



[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 00805858.X

[45] 授权公告日 2004年6月23日

[11] 授权公告号 CN 1155209C

[22] 申请日 2000.9.21 [21] 申请号 00805858.X

[30] 优先权

[32] 2000. 2. 4 [33] JP [31] 27080/2000

[86] 国际申请 PCT/JP2000/006468 2000.9.21

[87] 国际公布 WO2001/058104 日 2001.8.9

[85] 进入国家阶段日期 2001.9.29

[71] 专利权人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 藤村明宪 大久保政二 小岛年春

审查员 李 卉

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

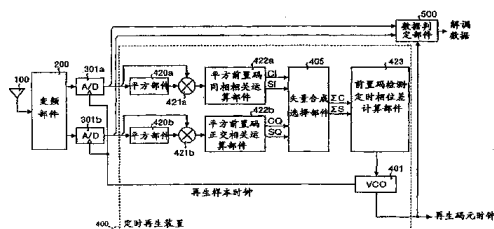
代理人 刘宗杰 王忠忠

权利要求书 11 页 说明书 42 页 附图 36 页

[54] 发明名称 定时再生装置及解调器

[57] 摘要

求具有前置码信号的基带信号的同相分量的平方即平方同相分量、和正交分量的平方即平方正交分量、与从 VCO 或振荡器输出的 1/2 码元频率分量之间的相关值，使用该相关值来生成进行相位控制的相位控制信号。



1、一种定时再生装置，其特征在于，包括：

同相分量平方部件，输入具有前置码信号的基带信号，对上述基带信号的同相分量求平方，将平方后的信号作为平方同相分量来输出；

5 同相乘法部件，将上述平方同相分量乘以上述基带信号的同相分量的符号比特 ± 1 ，将乘法后的信号作为编码平方同相分量来输出；

正交分量平方部件，输入上述基带信号，对上述基带信号的正交分量求平方，将平方后的信号作为平方正交分量来输出；

10 正交乘法部件，将上述平方正交分量乘以上述基带信号的正交分量的符号比特 ± 1 ，将乘法后的信号作为编码平方正交分量来输出；

平方前置码同相相关运算部件，求上述编码平方同相分量、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为同相相关信号来输出；

平方前置码正交相关运算部件，求上述编码平方正交分量、和上述 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为正交相关信号来输出；

15 矢量合成选择部件，比较上述同相相关信号的大小和上述正交相关信号的大小，使上述同相相关信号和上述正交相关信号中小的一方呈现的矢量方向、与上述同相相关信号和上述正交相关信号中大的一方呈现的矢量的方向一致后进行合成，将合成后的相关信号作为合成相关信号来输出；以及

20 定时相位差计算部件，根据上述合成相关信号呈现的矢量角来输出相位控制信号。

2、如权利要求 1 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括 VCO，该 VCO 根据相位控制信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量；

25 输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述再生样本时钟而采样到的；

平方前置码同相相关运算部件用从上述 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；

30 平方前置码正交相关运算部件用从上述 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

3、如权利要求 2 所述的定时再生装置，其特征在于，
包括：

相位检测部件，用按再生样本时钟而采样到的基带信号来检测定时相位的超前/滞后，将检测出的信号作为相位检测信号来输出，以及相位检测信号平均部件，对上述相位检测信号进行平均，将该平均作为相位超前滞后信号来输出；

5 VCO 根据相位控制信号和上述相位超前滞后信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量。

4、如权利要求 1 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括振荡器，该振荡器输出异步样本时钟及 $1/2$ 码元频率分量；

10 输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述异步样本时钟而采样到的；

平方前置码同相相关运算部件用从上述振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；

平方前置码正交相关运算部件用从上述振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

15 5、如权利要求 1 所述的定时再生装置，其特征在于，定时相位差计算部件根据合成相关信号中同相分量的平方根、和正交分量呈现的矢量角来计算定时相位差。

6、如权利要求 1 所述的定时再生装置，其特征在于，

20 包括限幅检测部件，该限幅检测部件输入具有前置码信号的基带信号，在上述基带信号的同相分量及上述基带信号的正交分量中的至少一个值处于预定的范围以外的情况下，将上述基带信号的同相分量及上述基带信号的正交分量这两者变换为“0”并输出，而在处于上述预定的范围内的情况下，原封不动地输出基带信号；

25 同相分量平方部件及正交分量平方部件输入的基带信号是从上述限幅检测部件输出的基带信号。

7、一种定时再生装置，其特征在于，包括：

同相分量平方部件，输入具有前置码信号的基带信号，对上述基带信号的同相分量求平方，将平方后的信号作为平方同相分量来输出；

30 同相乘法部件，将上述平方同相分量乘以上述基带信号的同相分量的符号比特 ± 1 ，将乘法后的信号作为编码平方同相分量来输出；

正交分量平方部件，输入上述基带信号，对上述基带信号的正交分量求平方，将平方后的信号作为平方正交分量来输出；

正交乘法部件，将上述平方正交分量乘以上述基带信号的正交分量的符号比特 ± 1 ，将乘法后的信号作为编码平方正交分量来输出；

平方前置码同相相关运算部件，求上述编码平方同相分量、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为同相相关信号来输出；

- 5 平方前置码正交相关运算部件，求上述编码平方正交分量、和上述 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为正交相关信号来输出；

矢量合成选择部件，比较上述同相相关信号的大小和上述正交相关信号的大小，使上述同相相关信号和上述正交相关信号中小的一方呈现的矢量方向、与上述同相相关信号和上述正交相关信号中大的一方呈现的矢量的方向一致后进行合成，将合成后的相关信号作为合成相关信号来输出；以及

前置码检测·定时相位差计算部件，计算上述合成相关信号呈现的矢量角和矢量长度，在上述矢量长度大于预定的阈值的情况下，判断为检测出上述前置码信号，用此时的上述合成相关信号呈现的矢量角来计算定时相位差，输出相位控制信号。

8、如权利要求 7 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括 VCO，该 VCO 根据相位控制信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量；

20 输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述再生样本时钟而采样到的；

平方前置码同相相关运算部件用从上述 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；

平方前置码正交相关运算部件用从上述 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

25 9、如权利要求 8 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括：

相位检测部件，用按再生样本时钟而采样到的基带信号来检测定时相位的超前/滞后，将检测出的信号作为相位检测信号来输出，以及

30 相位检测信号平均部件，对上述相位检测信号进行平均，将该平均作为相位超前滞后信号来输出；

VCO 根据相位控制信号和上述相位超前滞后信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量。

- 10、如权利要求 7 所述的定时再生装置，其特征在于，
包括振荡器，该振荡器输出异步样本时钟及 1/2 码元频率分量；
输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述
异步样本时钟而采样到的；
- 5 平方前置码同相相关运算部件用从上述振荡器输出的 1/2 码元频率
分量来求相关值；
平方前置码正交相关运算部件用从上述振荡器输出的 1/2 码元频率
分量来求相关值。
- 11、如权利要求 7 所述的定时再生装置，其特征在于，前置码检测·定
10 时相位差计算部件根据合成相关信号中的同相分量的绝对值的平方根
乘以上述同相分量的符号 ± 1 所得的值、和正交分量的绝对值的平方根
乘以上述正交分量的符号 ± 1 所得的值呈现的矢量角来计算定时相位
差。
- 12、如权利要求 7 所述的定时再生装置，其特征在于，
15 包括限幅检测部件，该限幅检测部件输入具有前置码信号的基带信
号，在上述基带信号的同相分量及上述基带信号的正交分量中的至少
一个值处于预定的范围以外的情况下，将上述基带信号的同相分量及
上述基带信号的正交分量这两者变换为“0”并输出，而在处于上述预
定的范围内的情况下，原封不动地输出基带信号；
- 20 同相分量平方部件及正交分量平方部件输入的基带信号是从上述限
幅检测部件输出的基带信号。
- 13、一种定时再生装置，其特征在于，包括：
同相分量平方部件，输入具有前置码信号的基带信号，对上述基带
信号的同相分量求平方，将平方后的信号作为平方同相分量来输出；
- 25 同相乘法部件，将上述平方同相分量乘以上述基带信号的同相分量
的符号比特 ± 1 ，将乘法结果作为编码平方同相分量来输出；
正交分量平方部件，输入上述基带信号，对上述基带信号的正交分
量求平方，将平方后的信号作为平方正交分量来输出；
正交乘法部件，将上述平方正交分量乘以上述基带信号的正交分量
30 的符号比特 ± 1 ，将乘法结果作为编码平方正交分量来输出；
加法部件，将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相
加，用该相加结果来生成平方相加信号并输出；

减法部件，将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相减，用该相减结果来生成平方相减信号并输出；

平方相加信号分量相关运算部件，求上述平方相加信号、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为相加相关信号来输出；

- 5 平方相减信号分量相关运算部件，求上述平方相减信号、和上述 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为相减相关信号来输出；

矢量选择部件，比较上述相加相关信号的大小和上述相减相关信号的大小，选择上述相加相关信号和上述相减相关信号中大的一方，作为选择相关信号来输出；以及

- 10 定时相位差计算部件，根据上述选择相关信号呈现的矢量角来输出相位控制信号。

14、如权利要求 13 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括 VCO，该 VCO 根据相位控制信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量；

- 15 输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述再生样本时钟而采样到的；

平方相加信号分量相关运算部件用从上述 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；

- 20 平方相减信号分量相关运算部件用从上述 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

15、如权利要求 14 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括：

相位检测部件，用按再生样本时钟而采样到的基带信号来检测定时相位的超前/滞后，将检测信号作为相位检测信号来输出，以及

- 25 相位检测信号平均部件，对上述相位检测信号进行平均，将该平均作为相位超前滞后信号来输出；

VCO 根据相位控制信号和上述相位超前滞后信号这两者来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量。

16、如权利要求 13 所述的定时再生装置，其特征在于，

- 30 包括振荡器，该振荡器输出异步样本时钟及 $1/2$ 码元频率分量；

输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述异步样本时钟而采样到的；

平方相加信号分量相关运算部件用从上述振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值;

平方相减信号分量相关运算部件用从上述振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

- 5 17、如权利要求 13 所述的定时再生装置,其特征在于,加法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加作为平方相加信号,而减法部件将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相减作为平方相减信号。

- 10 18、如权利要求 13 所述的定时再生装置,其特征在于,加法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加所得的相加值的绝对值的平方根乘以上述相加值的符号 ± 1 所得的值作为平方相加信号,而减法部件将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相减所得的相减值的绝对值的平方根乘以上述相减值的符号 ± 1 所得的值作为平方相减信号。

- 15 19、如权利要求 13 所述的定时再生装置,其特征在于,
包括限幅检测部件,输入具有前置码信号的基带信号,在上述基带信号的同相分量及上述基带信号的正交分量中的至少一个值处于预定的范围以外的情况下,将上述基带信号的同相分量及上述基带信号的正交分量这两者变换为“0”并输出,而在处于上述预定的范围内的情况下,原封不动地输出基带信号;

同相分量平方部件及正交分量平方部件输入的基带信号是从上述限幅检测部件输出的基带信号。

20、一种定时再生装置,其特征在于,包括:

- 25 同相分量平方部件,输入具有前置码信号的基带信号,对上述基带信号的同相分量求平方,将平方后的信号作为平方同相分量来输出;

同相乘法部件,将上述平方同相分量乘以上述基带信号的同相分量的符号比特 ± 1 ,将乘法结果作为编码平方同相分量来输出;

正交分量平方部件,输入上述基带信号,对上述基带信号的正交分量求平方,将平方后的信号作为平方正交分量来输出;

- 30 正交乘法部件,将上述平方正交分量乘以上述基带信号的正交分量的符号比特 ± 1 ,将乘法结果作为编码平方正交分量来输出;

加法部件,将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相

加，用该相加结果来生成平方相加信号并输出；

减法部件，将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相减，用该相减结果来生成平方相减信号并输出；

平方相加信号分量相关运算部件，求上述平方相加信号、和1/2码元频率分量之间的相关值，作为相加相关信号来输出；

平方相减信号分量相关运算部件，求上述平方相减信号、和上述1/2码元频率分量之间的相关值，作为相减相关信号来输出；

矢量选择部件，比较上述相加相关信号的大小和上述相减相关信号的大小，选择上述相加相关信号和上述相减相关信号中大的一方，作为选择相关信号来输出；以及

前置码检测·定时相位差计算部件，计算上述选择相关信号呈现的矢量角和矢量长度，在上述矢量长度大于预定的阈值的情况下，判断为检测出上述前置码信号，用此时的上述合成相关信号呈现的矢量角来计算定时相位差，输出相位控制信号。

21、如权利要求20所述的定时再生装置，其特征在于，

包括VCO，该VCO根据相位控制信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及1/2码元频率分量；

输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述再生样本时钟而采样到的；

平方相加信号分量相关运算部件用从上述VCO输出的1/2码元频率分量来求相关值；

平方相减信号分量相关运算部件用从上述VCO输出的1/2码元频率分量来求相关值。

22、如权利要求21所述的定时再生装置，其特征在于，

包括：

相位检测部件，用按再生样本时钟而采样到的基带信号来检测定时相位的超前/滞后，将检测信号作为相位检测信号来输出，以及

相位检测信号平均部件，对上述相位检测信号进行平均，将该平均作为相位超前滞后信号来输出；

VCO根据相位控制信号和上述相位超前滞后信号这两者来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及1/2码元频率分量。

23、如权利要求20所述的定时再生装置，其特征在于，

包括振荡器，该振荡器输出异步样本时钟及 $1/2$ 码元频率分量；

输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述异步样本时钟而采样到的；

平方相加信号分量相关运算部件用从上述振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；

平方相减信号分量相关运算部件用从上述振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

24、如权利要求 20 所述的定时再生装置，其特征在于，加法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加作为平方相加信号，而减法部件将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相减作为平方相减信号。

25、如权利要求 20 所述的定时再生装置，其特征在于，加法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加所得的相加值的绝对值的平方根乘以上述相加值的符号 ± 1 所得的值作为平方相加信号，而减法部件将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相减所得的相减值的绝对值的平方根乘以上述相减值的符号 ± 1 所得的值作为平方相减信号。

26、如权利要求 20 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括限幅检测部件，输入具有前置码信号的基带信号，在上述基带信号的同相分量及上述基带信号的正交分量中的至少一个值处于预定的范围以外的情况下，将上述基带信号的同相分量及上述基带信号的正交分量这两者变换为“0”并输出，而在处于上述预定的范围内的情况下，原封不动地输出基带信号；

同相分量平方部件及正交分量平方部件输入的基带信号是从上述限幅检测部件输出的基带信号。

27、一种定时再生装置，其特征在于，包括：

同相分量平方部件，输入具有前置码信号的基带信号，对上述基带信号的同相分量求平方，将平方后的信号作为平方同相分量来输出；

同相乘法部件，将上述平方同相分量乘以上述基带信号的同相分量的符号比特 ± 1 ，将乘法结果作为编码平方同相分量来输出；

正交分量平方部件，输入上述基带信号，对上述基带信号的正交分量求平方，将平方后的信号作为平方正交分量来输出；

正交乘法部件，将上述平方正交分量乘以上述基带信号的正交分量的符号比特 ± 1 ，将乘法结果作为编码平方正交分量来输出；

加法部件，将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相加，用该相加结果来生成平方相加信号并输出；

5 减法部件，将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相减，用该相减结果来生成平方相减信号并输出；

平方相加信号分量相关运算部件，求上述平方相加信号、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为相加相关信号来输出；

10 平方相减信号分量相关运算部件，求上述平方相减信号、和上述 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为相减相关信号来输出；

矢量选择部件，比较上述相加相关信号的大小和上述相减相关信号的大小，将上述相加相关信号和上述相减相关信号中大的一方作为选择相关信号来输出；

15 加权部件，对上述选择相关信号施加与上述选择相关信号呈现的矢量长度的大小对应的加权，将加权过的上述选择相关信号作为加权相关信号来输出；

平均部件，对上述加权相关信号进行二倍频后进行平均，将该平均作为加权平均相关信号来输出；以及

20 定时相位差计算部件，根据上述加权平均相关信号呈现的矢量角来输出相位控制信号。

28、如权利要求 27 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括 VCO，该 VCO 根据相位控制信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量；

25 输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述再生样本时钟而采样到的；

平方相加信号分量相关运算部件用从上述 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；

平方相减信号分量相关运算部件用从上述 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

30 29、如权利要求 27 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括振荡器，该振荡器输出异步样本时钟及 $1/2$ 码元频率分量；

输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按上述

异步样本时钟而采样到的；

平方相加信号分量相关运算部件用从上述振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；

5 平方相减信号分量相关运算部件用从上述振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

30、如权利要求 27 所述的定时再生装置，其特征在于，加法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加作为平方相加信号，而减法部件将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相减作为平方相减信号。

10 31、如权利要求 27 所述的定时再生装置，其特征在于，加法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加所得的相加值的绝对值的平方根乘以上述相加值的符号 ± 1 所得的值作为平方相加信号，而减法部件将上述编码平方同相分量和上述编码平方正交分量相减所得的相减值的绝对值的平方根乘以上述相减值的符号 ± 1 所得的值作为平方
15 相减信号。

32、如权利要求 27 所述的定时再生装置，其特征在于，

在加权相关信号的同相分量为负的情况下，平均部件将上述加权相关信号的同相分量、和正交分量的符号分别反转所得的相关信号作为第 1 相关信号来生成，

20 而在上述加权相关信号的同相分量为正的情况下，将上述加权相关信号作为第 1 相关信号；

在上述加权相关信号的正交分量为负的情况下，将上述加权相关信号的同相分量、和正交分量的符号分别反转所得的相关信号作为第 2 相关信号来生成，

25 而在上述加权相关信号的正交分量为正的情况下，将上述加权相关信号作为第 2 相关信号来生成；

进而，对上述第 1 相关信号、和上述第 2 相关信号分别进行平均，在平均过的上述第 1 相关信号呈现的矢量长度大于平均过的上述第 2 相关信号呈现的矢量长度的情况下，将平均过的上述第 2 相关信号作为上述加权平均相关信号来输出，而在平均过的上述第 2 相关信号呈现的矢量长度大于平均过的上述第 1 相关信号呈现的矢量长度的情况下，
30 将平均过的上述第 2 相关信号作为上述加权平均相关信号来输出。

33、如权利要求 27 所述的定时再生装置，其特征在于，

包括限幅检测部件，输入具有前置码信号的基带信号，在上述基带信号的同相分量及上述基带信号的正交分量中的至少一个值处于预定的范围以外的情况下，将上述基带信号的同相分量及上述基带信号的正交分量这两者变换为“0”并输出，而在处于上述预定的范围内的情况下，原封不动地输出基带信号；

同相分量平方部件及正交分量平方部件输入的基带信号是从上述限幅检测部件输出的基带信号。

34、一种解调器，其特征在于，具有：

10 天线，接收无线信号；

变频部件，将上述接收到的无线信号变频为基带信号；

A/D 变换部件，用再生样本时钟按 2 倍码元速率对上述基带信号进行采样，变换为数字基带信号；

15 权利要求 3、权利要求 4、权利要求 10、权利要求 11 及权利要求 14 中任一项所述的定时再生装置；以及

数据判定部件，用上述再生码元时钟，从上述数字基带信号中提取奈奎斯特特点数据，判定提取出的上述奈奎斯特特点数据，作为解调数据来输出。

35、一种解调器，其特征在于，具有：

20 天线，接收无线信号；

变频部件，将上述接收到的无线信号变频为基带信号；

A/D 变换部件，用上述异步样本时钟按 2 倍码元速率对上述基带信号进行采样，变换为数字基带信号；

25 权利要求 5、权利要求 12 及权利要求 15 中任一项所述的定时再生装置；

数据插值部件，按上述异步样本时钟对采样到的上述数字基带信号进行插值，将插值后的数据作为插值基带信号来输出；以及

数据判定部件，根据相位控制信号，提取插值基带信号的奈奎斯特特点，判定提取出的上述奈奎斯特特点数据，作为解调数据来输出。

30

定时再生装置及解调器

技术领域

5 本发明涉及解调器、及该解调器中使用的定时再生装置。

背景技术

作为现有的具有前置码信号解析功能的宽带数字无线通信系统用解调器的定时再生的方式，有(日本)特开平 8-46658 号公报中记载的方式。

10 该方式着眼于前置码信号具有 $1/2$ 码元频率(f_s)的频率分量，在接收机端，求这些前置码信号、和从 VCO (Voltage Control Oscillator, 压控振荡器)输出的 $1/2$ 码元频率分量 $\exp[-j\pi(f_s)t]$ 之间的相关，根据该相关值呈现的矢量角来估计定时相位。

此外，该方式的数据的采样速率只有 2 [样本/码元]。这与特开平
15 6-141048 号公报中记载的、根据非线性处理后的信号(例如包络线)和码元频率分量 $\exp[-j2\pi(f_s)t]$ 之间的相关来估计定时相位的方式中所需的采样速率的最小值是 4 [样本/码元]相比，采样速率为 $1/2$ ，所以能够实现接收机的低耗电化。

20 图 20 是包含与特开平 8-46658 号公报中记载的同样的定时再生装置的、解调器的结构图。

在图 20 中，解调器主要包括：天线 100、变频部件 200、第 1 A/D 变换器 300a、第 2 A/D 变换器 300b、定时再生装置 400、以及数据判定部件 500。

25 定时再生装置 400 具有：VCO 401、定时相位差计算部件 402、I_{ch} 相关运算部件 403、Q_{ch} 相关运算部件 404、以及矢量合成选择部件 405。

接着，说明矢量合成选择部件 405 的详细结构。图 21 是矢量合成选择部件 405 的结构图。

30 在图 21 中，矢量合成选择部件 405 主要包括：第 1 矢量合成部件 406a、第 2 矢量合成部件 406b、第 3 矢量合成部件 403c、第 4 矢量合成部件 406d、最大绝对值检测部件 407、以及选择部件 408。

接着，说明该解调器对接收到的前置码信号进行解调的情况下的

动作。

首先，天线 100 接收 RF 频带的前置码信号。该 RF 频带的前置码信号由变频部件 200 变频为基带的前置码信号。

5 图 22 是表示该基带的前置码信号(例如，QPSK 调制方式中的“1001”码型)的信号空间图。在图 22 中， θ_c 是接收信号的载波相位，前置码信号在每 1 个码元时通过原点，在图中的奈奎斯特特点“A”、和奈奎斯特特点“B”之间交替转变。

10 奈奎斯特特点“A”的矢量角是 θ_c [度]，奈奎斯特特点“B”的矢量角是 (θ_c+180) [度]，奈奎斯特特点“A”和奈奎斯特特点“B”的各矢量角之差是 180 [度]。

第 1 A/D 变换器 300a 输入基带的前置码信号，在时刻 $t=\tau+iT/2$ (其中， $i=1, 2, 3, \dots$ ， τ 是定时误差($-T/2 \leq \tau < T/2$)， T 是码元周期)对前置码信号的同相分量进行采样，输出采样到的前置码数据序列 I_{p_i} ($i=1, 2, 3, \dots$)。

15 同样，第 2 A/D 变换器 300b 输入基带的前置码信号，在时刻 $t=\tau+iT/2$ 对前置码信号的正交分量进行采样，输出采样到的前置码数据序列 Q_{p_i} ($i=1, 2, 3, \dots$)。第 1 A/D 变换器 300a 和第 2 A/D 变换器 300b 中的各数据的采样使用从定时再生装置 400 输出的采样时钟。

20 定时再生装置 400 用采样到的前置码数据序列 I_{p_i} 及 Q_{p_i} ($i=1, 2, 3, \dots$) 来计算定时误差 τ ，对再生样本时钟、和再生码元时钟进行抵销定时误差 τ 的相位控制。再生码元时钟是将再生样本时钟进行二频分所得的、码元周期的时钟。

25 数据判定部件 500 输入由定时再生装置 400 抵销了定时误差 τ 的前置码的后面接续的有意义的随机数据序列 I_{d_i} 及 Q_{d_i} ($i=1, 2, 3, \dots$)，按再生码元时钟来锁存奈奎斯特特点上的数据。然后，用锁存的奈奎斯特特点数据来判定数据，输出解调数据。

30 接着，说明定时再生装置 400 内的动作。首先， I_{ch} 相关运算部件 403 对图 22 所示的前置码信号的同相分量 $I(t)$ 、和正交分量 $Q(t)$ 分别进行与 $1/2$ 码元周期的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 之间的相关运算。具体地说，对过采样的前置码数据序列 I_{p_i} ($i=1, 2, 3, \dots$) 进行式(1a)、式(1b)的乘法。

$$I_{c_i} = I_{p_i} \times \cos \pi i/2 \cdots (1a)$$

$$I_{s_i} = I_{p_i} \times \sin \pi i/2 \cdots (1b)$$

对其乘法结果 (I_{c_i} , I_{s_i}) 进行平均, 求相关值 (CI , SI). Q_{ch} 相关运算部件 404 也同样对过采样的前置码数据序列 Q_{p_i} ($i=1, 2, 3, \dots$) 进行式 (2a)、式 (2b) 的乘法。

$$Q_{c_i} = Q_{p_i} \times \cos \pi i/2 \cdots (2a)$$

$$Q_{s_i} = Q_{p_i} \times \sin \pi i/2 \cdots (2b)$$

对其乘法结果 (Q_{c_i} , Q_{s_i}) 进行平均, 求相关值 (CQ , SQ).

