



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101299742 B

(45) 授权公告日 2010.12.01

(21) 申请号 200810094496.8

(22) 申请日 2008.04.30

(30) 优先权数据

0701056.4 2007.05.02 SE

(73) 专利权人 华为技术有限公司

地址 518129 广东省深圳市龙岗区坂田华为  
总部办公楼

(72) 发明人 布兰尼斯拉夫·波波维奇

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006.01)

(56) 对比文件

Helsinki.Cell-specific signals for initial synchronization and cell identification.《3GPP TSG RAN WG1 LTE Ad Hoc: Cell-specific signals for initial synchronization and cell identification》.2006,

Helsinki.Cell-specific signals for initial synchronization and cell

identification.《3GPP TSG RAN WG1 LTE Ad Hoc: Cell-specific signals for initial synchronization and cell identification》.2006,

审查员 王志伟

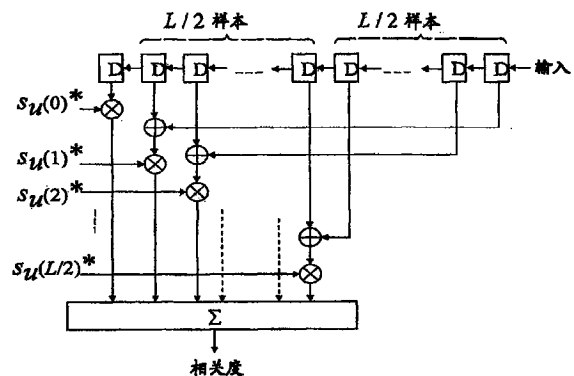
权利要求书 3 页 说明书 9 页 附图 4 页

(54) 发明名称

一种在通信系统中建立同步信号的方法和装置

(57) 摘要

本发明涉及一种在通信系统中建立同步信号的方法,包括:定义一组离散傅立叶频率系数;将所述一组离散傅立叶频率系数变换为离散时间系数;将所述离散时间系数作为所述通信系统中的同步信号。根据本发明实施例,信号的对称性被充分利用。较佳地,在传输中没有使用中心频率,也就是 DC 载波。本发明还涉及通信系统中的发射机和接收机。



1. 一种在通信系统中建立用于传输的同步信号的方法,包括:

定义一组离散傅立叶频率系数;

将所述一组离散傅立叶频率系数变换为离散时间系数;

将所述离散时间系数作为所述通信系统中的同步信号;

其特征在于,所述一组离散傅立叶频率系数通过将中心对称数列映射到离散傅立叶频率系数获得,所述中心对称数列是由打掉奇数长度  $L+1$  的 Zadoff-Chu 序列中的中心元素得到。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述一组离散傅立叶频率系数为一组中心对称的傅立叶频率系数。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述一组离散傅立叶频率系数的 DC 载波为零。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述映射按下式进行:

$$H_u(l) = \begin{cases} 0, & l = 0 \\ d_u \left( l + \frac{L}{2} - 1 \right), & l = 1, 2, \dots, \frac{L}{2} \\ d_u \left( l - N + \frac{L}{2} \right), & l = N - \frac{L}{2}, \dots, N - 1 \\ 0, & \text{其它情况} \end{cases}$$

其中  $d_u(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, L-1$  为所述数列,  $L$  为所述数列  $d_u(n)$  的长度,  $H_u(l)$ ,  $l = 0, 1, \dots, N-1$  为所述离散傅立叶频率系数,  $N = L+1$  为所述离散傅立叶频率系数  $H_u(l)$  的个数。

5. 如权利要求 4 所述的方法,其特征在于,所述数列  $d_u(n)$  的长度为  $L$  且满足  $d_u(n) = d_u(L-1-n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, L/2-1$ 。

6. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述中心对称的数列  $d_u(n)$  通过打掉奇数长度  $L+1$  的 Zadoff-Chu 序列中的中心元素得到,所述  $d_u(n)$  由下式给出:

$$d_u(n) = \begin{cases} W_{L+1}^{un(n+1)/2}, & n = 0, 1, \dots, L/2-1 \\ W_{L+1}^{u(n+1)(n+2)/2}, & n = L/2, \dots, L-1 \end{cases}$$

