

デジタルラジオ受信機における移動受信性能向上アルゴリズムの検討

今尾 勝崇[†] 新保 大介 前田 尚利

[†] 三菱電機株式会社 先端技術総合研究所 〒617-8550 京都府長岡京市馬場岡所 1

E-mail: [†] Imao.Masataka@dy.MitsubishiElectric.co.jp

あらまし デジタルラジオ受信機能が搭載された放送受信機が世界的に普及しており、様々な情報配信サービスを提供可能な DAB (Digital Audio Broadcast) 放送規格が、最も多くの国で採用されている。DAB 放送規格では、変調方式として DQPSK が規定されているが、遅延検波を行うため雑音や歪みにより受信信号品質が劣化しやすい問題がある。そこで本稿では、簡素な信号処理で雑音耐性と移動受信性能を向上する独自の信号復調アルゴリズムを提案する。

キーワード デジタルラジオ放送, DQPSK, 復調アルゴリズム, BER

Demodulation Algorithm and Its Improved Effect in Mobile Reception Environment for Digital Radio Receiver

Masataka IMAO[†] Daisuke SHIMBO and Naotoshi MAEDA

[†] Advanced Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corporation

1 Zusho Baba, Nagaokakyo-shi, Kyoto, 617-8550 Japan

E-mail: [†] Imao.Masataka@dy.MitsubishiElectric.co.jp

Abstract Broadcasting receivers with receiving function for digital radio service have been developed recently in the world. Especially DAB (Digital Audio Broadcast) as digital radio broadcasting standards with various service platforms is widely deployed in many countries. In DAB system, DQPSK is specified as modulation scheme and it has a general problem of deteriorating symbol error rate compared to that of synchronous detection. This is caused that demodulation method for DQPSK must be operated by using both noised received signal and noised delayed signal. Therefore, we propose a new demodulation method with simple signal processing, and also reveal that our method can obtain the advantageous effect in BER improvement effect under noisy and mobile reception environment.

Keyword Digital Audio Broadcasting, Differential phase shift keying, Demodulation Algorithm, Bit Error Rate

1. はじめに

世界各国で放送のデジタル化が広く展開されており、家庭用デジタル放送受信機や車載放送受信機、携帯情報端末をはじめとする様々な受信形態が各国で開発・実現されるようになった。近年では、テレビ放送だけでなくラジオ放送のデジタル化も急速に進んでいるため、デジタルラジオ放送を受信する機能が付加された放送受信機が次第に一般的となりつつある。特に、DAB (Digital Audio Broadcasting) [1]は、様々なコンテンツを配信可能な放送規格であり、簡素な復調アーキテクチャで受信機を構成出来るため、欧州を初めとする世界中の様々な国において同規格を用いたデジタルラジオ放送が運用されている。

DAB では DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) が変調方式として規定されており、放送信号

伝送時の位相歪みに強い耐性を有する特長がある[2]。また、時間的に連続した2つのシンボルの位相差に情報が変調されているため、受信機では信号復調を行うための位相基準が不要となる。

しかしながら、DQPSK の信号復調では、雑音が重畳された2つのシンボルの位相差を検出(遅延検波)する必要があるので、位相基準を用いる絶対検波方式と比較してシンボル誤り率が劣化することが知られている[3]。特に、弱電界環境では、雑音の影響を強く受けて復調信号の品質が大きく劣化する。ゆえに、遅延検波時の基準位相に相当する遅延信号の信頼性を向上すれば、復調結果の誤り率低下が期待できる。

そこで今回、遅延検波時に用いる遅延信号の雑音や歪みを抑圧する信号復調アルゴリズムを新たに考案した。本稿では、弱電界環境と移動受信環境における考

案手法の適用効果を計算機シミュレーションにより明らかにすると共に、DSP 実装による聴感評価の結果をまとめている。

2. DAB 基本受信方式

2.1. 概要

DAB 受信機では、DQPSK を用いて音声情報がデジタル変調され、これを送出するために COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing) によるキャリア変調が行われている。従って、DAB 受信機では、COFDM 信号復調のためのマルチキャリア復調機能と、DQPSK 信号復調のためのデータ復調機能の両方を備える必要がある。図 1 に、DAB 受信機の構成例を示す。

