(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2007 年11 月29 日 (29.11.2007)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2007/136056 A1

(51) 国際特許分類:
H04J 11/00 (2006.01) *H04B 1/707* (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2007/060429

(22) 国際出願日: 2007 年5 月22 日 (22.05.2007)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願2006-141505 2006 年5 月22 日 (22.05.2006) JP
特願2007-033489 2007 年2 月14 日 (14.02.2007) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): シャープ株式会社 (SHARP KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒5458522 大阪府大阪市阿倍野区長池町２２番２２号 Osaka (JP).

(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 今村 公彦 (IMAMURA, Kimihiko) [JP/—]. 示沢 寿之 (SHIMEZAWA, Kazuyuki) [JP/—]. 山田 良太 (YAMADA, Ryota) [JP/—]. 吉本 貴司 (YOSHIMOTO, Takashi) [JP/—].

(74) 代理人: 船山 武, 外(FUNAYAMA, Takeshi et al.); 〒1048453 東京都中央区八重洲２丁目３番１号 Tokyo (JP).

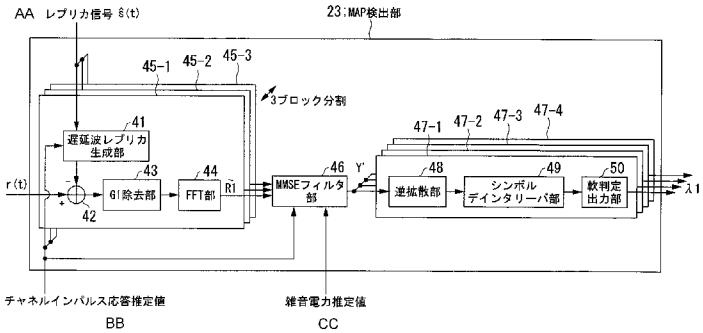
(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY,

[続葉有]

(54) Title: RECEIVER AND RECEIVING METHOD

(54) 発明の名称: 受信機及び受信方法



AA REPLICA SIGNAL
23 MAP DETECTING SECTION
41 DELAY WAVE REPLICA GENERATING SECTION
43 GI REMOVING SECTION
44 FFT SECTION
3 BLOCK DIVISION
46 MMSE FILTER SECTION
38 DESPREADING SECTION
49 SYMBOL DEINTERLEAVER SECTION
50 SOFT DECISION OUTPUT SECTION
BB CHANNEL IMPULSE RESPONSE ESTIMATE
CC NOISE POWER ESTIMATE

(57) **Abstract:** A receiver comprises a replica signal generating section for generating a replica signal which is a replica of a transmitted signal from a received signal, an incoming wave removing section for removing an incoming wave from the received signal for each predetermined period by using the replica signal, a combining section for combining the signals from which the incoming wave is removed for each predetermined period by the incoming wave removing section, and a demodulating section for demodulating the signal combined by the combining section.

(57) 要約: 本発明の受信機は、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成部と、前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去部と、前記到来波除去部が所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成部と、前記合成部が合成した信号に対して復調処理を行う復調部とを備える。

WO 2007/136056 A1

KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:
— 国際調査報告書

２文字コード及び他の略語については、定期発行される各*PCT*ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

受信機及び受信方法

技術分野

[0001] 本発明は、受信機及び受信方法、特に、マルチキャリア方式により信号を送受信する受信機及び受信方法に関する。

本願は、2006年5月22日に日本に出願された特願2006－141505号と、2007年2月14日に日本に出願された特願2007－033489号とに基づき優先権を主張し、その内容をここに援用する。

背景技術

[0002] マルチキャリア伝送において、ガードインターバル(GI:Guard Interval)区間を越える遅延波が存在すると、前のシンボルがFFT(高速フーリエ変換:Fast Fourier Transform)区間に入り込むことにより生じる、シンボル間干渉(ISI:Inter Symbol Interference)や、高速フーリエ変換区間にシンボルの切れ目、つまり信号の不連続区間が入ることによって生じるキャリア間干渉(ICI:Inter Carrier Interference)が生じる。

[0003] 図20は、マルチパス環境を経て無線送信機から無線受信機に到達する信号を示す図である。ここでは、横軸に時間に取っている。シンボルs1～s4はマルチパス環境を経て、無線送信機から無線受信機に到達する信号を示しており、4つのマルチパスを経由して到達している。シンボルの前には、シンボルの後半部分をコピーしたガードインターバルGIが付加されている。

上から1番目の信号s1は直達波、2番目の信号s2はガードインターバルGI以内の遅延t1が生じた遅延波を示している。また3番目、4番目の遅延波である信号s3、s4はガードインターバルGIを超える遅延t2、t3が生じた遅延波を示している。前記直達波、および遅延波を到来波と呼ぶ。

3番目、4番目の遅延波の信号s3、s4の前にある斜線部は、所望シンボルの前のシンボルが所望シンボルのFFT区間に入った部分を、区間t4は所望シンボルのFFT区間を示しており、前記斜線部分が上記ISI成分となる。ISI成分は、干渉成分であるので、復調時の特性劣化の原因となる。また、3番目、4番目の遅延波の信号s3、s

4では、区間t4にシンボルの切れ目が入ることになり、これが上記ICIの原因となる。

[0004] 図21の(a)及び図21の(b)は、マルチキャリア方式による信号の送受信において、サブキャリア間が直交している様子と、ICIによりサブキャリア間で干渉が生じる様子を示す図である。図21の(a)はICIが生ぜずサブキャリア間で干渉が生じない様子を示しており、図21の(b)はICIによりサブキャリア間で干渉が生じている様子を示している。

ガードインターバルGIを超える遅延波が存在しない場合には、図21の(a)のように、点線部分の周波数に注目すると、ある一つのサブキャリア成分のみが含まれ、他のサブキャリア成分が含まれない状態にある。このような状態は、サブキャリア間の直交性が保たれている状態である。通常のマルチキャリア通信ではこの状態で復調を行う。

これに対し、ガードインターバルGIを超える遅延波が存在する場合には、図21の(b)のように、点線部分の周波数に注目すると、所望のサブキャリア成分以外にも隣接するサブキャリアの成分が含まれ、干渉していることになる。この様な状態は、サブキャリア間の直交性が保たれていない状態である。ICI成分は特性劣化の原因となる。

[0005] 前記ガードインターバルGIを超える遅延波が存在する場合の、ISI、ICIによる特性劣化を改善するための一手法が以下の特許文献1で提案されている。この従来技術では、一度復調動作を行った後、誤り訂正結果(MAP復号器出力)を利用し、前記ISI成分、および前記ICI成分を含む所望以外のサブキャリアの複製信号(レプリカ信号)を作成した後、これを受信信号から除去したものに対し、再度復調動作を行うことにより、ISI、ICIによる特性改善を行っている。

一方、前記マルチキャリア伝送方式と、CDM(Code Division Multiplexing)方式を組み合わせた方式として、MC－CDM(Multi Carrier-Code Division Multiplexing)方式、MC－CDMA(Multi Carrier-Code Division Multiple Access)、Spread－OFCDM(Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing)が提案されている。

[0006] 図22の(a)及び図22の(b)は、MC－CDMA方式におけるサブキャリアと各サブキャリアに対応する直交符号の関係を示す図である。これらの図では、横軸に周波数を取っている。図22の(a)は、一例として、MC－CDM方式における8個のサブキ

ャリアを示している。また、図22の(b)は、各サブキャリアに対応する直交符号として、C8，1、C8，2、C8，7の3種類を示している。ここで、C8，1＝(1，1，1，1，1，1，1，1)、C8，2＝(1，1，1，1，－1，－1，－1，－1)、C8，7＝(1，－1，－1，1，1，－1，－1，1)である。データに対しこの3種類の直交符号を掛けることにより、3つのデータ系列を同一時間、同一周波数を用いて、多重し通信を行うことができるのがMC－CDM方式の特徴の一つとなっている。

なお、C8，1、C8，2、C8，7の3種類の直交符号は全て周期が8の直交符号であり、一周期の間で加算を行うことにより直交符号間でデータの分離を行うことができる。なお、図22の(a)中のSFfreqは前記直交符号の周期を示している。

[0007] 図23A及び図23Bは、MC－CDMA方式の信号が空中を伝搬し、無線受信機において受信された際の符号C'8，1、C'8，2、C'8，7、C''8，1、C''8，2、C''8，7の様子を示す図である。図23Aは前記直交符号の周期中で周波数変動がない場合を示している。このとき、C8，1で逆拡散(despreading)する。つまりC8，1との内積をとる、すなわちSFfreq内の全ての値を足した場合、C'8，1は4となり、C'8，2、C'8，7は0となる。この様な状況を、符号間の直交性が保たれているという。

これに対し、図23Bのように前記直交符号の周期中で周波数変動が存在する場合には、C8，1で逆拡散した場合、C''8，1は5、C''8，2は3、C''8，7は0となる。つまり、C''8，1とC''8，2の間で干渉成分が存在し、符号間の直交性が保たれていない状況となる。このように、伝搬路の周波数変動が早い(周波数方向に早く変動する)場合には、MC－CDMA方式においては、コード間干渉(Multi Code Interference)が特性劣化の原因となる。

前記符号間の直交性の崩れによる特性劣化を改善するための一手法が、特許文献2及び非特許文献1に記載されている。これらの従来技術では、下りリンク、上りリンクの違いはあるが、双方ともMC－CDMA通信時のコード多重によるコード間干渉を取り除くため、誤り訂正後、または逆拡散後のデータを用いて、所望コード以外の信号を除去することにより、特性の改善を図っている。

特許文献1:特開2004－221702号公報

特許文献2:特開2005－198223号公報

非特許文献1:″Downlink Transmission of Broadband OFCDM Systems-Part I: Hybrid Detection″、Zhou、Y.; Wang、J.; Sawahashi、M.Page(s): 718- 729、IEEE Transactions on Communication(Vol.53、Issue4)

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0008] しかしながら上述した技術においては、サブキャリア数の多いマルチキャリア信号及びMC－CDM信号を復調する際の演算量が増加するという問題があった。また、MC－CDM時のコード間干渉を取り除く際に、コード多重数分だけ演算量が増加するという問題があった。

[0009] 本発明は、上記事情に鑑みてなされたものであり、その目的は、送信機から受信した信号を復調する際の演算量を減らすことができる受信機及び受信方法を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0010] (1) 本発明は、上記課題を解決するためになされたもので、本発明の一態様による受信機は、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成部と、前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去部と、前記到来波除去部が所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成部と、前記合成部が合成した信号に対して復調処理を行う復調部とを備える。

本発明の受信機では、レプリカ信号作成部が作成したレプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波除去部が到来波を除去し、その所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成部が合成し、その合成した信号に対して復調部が復調処理を行うようにした。これにより、到来波を除去した信号に対してFFTの処理を行うことが可能となる。また、到来波を除去することにより周波数選択性を減らした信号に対して逆拡散の処理を行うことが可能となり、コード数に関係のない演算量で、コード間干渉の除去を行うことができる。

[0011] (2) また、本発明の一態様による受信機の前記到来波除去部は、所定の時間帯ごとの到来波のレプリカを作成する遅延波レプリカ生成部と、受信信号から前記遅延波

レプリカ生成部が作成した所定の時間帯ごとの到来波のレプリカを減算する減算部とを備える。

本発明の受信機では、所定の時間帯ごとの遅延波のレプリカを遅延波レプリカ生成部が生成し、それらの遅延波のレプリカを受信信号から減算し、合成部にて合成するようにしたので、受信信号に含まれるエネルギーを無駄にすることなく有効に用いることができる。

[0012] (3) また、本発明の一態様による受信機の前記遅延波レプリカ生成部は、識別された到来波の数に基づいて前記所定の時間帯を設定する。

本発明の受信機では、受信信号の到来波の数に応じて遅延波のレプリカを作成することができる。

[0013] (4) また、本発明の一態様による受信機の前記遅延波レプリカ生成部は、識別された到来波の時間に基づいて前記所定の時間帯を設定する。

本発明の受信機では、受信信号の到来波の時間に応じて到来波のレプリカを作成することができる。

[0014] (5) また、本発明の一態様による受信機の前記遅延波レプリカ生成部は、識別された到来波の受信電力に基づいて前記所定の時間帯を設定する。

本発明の受信機では、受信信号の到来波の受信電力に応じて到来波のレプリカを作成することができる。

[0015] (6) また、本発明の一態様による受信機は、前記復調部が復調処理を行った結果を基に、誤り訂正復号を行い、ビット毎の信号を判定する信号判定部を備え、前記レプリカ信号作成部は、前記信号判定部が算出した判定値を基に、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を作成する。

本発明の受信機によれば、信号判定値に基づいてレプリカ信号を作成することができる。

[0016] (7) また、本発明の一態様による受信機の前記信号判定部は、前記復調部が復調処理を行った結果を基に、誤り訂正復号をおこない、算出するビット毎の対数尤度比を判定値とする。

本発明の受信機によれば、対数尤度比に基づいてレプリカ信号を作成することが

できる。

[0017] (8) また、本発明の一態様による受信機は、雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定部を備え、前記合成部は、チャネルインパルス応答推定値及び前記雑音電力推定値を基にMMSEフィルタ係数を決定するMMSEフィルタである。

本発明の受信機によれば、チャネルインパルス応答推定値及び雑音電力推定値に基づいて合成部のMMSEフィルタ係数を決定することができる。

[0018] (9) また、本発明の一態様による受信機の前記合成部は、式(A)又は式(B)で表わされるMMSEフィルタ係数W_m、又は式(C)で表わされるMMSEフィルタ係数$W'_{i,m}$を用いる(ただし、mは自然数、$\hat{H}_m$はm番目の伝搬路の伝達関数、$\hat{H}_m^H$は$\hat{H}_m$のハミルトニアン、C_{mux}はコード多重数、$\hat{\sigma}_N^2$は雑音電力の推定値、iは到来波除去部の数以下の自然数、$\hat{H}_{i,m}$はi番目の到来波除去部におけるm番目の伝搬路の伝達関数、$\hat{H}_{i,m}^H$は$\hat{H}_{i,m}$のハミルトニアンである)。

[数1]

$$W_m = \frac{\hat{H}_m^H}{\hat{H}_m^H \hat{H}_m + (C_{mux}-1)\hat{H}_m^H \hat{H}_m + \sigma_N^2} = \frac{\hat{H}_m^H}{C_{mux}\hat{H}_m^H \hat{H}_m + \sigma_N^2} \quad \cdots \quad (A)$$

[数2]

$$W_m = \frac{\hat{H}_m^H}{\hat{H}_m^H \hat{H}_m + \sigma_N^2} \quad \cdots \quad (B)$$

[数3]

$$W'_{i,m} = \frac{\hat{H}_{i,m}^H}{\sum_{i'=1}^{B} \hat{H}_{i',m}^H \hat{H}_{i',m} + \sigma_N^2} \quad \cdots \quad (C)$$

本発明の受信機では、初回復調時であるか繰り返し復調時であるかに応じて、合成部が使用するMMSEフィルタ係数を変化させるようにしたので、より最適なMMSEフィルタリング処理を行うことができる。

[0019] (10) また、本発明の一態様による受信機の前記伝搬路・雑音電力推定部は、前記レプリカ信号作成部が作成するレプリカ信号とチャネルインパルス応答推定値とに基づいて受信信号のレプリカ信号を作成する受信信号レプリカ生成部と、前記受信信号レプリカ生成部が作成するレプリカ信号と受信信号との差分を求めることにより雑音電力の推定を行う雑音電力推定部とを備える。

本発明の受信機によれば、受信信号レプリカ生成部が作成したレプリカ信号と受信信号との差分を求めることにより雑音電力を推定するようにしたので、雑音電力の推定精度を上げることができる。

[0020] (11) また、本発明の一態様による受信機の送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成部と、前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去部と、雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定部と、前記レプリカ信号からレプリカ誤差推定値を推定するレプリカ誤差推定部と、受信信号から推定されるチャネルインパルス応答推定値と前記雑音電力推定値と前記レプリカ誤差推定値とを基にフィルタ係数を決定し、そのフィルタ係数を使用して前記到来波除去部が所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成部と、前記合成部が合成した信号に対して復調処理を行う復調部とを備える。

本発明の受信機では、到来波を除去した信号に対してFFTの処理を行うことができ、到来波を除去することにより周波数選択性を減らした信号に対して逆拡散の処理を行うことが可能となり、コード数に関係のない演算量で、コード間干渉の除去を行うことができる。また、レプリカ信号の誤差による成分を考慮した最小二乗誤差フィルタリング処理を行うことができる。

[0021] (12) また、本発明の一態様による受信機の前記合成部は、前記レプリカ誤差推定値を基に前記所定の時間帯ごとのチャネルインパルス応答推定値を推定する。

[0022] (13) また、本発明の一態様による受信機の前記合成部は、式(D)で表わされるフ

ィルタ係数$W_{i,m}$を用いる(ただし、mは自然数であり、$\hat{\sigma}_N^2$は雑音電力推定値であり、Bは到来波除去部の数であり、i、i'は到来波除去部の数以下の自然数であり、$\hat{H}_{i,m}$はi番目の到来波除去部におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i,m}^H$は$\hat{H}_{i,m}$のハミルトニアンであり、$\hat{H}_{i',m}'$はi'番目の到来波除去部におけるレプリカ信号の不確定性による誤差を考慮したm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i',m}^{H'}$は$\hat{H}_{i',m}'$のハミルトニアンである)。

[数4]

$$W_{i,m} = \frac{\hat{H}_{i,m}^H}{\sum_{i'=1}^{B} \hat{H}_{i',m}^{H\,\prime} \hat{H}_{i',m}' + \hat{\sigma}_N^2} \quad \cdots \quad (D)$$

[0023] (14) また、本発明の一態様による受信機の前記合成部は、前記$\hat{H}_{i',m}'$を、式(E)を用いて算出する(ただし、DFT[]は[]内の信号を時間領域から周波数領域に変換処理することを示し、h_i'、h_i''はi、i'番目の到来波除去部において処理の対象となる到来波のみを抽出した遅延プロファイルであり、ρはレプリカ誤差推定値である)。

[数5]

$$\hat{H}_{i,m}' = \mathrm{DFT}\left[h_i' + \sum_{i'=1, i' \neq i}^{B} \sqrt{\rho} \cdot h_{i'}' \right] \quad \cdots \quad (E)$$

[0024] (15) また、本発明の一態様による受信機は、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成部と、前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去部と、雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定部と、受信信号から推定されるチャネルインパルス応答推定値と前記雑音電力推定値とコード多重数に基づいて推定されるコード間干渉推定値とを基にフィルタ係数を決定し、そのフィルタ係数を使用して前記到来波除去部が所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成部と、前記合成部が合成した信号に対して復調処理を行う復調部とを備える。

本発明の受信機では、遅延波を除去した信号に対してFFTの処理を行うことができ、遅延波を除去することにより周波数選択性を減らした信号に対して逆拡散の処理を行うことが可能となり、コード数に関係のない演算量で、コード間干渉の除去を行うことができる。また、2回目以降の繰り返し復調時においても、他コードからの干渉成分を考慮することができ、特性を改善することができる。

[0025] (16) また、本発明の一態様による受信機の前記合成部は、式(F)で表わされるフィルタ係数$W_{i,m}$を用いる(ただし、mは自然数であり、C_{mux}はコード多重数であり、$\hat{\sigma}_N^2$は雑音電力推定値であり、Bは到来波除去部の数であり、i、i'は到来波除去部の数以下の自然数であり、$\hat{H}_{i,m}$はi番目の到来波除去部におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i,m}^H$は$\hat{H}_{i,m}$のハミルトニアンであり、$\hat{H}_{i',m}$はi'番目の到来波除去部におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i',m}^H$は$\hat{H}_{i',m}$のハミルトニアンである)。

[数6]

$$W_{i,m} = \frac{\hat{H}_{i,m}^H}{C_{mux}\sum_{i'=1}^{B}\hat{H}_{i',m}^H\hat{H}_{i',m} + \hat{\sigma}_N^2} \cdots \quad (F)$$

[0026] (17) また、本発明の一態様による受信機の前記合成部は最小二乗誤差フィルタを備え、前記フィルタ係数として最小二乗誤差フィルタ係数を使用する。

[0027] (18) また、本発明の一態様による受信方法は、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成過程と、前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去過程と、前記到来波除去過程で所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する受信信号合成過程と、前記受信信号合成過程で合成した信号に対して復調処理を行う復調過程とを実行する。

[0028] (19) また、本発明の一態様による受信方法は、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成過程と、前記レプリカ信号を

用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去過程と、雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定過程と、前記レプリカ信号からレプリカ誤差推定値を推定するレプリカ誤差推定過程と、受信信号から推定されるチャネルインパルス応答推定値と前記雑音電力推定値と前記レプリカ誤差推定値とを基にフィルタ係数を決定し、そのフィルタ係数を使用して前記到来波除去過程で所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成過程と、前記合成過程で合成した信号に対して復調処理を行う復調過程とを実行する。

[0029] (20) また、本発明の一態様による受信方法は、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成過程と、前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去過程と、雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定過程と、受信信号から推定されるチャネルインパルス応答推定値と前記雑音電力推定値とコード多重数に基づいて推定されるコード間干渉推定値とを基にフィルタ係数を決定し、そのフィルタ係数を使用して前記到来波除去過程で所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成過程と、前記合成過程で合成した信号に対して復調処理を行う復調過程とを実行する。

発明の効果

[0030] 本発明では、所定の時間帯ごとに遅延波を除去した信号ごとにFFTを用いることができる。これにより、遅延波を除去した信号に対してFFTの処理を行うことが可能となる。また、遅延波を除去することにより周波数選択性を減らした信号に対して逆拡散の処理を行うことが可能となり、コード数に関係のない演算量で、コード間干渉の除去を行うことができる。

