



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101542997 B

(45) 授权公告日 2012. 08. 08

(21) 申请号 200780040629. 7

(22) 申请日 2007. 11. 02

(30) 优先权数据

0602319-6 2006. 11. 02 SE

(85) PCT申请进入国家阶段日

2009. 04. 30

(86) PCT申请的申请数据

PCT/SE2007/050815 2007. 11. 02

(87) PCT申请的公布数据

W02008/054322 EN 2008. 05. 08

(73) 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

(72) 发明人 P·弗伦杰

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公

司 72001

代理人 王洪斌 王丹昕

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

(56) 对比文件

US 6167102 A, 2000. 12. 26,

EP 1267513 A2, 2002. 12. 18,

CN 1677908 A, 2005. 10. 05,

CN 1787507 A, 2006. 06. 14,

审查员 郭婧

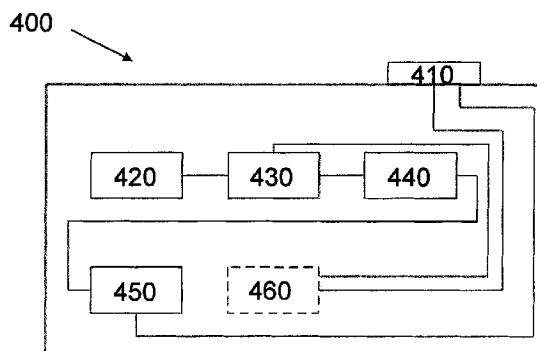
权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 10 页

(54) 发明名称

在频域和时域中对信号进行循环移位

(57) 摘要

本发明应用了针对 3GPP LTE 上行链路所提出的 DFT 扩展 OFDM。本发明的核心是我们在由 IFFT 所展开的部分带宽上使用循环频移操作。此外, 如果相邻小区以相同图案和不同初始偏移进行跳频, 则循环频移实现了高效的小区间干扰协调。在时域中可以执行等效操作。



1. 用于无线通信网络的离散傅里叶变换扩展正交频分多址 DFT-S-OFDMA 发射机设备 (400), 包括: 变换单元 (420), 其使用具有循环特性的变换将信号从时域变换至频域; 扩展单元 (430), 用于在频域中对经变换的信号进行扩展; 以及逆变换单元 (450), 用于执行将频域中经扩展的信号变换回时域, 其特征在于:

所述发射机设备还包括移位单元 (440), 所述移位单元适于针对分配给发射机设备 (400) 的用户的上行链路子载波频率而在逆变换单元 (450) 的至少部分可用带宽中对经扩展和频率变换的信号执行向上循环频移, 以使得与用户相对应的经循环移位的子载波频率现在由位于所述可用带宽 (330) 的高端的第一部分 (340) 和位于所述可用带宽 (330) 的低端的第二部分 (320) 组成。

2. 根据权利要求 1 所述的发射机设备, 其中所述移位单元 (440) 还适于对经频率变换的信号执行过采样。

3. 根据权利要求 2 所述的发射机设备, 其中所述移位单元 (440) 适于通过在可用带宽中的第一数目的所用无线电资源之前插入多个空载波无线电资源来执行所述过采样。

4. 根据权利要求 2 或 3 所述的发射机设备, 其中所述移位单元 (440) 适于通过在可用带宽中的第二数目的所用无线电资源之后插入多个空载波无线电资源来执行所述过采样。

5. 根据权利要求 1-3 之一所述的发射机设备, 其中所述移位单元 (440) 适于在频域中平移第一数目和第二数目的无线电资源。

6. 根据权利要求 1-3 之一所述的发射机设备, 其中所述发射机设备 (400) 还包括同步单元 (450), 所述同步单元 (450) 用于传送指示在频域中所用无线电资源的起始以及第一和第二数目的无线电资源的平移的信息。

7. 根据权利要求 1-3 之一所述的发射机设备, 其中发射机设备 (400) 包括基站、接入点或用户设备 (UE)。

8. 用于无线通信网络中的离散傅里叶变换扩展正交频分多址 DFT-S-OFDMA 发射机中的信号处理的方法, 包括以下步骤:

a) 使用具有循环特性的变换对用户终端的信号执行从时域到频域的离散变换;

b) 在频域中对经频率变换的信号进行扩展;

c) 针对分配给发射机的用户的上行链路子载波频率而在逆变换单元 (450) 的至少部分可用带宽中对经扩展变换的信号进行向上循环移位, 以使得与用户相对应的经循环移位的子载波频率现在由位于所述可用带宽 (330) 的高端的第一部分 (340) 和位于所述可用带宽 (330) 的低端的第二部分 (320) 组成; 以及

d) 将经如此频移的信号从频域变换回时域。

9. 用于无线通信网络中的离散傅里叶变换扩展正交频分多址 DFT-S-OFDMA 发射机中的信号处理的装置, 包括:

a) 用于使用具有循环特性的变换对用户终端的信号执行从时域到频域的离散变换的部件;

b) 用于在频域中对经频率变换的信号进行扩展的部件;

c) 用于针对分配给发射机的用户的上行链路子载波频率而在至少部分可用带宽中对经扩展变换的信号进行向上循环移位, 以使得与用户相对应的经循环移位的子载波频率现在由位于所述可用带宽 (330) 的高端的第一部分 (340) 和位于所述可用带宽 (330) 的低端

的第二部分 (320) 组成的部件 ; 以及

d) 用于将经如此频移的信号从频域变换回时域的部件。

在频域和时域中对信号进行循环移位

技术领域

[0001] 本申请涉及被称作 DFT-S-OFDMA (离散傅里叶变换扩展正交频分多址) 的针对 3G LTE (长期演进) 所提出的传输方案的修改。

[0002] 发明背景

[0003] 在 3GPP (第三代合作伙伴计划) LTE (长期演进) 的标准化中, 为上行链路选择了具有用户频率复用的正交单载波传输方案。针对 LTE 所提出的上行链路传输方案被称作 DFT-S-OFDMA, 并且在图 1 中描述了基本原理。

[0004] 在步骤 100, 长度为 N 的 DFT (离散傅里叶变换) 被首先应用于 N 个调制符号的块 N_{data} 。这将调制符号变换至频域。接下来, 在步骤 110-120, 在频域中应用对经如此变换的符号 N_{data} 的频谱整形。在 110 处, 第一步骤涉及通过块重复来将经 DFT 变换的调制符号的带宽扩展为更大数目的符号 N_{used} , 而第二步骤包括在频域中对所扩展的符号进行滤波。

[0005] 在频谱整形之后, 在步骤 130 对 IFFT (快速傅里叶逆变换) 输入 N_{used} 进行映射。能够用若干种不同方式来实现该映射。已经针对 LTE 提出了两种不同的映射, 通常被称为局部化 (localized) 映射和分布式映射。在局部化映射的情况下, 对连续 IFFT 输入进行映射, 而在分布式映射的情况下, 对等间距 IFFT 输入进行映射。此后, 在步骤 140, 对经映射的调制符号 N_{ifft} 进行 IFFT 变换, 从而形成连续数据流。最后, 在步骤 150, 所谓的 CP (循环前缀) 被附加至连续数据流以便避免接收机处的 ISI (符号间干扰) 和 ICI (载波间干扰)。尽管明显为“多载波”结构, 但是所传送的信号为低 PAR (峰值均值功率比) “单载波”信号。

[0006] 无线通信网络中通常所使用的传统 OFDMA 结构与 DFT-S-OFDMA 之间的差异在于: 在传统 OFDMA 中, 数据符号直接被映射至任意子载波集上, 而在 DFT-S-OFDMA 中, 数据符号首先经 DFT 变换、然后被映射至连续子载波集或等间距子载波集。

[0007] 尽管如此, 在局部化映射的情况下, 在 DFT-S-OFDMA 中映射到连续子载波上引起若干问题。如果此类无线通信网络中用于用户的无线电资源被调度在频带中央, 则剩余的传输资源被分割 (fragment) 成两部分。由于单载波的限制, 下一个待调度资源的用户于是可能仅使用调度在剩余片段 (fragment) 之一中的资源。这限制了该用户的可达比特率。

[0008] 另一可引起上行链路单载波频率分割的区域是对跳频应用 DFT-S-OFDMA。即使在一个时间间隔中, 连续频率分配可以被分配至不同 UE, 当用户在频率中来回跳跃时, 还是会产生问题。如果所有用户被分配以不同大小的频率分配, 则这就成为显著问题。

