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

Loop Interference Cancellation Method for Relay Stations
in Single Frequency Networks

正会員 今村 浩一郎[†], 正会員 濱 住 啓 之[†],
正会員 渋谷 一 彦[†], 正会員 佐々木 誠[†]
Koichiro Imamura[†], Hiroyuki Hamazumi[†],
Kazuhiko Shibuya[†] and Makoto Sasaki[†]

Abstract We propose a method of cancelling the coupling loop interference at a relay station in a Single Frequency Network (SFN) in Digital Terrestrial Television Broadcasting (DTTB) using an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signal. This loop from a transmitting antenna to a receiving antenna can distort and oscillate the signal. The loop is cancelled by a replica of it generated by a frequency-domain adaptive cancellation algorithm. The method covers both QAM-OFDM (Quadrature Amplitude Modulation-OFDM) and PSK-OFDM (Phase Shift Keying-OFDM). Computer simulation demonstrated that this method effectively cancels the loop.

キーワード：地上デジタル放送, ISDB-T, OFDM, 回り込みキャンセラ, SFN, 放送波中継

1. ま え が き

デジタル伝送技術の進歩により、近年、世界各地において地上デジタル放送の検討、導入が進められてきている^{1)~4)}。日本における地上デジタル放送方式である ISDB-T(Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial)は、マルチパス妨害に強く、SFN(Single Frequency Networks:単一周波数ネットワーク)が構築できる OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)を採用している⁵⁾。また、ISDB-Tにおいては、OFDM のキャリア変調方式を 64 QAM, 16 QAM, QPSK とする同期変調方式と、 $\pi/4$ シフト DQPSK とする差動変調方式が用意されており、周波数のセグメント単位で変調方式を変えること(階層伝送)ができるようになっている⁶⁾。

SFN の実現方法としては、光ファイバやマイクロ波などの回線を使って、各放送所まで送信信号を配信し、各放送所から単一周波数で送信する方法が技術的には容易であるが、ファイバの敷設や配信用の周波数の確保が必要とな

る。このため、コスト的に有利な放送波中継で可能な限り多くの放送所をカバーすることが望まれている。

放送波中継 SFN の実現にあたっては、送信アンテナから発射される電波が自局の受信アンテナに回り込む問題があり、回り込みによって伝送特性が劣化するばかりでなく、回り込み電力が親局からの受信電力と比べ大きい場合は、中継放送所においてループ発振を引き起こす。したがって、この回り込みを十分に抑圧する技術の開発が必要である。

そこで本論文では、OFDM 信号の特性を利用して周波数領域において回り込みを推定し、その回り込みと同じ特性の信号(回り込みの複製)を生成して打ち消す放送波中継用回り込みキャンセラを提案する。提案方式は、回り込みキャンセラで観測した OFDM 信号の有効シンボル期間を適切な時間窓によって切り出し FFT(高速フーリエ変換)することで、シンボル単位の周波数特性を各キャリア間の直交関係を保ったままで観測するため、回り込みの推定をシンボル単位で正確に行うことができる。このため、回り込みの複製を精度良く作り出し、回り込みをキャンセルすることが可能であり、回り込みの変動に対して速い追従が期待できる方式である。また、提案方式は、ISDB-T に用いられている同期変調方式ならびに差動変調方式のいずれの変調方式においても回り込みの推定が可能な方式である。

本論文では、まず、今回提案する放送波中継用回り込み

1999 年 3 月 16 日、映像情報メディア学会無線・光伝送研究会、および、1999 年 6 月 21 日、映像情報メディア学会無線・光伝送研究会で一部発表
2000 年 6 月 2 日受付、2000 年 10 月 16 日最終受付、2000 年 10 月 24 日採録
[†] NHK 放送技術研究所

(〒157-8510 東京都世田谷区砧 1-10-11, TEL 03-5494-2295)

[†] NHK Science and Technical Research Laboratories
(1-10-11, Kinuta, Setagaya-ku, Tokyo 157-8510, Japan)

キャンセラの基本原理，ならびに，同期変調方式と差動変調方式における回り込みの推定法について説明する．次に，回り込みをキャンセルする前後の中継放送所送信信号の伝送特性について計算機シミュレーションを行い，提案方式による回り込みキャンセラの効果を検証した結果について述べる．

