周波数領域処理を用いた地上デジタル放送用逐次適応型回り込みキャンセラ

A Frequency Domain Adaptive Loop Canceller for Digital Terrestrial Broadcasting Systems

正会員 荒 関 卓†

Takashi Araseki†

Abstract Frequency domain adaptive filters, both orthogonal transform and subband types, are introduced into loop cancellers, which were developed to cope with loop coupling and multipath distortion at relay stations in digital terrestrial broadcasting systems using OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). An additional loop configuration and a coefficient duplicating method are also proposed and evaluated for subband-type cancellers. Computer simulation showed that frequency-domain processing has better performance than transversal-type processing.

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，サブバンド，直交変換

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) 方式は，マルチパスに強い，移動体受信にも利用できる，SFN (Single Frequency Network) が構成できる等様々な特徴がある．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．しかし，そのためには，中継局の送信アンテナから受信アンテナへの回り込みや，親局側からの伝送路におけるマルチパス等による周波数特性のリップルに起因する C/N 劣化の影響をできるだけ少なくすることが望まれる．

これらの課題に対応するために，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式が様々提案されている．そこで用いられるフィルタの係数を決定するには，ブロック的に行う手法と，逐次適応的に求める手法が用いられている．前者の例としては，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伝送路の特性を推定しフィルタ係数を決定する方式¹⁾²⁾と，送信信号の自己相関を元にフィルタ係数を求める方式³⁾⁴⁾とがある．パイロット信号を使う方式は，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．後者の例として，筆者は，OFDM 変調された信号からそのまま標本毎にフィルタ係数を修正するトランスバーサルフィルタを用いた逐次適応方式の回り込みキャンセラを提案し，その解析とシミュレーションを行い，基本的性能を明らかにした．この方式は，OFDM 復調が不要であり装置の構造が極めて簡単になる，という利点はあるが，基本性能である打ち消し量が不充分である等，性能向上に課題があった⁵⁾⁶⁾．

本論文では，性能向上を目指し周波数領域での処理を用いた逐次適応型回り込みキャンセラを提案し，そのキャンセル性能につき検討する．そのため，第2章で従来型のトランスバーサルフィルタを用いた逐次適応フィルタを概括しその課題を明らかにし，第3～5章で直交変換型，および，サブバンド型適応フィルタを用いた方式を提案する．また，第6章でコンピュータシミュレーションによりその性能を検証する．

2. 逐次適応型回り込みキャンセラ

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 ，回り込み信号を Y ，中継装置の出力信号を S ，受信点等価ノイズを M ，で表す． $1+P$ は親局からのマルチパス伝送路， F は回り込みの伝送路を示す．ノイズ M を無視すると，適応フィルタ H の特性が

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

となったときに 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

2002 年 12 月 5 日受付，2002 年 3 月 27 日再受付，2002 年 4 月 16 日採録

† 日本電気株式会社 放送映像事業本部

(〒 183-8501 東京都府中市日新町 1-10)

† NEC Corporation, Broadcast and Video Equipment Operations Unit

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

図 1 中継システムの構成.
A Relay Station including a loop canceller.

の特性を打ち消す能力のあることが分かる。

2.2 トランスバーサル型適応フィルタ

トランスバーサル型適応フィルタを用いた回り込みキャンセラの動作を説明する。今、ある標本化時刻 l に親局から出力信号 x_l が送信されたとする。マルチパス伝送路を通り中継装置へ到達した信号を $\tilde{x}_l$ 、回り込み信号を y_l とし、適応フィルタ H の出力（推定値）を z_l 、送出力を s_l とする。伝送路や受信回路等で生じる雑音の総和を m_l で表すと、出力信号 s_l は、

$$\begin{aligned} s_l &= \tilde{x}_l + y_l - z_l + m_l \\ &= x_l + P_l^T X_l + F_l^T S - H_l^T S_l + m_l \\ &= x_l + u_l + m_l \end{aligned} \quad (2)$$

となる。ここで、 u_l は回り込みとマルチパス反射成分のキャンセル残差を表す。また、 P_l, F_l, H_l は、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の行列表現であり、例えば、 $P_l = (p_{l1}^T, p_{l2}^T, \dots, p_{lN}^T)^T$ である。また、 $X_l = (x_{l-1}, x_{l-2}, \dots, x_{l-N})^T$ 、 $S_l = (s_{l-1}, s_{l-2}, \dots, s_{l-N})^T$ であり、 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。

