

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04B 1/04

H04B 1/16 H04B 1/69



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 99800604.1

[43] 授权公告日 2003 年 3 月 26 日

[11] 授权公告号 CN 1104095C

[22] 申请日 1999.4.22 [21] 申请号 99800604.1

[30] 优先权

[32] 1998. 4. 30 [33] EP [31] 98401054.6

[86] 国际申请 PCT/IB99/00726 1999.4.22

[87] 国际公布 WO99/57817 英 1999.11.11

[85] 进入国家阶段日期 1999.12.23

[71] 专利权人 皇家飞利浦电子有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 N·卡利法

审查员 李 明

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

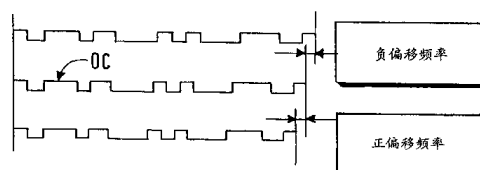
代理人 李亚非

权利要求书 1 页 说明书 4 页 附图 3 页

[54] 发明名称 码分多址发射机和接收机

[57] 摘要

本发明涉及码分多址发射机，其中将发射的数据驱动一个频率合成器，该合成器随后产生具有轻微频偏的伪噪声码发生器的时钟。在对应的接收机中，在发射机一侧观察的所述频偏成比例地影响相关幅度。在每个相关周期结尾，然后该相关结果与门限比较和最终提取解调的数据。应用：移动通信。



ISSN 1008-4274

1. 一种码分多址发射机，包括跟随一个上变频器的一个调制级，其特征在于所述调制级本身包括串联的至少一个数据频偏转换器，一个由所述转换器控制的频率合成器和一个码发生器，

其中该码发生器由一个初始化模块周期性地初始化，通过该模块在每个 P 码周期提供至少一个没有任何频偏的码周期。

2. 根据权利要求 1 的任何一个权利要求的一种发射机，其中所述调制级用于利用带有不同频偏的多码进行调制。

3. 一种码分多址接收机，包括跟随一个解调级的一个下变频器，其特征在于所述解调级接收已经由一个调制级调制的信号，包括至少一个数据频偏转换器，一个由所述转换器控制的频率合成器和一个码发生器，以及包括一个解调分路和校准分路，所述解调分路包括用于检测所述频偏的相关装置，和用于获得相应的解调数据的判决装置，和提供所述校准分路在数据解调之前用于所述接收机的基准码发生器的周期性频率控制。

4. 根据权利要求 3 的一种接收机，其特征在于，所述解调电路的判决装置，对于使用频谱  $f_m$  和  $2f_m$  的所发射码，根据所述相关装置输出信号的相应大小和幅度获得解调数据。

## 码分多址发射机和接收机

## 5 发明领域

本发明涉及码分多址发射机包括跟随一个上变频器的一个调制级，和涉及码分多址接收机，相反地包括跟随一个解调级的下变频器。本发明可以具有与未来移动通信标准有关的重要应用，该标准将使用码分多址调制技术用于所有类型的信道。

## 10 背景技术

在过去三十年中应用于军事通信领域中的扩频传输技术也可以对在移动无线电应用是有意义。根据这些技术的基本原理，在频带上扩展一个信号，该带宽大大宽于传输该信号所需要的最小带宽。更准确地，扩频的概念是将具有给定带宽的信号转换为大得多的带宽的类似噪声的信号：因此，当使用扩频技术时所发射的总功率（这个功率被认为与原信号的功率相同）被扩展到原来带宽的 10 到 100 倍，而其功率频谱密度相应地减少相同量。该特征给出了扩频信号的特性，对窄带用户产生极小的干扰。

