

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3842680号
(P3842680)

(45) 発行日 平成18年11月8日(2006.11.8)

(24) 登録日 平成18年8月18日(2006.8.18)

(51) Int.C1.

F 1

HO4J	11/00	(2006.01)	HO4J	11/00	Z
HO4B	7/015	(2006.01)	HO4B	7/015	
HO4B	7/15	(2006.01)	HO4B	7/15	Z

請求項の数 5 (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2002-81208 (P2002-81208)
 (22) 出願日 平成14年3月22日 (2002.3.22)
 (65) 公開番号 特開2003-174430 (P2003-174430A)
 (43) 公開日 平成15年6月20日 (2003.6.20)
 審査請求日 平成16年4月23日 (2004.4.23)
 (31) 優先権主張番号 特願2001-299982 (P2001-299982)
 (32) 優先日 平成13年9月28日 (2001.9.28)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

特許権者において、実施許諾の用意がある。

(73) 特許権者 000004352
 日本放送協会
 東京都渋谷区神南2丁目2番1号
 (74) 代理人 100072051
 弁理士 杉村 輿作
 (72) 発明者 濱住 啓之
 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内
 (72) 発明者 今村 浩一郎
 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内
 (72) 発明者 濵谷 一彦
 東京都世田谷区砧1丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】回り込みキャンセラおよび多段中継方式

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信系統からの入力信号が供給される被減算端子および送受アンテナ間の回り込みをキャンセルするための信号が供給される減算端子を有する減算器と、

受信信号を増幅して再送信するための増幅器の入力信号が分岐されて供給され、回り込み信号の複製を発生して前記減算器の減算端子に供給するトランスバーサルフィルタと、

前記増幅器の入力信号が分岐されて供給され、入力信号から前記トランスバーサルフィルタのタップ係数を生成して前記トランスバーサルフィルタに供給することによって、前記トランスバーサルフィルタを制御する第1のフィルタ係数生成回路と、

前記減算器からの信号が入力され、マルチパスによる周波数特性の乱れを等化して前記増幅器、前記トランスバーサルフィルタおよび前記第1のフィルタ係数生成回路に供給するマルチパスキャンセル回路とを具え、

前記マルチパスキャンセル回路の信号通過周波数帯域を、送受アンテナ間を経由する回り込みループおよび回り込みキャンセラ内の前記トランスバーサルフィルタを経由するキャンセルループのいずれの信号通過帯域幅をも超えないように設定したことを特徴とする回り込みキャンセラ。

【請求項 2】

請求項1記載の回り込みキャンセラにおいて、前記マルチパスキャンセル回路は、係数書き替えの可能な適応フィルタによって構成され、第2のフィルタ係数生成回路において検出した親局波のマルチパスによる周波数特性の乱れに基づいて前記適応フィルタの係数

を書き替えることにより、マルチパスをキャンセルするようにしたことを特徴とする回り込みキャンセラ。

【請求項 3】

請求項 2 記載の回り込みキャンセラにおいて、前記第 2 のフィルタ係数生成回路に前記第 1 のフィルタ係数生成回路を共用したことを特徴とする回り込みキャンセラ。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれか 1 項記載の回り込みキャンセラにおいて、前記第 1 のフィルタ係数生成回路は、ISDB-T または DVBT 方式における隣接するシンボルを抽出し、該抽出した隣接するシンボルをシンボル方向に内挿することで時間間隔が半減した SP 信号を得て、該得られた SP 信号からインパルス応答を求めるように構成されていることを特徴とする回り込みキャンセラ。10

【請求項 5】

請求項 1 乃至 4 のいずれか 1 項記載の回り込みキャンセラを用いた OFDM 信号の中継局が複数段にわたって設置される多段中継方式において、それぞれの中継局においては、OFDM 信号のシンボル番号を検出する回路と、中継段数に応じてどのタイミングで前記適応フィルタの係数更新を行うかを設定する係数更新タイミング設定回路とを具え、前記第 2 のフィルタ係数生成回路が、前段の中継局における係数更新のタイミングとは異なるタイミングで前記適応フィルタの係数を更新するようにしたことを特徴とする多段中継方式。

【発明の詳細な説明】

20

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 方式によるデジタル放送やデジタル伝送における中継局(中継装置)に係り、特に、SFN (Single Frequency Network: 単一周波数ネットワーク) における放送波中継放送局の送受信アンテナ間での電波の回り込み(以下、単に回り込みと言う)を除去するための回り込みキャンセラ、およびその回り込みキャンセラを用いた OFDM 信号の中継局が複数段にわたって設置される多段中継方式に関する。

【0002】

【従来の技術】

30

これまで、本発明者らの回り込みキャンセラに関する発明には、以下の特許出願(出願順に、特願平 10-162189 号、特願平 11-98829 号、特願平 11-147885 号、特願平 11-153430 号、特願平 11-156234 号、特願平 11-266567 号、特願平 11-353090 号、および特願 2000-219277 号)がある。

【0003】

上記それぞれの特許出願について簡単に説明するならば、それぞれ以下の通りである。

1. 「回り込みキャンセラ」(特願平 10-162189 号)

BST (Band Segmented Transmission) - OFDM 用の回り込みキャンセラの基本構成に関する発明

40

2. 「OFDM 復調装置」(特願平 11-98829 号)

OFDM 復調時には、FFT 处理の前に用いる矩形窓のタイミング誤差により閉ループ伝達関数に誤差を生じるが、この誤差を補正する発明

3. 「回り込みキャンセラ」(特願平 11-147885 号)

複素除算による正規化手段を付加し、周波数同期回路への要求条件を緩和する発明

4. 「回り込みキャンセラ」(特願平 11-153430 号)

