[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H04L 27/22
H04N 5/455

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98801365.7

[45] 授权公告日 2004 年 7 月 14 日

[11] 授权公告号 CN 1157905C

[22] 申请日 1998.9.18 [21] 申请号 98801365.7
[30] 优先权
[32] 1997. 9.18 [33] JP [31] 253979/1997
[86] 国际申请 PCT/JP1998/004206 1998.9.18
[87] 国际公布 WO1999/014914 日 1999.3.25
[85] 进入国家阶段日期 1999.5.18
[71] 专利权人 日本放送协会
地址 日本国东京都
[72] 发明人 渋谷一彦 熊田纯二 岩馆祐一
滨住启之 野本俊裕 高野好一
齐藤知弘 田中祥次 峰松史明
桥本明记 伊藤重之 松村肇
加藤久和 武智秀
审查员 贾丹明

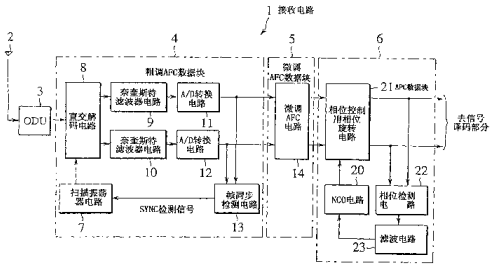
[74] 专利代理机构 北京银龙知识产权代理有限公司
代理人 倪小玲

权利要求书 2 页 说明书 26 页 附图 11 页

[54] 发明名称 AFC 电路及载波重现电路

[57] 摘要

通过仅使用多值化数少的期间测定信号的相位，控制 VCO 或 NCO(数值控制振荡器)，即使在低 CN 比时仍可进行稳定的载波重现。此时，如下那样避免伪同步现象。就是说，按调制波中已知的图形输入已调制的比较长度短的 SYNC，在宽范围内扫描 VCO 或 NCO 的振荡频率，用可接收的 SYNC 的频率停止扫描，进行粗调 AFC。此外，在调制波中，设置有某种长度的多值化数少的期间，在该期间内，求出接收的调制信号频率与 VCO 或 NCO 的局部振荡信号频率的差，按相位微分函数方式、自相关函数方式或计数方式解析频率差，根据该解析结果，控制 VCO 或 NCO。



ISSN1008-4274

知识产权出版社出版

1.一种 AFC 电路，该电路检测两个输入信号间的频率差，并根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，其特征在于该电路包括：

相关运算部分，检测所述输入信号间的相位差，运算该相位差的自相关系数，和

频率差修正部分，计数由该相关运算部分得到的自相关系数波形的峰值数，并根据该计数结果，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零。

2.一种 AFC 电路，该电路检测两个输入信号间的频率差，根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，其特征在于该电路包括：

相关运算部分，检测所述输入信号间的相位差，运算该相位差的时间变化波形的自相关系数，和

频率差修正部分，求出由该相关运算部分得到的自相关系数波形中出现的周期性波形的平均周期，根据该平均周期，转动所述输入信号间的相位，使所述输入信号的频率差为零。

3.一种 AFC 电路，该电路检测两个输入信号间的频率差，并根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，其特征在于该电路包括：

区域判定部分，检测所述输入信号间的相位差，根据该相位差，判定各信号点包括在相位面的哪个区域中，和

频率差修正部分，在按每个相位和设定频率对应的转动速度转动的各判定区域中，计数该区域判定部分的判定结果，根据该计数结果，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零。

4.一种载波重现电路，该电路利用正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，其特征在于该电路包括：

频率差检测部分，根据由重现载波信号正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧基带信号、所述 Q 轴侧基带信号，检测产生的重现载波信号与接收信号的相位差，并根据该相位差或该相位差的微分值，生成频率修正信号，和

频率差修正部分，根据从该频率差检测部分输出的频率修正信号，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与所述重现载波信号间的频率差为零。

5.一种载波重现电路，该电路利用正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，其特征在于该电路包括：

相关运算部分，根据由重现载波信号正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧基带信号、所述 Q 轴侧基带信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，运算该相位差的自相关系数，和

频率差修正部分，计数由该相关运算部分得到的自相关系数波形的峰值，根据该计数结果，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与所述重现载波信号间的频率差为零。

6.一种载波重现电路，该电路利用正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，其特征在于该电路包括：

相关运算部分，根据由重现载波信号正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧基带信号、所述 Q 轴侧基带信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，运算该相位差的自相关系数，和

频率差修正部分，求出由该相关运算部分得到的自相关系数波形中出现的周期性波形的平均周期，根据该平均周期，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差为零。

7.一种载波重现电路，该电路利用正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，其特征在于该电路包括：

区域判定部分，根据由重现载波信号正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧基带信号、所述 Q 轴侧基带信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，并根据该相位差，判定各信号点包括在相位面的哪个区域上，和

频率差/相位差修正部分，在按与每个相位和设定频率对应的转动速度转动的各判定区域中计数该区域判定部分的判定结果，根据该计数结果，控制所述重现载波信号的频率和相位，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差和相位差为零。

AFC 电路及载波重现电路

技术领域

本发明涉及用于卫星数字电视广播等中的 AFC 电路、载波重现电路和接收装置，特别涉及即使低 CN 比，也能可靠地重现载波的 AFC 电路、载波重现电路和接收装置。

背景技术

使用卫星的数字传送中，考虑到降雨衰减等引起的 CN 比劣化，提出按时分适当地传送多值化数不同的调制方式，即使在低 CN 比时，也能够进行某种程度的数据传送的分层传送方式。在这种传送方式中，由于在低 CN 比时从多值化数多的调制波期间难以获得载波重现所必需的基准信号，所以不能使用作为通常载波重现方法的连续载波重现的载波重现方法。

以往，在连续传送多值化数多的调制信号方式或按时分改变多值化数的传送方式中，如果连续地进行载波重现，那么 CN 比下降时，在多值化数多的调制期间，由于不可能获得稳定的载波重现信号，因此，即使存在多值化数少的调制信号，也难以进行稳定的解调。

而且，对于这样的调制信号，在仅使用多值化数少的期间间断地进行载波重现的方式中，由于有因间断地观测相位产生的伪同步问题，所以不可能实现宽频率引入范围。因此，在包括频率转换部分的传送系统中，由于要求非常高的频率稳定精度，所以接收装置会变得十分昂贵。

由于这些原因，所以在按时分传送多值化数不同的调制信号的方式中，采用以往的载波重现方式情况下，CN 比低时，载波重现会变得困难。

因此，可考虑仅在多值化数少的期间测定相位，控制 VCO 或 NCO（数值控制振荡器）的方式，但由于因间断地观测相位引起的伪同步现象，所以存在不能实现宽频率引入范围的问题。

发明内容

鉴于上述情况，本发明的目的在于提供 AFC 电路，利用该 AFC 电路，即使在输入信号中包括可提供载波重现的基准信号或多值化数少的调制信号期间短时，或在输入信号中混入噪声时，也不产生伪同步等现象，同时可重现与所述输入信号频率同步的载波信号。

此外，本发明的目的在于提供载波重现电路，该载波重现电路，在按时分传送多值化数不同的调制信号，接收重现该信号时，即使 CN 比低时，也能利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，能够重现稳定的载波信号。

再有，本发明的目的在于提供接收装置，该接收装置，在按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，也能够利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号，重现数字调制信号中包含的信息。

为了实现上述目的，本发明的 AFC 电路，该电路检测两个输入信号间的频率差，根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，其特征在于，该电路包括频率差检测部分和频率差修正部分，频率差检测部分检测输入信号间的相位差，根据该相位差或该相位差的时间微分值，生成频率修正信号，而频率差修正部分根据从该频率差检测部分输出的频率修正信号，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零。

这样，本发明的 AFC 电路，检测两个输入信号间的频率差，并根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，利用频率差检测部分，检测输入信号间的相位差，并根据该相位差或该相位差的时间微分值，生成频率修正信号，同时根据从该频率差检测部分输出的频率修正信号，利用频率差修正部分，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零，这样，即使在输入信号中包括的可提供载波重现的基准信号或多值化数少的调制信号期间短时，或在输入信号中混入噪声时，也不产生伪同步等现象，同时重现与所述输入信号同步的载波信号。

本发明的 AFC 电路，该电路检测两个输入信号间的频率差，并根据

该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，其特征在于，该电路包括相关运算部分和频率差修正部分，相关运算部分检测所述输入信号间的相位差，运算该相位差时间变化波形的自相关系数，而频率差修正部分计数由该相关运算部分得到的自相关系数波形的峰值数，根据该计数结果，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零。

这样，本法明的 AFC 电路，该电路检测两个输入信号间的频率差，并根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，通过利用相关运算部分，检测所述各输入信号间的相位差，运算该相位差的自相关系数，同时利用频率差修正部分，计数用所述相关运算部分得到的自相关系数波形的峰值，根据该计数结果，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零，这样，即使在输入信号中包括的可提供载波重现的基准信号或多值化数少的调制信号期间短时，或在输入信号中混入噪声时，也不产生伪同步等现象，同时可重现与所述输入信号同步的载波信号。

本发明的 AFC 电路，该电路检测两个输入信号间的频率差，并根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，其特征在于，该电路包括相关运算部分和频率差修正部分，相关运算部分检测所述输入信号间的相位差，运算该相位差时间变化波形的自相关系数，而频率差修正部分求出由该相关运算部分得到的自相关系数波形中出现的周期性波形的平均周期，根据该平均周期，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零。

这样，本发明的 AFC 电路，该电路检测两个输入信号间的频率差，并根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，通过利用相关运算部分，检测所述输入信号间的相位差，运算该相位差的自相关系数，同时利用频率差修正部分，求出由所述相关运算部分得到的自相关系数波形中出现的周期波形的平均周期，并根据平均周期，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零，这样，即使在输入信号中包括的可提供载波重现的基准信号或多值化数少的调制信号期间短时，或在输入信号中混入噪声时，也不产生伪同步等现象，同时重现与所述

输入信号同步的载波信号。

本发明的 AFC 电路，该电路检测两个输入信号间的频率差，并根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，其特征在于，该电路包括区域判定部分和频率差修正部分，区域判定部分检测所述输入信号间的相位差，根据该相位差，判定各信号点包括在相位面的哪个区域中，而频率差修正部分在以每个相位和与设定频率对应的转动速度转动的各判定区域中，计数该区域判定部分的判定结果，并根据该计数结果，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零。

这样，本发明的 AFC 电路，检测两个输入信号间的频率差，并根据该检测结果，使所述各输入信号间的频率差为零，利用区域判定部分，检测所述输入信号间的相位差，并根据该相位差，判定各信号点包括相位面的哪个区域内，同时利用频率差修正部分，在以每个相位和与设定频率对应的转动速度转动的各判定区域中，计数所述区域判定部分的判定结果，根据该计数结果，转动所述输入信号的相位，使所述输入信号间的频率差为零，这样，即使在输入信号的同步期间短时，并且在输入信号中混入噪声时，也不产生伪同步等现象，同时可重现与所述输入信号同步的载波信号。

本发明的载波重现电路，利用正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，其特征在于，该电路包括频率差检测部分和频率差修正部分，频率差检测部分根据由重现载波信号，正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧信号、所述 Q 轴侧信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，并根据该相位差或该相位差的微分值，生成频率修正信号，而频率差修正部分根据从该频率差检测部分输出的频率修正信号，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与所述重现载波信号间的频率差为零。

这样，本发明的载波重现电路，利用由正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，利用频率差检测部分，根据由重现载波信号正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧信号、所述 Q 轴侧信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，并根据该相位差或该

相位差的时间微分值，生成频率修正信号，同时根据从该频率差检测部分输出的频率修正信号，利用频率差修正部分，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差为零，这样，即使按时分传送多值化数不同的调制信号，在接收该信号时，即使 CN 比低时，也可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号。