[0009] 此外, 当谈及针对上行链路资源的小区间干扰协调解决方案时, 分割会成为问题。例如, 如果希望使不同小区中的小区边缘用户在正交上行链路资源上进行通信成为可能, 则会出现这样的情况, 即小区边缘用户可以被分配以频带中间的传输资源, 这会引起该小区中的分割的资源。

[0010] 本发明的目标是解决目前所提出的 LTE 单载波解决方案的缺陷。

发明内容

[0011] 本发明的目标是通过用于无线通信网络的发射机设备来实现的, 所述发射机设备

包括：变换单元，用于将信号从时域变换至频域；扩展单元，用于在频域中对经变换的信号进行扩展；以及逆变换单元，用于执行将频域中经扩展的信号变换回时域；其中发射机还包括循环移位 (cyclic shifting) 单元，所述循环移位单元适于在对于所用频率而言至少部分可用带宽上为频域信号执行循环频移。

[0012] 该解决方案的优势是能够将用户分配至可用带宽而不对带宽进行分割，并且因此使将其他用户分配至剩余部分的带宽成为可能。

[0013] 根据本发明的另一变型，本发明的目标是通过用于无线通信网络的发射机设备来实现的，所述发射机设备包含：第一扩展单元，用于在时域中对输入信号进行上变频 (upconvert)；第一卷积 (convolution) 单元，适于利用第一内插滤波器对经上变频的输入信号进行循环卷积；以及第一乘法单元，用于对经上变频和循环卷积的输入信号进行相位旋转，从而产生输出信号，其中发射机还包括：第二扩展单元，用于在时域中对输出信号进行上变频；第二内插单元，用于利用第二内插滤波器对输出信号进行循环卷积；以及第二乘法单元，用于对经上变频和循环卷积的输出信号进行相位旋转。

[0014] 该变型的优势是还能够在时域中实施本发明。

[0015] 根据本发明的另一方面，本发明的目标是通过用于无线通信网络中的信号处理的方法来实现的，该方法包括以下步骤：

[0016] a) 对信号执行从时域到频域的离散变换；

[0017] c) 在频域中对经频率变换的信号进行扩展；

[0018] d) 绕 (around) 至少部分可用带宽对经频率变换的信号进行循环移位；

[0019] e) 将经如此频移的信号从频域变换回时域。

[0020] 根据本发明的另一变型，本发明的目标是通过用于无线通信网络中的信号处理的方法来实现的，该方法包括以下步骤：

[0021] a) 在时域中对输入信号进行上采样；

[0022] b) 通过将经上采样的输入信号与第一内插滤波器相乘来对经上采样的输入信号进行循环卷积；

[0023] c) 对经循环卷积的输入信号进行相位旋转，从而产生输出信号；

[0024] d) 在时域中对输出信号进行上采样；

[0025] e) 通过将经上采样的输出信号与第二内插滤波器相乘来对经上采样的输出信号进行循环卷积；

[0026] f) 对经循环卷积的输出信号进行相位旋转。

[0027] 因而，根据本发明的方法既可以在频域中实施，又可以在时域中实施。

[0028] 此外，本发明的另一方面涉及用于无线通信网络中的信号处理的计算机程序，所述计算机程序包括用于执行以下操作的指令集：

[0029] a) 对信号执行从时域到频域的离散变换；

[0030] c) 在频域中对经频率变换的信号进行扩展；

[0031] d) 绕至少部分可用带宽对经频率变换的信号进行循环移位；以及

[0032] e) 将经如此频移的信号从频域变换回时域。

[0033] 根据本发明的又一变型，本发明涉及一种计算机程序，包括用于执行以下操作的指令集：

- [0034] a) 在时域中对输入信号进行上采样；
- [0035] b) 通过将经上采样的输入信号与第一内插滤波器相乘来对经上采样的输入信号进行循环卷积；
- [0036] c) 对经循环卷积的输入信号进行相位旋转，从而产生输出信号；
- [0037] d) 在时域中对输出信号进行上采样；
- [0038] e) 通过将经上采样的输出信号与第二内插滤波器相乘来对经上采样的输出信号进行循环卷积；
- [0039] f) 对经循环卷积的输出信号进行相位旋转。
- [0040] 借助详细描述和附图，本发明将会被更加容易地理解。
- [0041] 附图简述
- [0042] 图 1 图示了根据 3G LTE 上行链路的所设想的已知 DFT-S-OFDMA (离散傅里叶变换扩展正交频分多址) 方案。
- [0043] 图 2 图示了本发明的基本原理。
- [0044] 图 3 更为详细地图示了图 2 中的基本原理。
- [0045] 图 4 图示了根据本发明的发射机设备。
- [0046] 图 5 表示实施本发明一个实施例的发射机的框图。
- [0047] 图 6 是具有覆盖不同可用带宽量的滤波器的两个发射机的图示。
- [0048] 图 7 图示了无线通信网络中的分割损失。
- [0049] 图 8 图示了本发明的第二实施例。
- [0050] 图 9 图示了应用于重叠小区的图 7 中的本发明的第二实施例；
- [0051] 图 10 表示根据本发明的第一实施例的方法的仿真结果。
- [0052] 图 11 表示根据本发明的第二实施例的方法的仿真结果。
- [0053] 图 12 表示根据本发明的第三实施例的方法的仿真结果。
- [0054] 图 13 表示根据本发明的第四实施例的方法的仿真结果。
- [0055] 图 14 更为详细地表示根据本发明的第四实施例的方法的仿真结果。
- [0056] 优选实施例的详细说明
- [0057] 图 2 图示了根据本发明的一个实施例的 DFT 扩展 OFDMA 信号的循环回绕 (wraparound)。
- [0058] 由实心垂直条和空心垂直条组成的块表示被表示为可用频谱的可用带宽，而实心垂直条和空心垂直条分别表示已分配的子载波频率和未分配的子载波频率。
- [0059] 例如，所描述的用户可以被分配在频谱起始处的子载波频率，如最上面的块中的实心垂直条 200 所示。
- [0060] 此外，被分配给用户的 N_{data} 子载波频率在可用频谱中可向上移动，如第二块和第三块中的实心垂直条 210 和 220 所示。通过将分配给不同用户的子载波移位不同的量，我们能够获得相同小区中同时进行传送的用户之间的正交性。
- [0061] 最后，使用 DFT 的周期性和对称性，通过执行所谓的频域循环回绕 (如实心条 230 和指向可用频谱的左侧边缘的箭头所示)，用户可以被分配以处于可用频谱边缘的子载波频率。
- [0062] 尽管在整个频带上进行循环回绕在理论上是可能的，但是由于实际原因，仅在部

分可用带宽上执行循环回绕。

[0063] 其原因之一是：IFFT 中的过采样大大简化了通过数模转换器将信号从数字域转换至模拟域的步骤。出于这个原因，使用包含比用于传送数据的子载波数目更多的采样的 IFFT 是有益的。所产生的由 IFFT 所执行的过采样放宽了对数模转换器单元内所使用的重建滤波器的要求。此外，例如在数字和 / 或模拟域中执行某些额外的滤波以确保所产生的信号适合于特定频谱罩 (spectrum mask) 也是很普遍的。因为需要滤掉来自于频谱低端部分和高端部分的旁瓣，所以仅仅通过在最后所用的子载波之后插入多个零 (N_{last}) 来在 IFFT 中执行过采样是不够的，而是通常还在第一个所用的子载波之前插入多个零 (N_{first})。最后，在从模拟基带信号到期望射频上的信号的上变频中，载波频率分量中的某些干扰分量会泄漏到第 0 号子载波（即 DC 子载波）中，这会使得该子载波无法用于数据通信。当对所接收到的信号执行从射频至基带的下变频、基带接收机滤波以及模数转换的相应步骤时，类似的问题还存在于接收机中。

[0064] 由于上述原因，难以将数据信号在整个可用带宽上展开 (span)。换句话说，IFFT 包含比所用子载波数目更多的输入。

[0065] 在 IFFT 所展开的部分带宽上执行循环频移的另一原因是：对于 LTE 上行链路而言，控制信道 (3GPP 技术中的 PUCCH 或物理上行链路控制信道) 位于上行链路传输频带的高端边缘和低端边缘。共享数据信道 (物理上行链路共享信道或 PUSCH) 位于频谱中剩余的中间部分。为了避免资源分割，当第一用户被分配以 PUSCH 频带中间的资源时，如果能够在剩余 PUSCH 资源上执行循环频移，则第二用户可以被分配以所有剩余资源。因而，所有剩余资源能够被分配给第二用户，并且能够避免与控制信道的重叠。

