無線システムにおける理論解析の意義とその魅力

Significance of Theoretical Analysis in Wireless Systems and its Fascination

前原文明 Fumiaki MAEHARA

アブストラクト 無線システムの伝送特性は、有線システムと異なり、変復調方式や信号対雑音比だけでなく、対象とする無線システムが想定する無線伝搬環境によって大きく変化する。したがって、実際に無線システムの設計を行う場合には、想定する無線伝搬条件を考慮した伝送特性の把握が必須となる。伝送特性の把握には、通常、理論解析や計算機シミュレーションが用いられるが、中でも、理論解析は、変復調方式や無線伝搬条件といった普遍的なシステムパラメータにより伝送特性を定式化できることから、簡易にその全体像を俯瞰できるといった大きな魅力を持っている。本稿では、基本的な無線伝搬環境を採り上げ、無線システムの伝送特性がいかにして定式化されるかについて解説するとともに、その応用として、最近の無線システムに広く適用される MIMO 方式や OFDM 方式を採り上げ、その伝送特性について理論解析を行った幾つかの事例を紹介する。

キーワード 無線システム, 伝送特性, 無線伝搬, レイリーフェージング, 理論解析, コンピュータシミュレーション

Abstract The transmission performance of wireless systems depends on the radio propagation as well as the modulation scheme and signal-to-noise ratio. Therefore, it is essential to evaluate the transmission performance under the radio propagation specified by the target wireless system. Considering the performance evaluation, the theoretical approach is expected to be more attractive than computer simulation because the theoretical approach gives an overview of the transmission performance thanks to being formulated using essential system parameters. We explain the theoretical derivation method of the transmission performance using a simple radio propagation model and then introduce some examples of the theoretical derivation for MIMO and OFDM, which have been widely adopted for recent wireless systems.

Key words Wireless systems, Transmission performance, radio propagation, Rayleigh fading, Theoretical analysis, Computer simulation

1. はじめに

無線通信は、場所の制限を受けることなく情報の送受信ができる、といった有線通信にはない絶対的な長所を有することから、電話やインターネットを携帯電話⁽¹⁾⁽²⁾や無線 LAN⁽³⁾⁽⁴⁾に変貌させただけでなく、近年では、高度交通システム⁽⁵⁾、超広帯域無線システム⁽⁶⁾、センサネットワーク⁽⁷⁾へと活躍の幅を広げ、私たちの生活をより豊かで便利にしている。

このように、私たちの生活に深く密着し、欠かすことのできなくなった無線通信であるが、その実現には、電波の反射・回折・散乱による受信信号レベルの落ち込みに起因した伝送特性の劣化をいかにして改善するかといった、有線通信にはない技術課題の克服が求められる。具体的には、有線通信では、受信信号レベルが時間的に余り変化しないことから、伝送特性が変

復調方式と搬送波電力対雑音電力比 (CN 比, carrier to noise ratio) のみに依存するが、無線通信では、それらの条件だけでなく、見通し条件、遅延波の生起条件、受信点の移動条件、他システムからの干渉条件といった、対象とする無線システムが想定する無線伝搬条件に伝送特性が大きく依存する⁽⁸⁾⁻⁽¹²⁾。したがって、無線通信では、想定する無線伝搬条件を考慮した伝送特性の把握を行うとともに、その伝送特性をベースに、変復調、誤り訂正、マルチプルアンテナ、マルチプルアクセス等の各種要素技術を駆使した伝送特性の改善が求められる⁽⁹⁾。

無線システムを実現する上で基盤的な役割を果たす伝送特性評価には、通常、理論解析や計算機シミュレーションが用いられる。中でも、理論解析は、対象とするシステムの複雑度に制限がかかるものの、一旦定式化できれば、計算コストをほとんど必要とすることなく、コンピュータシミュレーションでは到底表現することの難しい、連続的なシステムパラメータによる特性取得が可能となる。更に、理論解析は、普遍的なシステムパラメータにより伝送特性を定式化できることから、簡易にその全体像を俯瞰でき、伝送特性に対して支配的なシステムパラメータを抽出できる魅力を持っている。

本稿では、まず、無線システムの伝送特性を理論的に解析する

前原文明 正員 早稲田大学基幹理工学部情報理工学科
E-mail fumiaki.m@waseda.jp
Fumiaki MAEHARA, Member (Faculty of Fundamental Sciences and Engineering, Waseda University, Tokyo, 169-8555 Japan).
電子情報通信学会 基礎・境界サイエティ
Fundamentals Review Vol.7 No.1 pp.60-71 2013 年 7 月
©電子情報通信学会 2013

図 1 無線伝搬環境のモデル

図 3 無線伝搬路の周波数・時間特性

図 2 2GHz 帯携帯電話システムの受信信号の周波数スペクトル

意義について述べた後、変調、無線伝送路、及び復調から成る最も基本的な無線システムを採り上げ、理論ビット誤り率 (BER: Bit Error Rate) 特性が、簡単な確率過程に関する知見を用いて、簡易な数式により表現できることを、その魅力を交えて説明する。更に、MIMO (Multiple Input Multiple Output) 方式^{(13)~(14)}や OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式^{(15)~(17)}といった最近の無線システムに広く適用される要素技術を採り上げ、その伝送特性について理論解析を行った幾つかの事例を紹介する。最後に、理論解析が今後の無線システムに対して、どのような形で貢献すべきかについて述べる。

2. 無線システムにおける理論解析の意義

無線システムの伝送特性は、有線システムと異なり変復調方式や CN 比だけでなく、当該無線システムが想定する無線伝搬環境に大きく依存する。図 1 は、無線システム特有の伝搬環境を模式的に示したものである。具体的には、見通し条件、遅延波の生起条件、受信点の移動条件、他システムからの干渉といった無線伝搬環境を決定付ける各種条件によりシステムの伝送特性が大きく変化する^{(8)~(12)}。図 2 は、一例として、2 GHz 帯携帯電話システムを対象として、受信信号の周波数スペクトルの時間変化を実験的に取得したものである。同図に示すように、受信信号の形状が時々刻々と大きく変化することから、受信信号が無線伝搬環境から大きな影響を受けることが分かる。図 3 は、この影響を明確にすべく、受信点が高速で移動し、マルチパス

