

マルチパス、ドップラーシフトを伴う水中音響データ伝送のシミュレーションによる検討

渡邊 佳孝*¹ 越智 寛*¹ 志村 拓也*¹ 澤 隆雄*¹

音響による水中デジタルデータ伝送において、通信の妨げになると思われる歪みを伴う場合のシミュレーションを行った。20kHz±4kHzの帯域、16-QAM方式でのM系列ランダムデータの伝送シミュレーションを行った。歪みとしてマルチパス、ドップラーシフトを加え、復調はマルチチャンネルDFEで行った。歪みや復調器のパラメータを変化させたときの特性について調べ、復調器の構成について検討を行った。その結果、DFEはマルチパスに対する補償に優れていること、マルチチャンネル受信はマルチパス、ドップラーシフト等の歪みを抑制する効果があること、強いマルチパスの存在下でマルチチャンネル受信をする場合、到達時間の異なるマルチパスを使うことでより良い結果を得られることなどが明らかになった。また、ドップラーシフトの補償については、適応等化器のみでは効果は薄く、移動するプラットフォームでの使用などドップラーシフトが支配的である場合には位相補償回路やタイミング補償回路が必要であることが分かった。

キーワード：水中音響データ伝送、マルチパス、ドップラーシフト、マルチチャンネルDFE、シミュレーション

Study of underwater acoustic communication under multipaths or Doppler shift with simulation

Yoshitaka WATANABE*² Hiroshi OCHI*² Takuya SHIMURA*² Takao SAWA*²

Underwater acoustic digital communication was investigated with simulation under conditions with various distortions which seems to degrade communication performance such as multipaths or Doppler shift. M-sequence data was used as transmit data. The band of signal was 20kHz±4kHz, and the modulation method was 16-QAM. The receive data was demodulated with multi-channels DFE. In this paper, characteristics of demodulation with changing distortions and parameters of demodulator have been simulated, and configuration of demodulator was discussed. As the result, it became clear that DFE is very useful for compensation of multipath, that multi-channels receiving stems distortions such as multipaths or Doppler shift, that better performance can be obtained in multi-channels receiving under the condition of intensive multipaths which have various delay, and that adaptive equalizer cannot compensate Doppler shift completely, so phase locked loops or timing correcting are necessary when Doppler shift occurs.

Keywords : underwater acoustic communication, multipath, Doppler shift, multi-channels DFE, simulation

*1 海洋科学技術センター 海洋技術研究部

*2 Marin Technology Department, Japan Marine Science and Technology Center

1. はじめに

水中でのテレメトリや画像伝送のために、様々な水中音響通信の研究がなされている^{1,2)}。JAMSTECでもプロジェクト研究「先進的技術の開発」の水中音響技術の開発において、海底ステーションや係留系からのデータ回収、無人探査機の制御等を目的として研究が行われている³⁻⁵⁾。

「先進的技術の開発」では水中音響を用いたデジタルデータ伝送の実海域実験を行ってきた。実験では、伝送路の主な歪みとして、マルチパス、送受波器間距離の変動によるドップラーシフトを考え、これらの歪みを意図的に加えた条件下での伝送実験を行った。受信信号のSNR (Signal to Noise Ratio), マルチパス, ドップラーシフト, または, 復調の方式とパラメータ, マルチチャンネル受信(空間ダイバーシティ)等による伝送結果の特性を調べるによりデータ解析, 検討を行っている。

また, 実海域実験のパラメータ設定とそのデータ解析の指標とするため, データ伝送のシミュレーションを行った。シミュレーションでは, M系列ランダムデータを16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation: 直交振幅変調)方式により変調し, マルチパス, ドップラーシフト, ノイズを仮想的に加えたものを受信信号としてマルチチャンネルDFE⁶⁾ (Decision Feedback Equalizer: 判定帰還型等化器)を用いて復調を行った。なお, シミュレーションで設定した搬送波の中心周波数, 帯域幅, 伝送レート, サンプリングレート, その他の送信パラメータは実海域試験で採用したものと同一である。

本稿では, シミュレーションにより得られた結果から, 加えられた歪みを補償するための復調器, 特に適応等化器の動作について調べ, その最適な構成について考察, 検討する。

2. シミュレーション

2.1. 送信信号

2.1.1. 変調方式^{7,8)}

デジタルデータを音波で伝えるための変調方式として, 16-QAMを用いた。QAMは波動の振幅と位相の違いによってデジタルデータの"0", "1"を表現する変調方式である。図1のように, 一定の時間周期(シンボル周期)Tで振幅, 位相を変更して送信することによってデジタルデータを伝送する。すなわち, シンボルkの振幅 A_k , 位相 θ_k とすると, 信号 s_{Tx} は次式のようになる。

$$s_{Tx}(t) = A_k \sin(2\pi f_c t + \theta_k) \quad \dots\dots\dots (1)$$

ただし, t は時刻, f_c は搬送波周波数。これを変形すると

$$\begin{aligned} s_{Tx}(t) &= A_k \sin(\theta_k) \cos(2\pi f_c t) + A_k \cos(\theta_k) \sin(2\pi f_c t) \\ &= z_{ik} \cos(2\pi f_c t) + z_{qk} \sin(2\pi f_c t) \quad \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

となり, 振幅が $z_{ik} = A_k \sin(\theta_k)$, $z_{qk} = A_k \cos(\theta_k)$ の直行する搬送波の加算となる。この振幅の組み合わせによって各シンボルが区別されるため, 直交振幅変調と呼ばれる。

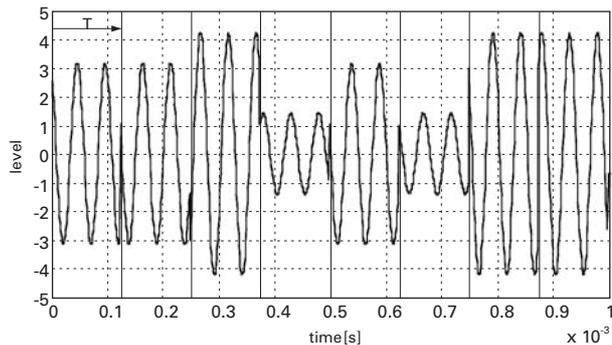


図1 直交振幅変調
Fig. 1 QAM

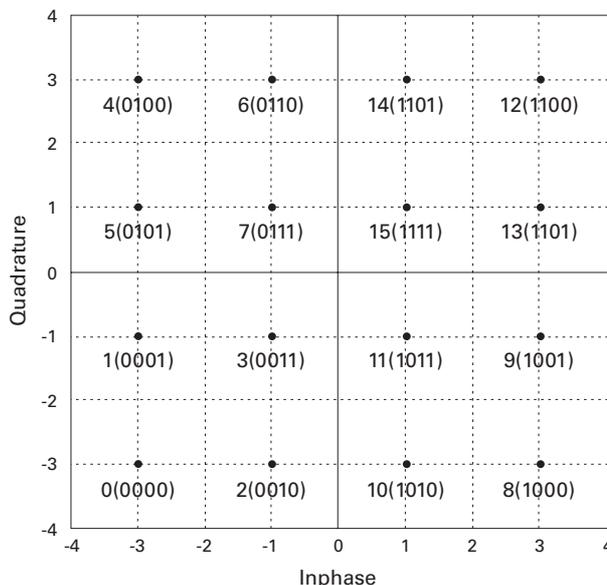


図2 16-QAMのシンボル配置
Fig. 2 Constellation for 16-QAM

16-QAMでは, 1つのシンボルは図2に示したような位相平面上の16個の点のうち, いずれかの点によって表される。横軸 z_i が同相 (inphase) 成分, 縦軸 z_q が直交 (quadrature) 成分である。図2の数字は各点に割り振った番号とその2進数表示(括弧内)であり, 16-QAMでは1symbolで4bitのデジタルデータを表現できる。したがって, 伝送レートは4×シンボルレート[bps]となる。

一般に複素平面の実軸を同相成分, 虚軸を直行成分とし, シンボルを複素数として扱うと都合が良い。すなわち $z_k = z_{ik} + jz_{qk}$ とすると,

$$s_{Tx}(t) = \text{Re}[z_k \exp(-j2\pi f_c t)] \quad \dots\dots\dots (3)$$

となる。以後, 数式中の太字は同相成分, 直交成分で構成される複素数を表す。

2.1.2. 波形整形

図1のような位相や振幅が瞬時に変化する信号をそのまま送信するためには、無限の帯域幅が必要である。しかし、送受信を行うトランスデューサの使用帯域幅は限られており、送信できたとしても伝送路で著しい歪みを受けることになり、正しいデータを伝送することはできない。ロールオフフィルタによって、隣接シンボルに干渉を与えずに帯域を制限することが必要となる。ここでは自乗余弦関数型ロールオフフィルタを用いた。

$$s_{Tx}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t-kT) \text{Re}[\mathbf{z}_k \exp(-j2\pi f_c t)]$$

$$= \text{Re} \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t-kT) \mathbf{z}_k \exp(-j2\pi f_c t) \right]$$

$$\therefore h(t) = \frac{\sin(\pi t/T) \cos(\alpha \pi t/T)}{(\pi t/T) \cdot (1 - 4\alpha^2 t^2/T^2)} \quad \dots\dots\dots (4)$$

(帯域幅 $1/T$ とした場合)

$h(t)$ はロールオフフィルタのインパルス応答、 a はロールオフ率であり、 $a = 0.5$ とした。図3に $h(t)$ を示す。図3より、 $t=0$ 以外の T の倍数の時点の応答が0となるので、ロールオフフィルタによってそれぞれのシンボルが他のシンボルに干渉することはない。ロールオフフィルタのインパルス応答では、各シンボルは厳密には他のシンボル点以外の全ての点に影響を及ぼすが、近い点への影響と比較して遠い点に対する影響は極めて小さい。シミュレーションでは ± 50 symbol分を計算し、それより遠い点への影響は無視した。

$$s_{Tx}(t) = \text{Re} \left[\sum_{k=-50}^{50} h(t-kT) \mathbf{z}_k \exp(-j2\pi f_c t) \right] \quad \dots\dots\dots (5a)$$

