

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101502069 B

(45) 授权公告日 2012. 10. 17

(21) 申请号 200780004782. 4

(22) 申请日 2007. 01. 04

(30) 优先权数据

60/772, 101 2006. 02. 09 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2008. 08. 07

(86) PCT申请的申请数据

PCT/IL2007/000008 2007. 01. 04

(87) PCT申请的公布数据

W02007/091235 EN 2007. 08. 16

(73) 专利权人 阿尔戴尔半导体有限公司

地址 以色列胡德沙龙

(72) 发明人 伊加尔·比特兰 阿里埃勒·亚吉尔

(74) 专利代理机构 北京邦信阳专利商标代理有

限公司 11012

代理人 王昭林 崔华

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2009. 01)

H04W 52/26(2009. 01)

H04W 88/08(2009. 01)

(56) 对比文件

US 2002/0181509 A1, 2002. 12. 05,

CN 1307432 A, 2001. 08. 08,

US 2003/0169824 A1, 2003. 09. 11,

审查员 苏宁

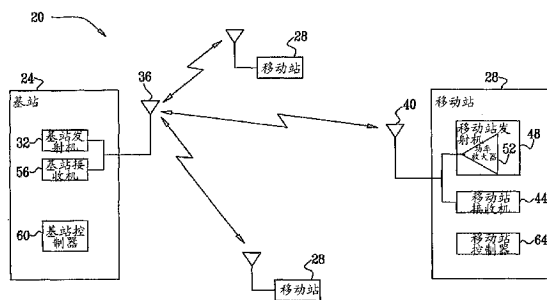
权利要求书 4 页 说明书 13 页 附图 7 页

(54) 发明名称

频分多址系统中的低峰均功率比传输

(57) 摘要

一种通信方法,所述通信方法包括在使用多子载波的多址通信系统(20)中将第一子载波分配给用于传输第一数据的第一通信终端,并将第二子载波分配给用于传输第二数据的第二通信终端。所述第一通信终端被设置为使用第一多载波调制方案将所述第一数据调制到至少一些所述第一子载波上,以产生第一信号。所述第二通信终端被设置为使用第二多载波调制方案将所述第二数据调制到至少一些所述第二子载波上,以产生第二信号。通过同时接收所述第一和第二子载波上的所述第一和第二信号,所述第一和第二通信终端进行同时通信。



1. 一种通信方法,所述方法包括:

在使用多子载波的多址通信系统中,将第一子载波分配给用于传输第一数据的第一通信终端,并将第二子载波分配给用于传输第二数据的第二通信终端;

指定所述第一通信终端将所述第一数据调制到至少一些所述第一子载波上,从而使用第一多载波调制方案调制所述第一数据以便产生第一信号;

指定所述第二通信终端将所述第二数据调制到至少一些所述第二子载波上,从而使用相对于第一多载波调制方案具有更低的峰均功率比(PAPR)的第二多载波调制方案调制所述第二数据以便产生第二信号;和

通过同时接收第一和第二子载波上的第一和第二信号而同时与第一和第二通信终端通信,

其中与所述第二通信终端通信的步骤包括:通过多天线接收多个不同通信信道上的第二信号,并且使用直接判决解码方法从所述第二信号解码所述第二数据;

基于所述第二信号的各自的多个接收到的且已均衡的符号产生多个软符号,所述多个接收到的且已均衡的符号被分别在至少一些所述第二子载波上接收;

对软接收到的符号应用反向离散傅立叶变换;

处理所述反向离散傅立叶变换产生的软符号以便产生硬符号判决;

和

对所述硬符号判决应用离散傅立叶变换。

2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,所述第一信号包括正交频分多址(OFDMA)信号。

3. 根据权利要求1或2所述的方法,其特征在于,第一和第二通信终端分别包括与基站(BS)通信的第一和第二用户站(SS)。

4. 根据权利要求3所述的方法,其特征在于,与第一和第二通信终端通信的步骤包括:在至少一个上行链路模式中运行,所述至少一个上行链路模式是从由IEEE802.16e标准的自适应调制和编码(AMC)模式、部分使用的子信道(PUSC)模式、全部使用的子信道(FUSC)模式和可选的部分使用的子信道(PUSC)模式构成的模式组中选择出的。

5. 根据权利要求1或2所述的方法,其特征在于,所述第二信号包括占据所述第二子载波中的一系列等间距子载波的频移周期性波形。

6. 根据权利要求1或2所述的方法,其特征在于,所述第二信号包括具有单载波信号和已滤波的单载波信号中的一个信号的特性的波形。

7. 根据权利要求6所述的方法,其特征在于,指定所述第二通信终端调制所述第二数据的步骤包括:指定所述第二通信终端将离散傅立叶变换(DFT)应用到从第二数据中选择出的数据符号,并把离散傅立叶变换(DFT)的输出调制到至少一些第二子载波上。

8. 根据权利要求1或2所述的方法,其特征在于,分配所述第二子载波的步骤包括:将所述第二子载波的多个等间距子载波交织集分配给各自的多个通信终端。

9. 根据权利要求1或2所述的方法,其特征在于,所述第二信号包括公知波形,并且其中,与所述第二通信终端通信的步骤包括:通过接收和处理所述公知波形估计通信信道对所述第二通信终端的响应。

10. 根据权利要求9所述的方法,其特征在于,所述公知波形包括低峰均功率比(PAPR)

midamble 码。

11. 根据权利要求 10 所述的方法,其特征在于,所述低峰均功率比 (PAPR)midamble 码具有周期性波形。

12. 根据权利要求 1 或 2 所述的方法,其特征在于,与所述第二通信终端通信的步骤包括:引起所述第二通信终端在第一运行模式和第二运行模式之间转换,其中,在所述第一运行模式中,所述第二通信终端使用第一多载波调制方案在至少一些第一子载波上传输所述第二数据,在所述第二运行模式中,所述第二通信终端使用第二多载波调制方案在至少一些第二子载波上传输所述第二数据。

13. 根据权利要求 12 所述的方法,其特征在于,引起所述第二通信终端以第一和第二运行模式中的一种模式运行的步骤包括:定义第一功率阈值和比第一功率阈值高的第二功率阈值,当所述第二通信终端的输出功率低于第一阈值时,选择第一运行模式,并且当所述第二通信终端的输出功率在第一和第二阈值之间时选择第二运行模式。

14. 根据权利要求 1 或 2 所述的方法,其特征在于,与所述第二通信终端通信的步骤包括:通过多天线接收多个不同通信信道上的所述第二信号,并且接收和处理由所述第二通信终端在各自通信信道上传输的公知波形以便估计信道的响应。

15. 根据权利要求 14 所述的方法,其特征在于,接收公知波形的步骤包括如下步骤之一:

在第二子载波的各个非重叠子集上以并行方式接收所述波形;以及在各个不同时间间隔上接收波形。

16. 一种在多址通信系统中的使用多子载波的基站 (BS),所述基站包括:

控制器,所述控制器被设置为将第一子载波分配给用于传输第一数据的第一通信终端,并且将第二子载波分配给用于传输第二数据的第二通信终端,指定所述第一通信终端将所述第一数据调制到至少一些所述第一子载波上,从而使用第一多载波调制方案调制所述第一数据以便产生第一信号,并且指定所述第二通信终端将所述第二数据调制到至少一些第二子载波上,从而使用相对于所述第一多载波调制方案具有更低的峰均功率比 (PAPR)的第二多载波调制方案调制所述第二数据以便产生第二信号;和

接收机,所述接收机被设置为通过同时接收第一和第二子载波上的第一和第二信号而同时与第一和第二通信终端通信,

其中所述接收机被设置为通过多天线接收多个不同通信信道上的所述第二信号,并利用直接判决解码方法从所述第二信号直接解码所述第二数据:

基于所述第二信号的各自的多个接收到的且已均衡的符号,产生多个软符号,所述多个接收到的且已均衡的符号分别在至少一些所述第二子载波上被接收;

对软接收到的符号应用反向离散傅立叶变换;

处理所述反向离散傅立叶变换产生的软符号以便产生硬符号判决;

和

对所述硬符号判决应用离散傅立叶变换。

17. 根据权利要求 16 所述的基站 (BS),其特征在于,所述第一信号包括正交频分多址 (OFDMA) 信号。

18. 根据权利要求 16 或 17 所述的基站 (BS),其特征在于,所述接收机被设置为以至少

一种上行链路模式运行,所述至少一种上行链路模式是从由 IEEE802.16e 标准的自适应调制和编码 (AMC) 模式、部分使用的子信道 (PUSC) 模式、全部使用的子信道 (FUSC) 模式和可选的部分使用的子信道 (PUSC) 模式构成的模式组中选择出的。

19. 根据权利要求 16 或 17 所述的基站 (BS),其特征在於,所述第二信号包括占用所述第二子载波的一系列等间距子载波的频移周期性波形。

20. 根据权利要求 16 或 17 所述的基站 (BS),其特征在於,所述控制器被设置为将所述第二子载波的多个等间距子载波的交织集分配给各自的多个通信终端。

21. 根据权利要求 16 或 17 所述的基站 (BS),其特征在於,所述第二信号包括公知波形,并且所述接收机被设置为通过接收和处理所述公知波形而估计所述基站 (BS) 和所述第二通信终端之间的通信信道的响应。

22. 根据权利要求 21 所述的基站 (BS),其特征在於,所述公知波形包括低峰均功率比 (PAPR) midamble 码。

23. 根据权利要求 22 所述的基站 (BS),其特征在於,所述低峰均功率比 (PAPR) midamble 码具有周期性波形。

24. 根据权利要求 16 或 17 所述的基站 (BS),其特征在於,所述控制器被设置为引起所述第二通信终端在第一运行模式和第二运行模式之间转换,其中,在所述第一运行模式中,所述第二通信终端使用所述第一多载波调制方案在至少一些所述第一子载波上传输所述第二数据,在所述第二运行模式中,所述第二通信终端使用所述第二多载波调制方案在至少一些第二子载波上传输所述第二数据。

25. 根据权利要求 24 所述的基站 (BS),其特征在於,所述控制器被设置为接受第一功率阈值和高于所述第一功率阈值的第二功率阈值的定义,当所述第二通信终端的输出功率低于所述第一阈值时选择所述第一运行模式,当所述第二通信终端的输出功率在第一和第二阈值之间时,选择所述第二运行模式。