2.2. 従来の復調方法(遅延検波)

DQPSK 信号の復調機能は、受信シンボルと 1 つ前の受信シンボル(遅延シンボル)との複素乗算により構成されるのが一般的である。この手法は遅延検波と呼ばれる。図 2 に、このような遅延検波による DQPSK 信号復調例のブロック図を示す。

ベースバンドにおける DQPSK 信号 $x(m)$ を、次式のように定義する。ただし、 m は受信シンボルの出力タイミングである。

$$x(m) = \exp[j\theta(m)] \quad (1)$$

また、 $\theta(m)$ は情報ビット毎に対応した変調位相であり、DQPSK の場合は $(2k-1)/4$ ($k=1,2,3,4$) となる。

上述のような放送信号を受信する際、受信機における熱雑音や伝送路における振幅・位相変動の影響を受けるため、受信信号歪みが発生する。よって、受信信号 $r(m)$ は等価低域系を用いて次式のように表される。

$$r(m) = \alpha(m) \exp[j\{\theta(m) + \beta(m)\}] + N(m) \quad (2)$$

上式において、 $\alpha(m)$ 及び $\beta(m)$ はそれぞれ振幅及び位相の変動成分、 $N(m)$ は熱雑音成分であり、シンボル間干渉の影響は無視している。このとき、次式のような計算により復調信号が得られる。

$$\begin{aligned} y(m+1) &= r(m+1)r^*(m) \\ &= \alpha(m+1)\alpha(m)e^{j\{\Delta\theta(m)+\Delta\beta(m)\}} \\ &\quad + f\{N(m+1), N^*(m)\} \end{aligned} \quad (3)$$

ただし、 $f\{u,v\}$ は u と v の関数であり、 $\Delta\theta(m)$ 及び $\Delta\beta(m)$ は次式の通りである。

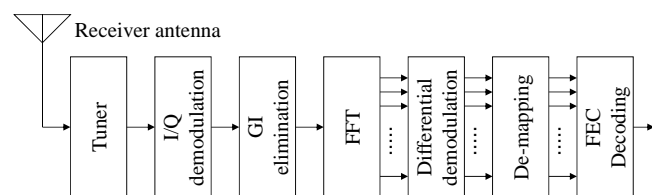


図 1 DAB 受信機の基本ブロック構成図

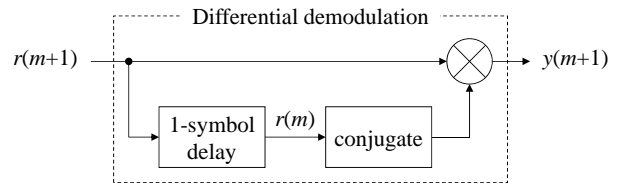


図 2 従来の DQPSK 復調方法

$$\begin{cases} \Delta\theta(m) = \theta(m+1) - \theta(m) \\ \Delta\beta(m) = \beta(m+1) - \beta(m) \end{cases} \quad (4)$$

2.3. 課題

伝送路変動周期がシンボル時間長に対して十分に長い場合は、振幅・位相変動はそれぞれ $\alpha(m+1)=\alpha(m)=A$ 及び $\beta(m)=0$ と近似することが可能である。さらに、CNR が高い場合は、雑音電力 $N(m)$ の大きさが受信信号に対し十分に小さいとみなせるため、この値を無視できる。従って、送信された変調位相 $\Delta\theta(m)$ を正確に検出することが可能となる。

これに対し、伝送路変動周期が速い場合や受信信号電力が小さい場合、受信シンボルと遅延シンボルが歪みの影響を強く受けるため、検出位相が高速に変動する。このため、DQPSK のシンボル誤り率は、同期検波方式を用いる QPSK のものに対し急激に劣化することとなる。この課題を解決するため、今回、雑音耐性と移動受信性能を向上する独自の信号復調アルゴリズムを開発した。