推定した回り込み波のインパルス応答において非線形処理を施し、閉ループ伝達関数を周波数軸上で外挿する発明

5. 「回り込みキャンセラ」(特願平 11-156234 号)

DQPSK - OFDM などの差動変調方式において、位相の遅延により閉ループ伝達関数

50

を求める発明

【0004】

6. 「回り込みキャンセラ」（特願平11-266567号）

I S D B - T (Integrated Services Digital Boardcasting-Terrestrial)方式において、セグメント間で変調方式が異なる場合の閉ループ伝達関数の推定方法に関する発明

7. 「回り込みキャンセラ」（特願2000-156549号）

トランスバーサルフィルのタップ係数を計算するにあたり、計算による遅延時間の問題から回り込みの変動追従特性が低下する。この問題に対して、過去のタップ係数から線形予測を行い、現在のタップ係数を推定することで、回り込みの変動追従特性を向上させる発明

10

8. 「回り込みキャンセラ」（特願2000-219277号）

回り込みキャンセラを構成する減算器の出力に狭帯域BPFを挿入することで、OFDM信号帯域外の雑音の上昇を防ぐとともに、親局波に含まれるマルチパスについても、これを同時にキャンセルする発明

【0005】

図9は、上述の特願2000-219277号の図1に記載されている回り込みキャンセラの一構成例を示しているが、これについて簡単に説明するならば、減算器2の出力側に狭帯域BPF5を接続し、その出力をトランスバーサルフィルタ3に入力する。また、トランスバーサルフィルタ3のタップ係数の制御は、フィルタ係数生成回路4で発生させた係数を用いて行うようにしている。

20

【0006】

また、特願2000-219277号の図7乃至10には、上記狭帯域BPF5に縦続して親局波のマルチパスによる周波数特性の乱れの補償するためのマルチパスキャンセル回路を配置した実施形態が記載されている。このマルチパスキャンセル回路は、減算器とトランスバーサルフィルタ（回り込み波打ち消し用のものではない）とで構成され、さらに、このトランスバーサルフィルタのタップ係数制御用のフィルタ係数生成回路を専用のものとして、もしくは回り込み波の打ち消し用トランスバーサルフィルタのものと共に用で具えている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

30

上記の特願2000-219277号の出願明細書に記載の回り込みキャンセラにおいては、親局波のマルチパスによる周波数特性の乱れの補償用のトランスバーサルフィルタと、回り込み波の打ち消し用のトランスバーサルフィルタ3（本願図面の図9参照）に加えて狭帯域BPF5（本願図面の図9参照）を使用しており、これがため装置の規模が増大するという問題があった。

【0008】

また、地上デジタルテレビ放送の放送方式であるI S D B - T (Integrated Services Digital Broadcasting - Terrestrial)やD V B - T (Digital Video Broadcasting - Terrestrial)方式用の回り込みキャンセラでは、OFDM信号の1シンボル内に12キャリアごとに挿入されているS P (Scattered Pilot)信号を使用して総合伝達関数の算出を行っている（今村ほか、「地上デジタル放送S FNにおける放送波中継用回り込みキャンセラの検討」映像情報メディア学会誌、Vol.54, No.11, pp.1568-1575, 2000を参照されたい）。

40

【0009】

ここで、離散的に挿入されているS P信号は、シンボル方向に12キャリアおきに配置されているので、観測可能な回り込みやマルチパスの最大遅延時間は、OFDM信号の有効シンボル長の1/12に制限され、その結果、遅延時間が有効シンボル長の1/12を超える回り込み波やマルチパス波に対しては、回り込みキャンセラが対応できないという問題があった。

【0010】

50

一方、ISDB-TやDVBT用の伝送路特性を算出する手法として、4シンボル分のSP信号を使ってシンボル方向に内挿する手法が報告されている（林ほか、「OFDM復調における適応等化方式の検討」映像情報学会技術報告、Vol.22, No.53, pp.55-60, Oct.1996を参照されたい）。

【0011】

しかし、この手法を回り込みキャンセラの閉ループ伝達関数の算出に用いると、有効シンボル長の1/3までの遅延時間のインパルス応答が求められるが、OFDM信号を4シンボル蓄積する必要があるため処理が複雑化するとともにキャンセル動作の速度が低下するという問題が生じた。

【0012】

また、別の問題として、この種類の回り込みキャンセラを具えた中継局の構成は、図10(a)によって示されるから、これら中継局を複数用い、SFNにおいて多段中継を実施する場合には、図10(b)に示すように、回り込みキャンセラが従属接続されることになる。この場合、トランスバーサルフィルタ3（いずれも本願図面の図9参照）などの適応フィルタの係数更新タイミングが、各中継局において時間軸上で一致すると、係数更新によるひずみが多段中継により特定の時刻に蓄積するという問題もあった。

【0013】

本発明の目的は、従来の回り込みキャンセラが、親局波のマルチパスによる周波数特性の乱れの補償と、回り込み波の打ち消しの両方にそれぞれトランスバーサルフィルタを使用していたのに加えて狭帯域BPFを使用していたため、装置規模が増大するという問題があったのを解消し、また、遅延時間が有効シンボル長の1/12を超える回り込み波やマルチパス波に対しても対応することができるようとした新規な回り込みキャンセラを提供するとともに、SFNにおいて多段中継を実施する場合においても、係数更新によるひずみが特定の時刻に蓄積しないようにした多段中継方式を提供することにある。