[0066] 在 IFFT 所展开的部分带宽上执行循环频移的另一原因是：其实现了与频率相关的调度，该调度的目标是为具有大频率分配的用户利用无线电信道的多径衰落变化。如果用户被分配以小带宽，则调度器 (scheduler) 能够在频域中将该用户置于连续资源上，其中瞬时信道条件是有利的。尽管如此，如果用户带宽远远大于信道的相干带宽，则任何连续信道分配都会包括优质资源和劣质资源。通过在部分带宽上进行循环回绕，将一个用户分配至两个连续资源集是可能的，这两个连续资源集都具有有利的无线电条件、但在频率上不相邻。根据所述发明，数据符号此后被循环映射至频率资源。在该实施例，在其上执行循环频移的带宽的“用户部分”对应于一个单一用户所使用的总带宽。同时被调度的其他用户可以在某些其他带宽上执行循环频移。

[0067] 因此，与图 2 形成对照，图 3 图示了部分带宽上的循环频移。此处，可以被插入到 IFFT 中的符号 300 的总数被分为第一数目的零值符号 310、在其上可以对不同用户的资源分配进行循环移位的多个符号 330、以及第二数目的零值符号 350。与一个用户相对应的被循环移位的资源分配现在可以由位于所使用的 IFFT 输入符号 330 的高端的第一部分 340 和位于所使用的 IFFT 输入符号 330 的低端的第二部分 320 组成。由于前述实施特定的原因（即发射机侧 D/A 转换、基带滤波和到 RF 的上变频），在该方案中插入零值 310 和 350。图 3 中的循环频移是在 IFFT 330 的已用部分上执行的。尽管循环频移之后，没有在毗邻子载波集上执行所产生的映射，但是这事实上产生仍具有单载波属性的信号。下文中将更为详细地对其进行解释。

[0068] 图 4 图示了根据本发明的一个实施例的发射机设备 400。应当指出的是，发射机设

备 400 可以包括基站收发机,还可以包括用户终端。

[0069] 在该实例中,发射机设备 400 包括用于无线通信网络中的通信的接收机 / 发射机组合 410。接收机 / 发射机组合 410 的一个功能可以是在无线通信网络中从用户终端接收关于信道质量的报告,诸如所谓的 CQI 报告(信道质量指示器报告)。根据这些报告,发射机设备 400 于是可以为每个用户终端分配适当量的带宽。这对于其中发射机设备 400 是基站收发机的情况是适用的。

[0070] 此外,发射机设备 400 还包括离散变换单元 420,后者负责通过对进入信号执行例如 DFT(离散傅里叶变换)来执行输入信号从时域到频域的变换。当然,可以对进入信号执行其他类型的变换,诸如 FFT、离散余弦变换以及其他变换,只要这些变换在本质上是循环的。此处的要点是使用循环离散变换将信号变换至频域中。

[0071] 此外,收发机设备 400 还包括扩展单元 430,后者用于在频域中对经频率变换的信号进行扩展。扩展也可以通过块重复或其他手段来实现。

[0072] 发射机设备 400 还包括频移单元 440,后者的任务是对经扩展和频率变换的信号执行循环频移。这仅仅是使用离散频率变换的循环特性对经频率变换和扩展的信号进行频移,其中,经移位的子载波频率中的一些将会作为第一、第二、第三载波等等出现在频谱的左侧边缘。将再出现在左侧边缘的载波频率的数目仅取决于频移的大小。由单元 440 所执行的循环回绕的优势是:用户终端可以被分配以可用带宽的一部分而不对其进行分割。因而,可以将其他用户终端分配至可用带宽的剩余部分。利用已知技术是不可能实现这一点的,在已知技术中,已被分配至可用带宽的中间部分的用户终端引起带宽分割,这使得其他用户终端难以使用剩余带宽。

[0073] 例如根据图 3 中所描述的方案,频移单元 440 还可适于通过在第一和第二所用载波频率之前和之后插入多个零值来对经频率变换的信号进行过采样。以这种方式,由于先前图 3 中的描述中所详述的原因,经频率变换的信号将更易于从数字域转换到模拟域。

[0074] 此外,发射机设备 400 还包括时间变换单元 450,后者适于利用循环回绕将经频移的信号变换回时域。通常,发射机设备 400 将会适于对经频移的信号执行时间变换,所述时间变换使用与离散频率变换单元 420 所执行的频率变换相逆的变换。

[0075] 可选地,发射机设备可以包括频率同步单元 460,后者负责为由频移单元 440 所处理的上述频率信号执行诸如跳频之类的任务。频率同步单元 460 此处可适于将循环频率回绕与其他发射机设备中的其他频率同步单元进行同步。各种发射机设备中所使用的这些频率可以是预先配置的(在这种情况下,频率同步单元 460 将不是必需的)或者由频率同步单元 460 经由发射机 / 接收机组合 410 传送至其他发射机设备。以这种方式,降低了同时使用相同频谱的两个发射机设备的风险,并且由此减少了所引起的干扰。

[0076] 此处应当意识到,在上述实例中,适于在频域中执行上述信号操作的发射机设备 400 的单元也可适于在时域中执行等效操作。

[0077] 在这种情况下,变换单元 420 可以执行从时域到频域的信号变换,或反之亦然,而逆变换单元 450 可以执行相同操作但是作为逆变换操作执行。尽管如此,对于时域实施,如果信号已经在时域中,则可能不需要变换和逆变换单元 450。

[0078] 扩展和移位单元 430、440 在时域中可以被实现为执行等效于频域中的循环频移的信号操作的第一和第二扩展、卷积和乘法单元(未示出)。于是第一和第二扩展单元可

适于执行第一和第二上采样,而第一和第二卷积单元可适于执行第一和第二循环卷积。此外,第一和第二乘法单元可适于执行第一和第二相位旋转。此处将不会详细描述这些相应操作,原因是假定对已阅读本发明的公开的本领域技术人员而言,这些操作都是已知的。此外,同步单元 460 还可以执行等效于频域中的频率同步的时间同步。

[0079] 图 5 描绘了示出根据本发明的一个实施例的图 4 中的发射机所执行的方法步骤的框图。

[0080] 通过使用 DFT 变换,多个数据符号 N_{data} 在步骤 500 中被变换到频域中。在步骤 510,通过使用例如块重复,经 DFT 变换的 N_{data} 符号在带宽上被扩展。因而,符号数目从原始的 N_{data} 符号数目增加到 N_{used} 符号数目。此后,在步骤 520,对刚被扩展的 N_{used} 符号执行频域滤波。至此,所执行的步骤与所提出的 DFT-S-OFDM 方法中所执行的步骤相同。

[0081] 尽管如此,在步骤 530,对经滤波的数目为 N_{used} 的数据符号执行循环频移,从而避免了对剩余可用带宽的分割。

[0082] 接下来,在步骤 540,在第一和第二所用载波频率之前和之后插入数目为 N_{first} 和 N_{last} 的零值,并且对数目 N_{ifft} 的数据符号执行 IFFT 变换操作。注意,理论上, N_{first} 和 N_{last} 这二者都可以等于零,但是由于实际实施原因,本发明的优选实施例是当 N_{first} 和 N_{last} 都大于零的情况。

[0083] 最后,在经如此循环移位和填零的子载波被连续映射到 IFFT 中之后,生成了连续比特流,此后在步骤 550,CP 被追加至该连续比特流。

[0084] 注意到,并非所有 UE (用户设备) 都能够执行频域回绕。一个明显的要求是:UE 具有覆盖整个可用带宽的发射机滤波器。在图 6 中所示的实例中,示出了具有覆盖整个带宽的传输滤波器的用户 600 和具有仅覆盖总可用系统带宽的一半的传输滤波器的两个用户 610、620。因而,被设计成向这些用户分配资源的调度器必须知晓哪些 UE 能够执行循环频域回绕 (600) 以及哪些不能 (610、620)。

[0085] 应当理解到,可以在时域中通过等效操作来同样地执行图 5 中所执行的操作,原因是例如频域中的操作在时域中总有等效操作,反之亦然。因而,例如,与图 5 中的步骤 510 中所执行的带宽扩展等效的时域中的操作将会是在时域中对数据符号进行的上采样。在时域中这将被必须被执行两次。步骤 520 处的频率滤波可以通过时域中的对应滤波来等同。同样,图 5 中的步骤 530 处的循环频移可以通过利用内插滤波器进行的相应的循环卷积以及后续相位旋转 (借助在第一级与矢量向量相乘加上在第二级进行循环卷积和相位旋转) 来等同。

