

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2009年2月12日 (12.02.2009)

PCT

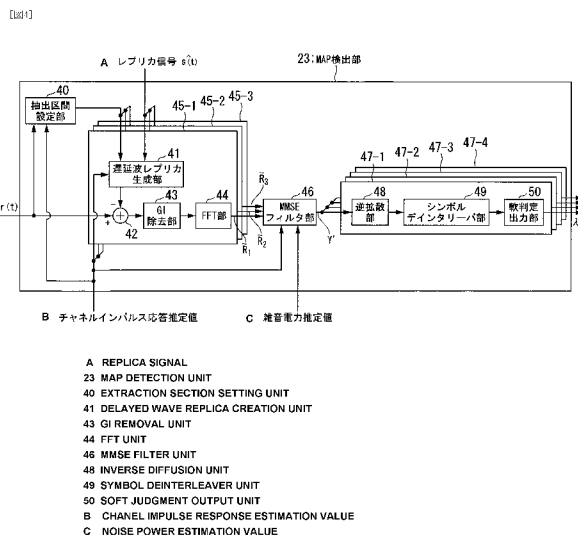
(10) 国際公開番号
WO 2009/020148 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 11/00 (2006.01) H04B 1/707 (2006.01)
H04B 1/16 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2008/064106
- (22) 国際出願日: 2008年8月6日 (06.08.2008)
- (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2007-204544 2007年8月6日 (06.08.2007) 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2番2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): 吉本 貴司 (YOSHIMOTO, Takashi) [JP/—]. 山田 良太 (YAMADA, Ryota) [JP/—]. 示沢 寿之 (SHIMEZAWA, Kazuyuki) [JP/—].
- (74) 代理人: 船山 武, 外 (FUNAYAMA, Takeshi et al.); 〒1006620 東京都千代田区丸の内一丁目9番2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, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, 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, ME, 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, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

[続葉有]

(54) Title: RECEIVER AND RECEPTION METHOD

(54) 発明の名称: 受信機及び受信方法



(57) Abstract: A receiver includes: a replica signal creation unit which creates a replica signal as a replica of a transmission signal according to a reception signal; a time band setting unit which sets a plurality of time bands to be extracted so that a part of a signal section of the reception signal is contained in the plurality of time bands extracted; a signal extraction unit which extracts a signal of a predetermined time band of the reception signal according to the replica signal and the time band set by the time band setting unit; a synthesis unit which synthesizes signals of the respective time bands extracted by the signal extraction unit; and a decoding process unit which decodes the signal synthesized by the synthesis unit.

(57) 要約: 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、抽出する複数の時間帯を設定する時間帯設定部と、レプリカ信号と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、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、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。

WO 2009/020148 A1



(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, 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, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, 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

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、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 t_4 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 s_3 、 s_4 では、区間 t_4 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。

[0010] 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。

[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SFfreq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。このような状況を、符号間の直交性が保たれているという。

[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。

[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、特性の改善を図つ

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)

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

非特許文献3:“Frequency-domain Soft Interference cancellation for Multicode CDMA Transmissions”, K. Ishihara, K. Takeda, F. Adachi, in Proc. IEEE VTC2006—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があった。

[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。

- [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。
- [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。
- [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・・・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、40・・・抽出区間設定部、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・・・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、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・・・MAP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・・・GI除去部、144・・・FFT部、145-1～145-B・・・ソフトキャンセラブロック部、146・・・MMSE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・・・MAP検出部

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。

[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。

[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。

[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 $C_{\text{mux}}=4$ 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。

[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ネル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、 $C_{\text{mux}} = 4$ 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、パイロットチャネルPICHの受信電力と、データチャネルDTCHの1コードあたりの受信電力の比を、 $P_{\text{PICH/DTCH}}$ で表して図示している。なお、図2はパイロットチャネル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、データチャネルDTCH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。

[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、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。

[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、ビットデインタリーバ部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。

[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、パイロットチャネル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、パイロットチャネル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(Recursive Least Squares)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。
- [0046] 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PICH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。
- [0047] 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。
- [0048] 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- C_{mux} に出力される。
- [0049] 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。
- [0050] 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、ビットディ

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50(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。

[0051] また、MAP復号部26は、ソフトキャンセラブロック部45-1~45-3の出力信号をMMSEフィルタ部46(図4)が合成した信号を、コード毎対数尤度比出力部47-1~47-4(図4)、ビットデインタリーバ部25を介して取得し復号処理を行い、P/S変換部39に出力する。

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。

[0052] 続いて、MAP復号部26の入力とMAP復号部26の出力との差分である復号結果 λ_2 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、ビット毎に復号結果 λ_2 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、復号結果 λ_2 の大きさを考慮し、無線送信機100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で拡散されている。

[0053] なお、無線受信機200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} だけ備えている。ここでは、 $C_{\text{mux}}=4$ 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。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においてガードインターバル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。

[0054] 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の出力が、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、復号結果としてMAC部(図示しない)に出力される。

[0055] 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、抽出区間設定部40(時間帯設定部とも称する)、ソフトキャンセラブロック部45-1~45-3、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を備えている。

[0056] 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(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40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。

[0057] 抽出区間設定部40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41に出力する。つまり、抽出区間設定部40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45-1~45-3の遅延波レプリカ生成部41に出力する。

[0058] 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

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、抽出区間設定部40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。

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。

[0059] 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。

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 $\hat{h}(t)$ 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 $\tilde{R}_1$ 、 $\tilde{R}_2$ 、 $\tilde{R}_3$ を得る。

[0060] 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45-1~45-3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45-1~45-3の出力 $\tilde{R}_1$ 、 $\tilde{R}_2$ 、 $\tilde{R}_3$ 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、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。

[0061] この信号 Y' を用いて、 C_{mux} 個(ここでは、 $C_{\text{mux}}=4$)のコード毎対数尤度比出力部47-1~47-4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 λ_1 を軟判定結果として出力する。

[0062] 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 λ_1

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 Z_n とすると、QPSK変調時の軟判定結果 λ_1 は、以下の式(1)及び式(2)で表すことができる。

[0063] [数1]

$$\lambda_1(b0) = \frac{2R[Z_n]}{\sqrt{2}[1-\mu(n)]} \quad \dots \quad (1)$$

[0064] [数2]

$$\lambda_1(b1) = \frac{2\text{Im}[Z_n]}{\sqrt{2}[1-\mu(n)]} \quad \dots \quad (2)$$

[0065] 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。

[0066] [数3]

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

[0067] 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) λ_1 を求めることができる。

[0068] 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、これは送信機が具備しているビットインターリーブ部及びシンボルインター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。

[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 $r(t)$ からガードインターバル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)。

[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λ₂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。

[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)。

[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、パイロットチャネルPICHの多重を行う(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、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、ガードインターバルGIを挿入する(ステップS19)。ステップS19でガードインターバル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。

[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。

[0074] 次に、図4におけるMAP検出部23の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。

図4に示したように、抽出区間設定部40は、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。

[0075] 図6は、本発明の第1の実施形態による抽出区間設定部40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40は、到来波区間算出部101、分割数決定部102、抽出時間決定部103とを備える。

[0076] 到来波区間算出部101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に示すようにチャネルインパルス応答推定値からP1～P6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_{all} を到来した遅延波の推定区間として算出する。

[0077] 分割数決定部102は、前記到来波区間算出部101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、下記の式(3')を用いて分割数Bを算出する。

[0078] [数4]

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

[0079] ただし、

[0080] [数5]

$$\lceil x \rceil$$

[0081] は、 x が割り切れない場合に切り上げることを示す。

[0082] 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、 $T_{all} = nT_b$ の場合は、 $B \geq n$ 、 $T_{all} > nT_b + m$, ($n > m$)の場合は、 $B \geq n + 1$ を満たすように算出できれば良い。

[0083] 分割数決定の例として、図8(a)に所定の基準時間 T_b がGI(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_{all} がGI長の基準時間 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_{all} 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_{all} 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。

$$[0088] \quad T_d = B * T_b - T_{all} = B * T_{GI} - T_{all} \quad \dots (3'')$$

[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 $\hat{s}(t)$ 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に対応するインパルス応答推定値 $h_1(t)$ とレプリカ信号 $\hat{s}(t)$ 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B2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P1、P2、P5、P6に対応するインパルス応答 $h_2(t)$ とレプリカ信号 $\hat{s}(t)$ との畳み込み演算を行い、その値を出力する。

時間帯B3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P1~P3に対応するインパルス応答 $h_3(t)$ とレプリカ信号 $\hat{s}(t)$ 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。

[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 $\hat{s}(t)$ 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ることができ、時間帯B1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 $\hat{s}(t)$ 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ることができ、時間帯B2の時間帯の信号波成分が加算部42から抽出される。

[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 $\hat{s}(t)$ 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ることができ、時間帯B3の時間帯の信号波成分が加算部42から抽出される。

[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B1、B2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B2に属する遅延波P5、P6の電力が小さいために、時間帯B2のSINRが小さくなる。さらに、時間帯B2を抽出するために生成する遅延波レプリカがP1～P4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。

[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B2に属する遅延波の数がP3～P6となり、電力を大きくすることができる。さらに、時間帯B1または時間帯B2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する場合より減らすことができるため(時間帯B1を抽出する場合はP5、P6の遅延波2本のレプリカを生成し、時間帯B2を抽出する場合は、P1、P2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。

[0100] 次に、図4におけるMMSEフィルタ部46について説明する。図12(a)～図12(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。

[0101] 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。

[0102] [数6]

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

[0103] 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GI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MC-CDM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。

[0104] [数7]

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

[0105] 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。

[0106] [数8]

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

[0107] 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。

[0108] [数9]

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

[0109] [数10]

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

[0110] 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。

[0111] 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、 $N_c * 1$ のベクトルで表すことができる。

[0112] [数11]

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

[0113] 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、 $N_c * N_c$ の対角行列で表すことができる。

[0114] [数12]

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

[0115] 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。

[0116] [数13]

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

[0117] なお、

[0118] [数14]

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

[0119] はコード多重時の他コードからの干渉成分であり、

[0120] [数15]

$$\sigma_N^2$$

[0121] 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]

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

[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] 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。

[0126] [数17]

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

[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。 $\hat{s}(t)$ 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 λ_2 を基に算出されたレプリカ信号である。

[0128] [数18]

$\otimes$

[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。

[0130] [数19]

$$\tilde{R}_i = R - \hat{R}_i = \begin{bmatrix} \hat{H}_1 & \hat{H}_2 & \cdots & \hat{H}_B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{S}^T & \hat{S}^T & \cdots & \hat{S}^T \end{bmatrix}^T + \Delta = \hat{H}^T \hat{S} + \Delta = \begin{bmatrix} \tilde{R}_1 & \tilde{R}_2 & \cdots & \tilde{R}_B \end{bmatrix}^T \quad \cdots (14)$$

[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20]

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

[0133] 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。

[0134] [数21]

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

[0135] 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。

[0136] [数22]

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

[0137] 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。

[0138] 図13(a)～図13(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13では、繰り返し処理において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。

[0139] 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。

- [0140] 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。
- [0141] 図14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。
- [0142] 伝搬路推定部61は、受信信号に含まれるパイロットチャネル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、既知情報であるパイロットチャネルPICHの信号波形とを用いてパイロットチャネル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パイロットチャネルPICHの部分と、前記プリアンブルレプリカ生成部62より出力されるパイロットチャネル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。
- [0143] 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。
- [0144] 本発明の第1の実施形態による無線受信機200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。
- [0145] 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QPSK、16QAM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MAP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。

[0146] 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MMSE合成部を用いているが、ZF (Zero Forcing)、MRC (Maximum Ratio Combining)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、MC-CDMシステムに本発明を適用した場合で説明したが、OFDM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。

[0147] (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実施形態を説明する。第2の実施形態は、無線受信機のMAP検出部の構成が第1の実施形態と異なるので、MAP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。

[0148] 図15は、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。

MAP検出部223は、抽出区間設定部240(時間帯設定部とも称する)、ソフトキャンセラブロック部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、ソフトキャンセラブロック部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2

48、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ラブロック部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_{all} 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、各ソフトキャンセラブロック部245-1~245-3で抽出する時間帯をソフトキャンセラブロック部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_{all} 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、ソフトキャンセラブロック部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 $\hat{s}(t)$ 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。

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 $\hat{s}(t)$ 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。

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 $\hat{s}(t)$ 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 $\hat{s}(t)$ 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であると考えことができ、時間帯B23の時間帯の信号波成分が加算部242から抽出される。

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] 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。

[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。

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。

- [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。
- [0159] 抽出区間決定部202は、チャ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、各ソフトキャンセルブロック部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。

[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。

[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、AD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。

[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 $\hat{s}(t)$ 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。

- [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。
- [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。
- [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SINR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。

