

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04L 27/26 (2006.01)



[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200880004502.4

[43] 公开日 2009年12月16日

[11] 公开号 CN 101606367A

[22] 申请日 2008.2.7

[21] 申请号 200880004502.4

[30] 优先权

[32] 2007.2.9 [33] EP [31] 07002802.2

[86] 国际申请 PCT/IB2008/050439 2008.2.7

[87] 国际公布 WO2008/096322 英 2008.8.14

[85] 进入国家阶段日期 2009.8.7

[71] 申请人 NXP 股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 阿莱西奥·菲利皮

塞米赫·谢尔贝特利 王 英

[74] 专利代理机构 北京天昊联合知识产权代理有限公司

代理人 陈 源 张天舒

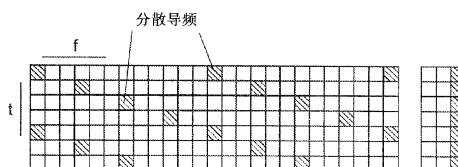
权利要求书 3 页 说明书 18 页 附图 4 页

[54] 发明名称

使多载波系统同步的方法和多载波系统

[57] 摘要

提供了一种使多载波系统同步的方法，其中，该方法包括在多载波系统的发射侧向信号插入预定频域信号，并对该信号进行多载波调制。而且，该方法包括通过载波信道将已经过多载波调制的信号发送到多载波系统的接收方，并通过采用已经过多载波调制的信号的预定频域信号部分对已经过多载波调制的信号进行同步。



1. 一种使多载波系统同步的方法，该方法包括：
在多载波系统的发射侧向信号插入预定频域信号；
对所述信号进行多载波调制，并通过载波信道将已经过多载波调制的信号发送到所述多载波系统的接收侧；以及
通过采用已经过多载波调制的信号的预定频域信号部分对所述已经过多载波调制的信号进行同步。
2. 根据权利要求 1 所述的方法，
其中，所述多载波系统是在由正交频分复用系统、各向同性正交变换算法系统以及滤波多音系统所组成的组中的一个系统。
3. 根据权利要求 1 所述的方法，
其中，所述预定频域信号是频域导频信号。
4. 根据权利要求 1 所述的方法，
其中，所述多载波调制是离散傅立叶逆变换。
5. 根据权利要求 4 所述的方法，其还包括：
通过傅立叶变换对被同步的已经过多载波调制的信号进行多载波解调。
6. 根据权利要求 4 所述的方法，其还包括：
通过使用保护间隔的信息在同步之前执行粗略定时。
7. 根据权利要求 6 所述的方法，
其中，所述保护间隔的信息是循环前缀。
8. 根据权利要求 7 所述的方法，

其中，通过使信道中的能量最大化来检测所述保护间隔。

9. 根据权利要求 1 所述的方法，其还包括：

基于所述已经过多载波调制的信号的预定频域信号来计算信道估计。

10. 一种多载波系统，其包括：

适于在所述多载波系统发射侧向信号插入预定频域信号的单元；

适于对所述信号进行多载波调制的单元；

适于通过载波信道将已变换的信号发送到所述多载波系统的接收侧的单元；以及

适于通过采用已经过多载波调制的信号的预定频域信号部分对所述已经过多载波调制的信号进行同步的单元。

11. 一种程序单元，其被处理器执行时，适于控制或执行一种使多载波系统同步的方法，所述方法包括：

在多载波系统的发射侧向信号插入预定频域信号；

对所述信号进行多载波调制；

通过载波信道将已变换的信号发送到所述多载波系统的接收侧；

以及

通过采用已经过多载波调制的信号的所述预定频域信号部分对所述已经过多载波调制的信号进行同步。

12. 一种计算机可读介质，其中存储了一种计算机程序，所述计算机程序被处理器执行时，所述计算机程序适于控制或执行一种使多载波系统同步的方法，所述方法包括：

在多载波系统的发射侧向信号插入预定频域信号；

对所述信号进行多载波调制；

通过载波信道将已经过多载波调制的信号发送到所述多载波系统的接收侧；以及

通过采用所述已经过多载波调制的信号的所述预定频域信号部分对所述已经过多载波调制的信号进行同步。

使多载波系统同步的方法和多载波系统

技术领域

本发明涉及使多载波系统同步的方法，特别是使正交频分复用系统同步的方法。

除此之外，本发明还涉及一种多载波系统，特别是一种正交频分复用系统。

另外，本发明涉及一种计算机可读介质。

除此之外，本发明涉及一种程序单元。

背景技术

正交频分复用（OFDM）是一种已知的多载波技术，其可以以频谱效率的损失为代价，向具有长延迟扩展的信道提供卓越的鲁棒性。它可以适用于很多标准，例如，诸如 IEEE 802.11a/n 和用于地面和手持的数字视频广播（DVB-T/H）。在 OFDM 中，并行发送 N 个复符号，使得每个复符号在可用的带宽内调制单个子载波。通过 N 点离散傅立叶逆变换（IDFT），OFDM 发射机有效地调制所有的 N 个子载波，离散傅立叶逆变换是通过快速傅立叶逆变换（IFFT）算法有效实现的。离散傅立叶逆变换的输出由 N 个采样组成，所述采样被称作 OFDM 符号。OFDM 符号通常循环扩展，并无线发送。接收机与发射机匹配，并在去除循环扩展后，执行离散傅立叶变换（DFT），来对所有的 N 个子载波进行共同地解调。如果循环扩展至少与信道的最大延迟扩展一样长，如果信道在一个 OFDM 符号的持续过程中是静止的，并且如果接收机完美地与发射机同步，那么，在接收机处保持了子载波的正交性。从而，可以用简单的均衡算法恢复在每个子载波上发送的数据。然而，接收机必须在频率和时间上与发射机同步。OFDM 系统中的时间同步选择出要被接收机 DFT 处理的采样块。对于 OFDM 系统而言，这是一个非常大的同步算法处理量。最普通的方法采用循

环扩展来共同地检测 OFDM 符号的起始点，并校正频率偏移。不过，这些方法只对非频率选择信道是优选的。在出现多径信道的情况下，它们只提供了通常需要被精确化的粗略时间同步。

发明内容

本发明的目的是提供一种使多载波系统同步的方法以及一种多载波系统，其中，该方法可以产生更加精确的同步。

为了实现上述目的，提供了根据独立权利要求所述的使多载波系统同步的方法、多载波系统、计算机可读介质以及程序单元。

提供了一种根据示范性实施例的使多载波系统同步的方法，其中，该方法包括在多载波系统的发射侧在信号中插入预定频域信号，并对该信号进行多载波调制。另外，该方法包括通过载波向多载波系统的接收侧发送已经过多载波调制的信号，通过采用已经过多载波调制的信号的预定频域信号部分，对已经过多载波调制的信号进行同步。特别是，可以在已经过多载波调制的信号的多载波解调之前进行同步，例如，在时域中分析频域导频。例如，傅立叶变换多载波将包括频率导频的信号从频域调制到时域。多载波调制还可以被称为变换。

