

## OFDMとGFDMの同時伝送における被干渉特性

著者	佐藤 拓也, 鈴木 利則, 吉岡 達哉
雑誌名	東北学院大学工学部研究報告
巻	51
号	1
ページ	1-7
発行年	2017-02
URL	<a href="http://id.nii.ac.jp/1204/00024109/">http://id.nii.ac.jp/1204/00024109/</a>

# 東北学院大学工学会 工学部研究報告

## OFDMとGFDMの同時伝送における被干渉特性

### A Characteristics of OFDM Interfered from GFDM in Simultaneous Wireless Transmission

佐藤 拓也\*†      鈴木 利則\*†      吉岡 達哉†  
Takuya Sato      Toshinori Suzuki      Tatsuya Yoshioka

**Abstract:** To accommodate increased traffic, there is a need to improve the frequency resource utilization efficiency. OFDM must be provided a guard band area in order to suppress the out-of-band radiation, for that reason do not expect the more improvement of the frequency resource utilization efficiency. In this study, we are considering a method that insert a less out-of-band radiation GFDM to guard band area of OFDM used in the LTE. In the simultaneous transmission of OFDM and GFDM, Effect of interference OFDM receives from GFDM was found to differ for each resource blocks.

**Keywords:** GFDM, OFDM, Resource Block

#### 1 はじめに

2020年に開催される東京オリンピックやIoT(Internet of Things)、M2M(Machine to Machine)通信の出現により、第4世代(4G)移動通信システムであるLong Term Evolution(LTE)に代わる、第5世代(5G)移動通信システムが検討されている。IoTやM2M通信ではあらゆるものがネットワークにつながるようになるだけでなく、機械同士で通信を行い、情報のやり取りが可能となる。一方、通信を行う端末の増加に伴いトラフィックの増加が懸念されている[1]。

4GであるLTEではOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)と呼ばれるデジタル変調方式により信号が生成される。ユーザへの割り当ては $12 \times 7$ 個を1まとまりとして行っており、これをResource Block(RB)と呼ぶ。また、この方式では他の周波数帯への漏れ電力(帯域外放射)を抑えるためにガードバンド領域と呼ばれるデータを挿入しない部分を帯域幅全体の10%程

度設けなければならない。その為、OFDMのみでは今以上の周波数リソース利用効率の向上は難しいとされている。

5Gを実現するには2通りのアプローチがある。1つは、4GであるLTEを軸とした従来方式との互換性を重視して拡張していく方式[2]である。もう1つは、従来方式との互換性がない新たな無線通信方式の導入である。我々は、周波数リソース利用効率を向上させるだけでなく、4Gから5Gへの移行をスムーズに行える方式を検討すべく、先行研究[2]を基にした無線通信方式を検討している。先行研究では、現在4Gが運用されているシステム帯域内でOFDMとGFDM(Generalized Frequency Division Multiplexing)と呼ばれる5Gの候補として挙げられている新たな通信方式でリソース分割を行い、同時伝送するシナリオが描かれている。この方式の利点は、4G/5G対応端末が混在する環境下においても接続端末の割合に応じて柔軟なリソース割り当てが行えると共に、4Gから5Gへの移行がスムーズに行える点にある。問題点としては、OFDMとGFDMを同時伝送する際に相互干渉が生じてしまう点である。

本研究では、4Gのシステム帯域内で周波数リソ

\* 東北学院大学 大学院

† 株式会社 国際電気通信基礎技術研究所

ースを分割するのではなく、既存の LTE の形をそのまま残し、OFDM のガードバンド領域に GFDM を挿入することで周波数リソース利用効率の向上を図る方式を検討している。GFDM は OFDM と違い、自身の信号同士で干渉が生じてしまうが、OFDM と比較して帯域外放射を低く抑えることができる。ゆえに OFDM のガードバンド領域に GFDM を挿入しても帯域外放射による影響は LTE の時とほとんど変わらない。だが、OFDM と GFDM の同時伝送をする際に、相互干渉が起きるといった問題点も変わらずに生じる。