時間をサンプリング周期の処理として表現すると、

$$s_{Tx}(n) = \text{Re} \left[\sum_{k=-50}^{50} h(n/f_s - kT) \mathbf{z}_k \exp(-j2\pi n f_c / f_s) \right] \dots (5b)$$

ここで f_s はサンプリング周波数、時刻は $t = n/f_s$ となる。送、受信信号のサンプリング周波数は共に160kHzとした。シンボル系列のインパルス信号(図4参照)をロールオフフィルタに通した信号

$$\mathbf{s}_{Base}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t-kT) \mathbf{z}_k$$

$$\mathbf{s}_{Base}(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(n/f_s - kT) \mathbf{z}_k \quad \dots\dots\dots (6a, b)$$

は、周波数 f_c の搬送波に乗せる前の信号であり、ベースバンド(基底帯域)信号という。また、搬送波に乗せた信号 s_{Tx} をパスバンド信号という。

2.1.3. パラメータ

表1に送信信号のパラメータを示す。

送信データには、1, 13の2値によるランダムデータ200シンボル+14次のM系列信号(16384シンボル)を用いた。データの初めの2値によるランダム信号は、復調の際のトレーニ

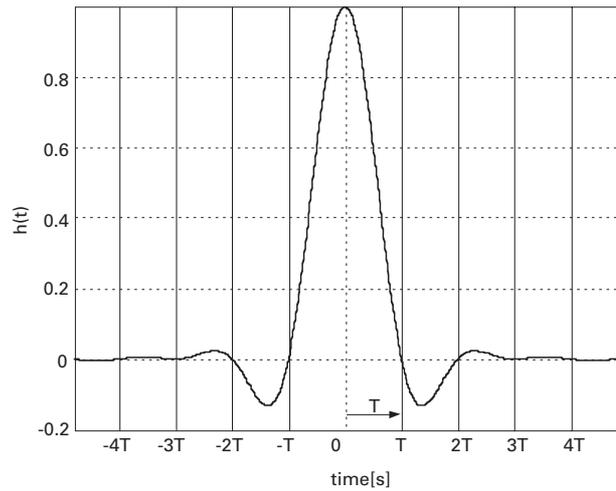


図3 自乗余弦関数型ロールオフフィルタ(ロールオフ率: 0.5)
Fig. 3 Raised cosine roll off filter (roll off ratio: 0.5)

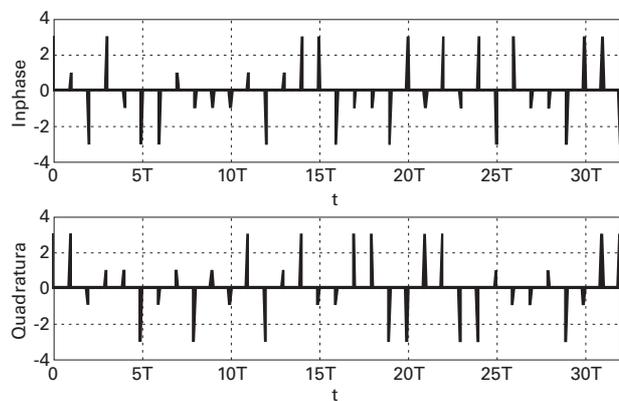


図4 シンボルのインパルス信号
Fig. 4 Impulse signals of symbols

表1 送信信号のパラメータ
Table 1 Parameters for transmitting signal

変調方式	16-QAM
搬送波の中心周波数	20kHz
帯域幅	8kHz
伝送速度	32kbps (8kBaud)
サンプリング周波数	160kHz
ロールオフ率	0.5
送信データ	2値のランダム信号200シンボル+ 16値のランダム信号16384シンボル

ング時に出力信号の収束を速くするために挿入している。

本稿においては、実海域実験に則したシミュレーションを行うため、また歪みと復調器のパラメータの関係と特性について調べることを主な目的とするため、送信信号のパラメータは固定とし、すべて表1に示したのものを用いた。

2.2. 受信信号

送信信号に歪みを加えて復調器の受信信号とした。歪みとしてマルチパス、ドップラーシフト、ノイズを加え、各々のパラメータを変化させその特性を調べた。

マルチパスの遅延時間 dl [samples], 直接波とのレベル比を lv とすると, マルチパスの加わった信号 s_M は

$$s_M(n) = s_{Tx}(n) + lv \cdot s_{Tx}(n-dl) \dots\dots\dots (7)$$

となる。

ドップラーシフトは以下のような計算を行うことにより加えた。送波器がサンプリング周波数 f_s で出力した信号を, 移動速度が0でない受波器が同じ f_s のサンプリングで受信する場合を考える。送信信号の最初のサンプル値 $s_{Tx}(0)$ が受信されたときの時刻 $t=0$ とすると, これ以降の n 番目のサンプル値 $s_{Tx}(n)$ が受信されるタイミングは時刻 $t=n/f_s$ からのずれを生じる。サンプル値 $s_{Tx}(n)$ のタイミングずれを $dt(n)$ とすると, ドップラーシフトが加わった信号 s_{M+D} は

$$s_{M+D}(n+f_s dt(n)) = s_M(n) \dots\dots\dots (8)$$

となる。 $f_s dt(n)$ が n の倍数であるとは限らないので, s_{M+D} の値はスプライン補間で内挿して求めた。受波器が送受波器を結ぶ直線上で等速直線運動を行う場合, すなわちドップラーシフトが一定の場合, $dt(n)$ は線形に増減する。

平均値が0, 分散が1であるガウス分布を示すランダム信号を, 信号帯域である16kHz~24kHzのバンドパスフィルタに通過させたものをノイズ $N(n)$ として加えた。

$$s_{Rx}(n) = s_{M+D}(n) + N(n) \dots\dots\dots (9)$$

次式で表されるSNRを与えることにより, ノイズレベルを調整した。

$$SNR = 10 \log \frac{\sum_k s(k)^2}{\sum_k N(k)^2} \dots\dots\dots (10)$$

以上のように計算される s_{Rx} を受信信号とした。

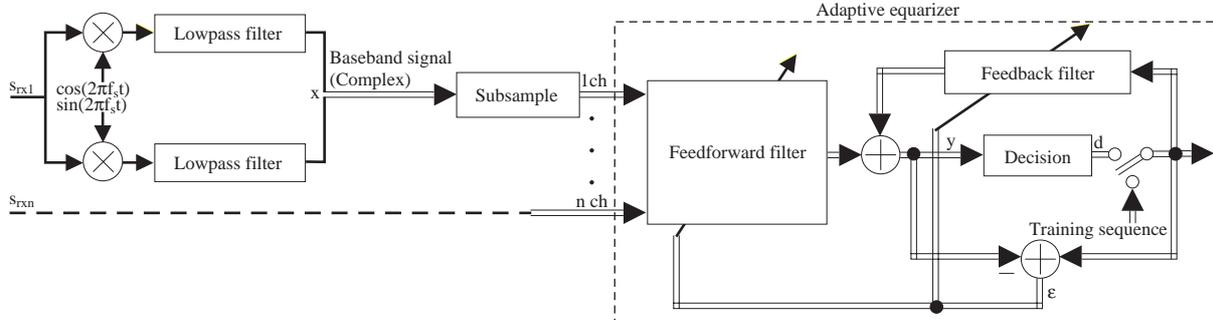


図5 復調器のブロック図
Fig. 5 Block diagram of demodulator

2.3. 復調⁷⁾

2.3.1. 概要

マルチチャンネルDFEを用いて復調を行った。復調器の概要図を図5に示す。図5において二重線は複素信号を表す。パスバンドのまま処理するパスバンド適応等化器, ベースバンドに変換して処理するベースバンド適応等化器があるが, ここではベースバンド適応等化器を用い, フィードフォワードのタップ配置の間隔はシンボル間隔の半分とした (fractionally spaced adaptive equalizer: 分数間隔タップ配置型適応等化器)。タップ係数の更新はLMS (Least Mean Square) アルゴリズムを用いた。実際には, データの頭だしをし, レベル調整や, 場合によってはAGC (Auto Gain Control) を施すのであるが, 本稿では特に適応等化器に着目して論じるため割愛した。適応等化器では2値信号200シンボルを含む1700シンボルをトレーニング信号とした。つまり, 1700シンボルまでは正しいシンボル値と出力の誤差から等化器のタップ係数を更新し, その後は出力信号からシンボル値を判定し, その値と出力の誤差から等化器のタップ係数を更新する。

2.3.2. ベースバンド適応等化器

式 (2) に, $\cos(2\pi f_c t)$, $\sin(2\pi f_c t)$ を掛けると, それぞれ

$$\begin{aligned} & z_{ik} \cos^2(2\pi f_c t) + z_{qk} \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2} (z_{ik} + z_{ik} \cos(4\pi f_c t) + z_{qk} \sin(4\pi f_c t)) \\ & z_{ik} \sin(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t) + z_{qk} \sin^2(2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2} (z_{qk} - z_{qk} \cos(4\pi f_c t) + z_{ik} \sin(4\pi f_c t)) \dots (11a, b) \end{aligned}$$

となり, ローパスフィルタに通して搬送波の2倍周波数成分を除くと, シンボル \mathbf{z}_k が得られる。実際には入力信号に対してこの処理を行うので, $\mathbf{s}_{Base}(n)$ に歪みが加えられたベースバンド信号が得られる。ここで得られたベースバンド信号は, $1/2T$ 間隔 (10サンプル間隔) でサブサンプリングされ, 適応等化器に入力される。

