IF 帯で動作する逐次適応フィルタを用いた OFDM 用中継装置

Relay Equipment for OFDM Terrestrial Broadcasting Systems using an IF Band Adaptive Filter

正会員 荒 関 卓[†], 正会員 樋口 裕二[†], 正会員 平 井 実[†]Takashi Araseki[†], Yuji Higuchi[†] and Minoru Hirai[†]

Abstract Several cancelers have been developed for coping with multipath and loop coupling at relay stations in ISDB-T digital terrestrial broadcasting systems using OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) signals. This paper describes simplified iteratively adaptive algorithms based on a least means square method for cancellation filters. The use of an adaptive filter operating in IF bands greatly simplifies the required hardware, minimizes its size, and does not degrade the system performance. The results of a computer simulation showed that the algorithms can be used in OFDM digital broadcasting systems.

キーワード: 回り込みキャンセラ, 地上デジタル放送, 中継装置, SFN, 放送波中継, 適応フィルタ

1. ま え が き

国内地上デジタル放送で採用される OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) は、マルチパスに強い、移動体受信にも利用できる、SFN (単一周波数ネットワーク) が構成できる、というさまざまな特徴がある。SFN では、親局から中継局への配信に放送波そのものを使う方法と、光ファイバ等の別回線により配信を行う方法がある。コスト的には前者が望ましいが、中継局の送信アンテナから受信アンテナへの回り込みによる性能劣化、特に回り込みのループ利得が 1 以上になると信号増大、発振という問題が発生する。また、回り込みやマルチパスによる周波数特性のリップルの発生でも CN 比が劣化する。従って、中継に際しては劣化の増加を避けるためマルチパスや回り込みによる周波数特性の歪を補正する必要がある。

これら問題に対処するため、中継局に回り込みやマルチパスをキャンセルするためのフィルタを設置する方法がさまざま提案されている。その手法の一つは、回り込みキャンセルのためのフィルタを置き、OFDM 信号に含まれるパイロット信号 (SP) を再生しそれを元に回り込み特性を推定しフィルタ係数を構築する方式であり¹⁾²⁾、一つは、送信信号の相関を求め無相関化するようにフィ

ルタ係数を求める適応方式である³⁾⁴⁾。

前者は、OFDM 復調が必要であるものの親局信号をかなり正確に再現できる。後者は、OFDM 復調が不要というメリットがあるため、構造が簡単になる可能性がある。なお、これらの方法では、フィルタの係数をブロック的に (例えば、OFDM のシンボル毎に) 更新する方式となっている。

筆者は、OFDM 信号の復調が不要で標本毎に逐次フィルタ係数を修正する逐次適応方式の回り込みキャンセラを提案し、複素ベースバンドでの処理に基づく解析とシミュレーションを行い、その基本的性能を明らかにした。その際残された課題は、装置の安定化・高速化と、装置の簡易化であった⁷⁾。

本論では、適応フィルタを IF 帯で動作させること、係数推定の簡単なアルゴリズムを導入することにより、性能を保持しながら装置化の大幅な簡易化が可能であることを示し、また、その性能を評価する。

2. 逐次適応型キャンセラ

2.1 中継システムの構成

中継システムのモデルを図 1 に示す。

親局信号を X 、受信信号を Y 、中継装置の出力信号を S 、諸々の地点でのノイズの総和を中継装置の受信点に換算し M で表す。また、 $1+P$ は親局からの伝送路 (マルチパス伝送路) を、 F は回り込みの伝送路を示す。ここで、ノイズ M を無視すると、フィルタ H の特性が

$$H = P + F \quad (1)$$

2001 年 6 月 29 日受付, 2001 年 10 月 22 日再受付, 2001 年 11 月 6 日採録

[†] 日本電気株式会社放送映像事業本部

(〒183-8501 府中市日新町 1-10, TEL 0423-33-5178)

[†] NEC Corporation, Broadcast and Video Equipment Operations Unit

(1-10, Nisshin-cho, Fuchu-shi, Tokyo, 183-8501, Japan)

図 1 回り込みキャンセラの構成。
A structure of a loop canceller.