[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。

[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。

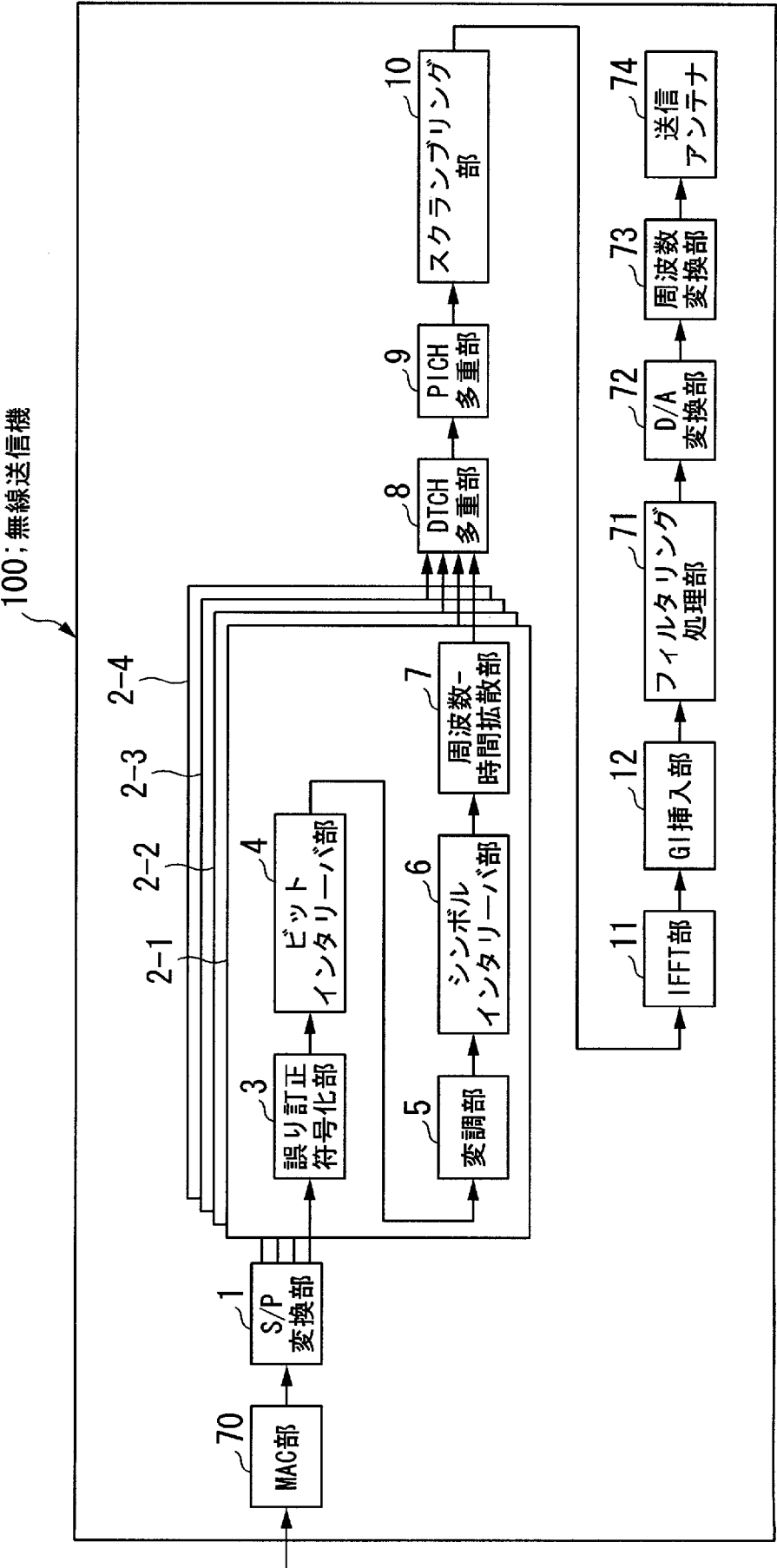
請求の範囲

- [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、
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、
を備えることを特徴とする受信機。
- [2] 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、
を備えることを特徴とする請求項1記載の受信機。
- [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。
- [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。
- [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

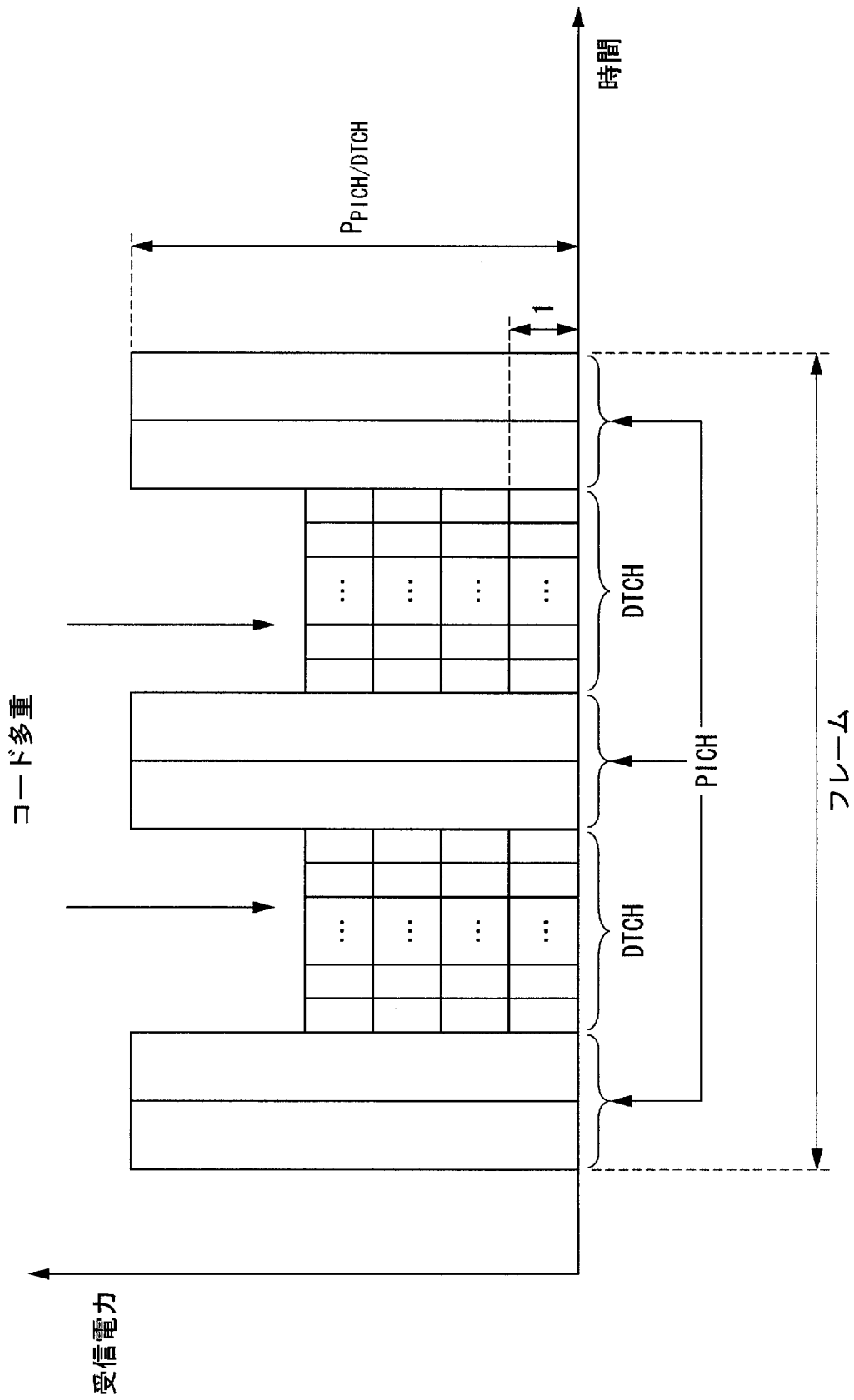
かの項に記載の受信機。

- [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。
- [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。
- [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。
- [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。
- [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。
- [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、
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、
を実行することを特徴とする受信方法。

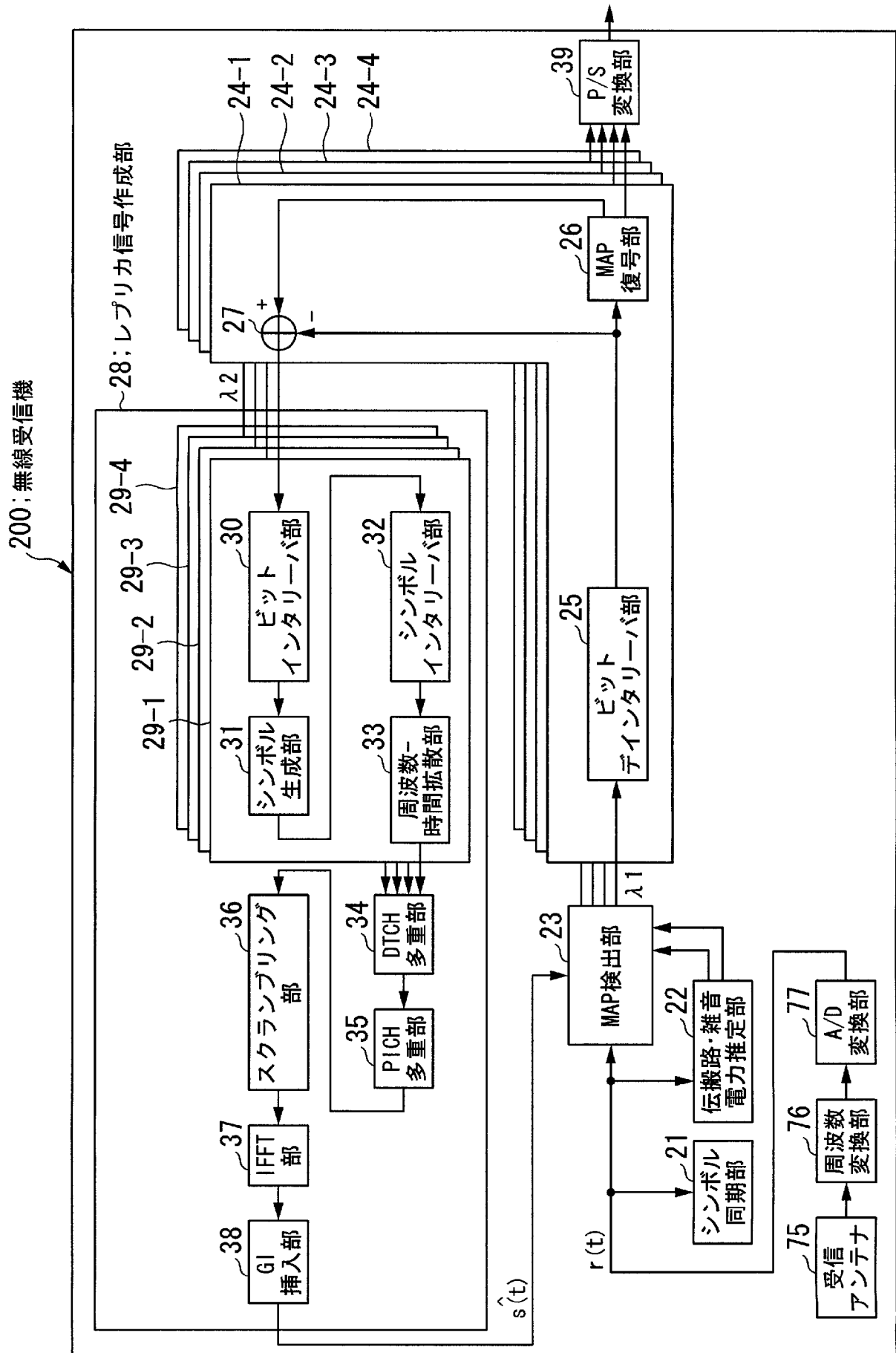
[図1]