26. 根据权利要求 16 或 17 所述的基站 (BS),其特征在於,所述接收机被设置为从所述第二通信终端通过多天线接收多个不同通信信道上所述第二信号,并接收和处理由所述第二通信终端在各个通信信道上上传输的公知波形以便估计所述信道的响应。

27. 根据权利要求 26 所述的基站 (BS),其特征在於,所述接收机被设置为通过执行下面步骤中的一个步骤而接收公知波形:

在所述第二子载波的各个非重叠子集上以并行方式接收所述波形;以及  
在各个不同时间间隔上接收所述波形。

28. 一种使用多子载波的多址通信系统,所述系统包括:

基站 (BS),所述基站 (BS) 被设置为分配用于传输的第一子载波,从而使用第一多载波调制方案进行该传输;分配用于传输的第二子载波,从而使用相对于所述第一多载波调制方案具有更低峰均功率比 (PAPR) 的第二多载波调制方案进行该传输;同时接收使用第一和第二多载波调制方案并分别在第一和第二子载波上传输的上行链路数据;

第一通信终端,所述第一通信终端被设置为使用所述第一多载波调制方案将第一数据调制到至少一些第一子载波上以便产生第一信号,并将所述第一信号传输给所述基站 (BS);和

第二通信终端,所述第二通信终端被设置为使用所述第二多载波调制方案将第二数据

调制到至少一些所述第二子载波上以便产生第二信号,并将所述第二信号传输给所述基站(BS);

其中所述基站被设置为通过多天线接收多个不同通信信道上的所述第二信号,并利用直接判决解码方法通过如下方法从所述第二信号直接解码所述第二数据:

基于所述第二信号的各自的多个接收到的且已均衡的符号,产生多个软符号,所述多个接收到的且已均衡的符号分别在至少一些所述第二子载波上被接收;

对软接收到的符号应用反向离散傅立叶变换;

处理所述反向离散傅立叶变换产生的软符号以便产生硬符号判决;

和

对所述硬符号判决应用离散傅立叶变换。

## 频分多址系统中的低峰均功率比传输

[0001] 相关申请的交叉引用

[0002] 本申请要求 2006 年 2 月 9 日提交的美国临时专利申请 60/772,101 的优先权,该专利申请以引用的方式合并于此处。

### 技术领域

[0003] 本发明大体上涉及通信系统,并且尤其涉及用于在频分多址系统中传输低峰均比信号的方法和系统。

### 背景技术

[0004] 多个通信系统和应用使用频分多址 (FDMA) 原理把频率资源分配到多个通信终端。一种类型的 FDMA 是正交频分多址 (OFDMA),例如其用于基于 IEEE 802.16 标准族的通信系统,通常称为 WiMAX。关于这些标准的信息可以通过网址 [www.ieee802.org/16](http://www.ieee802.org/16) 和 [www.wimaxforum.org](http://www.wimaxforum.org) 获得。

[0005] 移动 WiMAX 应用通常符合 IEEE 802.16e 标准,其名称为“用于本地和城域网的 IEEE 标准的修改 - 第 16 部分:用于固定宽带无线接入系统的空中接口 - 用于在许可带宽内结合固定和移动操作的物理和媒体接入控制层”,并以引用的方式合并于此处。该标准的 8.4.1,8.4.2,8.4.3,8.4.4,8.4.6.2,8.4.6.3 部分描述了上行链路信号的产生和传输。

[0006] 正交频分多址 (OFDMA) 信号包括多个子载波,并因而通常具有高峰均功率比 (PAPR)。一些方法和系统已经被提出,用于在正交频分多址 (OFDMA) 架构中传输具有单载波特性和低峰均功率比 (PAPR) 的信号。例如,这些方法和系统包括交织 OFDM,也被称为 I-FDMA 和单载波频分多址 (SC-FDMA)。例如,Klang 等人(作者)在 2004 年 7 月 16 日,版本 1.0,IST-2003-507581,Deliverable D2.1 of the Wireless World Initiative-New Radio(WINNER),“无线链路识别技术,”中描述了这些方法和信号,并以引用的方式合并于此处。交织频分多址 (I-FDMA),也被称为频域正交信号序列 (FDOSS) (Frequency Domain Orthogonal Signature Sequences),在该参考文献的 91-92 页的 3.2.15 部分被描述。单载波频分多址 (SC-FDMA) 在该参考文献的 93 页的 3.2.16 部分被描述。

### 发明内容

[0007] 因此,根据本发明的实施例,提供了一种用于通信的方法,包括:

[0008] 在使用多子载波的多址通信系统中,把第一子载波分配给用于传输第一数据的第一通信终端,并且把第二子载波分配给用于传输第二数据的第二通信终端;

[0009] 指定所述第一通信终端使用第一多载波调制方案把所述第一数据调制到至少一些所述第一子载波上,以产生第一信号;

[0010] 指定所述第二通信终端使用第二多载波调制方案把所述第二数据调制到至少一些所述第二子载波上,以产生第二信号,其中所述第二多载波调制方案具有比第一多载波调制方案更低的峰均功率比 (PAPR);和

[0011] 通过同时接收所述第一和第二子载波上的所述第一和第二信号,与所述第一和第二通信终端同时通信。

[0012] 在一些实施例中,所述第一信号包括正交频分多址 (OFDMA) 信号。在另一些实施例中,所述第一和第二通信终端分别包括与基站 (BS) 通信的第一和第二用户站 (SS)。与第一和第二通信终端的通信包括在至少一个上行链路模式中运行,其中,所述至少一个上行链路模式是从下述一组模式中选出的:即 IEEE 802.16e 标准的自适应调制和编码 (AMC) 模式、部分使用的子信道 (PUSC) 模式、全部使用的子信道 (FUSC) 模式和可选的部分使用的子信道 (PUSC) 模式。

[0013] 然而,在另一个实施例中,所述第二信号包括频移的、可选周期的波形,所述波形占据所述第二子载波的一系列等间距的子载波。所述第二信号可以包括具有单载波信号和已滤波的单载波信号中的一个的特性的波形。指定所述第二通信终端调制所述第二数据的步骤可以包括:指定所述第二通信终端对从所述第二数据中选择出的数据符号应用离散傅立叶变换 (DFT),并把所述离散傅立叶变换 (DFT) 的输出调制到至少一些所述第二子载波上。

[0014] 在一些实施例中,分配所述第二子载波的步骤包括:把所述第二子载波的多组交织 (interlaced) 的等间距子载波分配给各自的多个通信终端。

[0015] 在另一个实施例中,所述第二信号包括公知的波形,并且与所述第二通信终端的通信的步骤包括:通过接收和处理所述公知波形,评估通信信道对第二通信终端的响应。所述公知波形可以包括低峰均功率比 (PAPR) 的 midamble 码。在一些实施例中,所述低峰均功率比 (PAPR) 的 midamble 码具有周期性波形。

[0016] 仍然在另一个实施例中,与第二通信终端通信的步骤包括:引起第二通信终端在第一运行模式和第二运行模式之间交替,其中,在所述第一运行模式中,所述第二通信终端使用第一多载波调制方案在至少一些第一子载波上传输所述第二数据,在所述第二运行模式中,所述第二通信终端使用所述第二多载波调制方案在至少一些所述第二子载波上传输所述第二数据。致使所述第二通信终端以所述第一和第二运行模式中的一种运行的步骤可以包括:定义第一功率阈值和比所述第一功率阈值高的第二功率阈值,当所述第二通信终端的输出功率比所述第一阈值低时选择所述第一运行模式,并且当所述第二通信终端的输出功率在所述第一和第二阈值之间时,选择所述第二运行模式。

[0017] 在一些实施例中,与所述第二通信终端通信的步骤包括:通过多天线在多个不同通信信道上接收所述第二数据,并且接收和处理由所述第二通信终端在各自的通信信道上传输的公知波形以便评估信道的响应。

[0018] 接收所述公知波形的步骤可以包括下面步骤中的一个:

[0019] 并行接收所述第二子载波的各个非重叠子集上的所述波形;和

[0020] 在各个不同的时间间隔接收所述波形。

[0021] 在另一个实施例中,与所述第二通信终端通信包括通过多天线在多个不同通信信道上接收所述第二信号,并使用如下直接判决解码方法从所述第二信号解码所述第二数据:

[0022] 基于各自的多个接收到和均衡化的符号,产生多个软符号,所述多个接收到和均衡化的符号分别在至少一些所述第二子载波上被接收;

[0023] 对所述接收到的软符号应用傅立叶变换；

[0024] 处理傅立叶变换的输出,以便基于各个接收到的软符号产生硬符号判决;和

[0025] 对所述硬符号判决应用反向傅立叶变换。

[0026] 根据本发明的实施例,还提供了一种在使用多载波的多址通信系统中的基站(BS),包括:

[0027] 控制器,所述控制器被设置成把第一子载波分配给用于传输第一数据的第一通信终端,并把第二子载波分配给用于传输第二数据的第二通信终端,指定所述第一通信终端使用第一多载波调制方案把所述第一数据调制到至少一些所述第一子载波上以便产生第一信号,并且指定所述第二通信终端使用具有比所述第一多载波调制方案更低的峰均功率比(PAPR)的第二多载波调制方案把所述第二数据调制到至少一些所述第二子载波上,以便产生第二信号;

[0028] 发射机,所述发射机被设置成分别使得所述被分配的第一和第二子载波与所述第一和第二通信终端通信;和

[0029] 接收机,所述接收机被设置成通过同时在所述第一和第二子载波上接收所述第一和第二信号而同时与所述第一和第二通信终端通信。

[0030] 根据本发明的实施例,还提供了一种使用多子载波的多址通信系统,包括:

[0031] 基站(BS),所述基站(BS)被设置成使用第一多载波调制方案分配用于传输的第一子载波,使用具有比第一多载波调制方案更低的峰均功率比(PAPR)的第二多载波调制方案分配用于传输的第二子载波,并使得所分配的第一和第二子载波分别与所述第一和第二通信终端通信,以及同时接收分别使用第一和第二多载波调制方案在所述第一和第二子载波上传输的上行链路数据;

[0032] 第一通信终端,所述第一通信终端被设置成使用所述第一多载波调制方案把第一数据调制到至少一些第一子载波上以便产生第一信号,并把所述第一信号传输到所述基站(BS);和

[0033] 第二通信终端,所述第二通信终端被设置成使用第二多载波调制方案把第二数据调制到至少一些第二子载波上以便产生第二信号,并把所述第二信号传输到所述基站(BS)。