2. 地上デジタル放送用回り込みキャンセラの要求条件

回り込みのキャンセル技術については，受信信号を復調して親局からの送信信号を再変調して再送信する再生中継方式と，受信信号の復調および再変調を行わない直接中継方式の2つがある．再生中継方式については，通信における無線呼出方式（ページャ）の分野⁹⁾¹⁰⁾において実用化が行われている．しかし，日本の地上デジタル放送方式であるISDB-Tで採用されているOFDMの放送波中継に再生中継方式を適用した場合，中継に1シンボル以上の大きな処理遅延を生じ，親局と中継局との放送波が重なるエリアにおいては，シンボル間干渉を生じる．したがって，OFDMの放送波中継には，中継に要する処理遅延の短い直接中継方式を検討する必要がある．直接中継方式については，本論文で提案する方式とは異なる時間領域の波形相関による回り込みキャンセラの検討¹³⁾が報告されているが，数千本のキャリアを用いる地上デジタル放送のパラメータによる確認は行われていない．

また，回り込みの状況は中継局によって様々であり，中継放送所の立地条件などによって回り込みの強さや遅延時間および回り込み波の数が異なり，さらに，それらの回り込みは時々刻々と変動していることが，現状の放送所における回り込みの測定^{9)~8)}からわかっている．

以上のような条件を考慮すると，地上デジタル放送用に適合した放送波中継用回り込みキャンセラとしては，次のような要求条件が挙げられる．

- ① 中継波がサービスエリア内でシンボル間干渉とならぬよう，中継に要する処理遅延の短い直接中継方式において回り込みをキャンセルできること．

- ② OFDMのすべてのキャリア変調方式で回り込みをキャンセルできること．
- ③ 中継放送所の立地条件などによって異なる回り込みの状況に対応できるように，複数の回り込み波をキャンセルできること．
- ④ 回り込みが変動すること考慮して速い変動追従特性を有する方式であること．

地上デジタル放送用回り込みキャンセラとしては，これらの要求条件を満足する必要がある．

3. 回り込みキャンセラの原理

図1に直接中継方式の回り込みキャンセラのモデルを示す．図1に示した回り込みキャンセラの原理は，回り込みキャンセラ内で回り込みの複製を生成して中継局の受信信号から減ずることで回り込みを打ち消すものである．なお，図1においては，各部の信号をスペクトルとして表現している．

まず，送信信号のスペクトルを $X(\omega)$ ，親局で付加される装置雑音を $N_a(\omega)$ とする． ω は角速度である．中継局における親局受信信号のスペクトル $D(\omega)$ は，(1)式で表される．

$$D(\omega) = X(\omega) + N_a(\omega) \quad (1)$$

観測点Pにおける信号のスペクトルを $S(\omega)$ ，中継局の増幅器の伝達関数を $G(\omega)$ ，回り込みの伝達関数を $C(\omega)$ とすると，中継局で受信される回り込み信号のスペクトル $U(\omega)$ は，(2)式で表される．

$$U(\omega) = C(\omega) \cdot G(\omega) \cdot S(\omega) \quad (2)$$

ここで，中継局において受信される信号 $R(\omega)$ は，受信部のヘッドアンプにおいて付加される雑音 $N_b(\omega)$ を含めると

$$\begin{aligned} R(\omega) &= D(\omega) + U(\omega) + N_b(\omega) \\ &= X(\omega) + C(\omega) \cdot G(\omega) \cdot S(\omega) + N_a(\omega) + N_b(\omega) \end{aligned} \quad (3)$$

また，回り込みキャンセラの伝達関数を $W(\omega)$ とすると，観測点Pにおける信号のスペクトル $S(\omega)$ は

$$S(\omega) = R(\omega) - W(\omega) \cdot S(\omega) \quad (4)$$

図1 回り込みキャンセラのモデル
Block diagram of a model of loop canceller.

であるから、(3)式を(4)式に代入し整理すると

$$S(\omega) = \frac{X(\omega) + N_a(\omega) + N_b(\omega)}{1 - \{C(\omega) \cdot G(\omega) - W(\omega)\}} \quad (5)$$

を得る。

したがって、観測点 P における系全体の総合伝達関数 $F(\omega)$ は次式ようになる。

$$F(\omega) = \frac{S(\omega)}{X(\omega)} = \frac{1}{1 - \{C(\omega) \cdot G(\omega) - W(\omega)\}} \cdot \left\{ 1 + \frac{N_a(\omega) + N_b(\omega)}{X(\omega)} \right\} \quad (6)$$

