

OFDM 伝送システムにおける バースト雑音による伝送特性劣化の改善について

藤森 洋平^{*1}, 小川 佳彦^{*2}, 平松 勝彦^{*2}, 本間 光一^{*3}

Improving of Transfer Characteristics Degradation due to Burst Noise for OFDM Transmission System

(received on September 11, 2013 & accepted on February 6, 2014)

by

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

Abstract

This paper presents a method of improving the transfer characteristic degradation due to burst noise for OFDM transmission systems. At first, even if burst noise of any amplitude is mixed in a received OFDM signal, the distortion factor of presumed transfer characteristic was set to about -100[dB] by introducing limiting circuit etc. Furthermore, bit error is able to be made into zero by introducing the repeated interpolation system.

Keywords: OFDM, Wireless channel estimation, Burst noise, Transmission error

キーワード: OFDM、無線チャネル推定、バースト雑音、伝送誤り

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する。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する。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提言されていない方法について述べる。

本伝送システムに雑音が混入した場合以下の2点の要因によりビット誤り率特性が著しく劣化する。

- (i) 雑音が参照信号に混入し無線回線推定歪が発生
- (ii) 雑音がデータ信号に混入し OFDM 復調信号に歪みが発生

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。無線回線推定について、筆者等は回線推定信号が重畳されている OFDM 受信信号の零サブキャリア信号を用いバースト雑音が混入している正確な位置を検出し、次に上記零サブキャリア信号のバースト雑音が混入した時間部分を WSSUS モデルで回線推定した時間信号で逐次置き換えることによりバースト雑音が如何なる振幅で混入しても無線回線特性をほぼ完全に推定できることを既に示した³⁾。しかしこの方法では平均の意味での推定は出来ているが、僅かな特定の OFDM シンボルで回線推定精度が劣化する。そのために上記回線推定法を用いて復調処理を行うとビット誤りを零にする障害となることが予想される。そこで本文では先ず全ての OFDM シンボルで完全に回線推定が出来るように上記回線推定法を改善し、次にこの回線推定法を用いる事を前提にしてバースト雑音の影響を除去する復調方法を提案し、如何なる振幅のバースト雑音が混入してもビット誤りを零にすることが出来る事を示す。具体的には、受信信号のリミッタレベルと無線回線のマルチパス信号を検出する閾値の最適化によって無線回線推定精度を高め、さらにそれを用いてバースト雑音の位置検出性能の向上を図る。次に、内挿補間処理と信号点配置歪の比較を用い 1OFDM シンボルの六分の一分解能でバースト雑音の位置を検出する。最後に、上記の回線推定と位置情報に加え周波数重みを施した内挿補間処理を用いる事によって 1[μs] 幅程度の如何なる振幅のバースト雑音が混入してもビット誤りを零にできることを示す。

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

本研究で対象とする伝搬環境を Fig.1 に示す。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

*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, Master's Program

*2 パナソニック株式会社 事業開発推進室
Business Development Promotion Office, Panasonic
Corporation

*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

なり、さらに Fig.2 に示す数 [μs] 幅程度のバースト雑音が外部から混入することを想定する。

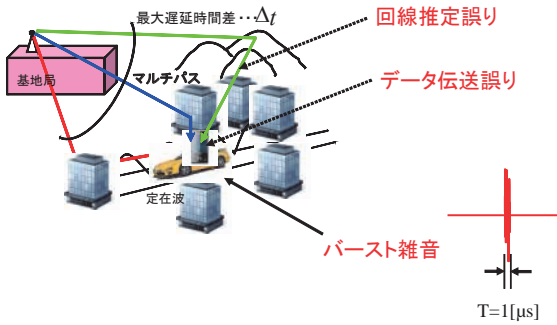


Fig.1 Radio propagation environment

このバースト雑音の波形の一例を Fig.2 に示す。

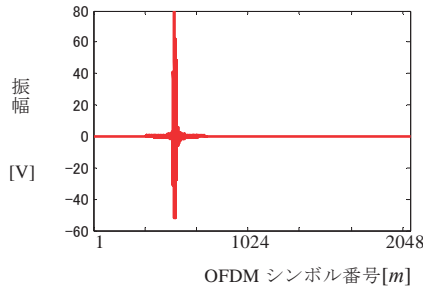


Fig.2 Burst Noise waveform

2.2 OFDM 伝送システム

本稿では、3GPP/LTE (4G 携帯電話システム)⁴⁾の OFDM 伝送システムを対象にし、この主要諸元を用いて以下の検討を進める。まず、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。バースト雑音の大きさにはデータ信号と参照信号の和を基準にした振幅を示す振幅倍率 (a_b) を用いる。