提供了一种根据示范性实施例的多载波系统，其中，该系统包括适于在多载波系统的发射侧将预定频域信号插入到信号中的单元，以及适于对信号进行多载波调制的单元。另外，该系统包括适于通过载波将已经过多载波调制的信号发送到多载波系统的接收侧的单元，以及适于通过采用已经过多载波调制的信号的预定频域信号部分对已经过多载波调制的信号进行同步的单元。

提供了一种根据示范性实施例的程序单元，当该程序单元被处理器执行时，该程序单元适于控制或执行使多载波系统同步的方法，其中，该方法包括在多载波系统的发射侧将预定频域信号插入到信号中，并通过（例如）傅立叶变换对信号进行多载波调制。另外，该方法包括通过载波向多载波系统的接收侧发送已经过多载波调制的信号，并通过采用已经过多载波调制的信号的导频信号部分对已经过多

载波调制的信号进行同步。

提供了一种根据示范性实施例的计算机可读介质，其中存储了一种计算机程序，在该计算机程序被处理器执行时，其适于控制或执行使多载波系统同步的方法，其中，该方法包括在多载波系统的发射侧向信号插入预定频域信号，并对信号进行多载波调制。另外，该方法包括通过载波信道向多载波系统的接收侧发送已经过多载波调制的信号，并采用已经过多载波调制的信号中的预定频域信号部分对已经过多载波调制的信号进行同步。特别地，多载波系统可以是一种对要被发送的信号进行线性变换的系统。

特别地，通过计算机程序，也就是通过软件，或者采用一个或多个特定的电子优化电路，也就是通过硬件，或者以混合形式，也就是通过软件部件和硬件部件，可以实现根据本发明的实施例可以被执行的数据处理或信号处理。

可以看到，提供了作为示范性实施例的主旨的使多载波系统同步（例如，正交频分复用系统）的方法，根据这种方法，在频域中插入预定频域信号（例如标准导频信号）。从而，预定频域信号形成了通过傅立叶变换或等价变换而被多载波调制到时域中的信号的一部分。由于，特别是离散傅立叶变换是线性运算，因此在时域中可以看到这个频域。从而，由于在由傅立叶逆变换构成的用于 OFDM 系统的多载波解调之前，在接收侧上接收到的信号的一部分是已知的，因此，除了预定频域信号（例如频域导频）可以用于信道估计的事实之外，它还可以用于信道同步。从而，接收机在多载波解调之前采用这种已知的导频序列也是可行的，多载波解调对于 OFDM 系统而言是傅立叶变换，采用这个信息来改进这种时间同步也是可行的。特别地，OFDM 系统中的信道同步不再只取决于保护间隔中的信道前缀信息。特别地，这种方法可以形成了针对 DVB-T/H 系统的快速稳固的帧同步方法。总之，提供了一种新的用于多载波系统（例如基于 OFDM 的系统）的帧同步方法，其中，频域导频不但用于频域信道估计，而且在接收机多载波解调或变换之前用于信道同步。特别地，所提出的方法非常精确、快速和鲁棒。特别地，平均值滤波器可以在已经过多载波调制

的信号上，例如，长度为保护间隔的 5% 的平均值滤波器。

术语“预定频域信号”可以特别表示隐藏的和/或叠加的已知信号。例如，可以通过频域导频信号形成这种已知频域信号。不过，可以采用每个已知信号，即，接收侧已知的每个信号。

术语“导频”或“导频信号”可以特别表示插入在多载波系统的一些或全部载波或子载波中的信号，例如，正交频分复用（OFDM）信号。例如，一些 OFDM 符号可以承载用于信道条件测量的导频信号，信道条件测量也被称为信道估计，即，每个子载波的均衡器增益。可以通过已知的标准信号或符号形成这种导频。术语“频域导频”可以特别地表示导频和数据在频域中正交。

接下来，对使多载波系统同步的方法的另一个示范性实施例进行说明。不过，这些实施例还可以应用于多载波系统、计算机可读介质以及程序元件。

根据该方法的另一个示范性实施例，多载波系统是在正交频分复用系统、各向同性正交变换算法系统以及滤波多音系统所组成的组中的一个系统。

根据该方法的另一个示范性实施例，预定频域信号是频域导频信号。

根据该方法的另一个示范性实施例，多载波调制是离散傅立叶逆变换。特别地，通过使用傅立叶变换，例如离散傅立叶变换，可以进行对同步的已经过多载波调制的信号的多载波解调。

执行通过傅立叶变换的多载波解调，从而在通信系统的接收侧对已被多载波调制到时域的信号进行多载波解调，将之解调回到频域。

根据另一个示范性实施例，该方法还包括在同步之前采用保护间隔的信息执行粗略定时。特别地，保护间隔的信息可以是循环前缀。

这种循环前缀是在符号起始点的一端的重复，用来在主数据到达接收机之前使多径稳定下来。采用这种循环前缀以执行粗略定时可以是一种适合的进行粗略同步的方法，通过采用在时域上进行了多载波调制的频域导频信号的信息进行的精确同步可以改善这种粗略同步。通过用于 OFDM 符号同步的传统的基于相关的方法可以进行这种通

过采用保护间隔方法的粗略定时。例如，可以寻找具有相对延迟为 N （采样数）的采样之间的哪个相关是两个接收到的 OFDM 符号的随机选择窗内的最大值的位置。

根据该方法的又一个示范性实施例，通过使载波中的能量最大来检测保护间隔。

根据又一个示范性实施例，该方法还包括基于已经过多载波调制的信号的预定频域信号来计算信道估计。特别地，通过检测发送信号中的已经过多载波调制的导频信号可以进行这种计算。

总之，在本发明的一个示范性方面，提供了一种用于改善的帧同步的算法，该算法可以提供一种单频网（SFN）中的快速精确时间同步。特别地，这种算法可以包括下列步骤的全部或至少一些：通过保护间隔方法进行粗略定时，检测所用的周期性的分散导频（SP），（例如）在检测到的 SP 的峰值周围将检测到的 SP 与选择的已知 SP 相关，解决可能的不确定性问题，并确定保护间隔的位置，使得信道能量最大或者干扰最小。尤其是，在与确定保护间隔的位置相同的步骤中可以通过例如采用相同的量度（即最大信道能量）来解决该不确定性问题。由于给定周期的窗被用来对 $|c(m)|^2$ 求平均值，其中， $c(m)$ 是时域信号和已经过多载波调制的已知导频之间的相关系数，同时，选择了提供最大信道能量窗的位置，该窗提供了保护间隔，该保护间隔包括信道能量的最大值或干扰的最小值。

根据本发明的一个示范性方面，单个发送 OFDM 符号是 N 个以保护间隔扩展的复符号 $a(n)$ 的离散傅立叶逆变换（IDFT）。如果 n 属于数据子载波的集合 D ，则符号 $a(n)$ 是数据 $d(n)$ ，如果 n 属于导频子载波的集合 P ，符号 $a(n)$ 是导频 $p(n)$ 。从而，时域发送信号可以被表示为

$$s(k) = \sum_{n \in D} d(n) e^{j2\pi \frac{nk}{N}} + \sum_{n \in P} p(n) e^{j2\pi \frac{nk}{N}}$$

