

# OFDM のマルチパス環境下におけるダイバシチ復号方式の特性

柴田 英明<sup>†</sup> 小川 明<sup>†</sup> 山里 敬也<sup>‡</sup>

<sup>†</sup>名城大学大学院 理工学研究科  
〒468-8502 愛知県名古屋市天白区塩釜口 1-501  
<sup>‡</sup>名古屋大学 情報メディア教育センター  
〒468-8603 愛知県名古屋市千種区不老町

E-mail: <sup>†</sup> m0332006@ccmailg.meijo-u.ac.jp, aogawa@ccmfs.meijo-u.ac.jp,  
<sup>‡</sup> yamazato@nuee.nagoya-u.ac.jp

**あらまし** 本稿は、非選択性フェージングに強い空間ダイバシチ技術と誤り訂正復号技術を統合的に組み合わせた受信方式である、ダイバシチ復号方式に関するものである。この方式の特徴は、それぞれのダイバシチブランチにおいて誤り訂正を行い、新たに得られた情報をもう一方のブランチへ入力し、再び誤り訂正を行う。これを繰り返し、最後に合成する点である。このダイバシチ復号方式は、OFDM システム（地上波デジタル放送など）に適用するためのものであり、本稿では本方式の特性評価をマルチパス環境下において行う。マルチパスの環境設定として、2波モデルを想定し、遅延波のパラメータ（遅延波の位相差やD/U比など）を変化させ、そのときの特性評価を行う。

**キーワード** 空間ダイバシチ, ビタビアルゴリズム, OFDM, ダイバシチ復号方式

## Performance evaluation for a diversity decoding scheme under multipath environment with OFDM

Hideaki SHIBATA<sup>†</sup> Akira OGAWA<sup>†</sup> and Takaya YAMAZTO<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> Graduate School of Science and Technology, Meijo University  
1-501 Shiogamaguchi Tenpaku-ku Nagoya 468-8502, Aichi, Japan  
<sup>‡</sup> Information Media Education Center, Nagoya University  
Furo-cho Chikusa Nagoya 464-8603, Japan

E-mail: <sup>†</sup> m0332006@ccmailg.meijo-u.ac.jp, aogawa@ccmfs.meijo-u.ac.jp,  
<sup>‡</sup> yamazato@nuee.nagoya-u.ac.jp

**Abstract** This paper is concerned with the performance evaluation for the diversity decoding scheme in which the diversity and error correcting decoding are effectively combined. In this scheme, the information gained by the decoding process on the first diversity branch is utilized for decoding on the second diversity branch and vice versa. This is repeated, and it is combined at the end. The concept of the diversity decoding is applied to an OFDM system (e.g. the terrestrial digital TV broadcasting system), and its performance and effectiveness are evaluated under multipath environment. The two-path model, in which parameters (the delay difference and D/U ratio) are changed, is used for the performance evaluation.

**Keyword** Space diversity, Viterbi algorithm, OFDM, Diversity decoding scheme

### 1. はじめに

地上波デジタルテレビ放送や MMAC (Multimedia Mobile Access System) などで用いられている OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 伝送方式はマルチパスフェージングの

影響を受けにくい方式として一般に知られている。しかし移動体受信では、さらに劣悪な電波伝搬環境下での通信となるため、より受信性能を高める必要がある。地上波デジタルテレビ放送や MMAC では、誤り訂正符号として非組織的畳み込み符号とリードソロモン符号の接続が採用されているが、移動体受信では更な

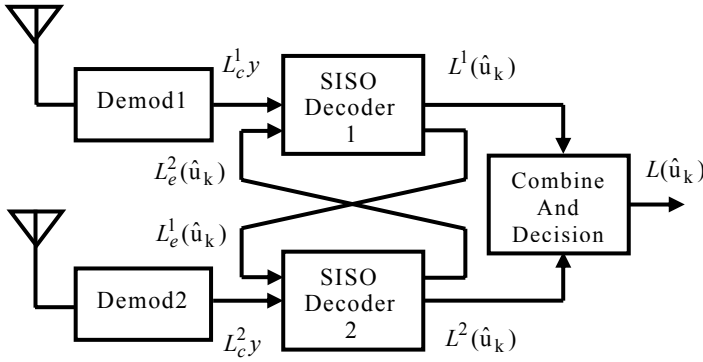


図1 ダイバシチ復号方式のブロック構成

る特性向上が必要となる．そこで受信性能を高めることを目的として従来，独立して行われていた非選択性フェージングに強い空間ダイバシチ技術と誤り訂正技術を統合的に組み合わせた受信方式であるダイバシチ復号方式が考えられており，顕著な効果が確認されている[1]．

このダイバシチ復号方式が OFDM 伝送方式の用いられているシステムにおいて，どの程度の特性が得られるのかを調べる必要がある．そこで本稿では，通信チャネルとして比較的現実に近い形であるマルチパス環境下を想定し，遅延波のパラメータを変化させ，その場合のダイバシチ復号方式の特性についてシミュレーションにより評価し，考察検討を行う．

## 2. ダイバシチ復号方式

図1は，ダイバシチ復号方式の構成をブロック図で表したものである．ダイバシチ復号方式の特長は，それぞれのダイバシチブランチにおいて誤り訂正を行い，新たに得られた情報をもう一方のブランチへ入力し，再び誤り訂正を行う．これを繰り返し行い，最後に合成する点である．この繰り返し復号の操作を実現するために，復号器として SISO (Soft-in Soft-out) 復号器が導入されている．以下に SISO 復号器と繰り返し復号に関して述べる．

### 2.1. SISO 復号器

この SISO 復号器は，尤度領域で軟判定復号するものであり，対数尤度比(Log-Likelihood Ratio; LLR)は以下の式として表現される．

$$L(\hat{u}_k) = L(u_k) + L_c \cdot y + L_e(\hat{u}_k) \quad (1)$$

ここで， $L(u_k)$ は第  $k$  番目の情報ビットに対する事前情報であり，送信ビットが 1 であるか -1 であるかの確率

の対数比である．

$$L(u_k) = \log \frac{P(u_k = +1)}{P(u_k = -1)} \quad (2)$$

$L_c \cdot y$ は送信値  $y$  から得られる通信路値(the channel state information : CSI)である． $L_c \cdot y$ に関しては，以下の過程で表現することができる．

第  $k$  番目の送信信号  $x_k$  がフェージングと AWGN チャネルを通して受信された信号値  $y_k$  は以下として表される．

$$y_k^m = a_k^m x_k + n_k^m \quad (3)$$

ここで  $m$  はダイバシチブランチの数， $a$  はフェージングによるランダム振幅値， $n$  はガウスランダム変数を表す．

また受信信号値が  $y$  であるとき，送信信号値が  $x$  である条件付確率(事後確率)  $p(x|y)$  は Bayes 定理より，

$$P(x|y) = \frac{P(y|x)P(x)}{p(r)} \quad (4)$$

と表される．ここで  $P(y|x)$  は分散  $\sigma^2$  のガウス雑音の確率密度関数により，以下の式として表される．

$$P(y|x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(y-ax)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5)$$

また，事後確率  $p(x|y)$  の対数尤度比  $L(x|y)$  は以下のように算出される．

$$\begin{aligned} L(x|y) &= \ln \left[ \frac{P(x = +1|y)}{P(x = -1|y)} \right] \\ &= \ln \left[ \frac{P(y|x = +1)P(s = +1)}{P(y|x = -1)P(s = -1)} \right] \\ &= \ln \left[ \frac{P(y|x = +1)}{P(y|x = -1)} \right] + \ln \left[ \frac{P(s = +1)}{P(s = -1)} \right] \\ &= \ln \left[ \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(y-a)^2}{2\sigma^2}\right)}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(y+a)^2}{2\sigma^2}\right)} \right] + L(s) \quad (6) \\ &= \frac{2a}{\sigma^2} y + L(s) \\ &= 4a \left( \frac{E_s}{N_0} \right) y + L(s) \\ &= L_c \cdot y + L(s) \end{aligned}$$

