

OFDM 伝送システムにおける WSSUS モデルを用いた無線回線推定法

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

Wireless Transmission Channel Estimation Method Using WSSUS Model in OFDM Transmission 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 proposes a new method about the estimation process of the wireless transmission channel characteristic necessary for the OFDM transmission. Using WSSUS (Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering) model for estimate the channel characteristic, each parameter of the WSSUS model has been decided as minimized of the difference between the reception reference signal and the WSSUS model output signal. As a result, this method is able to achieve about twice throughput in the place of the Eb/N0 8 dB or less with which the propagation property is severe environment.

Keywords: OFDM, Wireless channel estimation, WSSUS model, Throughput

キーワード: OFDM, 無線回線推定, WSSUSモデル, スループット

1. 概要

現在, ITU-R (International Telecommunication Union - Radiocommunication Sector)で IMT-2000 (International Mobile Telecommunication - 2000)¹⁾として標準化された第3世代携帯電話が普及している. また, より高性能化をめざし3GPP (3rd Generation Partnership Project)²⁾で第4世代携帯電話 (LTE-Advanced)の標準化が推進されている. 本研究では, 第4世代携帯電話システムで用いられる OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex)広帯域伝送の実現に用いる無線回線推定方法に関して, 新しい方法を提案し従来方法と共に提案方法の性能をシミュレーションにより評価している. 従来方法³⁻⁵⁾では雑音を除去するために IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)を用い無線回線の遅延プロファイルを求め, その信号の一定レベル以下の信号を切り取るために参照信号の一部をも除去され回線推定の性能が劣化する課題がある. 提案方法では WSSUS(Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering)モデルを用いて回線特性の推定を行う. 識別器の入力に相当する周波数軸上の各参照信号点で受信参照信号と WSSUS モデル出力信号の差の絶対値の二乗和が最小になるように無線回線特性を決定する WSSUS モデルの各パラメータを決定する. この決定アルゴリズムにテイラー逐次近似法を用いる. 提案方式はより少ないパ

ラメータを用いて周波数選択性フェージングと呼ばれる変動の激しい無線回線特性を表現できるため, 雑音に対する多大な抑圧効果が期待できると共に従来方法の課題である参照信号の一部を切り取ることなしに無線回線の推定が可能となる. 以下第2章で無線回線特性と OFDM 伝送, 第3章で従来方法の構成と課題, 第4章で新しく提案する無線回線推定方法, 第5章ではシミュレーションによる比較評価, 最後の第6章でまとめを述べる.

2. 無線回線特性と OFDM 伝送

2.1 第4世代携帯電話システム

第4世代携帯電話システムの無線伝送特性に関する主な要求仕様⁶⁾を Table1 に, また機能を Table2 に示す.

Table1 Requirements of LTE-Advanced system

設定項目	要求仕様
帯域幅	20MHz
最大伝送レート	Downlink: 100Mbps Uplink : 50Mbps
要求性能	~15km/h : 最適性能 ~120km/h : 高い性能 ~350km/h : 3GPPと同程度

*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)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

Table2 Each function of LTE-Advanced system

項目	下り回線	上り回線
1次変調	QPSK,16QAM 64QAM	QPSK, 16QAM
2次変調	OFDM	SC-FDMA
符号	ターボ符号	

第4世代携帯電話では下り回線の無線アクセス方法に OFDM 伝送方式, 上り回線のアクセス方式に SC-FDMA (Single Carrier – Frequency Domain Multiple Access) 方式が採用されている. 本提案はこのうち下り回線における無線回線の推定法について述べる.

2.2 無線回線特性と OFDM 伝送

都市部における広帯域移動無線回線特性の一例を Fig.1 に示す.

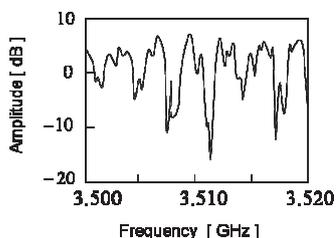


Fig.1 Frequency selective fading

この広帯域移動無線回線は6パスの WSSUS モデルで表現できることが知られている⁷⁾. このベースバンドモデルを Fig.2 に, インパルス応答と周波数特性を式(1)示す.