【0014】

上記目的を達成するために、本発明回り込みキャンセラは、受信系統からの入力信号が供給される被減算端子および送受アンテナ間の回り込みをキャンセルするための信号が供給される減算端子を有する減算器と、受信信号を増幅して再送信するための増幅器の入力信号が分岐されて供給され、回り込み信号の複製を発生して前記減算器の減算端子に供給するトランスバーサルフィルタと、前記増幅器の入力信号が分岐されて供給され、入力信号から前記トランスバーサルフィルタのタップ係数を生成して前記トランスバーサルフィルタに供給することによって、前記トランスバーサルフィルタを制御する第1のフィルタ係数生成回路と、前記減算器からの信号が入力され、マルチパスによる周波数特性の乱れを等化して前記増幅器、前記トランスバーサルフィルタおよび前記第1のフィルタ係数生成回路に供給するマルチパスキャンセル回路とを具え、前記マルチパスキャンセル回路の信号通過周波数帯域を、送受アンテナ間を経由する回り込みループおよび回り込みキャンセラ内の前記トランスバーサルフィルタを経由するキャンセルループのいずれの信号通過帯域幅をも超えないように設定したことを特徴とするものである。

【0015】

また、本発明回り込みキャンセラは、前記マルチパスキャンセル回路が、係数書き替えの可能な適応フィルタによって構成され、第2のフィルタ係数生成回路において検出した親局波のマルチパスによる周波数特性の乱れに基づいて前記適応フィルタの係数を書き替えることにより、マルチパスをキャンセルするようにしたことを特徴とするものである。

【0016】

また、本発明回り込みキャンセラは、前記第2のフィルタ係数生成回路に前記第1のフィルタ係数生成回路を共用したことを特徴とするものである。

【0017】

また、本発明回り込みキャンセラは、前記第1のフィルタ係数生成回路が、ISDB-TまたはDVBT方式における隣接接するシンボルを抽出し、該抽出した隣接接するシンボルをシンボル方向に内挿することで時間間隔が半減したSP信号を得て、該得られた

10

20

30

40

50

S P 信号からインパルス応答を求めるように構成されていることを特徴とするものである。

【 0 0 1 8 】

また、本発明多段中継方式は、本発明回り込みキャンセラを用いたO F D M信号の中継局が複数段にわたって設置される多段中継方式において、それぞれの中継局においては、O F D M信号のシンボル番号を検出する回路と、中継段数に応じてどのタイミングで前記適応フィルタの係数更新を行うかを設定する係数更新タイミング設定回路とを具え、前記第2のフィルタ係数生成回路が、前段の中継局における係数更新のタイミングとは異なるタイミングで前記適応フィルタの係数を更新するようにしたことを特徴とするものである。

【 0 0 1 9 】

【 発明の実施の形態 】

以下に添付図面を参照し、発明の実施の形態に基づいて本発明を詳細に説明する。

図1は、本発明回り込みキャンセラの第1の実施形態を示す図である。

図1(図2、図6および図8も同じ)に示される各回路要素には、それらが、図9(特願2000-219277号に記載の回り込みキャンセラ)において使用されているものと同一である場合には、同一の符号を付して説明する。

図1において、1は受信アンテナ、2は減算器、3はトランスバーサルフィルタ、4はフィルタ係数生成回路、6は増幅器、7は送信アンテナ、および8はマルチパスキャンセル回路である。

【 0 0 2 0 】

本実施形態は、マルチパスキャンセル回路8の出力端に設けた観測点Pの信号を使用して、トランスバーサルフィルタ3とマルチパスキャンセル回路8の両方のフィルタの特性を制御する係数生成回路4を設けた構成となっている。ここで、親局波のマルチパスによる周波数特性の乱れは係数書き替えの可能な適応フィルタによって構成したマルチパスキャンセル回路8で補償し、回り込み波の打ち消しはトランスバーサルフィルタ3の出力信号を減算器2で入力O F D M信号から差し引くことで行っている。

【 0 0 2 1 】

動作につき説明する。

以下に、係数生成回路4における係数演算方法について、数式を用いて説明する。なお、この説明は、図1だけでなく、図2、図6および図8のいずれの実施形態においても共通する。

まず、観測点PにおけるO F D M信号を有効シンボル長分だけ抜き出してフーリエ変換した信号ベクトルの各成分を

【 外 1 】

$$S_{k,n}$$

で表すものとする。ここで、

【 外 2 】

$$k$$

は、

【 数 1 】

$$-\frac{K}{2} \leq k \leq +\frac{K}{2}$$

の範囲の整数でO F D Mのキャリア番号を表している。また、

【 数 2 】

$$K+1$$

はO F D M信号の総キャリア数(ここでは、奇数に限定)を表している。また、nは整数

10

20

30

40

50

で、トランスマルチフィルタ3の係数更新時刻の番号を表す。ここで取り扱う信号は特にことわらない限り、複素数の信号である。

【0022】

次に、パイロット信号

【外3】

$$X_{k,n}$$

との除算を時刻n毎に〔数2〕個の各成分について行って、閉ループ伝達関数

【外4】

$$F_{k,n}$$

10

を求める。

【数3】

$$F_{k,n} = \frac{S_{k,n}}{X_{k,n}} \quad (1)$$

20

ただし、ISDB-Tなどの地上デジタル放送方式におけるパイロット信号(S P : Scattered Pilot)信号は、キャリア方向およびシンボル方向に間欠的に挿入されているため、S P信号が無い成分については直線内挿をはじめとする内挿処理を行う。また、S P信号が挿入されない差動変調方式については、上述の「回り込みキャンセラ」(特願平11-156234号)を参照されたい。

【0023】

次に、閉ループ伝達関数〔外4〕から、キャンセル残差

【外5】

$$E_{k,n}$$

30

を求める。

【数4】

$$E_{k,n} = 1 - \frac{D_n}{F_{k,n}} \quad (2)$$

【0024】

ただし、

【外6】

$$D_n$$

40

は、〔外5〕において次式の演算を行って求める。

【数5】

$$D_n = \frac{1}{K} \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{+\frac{K}{2}} F_{k,n} \quad (3)$$

