

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4040228号
(P4040228)

(45) 発行日 平成20年1月30日 (2008. 1. 30)

(24) 登録日 平成19年11月16日 (2007. 11. 16)

(51) Int. Cl.

F I

H O 4 J 11/00 (2006. 01)

H O 4 J 11/00 Z

H O 3 H 15/00 (2006. 01)

H O 3 H 15/00

H O 4 B 7/005 (2006. 01)

H O 4 B 7/005

H O 4 B 7/14 (2006. 01)

H O 4 B 7/14

H O 4 B 15/00 (2006. 01)

H O 4 B 15/00

請求項の数 3 (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願2000-29597 (P2000-29597)
 (22) 出願日 平成12年2月7日 (2000. 2. 7)
 (65) 公開番号 特開2001-223663 (P2001-223663A)
 (43) 公開日 平成13年8月17日 (2001. 8. 17)
 審査請求日 平成17年4月19日 (2005. 4. 19)

(73) 特許権者 000005821
 松下電器産業株式会社
 大阪府門真市大字門真1006番地
 (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 100098291
 弁理士 小笠原 史朗
 (72) 発明者 林 健一郎
 大阪府門真市大字門真1006番地 松下
 電器産業株式会社内
 (72) 発明者 影山 定司
 大阪府門真市大字門真1006番地 松下
 電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 回り込みキャンセラ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

親局から伝送されてくる親局波であるOFDM伝送方式を用いたデジタル放送波を中継して他の箇所に伝送する中継放送所において、受信アンテナと送信アンテナとの間に介挿され、受信アンテナで受信された受信波から回り込み波をキャンセルして送信アンテナに受け渡すための回り込みキャンセラであって、

前記親局波と前記回り込み波とが加算された状態で受信される前記受信アンテナの受信波から、前記回り込み波の複製信号を減算することにより回り込み観測信号を算出し、当該回り込み観測信号を送信信号として前記送信アンテナに出力する減算器と、

前記減算器の出力に対してフィルタ処理を施すことにより、前記回り込み波の複製信号を生成して前記減算器に出力するトランスバーサルフィルタと、

前記減算器の出力をフーリエ変換することにより、時間軸上のデータである前記回り込み観測信号を周波数軸上のキャリアデータに変換するFFT回路と、

前記FFT回路の出力から、前記回り込み波の伝達関数と前記トランスバーサルフィルタの伝達関数との差分の伝達関数を算出する回り込み伝送路推定部と、

前記回り込み伝送路推定部の出力を逆フーリエ変換することにより、インパルス応答データを算出するIFFT回路と、

前記IFFT回路の出力に基づいてフィルタ係数を生成し、前記トランスバーサルフィルタに設定する係数更新回路とを備え、

前記伝送路特性推定部は、間引き処理回路を含み、

10

20

前記間引き処理回路は、前記トランスバーサルフィルタに設定するフィルタ係数のデータ数を m (m は正の整数)、 a を正の整数としたときに、前記 I F F T 回路へ出力するデータ数を、前記 F F T 回路から入力されるデータ数 n (n は正の整数) を 2 の a 乗おきにサンプリングすることで、当該データ数 n を

$$n' = n / 2^a \cdot m$$

を満たす正の整数 n' に間引くことを特徴とする、回り込みキャンセラ。

【請求項 2】

前記間引き処理回路は、中心周波数となるキャリアデータの位置がずれることのないように間引き処理を行うことを特徴とする、請求項 1 に記載の回り込みキャンセラ。

【請求項 3】

前記間引き処理回路は、前記データ数 n を、前記正の整数 n' が取り得る複数の値のうち最小値の 2 倍以上となる値の前記正の整数 n' に間引くことを特徴とする、請求項 1 に記載の回り込みキャンセラ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、回り込みキャンセラに関し、より特定的には、親局から伝送されてくる OFDM 伝送方式を用いたデジタル放送波を中継して他の箇所に伝送する中継放送所において、受信アンテナと送信アンテナとの間に介挿され、受信アンテナで受信された受信波から回り込み波をキャンセルして送信アンテナに受け渡すための回り込みキャンセラに関する。

