

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4968968号
(P4968968)

(45) 発行日 平成24年7月4日(2012.7.4)

(24) 登録日 平成24年4月13日(2012.4.13)

(51) Int.Cl. F I
HO4J 11/00 (2006.01) HO4J 11/00 Z

請求項の数 11 (全 34 頁)

| | | | |
|---------------|------------------------------|-----------|-------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2009-526474 (P2009-526474) | (73) 特許権者 | 000005049 |
| (86) (22) 出願日 | 平成20年8月6日(2008.8.6) | | シャープ株式会社 |
| (86) 国際出願番号 | PCT/JP2008/064106 | | 大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 |
| (87) 国際公開番号 | W02009/020148 | (74) 代理人 | 100094776 |
| (87) 国際公開日 | 平成21年2月12日(2009.2.12) | | 弁理士 船山 武 |
| 審査請求日 | 平成21年11月26日(2009.11.26) | (74) 代理人 | 100129115 |
| (31) 優先権主張番号 | 特願2007-204544 (P2007-204544) | | 弁理士 三木 雅夫 |
| (32) 優先日 | 平成19年8月6日(2007.8.6) | (74) 代理人 | 100133569 |
| (33) 優先権主張国 | 日本国(JP) | | 弁理士 野村 進 |
| | | (74) 代理人 | 100138759 |
| | | | 弁理士 大房 直樹 |
| | | (74) 代理人 | 100131473 |
| | | | 弁理士 覚田 功二 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 受信機及び受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項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、

抽出する遅延波の時間帯の一部の区間が、抽出する他の遅延波の時間帯に含まれるように前記抽出する時間帯を設定する時間帯設定部と、

前記レプリカ信号作成部が作成した前記レプリカ信号と、受信信号の伝搬路推定値とに基づいて、前記時間帯設定部が設定した各時間帯外の遅延波レプリカを生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生成した前記遅延波レプリカを減算する減算部と、

前記減算部が出力した各時間帯の信号を合成する合成部と、
を備えることを特徴とする受信機。

【請求項2】

前記合成部が合成した信号に対して復号を行う復号処理部を備え、

前記レプリカ信号は、前記復号の結果に基づいて生成されることを特徴とする請求項1記載の受信機。

【請求項3】

前記時間帯設定部は、

前記抽出する複数の時間帯の延べ時間から前記抽出する複数の時間帯に含まれる信号区

10

20

間の延べ時間を除いた時間長が、前記受信信号の遅延波の推定区間長となるように前記複数の時間帯を設定することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の受信機。

【請求項 4】

前記時間帯設定部は、

前記抽出する複数の時間帯の少なくとも 1 つの時間帯に含まれる信号の電力が最大になるように前記少なくとも 1 つの時間帯を設定することを特徴とする請求項 1 から 3 までのいずれかの項に記載の受信機。

【請求項 5】

前記時間帯設定部は、前記複数の時間帯の信号の電力差が所定値よりも小さくなるように前記複数の時間帯を設定することを特徴とする請求項 1 から 3 までのいずれかの項に記載の受信機。

10

【請求項 6】

前記遅延波レプリカ信号作成部は、前記時間帯設定部が設定する時間帯よりも短い長さの遅延波のレプリカを生成することを特徴とする請求項 2 に記載の受信機。

【請求項 7】

前記時間帯設定部は、前記複数の時間帯を所定時間に基づいて設定することを特徴とする請求項 1 から 6 までのいずれかの項に記載の受信機。

【請求項 8】

前記時間帯設定部は、前記所定時間としてガードインターバル長を用いることを特徴とする請求項 7 に記載の受信機。

20

【請求項 9】

前記時間帯設定部は、各時間帯の信号の電力値と所定電力値との差が所定値よりも小さくなるように各時間帯を設定することを特徴とする請求項 1 から 6 までのいずれかの項に記載の受信機。

【請求項 10】

前記時間帯設定部は、前記所定電力値として受信信号におけるガードインターバル長内の信号の電力よりも小さい値を用いることを特徴とする請求項 9 に記載の受信機。

【請求項 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過程と、

30

抽出する遅延波の時間帯の一部の区間が、抽出する他の遅延波の時間帯に含まれるように前記抽出する時間帯を設定する時間帯設定過程と、

前記レプリカ信号作成過程で作成した前記レプリカ信号と、受信信号の伝搬路推定値とに基づいて、前記時間帯設定過程が設定した各時間帯外の遅延波レプリカを生成する遅延波レプリカ生成過程と、

受信信号から、前記遅延波レプリカ生成過程で生成した前記遅延波レプリカを減算する減算過程と、

前記減算過程で出力した各時間帯の信号を合成する合成過程と、

を実行することを特徴とする受信方法。

【発明の詳細な説明】

40

【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、2007年8月6日に、日本に出願された特願2007-204544号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】

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex: 直交周波数分割多重) を用いた伝送方式は、マルチキャリア化とガードイン

50

ターバル (GI: Guard Interval) の挿入によって、高速デジタル信号伝送におけるマルチパス遅延の影響を軽減できる。

しかし、マルチキャリア伝送において、ガードインターバル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25は、マルチパス環境を経て1台の無線送信機から1台の無線受信機に到達する信号を示す図である。ここでは、横軸に時間を取っている。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。

【0004】

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。直達波や遅延波は到来波とも呼ばれる。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。

【0005】

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、s4では、区間t4にシンボルの切れ目Kが入ることになり、これが上記ICIの原因となる。

【0006】

図26(a)及び図26(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26(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26(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。

【0007】

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26(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。

【0008】

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26(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。このような状態は、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。

【0009】

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。

【0010】

10

20

30

40

50

一方、前記マルチキャリア伝送方式と、CDM (Code Division Multiplexing: 符号分割多元接続) 方式を組み合わせた方式として、マルチキャリアにおいて拡散符号を用いて信号を拡散するMC-CDM (Multi Carrier-Code Division Multiplexing) 方式が提案されている。

【0011】

図27(a)及び図27(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27(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27(b)は、各サブキャリアに対応する直交符号として、 $C_{8,1}$ 、 $C_{8,2}$ 、 $C_{8,7}$ の3種類を示している。ここで、 $C_{8,1} = (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$ 、 $C_{8,2} = (1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1)$ 、 $C_{8,7} = (1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1)$ 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。

10

【0012】

なお、 $C_{8,1}$ 、 $C_{8,2}$ 、 $C_{8,7}$ 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27(a)中のSFreqは前記直交符号の周期を示している。

【0013】

図28(a)及び図28(b)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28(a)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、 $C_{8,1}$ で逆拡散する。つまり $C_{8,1}$ との内積をとると、 $C'_{8,1}$ 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。

20

【0014】

これに対し、図28(b)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、 $C_{8,1}$ 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。

30

【0015】

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及び非特許文献2及び非特許文献3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

40

【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 Communications (Vol. 53, Issue 4)

【非特許文献2】“Downlink Transmission of Broadband OFCDM Systems - Part III: Turbo-Coded”, Zhou, Y.; Wang, J.; Sawahashi, M. Page(s): 132-140, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 24, No. 1

50

【非特許文献3】“Frequency-domain Soft Interference cancellation for Multicode CDMA Transmissions”, K. Ishihara, K. Takeda, F. Adachi, in Proc. IEEE VTC 2006 - Spring

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0016】

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

10

【0017】

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】

【0018】

(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、受信信号の一部の信号区間が、抽出する複数の時間帯に含まれるように、前記抽出する複数の時間帯を設定する時間帯設定部と、前記レプリカ信号と前記時間帯設定部で設定した時間帯とに基づいて受信信号の所定の時間帯の信号を抽出する信号抽出部と、前記信号抽出部が抽出した各時間帯の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号を行う復号処理部とを備える。

20

【0019】

(2) また、本発明の一態様による受信機の前記信号抽出部は、受信信号の伝搬路推定値と前記レプリカ信号生成部が生成するレプリカ信号と前記時間帯設定部が設定する時間帯とに基づいて、各時間帯の遅延波のレプリカを生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生成した遅延波のレプリカを減算する減算部とを備える。

30

【0020】

(3) また、本発明の一態様による受信機の前記時間帯設定部は、前記抽出する複数の時間帯の延べ時間から前記抽出する複数の時間帯に含まれる信号区間の延べ時間を除いた時間長が、前記受信信号の遅延波の推定区間長となるように前記複数の時間帯を設定する。

【0021】

(4) また、本発明の一態様による受信機の前記時間帯設定部は、前記抽出する複数の時間帯の少なくとも1つの時間帯に含まれる信号の電力が最大になるように前記少なくとも1つの時間帯を設定する。

【0022】

(5) また、本発明の一態様による受信機の前記時間帯設定部は、前記複数の時間帯の信号の電力差が所定値よりも小さくなるように前記複数の時間帯を設定する。

40

【0023】

(6) 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信号作成部は、前記時間帯設定部が設定する時間帯よりも短い長さの遅延波のレプリカを生成する。

【0024】

(7) また、本発明の一態様による受信機の前記時間帯設定部は、前記複数の時間帯を所定時間に基づいて設定する。

【0025】

(8) また、本発明の一態様による受信機の前記時間帯設定部は、前記所定時間として

50

ガードインターバル長を用いる。

【0026】

(9) また、本発明の一態様による受信機の前記時間帯設定部は、各時間帯の信号の電力値と所定電力値との差が所定値よりも小さくなるように各時間帯を設定する。

【0027】

(10) また、本発明の一態様による受信機の前記時間帯設定部は、前記所定電力値として受信信号におけるガードインターバル長内の信号の電力よりも小さい値を用いる。

【0028】

(11) 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、受信信号の一部の信号区間が、抽出する複数の時間帯に含まれるように、前記抽出する複数の時間帯を設定する時間帯設定過程と、前記レプリカ信号と前記時間帯設定過程で設定した時間帯とに基づいて受信信号の所定の時間帯の信号を抽出する信号抽出過程と、前記信号抽出過程で抽出した各時間帯の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号を行う復号処理過程とを実行する。

【発明の効果】

【0029】

本発明の受信機及び受信方法によれば、抽出する所望信号区間がオーバーラップするように、受信信号を抽出する所定の時間帯を設定し、その時間帯の不要な遅延波成分を除去するための遅延波レプリカを生成し、この受信信号から遅延波レプリカを除去することで、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。

【図面の簡単な説明】

【0030】

【図1】本発明の第1の実施形態による無線送信機100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200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200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の実施形態による抽出区間設定部の構成を示すブロック図である。

【図7】本発明の第1の実施形態による抽出区間設定部の時間帯の分割の説明に用いる図である。

【図8】本発明の第1の実施形態による抽出区間設定部の時間帯の分割の説明に用いる図である。

【図9】本発明の第1の実施形態による抽出区間設定部の時間帯の分割の説明に用いる図である。

【図10】本発明の第1の実施形態によるチャンネルインパルス応答推定値を示す図である。

【図11】本発明の第1の実施形態によるオーバーラップ区間を有する時間帯の設定とオーバーラップ区間のない時間帯の設定とを比較した図である。

【図12】本発明の第1の実施形態による初回処理におけるチャン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13】本発明の第1の実施形態による初回処理におけるチャン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14】本発明の第1の実施形態による伝搬路・雑音電力推定部の構成を示す図である。

【図15】本発明の第2の実施形態によるMAP検出部の構成の一例を示す図である。

【図16】本発明の第2の実施形態による抽出区間設定部240の構成を示すブロック図

10

20

30

40

50

である。

【図 17】本発明の第 2 の実施形態による抽出区間設定部の時間帯の分割の説明に用いる図である。

【図 18】本発明の第 2 の実施形態によるチャンネルインパルス応答推定値を示す図である。

【図 19】本発明の第 3 の実施形態による無線受信機 200 の MAP 検出部の構成を示す図である。

【図 20】制御チャンネルを含むフォーマットの説明に用いる図である。

【図 21】本発明の第 3 の実施形態による抽出区間設定部を示す図である。

【図 22】本発明の第 3 の実施形態による抽出区間設定部の時間帯の分割の説明に用いる図である。

【図 23】本発明の第 3 の実施形態による抽出区間設定部の時間帯の分割の説明に用いる図である。

【図 24】本発明の第 3 の実施形態によるチャンネルインパルス応答推定値を示す図である。

【図 25】マルチパス環境を経て 1 台の無線送信機から 1 台の無線受信機に到達する信号を示す図である。

【図 26】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 27】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 28】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】