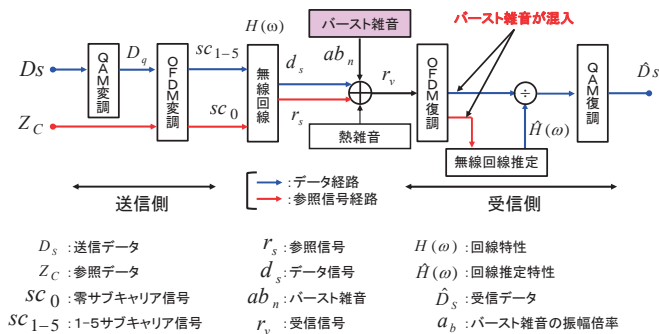


Fig.3 Structure of OFDM transmission system

参照信号に 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(r_s)とデータ信号(d_s)の各時間波形を模倣的に Fig.4 に示す。 l は $l+6n(n=1, \dots, 200)$ の 200 本のサブキャリア番号を示す。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) が零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 スロット部分の信号を $\#n$ (RS スロット番号) で表わす。

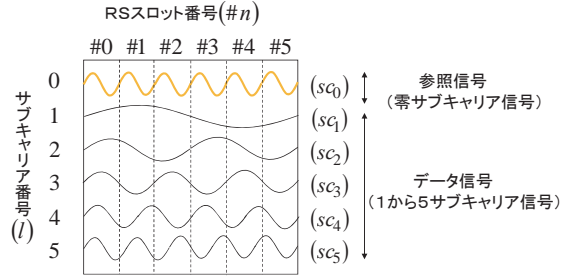


Fig.4 Signal waveform of 1OFDM symbol

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 (無線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法とその評価結果を次章以下に述べる。また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	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	

OFDM 変調信号を送信する広帯域移動無線回線ではその周波数特性が大きく乱れる周波数選択性フェージングが生じる。本方式の性能評価に用いるシミュレーションでは、この広帯域移動無線回線のチャンネルモデルに ITU (International Telecommunication Union) で規定している都市環境を 120 km/h で走行するモデル (Vehicular A 120 km/h) を用いる。狭帯域無線回線ではレイリーフェージングが生じるが、本文の都市環境で広帯域移動無線回線を模擬する Vehicular A モデルは遅延時間の異なる独立した 6 つの狭帯域無線回線モデルを合成して実現している。

3. 無線回線推定特性の改善

ビット誤りを零にするには OFDM シンボルに対する平均ではなく全ての OFDM シンボルに対して精度の高い回線推定を行う必要がある。従来の無線回線推定には零サブキャリア時間信号のバースト信号が混入した部分を WSSUS モデルで推定した参照信号で逐次置き換える方法を持っている。これを実現し正確に無線回線特性を推定するには以下の 2 項を実現する必要がある。

(i) RS スロット内におけるバースト雑音の位置検出 (バースト雑音の零サブキャリア信号は6周期信号となり各RS スロットに混入)

(ii) 逐次改善による正確な無線回線特性の推定
この処理法を 3.1 節と 3.2 節に順次述べる。

3.1 RS スロット内におけるバースト雑音の位置検出

RS スロット内におけるバースト雑音の位置は、先ず一定精度以上の回線推定を行い推定参照信号に変換し、次にバースト信号と参照信号で構成される零サブキャリア信号からこの推定参照信号を差し引きその最大値を見出すことによって検出する。以下にこの従来方法の課題について述べる。

3.1.1 従来位置検出法の課題

位置検出には一定精度以上の無線回線推定が必要であり、先ず従来法による無線回線推定の評価結果について述べる。

回線推定精度の評価には次式 (1) で定義する無線回線推定精度 (SDR₀) を用いる。ただし 200 個の OFDM シンボル信号を用いるものとする。

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

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

1 RS スロット内におけるバースト雑音の位置を正しく検出するには多数の OFDM シンボルに対する平均ではなく、個々の OFDM シンボルについて一定精度以上の回線推定を行う必要がある。先ず 200 個の OFDM シンボル信号を用い WSSUS モデルを用いる従来方法で得られたバースト雑音の振幅倍率に対する無線回線推定精度 (SDR₀) 特性を Fig.5 に示す。この特性から従来方法は上手く回線推定が出来ている様に見える。

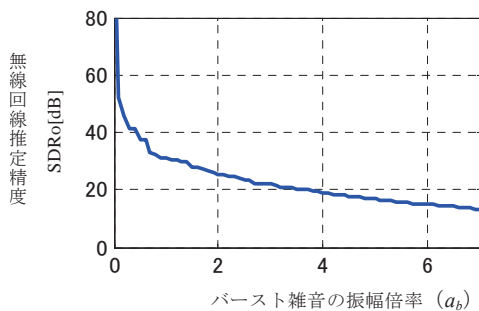


Fig.5 SDR₀ vs. a_b characteristics before an improvement

次に従来の方でバースト雑音の振幅倍率が 0.5 と 4.0 の場合の OFDM スロット番号に対する無線回線推定精度を Fig.6 に示す。この様に従来の方では全ての OFDM シンボルで一定精度以上の回線推定精度が得られていない。