ここで、図1の構成における回り込みキャンセラのキャンセル条件を考える。回り込みが理想的にキャンセルされている状態での観測点 P における信号のスペクトル $S(\omega)$ は

$$S(\omega) = X(\omega) + N_a(\omega) + N_b(\omega) \quad (7)$$

である。

したがって、理想キャンセル条件は、(5)式ならびに(7)式から、次式ようになる。

$$W(\omega) = C(\omega) \cdot G(\omega) \quad (8)$$

ここで、回り込みキャンセラによる回り込みの複製 $W(\omega) \cdot S(\omega)$ と実際の回り込み $C(\omega) \cdot G(\omega) \cdot S(\omega)$ との誤差を考慮してキャンセル残差を(9)式に定義する。

$$E(\omega) = C(\omega) \cdot G(\omega) - W(\omega) \quad (9)$$

さらに、(6)式と(9)式を $E(\omega)$ について解くと

$$E(\omega) = 1 - \frac{1}{F(\omega)} \left\{ 1 + \frac{N_a(\omega) + N_b(\omega)}{X(\omega)} \right\} \quad (10)$$

を得る。この $E(\omega)$ を最小化することにより回り込みをキャンセルする。

中継放送所においては、充分大きな CN 比が得られることから、 $N_a(\omega)$ および $N_b(\omega)$ を無視して、回り込みキャンセラで観測されるキャンセル残差成分を

$$E'(\omega) = 1 - \frac{1}{F(\omega)} = 1 - \frac{X(\omega)}{S(\omega)} \quad (11)$$

とする。つまり、観測点 P の信号のスペクトル $S(\omega)$ を測定し、 $X(\omega)$ として既知であるパイロット信号などのトレーニング信号あるいは受信信号の判定値などを用いれば、(11)式の関係から回り込みをキャンセルできる。

しかし、(10)式と(11)式からわかるように、回り込みキャンセラで観測されるキャンセル残差成分 $E'(\omega)$ は、雑音の影響を受けるため、 $S(\omega)$ における CN (Carrier to Noise) 比が小さいほど(11)式の $E'(\omega)$ に推定誤差を生じる。 $E'(\omega)$ の推定誤差により、回り込みを充分抑圧できなくなるため、回り込みキャンセラを設置する場合は、中継放送所における CN 比が充分確保できることが望ましい。

4. 回り込みキャンセラのアルゴリズム

4.1 回り込み推定法と適応フィルタ処理

図2に回り込みキャンセラの基本構成を示す。回り込みの複製は、係数を逐次更新する FIR (Finite Impulse

図2 回り込みキャンセラの基本構成
Basic structure of loop canceller.

Response) フィルタを用いて生成している。このため、変動する複数の回り込み波をキャンセルすることができる。

回り込みのキャンセルは、RF(無線周波数)、IF(中間周波数)、ベースバンドなど、いずれの周波数においても原理的には同じであるが、通常デジタル処理でキャンセルを行う場合、デジタル回路の動作クロックなどを考慮して IF または等価複素ベースバンドでキャンセルする。

FIR フィルタに設定するフィルタ係数は以下のような方法で求める。

まず、観測点 P における OFDM 信号の有効シンボル期間を抽出して FFT し、観測点 P における信号のスペクトルを求める。このときの OFDM シンボル番号を i (整数)、OFDM キャリア番号を k ($0 \leq k < K$ の整数、 K : 総キャリア数) とし、観測点 P における信号のスペクトルを複素ベクトル値 $S(i, k)$ で表す。また、この時の送信信号を $X(i, k)$ 、総合伝達関数を $F(i, k)$ とすると、(11)式のキャンセル残差による周波数特性は次のように変形できる。

$$E'(i, k) = 1 - \frac{1}{F(i, k)} = 1 - \frac{X(i, k)}{S(i, k)} \quad (12)$$

次に、(12)式で求めたキャンセル残差による周波数特性 $E'(i, k)$ を逆フーリエ変換し、キャンセル残差のインパルス応答 $e'(i, k)$ を求める。

$$e'(i, k) = IFT[E'(i, k)] \quad (13)$$

ここで $IFT[]$ は逆フーリエ変換を表している。

(13)式で求められたキャンセル残差のインパルス応答は、FIR フィルタのフィルタ係数の更新に用いられる。 n を係数更新時刻を表す番号とし、更新前のフィルタ係数を $w(n-1, k)$ とすると、更新後のフィルタ係数 $w(n, k)$ は、次のように表される。

$$w(n, k) = w(n-1, k) + \mu \cdot r(k) \cdot e'(i, k) \quad (14)$$

ここで、 μ は雑音抑圧を目的とした更新重み付け係数であ

り, $0 < \mu \leq 1$ の値を設定する. また $r(k)$ は, (13)式で求めた $e'(i, k)$ から有限タップ長 M の FIR フィルタ係数を更新するためのデータを抽出する矩形窓関数である.

この逐次係数更新により, $C(\omega) \cdot G(\omega) = W(\omega)$ の条件に収束するようにキャンセル動作が行われる.

4.2 同期変調方式における回り込み推定法

ISDB-T の同期変調方式においては, 既知のパイロット信号を用いて回り込みを推定することができる.