ここで， $E_s / N_0$  は送信シンボルのエネルギー対雑音電力比である．ゆえに， $L_c \cdot y$  は

$$L_c \cdot y = 4 \left( \frac{E_s}{N_0} \right) m_k \cdot y \quad (7)$$

となる．また  $L(s)$  は事前情報であり，  $L(u_k)$  のことである．

$L_e(\hat{u}_k)$  は外部情報であり，復号により選択されたパスにおける確からしさとして表される値である．この外部情報は，ビタビアルゴリズムをベースに軟入力から軟出力を得る SOVA(Soft output Viterbi algorithm)により求める[2]．SOVA における時刻  $k$  で  $i$  番目のパスメトリックは，

$$M_k(s^i) = M_{k-1}(s^i) + \frac{1}{2}L(u_k)u_k^i + \frac{1}{2}\sum_{v=1}^n L_c y_{k,v} x_{k,v}^{(i)} \quad (8)$$

で表すことができる．ここで  $s^{(i)}$  は時刻  $k$  で  $i$  番目のパスの状態，  $u_k^i$  は情報ビット系列，  $x_{k,v}^{(i)}$  は時刻  $k$  で  $i$  番目のパスの符号化されたビット系列である．

外部情報を求めるにあたり，まず一通り復号を行い，1本パスを決定する．次に時刻  $k$  において選ばれたパスのメトリックと，その時刻で捨てられたもう1本のパスのメトリックとの差をとる．式に表すと

$$\Delta_k = M_k(s^i) - M_k(s^{i'}) \geq 0 \quad (9)$$

となる．この操作をすべての時刻において行い，得られた差の最小値をとる．よって  $L(\hat{u}_k)$  は以下のように表される．

$$L(\hat{u}_k) \approx u_k \cdot \min_{k=0, \dots, \delta} \Delta_k \quad (10)$$

ここで  $\delta$  はトレリスにおける最終時刻を表す．よって外部情報は，

$$L_e(\hat{u}_k) = L(\hat{u}_k) - L(u_k) \quad (11)$$

として求めることができる．

## 2.2. 繰り返し復号

SISO 復号器における繰り返し復号は以下の手順で行われる．まず1回目の誤り訂正において各ブランチで得られる出力メトリックは次のように表される．

$$\begin{aligned} L^{(1,0)}(\hat{u}_k) &= L_c^1 y + L_e^{(1,0)}(\hat{u}_k) \\ L^{(2,0)}(\hat{u}_k) &= L_c^2 y + L_e^{(2,0)}(\hat{u}_k) \end{aligned} \quad (12)$$

ここで(1,0)はダイバシチブランチ1で繰り返し回数0回であることを示し，他方も同様の意味を示す．

2回目の誤り訂正(繰り返し回数1回目)では，先ほどの計算で得られた外部情報  $L_e(\hat{u}_k)$  をもう一方のブランチの事前情報として利用する．つまり

$$L^{(1,1)}(\hat{u}_k) = L_e^{(2,0)}(\hat{u}_k) + L_c^1 y + L_e^{(1,1)}(\hat{u}_k)$$

$$L^{(2,1)}(\hat{u}_k) = L_e^{(1,0)}(\hat{u}_k) + L_c^2 y + L_e^{(2,1)}(\hat{u}_k) \quad (13)$$

となる．

3回目以降の計算も同じ操作を繰り返す．繰り返し回数  $N$  回目では，

$$\begin{aligned} L^{(1,N)}(\hat{u}_k) &= L_e^{(2,N-1)}(\hat{u}_k) + L_c^1 y + L_e^{(1,N)}(\hat{u}_k) \\ L^{(2,N)}(\hat{u}_k) &= L_e^{(1,N-1)}(\hat{u}_k) + L_c^2 y + L_e^{(2,N)}(\hat{u}_k) \end{aligned} \quad (14)$$

となる．最終的に得られた2つのメトリックを合成すると

$$L(\hat{u}_k) = L_c y_k^{(1)} + L_c y_k^{(2)} + L^{(1)}(u_k) + L^{(2)}(u_k) \quad (15)$$

が得られ，これを軟判定復号することで復号情報系列を得る．

## 3. 特性評価

### 3.1. シミュレーション過程

マルチパス環境下におけるダイバシチ復号方式の特性をシミュレーションにより評価する．マルチパスの設定としては，2波モデルでシミュレーションを行う．その結果から，ダイバシチ復号方式の有効性を示し，考察検討を行う．

今回行ったシミュレーションではパラメータとして，日本における地上波デジタル放送の OFDM セグメントパラメータ(mode-3)のものを基準に設定した．表1に OFDM セグメントパラメータ(mode-3)を示す．

表1 OFDM セグメントパラメータ

変調方式	64QAM
畳み込み符号器	符号化率:1/2, 拘束長:7, 生成多項式:[171, 133]
ガードインターバル長	31.5 $\mu$ s (1/32)
FFT サイズ	8192
サブキャリア数	5617

遅延波の設定は，遅延時間は 0.1~30 [ $\mu$ s]，D/U 比は 0~10 [dB]，2ブランチ間での位相差は，0~180° の間でそれぞれ任意に設定するものとする．