【0002】

【従来の技術】

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重) 伝送方式は、伝送すべきデジタルデータによって互いに直交する多数のキャリアを変調し、それらの変調波を多重して伝送する方式である。OFDM 伝送方式は、使用するキャリアの数を数百から数千と多くするとシンボル時間が極めて長くなること、および有効シンボル期間後部の信号の複製をガード期間信号として有効シンボル期間の前に付加することにより、遅延波の影響を受けにくいという特徴を有している。そしてこの特徴により、OFDM 伝送方式には、単一周波数による放送ネットワーク、すなわち SFN (Single Frequency Network: 単一周波数ネットワーク) を構築できる可能性があることから、地上デジタル放送の有望な伝送方式として注目されている。

【0003】

SFN の実現方法としては、放送波とは別の回線 (光ファイバーやマイクロ波等) を用いて、各々の中継放送所まで信号を伝送し、単一周波数で送信する方法が技術的に容易である。しかし、光ファイバーを用いる方法では回線コストが課題となり、マイクロ波を用いる方法では新たな周波数資源の確保が必要となる。そのため、コスト的に有利で、かつ、新たな周波数資源を必要としない放送波中継による SFN の実現が望ましい。

【0004】

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受信アンテナに回り込む現象のため、伝送路特性の劣化や増幅器の発振等の問題を引き起こすことが懸念されている。

【0005】

放送波中継 SFN の回り込みに対する対策としては、

(1) 送信アンテナと受信アンテナとを分離して配置し、山岳や建物等による遮蔽を利用して回り込みを低減する、

(2) 送信アンテナおよび受信アンテナの指向特性を改善することにより回り込みを低減する、

(3) 回路技術によって回り込みのキャンセルを行なう、

等の方法が考えられる。しかしながら、山岳や建物の状況は様々であり、また、アンテナ

10

20

30

40

50

の指向特性改善による対策だけでは十分な回り込みの抑制が期待できない。そのため、(1)(2)の対策に加えて、(3)の回路技術を用いた回り込みキャンセラを併用することが効果的である。

【0006】

このような回路技術としては、受信したOFDM信号から回り込み伝送路の周波数特性を推定し、推定した回り込み伝送路の周波数特性データをIFFT(Inverse Fast Fourier Transform: 逆高速フーリエ変換)して時間軸のインパルス応答データに変換し、そのインパルス応答データをフィルタ係数としてトランスバーサルフィルタに設定することで回り込みの複製信号を作成し、この複製信号を受信した信号から減算することで回り込みをキャンセルする手法が考案されている(例えば、電子情報通信学会技術報告、EMCJ98-111、第49頁～第56頁、あるいは、映像情報メディア学会技術報告、第23巻、第39号、第1頁～第6頁を参照)。

10

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

OFDM伝送方式を用いた地上デジタル放送においては、SFNを構築する際の置局条件を緩和するために、シンボル時間を長く(すなわち、使用するキャリアの数を多く)し、遅延時間の大きな遅延波の影響を軽減している。

【0008】

しかしながら、キャリアの数が増えると、IFFT回路に入力される周波数特性データのポイント数が増え、インパルス応答データ算出の時間が長くなるため、トランスバーサルフィルタのフィルタ係数の更新間隔が長くなる。

20

【0009】

ところが、回り込みの状況が短い周期で変動しても高精度にキャンセルするためには、トランスバーサルフィルタのフィルタ係数の更新間隔を短くすることが必要であり、そこに技術的ジレンマが存在していた。

