話の下り回線における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の評価基準を設け雑音を抑制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⁾。本稿では上記方法を用い、バースト雑音が混入したときの無線回線推定精度劣化の改善について述べる。無線回線推定に用いる参照信号にバースト雑音が重なっている場合、その無線回線推定精度が大幅に劣化する。そこでバースト雑音を含む参照信号(6 周期)の1周期を切り取ることによりバースト雑音の振幅が非常に大きい場合でも無線回線推定精度 19[dB]以上を確保できることを示した²⁾。本文では最大の無線回線推定精度を得るように受信信号に対するバースト雑音の振幅倍率に対応してバースト雑音を含む1周期の信号の振幅を制御することにより、上記方法に比べ無線回線推定精度をさらに 3.43[dB]改善できることを明らかにする。以下 2 章で広帯域無線回線特性およびその推定法、3 章でバースト雑音の検出法、4 章で RS スロット切り取り方式、5 章で RS スロット抑圧倍率制御方式、6 章で提案 2 方式の無線回線推定性能の評価結果、7 章でまとめを述べる。

2. 広帯域無線回線特性とその推定法

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。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 1 例として Fig.2 に示す様な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、この等化を実現するには周波数選択性フェージングの周波数特性を正確に推定する必要がある。

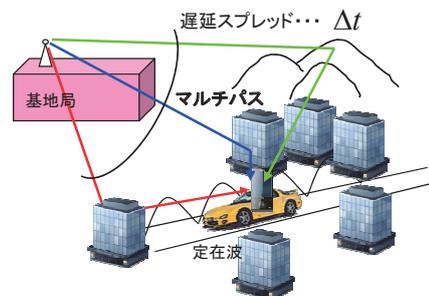


Fig.1 Situation of using mobile phone in urban

*1 工学研究科情報通信制御システム工学専攻

*2 情報通信学部通信ネットワーク工学科

*3 パナソニック株式会社次世代モバイル開発センター

*4 情報通信学部通信ネットワーク工学科教授

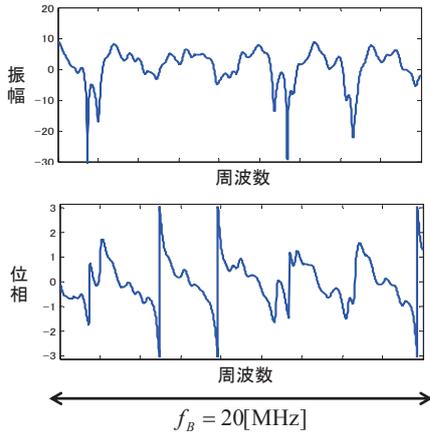


Fig.2 Frequency selective fading

2.2 WSSUSモデルに基づく無線回線推定

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。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。

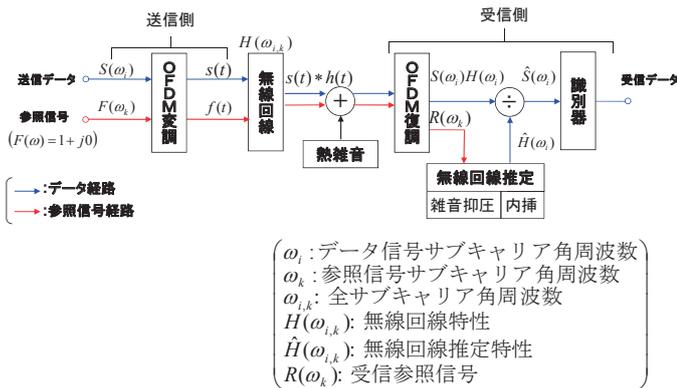


Fig.3 Structure of transmitter and receiver

上図の無線回線推定部には WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering)モデルを用いこのモデルを Fig.4 に示す。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。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。

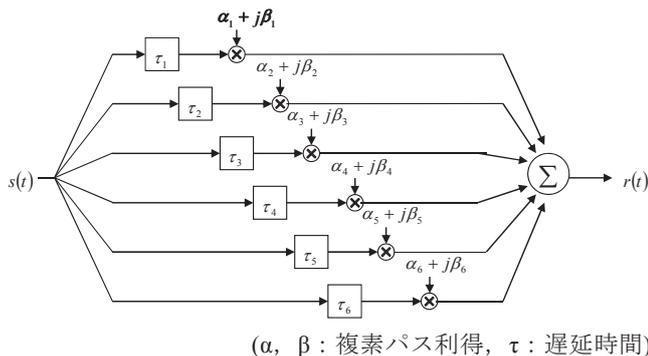


Fig.4 WSSUS model

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

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

本回線推定では周波数領域においてその軸上に等間隔に挿入して送出した参照信号に対する受信信号と WSSUS モデルを用いて算出した出力の差の絶対値の二乗和が最小となるよう WSSUS モデルの各パラメータ(α, β : 複素パス利得, τ : 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、この最適化は非線形方程式で表されるためその解法に非線形最適化手法の1つであるテ일러逐次近似法を用いる。これにより受信参照信号に含まれる雑音成分を効率的に抑圧することが実現できより精度の高い無線回線特性の推定ができる。最後に内挿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。

$$\sum_k |R(\omega_k) - \hat{H}(\omega_k)|^2 \rightarrow \min \quad (2)$$

3. バースト雑音の検出方法

3.1 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 3GPP³⁾ の LTE-Advanced 規格を用いバースト雑音は時間長を 1[μ s]としている。

