[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H04L 5/06

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 94193326.1

[45] 授权公告日 2003 年 10 月 15 日

[11] 授权公告号 CN 1124716C

[22] 申请日 1994.8.31 [21] 申请号 94193326.1
[30] 优先权
[32] 1993. 9.10 [33] DE [31] P4330665.9
[32] 1993. 9.10 [33] DE [31] P4330672.1
[32] 1994. 3.17 [33] EP [31] 94104156.8
[86] 国际申请 PCT/EP94/02884 1994.8.31
[87] 国际公布 WO95/07581 德 1995.3.16
[85] 进入国家阶段日期 1996.3.8
[71] 专利权人 德国汤姆逊 —布朗特公司
地址 联邦德国菲林根 - 施文宁根
[72] 发明人 奥托·克兰克 于尔根·拉布斯
审查员 汪 涛

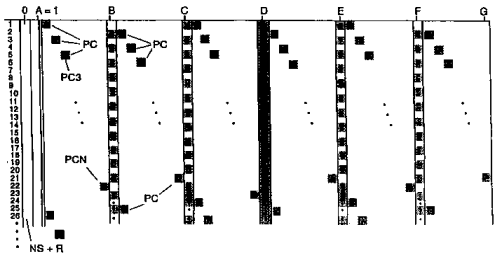
[74] 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所
代理人 马 莹

权利要求书 3 页 说明书 20 页 附图 6 页

[54] 发明名称 在 OFDM 系统中传输参考信号的方法

[57] 摘要

诸如 OFDM、QPSK 和 QAM 调制的各种方法用于数字射频信号的全球传输。 这种系统的一个主要问题之一是当接收机打开或切换到另一频道时的同步。 本发明要求信号功率在同步符号部分长度上保持为零或几乎为零。 在另一部分时间内，可用一不同于在信号的其余部分所用调制的调制，其包括至少一个具有最优自相关特性的序列，例如一些 CAZAC 序列或一调制在一在中心定位的载波上的位序列，在该序列或这些序列中的位之间的间隔等于在扫描 OFDM 符号时所用的时间间隔或这些时间间隔的倍数，或仅与所有其它载波一起使用该符号有效长度的一半。 结果，为实现同步只需单个符号。 在接收机中，在零功率处用部分符号实现粗同步，接着处理所收到的同步符号的信号分量，随后是振荡器的控制。



ISSN1008-4274

1. 一种用于利用多重调制载波(1...26...)、零符号和一由CAZAC 序列调制的时频相参考符号以帧方式传输数字信号的方法，其特征在于，在一帧内传输至少一个另外的参考符号(A、C+1、E+1)，其由至少一个具有比任何CAZAC 序列更大长度的伪随机序列调制，因而在接收机中，在利用所述零符号进行粗同步之后，在振荡器频率或发送器频率发生更大频率偏移的情况下，通过估价另外的参考符号进行进一步校正。

2. 按照权利要求 1 的方法，其特征在于，另外的参考符号也用作时频相参考符号。

3. 一种用于利用多重调制载波(1...26...)、零符号和一由CAZAC 序列调制的时频相参考符号以帧方式传输数字信号的方法，其特征在于，该时频相参考符号也至少由一个具有比任何CAZAC 序列更大长度的伪随机序列(A、B、C、D、E、F)调制，这些具有更大长度的序列基本排列在外层载波处，也就是说在最低和最高载波频率处，因而在接收机中，在利用所述零符号进行粗同步之后，在振荡器频率或发送器频率发生更大频率偏移的情况下，通过估价时频相参考符号进行进一步校正。

4. 按照权利要求 1 到 3 中任何一个权利要求的方法，其特征在于，伪随机序列在接收端用快速富立叶变换(FFT)、差分调制(DDEM)和相关(COR)估价。

5. 按照权利要求 1 到 3 中任何一个权利要求的方法，其特征在于，零符号被分为具有零功率的部分和用作参考符号的部分。

6. 按照权利要求 1 到 3 中任何一个权利要求的方法，其特征在于，所述符号用 QPSK 或 QAM 载波调制。

7. 按照权利要求 1 到 3 中任何一个权利要求的方法，其特征在于，在调制前对伪随机序列进行差分编码。

8. 按照权利要求 1 到 3 中任何一个权利要求的方法，其特征在于，为伪随机序列选择一最大长度，其可以是 M 序列。

9. 按照权利要求 1 到 3 中任何一个权利要求的方法，其特征在于，在接收端进行通道状态的确定和随后进行通道的校正的过程中，采用参考符号以及由载波确定的另外的特殊符号或引导元(PC)，所述另外的特殊符号或引导元在特定的时间区间仅占用某些载波。

10. 按照权利要求 9 的方法，其特征在于，该估价结果和 CAZAC 序列的估价结果用于至少一个在该接收器中用于频率变换的振荡器的频率校正，和/或用于与 PLL 控制的振荡器协同作用的一参考振荡器的校正。

11. 按照权利要求 9 的方法，其特征在于，如果对传输的伪随机序列进行估价以便确定和校正发送器频率相对于接收器光栅的偏移或者发送器偏频率漂移，则在获得所需的振荡器或频率转换精度之后，进一步估价伪随机序列，但这种估价只要所定义的频率偏移没有被超出就没有效果。

12. 一种用于对利用多重调制载波(1...26...)、零符号(NS)和一用 CAZAC 序列调制的时频相参考符号以帧方式传输的数字信号进行解码的设备，包括：

- 用于解调接收到的信号(INP)的解调装置(DEM)；
- 用于检测零符号(NS、NS+R)的下游零信号分量检测器装置

(NSD);

- 用于解调的接收到的信号的 OFDM 解码器装置(OFDM);

其特征在于:

- 用于解调的接收到的信号的数字同步估价装置(DSE)，其由零信号分量检测器装置(NSD)的输出信号控制和其控制 OFDM 解码装置(OFDM)并附带地要么估价由至少一个具有比任一 CAZAC 序列更大长度的伪随机序列调制的另外的参考符号(A、C+1、E+1)，或者估价也由至少一个具有比任一 CAZAC 序列更大长度的伪随机序列(A、B、C、D、E、F)调制的时频相参考符号，这些具有更大长度的序列基本上安排在外层载波内，也就是说在最低和最高载波频率处。

13. 按照权利要求 12 的设备，其特征在于，用快速富立叶变换装置(FFT)、差分解调装置(DDEM)和相关装置(COR)估价该伪随机序列。

在OFDM系统中传输参考信号的方法

技术领域

本发明涉及利用多重调制载波以帧方式传输数字信号的方法，相应的估价该信号的方法和相应的解码设备。

背景技术

像OFDM（正交频分多路复用）、QPSK（四相相移键控）和QAM（正交调幅）调制这样的数字广播信号全球传输的各种方法已为世人公知。与这些系统相联系的一个主要问题是当一接收机打开或转换到另一通道时的同步问题。

DAB （数字音频广播）的这类同步方法已经公知，其中把一全零符号和一所谓的 TFPC（时频相控制）符号相继传输，并在接收机中以特定的方式估价。以和要被传输的有用信息的信号电流同样的方式,TFPC符号分配给OFDM多载波方法的单独载波或频率。为估价的目的，样本被转变为频率表示并以该形式估定，而其结果又变回到时域。这一类型的 COFDM（编码正交频分多路复用）调制方法在DE - A - 4128713 中说明。

发明内容

本发明的目的是提出一种方法，该方法仅需要单一符号用于同步，并且允许检测从正常的接收机振荡器频率的明显偏离或检测发送机频率从给定的频率模式的偏离，以及校正振荡器频率。

