

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1826737 B

(45) 授权公告日 2010.05.26

(21) 申请号 200480020848.5

H04J 3/06(2006.01)

(22) 申请日 2004.07.13

H04J 11/00(2006.01)

(30) 优先权数据

10/628,680 2003.07.28 US

(56) 对比文件

CN 1198052 A, 1998.11.04, 全文.

CN 1267151 A, 2000.09.20, 全文.

(85) PCT申请进入国家阶段日

2006.01.19

US 6108317 A, 2000.08.22, 附图 7B1, 说明书

第 17 栏第 58-62 行, 第 18 栏第 15-54 行.

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2004/022333 2004.07.13

审查员 王鹏

(87) PCT申请的公布数据

W02005/013530 EN 2005.02.10

(73) 专利权人 摩托罗拉公司

地址 美国伊利诺斯州

(72) 发明人 托马斯·P·克劳斯 凯文·L·鲍姆

维贾伊·纳恩嘉

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限

责任公司 11219

代理人 李涛 钟强

(51) Int. Cl.

H04B 7/216(2006.01)

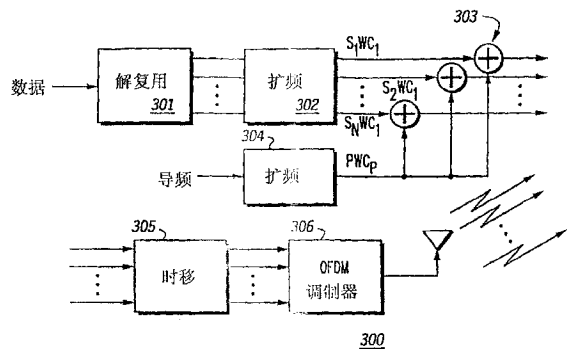
权利要求书 1 页 说明书 10 页 附图 6 页

(54) 发明名称

OFDM 通信系统

(57) 摘要

利用了一种错列的扩频 OFCDM 方案,其改善了信道估计。在第一实施例中,使每个码片流时移预定量(图 5 的单元 305),然后在预定的子载波上将其发射。这导致了不同子载波(图 4)上的时间扩展的符号是错列的(时间偏移),其允许更加频繁的信道采样。在第二实施例中,将错列扩频方法应用于频率维度(图 4),以通过频率维度中的扩频改善系统的性能。



1. 一种用于在多载波系统中发射数据的方法,其中来自个体用户的数据在多个子载波上发射,该方法包括如下步骤:

解复用数据流,以产生多个解复用的数据流;

通过扩频码对解复用数据流扩频,以产生多个码片流;

对导频流扩频,以产生扩频导频流;

使扩频导频流同来自多个码片流的码片流组合;

使每个码片流时移预定量;

在预定的子载波上发射每个时移码片流;并且

其中,使每个码片流时移的步骤包括使导频流和码片流的组合时移的步骤。

2. 权利要求 1 的方法,其中,使扩频导频流同码片流组合的步骤包括使扩频导频流同码片流复用的步骤。

3. 权利要求 1 的方法,其中,针对至少两个解复用数据流,使用不同的扩频码。

4. 权利要求 1 的方法,进一步包括如下步骤:

对导频流扩频,以产生扩频导频流;

使导频流时移预定量;以及

在预定的子载波上发射上述导频流。

5. 一种用于发射数据的方法,该方法包括如下步骤:

解复用符号流,以产生多个解复用的符号;

通过扩频码对每个符号扩频,以产生多个扩频符号,每个扩频符号包括预定数目的码片;

对于第一发射间隔,使扩频符号的第一码片映射到预定的子载波;以及

对于第二发射间隔,使扩频符号的第一码片映射到第二子载波,其中所述的第二子载波不同于上述的第一子载波。

6. 权利要求 5 的方法,进一步包括如下步骤:

对导频流扩频,以产生包括导频码片的扩频导频流;以及

使导频码片同扩频符号的码片组合,由此使得映射到子载波的码片包括扩频符号码片和导频码片的组合。

7. 一种用于在多载波系统中发射数据的装置,其中来自个体用户的数据在多个子载波上发射,该装置包括:

接收机,其接收包括多个子载波的多载波信号,并且解调所述多载波信号以产生码片流;

信道估计器,其在第一符号周期中通过导频码解扩上述码片流,以产生关于第一符号周期的第一信道估计,并且在第二符号周期中通过导频码解扩上述码片流,以产生关于第二符号周期的第二信道估计;和

插值器,其基于第一和第二信道估计生成仅关于第一符号周期的一部分的第三信道估计,并且基于第一和第二信道估计生成关于第一符号周期的第二部分的第四信道估计。

OFDM 通信系统

技术领域

[0001] 本发明通常涉及通信系统,特别地,涉及一种用于多载波通信系统中发射和接收的方法和装置。

背景技术

[0002] 正交频分复用 (OFDM) 是公知的多载波调制方法,用于数种无线系统标准中。某些使用 OFDM 的系统包括 5GHz 高数据速率无线 LAN (IEEE802. 11a, HiperLan2, MMAC)、欧洲数字音频和数字视频广播 (分别是 DAB 和 DVB-T)、以及宽带固定无线系统,诸如 IEEE802. 16a。OFDM 系统将可用带宽分为很多个窄的频带 (子载波),数据在子载波上并行发射。每个子载波利用所占用的频带的不同部分。

[0003] 也可以将扩频应用于 OFDM 系统中的数据,以提供多种形式的多载波扩谱。该扩频 OFDM 系统通常指扩频 OFDM (SOFDM),多载波 CDMA (MC-CDMA),或者正交频分码分复用 (OFCDM :Orthogonal Frequency Code Division Multiplexing)。对于使用 MC-CDMA 的系统,在频率维度中应用扩频,并且通过使用不同的扩频码,多个信号 (用户) 可以占用相同的子载波组。对于 OFCDM,向不同的用户指派互不相同的正交扩频码,并且在下行链路上发射之前,组合扩频信号。可以在频率维度或时间维度中应用扩频,或者可以使用时间和频率扩频的组合。在任何情况中,正交码,诸如 Walsh 码被用于扩频功能,并且多个数据符号可以码复用到不同的 Walsh 码上 (即,多码传输)。

[0004] 对于 OFCDM 系统,仅当信道在 Walsh 码所跨越所有时间 / 频率资源上恒定时,保持 Walsh 码之间的正交性。这导致了关于不同的系统参数 (例如,子载波和 OFDM 符号间隔) 和不同的信道条件 (例如,延迟扩频和多普勒 (Doppler) 扩频) 的时间和频率之间的不同的折衷。

[0005] 对于在时间维度中具有扩频因子 SF 的 OFCDM 系统,其中由 SF 个码片表示每个符号,在每个子载波上高达 SF 个 Walsh 码可以是活跃的。对于信道估计,可以将这些 Walsh 码中的一个指派为导频信号 (即,同传统的单载波 CDMA 系统,诸如 IS-95 中产生导频信号的方式相同)。然而,关于该方法的问题在于,当时间变化是显著的时候,例如由车辆的移动性所引起,丧失了 Walsh 码的正交性。这使得导频信道受到来自其他的 Walsh 码的干扰。信道估计由于该干扰而恶化。此外,在解扩导频信道时,对于整个 SF 个“码片”的扩频块,得到单一的信道估计。当信道在该块上显著变化时,该单一的信道估计是不准确的。因此,需要一种方法和装置,用于 OFDM 通信系统中的发射和接收,其提供了更准确的信道估计,并且减少了时变信道的导频信道的恶化量。

发明内容

[0006] 根据本发明的一个方面,公开了一种用于在多载波系统中发射数据的方法,其中来自个体用户的数据在多个子载波上发射,该方法包括如下步骤:解复用数据流,以产生多个解复用的数据流;通过扩频码对解复用数据流扩频,以产生多个码片流;对导频流扩频,

以产生扩频导频流；使扩频导频流同来自多个码片流的码片流组合；使每个码片流时移预定量；在预定的子载波上发射每个时移码片流；并且其中，使每个码片流时移的步骤包括使导频流和码片流的组合时移的步骤。