先行研究では相互干渉の影響を①チャンネル推定が理想、②全ての RB の平均特性を評価、③ダイバーシチなしという 3 つの観点で評価していた。送信信号は様々な伝搬路を経て受信側に到達するが、その際に位相変動の影響を受け、電力が落ち込むことがある。その位相変動の影響を推定し信号を正しく復元する方法がチャンネル推定であり、複数のアンテナで電波を受信し合成することで電力の落ち込みを無くすのがダイバーシチである。無線通信でデータをやり取りする際には、チャンネル推定は理想ではなく実推定により行われ、LTE では RB 毎にユーザに割り当てるため、すべての RB の平均特性では GFDM からの干渉の影響をユーザ毎に知る事ができない。本研究では、相互干渉ではなく、OFDM が GFDM から受ける被干渉特性について①実チャンネル推定、②RB 毎の評価、③ダイバーシチ有りと無しの場合で評価を行い、ユーザ毎に被干渉の影響がどれだけ異なるのかをシミュレーションにより確認したので報告する。

## 2 システムモデル

本章では、本方式の構成や伝搬環境モデルについて説明する。Fig.1 にモデル図を示す。

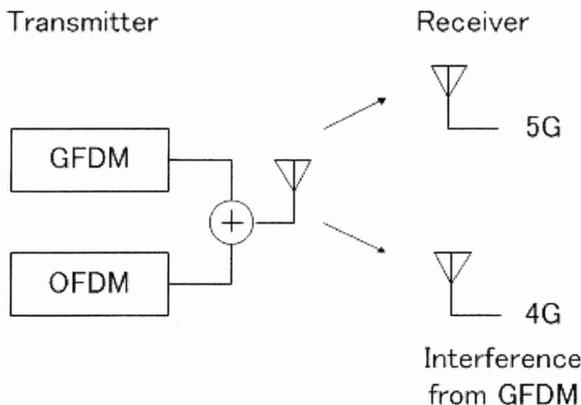


Fig.1 Model diagram of proposed system.

## 2.1 OFDM と GFDM の帯域外放射の比較

本節では、帯域幅全てに OFDM を挿入した場合と、GFDM を挿入した場合の帯域外放射の特性を比較し、GFDM が帯域外放射において OFDM より優れていることを示す。使用した帯域幅は 1.4MHz 帯であり、全サブキャリア数は 128 となっている。Fig.2 に帯域外放射の各々の特性を示す。線で囲まれた部分がデータの入っているサブキャリア(有効サブキャリア)を示している。OFDM はサブキャリア番号  $-36 \sim +36$  にデータを挿入しており、その他のサブキャリアにはガードバンド領域を設けている。GFDM はガードバンド領域を設けずに、OFDM 換算のサブキャリア番号  $-44 \sim +44$  にデータを挿入している。Fig.2 を見ると、OFDM はガードバンド領域を設けているにも関わらず、帯域外放射が  $-25$ [dB]程度あるのに対して、GFDM は帯域幅一杯に信号を挿入しているにもかかわらず、帯域外放射が  $-40$ [dB]程度で済んでいる。このことから、GFDM の方が OFDM よりも帯域外放射が少なく、ガードバンド領域に GFDM を挿入することによる帯域外放射の影響は少ないと言える。

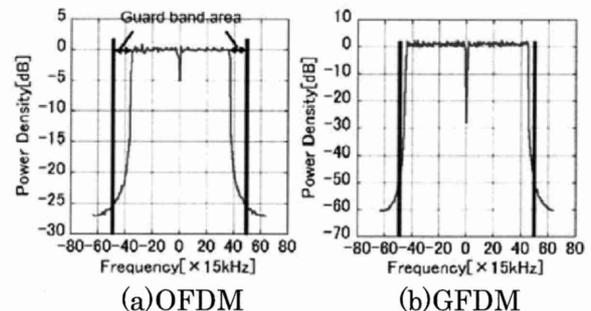


Fig.2 Out of band emission of OFDM and GFDM.

## 2.2 提案方式のシンボル構成図

Fig.3 は提案方式のシンボル構成図である。縦軸は周波数軸であり、サブキャリア番号で表す。横軸は時間軸でありシンボル番号で表す。シンボルを周波数方向に分割し、その単位をサブキャリアと呼ぶ。時間方向ではサブシンボルという。GFDM は周波数方向だけでなく時間方向でもシンボルを分割している為、横軸がサブシンボル番号となる。

LTE では、1RB を 12 サブキャリア  $\times$  7 シンボルと定義づけている。本方式では、LTE の 10MHz 帯のパラメータを参照し、LTE の全 RB 数は 50 個とした[3]。RB の配置は、周波数が低い方向から高い方向に順番に配置を行い、一番周波数が低

