

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

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

Improvement of Transfer Characteristic Presumption Accuracy Degradation due to Burst Noise for OFDM Transmission Systems using Zero Subcarrier Signal

by

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

(received on March.8,2013 & accepted on July 19,2013)

Abstract

This paper presents a method for improving the transfer function characteristic degradation due to burst noise for OFDM transmission systems. Degradation has been improved by replacing zero subcarrier signal with presumption reference signal at the point that burst noise exists. Even if the burst noise for several microseconds is mixed, the radio transfer characteristic of 100 dB accuracy is still obtained by compressing the spreading burst noise.

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

最新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。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。¹⁾ 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の改善法について述べる。先ず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た正確な位置を検出する。次にこの零サブキャリア信号に周波数加重等の処理を施すことによって受信部の帯域制限によ

て広がってしまったバースト雑音を元に戻す。最後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。以上の処理により数 $[\mu\text{s}]$ 幅以下の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 10 万分の 1 の誤差でほぼ完全に推定できることを示す。

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

都市部を移動しながら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。このために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。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加わることになる。この移動無線伝搬路モデルを Fig.1 に示す。

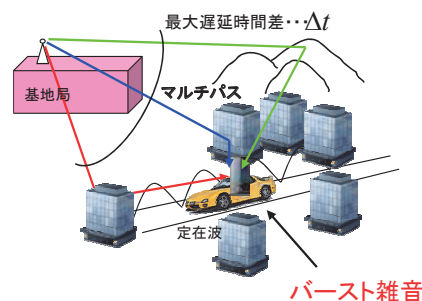


Fig.1 Environment of using mobile phone in urban

この無線伝送路の周波数の振幅と位相の特性を Fig.2 に、また伝搬路で混入するバースト雑音の振幅特性を Fig.3 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 R & D本部 事業開発推進室,
Business Development Promotion Office, R&D Division,
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

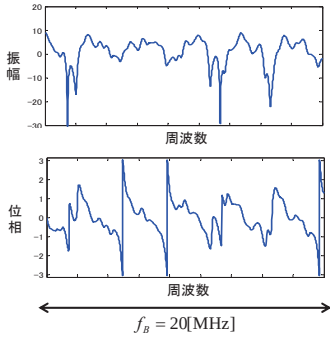


Fig.2 Frequency selective fading characteristic

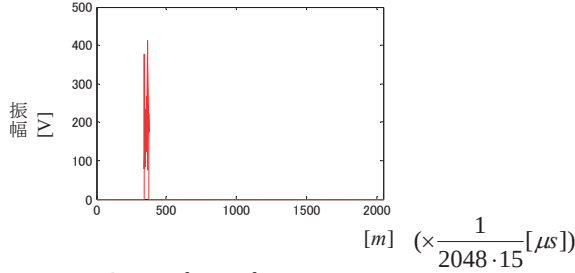


Fig.3 Waveform of Burst Noise

バースト雑音は参照信号に混入することで無線回線推定精度を著しく劣化させる．この無線回線推定精度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．

2.2 OFDM 伝送システム

本稿では，3GPP/LTE (4G) ²⁾ の OFDM 伝送システムを対象に検討を進める．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.4 に示す．バースト雑音の振幅倍率 a_b はバースト雑音に対する参照信号とデータ信号の和との比を表す．

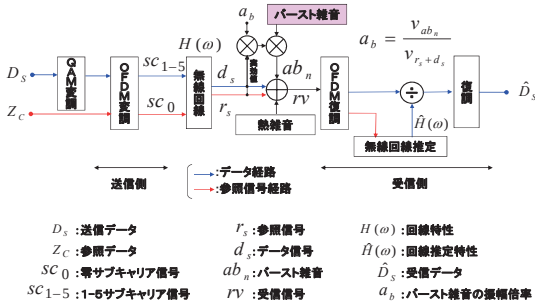


Fig.4 Structure of transmitter and receiver

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Table1に示す諸元を用いる．

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], Zc系列 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 変調信号は零周波数のサブキャリアを除く前後 600 本のサブキャリアに，また Zc(Zadoff-Chu)系列による参照信号はこの内 6 の倍数からなる 200 本のサブキャリアに印加される．零サブキャリアの時間波形は 6 周期となり，この 1 周期を 1RS スロットと呼ぶ．零サブキャリアにおけるバースト信号を含む参照信号の時間信号を Fig.5 に記す．赤はバースト雑音，青は参照信号を示す．

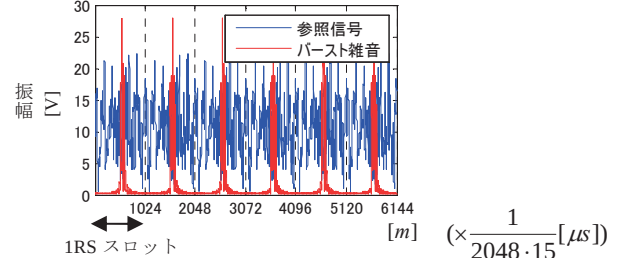


Fig.5 Waveform of zero subcarrier signal

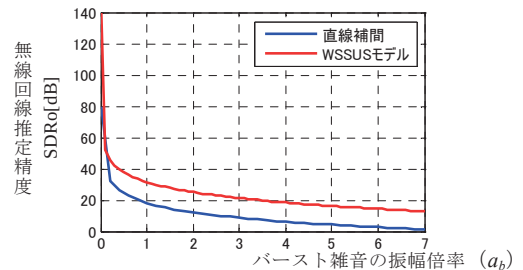
2.3 従来の無線回線推定法 (WSSUS モデル)