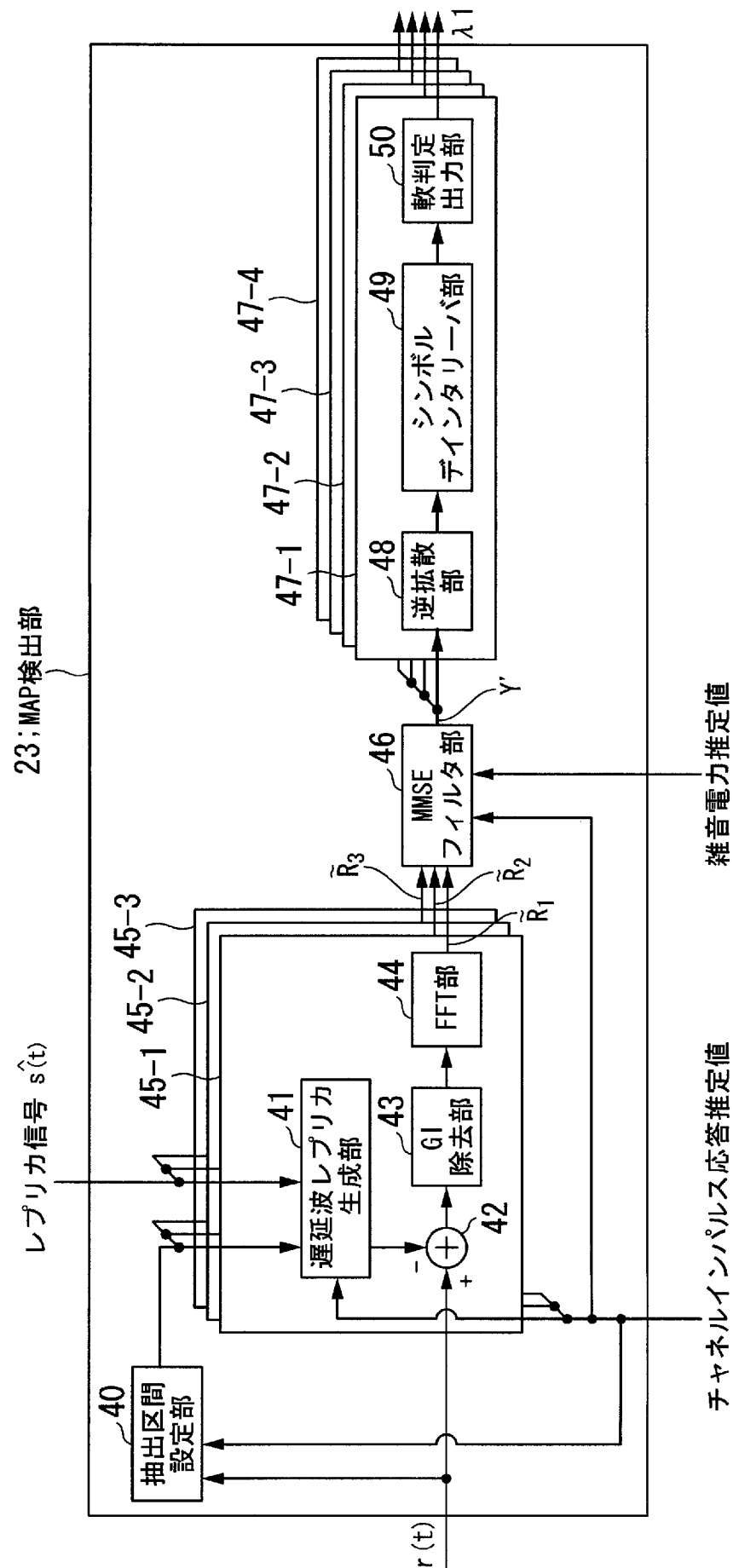
[図2]



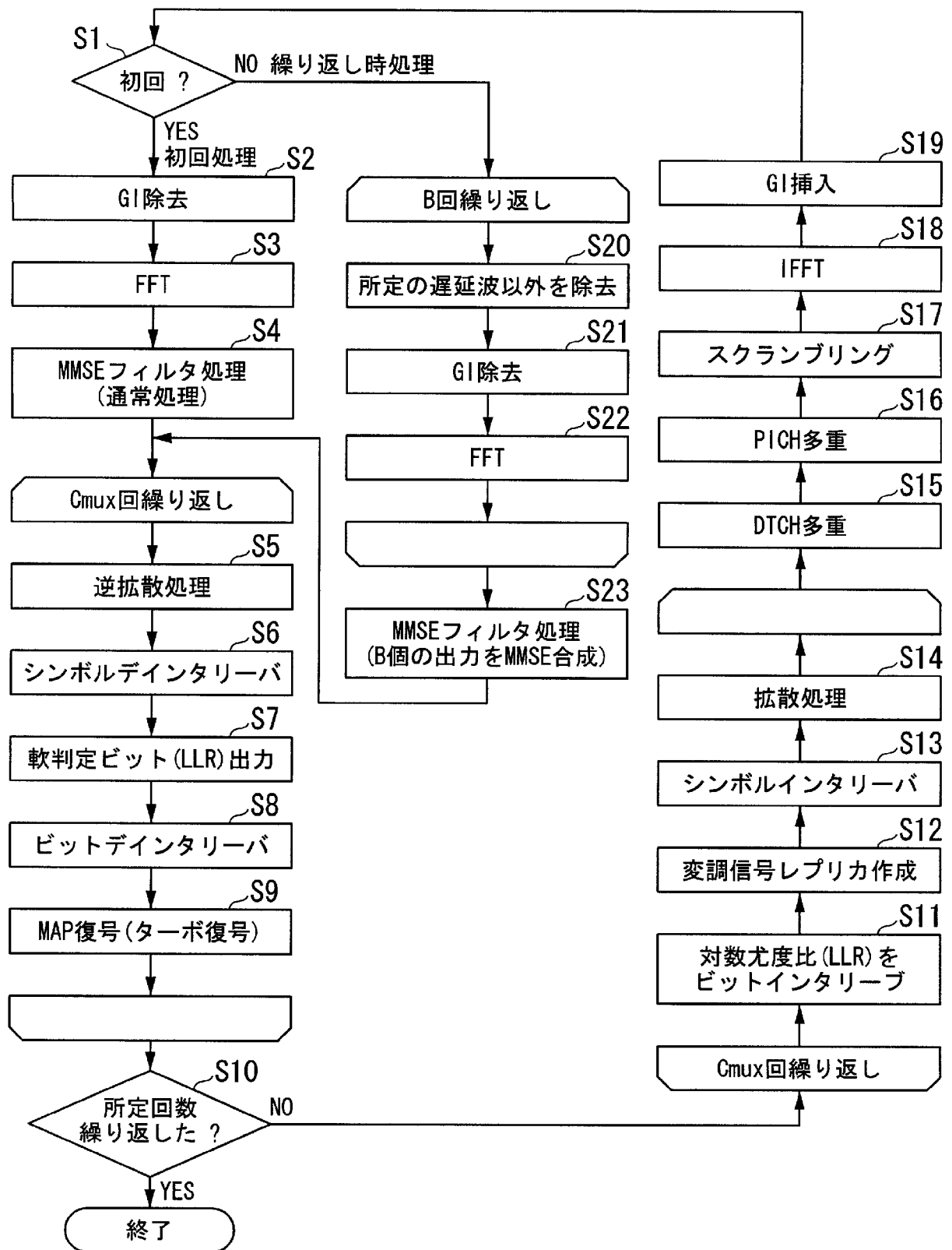
[図3]



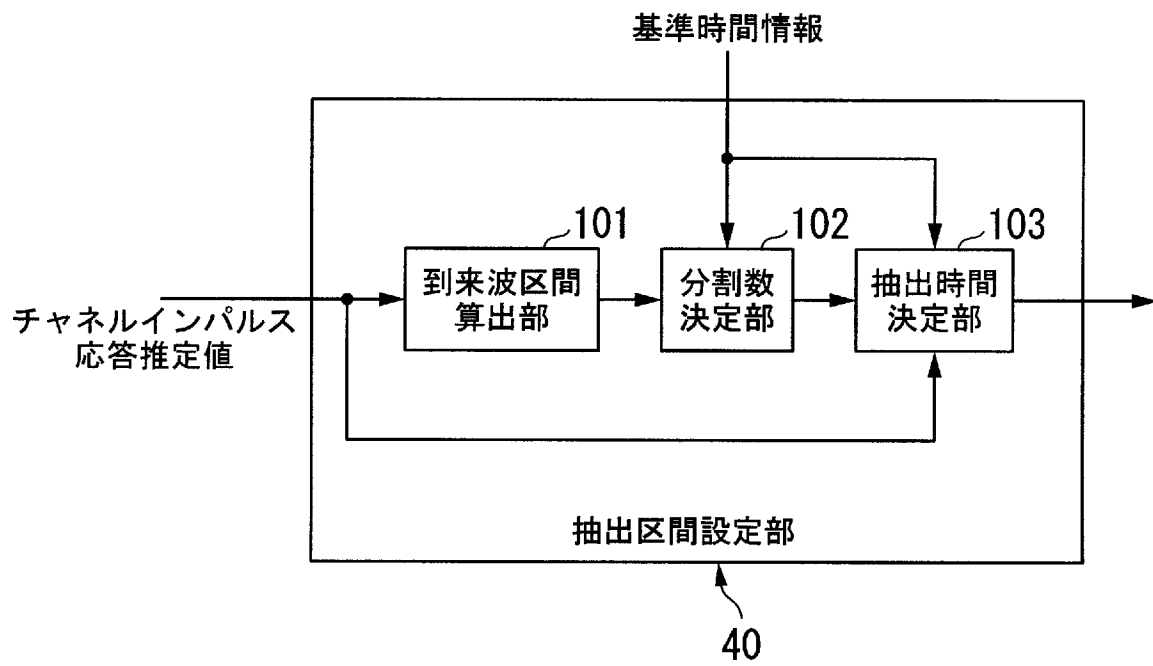
[図4]



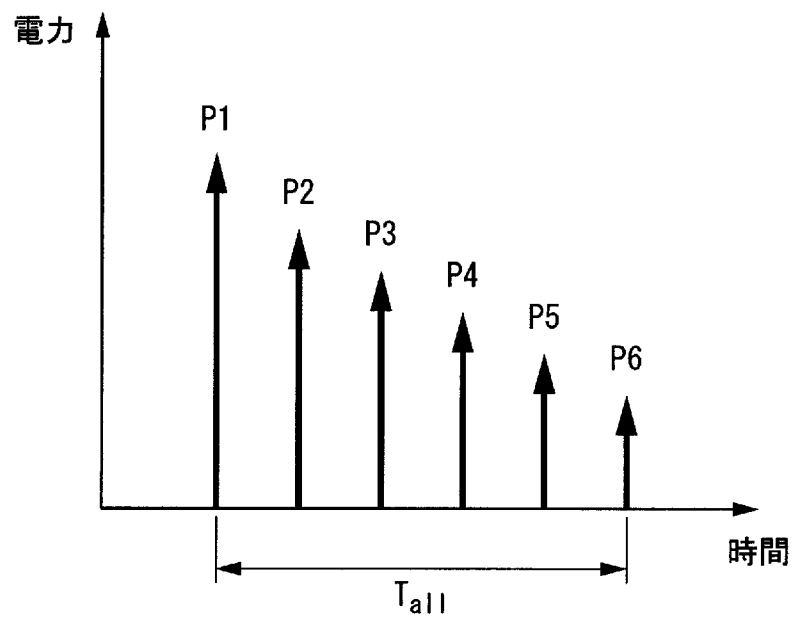
[図5]



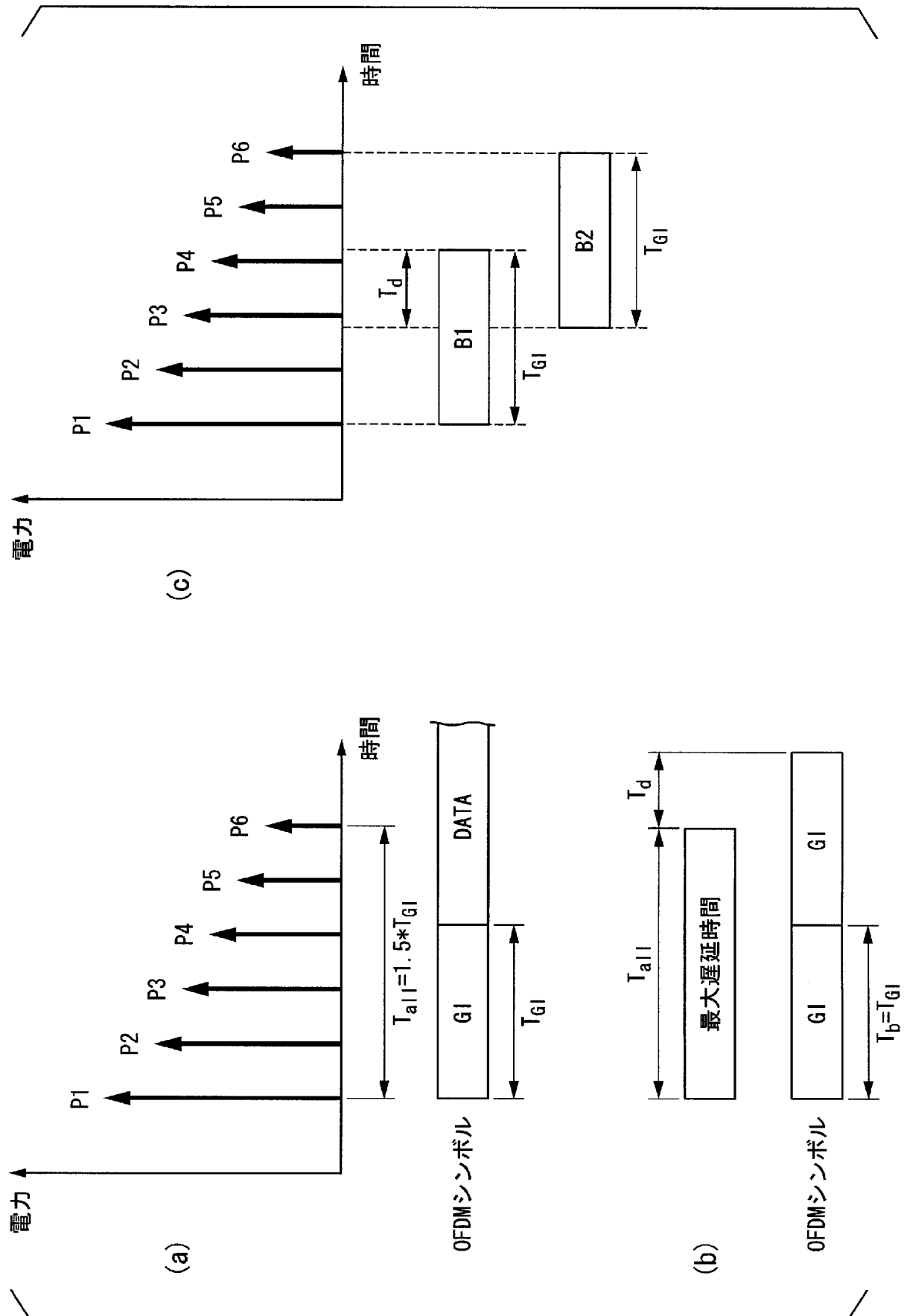
[図6]