本发明的另一目的是提出一种按照本发明传输的信号的估价方法。

本发明的再一目的是提出一种应用按照本发明的方法的设备。

被发送的信号包括多重调制载波（OFDM 调制，例如其在维斯坦，S．B，等人在 1971 年 10 月 IEEE 通信技术学报 COM-19 卷第 15 期“使用离散富立叶变换频分多路复用的数据传输”一文和西拉萨奇，B．在 1981 年 7 月 IEEE 通信技术学报 COM-29 卷第 7 期“使用离散富立叶变换的正交多路复用的 QAM 系统”一文中个叙述）。例如，可以对这些载波使用 QPSK 和/或 QAM 调制。为同步和通道估价/校正数据预留整个通道的一特定量。

在按照本发明的解决方法的情形下，信号功率对于同步符号的部分持续时间为零或实际上为零。在另外的时间段内，有可能应用与在剩余部分所用的 OFDM 方法不同的调制方法。这一部分的调制包括至少一个具有最优自相关性质的序列，例如一M序列，亦即具有最大长度的 PRN 序列，或一特定数目的所谓的 CAZAC（恒定振幅零自相关）序列。这类 CAZAC 序列在 EP-A-0529421 中叙述。

这一以时间顺序定义的且调制到一中心定位的载波上的位序列可以代替分配给频率的信息序列而传输，该序列或这些序列的位之间的间隔相应于在（过）采样 OFDM 符号时用的时间区间，或相应于这些时间区间的倍数，或仅所有其它的载波用于该有效符号长度的一半。

零功率部分的长度对应于大约(OFDM)符号持续时间的一半，作为其结果，一序列具有该符号大约四分之一的长度。例如，如果在TV传输方法的情形下，2048个可能载波（FFT/快速富立叶变换的长度）中的1900个被有效地应用，于是这将对同步符号的信号部分产生950个可用的载波。结果，具有长度512-1的M序列可以被传输大约1.85次。该序列的每一值（例如0或1）分配一载波相角，例如在QPSK的情形中0°和180°。对第二序列的1.85-1=0.85或85％的分量可方便地选取其它载波相位分配。对高级QAM，例如在TV传输的情形下的64QAM中，仅相应于QPSK系统的基本值被用于同步符号的信号分量，亦即四个相差90°且具有恒定振幅的相角。

在QPSK调制的情形下，该序列可仅在一个子通道（I或Q）中传输而在其它子通道中的数据序列为恒定。在一不同的解决方案中，该序列在两个子通道（I和Q）中传输，但以不同的符号（0或1）。在高级QAM或所谓的多分辨率QAM的情形下，同步信号的调制则发生在最低的电平，亦即在QPSK的基部。

所建议的同步符号的划分具有这样的优点，即同步符号的零分量和有效信号分量各占据大约符号持续时间的一半。在多路径接收的场合，还可能识别达到有效序列持续时间，也就是说达到信号分量的长度，因此也即达到符号持续时间的一半的滞后时间差。这个持续时间通常要比所用的保护间隔长，因此获得可比较的或者甚至稍微改善了的防止多路径传播的效果。在零分量期间，另外还可能以在总体上很低的功率传输用于发射机识别的减少数目的载波，以致在接收器中对零分量的检测不受其明显影响。为了帧长度、每帧有用符号的数量和采样序列之间关系的最优选择，同步符号的长度

可以选择为稍微从 OFDM 符号持续时间偏离，而在所述同步符号内稍微缩短或延长零分量。

为在接收机中减少计算的复杂性和为了允许接收机中特定的估价形式，可以选择一相当短的序列并相当频繁地进行传输。

序列中位之间的间隔在这里可以对应于在对 OFDM 符号过采样时所用的时间区间数值的 n 倍，下面表示为 n 间隔。

最好使用具有长度 16 的 CAZAC 序列，其意味着在 950 个可用载波的情形下 59.4 重的重复。由于精确等同排列的重复会导致相关估价期间的不确定性，所以通过对调制角分配的不同选择和增加恒定的角变量而校正跟随的序列。由于相关的无歧义性每一新获得的序列传输两次，因此在所选择的例子的情形下产生总共 29 对和一单个的序列。调制也可以通过载波序列差分实现而非直接实现。更为详细的说明包含在 DE-A-4128713 中。

在这种方法的接收器中，粗同步发生在具有零功率的部分符号的基础上，例如同步脉冲是通过检波并滤除转变为基带的接收到的信号而导出的，并用于定义帧的开始或符号窗。这之后，接收到的同步符号的信号分量的估价发生在粗同步的基础上，以后更为精确地确定由该符号或多个符号占用的时间。

为此目的，如同有用信息的信号分量的情形，以时间序列采样的信号通过 FFT 变换为频域的表示，并以该种形式由相应的所希望序列-存储在接收器中-复共轭倍乘（对应于一实部）而其结果接着又变回到时域表示。这种结果表示通道脉冲响应，每一符号被采样的时间区间（符号窗）按照它以包括尽可能多的脉冲响应分量的方式定义。为此目的，与帧同步运行的计数器相应地增量或减量。

同步符号的和存储在接收机中的所希望序列转变为频域表示

的信号部分的相关以及随后的计算估价提供有关转变为不同频率（例如基带）的接收到的信号的频偏的信息，该频偏在数/模转换和滤波后用作本地振荡器的频率控制。在重复传输较短长度序列的情形下，FFT 的结果以段转变为该序列的基本形式并以段平均， 然后仅进行使用较短长度的相关。

在 n 间隔的情形下，为估定的目的而进行接收到的序列与存储的希望序列的相关。相关的结果表示通道脉冲响应，每一符号被采样的时间区间（符号窗）按照它以包括尽可能多的通道脉冲响应的分量的方式定义。

在较短序列扩展传输的情形下，相关时，在接收器中最好仅使用以不变的序列进行采样的每一第 n 个值。作为可供选择的另一方在序列偏移从 1 到 n 个采样区间的接收机中进行 n 次相关，在这种情案，况下，仅使用得到的每一第 n 值。在这种情况下，要么仅继续使用带最高峰值的结果，或者将 n 次相关的结果平均。原则上说来，甚至也可以进行相应的 n 个采样的平均，然后与其结果进行相关运算。

在这种情形下也可以通过把接收到的序列变换为频率表示，由一相应的所希望序列复共轭倍乘和逆变换而实现该相关或多个相关。一有利的设计也在这种情形下产生，如果同步符号的零分量和有效信号分量各取符号持续时间的一半，因为对于多路径接收，允许的滞后时间为那些达到有效序列长度的持续时间，也就是说，对于双波发送，达到信号分量长度的一半，从而为同步符号持续时间的四分之一，且这一持续时间大约相应于通常使用的保护时间间隔。

被传输的信号可以包括一时频相参考符号，其由一特定数目的

CAZAC 序列（恒定振幅零自相关）加以调制。然后在每一帧中附加传输至少由一具有比任一所述的CAZAC 序列更大长度的伪随机序列调制的另外的参考符号。

在本发明的另外的实施例中，一些所提到的时频相参考符号的CAZAC 序列首先由至少具有比任一所述的 CAZAC 序列更大长度的一个伪随机序列置换，这种较大的序列最好配置在外层载波中，也就是说在最低和最高频率处。

该伪随机序列可以以差分方式编码。该码字被有利地调制在使用 QPSK 的载波上。

该伪随机序列可以例如通过使用 2^{n-1} 的最大长度而具有最优的自相关特性（例如 M 序列）。

在解码器中，在解调（包括 FFT）和差分复原后，借助相关而估价这样的附加序列。CAZAC 序列的估价以在 EP-A-0529421 中叙述的方式进行。

结果信息可以用于校正下述各项：

- 在接收机中用于频率变换的至少一个振荡器的频率；
- 或在一相似的配置中，例如一倍增器；
- 或，在 PLL 控制的振荡器的情形下，参考振荡器的校正。

附加的伪随机序列用作扩展区信息并使普通接收机振荡器频率的明显偏离能够被确定和校正或如果发送机频率从一预定的模式偏离（偏移）能够确定和校正振荡器频率。

甚至在需要的振荡器或频率变换精度达到后还要进一步估价传输的伪随机序列。然而只要不超过一确定的偏离范围这一结果也可以无效。

作为进一步的特征，在一帧内，有可能使用许多由 CAZCA 序

列调制的符号和附加的伪随机序列。

参考符号可以有利地用作时频相符号。

上面叙述的两种类型的参考符号都可以与由一载波和一时间窗或一时间符号定义的另外的特定符号或引导元一道使用，也就是说其在特定的时间区间仅占用一些载波，以便决定通道状态和用于相继的通道校正。

