

LTE下りリンクにおけるチャネル推定アルゴリズムの提案

池野谷克俊[†] 和田 知久[†]

[†] 琉球大学大学院理工学研究科 〒903-0213 沖縄県西原町字千原1番地

E-mail: †ike@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, †wada@ie.u-ryukyu.ac.jp

あらまし LTE (Long Term Evolution) とは 3GPP で策定されている無線通信規格であり、高速大容量通信に向けた取り組みが行われている。LTE は移動体向けの通信方式であり、フェージングの影響を受け、通信の品質が劣化してしまう可能性がある。フェージング環境下にて高速大容量の通信を可能にするためには、チャネル推定の精度向上が重要になってくる。そこで、本稿では LTE 下りリンクにおけるチャネル推定の精度を高めるアルゴリズムの提案を行い、コンピュータシミュレーションにてその性能評価を行った。シミュレーション結果より、提案手法を適用した場合、適用しなかった結果と比べて $BER = 10^{-2}$ を基準にすると、SISO の場合は 1dB 程度、2 アンテナ MIMO (SFBC) や 4 アンテナ MIMO (SFBC+FSTD) の場合は 1.3dB 程度の改善が確認できた。

キーワード LTE, SFBC (Space Frequency Block Code), チャネル推定, ノイズ低減処理

Study on Channel Estimation Algorithm for LTE Downlink

Katsutoshi IKENOYA[†] and Tomohisa WADA[†]

[†] Department of Information Engineering, University of the Ryukyus Senbaru 1, Nishihara, Okinawa, 903-0213 Japan

E-mail: †ike@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, †wada@ie.u-ryukyu.ac.jp

Abstract LTE (Long Term Evolution) is a standard of wireless mobile communication developed by 3GPP. It aims at high speed and large capacity communication but there is a possibility that communication quality is degraded by fading environment. Channel estimation is one of the important technology to enable high speed and large capacity communication in fading environment. Therefore, this paper proposes a channel estimation algorithm for LTE downlink and evaluates its performance by computer simulation. Simulation result shows that proposed algorithm provides reductions in the bit error rate compared with a algorithm which doesn't adopt proposed method (approximately 1dB in SISO, 1.3dB in 2 antenna MIMO(SFBC) and 4 antenna MIMO (SFBC+FSTD) at $BER = 10^{-2}$).

Key words LTE, SFBC(Space Frequency Block Code), channel estimation, noise reduction

1. まえがき

LTE では eNB (evolved NodeB) と呼ばれる基地局と、UE (User Equipment) と呼ばれる端末の間で通信を行う。LTE のアクセス方式は、下りリンク (DL) では OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) を、上りリンクでは SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) を採用しており、さらに MIMO (Multiple Input Multiple Output) も採用している。LTE は移動体向けの通信方式であるため、レイリーフェージング等のフェージングの影響により通信品質が大きく劣化してしまう可能性がある。フェージング環境下での通信の品質には、チャネル推定の性能が大きく関わっており、高速大容量通信などの高い通信品質を可能に

するためにはチャネル推定の高精度化が重要な課題となってくる。そこで今回、LTE 下りリンクにおけるチャネル推定の精度を上げるための手法を提案し、SISO (Single Input Single Output) システムや、LTE で採用されている MIMO 方式の 1 つである SFBC システムに提案手法を適用し、その性能をコンピュータシミュレーションにて評価した。

本稿では、2 節においてフレーム構成や MIMO 方式など、LTE 規格の概要を示す。3 節では提案するチャネル推定の手法についての説明を行う。4 節ではシミュレーションによる結果を示し、5 節にてまとめを行う。

表 1 LTE システム概要

System Bandwidth (MHz)	1.4	3	5	10	15	20
Effective Bandwidth (MHz)	1.08	2.7	4.5	9.0	13.5	18.0
Guard Bandwidth (Mhz)	0.32	0.3	0.5	1.0	1.5	2.0
Subframe (ms)	1.0					
Tone Spacing (kHz)	15 (7.5 in case Extended CP (33.3us))					
Sampling Rate (MHz)	1.92	3.84	7.68	15.36	23.04	30.72
FFT size	128	256	512	1024	1536	2048
Subcarrier Number	72	180	300	600	900	1200
CP Length (us)	Normal	4.69 x 6, 5.21 x 1				
	Extended	16.6				
33.3 x 3 (DL only)						