OFDM 信号の復調には DFT 処理が必要なため、デジジョンフィードバックを用いた逐次適応等化を行うことはできない。つまり、フィルタ係数を求めるにあたり、 x_l そのものを標本化毎に推測することできないため、 s_l を x_l に近づけるという規範は使えない。その代わりとして、ここでは s_l の電力を最小にする（つまり、 u_l の電力を最小にする）ようにフィルタの係数を修正する。適応フィルタの係数の修正量は、複素データの場合、

$$H_{l+1} = H_l + \mu s_l S_l^* \quad (3)$$

となる。ここで、 $*$ は共役複素数を表す。 μ は正の小さな値であり、様々なアルゴリズムが提案されている。よく知られた学習的同定法を用いると、修正式は、

$$H_{l+1} = H_l + \alpha s_l S_l^* / \|S_l\|^2 \quad (4)$$

となる。ここで、 $\|S_l\|^2$ は $S_l^T S_l$ であり、信号レベルに応じた正規化を行っていることになる。ここで α を修正係数と呼ぶ。

2.3 トランスバーサル型回り込みキャンセラの課題

トランスバーサルフィルタを用いた逐次適応型回り込みキャンセラは、OFDM 復調が不要であり装置の簡単化が可能であるが、OFDM 信号が白色ではないこと、フィルタ H が IIR フィルタを構成していることに伴う以下のような問題がある⁵⁾。

- ・IIR フィルタとなっているため、でき上がったフィルタ係数によっては不安定な現象を引き起こす恐れがある。

- ・親局からの信号 X が外乱として作用するため、修正係数を小さくする必要があり収束が遅くなる。

- ・OFDM 信号は帯域が制限されているため、正しい伝送特性を求めづらい帯域が生じ、適応フィルタの安定化の仕組みが必要である。

このような適応フィルタでは帯域外の信号が増大する可能性等があり、ある程度収束した後も、(1)BER（伝送ビット誤り率）が大きく変動する、(2)BER が悪化する、(3)フィルタそのものが発振条件に陥る、等の不安定現象がある。以下では、(1),(2) を不安定、(3) を測定不能と表現する。また、この安定度は等化 C/N 劣化量で表現できる。なお、これら現象を減らすには、修正係数の制御の他に、図 1 に示すように中継装置の中の「安定化」と示した位置に、帯域外の成分に若干の損失を与える安定化フィルタ（BPF）、あるいは遅延の挿入が有効であることが示されている⁵⁾。しかし、それでも、等価 C/N 劣化量は 0.5 から 1.0dB 程度であり、未だ性能的に充分とはいえなかった。

3. 周波数領域での処理に基づく適応フィルタによる回り込みキャンセラ

トランスバーサル形適応フィルタを用いた回り込みキャンセラでの問題を解決するために、周波数領域での処理を提案する。適応処理の応用領域では、直交変換型と、サブバンド型（帯域分割）の手法が用いられている。

平均自乗誤差に基づく適応フィルタでは、その収束特性はフィルタ入力信号の相関に影響される。一般的には非白色の信号が扱われることが多いため、収束速度の改善効果を期待して周波数領域処理の導入が行われる。ただし、周波数領域処理を施しても、そのままでは基本的な性能が改善されるわけではなく、帯域毎（周波数毎）に修正利得の制御を行うことにより、小パワーの帯域（係数）に対しても修正速度を速めることができるため全体の収束速度が改善されることになる⁸⁾。

一方、回り込みキャンセラにおいては、収束の高速化を図るよりむしろ既に述べた不安定性を避けた特性改善を狙い周波数領域処理を導入することになる。つまり、帯域外では修正速度を落とすほうが特性向上には有効なため、他の応用分野とは異なった目的での導入となる。

さらに、サブバンド型の場合にはサンプリングの間引きが行われるため演算量削減の効果が生じる。したがっ

て、タップ数を増やす（対応できるマルチパス遅延時間、回り込み遅延時間を長くする）必要のある場合はサブバンド型が有利となる。

なお、直交変換においても帯域分割処理においても複素演算が行われるため、以下では複素ベースバンドでの処理を用いることにする。

4. 直交変換型回り込みキャンセラ

直交変換型適応フィルタを用いた回り込みキャンセラの構成を図2に示す。トランスバーサル型では遅延の異なる信号にそれぞれ重み付けをすることによりフィルタリングを行うが、直交変換型では直交変換結果の係数に対して重み付けを行うことになる。ここでは、直交変換として、DFT(Discrete Fourier Transform)を用いた。図2において、OTは直交変換(DFT)、IOT/SUMは逆直交変換(IDFTまたは加算)を示す。なお、一般に逐次適応型では標本値毎にDFT結果の得られる逐次算法を用いる方が処理量が減る。