図面の簡単な説明

[0031] [図1]本発明の第1の実施形態による無線送信機の構成を示す概略ブロック図である。

[図2]本発明の第1の実施形態によるフレームフォーマットの一例を示す図である。

[図3]本発明の第1の実施形態による無線受信機の構成を示す概略ブロック図である。

[図4]本発明の第1の実施形態によるMAP検出部23(図3)の構成の一例を示す図である。

[図5]本発明の第1の実施形態による無線受信機の動作の一例を示すフローチャートである。

[図6]本発明の第1の実施形態によるチャネルインパルス応答推定値を示す図である。

[図7]本発明の第1の実施形態によるソフトキャンセラブロック部45－1におけるチャネルインパルス応答推定値を示す図である。

[図8]本発明の第1の実施形態によるソフトキャンセラブロック部45－2におけるチャネルインパルス応答推定値を示す図である。

[図9]本発明の第1の実施形態によるソフトキャンセラブロック部45－3におけるチャネルインパルス応答推定値を示す図である。

[図10]本発明の第1の実施形態による初回処理におけるチャネルインパルス応答推定値とMMSEフィルタ部を示す図である。

[図11]本発明の第1の実施形態による繰り返し処理におけるチャネルインパルス応答推定値とMMSEフィルタ部を示す図である。

[図12]本発明の第1の実施形態による伝搬路・雑音電力推定部22(図3)の構成を示す図である。

[図13]本発明の第2の実施形態による無線受信機の構成の一部を示す図である。

[図14]本発明の第3の実施形態による無線受信機の構成の一部を示す図である。

[図15]本発明の第3の実施形態によるMAP検出部223(図14)の構成の一例を示す図である。

[図16]本発明の第4の実施形態による無線受信機の構成の一部を示す図である。

[図17]本発明の第4の実施形態による伝搬路・雑音電力推定部322(図16)の構成の一例を示す図である。

[図18]本発明の第5の実施形態によるMAP検出部423の構成の一例を示す図である。

[図19]本発明の第6の実施形態によるMAP検出部23の構成の一例を示す図である

。

[図20]マルチパス環境を経て無線送信機から無線受信機に到達する信号を示す図である。

[図21]マルチキャリア方式による信号の送受信において、サブキャリア間が直交している様子と、ICIによりサブキャリア間で干渉が生じる様子を示す図である。

[図22]MC－CDMA方式におけるサブキャリアと各サブキャリアに対応する直交符号の関係を示す図である。

[図23A]MC－CDMA方式の信号が空中を伝搬し、無線受信機において受信された際の様子を示す図である。

[図23B]MC－CDMA方式の信号が空中を伝搬し、無線受信機において受信された際の様子を示す図である。

符号の説明

[0032] 1・・・S／P変換部、2－1～2－4・・・コード毎信号処理部、3・・・誤り訂正符号化部、4・・・ビットインタリーバ部、5・・・変調部、6・・・シンボルインタリーバ部、7・・・周波数－時間拡散部、8・・・DTCH多重部、9・・・PICH多重部、10・・・スクランブリング部、11・・・IFFT部、12・・・GI挿入部、21・・・シンボル同期部、22・・・伝搬路・雑音電力推定部、23・・・MAP検出部、24－1～24－4・・・コード毎MAP復号部、28・・・レプリカ信号作成部、29－1～29－4・・・コード毎シンボル生成部、30・・・ビットインタリーバ部、31・・・シンボル生成部、32・・・シンボルインタリーバ部、33・・・周波数－時間拡散部、34・・・DTCH多重部、35・・・PICH多重部、36・・・スクランブリング部、37・・・IFFT部、38・・・GI挿入部、39・・・P／S変換部、41・・・遅延波レプリカ生成部、42・・・加算部、43・・・GI除去部、44・・・FFT部、45－1～45－3・・・ソフトキャンセラブロック部、46、46a・・・MMSEフィルタ部、47－1～47－4・・・コード毎対数尤度比出力部、48・・・逆拡散部、49・・・シンボルデインタリーバ部、50・・・軟判定出力部、61・・・伝搬路推定部、62・・・プリアンブルレプリカ生成部、63・・・雑音電力推定部、70・・・MAC部、71・・・フィルタリング処理部、72・・・D／A変換部、73・・・周波数変換部、74・・・送信アンテナ、75・・・受信アンテナ、76・・・周波数変換部、77・・・A／D変換部、125・・・ビットデインタリーバ部、126・・・MAP復号部、130・・・ビット

インタリーバ部、131・・・シンボル生成部、132・・・P／S変換部、134・・・S／P変換部、135－1～135－4・・・コード毎シンボルインタリーバ・拡散部、223・・・MAP検出部、228・・・レプリカ信号作成部、232・・・シンボルインタリーバ部、249・・・シンボルインタリーバ部、250・・・軟判定出力部、322・・・伝搬路・雑音電力推定部、362・・・受信信号レプリカ生成部、363・・・雑音電力推定部、423・・・MAP検出部、446・・・MMSEフィルタ部、478・・・レプリカ誤差推定部

発明を実施するための最良の形態

[0033] （第1の実施形態）

本実施形態では、ガードインターバルを超える遅延波に起因するISIおよびICIや、伝搬路の周波数選択性に起因するコード間干渉が存在する場合においても良好な特性を得ることのできる無線受信機について説明する。

[0034] 図1は、本発明の第1の実施形態による無線送信機の構成を示す概略ブロック図である。この無線送信機は、S／P（Serial / Parallel：シリアル／パラレル）変換部1、コード毎信号処理部2－1～2－4、DTCH（Data Traffic Channel：データトラフィックチャネル）多重部8、PICH（Pilot Channel：パイロットチャネル）多重部9、スクランブリング部10、IFFT（Inverse Fast Fourier Transform：逆高速フーリエ変換）部11、GI挿入部12を備える。コード毎信号処理部2－1～2－4は、それぞれ誤り訂正符号化部3、ビットインタリーバ部4、変調部5、シンボルインタリーバ部6、周波数－時間拡散部7を備える。

[0035] S／P変換部1には、MAC（Media Access Control：媒体アクセス制御）部70から出力された情報信号が入力され、S／P変換部1の直列－並列変換の出力がコード毎信号処理部2－1～2－4に入力される。なお、コード毎信号処理部2－2～2－4の構成は、コード毎信号処理部2－1と同じであるので、それらを代表して、以下にコード毎信号処理部2－1について説明する。

コード毎信号処理部2－1に入力された信号は、誤り訂正符号化部3においてターボ符号化、もしくはLDPC（Low Density Parity Check）符号化、畳み込み符号化などいずれかの誤り訂正符号化処理が行われ、誤り訂正符号化部3の出力はビットインタリーバ部4により、周波数選択性フェージングによる受信電力の落ち込みに基づいて

バースト誤りが生ずるのを改善するために、ビット毎にその順番を適切な順序で入れ替えられて出力される。

ビットインタリーバ部4の出力は、変調部5において、BPSK(Binary Phase Shift Keying:2相位相偏移変調)、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying:4相位相偏移変調)、16QAM(16 Quadrature Amplitude Modulation:16値直交振幅変調)、64QAM(64 Quadrature Amplitude Modulation:64値直交振幅変調)などのシンボル変調処理が行われる。変調部5の出力はシンボルインタリーバ部6によりバースト誤りの改善のためにシンボル毎にその順番を適切な順序で入れ替えられる。シンボルインタリーバ部6の出力は周波数－時間拡散部7により所定の拡散コード(チャネライゼーションコード)で拡散されている。ここでは、拡散コードとしてOVSF(Orthogonal Variable Spread Factor)符号を用いているが、他の拡散コードを用いても良い。

[0036] なお、無線送信機はコード毎信号処理部2－2～2－4を、コード多重数C_{mux}(C_{mux}は1以上の自然数)備えている。ここではC_{mux}＝4の場合を示している。異なる拡散コードで拡散された信号が、コード毎信号処理部2－1の出力として出力され、DTCH多重部8にて多重(加算処理)される。続いて、PICH多重部9において、伝搬路推定などに使用するPICHが所定の位置に挿入(時間多重)される。

その後、スクランブリング部10において基地局固有のスクランブリングコードにてスクランブルされた後、IFFT部11において周波数時間変換が行われる。GI挿入部12においてGIの挿入が行われた後、フィルタリング部71によるフィルタリング処理、D／A(Digital / Analog)変換部72によるデジタルアナログ変換処理、周波数変換部73による周波数変換処理などが行われた後、送信アンテナ74から送信信号として無線受信機に送信される。

[0037] 図1では、コード毎信号処理部2－2～2－4にビットインタリーバ部4及びシンボルインタリーバ部6の双方が配置されているが、これはいずれか一方だけ配置しても良い。

また、コード毎信号処理部2－2～2－4にビットインタリーバ部4及びシンボルインタリーバ部6の双方を配置しなくても良い。

[0038] 図2は、本発明の第1の実施形態によるフレームフォーマットの一例を示す図である

。

この図は、無線送信機から無線受信機に送信されるマルチキャリア信号のフレームフォーマットを示している。図2では、横軸に時間、縦軸に受信電力をとっている。図に示すように、PICHはフレームの前後及び真ん中に配置されている。データの伝送に用いられるDTCHは、フレームの前半と後半に配置されており、C_{mux}個の異なる拡散コードにて拡散された信号が、コード多重されている。ここでは、C_{mux}＝4の場合をデータが4個積み重なった様子で模式的に示している。また、PICHの受信電力と、DTCHの1コードあたりの受信電力の比を、PPICH／DTCHで表して図示している

。

[0039] 図3は、本発明の第1の実施形態による無線受信機の構成を示す概略ブロック図である。この無線受信機は、シンボル同期部21、伝搬路・雑音電力推定部22、MAP検出部23、コード毎MAP復号部24－1～24－4(信号判定部とも称する)、レプリカ信号作成部28、P／S(Parallel / Serial:パラレル／シリアル)変換部39を備えている

。

レプリカ信号作成部28は、コード毎シンボル生成部29－1～29－4、DTCH多重部34、PICH多重部35、スクランブリング部36、IFFT部37、GI挿入部38を備えている。レプリカ信号作成部28は、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号r(t)に基づいて作成する。より具体的には、レプリカ信号作成部28は、MAP復号部26が算出した対数尤度比を基に、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を作成する

。

また、コード毎シンボル生成部29－1～29－4は、ビットインタリーバ部30、シンボル生成部31、シンボルインタリーバ部32、周波数－時間拡散部33を備えている。また、コード毎MAP復号部24－1～24－4は、ビットインタリーバ25、MAP復号部26、加算部27を備えている。

[0040] 受信アンテナ75で受信した受信信号は、周波数変換部76による周波数変換処理、A／D(Analog / Digital)変換部77によるアナログデジタル変換処理を経た後、デジタル受信信号r(t)としてシンボル同期部21においてシンボル同期が行われる。シンボル同期部21では、ガードインターバルGIと有効信号区間との相関特性などを使

用してシンボル同期が行われ、その結果に基づいて、以降の信号処理を行う。

続いて伝搬路推定・雑音電力推定部22は、PICHを利用し、チャネルインパルス応答の推定や雑音電力推定値を推定する。伝搬路推定方法としては、PICHのレプリカ信号を作成し、その絶対値の2乗誤差が最小になるようにRLSアルゴリズムを行ったり、受信信号とPICHのレプリカ信号との相互相関を時間軸又は周波数軸でとることにより取得したり、様々な方法があるが、これに限るものではない。

また雑音電力推定方法に関しても、受信したPICHから、推定されたチャネルインパルス応答を利用し、PICHのレプリカを作成し、これらの差分より求める方法などが考えられるが、これに限るものではない。

[0041] 前記伝搬路・雑音電力推定部22より出力されたチャネルインパルス応答および雑音電力推定値は、MAP検出部23(最大事後確率検出器、最大事後確率(MAP)復号法を用いる(後述))に入力され、ビット毎の対数尤度比の算出に利用される。

MAP検出部23では、初回には、受信信号およびチャネルインパルス応答、雑音電力推定値を用いて、ビット毎の対数尤度比を出力する。対数尤度比とは、受信されたビットが0であるのが最もらしいか、1であるのが最もらしいかを示す値であり、通信路のビット誤り率に基づいて算出される。図3では、4つの出力が、それぞれコード毎MAP復号・レプリカ作成部24－1～24－4に出力されているが、これはそれぞれ異なる拡散コードに割り当てられたビットの対数尤度比を出力する。C_{mux}個の異なる拡散コードを用いてコード多重が行われた場合には、C_{mux}個の出力が、それぞれコード毎MAP復号部24－1～24－4に出力される。

また、後述する繰り返し時には、受信信号と復調結果より得られるレプリカ信号、およびチャネルインパルス応答、雑音電力推定値を用いて、ビット毎の対数尤度比を出力する。

[0042] 続いて、コード毎MAP復号部24－1～24－4では、入力信号に対して、ビットデインタリーバ部25においてビット毎にデインタリーブ処理を行う。デインタリーブ処理は、インタリーブ処理と逆の処理であって、インタリーブの処理による順番の入れ替えを元に戻す。ビットデインタリーバ部25の出力に対し、MAP復号部26においてMAP復号処理を行う。具体的には、MAP復号部26はMAP検出部23の軟判定出力部5

0(図4、後述)が軟判定を行った結果を基に、誤り訂正復号を行い、ビット毎の対数尤度比を算出する。なお、MAP復号処理とは、ターボ復号、LDPC復号、ビタビ復号(Viterbi decoding)など通常の誤り訂正復号時に、硬判定を行わず、情報ビットおよびパリティビットも含めて対数尤度比などの軟判定結果を出力する方法である。すなわち、硬判定は受信信号を0、1のみに判定するのに対して、軟判定はどの程度確からしいかの情報(軟判定情報)を元に判定する。

[0043] 続いて、MAP復号部26の入力とMAP復号部26の出力との差分λ2を加算部27で算出し、レプリカ信号作成部28に出力する。

レプリカ信号作成部28への入力はビットインタリーバ部30に入力され、ビットインタリーバ部30では、ビット毎にλ2を入れ替えて出力される。ビットインタリーバ部30の出力は、シンボル生成部31において、λ2の大きさを考慮し、無線送信機と同じ変調方式(BPSK、QPSK、16QAM、64QAMなど)でシンボル変調処理が行われる。シンボル生成部31の出力はシンボルインタリーバ部32によりシンボル毎に順番を入れ替えられ、シンボルインタリーバ部32の出力は周波数－時間拡散部33により所定の拡散コード(チャネライゼーションコード)で拡散されている。

[0044] なお、無線受信機は、コード毎MAP復号部及びコード毎シンボル生成部を、コード多重数C_{mux}(C_{mux}は1以上の自然数)だけ備えている。ここでは、C_{mux}＝4としている。異なる拡散コードで拡散された信号が、コード毎レプリカ生成部29－1～29－4から出力され、DTCH多重部34にて多重(加算処理)される。続いて、PICH多重部35において、伝搬路推定などに使用するPICHが所定の位置に挿入(時間多重)される。その後、スクランブリング部36において基地局固有のスクランブリングコードにてスクランブルされた後、IFFT部37において周波数時間変換が行われ、GI挿入部38においてGIの挿入が行われた後、MAP検出部23に出力され、繰り返し時の信号処理に利用される。

なお、上記繰り返し復号動作が所定回数行われた後、MAP復号部26出力が、P／S変換部39に入力され、パラレルシリアル変換された後、復調結果としてMAC部(図示しない)に出力される。

[0045] 図4は、本発明の第1の実施形態によるMAP検出部23(図3)の構成の一例を示

す図である。MAP検出部23は、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3(到来波除去部とも称する)、MMSE(Minimum-Mean Square-Error:最小二乗誤差)フィルタ部46(合成部とも称する)、コード毎対数尤度比出力部47－1～47－4(復調部とも称する)を備えている。

ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3は、遅延波レプリカ生成部41、加算部42(減算部とも称する)、GI除去部43、FFT部44をそれぞれ備えている。ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3は、レプリカ信号作成部28が作成するレプリカ信号を用いて受信信号r(t)から所定の時間帯ごとに遅延波を除去する。遅延波レプリカ生成部41は、受信信号r(t)から推定される伝搬路推定値であるチャネルインパルス応答推定値とレプリカ信号作成部28(図3)が生成するレプリカ信号$\hat{s}(t)$とに基づいて、所定の時間帯ごとの遅延波のレプリカを作成する。加算部42は、受信信号r(t)から遅延波レプリカ生成部41が作成した所定の時間帯ごとの遅延波のレプリカを減算する。

コード毎対数尤度比出力部47－1～47－4は、逆拡散部48、シンボルデインタリーバ部49、軟判定出力部50をそれぞれ備えている。

[0046] MAP検出部23に入力された受信信号r(t)は、前記MAP検出部23に入力されたレプリカ信号$\hat{s}(t)$とチャネルインパルス応答推定値$\tilde{h}(t)$を基に求められた遅延波レプリカ生成部41の出力との差分を加算部42で算出し、これがGI除去部43に出力される。GI除去部43においてガードインターバルGIが除去され、FFT部44に出力される。FFT部44では入力信号に対し時間周波数変換を行い、信号$\tilde{R}i$を得る。なお、MAP検出部23には、ソフトキャンセラブロック部がB(Bは1以上の自然数)ブロック設けられている。なお、iは自然数であり、$1 \leqq i \leqq B$とする。

続いて、MMSEフィルタ部46は、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3が所定の時間帯ごとに遅延波を除去した信号を合成する。具体的には、ソフトキャンセラブロック部の出力$\tilde{R}i$及び、チャネルインパルス応答推定値、雑音電力推定値を用いて、MMSEフィルタ部46において、MMSEフィルタリング処理が行われ、信号Y'が得られる。

[0047] この信号Y'を用いて、C_{mux}個(ここでは、$C_{mux}=4$)のコード毎対数尤度比出力部4

7－1～47－4では、各コードにおいてビット毎の対数尤度比の出力を行う。

逆拡散部48は、それぞれの拡散コードを用いて逆拡散処理を行う。シンボルデインタリーバ部49は、逆拡散部48の出力に対してシンボル毎に入れ替えを行う。軟判定出力部50は、MMSEフィルタ部46が合成した信号に対して軟判定を行う。軟判定出力部50は、シンボルデインタリーブ出力に対してビット毎の対数尤度比λ1を軟判定結果として出力する。

軟判定出力部50は、以下の式(1)～式(3)を利用することにより、対数尤度比λ1を算出する。つまり、シンボルデインタリーバ部49のnシンボル目の出力をZnとすると、QPSK変調時の軟判定結果λ1は、以下の式(1)及び式(2)で表すことができる。

[0048] [数7]

$$\lambda 1(b0) = \frac{2R[Zn]}{\sqrt{2}[1-\mu(n)]} \quad \cdots \quad (1)$$

[0049] [数8]

$$\lambda 1(b1) = \frac{2\,\mathrm{Im}[Zn]}{\sqrt{2}[1-\mu(n)]} \quad \cdots \quad (2)$$

[0050] ここで、R[]はカッコ内の実部を、Im[]はカッコ内の虚部をとることを示し、μ(n)はnシンボルでの基準シンボル(パイロット信号の振幅)を示す。なお、変調信号は、以下の式(3)で表すことができる。

[0051] [数9]

$$Zn = \frac{1}{\sqrt{2}}(b0 + jb1) \quad \cdots \quad (3)$$

[0052] なお、ここでは、QPSK変調の例を示したが、他の変調方式においても同様にビット毎の軟判定結果(対数尤度比)λ1を求めることができる。

[0053] 図3及び図4では、ビットインタリーバ部30、ビットデインタリーバ部25、およびシンボルインタリーバ部32、シンボルデインタリーバ部49の双方が配置されているが、これはいずれか一方、つまりビットインタリーバ部30及びビットデインタリーバ部25のみでも良いし、シンボルインタリーバ部32及びシンボルデインタリーバ部49のみでも良い。また、ビットインタリーバ部30、ビットデインタリーバ部25、及びシンボルインタリーバ部32、シンボルデインタリーバ部49の全てが配置されていなくても良い。

[0054] 図5は、本発明の第1の実施形態による無線受信機の動作の一例を示すフローチャートである。MAP検出部23は初回動作か否かを判定する(ステップS1)。ステップS1で初回動作であると判定した場合には、GI除去部43は受信信号r(t)からガードインターバルGIを除去する(ステップS2)。そして、FFT部44はFFT処理(時間周波数変換処理)を行う(ステップS3)。次に、MMSEフィルタ部46は、通常のMMSEフィルタ処理を行う(ステップS4)。

そして、逆拡散部48は、逆拡散処理を行う(ステップS5)。次に、シンボルデインタリーバ部49は、シンボルデインタリーバ処理を行う(ステップS6)。そして、軟判定出力部50は、軟判定ビット出力処理を行う(ステップS7)。次に、ビットデインタリーバ部25は、ビットデインタリーバ処理を行う(ステップS8)。そして、MAP復号部26は、MAP復号処理を行う(ステップS9)。次に、上述したステップS5～S9の処理を、所定回数繰り返したか否かについて判定する(ステップS10)。なお、図3で説明したように、C_{mux}個の並列に配置された回路において処理を行っても良い。なお、初回のMMSEフィルタ処理については後述する。

[0055] ステップS10でステップS5～S9の処理を、所定回数繰り返していないと判定した場合には、C_{mux}コード分の復調結果λ2を用いて、ビットインタリーバ部30は、対数尤度比をビットインタリーブする(ステップS11)。そして、シンボル生成部31は、変調信号レプリカ作成を行う(ステップS12)。次に、シンボルインタリーバ部32は、シンボルインタリーバ処理を行う(ステップS13)。そして、周波数－時間拡散部33は、所定の拡散コードを用いて拡散処理を行う(ステップS14)。

上述したステップS11～S14の処理をC_{mux}繰り返した後、DTCH多重部34は、DTCH多重を行う(ステップS15)。そして、PICH多重部35は、PICH多重を行う(ステ

ップS16)。次に、スクランブリング部36は、スクランブリング処理を行う(ステップS17)。そして、IFFT部37は、IFFT処理を行う(ステップS18)。次に、GI挿入部38は、ガードインターバルGIを挿入する(ステップS19)。ステップS19でGIが挿入された信号をレプリカ信号とし、繰り返し復調時に使用する。

[0056] ステップS1で繰り返し時である、つまり初回動作ではないと判定した場合には、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3は、ブロック毎に所定の遅延波以外を除去する(ステップS20)。そして、GI除去部43は、GI除去処理を行う(ステップS21)。次に、FFT部44は、FFT処理を行う(ステップS22)。上述したステップS20～S22の処理をB(Bは自然数)ブロック分行った後、MMSEフィルタ部46は、Bブロックからの出力信号をMMSEフィルタにより、最小二乗誤差規範に従い合成する。つまり、MMSEフィルタ処理を行う(ステップ23)。なお、ステップ23以降は、ステップS5に進み、初回処理と同様の処理を行う。

ステップS10で、上述した処理を所定回数繰り返したと判定するまで、ステップS1～S9、S11～S23の処理を繰り返す。

[0057] 次に、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3の処理について具体的に説明する。ここでは、i番目のソフトキャンセラブロック部45－iの遅延波レプリカ生成部41及び加算部42の動作について説明する。

まず、ソフトキャンセラブロック部45－iでは、遅延波レプリカ生成部41においてh_iを生成し、これとレプリカ信号$\hat{s}(t)$との畳み込み演算を行ったものを、受信信号r(t)から減算する。これが、加算部42の出力となる(但し、iはi≦Bの自然数)。

[0058] 図6は、本発明の第1の実施形態によるチャネルインパルス応答推定値を示す図である。ここでは、伝搬路・雑音電力推定部22から得られたチャネルインパルス応答推定値が得られた場合について説明する。また、6パスのチャネルインパルス応答推定値p1～p6が得られた場合について説明する。なお、図6では横軸に時間、縦軸に受信電力をとっている。ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3において、6パスの遅延波を、2パスずつの3つの遅延波に分解する。

[0059] 図7は、本発明の第1の実施形態によるソフトキャンセラブロック部45－1におけるチャネルインパルス応答推定値を示す図である。図7に示すように、まずソフトキャン

セラブロック部45－1においては、点線で囲まれた第3パス(p3)、第4パス(p4)、第5パス(p5)、第6パス(p6)を$h_1(t)$と定義し、前記遅延波レプリカ生成部41で作成する。前記遅延波レプリカ生成部41の出力は、前記$h_1(t)$と$\hat{s}(t)$との畳み込み演算したものであり、加算部42の出力は受信信号r(t)から、前記$h_1(t)$と$\hat{s}(t)$との畳み込み演算したものを減算したものとなる。つまり、レプリカが正しく生成された場合には、加算部42の出力は、$(h(t)-h_1(t))$で表される伝搬路を経て受信された信号であると考えることができる。これにより、図7の実線で示された伝搬路を経て受信された信号p1、p2が、前記加算部42の出力となる。