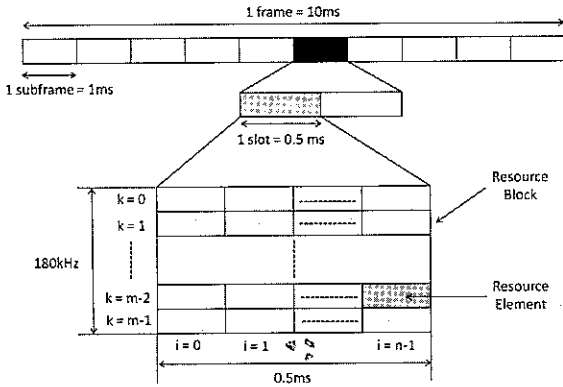


図 1 フレーム構成

2. LTE 規格概要

2.1 LTE システム概要

LTE のシステム概要を表 1 に示す。LTE では複数の帯域幅をサポートできるように規格化されている。Subframe とは 1 つの Frame を 10 個に区切った単位である。詳細は後述する。また、Tone Spacing とは OFDM のサブキャリア間隔のことであり LTE では通常は 15kHz であるが、モードによっては 7.5kHz になる場合がある。さらに、LTE では OFDM シンボルの末尾部分を先頭にコピーする CP (Cyclic Prefix) を利用しており、CP 長は Normal と Extended の 2 種類ある。

2.2 フレーム構成

LTE のフレーム構成を図 1 に示す。LTE では 1 つの frame を 10ms とし、1ms 毎に subframe とよばれる単位に区切っている。さらに 1 つの subframe は 2 つの slot で構成されており、1slot の長さは 0.5ms である。1slot 内で、周波数方向に 180kHz 毎に区切った単位を RB (Resource Block) とよぶ。RB は複数の RE (Resource Element) から構成されている。RE は RB を周波数方向では Tone Spacing で区切り、時間方向では OFDM シンボル数で区切ったものである。LTE では Tone Spacing の値が 2 種類あり、Tone Spacing の値によって OFDM シンボル長も変化する。RB に含まれる RE の数が変わることになる。OFDM シンボル長の変化に伴い CP 長も変化する。Normal CP の場合、図 1 中の m の値は 12 で n の値は 7 となる。この場合、OFDM シンボル長は 66.67us であり、最初のシンボルの CP 長は 5.21us で他の 6 シンボルの CP 長は 4.69us となる。

2.3 Reference Signa (RS)

RS はチャンネル推定などに用いられる QPSK 信号である。DL

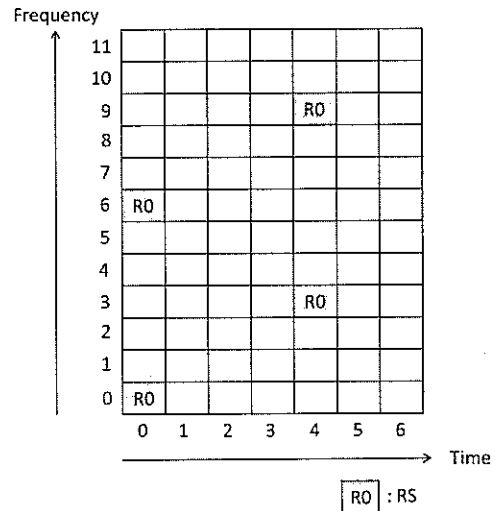


図 2 RS 配置 (1 アンテナ)

における RS (r_{l,n_s}) の生成式を式 (1) に示す。式 (1) 中の l はスロット内の OFDM シンボル番号を、 n_s はフレーム内のスロット番号を表している。 m は RS のインデックスであり、0 から $2N_{RB}^{max,DL} - 1$ までの値を取る。 $N_{RB}^{max,DL}$ は DL における RB 数の最大値 (110) である。また、 $c(i)$ は pseudo random sequence を表しており、式 (2) で表される。 $N_c = 1600$ であり、 x_1 の初期値は $x_1(0) = 1, x_1(n) = 0 (n = 1, 2, \dots, 30)$ 、 x_2 の初期値は $2^{10}(7(n_s + 1) + l + 1)(2N_{ID}^{cell} + 1) + 2N_{ID}^{cell} + N_{CP}$ を 2 進数に直した値である。 N_{ID}^{cell} はセルの ID 番号であり、 N_{CP} は normal CP の場合 1, extended CP の場合 0 となる。

$$r_{l,n_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2c(2m + 1)) \quad (1)$$

$$m = 0, 1, \dots, 2N_{RB}^{max,DL} - 1$$

$$c(n) = (x_1(n + N_c) + x_2(n + N_c)) \bmod 2 \quad (2)$$

$$x_1(n + 31) = (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2 \quad (3)$$

$$x_2(n + 31) = (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2 \quad (4)$$

