最適合成を用いたデータ拡散 OFDM 方式

Data Spread OFDM with Optimal Data Reconstruction

学生会員 北 島 輔[†], 尾 脇 義 明[†], 京 面 公 士[†],
正 会 員 伊 丹 誠[†], 正 会 員 伊 藤 紘 二[†]

Tasuku Kitajima[†], Yoshiaki Owaki[†], Kouji Kyomen[†], Makoto Itami[†] and Kohji Itoh[†]

Abstract In an OFDM transmission system, it is difficult to improve performance against frequency selective fading by using only an adaptive equalization because of the severe degradation of the SN ratio of specific carriers. In order to improve this, we propose an optimal data reconstruction from OFDM signal whose data symbols are spread in the frequency domain. In addition, we studied simplification of data spread OFDM with optimal data reconstruction. The bit error rate characteristics were examined by using computer simulations. Our results confirmed that the proposed method simplified data spread OFDM and equaled the performance of the conventional method. Moreover, we confirmed that combining it with large interleaver, rather than increasing carriers, improves the characteristics of the data spread OFDM under the Rayleigh frequency selective fading channel.

キーワード：データ拡散, OFDM, インタリーバ, 周波数/時間ダイバーシチ

1. ま え が き

近年, 世界的に地上テレビ放送のデジタル化が進められている。変調方式にはマルチパスや付加雑音に対する耐性に優れ, 限られた周波数帯域を効率良く利用できることが要求されている。その方式として日本や欧州で検討されている方式が OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 方式である¹⁾²⁾³⁾。OFDM 変調方式は, 現行のアナログ地上波放送や衛星放送で用いられているシングルキャリアの変調方式と異なり, 複数の直交するキャリアを異なった情報で変調して多重化する方式である。よって, OFDM はこのキャリア間の直交性のために周波数利用効率が良く, 矩形に近い電力スペクトルを実現することができる。また, ガードインターバルの付加によって, そのガードインターバルの長さより短い遅延広がりの伝送路においては, シンボル間干渉の影響をある程度除去することができる。しかし, 受信シンボルは伝送路特性によって振幅および位相の歪みを受けることになる。この歪みの影響を受信機側で補償する方法として, シンボル変調方式に DQPSK などの差動変調を用いたり, 等化用の基準シンボルを一定の割合で伝送しそれを用いて

等化を行う方式などがある⁴⁾。しかし, 理想的な等化を行ってもディップ周辺では相対的に雑音の影響が大きくなるため, 一部のキャリアの誤り率が劣化してしまう。

この影響を改善する方法として, アレイアンテナを用いた空間ダイバーシチ受信方式⁵⁾や, 複数のキャリアから同一シンボルを送信するような周波数ダイバーシチ⁶⁾が提案されている。しかしながら, 空間ダイバーシチでは複数のアンテナ・受信部が必要となりハードウェアの複雑化を招く。また, 単純な周波数ダイバーシチでは伝送レートが低下する。このような場合, 周波数軸でデータシンボルを分散させる方法は効果的である。直交変換を用いて周波数領域でデータシンボルを拡散する手法はスペクトル拡散通信方式の考え方と同様のものであり, スペクトル拡散通信方式においても OFDM に CDMA を組合せたマルチキャリア CDMA⁷⁾と呼ばれる方式が提案されている。マルチキャリア CDMA は多重アクセスを考慮しているため伝送効率を多少犠牲にしても対干渉性に優れた最適な拡散符号が用いられ, 拡散比を得るため伝送帯域も十分に広くとられるが, データ拡散 OFDM 方式はブロック化したデータシンボルをユニタリ変換によって一様に拡散し, 同一の帯域幅で OFDM の伝送効率を損なわないで特性の改善を図ることを目的としている。具体的にはユニタリ変換を用いて送信データをサブキャリア全体に拡散(データ拡散)させ, ユニタリ逆変換により復元させる方式が提案されている⁸⁾。また, 周波数軸にデータ拡散した OFDM シンボルから最適な形でデータを合成する方式が提案され, 周波数選択性レ

2001 年 12 月 5 日, 第 24 回情報とその応用シンポジウムで発表

2002 年 1 月 17 日受付, 2002 年 5 月 14 日再受付, 2002 年 6 月 3 日採録

† 東京理科大学 基礎工学部

(〒 278-8510 千葉県野田市山崎 2641 TEL 04-7124-1501)

† Department of Applied Electronics, Science University of Tokyo
(2641, Yamazaki, Noda-shi, Chiba 278-8510, Japan)