本发明的载波重现电路，利用正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，其特征在于，该电路包括相关运算部分和频率差修正部分，相关运算部分根据重现载波信号正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧信号、所述 Q 轴侧信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，运算该相位差的自相关系数，而频率差修正部分计数由该相关运算部分得到的自相关系数波形的峰值，根据该计数结果，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与所述重现载波信号间的频率差为零。

这样，本发明的载波重现电路，利用由正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，根据由重现载波信号解调接收信号得到的所述 I 轴侧信号、所述 Q 轴侧信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，利用相关运算部分，运算该相位差的自相关系数，同时利用频率差修正部分，计数由所述相关运算部分得到的自相关系数波形中出现的峰值，根据该计数结果，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差为零，这样，按时分传送多值化数不同的调制信号，在接收该信号时，即使 CN 比低时，也可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号。

本发明的载波重现电路，该电路利用正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，其特征在于，该电路包括相关运算部分和频率差修正部分，相关运算部分根据由重现载波信号正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧基带信号、所述 Q 轴侧基带信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，运算该相位差的自相关系数，而频

率差修正部分求出由该相关运算部分得到的自相关系数波形中出现的周期性波形的平均周期，根据该平均周期，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差为零。

这样，本发明的载波重现电路，利用由正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，根据由重现载波信号解调接收信号得到的所述 I 轴侧基带信号、所述 Q 轴侧基带信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，利用相关运算部分，运算该相位差的自相关系数，同时利用频率差修正部分，求出由所述相关运算部分得到的自相关系数波形中出现的周期性波形的平均周期，并根据该平均周期，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差为零，这样，按时分传送多值化数不同的调制信号，在接收该信号时，即使 CN 比低时，也可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号。

本发明的载波重现电路，该电路利用正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，其特征在于，该电路包括区域判定部分和频率差/相位差修正部分，区域判定部分根据由重现载波信号正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧信号、所述 Q 轴侧信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，根据该相位差，判定各信号点包括在相位面的哪个区域上，而频率差/相位差修正部分在以与每个相位和设定频率对应的转动速度转动的各判定区域中计数该区域判定部分的判定结果，并根据该计数结果，控制所述重现载波信号的频率和相位，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差和相位差为零。

这样，本发明的载波重现电路，在利用由正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号重现载波信号，利用区域判定部分，根据由重现载波信号正交解调接收信号得到的所述 I 轴侧信号、所述 Q 轴侧信号，检测重现载波信号与接收信号间的相位差，根据该相位差，判定各信号点被包括在相位面的哪个区域中，同时利用频率差修正部分，在以与每个相位和设定频率对应的转动速度转动的各判定区域中计数所述区域判定部分的判定结果，并根据该计数结果，控制所述重现载波信

号的频率和相位，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差和相位差为零，这样，按时分传送多值化数不同的调制信号，在接收该信号时，即使 CN 比低时，也可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号。

本发明的接收装置，该装置根据正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号，重现载波信号，同时解码所述 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号并重现信息，其特征在于，该装置按一定的时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号，利用在该数字调制信号的所述基准信号期间或所述数字调制信号期间得到的相位、频率误差信息，确定载波同步。

这样，本发明的接收装置，根据正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号，重现载波信号，同时解码所述 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号并重现信息，通过按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号，利用在该数字调制信号的所述基准信号期间或所述数字调制信号期间得到的相位、频率误差信息，确定载波同步，这样，在按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，仍可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号，重现包含在数字调制信号中的信息。

本发明的接收装置，该装置根据正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号，重现载波信号，同时解码所述 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号并重现信息，其特征在于，该装置按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号，检测由在该数字调制信号的所述基准信号期间或所述数字调制信号期间得到的重现载波频率与接收信号的载波频率的差，并根据该检测结果，实现 AFC 功能或伪同步防止功能的至少其中一个功能。

这样，本发明的接收装置，根据正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号，重现载波信号，同时解码所述 I 轴侧基带信号

和 Q 轴侧基带信号并重现信息，通过按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号，检测由在该数字调制信号的所述基准信号期间或所述数字调制信号期间得到的重现载波频率与接收信号的载波频率的差，并根据该检测结果，实现 AFC 功能或伪同步防止功能的至少其中一个功能，这样，在按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，仍可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号，重现包含在数字调制信号中的信息。

本发明的接收装置，其特征在于，上述接收装置中，在频率为非同步状态时，根据观测接收信号的基准信号期间或多值化数少的调制信号期间的相位变化而得到的相位时间微分值，或根据从变化的一次斜率中得到的失调频率信息，控制重现载波频率。

这样，在上述的接收装置中，在频率为非同步状态时，根据观测接收信号的基准信号期间或多值化数少的调制信号期间的相位变化而得到的相位时间微分值，或根据从变化的一次斜率中得到的失调频率信息，控制重现载波频率，这样，在按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，仍可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号，重现包含在数字调制信号中的信息。

本发明的接收装置，其特征在于，在上述的接收装置中，在频率为非同步状态时，根据观测接收信号的基准信号期间或多值化数少的调制信号期间的相位变化而得到的相位变化曲线中自相关系数波形的周期性，推断失调频率，根据由该推断操作得到的失调频率信息，控制重现载波频率，。

这样，在上述的接收装置中，在频率为非同步状态时，根据观测接收信号的基准信号期间或多值化数少的调制信号期间的相位变化而得到的相位变化曲线中自相关系数波形的周期性，推断失调频率，根据由该推

断操作得到的失调频率信息，控制重现载波频率，这样，在按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使CN比低时，仍可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号，重现包含在数字调制信号中的信息。

本发明的接收装置，其特征在于，在上述的接收装置中，把重现载波频率预先设定在低频率中，在相对于期望频率的自相关系数波形中出现的波形频率或在相关峰值数中产生偏移，使推断低于期望频率的失调频率成为可能。

这样，在上述的接收装置中，把重现载波频率预先设定在低频率中，在相对于期望频率的自相关系数波形中出现的波形频率或在相关峰值数中产生偏移，使推断低于期望频率的失调频率成为可能，这样，在按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，仍可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号，重现包含在数字调制信号中的信息。

本发明的接收装置，其特征在于，在上述的接收装置中，根据多值化数少的调制期间中信号的相位点的统计性质，检测有无载波同步的确立，根据该检测结果，使进行频率转换中使用的局部振荡器的振荡频率扫描停止。

这样，在上述接收装置中，根据多值化数少的调制期间中信号的相位点的统计性质，检测载波同步确立的有无，根据该检测结果，使进行频率转换中使用的局部振荡器的振荡频率扫描停止，这样，在按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使CN比低时，仍可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号，重现包含在数字调制信号中的信息。

本发明的接收装置，该装置根据正交解调接收信号得到的I轴侧基带信号和Q轴侧基带信号，重现载波信号，同时解码所述I轴侧基带信号

和 Q 轴侧基带信号并重现信息，其特征在于，该装置配有载波重现电路，该载波重现电路包括接收部分、区域判定部分和频率差/相位差修正部分；接收部分按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号，获得接收信号；区域判定部分根据由重现载波信号正交解调所述接收信号得到的所述 I 轴侧基带信号、所述 Q 轴侧基带信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，根据该相位差，判定各信号点包括在相位面的哪个区域上；而频率差/相位差修正部分在以与每个相位和设定的频率对应的转动速度转动的各判定区域中计数该区域判定部分的判定结果，根据该计数结果，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差和相位差为零；并且该装置可实现 AFC 功能或伪同步防止功能的至少其中一个功能。

这样，本发明的接收装置，根据正交解调接收信号得到的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号，重现载波信号，同时解码所述 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号并重现信息，配有载波重现电路，该载波重现电路包括接收部分、区域判定部分和频率差/相位差修正部分，接收部分按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号，获得接收信号；区域判定部分根据由重现载波信号正交解调所述接收信号得到的所述 I 轴侧基带信号、所述 Q 轴侧基带信号，检测重现载波信号与接收信号的相位差，根据该相位差，判定各信号点包括在相位面的哪个区域上；而频率差/相位差修正部分在以与每个相位和设定的频率对应的转动速度转动的各判定区域中计数该区域判定部分的判定结果，根据该计数结果，控制所述重现载波信号的频率，使所述接收信号与重现载波信号间的频率差和相位差为零，并且该装置可实现 AFC 功能或伪同步防止功能的至少其中一个功能，这样，在按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，仍可利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，重现稳定的载波信号，重现包含在数字调制信号中的信息。

因此，本发明通过周期性地配置能获得某种程度 CN 比的基准载波信号的多值化数少的、例如按 BPSK 调制方式和 QPSK 调制方式调制的调制信号期间，取出间断的相位、频率误差信息，即使在低 CN 比时仍可实现载波重现。而且，在观测间断相位误差信号的方法中，由于按某个固定周期的频率可获得同等的相位误差信号，所以会在表面上与原来的载波频率不同的频率同步，产生所谓的伪同步现象。为了避免这种现象，在一定期间设定多值化数少的、例如按 BPSK 调制方式和 QPSK 调制方式调制的调制信号，在伪同步状态中，利用接收信号相位朝一定方向转动这一特点，通过观测与原来的载波频率不同的频率，控制 VCO（电压控制振荡器）等，可以实现与原来的频率同步。此外，在多值化数少的调制期间，利用被观测信号的统计性质，使伪同步状态的检测和向期望频率的同步成为可能。

附图说明

图 1 是表示在本发明的 AFC 电路、载波重现电路和接收装置的一实施例中使用的数字传送信号格式例的模式图。

图 2 是表示在本发明的 AFC 电路、载波重现电路和接收装置的一实施例中使用的接收电路一例的方框图。

图 3 是表示图 1 所示的微调 AFC 电路的具体电路结构例的方框图。

图 4 是表示输入给图 3 所示的 AFC 电路的 BPSK 信号的相位与各象限的关系例的模式图。

图 5 是表示从图 3 所示的相位检测电路中输出的相位误差信号一例的波形图。

图 6 是表示在本发明中使用的载波相位/频率周期检测电路一例的方框图。

图 7 是表示输入给图 6 所示的计测区域设定电路的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位与计测区域关系例的模式图。

图 8 是表示作为图 2 所示的微调 AFC 电路使用的其它微调 AFC 电路中，自相关函数方式的微调 AFC 电路的另一例的方框图。

图 9 是表示作为图 2 所示的微调 AFC 电路使用的其它微调 AFC 电路

中，自相关函数方式的微调 AFC 电路的另一例的方框图。

图 10A-C 是表示作为图 2 所示的微调 AFC 电路使用的其它微调 AFC 电路中，计数方式的微调 AFC 电路的基本原理例的模式图。

图 11 是表示作为图 2 所示的微调 AFC 电路使用的其它微调 AFC 电路中，计数方式的微调 AFC 电路一例的方框图。

图 12 是表示作为图 2 所示的微调 AFC 电路使用的其它微调 AFC 电路中，自相关函数方式的微调 AFC 电路的另一例的方框图。

实施发明的优选实施例

《发明的基本说明》

首先，在详细说明本发明的 AFC 电路、载波重现电路和接收装置之前，说明本发明的 AFC 电路、载波重现电路和接收装置的基本原理。

一般来说，在按时分传送多值化数不同的调制信号的传送方法中，如果采用以往的载波重现方式，那么由于在低 CN 比时载波重现困难，所以在本发明中，进行如下所述的载波重现。

就是说，在本发明的 AFC 电路、载波重现电路和接收装置中，仅使用多值化数少的期间测定信号的相位，通过控制 VCO 或 NCO（数值控制振荡器），即使在低 CN 比时，仍进行稳定的载波重现。但是，在这种情况下，由于间断地测定接收的调制信号和重现的载波信号的相位差，会产生伪同步现象，所以不能扩大引入范围。