[0086] 图 7 描绘了在由块 740 和 750 的宽度所表示的两个帧 (frame) 上有全带宽能力的 UE 700 和两个有半带宽能力的 UE 710、720 之间的比较。

[0087] 以附图标记 730 描绘的可用带宽部分表示用于未被调度以在此帧中传送数据的用户的上行链路控制信令所需的控制资源。

[0088] 在最左侧的图 740 中,如果在频带中间存在例如来自于未被调度的 UE 的用于上行链路控制信令的分配,则有全带宽能力的 UE 可以填充剩余资源。

[0089] 与之对照,我们发现在最右侧的图 750 中的情况是被调度的用户 710、720 不能在整个系统带宽上传送。在这种情况下,如果用户 720 有更多数据要发送以及有足够可用发射功率来利用更大的资源分配,则将会发生分割损失 760。

[0090] 可以通过简单改变我们将哪个 N_{used} 子载波的索引定为零来实现上行链路跳频。图 8 中示出其例子,其中灰色条表示上行链路控制资源 800。此外,附图标记 810 描绘了子帧 2 和 5 中的子载波零参考索引,而附图标记 820 和 830 描绘了其在子帧 3 和 6 和 1 和 4 中的位置。附图标记 840 表示了一个子帧的长度,而附图标记 850 和 860 分别表示一个 TTI (传输时间间隔) 和一个跳频图案 (pattern) 周期的长度。

[0091] 假设上行链路控制资源 800 和所调度的资源 (未示出) 这二者在频率上来回跳跃。还假设在这个实例中,用于没有上行链路数据的 UE 的 ACK/NACK/CQI (确认 / 否定确认 / 信道质量指示器) 信令的上行链路控制资源开始于相对索引 0。这些控制资源 800 被示意性地画为砖状图案,而被调度数据可用的资源以白色显示。

[0092] 尽管如此,使控制资源 800 被锁定至某些频率并仅在被调度资源上执行跳频是同样可能的。

[0093] 跳频是一种处理小区间干扰的简单且高效的方法。通过在相邻小区中选择不同跳频图案,可以实现小区间干扰的随机化。跳频图案可以是正交的,在这种情况下,它们基本上从不重叠,或者它们也可以是具有低重叠概率的伪随机的形式。

[0094] 尽管如此,本发明考虑了一些更为高级的小区间干扰协调 (ICIC) 方案。例如,可以在相邻小区中使用相同的跳频图案,并且可以为每个干扰小区选择不同的频率偏移。通过以同步方式进行跳频,确保了对一个相关子载波的干扰在整个跳频图案周期上变得可预测。因此,链路适配和调度可适用于当前干扰情形。

[0095] 在经调度的上行链路情形中,这尤其具有吸引力,原因是为所有用户获得信道质量知识是很昂贵的。通常,为支持信道相关的调度,将需要每个用户在整个带宽上发送周期性探测 (sounding) 信号,以使得基站可以为每个用户估计整个带宽上的信道质量。该知识可以被基站使用以便执行信道相关的调度和链路适配。尽管如此,因为用户必须被分配至循环连续的子载波,所以在没有大量具有小资源分配的用户的情况下,难以获得任何多用户分集增益。而且因为大量用户产生消耗了大部分上行链路容量的大量上行链路信道探测传输,所以不可能剩下任何真正的增益。

[0096] 尽管如此,如果我们在上行链路上使用跳频,则链路适配不必遵从快速衰落,而是其能够调整至慢变路径增益和不同子载波上所接收到的不同的小区间干扰。在没有任何来自于 UE 的信道探测信号的情况下,能够由基站来估计小区间干扰,并且上行链路上的慢变路径增益能够例如被近似为等于下行链路上的路径增益。因而,可以利用同步循环跳频,根据频率相关的小区间干扰来执行对链路适配的调度。

[0097] 在上行链路中,小区边缘的用户在相邻小区中引起最多干扰。他们通常也是受功率限制的,并且因此通常不能使用全带宽。因此,在每个小区中从相对资源索引零开始向小区边缘用户分配资源是可能的。并且如果在干扰小区中,相对索引零是不同的,则确保小区边缘用户不会在相同资源上相互冲突。下面的图 8 中示意性地描述了这种情况。

[0098] 图 9 图示了在相邻小区中利用了同步循环跳频和不同初始偏移的小区间干扰协调。

[0099] 小区 1920 的初始偏移被描绘为 900,而小区 2930 的初始偏移 910 被描绘为 910。第一用户位于小区 1920 的边缘并由小区 1920 中的网格线区域描绘,而第二用户位于小区 2930 的边缘并由小区 2930 中的阴影区域描绘。

[0100] 因为这两个用户都位于小区 1 和 2 (920、930) 的边缘,所以可能发生来自第一用户和第二用户的干扰。因此,来自于小区 1920 中的第二用户的干扰由灰条区域描绘,而来自于小区 2930 中的第二用户的干扰由小区 2930 中的编结 (knitted) 区域描绘。

[0101] 小区 920、930 中的每个小区中的每个用户的上行链路控制资源由砖状区域表示。

[0102] 在图 9 中,我们看到以小区 2930 中的阴影线标示的来自于第二用户的干扰在跳频期间处于小区 1920 中的相同相对位置。注意,是循环频率回绕使其得以实现。

[0103] 在每个小区中,小区边缘用户位于相同相对频率位置以避免冲突。此外,出于切换原因用户终端无论如何都需要执行的相邻小区中的路径增益测量能够被用于提供有关相邻小区中所引起的干扰级别的良好指示。因为跳频有效地在快速衰落上提供了分集,所以我们能够将由一个小区中被调度的用户所引起的干扰近似为所发射的功率级别乘以到相应被干扰小区的路径增益。该信息也可以被用于调度决策,并且例如,我们可能想要确保我们对用于相邻小区中的控制信令的资源所引起的干扰低于阈值。

[0104] 在图 10 中,我们看到当所用符号的数目等于 IFFT 输入的数目时 (即当 $N_{\text{used}} = N_{\text{ifft}}$ 时) 的循环频移的简单实例。图 10 中的曲线图将来自于 IFFT 变换的输出示为幅度 1000 与时间 1010 的关系图,其中四个输入数据符号 ($N_{\text{data}} = 4$) 1050 被过采样成 64 个被 IFFT 变换到时域中的数据符号 ($N_{\text{used}} = 64$)。经采样的原始数据点是由附图标记 1050 所表示的 $X = [1-111]$ 。此外,具有附图标记 1040 的曲线是在频率边缘回绕的曲线,原因是其循环频移了 62 个子载波。图 10 还示出了曲线 1020 和另一曲线 1030,其中曲线 1020 是经 IFFT 变换而没有进行循环频移的曲线 (注意,通过类 $\text{sinc}(\sin(x)/x)$ 函数对原始数据采样进行内插),而曲线 1030 在频率中被移位了 8 个子载波。

[0105] 在图 11 中,我们看到当所用符号的数目小于 IFFT 输入的数目时 (即当 $N_{\text{used}} < N_{\text{ifft}}$ 时) 的循环频移的简单实例。如图 10 中的先前实例中那样,曲线表示 IFFT 输出,其中它们的幅度 1100 被示为时间 1110 的函数。在所图示的实例中,原始数据采样 1150 与图 9 中的实例中的数据采样相同,即 $X = [1-111]$,这意味着数据采样的数目为 $N_{\text{data}} = 4$,而所用于子载波符号的数目为 $N_{\text{data}} = 60$ 。此外,在第一所用载波 (未示出) 之前所输入的零的数目为 $N_{\text{first}} = 2$,而在第二所用载波 (未示出) 之后所输入的零的数目也为 $N_{\text{last}} = 2$ 。此外,IFFT 输入的数目为 $N_{\text{ifft}} = 64$ 。