本稿では参照信号を乗せた零サブキャリア信号にバースト雑音 (ab_n) が混入し無線回線推定歪が生じた場合について考える．この無線回線推定精度の評価には無線回線推定精度 ($SDRo$) 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 ($\hat{H}(\omega_k)$) を用い式 (1) でこの $SDRo$ を定義する．

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

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

既に提案した方法は無線回線を WSSUS モデルと仮定し，周波数軸上で受信参照信号と WSSUS モデルを用いて算出した周波数特性推定値との誤差の絶対値の 2 乗和が最小になるよう WSSUS モデルの各パラメータを求める方法である．この最適化にはテイラー逐次近似法を用いている．バースト雑音が混入した場合についてバースト雑音の振幅倍率に対して雑音抑圧処理を行わなかった場合の無線回線推定特性を青線で，WSSUS モデルによって雑音抑圧を行った場合の無線回線推定特性を赤線で Fig.6 に示す．

Fig.6 $SDRo$ vs. a_b characteristics (WSSUS model)

バースト雑音に対する抑圧処理を行わなかった場合に比べて WSSUS モデルを用いた場合は回線推定精度を振幅倍率によらず 12[dB]向上させることができる．3 章と 4 章ではこの推定精度の向上を活用してさらなる特性改善を図っている．

3. バースト雑音の位置検出

本章で提案する回線推定方式を実現するには OFDM 受信信号から抽出した零サブキャリア信号の 1RS スロット内におけるバースト雑音の位置を検出する必要がある。以下にそのバースト雑音の位置検出法について述べる。

3.1 短区間実効値検波法によるバースト雑音の位置検出法

次図の Fig.7 の信号は OFDM 受信信号の零サブキャリア信号に振幅倍率 0.1 の微小なバースト雑音が印加された信号の振幅である。この信号から 1RS スロット内におけるバースト雑音の位置を検出する必要がある。

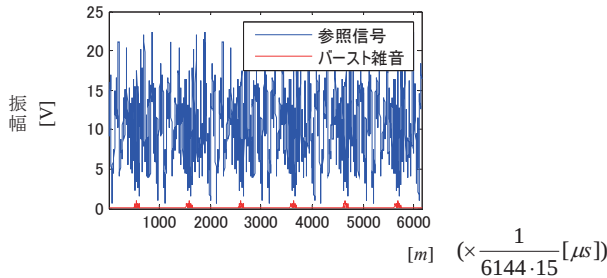


Fig.7 Waveform of zero subcarrier signal

バースト雑音の振幅倍率が 0 から 4 の時のバースト雑音が存在する 1 [μs] 区間の実効電圧と参照信号のみが存在する部分の実効電圧の比を Fig.8 に示す。

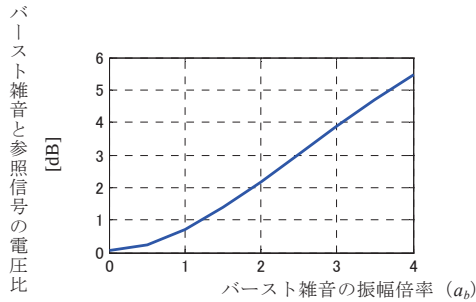


Fig.8 SNR vs. a_b characteristic (short time rms system)

次に、零サブキャリア信号の短区間実効値を求めてバースト雑音の位置を検出した時のバースト雑音の振幅倍率に対するバースト雑音の位置の正しい検出確率と誤検出確率の各特性を Fig.9 に示す。^{3) 4)}

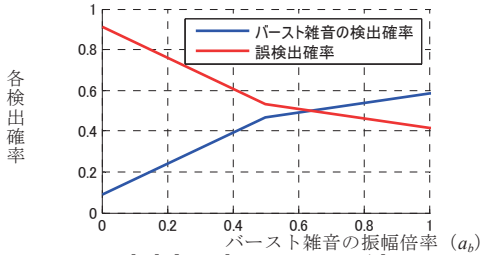


Fig.9 Detection probability characteristics (short time rms system)

この場合バースト雑音の振幅倍率が 1 の時でも検出確率が約 60%となりこの検出精度ではバースト雑音の振幅倍率が小さい時に使用に耐えないことがわかる。

3.2 推定参照信号を用いたバースト雑音の位置検出法

前節の零サブキャリア信号にはバースト雑音の検出を阻害する参照信号が重畳されている。そこで 12[dB]の改善効果のある WSSUS モデルを用い参照信号を推定し零サブキャリア信号から除去する。この様にして得られたバースト雑音の振幅倍率が 0.1 の時における零サブキャリア信号を Fig.10 に示す。この処理によって Fig.7 の零サブキャリア信号は Fig.10 となり振幅倍率が小さい時でもバースト雑音の位置検出が容易にできることが分かる。