【0031】

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・・・D T C H多重部、9・・・P I C H多重部、10・・・スクランプリング部、11・・・I F F T部、12・・・G I挿入部、21・・・シンボル同期部、22・・・伝搬路・雑音電力推定部、23・・・M A P検出部、24-1～24-4・・・コード毎M A P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・・・D T C H多重部、35・・・P I C H多重部、36・・・スクランプリング部、37・・・I F F T部、38・・・G I挿入部、39・・・P / S変換部、40・・・抽出区間設定部、41・・・遅延波レプリカ生成部、42・・・加算部、43・・・G I除去部、44・・・F F T部、45-1～45-3・・・ソフトキャンセラブロック部、46・・・M M S E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・・・プリアンプルレプリカ生成部、63・・・雑音電力推定部、70・・・M A C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、100・・・無線送信機、101・・・到来波区間算出部、102・・・分割数決定部、103・・・抽出時間決定部、123・・・M A P検出部、140・・・抽出区間設定部、141・・・遅延波レプリカ生成部、142・・・加算部、143・・・G I除去部、144・・・F F T部、145-1～145-B・・・ソフトキャンセラブロック部、146・・・M M S Eフィルタ部、147-1～147-4・・・コード毎対数尤度比出力部、148・・・逆拡散部、149・・・シンボルデインタリーバ部、150・・・軟判定出力部、200・・・無線受信機、240・・・抽出区間設定部、223・・・M A P検出部

10

20

30

40

50

【発明を実施するための最良の形態】

【0032】

(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。

【0033】

図1は、本発明の第1の実施形態による無線送信機100の構成を示す概略ブロック図である。この無線送信機100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、スクランプリング部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。

10

【0034】

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。

20

【0035】

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。

【0036】

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。

30

40

【0037】

なお、無線送信機100は前記コード毎信号処理部を、コード多重数 C_{mux} (C_{mux} は1又は1よりも大きい自然数)備えている。ここではコード毎信号処理部2-1~2-4を備えている、つまり $C_{mux} = 4$ 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2-1~2-4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パイロットチャネルPICHが所定の位置に挿入(時間多重)される。

【0038】

その後、スクランプリング部10において基地局固有のスクランプリングコードにてス

50

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においてガードインターバル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200に送信される。

【0039】

図1では、コード毎信号処理部2-1~2-4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2-1~2-4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。

10

【0040】

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100から無線受信機200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、パイロットチャンネル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データチャンネルDTCCH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、パイロットチャンネルPICHの受信電力と、データチャンネルDTCCHの1コードあたりの受信電力の比を、 $P_{PICH} / DTCCH$ で表して図示している。なお、図2はパイロットチャンネルPICHをフレームの前後及び真ん中に時間多重した場合であるが、データチャンネルDTCCHを復調処理、および復号処理を行う際に用いる伝搬路推定値を算出できる構成であればよい。

20

【0041】

図3は、本発明の第1の実施形態による無線受信機200の構成を示す概略ブロック図である。この無線受信機200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、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。

【0042】

レプリカ信号作成部28は、コード毎レプリカ生成部29-1~29-4、DTCCH多重部34、PICH多重部35、スクランプリング部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。

30

【0043】

また、コード毎レプリカ生成部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部25、MAP復号部26(復号処理部とも称する)、加算部27を備えている。

40

【0044】

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。

【0045】

続いて伝搬路推定・雑音電力推定部22は、パイロットチャンネルPICHを利用し、チャン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、パ

50

イロットチャネル P I C H 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 R L S (R e c u r s i v e L e a s t S q u a r e s) アルゴリズムを行ったり、受信信号とパイロットチャネル P I C H 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。

【 0 0 4 6 】

また雑音電力推定方法に関しても、受信したパイロットチャネル P I C H から、推定されたチャネルインパルス応答を利用し、パイロットチャネル P I C H 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。

【 0 0 4 7 】

伝搬路・雑音電力推定部 2 2 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、M A P 検出部 2 3 (最大事後確率検出器、最大事後確率 (M A P) 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。

【 0 0 4 8 】

M A P 検出部 2 3 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 M A P 復号部 2 4 - 1 ~ 2 4 - 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_{m u x} 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_{m u x} 個の出力が、それぞれコード毎 M A P 復号部 2 4 - 1 ~ 2 4 - C_{m u x} に出力される。

【 0 0 4 9 】

また、後述する繰り返し時には、受信信号と復号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。

【 0 0 5 0 】

続いて、コード毎 M A P 復号部 2 4 - 1 ~ 2 4 - 4 では、入力信号に対して、ビットデインタリーブ部 2 5 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ブ部 2 5 の出力に対し、M A P 復号部 2 6 において M A P 復号処理を行う。具体的には、M A P 復号部 2 6 は、M A P 検出部 2 3 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。

【 0 0 5 1 】

また、M A P 復号部 2 6 は、ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 の出力信号を M M S E フィルタ部 4 6 (図 4) が合成した信号を、コード毎対数尤度比出力部 4 7 - 1 ~ 4 7 - 4 (図 4)、ビットデインタリーブ部 2 5 を介して取得し復号処理を行い、P / S 変換部 3 9 に出力する。

なお、M A P 復号処理とは、ターボ復号、L D P C 復号、ビタビ復号 (V i t e r b i d e c o d i n g) 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。

【 0 0 5 2 】

続いて、M A P 復号部 2 6 の入力と M A P 復号部 2 6 の出力との差分である復号結果 2 を加算部 2 7 で算出し、レプリカ信号作成部 2 8 に出力する。

レプリカ信号作成部 2 8 への入力はビットインタリーブ部 3 0 に入力され、ビットインタリーブ部 3 0 では、ビット毎に復号結果 2 を入れ替えて出力される。ビットインタリーブ部 3 0 の出力は、シンボル生成部 3 1 において、復号結果 2 の大きさを考慮し、無線送信機 1 0 0 と同じ変調方式 (B P S K、Q P S K、1 6 Q A M、6 4 Q A M など) で

10

20

30

40

50

シンボル変調処理が行われる。シンボル生成部 3 1 の出力はシンボルインタリーバ部 3 2 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 3 2 の出力は周波数 - 時間拡散部 3 3 により所定の拡散コードで拡散されている。

【 0 0 5 3 】

なお、無線受信機 2 0 0 は、コード毎 M A P 復号部及びコード毎シンボル生成部を、コード多重数 $C_{m u x}$ だけ備えている。ここでは、 $C_{m u x} = 4$ 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 2 9 - 1 ~ 2 9 - 4 から出力され、D T C H 多重部 3 4 にて多重（加算処理）される。続いて、P I C H 多重部 3 5 において、伝搬路推定などに使用するパイロットチャネル P I C H が所定の位置に挿入（時間多重）される。その後、スクランプリング部 3 6 において基地局固有のスクランプリングコードにてスクランブルされた後、I F F T 部 3 7 において周波数時間変換が行われ、G I 挿入部 3 8 においてガードインターバル G I の挿入が行われた後、M A P 検出部 2 3 に出力され、繰り返し時の信号処理に利用される。

10

【 0 0 5 4 】

なお、上記繰り返し復号動作が所定回数行われた後、M A P 復号部 2 6 の出力が、P / S 変換部 3 9 に入力され、パラレルシリアル変換された後、復号結果として M A C 部（図示しない）に出力される。

【 0 0 5 5 】

図 4 は、本発明の第 1 の実施形態による M A P 検出部 2 3（図 3）の構成の一例を示す図である。M A P 検出部 2 3 は、抽出区間設定部 4 0（時間帯設定部とも称する）、ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3、M M S E（Minimum - Mean Square - Error：最小二乗誤差）フィルタ部 4 6（合成部とも称する）、コード毎対数尤度比出力部 4 7 - 1 ~ 4 7 - 4 を備えている。

20

【 0 0 5 6 】

ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 は、遅延波レプリカ生成部 4 1、加算部 4 2（減算部とも称する）、G I 除去部 4 3、F F T 部 4 4 をそれぞれ備えている。ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3（信号抽出部とも称する）は、レプリカ信号と抽出区間設定部 4 0 で設定した時間帯とに基づいて、受信信号 $r(t)$ の所定の時間帯の信号を抽出する。つまり、ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 は、レプリカ信号作成部 2 8 が作成するレプリカ信号を用いて受信信号 $r(t)$ から非所望波成分を除去し、各ソフトキャンセラブロック部の所定の時間帯の所望信号成分を抽出する。

30

【 0 0 5 7 】

抽出区間設定部 4 0 は、受信信号 $r(t)$ の一部の信号区間が、抽出する複数の時間帯に含まれるように、それらの抽出する複数の時間帯を設定し、その設定結果を遅延波レプリカ生成部 4 1 に出力する。つまり、抽出区間設定部 4 0 は、各ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 で抽出する時間帯として、基準時間情報で定められた所定の基準区間幅を維持し、各時間帯が重なり合う（オーバーラップする）信号区間を算出し、各ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 の遅延波レプリカ生成部 4 1 に出力する。

【 0 0 5 8 】

遅延波レプリカ生成部 4 1 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 2 8（図 3）が生成するレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ と、抽出区間設定部 4 0 が設定する時間帯とに基づいて、受信信号 $r(t)$ のうち所望の信号区間の時間帯に本来含まれない遅延波成分（最初に到来する信号波を含む。以下同様）のレプリカを作成する。

40

加算部 4 2 は、受信信号 $r(t)$ から遅延波レプリカ生成部 4 1 が作成した遅延波のレプリカを減算することで、所定の時間帯の所望の信号成分を抽出する。

【 0 0 5 9 】

コード毎対数尤度比出力部 4 7 - 1 ~ 4 7 - 4 は、逆拡散部 4 8、シンボルデインタリーバ部 4 9、軟判定出力部 5 0 をそれぞれ備えている。

M A P 検出部 2 3 に入力された受信信号 $r(t)$ は、前記 M A P 検出部 2 3 に入力され

50

たレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ とチャネルインパルス応答推定値 $h^{\sim}(t)$ を基に求められた遅延波レプリカ生成部 4 1 の出力との差分を加算部 4 2 で算出し、これが G I 除去部 4 3 に出力される。G I 除去部 4 3 においてガードインターバル G I が除去され、F F T 部 4 4 に出力される。F F T 部 4 4 では入力信号に対し時間周波数変換を行い、信号 R^{\sim}_1 、 R^{\sim}_2 、 R^{\sim}_3 を得る。

【 0 0 6 0 】

続いて、M M S E フィルタ部 4 6 は、ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 が非所望波成分を除去して抽出した各ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 の各時間帯の信号成分を合成する。具体的には、ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 の出力 R^{\sim}_1 、 R^{\sim}_2 、 R^{\sim}_3 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、M M S E フィルタ部 4 6 において、M M S E フィルタリング処理が行われ、信号 Y' が得られる。

10

【 0 0 6 1 】

この信号 Y' を用いて、 $C_{m u x}$ 個（ここでは、 $C_{m u x} = 4$ ）のコード毎対数尤度比出力部 4 7 - 1 ~ 4 7 - 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 4 8 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 4 9 は、逆拡散部 4 8 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 5 0 は、M M S E フィルタ部 4 6 が合成した信号に対して軟判定を行う。軟判定出力部 5 0 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 1 を軟判定結果として出力する。

20

【 0 0 6 2 】

軟判定出力部 5 0 は、以下の式 (1) ~ 式 (3) を利用することにより、対数尤度比 1 を算出する。つまり、シンボルデインタリーバ部 4 9 の n シンボル目の出力を Z_n とすると、Q P S K 変調時の軟判定結果 1 は、以下の式 (1) 及び式 (2) で表すことができる。