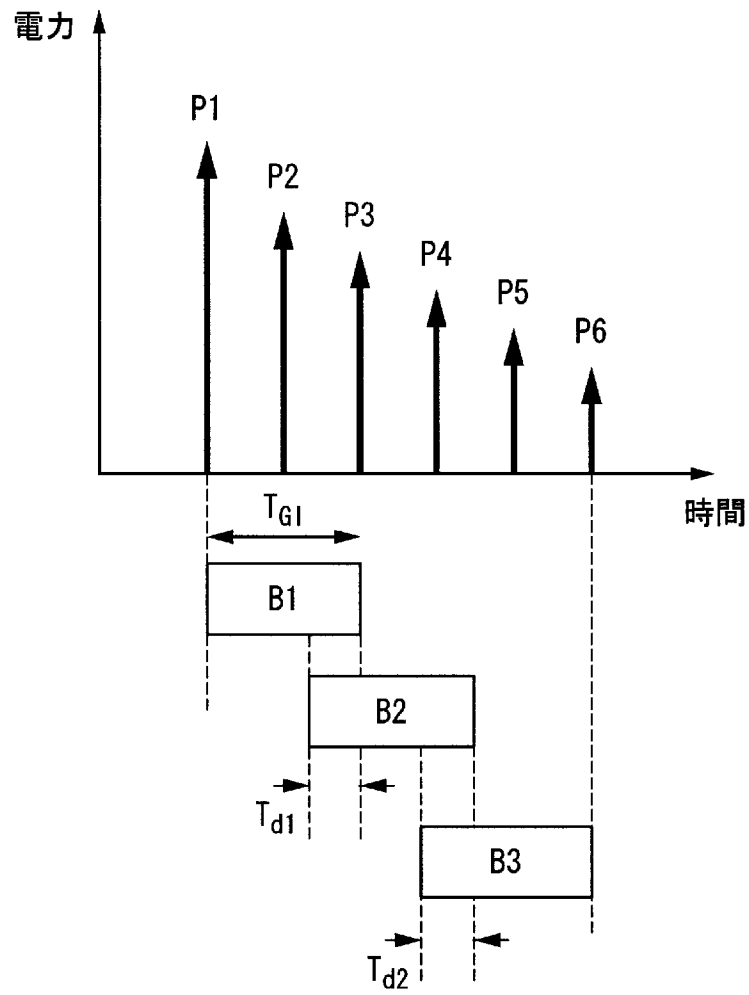
[図7]



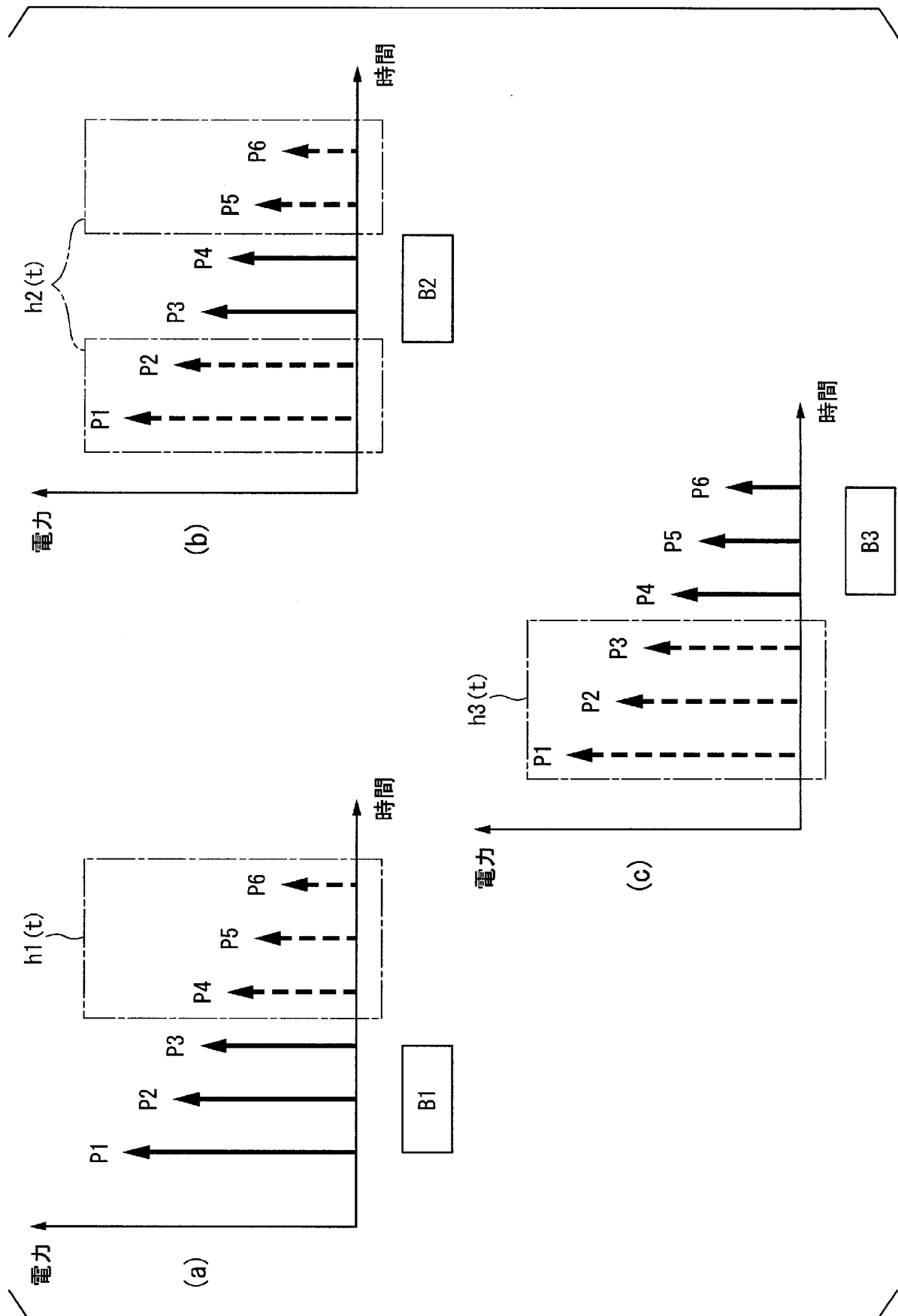
[図8]



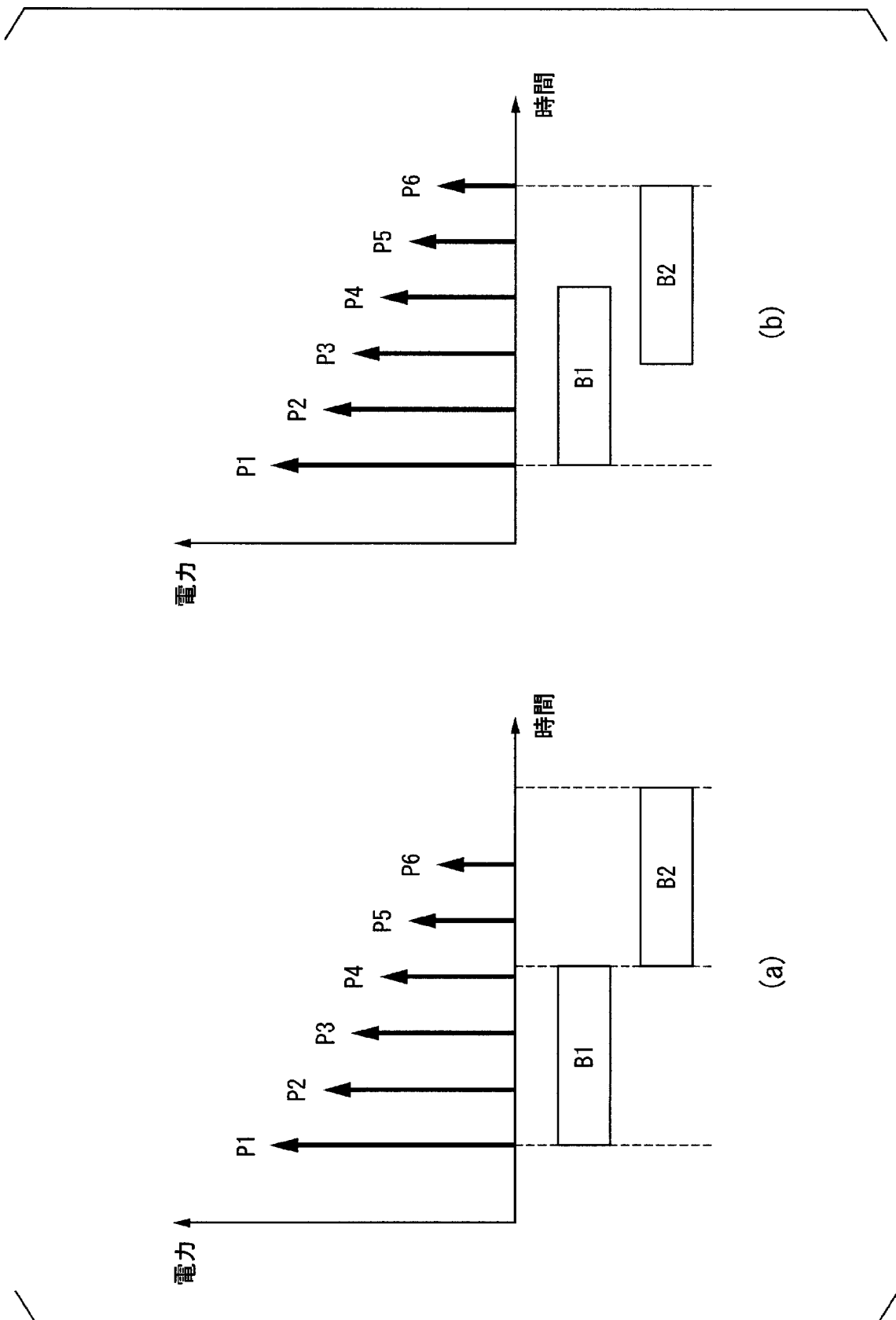
[図9]



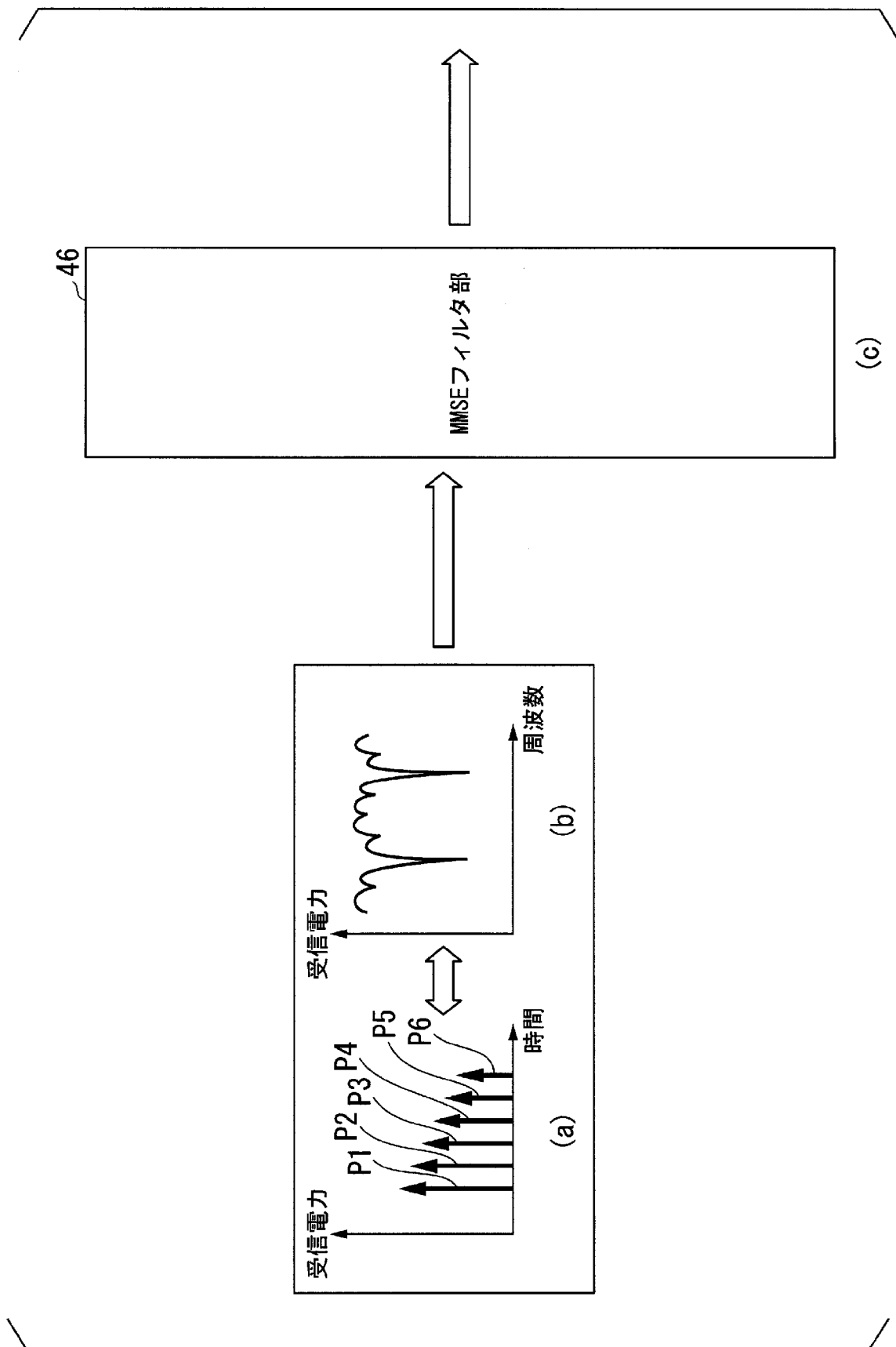
[図10]