また，SISO 復号器において行われる繰り返し復号の回数は6回とする．

図2にシミュレーションの一連の流れを示したフロー図を示す．

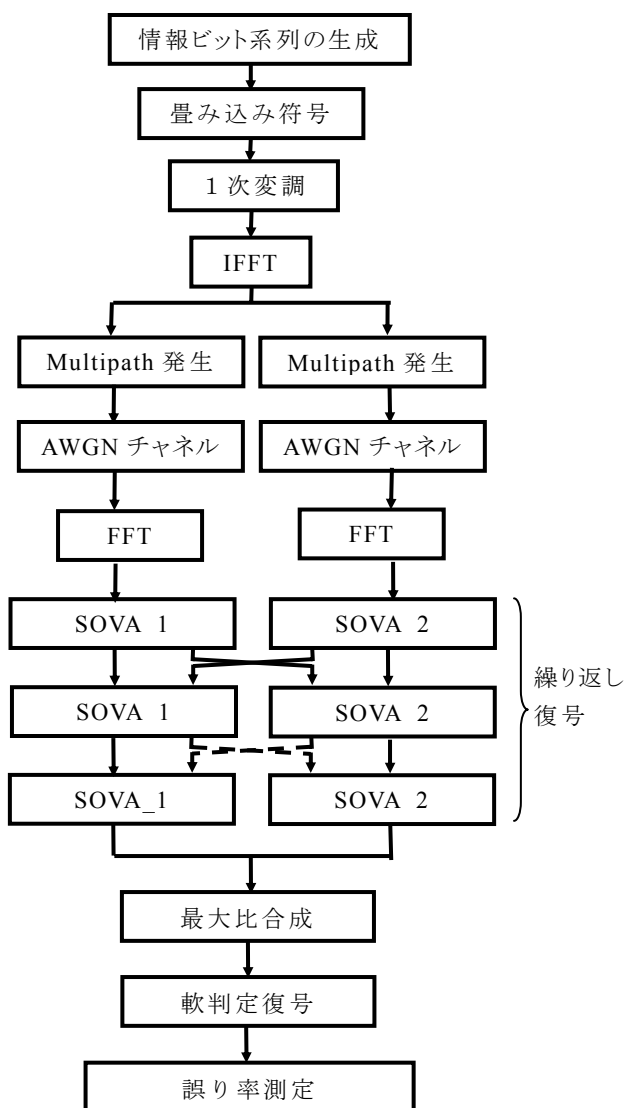


図2 シミュレーションのフロー図

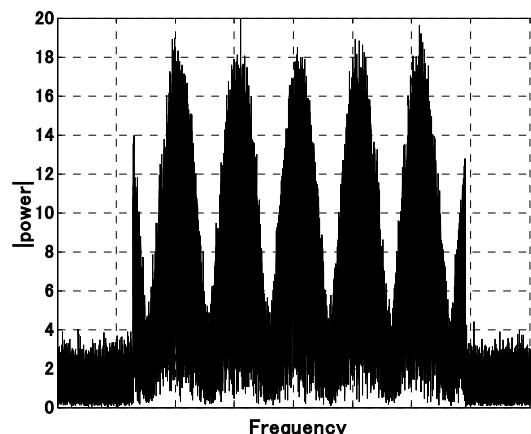
### 3.2. 評価項目

シミュレーションは遅延波に関連した以下の3項目から、マルチパス環境下におけるダイバシチ復号方式の特性評価を行う。

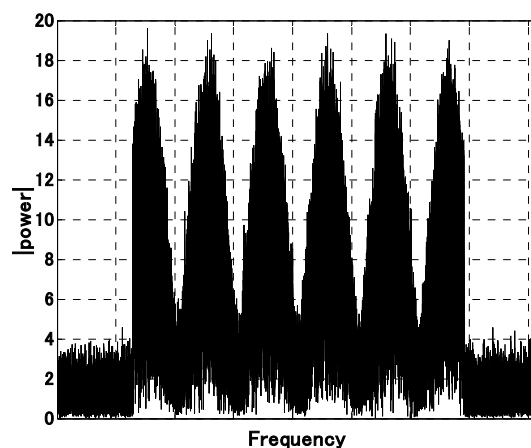
#### 3.2.1. 位相差に対する特性評価

2ダイバシチブランチ間の遅延波の位相差を変化させていった場合のダイバシチ復号方式の特性評価を行う。

特性評価を行うにあたっての遅延波の設定は、遅延時間  $1[\mu\text{s}]$ 、D/U比  $3[\text{dB}]$  固定とし、2ブランチ間の位相差は、 $0, 45, 90, 135, 180^\circ$  と変化させる。また、ダイバシチなしの場合の特性との比較も行う。



(a) ダイバシチブランチ 1



(b) ダイバシチブランチ 2

図3. 振幅・周波数特性 (位相差  $180^\circ$  の場合)

#### 3.2.2. 遅延時間に対する特性評価

遅延波の遅延時間を変化させた場合のダイバシチ復号方式の特性評価を行う。

ここで遅延波の設定としては、D/U比  $3[\text{dB}]$ 、位相差は  $180^\circ$  固定とし、遅延時間を  $0.1, 1, 10, 20, 30[\mu\text{s}]$  と変化させる。また、ダイバシチなし(遅延時間  $30[\mu\text{s}]$ )の場合との比較も行う。

#### 3.2.3. D/U比に対する特性評価

遅延波のD/U比を変化させた場合のダイバシチ復号方式の特性評価を行う。

ここでの遅延波の設定としては、遅延時間  $1[\mu\text{s}]$ 、位相差は  $180^\circ$  固定とし、D/U比は  $0, 3, 5, 10[\text{dB}]$  と変化させる。また、ダイバシチなし(D/U比  $10[\text{dB}]$ )の場合との比較も行う。

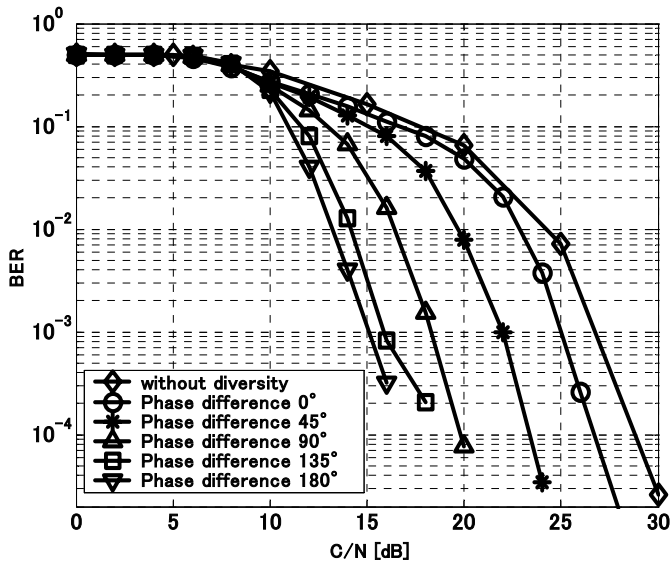


図 4. 位相差別の誤り率特性

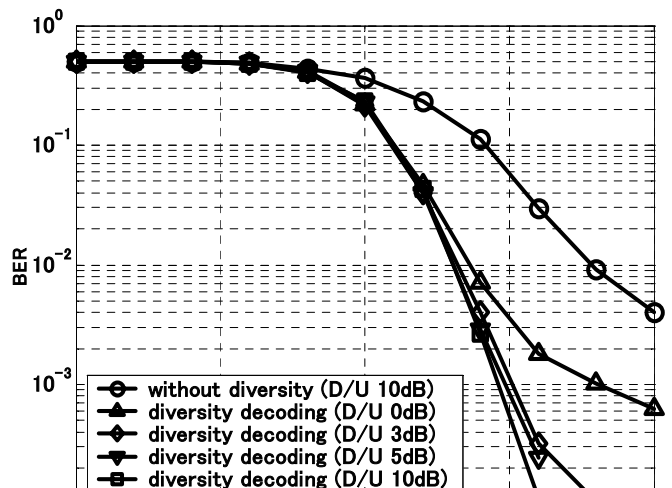


図 6. D/U 比別の誤り率特性

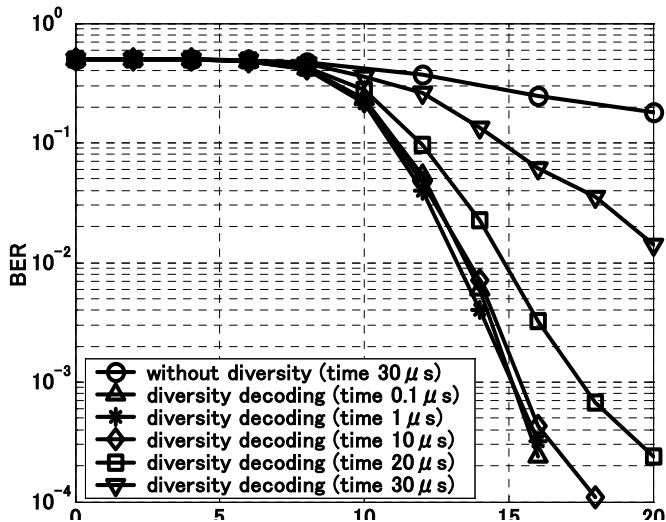


図 5. 遅延時間別の誤り率特性

### 3.3. シミュレーション結果

先に挙げた 3 つの評価項目に対するシミュレーション結果について示す。

図 3 は 2 ブランチ間の遅延波の位相差を  $180^\circ$  とした場合の受信信号の振幅・周波数特性の一例である。この例の遅延波の遅延時間は  $1[\mu\text{s}]$ 、D/U は  $3[\text{dB}]$ 、C/N は  $15[\text{dB}]$  である。(a)のダイバシチブランチ 1 の振幅・周波数特性に対し、(b)ではブランチ 1 に対して  $180^\circ$  遅延波の位相を回転させたことにより、フェージングの波の位置がシフトした形となっていることがわかる。波の位置は、位相差  $180^\circ$  の場合でちょうど逆転しているため、ダイバシチの効果が最も顕著に現れることが予想される。