図 4 各種無線システムの伝送特性を定式化する様子

による遅延波が存在したときの無線伝搬路特性を計算機シミュレーションにより取得したものである。同図において、 $H(f)$ は、伝搬路の周波数特性であり、 $|H(f)|^2$ はその電力を示している。同図に示すように、無線伝搬環境は、受信点の移動や、遅延波の生起によって、時間軸上だけでなく、周波数軸上にも複雑に変化することが分かる。したがって、実際に無線システムの設計を行う場合には、対象とする無線システム特有の伝搬環境を事前に定義するとともに、その伝搬環境下における伝送特性を評価することが極めて重要となる。無線伝送特性の理論解析とは、このような、対象とする無線システム特有の変復調方式や無線伝搬環境をシステムパラメータとして取り扱い、これらシステムパラメータと BER に代表される伝送特性とを数式により関係付けることを意味する。図 4 は、様々な無線システムの BER 特性を各種システムパラメータにより定式化する様子を示したものである。このように伝送特性をあらかじめ定式化しておけば、対象とする 1 種類の無線システムだけでなく、同様なシステムパラメータを有する様々な無線システムの伝送特性を、変復調方式や無線伝搬環境を特徴付ける普遍的なシステムパラメータにより、包括的に扱うことができる。また、伝送特性の定式化により、伝送特性に対する各々のシステムパラメータの依存性が明確となることから、伝送特性改善に資する重要なパラメータを容易に抽出でき、新たな要素技術開発のヒントやア

アイデアを得ることができる。

3. 無線システムの伝送特性の定式化

通常の有線システムでは、受信側における信号レベルが、時間的に大きく変化しないことから、その伝送特性のばらつきが小さく、ある時刻の CN 比を測定することにより、おおむね決定できる。しかしながら、無線システムでは、前章で述べたように、電波の反射、回折、散乱などにより、受信側における信号レベルが時々刻々と大きく変化することから、ある時刻の CN 比だけで伝送特性を決定付けることができない。すなわち、無線システムの伝送特性を把握するためには、まず、瞬時 CN 比がどのような確率分布に従っているかを把握することが不可欠となる。

図 5 は、ある受信点における受信レベルの瞬時変動を示したものである。同図に示すように、受信レベルが時々刻々と変化することが分かる。図 6 は、電波の反射、回折、散乱により、振幅と位相の異なる素波が受信点に到達する様子を示したものである。なお、実際には、受信点の移動に起因したドップラーシフトにより、振幅や位相だけでなく、周波数の異なる素波が受信されることから、図 5 に示すような受信レベルの時間変動が引き起こされることとなるが⁽⁸⁾⁻⁽¹²⁾、本稿では、それについてはあえて触れず^(注1)、単に、受信レベルの確率分布がどのような

図 5 受信信号レベルの瞬時変動 ($f_D=0.5\text{Hz}$)

図 6 素波が受信点に到達する様子

(注1): ドップラーシフトは、伝搬路変動に時間相関性を与える重要なシステムパラメータであるが、BER の導出に必須となる受信レベルの確率分布に対しては何ら影響を与えないことから、ここでは、詳しく言及しない。詳細は、文献(12)を参照されたい。

図 7 素波数を変化させたときの受信信号の確率分布

形状となるか、といった点に絞って解説を進める。

簡単のため、各素波の振幅が時間的に変化しないものとする。と、 m 番目の素波が受けるひずみは次式のように表現される。

$$\begin{aligned} e_m(t) &= R_m e^{j\phi_m(t)} \\ &= R_m \cos(\phi_m(t)) + j R_m \sin(\phi_m(t)) \\ &= x_m(t) + jy_m(t) \end{aligned} \quad (1)$$

受信信号は式 (1) で与えられた素波を合成したものである。で、受信信号が受けるひずみ $e(t)$ は、素波数を M とすると、次式のように表現される。

$$\begin{aligned} e(t) &= \sum_{m=1}^M e_m(t) \\ &= R_m \sum_{m=1}^M \cos(\phi_m(t)) + j R_m \sum_{m=1}^M \sin(\phi_m(t)) \\ &= \sum_{m=1}^M x_m(t) + j \sum_{m=1}^M y_m(t) \end{aligned} \quad (2)$$

式 (2) において、素波数 M を十分に大きくとると、中心極限定理が成立し、受信信号の同相成分及び直交成分をそれぞれ $x(t) = \sum_{m=1}^M x_m(t)$ 及び $y(t) = \sum_{m=1}^M y_m(t)$ とすれば、それらは互いに独立な正規分布に従うことが知られている。

図 7 は、素波の数を変化させたときの受信信号の同相成分 $x(t)$ の確率分布を示したものである。同図に示すように、高々 10 波程度で、受信信号の確率分布が正規分布に十分に収束することが確認できる。図 8 は、十分な数の素波から構成される受信信号の一例と、それが有する確率分布の概形を示したものである。同図に示すように、受信信号の同相及び直交成分の確率密度関数は、それぞれ正規分布に従うことから、次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} p(r_I) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{r_I^2}{2\sigma_s^2}} \\ p(r_Q) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_s} e^{-\frac{r_Q^2}{2\sigma_s^2}} \end{aligned} \quad (3)$$

ただし、 σ_s^2 は、各成分の平均電力である。また、受信信号の同相及び直交成分の確率分布は、互いに独立であるので、その結

図 8 フェージング波の振幅・位相分布の概念

合確率密度関数は次式のように表現される．

$$p(r_I, r_Q) = p(r_I) \cdot p(r_Q) = \frac{1}{2\pi\sigma_s^2} e^{-\frac{r_I^2 + r_Q^2}{2\sigma_s^2}} \quad (4)$$

次に、無線伝搬環境下において、振幅の二乗に相当する瞬時 CN 比がどのような確率分布に従うかを把握すべく、式 (4) の同相及び直交成分の確率分布を振幅及び位相分布 $p(R, \theta)$ に変数変換する．

まず、受信信号の振幅 R と位相 θ は、同相成分 r_I と直交成分 r_Q を極座標に変換したものであるため、次式のように与えられる．

$$\begin{aligned} R &= \sqrt{r_I^2 + r_Q^2} \\ \theta &= \tan^{-1} \left(\frac{r_Q}{r_I} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

したがって、 $p(R, \theta)$ は、次式のように表現できる．

$$p(R, \theta) = |J| p(r_I, r_Q) \quad (6)$$

ただし、 $|J|$ はヤコビアンであり、次式で与えられる．

$$\begin{aligned} |J| &= \frac{\partial(r_I, r_Q)}{\partial(R, \theta)} = \begin{vmatrix} \partial r_I / \partial R & \partial r_I / \partial \theta \\ \partial r_Q / \partial R & \partial r_Q / \partial \theta \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} \cos \theta & -R \sin \theta \\ \sin \theta & R \cos \theta \end{vmatrix} = R \end{aligned} \quad (7)$$

式 (4)、(6)、及び (7) をまとめることにより、 $p(R, \theta)$ は次式のように表現できる．

$$p(R, \theta) = \frac{R}{2\pi\sigma_s^2} e^{-\frac{R^2}{2\sigma_s^2}} \quad (8)$$