ここで、DL の RB における RS の配置を図 2 から図 4 に示す。なお、図 2 は送信アンテナが 1 アンテナ時の配置を表している。同様に図 3 は 2 アンテナ時の配置を、図 4 は 4 アンテナ時の配置を表している。多アンテナの場合、各アンテナからの RS が干渉しないように別のアンテナの RS の位置は無送信としている。また、4 アンテナにおいて、アンテナ 3 および 4 に含まれる RS の数は 2 つのみである。

2.4 SFBC システム

ここでは、今回シミュレーションに用いた SFBC について説明を行う。SFBC は LTE で採用されている MIMO 方式の 1 つであり、周波数軸上でサブキャリアのペアを作り符号化を行うことで送信側でチャンネル情報がなくても、送信ダイバシ

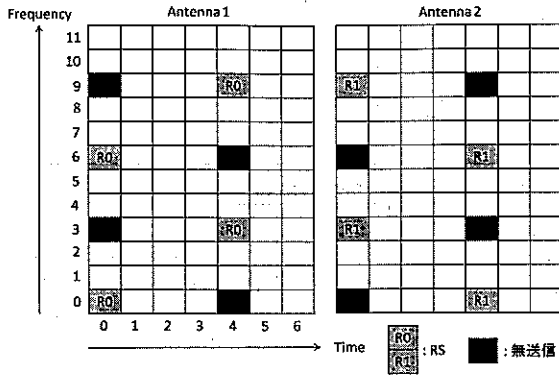


図3 RS配置(2アンテナ)

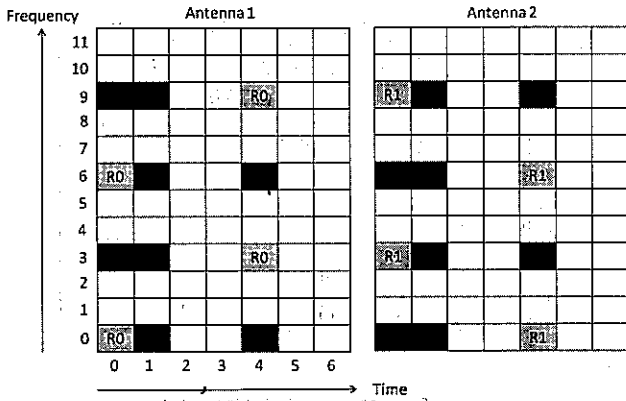


図4 RS配置(4アンテナ)

チ利得を得ることができる。2アンテナ時の符号化の概要を図5に示す。図中のfは周波数を、 $x(n)$ は送信信号を表しており、 $x^*(n)$ は $x(n)$ の複素共役を表している。

さらに、4アンテナ時の符号化方法を図6に示す。アンテナ本数が4本の場合、SFBCとFSTD (Frequency Shift Transmit Diversity) を組み合わせて使用する。これは各アンテナで送信する周波数を分割して、無送信部分を作る方式である。各アンテナで送信できるRE数は減るが、送信するREの電力を高めることができる。受信側では2アンテナ時と変わらずに信号を受信できる。