[0007] 根据一个实施例，使扩频导频流同码片流组合的步骤包括使扩频导频流同码片流码复用的步骤。

[0008] 根据一个实施例，在该方法中，针对至少两个解复用数据流，使用不同的扩频码。

[0009] 根据一个实施例，该方法进一步包括如下步骤：对导频流扩频，以产生扩频导频流；使导频流时移预定量；以及在预定的子载波上发射上述导频流。

[0010] 根据本发明的另一个方面，公开了一种用于发射数据的方法，该方法包括如下步骤：解复用符号流，以产生多个解复用的符号；通过扩频码对每个符号扩频，以产生多个扩频符号，每个扩频符号包括预定数目的码片；对于第一发射间隔，使扩频符号的第一码片映射到预定的子载波；以及对于第二发射间隔，使扩频符号的第一码片映射到第二子载波，其中所述的第二子载波不同于上述的第一子载波。

[0011] 根据一个实施例，该方法进一步包括如下步骤：对导频流扩频，以产生包括导频码片的扩频导频流；以及使导频码片同扩频符号的码片组合，由此使得映射到子载波的码片包括扩频符号码片和导频码片的组合。

[0012] 根据本发明的又一方面，公开了一种方法，包括如下步骤：接收包括多个子载波的多载波信号；解调所述多载波信号以产生码片流；在第一符号周期中通过导频码解扩上述码片流，以产生关于第一符号周期的第一信道估计；在第二符号周期中通过导频码解扩上述码片流，以产生关于第二符号周期的第二信道估计；基于第一和第二信道估计生成仅关于第一符号周期的一部分的第三信道估计；并且基于第一和第二信道估计生成关于第一符号周期的第二部分的第四信道估计。

[0013] 根据一个实施例，在该方法中，多载波信号进一步包括码复用导频。

[0014] 根据一个实施例，在该方法中，所述接收多载波信号的步骤包括接收具有存在于至少两个子载波上的相对时移的码片流的多载波信号。

[0015] 根据本发明的再一方面，公开了一种装置，包括：接收机，其接收包括多个子载波的多载波信号，并且解调所述多载波信号以产生码片流；信道估计器，其在第一符号周期中通过导频码解扩上述码片流，以产生关于第一符号周期的第一信道估计，并且在第二符号周期中通过导频码解扩上述码片流，以产生关于第二符号周期的第二信道估计；和插值器，其基于第一和第二信道估计生成仅关于第一符号周期的一部分的第三信道估计，并且基于第一和第二信道估计生成关于第一符号周期的第二部分的第四信道估计。

附图说明

[0016] 图 1 ~ 图 3 示出了用于在基于 OFDM 的系统中引入导频符号的现有技术的示例。

[0017] 图 4 说明了根据本发明的优选实施例的扩频 OFDM 信道的结构。

[0018] 图 5 是根据本发明的优选实施例的扩频 OFDM 通信系统中的发射机的框图。

[0019] 图 6 是示出了根据本发明的优选实施例的图 4 的发射机的操作的流程图。

[0020] 图 7 说明了根据本发明的替换实施例的扩频 OFDM 信道的结构。

[0021] 图 8 是根据本发明的替换实施例的扩频 OFDM 通信系统中的发射机的框图。

- [0022] 图 9 是示出了根据本发明的替换实施例的图 7 的发射机的操作的流程图。
- [0023] 图 10 说明了根据本发明的优选实施例的信道估计。
- [0024] 图 11 是根据本发明的优选实施例的接收机的框图。
- [0025] 图 12 是示出了根据本发明的优选实施例的信道估计的流程图。

具体实施方式

[0026] 为了满足上文提及的需要,此处提供了一种用于在扩频 OFDM 系统中发射和接收数据的方法和装置。特别地,利用了错列时间扩展 OFCDM 方案,其改善了信道估计。在第一实施例中,使每个码片流时移预定量,然后在预定的子载波上发射。这导致了时间扩展符号在不同的子载波上是错列的(时间偏移),其允许更加频繁的信道采样,改善了信道估计。在第二实施例中,将错列扩展方法应用于频率维度,以改善系统在频率维度中扩频的性能。

[0027] 本发明包括一种方法,用于在多载波系统中发射数据,其中来自独立用户的数据在多个子载波上发射。该方法包括步骤,解复用数据流,以产生多个解复用数据流,然后通过扩频码对解复用数据流扩频,以产生多个码片流。使每个码片流时移预定量,并且在预定的子载波上将其发射。

[0028] 此外,本发明包括一种发射数据的方法。该方法包括步骤,解复用符号流,以产生多个解复用符号,以及通过扩频码对每个符号扩频,以产生多个扩频符号,每个扩频符号包括预定数目的码片。对于第一发射间隔,扩频符号的第一码片映射到预定的子载波,并且对于第二发射间隔,扩频符号的第一码片映射到第二子载波,其中第二子载波不同于第一子载波。

[0029] 此外,本发明包括一种方法,其包括步骤,接收包括多个子载波的多载波信号,解调该多载波信号以产生码片流,在第一符号周期中通过导频码解扩该码片流,以产生关于第一符号周期的第一信道估计,在第二符号周期中通过导频码解扩该码片流,以产生关于第二符号周期的第二信道估计,基于第一和第二信道估计生成仅关于一部分第一符号周期的第三信道估计,以及基于第一和第二信道估计生成关于第一符号周期的第二部分的第四信道估计。

[0030] 此外,本发明包括一种装置,其包括,解复用器,其解复用数据流,以产生多个解复用数据流;扩频器,其通过扩频码对解复用数据流扩频,以产生多个码片流;时移器,其使每个码片流时移预定量;和发射机,其在预定的子载波上发射每个时移的码片流。

[0031] 此外,本发明包括一种装置,其包括,解复用器,其解复用符号流,以产生多个解复用符号;扩频器,其通过扩频码对每个符号扩频,以产生多个扩频符号,每个扩频符号包括预定数目的码片;和映射器,对于第一发射间隔,其使扩频符号的第一码片映射到预定的子载波,并且对于第二发射间隔,其使扩频符号的第一码片映射到第二子载波,其中第二子载波不同于第一子载波。

[0032] 此外,本发明包括一种装置,其包括,接收机,其接收包括多个子载波的多载波信号,并且解调该多载波信号以产生码片流;信道估计器,其在第一符号周期中通过导频码解扩该码片流,以产生关于第一符号周期的第一信道估计,并且在第二符号周期中通过导频码解扩该码片流,以产生关于第二符号周期的第二信道估计;和插值器,其基于第一和第二信道估计生成仅关于第一符号周期的一部分的第三信道估计,并且基于第一和第二信道估

计生成关于第一符号周期的第二部分的第四信道估计。

[0033] 现在回到附图,其中相同的数字指明了相同的部件,图 1 和图 2 示出了用于在基于 OFDM 的系统中引入导频符号的现有技术的方法的示例。应当注意,这些现有技术的方法可用于发射常规 OFDM 数据或者扩频数据的系统(诸如 MC-CDMA、OFCDM)。然而,应当注意每个独立的导频符号仅“在一个 OFDM 符号周期中占用一个子载波”,并且还应当注意到,导频和数据不是码复用的。反之,导频符号在时间和 / 或频率上分立于数据。在这些现有技术的方法中,可以在分立于数据或扩频数据位置的每个导频符号位置获得信道估计。这样,可以在时间-频率栅格中的其他的位置,特别是其中安置有数据或扩频数据的位置,对信道进行估计,因此可以解扩并检测数据。

[0034] 同图 1 和图 2 的现有技术的方法相反,本发明的优选实施例包括使用具有扩频数据码复用的扩频导频。

[0035] 图 3 说明了现有技术的 OFDM 信道结构。特别地,图 3 说明了在时间维度中扩频的 OFCDM 系统。示出了关于该类型的系统的 SF = 8 的时间-频率栅格,其中每个符号通过 8 个码片扩频。然后在特定的频率(子载波)上发射这 8 个码片。如图 3 所示,在子载波 1 上发射表示第一符号的 8 个码片,其后面是表示另一符号的另外 8 个码片。在子载波 2 ~ 4 上发生了相似的发射。高达 SF 个符号可以码复用到相同的时间 / 频率空间上。例如,在单一的扩频块间隔 b 中,高达 SF 个符号可以码复用到同一子载波上。在具有码复用导频的系统中,至少一个 Walsh 码用作导频信道。

[0036] 时间-频率栅格中的特定位置处的复合信号被描述为(其中, pilotchannel 为导频信道, data channels 为数据信道):