原则上说来，按照本发明的方法适宜于以帧方式使用多重调制载波、零符号和用 CAZAC 序列调制的时频相参考符号的数字信号传输，要么由至少具有比任一所述 CAZAC 序列更大长度的伪随机序列调制的至少一另外的参考符号在一帧内被传输，或所述时频相参考符号也被至少一个具有比任一所述的 CAZAC 序列更大长度的伪随机序列调制，这些具有更大长度的序列基本上安排在外层载波内，也就是说在最低和最高载波频率处。

原则上说来，用于对按照本发明的方法传输的数字信号解码的本发明设备包括：

- 解调接收到的信号的解调装置；
- 用于检测零符号的下游零信号分量检测器装置；
- 用于解调的所收到信号的 OFDM 解码器装置；
- 用于解调的所收到信号的数字同步估价装置，其由零信号分量检测器装置的输出信号控制且其控制 OFDM 解码装置并附带评定要么由至少一个具有比任一 CAZAC 序列更大长度的伪随机序列调制的另外的参考符号，要么也由至少一个具有比任一 CAZAC 序列更大长度的伪随机序列调制的时频相参考符号，这些具有更大长度的序列，基本上安排在外层载波内，也就是说在最低和最高载波频率处。

按照本发明的一个方面，提供了一种用于利用多重调制载波(1...26...)、零符号和一由 CAZAC 序列调制的时频相参考符号以帧方式传输数字信号的方法，其特征在于，在一帧内传输至少一个另外的参考符号(A、C+1、E+1)，其由至少一个具有比任何 CAZAC 序列更大长度的伪随机序列调制，因而在接收机中，在利用所述零符号进行粗同步之后，在振荡器频率或发送器频率发生更大频率偏移的情况下，通过估价另外的参考符号进行进一步校正。

按照本发明的另一个方面，提供了一种用于利用多重调制载波(1...26...)、零符号和一由 CAZAC 序列调制的时频相参考符号以帧方式传输数字信号的方法，其特征在于，该时频相参考符号也至少由一个具有比任何 CAZAC 序列更大长度的伪随机序列(A、B、C、D、E、F)调制，这些具有更大长度的序列基本排列在外层载波处，也就是说在最低和最高载波频率处，因而在接收机中，在利用所述零符号进行粗同步之后，在振荡器频率或发送器频率发生更大频率偏移的情况下，通过估价时频相参考符号进行进一步校正。

附图说明

本发明示范的实施例参考附图说明，其中：

图 1 表示信号结构；

图 2 表示发送机端的框图；

图 3 表示接收机端的框图；

图 4 表示在 n 间隔的情形下的接收机同步的框图；

图 5 表示接收机同步的另一框图；

图 6 表示在第一方式中同步和参考符号以及引导元的排列；

图 7 表示在第二方式中同步和参考符号以及引导元的排列;

图 8 表示按照本发明的接收机的另一框图;

图 9 表示图 8 中的数字同步的详细框图;

图 10 表示一基本的 CAZAC 序列。

具体实施方式

在图 1 中,整个帧 R 首先包括具有 0 或接近 0 功率的划影线的分量 1,然后是带不同于有用信号的调制的同步符号的信号分量 1,1+2 组成整个同步符号。然后跟随着带 OFDM 符号的有用数据的段 3。

在图 2 中的 OFDM 信号发生器 5 中,一 OFDM 基带信号借助于有用数据流 D 产生(例如电视视频数据)。在同步级 8,由零分量和信号分量(序列)组成的同步符号由时钟信号 C 在基带中产生。级 5 和 8 中的信号之间的同步在下面的意义上建立, 在级 8 产生的时钟和窗信号控制级 5 的信号定时。产生的这两个基带信号分量在加法器级 6 结合。包括 OFDM 信号和同步符号的加法器级 6 的输出信号通过 D/A 转换器 9 馈送给调制器 10。 所述调制器在端子 11 上提供调制的 RF (射频) 信号。被调制的载波信号由载波振荡器 TO 馈送到调制器 10。

在图 3 的解调器级 13, 接收到的 RF 信号借助于从振荡器 TO 到达的信号向下变换到基带。级 13 的输出信号一方面传送到 A/D 转换器 14 和,另一方面传送到电路 15 用来估定零分量,其结果用于控制在数字同步级 16 中同步符号的信号分量的估定。为此目的后者接收 A/D 转换器 14 的输出信号,该输出信号另外也送到 OFDM

信号处理电路17。级16的帧开始和符号窗输出控制电路17。另外，输出信号的同步分量控制时钟发生器18，其反过来又产生电路17所需要的控制信号。在端子19可再次得到数据信号D，在端子20上可得到对重放电路定时的时钟信号C。

图4表示接收机同步的框图。基带信号BS通过端子21到I^2+Q^2级22的输入端，其输出端通过滤波器23和比较器24连接到计时电路(ZP)25的输入端。在这种场合，将信号分量I和Q的平方相加、滤波并与比较器24中的阈值比较。所得结果是一同步脉冲，它对应于零分量并在电路25中为其确定帧开始和符号窗的时间临时点。电路25的输出信号输送到同步监视电路26的第一输入端，其输出连接到符号/帧计数器（SRZ）27的输入端。数字同步符号DS从端30输送到相关器31的输入端，其中由窗口信号35计时，并进行接收到的数据序列和存储的所希望序列的相关。所得结果是一描述通道脉冲响应的数据值的时间序列。使用这个信号。帧开始和符号窗的精确计时在积分和定位电路（IZP）32中发生。取决于该信号是暂时领先或滞后于预备帧，在级33形成相应的定位信息并通过同步监视电路26向前送到帧计数器。

电路27的输出端28为帧开始和符号窗供给信号并附带地通过线路29反馈到电路26的另一输入端。电路27的第二输出端通过线路34供给相关器31窗信号35。从时钟发生器来的时钟信号C加在电路27的控制输入端36上。

在图5中，基带信号BS通过端21输送到I^2+Q^2级22的输入端，其输出端通过滤波器23和比较器24连接到计时电路（ZP）25的输入端。在这种场合，将信号分量I和Q的平方相加、滤波并与比较器24中的阈值比较。所得结果是一同步脉冲，它对应于零分

量并在电路 25 中为其确定用于帧开始和符号窗的时间临时点。电路 25 的输出信号输送到同步监视电路 26 的第一输入端，其输出连接到符号/帧计数器（SRZ）27 的输入端。

从端 30 来的数字化同步信号 DS 由 FFT 电路 41 变换为频域的表示，然后在级 42 由存储在接收机中的相应的所希望序列复共轭倍乘，其相应于一实部。级 42 的结果接着又在 FFT^{-1} 的级 43 中再一次变回时域表示。从级 43 输出的信号送到实现积分和计时的级 32。从级 32 输出的信号送到级（KE）30 进行校正确定然后馈送到级 26 的第二输入端。

级 41 的输出信号还送到差分解调器 44，接着在关于频率或载波序列进行差分解调后送到相关器 45。相关器 45 的输出信号在 D/A 转换器/滤波器 46 中转变为出现在端 40 上的一 AFC 信号并用于本地振荡器的频率控制。

