[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl[6]
H04L 1/02
H04B 7/08

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 96198512.7

[43]公开日 1998 年 12 月 23 日

[11] 公开号 CN 1202995A

[22]申请日 96.11.21

[30]优先权

[32]95.11.22[33]JP[31]304432/95

[86]国际申请 PCT/JP96/03432 96.11.21

[87]国际公布 WO97/19536 日 97.5.29

[85]进入国家阶段日期 98.5.22

[71]申请人 三洋电机株式会社

地址 日本大阪府

[72]发明人 饭沼敏范

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

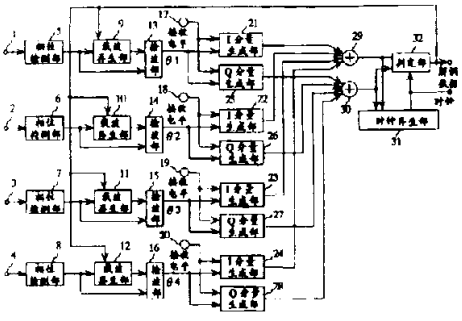
代理人 王 勇 叶恺东

权利要求书 2 页 说明书 8 页 附图页数 5 页

[54]发明名称 提高同步检波中的载波再生能力的分集装置

[57]摘要

本发明的分集装置具有：在多个接收系统中用由接收信号再生的基准载波，得到每个符号的接收相位数据的检波部、对各接收相位数据的I分量和Q分量进行合成的合成部、从合成后的I分量和Q分量解调数字符号数据的判定部。所述检波部的结构为，参照由合成后的I分量和Q分量得到的符号数据，从接收信号再生基准载波。根据该结构，因用由分解合成后的接收数据所得到的解调数据进行基准载波的再生，所以可再生稳定的载波。



99.05.27

权　利　要　求　书

1、一种分集装置，其特征是，具有:

用已由接收信号再生的基准载波，检波接收信号而得到接收数据的多个同步检波单元、合成多个接收数据的合成单元、以及从合成后的接收数据得到解调数据的解调单元，

所述同步检波单元，参照从合成后的接收数据得到的解调数据，从接收信号再生基准载波。

2、一种分集装置，其特征是，具有:

用已由接收信号再生的基准载波，检测出接收信号中含有的每个符号的接收相位数据的Ⅰ分量和Q分量的多个同步检波单元;

分别合成从多个同步检波单元来的Ⅰ分量、Q分量的合成单元;

以及从已被合成的Ⅰ分量和Q分量得到数字符号数据的解调单元;

所述同步检波单元，参照已从合成后的Ⅰ分量及Q分量得到的符号数据，从接收信号再生基准载波。

3、根据权利要求 2 所述的分集装置，其特征是，所述同步检波单元具有:

用与解调后的符号数据对应的相位数据，从接收信号再生基准载波的载波再生单元;

通过对每个符号得到基准载波和接收信号之间的差，检测出在接收信号中所含有的接收相位数据的相位检波单元;

及将已检测出的接收相位数据变换为Ⅰ分量和Q分量的变换单元。

4、根据权利要求 3 所述的分集装置，其特征是，所述载波再生单元具有:

产生与每个符号的符号数据对应的相位数据的相位产生部;

对每个符号求出接收相位数据与从相位产生部来的相位数据之间的差的减法器;

使规定数的符号的所述差平滑化而得到误差数据的滤波单元; 以及

产生载波信号，同时用误差数据对其进行修正产生基准载波的基准载波产生部。

5、根据权利要求 4 所述的分集装置，其特征是，所述的相位产生部，具有把从解调单元来的二进制的解调数据作为地址而输入，并输出与解调数据对应的相位量的表。

6、根据权利要求 4 所述的分集装置，其特征是，所述的相位产生部，具有用从解调单元来的二进制的解调数据调制从时钟产生部来的基准载波的调制电路。

7、根据权利要求 4 所述的分集装置，其特征是，所述减法器，通过使由相位检波单元中检测出的接收相位数据延迟，并使符号区间同步而得到所述差。

说　明　书

提高同步检波中的载波再生能力的分集装置

技术领域

本发明涉及一种再生载波并进行检波接收信号的同步检波的分集装置。

背景技术

现在，在数字式通信设备中，为了提高传输效率，通过用数字信息信号（基带）调制载波信号，进行信息信号的传输。作为这样的调制方式，已使用的有：根据数字的基带信号（调制信号）使载波信号的振幅变化的振幅调制方式（ASK: Amplitude Shift Keying，幅移键控）、根据调制信号使载波信号的频率变化的频率调制方式（FSK: Frequency Shift Keying，频移键控）、根据调制信号使载波的相位变化的相位调制方式（PSK: Phase Shift Keying，相移键控）、根据调制信号使载波信号的振幅和相位变化的正交振幅调制方式（QAM: Quadrature Amplitude Modulation，正交调幅）等。