[0037]

$$x(b, n, k) = c(b, n, k) \left(\underbrace{A_p(b, k) d_p(b, k) W_p(n, k)}_{\text{pilot channel}} + \underbrace{\sum_{\substack{i \neq p \\ i=1:SF}} A_i(b, k) d_i(b, k) W_i(n, k)}_{\text{data channels}} \right)$$

[0038] 其中

[0039] b 是扩频块间隔索引(应当注意每经过一个 SF OFDM 符号周期, b 加 1);

[0040] n 是第 b 个扩频块间隔中的码片索引。应当注意,在每个扩频块间隔 b 中 n 从 1 增加到 SF;

[0041] k 是子载波索引, $1 \leq k \leq K$;

[0042] c 表示扰码;

[0043] i 是 Walsh 码索引, $1 \leq i \leq SF$;

[0044] p 表示用于导频信道的 Walsh 码索引;

[0045] W_i 表示第 i 个 Walsh 码;

[0046] A_i 表示施加到第 i 个 Walsh 码信道的(实际)增益(例如,基于功率控制设置);并且

[0047] d_i 表示调制第 i 个 Walsh 码的复数符号。 d_p 表示调制第 p 个 Walsh 码信道(即导频信道)的导频符号。

[0048] 应当注意, OFCDM 系统具有不同于传统的单载波 CDM/CDMA 系统的特征。在单载波 CDMA 系统中, 共同的信号失真源是由于多路径延迟扩展引起的码片间的干扰。该码片间的干扰破坏了不同的正交扩频码之间的正交性, 即使信道在扩频块中未变化。基于 OFDM 的多载波扩频系统, 诸如 OFCDM 的使用消除了码片间干扰的问题, 这是因为其码片速率降低和循环前缀, 该循环前缀常用于基于 OFDM 的系统中。然而, 通过使用 OFCDM, 出现了新的问题。相比于带宽可比的单载波系统, 在 OFCDM 中, 码片时长大出很多。结果, 在 OFCDM 系统中, 极大地扩展了扩频块的时长, 并且这造成了对扩频块上的信道变化的敏感性的固有问题。扩频块中的信道变化引起了正交扩频码之间的干扰, 此外, 如果使用了码复用导频, 则导致了信道估计问题。

[0049] 如上文所讨论的, 当在扩频块中发生时间变化时, 现有技术的扩频 OFDM 系统可能丧失正交性。这使得导频信道受到来自其他 Walsh 码的干扰。由于该干扰使信道估计恶化。此外, 在解扩导频信道时, 对于整个 SF 个“码片”的扩频块, 得到了单一的信道估计。当信道在该块上显著变化时, 该单一的信道估计是不准确的。为了解决这些问题, 在本发明的优选实施例中, 利用了错列时间扩展 OFCDM 方案, 其改善了信道估计。特别地, 使每个码片流时移预定量, 然后在预定的子载波上发射。这导致了时间扩展符号在不同的子载波上是错列的 (时间偏移), 其允许更加频繁的信道采样。增加的信道采样速率导致了改善的信道估计器性能和针对较高多普勒效应 (例如, 移动无线系统中的较高的车辆速度或者较高的信道频率) 的改善的跟踪能力。而且, 由于得到的系统对于信道变化具有更高的鲁棒性, 因此本发明在选择 OFCDM 系统的参数时允许更大的灵活性 (诸如, SF、码片时长、子载波数目)。

[0050] 图 4 说明了根据本发明的优选实施例的该扩频 OFDM 的信道结构。显而易见, 关于每个符号的第一码片, 从一个子载波到另一个子载波, 在时间上是错列的。在该特定示例中, “错列偏移” (SO) 等于 4, 因此从一个子载波到下一子载波, 使每个符号 (包括 SF 个码片) 偏移 4 个码片周期。对于该示例, 如图 3 中描述的示例, SF = 8, 每个符号通过 8 个码片扩频。然后在特定的频率 (子载波) 上发射这 8 个码片。如图 4 所示, 在子载波 1 上发射表示高达 SF*2 个符号的 16 个码片, 在子载波 2 上发射表示另外的高达 SF*2 个符号的 16 个码片。然而, 使在子载波 2 上发射的 16 个码片时移, 由此第一码片的发射在与子载波 1 上的第 4 码片的发射相同的时间周期中发生。对于子载波 3 和 4, 出现了相似的发射模式。

[0051] 图 5 是根据本发明的优选实施例的扩频 OFDM 通信系统中的发射机 300 的框图。如图所示, 发射机 300 包括解复用器 301、扩频器 302 和 304、时移器 305 和 OFDM 调制器 / 发射机 306。为了简化, 在图 5 中示出了来自单一用户 (例如, 上行链路) 或者去往单一用户 (例如, 下行链路) 的数据, 然而本领域的普通技术人员应认识到, 在典型的 OFCDM 发射机中, 多个用户同时发射 (或者向其发射) 高达 SF 个符号, 其占用相同的时间 / 频率空间。在操作过程中, 来自 / 去往用户的数据流进入解复用器 301, 其中将数据流解复用为多个数据流。典型的解复用操作在给定的数据速率 (R) 下将数据流转化为 N 个数据流, 每个数据流具有 R/N 的数据速率。

[0052] 接着, 解复用的数据流进入扩频器 302, 其中发生了标准的扩频, 产生了多个码片流。特别地, 对于其中数据和扩频码是二进制的示例情况, 扩频器 302 将正交码 (例如, 8 个码片的 Walsh 码) 和数据符号模 2 相加。例如, 在 8 个码片的扩频中, 依赖于数据符号是 0 或 1, 数据符号均由 8 个码片的扩频码或其反码替换。更一般地, 通过复数符号调制扩频码,

例如前面式中的 d_i ;该复数符号可以选自例如, M - 元 QAM 或者 M - 元 PSK 星座图。扩频码优选地对应于来自 8×8 Hadamard 矩阵的 Walsh 码, 其中 Walsh 码是该矩阵的单一的行或列。这样, 对于每个数据流, 扩频器 302 重复地输出由当前的输入数据符号值调制的 Walsh 码。应当注意, 在本发明的替换实施例中, 通过扩频器 302, 可能出现额外的扩频或者其他的操作。例如, 可以进行功率控制和数据加扰, 如前面的式所示。

[0053] 在本发明的优选实施例中, 连同每个符号流广播每个子信道的单一的导频, 提供信道估计, 以协助发射信号的后继解调。在特定的频率 / 时间周期中, 接收数据的所有用户利用该单一的导频。在本发明的替换实施例中, 可以在多种时间周期 / 予载波处“跳过”导频信道的发射, 以便于在信道条件允许时发射更多的数据。接收机, 其了解次序和时间间隔, 在对非导频广播解调 / 解码时利用该信息, 其中非导频广播优选地出现在不同于导频的扩频码上。这样, 在本发明的优选实施例中, 导频流 (包括已知的符号模式) 进入扩频器 304, 其中利用来自 8 个正交码的码对其进行适当的扩频。然后, 经由求和器 303, 使导频码片流同每个数据码片流求和。应当注意, 不止一个数据流的数据可以在求和器 303 处求和。换言之, 在特定的频率 / 时间周期中发射的每个用户的数据将使多个扩频码的码片在求和器 303 处求和。得到的求和码片流被输出到时移器 305。

[0054] 如上文所讨论的, 时移器 305 使不同的子载波 (频率) 上的特定的码片流在时间上移位, 允许更加频繁的信道采样。特别地, 相邻的信道具有错列的开始符号周期 (即, 每个 Walsh 码的开始), 由此在第二子载波上的第二符号的发射周期中 (优选地是中间) 出现了第一子载波上的一个符号周期的开始。然后, 所有的码片流, 无论是否时移, 进入 OFDM 调制器 306, 其中发生了标准的 OFDM 调制。

[0055] 图 6 是示出了根据本发明的优选实施例的图 5 的发射机的操作的流程图。逻辑流程开始于步骤 401, 其中来自 / 去往用户的数据流被解复用为多个数据流。在步骤 403 中, 通过特定的 Walsh 码使每个数据流扩频, 并且同扩频导频码求和 (步骤 405)。求和码片流进入时移器 305, 其中依赖于在其上发射它们的子载波, 适当地使它们时移 (步骤 407)。最后, 在步骤 409 中, 发生了 OFDM 调制和发射。