4.1 係数修正の制御

s_l の信号列をDFTした n 番目の係数を $S_{n,l}$ とすると、 l 時刻における n 番目の重み付け係数 $H_{n,l}$ は

$$H_{n,l+1} = H_{n,l}(1 - \delta) + \alpha S_{n,l}^* e_l / (\gamma_n + \beta_n) \quad (5)$$

のように修正できる。ここで、 e_l は受信信号と推定値の差であり、 α は修正係数、 γ_n 、 β_n はそれぞれ n 番目のDFT結果 $S_{n,l}$ の平均電力およびバイアスである。上の式では係数毎に異なる正規化が行われるが、 γ_n 、 β_n を各係数共通にすることにより全係数一括正規化を行うことができる。なお、ここで、リーク係数と呼ぶ正の小さな値 δ を導入し、過去の影響を徐々に消去している。なお、この章では周波数領域の信号を大文字で表す。

このようにして求めた重み付け係数 $H_{n,l}$ により信号 $S_{n,l}$ の重み付けを行い、さらにIDFTし推定値 z_l が得られる。直交変換型適応フィルタでは、逆変換を適応的に求まる重み付け係数の中に組込むことができるためIDFTを省き加算のみで済ますことができる。そのため、図2では逆変換部をIOT/SUMと記してある。

修正制御に関しては、一括正規化でも帯域外での修正速度が抑えられ適応制御が自然に行われ安定性が向上す

る効果がある。また、係数毎正規化を行うことにより、さらなる性能改善も期待される。なお、トランスバーサル型では安定化フィルタが必要であったが、直交変換型では若干の遅延を挿入するだけで安定化フィルタを省くことができる。この遅延量を増すほど性能は向上するが、低遅延のマルチパスの打消しができなくなるため、直交変換型の利点を生かすには、できるだけ挿入遅延を短くした方がよい。

4.2 周波数サンプリングフィルタ

周波数サンプリングフィルタ⁹⁾を用いると、標本毎にDFT変換結果が得られる。標本化時刻 l におけるDFTへの入力信号を v_l 、 n 番目のDFT係数を $V_{n,l}$ と表すと、

$$V_{n,l} = W_N^{-n} \{V_{n,l-1} + \frac{1}{N}(v_l - v_{l-N})\} \quad (6)$$

$$W_N^{-n} = \exp(-j2\pi n/N) \quad (7)$$

となり、IDFTについては、 v_l を求めるだけなので、

$$v_l = \sum_{n=0}^{N-1} V_{n,l} W_N^{-n} \quad (8)$$

となる（シミュレーションでの逆変換は加算のみで済ませている）。なお通常、係数 $1/N$ はIDFT側につくが、ここでは、参考文献に従いDFT側に付けてある⁹⁾。

4.3 演算量

DFTを行う際、周波数サンプリングフィルタ⁹⁾等の逐次算法を用いると、標本毎にタップ数と同じ回数の複素乗算が必要になる。直交変換型においては係数の数がトランスバーサル型と同じであるため、標本毎に、適応処理のために重み付けに N 回、係数修正に N 回の複素乗算が必要である。なお、この他に N のオーダの複素加算、実数乗算がある。したがって、大まかには、直交変換型では、トランスバーサル型よりも直交変換のための N 回の複素乗算の分が増加すると考えてよい。

5. サブバンド型回り込みキャンセラ

サブバンド型でも、各帯域のパワーに応じた正規化を行うことができるため、周波数特性の偏りがある場合は性能改善が期待できる。また、安定化フィルタが不要になる。しかしながら、帯域分割に伴うフィルタ処理によ

図2 直交変換型回り込みキャンセラの構成。

A block diagram of an orthogonal transform loop canceller.

図3 サブバンド型回り込みキャンセラ（内ループ方式）の構成。

A block diagram of a subband loop canceller.