[0106] 在这个实例中,以附图标记 1140 描述的曲线在频率边缘被回绕,并且被循环频移了 58 个子载波。我们注意到,我们仍有在采样实例中等于数据点 $[1-111]$ 的信号。附图标记为 1120 和 1130 的曲线表示经 IFFT 变换的信号,它们分别被循环移位了 0 个子载波和 8 个子载波。注意,通过在第一所用数据子载波之前插入 $N_{\text{first}} = 2$ 个零值采样,曲线 1120 实际上被频率平移 (translate) 了两个子载波。看起来,在 N_{used} 个数据子载波边缘被循环回绕的曲线 1140 具有比非回绕曲线 (附图标记为 1120 和 1130 的曲线) 略大的包络变化 (envelope variation)。原因是:曲线 1140 实际上被过采样和频率平移了两次,而非回绕曲线可被视为是仅具有单个过采样和频率平移步骤。当在图 5 的步骤 510、520 和 530 中从 N_{data} 个采样扩展为 N_{used} 个采样时,发生第一过采样和频率平移。第二过采样和频率平移步骤发生在 IFFT 540 中,其中信号被从 N_{used} 个采样扩展为 N_{ifft} 个采样,并且通过在第一所用数据子载波之前插入 N_{first} 个零而引入了额外的频移。尽管如此,在当不存在频率回绕时的情况下 (即对于曲线 1120 和 1130 而言),这两个连续过采样和频率平移步骤能够被合并为

一个单一过采样和频率平移步骤。因为每个过采样步骤引入了一些包络变化（由所产生的内插函数的类 sinc(sinc-like) 的形状所引起），所以对于经循环频率回绕的曲线 1140 我们获得了稍大的包络变化。图 12 和 13 中将进一步研究该效应。

[0107] 在图 12 中，我们示出了使用 QPSK 调制时的包络分布。此处，我们看到所产生的经循环回绕 (CW) DFT-S-OFDM 的信号绝对幅度大于值 1210 的概率 1200。在图 12 中，CW-DFT-S-OFDM 信号的平均功率被归一化为 1。此时数据采样的数目为 $N_{\text{data}} = 72$ ，其对应于当使用均由 12 个子载波组成的 6 个资源块时的情况（资源块的大小与当前为 3GPP 中的 LTE 上行链路所假设的数字一致）。此外，可用子载波的数目 N_{used} 等于 300，并且 IFFT 的长度为 $N_{\text{ifft}} = 512$ ，并且 $N_{\text{first}} = N_{\text{last}} = 106$ 。原始数据采样取自经随机 QPSK 调制的数据并且在 10000 个 CW-DFT-S-OFDM 符号上收集统计数据。可以看到，曲线 1230（其中执行了 280 个子载波的循环频移）示出了比未在 N_{used} 频率边缘（循环移位 0 用于 1240）回绕的曲线 1240 略大的包络变化。作为参考，黑的虚曲线 1250 示出了具有相同参数的 OFDM 的包络分布。我们看到，CW-DFT-S-OFDM 的包络变化明显低于 OFDM 的包络变化。

[0108] 在图 13 和 14 中，研究了包络分布是如何随循环移位的大小而变化的。在这些图中，原始数据符号的数目为 $N_{\text{data}} = 12 \times 6 = 48$ ，而所用数据符号的数目为 $N_{\text{used}} = 300$ 。在第一所用子载波之前所插入的零的数目是 $N_{\text{first}} = 106$ ，并且在第二所用子载波之后所插入的零的数目是 $N_{\text{last}} = 106$ 。IFFT 输入的数目为 $N_{\text{ifft}} = 512$ ，其中所采样的原始数据是经 QPSK 调制的，并且其中已经在 10000 个符号上收集了统计数据。与图 12 中的曲线类似，所示出的图是经 IFFT 变换的信号，其中示出经 CW-DFT-S-OFDM 调制的信号的绝对幅度大于值 1310 的概率 1300。

[0109] 图 13 中浅灰色曲线 1320 表示小于或等于 $N_{\text{used}} - N_{\text{data}}$ 的频移，即当没有发生循环频率回绕时的情况。黑色曲线 1330 表示当发生频率回绕时的情况。我们看到，当我们对频率进行回绕时，一个小小的不利结果是包络变化增加。

[0110] 在图 14 中，其展示了包络变化是如何随着循环频移的大小而变化的。图 14 中的框中从上到下所列出的曲线示出了以不同概率经 CW-DFT-S-OFDM 调制的信号的信号包络，即从 10^{-1} 1420 下至 10^{-6} 1470。图 14 中的值能够直接与图 12 中所示出的值进行比较。

[0111] 最后应当提到的是，图 5 中所描述的方法步骤以及图 7 和 8 中所图示的以及先前所解释的跳频可以由图 4 中的终端设备 400 内执行的计算机程序来实现。尽管如此，计算机程序也可以被存储在终端设备 400 的存储器（未示出）中或在 ASIC（专用集成电路）上执行。

