

伝送路歪みを考慮した軟判定ビタビ復号器の設計

金田 喜共[†] 和田 知久[†] 村上 修二^{‡‡} 森本 邦夫^{‡‡} 堀 充^{‡‡}

[†] 琉球大学工学部 〒 903-0129 沖縄県中頭郡西原町字千原 1 番地
^{‡‡} 株式会社マグナデザインネット 〒 901-0152 沖縄県那覇市字小禄 1831 番地 1
E-mail: †kaneda@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, †wada@ie.u-ryukyu.ac.jp,
‡‡{murakami,morimoto,hori}@MagnaDesignNet.com

あらまし デジタル通信システムにおいて、受信された信号は復調部で復調されたあと、伝送路歪みが推定され、その除去が行われる。後段では、誤り訂正処理を行い所望のデータが得られる。伝送路歪みの推定により、歪みの大きい伝送ではエラー率が大きく、歪みの小さい伝送ではエラー率が小さくなるという判断が可能である。したがって、伝送歪みから伝送路の信頼性 (Confidence) を推定し、その推定値 (Confidence Factor [1]) を後段の誤り訂正部で活用することにより全体の誤り訂正能力を上げることが可能である。本稿では、地上波デジタル通信を例にとり、OFDM 復調およびエラー訂正として軟判定ビタビ復号を前提に、復調部で生成された Confidence Factor をビタビ復号器で有効利用する方式について述べる。性能評価として MATLAB Simulink を用いたシミュレーション結果と、FPGA によるデモシステム設計について述べる。

キーワード 地上デジタル放送, OFDM, Confidence Factor, 64QAM, 軟判定ビタビ復号

Implementation of Soft Decision Viterbi Decoder taking account of Channel Distortion

Yoshitomo KANEDA[†], Tomohisa WADA[†], Shuji MURAKAMI^{‡‡}, Kunio MORIMOTO^{‡‡}, and
Michiru HORI^{‡‡}

[†] Faculty of Information Engineering University of the Ryukyus Senbaru 1, Nishihara, Nakagami,
Okinawa, 903-0129 Japan

^{‡‡} Magna Design Net, Inc. 1831-1 Oroku Naha, Okinawa, 901-0152 Japan
E-mail: †kaneda@lsi.ie.u-ryukyu.ac.jp, †wada@ie.u-ryukyu.ac.jp,
‡‡{murakami,morimoto,hori}@MagnaDesignNet.com

Abstract In a digital-communications system, a receiver presume channel distortion and remove them away from received signals after demodulating. In the latter part, error correction processing is performed and then desired data is obtained. By channel estimation, it is possible to judge that the error rate is large in large channel distortion, and the error rate is small in small channel distortion. Therefore, it is possible to improve the whole error correction capability by presuming the reliability (Confidence) from channel distortion, and utilizing the value as Confidence Factor [1] in a latter error correction block(FEC). This paper takes Digital Terrestrial Television Broadcasting System as an example, and shows the method that Confidence Factor generated in the receiver block works effectively at the Viterbi decoder on the assumption that it consists of an OFDM demodulation and soft decision Viterbi decoder. The simulation result using MATLAB Simulink and the demonstration system designed on FPGA are described as performance evaluation.

Key words ISDB-T, OFDM, 64QAM, Viterbi Decoding

1. まえがき

2003年12月から東京、近畿、中京圏で地上デジタル放送(ISDB-T)のスタートが予定されている。この放送で用いられるデジタル変調方式には、マルチキャリア変調であるOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式が採用されており、各送信シンボルにガードインターバルとよばれる領域を付加することで、電波の反射等によって生じる遅延波すなわちマルチパスの影響を低減している。このマルチパスの影響で、アナログ放送では画面上にゴーストが発生したが、デジタル方式では周波数選択フェージングを発生させビットエラー率を増加させる。地上波デジタル放送ではこのような伝送時のビットエラーを訂正するために、畳み込み符号とリードソロモン符号からなるエラー訂正方式が組み込まれている。

しかし、単一周波数放送(Single Frequency Network:SFN)によるマルチパスや、同一周波数帯放送によるチャネル妨害、移動体通信における無指向性受信などを考慮すると十分であるとは言えず、さらに優れた特性を求めなければならない。

復調部で推定された伝送路歪は次段のビタビ復号器への軟判定情報として利用することができる。この方法により誤り訂正能力を向上させる方法が計算機シミュレーションによりいくつか報告されている。[2]