作为解调这些数字调制信号的方法，已知的有：同步检波、延迟检波、和频率检波等。在其中，同步检波还由于从接收信号来再生载波并解调信号，所以可以获得最佳的接收性能。

在这种同步检波的情况下，由于性能依赖于载波再生能力，故在生成同步检波方式的解调信号时，载波再生的实现方法就成为最重要的因素。

作为这种载波再生方法，有倍增接收信号的相干解调方式、反馈解调结果的反调制方式和再调制方式等。反调制方式和再调制方式与相干解调方式比较，由于即使在低接收灵敏度时，也可以再生载波，所以在卫星通信的非衰减电路中，现在大多已实用化。

大家都知道，就数字调制方式而言，在应用于移动通信等的情况下，因受电磁波反射、散射等的影响而引起接收电平（RSSI: Received Signal Strength Indicater）激烈变动的衰落现象，会使接收性能显著劣化。

而且，作为补偿因该衰落而造成接收电平下降的有效方法，使用多个接收系统进行接收的分集接收等方法已实用化。在此，由于把该分集接收法与同步检波组合起来，因而可以提高衰落下的性能。

为了在同步检波后进行分集，可以认为，现有的分集装置是对各接收系统的每一个进行载波再生的结构。

但是，若采用该结构，由于在各接收系统中是在同步检波后进行分集，所以在载波再生中不能得到由分集而产生的改善效果。也就是，在现有的结构中，要是与单独同步检波的情况相比，虽然明显提高接收灵敏度，但在接收信号的 C/N（Carrier/Noise ratio: 载波/噪声）比变坏的情况下，因载波再生能力下降而使接收性能恶化。特别是，分集的合成数一增多，由于需要在更恶劣的 C/N 比下工作，于是提高载波再生能力就成了问题。

因此，将需要生成稳定的载波再生的同步检波应用于移动通信等上就困难了。

发明的公开

为解决上述问题，本发明的目的是提供一种使载波再生能力提高的分集装置。

达到上述目的的分集装置，具有用已由接收信号再生的基准载波检波接收信号得到接收数据的多个同步检波单元、合成多个接收数据的合成单元和从合成后的接收数据获得解调数据的解调单元，上述同步检波单元的结构为，参照从合成后的接收数据所得的解调数据并由接收信号再生基准载波。

若采用这样的结构，由于使用由分集合成后的接收数据所得的解调数据进行基准载波的再生，故可以再生稳定的载波。还有，即使在 C/N 比恶劣的接收系统中也能再生载波，故可以得到良好的接收数据，可以实现更好的分集合成，还会增加解调数据的正确度。另外，也可以应用到易受衰落现象影响的移动通信上。

并且，达到上述目的的分集装置，具有用已由接收信号再生的基准载波，检测接收信号内所包含的每个符号的接收相位数据的 I 分量和 Q 分量的多个同步检波单元、分别合成从多个同步检波单元来的 I 分量、Q 分量的合成单元、以及从已合成的 I 分量和 Q 分量获得数字的符号数据的解调单元，上述同步检波单元结构为，参照从已合成的 I 分量和 Q 分量而所得的符号数据并从接收信号再生基准载波。若采用这种结构，则在对 QPSK 等的数字相位调制的接收信号进行同步检波的分集装置中，可以获得与上述装置同样的效果。

其中，上述同步检波单元也可以具有：使用与已解调的符号数据对应的相位数据由接收信号再生基准载波的载波再生单元、通过对每个符号求出基准载波与接收信号之差，检测接收信号内含有的接收相位数据的相位检波单元、以及把检出的接收相位数据变换为 I 分量和 Q 分量的变换单元。

在此，上述载波再生单元也可以具有产生与每个符号的符号数据对应的相位数据的相位产生部、对于每个符号求出接收相位数据和从相位产生部来的相位数据之间的差的减法器、将规定数的符号的上述差平滑化而获得误差数据的滤波单元、以及产生载波信号的同时用误差数据对其进行修正并产生基准载波的基准载波产生部。

还有，上述相位产生部也可以作成具有把从解调单元来的二进制解调数据作为地址而输入，并输出与解调数据对应相位量的表的结构。

还有，本发明第 4 方案的相位产生部也可以作成具有用由解调单元来的二进制的解调数据调制由时钟产生部来的基准载波的调制电路结构。

并且，上述减法器也可以作成具有通过使已在相位检波单元检出的接收相位数据延迟，使符号区间同步而得到上述差的结构。

附图的简单说明：

图 1 是表示本发明实施例中的分集装置的构成方框图。

图 2 是表示上述实施例中的载波再生部的构成例的方框图。

图 3A 是表示上述实施例中的载波再生部的工作时序的时序图。

图 3B 是表示上述实施例中的 IQ 坐标的相位角与解调数据之间的对应关系图。

图 3C 是表示上述实施例中的相位角与相位数据之间的对应关系图。

图 4 是表示上述实施例中的 IQ 坐标的分集合成说明图。

图 5 是表示上述实施例中的载波再生部的另一构成例方框图。

用于实施发明的最佳方式

分集装置的构成

图 1 是表示本发明实施例中的分集装置的构成方框图。如图所示，本分集装置具备：输入端子 1～4、相位检测部 5～8、载波再生部 9～12、

检波部 13～16、输入端子 17～20、I 分量生成部 21～24、Q 分量生成部 25～28、加法器 29、加法器 30、时钟再生部 31 以及判定部 32，并被构成为用 4 个接收系统同时对 QPSK（Quadrature Phase Shift Keying）等已调制了相位的接收信号进行同步检波。