イリーフェージング環境下においても特性が改善することが示されている⁹⁾。また、これらのデータ拡散方式は、周波数ダイバーシチ効果がありデータレートが低下しないことが利点である。しかし以上のデータ拡散方式では、サブキャリア全体で拡散処理を行うため処理が複雑となってしまう。さらに、受信側で最適に合成する際に、サブキャリアの信号全体から1つのキャリア情報を合成するため、演算量が膨大となる。そこで、次元の小さい拡散とキャリアインタリーブを組合せることにより、拡散処理の簡略化することを提案する。さらに、キャリア数より大きいインタリーブとデータ拡散-最適合成を組合せることにより、周波数/時間ダイバーシチ効果を持つ方式を提案する。以上の提案方式について、計算機シミュレーションによりその特性を検討する。

2. OFDM の受信特性

OFDM の送信信号として直交関係を満足し、周波数が0から $(N-1)f_0$ までの正弦波に信号シンボルを掛け合せて加えた信号を考える。OFDM 送信信号の1シンボルに注目すると、その信号は以下のように表される。

$$s(t) = \text{Re} \left[\sum_{k=0}^{N-1} d(k) e^{j2\pi(f_c + kf_0)t} \right], T_g \leq t < T_d(1)$$

ただし、 $d(k)$ は k 番目の搬送波で送信される複素データシンボルである。 f_0 は搬送波間隔、 f_c は基準となる搬送波周波数、 N はキャリア数である。また、 T_e は有効シンボル長であり、 T_g はガードインターバル長である。この信号は、データシンボルを IDFT で変換しアップコンバージョンすることにより得られる。

受信側ではダウンコンバージョン後に DFT で変換することにより受信データシンボル $x(k)$ を得る。

$$x(k) = h(k)d(k) + n(k) \quad (2)$$

ただし、伝送路特性の遅延波間の広がりやガードインターバルよりも短く、伝送路特性の時間変化は OFDM のシンボル長 T_g よりも充分長く、搬送波間干渉の影響はないものと仮定する。式 (2) において、 $h(k)$ は $d(k)$ で変調された搬送波の周波数 $(f_c + kf_0)$ における伝達関数である。 $n(k)$ は伝送路において加わる雑音の k 番目の搬送波に対する成分であり、ここでは、すべての k に対して分散が等しいガウス分布に従うものとする。今回の提案方式では、以上の式 (1)、式 (2) におけるデータシンボル $d(k)$ はデータ拡散されたものである。

3. 提案方式

データ拡散方式とは、周波数軸でデータシンボルを拡散させることにより、ディップの影響を軽減し、特性を改善する方法である。データ拡散には周波数ダイバーシチ効果がありデータレートが低下しないことが利点である。一方、拡散させる処理(ユニタリ変換)の計算量が大きくなるとい

う欠点があるが、高速アルゴリズムを用いることにより解決できる。以下では、最適合成を用いたデータ拡散 OFDM 方式について説明する。

3.1 データ拡散-最適合成

最適合成を用いたデータ拡散方式の概念図を図 1 に示す。まず、送信側でユニタリ変換を行うと、最終的な送信データは周波数軸でデータシンボルが拡散された形となり、各キャリアは他のすべてのキャリアの成分を含んだ形となる。伝送路において、マルチパスによりディップが生じると特定のキャリアのデータが失われる。受信データの各キャリアは失われたキャリア成分を含んでいるので、最適合成を行うことにより、失われたデータの復元が可能となる。

具体的な処理について説明する。データ拡散方式では、WHT(ウォルシュ・アダマール変換)のようなユニタリ変換により、データシンボルを新しいデータシンボルに変換する。入力変調信号 d_k からユニタリ変換により生成される信号 D_n は以下ようになる。

$$D_n = \sum_{k=0}^{N-1} u_{n,k} d_k \quad (3)$$

ここで、 $u_{n,k}$ はユニタリ変換を決める定数であり、以下の性質を持つ。

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{N-1} u_{m,k} u_{n,k}^* &= \sum_{k=0}^{N-1} u_{k,m} u_{k,n}^* \\ &= \begin{cases} 1 & (m = n) \\ 0 & (m \neq n) \end{cases} \end{aligned} \quad (4)$$

従来のデータ拡散方式では、図 2 のように受信側でデータ逆拡散を行いデータの復元を行う。復調されたデータシンボルを X_n とすると、復元されたデータシンボル $\hat{d}_l$ は以下の式で得られる。

$$\hat{d}_l = \sum_{n=0}^{N-1} u_{l,n}^* X_n \quad (5)$$

図 1 最適合成を用いたデータ拡散 OFDM システム
System of data spread OFDM and optimal reconstruction.