になると S と X とが等しくなる。つまり、このフィルタは、理想的には、マルチパス、回り込みの両方の影響を打ち消す能力があるが、ここでは回り込みキャンセラと呼ぶことにする。

2.2 適応フィルタでの検討課題

既に述べたように、 H を最適化する (H を $P + F$ に近づける) 手法は、送信信号が OFDM であることを利用する方法と、単なるランダムな信号として扱う方法とに大別される。前者の例としては、送信信号 S からパイロット信号を抽出し伝達特性を推定しフィルタ H の係数を決定するデシジョンフィードバック方式が提案されている¹⁾²⁾。一方、OFDM としての構造を利用せず、信号の自己相関を求めフィルタ H の係数を修正する方式が提案されている³⁾⁴⁾。

以上の方式ではブロック的にフィルタ係数を更新していたのに対して、係数を逐次的に修正する方式が提案されている⁷⁾。その際、回り込みキャンセラに逐次適応フィルタを用いることにより OFDM 復調が不要で装置の簡化が可能になる、という利点があるものの、以下に示すような考慮すべき点もある。

- ・親局からの信号 X が、回り込み特性を推定する際に外乱 (ノイズ) として作用する。

- ・フィルタによるキャンセル結果 (残差) がそのままそのフィルタ入力となる構造 (IIR フィルタ) となっている。

- ・OFDM 信号は帯域が制限されているため、正しい伝送特性の求まらない帯域が生じる。

このような問題に対処するため、適応フィルタの安定化の仕組みとして、中継装置の中に帯域外の成分に若干の損失を与える帯域通過フィルタを挿入することが有効であることが示され、同時に、複素ベースバンド領域での基本的な性能について明らかにされている⁷⁾。

以下では、性能を保ちながら大幅な簡易化を実現するため、IF 帯での処理に基づく回り込みキャンセラにつき検討する。まず、いくつかの簡易化適応アルゴリズムを提案し比較した後、その性能評価について述べる。

2.3 逐次適応アルゴリズム

標準化時刻 j において、親局から出力された信号を x_j 、マルチパスを通り中継装置へ到達した信号を $\hat{x}_j$ とする。

回り込み信号を y_j 、適応フィルタ出力 (推定値) を z_j 、送出信号を s_j 、マルチパスや回り込みの伝送路、あるいは受信機等で生じる雑音の総和を m_j と表すと、出力信号 s_j は、

$$s_j = \hat{x}_j + y_j - z_j + m_j$$

$$= x_j + P_j^T X_j + F_j^T S_j - H_j^T S_j + m_j \quad (2)$$

$$= x_j + u_j + m_j \quad (3)$$

となる。ここで、 u_j は回り込みとマルチパスのキャンセル残差を表す。また、 P_j, F_j, H_j は時刻 j におけるマルチパスの伝送路、回り込み伝送路、および適応フィルタの各係数である。例えばマルチパス伝送路の n 番目の係数を p_n^j とすると、 $P_j = (p_1^j, p_2^j, p_3^j, \dots, p_N^j)^T$ であり、他も同様である。又、 $X_j = (x_{j-1}, x_{j-2}, \dots, x_{j-N})^T$ 、 $S_j = (s_{j-1}, s_{j-2}, \dots, s_{j-N})^T$ である。なお、 T は転置、 N はタップ数を表す。また、今後、各信号のサンプル値は小文字で、行列は大文字で表現する。

デシジョンフィードバックを用いない中継装置においては x_j そのものを推測することできない。そのため、 s_j の電力を最小にすることにより u_j の電力を最小にする様にフィルタの係数を修正する最小平均自乗法を用いる。

標準化時刻 j における適応フィルタの係数の修正量は、

$$H_{j+1} = H_j + \Delta H_j$$

$$\Delta H_j = \mu s_j S_j \quad (4)$$

となる。ここで μ は正の小さな値である。 μ をどのように選ぶかによってアルゴリズムが異なる。実際の修正式としては、さまざまな方式が提案されている。

3. 各種適応アルゴリズムの比較

次に、装置の簡単化のためいくつかの修正アルゴリズムにつき比較検討する。なお、最初に述べる基本式については既に複素ベースバンドでの特性は明らかになっている⁷⁾。各アルゴリズムの比較結果を表 1 にまとめている。以下の検討では、 x_j は白色な雑音であると仮定したが、実際の OFDM 信号は帯域制限されているため、実測値と理論値にずれが生じる。そのため、検討結果は基本的な動作、設計の指針等を知るための目安と考えるべきである。ビット誤り率 (BER) についてはシミュレーションで示す。

3.1 基本式

- ・修正式

まず、基準となる方式として、比較的演算量が少なく性能の良い学習的同定法⁵⁾ と呼ばれる適応アルゴリズムにつき検討する。学習的同定法によると修正量は次のように与えられる。

$$\Delta H_j = \frac{\alpha s_j S_j}{\|S_j\|^2} \quad (5)$$

これを基本式とする。ここで、

$$\|S_j\|^2 = S_j^T \times S_j \quad (6)$$

である。一般的な FIR システム同定における収束条件は $0 < \alpha < 2$ である。この場合、修正係数 α が 1 の時に収束速度が最も早くなる。ただし、最終的なキャンセル量は α が小さいほどよい⁵⁾。