Table 1 Simulation Parameters

設定項目	設定値	
搬送波周波数	3.5[GHz]	
サブキャリア間隔	15[kHz]	
OFDMフレーム長	66.7[μ s]	
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], オール1
無線回線特性	Vehicular A 120km/h	
バースト雑音の時間	1[μ s]	
受信帯域	18[MHz]	
熱雑音	なし	

3.2 バースト雑音の検出法

3.2.1 概要

本節ではバースト雑音の大きさや位置の検出法について述べる。無線回線特性の時間変動のため OFDM シンボル毎に受信信号の実効値が大幅に変動するため先ず各 OFDM シンボルの実効値が 1[V]になるよう各受信信号を正規化する²⁾。無線回線推定精度は参照信号とバースト雑音が重なる所で大幅に劣化する。また、参照信号は時間的にエネルギーが集中しておりその大きさは 6 周期の周期波形でその振幅が等しいことからバースト雑音の検出を基本的に振幅で行う。1OFDM シンボルの受信信号を振幅検波した時

間波形を Fig.5 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。受信信号の振幅に対するバースト雑音の振幅の大きさをバースト雑音の振幅倍率(a_b)と呼ぶ。

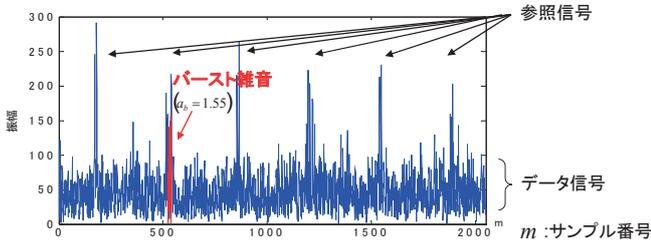


Fig.5 Received signal with burst noise

次に、バースト雑音長程度の時間長(33 サンプル、約 1[μs])で正規化された受信信号 $rvne(m)$ の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(3)を用いる。Fig.6 に示す検波平滑化後の信号 $\sigma_{sm}(m)$ を短区間実効値の時間波形、短区間実効値の時間波形の最大値を σ_{max} と呼ぶ。また、バースト雑音の振幅倍率(a_b)の大きさを判定する振幅倍率の値を切り替えのバースト雑音の振幅倍率(a_{bo})と呼び、それに対応する短区間実効値の時間波形に設定する閾値を閾値(v_{slo})と呼ぶ。

$$\sigma_{sm}(m) = \sqrt{\frac{1}{33} \sum_{m'=-16}^{16} |rvne(m'+m)|^2} \quad (3)$$

$(m = 0, 1, \dots, 2047)$

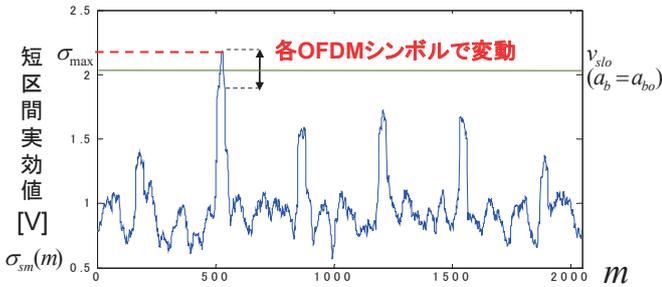


Fig.6 Short time rms of received signal

3.2.2 バースト雑音の振幅検出

バースト雑音の振幅倍率(a_b)が切り替えのバースト雑音の振幅倍率(a_{bo})より大きい小さいかを受信信号から検出したい。そこで前節 Fig.6 に示した受信信号の短区間実効値の時間波形からバースト雑音の振幅倍率(a_b)を推定する。短区間実効値の時間波形の最大値(σ_{max})は 1OFDM シンボル毎にばらつきがあるため、短区間実効値の最大値(σ_{max})の平均値を $\bar{\sigma}_{max}$ と呼び、これを式(4)より求める。

$$\bar{\sigma}_{max} = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N \sigma_{max}(l) \quad (4)$$

$\left[\begin{array}{l} N : \text{OFDM シンボル数} \\ l : \text{OFDM シンボル番号} \end{array} \right]$

式(4)を用いバースト雑音の振幅倍率(a_b)をパラメータにして短区間実効値の最大値の平均値($\bar{\sigma}_{max}$)特性を求め Fig.7 に示す。切り替えのバースト雑音の振幅倍率(a_{bo})に対応する $\bar{\sigma}_{max}$ を閾値(v_{slo})とし、 v_{slo} に対して短区間実効値の最大値(σ_{max})が大きいとバースト雑音の振幅倍率(a_b)は切り替えのバースト雑音の振幅倍率(a_{bo})より大きいと判定する。