図 2 従来のデータ拡散 OFDM システム
System of conventional data spread OFDM.

そのため、ディップの位置にあるキャリアの雑音成分が強調され、他のすべてのキャリアに分散され好ましくない。そこで、シンボル間干渉を考慮し、受信側で各キャリアシンボルに対して最適な重み付けを行い、正しいデータシンボルを合成するために足し合わせる。最適合成を用いたデータ拡散 OFDM のシステム図を図 3 に示す。最適合成には等化処理が含まれている。ここで、 l 番目のシンボルに対する各シンボルの最適な重み係数を $w_{l,n}$ 、DFT 後の n 番目の拡散されたシンボルを X_n とすると、合成された l 番目のシンボル $\hat{d}_l$ は以下ようになる。

$$\hat{d}_l = \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} X_n \quad (6)$$

ここで、合成後の各シンボルに対する信号対干渉雑音比 SINR が最大となるような最適な重み係数を求める過程を示す。受信側において DFT 後の n 番目のシンボル X_n は以下ようになる。

$$X_n = H_n D_n + N_n$$

ここで H_n は n 番目のキャリアに対する伝送路特性であり、 D_n は式 (3) にてデータ拡散した n 番目のシンボル、 N_n は n 番目のキャリアに対する付加雑音である。ここで式 (6) より合成された l 番目のシンボル $\hat{d}_l$ は式 (7) で表される。

$$\begin{aligned} \hat{d}_l &= \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} X_n \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} H_n u_{n,l} d_l + \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} H_n u_{n,k} d_k \\ &\quad + \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} N_n \end{aligned} \quad (7)$$

式 (7) において、第 1 項が希望シンボル成分であり、第 2 項は他キャリアからのシンボル間干渉成分、第 3 項は雑音成分である。したがって、シンボル d_l の合成後の $SINR_{opt}(l)$ は式 (8) のように示すことができる。

図 3 データ拡散方式の概念
Data spread OFDM.

$SINR(l)$

$$\begin{aligned} &= \frac{E \left[\left| \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} H_n u_{n,l} d_l \right|^2 \right]}{E \left[\left| \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} H_n u_{n,k} d_k + \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} N_n \right|^2 \right]} \\ &= \frac{\sigma_d^2 \left| \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} H_n u_{n,l} \right|^2}{\sigma_d^2 \sum_{k=0}^{N-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} H_n u_{n,k} \right|^2 + 2\sigma_N^2 \sum_{n=0}^{N-1} |w_{l,n}|^2} \end{aligned} \quad (8)$$

ただし、 n 番目の受信シンボルに対する雑音を N_n とし、すべての l, k に対して $E[|d_l|^2] = \sigma_d^2$ 、 $E[|N_n|^2] = 2\sigma_N^2$ とする。このとき、 $SINR(l)$ を最大にすることにより、判定後の誤り率を最小にすることができる。ここで、希望シンボル d_l に掛かる係数を 1 とする式 (9) の制約条件のもとで、最適な重み係数 $w_{l,n}$ を求めるためにラグランジュの未定乗数法を用いる。

$$\sum_{n=0}^{N-1} w_{l,n} H_n u_{n,l} = 1 \quad (9)$$

これにより $SINR(l)$ が最大となる最適な重み係数 $w_{l,n,OPT}$ が以下のように算出される。

$$w_{l,n,OPT} = \frac{H_n^* u_{n,l}^*}{\sum_{m=0}^{N-1} \frac{|H_m|^2 |u_{m,l}|^2}{|H_n|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}} \quad (10)$$

式 (10) より、送信側でデータ拡散を行ない受信側で最適な合成を行う提案方式が可能になる。この重み係数は変調方式に依存したパラメータを含んでいないため、一般的な変調方式に適応可能である。

よって、データ拡散-最適合成における l 番目のキャリアの復調後 SINR は式 (8)、式 (10) から次のようになる。

$$SINR_{opt}(l) = \frac{\sigma_d^2 \sum_{n=0}^{N-1} \frac{|H_n|^2 |u_{n,l}|^2}{|H_n|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}}{1 - \sigma_d^2 \sum_{n=0}^{N-1} \frac{|H_n|^2 |u_{n,l}|^2}{|H_n|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}} \quad (11)$$

本論文では、以下の議論ではユニタリ変換として WHT を用いる。WHT ではすべての n および l について $|u_{n,l}|^2 = 1/N$ が成り立つので式 (11) は以下のように表すことができる。

$$SINR_{opt}(l) = \frac{\sigma_d^2}{2\sigma_N^2} \cdot \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \frac{|H_n|^2}{|H_n|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}}{\sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{|H_n|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}} \quad (12)$$

表 1 各処理の計算量 ($N \gg M$)
Complexity for each scheme.