すでに述べたように、回り込みキャンセラでは適応フィルタが IIR 構成となっており、また、信号 x_j が雑音として作用するため、 α をできるだけ小さくする必要がある。 α の振る舞いについては下に解析結果を記す。

・演算量

適応フィルタでの主な演算は推定値 $\hat{s}_j$ の計算と修正量の計算である。推定値を求めるためには標本毎に乗算が N 回と加算が N 回必要である。修正において、式 (5) で $\alpha s_j / \|S_j\|^2$ をあらかじめ計算しておくことで乗算が $2N$ 回、加算が $2N$ 回となる。したがって、全体で、 $3N$ 回の乗算と $3N$ 回の加算となる。

・収束特性

複素ベースバンドにおける基本式の収束特性については既に求められている⁷⁾。IF 帯で用いるときは、収束の比較的初期の段階で、収束特性に若干の違いが生じるが、その他は複素ベースバンドの場合と略同じである。

標本毎の係数誤差

$$D_j = P_j + F_j - H_j \quad (7)$$

のパワーの減少の割合の期待値を

$$E(\|D_{j+1}\|^2 / \|D_j\|^2) = 1 - \lambda \quad (8)$$

で表すと、 λ は、

$$\lambda = \frac{2\alpha}{N} - \frac{\alpha^2 \sigma_s^2}{N \sigma_u^2} \quad (9)$$

となる (付録 A 参照)。ここで、 σ_s^2 は信号 $\bullet$ の分散である。なお雑音 m_j は、親局信号 x_j に比べ小さいため、適応動作に関する限り一般にその影響は無視できる。

上式から、修正の行われる速度は $2\alpha/N$ であり、右辺第 2 項により、修正が停止する、とみなすことができる。収束の限界については、 $\lambda > 0$ が収束の条件であるから、

$$\sigma_s^2 / \sigma_u^2 = 1 / E(\|D_j\|^2) < 2/\alpha \quad (10)$$

となる。上式は、中継装置の送信 (出力) 信号対キャンセル残差分の比、つまり、中継装置出力での DU 比の限界を示すことになる。この収束特性は、マルチパスだけ存在する場合も回り込みだけの場合も同じである。なお、既に述べたように、OFDM 信号が帯域制限されているため実際は上式にはずれが生じる。

・伝送路の変動の影響

複素ベースバンドの場合については、伝送路の n タッ

表 1 各修正式の収束特性の比較。

Comparison of convergence characteristics for algorithms.

方式	収束速度	最終値
基本式	$2\alpha/N$	$2/\alpha$
変形式 1	$2\alpha/N$	$(2/\pi)(2/\alpha)$
変形式 2	$2\alpha/N$	$(2/\pi)(2/\alpha)$
変形式 3	$\sqrt{2/\pi}(2\alpha/N)$	$\sqrt{2/\pi}(2/\alpha)$

プ目に該当する遅延で値が $A\cos(\omega j) + iA\sin(\omega j)$ で変動しているとすると、 α が 0.001 程度、 N が 100 程度の場合、伝送路の変動が 10Hz 程度以下であれば収束特性にあまり影響はないが、100Hz 程度では収束性能にかなりの影響が現れることがわかっている⁷⁾。IF 帯でも同様である。なお、上の係数の変動を表す式で i は虚数を表す。

3.2 変形式 1

・修正式

アルゴリズムを簡単にする手法として、信号を極性情報の上に置き換えることがよく行われ、それはサインアルゴリズム等と呼ばれる。通常は若干の特性劣化をもたらすだけなので実用に供されることが多いが、ここでは、回り込みキャンセラに採用できるのか否かを検討する。まず、次のようにフィルタ入力信号 (中継装置の出力信号) を極性ビットに置き換えたアルゴリズムを検討する。

$$\Delta H_j = \frac{\alpha s_j \operatorname{sgn}(S_j)}{|S_j|} \quad (11)$$

ここで、 $\operatorname{sgn}(\bullet)$ は、信号 $\bullet$ の極性 ($+1$, -1) を表し、

$$|S_j| = \sum_{n=1}^N |s_{j-n}| \quad (12)$$

とする。

・演算量

このアルゴリズムでは、式 (11) においてあらかじめ $\alpha s_j / |S_j|$ を計算しておくことで、係数の修正はその加減算のみで済ますことができる。したがって、修正においては乗算が不要であり、標本毎の $2N$ 回の加減算のみとなる。

・収束特性

係数の自乗誤差の減少分は、マルチパスがないものとするとき次式のようなになる (付録 B 参照)。

$$\lambda = \frac{2\alpha}{N} - \frac{\pi \alpha^2 \sigma_s^2}{2N \sigma_u^2} \quad (13)$$