在式 (1a)、式 (1b)、式 (2a)、式 (2b) 的乘法中, $\cos \pi i/2 = 1, 0, -1, 0, \dots$, $\sin \pi i/2 = 0, 1, 0, -1, \dots$, 所以相关值 (CI , SI)、(CQ , SQ) 能够容易地来求。例如, 在用 4 个码元进行平均的情况下, 相关值 (CI , SI) 用以下所示的式 (3a)、式 (3b) 来得到:

$$CI = (I_{p_i} - I_{p_{i+2}} + I_{p_{i+4}} - I_{p_{i+6}} + I_{p_{i+8}} - I_{p_{i+10}} + I_{p_{i+12}} - I_{p_{i+14}}) / 8 \cdots (3a)$$

$$SI = (I_{p_{i+1}} - I_{p_{i+3}} + I_{p_{i+5}} - I_{p_{i+7}} + I_{p_{i+9}} - I_{p_{i+11}} + I_{p_{i+13}} - I_{p_{i+15}}) / 8 \cdots (3b)$$

相关值 (CQ , SQ) 用以下所示的式 (4a)、式 (4b) 来得到:

$$CQ = (Q_{p_i} - Q_{p_{i+2}} + Q_{p_{i+4}} - Q_{p_{i+6}} + Q_{p_{i+8}} - Q_{p_{i+10}} + Q_{p_{i+12}} - Q_{p_{i+14}}) / 8 \cdots (4a)$$

$$SQ = (Q_{p_{i+1}} - Q_{p_{i+3}} + Q_{p_{i+5}} - Q_{p_{i+7}} + Q_{p_{i+9}} - Q_{p_{i+11}} + Q_{p_{i+13}} - Q_{p_{i+15}}) / 8 \cdots (4b)$$

这里, 相关值 (CI , CQ) 呈现的矢量角、和相关值 (SI , SQ) 呈现的矢量角都表示定时相位误差, 但是因载波相位 θ_c 不同, 有时朝向相同方向, 有时朝向相反方向, 或者有时某一个矢量消失。

例如, 如图 22 所示, 对 θ_c 的范围满足 ($90 < \theta_c < 180$)、或 ($270 < \theta_c < 360$) 的 A、B 的前置码信号, I_{ch} 相关运算部件 403 按图 23 (a) 所示的竖线的定时进行采样, Q_{ch} 相关运算部件 404 按图 23 (b) 所示的竖线的定时进行采样, 得到数据序列 $\{I_{p_i}, I_{p_{i+1}}, I_{p_{i+2}}, I_{p_{i+3}}, \dots\}$ 和 $\{Q_{p_i}, Q_{p_{i+1}}, Q_{p_{i+2}}, Q_{p_{i+3}}, \dots\}$, 在此情况下, 得到图 24 所示的相关值 (CI , SI)、和相关值 (CQ , SQ) 这两个相关值, 各相关矢量的角度朝向相反方向。

另一方面, 如图 25 所示, 对 θ_c 的范围满足 ($0 < \theta_c < 90$)、或 ($180 < \theta_c < 270$) 的前置码信号, 按与图 23 同样的定时进行采样, 即, I_{ch} 相关运算部件 403 按图 26 (a) 所示的竖线的定时进行采样, Q_{ch} 相关运算部件 404 按图 26 (b) 所示的竖线的定时进行采样, 得到数据序列 $\{I_{p_i}, I_{p_{i+1}}, I_{p_{i+2}}, I_{p_{i+3}}, \dots\}$ 和 $\{Q_{p_i}, Q_{p_{i+1}}, Q_{p_{i+2}}, Q_{p_{i+3}}, \dots\}$,

在此情况下，得到图 27 所示的相关值(CI, SI)、和相关值(CQ, SQ)这两个相关值，各相关矢量的角度朝向相同方向。

也很显然，各矢量长度随载波相位 θ_c 而变化，在 $\theta_c = \{0, 180\}$ 时，相关值(CI, SI)的矢量消失，而在 $\theta_c = \{90, -90\}$ 时，相关值(CQ, SQ)的矢量消失。

矢量合成选择部件 405 输入相关值(CI, SI)和相关值(CQ, SQ)，为了减轻载波相位 θ_c 的影响，在 4 个状态下分别合成相关值(CI, CQ)、和相关值(SI, SQ)，选择 SN 比最高的合成矢量。定时相位差计算部件 402 输入该合成矢量，计算定时相位。

接着，根据图 21 来说明矢量合成选择部件 405 的详细动作。最大绝对值检测部件 407 求相关值(CI, SI)和相关值(CQ, SQ)的各值 CI、CQ、SI、SQ 的 4 个绝对值，检测各绝对值的最大值是 4 个中的哪个。

第 1 矢量合成部件 406a 通过式 (5a)、式 (5b) 来输出合成矢量(G1_c, G1_s)，

$$G1_c = CI + \text{sign}[CI] \cdot |CQ| \cdots (5a)$$

$$G1_s = SI + \text{sign}[CI \cdot CQ] \cdot |SQ| \cdots (5b)$$

第 2 矢量合成部件 406b 通过式 (6a)、式 (6b) 来输出合成矢量(G2_c, G2_s)，

$$G2_c = CQ + \text{sign}[CQ] \cdot |CI| \cdots (6a)$$

$$G2_s = SQ + \text{sign}[CI \cdot CQ] \cdot |SI| \cdots (6b)$$

第 3 矢量合成部件 406c 通过式 (7a)、式 (7b) 来输出合成矢量(G3_c, G3_s)，

$$G3_c = CI + \text{sign}[SI \cdot SQ] \cdot |CQ| \cdots (7a)$$

$$G3_s = SI + \text{sign}[SI] \cdot |SQ| \cdots (7b)$$

第 4 矢量合成部件 406d 通过式 (8a)、式 (8b) 来输出合成矢量(G4_c, G4_s)，

$$G4_c = CQ + \text{sign}[SI \cdot SQ] \cdot |CI| \cdots (8a)$$

$$G4_s = SQ + \text{sign}[SQ] \cdot |SI| \cdots (8b)$$

其中， $\text{sign}[*]$ 表示括号内的数值的符号{-1, +1}。

选择部件 408 接受最大绝对值检测部件 407 的检测信号，按照各绝对值的最大值的状况，如式 (9a)、式 (9b)、式 (9c)、式 (9d) 所示来

设定合成相关值 (ΣC , ΣS).

$$(\Sigma C, \Sigma S) = (G1_c, G1_s) \text{ (在 } |CI| \text{ 最大的情况下)} \dots (9a)$$

$$(\Sigma C, \Sigma S) = (G2_c, G2_s) \text{ (在 } |CQ| \text{ 最大的情况下)} \dots (9b)$$

$$(\Sigma C, \Sigma S) = (G3_c, G3_s) \text{ (在 } |SI| \text{ 最大的情况下)} \dots (9c)$$

$$5 \quad (\Sigma C, \Sigma S) = (G4_c, G4_s) \text{ (在 } |SQ| \text{ 最大的情况下)} \dots (9d)$$

通过这种处理, 除去载波相位 θ_c 的影响, 将相关值 (CI , CQ)、相关值 (SI , SQ) 的矢量方向一致的合成矢量选择为最适于定时相位估计的矢量。

10 这样, 例如在图 24 的情况下, 选择将矢量长度小的相关值 (CQ , SQ) 反转以使两个矢量方向一致、再加入到相关值 (CI , SI) 上所得的合成矢量。此时的合成相关值 (ΣC , ΣS) 如图 28 所示。而在图 27 的情况下, 选择将矢量长度小的相关值 (CQ , SQ) 原封不动地加到相关值 (CI , SI) 上所得的合成矢量。此时的合成相关值 (ΣC , ΣS) 如图 29 所示。

15 矢量合成选择部件 405 也可以采用图 30 所示的结构。图 30 的矢量合成选择部件不是像图 21 记载的矢量合成选择部件那样从预先根据 CI 、 SI 、 CQ 、 SQ 而生成的 4 个合成矢量中选择一个矢量, 而是根据最大绝对值检测部件 407 的检测结果, 将第 1 选择部件 406a、第 2 选择部件 406b、第 3 选择部件 406c、第 4 选择部件 406d 的结果选择性地相加。该结构与图 21 的结构相比, 能够降低电路规模。在图 30
20 中, 409a 是第 1 加法部件, 409b 是第 2 加法部件。

接着, 说明图 30 所示的矢量合成选择部件 405 中的动作。首先, 各选择部件根据最大绝对值检测部件 407 的检测结果, 输出 $SEL1$ 、 $SEL2$ 、 $SEL3$ 、 $SEL4$ 的值。具体地说, 如下所述。

第 1 选择部件 406a 输出的 $SEL1$ 如式 (10a)、式 (10b) 所示。

$$25 \quad SEL1 = CI \text{ (在 } |CI| \text{、或 } |SI| \text{ 最大的情况下)} \dots (10a)$$

$$SEL1 = CQ \text{ (在 } |CQ| \text{、或 } |SQ| \text{ 最大的情况下)} \dots (10b)$$

第 2 选择部件 406b 输出的 $SEL2$ 如式 (11a)、式 (11b)、式 (11c)、式 (11d) 所示。

$$30 \quad SEL2 = \text{sign}[CI] \cdot |CQ| \text{ (在 } |CI| \text{ 最大的情况下)} \dots (11a)$$

$$SEL2 = \text{sign}[CQ] \cdot |CI| \text{ (在 } |CQ| \text{ 最大的情况下)} \dots (11b)$$

$$SEL2 = \text{sign}[SI \cdot SQ] \cdot |CQ| \text{ (在 } |SI| \text{ 最大的情况下)} \dots (11c)$$

$$SEL2 = \text{sign}[SI \cdot SQ] \cdot |CI| \text{ (在 } |SQ| \text{ 最大的情况下)} \dots (11d)$$

第3选择部件406c输出的SEL3如式(12a)、式(12d)、式(12c)、式(12d)所示。

$$\text{SEL3} = \text{sign}[\text{CI}-\text{CQ}] \cdot |\text{SQ}| \text{ (在} |\text{CI}| \text{最大的情况下)} \cdots (12a)$$

$$\text{SEL3} = \text{sign}[\text{CI}-\text{CQ}] \cdot |\text{SI}| \text{ (在} |\text{CQ}| \text{最大的情况下)} \cdots (12b)$$

$$5 \quad \text{SEL3} = \text{sign}[\text{SI}] \cdot |\text{SQ}| \text{ (在} |\text{SI}| \text{最大的情况下)} \cdots (12c)$$

$$\text{SEL3} = \text{sign}[\text{SQ}] \cdot |\text{SI}| \text{ (在} |\text{SQ}| \text{最大的情况下)} \cdots (12d)$$

第4选择部件406d输出的SEL4如式(13a)、式(13b)所示。

$$\text{SEL4} = \text{SI} \text{ (在} |\text{CI}| \text{、或} |\text{SI}| \text{最大的情况下)} \cdots (13a)$$

$$\text{SEL4} = \text{SQ} \text{ (在} |\text{CQ}| \text{、或} |\text{SQ}| \text{最大的情况下)} \cdots (13b)$$

10 这样,各选择部件的输出成为第1加法器409a及第2加法器409b的输入。第1加法器409a将SEL1和SEL2的值相加,将相加结果作为 ΣC 来输出,而第2加法器409b将SEL3和SEL4相加,将相加结果作为 ΣS 来输出。

15 通过以上处理,输出与按图21构成的矢量合成选择部件405同样的值。

定时相位差计算部件402输入由图21及图30所示的矢量合成选择部件求出的合成相关值(ΣC , ΣS),用以下所示的式(14)来求合成相关值(ΣC , ΣS)呈现的矢量角。

$$20 \quad \theta_{2s} = \tan^{-1}(\Sigma S/\Sigma C) \cdots (14)$$

θ_{2s} 是用2个码元周期(2T)进行归一化的情况下的定时相位差,所以用码元周期(T)进行归一化的情况下的定时相位差 θ_s [度]用式(15)来求。

$$\theta_s = 2\theta_{2s} \text{ mod } 360 \cdots (15)$$

25 图28的情况下的 θ_{2s} 和图29的情况下的 θ_{2s} 有180[度]之差,但是通过式(15)的处理,根据图28的 θ_{2s} 而求出的 θ_s 和根据图29的 θ_{2s} 而求出的 θ_s 一致。

定时相位差 θ_s 和定时误差 τ 的关系如式(16a)、式(16b)所示。

在 $\theta_s > 180$ [度]的情况下,

$$30 \quad \tau = (\theta_s - 360) T/360 \cdots (16a)$$

而在 $\theta_s \leq 180$ [度]的情况下,

$$\tau = (\theta_s) T/360 \cdots (16b).$$

定时相位差计算部件402根据通过式(16a)及式(16b)而得到的定

时误差 τ ，将抵销定时误差 τ 的相位控制信号提供给后级的 VCO 401。

VCO 401 接受来自定时相位差计算部件 402 的相位控制信号，控制再生样本时钟、和再生码元时钟，使定时误差 τ 为“0”。再生码元时钟例如将根据控制信号进行相位控制所得的再生样本时钟进行二分频来生成。

如上所述，现有的使用前置码的定时再生装置 400 都是求前置码信号中包含的 $1/2$ 码元频率分量、和从 VCO 401 输出的 $1/2$ 码元频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 之间的相关，根据该相关值呈现的矢量角来估计定时相位，采样速率也为 $2[\text{样本/码元}]$ ，是低速的，所以是对宽带 TDMA 无线通信系统特别有效的方式。

然而，这种定时再生装置虽然通过矢量合成选择部件 405 减轻了载波相位 θ_c 的影响，但是有计算定时误差 τ 时的精度受载波相位 θ_c 左右的问题。

即，从矢量合成部件 405 输出的合成相关值 $(\Sigma C, \Sigma S)$ 的大小在载波相位 θ_c 为 $\{45, 135, 225, 315\}$ [度]时最大，而在载波相位 θ_c 为 $\{0, 90, 180, 270\}$ [度]时最小。该大小的比率为 $2^{1/2}: 1$ 。因此，发生下述现象：计算定时误差 τ 时的精度在载波相位 θ_c 为 $\{45, 135, 225, 315\}$ [度]时最好，而在载波相位 θ_c 为 $\{0, 90, 180, 270\}$ [度]时最坏。

因此，例如如图 31 所示，在图 32 所示的竖线的定时接收具有载波相位 $\theta_c=45$ [度]的前置码信号的情况下，前置码信号的 I 分量、和 Q 分量的振幅都为相同值(包络线电平的 $1/(2^{1/2})$)，这里，包络线是指图 32 所示的信号空间图的圆的半径)，所以 I 分量侧的相关值 (CI, SI) 和 Q 分量侧的相关值 (CQ, SQ) 为同一大小。此时的合成相关值 $(\Sigma C, \Sigma S)$ 如图 33(a)所示，为合成 I 分量侧的相关值 (CI, SI) 和 Q 分量侧的相关值 (CQ, SQ) 所得的大值。

另一方面，例如在图 35 所示的竖线的定时接收图 34 所示的具有载波相位 $\theta_c=90$ [度]的前置码信号的情况下，前置码信号的 I 分量的振幅为“0”，Q 分量的振幅为包络线电平，所以 I 分量侧的相关值 (CI, SI) 为“0”，Q 分量侧的相关值 (CQ, SQ) 为 $\theta_c=45$ [度]时的 $2^{1/2}$ 倍。由于 I 分量侧的相关值 (CI, SI) 为“0”，所以此时的合成相关值 $(\Sigma C, \Sigma S)$ 如图 33(b)所示，为 Q 分量侧的相关值 (CQ, SQ) 。

因此， $\theta_c=45$ [度]时的合成相关值 $(\Sigma C, \Sigma S)$ 、和 $\theta_c=90$ [度]时的

合成相关值(ΣC , ΣS)的各大小的比率为 $2^{1/2}$: 1, 显然 $\theta_c=45$ (或 135、225、315)[度]时的合成相关值(ΣC , ΣS)的 SN 比高于 $\theta_c=90$ (或 0、180、270)[度]时的合成相关值(ΣC , ΣS)的 SN 比。因此, 在现有的方式中, $\theta_c=45$ (或 135、225、315)[度]时的定时误差 τ 计算精度的特性优于 $\theta_c=90$ (或 0、180、270)[度]时的定时误差 τ 计算精度。

此外, 除了图 22 所示的在每 1 个码元时转变 ± 180 [度]的前置码信号以外, 还有例如如图 36 所示在每 1 个码元时转变 ± 90 [度]的前置码信号, 只要是具有 $1/2$ 码元频率分量的前置码信号, 则现有的定时再生装置根据哪种信号都能够估计定时相位, 但是在这种情况下也有定时误差 τ 的计算精度受载波相位 θ_c 影响的问题。

再者, 现有的定时再生装置只在接收前置码信号的定时已知的情況下有效, 例如在移动终端机接通电源时、或在从遮蔽返回后的重新连接中产生的突发信号的接收定时未知的情况下, 不知道接收前置码的定时, 所以有不能应用的问题。

因此, 本发明的目的在于提供一种解调器, 能够不受载波相位 θ_c 影响、高精度地计算定时误差。

此外, 本发明的目的在于提供一种解调器, 通过同时实现使用前置码的定时相位估计、和前置码检测, 即使在不知道接收前置码的定时的情况下, 也很有效。

此外, 本发明的目的在于提供一种解调器, 即使在接通电源时、或在从遮蔽返回后的重新连接中产生的突发信号的接收定时未知的情况下, 也不受载波相位 θ_c 影响, 用短前置码来实现高速同步、高速重新同步, 在跟着前置码的有意义的数据部中实现良好的 BER(比特误码率)特性。

25 发明概述

本发明的定时再生装置包括: 同相分量平方部件, 输入具有前置码信号的基带信号, 对基带信号的同相分量求平方, 将平方后的信号作为平方同相分量来输出; 同相乘法部件, 将平方同相分量乘以基带信号的同相分量的符号比特(± 1), 将乘法后的信号作为编码平方同相分量来输出; 正交分量平方部件, 输入基带信号, 对基带信号的正交分量求平方, 将平方后的信号作为平方正交分量来输出; 正交乘法部件, 将平方正交分量乘以基带信号的正交分量的符号比特(± 1), 将乘

法后的信号作为编码平方正交分量来输出；平方前置码同相相关运算部件，求编码平方同相分量、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为同相相关信号来输出；平方前置码正交相关运算部件，求编码平方正交分量、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为正交相关信号来输出；

5 矢量合成选择部件，比较同相相关信号的大小和正交相关信号的大小，使同相相关信号和正交相关信号中小的一方呈现的矢量方向、与同相相关信号和正交相关信号中大的一方呈现的矢量的方向一致后进行合成，将合成后的相关信号作为合成相关信号来输出；以及

10 定时相位差计算部件，根据合成相关信号呈现的矢量角来输出相位控制信号。

此外，本发明的定时再生装置包括：同相分量平方部件，输入具有前置码信号的基带信号，对基带信号的同相分量求平方，将平方后的信号作为平方同相分量来输出；同相乘法部件，将平方同相分量乘以基带信号的同相分量的符号比特 (± 1)，将乘法后的信号作为编码平方同相分量来输出；

15 正交分量平方部件，输入基带信号，对基带信号的正交分量求平方，将平方后的信号作为平方正交分量来输出；正交乘法部件，将平方正交分量乘以基带信号的正交分量的符号比特 (± 1)，将乘法后的信号作为编码平方正交分量来输出；平方前置码同相相关运算部件，求编码平方同相分量、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为同相相关信号来输出；平方前置码正交相关运算部件，求编码平方正交分量、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为正交相关信号来输出；

20 矢量合成选择部件，比较同相相关信号的大小和正交相关信号的大小，使同相相关信号和正交相关信号中小的一方呈现的矢量方向、与同相相关信号和正交相关信号中大的一方呈现的矢量的方向一致后进行合成，将合成后的相关信号作为合成相关信号来输出；以及前置码检测·定时相位差计算部件，计算合成相关信号呈现的矢量角和矢量长度，在矢量长度大于预定的阈值的情况下，判断为检测出前置码信号，用此时的合成相关信号呈现的矢量角来计算定时相位差，输出相位控制信号。

30 再者，包括 VCO，该 VCO 根据相位控制信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量；输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按再生样本时钟而采样到的；平方前置

码同相相关运算部件用从 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；平方前置码正交相关运算部件用从 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

再者，包括：相位检测部件，用按再生样本时钟而采样到的基带信号来检测定时相位的超前/滞后，将检测出的信号作为相位检测信号来输出，以及相位检测信号平均部件，对相位检测信号进行平均，将该平均作为相位超前滞后信号来输出；VCO 根据相位控制信号和相位超前滞后信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量。

再者，包括振荡器，该振荡器输出异步样本时钟及 $1/2$ 码元频率分量；输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按异步样本时钟而采样到的；平方前置码同相相关运算部件用从振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；平方前置码正交相关运算部件用从振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

再者，定时相位差计算部件根据合成相关信号中同相分量的平方根、和正交分量呈现的矢量角来计算定时相位差。

再者，前置码检测·定时相位差计算部件根据合成相关信号中的同相分量的绝对值的平方根乘以同相分量的符号 $\{\pm 1\}$ 所得的值、和正交分量的绝对值的平方根乘以正交分量的符号 $\{\pm 1\}$ 所得的值呈现的矢量角来计算定时相位差。

此外，本发明的定时再生装置包括：同相分量平方部件，输入具有前置码信号的基带信号，对基带信号的同相分量求平方，将平方后的信号作为平方同相分量来输出；同相乘法部件，将平方同相分量乘以基带信号的同相分量的符号比特 (± 1) ，将乘法结果作为编码平方同相分量来输出；正交分量平方部件，输入基带信号，对基带信号的正交分量求平方，将平方后的信号作为平方正交分量来输出；正交乘法部件，将平方正交分量乘以基带信号的正交分量的符号比特 (± 1) ，将乘法结果作为编码平方正交分量来输出；加法部件，将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加，用该相加结果来生成平方相加信号并输出；减法部件，将编码平方同相分量和编码平方正交分量相减，用该相减结果来生成平方相减信号并输出；平方相加信号分量相关运算部件，求平方相加信号、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为相

加相关信号来输出；平方相减信号分量相关运算部件，求平方相减信号、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为相减相关信号来输出；矢量选择部件，比较相加相关信号的大小和相减相关信号的大小，选择相加相关信号和相减相关信号中大的一方，作为选择相关信号来输出；以及定时相位差计算部件，根据选择相关信号呈现的矢量角来输出相位控制信号。

此外，本发明的定时再生装置包括：同相分量平方部件，输入具有前置码信号的基带信号，对基带信号的同相分量求平方，将平方后的信号作为平方同相分量来输出；同相乘法部件，将平方同相分量乘以基带信号的同相分量的符号比特 (± 1)，将乘法结果作为编码平方同相分量来输出；正交分量平方部件，输入基带信号，对基带信号的正交分量求平方，将平方后的信号作为平方正交分量来输出；正交乘法部件，将平方正交分量乘以基带信号的正交分量的符号比特 (± 1)，将乘法结果作为编码平方正交分量来输出；加法部件，将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加，用该相加结果来生成平方相加信号并输出；减法部件，将编码平方同相分量和编码平方正交分量相减，用该相减结果来生成平方相减信号并输出；平方相加信号分量相关运算部件，求平方相加信号、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为相加相关信号来输出；平方相减信号分量相关运算部件，求平方相减信号、和 $1/2$ 码元频率分量之间的相关值，作为相减相关信号来输出；矢量选择部件，比较相加相关信号的大小和相减相关信号的大小，选择相加相关信号和相减相关信号中大的一方，作为选择相关信号来输出；以及前置码检测·定时相位差计算部件，计算选择相关信号呈现的矢量角和矢量长度，在矢量长度大于预定的阈值的情况下，判断为检测出前置码信号，用此时的合成相关信号呈现的矢量角来计算定时相位差，输出相位控制信号。

再者，包括 VCO，该 VCO 根据相位控制信号来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量；输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按再生样本时钟而采样到的；平方相加信号分量相关运算部件用从 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；平方相减信号分量相关运算部件用从 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

再者，包括：相位检测部件，用按再生样本时钟而采样到的基带信号来检测定时相位的超前/滞后，将检测信号作为相位检测信号来输出，以及相位检测信号平均部件，对相位检测信号进行平均，将该平均作为相位超前滞后信号来输出；VCO 根据相位控制信号和相位超前滞后信号这两者来输出再生码元时钟、再生样本时钟以及 1/2 码元频率分量。

再者，包括振荡器，该振荡器输出异步样本时钟及 1/2 码元频率分量；输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按异步样本时钟而采样到的；平方相加信号分量相关运算部件用从振荡器输出的 1/2 码元频率分量来求相关值；平方相减信号分量相关运算部件用从振荡器输出的 1/2 码元频率分量来求相关值。

此外，本发明的定时再生装置包括：同相分量平方部件，输入具有前置码信号的基带信号，对基带信号的同相分量求平方，将平方后的信号作为平方同相分量来输出；同相乘法部件，将平方同相分量乘以基带信号的同相分量的符号比特 (± 1)，将乘法结果作为编码平方同相分量来输出；正交分量平方部件，输入基带信号，对基带信号的正交分量求平方，将平方后的信号作为平方正交分量来输出；正交乘法部件，将平方正交分量乘以基带信号的正交分量的符号比特 (± 1)，将乘法结果作为编码平方正交分量来输出；加法部件，将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加，用该相加结果来生成平方相加信号并输出；减法部件，将编码平方同相分量和编码平方正交分量相减，用该相减结果来生成平方相减信号并输出；平方相加信号分量相关运算部件，求平方相加信号、和 1/2 码元频率分量之间的相关值，作为相加相关信号来输出；平方相减信号分量相关运算部件，求平方相减信号、和 1/2 码元频率分量之间的相关值，作为相减相关信号来输出；矢量选择部件，比较相加相关信号的大小和相减相关信号的大小，选择相加相关信号和相减相关信号中大的一方，作为选择相关信号来输出；以及前置码检测·定时相位差计算部件，计算选择相关信号呈现的矢量角和矢量长度，在矢量长度大于预定的阈值的情况下，判断为检测出前置码信号，用此时的合成相关信号呈现的矢量角来计算定时相位差，输出相位控制信号。

再者，包括 VCO，该 VCO 根据相位控制信号来输出再生码元时钟、

再生样本时钟以及 $1/2$ 码元频率分量；输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按再生样本时钟而采样到的；平方相加信号分量相关运算部件用从 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；平方相减信号分量相关运算部件用从 VCO 输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

再者，包括振荡器，该振荡器输出异步样本时钟及 $1/2$ 码元频率分量；输入到同相分量平方部件及正交分量平方部件的基带信号是按异步样本时钟而采样到的；平方相加信号分量相关运算部件用从振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值；平方相减信号分量相关运算部件用从振荡器输出的 $1/2$ 码元频率分量来求相关值。

再者，加法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加作为平方相加信号，而减法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相减作为平方相减信号。

再者，加法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相加所得的值的平方根作为平方相加信号，而减法部件将编码平方同相分量和编码平方正交分量相减所得的值的平方根作为平方相减信号。

再者，在加权相关信号的同相分量为负的情况下，平均部件将加权相关信号的同相分量、和正交分量的符号分别反转所得的相关信号作为第 1 相关信号来生成，而在加权相关信号的同相分量为正的情况下，将加权相关信号作为第 1 相关信号；在加权相关信号的正交分量为负的情况下，将加权相关信号的同相分量、和正交分量的符号分别反转所得的相关信号作为第 2 相关信号来生成，而在加权相关信号的正交分量为正的情况下，将加权相关信号作为第 2 相关信号来生成；进而，对第 1 相关信号、和第 2 相关信号分别进行平均，在平均过的第 1 相关信号呈现的矢量长度大于平均过的第 2 相关信号呈现的矢量长度的情况下，将平均过的第 2 相关信号作为加权平均相关信号来输出，而在平均过的第 2 相关信号呈现的矢量长度大于平均过的第 1 相关信号呈现的矢量长度的情况下，将平均过的第 2 相关信号作为加权平均相关信号来输出。

再者，包括限幅检测部件，输入具有前置码信号的基带信号，在基带信号的同相分量及基带信号的正交分量中的至少一个值处于预定的范围以外的情况下，将基带信号的同相分量及基带信号的正交分

量这两者变换为“0”并输出，而在处于预定的范围内的情况下，原封不动地输出基带信号；同相分量平方部件及正交分量平方部件输入的基带信号是从限幅检测部件输出的基带信号。

此外，本发明的解调器具有：天线，接收无线信号；变频部件，将接收到的无线信号变频为基带信号；A/D变换部件，用再生样本时钟按2倍码元速率对基带信号进行采样，变换为数字基带信号；权利要求3、权利要求4、权利要求10、权利要求11及权利要求14中任一项所述的定时再生装置；以及数据判定部件，用再生码元时钟，从数字基带信号中提取奈奎斯特特点数据，判定提取出的奈奎斯特特点数据，作为解调数据来输出。

此外，本发明的解调器具有：天线，接收无线信号；变频部件，将接收到的无线信号变频为基带信号；A/D变换部件，用异步样本时钟按2倍码元速率对基带信号进行采样，变换为数字基带信号；权利要求5、权利要求12及权利要求15中任一项所述的定时再生装置；数据插值部件，按异步样本时钟对采样到的数字基带信号进行插值，将插值后的数据作为插值基带信号来输出；以及数据判定部件，根据相位控制信号，提取插值基带信号的奈奎斯特特点，判定提取出的奈奎斯特特点数据，作为解调数据来输出。

附图的简单说明

- 图1是本发明实施例1的解调器的结构图；
 图2是前置码信号的采样状况的示意图；
 图3是前置码信号的采样状况的示意图；
 图4是合成相关值(ΣC , ΣS)的示意图；
 图5是前置码检测·定时相位差计算部件的动作的示意图；
 图6是本发明实施例2的解调器的结构图；
 图7是本发明实施例3的解调器的结构图；
 图8是本发明实施例4的解调器的结构图；
 图9是本发明实施例4的矢量选择部件的结构图；
 图10是前置码信号的采样状况的示意图；
 图11是前置码信号的采样状况的示意图；
 图12是相加相关信号(CA_i , SA_i)及相减相关信号(CS_i , SS_i)的示意图；

图 13 是相减相关信号 (CA_i , SA_i) 及相减相关信号 (CS_i , SS_i) 的示意图;

- 图 14 是本发明实施例 5 的解调器的结构图;
- 图 15 是本发明实施例 6 的解调器的结构图;
- 5 图 16 是本发明实施例 7 的解调器的结构图;
- 图 17 是本发明实施例 8 的解调器的结构图;
- 图 18 是本发明实施例 9 的矢量选择部件的结构图;
- 图 19 是本发明实施例 10 的解调器的结构图;
- 图 20 是现有的解调器的结构图;
- 10 图 21 是矢量合成选择部件的结构图;
- 图 22 是表示前置码信号 (“1001” 码型) 的信号空间图;
- 图 23 是前置码信号的采样状况的示意图;
- 图 24 是相关值 (CI , SI) 和相关值 (CQ , SQ) 的示意图;
- 图 25 是表示前置码信号 (“1001” 码型) 的信号空间图;
- 15 图 26 是前置码信号的采样状况的示意图;
- 图 27 是相关值 (CI , SI) 和相关值 (CQ , SQ) 的示意图;
- 图 28 是合成相关值 (ΣC , ΣS) 的示意图;
- 图 29 是合成相关值 (ΣC , ΣS) 的示意图;
- 图 30 是矢量合成选择部件的结构图;
- 20 图 31 是载波相位 θ_c 为 45[度] 时的前置码信号空间图;
- 图 32 是前置码信号的采样状况的示意图;
- 图 33 是合成相关值 (ΣC , ΣS) 的示意图;
- 图 34 是载波相位 θ_c 为 90[度] 时的前置码信号空间图;
- 图 35 是前置码信号的采样状况的示意图;
- 25 图 36 是表示前置码信号 (“1101” 码型) 的信号空间图。