[0060] 図8は、本発明の第1の実施形態によるソフトキャンセラブロック部45－2におけるチャネルインパルス応答推定値を示す図である。図8に示すように、まずソフトキャンセラブロック部45－2においては、点線で囲まれた第1パス(p1)、第2パス(p2)、第5パス(p5)、第6パス(p6)を$h_2(t)$と定義し、前記遅延波レプリカ生成部41で作成する。前記遅延波レプリカ生成部41の出力は、前記$h_2(t)$と$\hat{s}(t)$との畳み込み演算したものであり、加算部42の出力は受信信号r(t)から、前記$h_2(t)$と$\hat{s}(t)$との畳み込み演算したものを減算したものとなる。つまり、レプリカが正しく生成された場合には、加算部42の出力は、$(h(t)-h_2(t))$で表される伝搬路を経て受信された信号であると考えることができる。これにより、図8の実線で示された伝搬路を経て受信された信号p3、p4が、前記加算部42の出力となる。

[0061] 図9は、本発明の第1の実施形態によるソフトキャンセラブロック部45－3におけるチャネルインパルス応答推定値を示す図である。図9に示すように、まずソフトキャンセラブロック部45－3においては、点線で囲まれた第1パス(p1)、第2パス(p2)、第3パス(p3)、第4パス(p4)を$h_3(t)$と定義し、前記遅延波レプリカ生成部41で作成する。前記遅延波レプリカ生成部41の出力は、前記$h_3(t)$と$\hat{s}(t)$との畳み込み演算したものであり、加算部42の出力は受信信号r(t)から、前記$h_3(t)$と$\hat{s}(t)$との畳み込み演算したものを減算したものとなる。つまり、レプリカが正しく生成された場合には、加算部42の出力は、$(h(t)-h_3(t))$で表される伝搬路を経て受信された信号であると考えることができる。これにより、図9の実線で示された伝搬路を経て受信された信号p5、p6が、前記加算部42の出力となる。

[0062] 図7～図9の説明では、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3が、識別された遅延波の数に基づいて、所定の時間帯を設定する場合について説明した。つまり、チャネルインパルス応答推定値を基に、識別された遅延波の数に基づいて、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3毎に作成および減算を行うレプリカ信号を変える場合について説明した。この方法の他に、以下のような方法を使用することができる。

例えば、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3が、識別された遅延波の時間に基づいて所定の時間帯を設定する。つまり、遅延波の到達時間をB個に分割し、どの時間帯に到達した遅延波であるかによってどのソフトキャンセラブロック部で処理するかを決定する、つまり識別された遅延波の時間に基づいて、ソフトキャンセラブロック部毎に作成および減算を行うレプリカ信号を変えるようにしてもよい。

また、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3が、識別された遅延波の受信電力に基づいて所定の時間帯を設定するようにしてもよい。つまり、全受信信号を到達時間の順に遅延波に含まれる受信信号がほぼ一定になるようB個に分割し、これに基づいてどのソフトキャンセラブロック部で処理するかを決定する、つまり識別された遅延波の受信電力に基づいて、ソフトキャンセラブロック部毎に作成および減算を行うレプリカ信号を変えるようにしてもよい。

[0063] 図10の(a)～(c)は、本発明の第1の実施形態による初回処理におけるチャネルインパルス応答推定値とMMSEフィルタ部を示す図である。ここでは、図4で示したMMSEフィルタ部46と、図5で示したステップS4及びステップS23の動作について説明する。

まず、初回のMMSEフィルタ部46の動作について示す。受信信号を周波数領域で表現すると、受信信号Rは、以下の式(4)のように表すことができる。

[0064] [数10]

$$R = \hat{H} S + N \quad \cdots \quad (4)$$

[0065] ここで、Hˆは推定された伝搬路の伝達関数を示しており、ガードインターバルGI内の遅延波のみが存在すると仮定すると、Nc＊Ncの対角行列で表すことができる。な

お、Ncはspread－OFCDMのサブキャリア数を示している。Hˆは、以下の式(5)のように表すことができる。

[0066] [数11]

$$\hat{H} = \begin{pmatrix} \hat{H}_1 & & 0 \\ & \hat{H}_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & \hat{H}_{Nc} \end{pmatrix} \quad \cdots \quad (5)$$

[0067] Sは送信シンボルを表しており、以下の式(6)に示すように、Nc＊1のベクトルで表すことができる。

[0068] [数12]

$$S^T = (S_1, S_2, \cdots, S_{Nc}) \quad \cdots \quad (6)$$

[0069] 同様に、受信信号R、雑音成分Nは、以下の式(7)、式(8)に示すように、Nc＊1のベクトルで表すことができる。

[0070] [数13]

$$R^T = (R_1, R_2, \cdots, R_{Nc}) \quad \cdots \quad (7)$$

[0071] [数14]

$$N^T = (N_1, N_2, \cdots, N_{Nc}) \quad \cdots \quad (8)$$

[0072] なお、式(6)～式(8)において、添え字に用いたTは転置行列であることを表している。

このような受信信号を受信したとき、MMSEフィルタ部46の出力Yは、以下の式(9

)に示すように、Nc＊1のベクトルで表すことができる。

[0073] [数15]

$$Y = WR \quad \cdots \quad (9)$$

[0074] MMSEフィルタ部46は、チャネルインパルス応答推定値及び雑音電力推定値を基にMMSEフィルタ係数Wを決定する。ここで、MMSEフィルタ係数Wは、以下の式(10)に示すように、Nc＊Ncの対角行列で表すことができる。

[0075] [数16]

$$W = \begin{pmatrix} W_1 & & 0 \\ & W_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & W_{Nc} \end{pmatrix} \quad \cdots \quad (10)$$

[0076] さらに、上記MMSEフィルタ係数W_mの各要素は、周波数方向拡散時は以下の式(11)で表すことができる。

[0077] [数17]

$$W_m = \frac{\hat{H}_m^H}{\hat{H}_m^H \hat{H}_m + (C_{mux} - 1)\hat{H}_m^H \hat{H}_m + \hat{\sigma}_N^2} = \frac{\hat{H}_m^H}{C_{mux}\hat{H}_m^H \hat{H}_m + \hat{\sigma}_N^2} \cdots (11)$$

[0078] なお、

[0079] [数18]

$$(C_{mux} - 1)\hat{H}_m^H \hat{H}_m$$

[0080] はコード多重時の他コードからの干渉成分であり、

[0081] [数19]

$$\hat{\sigma}_N^2$$

[0082] は雑音電力の推定値を示している。また、添え字のHはハミルトニアン(共役転置)を示している。

また、上記のMMSEフィルタ係数W_mの各要素は、時間方向拡散時はコード間の直交性が保たれていると仮定して以下の式(12)で表すことができる。

[0083] [数20]

$$W_m = \frac{\hat{H}_m^H}{\hat{H}_m^H \hat{H}_m + \hat{\sigma}_N^2} \quad \cdots \quad (12)$$

[0084] なお、図10の(a)～(c)は、初回処理において図6に示した伝搬路を通った信号が、前記係数に基づいたMMSEフィルタ部46に入力される様子を示している。

なお、図10の(a)は、図6に示したチャネルインパルス応答p1～p6を示している。図10の(b)は、前記チャネルインパルス応答p1～p6を周波数軸で表現した、伝達関数を示している。なお、図10の(b)において、横軸は周波数を、縦軸は電力を示しており、初回処理では、周波数選択性が高い(周波数軸方向の電力の変動が激しい)ことが分かる。このような状態は、先程述べたとおり、MC－CDMAにおいてはコード間において、直交性が崩れ、コード間干渉が生じていることを意味している。

[0085] 次に、繰り返し時のMMSEフィルタ部の動作について説明する。まず繰り返し復調時に、i番目のソフトキャンセラブロック部45－iにおいて使用されるレプリカ信号$\hat{r}_i$を以下の式(13)のように表すことができる。

[0086] [数21]

$$\hat{r}_i = \left(\hat{h} - \hat{h}_i\right) \otimes \hat{s} \quad \cdots (13)$$

[0087] ここで、$\hat{h}_i$は、i番目のソフトキャンセラブロック部45－iにおいて処理を行う遅延波のみを抽出した遅延プロファイルである。$\hat{s}(t)$は、前回のMAP復号によって得られ

た対数尤度比λ2を基に算出されたレプリカ信号である。

[0088] [数22]

$$\otimes$$

[0089] は畳み込み演算を示している。従って、ソフトキャンセラブロック部45－iの出力、つまり、図4のi番目のソフトキャンセラブロック部45の出力R~iは、以下の式(14)のように表すことができる。

[0090] [数23]

$$\tilde{R}_i = R - \hat{R}_i = \left[\hat{H}_1 \hat{H}_2 \cdots \hat{H}_B\right]\left[\hat{S}^T \hat{S}^T \cdots \hat{S}^T\right]^T + \Delta = \hat{H}'\hat{S}' + \Delta = \left[\tilde{R}_1^T \tilde{R}_2^T \cdots \tilde{R}_B^T\right]^T \quad \cdots \quad (14)$$

[0091] ここでΔは、レプリカの不確定性による誤差信号と熱雑音成分を含むものとする。このとき、MMSEフィルタ部46の出力Y'は、以下の式(15)で表すことができる。

[0092] [数24]

$$Y' = W'\tilde{R}' = \left[W_1' W_2' \cdots W_B'\right]\cdot\left[\tilde{R}_1^T \tilde{R}_2^T \cdots \tilde{R}_B^T\right]^T \quad \cdots \quad (15)$$

[0093] ここで、レプリカ信号は精度よく生成されており、前記Δにはレプリカの誤差による成分は含まれず、熱雑音成分のみが含まれると仮定すると、MMSEフィルタ係数の部分行列は、以下の式(16)のように対角行列で表すことができる。

[0094] [数25]

$$W_i' = \begin{bmatrix} W_{i,1}' & & & 0 \\ & W_{i,2}' & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & W_{i,Nc}' \end{bmatrix} \quad \cdots \quad (16)$$

[0095] さらに、MMSEフィルタ部46への入力信号は、後述するように周波数選択性が少なくなっており、フラットフェージングに近い状態になっていることからコード多重時のコード間干渉もないと仮定すると、各要素は以下の式(17)で表すことができる。

[0096] [数26]

$$W'_{i,m} = \frac{\hat{H}^{H}_{i,m}}{\sum_{i'=1}^{B} \hat{H}^{H}_{i',m} \hat{H}_{i',m} + \hat{\sigma}^{2}_{N}} \quad \cdots (17)$$

[0097] なお、$\hat{H}_{i',m}$はi'番目のソフトキャンセラブロック部におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}^{H}_{i',m}$は$\hat{H}_{i',m}$のハミルトニアンである。

[0098] 図11の(a)～(g)は、本発明の第1の実施形態による繰り返し処理におけるチャネルインパルス応答推定値とMMSEフィルタ部を示す図である。図11では、繰り返し処理において図7～図9に示した伝搬路を通った信号が、前記MMSEフィルタ係数に基づいたMMSEフィルタ部46に入力される様子を示している。なお、ここではソフトキャンセラブロック部の数Bを3としている。

MMSEフィルタ部46は、初回復調時には式(11)又は式(12)で表わされるMMSEフィルタ係数W_{m}を用い、繰り返し復調時には式(17)で表わされるMMSEフィルタ係数$W'_{i,m}$を用いる。

[0099] なお、図10の(a)と同様に図11の(a)、図11の(c)、図11の(e)は、図7～図9に示したチャネルインパルス応答p1～p6を示している。図11の(b)、図11の(d)、図11の(f)は、前記チャネルインパルス応答p1～p6を周波数軸で表現した、伝達関数を示している。なお、横軸は周波数を、縦軸は電力を示しており、繰り返し処理時では、周波数選択性が低い(周波数軸方向の電力の変動が小さい)ことが分かる。このような状態は、先程述べたとおり、MC－CDMAにおいてはコード間において、直交性が保たれ、コード間干渉が生じにくいことを意味している。

このように、繰り返し処理を行うことにより、ガードインターバルGIを超える遅延波を取り除くのと同時に、コード間干渉の影響も取り除くという効果を奏することができる。

[0100] 図12は、本発明の第1の実施形態による伝搬路・雑音電力推定部22(図3)の構成を示す図である。伝搬路・雑音電力推定部22は、伝搬路推定部61、プリアンブルレプリカ生成部62、雑音電力推定部63を備えている。

伝搬路推定部61は、受信信号に含まれるPICHを用いてチャネルインパルス応答の推定を行う。プリアンブルレプリカ生成部62は、前記伝搬路推定部61によって求められたチャネルインパルス応答推定値と、既知情報であるPICHの信号波形とを用

いてPICHのレプリカ信号を作成する。雑音電力推定部63は、受信信号に含まれるPICH部分と、前記プリアンブルレプリカ生成部62より出力されるPICHのレプリカ信号との差分をとることにより雑音電力の推定を行う。

なお、伝搬路推定部61における伝搬路推定方法としては、RLSアルゴリズムなどを用いて、最小二乗誤差規範に基づき導出を行う方法や、周波数相関を用いる方法など様々な方法を使用することができる。

[0101] 本発明の第1の実施形態による無線受信機によれば、レプリカ信号作成部28が作成したレプリカ信号を用いて受信信号r(t)から所定の時間帯ごとに遅延波レプリカ生成部41が遅延波を除去し、その所定の時間帯ごとに遅延波を除去した信号をMMSEフィルタ部46が合成し、その合成した信号に対して軟判定出力部50が軟判定を行うようにしたので、遅延波を除去した信号に対してFFTの処理を行うことが可能となる。また、遅延波を除去することにより周波数選択性を減らした信号に対して逆拡散の処理を行うことが可能となり、コード数に関係のない演算量で、コード間干渉の除去を行うことができる。

[0102] (第2の実施形態)

本実施形態では、誤り訂正符号が各コードに亘ってなされている場合について説明する。

[0103] 図13は、本発明の第2の実施形態による無線受信機の構成の一部を示す図である。無線受信機の構成は、第1の実施形態による無線受信機の構成(図3)とほぼ同じであるが、図3におけるコード毎MAP復号部24－1～24－4に対応する部分が異なる。

図13においては、MAP検出部23から出力されたビット毎の対数尤度比が、P／S変換部132に入力され、パラレルシリアル変換された後、ビットデインタリーバ部125においてビット毎にデインタリーブ処理を行う。ビットデインタリーバ部125の出力に対し、MAP復号部126においてMAP復号処理を行う。なお、前述の通りMAP復号処理とは、ターボ復号、LDPC復号、ビタビ復号など通常の誤り訂正復号時に、硬判定を行わず、情報ビットおよびパリティビットも含めて対数尤度比を出力する方法である。

[0104] 続いて、MAP復号部126の入力と出力との差分λ2を加算部127で算出し、レプリカ信号作成部128に出力する。レプリカ信号作成部128は、ビットインタリーバ部130、シンボル生成部131、S／P変換部134、コード毎シンボルインタリーバ・拡散部135－1～135－4、DTCH多重部34、PICH多重部35、スクランブリング部36、IFFT部37、GI挿入部38を備えている。また、コード毎シンボルインタリーバ・拡散部135－1～135－4は、シンボルインターリーバ部132、周波数－時間拡散部133を備えている。

[0105] レプリカ信号作成部128への入力はビットインタリーバ部130に入力され、ビットインタリーバ部130では、ビット毎にλ2を入れ替え出力される。ビットインタリーバ部130の出力は、シンボル生成部131において、λ2の大きさに応じてBPSK、QPSK、16QAM、64QAMなどのシンボル変調処理が行われ、シンボル生成部131の出力はS／P変換部134においてシリアルパラレル変換され、C_{mux}個のコード毎シンボルインタリーバ・拡散部135－1～135－4に出力される。

[0106] コード毎シンボルインタリーバ・拡散部135－1～135－4に入力された信号は、シンボルインタリーバ部132に入力され、シンボル毎に順番を入れ替えられた後、周波数－時間拡散部133に入力される。周波数－時間拡散部133では所定の拡散コード（チャネライゼーションコード）で拡散された後、DTCH多重部34に出力される。以降は、第1の実施形態と同様の動作を行うため詳細な説明を省略する。

[0107] 本発明の第2の実施形態による無線受信機によれば、図13に示す無線受信機の構成を用いて、繰り返し復号を行うことにより、ガードインターバルGIを超える遅延波を取り除くのと同時に、コード間干渉の影響も取り除くことができる。

[0108] なお、図4及び図13では、ビットインタリーバ部130、ビットデインタリーバ部125、及びシンボルインタリーバ部132、シンボルデインタリーバ部49の双方が配置されているが、これはいずれか一方、つまりビットインタリーバ部130及びビットデインタリーバ部125のみでも良いし、シンボルインタリーバ部132及びシンボルデインタリーバ部49のみでも良い。また、ビットインタリーバ部130、ビットデインタリーバ部125及びシンボルインタリーバ部132、シンボルデインタリーバ部49の全てが配置されていなくても良い。この点に関しては、第1の実施形態と同様である。

[0109] （第3の実施形態）

本実施形態では、拡散処理のされていないマルチキャリア信号を受信する場合について説明する。

[0110] 図14は、本発明の第3の実施形態による無線受信機の構成の一部を示す図である。無線受信機の構成は、第2の実施形態の無線受信機の構成（図13）とほぼ同じであるが、図13におけるMAP検出部23、レプリカ信号作成部128、前記レプリカ信号作成部128に含まれるコード毎シンボルインタリーバ・拡散部135－1～135－4、シンボルインタリーバ部132、周波数－時間拡散部133、DTCH多重部34が異なる。

図14においては、MAP検出部223から出力されたビット毎の対数尤度比が、ビットデインタリーバ部125においてビット毎にデインタリーブ処理を行い、ビットデインタリーバ部125の出力に対し、MAP復号部126においてMAP復号処理を行う。なお、MAP復号処理とは、前述したようにターボ復号、LDPC復号、ビタビ復号など通常の誤り訂正復号時に、硬判定を行わず、情報ビットおよびパリティビットも含めて対数尤度比を出力する方法である。

[0111] 続いて、MAP復号部126の入力と出力との差分λ2を加算部127で算出し、レプリカ信号作成部228に出力する。レプリカ信号作成部228への入力は、ビットインタリーバ部130に出力され、ビットインタリーバ部130では、ビット毎にλ2を入れ替え出力される。ビットインタリーバ部130の出力は、シンボル生成部131において、λ2の大きさに応じてBPSK、QPSK、16QAM、64QAMなどのシンボル変調処理が行われ、シンボル生成部131の出力はシンボルインタリーバ部232に出力され、シンボル毎に順番を入れ替えた後、PICH多重部35に出力される。以降は、第1の実施形態による無線受信機（図3）と同様の動作を行うため、詳細な説明は省略する。

[0112] 本発明の第3の実施形態による無線受信機によれば、マルチキャリア信号を受信する場合には、図14に示す無線受信機の構成を用いて、繰り返し復号を行うことにより、ガードインターバルGIを超える遅延波を取り除くことができる。

[0113] なお、図15は、本発明の第3の実施形態によるMAP検出部223（図14）の構成の一例を示す図である。MAP検出部223の構成は、第1の実施形態によるMAP検出部223（図4）とほぼ同じであるが、図4におけるコード毎対数尤度比出力部47－1～

47－4、逆拡散部48、シンボルデインタリーバ部49、軟判定出力部50が異なる。

MAP検出部223は、B個のソフトキャンセラブロック部45－1～45－B(ここでは、B＝3)と、ソフトキャンセラブロック部45の出力をMMSE規範に従い合成するMMSEフィルタ部46と、MMSEフィルタ部46の出力に対してシンボル毎に入れ替えを行うシンボルデインタリーバ部249と、シンボルデインタリーブ出力に対してビット毎の対数尤度比を出力する軟判定出力部250を備えている。

なお、ソフトキャンセラブロック部と、MMSEフィルタ部46は、第1の実施形態(図4)と同一の機能を持つものであるため詳細な説明は省略する。

[0114] (第4の実施形態)

本実施形態の無線受信機は、第1の実施形態に比べ、異なる雑音電力推定方法を使用する。

[0115] 図16は、本発明の第4の実施形態による無線受信機の構成の一部を示す図である。無線受信機の構成は、第1の実施形態による無線受信機(図3)とほぼ同じであるが、図3における伝搬路・雑音電力推定部22が異なる。入力信号に関してみると、図3に記載の伝搬路・雑音電力推定部22では受信信号r(t)のみが入力されているのに対し、図16の伝搬路・雑音電力推定部322では受信信号r(t)と、レプリカ信号作成部28の出力であるレプリカ信号$\hat{s}$(t)が入力されている。

[0116] 図17は、本発明の第4の実施形態による伝搬路・雑音電力推定部322(図16)の構成の一例を示す図である。伝搬路・雑音電力推定部322は、伝搬路推定部61、受信信号レプリカ生成部362、雑音電力推定部363を有する。

伝搬路推定部61は、受信信号に含まれるPICHを用いてチャネルインパルス応答の推定を行う。

受信信号レプリカ生成部362は、レプリカ信号作成部28が作成するレプリカ信号とチャネルインパルス応答推定値とに基づいて受信信号r(t)のレプリカを作成する。具体的には、受信信号レプリカ生成部362は、伝搬路推定部61によって求められたチャネルインパルス応答推定値$\hat{h}$(t)と、既知情報であるPICH信号波形及びMAP復号部26の出力から得られたビット毎の対数尤度比λ2から求められたレプリカ信号$\hat{s}$(t)とを用いてPICHのレプリカ信号およびDTCHのレプリカ信号を作成する。

雑音電力推定部363は、受信信号レプリカ生成部362が作成するレプリカ信号

[0117] [数27]

$$\hat{h}(t) \otimes \hat{s}(t)$$

[0118] と受信信号r(t)との差分を求めることにより雑音電力の推定を行う。これにより、雑音電力推定部363の計算する雑音電力推定値に、MAP復号結果の誤差およびガウス雑音成分の双方を含むことが可能となり、MMSEフィルタ部46におけるMMSEフィルタ係数がより適切に求められる。

なお、本実施形態による無線受信機の構成は、第2又は第3の実施形態による無線受信機にも適用可能である。

[0119] (第5の実施形態)

第5の実施形態の無線受信機は、第1の実施形態に比べて、無線受信機の構成(図3)において、MAP検出部の構成が異なる。

第1の実施形態におけるMMSEフィルタ部46(図4)で用いるMMSEフィルタ係数では、レプリカ信号が高精度で生成されると仮定し、式(14)において熱雑音成分のみを使用している。第5の実施形態では、レプリカ信号の不確定性による誤差を考慮してMMSEフィルタリング処理を行う場合について説明する。

[0120] 図18は、本発明の第5の実施形態によるMAP検出部423の構成の一例を示す図である。このMAP検出部423の構成は、第1の実施形態におけるMAP検出部23(図4)とほぼ同じであるが、MAP検出部423に入力されたレプリカ信号からレプリカ誤差推定値を推定するレプリカ誤差推定部478を備え、そのレプリカ誤差推定値は、第1の実施形態の場合と同様にソフトキャンセラブロック部45－1～45－3の出力と、チャネルインパルス応答推定値及び雑音電力推定値と共に、MMSEフィルタ部446に入力される。MMSEフィルタ部446では、入力されたチャネルインパルス応答推定値とレプリカ誤差推定値を基に前記ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3ごとのインパルス応答推定値が推定され、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3ごとのインパルス応答推定値及び雑音電力推定値を基に、MMSEフィルタ係数が決定され、MMSEフィルタリング処理により、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3の

