

ダイバシチ復号方式を地上デジタルTV放送波の受信に 適用した場合のマルチパス環境下における特性評価

Performance evaluation of the diversity decoding scheme applied to the terrestrial digital TV reception under multipath environment

柴田 英明*

Hideaki SHIBATA

山里 敬也**

Takaya YAMAZATO

小川 明*

Akira OGAWA

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 (D/U ratio) are changed, is used for the performance evaluation.

Keywords— Space diversity, Viterbi algorithm, OFDM, Diversity decoding scheme.

1 まえがき

地上デジタル TV 放送で用いられている 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。対策として地上デジタル TV 放送では、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る特性向上が必要となる。そこで受信側での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、地上デジタル TV 放送波の受信機として、どの程度の特性を得ることができるのかを調べる必要がある。そこで本稿では、地上デジタル放送波の信号をシミュレーションにより

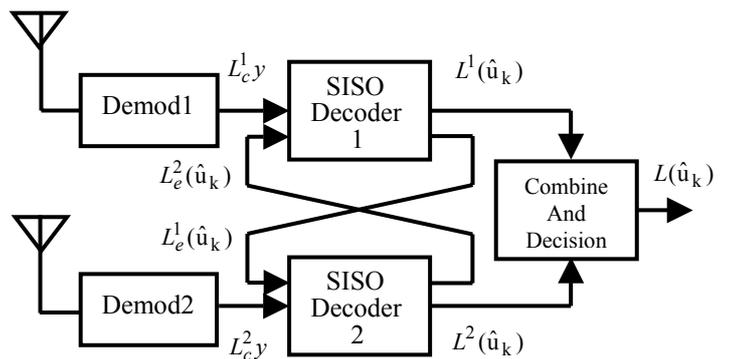


図1 ダイバシチ復号方式のブロック構成

生成し、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評価し、考察検討を行う。

2 ダイバシチ復号方式

まず本節では、ダイバシチ復号方式について説明する。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、新たに得られた信頼性のある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。この操作を繰り返し行い、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、復号器として軟入力軟出力復号器 (Soft-in Soft-out Decoder : SISO Decoder) が導入されている。以下に軟入力軟出力復号器と繰り返し復号に関して述べる。

2.1 軟入力軟出力復号器

この軟入力軟出力復号器は、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[2]。

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

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(a priori information)であり、送信ビットが1であ

*名城大学大学院 理工学研究科 情報科学専攻 〒468-8502 愛知県名古屋市中区天白区塩釜口 1-501, Department of Information Sciences Graduate School of Science and Technology Meijo University, 1-501 Shiogamaguchi Tenpaku Nagoya 468-8502, Japan. E-mail: m0332006@ccmailg.meijo-u.ac.jp, aogawa@ccmfs.meijo-u.ac.jp.
**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, Information Media Education Center Nagoya University, Furo-cho Chikusa Nagoya 464-8603, Japan. E-mail: yamazato@nuec.nagoya-u.ac.jp

るか-1 であるかの確率の対数比である。

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

$L_c \cdot y$ は受信信号 y から得られる通信路値 (the channel state information) 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 (Additive White Gaussian Noise) チャネルを通過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、

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

と表される。ここで $P(y|x)$ は分散 σ^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 $L(x|y)$ は式(4)、(5)より以下のように算出される。

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

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

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

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

式(1)の第 3 項目である $L_e(\hat{u}_k)$ は外部情報 (the extrinsic information) 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]。この 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 δ はトレリスにおける最終時刻を表す。この最小値は、異なる軟判定値によって \hat{u}_k となる非生存パスに対してのみ実行される。最終的に外部情報は、SOVA の軟出力から事前情報を引き、

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

として求めることができる。

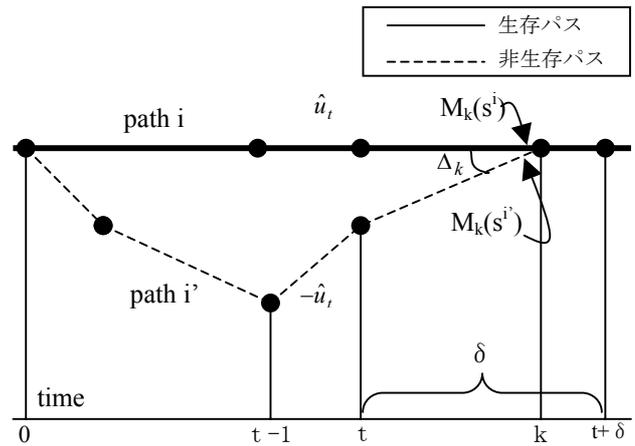


図2 トレリス線図における SOVA の様子

2.2 繰り返し復号

軟入力軟出力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。

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

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

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、他方のブランチにおいて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

$$L^{(1,1)}(\hat{u}_k) = L_e^{(2,0)}(\hat{u}_k) + L_c^1 y + L_e^{(1,1)}(\hat{u}_k) \quad (14)$$

$$L^{(2,1)}(\hat{u}_k) = L_e^{(1,0)}(\hat{u}_k) + L_c^2 y + L_e^{(2,1)}(\hat{u}_k) \quad (15)$$

となる。

3 回目以降の計算も同様の操作を繰り返す。繰り返し回数 N 回目では、

$$L^{(1,N)}(\hat{u}_k) = L_e^{(2,N-1)}(\hat{u}_k) + L_c^1 y + L_e^{(1,N)}(\hat{u}_k) \quad (16)$$

$$L^{(2,N)}(\hat{u}_k) = L_e^{(1,N-1)}(\hat{u}_k) + L_c^2 y + L_e^{(2,N)}(\hat{u}_k) \quad (17)$$