实施发明的最好形式

图 1 是本发明实施例 1 的解调器的结构图。对与图 20 所示的现有的解调器相同或相当的部分附以同一标号。

- 30 在图 1 中, 解调器主要包括: 天线 100、变频部件 200、第 1 A/D 变换器 301a、第 2 A/D 变换器 301b、定时再生装置 400、数据判定部件 500。而定时再生装置 400 主要包括: VCO 401、同相分量平方部件 420a、正交分量平方部件 420b、同相乘法部件 421a、正交乘法

部件 421b、平方前置码同相相关运算部件 422a、平方前置码正交相关运算部件 422b、矢量合成选择部件 405、前置码检测·定时相位差计算部件 423。

接着, 根据图 1 来说明动作。首先, 天线 100 接收 RF 频带的突发信号, 变频部件 200 将 RF 频带的突发信号变频为基带突发信号。该突发信号在先头部具有前置码信号, 在前置码信号之后存在有意义的数
5 据。这里使用的前置码信号可以是图 22 所示的信号(例如“1001”码型), 也可以是图 36 所示的信号(例如“1101”码型), 可以是任一种。

10 第 1 A/D 变换器 301a 在时刻 $t=\tau+iT/2$ (其中, $i=1, 2, 3, \dots, \tau$ 是定时误差 ($-T/2 \leq \tau < T/2$), T 是码元周期) 对接收到的基带信号的同相分量进行采样, 输出接收信号的同相分量即接收数据序列 I_i ($i=1, 2, 3, \dots$)。

同样, 第 2 A/D 变换器 301b 在时刻 $t=\tau+iT/2$ 对接收到的基带信号的正交分量进行采样, 输出接收信号的正交分量即接收数据序列 Q_i
15 ($i=1, 2, 3, \dots$)。A/D 变换器 301a、301b 中的数据采样用从定时再生装置 400 输出的再生样本时钟来进行。

在现有的第 1 A/D 变换器 300a 及第 2 A/D 变换器 300b 中, 采样的数据被限定为前置码, 但是在这里的第 1 A/D 变换器 301a 及第 2 A/D
20 变换器 301b 中, 除了前置码之外, 还对包含有意义的数等的所有接收序列进行采样, 这一点与现有的不同。

定时再生装置 400 用接收数据序列 I_i ($i=1, 2, 3, \dots$) 和 Q_i ($i=1, 2, 3, \dots$), 来进行突发信号内的前置码信号 (I_{pi}, Q_{pi}) 的检测、和使用前置码信号的定时误差 τ 的计算, 对再生样本时钟、和再生码元时
25 钟进行抵销定时误差 τ 的相位控制。再生码元时钟是将再生样本时钟进行二分频所得的、码元周期的时钟。

数据判定部件 500 输入由定时再生装置 400 抵销了定时误差 τ 的前置码之后接续的有意义的随机数据序列 I_{di} 及 Q_{di} ($i=1, 2, 3, \dots$), 按再生码元时钟来锁存奈奎斯特特点上的数据。然后, 用锁存的奈奎斯特
30 特点数据来判定数据, 输出解调数据。

接着, 说明定时再生装置 400 内的动作。

首先, 同相分量平方部件 420a 对接收信号的同相分量 I_i 求平方,

正交分量平方部件 420b 对接收信号的正交分量 Q_i 求平方。

同相乘法部件 421a 将从同相分量平方部件 420a 输出的 $|I_i|^2$ 乘以接收信号的同相分量 I_i 的式 (17a)、式 (17b) 所示的符号 $\text{sign } I_i$

$$\text{sign } I_i = +1 (I_i \geq 0) \dots (17a)$$

$$5 \quad \text{sign } I_i = -1 (I_i < 0) \dots (17b),$$

输出式 (18a) 所示的编码平方同相分量 DI_i

$$DI_i = \text{sign } I_i \times |I_i|^2 \dots (18a).$$

同样，正交乘法部件 421b 将从正交分量平方部件 420b 输出的 $|Q_i|^2$ 乘以接收信号的正交分量 Q_i 的式 (17c)、式 (17d) 所示的符号

$$10 \quad \text{sign } Q_i$$

$$\text{sign } Q_i = +1 (Q_i \geq 0) \dots (17c)$$

$$\text{sign } Q_i = -1 (Q_i < 0) \dots (17d),$$

输出式 (18b) 所示的编码平方正交分量 DQ_i

$$DQ_i = \text{sign } Q_i \times |Q_i|^2 \dots (18b).$$

15 平方前置码同相相关运算部件 422a 输入编码平方同相分量 DI_i ($i=1, 2, 3, \dots$)，用式 (19a)、式 (19b) 来进行 $1/2$ 码元频率分量的乘法。

$$DI_{c_i} = DI_i \times \cos \pi i/2 \dots (19a)$$

$$DI_{s_i} = DI_i \times \sin \pi i/2 \dots (19b)$$

20 然后，对其乘法结果 (DI_{c_i} , DI_{s_i}) 进行平均，求相关值 (CI_i , SI_i)，作为同相相关信号来输出。

同样，平方前置码正交相关运算部件 422b 也用式 (20a)、式 (20b) 将编码平方正交分量 DQ_i ($i=1, 2, 3, \dots$) 乘以 $1/2$ 码元频率分量。

$$DQ_{c_i} = DQ_i \times \cos \pi i/2 \dots (20a)$$

$$25 \quad DQ_{s_i} = DQ_i \times \sin \pi i/2 \dots (20b)$$

然后，对其乘法结果 (DQ_{c_i} , DQ_{s_i}) 进行平均，求相关值 (CQ_i , SQ_i)，作为正交相关信号来输出。

式 (19a)、(19b)、(20a)、(20b) 的乘法与式 (1a)、(1b)、(2a)、(2b) 的乘法同样， $\cos \pi i/2 = 1, 0, -1, 0, \dots$ ， $\sin \pi i/2 = 0, 1, 0, -1, \dots$ ，所以很简单，相关值 (CI_i , SI_i)、(CQ_i , SQ_i) 能够容易地来求。

30 矢量合成选择部件 405 输入相关值 (CI_i , SI_i)、和相关值 (SI_i ,

SQ_i), 通过与现有例同样的处理来进行合成选择, 输出合成相关信号 $(\Sigma C_i, \Sigma S_i)$ 。由此, 能够除去载波相位 θ_c 的影响。

这里, 如果设“E”为包络线电平, 则在接收图 22 所示的、在每
 5 1 个码元时重复 ± 180 [度] 转变的前置码信号的情况下, 编码平方同相分量的振幅为 $(E \cos \theta_c)^2$, 而编码平方正交分量的振幅为 $(E \sin \theta_c)^2$, 其和与载波相位 θ_c 无关, 为 $(E \cos \theta_c)^2 + (E \sin \theta_c)^2$, 是一定的。同样, 根据编码平方同相分量来求的相关值 (CI_i, SI_i) 的大小、根据编码平方正交分量来求的相关值 (CQ_i, SQ_i) 的大小之和, 即合成相关信号 $(\Sigma C_i, \Sigma S_i)$, 也与载波相位 θ_c 无关, 是一定的。

10 接着, 说明计算合成相关信号 $(\Sigma C_i, \Sigma S_i)$ 的一系列处理例, 说明载波相位 $\theta_c = 45$ [度] 的情况、和 $\theta_c = 90$ [度] 的情况。

如图 31 所示, 在按图 32 所示的竖线的定时来接收载波相位 $\theta_c = 45$ [度] 的前置码信号的情况下, 如图 2 所示, 编码平方同相分量、和编码平方正交分量的振幅都为 $A^2/2$ 。另一方面, 在按与图 32 所示
 15 的定时相同的定时、即图 35 所示的竖线的定时来接收图 34 所示的载波相位 $\theta_c = 90$ [度] 的前置码信号的情况下, 如图 3 所示, 编码平方同相分量为“0”, 而编码平方正交分量的振幅为 A^2 。

因此, $\theta_c = 45$ [度] 时的编码平方同相分量、和编码平方正交分量的各振幅之和 $(A^2/2 + A^2/2)$, 与 $\theta_c = 90$ [度] 时的编码平方同相分量、和
 20 编码平方正交分量的各振幅之和 $(0 + A^2)$ 相等, 与此同样, 如图 4 所示, $\theta_c = 45$ [度] 的合成相关信号 $(\Sigma C_i, \Sigma S_i)$ 、与 $\theta_c = 90$ [度] 的合成相关信号 $(\Sigma C_i, \Sigma S_i)$ 是一致的。即, 可知, 在现有例中, 如图 33 所示, $\theta_c = 45$ [度] 时的合成相关信号比 $\theta_c = 90$ [度] 时的合成相关信号大, 等等, 合成相关值 $(\Sigma C_i, \Sigma S_i)$ 的大小随载波相位 θ_c 而变动, 与此相反, 在本实施例
 25 中, 与载波相位无关, (不管是在 $\theta_c = 45$ [度] 的情况下, 还是在 $\theta_c = 90$ [度] 的情况下,) 合成相关信号 $(\Sigma C_i, \Sigma S_i)$ 的大小都保持一定。

接着, 前置码检测·定时相位差计算部件 423 同时进行求合成相关信号 $(\Sigma C_i, \Sigma S_i)$ 的矢量长度 V_i 的处理、和求合成相关信号 $(\Sigma C_i, \Sigma S_i)$ 呈现的矢量角 θ_{o_i} 的处理。

30 矢量长度 V_i 通过计算式 (21) 来求。

$$V_i = (|\Sigma C_i|^2 + |\Sigma S_i|^2)^{1/2} \dots (21)$$

而矢量角 θ_{o_i} 通过计算式 (22) 来求。

$$\theta_{0i} = \tan^{-1}(\Sigma S_i / \Sigma C_i) \dots (22)$$

θ_{0i} 与 θ_r 同样是用 2 个码元周期 (2T) 进行归一化的情况下的定时相位差, 所以用码元周期 (T) 进行归一化的情况下的定时相位差 θ_{r_i} [度] 用式 (23) 来求。

$$5 \quad \theta_{r_i} = 2\theta_{0i} \bmod 360 \dots (23)$$

式 (22) 的处理也可以用合成相关信号 (ΣC_i , ΣS_i) 的各绝对值的平方根乘以各相关信号的符号 $\{\pm 1\}$ 所得的值 ($\text{sign}[\Sigma C_i] \cdot |\Sigma C_i|^{1/2}$, $\text{sign}[\Sigma S_i] \cdot |\Sigma S_i|^{1/2}$) 来进行。在此情况下, 矢量角 θ_{0i} 用

$$10 \quad \theta_{0i} = \tan^{-1}(\text{sign}[\Sigma S_i] \cdot |\Sigma S_i|^{1/2} / \text{sign}[\Sigma C_i] \cdot |\Sigma C_i|^{1/2}) \dots (22a)$$

来求, 运算比式 (22) 复杂, 但是能够进一步高精度地计算定时相位差。

在定时再生装置 400 例如接收图 22 所示的前置码信号时, 矢量长度 V_i 呈现大值, 而且定时相位差 θ_{r_i} [度] 也为确定的值。另一方面, 在定时再生装置 400 接收无信号时 (无信号、只接收噪声时), 或者在接收前置码之后接续的有意义的数部时, 矢量长度 V_i 呈现小值, 而且定时相位差 θ_{r_i} [度] 也为不确定的值。与接收状态对应的 V_i 和 θ_{r_i} 的确定性的关系示于图 5。

因此, 即使在接收突发信号的定时不明、不知道前置码到来时刻的情况下, 也能够通过以下的处理来求定时误差 τ 。

20 即, 监视矢量长度 V_i , 在 V_i 大的情况下 (例如矢量长度 V_i 超过某个阈值 ϵ_p 的情况下) 判定为“正在接收前置码”, 按图 5 所示的定时间来锁存定时相位差 θ_{r_i} [度]。从图 5 可知, 锁存了的定时相位差 θ_s [度] 是 V_i 大时的定时相位差 θ_{r_i} , 所以是确定的值。前置码检测·定时相位差计算部件 423 用这样得到的定时相位差 θ_s , 通过式 (16a)、(16b)

25 来求定时误差 τ , 将抵销定时误差 τ 的相位控制信号提供给后级的 VCO 401。

假如, 在现有例的结构中, 用前置码检测·定时相位差计算部件 423 取代定时相位差计算部件 402 用同样的方法来进行前置码检测的情况下, 合成相关信号 (ΣC , ΣS) 的大小 (= 矢量长度 V_i) 随载波相位 θ_c 而变化, 所以用阈值 ϵ_p 来检测矢量长度 V_i 的前置码检测特性受载波相位 θ_c 左右。然而, 在本实施例例中, 合成相关信号 (ΣC_i , ΣS_i) 的大小 (= 矢量长度 V_i) 与载波相位 θ_c 无关, 是一定的, 所以用阈值 ϵ_p 来检测矢

量长度 V_1 的前置码检测特性不受载波相位 θ_c 左右。

在接收突发信号的定时是已知的、能够鉴别前置码到来时刻的情况下，无需前置码检测动作，所以当然也可以用现有例的定时相位差计算部件 402 来取代前置码检测·定时相位差计算部件 423。在此情况下，无需求矢量长度 V_1 、检测其大小的功能，所以电路规模降低。

5 VCO 401 接受来自前置码检测·定时相位差计算部件 423 的相位控制信号，控制再生样本时钟、和再生码元时钟的相位，使定时误差 τ 为“0”。此外，VCO 401 输出再生样本时钟，该再生样本时钟由第 1 A/D 变换部件 301a 及第 2 A/D 变换部件 301b 用于基带信号的采样。再者，VCO 401 输出 1/2 码元频率分量，该 1/2 码元频率分量由平方前置码同相相关运算部件 422a 及平方前置码正交相关运算部件 422b 用于计算相关值。

15 这样，用前置码信号的同相分量的平方值乘以同相分量的符号比特 (± 1) 所得的信号、和前置码信号的正交分量的平方值乘以正交分量的符号比特 (± 1) 所得的信号，与具有 1/2 码元频率分量的前置码信号进行相关运算，所以能够不受载波相位 θ_c 影响，而实现高精度的定时相位估计。

再者，能够由前置码检测·定时相位差计算部件 423 同时实现使用前置码的高精度的定时相位估计、和前置码检测，即使在不知道接收前置码的定时的情况下，也能够正常进行定时相位控制。在此情况下，前置码检测特性也不受载波相位 θ_c 影响。此外，它们能够以 2[样本/码元]的低采样速率来实现。

25 还有，即使在接通电源时、或在从遮蔽返回后的重新连接中产生的突发信号的接收定时未知的情况下，也不受载波相位 θ_c 影响，能够以短前置码来实现高速同步、高速重新同步，在前置码后接续的有意义的数据部中实现良好的 BER(比特误码率)特性。

除了每 1 个码元时在图 22 所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变(即，在每 1 个码元时转变 ± 180 [度])的前置码信号以外，例如在每 1 个码元时在图 36 所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等，只要是在每 1 个码元时在复平面上的某 2 点之间交替转变的前置码信号，定时再生装置 400 就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位估计或前置码检测。

图6是本发明实施例2的解调器的结构图，是在图1的解调器中加入称为PLL(Phase Lock Loop, 锁相环)型的反馈电路而构成的。对与图1所示的解调器相同或相当的部分附以同一标号。

在图6中，424是相位检测部件，425是平均部件，401a是VCO，它们构成PLL定时再生部件。该PLL定时再生部件例如被记载于文献“受信信号位相情報を用いたQPSK用タイミング再生方式の検討(使用接收信号相位信息的QPSK定时再生方式的讨论)”(藤村著 电子信息通信学会 论文志 VOL. J81-B-2 no.6, pp. 665-668, 1998年6月)。

接着，根据图6来说明动作。首先，像实施例1那样，在前置码检测、或定时误差 τ 计算中，也使相位检测部件417、平均部件418、VCO 401a构成的PLL定时再生部件动作。

此时，从同相分量平方部件420a及正交分量平方部件420b到前置码检测·定时相位差计算部件423的运算处理与实施例1相同，检测出前置码信号后，将抵销此时同时求出的定时误差 τ 的时钟相位控制作为相位控制信号提供给VCO 401a。

另一方面，相位检测部件424根据接收数据(I_i , Q_i)来检测定时相位是超前、还是滞后，作为检测信号，如果定时相位超前则输出“+1”，而如果滞后则输出“-1”。平均部件425输入该超前/滞后信号，例如用随机移动滤波器等来进行平均，将该平均作为相位超前滞后信号来输出。

VCO 401a输入该相位超前滞后信号，控制再生样本时钟和再生码元时钟的相位，如果该相位超前滞后信号是“正”则提前定时相位，而如果是“负”则延迟定时相位。VCO 401a通常由相位超前滞后信号来控制，但是如果检测出前置码，输入了相位控制信号，则不用相位超前滞后信号，而用相位控制信号来实施各时钟相位控制。

在只使用相位超前滞后信号的情况下，使用该相位超前滞后信号进行的定时相位的超前/滞后的控制，例如以1/16码元为步长来进行，所以具有定时相位引入花费时间这一缺点。相反，在接收前置码信号之后接续的有意义的随机数据部时，具有可跟踪定时相位这一优点。

另一方面，在只使用相位控制信号的情况下，在接收前置码信号

之后接续的有意义的随机数据部时，具有定时相位差 Thr_i [度] 不确定、不能使用的缺点。相反，具有能够用短前置码信号来高精度地检测定时相位差这一优点。

因此，这里，通过使用相位控制信号和相位超前滞后信号这两者，能够互相取长补短，所以能够用短前置码信号来实施高精度的定时相位估计、和控制，并且能够在接收有意义的随机数据部时也实现定时相位跟踪。

再者，与实施例 1 同样，除了在第 1 个码元时在图 22 所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变（即，在第 1 个码元时转变 ± 180 [度]）的前置码信号以外，例如在第 1 个码元时在图 36 所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等，只要是在第 1 个码元时在复平面上的某 2 点之间交替转变的前置码信号，定时再生装置 400 就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位估计或前置码检测。

图 7 是本发明实施例 3 的解调器的结构图，是在图 1 的解调器中用前馈型的定时再生装置来取代 VCO 401 而构成的。对与图 1 所示的解调器相同或相当的部分附以同一标号。

在图 7 中，426 是振荡器，600 是数据插值部件，500a 是数据判定部件。

接着，根据图 7 来说明动作。振荡器 426 输出 2 倍码元周期的自激振荡的异步样本时钟。第 1 A/D 变换器 301a 及第 2 A/D 变换器 301b 按该异步样本时钟以 2 [样本/码元] 对数据进行异步采样。

同相分量平方部件 420a 及正交分量平方部件 420b 求异步采样到的接收数据 (I_i, Q_i) 的平方。同相乘法部件 421a 及正交乘法部件 421b 将输入的同相分量平方部件 420a 及正交分量平方部件 420b 求出的各平方值乘以接收数据 (I_i, Q_i) 的符号 (± 1) 。平方前置码同相相关运算部件 422a 求从同相乘法部件 421a 输出的信号 DI_i 、和从振荡器 426 输出的 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 之间的相关。而平方前置码正交相关运算部件 422b 求从正交乘法部件 421b 输出的信号 DQ_i 、和从振荡器 426 输出的 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 之间的相关。然后，矢量合成选择部件 405、或前置码检测·定时相位差计算部件 423 求定时误差 τ 。

此外，数据插值部件 600 对第 1 A/D 变换器 301a 及第 2 A/D 变换器 301b 得到的接收数据 (I_i, Q_i) 进行插值，例如生成相对于码元周期具有 $1/16$ 时间分辨率的接收数据，输出插值过的接收数据。

5 数据判定部件 500a 用来自前置码检测·定时相位差计算部件 423 的定时误差 τ 的信息，来提取插值过的接收数据的奈奎斯特特点，将提取出的奈奎斯特特点的数据作为解调数据来输出。

这样，通过使用廉价、小型的振荡器 426 来取代电路规模大的 VCO，能够使解调器廉价、小型。

10 与实施例 1 同样，除了每 1 个码元时在图 22 所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变（即，在每 1 个码元时转变 ± 180 [度]）的前置码信号以外，例如在每 1 个码元时在图 36 所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等，只要是在每 1 个码元时在复平面上的某 2 点之间交替转变的前置码信号，这里的定时再生装置就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位
15 估计或前置码检测。

图 8 是本发明实施例 4 的解调器的结构图。对与图 1 所示的解调器相同或相当的部分附以同一标号。在图 8 中，423a 是前置码检测·定时相位差计算部件，427 是加法部件，428 是减法部件，429a 是平方相加信号分量相关运算部件，429b 是平方相减信号分量相关运算平均
20 部件，430 是矢量选择部件。

而图 9 是矢量选择部件 430 的详细结构图。在图 9 中，431 是最大绝对值检测部件，432 是选择部件。

接着，根据图 8 及图 9 来说明动作。加法部件 427 将从同相乘法部件 421a 输出的编码平方同相分量 DI_i 、和从正交乘法部件 421b 输出的编码平方正交分量 DQ_i 相加，作为平方相加信号 A_i 来输出。而减法部件 428 将从同相乘法部件 421a 输出的编码平方同相分量 DI_i 、和从正交乘法部件 421b 输出的编码平方正交分量 DQ_i 相减，作为平方相减信号 S_i 来输出。减法部件 428 中的减法既可以是 $(DI_i - DQ_i)$ ，也可以是 $(DQ_i - DI_i)$ 。
25

30 在接收到前置码信号的情况 $(I_i = I_{pi}, Q_i = Q_{pi})$ 下，不管载波相位 θ_c [度] 是什么样的值，都能够使从加法部件 427 输出的平方相加信号、或从减法部件 428 输出的平方相减信号中的某一个为具有大的

1/2 码元频率分量的信号。例如，在载波相位 θ_c [度]如图 22 所示处于 $(90 < \theta_c < 180)$ 、或 $(270 < \theta_c < 360)$ 的范围内的情况下，前置码信号的同相分量和正交分量的相位关系如图 23 所示是反相的，所以将它们平方值乘以符号 (± 1) 所得的编码平方同相分量 DI_i 和编码平方正交分量 DQ_i 的关系也如图 10(a)所示是反相的。

因此，由于两个信号相互抵销，所以平方相加信号 A_i 的振幅如图 10(a)所示减小。相反，由于编码平方同相分量 DI_i 和反转的编码平方正交分量 DQ_i 的关系如图 10(b)所示是同相的，所以平方相减信号 S_i 的振幅增大。

10 这里应注意的是，在载波相位 θ_c [度]如图 22 所示处于 $(90 < \theta_c < 180)$ 、或 $(270 < \theta_c < 360)$ 的范围内的情况下，平方相减信号 S_i 的振幅的绝对值为 $||I_i|^2 + |Q_i|^2|$ ，是与载波相位 θ_c 无关、取一定值(包络线 E 的平方值： E^2)的点(而平方相加信号 A_i 的振幅的绝对值为 $||I_i|^2 - |Q_i|^2|$ ，随载波相位 θ_c 而变化)。

15 另一方面，在载波相位 θ_c [度]如图 25 所示处于 $(0 < \theta_c < 90)$ 、或 $(180 < \theta_c < 270)$ 的范围内的情况下，前置码信号的同相分量和正交分量的相位关系如图 26 所示是同相的，所以将它们平方值乘以符号 (± 1) 所得的编码平方同相分量 DI_i 和编码平方正交分量 DQ_i 的关系也如图 11(a)所示是同相的。因此，平方相加信号 A_i 的振幅如图 11(a)所示增大。相反，由于编码平方同相分量 DI_i 和反转过的编码平方正交分量 DQ_i 的关系如图 11(b)所示是反相的，所以平方相减信号 S_i 的振幅减小。

同样，这里应注意的是，在载波相位 θ_c [度]如图 25 所示处于 $(0 < \theta_c < 90)$ 、或 $(180 < \theta_c < 270)$ 的范围内的情况下，平方相加信号 A_i 的振幅的绝对值为 $||I_i|^2 + |Q_i|^2|$ ，是与载波相位 θ_c 无关、取一定值(包络线 E 的平方值： E^2)的点(而平方相减信号 S_i 的振幅的绝对值为 $||I_i|^2 - |Q_i|^2|$ ，随载波相位 θ_c 而变化)。

加法部件 427 也可以不是原封不动地输出从同相乘法部件 421a 输出的编码平方同相分量 DI_i 和从正交乘法部件 421b 输出的编码平方正交分量 DQ_i 的相加值，而是对相加结果进行绝对值变换，将绝对值变换过的相加结果的平方根乘以相加结果的符号 $\{\pm 1\}$ 所得的值作为平方相加信号 A_i 来输出，同样，减法部件 428 也可以不是原封不动

地输出从同相乘法部件 421a 输出的编码平方同相分量 DI_i 、和从正交乘法部件 421b 输出的编码平方正交分量 DQ_i 的相减值，而是对相减结果进行绝对值变换，将绝对值变换过的相减结果的平方根乘以相减结果的符号 $\{\pm 1\}$ 所得的值作为平方相减信号 S_i 来输出。在此情况下，需要计算平方根的运算，电路变得复杂，但是有下述优点：后级的前置码检测·定时相位差计算部件 423a 能够进一步高精度地计算定时相位差。

平方相加信号分量相关运算部件 429a 对平方相加信号与 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 进行相关运算。具体地说，对数据序列 A_i ($i=1, 2, 3, \dots$) 进行式 (24a)、式 (24b) 的运算。

$$Ac_i = A_i \times \cos\pi i/2 \dots (24a)$$

$$As_i = A_i \times \sin\pi i/2 \dots (24b)$$

接着，对用式 (24a) 及式 (24b) 求出的数据序列 (Ac_i, As_i) 进行平均，输出相加相关信号 (CA_i, SA_i) 。在式 (24a) 及式 (24b) 的乘法中， $\cos \pi i/2 = 1, 0, -1, 0, \dots$ ， $\sin \pi i/2 = 0, 1, 0, -1, \dots$ ，所以相加相关值 (CA_i, SA_i) 、能够容易地来求。例如，在用 4 个码元进行平均的情况下，相加相关值 (CA_i, SA_i) 用以下所示的式 (24c)、式 (24d) 来得到：

$$CA_i = (A_i - A_{i+2} + A_{i+4} - A_{i+6} + A_{i+8} - A_{i+10} + A_{i+12} - A_{i+14}) / 8 \dots (24c)$$

$$SA_i = (A_{i+1} - A_{i+3} + A_{i+5} - A_{i+7} + A_{i+9} - A_{i+11} + A_{i+13} - A_{i+15}) / 8 \dots (24d)$$

同样，平方相减信号分量相关运算部件 429b 对平方相减信号与 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 进行相关运算。具体地说，对数据序列 S_i ($i=1, 2, 3, \dots$) 进行式 (25a)、式 (25b) 的运算。

$$Sc_i = S_i \times \cos\pi i/2 \dots (25a)$$

$$Ss_i = S_i \times \sin\pi i/2 \dots (25b)$$

接着，对数据序列 (Sc_i, Ss_i) 进行平均，输出相减相关信号 (CS_i, SS_i) 。在式 (25a) 及式 (25b) 的乘法中， $\cos \pi i/2 = 1, 0, -1, 0, \dots$ ， $\sin \pi i/2 = 0, 1, 0, -1, \dots$ ，所以相减相关值 (CS_i, SS_i) 、能够容易地来求。例如，在用 4 个码元进行平均的情况下，相减相关值 (CS_i, SS_i) 用以下所示的式 (25c)、式 (25d) 来得到：

$$CS_i = (S_i - S_{i+2} + S_{i+4} - S_{i+6} + S_{i+8} - S_{i+10} + S_{i+12} - S_{i+14}) / 8 \dots (25c)$$

$$SS_i = (S_{i+1} - S_{i+3} + S_{i+5} - S_{i+7} + S_{i+9} - S_{i+11} + S_{i+13} - S_{i+15}) / 8 \dots (25d)$$

