

OFDM 伝送システムにおけるバースト雑音に起因する 伝送特性劣化の改善について

藤森 洋平^{*1}, 小川 佳彦^{*2}, 本間 光一^{*3}

Improving of Transfer Characteristic Degradation due Burst Noise for 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 presents a method of improving the transfer characteristic degradation due burst noise for OFDM transmission system. At first, the transmission characteristic degradation has been improved by applying a limiting circuit to the amplitude of a received signal. Furthermore bit error rate characteristic degradation has been improved by using a WSSUS(Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) model for channel estimation and using an interpolation system for received signal.

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

携帯電話等に用いられる広帯域直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 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は 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¹⁾。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。

本伝送システムに雑音が混入した場合以下の2点の要因により伝送特性 (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。

- (1) 雑音が参照信号に混入し無線回線推定歪が生じビット誤り率特性が劣化。
- (2) 雑音がデータ信号に混入し OFDM 復調信号に歪みが生じビット誤り率特性が劣化。

また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り何れの雑音も伝送特性を劣化させる。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圧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ている²⁾。

そこで、本稿ではバースト雑音に起因する無線回線推定特性とビット誤り率特性の劣化に対する改善法について述べる。

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

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る。このためこの伝送路は周波数選択性フェージングの影響を受ける。対象とする OFDM 伝送の場合伝送特性は1シンボル区間内で線形時不変システムと見做すことができる。この無線伝送路の周波数特性を Fig.1 に示す。

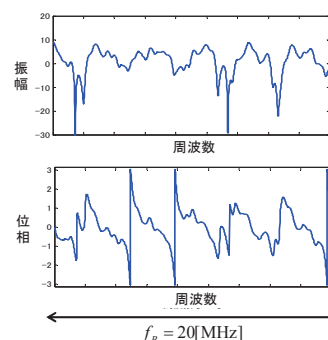


Fig.1 Frequency selective fading characteristic

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。伝搬路で混入するバースト雑音の波形を Fig.2 に示す。

*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

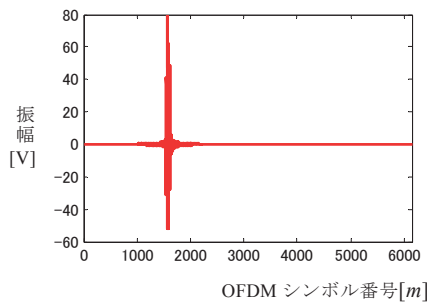


Fig.2 Burst Noise waveform

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、以下この主要諸元を用いて検討を進める。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.3 に示す。

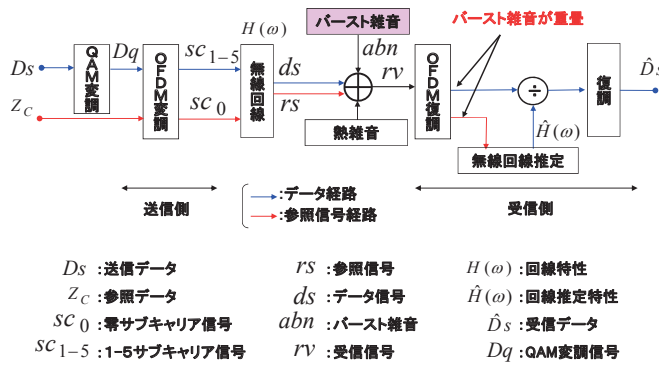


Fig.3 Structure of transmitter and receiver

次に上図の OFDM 変調の入力端の信号配置を Fig.4 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下図の黄色で示すように 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り込んだ場合を想定して検討を進める。

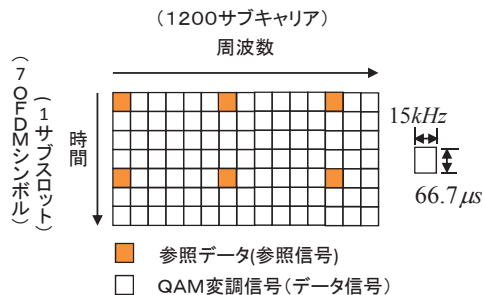


Fig.4 Frame format of the OFDM system

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.5 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.5 では各サブキャリアで抽出した時間信号毎に表示して