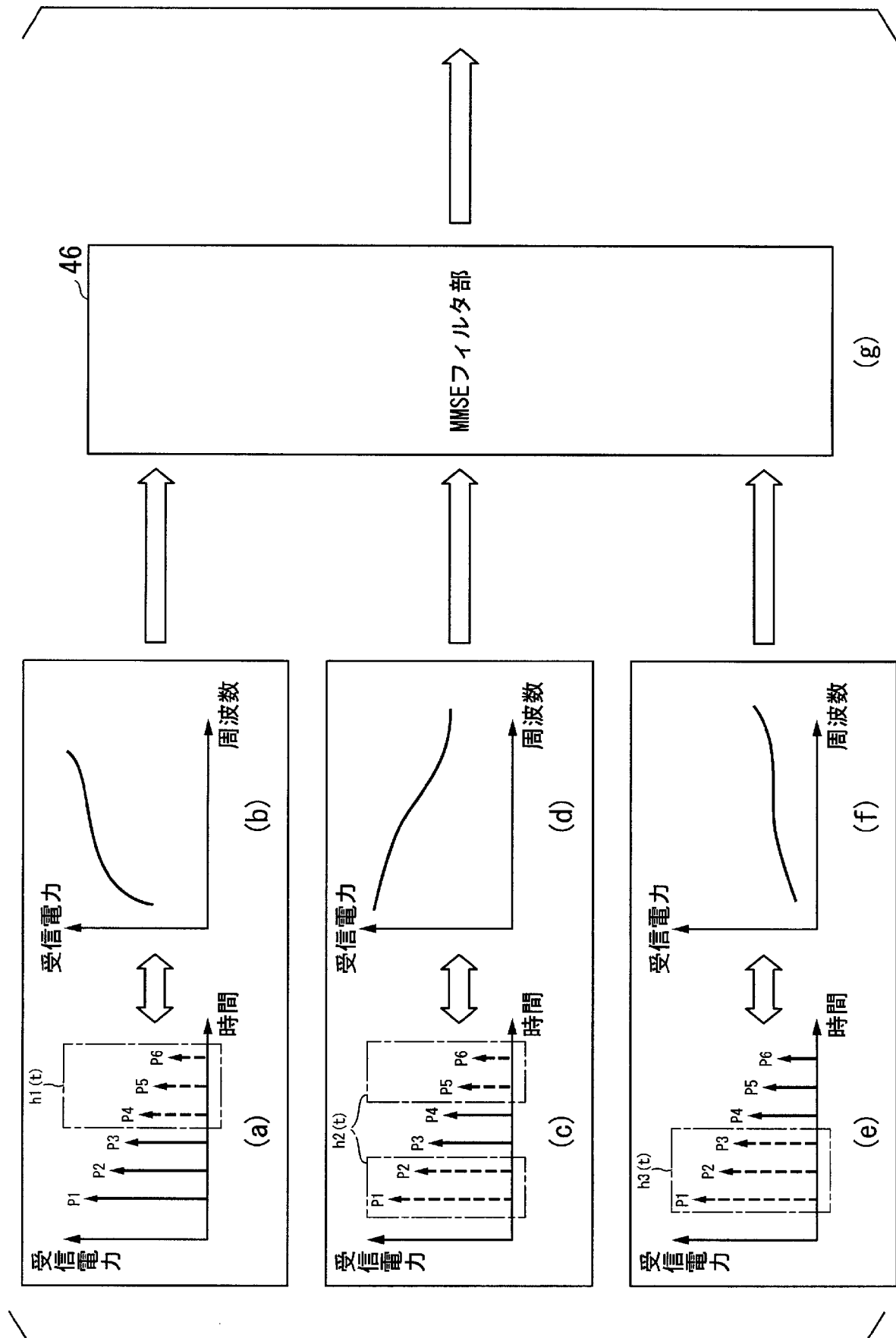
[図11]



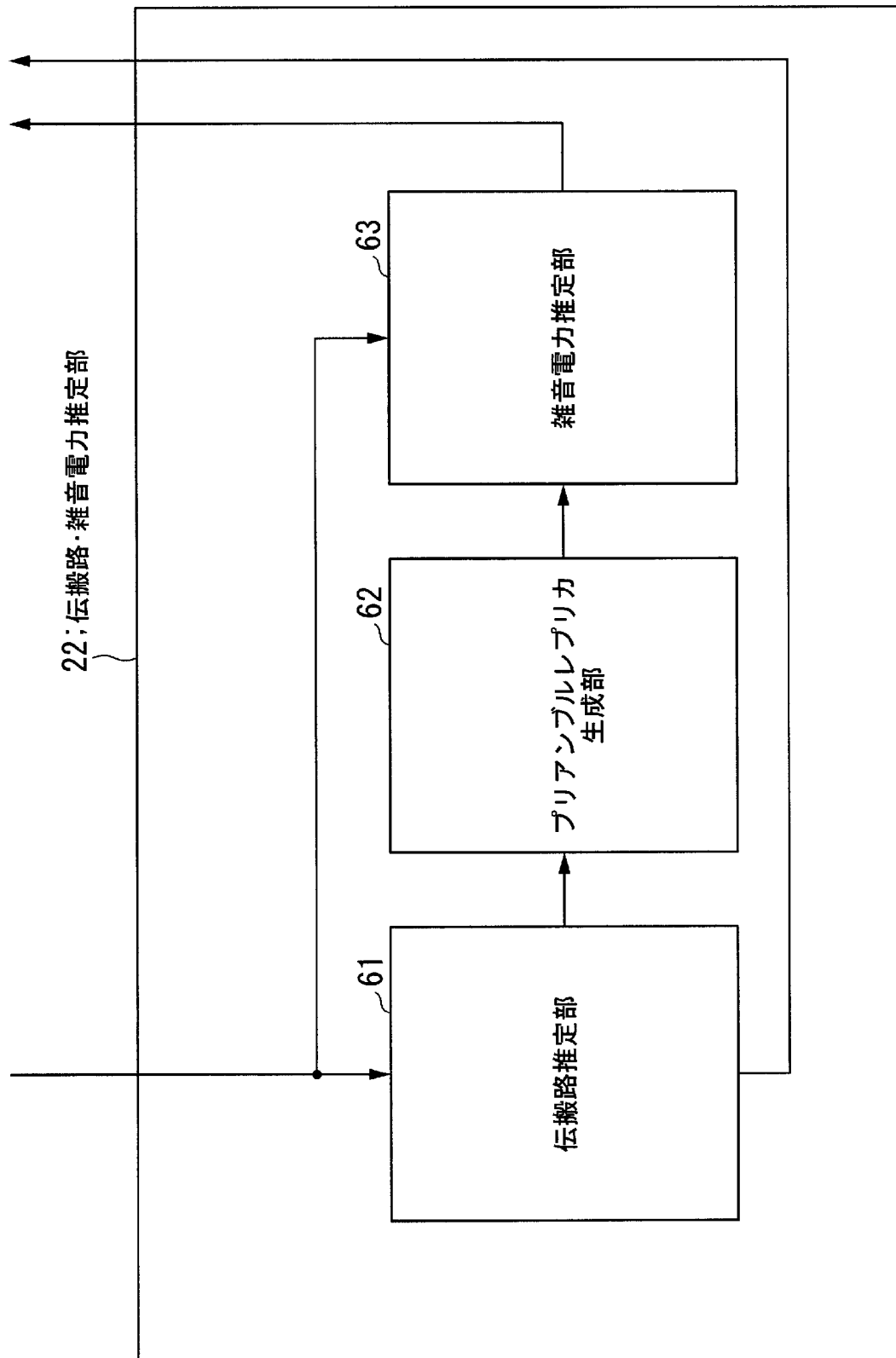
[図12]



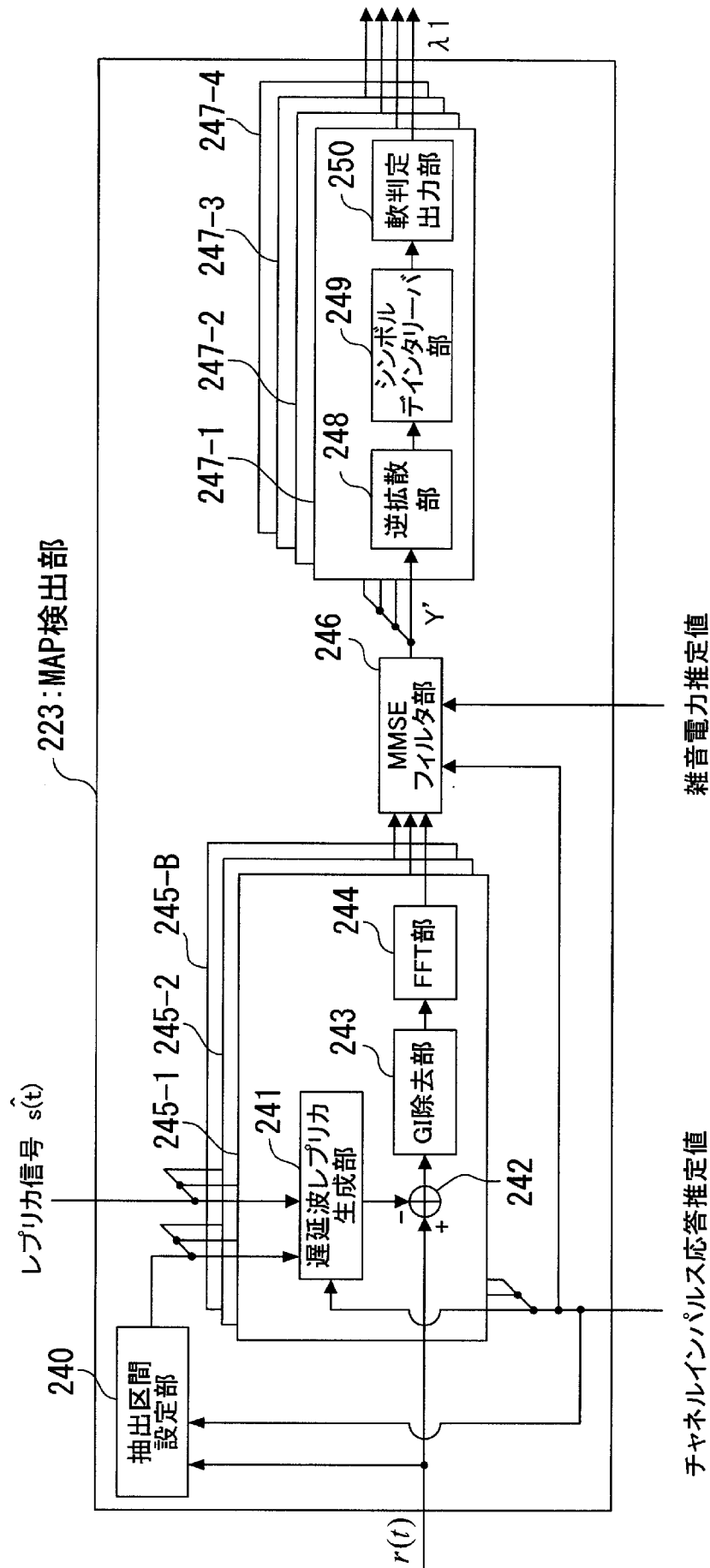
[図13]



