

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2005年11月10日 (10.11.2005)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2005/107202 A1

- (51) 国際特許分類: H04L 27/22, H04B 7/08
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2004/006209
- (22) 国際出願日: 2004年4月28日 (28.04.2004)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三菱電機株式会社 (MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 大久保 政二

(OKUBO, Seiji) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).
佐野 裕康 (SANO, Hiroyasu) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP). 後藤 健太郎 (GOTOH, Kentaro) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).

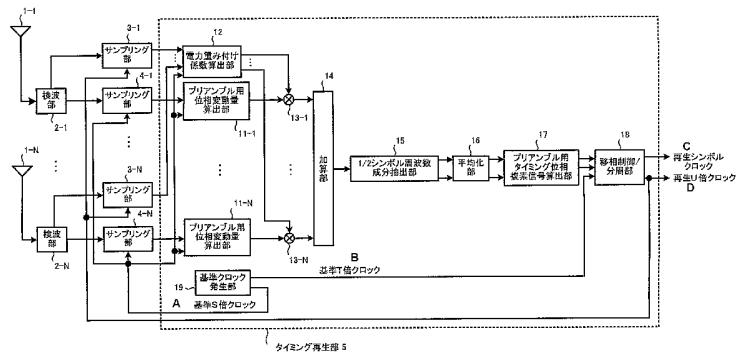
(74) 代理人: 酒井 宏明 (SAKAI, Hiroaki); 〒1006019 東京都千代田区霞が関三丁目2番5号 霞が関ビルディング 酒井国際特許事務所 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS,

/ 続葉有 /

(54) Title: TIMING REPRODUCTION CIRCUIT AND RECEPTION DEVICE

(54) 発明の名称: タイミング再生回路および受信装置



2-1...WAVE DETECTOR
2-N...WAVE DETECTOR
3-1...SAMPLING SECTION
4-1...SAMPLING SECTION
3-N...SAMPLING SECTION
4-N...SAMPLING SECTION
12...POWER-WEIGHTED COEFFICIENT CALCULATION SECTION
11-1...PREAMBLE PHASE FLUCTUATION AMOUNT CALCULATION SECTION
11-N...PREAMBLE PHASE FLUCTUATION AMOUNT CALCULATION SECTION
19...REFERENCE CLOCK GENERATION SECTION
5...TIMING REPRODUCTION SECTION
A...REFERENCE S-MULTIPLICATION CLOCK
B...REFERENCE T-MULTIPLICATION CLOCK
14...ADDER
15...1/2 SYMBOL FREQUENCY COMPONENT EXTRACTION SECTION
16...AVERAGING SECTION
17...PREAMBLE TIMING PHASE COMPLEX SIGNAL CALCULATION SECTION
18...PHASE SHIFTING CONTROL/DIVIDING SECTION
C...REPRODUCTION SYMBOL CLOCK
D...REPRODUCTION U-MULTIPLICATION CLOCK

(57) Abstract: A timing reproduction circuit performs timing reproduction by using a preamble signal for N (N is a natural number) branches. For example, preamble phase fluctuation amount calculation sections (11-1 to 11-N) perform over-sampling of the symbol rate multiplied by S for the base band phase signal of the preamble signal for the N branches and calculate a phase fluctuation amount at a particular time interval of the base band phase data on each branch obtained. A power-weighted coefficient calculation section (12) performs sampling of the reception signal power of the preamble signal for the N branches at an arbitrary time interval and calculates a power-weighted coefficient for the N branches according to the reception signal power data obtained. Multipliers (13-1 to 13-N) multiply each of the branch phase fluctuation amounts by the corresponding power-weighted coefficient. An adder (14) combines the multiplication results of the respective branches and calculates a combined phase fluctuation amount.

/ 続葉有 /



LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

- (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, HU, IE,

添付公開書類:

— 国際調査報告書

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

(57) 要約: 本発明にかかるタイミング再生回路は、N (Nは自然数) ブランチ分のプリアンブル信号を用いてタイミング再生を行うタイミング再生回路であって、たとえば、プリアンブル用位相変動量算出部 (11-1~11-N) が、前記Nブランチ分のプリアンブル信号のベースバンド位相信号に対してシンボルレートのS倍オーバーサンプリングを行い、得られた各ブランチのベースバンド位相データの特定時間間隔における位相変動量を算出し、電力重み付け係数算出部 (12) が、前記Nブランチ分のプリアンブル信号の受信信号電力を任意の時間間隔でサンプリングし、得られた受信信号電力データに基づいてNブランチ分の電力重み付け係数を算出し、乗算部 (13-1~13-N) が、前記各ブランチの位相変動量とそれぞれ対応する電力重み付け係数とを乗算し、加算部 (14) が、前記各ブランチの乗算結果を合成して合成位相変動量を算出する。

明 細 書

タイミング再生回路および受信装置

5 技術分野

この発明は、デジタル無線通信システムを構成する受信装置に関するものであり、詳細には、プリアンプル信号を用いてタイミング再生を行う受信装置内のタイミング再生回路に関するものである。

10 背景技術

以下、従来のタイミング再生回路について説明する。

近年、P S K (Phase Shift Keying) 変調方式を採用するデジタル無線通信システムが実用化されている。このデジタル無線通信システムを構成するダイバーシチ受信装置内のタイミング再生回路では、たとえば、P S K変調が行われたランダムデータの受信信号に対してタイミング再生を行う(特許文献1参照)。

ここで、上記特許文献1に記載の従来のダイバーシチ受信装置の動作を説明する。なお、ここでは、説明の簡単化のためブランチ数を2とする。

まず、従来のダイバーシチ受信装置では、2個のアンテナでP S K変調信号を受信し、各P S K変調信号を個別に検波し、その結果としてベースバンド位相信号と受信信号電力を得る。このとき、検波は、たとえば、リミタやバンドパスフィルタやミキサ等で行われる。

つぎに、ダイバーシチ受信装置では、上記で得られた各ベースバンド位相信号を、それぞれシンボル周波数の4倍のクロックでオーバーサンプリングし、ベースバンド受信位相データを生成する。そして、2つのベースバンド受信位相データのうち、対応する受信信号電力が大きい方のブランチのベースバンド受信位相データを選択する。

つぎに、ダイバーシチ受信装置では、上記選択されたベースバンド受信位相デ

ータを用いて後述するタイミング再生処理（従来のタイミング再生回路の処理）
を行い、オーバーサンプリング処理においてナイキスト点位置のベースバンド位
相信号をサンプリングするように、4倍再生クロックの位相を制御する。さらに、
上記選択されたベースバンド受信位相データからナイキスト点データを抽出する
5 ための再生シンボルクロックを生成する。

最後に、ダイバーシチ受信装置では、上記で生成された再生シンボルクロック
を用いて、上記選択されたベースバンド受信位相データからナイキスト点データ
を抽出する。

つづいて、上記タイミング再生時のタイミング再生回路の処理を詳細に説明す
10 る。まず、従来のタイミング再生回路では、4倍オーバーサンプルのベースバン
ド受信位相データを用いて、奇数サンプル間隔の位相変動量から求まる奇数系列
合成シンボル周波数成分データと、偶数サンプル間隔の位相変動量から求まる偶
数系列合成シンボル周波数成分データと、を求める。なお、この奇数系列合成シ
ンボル周波数成分データと偶数系列合成シンボル周波数成分データを求める際に
15 は、通倍処理に相当する絶対値演算を行うため、奇数系列合成シンボル周波数成
分データと偶数系列合成シンボル周波数成分データは、任意の送信データ系列に
対してもシンボル周波数成分を有する。

つぎに、タイミング再生回路では、奇数系列合成シンボル周波数成分データと
偶数系列合成シンボル周波数成分データとを加算した合成シンボル周波数成分デ
20 ータに対して、シンボル周期の余弦波成分と正弦波成分をそれぞれ乗算し、合成
シンボル周波数成分データのシンボル周波数成分を直流成分に周波数変換し、複
素DC同相成分と複素DC直交成分とを求める。さらに、複素DC同相成分と複
素DC直交成分に対してそれぞれ平均化処理を行い、平均化されたDC同相成分
と複素DC直交成分の逆正接を求めることで、再生4倍クロックとナイキスト点
25 とのタイミング位相差を推定する。

最後に、タイミング再生回路では、再生シンボルクロックと再生4倍クロック
を、上記で推定されたタイミング位相差分だけ移相することにより、ナイキスト

点に同期した再生クロックを生成する。

以上のように、従来のダイバーシチ受信装置では、P S K変調された任意の送信データ系列から、ナイキスト点データを抽出することができる。

特許文献1. 特許第3286885号

5

しかしながら、上記特許文献1に記載された従来のタイミング再生回路では、受信信号がP S K変調された任意のデータ系列であることを想定してタイミング再生を行うため、奇数系列合成シンボル周波数成分データと偶数系列合成シンボル周波数成分データを求める際に逡倍処理を行う必要があり、既知パターンである
10 プリアンブル信号を受信している場合であっても逡倍ロスが発生し、高速にタイミング同期を確立することが困難である、という課題があった。

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、1個以上のアンテナを用いる受信装置において、高速かつ高精度なタイミング同期を実現するタイミング再生回路を提供することを目的とする。

15 また、上記高速かつ高精度なタイミング同期を実現するタイミング再生回路から出力されるナイキスト点データを用いて、高精度な復調特性を実現する受信装置を提供することを目的とする。

発明の開示

20 本発明にかかるタイミング再生回路にあっては、N（Nは自然数）ブランチ分のアンテナで受信したP S K変調されたプリアンブル信号を用いてタイミング再生を行うタイミング再生回路であって、たとえば、前記Nブランチ分のプリアンブル信号のベースバンド位相信号に対して、個別にシンボルレートのS（Sは2以上の自然数）倍オーバーサンプリングを行い、得られた各ブランチのベースバ
25 ンド位相データの特定時間間隔における位相変動量を算出するN個のプリアンブル用位相変動量算出手段（後述する実施の形態のプリアンブル用位相変動量算出部11-1～11-Nに相当）と、前記Nブランチ分のプリアンブル信号の受信

信号電力を任意の時間間隔で個別にサンプリングし、得られた受信信号電力データに基づいてNブランチ分の電力重み付け係数を算出する電力重み付け係数算出手段（電力重み付け係数算出部12に相当）と、前記各ブランチの位相変動量と、それぞれ対応する電力重み付け係数と、を個別に乗算する重み付け乗算手段（乗算部13-1～13-Nに相当）と、前記各ブランチの乗算結果を合成して合成位相変動量を算出する合成位相変動量算出手段（加算部14に相当）と、を備えることを特徴とする。

さらに、前記合成位相変動量に対して2シンボル周期の余弦波成分と正弦波成分とを個別に乗算し、1/2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分とを抽出する1/2シンボル周波数成分抽出手段（1/2シンボル周波数成分抽出部15に相当）と、前記1/2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分とを個別に平均化する平均化手段（平均化部16に相当）と、前記平均化後の1/2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分との偏角を求め、その偏角の2倍の位相を偏角とするプリアンブルタイミング位相複素信号を算出するプリアンブル用タイミング位相複素信号算出手段（プリアンブル用タイミング位相複素信号算出部17に相当）と、を備えることを特徴とする。

さらに、シンボルレートの約T（Tは2以上の自然数）倍のクロック速度を持つT倍クロックを分周し、当該分周クロックを前記プリアンブルタイミング位相複素信号の偏角に相当する位相分だけ移相して再生シンボルクロックを生成する再生シンボルクロック生成手段（移相制御/分周部18に相当）、を備えることを特徴とする。

この発明によれば、上記プリアンブル用位相変動量算出手段と上記合成位相変動量算出手段とを適用し、ブランチ合成の利得が多く得られた合成位相変動量を用いてタイミング推定を行うため、プリアンブル信号受信時に高速かつ高精度なタイミング推定が可能である。

また、プリアンブル信号受信時にタイミング再生を行い、プリアンブル信号受信終了時に、プリアンブル受信時におけるタイミング位相を保持して基準T倍ク

ロックの分周を行い、再生シンボルクロックと再生U倍クロックを生成するので、プリアンプル受信が終了した後のランダムデータ受信時においても、プリアンプル受信時に推定した高精度なタイミング位相同期状態を保持することができる。

5 図面の簡単な説明

第1図は、実施の形態1のタイミング再生回路の構成例を示す図であり、第2図は、実施の形態1の受信装置の構成例を示す図であり、第3図は、タイミング再生部の動作タイミングの一例を示す図であり、第4図は、プリアンプル用位相変動量算出部の構成例を示す図であり、第5図は、位相オフセット除去部に入力される差分値の一例を示す図であり、第6図は、位相オフセット除去部から出力される差分値の一例を示す図であり、第7図は、電力重み付け係数算出部の構成例を示す図であり、第8図は、プリアンプル用タイミング位相複素信号算出部の構成例を示す図であり、第9図は、移相制御／分周部の構成例を示す図であり、第10図は、立上りエッジ検出部の動作例を示す図であり、第11図は、実施の形態2のタイミング再生回路の構成例を示す図であり、第12図は、実施の形態2の受信装置の構成例を示す図であり、第13図は、タイミング再生部の動作タイミングの一例を示す図であり、第14図は、タイミング位相複素信号算出部の構成例を示す図であり、第15図は、タイミング再生部の動作タイミングの一例を示す図であり、第16図は、実施の形態3の受信装置の構成例を示す図であり、第17図は、実施の形態3のタイミング再生回路の構成例を示す図であり、第18図は、実施の形態3のタイミング再生回路の構成例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下に、本発明にかかるタイミング再生回路および受信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態により本発明が限定されるものではない。

実施の形態1.