いる。基本周波数 (15kHz) 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。

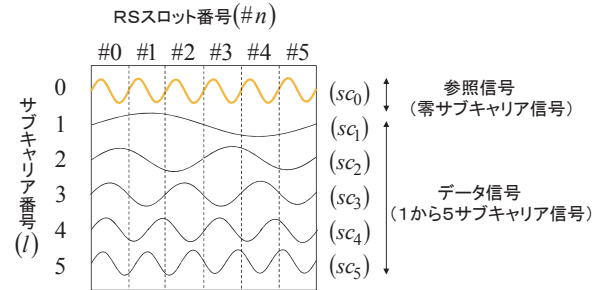


Fig.5 Time waveform of 1OFDM symbol

バースト雑音は参照信号とデータ信号の両方に混入し伝送特性 (回線推定特性とビット誤り率特性) を著しく劣化させる。この伝送特性を改善する方式の提案とその評価結果を次章以下に述べる。

3. 伝送特性の改善

以下に示す 2 点の影響により伝送に伴うビット誤りが生じる。

- ・参照信号を乗せた零サブキャリア信号にバースト雑音 (abn) が混入し無線回線推定歪が生じこの影響でビット誤り率特性 (BER) が劣化する。
- ・データ信号を乗せた 1 から 5 の各サブキャリア信号にバースト雑音が入り込んだ影響でビット誤り率特性が劣化する。

これを評価するためのシステム構成を Fig.6 に示す。

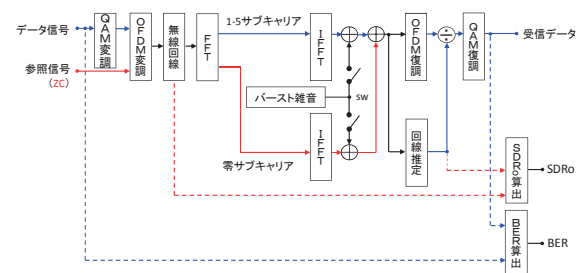


Fig.6 Structure of transmission characteristic evaluation system

零サブキャリア信号 (参照信号) に混入した雑音と 1 から 5 サブキャリア信号 (データ信号) に混入した雑音によるビット誤り率の評価が独立にできるようにスイッチで切りかえる構成としている。

無線回線推定精度の評価には無線回線推定歪率 ($SDRo$) を用いる。無線回線の伝送特性 ($H(\omega_k)$) とその無線回線推定の伝送特性 ($\hat{H}(\omega_k)$) を用いて式 (1) でこの $SDRo$ を定義する。

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

$\omega_k (k=1, \dots, 200)$: 零サブキャリア角周波数

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。

Table1 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	Vehicular 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

本章では伝送特性を改善する 2 つの方式提案と性能評価を最後にそれらの比較評価結果を述べる。まず、3.1 節に提案方式の性能を評価するために伝送特性の改善を施さない基本特性を、3.2 節に受信信号の振幅をクリップする方式を、3.3 節にデータ信号を RS スロット単位で内挿補間する方式について述べる。なお、これらの方式にはバースト雑音の振幅と位置の情報が必要であるがこの検出法は同時に公開される参考文献 3) を参照されたい。

3.1 直線補間を用いた OFDM 復調の基本方式

本節ではバースト雑音に対して特別な改善を行わない場合について述べる。この特性を 3.2 節以降に示す特性改善の基準とする。ここでは受信信号の零サブキャリア成分を抽出し、それをそのまま回線推定として用いた場合の無線回線推定特性を Fig.7 に示す。

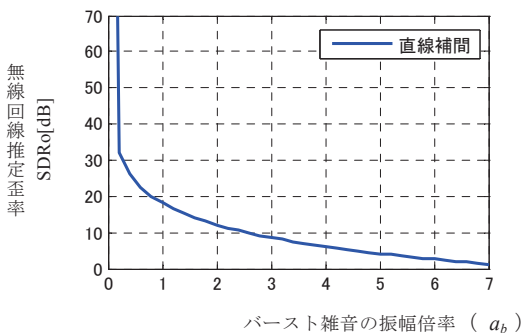


Fig.7 a_b vs. SDR_o characteristic(basic system)

この場合バースト雑音の振幅倍率の増大に伴い回線推定精度が急激に劣化する。

次に 1 から 5 サブキャリア（データ信号）における回線特性を前述の零サブキャリア信号を周波数軸上で直線補間

することにより推定して求めた場合のビット誤り率特性の評価結果を Fig.8 に示す。青線が参照（零サブキャリア）信号にのみバースト雑音を印加した場合、赤線がデータ（1 から 5 サブキャリア）信号にのみバースト雑音を印加した場合、緑線が両（全サブキャリア）信号にバースト雑音を印加した場合のビット誤り率特性である。