在该图中，输人端子 1～4 是分别输入接收信号的端子。

相位检测部 5～8 检测从来自输入端子 1～4 输入检测信号的接收相位数据。该接收相位数据以数字化的数值表示相位角，例如在把相位角（$-\pi$～π rad）分割为 64 段的情况下，以十进制数 0～63 的数值表示之。

载波再生部 9～12，使用判定部 32 来的解调数据，再生接收相位数据中所含有的载波分量。这里，再生的载波分量并非模拟载波信号本身，而与接收相位数据同样，以表示载波相位的已数字化了的数值表示。

检波部 13～16，从接收相位数据和已再生的载波中检测出相位数据（下面，叫做检波相位数据）。具体地说，通过减去由接收相位数据所再生的载波（载波相位），求出检波相位数据。

输入端子 17～20，用于输入从检测接收电磁波电平的电路（在图之外）来的表示接收电场强度自乘的数据。

I（Inphase: 同相位）分量生成部 21～24，生成检波相位数据的正弦和电场强度的自乘之积，即生成已用电场强度加权了的、检波相位数据的 I 分量。具体地说，借助于预先存放表示上述乘积的多个计算结果的 ROM 来实现，通过将检波相位数据和表示电场强度自乘的数据作为地址而输入，生成已加权了的 I 轴分量。

Q（Quadrature: 正交）分量生成部 25～28，生成检波相位数据的余弦和电场强度的自乘之积，即生成已用电场强度加权了的、检波相位数据的 Q 分量。具体地说，借助于预先存放表示上述乘积的多个计算结果的 ROM 来实现，通过将检波相位数据和表示电场强度自乘的数据作为地址而输入，生成已加权了的 Q 轴分量。

加法器 29，通过对在 I 分量生成部 21～24 得到的各 I 轴分量进行加法运算，求出 I 合成分量。

加法器 30，通过对在 Q 分量生成部 25～28 得到的各 Q 轴分量进行加法运算，求出 Q 合成分量。

时钟再生部 31，根据 I 合成分量和 Q 合成分量，再生与 1 个符号期间同步的时钟信号（下面叫做再生时钟）。例如用 PLL（Phase Locked

Loop: 锁相环）电路来实现。

判定部 32，用再生时钟，根据 I 合成分量和 Q 合成分量，对每个符号区间判定二进制的符号数据（下面叫做解调数据）。

载波再生部的详细构成

图 2 是表示载波再生部 9 的更详细电路结构例的方框图。对载波再生部 10～12 也一样。

如该图那样的载波再生部 9 由相位数据产生电路 41、延迟电路 42、减法器 43、滤波电路 44、时钟相位产生电路 45 以及加法器 46 构成，并用解调数据求出表示载波再生，即载波相位的数字值。用图 3A、3B 和 3C 说明其构成。

相位数据产生电路 41，输入由判定部 32 得到的解调数据，生成与解调数据相当的调制相位。这里，在 QPSK 的情况下，因 1 个符号的解调数据为 2 位，所以，如图 3B 所示，在本实施例中，假定是把 2 位的解调数据 00、01、10、11，分别映射为π/4、-π/4、3π/4、-3π/4 的相位角。另外，如图 3C 所示，假定相位角-π～π为以十进制数 0～63 的数字值表示的相位角。这时，相位数据产生电路 41 输出与解调数据对应的相位数据。也就是，如图 3A 所示，对于解调数据 00、01、10、11，分别输出 40、24、56、8 作为相位数据。

延迟电路 42，用于使解调数据与从相位检测部 5 来的接收相位数据符号的时序相符而延迟接收移动数据，例如由延迟 1 个符号期间的闩锁电路构成。如图 3A 所示，之所以解调数据与接收相位数据之间的值完全不一致，是由于在时钟相位产生电路 45 产生的时钟信号和接收信号的载波分量发生少许偏移的缘故。

减法器 43 求出从相位数据产生电路 41 来的相位数据和从延迟电路 42 来的接收相位移动数据之间的差。该差示出了表示上述偏移的相位差数据，即由时钟相位产生电路 45 产生的时钟信号和接收信号的载波分量之间的误差。该误差取决于由分集决定的可靠性高的最终解调数据，所以可以提高精度。