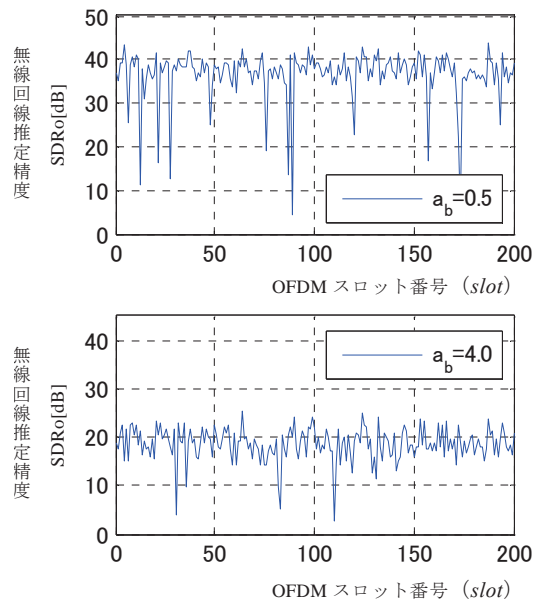


Fig.6 SDR₀ vs. OFDM slot number characteristics before an improvement

さらにこの回線推定法を用いてバースト雑音の位置を検出した場合のバースト雑音の振幅倍率に対する位置の検出確率を Fig.7 に示す。バースト雑音の振幅倍率に依らず OFDM シンボルの位置が 100% の確率で正しく検出が出来ていないことが分かる。そこでこの RS スロット内におけるバースト雑音の位置検出性能の改善について次項に述べる。

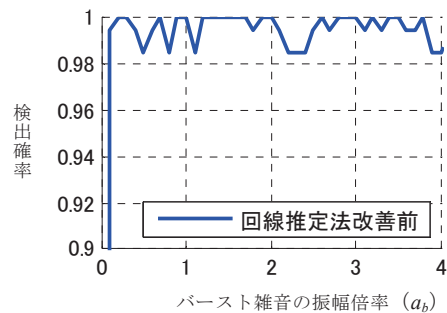


Fig.7 Detection probability vs. a_b characteristics before an improvement

3.1.2 位置検出性能の改善

RS スロット内におけるバースト雑音の位置を検出するには一定精度以上の回線推定特性が必要である。この推定に用いる WSSUS モデルによる方法では先ず無線回線の 6 パスの位置と振幅の初期値を求める必要がある。しかし受信信号に比較的大きなバースト雑音が入るとこのパスの初期値の選定を誤ってしまう。従来はこれを防ぐために予め設定した閾値以下の振幅を有するパスを選択から外す処理を施して、回線推定誤差の大きな劣化を防いでいた。しかし Fig.6 に示す様にこの方法ではバースト雑音の大きさによらず、ある特定の OFDM シンボルで回線推定精度が一定品質を確保できなかった。この精度改善のため従来法に代わりバースト雑音を含む受信信号をその振幅に応じてリミッタで切り取

る方法を導入する. この処理によってバースト雑音の全ての振幅に対して 6 パスの誤検出が抑えられる. このためパスサーチに設けた閾値を零にして常に正しい 6 パスを検出する方式に変更することでバースト雑音が小さい時にパスを制限することによって生じる回線推定歪も除去できる. このリミッタの導入とパスサーチの閾値を零に設定することによって, RS スロット内におけるバースト雑音の位置検出性能を改善する構成を Fig.8 に示す.

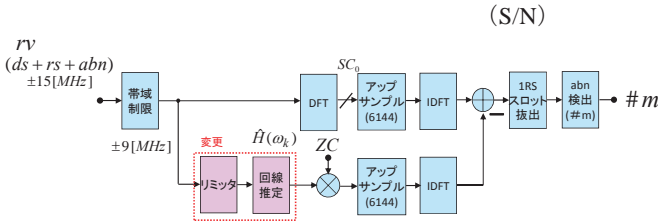


Fig.8 Block diagram of position detection System

上図の改善方法を用い 200 個の OFDM シンボル信号を用いた場合の改善前後のバースト雑音の振幅倍率に対するバースト雑音振幅対参照信号推定誤差振幅比 (S/N) 特性を Fig.9 に示す. また振幅倍率が 4 の時の各 OFDM シンボル番号に対する改善前後の S/N 特性を Fig.10 に記す. Fig.9 に示す様に従来の方法は平均値で見るとそれほど遜色はない. しかし Fig.10 から分かるように従来法では大幅に S/N の悪化する OFDM シンボルがあるのに対して改善法では一定品質の回線推定精度が得られ, またその為に S/N も一定品質が確保されていることが分かる.