収束の限界は、

$$\sigma_s^2 / \sigma_u^2 = 1 / E(\|D_j\|^2) < \frac{2}{\pi} (2/\alpha) \quad (14)$$

となり、乗算回数は半分に減るが特性は基本形とあまり変わらないことがわかる。

3.3 変形式 2

・修正式

変形式 1 とは異なり、誤差信号を極性で置き換えると次式のような修正式がえられる。

$$\Delta H_j = \frac{\alpha \operatorname{sgn}(s_j) S_j}{|S_j|} \quad (15)$$

・演算量

このアルゴリズムでは、 $\alpha/|S_j|$ をあらかじめ求めておくことにより、修正における乗算は標本毎にN回、加減算は2N回となる。

・収束特性

この式の場合、

$$\lambda = \frac{2\alpha}{N} - \frac{\pi\alpha^2\sigma_s^2}{2N\sigma_u^2} \quad (16)$$

となる。収束の限界は変形式1と同様、

$$\sigma_s^2/\sigma_u^2 = 1/E(\|D_j\|^2) < \frac{2}{\pi}(2/\alpha) \quad (17)$$

となる。

3.4 変形式3

・修正式

より簡単化した式として、誤差信号とフィルタ入力信号の両方を極性情報にすると、

$$\Delta H_j = \alpha \operatorname{sgn}(s_j) \operatorname{sgn}(S_j)/N \quad (18)$$

が得られる。

・演算量

この式によると、 α/N をあらかじめ求めておき、それを極性情報に基づき加減算を行えばよい。したがって、係数の修正では標本毎に加減算N回のみとなる。

・収束特性

この式の収束特性は下式のようになる。

$$\lambda = \frac{2\alpha}{N} \sqrt{\frac{2}{\pi}} - \frac{\alpha^2\sigma_s^2}{N\sigma_u^2} \quad (19)$$

収束の限界は

$$\sigma_s^2/\sigma_u^2 = 1/E(\|D_j\|^2) < \sqrt{\frac{2}{\pi}}(2/\alpha) \quad (20)$$

となる。この式では、途中の収束速度が若干遅いため、最終値が変形式1、2より良く見えるが、実質的には同等である。また、基本式と比べ演算量は大幅に減るが特性の劣化は僅かである。

4. IF帯での中継装置用適応フィルタの考察

前章で、種々の修正式について、収束特性及び演算量を明らかにした。次に、中継装置における適応フィルタにつき考察する。

4.1 IF帯への適用

複素ベースバンドとIF帯での処理の相違点は次のとおりである。

・適応フィルタを使ったキャンセラではOFDM復調が不要であるが、IF帯での処理を行う場合には直交復調も不要となり、さらに、標本化同期も必ずしも必要ではない。したがって構造が極めてシンプルになる。

・しかし、複素ベースバンドに対し数倍の標本化周波数となるため、有効帯域が減少し安定性の確保にはより注意が必要である。

・標本化周波数が上がるため、同じ遅延時間のフィルタを実現するには、適応フィルタのタップ数が余計に必要になる。

4.2 同期ずれの影響

逐次適応方式では、キャンセルに際して信号を単なるランダム信号と扱っているため、OFDMの構造には依存しない。したがって、標本化周波数がずれていても、ある程度の小さなずれであれば特に問題はない。そのため、IF帯でのキャンセルでは精密な標本化同期回路が不用になり、装置の簡易化の効果が大きい。

なお、標本化同期がずれた場合、OFDMの帯域の外にIFFTによる漏れが現れる。適応信号処理の観点からは、この漏れ信号の存在は邪魔にはならない。したがって、親局での標本化周波数と中継装置の標本化周波数のずれが一定の場合には、まったく問題ないといえる。しかし、中継装置の適応フィルタでの標本化周波数が変動している場合は、標本化間隔が変化することになり、回り込みキャンセラからは遅延がずれ、伝送路が変化しているように見えることになる。

100タップ目の係数での影響を考えると、ここで見かけ上1秒間に1タップずれるということは、標本化周波数(約32MHz)が1秒間に100分の1ずれることに相当する。したがって、現状の回路素子の安定度から考えると、問題となるような標本化周波数の変動はほとんどないものと思われる。