其中,  $W_N = \exp(-j2\pi/N)$ ,  $N$  为正整数,  $N = L+1$ 。

7. 如权利要求 1 或 6 所述的方法,其特征在于,所述中心对称数列为扣掉中心元素的 Zadoff-Chu 序列,该 Zadoff-Chu 序列具有如下三个所表示的根序列中的任意一个  $u$ ,  $u = u_1$ ,  $u = u_2$  或  $u = u_3$ 。

8. 如权利要求 7 所述的方法,其特征在于,当第一个根序列的标识为  $u_1$  时,第二个根序列的表示为  $L+1-u_1$ 。

9. 如权利要求 7 所述的方法,其特征在于,所述每个根序列对应蜂窝通信系统中的一个小区特定的同步序列。

10. 如权利要求 1 所述的方法,其特征在于,根据下式将所述一组离散傅立叶频率系数变换为离散时间系数  $s_u(k)$ ,

$$s_u(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u(l) W_N^{-kl}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1,$$

$$W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad j = \sqrt{-1},$$

其中  $H_u(l)$ ,  $l = 0, 1, \dots, N-1$  为傅立叶频率系数,  $N$  为所述离散傅立叶频率系数  $H_u(l)$  的个数。

11. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述同步信号提供 OFDM 符号定时同步。

12. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述同步信号提供在多用户系统中的 OFDM 符号定时同步。

13. 如权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述在通信系统中建立所述同步信号包括: 在无线通信系统中建立所述同步信号。

14. 如权利要求 13 所述的方法, 其特征在于, 所述在无线通信系统中建立所述同步信号包括: 建立用于蜂窝通信系统中 OFDM 下行信道同步的同步信号。

15. 如权利要求 14 所述的方法, 其特征在于, 所述同步信号与小区标识绑定。

16. 一种用于通信系统的发射机, 所述发射机包括用于在所述通信系统中发送已建立的同步信号的电路, 其特征在于, 包括用于建立所述用于传输的同步信号的微处理器, 其中建立所述同步信号包括:

定义一组离散傅立叶频率系数;

将所述一组离散傅立叶频率系数变换为离散时间系数;

所述一组离散傅立叶频率系数被定义为一个中心对称数列到离散傅立叶频率系数的映射;

所述电路用于在所述通信系统中发送对应所述离散时间系数的同步信号, 所述中心对称数列是由打掉奇数长度  $L+1$  的 Zadoff-Chu 序列中的中心元素得到。

17. 如权利要求 16 所述的发射机, 其特征在于, 所述微处理器用于建立如权利要求 1-15 中任意一项所述方法中的同步信号。

18. 一种用于通信系统的接收机, 所述接收机包括用于在所述通信系统中接收已建立的同步信号的电路, 其特征在于, 包括用于使所述接收机与所述同步信号同步的微处理器, 其中建立所述同步信号包括:

定义一组离散傅立叶频率系数;

将所述一组离散傅立叶频率系数变换为离散时间系数;

所述一组离散傅立叶频率系数被定义为一个中心对称数列到离散傅立叶频率系数的映射;

所述电路用于在所述通信系统中接收对应所述离散时间系数的同步信号, 所述中心对称数列是由打掉奇数长度  $L+1$  的 Zadoff-Chu 序列中的中心元素得到。

19. 如权利要求 18 所述的接收机, 其特征在于, 所述接收机对应一种匹配滤波型的接收机。

20. 如权利要求 19 所述的接收机, 其特征在于, 所述接收机对应一种匹配滤波型的接收机, 其中滤波系数对应于多个根序列中的一个 Zadoff-Chu 序列, 所述接收机用于存储针对所述多个根序列的滤波系数。