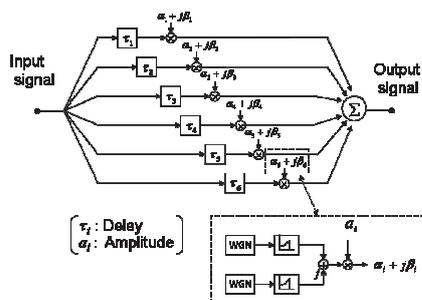


Fig.2 WSSUS model

$$h(t) = \sum_{k=1}^N (\alpha_k + j\beta_k) \delta(t - \tau_k)$$

$$H(\omega) = \sum_{k=1}^N (\alpha_k + j\beta_k) e^{j\omega\tau_k} \quad (1)$$

α_k : 実部, β_k : 虚部, τ_k : 遅延時間, N : パス数

提案方法は第4世代標準規格(下り回線)を用いて性能評価を行う. この周波数域でのスロット構成を Fig.3 に, 時間域のスロット構成を Fig.4 に示す⁸⁾. ただし簡略化のため構成等は 3GPP の規格を若干修正している. ま

た復調部の基本構成を Fig.5 に示す.

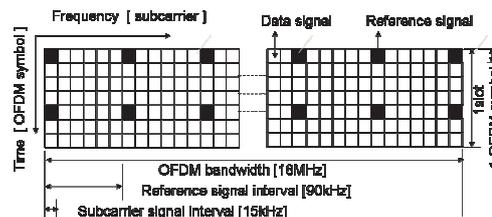


Fig.3 Slot format (frequency domain)

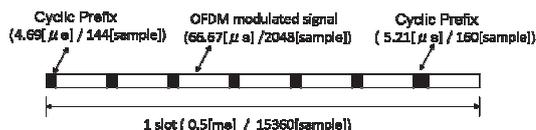


Fig.4 Slot format (time domain)

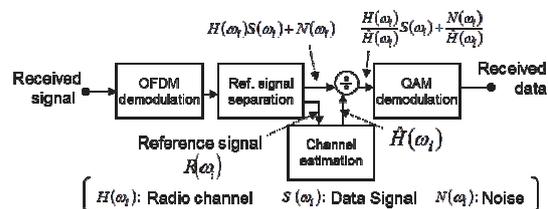


Fig.5 Block diagram of receive block

次章以降では Fig.5 の回線推定部に実装する新しい無線回線特性の推定法を従来の方法と共に述べる.

3. 従来推定方法の構成と課題

従来の無線回線推定法の構成例を Fig.6 に, その最重要部である雑音を抑圧する方法を Fig.7 に示す. 先ず Fig.5 の OFDM 復調信号から参照信号を取り出す. その後 IFFT 処理を行い無線回線の遅延プロファイルを生成し, Fig.7 に示すようにある閾値以下の信号部を切り取り雑音を抑圧する. その後, 遅延プロファイルの後ろに零挿入をして周波数分解能を上げて, FFT を行い各データ信号サブキャリア点における無線回線推定値を算出する.

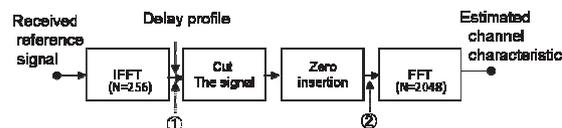


Fig.6 Block diagram of conventional wireless transmission channel estimation method

従来方法による雑音抑圧方法は Fig.7 に示すように, ある閾値を設け信号と雑音から成る受信信号を同時に除去するために, 雑音は抑圧できるが必要な情報信号成分をも除去されてしまい回線推定の精度が劣化するという課題がある. 閾値を大きくすると雑音が抑圧されるが信号も切り取られ推定歪が大きくなる. 反対に閾値を小さくすると信号の歪は小さくなるが雑音の抑圧も小さくな

る。このため従来方法の雑音に対する回線推定性能は閾値で左右される。Fig.12 以降に示した従来方法の性能評価では、この閾値をパラメータに評価を行いその最適値を用いる。