3. 受信性能向上アルゴリズム

3.1. 概要

今回考案した DAB 受信性能向上アルゴリズムでは、基準シンボルの生成・更新機能が必要となる。この基準シンボルは、過去の受信シンボルを参照して生成する。図 3 に、複素数平面で表現した 4 つの基準シンボル $Z_p(m)$ ($p=1,2,3,4$) の例を示す。 m 番目の遅延シンボル $r(m)$ が得られた場合、まず初めに、複素数平面において遅延シンボルから基準シンボルまでのユークリッド距離 $C_p(m)$ を計算する。

$$C_p(m) = |r(m) - Z_p(m)| \quad (5)$$

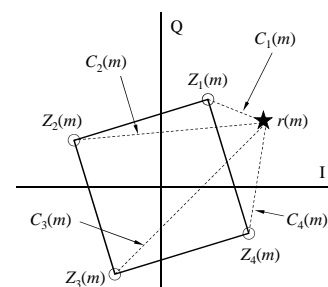


図 3 遅延シンボルと基準シンボルの関係

また、上式で得られた4種類のユークリッド距離のうち最小のものを選択し、そのインデックス p を選択インデックス s として保持する。さらに、インデックスに対応した基準シンボル $Z_s(m)$ を用いて遅延シンボル $r(m)$ を置換する。例えば、図3の場合、4種類のユークリッド距離 $C_p(m)$ のうち最小のものは $C_1(m)$ と推定されるため、選択インデックス s は1となり、遅延シンボル $r(m)$ を基準シンボル $Z_1(m)$ に置換する。

次に、次式を用いて基準シンボル $Z_s(m)$ を更新する。

$$Z_s(m+1) = (1-\gamma)Z_s(m) + \gamma r(m) \quad (6)$$

$(0 < \gamma < 1)$

ただし、 γ はステップサイズである。また、次式により全ての基準シンボル $Z_p(m+1)$ ($p \neq s$) を決定する。

$$Z_p(m+1) = Z_s(m+1)e^{j\left(\frac{p-s}{2}\right)\pi} \quad (7)$$

$(1 \leq p \leq 4, p \neq s)$

図4に、式(6)と(7)に対応した基準シンボル更新の例を示す。このように、本手法では、複素数平面上において正方形の形状を維持しつつ全ての基準シンボルを更新することにより、伝送路の振幅/位相変動に追従することが可能となる。このとき、式(6)及び(7)を解くことにより、基準シンボル $Z_p(m)$ の収束値を次式のように表すことができる。

$$Z_p(m) = (1-\gamma)^m Z_p(0) + \gamma \alpha \exp\{j(\theta_p + \beta)\} \sum_{k=0}^{m-1} [(1-\gamma)^{m-k-1}] + \gamma \sum_{k=0}^{m-1} [(1-\gamma)^{m-k-1} N(k)] \quad (8)$$

上式では、伝送路の変動周期がシンボル時間長に対し十分に長い場合を仮定し、伝送路の変動成分を $\alpha(0) = \dots = \alpha(m-1) = \alpha$ 及び $\beta(0) = \dots = \beta(m-1) = \beta$ と近似した。また、受信信号 $r(k)$ は各々の p に対し固定値であるため、

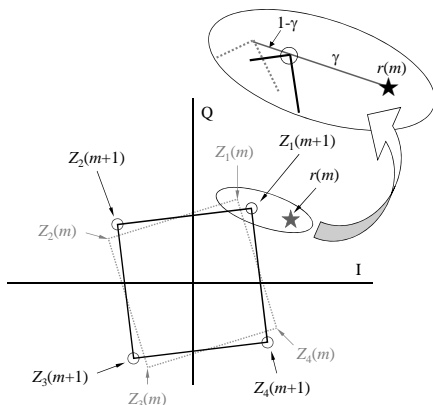


図4 基準シンボルの更新

変調位相 $\theta(k)$ は固定値 θ_p に置換した。さらに、熱雑音 $N(k)$ の足し合わせ効果を考慮すれば、式(8)は次式のよう
に等価変換できる。

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \{Z_p(m)\} = \exp\{j\theta_p\} \times \alpha \exp\{j\beta\} + \lim_{m \rightarrow \infty} \left\{ \gamma \sum_{k=0}^{m-1} [(1-\gamma)^{m-k-1} N(k)] \right\} \quad (9)$$