在接收前置码时，在例如载波相位 θ_c [度]如图 22 所示处于
 (90 $<\theta_c<180$)、或(270 $<\theta_c<360$)的范围内的情况下，平方相减信号 S_i
 的振幅大于平方相加信号 A_i 的振幅，其绝对值与载波相位 θ_c 无关，
 取一定值 $E^2=|I_i|^2+|Q_i|^2$ ，所以相减相关信号(CS_i , SS_i)呈现的矢量
 5 长度大于相加相关信号(CA_i , SA_i)呈现的矢量长度，其大小也呈现一
 定值。例如，按图 10 所示的定时对图 22 的前置码信号进行采样而求
 出的各相关信号(CA_i , SA_i)、(CS_i , SS_i)如图 12 所示，相减相关信号
 呈现的矢量长度大。

此外，在接收前置码时，在例如载波相位 θ_c [度]如图 25 所示处
 10 于(0 $<\theta_c<90$)、或(180 $<\theta_c<270$)的范围内的情况下，平方相加信号 A_i
 的振幅大于平方相减信号 S_i 的振幅，其绝对值与载波相位 θ_c 无关，
 取一定值 $E^2=|I_i|^2+|Q_i|^2$ ，所以相加相关信号(CA_i , SA_i)呈现的矢量
 长度大于相减相关信号(CS_i , SS_i)呈现的矢量长度，其大小也呈现一
 15 定值。例如，按图 11 所示的定时对图 25 的前置码信号进行采样而求
 出的各相关信号(CA_i , SA_i)、(CS_i , SS_i)如图 13 所示，相加相关信号
 呈现的矢量长度大。

另一方面，在接收无信号时(无信号、只接收噪声的情况下)，或
 者在接收前置码之后接续的有意义的数部时，相加相关信号(CA_i ,
 SA_i)、相减相关信号(CS_i , SS_i)都不存在时间上很长的 1/2 码元频率
 20 分量，所以呈现小矢量长度。

矢量选择部件 430 从这些相加相关信号(CA_i , SA_i)、相减相关信
 号(CS_i , SS_i)中，选择矢量长度大的一方，将选择出的信号作为选择
 相关信号(CO_i , SO_i)来输出。

根据图 9 来说明该动作的细节。与图 21 所示的现有的矢量合成
 25 选择部件 406 的情况同样，最大绝对值检测部件 431 检测相加相关信
 号(CA_i , SA_i)，相减相关信号(CS_i , SS_i)的各绝对值 $|CA_i|$ 、 $|SA_i|$ 、
 $|CS_i|$ 、 $|SS_i|$ 的最大值。

在最大绝对值检测部件 431 检测出的最大值是 $|CA_i|$ 或 $|SA_i|$ 的情
 况下，选择部件 342 选择相加相关信号(CA_i , SA_i)，而在该最大值是
 30 $|CS_i|$ 或 $|SS_i|$ 的情况下，选择相减相关信号(CS_i , SS_i)。选择出的信
 号作为选择相关信号(CO_i , SO_i)来输出。

具体地说，接收前置码时矢量选择部件 403 的动作如下所述。

首先，在载波相位 θ_c [度]如图 22 所示处于 $(90 < \theta_c < 180)$ 、或 $(270 < \theta_c < 360)$ 的范围内的情况下，如图 12 所示，相减相关信号 (CS_i, SS_i) 呈现的矢量长度大于相加相关信号 (CA_i, SA_i) 呈现的矢量长度，所以矢量选择部件 430 选择相减相关信号 (CS_i, SS_i) ，输出选择相关信号 $(CO_i, SO_i) = (CS_i, SS_i)$ 。而在载波相位 θ_c [度]如图 25 所示处于 $(0 < \theta_c < 90)$ 、或 $(180 < \theta_c < 270)$ 的范围内的情况下，如图 13 所示，相加相关信号 (CA_i, SA_i) 呈现的矢量长度大于相减相关信号 (CS_i, SS_i) 呈现的矢量长度，所以矢量选择部件 430 选择相加相关信号 (CA_i, SA_i) ，输出选择相关信号 $(CO_i, SO_i) = (CA_i, SA_i)$ 。

再者，在载波相位 θ_c [度]处于 $(90 < \theta_c < 180)$ 、或 $(270 < \theta_c < 360)$ 的范围内的情况下，相减相关信号 (CS_i, SS_i) 呈现的矢量长度与载波相位 θ_c 无关，呈现一定值，而在载波相位 θ_c [度]处于 $(0 < \theta_c < 90)$ 、或 $(180 < \theta_c < 270)$ 的范围内的情况下，相加相关信号 (CA_i, SA_i) 呈现的矢量长度与载波相位 θ_c 无关，呈现一定值，所以在接收前置码时从矢量选择部件 430 输出的选择相关信号 (CO_i, SO_i) 呈现的矢量长度与载波相位 θ_c 无关，总是取大的一定值。

另一方面，在接收无信号时(在无信号、只接收噪声的情况下)，或者在接收前置码之后接续的有意义的数据部时，矢量选择部件 430 随机选择呈现小矢量长度的相加相关信号 (CA_i, SA_i) 、或呈现小矢量长度的相减相关信号 (CS_i, SS_i) ，所以此时的选择相关信号 (CO_i, SO_i) 呈现的矢量长度也取小值。

该选择相关信号 (CO_i, SO_i) 被送至前置码检测·定时相位差计算部件 423a，同时进行以下两个处理。

一个是通过式(26)来求选择相关信号 (CO_i, SO_i) 的矢量长度 V_i 。

$$V_i = (|CO_i|^2 + |SO_i|^2)^{1/2} \dots (26)$$

另一个是通过式(27)来求选择相关信号 (CO_i, SO_i) 的矢量角。

$$\theta_{o_i} = \tan^{-1}(SO_i/CO_i) \dots (27)$$

这里， θ_{o_i} 与 θ_r 同样，是用 2 个码元周期 $(2T)$ 进行归一化的情况下的定时相位差，所以用码元周期 (T) 进行归一化的情况下的定时相位差 θ_{r_i} [度]用式(23)来求。

这里，在接收前置码信号中，相减相关信号 (CS_i, SS_i) 与载波相位 θ_c 无关，呈现大的一定值，而且定时相位差 θ_{r_i} [度]也

为确定的值。例如，在按图 10 所示的整线的定时对图 22 的前置码信号进行采样的情况下，图 12 中的相减相关信号 (CS_i, SS_i) 由矢量选择部件 430 选择，其矢量长度为 V_i ，其矢量角为 θ_{0i} 。

另一方面，在按与图 10 相同的定时、即图 11 所示的整线的定时对图 52 的前置码信号进行采样的情况下，图 13 中的相加相关信号 (CA_i, SA_i) 由矢量选择部件 430 选择，其矢量长度为 V_i ，其矢量角为 θ_{0i} 。图 12 的 θ_{0i} 、和图 13 的 θ_{0i} 具有 180[度]之差，通过式 (23) 的处理，根据图 12 的 θ_{0i} 求出的 θ_{r_i} 、和根据图 13 的 θ_{0i} 求出的 θ_{r_i} 一致。

另一方面，在接收无信号时(无信号、只接收噪声的情况下)，或者在接收前置码之后接续的有意义的数据部时，矢量长度 V_i 呈现小值，而且定时相位差 θ_{r_i} [度]也为不确定的值。与此时的接收状态对应的 V_i 和 θ_{r_i} 的确定性的关系如图 5 所示。

因此，即使在接收突发信号的定时不明、不知道前置码到来时刻的情况下，前置码检测·定时相位差计算部件 423a 也能够通过以下的处理来求定时误差 τ 。

即，监视矢量长度 V_i ，在 V_i 大的情况下(例如矢量长度 V_i 超过某个阈值 ϵ_p 的情况下)判定为“正在接收前置码”，按图 5 所示的定时间来锁存定时相位差 θ_{r_i} [度]。从图 5 可知，锁存了的定时相位差 θ_s [度] 是 V_i 大时的定时相位差 θ_{r_i} ，所以是确定的值。前置码检测·定时相位差计算部件 423a 用这样得到的定时相位差 θ_s ，通过式 (16a)、(16b) 来求定时误差 τ ，将抵销定时误差 τ 的相位控制信号提供给后级的 VCO 401。

在这种结构中，与实施例 1 同样，选择相关信号 (CO_i, SO_i) 的大小(=矢量长度 V_i)与载波相位 θ_c 无关，是一定的，所以用阈值 ϵ_p 来检测矢量长度 V_i 的前置码检测特性不受载波相位 θ_c 左右。

在接收突发信号的定时是已知的、能够鉴别前置码到来时刻的情况下，无需前置码检测动作，所以可以用现有的定时相位差计算部件 402 来取代前置码检测·定时相位差计算部件 423a。在此情况下，无需求矢量长度 V_i 、检测其大小的功能，所以电路规模降低。

VCO 401 接受来自前置码检测·定时相位差计算部件 423a 的相位控制信号，控制再生样本时钟、和再生码元时钟的相位，使定时误差 τ 为“0”。

在这种结构中，无需使用进行复杂处理的矢量合成选择部件405，能够降低电路规模。

与实施例1同样，除了在每1个码元时在图22所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变(即，在每1个码元时转变 ± 180 [度])的前置码信号以外，例如在每1个码元时在图36所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等，只要是在每1个码元时在复平面上的某2点之间交替转变的前置码信号，本实施例4的定时再生装置就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位估计或前置码检测。

图14是本发明实施例5的解调器的结构图。在图8的解调器中，加入了图6所示的称为PLL(Phase Lock Loop, 锁相环)型的反馈电路。对与图6、图8所示的解调器相同或相当的部分附以同一标号。

在图4中，424是相位检测部件，425是平均部件，401a是VCO，它们构成PLL定时再生部件。

接着，根据图14来说明动作。首先，在前置码检测、或定时误差 τ 计算中，也使相位检测部件424、平均部件425、VCO 401a动作。从同相分量平方部件420a及正交分量平方部件420b到前置码检测·定时相位差计算部件423a的运算处理与图8所示的解调器相同，检测出前置码信号后，将抵销此时同时求出的定时误差 τ 的时钟相位控制作为相位控制信号提供给VCO 401a。

另一方面，相位检测部件424根据接收数据(I_r , Q_r)来检测定时相位是超前、还是滞后，作为检测信号，如果定时相位超前则输出“+1”，而如果滞后则输出“-1”。

平均部件425例如用随机移动滤波器等对该超前/滞后信号进行平均，将该平均作为相位超前滞后信号来输出。

VCO 401a根据相位超前滞后信号，来控制再生样本时钟和再生码元时钟的相位，如果相位超前滞后信号是“正”则提前定时相位，而如果是“负”则延迟定时相位。VCO 401a通常由相位超前滞后信号来控制，但是如果检测出前置码，输入了相位控制信号，则不用相位超前滞后信号，而用相位控制信号来实施各时钟相位控制。

在这种结构中，能够用短前置码信号来实施高精度的定时相位估计和控制，并且能够在接收有意义的随机数据部时也实现定时相位跟

踪。

与图 8 所示的定时再生装置同样，除了每 1 个码元时在图 22 所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变(即，在每 1 个码元时转变 ± 180 [度])的前置码信号以外，例如在每 1 个码元时在图 36 所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等，只要是在每 1 个码元时在复平面上的某 2 点之间交替转变的前置码信号，图 14 的定时再生装置就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位估计或前置码检测。

图 15 是本发明实施例 6 的解调器的结构图。在图 8 的解调器中，用图 7 所示的前馈型定时再生部件来取代 VCO 401。对与图 7、图 8 所示的解调器相同或相当的部分附以同一标号。

在图 15 中，426 是振荡器，600 是数据插值部件，500a 是数据判定部件。

接着，根据图 15 来说明动作。振荡器 426 输出 2 倍码元周期的自激振荡的异步样本时钟。第 1 A/D 变换器 301a 及第 2 A/D 变换器 301b 按该异步样本时钟以 2[样本/码元]对数据进行异步采样。该异步采样到的接收数据 (I_i , Q_i) 由同相分量平方部件 420a、正交分量平方部件 420b、同相乘法部件 421a、正交乘法部件 421b、加法部件 427、减法部件 428 进行一系列信号处理。

接着，平方相加信号分量相关运算部件 429a 进行从加法部件 427 输出的平方相加信号 A_i 、和从振荡器 426 输出的 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 之间的相关运算，对其进行平均，输出相加相关信号 (CA_i , SA_i)。同样，平方相减信号分量相关运算部件 429b 进行从减法部件 428 输出的平方相减信号 S_i 、和从振荡器 426 输出的 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 之间的相关运算，对其进行平均，输出相加相关信号 (CS_i , SS_i)。

接着，该相加相关信号 (CA_i , SA_i) 及相加相关信号 (CS_i , SS_i) 由矢量选择部件 430、前置码检测·定时相位差计算部件 423a 进行处理，求定时误差 τ 。

数据插值部件 600 对以异步的 2[样本/码元]而得到的接收数据 (I_i , Q_i) 进行插值，例如生成相对于码元周期具有 $1/16$ 时间分辨率的接收数据，输出插值过的接收数据。

数据判定部件 500a 用从前置码检测·定时相位差计算部件 423a 输出的定时误差 τ 的信息，来提取插值过的接收数据的奈奎斯特特点，将提取出的奈奎斯特特点的数据作为解调数据来输出。

5 这样，通过使用廉价、小型的振荡器 426 来取代电路规模大的 VCO，能够使解调器廉价、小型。

除了 10 在每 1 个码元时在图 22 所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变(即，在每 1 个码元时转变 ± 180 [度])的前置码信号以外，例如在每 1 个码元时在图 36 所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等，只要是在每 1 个码元时在复平面上的某 2 点之间交替转变的前置码信号，图 15 的定时再生装置就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位估计或前置码检测。

15 图 16 是本发明实施例 7 的解调器的结构图，在图 8 的解调器中，不仅用前置码信号，还用前置码信号之后接续的随机码型信号来进行定时再生。对与图 8 所示的解调器相同或相当的部分附以同一标号。

作为本实施例 7 的基本概念，也提取在前置码之后接续的随机码型信号中以几个码元的时间为单位而突发存在的 $1/2$ 码元频率分量，对它们进行平均，用于定时相位估计。

20 这使得能够利用随机码型信号中以几个码元的短时间而存在的 $1/2$ 码元频率分量。例如，以 QPSK 调制方式为例，在以下共计 12 个码型的 8 比特数据序列中，存在 $1/2$ 码元频率分量。它们中的某一个发生的概率很小，为 $12/256=4.6\%$ ，但是如果检测这些码型中包含的 $1/2$ 码元频率分量，对检测出的 $1/2$ 码元频率分量在长时间内进行平均，则在接收随机码型时，也能够实现高精度的定时相位估计。

25 码型 A: 11001100

码型 B: 00110011

码型 C: 01100110

码型 D: 10011001

码型 E: 11011101

30 码型 F: 01110111

码型 G: 11101110

码型 H: 10111011

码型 I: 01000100

码型 J: 00010001

码型 K: 10001000

码型 L: 10001000

5 再者, 在图 16 的定时再生装置 400 中, 在同时在接收信号的电平控制中使用 AGC (Automatic Gain Control, 自动增益控制) 的情况下, 能够不受 AGC 引入时输入的过放大信号的影响来进行定时再生。

10 在图 16 中, 433 是加权部件, 434 是平均部件, 435 是定时相位差计算部件。

接着, 根据图 16 来说明动作。从天线 100 到加法部件 427 及减法部件 428 的动作与图 8 所示的解调器相同。

15 平方相加信号分量相关运算部件 429a 对平方相加信号与 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 进行相关运算。即, 通过式 (24a) 及式 (24b) 来求数据序列 (A_{c_i}, A_{s_i}) , 对其进行平均, 输出相加相关信号 (CA_i, SA_i) 。同样, 平方相减信号分量相关运算部件 429b 对平方相减信号与 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 进行相关运算。即, 通过式 (25a) 及式 (25b) 来求数据序列 (S_{c_i}, S_{s_i}) , 对其进行平均, 输出相加相关信号 (CS_i, SS_i) 。

20 在这里的数据序列的平均中, 使用大约 4 个码元、8 个码元、或 12 个码元的少的数据数。例如, 在对码型 A ~ 码型 L 的 8 比特的某个码型求相关的情况下, 平均所使用的数据数为连续 8 个数据。

25 矢量选择部件 430 从这些相加相关信号 (CA_i, SA_i) 、相减相关信号 (CS_i, SS_i) 中选择矢量长度大的一方, 将选择出的信号作为选择相关信号 (CO_i, SO_i) 来输出。

加权部件 433 求矢量选择部件 430 输出的选择相关信号 (CO_i, SO_i) 的矢量长度 VO_i , 求与该 VO_i 的大小对应的加权值 α 。接着, 通过式 (27a)、式 (27b) 将加权值 α 乘以选择相关信号 (CO_i, SO_i) , 将其结果作为加权相关信号 (CW_i, SW_i) 来输出。

30
$$CW_i = \alpha CO_i \cdots (27a)$$

$$SW_i = \alpha SO_i \cdots (27b)$$

矢量长度 VO_i 在接收到码型 A ~ 码型 D 的情况下呈现非常大的值,

而在接收到码型 E~ 码型 L 的情况下呈现大的值, 在接收到其他码型的情况下呈现小的值。

因此, 加权部件 433 通过如式 (27a)、(27b) 那样来实施与矢量长度 VO_i 对应的加权 (VO_i 越小, 则进行越小的加权), 能够只提取接收码型 A~ 码型 L 时的相关信息。

例如, 通过两个阈值来检测 3 个 VO_i 值, 设定为

在 VO_i 为非常大的值的情况下: $\alpha=1$

在 VO_i 为大的值的情况下: $\alpha=1/2$

在 VO_i 为小的值的情况下: $\alpha=0$,

10 则具有码型 A~ 码型 L 以外的不确定的定时相位信息的选择相关信号 (CO_i, SO_i) 不被输出到后级的平均部件 434。此外, 在码型 A~ 码型 L 中, 码型 A~ 码型 D 与码型 E~ 码型 L 相比, 包含很多码元频率分量, 而在接收它们时, 进行大的加权, 所以能高效地进行对定时相位估计有效的 $1/2$ 码元频率分量的提取。

15 这里, 在接收信号的信号电平控制使用限幅放大器的情况下, 进行上述加权处理即可, 而在假设用 AGC 放大器来进行接收信号的信号电平控制的情况下, 在 AGC 引入时超过 A/D 变换器的输入范围的信号被输入到定时再生装置, 从而定时相位误差增大。在此情况下, 进行以下的加权处理。

20 首先, 在 AGC 的平稳状态下, 预先求输入前置码信号的情况下得到的加权相关信号 (CW_i, SW_i) 的矢量长度 VE 。然后比较 VO_i 和 VE , 在 VO_i 大于 VE 的情况下, 判定为在 AGC 引入的过程中输入了过放大的失真信号, 其差 ($VO_i - VE$) 越大, 则施加越小的加权 (使 α 为小的值)。

而在 VO_i 大体等于 VE 的情况下, 施加最大的加权 (使 α 为最大值)。

25 再者, 在 VO_i 小于 VE 的情况下, 其差 ($VE - VO_i$) 越大, 则施加越小的加权 (使 α 为小的值)。

通过进行这种加权, 即使在对随机码型进行定时相位估计的同时, 输入 AGC 引入时可能产生过放大的信号时, 也能够正常进行定时相位估计。

30 接着, 加权相关信号 (CW_i, SW_i) 被输入到平均部件 434, 假设加权相关信号 (CW_i, SW_i) 呈现的矢量角为 θW_i [度], 矢量长度为 θV_i , 通过式 (28) 对二倍频 ($\theta A_i = 2\theta W_i \bmod 360$ [度]) 后的加权相关信号 (CT_i, ST_i)

进行平均。

$$(CT_i, ST_i) = (\theta V_i \cos \theta A_i, \theta V_i \sin \theta A_i) \dots (28)$$

其中, $\theta A_i [\text{度}] = (2\theta W_i \bmod 360) [\text{度}]$ 。

通过式(28)的处理, 能够根据数据码型, 将可能产生 2 个矢量角
5 $\theta W_i = \{\theta A_i, \theta A_i + 180\} [\text{度}]$ 的加权相关信号 (CW_i, SW_i) 变换为具有一个矢
量角 θA_i 的信号 (CT_i, ST_i) , 能够正常进行以后进行的平均处理。

接着, 平均部件 434 对 (CT_i, ST_i) 进行平均, 输出平均过的信号
 $(\Sigma CT_i, \Sigma ST_i)$ 。

(CT_i, ST_i) 的平均可以用例如 FIR (Finite Impulse Response, 有限冲击响应) 滤波器、或 IIR (Infinite Impulse Response, 无限冲击响应) 滤波器来实现。在此情况下, 定时再生装置的特性因各滤波器的时间常数而异。如果使时间常数很大(使频带很窄), 则能够实现定时相位的高稳定化(低相位抖动), 而如果使时间常数很小(使频带很宽), 则能够实现定时相位的高速引入。因此, 切换时间常数,
15 在接收前置码信号时使时间常数很小, 而在以后接收随机码型时, 使时间常数很大, 从而能够同时实现前置码内的高速的定时相位引入、和接收随机码型时的低相位抖动。

再者, 在帧定时不明、不知道切换滤波器的时间常数的定时的情况下, 平均处理是按以下的过程对矢量角变换过的加权相关信号 (CT_i, ST_i) 进行平均, 同时实现高速引入和低相位抖动。
20

即, 在 $(\Sigma CT_i, \Sigma ST_i)$ 呈现的矢量长度 ΣV_i 在阈值 $\Sigma \epsilon$ 以下的情况下, 如以下所示的式(29a)、式(29b)那样, 累积输入数据。

$$\Sigma CT_i = \Sigma CT_{i-1} + CT_i \dots (29a)$$

$$\Sigma ST_i = \Sigma ST_{i-1} + ST_i \dots (29b)$$

再者, 在 $(\Sigma CT_i, \Sigma ST_i)$ 呈现的矢量长度 ΣV_i 大于阈值 $\Sigma \epsilon$ 的情况下, 如以下所示的式(30a)、式(30b)那样, 作为 IIR 滤波器来动作(其中, β 是忘却系数 ($1 > \beta > 0$))。IIR 滤波器的时间常数为例如前置码长度的大约一半的小值。
25

$$\Sigma CT_i = \beta \Sigma CT_{i-1} + CT_i \dots (30a)$$

$$\Sigma ST_i = \beta \Sigma ST_{i-1} + ST_i \dots (30b)$$

在输入前置码信号时, 由于输入的加权相关信号 (CT_i, ST_i) 是大值, 所以矢量长度 ΣV_i 超过阈值 $\Sigma \epsilon$, 从式(29a)、式(29b)所示的累积
30

处理迅速切换到式(30a)、式(30b)所示的 IIR 滤波动作。

再者,在接收其后的随机码型时,由于输入的加权相关信号(CT_i , ST_i)为小值,所以矢量长度 ΣV_i 低于阈值 $\Sigma \epsilon$,从式(30a)、式(30b)所示的 IIR 滤波器迅速切换到式(29a)、式(29b)所示的累积处理。

- 5 假如,只用式(29a)、式(29b)的积分处理来动作,则引起溢出,相反,在只用式(30a)、式(30b)的 IIR 滤波器来动作的情况下,在接收随机码型时矢量长度 ΣV_i 降低,定时相位抖动增加,而如果进行上述切换处理,则能够在输入前置码信号时,通过式(30a)、式(30b)的 IIR 滤波动作,实现高速的定时相位引入,而不引起溢出,在其后接
- 10 续的接收随机码型时,通过切换到式(29a)、式(29b)的积分处理,能够保持而不降低接收前置码时得到的大的矢量长度 ΣV_i ,所以在接收随机码型时也能够实现定时相位的低抖动。

阈值 $\Sigma \epsilon$ 需要与决定 IIR 滤波器的时间常数的 β 相对应来决定。

- 此外,由于求矢量长度 ΣV_i 的运算是平方处理、平方根计算处理
- 15 等复杂运算,所以也可以用能以比较简单的处理来求的 $MV_i = \max(|\Sigma CT_i|, |\Sigma ST_i|)$ 来取代矢量长度 ΣV_i ,根据 MV_i 和阈值 $\Sigma \epsilon$ 的比较结果,来进行式(29a)、式(29b)的处理、和式(30a)、式(30b)的处理的切换。

- 定时相位差计算部件 435 通过以下所示的式(31)将平均过的加权
- 20 相关信号(ΣCT_i , ΣST_i)呈现的矢量角作为定时相位差 θ_s [度]来求,

$$\theta_{zs} = \tan^{-1}(\Sigma ST_i / \Sigma CT_i) \cdots (31)$$

进而,将定时相位差 θ_s [度]代入式(16a)、式(16b)来求定时误差

τ 。

- 该定时相位差计算部件 435 与图 20 记载的现有例的定时相位差
- 25 计算部件 402 的不同点在于,定时相位差计算部件 435 不进行式(15)的处理,这里,与式(15)相当的处理由前级的平均处理 434 的式(28)来进行。

- 接着,定时相位差计算部件 435 按 X 个(X 是几个码元~十几个码元的范围)码元的周期将定时误差 τ 提供给后级的 VCO 401,同时对
- 30 平均部件 434 进行式(32a)、式(32b)的控制。

$$\Sigma CT_i = \Sigma V_i \cdots (32a)$$

$$\Sigma ST_i = 0 \cdots (32b)$$

通过该控制，只用 1 次相位控制，就能够实现连续的相位控制。

VCO 401 接受来自定时相位差计算部件 435 的相位控制信号，控制再生样本时钟、和再生码元时钟的相位，使定时误差 τ 为“0”。

5 这样，能够用短前置码信号来实施高精度的定时相位估计、和控制，并且在接收有意义的随机数据部中也实现定时相位跟踪。

再者，在接收信号的电平控制中使用 AGC (Automatic Gain Control, 自动增益控制)的情况下，即使在输入由 AGC 过放大的接收信号时，也能够进行高精度的定时再生，而不增大定时相位估计误差。

10 与实施例 1 同样，除了在每 1 个码元时在图 22 所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变(即，在每 1 个码元时转变 ± 180 [度])的前置码信号以外，例如在每 1 个码元时在图 36 所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等，只要是在每 1 个码元时在复平面上的某 2 点之间交替转变的前置码信号，
15 实施例 7 的定时再生装置就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位估计或前置码检测。

图 17 是本发明实施例 8 的解调器的结构图，是在图 16 的解调器中用图 7 所示的前馈型定时再生部件来取代 VCO 401 而成的。对与图 7、图 16 所示的解调器相同或相当的部分附以同一标号。在图 17 中，
20 426 是振荡器，600 是数据插值部件，500a 是数据判定部件。

接着，根据图 17 来说明动作。首先，振荡器 426 输出 2 倍码元周期的自激振荡的异步样本时钟。第 1 A/D 变换器 301a 及第 2 A/D 变换器 301b 按该异步样本时钟以 2[样本/码元]对数据进行异步采样。接着，该异步采样到的接收数据(I_i , Q_i)由同相分量平方部件
25 420a、正交分量平方部件 420b、同相乘法部件 421a、正交乘法部件 421b、加法部件 427、减法部件 428 进行信号处理。

接着，平方相加信号分量相关运算部件 429a 进行从加法部件 427 输出的平方相加信号 A_i 、和从振荡器 426 输出的 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 之间的相关运算，输出相加相关信号(CA_i , SA_i)，
30 而平方相减信号分量相关运算部件 429b 进行从减法部件 428 输出的平方相减信号 S_i 、和从振荡器 426 输出的 $1/2$ 码元频率的频率分量 $\exp[-j\pi(fs)t]$ 之间的相关运算，输出相加相关信号(CS_i , SS_i)。

接着，矢量选择部件 430、加权部件 433、平均部件 434 进行处理，求平均过的加权相关信号 (ΣCT_i , ΣST_i)。接着，定时相位差计算部件 435a 用平均过的加权相关信号 (ΣCT_i , ΣST_i)，通过式 (31) 来求定时相位差 θ_s [度]，进而将定时相位差 θ_s [度] 代入式 (16a)、式 (16b) 来求定时误差 τ 。

定时相位差计算部件 435a 与图 16 的定时相位差计算部件 435 不同，不实施以 X [码元] 为周期进行的式 (32a)、式 (32b) 的处理。式 (32a)、式 (32b) 的处理只在反馈型定时再生方式中连续使用 FIR 型、IIR 型积分滤波器的情况下才是必要的处理，在前馈型定时再生方式中是不必要的。