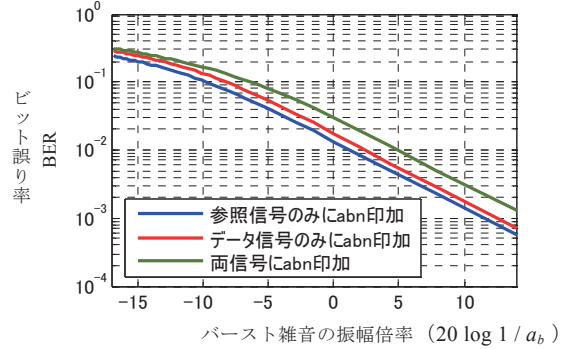


Fig.8 a_b vs. BER characteristics(basic system)

参照信号及びデータ信号のどちらに雑音が混入してもほぼ同一の誤り率特性となる。またバースト雑音の振幅倍率が $0.56 (20 \log(1/a_b) = 5.00)$ 以上でビット誤り率が 10^{-2} 以下に出来ず改良の必要がある。

3.2 受信信号のクリップによる OFDM 復調方式

本項ではバースト雑音の位置が未知として振幅のみを制御して特性の改善を進める。バースト雑音の振幅倍率には参考文献 3) で示したバースト雑音の振幅倍率検出方式を用いる。

3.2.1 バースト雑音の振幅倍率が既知の場合

クリップ方式を評価するに当たり先ず到達できる最良の伝送特性（回線推定特性、ビット誤り率特性）を求める。各振幅倍率に対応して最小の無線回線推定歪を与える受信信号のクリップレベルを求める。次にこのレベルで受信信号をクリップした場合（赤線）とクリップしない場合（青線）の回線推定特性を Fig.9 に示す。

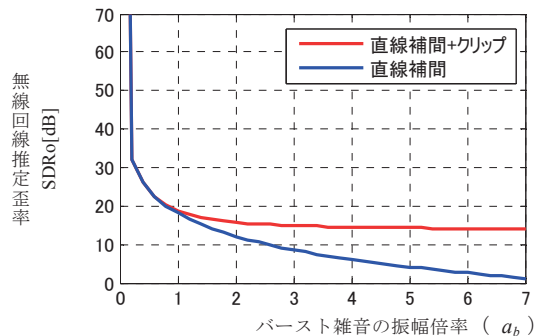


Fig.9 a_b vs. SDR_o characteristics (clipping system)

受信信号を最適にクリップすることによって無線回線推定歪率を 15.0[dB]以上にできることが分かる。

次に各振幅倍率に対応して最小のビット誤りを与える受信信号のクリップレベルを求める。このレベルで受信信号をクリップした場合のビット誤り率特性を Fig.10 に示す。青線が参照（零サブキャリア）信号にのみバースト雑音を印加した場合、赤線がデータ（1 から 5 サブキャリア）信号にのみバースト雑音を印加した場合、緑線が両（全サブキャリア）

信号にバースト雑音を印加した場合のビット誤り率特性である。

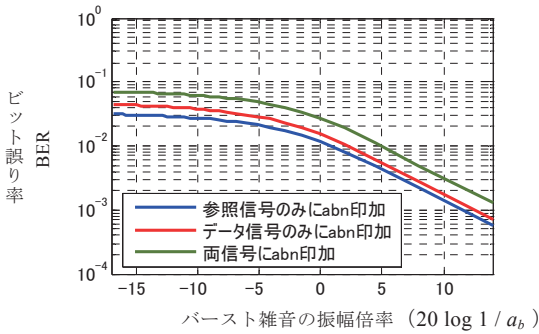


Fig.10 a_b vs. BER characteristics (clipping system)

受信信号を最適にクリップすることによってビット誤り率を全ての振幅倍率に亘って 7.2×10^{-2} 以下にできる。本項の Fig.9 と Fig.10 に示した各特性がクリップによる特性改善の限界を示す。

3.2.2 受信信号からバースト雑音の振幅倍率を検出した場合

受信信号から参考文献⁴⁾に示したバースト雑音の振幅倍率検出方式を用いて振幅倍率を推定しその値を用いて受信信号をクリップする場合を評価する。振幅倍率の推定には短区間実効値検波を用いる方式とその検出特性を補正した場合について評価する。これらの推定値を用いて受信信号をクリップした場合の無線回線推定特性を Fig.11 に示す。青線は短区間実効値検波、緑線は短区間実効値検波を補正、赤線がバースト雑音の振幅倍率が既知として振幅倍率を用いた場合を示す。この赤線の特徴は Fig.9 の特性と同じでクリップ方式の限界の特性を示してゐる。