受信側では、受信信号からチャンネル推定を行い復号化を行う。

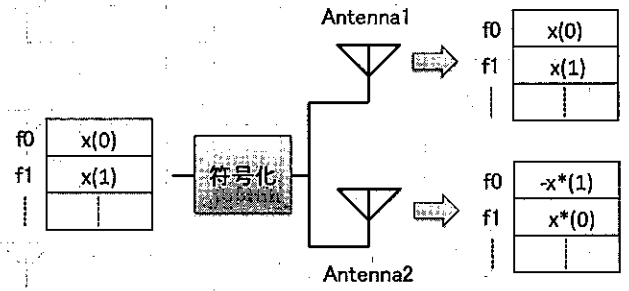


図5 2アンテナ時の符号化

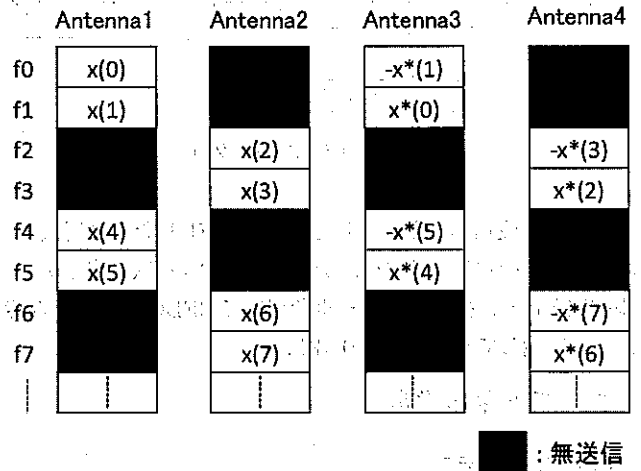


図6 4アンテナ時の符号化

復号時には受信信号を偶数成分と奇数成分に分けて処理する。ここで、送信アンテナが2つの場合の受信信号の偶数成分を式(5)、奇数成分を式(6)で表す。 $x(n)$ は送信信号のn番目のサブキャリアを、 $h_1(n), h_2(n)$ はそれぞれ送信アンテナ1から受信アンテナへのチャンネル伝達関数(CTF)と送信アンテナ2から受信アンテナへのCTFを表し、 $z(n)$ はノイズを表す。全てのサブキャリアにおいてCTFが推定できれば式(7)、(8)で復号を行える。

$$y(n) = h_1(n)x(n) - h_2(n)x^*(n+1) + z(n) \quad (5)$$

$$y(n+1) = h_1(n+1)x(n+1) + h_2(n+1)x^*(n) + z(n+1) \quad (6)$$

$$\frac{h_1^*(n+1)y(n) + h_2(n)y^*(n+1)}{h_1(n)h_1^*(n+1) + h_2(n)h_2^*(n+1)} = x(n) + \frac{h_1^*(n+1)z(n) + h_2(n)z^*(n+1)}{h_1(n)h_1^*(n+1) + h_2(n)h_2^*(n+1)} \quad (7)$$

$$\frac{h_1^*(n)y(n+1) - h_2(n+1)y^*(n)}{h_1^*(n)h_1(n+1) + h_2^*(n)h_2(n+1)} = x(n+1) + \frac{h_1^*(n)z(n+1) - h_2(n+1)z^*(n)}{h_1^*(n)h_1(n+1) + h_2^*(n)h_2(n+1)} \quad (8)$$

OFDMA方式にSFBCを適応した場合のシステムブロック図を図7示す。まず、送信データが複素データに変調され、データのペアを作りSFBC符号化がおこなわれる。符号化の後はIFFTを行い時間領域信号に変換し、CPを付加して送信する。

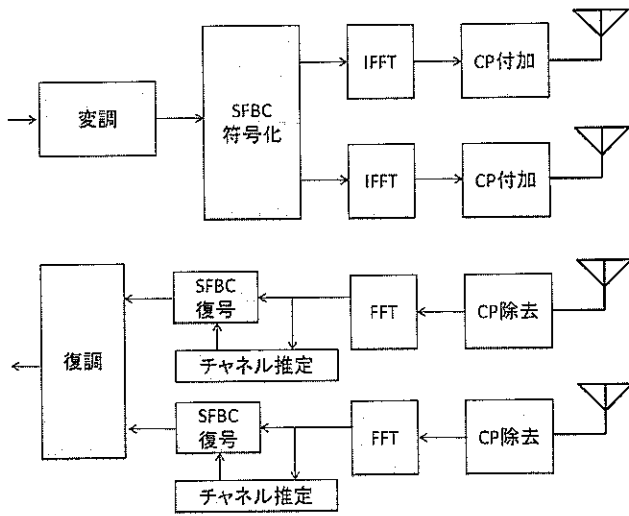


図7 システムブロック図

受信側では受信信号から CP を除去し、FFT を行い周波数領域信号に変換する。その後、データから RS を取り出しチャンネル推定を行う。推定したデータを用いて SFBC 復号へと続き、最後に復調してデータを取り出す。