2.3.2. マルチチャンネルDFE⁶⁾

前述のように、適応等化器としてマルチチャンネルDFEを用いた。入力信号を $\mathbf{x}(n)$ 出力信号を $\mathbf{y}(n)$ とすると、

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{k=1}^{ch} \sum_{l=-L_1}^{L_2} \mathbf{w}_{fkl}(n) \mathbf{x}_k(n+l) + \sum_{m=1}^M \mathbf{w}_{bm}(n) \mathbf{d}(n-m) \quad (12)$$

L_1, L_2, M は0以上の整数である。ここで、 \mathbf{w} はタップ係数であり、等化器が通信路の歪みの逆特性を持つようにこの係数を調節して信号を復元する。 \mathbf{w} は、所望の結果を得るために、タップを配置した位置のそれぞれの信号に対して重みを付加するための重み係数であるといえる。歪みは同相成分、直交成分の両方に影響を与えているので、 \mathbf{w} も複素数でなければならない。 \mathbf{d} はトレーニング中は正しいシンボル値、トレーニング後は判定値である。右辺第1項をフィードフォワードフィルタ(以後FF)、第2項をフィードバックフィルタ(以後FB)と呼ぶ。FFのタップ配置は $\mathbf{x}(n)$ より後から来る信号にも及ぶので、処理は入力信号よりタップ L_1 分 ($L_1/2$ シンボル分) 遅れることになる。 \mathbf{y}, \mathbf{d} はシンボル間隔の信号なので、等化器の動作、及びタップ係数の更新はシンボル周期で行われる。出力信号 \mathbf{y} と判定信号 \mathbf{d} の誤差 $\boldsymbol{\varepsilon}$ を用いてLMSアルゴリズムによりタップ係数を最適なものに近づけてゆく。

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}(n) &= \mathbf{d}(n) - \mathbf{y}(n) \\ \xi(n) &= |\boldsymbol{\varepsilon}(n)|^2 \quad \dots\dots\dots (13a, b) \end{aligned}$$

$\xi(n)$ はMSE (Mean Square Error: 自乗平均誤差) である。最終的にタップ係数の収束した値が、伝送路や、変調から適応等化器に入力されるまでのあらゆる処理によって加えられる歪みの逆特性を示しているといえる。また、適応等化器は伝送路の特性の変化にも、ある程度追従することができる。

2.3.3. LMSアルゴリズム⁹⁾

MSEを評価関数として、この値が極小を持つようなタップ係数に更新してゆく方法がLMSアルゴリズムである。全てのタップ係数の初期値は0とする。 k_0 チャンネル、タップ位置 l_0 のFFタップ係数の実数成分、 $w_{fkr_0l_0}$ の更新は以下のように行われる。

$$w_{fkr_0l_0}(n+1) = w_{fkr_0l_0}(n) - \mu_{f0} \frac{\partial \xi(n)}{\partial w_{fkr_0l_0}(n)} \quad \dots\dots (14)$$

ここで、 μ_{f0} はタップ更新係数である。タップ更新係数の値が大きければタップ係数はMSEを極小にするような値に速く収束するがより不安定であり、小さければ収束は遅いがより安定する。式(14)の右辺第2項の偏微分を計算すると、 $\xi = \boldsymbol{\varepsilon} \cdot \boldsymbol{\varepsilon}^*$ であるので(*印は複素共役)、

$$\begin{aligned} \frac{\partial \xi(n)}{\partial w_{fkr_0l_0}(n)} &= \frac{\partial \boldsymbol{\varepsilon}(n)}{\partial w_{fkr_0l_0}(n)} \boldsymbol{\varepsilon}^*(n) + \boldsymbol{\varepsilon}(n) \frac{\partial \boldsymbol{\varepsilon}^*(n)}{\partial w_{fkr_0l_0}(n)} \\ &= -\mathbf{x}_{k_0}(n+l_0) \boldsymbol{\varepsilon}^*(n) - \boldsymbol{\varepsilon}(n) \mathbf{x}_{k_0}^*(n+l_0) \\ &= -2\text{Re}[\boldsymbol{\varepsilon}(n) \mathbf{x}_{k_0}^*(n+l_0)] \quad \dots\dots\dots (15a) \end{aligned}$$

となる。また、同じタップ係数の複素成分 $w_{fik_0l_0}$ でもMSEを偏微分すると、

$$\begin{aligned} \frac{\partial \xi(n)}{\partial w_{fik_0l_0}(n)} &= \frac{\partial \boldsymbol{\varepsilon}(n)}{\partial w_{fik_0l_0}(n)} \boldsymbol{\varepsilon}^*(n) + \boldsymbol{\varepsilon}(n) \frac{\partial \boldsymbol{\varepsilon}^*(n)}{\partial w_{fik_0l_0}(n)} \\ &= -j\mathbf{x}_{k_0}(n+l_0) \boldsymbol{\varepsilon}^*(n) - \boldsymbol{\varepsilon}(n) j\mathbf{x}_{k_0}^*(n+l_0) \\ &= -2\text{Im}[\boldsymbol{\varepsilon}(n) \mathbf{x}_{k_0}^*(n+l_0)] \quad \dots\dots\dots (15b) \end{aligned}$$

したがって、 $2\mu_{f0} = \mu_f$ とおくと、

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{fkr_0l_0}(n+1) &= w_{fkr_0l_0}(n+1) + jw_{fik_0l_0}(n+1) \\ &= w_{fkr_0l_0}(n) + jw_{fik_0l_0}(n) \\ &\quad + 2\mu_{f0} (\text{Re}[\boldsymbol{\varepsilon}(n) \mathbf{x}_{k_0}^*(n-l_0)] \\ &\quad + j\text{Im}[\boldsymbol{\varepsilon}(n) \mathbf{x}_{k_0}^*(n-l_0)]) \\ &= \mathbf{w}_{fkr_0l_0}(n) + \mu_f \boldsymbol{\varepsilon}(n) \mathbf{x}_{k_0}^*(n-l_0) \quad \dots\dots\dots (15c) \end{aligned}$$

と計算される。FBタップ係数も同様にして、

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{bmo}(n+1) &= w_{bmo}(n+1) + jw_{bim_0}(n+1) \\ &= \mathbf{w}_{bmo}(n) + \mu_b \boldsymbol{\varepsilon}(n) \mathbf{d}^*(n-m_0) \quad \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

となる。 μ_b はFBのタップ更新係数である。

2.3.4. ダイバーシティ受信

ダイバーシティ受信は通信路等から受ける歪みにダイバーシティ(=多様性)を有する複数の信号を用いることによって、各々の歪みの影響を抑制して良い結果を得ようとする方法である。多チャンネルで受信することは空間ダイバーシティにあたる。シミュレーションでは5チャンネルまでの受信を考え、実海域実験でも5個のハンドロフォンを約10波長=0.75m間隔に並べて受信を行った。通常、ビームフォーミングを行う場合は素子間距離が長すぎるとグレイティングローブが生じるので好ましくない。しかし、空間ダイバーシティの考え方と適応等化器での信号の扱いにおいては、各素子で受ける歪み特性の差異が大きいは都合が良く、ビームフォーミングとは異なるものである。

2.3.5. 出力結果

考察時に示す出力結果として以下のものを挙げ、簡単に説明する。

- ・アイパターン: トレーニング終了後の適応等化器出力 \mathbf{y} を位相平面上にプロットしたもの。
- ・タップ係数: 途中経過、もしくは最終値を示す。
- ・MSE: 1パケットの時間変化を示す。次章で示すMSEは収束の様子を分かりやすくするため、前後100シンボル(計200シンボル)の平均を取ったものである。
- ・OSNR (OutputSNR): トレーニング後のシンボルの平均自乗レベルと、平均MSEとの比。シンボル点周りの、出力信号の散らばり具合がわかる。OSNRが大きければ誤り率は少ないといえる。

$$OSNR = \frac{\sum_k |\mathbf{d}(k)|^2}{\sum_k \xi(k)} \dots\dots\dots (17)$$

・シンボル誤り率：トレーニング後の全シンボル数に対するエラーシンボル数の比。デジタル通信においては一般的にAWGN (Additive White Gaussian Noise：加法的白色ガウス雑音) が加えられた場合の誤り率が示される。

3. 結果と考察

3.1. 単チャンネル受信

3.1.1. 適応等化器の基本的な動作

図6はそれぞれ表2のような条件で復調を試みた結果である。全て、 $\mu_f = \mu_b = 0.0005$ とした。処理の際、シンボルタイミングにずれはないものとする。それぞれの条件におけるトレーニング後のアイパターン(左上)、MSE(右上)とタップ係数の最終値(下)を示す。タップ係数の図は、横軸にタップ配置、縦軸に値を表す。0が信号処理の中心で、-はそれより前に

入力された信号範囲(過去の信号)、+は後に入力される信号範囲(未来の信号)のタップ係数である。リアルタイムの処理では+方向のシンボル分の遅延を生じることになる。

(a)では0の位置のタップ係数が最大となっている。タイミングずれがなく、0の位置に求める信号(=判定値またはトレーニング値)の情報が最も含まれているので、これは妥当である。また、0の位置以外にも重みが分布している。これは、分数間隔タップ配置であり、すなわち図3におけるT/2の位置等にもタップが配置されているため、隣接タップ位置に求める信号の情報が混入していることに起因していると思われる。(b)ではノイズを加えられている分MSEは大きいですが、タップ係数は(a)とよく一致した値を示している。ノイズはシンボルとは無関係であるので、SNRが十分に大きければタップ係数はほぼ同じになると考えられる。FFタップの配置をシンボル間隔にし、 ± 5 タップで復調すると、結果は(c)のようになる。ほぼ0の位置のタップのみで復調していることがわかる。送信信号ではシンボル間の干渉がなく、他のタップには求める信号がほとんど含まれていないため