【 0 0 6 3 】

【 数 1 】

$$\lambda_1(b_0) = \frac{2R[Z_n]}{\sqrt{2[1-\mu(n)]}} \dots (1)$$

30

【 0 0 6 4 】

【 数 2 】

$$\lambda_1(b_1) = \frac{2\text{Im}[Z_n]}{\sqrt{2[1-\mu(n)]}} \dots (2)$$

【 0 0 6 5 】

ここで、 $R[]$ はカッコ内の実部を、 $\text{Im}[]$ はカッコ内の虚部をとることを示し、 $\mu(n)$ 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 Z_n は、以下の式 (3) で表すことができる。

【 0 0 6 6 】

【 数 3 】

$$Z_n = \frac{1}{\sqrt{2}}(b_0 + jb_1) \dots (3)$$

40

【 0 0 6 7 】

なお、ここでは、Q P S K 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） 1 を求めることができる。

【 0 0 6 8 】

図 3 及び図 4 では、ビットインタリーバ部 3 0、ビットデインタリーバ部 2 5、およびシンボルインタリーバ部 3 2、シンボルデインタリーバ部 4 9 の双方が配置されているが

50

、これは送信機が具備しているビットインタリーブ部及びシンボルインタリーブ部にしたがっていずれか一方、つまりビットインタリーブ部 30 及びビットデインタリーブ部 25 のみでも良いし、シンボルインタリーブ部 32 及びシンボルデインタリーブ部 49 のみでも良い。また、ビットインタリーブ部 30、ビットデインタリーブ部 25、及びシンボルインタリーブ部 32、シンボルデインタリーブ部 49 の全てが配置されていなくても良い。

【0069】

図 5 は、本発明の第 1 の実施形態による無線受信機 200 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 $r(t)$ からガードインタリーブ部 GI を除去する (ステップ S2)。そして、FFT 部 44 は高速フーリエ変換処理 (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)。

10

【0070】

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ブ部 49 は、シンボルデインタリーブ処理を行う (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ブ部 25 は、ビットデインタリーブ処理を行う (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 C_{mux} 回繰り返した後、復号処理を所定回数繰り返したか否か (コード毎 MAP 復号部が所定回数、復号結果 2 を出力したか否か) 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。

20

【0071】

ステップ S10 でステップ S1 ~ S19 の処理 (S11 ~ S19 は後述) を、所定回数繰り返していないと判定した場合には、 C_{mux} コード分の復号結果 2 を用いて、ビットインタリーブ部 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ブ部 32 は、シンボルインタリーブ処理を行う (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)。

30

【0072】

上述したステップ S11 ~ S14 の処理を C_{mux} 回繰り返した後、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、パイロットチャンネル PICH の多重を行う (ステップ S16)。次に、スクランプリング部 36 は、スクランプリング処理を行う (ステップ S17)。そして、IFFT 部 37 は、逆高速フーリエ変換処理を行う (ステップ S18)。次に、GI 挿入部 38 は、ガードインタリーブ部 GI を挿入する (ステップ S19)。ステップ S19 でガードインタリーブ部 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。

40

【0073】

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 (直接波を含む) 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、高速フーリエ変換処理を行う (ステップ S22)。上述したステップ S20 ~ S22 の処理を B (B は 1 よりも大きい自然数) ブロック分を行った後、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 S23)。なお、ステップ S23 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

50

~ S 9、S 1 1 ~ S 2 3 の処理を繰り返す。

【 0 0 7 4 】

次に、図 4 における M A P 検出部 2 3 のソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 の処理について具体的に説明する。

図 4 に示したように、抽出区間設定部 4 0 は、各ソフトキャンセラブロック部 4 5 - 1 ~ 4 5 - 3 で抽出する信号区間を、基準時間情報で定められた所定の基準区間幅を維持し、各信号区間が重なり合う（オーバーラップする）ように設定する。各信号区間がオーバーラップするように、抽出する信号区間を設定することで、各抽出する信号区間を、所定の基準時間幅を満たし、前記基準時間幅に亘って平均的に到来波が存在する区間に設定することができる。あるいは、各信号区間がオーバーラップするように、抽出する信号区間を設定することで、各抽出する信号区間を、所定の基準時間幅を満たし、抽出する信号区間内の信号電力を大きくすることができる。基準時間情報は、予め受信機で既知である場合は、受信信号の制御情報により受信信号に通知する場合などがある。

10

【 0 0 7 5 】

図 6 は、本発明の第 1 の実施形態による抽出区間設定部 4 0 の構成を示すブロック図である。図 6 に示すように、抽出区間設定部 4 0 は、到来波区間算出部 1 0 1、分割数決定部 1 0 2、抽出時間決定部 1 0 3 とを備える。

【 0 0 7 6 】

到来波区間算出部 1 0 1 は、伝搬路推定値であるインパルス応答推定値から到来した遅延波の推定区間を算出する。例えば、図 7 に示すようにチャンネルインパルス応答推定値から P 1 ~ P 6 の 6 波の遅延波が到来したと推定したとする。なお、図 7 において、横軸は時間を示し、縦軸は電力を示している。この場合、最初に到来した波から最後に到来した波までの区間の T_{a11} を到来した遅延波の推定区間として算出する。

20

【 0 0 7 7 】

分割数決定部 1 0 2 は、前記到来波区間算出部 1 0 1 からの出力と予め定められた所定の基準時間情報に基づいて、分割数を算出する。具体的には、所定の基準時間情報が T_b であるとすると、下記の式 (3 ') を用いて分割数 B を算出する。

【 0 0 7 8 】

【数 4】

$$B = \left\lceil \frac{T_{all}}{T_b} \right\rceil \dots (3')$$

30

【 0 0 7 9 】

ただし、

【 0 0 8 0 】

【数 5】

$$\lceil x \rceil$$

40

【 0 0 8 1 】

は、x が割り切れない場合に切り上げることを示す。

【 0 0 8 2 】

ここでは、一例として、上記式 (3 ') を用いて分割数 B を算出したが、 $T_{a11} = n T_b$ の場合は、 $B = n$ 、 $T_{a11} > n T_b + m$ 、 $(n > m)$ の場合は、 $B = n + 1$ を満たすように算出できれば良い。

【 0 0 8 3 】

分割数決定の例として、図 8 (a) に所定の基準時間 T_b が G I (ガードインターバル) 長 T_{GI} である場合の例を示す。到来した遅延波の推定区間 T_{a11} が G I 長の基準時

50

間 T_{GI} の 1.5 倍の場合、上記式に従って分割数を算出すると、分割数は $B = 2$ となる。

【0084】

ここでは、基準時間情報として、GI長を用いた例を示したが、これに限らず、SINR (Signal to Interference plus Noise power Ratio: 信号対干渉雑音比) が大きくなる期間を基準時間として設定しても良いし、誤り率特性が所定の値以上となる受信電力に基づいて基準時間を設定しても良い。

【0085】

抽出時間決定部 103 は、前記分割数 B 、基準時間情報、インパルス応答推定値に基づいて、各ソフトキャンセラブロック部 45-1 ~ 45-3 の信号区間を、所定の基準時間幅を満たし、前記基準時間幅に亘って平均的に到来波が存在する区間に設定し (基準時間幅内の一部に到来波が偏らないように区間に設定する)、ソフトキャンセラブロック部 45-1 ~ 45-3 に入力する。

【0086】

次に、図 8 (a) ~ 図 8 (c) を用いて、信号区間の設定例を説明する。図 8 (a) に示すように、GI長が T_{GI} であり、P1 ~ P6 の遅延波が到来し、到来した遅延波の推定区間の時間 T_{a11} を GI長 T_{GI} の 1.5 倍とする。

【0087】

抽出区間設定部 40 は、抽出する複数の時間帯 T_{GI} の延べ時間 $B * T_{GI}$ から、前記受信信号の遅延波の推定区間長である信号区間 T_{a11} を除いた時間長が、抽出する複数の時間帯に含まれる信号区間 T_d となるように、以下の式 (3'') を用いて、複数の時間帯を設定する。図 8 (b) に示すように、分割数 $B = 2$ であり、併せて、信号区間 T_d を図示する。

【0088】

$$T_d = B * T_b - T_{a11} = B * T_{GI} - T_{a11} \quad \dots (3'')$$

【0089】

次に、各ソフトキャンセラブロック部 45-1 ~ 45-3 の信号区間を、信号区間 T_d において重なるように区間を決定する。図 8 (c) は、分割数 $B = 2$ で、所定基準時間 T_{GI} の時間帯 B1、時間帯 B2 は、2つのソフトキャンセラブロック部の各々が抽出する区間を示す。本実施形態による抽出区間設定部 40 は、図 8 (c) に示すように、受信信号 P1 ~ P6 の一部の信号区間 T_d が、抽出する複数の時間帯 B1、B2 に含まれるように、抽出する複数の時間帯 B1、B2 を設定する。この処理を行うことにより、時間帯 B1 と時間帯 B2 は、真ん中で信号区間 T_d だけ重なり合った (オーバーラップされた) 区間となる。信号区間 T_d は、時間帯 B1 と時間帯 B2 の両区間に含まれることになる。

【0090】

図 9 は、分割数 $B = 3$ とした場合の信号区間の設定例を示している。3つのソフトキャンセラブロック部 45-1 ~ 45-3 の各々で抽出する所定基準時間内である信号区間を時間帯 B1、B2、B3 とすると、時間帯 B1 と時間帯 B2 が信号区間 T_{d1} 重なり合い、時間帯 B2 と時間帯 B3 は信号区間 T_{d2} で重なり合い、 $T_d = T_{d1} + T_{d2}$ である。

【0091】

各々のソフトキャンセラブロック部 45-1 ~ 45-3 に属する遅延波レプリカ生成部 41 (図 4) は、チャンネルインパルス応答推定値とレプリカ信号作成部 28 が生成するレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ とに基づいて、設定された信号区間の時間帯の信号を抽出するための遅延波レプリカを生成する。

【0092】

例えば、抽出区間設定部 40 で、図 9 に示したように、時間帯 B1、B2、B3 が決定され、抽出区間設定部 40 からソフトキャンセラブロック部 45-1 ~ 45-3 に、それぞれ、時間帯 B1、B2、B3 が入力されたとする。この場合、時間帯 B1 のソフトキャンセラブロック部 45-1 に属する遅延波レプリカ生成部 41 は、遅延波 P4 ~ P6 に対

10

20

30

40

50

応するインパルス応答推定値 $h_1(t)$ とレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算を行い、その値を出力する。同様に、時間帯 B 2 のソフトキャンセラブロック部 45 - 2 に属する遅延波レプリカ生成部 41 は、遅延波 P 1、P 2、P 5、P 6 に対応するインパルス応答 $h_2(t)$ とレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算を行い、その値を出力する。時間帯 B 3 のソフトキャンセラブロック部 45 - 3 に属する遅延波レプリカ生成部 41 は、遅延波 P 1 ~ P 3 に対応するインパルス応答 $h_3(t)$ とレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算を行い、その値を出力する。

【0093】

図 10 (a) ~ 図 10 (c) は、上述のように設定した信号区間に基づいて、各ソフトキャンセラブロック部 45 - 1 ~ 45 - 3 で除去する遅延波を示すものである。図において、一点鎖線で示して囲んである遅延波は、非所望波成分を除去し、所望の信号波成分を抽出する際に作成するレプリカを示す。

10

【0094】

ソフトキャンセラブロック部 45 - 1 の加算部 42 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_1(t)$ とレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算したものを減算する。レプリカが正しく生成された場合には、ソフトキャンセラブロック部 45 - 1 の加算部 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ことができ、時間帯 B 1 の時間帯の信号波成分が加算部 42 から抽出される。

【0095】

ソフトキャンセラブロック部 45 - 2 の加算部 42 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_2(t)$ とレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算したものを減算する。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ことができ、時間帯 B 2 の時間帯の信号波成分が加算部 42 から抽出される。

20

【0096】

同様に、ソフトキャンセラブロック部 45 - 3 の加算部 42 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_3(t)$ とレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算したものを減算する。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ことができ、時間帯 B 3 の時間帯の信号波成分が加算部 42 から抽出される。

