

研究速報

OFDM伝送におけるSIR重み付け受信ダイバーシチ

前原 文明[†] (正員) 栗田 明[†] (学生員)
 笹森 文仁^{**} (正員) 高畑 文雄[†] (正員)

A Diversity Reception with Instantaneous SIR Weighting for OFDM Transmission

Fumiaki MAEHARA[†], Regular Member, Akira KURITA[†], Student Member,
 Fumihito SASAMORI^{**}, and Fumio TAKAHATA[†], Regular Members

[†] 早稲田大学大学院理工学研究科, 東京都

Graduate School of Science and Engineering, Waseda University, Tokyo, 169-8555
 Japan

^{**} 信州大学工学部電気電子工学科, 長野市

Faculty of Engineering, Shinsyu University, Nagano-shi, 380-8553 Japan

あらまし 同一チャンネル干渉存在下におけるOFDMダイバーシチの特性改善を目的として, 時間領域における既知信号との相関処理を用いて各サブキャリアの瞬時 SINR を推定し, その推定値をブランチ合成の重み係数とする方式を提案し, その特性を計算機シミュレーションにより評価した. 特性評価の結果, 提案方式により, 周波数領域における伝搬路推定を用いた従来の受信ダイバーシチと比較して, 同一チャンネル干渉存在下における伝送特性が改善されることが明らかとなった.

キーワード OFDM, 周波数選択性フェージング, 同一チャンネル干渉, 受信ダイバーシチ

1. まえがき

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing ; 直交周波数分割多重) 伝送方式は, マルチキャリア伝送方式の一種であり, ガードインターバルを挿入することによって, 周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉の影響を抑圧できることから, その対策技術として極めて有効である[1]. また, 周波数選択性フェージング環境下において, OFDM 方式の伝送特性をより一層改善する手段として, サブキャリアごとに空間ダイバーシチを適用する方式が提案されており, 伝送特性が大幅に改善されることが明らかにされている[2]. OFDM ダイバーシチを実現するためには, サブキャリアごとに各ブランチの受信品質に基づく重み係数を得ることが必要である. 特に, 同一チャンネル干渉が存在しない場合, 雑音電力密度が周波数に依存しないと考えられるので, 各サブキャリアの信号電力が受信品質に対応し, 各ブランチの受信サブキャリア信号に対して, その信号電力に基づく重み係数を与えることによって最大比合成ダイバーシチが実現できる. こ

れまでに, その実現例として, 周波数領域における伝搬路推定を用いた受信ダイバーシチ方式が提案されており, その有効性が示されている[3]. 具体的には, 周波数領域において受信OFDMシンボルと既知のCE (Channel Estimation ; 伝搬路推定) シンボルの複素共役を乗算することによって各サブキャリアの信号電力を推定し, その値に基づき各ブランチの重み付けをものである.

ところが, 周波数選択性フェージングを受けた同一チャンネル干渉が存在すると, 各サブキャリアが, それぞれ異なる電力の干渉を受けるため, 受信品質は, 各サブキャリアの信号電力ではなく瞬時 SINR (Signal-to-Interference plus Noise Power Ratio ; 信号対干渉及び雑音電力比) によって決定されることとなる. このような同一チャンネル干渉存在下において, 従来の受信ダイバーシチを適用すると, 各ブランチの受信サブキャリア信号に対して, 適切な重み付けができないという問題が生じる[4].

以上の点をかんがみ, 本論文では, 瞬時 SINR をブランチ合成の重み係数とする受信ダイバーシチ方式を提案する. 具体的には, 各ブランチにおいて, 時間領域における受信された既知信号と送信側で送られたものと同一の既知信号との自己相関値に対して高速フーリエ変換 (FFT) 処理を施すことにより, サブキャリアごとの希望信号電力を高精度に推定し[5], 推定された希望信号電力から瞬時 SINR を算出する. 更に, 提案方式の有効性を明らかにすべく, 同一チャンネル干渉存在下における提案方式と従来方式の伝送特性を計算機シミュレーションにより比較・評価する.