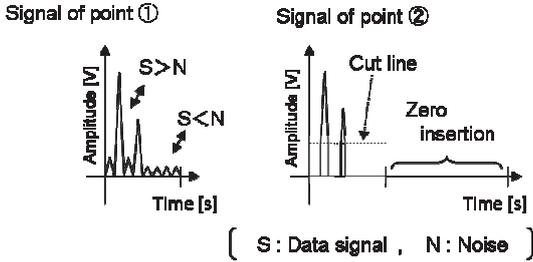


Fig.7 Noise suppression

4. 提案する無線回線推定法

4.1 提案方法の概要

新しく提案する方法は WSSUS モデルを用いて雑音を抑制し無線回線を推定する方法である。WSSUS モデルは変動の激しい周波数選択性フェージング特性をより少ないパラメータで正確に表す事ができる。そこで周波数軸上での受信参照信号と WSSUS モデルを用いて算出した周波数特性値との差の絶対値の 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。この最小化基準は識別器入力端における信号対雑音比を最大にすることに相当し、ビット誤り率を最小化することが期待できる。またこの式の解法は非線形連立方程式を解くことになり本文ではこの解法にテイラー逐次近似法を用いる。この回線推定法はより少数のパラメータを用いて推定しているので雑音に対する多大な雑音抑圧効果が期待でき、また従来推定方法の課題である情報信号成分の一部を除去してしまう欠点をも取り除くことができる。以下に提案方法に用いる無線回線推定方法の動作原理を示す。

4.2 WSSUS モデルパラメータの最適化

OFDM 伝送において回線推定に用いる WSSUS モデルの伝達関数を式(2)に示す。ここで推定に用いる各パラメータは式(1)を書き換え統一した形 P_k を用いる。ここで k は WSSUS モデルのパス番号を表し最大 N とする。

$$\hat{H}(\omega_i; P_k) = \sum_{k=0}^{N-1} (P_{3k+1} + jP_{3k+2}) e^{j\omega_i P_{3k+3}} \quad (2)$$

P_{3k+1} : 実部, P_{3k+2} : 虚部, P_{3k+3} : 遅延時間

参照信号周波数における WSSUS モデルの周波数特性と OFDM 復調信号との差の絶対値の二乗和を評価関数(式(3)の左辺)として、この関数が最小になるように上式(2)の実部と虚部と遅延時間の各パラメータ P_k 決定する。ここで m は参照信号点数で $m=200$ とし、各変数は Fig.5 に示す変数を用いている。また上記評価関数において参照信号(データ信号の内 200 点)を全て 1 とすると Fig.5 から分かるように式(3)の右辺が成立する。この値を最小にすることは推定特性 $\hat{H}(\omega_i)$ を実回線特性 $H(\omega_i)$ に近づけることを意味する。

$$\sum_{i=1}^m |R(\omega_i) - \hat{H}(\omega_i; P_k)|^2 = \sum_{i=1}^m |H(\omega_i) - \hat{H}(\omega_i; P_k) + N(\omega_i)|^2 \quad (3)$$

式(3)で $m > 3N$ の場合、その最小値は停留条件により求めることができる。この場合非線形連立方程式を解くことになり、ここではこの解法に非線形最適化手法の一つであるテイラー逐次近似法を用い $3N$ 個のパラメータを求める⁹⁾。この逐次近似に用いる遅延時間と実部と虚部の初期値は遅延プロファイルの振幅の最大値から求める。また式(3)に示す評価関数は式(4)に示すように実部と虚部に分解でき、その両者の和を最小化する。この様子を Fig.8 に示す。

$$\sum_{i=1}^m |R(\omega_i) - \hat{H}(\omega_i; P_k)|^2 = \sum_{i=1}^m [\text{Re}\{R(\omega_i) - \hat{H}(\omega_i; P_k)\}]^2 + \sum_{i=1}^m [\text{Im}\{R(\omega_i) - \hat{H}(\omega_i; P_k)\}]^2 \quad (4)$$