3. チャンネル推定

3.1 提案手法 1

提案するチャンネル推定手法（提案手法 1）を図 8 に示す。チャンネル推定の手順としては、まず FFT 後のデータから RS を抽出する。次に RS の生成式に基づいて受信側で RS を生成し、さきほど抽出した RS を生成した RS で割ることで CTF を求める。次に行うダミーデータ挿入とは、CTF の両端（データの先頭と末尾）にダミーデータを挿入する処理のことである。LTE の RS の配置方法では、周波数軸上の端の方に RS で挟まれていない箇所があり、周波数方向の補間を行えない場合があるので、ダミーデータを挿入する必要がある。今回は RS データの先頭と末尾のいくつかのデータを、端を中心にして折り返すことでダミーデータを挿入している。それから、rotation の処理に移る。これは、後に使われるフィルターの特性を考慮してデータを回転させる操作である。rotation 及び derotation の詳細は後に記述する。rotation 後に、チャンネル推定の精度を上げるため、ノイズ低減処理を行う。ノイズ低減処理の詳細は後に記述する。そして、周波数方向の補間を行い、rotation にて回転されたデータを元に戻すための derotation 処理を行う。最後に時間方向の補間を行う。ここで、図 2 を例にして時間方向の補間の説明を行う。まず、0 シンボル目の RS が周波数方向補間され、同様にして 4 シンボル目の RS も周波数方向補間を行う。最後に、周波数方向の補間が行われた 2 つのデータを用いて時間方向に線形補間を行い、シンボル 1 からシンボル 3 までの CTF を求める。

3.1.1 rotation 及び derotaion

rotation と derotation の詳細を図 9 を用いて説明する。なお、チャンネル推定は周波数領域での処理を行っているが、ここでは便宜上、時間領域にて説明を行う。図 9 は CTF を IFFT して

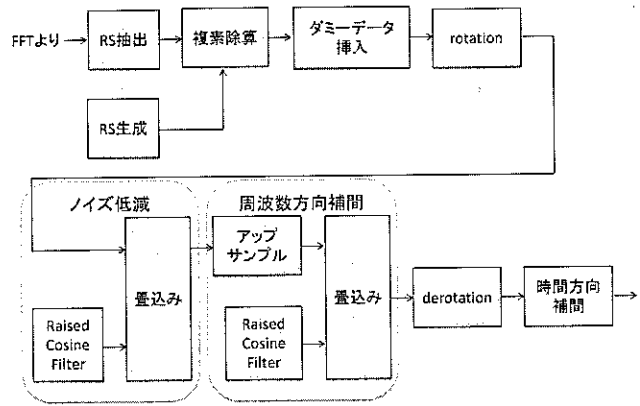


図8 提案手法 1

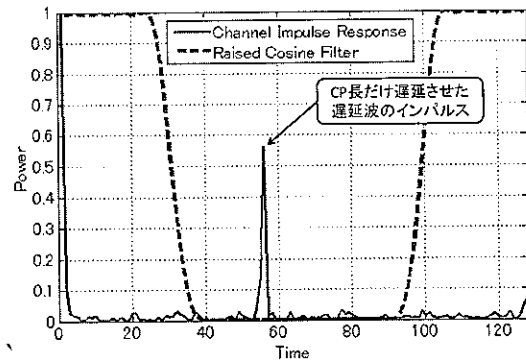


図9 遅延プロファイルおよびフィルター特性

得られた CIR（Channel Impulse Response）とノイズ低減処理にて使用される raised cosine filter を IFFT したものである。このままでは使用するフィルターの形状により、遅延波のインパルスがカットされてしまう。そこで、CP 長内の遅延波のインパルスがカットされないように、CP 長の半分だけ左方向にシフトさせる。この処理を rotation と呼ぶ。また、rotation によってシフトされたものを元に戻す処理が derotation である。

3.1.2 ノイズ低減処理

ここでは、チャンネル推定の精度を上げるための処理である、ノイズ低減処理について説明を行う。ノイズ低減処理とは、CTF と raised cosine filter との畳込み演算により、CP の範囲外にあるノイズ成分を低減させる手法である。この処理を時間領域で表したのが図 10 である。CIR 中のノイズの一部分（CP の範囲外にあるノイズ）をフィルターによってカットすることができる。CIR に含まれるノイズの影響を減らすことでチャンネル推定の精度を上げることを目的としている。