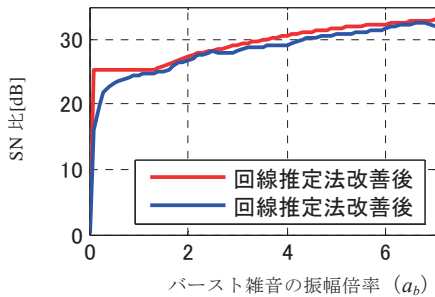


Fig.9 SNR[dB] vs. a_b characteristics before and after an improvement

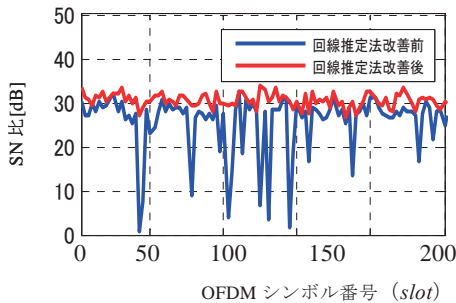


Fig.10 SNR[dB] vs. OFDM slot number characteristics before and after an improvement

次に 200 個の OFDM シンボル信号を用い, 従来法と Fig.8 に示す改善法についてバースト雑音の振幅倍率に対するバースト雑音の検出確率を求めその結果を Fig.11 に示す. この

図から改善法はバースト雑音の大きさに依らず 1RS スロット内の位置 (#m) を正しく検出できることが分かる.

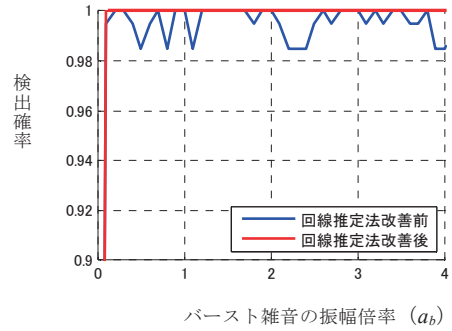


Fig.11 Detection probability vs. a_b characteristics after an improvement

3.2 逐次改善による正確な無線回線特性の推定

ビット誤りを零にするには全ての OFDM シンボルに対して精度の高い回線推定を行う必要がある. 前節の改善法で得られた正確な RS スロット内の位置(#m)情報を用い逐次置き換えによる無線回線推定精度の改善法について述べる. これを実現する構成を Fig.12 に示す.

従来の参照信号逐次置き換え方式に以下に示す 3 つの改善を施す. 3.1 節の位置検出に用いた回線推定法と同様に 1 回目の回線推定に対して以下の 2 点に改善を施す (i) 最適な無線回線推定精度を得るように, 受信信号の振幅に適應した振幅リミッタを設定 (ii) WSSUS モデルのパスサーチ信号の検出に用いる閾値を零に設定. また 2 回目以降の逐次回線推定に対して次の改善を施す (iii) WSSUS モデルのパスサーチ信号の検出の閾値を零に設定.

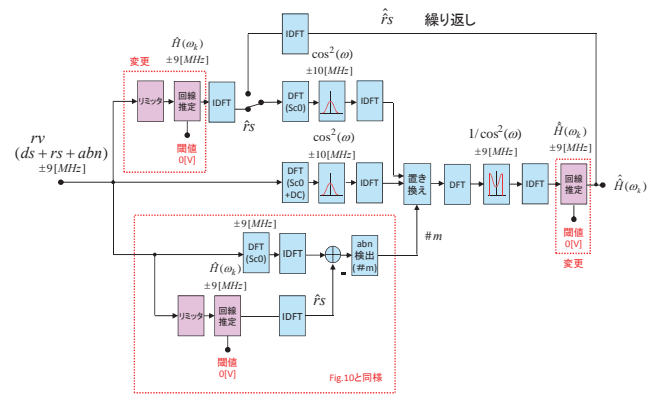


Fig.12 Block diagram of replacement system

この改善を施した時のバースト雑音の振幅倍率が 0.5 と 4.0 場合について 200 個の OFDM シンボル信号に対する無線回線推定精度を Fig.13 に示す. この様に提案の改善法は全ての OFDM スロット信号に対して高い回線推定精度が得られる.