[0056] 上文描述了一种系统, 其中使不同子载波上的发射时移预定数目的码片。这导致了时间扩展符号在不同的子载波上是错列的 (时间偏移), 允许时间维度中的更加频繁的信道采样, 由此获得了较好的时变信道的估计。

[0057] 在本发明的替换实施例中, 在频率维度而非时间维度 (或者两者的组合) 中执行扩展。在该实施例中, 由于多路径延迟扩展, 在子载波上出现了信道变化, 导致了导频和数据扩频码之间的正交性的丧失, 以及估计子载波上的信道变化的困难。本发明的错列扩展方法应用于频率维度中, 以通过频率维度中的扩展改善系统的性能, 如图 7 所示。

[0058] 如图 7 所示, 在第一时间周期中, 每个符号的第一码片在第一子载波 (频率) 预定集合上发射。在第二时间周期中, 每个符号的第一码片在第二子载波预定集合上发射, 其中第二子载波预定集合不同于第一子载波预定集合。对于特定的用户, 扩频符号的第一码片在第一发射间隔中映射到预定的子载波, 并且然后在第二发射间隔中映射到第二子载波。在本发明的优选实施例中, 扩频符号在第一发射间隔中映射到子载波 $k \sim k+SF-1$, 并且在第二发射间隔中映射到 $m \sim m+SF-1$ 。在图 7 中, 还应当注意, 由于通过频率维度扩频, 扩频块的码片不需要跨越多个时间周期, 因此可以在单一的时间间隔 (例如, $b = 1$ 和 $b = 2$) 中

表示多个数据符号或者扩频块周期。

[0059] 图 8 是根据本发明的替换实施例的扩频 OFDM 通信系统中的发射机 600 的框图。显而易见,发射机 600 同发射机 300 相似,不同之处在于,时移器 305 由频率 / 子载波映射器 605 替换。如上文参考图 5 描述的,发生了发射机 600 的操作,不同之处在于,离开求和器 603 的求和码片流进入映射器 605,其中它们映射到不同的子载波,如上文所述。特别地,对于第一发射间隔,映射器 605 将扩频符号的第一码片映射到预定的子载波,并且对于第二发射间隔,映射器 605 将扩频符号的第一码片映射到第二子载波,其中第二子载波不同于第一子载波。

[0060] 应当注意,在图 4 和图 7 中,存在由于发射的错列而保持为空的频率 / 码片位置。这些位置不需要保持为空。例如,可以使用这些空间发射通过较小的扩频因子扩频的用户数据或者控制信息(具有或不具有码复用导频),或者使用相似长度的扩频因子并且跨越具有用户数据的多个间隙(具有或不具有码复用导频),或者简单的发射额外的导频码片和 / 或导频符号,其将协助接收机处的信道估计。

[0061] 此外,图 4 和图 7 在扩频以及将扩频符号映射到子载波 / OFDM 符号栅格的方面的变化是可行的。在一个替换实施例中,可以通过使扩频因子不同,优选地基于正交可变扩频因子(OVSF)码,对数据符号和导频符号扩频。例如,在图 4 中,导频码片流可以具有扩频因子 $SF_{pilot} = 8$,而数据可以具有扩频因子 $SF_{data} = 16$ 。在该情况中,长度为 16 的单一的扩频数据块(如通过连接两个 $SF = 8$ 的扩频块,诸如图 4 中的 $b = 1$ 和 $b = 2$ 而获得的)将包含两个扩频导频符号,每个有 $SF_{pilot} = 8$,由此关于导频信道的接收处理基本上同关于图 4 的优选实施例相似。因此,本实施例提供了选择或者甚至动态调节用户数据的扩频因子的额外的灵活性。然而,对于该示例,应当注意 $SF_{pilot} = 8$ 的使用阻碍了来自数据信道的 16 个码中的 2 个码的使用,如关于 OVSF 码的技术中所知的。在该替换实施例的额外的示例中,具有扩频因子 16 的扩频数据可以映射到两个不同的子载波,以提供对数据的二维扩频,其在本领域中已知用于提供额外的频率分集。在该示例中,16 个码片的扩频块中的 8 个码片对于扩频块间隔 $b = 1$ 可以映射到子载波 $k = 1$,并且剩余的 8 个码片可以映射到不同的子载波(例如,对于扩频块间隔 $b = 1, k = 2$;对于于扩频块间隔 $b = 1$ 或 $b = 2, k = 3$;或者多种其他的预定组合)。

[0062] 图 9 是示出了根据本发明的替换实施例的图 8 的发射机的操作的流程图。逻辑流程开始于步骤 701,其中来自 / 去往用户的数据流被解复用为多个数据流。在步骤 703 中,通过特定的 Walsh 码使每个数据流扩频,并且同扩频导频码求和(步骤 705)。求和码片流进入频率映射器 605,其中它们适当地映射到特定的子载波(步骤 707)。最后,在步骤 709 中,发生了 OFDM 调制和发射。如上文所述,在第一发射周期中,所有待发射的符号使它们的第一码片在第一预定子载波集合上发射。在下一时间周期(码片周期)中,所有待发射的符号使它们的第一码片在第二预定子载波集合上发射。在本发明的替换实施例中,第一和第二预定子载波集合是互斥的。

[0063] 通过利用上文描述的发射方案,允许接收机更加频繁地对信道采样。在接收过程中,优选地,通过利用导频 Walsh 码对接收信号解扩,针对每个扩频块获得了基本信道估计。接收信号可被建模为:

[0064]
$$r(b, n, k) = h(b, n, k)x(b, n, k) + \eta(b, n, k)$$

[0065] 其中 $h(b, n, k)$ 是信道, 并且 $\eta(b, n, k)$ 是第 b 个块, 第 n 个 OFDM 符号和第 k 个子载波处的热噪声和 / 或其他噪声以及干扰。优选地, 通过使接收信号同导频 Walsh 码乘以扰频码的共轭相乘, 并且对这些元素求和, 对导频信道解扩; 然后优选地通过除以增益和导频符号解调:

$$[0066] \quad \hat{h}(b, k) = \frac{1}{A_p(b, k)} \cdot \frac{1}{d_p(b, k)} \cdot \frac{1}{SF} \sum_{n=1}^{SF} c^*(b, n, k) W_p^*(b, n, k) r(b, n, k)$$

[0067] 该解扩信道估计是 3 个项的和, 一个是由信道的恒定部分引起的, 一个是由热噪声引起的, 一个是由来自数据用户的码间干扰 (ICI) 引起的, 其起因于扩频块上的信道变化; 特别地,

$$[0068] \quad \hat{h}(b, k) = \frac{1}{SF} \sum_{n=1}^{SF} h(b, n, k) + \eta'(b, k) + \eta''(b, k)$$

[0069] 其中

$$[0070] \quad \eta'(b, k) = \frac{1}{A_p(b, k)} \cdot \frac{1}{d_p(b, k)} \cdot \frac{1}{SF} \sum_{n=1}^{SF} c^*(b, n, k) W_p^*(b, n, k) \eta(b, n, k)$$

[0071] 是解扩噪声贡献, 而 $\eta''(b, k)$ 是由于 ICI 引起的项。

[0072] 为了改善信道估计, 组合基本信道估计 $\hat{h}(b, k)$, 其在每个扩频块和子载波可获得一次, 以利用子载波上存在的任何相关性, 并且获得扩频块中的每个码片信道估计。现描述滤波和插值。组合的信道估计 $\hat{h}_{a, \text{full}}(l, k)$ 是第 1 个 OFDM 符号的第 k 个子载波处的最终估计的信道, 其由绝对符号索引 $l = 1, 2, 3, \dots$ 标注索引。通过对扩频块信道估计 $\hat{h}(b, k)$ 插值和滤波获得了 $\hat{h}_{a, \text{full}}(l, k)$, 如下文详细描述的。在一个实施例中, 信道估计在扩频块上保持恒定, 并且应用频率滤波。在另一实施例中, 通过对扩频块信道估计插值, 获得了码片级的信道估计。