滤波电路 44 采用由减法器 43 得到的 3 个符号求出相位差数据的平均值，使相位差数据平滑后求出误差数据。

时钟相位产生电路 45，在内部产生与接收信号的载波分量同一频率的时钟信号，输出表示其相位的数字值。具体地说，时钟相位产生电

路 45，是反馈从加法器 46 输出的载波相位的 PLL 电路，例如，如图 3A 所示，在把时钟信号的相位角“-π”作为基准的情况下，就把表示“-π”的数值 0（载波的相位数据）作为基准输出。

加法器 46 对已平滑化了的相位差数据与时钟相位产生电路 45 的输出进行加法运算。据此，从时钟相位产生电路 45 输出的载波相位数据就以已用滤波电路 44 平滑化了的相位差数据（误差数据）进行修正，故可以再生精度高的载波相位。

工作说明

下面，就以上所述构成的本实施例中的分集装置，对其工作进行说明。

图 4 是在 IQ 平面上示出了在多个接收系统中单个地得到 I 分量和 Q 分量的合成过程说明图。在该图中，为了容易理解说明内容，仅仅示出了包括检波部 13 和检波部 14 的 2 个接收系统。

在检波部 13 和检波部 14 中检测出的检波相位数据θ1、θ2，只是表示接收信号的相位，所以在 IQ 平面上作为同心圆上的点（矢量）表示如下。

表示检波相位数据θ1、θ2 的 2 个矢量向 I 轴的映象（mapping）S1I 和 S2I 以数学公式（1.1）、（1.2）表示，向 Q 轴的映象 S1Q 和 S2Q 以数学公式（2.1）、（2.2）表示。

$$S_{1I} = \cos\theta 1 \quad (1.1)$$

$$S_{2I} = \cos\theta 2 \quad (1.2)$$

$$S_{1Q} = \sin\theta 1 \quad (2.1)$$

$$S_{2Q} = \sin\theta 2 \quad (2.2)$$

对这些矢量分量的接收数据电平 R1、R2 的自乘加权由下式表示。

$$S_{1I}' = R_1^2 * S_{1I} \quad (3.1)$$

$$S_{2I}' = R_2^2 * S_{2I} \quad (3.1)$$

$$S_{1Q}' = R_1^2 * S_{1Q} \quad (4.1)$$

$$S_{2Q}' = R_2^2 * S_{2Q} \quad (4.1)$$

其中，加权分量（I、Q）可以由检波相位数据θ和接收电平数据 R，用下式唯一地求得。

$$I = R^2 * \cos\theta \quad (5.1)$$

$$Q = R^2 * \sin\theta \quad (5.1)$$

各式的值，在各个 I 分量生成部和各个 Q 分量生成部生成。各个 I 分量生成部和各个 Q 分量生成部，把检波相位数据和接收电平数据作为地址，由已预先存储与地址对应的（I、Q）的计算结果的存储器（ROM 等）构成，若输入上述地址，就输出存储的某一数据。

还有，对加权了的各个 I 分量、各个 Q 分量，通过分别用加法器 29、加法器 30 进行相加而使之合成。合成后的 I 分量、Q 分量就是分集合成信号，并以下式表示。

$$I\text{分量} = S_{1I}' + S_{2I}' \quad (6.1)$$

$$Q\text{分量} = S_{1Q}' + S_{2Q}' \quad (6.2)$$

在上式中只示出 2 个接收系统的分量，只是仅仅将接收系统的个数（在图 1 中为 4 个分量）进行相加。

时钟再生部 31 抽出在该分集合成信号中含有的时钟分量，即与符号周期同步的再生时钟。另外，借助于判定部 32，判定分集合成信号是哪一个数字符号数据。把判定结果作为解调数据输出到分集装置的后级电路（在图形以外），同时向载波再生部 9～12 提给。

而且，在载波再生部 9～12 中，如已经说明过的那样，根据由分集合成信号而产生的解调数据，即反映了由分集而引起的改善效果的解调数据，如下述那样进行载波再生工作。

在图 2 示出的载波再生部中，输入了解调数据（每个符号的数字符号数据）的相位数据产生电路 41，产生与解调数据对应的相位数据（图 3A 的第 1 段和第 2 段的数据）。进而，取得已产生的相位数据与在延迟电路延迟的相同符号区间的接收相位数据（图 3A 第 3 段的数据）之间的差（图 3A 的第 4 段的数据）。3 个符号的上述差，用滤波电路 44 进行平滑并作为误差数据而被输出（图 3A 的第 5 段的数据）。

另一方面，时钟相位产生电路 45 产生未被修正的载波相位数据。该载波的相位数据，借助于加法器 46 用上述误差数据进行修正并作为基准载波（图 3A 的第 6 段的数据），输出到检波部 13。

这样，由于基准载波用由解调数据得到的误差数据进行修正，所以可以以良好精度再生。

还有，在图 5 中示出了上述载波再生部 9～12 的其他电路结构例。该载波再生部，是具有以相位调制电路 51 替代图 2 的相位数据产生电路 41 的结构，所以共同点说明从略而只说明不同点。