い所に最初の RB(RB1)、一番周波数が高い所に最後の RB(RB50)が来るように構成されている。OFDM のサブキャリア間隔は 15[kHz]、GFDM のサブキャリア間隔は  $15 \times 2 = 30$  [kHz]としている。OFDM には上下のガードバンド領域があり、そこに GFDM を挿入する形が本研究の提案方式である。ただし、GFDM は OFDM と接する形ではなく、OFDM との間にサブキャリアを 1 つ空けて配置されている。その理由として、GFDM はサブキャリアを 1 つ空けることで OFDM へ与える干渉の影響をより少なく抑えることができるからである[4]。

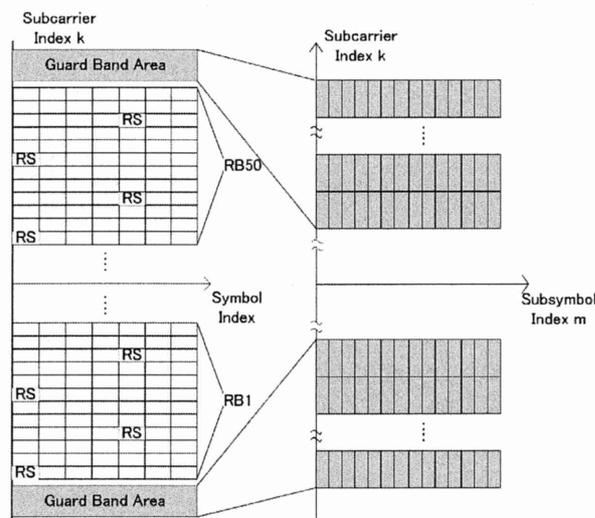


Fig.3 Structure of OFDM and GFDM symbols.

### 2.3 伝搬環境モデル

移動通信環境では送受信点間の見通しが存在しない場合が多く、反射波や回折波などにより無線通信の伝搬路が構成される。1 波目に受信側に到達した波を先行波、それ以降に受信側に到達した波を遅延波とする。受信側でこれらの信号を合成して受信する際に、信号の位相関係で相互に強め合ったり弱めあったりする現象が発生するだけでなく、遅延波による位相変動やシンボル間干渉も生じる。

ここでは、LTE の仕様を検討する 3GPP(Third Generation Partnership Project)が策定した都市部の伝搬環境を模擬した Typical Urban パスモデル[5]を用いる。このモデルは先行波から 3、9、25、37、77 サンプルずつ遅れて遅延波が受信側に到達するモデルであり、ここでは準静的とした。

### 2.4 Cyclic Prefix

シンボル間干渉の影響を無くすために

CP(Cyclic Prefix)の存在が不可欠になってくる。CP とはシンボルの後ろの部分のコピーしてシンボルの前に付加することで、CP 長が遅延波長よりも長い場合にシンボル間干渉を受けずに済む仕組みである。冗長度は増えるが、受信する際に CP を除去することでシンボル間干渉の影響を受けずにデータ部を復号することができる。自身のシンボルの後ろの部分を使用するためサブキャリア間の直交性も崩れない。ここでは OFDM1 シンボル目の CP 長を 80、2 シンボル目以降の CP 長を 72 としている。Typical Urban パスでは、OFDM1 シンボル目は CP 長が遅延波よりも長いためシンボル間干渉は生じない。2 シンボル目以降は CP 長が遅延波よりも短いため、シンボル間干渉が生じてしまう。GFDM は付加される CP は 1 つで、CP 長は 512 としている。遅延波によるシンボル間干渉も生じない。

### 2.5 チャンネル推定

前節で、遅延波を合成する際に位相変動による影響が生じることを述べた。本著では変・復調に QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)を用いているため、90[deg.]毎に異なる 4 値の位相を信号点としている。そのため、位相変動の影響により、受信信号が送信信号と位相が 90[deg.]ずれると、別の信号点で復調してしまうため、データが正しく復元されない。この位相変動を補正し、データを正しく復元する方法がチャンネル推定である。チャンネル推定は RS(Reference Signal)と呼ばれる既知のパターンを持ったシンボルを一定の間隔で送信し、受信機側でその状態を用いて伝送路特性を推定する。本研究での RS の配置は Fig.3 のようになっている。