実施の形態 1 では、2 シンボル周期のプリアンブル信号を含むデータが P S K 変調された信号を 1 個以上の受信アンテナで受信してタイミング再生を行うタイミング再生回路と、そのタイミング再生回路を用いてデータ復調を行う受信装置（特に、2 個以上の受信アンテナを用いる場合はダイバーシチ受信装置）について説明する。

第 1 図は、N（N は 1 以上の整数）個の受信アンテナを有する実施の形態 1 のタイミング再生回路の構成例を示す図である。このタイミング再生回路は、受信アンテナ 1-1 ~ 1-N と、検波部 2-1 ~ 2-N と、サンプリング部 3-1 ~ 3-N、4-1 ~ 4-N と、タイミング再生部 5 と、を備えている。

また、上記タイミング再生部 5 は、プリアンブル用位相変動量算出部 11-1 ~ 11-N と、電力重み付け係数算出部 12 と、乗算部 13-1 ~ 13-N と、加算部 14 と、1/2 シンボル周波数成分抽出部 15 と、平均化部 16 と、プリアンブル用タイミング位相複素信号算出部 17 と、移相制御/分周部 18 と、基準クロック発生部 19 と、を備えている。

また、第 2 図は、上記タイミング再生回路を含む実施の形態 1 の受信装置の構成例を示す図である。この受信装置は、上記タイミング再生回路の構成に加えて、さらに、ナイキスト点抽出部 21-1 ~ 21-N と、ダイバーシチ/復調部 22 と、を備えている。

ここで、第 2 図に示す実施の形態 1 の受信装置の動作概要について説明する。

本実施の形態の受信装置は、N（N は自然数）個の受信アンテナ 1-1 ~ 1-N で P S K 変調信号を受信し、検波部 2-1 ~ 2-N が、各ブランチの信号を検波し、個別にベースバンド位相信号と受信信号電力とを得る。

サンプリング部 3-1 ~ 3-N では、それぞれ対応する検波部 2-1 ~ 2-N にて検波された受信信号電力を、後述するタイミング再生部 5 にて生成される再生 U 倍クロックの立上リエッジでサンプリングし、各ブランチの受信信号電力データを出力する。なお、U は 2 以上の自然数である。

また、サンプリング部 4-1 ~ 4-N では、それぞれ対応する検波部 2-1 ~

2-Nにて検波されたベースバンド位相信号を、後述するタイミング再生部5にて生成される基準S倍クロックの立上りエッジでサンプリングし、各ブランチのベースバンド位相データを出力する。なお、Sは2以上の自然数である。

タイミング再生部5では、受信装置の原振クロックに対して逡倍処理や分周処理を行い、シンボルレートのS倍のクロック速度を有する基準S倍クロックを生成する。さらに、プリアンプル信号受信時に、サンプリング部3-1~3-Nより出力される各ブランチの受信信号電力データと、サンプリング部4-1~4-Nより出力される各ブランチのベースバンド位相データと、に基づいて、受信信号のナイキストに同期しかつシンボルレートと同程度のクロック速度を有する再生シンボルクロックと、受信信号のナイキストに同期しかつシンボルレートの約U倍のクロック速度を有する再生U倍クロックと、を生成する。ここでは、既知のプリアンプル信号を用いるため、逡倍処理を行う必要がなく、逡倍ロスによる劣化を軽減できるため、高速かつ高精度なタイミング推定が可能である。

ナイキスト点抽出部21-1~21-Nでは、それぞれ対応する検波部2-1~2-Nにて検波されたベースバンド位相信号と受信信号電力とを、受信信号のナイキスト点に同期した上記再生シンボルクロックの立上りエッジでサンプリングし、各ブランチのナイキスト点ベースバンド位相データとナイキスト点受信信号電力データとを出力する。

ダイバーシチ/復調部22では、ナイキスト点抽出部21-1~21-Nから出力される各ブランチのナイキスト点ベースバンド位相データとナイキスト点受信信号電力データに基づいてダイバーシチ合成を行い、さらに、ダイバーシチ合成後の受信信号を復調し、復調データを出力する。

なお、上記受信装置におけるサンプリング部3-1~3-Nでは、それぞれ対応する検波部2-1~2-Nにて検波された受信信号電力を再生U倍クロックの立上りエッジでサンプリングする場合について説明したが、サンプリングに用いるクロックは特に制限がなく、たとえば、原振クロックを逡倍または分周して生成された基準クロックを用いることとしてもよい。

また、上記受信装置におけるサンプリング部 4-1 ~ 4-N では、それぞれ対応する検波部 2-1 ~ 2-N にて検波されたベースバンド位相信号を基準 S 倍クロックの立上りエッジでサンプリングする場合について説明したが、サンプリングに用いるクロックは特に制限がなく、たとえば、シンボルレートの 2 倍以上の速度のクロックであればタイミング再生部 5 にて生成する再生クロックを用いることとしてもよい。

つづいて、第 1 図を用いて実施の形態 1 のタイミング再生部 5 の動作について説明する。

まず、本実施の形態のタイミング再生部 5 では、基準クロック発生部 19 が、受信装置が持つ原振クロックに対して分周処理や逡倍処理を行い、シンボルレートの約 T 倍のクロック速度を有する基準 T 倍クロックと、シンボルレートの約 S 倍のクロック速度を有する基準 S 倍クロックと、を生成する。なお、T は 2 以上の自然数である。

プリアンブル用位相変動量算出部 11-1 ~ 11-N では、それぞれ対応するサンプリング部 4-1 ~ 4-N にてサンプリングされた各ブランチのベースバンド位相データに対する特定時間当りの位相変動量を算出する。たとえば、プリアンブル信号として、差動符号化を行う $\pi/4$ シフト QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 変調の [1 0 0 1] パターンを適用する場合、プリアンブル信号受信時の位相変動量は、後述する第 5 図に示すような 2 シンボル周期の信号となる。なお、プリアンブル信号は、既知信号であるため、位相変動量を求める際に逡倍処理を行う必要がない。

電力重み付け係数算出部 12 では、サンプリング部 3-1 ~ 3-N にてサンプリングされた各ブランチの受信信号電力データに基づいて、各ブランチの受信信号の尤度を示す電力重み付け係数を算出する。

乗算部 13-1 ~ 13-N では、それぞれ対応するブランチの位相変動量と電力重み付け係数とを乗算し、その乗算結果を出力する。

加算部 14 では、乗算部 13-1 ~ 13-N から出力される各ブランチの乗算

結果を予め決められたブランチ分だけ加算し、この加算により得られた合成位相変動量を出力する。なお、2シンボル周期で変動するプリアンプル信号受信時には、合成位相変動量も上記位相変動量のように2シンボル周期の信号として得られる。また、プリアンプル用位相変動量算出部11-1～11-Nでは位相変動
5 量を求める際に逡倍処理を行わないため、ここでの加算においても逡倍ロスが少なく、ブランチ合成による利得を多く得ることができる。

1/2シンボル周波数成分抽出部15では、2シンボル周期の信号である合成位相変動量に対して、2シンボル周期の余弦波成分と正弦波成分をそれぞれ乗算し、合成位相変動量の1/2シンボル周波数成分を直流成分に周波数変換し、1
10 /2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と1/2シンボル周波数成分複素信号の虚数成分を出力する。

平均化部16では、上記1/2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と1/2シンボル周波数成分複素信号の虚数成分とをそれぞれ平均化する。なお、平均化された1/2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と平均化された1/2シ
15 ンボル周波数成分複素信号の虚数成分との偏角 $\Delta\theta$ は、2シンボル周期当りのナイキスト点と基準S倍クロックとのタイミング位相差を示す。

プリアンプル用タイミング位相複素信号算出部17では、平均化された1/2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と1/2シンボル周波数成分複素信号の虚数成分から偏角 $\Delta\theta$ の2倍の位相を偏角として有するプリアンプルタイミング
20 位相複素信号を生成する。なお、「 $2 \times \Delta\theta$ 」は、1シンボル周期当りのナイキスト点と基準S倍クロックとのタイミング位相差を示す。

移相制御/分周部18では、基準T倍クロックを分周して、シンボルレートと同程度のクロックとシンボルレートの約U倍のクロックを生成する。さらに、分周されたシンボルレートと同程度のクロックとシンボルレートの約U倍のクロッ
25 クをそれぞれシンボル周期に対して「 $2 \times \Delta\theta$ 」の位相分だけ移相して、再生シンボルクロックと再生U倍クロックを生成する。基準S倍クロックと基準T倍クロックは同一の原振クロックから生成されたクロックであり、互いに同期してい

るため、上述のようにして生成される再生シンボルクロックと再生U倍クロックはナイキスト点に同期している。

このように、本実施の形態のタイミング再生部5は、プリアンブル用位相変動量算出部11-1～11-Nと加算部14とを適用し、ブランチ合成の利得が多く得られた合成位相変動量を用いてタイミング推定を行うため、プリアンブル信号受信時に高速かつ高精度なタイミング推定が可能である。

また、本実施の形態のタイミング再生部5は、送信データがランダムデータの場合にはタイミング推定を行うことができない。しかしながら、第3図に示すように、プリアンブル信号が先頭に付加される受信信号の場合、プリアンブル信号受信時にタイミング再生部5を用いてタイミング再生を行い、プリアンブル信号受信終了時に、プリアンブル受信時におけるタイミング位相を保持して基準T倍クロックの分周を行い、再生シンボルクロックと再生U倍クロックを生成する。これにより、プリアンブル受信が終了した後のランダムデータ受信時においても、プリアンブル受信時に推定した高精度なタイミング位相同期状態を保持することができる。第3図は、タイミング再生部5の動作タイミングの一例を示す図である。

なお、上記タイミング再生部5では、2種類の再生クロック（再生クロックと再生U倍クロック）を生成したが、再生クロックの生成個数に制限はなく、1種類以上の再生クロックを生成できればよい。

つづいて、上記プリアンブル用位相変動量算出部11-1～11-Nの動作について説明する。第4図は、たとえば、第n（ $n=1, 2, \dots, N$ ）番目のブランチのプリアンブル用位相変動量算出部11-nの構成例を示す図であり、1サンプル遅延器31-n～34-nと、減算器35-n，36-nと、位相オフセット除去部37-n，38-nと、を備えている。なお、ここでは、一例として、プリアンブル用位相変動量算出部11-nの動作について説明するが、他のプリアンブル用位相変動量算出部についても同様に動作する。

プリアンブル用位相変動量算出部11-nでは、まず、1サンプル遅延器31

$32-n$, $33-n$, $34-n$ が、サンプリング部 $4-n$ でサンプリングされたベースバンド位相データに対して、それぞれ基準 S 倍クロックで1周期分の遅延を与えて出力する。

つぎに、減算器 $35-n$ では、基準 S 倍クロックにより3周期分の遅延が付加されたベースバンド位相データから基準 S 倍クロックにより1周期分の遅延が付加されたベースバンド位相データを差し引いて、その差分値（位相変動量）を出力する。ここでは、前記差分値が、モジュロ 360 [degree] の計算により、 -180 [degree] ~ 180 [degree] の値を持つ。

同様に、減算器 $36-n$ では、基準 S 倍クロックにより4周期分の遅延が付加されたベースバンド位相データから遅延なしのベースバンド位相データを差し引いて、その差分値（位相変動量）を出力する。ここでも、前記差分値は、モジュロ 360 [degree] の計算により、 -180 [degree] ~ 180 [degree] の値を持つ。

そして、位相オフセット除去部 $37-n$ では、減算器 $35-n$ から出力される差分値に対して、無雑音時に位相オフセット除去後の差分値の上限値と下限値の和を0に近くするような、位相オフセット量を与える。位相オフセット後の出力信号は、モジュロ 360 [degree] の計算により、 -180 [degree] ~ 180 [degree] の値を持つ。第5図は、位相オフセット除去部 $37-n$ （または $38-n$ ）に入力される差分値の一例を示す図であり、第6図は、位相オフセット除去部 $37-n$ （または $38-n$ ）から出力される差分値の一例を示す図である。たとえば、第5図に示すように、差動符号化を行う $\pi/4$ シフト QPSK 変調の $[1001]$ パターンの差分値の上限値は約 $\pi/4$ となり、下限値は約 $-3\pi/4$ となる。しかしながら、位相オフセットとして $\pi/4$ を付加することにより、第6図に示すように、差分値は、上限値が約 $\pi/2$ となり、下限値が約 $-\pi/2$ となる。すなわち、雑音付加時であっても、モジュロ 360 [degree] を計算することにより、上記差分値の、 $+180$ [degree] と -180 [degree] との間の位相とびの発生頻度が少なくなり、この位相とびによる再生クロック特性の劣

化を軽減できる。

同様に、位相オフセット除去部 38-n では、減算器 36-n から出力される差分値に対して、無雑音時に位相オフセット除去後の差分値の上限値と下限値の和を 0 に近くするような、位相オフセット量を与える。位相オフセット後の出力
5 信号は、モジュロ 360 [degree] の計算により、-180 [degree] ~ 180 [degree] の値を持つ。

加算部 39-n では、位相オフセット除去部 37-n と 38-n の出力結果を加算し、その加算結果として位相変動量を -360 [degree] ~ 360 [degree] の値で出力する。

10 このように、本実施の形態のプリアンプル用位相変動量算出部 11-n は、位相オフセット除去部の処理により、ベースバンド位相データの差分値の、+180 [degree] と -180 [degree] との間の位相とびの発生頻度を少なくすることができ、ベースバンド位相データの差分値の位相とびに起因する再生クロック特性の劣化を軽減できる。

15 なお、上記プリアンプル用位相変動量算出部では、4クロック周期間隔の差分と 2クロック周期間隔の差分を用いた場合について説明を行ったが、差分を計算する間隔は任意の時間でよい。

また、上記プリアンプル用位相変動量算出部では、4クロック周期間隔の差分と 2クロック周期間隔の差分との 2つの差分を合成して位相変動量を算出したが、
20 位相変動量は 1つ以上のクロック間隔の差分から求めればよい。たとえば、異なるクロック間隔の差分を複数個用いて位相変動量を算出することにより、位相変動量の S/N 比が上がるため、再生クロック特性を向上させることができる。

つづいて、上記電力重み付け係数算出部 12 の動作について説明する。第 7 図は、電力重み付け係数算出部 12 の構成例を示す図であり、最大値検出部 41 と、
25 平均化部 42、43-1 ~ 43-N と、正規化部 44-1 ~ 44-N と、係数変換部 45-1 ~ 45-N と、サンプリング部 46-1 ~ 46-N と、を備えている。

本実施の形態の電力重み付け係数算出部 1 2 では、まず、最大値検出部 4 1 が、サンプリング部 3 - 1 ~ 3 - N にてサンプリングされた全 N ブランチの受信信号電力データの中から、最大受信信号電力データを検出する。

5 つぎに、平均化部 4 2 では、上記最大受信信号電力データを平均化することにより求まる基準受信信号電力データを出力する。

一方で、平均化部 4 3 - 1 ~ 4 3 - N では、それぞれ対応するサンプリング部 3 - 1 ~ 3 - N にてサンプリングされた受信信号電力データをブランチ毎に平均化して、各ブランチの平均受信信号電力データを算出する。

10 つぎに、正規化部 4 4 - 1 ~ 4 4 - N では、基準受信信号電力データに基づいて、各ブランチの平均受信信号電力データを正規化し、その正規化結果を出力する。ここでの正規化は、たとえば、受信信号電力データが真数表記の場合には除算演算等が行われ、受信信号電力データが対数表記の場合には減算演算等が行われる。

15 つぎに、係数変換部 4 5 - 1 ~ 4 5 - N では、それぞれ対応する正規化部 4 4 - 1 ~ 4 4 - N から出力される正規化結果を、電力重み付け係数に変換する。

そして、サンプリング部 4 6 - 1 ~ 4 6 - N では、それぞれ対応する係数変換部 4 5 - 1 ~ 4 5 - N から出力される電力重み付け係数を、基準 S 倍クロックの立上りエッジでサンプリングし、そのサンプリング結果を出力する。

20 このように、本実施の形態の電力重み付け係数算出部 1 2 は、各ブランチに対応する電力重み付け係数を求めるときに、正規化部 4 4 - 1 ~ 4 4 - N が、各ブランチの平均受信信号電力データに対して基準受信信号電力データを用いた正規化を行う。これにより、各ブランチ間の電力レベル差や時間経過による電力レベル変動が大きい場合であっても、電力重み付け係数を少ないビット数で表現できるため、タイミング再生部 5 の回路規模を小さくすることができる。

25 なお、上記サンプリング部 4 6 - 1 ~ 4 6 - N は、電力重み付け係数とプリアンブル用位相変動量算出部 1 1 - 1 ~ 1 1 - N より出力される各ブランチの位相変動量とのデータ変化タイミングを揃えるためのものであり、たとえば、サンプ