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

$$L(\hat{u}_k) = L_c y_k^{(1)} + L_c y_k^{(2)} + L^{(1)}(u_k) + L^{(2)}(u_k) \quad (18)$$

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 計算機シミュレーション

3.1 シミュレーション過程

地上デジタル TV 放送波に対する移動体用受信機としてのダイバシチ復号方式の性能を評価するため、マルチパス環境下における特性をシミュレーションにより評価することとする。マルチパスの設定としては、2 波モデルとする。シミュレーション結果から、ダイバシチ復号方式の受信機としての有効性を示し、考察検討を行う。

今回行ったシミュレーションパラメータを表 1 にまとめる。ここで OFDM のパラメータ設定としては、日本における地上デジタル TV 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。また今回のシミュレーションでは、2 波モデルにおける第 1 波と第 2 波のレベル比を DU 比とし、これをパラメータとして評価を行うこととしたため、遅延波の設定としては、遅延時間は $1[\mu s]$ 、DU 比は $0 \sim 10[\text{dB}]$ の間で任意に設定し、2 ブランチ間での位相差は一様分布として設定を行った。また軟入力軟出力復号器において、復号法は SOVA を用い、繰り返し復号の回数は 6 回とする。

図 3 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。今回のシミュレーションでは、ガード

表 1 シミュレーションパラメータ

変調方式	64QAM-OFDM
誤り訂正符号	非組織的畳み込み符号
符号化率	$R = 1/2$
拘束長	$K = 7$
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
復号法	SOVA
繰り返し回数	6 回
マルチパス	2 波
遅延時間	$1 \mu s$
D/U	$0 \sim 10 \text{ dB}$
2 ブランチ間の位相差	一様分布

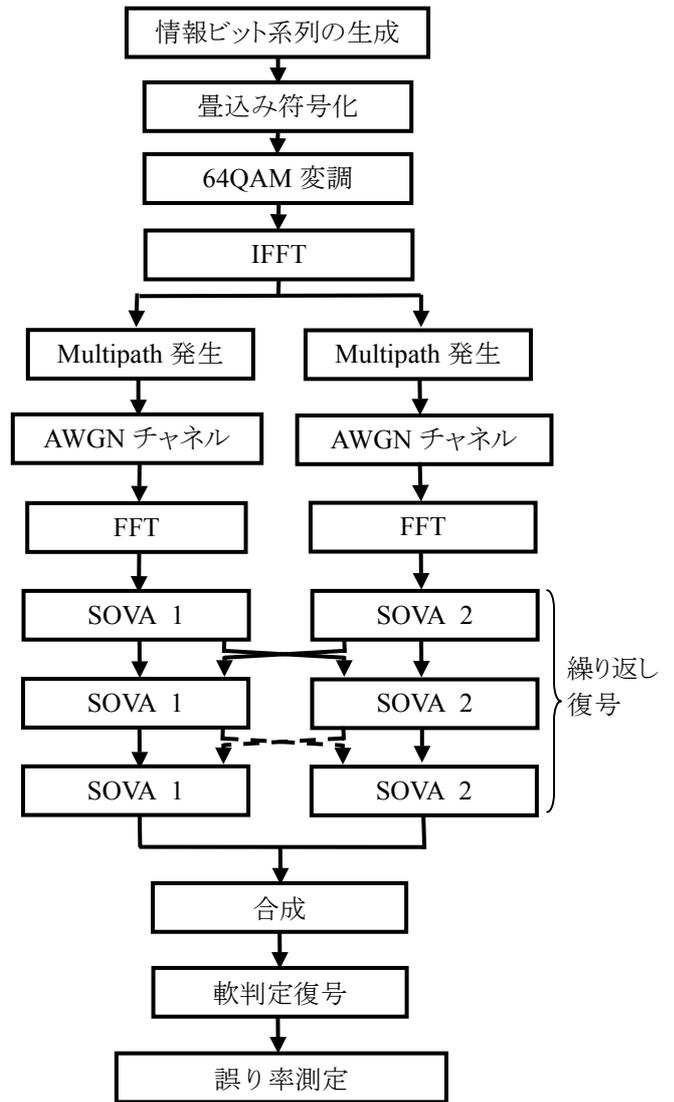
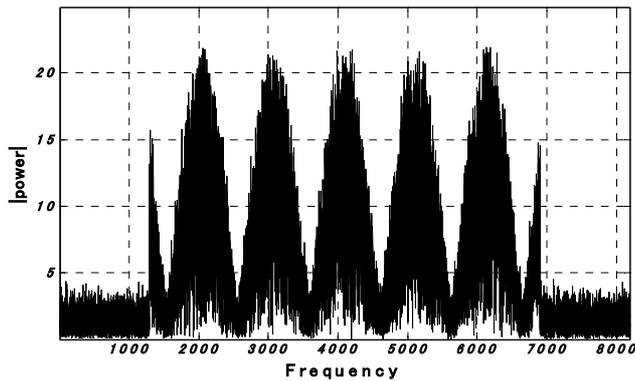
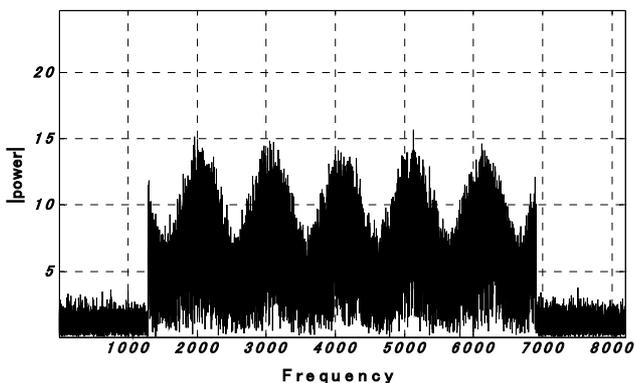