[0112] 在阅读以上公开之后，本领域内的技术人员很可能想到本发明的其他实施例。最终，本发明的范围仅由所附权利要求来限定。

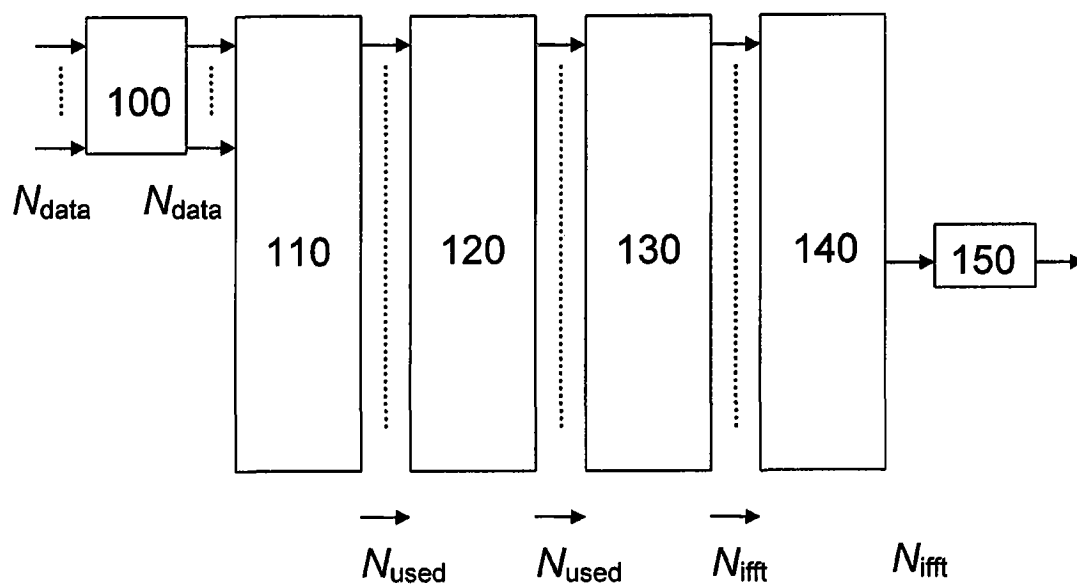


图 1

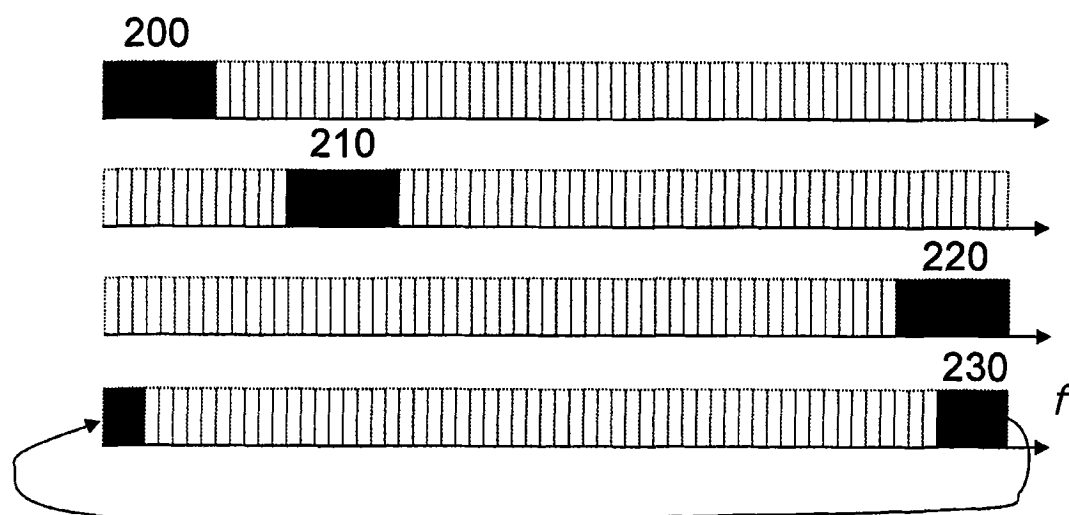


图 2

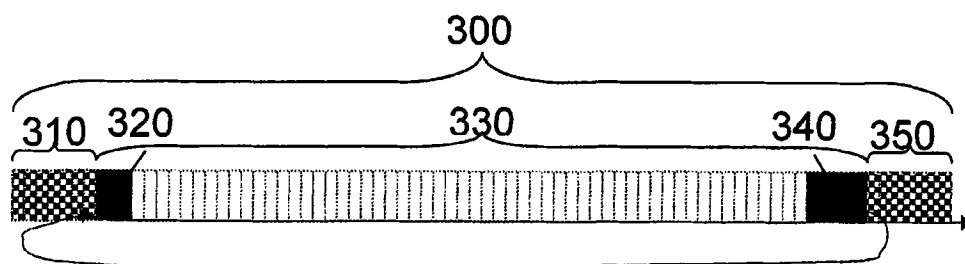


图 3

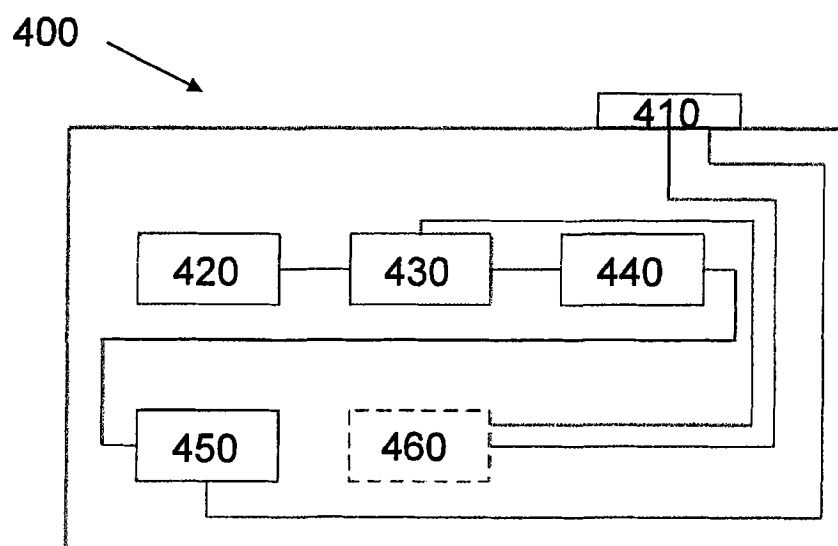