相位调制电路 51 的结构为，输入再生后的基准载波和作为应调制数据的解调数据，并以解调数据再调制基准载波。通过在载波信号上相加与解调数据相当的相位而达到再调制，故相位调制电路 51 可以用加法器。

另外，在上述实施例中，虽然已对具有 4 个接收系统的分集装置进行了说明，但是接收系统的个数也可以是其它的任何个数。这时，加法器 29、30 就成为与接收系统数相同个数的输入进行相加的结构。

并且，虽然已说明了接收信号用 QPSK 调制的例子，但只要是进行同步检波的接收系统，采用其他调制方式的接收信号也可以。

作为与相位角对应的相位数据，虽然示出了具有如图 3C 那样的可以 64 段分解的例子，但即使是除此以外的分解也可以适用于本发明，而相位角和相位数据之间的对应关系，也可以采用不同的对应关系。

倘采用以上已经说明过的这样的本发明的分集装置，则即使在衰落等恶劣通信环境中，也可以进行稳定的载波再生。其结果，可以把同步检波应用到以往很难实现的移动通信等中去。

工业上的利用性

如上所述，本发明的分集装置具有对接收信号进行同步检波的多个接收系统，并且作为提高进行各接收系统的同步检波用的载波再生的载波再生精度的分集装置是理想的，特别是，适合于在衰落等的影响下，C/N 比恶劣的接收系统的情况。