符号/帧计数器（SRZ）27 接收从时钟发生器 47 来的时钟信号。符号/帧计数器的一个输出通过线 34 供应同步符号窗脉冲 35 给 FFT 级 41。帧开始和符号窗的控制信号通过计数器 27 的另一输出端引出。

在下面有关参考符号和参考码元的分布和调制的说明部分中，零符号（或带有零分量的符号）含有数字“0”，而一帧的数据和参考符号用 A＝1、B、C、D、E、F 和 G 编号。

第一方式：

图 6 表示在水平方向上一帧内的符号和在垂直方向上的载波编号 1...26...。排列在左边缘的是用作同步目的的零符号 NS。符号 A、C＋1 和 E＋1 用作参考符号。引导元 PC 在二维平面上以均匀的间隔排列，也就是说引导元序列相应地在 PC3 和 PCN 之间连续。

大约使用2000个载波。

每一参考符号以两个具有长度255的M序列（具有最大长度的序列）和具有长度（2倍）16的一组44双倍CAZAC序列的组合进行QPSK调制。M序列的特征在于，生成多项式八进制717和八进制747被差分编码并排列在载波位置的"外层"部分（在最低和最高频率处）。CAZAC序列由基本或源CAZAC序列通过转动n*π/2，并通过差分编码（在频率上），通过倍增（一个接一个地将相同频率两倍）和通过加上n倍π/2的相移而导出。22个这样的序列设置在信号的中心频率的以下，其它22个序列设置在信号的中心频率以上。

图10表示具有长度为16的基本/源CAZAC序列，用它定义了Cv的实部和虚部。

按对的排列允许在接收机中进行相关而不受任何（不同的）相邻序列干扰。在这种场合下仅利用倍增序列的中部。

目标是在时间周期之内获得一尽可能清楚而确定的单位脉冲响应。

每一参考符号的整个序列组由近似最优自相关特性在±20移位或±20个载波范围内识别，还应该注意像偏移半个载波间隔一类的临界条件。

引导元$S_{i,k}$的位置i和k，其中i是符号编号而k是载波编号，由下面的等式决定：

第一组：

$$i = (n)\mathrm{mod}(L-1) + L*m + 2; \qquad k = 2*n + 1$$

第二组：

$$i = (n+(L-1)/2)\mathrm{mod}(L-1) + L*m + 2; \quad k = 2*n+2$$

其中 n=0, 1, 2...M/2-1; m=0, 1, 2。L 可能等于 C 而 M 是略小于载波总数的某一数。i＝G＋1 的码元移位到按照 i＝G 的相同载波位置，而 k>m 的结果忽略。

引导元用固定相位和振幅调制，例如使用 QPSK 调制。

该调制可以选择为等同于参考符号的调制，这意味着在载波 k 的位置的每一码元具有和在参考符号下位于载波 k 位置的码元同样的调制。

已定义的码元的总数具有例如为(G＋1)/L 个全部符号的容量。这产生总数为参考信号的相应加倍数目的符号和一附加符号，如果零符号已与该数合并的话。

第二方式:

图 7 表示在水平方向上一帧内的符号和在垂直方向上的载波编号 1...26...。排列在左边缘的是第一符号 NS＋R。引导元 PC 在二维平面上以固定间隔分布，也就是说引导元序列对应地在 PC3 和 PCN 之间一致连续。例如大约运用 8000 个载波。

第一符号 NS+R（编号 0）分成两个时间期间，一 0 功率部分（零信号分量）和一有效部分，其包括 OFDM 调制的具有 OFDM 数据符号一半长度的“参考”信号。载波间隔作相应加倍，其产生大约 4000 个载波。符号 0 的有效部分和一些符号 B、C、D、E、F 用作参考符号。编号为 1 到 8000 的这些载波的使用，例如在这些符号内，如下:

- 符号 0 的有效部分: 所有载波（间隔加倍的）；位置等同于其它符号中的奇载波的那些位置;

- 符号 B 和 F: 偶载波;

- 符号 C 和 E: 奇载波;

- 符号 D：所有载波。

剩余的时隙或参考符号的码元用于传输信号数据(用户数据)。这对应于使用每帧(G+1)/L（全部）符号的容量-从符号 0 导出的信号部分没有计算在或没有包含在作为零符号的计算中。以这种方式，参考符号的总开销和在上面第一方式中叙述的一样。

符号 0 的有效部分和符号 D 通过 QPSK 以具有长度为 511 的 M序列（最大长度序列）和一组具有长度为 16 的 CAZAC 序列的组合调制。两个 M 序列和 88 双倍 CAZAC 序列用于符号 0；符号 D 的对应值是四个 M 序列和 176 双倍的 CAZAC 序列。其它的参考符号 B、C、E 和 F 以固定的相位和振幅调制，例如使用 QPSK 调制。

M 序列可以使用生成多项式八进制 1725、八进制 1257、八进制 1423 和八进制 1443，其由差分编码（在频率上）并设置在载波位置的外层部分（最低和最高的频率处）。该 CAZAC 序列以在第一方式中说明的方式导出。这些序列对称地配置在信号中心频率的以下和以上。在第一参考符号下的整个序列组的特征在于，在对应于±80 个具有 1kHz 间隔的载波的至少±40 个移位的范围内的近似最优自相关特性，还应该注意像以半个载波间隔的偏移一类的临界条件。带编号 D 的参考符号满足类似条件。所用基本序列和源序列和第一方式所用的一样。符号内部的排列可变化。

在图 8 中，接收到的或先前接收到而存储起来的输入信号 INP 在解调器电路 DEM 中解调。接收机中的时间同步以检测在下游零信号分量检测器 NSD 中的零信号而开始，其执行一包络计算、匹配滤波和一中心计算。这一点既可以借助于模拟/数字变换实现也可以通过纯数字处理。在 ADC 中进行 A/D 变换后，解调器 DEM 的输出信号作为基带信号 BBS 传输到提供最后的输出信号 OP 的

OFDM 解码器 OFDM 并传输到一数字同步估价器 DES，其控制 OFDM 并为时钟发生器 CLG 提供控制数据。CLG 给 OFDM 计时并输出时间信号 TIM。

按照图 9，在 DSE 中时间同步和频率同步在频域中并行进行。在电路 FFT 中 FFT（快速富立叶变换）处理以一基于检测到的零符号或零信号分量的窗开始。在时间同步的段内，从 FFT 来的信号 X_k 通过一复共轭序列乘法器 CCSM 和一逆 FFT 电路 FFT^{-1} 传输到第一估价电路 EV1。该帧的第一参考符号在这些电路中作为时间基准被估定。该操作可以被视为等同于在时域的相关并提供通道脉冲响应。与先前的 FFT 窗或帧开始有关的第一或主脉冲 TIMC 的位置用于 FFT 窗和时钟发生器 CLG 的微调 FFTW。

在 EV1 中，由从通道脉冲响应导出的脉冲控制的祯同步计数器提供帧开始和其它时间信息 TIMC、符号开始、FFT 窗和例如通过划分帧开始点之间的时间区间导出的采样率。

频率同步以对 A/D 转换和 FFT 变换的基带信号 BBS 的频率偏移的粗估价开始。（变换的）信号 X_k 在差分解调器 DDEM 中差分解码，而参考符号的 M 序列分量与存储的参考序列-例如在 COR 中-的相关在 COR 中在离期望的中心点至少±20 个载波移位的范围进行。 从不同序列得到的结果在下游第二估价电路 EV2 中取平均。所得到的离期望的中心点的最大偏移在 D/A 转换器 DACF 中变换并滤波，形成一等价的模拟数值 AFC，然后用于校正例如在解调器 DEM 上游的 RF 部分中混合振荡器或多个混合振荡器的偏移。重复这些方法步骤，直到偏移小于±5 个载波。