リング部 3-1 ~ 3-N と サンプリング部 4-1 ~ 4-N が同じクロックを用いる場合は不要である。

つづいて、上記プリアンプル用タイミング位相複素信号算出部 17 の動作について説明する。第 8 図は、プリアンプル用タイミング位相複素信号算出部 17 の構成例を示す図であり、逆正接部 51 と、2 倍位相算出部 52 と、複素信号算出部 53 と、を備えている。

本実施の形態のプリアンプル用タイミング位相複素信号算出部 17 では、まず、逆正接部 51 が、平均化部 16 から出力される、平均化された $1/2$ シンボル周波数成分複素信号の実数成分と平均化された $1/2$ シンボル周波数成分複素信号の虚数成分との偏角 $\Delta\theta$ を算出する。

つぎに、2 倍位相算出部 52 では、上記偏角 $\Delta\theta$ の 2 倍の位相である「 $2 \times \Delta\theta$ 」を計算する。

そして、複素信号算出部 53 では、「 $2 \times \Delta\theta$ 」の位相と予め決められた振幅 A を有する複素信号の実数成分と虚数成分とを算出し、プリアンプルタイミング位相複素信号の実数成分 R と虚数成分 I として出力する。実数成分 R と虚数成分 I はそれぞれ (1) 式と (2) 式で表すことができる。

$$R = A \cos (2 \times \Delta\theta) \quad \cdots (1)$$

$$I = A \sin (2 \times \Delta\theta) \quad \cdots (2)$$

このように、本実施の形態のプリアンプル用タイミング位相複素信号算出部 17 にて算出されるプリアンプルタイミング位相複素信号の実数成分と虚数成分は、共に A 以下の値を持ち、少ないビット数で表現できる。これにより、タイミング再生部 5 の回路規模を小さくすることができる。

つづいて、上記移相制御／分周部 18 の動作について説明する。第 9 図は、移相制御／分周部 18 の構成例を示す図であり、T 進カウンタ 61 と、基準シンボル周期余弦波／正弦波生成部 62 と、移相部 63 と、立上りエッジ検出部 64 と、立上りエッジ間隔カウンタ 65 と、分周部 66, 67 と、を備えている。また、第 10 図は、立上りエッジ検出部 64 の動作例を示す図である。

本実施の形態の移相制御／分周部 18 は、T 進カウンタ 61 が、基準 T 倍クロックのクロック速度で動作し、0 ～ (T - 1) を繰り返しカウントするカウンタ値 D を出力する。なお、基準 T 倍クロックは、シンボルレートの約 T 倍のクロックレートを持つため、カウンタ値 D が 0 ～ (T - 1) までカウントされる繰り返し周期はシンボルレートと同程度である。

つぎに、基準シンボル周期余弦波／正弦波生成部 62 では、上記カウンタ値 D に基づいて (3) 式と (4) 式でそれぞれ求まる余弦波成分 C_o と正弦波成分 S_i を生成する。

$$C_o = \cos(2\pi \times D / T) \quad \dots (3)$$

$$S_i = \sin(2\pi \times D / T) \quad \dots (4)$$

つぎに、移相部 63 では、(5) 式に示すように、振幅 A を持ち、上記余弦波成分 C_o を上記タイミング位相差「 $2 \times \Delta \theta$ 」分だけ移相した余弦波 C_s を算出する。なお、余弦波 C_s は、受信信号データのナイキスト点に同期した信号であるが、第 10 図に示すように、タイミング再生部 5 が動作中にはプリアンプルタイミング位相複素信号の実数成分 R と虚数成分 I が特定時間単位で変化するため、余弦波が持つ位相が一瞬の間不連続となる「位相とび」が発生する信号である。

$$\begin{aligned} C_s &= A \cos(2\pi \times D / T - 2 \times \Delta \theta) \\ &= \cos(2\pi \times D / T) \times A \cos(2 \times \Delta \theta) \\ &\quad + \sin(2\pi \times D / T) \times A \sin(2 \times \Delta \theta) \\ &= C_o \times R + S_i \times I \quad \dots (5) \end{aligned}$$

立上りエッジ検出部 64 では、上記余弦波 C_s の値が負から正に変わるタイミング（第 10 図に示す硬判定クロックの変化タイミング）に基づいて、受信信号データのナイキスト点に同期したタイミングで発生する立上りエッジ検出パルスを生成する。ただし、立上りエッジ検出部 64 では、硬判定クロックが余弦波 C_s の位相とびの影響を受けている場合であっても、第 10 図に示すように、立上りエッジ間隔カウンタ 65 でカウントしている、前回の立上りエッジ検出パルス発生時からの経過時間が、予め決められた時間（基準 T 倍クロックのクロック数

）より短い場合には、立上りエッジ検出パルスが発生しない。

分周部 6 6 では、立上りエッジ検出パルスを基準にして、基準 T 倍クロックを $1/T$ 倍の速度に分周することにより再生シンボルクロックを生成する。同様に、分周部 6 7 では、立上りエッジ検出パルスを基準にして、基準 T 倍クロックを U 5 $/T$ 倍の速度に分周することにより再生 U 倍クロックを生成する。

このように、本実施の形態の移相制御／分周部 1 8 は、移相部 6 3 で求まる余弦波 C_s の立上りエッジ検出から特定の期間の立上りエッジを無視する機能を備えることとした。これにより、余弦波 C_s の位相とびに起因する立上りエッジの誤検出を軽減し、安定した再生シンボルクロックと再生 U 倍クロックを得ること 10 ができる。

なお、上記移相制御／分周部 1 8 の立上りエッジ検出部 6 4 は、移相部 6 3 より出力される余弦波 C_s の値が負から正に変わるタイミングに基づいて、受信信号データのナイキスト点に同期したタイミングで発生する立上りエッジ検出パルスを生成していたが、これに限らず、たとえば、余弦波 C_s の値が正から負に変わるタイミングに基づいて立上りエッジ検出パルスを生成することとしてもよい。 15

また、上記移相制御／分周部 1 8 では、2 種類の再生クロック（再生クロックと再生 U 倍クロック）を生成したが、再生クロックの生成個数に制限はなく、1 種類以上の再生クロックを生成できればよい。

以上のように、本実施の形態においては、タイミング再生部 5 にて高精度なタイミング推定を行うことができるため、ナイキスト点抽出部 2 1-1 ~ 2 1-N にて抽出されるデータは、再生シンボルクロックの推定誤差による S/N 比の劣化や符号間干渉の影響による劣化を小さく抑えることができ、良好な復調特性を得ることができる。 20

実施の形態 2.

25 実施の形態 2 では、プリアンプル信号が先頭に付加されたデータフォーマットを有する P S K 変調された信号を、1 個以上の受信アンテナで受信し、たとえば、プリアンプル信号受信時には前述の実施の形態 1 で示したタイミング再生部 5 と

同様の構成を用いて高速かつ高精度なタイミング推定を行い、その後、受信信号がプリアンプル信号からランダムデータの区間に移った段階で、プリアンプル受信時の推定タイミング位相を初期値として、ランダムデータ用のタイミング再生処理を適用する。ことにより、さらに高速かつ高精度なタイミング推定を実現でき、また、良好なクロック追従特性を得ることができる。

なお、先に説明した実施の形態 1 と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。以下では、実施の形態 1 とは異なる処理、すなわち、受信信号がプリアンプル信号からランダムデータに切り替わった後の処理について説明する。

第 1 1 図は、 N (N は 1 以上の整数) 個の受信アンテナを有する実施の形態 2 のタイミング再生回路の構成例を示す図である。本実施の形態のタイミング再生回路は、ランダムデータ受信時のタイミング再生処理を追加したタイミング再生部 5 a を備え、このタイミング再生部 5 a は、前述したタイミング再生部 5 の構成に加え、さらに、ランダムパターン用位相変動量算出部 7 1 - 1 ~ 7 1 - N と、乗算部 7 2 - 1 ~ 7 2 - N と、加算部 7 3 と、シンボル周波数成分抽出部 7 4 と、タイミング位相複素信号算出部 7 5 と、を備えている。

また、第 1 2 図は、上記タイミング再生回路を含む実施の形態 2 の受信装置の構成例を示す図である。なお、タイミング再生部 5 a を適用している以外は、前述の第 2 図と同様である。

ここで、第 1 1 図を用いて実施の形態 2 のタイミング再生部 5 a の動作について説明する。

本実施の形態のタイミング再生部 5 a では、まず、ランダムパターン用位相変動量算出部 7 1 - 1 ~ 7 1 - N が、それぞれ対応するサンプリング部 4 - 1 ~ 4 - N にてサンプリング (たとえば、シンボルレートの V (V は 3 以上の自然数) 倍オーバーサンプリング) された各ブランチのベースバンド位相データに対する特定時間当りの位相変動量、すなわち、ランダムパターン用位相変動量を算出する。なお、このランダムパターン用位相変動量は、ランダムパターン受信を想定

しているため、従来技術と同様に、変調成分を除去するために絶対値演算等の通倍処理を行って算出され、たとえば、シンボル周波数成分を有する信号である。

つぎに、乗算部 7 2-1 ~ 7 2-N では、それぞれ対応するブランチのランダムパターン用位相変動量と電力重み付け係数を乗算する。

- 5 つぎに、加算部 7 3 では、上記各ブランチの乗算結果を予め決められたブランチ分だけ加算することにより、ランダムパターン用合成位相変動量を得る。なお、ランダムパターン用合成位相変動量は、ランダムパターン用位相変動量と同様にシンボル周波数成分を有する信号である。

- 10 つぎに、シンボル周波数成分抽出部 7 4 では、シンボル周波数成分を有するランダムパターン用合成位相変動量に対して、シンボル周期の余弦波成分と正弦波成分をそれぞれ乗算し、ランダムパターン用合成位相変動量のシンボル周波数成分を直流成分に周波数変換し、シンボル周波数成分複素信号の実数成分とシンボル周波数成分複素信号の虚数成分を出力する。なお、シンボル周期の余弦波成分と正弦波成分を算出するためには、シンボルレートの 3 倍以上の速度で動作する
15 必要がある。

- つぎに、タイミング位相複素信号算出部 7 5 では、プリアンプル受信時にはタイミング位相複素信号としてプリアンプル用タイミング位相複素信号算出部 1 7 より出力されるプリアンプルタイミング位相複素信号をそのまま出力する。そして、受信信号がプリアンプル信号からランダムデータの区間に移った時点で、
20 タイミング位相複素信号算出部 7 5 では、プリアンプルタイミング位相複素信号を初期値とし、上記シンボル周波数成分複素信号を平均化して求まる値をタイミング位相複素信号として出力する。

- 最後に、移相制御／分周部 1 8 では、上記タイミング位相複素信号算出部 7 5 より出力されるタイミング位相複素信号を用いて、再生シンボルクロックと再生
25 U 倍クロックを生成する。

なお、上記タイミング再生部 5 a では、タイミング位相複素信号算出部 7 5 が、プリアンプルタイミング位相複素信号をそのまま出力する処理と、シンボル周波

数成分複素信号を平均化する処理と、の切り替えを受信信号がプリアンブル信号からランダムデータに切り替わった時点として説明したが、これに限らず、処理の切り替えタイミングは任意とする。

また、上記タイミング再生部 5 a では、各バーストデータの先頭にプリアンブル信号が付加されていることが前提とされていたが、第 13 図に示すように、タイミング位相を保持する機能を有することにより、前のバーストのタイミング位相を利用してタイミング同期が確立できるため、2 個目以降のバーストのプリアンブル信号がなくても高速かつ高精度なタイミング同期が実現可能であり、伝送効率を向上させることができる。

つづいて、上記タイミング位相複素信号算出部 75 の動作について説明する。第 14 図は、タイミング位相複素信号算出部 75 の構成例を示す図であり、IIR (Infinite Impulse Response) フィルタ 81, 82 と、選択信号生成部 83 と、セクタ 84, 85 と、を備えている。

本実施の形態のタイミング位相複素信号算出部 75 では、まず、IIR フィルタ 81 が、後述のセクタ 84 より出力されるタイミング位相複素信号の実数成分と、シンボル周波数成分抽出部 74 より出力されるシンボル周波数成分複素信号の実数成分と、を用いて平均化処理を行う。同様に、IIR フィルタ 82 が、後述のセクタ 85 より出力されるタイミング位相複素信号の虚数成分と、シンボル周波数成分抽出部 74 より出力されるシンボル周波数成分複素信号の虚数成分と、を用いて平均化処理を行う。

また、選択信号生成部 83 では、セクタ 84 とセクタ 85 に対して、たとえば、プリアンブル信号受信時（第 15 図参照）にはプリアンブル用タイミング位相複素信号算出部 17 より出力される信号を選択するような選択信号を出力し、ランダムパターン受信時（第 15 図参照）には IIR フィルタ 81 および 82 より出力される信号を選択するような選択信号を出力する。第 15 図は、タイミング再生部 5 a の動作タイミングの一例を示す図である。

そして、セクタ 84 では、上記選択信号に応じて、プリアンブル用タイミン

グ位相複素信号算出部 17 より出力される信号、または IIR フィルタ 81 より出力される信号、のいずれかを選択して出力する。同様に、セクタ 85 では、上記選択信号に応じて、プリアンプル用タイミング位相複素信号算出部 17 より出力される信号、または IIR フィルタ 82 より出力される信号、のいずれかを
5 選択して出力する。

このように、本実施の形態のタイミング位相複素信号算出部 75 は、プリアンプル信号受信時には実施の形態 1 と同様にプリアンプルタイミング位相複素信号を選択し、受信信号がプリアンプル信号からランダムデータの区間に移った時点で、プリアンプル受信時のプリアンプルタイミング位相複素信号を初期値として、
10 ランダムデータ受信時のシンボル周波数成分複素信号を平均化して求まる値をタイミング位相複素信号として選択する。これにより、プリアンプル受信時の高速かつ高精度なタイミング推定を実現しつつ、ランダムデータ受信時の良好なクロック追従特性を実現することができる。

以上のように、本実施の形態においては、タイミング位相複素信号算出部 75
15 の適用により、前述のタイミング再生部 5 によるプリアンプル受信時の高速かつ高精度なタイミング推定を実現しつつ、さらに、ランダムデータ受信時において良好なクロック追従特性を得ることができる。

実施の形態 3.