$i = 1, 2, \dots, m$ m : 参照信号点数
 $k = 1, 2, \dots, 3N$ N : WSSUSモデルのパス数

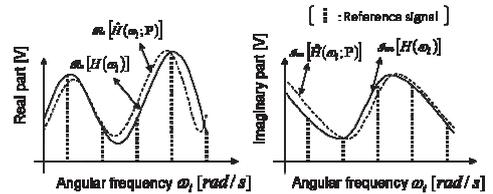


Fig.8 Received signal frequency characteristic and guess frequency characteristic

この回線推定方法は Fig.8 から分かるように識別器入力点での推定誤差を最小になるためにビット誤りを最小に抑えることが期待出来る。

4.3 提案する無線回線推定法の処理手順

前節に示すパラメータの最適化手法を用いて提案方法を実現する無線回線推定法の構成を Fig.9 に示す。なお前節に示したパラメータ最適化の処理は Fig.9 のパラメータ最適化部で実施する。

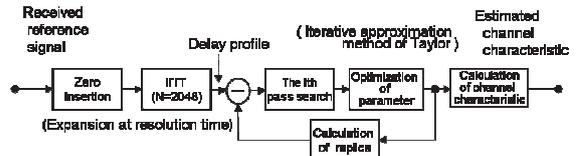


Fig.9 Block diagram of proposed method

以下に Fig.9 の各ブロックの処理内容を示す。

①. 遅延プロファイル生成 (Zero insertion + IFFT)

テイラー級数法で式(3)を解くためには各パラメータの初期値が必要である。そこで受信参照信号を用いて無線回線の遅延プロファイルを生成する。この時に時間分解能を高めるため 6 個置き参照信号を零周波数に向けて詰めて IFFT 処理し高分解の遅延プロファイルを生成する。

②. パスサーチ (The i th pass search)

遅延プロファイル(受信信号からレプリカを減算)から最大パスを見つけ出しその実部と虚部と遅延時間を抽出する。このようにして N 個のパスあるうちの 1 パスの

パラメータ 3 個を抽出する。

③. パラメータ最適化 (Optimization of parameter)

初期パラメータ (パス数の増加に応じ順次増加) を元に式 (3) の評価関数を用い逐次的にパラメータ P_i を最適化する。

④. レプリカ生成 (Calculation of replica)

次に③で求めたパラメータを用いて遅延プロファイルのレプリカを生成し①で求めた遅延プロファイルから減算をする (全パスを検出するまで②へ戻る)。

⑤. 推定値算出

(Calculation of channel characteristic)

$3 \times N$ 個のパラメータが決定されたら式(2)を用いデータ信号点における無線回線推定値を求める。

次に Fig.10 に示すフローチャートを用いその処理手順の要点を示す。最初から全てのパスを同時平行に処理するのではなく、Fig.10 に示すように先ず最大振幅を有する 1 パスの 3 パラメータの最適化から始め振幅の大きい順にパスの数を 1 個ずつ増やし N パスまで処理する。この様に 1 パスだけ順次増やして行く方法により、各段でレプリカを用い大きいパスの遅延プロファイルから順次引き抜くので②で各パスが確実に検出でき安定した動作が可能になる。

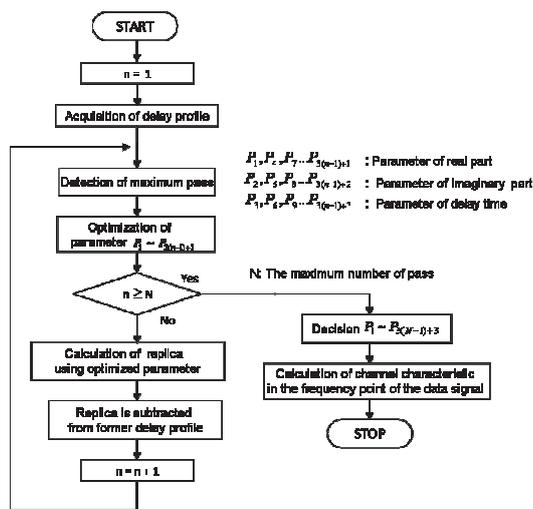


Fig.10 Flow chart of parameter determination

5. シミュレーションによる性能評価

まず雑音に対する回線推定能力を式 (5) の無線回線特性値とその推定誤差の電力比 (SNR) で評価する。

$$SNR = \frac{\sum_{i=1}^{200} |H(\omega_i)|^2}{\sum_{i=1}^{200} |H(\omega_i) - \hat{H}(\omega_i)|^2} \quad (5)$$