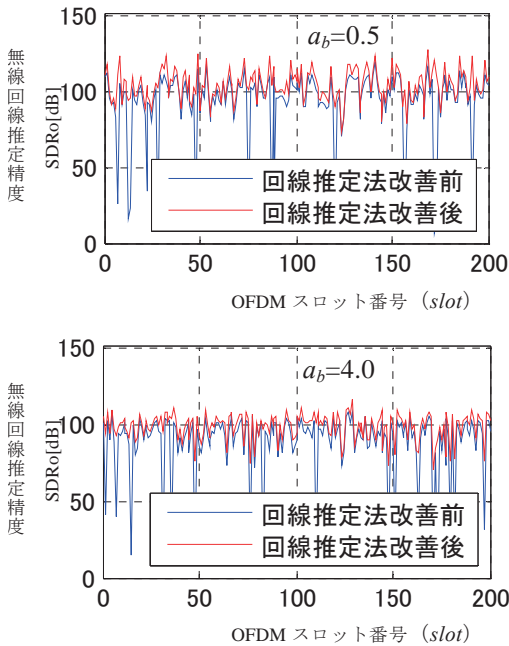


Fig.13 *SDRo* vs. *slot* characteristics before and after an improvement

最後にバースト雑音の振幅倍率に対する無線回線推定精度を Fig.14 に示す。青線が改善前の特性で赤線が改善後の特性を表す。この改善により無線回線推定精度が振幅倍率に対して波打たず特定のロットで劣化の無い安定し高い無線回線推定精度が得られることが分かる。

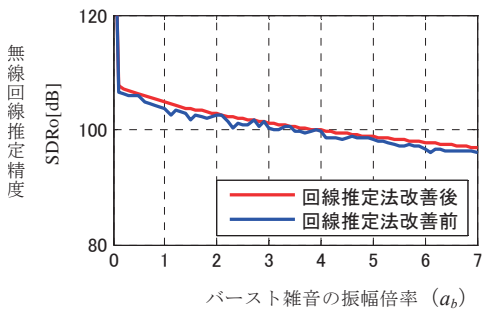


Fig.14 *SDRo* vs. a_b characteristics before and after an improvement

4. ビット誤り率特性の改善

本章ではビット誤り改善に必要なバースト雑音の位置検出とそれを用いたビット誤り率特性の改善について述べる。

4.1 バースト雑音が混入している RS スロット位置の検出

バースト雑音が入っている位置の RS スロット番号の検出に、従来法では受信信号の各 RS スロットに対して内挿補間処理を施しそれらの実効値の比較から RS スロット単

位の位置検出を行っていた⁵⁾。この場合バースト雑音とその他の受信信号が完全に無相関とはならないために小振幅のバースト雑音の場合に位置の誤検出が生じた。

以下に前章に示した高精度の回線推定からえられた参照信号を用いて、バースト雑音が存在する位置を示す RS スロット番号の検出性能を向上させる方法について述べる。バースト雑音とデータ信号と参照信号から成る受信信号に RS スロット単位の内挿補間処理を施す。# 1 の RS スロットで内挿補間処理を施した場合の処理法を Fig.15 に示す。

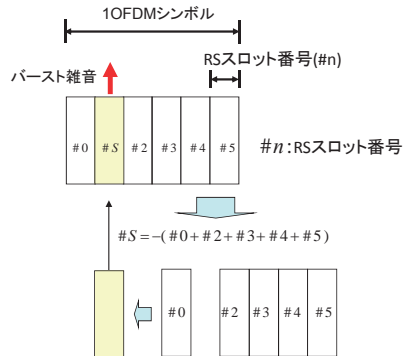


Fig.15 Interpolation system diagram

この処理により各信号は以下の影響を受ける。

- (i) データ信号は入力と同一波形となる。
- (ii) 参照信号は内挿補間を施した RS スロット部に参照信号の 1 周期分に -1 を乗じた信号が乗じ、この信号はデータ信号に混入する。
- (iii) バースト雑音は内挿補間の位置と重なると除去され、重ならなると元のバースト雑音はそのまま残りかつ内挿位置にバースト雑音に -1 を乗じた信号が生じ、この信号はデータ信号に混入する。これ等の性質を活用し Fig.16 の構成で受信信号を処理しバースト雑音の位置すなわち RS スロット番号 ($\#n$) を検出する。

まず受信信号から前章に示した方法で高精度に再生した参照信号を除去する。次にこの信号を各 RS スロットで内挿補間処理を施す。この処理により (i) に示す様にデータ信号に歪は生じない。参照信号は既に除去されているので前記の (ii) に示す様にデータ信号への混入は無い。最後にバースト雑音は (iii) に示す様に内挿補間の位置が異なる時だけデータ信号に混入する。このため各 RS スロットで内挿補間した各信号に OFDM 復調と無線回線の等化を施した QAM 復調入力信号の信号点配置のバースト雑音による歪は、バースト雑音と内挿補間の位置が同一の時には除去されその位置が異なった時には残ることになる。以下に振幅倍率が 4 でバースト雑音が入った RS スロットに混入した場合の #1 の RS スロット以外 (この場合 #0) で内挿補間処理した時の信号点配置図を Fig.17 の左に、#1 の RS スロットで内挿補間処理した時の信号点配置図を Fig.17 の右に示す。