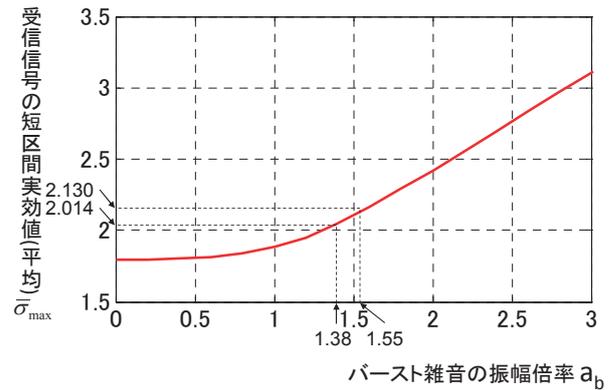


Fig.7 a_b vs. $\bar{\sigma}_{max}$ characteristic

3.2.3 バースト雑音の位置検出

参照信号は 1OFDM シンボル内で 6 周期の周期波形となる。この 1 周期を 1RS スロットと呼ぶ。バースト雑音の位置は短区間実効値の最大値(σ_{max})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ことで求めこれを #n($n=0, 1, \dots, 5$) と記す。#1 の RS スロット番号にバースト雑音が入り込んだ場合の様子を Fig.8 に示す。またバースト雑音が入り込んでいる 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} に到達せずどの RS スロットも検出しない場合は未検出と呼ぶ。

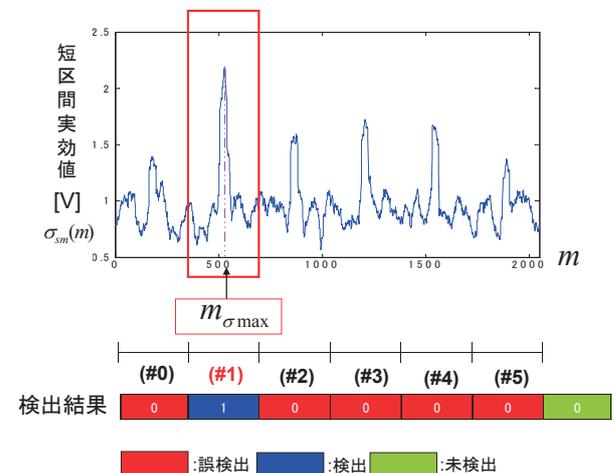


Fig.8 Position detection of burst noise

4 章で用いる切り替えのバースト雑音の振幅倍率 (a_{b0})1.55 の場合のバースト雑音の振幅倍率(a_b)対検出・誤検出・未検出確率を Fig.9 に示す.

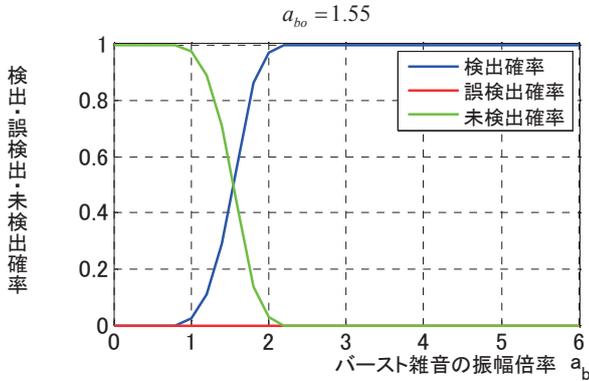


Fig.9 Detection probability characteristics

4. RS スロット切り取り方式

受信信号にバースト雑音が印加されると無線回線推定精度が大幅に劣化する. そこで受信信号からバースト雑音の重畳した 1RS スロット分切り取る. これにより参照信号は 6 周期であるために歪みなく伝送が可能である. 一方, データ信号のサブキャリア成分が参照信号のサブキャリア成分に漏れ混んで歪みが生じるが一定の回線推定精度を確保できる. そこで, バースト雑音の振幅倍率(a_b)が小さい場合には受信信号をそのまま通し大きい場合にはバースト雑音を含む 1RS スロットを切り取ることで無線回線推定精度を改善できる.

4.1 方式概要

RS スロット切り取り方式では受信信号をそのまま通した特性と 1RS スロットを切り取った特性の良い方の特性をとる. バースト雑音の振幅倍率(a_b)が切り替えのバースト雑音の振幅倍率(a_{b0})を境にこの 2 特性を切り替える. これを実現する無線回線推定法の送受信構成を Fig.10 に示す. この切り替えを紫で示したブロックで処理する.

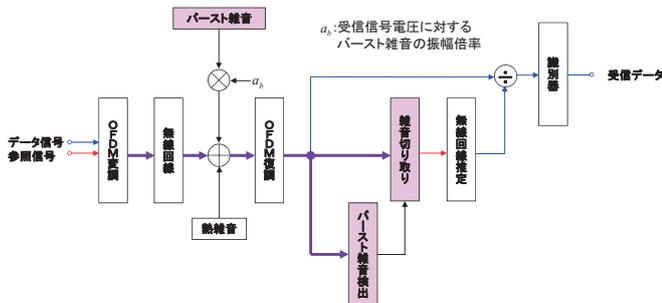


Fig.10 Structure of the method of cutting RS slot

4.2 無線回線推定精度の評価法

OFDM 無線伝送の送受信構成図を Fig.11 に示す. 無線回線推定精度の評価は 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精度の誤差である SDR_o で行う. この評価に用いる関数を式(5)に示す.