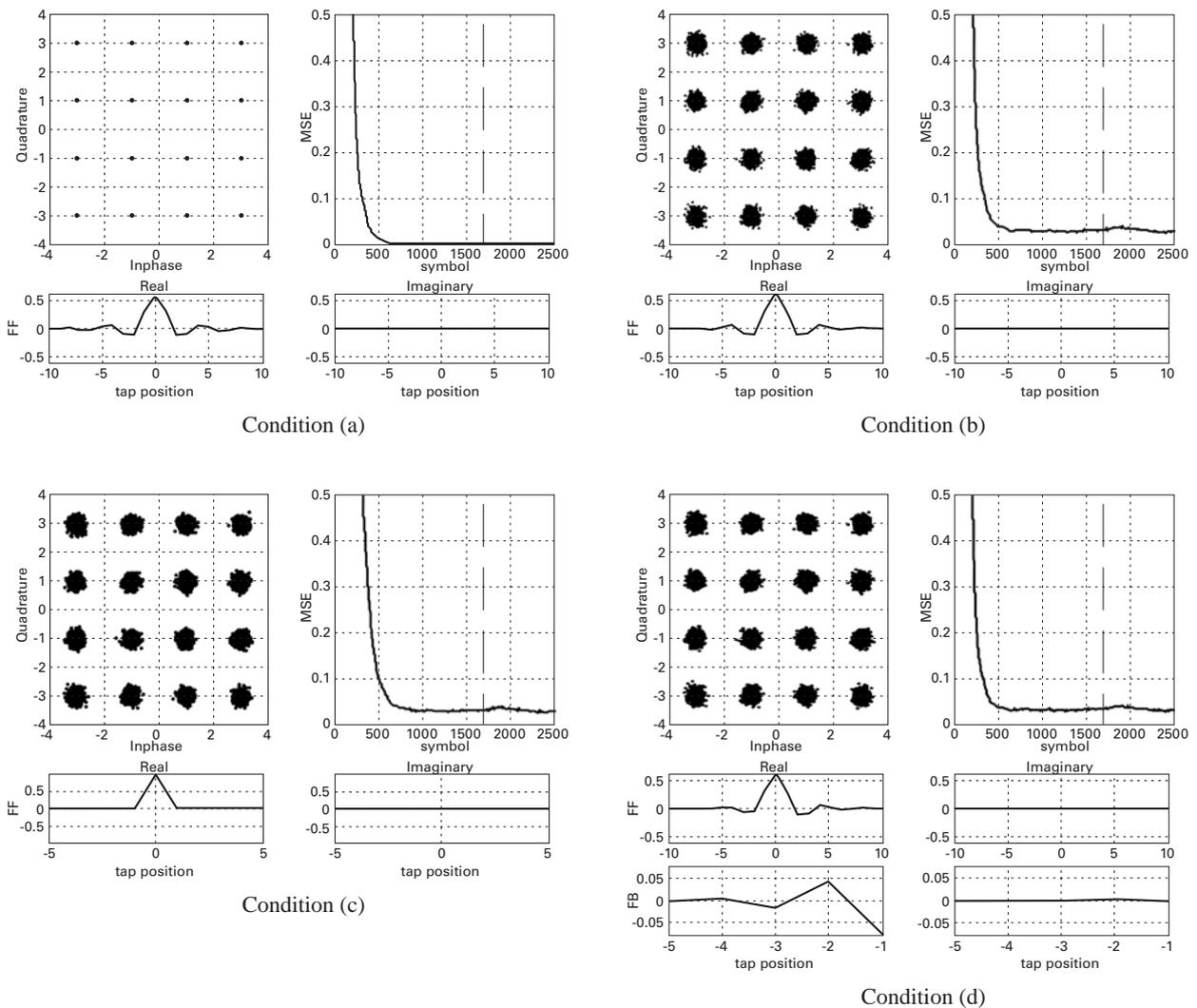


図6 歪みがノイズのみである場合の復調結果
Fig. 6 Result of demodulation with random noise

表2 歪み及び等化器の条件

Table 2 Conditions of distortion and equalizer

	歪み	適応等化器
(a)	加えない	FF:-10~10, タップ間隔1/2T FB:0
(b)	SNR=25となるノイズ	FF:-10~10, タップ間隔1/2T FB:0
(c)	SNR=25となるノイズ	FF:-10~10, タップ間隔T FB:0
(d)	SNR=25となるノイズ	FF:-10~10, タップ間隔1/2T FB:-5~-1

である。結果的に少ないタップに重みが付加されるので、値が大きくなる。故に、分数間隔配置の場合と比べて収束が遅い。これよりタップを分数間隔配置にするメリットとしては、収束が速くなるのでトレーニングを短くできる、あるいはタップ更新係数 μ を小さくできる。デメリットとしては、タップ数が増えるため、システムの規模が大きくなり、安定性が低下する(安定性に関しては μ を小さくすることで対処できる)。ということが挙げられる。(d)ではFBタップ数を5とした。結果より、0に近い位置のFBタップに重みが付加され、FFの-方向のタップ係数がFBタップがない場合と比較して小さくなっている。FBによりFFの-方向のタップの役割が分担されていることがわかる。また、収束も若干速い。

3.1.2. シンボルタイミングずれ

表2(a)の条件で、入力シンボルタイミングをずらすとFFタップ係数は図7(a)のようになる。図7(b)は同相成分と直交成分の表示を大きさや位相の表示に変換したものである。これを見ると最大の位置がシンボルタイミングのずれとともにシフトしており、その位置の位相は8サンプル(搬送波の1周期分)で360°の割合で回転している。したがって、シンボルタイミングのずれと搬送波の位相ずれは等価であると言え、FFによってそのずれと振幅を補正される。

実際の処理時にはデータの頭だしを行うが、方法によっては必ずしもタイミングが合っているとは限らず、また復調の途中で徐々にシンボルタイミングがずれることも考えられる。FFタップの配置に数タップの余裕を持たせることは有効であると思われる。

3.1.3. 適応等化器のパラメータに対する特性

$\mu_f = \mu_b = 0.0005$, FFタップ配置-10~+10, FBタップ配置-5~-1の構成でSNRを横軸にとったグラフが図8である。図8(a)の縦軸はシンボル誤り率、(b)はOSNRである。(a)の破線は16-QAMの誤り率の理論曲線をしめす。SNRが小さいとき以外は、おおよそ理論曲線に沿っていると思われる。適応等化器の構成が変われば誤り率の曲線も変わる。

図9(a)~(d)は、適応等化器のパラメータを横軸にとったOSNRのグラフである。横軸はそれぞれ(a):FFの+方向のタップ数、(b):FFの-方向のタップ数、(c):FBタップ

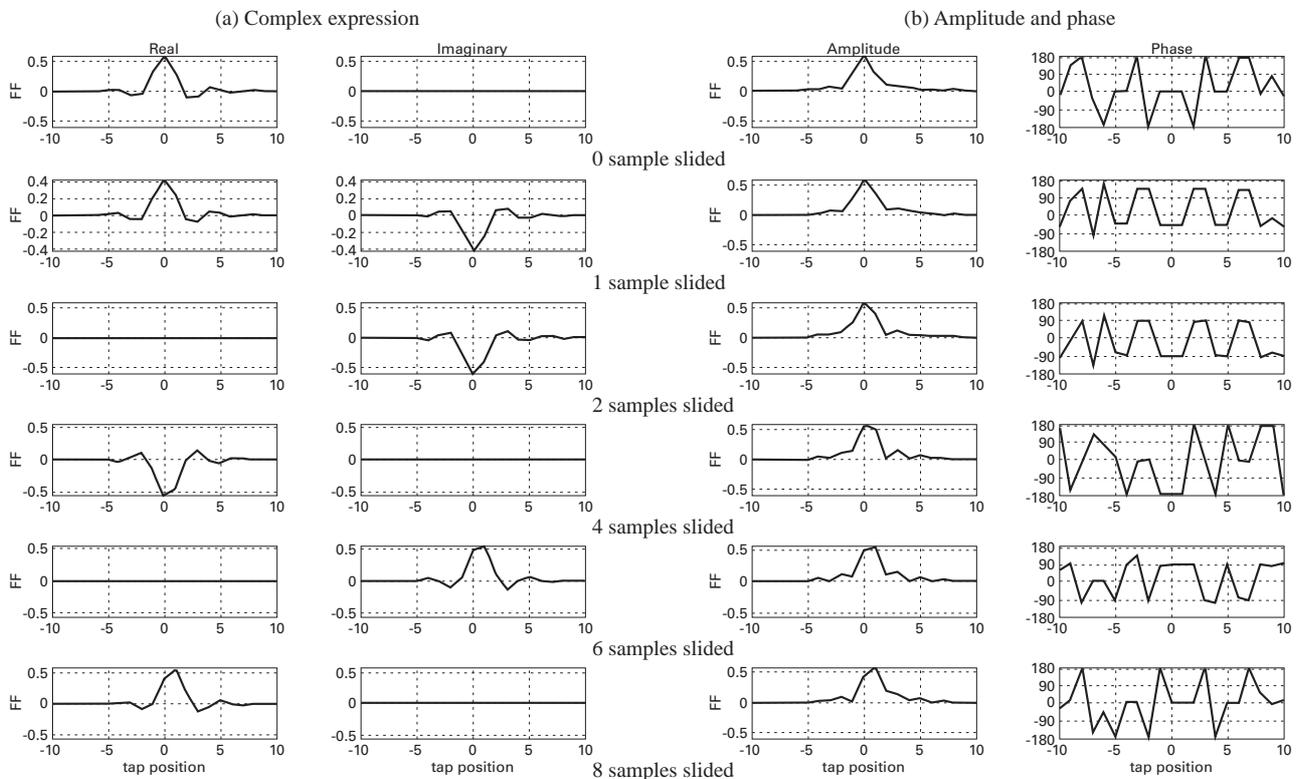


図7 シンボルタイミングずれに伴うFFタップ係数の変化

Fig. 7 Changes of FF tap vectors caused by symbol timing sliding

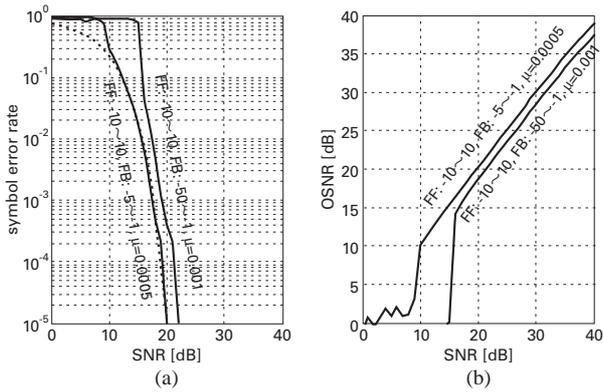


図8 適応等化器の構成による出力の違い
Fig. 8 Difference of output of adaptive equalizer caused its configuration