## 附图说明

[0034] 结合附图,通过下面对本发明的实施例的详细描述将更全面地理解本发明,其中:

[0035] 图1是根据本发明实施例的正交频分多址(OFDMA)通信系统的示意性框图;

[0036] 图2是根据本发明实施例的用于传输低峰均功率比(PAPR)信号的方法的示意性流程图;

[0037] 图3是根据本发明实施例的低峰均功率比(PAPR)信号频谱的示意图;

[0038] 图4是根据本发明实施例的用于接收低峰均功率比(PAPR)信号的方法的示意性流程图;

[0039] 图5是根据本发明实施例的常规的正交频分多址(OFDMA)信号和低峰均功率比(PAPR)信号的幅值分布图;



[0040] 图 6-8 是根据本发明实施例的在低峰均功率比 (PAPR) 信号和常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号中的子载波分布的示意图;

[0041] 图 9 是根据本发明实施例的用于在常规的正交频分多址 (OFDMA) 和低峰均功率比 (PAPR) 传输方式之间选择的方法的示意性流程图;和

[0042] 图 10 是根据本发明实施例的用于解码低峰均功率比 (PAPR) 信号的直接判决解码器 (decision-directed decoder) 的示意图。

## 具体实施方式

### [0043] 综述

[0044] 在一些频分多址 (FDMA) 系统中,终端通过传输多载波信号而把数据传输到基站 (BS),所述多载波信号包括所述数据被调制到上面的多子载波。所得的多载波 (resulting multi-carrier) 信号通常具有高峰均功率比 (PAPR)。例如,在 IEEE 802.16e 正交频分多址 (OFDMA) 系统中,所述峰均功率 (PAPR) 可以达到 16-18dB 范围内的值或更高。由于通信终端的功率放大器典型地为有限的峰值功率,因而这些高峰均功率比 (PAPR) 值限制了每个子载波上可获得的传输功率。

[0045] 本发明的实施例提供了用于把低峰均功率比 (PAPR) 传输合并入频分多址 (FDMA) 系统中的改进的方法和系统,例如 IEEE 802.16e 正交频分多址 (OFDMA) 系统。在此处描述的低峰均功率比 (PAPR) 信号可以包括周期波形,所述周期波形占据一系列等间距的子载波。所述低峰均功率比 (PAPR) 信号具有与单载波信号类似的统计特性,并且因此具有较低的高峰均功率比 (PAPR) 值。

[0046] 如下面将要描述的,这些信号的峰均功率比 (PAPR) 通常在 4-6dB 范围内,比类似的 (comparable) 正交频分多址 (OFDMA) 信号的峰均功率比 (PAPR) 低。通过使用这些低峰均功率比 (PAPR) 信号,每个子载波可获得的输出功率因此增加,从而能够获得更高的通信范围、稳健性、系统覆盖范围和 / 或流量 (throughput)。

[0047] 在此处描述的低峰均功率比 (PAPR) 方法和系统特别地适用于仅通过较少的修改就可与标准正交频分多址 (OFDMA) 系统相结合。典型地,被正交频分多址 (OFDMA) 系统使用的一些子载波被分配给使用低峰均功率比 (PAPR) 信号的通信终端,而其他子载波被分配给常规的正交频分多址 (OFDMA) 终端。因此,基站 (BS) 可以同时与两种类型的终端通信。

[0048] 一些公知的低峰均功率比 (PAPR) 方法,例如前面引用的交织频分多址 (I-FDMA) 和单载波频分多址 (SC-FDMA),需要在任意给定时间与给定基站 (BS) 通信的所有终端使用常规的正交频分多址 (OFDMA) 或低峰均功率比 (PAPR)。不像这些公知的方法和系统,在此处描述的方法和系统可使低峰均功率比 (PAPR) 使用者和常规的正交频分多址 (OFDMA) 使用者在相同的符号间隔期间共同存在。作为这种并行性的结果,被分配给常规的传输和低峰均功率比 (PAPR) 传输的持续时间均可以延长,并且被分配给所述两种类型的传输的子载波的数量可以因此减少。子载波数量的减少增加了每一子载波可获得的功率,因而增加了通信范围和流量。

[0049] 在此处描述的低峰均功率比 (PAPR) 信号典型地使用一系列等间距的子载波。在一些实施例中,通过占用多组交织的等间距子载波,多个低峰均功率比 (PAPR) 终端能够共享子载波块。典型地,通过如下方法执行信道评估:即传输公知低峰均功率比 (PAPR) 波形,

例如 *midamble* 码, 并作为低峰均功率比 (PAPR) 传输的一部分。在一些情况下, 特定的终端能够如期望的在低峰均功率比 (PAPR) 运行和常规的正交频分多址 (OFDMA) 运行之间转换。下面描述一种示例性的模式选择方法。

[0050] 下面在此描述几个示例性的系统结构、资源分配方案以及信号产生和接收方法, 主要参考正交频分多址 (OFDMA) 系统中的上行链路传输。

[0051] 在此描述的低峰均功率比 (PAPR) 传输方法能够配置于不同的 IEEE802. 16e 运行模式中。在此描述的实施例主要参考在自适应调制和编码 (AMC) 模式中的运行, 该模式有时也被称为相邻子载波排列 (*adjacent subcarrier permutation*)。在此处还描述了多输入多输出 (MIMO) 操作的一些方面。

[0052] 系统描述

[0053] 图 1 是根据本发明实施例的频分多址 (FDMA) 通信系统 20 的示意性框图。系统 20 包括基站 (BS) 24, 所述基站 (BS) 与多个用户终端通信, 例如移动站 (MS) 28。在本实施例中, 系统 20 包括 IEEE 802. 16e 正交频分多址 (OFDMA) 系统。尽管下面描述的示例性实施例涉及移动用户终端, 但在此处描述的方法和系统能够用于其他类型的用户站 (SS), 例如, 固定的、便携的和漫游的 (*nomadic*) 用户站 (SS)。

[0054] 基站 (BS) 24 在下行链路信道上将下行链路数据传输到每个移动站 28, 并且每个移动站 28 在上行链路信道上将上行链路数据传输到基站 (BS) 24。在下行链路方向, 所述基站 (BS) 包括基站发射机 (BS TX) 32, 所述基站发射机调制所述下行链路信号以便产生射频 (RF) 信号, 并且通过基站 (BS) 天线 36 传输该信号。在移动站侧, 移动站接收机 (MSRX) 44 通过移动站天线 40 接收所述下行链路射频信号。该移动站接收机解调该信号, 并且提取所述下行链路数据。

[0055] 在上行链路方向, 特定移动站 28 的上行链路数据被移动站发射机 (MSTX) 48 进行格式化、编码、调制、放大、滤波和 / 或其他处理。所述移动站发射机产生射频信号并且将所述射频信号通过天线 40 传输给基站 (BS) 24。特别地, 基站发射机 48 包括功率放大器 (PA) 52, 该功率放大器把所述射频上行链路信号放大到适当的输出功率等级。

[0056] 基站 (BS) 24 包括基站 (BS) 控制器 60, 所述基站 (BS) 控制器 60 执行不同的基站 (BS) 管理功能。每个移动站 28 包括移动站控制器 64, 所述移动站控制器执行不同的移动站管理功能。典型地, 控制器 60 和 64 包括通用处理器, 所述通用处理器以软件的形式被编程而执行在此处描述的功能。所述软件可以以电子形式下载到处理器中, 例如通过网络。

[0057] 控制器 60 和 64 可以使用软件、硬件或软件和硬件单元相组合的方式实现。随后的描述主要阐释了与处理低峰均功率比 (PAPR) 信号直接相关的控制器功能。为了清楚起见, 省略了对基站 (BS) 和移动站控制器可以执行的其他功能的描述。

[0058] 正如下面将要详细阐述的, 系统 20 中的至少一些移动站使用低峰均功率比 (PAPR) 信号将上行链路数据传输到基站 (BS)。其他移动站 28 可以利用公知的正交频分多址 (OFDMA) 信号和方法传输其上行链路数据。

[0059] 仅为了概念清晰的目的, 选择了图 1 所示的示例性系统结构。在此处描述的方法和系统可以用于具有任何其他结构的通信系统和网络中。例如, 系统 20 可以包括多个通过适当的核心网互连的基站 (BS)。附加地或者可选地, 所述系统包括移动站、固定用户终端, 或固定和移动站的组合。

[0060] 尽管随后的描述主要阐释了基于前面所引用的 IEEE 802.16e 标准的多址系统 (addresses system), 但在此处描述的系统和方法能够用于分配频率资源的其他系统和应用中, 例如, IEEE 802.20 系统或基于 3GPP 和 3GPP2 标准的长期演进 (LTE) 系统中。

[0061] 系统 20 的元件, 尤其基站 (BS) 24 和移动站 28 不是理解本发明的关键, 因此为了清楚起见, 图 1 中将其省略。

[0062] 低峰均比信号传输

[0063] 基站 (BS) 24 将上行链路信道的时间和频率资源分配给不同的移动站, 并且移动站使用这些分配到的资源将其上行链路数据传输到所述基站 (BS)。每个上行链路分配包括一些子载波的分配, 在特定持续时间内, 所述移动站把其上行链路信号调制到所述子载波上。

[0064] 由于由移动站传输的复合信号包括多个子载波, 故所述复合信号典型地具有高峰均功率比 (PAPR)。所述峰均功率比 (PAPR) 被定义为信号的峰值功率和均值功率之间的比。所述峰值功率有时不被设定为绝对最大功率, 而是设定为如下功率等级: 即仅在特定的很小的概率下此功率等级被超越, 例如  $10^{-6}$ 、 $10^{-4}$ , 或者任何其他适当值。所述信号的峰均功率比 (PAPR) 典型地随着子载波的数量增加。对于大量的子载波, 所述峰均功率比 (PAPR) 可以达到 16-18dB 或者更多。下面图 5 示出了多子载波信号的示例性幅值分布。

[0065] 移动站发射机 48, 特别是功率放大器 52, 被设计成提供特定的峰值输出功率。因此, 上行链路信号的峰均功率比 (PAPR) 限制了所述移动站的传输功率。当所述信号的峰均功率比 (PAPR) 高时, 每一子载波的可用功率减少。结果, 移动站的通信范围、基站 (BS) 处的信噪比和 / 或传输的子载波的数量减少。因此, 高峰均功率比 (PAPR) 通常导致覆盖范围减小和 / 或流量降低, 尤其在所述基站 (BS) 覆盖区域的边缘。