処理	N 次元拡散	M 次元拡散
データ拡散	$O(N \log_2 N)$	$O(N \log_2 M)$
最適合成	$O(N^2)$	$O(N \times M)$

式 (12) の右辺は l を含まないので、最適合成によってすべてのシンボルについて $SINR_{opt}(l)$ は同じ値になる。したがって、フェージングによる受信電力の落ち込みの影響を軽減できる。

表 1 に N 次元拡散での各処理の計算量を示す。 N 次元拡散では、サブキャリア全体に対して拡散を行っている。

3.2 キャリヤインタリーブを併用した処理の簡略化

N 次元データ拡散-最適合成の問題点を以下に示す。

- ・サブキャリア全体で拡散を行うため処理が複雑になる。
- ・受信側においてサブキャリア数 N 個の信号から 1 つのキャリア情報を合成するため、演算量が膨大となる。

そこで、拡散の次元を小さくすることで、データ拡散-最適合成の簡略化を目指す。表 1 より次元の小さいデータ拡散 (M 次元データ拡散) を用いることにより、データ拡散-最適合成の各処理の計算量を削減できることがわかる。ここでディップパターンがある程度規則的な場合、次元の小さい拡散を効果的に用いるためには、各キャリアの伝送路特性の相関が小さいことが望ましい。本論文では、次元の少ないデータ拡散 (M 次元データ拡散) とキャリアインタリーブを組合せることを提案する。

(1) システム構成

キャリアインタリーブを併用した処理の簡略化のシステム構成を図 4 に示す。 M 次元拡散したシンボルを送信する各キャリアにおける遅延波の位相が無相関になるように、データ拡散後の送信データシンボルに対してインタリーブを行う。 M 次元データ拡散を行ったシンボルに対して検討しているキャリア配置としては以下のとおりである。

- ・インタリーブなし (NO IL)

拡散したシンボルを隣接する M キャリヤに配置する。

- ・ランダムインタリーブ (RANDOM IL)

ターボ符号に用いられているランダムインタリーブを用いてキャリアを配置する¹⁰⁾。

(2) 2 波静的マルチパス環境での理論解析

ここでは、伝送路特性の簡単な例として、希望波 1 波+遅延波 1 波の静的マルチパス環境下で伝送路が既知である場合の誤り率特性の理論値を検討する。 k 番目のキャリアにおける伝送路特性 h_k は、直接波の電力を 1 に正規化すると以下のように表される。

$$h_k = 1 + DUR \cdot e^{-j2\pi(f_c + k f_0)\tau} \quad (13)$$

遅延波の位相が ϕ となるキャリアの伝送路特性は以下のようになる。

$$H(\phi) = 1 + DUR \cdot e^{j\phi} \quad (14)$$

ここで、信号帯域幅がその周期より十分に広いと仮定すると ϕ が 0 から 2π まで一様に分布していると言える。また、平均電力増幅度 $E[|h(k)|^2]$ について以下のことが言える。

$$\begin{aligned} E[|h(k)|^2] &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} H(\phi) d\phi \\ &= 1 + DUR^2 \end{aligned} \quad (15)$$

これにより平均 CNR を CNR とすれば、 σ_n^2 は以下のようになる。

$$2\sigma_n^2 = \frac{\sigma_d^2(1 + DUR^2)}{CNR} \quad (16)$$

ここで、キャリア方向にインタリーブを行った場合の理論値を示す。インタリーブが理想的で、選択されたキャリアにおける遅延波の位相に相関性がないとすると ϕ_m , $m = 0, \dots, M-1$ とおけ、最適合成したシンボルの SNR は以下のようになる。式 (12) より

$$\begin{aligned} SINR_{opt} &= \frac{\sigma_d^2}{2\sigma_n^2} \cdot \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \frac{|H_m|^2}{|H_m|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}}{\sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{|H_m|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}} \\ &= \frac{CNR}{1 + DUR^2} \cdot \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \frac{|H(\phi_m)|^2}{|H(\phi_m)|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}}{\sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{|H(\phi_m)|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}} \end{aligned} \quad (17)$$