[0073] 对于 SO OFDM 符号, 信道估计首先保持恒定。其中 SO 是“错列偏移”, 并且“错列周期”被定义为:

$$[0074] \quad SP \equiv \frac{SF}{SO}$$

[0075] 通过设置 $SO = SF$ 和 $SP = 1$ 获得了没有错列的特殊情况。由绝对时间标注索引的保持信道估计 $\hat{h}_{a, \text{held}}(l, k)$ 由解扩导频“填充”(即, 采样和保持),

$$[0076] \quad \hat{h}_{a, \text{held}}(l, k) = \hat{h}(b(l, k), k)$$

[0077] 其中

[0078]

$$b(l, k) = \left\lfloor \frac{l-1 - SO \cdot \text{mod}(k-1, SP)}{SF} \right\rfloor + 1$$

[0079] 给出了关于符号 l 和子载波 k 的块索引。应当注意, 对于给定的 OFDM 符号 l , 在错列扩频的情况中, 不同的子载波来自可能不同的扩频块。

[0080] 在时间维度中进行插值的情况中, 例如线性插值, 组合保持信道估计, 以获得随码片索引变化的信道估计:

$$[0081] \quad \hat{h}_{a, \text{lin}}(l, k) = \frac{1}{SF} \sum_{l_1=1}^{SF} \hat{h}_{a, \text{held}}\left(l + l_1 - \frac{SF}{2}, k\right)$$

[0082] 在图 10 中示出了该过程。

[0083] 在本发明的优选实施例中,然后针对每个 OFDM 符号 l ,在子载波上对 $\hat{h}_{a,hold}(l,k)$ (或者用于插值信道估计的 $\hat{h}_{a,lin}(l,k)$) 滤波。该滤波可以通过数种方法实现。一种方法是采用 IFFT,并且将相乘窗口应用到时域信道,以将对应于大于最大预期延迟扩展的延迟扩展的部分清零。然后通过采用 FFT 获得了信道。另一种方法是直接在频域中滤波。在任一情况中,通过向所有的子载波应用低通滤波器,在数学上获得信道,

$$[0084] \quad \hat{h}_{a,flt}(l,k) = \sum_{k_1=1}^K \hat{h}_{a,hold}(l,k)g(k_1,k) \text{ 或者 } \hat{h}_{a,flt}(l,k) = \sum_{k_1=1}^K \hat{h}_{a,lin}(l,k)g(k_1,k)$$

[0085] 其中 $g(k, k_1), 1 \leq k_1 \leq K$ 是关于第 k 个子载波的信道估计滤波系数。应当注意,某些 $g(k, k_1)$ 可以是 0。

[0086] 然后,由适当的时间和频率索引处的 $\hat{h}_{a,flt}(l,k)$ 给出第 b 个扩频块的第 n 个码片和第 k 个子载波处的估计信道;具体地,不具有错列

$$[0087] \quad \hat{h}(b,n,k) = \hat{h}_{a,flt}(l,k) l = (b-1) \cdot SF+n$$

[0088] 对于错列的扩频块的情况,

$$[0089] \quad \hat{h}(b,n,k) = \hat{h}_{a,flt}(l,k) l = (b-1) \cdot SF+n+S0 \cdot \text{mod}(k-1, SP)$$

[0090] 针对接收信号执行均衡、扰码移除和解扩,以获得发射数据符号的估计 $\hat{d}_i(b,k)$ 。使 $f(b,n,k)$ 作为第 b 个扩频块的第 n 个码片和第 k 个子载波处的均衡器系数。然后,通过下式获得了在第 i 个 Walsh 码上调制的发射数据符号的估计,

$$[0091] \quad \hat{d}_i(b,k) = \frac{1}{A_i(b,k)} \cdot \frac{1}{SF} \sum_{n=1}^{SF} c^*(b,n,k) W_i^*(b,n,k) f^*(b,n,k) r(b,n,k)$$

[0092] 可以根据不同的标准,诸如 EGC(等增益码片合并)或 MMSE 标准选择均衡器系数,

$$[0093] \quad f(b,n,k) = \frac{\hat{h}(b,n,k)}{|\hat{h}(b,n,k)|} \quad (\text{EGC})$$

$$[0094] \quad f(b,n,k) = \frac{\hat{h}(b,n,k)}{\hat{h}^*(b,n,k)\hat{h}(b,n,k) + \sigma_n^2 / \sigma_x^2} \quad (\text{MMSE})$$

[0095] 其中 σ_n^2 是 $\eta(b,n,k)$ 的方差, σ_x^2 是 $x(b,n,k)$ 的方差。如果存在频率选择干扰,则 σ_n^2 / σ_x^2 可由 $1/\text{SINR}(b,n,k)$ 替换,其中 SINR 是信号与干扰及噪声比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio)。进一步将增益修正项应用到线性 MMSE 均衡器。

[0096] 图 11 是根据本发明的优选实施例的接收机 900 的框图。如图所示,接收机 900 包括接收机/解调器 901、缓冲器 902、解扩器 903、信道估计器 904、码片级插值器 905 和复用器 906。在操作过程中,解调器 901 接收多个子载波(多载波信号),并且将其解调,产生多个码片流。该码片流被传递到缓冲器 902,它们存储在其中。缓冲器 902 在发生信道估计的预定的时间内存储解调的码片流。对于每个码片流,信道估计器 904 访问缓冲器 902,并且在第一符号周期(即,第一个 SF 个码片)中通过导频码对码片流解扩,以产生关于第一符号周期的第一信道估计。相似地,信道估计器 904 在第二符号周期中通过导频码对码片流解扩,以产生关于第二符号周期的第二信道估计。该信道估计被传递到码片级插值器 905,其中生成了第三信道估计。如上文所述,参考图 11,第三信道估计仅被生成用于第一符号周

期的一部分（即，小于 SF 个码片的部分），并且其基于第一和第二信道估计。相似地，基于第一和第二信道估计，生成关于第一符号周期的第二部分的第四信道估计。该信道估计被传递到解扩器 903，其中它们被用于将码片流解扩为多个数据流。复用器 906 随即重新组合该数据流。

[0097] 简言之，与用于多载波系统的现有技术的信道估计不同，在本发明的优选实施例中，由解扩、码复用导频获得了每个码片的信道估计，并且即使解扩导频针对每个扩频块仅提供了单一的信道估计，这些估计仍可以跟随单一的扩频块中的信道变化。结果，符号中的每个码片潜在地具有变化的信道估计，这极大地改善了关于较高多普勒效应的情况的信道跟踪和解扩器性能，并且使码复用导频能够用于较大范围的潜在的系统参数。图 12 是示出了根据本发明的优选实施例的信道估计的流程图。逻辑流程开始于步骤 1001，其中接收多载波信号，其包括多个子载波。在本发明的优选实施例中，接收信号包括多载波信号，其具有存在于至少两个子载波上的相对时移的码片流。解调接收信号，以产生多个码片流（步骤 1003）。在步骤 1005 中，在第一符号周期中通过导频码对码片流解扩，以产生关于第一符号周期的第一信道估计，并且在步骤 1007 中，在第二符号周期中通过导频码对码片流解扩，以产生关于第二符号周期的第二信道估计。在本发明的优选实施例中，第一和第二符号周期在时间上是不重叠的，而在本发明的替换实施例中，第一和第二符号周期在频率上是不重叠的。

[0098] 接着，在步骤 1009 中，基于第一和第二信道估计，生成关于第一符号周期的一部分的第三信道估计，并且在步骤 1011 中，基于第一和第二信道估计，生成关于第一符号周期的第二部分的第四信道估计。

[0099] 尽管通过参考具体的实施例具体示出并描述了本发明，但是本领域的技术人员应理解，在不偏离本发明的精神和范围的前提下，可以进行形式和细节上的多种修改。例如，尽管上文所给出的描述主要涉及 OFDM 调制，但是本领域的普通技术人员应认识到，也可以利用其它的多载波调制技术。此外，尽管上文描述的实施例分别处理时间和频率扩频，但是本领域的普通技术人员应认识到，也可以利用如上文所述的的同时的时间和频率的扩频的组合。该修改应涵盖在权利要求的范围中。