図 4~6 はそれぞれ先に挙げた評価項目に対するシミュレーション結果であり、それぞれ横軸は C/N (搬送波電力対雑音電力)、縦軸をビット誤り率特性とする。

まず図 4 は、2 ダイバシチブランチ間における遅延波の位相差に対するダイバシチ復号方式の誤り率特性のシミュレーション結果である。この結果より、2 ダイバシチブランチ間の遅延波の位相差を  $180^\circ$  にした場合に、ダイバシチの効果が一番大きく現れていることがわかる。位相差  $0^\circ$  と  $180^\circ$  の特性を誤り率  $1.0 \times 10^{-3}$  で比較した場合、およそ  $10[\text{dB}]$  の差があることがわかり、ダイバシチの効果は遅延波の位相回転が大変重要なことがわかる。また、ダイバシチなしの特性と比較し、位相差  $180^\circ$  のダイバシチ復号方式の特性は誤り率  $1.0 \times 10^{-3}$  で比較した場合、およそ  $13[\text{dB}]$  のダイバシチ利得があることがわかる。

図 5 に遅延波の遅延時間に対するダイバシチ復号方式の誤り率特性の結果を示す。この結果から遅延時間を  $30[\mu\text{s}]$  としたときのダイバシチ復号方式の特性は遅延波の影響により特性が劣化していることがわかる。これは遅延時間が大きいためガードインターバルの効果が薄れてきたのが原因だと考えられる。しかし、この特性をダイバシチなしの場合と比較した場合、特性が向上していることがわかる。このことにより、ダイバシチ復号方式の効果が顕著に現れていることがわかる。

図 6 に遅延波の D/U 比に対するダイバシチ復号方式の誤り率特性の結果を示す。この結果より、D/U 比が大きくなるとともに特性はよくなる傾向にあることがわかるが、D/U 比  $0[\text{dB}]$  を除いて、特性がそれほど大きな向上ではないことがわかった。一方、ダイバシチな

しの場合と比べ、誤り率  $1.0 \times 10^{-2}$  で比較した場合、およそ 5[dB]ほど特性が向上しており、顕著な効果が現れていることがわかった。

#### 4. まとめ

本稿は、空間ダイバシチと誤り訂正を統合的に組み合わせたダイバシチ復号方式について論じた。そしてマルチパス環境下において、遅延波のパラメータを変化させた場合における、本方式のビット誤り率特性をシミュレーションにより求めた。その結果マルチパス環境下において、ダイバシチ復号方式が効率的に働いていることがわかった。

問題点として、繰り返し復号を適用することから、計算処理時間が非常にかかってしまうことが挙げられた。そのため、ビタビアルゴリズムに変わる簡易復号法 (M-アルゴリズム<sup>[3]</sup>など) を適用し、マルチパス環境下におけるダイバシチ復号方式の特性を評価することが今後の課題である。

### 文 献

- [1] M.Ito, A.Ogawa and T.Yamazato : “Performance evolution of a diversity decoding scheme for punctured convolutional code”, International Symposium on Information Theory and Its Applications (ISITA2002), Xi'an, China (2002-10)
- [2] J. Hagenauer, E. Offer and L. Papke, “Iterative decoding of binary block and convolutional codes,” IEEE Trans.,IT, vol.42, no.2, pp429-445, Mar.,1996
- [3] 柴田英明,伊藤雅尚,鄭辰,小川明, “M-アルゴリズムに基づくダイバシチ復号方式の特性”, 信学技報,WBS2003-28, pp25-28, June, 2003

# OFDMのマルチパス環境下における ダイバシチ復号方式の特性



名城大学大学院

理工学研究科 情報科学専攻

柴田英明 小川 明 山里敬也

# 背景



## ◆ OFDM伝送方式

→ マルチパスフェージングの影響を受けにくい方式

◆ 地上波デジタル放送

◆ MMAC (Multimedia Mobile Access System)

## ➤ 移動体受信

→ さらに劣悪な電波伝搬環境下での通信となる



受信性能を高める必要がある



# 目的



## ◆ 受信品質を向上させるために

→ 受信方式としてダイバシチ復号方式を採用

空間ダイバシチと誤り訂正復号を  
融合させた受信方式



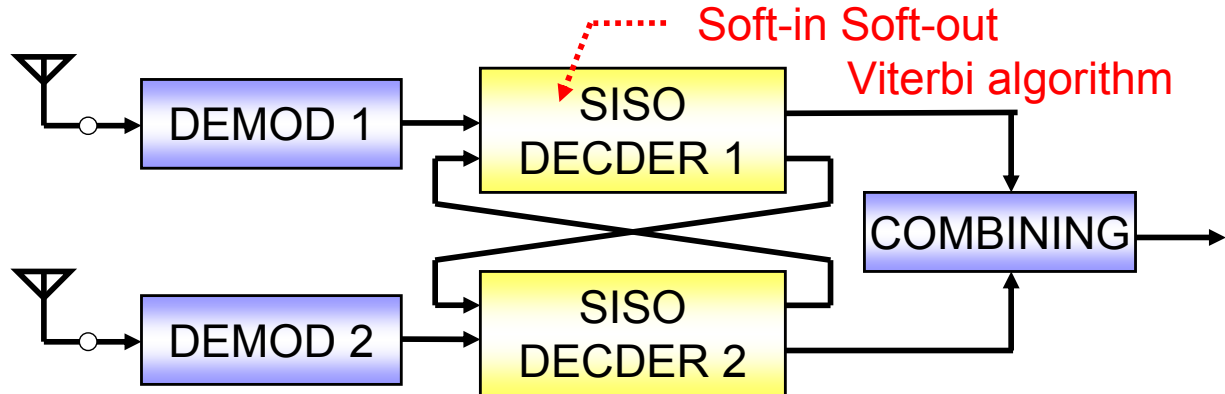
➤ OFDM伝送方式に対する  
ダイバシチ復号方式の特性評価

→ マルチパス環境下で評価する

# ダイバシチ復号方式



- ◆**構成** : ダイバシチブランチ(2本)、復調器、軟入力軟出力(SISO)復号器、合成器
- ◆**特徴** : 各ブランチで尤度計算を行い、新たに得られた**確からしさ(メトリック)**をもう一方のブランチへ入力  
→ 数回繰り返すことで特性向上を図る



# 確からしさ(メトリック)



- ◆ k番目の時点でのメトリックは、以下のように表される

$$L(\hat{u}_k) = \underbrace{L(u_k)} + \underbrace{L_c \cdot y} + \underbrace{L_e(\hat{u}_k)}$$

〈事前情報〉

情報ビットu  
が1であるか  
-1であるかの  
確率の対数比

〈通信路値〉

受信信号の信  
号対雑音比か  
ら得られる対  
数尤度比

〈外部情

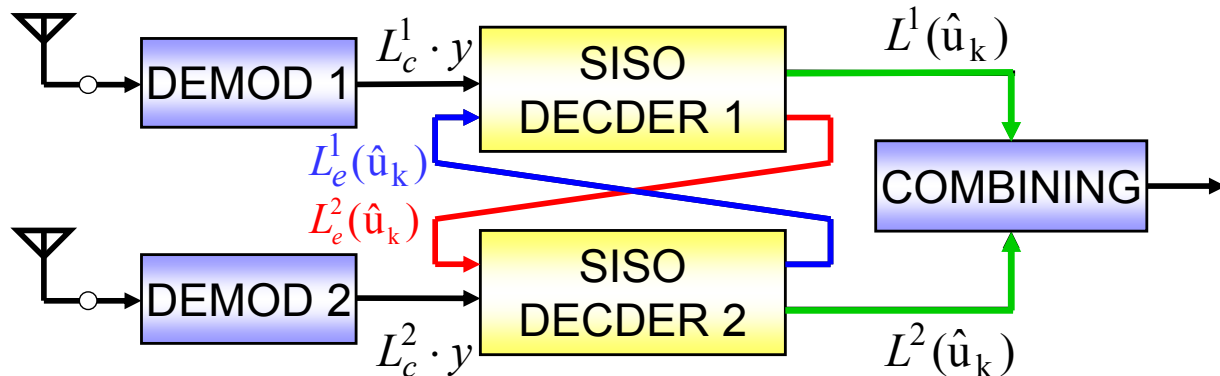
報〉  
符号操作によ  
って新たに得  
られる対数尤  
度比

# 繰り返し復号



- ◆ 復号操作の結果，外部情報  $L_e(\hat{u}_k)$  を得る
- ◆ 外部情報をもう一方のダイバシチブランチの復号器に事前情報として入力

$$L^1(\hat{u}_k) = L^1(u_k) + L_c y_1 + L_e^1(\hat{u}_k)$$
$$L^2(\hat{u}_k) = L^2(u_k) + L_c y_2 + L_e^2(\hat{u}_k)$$