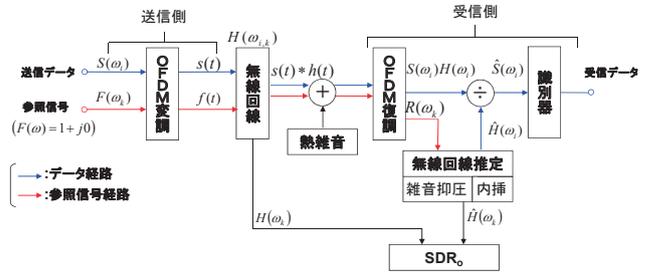


Fig.11 Method of calculating SDR_o

$$SDR_o = 10 \log_{10} \frac{\sum_{k=1}^{200} |H(\omega_k)|^2}{\sum_{k=1}^{200} |\hat{H}(\omega_k) - H(\omega_k)|^2} [dB] \quad (5)$$

4.3 前章のバースト雑音の検出法を用いた場合の性能評価

受信信号からバースト雑音の振幅倍率を求めた場合の RS スロット切り取り方式のバースト雑音の振幅倍率(a_b)対無線回線推定精度(SDR_o)特性を Fig.12 に示す. 黒実線の特性はバースト雑音をそのまま通した時の特性, 黒破線の特性はバースト雑音を含む 1RS スロットを切り取った特性である. RS スロット切り取り方式では上記 2 特性の交点すなわち $a_b = a_{b0}$ (1.55[倍])で切り替えた特性を赤線で示す. このようにほぼ両特性の良い方の特性を取得できる. この所望の特性からの劣化は僅かで最大 0.48[dB]である²⁾.

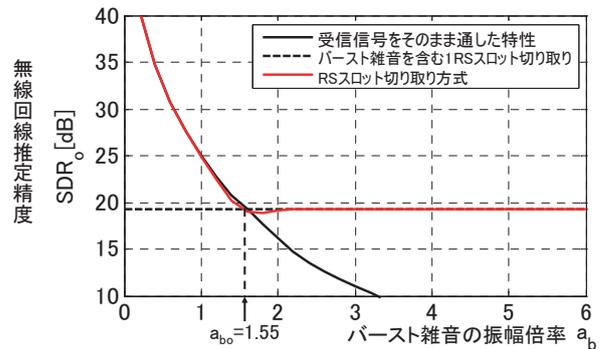


Fig.12 a_b vs. SDR_o characteristics (Method of cutting RS slot)

5. RS スロット抑圧倍率制御方式

まず 1RS スロットの振幅を抑圧する倍率を RS スロット

抑圧倍率(b)と呼ぶ。前章の RS スロット切り取り方式ではバースト雑音を含む IRS スロットの抑圧倍率(b)を 1 とすることでスルーし、0 とすることで切り取った。本章ではバースト雑音の振幅倍率に対して無線回線推定精度が最良となるようにバースト雑音を含む IRS スロットの抑圧倍率(b)を 0 から 1 まで連続的に制御することで無線回線推定精度の向上を図る。

5.1 RS スロット抑圧倍率制御方式とその性能限界

5.1.1 方式概要

提案する RS スロット抑圧倍率制御方式ではバースト雑音の振幅倍率(a_b)に対して無線回線推定精度を最良にするようにバースト雑音を含む RS スロットの抑圧倍率を連続的に制御する。これを実現する構成図を Fig.13 に示す。

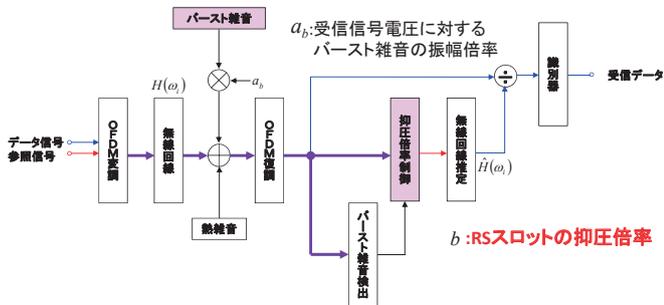


Fig.13 Structure of the method of adjusting RS slot suppression

5.1.2 最適な回線推定精度を与える RS スロット抑圧倍率

バースト雑音の振幅倍率(a_b)をパラメータにし、RS スロットの抑圧倍率(b)を変化したときの無線回線推定精度をシミュレーションにより求める。この特性を Fig.14 に示す。