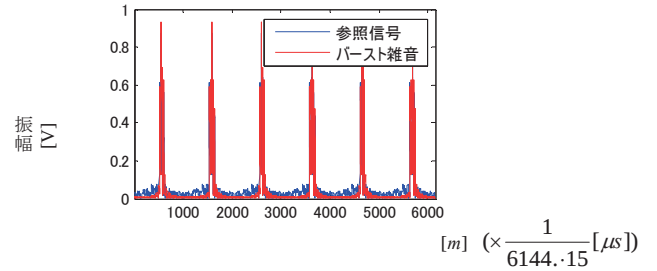


Fig.10 Waveform of zero subcarrier signal

次にバースト雑音の振幅倍率が 0 から 1 に対してバースト雑音と参照信号の電圧比を Fig.11 に示す。

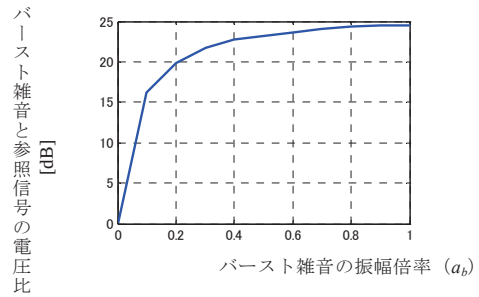


Fig.11 SNR vs. a_b characteristic (Removal reference signal system)

WSSUS モデルによる推定法は振幅倍率が小さい時により正確に回線推定が行われるためバースト雑音の広い振幅倍率に対して大きなバースト雑音と参照信号の電圧比が得られる。この時のバースト雑音の振幅倍率に対しての各検出確率を Fig.12 に示す。Fig.12 よりバースト雑音の振幅倍率によらず確実にその位置を検出できることが分かる。

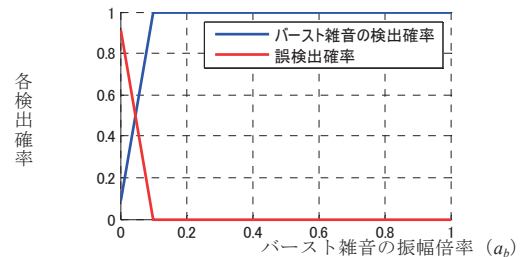


Fig.12 Detection probability characteristics (Removal reference signal system)

4. 無線回線推定精度の向上

本章では 3 章で提案したバースト雑音位置検出方法を用いた回線推定精度の改善について述べる。

4.1 参照信号逐次置き換え方式

本稿で新たに提案する方法は零サブキャリア時間信号にバースト雑音が混入した部分を WSSUS モデルを用いて推定した参照信号で逐次置き換える方式である．こうすることによってバースト雑音がそれより小さい参照信号推定誤差に逐次置き換わり回線推定精度が向上する．この時の 1RS スロットの零サブキャリア信号と推定参照信号と置き換え後の各信号の概念図を Fig.13 に示す．

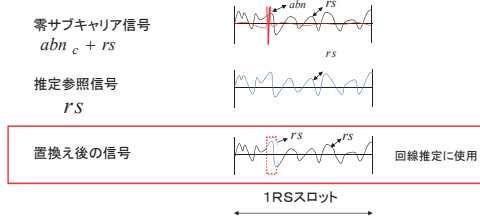


Fig.13 Waveform of zero subcarrier signal (Replacement system)

Fig.13 に示す様にバースト雑音が混入した参照信号部を WSSUS モデルを用いて回線推定精度を向上させた推定参照信号で置き換えることによって参照信号に混入した雑音成分を抑圧できる．この置き換え信号を用い WSSUS による回線推定を行うことによって推定精度をさらに向上できる．この方式を参照信号置き換え方式と呼びその構成を Fig.14 に示す．ただし， h は回線推定特性 $H(\omega_k)$ の時間波形（インパルス応答）を示す．

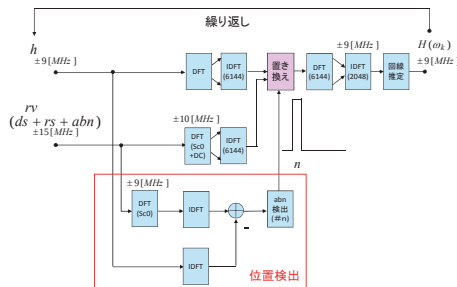


Fig.14 Bloc diagram of replacement system

この図で下部にバースト雑音の位置検出を上部における h は回線推定信号を rv は受信信号を示し，この二つの信号の零サブキャリア信号を中央部で置き換えその後図右側の部分で回線推定を行う構成としている．

次に，この様にして得られた回線推定特性を次の置き換え信号として用いることを逐次繰り返す．この方式を参照信号逐次置き換え方式と呼びこの方式を用いることによって回線推定精度をさらに向上できる．この処理手順を Fig.15 に示す．

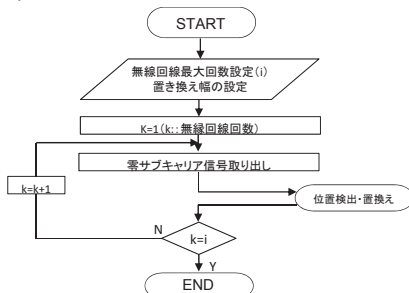


Fig.15 Flo chart of replacement system

この方式における無線回線推定精度は繰り返し数と置き換え幅に依存する．置き換え幅を定数として置き換え回数に対する無線回線推定精度の特性を Fig.16 に示す．青線は置き換え幅 $0.5[\mu s]$ ，赤線は $1.0[\mu s]$ ，紫線は $2.0[\mu s]$ ，緑線は $4.0[\mu s]$ ，水色線は $6.0[\mu s]$ を示す．またこの時バースト雑音の振幅倍率は受信機のダイナミックレンジを考慮して 4 とし以後この値を用いて検討を進める．