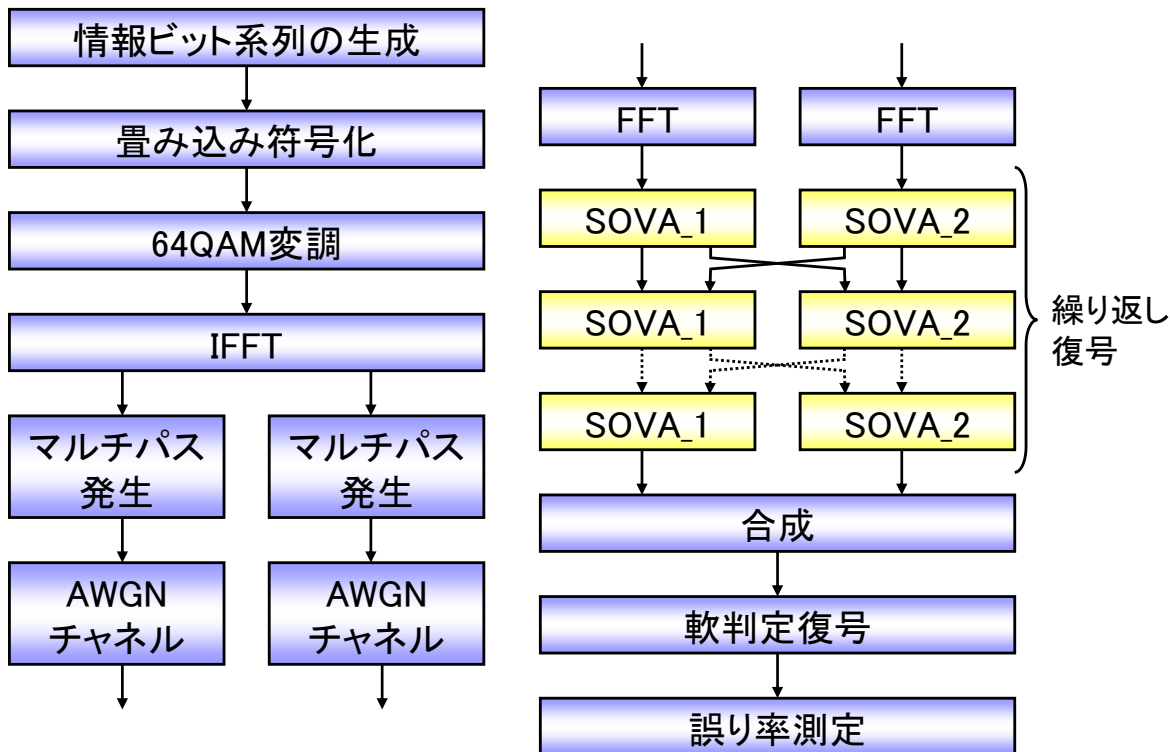
# シミュレーション



◆マルチパス環境下におけるシミュレーションの評価項目は以下の3点である

1. 2ブランチ間における位相差を変化させた時の特性評価
2. 遅延波の遅延時間を変化させたときの特性評価
3. 遅延波のD/U比を変化させたときの特性評価

# シミュレーションの流れ

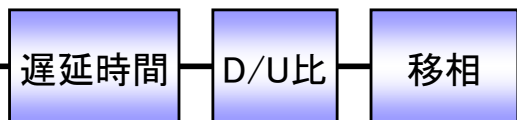


# マルチパス発生手順



- ◆ マルチパスの波数 : 2パスモデル
- ◆ 遅延波の遅延時間、D/U比(Desired to Undesired ratio)、移相は、シミュレーションに応じて任意に設定

ブランチ '1'

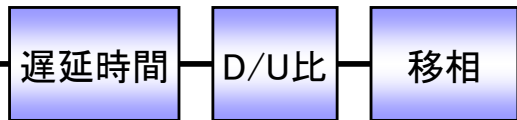


位相  $0^\circ$

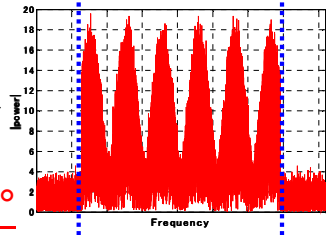
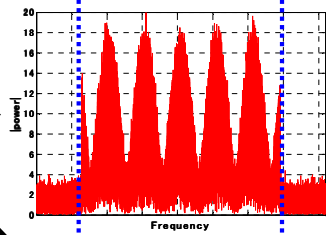


位相差

ブランチ '2'



位相  $180^\circ$



# シミュレーション諸元



## ◆ OFDM伝送パラメータ(mode-3)のものを基準に設定

変調方式	64QAM
畳み込み符号器	符号化率:1/2, 拘束長:7
ガードインターバル長	31.5 $\mu$ s (1/32)
FFTサイズ	8192
サブキャリア数	5617

## ◆ マルチパス(2パスモデル)の設定

2パス間の時間差	0.1 $\mu$ s ~ 30 $\mu$ s
D/U比	0dB ~ 10dB
初期位相	一様分布(-180 ~ 180° )