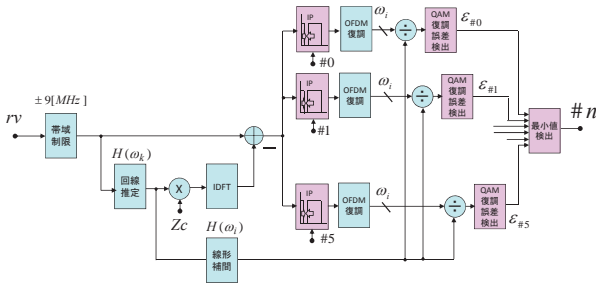


Fig.16 Block diagram of Position detection system using distortion of constellation

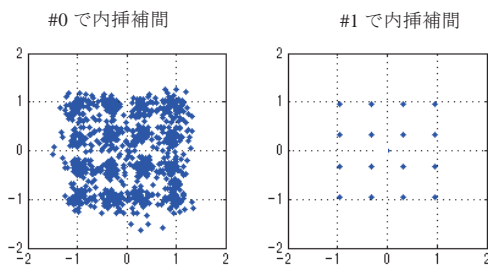


Fig.17 Constellation characteristics

200個のOFDMシンボル信号に対してバースト雑音と同一のRSスロットで内挿補間処理を行った場合のバースト雑音の振幅倍率に対する信号点配置歪の標準偏差を赤線で、バースト雑音の位置と異なったRSスロットで内挿補間処理を行った場合のバースト雑音の振幅倍率に対する信号点配置歪の標準偏差を青線でFig.18に示す。

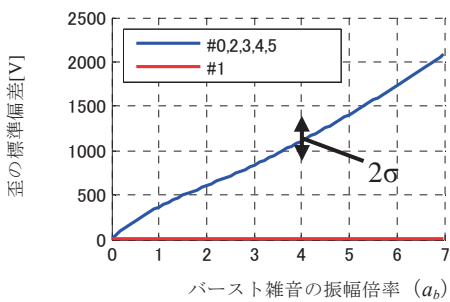


Fig.18 Standard deviation of distorted vs. a_b

異なったRSスロットで内挿補間処理をした場合にはバースト雑音の振幅倍率に対し歪の標準偏差が増加し、同一のRSスロットで内挿補間処理をした場合如何なるバースト雑音の振幅倍率に対しても歪の標準偏差は零となる。この差を用いてバースト雑音の位置を検出する。信号点配置の歪には無線回線特性を等価した受信データ信号とその信号をQAM復調で1/0信号に復調しこの1/0信号で再びQAM変調を行った信号との差を用いる。従来のバースト雑音の位置検出方法による検出確率に青線を、誤検出確率に赤線を、また提案する位置検出方法を用いる場合の検出

確率に緑線を誤検出確率に紫線を用いバースト雑音の振幅倍率に対する各検出確率をFig.19に示す。ただし振幅倍率の分解は0.1とする。

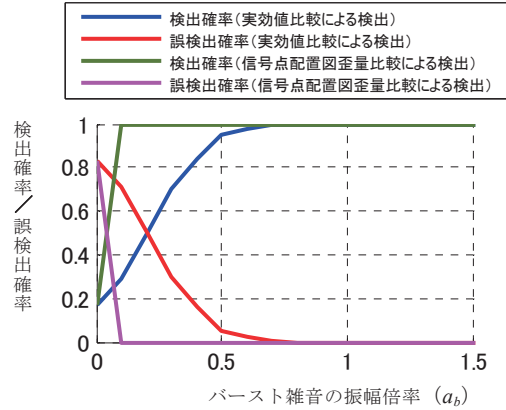


Fig.19 Detection and Incorrect detection probability vs. a_b characteristics

バースト雑音が小さい時にはQAM復調誤りが無くこれによる信号点配置の歪は生じない。一方バースト雑音が大きいた時にはQAM復調誤りが生じるが、これによる歪はバースト雑音が混入した時の信号点配置の歪に比べて小さいために如何なるバースト雑音の振幅に対しても正確に位置の検出が出来る。

4.2 ビット誤り率特性の改善

次に3章で求めた正確な回線推定特性と前節で求めたバースト雑音の位置を示す正確なRSスロット番号の2情報を用いビット誤り率特性の改善を行う。ビット誤り率特性の改善には4.1節に示した内挿補間法⁶⁾を用いる。Fig.20にこの方法を実現する構成図を示す。

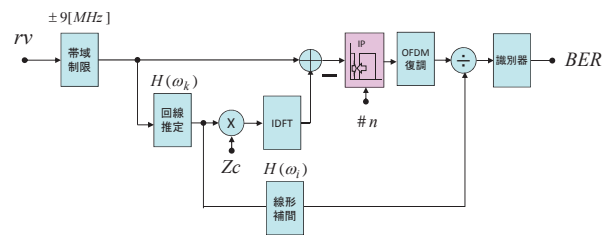


Fig.20 Block diagram of interpolation system

正確な回線推定特性とバースト雑音の位置の2情報を用いて受信信号から参照信号を除去しバースト雑音が存在するRSスロットで内挿補間処理を行う。こうして得られたバースト雑音の振幅倍率に対するビット誤り率特性を以下のFig.21に示す。この様に4.1節に示した各信号の内挿補間処理による影響で分かるように、データ信号は歪を受けず且つ参照信号とバースト雑音の影響を排除できるので大幅にビット誤り率特性を改善できる。