说 明 书 附 图

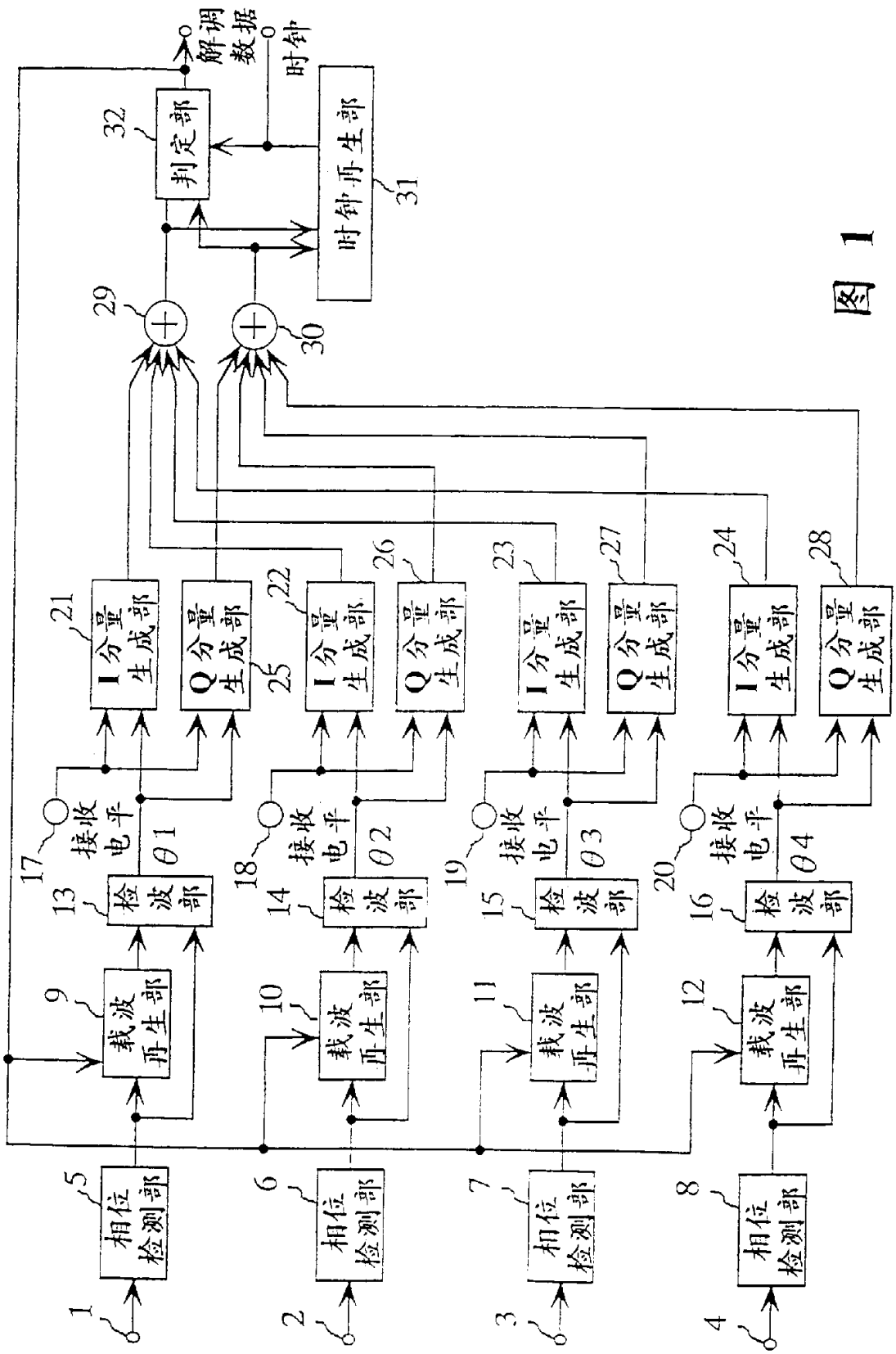

1
2
3
4
相位检测部
5
6
7
8
载波再生部
9
10
11
12
检波部
13
14
15
16
接收电平
17
18
19
20
θ1
θ2
θ3
θ4
I分量生成部
21
22
23
24
Q分量生成部
25
26
27
28
29
30
判定部
32
时钟再生部
31
解调数据
时钟