受信信号の振幅 R と位相 θ の確率密度関数は、式 (8) をそれぞれ θ と R について 0 から 2π まで積分することによって得られ、次式のように算出できる．

$$\begin{aligned} p(R) &= \int_0^{2\pi} p(R, \theta) d\theta = \frac{R}{\sigma_s^2} e^{-\frac{R^2}{2\sigma_s^2}} \\ p(\theta) &= \int_0^\infty p(R, \theta) dR = \frac{1}{2\pi} \end{aligned} \quad (9)$$

式 (9) から、無線伝搬環境下における受信信号の振幅 R と位相 θ は、それぞれレイリー分布と一様分布に従うことから、この

ような伝搬環境をレイリーフェージング (Rayleigh fading) と呼ぶ．

結局、瞬時 CN 比 γ の確率密度関数は、式 (9) により得られた受信信号の振幅分布 $p(R)$ を、 $\gamma = R^2 / 2\sigma_n^2$ の関係に留意して変数変換することにより求められ、次式のような単純な指数分布となることが確認できる．

$$p(\gamma) = p(R) \frac{dR}{d\gamma} = \frac{R}{\sigma_s^2} e^{-\frac{R^2}{2\sigma_s^2}} \cdot \frac{\sigma_n^2}{R} = \frac{1}{\Gamma} e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}} \quad (10)$$

ただし、 Γ は平均 CN 比である．

$$p_n(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}} \quad (11)$$

このように、振幅と位相が異なる素波を合成した式 (2) の段階では、数式表現が幾分か複雑であり、確率分布の把握が困難に思えるが、素波数が十分に大きいという物理的条件と確率論における中心極限定理により、ミクロ的解釈を一気にマクロ的解釈に転化でき、最終的には、無線伝搬環境下における受信信号の振幅分布はレイリー分布、瞬時 CN 比の分布は指数分布といった明確な結論に帰着できることは大変興味深い．

これまでの議論から、無線伝搬環境下における瞬時 CN 比の確率分布は、指数分布という極めて単純な確率分布となることが分かった．次に、瞬時 CN 比と BER 特性の関係、すなわち、熱雑音環境下における BER 特性を導出する．

熱雑音の同相及び直交成分は、レイリーフェージングを受けた信号と同様に、正規分布に従うことが知られている．したがって、熱雑音の各信号成分は、その平均電力を σ_n^2 とすると、次式のように表現される．

ここでは、変調方式として BPSK 方式を採用上げ、熱雑音環境下における BER 特性の定式化を行う．

送信された BPSK 信号を s 、熱雑音の同相信号成分を n とすると、受信信号 r は、送信信号と熱雑音を加法的に合成したものであるため、次式のように表現される．

$$r = s + n \quad (12)$$

情報ビット「0」に対応する送信信号 s_0 の確率密度関数は、各情報ビットの生起確率が $1/2$ であるため、インパルス関数を用いて、次式のように表現される．

$$p_{s_0}(x) = \frac{1}{2} \delta(x - A_b) \quad (13)$$

ただし、 A_b は、BPSK 信号の振幅である．

受信信号は、送信信号の熱雑音の和であるため、その確率密度関数は、送信信号と熱雑音の確率密度関数の畳込みにより算出でき、次式のように与えられる．

$$\begin{aligned} p_r(r) &= p_{s_0} \otimes p_n \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \delta(r - A_b - \alpha) \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma_n^2}} d\alpha \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{(r - A_b)^2}{2\sigma_n^2}} \end{aligned} \quad (14)$$

図 9 受信信号の瞬時振幅の分布

図 10 熱雑音環境下におけるビット誤り率特性

ただし、 $\otimes$ は畳込みの記号である。

図 9 は、受信信号の確率密度関数を図示したものである。同図において、送信信号に雑音加わると、受信信号の信号値が送信信号を中心に幅をもって受信され、弁別レベルを超えた受信信号が受信側において誤りと判定される。したがって、情報ビット「0」を送信したときの BER P_{b0} は、図 9 の斜線部分の面積を求めることにより算出でき、次式のように与えられる。

$$P_{b0}(\gamma) = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{(x-A_b)^2}{2\sigma_n^2}} dx = \int_{A_b}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}} dx$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma}) \quad (15)$$

情報ビットの生起確率が情報ビットにかかわらず同一であり、情報ビット「1」を送信したときの BER P_{b1} も P_{b0} と同等となることから、熱雑音環境下における BPSK 信号の BER P_e は、式 (15) と同等の結果となる。図 10 は、BPSK 信号の BER 特性を示したものである。同図に示すように、CNR 比の増加に伴い、BER が良好となることが分かる。なお、ここでは、簡単な一例として、1 シンボル当たり 1 bit 伝送が可能な BPSK 変調を採り上げたが、各ビットにおいて誤りとなる領域の面積を算出するといった、これまでと同様のアプローチにより、1 シンボルで複数の情報ビットが伝送できる多値変調の BER も導出することができる^{(12) (18)}。具体的には、熱雑音環境下における理論

図 11 フェージング環境下におけるビット誤り率特性

ビット誤り率 $P_b(\gamma)$ は、変調方式にかかわらず、誤差補関数により、次式のように簡易に表現できる。

$$P_b(\gamma) = \operatorname{erfc}(\sqrt{b\gamma}) \quad (16)$$

ここで、各種変調方式の理論 BER 特性は、式 (16) における a 及び b の値を次式のように設定すればよい。

$$\begin{cases} a = \frac{1}{2}, b = \frac{1}{2} & (\text{QPSK}) \\ a = \frac{3}{8}, b = \frac{1}{10} & (16\text{QAM}) \\ a = \frac{7}{24}, b = \frac{1}{42} & (64\text{QAM}) \end{cases} \quad (17)$$

これまでの議論から、無線伝搬環境下における瞬時 CN 比は指数分布に従い、熱雑音環境下における BER は瞬時 CN 比をパラメータとする誤差補関数により表現できることが分かった。無線伝搬環境下における BER は、熱雑音環境下における BER を、無線伝搬環境が醸し出す瞬時 CN 比の分布で平均化することにより求めることができる^{(12) (18)}。したがって、無線伝搬環境がレイリーフェージングの場合、理論 BER 特性は、次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} \overline{P_e} &= \int_0^{\infty} p(\gamma) P_b(\gamma) d\gamma \\ &= \int_0^{\infty} \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \operatorname{erfc}(\sqrt{b\gamma}) d\gamma \\ &= a \left(1 - \sqrt{\frac{b\Gamma}{1+b\Gamma}}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