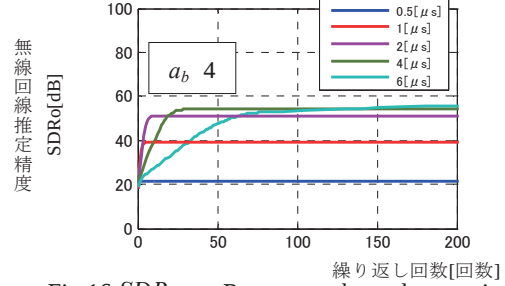


Fig.16 SDRo vs. Repeat numbers characteristics (Replacement system)

次に繰り返し回数 200 回の時の置き換え幅に対しての無線回線推定精度を以下の Fig.17 に示す．

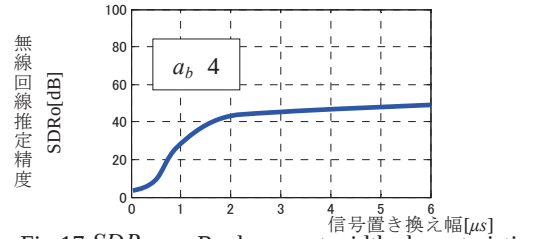


Fig.17 SDRo vs. Replacement width characteristic (Replacement system)

このように収束速度（繰り返し回数）は置き換え幅が広くなるにつれて遅くなる．一方無線回線推定精度は置き換え幅が広くなるにつれて大きくなり一定値に収束する．無線回線推定精度に上限があるのはパルス状のバースト雑音が矩形状に $\pm 10[Mz]$ で帯域制限されるために時間域においてトランジェント成分が広がるため置き換えによってもそれを取り切れないことに起因する．そのため置き換え幅を広くするほどトランジェント成分の残りが少なくなり無線回線推定精度の収束値が大きくなる．収束速度は置き換え幅が広がるほど元の正確な参照信号成分が減るので収束速度が遅くなる．このことから本稿では無線回線推定精度の収束値と収束速度を考慮し置き換え幅は $4.0[\mu s]$ として以後の検討を進める．

この方式を用いた時のバースト雑音の振幅倍率に対する無線回線推定精度を以下の Fig.18 に示す．赤線が WSSUS モデル，緑線が置き換えの各特性を示す．

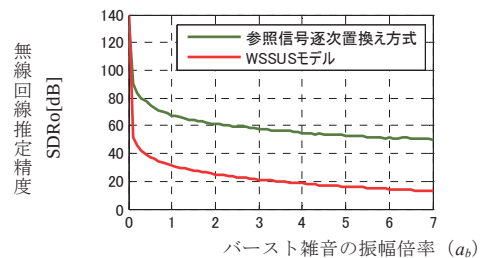


Fig.18 SDRo vs. a_b characteristics (Replacement system)

先に提案した最良の回線推定法である WSSUS モデルによる方法に比べて参照信号逐次置き換え方式は無線回線推定精度を 36[dB]改善することができる。

4.2 参照信号逐次置き換え方式のさらなる改善

参照信号逐次置き換え方式をさらに改善する 2 方式について以下に順次示す。

4.2.1 時間軸加重置き換え方式

参照信号逐次置き換え方式ではバースト雑音を $4.0[\mu\text{s}]$ の方形窓で切り取ることになる。しかし Fig.3 示すバースト雑音を $\pm 10[\text{MHz}]$ で帯域制限するために広いトランジェント成分が生じる。Fig.3 に示すバースト雑音を帯域制限した後のバースト雑音の振幅特性を Fig.19 に示す。

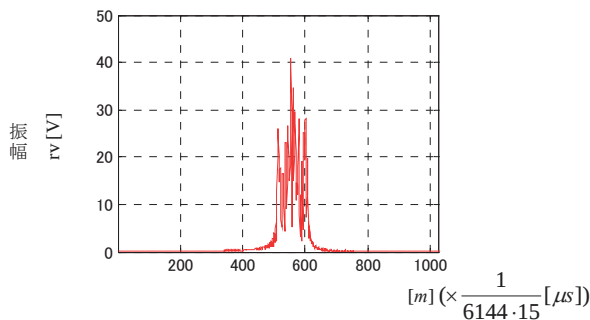


Fig.19 Burst noise waveform
(Band limiting system of 10[Mz])

このとき参照信号逐次置き換え方式では逐次処理を施してもトランジェント成分が最後まで残る。このトランジェント部分は $10[\text{MHz}]$ の正弦波状となり、この信号は置き換えによりステップ状に切り取られるため残ったバースト雑音は $10[\text{MHz}]$ を中心に広がったスペクトルを持つ。回線推定に用いる参照信号は最大 $9[\text{MHz}]$ 迄の信号を用いるのでバースト雑音が $10[\text{MHz}]$ を中心に広がることで $9[\text{MHz}]$ 帯域まで漏れこんでしまう。そこで提案方式では切り取り特性を緩和してスペクトルの広がりを防ぐことにより $9[\text{MHz}]$ 帯域へのバースト雑音のトランジェント部分の混入を防ぎ回線推定精度の向上を図る。この提案方式を時間軸加重置き換え方式と呼び構成を Fig.20 に示す。