したがってビット誤り率は

$$BER_M = \frac{1}{\pi^M} \int_0^\pi \dots \int_0^\pi Pe(SINR_{opt}) d\phi_1 \dots d\phi_M \quad (18)$$

ここで、

$$\lim_{M \rightarrow \infty} \frac{\sum_{m=0}^{M-1} \frac{|H(\phi_m)|^2}{|H(\phi_m)|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}}{\sum_{m=0}^{M-1} \frac{1}{|H(\phi_m)|^2 \sigma_d^2 + 2\sigma_N^2}} = 1 + DUR^2 \quad (19)$$

であるので、 M の数が充分大きければ、

$$SNR_{opt} \approx CNR \quad (20)$$

となり、各キャリアの SNR は平均 CNR と等しくなり、周

図 4 簡略化のためのシステム構成

Simple system of data spread OFDM and optimal reconstruction.

波数選択性フェージングの影響を打ち消すことができる。式(18)より、 $M(M=1, 2, \dots, N)$ 重積分となるので誤り率の算出は現実的でない。そこで、計算機シミュレーションにより、各環境における M の値を検討する。

3.3 深いインタリーブを併用した時間/周波数ダイバーシチ方式

前節では、インタリーブを併用することによって、インタリーブの深さに比べてデータ拡散のサイズを小さくして、最適合成処理を簡略化する方法について述べた。ここでは同様な考え方に基づき、データ拡散のサイズを固定して、インタリーブの方を時間方向まで拡張し深くすることによって、拡散の次元を大きくすることなく、周波数選択性レイリーフェージングの時間変動の部分にまで対応する方法を検討する。具体的には、キャリア数 N より大きいインタリーブを、 N 次元データ拡散-最適合成と組み合わせる。そのため、システム構成は図4と同様となる。ただし、インタリーブ、逆インタリーブはキャリア数 N を越える深いインタリーブである。OFDMでは、周波数軸上に多数のキャリアが並んでおり、それらを1シンボルとして時間を追って多数のシンボルが送信される。したがって、周波数と時間を軸とした平面にデータが並んでいると考えることができる。そのため、深いインタリーブを用いることにより、図5に示すように2つの次元の間にデータ拡散したシンボルを配置することができる。これにより、今までの得られていた周波数ダイバーシチ効果の他に時間ダイバーシチ効果を得られることが期待される。ただし、インタリーブサイズを大きくとることは、メモリの増大を招きあまり現実的ではない。そのため、ISDB-T 伝送方式のように時間インタリーブと周波数インタリーブを組合せる方式も考えられる。本論文では、深いインタリーブとデータ拡散-最適合成を組合せた方式がレイリーフェージングの時間変動にどの程度効果があるかを確認するために、インタリーブサイズを大きくとり計算機シミュレーションを行った。

図5 拡散シンボルの配置
Arrange of data spread symbols.

4. 特性評価

本章では、計算機シミュレーションにより 3.1~3.3で述べた提案方式のビット誤り率特性を解析し、従来方式との比較を行う。本論文においては、伝送路を既知とし、理想特性のみ検討する。データ拡散-最適合成に関しては、実際に伝送路推定を行った基本的な特性が従来方式より優れることが確認されている⁹⁾。

シミュレーションの際に用いたパラメータを表2に示す。これらのパラメータに従って、各伝送路環境下のビット誤り率を求めた。本論文では、インタリーブとしては文献¹⁰⁾に示される擬似ランダムインタリーブを用いた。

4.1 データ拡散-最適合成の特性

データ拡散-最適合成に関する特性を従来の OFDM 伝送、従来のデータ拡散方式と比較・検討する。図6は2波レイリーフェージング環境下における平均 CNR に対するビット誤り率特性である。ここで遅延波の遅延時間は $5\mu\text{s}$ としている。最大ドップラー周波数は、 10Hz ですべてのパスが独立に変動、 $DUR=5\text{dB}$ としている。図6において、“Conventional” は拡散を行わない従来の OFDM 伝送の特性、“ConventionalSS” は従来のデータ拡散方式の特性、“Optimal” はデータ拡散-最適合成を用いた提案方式の特性である。図6から従来の OFDM 伝送に比べ、従来のデータ拡散方式の特性が劣化していることがわかる。これに対し、受信側で最適合成を行う提案方式が最も特性が改善している。これは、2波レイリーフェージング環境下では従来のデータ拡散ではシンボル間干渉が生じ特性が劣化するが、最適合成ではシンボル間干渉の影響を抑えられるためである。