2. 提案方式

2.1 システム構成

図1は提案方式のシステム構成を示したものである. 提案方式では, まず, 同一チャンネル干渉存在下における希望信号の伝搬路推定の高精度化を図るべく, CEシンボルにおいてブランチ i の時間領域における受信信号 $r_{pi}[n]$ と既知のCE信号 $p[n]$ の複素共役との相関処理を行い, 相関ピークが現れる近辺を抽出することにより, 受信信号から干渉信号の影響を低減して, 希望信号の遅延プロファイルを抽出する. 次に, 希望信号の遅延プロファイルにFFT処理を施すことにより, サブキャリア k における希望信号の伝搬路特性 $H_i[k]$ を推定する. 最後に, 周波数領域における受信信号 $R_{pi}[k]$, 既知信号 $P[k]$ 及び $H_i[k]$ を用いて瞬時 SINR $\lambda_i[k]$ を推定し, その推定値の平方根をブランチ合成の際の重み係

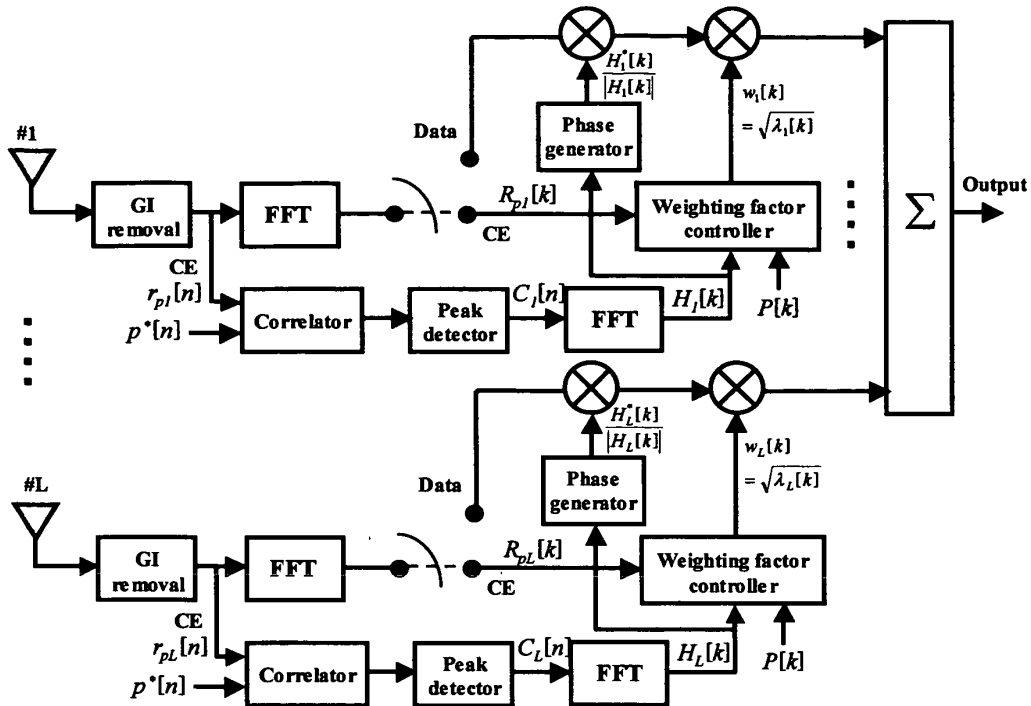


図1 提案方式のシステム構成
Fig. 1 Configuration of the proposed diversity reception.

数 $w_i[k]$ とする。一方、情報シンボルにおいては、各ブランチの受信信号に $H_i^*[k]/|H_i[k]|$ と $w_i[k]$ を乗積し、位相補償と重み係数をそれぞれ与えた後、それらを合成することによりダイバーシチ合成信号を得る。