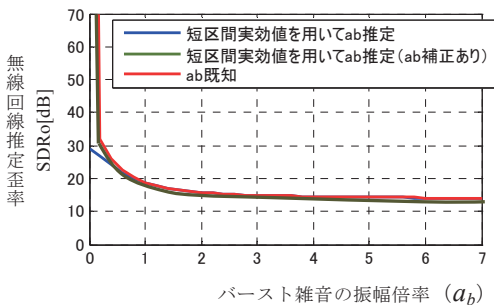


Fig.11 a_b vs. $SDRo$ characteristics (clipping system)

短区間実効値検波を用いた場合振幅倍率が 0.80 以下の所で無線回線推定精度が振幅倍率既知の場合の最適値に比べて急速に劣化する。しかし新しく提案する短区間実効値検波特性を補正した振幅倍率推定特性を用いた場合振幅倍率既知の時と同等の無線回線推定特性を得ることができる。

次にこれら振幅倍率の推定特性を用いて受信信号をクリップした場合のビット誤り率特性を Fig.12 に示す。青線は短区間実効値検波、緑線は短区間実効値検波を補正、赤線がバースト雑音の振幅倍率が既知の場合である。

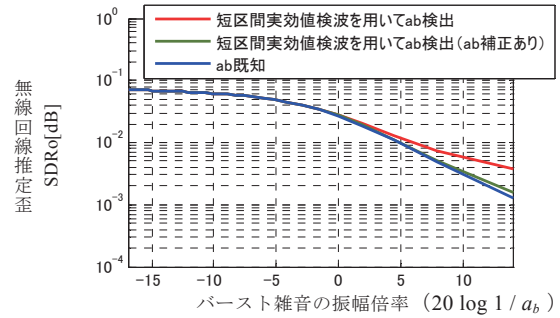


Fig.12 a_b vs. BER characteristics (clipping system)

振幅倍率の推定に短区間実効値検波を用いた場合には振幅倍率が $0.80 (20 \log(1/a_b) = 2.00)$ 以下の所で振幅倍率が既知の場合と比べビット誤り率特性が劣化する。これに対し短区間実効値による推定特性を補正することにより振幅倍率が既知でクリップ方式の限界を与える場合と同等のビット誤り率を得ることができる。

3.3 内挿補間を用いた OFDM 復調方式

回線推定に WSSUS モデル¹⁾を、データ信号に RS スロット単位の内挿補間を用いることによりバースト雑音に対する伝送特性劣化の改善方法を提案しその性能を評価する。

まず #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.13 示す。1OFDM 信号から #1 の RS スロット信号を除いた 6 つの RS スロット信号を抽出しそれらを加算し元の 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。

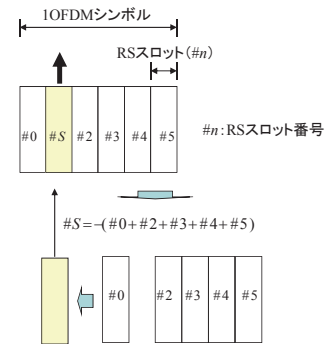


Fig.13 Interpolation system

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.14 示す。

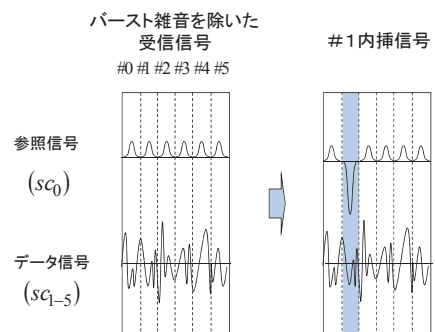


Fig.14 Interpolation of received signal

この図からもわかるように内挿処理に伴い以下に示す
(1) から (3) の性質があることが分かる。
(内挿補間に伴う各信号の性質)

- (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。
- (3) 零サブキャリア信号 (参照信号) の内挿信号は 1-5 サブキャリア (データ信号) に漏れこむ。

上記 (1) から (3) の性質は内挿補間方式の理論的裏付けとなり, これらの説明は付録 1 に示す。

3.3.1 バースト雑音の位置が既知の場合

本項の (1) から (3) 通してバースト雑音が存在する RS スロットの番号が既知の場合について述べる。

(1) 受信信号から既知の参照信号の除去を行い内挿補間を行った場合

バースト雑音の位置と回線推定特性が既知で受信信号から参照信号を除去し RS スロット単位の内挿補間を用いた場合の #0 と #1 の内挿波形を Fig.15 に示す。この場合バースト雑音は #1 の RS スロットに混入しているものとする。この様にバースト雑音の位置が分かると Fig.15 の #1 の内挿信号に示す通りデータ信号波形は元のままで #1 のバースト波形を除去できることが分かる (性質 (2) 参照)。