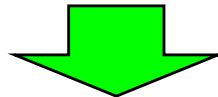


# 評価項目(位相差特性)



- 2ブランチ間における遅延波の位相差を変化させた時の特性評価

2パス間の時間差	$1 \mu\text{s}$
D/U比	3dB
2ブランチ間の位相差	$0^\circ \sim 180^\circ$

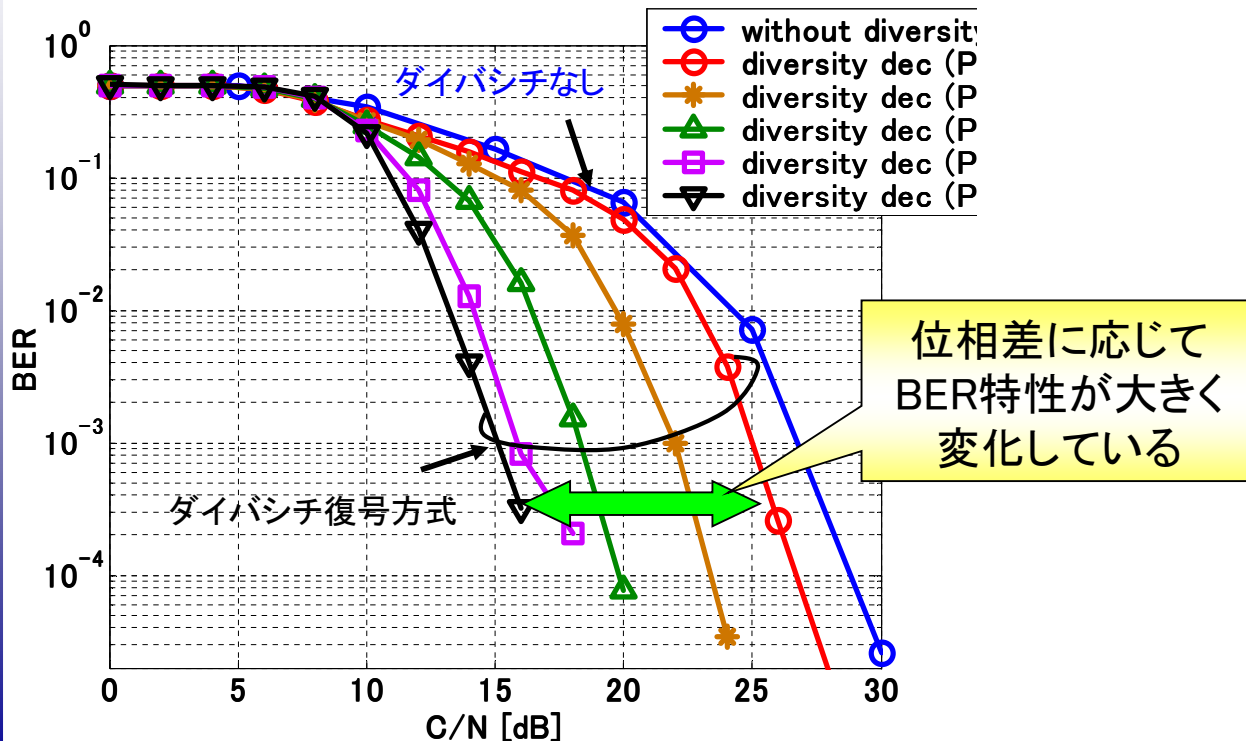


- ◆ 時間差、D/U比は両ブランチとも同じ値に設定
- ◆ 位相差は、両ブランチで独立に設定

# シミュレーション結果 (位相左付性)



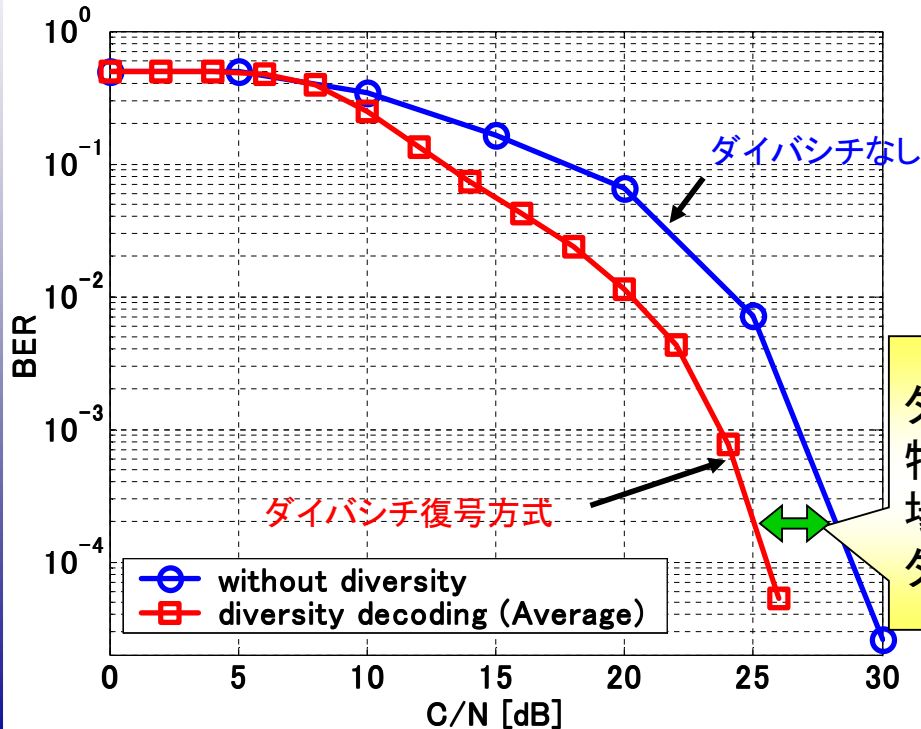
◆ 2ブランチ間の位相差別のBER特性を示す



# シミュレーション結果



◆ 位相差に関する平均特性を示す



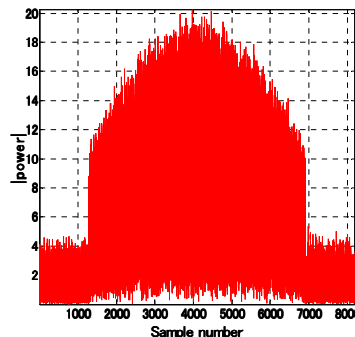
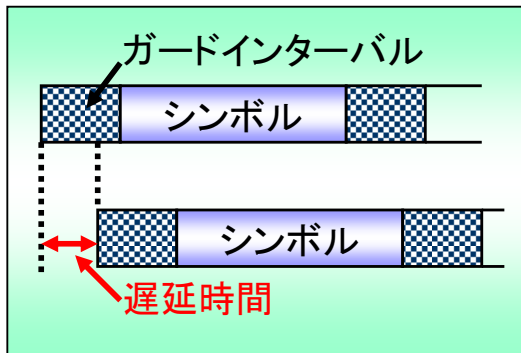
ダイバシチなしの  
特性と比較した  
場合3~4[dB]の  
ダイバシチゲイン

# 評価項目（遅延時間特性）

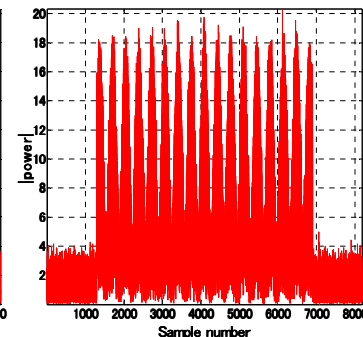


- 遅延波の遅延時間を変化させたときの特性評価

2パス間の時間差	$0.1 \mu s \sim 30 \mu s$
D/U比	3dB
2ブランチ間の位相差	$180^\circ$



時間差  $0.1 \mu s$

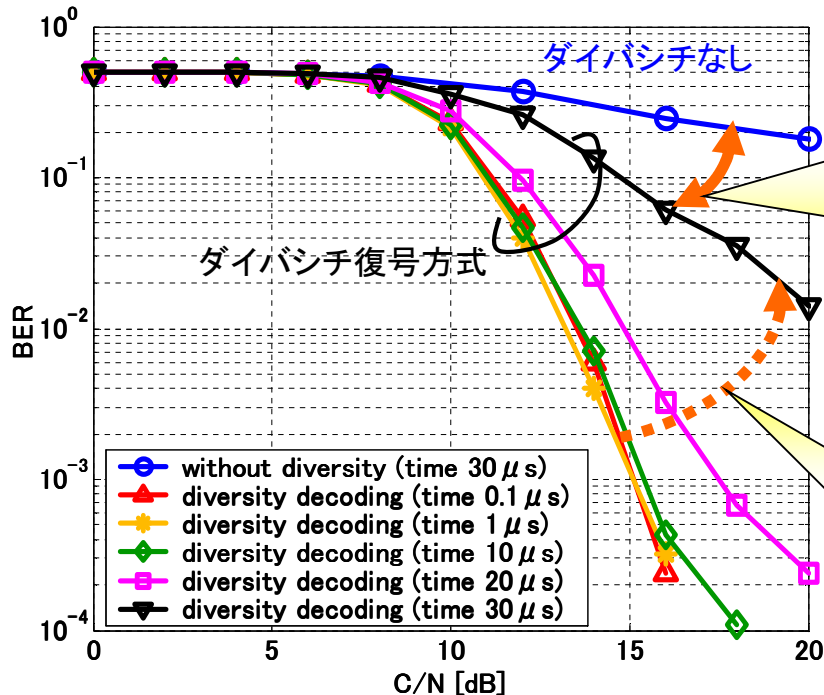


時間差  $3 \mu s$

# シミュレーション結果(時間差)



◆ 時間差に対するBER特性の結果を示す



30  $\mu$ sにおいても、ダイバシチゲインが顕著に得られた

30  $\mu$ sでは、遅延波の影響で特性が劣化

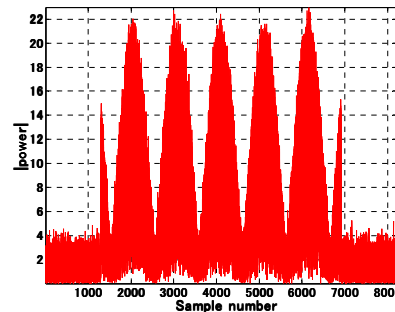
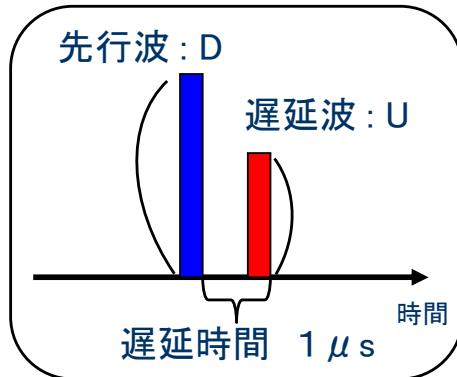
# 評価項目 (D/U比)