64 QAM などの同期変調方式の OFDM 信号には, 復調用の振幅位相基準として周波数方向と時間方向に SP (Scattered Pilot) が分散して挿入されている. SP の挿入位置を k_p ($0 \leq k_p < K$, p : 整数) とすると, SP は (15) 式を満たす位置に内挿される.

$$k_p = 3 \times (i \bmod 4) + 12p \quad (15)$$

また, 周波数の最も高いキャリアの位置 ($k = K - 1$) は CP (Continual Pilot) となっている. 同期変調方式におけるパイロット信号の配置を図 3 に示す.

シンボル番号 i , キャリヤ番号 k における総合伝達関数 $F(i, k)$ は, パイロット信号の位置においては送信信号 $X(i, k)$ が既知であるから

$$F(i, k) = \frac{S(i, k)}{X(i, k)} \quad (k = k_p \text{ or } k = K - 1) \quad (16)$$

を得る. パイロット信号以外のキャリアについては (16) 式で求めたパイロット信号の伝達関数を用いて, フィルタによる内挿補間処理を行う. 次に, 内挿補間後の $F(i, k)$ を用いて (12) 式, (13) 式および (14) 式の処理を行い, フィルタ係数を更新する.

4.3 差動変調方式における回り込み推定法

ISDB-T のセグメント構成上, 差動変調が施される OFDM セグメントにおいては, 既知のパイロット信号は CP 1 本しか存在しないので, 同期変調方式のようにパイロット信号を用いた回り込みの推定ができない. そこで位相変調の特性を利用して回り込みを推定する.

差動変調方式のセグメント内に存在するキャリアは, データキャリアが DQPSK 変調, TMCC (Transmission and Multiplexing Configuration Control) ならびに AC (Auxiliary Channel) が DBPSK 変調, CP が BPSK で連続変調されており, すべてのキャリアが位相変調となって

いる. キャリヤの変調方式に位相変調を用いる PSK-OFDM の場合, SP など既知のパイロット信号を用いずに, $S(i, k)$ の位相情報から $F(i, k)$ を求めることができる.

図 4 に差動変調セグメントのキャリアの位相図を示す. 図 4(a) に示すように BPSK または DBPSK 変調されたキャリアの位相は, 0 または π の値をとる. また, 図 4(b) に示すように DQPSK 変調されたキャリアの位相は, あるシンボルにおいては $\bullet$ ($\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$) の 4 点のいずれかの位相点を取り, 次のシンボルにおいては差動変調によって $\pi/4$ シフトした $\circ$ ($0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$) の 4 点のいずれかの位相点をとる. 差動変調方式における回り込みの推定は, 図 4 に示すように変調されたキャリアの変調成分を除去する処理を行い, 位相 0 のキャリア成分を抽出することで, 各キャリアに加わった回り込みなどの伝送路によるひずみ成分を算出するという方法で行う.

観測点 P における各キャリアの周波数特性を示している複素ベクトル値 $S(i, k)$ の実部, 虚部信号をそれぞれ, $s_r(i, k), s_q(i, k)$ とする. 各キャリアについて (17) 式, (18) 式の演算を行って, 位相信号 $\theta_s(i, k)$, および振幅信号 $r(i, k)$ に極座標変換する.

$$\theta_s(i, k) = A \tan 2[s_q(i, k), s_r(i, k)] \quad (17)$$

$$r(i, k) = \sqrt{s_r^2(i, k) + s_q^2(i, k)} \quad (18)$$

ここで, $A \tan 2[Q, I]$ は, 直交座標において実部 I と虚部 Q で表されるベクトルの位相を算出する関数であり, $-\pi \sim \pi$ の値をとる.

次に, (19) 式の演算を行い, 変調成分を除去した位相信号 $\theta(i, k)$ を求める.

$$\theta(i, k) = \theta_s(i, k) - \frac{2\pi}{M_P} \cdot FLR \left[\frac{M_P \cdot \theta_s(i, k)}{2\pi} + \frac{1}{2} \right] \quad (19)$$

ここで, $FLR[]$ は, 引数の値を超えない最も大きい整数にする処理を表す. また, M_P は, PSK 変調の変調多値数であり, DQPSK においては $M_P = 4$, DBPSK および BPSK においては $M_P = 2$ である.

こうして求めた $\theta(i, k)$ は, 変調成分が除去され, 回り

図 3 パイロット信号の配置
Position of pilot signals in ISDB-T.

図 4 差動変調セグメントのキャリアの位相図
Constellations of carriers in differential modulation portion.