数据插值部件 600 对以异步的 2 [样本/码元] 而得到的接收数据 (I_i , Q_i) 进行插值，例如生成相对于码元周期具有 $1/16$ 时间分辨率的接收数据，输出插值过的接收数据。

数据判定部件 500a 用来自定时相位差计算部件 435a 的定时误差 τ 的信息，来提取插值过的接收数据的奈奎斯特特点，将提取出的奈奎斯特特点的数据作为解调数据来输出。

这样，通过使用廉价、小型的振荡器 426 来取代电路规模大的 VCO，能够使解调器廉价、小型。

除了在每 1 个码元时在图 22 所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变(即，在每 1 个码元时转变 ± 180 [度])的前置码信号以外，例如在每 1 个码元时在图 36 所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等，只要是在每 1 个码元时在复平面上的某 2 点之间交替转变的前置码信号，本实施例 8 的定时再生装置就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位估计或前置码检测。

图 18 是本发明实施例 9 的解调器的平均部件的结构图，在图 16 所示的实施例 7 的解调器及图 17 所示的实施例 8 的解调器中，平均部件 434 进行式 (28) 所示的二倍频处理，而该处理要求复杂的运算，而且为了防止二倍频处理产生误差(倍频损失)，变更了平均部件 434 的处理。在使用图 18 的平均部件的解调器中，将定时相位差计算部件 435 或定时相位差计算部件 435a 置换为现有的定时相位差计算部件 402。

在图 18 中, 436a 是第 1 相关信号生成部件, 436b 是第 2 相关信号生成部件, 437a 是第 1 相关信号平均部件, 437b 是第 2 相关信号平均部件, 438 是相关值比较部件, 439 是选择部件。

接着, 根据图 18 来说明动作。加权相关信号 (CW_i, SW_i) 被输入到
5 第 1 相关计算部件 436a 及第 2 相关计算部件 436b。

第 1 相关计算部件 436a 通过式 (33a)、式 (33b) 来输出相关信号 (CT_{1i}, ST_{1i}) 。

$$(CT_{1i}, ST_{1i}) = (CW_i, SW_i) (CW_i \geq 0) \cdots (33a)$$

$$(CT_{1i}, ST_{1i}) = (-CW_i, -SW_i) (CW_i < 0) \cdots (33b)$$

10 而第 2 相关计算部件 436b 通过式 (34a)、式 (34b) 来输出相关信号 (CT_{2i}, ST_{2i}) 。

$$(CT_{2i}, ST_{2i}) = (CW_i, SW_i) (SW_i \geq 0) \cdots (34a)$$

$$(CT_{2i}, ST_{2i}) = (-CW_i, -SW_i) (SW_i < 0) \cdots (34b)$$

接着, 第 1 相关信号平均部件 437a 对相关信号 (CT_{1i}, ST_{1i}) 进行
15 平均, 输出平均过的相关信号 $(\Sigma CT_{1i}, \Sigma ST_{1i})$ 。同样, 第 2 相关信号平均部件 431b 对相关信号 (CT_{2i}, ST_{2i}) 进行平均, 输出平均过的相关信号 $(\Sigma CT_{2i}, \Sigma ST_{2i})$ 。相关信号 (CT_{1i}, ST_{1i}) 、 (CT_{2i}, ST_{2i}) 的平均用式 (29a)、式 (29b)、式 (30a)、式 (30b) 来求。

这里, 在例如加权相关信号 (CW_i, SW_i) 呈现的 2 个矢量角 θW_i 假如
20 是 $\theta W_i = \{0, 180\}$ [度] 的情况下, 相关值 (CW_{1i}, SW_{1i}) 不收敛到一点, 而相关值 (CW_{2i}, SW_{2i}) 收敛到一点, 所以对 (CW_{2i}, SW_{2i}) 进行平均所得的相关信号 $(\Sigma CT_{2i}, \Sigma ST_{2i})$ 呈现的矢量长度 ΣV_{2i} 大于对 (CW_{1i}, SW_{1i}) 进行平均所得的相关信号 $(\Sigma CT_{1i}, \Sigma ST_{1i})$ 呈现的矢量长度 ΣV_{1i} 。

此外, 在假如 $\theta W_i = \{90, -90\}$ [度] 的情况下, 相关值 (CW_{2i}, SW_{2i})
25 不收敛到一点, 而相关值 (CW_{1i}, SW_{1i}) 收敛到一点, 所以对 (CW_{1i}, SW_{1i}) 进行平均所得的相关信号 $(\Sigma CT_{1i}, \Sigma ST_{1i})$ 呈现的矢量长度 ΣV_{1i} 大于对 (CW_{2i}, SW_{2i}) 进行平均所得的相关信号 $(\Sigma CT_{2i}, \Sigma ST_{2i})$ 呈现的矢量长度 ΣV_{2i} 。

再者, 在假如 $\theta W_i = \{45, -45, 135, -135\}$ [度] 的情况下, 相关值
30 (CW_{1i}, SW_{1i}) 、相关值 (CW_{2i}, SW_{2i}) 都收敛到一点, 所以对 (CW_{1i}, SW_{1i}) 进行平均所得的相关信号 $(\Sigma CT_{1i}, \Sigma ST_{1i})$ 呈现的矢量长度 ΣV_{1i} 等于对 (CW_{2i}, SW_{2i}) 进行平均所得的相关信号 $(\Sigma CT_{2i}, \Sigma ST_{2i})$ 呈现的矢量长

度 ΣV_{2i} .

因此,相关值比较部件 438 比较相关信号(ΣCT_{1i} , ΣST_{1i})、(ΣCT_{2i} , ΣST_{2i})呈现的各矢量的大小 ΣV_{1i} 、 ΣV_{2i} , 输出其结果。

5 选择部件 439 根据比较结果, 将矢量大的相关信号作为平均相关信号(ΣCT_i , ΣST_i)来输出。该处理用式(35a)、式(35b)来表示。

$$(\Sigma CT_i, \Sigma ST_i) = (\Sigma CT_{1i}, \Sigma ST_{1i}) (\Sigma V_{1i} \geq \Sigma V_{2i}) \cdots (35a)$$

$$(\Sigma CT_i, \Sigma ST_i) = (\Sigma CT_{2i}, \Sigma ST_{2i}) (\Sigma V_{1i} < \Sigma V_{2i}) \cdots (35b)$$

10 定时相位差计算部件 403 与现有例同样, 将平均相关信号(ΣCT_i , ΣST_i)看作合成相关值(ΣC , ΣS), 求(ΣCT_i , ΣST_i)呈现的矢量角 θ_{2s} , 将 θ_{2s} 代入式(15), 求用码元周期(T)进行归一化的情况下的定时相位差 θ_s [度]。定时相位差 θ_s 和定时误差 τ 的关系如式(16a)、式(16b)所示。

定时相位差计算部件 403 根据通过以上的运算而得到的定时误差 τ , 来输出抵销定时误差 τ 的相位控制信号。

15 这样, 呈现与矢量角 θ_{W_i} 无关、更确定的定时相位的相关信号通过式(33a)、式(33b)、式(34a)、式(34b)、式(35a)、式(35b)来选择。此外, 相位的二倍频的处理用平均后的式(15)来进行, 不像实施例 7 和实施例 8 那样在平均之前, 所以能够实现比实施例 7 和实施例 8 更高精度的定时相位检测, 同时也降低运算量。

20 与实施例 7 同样, 除了在每 1 个码元时在图 22 所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变(即, 在每 1 个码元时转变 ± 180 [度])的前置码信号以外, 例如在每 1 个码元时在图 36 所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等, 只要是在每 1 个码元时在复平面上的某 2 点之间交替转变的前置码信号, 实施例 9 的具有图 18 所示的平均部件的定时再生装置就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位估计或前置码检测。

30 图 19 是本发明实施例 10 的解调器的结构图, 与图 16 所示的实施例 7 的解调器同样, 在接收随机码型时, 通过现有的 PLL 来进行定时相位跟踪, 并且回避 AGC 引起的过放大的影响。对与图 14、图 16 所示的解调器相同或相当的部分附以同一标号。

在图 19 中, 424 是相位检测部件, 425 是平均部件, 423a 是前置码检测·定时相位差计算部件, 401a 是 VCO, 440 是限幅(クリップ)

检测部件。

接着，根据图 19 来说明动作。首先，天线 100 接收 RF 频带的突发信号，变频部件 200、及第 1 A/D 变换器 301a、第 2 A/D 变换器 301b 进行处理，从第 1 A/D 变换器 301a 输出采样到的接收数据序列 I_i ($i=1, 2, 3, \dots$)，从第 2 A/D 变换器 301b 输出采样到的接收数据序列 Q_i ($i=1, 2, 3, \dots$)。

限幅检测部件 440 输入该接收数据序列 I_i ($i=1, 2, 3, \dots$) 及接收数据序列 Q_i ($i=1, 2, 3, \dots$) 并检测输出值，判定该输出值是否在预定的容许范围内。在该输出值超过容许范围的最大值、或者低于容许范围的最小值的情况下，判定为在 AGC 引入时超过各 A/D 变换器的输入范围的过放大信号被输入到 A/D 变换器，将第 1 A/D 变换器 301a 及第 2 A/D 变换器 301b 两者的输出值变换为“0”，输出到后级的同相分量平方部件 420a 及正交分量平方部件 420b。在容许范围内的情况下，原封不动地输出。

接着，进行从同相分量平方部件 420a、正交分量平方部件 420b 到前置码检测·定时相位差计算部件 423a 的处理，输出抵销定时误差 τ 的相位控制信号。

如果没有限幅检测部件 440，则在 AGC 引入时有超过各 A/D 变换器的输入范围的过放大的情况下，本来是正弦波的前置码信号失真为矩形被输入到后级的电路，定时相位估计精度恶化。与此相反，通过包括限幅检测部件 440，即使在 AGC 引入时有超过各 A/D 变换器的输入范围的过放大的情况下，也能检测该过放大，使此时的接收信号无效(变换为“0”)，所以定时再生装置 400 能够不用失真为矩形的前置码信号来进行定时相位估计，而在输入电平进入各 A/D 变换器的输入范围内的 AGC 引入后才开始动作，因此，定时再生装置 400 在 AGC 引入时能够回避定时相位估计精度恶化。

如果正在接收前置码信号时而且 AGC 引入完成，则定时再生装置 400 呈现的矢量长度 V_i 与实施例 4 同样，与载波相位 θ_c 无关，呈现大的一定值，而且定时相位差 θ_{r_i} [度] 也为确定的值。

另一方面，在接收无信号时(无信号、只接收噪声的情况下)，在接收前置码之后接续的有意义的的数据部时，或者在 AGC 引入过程中，矢量长度 V_i 呈现小值，而且定时相位差 θ_{r_i} [度] 也为不确定的值。

因此, 前置码检测·定时相位差计算部件 423a 即使在接收突发信号的定时不明, 不知道前置码到来时刻的情况下, 也能够求定时误差 τ .

5 即, 首先, 监视矢量长度 V_i , 在 V_i 大的情况下(例如矢量长度 V_i 超过某个阈值 ϵ_p 的情况下)判定为“AGC 已完成引入, 正在接收前置码”, 按图 5 所示的定时来锁存定时相位差 θ_{r_i} [度]. 从图 5 可知, 锁存了的定时相位差 θ_s [度]是 V_i 大时的定时相位差 θ_{r_i} , 所以是确定的值. 前置码检测·定时相位差计算部件 423a 用通过该处理而得到的定时相位差 θ_s , 用式(16a)、(16b)来求定时误差 τ , 将抵销定时误差 τ 的相位控制信号提供给后级的 VCO 401a.

另一方面, 相位检测部件 424 根据接收数据(I_i , Q_i)来检测定时相位是超前、还是滞后, 如果定时相位超前则输出“+1”, 而如果滞后则输出“-1”.

15 平均部件 425 例如用随机移动滤波器对该表示超前·滞后的检测信号进行平均, 将该平均作为相位超前滞后信号来输出.

VCO 401a 根据相位超前滞后信号来控制再生样本时钟和再生码元时钟的相位, 如果相位超前滞后信号是“正”则提前定时相位, 而如果是“负”则延迟定时相位. VCO 401a 通常由相位超前滞后信号来控制, 但是如果检测出前置码, 输入了相位控制信号, 则不用相位超前滞后信号, 而用相位控制信号来实施各时钟相位控制.

20 这样, 限幅检测部件 440 减轻了 AGC 引入动作引起的定时误差增大, 而且并用 PLL 型, 从而能够用短前置码信号来实施高精度的定时相位估计、和控制, 并且能够在接收有意义的随机数据部时也实现定时相位跟踪.

25 此外, 即使在接收信号的电平控制中使用 AGC (Automatic Gain Control, 自动增益控制)、输入由 AGC 过放大的接收信号的情况下, 也能够进行高精度的定时再生, 而不增大定时相位估计误差.

30 这里, 限幅检测部件 440 不限于使用于本实施例 10 中, 例如当然也可以使用于实施例 1 至实施例 8 记载的定时再生装置中, 将从该限幅检测部件 440 输出的接收数据序列 I_i ($i=1, 2, 3, \dots$)及接收数据序列 Q_i ($i=1, 2, 3, \dots$)输入到后级的同相分量平方部件 420a 及正交分量平方部件 420b.

与实施例 1 同样,除了每 1 个码元时在图 22 所示的复平面上原点对称的两个奈奎斯特特点之间交替转变(即,在每 1 个码元时转变 ± 180 [度])的前置码信号以外,例如在每 1 个码元时在图 36 所示的复平面上相邻的两个奈奎斯特特点之间交替转变的前置码信号等,只要是在每 1 个码元时在复平面上的某 2 点之间交替转变的前置码信号,实施例 10 的定时再生装置就能够与载波相位无关地、高精度地进行定时相位估计或前置码检测。

这样,在本发明中,能够不受载波相位 θ_c 影响,实现高精度的定时相位估计,进而正常进行定时相位控制。再者,即使在接通电源时、或在从遮蔽返回后的重新连接中,也能够实现良好的 BER 特性。

产业上的可利用性

如上所述,本发明的定时再生装置及解调器能够应用于在突发信号的先头具有前置码信号的宽带数字无线通信系统,适于不受载波相位 θ_c 影响、高精度地计算定时误差。

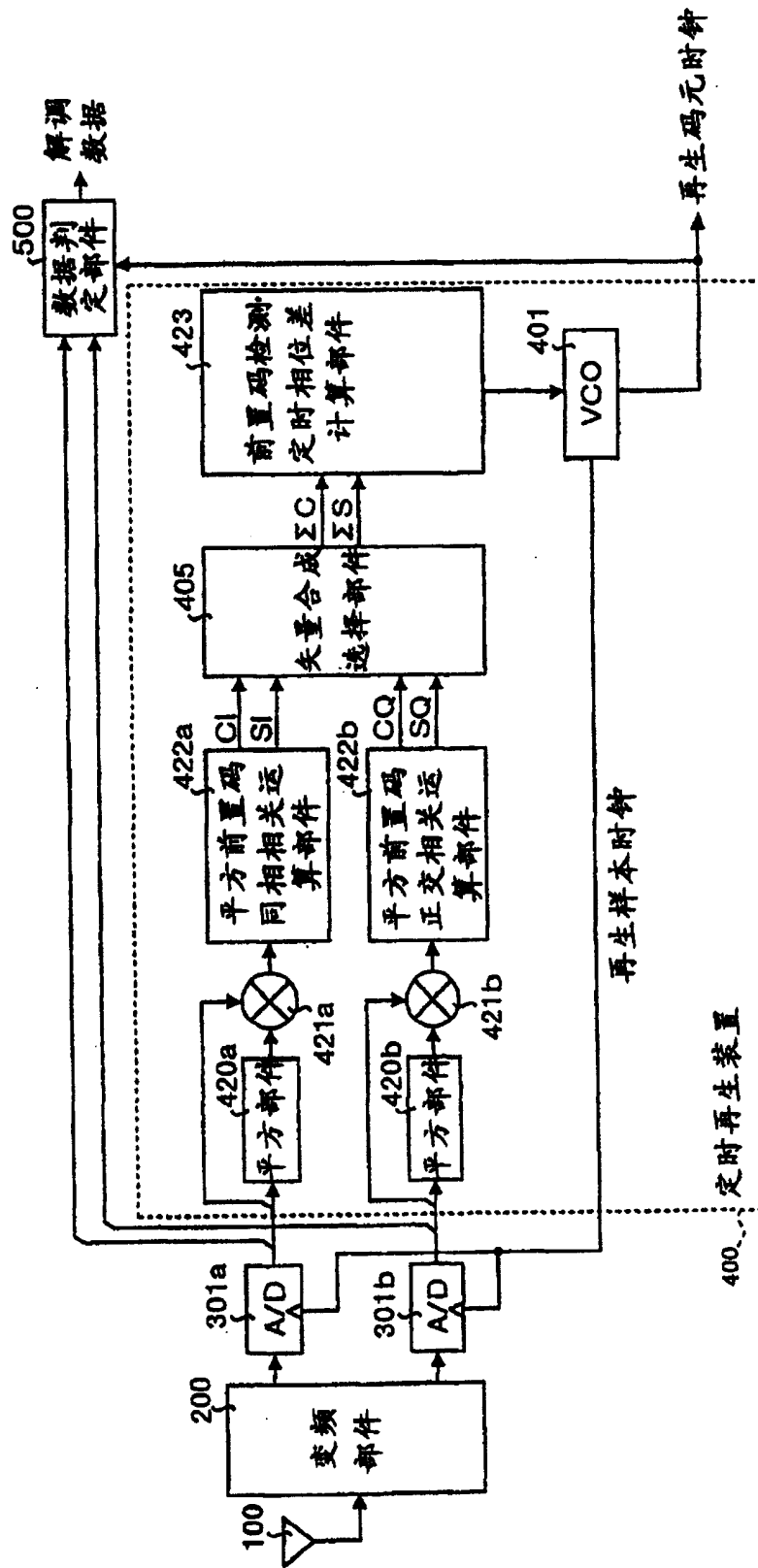


图 1

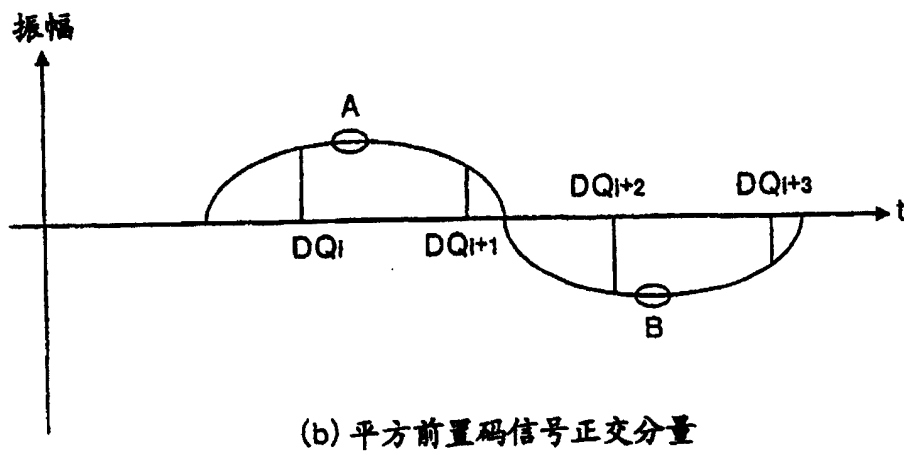
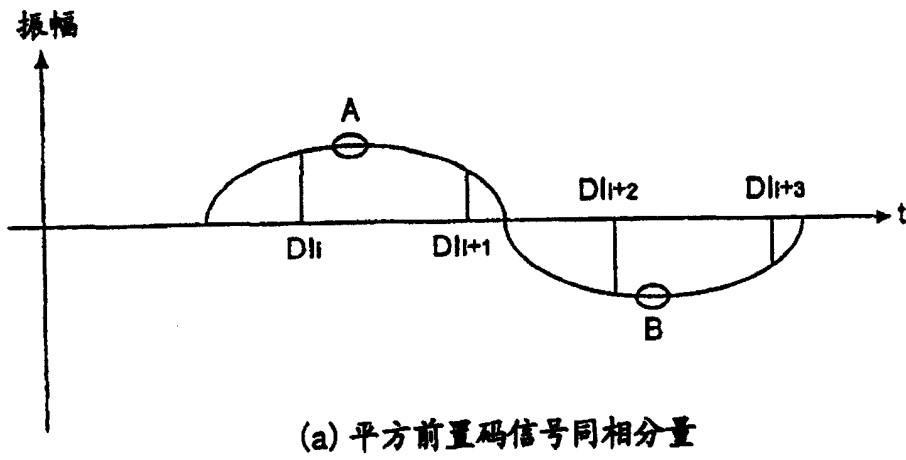


图 2

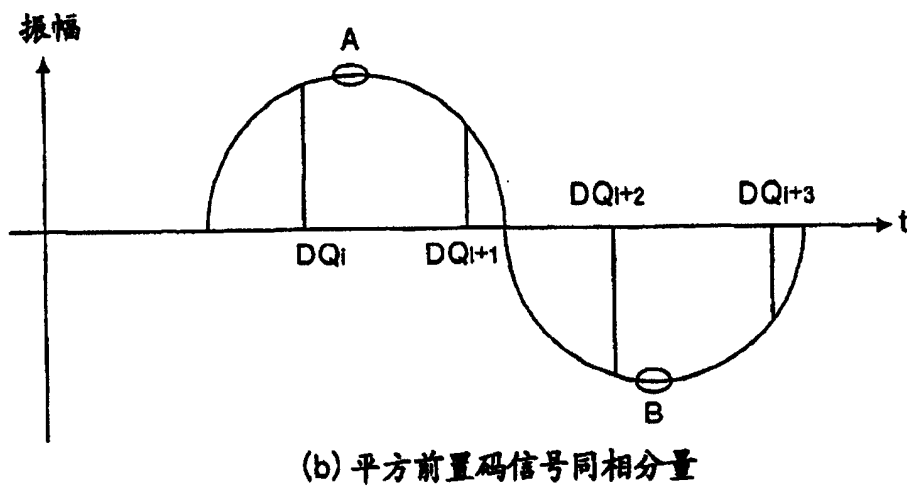
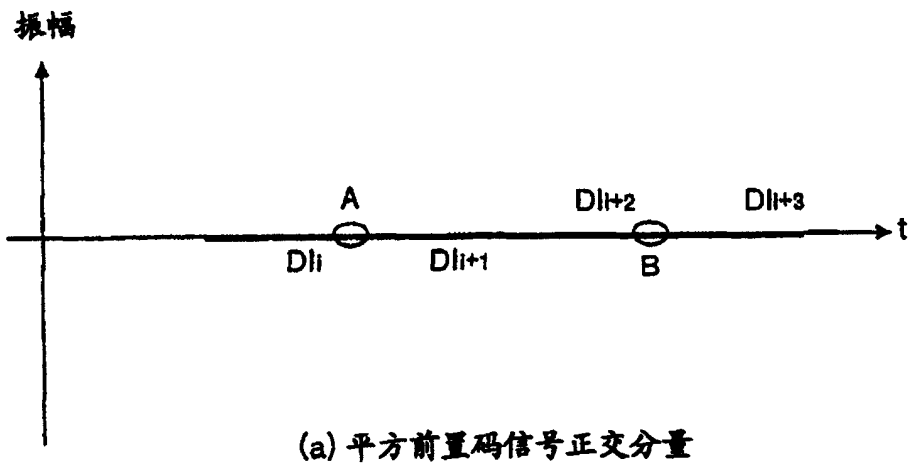
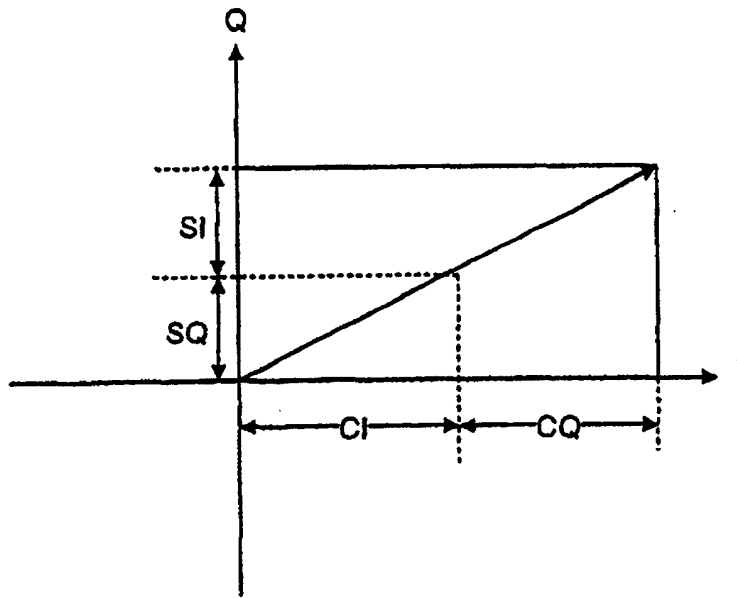
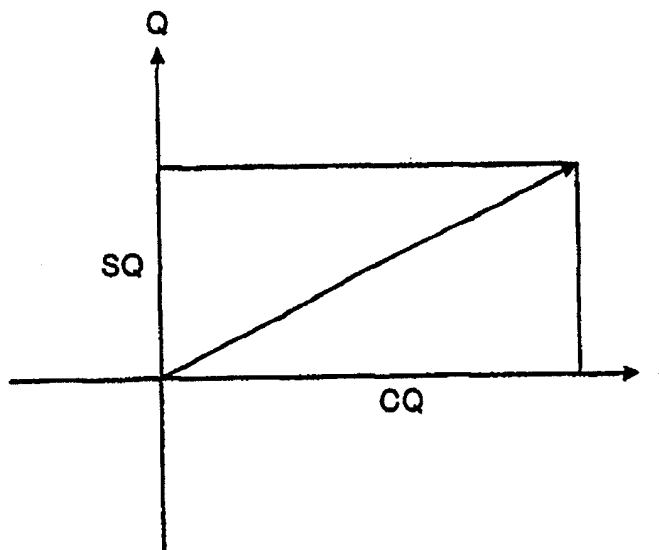