【0010】

それ故に、本発明の目的は、変動の速い回り込みを高精度にキャンセルすることが可能な回り込みキャンセラを提供することである。

【0011】

【課題を解決するための手段および発明の効果】

30

上記目的を達成するために、本発明は、以下に述べるような特徴を有している。

すなわち、本発明は、親局から伝送されてくる親局波であるOFDM伝送方式を用いたデジタル放送波を中継して他の箇所に伝送する中継放送所において、受信アンテナと送信アンテナとの間に介挿され、受信アンテナで受信された受信波から回り込み波をキャンセルして送信アンテナに受け渡すための回り込みキャンセラであって、

親局波と回り込み波とが加算された状態で受信される受信アンテナの受信波から、回り込み波の複製信号を減算することにより回り込み観測信号を算出し、当該回り込み観測信号を送信信号として送信アンテナに出力する減算器と、

減算器の出力に対してフィルタ処理を施すことにより、回り込み波の複製信号を生成して減算器に出力するトランスバーサルフィルタと、

40

減算器の出力をフーリエ変換することにより、時間軸上のデータである回り込み観測信号を周波数軸上のキャリアデータに変換するFFT回路と、

FFT回路の出力から、回り込み波の伝達関数とトランスバーサルフィルタの伝達関数との差分の伝達関数を算出する回り込み伝送路推定部と、

回り込み伝送路推定部の出力を逆フーリエ変換することにより、インパルス応答データを算出するIFFT回路と、

IFFT回路の出力に基づいてフィルタ係数を生成し、トランスバーサルフィルタに設定する係数更新回路とを備え、

伝送路特性推定部は、間引き処理回路を含み、

間引き処理回路は、トランスバーサルフィルタに設定するフィルタ係数のデータ数をm

50

(m は正の整数)、 a を正の整数としたときに、IFFT回路へ出力するデータ数を、FFT回路から入力されるデータ数 n (n は正の整数)を2の a 乗おきにサンプリングすることで、当該データ数 n を

$$n' = n / 2^a \quad m$$

を満たす正の整数 n' に間引くことを特徴とする。

また、間引き処理回路は、中心周波数となるキャリアデータの位置がずれることのないように間引き処理を行うことが好ましく、さらには、データ数 n を、正の整数 n' が取り得る複数の値のうち最小値の2倍以上となる値の正の整数 n' に間引くことが好ましい。

【0012】

上記のように、本発明による回り込みキャンセラは、回り込み伝送路特性を推定しトランスバーサルフィルタのフィルタ係数に変換するIFFT回路に入力する回り込み伝送路の周波数特性データのデータ数を間引くことによって削減するようにしているので、トランスバーサルフィルタのフィルタ係数生成時間を短縮することができ、トランスバーサルフィルタのフィルタ係数を高速に更新させることが可能になる。その結果、変動の速い回り込みを高精度にキャンセルすることが可能な回り込みキャンセラを実現できる。

【0013】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について、図1を用いて説明する。

なお、以下の説明における信号や伝達関数の表示については、大文字が複素数、小文字が実数をそれぞれ表すものとし、 ω は角周波数、 t は時間をそれぞれ表すものとする。

【0014】

図1は、本発明の一実施形態に係る回り込みキャンセラを用いた中継放送所システムの概略的な構成を示すブロック図である。

図1中において、 $X(\omega)$ は親局からの希望波、 $R(\omega)$ は受信変換部2の入力信号、 $S(\omega)$ は送信変換部4の入力信号、 $G_1(\omega)$ は受信変換部2の伝達関数、 $G_2(\omega)$ は送信変換部4の伝達関数、 $C(\omega)$ は回り込み伝送路6の伝達関数、 $C'(\omega)$ はFIRフィルタ37の伝達関数をそれぞれ表す。

【0015】

図1において、受信アンテナ1は、親局(図示せず)からの希望波 $X(\omega)$ と回り込み伝送路6からの回り込み波 $C(\omega)G_2(\omega)S(\omega)$ との合成波を受信する。この受信アンテナ1の出力 $R(\omega)$ は、受信変換部2に供給される。