一相似的差分解调 DDEM 和频域内的相关过程 COR，但是现在具有参考符号的 CAZAC 序列分量并是在±7 个载波位移上执行

的，提供一第一近似频偏值。为更精确起见，不同区域-各具有同样的序列两次-被变换回原来的序列并取平均（在 EV2 中）。 最后，与该结果进行相关。

通过修改的差分解调操作和精确的校正/计算可以获得频偏的精确值。在这种场合，仅在邻近精确群集（constellation)）处执行两个相关步骤，而这两个结果用于计算频偏。从第一近似估价和精确相关两者来的信息-与从粗略估价来的信息结合-经过 D/A 转换和滤波，用来校正混合振荡器或多个混合振荡器的频率参考。

该方法的步骤和相应的数学说明作为第一方式的一例引证在下面。必须注意，在这种场合下的载波位置是按照 0 到 2047 的 FFT 范围编号的。

频率估价和校正发生在两个步骤中，粗略和近似估价和校正，可将后者视为连续频率控制（AFC）。 接收到的参考符号 Uk 的差分解调首先在整个长度上发生：

$$V_k = U_{k+1} U^*_k; \quad 65 \le k \le 1982$$

之后，对粗略估价执行下面的计算（或方法步骤）：

$$W_{M1,l} = \sum_{m=0}^{254} V_{M1,m} + 65 Y'_{M1,(m-l) \bmod 255}; \qquad -25 \le l \le 25$$

$$W_{M2,l} = \sum_{m=0}^{254} V_{M2,m} + 1728 Y'_{M2,(m-l+63) \bmod 255}; \qquad -25 \le l \le 25$$

$$W_{W,l} = \frac{1}{2}\left(W_{M1,l} + W_{M2,l}\right)$$

$|W_{w,l}|$在范围$-25 \le l \le 25$ 的最大值决定了 $l_{w,max}$ 的值。

下面的计算（或方法步骤）用于近似估价：

- 把差分调制值 $V_{320} \ldots V_{1727}$ 分成 44 个具有长度为 32 的区（22

个在中心以下，22 个在以上）；

- 按照上面叙述的调制方案把 44 个区恢复为源 CAZAC 序列，必须使用下面的相移：

- A ... D：0

- E ... H：π/2

- I ... M：π

- N ... Q：-π/2

- 把所有区的对应值取平均；结果是 32 个值宽；

- 估价：

$$W_{N,l}=\sum_{m=0}^{15}V_m c^*_{(m-l)\bmod 16};\qquad -7\le l\le 7$$

- 求出 $W_{N,\max}=\max|W_{N,l}|$，其位于 $l_{N,\max}$ 处；有可能使用该结果来计算 $\Delta f=l_{N,\max}Fs$；

- 从接收到的参考符号值 Uk 中选择 44 个具有长度为 32 的区；22 个在新中点以下，22 个在以上，该新中点由理论中心点通过使用 $l_{N,\max}$ 的校正而导出；新的平均值定义为 U'_k。此后使用图 5 的说明对 c^*_m 和 $c^*_{(m+1)\bmod 16}$ 进行估值：

$$V'_l=U'_{l+1}U''^*_{l+1}+U'_{l+2}U''^*_l;\qquad 0\le l\le 16$$

$$B=\sum_{m=0}^{15}V'_m c^*_m$$

$$C=\sum_{m=0}^{15}V'_m c^*_{(m+1)\bmod 16}$$

$$D=2W_{N,l_{N,\max}}-B$$

$$E = 2W_{N,I_{N,\max}} - D$$

$$\Delta f = Fs\left(l_{N,\max} + \frac{EC^* - DB^*}{EE^* + DD^*}\right)$$

通过平均 44 个结果值算出最后的结果Δf: 所有参考符号的最终Δf值在D/A转换和滤波后用来以上述方式在RF部分中控制参考振荡器或多个参考振荡器。

对应的基本公式用于第二方式， 必须按照图 1 中说明的帧结构采用M序列估价部分(M1...M4和对应的相关范围)的参量。

接收机中的相干 OFDM 解调需要对所有接收到的和向下变换的载波信号进行相位校正。此种校正基于该通道状态的估价。下面的估价操作是基于参考符号和引导元的估价。

为减小噪声效应，收到的参考符号值可以在两个域或两维：时间和频率上平均/滤波。最后的选择取决于通道的行为，其由传播时间变化范围和参量变化率而表征。

在第一方式中，适当的滤波可以就在时域实现（将频率削减到20Hz）。例如有可能使用具有四倍于参考符号之间间隙长度的滤波器或具有自相关中心点的±2 间隙的滤波器。

在时域滤波之后，将这些数值进行内插以便获得所有数据符号/数值的需要参考值，使用具有（四参考点）的三阶内插方法。最后，按照所接收到的参考值从定义值的偏离来校正接收到的数据值。

在第一方式下，执行下面的方法步骤：

a) 参考符号和引导元的收到的振幅的偏离 $ar_{ref,k}$ 和存储值 $ar_{ref,k}$ 和 $\varphi_{ref,k}$ 的相位 $\varphi r_{ref,k}$ 必须对每一载波分别计算：

$$r_{k,ref} = \frac{ar_{k,ref}}{a_{k,ref}}; \qquad \Delta\phi_{k,ref} = \Delta\phi r_{k,ref} - \phi_{k,ref}$$

对偏移的滤波产生新偏移值：

$$r'_{k,ref} = \frac{1}{2.5}\left(-0.25r_{k,ref-2d} + r_{k,ref-d} + r_{k,ref} + r_{k,ref+d} - 0.25r_{k,ref+2d}\right)$$

用数值$\Delta\varphi_{k,\,ref}$代替$r_{k,\,ref}$，使用同样的公式计算$\Delta'\varphi_{k,\,ref}$。

达到大约20Hz该滤波是线性的，作为其结果，该混合振荡器或多个混合振荡器的低频干扰分量或变到该值的通道变化率完全包含在内。

滤波操作需要特定量的所收到的数据存储在接收机中，亦即对建议的滤波器来说为一帧的2/3。

b) 用三阶内插计算数据符号的有关校正值$r_{k,\,i}$和$\varphi_{k,\,i}$，i定义参考点"k，ref+d"和"k，ref"之间的位置。公式在下面给出（C0...C3是中间结果）：

$$C_{0_{k,ref}} = r'_{k,ref}$$

$$C_{1_{k,ref}} = \frac{1}{6d}\left(-r'_{k,ref+2d} + 6r'_{k,ref+d} - 3r'_{k,ref} - 2r'_{k,ref-d}\right)$$

$$C_{2_{k,ref}} = \frac{1}{2d^2}\left(r'_{k,ref+d} - 2r'_{k,ref} + r'_{k,ref-d}\right)$$

$$C_{3_{k,ref}} = \frac{1}{2d^3}\left(r'_{k,ref+2d} - 3r'_{k,ref+d} + 3r'_{k,ref} - r'_{k,ref-d}\right)$$

$$r_{k,i} = C_{0_{k,ref}} + C_{1_{k,ref}} \cdot (i - ref) + C_{2_{k,ref}} \cdot (i - ref)^2 + C_{3_{k,ref}} \cdot (i - ref)^3$$

$$d = 25; \qquad ref < i < ref + d$$

现在用相位值$\Delta'\varphi_{k,\,ref}$代替$r'_{k,\,ref}$，使用同样的公式计算$\Delta\varphi_{k,\,i}$。

参考符号方法和引导元方法两者带同样下标的结果都取平均，

产生最后的校正值为 $rres_{k,i}$ 和 $\Delta\varphi res_{k,i}$。

内插法的精确度对可以使用滤波方法处理的最高频率而言比1%更好。

内插法所需要的计算数目相当大。为减少计算需要，可以在接收机中存储一组相应计算的内插曲线。在这种场合下，仅需要计算这些存储曲线的寻址数据。所需存储容量不应超过50千字节。

c) 收到数据的值可以利用下列公式校正：

$$a_{k,j} = \frac{ar_{k,i}}{rres_{k,i}}; \qquad \phi_{k,i} = \phi r_{k,i} - \Delta\phi res_{k,i}$$