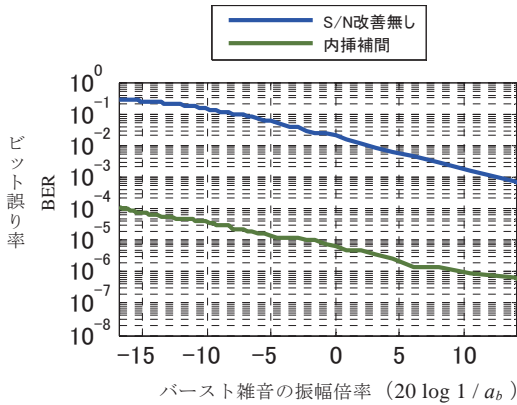


Fig.21 BER vs. a_b characteristics of interpolation system

しかしビット誤りを零にすることは出来ていない. これは1 RS スロット内に収まっていたバースト雑音が受信帯域である ± 10 [MHz]の受信帯域制限により1RS スロットを超えて広がるためである. この時のバースト雑音の波形をFig.22 に示す.

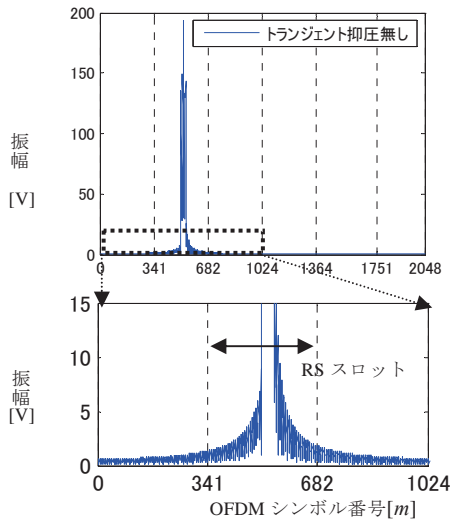


Fig.22 Burst noise waveform

IRS スロット幅を超えてバースト雑音が広がってしまうと内挿補間処理を用いてもバースト雑音を完全に除去できずビット誤りを引き起こしてしまう. そこで広がってしまったバースト雑音を1RS スロット内に圧縮することを考える. 以下にその改善法について述べる.

広がってしまったバースト雑音の過渡成分を圧縮するために参照信号を除去した後の信号に対する内挿補間処理の前後に周波数加重を施す. この時の構成を Fig.23 に示す. この時の入力側の周波数特性には信号の過渡特性を抑える ± 10 [MHz]の帯域の式 (2) に示す自乗余弦特性 ($\cos^2(k)$) を用いる. この特性を Fig.24 に示す.

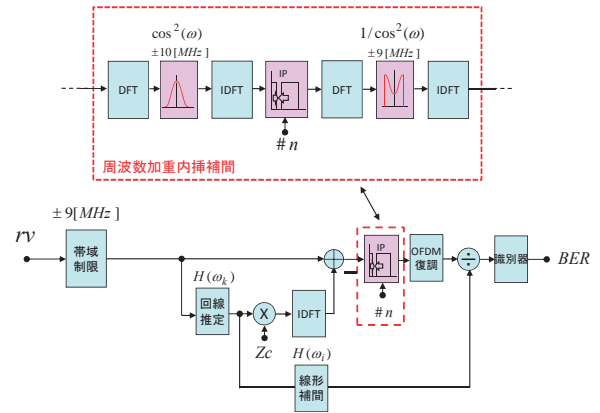


Fig.23 Block diagram of interpolation system using frequency weight

$$H(k) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi(k-1)}{4 \cdot 333}\right) & 1 \leq k \leq 667 \\ 0 & 668 \leq k \leq 1382 \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\frac{2\pi(k-2049)}{4 \cdot 333}\right) & 1383 \leq k \leq 2048 \end{cases} \quad (2)$$

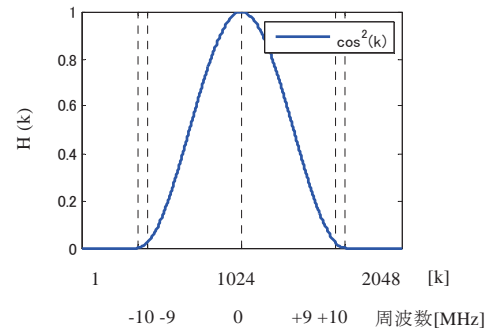


Fig.24 Frequency weighting characteristic

帯域制限されたバースト雑音に自乗余弦の周波数特性を乗じた際の時間信号を Fig.25 に示す. このバースト雑音は過渡成分が圧縮され IRS スロット内に収まり内挿補間処理によって完全に除去できる. また自乗余弦特性によって周波数歪を受けたデータ信号は内挿補間後に自乗余弦の逆特性を乗じることにより元の信号に戻すことができる.