因此，通过在调制波中输入按已知模式调制的长度比较短的 SYNC，在宽范围例如在 2MHz 的范围内，扫描 VCO 或 NCO 的振荡频率，用 SYNC 可接收的频率停止扫描，进行粗调 AFC，同时在调制波中，设置带有某种长度的多值化数少的期间（例如，BPSK 信号区间），在该期间内，求出接收的调制信号频率与 VCO 或 NCO 的局部振荡信号的频率之差（频率差），用相位微分函数方式、自相关函数方式或计数方式，解析频率差，根据该解析结果，通过控制 VCO 或 NCO，实现带有宽频率引入范围的 AFC 功能，即使在低 CN 比时，因宽频带引入特性，也不会产生伪同步现象，同时重现正确的载波信号。

《发明的实施例》

图 1 是表示采用上述基本原理的用于本发明的 AFC 电路、载波重现电路和接收装置一实施例中的数字传送信号的格式例的模式图。

在该图所示的数字传送信号中，除了前头的数据块，汇集多个由作为多值化信号期间的信号 D 和作为产生载波相位同步的 BPSK 信号期间的信号 C 构成的一个数据块，构成一帧。

一个数据块的符号数例如为 196 个符号，在各数据块内，在第一个数据块中，先头的例如 20 个符号是按 UW（单独的字）进行 BPSK 调制的 SYNC（同步信号），而该 SYNC 后续的 176 个（196-20=176）符号是要传送的信息，进行了 BPSK 调制。

此外，在第二个以后的各数据块中，从先头的符号至例如第 192 符号，是要传送的信息，进行了 QPSK 调制或 8PSK 调制，最后四个符号是要传送的信息，是用于相位同步的进行了 BPSK 调制的信息。

图 2 是表示接收上述数字传送信号的本发明的用于 AFC 电路、载波重现电路和接收装置的一实施例中的接收电路一例的方框图。

图中所示的接收电路 1 包括：天线 2，接收图 1 所示格式的数字传送信号；ODU3，把由该天线 2 接收的数字调制信号进行频率转换，生成 IF 信号；粗调 AFC 数据块 4，正交解调从该 ODU3 输出的 IF 信号，生成同相轴（以下称为 I 轴）侧基带信号和正交轴（以下称为 Q 轴）侧基带信号，同时为了检测 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中包含的第一数据块的 SYNC，在例如 2MHz 的范围内从低频率侧进行扫描；微调 AFC 数据块 5，检测从该粗调 AFC 数据块 4 输出的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中包含的第一数据块的 SYNC 与由使用后续的 176 个符号的 BPSK 信号期间观测的相位变化产生的失调频率，重现微调载波信号；和 APC 数据块 6，使用从该微调 AFC 数据块 5 输出的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的各数据块的每个 BPSK 信号期间，检测、控制这些 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的微小频率偏移和相位误差。

而且，在通过天线 2 接收数字传送信号，从 ODU3 输出 IF 信号时，通过粗调 AFC 数据块 4，正交解调 IF 信号，生成 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号，同时为了检测所述 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中包含

的第一数据块的 SYNC，例如在 2MHz 范围内进行从低频率侧开始的扫描，重现 IF 信号的粗调载波信号，同时通过微调 AFC 数据块 5，检测在 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中包含的第一数据块的 SYNC 和由后续的 176 个符号的 BPSK 信号产生的失调频率，重现这些 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的微调载波信号。而且，通过 APC 数据块 6，根据从微调 AFC 数据块 5 输出的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的每个数据块的 BPSK 信号，调整重现载波信号的相位，控制这些 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，从而把由此得到的没有频率偏移、相位偏移的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号提供给信号解码部分（图中省略）。

粗调 AFC 数据块 4 包括：扫描振荡器电路 7，在带有 VCO 或 NCO 等可变频率振荡器，未输入 SYNC 检测信号的情况下，在例如 2MHz 的范围内，从低频率侧扫描 VCO 或 NCO 的振荡频率，同时生成局部振荡信号，在输入 SYNC 检测信号时刻，停止扫描；正交解调电路 8，使用从该扫描振荡器电路 7 输出的局部振荡信号，正交解调从 ODU3 输出的 IF 信号，生成 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号；奈奎斯特滤波器电路 9，对于从该正交解调电路 8 输出的 I 轴侧基带信号，赋与奈奎斯特特性，进行图象除去和波形整形等；A/D 转换电路 11，把从该奈奎斯特滤波器电路 9 输出的 I 轴侧基带信号进行 A/D 转换，生成数字化的 I 轴侧基带信号；奈奎斯特滤波器电路 10，对于从该正交解调电路 8 输出的 Q 轴侧基带信号，赋与奈奎斯特特性，进行图象除去和波形整形等；A/D 转换电路 12，把从该奈奎斯特滤波器电路 10 输出的 Q 轴侧基带信号进行 A/D 转换，生成数字化的 Q 轴侧基带信号；和帧同步检测电路 13，把从这些各 A/D 转换电路 11、12 输出的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号中包含的数据与预先存储的单独的字（与数字传送信号的 SYNC 中使用的单独的字相同）进行比较，在检测出与单独的字一致的数据时，生成表示已检测出第一数据块的 SYNC 的 SYNC 检测信号，把该信号供给扫描振荡器电路 7。

而且，为了在接收电路 1 的电源则投入之后，不重现数字传送信号的载波，在非同步状态时，例如在 2MHz 的范围内，从低频率侧扫描振荡

频率，根据用该扫描操作生成的局部振荡频率，正交解调从 ODU3 输出的 IF 信号，生成 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号，同时在这些 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号中赋与奈奎斯特（Nuquist）特性，进行图形除去和波形整形后，进行数字化，供给微调 AFC 数据块 5。此外，与该操作并行，在从数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号得到的数据与单独的字一致时，生成表示已检测出第一帧的 SYNC 的 SYNC 检测信号，固定此时的振荡频率，把该振荡频率的局部振荡信号作为粗调载波信号使用，继续 IF 信号的正交解调操作、赋与奈奎斯特滤波器特性的操作、A/D 转换操作，把由此得到的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号供给微调 AFC 数据块 5。

此时，在用该接收电路 1 接收的数字传送信号中，由于把 SYNC 用已知图形（单独的字）进行 BPSK 调制，所以即使低 CN 比时，只要在一定程度的频率宽度中，即使不能确立载波同步，也可以检测 SYNC，并以该 SYNC 的检测为基准，在一定程度的频率误差范围内，可以确立载波同步。

此外，微调 AFC 数据块 5 配有根据从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号，微调整这些 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号频率的微调 AFC 电路 14，检测从粗调 AFC 数据块 4 输出的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中包含的第一数据块的 SYNC 和后续 176 个符号的 BPSK 信号产生的失调频率，重现这些 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的微调载波信号，同时微调 I 轴侧基带信号的频率和 Q 轴侧基带信号的频率，在频率偏移大致为零的状态下，供给 APC 数据块 6。

这种情况下，如图 3 所示，微调 AFC 电路 14 包括：NCO 电路 15，按照输入的频率差信号，变更、固定振荡频率；相位转动电路 16，根据从该 NCO 电路 15 输出的局部振荡信号，转动从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，进行复合频率转换；相位检测电路 17，运算从该相位转动电路 16 输出的 I 轴侧基带信号振幅与 Q 轴侧基带信号振幅的反正切 ，生成相位差信

号；微分电路 18，微分从该相位检测电路 17 输出的相位差信号，生成频率差信号；和滤波器电路 19，在除去从该微分电路 18 输出的频率差信号中包含的噪音和不需要的高频成分后，供给 NCO 电路 15，控制从该 NCO 电路 15 输出的局部振荡信号的频率。

因此，最初把局部振荡信号作为微调载波信号使用，转动从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，把频率调整后的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号供给 APC 数据块 6，同时在运算频率调整后 I 轴侧基带信号振幅和 Q 轴侧基带信号振幅的反正切，生成相位差信号后，微分该相位差信号，生成频率差信号，为了使该频率差信号变为零，调整局部振荡信号的频率，以便频率差信号的值变为零。

此时，在用该接收电路 1 接收的数字传送信号中，如图 4 所示的一个数据块中包含的 BPSK 信号，利用将信号相位点变为 0 或 180 度传送的方式，使第二象限、第三象限转动 180 度，把第二象限重叠在第四象限上，同时如果考虑把第三象限重叠在第一象限上，那么可以排除因调制造成的不确定性。这种情况下，在生成数字传送信号时使用的载波信号和用接收电路 1 侧重现的载波信号之间，如果有频率差（在载波频率上有失调），那么在该坐标系中，被观测的相位误差信号的值随时间增加，可观测出例如图 5 所示波形的相位误差信号（相位差信号）。而且，利用该相位误差信号的斜率，即时间微分值与频率成正比例，所以通过观测该斜率，检测失调频率，即使从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号包含某些程度的频率偏差，也可以使该 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的频率偏差为零。

此外，APC 数据块 6 包括：NCO 电路 20，生成除去微小频率误差、相位误差所必需的局部振荡信号，同时按输入的相位误差信号值，变更、固定振荡频率；相位控制用相位转动电路 21，根据从该 NCO 电路 20 输出的局部振荡信号，转动从微调 AFC 数据块 5 输出的频率偏差大致为零的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位；相位检测电路 22，运算从该相位控制用相位转动电路 21 输出的相位调整后的 I 轴侧基带信号中包

含的各数据块的 BPSK 信号振幅和相位调整后的 Q 轴侧基带信号中包含的各数据块的 BPSK 信号振幅的反正切，生成相位误差信号；和滤波器电路 23，在除去从该相位检测电路 22 输出的相位误差信号中包含的噪声等后，供给 NCO 电路 20，控制从该 NCO 电路 20 输出的局部振荡信号的频率和相位。

而且，在运算从微调 AFC 数据块 5 输出的频率偏差大致为零的 I 轴侧基带信号中包含的各数据块的 BPSK 信号振幅和 Q 轴侧基带信号中包含的各数据块的 BPSK 信号振幅的反正切，生成相位误差信号后，除去该相位误差信号的噪声成分，同时为了使该相位误差信号的值变为零，生成局部振荡信号，转动从所述微调 AFC 数据块 5 输出的频率偏差大致为零的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，为了使相位误差信号的值变为零，调整局部振荡信号的相位和频率，同时调整从微调 AFC 数据块 5 输出的频率偏差大致为零的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，把相位调整后的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号供给信号解码部分。

由此，即使从微调 AFC 数据块 5 输出的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号包含微小的频率误差，通过检测该误差，修正频率误差、相位误差，可确立完全的载波同步。

此外，按照需要，在粗调 AFC 数据块 4 的各输出端子、微调 AFC 数据块 5 的各输出端子或 APC 数据块 6 的各输出端子上，连接图 6 所示的载波相位/频率同步检测电路 24，可检测载波是否被锁定。

图示的载波相位/频率同步检测电路 24 包括：计测区域设定电路 25，在从粗调 AFC 数据块 4、微调 AFC 数据块 5、APC 数据块 6 的其中任何一个输出的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中包含的 BPSK 调制区间中的脉冲信号内，抽出图 7 斜线所示的相位面中计测区域内的脉冲信号；计数器电路 26，计数从该计测区域设定电路 25 输出的脉冲信号；计数器电路 27，计数表示 BPSK 调制区间中符号数的符号时钟信号数；除法电路 28，以该计数器电路 27 的计数结果为分母，以所述计数器电路 26 的计数结果为分子，运算它们的比，求出 BPSK 调制区间中的数据变为被正确接收信息的除法结果；阈值设定电路 29，输出预先设定的频率/相位