30

【0097】

以上のように、各ソフトキャンセラブロック部 45 - 1 ~ 45 - 3 で抽出する信号の信号区間を、所定の基準区間幅を維持し、各信号区間が重なり合う（オーバーラップする）ように設定することで、区間内の信号電力または、SINR が極端に小さくなる信号区間が発生する確率を下げることができ、さらに、所定の基準区間幅を維持できるので、受信信号からレプリカを減算するときの除去残差が極端に大きくなる信号区間が発生する確率も下げられる。

【0098】

例えば、図 11 (a) に示すように指数関数的に減衰する遅延波が当来する場合、ソフトキャンセラブロック部 45 - 1 ~ 45 - 3 で抽出する時間帯 B 1、B 2 を最初に到来した波から順にオーバーラップさせずに割当てると、時間帯 B 2 に属する遅延波 P 5、P 6 の電力が小さいために、時間帯 B 2 の SINR が小さくなる。さらに、時間帯 B 2 を抽出するために生成する遅延波レプリカが P 1 ~ P 4 の 4 本となる。生成する信号レプリカが多いほど、受信信号からレプリカを除去した後の残留誤差が多くなる。

40

【0099】

一方、図 11 (b) に示すように、本実施形態の抽出基準を用いると、オーバーラップする信号区間が設定され、時間帯 B 2 に属する遅延波の数が P 3 ~ P 6 となり、電力を大きくすることができる。さらに、時間帯 B 1 または時間帯 B 2 を抽出するために生成する遅延波レプリカを共に 2 パスとなり、オーバーラップさせずに割当てると減らすことができるため（時間帯 B 1 を抽出する場合は P 5、P 6 の遅延波 2 本のレプリカを生成

50

し、時間帯 B 2 を抽出する場合は、P 1、P 2 の遅延波 2 本分のレプリカを生成する。) 、受信信号からレプリカを除去した後の残留誤差を低減することができる。従って、極端に信号電力が低い区間、および極端に除去残差が大きいことにより生じる特性劣化を抑えることが可能となる。

【 0 1 0 0 】

次に、図 4 における M M S E フィルタ部 4 6 について説明する。図 1 2 (a) ~ 図 1 2 (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 M M S E フィルタ部を示す図である。ここでは、図 4 で示した M M S E フィルタ部 4 6 と、図 5 で示したステップ S 4 及びステップ S 2 3 の動作について説明する。

【 0 1 0 1 】

まず、初回の M M S E フィルタ部 4 6 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。

【 0 1 0 2 】

【数 6】

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

【 0 1 0 3 】

ここで、 \hat{H} 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 G I 内の遅延波のみが存在すると仮定すると、 $N_c * N_c$ の対角行列で表すことができる。なお、 N_c は M C - C D M のサブキャリア数を示している。 \hat{H} は、以下の式 (5) のように表すことができる。

【 0 1 0 4 】

【数 7】

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

【 0 1 0 5 】

式 (4) に含まれる 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、 $N_c * 1$ のベクトルで表すことができる。

【 0 1 0 6 】

【数 8】

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

【 0 1 0 7 】

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、 $N_c * 1$ のベクトルで表すことができる。

【 0 1 0 8 】

【数 9】

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

【 0 1 0 9 】

10

20

30

40

【数 1 0】

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

【0 1 1 0】

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。

【0 1 1 1】

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、 $Nc \times 1$ のベクトルで表すことができる。

【0 1 1 2】

【数 1 1】

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

【0 1 1 3】

MMSEフィルタ部46は、チャン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、 $Nc \times Nc$ の対角行列で表すことができる。

【0 1 1 4】

【数 1 2】

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

【0 1 1 5】

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。

【0 1 1 6】

【数 1 3】

$$W_m = \frac{\hat{H}_m^H}{\hat{H}_m^H \hat{H}_m + (C_{mux} - 1) \hat{H}_m^H \hat{H}_m + \sigma_N^2} = \frac{\hat{H}_m^H}{C_{mux} \hat{H}_m^H \hat{H}_m + \sigma_N^2} \quad \dots \quad (11)$$

【0 1 1 7】

なお、

【0 1 1 8】

【数 1 4】

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

【0 1 1 9】

はコード多重時の他コードからの干渉成分であり、

【0 1 2 0】

【数 1 5】

 $\hat{\sigma}_N^2$
 σ_N

【0 1 2 1】

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。

【0122】

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。

【0123】

【数16】

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

10

【0124】

なお、図12(a)~図12(c)は、初回処理において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。図12(b)は、前記チャンネルインパルス応答を周波数軸で表現した、伝達関数を示している。なお、図10(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。

【0125】

20

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 r_i を以下の式(13)のように表すことができる。

【0126】

【数17】

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

【0127】

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。 $s(t)$ は、前回のMAP復号によって得られた対数尤度比を含む復号結果2を基に算出されたレプリカ信号である。

30

【0128】

【数18】

⊗

【0129】

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 \tilde{R}_i は、以下の式(14)のように表すことができる。

40

【0130】

【数19】

$$\tilde{R}_i = R - \hat{R}_i = \begin{bmatrix} \hat{H}_1 & \hat{H}_2 & \cdots & \hat{H}_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{S}^T & \hat{S}^T & \cdots & \hat{S}^T \end{bmatrix}^T + \Delta = \hat{H}' S + \Delta = \begin{bmatrix} \tilde{R}_1 & \tilde{R}_2 & \cdots & \tilde{R}_B \end{bmatrix}^T \cdots \quad (14)$$

【0131】

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。

【0132】

【数 2 0】

$$Y' = W' \tilde{R}' = [W'_1 W'_2 \dots W'_B] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{R}_1 & \tilde{R}_2 & \dots & \tilde{R}_B \end{bmatrix}^T \dots \quad (15)$$

【0 1 3 3】

ここで、レプリカ信号は精度よく生成されており、前記 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、M M S Eフィルタ係数の部分行列は、以下の式 (1 6) のように対角行列で表すことができる。

【0 1 3 4】

【数 2 1】

10

$$W'_i = \begin{bmatrix} W'_{i,1} & & & 0 \\ & W'_{i,2} & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & W'_{i,N_c} \end{bmatrix} \dots \quad (16)$$

【0 1 3 5】

さらに、M M S Eフィルタ部 4 6 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 (1 7) で表すことができる。

20

【0 1 3 6】

【数 2 2】

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

【0 1 3 7】

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、 $\hat{H}_{i',m}^H$ は、 $\hat{H}_{i',m}$ のハミルトニアンである。

30

【0 1 3 8】

図 1 3 (a) ~ 図 1 3 (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M M S Eフィルタ部を示す図である。図 1 3 では、繰り返し処理において伝搬路を通った信号が、前記M M S Eフィルタ係数に基づいたM M S Eフィルタ部 4 6 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。

【0 1 3 9】

M M S Eフィルタ部 4 6 は、初回復調時には式 (1 1) 又は式 (1 2) で表わされるM M S Eフィルタ係数 W_m を用い、繰り返し復調時には式 (1 7) で表わされるM M S Eフィルタ係数 $W'_{i,m}$ を用いる。

40

【0 1 4 0】

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、M C - C D M A 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 $G I$ を超える遅延波を取り除くと同時に、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。

【0 1 4 1】

図 1 4 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 2 2 (図 3) の構成を示す図である。伝搬路・雑音電力推定部 2 2 は、伝搬路推定部 6 1、プリアンブルレブ

50

リカ生成部 6 2、雑音電力推定部 6 3 を備えている。

【 0 1 4 2 】

伝搬路推定部 6 1 は、受信信号に含まれるパイロットチャネル P I C H 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 6 2 は、前記伝搬路推定部 6 1 によって求められたチャネルインパルス応答推定値と、既知情報であるパイロットチャネル P I C H の信号波形とを用いてパイロットチャネル P I C H のレプリカ信号を作成する。雑音電力推定部 6 3 は、受信信号に含まれるパイロットチャネル P I C H の部分と、前記プリアンブルレプリカ生成部 6 2 より出力されるパイロットチャネル P I C H 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。

【 0 1 4 3 】

なお、伝搬路推定部 6 1 における伝搬路推定方法としては、R L S 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。

【 0 1 4 4 】

本発明の第 1 の実施形態による無線受信機 2 0 0 によれば、レプリカ信号作成部 2 8 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 4 1 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 M M S E フィルタ部 4 6 が合成し、その合成した信号に対して軟判定出力部 5 0 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 F F T 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。

【 0 1 4 5 】

本実施形態では、本発明の受信機の一例として、受信信号からの軟判定結果を用いたキャンセラ、レプリカ生成、復調処理、復号処理する場合を説明したが、硬判定結果を用いてキャンセラ、レプリカ生成、復調処理、復号処理を行うことも可能である。つまり、受信信号から Q P S K、1 6 Q A M などの変調信号を復調する（ビット分解する）復調処理部として軟判定を行い、対数尤度比を出力する軟判定出力部を備える M A P 検出部を用いているが、硬判定値を出力する検出部を用いても良い。また、硬判定値から送信信号のレプリカ信号を生成するレプリカ信号作成部を用いても良い。さらに、軟判定値から生成したレプリカ信号に基づいて遅延波を除去しているソフトキャンセラブロック部を用いているが、受信信号から前記硬判定値から生成されたレプリカ信号に基づいて遅延波を除去するキャンセラ部を用いても良い。以降の実施形態においても同様である。

【 0 1 4 6 】

また、本実施形態では、各ソフトキャンセラブロック部出力を合成する際、線形合成の一手法である M M S E 合成部を用いているが、Z F (Z e r o F o r c i n g)、M R C (M a x i m u m R a t i o C o m b i n i n g) を用いても良い。また、非線形合成を用いても良い。

また、本実施形態では、M C - C D M システムに本発明を適用した場合で説明したが、O F D M システム、シングルキャリアシステムにも適用可能である。

【 0 1 4 7 】

(第 2 の実施形態)

次に、本発明の第 2 の実施形態について説明する。本実施形態では、受信信号から遅延波レプリカを除去することで抽出する所望波区間の所定時間帯の設定方法について、各信号区間が重なり合う（オーバーラップする）ように設定する場合の別の一実施形態を説明する。第 2 の実施形態は、無線受信機の M A P 検出部の構成が第 1 の実施形態と異なるので、M A P 検出部の構成について専ら説明し、それ以外の説明については省略する。

【 0 1 4 8 】

図 1 5 は、本発明の第 2 の実施形態による M A P 検出部の構成の一例を示す図である。

M A P 検出部 2 2 3 は、抽出区間設定部 2 4 0 (時間帯設定部とも称する)、ソフトキ

10

20

30

40

50

キャンセルブロック部 245 - 1 ~ 245 - B、MMSE フィルタ部 246、コード毎対数尤度比出力部 247 - 1 ~ 247 - 4 を備えている。また、ソフトキャンセルブロック部 245 - 1 ~ 245 - 4 は、遅延波レプリカ生成部 241、加算部 242、GI 除去部 243、FFT 部 244 をそれぞれ備えている。コード毎対数尤度比出力部 247 - 1 ~ 247 - 4 は、逆拡散部 248、シンボルデインタリーバ部 249、軟判定出力部 250 をそれぞれ備えている。

【0149】

第 2 の実施形態の MAP 検出部 223 の構成は、第 1 の実施形態の MAP 検出部 23 (図 4) とほぼ同じ構成を具備しているが、抽出区間設定部 240 の処理が第 1 の実施形態と相違する。また、この実施形態におけるソフトキャンセルブロック部 245 - 1 ~ 245 - B の数は、分割数 B に応じて設定される。他の構成については、前述の第 1 の実施形態と同様である。

抽出区間設定部 240 は、受信信号 $r(t)$ の複数の時間帯から抽出する信号の少なくとも一部が重なり、さらに時間帯内の信号電力ができるだけ大きくなるように複数の時間帯を設定し、その設定結果を遅延波レプリカ生成部 241 に出力する。

【0150】

図 16 は、本発明の第 2 の実施形態による抽出区間設定部 240 の構成を示すブロック図である。図 16 に示すように、抽出区間設定部 240 は、到来波区間算出部 2101、分割数決定部 2102、抽出時間決定部 2103、電力測定部 2104 とを備える。

到来波区間算出部 2101 は、第 1 の実施形態の到来波区間算出部 101 と同様に、伝搬路推定値であるインパルス応答推定値から到来した遅延波の推定区間 T_{a11} を算出する。