最後にこの方法によるバースト雑音の振幅倍率に対するビット誤りを Fig.26 に示す. 青線はバースト雑音に対して処理無し, 緑線は内挿補間処理, 紫線は内挿補間処理に周波数加重処理を加え場合の特性を示す.

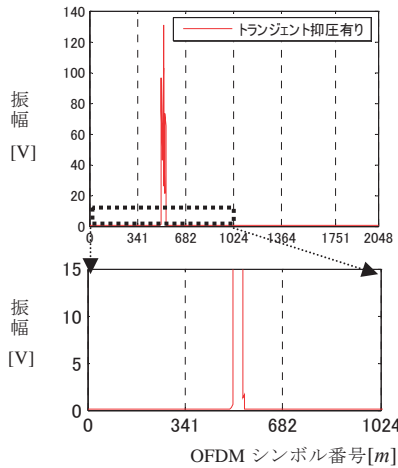


Fig.25 Waveform of compressed burst noise

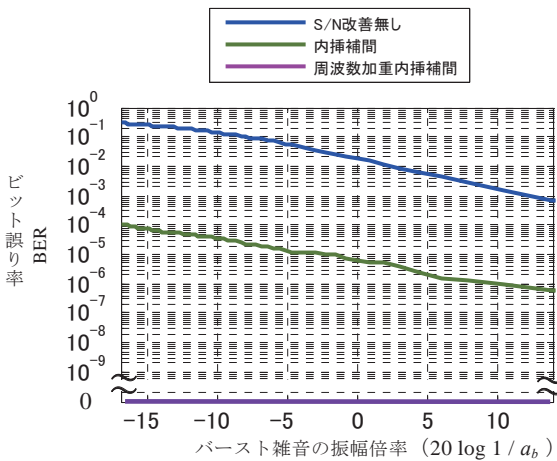


Fig.26 BER vs. a_b characteristics of three systems

この様に内挿補間処理の前後に周波数加重処理を加えることによってバースト雑音を完全に除去でき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を零にすることができる。

5. まとめ

本稿では OFDM 伝送システムにおいて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各劣化の改善について述べた。

まず、先に提案した WSSUS モデルによる回線推定では特定の OFDM シンボルで大きな推定誤差が生じ、さらにこれを用いたバースト雑音の位置検出でも誤検出が発生することを示した。その改善の為に受信信号の振幅に応じて適応的にリミッタ処理を施す事と無線回線のマルチパス検出の閾値を零にすることによって一部の OFDM シンボル信号に対する大幅な回線推定精度の劣化を防ぎ、OFDM シンボル長を6分割した各 RS スロット内の位置の誤検出を零にすることができた。

次に従来提案した方法である参照信号を逐次置き換え回線推定精度の向上を図る方法でも特定の OFDM シンボルで回線推定精度が劣化していた。これを改善する為に1回

目の回線推定に対しては前記2点の改善を施し、2回目以降の逐次回線推定に対してはパスサーチ信号の検出の閾値を零に設定する改善を施した結果、バースト雑音の振幅に依らず各 OFDM シンボル信号に対して大きな回線推定精度の劣化が無くかつ平均約 100[dB]を確保できた。

さらに受信信号から上記回線推定特性で得られる参照信号を除去し、各 RS スロットの位置でこの信号に内挿補間処理を施して得られたデータ信号の信号点配置の歪を比較することによって、バースト雑音が存在する RS スロット位置を誤り無しに検出できた。

最後に回線推定で得られた参照信号を除去した受信信号に対して、上記の正確な RS スロット位置で内挿補間処理を施す事によってビット誤り率を 10^{-4} 以下に出来た。誤りが生じる原因は1RS スロット内に収まっていたバースト雑音が受信帯域である ± 10 [MHz]の帯域制限により1RS スロットを超えて広がるためである。これを改善するために内挿補間処理の前後に自乗余弦波とその逆の周波数特性を乗じデータ信号に歪を与えること無しに広がってしまったバースト雑音の過渡特性を圧縮した結果 1[μ s] 幅程度の如何なる振幅のバースト雑音が混入してもビット誤りを零にすることができた。

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) 藤森他, "OFDM 無線伝送システムにおけるバースト雑音による回線推定精度劣化の零サブキャリア信号を用いた改善", 東海大学紀要情報通信学部, Vol.6 No.1 2013
- 4) <http://www.3gpp.org/>
- 5) 藤森他, "OFDM 伝送システムに混入したバ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
- 6) 藤森他, "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", 東海大学紀要情報通信学部, Vol.5 No.2 2012