4.2 キャリアインタリーブを併用した処理の簡略化

キャリアインタリーブを併用し、処理の簡略化したデータ拡散-最適合成に関する特性を簡略化を行わない (N 次元の) データ拡散と比較・検討する。図7は2波静的マルチパス環境下における平均 CNR に対するビット誤り率特性である。ここで遅延波の遅延時間は $5\mu\text{s}$ とし、 $DUR=5\text{dB}$ とする。図8は、2波レイリーフェージング環境下における平均 CNR に対するビット誤り率特性である。ここで遅延波の遅延時間は $5\mu\text{s}$ とし、 $DUR=5\text{dB}$ とする。図9は、3波レイリーフェージング環境下における平均 CNR に対するビット誤り率特性である。ここで $DUR=5\text{dB}$ 、遅延時間 $5\mu\text{s}$ の遅延波と $DUR=7\text{dB}$ 、遅延時間 $7\mu\text{s}$ の遅延波によって構成されている。各レイリーフェージング伝送路におい

表2 シミュレーションパラメータ
Simulation parameters.

変調方式	QPSK
サブキャリア数	1024
有効シンボル長	250 [μs]
ガードインターバル長	31.25 [μs]
キャリア間隔	4 [kHz]
搬送波周波数	90 [MHz]

図 6 2 波レイリーフェージング環境下でのビット誤り率特性
Bit error rate characteristic under 2 path Rayleigh fading channel.

て、最大ドップラー周波数は 10Hz で、すべてのパスが独立に変動しているものとする。図 7, 図 8, 図 9, 図 10 において, "Conventional" は拡散を行わない従来の OFDM の結果である。"M" は、M 次元データ拡散-最適合成とランダムインタリーブを行った場合の結果である。図 7, 図 8, 図 9 より M が 32 より大きい拡散ではほとんど特性が変化せず重なっていることがわかる。図 10 は、2 波静的マルチパス環境下における平均 DUR に対するビット誤り率特性である。ここで遅延波の遅延時間は $5\mu\text{s}$ とし、 $\text{CNR}=10\text{dB}$ とする。図 10 において DUR が大きくなるとすべてのグラフが同一の特性に近づくことがわかる。これは、DUR が大きいときは周波数選択性フェージングの影響が少なく、ダイバーシチ効果が得られないためである。一方、図 10 において DUR が悪くなると特性が劣化している。提案方式による特性の劣化の改善自体は得られているが全体的な劣化の度合いは大きい。これはフェージングの影響がデータ拡散のみでは補償しきれないほど強いためである。このように DUR が極端に低い場合に特性を確保するためには本方式以外に符号化やダイバーシチ受信などの併用が必要になると考えられる。図 7, 図 8, 図 9 の環境下において、CNR と DUR を固定した場合の M 次元拡散に対する誤り率特性を図 11 に示す。2 波静的マルチパス環境において $\text{CNR}=15\text{dB}$ 、2 波レイリーフェージング環境、3 波レイリーフェージング環境において $\text{CNR}=25\text{dB}$ とし、 $\text{DUR}=5\text{dB}$ とした場合の特性となっている。図 11 において "RANDOM IL" は各環境下におけるランダムインタリーブを用いた場合の結果である。また、"NO IL" は各環境下におけるインタリーブを用いない場合の結果である。図 11 より、各環境下において拡散の次元が大きくなるに従って特性を改善するが、ある程度次元が大きくなると特性が収束している。またインタリーブを用いた方が M が 32 程度の小さい次元の拡散で充分な特性に収束し、小さい次元の拡散で効率よく特性が改善していることがわかる。

論 文 □ 最適合成を用いたデータ拡散 OFDM 方式

図 7 2 波静的マルチパス環境下での簡略化に対する比較
Comparison of bit error rate characteristic under 2 path static multipath channel with Simple Data Spread OFDM system.

図 8 2 波レイリーフェージング環境下での簡略化に対する比較
Comparison of bit error rate characteristic under 2 path Rayleigh fading channel with Simple Data Spread OFDM system.

図 9 3 波レイリーフェージング環境下での簡略化に対する比較
Comparison of bit error rate characteristic under 3 path Rayleigh fading channel with Simple Data Spread OFDM system.

4.3 深いインタリーブを併用した時間/周波数ダイバーシチ方式の特性

深いインタリーブを併用したデータ拡散-最適合成に関

図 10 2 波静的マルチパス環境下での簡略化に対する比較
Comparison of bit error rate characteristic under 2 path Rayleigh fading channel with Simple Data Spread OFDM system.