図 3 シミュレーションのフロー図



(a) D/U=0[dB]の特性



(b) D/U=10[dB]の特性

図4 DU 別別, 振幅・周波数特性

相関や同期検波などは、理想状態で行われていることと仮定しており、復号における特性のみが結果に反映されるような設定としてある。

3.2 シミュレーション結果

図4は遅延波のDU比を変化させた場合の受信信号の振幅・周波数特性の一例である。この図から、DU比を変化させることにより、振幅の落ち込みが変化していることがわかる。このような変化をさせた場合におけ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を示したものを図5に示す。この結果は、遅延波のDU比を0, 5, 10 dBと変化した時のダイバシチ復号方式とダイバシチがない場合の誤り率特性の比較を表している。ビット誤り率 2.0×10^{-4} で各受信方式を比較した場合、5, 10 dBにおいて、どちらもおよそ2~3 dBのゲインがダイバシチ復号方式で得られていることがわかる。また、遅延波の影響が非常に強い0 dBにおいても、ダイバシチ復号方式の特性が良い結果であることもわかる。

3.3 考察

シミュレーション結果において、DU比が0 dBの特性が他の5, 10 dBと比べて劣化している。この原因として考えられることとしては、図4(a)を見てもわかるとおり、受信信号の振幅が非常にひどく落ち込んでいる部分があるが、この部分の受信信号に対して誤り訂正を行っても訂正しきれずに、非常に多くの誤りが

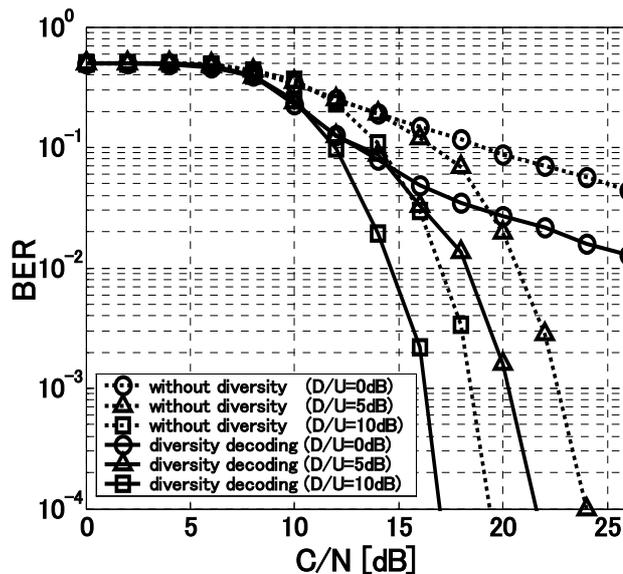


図5 ビット誤り率特性

発生してしまうためであると考えられる。しかし両受信方式を比較した場合には、ダイバシチ復号方式の特性が、ダイバシチの効果により顕著に特性が現れている。今回行ったシミュレーションにより、地上デジタルTV放送波用の移動体受信方式として、ダイバシチ復号方式が効果的に働いていることがわかった。

4 むすび

本稿は、地上デジタルTV放送における移動体受信に考えられた、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DU比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果的に働いていることがわかった。

しかし問題点として、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^[3])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

ダイバシチ復号方式を地上デジタルTV 放送波の受信に適用した場合の マルチパス環境下における特性評価

名城大学
理工学研究科 情報科学専攻

柴田英明(名城大), 山里敬也(名大), 小川 明(名城大)

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

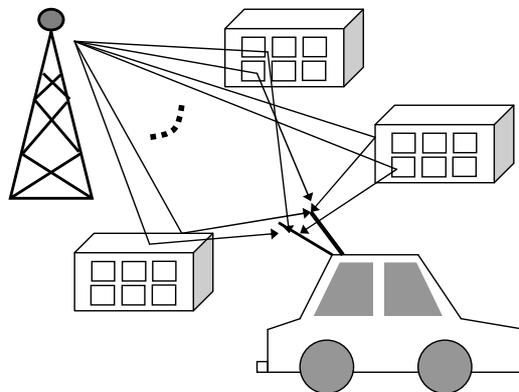
- ✓ 地上デジタルTV放送
- ✓ MMAC (Multimedia Mobile Access System)

➤ 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

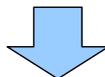


目的

■ 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(2ブランチ)と誤り訂正復号を
融合させた受信方式

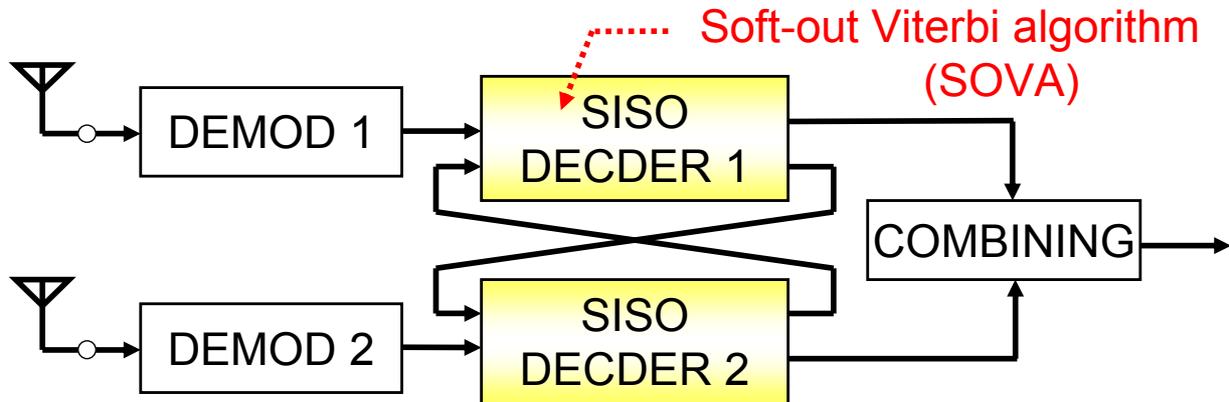


➤ OFDM伝送方式(地上デジタルTV放送)に対する
ダイバシチ復号方式の特性評価

——→ マルチパス環境下において評価

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



メトリック(確からしさ)