21. 如权利要求 18 所述的接收机, 其特征在于, 所述接收机为匹配滤波型。

22. 如权利要求 21 所述的接收机,其特征在于,所述匹配滤波与接收到的信号匹配,所述接收到的信号是经过 AWGN 信道上传输后得到。

23. 如权利要求 18 或 21 所述的接收机,其特征在于,所述微处理器适用于如权利要求 1-15 中任意一项所述方法中的同步信号。

24. 一种通信系统,包括一个发射机和一个接收机,所述发射机包括用于发送已建立的同步信号给所述接收机的电路,所述接收机包括用于从所述发射机接收所述同步信号的电路,其特征在于,所述发射机为权利要求 16 或者 17 所述的发射机,所述接收机为权利要求 18-23 中任一项所述的接收机,所述接收机用于基于信号波形的信息与所述发射机同步。

## 一种在通信系统中建立同步信号的方法和装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及通信和同步技术,具体涉及例如 OFDM 系统中的同步。

### 背景技术

[0002] 3GPP 技术规范,3GPP TS 36.211 V1.0.0 第三代合作组织,技术规范组无线接入网络,物理信道和调制(版本8),法国,2007年3月(3GPP Technical Specification,3GPP TS 36.211 v1.0.0,3<sup>rd</sup> Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network, Physical Channels and Modulation (Release 8), France, March 2007) 描述了扩展的通用移动通信系统地面无线接入(E-UTRA)的物理信道。

[0003] 当确定一个通信系统的同步方案时,当然需要对许多参数进行权衡,从而在某种意义上使系统性能最佳化。无论是对于特定的同步性能来说,或者是对取决于所选同步解决方案的作为一个整体的通信系统的性能来说,都是如此,改善一个设计参数可能有损于另一个参数,反之亦然。例如,在无线系统中,可以在功耗、设备成本、无线接收灵敏度等方面对终端进行限制。对通信系统的这些限制可以由标准制定实体还有想使其产品的收益生成能力(income generating power)最大化的制造商来确定。设计同步方案的通信系统设计人员应该关注上述的这些设计问题。

[0004] 无线接入网络(RAN)WG1 48bis 会议上的议程 7.2 (agenda item 7.2 of RAN WG1 meeting 48bis titled) 中的一个文档:“把主同步码(PSC)和辅助同步码(SSC)联合来进行小区搜索,R1-071497,马耳他,2007年3月26-30日(Package of PSC and SSC proposals for LTE cell search,R1-071497Malta, March 26-30,2007)”,提出了把PSC和SSC联合来进行小区搜索。在该文档中提供了一种如何设计基于长度为71的Zadoff-Chu(ZC)的PSC同步序列,所用的ZC根序列为  $u = 1, 5$  和 70。

[0005] RAN WG148bis 会议的议程 7.2 中的另一份文档:“P-SCH 序列和结构的比较,R1-071521,马耳他,2007年3月26-30日(Comparison of sequence and structure for P-SCH,R1-071531 Malta, March 26-30,2007)”,提出了E-UTRA同步设计的另一个方案。在该文档中,建议使用长度为72的Zadoff-Chu序列,但是没有限定特定的ZC根序列。

[0006] 另外,3GPP技术规范组织(TSG)RAN WG1 LTE Ad Hoc 会议上议程 5.1.3.4 的一个文档:“用于原始同步和小区识别的小区特定信号,R1-060225,赫尔辛基,2006年1月23-25日(Cell-specific signals for initial synchronization and cell identification,R1-060225, Helsinki, January 23-25,2006)”,提出了中心对称信号和用于在信号波形未知的情况下检测信号的盲反差分相关检测算法(blind reverse differential correlation detection algorithm)。该文档还强调了峰值-平均值功率比(PAPR, Peak-to-Average-Power-Ratio)的重要性,并得出如下结论:基于来自一组正交互补对的不同 Golay 序列的 OFDM 同步信号将具有小 PAPR 值,这样一来,能够最大化平均发射功率,即最大化在小区边缘接收的 SNR。

## 发明内容

[0007] 本发明实施例的一个目的是为通信提供有效的同步。

[0008] 按照本发明实施例,上述目的通过一种建立同步信号的方法实现,该方法尤其适用于通信系统中的匹配滤波器接收机,该方法包括步骤:

[0009] 定义一组离散傅立叶频率系数;

[0010] 将所述一组离散傅立叶频率系数变换为离散时间系数。

[0011] 进一步的,所述通信系统较佳地将所述离散时间系数用作所述通信系统中的所述同步信号。

[0012] 所述一组离散傅立叶频率系数较佳地被定义为中心对称的或者通过一个中心对称数列的映射获得。

[0013] 其中,中心对称数列是由打掉奇数长度  $L+1$  的 Zadoff-Chu 序列中的中心元素得到。

[0014] 具体的,基于中心对称傅立叶频率系数的同步信号能够使得在接收这样信号时能够有效的实现相应的相关器组。

[0015] 本发明实施例的另外一个的益处在于 PAPR 上的优势。

[0016] 本发明实施例的另一目的在于为匹配滤波器接收机提供一种改进的或者替换的同步方案。

[0017] 根据本发明,提供了一种示例性的通信系统中的发射机,该发射机用于发送同步信号给该通信系统中的例如匹配滤波器接收机,其中该同步信号建立过程如下:

[0018] 定义一组离散傅立叶频率系数,

[0019] 将所述那组离散傅立叶频率系数变换为离散时间系数。

[0020] 进一步的,该发射机较佳地用于将该离散时间系数用作该通信系统中的该同步信号。

[0021] 在本发明的较佳模式下,该离散时间系数  $s_u(k)$  正如该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  那样是中心对称的。

[0022] 根据本发明另一方面,本发明公开了一种较佳地匹配滤波器型的示例性接收机,该接收机用于接收该通信系统中的同步信号并适用于该同步信号,其中该同步信号建立过程如下:

[0023] 定义一组离散傅立叶频率系数,

[0024] 将该组离散傅立叶频率系数变换为离散时间系数,

[0025] 该接收机较佳地用于接收作为该通信系统中的同步信号的该离散时间系数。

[0026] 在本发明的较佳模式下,该离散时间系数正如该组离散傅立叶频率系数那样是中心对称的。

[0027] 根据本发明实施例再一方面,提供了一种通信系统,该通信系统包括:

[0028] 用于发送同步信号的发射机,以及

[0029] 用于接收该同步信号的接收机,较佳地该接收机为匹配滤波器型。

[0030] 其中该同步信号的建立过程如下:

[0031] 定义一组离散傅立叶频率系数;

[0032] 将该组离散傅立叶频率系数变换为离散时间系数;

[0033] 较佳地,该发射机用于发射以及该接收机用于接收作为该通信系统中同步信号的该离散时间系数。

[0034] 在本发明的较佳模式下,该发射机和该接收机用于将该离散时间系数  $s_u(k)$  用作同步信号,其中该离散时间系数  $s_u(k)$  正如该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  那样是中心对称的。

#### 附图说明

[0035] 下面将结合附图对本发明实施例进行说明,其中在附图中

[0036] 图 1 示出有 R1-071497 of RAN WG1 48bis 会议的文档中 P-SCH 信号的非周期相关函数,使用长度为 128 个样本 (sample) 的相关器;

[0037] 图 2 示出有 R1-071531 of RAN WG148bis 会议的文档中 P-SCH 信号的非周期相关函数,使用长度为 128 个样本的相关器;

[0038] 图 3 示出本发明中从 P-SCH 序列到子载波的映射结果的示意图;

[0039] 图 4 示出本发明中由式 (5) 定义的针对序列长度为  $N = L+1$  个样本的 P-SCH 信号的有效匹配滤波器的示意图;

[0040] 图 5 示出本发明中由式 (14) 定义的 P-SCH 信号的非周期相关函数,使用长度为 128 个样本的相关器;

[0041] 图 6 示出本发明中一个通信系统中发射机和接收机的示意图。

#### 具体实施方式

[0042] 基于 OFDM 传输技术的下行信号,例如 E-UTRA 蜂窝系统中的下行信号规定不使用可用带宽的中心频率,即所谓的 DC 子载波,进行传输。其原因在于:在基站的发射机或者移动用户设备的接收机发生的潜在本地振荡器泄漏 (potential local-oscillator leakage)。这种潜在的本机振荡器泄漏,会对 DC 子载波造成严重的干涉,从而使 DC 子载波几乎无法使用。