出力が合成される。

以下に、第5の実施形態におけるレプリカ誤差推定部478とMMSEフィルタ部446の動作について説明する。

まず、レプリカ誤差推定部478では、入力されたレプリカ信号sˆ(t)に基づいて、レプリカ誤差推定値ρが、以下の式(18)により算出される。

[0121] [数28]

$$\rho = E\left[s^2 - \hat{s}^2\right] \quad \cdots \quad (18)$$

[0122] ここでE[]はアンサンブル平均を表す。このとき、送信信号sの平均電力は1であるとすると、レプリカ誤差推定値ρは以下の式(19)で表される。

[0123] [数29]

$$\rho = E\left[1 - \hat{s}^2\right] \quad \cdots \quad (19)$$

[0124] 次に、推定されたレプリカ誤差推定値ρは、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3の出力と、チャネルインパルス応答推定値及び雑音電力推定値と共に、MMSEフィルタ部446に入力される。

MMSEフィルタ部446では、推定されたレプリカ誤差推定値ρに基づいて、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3ごとのチャネルインパルス応答推定値$\hat{H}_{i,m}'$が、以下の式(20)により算出される。

[0125] [数30]

$$\hat{H}_{i,m}' = \mathrm{DFT}\left[h_i' + \sum_{i'=1, i' \neq i}^{B} \sqrt{\rho} \cdot h_{i'}'\right] \quad \cdots \quad (20)$$

[0126] ただし、DFT[]は[]内の信号を時間領域から周波数領域に変換処理することを示す。また、h_i'はi番目のソフトキャンセラブロック部45－iにおいて処理の対象となる遅延波のみを抽出した遅延プロファイルを示しており、以下の式(21)で表される。

[0127] [数31]

$$h_i' = h - h_i \quad \cdots \quad (21)$$

[0128] ただし、hはMAP検出部423に入力されたチャネルインパルス応答推定値を表し、h_iは第1の実施形態の場合と同様に、i番目のソフトキャンセラブロック部45－iにおいて処理を行う遅延波のみを抽出した遅延プロファイルである。

次に、このチャネルインパルス応答推定値$\hat{H}_{i,m}'$を基に、MMSEフィルタ係数$W_{i,m}$が以下の式(22)により決定される。

[0129] [数32]

$$W_{i,m} = \frac{\hat{H}_{i,m}^{H}}{\sum_{i'=1}^{B} \hat{H}_{i',m}^{H\,\prime} \hat{H}_{i',m}^{\prime} + \hat{\sigma}_N^2} \quad \cdots \quad (22)$$

[0130] なお、上記の式(22)において、mは自然数であり、$\hat{\sigma}_N^2$は雑音電力推定値であり、Bはソフトキャンセラブロック部45－1～45－3の数(図18ではその一例としてB＝3とする。)であり、i、i'はソフトキャンセラブロック部45－1～45－3の数以下の自然数であり、$\hat{H}_{i,m}$はi番目のソフトキャンセラブロック部45－1～45－3におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i,m}^{H}$は$\hat{H}_{i,m}$のハミルトニアンであり、$\hat{H}_{i',m}$はi'番目のソフトキャンセラブロック部45－1～45－3におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i',m}^{H}$は$\hat{H}_{i',m}$のハミルトニアンである。

[0131] 本発明の第5の実施形態の無線受信機では、送信信号のレプリカであるレプリカ信号$\hat{s}(t)$を受信信号r(t)に基づいてレプリカ信号作成部28が作成し、そのレプリカ信号$\hat{s}(t)$を用いて受信信号r(t)から所定の時間帯ごとに遅延波をソフトキャンセラブロック部45－1～45－3が除去し、雑音電力推定値$\hat{\sigma}_N^2$を伝搬路・雑音電力推定部22が推定し、レプリカ信号$\hat{s}(t)$からレプリカ誤差推定値ρをレプリカ誤差推定部が推定し、受信信号r(t)から推定されるチャネルインパルス応答推定値$\hat{H}_{i,m}'$と雑音電力推定値$\hat{\sigma}_N^2$とレプリカ誤差推定値ρとを基にMMSEフィルタ係数(フィルタ係数とも称する)$W_{i,m}$(式(22)参照)をMMSEフィルタ部446が決定し、そのMMSEフィルタ係数$W_{i,m}$を使用してソフトキャンセラブロック部45－1～45－3が所定の時

間帯ごとに遅延波を除去した信号をMMSEフィルタ部446が合成し、MMSEフィルタ部446が合成した信号に対して軟判定出力部50が軟判定を行うようにした。

これにより、レプリカ信号の誤差による成分を考慮したMMSEフィルタリング処理を行うことができる。

[0132] なお、式(22)で示されたMMSEフィルタ係数$W_{i,m}$は繰り返し復調時に用いられ、初回復調時で用いるMMSEフィルタ係数は第1の実施形態の式(11)又は式(12)と同様である。

また、第5の実施形態によるMMSEフィルタリング処理は、第2～第4の実施形態による無線受信機にも適用可能である。

[0133] (第6の実施形態)

第6の実施形態の無線受信機は、第1の実施形態からさらにMMSEフィルタ部46において、分割ブロック内のコード間干渉を考慮したMMSEフィルタ係数を用いる場合について説明する。

[0134] 図19は、本発明の第6の実施形態によるMAP検出部23の構成の一例を示す図である。本実施形態による無線受信機は、第1の実施形態による無線受信機(図4参照)のMMSEフィルタ部46の代わりに、MMSEフィルタ部46aを有する点において相違する。なお、第6の実施形態による無線受信機(図19)が、第1の実施形態による無線受信機(図4)と同様の構成をとる部分については、同一の符号を付してそれらの説明を省略する。

[0135] 第1の実施形態では、到来する信号をブロック分割し、各ブロックにおける周波数選択性をフラットに近づけることにより、周波数方向拡散を用いたMC－CDMでは、コード間の直交性を保つことができ、コード間干渉を抑えることが可能となる。

ところが、ブロック分割数に比べて到来する信号の数が多くなる場合、各ブロックにおける周波数選択性は低くなるが、依然として周波数軸方向の電力は変動する。そのため、各ブロックにおいて、周波数選択性に起因するコード間干渉が発生することになる。

本実施形態では、MMSEフィルタ部46aにおいて、2回目以降の繰り返し復調時には、以下の式(23)で表されるMMSEフィルタ係数$W_{i,m}$を用いる。

[0136] [数33]

$$W_{i,m} = \frac{\hat{H}_{i,m}^{H}}{\sum_{i'=1}^{B} \hat{H}_{i',m}^{H} \hat{H}_{i',m} + (C_{mux} - 1) \sum_{i'=1}^{B} \hat{H}_{i',m}^{H} \hat{H}_{i',m} + \hat{\sigma}_{N}^{2}} = \frac{\hat{H}_{i,m}^{H}}{C_{mux} \sum_{i'=1}^{B} \hat{H}_{i',m}^{H} \hat{H}_{i',m} + \hat{\sigma}_{N}^{2}} \cdots (23)$$

[0137] ここで、式(23)における

[0138] [数34]

$$(C_{mux} - 1) \sum_{i'=1}^{B} \hat{H}_{i',m}^{H} \hat{H}_{i',m} + \hat{\sigma}_{N}^{2}$$

[0139] は、コード多重時の他コードからの干渉成分(コード間干渉推定値とも称する)を表している。また、式(23)において、mは自然数であり、C_{mux}はコード多重数であり、$\hat{\sigma}_{N}^{2}$は雑音電力推定値であり、Bはソフトキャンセラブロック部45－1～45－3の数(図19ではその一例としてB＝3とする。)であり、i、i'はソフトキャンセラブロック部45－1～45－3の数以下の自然数であり、$\hat{H}_{i,m}$はi番目のソフトキャンセラブロック部45－1～45－3におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i,m}^{H}$は$\hat{H}_{i,m}$のハミルトニアンであり、$\hat{H}_{i',m}$はi'番目のソフトキャンセラブロック部45－1～45－3におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i',m}^{H}$は$\hat{H}_{i',m}$のハミルトニアンである。

[0140] 本発明の第6の実施形態の無線受信機では、送信信号のレプリカであるレプリカ信号$\hat{s}(t)$を受信信号r(t)に基づいてレプリカ信号作成部28が作成し、レプリカ信号$\hat{s}(t)$を用いて受信信号r(t)から所定の時間帯ごとに遅延波をソフトキャンセラブロック部45－1～45－3が除去し、雑音電力推定値$\hat{\sigma}_{N}^{2}$を伝搬路・雑音電力推定部22が推定し、受信信号r(t)から推定されるチャネルインパルス応答推定値$\hat{H}_{i,m}$'と雑音電力推定値$\hat{\sigma}_{N}^{2}$とコード多重数C_{mux}に基づいて推定されるコード間干渉推定値とを基にMMSEフィルタ係数$W_{i,m}$(式(23)参照)を決定し、そのMMSEフィルタ係数$W_{i,m}$を使用してソフトキャンセラブロック部45－1～45－3が所定の時間帯ごとに遅延波を除去した信号をMMSEフィルタ部46aが合成し、MMSEフィルタ部46aが合成した信号に対して軟判定出力部50が軟判定を行うようにした。

これにより、2回目以降の繰り返し復調時においても、他コードからの干渉成分を考

慮することができ、特性を改善することができる。

なお、初回復調時で用いるMMSEフィルタ係数W_mは、第1の実施形態と同様である。

なお、第6の実施形態によるMMSEフィルタは、第2～第5の実施形態による無線受信機にも適用可能である。

なお、上記コード多重数C_{mux}は制御チャネル等を用いて受信側への通知や受信信号に基づいて推定により求めることが可能である。

[0141] 上述した本発明の第1～第6の実施形態による無線受信機によれば、FFTを使用することによりサブキャリア数の多いマルチキャリア信号を復調する際にも演算量を低減し、またMC－CDM時のコード間干渉を取り除く場合にもコード多重数に依存しない演算量を実現しつつ、ガードインターバルGIを超える遅延波およびコード間干渉に耐性を持たせることができる。

[0142] なお、以上説明した実施形態において、図3、図13、図14、図16のシンボル同期部21、伝搬路・雑音電力推定部22、MAP検出部23、コード毎MAP復号部24－1～24－4、レプリカ信号作成部28、コード毎シンボル生成部29－1～29－4、ビットインターリーバ部30、シンボル生成部31、シンボルインターリーバ部32、周波数－時間拡散部33、DTCH多重部34、PICH多重部35、スクランブリング部36、IFFT部37、GI挿入部38、P／S変換部39、ビットデインタリーバ部125、MAP復号部126、ビットインタリーバ部130、シンボル生成部131、P／S変換部132、S／P変換部134、コード毎シンボルインタリーバ・拡散部135－1～135－4、レプリカ信号作成部228、シンボルインタリーバ部232、伝搬路・雑音電力推定部322、図4、図15、図19の遅延波レプリカ生成部41、加算部42、GI除去部43、FFT部44、ソフトキャンセラブロック部45－1～45－3、MMSEフィルタ部46、46a、コード毎対数尤度比出力部47－1～47－4、逆拡散部48、シンボルデインタリーバ部49、軟判定出力部50、MAP検出部223、シンボルインタリーバ部249、軟判定出力部250、図12、図17の伝搬路推定部61、プリアンブルレプリカ生成部62、雑音電力推定部63、受信信号レプリカ生成部362、雑音電力推定部363、図18のMAP検出部423、MMSEフィルタ部446、レプリカ誤差推定部478の機能又はこれらの機能の一部を実現するた

めのプログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行することにより無線受信機の制御を行ってもよい。なお、ここでいう「コンピュータシステム」とは、OSや周辺機器等のハードウェアを含むものとする。

[0143] また、「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、フレキシブルディスク、光磁気ディスク、ROM、CD－ROM等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことをいう。さらに「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、インターネット等のネットワークや電話回線等の通信回線を介してプログラムを送信する場合の通信線のように、短時刻の間、動的にプログラムを保持するもの、その場合のサーバやクライアントとなるコンピュータシステム内部の揮発性メモリのように、一定時刻プログラムを保持しているものも含むものとする。また上記プログラムは、前述した機能の一部を実現するためのものであっても良く、さらに前述した機能をコンピュータシステムにすでに記録されているプログラムとの組み合わせで実現できるものであっても良い。

[0144] 以上、この発明の実施形態について図面を参照して詳述してきたが、具体的な構成はこの実施形態に限られるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の設計等も請求の範囲に含まれる。

請求の範囲

[1] 送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成部と、

前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去部と、

前記到来波除去部が所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成部と、

前記合成部が合成した信号に対して復調処理を行う復調部と、

を備えることを特徴とする受信機。

[2] 前記到来波除去部は、

所定の時間帯ごとの到来波のレプリカを作成する遅延波レプリカ生成部と、

受信信号から前記遅延波レプリカ生成部が作成した所定の時間帯ごとの到来波のレプリカを減算する減算部と、

を備えることを特徴とする請求項1記載の受信機。

[3] 前記遅延波レプリカ生成部は、

識別された到来波の数に基づいて前記所定の時間帯を設定することを特徴とする請求項2記載の受信機。

[4] 前記遅延波レプリカ生成部は、

識別された到来波の時間に基づいて前記所定の時間帯を設定することを特徴とする請求項2記載の受信機。

[5] 前記遅延波レプリカ生成部は、

識別された到来波の受信電力に基づいて前記所定の時間帯を設定することを特徴とする請求項2記載の受信機。

[6] 前記復調部が復調処理を行った結果を基に、誤り訂正復号を行い、ビット毎の信号を判定する信号判定部を備え、

前記レプリカ信号作成部は、前記信号判定部が算出した判定値を基に、送信信号のレプリカであるレプリカ信号を作成することを特徴とする請求項1から5までのいずれかの項に記載の受信機。

[7] 前記信号判定部は、前記復調部が復調処理を行った結果を基に、誤り訂正復号をおこない、算出するビット毎の対数尤度比を判定値とすることを特徴とする請求項6に記載の受信機。

[8] 雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定部を備え、

前記合成部は、チャネルインパルス応答推定値及び前記雑音電力推定値を基にMMSEフィルタ係数を決定するMMSEフィルタであることを特徴とする請求項1から7記載の受信機。

[9] 前記合成部は、式(A)又は式(B)で表わされるMMSEフィルタ係数W_m、又は式(C)で表わされるMMSEフィルタ係数$W'_{i,m}$を用いることを特徴とする請求項8記載の受信機(ただし、mは自然数、$\hat{H}_m$はm番目の伝搬路の伝達関数、$\hat{H}_m^H$は$\hat{H}_m$のハミルトニアン、C_{mux}はコード多重数、$\hat{\sigma}_N^2$は雑音電力の推定値、iは到来波除去部の数以下の自然数、$\hat{H}_{i,m}$はi番目の到来波除去部におけるm番目の伝搬路の伝達関数、$\hat{H}_{i,m}^H$は$\hat{H}_{i,m}$のハミルトニアンである)。

[数1]

$$W_m = \frac{\hat{H}_m^H}{\hat{H}_m^H \hat{H}_m + (C_{mux}-1)\hat{H}_m^H \hat{H}_m + \hat{\sigma}_N^2} = \frac{\hat{H}_m^H}{C_{mux}\hat{H}_m^H \hat{H}_m + \hat{\sigma}_N^2} \quad \cdots \quad (A)$$

[数2]

$$W_m = \frac{\hat{H}_m^H}{\hat{H}_m^H \hat{H}_m + \hat{\sigma}_N^2} \quad \cdots \quad (B)$$

[数3]

$$W'_{i,m} = \frac{\hat{H}_{i,m}^H}{\sum_{i'=1}^{B} \hat{H}_{i',m}^H \hat{H}_{i',m} + \hat{\sigma}_N^2} \quad \cdots \quad (C)$$

[10] 前記伝搬路・雑音電力推定部は、

前記レプリカ信号作成部が作成するレプリカ信号とチャネルインパルス応答推定値

とに基づいて受信信号のレプリカ信号を作成する受信信号レプリカ生成部と、

前記受信信号レプリカ生成部が作成するレプリカ信号と受信信号との差分を求めることにより雑音電力の推定を行う雑音電力推定部と、

を備えることを特徴とする請求項8又は9記載の受信機。

[11] 送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成部と、

前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去部と、

雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定部と、

前記レプリカ信号からレプリカ誤差推定値を推定するレプリカ誤差推定部と、

受信信号から推定されるチャネルインパルス応答推定値と前記雑音電力推定値と前記レプリカ誤差推定値とを基にフィルタ係数を決定し、そのフィルタ係数を使用して前記到来波除去部が所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成部と、

前記合成部が合成した信号に対して復調処理を行う復調部と、

を備えることを特徴とする受信機。

[12] 前記合成部は、前記レプリカ誤差推定値を基に前記所定の時間帯ごとのチャネルインパルス応答推定値を推定することを特徴とする請求項11に記載の受信機。

[13] 前記合成部は、式(D)で表わされるフィルタ係数$W_{i,m}$を用いることを特徴とする請求項11又は12に記載の受信機(ただし、mは自然数であり、$\hat{\sigma}_N^2$は雑音電力推定値であり、Bは到来波除去部の数であり、i、i'は到来波除去部の数以下の自然数であり、$\hat{H}_{i,m}$はi番目の到来波除去部におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i,m}^H$は$\hat{H}_{i,m}$のハミルトニアンであり、$\hat{H}_{i',m}$'はi'番目の到来波除去部におけるレプリカ信号の不確定性による誤差を考慮したm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i',m}^H$'は$\hat{H}_{i',m}$'のハミルトニアンである)。

[数4]

$$W_{i,m} = \frac{\hat{H}_{i,m}^{H}}{\sum_{i'=1}^{B} \hat{H}_{i',m}^{H\,\prime} \hat{H}_{i',m}^{\prime} + \hat{\sigma}_{N}^{2}} \quad \cdots \quad (D)$$

[14] 前記合成部は、前記$\hat{H}_{i',m}'$を、式(E)を用いて算出することを特徴とする請求項11から13までのいずれかの項に記載の受信機(ただし、DFT[]は[]内の信号を時間領域から周波数領域に変換処理することを示し、h_{i}'、$h_{i'}'$はi、i'番目の到来波除去部において処理の対象となる到来波のみを抽出した遅延プロファイルであり、ρはレプリカ誤差推定値である)。

[数5]

$$\hat{H}_{i,m}^{\prime} = \mathrm{DFT}\left[h_{i}' + \sum_{i'=1, i' \neq i}^{B} \sqrt{\rho} \cdot h_{i'}' \right] \quad \cdots \quad (E)$$

[15] 送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成部と、

前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去部と、

雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定部と、

受信信号から推定されるチャネルインパルス応答推定値と前記雑音電力推定値とコード多重数に基づいて推定されるコード間干渉推定値とを基にフィルタ係数を決定し、そのフィルタ係数を使用して前記到来波除去部が所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成部と、

前記合成部が合成した信号に対して復調処理を行う復調部と、

を備えることを特徴とする受信機。

[16] 前記合成部は、式(F)で表わされるフィルタ係数$W_{i,m}$を用いることを特徴とする請求項15に記載の受信機(ただし、mは自然数であり、C_{mux}はコード多重数であり、$\hat{\sigma}_{N}^{2}$は雑音電力推定値であり、Bは到来波除去部の数であり、i、i'は到来波除去部の数以下の自然数であり、$\hat{H}_{i,m}$はi番目の到来波除去部におけるm番目の伝搬路の

伝達関数であり、$\hat{H}_{i,m}^{H}$は$\hat{H}_{i,m}$のハミルトニアンであり、$\hat{H}_{i',m}$はi'番目の到来波除去部におけるm番目の伝搬路の伝達関数であり、$\hat{H}_{i',m}^{H}$は$\hat{H}_{i',m}$のハミルトニアンである)。

[数6]

$$W_{i,m} = \frac{\hat{H}_{i,m}^{H}}{C_{mux}\sum_{i'=1}^{B}\hat{H}_{i',m}^{H}\hat{H}_{i',m} + \hat{\sigma}_{N}^{2}} \quad \cdots \quad (F)$$

[17] 前記合成部は最小二乗誤差フィルタを備え、前記フィルタ係数として最小二乗誤差フィルタ係数を使用することを特徴とする請求項11から16までのいずれかの項に記載の受信機。

[18] 送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成過程と、

前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去過程と、

前記到来波除去過程で所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する受信信号合成過程と、

前記受信信号合成過程で合成した信号に対して復調処理を行う復調過程と、

を実行することを特徴とする受信方法。

[19] 送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成過程と、

前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去過程と、

雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定過程と、

前記レプリカ信号からレプリカ誤差推定値を推定するレプリカ誤差推定過程と、

受信信号から推定されるチャネルインパルス応答推定値と前記雑音電力推定値と前記レプリカ誤差推定値とを基にフィルタ係数を決定し、そのフィルタ係数を使用して前記到来波除去過程で所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合

成過程と、

前記合成過程で合成した信号に対して復調処理を行う復調過程と、

を実行することを特徴とする受信方法。

[20] 送信信号のレプリカであるレプリカ信号を受信信号に基づいて作成するレプリカ信号作成過程と、

前記レプリカ信号を用いて受信信号から所定の時間帯ごとに到来波を除去する到来波除去過程と、

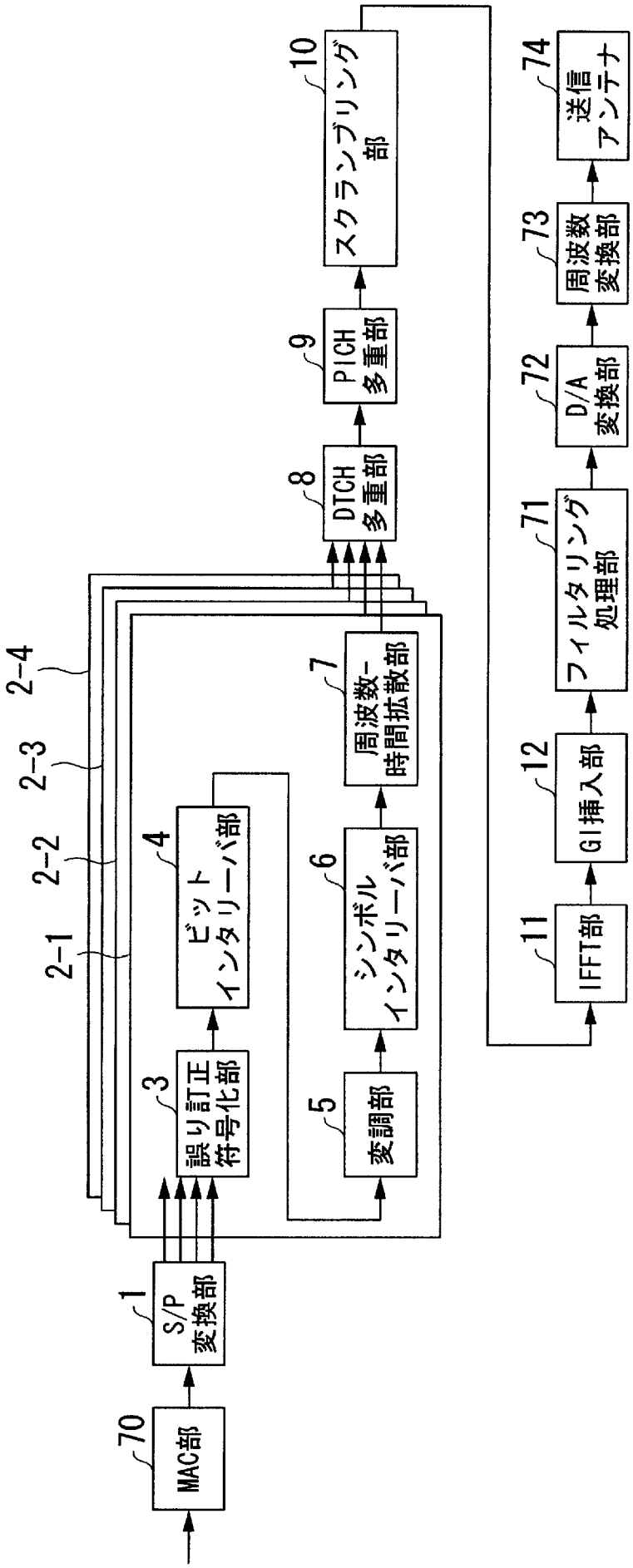
雑音電力推定値を推定する伝搬路・雑音電力推定過程と、

受信信号から推定されるチャネルインパルス応答推定値と前記雑音電力推定値とコード多重数に基づいて推定されるコード間干渉推定値とを基にフィルタ係数を決定し、そのフィルタ係数を使用して前記到来波除去過程で所定の時間帯ごとに到来波を除去した信号を合成する合成過程と、