図 4 サブバンド型回り込みキャンセラ（外ループ方式）の構成。
A block diagram of a subband loop canceller with an outer loop.

り遅延が生じるため中継装置に新たな遅延が加わるという欠点がある。

サブバンド型回り込みキャンセラの構成を図 3 と図 4 に示す。AFB, SFB は夫々分析フィルタと合成フィルタを表す。図 3 では、中継装置の入力信号を帯域分割し各帯域でキャンセルした後各帯域を加算して出力する。図 4 では、送信信号を再度帯域分割し、各帯域でそれぞれ推定値を求めている。ここでは便宜上前者を内ループ方式、後者を外ループ方式と呼ぶことにする。外ループ方式は、合成／分析フィルタを通りフィードバックされるため演算量が増えること、このループでの遅延のため、短遅延のマルチパスのキャンセル能力がなくなる、という欠点があるものの、帯域間のオーバーラップ部分がフィードバックされるため特性が良くなる可能性がある。

5.1 帯域分割フィルタ

帯域分割のためのフィルタとしては、遮断特性が優れていること、分析フィルタで分割した後合成フィルタで元の信号を完全に再生できること、演算量が少ないこと、処理遅延が少ないこと、等いくつかの要請がある。

ここでは DFT フィルタバンクを用いる¹⁰⁾。図 5 に、帯域分割のためのフィルタバンクの構成方法の基本的な考え方を示す。帯域分割すべき信号を回転子 W_N^k で変調してベースバンドに落としローパスフィルタ FA に通した後、サンプリング間引きを行い、回り込みキャンセルなどの必要な処理を行う。帯域毎に処理された信号は、ローパスフィルタ FS で内挿補間した後回転子で変調し、元の周波数に戻し全帯域の信号を加算することにより信

図 5 分析フィルタと合成フィルタの基本構成。
Basic processing in a filter bank.

号を再生する。これら分析／合成フィルタバンクの実現に際しては、ポリフェーズフィルタと FFT とを用いることにより演算量の少ない効率的な処理を行うことが可能であり、DFT フィルタバンクと呼ばれる。ここでは、低遅延を重視した、分割数 16、間引き率 4 の完全再構成ポリフェーズフィルタを採用した¹¹⁾。シミュレーション結果は後述する。

5.2 演算量

従来の（フルバンドの）トランスバーサル型フィルタの場合は、標本毎に重み付けに N 回、係数修正に N 回の複素乗算が必要である。なお、この他に複素加算、実数乗算がある。サブバンド型では、各サブバンドでトランスバーサル型の適応処理が行われるため、分割数を M 、各サブバンドでの標本化の間引き率を D とすると、各帯域では標本間隔が D 倍となるため、フルバンドの場合に比べて適応フィルタでの演算量は $1/D^2$ 倍となる。全帯域では、これに分割数 M を乗じ $M/(D^2)$ 倍となり、周波数分割による演算量減少の程度が分かる。実際には、これにさらに帯域分割処理が加わるが、適応処理の演算量に比べ相対的に少ないため、長タップの場合は無視できる。なお、今回のシミュレーションでは低遅延を重視し、 $M = 16$ 、 $D = 4$ で動作するポリフェーズフィルタを選んだため、演算量は帯域分割なしの場合と略同じである。 $D = 8$ にすると演算量を $1/4$ にすることができる。つまり、同じハードウェア規模でタップ数を略 4 倍にすることができる。

5.3 収束特性改善

サブバンド型では帯域外の対策がある程度なされるものの、境界部分のサブバンドに依然として不安定要因が残る。その問題を解決するため、帯域内（OFDM 信号の存在する帯域）のサブバンドのフィルタ係数を境界領域のサブバンドの係数として用いる手法を提案する。放送波の伝送周波数に比べ信号の帯域幅が非常に狭いため、中継装置の増幅器の帯域が広ければ隣り合ったサブバンド間ではインパルス応答がほとんど変化しないものと予想される。ここでは、図 6 に示すようなサブバンド間の係数複写を行った。図において、0 と記したサブバンドが DC を含む帯域になる。ポリフェーズフィルタのカットオフ特性を考慮し、境界帯域ともうひとつ隣の帯域外のサブバンドの係数をコピー操作により作るようにした。

5.4 長遅延対応

中継系では、一般の受信環境に比べ遠距離での反射は回り込み利得が小さいものと考えられるが、中継装置の

図 6 サブバンド間の係数複写。
Filter coefficient duplicate for transition subbands.