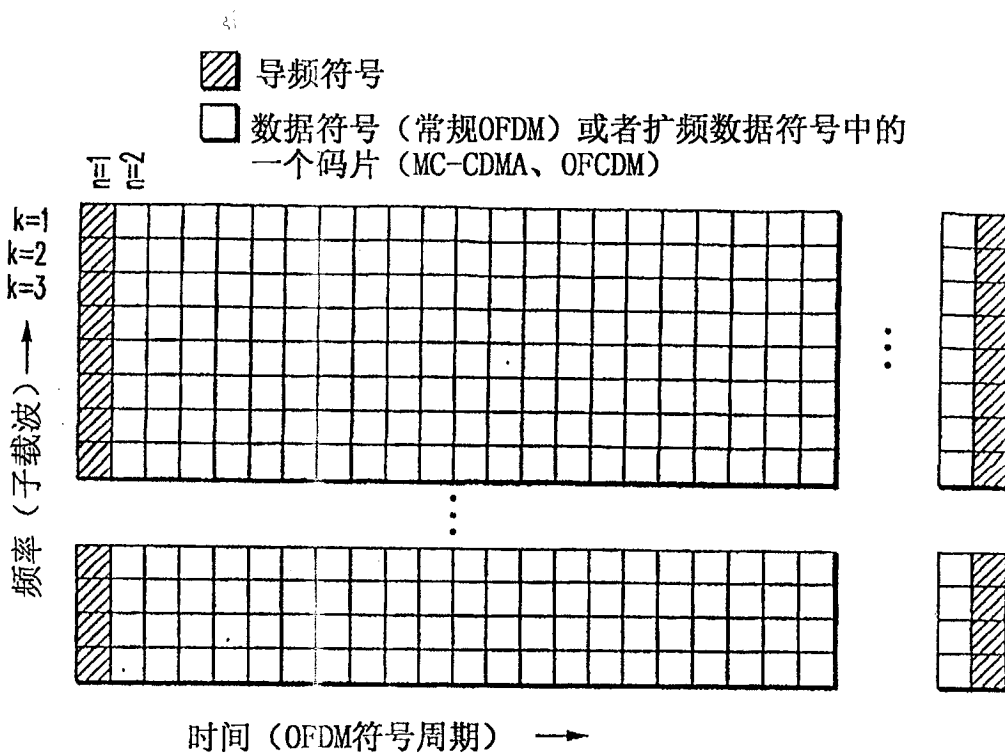


图 1 现有技术

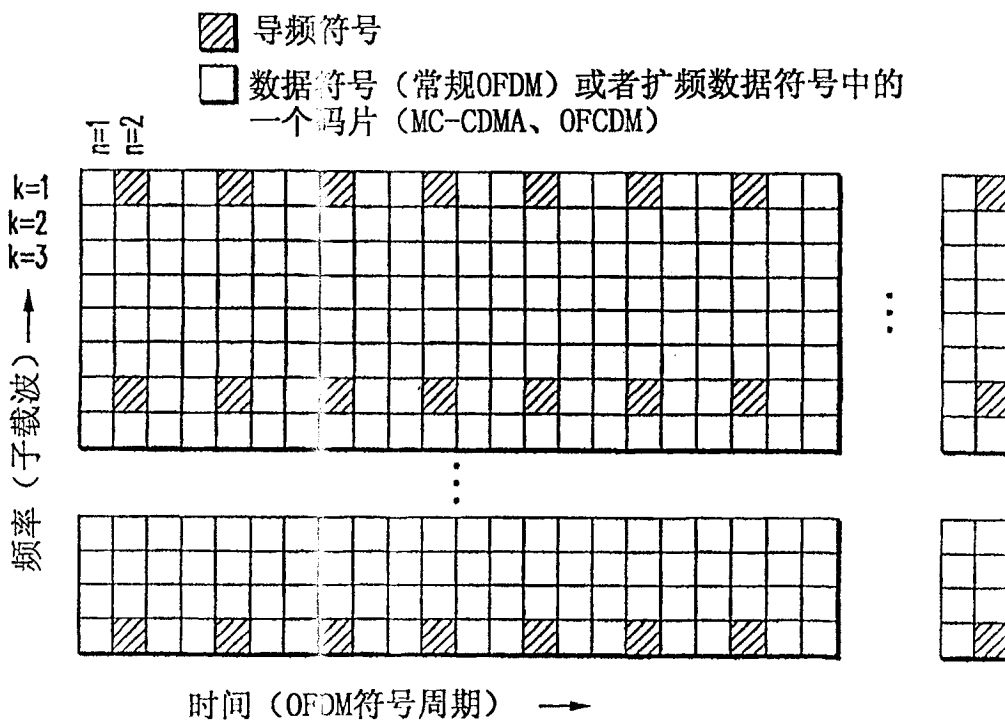


图 2 现有技术

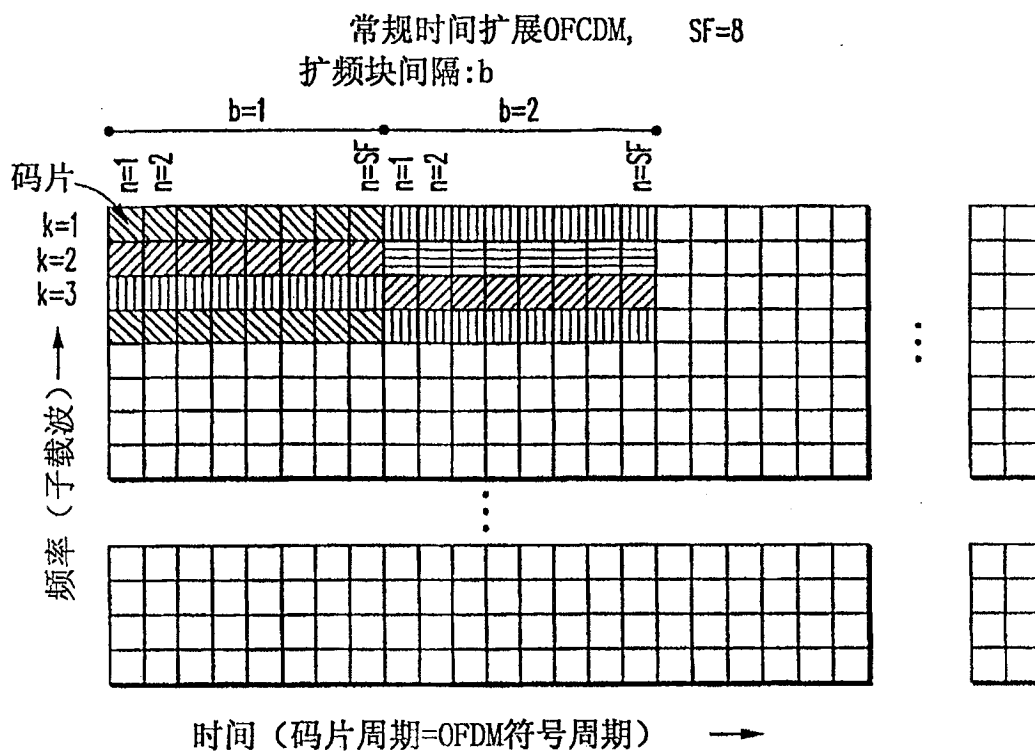


图3 现有技术

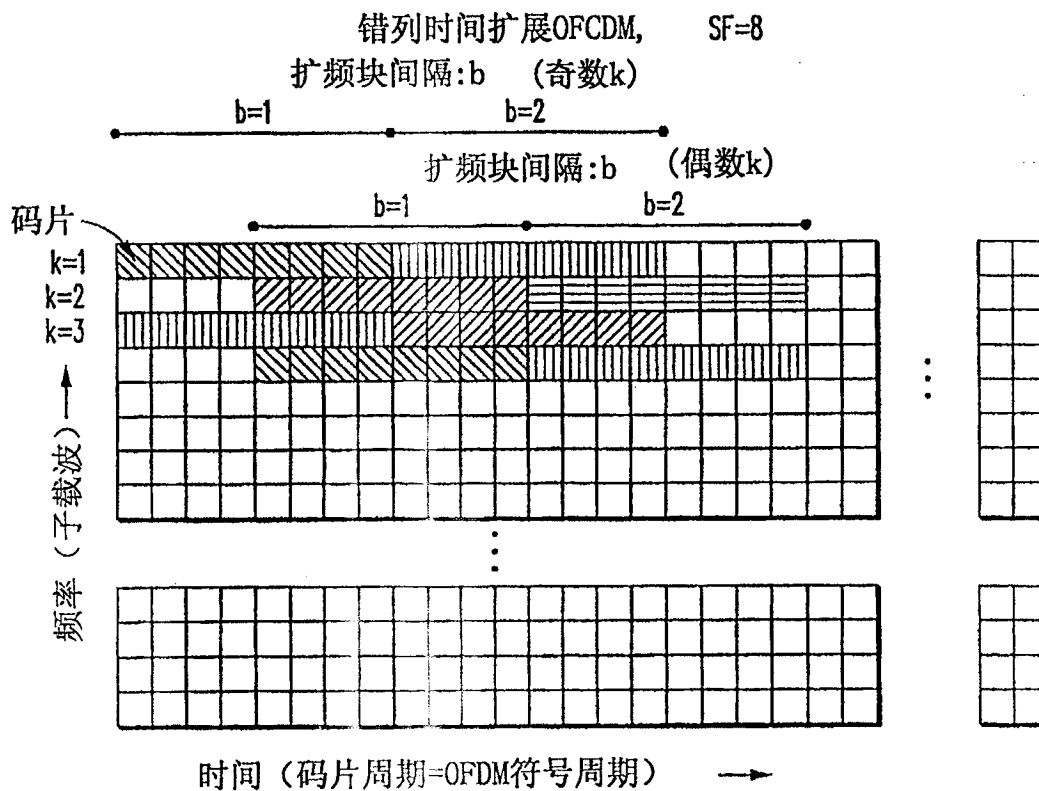