式 (18) に示すように、レイリーフェージング環境下における理論 BER は、誤差補関数と指数関数が極めて相性が良いので、極めて単純な数式に帰着できることが興味深い。図 11 は、フェージング環境下における BER 特性を示したものである。同図では、比較のために、熱雑音環境下における各変調方式の BER 特性も併せて示している。同図に示すように、フェージング環境になると、熱雑音環境下よりも伝送特性が大幅に劣化し、

図 12 ダイバーシティ技術の概念

変調方式にかかわらず，1 桁 BER を改善するのに，約 10dB の平均 CN 比の増加が必要となる．

このように，フェージング環境下では，伝送特性が劣悪となることから，伝送特性改善技術の適用が不可欠となる．ここでは，その代表的な一例として，ダイバーシティ技術⁽¹⁾を取り上げ，BER 特性の定式化を行うとともに，その適用効果について簡単に説明する．

図 12 は，ダイバーシティ技術の概念を示したものである．同図に示すように，ダイバーシティ技術は，異なる伝搬路の影響を受けた複数の信号を空間，時間，周波数，偏波面などを変化させることにより受信し，それらの信号を適切に合成することにより，受信特性を改善させるものである．複数の信号を合成する方法として，幾つか考えられるが，ここでは，受信信号を同相化し，受信振幅に比例した重み付けを行うことにより最大の瞬間 CN 比を得ることのできる最大比合成法^{(10) (11) (18) (19)}を取り上げ，合成後の瞬間 CN 比の確率分布を導出するとともに，BER 特性の定式化を行う．

送信信号を s ，雑音を n_i とすると，第 i ブランチにおける受信信号 r_i は次式で表される．

$$r_i = h_i s + n_i \quad (19)$$

ただし， h_i は，第 i ブランチにおける伝搬路値である．

最大比合成後の受信信号 r は，各ブランチの受信信号に伝搬路値の複素共役 h_i^* を乗積した後，それらを合成したものであるので，次式で与えられる．

$$r = \sum_{i=1}^L |h_i|^2 s + \sum_{i=1}^L h_i^* n_i \quad (20)$$

ただし， L は，ブランチ数である．

最大比合成後の瞬間 CN 比 γ は，各ブランチにおける熱雑音が互いに無相関となることを利用して，次式のように算出できる．

$$\gamma = \frac{\left(\sum_{i=1}^L |h_i|^2 |s|^2 \right)^2}{2\sigma_n^2 \sum_{i=1}^L |h_i|^2} = \frac{\sum_{i=1}^L |h_i|^2}{2\sigma_n^2} = \sum_{i=1}^L \gamma_i \quad (21)$$

ただし，送信信号の平均電力 $E[|s|^2] = 1$ ，熱雑音の平均電力 $E[|n_i|^2] = 2\sigma_n^2$ である．式 (21) に示すように，最大比合成後の瞬間 CN 比 γ は，各ブランチの瞬間 CN 比 γ_i の総和となる．

図 13 ダイバーシティ適用時の BER 特性

次に，各ブランチの無線伝搬路がレイリーフェージングに基づき独立に変動する場合の瞬間 CN 比 γ の確率密度関数 $p(\gamma)$ を求める．

第 i ブランチにおける瞬間 CN 比 γ_i の確率密度関数 $p(\gamma_i)$ は式 (10) に示すような指数分布により与えられるので，各ブランチの平均 CN 比 Γ_i が等しく Γ とすると，特性関数は次式のように与えられる⁽¹⁸⁾．

$$\varphi_i(\xi) = \int_0^\infty e^{j\gamma\xi} p(\gamma) d\gamma = \frac{1}{1 - j\Gamma\xi} \quad (22)$$

ダイバーシティ合成後の瞬間 CN 比は，各ブランチの瞬間 CN 比の和となるので，その特性関数は各ブランチの特性関数の積として与えられ，次式で表現される⁽¹⁸⁾．

$$\varphi(\xi) = \prod_{i=1}^L \varphi_i(\xi) = \left(\frac{1}{1 - j\Gamma\xi} \right)^L \quad (23)$$

合成信号の確率密度関数 $p(\gamma)$ は，式 (23) の合成信号に関する特性関数 $\varphi(\xi)$ を逆変換することにより得られ，次式のように表現される．

$$p(\gamma) = \frac{1}{(L-1)!} \frac{\gamma^{L-1}}{\Gamma^L} e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}} \quad (24)$$

ダイバーシティ適用時の BER 特性は，式 (24) を式 (18) の $p(\gamma)$ に代入することにより算出でき，次式のようなガウスの超幾何関数^(注2)を用いた形で表現できる．

$$\begin{aligned} \overline{P_e} &= \int_0^\infty \frac{1}{(L-1)! \Gamma^L} \gamma^{L-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma}\right) \text{erfc}\left(\sqrt{b\gamma}\right) d\gamma \\ &= \frac{a(2L)!}{4^L (L!)^2 (1+b\Gamma)^L} {}_2F_1\left(L, \frac{1}{2}; L+1; \frac{1}{1+b\Gamma}\right) \end{aligned} \quad (25)$$

図 13 は，変調方式として QPSK を取り上げ，最大比合成ダ

(注2)：ガウスの超幾何関数は，その定義から本来無限級数であるが，式 (25) の場合，級数は有限となり，閉形式で表現できる．詳細は文献 (20) を参照されたい．

イバーシチを適用したときの BER 特性をダイバーシチを適用しない場合 ($L=1$) と熱雑音のみを想定した場合を比較対象として示したものである。同図に示すように、ブランチ数 L を増加させることにより、フェージングに起因した受信レベルの落ち込みを回避でき、BER の大幅な改善が見込めることが分かる。特に、 $L=4$ 程度のブランチ数を確保することにより、熱雑音環境下とおおむね同等の電力利用効率で $\text{BER}=10^{-5}$ が達成できることが確認できる。

4. 理論解析の具体的な事例

本章では、最近の無線システムへ急速に導入が進む MIMO 方式と OFDM 方式を採り上げ、その伝送特性をこれまでの知見を用いて定式化することを試みる。また、その結果を通して、容易にシステムの全体像を俯瞰できるといった理論解析の魅力に迫る。