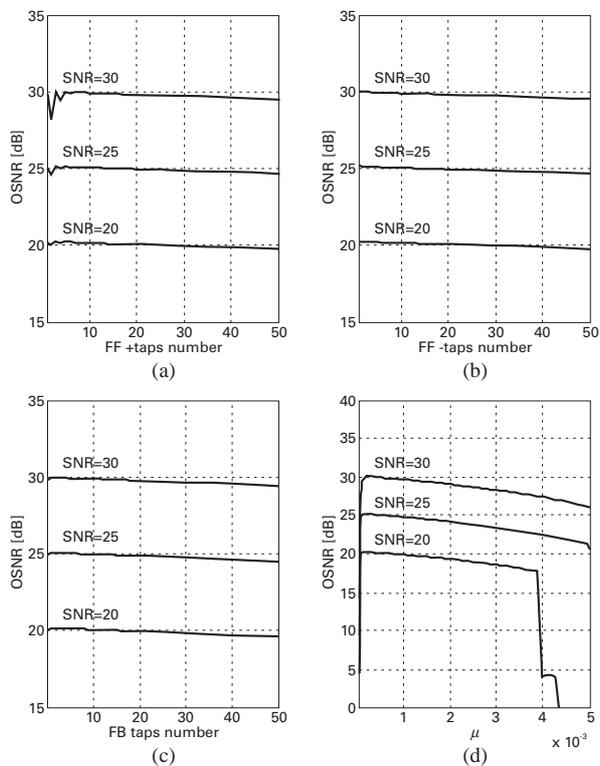


図9 適応等化器パラメータによるOSNR
Fig. 9 OSNR dependent on parameters of adaptive equalizer

数、及び(d)：タップ更新係数 μ である。

(a), (c)ではそれぞれ+10タップ, -5タップ(横軸の5の位置)の近傍でピークとなっている。(b)についてはタップ数0がピークであり、シンボルタイミングにずれがなければ0が良いといえるが、その場合シンボルタイミングが-方向へずれたとき復調は困難となる。タップ数が増えるとOSNRが下がる傾向にある。また、タップ数が増えると、ソフトでの処理なら処理時間が長くなりハードでの処理なら大規模な回路が必要となるので、タップ数はできるだけ少ないほうが望ましいと言える。

図9(d)において $\mu = \mu_f = \mu_b$ とする。 μ は大きくとれば収束が速くなり、小さくとれば安定する。したがって、小さいほ

うが最終的には良く収束するが、 μ が小さすぎるとトレーニング中に収束できず良い結果は得られない。図のOSNRから判断すると、この条件下では $\mu = 0.0002 \sim 0.001$ あたりが良いようである。 μ は入力信号の状態や適応等化器の構成によって適宜調整する必要が考えられ、 μ を小さくする場合にはそれに応じた十分なトレーニング長が必要である。

3.1.4. マルチパスに対する動作及び特性

直接波より10シンボル(200サンプル)遅れて直接波とのレベル比0.3の反射波が入ってくるとする。表3のような構成で復調したときの結果が図10である。全て、 $\mu_f = \mu_b = 0.0005$, SNR=25とする。(b)の結果を見るとタップ係数が20タップ毎(FFタップは1/2シンボル間隔の配置なので、10シンボル毎)に上下交互に飛び出しており、前者より収束が良いことがわかる。ノイズを無視すると、入力信号は次のように表される。

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{z}(n) + lv\mathbf{z}(n-dl) \quad \dots\dots\dots (18)$$

したがって、適応等化器の出力が

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{x}(n) - lv\mathbf{x}(n-dl) + lv^2\mathbf{x}(n-2dl) - \dots + (-lv)^m\mathbf{x}(n-mdl) \approx \mathbf{z}(n) \quad \dots\dots\dots (19)$$

となれば良いことが分かる。したがって、-方向のタップ数が多い方が、適応等化器の出力 \mathbf{y} は求める信号に近くなる。さらに、反射波のレベルがより大きいときには、より多くの-方向のタップが必要となり、直接波と反射波のレベル差がほとんどない場合は補償は不可能となる。また、遅く到達する波のレベルのほうが高い場合は、上記とは逆で+方向のタップ数を増やす必要がある。(c)では、FBの-10の位置に重みが付加され、(a), (b)に比べ良い結果を示している。正しく復調されていれば $\mathbf{d}(n-dl) = \mathbf{z}(n-dl)$ であるので、式(18)より

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{x}(n) - lv\mathbf{d}(n-dl) \quad \dots\dots\dots (20)$$

となれば、正しい信号が導かれるはずである。これより、反射波の遅延時間を含む分のFBタップ数があれば、レベルがどのようであっても補償が可能であることがわかる。また、(d)では最終的なタップ係数値は(c)とほぼ一致するものの、収束が遅くなっている。これは、(d)の場合FFの-20の位置

表3 適応等化器のタップ数
Table 3 Taps number of adaptive equalizer

	適応等化器のタップ数
(a)	FF:30~10, FB:0
(b)	FF:50~10, FB:0
(c)	FF:10~10, FB:15
(d)	FF:30~10, FB:15

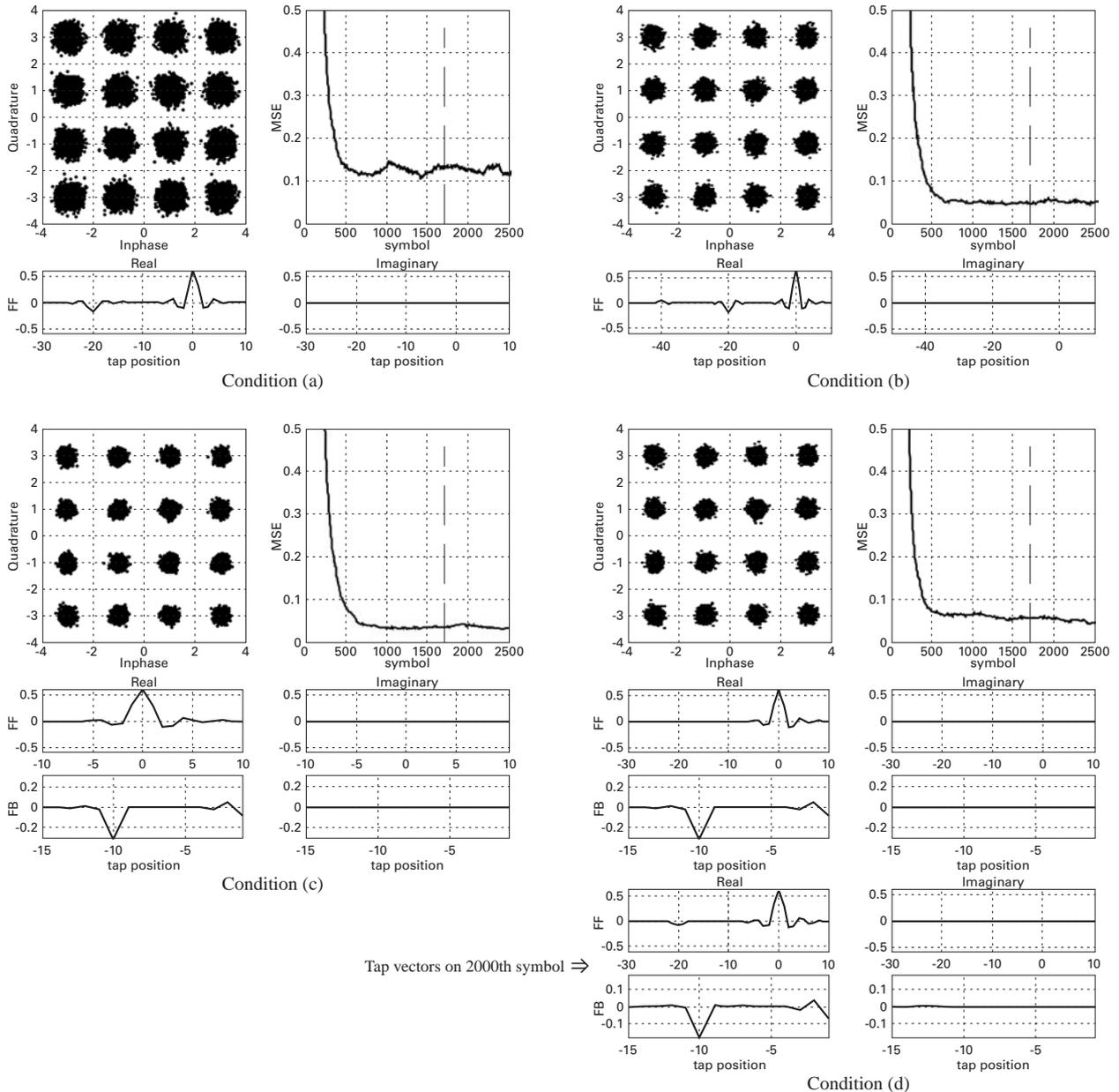


図10 マルチパスに対する適応等化器の動作
 Fig.10 Behavior of adaptive equalizer under multipath environment