【0016】

受信変換部2は、受信信号 $R(\omega)$ に対して、フィルタ処理や周波数変換処理等を行う。この受信変換部2の出力 $G_1(\omega)R(\omega)$ は、回り込みキャンセラ3内部の減算器31の第1の入力に供給される。ここで、回り込み波の成分は、 $C(\omega)G_1(\omega)G_2(\omega)S(\omega)$ となる。

【0017】

回り込みキャンセラ3の内部において、減算器31は、受信変換部2の出力 $G_1(\omega)R(\omega)$ からFIRフィルタ37の出力 $C'(\omega)S(\omega)$ を減じることにより、回り込み観測信号 $S(\omega)$ を生成する。この減算器31の出力 $S(\omega)$ は、FIRフィルタ37の第1の入力およびFFT回路32に供給されるとともに、回り込みキャンセラ3の出力として、送信変換部4に供給される。

【0018】

FFT(Fast Fourier Transform: 高速フーリエ変換)回路32は、回り込み観測信号 $S(\omega)$ から有効シンボル期間を抽出しFFTすることにより、時間軸上のデータである回り込み観測信号 $S(\omega)$ を周波数軸上のキャリアデータに変換する。このFFT回路32の出力は、回り込み伝送路推定部33内部の周波数特性算出回路331に供給される。

【0019】

回り込み伝送路推定部33内部において、周波数特性算出回路331は、FFT回路32

10

20

30

40

50

の出力に含まれる各キャリアデータから、周波数特性データ F () を算出する。この周波数特性算出回路 331 の出力 F () は、主波成分抽出回路 332 および間引き処理回路 333 に供給される。

【0020】

主波成分抽出回路 332 は、周波数特性データ F () から希望波の成分である主波成分 D を算出する。この主波成分抽出回路 332 の出力 D は、キャンセル残差演算回路 334 の第 1 の入力に供給される。

【0021】

間引き処理回路 333 は、周波数特性データ F () のサンプル数を 2 の a 乗分の 1 (a は正の整数) に間引くことにより、周波数特性データ F' () を生成する。この間引き処理回路 333 の出力 F' () は、キャンセル残差演算回路 334 の第 2 の入力に供給される。

10

【0022】

キャンセル残差演算回路 334 は、主波成分 D と周波数特性データ F' () とを用いて、実際の回り込みの伝達関数 C () $G1$ () $G2$ () と FIR フィルタ 37 の伝達関数 C' () との差分の伝達関数 E () を算出する。このキャンセル残差演算回路 334 の出力 E () は、回り込み伝送路推定部 33 の出力として、 $IFFT$ 回路 34 に供給される。ここで、伝達関数 E () は、次式 (1) により求められ、そのデータ数は、 F' () のデータ数と等しくなる。

$$E() = 1 - D / F' () \quad \dots (1)$$

20

【0023】

$IFFT$ 回路 34 は、差分伝達関数 E () を $IFFT$ し、インパルス応答データ $H(t)$ に変換する。この $IFFT$ 回路 34 の出力 $H(t)$ は、係数更新回路 35 の第 1 の入力に供給される。ここで、 $H(t)$ のデータ数は、 E () のデータ数、すなわち F' () のデータ数と等しくなる。

【0024】

係数更新回路 35 は、インパルス応答データ $H(t)$ および遅延回路 36 の出力 $W'(t)$ を用いて、新しいフィルタ係数 $W(t)$ を算出する。この係数更新回路 35 の出力 $W(t)$ は、 FIR フィルタ 37 の第 2 の入力および遅延回路 36 に供給される。ここで、 $W(t)$ は、更新係数を μ (μ は、通常、 $0 < \mu \leq 1$ を満たす実数)、 FIR フィルタ 37 のフィードバック遅延を考慮したオフセット値を t_0 とすると、次式 (2) により求められる。