【0025】

次に、ベクトルの成分〔外5〕からなるキャンセル残差ベクトル

50

【外 7】

$$\mathbf{E}_n$$

に対して IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) を施し、インパルス応答ベクトル

【外 8】

$$\mathbf{e}_n$$

に変換する。

【数 6】

$$\mathbf{e}_n = IFFT[\mathbf{E}_n] \quad (4)$$

ただし、IFFTを用いるためには、ベクトル〔外7〕の次元を総キャリア数〔数2〕よりも大きい2のべき乗の数字の次元のベクトルに変換する必要がある。この場合、OFDMのキャリア以外の位置には、零ベクトルを挿入する。

【0026】

OFDM信号帯域外の雑音上昇を防ぎ、回り込みのD/Uが負の条件にも対応するようになるため、ベクトル〔外8〕の各成分

【外 9】

$$e_{k,n}$$

について非線形処理を行う。非線形処理後のインパルス応答ベクトルの成分を

【外 10】

$$h_{k,n}$$

とすれば、

【数 7】

$$h_{k,n} = \begin{cases} e_{k,n} & (|e_{k,n}| \geq \varepsilon) \\ 0 & (|e_{k,n}| < \varepsilon) \end{cases} \quad (5)$$

ここで、

【外 11】

$$\varepsilon$$

は、種々の誤差を考慮して決められる定数である。

【0027】

いま、回り込み除去用のトランスバーサルフィルタ3（図1参照）として有限長のFIR（Finite Impulse Response）フィルタ（以下、FIR-Aと記す）を使用することとし、そのタップ長を

【外 12】

$$M'$$

とする。

【0028】

マルチパスキャンセル回路8（図1参照）としてもFIRフィルタ（以下、FIR-Bと記す）を用いることとし、そのタップ長を

【外 13】

10

20

30

40

50

$M''+1$

タップ（奇数）とする。また、その中心タップを

【外 1 4】

 $M''/2$

タップに設定する。この場合は、FIR-A（トランスバーサルフィルタ3）のタップ係数（回り込み波除去用係数）

【外 1 5】

 $w'_{k,n}$

10

は次式で更新することができる。ここに、

【外 1 6】

 μ'_0

は更新係数（実数）である。

【0 0 2 9】

【数 8】

$$w'_{k,n} = w'_{k,n-1} + \mu'_0 r'_k h_{k,n} \quad (6)$$

20

$$\text{ただし, } r'_k = \begin{cases} 1 & (\frac{M''}{2} \leq k < \frac{M''}{2} + M') \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (7)$$

以上が、回り込み波の除去に関する説明である。

【0 0 3 0】

次に、親局波のマルチパスによる周波数特性乱れの補償について説明する。

30

マルチパスキャンセル回路8（図1参照）としてもFIRフィルタを用いているため、上述の(1), (3)式を用いてFIR-Bに与える周波数特性

【外 1 7】

 $G_{k,n}$

を求める。

【数 9】

$$G_{k,n} = \frac{D_n}{F_{k,n}} \quad (8)$$

40

【0 0 3 1】

次に、ベクトルの要素【外 1 7】からなるマルチパスキャンセルのための逆特性ベクトル

【外 1 8】

 \mathbf{G}_n

に対してIFFTを施し、マルチパスキャンセルのためのインパルス応答ベクトル

【外 1 9】

\mathbf{g}_n

に変換する。

【数10】

$$\mathbf{g}_n = IFFT[\mathbf{G}_n] \quad (9)$$

ただし、IFFTを用いるためには、〔外18〕の次元を総キャリア数〔数2〕よりも大きい2のべき乗の数字の次元のベクトルに変換する必要がある。

【0032】

この場合、OFDMのキャリア以外の位置には、零ベクトルを挿入する。この零ベクトルの挿入により、FIR-Bに対し、バンドパスフィルタの特性を与えることになる。ベクトル〔外19〕の各成分を

【外20】

$g_{k,n}$

とすれば、FIR-B（マルチパスキャンセル回路8）のタップ係数

【外21】

$w''_{k,n}$

は次式で更新することができる。ただし、

【外22】

μ_0''

は更新係数（実数）である。

【数11】

$$w''_{k,n} = w''_{k,n-1} + \mu_0'' r''_k g_{k,n} \quad (10)$$

ただし、 $r''_k = \begin{cases} 1 & (-\frac{M''}{2} \leq k < \frac{M''}{2}) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases}$

【0033】

ここに、(11)式の

【外23】

r''_k

は、FIR-Bの係数を有限長のタップに制限するための矩形窓関数である。〔外23〕として、ハミング窓やカイザー窓などの適当な窓関数を採用することで、マルチパスキャンセル回路8の通過持性を調整することができる。

【0034】

以上が、図1、図2、図6および図8に示す各実施形態における回り込みキヤンセラのフィルタ係数生成回路4（図6の場合、フィルタ係数生成回路4-1, 4-2）の係数演算手法である。

また、図2に示す実施形態（第2の実施形態）は、観測点Pの位置が増幅器6の出力側になつたことだけが、図1の場合と異なっている。

10

20

30

40

50

【0035】

次に、本発明のもう1つの解決すべき課題である、遅延時間が有効シンボル長の1/12を超える回り込み波やマルチパス波に対しては、従来の回り込みキャンセラでは対応できなかつたのを解決した部分について説明する。

本発明では、図1また2に示すトランスバーサルフィルタ3やマルチパスキャンセル回路を制御するための係数生成回路4のみが従来と異なるので、この部分についてのみ説明する。