此扩频特性使利用 CDMA（码分多址）传输信号成为可能，尤其是为支持在相对非等同用户的大社团中的同时数字通信。例如在 IEEE 通信期刊 1997 年 12 月 126-133 页 S. Hara 和 R. Prasad 的文章“多载频 CDMA 概论”中所描述的 CDMA 复用技术，。实际上，CDMA 系统是扩频系统，其中为共享相同的带宽，用户被指定不同扩展码（由伪噪声发生器产生和由例如码片长度  $T$  和码长度  $N$  的码参数所确定）以便在比传输数据带宽宽得多的带宽上扩展其信号，给每个用户指定特定的符号序列以保证信号隔离性。

## 25 发明内容

本发明的目的是提供基于新的调制原理的 CDMA 发射机。

为此目的，本发明例如涉及在说明书序言中限定的 CDMA 发射机和其特征在于所述调制级自身包括串联的至少一个数据-频偏转换器，由所述转换器控制的频率合成器和码发生器。

在所述发射机的具体实施例中，该码发生器由一个初始化模块周期地初始化，通过该码发生器提供每个  $P$  码周期至少一个码周期而没有任何

频偏。

本发明的另一个目的是提供对应的 CDMA 接收机，允许解调由这种 CDMA 发射机产生的信号。

为此目的，本发明涉及例如说明书序言中限定的 CDMA 接收机及其  
5 特征在于在所述解调级接收由调制级调制的信号，包括至少一个数据-频偏转换器，一个由所述转换器控制的频率合成器和一个码发生器，并包括一个解调分路和校准分路，所述解调分路包括相关装置，用于检测所述频偏，和确定装置，用于产生对应的解调数据，并且所述校准分路用于在数据解调前所述接收机的基准码发生器的周期频率控制。

10 在发射机的码发生器被周期地初始化以便每个 P 码周期提供至少一个码周期而没有任何频偏的情况下，在接收方检测的任何频偏可以被认为是非对应输入数据的误码。

现在参照下面描述的实施例和结合附图解释本发明的具体方面。

附图说明

15 图 1 表示常规的直接序列扩频发射机的一个简化结构；

图 2 说明本发明的原理，表示原码 OC 和在较高行和较低行，频偏影响的码的两个例子；

图 3 表示根据本发明的 CDMA 发射机的实施例；

图 4 说明根据本发明的 CDMA 接收机的解调原理；

20 图 5 表示频偏和多码映射的例子。

具体实施方式

在图 1 所示的常规 CDMA 发射机中，在上变频器 10 中上变频和传输之前至少一个伪噪声码周期（通过伪噪声码发生器 20 限定）调制传输的输入数据 ID，该伪噪声码频率远远高于数据。在建议的 CDMA 发射机  
25 中，根据本发明的原理是不同的：数据信息被包含在频偏中。这意味着所述数据驱动一个频率合成器，该合成器随后产生带有轻微频偏的伪噪声码发生器的时钟，而对带宽没有任何影响。应注意该技术不同于公知的跳频技术：在典型的跳频发射机中，使用伪随机跳频码控制基于锁相环的合成器的输出频率，和在接收机中使用相同的跳频方案拷贝恢复由该数据调制的  
30 的 FM 载波。

在接收期间和捕获处理之后（即在利用一个码片内的本地伪噪声码建立接收信号同步后），对于每个码周期，频偏检测器存储每个频偏，由

跟踪环路校正。所述检测是基于允许识别频偏的相关操作。例如，对应两个明显不同峰值幅度的两个不同频偏由接收机的相关器级检测。这样容易进行数据解调。

在图 2 中说明了码滑动原理。中间行表示原码 OC 的例子，而较高和较低行表示相同码，但是其上可以看出频偏（较高行对应由负频偏引起的码滑动和较低行对应由正频偏引起的码滑动）。该原理可以通过例如图 3 所示的发射机实现。在所述发射机的调制级中，数据频偏转换器 31（DFOC）控制例如振荡器 32 的频率合成器，例如数字控制振荡器（NCOS），该合成器的输出由码发生器 33（CGEN）接收。根据本发明，在每个所发射伪噪声码（即每个数据码元）周期，发生器 33 由初始化模块 34（INIT）初始化。所述调制级的输出由上变频器 35（UPCO）接收，该变频器将所述输出转变为适合于发射的频率。