- k番目の時点でのメトリックは、以下のように表される

$$L(\hat{u}_k) = \underbrace{L(u_k)}_{\textcircled{1}} + \underbrace{L_c \cdot y}_{\textcircled{2}} + \underbrace{L_e(\hat{u}_k)}_{\textcircled{3}}$$

① 事前情報

情報ビット u_k が1であるか-1であるかの確率の対数比

② 通信路値

受信信号の信号対雑音比から得られる対数比

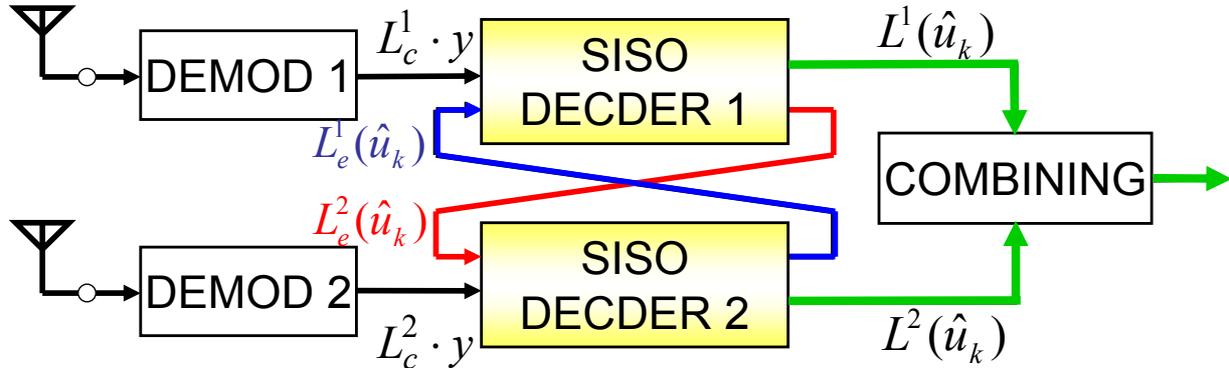
③ 外部情報

一回の復号操作によって新たに得られる対数比

繰り返し復号

- ① 復号操作の結果，外部情報 $L_e(\hat{u}_k)$ を得る
- ② 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