($H(\omega_i)$: 実無線回線, $\hat{H}(\omega_i)$: 推定回線)

推定すべき無線回線特性を ITU の vehicular A (都市モデル) ⁷⁾ とし場合の雑音抑圧量をシミュレーションに

より評価する。都市部における伝搬のパス数は最大 6 パスでモデル化できることが知られているので、ここでは回線推定に用いる WSSUS モデルのパス数を 6 に設定している。その結果、従来法では回線推定入力点における SNR (この場合は式 (5) で $\hat{H}(\omega_i)$ に $R(\omega_i)$ を用いる。各変数は Fig.5 に示す) が 12[dB] の点で、その雑音抑圧量は従来例では約 2 [dB] であったのに対して、本回線推定法では任意の SNR の点で約 14[dB] と大幅に回線推定精度の改善ができる ⁹⁾。

5.1 ターボ符号化を用いない場合 (ビット誤り率による評価)

(1) シミュレーション条件

提案方式の有効性を確認するために、まずターボ符号を用いない場合についてシミュレーションによる評価を行う。このシミュレーションシステムの構成を Fig.11 に、主要諸元を Table3 に示す。

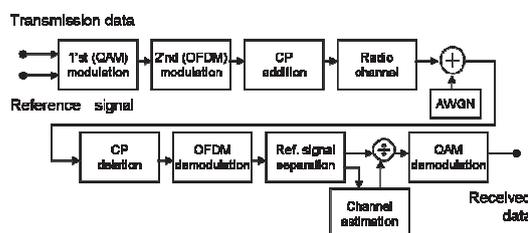


Fig.11 Block diagram of simulation without turbo coding

Table3 Specification of simulation without turbo coding

伝送環境	Vehicular A(市街地)
移動速度	120 km/h
帯域幅	20 MHz
サブキャリア間隔	15 kHz
FFTサイズ	2048点
サブキャリア数	1201本
OFDMシンボル間隔	66.7 μs
1次(QAM)変調	QPSK, 16QAM, 64QAM
試行回数	1000回

パスモデルは Table4 に示すように都市での環境を模擬した ITU の vehicular A モデルを用い速度は 120km/h とする。

Table4 The main specification of ITU vehicular A

パス番号	遅延時間[μs]	平均電力 [dB]
1	0.000	0.0
2	0.310	-1.0
3	0.710	-9.0
4	1.090	-10.0
5	1.730	-15.0
6	2.510	-20.0

(2) シミュレーション評価

まず、ターボ符号化を用いない場合の QPSK, 16QAM, 64QAM それぞれに対する E_b/N_0 対誤り率特性 (BER(bit

error rate)特性)を Fig.12, Fig.13, Fig.14 に示す. それらでは横軸に E_b/N_0 , 縦軸に BER を取り, 左から順に無線回線特性が既知の場合, 提案推定法を用いた場合, 従来推定法を用いた場合, 最後に何も雑音抑圧を行わなかった場合の各 BER 特性を示す.

次に BER が 10^{-2} の点で各 1 次変調方式に対して, 従来方式と提案方式について, 雑音抑制を施さない場合からの改善結果を Table5 に, また無線回線特性を既知とした理想値からの劣化の結果を Table6 に示す.