图 1

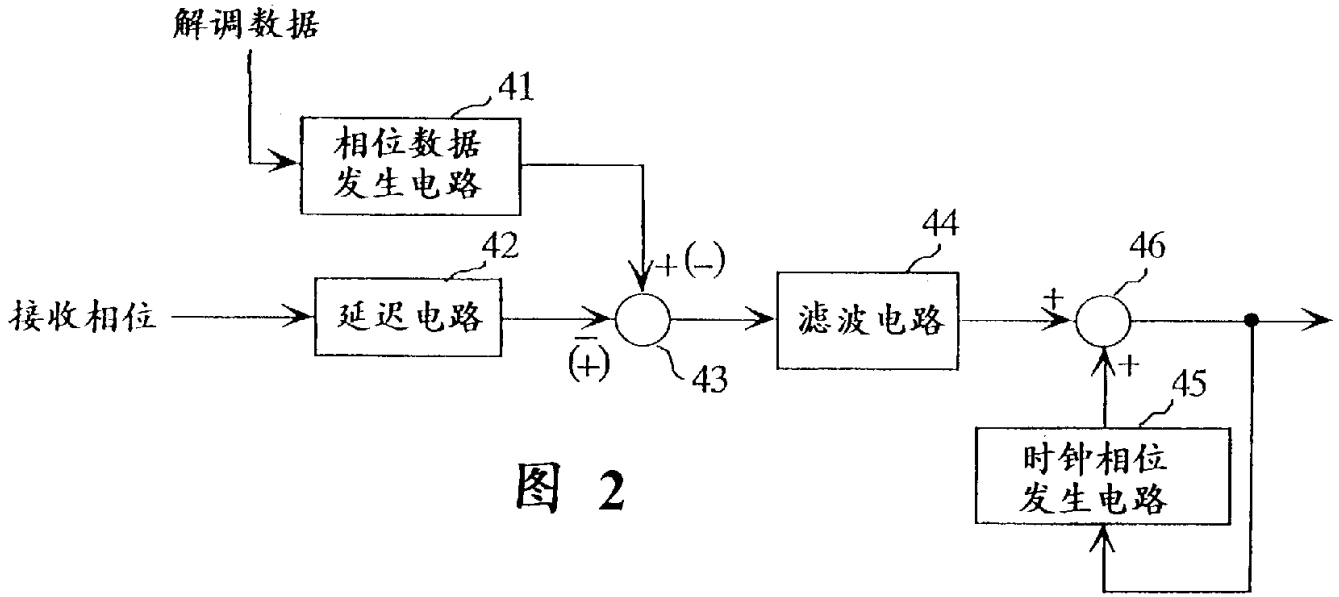


图 2

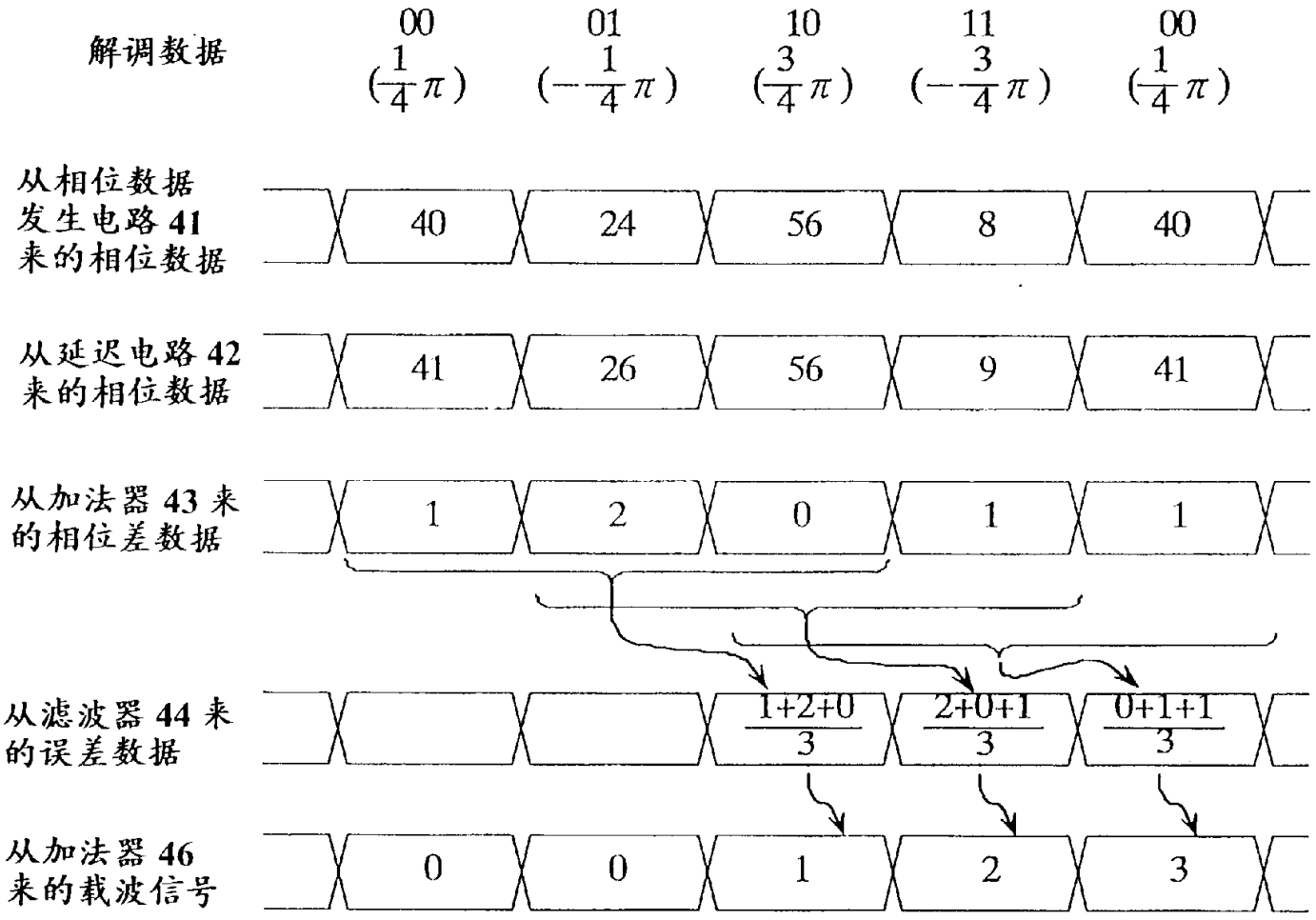


图 3 A

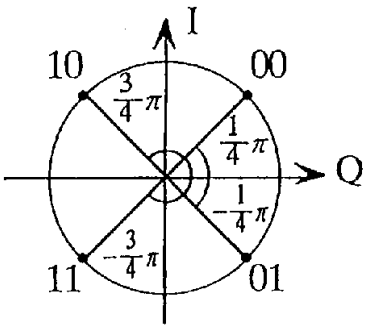


图 3 B

相位角 (弧度)	相位数据 (十进制)
π	63
⟆	⟆
3/4 π	56
⟆	⟆
1/4 π	40
⟆	⟆
−1/4 π	24
⟆	⟆
−3/4 π	8
⟆	⟆
−π	0