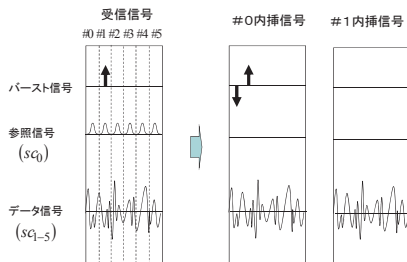


Fig.15 Interpolation of received signal (without reference signal)

この場合のビット誤り率特性を Fig.16 に示す。この特性が RS スロット単位の内挿補間方式の限界を示す。

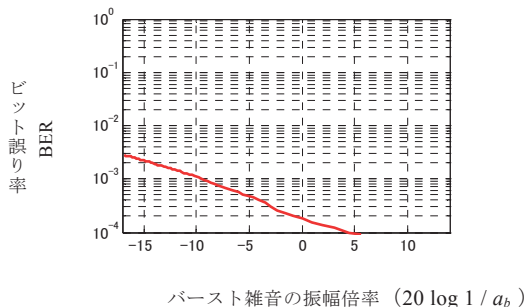


Fig.16 a_b vs. BER characteristic (Known reference signal)

内挿補間によりバースト雑音が除去されるためビット誤りは零に近づく。しかしバースト雑音の振幅倍率が大きいところでは受信信号の帯域制限によりバースト雑音が 1RS スロット内に収まらないためビット誤りが多少生じる。

(2) 受信信号から参照信号の除去を行わずに内挿補間を行った場合

参照信号を残したまま受信信号を #0 の RS スロットで内挿補間した場合と #1 で内挿補間した場合の OFDM 信号を Fig.17 に示す。

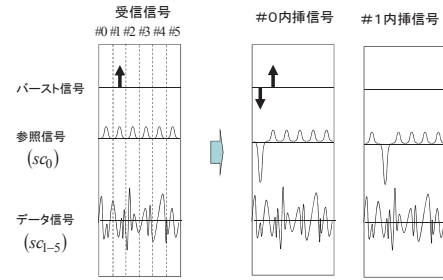


Fig.17 Interpolation of received signal (with reference signal)

この図からわかるようにバースト雑音の位置で内挿補間を施した場合はバースト雑音を除去できかつデータ信号には歪が生じない。しかしバースト状の大きな振幅の参照信号が内挿した RS スロットに混入する。この信号はデータ信号サブキャリアに漏れこみビット誤り率特性を劣化させることになる (性質 (2) (3) 参照)。

この場合のビット誤り率特性を Fig.18 に示す。ただし回線歪は取り除かれているものとする。

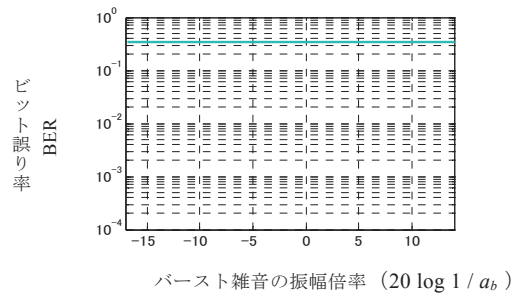


Fig.18 a_b vs. BER characteristic (include reference signal)

上図からわかるように内挿補間により零サブキャリア信号が 1 から 5 サブキャリア信号に漏れこむためビット誤り率が 4.0×10^{-1} と大きく劣化する。

(3) 受信信号から回線推定 (WSSUS モデルとクリップの併用) 信号を除き内挿補間をした場合

回線推定に直線補間を用いた場合とクリップ及び WSSUS モデルを用いた場合の各無線回線推定特性を Fig.19 に示す。青線は直線補間, 紫色は WSSUS モデルのみ, 緑線はクリップと WSSUS モデルを併用した場合の回線推定特性である。

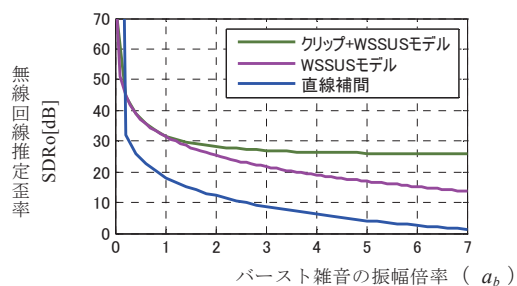
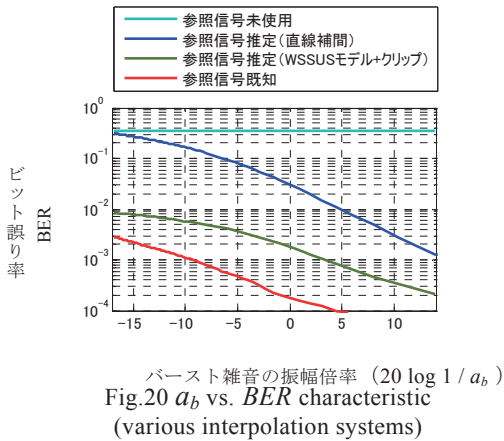