4.1 MIMO 方式の理論 BER 特性

MIMO 方式は、複数の送信アンテナから異なる情報源を空間多重し、複数の受信アンテナを用いて複数の情報源を分離・復調する技術であり、周波数帯域幅を拡大することなく、伝送速度を向上させることができる⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。したがって、現在、極めて高い周波数利用効率が求められる無線 LAN や移动通信システムに対して積極的な導入がなされている⁽²⁾⁽⁴⁾。図 14 は、送信アンテナ数 L_M 、受信アンテナ数 L_N からなる、一般的な MIMO 方式のシステム構成を示したものである。同図に示すように、送信側では、送信アンテナごとに異なる情報源が同一の周波数で送信され、受信側では、複数のアンテナにより受信された信号に対して適切な重み付けを行うことにより、複数の情報源を分離・復調するものである。ここで、送信信号ベクトルを $S = [s_1, s_2, \dots, s_{L_M}]^T$ 、雑音ベクトルを $N = [n_1, n_2, \dots, n_{L_N}]^T$ とすると、受信信号は次式のように与えられる。

$$R = HS + N \quad (26)$$

ただし、 H は伝搬路行列であり、次式のように与えられる。

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1L_M} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2L_M} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ h_{L_N1} & h_{L_N2} & \dots & h_{L_N L_M} \end{bmatrix} \quad (27)$$

重み係数を W とすれば、重み付けされた後の受信信号は、次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} S' &= WR \\ &= WHS + WN \end{aligned} \quad (28)$$

式 (28) において、重み係数 W を用いて、複数の情報源を分離・復調するためには、受信側で、伝搬路行列 H を正確に取得するとともに、その逆行列 H^{-1} を重み係数 W として与え

図 14 MIMO 方式のシステム構成

ばよい。すると、式 (28) は、次式のように変形できる。

$$\begin{aligned} S' &= H^{-1}HS + H^{-1}N \\ &= S + H^{-1}N \end{aligned} \quad (29)$$

式 (29) では、 H の逆行列が定義できる、すなわち、送受信アンテナ数が等しく ($L_N = L_M$)、 H が正方行列となる場合を前提としているが、一般には、 $L_N \neq L_M$ の場合でも、 $L_N > L_M$ の条件を満足していれば、重み係数を一意に定めることはできないものの、複数の情報源を完全に分離することができる。このような場合、式 (28) に示すように、重み係数の値によって、雑音強調の度合いが変化し、その結果として、CN 比が変化することから、受信信号に含まれる雑音項の影響を最小化し、CN 比を最大化する重み係数を一意に定めることが重要となる。このような重み係数は、Moore-Penrose の一般逆行列により与えられ、次式のように表される。

$$W = (H^H H)^{-1} H^H \quad (30)$$

結局、 $L_N \geq L_M$ の場合、式 (30) の Moore-Penrose の一般逆行列を重み係数 W として与えることにより、複数の情報源の信号分離を担保しつつ、他の情報源の抑圧に寄与しない受信アンテナ数、すなわち余剰アンテナ自由度を用いた最大比合成ダイバーシチを実現することができる。

図 15 は、送信アンテナ数 $L_T=2$ に固定し、受信アンテナ数 L_R を変化させたときの BER 特性を計算機シミュレーションにより取得し、取得された結果をプロットにより示したものである。ここで、送受信間の伝搬路として、互いに無相関なレイリーフェージングを仮定する。同図に示すように、受信アンテナ数 L_R が増加すると、余剰アンテナ自由度、すなわち、 $(L_R - L_T)$ が増加するため、より多くのダイバーシチ利得を獲得でき、BER 特性が大幅に改善されることが分かる。更に、同図において、一般逆行列により得られた MIMO 方式の重み係数が、最大比合成の重み係数と等価となるので、計算機シミュレーションにより得られた BER 特性が式 (25) に示すような $(L_R - L_T + 1)$ ブランチの最大比合成ダイバーシチの理論 BER 特性と一致することも確認できる。

このように、MIMO 方式の伝送特性は、通常、計算機シミュレーションにより取得されることが多いが、その特性が、結局、余剰アンテナ自由度に 1 を加えたブランチ数の最大比合成ダイバーシチの特性に帰着できることに気が付けば、理論解析によ

図 15 MIMO 方式の BER 特性

り、簡易に、連続的な BER 特性を取得できる。

4.2 非線形ひずみを伴う OFDM 方式の理論 BER 特性

前章では、無線システムに対して、線形的な影響を与える事例として、MIMO 技術を採り上げ、その理論 BER 特性について考察した。ここでは、それとは対照的に、送信信号波形に鋭いピークを有する OFDM 信号が、送信機内の電力増幅器 (HPA : High Power Amplifier) においてクリッピングされる⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾、といった非線形的な影響を与える事例^{(21)~(23)}を採り上げ、その BER 特性の定式化を行う⁽²⁴⁾。

図 16 は、OFDM 方式の送受信機のシステム構成を示したものである。同図に示すように、送信側では、周波数領域上に配置された情報源を IFFT により時間領域信号に変換するとともに、非線形性を有する電力増幅器により増幅・送信する。受信側では、受信信号に対して FFT 処理を施すことにより、周波数領域信号に変換した後、情報源を復調する。図 17 は、HPA 通過後の OFDM 方式の時間領域信号を示したのである。同図に示すように、OFDM 信号の鋭いピークに起因して、HPA 通過後に波形ひずみが生じることが確認できる。

送信側で非線形ひずみを受けた信号 $x_d(t)$ の周波数領域信号 $X_d(f)$ は、非線形ひずみによる減衰係数を α とし、非線形ひずみ成分を $D(f)$ とすると、次式のように表現できる。

$$X_d(f) = \alpha X(f) + D(f) \quad (31)$$

ここで、サブキャリア数が十分に大きい場合、希望信号成分と非線形ひずみ成分が無相関とみなすことができ、 $X_d(f)$ の電力スペクトル密度は次式で与えられる。

$$|X_d(f)|^2 = \alpha^2 |X(f)|^2 + |D(f)|^2 \quad (32)$$

式 (32) から、OFDM 信号の伝送帯域内における希望信号電力

図 16 OFDM 方式のシステム構成

図 17 OFDM 方式の時間領域波形

対ひずみ信号電力比 (SDR) Λ_f は以下のように定義できる。

$$\Lambda_f = \frac{\alpha^2 |X(f)|^2}{|D(f)|^2} \quad (33)$$

一方、非線形ひずみ環境下における OFDM 信号の電力スペクトル密度は、HPA の入出力特性を $f(r) = g(r) \cdot e^{j\phi(r)}$ とすれば、次式のようにも表現できる⁽¹⁶⁾⁽²⁵⁾。

$$\begin{aligned} |X_d(f)|^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} R_{x_d}(\tau) e^{j2\pi f\tau} d\tau \\ &= |X(f)|^2 \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m!(m+1)!} [|X(f)|^2]^{2m} \\ &\quad \times \left| (-1)^m \int_0^{\infty} 2r^2 g(r) e^{j\phi(r)} \left[\frac{\partial^m}{\partial R(0)^m} \left\{ \frac{1}{R(0)^2} e^{-\frac{r^2}{R(0)}} \right\} \right] dr \right|^2 \\ &= W_{x_d}^{(x)}(f) + W_{x_d}^{IM3}(f) + W_{x_d}^{IM5}(f) + W_{x_d}^{IM7}(f) + \dots (34) \end{aligned}$$