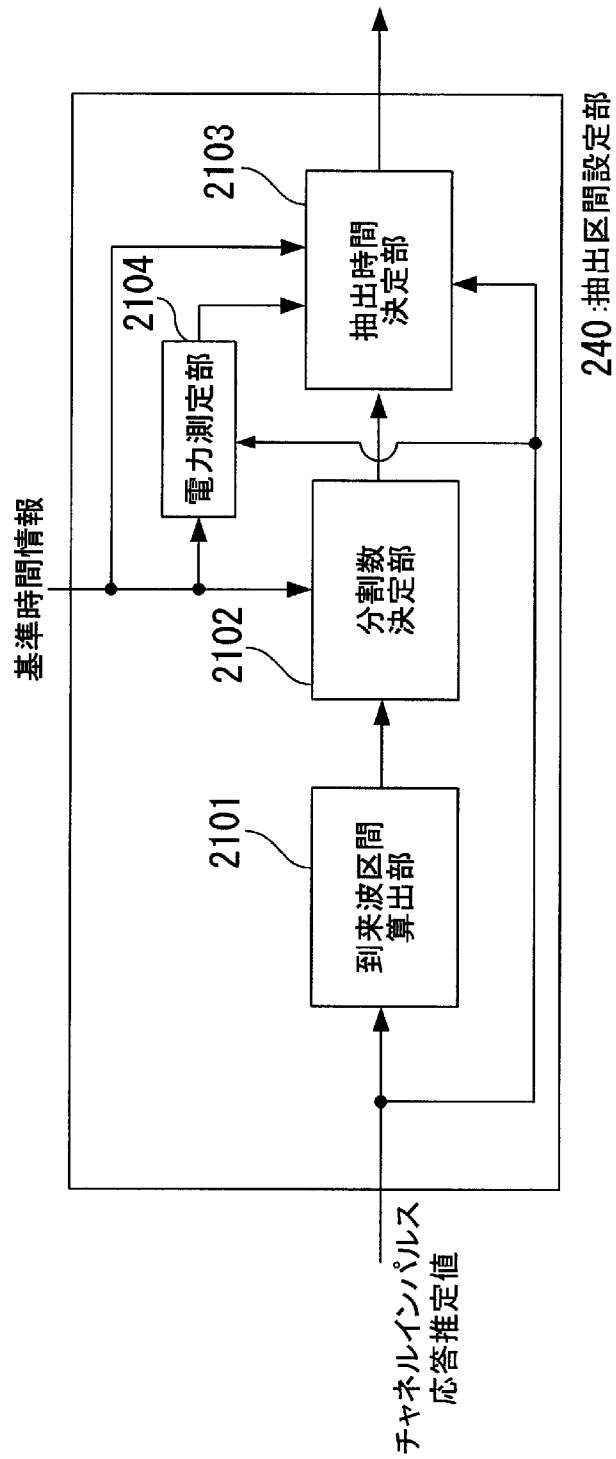
[図14]



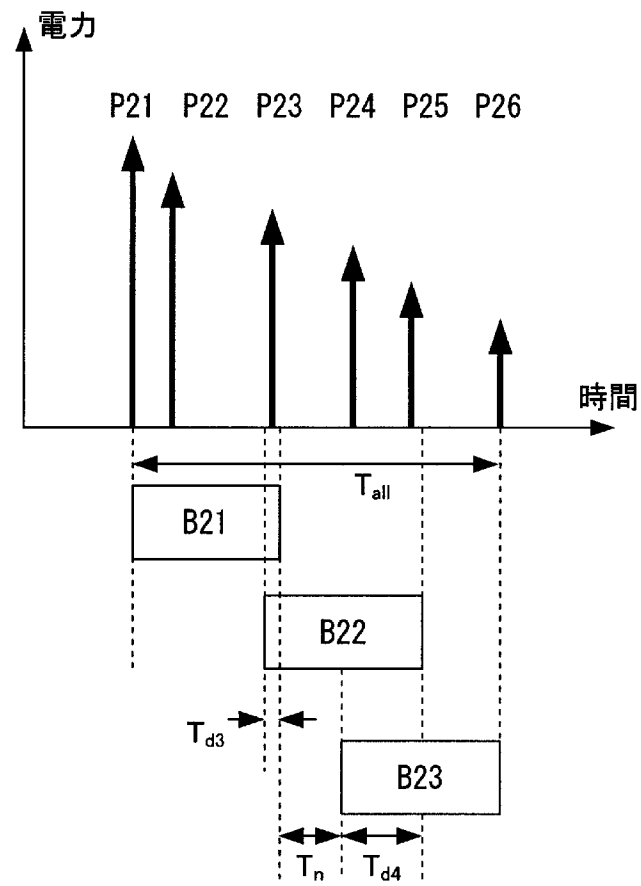
[図15]



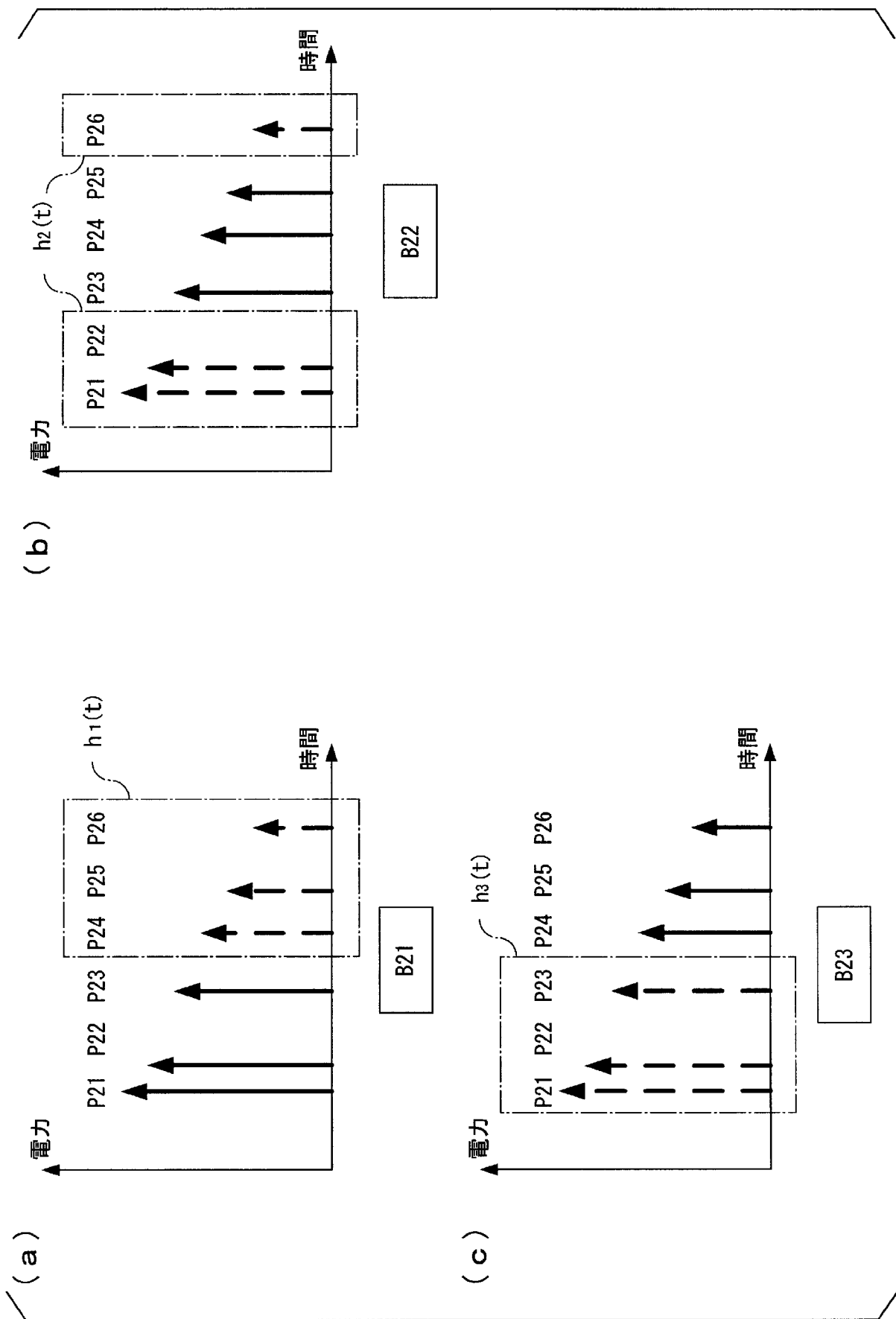
[図16]



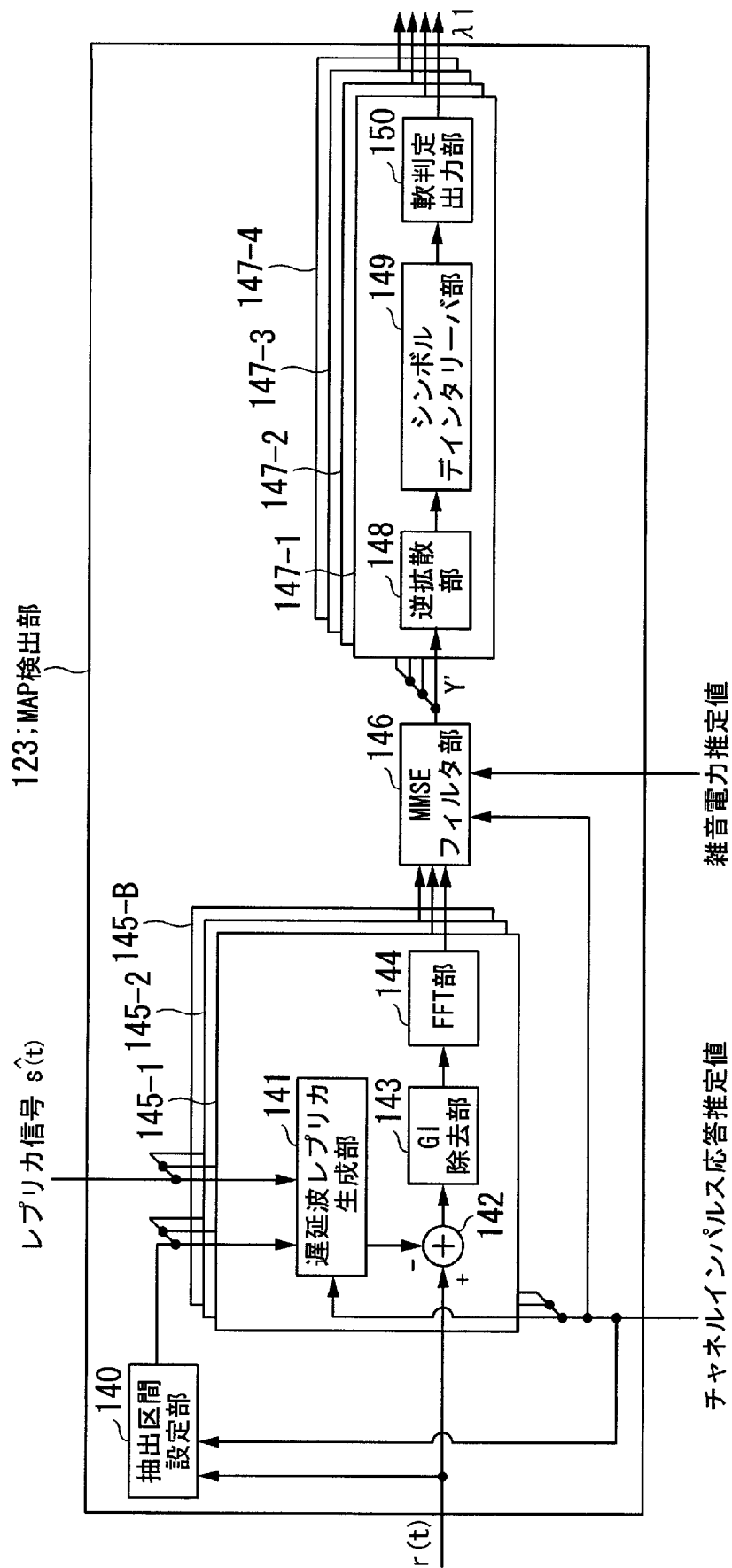
[図17]



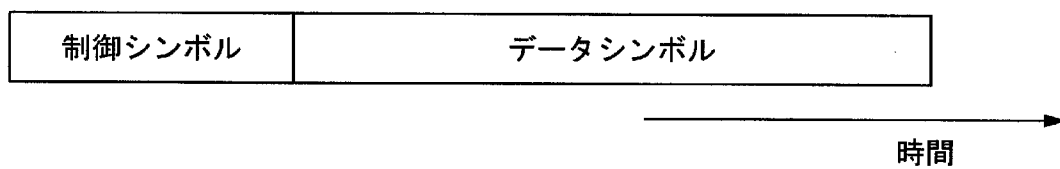
[図18]