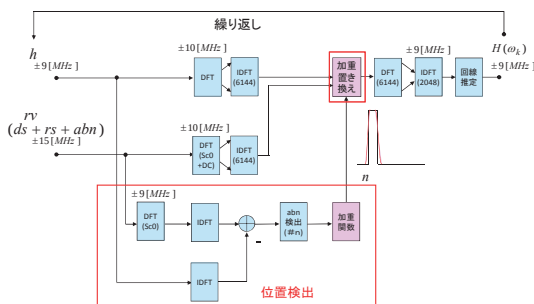


Fig.20 Block diagram of weighting replacement system

次に切り取り特性の緩和に用いる窓関数特性の一例を以下の Fig.21 に示す。青線が参照信号逐次置き換え方式における方形窓関数特性で赤線が時間軸加重置き換え方式でロールオフ率 50%を用いた時の窓関数特性である。

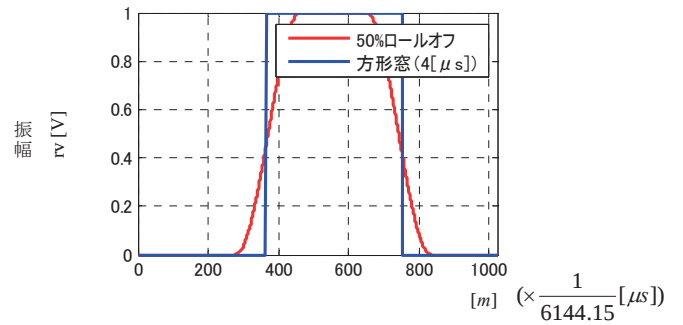


Fig.21 Window function (time characteristic)

この二つの窓関数を用い逐次置き換えを 200 回繰り返し無線回線推定を行った後に加重置き換え出力信号から参照信号を引いた誤差信号を Fig.22 に示す。青線が参照信号逐次置き換え方式、赤線が時間軸加重置き換え方式である。

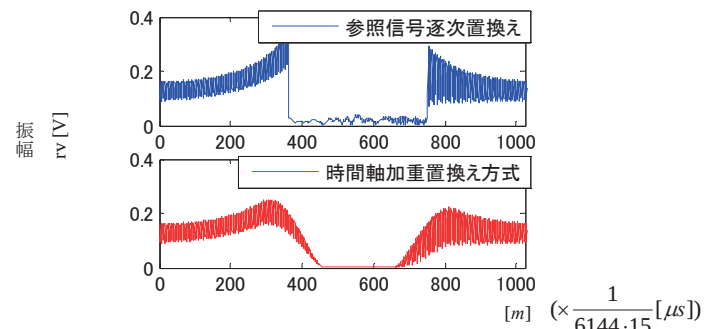


Fig.22 Time waveform of error characteristics

この時の周波数特性を Fig.23 に示す。青線が参照信号逐次置き換え方式、赤線が時間軸加重置き換え方式である。

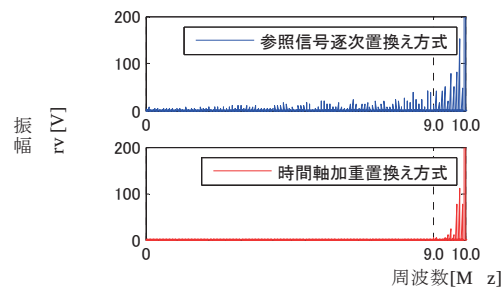


Fig.23 Frequency waveform of error characteristics

回線推定に周波数特性 $0.9[\text{MHz}]$ 成分を用いるために Fig.23 の $0.9[\text{MHz}]$ 以下の成分に注目すると青線の参照信号逐次置き換え方式では $0.9[\text{MHz}]$ 成分が残っているのに対し赤線の加重置き換え方式ではほとんど残っていないことがわかる。このため時間軸加重置き換え方式の回線推定精度が良いことが分かる。この差は Fig.22 で青線の参照信号逐次置き換え方式では置き換え部分である信号の真ん中部分に誤差が残っているのに対し赤線の逐次加重置き換え方式では誤差がほとんど無いことの要因ともなっている。

次に窓関数特性の最良な特性を得るために窓関数のロールオフ特性の各ロールオフ値に対する無線回線推定精度を求める。バースト雑音の振幅倍率を 4 とした時の各特性を Fig.24 に示す。青線が 0%ロールオフ特性 (方形窓)、赤線が 25%, 紫線が 50%, 緑線が 75%, 水色線が 100%を示す。

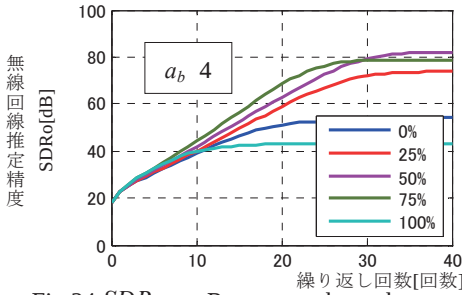


Fig.24 SDRo vs. Repeat numbers characteristics (eighting replacement system in time domain)

上記特性より 50%ロールオフの窓関数を用いた場合がこの方式の最良特性であり、無線回線推定精度 82 [dB] を確保することができることが分かる。

この方式を用いた時の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.25 に示す。緑線が参照信号逐次置き換え方式で、紫線が時間軸加重置き換え方式である。