4.3 収束の安定化と性能アップ

収束の安定化のための手法を述べる。これらは複素ベースバンド処理においても有効である。

・帯域通過フィルタ

デジタル放送におけるOFDM信号は帯域制限された信号であり、帯域外では特性は不定となり、収束の途中に雑音その他何らかの原因で一旦帯域外に信号が発生した場合、ループゲインが1より大きいと帯域内の信号程度にまで増大することもある。適応フィルタが、すべての周波数で同程度の精度で特性を推定するため、やむを得ない現象である。この問題に対処するため、ここでは図2のBPFに示すように、回り込みループの中に帯域外で若干の損失を与えるため帯域通過フィルタを挿入してある。なお、OFDM帯域の外での損失は数dBあればよい。損失の大きなフィルタを用いるとOFDM信号へ与える影響が大きくなり特性劣化をもたらす。

・適応制御

動作を安定化するためには、修正係数 α をできるだけ小さくする必要がある。しかし、回り込み伝送路に大きな変動があった場合、追従できなくなるおそれがある。発散に至ることのないようにするため、信号レベルに応

図 2 シミュレーションにけるキャンセラ及び測定系。
A structure of a loop canceller and a measurement system for simulation.

表 2 シミュレーションに用いたパラメータ。
Parameters for computer simulation.

基本モード	ISDB-T Mode 1
変調方式	64QAM
ガードインターバル	1/4
標準化周波数	約 32.51MHz
マルチパス遅延	1.23 μ 秒 (40 タップ)
回り込み遅延	0.861 μ 秒 (28 タップ)
適応フィルタタップ数	100
SP 補間	直線補間 (シンボル補間無し)
中継装置受信端 CN 比	40dB
測定系受信端 CN 比	15-35dB

じて修正係数 α を変化させることにより、追従性と最終到達誤差の減少を同時に実現できる。

・係数のリーク

フィルタ係数を僅かずつリークすることにより、過去の影響を徐々に消し去り安定化することができる。

$$H_{j+1} = H_j \times (1 - \delta) + \Delta H_j \quad (21)$$

とするもので、ここで δ は正の小さな値である。このリークの収束特性に与える影響は次式で表される。

$$\frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} < \left(\frac{2\alpha}{N} - 2\delta - \frac{2\delta\alpha}{N} \right) / \left(\frac{\alpha^2}{N} + \delta^2 g^2 \right) \quad (22)$$

$$\approx \frac{2}{\alpha} \left(1 - \frac{N}{\alpha} \delta \right) \quad (23)$$

したがって、 $N = 100$ 、 $\alpha = 100$ 程度の場合、 $\delta \approx 10^{-6}$ のとき、最終値に影響を与えるようになるため、シミュレーションによる確認が必要である。なお、ここで、 g は回り込み伝送路の利得である。

・自己相関対策

OFDM 信号は帯域制限されており、特に、IF 帯の OFDM 信号は相対的な帯域幅が狭いため、自己相関が相対的に大きくなる。逐次適応フィルタは自己相関を減らす方向に力が働く。これを防ぐには、フィルタの係数の遅延の少ない係数を 0 にすることも効果がある。なお、安定化のために挿入した BPF で生じる遅延により、等価的に数タップ分の係数が 0 になることを、そのまま利用することもできる。

5. シミュレーションによる特性評価

5.1 シミュレーションの条件

シミュレーションで用いた回り込みキャンセラ、および測定系は図 2 のとおりである。また、シミュレーションで用いたパラメータを表 2 にまとめている。

OFDM 信号は ISDB-T Mode 1、ガードインターバル 1/4 とした、シミュレーションにおいては、複素ベースバンドの OFDM 信号（標準化周波数約 32.51MHz）を低域ろ波した後、4 倍の周波数（約 325.1MHz）の 90 度位相の異なる I、Q キャリヤで変調し加算することにより IF 信号を作っている。また、シミュレーションにおいては、IF 信号の標準化同期が取れているものとした。

親局信号のマルチパスは、1.23 μ 秒遅延の位置に反射を加えたモデルとし、回り込み伝送路については、0.861 μ 秒に加えた。シミュレーションではマルチパス、回り込みとともに一点での反射とした。しかし、適応型回り込みキャンセラは反射点が増しても原理的には限られたタップ数の範囲で同等な性能を示す。標準化周波数が約 32MHz の場合は、ガードインターバル程度の遅延をカバーするには、最大数千タップの適応フィルタが必要となる。しかし、遠距離の反射ほど回り込み利得が小さい傾向にあり、近距離からの大きな回り込みを対象とすることによりタップ数を減らすことができる。シミュレーションでは、基本的にはタップ数 100（約 3.1 μ 秒の遅延に対応）とした。なお、BPF として 16 タップの線形位相フィルタを用いた。そのため、中継装置で 8 タップの遅延が生じている。

なお、ここでは 64QAM で変調された信号を用いているが、原理的にはどのような変調方式の場合でも、キャンセル効果は期待できる。また、測定に際しては、OFDM 復調では 12 ポイント間隔で配置されたスキャッタードパイロット信号 (SP) 間を直線補間した。シンボル間補間を行っていない。

5.2 IF 帯キャンセラの基本的な特性

IF 帯での基本動作を確認するため、基本式を用いて

図 3 基本式での修正係数 α 、リーク係数 δ と DU 比。
correction and leak coefficients Vs. DU ratio.