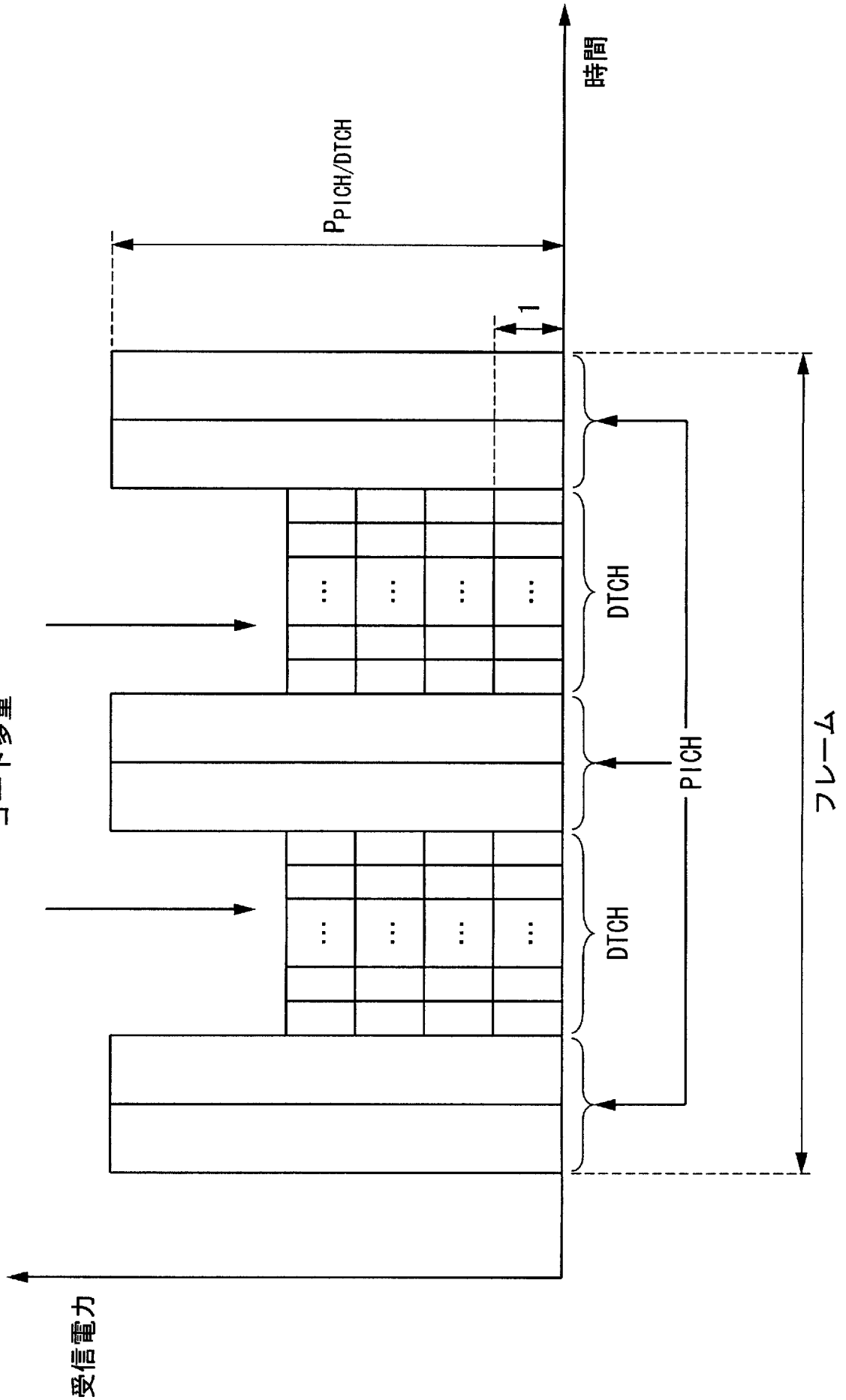
前記合成過程で合成した信号に対して復調処理を行う復調過程と、

を実行することを特徴とする受信方法。

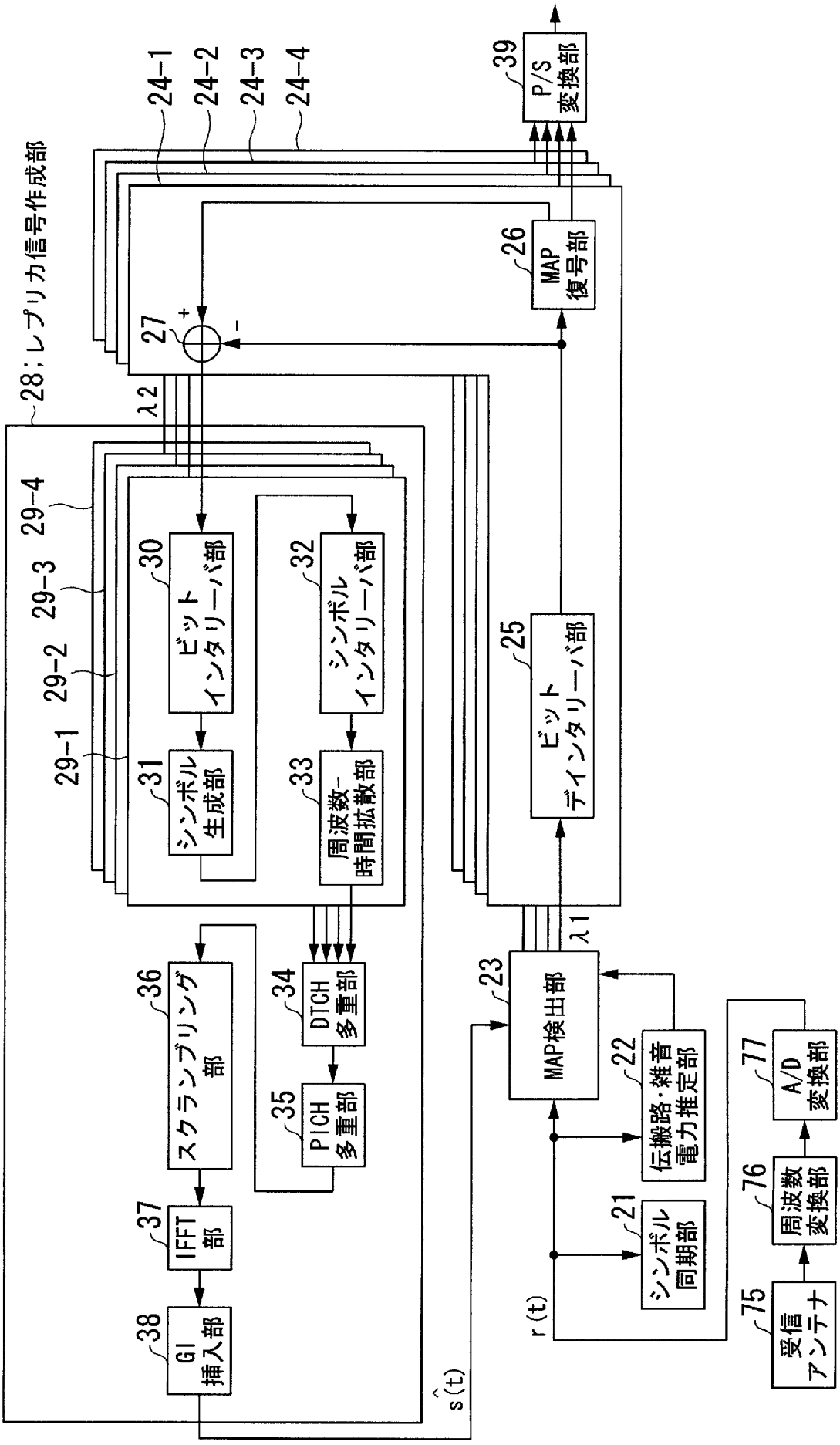
[図1]


70
MAC部
1
S/P
変換部
2-1
2-2
2-3
2-4
3
誤り訂正
符号化部
4
ビット
インタリーバ部
5
変調部
6
シンボル
インタリーバ部
7
周波数-
時間拡散部
8
DTCH
多重部
9
PICH
多重部
10
スクランブリング
部
11
IFFT部
12
GI挿入部
71
フィルタリング
処理部
72
D/A
変換部
73
周波数
変換部
74
送信
アンテナ

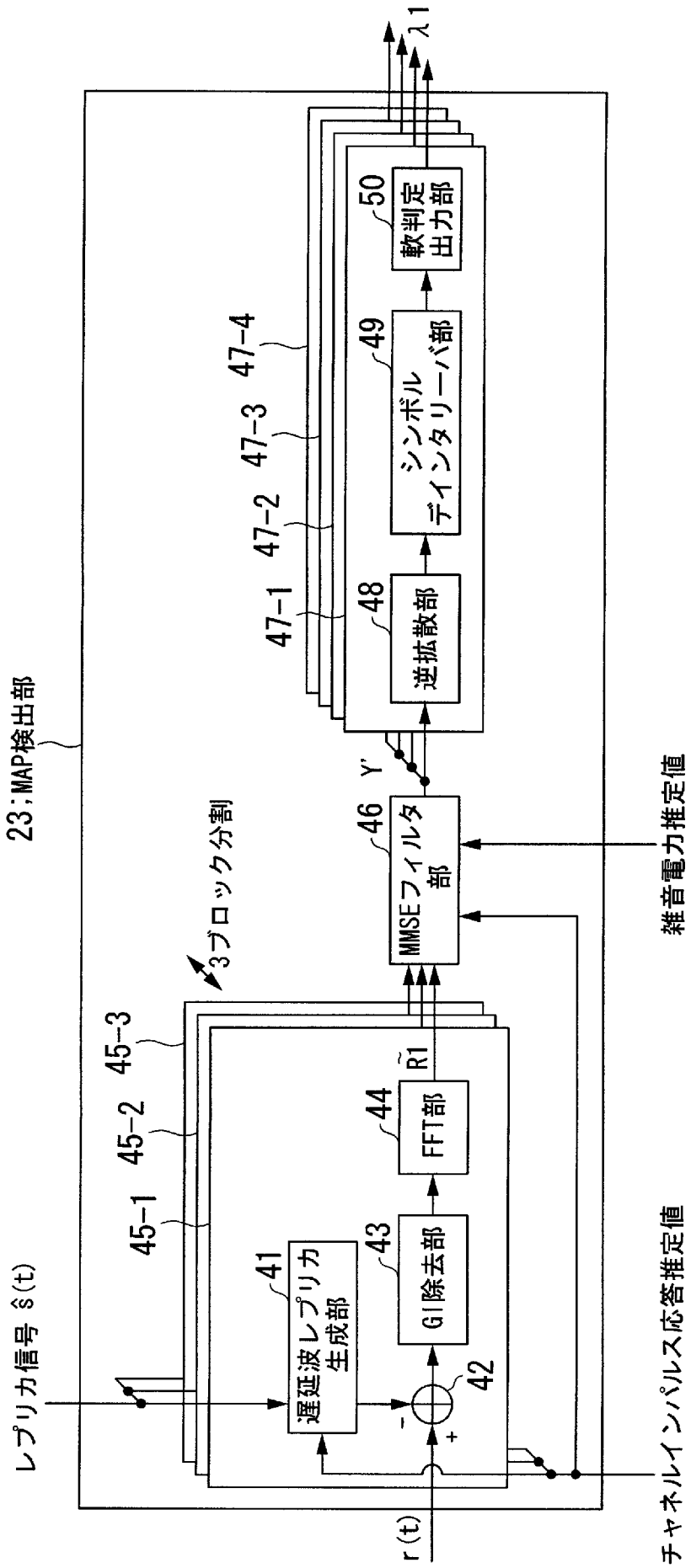
[図2]



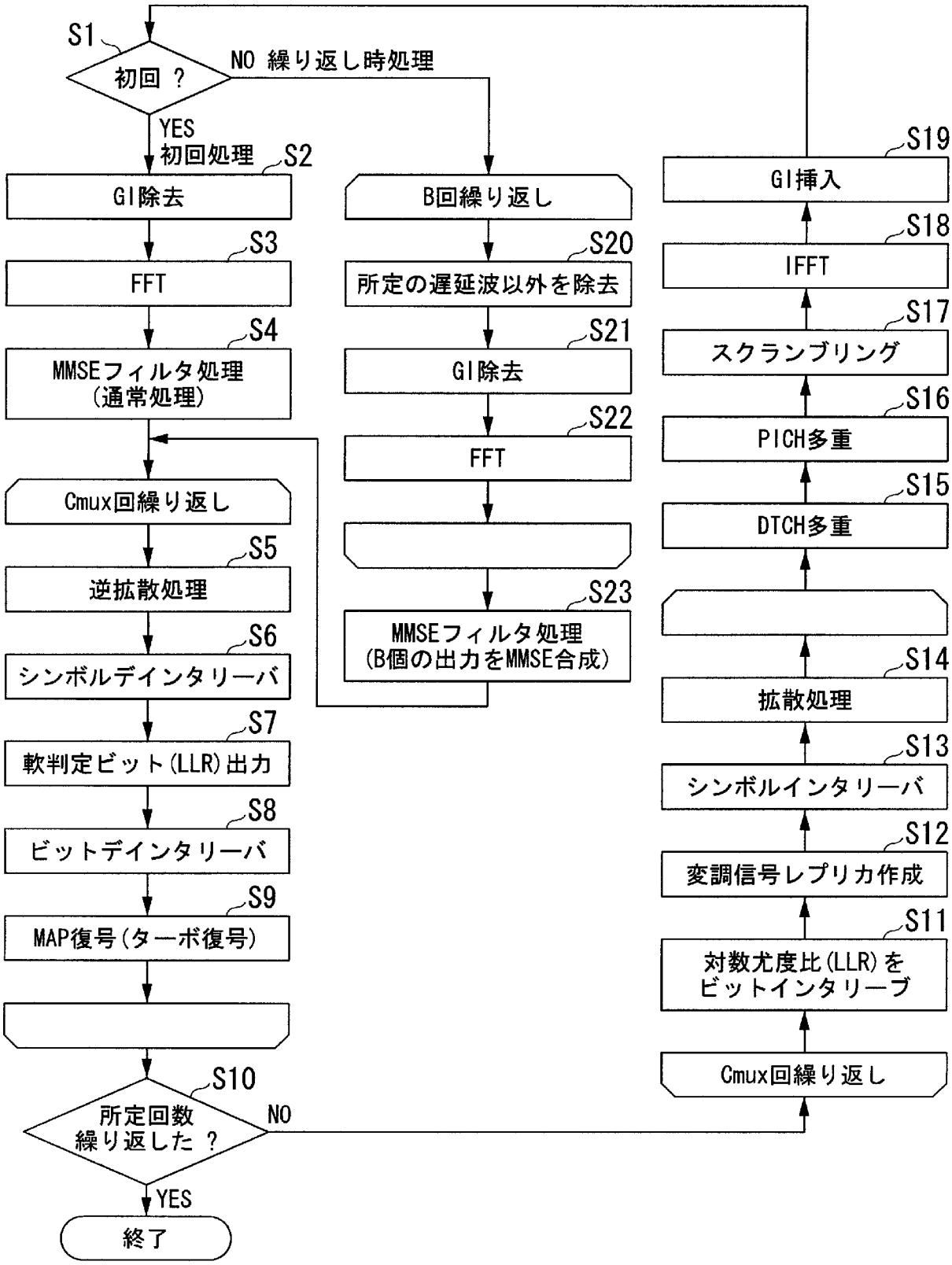
[図3]


28;レプリカ信号作成部
24-1
24-2
24-3
24-4
39 P/S 変換部
26 MAP 復号部
27
λ2
λ1
29-4
29-3
29-2
29-1
30 ビット インタリーバ部
31 シンボル 生成部
32 シンボル インタリーバ部
33 周波数- 時間拡散部
25 ビット デインタリーバ部
36 スクランブリング 部
37 IFFT 部
38 GI 挿入部
34 DTCH 多重部
35 PICH 多重部
23 MAP検出部
22 伝搬路・雑音 電力推定部
21 シンボル 同期部
r(t)
ŝ(t)
75 受信 アンテナ
76 周波数 変換部
77 A/D 変換部

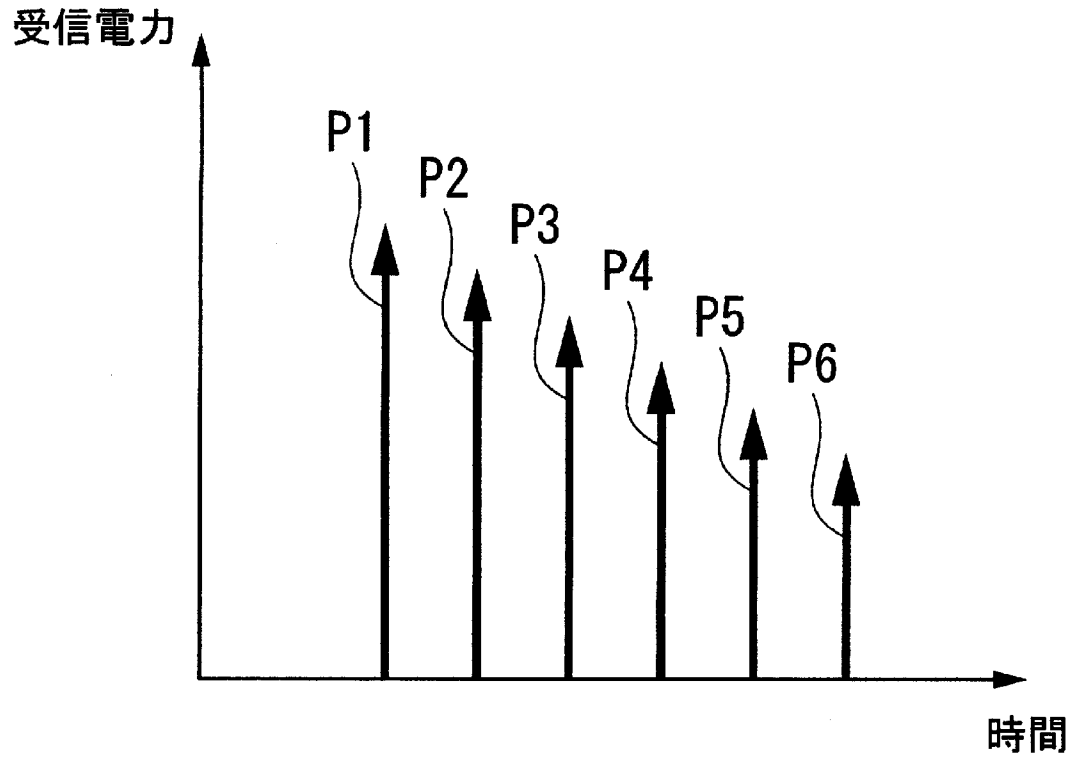
[図4]


23;MAP検出部
3ブロック分割
レプリカ信号 ŝ(t)
r(t)
45-1
45-2
45-3
41
遅延波レプリカ生成部
42
43
GI除去部
44
FFT部
R̃1
46
MMSEフィルタ部
Y'
47-1
47-2
47-3
47-4
48
逆拡散部
49
シンボルデインタリーバ部
50
軟判定出力部
λ1
雑音電力推定値
チャネルインパルス応答推定値

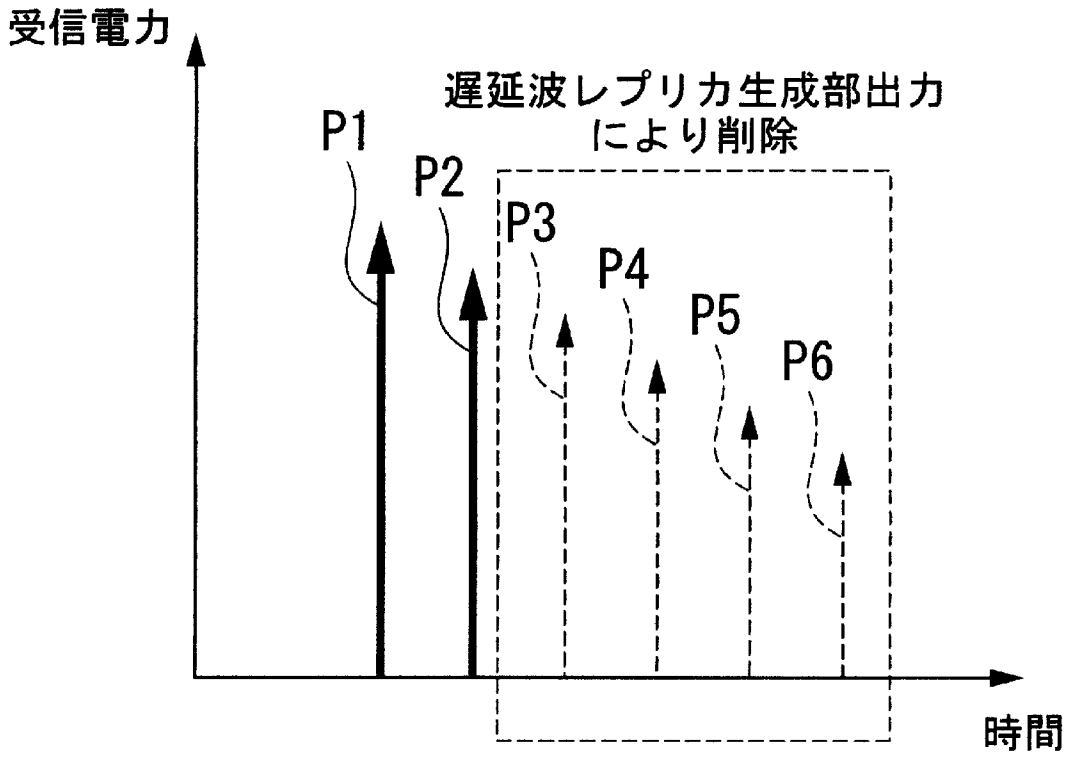
[図5]