相反地，提供一个接收机用于实现随后的下变频和解调处理。在例如图 4 所示的接收机中，由解调分路 41 接收基带信号，在称为校准的步骤中该解调分路连接到一个校准分路 42。在所述实施例中，和在影射原理（在发射机方执行的）用于两级调制的情况下，频偏值  $f_m$ （但是在接收机的相关周期码偏移不超过一片）被加到额定伪噪声码频率上。

在图 4 的接收机中，为解决例如由多谱勒效应（由于发射机或接收机的运动）引起的未知频偏的情况提供校准分路 42 包括串联的一个开关 421，一个滤波器 422（F），一个振荡器 423 和控制一个移位寄存器 425（SR）连接到解调分路 41 的相关部分的一个码发生器 424（CG）。开关 421 为“打开”位置，除非在校准步骤期间。如果发射机周期性地发送（每个 P 码周期，具有  $P>1$ ）一个码周期而没有频偏，校准分路允许接收机检测正确数据而不管未知频偏。解调分路 41 包括接收输入的基带接收信号的第一和第二相关器 411 和 412。这些相关器由移位寄存器 425 控制并且后接比较设备（413, 414, 415），在输出点确定电路获得解调数据 DEMD。

下面给出的表描述频偏与两电平调制的数据之间的关系：

|  | OF      | ECOA       | LCOA       | DATA |
|--|---------|------------|------------|------|
|  | $+f_m$  | $\alpha$   | $\epsilon$ | +1   |
|  | $+2f_m$ | $\alpha$   | $\epsilon$ | +2   |
|  | $-f_m$  | $\epsilon$ | $\alpha$   | -1   |
|  | $-2f_m$ | $\epsilon$ | $\alpha$   | -2   |

其中 OF 表示频偏, ECOA 表示在相关阶段末尾前相关器的输出幅度, LCOA 表示在相关阶段末尾后相关器的输出幅度, 和  $\varepsilon \ll \alpha$ 。

本发明并不限于上述实施例。应清楚, 例如, 在发射机调制级中也可以使用利用不同频偏的多码, 如图 5 中所示。

- 5        当频偏  $f_m$  或  $2 f_m$  被加到额定伪噪声码频率上时, 对于  $f_m$  第一相关器 411 (也称为前相关器) 的输出幅度升高到值  $\alpha$ , 而对于  $2f_m$  升高到  $2\alpha$ 。可是, 当减去  $f_m$  或  $2 f_m$  时, 第二相关器 412 (也称为后相关器) 发现其输出幅度升高到值  $\alpha$  (对于  $f_m$ ) 或  $2\alpha$  (对于  $2f_m$ ), 这最终产生表最后栏中表示的解调数据 (在每个相关周期末尾, 通过转换器 413 和相加器 414 计
- 10    算出的后与前相关结果的差在比较器 415 中与预定门限比较, 该门限的数量取决于数据的数量)。根据判决电路 416 产生的判决结果, 可提取双重信息, 如表中所示: 根据门限电平, 差和幅度的符号 (门限电平又取决于已经使用的调制电平)。

- 因此看出, 本发明的主要特征是在单独伪噪声码周期上传送一个以
- 15    上数据比特信息的可能性, 这对于利用常规直接序列扩频调制 (或 DS-CDMA 调制) 技术是不可能的。如果足够的信噪比是可以使用的, 可以获得此优点。另外, 在相同条件下, 根据本发明的捕获过程与所述 DS-CDMA 调制技术相比更快, 在所述已知技术中, 由于存在数据幅度调制, 导致尽管已经获得所述同步但是码同步处理器继续码同步搜索的情况。该
- 20    情况增加了丢失检测的可能性和导致更长的捕获时间, 本发明针对这种情况不会产生该问题, 因为不使用数据幅度调制。