実施の形態 3 では、タイミング再生部内の加算部が、使用するブランチの信号
20 を示すブランチ制御信号に基づいて、加算に用いる位相変動量を選択する。また、実施の形態 3 では、ダイバーシチ／復調部が、上記ブランチ制御信号に基づいて、ダイバーシチ合成に用いるナイキスト点ベースバンド位相データとナイキスト点受信信号電力データを選択する。

なお、先に説明した実施の形態 1 と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。以下では、実施の形態 1 または実施の形態 2 とは異なる
25 処理、すなわち、加算に用いる位相変動量を選択する処理、およびダイバーシチ合成に用いるナイキスト点ベースバンド位相データとナイキスト点受信信号電力

データを選択する処理、について説明する。

第 16 図は、実施の形態 3 の受信装置の構成例を示す図であり、重み付け後の位相変動量を加算に用いるかどうかをブランチ毎に選択する機能を有するタイミング再生部 5 b と、ナイキスト点ベースバンド位相データとナイキスト点受信信号電力データをダイバーシチ合成に用いるかどうかをブランチ毎に選択する機能を有するダイバーシチ／復調部 9 1 と、を備えている。

また、第 17 図は、実施の形態 3 のタイミング再生回路の構成例（実施の形態 1 に対応）を示す図であり、重み付け後の位相変動量を加算に用いるかどうかをブランチ毎に選択する機能を有する加算部 10 1 を備えている。

また、第 18 図は、実施の形態 3 のタイミング再生回路の構成例（実施の形態 2 に対応）を示す図であり、重み付け後の位相変動量を加算に用いるかどうかをブランチ毎に選択する機能を有する加算部 10 1 と、重み付け後のランダムパターン用位相変動量を加算に用いるかどうかをブランチ毎に選択する機能を有する加算部 10 2 と、を備えている。

ここで、第 16 図を用いて本実施の形態の受信装置の動作について説明する。

本実施の形態の受信装置では、タイミング再生部 5 b が、ブランチ制御信号に基づいて、乗算部 13-1 ~ 13-N より出力される重み付け後の位相変動量の中から加算に用いる位相変動量を選択し、選択された位相変動量を合成した合成位相変動量を用いてタイミング推定を行い、再生クロックを出力する（実施の形態 1 に対応）。なお、実施の形態 2 の構成に対してブランチ制御信号を入力する場合は、さらに、乗算部 72-1 ~ 72-N より出力される重み付け後のランダムパターン用位相変動量の中から加算に用いるランダムパターン用位相変動量を選択し、選択されたランダムパターン用位相変動量を合成したランダムパターン用合成位相変動量と上記合成位相変動量とを用いてタイミング推定を行い、再生クロックを出力する。

また、ダイバーシチ／復調部 9 1 では、ブランチ制御信号に基づいて、ナイキスト点抽出部 21-1 ~ 21-N より出力されるナイキスト点ベースバンド位相

データとナイキスト点受信信号電力データの中から、ダイバーシチ合成に用いるナイキスト点ベースバンド位相データとナイキスト点受信信号電力データを選択し、選択されたデータに基づくダイバーシチ合成結果を復調する。

つづいて、第17図を用いてタイミング再生部5bの動作について説明する。

- 5 第17図のタイミング再生部5bでは、加算部101が、ブランチ制御信号に基づいて、乗算部13-1～13-Nより出力される重み付け後の位相変動量の中から、加算に用いる位相変動量を選択し、その後、選択した位相変動量を用いて合成位相変動量を算出する。

つづいて、第18図を用いてタイミング再生部5bの動作について説明する。

- 10 第18図のタイミング再生部5bでは、上記第17図の処理に加えて、さらに、加算部102が、ブランチ制御信号に基づいて、乗算部72-1～72-Nより出力される重み付け後のランダムパターン用位相変動量の中から、加算に用いるランダムパターン用位相変動量を選択し、その後、選択したランダムパターン用位相変動量を用いてランダムパターン用合成位相変動量を算出する。

- 15 以上、本実施の形態においては、たとえば、S/N比が良好な場合には使用するブランチ数を減らすことによって低消費電力を実現し、S/N比が悪い場合には使用するブランチ数を増やすことによってダイバーシチ利得を得て良好な復調特性を実現することができる。

- 20 なお、本実施の形態においては、タイミング再生部5bとダイバーシチ／復調部91に対して共通のブランチ制御信号を入力しているが、それぞれ独立のブランチ制御信号を入力することとしてもよい。また、加算部101と加算部102に対して共通のブランチ制御信号を入力しているが、それぞれ独立のブランチ制御信号を入力することとしてもよい。

- 25 また、本実施の形態においては、ブランチ制御信号によりタイミング再生部5bとダイバーシチ／復調部91の2箇所で使用ブランチを制御しているが、これに限らず、たとえば、タイミング再生部5b、ダイバーシチ／復調部91、受信アンテナ1-1～1-N、検波部2-1～2-N、サンプリング部3-1～3-

N, サンプリング部 4-1 ~ 4-N, ナイキスト点抽出部 2 1-1 ~ 2 1-N の
いずれか 1 箇所以上で使用ブランチを制御することとしてもよい。また、タイミ
ング再生部 5 b 内の、加算部 1 0 1, 加算部 1 0 2, プリアンブル用位相変動量
算出部 1 1-1 ~ 1 1-N, 電力重み付け係数算出部 1 2, 乗算部 1 3-1 ~ 1
5 3-N, 乗算部 7 2-1 ~ 7 2-N のいずれか 1 箇所以上で使用ブランチを制御
することとしてもよい。

産業上の利用可能性

10 以上のように、本発明にかかるタイミング再生回路は、デジタル無線通信シ
ステムを構成する通信装置に有用であり、特に、プリアンブル信号を用いて高速
かつ高精度なタイミング再生を行う受信装置に適している。

請 求 の 範 囲

1. N (Nは自然数) ブランチ分のアンテナで受信したP S K変調されたプリ
アンブル信号を用いてタイミング再生を行うタイミング再生回路において、
- 5 前記Nブランチ分のプリアンブル信号のベースバンド位相信号に対して、個別
にシンボルレートのS (Sは2以上の自然数) 倍オーバーサンプリングを行い、
得られた各ブランチのベースバンド位相データの特定時間間隔における位相変動
量を算出するN個のプリアンブル用位相変動量算出手段と、
- 前記Nブランチ分のプリアンブル信号の受信信号電力を任意の時間間隔で個別
10 にサンプリングし、得られた受信信号電力データに基づいてNブランチ分の電力
重み付け係数を算出する電力重み付け係数算出手段と、
- 前記各ブランチの位相変動量と、それぞれ対応する電力重み付け係数と、を個
別に乗算する重み付け乗算手段と、
- 前記各ブランチの乗算結果を合成して合成位相変動量を算出する合成位相変動
15 量算出手段と、
- を備えることを特徴とするタイミング再生回路。
2. さらに、前記合成位相変動量に対して2シンボル周期の余弦波成分と正弦
波成分とを個別に乗算し、1/2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数
20 成分とを抽出する1/2シンボル周波数成分抽出手段と、
- 前記1/2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分とを個別に平均
化する平均化手段と、
- 前記平均化後の1/2シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分との
偏角を求め、その偏角の2倍の位相を偏角とするプリアンブルタイミング位相複
25 素信号を算出するプリアンブル用タイミング位相複素信号算出手段と、
- を備えることを特徴とする請求の範囲第1項に記載のタイミング再生回路。

3. さらに、シンボルレートの約 T (T は2以上の自然数) 倍のクロック速度を持つ T 倍クロックを分周し、当該分周クロックを前記プリアンブルタイミング位相複素信号の偏角に相当する位相分だけ移相して再生シンボルクロックを生成する再生シンボルクロック生成手段、
- 5 備えることを特徴とする請求の範囲第2項に記載のタイミング再生回路。
4. 前記プリアンブル用位相変動量算出手段は、
- 前記ベースバンド位相データを用いて予め決められた時間間隔の差分値を算出する差分算出手段と、
- 10 無雑音時に前記差分値の上限値と下限値の和が0に近くなるような特定位相量を加算し、その結果を前記位相変動量として出力する位相変動量出力手段と、
- 備えることを特徴とする請求の範囲第1項に記載のタイミング再生回路。
5. 前記プリアンブル用位相変動量算出手段は、
- 15 前記ベースバンド位相データを用いて任意の時間間隔の差分値を複数算出する差分算出手段と、
- 無雑音時に差分値の上限値と下限値の和が0に近くなるような特定位相量を個別に求め、前記各差分値に対して、対応する特定位相量を個別に加算する特定位相量加算手段と、
- 20 前記加算結果をすべて加算し、その結果を前記位相変動量として出力する位相変動量出力手段と、
- 備えることを特徴とする請求の範囲第1項に記載のタイミング再生回路。
6. 前記電力重み付け係数算出手段は、
- 25 前記 N ブランチ分の受信信号電力データの中の最大受信信号電力データを検出する最大値検出手段と、
- 前記最大受信信号電力データを平均化し、その平均化結果を基準受信信号電力

データとする基準受信信号電力データ生成手段と、

前記Nブランチ分の受信信号電力データを個別に平均化し、それらの平均化結果を平均受信信号電力データとする平均受信信号電力データ生成手段と、

- 5 前記基準受信信号電力データに基づいて前記各平均受信信号電力データを個別に正規化する正規化手段と、
- 前記各正規化結果を個別に電力重み付け係数に変換する係数変換手段と、
- を備えることを特徴とする請求の範囲第1項に記載のタイミング再生回路。

7. 前記プリアンプル用タイミング位相複素信号算出手段は、

- 10 前記平均化後の $1/2$ シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分との偏角を求める逆正接手段と、

前記偏角の2倍の位相を求める2倍位相算出手段と、

- 前記2倍の位相と予め規定された特定の振幅とを有する複素信号を生成し、その複素信号を前記プリアンプルタイミング位相複素信号として出力する複素信号
- 15 出力手段と、

を備えることを特徴とする請求の範囲第2項に記載のタイミング再生回路。

8. 前記再生シンボルクロック生成手段は、

- 前記T倍クロックで動作するカウンタのカウント値に対して、T周期の余弦波
- 20 成分と正弦波成分とを算出する余弦波および正弦波生成手段と、

前記余弦波成分を前記プリアンプルタイミング位相複素信号が有する偏角分だけ移相する移相手段と、

- 前記移相後の余弦波成分の立上りエッジを検出し、一方で、前回の立上りエッジから予め規定された経過時間までの間に立上りエッジが検出された場合、それを立上がりエッジとして検出しない立上がりエッジ検出手段と、
- 25

前記検出された立上りエッジを基準として前記T倍クロックを分周することにより前記再生シンボルクロックを得る分周手段と、

を備えることを特徴とする請求の範囲第3項に記載のタイミング再生回路。

9. タイミング再生動作、タイミング位相を保持する動作、のいずれかの動作を行うことを特徴とする請求の範囲第3項に記載のタイミング再生回路。

5

10. Nブランチ分のランダムパターン信号のベースバンド位相信号に対して、個別にシンボルレートのV（Vは3以上の自然数）倍オーバーサンプリングを行い、得られた各ブランチのベースバンド位相データの特定時間間隔におけるランダムパターン用位相変動量を算出するランダムパターン用位相変動量算出手段と、

10 前記各ブランチのランダムパターン用位相変動量と、それぞれ対応する前記電力重み付け係数と、を個別に乗算するランダムパターン用重み付け乗算手段と、

前記各ブランチの乗算結果を合成してランダムパターン用合成位相変動量を算出するランダムパターン用合成位相変動量算出手段と、

15 前記ランダムパターン用合成位相変動量に対してシンボル周期の余弦波成分と正弦波成分を個別に乗算し、シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分とを算出するシンボル周波数成分算出手段と、

前記プリアンプルタイミング位相複素信号、または、前記プリアンプルタイミング位相複素信号を初期値とし前記シンボル周波数成分複素信号を平均化した値、のいずれかをタイミング位相複素信号として出力するタイミング位相複素信号出力手段と、

20 シンボルレートの約T（Tは2以上の自然数）倍のクロック速度を持つT倍クロックを分周し、当該分周クロックを前記タイミング位相複素信号の偏角に相当する位相分だけ移相して再生シンボルクロックを生成する再生シンボルクロック生成手段、

25 を備えることを特徴とする請求の範囲第2項に記載のタイミング再生回路。

11. 前記タイミング位相複素信号算出手段は、

前回のタイミング位相複素信号の実数成分と現在のシンボル周波数成分複素信号の実数成分とを用いて平均化処理を行う第1のIIRフィルタ手段と、

前回のタイミング位相複素信号の虚数成分と現在のシンボル周波数成分複素信号の虚数成分とを用いて平均化処理を行う第2のIIRフィルタ手段と、

- 5 受信信号に応じて前記プリアンブルタイミング位相複素信号を選択するための選択信号、または、前記各平均化処理結果を選択するための選択信号、のいずれかを生成する選択信号生成手段と、

- 前記選択信号に応じて前記プリアンブルタイミング位相複素信号の実数成分または前記実数成分の平均化結果のいずれか一方を選択し、その結果をタイミング
10 位相複素信号の実数成分として出力する第1のセクタ手段と、

前記選択信号に応じて前記プリアンブルタイミング位相複素信号の虚数成分または前記虚数成分の平均化結果のいずれか一方を選択し、その結果をタイミング位相複素信号の虚数成分として出力する第2のセクタ手段と、

を備えることを特徴とする請求の範囲第10項に記載のタイミング再生回路。

15

12. タイミング再生動作、タイミング位相を保持する動作、のいずれかの動作を行うことを特徴とする請求の範囲第10項に記載のタイミング再生回路。

13. 前記合成位相変動量算出手段の出力信号である合成位相変動量を算出する際に、各ブランチの信号を使用するかどうかの判断をブランチ毎に行うことを特徴とする請求の範囲第1項に記載のタイミング再生回路。
20

14. 前記ランダムパターン用合成位相変動量算出手段の出力信号であるランダムパターン用合成位相変動量を算出する際に、各ブランチの信号を使用するかどうかの判断をブランチ毎に行うことを特徴とする請求の範囲第10項に記載のタイミング再生回路。
25

15. N (Nは自然数) ブランチ分のアンテナで受信したPSK変調されたプリアンブル信号を用いて再生シンボルクロックを生成し (タイミング再生)、当該再生シンボルクロックを用いて復調処理を行う受信装置において、

5 前記Nブランチ分のプリアンブル信号のベースバンド位相信号に対して、個別にシンボルレートのS (Sは2以上の自然数) 倍オーバーサンプリングを行い、得られた各ブランチのベースバンド位相データの特定時間間隔における位相変動量を算出するプリアンブル用位相変動量算出手段と、

前記Nブランチ分のプリアンブル信号の受信信号電力を任意の時間間隔で個別にサンプリングし、得られた受信信号電力データに基づいてNブランチ分の電力
10 重み付け係数を算出する電力重み付け係数算出手段と、

前記各ブランチの位相変動量と、それぞれ対応する電力重み付け係数と、を個別に乗算する重み付け乗算手段と、

前記各ブランチの乗算結果を合成して合成位相変動量を算出する合成位相変動量算出手段と、

15 前記合成位相変動量に対して2シンボル周期の余弦波成分と正弦波成分とを個別に乗算し、 $1/2$ シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分とを抽出する $1/2$ シンボル周波数成分抽出手段と、

前記 $1/2$ シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分とを個別に平均化する平均化手段と、

20 前記平均化後の $1/2$ シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分との偏角を求め、その偏角の2倍の位相を偏角とするプリアンブルタイミング位相複素信号を算出するプリアンブル用タイミング位相複素信号算出手段と、

シンボルレートの約T (Tは2以上の自然数) 倍のクロック速度を持つT倍クロックを分周し、当該分周クロックを前記プリアンブルタイミング位相複素信号
25 の偏角に相当する位相分だけ移相して再生シンボルクロックを生成する再生シンボルクロック生成手段と、