S1
初回 ？
NO 繰り返し時処理
YES
初回処理
S2
GI除去
S3
FFT
S4
MMSEフィルタ処理
(通常処理)
Cmux回繰り返し
S5
逆拡散処理
S6
シンボルデインタリーバ
S7
軟判定ビット(LLR)出力
S8
ビットデインタリーバ
S9
MAP復号(ターボ復号)
S10
所定回数
繰り返した ？
NO
YES
終了
B回繰り返し
S20
所定の遅延波以外を除去
S21
GI除去
S22
FFT
S23
MMSEフィルタ処理
(B個の出力をMMSE合成)
S19
GI挿入
S18
IFFT
S17
スクランブリング
S16
PICH多重
S15
DTCH多重
S14
拡散処理
S13
シンボルインタリーバ
S12
変調信号レプリカ作成
S11
対数尤度比(LLR)を
ビットインタリーブ
Cmux回繰り返し

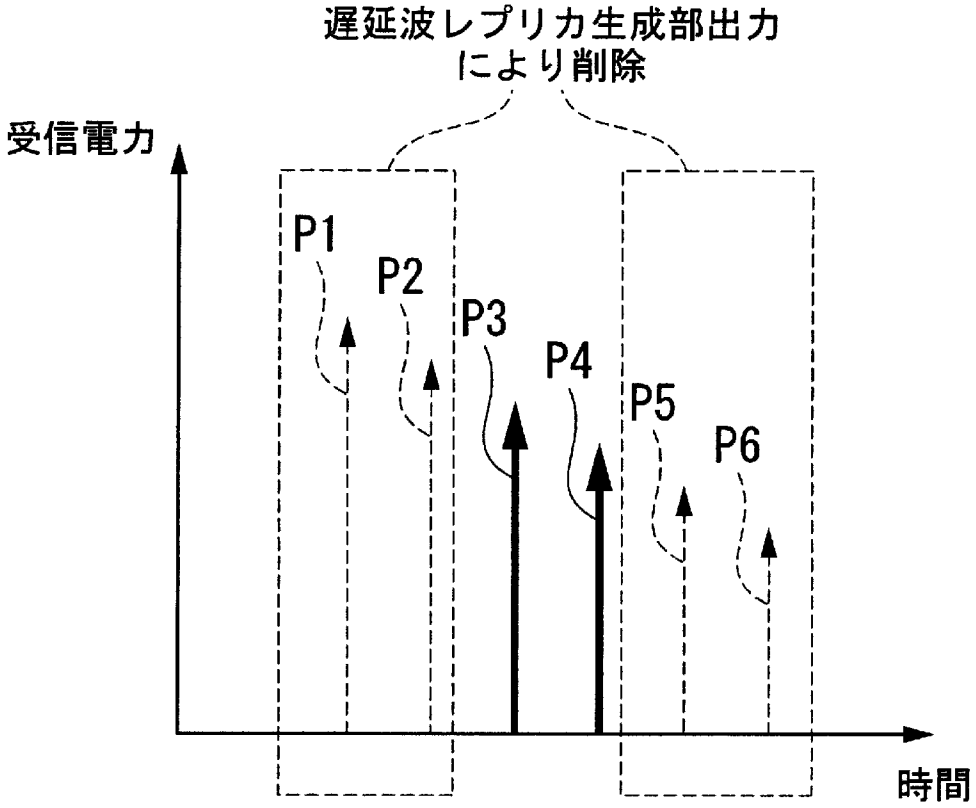
[図6]


受信電力
P1
P2
P3
P4
P5
P6
時間

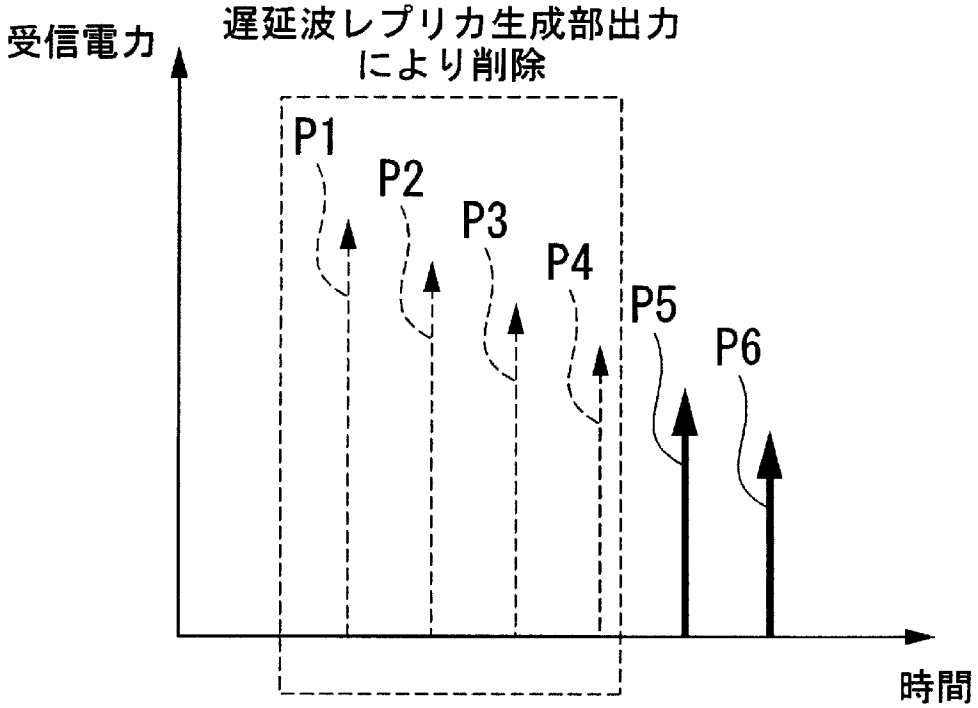
[図7]


受信電力
遅延波レプリカ生成部出力
により削除
P1
P2
P3
P4
P5
P6
時間

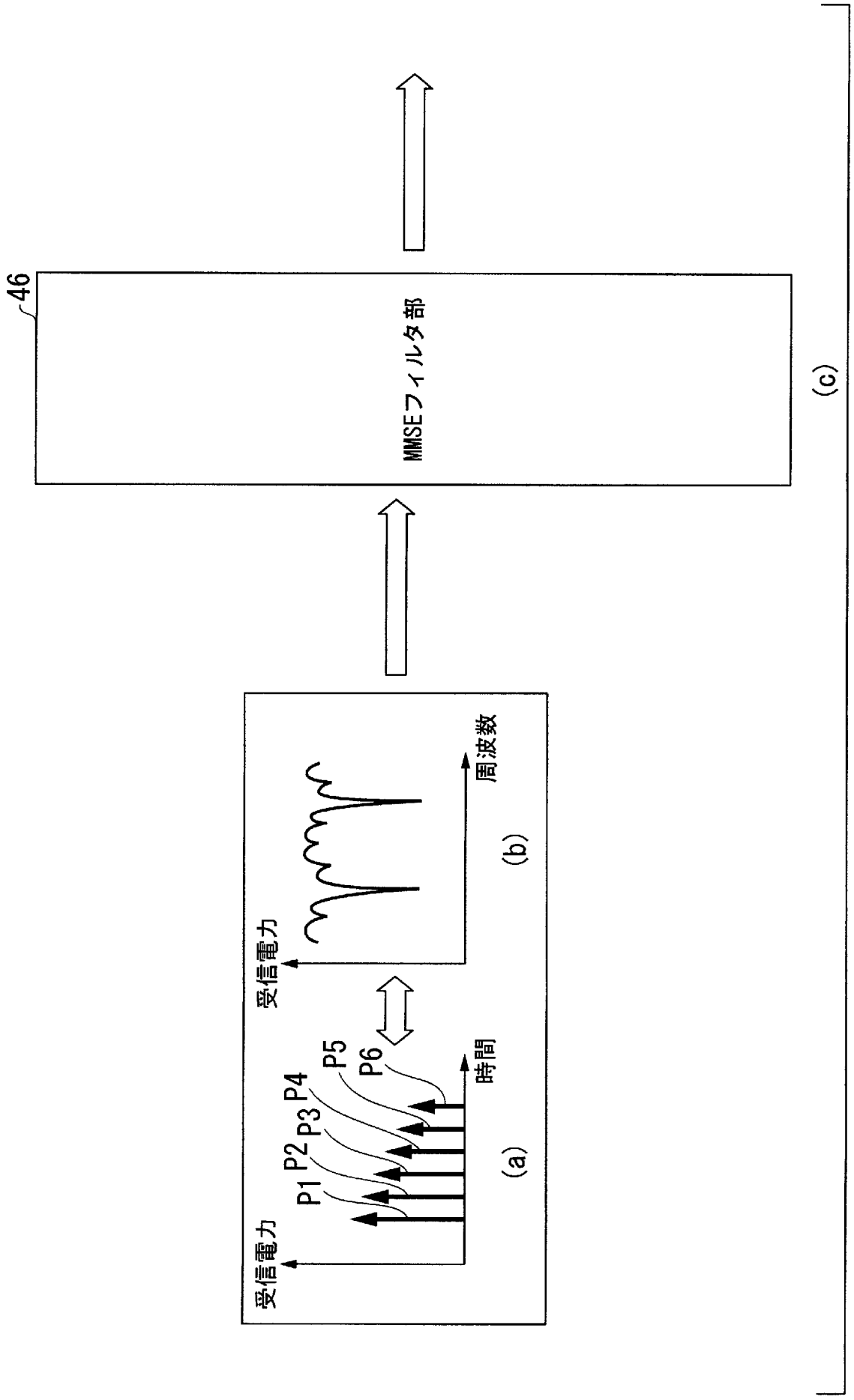
[図8]


遅延波レプリカ生成部出力
により削除
受信電力
P1
P2
P3
P4
P5
P6
時間

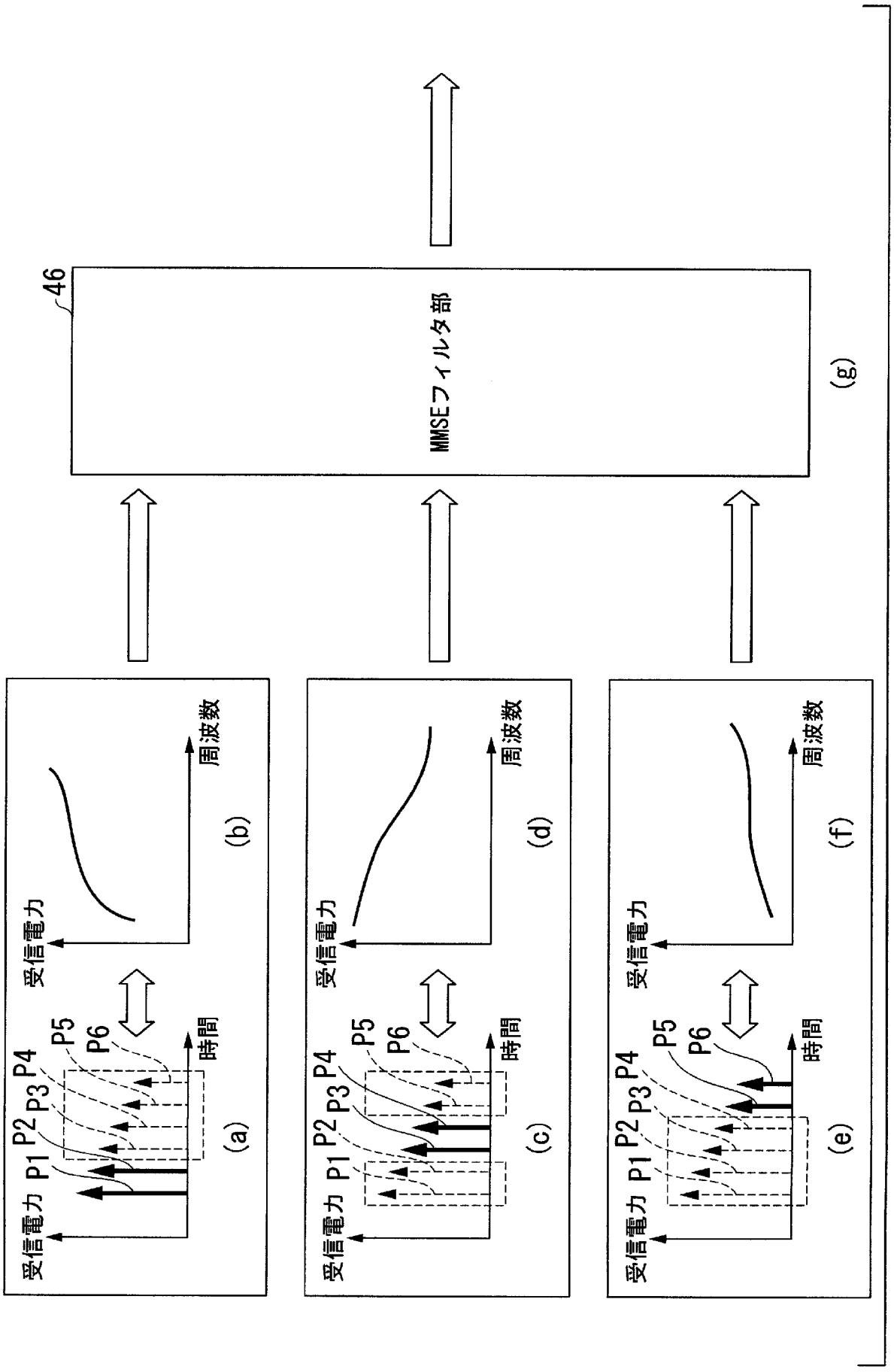
[図9]


受信電力
遅延波レプリカ生成部出力
により削除
P1
P2
P3
P4
P5
P6
時間

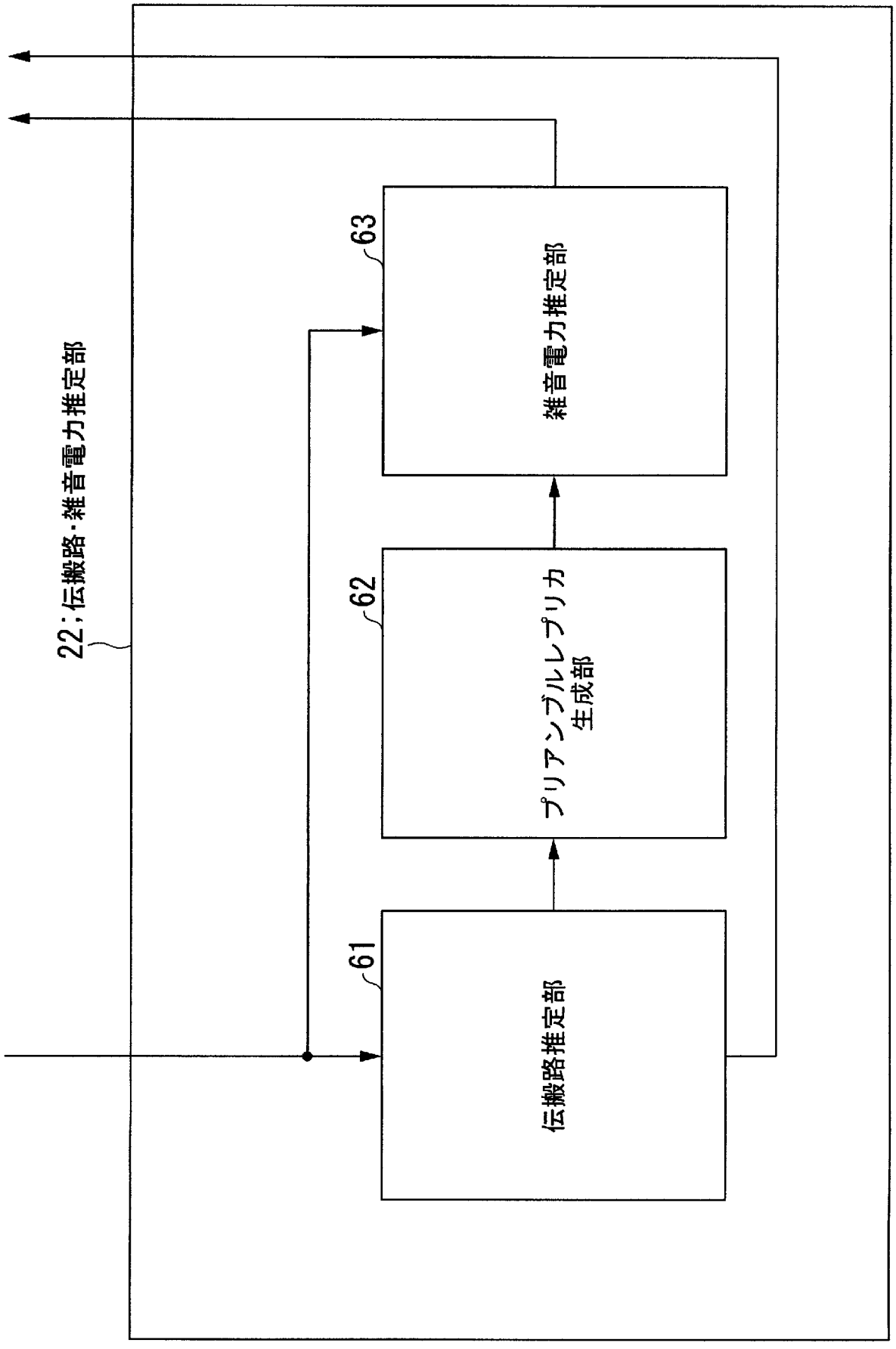
[図10]



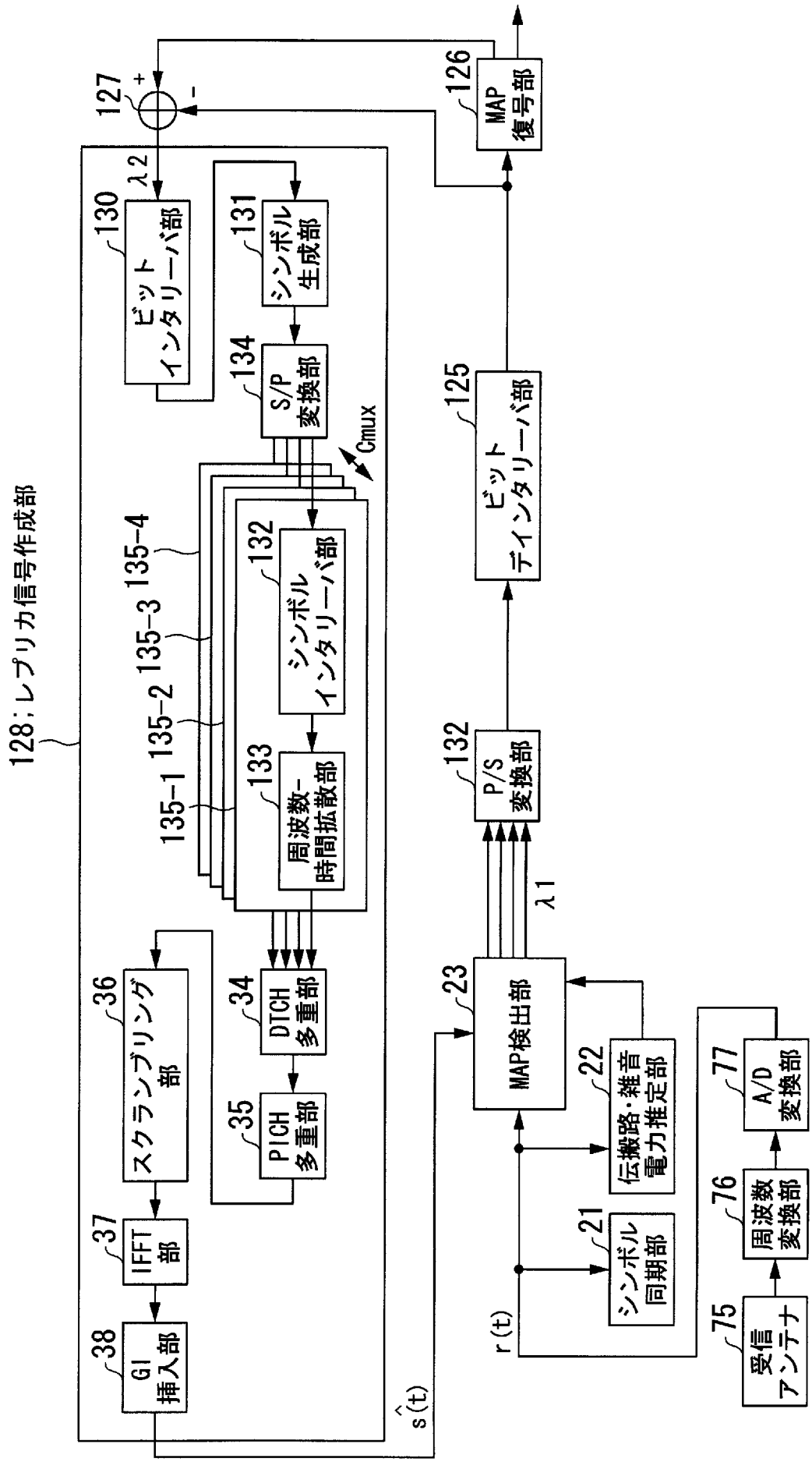
[図11]


46
MMSEフィルタ部
(g)
受信電力
周波数
(b)
受信電力
P1
P2
P3
P4
P5
P6
時間
(a)
受信電力
周波数
(d)
受信電力
P1
P2
P3
P4
P5
P6
時間
(c)
受信電力
周波数
(f)
受信電力
P1
P2
P3
P4
P5
P6
時間
(e)

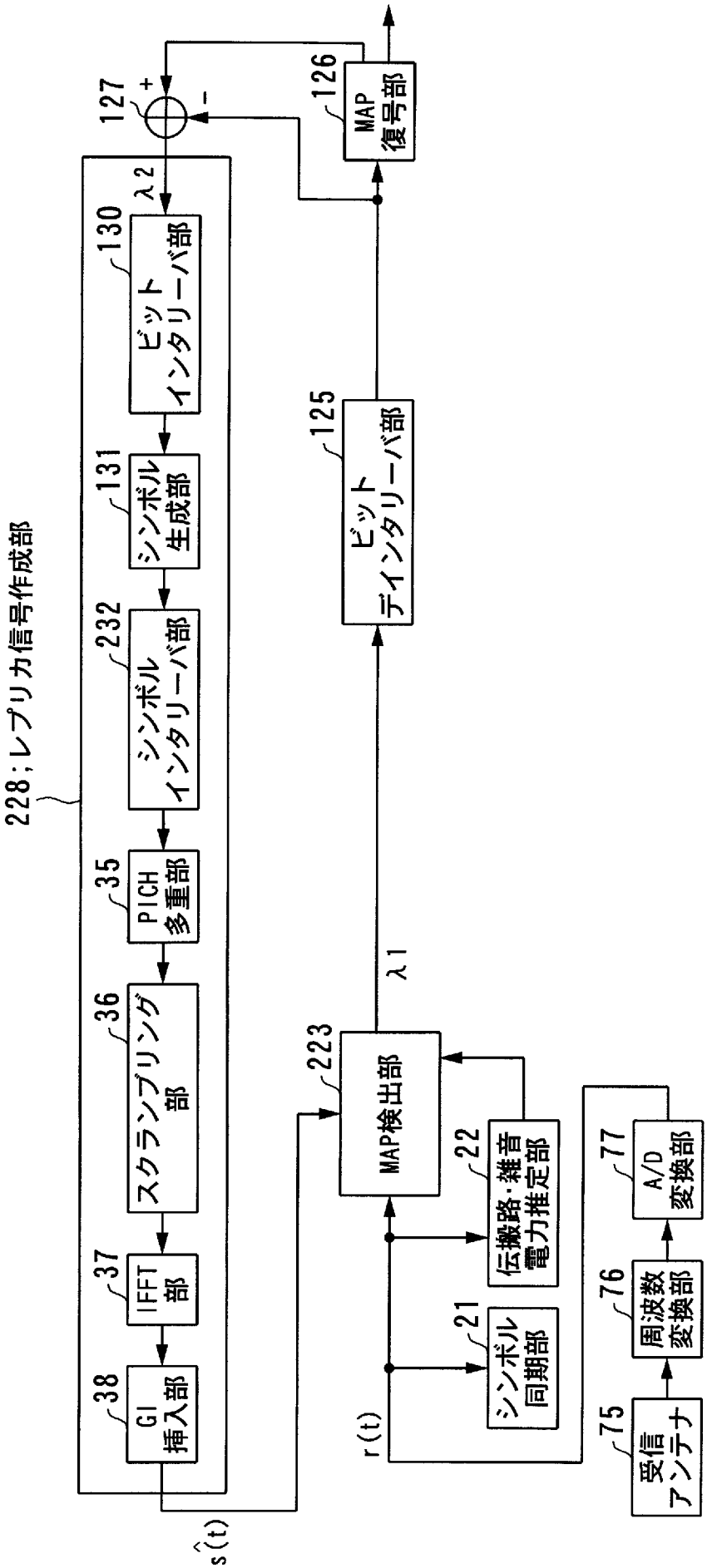
[図12]