3.2 提案手法 2

提案手法 1 では周波数方向の補間後に時間方向の補間を行ったが、ここでは周波数方向の補間前に時間方向の補間を行うチャンネル推定手法（提案手法 2）について説明する。補間方法を図 11 に示す。図に示したように、連続した 2 つの RB 内の CTF を用いて線形補間できる箇所は線形補間を行い、そうでない場合はそのままコピーすることで周波数方向の CTF の数を増やす。周波数方向の CTF の数が多い程、ノイズ低減処理にて低減できるノイズ量が増えるのでチャンネル推定の精度が向

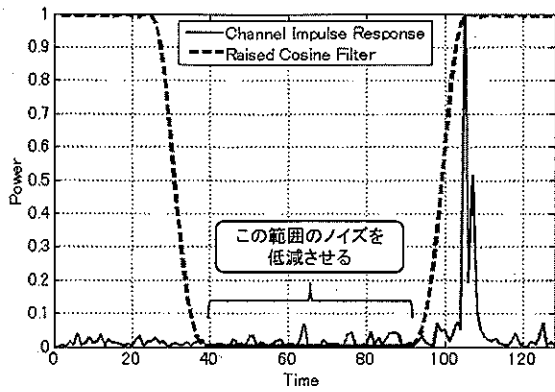


図 10 ノイズ低減処理概要

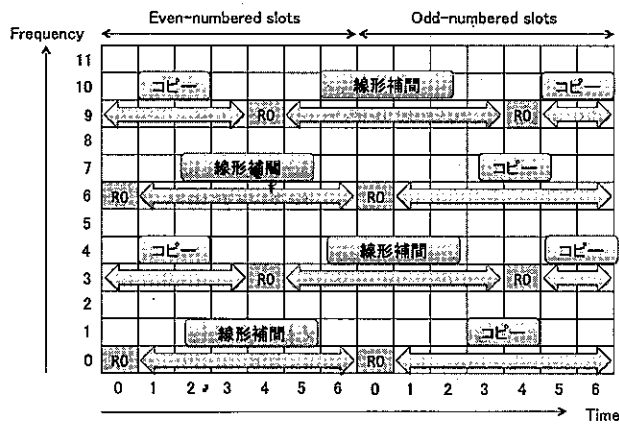


図 11 提案手法 2 における時間方向補間

表 2 シミュレーション条件

変調方式	QPSK
FFT サイズ	1024
サブキャリア数	600
CP タイプ	Normal
送信アンテナ数 対 受信アンテナ数	1 対 1, 2 対 2, 4 対 2
チャンネルモデル	Extended Vehicular A model (EVA)
最大ドップラー周波数	70Hz

表 3 Extended Vehicular A model (EVA)

遅延時間 (ns)	パワー (dB)
0	0.0
30	-1.5
150	-1.4
310	-3.6
370	-0.6
710	-9.1
1090	-7.0
1730	-12.0
2510	-16.9

上する。なお、時間方向の補間処理を行うタイミングは、図 8 の複素除算の直後になる。

4. シミュレーション

4.1 シミュレーション条件

提案手法の性能を評価するため、提案手法 1 からノイズ低減処理を省いた場合と提案手法 1、さらに提案手法 2 の場合にて、CNR に対する BER 性能を比較した。

表 2 にシミュレーション条件を示す。表中の Extended Vehicular A model (EVA) は 3GPP が作成している LTE 規格

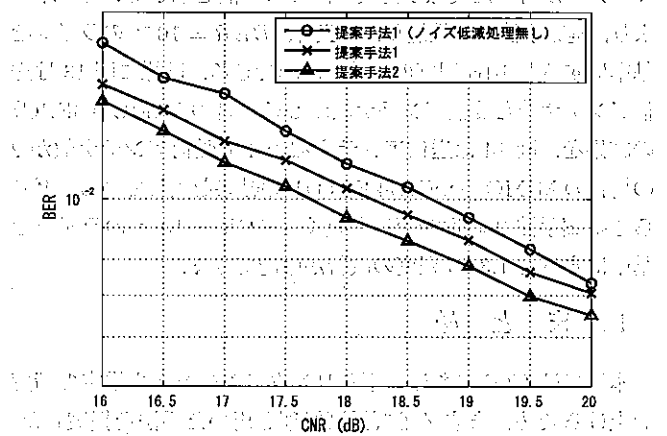


図 12 シミュレーション結果 (SISO)