Nブランチ分の受信信号のベースバンド位相信号と受信信号電力とを前記再生

シンボルクロックでサンプリングし、各ブランチのナイキスト点のベースバンド位相データと受信信号電力データとを出力するナイキスト点抽出手段と、

Nブランチ分のナイキスト点のデータを用いてダイバーシチ合成を行い、当該合成結果に基づいて復調処理を行う復調手段と、

5 を備えることを特徴とする受信装置。

16. N (Nは自然数) ブランチ分のアンテナで受信したPSK変調されたプリアンブル信号を用いて再生シンボルクロックを生成し (タイミング再生)、当該再生シンボルクロックを用いて復調処理を行う受信装置において、

10 前記Nブランチ分のプリアンブル信号のベースバンド位相信号に対して、個別にシンボルレートのS (Sは2以上の自然数) 倍オーバーサンプリングを行い、得られた各ブランチのベースバンド位相データの特定時間間隔における位相変動量を算出するプリアンブル用位相変動量算出手段と、

15 前記Nブランチ分のプリアンブル信号の受信信号電力を任意の時間間隔で個別にサンプリングし、得られた受信信号電力データに基づいてNブランチ分の電力重み付け係数を算出する電力重み付け係数算出手段と、

 前記各ブランチの位相変動量と、それぞれ対応する電力重み付け係数と、を個別に乗算する重み付け乗算手段と、

20 前記各ブランチの乗算結果を合成して合成位相変動量を算出する合成位相変動量算出手段と、

 前記合成位相変動量に対して2シンボル周期の余弦波成分と正弦波成分とを個別に乗算し、 $1/2$ シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分とを抽出する $1/2$ シンボル周波数成分抽出手段と、

25 前記 $1/2$ シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分とを個別に平均化する平均化手段と、

 前記平均化後の $1/2$ シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分との偏角を求め、その偏角の2倍の位相を偏角とするプリアンブルタイミング位相複

素信号を算出するプリアンブル用タイミング位相複素信号算出手段と、

受信信号が前記プリアンブル信号からランダムパターン信号に切り替わった後、
Nブランチ分のランダムパターン信号のベースバンド位相信号に対して、個別に
シンボルレートのV（Vは3以上の自然数）倍オーバーサンプリングを行い、得
5 られた各ブランチのベースバンド位相データの特定時間間隔におけるランダムパ
ターン用位相変動量を算出するランダムパターン用位相変動量算出手段と、

前記各ブランチのランダムパターン用位相変動量と、それぞれ対応する前記電
力重み付け係数と、を個別に乗算するランダムパターン用重み付け乗算手段と、

前記各ブランチの乗算結果を合成してランダムパターン用合成位相変動量を算
10 出するランダムパターン用合成位相変動量算出手段と、

前記ランダムパターン用合成位相変動量に対してシンボル周期の余弦波成分と
正弦波成分を個別に乗算し、シンボル周波数成分複素信号の実数成分と虚数成分
とを算出するシンボル周波数成分算出手段と、

前記プリアンブルタイミング位相複素信号、または、前記プリアンブルタイミ
15 ング位相複素信号を初期値とし前記シンボル周波数成分複素信号を平均化した値、
のいずれかをタイミング位相複素信号として出力するタイミング位相複素信号出
力手段と、

シンボルレートの約T（Tは2以上の自然数）倍のクロック速度を持つT倍ク
ロックを分周し、当該分周クロックを前記タイミング位相複素信号の偏角に相当
20 する位相分だけ移相して再生シンボルクロックを生成する再生シンボルクロック
生成手段と、

Nブランチ分の受信信号のベースバンド位相信号と受信信号電力とを前記再生
シンボルクロックでサンプリングし、各ブランチのナイキスト点のベースバンド
位相データと受信信号電力データとを出力するナイキスト点抽出手段と、

25 Nブランチ分のナイキスト点のデータを用いてダイバーシチ合成を行い、当該
合成結果に基づいて復調処理を行う復調手段と、

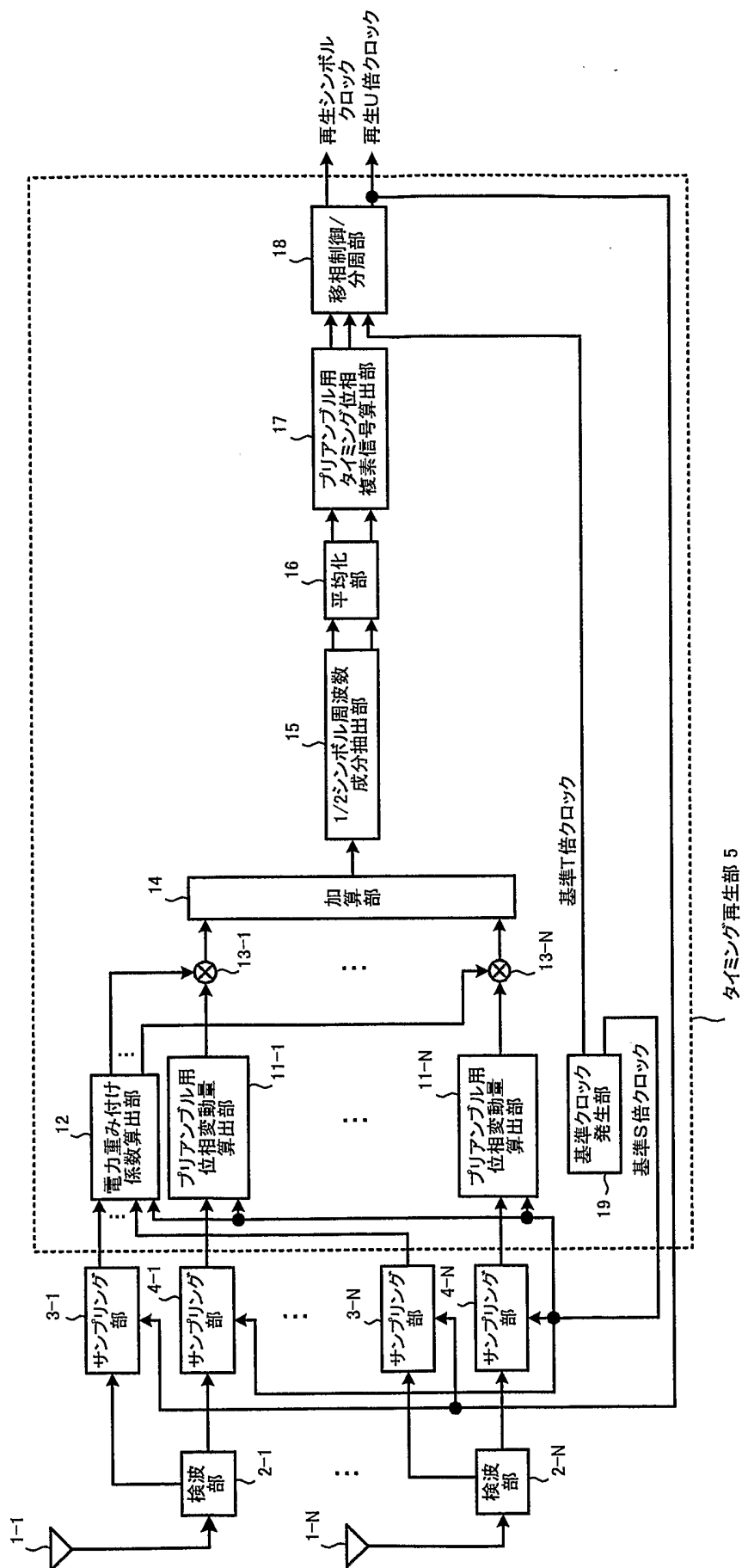
を備えることを特徴とする受信装置。

17. 前記ダイバーシチ合成を行う際に、各ブランチのナイキスト点データを使用するかどうかの判断をブランチ毎に行うことを特徴とする請求の範囲第15項に記載のタイミング再生回路。

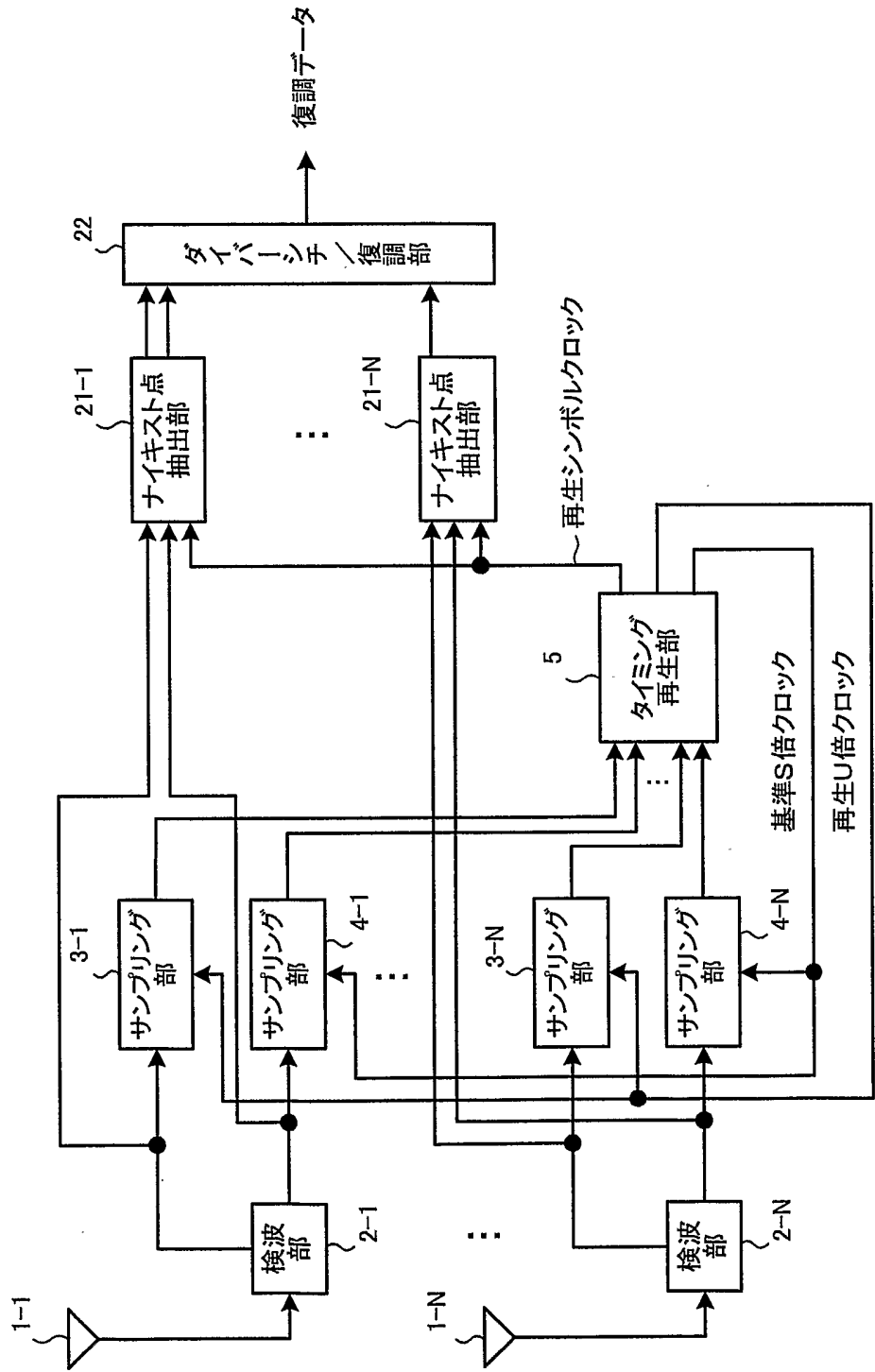
5

18. 前記ダイバーシチ合成を行う際に、各ブランチのナイキスト点データを使用するかどうかの判断をブランチ毎に行うことを特徴とする請求の範囲第16項に記載のタイミング再生回路。