同步判定阈值；和比较电路 30，把从该阈值设定电路 29 输出的阈值与从除法电路 28 输出的除法运算结果进行比较，根据该比较结果，判定输入给计测区域设定电路 25 的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中是否有频率误差，根据该判定结果，生成相位/频率同步检测信号。

而且，计测区域设定电路 2 5 的输入端子与粗调 AFC 数据块 4 的各输出端子、微调 AFC 数据块 5 的各输出端子、APC 数据块 6 的各输出端子之中的任何一个连接，在输出来自这些粗调 AFC 数据块 4、微调 AFC 数据块 5、APC 数据块 6 之中任何一个的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号时，在该 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中包含的 BPSK 调制区间中的脉冲信号内，抽出计测区域内的脉冲信号，计数该脉冲信号数，同时计数 BPSK 调制区间中的符号数，根据用这些计数操作得到的各计数结果的比与预先设定的阈值的关系，判定在输入给计测区域设定电路 25 的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中是否有频率和相位误差，根据该判定结果生成相位/频率同步检测信号。

此时，在输入该计测区域设定电路 25 的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中有频率误差，如果转动该 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，那么 BPSK 调制区域中的脉冲信号在图 7 所示的计测区域内存在的概率与在计测区域外存在的概率变得大致相同，由于从除法电路 28 输出的除法运算结果大致变为 0.5，所以可判定载波同步未确立。此外，如果确定输入给计测区域设定电路 25 的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的载波同步，该 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位大致被固定在 0 度或 180 度，那么 BPSK 调制区间中的脉冲信号在图 7 所示的计测区域内存在的概率变为 100%，同时在计测区域外存在的概率大致变为 0%，由于从除法电路 28 输出的除法运算结果大致变为 1.0，所以可判断载波同步确立。

这样，在本实施例中，通过天线 2 接收数字传送信号，在从 ODU3 输出 IF 信号时，由于通过粗调 AFC 数据块 4，正交解调 IF 信号，生成 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号，同时相对于 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号中包含的第一数据块的 SYNC，例如在 2MHz 范围内进行从低

频率侧开始的扫描，重现 IF 信号的粗调载波信号，同时通过微调 AFC 数据块 5，利用 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中包含的第一数据块的 SYNC 和后续的 176 个符号的 BPSK 信号期间，检测 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中包含的失调频率，重现这些 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的微调载波信号，而且通过 APC 数据块 6，根据从微调 AFC 数据块 5 输出的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的每个数据块的 BPSK 信号，检测重现载波信号的相位误差，控制这些 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，从而可把得到的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号提供给信号解码部分，所以在接收按一定时间间隔设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，仍利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，可以稳定地重现载波信号，重现数字调制信号中包含的信息。

而且，即使低 CN 比时，由于可以实现带有宽频带频率引入特性的载波重现，所以在数字卫星广播等中，尽管有一些频率偏差和相位噪音，但可以使用便宜的频率转换器，能够大幅度地降低接收装置的成本。

《其它实施例》

此外，在上述实施例中，作为微调 AFC 电路 14，是使用采用了图 3 所示的微分函数方式的电路，从而可简化硬件结构，但采用按这种微分函数方式以外的方式，例如自相关函数方式或计数方式等，通过解析频率差，根据该解析结果，控制 VCO 或 NCO，也可以实现 AFC 功能。

这种情况下，作为微调 AFC 电路 14，在使用自相关函数方式的微调 AFC 电路时，可使用例如图 8 所示的微调 AFC 电路 31，或图 9 所示的微调 AFC 电路 32。

图 8 所示的微调 AFC 电路 31 包括：NCO 电路 33，最初，生成例如 500kHz 左右低频率的局部振荡信号，同时按照输入的频率差信号变更、固定振荡频率；相位转动电路 34，根据从该 NCO 电路 33 输出的局部振荡信号，转动从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位；相位检测电路 35，运算从该相位转动电路 34 输出

的相位调整后的 I 轴侧基带信号振幅和 Q 轴侧基带信号振幅的反正切，生成相位差信号；相关运算电路 36，求出从该相位检测电路 35 输出的相位差信号的自相关系数，生成相关系数信号；积分电路 37，采用按照帧之间加法运算的平均积分方式等的时间系列加法运算方式等，无论哪一帧，积分从该相关运算电路 36 输出的相关系数信号，减轻噪音影响；和计数器电路 38，计数从该积分电路 37 输出的相关系数信号波形的相关峰值数，根据该计数结果，生成频率差信号，控制从 NCO 电路 33 输出的局部振荡信号的频率。

而且，最初把例如 500kHz 左右低频率的局部振荡信号作为微调载波信号使用，转动从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，把相位调整后的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号供给 APC 数据块 6，同时运算相位调整后的 I 轴侧基带信号振幅和相位调整后的 Q 轴侧基带信号振幅的反正切，在生成相位差信号后，求出该相位差信号的自相关系数，生成相关系数信号，同时计数该相关系数信号波形的相关峰值数，生成频率差信号，为了使该频率差信号的值变为零，调整局部振荡信号的频率，在频率差信号的值变为零的时刻，固定局部振荡信号的频率。

这样，在生成数字传送信号时使用的载波信号和在接收电路 1 侧重现的载波信号之间，如果有频率差（在载波频率上有失调），那么在图 4 所示的坐标系中，被观测的相位误差信号（相位差信号）的值随时间变化，可观测到图 5 所示波形的相位误差信号，由于该相位误差信号的自相关系数波形中出现的相关峰值数与频率差成正比，所以通过观测相位误差信号的自相关系数信号，检测失调频率，即使从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号包含某种程度的频率偏差，也可以使这些 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号的频率偏差为零。

此外，图 9 所示的微调 AFC 电路 32 包括：NCO 电路 39，最初，生成例如 500kHz 左右低频率的局部振荡信号，同时按照输入的频率差信号变更、固定振荡频率；相位转动电路 40，根据从该 NCO 电路 39 输出的局部振荡信号，转动从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信

号、Q 轴侧基带信号的相位；相位检测电路 41，运算从该相位转动电路 40 输出的相位调整后的 I 轴侧基带信号振幅和 Q 轴侧基带信号振幅的反正切，生成相位差信号；相关运算电路 42，求出从该相位检测电路 41 输出的相位差信号的自相关系数，生成相关系数信号；积分电路 43，采用按照帧之间加法运算的平均积分方式等的时间系列加法运算方式等，无论哪一帧，积分从该相关运算电路 42 输出的相关系数信号，减轻噪音影响；和平均周期检测电路 44，求出从该积分电路 43 输出的相关系数信号中出现的周期波形的平均周期，根据该平均周期，生成频率差信号，控制从 NCO 电路 39 输出的局部振荡信号的频率。

而且，最初把例如 500kHz 左右低频率的局部振荡信号作为微调载波信号使用，转动从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，把相位调整后的 I 轴侧基带信号和 Q 轴侧基带信号供给 APC 数据块 6，同时运算相位调整后的 I 轴侧基带信号振幅和相位调整后的 Q 轴侧基带信号振幅的反正切，在生成相位差信号后，求出该相位差信号的自相关系数，生成相关系数信号，同时求出该相关系数信号中出现的周期波形的平均周期，生成频率差信号，为了使该频率差信号的值变为零，调整局部振荡信号的频率，在频率差信号的值变为零的时刻，固定局部振荡信号的频率。

这样，也与图 8 所示的微调 AFC 电路 31 同样地，在生成数值传送信号时使用的载波信号和在接收电路 1 侧重现的载波信号之间，如果有频率差（在载波频率中有失调），那么在图 4 所示的坐标系中，被观测的相位误差信号的值随时间变化，可观测到例如如图 5 所示的波形相位误差信号，由于在该相位误差信号的自相关系数信号中出现的周期波形的周期与频率差成反比，所以通过观测该相关系数信号，检测失调频率，即使从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号包含某种程度的频率偏差，也可以使这些 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的频率偏差为零。

此外，通过使用这种自相关函数，即使在接收的数字传送信号的 CN 比更低的情况下，也可以稳定地重现正确的微调载波信号。

此外，在使用计数方式的微调 AFC 电路中，采用如下所述的基本原理，解析频率差，根据该解析结果，控制 VCO 或 NCO，实现有宽频率引入范围的 AFC 功能。

首先，如果数字传送信号中包含的 BPSK 信号的频率和相位与重现载波信号的频率和相位同步的话，那么即使信号中包含噪声，在图 10A 的斜线所示的相位面的计测区域中，可观测大部分信号。

另一方面，在重现载波信号的频率偏移的情况下，信号点与时间难以一起转动。此时，与数字传送信号中包含的 BPSK 信号的载波频率相比，在接收电路 1 侧重现的载波信号的频率低时，如图 10B 所示，随着时间的经过，如果使斜线所示的计测区域反时针转动，那么在观测期间输入的各信号中，可以计数大部分的信号。相反地，与数字传送信号中包含的 BPSK 信号的载波频率相比，在接收电路 1 侧重现的载波信号的频率高时，如图 10C 所示，随着时间的经过，如果使斜线所示的计测区域顺时针转动，那么在观测期间输入的各信号中，可以计数大部分的信号。此时，如果使计测区域的转动速度与频率偏移量一致，那么由于通过计数操作得到的计数值变为最大值，所以以多个转动角度、转动速度使计测区域转动，同时通过观测被输入的信号是否在计测区域内，可以检测频率偏移量。

图 11 是表示采用这种基本原理的计数方式的微调 AFC 电路的具体电路结构例的方框图。

该图所示的微调 AFC 电路 45 包括：NCO 电路 46，按照输入的频率差信号，变更、固定振荡频率；相位转动电路 47，根据从该 NCO 电路 46 输出的局部振荡信号，转动从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位；相位检测电路 48，运算从该相位转动电路 47 输出的相位调整后的 I 轴侧基带信号的振幅和 Q 轴侧基带信号的振幅的反正切，生成相位差信号；计数器电路 49，计数数字传送信号中包含的符号数等，生成使计测区域转动所必需的计数值（基准时间信息）；和区域判定电路 50，仅有多组每次偏移预定角度例如一度的 180 个计测区域，根据从计数器电路 49 输出的计数值，判定从相位检测电路

48 输出的相位差信号是否为 BPSK 调制区间中的相位差信号，同时在相位差信号为 BPSK 调制区间中的相位差信号时，按照计数值，以各组每次不同的转动速度使各计测区域转动，并判定相位差信号在 180 个的哪个计测区域内，从与相位差信号存在的计测区域对应的输出端子中输出脉冲信号。

而且，微调 AFC 电路 45 包括：计数器块 52，按与频率分辨率×相位分辨率对应的数，例如按 1kHz 的分辨率，在具有 10kHz 的调整范围的情况下，按 10 组或 10 度间隔，在带有 180 度宽度的情况下，有 18 个、合计仅 180 个数的计数器电路 51，各计数器电路 51 中，计数从区域判定电路 50 的各输出端子输出的脉冲信号数；最大值判定电路 53，把从构成该计数器块 52 的各计数器电路 51 中输出的计数值进行相互比较，判定输出带有最大值的计数值的计数器电路 51，输出该计数器电路 51 的计数序号；和转换 ROM 电路 54，把各计数器电路 51 的序号（计数器序号）和频率误差的值成对地记录，在从最大值判定电路 53 输出计数器序号时，生成表示与该计数器序号对应的频率误差的频率误差信号，控制从 NCO 电路 40 输出的局部振荡信号的频率。

而且，转动从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位，把相位调整后的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号供给 APC 数据块 6，同时运算相位调整后的 I 轴侧基带信号振幅和 Q 轴侧基带信号振幅的反正切，生成相位差信号后，判定该相位差信号在按各组每次不同的转动速度转动的哪个计测区域中，根据该判定结果，按照转动速度、转动角度，使计数器电路 51 完成计数。然后，在这些计数器电路 51 的计数值中，生成表示与具有最大值的计数值的计数器电路 51 的序号对应的频率误差的频率差信号，为了使该频率差信号的值为零，调整局部振荡信号的频率，在频率差信号的值为零的时刻，固定局部振荡信号的频率。