[0043] E-UTRA 蜂窝系统在下行链路 (DL) 上使用多个 (三个) 主同步 (P-SCH) 信号,来支持 UE 中的 OFDM 符号定时同步 (OFDM symbol timingsynchronisation)。将三个 P-SCH 信号与小区标识组绑定,比如可以与该小区标识组中的三个小区标识 (cell identity) 一一对应,通过上述方式同时实现定时同步和信息传输。

[0044] P-SCH 信号具有非重复结构,并基于 Zadoff-Chu (ZC) 序列。P-SCH 信号是具有至多 72 个有效子载波的 OFDM 信号,该有效子载波以 DC 子载波为中心。使用小区特定的 (cell-specific) P-SCH 序列  $d_u(n)$  中的元素来调制有效子载波,其中 P-SCH 序列  $d_u(n)$  从一组具有  $u = u_1, u_2$  和  $u_3$  的三个不同 ZC 根序列中选出。图 3 示出了长度为 72 的 P-SCH 序列  $d_u(n), n = 0, \dots, 71$  到可用子载波的映射结果。UE 端较佳地通过匹配滤波器接收机 (matched filter receiver) 接收同步信号。该匹配滤波器在完成信号接收的同时将滤波器输出的信噪比最大化。对于已通过加性高斯白噪声 (AWGN) 信道的信号,该匹配滤波器的脉冲响应等于所发送信号在时间上进行翻转所得到的信号。在实际应用中,即使传播信道并非 AWGN,也可以使用这种匹配滤波器,因为要获得用近似于非 AWGN 信道的精确的匹配滤波器,就需要信道相关函数的信息。

[0045] 比较来自 RAN WG1 48bis 会议上的两个方案,前者中的折中方法是:保持一个可用于载波空闲不用。这样一来,减小了信号的频率分集,使信号对衰落传播信道的衰落更敏感。信号带宽的大幅减小会导致信号的主要自相关主瓣 (main autocorrelation lobe) 拓宽,这就意味着降低了信号定时估计的精度。与前一个方案“Package of PSC and SSC proposals for LTE cell search, R1-071497”相比,后一个方案“Comparison of sequence and structure for P-SCH, R1-071531”的缺点是:从长度为 72 的 Zadoff-Chu 的不同根序列获得的 P-SCH 信号的最大互相关高于当 Zadoff-Chu 序列的长度为 71 时的最大互相关。

[0046] 为了改善现有技术的方案或者提供现有技术的替代方案,本发明实施例提出一种建立同步信号的方案、系统和装置,尤其较佳应用于通信系统中的匹配滤波器接收机,该方法包括:

[0047] 定义一组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$ ,

[0048] 将该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  变换为离散时间系数  $s_u(k)$ ,

[0049] 使该通信系统做好将获得的该离散时间系数  $s_u(k)$  用作该通信系统中的同步信号的准备。

[0050] 其中,“使该通信系统做好将获得的该离散时间系数  $s_u(k)$  用作该通信系统中的同步信号的准备”包括使通信系统做好使用指定同步信号的准备,例如:通过将信号存储在系统中某处的存储器中,通过对通信系统的各部进行编程从而在发送和接收时能够使用该同步信号,等等。

[0051] 较佳地,该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  被定义为中心对称的。以下将说明,频率系数为中心对称是离散时间系数  $s_u(k)$  也为中心对称的必要充分条件。也就是说,与前面提到的 RAN WG1 48bis 会议的两个方案相比,匹配滤波器接收机的效率大大提高。

[0052] 本发明中的信号是中心对称的,从而能够有效的实现接收机,例如匹配滤波接收机的有效实现,其中,有效实现接收机的的前提条件是了解信号波形的确切信息。

[0053] 为了定义上述一组离散傅立叶频率系数,在本发明实施例中定义一组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  的一种方式包括以下步骤:

[0054] 定义数列 (number sequence)  $d_u(n)$ ;

[0055] 进行数列  $d_u(n)$  的映射,以获得一组中心对称的离散傅立叶频率系数 ( $H_u(1)$ )。

[0056] 这样一来,提供了一种方便的定义系数  $H_u(1)$  的方式,即能够符合 3GPP 技术规范 3GPP TS 36.211 v1.0.0,又保持了中心对称的较佳性质。

[0057] 进一步的,在本发明实施例中的方法,定义数列  $d_u(n)$  的步骤还可以包括定义该数列  $d_u(n)$  为中心对称的数列。

[0058] 另外,在本发明的较佳实施例中,通过进行上述映射,使该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  的 DC 载波为零。上述方法在需要 DC 载波为零的系统,例如 3GPP TS 36.211 v1.0.0 中是有益的。

[0059] 举例来说,本发明方法中的映射按下式进行:

[0060]



$$H_u(l) = \begin{cases} 0, & l = 0 \\ d_u \left( l + \frac{L}{2} - 1 \right), & l = 1, 2, \dots, \frac{L}{2} \\ d_u \left( l - N + \frac{L}{2} \right), & l = N - \frac{L}{2}, \dots, N - 1 \\ 0, & \text{其它情况} \end{cases} \quad (1)$$

[0061] 其中  $L$  为数列  $d_u(n)$  的长度,  $N = L+1$  为离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  的个数。根据上式进行的映射,既可以将中心对称数列映射到一组中心对称的频率系数上,同时,对该数列进行映射后,该组频率系数中 DC 系数为零。

[0062] 在上述对数列的定义中,例如,可以将数列定义为中心对称数列  $d_u(n)$ ,其中,  $d_u(n)$  的长度为  $L$ ,并且满足  $d_u(n) = d_u(L-1-n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, L/2-1$ ,也就是说,通过上述方式,提供中心对称的  $d_u(n)$ 。可以通过级联 (concatenate) 长度为  $L/2$  的数列及其反转数列 (reverted replica) 来定义该中心对称数列  $d_u(n)$ 。举例来说,可以通过级联长度为  $L/2$  的 Zadoff-Chu 序列及其反转序列获取该中心对称数列  $d_u(n)$ 。该  $d_u(n)$  由下式给出:

[0063]

$$d_u(n) = \begin{cases} W_{L/2}^{un(n+(L/2) \bmod 2)/2}, & n = 0, 1, \dots, L/2 - 1 \\ W_{L/2}^{u(L-1-n)(L-1-n+(L/2) \bmod 2)/2}, & n = L/2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (2)$$

[0064] 其中,  $W_N = e^{-j2\pi/N}$ ,  $N$  为正整数,  $N = L/2$ 。

[0065] 另外一种定义该中心对称数列的方式为:打掉 (puncture) 具有奇数长度  $L+1$  的 Zadoff-Chu 序列的中心元素,该  $d_u(n)$  由下式给出

[0066]

$$d_u(n) = \begin{cases} W_{L+1}^{un(n+1)/2}, & n = 0, 1, \dots, L/2 - 1 \\ W_{L+1}^{u(n+1)(n+2)/2}, & n = L/2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (3)$$

[0067] 其中,  $W_N = e^{-j2\pi/N}$ ,  $N$  为正整数,  $N = L+1$ 。

[0068] 如果序列  $d_u(n)$  是中心对称的,也就是说,

$$d_u(n) = d_u(L-1-n), \quad n = 0, 1, \dots, L/2-1 \quad (4)$$

[0070] 那么式 (1) 中的  $H_u(1)$  也将会是在围绕 DC 中心对称的。这是时域同步信号  $s_u(k)$  为中心对称的充分必要条件,也就是说,

$$s_u(k) = s_u(N-k), \quad k = 1, \dots, N-1. \quad (5)$$

[0072] 其表示仅样本  $s_u(0)$  不具有相对称的部分。对 (5) 的证明如下:

[0073] 从  $s_u(k)$  的定义开始,其定义为

$$s_u(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_u(n) W_N^{-kn}, \quad W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad j = \sqrt{-1}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (6)$$

[0075] 则

$$s_u(N-k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_u(n) W_N^{kn} = \frac{1}{N} \sum_{l=N}^1 H_u(N-l) W_N^{-kl}$$

$$[0077] \quad = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u(N-l) W_N^{-kl} \quad k=0,1,2,\dots,N-1, \quad (7)$$

[0078] 其中我们引进了变量的变换  $n = N-1$ , 对和进行了再排序, 并利用了 DFT ( $H_u(n) = H_u(n+N)$ ) 的周期性。从上述关系可以推出充分条件, 即当  $H_u(n) = H_u(N-n)$  时,  $s_u(k) = s_u(N-k)$ 。同时可以推出必要条件, 即只有当  $H_u(n) = H_u(N-n)$  时, 才会  $s_u(k) = s_u(N-k)$ , 从  $H_u(n)$  的表达式开始, 也可以推出上述结果。

[0079] 在一种应用情况下, 如果定义该中心对称序列具有长度  $L = 72$ , 就可将其性能与前面提到的现有 RAN WG148bis 会议的方案得到的性能进行比较。与前面引用的第一份文档相比, 本发明中的方法可以针对 P-SCH 信号, 利用所有可用有效子载波。与前面引用的两份 RAN WG148bis 会议文件相比, 本发明中的方法提供的同步信号具有很低的成对非周期互相关 (pair-wise aperiodic cross-correlations), 很低的同步信号自相关侧瓣 (autocorrelation sidelobes) 和较低的峰值均值功率比 (PAPR), 下面将进行讨论。

[0080] 当然,  $d_u(n)$  的长度  $L$  并不局限于所举例的长度, 可以根据实际需要, 选择  $d_u(n)$  的长度。举例来说, 中心对称序列完全可以具有长度  $L = 64$ 。

[0081] 在本发明方法中, 上述变换的步骤中可包括下面的对傅立叶系数  $H_u(l)$ ,  $l = 0, 1, \dots, N-1$ , 的变换, 即  $s_u(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u(l) W_N^{-kl}$ ,  $W_N = \exp(-j2\pi/N)$ ,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $k = 0, \dots, N-1$ 。

这个变换是离散傅立叶逆变换。在进行上述变换的通信系统中, 可以使用任何计算快速的合适的算法实现上述变换。当然也可以先计算离散时间系数  $s_u(k)$ , 然后存储在通信系统中的某处存储器中。

[0082] 上述根据本发明的在通信系统中建立同步信号的方法, 可以用于需要某种同步的不同的通信系统。例如, 在无线通信系统中建立这类同步信号。这类无线通信系统的一个例子是蜂窝通信系统中的 OFDM 下行信道。在 3GPP 技术规范 3GPP TS 36.211 v1.0.0 中描述了这种系统。

[0083] 需要说明的是上述本发明方法的所有步骤及其替换方式可以任意组合, 只要这类组合不自相矛盾就可以了。

[0084] 举例来说, 现将本发明中的方案应用于 3GPP 技术规范 3GPP TS 36.211 v1.0.0 中描述的系统, 并将该应用的性能与前面引用的两份 RAN WG148bis 会议文件中性能进行比较。如 3GPP TS 36.211 v1.0.0 中的描述并如图 3 所示, 当需要将  $d_u(n)$  中的元素映射到 DC 子载波周围的所有其他连续等间隔子载波时, DC 子载波不能映射序列  $d_u(n)$  中的元素。图 3 中的基带 P-SCH 信号  $s_u(k)$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ , 可由例如通过对  $N$  个傅立叶系数  $H_u(l)$ ,  $l = 0, 1, \dots, N-1$ , 的进行  $N$  点 IDFT 获得, 即

$$[0085] \quad s_u(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} H_u(l) W_N^{-kl} \quad W_N = \exp(-j2\pi/N), \quad j = \sqrt{-1}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (8)$$