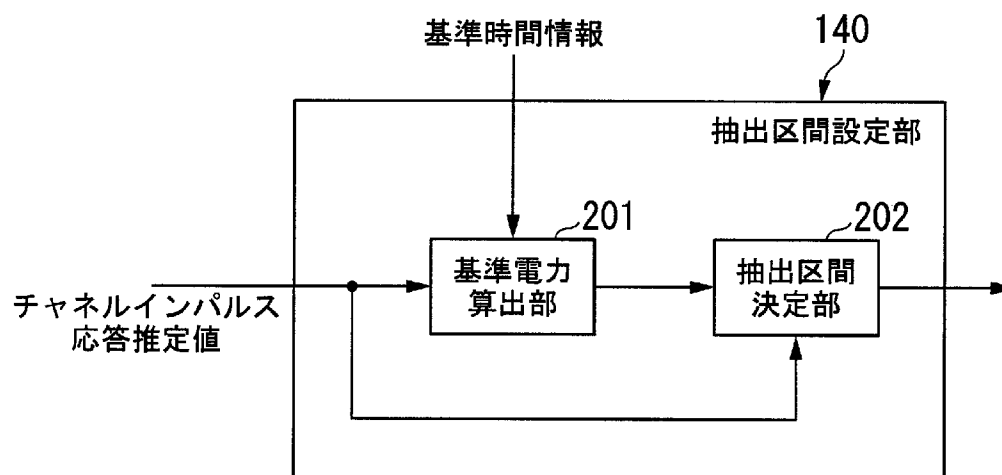
[図19]



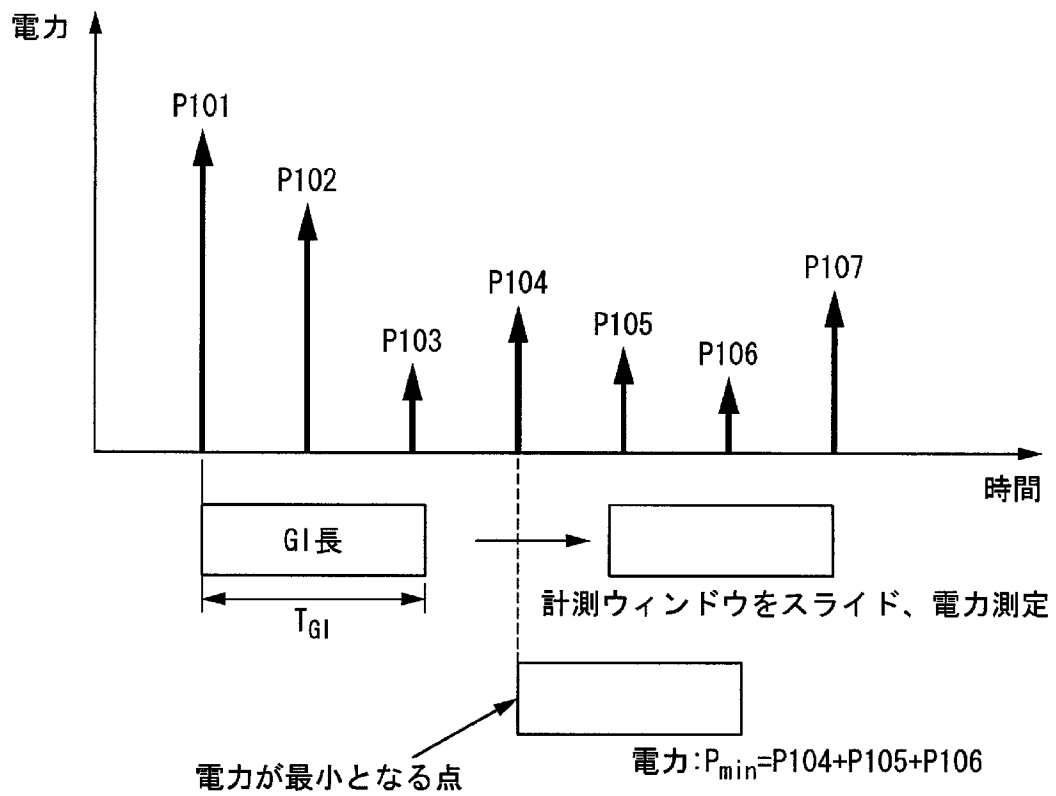
[図20]



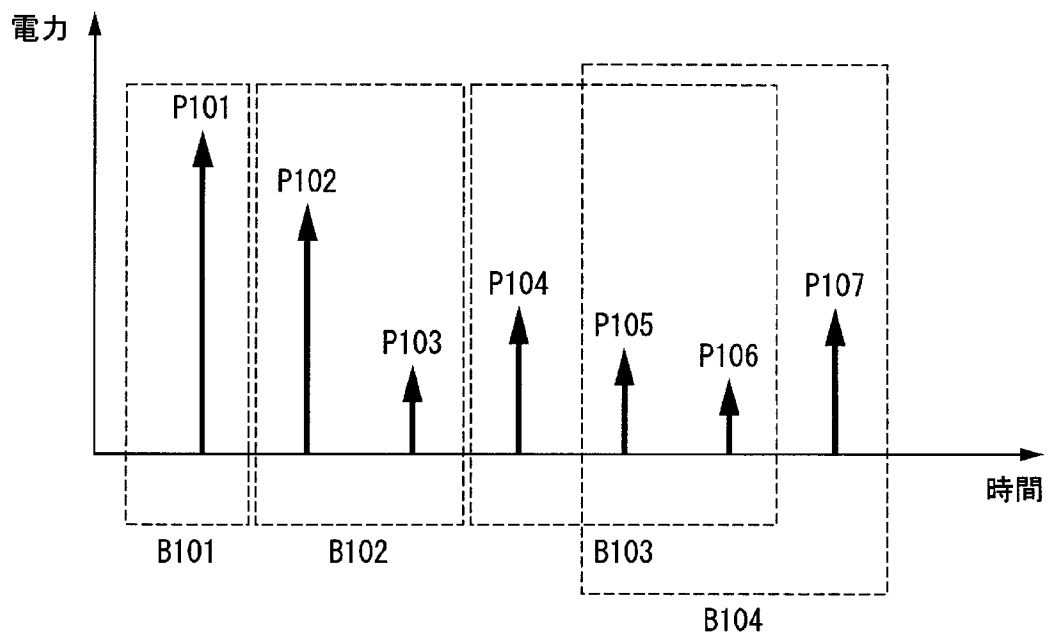
[図21]



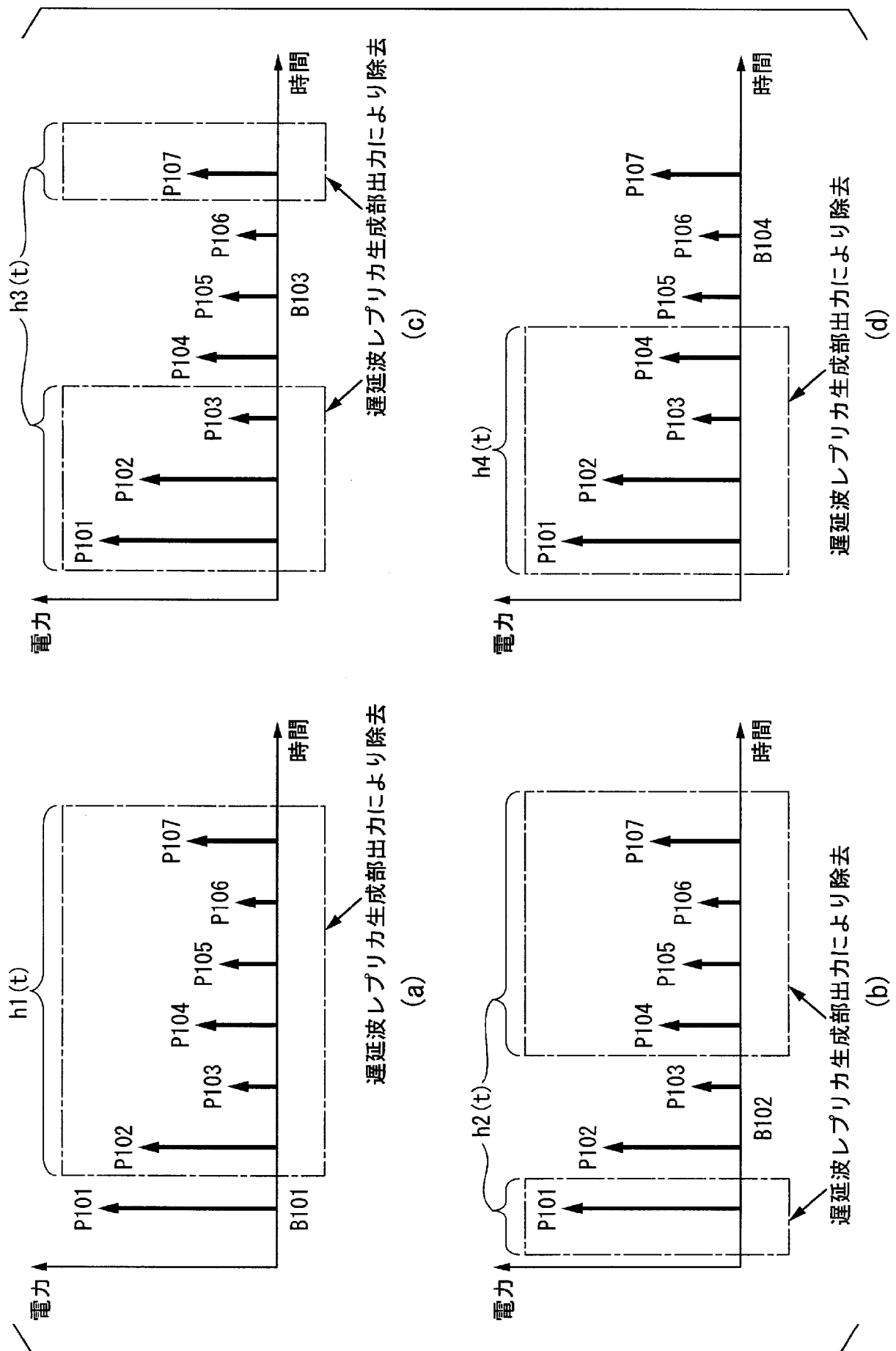
[図22]



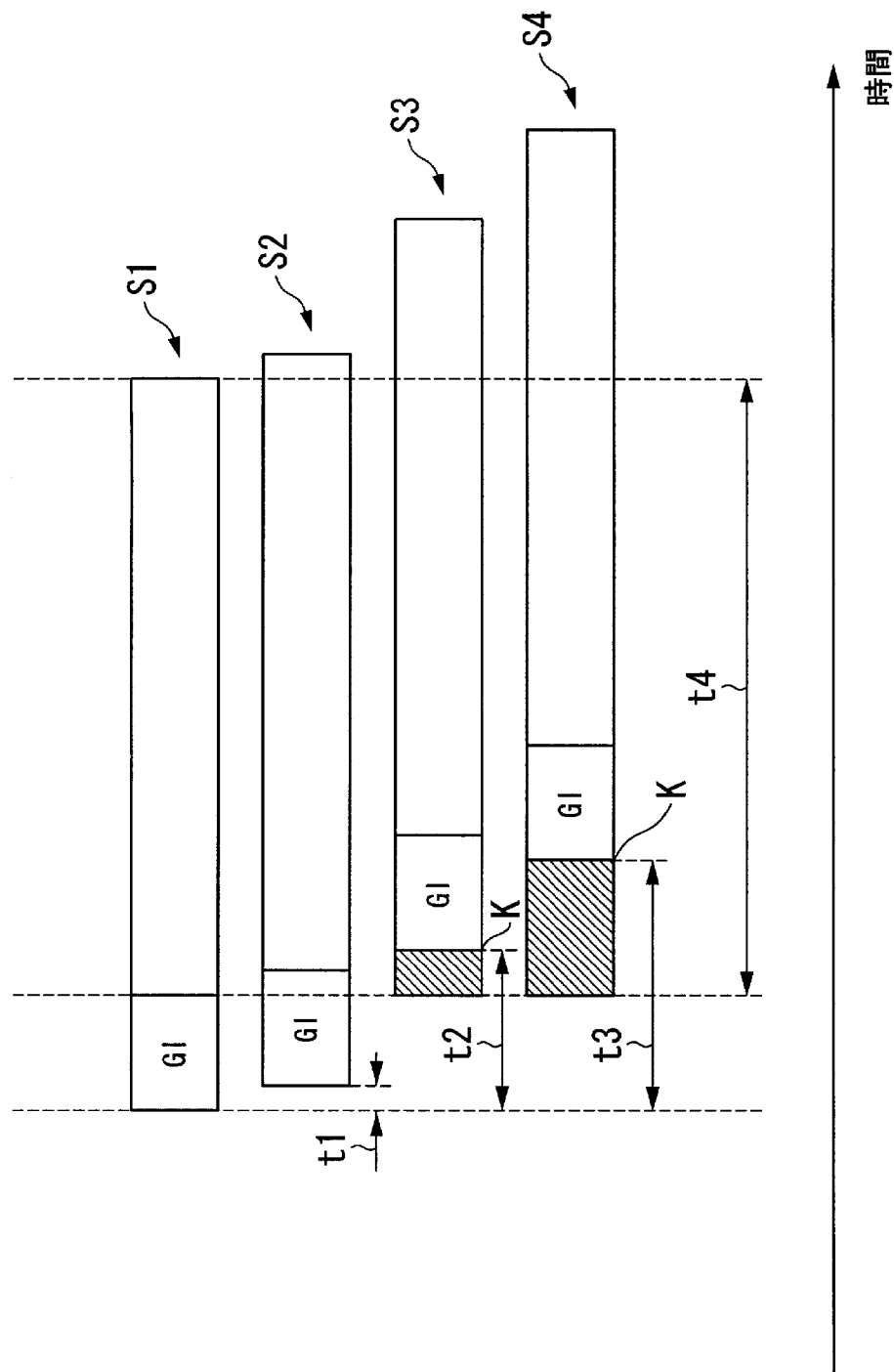
[図23]