図 4 基本式でのタップ数 N と DU 比。
Tap numbers Vs. DU ratio.

シミュレーションを行った。まず、タップ数を 100 とし、 α とリーク δ を変化させたときの DU 比 σ_u^2/σ_s^2 を図 3 に示す。図 3 から、 α を 0.001 以下、 δ を 10^{-6} 程度にすれば安定に動作することが判る。ただし、 α と δ は関連し合うので独立には決められない。 δ を小さくすると短時間で DU 比は良くなるが、逆に時間変動も大きくなる。タップ数 N を 100, 300, 1000 に変えた場合の DU 比を図 4 示す。ここでは、収束速度がほぼ一定になるように修正係数 α を設定してある。

5.3 各アルゴリズムの比較

基本式と各変形アルゴリズムの特性の違いを次に示す。

図 5~8 に夫々、基本式、変形式 1、変形式 2、変形式 3 の順序で、BER を示す。これらの図では、回り込み DU 比を Loop で、マルチパス DU 比を MP で表現している。また、図で NoLoop とは回り込み DU 比 40dB、NoMP とはマルチパス DU 比 40dB のことを示す。なお、BER は収束がある程度進んだところ（31 シンボル目から 60 シンボル目）で測定した。これらの結果から、いずれの修正式においても $\text{BER} = 10^{-2}$ における等価 CN 比劣化量は 0.5 から 1.0dB 程度であることが判る。なお、基準（図の破線）は、回り込み DU 比 40dB、マルチパス DU 比 40dB、適応なしの条件で求めた結果である。なお、変形式 3 では、3 章で述べたようににそのままでは若干収束速度が遅くなる。 $\sqrt{2/\pi}$ のずれをある程度補正するため、 $\alpha=0.0004$ とした。また、図 5 の基本式の特性においては、回り込み DU 比が -6dB の場合についても示した。この場合、シミュレーションの開始時点で未だ係数ができあがっていない状態で、ループ利得が 1 より大きくなるため、特に対策を施さないと発振状態になる。シミュレーションでは、回り込みの利得を検出し、1 より大きい場合には修正式において、分母に 0.3 を加え $\alpha=0.01$ として発振を防止するようにした。

なお、図 5 の結果は、複素ベースバンドでのシミュレーション結果に比べて若干性能が劣るようであるが有意な差とはいえず、パラメータの最適化次第でベースバンドと略同様な性能が得られると考えてよさそうである。また、特性的には SFN 多段中継に適用するにはか

図 5 基本式による BER。
BER for the basic algorithm.

図 6 変形 1 による BER。
BER for the first alternative algorithm.

図 7 変形 2 による BER。
BER for the second alternative algorithm.

図 8 変形 3 による BER。
BER for the third alternative algorithm.

りの制約がありそうであるが、中継段数の少ない用途あるいは可搬型の装置には利用可能と思われる。なお、

表 3 修正アルゴリズムによる演算量の比較.
Comparison of processing amount.

アルゴリズム	乗算回数	加算回数
基本式	3N	3N
変形 1	N	3N
変形 2	2N	3N
変形 3	N	2N

以上の実験で DU 比と BER との数値上の対応は期待できないが、 α の振舞、 N の影響、等収束の傾向や安定度の判定等に際しては、前に述べた解析結果が利用できることがわかる。

6. 装置化に関する検討

FIR フィルタで推定値 z_j を計算するために、標本点当り、 N 回の乗算と N 回の加算が必要である。修正量を求めるためにさらに演算が発生する。両方の処理に必要な演算量の合計を表 3 に示す。IF 帯での標本化周波数は約 32MHz なので、標本化間隔約 30n 秒の間に、表 3 に示す演算量进行处理しなければならないが、タップ数が数百であれば、最近の回路技術では、専用 LSI を用いなくても、汎用プログラマブル論理回路デバイスにより実現可能な範囲にある。

上で述べた適応キャンセラの用途を検討する。SFN における多段中継局用として用いる場合には、1 段当り 0.5~1.0dB の等価 CN 比劣化量があるため、回線設計上の強い制約となるおそれもある。しかし、段数が少ない場合やマージンを的中継局にまわせる場合、あるいは、小電力中継局等サイズやコストに制約のある場合には、ここで提案した方式が採用できる可能性がある。