30

$$W(t) = W'(t) + \mu H(t + t_0) \quad \dots (2)$$

【0025】

ここで、 $W(t)$ のデータ数は、 FIR フィルタ 37 のタップ数に等しく、 $IFFT$ 回路 34 の出力 $H(t)$ のデータ数よりも少ない。すなわち、係数更新回路 35 は、 $IFFT$ 回路 34 の出力 $H(t)$ から FIR フィルタ 37 のタップ数分のデータを切り出して上式 (2) の係数更新を行っている。

【0026】

遅延回路 36 は、フィルタ係数 $W(t)$ に対し、係数更新回路 35 の係数更新間隔分の遅延を施す。この遅延回路 36 の出力は、係数更新回路 35 の第 2 の入力に供給される。

40

【0027】

FIR フィルタ 37 は、回り込み観測信号 S () に対しフィルタ係数 $W(t)$ によるフィルタ処理 (その伝達関数は C' ()) を施すことにより、回り込み複製信号 C' () S () を生成する。この FIR フィルタ 37 の出力は、減算器 31 の第 2 の入力に供給される。

【0028】

送信変換部 4 は、回り込み観測信号 S () に対してフィルタ処理や周波数変換処理等を行い中継放送信号 $G2$ () S () を生成する。この送信変換部 4 の出力は、送信アンテナ 5 の入力に供給される。

50

【 0 0 2 9 】

送信アンテナ 5 は、中継放送信号 G_2 () S () を放射する。送信アンテナ 5 の送信出力の一部が回り込み伝送路 6 を経路することにより、回り込み波 C () G_2 () S () となって受信アンテナ 1 に回り込む。

【 0 0 3 0 】

以上の構成によって、回り込みの伝達関数 C () G_1 () G_2 () と F I R フィルタ 3 7 の伝達関数 C' () との差分伝達関数 E () が、0 に収束するようにフィードバック制御が動作する。従って、次式 (3) に示すように、回り込みキャンセラの出力 S () には、親局からの希望波成分のみが出力される。

$$\begin{aligned} S(\omega) &= G_1(\omega) R(\omega) - C'(\omega) S(\omega) \\ &= G_1(\omega) (X(\omega) + C(\omega) G_2(\omega) S(\omega)) \\ &\quad - C(\omega) G_1(\omega) G_2(\omega) S(\omega) \\ &= G_1(\omega) X(\omega) \quad \dots (3) \end{aligned}$$

10

【 0 0 3 1 】

以下に、図 1 中の間引き処理回路 3 3 3 における間引き処理について詳しく説明する。周波数特性算出回路 3 3 1 の出力 F () の有効なデータ数は、O F D M 信号のキャリア数に等しい。例えば、日本の地上デジタル放送方式である I S D B - T (I n t e g r a t e d S e r v i c e s D i g i t a l B r o a d c a s t i n g - T e r r e s t r i a l) においては、モード 1 ならば 1 4 0 5、モード 2 ならば 2 8 0 9、モード 3 ならば 5 6 1 7 である (I S D B - T については、映像情報メディア学会誌、第 5 3 巻、第 2 号、第 1 8 7 頁 ~ 第 1 9 3 頁等に開示されている)。

20

【 0 0 3 2 】

しかしながら、F F T 回路や I F F T 回路の入出力のデータ数は、2 のべき乗でなくてはならないため、 F () のデータ数は、モード 1 ならば 2 0 4 8、モード 2 ならば 4 0 9 6、モード 3 ならば 8 1 9 2 となっており、前述の有効なデータ以外の部分には 0 を挿入している。

【 0 0 3 3 】

一方、これまでの中継放送所における回り込みの測定結果によると、遅延時間が長く、かつ、振幅が大きな回り込み波はほとんどなく、観測された回り込み波の遅延時間は、例えば、映像情報メディア学会技術報告、第 2 2 巻、第 5 9 号、第 3 7 頁 ~ 第 4 2 頁では、長いものでも 2 0 μ s 程度までであるという報告がなされている。このとき中継放送所内の遅延時間を、例えば 1 0 μ s とすると、回り込み波の遅延時間は全体で 3 0 μ s となる。