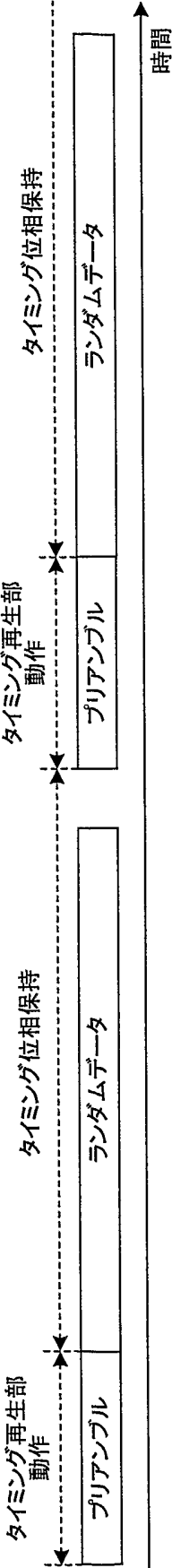
圖一 鋸



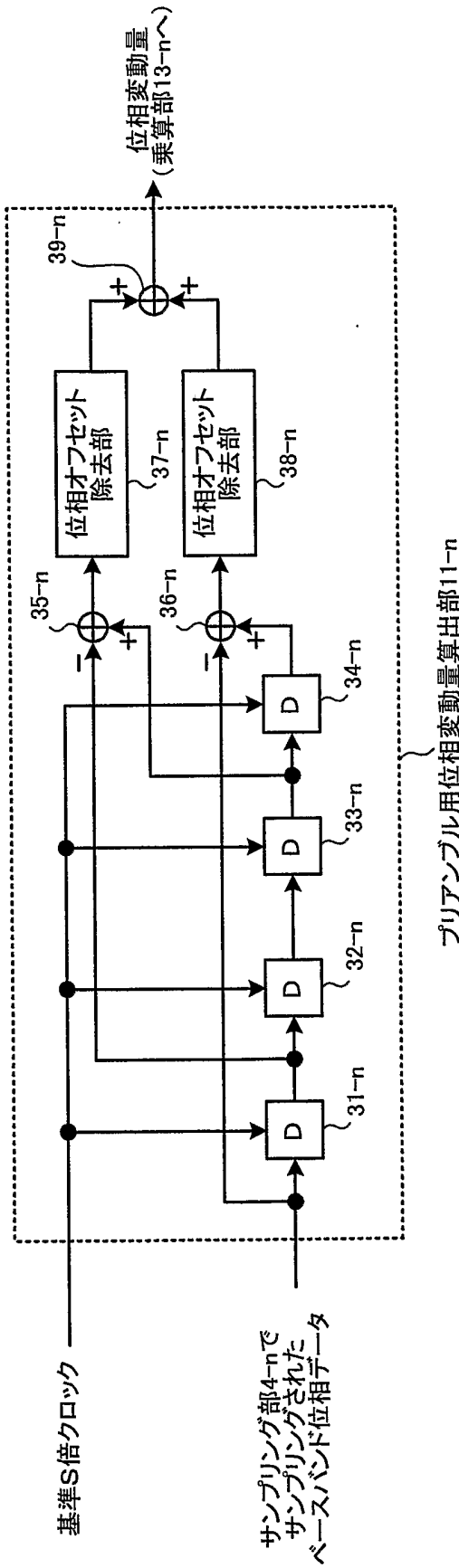
第2図



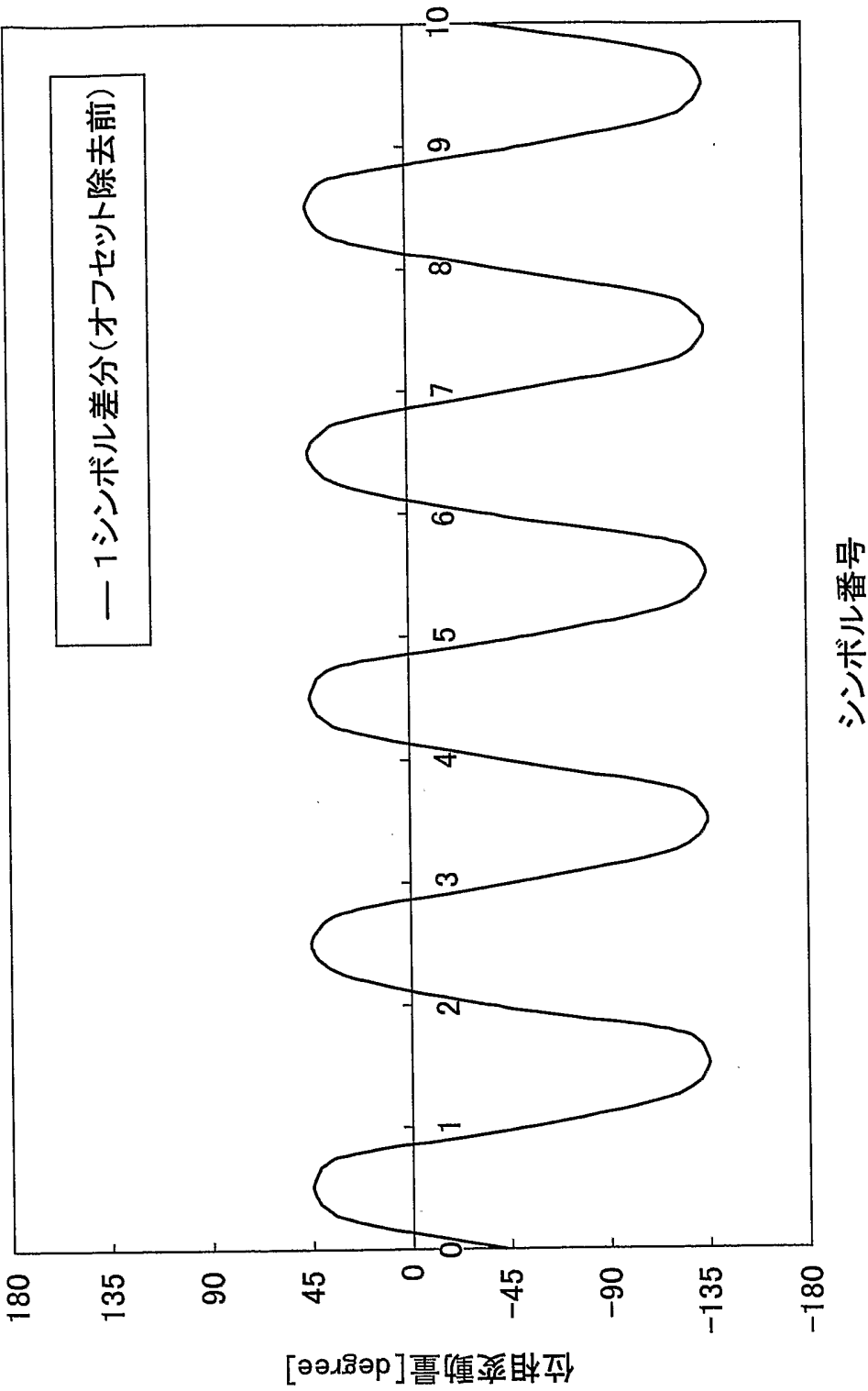
第3図



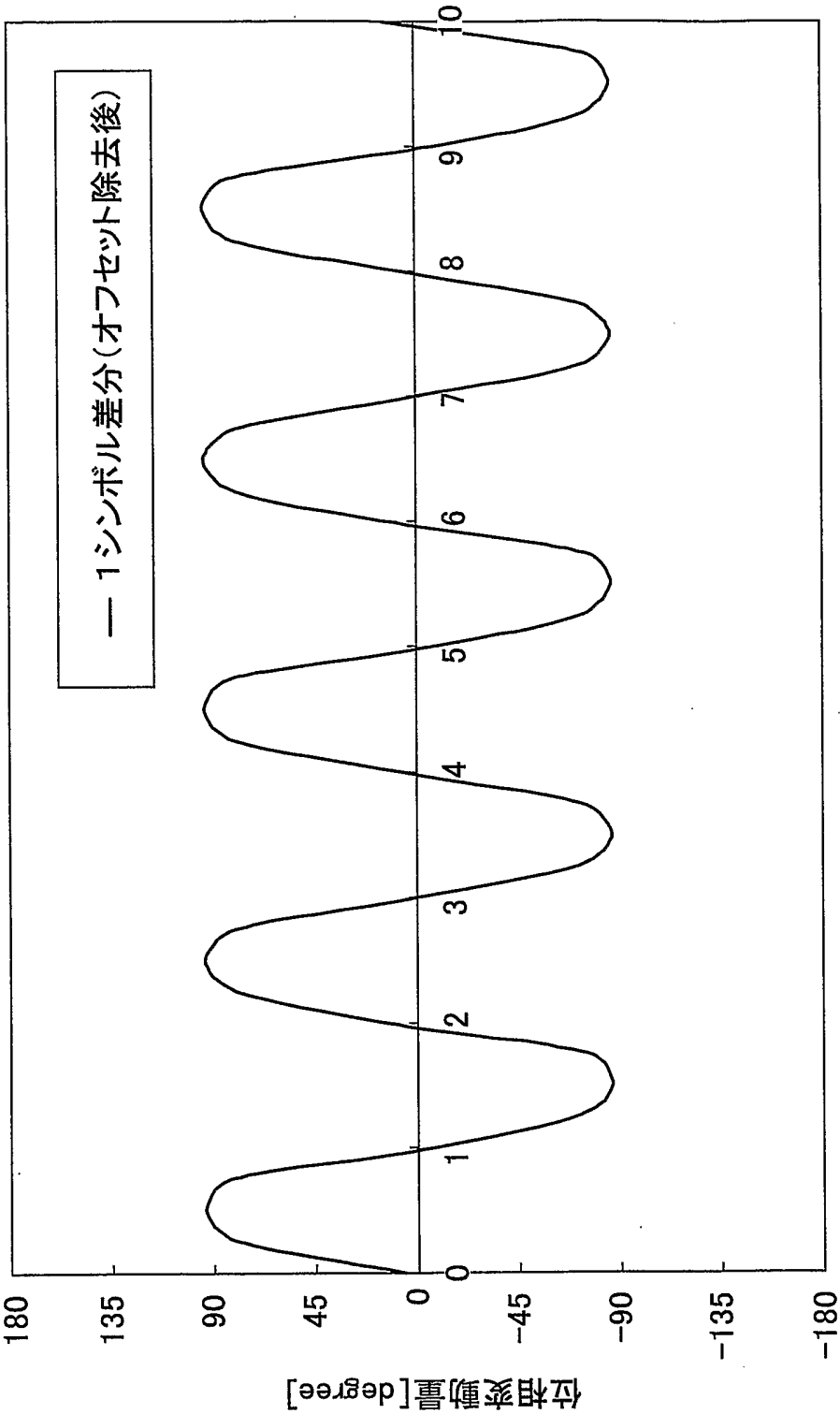
第4図



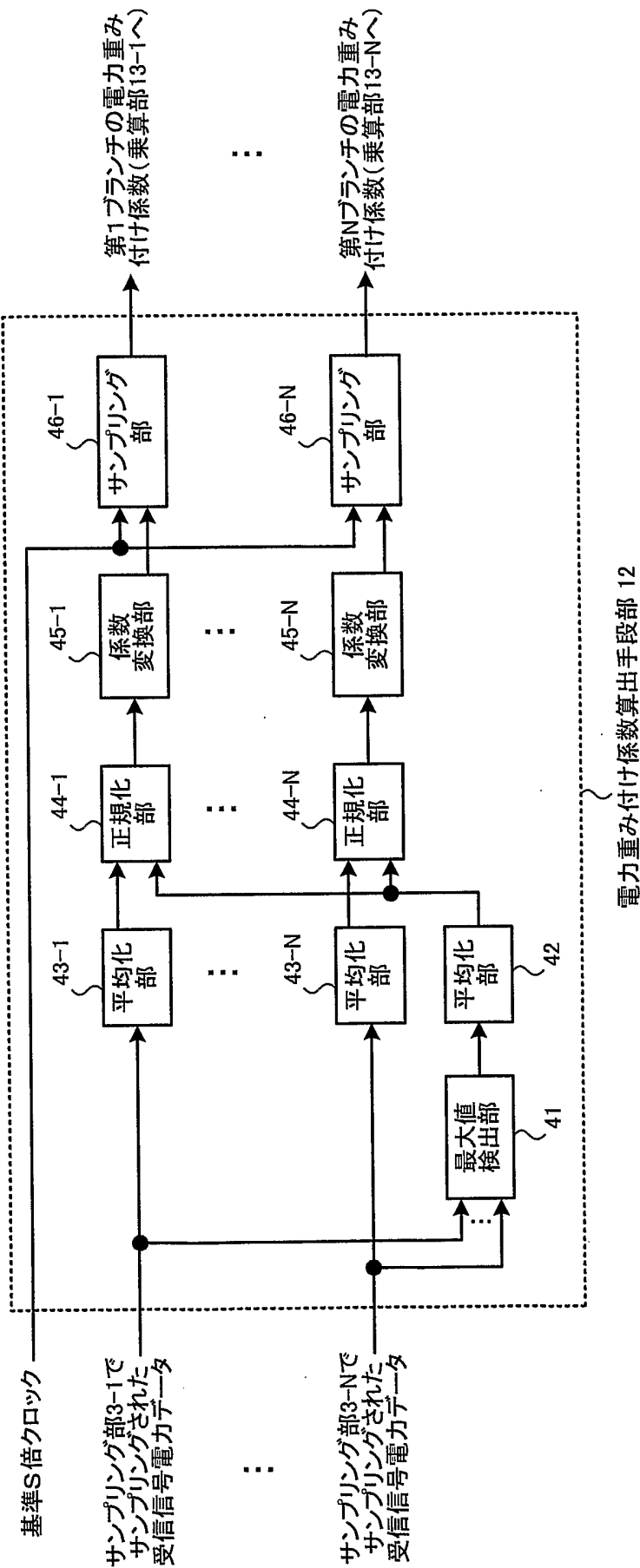
第5図



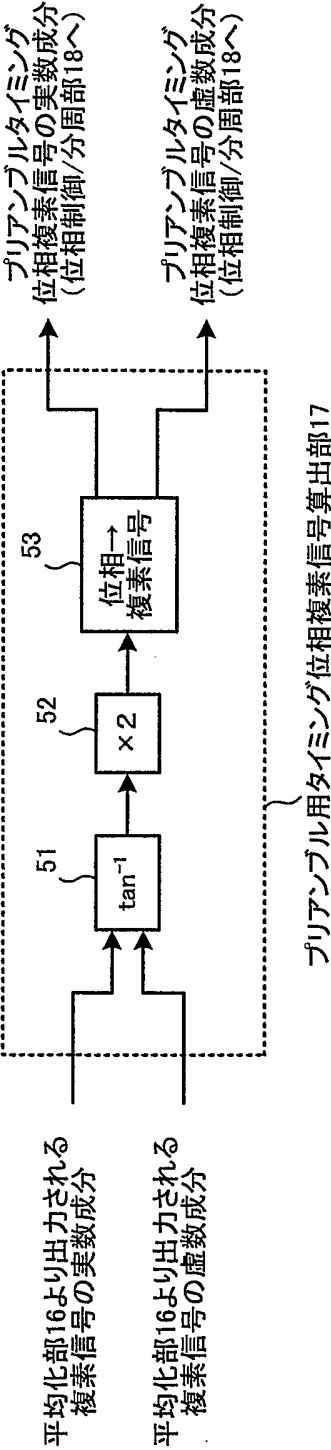
第6図



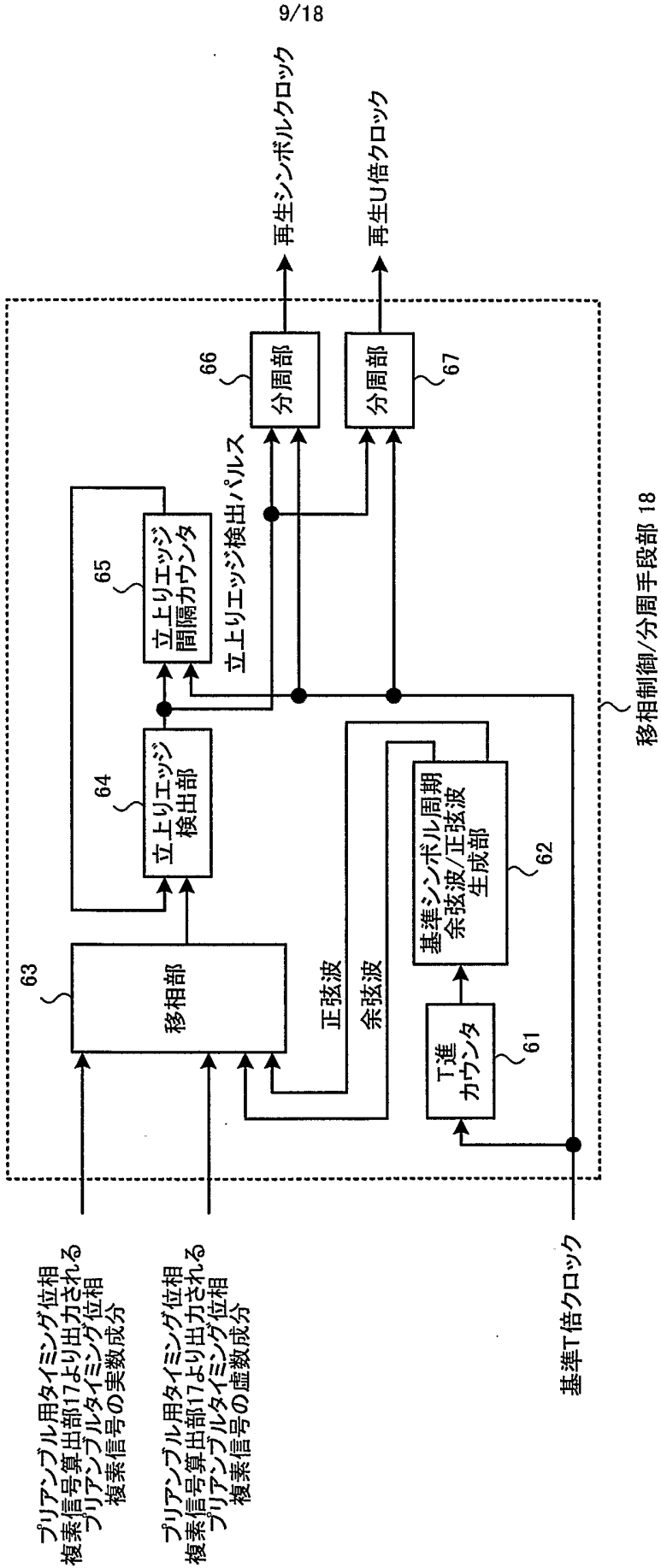
第7図



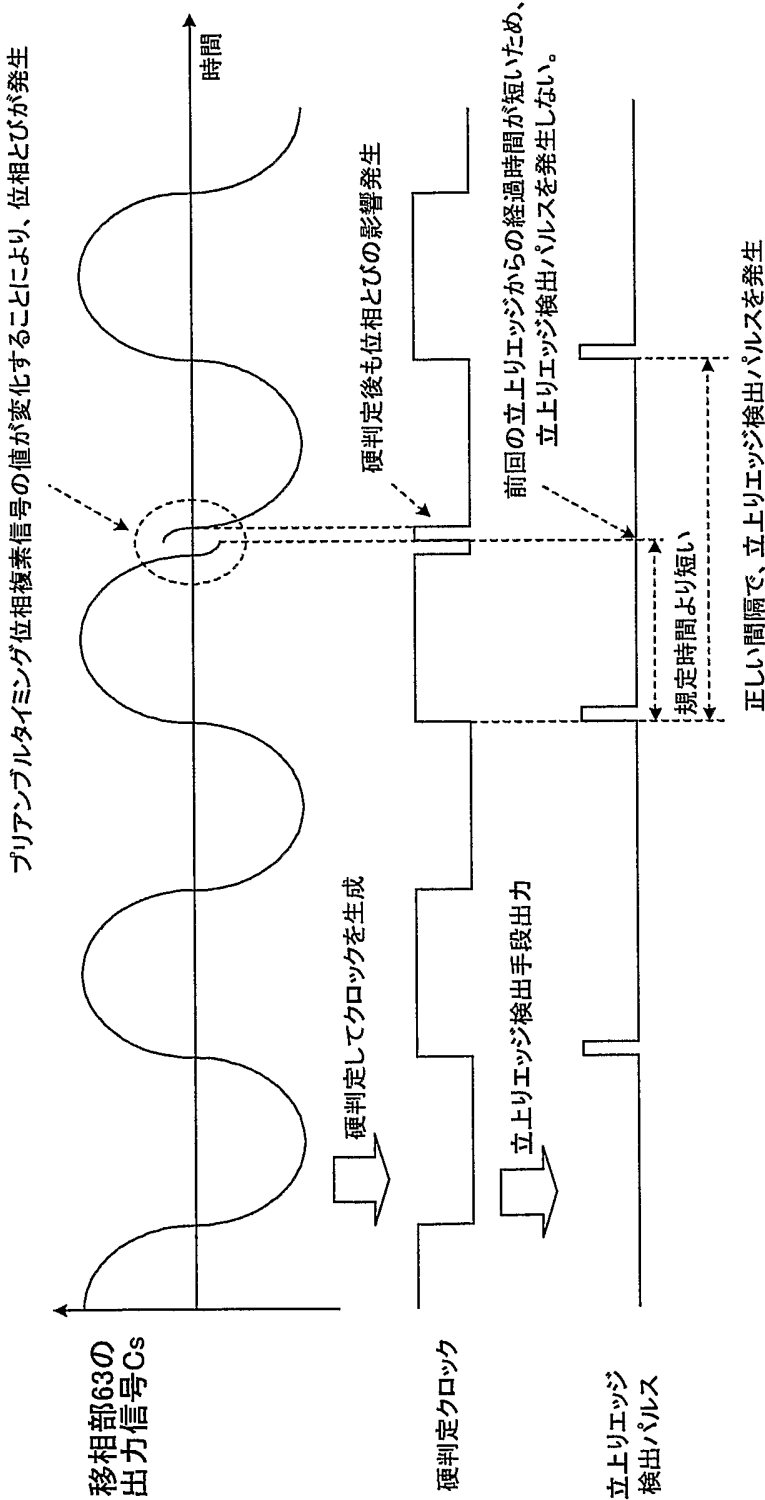
第8図



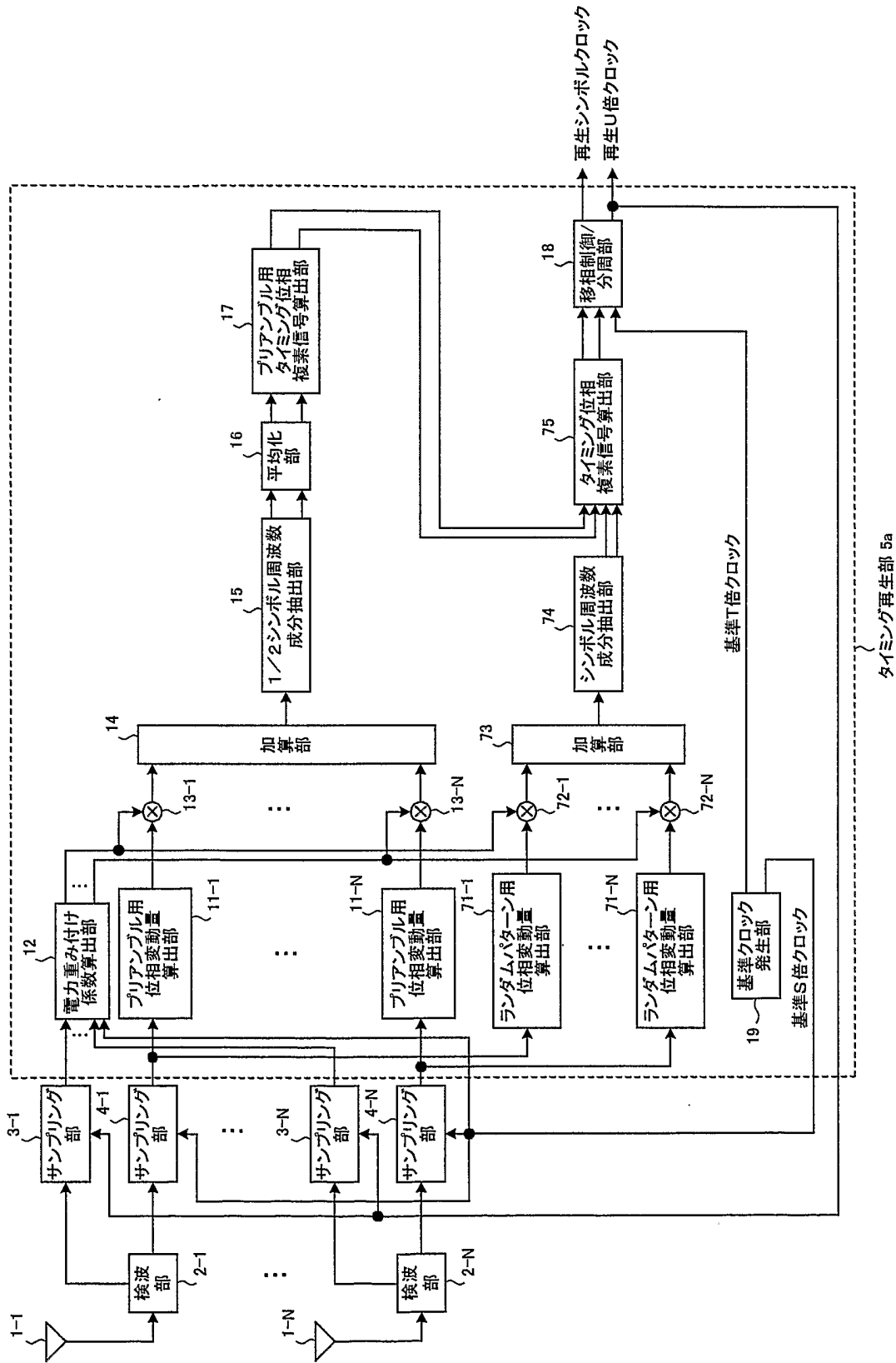
第9図



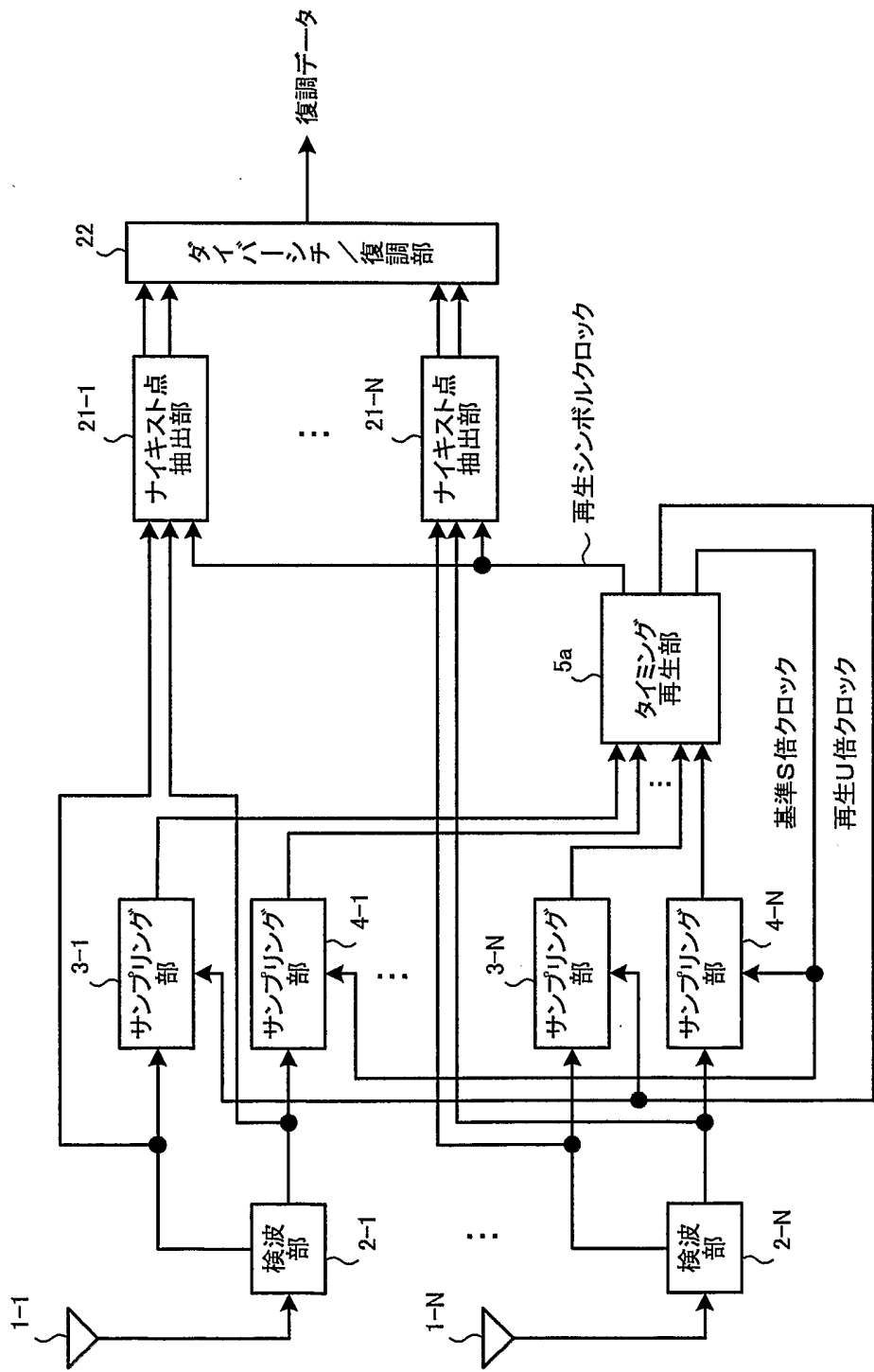
第10図



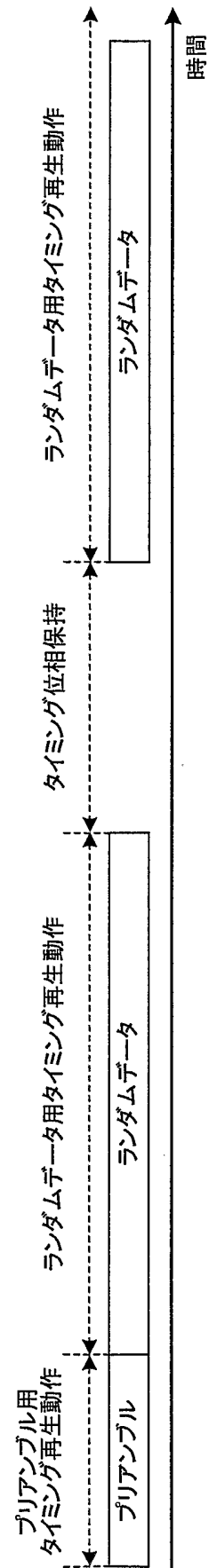
第11図



第12図



第13図



第14図

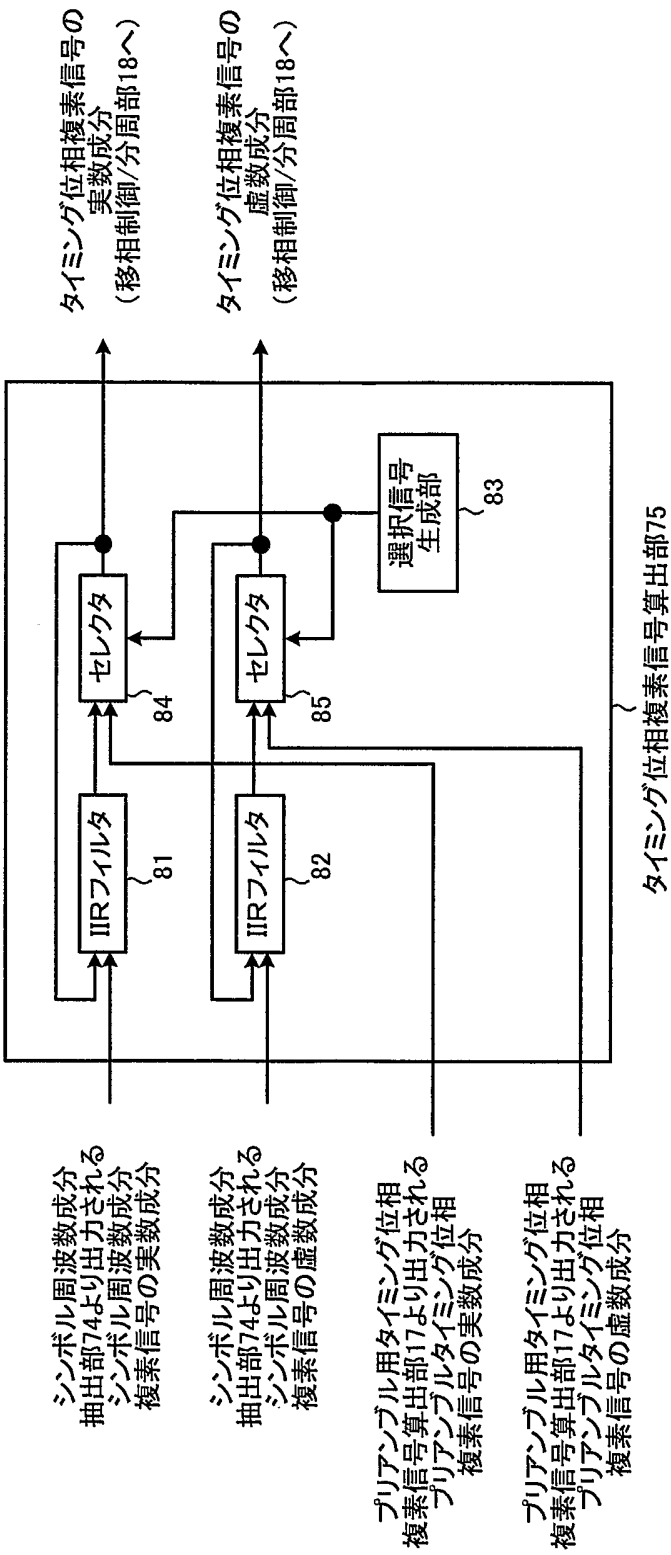
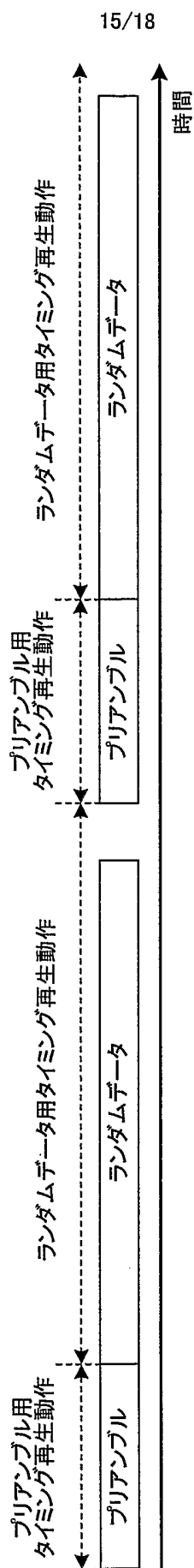
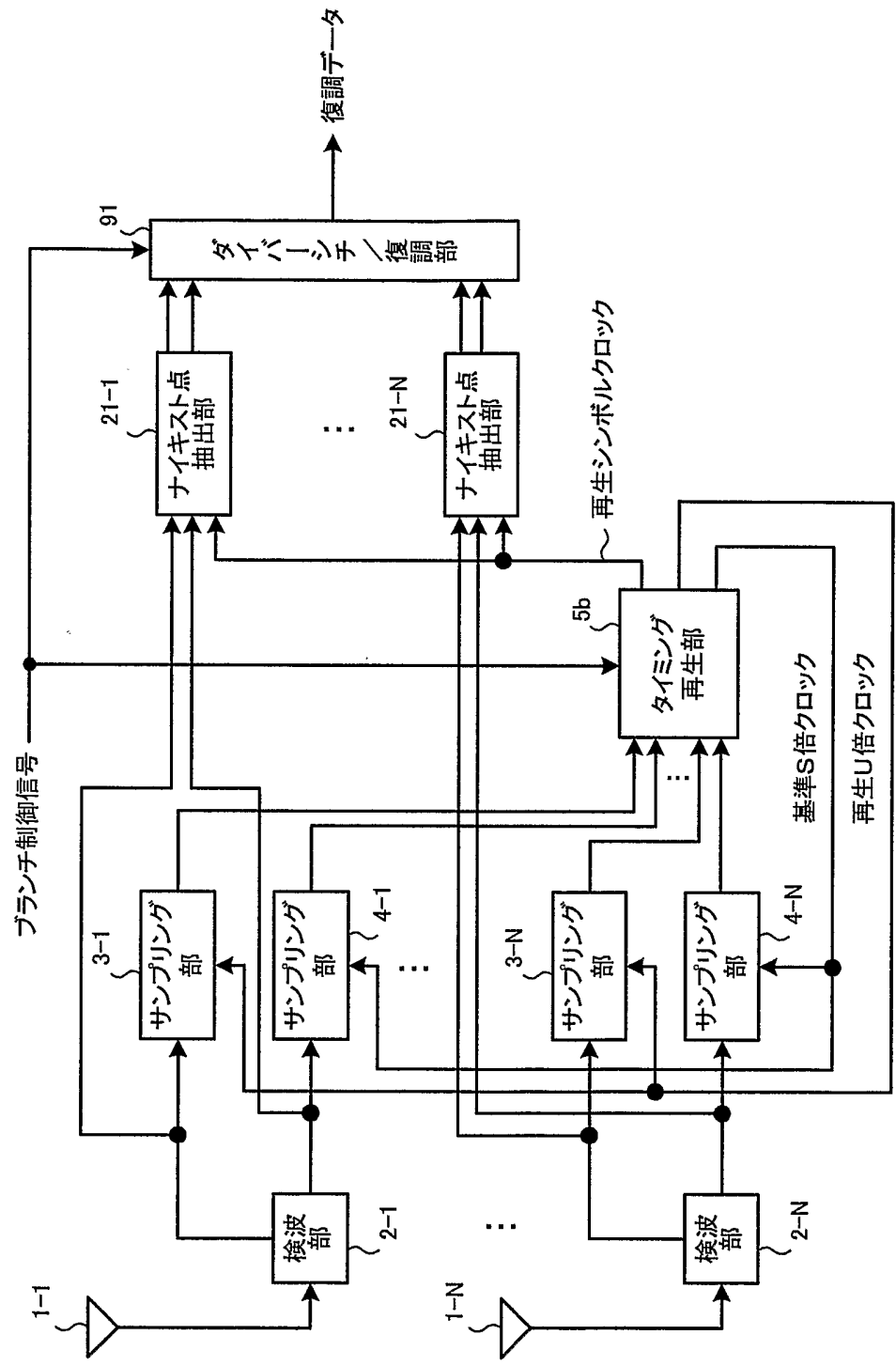


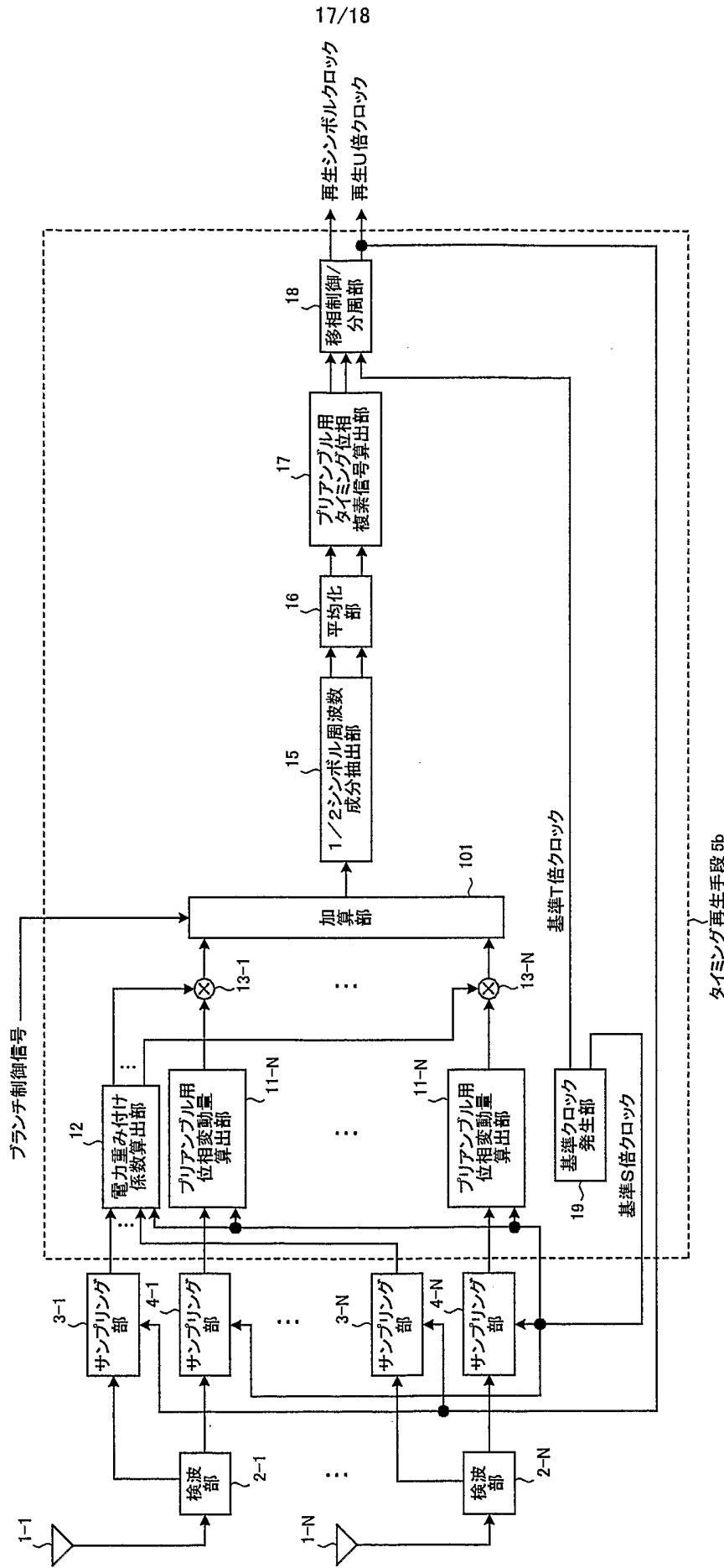
圖 15 集



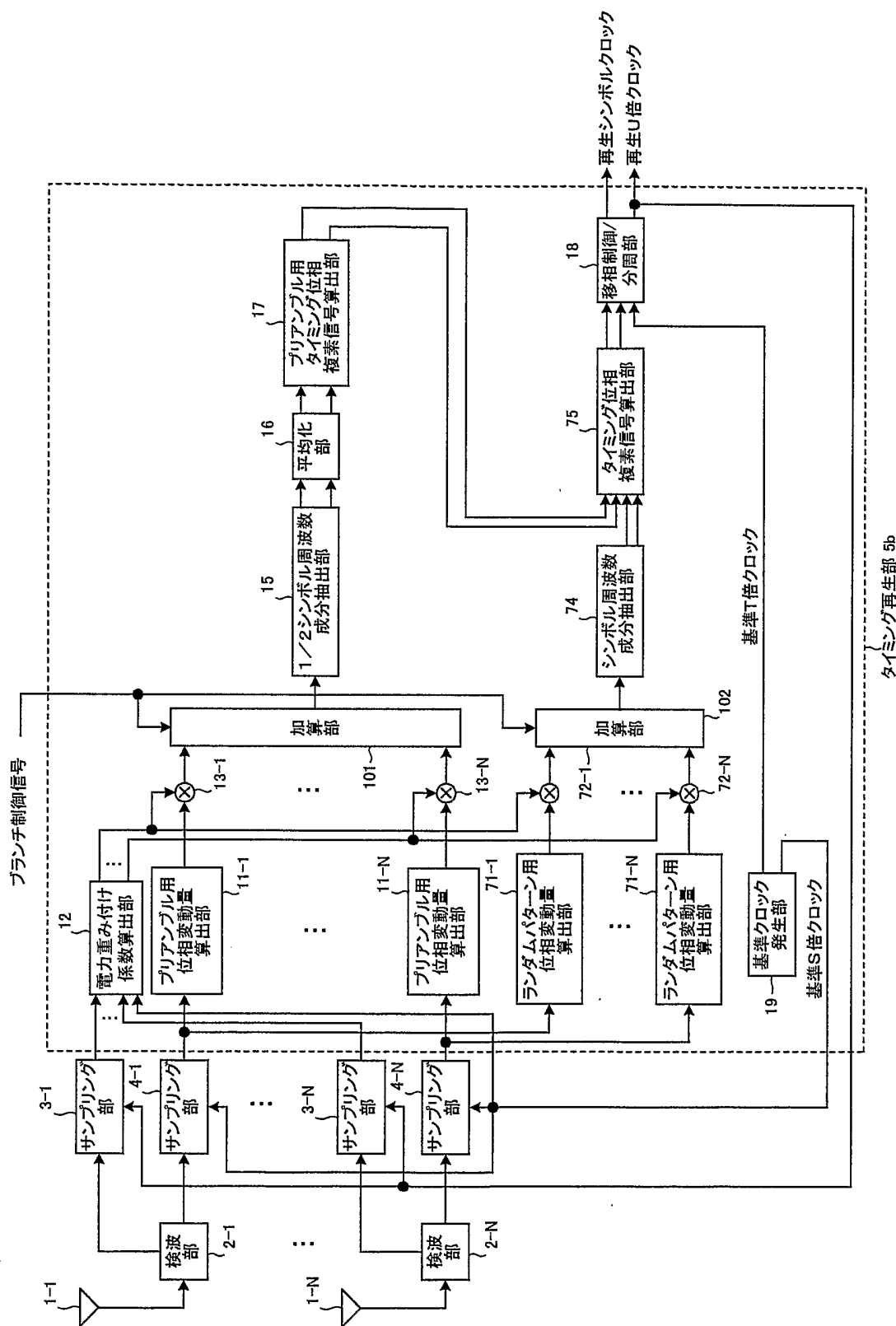
第16図



第17図



第18圖



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/006209

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl.⁷ H04L27/22, H04B7/08

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)

Int.Cl.⁷ H04L27/22, H04B7/08

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926-1996	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2004