また、FPU 用キャンセラとしても、同一周波数での中継を行うか否か、小型低コストのマルチパスキャンセラとしての利用可能性等、種々検討の価値はあるものと考えられる。

7. 結 論

IF 帯で動作する逐次適応型回り込みキャンセラにつき、その性能と簡易化の可能性を示した。ここで提案した適応型回り込みキャンセラは、OFDM 復調および直交復調が不要であり、同期も必ずしも必要ではないため、構造が極めて簡単になる、という特徴がある。また、大きなマルチパスや回り込みの遅延が比較的短い場合は、タップ数が少なく済む可能性もある。簡易化したアルゴリズムの検討の結果、略収束特性を保ったまま演算量を大幅に減らすことができることがわかった。コンピュータシミュレーションにより、回り込み DU 比が 0dB 程度以下の場合には等価 CN 比劣化量は 0.5~1.0dB であった。特性に関しては、SFN 多段中継で使えるか否か等、回線設計に基づく検討が必要である。一方、小型化の可能性が示されたため、FPU 等の小型化が必

須要素である可搬型装置での新たな用途が広がる可能性がある。

今後は、実際の系での実用化を想定した動作の安定性の確認、多段中継等の要求に耐えうるような性能向上等、実用化に向けたさらなる検討が必要であろう。

最後に、本研究の機会を与えて頂いた新村放送映像事業本部長、ならびに、シミュレーションでの協力、あるいはご討論を頂いた NEC 放送映像事業本部の諸氏に感謝する。

【文 献】

- 1) 今村, 濱住, 渋谷, 佐々木: "地上デジタル放送 SFN における放送波中継用回り込みキャンセラの基本検討", 映像学誌, 54, 11, pp.1568-1575(2000)
- 2) Zhu Jun Jie, Hiroki Sugimoto, Hideto Ikeda: "A Study on Coupling Wave Canceller with Channel Pre-estimation and Simplified IFFT for SFN Relay Stations in Multipath Channel", 映像学誌, 54, 11, pp.1552-1558(2000)
- 3) 川島, 中川: "地上波デジタル TV 放送の SFN 中継における廻り込み波キャンセラ", 信学技報, IT98-11, pp.59-65(1998)
- 4) 山崎, 林, 石津, 三宅, 竹内, 生野: "地上波デジタル SFN 中継用廻り込み波キャンセラに関する検討", 信学技報, RCS2000-64(2000)
- 5) 野田, 南雲: "システムの学習的固定法", 計測と制御, 7, pp.597-605(1968)
- 6) 三木: "地上デジタルテレビジョン放送の伝送特性と放送波中継 SFN の回り込み波に関する一検討", 映像学誌, 54, 4, pp.609-614(2000)
- 7) 荒閑: "地上デジタル放送用適応型回り込みキャンセラの基本検討", 映像学誌, 56, 2, (2002)

【付 録】

A. 基本式

標本化時刻 $j+1$ の係数の自乗誤差は,

$$\begin{aligned} \|D_{j+1}\|^2 &= \|D_j - \Delta H_j\|^2 \\ &= \|D_j\|^2 - 2D_j^T \Delta H_j + \|\Delta H_j\|^2 \quad (\text{付} \cdot 1) \end{aligned}$$

となる。その時間変化の期待値を求めると

$$E(\|D_{j+1}\|^2 / \|D_j\|^2) = 1 - \lambda \quad (\text{付} \cdot 2)$$

$$\lambda = 2E(D_j^T \Delta H_j) - E(\|\Delta H_j\|^2) / E(\|D_j\|^2) \quad (\text{付} \cdot 3)$$

となる。 $s_j = x_j + u_j + m_j$, $D_j^T S_j = u_j$ であり、収束がある程度以上進むと、 x_j , m_j は u_j との相関が減るため、

$$\begin{aligned} E(D_j^T \Delta H_j) &= E(\alpha s_j D_j^T S_j / \|S_j\|^2) \\ &= \alpha E((x_j + u_j + m_j) u_j / \|S_j\|^2) \\ &= \alpha \sigma_u^2 / N \sigma_s^2 \quad (\text{付} \cdot 4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E(\|\Delta H_j\|^2) &= \alpha^2 E(s_j^2 S_j^2 / (\|S_j\|^2)^2) \\ &= \alpha^2 / N \quad (\text{付} \cdot 5) \end{aligned}$$

以上から、

$$\lambda = \frac{2\alpha}{N} - \frac{\alpha^2 \sigma_s^2}{N \sigma_u^2} \quad (\text{付} \cdot 6)$$