30

【 0 0 3 4 】

回り込みキャンセラ 3 の動作クロックを I S D B - T における F F T サンプル速度と同じ 8 . 1 2 6 9 3 ... (= 5 1 2 / 6 3) M H z とすると、遅延時間 3 0 μ s の回り込み波を作り出すのに必要な F I R フィルタ 3 7 のタップ数は、ナイキストのサンプリング定理より 2 4 4 となる。従って、I F F T 回路 3 4 で遅延時間 3 0 μ s の回り込み波を作り出すフィルタ係数を生成するために必要とされる差分伝達関数 E () のデータ数も 2 4 4 以上必要である。

40

【 0 0 3 5 】

ここで、回り込みキャンセラ 3 でキャンセルする必要のある回り込み波の最大遅延時間を $[s]$ 、回り込みキャンセラ 3 の動作クロックを r [H z]、F I R フィルタ 3 7 に設定するフィルタ係数 $W(t)$ のデータ数を m 、F F T 回路 3 2 から出力されるデータ数を n 、I F F T 回路 3 4 に入力するデータ数を n' とすると、ナイキストのサンプリング定理および前述の F F T、I F F T で扱えるデータ数の制約により、I F F T 回路 3 4 に入力する差分伝達関数 E () のデータ数 n' は、次式 (4) を満たす 2 のべき乗の整数となる。

$$r \quad m \quad n' = 2^b \quad n \quad \dots (4)$$

50

【 0 0 3 6 】

なお、上式 (4) において、 b は正の整数である。さらに、 a を正の整数とすると、次式 (5) の関係が成り立つ。

$$n' = n / 2^a \quad m \dots (5)$$

【 0 0 3 7 】

ここで、

$$n = 2^{a+b}$$

$$n' = 2^b$$

である。

【 0 0 3 8 】

周波数特性データにおけるデータ数の間引き処理は、時間軸上のデータに変換した際のサンプリング周波数を一定とする必要があるために、間引いた後の周波数特性データのサンプリング間隔とデータ数とは比例するように設定する。すなわち、データ数を 2 の a 乗分の 1 に間引く処理を行う場合は、必ず間引き処理を行う周波数特性データから等間隔に 2 の a 乗おきにサンプリングしてデータを取り出すことで全体の周波数特性データを 2 の a 乗分の 1 に削減し、かつサンプリング周波数を一定に保つ。また、時間軸上のデータにおける位相関係がずれることのないように、間引き処理を行う際は、FFT ならびに IFFT を行う際に中心周波数となるキャリアデータの位置がずれることのないように処理を行う。

【 0 0 3 9 】

以上説明したように、間引き処理回路 3 3 3 は、 k を 0 以上の整数とすると、間引き処理回路 3 3 3 への入力 $F (\quad)$ の k 番目のデータを $F (k)$ 、間引き処理回路 1 1 からの出力 $F' (\quad)$ の k 番目のデータを $F' (k)$ とすると、次式 (6) に示す処理を行うことで、データ数を削減する。

$$F' (k) = F (2^a k) \quad \dots (6)$$

ただし、 $0 \leq k < n'$ の条件を満たす必要がある。

【 0 0 4 0 】

実際の使用においては、遅延時間 以上の回り込みや前ゴーストによる折り返し、ならびにノイズの影響等を考慮して、前述の式 (5) で求められる n' の 2 倍以上の周波数特性データを用いてフィルタ係数を作成することが望ましい。

【 0 0 4 1 】

以上の構成により、本実施形態の構成によれば、IFFT 回路 3 4 に入力する差分伝達関数 $E (\quad)$ のデータ数を削減するようにしているので、FIR フィルタ 3 7 のフィルタ係数 $W (t)$ の算出時間を短縮化でき、結果として、フィルタ係数の更新間隔が短くなり、変動の速い回り込みを高精度にキャンセルすることができる。