Fig.19 a_b vs. SDRo characteristics (using clipping and/or WSSUS model)

回線推定に WSSUS モデルを用いることにより何も処理を施さなかった場合に比べて回線推定精度が 12[dB]程度向上する．さらにクリップと併用することにより無線回線推定精度を 26.0[dB]以上確保できる．

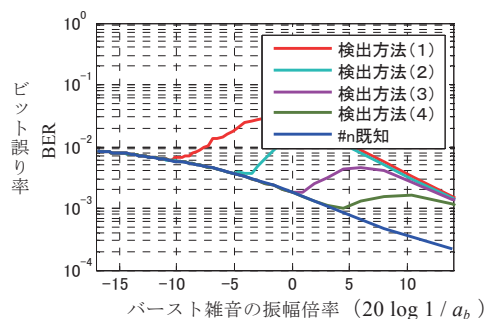
前記の推定参照信号を用いて受信信号から参照信号を除去し RS スロット単位の内挿補間を行いかつその推定参照信号から求めた回線特性でデータ信号を等化した場合のビット誤り率特性を Fig.20 に示す．ただし水色の特性には既知の回線特性を用いている．



クリップと WSSUS モデルを用いて推定した参照信号を受信信号から除去することによりバースト雑音の振幅によらずビット誤り率を 1.0×10^{-2} 迄大幅に改善できる．

3.3.2 受信信号からバースト雑音の位置を検出した場合

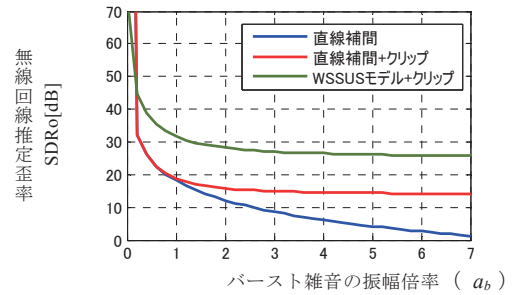
前項まではバースト雑音が含まれている RS スロットの位置は既知として考えている．本項では位置の検出に参考文献 3)で示した位置の各検出方式を内挿補間による OFDM 復調方式に適用した場合について述べる．この場合の各ビット誤り率特性を Fig.21 に示す．青線がバースト雑音の印加されている RS スロットの位置が既知の場合，赤線が (1) の RS スロット信号の振幅比較方式，水色の線が (2) の振幅検波方式，紫線が (3) の同期検波方式，緑線が (4) の内挿補間方式を用いた場合のビット誤り率特性である．



バースト雑音の位置が既知の場合に比べ (1) から (4) のビット誤り率が劣化するのは各方式が正確にその位置を検出できないためである．

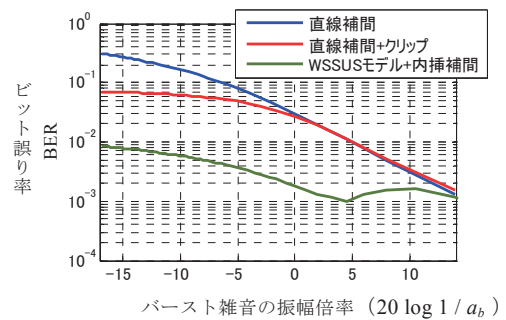
3.4 伝送特性改善の比較結果

先ず本論文を通して行った無線回線推定特性の改善結果の概要を Fig.22 に示す．青線が OFDM 復調の基本特性，赤線が受信信号を最適な無線回線推定歪を得るようにクリップした特性，緑線が WSSUS モデルと受信信号クリップを併用した場合の特性である．



OFDM 復調の基本特性ではバースト雑音の振幅倍率が大きくなると無線回線推定歪急激に劣化する．WSSUS モデルとクリップを併用することによりバースト雑音の振幅倍率によらず無線回線推定歪を 26.0[dB]まで確保できる．

次に本稿を通して評価した各ビット誤り率の改善結果を Fig.23 に示す．青線が OFDM 復調の基本特性，赤線が最適なビット誤り率を得るように受信信号をクリップした特性，緑線がクリップと WSSUS モデルを回線推定に用いデータ信号に内挿補間を用いた場合のビット誤り率特性である．