在时域中还可以将该频域导频定义为

$$P(k) = \sum_{n \in P} p(n) e^{j2\pi \frac{nk}{N}}$$

而且，通过信道冲击响应和发送信号之间的卷积加上加性高斯白

噪声 (AWGN) $\eta(k)$, 给出时域接收信号。还可以将其写为下式, 来指出频域导频的出现:

$$r(k) = \sum_l h_l s(k - \tau_l) + \eta(k)$$

$$r(k) = \sum_l h_l \left(\sum_{n \in D} d(n) e^{j2\pi \frac{n(k-\tau_l)}{N}} + \sum_{n \in P} p(n) e^{j2\pi \frac{n(k-\tau_l)}{N}} \right) + \eta(k)$$

通过替换时域中的频域导频的表达式, 得到下列表达式:

$$r(k) = \sum_l h_l \sum_{n \in D} d(n) e^{j2\pi \frac{n(k-\tau_l)}{N}} + \sum_l h_l P(k - \tau_l) + \eta(k)$$

之后, 将接收信号与已知的叠加导频序列 $P(k)$ 进行相关。

$$c(m) = \sum_k r(k) P^*(k - m)$$

$$c(m) = \sum_l h_l \sum_k \sum_{n \in D} d(n) e^{j2\pi \frac{n(k-\tau_l)}{N}} P^*(k - m) + \sum_l \sum_k P(k - \tau_l) P^*(k - m) + \tilde{\eta}(k)$$

其中, 第一个被加数表征干扰分布 $I(m)$, 而第二个被加数表征与时域频率导频的自相关函数相关的信道冲击响应 $\sum_l h_l AC_{pilot}(m - \tau_l)$ 。如果用 δ 函数来近似自相关函数, 即 $AC_{pilot}(m) \approx \delta(m)$, 接收信号和 $P(k)$ 之间的相关的输出变成 $c(m) \approx I(m) + h(m) + \tilde{\eta}(k)$, 其中, $c(m)$ 提供了在接收机 DFT 之前的信道冲击响应的近似估计。根据这个方面, 通过时域中的信道估计的已知方法 (互相关方法), 利用出现的已知序列。采用这种方法会要求接收机已经在频率上同步, 其中, 例如, 利用基于出现的保护间隔的已知方法来实现这个同步。另外, 接收机可以采用频域导频的不同子集来改善信道估计的质量。例如, 接收机可以将所有频域导频分散导频 (SP) 和连续导频 (CP) 的频率变换相关, 或者只将 SP 的频率变换相关。特别地, 干扰项 $I(m)$ 可能由于数据和导频的独立性而不是显性的。

根据下文要被说明的实施例的示例, 本发明的上述方面和其他方面变得清楚, 并参照这些实施例示例对本发明的这些方面进行解释。

附图说明

下文参照实施例的示例对本发明进行详细说明，不过本发明并不局限于文中的实施例。

图 1 示意地示出了定位在 OFDM 系统中的分散导频 (SP)，其中，黑方块表示导频位置，空方块表示数据位置。

图 2 示意地示出了在时域上多径信道对接收到的 OFDM 符号的影响。

图 3 示意地示出了通过同步所完成的等效加窗操作。

图 4 示意地示出了只包含导频的四个连续的 DVB-T 发送 OFDM 符号的相关，所述导频具有在第一个 OFDM 符号 (AC1) 中发送的 SP 和 CP，而且只具有在第二个 OFDM 符号 (AC2) 中发送的 SP。

图 5 示意地示出了只包含导频的四个连续的 DVB-T 发送 OFDM 符号的和相关，所述导频具有所有发送的 SP 和 CP (AC1)，而且只具有所有发送的 SP (AC2)。

图 6 示意地示出了通过根据示范性实施例的同步算法、通过理想同步和只通过粗略时间同步所提供的 SINR 的累积分布函数。具有两个 TU6 的短信道情况以具有保护间隔中的均匀分布的随机相对延迟重复，SNR=25dB， $G=N/16$ 。

图 7 示意地示出了通过根据示范性实施例的同步算法、通过理想同步和只通过粗略时间同步所提供的 SINR 的累积分布函数。具有两个 TU6 的长信道情况以具有保护间隔中的均匀分布的随机相对延迟重复，SNR=25dB， $G=N/4$ 。

图 8 示意地示出了通过根据示范性实施例的同步算法、通过理想同步和只通过粗略时间同步所提供的 SINR 的累积分布函数。具有两个 TU6 的长信道情况以具有保护间隔 90% 长度的相对延迟重复，SNR=25dB， $G=N/4$ 。

具体实施方式

附图的说明是示意性的。在不同的附图中，相似或相同的元件被赋予了相同的附图标记。

为了在下文参照图 1 至图 8 对系统模型所进行的说明，考虑具有

频率选择信道中的 N 个子载波信令的 OFDM 系统。例如，如图 1 所示，每个 OFDM 符号均包括数据符号和周期分散导频（SP）。

采用 N 点离散傅立叶逆变换（IDFT），在块中对数据和导频进行多载波调制，来形成具有持续时间 $T_U=NT$ 的 OFDM 符号，其中， T 是采样周期。在信号的前面加入持续时间 $T_G=GT$ 的循环前缀，来防止/减少块间干扰（inter-block-interference, IBI），这样得到长度为 $T_S=T_U+T_G=(N+G)T$ 的 OFDM 符号。以 $a_{l,n}$ 表示第 l 个 OFDM 符号的第 n 个子载波上发送的数据/导频，可以将发送的离散时间复基带信号表示为：

$$s(kT) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a_{l,n} e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \bullet u(kT - (N+G)lT), k = -\infty \dots +\infty \quad (1)$$

其中，

$$u(k) = \begin{cases} 1, & -G \leq k < N, \\ 0, & \text{其它。} \end{cases} \quad (2)$$

另外，假设信号是在频率选择衰减信道上发送的。为了更简单地介绍，假定信道是时不变的，路径延迟是采样周期 T 的整数倍，在下文中假定采样周期 $T=1$ ，以便在下文中不再对 T 进行详细的表示。从而，信道是一个长度为 L_c 的抽头延迟线，即

$$h(m) = \begin{cases} h_m, & m \in [0, L_c - 1], \\ 0, & \text{其它。} \end{cases} \quad (3)$$

接收到的离散时间信号可以被表示为

$$r(k) = \sum_{m=0}^{L_c-1} h_m s(k-m) + \eta(k), \quad (4)$$

$$k = -\infty \dots +\infty,$$

其中， $\eta(k)$ 是加性高斯白噪声(AWGN)。如图 2 所示，在同步算法选择 $[r(q), r(q+1), \dots, r(q+N-1)]$, $q = -N-G \dots N+L_c-1$ 的 DFT 窗来对 $l=$ 第 0 个 OFDM 符号进行解码时，由选择这种窗的位置所引起的 IBI 电平高度地依赖于 DFT 窗 q 的第一个采样的位置、保护间隔 G 的长度以及信号脉冲响应（CIR） L_c 的长度。应当注意的是，通过块