図 13 2 波レイリーフェージング環境下でのインタリーブサイズに対する誤り率特性 (最大ドップラー周波数 50Hz)
Comparison of bit error rate characteristic under 2 path Rayleigh fading channel with Large Interleaver (FD 50Hz)

図 11 M 次元拡散に対する誤り率特性
Bit error rate characteristic of dimension M data spread OFDM and optimal reconstruction.

図 12 2 波レイリーフェージング環境下でのインタリーブサイズに対する誤り率特性 (最大ドップラー周波数 10Hz)
Comparison of bit error rate characteristic under 2 path Rayleigh fading channel with Large Interleaver (FD 10Hz)

50Hz の場合の特性である。それぞれ、すべてのパスが独立に変動、 $DUR=5\text{dB}$ としている。図 12、図 13において、“Conventional” は拡散を行わない従来の OFDM 伝送の特性、“I-数値” は提案方式であり、その数値はインタリーブの深さを表す。また、ここではデータ拡散の次元は 1024 を用いた。図 12、図 13 から従来の OFDM 伝送に比べ、深いインタリーブを併用した時間/周波数ダイバーシチ方式の特性がインタリーブの深さが深くなるに従って良くなっていることがわかる。これは、2 波レイリーフェージング環境において、時間/周波数ダイバーシチ方式が時間-周波数方向に拡散したデータシンボルを配置するため、マルチパスフェージングの影響を軽減し、さらに伝送路の時間変動の影響を抑えられるためである。

以上より、最大ドップラー周波数を F_d 、シンボル長を T_s としたときのフェージングの速さ $F_d T_s$ が、比較的緩やかな $F_d T_s = 0.003$ の場合に比べて、フェージングが速い $F_d T_s = 0.014$ の場合の方が同じインタリーブサイズで特性が優れていることがわかる。これは、フェージングが遅いと、インタリーブサイズ内にあるサブキャリアの電力がほとんど落ち込んでいる場合がある。一方、フェージングが速いと、インタリーブサイズ内にあるサブキャリアの電力は落ち込んでいるものと落ち込んでいないものが混在し、再合成によってデータを抽出することが可能となる。よってフェージングが速い方が時間ダイバーシチ効果を得やすいためである。本検討では、インタリーブのサイズを拡散の次元と比べて非常に大きくとっているが、4.2 節の結果と同様にインタリーブの深さ全体まで拡散を行わなくても十分な特性が確保できていることがわかる。さらに、3.2 節の結果より、この拡散の次元はさらに小さくしてもある程度の特性が確保されることが期待される。ハードウェアの簡略化も含めた時間・周波数方向のインタリーブの深さと拡散の次元の最適化については、今後さらに検討していく計画である。

する特性を従来の OFDM 伝送と比較・検討する。図 12、図 13 は 2 波レイリーフェージング環境下における平均 CNR に対するビット誤り率特性である。ここで遅延波の遅延時間は $5\mu\text{s}$ としている。図 12 は最大ドップラー周波数は 10Hz の場合の特性、図 13 は最大ドップラー周波数は

5. む す び

周波数軸にデータ拡散した OFDM シンボルから最適な形でデータを合成する方式(データ拡散-最適合成)を検討し、周波数選択性レイリーフェージング環境下においても特性が改善することが示した。さらに、キャリアインタリーブと小さい次元の拡散を組合せることにより、データ拡散-最適合成の簡略化を検討し、計算機シミュレーションを行った。その結果、パスが少ない静的マルチパス環境やレイリーフェージング環境下でデータ拡散の次元 M が小さくても十分な特性が得られることを示した。本論文では、ディップがある程度周期的に生じる伝送路について検討したが、より一般的な多重マルチパス環境では、ディップの位置が不規則に生じるためキャリアインタリーブの必要性はあまりない。今後は、伝送路におけるコヒーレンス帯域幅を考慮し最適な拡散次元を求めていく予定である。