込みによるひずみ成分だけとなる。しかしながら、(19)式は位相点が0をとるようにマッピングされた M_P 相PSK変調の変調成分除去だけに有効であり、DQPSK変調において位相点が●($\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$)となる場合には、変調成分除去に(19)式を適用すると誤差を生じる。この場合、DQPSK変調されたキャリアが図4(b)中の●の位相か○の位相かを判定し、●の位相である場合にキャリア位相から $\pi/4$ を減じて(19)式の変調成分除去を行う。すなわち

$$\varphi(i, k) = \theta_s(i, k) - \frac{\pi}{4} \quad (20)$$

となる $\varphi(i, k)$ を(19)式の $\theta_s(i, k)$ の部分に代入して変調成分除去を行う。

ここで、●または○の位相判定は、各差動変調セグメントに挿入されているCPの位相が既知であるから、CPの位相とDQPSK変調されたデータキャリアの位相を比較することで判定できる。しかしながら、差動変調の初期値が各キャリアにおいて一定ではなく、DQPSK変調の●または○の位相判定が困難な場合には、DQPSK変調の位相点を8PSKと見なし、 $M_P=8$ とにおいて(19)式の演算を行うことで変調成分除去が可能である。

一方、振幅項に関しては、CP、TMCC、ACのキャリアはデータキャリアに対して4/3倍の振幅値を持っている⁵⁾。そこでCP、TMCC、ACのキャリアに対して(21)式の演算を行いキャリアの振幅値を校正する。

$$r_{EQ}(i, k) = \begin{cases} r(i, k) \times \frac{3}{4} & (k: \text{CP, TMCC, AC の位置}) \\ r(i, k) & (k: \text{データキャリアの位置}) \end{cases} \quad (21)$$

(20)式の $\theta(i, k)$ および、(21)式の $r_{EQ}(i, k)$ を直交座標の $F(i, k)$ に変換する。 $F(i, k)$ の実部および虚部をそれぞれ $f_i(i, k)$ 、 $f_q(i, k)$ とすると、直交座標変換は(22)、(23)式で表せる。

$$f_i(i, k) = r_{EQ}(i, k) \cdot \cos\{\theta(i, k)\} \quad (22)$$

$$f_q(i, k) = r_{EQ}(i, k) \cdot \sin\{\theta(i, k)\} \quad (23)$$

こうして総合伝達関数 $F(i, k)$ が得られた後は、(12)式、(13)式および(14)式の処理により、同期変調方式と同じようにフィルタ係数を更新し、回り込みをキャンセルすることができる。

4.4 階層伝送への対応

ISDB-Tにおいては、13個のOFDMセグメントを最大3つの階層に分割し、それぞれの階層毎にキャリア変調などを変えて伝送する階層伝送が可能となっている⁵⁾。したがって、13個のセグメントの中に差動変調方式と同期変調方式のセグメントが混在することがある。このような伝送信号においても回り込みキャンセラを動作させるために、提案方式の回り込みキャンセラでは、各セグメントのキャリア変調方式を調べ、セグメント単位で同期変調方式

における回り込み推定、または、差動変調方式における回り込み推定を行って、全セグメントの総合伝達関数 $F(i, k)$ を求める。セグメント毎に回り込みの推定を行うことで、階層伝送においても回り込みのキャンセルは可能である。

5. 回り込みキャンセラの計算機シミュレーション

5.1 シミュレーションの概要

提案方式が有効であることを計算機シミュレーションにより確認する。図5に計算機シミュレーションの系統図を示す。シミュレーションにおける各部の信号は等価複素ベースバンド信号として扱い、倍精度実数で演算した。また、周波数同期やクロックタイミングは理想条件とした。雑音については、親局波に含まれる雑音としてAWGN-aを、中継放送所の受信装置内部の雑音としてAWGN-bを、受信機内部の雑音としてAWGN-cをそれぞれ C/N_a 、 C/N_b 、 C/N_c となるように付加した。誤り率の評価に用いたOFDM変復調部については、ISDB-Tに準じたものを用い、誤り訂正は用いないで評価を行った。表1にOFDM変復調部のパラメータを、表2に回り込み波のキャンセル動作に関するシミュレーションパラメータおよび条件を示す。ここで、 $C/N_b=40$ dBとは、中継放送所の受信装置に入力された親局波の電力に対して-40 dBの電力の雑音AWGN-bを加えることを表している。 C/N_a 、 C/N_c についても同様である。回り込みキャンセラの動作は2シンボルに1回とし、回り込みキャンセラにおける同期変調方式のSP間内挿には12キャリアに1つのSP間

図5 計算機シミュレーションの系統図
Block diagram of loop canceller simulation.

表 1 OFDM 変復調部のパラメータ

Transmission parameters for OFDM modem in simulation of loop canceller.