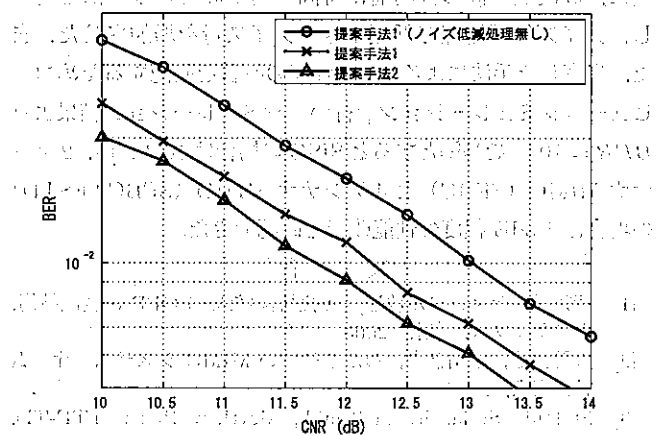


図 13 シミュレーション結果 (2 アンテナ MIMO)

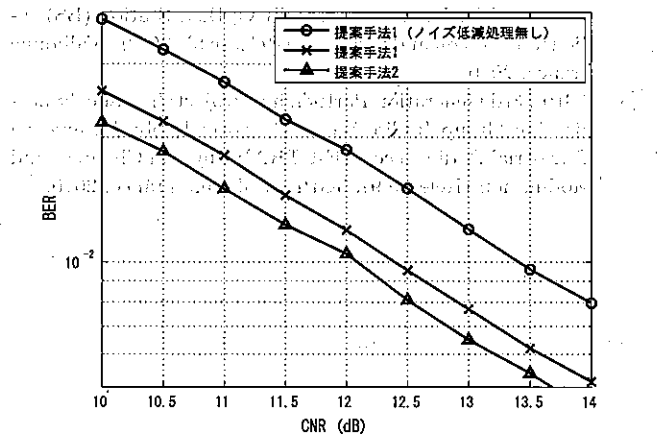


図 14 シミュレーション結果 (4 アンテナ MIMO)

書に記載されているチャンネルモデルである。EVA の詳細を表 3 に示す。

4.2 シミュレーション結果

シミュレーション結果を図 12, 13, 14 に示す。図 12 は SISO での結果を示している。丸のマーカが付いた実線が提案手法 1 からノイズ低減処理を省いた場合の性能で、バツのマーカが付いた実線が提案手法 1 の場合の性能を表し、さらに三角の

マーカーが付いた実線が提案手法 2 の性能を示している。結果より、提案手法 2 の性能が最も良く、 $BER = 10^{-2}$ のラインを基準にすると 1dB 程度の改善が確認できる。同様に図 13 は送信アンテナ数と受信アンテナ数が 2 の場合の MIMO (SFBC) の結果を、図 14 は送信アンテナ数が 4 で受信アンテナ数が 2 の場合の MIMO (SFBC+FSTD) の結果を表している。どちらも提案手法 2 の性能が最も良く、 $BER = 10^{-2}$ のラインを基準にすると 1.3dB 程度の改善が確認できる。

5. ま と め

本稿では LTE における下りリンクでのチャネル推定の精度を上げるため、まずノイズ低減処理を用いた手法を提案した。ノイズ低減処理では、CTF と raised cosine filter との畳込み演算により、CP の範囲外にあるノイズ成分を低減させている。次に、周波数方向の補間前に時間方向補間を行う手法を提案し、ノイズ低減処理で低減できるノイズ量を増加させた。また、提案した手法による BER 性能の改善を確認するためコンピュータシミュレーションを行い、シミュレーション結果より $BER = 10^{-2}$ を基準とすると SISO の場合は 1dB 程度、2 アンテナ MIMO (SFBC) と 4 アンテナ MIMO (SFBC+FSTD) の場合は 1.3dB 程度の性能改善を確認できた。

文 献

- [1] 伊丹誠, デジタル放送/移動通信のための OFDM 変調技術, トリケップス, 東京, 2000.
- [2] 大鐘武雄, 小川恭孝, わかりやすい MIMO システム, オーム社, 東京, 2009.
- [3] Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker, LTE-The UMTS Long Term Evolution from Theory to Practice, John Wiley & Sons Ltd., Chichester UK, 2009.
- [4] 3GPP, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 9), 3GPP, Valbonne France, 2010.
- [5] 3GPP, 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 9), 3GPP, Valbonne France, 2010.