这样，也与图 8、图 9 所示的微调 AFC 电路 31、32 同样地，在生成数字传送信号时使用的载波信号和在接收电路 1 侧重现的载波信号之间如果存在频率差时（在重现载波频率上有失调），通过检测该频率差，可

以使从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的频率偏差为零。

此外，在图 3 所示的微调 AFC 电路 14，图 8 所示的微调 AFC 电路 31，图 9 所示的微调 AFC 电路 32，图 11 所示的 AFC 电路 45 中，主要部分由 ROM 构成，但也可以使用高速的 DSP（数字信号处理器）等元件进行上述处理。

通过使用这种元件，可以把微调 AFC 电路 14、31、32、45 小型化。

此外，在上述实施例中，利用微调 AFC 数据块 5、APC 数据块 6，检测从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的频率偏移和相位偏移，分别修正这些偏移，使 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的频率偏移和相位偏移为零。但也可以利用微调 AFC 数据块 5、APC 数据块 6，检测从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的频率偏移和相位偏移，通过把该检测结果反馈给粗调 AFC 数据块 4 的扫描振荡器电路 7，使从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的频率偏移和相位偏移为零。

这样，也与上述实施例同样地，在按一定时间间隔接收没有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，仍利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，可以稳定地重现载波信号，重现数字调制信号中包含的信息。

而且，由于在低 CN 比时也可以实现带有宽频带频率引入特性的载波重现，所以在数字卫星广播等中，尽管有一些频率偏差和相位噪音，但可以使用便宜的频率转换器，能够大幅度地降低接收装置侧的成本。

此外，在上述实施例中，使各微调 AFC 电路 14、31、32、45 在多值化数少的调制信号区间动作，以生成重现载波信号。但也可以把这些各微调 AFC 电路 14、31、32、45 使用在上述接收电路 1 以外的装置和系统中，例如在接收由连续的 BPSK 信号构成的传送信号的传送系统的 AFC 电路等中使用。

由此，仅使这些各微调 AFC 电路 14、31、32、45 间断地动作，可以重现与输入的调制信号频率同步的载波信号。

图 12 是表示作为图 2 所示的微调 AFC 电路使用的其它微调 AFC 电路中，自相关函数方式的微调 AFC 电路的另一例的方框图。

该微调 AFC 电路 55 包括：生成局部振荡信号，同时按照输入的频率差信号变更、固定振荡频率的 NCO 电路 56；根据从该 NCO 电路 56 输出的局部振荡信号，使从粗调 AFC 数据块 4 输出的数字化的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号的相位转动的相位转动电路 57；在被转动的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中产生频率偏移的相位转动电路 58；在该相位转动电路中赋与基于偏移频率数据的局部振荡信号的 NCO 电路 59；运算从相位转动电路 58 输出的 I 轴侧基带信号的振幅和 Q 轴侧基带信号振幅的反正切，生成相位差信号的相位检测电路 60；求出从该相位检测电路 60 输出的相位差信号的自相关系数，生成自相关系数信号的自相关运算电路 61；采用按照帧间加法运算的平均积分方式等时系列加法运算方式等，无论哪一帧，积分从该自相关运算电路 61 输出的自相关系数信号，减轻噪音影响的积分电路 62；计数从该积分电路 62 输出的自相关系数信号的相关峰值数的计数器电路（或者，计测自相关系数信号中出现的周期波形周期的周期检测电路）63；生成与该计数值或周期对应的频率差信号（频率数据）的频率数据生成 ROM64；和从该频率数据生成 ROM64 输出的频率差信号中减去偏移频率数据，供给 NCO 电路 56 的减法电路 65。而且，该微调 AFC 电路 55 通过在输入给相位检测电路 60 的 I 轴侧基带信号、Q 轴侧基带信号中产生频率偏移，可以计测频率差的绝对值，即使是不能够判定其极性的自相关函数方式，也可以推断比期望频率低的失调频率。

如上所述，按照该微调 AFC 电路 55，在按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，仍利用间断得到的相位、频率误差信息，在宽频率引入范围内，可以稳定地重现载波信号，重现数字调制信号中包含的信息。

在上述实施例中，按四个符号长度，把 APC 数据块中使用的用于相位误差检测的多值化数少的数字调制信号期间设定在每个数据块中。此外，按 196 个符号长度，把微调 AFC 数据块中使用的用于频率误差检测的多值化数少的数字调制信号期间设定在每帧中。一般来说，用于频率误差检测的调制信号期间，在信号期间长，检测频率误差的精度高的情况下，最好使设定间隔长，而用于相位误差检测的调制信号期间，在使设定间隔变窄，以便可以尽快跟踪相位误差变动的情况下，最好使其信号期间短。但是，不言而喻，对于用于相位误差检测的调制信号和用于频率误差检测的调制信号的信号期间的长度、设定间隔，以及在相位误差检测和频率误差检测中设定的各种调制信号期间，或对于在相同的调制信号期间共用的情况等来说，由于取决于要求的频率引入范围、引入速度、接收 CN 比、残留相位误差等，所以在不同的实施例中，采用不同的形态。

工业上的利用可能性

如以上说明，按照本发明的各 AFC 电路，即使在输入信号中包含的可提供载波重现的基准信号或多值化数少的调制信号期间短时，或在输入信号中混入噪声时，也可以不产生伪同步等现象，同时重现与输入信号同步的载波信号。

此外，按照本发明的各载波重现电路，按时分传送多值化数不同的调制信号，在接收重现该信号时，即使 CN 比低时，仍利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，可以重现稳定的载波信号。

而且，按照本发明的各接收装置，按一定时间间隔接收设有产生载波重现的基准信号期间或多值化数少的数字调制信号期间的数字调制信号时，即使 CN 比低时，仍利用间断得到的相位、频率误差信息进行载波同步，从而在宽频率引入范围内，可以重现稳定的载波信号，重现包含在数字调制信号中的信息。

图 1

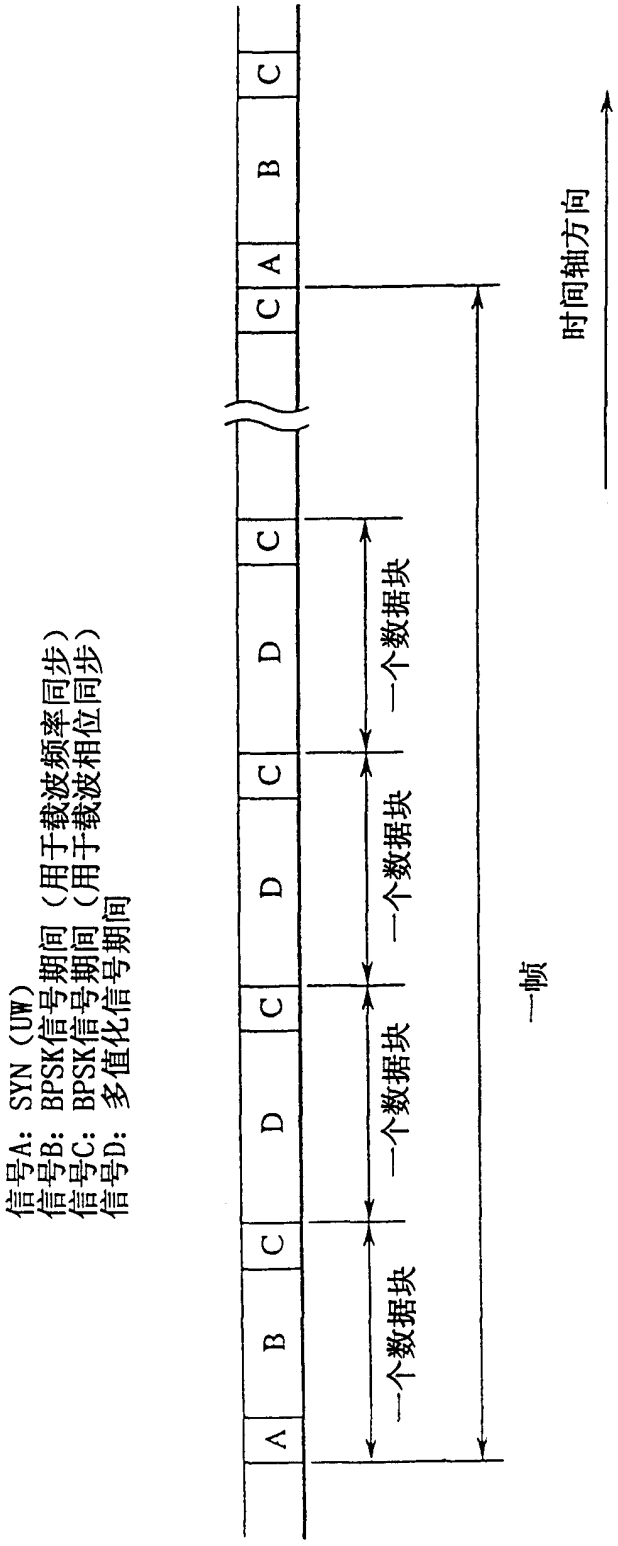

信号A：SYN（UW）
信号B：BPSK信号期间（用于载波频率同步）
信号C：BPSK信号期间（用于载波相位同步）
信号D：多值化信号期间
A
B
C
D
C
D
C
D
C
C
A
B
C
一个数据块
一个数据块
一个数据块
一帧
时间轴方向