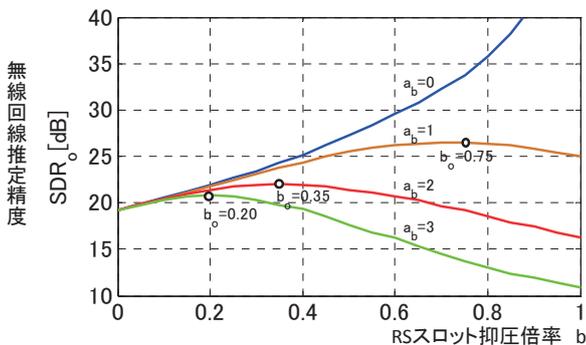


Fig.14 b vs. SDR_0 characteristics

Fig.14 より各バースト雑音の振幅倍率(a_b)に対して最良な無線回線推定精度を得る RS スロット抑圧倍率(b_o)が存在することがわかる。次に、バースト雑音の振幅倍率(a_b)に対し、無線回線推定精度を最大にする RS スロット抑圧倍率

(b_o)を取得しこの特性を Fig.15 に示す。

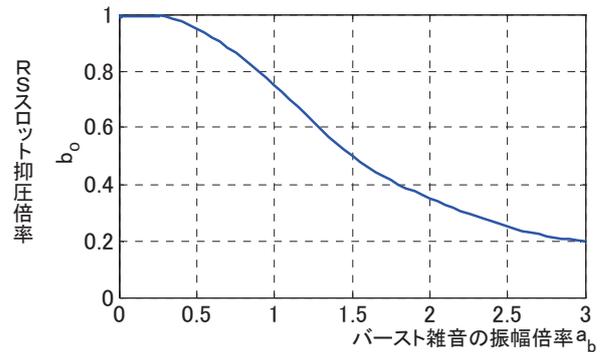


Fig.15 a_b vs. b_o characteristic

5.1.3 RS スロット抑圧倍率制御方式の性能限界

Fig.15 の結果を用い、バースト雑音の振幅倍率(a_b)対無線回線推定精度(SDR_0)特性をシミュレーションにより取得しこの特性を Fig.16 に示す。

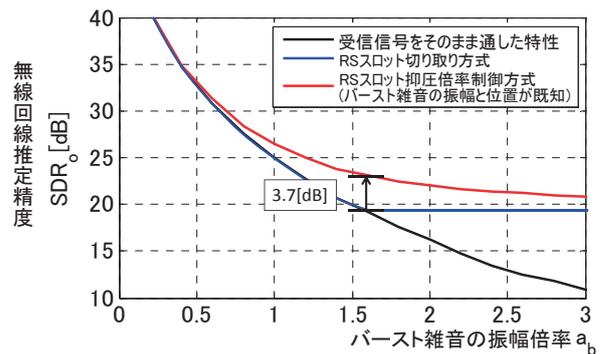


Fig.16 a_b vs. SDR_0 characteristics

(Method of adjusting RS slot suppression)

このように RS スロット切り替え方式と比較し、すべてのバースト雑音の振幅倍率(a_b)において無線回線推定精度(SDR_0)を改善できる。なお、この特性はバースト雑音の振幅倍率(a_b)および位置(# n)が正確にわかっている場合の特性であり RS スロット抑圧倍率制御方式の無線回線推定精度の最良値である⁴⁾。

5.2 バースト雑音検出法が異なる 2 方式の性能評価

前章ではバースト雑音の振幅と位置情報が正確にわかっている場合の特性である。しかし受信部にはバースト雑音の振幅倍率(a_b)と位置(# n)の各情報が直接的には存在しない。そこでこれらの信号を受信信号から検出する。この検出方法の違う 2 方式について以下に述べる。

5.2.1 受信信号の短区間実効値を用いた場合の無線回線推定性能(方式 A)

本方式では 3 章で示したバースト雑音の検出法で切り替えのバースト雑音の振幅倍率(a_{b0})を零($v_{slo}=0$)とし受信信号

からバースト雑音の振幅倍率および位置情報を検出する。すなわちバースト雑音の振幅倍率(a_b)に短区間実効値の最大値(σ_{max})を、バースト雑音の位置には Fig.6 の短区間実効値の波形において σ_{max} の存在する RS スロット番号(#n)を用いる。この方式のバースト雑音の振幅倍率(a_b)対無線回線推定精度(SDR₀)特性を Fig.17 に示す。この特性を以後方式 A と呼ぶ。方式 A はバースト雑音の振幅倍率(a_b)および位置(#n)が正確にわかっている場合の特性と比較しバースト雑音の振幅倍率が小さい部分で位置の誤検出が生じ無線回線推定精度が大幅に劣化する。

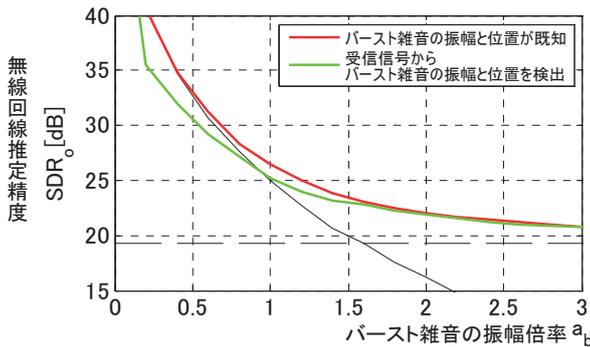


Fig.17 a_b vs. SDR₀ characteristics (a_b was detected by σ_{max})