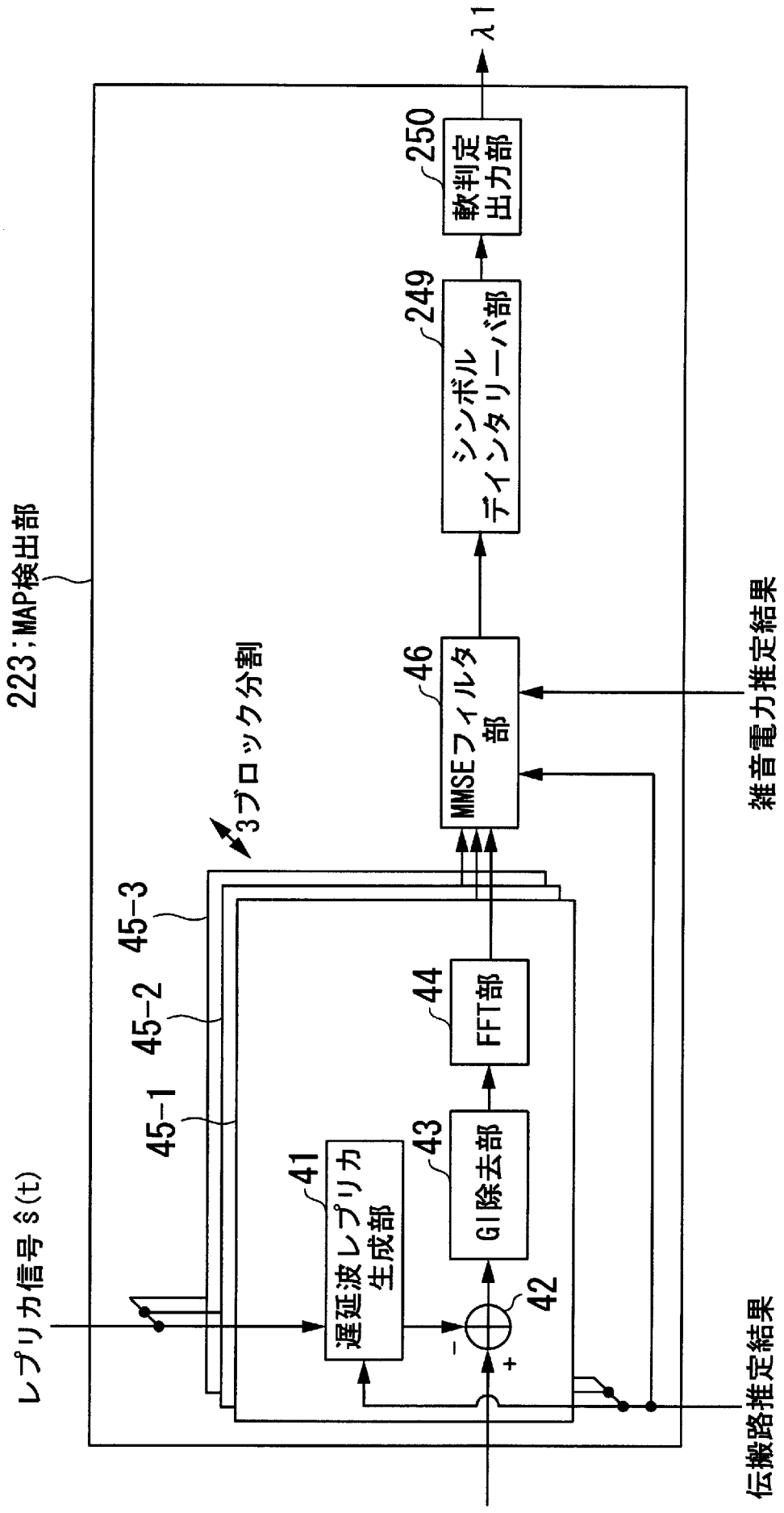
[図13]


128;レプリカ信号作成部
127
+
-
126
MAP
復号部
λ2
130
ビット
インタリーバ部
131
シンボル
生成部
134
S/P
変換部
Cmux
125
ビット
デインタリーバ部
135-4
135-3
135-2
135-1
132
シンボル
インタリーバ部
133
周波数-
時間拡散部
132
P/S
変換部
λ1
36
スクランブリング
部
34
DTCH
多重部
35
PICH
多重部
23
MAP検出部
22
伝搬路・雑音
電力推定部
37
IFFT
部
21
シンボル
同期部
76
周波数
変換部
77
A/D
変換部
38
GI
挿入部
75
受信
アンテナ
r(t)
ŝ(t)

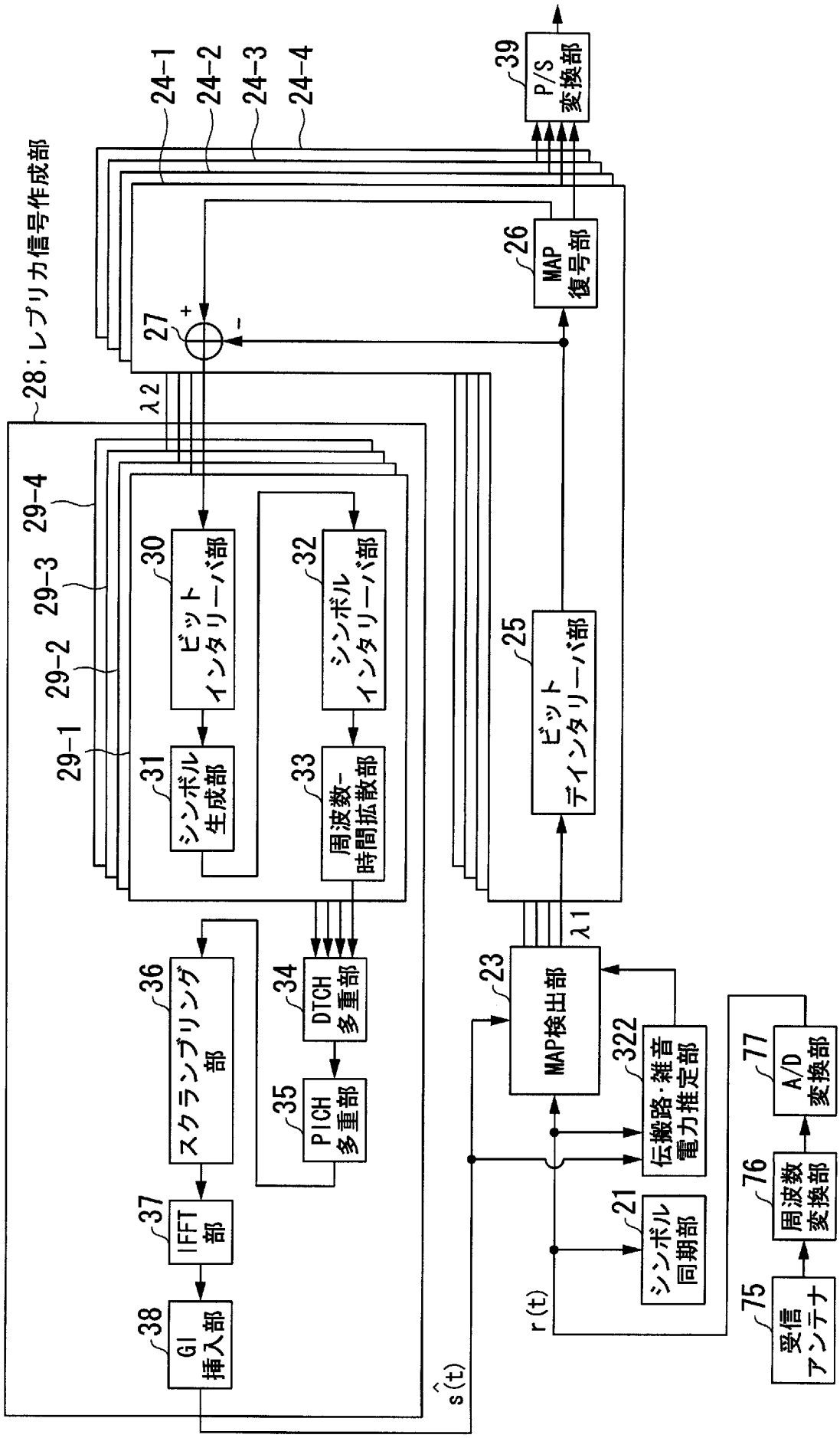
[図14]


228;レプリカ信号作成部
127
+
-
126
MAP
復号部
λ2
130
ビット
インタリーバ部
131
シンボル
生成部
232
シンボル
インタリーバ部
35
PICH
多重部
36
スクランブリング
部
37
IFFT
部
38
GI
挿入部
ŝ(t)
125
ビット
デインタリーバ部
λ1
223
MAP検出部
22
伝搬路・雑音
電力推定部
21
シンボル
同期部
r(t)
77
A/D
変換部
76
周波数
変換部
75
受信
アンテナ

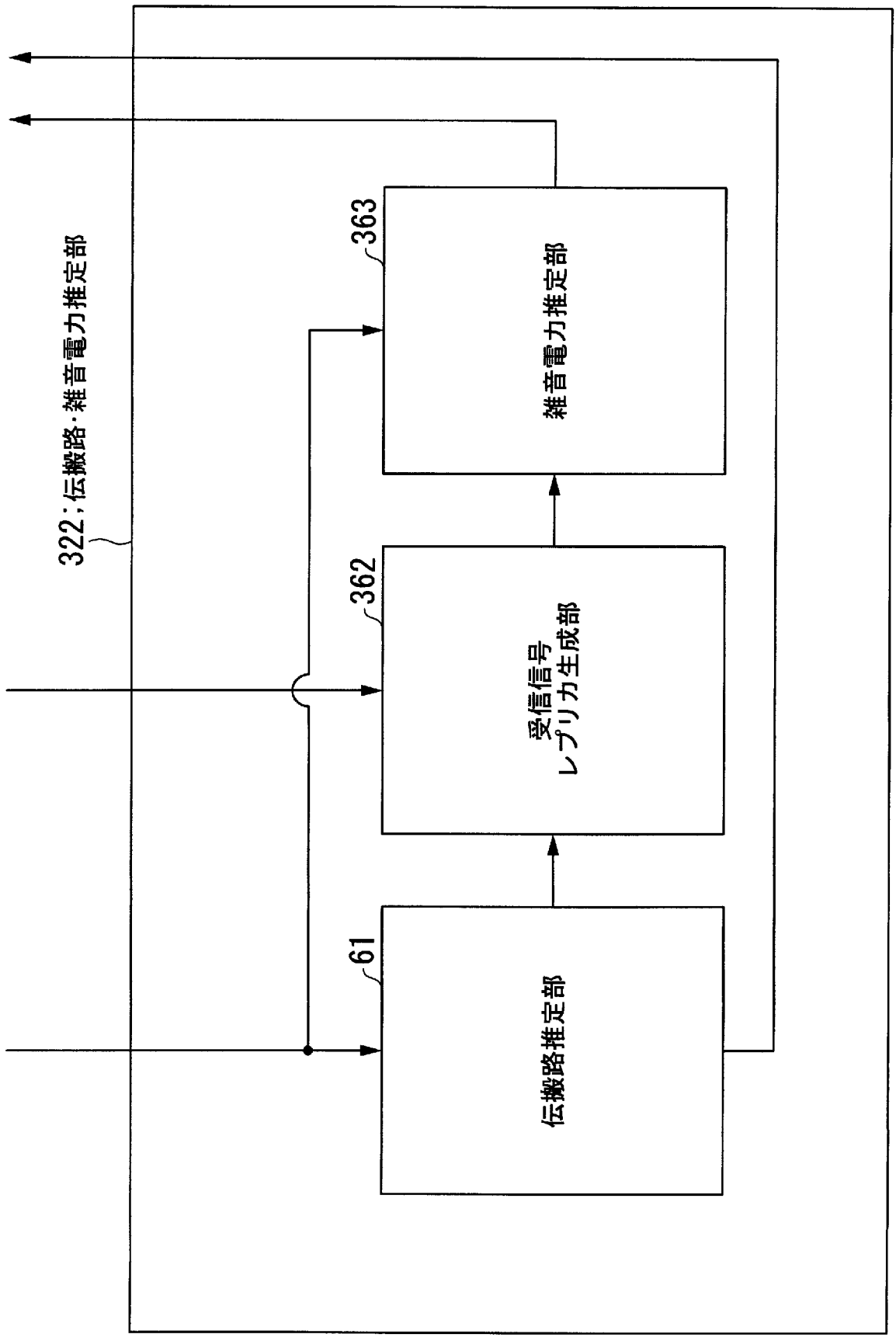
[図15]


223;MAP検出部
レプリカ信号 ŝ(t)
3ブロック分割
45-1
45-2
45-3
41
遅延波レプリカ生成部
43
GI除去部
44
FFT部
42
46
MMSEフィルタ部
249
シンボルデインタリーバ部
250
軟判定出力部
λ1
雑音電力推定結果
伝搬路推定結果

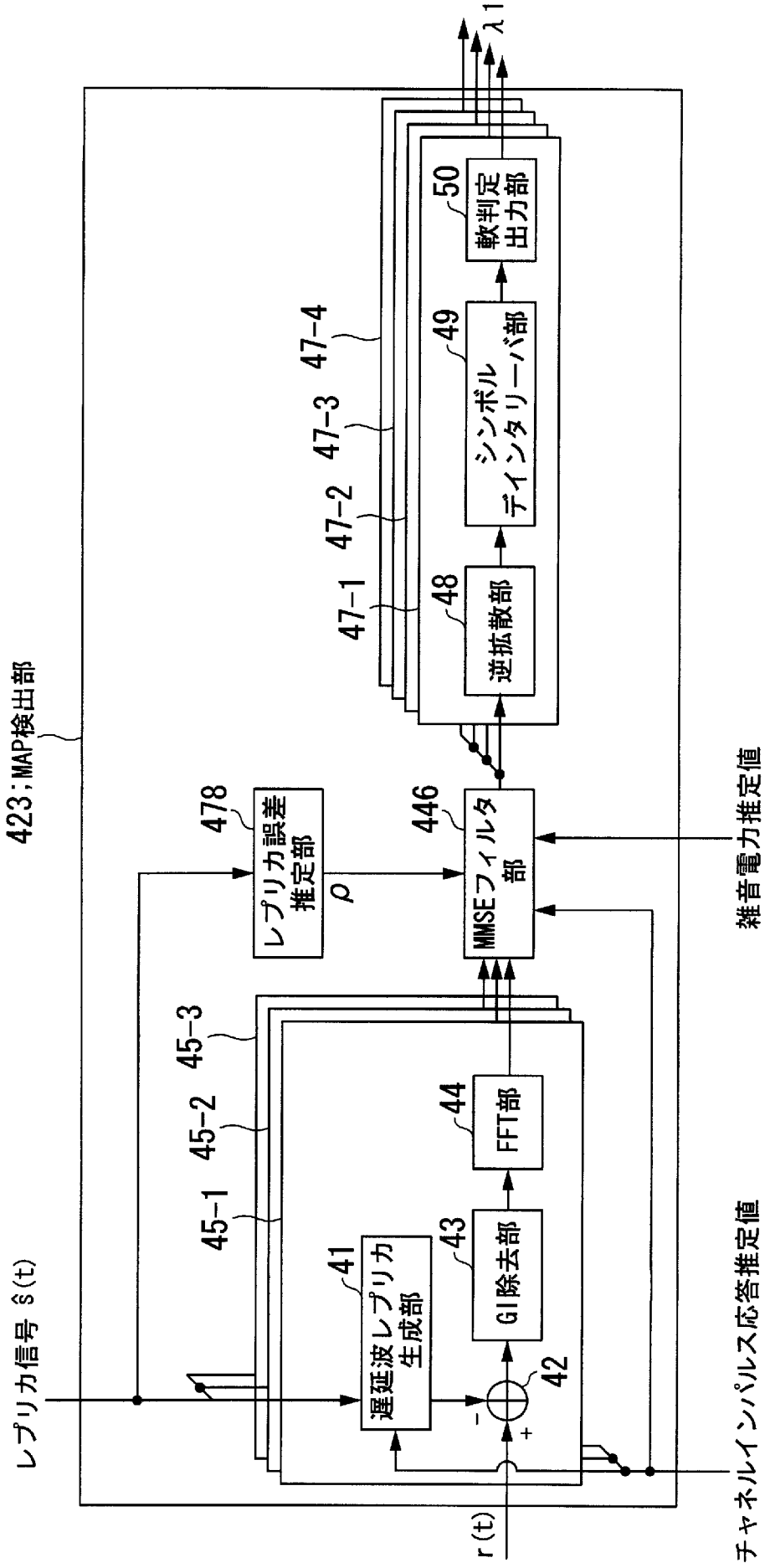
[図16]


28;レプリカ信号作成部
24-1
24-2
24-3
24-4
39
P/S
変換部
26
MAP
復号部
27
+
-
λ2
29-4
29-3
29-2
29-1
30
ビット
インタリーバ部
31
シンボル
生成部
32
シンボル
インタリーバ部
33
周波数-
時間拡散部
25
ビット
デインタリーバ部
λ1
23
MAP検出部
322
伝搬路・雑音
電力推定部
21
シンボル
同期部
36
スクランブリング
部
37
IFFT
部
38
GI
挿入部
34
DTCH
多重部
35
PICH
多重部
r(t)
ŝ(t)
76
周波数
変換部
77
A/D
変換部
75
受信
アンテナ

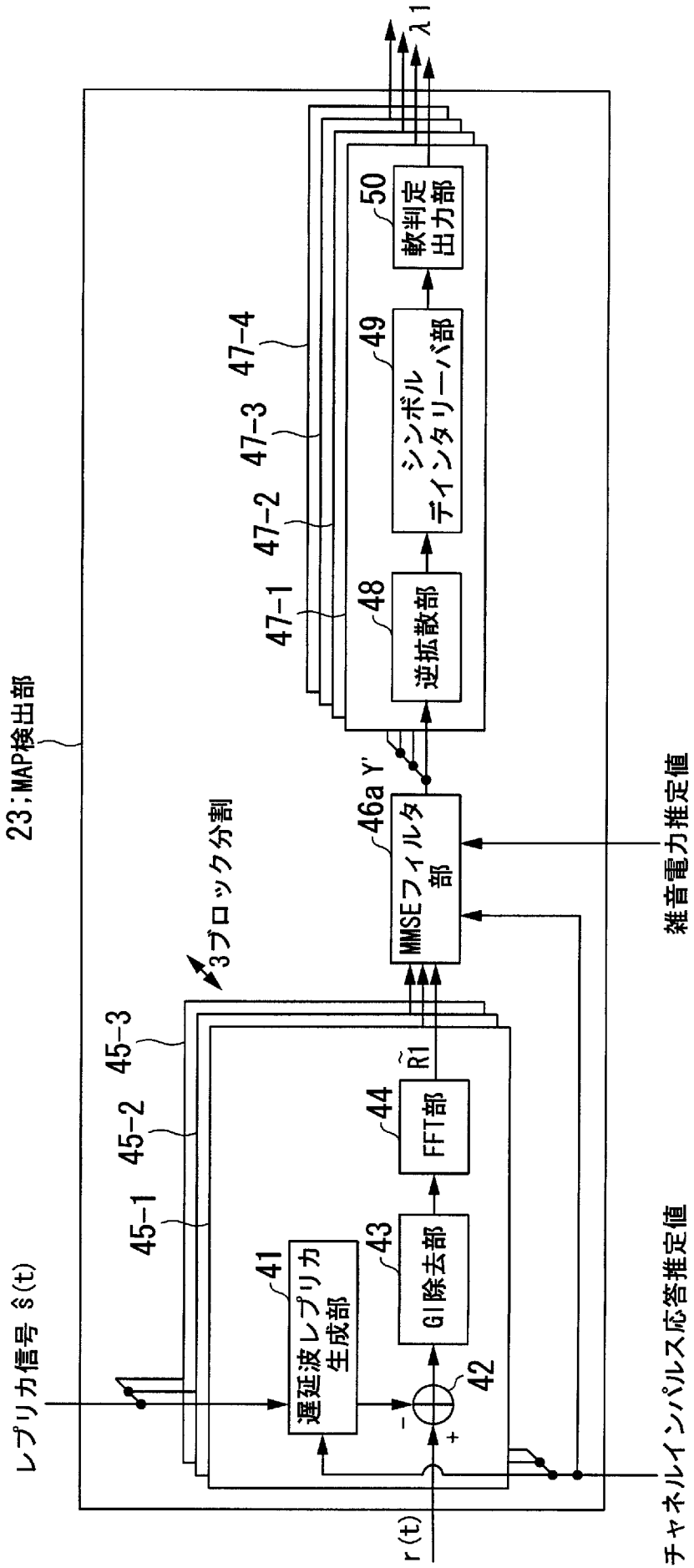
[図17]