【0036】

図3は、本発明回り込みキャンセラを構成するための係数生成回路4(図1, 2参照)の一実施形態を示す図である。10

図3において、11はFFT回路、12はSP信号抽出回路、13は隣接シンボル間の内挿回路-II、14はSP信号発生回路、15は隣接シンボル間の内挿回路-I、16は複素除算回路、17はキャンセル残差計算回路、18はIFFT回路、および19は逐次係数更新回路である。

【0037】

動作につき説明する。

まず、SP信号の抽出について説明する。

図3において、観測点Pから供給されたOFDM信号は、FFT回路11においてFFTされ、SP信号を抽出するSP信号抽出回路12に供給される。

OFDM信号の総キャリア数をKとし、ここで、Kは奇数とする。また、OFDM信号の任意のキャリア番号をkとすると、kの範囲は20

$$0 \leq k \leq K - 1$$

となる。

また、OFDM信号の任意のシンボル番号(時刻)をiとする。

【0038】

図4は、周波数領域におけるSP信号のフォーマットを示している。

このフォーマットは、pを任意の正の整数、kpをSPキャリアの位置とすると、SPキャリアの位置は次式で定義され、ここに、 $k = kp$ の条件を満たすkpの値がSPキャリアのキャリア番号である。

$$kp = 3 \times (i \bmod 4) + 12p \quad (12) \span style="float: right;">30$$

ここで、($i \bmod 4$)は、シンボル番号iを4で除算した余りを示している。図3中のSP信号抽出回路12においては、 $k = kp$ の条件を満たすSPキャリア(SP信号)を抽出するようにしている。

【0039】

図5は、隣接する(間1つおいて隣接するの意味)2シンボルを抽出することにより、SP信号の内挿が行えることを示している。まず、OFDM信号から隣接する2シンボルを抽出する。次に、抽出した2シンボルをシンボル方向に内挿して1シンボルにまとめると、6キャリアごとにSP信号が配置された信号が得られる。

【0040】

以下に、この手法を本発明回り込みキャンセラに適用した場合について、数式を用いて詳細に説明する。40

シンボル番号iにおける真のSP信号を

【外24】

$$X(kp, i)$$

で表すものとする。ここで、【外24】は複素数である。真のSP信号の値は、ISDB-TやDVBT等の規格によって決められている値であるので、本発明では、その規格化された真のSP信号の値を図3に示すSP信号発生回路14中のメモリ素子に予め記憶しておき、シンボル番号iとキャリア番号kの値に応じて順次読み出して隣接シンボル間の内挿回路-I15に供給する。50

【0041】

ここで、シンボル番号 $i - 2$ における S P 信号は、シンボル番号 i における S P 信号を基準に考えると、

【外25】

$$X(kp+6, i-2)$$

で表される。

図3に示す隣接シンボル間の内挿回路 - I 1 5において、これら2シンボル（シンボル番号 $i - 2$ とシンボル番号 i ）を使った内挿が行われる。内挿後の S P 信号（複素数）を

【外26】

$$Xv(i)$$

で表すものとすると、内挿処理は次式で表される。

【数12】

$$Xv(i) = [\dots \ X_{kp-18,i-2} \ X_{kp-12,i} \ X_{kp-6,i-2} \ X_{kp,i} \ X_{kp+6,i-2}$$

$$\begin{matrix} X_{kp+12,i} & X_{kp+18,i-2} & \dots \end{matrix}]^T \quad (13)$$

10

20

ここで、

【外27】

$$T$$

は転置ベクトルを表している。このように、隣接する2シンボルを用いて S P 信号を内挿することで、12キャリアごとに挿入されている S P 信号から6キャリアごとに挿入されている S P 信号になる。つまり、時間間隔が半減される。

【0042】

ここで、ベクトル【外26】の要素の数を Nsp(i) と定義しておく。Nsp(i) は、シンボル番号 i の S P キャリアの数とシンボル番号 $i - 2$ における S P キャリアの数の和である。

【0043】

次に、図3に示す隣接シンボル間の内挿回路 - II 1 3 の動作について説明する。

シンボル番号 i における観測点 P の O F D M 信号は、前述したように、F F T 回路 1 1 および S P 信号抽出回路 1 2 において、それぞれ F F T および S P 信号抽出が行われた後、隣接シンボル間の内挿回路 - II 1 3 に供給され、隣接するシンボル間で内挿が行われる。内挿出力信号を

【外28】

$$Sv(i)$$

30

40

で表すものとすると、内挿処理は次式で表される。

【数13】

$$Sv(i) = [\dots \ S_{kp-18,i-2} \ S_{kp-12,i} \ S_{kp-6,i-2} \ S_{kp,i} \ S_{kp+6,i-2}$$

$$\begin{matrix} S_{kp+12,i} & S_{kp+18,i-2} & \dots \end{matrix}]^T \quad (14)$$

【0044】

50

以上により得られたベクトル〔外26〕とベクトル〔外28〕を複素除算回路16に供給して要素ごとに複素除算を行い、総合伝達関数

【外29】

$$F_{kp,i}$$

を、次式から要素ごとに求める。

【数14】

$$F_{kp,i} = \frac{S_{kp,i}}{X_{kp,i}} \quad (15)$$

10

【0045】

求めた総合伝達関数〔外29〕をキャンセル残差計算回路17に供給してキャンセル残差ベクトルを求める。

以下に、キャンセル残差計算回路17内で行われる処理を、(16)式乃至(20)式を用いて説明する。

まず、表記の都合上、総合伝達関数〔外29〕を要素とする総合伝達関数ベクトル

【外30】

$$Fv(i)$$

20

を表す式として、次式を定義する。

【数15】

$$Fv(i) = [\dots \ F_{kp-18,i} \ F_{kp-12,i} \ F_{kp-6,i} \ F_{kp,i} \ F_{kp+6,i} \\ F_{kp+12,i} \ F_{kp+18,i} \ \dots]^T \quad (16)$$