5.2.2 誤検出をなくした場合の無線回線推定性能(方式B)

本方式では A 方式の欠点を取り除くため 3 章で示したバースト雑音検出法で切り替えのバースト雑音振幅倍率(a_{bo})を誤検出が零となるように設定しバースト雑音振幅倍率および位置を検出する。この実現のため、Fig.6 に示した短区間実効値の時間波形に最適な閾値(v_{st})を設定する。次にこの閾値(v_{st})を求めるために先ずバースト雑音の振幅倍率(a_b)対バースト雑音の誤検出確率の特性を求め Fig.18 に示す。

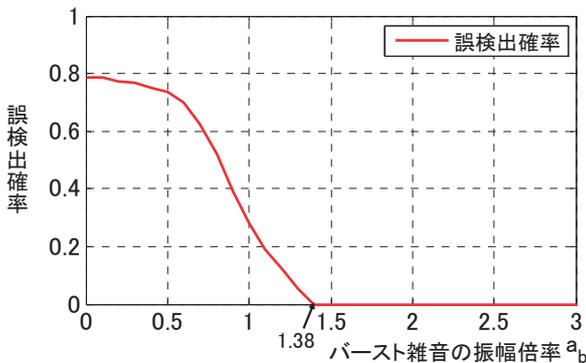


Fig.18 a_b vs. error probability characteristic

Fig.18 より、バースト雑音の誤検出が 0 となる最小のバースト雑音の振幅倍率(a_b)は 1.38 である。これを切り替えのバースト雑音の振幅倍率(a_{bo})とする。次に、Fig.7 を用い

a_{bo} に対応する短区間実効値の時間波形に設ける閾値(v_{st0})を 2.014 とし 3 章のバースト雑音の検出法の閾値に設定する。この検出法を用いた時のバースト雑音の振幅倍率(a_b)対無線回線推定精度(SDR₀)特性を Fig.19 に示す。この特性を以後方式 B と呼ぶ。

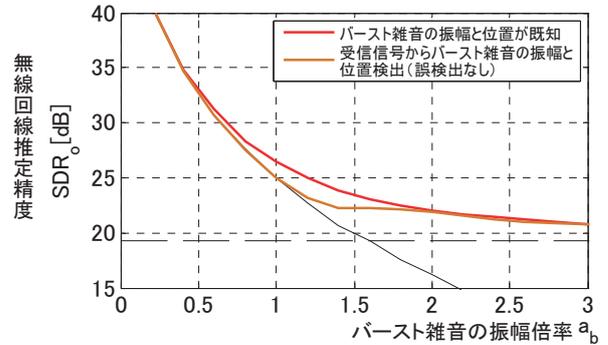


Fig.19 a_b vs. SDR₀ characteristics (No error probability)

5.3 AB切り替え方式とその性能評価

バースト雑音の振幅倍率が小さい場合は方式 B, 大きい場合には方式 A を選択することにより無線回線推定精度の向上を図ることができる。本節ではこの実現について述べる。

5.3.1 方式概要

Fig.17 で示した A 方式および Fig.19 で示した B 方式の交点を切り替えのバースト雑音振幅倍率(a_{bsi})として両特性の良い方の方式を選択する AB 切り替え方式の構成図を Fig.20 に示す。この選択と切り替えは同図の黄色で塗りつぶした部分で処理する。

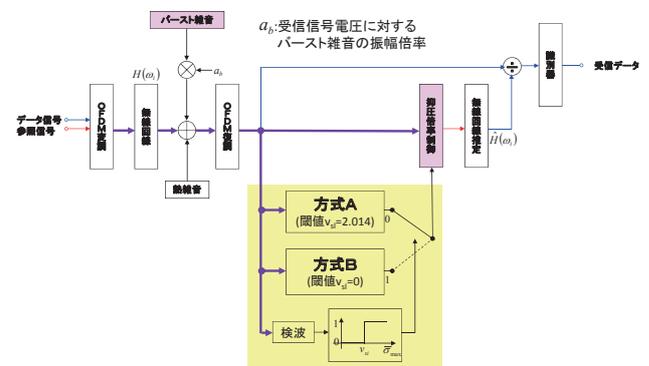


Fig.20 Structure of the method of adjusting RS slot suppression (with switch of A and B characteristic)

5.3.2 AB切り替え方式の性能評価

(1) バースト雑音の振幅が既知の場合

バースト雑音の振幅倍率(a_b)が既知と仮定した場合に両

特性の良い方を選択する A B 切り替え方式のバースト雑音の振幅倍率(a_b)対無線回線推定精度(SDR_o)特性を Fig.21 に示す. この特性は RS スロット抑圧倍率制御方式の目標特性である.