OFDM 復調の基本特性ではバースト雑音の振幅倍率に比例してビット誤り率が劣化する．振幅をクリップする方式では如何なるバースト雑音の振幅倍率に対してもビット誤り率を 7.5×10^{-2} 以下に，回線推定にクリップと WSSUS モデルを用い内挿補間を行った方式では 1.0×10^{-2} 以下に改善できる．振幅倍率が大きな所では回線推定誤差，小さい所ではバースト雑音位置の検出誤りによってビット誤り率が決定される．

4. まとめ

本稿では OFDM 伝送においてバースト雑音に起因する無線回線推定とビット誤り率の特性劣化の改善についてクリップ方式とデータ信号に対する内挿補間方式を提案しそ

の性能評価を行った。

最初に、提案方式の性能改善の評価の基準とするために OFDM 伝送方式におけるパースト雑音に対する無線回線推定特性とビット誤り率特性を求めた。

次に、先ずパースト雑音の振幅が既知としクリップ方式の性能限界特性を求めた。そのために最良の無線回線推定特性とビット誤り率特性を得るように既知の振幅で受信信号をクリップした結果、パースト雑音のいかなる振幅に対しても回線推定歪率を 15.0[dB] 以上またビット誤り率を 7.2×10^{-2} 以下にできることを明らかにした。また短区間実効値検波で振幅の推定値を求めさらにその値を補正した振幅推定値を用い受信信号をクリップすることによって受信信号のみから上記特性と同等の性能が得られた。

最後に、OFDM シンボル長を 6 分割した RS スロット単位の内挿補間方式を提案し、無線回線特性とパースト雑音の位置が既知とした場合に本方式の性能の限界を求めた。さらに位置が既知の場合と新たに提案したクリップ方式と WSSUS モデルを併用した回線推定方式を用いた場合に回線推定歪率 26.0[dB] 以上また 2.0×10^{-2} 以下のビット誤り率を確保できることが確認できた。次に既知の信号を用いる事なしに受信信号に対する内挿補間によるパースト雑音位置検出方式とデータ信号に対する内挿補間方式を組み合わせることにより上記と同等のビット誤り率が確保出来た。

今後さらなる回線推定精度及びパースト雑音の位置検出精度の向上を図り内挿補間法の限界性能までのビット誤り率特性を目指してその改善を進める。

参考文献

- 1) 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
- 2) 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
- 3) <http://www.3gpp.org/>
- 4) 藤森他, "OFDM 伝送システムに混入したパースト雑音の検出法", 東海大学紀要情報通信学部, Vol.5 No.2 2012

付録 1

ここでは以下に示す 3 点について述べる。

- (1) パ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の内挿信号は内挿前の信号と同じになり、零サブキャリアの内挿信号は内挿補間前を -5 倍とした信号となる。
- (3) 零サブキャリア信号 (参照信号) の内挿信号は 1-5 サブキャリア (データ信号) に漏れこむ。

先ず、(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。

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

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)、 $f_{l,s}(m)$ はデータ信号 (ds) に対応する。このパ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 $m=j+nM$ ($j=0,\dots,M-1$; $n=0,\dots,5$) と置き換え、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。

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

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

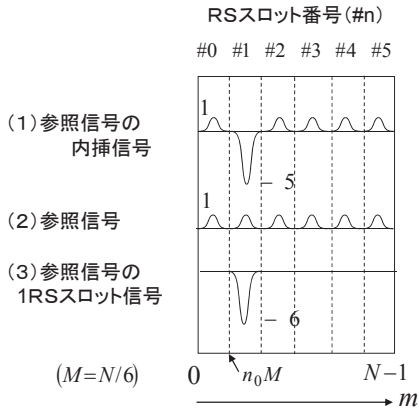
号の IRS スロット信号) の-5 倍となる。

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。

最後に以下に示す (3) 以下について述べる。

(3) 零サブキャリア信号 (参照信号) の内挿信号は 1-5 サブキャリア (データ信号) に漏れこむ。

まず, 付録 1 の参照信号の内挿信号を次図に示す。(1) の内挿信号は (2) の参照信号と (3) の内挿スロット点における参照信号の IRS スロット信号に分解できる。(1) の参照信号は零サブキャリア信号でデータ信号には漏れこまない。一方 (3) の IRS スロット信号は 1-5 サブキャリア (データ信号) に漏れこむ。以下この説明について述べる。