チャンネル推定は、周波数方向と時間方向の 2 通り行う。周波数方向の推定は、RS が挿入されている OFDM シンボルのみに適用される。周波数方向において、2 つの RS に挟まれているデータ部は RS の傾きを算出し、直線補間により内挿推定を行う。RS に挟まれていないデータ部は手前に存在する RS の傾きを延長した外挿により直線補間を行う。外挿は手前の RS の傾きを延長して使用しているため、伝送路の変動が緩やかな場合には追従しやすいが、変動が急だった場合には、伝送路特性に追従することができずに誤って推定してしまう恐れがある。Fig.4 に周波数領域での RB 毎のチャンネル推定方法について示す。実線は内挿を、点



### 3.1 送信側の処理

送信側では、まず送信データを QPSK 変調し、S/P(Serial to Parallel)変換した後に OFDM と GFDM で処理を分ける。

OFDM では S/P 変換した変調信号をサブキャリア数  $N$  個分まとめて離散逆フーリエ変換(IDFT)をすることによって OFDM シンボルの標本値が生成される。得られた標本値を P/S(Parallel to Serial)変換し、OFDM 信号を生成する。時間を表すサンプル番号を  $n$  とし、OFDM の変調信号を  $d_{\text{ofdm}}(n)$  とすると、OFDM 信号  $x_{\text{ofdm}}(n)$  は

$$x_{\text{ofdm}}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} d_{\text{ofdm}}(n) e^{j2\pi \frac{k}{N} n} \quad (2)$$

$$n = 0, \dots, N-1$$

と表せる。

GFDM ではブロック構造であるため、変調信号を  $d_{k,m}$  と表し、 $k$  はサブキャリア番号、 $m$  はサブシンボル番号に相当する。変調信号  $d_{k,m}$  をサブキャリア毎にパルス整形を行った後に離散逆フーリエ変換を行い、GFDM 信号を生成する。パルス整形には RC(Raised Cosine)フィルタを使用し、フィルタ特性を表すロールオフ率  $\alpha = 0.1$  としている。GFDM のサブシンボル数を  $M$ 、サブキャリア数を  $K_g$ 、全シンボルを  $N = MK_g$  とすると、時間応答  $g_{k,m}$  は

$$g_{k,m}(n) = g[(n - mK_g) \bmod MK_g] \cdot e^{-j2\pi \left(\frac{k}{K_g}\right)n} \quad (3)$$

と表せる。ただし、 $g[\cdot]$  はフィルタのインパルス応答に相当する。式(3)に GFDM の変調信号  $d_{k,m}$  を乗算すると

$$x_{\text{gfdm}}(n) = \frac{1}{\sqrt{K_g}} \sum_{k=0}^{K_g-1} \sum_{m=0}^{M-1} g_{k,m}(n) d_{k,m} \quad (4)$$

$$n = 0, \dots, N-1.$$

と表すことができる。その後 P/S 変換を行い、GFDM 信号が生成される。

OFDM 信号と GFDM 信号を生成した後に、2つの信号に CP を付加し、足し合わせることに

送信信号  $x(n)$  を生成する。

$$x(n) = x_{\text{ofdm}}(n) + x_{\text{gfdm}}(n) \quad (5)$$

Fig.5 はダイバーシチを適用した場合の図であり、ダイバーシチを適用しない場合は `channel1` のみで通信を行う。`channel` はレイリーフェージング、AWGN は白色ガウス雑音を意味するブロックであり、ここでマルチパスによる干渉とノイズを送信信号  $x(n)$  に付加している。

### 3.2 受信側の処理

OFDM では CP を除去し、OFDM サブキャリア全体の信号を取り出す。取り出した OFDM 信号を S/P 変換し、離散フーリエ変換(DFT)を行うことで各サブキャリアの変調信号を抽出する。その後、OFDM データが入っているサブキャリア(有効サブキャリア)のみを抜き出す。抜き出した OFDM 信号は P/S 変換、QPSK 復調を経て復調信号となり、入力信号と比較を行った上で BER が算出される。

GFDM でもビット誤り率(BER)を算出する場合は、同様に CP の除去や周波数領域等化(FDE)、QPSK 復調を行うが、本研究では OFDM の被干渉特性を検討したため、GFDM の受信側の処理は行っていない。

## 4 シミュレーション諸元

Table.1 はシミュレーションパラメータを示している。今回のシミュレーションは Intel Core i5-6200U を用いて matlab(R2016a)によりシミュレーションを行った。OS は Windows10 を使用。

Table 1: Simulation Parameters.