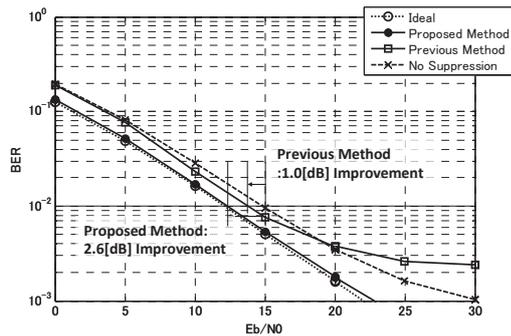


Fig.12 E_b/N_0 vs. BER characteristics (QPSK)

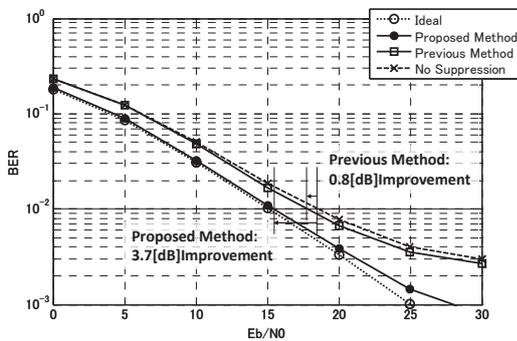


Fig.13 E_b/N_0 vs. BER characteristics (16QAM)

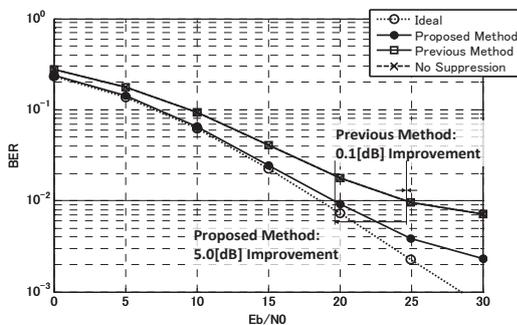


Fig.14 E_b/N_0 vs. BER characteristics (64QAM)

Table5 The improvement result from no noise suppression.

(Evaluation by BER)

1次変調方式	従来方式の改善量[dB] (BER= 10^{-2})	提案方式の改善量[dB] (BER= 10^{-2})
QPSK	1.01	2.61
16QAM	0.84	3.73
64QAM	0.12	5.01

Table6 The degradation from the ideal characteristic

(Evaluation by BER)

1次変調方式	従来方式の劣化量[dB] (BER= 10^{-2})	提案方式の劣化量[dB] (BER= 10^{-2})
QPSK	1.71	0.20
16QAM	2.72	0.41
64QAM	5.01	0.93

5.2 ターボ符号化を付加した場合 (ブロック誤り率による評価)

(1) シミュレーション条件

ここではターボ符号を付加して評価を行う. シミュレーションシステムの構成を Fig.15 に, 主要諸元を Table7 に示す. パケット伝送のブロックサイズを 5376[bit]に固定し, パスモデルは ITU の vehicular A モデル(Table4)を, 速度は 120km/h を用いる.

(2) シミュレーション結果

ターボ符号を用いた場合の QPSK, 16QAM, 64QAM それぞれに対する E_b/N_0 対ブロック誤り率 (BLER) 特性 (BLER(block error rate)特性)を Fig.16, Fig.17, Fig.18 に示す. それらでは横軸に E_b/N_0 縦軸に BLER を用い, 左の BER 特性から順に無線回線特性が既知の場合の BLER 特性, 提案推定法を用いた場合の BLER 特性, 従来推定法を用いた場合の BLER 特性, 最後に何も雑音抑圧を行わなかった場合の BLER 特性を示す.

また BLER 10^{-1} の点で各 1 次変調方式に対して, 従来方式と提案方式について雑音抑制を施さない場合からの改善結果を Table8 に, また理想値からの劣化の結果を Table9 に示す.