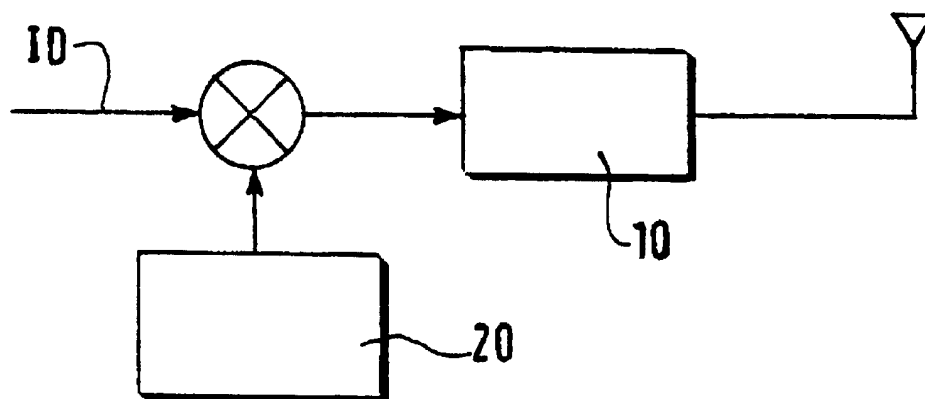


图 1

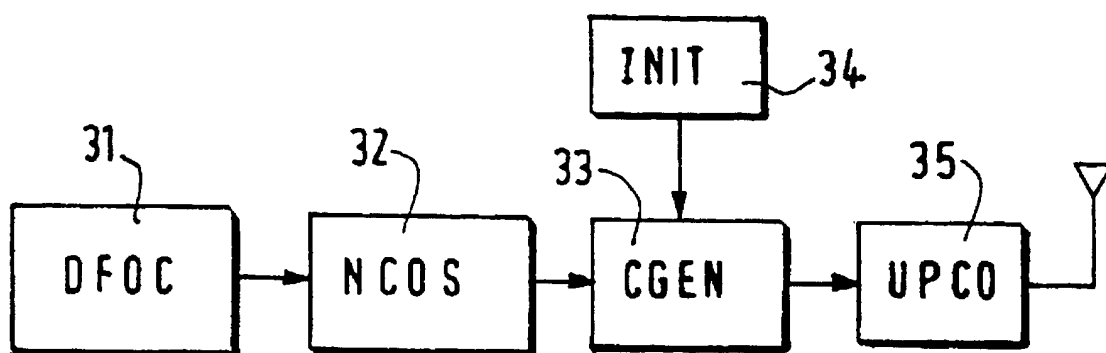


图 3

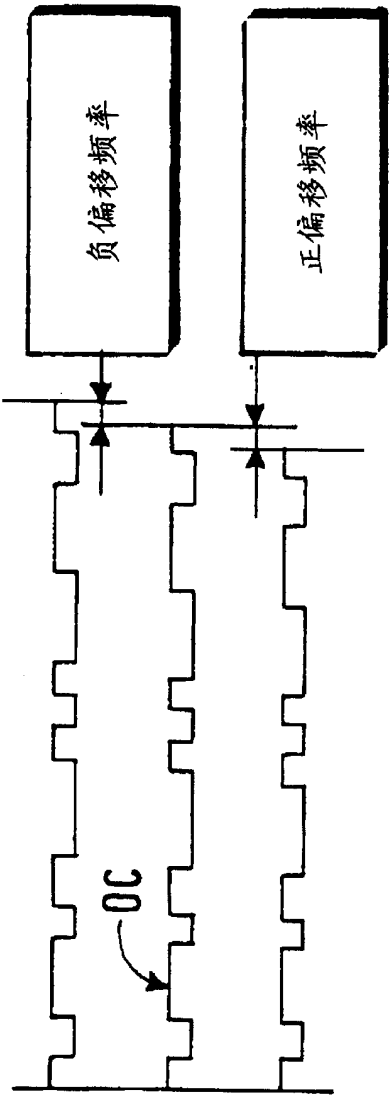