有効サブキャリア数	31(GFDM) 600(OFDM,50RB)
変調方式	QPSK
サブシンボル数	14(GFDM)
OFDM の CP 長	80(1 <sup>st</sup> ),72(others)
GFDM フィルタ	Raised Cosine $\alpha = 0.1$
チャネル	準静的 Typical Urban 6 パスモデル
チャネル推定	理想、直線補間
ダイバーシチ	あり、なし(最大比合成、 アンテナ 2 本)

## 5 シミュレーション結果および考察

Fig.6 は理想チャネル推定と実チャネル推定のシミュレーション結果を示している。このシミュレーションではダイバーシチを導入していない。グラフの理論値は QPSK における 1 波レイリーフェージング(通称、フラットフェージング)を表しており、

$$BER = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\delta}{1+\delta}} \right) \quad (6)$$

で与えられる。ただし、 $\delta$ は $E_b/N_0$ とし、これは1ビットあたりの信号エネルギーと雑音電力密度の比率を意味する。2つの結果を比較する際に RB25 番目が  $BER = 10^{-2}$ を達成する $E_b/N_0$ に注目する。理想チャネル推定では理論値との差が 0.5[dB]程度であるのに対し、実チャネル推定の方では理論値との差が 2~3[dB]程度ある。これより、実チャネル推定で評価を行う際に、 $BER = 10^{-2}$ を達成する $E_b/N_0$ においては理想チャネル推定と実チャネル推定で 1.5~2.5[dB]程度差が生じることがわかった。

Fig.7 では簡易シンボル構成図と RB 毎の実チャネル推定の結果を示している。RB 毎の実チャネル推定の結果は 5.1 節の Fig.6 (b)と同じである。理論値も 5.1 節と同じものを使用し、ダイバーシチも導入していない。RB 毎に特性を比較すると GFDM から最も離れた位置に配置されている RB25 が、BER 特性が良い。これは、GFDM と隣接して配置されている RB に比べて GFDM から受ける干渉の影響が小さいためであると考えられる。GFDM と隣接している RB でも RB1 と RB50 で BER 特性に差が生じている。RB1 ではチャネル推定のほとんどを内挿によって行えるため、誤りを少なく抑えられるのに対して RB50 では外挿が多く、誤って推定を行ってしまう場合が多い。ゆえに GFDM と隣接している RB でも推定方法の違いによって BER 特性に影響を及ぼすことが分かった。また、ユーザの通信状態に着目すると、RB1 や RB50 に割り当てられたユーザは他の RB に割り当てられたユーザに比べて通信状態が悪くなる恐れがあることが分かった。

Fig.8 ではダイバーシチの有無によるシミュレーション結果を示している。本節での理論値は、受信アンテナ 2 本での最大比合成ダイバーシチの理論式(6)を用いる。ただし、 $\delta$ は $E_b/N_0$ とする。

$$BER = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{2\sqrt{\delta}}{\sqrt{1+\delta}} + \frac{\sqrt{\delta}}{\sqrt{2+\delta}} \right) \quad (6)$$

ダイバーシチを導入する前とダイバーシチを導入した後で RB25 は $10^{-2}$ 程度、RB1 と RB50 は $10^{-1}$ 程度 BER 特性が向上した。RB25 に比べて RB1 や RB50 でダイバーシチの効果が小さいのは GFDM からの干渉による影響によるものであると考える。