のタップ係数も1度大きくなりかけ((d)下段は2000シンボル目のタップ係数),途中で小さくなるというように,最終的な値になるまでに遠回りをしているからである。よって,反射波等のマルチパスの補償はFBのみで行うのが,タップ数も少なく効率が良いと考えられる。

図11に,横軸を(a):反射波のレベル比,(b):反射波の遅延サンプル数とした場合のOSNRを示す。マルチパスとして1つの反射波が入ることとする。(a)の遅延時間は10シンボル(200サンプル),(b)のレベルは0.5とする。等化器の各タップ数は(a)FF:-10~10,FB:-15~-1(タップ数がこれと異なる場合は図に記す),(b)FF:-10~10,FB:-50~-1であり, $\mu_f = \mu_b = 0.0005$ である。(a)より,反射波をFFのみで補償する場合,FBで補償する場合と比較して明らかに結果が悪いこと

が分かる。反射波をFBで補償する場合反射波のレベルが大きいほどタップ係数の値も大きくなり,収束が遅くなる。(a)においてレベルが大きい位置で収束していないのはこうした理由のためであり,トレーニングを長くすることで収束させることができる。(b)では,反射波の遅延が1000サンプルまでは遅延時間によらない結果が得られている。1000サンプルは50シンボルに相当するので,反射波の遅延時間がタップ長内に含まれる場合は同じように補償できると言える。

図12は反射波があるときのSNRに対するシンボル誤り率(a)とOSNR(b)である。反射波遅延は10シンボルであり,図に記述がない場合,タップ数はFF:-10~10,FB:-15~-5である。FF:-10~10,FB:-15~-5の構成ではSNR>15においてレベルによらない。FF:-50~10,FB:0の構成では,SNR

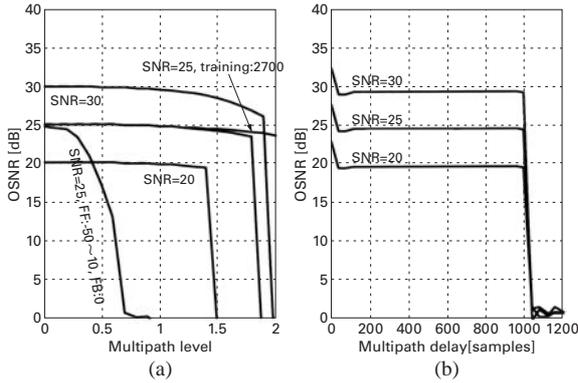


図11 マルチパスのレベル及び遅延時間による特性
Fig.11 Characteristics dependent on parameters of multipath

が良くなってもOSNRの限界値が低いことが分かる。

以上より、反射波等のマルチパスの補償にはFBが効果的であり、適応等化器をDFEとすることにより、非常に大きなメリットを得られると言える。

3.1.5. ドップラーシフトに対する動作及び特性

図13は受波器が送受波器を結ぶ直線上を等速で移動していると考えたときの結果である。FF:-10~10, FB:-5~-1, である。受波器の速度は(a), (b)のとき0.05m/sであり、このときの周波数シフトは約5Hzで一定である。(c)は0.1m/sである。また, (a), (c)で $\mu_f = \mu_b = 0.0005$, (b)で0.001である。周波数シフトにより、入力信号のシンボルタイミングずれを生じる。周波数シフトが一定の場合、入力信号に含まれるシンボルの位置がタップ配置に対して一定の割合でどちらかにシフトしてゆく。(a)下段はタップ係数の途中経過を示しているが、シンボルのずれに追従してタップの重みの位置(タップ係数の絶対値が最大)がシフトしている様子が見られる。重みの位置がタップ配置からはみ出してしまふと復調できないので、周波数ずれが存在する場合はタップ配置を考慮しなければならない。また、重みの位置の移動はタップ係数の変化であるので、タップ更新係数 μ が大きいほど追従性は良くなる(b)。 μ が十分に大きくないと追従できず、収束しない。

図14において、横軸は受波器の速度[m/s]である。これによると、適応等化器のみで実用に耐えうるのは0.1m/s \approx 0.2knot(周波数ずれにして約10Hz)程度までであることが分かる。移動するプラットフォーム等において使用するには明らかに不十分であり、ドップラーシフトを補償するには位相補償回路やタイミング補償回路を組み込む必要がある。図14についてはドップラーシフトだけでなく、ADC, DACのサンプリング周波数ずれに対しても同じことが言える。ADC, DACのサンプリング周波数ずれは小さいと思われるので(海域実験で用いたものは160kHzのサンプリングで約4Hzのずれ)、送受波器が停止していれば補償できよう。

図15はドップラーシフトがあるときのSNRに対する誤り率とOSNRである。特にSNRが大きいときに顕著に影響が現れることがわかる。

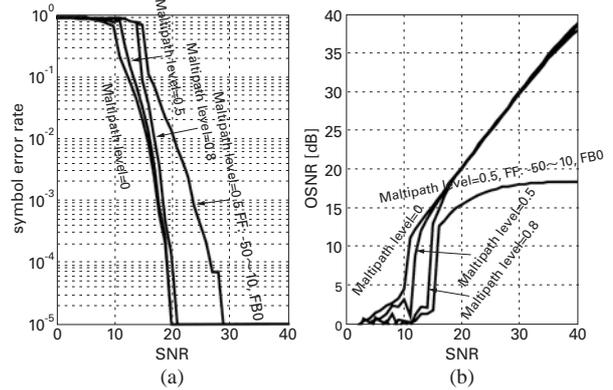


図12 マルチパスがある場合のSNR特性
Fig.12 SNR-characteristics with multipath

3.2. 多チャンネル受信

3.2.1. FF出力レベルとタップ更新係数 μ について

多チャンネル受信では、各チャンネルのFF出力レベルは単チャンネルのときの1/ch(ch:チャンネル数)に下がり、相対的に μ の値が大きくなったと考えることができる。その結果、 μ の値が同じ場合チャンネル数が多いほど収束は速くなるが、収束可能な μ の値は小さくなる。収束の速さは μ の大きさを1/chとすることによってチャンネル数によらず同等になると考えられる。図16は5チャンネルで図6と同じ信号を復調した結果であるが、FFタップ係数が図6の場合のほぼ1/5になっている。図17(a)は $\mu = \mu_f = \mu_b$ を横軸にとったOSNR, (b)は $\mu_b = \mu_1$, $\mu_f = \mu_1/ch$ としたときの μ_1 を横軸にとったOSNRを示している。タップ数はFF:-10~10, FB:-5~-1, 信号はSNR=25である。(a)ではチャンネル数の増加に伴って収束可能な μ の限界が低くなっているが、 μ_1 を横軸にとることによりチャンネルによらず収束可能な範囲が同程度となっているのがわかる。図18(a), (b)はFFの+方向のタップ数を横軸にとっている。(a)は $\mu = 0.0005$, (b)は $\mu_1 = \mu_b = 0.0005$, $\mu_f = \mu_1/ch$ である。図17と同様, (a)ではチャンネル数が多いほどタップ数の増加に伴うOSNRの低下が激しく, (b)では一様にならぬかに減少している。汎用性を考えると図17(b), 図18(b)のように μ_1/ch を用いるのが妥当だと思われる。

3.2.2. ノイズのみの場合のSNRに対する特性

図19に多チャンネルの場合のSNRに対する、シンボル誤り率, OSNRを示す。OSNRの傾きはチャンネル数によらず一定で、全体に1ch \rightarrow 2chで約3dB, 2ch \rightarrow 4chで約3dB, OSNRが増加している。それとともに、シンボル誤り率は減少している。

3.2.3. マルチパスに対する特性

単チャンネル受信のときと同様, 1つの反射波が入ってくる場合を考える。遅延が全く同じであれば反射に対するダイバーシティはなくなるので, 多チャンネル受信の場合の遅延はチャンネル毎に10サンプルずつずれて入ることとする。実験の設定と同様10波長間隔で素子を並べた場合, 10サンプルのずれは平面波が約7°の角度で入射することにより生じる。