$[s(-G), s(-G+1), \dots, s(N-1)]$ 和 $s(i) = s(i+N)$ (其中, $i = -G \dots -1$) 来发送属于第 0 个 OFDM 符号的信息。首先, 考虑 $G \geq L_c$ 的情况, 其中, 可以对 DFT 选择无 IBI 窗。根据等式 (4), 当将 q 选择为 $L_c - G - 1 \leq q \leq 0$ 时, 出现了无 IBI 接收的最优 DFT 窗。

如果错误地选择了 $q < L_c - G - 1$, 那么, 会存在来自前一个 OFDM 符号的 IBI, 可以将该 IBI 功率表示为

$$P_{IBI}(q) = \sum_{m=0}^{L_c-1} \max(0, m - q - G) |h_m|^2, \quad (5)$$

$$q = -N - G \dots L_c - G - 1$$

类似地, 当 $q > 0$ 时, 由来自下一个 OFDM 符号的干扰所产生的 IBI 功率是

$$P_{IBI}(q) = \sum_{m=0}^{L_c-1} \max(0, q - m) |h_m|^2, \quad (6)$$

$$q = 0 \dots N + L_c - 1$$

当考虑 $L_c > G$ 的信道时, 不存在用于该 DFT 的无 IBI 窗。会出现来自上一个和下一个 OFDM 符号的 IBI, 可以将 IBI 功率表示为

$$P_{IBI}(q) = \sum_{m=0}^{L_c-1} |h_m|^2 f(m - q), \quad (7)$$

$$f(n) = \begin{cases} 0, & n \in [0, G], \\ n - G, & n > G, \\ -n, & n < 0. \end{cases} \quad (8)$$

可以观察到, 同步等价于在等式 (3) 的 CIR $h(m)$ 上的加窗操作, 其中, 只有 CIR 的为 $(G+1)$ 的部分的长度没有产生任何的 IBI, 这个窗外的多径产生了 IBI, 即, 当选择了 $[r(q), r(q+1), \dots, r(q+N-1)]$ 的 DFT 窗时, $h(q), h(q+1), \dots, h(q+G)$ 不产生任何的 IBI, 见图 3。从等式 (5) 至 (8) 中可以观察到, 对于短延迟和长延迟扩展信道, 不合适的同步会导致 IBI。IBI 不但会由于来自前一个和下一个 OFDM 符号的干扰而增大误差基底, 而且会使接收到的信号的循环性能失真。从而, 还会失去

这些子载波的正交性，导致会进一步增大误差基底的载波间干扰

(inter-carrier interference, ICI)。还应当注意的是，在频率上的 ICI 功率扩展与 IBI 功率是相同的。基于上述的观察，同步算法应当避免或限制 IBI 功率量。从而，根据等式 (7) 的 P_{IBI} ，可以将精密时间同步定义为

$$t_{0, fine} = \arg \min_q P_{IBI}(q) \quad (9)$$

由于选择的窗的大小 $N \gg L_c$ ，所以使 IBI 最小化等价于使信号对干扰加噪声的比率最大化 (SINR)。

在上文的段落中，关于系统模型，研究了 OFDM 符号接收上的同步误差的影响。可以观察到，不正确的同步导致会使性能降低的 IBI 和 ICI。在下文的段落中，关于根据本发明示范性实施例的精密时间同步，提出了目的在于找到等式 (9) 中的 $t_{0, fine}$ 的精密时间同步算法。

所提出的精密时间同步的基本原理是采用时域相关的频率域上的 SP。该 SP 通常用于 OFDM 系统中的信道估计，并广泛地应用于广播标准，例如，DVB-T/H。在这些标准中，每个 OFDM 符号由 N 个用两个相邻的组调制过的子载波组成，即，对于第 i 个 OFDM 符号，是用于信道估计和同步的真实的数据子载波组 D_i 和 SP 子载波组 P_i 。然后，对于 $i=0$ ，参见等式(1)，发送的 OFDM 符号是

$$s(k) = d(k) + p(k), \quad k = -G, \dots, N-1 \quad (10)$$

其中，

$$\begin{aligned} d(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in D_0} a_{0,n} e^{\frac{j2\pi nk}{N}}, \\ p(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n \in P_0} a_{0,n} e^{\frac{j2\pi nk}{N}} \end{aligned} \quad (11)$$

从而，频域中的 SP 是通过自相关函数叠加在时域中的数据信号上的已知序列，所述自相关函数为

$$R_{p^{(l)}, p^{(l')}}(x) = \frac{1}{N+G} \sum_{k=0}^{N+G-1} p^{(l)}(k) p^{(l')*}(k-x), \quad (12)$$

$$x = 0 \dots N + G - 1, \quad l, l' = 0, 1, 2, 3。$$

可以注意到，由于对 $k = 0 \dots 2N + 2G - 1$ 定义了 $p^{(l)}(k)$ ，所以等式 (12) 中所定义的相关提供了无偏估计。上标 l 和 l' 表明了 SP 序列对 OFDM 符号序号的依赖。用 $l = l' = 0$ 的例子继续说明，在通过多径信道之后，接收到的信号可以被表示为：

$$\begin{aligned} r(k) &= d(k) \otimes h(k) + p(k) \otimes h(k) + \eta(k) \\ &= \sum_{m=0}^{L_c-1} h_m d(k-m) + \sum_{m=0}^{L_c-1} h_m p(k-m) + \eta(k) \end{aligned} \quad (13)$$

当接收到的信号与等式 (11) 的 $p(k)$ 的已知 SP 序列相关时，可以得到：

$$\begin{aligned} c(l) &= \sum_{k=0}^{N+G-1} r(k) P^*(k-l) \\ &= \sum_{m=0}^{L_c-1} h_m \sum_{k=0}^{N+G-1} p(k-m) p^*(k-l) \\ &\quad + \sum_{m=0}^{L_c-1} h_m \sum_{k=0}^{N+G-1} d(k-m) p^*(k-l) + \tilde{\eta}(k) \\ &= \sum_{m=0}^{L_c-1} h_m R_{pp}(m-l) + I(l) + \tilde{\eta}(k) \end{aligned} \quad (14)$$

其中， $R_{pp}(x)$ 是等式 (12) 的对于 $l = l' = 0$ 的自相关函数， $I(l)$ 是来自发送的信号的数据部分的干扰。 $R_{pp}(x)$ 的性质取决于频率中的通常被设计来不用于时域中的 SP。不过，如果假定 $R_{pp}(x) \approx \delta(x)$ ，那么，等式 (14) 的 $c(l)$ 提供了一种在接收机 DFT 之前的粗略的信道估计。从而，用来说明所提出的算法的大意的所有要素都是已知的。根据示范性实施例，所提出的精密同步算法包括四个步骤。