【0046】

次に、総合伝達関数ベクトル〔外30〕の基本波成分

30

【外31】

$$D(i)$$

を求めるため、次式に示すように、総合伝達関数ベクトル〔外30〕と単位ベクトル

【外32】

$$v1$$

との内積を計算し、その計算した内積をさきに定義したベクトルの要素数をNsp(i)で除算する。

【数16】

$$D(i) = \frac{v1^T \cdot Fv(i)}{Nsp(i)} \quad (17)$$

40

ここで、単位ベクトル〔外32〕は、

【数17】

$$v1 = [\dots \ 1 \ 1 \ 1 \ \dots]^T \quad (18)$$

である。

50

【0047】

次に、要素ごとに演算を行い、キャンセル残差

【外33】

$$E_{kp,i}$$

を次式から求める。

【数18】

$$E_{kp,i} = 1 - \frac{D_i}{F_{kp,i}} \quad (19)$$

10

ここで、表記の都合上、キャンセル残差【外33】を要素とするキャンセル残差ベクトル

【外34】

$$Ev(i)$$

を次式から求める。

【数19】

$$Ev(i) = [\dots E_{kp-18,i} \quad E_{kp-12,i} \quad E_{kp-6,i} \quad E_{kp,i} \quad E_{kp+6,i} \\ E_{kp+12,i} \quad E_{kp+18,i} \quad \dots]^T \quad (20)$$

20

【0048】

以上により求められたキャンセル残差ベクトル【外34】を図3に示すIFFT回路18に供給してIFFTし、インパルス応答ベクトル

【外35】

$$ev(i)$$

を次式から求める。

【数20】

$$ev(i) = IFFT[Ev(i)] \quad (21)$$

30

【0049】

求めたインパルス応答ベクトル【外35】を図3に示す逐次係数更新回路19を介してトランスバーサルフィルタ3やマルチパスキャンセル回路8(図1, 2参照)に供給し、トランスバーサルフィルタやマルチパスキャンセル回路の係数更新を逐次的に行う。逐次係数更新回路19の動作については、本願人の出願に係る公開特許公報、特開2001-237749号(従来技術に記載の、特願2000-156549号に対応する)に詳細に説明されているので、ここでは、その説明を省略する。

【0050】

図6は、親局波のマルチパスによる周波数特性の乱れの補償と、回り込み波の打ち消しの両方を行うようにした本発明回り込みキャンセラの第3の実施形態を示している。

本実施形態においては、マルチパスキャンセル回路8とトランスバーサルフィルタ3とで観測点が異なる(前者では観測点B、後者では観測点A)ため、それぞれフィルタ係数生成回路4-1および4-2において各観測点の信号を独立にFFTし、FIR-B(マルチパスキャンセル回路8)とFIR-A(トランスバーサルフィルタ3)をそれぞれ独立に係数の制御を行うようにしている。

40

50

【0051】

また、図8の場合は、本発明回り込みキヤンセラを以下に説明する本発明による多段中継方式に使用するのに適するような構成にしたものであって、基本的には、図1の場合と変わらない。

【0052】

次に、本発明多段中継方式を、図7(a)乃至(e)を用いて説明する。

地上デジタルテレビ放送の放送方式であるISDB-T方式やDVB-T方式は、OFDM方式を採用している。送出されるOFDMシンボルは、シンボル番号に基づいて順次送出されている。この様子が図7(a)に示されている。図中、 i はシンボル番号を表し、時間軸上でOFDMシンボルが順次送出されている。

10

【0053】

本発明者らの発明に係る特願2000-219277号「回り込みキヤンセラ」では、OFDM信号をもとにトランスバーサルフィルタの係数を逐次書き換えていくことにより、回り込みのキヤンセルを行っている。この係数書き換えのタイミングはシンボル区間の先頭で行うのが一般的である。

【0054】

図10に示すように多段中継の場合、複数の回り込みキヤンセラが従属接続されることになり、もし、これら回り込みキヤンセラの係数書き換えのタイミングが各中継局間で一致すると、係数書き換えによるひずみが時間軸上の特定に位置に集中し、中継特性に劣化を生じる。

20

【0055】

本発明多段中継方式は、係数書き換えのタイミングを1段目の中継局、2段目の中継局というように中継局ごとに時間軸上ですらすことにより、係数書き換えによるひずみが時間軸上の特定に位置に集中しないようにし、もって中継特性の劣化を防止したものである。

【0056】

本発明多段中継方式の一実施形態としては、図7(b)から(e)に示すように、中継されるOFDM信号のシンボルタイミングに同期して、従属接続となる回り込みキヤンセラの係数更新タイミングを時間軸上で順次変えるようにしている。すなわち、中継段数に従って順次、係数更新タイミングを1シンボルずつずらしていくようにしている。しかし、これは、係数更新タイミングを1シンボルずつずらことが必要なのではなく、例えば、係数更新タイミングの順番を入れ替えるなどして、係数更新タイミングが一致しないようさえすれば、本発明による効果が得られることは言うまでもない。

30

【0057】

図8は、本発明多段中継方式を実施するために、シンボル番号検出部9と係数更新タイミング設定部10を具え、シンボル番号検出と係数更新タイミングの設定を可能とした回り込みキヤンセラの一構成例である。係数更新タイミング設定部10では、中継段数に応じてどのタイミングで係数更新を行うかを設定することができる。