图 2

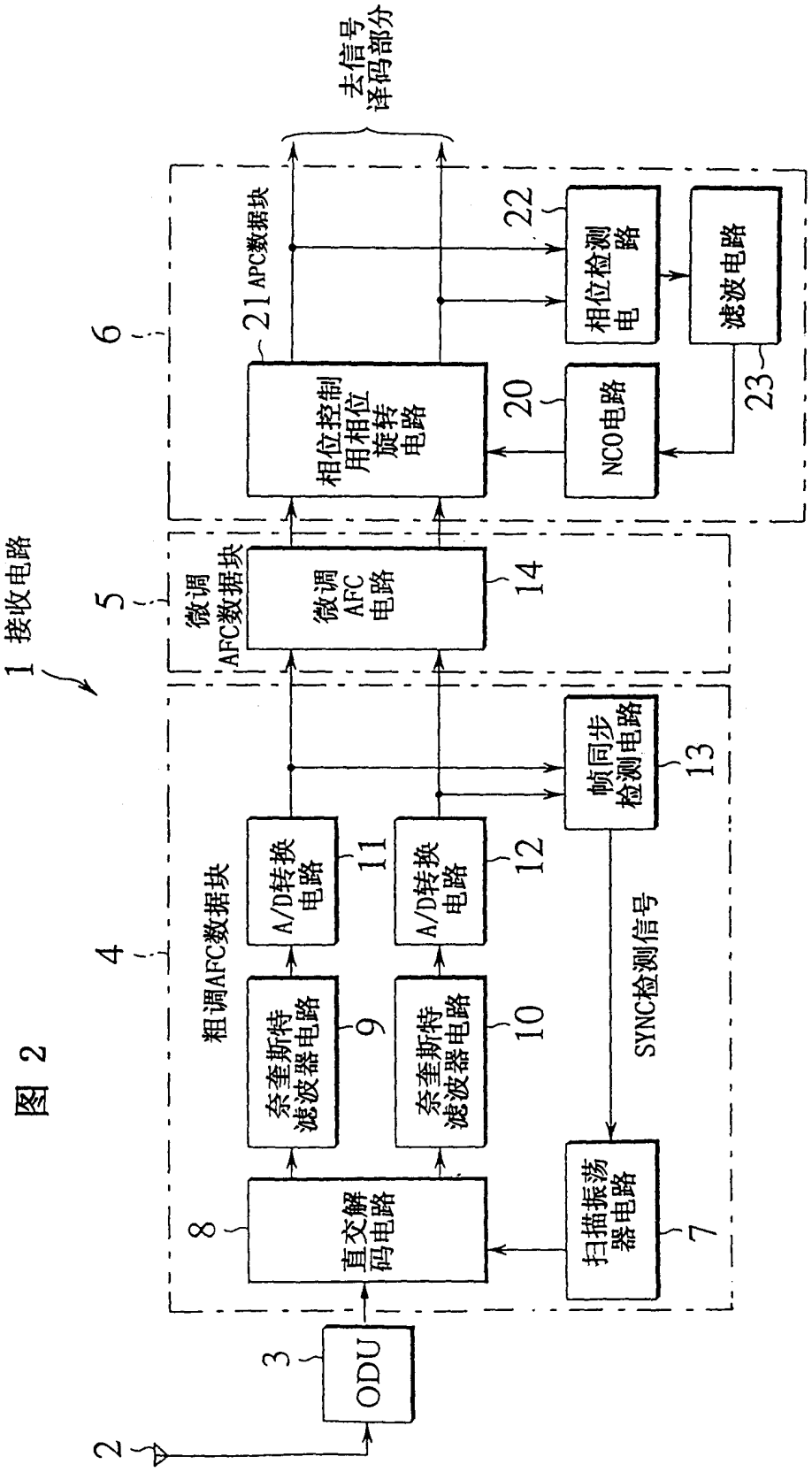

1 接收电路
2
3
ODU
4
粗调AFC数据块
5
微调AFC数据块
6
8
直交解码电路
9
奈奎斯特滤波器电路
10
奈奎斯特滤波器电路
11
A/D转换电路
12
A/D转换电路
13
帧同步检测电路
14
微调AFC电路
7
扫描振荡器电路
SYNC检测信号
20
NCO电路
21 APC数据块
相位控制用相位旋转电路
22
相位检测电路
23
滤波电路
去信号译码部分

图 3

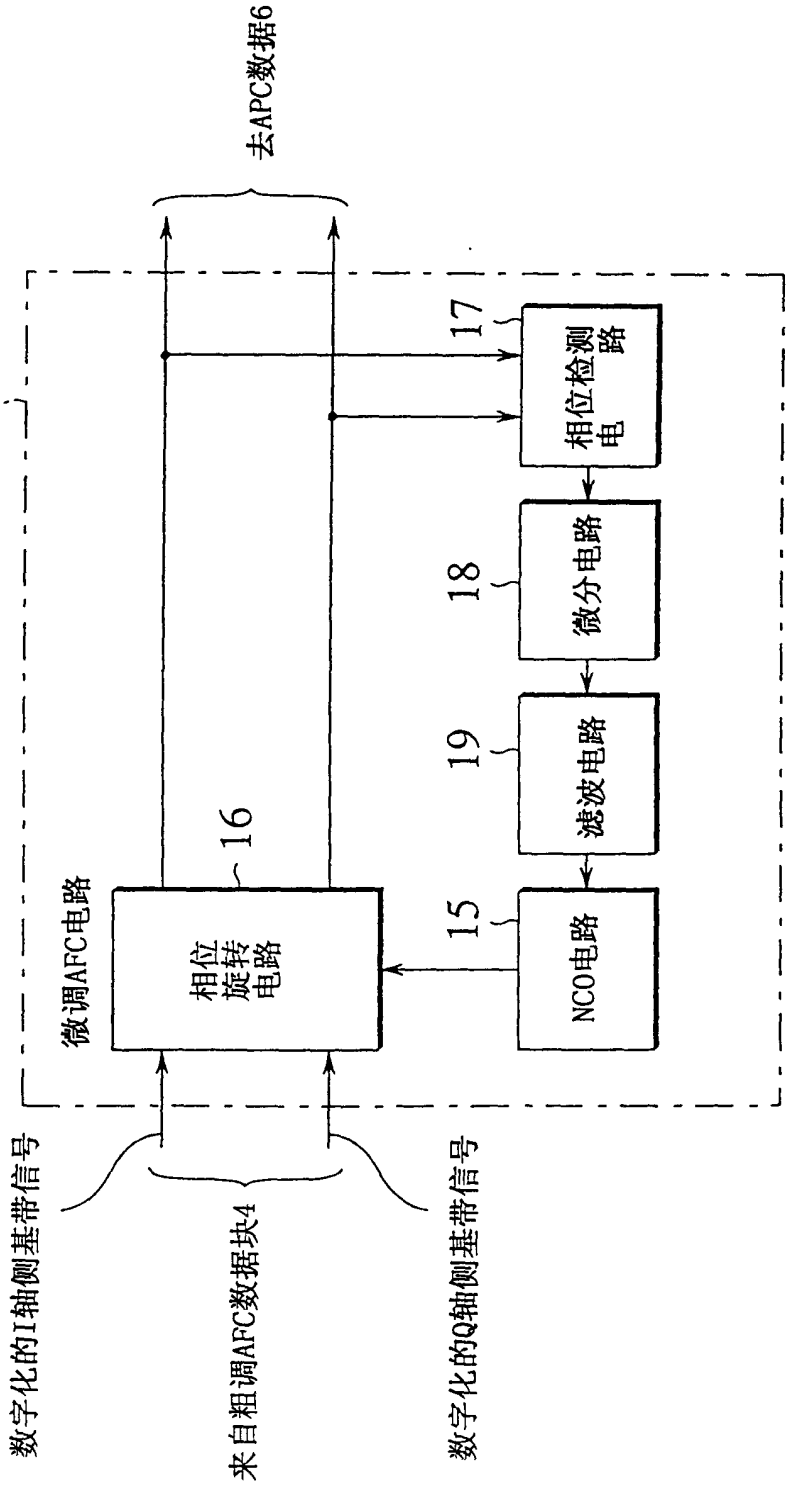

去APC数据6
14
17
相位检测电路
18
微分电路
19
滤波电路
NCO电路
15
16
相位旋转电路
微调AFC电路
数字化的I轴侧基带信号
来自粗调AFC数据块4
数字化的Q轴侧基带信号

图 4

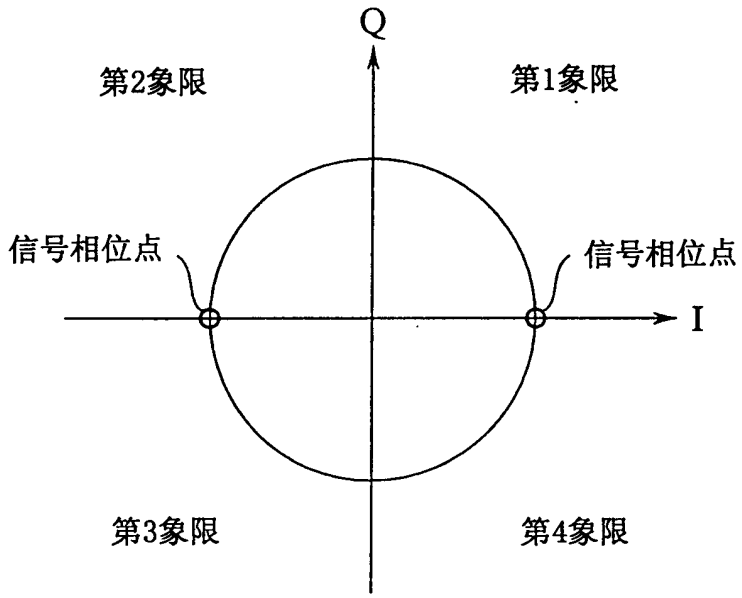

Q
第2象限
第1象限
信号相位点
信号相位点
I
第3象限
第4象限

图 5

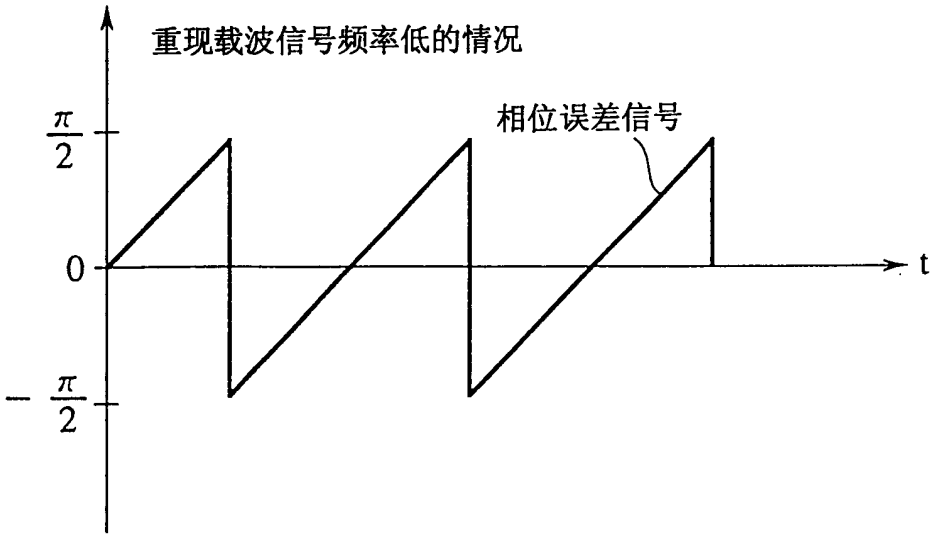

重现载波信号频率低的情况
相位误差信号
π/2
0
-π/2
t

图 6

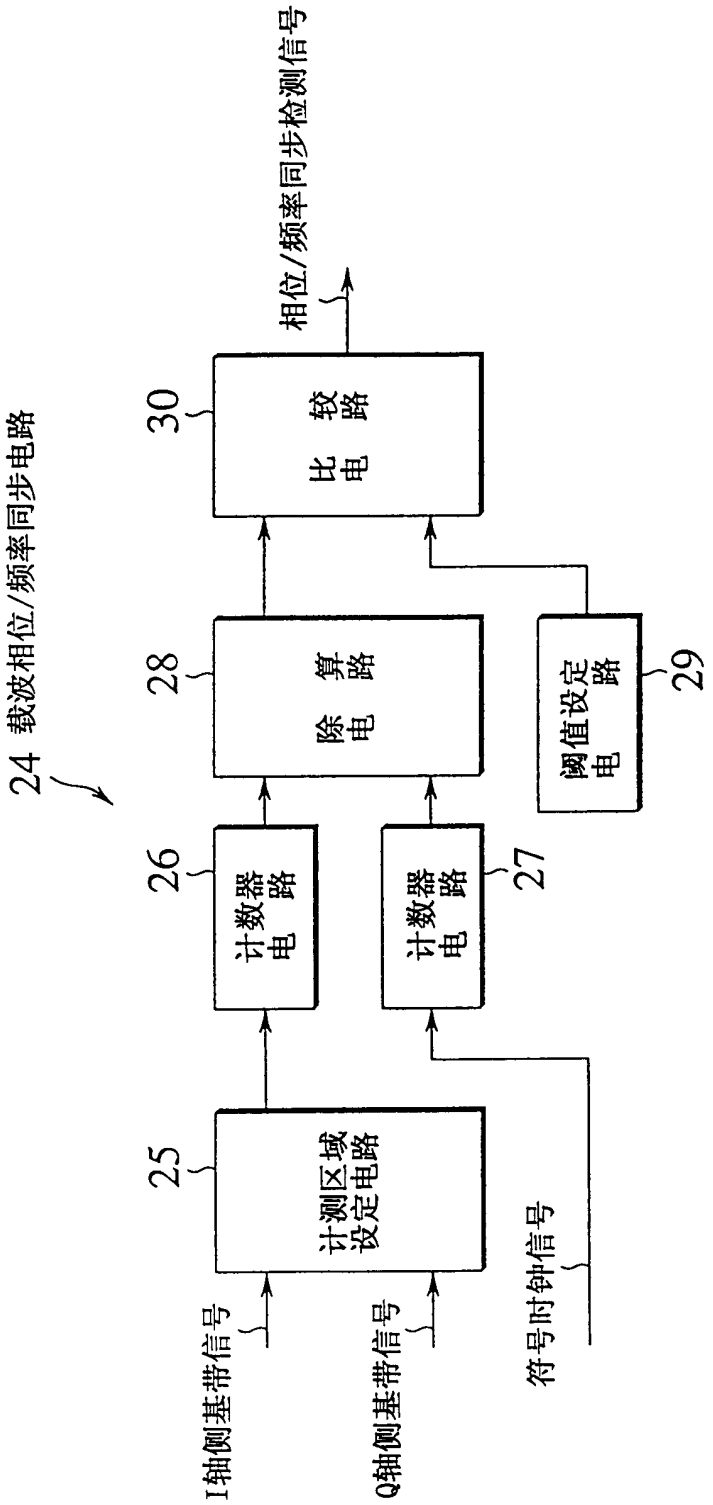

24 载波相位/频率同步电路
25
计测区域设定电路
26
计数器电路
27
计数器电路
28
除算电路
29
阈值设定电路
30
比较电路
I轴侧基带信号
Q轴侧基带信号
符号时钟信号
相位/频率同步检测信号