まず, (3) の内挿スロット点における参照信号の IRS スロット信号 ($b(m)$) をデルタ関数を用いて表す。 n_0 は内挿する RS スロット番号を示し, $a(m)$ は複素定数とする。

$$\begin{aligned} b(m) &= \sum_{n=n_0M}^{(n_0+1)M-1} a(m-n_0M) \delta(m-n) \quad (m=0, \dots, N-1) \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} a(m-n_0M) \delta(m-(n+n_0M)) \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) \delta(m-n-n_0M) \end{aligned}$$

次に, 上記信号にフーリエ変換 ($\Delta_b(k)$) と逆フーリエ変換 ($b(m)$) を施しその信号の別表現を得る。

$$\begin{aligned} \Delta_b(k) &= \sum_{m=0}^{N-1} \left(\sum_{n=0}^{M-1} a(n) \delta(m-n-n_0M) \right) e^{-j2\pi mk/N} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} \left(\sum_{m=0}^{N-1} a(n) \delta(m-n-n_0M) e^{-j2\pi mk/N} \right) \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) e^{-j2\pi(n+n_0M)k/N} \\ b(m) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{n=0}^{M-1} a(n) e^{-j2\pi(n+n_0M)k/N} \right) e^{j2\pi mk/N} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi(m-n-n_0M)k/N} \end{aligned}$$

次に, 上式で $k=6i+l (i=0, \dots, M-1; l=0, \dots, 5; M=N/6)$ と置く。

$$= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) \frac{1}{N} \sum_{l=0}^5 \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi(m-n-n_0M)(6i+l)/N}$$

この信号の l サブキャリア信号 ($b_l(m)$) を求める。

$$\begin{aligned} b_l(m) &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi(m-n-n_0M)(6i+l)/N} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi(m-n-n_0M)i/M} e^{j2\pi(m-n-n_0M)l/N} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) \frac{1}{6} \left(\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi(m-n)i/M} \right) e^{j2\pi(m-n-n_0M)l/N} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) \frac{1}{6} \left(\frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} e^{j2\pi mi/M} e^{-j2\pi ni/M} \right) e^{j2\pi(m-n-n_0M)l/N} \end{aligned}$$

上記の括弧内は $m (0, \dots, N-1)$ 内で 6 周期の信号となりかつ $m-n=pM (p=0, \dots, 5)$ の時だけ値を有するのでデルタ関数を用いて次式で表される。

$$\begin{aligned} &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) \frac{1}{6} \left(\sum_{p=0}^5 \delta(m-n-pM) \right) e^{j2\pi(m-n-n_0M)l/N} \\ &= \sum_{p=0}^5 \frac{1}{6} \left(a(n) \sum_{n=0}^{M-1} \delta(m-n-pM) \right) e^{j2\pi(m-n-n_0M)l/N} \\ &= \sum_{p=0}^5 \frac{1}{6} \left(\sum_{n=0}^{M-1} a(n) \delta(m-n-pM) \right) e^{j2\pi(p-n_0)l/6} \\ &\quad (m=0, \dots, N-1) \end{aligned}$$

上式の括弧内は最初に示した参照信号の IRS スロット信号 $b(m) (m=0, \dots, N-1)$ と同じ形の関数となる ($p=n_0$ の時は同じ関数)。このため参照信号の IRS スロット信号の 1-5 サブキャリア信号は $b(m)$ を 6 分の 1 にし p と共に $2\pi l/6 [\text{rad}]$ だけ回転しながら 6 つ RS スロットに配置した信号として表される。このため $b(m)$ が存在 (即ち参照信号を内挿処理) する限りその信号は 1-5 サブキャリアに漏れこむことになる。

最後にこの漏れこむ信号のスペクトルを求める。まず参照信号の IRS スロット信号のスペクトル $\Delta_b(k)$ を以下に示す。

$$\Delta_b(k) = \sum_{n=0}^{M-1} a(n) e^{-j2\pi(n+n_0M)k/N}$$

零サブキャリア以外の周波数 $k=6i+l (i=0, \dots, M-1; l=1, \dots, 5 (l \neq 0))$ に漏れこむ信号のスペクトル $\Delta_l(6i+l)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \Delta_l(6i+l) &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) e^{-j2\pi(n+n_0M)(6i+l)/N} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) e^{-j2\pi n 6i/N} e^{-j2\pi n_0M 6i/N} e^{-j2\pi(n+n_0M)l/N} \\ &= \sum_{n=0}^{M-1} a(n) e^{-j2\pi n 6i/N} e^{-j2\pi(n+n_0M)l/N} \\ &\quad (i=0, \dots, M-1; l=1, \dots, 5) \end{aligned}$$