图 4

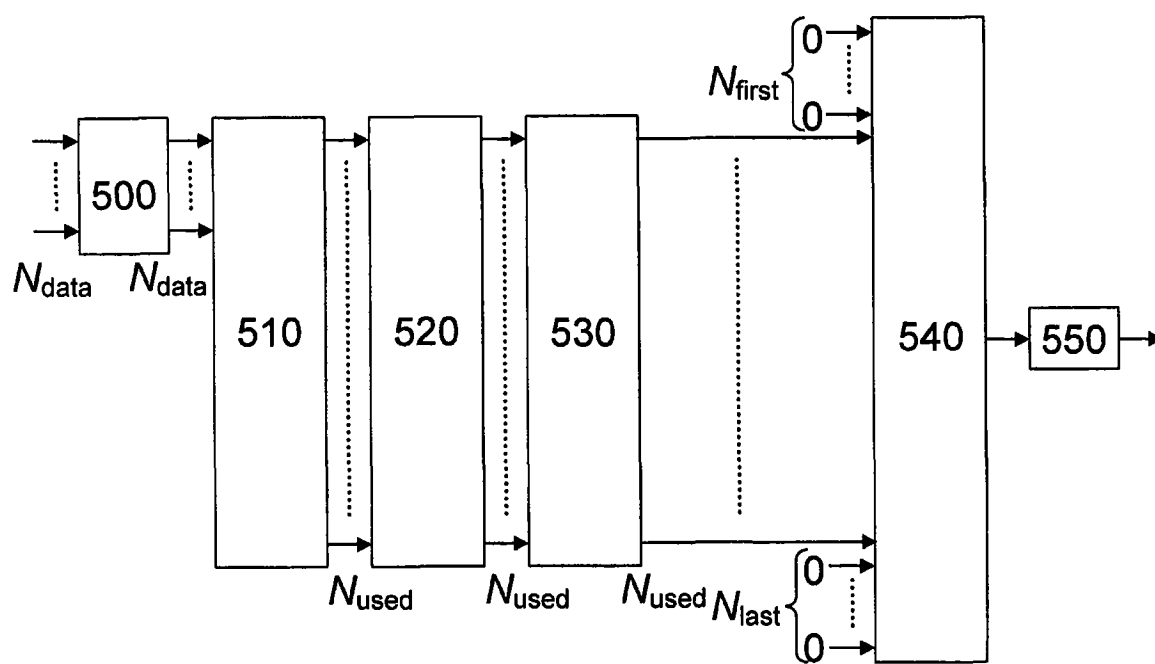


图 5

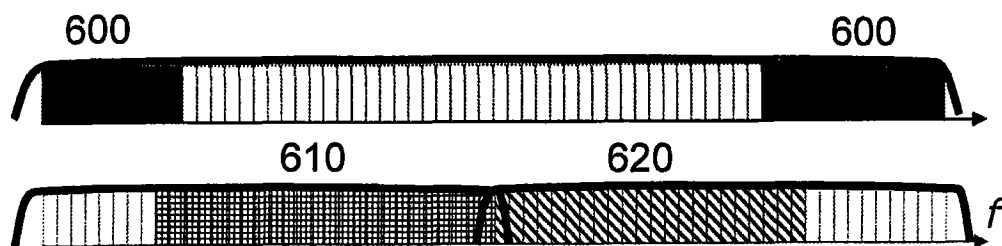


图 6

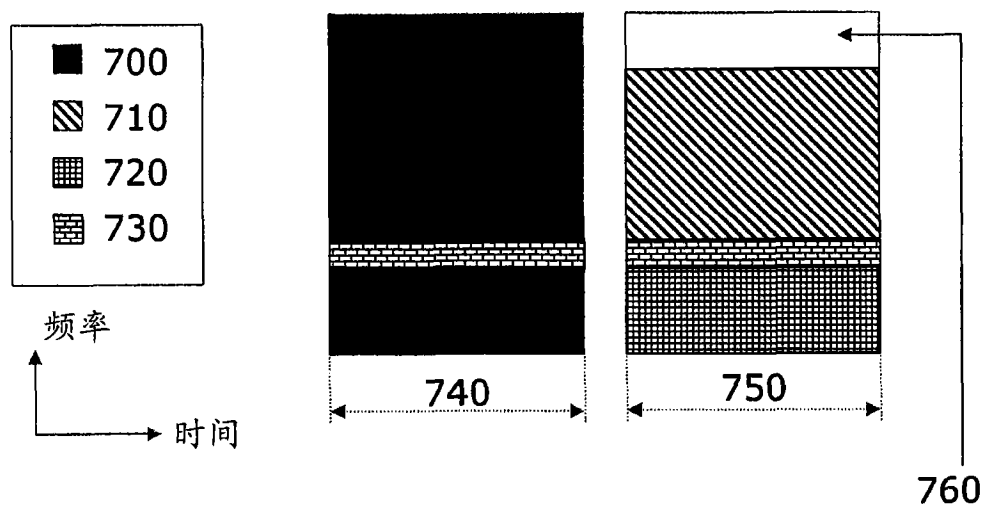


图 7

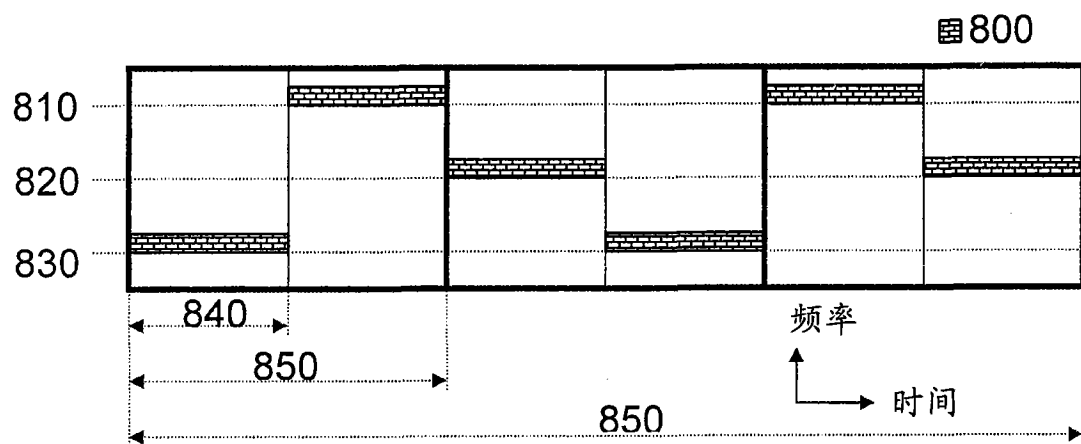


图 8

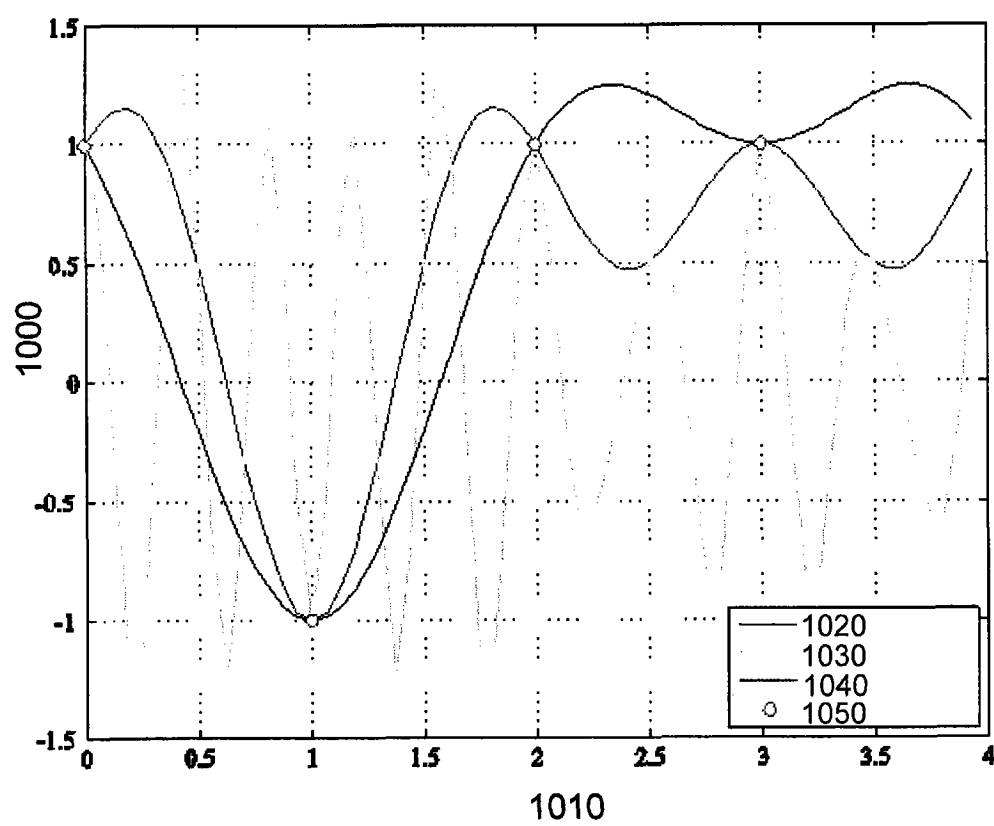