在第二方式下，有关的方法步骤以相应的方式进行。

本发明可以应用于例如数字电视、数字音频或其它数据信号的传输，特别是全球传输。

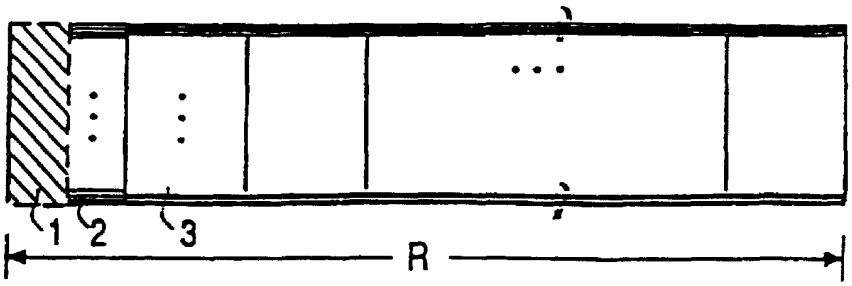

1
2
3
R

图 1

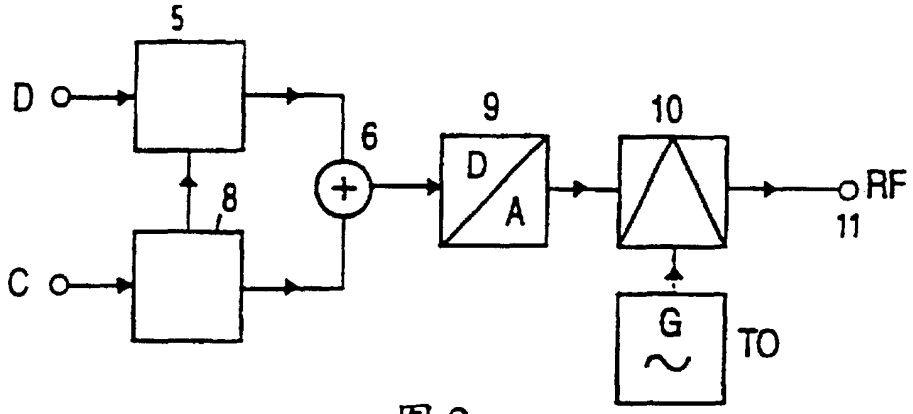

5
D
6
9
D
A
10
RF
11
8
C
G
TO

图 2

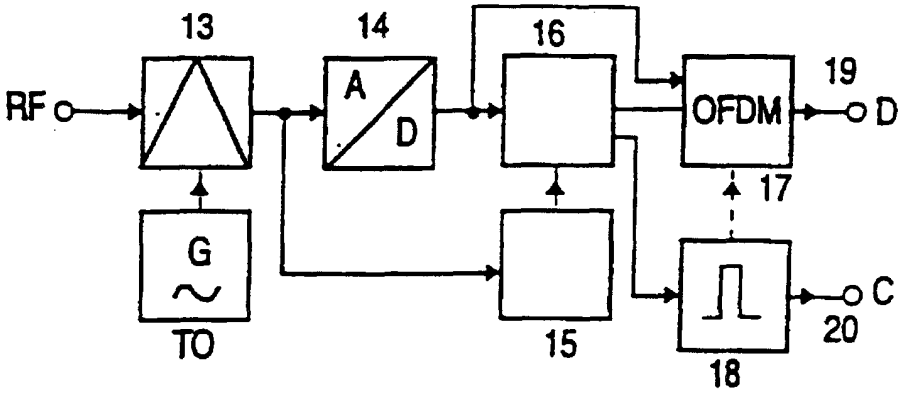

13
14
16
19
RF
A
D
OFDM
D
17
G
TO
15
18
C
20

图 3

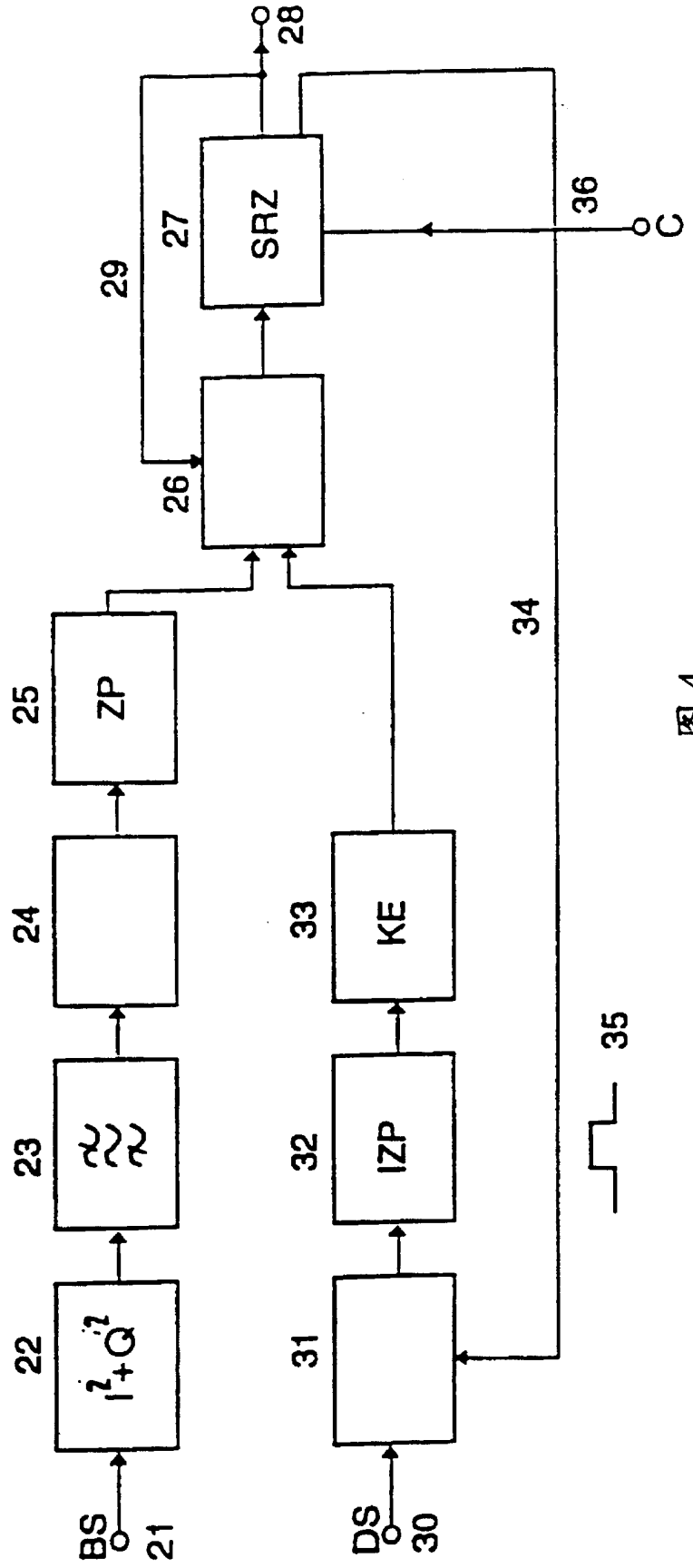

BS
21
22
I^2+Q^2
23
24
25
ZP