設置環境によっては、長遅延の反射への対応が求められる。その場合、長遅延対応のためにタップ数を増すと、演算量増大の問題と合わせて OFDM 特有の特性上の問題が生じる。

演算量については、間引き率の高いサブバンド型を使うことが長遅延対応の一つの解決策である。

特性上の問題点とは、反射の遅延量の増大により伝送路の周波数特性上に細かいリップルを生じ OFDM 復調の際のスカッタードパイロット信号 (SP) 間の補間による振幅補正が有効に働かなくなることである。そのため、キャンセラによる打ち消しへの依存度が高まる。例えば、ISDB-T Mode1 の場合は、100 サンプル遅延のとき現れる周波数軸上のリップルは約 20 キャリヤ周期となる。そのため、12 キャリヤ間の直線補間を行った場合補間特性の劣化することが予想される。なお、Mode2, Mode3 では、キャリヤ間隔が夫々 $1/2$ 倍、 $1/4$ 倍となるため影響は小さくなる。また、伝送路が時間不変であればシンボル間補間が有効になる。上の問題を解決するため、修正係数 α を小さくすることにより収束の限界を改善することも考えられるが、収束速度の低下を招くため、むやみに小さくすることはできない。

以上の点を考慮して、ここでは、サブバンド型を用い、かつ長遅延の部分のタップに対する修正利得を下げる (α を小さくする) ことにより、上記の問題を解決する。

6. シミュレーションによる特性評価

6.1 シミュレーションの準備

以上の検討に基づきシミュレーションを行った。シミュレーションで用いたパラメータを表 1 にまとめて示す。OFDM 信号として、ISDB-T Mode2 でガードインターバル $1/8$ とし、64 QAM で変調された信号を用いている。すでに述べたように、長遅延の回り込みのある場合、あるいはタップ数の長い場合以外は、Mode による特性上の違いは原理上はない。

複素ベースバンドでの標準化周波数は約 8.1MHz となる。シミュレーションでは、タップ数 100 (約 $12.4\mu\text{s}$ の遅延に対応) を基準とした。サブバンド型のシミュレーションでは $1/4$ の間引きが行われるため、基準は 25 タップ (フル帯域換算 100) とし、長タップのシミュレーションでは 100 タップ (フル帯域換算では 400) とした。また、測定における OFDM 復調に際しては 12 ポイント間隔で配置された SP 間は直線補間とし、シンボル間補間を行っていない。シミュレーションではサンプリング同期がとれているものとした。なお、長遅延のシミュレーション以外では、回り込みは約 $1.1\mu\text{s}$ (9 サンプル)、マルチパスは約 $2.6\mu\text{s}$ (21 サンプル) の遅延を持った反射があるものとした。測定においては、収束がある程度進んだ状態から (基本的にはシミュレーション開始後約 9ms から、収束が遅い場合には安定した状態になってか

ら) 30ms 程度の測定値の平均値を用いた。等価 C/N 劣化量は、マルチパスや回り込みのない状態の $C/N=22\text{dB}$ の BER を基準とした。なお、マルチパス、回り込み伝送路、あるいは受信装置での雑音の総和を中継装置の入力端に $C/N=40\text{dB}$ のノイズとして挿入した。また、回り込みのループゲインを増した場合、シミュレーションのスタート時に重み付け係数の修正が追いつかず発振に至る場合が増す。実システムでは、中継装置の出力にリミッタや AGC を設けることになると思われるが、今回のシミュレーションでは特にそのような処理は施していないため、回り込み D/U による動作可能範囲の上限は、修正ゲイン α 他のパラメータの設定値に左右されている。実環境では全体としての最適化が必要であると思われる。

6.2 トランスバーサル型回り込みキャンセラ

周波数領域処理でのシミュレーションの前に、トランスバーサル型のシミュレーションを行った。修正係数 $\alpha = 0.001$ 、バイアス $\beta = 0.00001$ とした。係数のリーク量 $\delta = 3 \times 10^{-6}$ としたため、約 40ms 程度時間経過すると過去の影響が数分の一となる。回り込み D/U (回り込みループ利得の逆数)、マルチパス D/U を変えて測定した結果を図 7 に示す。図で、MP=12dB はマルチパス D/U=12dB を表し、MP なしはマルチパス反射がないことを表す。トランスバーサル型では、回り込み D/U が 6dB よりも良い条件では、等価 C/N 劣化量が略 0.5dB 弱となるようである。