【0058】

本発明回り込みキヤンセラによれば、狭帯域BPFを不要とし、これにより回り込みキヤンセラの回路規模を削減することができる。

40

【0059】

また、本発明回り込みキヤンセラによれば、総合伝達関数の算出を行うのに使用するSP信号を、隣接するシンボルをシンボル方向に内挿することで6キャリアごとのSP信号とし、その結果、有効シンボル長の1/6までの回り込み波やマルチパス波に対しても対応することができる(従来は、有効シンボル長の1/12までであった)。

【0060】

また、本発明多段中継方式によれば、回り込みキヤンセラが多段接続となる多段中継時において、各段の回り込みキヤンセラの係数更新時の劣化が特定の時間に集中することを回避でき、伝送時のバーストエラーの発生を防止することができる。

【図面の簡単な説明】

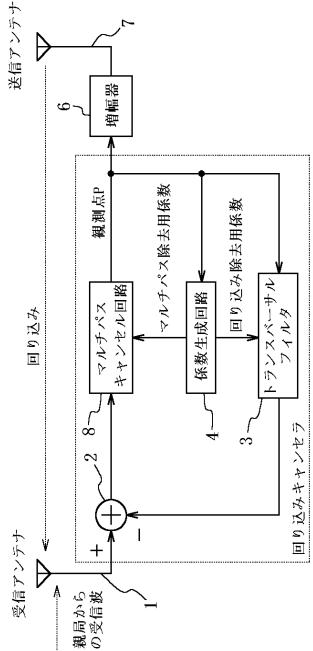
50

- 【図 1】 本発明回り込みキヤンセラの第 1 の実施形態を示す図である。
- 【図 2】 本発明回り込みキヤンセラの第 2 の実施形態を示す図である。
- 【図 3】 本発明回り込みキヤンセラを構成するための係数生成回路の一実施形態を示す図である。
- 【図 4】 周波数領域における S P 信号のフォーマットを示している。
- 【図 5】 隣接する 2 シンボルを抽出することにより、S P 信号の内挿が行えることを示している。
- 【図 6】 本発明回り込みキヤンセラの第 3 の実施形態を示す図である。
- 【図 7】 本発明多段中継方式を説明する図である。
- 【図 8】 本発明多段中継方式を実施するために、シンボル番号検出部と係数更新タイミング設定部を具え、シンボル番号検出と係数更新タイミングの設定を可能とした回り込みキヤンセラの一構成例を示す図である。 10
- 【図 9】 特願 2000 - 219277 号の添付図面に記載されている回り込みキヤンセラの一構成例を示す図である。
- 【図 10】 S F N において多段中継を実施する場合を示す図である。

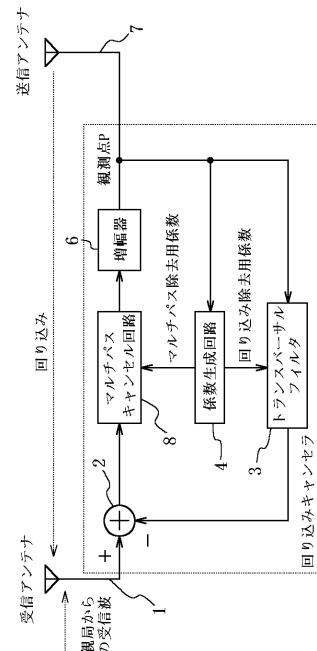
【符号の説明】

- | | |
|------------------------------|----|
| 1 受信アンテナ | |
| 2 減算器 | |
| 3 トランスバーサルフィルタ | |
| 4 , 4 - 1 , 4 - 2 フィルタ係数生成回路 | 20 |
| 5 狹帯域 B P F | |
| 6 増幅器 | |
| 7 送信アンテナ | |
| 8 マルチパスキヤンセル回路 | |
| 9 シンボル番号検出回路 | |
| 10 係数更新タイミング設定回路 | |
| 11 F F T 回路 | |
| 12 S P 信号抽出回路 | |
| 13 隣接シンボル間の内挿回路 - II | |
| 14 S P 信号発生回路 | 30 |
| 15 隣接シンボル間の内挿回路 - I | |
| 16 複素除算回路 | |
| 17 キヤンセル残差計算回路 | |
| 18 I F F T 回路 | |
| 19 逐次係数更新回路 | |