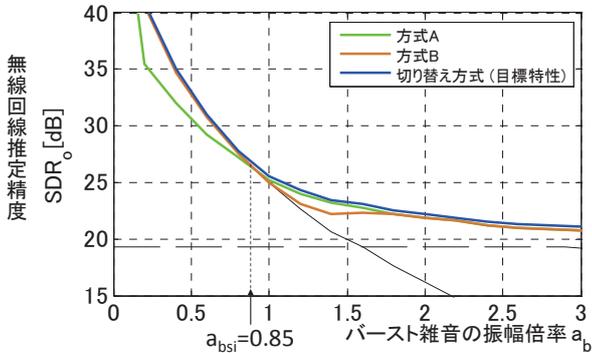


Fig.21 a_b vs. SDR_o characteristic (Ideal characteristic)

(2) バースト雑音の振幅に受信信号の短区間実効値を用いた場合

本項では方式 A と B の切り替えのバースト雑音振幅倍率(a_{bsi})を受信信号の短区間実効値の最大値 σ_{max} から求めた場合のバースト雑音の振幅倍率(a_b)対無線回線推定精度(SDR_o)特性を Fig.23 に示す.

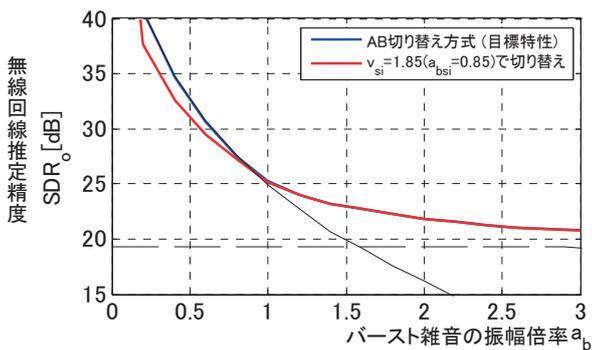


Fig.22 a_b vs. SDR_o characteristics ($v_{si}=1.85$)

上図よりバースト雑音の振幅倍率が小さい場合に Fig.20 で示した AB2 方式切り替え方式の目標特性より無線回線推定精度が劣化することがわかる. この原因はバースト雑音の振幅倍率(a_b)が小さいところで方式 B を選択すべき時に間違えて方式 A を選択してしまうためである.

5.3.3 方式 A B を切り替える閾値を最適化した場合の性能評価

(1) バースト雑音の振幅検出性能

3 章のバースト検出法ではデータ信号等の影響で受信信号の短区間実効値の最大値 σ_{max} にはばらつきが生じる. 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値($\bar{\sigma}_{max}$)と 95%信頼区間を用いた σ_{max} のばらつきを Fig.23 に示す. この特性からバースト雑音の振幅倍率(a_b)が方式 A か B を選択する振幅倍率(a_{bsi})より小さいときに受信信号の短区間実効値の最大値(σ_{max})が AB2 方式選択の閾値(v_{si})より大きいと誤って検出してしまう場合が多々あることがわかる. そのため方法 B を選ぶべきところ誤って方法 A を選んでしまい Fig.22 で示したようにバースト雑音の振幅倍率(a_b)が小さいところで無線回線推定精度が劣化する.

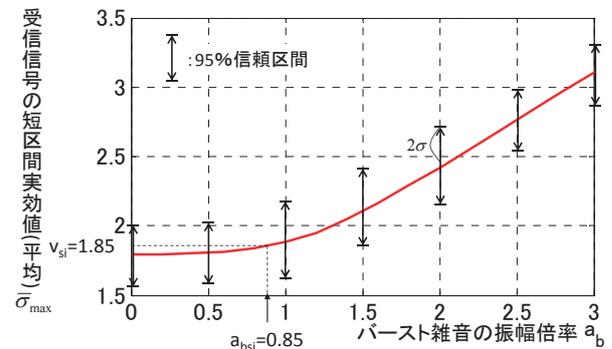


Fig.23 a_b vs. $\bar{\sigma}_{max}$ characteristic with standard deviation

(2) 切り替えの閾値をパラメータにした場合の無線回線推定性能

Fig.22 に示す劣化は方式 B を誤って A と検出する確率を低減させることによって改善することができる. これを実現するために AB2 方式を選択する閾値(v_{si})を大きくする. この性能を検証するため AB2 方式選択の閾値(v_{si})をパラメータにした振幅倍率(a_b)対無線回線推定精度(SDR_o)特性を求め Fig.24 に示す. v_{si} を大きくするとバースト雑音振幅倍率が a_{bsi} より大きい部分で無線回線推定精度がわずかに劣化するが小さい部分で大幅に向上することがわかる.

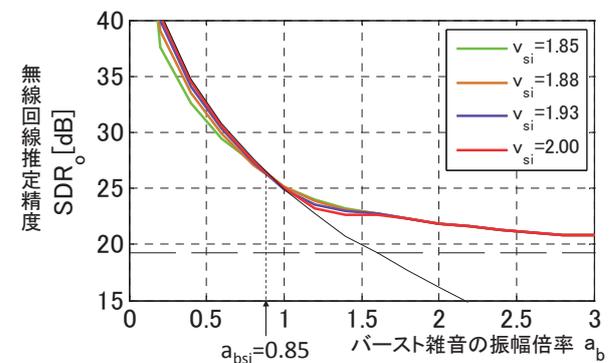


Fig.24 a_b vs. SDR_o characteristics (Adjusting v_{si} parameter)

(3) 最適化した切り替えの閾値を用いた場合の無線回線推定性能

Fig.24 より a_b が小さい時と大きい時の劣化が等しくなる AB2 方式選択の閾値 (v_{si}) は 1.93 となる. AB2 方式選択の閾値を既知とした場合の Fig.21 の目標特性と共にこのときの振幅倍率 (a_b) 対無線回線推定精度 (SDR_o) 特性を Fig.25 に示す. この方式の無線回線推定精度は目標特性と比較し僅か 1.58[dB] の劣化である.