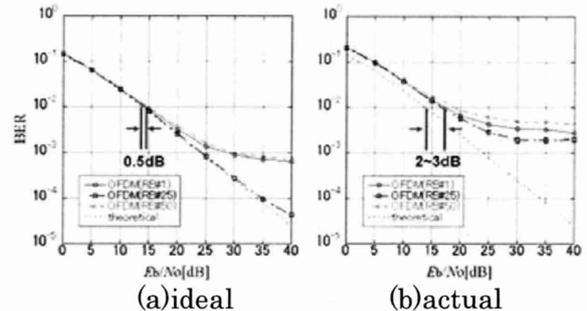
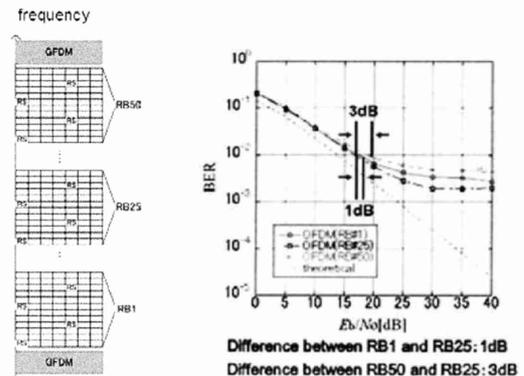
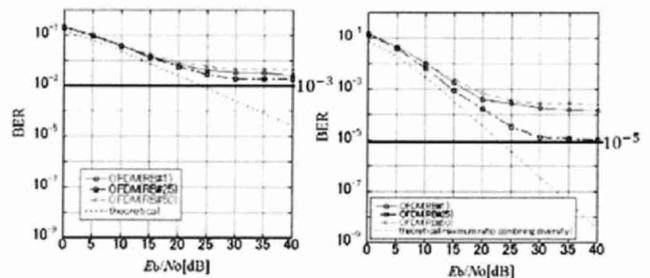


Fig.6 BER characteristics of different channel estimation method.(a)Ideal channel estimation.(b)Actual channel estimation.



(a)simplified diagram (b)BER of each RB  
Fig.7 BER characteristics of each RB.



(a)without diversity (b)with diversity  
Fig.8 BER w/ and w/o diversity.

## 6 おわりに

本研究では 5G に向けた新たな通信方式として OFDM のガードバンド領域を用いた GFDM との同時伝送方式を検討し、①実チャネル推定、②RB 毎の特性、③ダイバーシチの有無という 3 つの観点から OFDM の被干渉特性について評価を行った。理想チャネル推定と実チャネル推定では、BER が  $10^{-2}$  となる箇所において 1.5~2.5[dB] 程度特性に差が生じた。RB 毎の BER 特性では、GFDM から最も離れた位置に配置されている RB25 が特性が良く、GFDM に隣接している RB1 と RB50 でも内挿と外挿の頻度によって特性に差が生じた。RB1 や RB50 に割り当てられたユーザの通信状態は他の RB に割り当てられたユーザよりも悪くなることがわかった。また、ダイバーシチの導入により  $10^{-2}$  程度 BER 特性の改善が見込める。GFDM からの干渉を抑えることで RB1 や RB50 においてもダイバーシチの効果を最大限生かすことができると考えられる。

## 謝辞

本研究開発は総務省 SCOPE(受付番号 145007107)の委託を受けたものです。

## 参考文献

- [1] 伊達木 隆, 関 宏之, 箕輪守彦: “LTE-Advanced から 5G へと向かうモバイルアクセスシステム,” FUJITSU Vol.66(2015), pp104-109
- [2] 菅野一生, Rohit Datta, 有吉正行: “OFDM と高度化マルチキャリアの同時伝送における相互干渉の影響,” IEICE 総大(2015)
- [3] Houman Zarrinkoub: “Understanding LTE with MATLAB,” WILEY(2014), pp13-25
- [4] Nicola Michailow, Maximilian Matthe: “Generalized Frequency Division Multiplexing for 5<sup>th</sup> Generation Cellular Networks,” IEEE, Vol.62 No.9(2014), pp3045-3051
- [5] 3GPP: “Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network,” 3GPP TS 05.05(Release 1999), pp74-75
- [6] 大関修一: “UL-PUSC における受信信号相関を用いた判定帰還伝送路推定方式に関する研究,” 奈良先端科学技術大学院大学修

士論文(2009), pp1-11

- [7] 加藤鋼平, 平井清良: “様々な符号を用いた空間ダイバーシチの通信品質研究,” 南山大学卒業論文(2007), pp1-3
- [8] 小林英雄, 森香津夫: “離散コサイン変換を用いた OFDM 伝送路推定方式の提案,” 電子情報通信学会論文誌 Vol.88 No.1(2005), pp256-268
- [9] Yuping Zhao, Aiping Huang: “A Novel Channel Estimation Method for OFDM Mobile Communication Systems Based on Pilot Signals and Transform-Domain Processing,” Vol.3(1997), pp2089-2093
- [10] 鹿山英則, 平松勝彦: “sinc 関数レプリカを用いた広帯域 OFDM 通信用高精度チャネル推定方式の検討,” 電子情報通信学会論文誌 Vol.107 No.192(2007), pp99-104