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

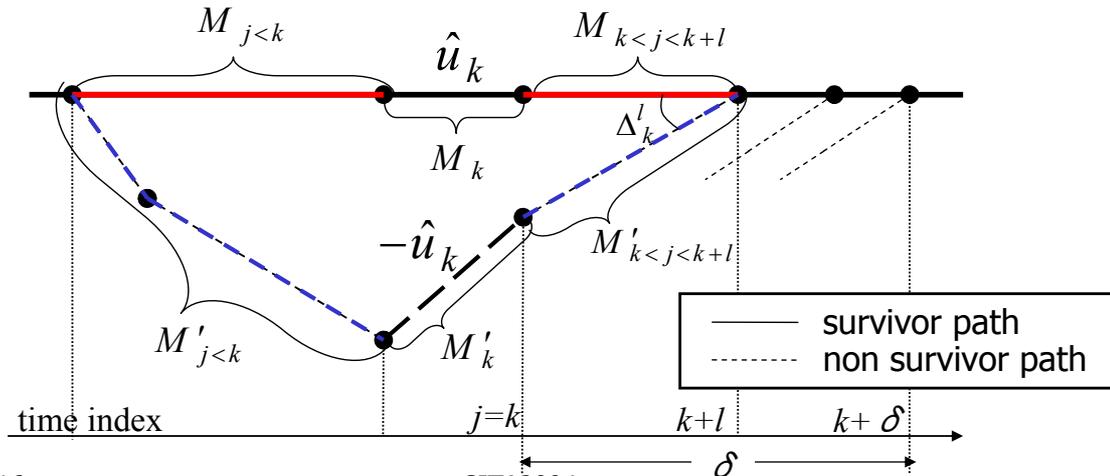


SOVA

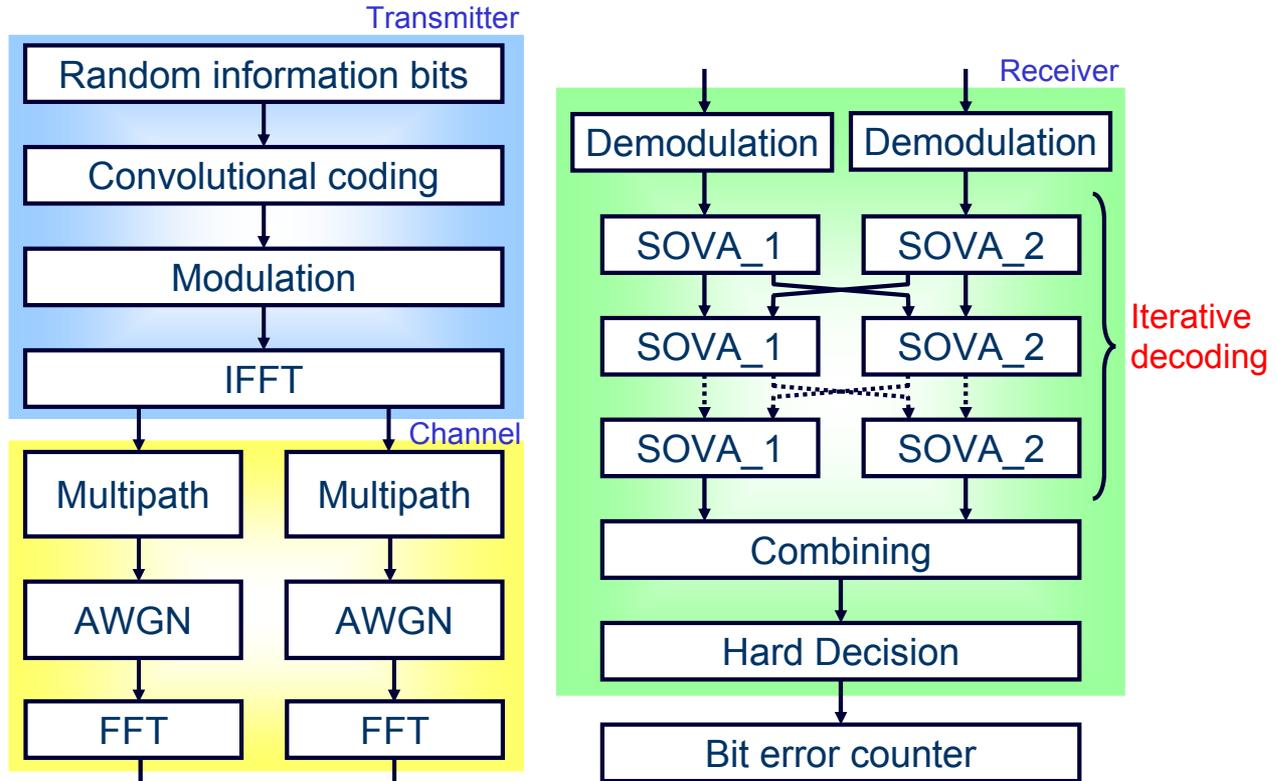
■時刻kでの外部情報を得たい場合

- δ 時刻分先まで復号した結果, 生き残りパスを決定
- 各時刻, 異なる硬判定値となる非生存パスの
相対メトリック差 (Δ_k^l) を求め, その最小値を得る

外部情報 $L_e(\hat{u}_k) = u_k \cdot \left\{ \min_{l=0, \dots, \delta} \Delta_k^l - (M_k - M'_k) \right\} - L(u_k)$