式(9)から明らかなように、基準シンボル $Z_p(m)$ は、伝送路変動成分 α , β に応じて回転しつつ変調位相 p を維持する能力と、熱雑音成分を指数オーダで抑圧する能力とを備えることとなる。

3.2. 移動受信性能の向上

放送信号の移動受信時は、伝送路状態が時々刻々と変化する。従って、上述の式(9)におけるステップサイズ γ を適応制御することで、移動受信性能を向上することが可能となる。そこで、今回の考案アルゴリズムでは、伝送路推定部とその推定結果に基づいたステップサイズ適応制御機能を導入している。

図5に、伝送路推定部の機能ブロック構成図を示す。また、図6に伝送路推定部における信号処理内容の概要を示す。

まず、シンボル結合部においてFFT出力信号すなわちDQPSK信号を4乗し、受信したシンボルを周期的に複素数平面上の一点に集約する(図6(a))。DAB信号にはパイロット信号が含まれていないため、このような信号処理を行うことでパイロット信号に相当するデータを生成する。ここでは、このデータを集約信号と呼ぶ。正規化信号(固定データ)を用いて集約信号を正規化することで、集約信号に重畳されている伝送路変動成分が算出される(図5(a))。

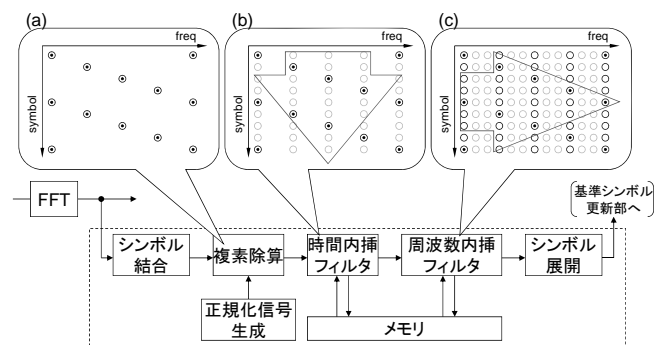


図5 伝送路推定部の機能ブロック構成図

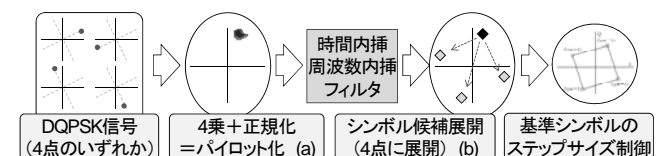


図6 伝送路推定部の信号処理内容概要

次に、集約信号の存在するサブキャリアに対し、時間方向の伝送路変動成分の内挿を行う(図 5(b)). また、この時間内挿結果を用い、残り全てのサブキャリアに対して周波数方向の伝送路変動成分を内挿する(図 5(c)). 最後に、理想シンボル点の候補を 4 点に展開し(図 6(b)), 基準シンボルとの差異を監視しながらステップサイズを適応制御する.

4. シミュレーション

今回考案したアルゴリズムによる復調性能向上効果を計算機シミュレーションで確認した. 図 7 に、復調信号処理モデルを示す. DSP 実装を前提とした演算量削減のため、全ての受信シンボルを 4 乗変換して基準シンボルを生成・更新する構成とした. また、ステップ係数の制御を行うため、時間及び周波数軸の内挿フィルタを導入した.

図 8 に、強雑音環境(弱電界環境)を想定した計算機シミュレーション結果を示す. 同図より、AWGN と 2 波マルチパス環境のいずれにおいても復調性能が向上していることが分かる. BER = 10^{-2} を評価指標としたときの所要 C/N の向上効果は、最大でおよそ 1.5dB である. この評価指標は、地上デジタル放送において信号復調後に必要とされる BER を参考にした値であり、実運用上で十分に有意な効果が得られていると考えられる.