モード	3
OFDM セグメント数	13
伝送帯域幅	5.572...MHz
キャリア間隔	0.99206...kHz
キャリア総数	K 5617
FFT ポイント数	8192(複素)
FFT サンプル周波数	F_s^* 8.126984...MHz
有効シンボル長	T_u 1008 μ s
ガードインタバル長	T_g 126 μ s ($T_u/8$)
誤り訂正(内符号, 外符号)	なし
復調用シンボルフィルタ	シンボル方向における最新値保持
復調用キャリアフィルタ	直線内挿

* サンプル周波数 F_s の複素 FFT のナイキスト帯域は $F_s(\pm F_s/2)$ 表 2 キャンセル動作の計算パラメータ
Parameters for simulation of loop canceller.

回り込み波の DU 比	1.0~6.0 dB
回り込み波の遅延時間	τ_c 10.09 μ s
回り込み波の位相	θ_c $\pi/4$ rad
親局の装置雑音	C/N_a 40 dB
中継放送所雑音	C/N_b 40 dB
受信機雑音	C/N_c 0~30 dB
キャンセル動作クロック	8.12698...MHz
SP 内挿シンボルフィルタ	なし
SP 内挿キャリアフィルタ	直線内挿
更新重み付け係数	μ 0.2, 1.0
FIR フィルタタップ長	M 256
FIR フィルタ係数更新速度	2 シンボル/回

を直線内挿するキャリアフィルタを用い、シンボルフィルタは用いなかった。また、回り込みは 1 波で変動しないものと仮定した。回り込み波の遅延時間は中継放送機による遅延約 10 μ s を想定し、また、遅延時間 10 μ s の 1 波の回り込みでは回り込み波の位相によって BER 特性はほぼ一定であることから、回り込み波の位相は $\pi/4$ を代表値として設定した。

5.2 回り込みキャンセラの収束特性

提案方式による回り込みキャンセラの収束特性を計算機シミュレーションで求めた。収束特性の目安として、回り込みキャンセル後の中継放送機出力におけるキャンセル残差と送信信号との比を用い、係数更新回数に対する収束特性を計算機シミュレーションで求めた。 k をキャリア番号、 i をシンボル番号、理想同期検波を行う評価用受信機における受信信号を $s(i, k)$ 、この時の送信側変調器出力信号を $x(i, k)$ とすると、各キャリアにおけるキャンセル残差を含んだ雑音成分 $err(i, k)$ は(23)式のように書く。

図 6 回り込みキャンセラの収束特性(64 QAM-OFDM)
Learning curves of loop canceller.

る。

$$err(i, k) = s(i, k) - x(i, k) \quad (23)$$

i 番目のシンボルにおける全キャリアの雑音成分電力の和を求め、信号対雑音比 $\Gamma_{SNR}(i)$ として、(24)式のように定義する。

$$\Gamma_{SNR}(i) = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{K-1} x(i, k) \cdot x^*(i, k)}{\sum_{k=0}^{K-1} err(i, k) \cdot err^*(i, k)} \right) \quad (24)$$

ここで*は複素共役を表す。

計算機シミュレーションによる回り込みキャンセラの収束特性を図 6 に示す。図 6 の縦軸は(24)式で定義した信号対雑音比、横軸は回り込みキャンセラのフィルタ係数更新回数である。

更新重み付け係数 $\mu=1.0$ の方が $\mu=0.2$ に比べて収束は速いが、充分収束した後の信号対雑音比は $\mu=0.2$ の方が約 1 dB 高く、更新重み付け係数による雑音抑制の効果が確認できた。しかし、回り込みの変動を考慮した場合、回り込みキャンセラの収束が速い方がキャンセル残差による伝送特性の劣化を低く抑えられるため、更新重み付け係数 μ は、親局受信信号の CN 比、ならびに、回り込みの変動速度に対するフィルタ係数の更新速度を考慮して設定する必要がある。

5.3 回り込みキャンセラによる BER 特性の改善

回り込みキャンセラの効果確認のため、親局波と回り込み波の DU (Desired to Undesired) 比をパラメータとして、中継局出力の放送波を受信した場合の CN 比対 BER (Bit Error Rate) 特性を計算機シミュレーションで求めた。親局波と回り込み波の DU 比を(25)式に定義する。

$$D/U = 10 \log_{10} \left(\frac{|D(\omega)|^2}{|U(\omega)|^2} \right) \quad (25)$$

図 7 に全セグメントが 64 QAM で伝送される場合について、キャンセルなし、キャンセルありの場合の受信 CN 比対 BER 特性を示す。また、図 8 には差動変調方式である DQPSK について、同様の比較を示す。

どちらの変調方式においても、回り込み波の DU 比が 1 dB までは、ほぼ回り込み波がない状態にまで回り込み波

をキャンセルしていることがわかる。しかし、回り込みの DU 比が 0 dB 以下、すなわち回り込み波が親局波よりも大きい場合には、正常なキャンセル動作が確認できなかった。回り込みキャンセル可能な DU 比の限界に関しては、

図 7 回り込みキャンセルによる BER 特性の改善 (64 QAM-OFDM)

BER performance of 64 QAM-OFDM before and after cancelling a loop.