图 3 C

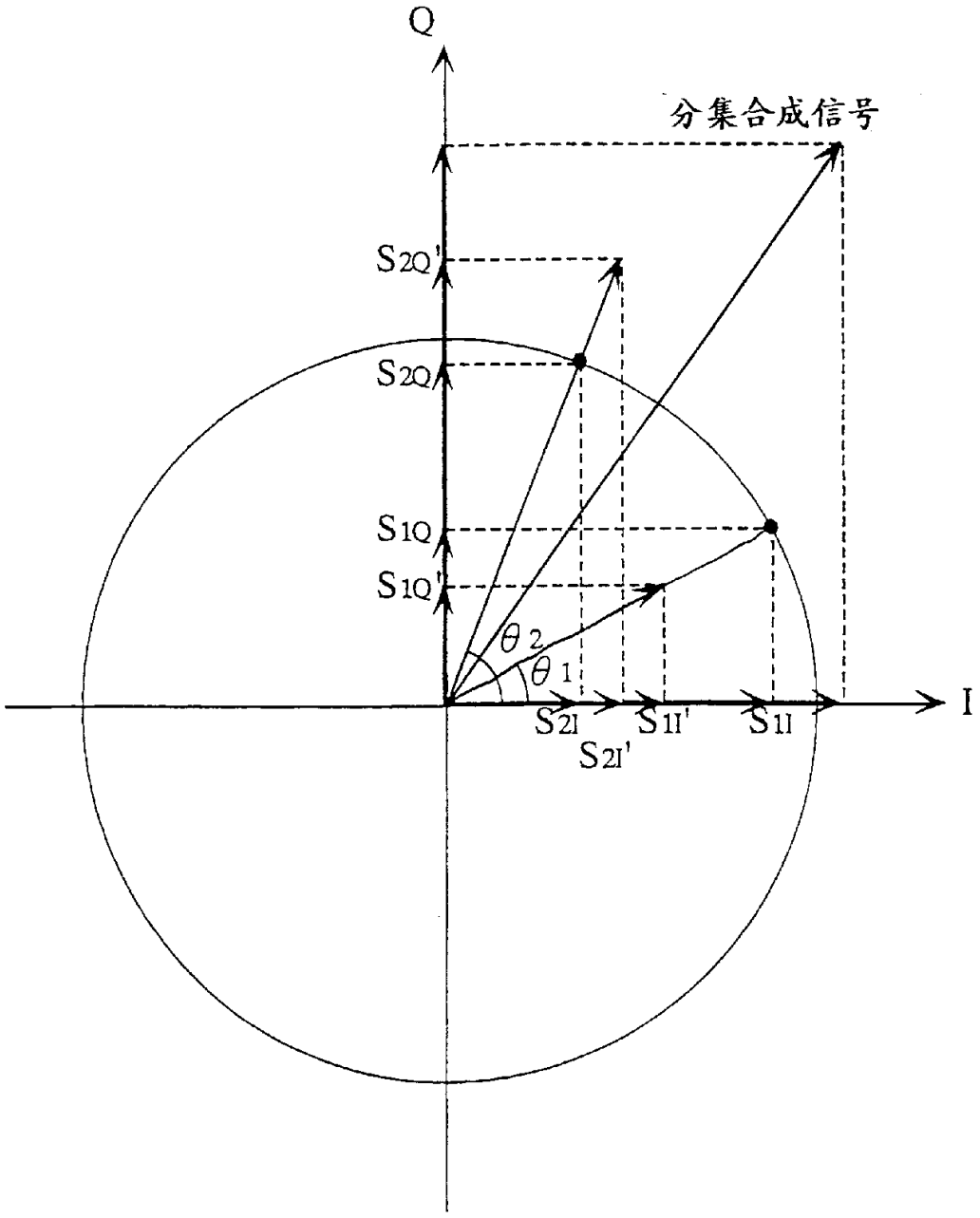


图 4

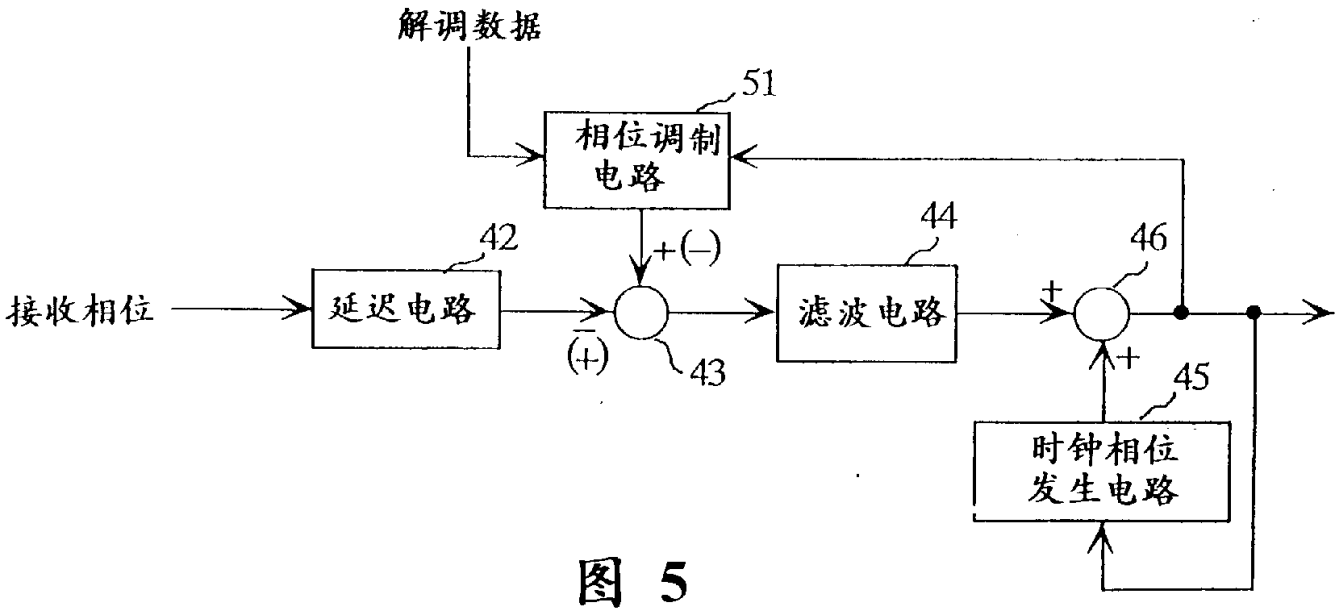


图 5