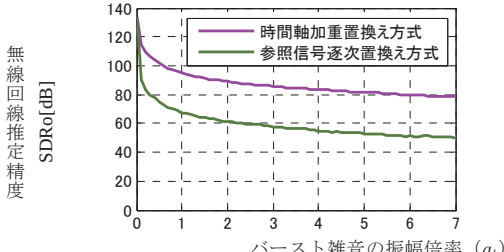


Fig.25 SDRo vs. a_b characteristics (eighting replacement system in time domain)

参照信号逐次置き換え方式に比べて時間軸加重置き換え方式は無線回線推定精度をさらに 28[dB]改善することができる。

4.2.2 周波数軸加重置き換え方式

次に零サブキャリア信号のバースト雑音部と推定参照信号を置き換えるにあたって課題であったバースト雑音のトランジェント成分を周波数域で抑圧することを考える。このトランジェント成分は矩形状に $\pm 10[\text{Mz}]$ で帯域制限することで生じる。そこでこのトランジェント成分を抑える周波数特性（データ伝送で言えば二乗余弦波特性、スペクトル解析で言えば窓関数）を用いて帯域制限を行う。その時のバースト雑音の振幅特性の一例を Fig.26 に示す。青線が矩形波を、赤線が二乗余弦波を用いて帯域制限した場合のバースト雑音である。

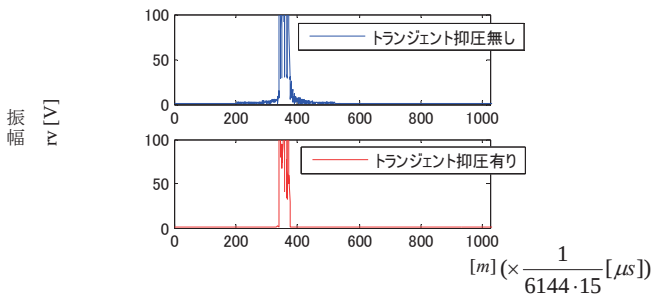


Fig.26 Waveform of Burst noise (transient signal compression)

上記 Fig.26 下図を見ればわかるように広がりを抑えた後に

置換えを行うことによりバースト雑音のトランジェント成分の広がりを取り除くことができる。置換え後は参照信号を元に戻す為に帯域制限した周波数特性の逆特性を元の信号に乗じる。またこのときに零での除算による病的状態を防ぐために 3 規格の伝送帯域である $\pm 10[\text{Mz}]$ で周波数加重し参照信号はその内 $\pm 9[\text{Mz}]$ のみを用いる。この方式を周波数軸加重置き換え方式と呼びその構成を Fig.27 に示す。次に 2 つの方法で最適加重特性を求める。

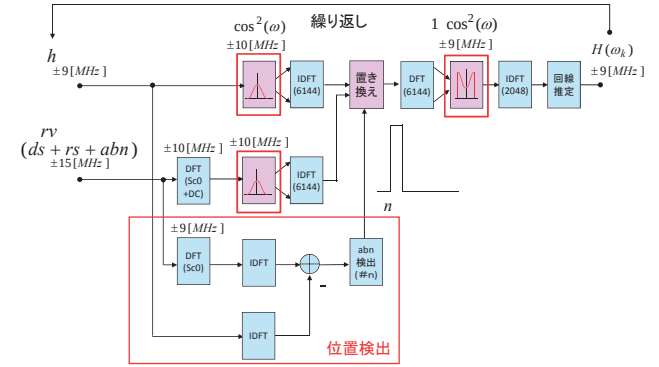


Fig.27 Bloc diagram of transient eighting replacement system in frequency domain

(1) 窓関数によるトランジェント抑圧

ここでは離散フーリエ変換によるスペクトル解析の波形切り取りに用いる窓関数を導入することを考える。この方式に用いる窓関数特性を以下の Fig.28 に示す。青線が従来の方形窓、赤線がハニング窓、緑線がハニング窓である。

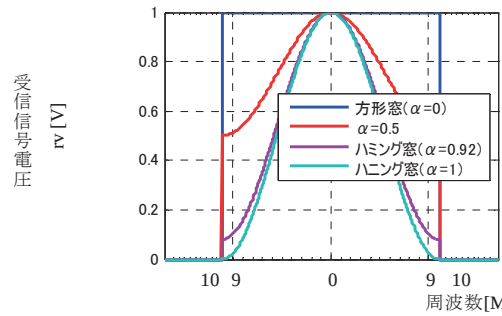


Fig.28 Frequency characteristic (Weight function)

上記三点の窓関数特性のみではなく下式(2)を用いて最良の無線回線推定精度を得られるように窓関数特性を連続に可変してその最良特性を得る。この式で $\alpha = 0$ の時が方形窓、 $\alpha = 0.92$ の時がハニング窓、 $\alpha = 1$ の時がハニング窓となる。

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

この窓関数特性を用いた場合の置き換え回数に対しての無線回線推定精度特性を Fig.29 に示す。青線が方形窓($\alpha = 0$)、赤線が $\alpha = 0.5$ 、紫線がハニング窓($\alpha = 0.92$)、緑線が $\alpha = 0.98$ 、水色線がハニング窓($\alpha = 1$)を示している。