分割数決定部 2102 は、第 1 の実施形態の分割数決定部 102 と同様に、前記到来波区間算出部 2101 からの出力と予め定められた所定の基準時間情報に基づいて、分割数 B を算出する。

電力測定部 2104 は、分割数 B、基準時間情報、インパルス応答推定値に基づいて、基準時間情報から得る基準時間帯の信号電力を算出する。

抽出時間決定部 2103 は、分割数 B、基準時間情報、インパルス応答推定値、区間電力値算出結果に基づいて、各ソフトキャンセルブロック部 245 - 1 ~ 245 - 3 で抽出する時間帯をソフトキャンセルブロック部 245 - 1 ~ 245 - B に入力する。

一例として、図 17 に示すように、インパルス応答推定値において受信信号から遅延波 P21 ~ 遅延波 P26 が存在すると推定し、区間算出部 2101 で、遅延波 P21 ~ 遅延波 P26 の区間を到来した遅延波の推定区間 T_{a11} として算出し、分割数決定部 2102 で分割数を $B = 3$ と算出した場合について説明する。時間帯 B21、時間帯 B22、時間帯 B23 は、ソフトキャンセルブロック部 45 - 1 ~ 45 - 3 の各々で抽出する区間を示し、区間幅は基準時間情報から得る。

抽出区間設定部 240 は、時間帯 B21 の先頭を遅延波 P21 に、時間帯 B23 の最後尾を遅延波 P26 と一致するようにセットすることにより、時間帯 B21 の電力を遅延波 P21、遅延波 P22、遅延波 P23 の合計電力とし、時間帯 B23 の電力を遅延波 P24、遅延波 P25、遅延波 P26 の合計電力とする。

また、抽出区間設定部 240 は、抽出する複数の時間帯 (ここでは、時間帯 B21 ~ B23) の少なくとも 1 つの時間帯 (ここでは、時間帯 B22) に含まれる信号 (ここでは、P23 ~ P25) の電力が最大になるように、少なくとも 1 つの時間帯 (ここでは、時間帯 B22) を設定する。つまり、抽出区間設定部 240 は、時間帯 B22 は、区間 T_n のなかで時間帯 B21 および時間帯 B23 とは異なる区間で時間帯 B22 をスライドさせて、時間帯 B22 内の電力値を測定し、時間帯 B22 内の電力値が最も大きくなる区間を選定する。図 17 においては、抽出区間設定部 240 は、遅延波 P23、P24、P25 を含む区間を時間帯 B22 として設定する。前記遅延波 P23、P24、P25 を含む時間帯に設定した時間帯 B22 は、時間帯 B21 と信号区間 T_{d3} 重なり、時間帯 B23 と信号区間 T_{d4} 重なり、式 (3'') の基準時間 T_b である GI 長 T_{GI} の B 倍との差分

10

20

30

40

50

である信号区間 T_d は、 $T_d = T_{d3} + T_{d4}$ となる。

【0151】

抽出時間決定部 2103 は各ソフトキャンセラブロック部 45-1 ~ 45-3 で抽出する時間帯を、電力測定部で選定した区間内の電力値が最も大きくなる時間帯 B21、時間帯 22、時間帯 B23 に決定し、各時間帯を出力する。

各々のソフトキャンセラブロック部 245-1 ~ 245-B に属する遅延波レプリカ生成部 241 は、チャンネルインパルス応答推定値とレプリカ信号作成部 28 が生成するレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ とに基づいて、設定された信号区間の時間帯の信号を抽出するための遅延波レプリカを生成し、加算部 242 は、受信信号 $r(t)$ から前記遅延波レプリカを減算する。

10

図 18(a) ~ 図 18(c) は、上述のように設定した時間帯 B21 ~ B23 に基づいて、各ソフトキャンセラブロック部 45-1 ~ 45-3 で除去する遅延波を示すものである。図 18(a) ~ 図 18(c) において、一点鎖線で示して囲んである遅延波は、非所望波成分を除去し、所望の信号波成分を抽出する際に作成するレプリカを示す。

ソフトキャンセラブロック部 245-1 の加算部 242 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_1(t)$ とレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算したものを減算する。レプリカが正しく生成された場合には、ソフトキャンセラブロック部 245-1 の加算部 242 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、時間帯 B21 の時間帯の信号波成分が加算部 242 から抽出される。

20

ソフトキャンセラブロック部 245-2 の加算部 242 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_2(t)$ とレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算したものを減算する。レプリカが正しく生成された場合には、ソフトキャンセラブロック部 245-2 の加算部 242 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、時間帯 B22 の時間帯の信号波成分が加算部 242 から抽出される。

ソフトキャンセラブロック部 245-3 の加算部 242 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_3(t)$ とレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算したものを減算する。レプリカが正しく生成された場合には、ソフトキャンセラブロック部 245-3 の加算部 242 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

30

以上は抽出時間設定部 240 で抽出する時間帯の信号電力が最大値となるように設定する場合であるが、予め所定の信号電力値を設定しておき、電力測定部 2104 で測定した電力と前記所定の信号電力値と差が略零となるように時間帯 B22 を設定することも可能である。前記所定の信号電力値は、例えば、予め所定の誤り率特性を得る信号電力値を保持するなどがある。また、信号電力値のかわりに、SINR でもよい。予め設定した所定の信号電力値を満たすように抽出区間を設定することで、一定の伝送品質を保持することが可能となる。

【0152】

40

以上のように、各ソフトキャンセラブロック部 245-1 ~ 245-B で抽出する時間帯を、所定の基準区間幅を維持し、前記抽出する時間帯内の信号電力ができるだけ大きくなるように、各時間帯を重なり合う（オーバーラップする）時間帯を設定することで、各時間帯内の信号電力または、SINR が極端に小さくなる時間帯が発生する確率を下げることで、さらに、所定の基準期間幅を維持できるので、受信信号からレプリカを減算するときの除去残差が極端に大きくなる時間帯が発生する確率も下げられる。

【0153】

（第 3 の実施形態）

図 19 は、本発明の第 3 の実施形態による無線受信機 200 における MAP 検出部 123 の構成を示す図である。MAP 検出部 123 は、抽出区間設定部 140（時間帯設定部

50

とも称する)、ソフトキャンセラブロック部 145 - 1 ~ 145 - B、MMSE フィルタ部 146、コード毎対数尤度比出力部 147 - 1 ~ 147 - 4 を備えている。

【0154】

ソフトキャンセラブロック部 145 - 1 ~ 145 - B は、遅延波レプリカ生成部 141、加算部 142、GI 除去部 143、FFT 部 144 をそれぞれ備えている。コード毎対数尤度比出力部 147 - 1 ~ 147 - 4 は、逆拡散部 148、シンボルデインタリーバ部 149、軟判定出力部 150 をそれぞれ備えている。

【0155】

第3の実施形態の無線受信機 200 の構成は、第1の実施形態の無線受信機 200 および MAP 検出器 23 (図4) と同じ構成を具備しているが、第1の実施形態における抽出区間設定部 40 と、この実施形態における抽出区間設定部 140 の部分が異なっている。また、この実施形態におけるソフトキャンセラブロック部 145 - 1 ~ 145 - B の数は、分割数 B に応じて設定される。他の構成については、前述の第1の実施形態と同様である。

10

【0156】

第3の実施形態では、抽出区間設定部 140 は、受信信号からの基準時間情報とインパルス応答推定値より基準電力を算出し、各時間帯の受信信号電力と前記基準電力との差が所定の電力差となるように、抽出する時間帯を分割し、さらにその時間帯の受信電力と基準電力との差が所定の電力差を満たせない場合は、隣接する他の時間帯と重なる(オーバーラップする)ように、時間帯を分割する。このときの分割数は、前記基準電力とインパルス応答推定値によって決定される。

20

なお、基準時間情報は、例えば、受信信号 $r(t)$ における制御シンボルから得ることができる。つまり、図20に示すように、データシンボルの前に制御シンボルが送られており、このデータシンボルの前の制御シンボルから基準時間情報を得ることができる。この基準時間情報は、予め送受信機で既知としても良い。

【0157】

図21は、抽出区間設定部 140 の構成を示すものである。図21に示すように、抽出区間設定部 140 は、基準電力算出部 201、抽出区間決定部 202 を有している。以下において、基準時間情報として、GI 長を設定されている情報を受けとった場合で説明する。

30

【0158】

基準電力算出部 201 には、インパルス応答推定値と基準時間情報である GI 長が入力され、基準電力算出部 201 は、GI 長区間において最小となる電力値を基準電力として算出する。例えば、インパルス応答推定値として、図22に示すように P101 ~ P107 の7本の波が到来していると推定した場合、GI 長 T_{GI} の計測ウィンドウを設定し、遅延波 P101 のインパルス応答推定値から遅延波 P107 のインパルス応答推定値に到達するまで計測ウィンドウをスライドさせ、各スライド点において、GI 長内の計測ウィンドウに入る期間のパス電力を測定し、測定した電力のうち最小となる電力 P_{min} を出力する。図22においては、スライド点が遅延波 P104 と一致するときの電力は、遅延波 P104、P105、P106 の電力の合計となり、各スライド点の中で最小電力となる。

40

【0159】

抽出区間決定部 202 は、チャンネルインパルス応答推定値と前記基準電力算出部 201 が出力する最小電力 P_{min} を基準電力とし、各時間帯の電力値が基準電力 P_{min} に近似する値となるように分割したときの各時間帯の時間幅を算出し、その各時間帯の時間幅を、抽出する信号区間として、各ソフトキャンセラブロック部 145 - 1 ~ 145 - B の遅延波レプリカ生成部 141 に入力する。なお、抽出区間設定部 140 は、各時間帯の時間幅の変わりに、各区間に属するパスの到来時間を算出しても良い。

【0160】

図23は、上述のように、各時間帯の電力値が基準電力値 P_{min} となるように各時間

50

帯を分割したときの例を示すものである。まず、インパルス応答推定値を到来時間の早い遅延波（直接波を含む）から順に、各時間帯に属する遅延波の電力値（その時間帯に属する遅延波の電力の合計）と基準電力値 P_{min} との差が所定の電力差となるように、時間帯を設定する。すなわち、図 23 では、遅延波 P101 のインパルス応答推定値から得られる電力値は、基準電力値 P_{min} に近くなる。このため、遅延波 P101 を含む時間帯 B101 が設定される。次に、遅延波 P102 のインパルス応答推定値から得られる電力値と、遅延波 P103 のインパルス応答推定値から得られる電力値とを加算すると、基準電力値 P_{min} に近くなる。このため、遅延波 P102 と、P103 とを含む時間帯 B102 が設定される。次に、遅延波 P104 のインパルス応答推定値から得られる電力値と、遅延波 P105 のインパルス応答推定値から得られる電力値と、遅延波 P106 のインパルス応答推定値から得られる電力値とを加算すると、基準電力値 P_{min} に近くなる。このため、遅延波 P104 と、P105 と、P106 とを含む時間帯 B103 が設定される。これにより、時間帯 B101 ~ 時間帯 B103 の各区間に分割できる。

10

【0161】

次に、上述の処理により選択されなかった時間帯に遅延波がある場合には、その区間の電力値と基準電力値 P_{min} との差が所定の電力差となるように、すでに定められた隣接する時間帯に属する遅延波を含めて、時間帯を選択する。図 23 の例では、遅延波 P107 が選択されなかったので、遅延波 P107 と、これに隣接する時間帯 B103 の遅延波を含めて、基準電力値 P_{min} と近づくように、時間帯を選択する。これにより、すでに時間帯 B103 に含まれている遅延波 P105、P106 と P107 とで、時間帯 B104 が設定される。以上のように定められた時間帯 B101 ~ 時間帯 B104 の 4 つの時間帯が、抽出する時間帯として、各ソフトキャンセラブロック部 145-1 ~ 145-B に入力される。

20

【0162】

なお、上述の例では、最初に到来波と推定した信号から順に、基準電力値 P_{min} となるように、インパルス応答推定値を分割しているが、最後の到来波と推定した信号からでも良い。また、上述の例では、到来した遅延波を基準に時間帯を分割しているが、ADC コンバータのサンプル点を基準に時間帯を決定しても良い。