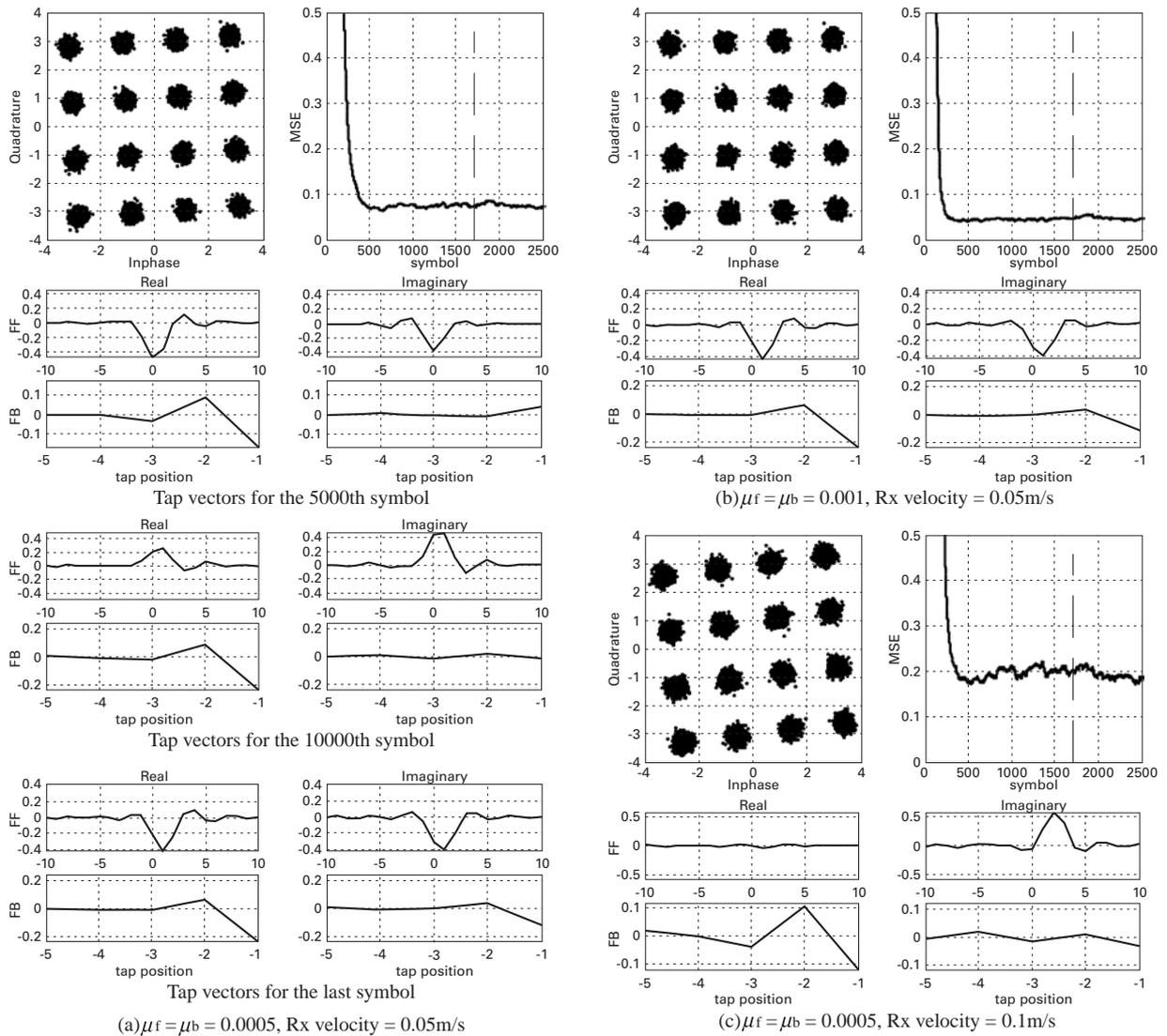


図13 ドップラーシフトに対する適応等化器の動作
 Fig.13 Behavior of adaptive equalizer against Doppler shift

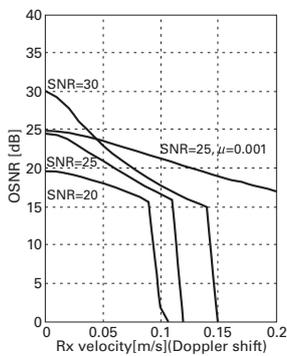


図14 ドップラーシフトによるOSNRの特性
 Fig.14 Characteristics of OSNR vs. receiver velocity

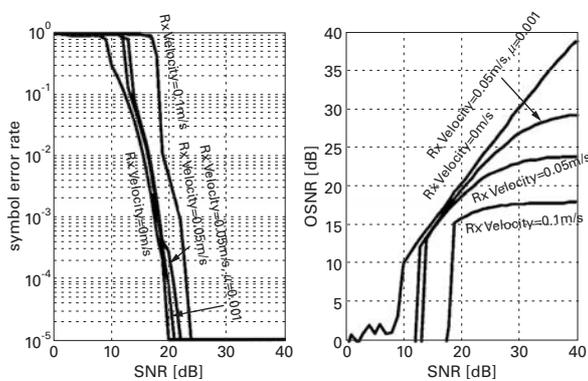


図15 ドップラーシフトが存在するときのSNR特性
 Fig.15 SNR-characteristics under presence of Doppler shift

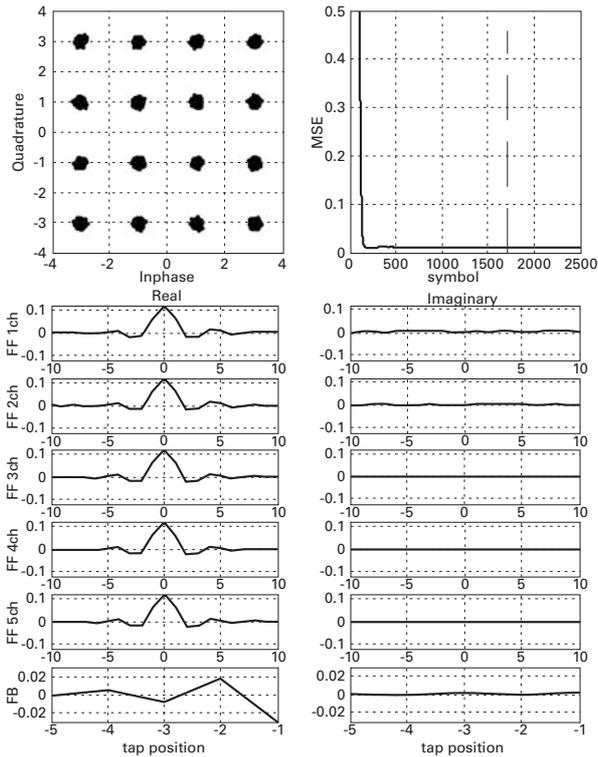


図16 多チャンネルでの復調結果
Fig.16 Result of demodulation with multichannel signals

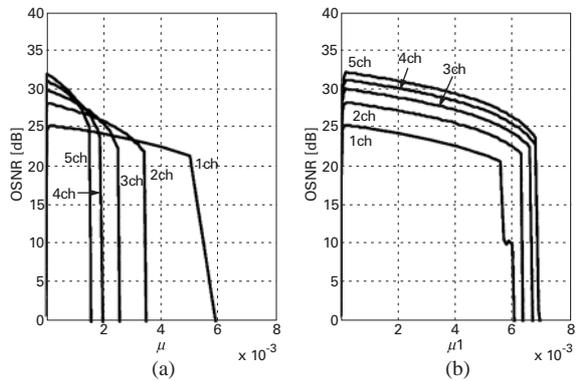


図17 多チャンネル時の μ の設定方法
Fig.17 Manner of setting of μ for multichannel

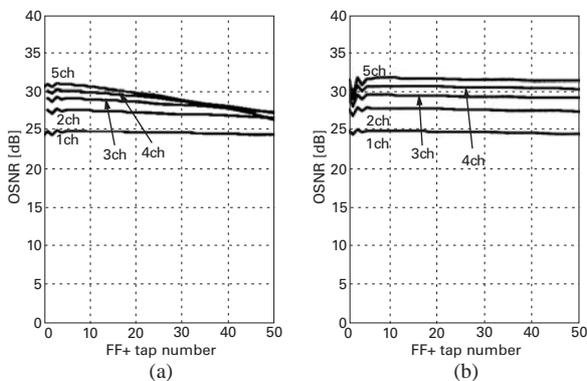


図18 μ の設定方法の違いによるFFタップ数に対する性質の変化
Fig.18 Characteristics on FF taps number caused by difference of setting manner of μ

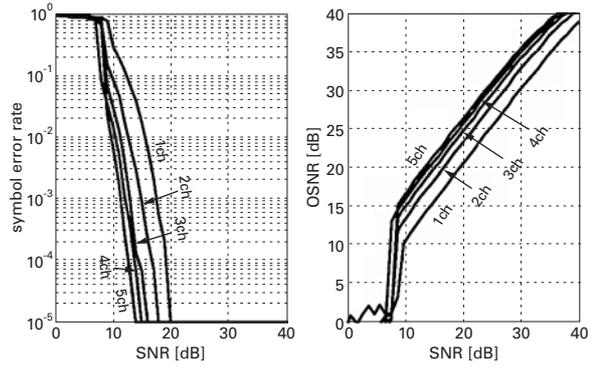


図19 多チャンネルの場合のSNRに対する特性
Fig.19 SNR-characteristics with multi-channel signals

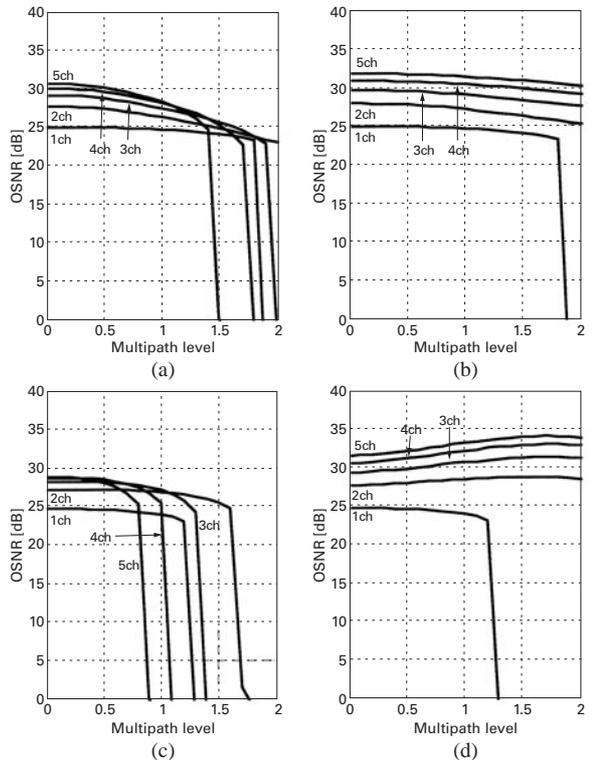


図20 多チャンネルの場合のマルチパスレベルに対する性質
Fig.20 Characteristics depend on multipath-level with multi-channel signal

200サンプル(+チャンネル毎に10サンプルずつのずれ)の遅延で入ってくる反射波のレベル比を横軸にとったグラフを示す(図20)。図20において、(a)、(c)は $\mu_f = \mu_b = 0.0005$ 、(b)、(d)は $\mu_f = \mu_1 / ch$ 、 $\mu_1 = \mu_b = 0.0005$ である。また、(a)、(b)のタップ係数がFF:-10~10、FB:-15~-1、(c)、(d)のタップ係数がFF:-10~30、FB:-15~-1であり、SNR=25である。(a)、(c)ではチャンネル数が多いほどレベルが高いときに収束し難くなっている。