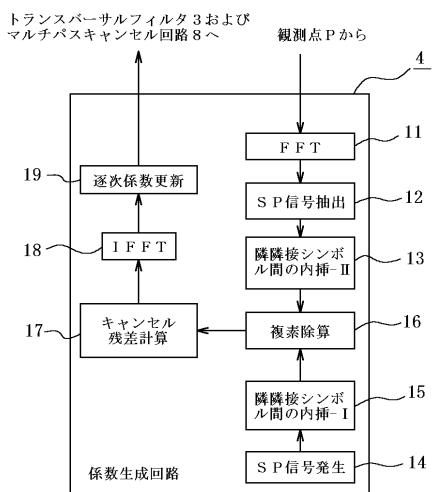
【図1】



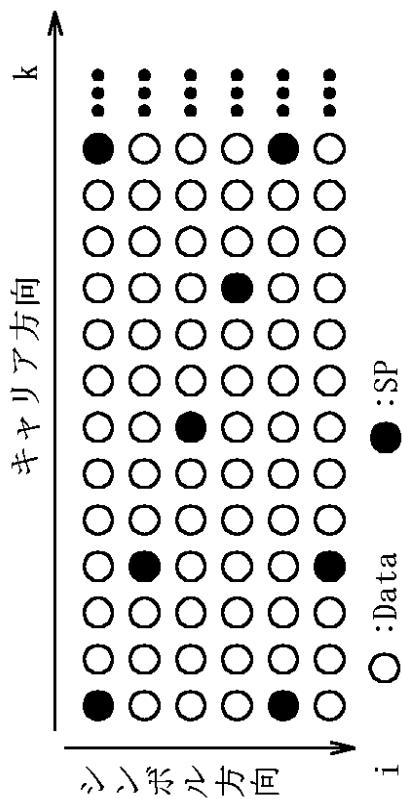
【図2】



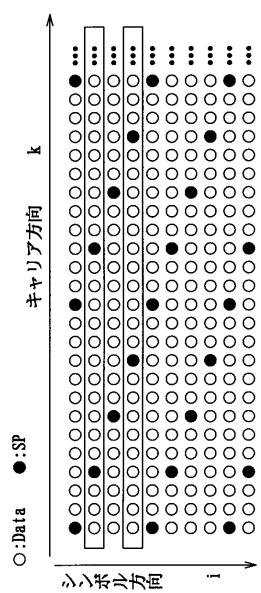
【図3】



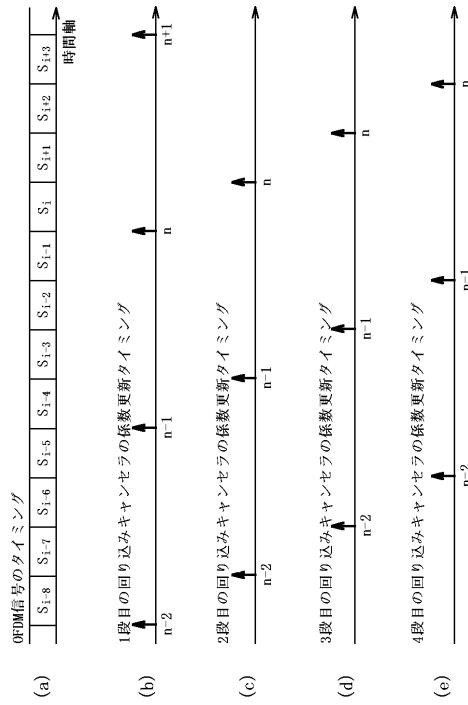
【図4】



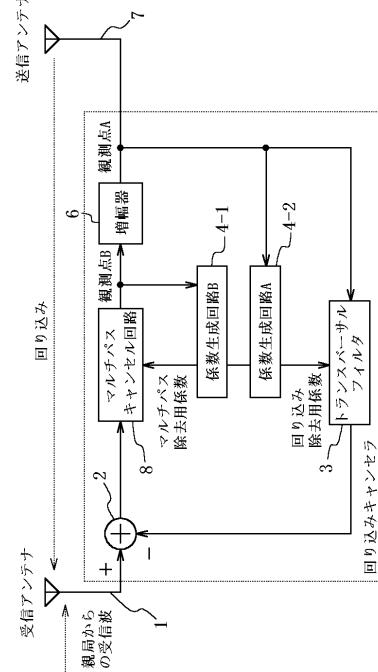
【図5】



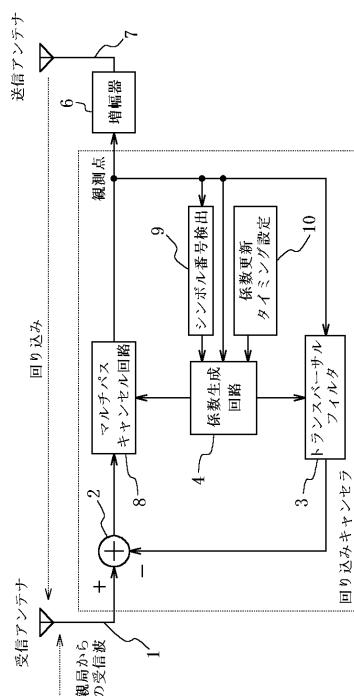
【図7】



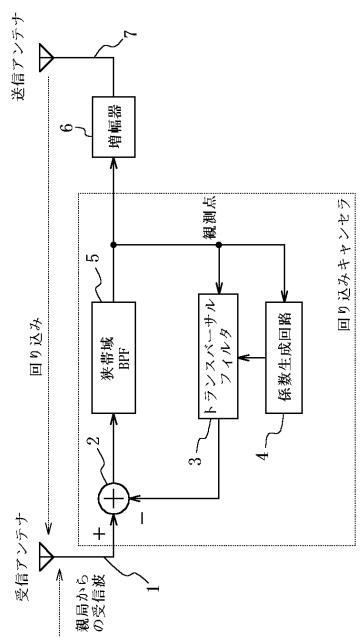
【図6】



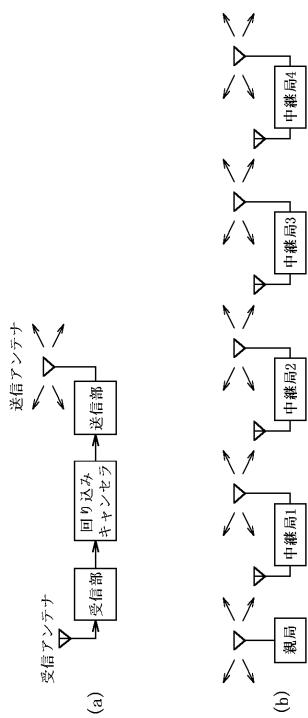
【図8】



【図 9】



【図 10】



フロントページの続き

審査官 高野 洋

- (56)参考文献 特開2002-077096(JP,A)
特開2003-258695(JP,A)
特開2003-273830(JP,A)
特開2003-060616(JP,A)
特開2001-223663(JP,A)
特開平11-355160(JP,A)
特開2001-094528(JP,A)
特開2001-237749(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00