1) 粗略定时。采用通常的基于保护间隔检测的粗略定时同步算法来导出最初的参考点，并估计/校正频率同步误差。在两个 OFDM 符号的随机选择窗中，算法寻找相对延迟为 N 的采样之间的相关最大的位置。算法计算下列量度

$$\lambda(m') = \left| \sum_{k=0}^{G-1} r(k+m') r(k+m'+N) \right| - \frac{1}{2} (|r(k+l)|^2 + |r(k+m'+N)|^2) \quad (15)$$

$$m' = 0 \dots N + G - 1,$$

并选择粗略定时 $t_{0,coarse}$ 作为最大的 $\lambda(m')$ 的位置, 即,

$$t_{0,coarse} = \arg \max_{m'} \lambda(m') \quad (16)$$

从而, 我们得到了 OFDM 符号从哪开始的粗略估计。而且, 等式 (15) 还提供了在将接收到的信号与已知序列相关之前需要校正的频率偏差估计。

2) 时域相关。计算等式 (14) 的相关 $c(l)$ 来导出等式 (3) 的信道冲击响应 $h(m)$ 的粗略估计。由于等式 (16) 的粗略定时 $t_{0,coarse}$ 在信道冲击响应 $h(m)$ 的支持范围内, 在 $t_{0,coarse}$ 附近计算相关 $c(l)$ 。 $c(l)$ 的精确跨度取决于 (例如) 预计的保护间隔上的信道冲击响应的最大长度。

3) 量度计算。基于时域相关步骤 (步骤 2) 中获得的粗略信道估计计算等式 (7) 的量度 $P_{IBI}(q)$ 。

4) 精密同步。找到等式 (9) 的精密时间同步, 作为量度计算步骤 (步骤 3) 的最小值。

该算法可以应用于任何采用频域导频作为信道估计的 OFDM 系统。不过, 通常设计导频, 使之应用于频域, 它们的时域特性可能不是期望的, 使得改善是有利的。从而, 在下文中, 详细地解释适用于 DVB-T/H 标准的两种可行方法。

在详细解释这两种示范性方法之前, 对 DVB-T/H 标准进行简短说明。DVB-T/H 标准定义了用于在地面无线电信道上的数字视频信号的广播的物理层。手持版本 (DVB-H) 只对 DVB-T 物理层进行了细微的改变, 用于处理移动无线电信道。DVB-T/H 定义了基于 OFDM 的 2k、4k 或 8k 子载波调制和从 OFDM 符号持续时间的 1/32 到 1/4 的保护间隔选择。DVB-T/H 的一个独特特征是关于用来部署 DVB-T/H 服务的网络。在单频网 (SFN) 中组织发射机, 在单频网中, 多个发射机同时以相同的频率发送相同的信号。在出现 SFN 的情况下, 取决于它相对于发射机的相对位置, 它会经历非常长的人造信道。已知 OFDM 相对于长信道非常鲁棒, 不过, 由于通常的时间同步算法趋向于相对于信道冲击响应最强的路径进行同步, 所以 SFN 信道对时间同步产生了很大的挑战。在出现 SFN 的情况下, 最强的路径可能不是第一个到达的路径。例如,

视线中较远的发射机可能会产生比非视线中较近的第二发射机较晚到达的强路径。具有精确的时间同步算法对于 DVB-T 是至关重要的，该时间同步算法关注对 DFT 窗的合适同步。最普通的方法包括采用频域信道估计来使 DFT 定位精确。

采用根据本发明的示范性实施例的算法，可以在接收机 DFT 之前实现精确的时间同步，而不需要给出通过 N 点 DFT 来回从时域回到频域。相反，在下面的两个方法中采用插入频域中的 DVB-T/H SP。

按照示范性实施例，现在详细地对第一个方法，即所谓的短信道方法进行说明，在短信道方法中，保护间隔 G 小于 OFDM 符号持续时间的 1/12，即，G 是 OFDM 符号持续时间的 1/16 或 1/32。见图 1，DVB-T/H 标准中的 SP 间隔 12 个子载波（根据 OFDM 符号序号而改变），并具有四个 OFDM 符号的周期。所提出的算法的性能取决于频域 SP 的等式 (12) 的时域相关 $R_{pp}(x)$ 。实际上，DVB-T/H 标准定义了频域中的 SP 和连续导频（CP）。从而，所提出的算法可以尝试将接收到的时域信号与 SP 和 CP 的时域版本相关起来，或只与 SP 的时域版本相关起来，将剩下的 CP 作为噪声。在图 4 中，假定理想信道 $h_m = \delta(m)$ 没有噪声并发送四个连续的 OFDM 符号，从而绘制等式 (14) 的 $|c(l)|$ 。我们考虑 $p(k)$ 的两个可行选择。在第一种情况（AC1）下， $p(k)$ 是第二个 OFDM 符号的 SP 和 CP 的时域表示。在第二种情况（AC2）下， $p(k)$ 仅是第二个 OFDM 符号的 SP 的时域表示。可以注意到，相关函数 $R_{pp}(x)$ 的周期性是 N/12，这与 12 个子载波的 SP 间隔是匹配的。还可以注意到，相关序列具有良好的属性，即，序列的时间偏移版本之间的相关度非常低，不同时域 SP 序列之间的相关度也非常低。优选地，由于 AC2 可以在主峰周围具有更低的误差基底，所以可以选择 AC2。在涉及精确时间同步算法的段落中所说明的所提出的算法可以应用于这种特定场合。特别地，只改变第 2 步（时域相关），使得它定义下述中间步骤：

- 选择接收到的 SP。SP 序列取决于接收到的 OFDM 符号的序号。从而，必须检测 SP 序列。优选地，它在时域与全部四个可能的 SP 相关，并选择提供了最大相关最大值的 SP 序列。只对 $t_{0,coarse}$ 周围的几个点进行

相关评估，来避免资源的浪费。在决定采用哪个 SP 序列之后，将接收到的 OFDM 符号与已知的 SP 序列相关，来获得等式 (14) 的 $c(l)$ 。

- 解决不明确性问题。由于 SP 序列以 $N/12$ 为周期重复（见图 4），所以我们应当判定哪些抽头来自真实的 CIR，哪些抽头来自 SP 序列的周期性。为了解决这个不明确性问题，采用长度为 $L=N/12$ 的窗来检测最大能量窗，该最大能量窗指示了来自真实 CIR 的那些抽头。一旦不明确性问题得到了解决，就可以得到信道冲击响应的粗略估计 $\hat{h}(m)$ ，并可以被用来完成该算法的最后步骤。如果我们将一个 OFDM 符号中的 SP 进行相关，同样提供了一种在接收机 DFT 之前对于 SP 序列进行同步的一种可替换方式。不过，自相关函数的时域周期性可以限制可能的信道冲击响应的范围。实际上，如果信道长度大于 $N/12$ ，则粗略信道估计可能会受到伪信号的影响。从而，在信道长度小于 $N/12$ 个采样时，所提出的用于这种特定情况的算法能够让人满意地工作。不过，对于所谓的长信道，可以采用将在下文说明的另一种方法。