Table7 The specification of simulation with turbo coding

伝送環境	Vehicular A
移動速度	120km/h
帯域幅	20MHz
符号化方式	ターボ符号
符号化レート	1/3
ブロックサイズ	5376 bit
サブキャリア間隔	15kHz
FFTサイズ	2048点
サブキャリア数	1201本
シンボル間隔	66.7 μ s
1(QAM)次変調	QPSK,16QAM,64QAM
試行回数	1000回

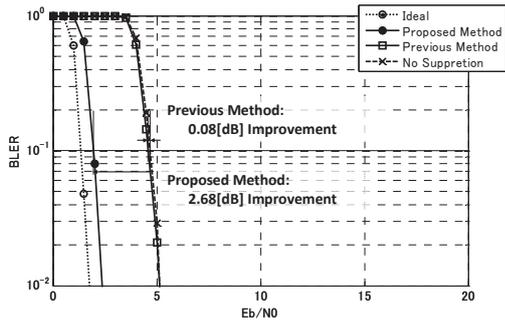


Fig.16 Eb/N0 vs. BLER characteristics (QPSK)

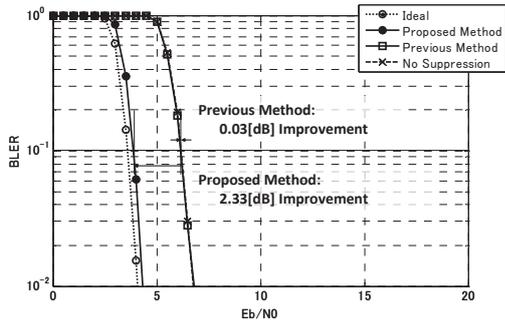


Fig.17 Eb/N0 vs. BLER characteristics (16QAM)

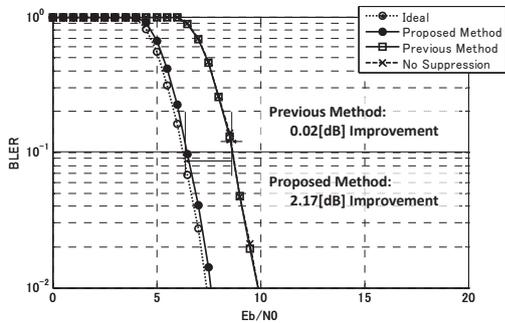


Fig.18 Eb/N0 vs. BER characteristics (64QAM)

Table8 The improvement result from no noise suppression. (Evaluation by BLER)

1次変調方式	従来方式の改善量[dB] (BLER=10 ⁻²)	提案方式の改善量[dB] (BLER=10 ⁻²)
QPSK	0.08	2.68
16QAM	0.03	2.33
64QAM	0.02	2.17

Table9 The degradation from the ideal characteristic (Evaluation by BLER)

1次変調方式	従来方式の劣化量[dB] (BLER=10 ⁻²)	提案方式の劣化量[dB] (BLER=10 ⁻²)
QPSK	2.73	0.13
16QAM	2.40	0.10
64QAM	2.20	0.05

5.3 スループット特性

最後に QPSK, 16QAM, 64QAM それぞれに対するスループット特性を求める。スループット特性は 1 次変調方式と符号化率から求められる最大伝送レートに対して正しく伝送できる確率 (1-BLER) を乗算して算出している。従来回線推定方式と提案方式の Eb/N0 対スループット特性を Fig.19 に示す。左の特性から順に無線回線特性が既知の場合、提案推定法を用いた場合、従来推定法を用いた場合、最後に何も雑音抑制を行わなかった場合のスループット特性を示す。

また、各 1 次変調方式に対して、最大スループットが 10%劣化する点で、従来方式と提案方式について雑音抑制を施さない場合からの改善結果を Table10 に、また理想値からの劣化の結果を Table11 に示す。

4×4MIMO を用いて 100Mbps 伝送が可能な 25Mbps 点において、提案方法は従来方法に比べ Eb/N0 が 2.1dB 改善また無線回線特性が既知の場合からの劣化は 0.22dB である。