式 (32) と式 (34) を比較することにより、希望信号成分と非線形ひずみ成分は、それぞれ次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} |\alpha X(f)|^2 &= W_{x_d}^{(x)}(f) \\ |D(f)|^2 &= W_{x_d}^{IM3}(f) + W_{x_d}^{IM5}(f) + W_{x_d}^{IM7}(f) + \dots \end{aligned} \quad (35)$$

解析の容易性から、HPA としてソフトリミッタを想定すると、その入出力特性は次式のように表現される。

$$g(r) = \begin{cases} r & (r \leq A) \\ A & (r > A) \end{cases} \quad (36)$$

$$\phi(r) = 0$$

例えば、希望信号の電力スペクトル密度 $W_{x_d}^{(x)}(f)$ と三次の非線形ひずみ信号の電力スペクトル密度 $W_{x_d}^{IM3}(f)$ は、式 (34) に式 (36) の HPA の入出力特性を代入することにより得られ、それぞれ次式のように算出できる。

$$W_{x_d}^{(x)}(f) = \left| 1 - e^{-\zeta} + \frac{\sqrt{\pi\zeta}}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\zeta}) \right|^2 \times |X(f)|^2$$

$$W_{x_d}^{IM3}(f) = \frac{1}{2\sigma_s^4} \left| \frac{\zeta}{2} e^{-\zeta} + \frac{\sqrt{\pi\zeta}}{4} \operatorname{erfc}(\sqrt{\zeta}) \right|^2 \times |X(f)|^2 \otimes |X(f)|^2 \otimes |X(f)|^2 \quad (37)$$

ただし、 σ_s^2 は、HPA 入力前の OFDM 信号の電力であり、 $\zeta = A^2/\sigma_s^2$ は入力バックオフ (IBO: Input Back-off) である。

ここで、送信信号が方形の周波数スペクトルを有する OFDM 信号であることに着目すれば、式 (37) における $|X(f)|^2$ は次式のように定義できる。

$$|X(f)|^2 = \sigma_{sc}^2 \times \begin{cases} 1 & \left(|f| \leq \frac{1}{2} \right) \\ 0 & \left(|f| > \frac{1}{2} \right) \end{cases} \quad (38)$$

ただし、 σ_{sc}^2 は各サブキャリアの信号電力であり、サブキャリア数を N とすれば、 $\sigma_{sc}^2 = \sigma_s^2/N$ である。これより、例えば、式 (37) における $|X(f)|^2$ の三次畳込みは、次式のように簡易な閉形式により表現できる。

$$|X(f)|^2 \otimes |X(f)|^2 \otimes |X(f)|^2 = \sigma_{sc}^6 \times \begin{cases} \frac{3}{4} - |f|^2 & \left(|f| \leq \frac{1}{2} \right) \\ \frac{1}{2} \left(-|f| + \frac{3}{2} \right)^2 & \left(\frac{1}{2} < |f| \leq \frac{3}{2} \right) \\ 0 & \left(|f| > \frac{3}{2} \right) \end{cases} \quad (39)$$

図 18 は、式 (37) ~ (39) により得られた希望信号と非線形ひずみ信号の電力スペクトル密度を示したものである。なお、サブキャリア数 $N=512$ であり、七次までの非線形ひずみを考慮している。同図より、非線形ひずみ信号の次数が増加すると、帯域内に与える影響が減少するものの、占有帯域が広がることが分かる。

以上から、非線形ひずみ存在下における OFDM 方式において、希望信号電力と非線形ひずみ信号の電力が簡易な閉形式により解析できることがわかった。次に、理論 BER 特性を定式化すべく、非線形ひずみの影響を含めた希望信号電力対雑音及びひずみ電力比 (SND 比、Signal-to-noise-plus-distortion power ratio) の確率密度関数を導出する。受信側における瞬時 SN 比 γ_{sf} は、伝搬路値を $H(f)$ とすると、次式のように与えられる。

$$\gamma_{sf} = \frac{E[\alpha^2 |H(f)X(f)|^2]}{E[|N(f)|^2]} = \frac{|H(f)|^2 W_{x_d}^{(x)}(f)}{2\sigma_n^2} \quad (40)$$

図 18 非線形ひずみを伴う OFDM 方式の周波数スペクトル

瞬時 SN 比 γ_f は、式 (40) における γ_{sf} を用いて、次式で与えられる。

$$\gamma_f = \frac{E[\alpha^2 |H(f)X(f)|^2]}{E[|H(f)N_d(f)|^2 + |N(f)|^2]} = \frac{|H(f)|^2 W_{x_d}^{(x)}(f)}{\frac{|H(f)|^2 W_{x_d}^{(x)}(f)}{\Lambda_f} + 2\sigma_n^2} = \frac{\gamma_{sf}}{\frac{\gamma_{sf}}{\Lambda} + 1} = \Lambda_f \left(1 - \frac{\Lambda_f}{\gamma_{sf} + \Lambda_f} \right) \quad (41)$$

ここで、平均 SN 比 Γ_{sf} 及び平均 SND 比 Γ_f は、それぞれ次式で与えられる。

$$\Gamma_{sf} = \frac{E[|H(f)|^2] W_{x_d}^{(x)}(f)}{2\sigma_n^2}$$

$$\Gamma_f = \frac{E[|H(f)|^2] W_{x_d}^{(x)}(f)}{\frac{E[|H(f)|^2] W_{x_d}^{(x)}(f)}{\Lambda_f} + 2\sigma_n^2} \quad (42)$$

伝搬路がレイリーフェージングに基づく変動を受けるものとすると、式 (10) に示すように、瞬時 SN 比 γ_{sf} の確率密度関数 $p(\gamma_{sf})$ は指数分布に従うので、次式のように表現される。

$$p(\gamma_{sf}) = \frac{1}{\Gamma_{sf}} e^{-\frac{\gamma_{sf}}{\Gamma_{sf}}} \quad (43)$$

式 (41) において、変数 γ_{sf} 及び γ_f が一対一対応となることに着目すれば、瞬時 SN 比 γ_f の確率密度関数 $p(\gamma_f)$ は、式 (43) における γ_{sf} を γ_f に変数変換することにより得られ、次式のように算出できる⁽²⁴⁾。

$$p(\gamma_f) = \frac{d\gamma_{sf}}{d\gamma_f} p(\gamma_{sf}) = \frac{\Lambda^2}{\Gamma_{sf}(\Lambda - \gamma_f)^2} e^{-\frac{\Lambda\gamma_f}{\Gamma_{sf}(\Lambda - \gamma_f)}} \quad (44)$$