2.2 時間領域における相関を用いた伝搬路推定法

ブランチ i の時間領域における受信された既知信号 $r_{pi}[n]$ と送信側で送られたもの同一の既知信号 $p[n]$ との相関出力 $C_i[n]$ は次式のように表現できる。

$$C_i[n] = \sum_{m=0}^{N-1} r_{pi}[m] p^*[m-n] \quad (1)$$

ただし、 N は FFT ポイント数である。

図2は、平均 SIR (Signal-to-Interference power Ratio ; 信号対干渉電力比) が 10 dB のときの、等電力 2 波レイリーフェージング伝搬路 (サンプリング周期で正規化した遅延時間差 $\tau=4$) における $C_i[n]$ の波形の一例を示したものである。ここで、 $E_b/N_0=\infty$ とし、図2は後述する式(2)の処理を施した結果を示している。同図より、希望信号の到来タイミングにおいて鋭い自己相関ピークが現れることがわかる。

次に、各ブランチの相関値 $C_i[n]$ に対し、サンプリング周期で正規化したガードインターバル (T_G) を超えた希望信号は到来しないものと仮定し、以下の処理を行う。

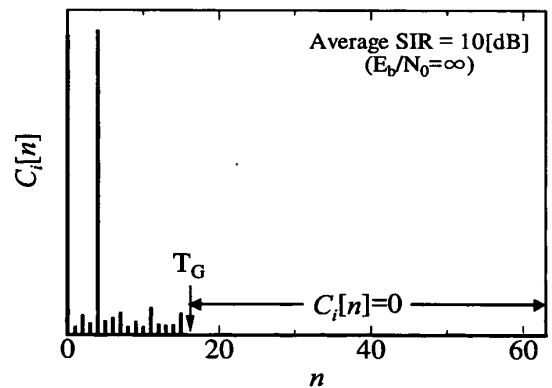


図2 受信信号 $r_{pi}[n]$ と既知信号 $p[n]$ との自己相関値 $C_i[n]$ の一例
Fig. 2 An example of the autocorrelation value $C_i[n]$ between the received signal $r_{pi}[n]$ and the channel estimation signal $p[n]$.

$$C_i[n]=0 \quad (T_G \leq n < N) \quad (2)$$

式(2)の処理により、希望信号に対する干渉信号の影響を低減でき、希望信号の伝搬路推定の向上が期待できる。図3は、 $C_i[n]$ に FFT 処理を施すことにより得られる希望信号の伝搬路特性 $H_i[k]$ の推定値を示したものである。

2.3 瞬時 SINR 推定法

ブランチ i 、サブキャリア k における干渉と雑音を合成した成分 $I_i[k]$ は、受信された既知信号 $R_{pi}[k]$ から、既知信号 $P[k]$ と $H_i[k]$ を乗積することによって得られ

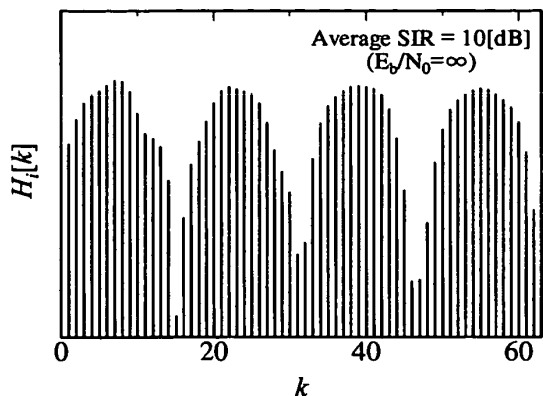


図3 $C_i[n]$ をFFTすることにより得られる希望信号の伝搬路特性の一例

Fig. 3 An example of the desired signal's propagation characteristic obtained by FFT processing of $C_i[n]$.

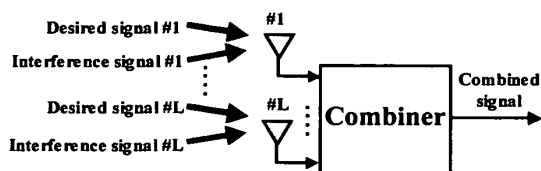


図4 同一チャネル干渉モデル

Fig. 4 The propagation model of the cochannel interference.