【 0 0 4 2 】

なお、本実施形態においては、間引き処理回路 3 3 3 を周波数特性算出回路 3 3 1 の後段に挿入しているが、周波数特性算出回路 3 3 1 の前段、または、キャンセル残差演算回路 3 3 4 の後段等、いずれの位置に挿入しても上記実施形態と同様の効果を奏する。

【 0 0 4 3 】

また、本実施形態においては、回り込み信号の複製を生成するトランスバーサルフィルタとして、FIR フィルタ 3 7 を用いたが、これに代えて IIR フィルタを用いても良い。

【 0 0 4 4 】

また、本実施形態においては、受信変換部 2 で周波数変換を行った後の信号において回り込みをキャンセルしているが、受信変換部 2 で周波数変換を行う前の信号において回り込みをキャンセルする等、いずれの周波数の信号において回り込みをキャンセルしても良い。

【 0 0 4 5 】

また、図 1 には示していないが、一般的に回り込みキャンセラにおいて使用しているデジタル信号処理のための AD (A n a l o g t o D i g i t a l) 変換器ならびに D

10

20

30

40

50

A (Digital to Analog) 変換器の挿入位置は、本発明の原理とは無関係であり、これら A/D 変換器ならびに D/A 変換器の挿入位置によって本実施形態の効果が損なわれるものでないことは言うまでもない。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の一実施形態に係る回り込みキャンセラを用いた中継放送所システムの概略的な構成を示すブロック図である。

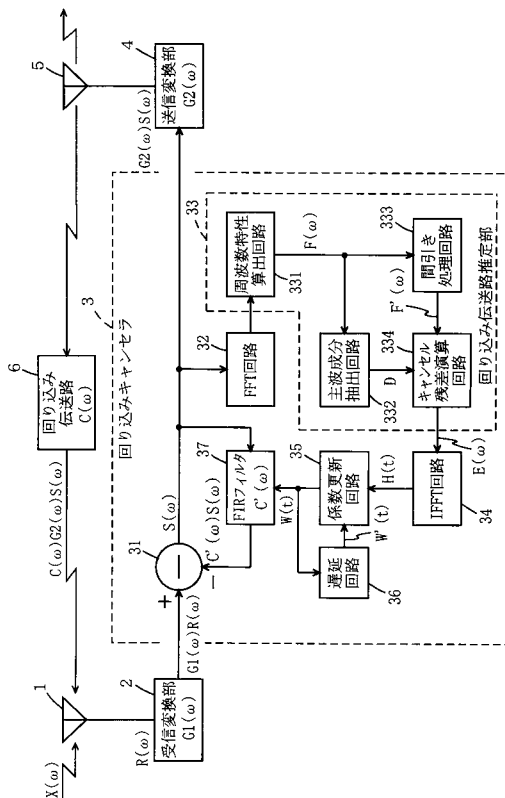
【符号の説明】

- 1 ... 受信アンテナ
- 2 ... 受信変換部
- 3 ... 回り込みキャンセラ
- 4 ... 送信変換部
- 5 ... 送信アンテナ
- 6 ... 回り込み伝送路
- 3 1 ... 減算器
- 3 2 ... FFT 回路
- 3 3 ... 回り込み伝送路推定部
- 3 4 ... IFFT 回路
- 3 5 ... 係数更新回路
- 3 6 ... 遅延回路
- 3 7 ... FIR フィルタ
- 3 3 1 ... 周波数特性算出回路
- 3 3 2 ... 主波成分抽出回路
- 3 3 3 ... 間引き処理回路
- 3 3 4 ... キャンセル残差演算回路

10

20

【図 1】



フロントページの続き

(72)発明者 高瀬 徹

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内

(72)発明者 川瀬 克行

神奈川県横浜市港北区綱島東四丁目3番1号 松下通信工業株式会社内

(72)発明者 今村 浩一郎

東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放送協会 放送技術研究所内

審査官 高野 洋

(56)参考文献 特開平11-355160(JP,A)

特開平10-313283(JP,A)

特開2000-349734(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00