が得られる。ここで、 σ_s^2 は信号 $\bullet$ の分散、 $E(\|S_j\|^2) = N \sigma_s^2$ である。

B. 変形式 1

式 (11) から,

$$\begin{aligned} E(D_j^T \Delta H_j) &= E(\alpha s_j D_j^T \operatorname{sgn}(S_j)/|S_j|) \\ &= \alpha E((x_j + m_j + u_j) D_j^T \operatorname{sgn}(S_j)/|S_j|^2) \\ &= \alpha E\left(\sum_{n=1}^N |s_{j-n}| d_{n,j}^2 / |S_j|\right) \\ &= \frac{\alpha}{N} \frac{\sigma_u^2}{\sigma_s^2} \quad (\text{付} \cdot 7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E(\|\Delta H_j\|^2) &= \alpha^2 E(s_j^2 \|\operatorname{sgn}(S_j)\|^2 / (|S_j|^2)^2) \\ &= \alpha^2 N \sigma_s^2 / (N \eta_s)^2 \\ &= \frac{\alpha^2}{N} \frac{\pi}{2} \quad (\text{付} \cdot 8) \end{aligned}$$

ここで, s_j の絶対値の平均値を $\eta_s = \sigma_s \sqrt{\frac{2}{\pi}}$, $E(|S_j|) = N \eta_s$ とした. したがって,

$$\lambda = \frac{2\alpha}{N} - \frac{\pi}{2} \frac{\alpha^2}{N} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} \quad (\text{付} \cdot 9)$$

が得られる.

C. 変形式 2

式 (15) から,

$$\begin{aligned} E(D_j^T \Delta H_j) &= E(\alpha \operatorname{sgn}(s_j) S_j^T D_j / |S_j|) \\ &= \alpha E(\operatorname{sgn}(s_j) u_j / |S_j|) \\ &= \alpha \sigma_u^2 / N \sigma_s^2 \quad (\text{付} \cdot 10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E(\|\Delta H_j\|^2) &= \alpha^2 E(s_j^2 \|S_j\|^2 / (|S_j|^2)^2) \\ &= (\pi/2) \alpha^2 / N \quad (\text{付} \cdot 11) \end{aligned}$$

ただし,

$$\begin{aligned} E(\operatorname{sgn}(s_j) u_j) &= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_u \rho \\ \rho &= E(s_j u_j) / (\sigma_s \sigma_u) = \sigma_u / \sigma_s \quad (\text{付} \cdot 12) \end{aligned}$$

とした. したがって,

$$\lambda = \frac{2\alpha}{N} - \frac{\pi}{2} \frac{\alpha^2}{N} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} \quad (\text{付} \cdot 13)$$

が得られる.

D. 変形式 3

式 (18) から,

$$\begin{aligned} E(D_j^T \Delta H_j) &= E(\alpha \operatorname{sgn}(s_j) D_j^T \operatorname{sgn}(S_j) / N) \\ &= \alpha E(\operatorname{sgn}(s_j) u_j / \sigma_s) \\ &= \frac{\alpha}{N} \sqrt{2/\pi} \frac{\sigma_u^2}{\sigma_s^2} \quad (\text{付} \cdot 14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E(\|\Delta H_j\|^2) &= \alpha^2 E(\operatorname{sgn}(s_j)^2 \|\operatorname{sgn}(S_j)\|^2 / N^2) \\ &= \frac{\alpha^2}{N} \quad (\text{付} \cdot 15) \end{aligned}$$

となる. 以上から,

$$\lambda = \frac{2\alpha}{N} \sqrt{\frac{\pi}{2}} - \frac{\alpha^2}{N} \frac{\sigma_s^2}{\sigma_u^2} \quad (\text{付} \cdot 16)$$

となる.

あら ひとし
荒関 卓

1969 年 3 月, 北海道大学工学部卒業. 同年, NEC 中央研究所入社. 1990 年, 放送映像事業部. 1997 年から 1999 年, (株) 次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所第三研究室長兼務. 主に, 音声・画像処理, 地上デジタル放送に関する研究・開発に従事. 現在, 放送映像事業本部エグゼクティブエキスパート, 正会員.

ひぐち ゆうじ
樋口 裕二

1976 年 3 月, 電気通信大学卒業. 同年, NEC 放送映像事業部入社. 1995 年から 1999 年, (株) 次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所主任研究員兼務. 主に, 衛星・地上デジタル放送に関する研究・開発に従事. 現在, 同事業部エキスパートエンジニア, 正会員.

ひらい みのり
平井 実

1991 年 3 月, 横浜国大工学部卒業. 同年, NEC 放送映像事業部入社. 1995 年から 1999 年, (株) 次世代デジタルテレビジョン放送システム研究所兼務. 地上デジタル放送に関する研究・開発に従事. 現在, 同事業部主任, 正会員.