る希望信号のレプリカを差し引くことにより推定することができ、次式のように表現できる。

$$I_i[k] = R_{pi}[k] - P[k]H_i[k] \quad (3)$$

ブランチ i , サブキャリア k における瞬時 SINR $\lambda_i[k]$ は、希望信号の伝搬路特性 $H_i[k]$ と干渉及び雑音成分 $I_i[k]$ を用いて次式で与えられる。

$$\lambda_i[k] = \frac{|P[k]H_i[k]|^2}{|I_i[k]|^2} \quad (4)$$

3. 特性評価

本章では、想定する同一チャネル干渉モデルとシステムの諸元を示すとともに、周波数領域の伝搬路推定を用いた従来の受信ダイバーシチを比較対象として、提案方式の伝送特性を計算機シミュレーションにより評価する。

3.1 同一チャネル干渉モデル

図4は同一チャネル干渉モデルを示したものである。各ブランチにおいて、希望信号の他に同一チャネル干渉信号が到来するとともに、希望信号と干渉信号の間には相関がないものとし、それらの信号は各ブランチにおいて独立したフェージング変動を受けるものと仮定する。

図5は同一チャネル干渉が希望信号に重畳されるタ

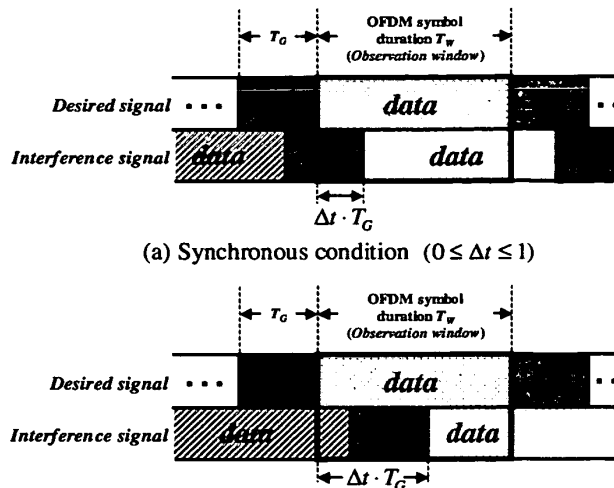


図5 希望信号と干渉信号の受信タイミングモデル
Fig. 5 The reception timing model of the desired signal and the interference signal.

表1 シミュレーションの諸元
Table 1 Simulation parameters.

Modulation / Detection	QPSK /coherent detection
Sampling rate	20 MHz
Number of sub-carriers	64
Guard interval	800 nsec
Frame length	22 symbols
Number of CE symbols	2 symbols
Number of antennas (L)	2, 4
Maximum Doppler frequency (f_D)	50Hz
rms delay spread (τ_{rms})	100 nsec

イミングを示したものであり、干渉条件として、希望信号と干渉信号の OFDM シンボルが同期する場合と同期しない場合を想定する。具体的には、(a)に示すように、希望信号のシンボル周期 T_w 内に、干渉信号に含まれる単一のデータのみが観測される状態をシンボル同期と定義し、(b)に示すように、干渉信号に含まれる連続する二つのデータが観測される状態をシンボル非同期と定義する。したがって、シンボル同期と非同期の干渉条件は、ガードインターバル長 T_G で正規化された希望信号と干渉信号のシンボルタイミングの時間差 Δt をパラメータとして、それぞれ $0 \leq \Delta t \leq 1$ と $1 < \Delta t < 1 + T_w/T_G$ のように表される。なお、 Δt は時間的に変動せず、常に一定であるものと仮定する。

3.2 システムの諸元

表1は計算機シミュレーションの諸元を示したものである。伝搬環境として、等電力2波モデルを想定

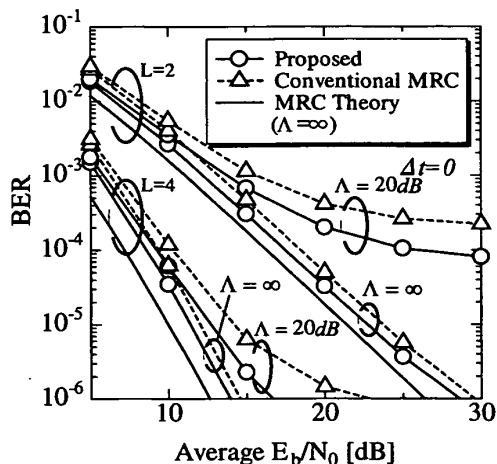


図6 平均SIR Λ をパラメータとしたときの E_b/N_0 対BER特性
 Fig. 6 BER performance versus E_b/N_0 with a parameter of average SIR Λ .