图4

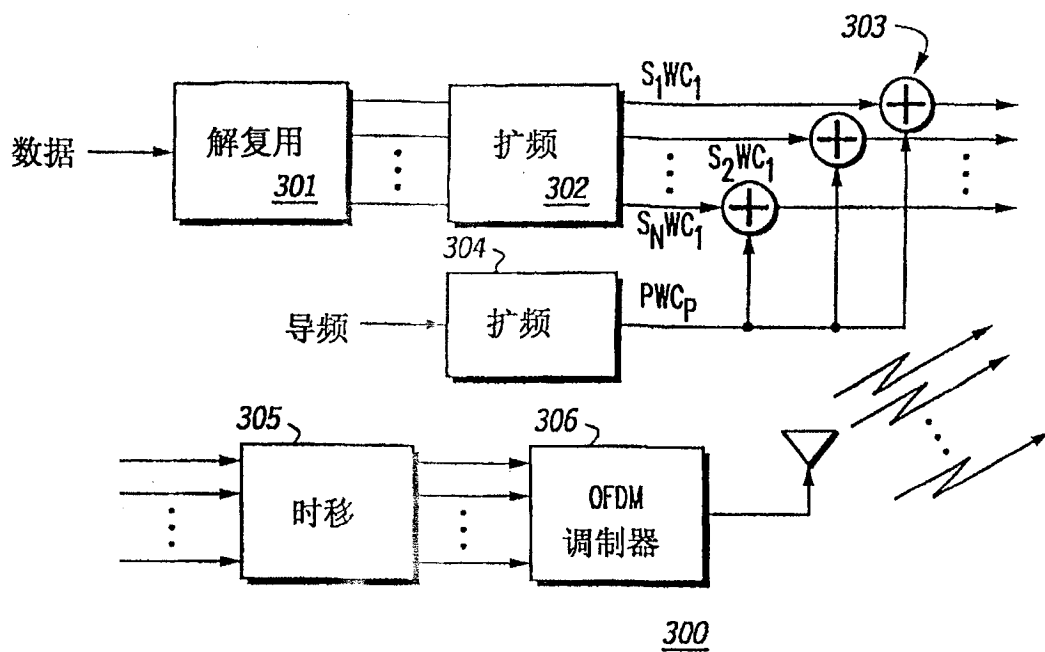


图 5

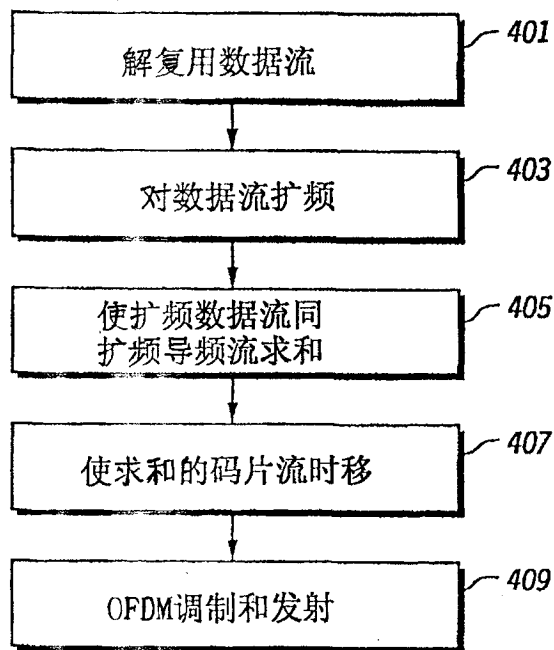


图 6

错列频率扩频OFCDM, SF=8

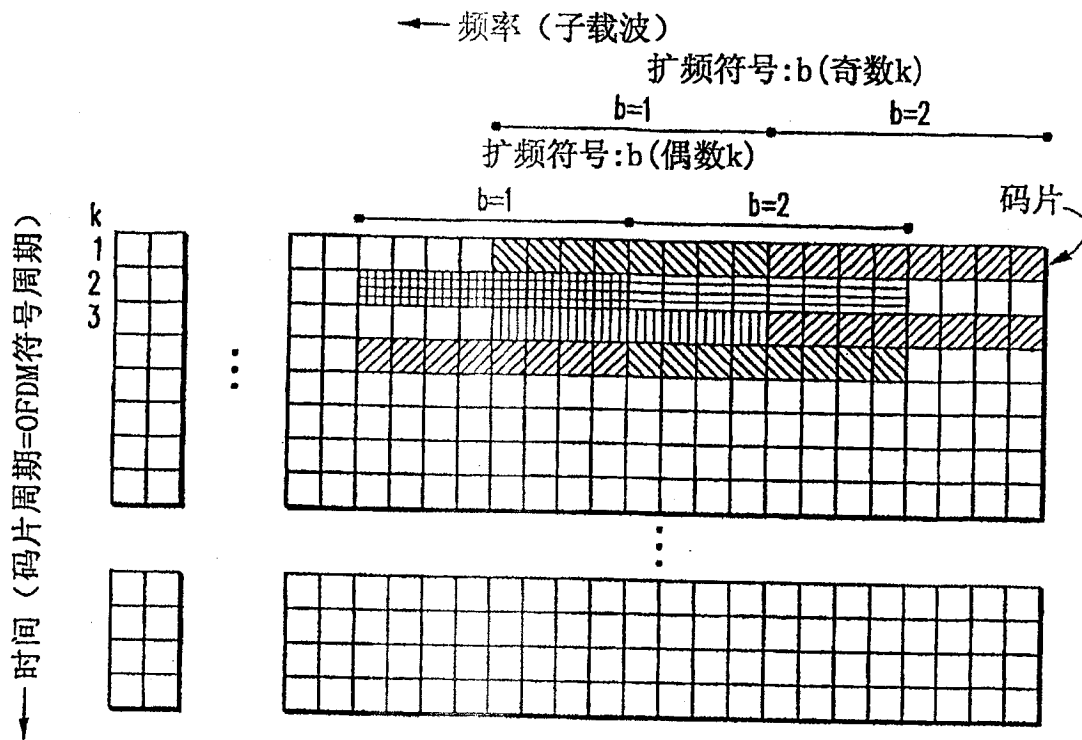


图 7

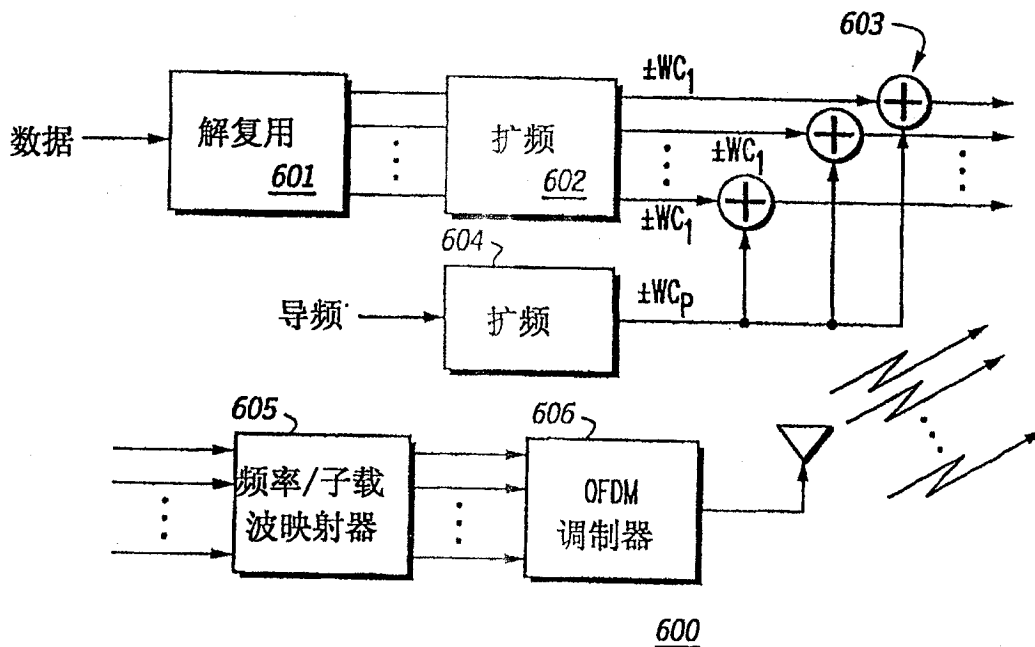