図 8 回り込みキャンセルによる BER 特性の改善 (DQPSK-OFDM)

BER performance of DQPSK-OFDM before and after cancelling a loop.

図 9 回り込みキャンセルによる BER 特性の改善 (階層伝送)

BER performance of Hierarchical Transmission before and after cancelling a loop.

回り込みの変動特性を含め、今後検討していく必要がある。

また、同期変調方式と差動変調方式が混在するような階層伝送時における回り込みキャンセルのシミュレーションを行った。階層伝送のパラメータは、中央の 1 セグメントだけを DQPSK とし、残りの 12 セグメントを 64 QAM とした。図 9 に階層伝送時の回り込みキャンセルによる BER 特性の改善を示す。なお、図 9 は全 13 セグメントにおける平均 BER 特性であり、同期変調、差動変調の各階層における BER 特性は、それぞれ図 7、図 8 に示す特性と一致した。

図 9 からわかるように、階層伝送時においても、回り込み波の DU 比が 1 dB までは、ほぼ回り込みがない状態にまで BER 特性が改善されており、提案方式の回り込みキャンセルが階層伝送時にも有効であることが確認できた。

5.4 親局波マルチパス妨害環境下の回り込みキャンセルによる BER 特性

親局波にマルチパス妨害が含まれる条件での回り込みキャンセルの動作を確認するため、1 波のマルチパス妨害が存在する親局波が回り込んだ際の CN 比対 BER 特性を計算機シミュレーションで求めた。OFDM 信号の変調方式は全セグメント 64 QAM とした。表 3 に妨害波のパラメータを、図 10 に親局波にマルチパス妨害を含む場合の回り込みキャンセルによる BER 特性の改善を示す。親局波にマルチパス妨害を含む場合においても、ほぼ妨害波がない状態にまでマルチパスならびに回り込みをキャンセルしていることがわかる。

しかしながら、回り込みの DU 比が小さい時に親局からの信号に含まれるマルチパス妨害の DU 比が小さくなると、回り込みが正常にキャンセルできなくなることがシミュレーションで確認された。親局波に含まれるマルチパスに関しては、提案方式でもある程度の DU 比であれば回り込みと共にキャンセル可能であるが、親局波のフェージング等も考慮し、今後実用化に向けてさらに検討していく必要がある。

表 3 妨害波パラメータ

Interference parameters for simulation of loop canceller.

新局波マルチパスの DU 比	10.0 dB
新局波マルチパスの遅延時間 τ_m	0.98 μ s
親局波マルチパスの位相 θ_m	0 rad
回り込み波の DU 比	2.0 dB
回り込み波の遅延時間 τ_c	10.09 μ s
回り込み波の位相 θ_c	$\pi/4$ rad
親局の装置雑音 C/N_a	40 dB
中継放送所雑音 C/N_b	40 dB
受信機雑音 C/N_c	10~30 dB

図 10 親局波マルチパス妨害下の回り込みキャンセラによる BER 特性の改善
BER performance of 64 QAM-OFDM under an echo and a loop channel.

6. む す び

OFDM を用いた地上デジタル放送における放送波中継 SFN を実現するための一手法として、適応信号処理技術により回り込みをキャンセルする回り込みキャンセラを提案した。提案した回り込みキャンセラは、シンボル単位で回り込みを推定し、適応フィルタを制御することで回り込みをキャンセルするもので、以下のような特徴がある。

- ① 回り込みキャンセルの基準信号として、同期変調方式では SP、差動変調方式では全キャリアの変調成分を除去したデータを用いることで、回り込みの推定が可能である。
- ② 回り込みの推定をシンボル単位で行うことができるため、回り込みの変動に対しても高速追従が可能である。
- ③ 回り込みキャンセル用適応フィルタとして FIR フィルタを用いるため、複数の回り込み波に対しても対応が可能である。

提案方式について、地上デジタル放送方式 (ISDB-T) のパラメータを用いた計算機シミュレーションによる確認を行った結果、親局波と回り込み波の DU 比が約 1 dB まで良好なキャンセルが可能であることを確認できた。

また、同期変調方式、差動変調方式が混在している OFDM 伝送信号 (階層伝送) においても、回り込みの推定をセグメント単位で処理することで、回り込みのキャンセルが可能であることを確認した。