图 3



(a) $\theta_c = 45^\circ$ 时的相关值



(b) $\theta_c = 90^\circ$ 时的相关值

图 4

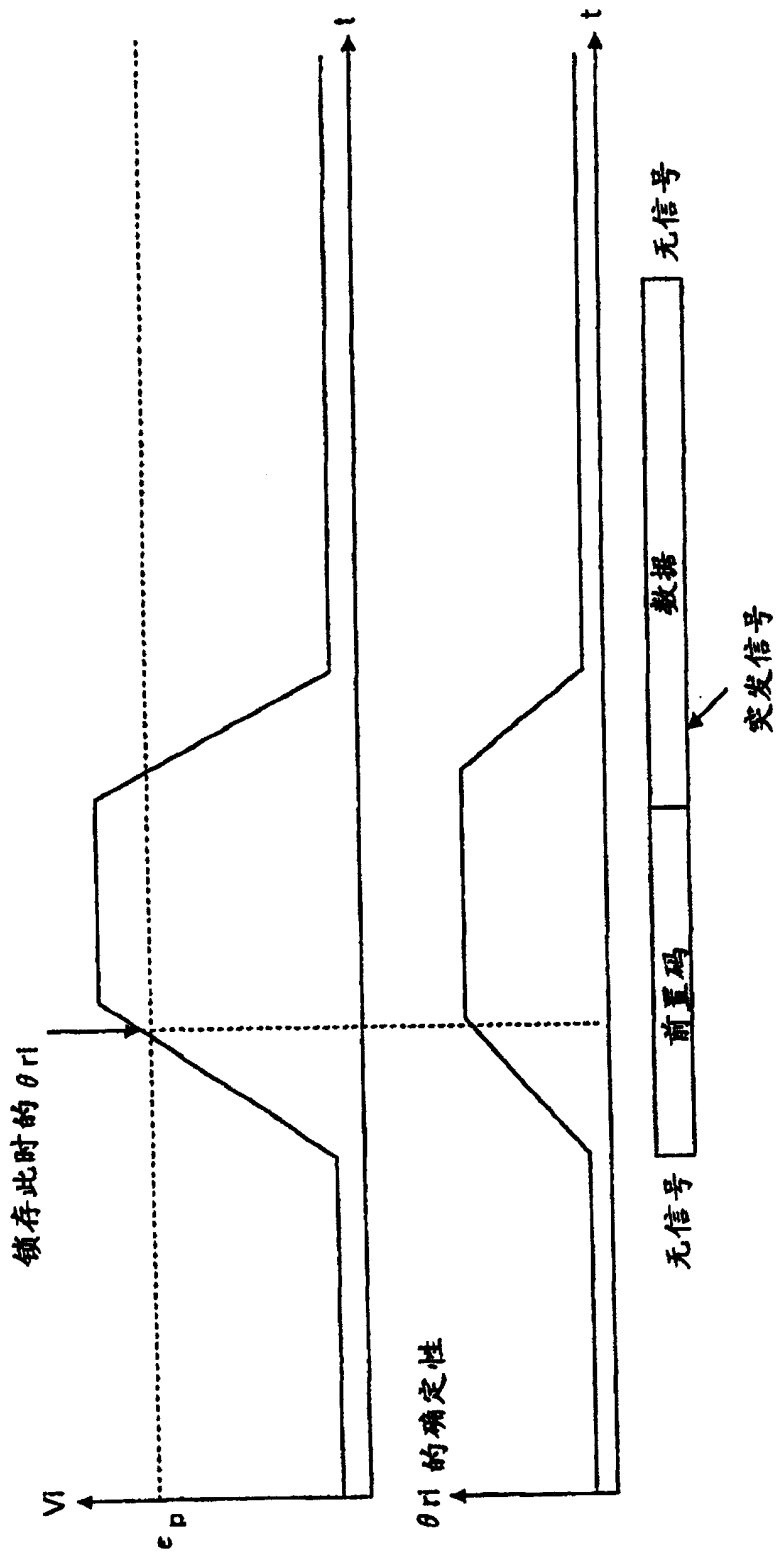


图 5

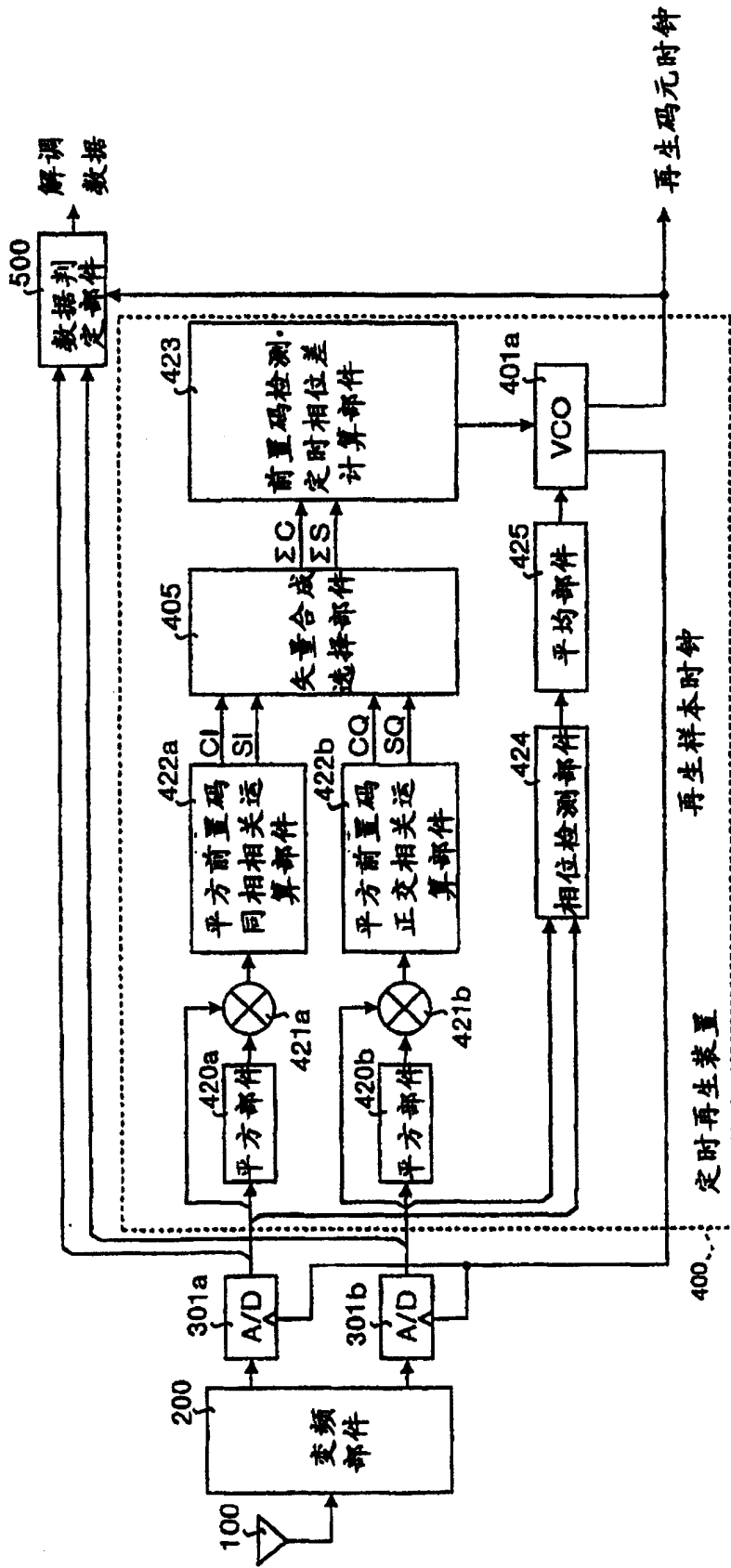


图 6

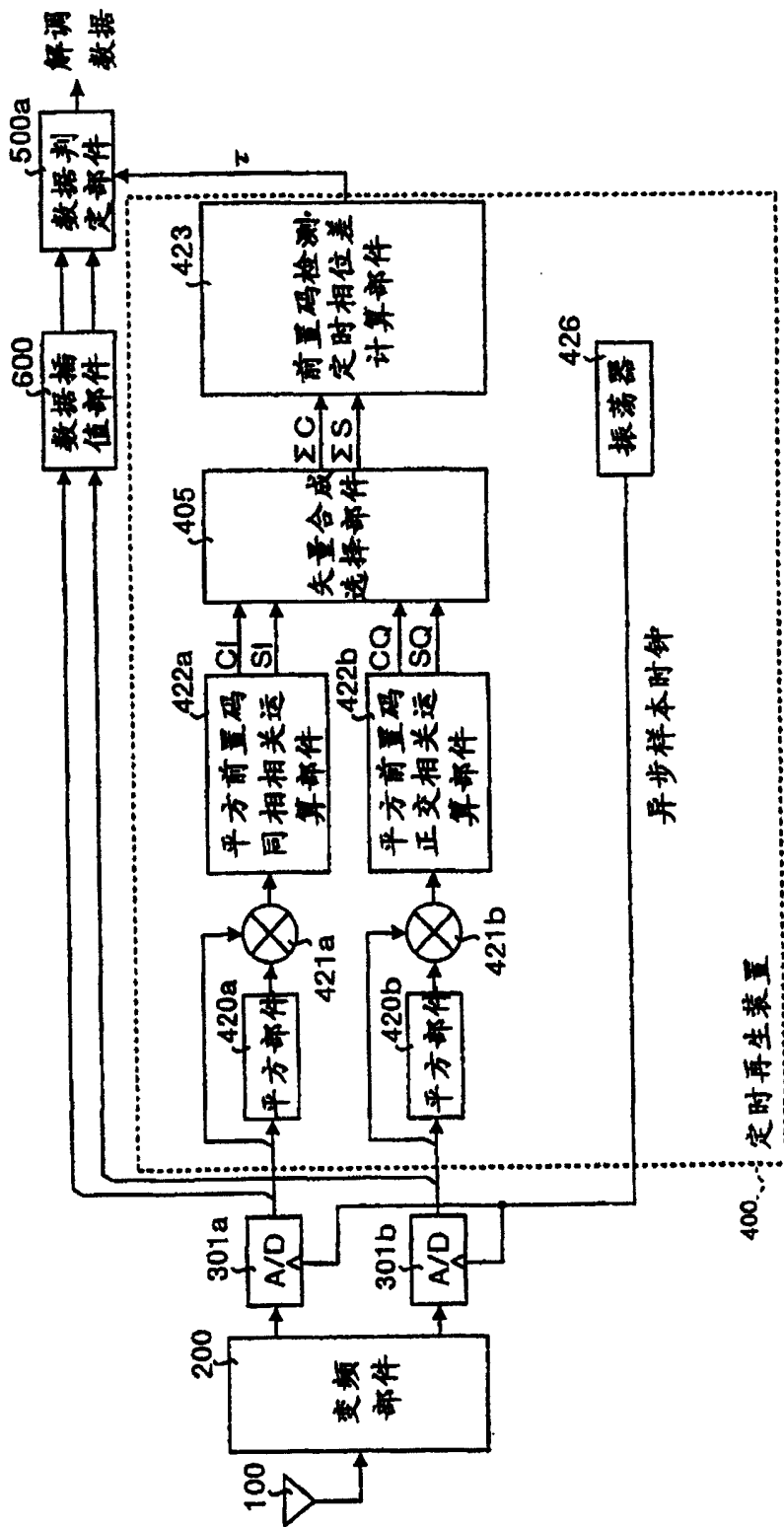


图 7

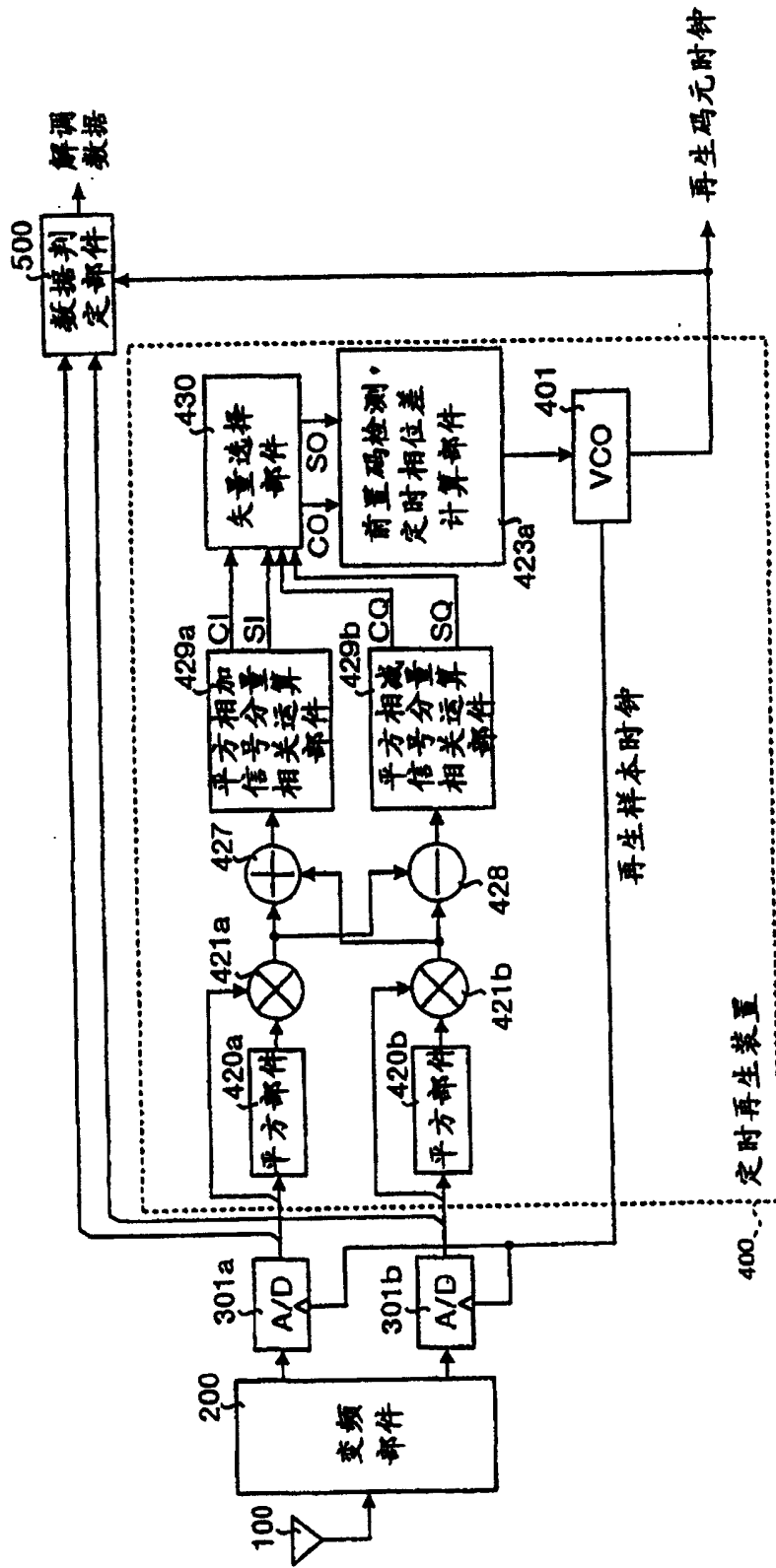


图 8

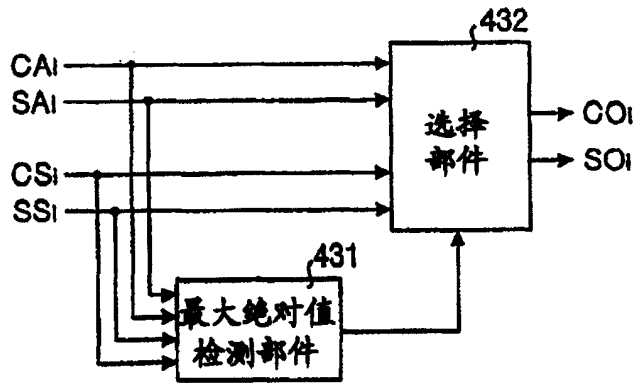
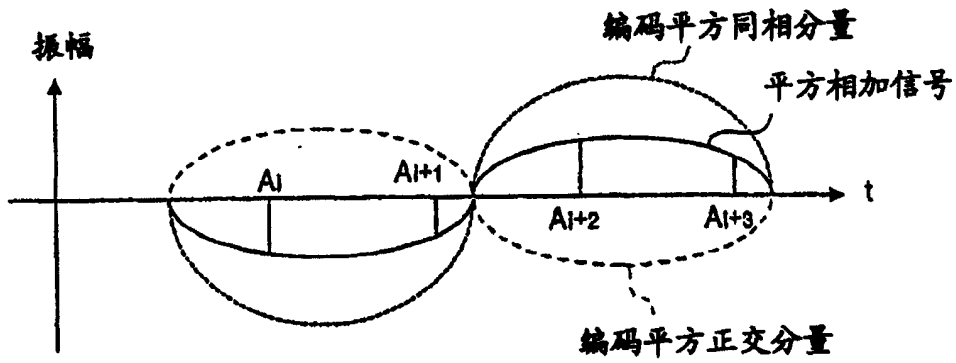
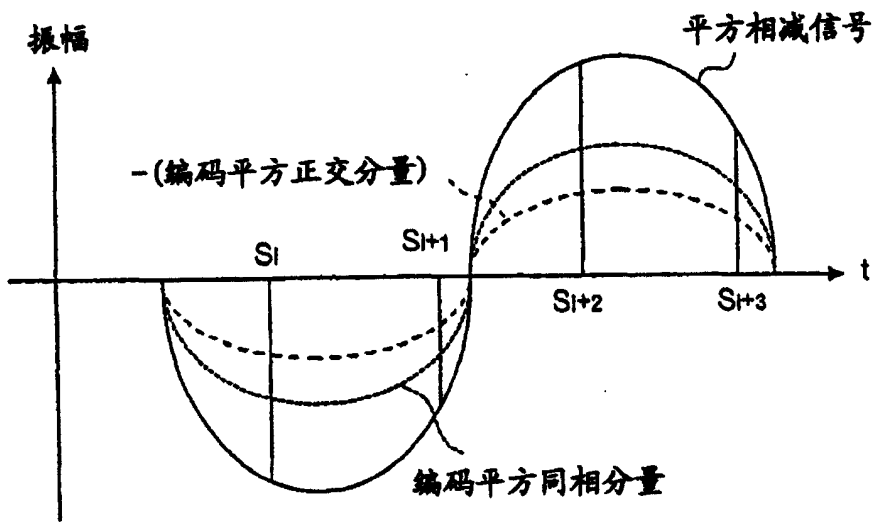


图 9

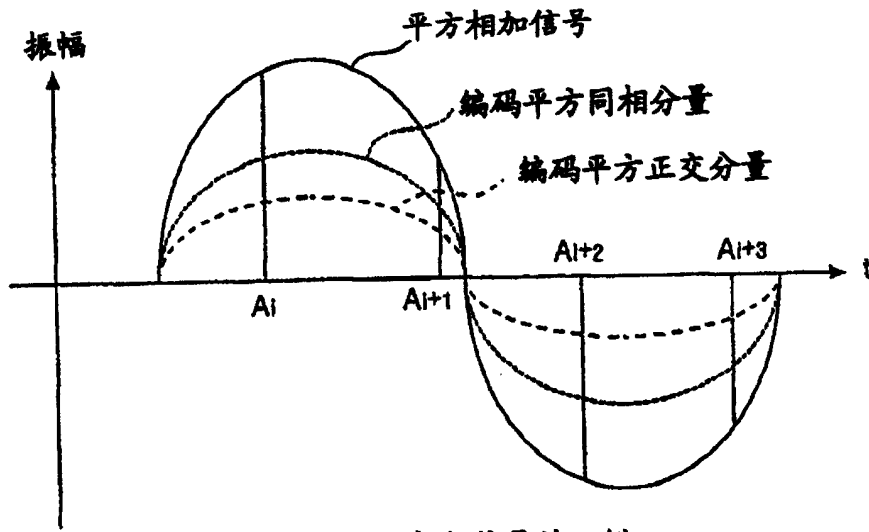


(a) 接收前置码时平方相加信号的一例

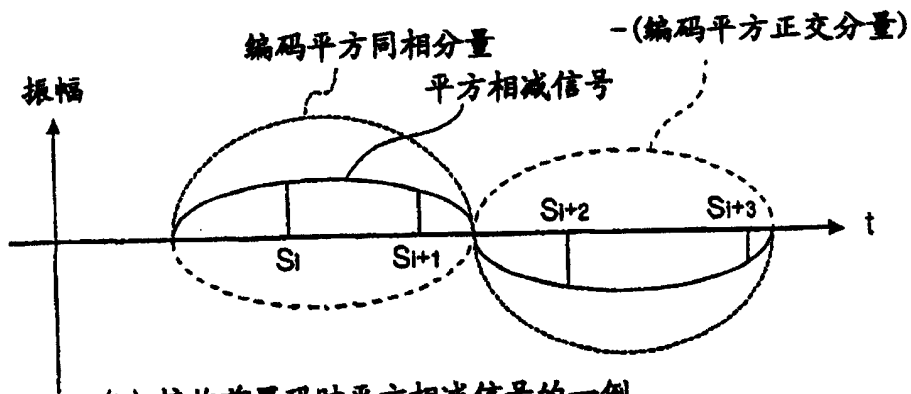


(b) 接收前置码时平方相减信号的一例

图 10



(a) 接收前置码时平方相加信号的一例



(b) 接收前置码时平方相减信号的一例

图 11

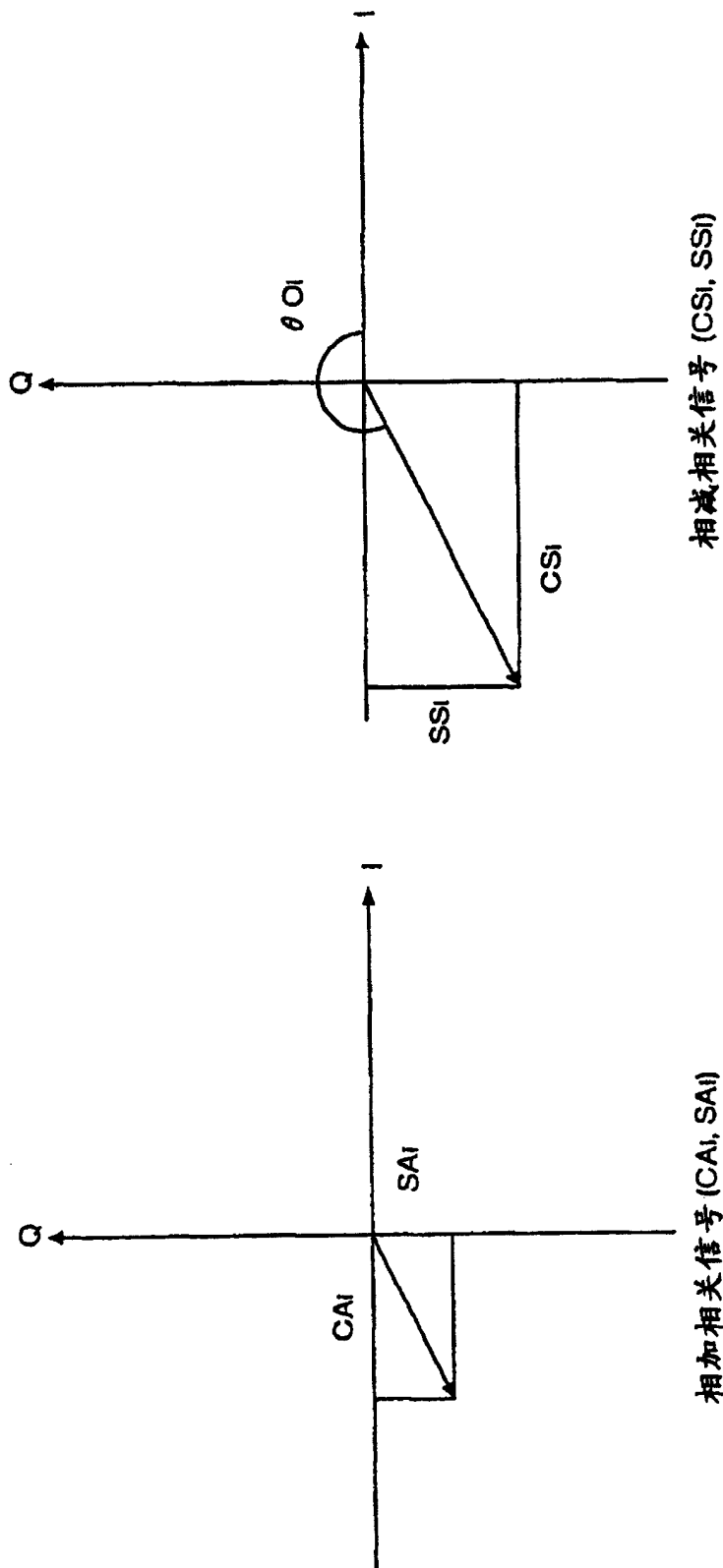
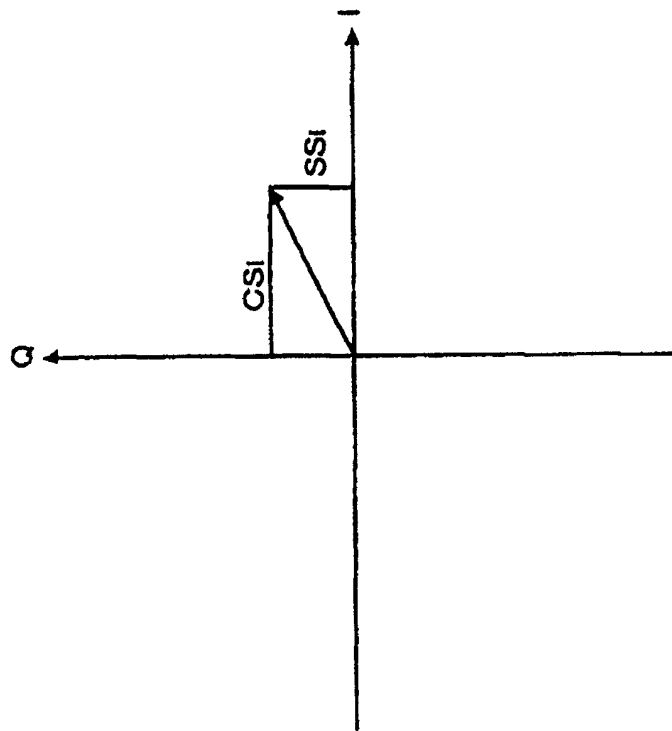
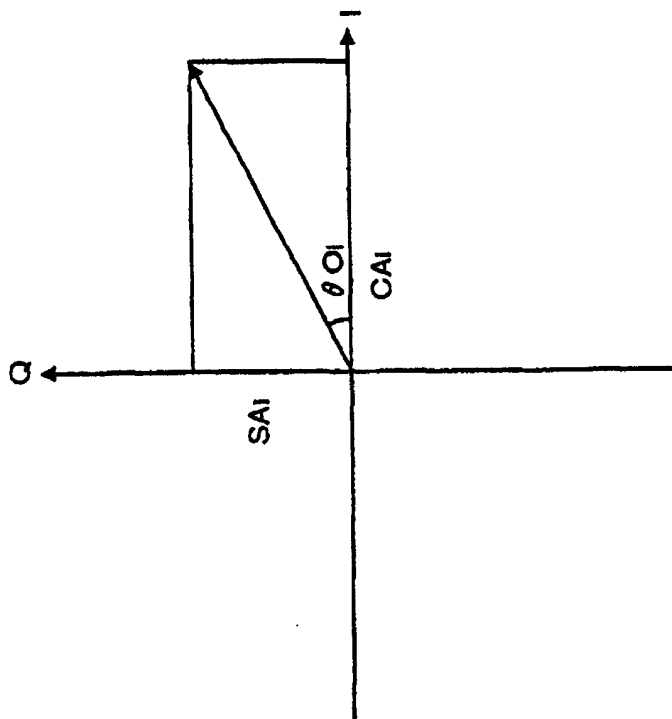


图 12



相减相关信号 (CSI, SSI)



相加相关信号 (CAI, SAI)