[0066] 为了使得移动站 28 能够以较高的功率等级传输, 所述移动站能够使用低峰均功率比 (PAPR) 信号而不使用常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号传输上行链路信号。尽管在此处描述的低峰均功率比 (PAPR) 信号波形包括多子载波, 所述低峰均功率比 (PAPR) 信号波形具有与单载波相类似的统计特性。结果, 与常规的正交频分多址 (OFDMA) 波形相比, 这些信号的峰均功率比 (PAPR) 更低。在一些实施例中, 低峰均功率比 (PAPR) 信号是周期性的。下面在图 2 中描述了用于产生周期性的、低峰均功率比 (PAPR) 波形的示例性方法。可选地, 利用任何其他适当方法产生的任何其他适当的低峰均功率比 (PAPR) 波形也可以被使用。

[0067] 在一些实施例中, 基于移动站功率等级或其他标准, 所述移动站能够在低峰均功率比 (PAPR) 传输模式和常规的正交频分多址 (OFDMA) 传输模式间交替转换。下面在图 9 中描述了模式切换的示例性方法。可选地, 移动站 28 可以只使用低峰均功率比 (PAPR) 模式传输。在任意给定的时间, 当其他移动站以常规的正交频分多址 (OFDMA) 模式传输时, 一些移动站以低峰均功率比 (PAPR) 模式传输。在下面的图 6-8 中将描述把上行链路资源分配给使用两种传输模式的移动站的方法。

[0068] 图 2 是根据本发明的实施例的用于传输低峰均功率比 (PAPR) 信号的示例性方法的示意性流程图。在此实施例中, 分配给系统 20 的上行链路频谱包括 N 个等间距的子载波, 并且被标记为  $0 \dots N-1$ 。当使用低峰均功率比 (PAPR) 模式时, 特定的移动站 (MS) 被指定使用具有 N 个子载波中的 m 个子载波子集。所述 m 个子载波被用于传输 n 个已调制的

数据信号（例如，四相相移键控-QPSK 信号）， $n \leq m$ 。术语  $m/n-1$  称为滚降因子。

[0069] 分配给移动站的  $m$  个子载波是等间距的，并且与  $k$  个子载波彼此分离。 $m$  个子载波可以写为  $\{m_0, m_0+k, m_0+2 \cdot k, \dots, m_0+(m-1) \cdot k\}$ ，其中  $m_0$  指所述子集中最低频率的子载波的标号。当  $k = 1$  时， $m$  个子载波彼此邻近。下面图 3 示出了具有  $k = 4$  的子载波的示例性子集。当  $m = n = N/k$  时，此多载波调制方案被称为交织频分多址 (IFDMA)。

[0070] 在数据输入步骤 80，所述方法开始于移动站 28 接收用于传输的上行链路数据。所述上行链路数据被分成具有  $n$  个数据符号的多个块，并且每个块在一个正交频分多址 (OFDMA) 符号间隔期间被传输。在一些实施例中，特定的移动站传输的上行链路数据可以被分成不必具有相同大小的块。例如，从一个正交频分多址 (OFDMA) 符号到另一个正交频分多址 (OFDMA) 符号，被分配给移动站的子载波的数量可以不同，并且所述块的大小可以选择与被分配的子载波的数量相匹配。

[0071] 每个数据符号中的数据位的数量取决于用于调制每个子载波的调制方案。例如，当使用四相相移键控 (QPSK) 调制每个子载波时，每个数据符号包括两个位。下面描述了单个块的处理。 $n$  个符号标记为  $a_0, \dots, a_{n-1}$ 。

[0072] 在离散傅立叶变换 (DFT) 步骤 82，移动站发射机 48 把  $n$  点离散傅立叶变换 ( $n$ -DFT) 应用于数据符号。 $n$  点离散傅立叶变换 ( $n$ -DFT) 符号由下式给出：

$$[0073] \quad A_i = \frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{c=0}^{n-1} a_c \exp\left(-j \frac{2\pi c i}{n}\right), \quad i=0 \dots n-1 \quad [1]$$

[0074] 当滚降因子非零（即当  $m > n$ ）时，在子载波复制步骤 84 中，移动站发射机 48 通过复制第一个  $m-n$   $n$  点离散傅立叶变换 ( $n$ -DFT) 符号而循环扩展  $n$  点离散傅立叶变换 (DFT) 符号，以产生总共  $m$  个符号。所述复制的子载波由下式给出：

$$[0075] \quad A_i = A_{i-n}, \quad i = n \dots m-1 \quad [2]$$

[0076] 典型地，子载波的 10-33% 被复制，尽管可以使用任何其他适当的值。

[0077] 此后，在整形步骤 86 中，移动站发射机 48 对所述信号应用频谱整形。所述移动站发射机使用整形向量一个元素一个元素地与向量  $A_i$  相乘。所述整形向量可以包括平方余弦滤波器、平方根平方余弦 (RRC) 滤波器或任何其他适当的频谱整形模式。在一些实施例中，省略了步骤 88，在这种情况下，隐含地采用了矩形频谱整形。

[0078] 与通过矩形整形获得的峰均功率比 (PAPR) 相比，频谱整形降低了传输信号的峰均功率比 (PAPR)。通常，尖锐整形 (sharper shaping) 趋向于增加信号的峰均功率比 (PAPR)。在另一方面，锥形整形 (taperedshaping) 对应于较大的滚降因子，该滚降因子降低了可获得的频谱效率。在一些实施例中，具有 0.33 滚降因子的平方根平方余弦 (RRC) 频谱整形提供了峰均功率比 (PAPR) 降低和频谱效率降低之间的良好平衡。

[0079] 此后，在调制步骤 88 中，移动站发射机 48 把数据符号调制到被分配给移动站的子载波上。该复合调制波形由下式给出：

$$[0080] \quad x_t = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{c=0}^{m-1} A_c \exp\left(j \frac{2\pi F_s t (m_0 + ck)}{N}\right), \quad 0 < t < T_s \quad [3]$$

[0081]  $x_t$  表示在正交频分多址 (OFDMA) 符号间隔  $[0, T_s)$  内的时刻  $t$  时传输的波形，其中  $T_s$  表示符号持续时间。 $F_s = \delta_f * N$ ，其中  $\delta_f$  表示子载波间隔。如果循环前置 (cyclic prefix) 被作为保护带 (guard band)，则该保护时间被包括在  $T_s$  中，需要说明的是，除了数

据符号的离散傅立叶变换 (DFT) 被应用作  $A_i$  而不是数据符号本身被应用作  $A_i$  外, 这种调制方法与常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号的产生相类似。

[0082] 在方程 [3] 中的波形  $x_t$  能够被显示出具有已由脉冲整形滤波器滤波的单载波信号的特性, 其包括原数据符号。这样, 与常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号相比, 波形  $x_t$  具有较低的峰均功率比 (PAPR)。方程 [3] 中的波形  $x_t$  等于:

$$[0083] \quad X_t = X \cdot \exp\left(\frac{2\pi m_0}{k} \cdot t - \frac{N}{k \cdot F_s} \cdot t\right), \quad \frac{N}{k \cdot F_s} < t < T_s \quad [4]$$

[0084] 从方程 [4] 可以看出, 波形  $x_t$  是周期性的 (相当于频率偏移)。k 周期包含在符号间隔  $N/F_s$  内, 并排除了可能的保护带。该周期性允许低峰均功率比 (PAPR) 信号展开较大的带宽, 而不占用较多数量的子载波, 因而可获得更好的频率分集 (frequency diversity)。在光谱上, 信号  $x_t$  具有已被调制的子载波的等间距梳的形状。

[0085] 在上述步骤 80-88 中执行的操作是典型地的数字操作。现在, 所述移动站发射机把滤波后的信号转变成模拟信号 (典型地在使用插值法对信号进行数字提升采样 (upsampling) 后), 在传输步骤 90 中, 把该信号上变频成适当的射频频率, 并把该信号传输到基站 (BS)。特别地, 使用功率放大器 (PA) 52 放大该信号。

[0086] 图 3 是根据本发明实施例的低峰均功率比 (PAPR) 信号的频谱的示意性图表, 例如, 所述低峰均功率比 (PAPR) 信号为由上述图 2 的方法所产生的信号。在本示例中, 所述信号包括具有 4 个子载波间隔的多个已被调制的子载波 96, 即  $k = 4$ 。作为在上述图 2 的方法的步骤 86 中应用频谱整形的结果, 在所述带的低边缘和高边缘处, 子载波的大小依照包络线 100 而衰减。

[0087] 需要注意的是, 在每两个被分配的子载波 96 之间存在三个未分配的子载波。未分配的子载波可以被分配给其他移动站, 例如, 如下面的图 7 所示。

[0088] 图 4 是根据本发明实施例的用于接收低峰均功率比 (PAPR) 信号的示例性方法的流程图。所述方法由基站接收机 (BS RX) 56 执行。通常, 由接收机执行的操作与由产生低峰均功率比 (PAPR) 信号的发射机执行的操作相对应。接收机的前端功能, 诸如下变频和模数转换, 为了清楚起见而被省略了。

[0089] 在快速傅立叶变换的步骤 104 中, 所述方法开始于基站 (BS) 接收机 56 对接收到的信号应用快速傅立叶变换。然后所述接收机识别分配给正在协商的移动站的  $m$  个子载波的子集 (即识别  $m$ ,  $m_0$ , 和  $k$ )。在提取步骤 106 中, 该接收机提取  $m$  个子载波的子集。然后在均衡步骤 108 中, 该接收机均衡所述信号, 以便补偿信道响应和频谱整形的影响。

[0090] 所述已均衡的信号包括在上面图 2 的方法的步骤 82 中产生的  $n$  点离散傅立叶变换 ( $n$ -DFT) 符号的  $n$  个评估值。在步骤 110 的反向离散傅立叶变换 (IDFT) 中, 所述接收机把  $n$  点反向离散傅立叶变换 ( $n$ -IDFT) 应用于已提取的和已均衡的子载波, 并且在解调步骤 112 中, 解调所述反离散傅立叶变换 (IDFT) 的输出以便提取出所述数据符号。此后, 所述接收机重构来自所述数据符号的上行链路数据位并输出所述上行链路数据。