图 10

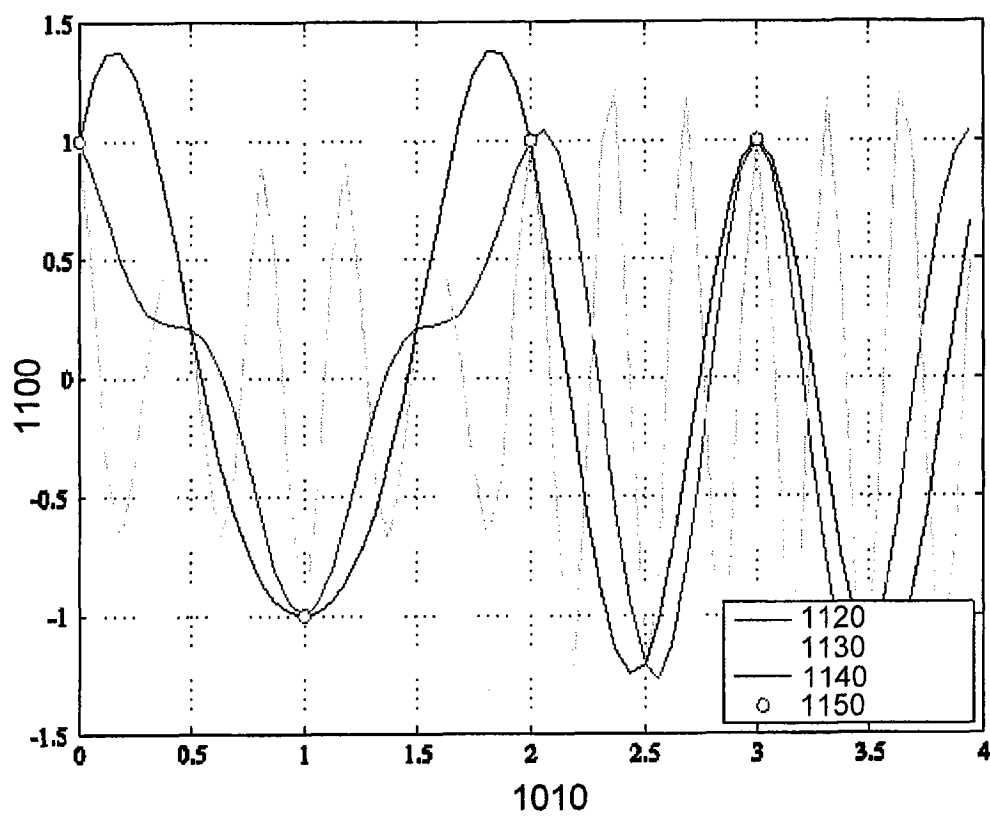


图 11

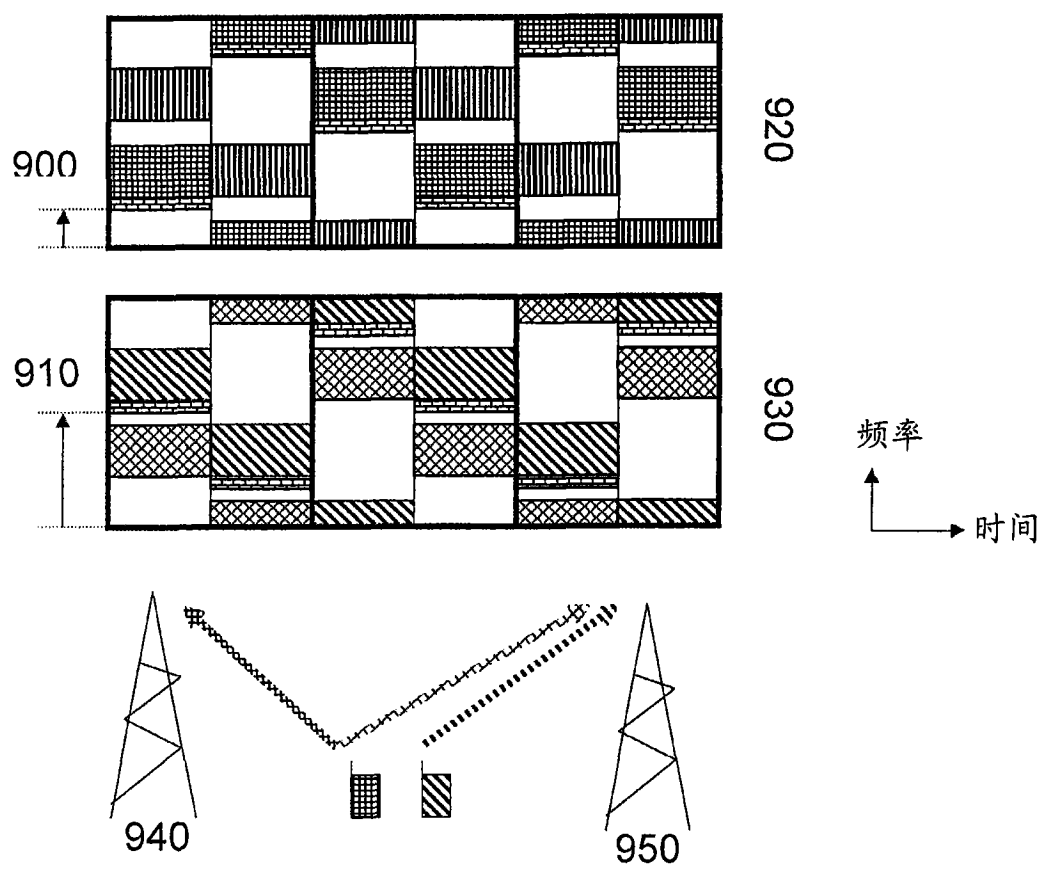


图 9

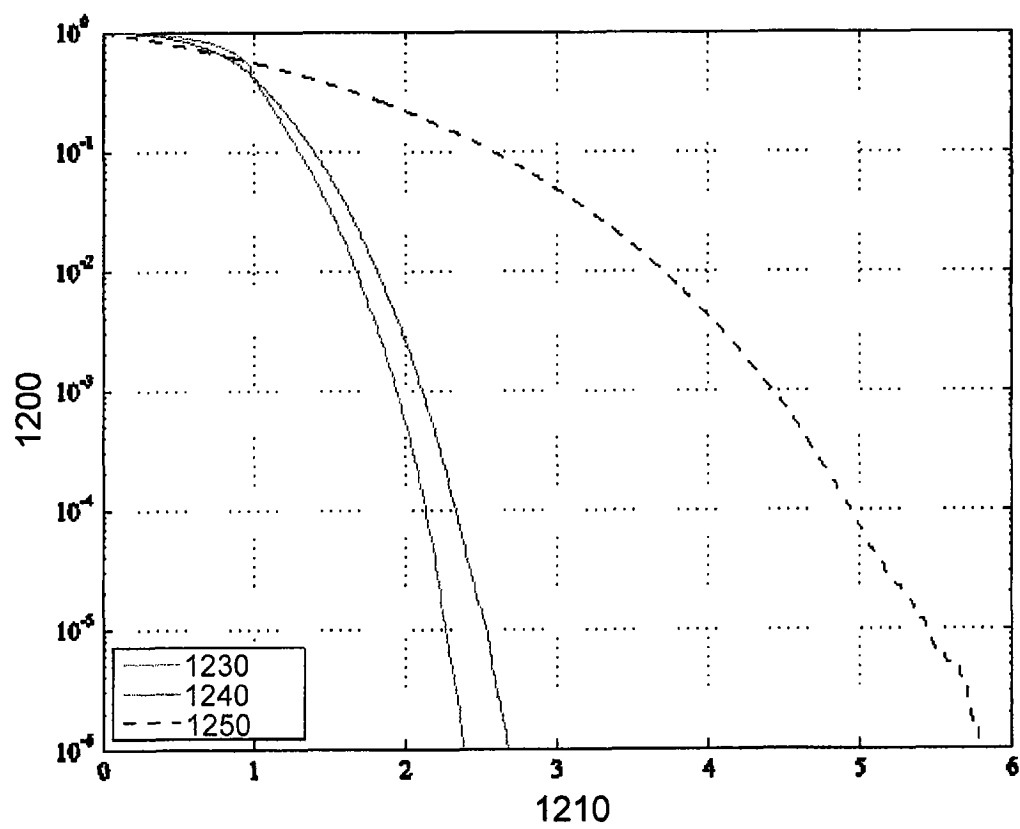


图 12

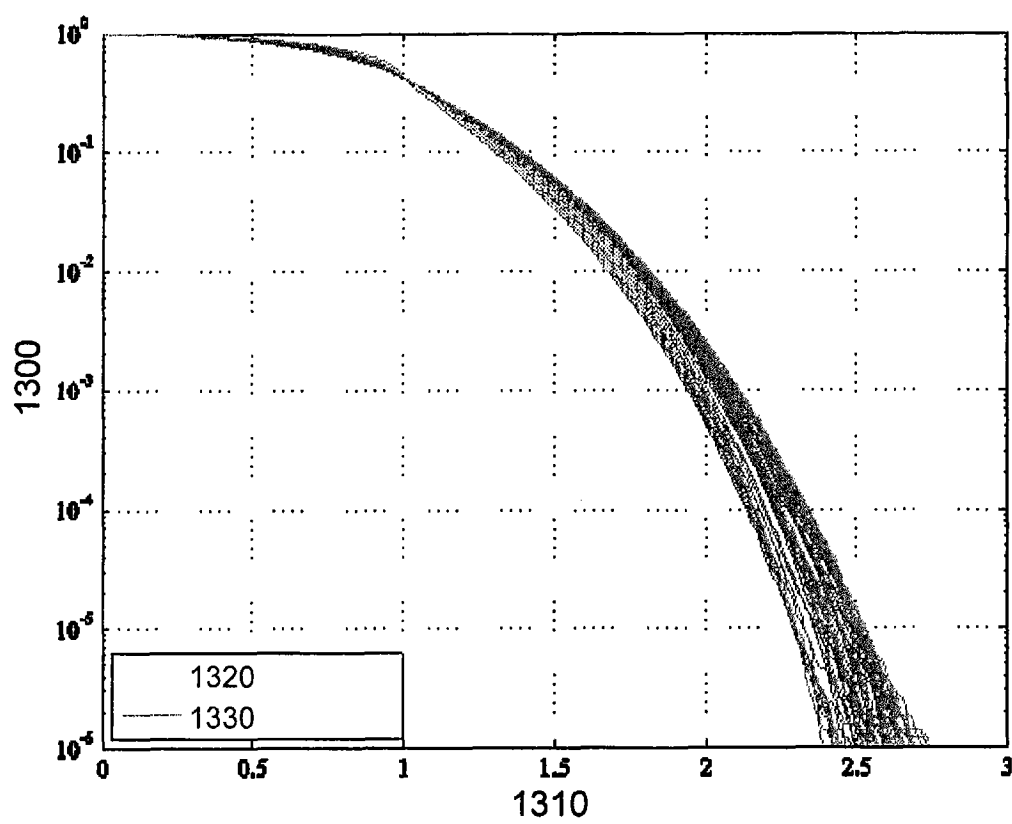


图 13

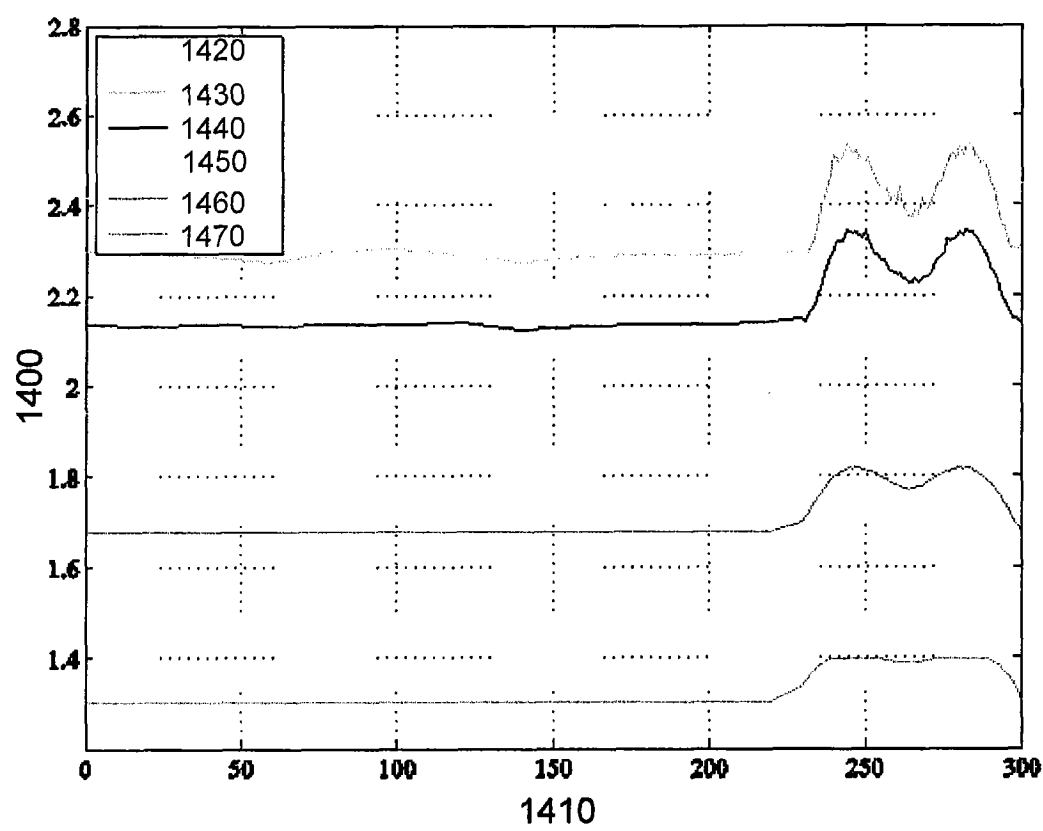


图 14