フェージング環境下における平均 BER $\bar{P}_e$ は、式 (16) に示したように、誤差補関数により与えられる $P_e(\gamma)$ と式 (44) により得られる瞬時 SN 比の確率密度関数を式 (18) に代入することにより求められる。しかしながら、この積分計算の結果を簡易な閉形式で表現することは困難であるので、ここでは、誤

図 19 非線形ひずみを伴う OFDM 方式の BER 特性

差補関数を次式のような指数関数に近似する^{(26) (27)}とともに、指数関数を更にテイラー展開し、閉形式から成る数式の級数和で表現することを試みる。

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{1}{6}e^{-x^2} + \frac{1}{2}e^{-\frac{4}{3}x^2} \quad (45)$$

このような工夫を施すことにより、各サブキャリアの OFDM 信号の平均 BER $\overline{P_e}$ は、次式のように表現される。

$$\begin{aligned} \overline{P_e} = & \sum_{k=1}^2 u_k e^{-v_k \Lambda_f} \left[1 + e^{\frac{\Lambda_f}{\Gamma_{sf}}} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i-1} v_k^i \Lambda_f^{2i}}{i!(i-1)!\Gamma_{sf}^i} \right. \\ & \times E_1\left(\frac{\Lambda_f}{\Gamma_{sf}}\right) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{(-1)^{i-1} v_k^{i+1} \Lambda_f^{2i+1}}{(i+1)!i!\Gamma_{sf}^i} \\ & \left. \times \sum_{j=0}^{i-1} j! \left(-\frac{\Gamma_{sf}}{\Lambda_f}\right)^j \right] \quad (46) \end{aligned}$$

ただし、 $E_1(x)$ は指数積分を表し、 u_k 及び v_k は、誤差補関数により表わされる各種変調方式における BER 特性を式 (45) に基づき $u_1 e^{-v_1 \gamma} + u_2 e^{-v_2 \gamma}$ の形に近似したものであり、 (u_1, u_2, v_1, v_2) が、QPSK、16QAM、及び 64QAM の場合、それぞれ $(1/12, 1/4, -1/2, -2/3)$ 、 $(1/16, 3/16, -1/10, -2/15)$ 、及び $(7/144, 7/48, -1/42, -2/63)$ となる。また、式 (46) は、無限級数による表現であるが、実際には、無限級数を計算する必要はなく、高々 100 項程度を考慮すればよいことを確認している⁽²⁴⁾。結局、全サブキャリアを考慮した平均 BER は、式 (46) により得られた各サブキャリアにおける $\overline{P_{ef}}$ をサブキャリア数 N で平均化することにより得られる。

図 19 は、各種変調方式において、非線形ひずみを考慮したときの OFDM 方式の平均 CN 比対 BER 特性を示したものである。同図において、サブキャリア数 $N=512$ 、IBO は、QPSK、16QAM、及び 64QAM に対して、それぞれ 0dB、3dB、及び 4dB、伝搬路としては、サンプリング周期を ΔT としたとき、遅延スプレッド $\tau_{rms}=20\Delta T$ となるような遅延波が存在するレ

イリーフェージングを想定している。同図より、導出した理論式と計算機シミュレーションによる BER 特性がおおむね一致することから、導出した理論式の妥当性が確認できる。

このように、フェージングや雑音に加えて、非線形増幅といった現実的な条件が存在する場合の OFDM 方式の BER が閉形式から成る数式の級数和で定式化できるので、その特性を計算機シミュレーションを一切用いることなく、連続的かつ即座に把握できる。

5. 理論解析をより一層役立たせるためには

無線システムの伝送特性の理論解析とその結果としての定式化は、計算コストをほとんど必要としないことから、伝送特性評価を行うための極めて強力な手段である。図 20 は、最近の無線システムの技術的構造を、初期の無線システムを比較対象として示したものである。同図に示すように、最近の無線システムは、初期の無線システムと比較して、多くの要素技術から構成され、それらが複雑に絡み合った状態で成り立っている。したがって、対象とするシステムの複雑度に制限のある理論解析のみでは、伝送特性の評価は困難との認識に至り、ほとんどの特性評価が計算機シミュレーションにより行われているように見受けられる。しかしながら、計算機シミュレーションは、あくまでも 1 シンボルづつ信号伝送を行う計算機実験にほかならず、非常に多くの計算コストが必要となる、といった潜在的な問題点について常に留意する必要がある。例えば、今後発展が期待される機械同士の無線通信では、現状の音声やデータ通信よりも格段に高い伝送品質が要求される場合も生じることから、所要伝送品質の向上に伴って計算コストの増加を余儀なくされる計算機シミュレーションのみのアプローチでは、伝送特性評価自体が困難になるものと予想される。したがって、様々な要素技術が複雑に絡み合い、更なる高信頼化が求められる今後の無線システムの伝送特性評価には、計算機シミュレーションを主体とした特性評価に、理論解析を最大限取り込み、計算コストをより一層低減していくアプローチが求められるものと思われる。具体的には、理論的に定式化が可能な要素技術と定式化が困難でどうしても計算機シミュレーションに頼らざるを得ない要素技術とを要素技術間の結合の影響を考慮しつつ適切に切り分け、理論的に得られた伝送特性と計算機シミュレーションにより得られた伝送特性とを巧みに合成することにより、無線システム全体の伝送特性の取得にかかる計算コストを低減するといった考え方が重要と考えられる。

更に、伝送特性の理論解析、とりわけ定式化には、今後の無線システムにおいて必須となる通信方式の動的再構成に対して簡易な規範を与える、といった貢献も期待される。具体的には、無線システムの伝送特性の定式化により、各種システムパラメータと伝送特性の間の普遍的な関係を明確化できるので、伝搬路環境への追従だけでなく、所要伝送帯域や所要伝送品質への柔軟性も求められる最近の無線システムに対して、適切なメトリックを与えることができるものと考えられる。図 21 は、理論解析を用いた通信方式の動的再構成の概念を示したものである。同図

図 20 初期と最近の無線システムの差異

図 21 理論解析を活用した通信方式の動的再構成の概念

に示すように、送信側において、複数の通信方式を用意し、時々刻々と変動するシステムパラメータ値を何らかの方法で取得しておけば、送信側が各通信方式に期待できる伝送特性を簡易に算定できるので、常に最適な通信方式の選択が可能となり、結果として、伝送特性の改善が期待できる。このようなアプローチを用いた事例として、OFDM におけるシンボル間干渉の影響を理論式により評価し、適切な通信モードを選択する方式⁽²⁸⁾や OFDM における非線形ひずみの影響を理論式により評価し、送信電力レベルを制御する方式⁽²⁹⁾が挙げられ、その有効性が確認されている。