本稿では、ハードウェアへの実装する際の問題点を検討し、近似的に同様な機構を提供する方法を提案する。

2. 研究背景

2.1 OFDMの復調

マルチパス伝送路でOFDM信号を受信すると、遅延波によりシンボル間干渉を引き起こし、データを正しく復調できなくなってしまう。

地上波デジタル放送では、送信シンボルにガードインターバルを付加することによってマルチパスの影響を軽減している。ガードインターバルはシンボルの最後の部分をコピーしてシンボルの前部に付加したものであり、シンボルの長さは理論値よりも長くなる。OFDMでは各副搬送波は周波数が基本周波数の整数倍になっているためシンボルの最後の部分を先頭に付加しても接続部分に不連続のない信号としてシンボル長を伸ばすことができる。ガードインターバルを付加したOFDMシンボルはガードインターバル長以内の遅延波であれば、シンボル間干渉を防ぐことができる。その様子を図1に示す。

ガードインターバルの効果によりシンボル間干渉は防ぐことができるが、受信シンボルは振幅と位相にひずみを受ける。よって、受信機では図2のように各信号点の位相が回転し、振幅が変動した信号が受信される。このひずみは伝送路特性を推定することで容易に補正をすることができる。OFDMでは伝送路の推定にパイロットシンボルを用いる。パイロットシンボルとは送信機、受信機で共に既知であるシンボルのことであり、データシンボルの間に挿入する。受信機ではまず、受信されたパイロットシンボルからパイロットシンボルに作用する伝送路特性を推定する。推定された伝送路特性を用いてデータシンボ

ルに対する伝送路特性を推定し、データシンボルのひずみを補正する。

ISDB-Tでは、パイロット信号SP(Scattered Pilot)が、12キャリアに1本、1OFDMシンボル毎に3キャリアシフトされて装入されている(図3)。伝送路の変動がシンボル長に比べて十分長い場合には、伝送路がシンボルに与える影響はほぼ一定とみなすことができる。したがって、SPを用いて伝送路特性を推定することができれば、その逆関数を用いて伝送路の影響

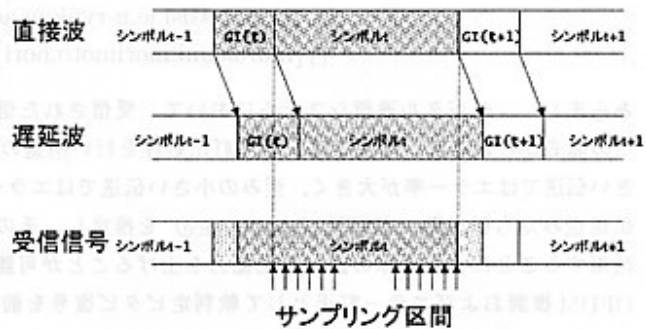


図1 ガードインターバルによるシンボル間干渉の除去

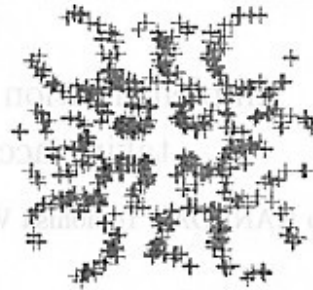


図2 遅延波の影響を受けたコンスタレーション図

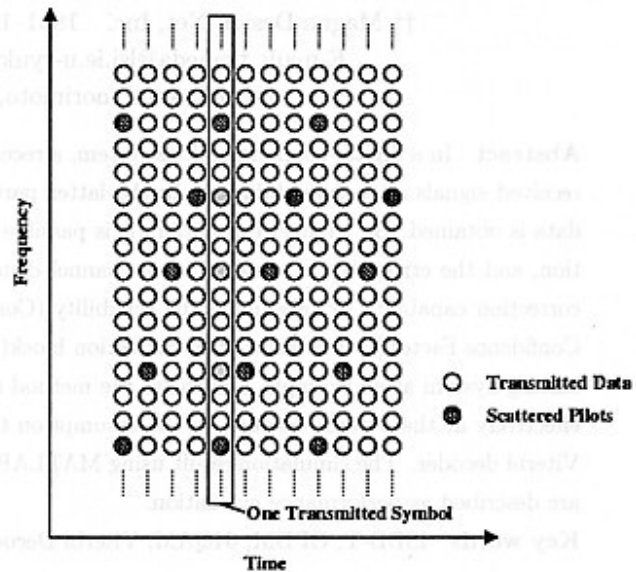


図3 パイロット信号

を取り除くことができる。

ここで、OFDM サブキャリアの番号を k として、受信後に FFT 処理を施した信号を $Y(k)$ を、伝送路を $C(k)$ 、パイロット信号を $X(k)$ 、伝送路ノイズを $Z(k)$ とすると、