[0091] 图 5 是本发明实施例的常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号和低峰均功率比 (PAPR) 比信号的幅值分布图表。图中示出的幅值分布是通过仿真模拟计算出的。该仿真系统包括 1024-FFT 正交频分多址 (OFDMA) 系统。所述移动站 (MS) 被分配有 64 个子载波, 所述子载波具有 4 个子载波间隔 (即  $k = 4$ )。使用四相相移键控 (QPSK) 方案调制数据。使用具有

33%的滚降因子的平方根平方余弦 (RRC) 滤波器执行频谱整形。

[0092] 水平轴示出了信号的幅值,并根据其平均值而被规格化。垂直轴示出了概率值。曲线 120 示出了常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号的幅值互补累计分布函数 (CCDF)。换言之,所述曲线示出了对于每个规格化的幅值,所述信号超出该幅值的概率。例如,可以看到,在  $10^{-6}$  时间内所述正交频分多址 (OFDMA) 信号的幅值超出 13.5dB。曲线 124 示出了相对比的低峰均功率比 (PAPR) 信号的幅值互补累计分布函数。

[0093] 曲线 120 和 124 的对比示出了低峰均功率比 (PAPR) 信号的峰均功率比 (PAPR) 比常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号的峰均功率比 (PAPR) 在  $10^{-6}$  点处低大约 5dB,并在  $10^{-4}$  点处低大约 4dB。

[0094] 与 802.16e 用户共存和整合

[0095] 在此处描述的低峰均功率比 (PAPR) 方法和系统尤其适用于与常规的正交频分多址 (OFDMA) 的整合。一些公知的低峰均功率比 (PAPR) 方法,诸如上面描述的交织频分多址 (I-FDMA) 和单载波频分多址 (SC-FDMA),需要所有与特定基站 (BS) 通信的移动站在上行链路中在任意给定时间使用常规的正交频分多址 (OFDMA) 或低峰均功率比 (PAPR)。另一方面,在此处描述的方法和系统使得在相同的符号间隔内低峰均功率比 (PAPR) 用户和常规的正交频分多址 (OFDMA) 用户能够同时共存。

[0096] 图 6 是根据本发明实施例的 IEEE 802.16e 系统中的低峰均功率比 (PAPR) 信号和常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号共存的示意性图表。所述图表示出了单个上行链路区域,并且水平轴示出了正交频分多址 (OFDMA) 符号,垂直轴示出了子载波。

[0097] 在本示例中,系统 20 运行在 IEEE 802.16e 的自适应调制编码 (AMC) 上行模式 (也被称作相邻子载波排列),其中,在相对长的时间段内子载波的连续块被分配给移动站。然而,在此处描述的方法和系统也适用于运行在其他 IEEE 802.16e 排列模式 (permutation mode) 中,例如,部分使用的子信道 (PUSC) 模式,可选的部分使用的子信道 (PUSC) 模式和全部使用的子信道 (FUSC) 模式。在一些实施例中,系统 20 可以运行在自适应天线系统 (AAS) 和时空编码 (STC) IEEE 802.16e 模式中,结合上面所述的排列模式。下面将进一步描述自适应天线系统 (AAS) 和时空编码 (STC) 运行的特定方面。

[0098] 所述上行链路区域被分割成正交频分多址 (OFDMA) 区域 130 和低峰均功率比 (PAPR) 区域 134,其中,所述区域 130 被分配给使用常规的 IEEE802.16e 正交频分多址 (OFDMA) 传输的移动站,所述区域 134 被分配给使用低峰均功率比 (PAPR) 传输的移动站。在本示例中,区域 134 包括相邻子载波的连续子集,并且区域 130 被分成两个子载波集。在可选实施例中,区域 130 和 / 或 134 可以是连续的或者非连续的,并且可以包括任何期望数量的子载波。

[0099] 需要注意的是,区域 130 和 134 是横向的。换句话说,在相同的正交频分多址 (OFDMA) 符号间隔期间,所述基站 (BS) 既接收常规的传输也接收低峰均功率比 (PAPR) 传输,并且不同的模式占用不同的子载波。

[0100] 跨越整个上行链路帧而定义横向区域的能力使得所述基站 (BS) 增加了分配给每个移动站的符号数量。结果,分配给移动站的子载波的数量减小。因此,所述移动站能够在较长时间内使用较少子载波传输给定数量的上行链路数据。使用较少数量的子载波增加了移动站能够传输的每个子载波的功率,因此改善了在基站接收机 (BS RX) 端的子载波的信

噪比 (SNR)。所述改善的信噪比能够用于增大通信范围、性能和 / 或流量。

[0101] 图 7 为本发明实施例的低峰均功率比 (PAPR) 信号和常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号共存的示意性图表。在图 7 中, 低峰均功率比 (PAPR) 区域 134 包括 8 个子载波, 所述子载波以交织的方式被分配给两个低峰均功率比 (PAPR) 移动站。4 个子载波 138A 被分配给其中的一个移动站, 而 4 个子载波 138B 被分配给另一个移动站。两个移动站中的每一个传输具有  $n = m = 4, k = 2$  的低峰均功率比 (PAPR) 信号, 即每个移动站在 4 个子载波上传输, 所述 4 个子载波之间具有两个子载波的间隔。

[0102] 图 7 的子载波分配方案为示例性分配方案。在可选的实施例中, 在低峰均功率比 (PAPR) 区域内的子载波可以以任何期望的方式被分配给任何期望数量的移动站。典型地但不必要地, 区域 134 包括子载波的连续集合。在区域 134 内, 等间距的子载波的独特子集 (unique subsets) 被分配给不同的低峰均功率比 (PAPR) 移动站。所述子载波的等间距集合与另一个相交织。在区域 130 中, 利用任何适当的方法, 能够执行子载波分配, 例如利用在 IEEE 802.16e 标准中定义的方法。

[0103] 图 8 是根据本发明另一个实施例的低峰均功率比 (PAPR) 信号和常规的正交频分多址 (OFDMA) 信号的共存的示意性图表。在一些实施例中, 所述上行链路传输包括所述移动站在其中传输公知波形的部分, 例如 midamble 码。所述基站 (BS) 利用 midamble 码估计所述移动站和所述基站 (BS) 之间的通信信道的状况。

[0104] 在图 8 中, 低峰均功率比 (PAPR) 区域包括数据符号 142 和 midamble 码符号 146。在本示例中, 1/3 的符号包括 midamble 码符号, 尽管任何其他适当的比率可以被使用。midamble 码的高比率可以获得可靠的信道估计, 尤其对于动态改变的信道。典型地, 公知的 midamble 码包括低峰均功率比 (PAPR) 波形, 其中, 所述波形在特性上类似于在数据符号 142 期间传输的信号, 从而不会恶化所述移动站的峰均功率比 (PAPR)。

[0105] midamble 码能够以不同的方法用于估计信道状况。例如, midamble 码的开始端能够被用于估计与先于所述 midamble 码的数据符号相关的信道状况, 并且 midamble 码的末端能够用于估计与紧跟着所述 midamble 码的数据符号相关的信道状况。可选地, 所述整个 midamble 码既可以用于估计先于数据符号的信道状况也可以用于估计紧随数据符号的信道状况。在一些实施例中, 所述 midamble 码可以仅使用一些低峰均功率比 (PAPR) 区域的子载波, 同时, 剩余的子载波能够被用于传输数据。

[0106] 在可选的实施例中, 公知的波形可以以前导 (preambles) 或任何其他适当的格式而被传输。

[0107] 低峰均功率比 (PAPR) 传输的参数值, 诸如分配给特定移动站的子载波的数量, 子载波和脉冲整形滤波器的响应之间的间隔, 可以被设定成任何期望的值。例如, 可以选择参数值, 使得具有 48 个数据子载波 (对于两个正交频分多址 (OFDMA) 符号间隔) 和 24 个 midamble 码子载波 (对于单个正交频分多址 (OFDMA) 符号间隔) 的时隙 (slot) 被定义。这种参数选择与 IEEE 802.16e 时隙结构有效地相结合。

[0108] 在 IEEE 802.16e 自适应调制和编码 (AMC) 模式中, 上行链路资源被分配在称为块 (bin) 的基本单元中。每个块包括一个正交频分多址 (OFDMA) 符号的持续时间内的 9 个子载波。自适应调制和编码 (AMC) 时隙包括 6 个块, 所述块可以具有在子载波 / 符号平面内的任何期望的形状, 即  $1 \times 6, 2 \times 3, 3 \times 2$  或  $6 \times 1$  块。通常使用  $2 \times 3$  块的结构。在一些实施

例中,通过挑选区域 130 和 134 的大小,以及选择低峰均功率比 (PAPR) 信号的子载波间隔,可以有效地使用可用的块,即最小化空的、未分配的时隙的数量。

[0109] 进一步附加地或可选地,区域 130 和 134 的大小和低峰均功率比 (PAPR) 参数的选择可以考虑期望的频率分集。例如,在大带宽(即具有大子载波间隔和在宽带低峰均功率比 (PAPR) 区域内被传输)上展开的低峰均功率比 (PAPR) 信号可以提供增加的频率分集效果和抗衰减性。使用大子载波间隔(大的  $k$  值)能够获得这类增加的频率分集效果。

[0110] 常规的正交频分多址 (OFDMA) 和低峰均功率比 (PAPR) 传输模式的选择

[0111] 在一些实施例中,特定的移动站可以支持常规的正交频分多址 (OFDMA) 传输和低峰均功率比 (PAPR) 传输模式。这类移动站在此处被称为双模移动站。所述移动站控制器控制所述移动站发射机并且把所述移动站发射机设置成合适的模式。典型地但不必要地,所述模式由基站 (BS) 选择,并且所述移动站由所述基站 (BS) 指示以便使用选择的模式传输。

[0112] 图 9 是本发明实施例的在常规的正交频分多址 (OFDMA) 和低峰均功率比 (PAPR) 传输模式之间选择的示例性方法的流程图。在本示例中,每个双模移动站具有两个预定义的功率阈值。用  $T_1$  表示的第一阈值指示出所述移动站以常规的正交频分多址 (OFDMA) 模式传输的最大均方根 (RMS) 功率等级。用  $T_2$  表示的第二阈值指示出所述移动站以低峰均功率比 (PAPR) 模式传输的最大均方根 (RMS) 功率等级。由于移动站的最大功率依赖于传输信号的峰均功率比 (PAPR),因此, $T_2 > T_1$ 。阈值  $T_1$  和  $T_2$  可以从一个移动站到另一个移动站而不同,并且所述阈值还依赖于所使用的调制方案。因此,在一些情况下,所述移动站具有阈值的几个集合,每个调制类型对应一个集合。