6. おわりに

本稿では、無線システムの伝送特性を理論的に解析する、更には、簡易な数式により定式化する意義を明確化するとともに、基本的な無線システムのモデルや MIMO や OFDM といった最近の無線システムを採り上げ、伝送特性の定式化の方法について、その魅力も交えながら解説した。更に、今後の無線システムに対して、このような定式化への取組みをどのように生かすべきかについて考察した。そもそも、理論解析には、特定の無線システムに拘束されず、普遍的なシステムパラメータを用

いて、簡易に伝送特性を表現できる魅力があることから、容易にシステムの全体像を俯瞰でき、そこから新たなシステム開発のヒントやアイデアを得ることができる。より現実的な観点からは、最近の高度化・複雑化する無線システムの伝送特性評価にかかる計算コストを削減することや無線伝搬条件をはじめとする様々な環境条件に対して瞬時かつ動的に再構成できる無線システムを開拓することに大いに貢献できるものと考えられる。また、大学で教育・研究を行う立場から、様々な要素技術が複雑に絡み合い、ややもするとブラックボックス化されつつある最近の無線システムのメカニズムを、学生が十分に深く理解し、更なる関心を持ち続けることができるよう、適切に細分化し、可能な限り数式により「見える化」できる理論解析の意義は極めて大きいものと考えている。

文 献

- (1) 移动通信の基礎, 奥村善久, 進士昌明(監修), 電子情報通信学会, 東京, 1986.
- (2) 中村武宏, "3GPP LTE Release 11 の概要と Release 12 以降の技術動向," 2013 信学総大, no.BP-2-1, pp. SS-27, March 2013.
- (3) 守倉正博, 松江英明, "IEEE 802.11 準拠無線 LAN の動向," 信学論(B), vol.J84-B, no.11, pp.1918-1927, Nov. 2001.
- (4) 浅井裕介, "IEEE802.11TGacDraft の概要," 2012 信学ソ大(通信), no. BP-2-1, pp. SS-15, Sept. 2012.
- (5) K. Tokuda, "A proposal for next generation ITS wireless communications system in EV generation," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E95-A, no.1, pp.271-277, Jan. 2012.
- (6) 小林岳彦, 幸谷 智, "UWB ワイヤレスシステムの研究開発動向," 信学論(A), vol.J86-A, no.12, pp.1264-1273, Dec. 2003.
- (7) 泉井良夫, 渋谷昭宏, 浅井光太郎, "スマートグリッドとセンサネットワーク," 信学論(B), vol.J95-B, no.11, pp.1378-1387, Nov. 2012.
- (8) W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications, Wiley, New York 1974.
- (9) T. S. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, 1996.
- (10) 唐沢好男, デジタル移动通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 東京, Feb. 2003.
- (11) W. C. Y. Lee, Mobile communications engineering, McGraw-Hill, New York, 1982.
- (12) 高畑文雄, 前原文明, 笹森文仁, デジタル無線通信入門, 培風館, 東京, 2002.
- (13) G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in fading environments when using multiple antennas," Bell Labs. Tech. J., vol. 1, no.2, pp.41-59, 1996.
- (14) 大鐘武雄, 小川恭孝, わかりやすい MIMO システム技術, オーム社, 東京, 2009.
- (15) S. B. Weinstein and P. M. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," IEEE Trans. Commun. Tech., vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, Oct. 1971.
- (16) S. Hara and R. Prasad, Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications, Artech House Publishers, 2003.
- (17) 伊丹 誠, "OFDM の基礎と応用技術," IEICE Fundamentals Review, vol.1, no.2 pp.35-43 Oct. 2007.
- (18) J. G. Proakis, Digital communications, 4th ed., McGraw-Hill, New York, 2001.
- (19) F. Adachi and K. Ohno, "BER performance of QDPSK with postdetection diversity reception in mobile radio channels," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 40, no. 1,

- pp. 237-249, Feb. 1991.
- (20) 奥井重彦, 特殊関数とその応用, 森北出版, 東京, 1997.
  - (21) P. Banelli and S. Cacopardi, "Theoretical analysis and performance of OFDM signals in nonlinear AWGN channels," IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 3, pp. 430-441, March 2000.
  - (22) D. Dardari, V. Tralli, and A. Vaccari, "A theoretical characterization of nonlinear distortion effects in OFDM systems," IEEE Trans. Commun., vol. 48, no. 10, pp. 1755-1764, Oct. 2000.
  - (23) H. Ochiai and H. Imai, "Performance of the deliberate clipping with adaptive symbol selection for strictly band-limited OFDM systems," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 18, no. 11, pp. 2270-2277, Nov. 2000.
  - (24) 山北晃大, 上山 晃, 後藤侑一郎, 前原文明, "非線形ひずみを考慮した OFDM 方式の理論ビット誤り率の導出法," 信学論 (A), vol. J94-A, no. 9, pp. 723-733, Sept. 2011.
  - (25) O. Shimbo, Transmission Analysis in Communication System Volume 2, Computer Science Press, New York, 1988.
  - (26) S. T. Chung and A. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view," IEEE Trans. Commun., vol. 49, pp. 1561-1571, Sept. 2001.
  - (27) M. Chiani, D. Dardari, and M. K. Simon, "New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels," IEEE Trans. Wirel. Commun., vol. 2, no. 4, July 2003.
  - (28) 福井達也, 山北晃大, 前原文明, "周期信号を用いた OFDM シンボル間干渉抑圧方式を対象とした理論ビット誤り率に基づく通信モード選択法," 信学論 (B), vol. J95-B, no. 1, pp. 48-60, Jan. 2012.
  - (29) S. Takebuchi, T. Arai, and F. Maehara, "A novel clipping and filtering method employing transmit power control for OFDM systems," Proc. IEEE WCNC 2012, pp. 237-249, April 2012.

(WBS 研究会提案, 平成 23 年 4 月 2 日受付
5 月 7 日最終受付)

前原 文明 (正員)

平 5 早大・理工・電子通信卒。平 7 同大学院修士課程了。同年日本電信電話 (株) 入社。平 12 早大・理工・助手, 平 14 日本学術振興会特別研究員 (PD), 平 17 早大大学院・情報生産システム研究科・客員講師, 平 18 同大学・理工・講師, 平 19 同准教授, 平 24 同教授, 現在に至る。平 15~17 ドイツハノーバー大訪問研究員。博士 (工学)。デジタル無線通信技術に関する研究に従事。平 19, 平 20, 平 24 年度本会通信ソサイエティ活動功労賞受賞。IEEE 会員。