6.3 直交変換型回り込みキャンセラ

直交変換型回り込みキャンセラの等価 C/N 劣化量を図 8 に示す。修正係数 $\alpha = 0.1$ 、バイアス $\beta = 0.001$ 、係

表 1 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 2
変調方式	64QAM
ガードインターバル	$1/8$
標準化周波数	約 8.127MHz
SP 補間	直線補間 (シンボル補間なし)
中継装置受信端 C/N	40dB

図 7 トランスバーサル型回り込みキャンセラの等価 C/N 劣化量。
Equivalent C/N degradation for a transversal type loop canceller.

数リーク量 $\delta = 3 \times 10^{-6}$ とした。修正制御は全帯域一括正規化を行った。挿入遅延は4サンプルとした。図から、等価 C/N 劣化量が 0.3dB 弱迄収束しており、トランスバーサル型より特性が改善されていることがわかる。回り込み D/U が -6dB を越すと発散した。なお、係数毎正規化をしても顕著な特性の変化は見られなかった。

直交変換型は原理的にはトランスバーサル型と同等な遅延となるため、中継装置における遅延が許容できない場合には有効な方法である。

6.4 サブバンド型回り込みキャンセラ

内ループ方式の等価 C/N 劣化量を図 9 に示す。係数のコピーあり/なしの場合について示してある。修正係数 $\alpha = 0.002$ 、バイアス $\beta = 0.00001$ とした。係数のリークに関しては、値の小さな重み係数も一ように 0 に近づけるため、係数に $(1 - \delta)$ を乗じるのではなく、修正毎に δ だけ 0 に近づくようにした。ここでは、 $\delta = 1 \times 10^{-6}$ とした。係数コピーなしの場合は、回り込み D/U が 6dB よりも良い条件では、直交変換型に近い特性を示した。ただし、-6dB 辺りになると BER が劣化しているのは、内ループ方式の場合、サブバンド毎に適応処理が行われるため、各サブバンドの重なりあう部分で誤差が加算し

不安定性を増すものと思われる。係数コピーありの場合は、等価 C/N 劣化量が 0.1dB 近くに迄特性が改善された。

外ループ方式の等価 C/N 劣化量を図 10 に示す。 $\alpha = 0.002$ 、 $\beta = 0$ 、 $\delta = 1 \times 10^{-6}$ とした。すでに述べたように、外ループ方式では、用いた分析/合成フィルタの遅延分にあたる約 $2\mu s$ 以下の遅延のマルチパス反射のキャンセルはできない。なお、回り込みについては低遅延でも問題なく動作する。係数コピーなしの場合、回り込みが少ない状態で等価 C/N 劣化量は 0.3dB 弱であり、直交変換型、内ループ方式と同程度であった。境界帯域の係数を帯域内の係数コピーで作った場合、回り込み D/U が 0dB よりも良い状態では等価 C/N 劣化量は略 0.1dB 以内に収束している。この改善は、全帯域の誤差がフィードバックされていることと、ループ内の遅延が等価的に大きくなったことによる安定性向上によると思われる。遅延については、その他の方式でもループ遅延を増すことによりそれなりに特性が改善される。

次に、長遅延対応のシミュレーションを示す。ここでは、外ループ方式を用いた。中継装置の遅延は増すが、

図 8 直交変換型回り込みキャンセラの等価 C/N 劣化量。
Equivalent C/N degradation for an orthogonal transform loop canceller.

図 9 サブバンド型回り込みキャンセラ (内ループ方式) の等価 C/N 劣化量。
Equivalent C/N degradation for a subband loop canceller without an outer loop.

図 10 サブバンド型回り込みキャンセラ (外ループ方式) の等価 C/N 劣化量。
Equivalent C/N degradation for a subband loop canceller with an outer loop.

図 11 長タップサブバンド型回り込みキャンセラの等価 C/N 劣化量。
Equivalent S/N degradation for a subband loop canceller with a large tap number.