[0113] 在阈值报告步骤 150 中,所述方法开始于所述移动站把其阈值报告给所述基站 (BS)。典型地但不必要地,当所述移动站向所述基站 (BS) 注册时,所述移动站报告其阈值。

[0114] 在功率等级跟踪步骤 152 中,所述基站 (BS) 跟踪所述移动站的输出功率等级。基于接收到的信号等级和估计的信道衰减、以及基于来自移动站的报告或者使用任何其他适当的方法,所述基站 (BS) 可以计算移动站的功率等级(每个子载波)。

[0115] 在第一阈值检测步骤 154,所述基站 (BS) 检测所述移动台功率等级是否低于  $T_1$ 。如果所述移动台功率等级低于  $T_1$ ,则在常规的传输步骤 156 中,所述基站 (BS) 指示所述移动台使用常规的正交频分多址 (OFDMA) 模式传输其上行链路数据

[0116] 否则,在第二阈值检测步骤 158 中,所述基站 (BS) 检测所述移动站功率等级是否在  $T_1$  和  $T_2$  之间。如果所述移动站功率等级高于  $T_1$  但仍然低于  $T_2$ ,则在低峰均功率比 (PAPR) 传输步骤 160 中,所述基站 (BS) 指示所述移动站利用低峰均功率比 (PAPR) 模式传输其上行链路数据。

[0117] 如果移动站功率等级高于  $T_2$ ,则基站 (BS) 做出如下推断:即其不再可能基于此功率等级把资源分配给所述移动站。因此在功率减少步骤 162 中,所述移动站采取能够使得移动站功率等级减少的措施。例如,所述基站 (BS) 可以改变调制和/或编码方案或者减少分配给移动站的载波数量(例如,通过将信息分段的方法)。

[0118] 典型地,在每个上行链路信号传输之前,基于当前的信道状况和被分配的子载波的数量,所述基站 (BS) 选择适当的传输模式。可选地,所述移动站具有特定的缺省模式选择,或者使用任何其他适当的策略。



[0119] 上面描述的决策逻辑隐含着：所述基站 (BS) 优选把所述移动站设置成常规的正交频分多址 (OFDMA) 模式，并且仅当必要时，转换成低峰均功率比 (PAPR) 模式。由于低峰均功率比 (PAPR) 信号有时对于干扰和衰减更敏感，并且因为频谱整形可能具有较差的频谱效率，所以在一些情况下，优选该逻辑。

[0120] 附加地或可选地，当选择移动站传输模式时，所述基站 (BS) 可以考虑其他因素。例如，所述基站 (BS) 可以考虑两种模式中的可获得的资源，例如，如果常规的正交频分多址 (OFDMA) 模式的所有资源已经被分配，则转换成低峰均功率比 (PAPR) 模式。

[0121] 低峰均功率比 (PAPR) 与多输入多输出 (MIMO) 的整合

[0122] 在一些实施例中，系统 20 支持利用多天线的通信模式。该模式通常称为多输入多输出 (MIMO)。例如，IEEE 802.16e 标准定义了称为空时编码 (STC) 的多输入多输出 (MIMO) 模式。所述标准定义了两个传输天线情况下的两个基本的 STC 结构：发射分集 (Tx diversity) (例如，使用公知的空时分组码 (Alamouti code))，和空间多工 (spatial multiplexing) (SM)。

[0123] 使用表示成矩阵 A (发射分集 (Tx diversity)) 和矩阵 B (SM) 的两个矩阵，在标准中定义了发射分集和空间多工结构。发射分集空时编码 (STC) 具有空时编码率 1 并且空间多工 STC 具有空时编码率 2。对于具有三个和四个传输天线的系统定义了类似结构。当所述系统在空时编码 (STC) 结构中运行时，在此处描述的低峰均功率比 (PAPR) 方法也能够用于特定的应用。

[0124] 当在上行链路中使用 STC Tx 分集 (例如，使用矩阵 A) 时，每个数据字通过两个传输天线而被传输两次，通常在两个连续的数据符号 (不相关的 midamble 码符号) 中。示范性空时编码发射分集的执行使用空时分组码 (Alamouti code) 方法。当利用空时分组码时，第一数据字 S1 通过第一天线被传输，同时，在第一符号期间，第二数据字 S2 通过第二天线被传输。在第二符号期间，S2 的复共轭 (标记为 S2\*) 通过第一天线被传输，并且 -S2\* 通过第二天线被传输。在基站 (BS) 和两个天线之间的通信信道被设定为在两个符号期间保持不变。所述接收机处理所述两个符号以提取 S1 和 S2。

[0125] 当使用在 STC 模式下的低峰均功率比 (PAPR) 传输时，通过经第一和第二天线传输 midamble 码，所述系统估计两个信道的响应。在一些实施例中，所述移动站发射机使用所有分配给所述移动站的子载波以传输 midamble 码。当通过第一天线传输 midamble 码时，所述第二信道是空闲的，并且反之亦然。

[0126] 在可选的实施例中，所述移动站发射机通过两个天线同时传输两个 midamble 码并且在两个信道之间划分所述子载波。一些子载波被用于通过第一天线传输 midamble 码，并且在相同符号期间，其他子载波被用于通过第二天线传输另一个 midamble 码。在后面的实施例中，仅在一些子载波频率上估计每个信道。在遗失的子载波频率上的信道响应能够通过插值法而被估计。

[0127] 当使用上行链路中的空间多工 (SM) 时，所述移动站和基站 (BS) 均使用多个天线，并且所述基站 (BS) 接收机充分利用由多个通信信道提供的分集以增加链路流量和 / 或鲁棒性 (robustness)。为了估计这些多信道的响应，所述移动站发射机通过每个信道传输 midamble 码符号。在一些实施例中，每个信道的 midamble 码使用所有子载波，并且在该符号期间，其他信道保持空闲。可选地，所述子载波可以在不同信道的 midamble 码之间划分。

[0128] 所述基站 (BS) 接收机能够使用不同类型的多输入多输出 (MIMO) 解码方案,用于解码多输入多输出信号。一些多输入多输出解码方法为直接判决方法,即使用硬符号判决作为解码过程的一部分。例如,一些公知的直接判决方法包括:垂直贝尔实验室分层空时 (V-BLAST) 方案,连续干扰消除 (SIC) 方案和球形译码 (sphere decoding)。例如,这些方案被 Gesbert 等人的在 2003 年 4 月的 IEEE Journal on Selected Areas in Communications, (21 :3), 281-302 页,“从理论到实践: MIMO 空时编码无线系统概述”所描述,其以引用的方式被合并于此。典型地,每个子载波被单独解调。特别地,为每个子载波单独产生硬符号判决。

[0129] 由于正交频分多址 (OFDMA) 子载波不通过数据符号调制,而是通过  $n$  点离散傅立叶变换 ( $n$ -DFT) 符号调制 (即由离散傅立叶变换 (DFT) 转换的数据符号),故直接判决解码器,例如上面所引用的方案,应该适用于操作由上面图 2 所示的方法产生的低峰均功率比 (PAPR) 信号。因此,如下所述,所述解码器被更改为以并行方式共同处理所有子载波。

[0130] 图 10 是本发明实施例的用于解码低峰均功率比 (PAPR) 信号的示例性直接判决解码器图表。在图 10 的解码器中,所有子载波以并行方式被处理。反向离散傅立叶变换 (IDFT) 模块 170 对由基站 (BS) 接收机产生的子载波向量应用反向离散傅立叶变换 (IDFT)。反向离散傅立叶变换 (IDFT) 输入的每个向量元素包括代表了当前在特定子载波上接收到的离散傅立叶变换 (DFT) 符号的复合同相 / 正交 (I/Q) 信号点。反向离散傅立叶变换 (IDFT) 输出的每个向量元素包括代表了当前接收到的数据符号 (软判决) 的复合 I/Q 信号点。

[0131] 所述软判决信号点被提供给多个限幅器 (slicer) 174,所述多个限幅器基于输入的软判决产生硬判决。所述限幅器结构取决于所使用的用于调制所述子载波的调制类型。包括所述限幅器的硬判决输出的向量被提供给离散傅立叶变换 (DFT) 模块 178,所述离散傅立叶变换 (DFT) 模块对向量应用反向离散傅立叶变换 (IDFT)。此后,如同每个子载波被单独解码一样,所述反向离散傅立叶变换 (IDFT) 模块的输出被直接判决多输入多输出 (MIMO) 解码器作为硬判决向量。

[0132] 可选地,基站 (BS) 接收机可以使用非直接判决的解码方法,而不需要做出改动。

[0133] 尽管在此处描述的实施例主要解决 OFDMA 系统的上行链路传输中的低峰均功率比 (PAPR) 问题,但在此处描述的方法和系统还可以用于此类系统的下行链路传输中。本发明的原理可以被用于任何其他期望低峰均功率比 (PAPR) 和常规的传输之间的共存的应用中,例如同轴电缆上的通信、双绞线上的通信和光链路上的通信。

[0134] 因此,可以理解,上面描述的实施例是作为示例被描述的,本发明不限于在此处示出和描述的特定内容。而是,本发明的范围包括:在此描述的各种特征的组合和子组合;没有在现有技术中公开的本发明的各种变化和修改;以及在阅读前面的描述的基础上,本领域的技术人员能够对本发明做出的各种变化和修改。