し、シンボル同期と送受信機間の周波数同期は完全であるものと仮定する。従来方式において、各ブランチの重み係数は、フレームの先頭に配置された二つのCEシンボルのサブキャリア信号電力を平均化した結果の平方根で与えられる。また、提案方式において、瞬時SINRを算出する際に必要となる希望信号電力と干渉及び雑音電力は、それぞれ二つのCEシンボルで平均化した結果を用いる。更に、情報シンボルにおけるダイバーシチ合成の際には、従来及び提案の両方式に対して、その値を固定的に用いるものとする。

3.3 E_b/N_0 対ビット誤り率 (BER) 特性

図6は、ブランチ数 $L=2, 4$ を想定し、同一チャネル干渉が存在しない場合と同一チャネル干渉が存在する場合の一例として平均 SIR $\Lambda=20$ dB のときの平均 E_b/N_0 対 BER 特性を示したものである。ここで、平均SIR $\Lambda=20$ dBは、伝搬定数が3.5の六角形のオムニセルから構成されるセルラシステムにおいて、クラスタサイズを7に設定したときのセル端における干渉条件に相当する[6]。また、同図において、希望信号と干渉信号のシンボルは同期しているもの($\Delta t=0$)と仮定し、参考のため $L=2, 4$ における同一チャネル干渉が存在しない場合($\Lambda=\infty$)の理論特性も同時に示す。

同図より、各ブランチ数 L において、 $\Lambda=\infty$ の場合、提案方式と従来方式の特性はほぼ同等となることがわかる。一方、 $\Lambda=20$ dBの場合、提案方式の特性が従来方式と比較して良好となる。具体的には、提案方式により、 $L=2$ において、 $BER=10^{-3}$ における所要平均 E_b/N_0 が約2 dB改善され、 $L=4$ において、 $BER=10^{-6}$ における所要平均 E_b/N_0 が約5 dB改善されることがわかる。これ

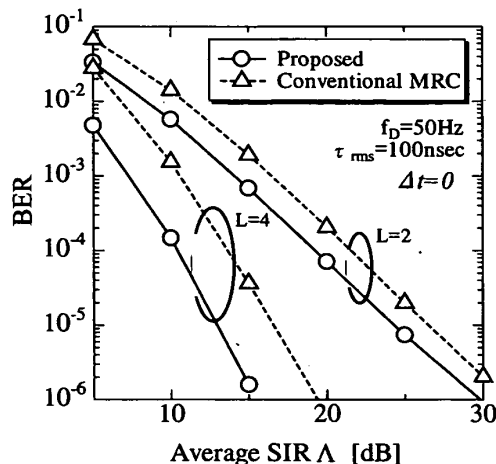


図7 ブランチ数 L をパラメータとしたときの平均SIR Λ 対BER特性
 Fig. 7 BER performance versus average SIR Λ with a parameter of the number of branches L .

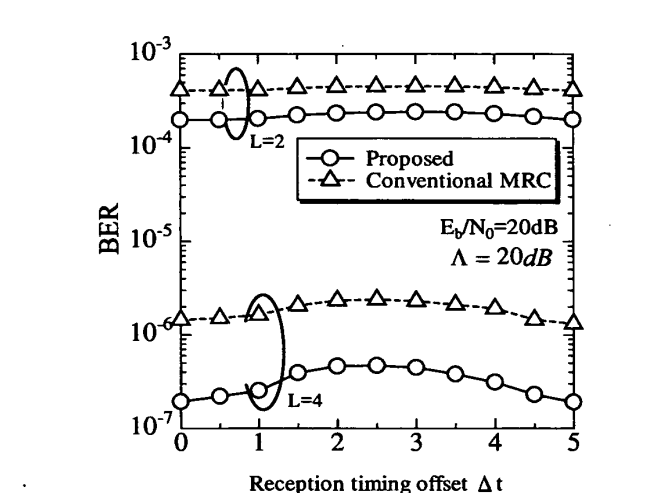


図8 ブランチ数 L をパラメータとしたときの希望信号と干渉信号のタイミング差 Δt 対 BER 特性
 Fig. 8 BER performance versus the reception timing offset Δt between the desired signal and the interference signal with a parameter of the number of branches L .