图 7

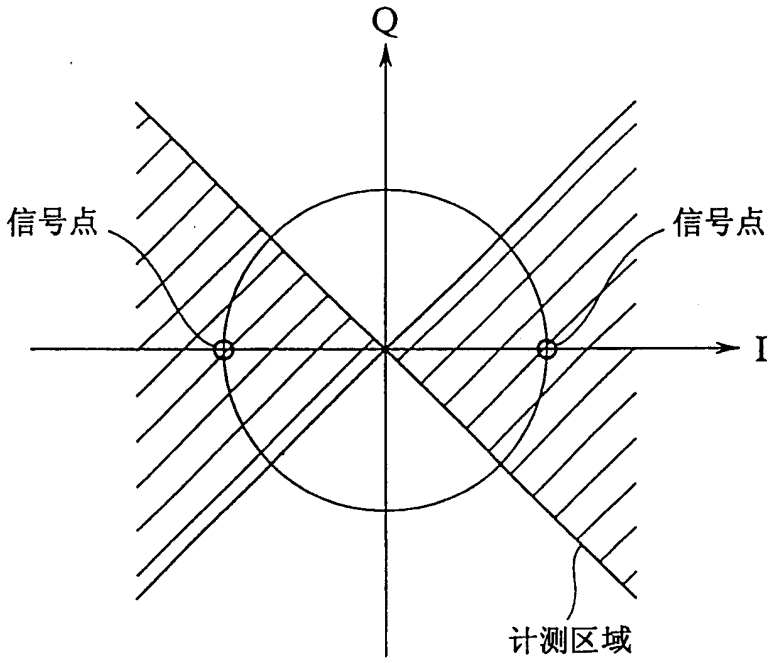


图 8

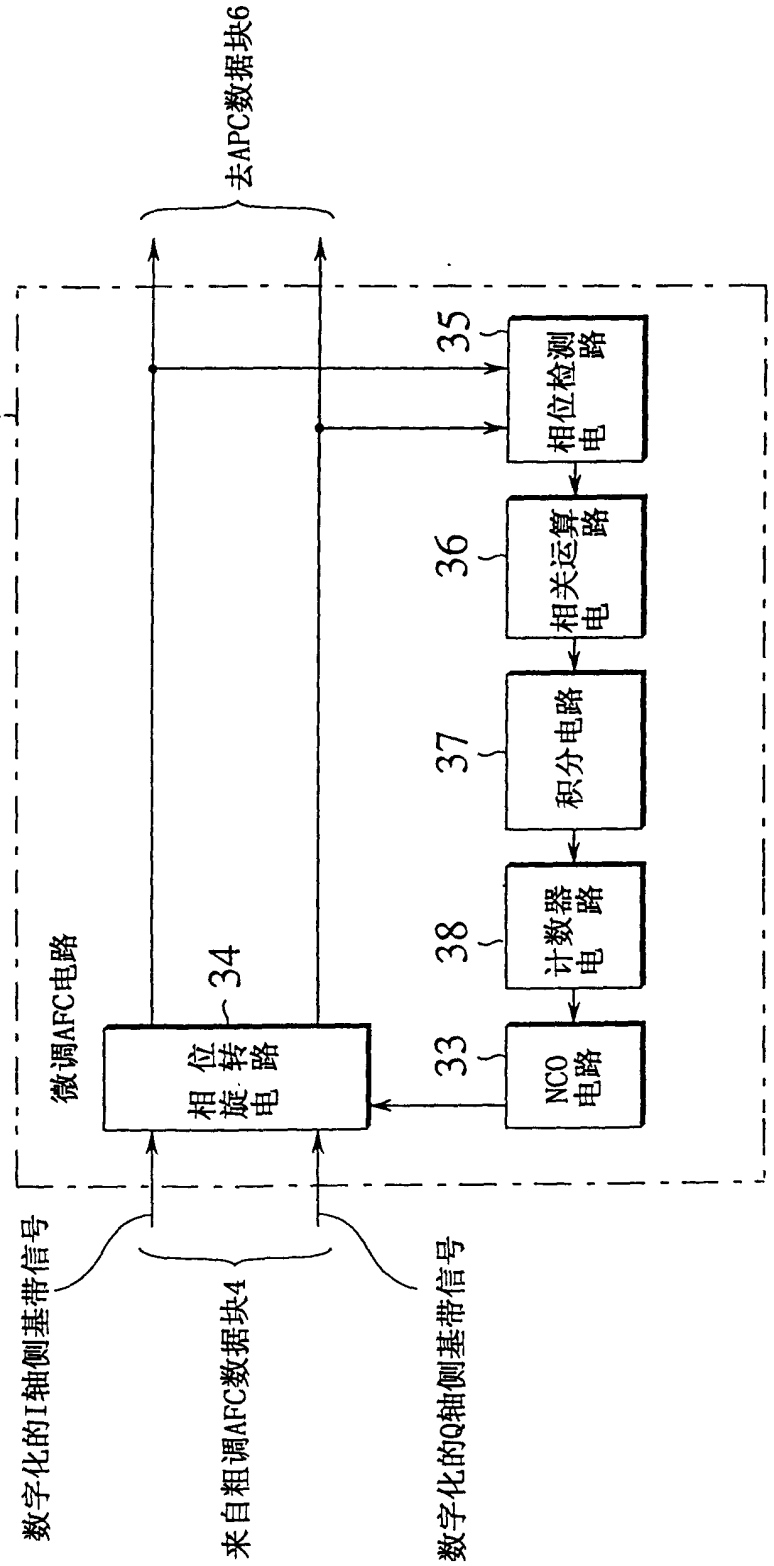

去APC数据块6
31
35
相位检测电路
36
相关运算电路
37
积分电路
38
计数器电路
33
NCO电路
34
相位旋转电路
微调AFC电路
数字化的I轴侧基带信号
来自粗调AFC数据块4
数字化的Q轴侧基带信号

图 9

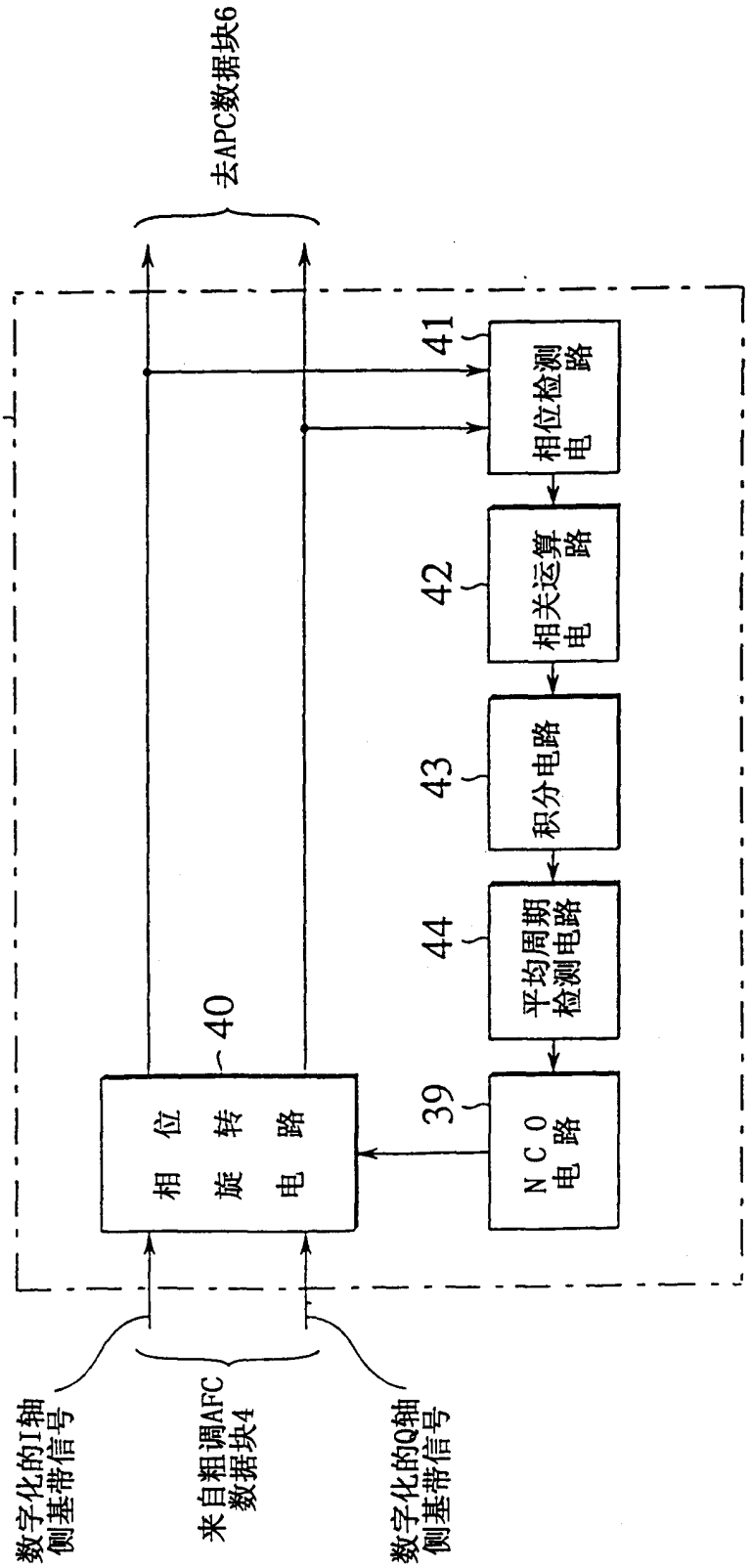

32
去APC数据块6
41
相位检测电路
42
相关运算电路
43
积分电路
44
平均周期检测电路
40
相位旋转电路
39
NCO电路
数字化的I轴侧基带信号
来自粗调AFC数据块4
数字化的Q轴侧基带信号