26
27
SRZ
28
29
DS
30
31
32
IZP
33
KE
34
35
36
C

图 4

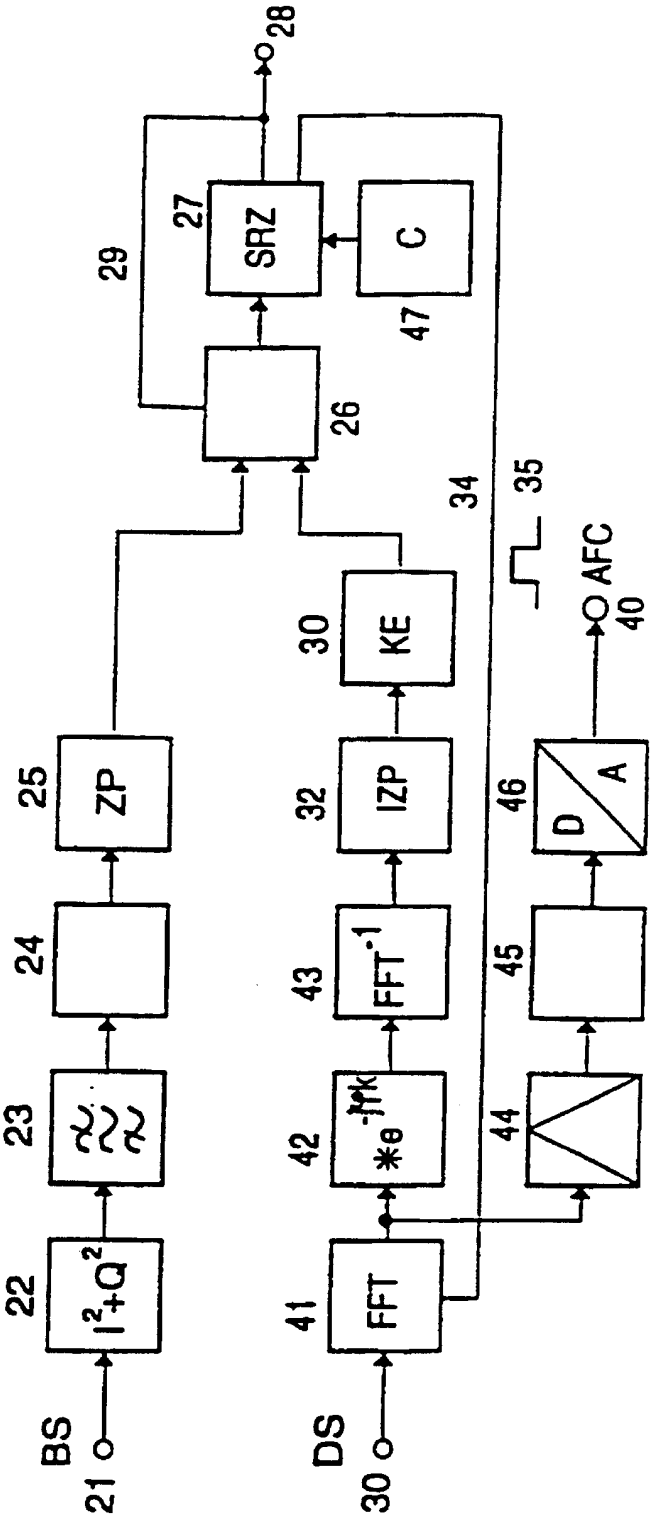

BS
21
22
I^2+Q^2
23
24
25
ZP
26
27
SRZ
28
29
C
47
DS
30
41
FFT
42
43
FFT^{-1}
44
45
46
D/A
AFC
40
30
KE
32
IZP
34
35

图 5

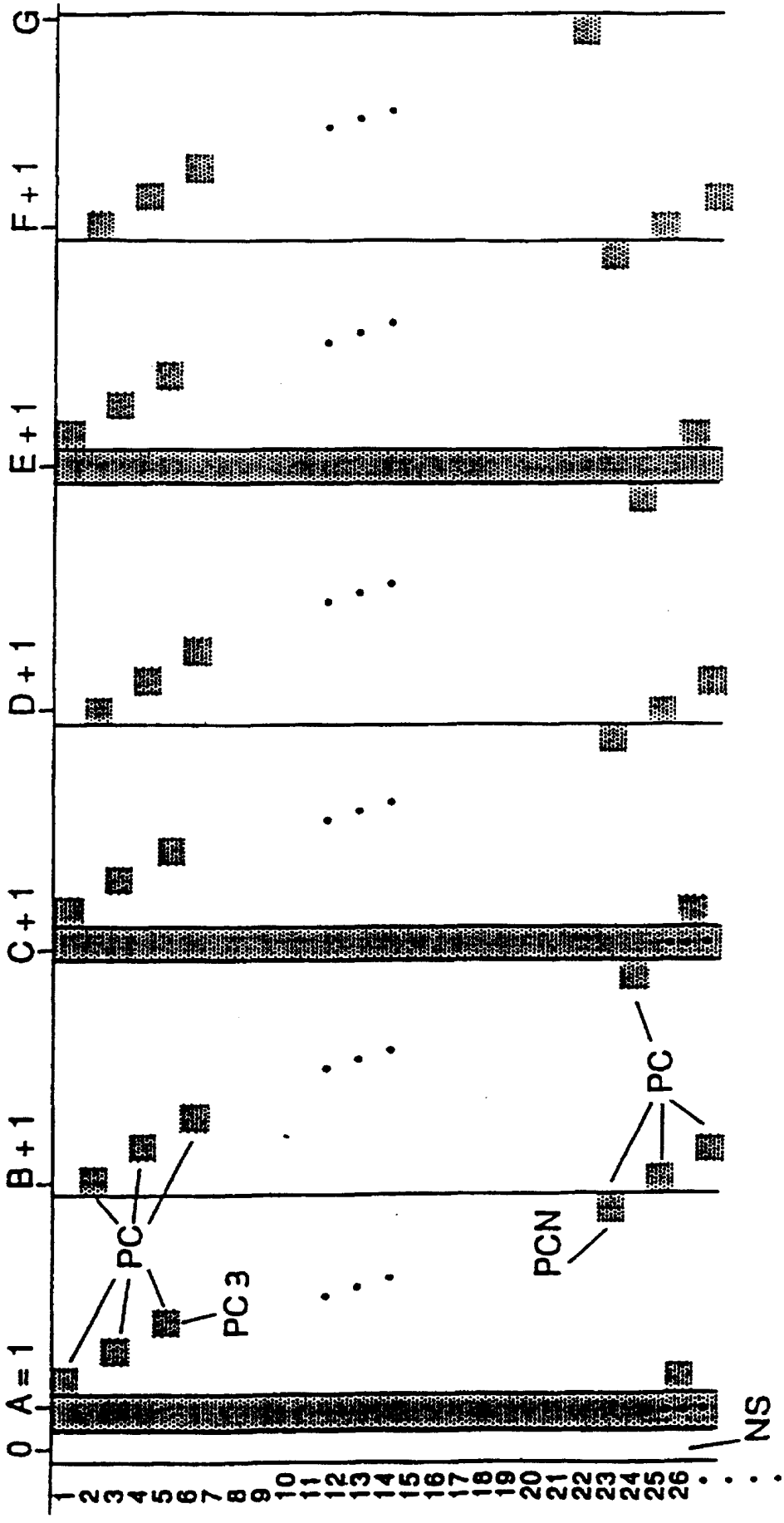

G
F+1
E+1
D+1
C+1
B+1
A=1
0
PC
PC3
PCN
PC
NS
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26