は、提案方式では各ブランチの重み係数として瞬時SINRを用いることから、同一チャネル干渉存在下において、各ブランチに対してより適切な重み付けが施されるためである。

3.4 平均SIR対BER特性

図7はブランチ数 $L=2, 4$ における、平均 SIR Λ 対 BER 特性をそれぞれ示したものである。同図においては、 $\Delta t=0$ 、平均 $E_b/N_0=\infty$ を仮定している。同図より、各ブランチ数 L において、 Λ にかかわらず、提案方式の特性は従来方式よりも良好となり、提案方式により、 $BER=10^{-3}$ を満足する所要平均 SIR が、従来方式と比較して、 $L=2, 4$ において、それぞれ約2 dB、約4 dB改善

されることがわかる。

3.5 希望信号と干渉信号とのタイミング差 Δt 対 BER特性

図8はブランチ数 $L=2, 4$ のときの希望信号と干渉信号のタイミング差 Δt 対 BER 特性を示したものである。同図において、 Δt はガードインターバル長 T_G で正規化された値を示し、平均 SIR $\Lambda=20$ dB, 平均 $E_b/N_0=20$ dB を仮定している。同図より、各ブランチ数 L において、 Δt にかかわらず、提案方式の特性が従来方式と比較して良好となることがわかる。また、ブランチ数 L にかかわらず、希望信号の OFDM シンボルと干渉信号の OFDM シンボルが非同期となる ($1 < \Delta t < 5$) 場合、提案方式の特性が劣化することがわかる。これは、OFDM シンボルが非同期の場合、干渉信号のなかに、シンボルごとにランダムな変調位相の変化点が存在するため、干渉信号の周波数特性がシンボルごとに大きく変化し、情報シンボル区間において固定値に設定される各ブランチの重み係数が受信品質に十分に追従できないことが原因である。

4. む す び

同一チャネル干渉存在下における OFDM ダイバーシチの特性改善を目的として、時間領域における各ブランチの受信信号と既知の CE 信号との相関値に高速フーリエ変換 (FFT) 処理を施すことによって各サブキャリアの希望信号電力を高精度に推定し、その推定値から

算出される各サブキャリアの瞬時 SINR をダイバーシチ合成の重み係数とする方式を提案し、その特性を計算機シミュレーションにより評価した。特性評価の結果、希望信号と干渉信号のいずれもが周波数選択性フェージングを受ける同一チャネル干渉存在下において、ブランチ数 L , 平均 SIR 及び希望信号と干渉信号のタイミング差 Δt にかかわらず、提案方式により、周波数領域における伝搬路推定を用いた従来の受信ダイバーシチと比較して、同一チャネル干渉存在下における伝送特性が改善されることが明らかとなった。

文 献

- [1] V. Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Artech House, 2000.
- [2] 浜住啓之, 伊藤泰宏, 宮沢 寛, “広帯域信号移動受信用帯域分割型ダイバーシチ合成受信方式の特性—OFDM 移動受信における特性改善例—,” 信学論 (B-II), vol. J80-B-II, no.6, pp.466-474, June 1997.
- [3] 佐藤一美, 行方 稔, “OFDM 信号の同期検波ダイバーシチ受信方式の検討,” 1998 信学総大, B-5-21, March 1998.
- [4] 前原文明, 笹森文仁, 高畑文雄, “デジタル移動通信における SIR 重み付け合成ダイバーシチ,” 信学論 (B), vol. J83-B, no.10, pp.1374-1380, Oct. 2000.
- [5] 今村大地, 原 晋介, 森永規彦, “パイロット信号を用いた OFDM における副搬送波再生法,” 信学論 (B), vol. J82-B, no.3, pp.393-401, March 1999.
- [6] 進士昌明, 移動通信, 丸善, 1989.

(平成14年4月30日受付, 5月28日再受付)