图 2



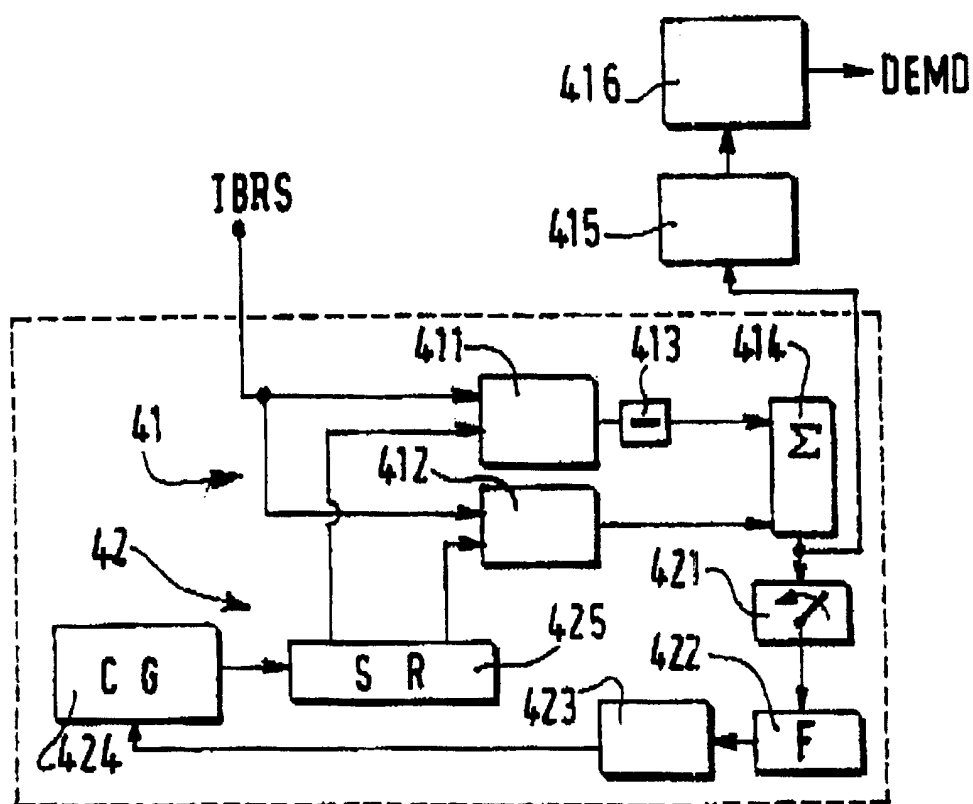


图 4

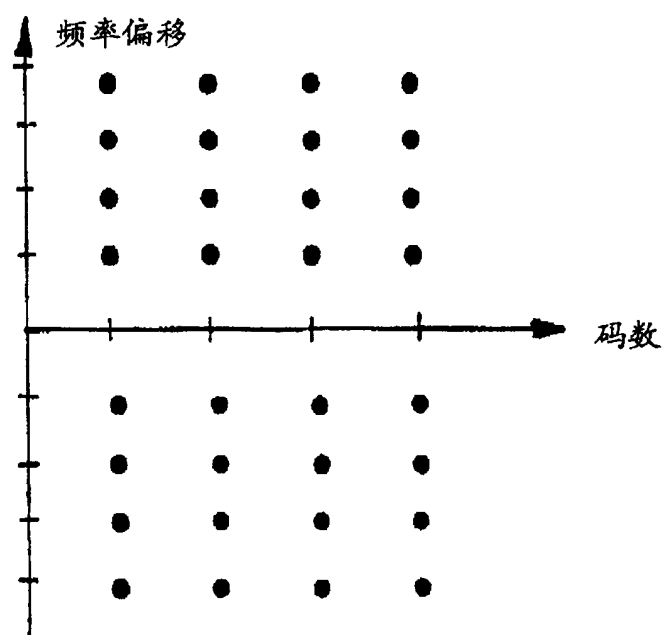


图 5