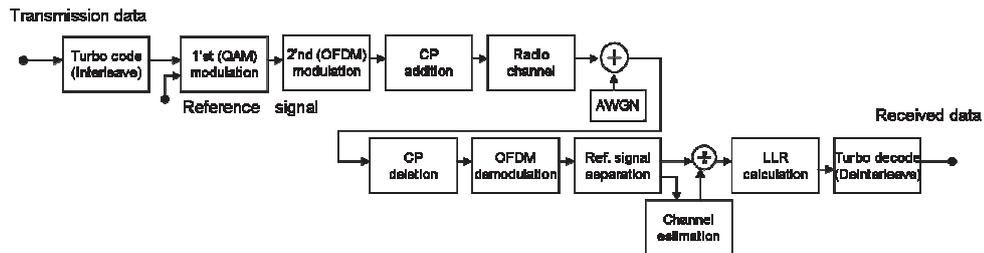


Fig.15 Block diagram of simulation with turbo coding

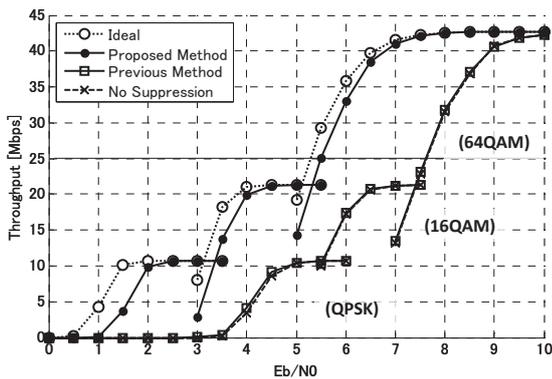


Fig.19 Throughput characteristics

Table10 The improvement result from no noise suppression
(Evaluation by throughput)

1次変調方式	従来方式の 改善量[dB] (BLER=10 ⁻²)	提案方式の 改善量[dB] (BLER=10 ⁻²)
QPSK	0.10	2.80
16QAM	0.02	2.53
64QAM	0.02	2.21

Table11 The degradation from the ideal characteristic
(Evaluation by throughput)

1次変調方式	従来方式の 劣化量[dB] (BLER=10 ⁻²)	提案方式の 劣化量[dB] (BLER=10 ⁻²)
QPSK	3.21	0.52
16QAM	2.63	0.41
64QAM	2.52	0.25

6. むすび

本論文では広帯域 OFDM 伝送システムの無線回線推定方法についての提案と評価を行った。従来の時間領域で雑音を除去する方法に替わり、本方法は WSSUS モデルを用い参照信号周波数点での受信参照信号と上記モデルの出力信号の差の絶対値の 2 乗和を最小にするように、WSSUS モデルの各パラメータを逐次近似法を用いて求めることにより無線回線特性を推定する方法を提案した。本方法を帯域幅 20[MHz]の第 4 世代携帯電話システムの仕様ならびに移動速度 120[Km/h]の都市環境 (vehicular A) で従来方法と比較評価した結果、QPSK/16QAM/64QAM の各 1 次変調でターボ符号を用いない場合において、BER が 10⁻² の評価点で、雑音抑圧を施さない場合に比べて、従来方式では E_b/N_0 が 1.0~0.1dB, 提案方式では 2.6~5.0dB 改善できた。また回線特性が既知の場合からの劣化は、雑音抑圧を施さない場合では 3.6~5.0dB,

従来方法では 1.7~5.0dB, 本提案方法では 0.2~0.9[dB] となり最小に収めることができた。一方ターボ符号を用いた場合の評価では、 E_b/N_0 が 8[dB]以下の伝搬特性の厳しい場所で、提案方式は雑音抑圧を施さない方法及び従来の推定方法に比べ約 2 倍のスループットを達成出来た。また、4×4 MIMO を用いて 100Mbps 伝送が可能な 25Mbps 点において、提案方法は従来方法に比べ E_b/N_0 を 2.1dB 改善でき、無線回線特性が既知の場合からの劣化を 0.22dB に収めることができた。

参考文献

- 1) Recommendation M.1457, www.itu.r.org.
- 2) www.3gpp.org.
- 3) 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.
- 4) F.Garcia, M.J. Paez-Borrillo, 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.
- 5) 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.
- 6) 3GPP TR 25.913 V7.3.0 (2006-03), Requirements for Evolved UTRA and Evolved UTRAN.
- 7) ITU TG8/1, “Output documents,” 10th meeting of Task Group 8/1, Document 8-1/TEMP/36-E, 1996.
- 8) 服部武他, “HSPA+/LTE/SAE 教科書”, インプレス R&D, pp49, Fig.5-18.
- 9) 山下達郎他, “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.