次に、キャリア数より大きいインタリーブとデータ拡散-最適合成を組合せることにより、周波数/時間ダイバーシチ効果を持つ方式を提案し、レイリーフェージング環境下の特性を計算機シミュレーションにより検討した。本論文では、時間方向のフェージングに対応するためデータ拡散の次元よりも深いインタリーブを用いる検討を行った。時間方向のダイバーシチを必要な分だけデータ拡散によって得るためには、それだけのシンボル数で拡散するのが理想であるが、その場合はきわめて演算量が多くなるので、ここではインタリーブのみを深くし、拡散のサイズは OFDM のキャリア数分とした。特にフェージングが速い場合の方が同じインタリーブの深さで良好な特性が得られた。これは、速いフェージングの方がインタリーブ内のシンボルの変動周期が短くなり、ダイバーシチ効果を得やすいためである。非常に遅いフェージングに対応するためには、インタリーブの深さをそれにあわせて深くする必要がある。しかしながら、深いインタリーブを用いることによって、メモリーの増大および処理遅延の増加は否めない。したがって、アプリケーションに依存してパラメータの決定を行う必要があると考えられる。DTV のように遅延が大きいことが問題となるようなものでは、時間方向のインタリーブは深く取れないが、無線 LAN などのようにある程度遅延が許容される方式では、深いインタリーブも可能であると考えられる。

本方式は、シンボルの拡散によってダイバーシチ効果を得ているが、ダイバーシチ効果を得るための別の方法として、複数のアンテナを用いた空間ダイバーシチ方式が上げられる。これに対して本方式は、アンテナ1本で構成することができ、複数のアンテナを用いることができないような携帯端末等で有効なのではないかと考えられる。また、本方式だけでは DUR が非常に悪い場合には十分な特性が得られないが、本方式に空間ダイバーシチを組合せることによって、特性の向上が可能であると考えられる。これらについては今後検討していく予定である。さらに、インタ

リーブと拡散の最適なサイズおよび高精度な伝送路推定¹¹⁾と組合せた方法についても検討していく。

〔文 献〕

- 1) R.W.Chang and R.A.Gabby: "A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme", IEEE Trans.Comm., COM-16, pp.529-540 (1968)
- 2) S.B.Weinstein and P.W.Ebert: "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform", IEEE Trans.Comm., COM-19, pp. 628-634 (1971)
- 3) B.Hirosaki: "An Analysis of Automatic Equalizer for Orthogonally Multiplexed QAM System", IEEE Trans.Comm., COM-28, pp.73-83 (1980)
- 4) 林, 木村, 影山, 原田, 木曾田, 坂下: "OFDM 復調における適応等化方式の検討", テレビ学技報, 20, 53, pp.55-60, Oct.1996
- 5) 伊丹, 寺本, 嶋, 太田, 伊藤: "アレイアンテナを用いた OFDM 信号の受信特性の解析", 映像学誌, 53, 11, pp.1566-1574 (1999)
- 6) 関, 伊丹, 太田, 伊藤: "OFDM システムへの周波数ダイバーティの適用", 信学論, j83-B, 10, pp.1381-1393 (2000)
- 7) N. Yee, Jean-Paul M.G. Linnartz, G. Fettweis, "MultiCarrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks", IEICE Trans. Commun., E77-B, 7, pp.900-904 (1994)
- 8) 伊丹, 岡田, 上杉, 畠山, 伊藤: "データシンボルの周波数領域での分散による OFDM の特性改善", 映像学誌, 51, 9, pp.1468-1475, 1997.
- 9) 北島, 尾脇, 伊丹, 伊藤: "データ拡散を用いた OFDM 信号の最適受信合成に関する一検討", 2001 年電子情報通信学会総合大会, B-5-89, pp.487, 2001.
- 10) C. Berrou, A. Glavieux, "Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes", IEEE Trans. on Communications, COM-44, 10, pp.1261-1271, 1996
- 11) 伊丹, 山下, 桑原, 伊藤: "スキャッタードパイロットシンボルによる OFDM 信号の適応等化に関する一検討", 映像学誌, 52, 11, pp.1650-1657 (1998)
- 12) 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, pp.65-69 (2000)

北島 輔 2000 年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科卒業。2002 年, 同大学大学院修士課程修了。OFDM の研究に従事。

尾脇 義明 2001 年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科卒業。現在, 同大学大学院修士課程に在学中。OFDM の研究に従事。

京面 公士 2002 年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科卒業。現在, 同大学大学院修士課程に在学中。OFDM の研究に従事。

伊丹 誠 1984 年, 東京大学工学部電子工学科卒業。1989 年, 同大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。同年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科講師。2000 年, 同大学助教授。現在に至る。通信方式, 信号処理, 教育工学などの研究に従事。工学博士。正会員。

伊藤 紘二 1968 年, 東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。同年, 同大学講師。1972 年, 同助教授を経て, 1989 年, 東京理科大学基礎工学部電子応用工学科教授。現在に至る。この間, 信号処理, 情報理論, 通信方式, 無線航行援助, 航空管制通信, 教育工学などの研究に従事。工学博士。正会員。