$$Y(k) = C(k)X(k) + Z(k) \quad (1)$$

のようにあらわすことができる。伝送路を推定する最も単純な方法は、FFT 後の受信信号を既知のパイロット信号で除算することである。

$$C'(k) = \frac{Y(k)}{X(k)} \quad (2)$$

この歪み情報を CF(Confidence Factor)として数値化し、受信したキャリアの信頼情報として利用することができる。

ノイズの影響を無視すれば、この操作により伝送路を推定することができるが、ノイズによりいくらかの誤りが生じることになる。

2.2 伝送路歪みとノイズ

通信では、送信信号がそのまま受信信号として得られることはほとんどなく、伝送路上のさまざまな要因により信号が影響を受けてしまう。以下に、伝送路で付加されるエラーの要因を示す。

● 伝送路ノイズ

伝送路上では様々なノイズが発生している。このようなノイズの振幅分布は平均値が 0 のガウス分布となる。送信機と受信機の距離が大きい場合には、距離の 2 乗に反比例して受信電力が大幅に低減するため、信号電力に対して相対的に雑音電力が多くを占めるようになる。

● マルチパスフェージング

直接波と遅延波の時間差が、帯域幅の逆数よりも大きいと周波数選択性フェージングが見られるようになる。[3]

送信波形を $d(t)$ 、マルチパスにより生じた遅延波を $u(t)$ とすると、

$$d(t) = e^{-j2\pi f_c t} \quad (3)$$

$$u(t) = \alpha e^{-j2\pi f_c (t+\tau)} \quad (\text{ただし } \alpha < 1) \quad (4)$$

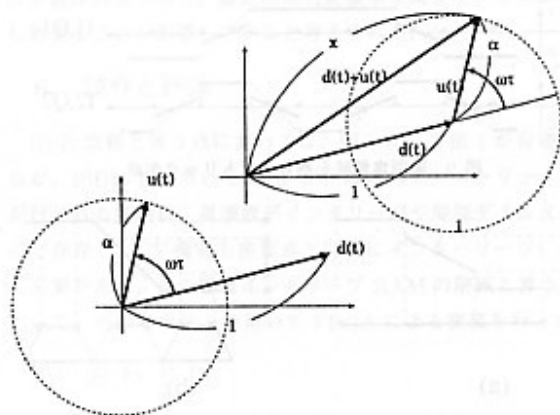


図 4 所望波と遅延波の関係

となり、合成波 $s(x)$ は、以下のような式で表現できる。

$$s(x) = \{1 + \alpha e^{-j2\pi f_c \tau}\} e^{-j2\pi f_c t} \quad (5)$$

図 4 は、遅延時間が τ 、DUR が $\frac{1}{\alpha}(-20\log\alpha[\text{dB}])$ である。DUR が小さくなると振幅の落ち込みは深くなり、遅延時間が長くなると周期が短くなる。受信信号の振幅を x 、希望波の振幅で正規化した遅延波の振幅を α 、遅延時間を τ 、初期位相を ξ とすると、受信信号の振幅周波数特性は余弦定理により次の式で表される。

$$x = \sqrt{\alpha^2 + 2\alpha \cdot \cos\gamma + 1} \quad (6)$$

$$\gamma = 2\pi f_c \tau + \xi \quad (7)$$

2.3 64QAM の信号点配置

64QAM(Quadrature Amplitude Modulation:直交振幅変調)方式は、搬送波の振幅と位相の両方を使用し、1 シンボルあたり、6 ビットの情報を伝送することが可能な変調方式である。

64QAM の信号点配置は、図 5 のようになる。マッピングにはグレイコードが用いられており、隣接コード間のハミング距離が 1 ビットである。点配置の関係で 6 ビット中下位 2 ビット (I2, Q2) の判定は誤りやすくなっている事がわかる。

雑音のある環境下では各信号点が点ではなく広がりをもつようになる。広がりが大きくなると隣接する点同士の区別がつかなくなり状態判定を誤る確率が増え、BER が悪くなる。

2.4 軟判定メトリック

キャリアにのっている情報は、コンスタレーション上で座標点として得ることができる。得られた座標点が、どの理想点に近いかを判定して、もとのビット列を得る操作をデマッピングという。また、多くの場合、伝送路で加わるノイズによって得られる座標点は、理想点を中心に散ってしまう。そこでデマッピング操作によってビット情報を判定する際、受信点と理想点との距離 (分散) を用いて、メトリック計算を行う。メトリック