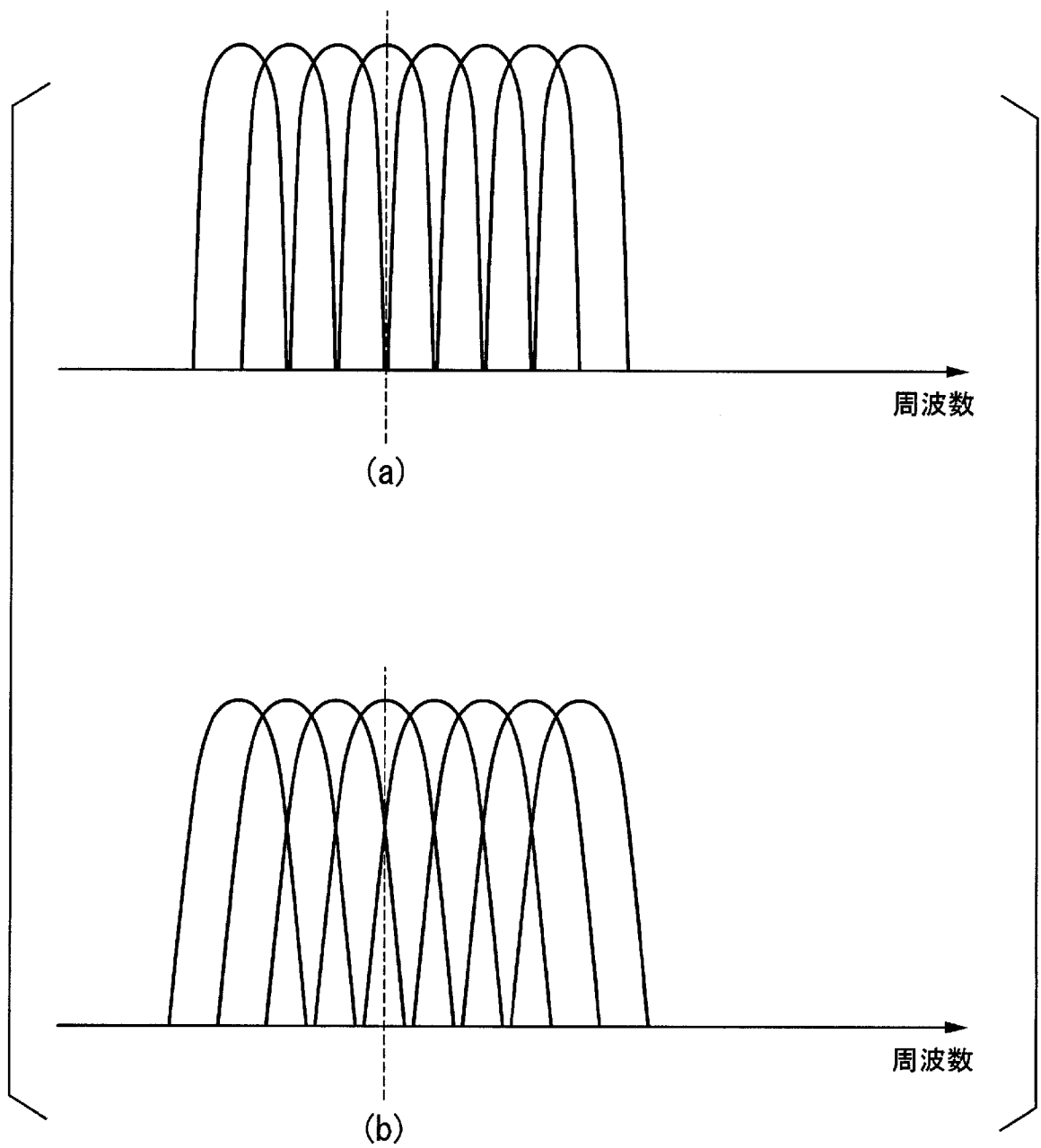
[図24]



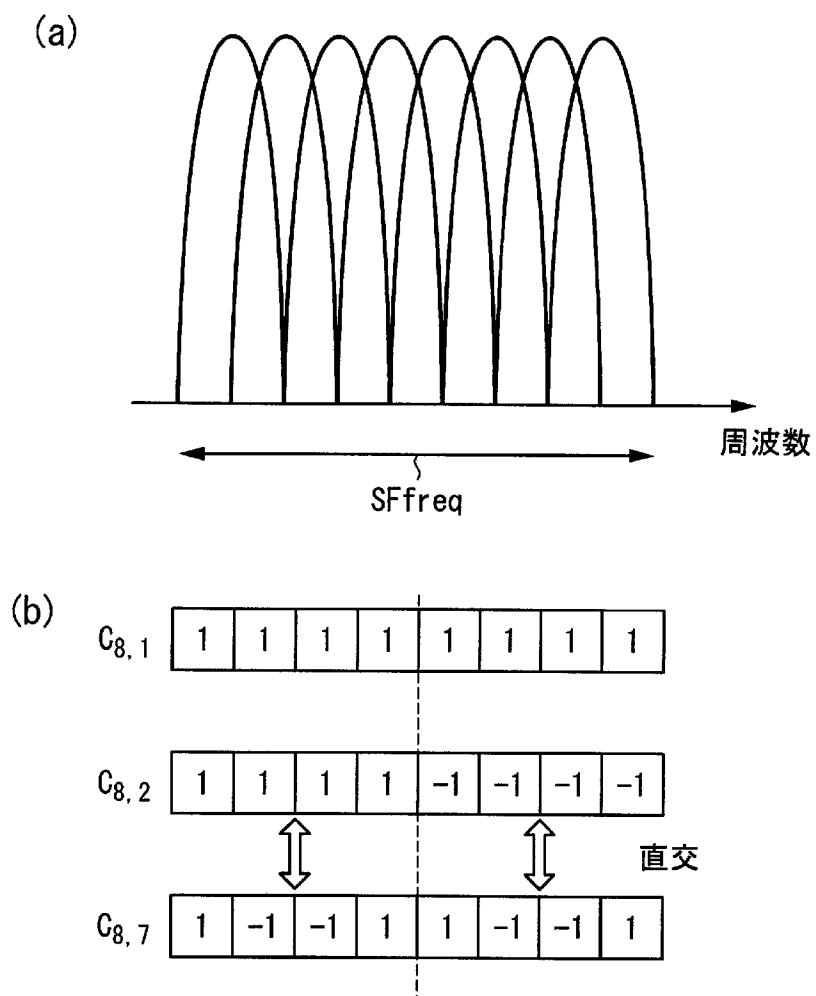
[図25]



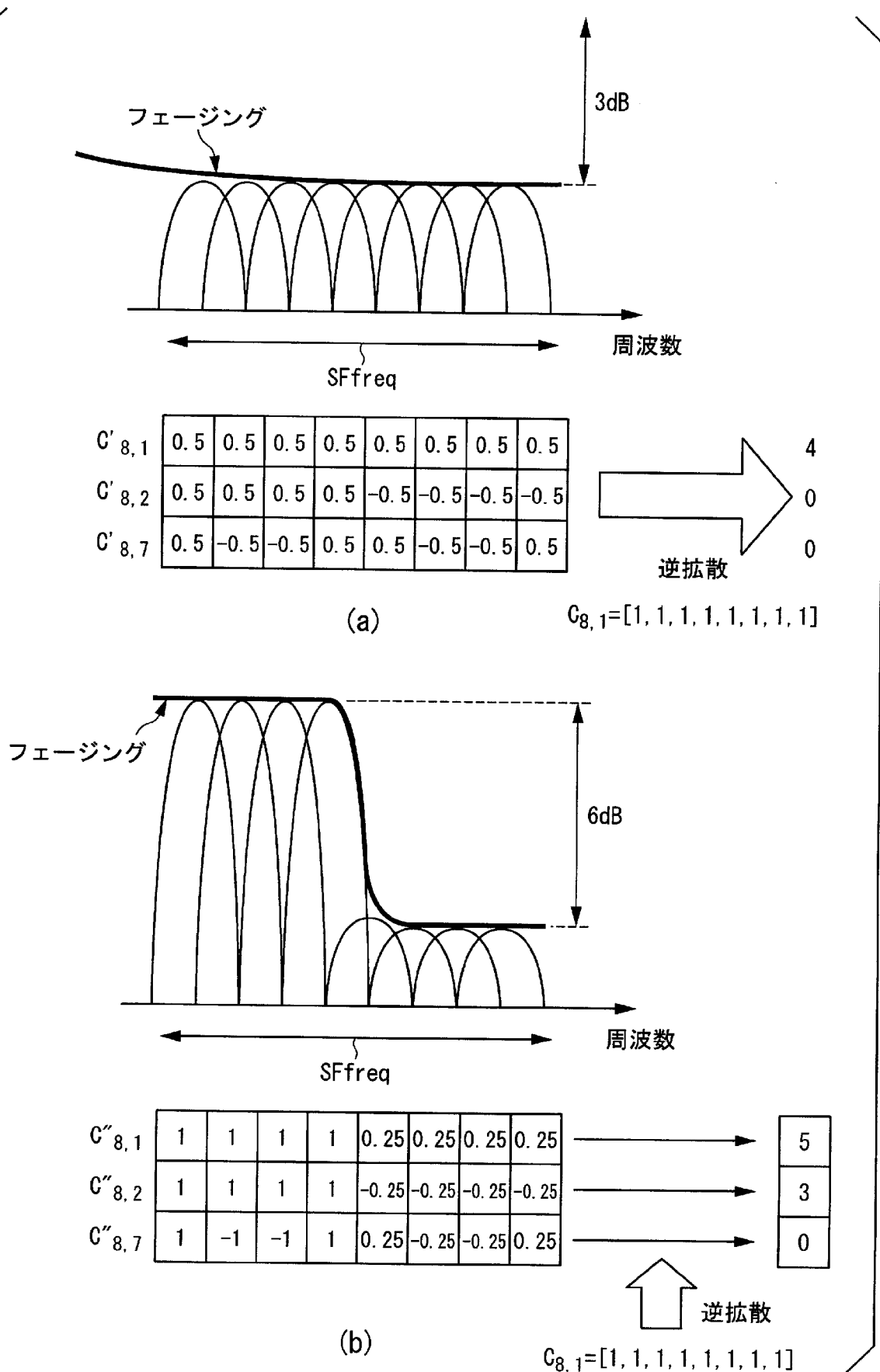
[図26]



[図27]



[図28]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2008/064106

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J11/00(2006.01) i, H04B1/16(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, H04B1/16, 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	1996-2008
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2008	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2008

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.
E, X	JP 2008-236065 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 02 October, 2008 (02.10.08), Par. Nos. [0027] to [0030], [0126] to [0144]; Figs. 3, 10 (Family: none)	1, 7, 11
P, A	WO 2007/088752 A1 (Sharp Corp.), 09 August, 2007 (09.08.07), Full text; all drawings (Family: none)	1-11
A	JP 2007-158721 A (Sharp Corp.), 21 June, 2007 (21.06.07), Full text; all drawings (Family: none)	1-11

☒ 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
27 October, 2008 (27.10.08)

Date of mailing of the international search report
11 November, 2008 (11.11.08)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2008/064106

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2007-88719 A (Sharp Corp.), 05 April, 2007 (05.04.07), Full text; all drawings (Family: none)	1-11
A	JP 2005-150839 A (NTT Docomo Inc.), 09 June, 2005 (09.06.05), Full text; all drawings & US 2005/0129136 A1 & EP 1531592 A2 & CN 1617534 A	1-11
A	JP 2005-79911 A (Fujitsu Ltd.), 24 March, 2005 (24.03.05), Full text; all drawings (Family: none)	1-11

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H04J11/00(2006.01)i, H04B1/16(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（I P C））

Int.Cl. H04J11/00, H04B1/16, 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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 0 8 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 0 8 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 0 8 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
E, X	JP 2008-236065 A（日本電信電話株式会社） 2008.10.02, 【0027】～【0030】, 【0126】～【0144】 図3, 図10（ファミリーなし）	1, 7, 11
P, A	WO 2007/088752 A1（シャープ株式会社） 2007.08.09, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-11
A	JP 2007-158721 A（シャープ株式会社） 2007.06.21, 全文, 全図（ファミリーなし）	1-11

☒ 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

2 7 . 1 0 . 2 0 0 8

国際調査報告の発送日

1 1 . 1 1 . 2 0 0 8

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

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）

菊地 陽一

5 K

3 2 5 0

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 2007-88719 A (シャープ株式会社) 2007.04.05, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-11
A	JP 2005-150839 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) 2005.06.09, 全文, 全図 & US 2005/0129136 A1 & EP 1531592 A2 & CN 1617534 A	1-11
A	JP 2005-79911 A (富士通株式会社) 2005.03.24, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-11