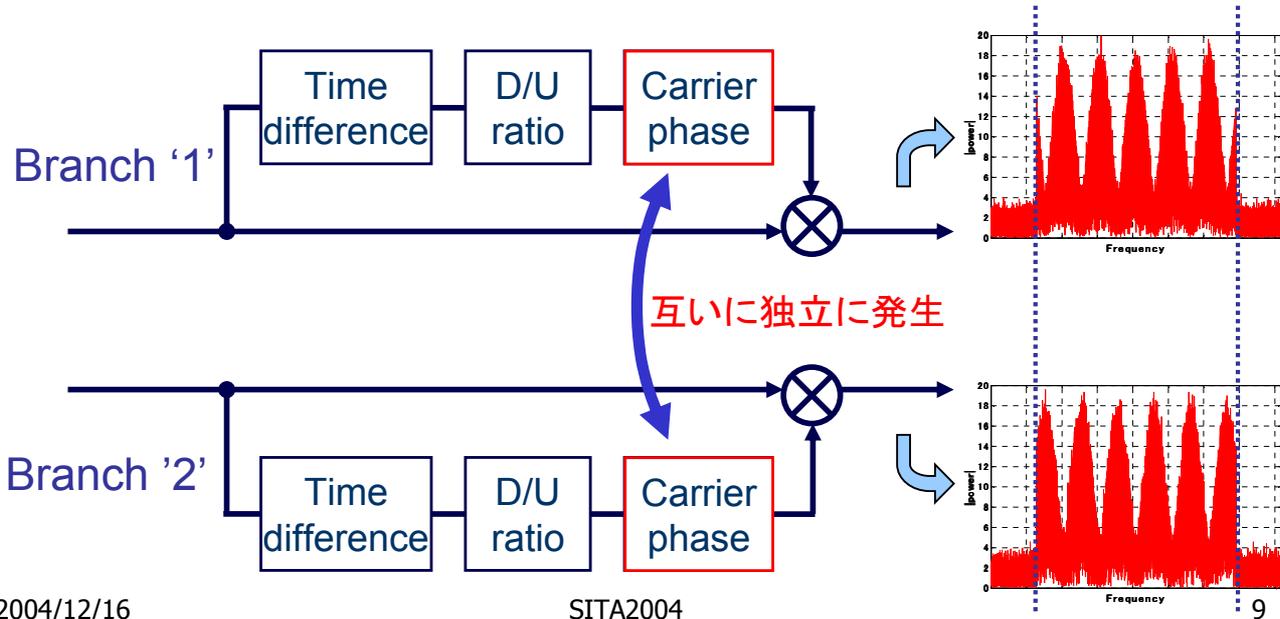


シミュレーションの流れ



マルチパス発生手順

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



シミュレーション諸元 (OFDM)

■ OFDM伝送パラメータ

※ 地上デジタルTV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

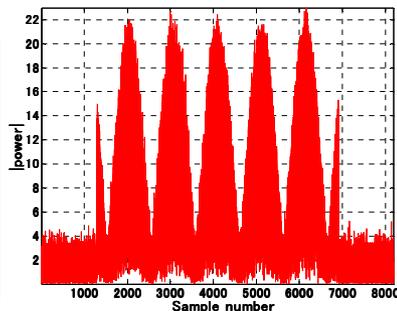
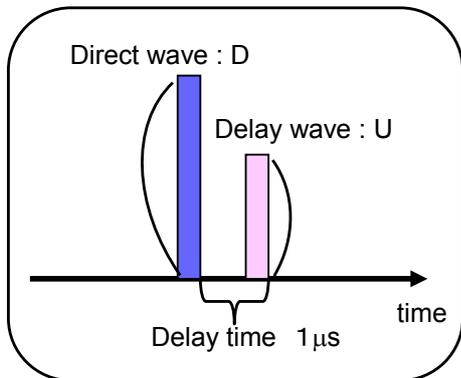
変調方式	64QAM
畳み込み符号器	符号化率:1/2, 拘束長:7
ガードインターバル長	31.5 μ s (1/32)
FFTサイズ	8192
サブキャリア数	5617