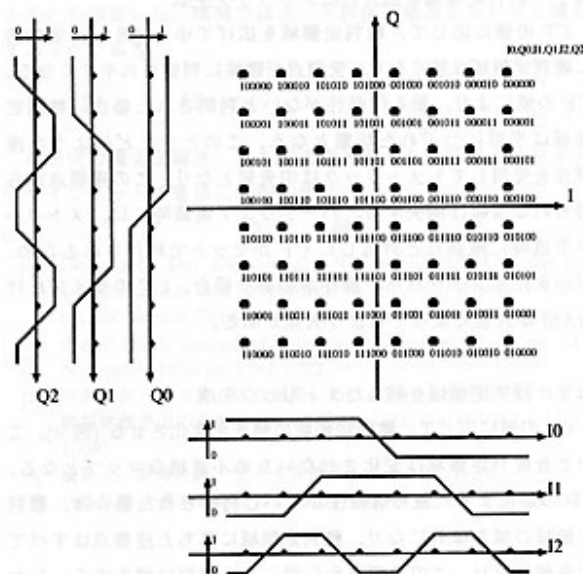


図 5 64QAM の信号点配置

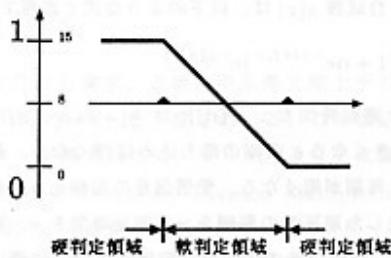


図6 軟判定メトリック

に4bit用いる場合、最も1らしい場合のメトリックを15、最も0らしい場合のメトリックを0とすることで、16段階の判定をすることができる(図6)。

0か1のどちらかに振り分ける硬判定法と比較して、軟判定法は0と1の間を数ビットで表現することで1らしさ、0らしさの度合いを表現できる。この操作により、受信点の持つ尤度情報を生成し、次段のビタビ復号器での最尤復号でブランチメトリック利用される。軟判定メトリックは硬判定メトリックより良い利得が得られることが知られている。[4]

3. 提案手法

提案手法では、軟判定メトリックの生成時に、復調部で得られる Confidence Factor を用いる。CF は、伝送路推定を行うことで得られるキャリアの信頼性情報である。CF は、そのキャリアから得られる符号ビットの信頼性にもそのまま影響するため、復調時に効率よく、符号ビットの信頼性へ対応させることが符号化利得に大きくかかわってくる。

ここでは CF を用いた 2 種類のメトリック生成法を示し、CF を用いない場合との違いを述べる。両手法とも CF の値により最も信頼性がないと判断された場合、軟判定領域は同様な変化をするが硬判定領域の振る舞いが異なる。

手法 1: 軟判定領域を拡大したメトリック生成

CF の値に応じて、軟判定領域を広げてゆく(図8)。相対的に硬判定領域は狭くなり、受信点が曖昧に判定されやすくなる。CF の値により、最も信頼性がないと判断された場合、軟判定領域は平坦につぶれた状態となる。このとき、どのような座標点を受信してもメトリックは中央値となり、この座標点から得られる情報は消失する。ハードウェア実装時には、メトリック生成時に座標点と対応した CF がセットで利用されるため、データにインターリーブ操作が必要な場合、CF のサイズだけ RAM が大きくなってしまふ欠点がある。

手法 2: 硬判定領域を残したメトリック生成

CF の値に応じて、軟判定領域の傾きを変化させる(図9)。このとき硬判定領域は変化させないため不連続なマップとなる。CF の値により、最も信頼性がないと判断された場合は、軟判定領域の傾きは0になり、軟判定領域に落ちた座標点はすべて中央値となり、この座標点から得られる情報は消失する。しかし、硬判定領域は残るため、硬判定領域に落ちた座標点は信頼

表1 シミュレーションパラメータ

Table 1 simulation parameters

FFT ポイント数	2048
キャリア数	1512
ガード長	考慮せず
変調方式	64QAM
2波マルチパス伝送路	DUR=0.1, 5, 15 dB
伝送路ノイズ	SNR = 13 ~ 20 dB
デマップ方式	3種類
誤り訂正符号	畳み込み符号 R=2/3
ブランチメトリック	4bit

性のない場合でも硬判定が行われる。ノイズの影響で軟判定領域を大きく越えてしまった場合、正反対のメトリックを得る欠点がある。しかし、この方法は、手法1と同様に CF の値によってマップを切り替えることでも実現できるが(図10(a))、マップを変更せずに、座標点の下位ビットを操作するだけでも実現可能である(図10(b))。後者の方法を用いれば、データにインターリーブ操作が必要な場合でも、事前に CF を座標点に作用させることができるため、CF による RAM サイズの変更は必要ない。