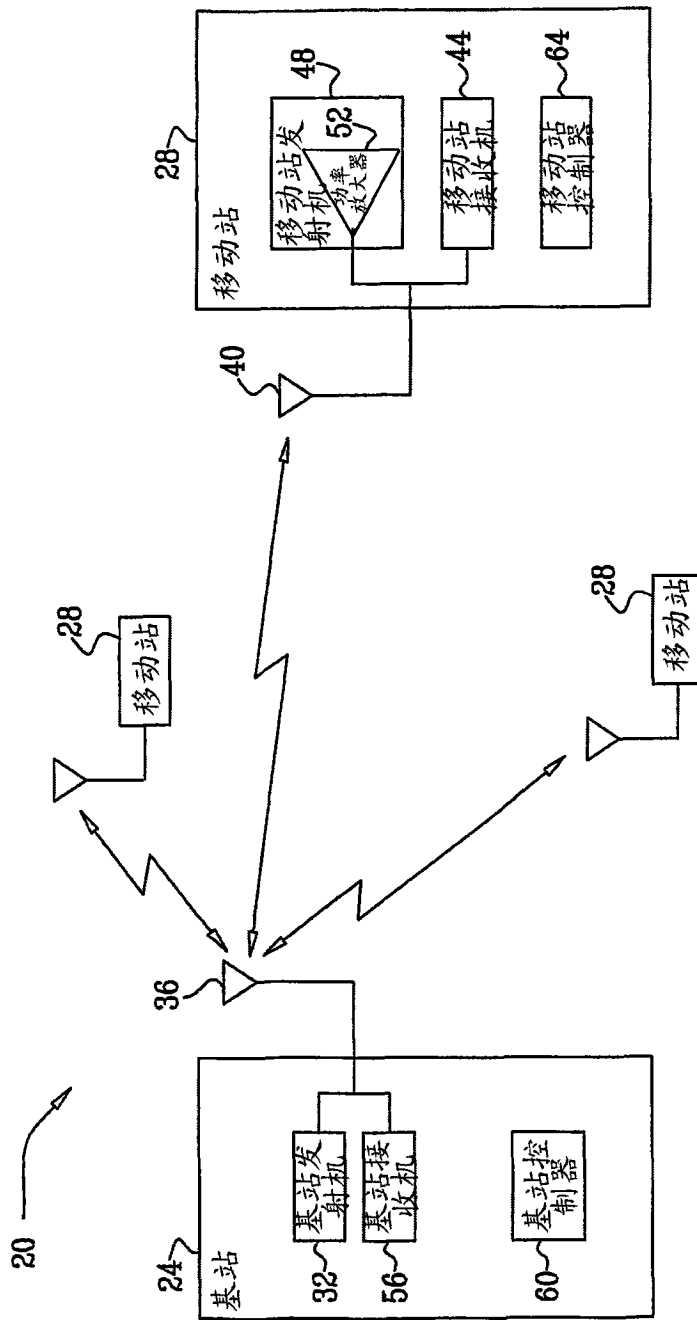


图 1

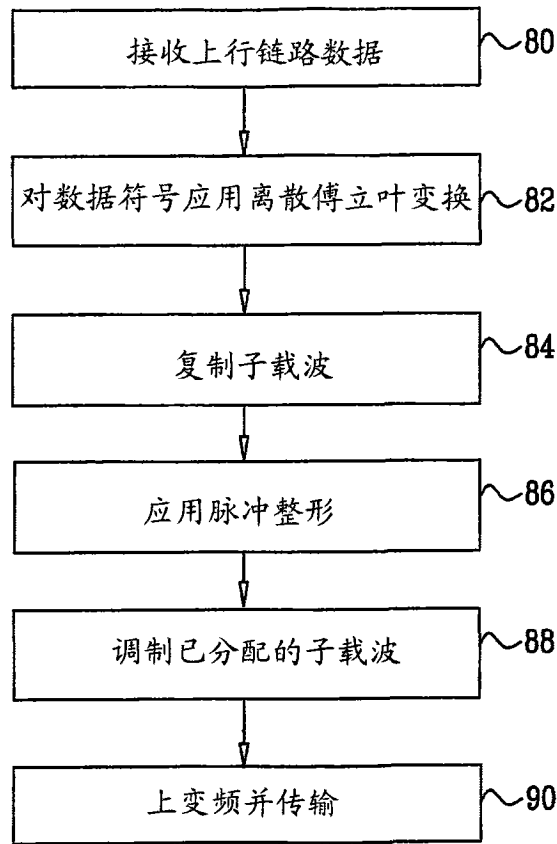


图 2

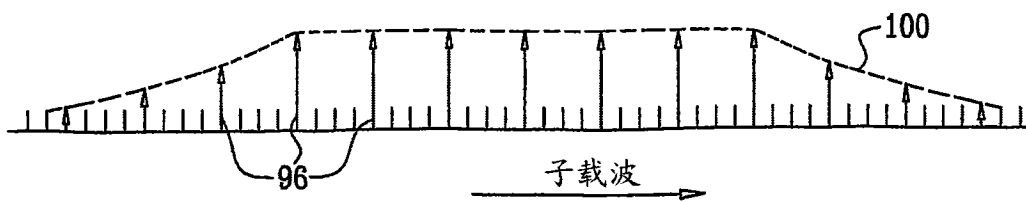


图 3

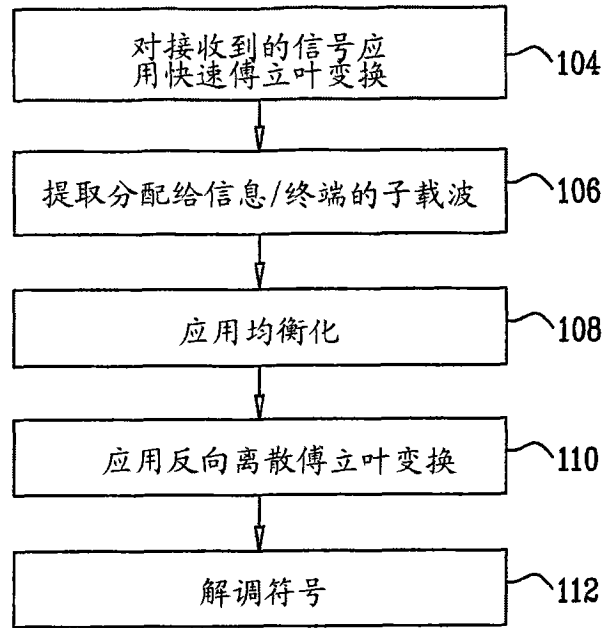


图 4

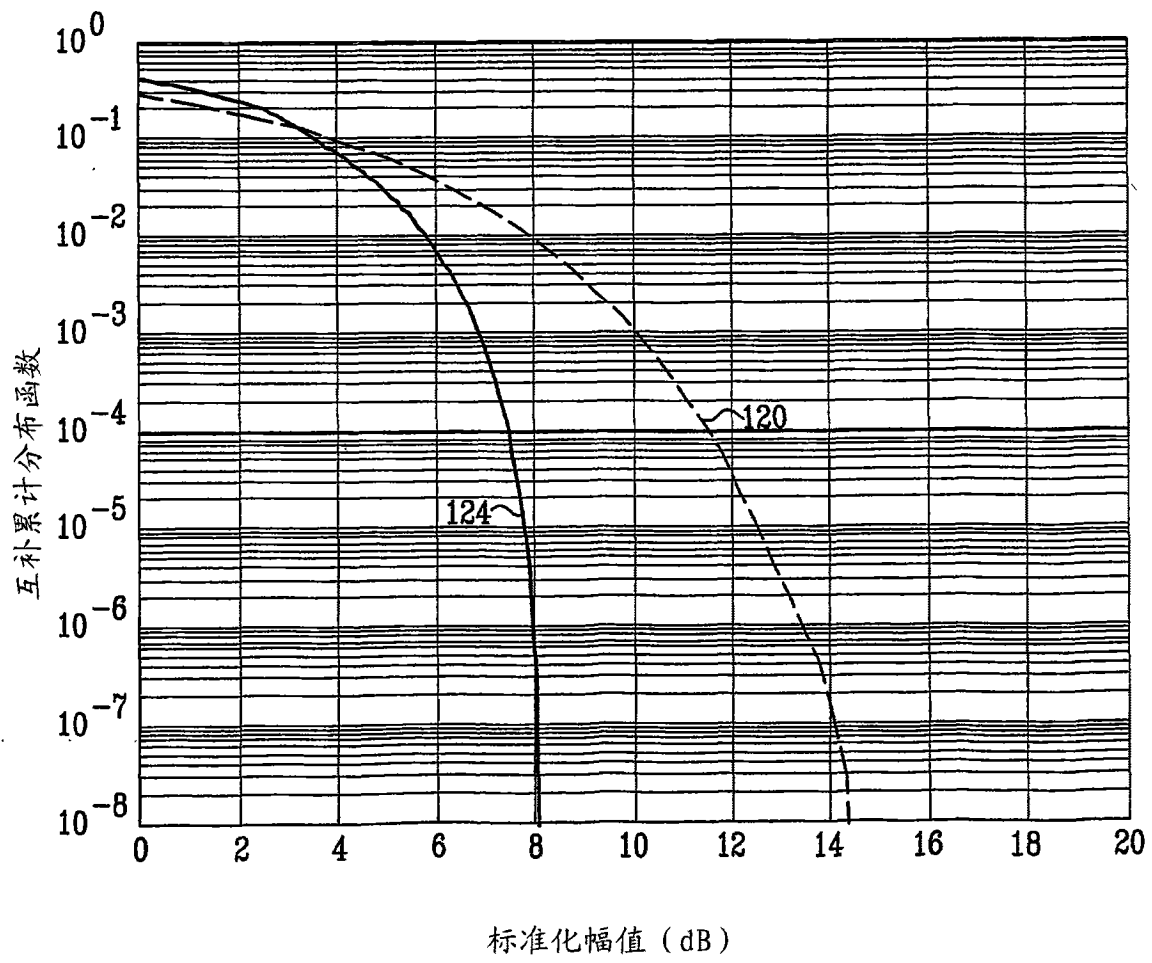


图 5