图 8

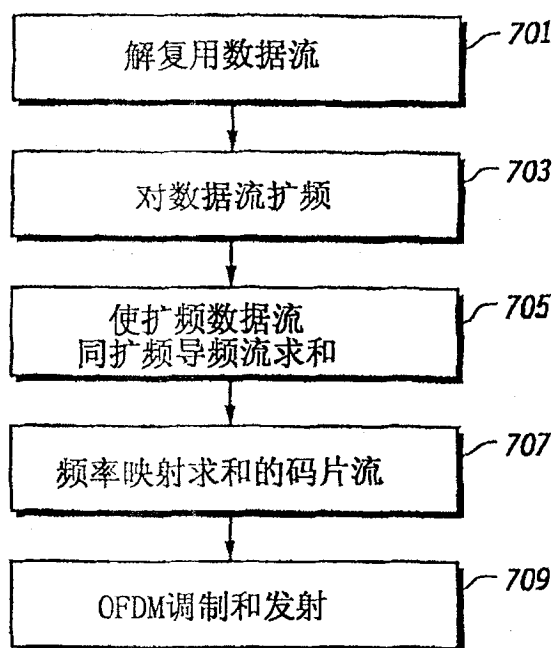


图 9

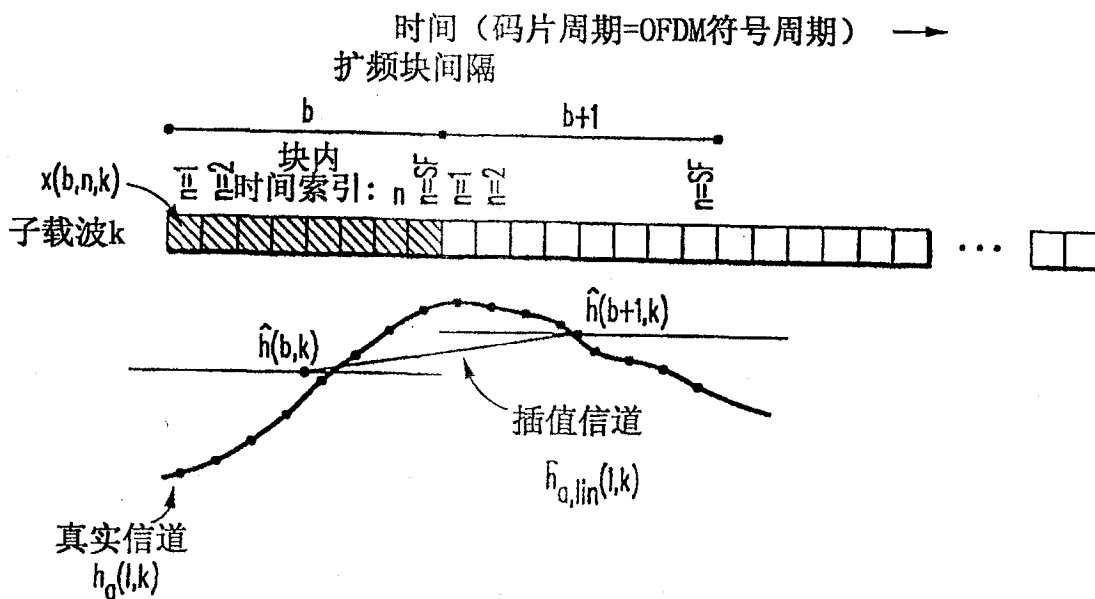


图 10

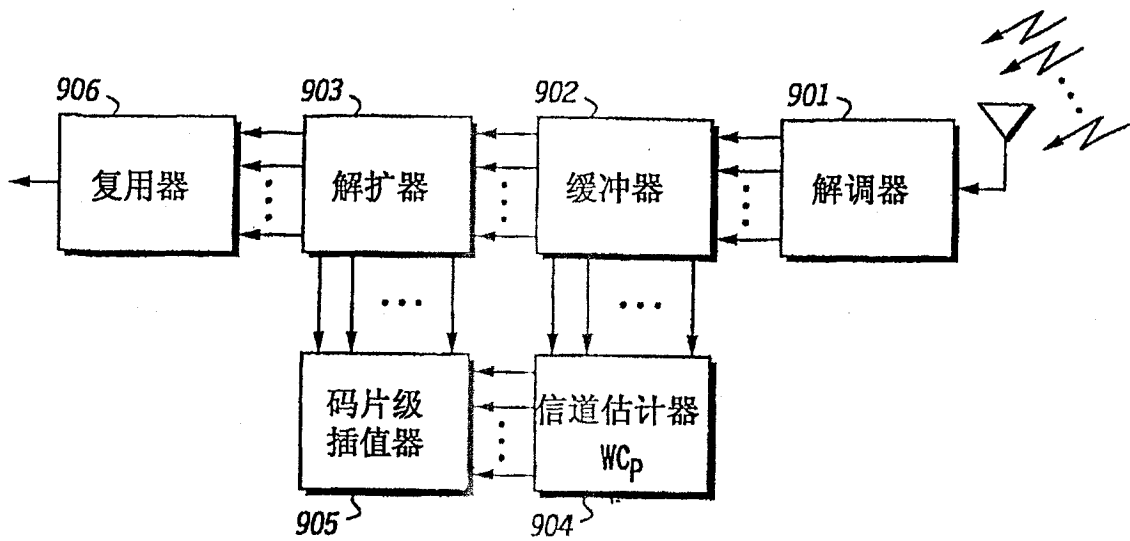


图 11

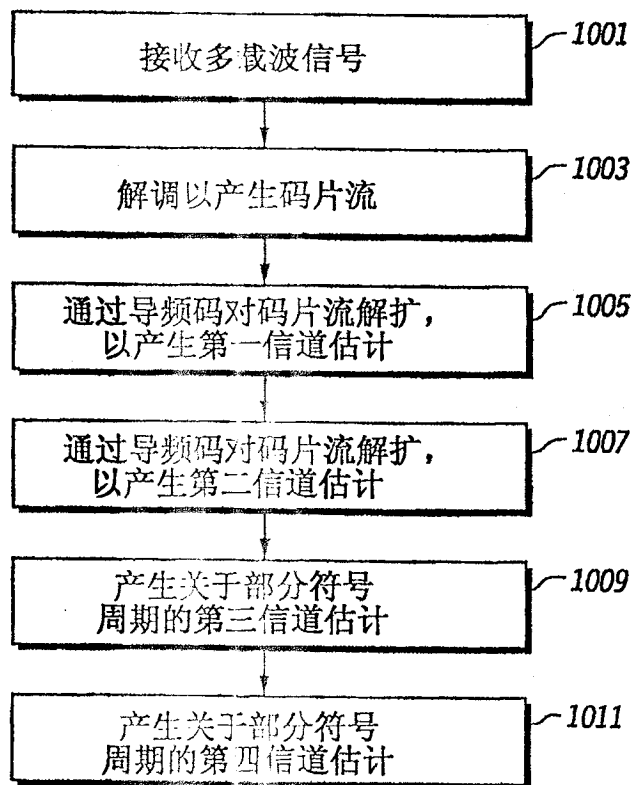


图 12