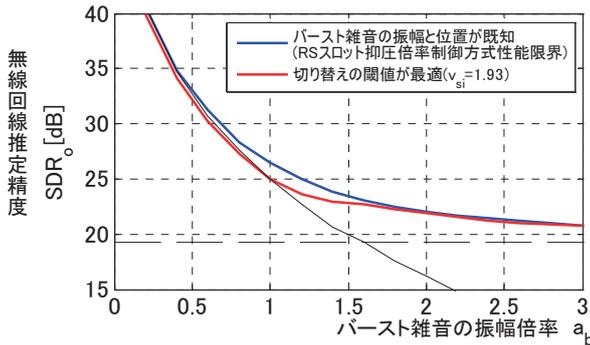


Fig.25 a_b vs. SDR_o characteristics (Achievement characteristic)

6. 提案 2 方式の無線回線推定性能の性能評価結果

4 章で RS スロット切り取り方式, 5 章で RS スロット抑圧倍率制御方式を提案した. この 2 方式のバースト雑音の振幅倍率 (a_b) 対無線回線推定精度 (SDR_o) 特性を Fig.26 に, その拡大図を Fig.27 に示す. RS スロット切り取り方式はバースト雑音の振幅が非常に大きい場合でも回線推定精度を 19[dB] 以上確保することができた. RS スロット抑圧倍率制御方式は RS スロット切り取り方式と比較しバースト雑音のすべての振幅倍率で回線推定精度を改善できその最大値は 3.43[dB] である.

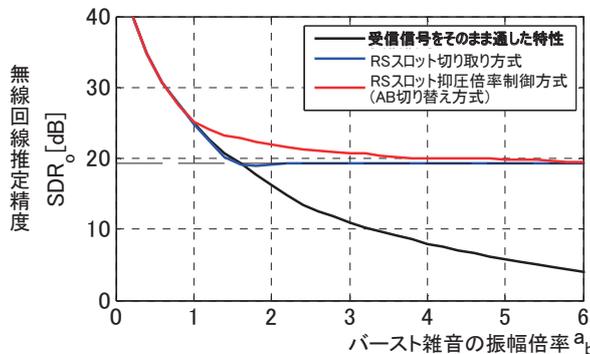


Fig.26 a_b vs. SDR_o characteristics (2 proposed characteristics)

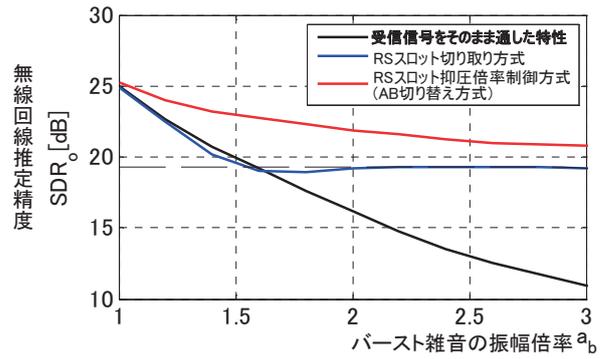


Fig.27 Extended figure of Fig.26

7. まとめ

本稿ではバースト雑音による無線回線推定精度劣化の改善について述べた. 先に提案した RS スロット切り取り方式ではバースト雑音の振幅が非常に大きい場合でも回線推定精度を 19[dB] 以上確保することができることを示した.

新たに提案する RS スロット抑圧倍率制御方式では, バースト雑音の位置と振幅を正確に検出できた場合に, 従来方式と比較しバースト雑音のすべての振幅に対して回線推定精度を 0~3.70[dB] 改善できることを明らかにした.

次に, 受信信号から振幅基準でバースト雑音の振幅と位置を検出した場合について 2 つの検出方法を切り替える新しい方式を提案した. この方式はバースト雑音の位置と振幅を正確に検出できた場合の特性と比較し回線推定精度の劣化を 1.58[dB] 以下に抑えることができ, この場合においても従来方式と比較しバースト雑音に対する回線推定精度を 0~3.43[dB] 改善できることを明らかにした.

今後は回線推定精度をさらに向上するため受信信号からバースト雑音の振幅と位置情報をより正確に検出する課題に取り組む.

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) 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.
- 3) <http://www.3gpp.org/>
- 4) 熊谷他, "OFDM 伝送におけるバースト雑音による無線回線推定精度劣化の改善", 電子情報通信学会 2011 年ソサイエティ大会, B-5-99.