【0163】

MAP 検出器 123 のソフトキャンセラブロック部 145-1 ~ 145-B は、前記分割数に相当するブロック分備えられ、パラレルで処理することも可能である。図 23 の例では、遅延波が B101 ~ B104 の 4 つの時間帯に分割され、分割数 B は $B = 4$ となる。よって、ソフトキャンセラブロック部 145-1 ~ 145-B としては、少なくとも、4 つのソフトキャンセラブロック部 145-1 ~ 145-4 を保持する。また、ソフトキャンセラ部を 1 つのみ備え、各時間帯ごとにシリアルに処理することも可能である。

30

【0164】

ソフトキャンセラブロック部 145-1 ~ 145-B の遅延波レプリカ生成部 141 は、前記各時間帯のインパルス応答推定値とレプリカ信号作成部 28 が生成するレプリカ信号 $s^{\wedge}(t)$ との畳み込む演算を行うことで、加算部 142 で除去する遅延波レプリカを生成する。

40

【0165】

図 24 (a) の一点転斜線はソフトキャンセラブロック部 145-1 で除去する遅延波を示している。ソフトキャンセラブロック部 145-1 の加算部 142 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_1(t)$ と $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算により生成した遅延波 P102 ~ P107 のレプリカ信号を減算する。レプリカが正しく生成された場合には、ソフトキャンセラブロック部 145-1 の加算部 142 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ことができ、時間帯 B101 の時間帯の信号成分 P101 が加算部 142 から抽出される。

【0166】

図 24 (b) の斜線はソフトキャンセラブロック部 145-2 で除去する遅延波を示し

50

ている。ソフトキャンセラブロック部 145 - 2 の加算部 142 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_2(t)$ と $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算により生成した遅延波 P101、P104 ~ P107 のレプリカ信号を減算する。レプリカが正しく生成された場合には、加算部 142 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、時間帯 B102 の時間帯の信号成分が加算部 142 から抽出される。

【0167】

図 24 (c) の斜線はソフトキャンセラブロック部 145 - 3 で除去する遅延波を示している。ソフトキャンセラブロック部 145 - 3 の加算部 142 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_3(t)$ と $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算により生成した遅延波 P101 ~ P103、P107 のレプリカ信号を減算する。レプリカが正しく生成された場合には、加算部 142 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、時間帯 B103 の時間帯の信号成分が加算部 142 から抽出される。

10

【0168】

図 24 (d) の斜線はソフトキャンセラブロック部 145 - 4 で除去する遅延波を示している。ソフトキャンセラブロック部 145 - 4 の加算部 142 では、受信信号 $r(t)$ から、インパルス応答 $h_4(t)$ と $s^{\wedge}(t)$ との畳み込み演算より生成した遅延波 P105 ~ P106 のレプリカ信号を減算する。レプリカが正しく生成された場合には、加算部 142 の出力は $(h(t) - h_4(t))$ 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、時間帯 B104 の時間帯の信号成分が加算部 142 から抽出される。

20

【0169】

以上のように、受信信号のインパルス応答推定値における基準時間内の基準電力値（上述の例では基準時間内の最小の電力値 P_{min} ）となるように、遅延波の時間帯を分割し、前記基準電力値に満たない場合は、隣接する他の時間帯に含まれる遅延波も用いた区間を設定することで、レプリカ除去後の信号が基準時間以下で、各ソフトキャンセラブロック部で生成された遅延波レプリカの電力差が極端に小さくなることが防げられる。さらにその条件において分割数を最小数に抑えることができるため、分割した時間帯内に属する信号の電力、又は S I N R が低いことに起因するレプリカ誤差、および分割数の増加に起因するレプリカ誤差による特性劣化を低減することが可能となる。その結果、ある時間帯の著しいレプリカ精度低下が全体の特性劣化となることを避けられ、レプリカ誤差による特性劣化を最小に抑えることが可能となる。

30

【0170】

なお、以上説明した実施形態において、図 1 の無線送信機 100 や、図 3 の無線受信機 200 の機能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 200 の制御を行っても良い。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。

【0171】

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。

40

50

【0172】

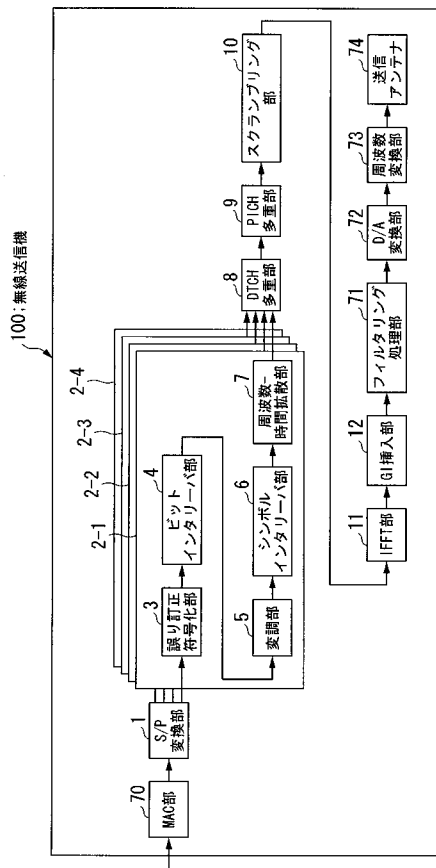
以上、この発明の実施形態について図面を参照して詳述してきたが、具体的な構成はこの実施形態に限られるものではなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲の設計等も特許請求の範囲に含まれる。