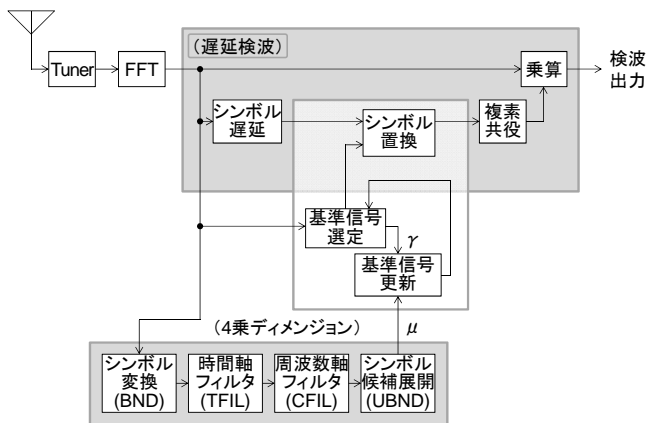


図 7 復調信号処理のシミュレーション構成

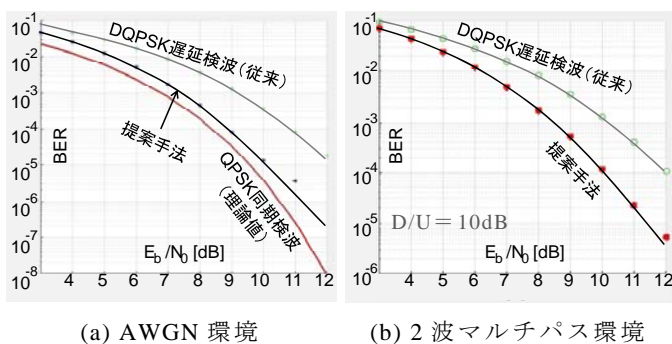


図 8 シミュレーション結果(強雑音環境)

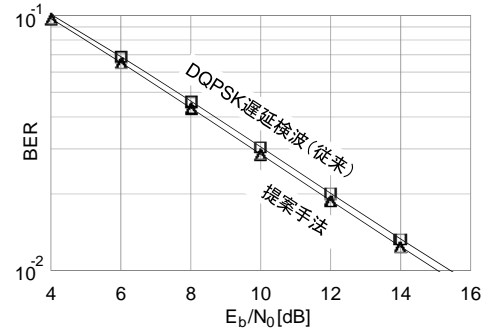


図 9 シミュレーション結果(移動受信環境)

次に、図 9 に、移動受信環境におけるシミュレーション結果を示す. 高速走行時の受信を想定し、伝送路モデルは TU6 を使用した. 同図より、移動受信環境であっても考案アルゴリズムの適用効果が得られており、BER = 10^{-2} における所要 C/N の向上効果はおよそ 0.4dB である.

5. DSP 実装による聴感評価

本アルゴリズムを DSP に実装し、上述の計算機シミュレーションと同等の検証試験を実施した結果、平均でおよそ 1.2dB の所要 C/N 向上効果が確認できた. シミュレーションとの差異の要因は、固定小数点化や三角関数演算の離散化など、ビット制約によるものが支配的であった.

また、実際のラジオ放送番組を用いて聴感テストを実施した結果、複数名平均でおよそ 0.3dB の所要 C/N 向上効果が確認できた. 今回は、特定のラジオ放送番組で聴感試験を実施したため、他のジャンルの番組を用いた試験を行い、評価結果の精度向上を試みる.

6. まとめ

本稿では、デジタルラジオ受信機の雑音耐性と移動受信性能を向上する独自の信号復調アルゴリズムを提案した.

今回考案したアルゴリズムは、過去の複数の受信信号を参照して基準シンボルを更新する機構を備え、これを用いて信号復調を行うためベース受信性能を向上できる. さらに、独自手法を用いて疑似パイロット信号を生成することで伝送路推定が可能となるため、雑音耐性と移動受信性能が向上できる. これらの効果を、計算機シミュレーション及び DSP 実装による聴感評価で明らかにした.

文献

- [1] ETSI EN 300 401 v1.4.1, Radio Broadcasting Systems, June 2006.
- [2] M. Velez et al., "Field measurement based performance analysis of digital audio broadcasting reception in mobile channels," in Proc. IEEE VTC-Spring, May 2005, pp. 247-251.
- [3] A. Goldsmith, Wireless Communications, Cambridge University Press, 2005, pp. 172-182.