由于 DVB-T/H 被设计得同样处理长信道，所提出的精密同步算法应当能够处理最长的信道。最长的保护间隔是 $N/4$ ，而且，随着时间的推移，假定它对应于信道冲击响应的最大长度。通常在时间上对频域中的 SP 进行内插，来获得频率上的更稠密的导频网格。根据下文所述的示范性实施例，提出在时域上进行相似的动作。通过在时域上对四个连续的 OFDM 符号进行求和，我们可以得到由所有在频域中插入的 SP 所组成的叠加导频序列

$$\tilde{p}(k) = \sum_{l=0}^S p^{(l)}(k) \quad (17)$$

与图 4 中的一样，在图 5 中，示出了在没有数据和存在理想信道的情况下的 $\tilde{p}(k)$ 的自相关函数的属性。同样，在这种情况下，将 CP 作为噪声对待能够在噪声基底电平中带来好处。从而，在接收机上所采用的已知序列不考虑 CP 的存在。同样，在这种情况下，需要对在涉及精确时间同步算法的段落中说明的所提出的算法进行提炼。现在，步骤 2（时域相关）需要下列中间步骤：

- 对从定时基准 $t_{0,coarse} - G$ 开始的 $N+G$ 采样的八个连续窗进行求和

来得到

$$r_{avg8}(k) = \sum_{i=0}^7 r(k+i(N+G)) \quad (18)$$

$$k = t_{0,coarse} - G \dots t_{0,coarse} + N,$$

假定 DFT 线性，这等价于在频域中对八个连续的 OFDM 符号进行求和。优选地，选择八个来代替四个最小数，来包括一些数据产生的干扰的平均值。

- 计算另一个 $r_{avg8}(k)$ ，使得在相关的评估中可以采用更长的序列，见等式 (12)。

- 将等式 (18) 的 $r_{avg8}(k)$ 与叠加的密集 SP 网格相关，即等式 (17) 的 $\tilde{p}(k)$ 。

- 解决不确定性问题。由于 SP 序列更密集，相关函数的周期是 $N/3$ （见图 5），但不确定性依然存在。以类似于短信道的情况，可以解决这种不确定性问题，即，采用长度为 $N/3$ 的窗来作为指示来自真实 CIR 的抽头的最大能量窗。

一旦这个不确定性问题得到了解决，就可以得到信道冲击响应的粗略估计 $\hat{h}(m)$ ，并用来完成该算法的最后的步骤。还可以提炼该算法的最后步骤，即等式 (9) 中的 $t_{0,fine}$ 的计算。在出现长保护间隔的情况下，等式 (9) 的 $t_{0,fine}$ 可能不是唯一的。从而，通过对等式 (7) 中的量度 $P_{|b|}(q)$ 进行平滑，可以改善 $t_{0,fine}$ 的选择。最后的 $t_{0,fine}$ 对信道冲击响应的噪声估计的敏感度降低，但在通过几个 q 的选择给定 $P_{|b|}(q)$ 的最小值的情况下，它的精度会降低。这种小的改动的影响可能会对算法性能产生显著的影响，通过下文进一步说明的方针结果可以看到这种影响。现在，通过在时域中采用在频域中插入的导频的结构，示范性实施例中所提出的长信道算法能够处理非常长的信道。优选地，采用至少 16 个 OFDM 符号来获得合理的性能。在典型的设置了 8k 子载波的 DVB-T 中，这对应于 18ms 的窗持续时间。在时间改变信道的情况下，如果突然出现了回波，则所提出的算法可能提供了不超过 18ms 的不正确的定时。

在下文中，对下文中的涉及到根据示范性实施例的算法的性能的一些数值进行说明，这些数值是通过仿真得到的。对于所述仿真，假定

SFN 信道是由两个独立的欧洲 COST 计划中所定义的典型城市环境 6 路径信道组成。信道能量相等地分布在两个 TU6 回波之间。两个回波的时间间隔取决于仿真设置而改变。发射机和接收机按照表 1 中所列出的所选参数遵循 DVB-T 标准。

表 1
系统设置：DVB-T

名称	符号	值
OFDM 符号持续时间	T_{OFDM}	1.12ms
有用持续时间	T_n	896 μ s
保护间隔持续时间	T_G	224 μ s
子载波数	N	8192
位映射	M-QAM	16-QAM
编码率	r	2/3
载波频率	f_c	500MHz

为了测试该同步算法的性能，产生 DVB-T 信号，通过信道发送该信号，然后随机地选择两个 OFDM 符号长度的窗来搜索粗略的定时同步。在大部分情况下，将 SNR（在 DVB-T 标准中被定义为载噪（C/N）比）设置为接近 DVB-T 工作点的 25dB。还假定优选均衡已知了该信道。该信道不被同步算法所已知。

在下文中，检查根据上述示范性实施例的短信道算法，并按照 $t_{0, \text{fine}}$ 所提供的 SINR 评估该短信道算法。SINR 取决于信道冲击响应（见等式(7)），这被假定为在用来评估算法性能的 SINR 公式中是优选已知的。在图 6 中，描述了理想同步算法、粗略同步算法和根据示范性实施例的同步算法所提供的 SINR 的累计分布函数。在信号功率和噪声功率分别为 P_s 和 P_n 的情况下，根据等式（7），按照下式将 SINR 定义为同步点 t_0 的函数：

$$\text{SINR}(t_0) = \frac{P_s}{P_n + P_{\text{IBI}}(t_0)} \quad (19)$$

假定保护间隔 $G=N/16$ ，使得在信道冲击响应估计中没有伪信号。该信道是具有均匀分布在保护间隔中的两个 TU-6 之间的相对延迟的回波 TU-6 信道。应当注意的是，同样在理想时间同步的情况下，存在一定比率的提供了低 SINR 的信道实现。当信道比保护间隔长，同时 IBI 不可避免的情况下会出现这种情况。还可以注意到，在信道比保护间隔短，而且当信道比保护间隔长的情况下，示范性实施例所提出的算法的性能非常接近理想同步算法。

在下文中，检查根据上述的示范性实施例的长信道算法，并按照 $t_{0, fine}$ 所提供的 SINR 评估该长信道算法的性能。在 SINR 计算中进行与短信道情况相同的假设。在图 7 中，描述了所提出的算法、理想同步算法和粗略同步算法所提供的等式 (19) 的 SINR 的累计分布函数。该信道是具有均匀分布在保护间隔中的两个 TU-6 之间的相对延迟的回波 TU-6 信道。同样，在这种情况下（长信道），该算法示出了它对大于保护间隔的信道的鲁棒性，这提供了非常接近于理想同步所提供的 SINR。