【産業上の利用可能性】

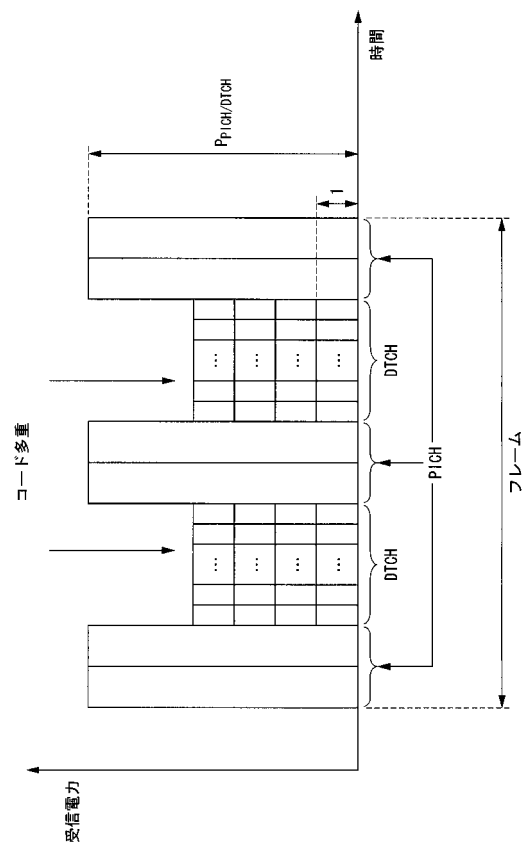
【0173】

本発明は、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などに適用できる。

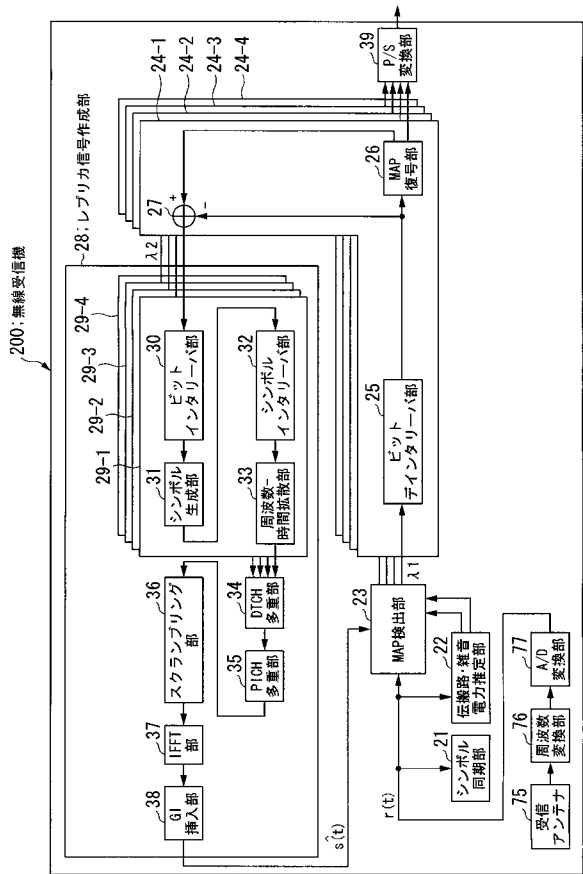
【図1】



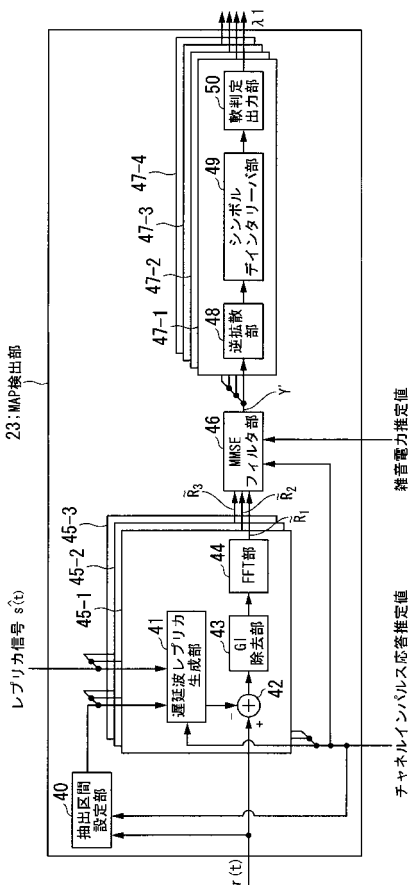
【図2】



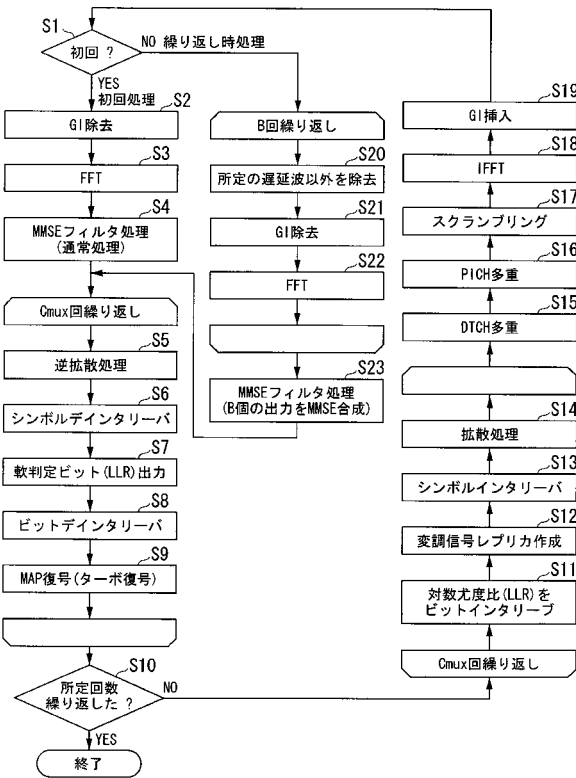
【図3】



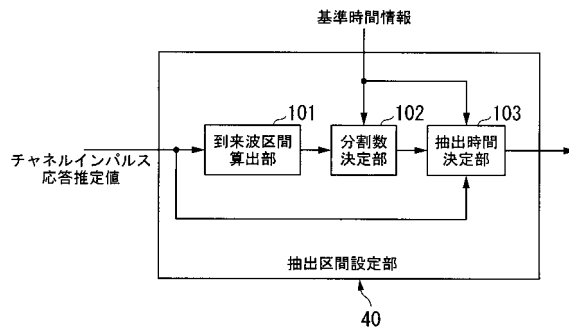
【図4】



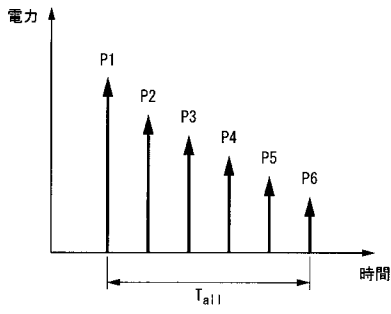
【図5】



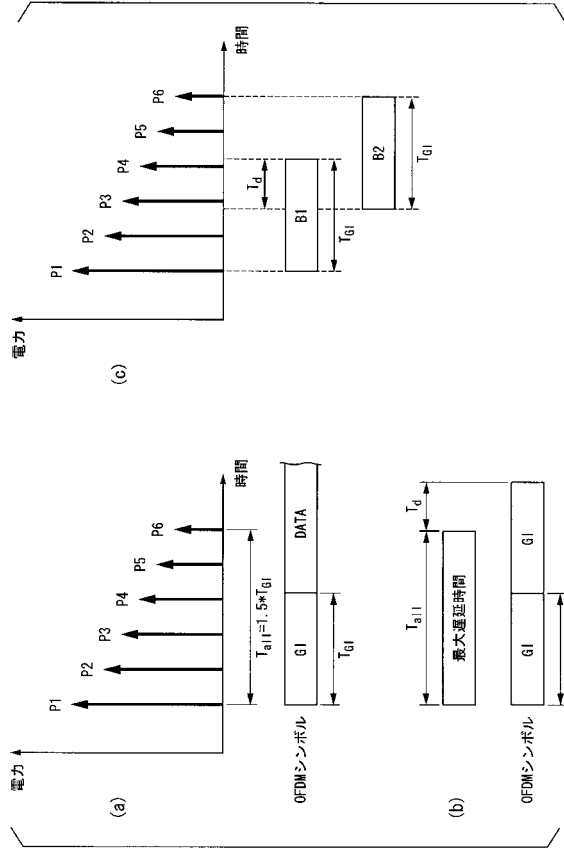
【図6】



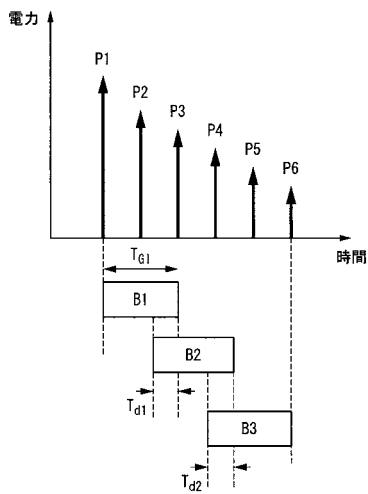
【図7】



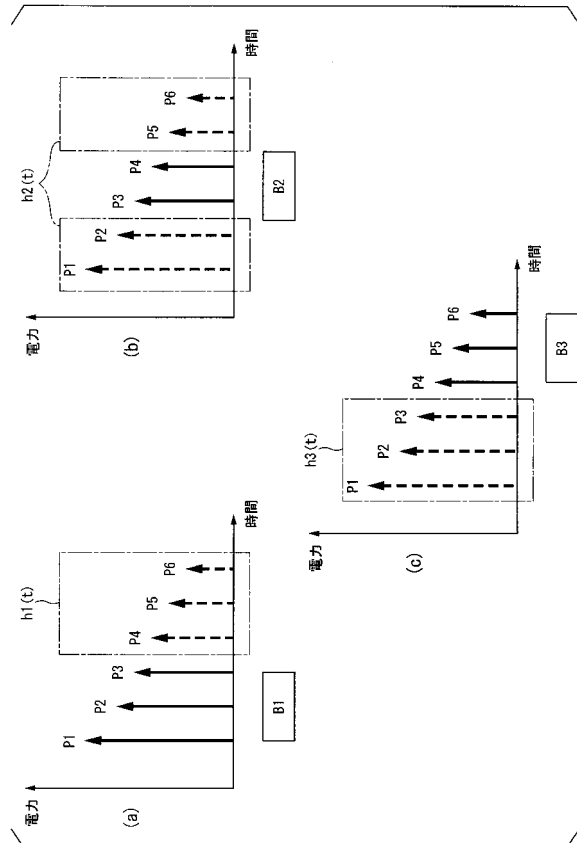
【図8】



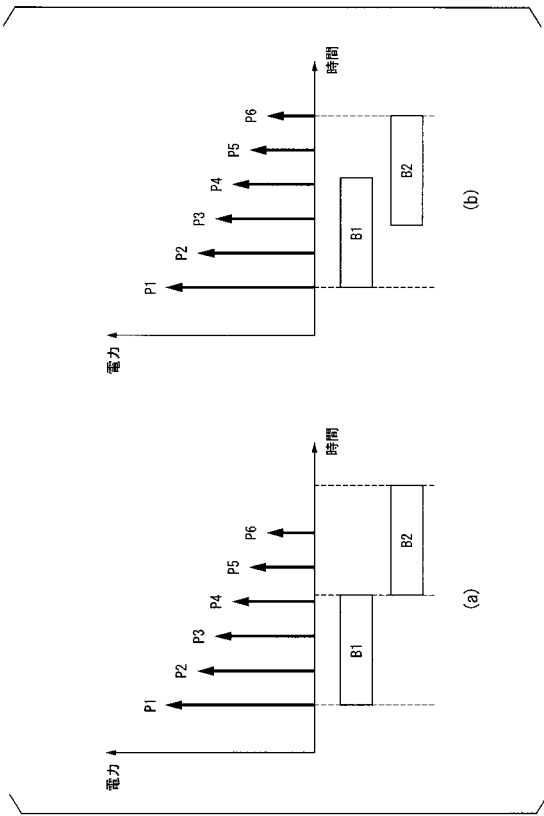
【図9】



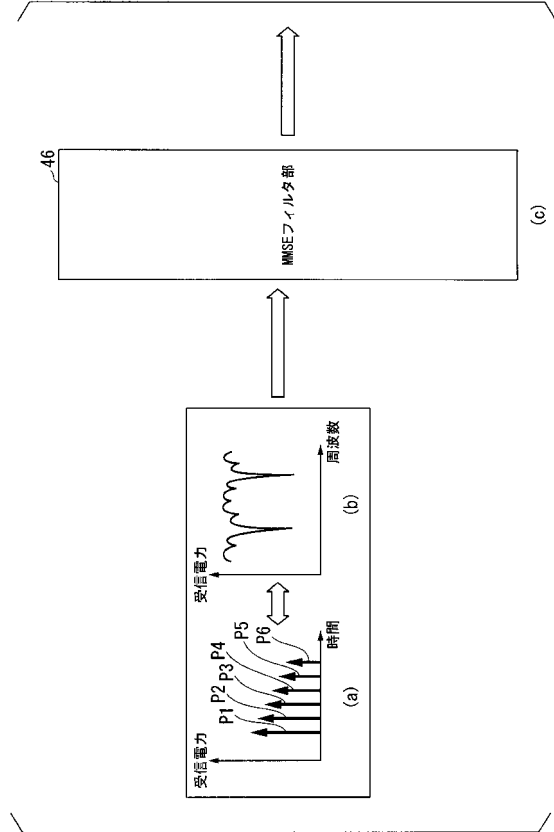
【図10】



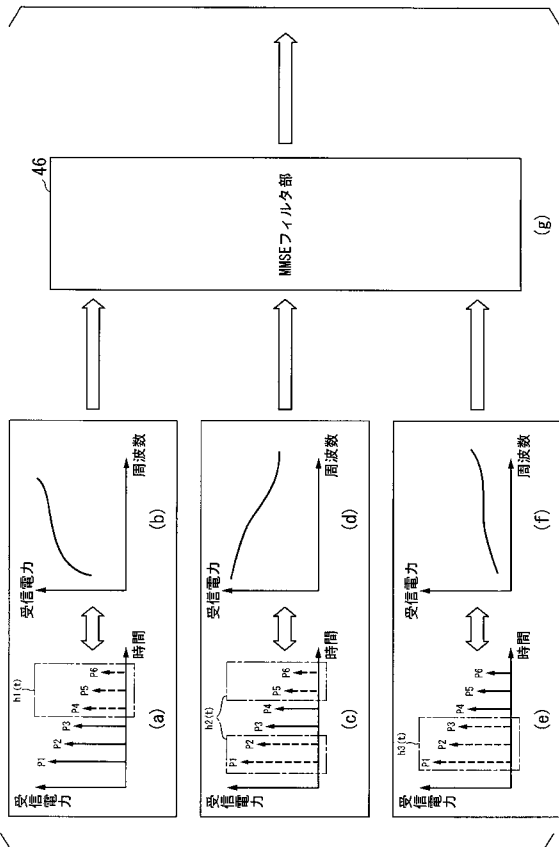
【図11】



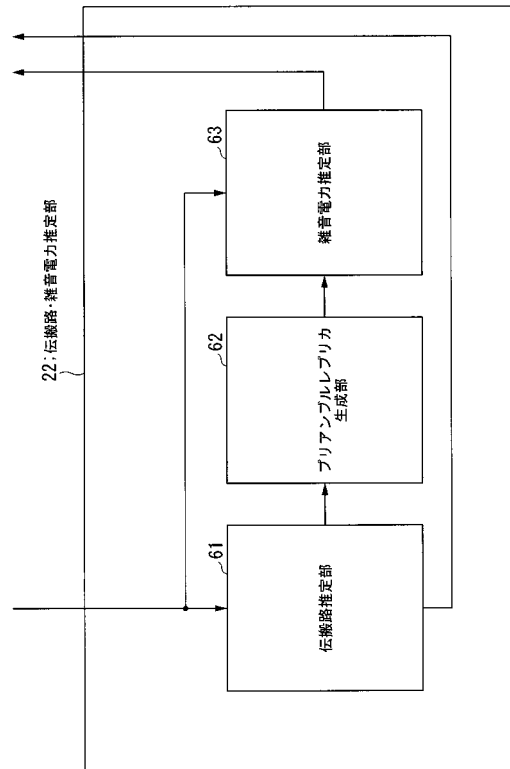
【図12】



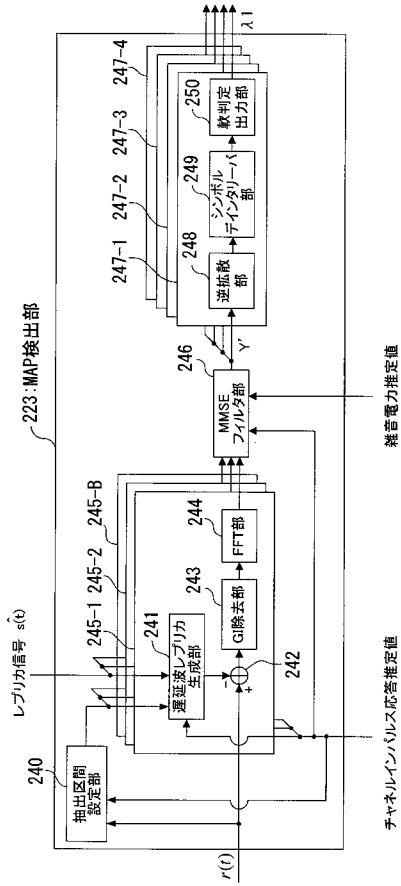
【図13】



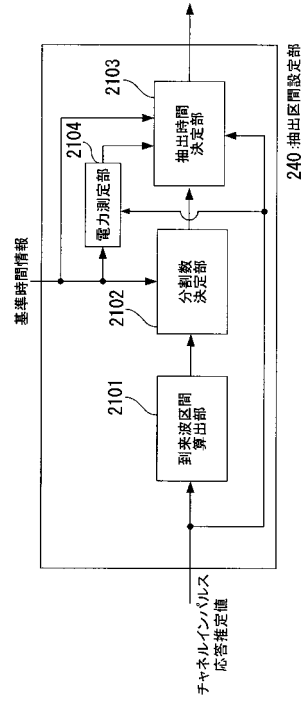
【図14】



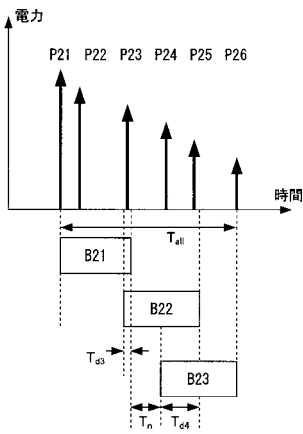
【図 15】



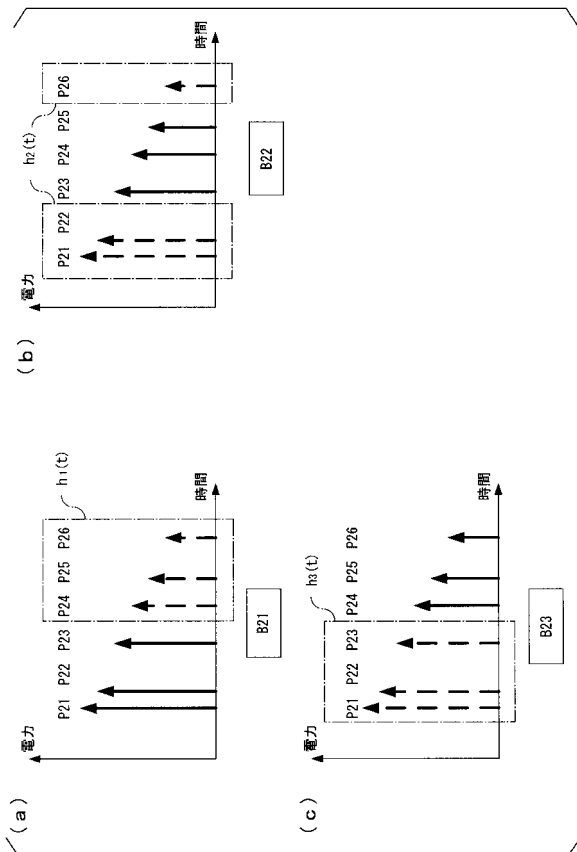
【図 16】