图10A
同步情况

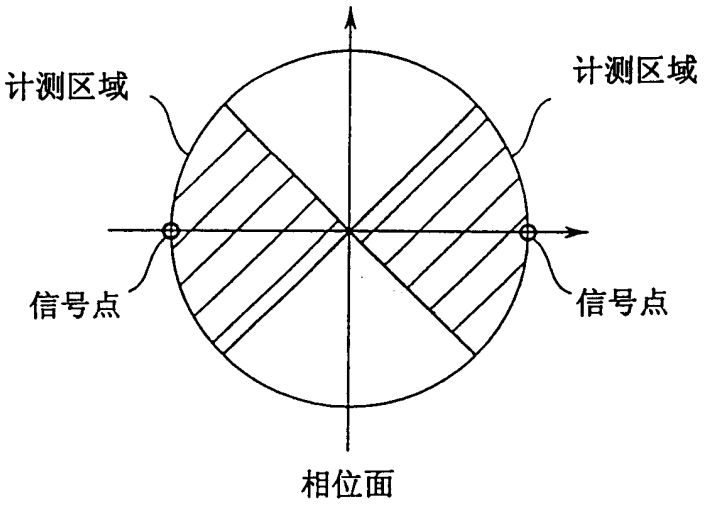


图10B
重现载波频率低的情况

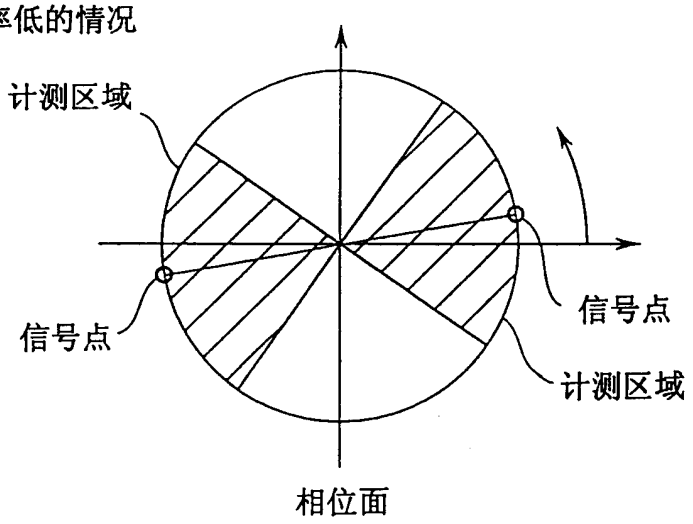


图10C
重现载波频率高的情况

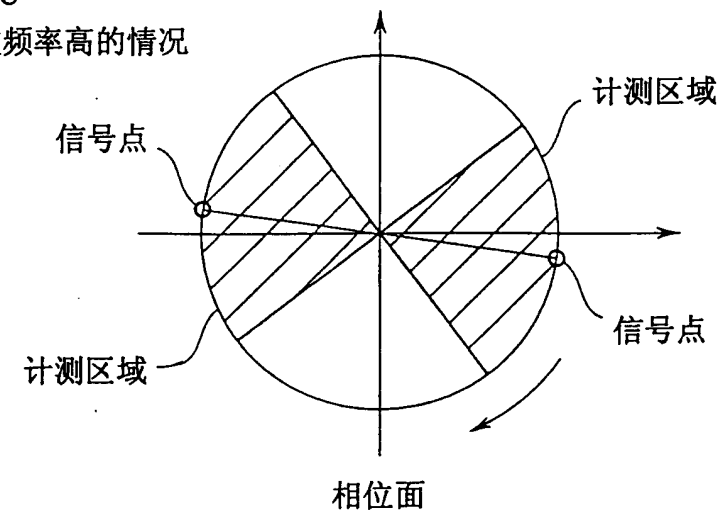


图 11

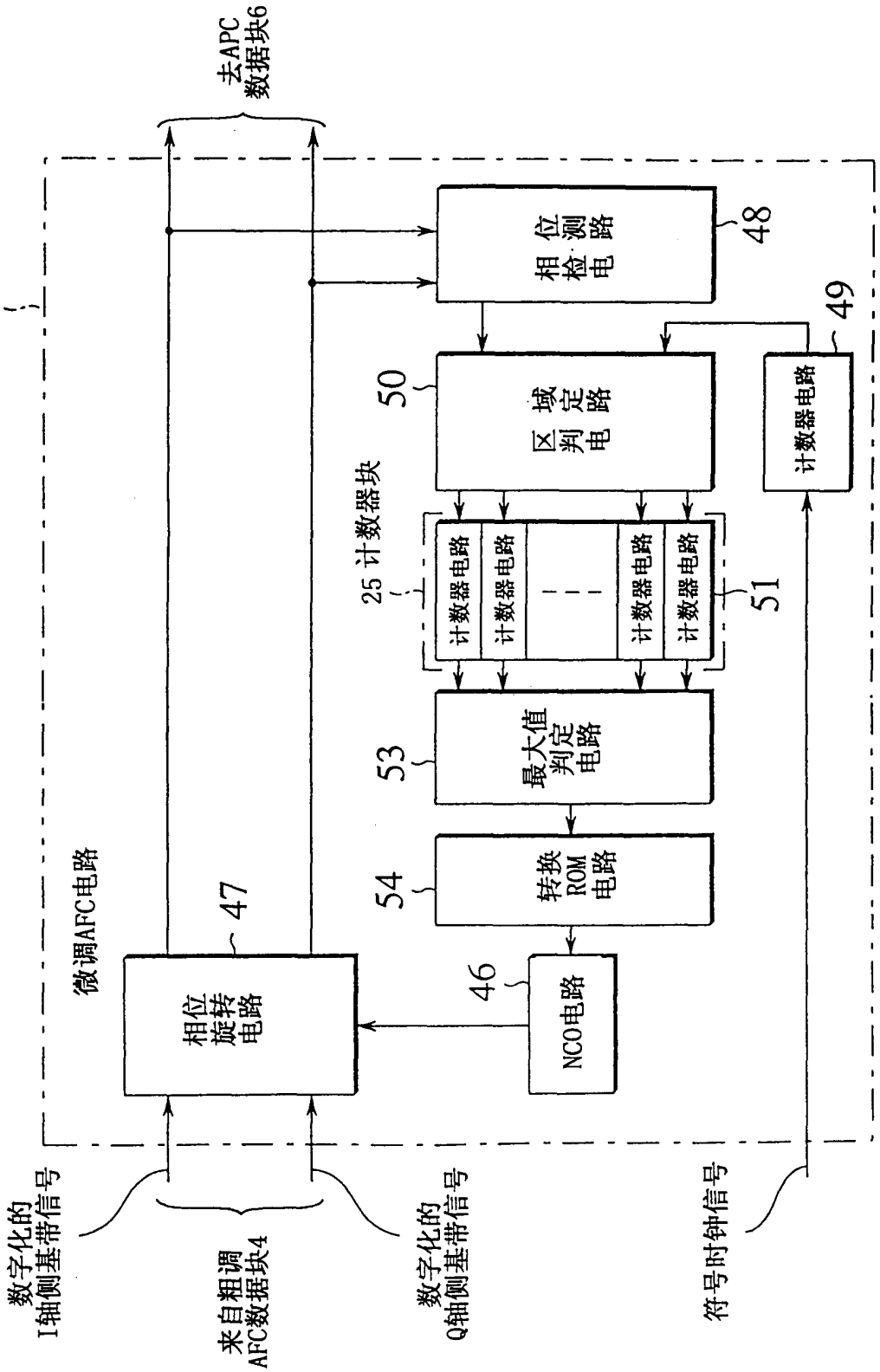
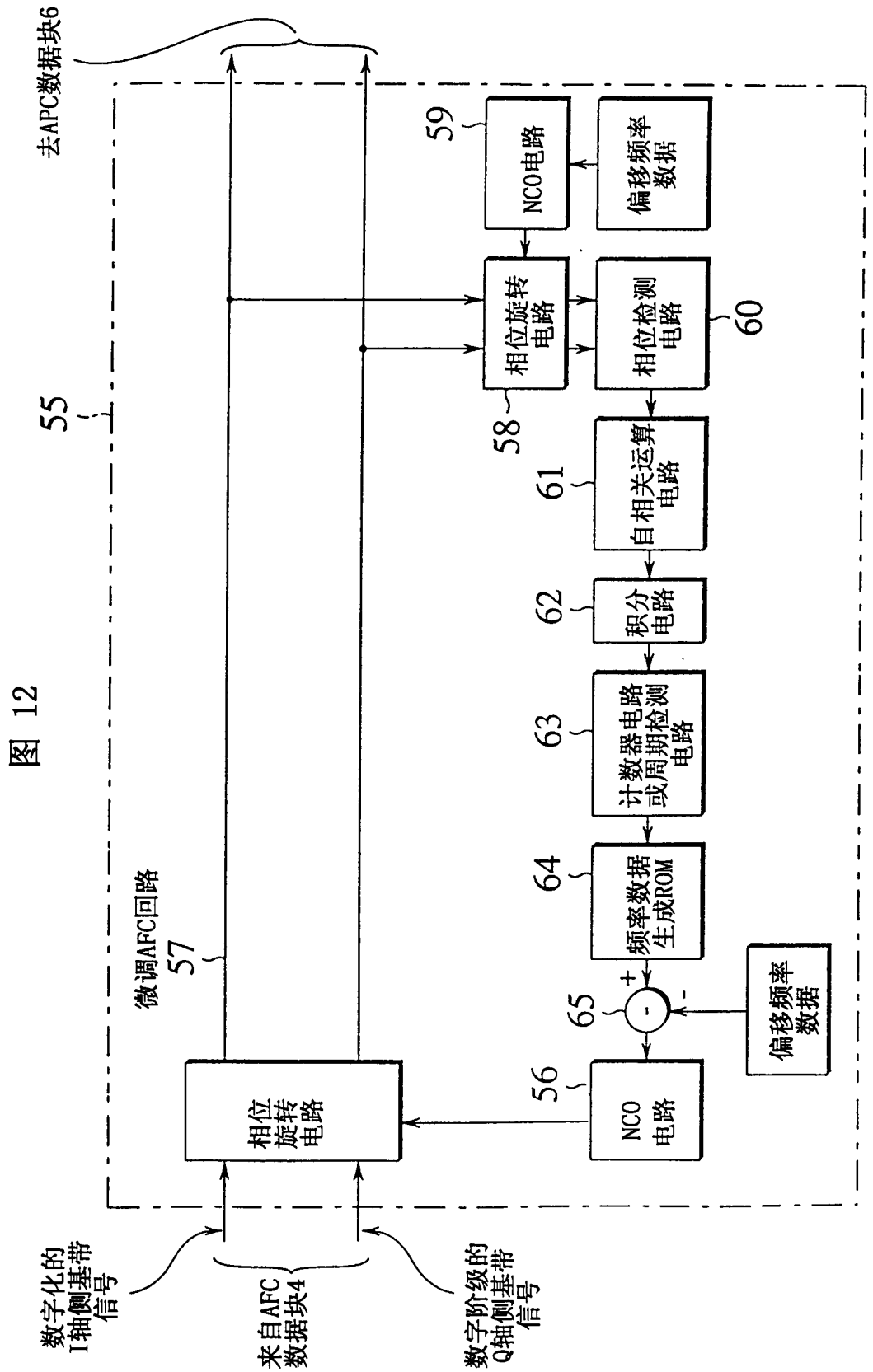

45
去APC
数据块6
相位
检测
电路
48
49
区域
判定
电路
50
计数器电路
25 计数器块
51
最大值
判定
电路
53
转换
ROM
电路
54
NCO电路
46
相位
旋转
电路
47
微调AFC电路
数字化的
I轴侧基带信号
来自粗调
AFC数据块4
数字化的
Q轴侧基带信号
符号时钟信号

图 12


去APC数据块6
55
59
NCO电路
偏移频率数据
相位旋转电路
相位检测电路
60
58
61
自相关运算电路
62
积分电路
63
计数器电路或周期检测电路
64
频率数据生成ROM
65
+
-
偏移频率数据
微调AFC回路
57
相位旋转电路
56
NCO电路
数字化的I轴侧基带信号
来自AFC数据块4
数字阶级的Q轴侧基带信号