通常适当地设计 OFDM 系统，即，保护间隔比最大延迟扩展长。出于这个原因，同样关注两个 TU-6 回波等于保护间隔的 90% 的固定间隔的情况。对于粗略同步算法而言，这是一种非常有挑战性的情形。在图 8 中以全尺寸和以对最感兴趣的区域进行缩放的方式示出了这些结果。请注意，理想同步算法总是提供 $SINR=SNR=25dB$ ，即，总是可以得到一个没有 IBI 的区域。根据示范性实施例的同步算法非常鲁棒和可靠。例如，可以注意到在 99% 的情况下，所提出的算法是提供了 $SINR > 20dB$ ，而只有 0.01% 的情况下，它提供了 $SINR < 15dB$ 。

最后，应当注意到，上述实施例是对本发明进行说明而不是限制，而且，在不脱离所附权利要求所限定的本发明的范围的情况下，本领域技术人员能够设计出很多可替换的实施例。在权利要求中，任何放置在括号中的附图标记不应当被解释为对权利要求的限制。所用词“包含”和“包括”等并不排除没有在作为整体的权利要求或说明书中列举出来的元素或部件的出现。元素的单个引用并不排除这种元素的复数引用，反之亦然。在列举了几种装置的装置权利要求中，可以

通过一个或同一个软件或硬件来实现这些装置中的几个。在不同的从属权利要求中相互引用的某些措施的简单事实并不表示不能组合这些措施来获得优势。

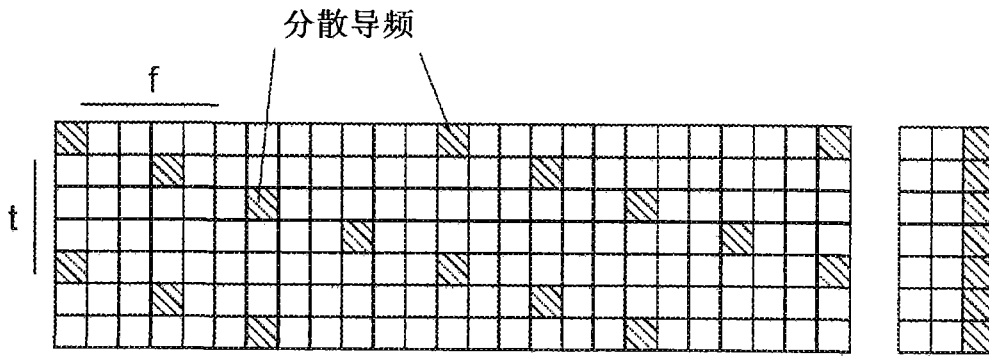


图 1

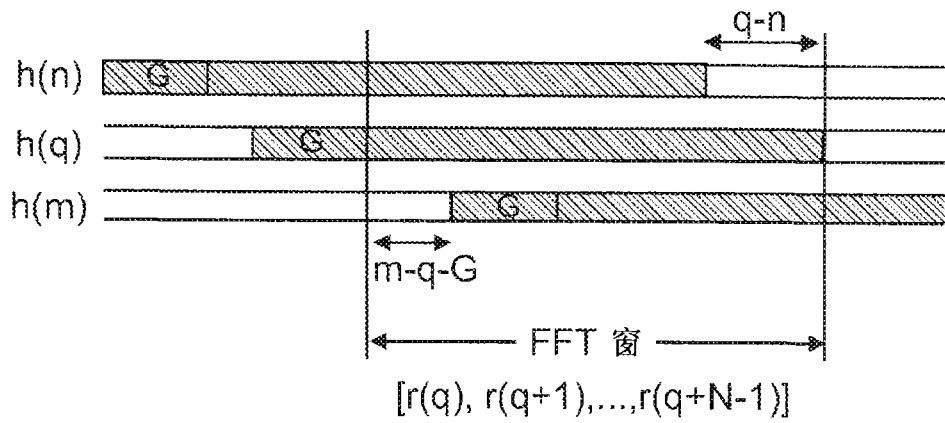


图 2

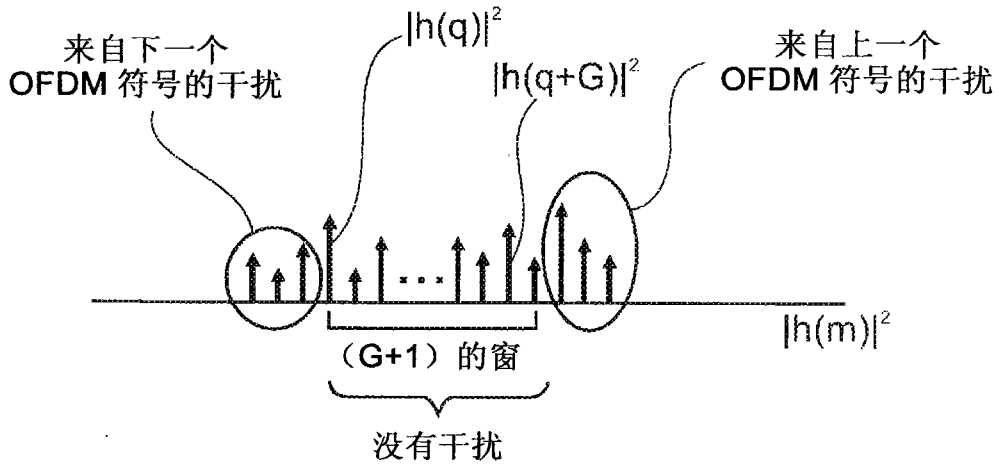


图 3

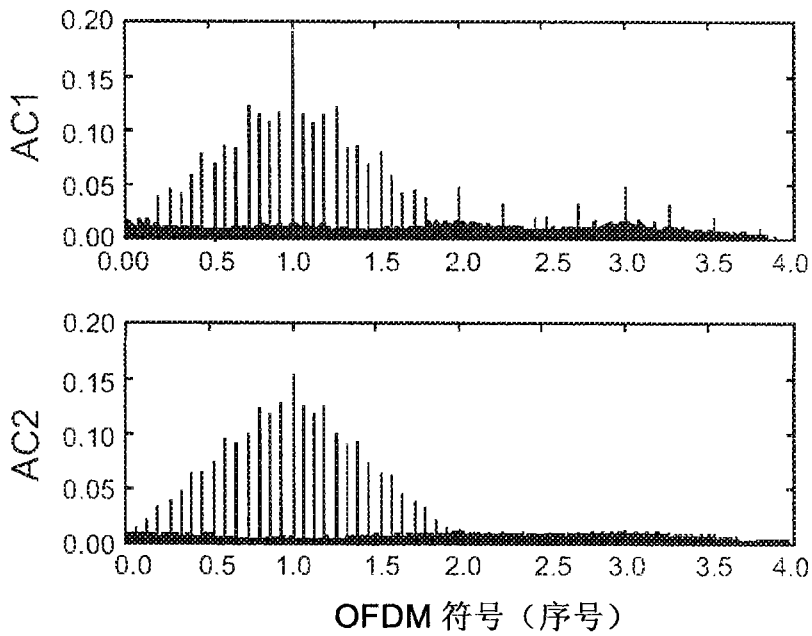


图 4

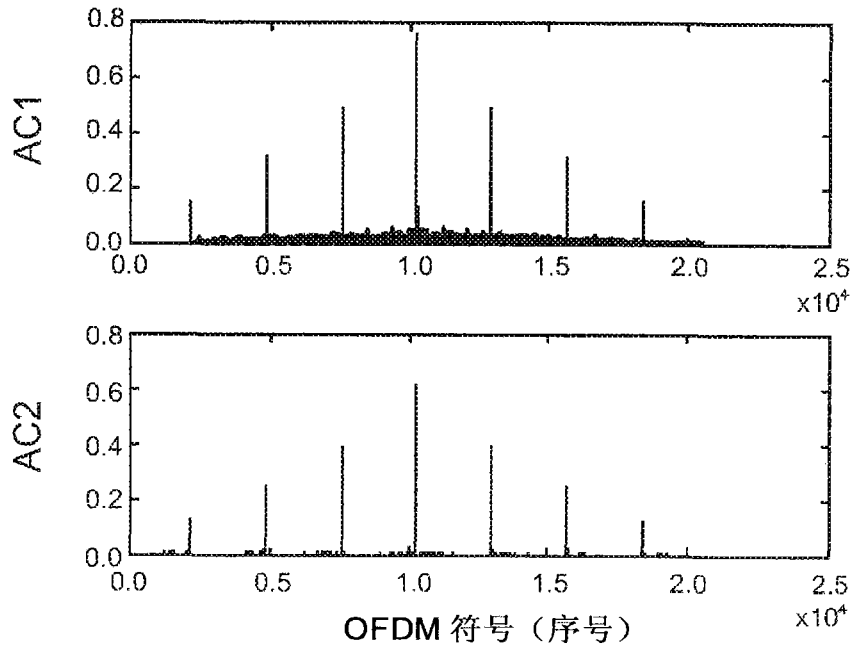


图 5

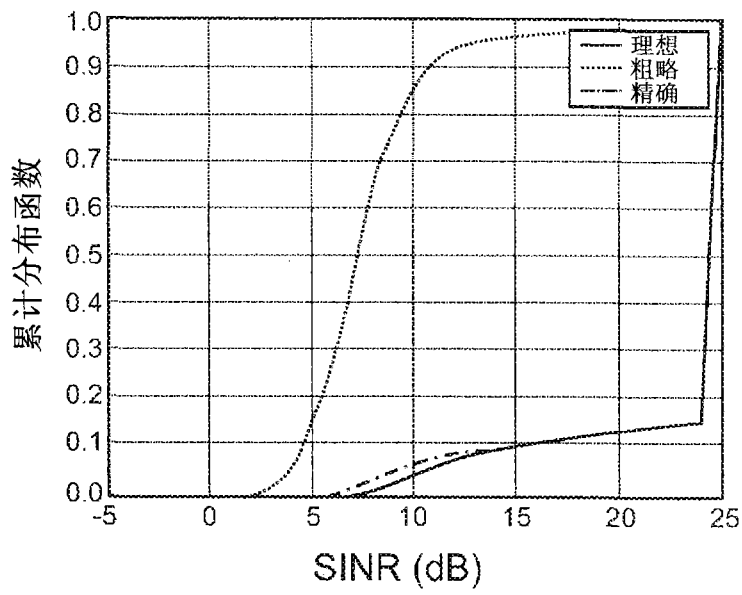


图 6

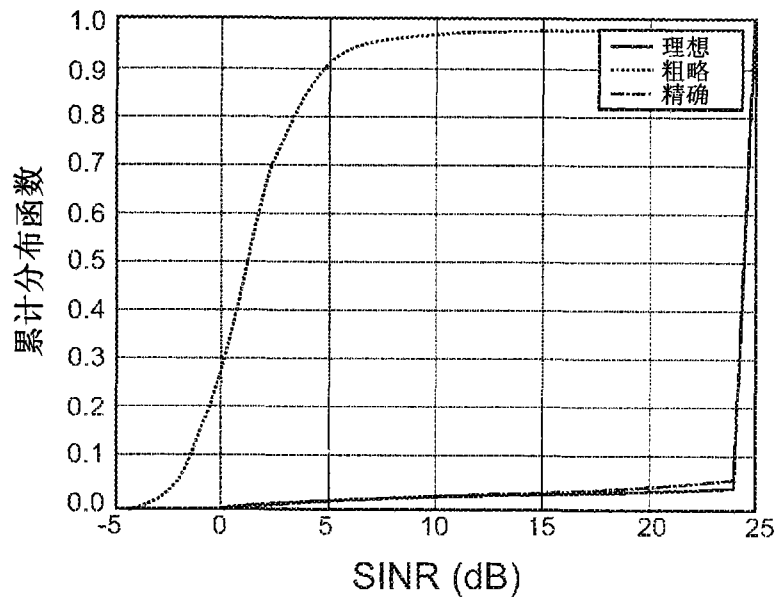


图 7

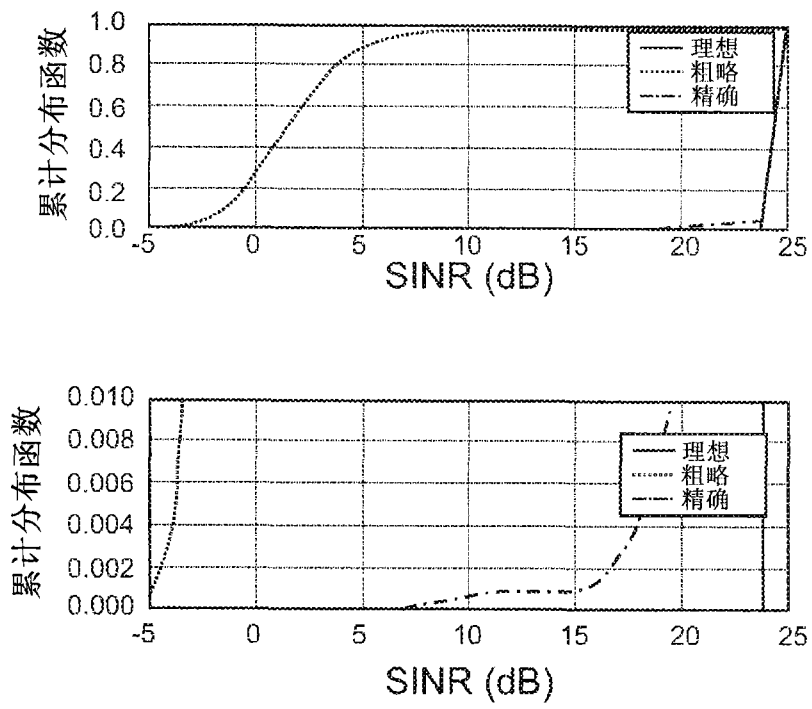


图 8