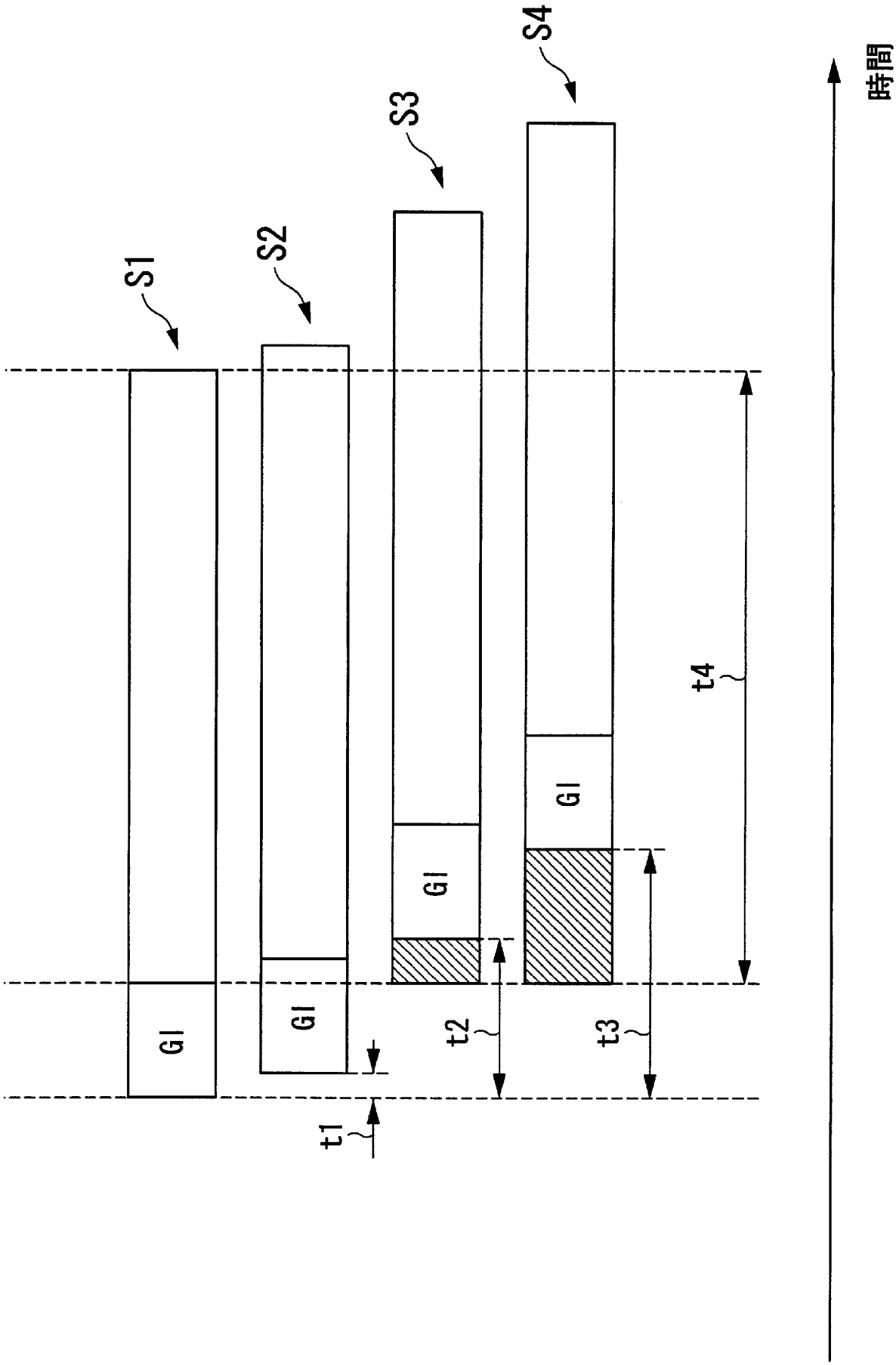
[図18]


423;MAP検出部
レプリカ信号 ŝ(t)
r(t)
チャネルインパルス応答推定値
雑音電力推定値
λ1
45-1
45-2
45-3
41
遅延波レプリカ生成部
42
43
GI除去部
44
FFT部
478
レプリカ誤差推定部
ρ
446
MMSEフィルタ部
47-1
47-2
47-3
47-4
48
逆拡散部
49
シンボルデインタリーバ部
50
軟判定出力部

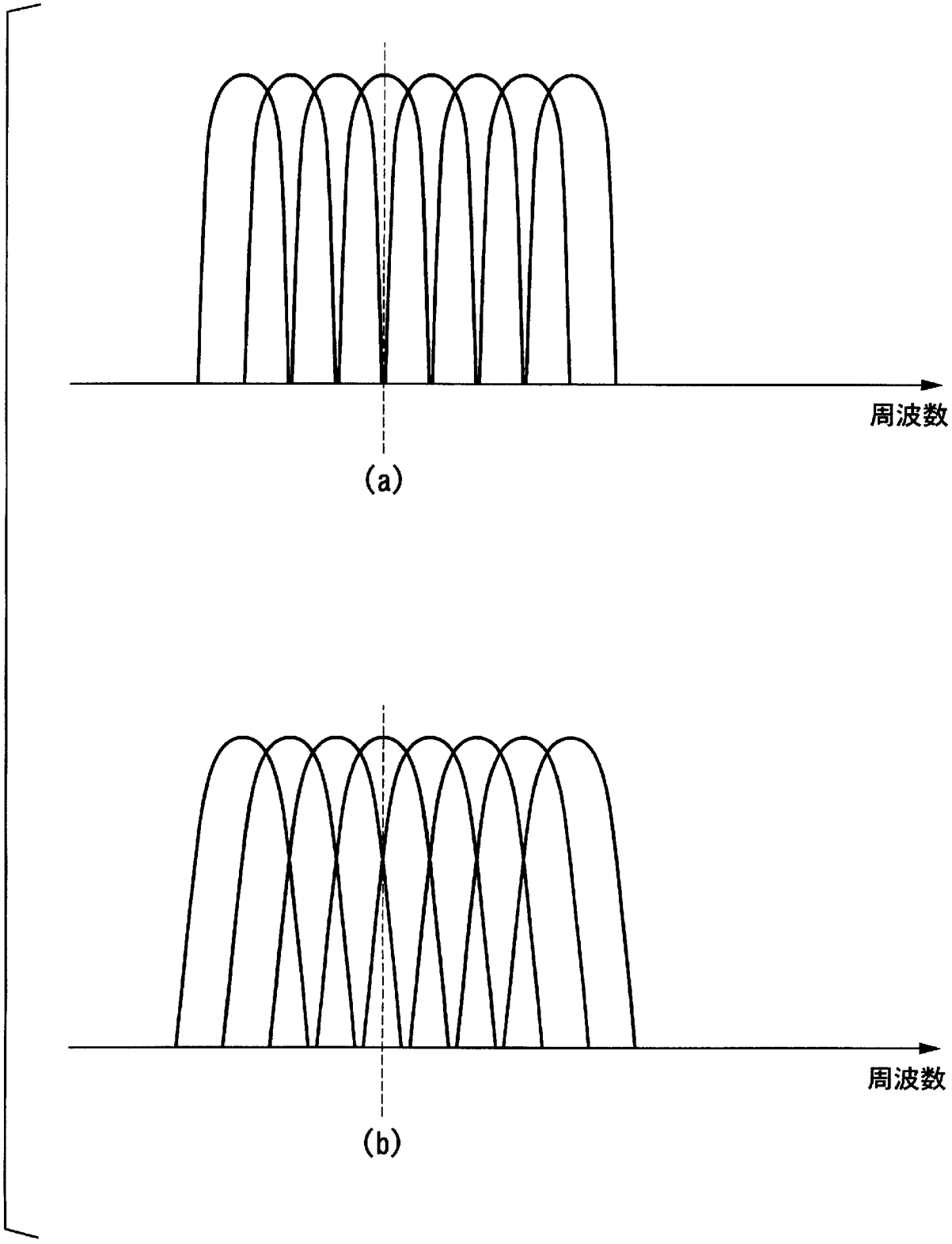
[図19]


23;MAP検出部
3ブロック分割
レプリカ信号 ŝ(t)
r(t)
チャネルインパルス応答推定値
雑音電力推定値
45-1
45-2
45-3
41
遅延波レプリカ生成部
43
GI除去部
42
44
FFT部
R̃1
46a
MMSEフィルタ部
47-1
47-2
47-3
47-4
48
逆拡散部
49
シンボルデインタリーバ部
50
軟判定出力部
λ1

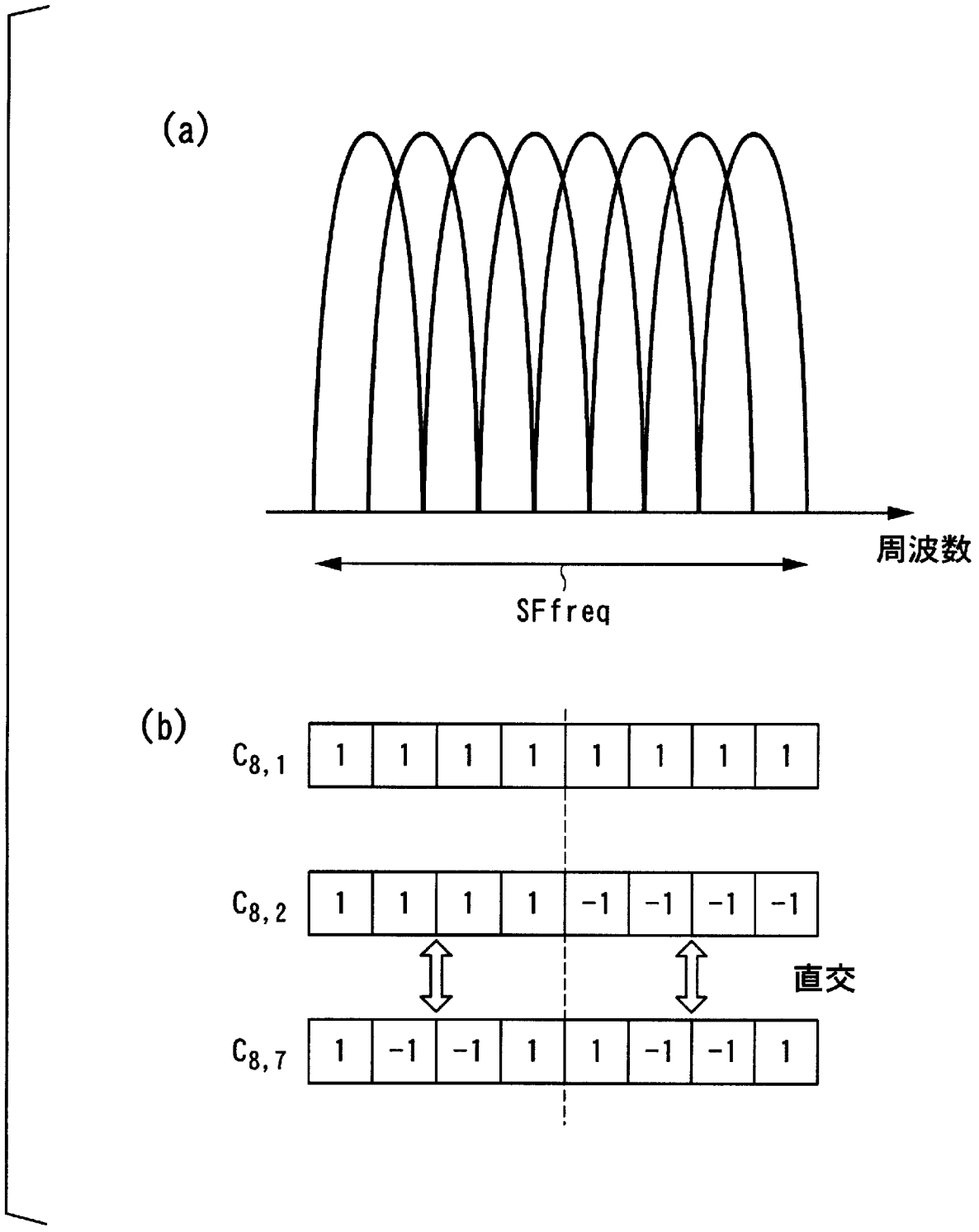
[図20]



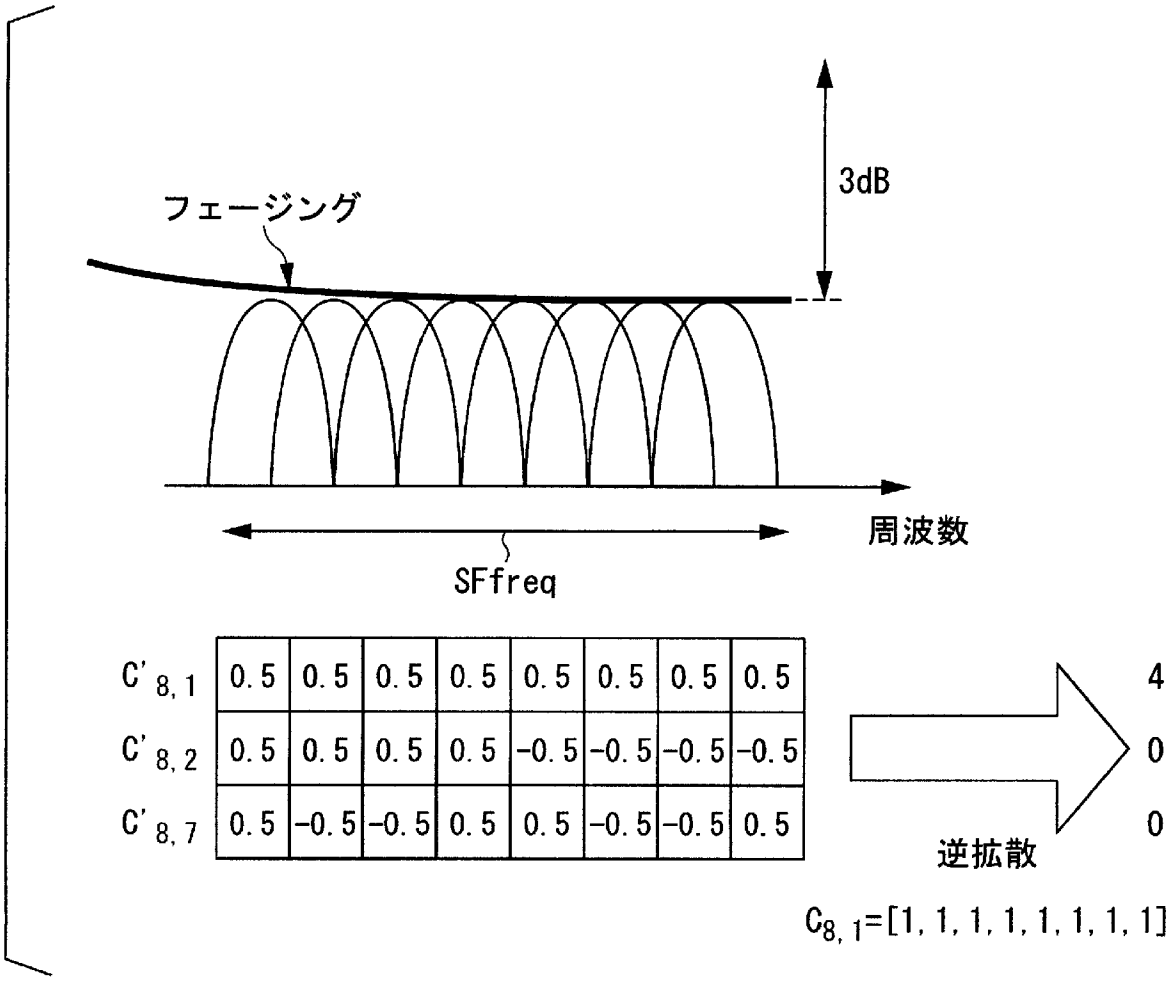
[図21]



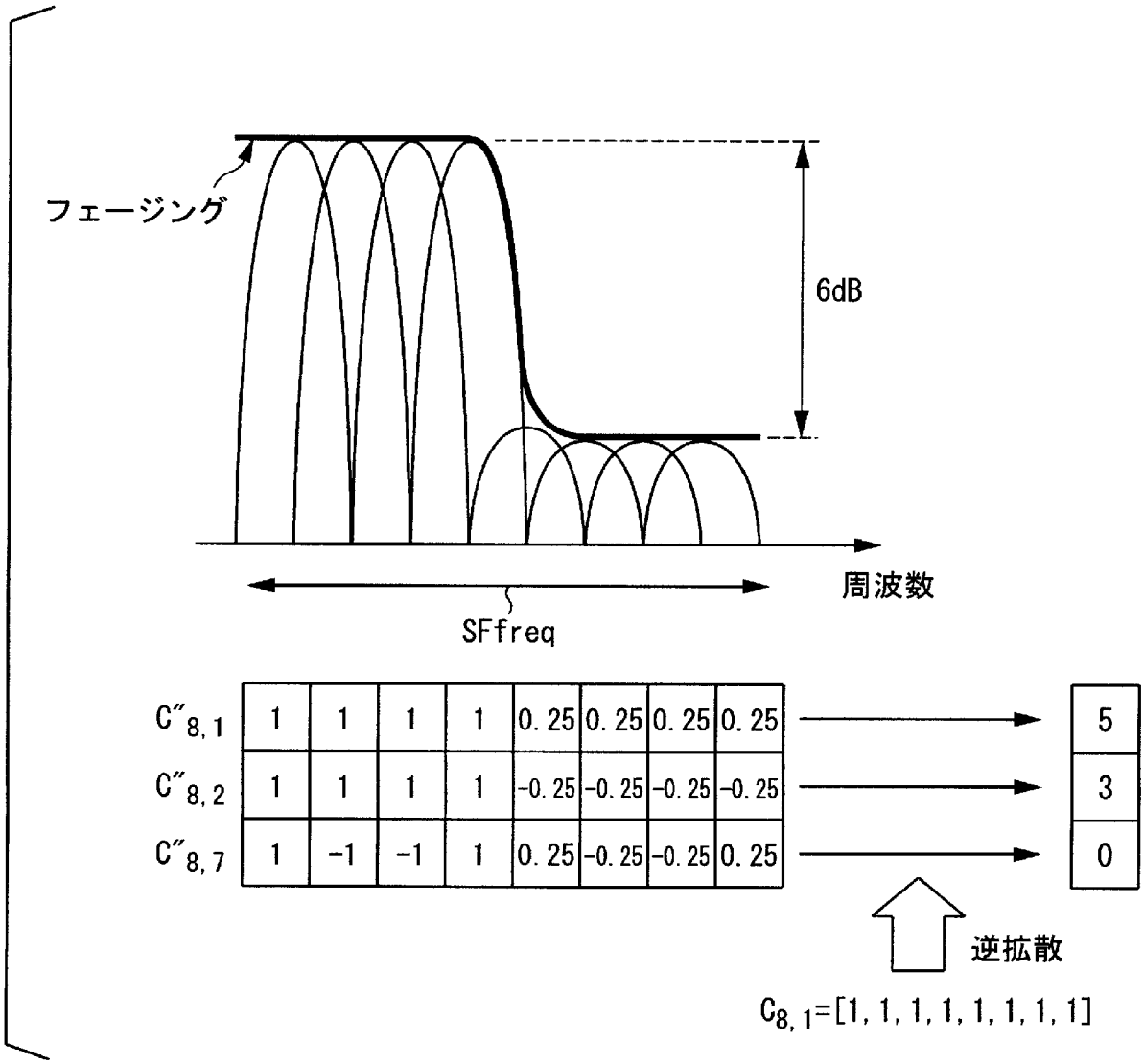
[図22]



[図23A]


3dB
フェージング
周波数
SFfreq
C'8,1 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5 0.5
C'8,2 0.5 0.5 0.5 0.5 -0.5 -0.5 -0.5 -0.5
C'8,7 0.5 -0.5 -0.5 0.5 0.5 -0.5 -0.5 0.5
4
0
0
逆拡散
C8,1=[1,1,1,1,1,1,1,1]

[図23B]


フェージング
6dB
周波数
SFfreq
C″8,1 1 1 1 1 0.25 0.25 0.25 0.25
C″8,2 1 1 1 1 -0.25 -0.25 -0.25 -0.25
C″8,7 1 -1 -1 1 0.25 -0.25 -0.25 0.25
5
3
0
逆拡散
C8,1=[1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2007/060429

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H04J11/00(2006.01)i, *H04B1/707*(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H04J11/00, H04B1/707

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2007
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2007 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2007

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Kenji AKITA, Satoshi SUYAMA, Kazuhiko FUKAWA, Hiroshi SUZUKI, "Guard · Interval o Koeru Jushin Timing Hensa o Hosho suru Multi User Kenshutsu o Mochiita OFCDMA Nobori Packet Denso Hoshiki", IEICE Technical Report, 08 January, 2004 (08.01.04), Vol.103, No.552, pages 43 to 48	1-20
A	Satoshi SUYAMA, Hiroshi SUZUKI, Kazuhiko FUKAWA, "Guard · Interval o Koeru Multi Pass Chien ni Taisuru OFDM Turbotoka", IEICE Technical Report, 08 January, 2003 (08.01.03), Vol.102, No.551, pages 109 to 114	1-20
A	JP 2005-079911 A (Fujitsu Ltd.), 24 March, 2005 (24.03.05), Figs. 7, 8 (Family: none)	1-20

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
06 August, 2007 (06.08.07)	14 August, 2007 (14.08.07)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office Facsimile No.	Authorized officer Telephone No.

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2007/060429

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2001/048959 A1 (NTT Docomo Inc.), 05 July, 2001 (05.07.01), Figs. 1 to 7 & JP 3464663 B & US 2004/0071193 A1 & EP 1158708 A1 & AU 2227701 A & CA 2365129 A & CN 1342352 A & AU 755728 B	1-20
A	JP 2762996 B1 (NEC Corp.), 27 March, 1998 (27.03.98), Fig. 1 & JP 10-173629 A & US 6067293 A1	1-20
A	JP 10-126380 A (NTT Docomo Inc.), 15 May, 1998 (15.05.98), Fig. 1 & EP 838910 A2 & US 5910948 A & KR 98033104 A & CN 1182310 A & JP 3376224 B2 & CN 1128509 C & KR 464879 B	1-20

国際調査報告

国際出願番号 PCT／JP2007／060429

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H04J11/00(2006.01)i, H04B1/707(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H04J11/00, H04B1/707

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1922－1996年
日本国公開実用新案公報	1971－2007年
日本国実用新案登録公報	1996－2007年
日本国登録実用新案公報	1994－2007年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求の範囲の番号
A	秋田憲二，須山聡，府川和彦，鈴木博，“ガード・インターバルを超える受信タイミング偏差を補償するマルチユーザ検出を用いたOFCDMA上りパケット伝送方式”，電子情報通信学会技術研究報告，2004.01.08，Vol.103，No.552，pp.43-48	1-20
A	須山聡，鈴木博，府川和彦，“ガードインターバルを超えるマルチパス遅延に対するOFDMターボ等化”，電子情報通信学会技術研究報告，2003.01.08，Vol.102，No.551，pp.109-114	1-20

☑ C欄の続きにも文献が列挙されている。　☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

＊ 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献
「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 06．08．2007	国際調査報告の発送日 14．08．2007
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ISA／JP） 郵便番号100－8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号	特許庁審査官（権限のある職員） 5K 9647 高野 洋 電話番号 03－3581－1101 内線 3556

C（続き）．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求の範囲の番号
A	JP 2005-079911 A (富士通株式会社) 2005.03.24, 第7図, 第8図 (ファミリーなし)	1-20
A	WO 2001/048959 A1 (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) 2001.07.05, 第1-7図 & JP 3464663 B & US 2004/0071193 A1 & EP 1158708 A1 & AU 2227701 A & CA 2365129 A & CN 1342352 A & AU 755728 B	1-20
A	JP 2762996 B1 (日本電気株式会社) 1998.03.27, 第1図 & JP 10-173629 A & US 6067293 A1	1-20
A	JP 10-126380 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) 1998.05.15, 第1図 & EP 838910 A2 & US 5910948 A & KR 98033104 A & CN 1182310 A & JP 3376224 B2 & CN 1128509 C & KR 464879 B	1-20