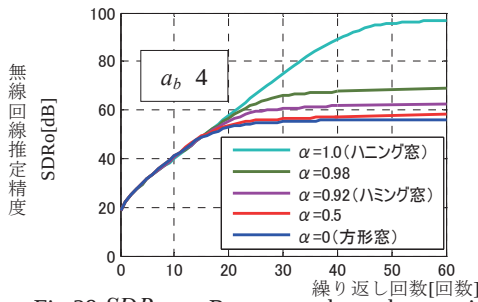


Fig.29 SDRo vs. Repeat numbers characteristics
(transient weighting replacement system
in frequency domain of window function)

上記特性より周波数軸の加重特性に $\alpha = 1.0$ であるハンニング窓を用いることにより最良の無線回線推定特性を得ることができることが分かる。

(2) 正弦関数のロールオフ特性によるトランジェント抑圧

ナイキストの第一基準を実現する正弦関数によるロールオフ特性を用い、そのロールオフ率で可変して最良の無線回線推定特性を得ることを考える。最大周波数 $10[Mz]$ の窓関数特性を Fig.30 に示す。青線が 0%ロールオフの矩形特性、赤線が 100%ロールオフ特性、紫線が 50%ロールオフ特性を示す。

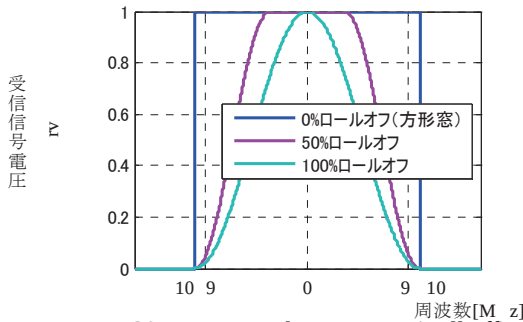


Fig.30 Frequency characteristic (Roll off)

ロールオフ率 α ($\alpha = 0$: 方形窓, $\alpha = 0.5$: 50%ロールオフ, $\alpha = 1$: 100%ロールオフ) を可変させ最良な無線回線推定特性を得るロールオフ特性を求める。以下にこのロールオフ特性を定数にした場合の繰り返し回数に対する無線回線推定精度特性を Fig.31 に示す。青線が方形窓($\alpha = 0$)、赤線が 25%ロールオフ、紫線が 50%ロールオフ、緑線が 75%ロールオフ、水色線が 100%ロールオフの場合を示す。

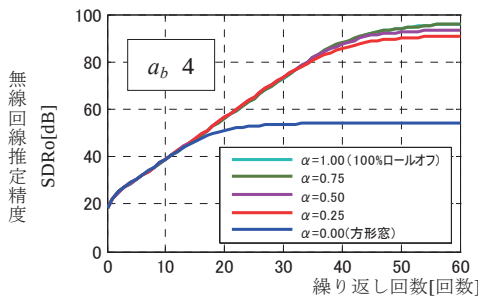


Fig.31 SDRo vs. Repeat count characteristics
(transient weighting replacement system
in frequency domain of roll off)

上記特性より 75%ロールオフ特性と 100%ロールオフ特性がほぼ同程度で最良の無線回線推定精度を得られることがわかる。

本項の(1)と(2)の結果より周波数加重関数としてハンニング窓(100%ロールオフ特性)を用いた場合に最良の無線回線推定精度が得られることが分かる。この方式を用いた時の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.32 に示す。緑線が参照信号逐次置き換え方式で、水色線が周波数軸加重置き換え方式を示す。

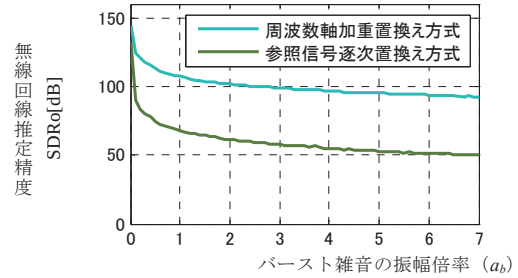


Fig.32 SDRo vs. a_b characteristics
(transient weighting replacement system
in frequency domain)

参照信号逐次置き換え方式に比べて周波数軸加重置き換え方式はバースト雑音の振幅倍率によらず無線回線推定精度を 40[dB]改善できることが分かる。

4.3 併用方式

4.2.1 項の時間軸加重置き換え方式と 4.2.2 項の周波数軸加重置き換え方式を併用し無線回線推定特性を改善する。この時の置き換え回数に対する無線回線推定精度特性を Fig.33 に示す。緑線が参照信号逐次置き換え方式、紫線が時間軸加重置き換え方式、水色線が周波数軸加重置き換え方式、黄色線が併用方式を示す。

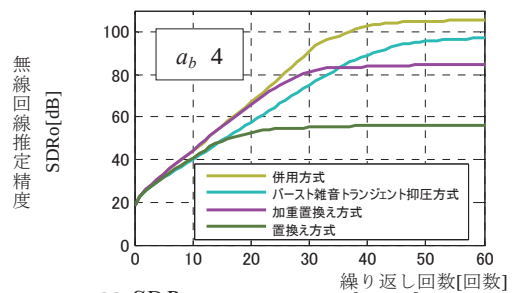
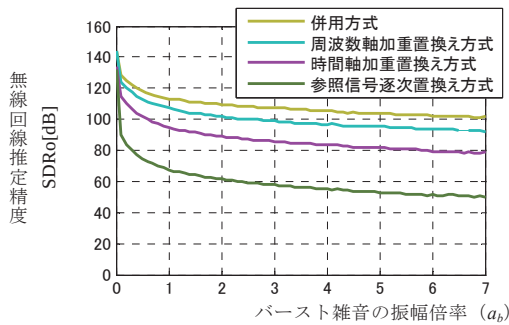