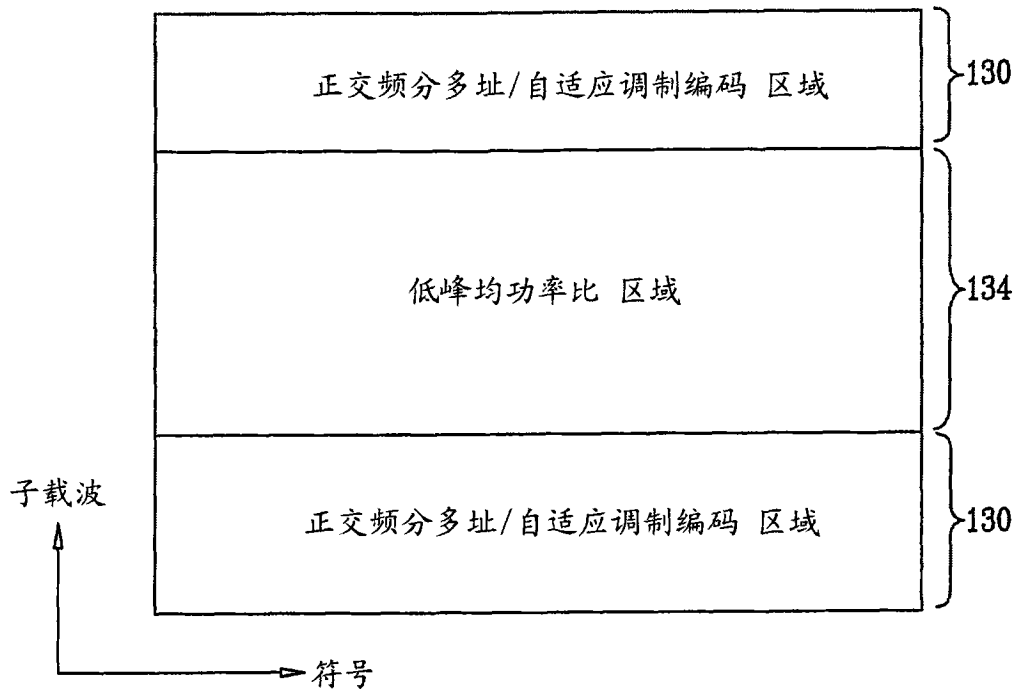


图 6

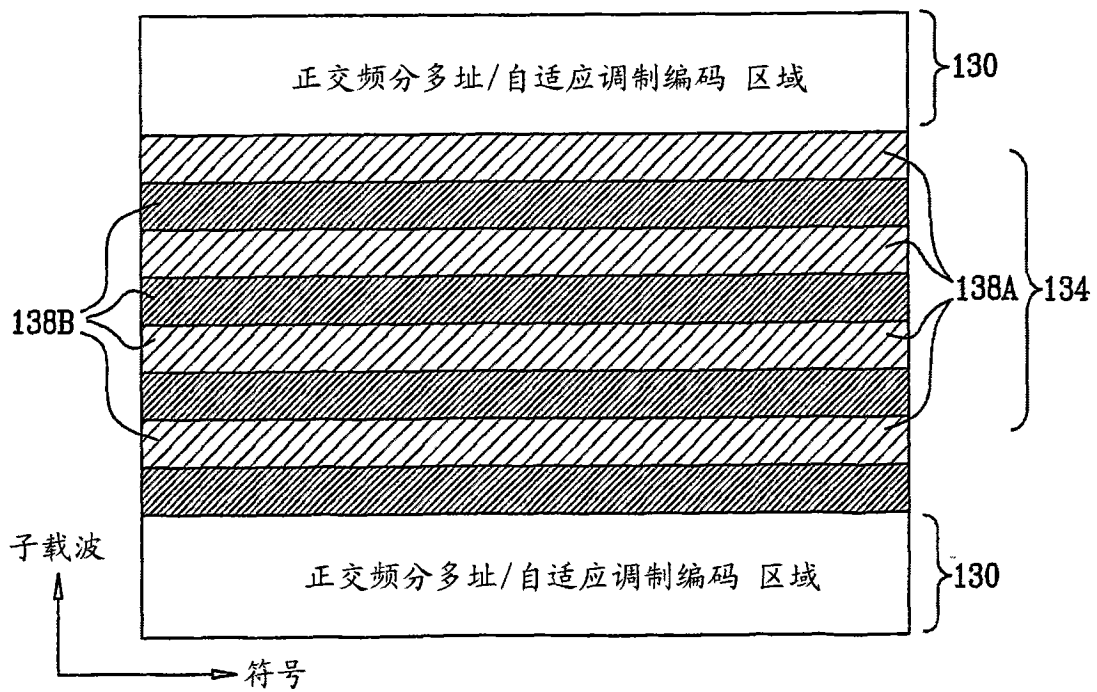


图 7

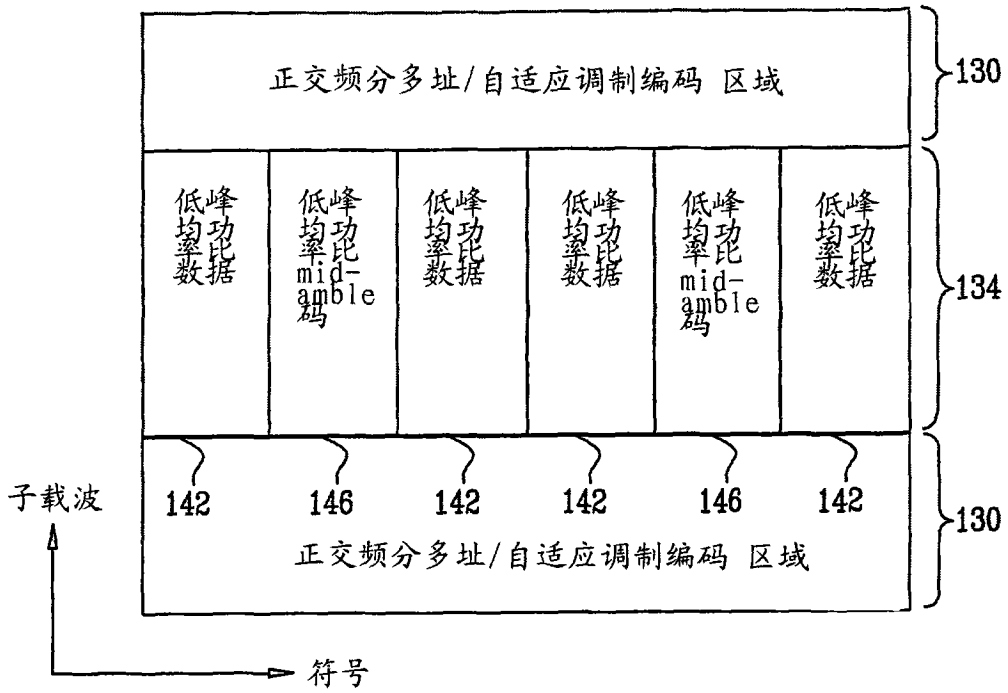


图 8

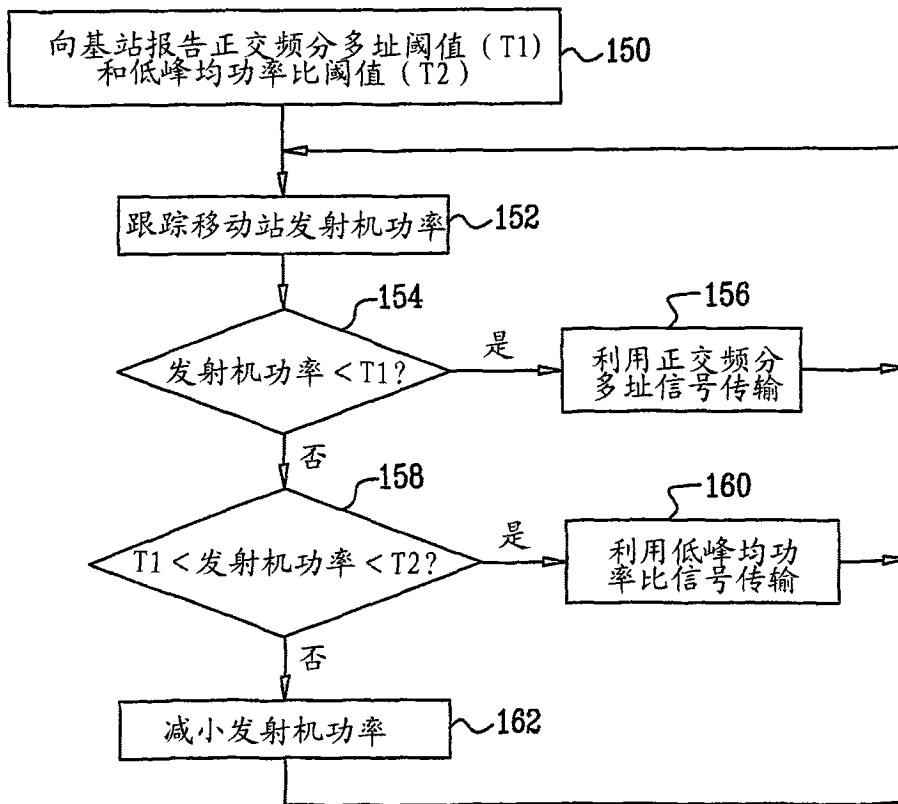


图 9



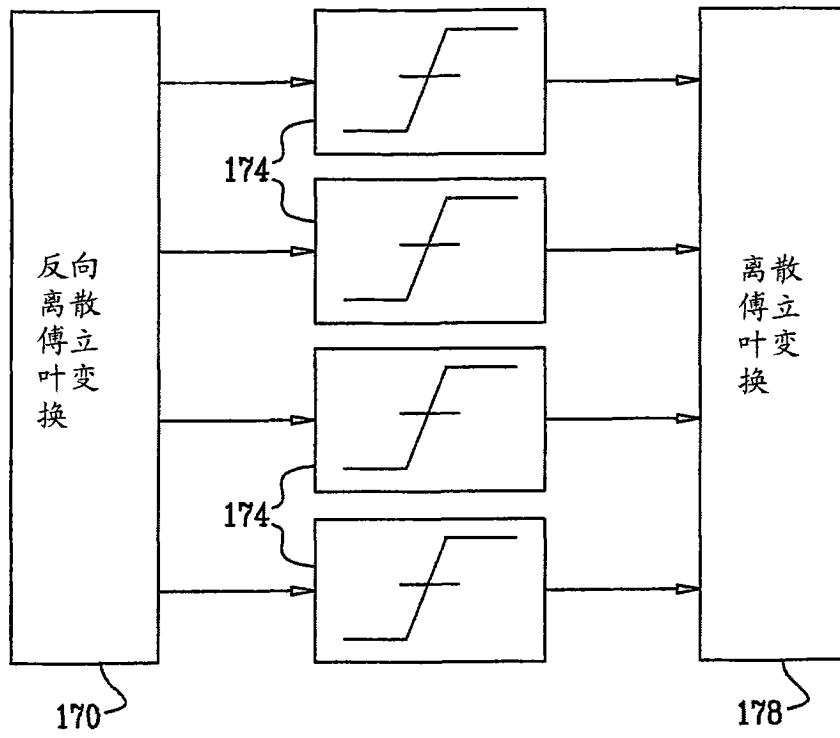


图 10