シミュレーション諸元(マルチパス)

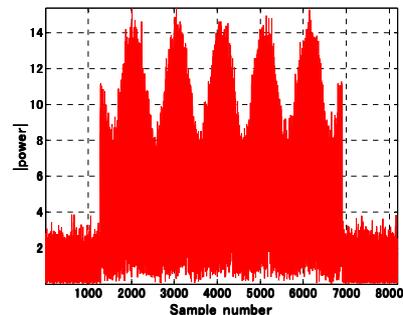
■ 遅延波のD/U比を変化させた場合の特性評価

遅延時間差	1 μ S
D/U比	0, 5, 10dB
ブランチ間の位相差	一様分布

※ 2本のブランチの平均S/Nは等しい



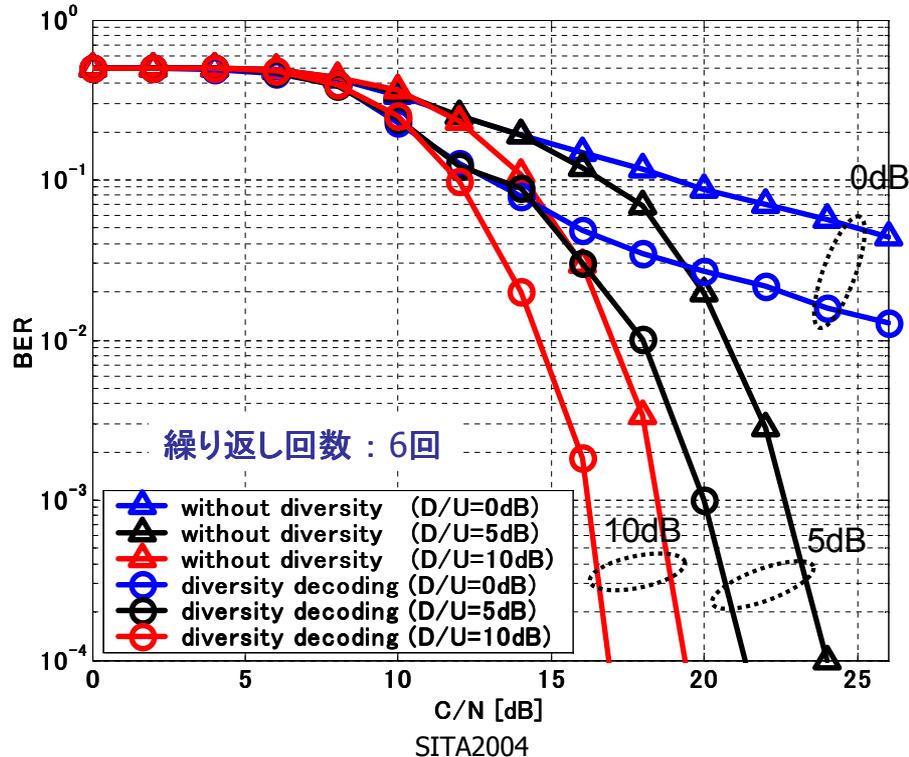
D/U 0dB



D/U 10dB

シミュレーション結果

遅延波のD/U比を変化させた場合の誤り率特性

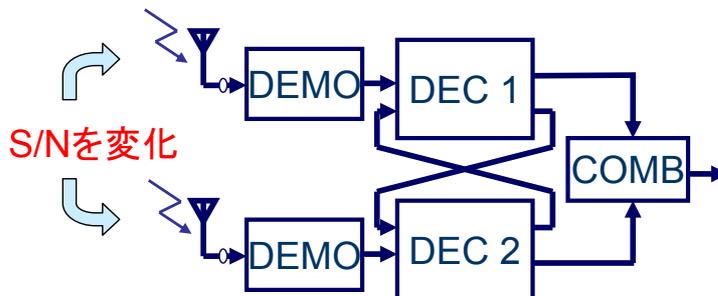


ブランチ間の平均S/Nが違う場合の特性評価

- 受信信号の平均S/Nが、2本のブランチ間で違う場合を想定

➤ 評価方法

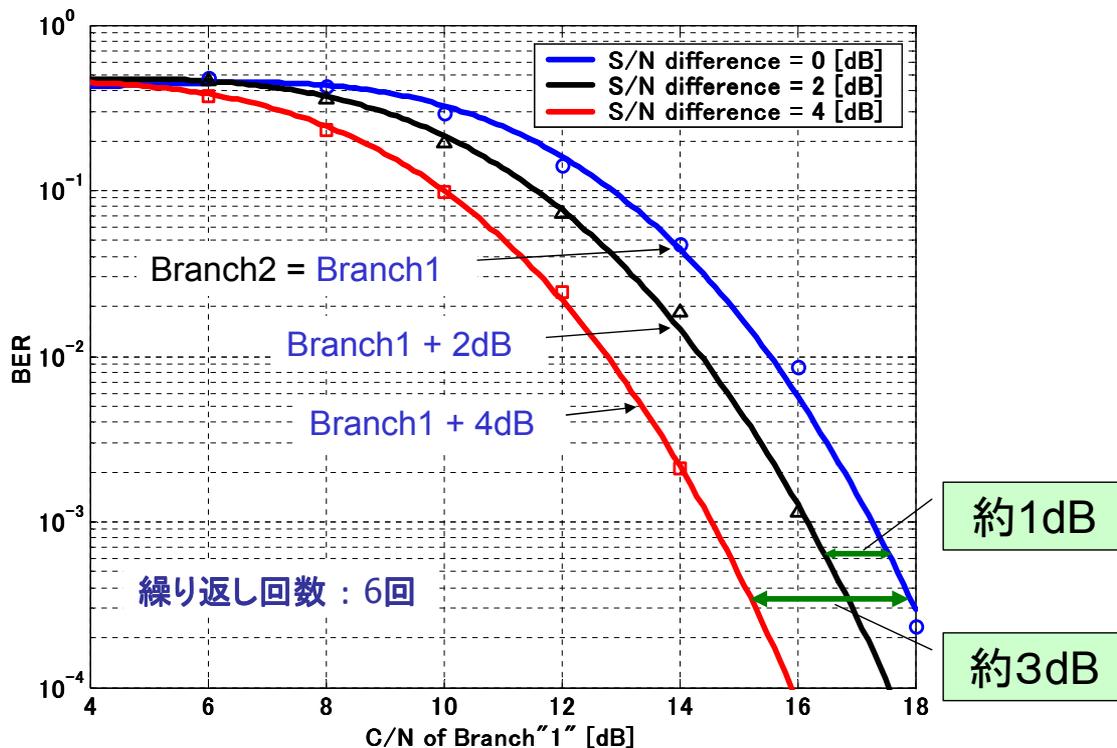
ブランチ1のS/Nに対して、
ブランチ2のS/Nを+2, +4dB
として変化させて評価



- 遅延波のパラメータ

遅延時間差	1 μ S
D/U比	10dB
ブランチ間の位相差	一様分布

ブランチ間の平均S/Nが違う場合の特性



考察

■ 遅延波のD/U比を変化させた場合

- ダイバシチなしの場合と比較して, 約3dBほど特性向上
- D/Uが0dBにおいても, 特性が向上

■ ブランチ間の平均S/Nを変化させた場合

- ブランチ間の平均S/Nが等しい場合と比較
 - ✓ ブランチ2の平均S/N
 - +2dB ⇒ 約1dB 向上
 - +4dB ⇒ 約3dB 向上

実際の環境では, ブランチ間のS/Nは違う場合が多い



更なる特性向上が期待できる

まとめ

- 地上デジタルTV放送波のパラメータに対する
ダイバシチ復号方式の特性



マルチパス(2パス)環境下において評価

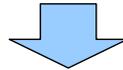
- 遅延波のD/U比を変化させた場合
- ダイバシチブランチ間の平均S/Nが違う場合