収束速度、最終到達特性が優れているため、収束速度低下処理等が必要な長遅延対応用に向いている。図 11 に、タップ数 100（フル帯域 400 タップに対応）の場合の特性を示す。ここでは、長遅延のタップに対し段階的に修正係数を小さくし、100 タップ目で修正係数が元の設定値の 0.25 倍 ($\alpha = 0.005$ と等価) になるようにした。

図 12 に、長遅延の場合の特性を示す。キャンセルなしとありの違いを表した。ここでは、マルチパス反射は加えていない。シミュレーションでは、遅延時間の長い伝送路、例えば、350 サンプル遅延の反射の場合で回り込み D/U が 24dB より悪い条件では等価 C/N 劣化量は 2dB 以上となり、キャンセル量として不十分である。長遅延の反射の場合には一般には回り込みが少いものと思われるが、もし大きな反射があることがあらかじめわかっている場合には、その反射の近傍のみの修正係数を大きくすることで特性改善ができる。図中、例として、80 タップから 100 タップ目の修正係数を元の設定の 0.5 倍、その他のタップを 0.25 倍とした場合の結果を「タップ選択」として示した。

以上いずれの場合においても、今後実際の系での要求・仕様に合わせたパラメータの最適化を行う必要がある。

7. む す び

逐次適応型の回り込みキャンセラは、OFDM 復調が不要で構造が簡単である、という利点があるが、従来のトランスバーサル型では未だ性能が不十分であった。

ここでは、周波数領域での処理を用いた、直交変換型とサブバンド型適応フィルタの 2 種類の回り込みキャンセラを提案し、その性能をシミュレーションにより示した。回り込み量が比較的少ない場合、トランスバーサル型では等価 C/N 劣化量が 0.5dB 近くあったのに対し、直交変換型およびサブバンド型の場合には、いずれの場合も 0.3dB 以下になることがわかった。サブバンド型は分析合成フィルタの遅延により中継装置としての遅延が増加するのに対し、直交変換型は、低遅延が要求される

図 12 長遅延反射に対する等価 C/N 劣化量。
Equivalent C/N degradation for a subband loop canceller
in case of long reflection delay.

環境に向いている。

サブバンド型では、修正ループをサブバンドの内側に持つ内ループ方式と、外側に持つ外ループ方式とについて検討した。また、サブバンド間の係数複写を行うことにより更に等価 C/N 劣化量を改善できることを示した。さらにまた、回り込み伝送路の反射の遅延時間が長くなった場合の対応方法を示した。特に、外ループ方式で係数複写を行うと等価 C/N 劣化量を 0.1dB 以下程度に押さえることができ、特性的には実際の放送システムへの応用可能なレベルに近づいたと考えられる。

今後、上で議論した種々のパラメータや仮定の妥当性の検討、また、実際の系の中でのパラメータ最適化、および、動作・性能の検証が必要である。

最後に、本研究の機会を与えて頂いた NEC 新村放送映像事業本部長、有益な助言を頂いた北海道大学（現在北海学園大学）柄内教授、ならびに、常にご討論頂く NEC 放送映像事業本部の杉本エグゼクティブコンサルタント、樋口エキスパート他の諸氏に深謝する。

【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礎検討", 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 中継における回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, 生岩: "地上波デジタル SFN 中継用回り込み波キャンセラに関する検討", 信学技報, RCS2000-64(2000)
- 5) 荒関: "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, pp.290-296(2002)
- 6) 荒関, 樋口, 平井: "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", 映像学誌, 56, 2, pp.229-236(2002)
- 7) 野田, 南雲: "システムの学習的安定法", 計測と制御, 7, pp.597-605(1968)
- 8) 飯田: "適応信号処理アルゴリズム", 培風館, pp.61-63, (2000)
- 9) 藤井, 原島, 宮川: "周波数サンプリングフィルタを用いた伝送路適応等化器", 信学論, J65-B, 9, pp.1170-1179(1982)
- 10) Vaidyanathan, "Multirate Digital Filters, Filter Banks, Polyphase Networks, and Applications: A Tutorial", Proc. of the IEEE, 78, 1, pp.56-93(1990)
- 11) 大田, 比嘉, 越知: "線形計画法を用いた低遅延完全再構成フィルタバンクの設計", 信学論, J82-A, 12, pp.1757-1766(1999)
- 12) 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)

あらせき 卓
荒関 卓 1969 年、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 年まで、次世代テレビジョン放送システム研究所第三研究室長を兼務。主として音声・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、NEC 放送映像事業本部エグゼクティブエキスパート。正会員。