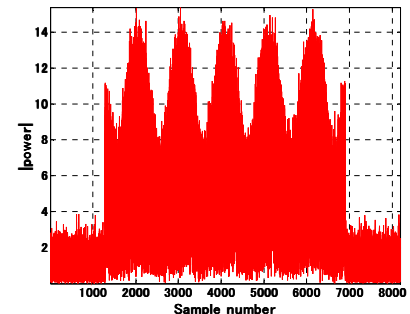
## ➤ 遅延波のD/U比を変化させたときの特性評価

2パス間の時間差	$1 \mu\text{s}$
D/U比	0dB ~ 10dB
2ブランチ間の位相差	$180^\circ$

## ◆ 時間差、D/U比は両ブランチとも同じに設定



D/U 0dB

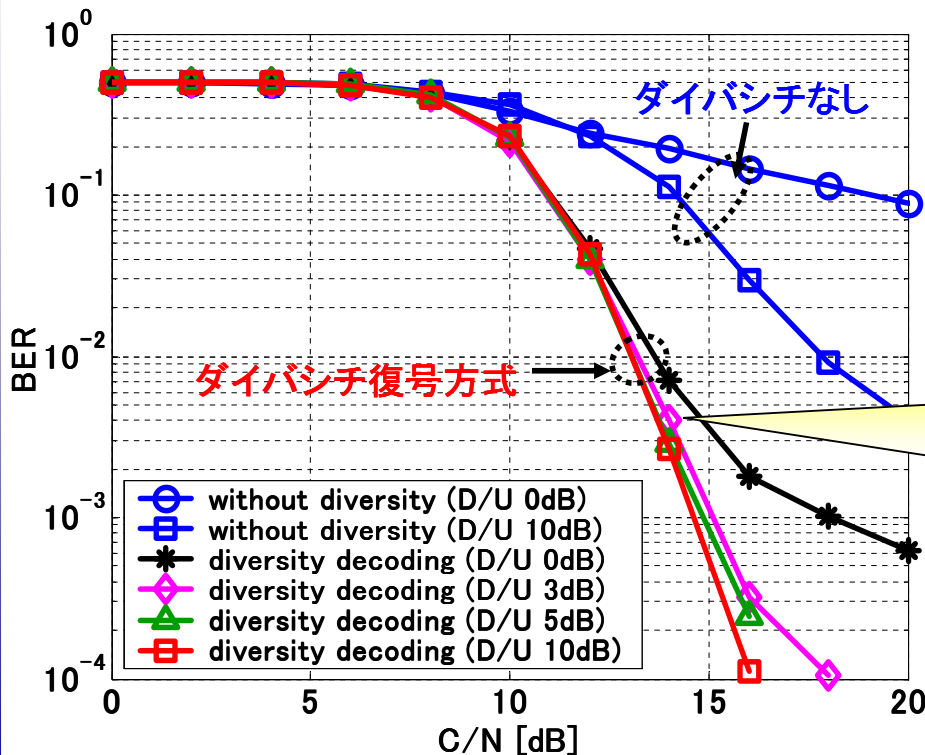


D/U 10dB

# シミュレーション結果 (D/U比)



◆ D/U比に対するBER特性の結果を示す



# まとめ



- ◆ マルチパス環境下におけるダイバシチ復号方式のBER特性を、シミュレーションにより遅延波のパラメータを変化させて評価を行った
- ◆ シミュレーション結果より、マルチパス環境下においても、ダイバシチ復号方式の特性が効率的に働いていることがわかった



# 今後の課題

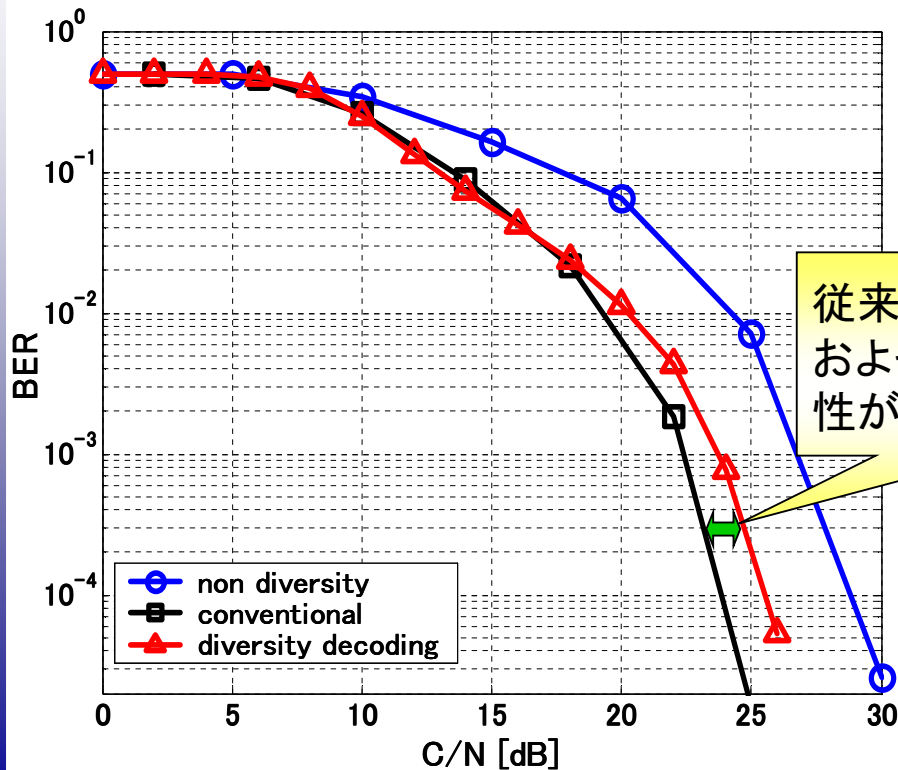


- ◆ 復号法に簡易型復号法(M-アルゴリズム)を適用した場合の、マルチパス環境下におけるダイバシチ復号方式の特性評価
- ◆ パンクチャド畳み込み符号を用いた場合のマルチパス環境下におけるダイバシチ復号方式の特性評価