今後は、本提案方式について、キャンセル可能な DU 比の範囲拡大の検討や、DU 比の小さなマルチパスへの対応、回り込み波の変動に対する追従特性、量子化誤差、周波数誤差、クロックタイミング誤差などの各種誤差の影響を調査するとともに、実験装置の試作を進め、フィールド

実験を行い、提案方式の実用性、安定性を確認していく予定である。

最後に、本研究を進めるに当たりご指導をいただいた放送技術研究所 山田宰所長、村上清志部長に深く感謝いたします。また、有益なご議論をいただいたデジタルネットワーク研究実施グループのみなさまに感謝いたします。

〔文 献〕

- 1) ETS 300 744, "Digital Broadcasting Systems for Television, Sound and Data Services; Framing Structure, Channel Coding and Modulation for Digital Terrestrial Television" (1997)
- 2) ATSC Document A/53, "ATSC Digital Television Standard" (Sep. 1995)
- 3) 河内: "デジタル放送開始に向けた最新動向", 映像学誌, **53**, 11, pp. 1456-1459 (Nov. 1999)
- 4) 森山: "欧米の地上デジタル放送の状況", 映像学誌, **53**, 11, pp. 1476-1478 (Nov. 1999)
- 5) 佐々木, 黒田, 上原, 高田, 土田, 岡野, 中原, 渋谷: "特集 地上デジタル放送方式の研究", NHK 技研 R & D, **56** (May 1999)
- 6) 今村, 居相, 渋谷, 佐々木: "中継放送所送受回り込みの測定法について～放送波中継 SFN の基礎検討～", 映像学技報, **22**, 7, pp. 43-48 (Jan. 1998)
- 7) 今村, 居相, 渋谷, 佐々木: "放送波中継 SFN の基礎検討～送受回り込みの測定～", 映像学技報, **22**, 34, pp. 13-18 (June 1998)
- 8) 今村, 渋谷, 佐々木: "放送波中継 SFN の基礎検討～回り込み波変動の解析～", 映像学技報, **22**, 59, pp. 37-42 (Oct. 1998)
- 9) 鈴木, 恵比根: "無線呼出用開空間ブースタ装置の構成と特性", 平 8 信学総全大, B-428 (1996)
- 10) 伊藤, 恵比根: "適応干渉キャンセラを用いた無線呼出し用ブースタ", 信学技報, RCS 99-78, pp. 1-8 (Aug. 1999)
- 11) 林, 木村, 影山, 原田, 木曾田, 坂下: "OFDM 復調における適応等化方式の検討", 映像学技報, **22**, 53, pp. 55-60 (Oct. 1996)
- 12) 高田, 土田, 中原, 黒田: "地上デジタル放送における OFDM シンボル長とスキャッターパイロットによる伝送特性", 映像学技報, **52**, 11, pp. 1658-1665 (Nov. 1998)
- 13) 山崎, 林, 石津, 三宅, 竹内, 生岩: "地上波デジタル SFN 中継器用廻り込み波キャンセラに関する検討", 信学技報, RCS 2000-64, pp. 89-94 (July 2000)

いまむらこういちろう

今村浩一郎 1992 年、鹿児島大学工学部電気工学科卒業。1994 年、同大学大学院修士課程修了。同年、NHK 入局。長崎放送局を経て、1997 年より、同放送技術研究所に勤務。以来、放送波中継 SFN における回り込み対策など地上デジタル放送の研究に従事。正会員。

はまづみ ひろゆき

濱住 啓之 1982 年、福井工業高専電気工学科卒業。同年、NHK 入局。津放送局を経て、1987 年より、同放送技術研究所に勤務。以来、CDM 伝送、OFDM 伝送、波形等化、ダイバーシチ受信、素材伝送、放送波中継などデジタル無線伝送技術の研究に従事。工学博士。正会員。

しばや かずひこ

渋谷 一彦 1982 年、豊橋技術科学大学大学院工学研究科電気電子工学専攻修士課程修了。同年、NHK 入局。富山放送局、放送技術研究所、技術局を経て、1996 年より、同放送技術研究所に勤務。以来、E スポ混信対策、素材伝送、放送波中継 SFN における回り込み対策の研究に従事。現在、同研究所主任研究員。正会員。

ささき まこと

佐々木 誠 1972 年、東北大学工学部電子工学科卒業。同年、NHK 入局。放送衛星搭載用進行波管の研究、宇宙開発事業団にて、放送衛星 BS 3 の開発を経て、現在、NHK 放送技術研究所にて、地上デジタル放送方式の研究開発に従事。現在、同所主任研究員。正会員。