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2004	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2004

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 09-321679 A (Fujitsu Ltd.), 12 December, 1997 (12.12.97), Par. Nos. [0016] to [0051]; Figs. 3, 4 & JP 3253856 B2	1-18
A	JP 2002-094588 A (Oki Electric Industry Co., Ltd.), 29 March, 2002 (29.03.02), Full text & US 2002/0048328 A1 & JP 3479036 B2	1-18
A	JP 2001-217888 A (Mitsubishi Electric Corp.), 10 August, 2001 (10.08.01), Full text & WO 2001/058104 A1 & EP 1168744 A1 & CN 1345500 A & US 6683493 B1	1-18

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

* Special categories of cited documents:	"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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search
21 July, 2004 (21.07.04)Date of mailing of the international search report
03 August, 2004 (03.08.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/006209

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 2002-101139 A (Hitachi Kokusai Electric Inc.), 05 April, 2002 (05.04.02), Full text & US 2002/0037032 A1	1-18

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int. Cl ⁷ H04L27/22, H04B 7/08		
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int. Cl ⁷ H04L27/22, H04B 7/08		
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 1926年-1996年 日本国公開実用新案公報 1971年-2004年 日本国登録実用新案公報 1994年-2004年 日本国実用新案登録公報 1996年-2004年		
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P 09-321679 A (富士通株式会社), 1997. 12. 12 【0016】～【0051】, 第3図, 第4図 & J P 3253856 B2	1-18
A	J P 2002-094588 A (沖電気工業株式会社), 2002. 03. 29 全文 & US 2002/0048328 A1 & J P 3479036 B2	1-18
☒ C欄の続きにも文献が列举されている。 ☐ 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 21. 07. 2004	国際調査報告の発送日 03. 8. 2004	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/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) 田中 庸介	5 K 3149
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	J P 2001-217888 A (三菱電機株式会社) , 2001. 08. 10 全文 &WO 2001/058104 A1 &EP 1168744 A1 &CN 1345500 A &US 6683493 B1	1-18
A	J P 2002-101139 A (株式会社日立国際電気) , 2002. 04. 05 全文 &US 2002/0037032 A1	1-18