# 特性比較

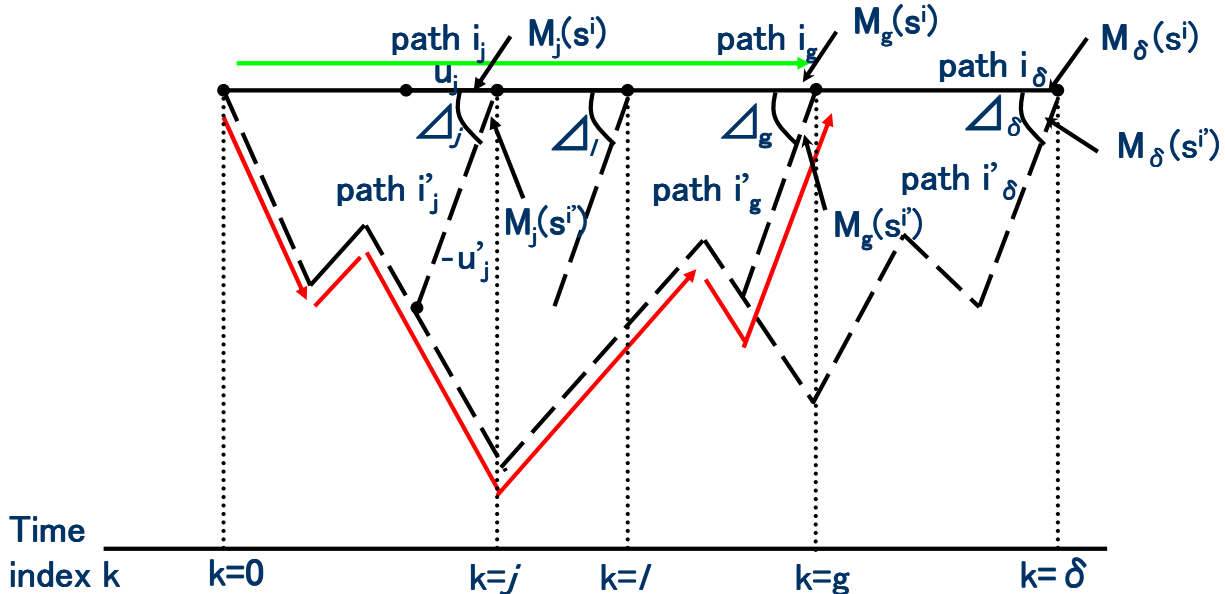


従来方式と比較して、  
およそ 1[dB] ほど、特  
性が劣っている

# SOVA



◆各時刻で、選ばれたパスと捨てられたパスのメトリックの差を見て、その最小値を外部情報とする



# シミュレーション環境



- ◆ CPU      インテル Pentium 4  1.70 GHz
- ◆ メモリ         768MB
- ◆ OS         Windows XP Home Edition
- ◆ ソフト         MATLAB Ver.6.1

# OFDMについて



- ◆ OFDM : 直交周波数分割多重  
(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
- ◆ マルチキャリア伝送方式の特別な場合であり、すべてのキャリア間隔を、直交性を使って最小にしたもの
- ◆ 遅延波の影響を少なくするために、シンボル長を長くして、符号間干渉の割合を減少させる
- ◆ 周波数利用効率が低い
- ◆ 1波当りの帯域が狭いために、フェージングはフラットフェージングとして考えることができる

# ビタビアルゴリズム

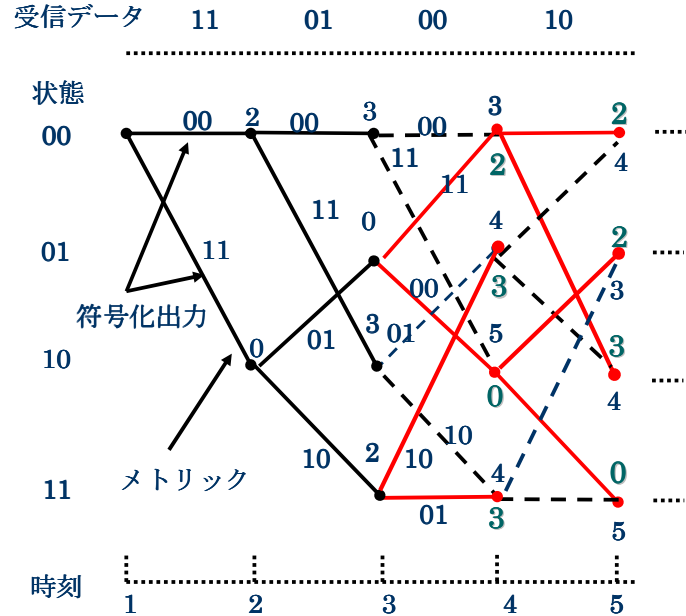


## 復号方法

各状態に至る2つのパスの中から、メトリックの値の大きさをもとに確からしいパスを残し、もう一方を捨てる。この操作を各時刻において繰り返し行い、正しいパスを絞り込んでいく方法

## 問題点として

拘束長が大きくなると、復号の計算量が増し、時間がかかってしまう



トレリス線図による復号の様子（硬判定）



# M-アルゴリズム

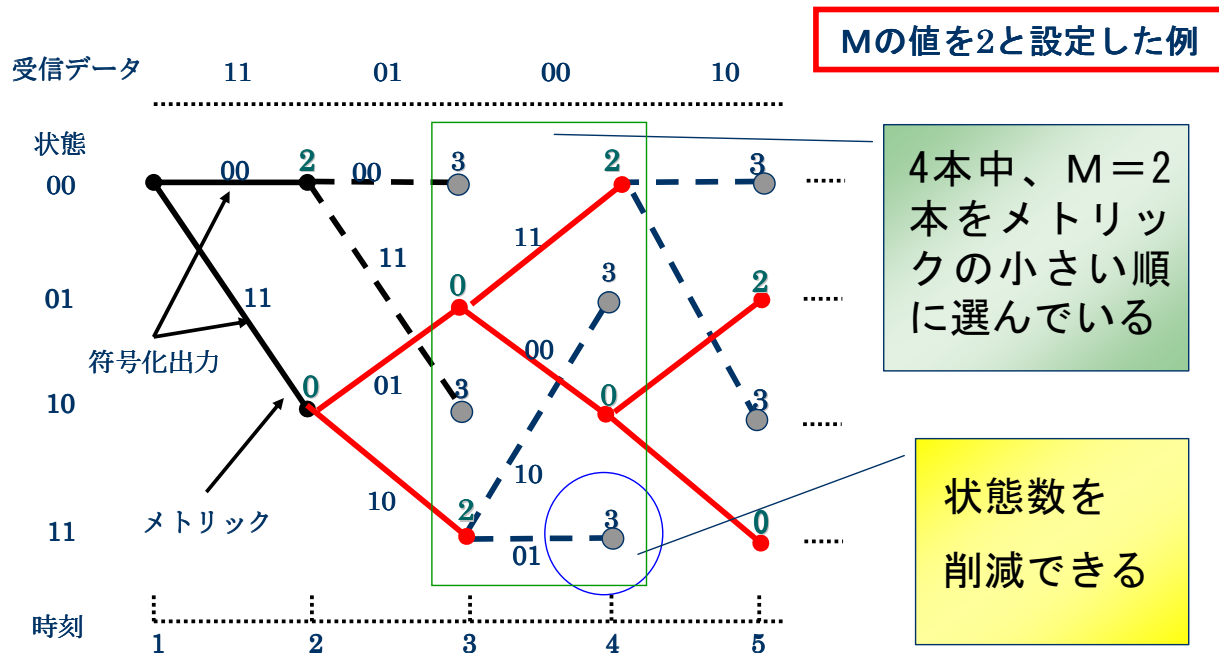


- ◆ ビタビアルゴリズムの簡単化復号法
- ◆ 復号方法

復号の際にすべてのパスの情報を調べず、  
メトリックの大きさをもとに生き残りパスの数  
をM本に減らして、復号を行う

- ◆ **利点** : 計算量を減少させることができる
- ◆ **欠点** : 1回の誤り訂正能力は  
ビタビアルゴリズムより劣る

# M-アルゴリズムによる復号の様子



# 復号時間に上限をおいた場合の 繰り返し可能回数と誤り率特性



## ◆特性評価

●ビタビアルゴリズム(赤線)に対して、 $M=32$ 、 $16$ で特性が向上している

● $BER=10^{-3}$ で評価すると

$M=32$ で約  $0.1$  [dB]

$M=16$ で約  $0.9$  [dB]

の向上が見られた