图 13

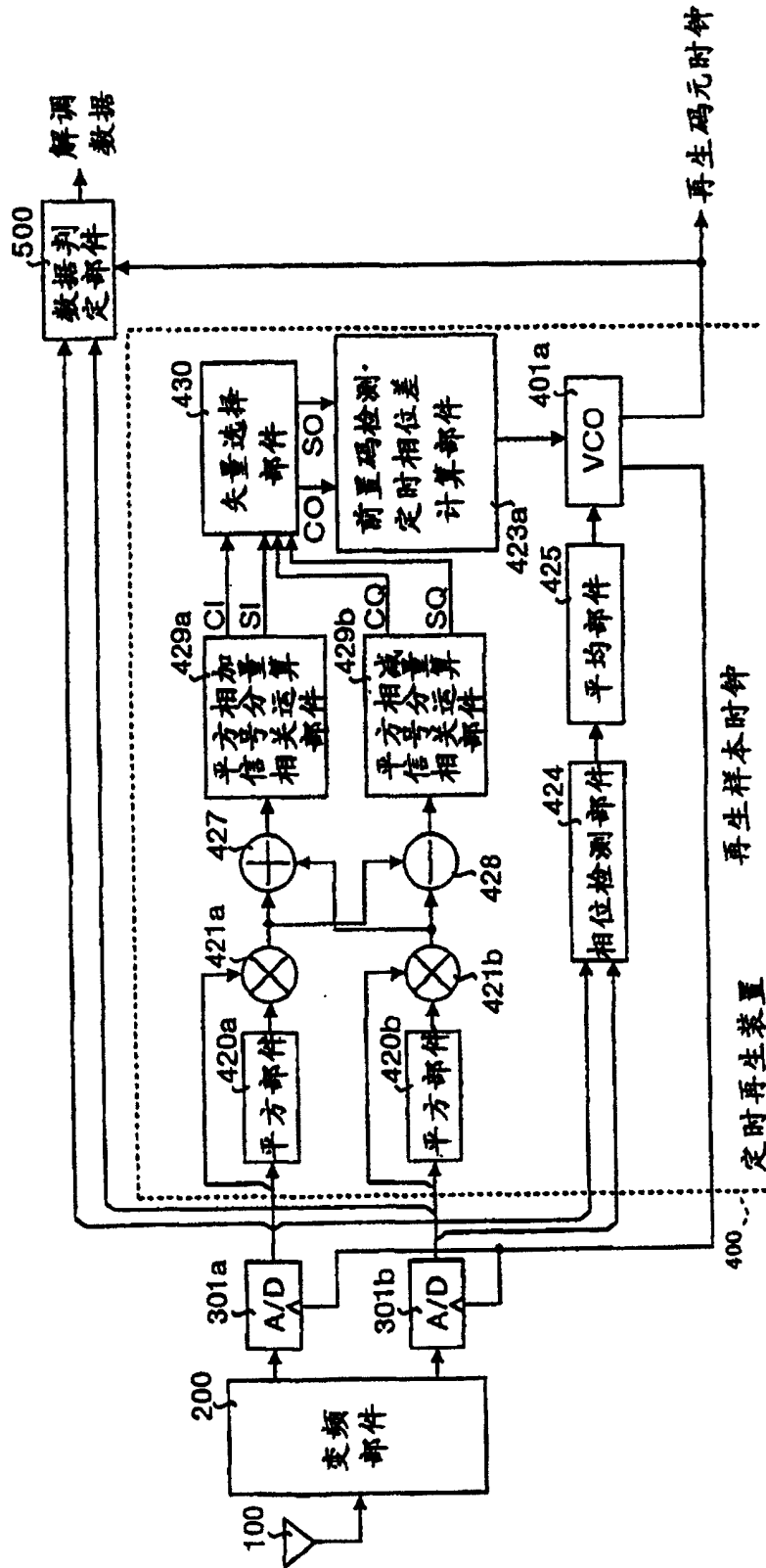


图 14

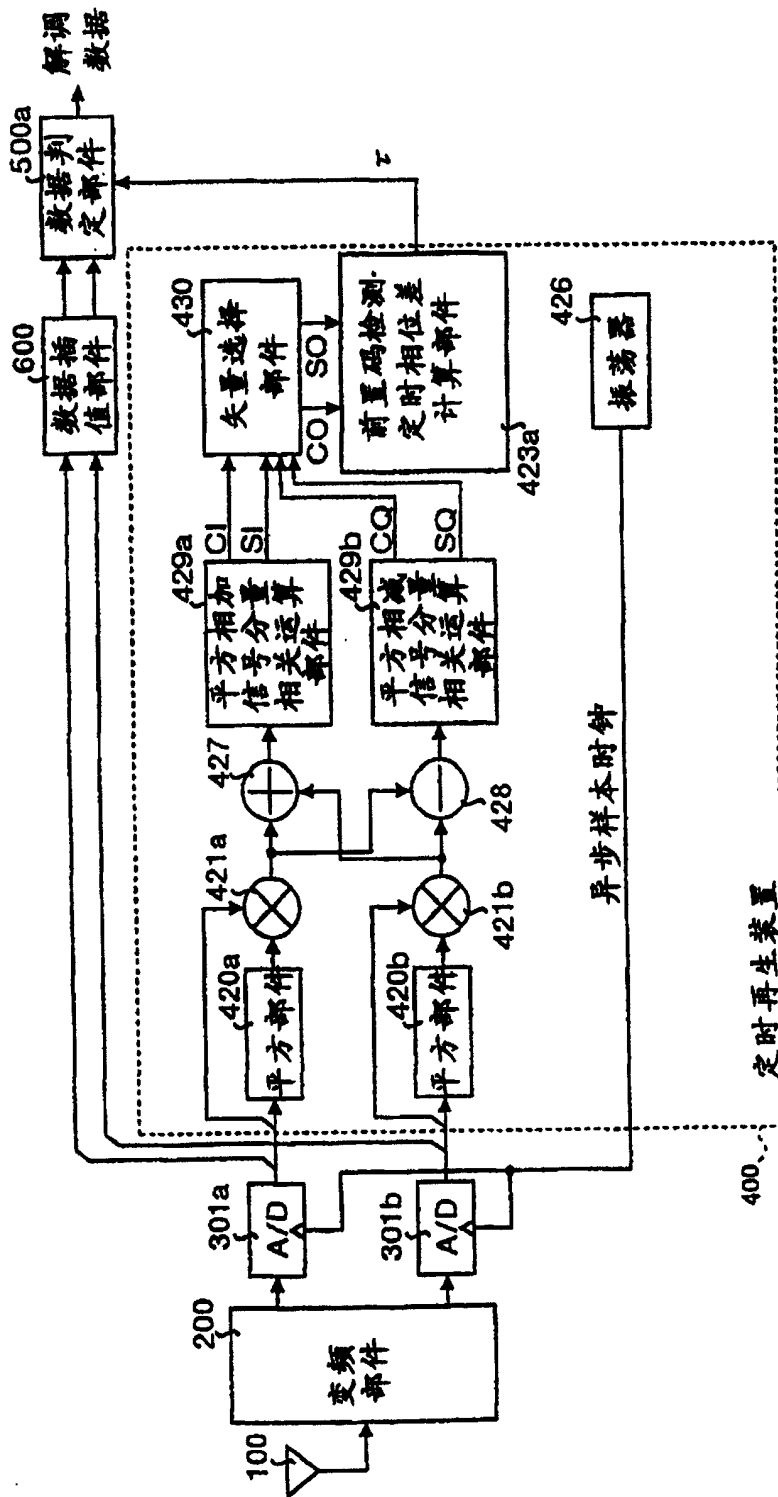


图 15

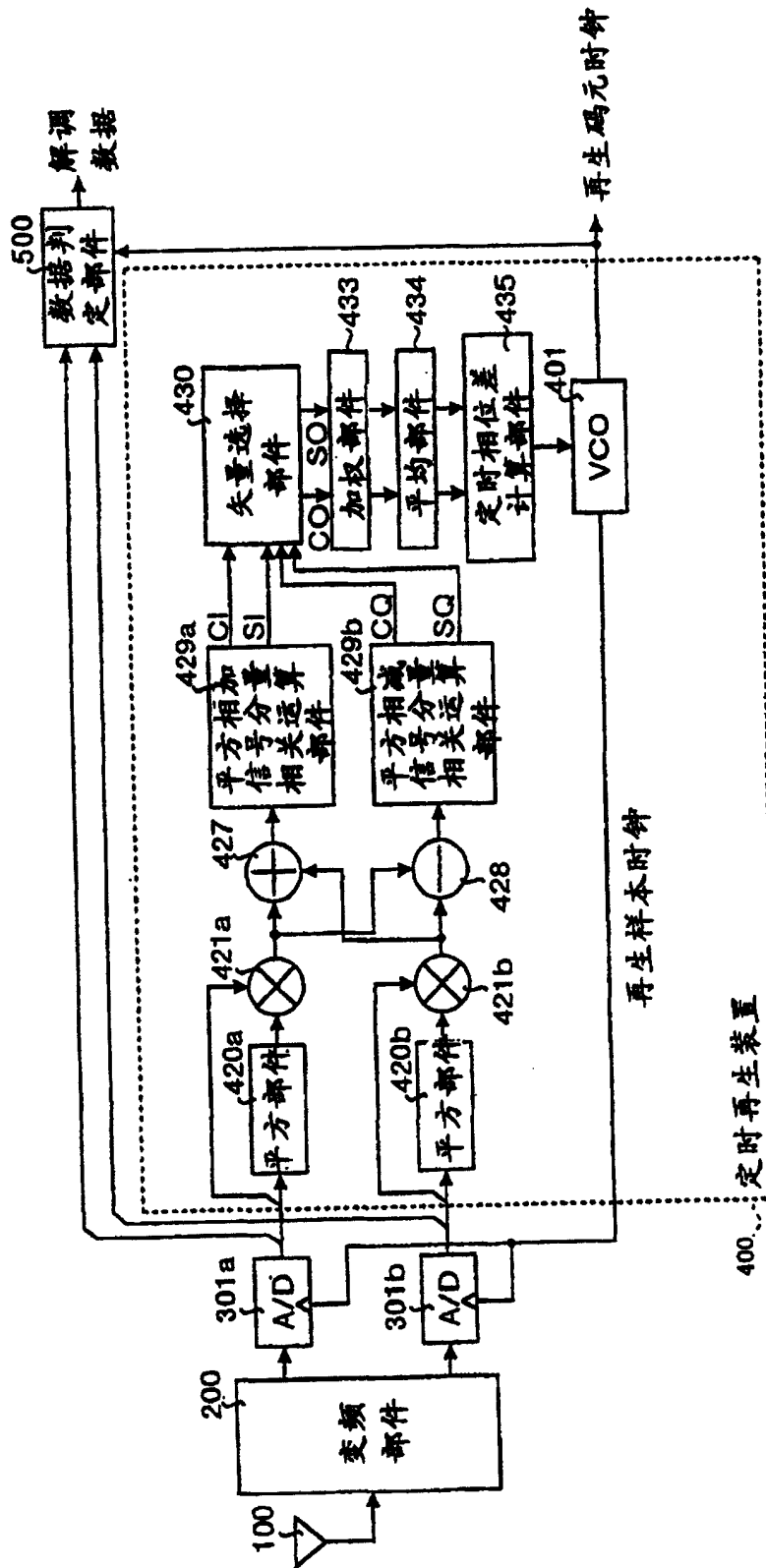


图 16

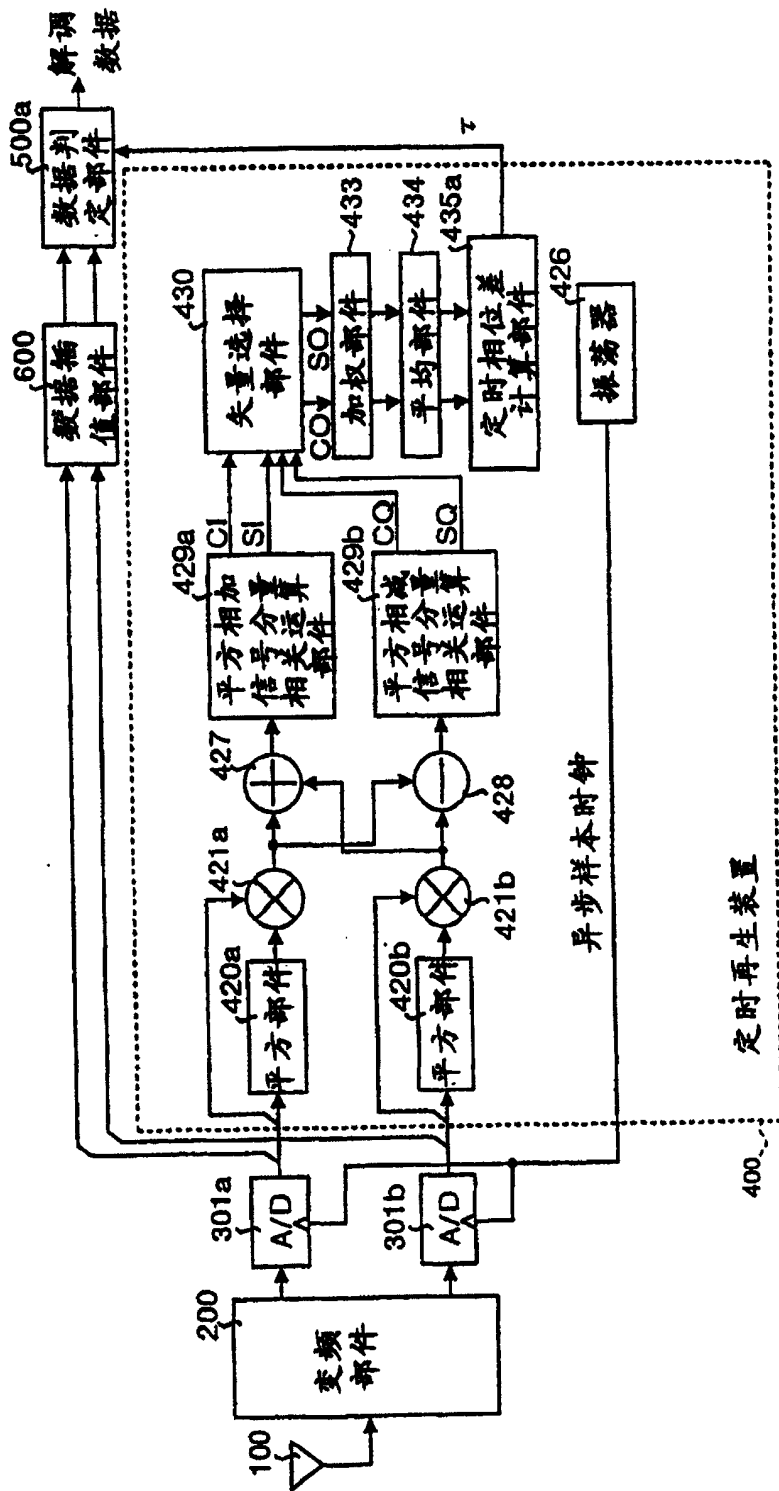


图 17

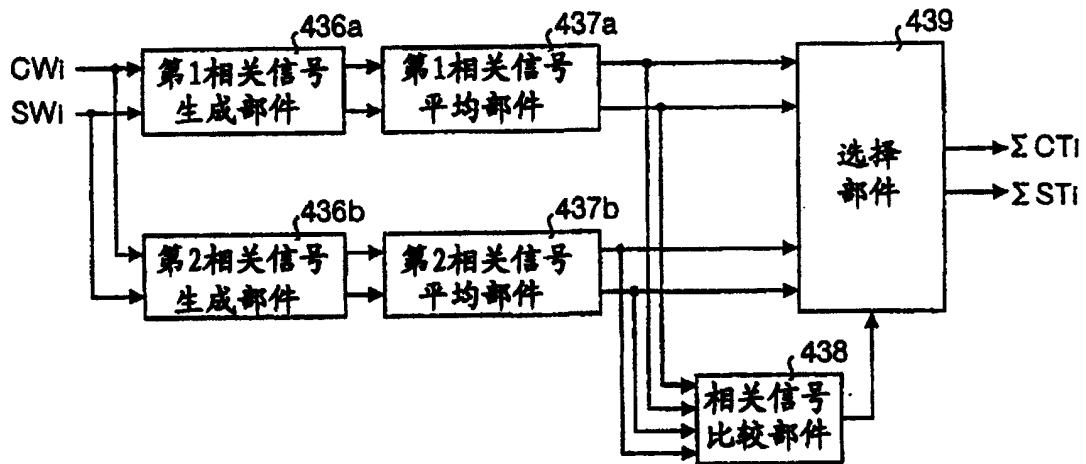


图 18

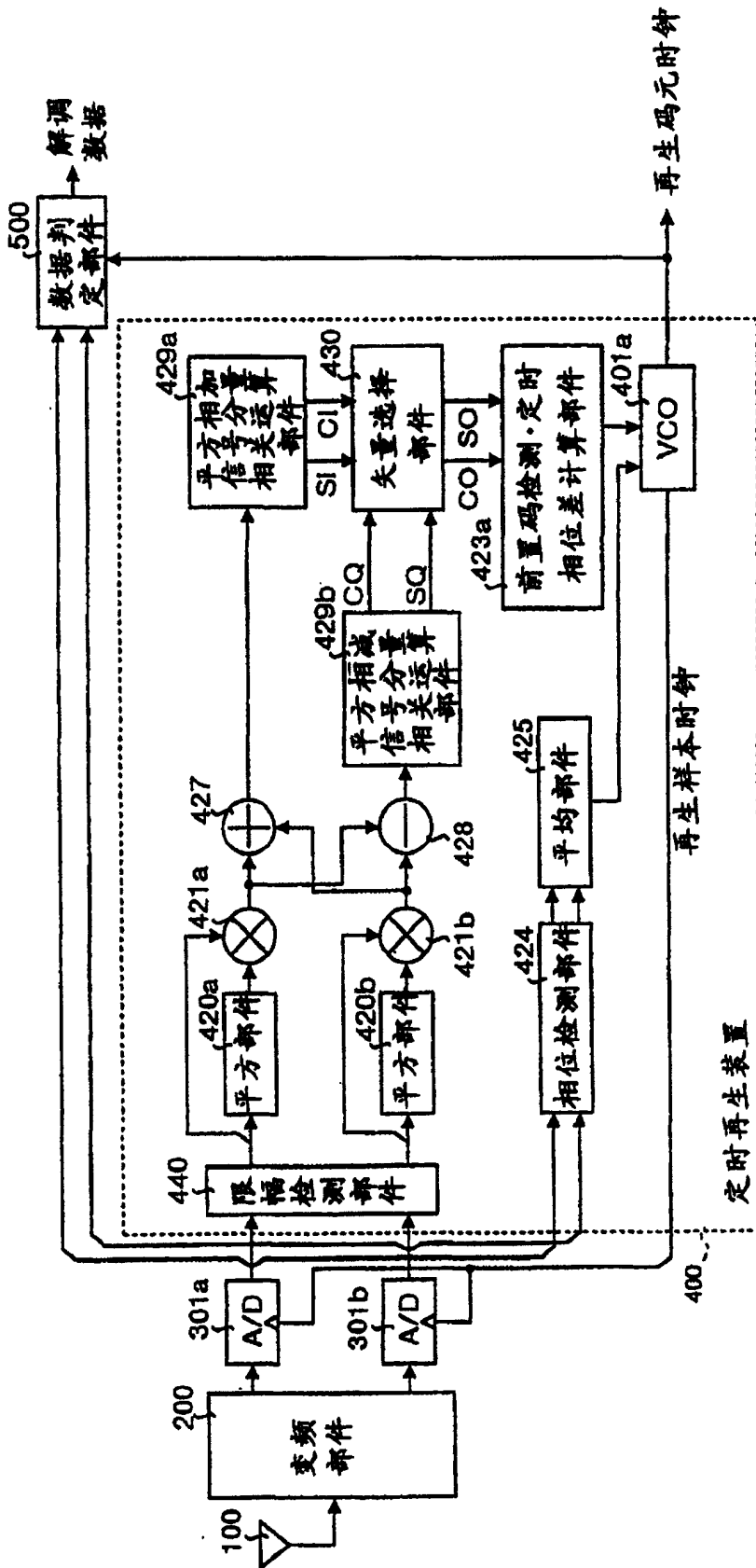


图 19

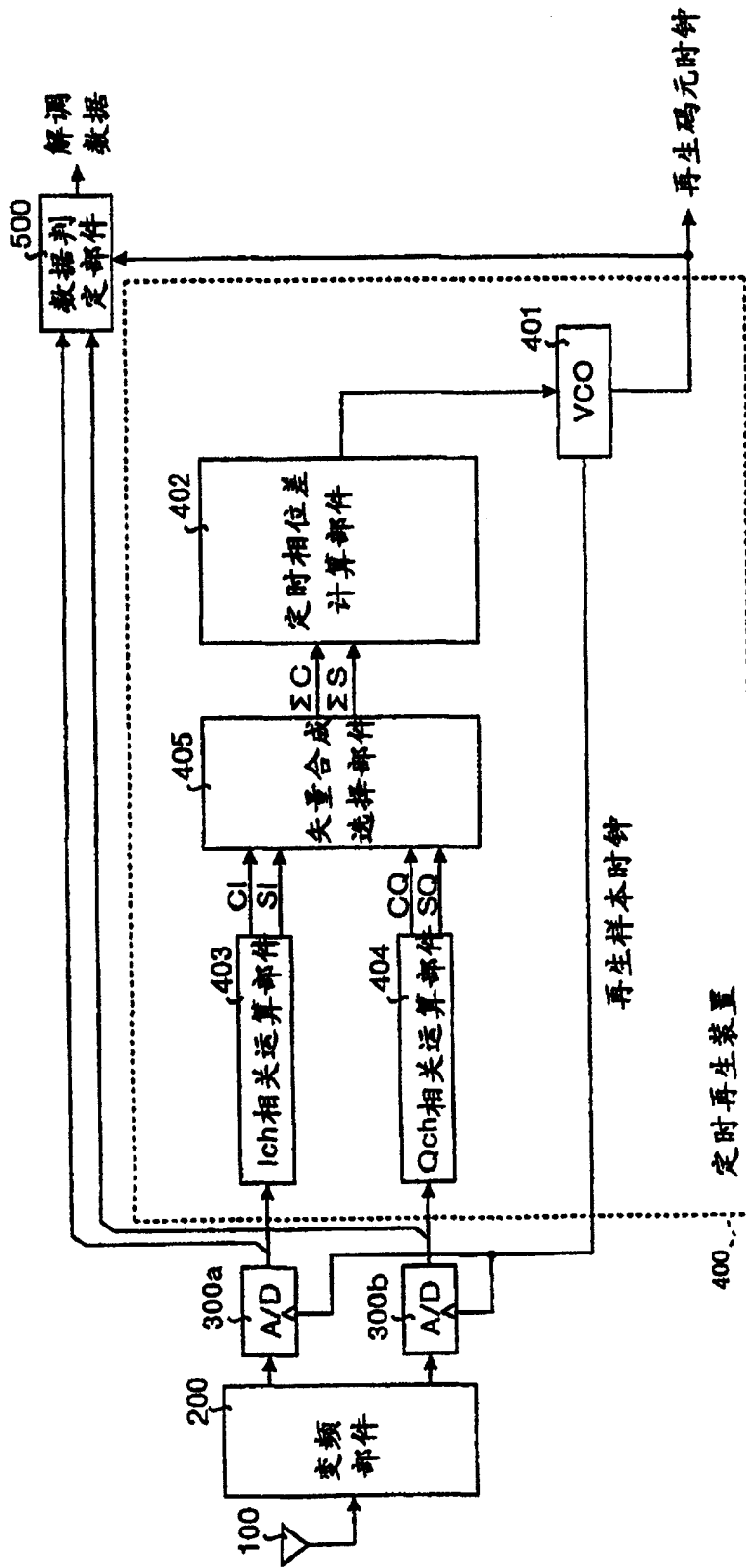


图 20

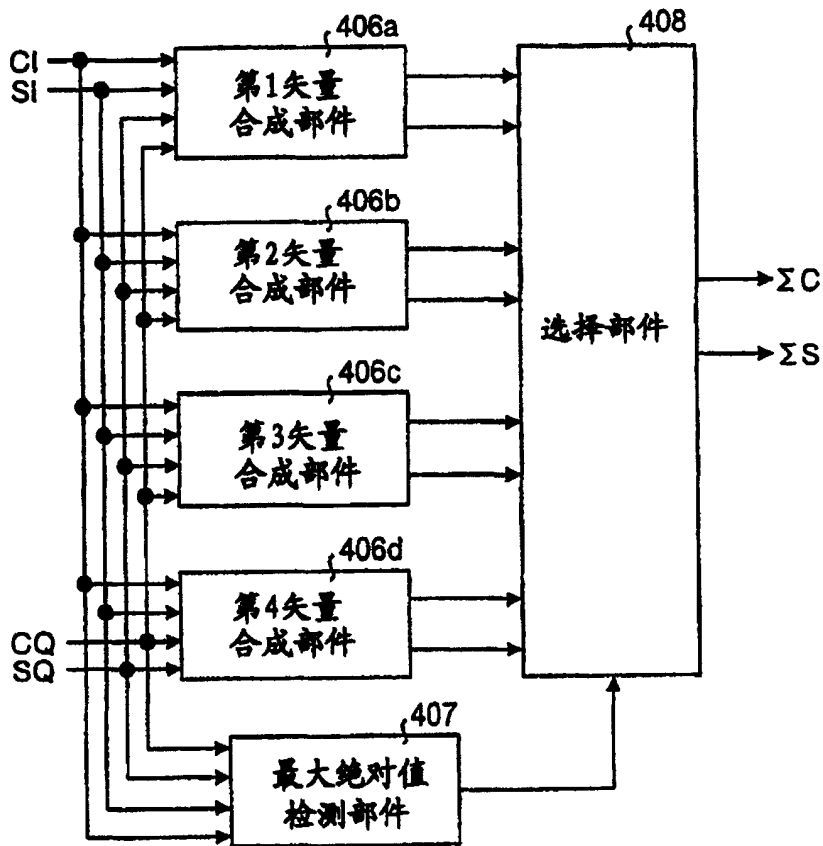


图 21

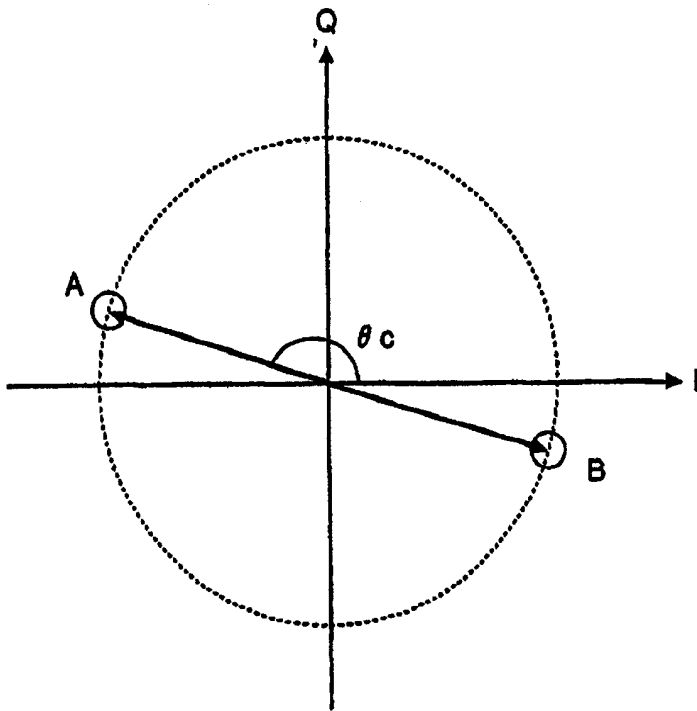


图 22

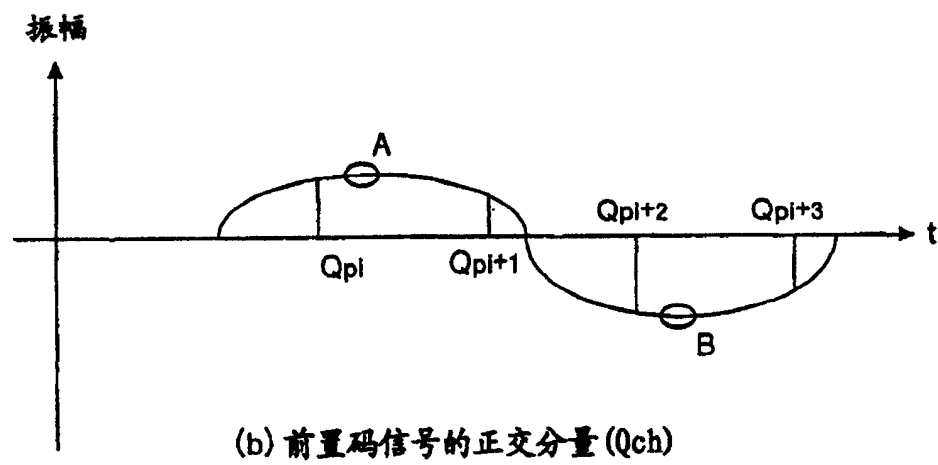
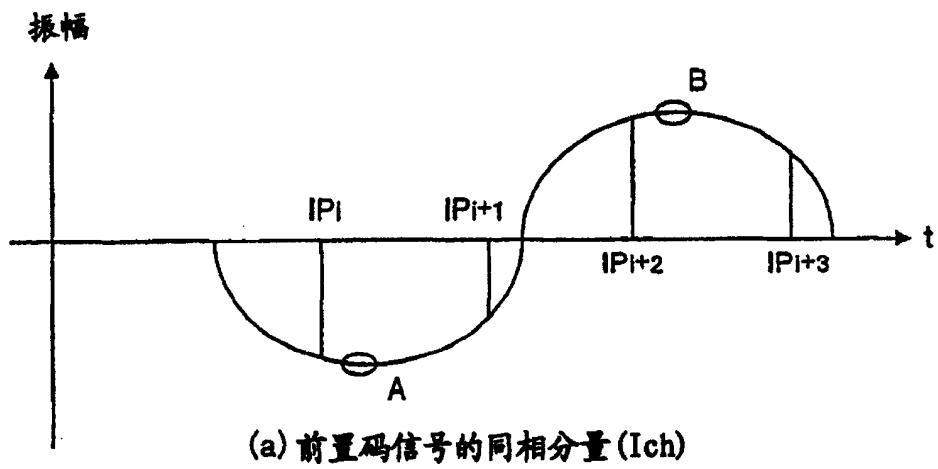