图 6

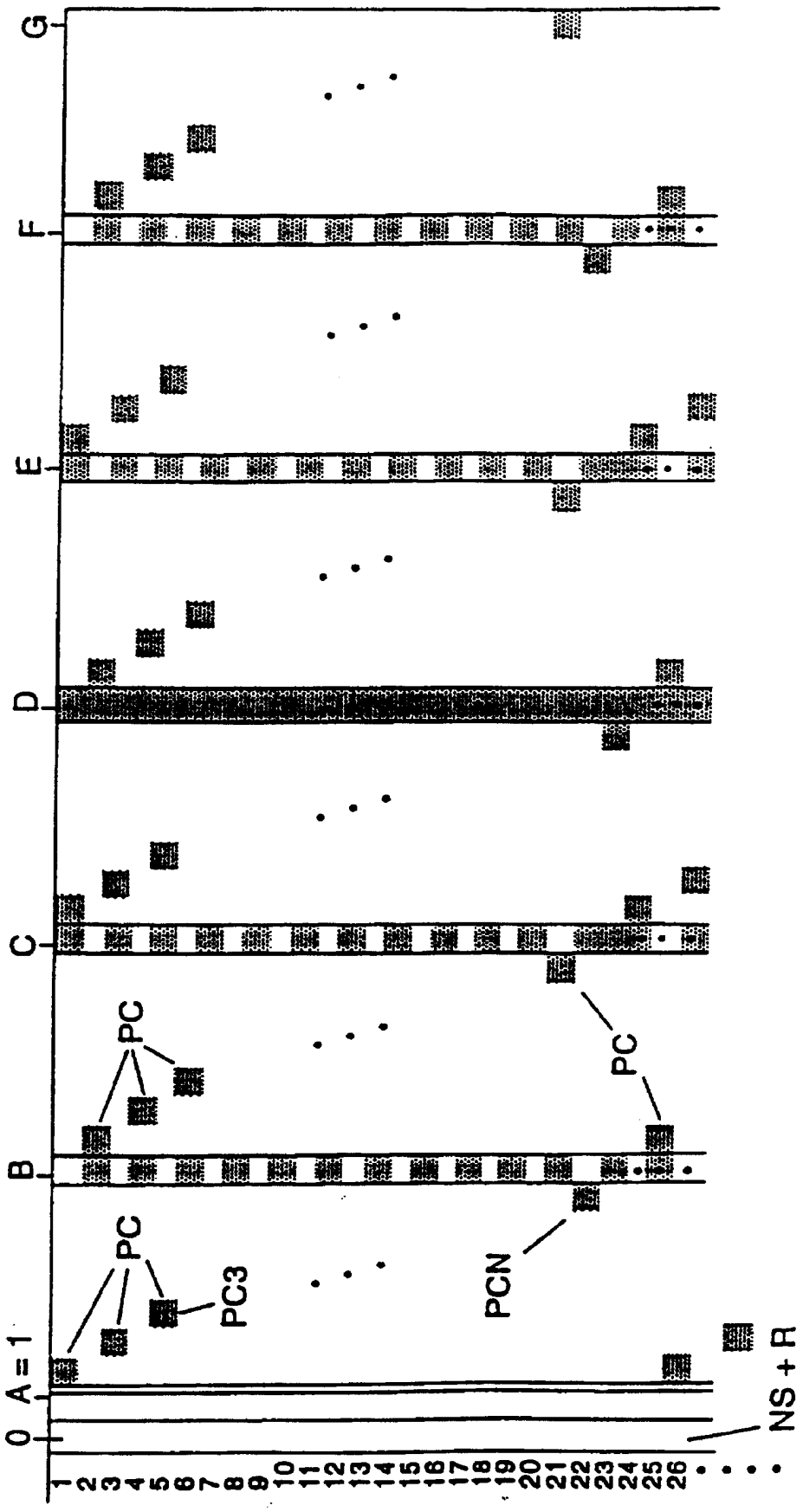

G
F
E
D
C
B
0 A=1
PC
PC
PC
PC3
PCN
NS + R
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26

图 7

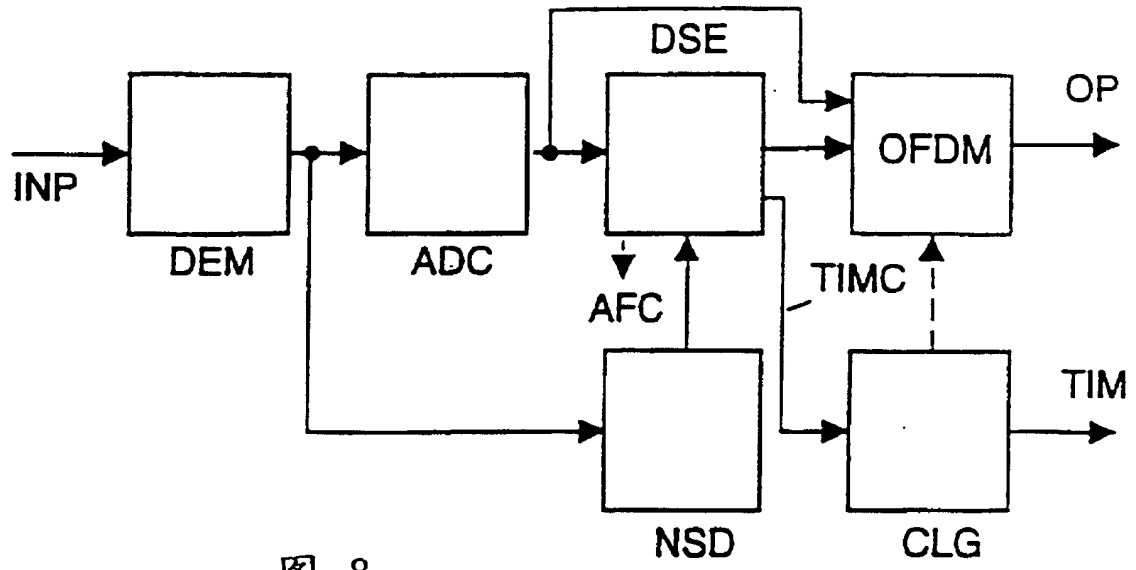


图 8

v	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Rc_v	0	-1	1	1	-1	1	0	1	0	-1	-1	1	1	1	0	1
Ic_v	1	0	0	0	0	0	-1	0	-1	0	0	0	0	0	1	0

图 10

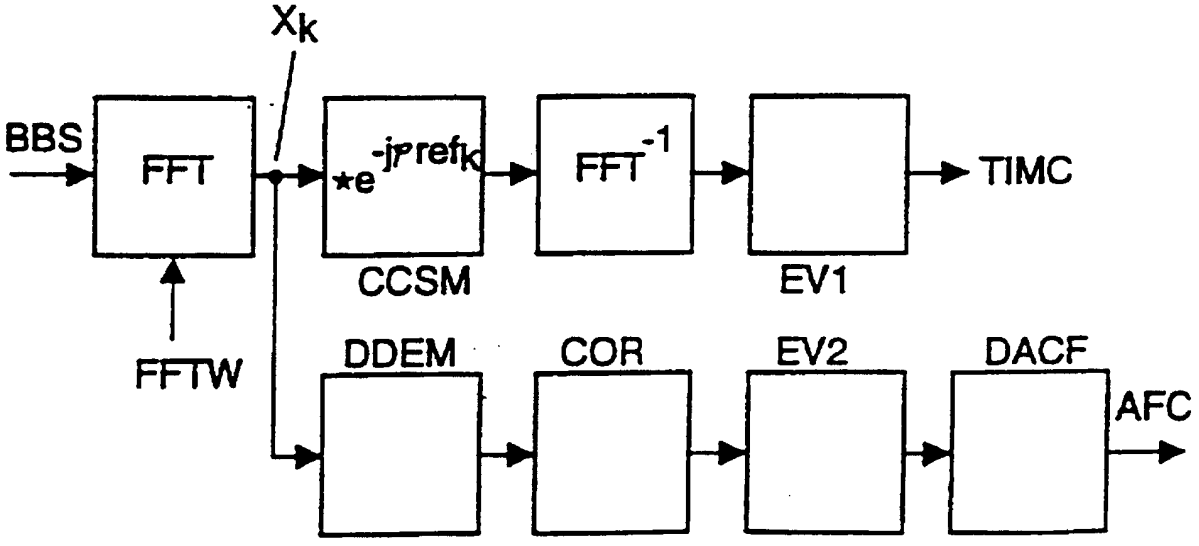


图 9