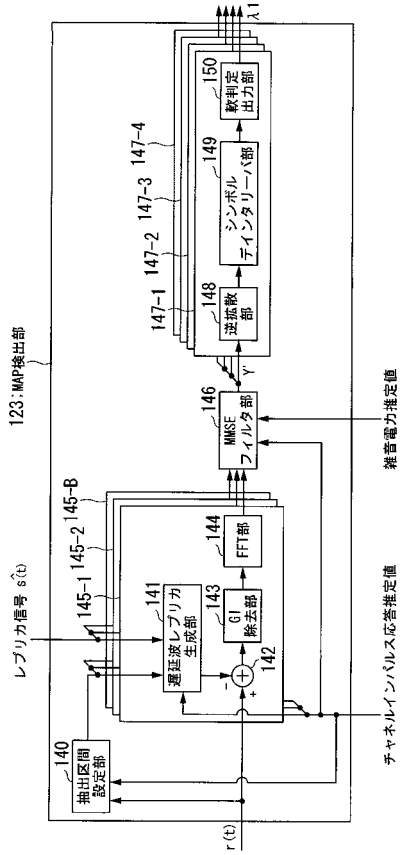
【図 17】



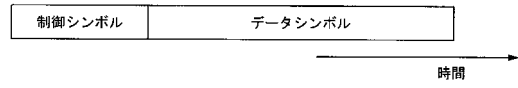
【図 18】



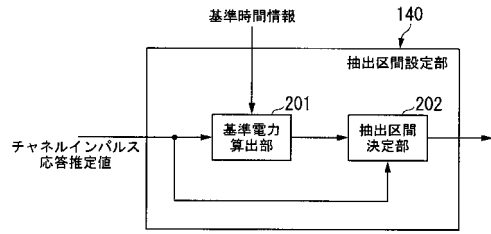
【図19】



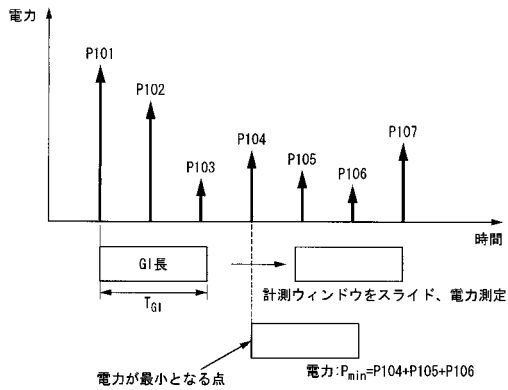
【図20】



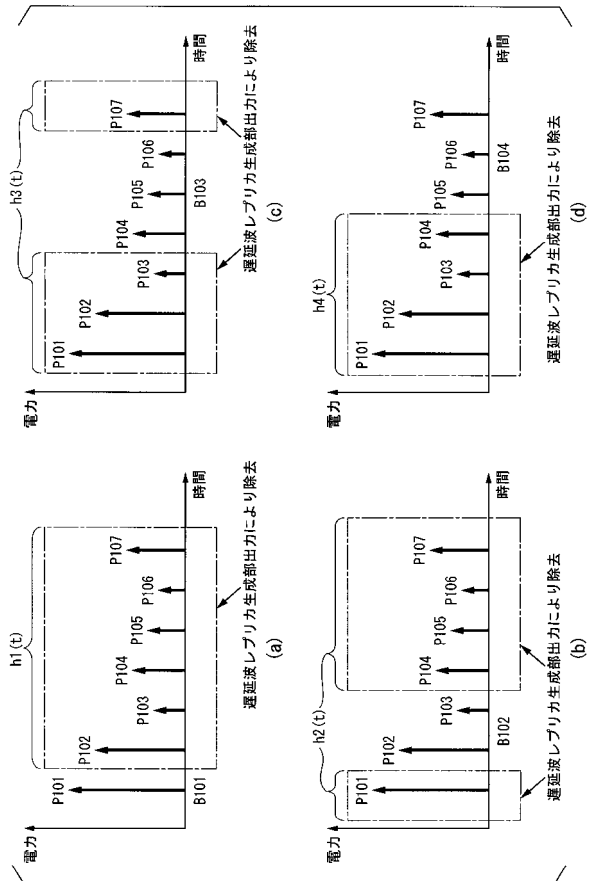
【図21】



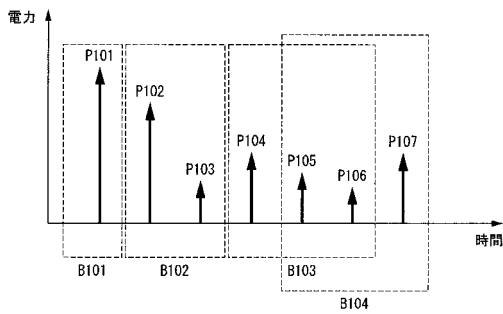
【図22】



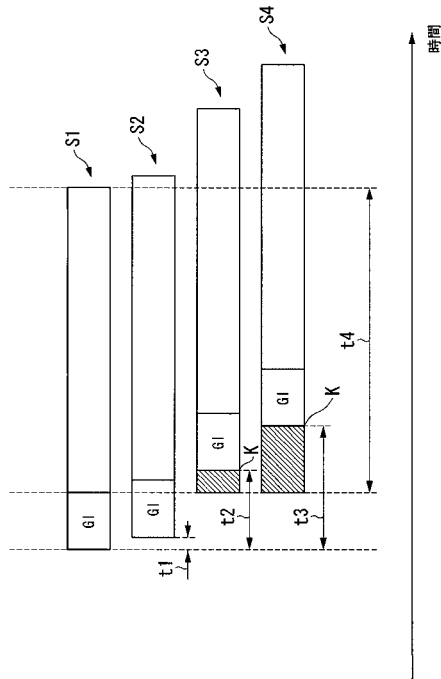
【図24】



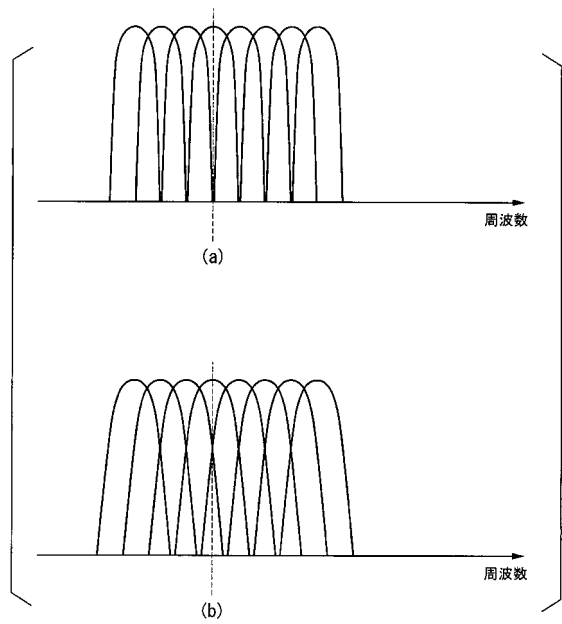
【図23】



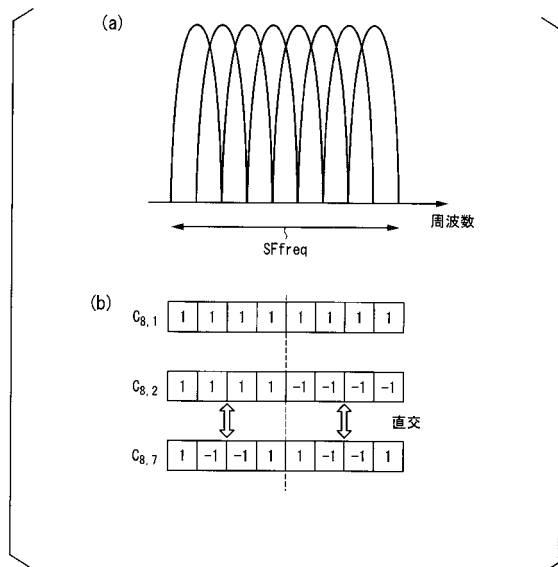
【図 25】



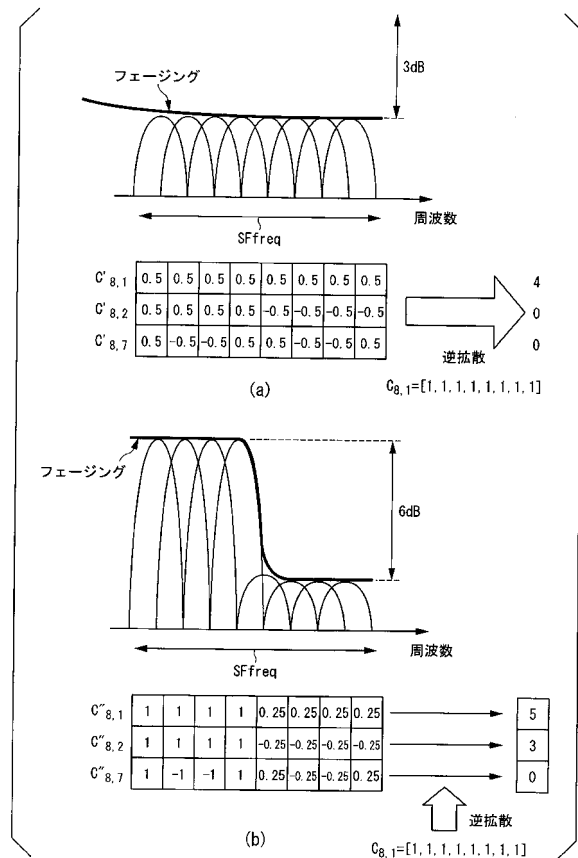
【図 26】



【図 27】



【図 28】



フロントページの続き

- (72)発明者 吉本 貴司
大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 シャープ株式会社内
- (72)発明者 山田 良太
大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 シャープ株式会社内
- (72)発明者 示沢 寿之
大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号 シャープ株式会社内

審査官 橘 均憲

- (56)参考文献 特開2007-158721(JP,A)
特開2007-088719(JP,A)
特開2005-150839(JP,A)
特開2005-079911(JP,A)
特開2008-236065(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00