Fig.33 SDRo vs. Repeat numbers characteristics
(combination system)

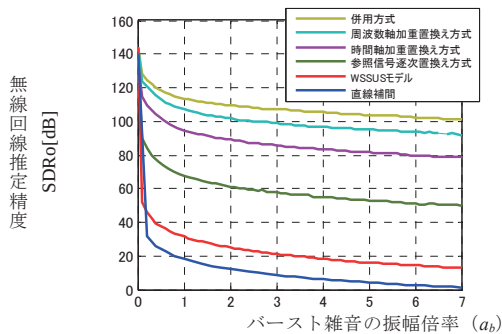
上記特性よりバースト雑音の振幅倍率 a_b が 4 の時に通常の参照信号逐次置き換え方式に比べ併用方式では無線回線推定精度を 50 [dB] 向上することができる。この方式を用いた時のバースト雑音の振幅倍率に対する無線回線推定精度を Fig.34 に示す。緑線が参照信号逐次置き換え方式で、紫線が時間軸加重置き換え方式、水色線が周波数軸加重置き換え方式、黄色線が併用方式である。

Fig.34 SDRo vs. a_b characteristics (ombination system)

参照信号逐次置き換え方式に比べて併用方式は無線回線推定精度を 46[dB]改善することができる。

4.4 改善特性のまとめ

雑音抑圧を行わず参照信号をそのまま用いた方式から前記の併用方式に至るまでの各バースト雑音の振幅倍率対無線回線推定精度の特性を Fig.35 に示す。

Fig.35 SDRo vs. a_b characteristics (roposed si systems)

最終的に併用方式を用いることによって如何なるバースト雑音の振幅倍率に対しても回線推定精度を 100 [dB] 以上確保することができる。またバースト雑音の振幅倍率 4 で特定の 10FDM シンボルの各方式による無線回線推定の周波数特性を Fig.36 の上部に、その無線回線推定精度の周波数特性を下部に示す。

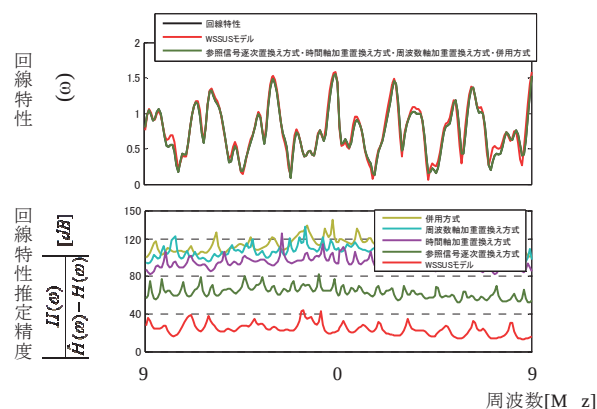


Fig.36 Radio transfer characteristics (roposed si systems)

Fig.36 の上図の特性を見るとわかるようにその無線回線特性は WSSUS モデルを用いた場合を除き元の回線特性と比較して見分けがつかない程高精度に推定できていることが分かる。

5. まとめ

本稿では 4 携帯電話に用いる OFDM 伝送システムを対象にその零サブキャリア信号のみを用いバースト雑音に起因する無線回線推定特性劣化の改善方法の提案とその評価について述べた。

第一ステップとして零サブキャリア信号から WSSUS モデルを用いて推定した参照信号を除去することによってバースト雑音の振幅倍率によらずその混入した位置を正確に検出することができた。

第二ステップとして前ステップで得られた位置を用い回線推定精度の向上を図った。

最初に、零サブキャリア時間信号にバースト雑音が混入した部分を WSSUS モデルを用いて推定した参照信号で逐次置き換える参照信号逐次置き換え方式を提案し WSSUS モデルのみを用いた場合に比べ無線回線推定精度を 36[dB] 改善できた。この限界の要因はバースト雑音の矩形の帯域制限によってバースト雑音が時間軸上に広がってしまい置き換えてもそれを完全に切り除けないためであることを明らかにした。

次に、更なる無線回線特性の改善に上記時間軸の置き換えを滑らかに行いバースト雑音の参照信号への漏れこみを抑圧する時間軸加重置き換え方式を提案し無線回線推定精度をさらに 28[dB] 改善できた。一方、帯域制限で広がったバースト雑音を周波数軸の加重により元の波形に戻す周波数軸加重置き換え方式を提案し最初の参照信号逐次置き換え方式に比べ無線回線推定精度を 35[dB] 改善できた。最後に、上記二方式を併用し最初の参照信号逐次置き換え方式に比べ回線推定精度を 46[dB] 改善できた。

以上の結果、回線推定精度を 100 [dB] 以上確保することができ、提案方式により数 $[\mu\text{s}]$ 幅以下のバースト雑音が如何なる振幅で混入しても無線回線推定特性を 10 万分の 1 の誤差でほぼ完全に推定することを実現できた。

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 o.1 2009.
- 2) <http://3gpp.org>
- 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 o.1 2011.
- 4) 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 o.2 2012.