- 結果

マルチパス環境下において、ダイバシチ復号方式の特性が効果的に働いていることがわかった

今後の課題

- 簡易復号法 (M-アルゴリズム etc) を適用した場合
- ドップラー周波数変動を考慮した場合

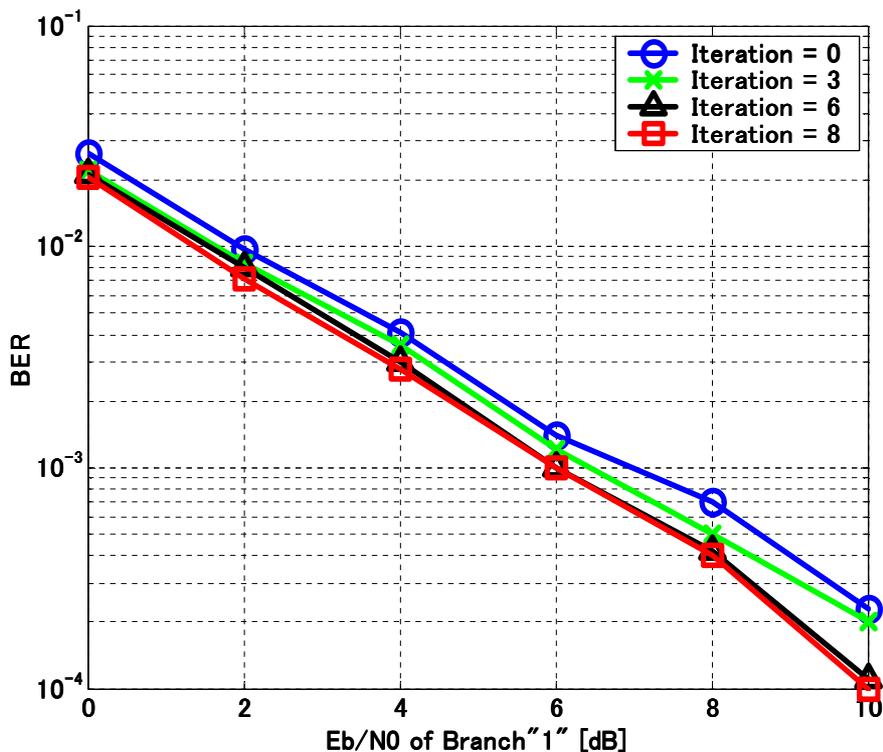


マルチパス環境下における
ダイバシティ復号方式の特性評価





繰り返し回数の比較



レイリーフェージング
環境下

符号化率 1/2

拘束長 3

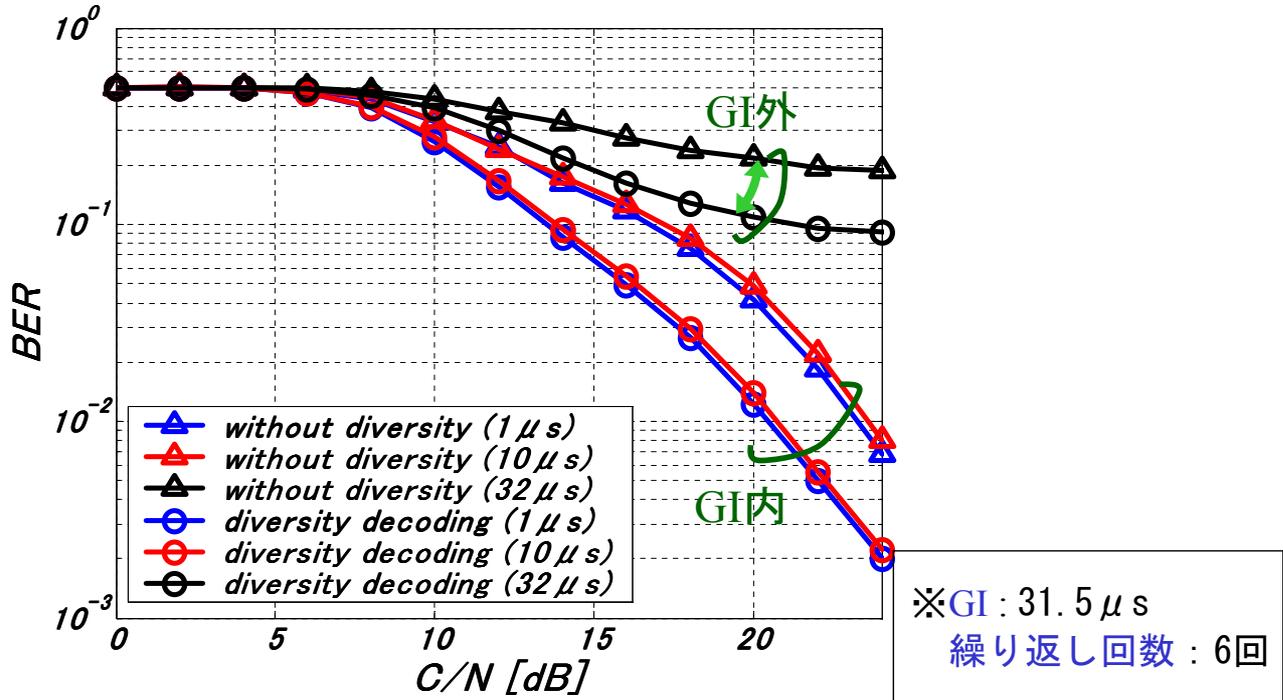
BPSK変調

ブランチ2のS/N
=ブランチ1+3[dB]

繰り返し回数は
6回が妥当

シミュレーション結果

➤ 遅延波の遅延時間を変化させた時の誤り率特性



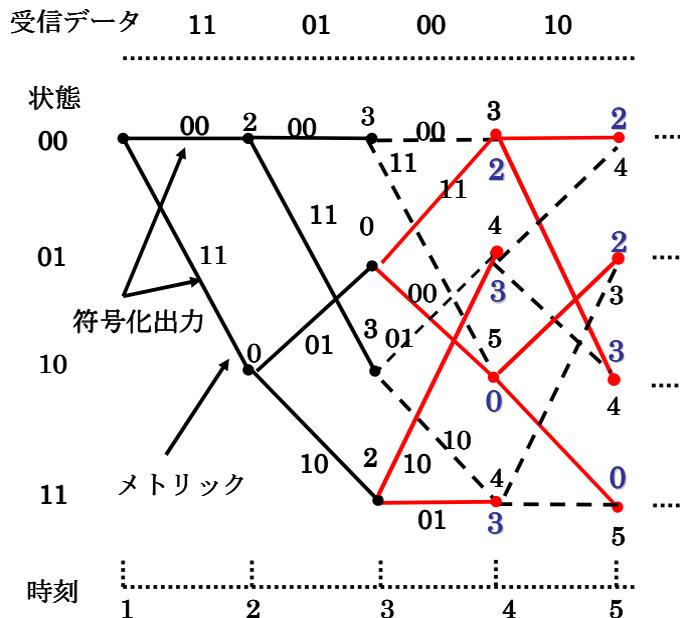
ビタビアルゴリズム

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）

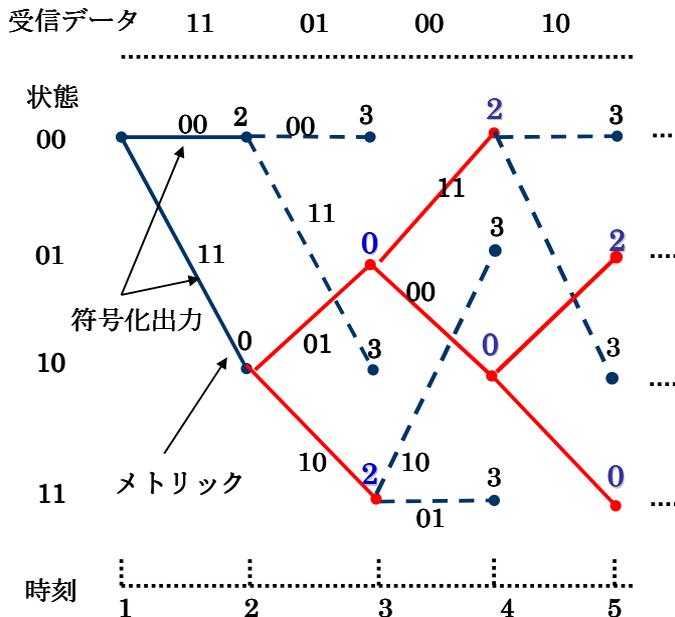
M-アルゴリズム

■ 復号方法

すべての情報を調べずに、メトリックの大きさをもとに生き残りパス本数をM本に減らして進めていく方法

● 特徴

復号能力はビタビアルゴリズムに劣るが復号処理速度が速い



Mの値を2と設定した例（硬判定，状態数4）
 ※実際は軟判定であり，状態数は64である

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