4. シミュレーション環境とパラメータ

前述した2つの方法の有効性を確かめるために、MATLAB Simulink にてシミュレーションにより BER の測定を行った。作成したシミュレーションモデルを図7に、設定した各種パラメータを表1に示す。

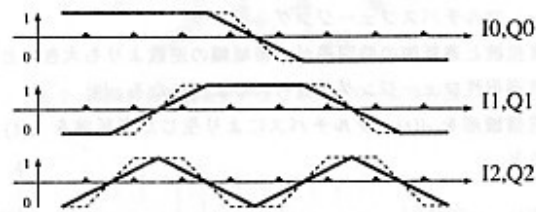


図8 軟判定領域を拡大したメトリックの生成

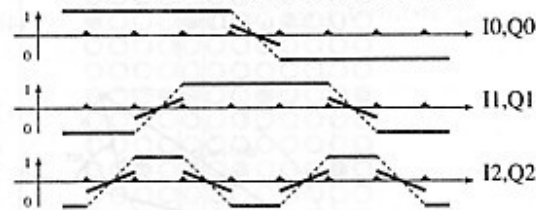


図9 硬判定領域を残したメトリック生成

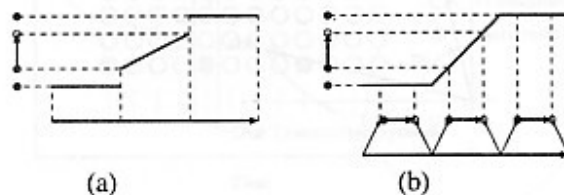


図10 座標点の下位ビット操作によるメトリック生成

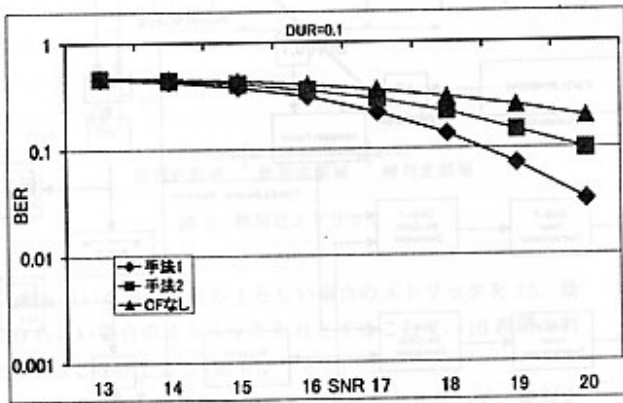


図 12 シミュレーション結果 (DUR=0.1dB)

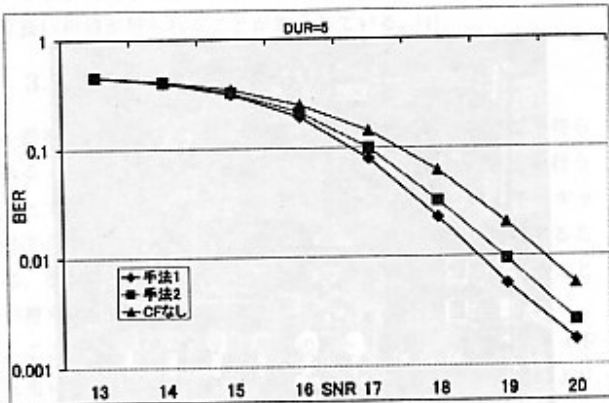


図 13 シミュレーション結果 (DUR=5dB)

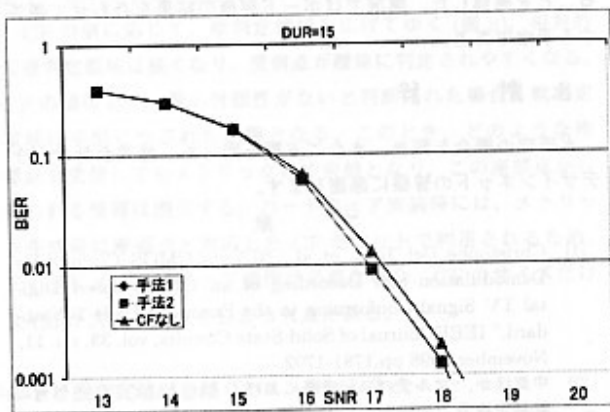


図 14 シミュレーション結果 (DUR=15dB)