(b)ではチャンネル数によるOSNRの増加は、反射波のレベルによらず安定している。このことから反射波に対する空間ダイバーシティの効果はほとんどないように見える。図21は反射波のレベル0.8の信号を、図20(b)と同じ構成

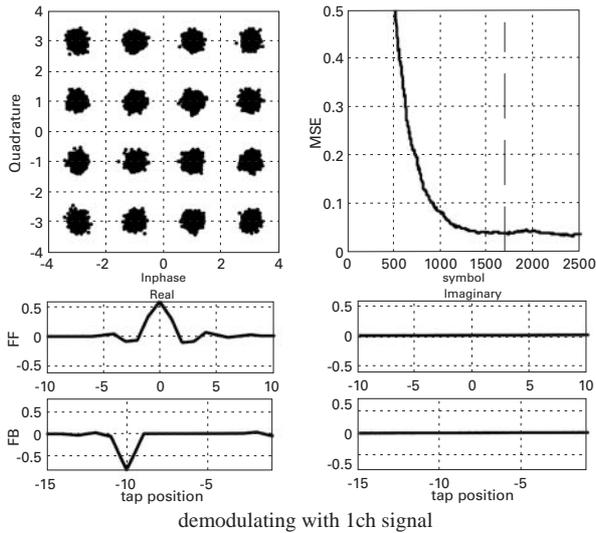


図21 ダイバーシティ受信の効果による収束の速さの違い
Fig.21 Difference of convergence caused by diversity reception

で1ch、及び5chによって復調したものである。5chのときの μ_f は1chのときの1/5であるが、それにもかかわらず収束は格段に速くなっている。これはFFタップ係数だけでなく、FBタップ係数も約1/5程度に小さくなっていることに起因すると思われる(μ_b は1/5ではないから)。すなわち、OSNRだけに着目すると見られないが、空間ダイバーシティによって収束が速くなるという効果が生じたといえる。

図20(d)では1ch以外はレベルが高くなるにつれ、OSNRが増加している。これはFFの+方向のタップ数を反射波の遅延以上にしたことによって、復調に反射波を利用したためだと考えられる。図22は反射波のレベル0.8の信号を図

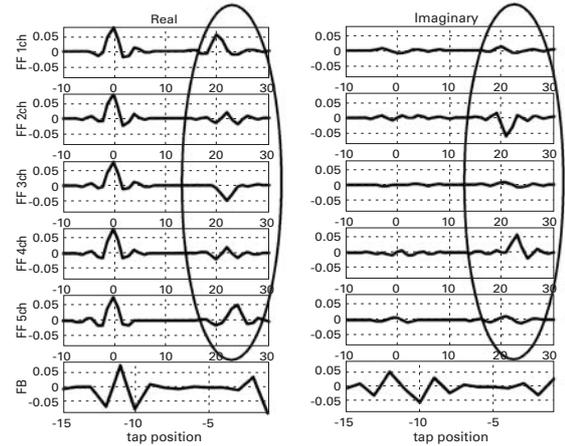


図22 反射波を利用した復調
Fig.22 Demodulation utilizing multipaths

20(d)と同様の構成で5chで復調したときのタップ係数の最終値である。FFタップ+20付近の縦長の楕円で囲んだ位置に、重みが付加されている。また、レベルが高いほどチャンネル数の増加によるOSNRの増加量は大きくなる傾向にある。これより、反射波に対して空間ダイバーシティの効果が発揮されているといえる。

マルチパスを補償することを考えた場合、 μ_f は単チャンネルのときに用いる μ_f の1/ch倍のものを用いると、多チャンネル受信の効果がより顕著に得られると思われる。

3.2.4. ドップラーシフトに対する特性

図23に受波器の速度を横軸にとったOSNRのグラフを示す。(a)は $\mu_f = \mu_b = 0.0005$ 、(b)は $\mu_f = \mu_f / ch$ 、 $\mu_f = \mu_b = 0.0005$ とする。タップ数はFF:-10~10、FB:-5~-1、SNR=25とする。また、図24には横軸をSNRとし、受波器の速度は0.05m/sとしたときのOSNRのグラフを示す。(a)、(b)の違いは図23と同様である。前述のように、(b)の場合FFタップ係数の大きさに対する μ_f の相対的な大きさは、チャンネル数によらず同程度である。したがって、タップ係数の変化に対する追従性能も同程度であるため、ドップラーシフトが大きいとき、チャンネル数による違いは殆どみられない。一方、(a)の場合チャンネル数の増加に伴って、FFタップ係数に対して μ_f は相対的に大きくなる。その結果、タップ係数の変化に対する追従性能が増す。また、単チャンネルで μ を大きくすることと比較して安定するし、ノイズに対しても強くなるので、ドップラーシフトに対して多チャンネル受信を行うことは有効であると考えられる。

ドップラーシフトの補償を考えた場合、 μ_f はできるだけ大きい方が追従する。しかし、図23、24からもわかるように、適応等化器のみでの補償では、限界値が非常に低い。したがって、ドップラーシフトの補償は位相補償回路、あるいはシンボルタイミング補償回路などに頼るのが望ましいと思われる。

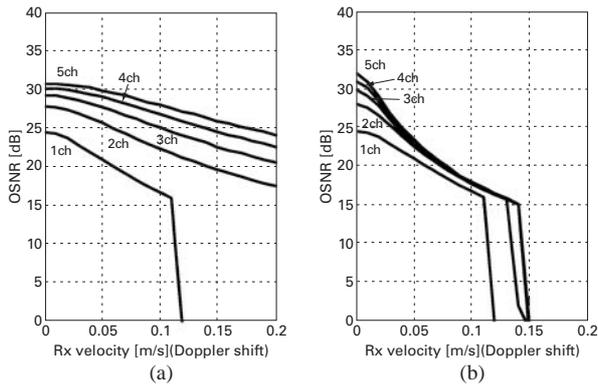


図23 多チャンネル受信の場合のドップラーシフトに対する特性
Fig.23 Characteristics dependent on Doppler shift in multi-channel reception

4. まとめ

水中音響デジタルデータ伝送について、伝送路におけるマルチパス、ドップラーシフトを考慮したシミュレーションを行い考察した結果、主として以下のような見解を得た。

- ・DFEはマルチパスの補償に対して非常に有用であり、マルチパスの遅延を含むタップ数を配置し、トレーニングが十分であれば完全に補償することができる。
- ・マルチチャンネル受信は、ノイズはもちろん、マルチパスやドップラーシフトに対しても効果がある。
- ・わずかな周波数ずれは適応等化器で追従できるが、特に送受波器が移動するような場合には不十分であり、ドップラーシフトの補償には位相補償回路やシンボルタイミング補償回路などを利用するのが良い。
- ・マルチチャンネル受信の際、FFタップ更新係数 μ_f の設定は、ドップラーシフトの補償を位相補償回路などに頼ることを前提として、単チャンネルの場合の μ_f の1/ch倍とするのが妥当であると思われる。
- ・強いマルチパスが存在し、マルチチャンネル受信を行っている場合はFFの+方向にマルチパスを含むだけのタップ数を配置することにより、マルチパスを利用した復調ができ、その結果速い収束と高いOSNRが得られる。
- ・シンボルタイミングがずれる可能性のある場合にはFFタップ配置に数タップの余裕を持たせるのが良い。

参考文献

- 1) M. Stojanovic, "Recent Advances in High-Speed Underwater Acoustics Communications," IEEE J. Oceanic Eng., 21(2), 125-136 (1996).

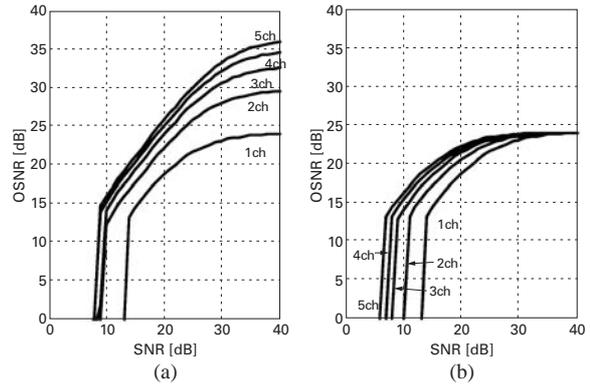


図24 ドップラーシフトが存在する場合のSNRに対する特性
Fig.24 Characteristics dependent on SNR under the presence of Doppler shift

- 2) Daniel B. Kilfoyle and B. Baggeroer, "The State of the Art in Underwater Acoustic Telemetry," IEEE J. Oceanic Eng., 25(1), 4-27 (2000).
- 3) Hiroshi Ochi, Takuya Shimura, et al., "Experiments for Acoustic Digital Data Communication Using Frequency Shift Keying Modulation," Jpn. J. Appl. Phys., 39(5B), 3184-3187 (2000).
- 4) 越智寛, 網谷泰孝他, "FSK変調による音響デジタルデータ伝送装置について", 海洋音響学会講演論集, (平成11年6月), 49-52.
- 5) Toshiaki Nakamura, Takuya Shimura, et al., "Acoustic Systems of the AUV 'URASHIMA'," ISOPE-2001, Stavanger, Norway, 674-678 (2001).
- 6) Hong K. Yeo, Bayan S. et al., "Performances of Multi-Element Multi-User Detection Strategies in a Shallow-Water Acoustic Network (SWAN)," IEEE J. Oceanic Eng., 26(4), 604-611 (2001).
- 7) 村野和雄, 海上重之, 情報・通信におけるデジタル信号処理 (株式会社 昭晃堂, 東京都, 1987).
- 8) John G. Proakis, 坂庭好一 他訳, デジタル移動通信シリーズ デジタルコミュニケーション (株式会社 科学技術出版, 東京都, 1999).
- 9) B. Farhang-Boroujeny, Adaptive Filters Theory and Applications (John Wiley & Sons Ltd, Baffins Lane, England, 1998).

(原稿受理: 2003年8月7日)