图 23

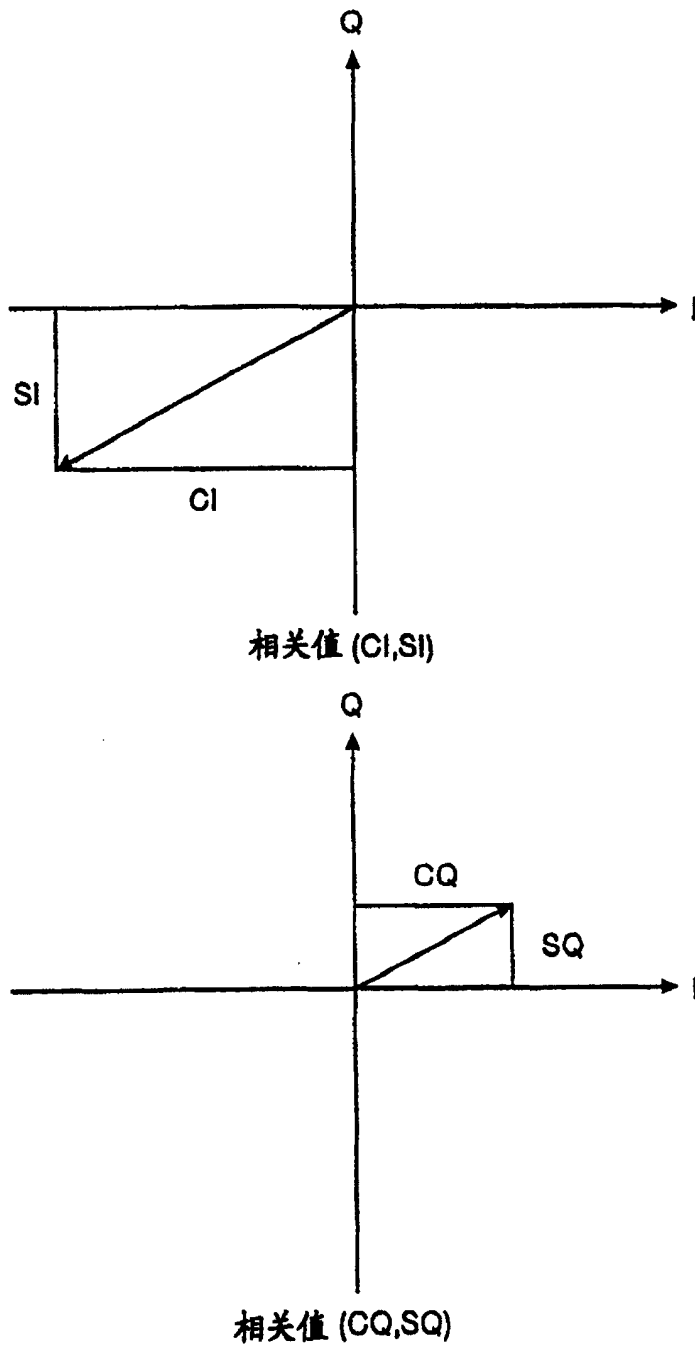


图 24

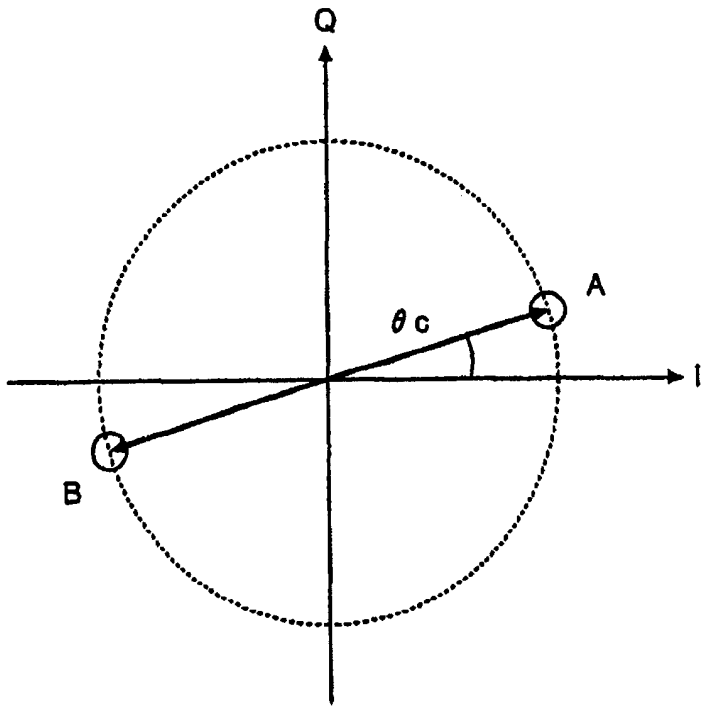


图 25

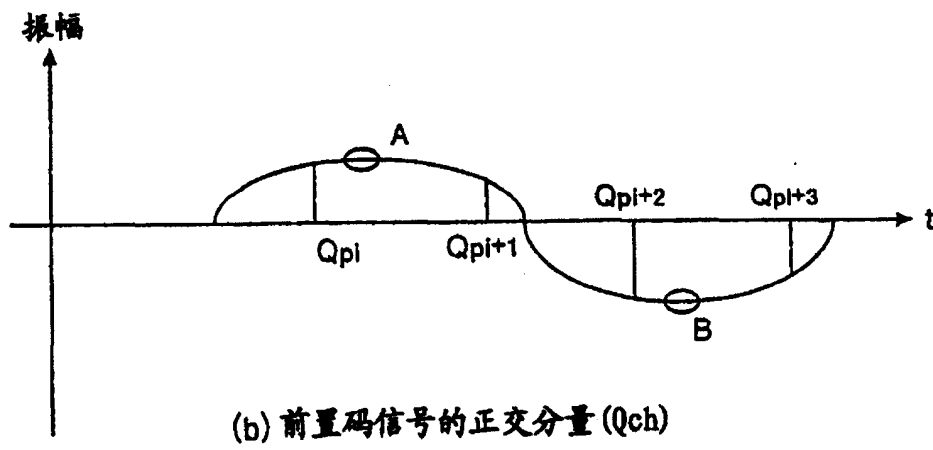
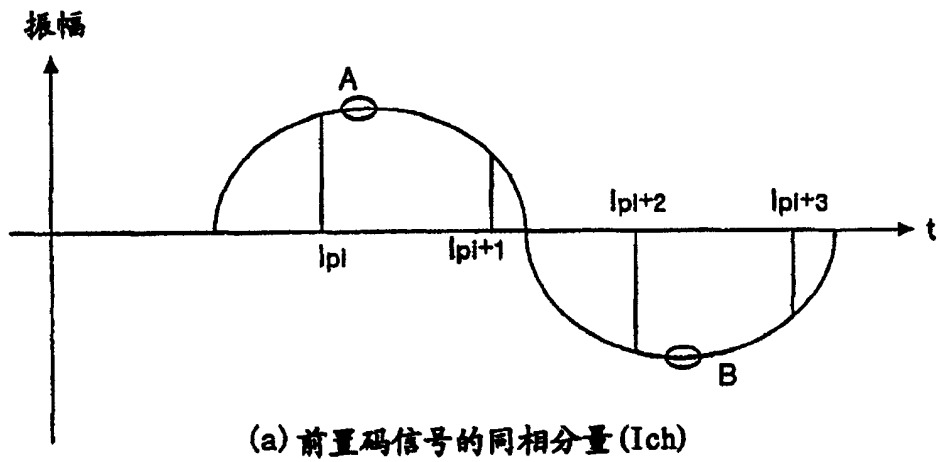


图 26

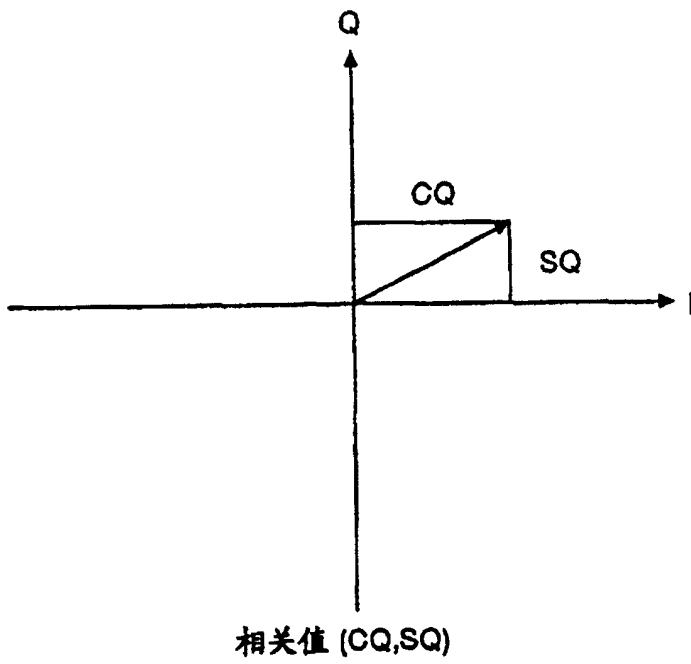
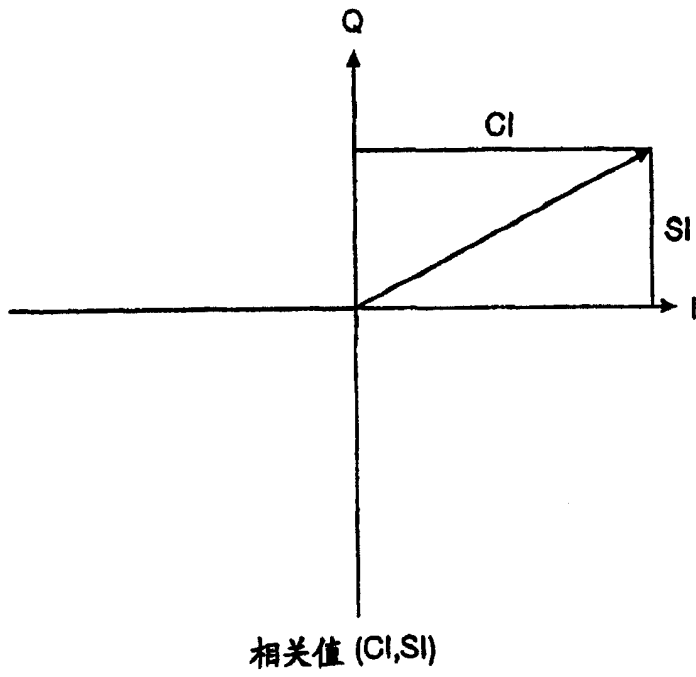


图 27

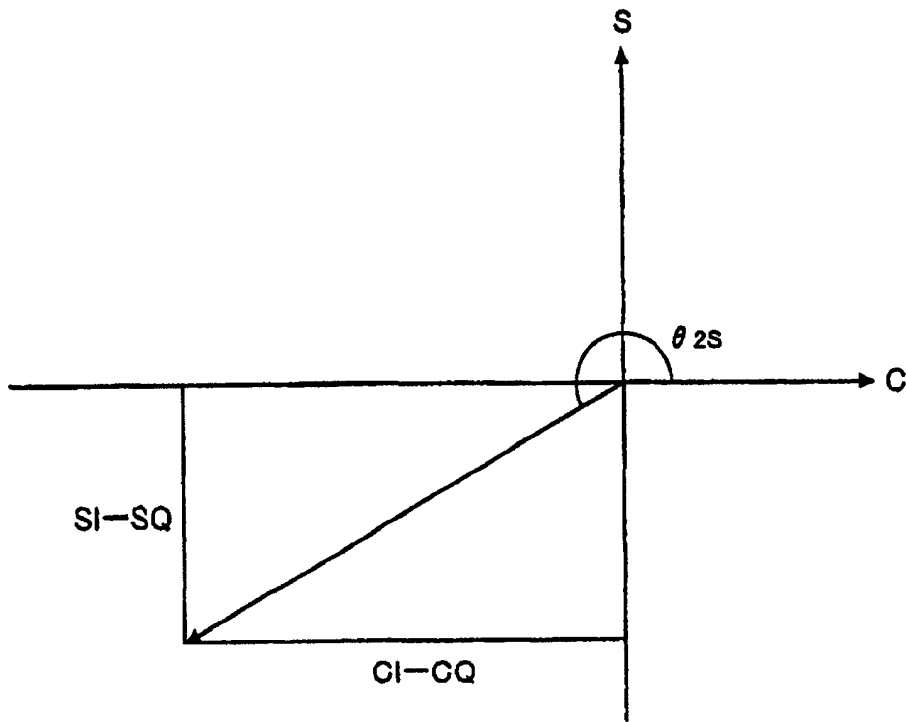


图 28

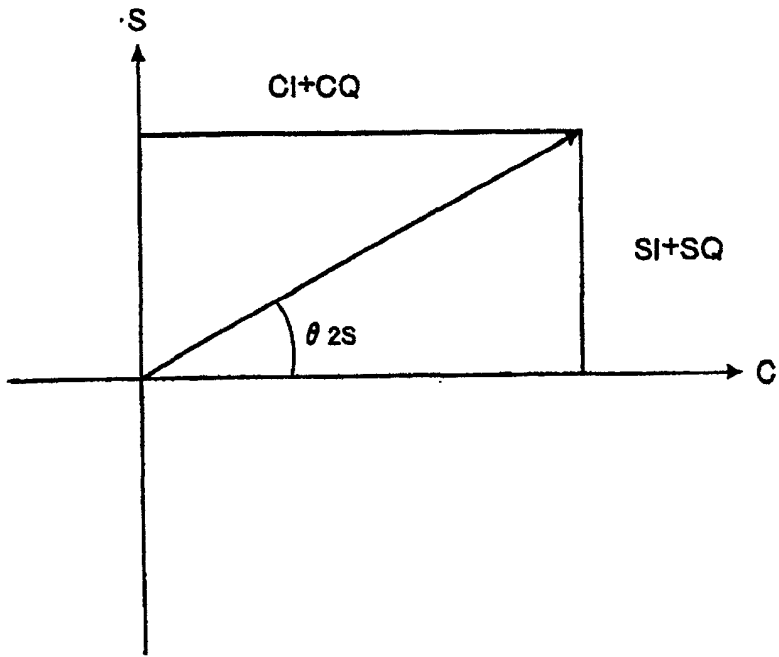


图 29

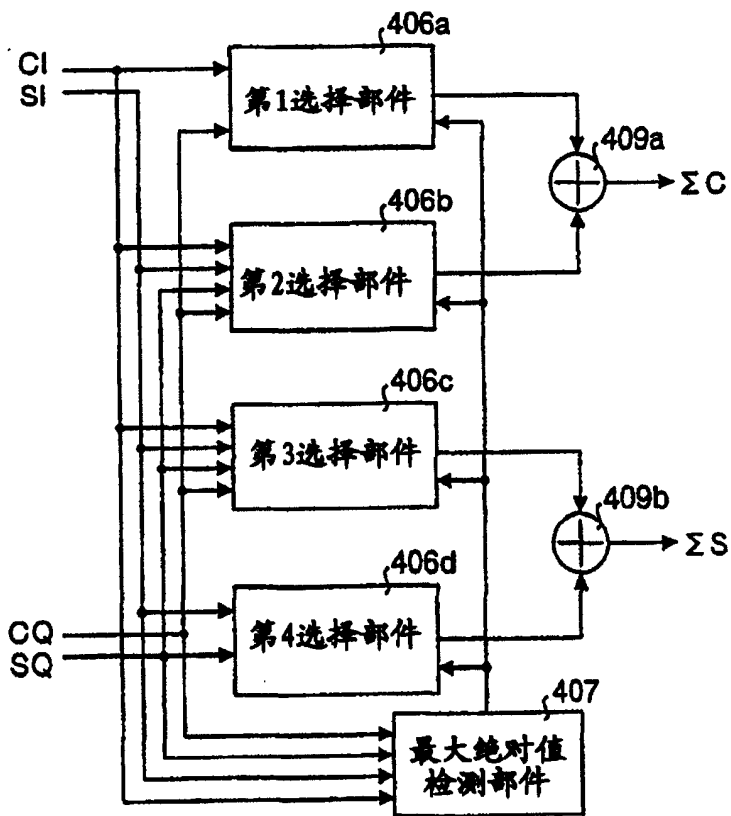


图 30

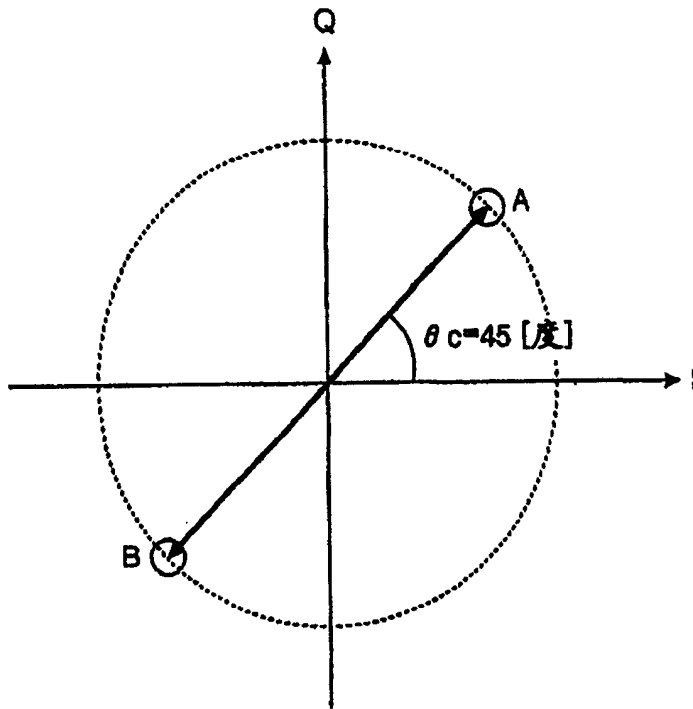


图 31

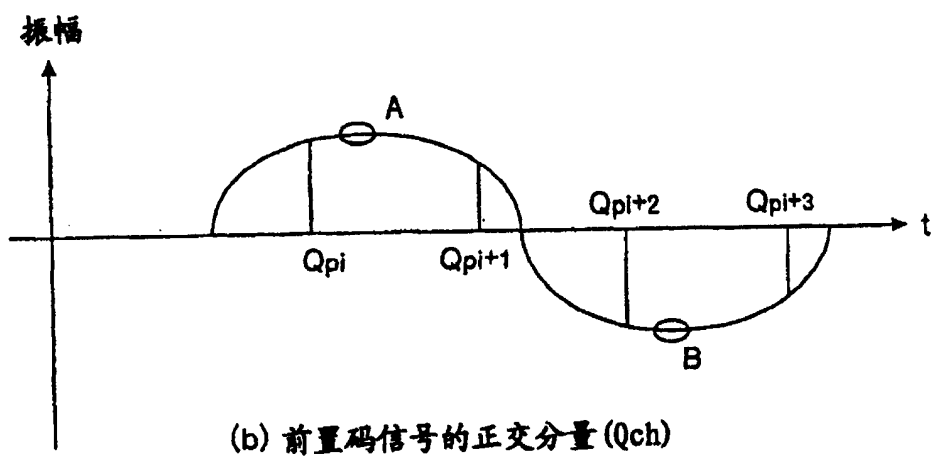
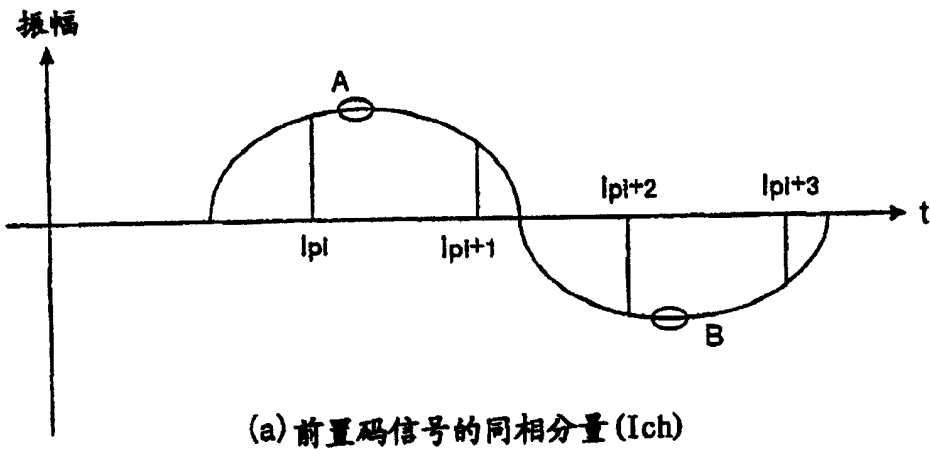
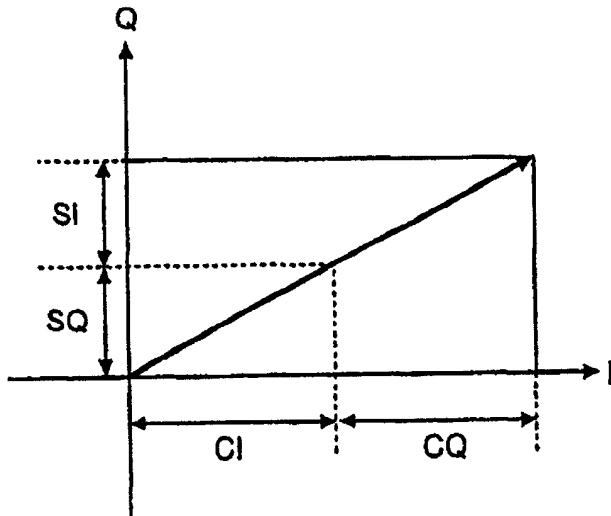
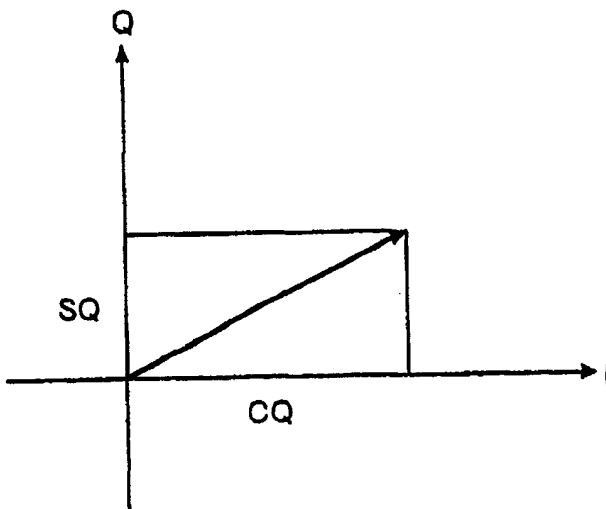


图 32



(a) $\theta_c=45$ [度]时的相关值



(b) $\theta_c=90$ [度]时的相关值

图 33

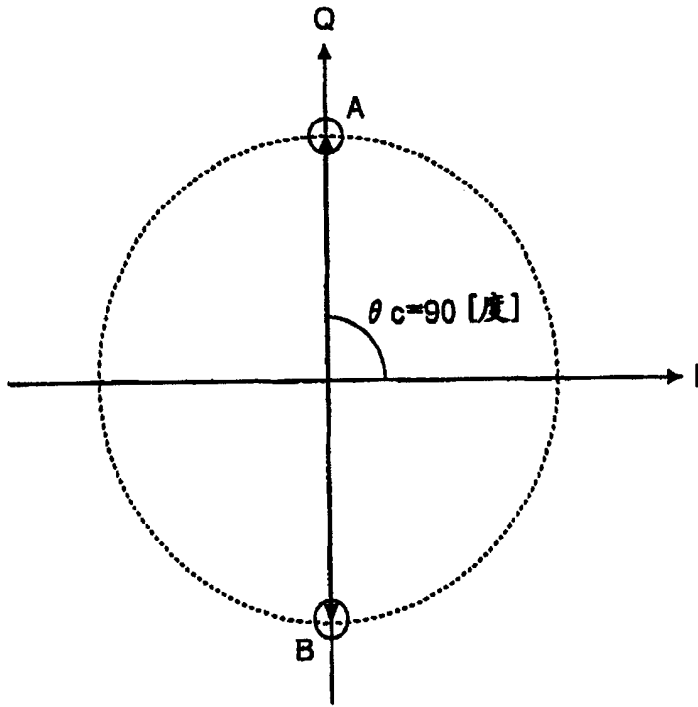


图 34

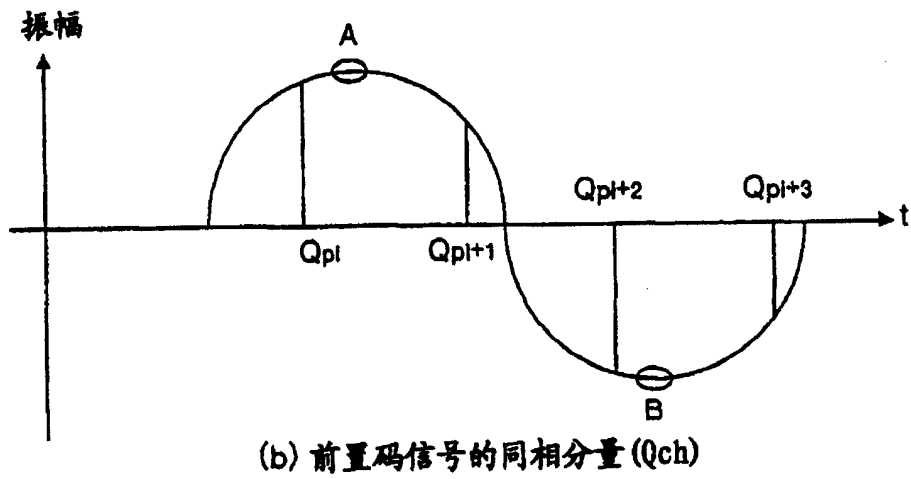
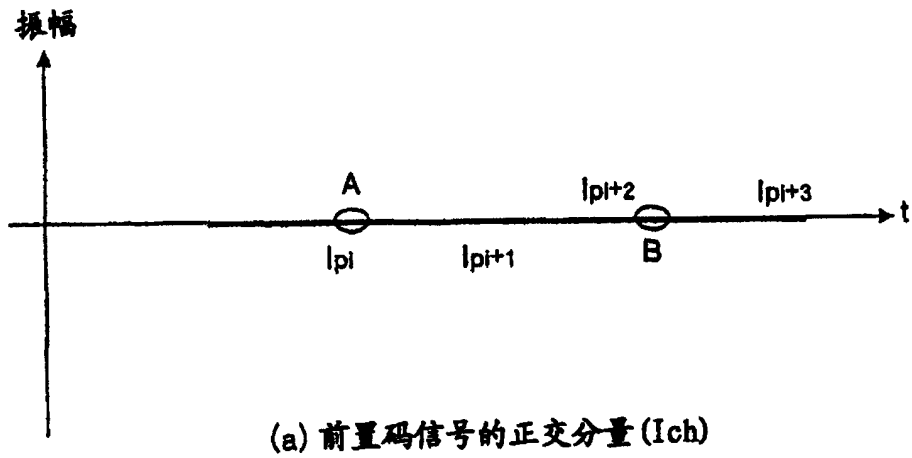


图 35

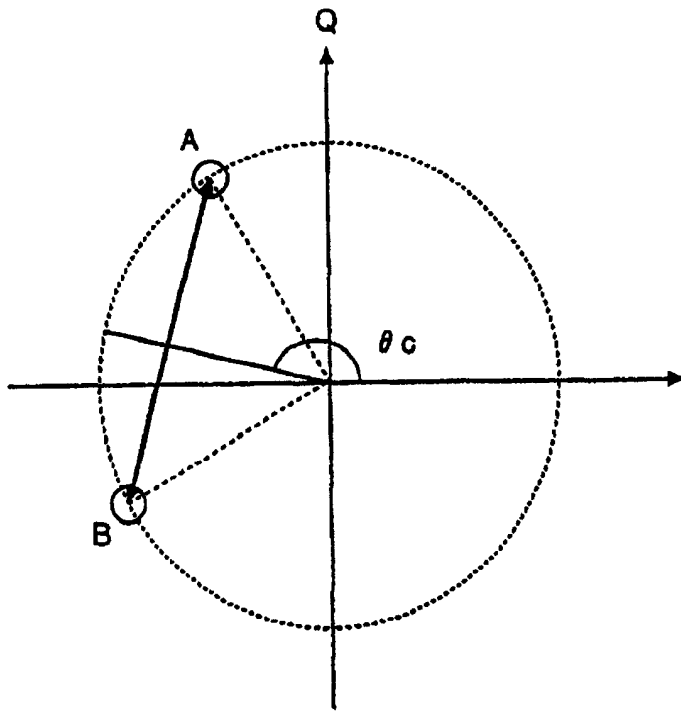


图 36