[0086]

$$H_u(l) = \begin{cases} 0, & l = 0 \\ d_u \left( l + \frac{L}{2} - 1 \right), & l = 1, 2, \dots, \frac{L}{2} \\ d_u \left( l - N + \frac{L}{2} \right), & l = N - \frac{L}{2}, \dots, N - 1 \\ 0, & \text{其它情况} \end{cases}, L=72, \quad (9)$$

[0087] 其中  $d_u(n)$ ,  $n = 0, 1, \dots, L-1$ , 为长度  $L = 72$  的 P-SCH 序列。

[0088] 作为说明, RAN WG148bis 会议的 R1-071497 中描述的 P-SCH 序列通过下式得到。

[0089]

$$d_u(n) = \begin{cases} W_{71}^{un(n+1)/2}, & n = 0, 1, \dots, 70 \\ 0, & n = 71 \end{cases}, u=1, 70 \text{ 和 } 5. \quad (10)$$

[0090] 图 1 示出了在 RAN WG1 48bis 会议的 R1-071497 中, 针对 128 个采样长度的相关器时, P-SCH 信号的非周期互 / 自相关函数。这些信号的 PAPR 值为 3.14dB, 3.14dB 和 4.66dB。

[0091] 作为另一说明, RAN WG1 48bis 会议的 R1-071531 中描述的 P-SCH 序列通过下式得到。

[0092]

$$d_u[n]^{LGE} = W_{72}^{un^2/2}, \quad n=0, 1, \dots, 71. \quad (11)$$

[0093] 图 2 示出了在 RAN WG1 48bis 会议的 R1-071531 中, 针对 128 个采样长度的相关器以及  $u = 1, 71$  和 5 时, P-SCH 信号的非周期互 / 自相关函数。这些信号的 PAPR 值为 2.61dB, 2.57dB 和 6.78dB。

[0094] P-SCH 信号的  $N-1$  个样本的中心对称特性可以用来减少与 P-SCH 信号对应的匹配滤波器中的乘法次数。例如, 如果  $N = L+1 = 73$ , 则有 72 个 P-SCH 信号的中心对称样本, 这样一来, 对于单独的相关性, 可以由  $1+72/2 = 37$  个乘法来实现匹配滤波, 与需要 73 个乘法器的直接实现方式相比减少 50%。如图 4 所示, 其中“\*”表示复共轭。

[0095] 有两种方法可以获得基于 ZC (Zadoff-Chu) 序列的中心对称的示例 P-SCH 序列  $d_u(n)$ 。

[0096] 第一种方法是级联长度为  $L/2$  的 ZC 序列及其反转序列。相应的 P-SCH 序列  $d_u(n)$  由下式给出:

[0097]

$$d_u(n) = \begin{cases} W_{L/2}^{un(n+(L/2) \bmod 2)/2}, & n = 0, 1, \dots, L/2 - 1 \\ W_{L/2}^{u(L-1-n)(L-1-n+(L/2) \bmod 2)/2}, & n = L/2, \dots, L-1 \end{cases}. \quad (12)$$

[0098] 第二种方法是打掉 (puncture) 奇数长度  $L+1$  的 ZC 序列的中心元素。这种情况下, P-SCH 序列  $d_u(n)$  由下式给出

[0099]

$$d_u(n) = \begin{cases} W_{L+1}^{un(n+1)/2}, & n = 0, 1, \dots, L/2 - 1 \\ W_{L+1}^{u(n+1)(n+2)/2} & n = L/2, \dots, L-1 \end{cases} \quad (13)$$

[0100] 由第二种方法产生的示例的 P-SCH 信号具有较低的最大互相关度。

[0101] 根据上述讨论可以得出：通过打掉长度为 73 的不同 ZC 序列的中心元素得到长度为 72 的三个不同示例的 P-SCH 序列  $d_u(n)$ ，是有益的，即如下式所示

[0102]

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{73}}, & n = 0, 1, \dots, 35 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{73}}, & n = 36, \dots, 71 \end{cases}, \quad u=1, 72 \text{ 和 } 2. \quad (14)$$

[0103] 图 5 示出了根据式 (14) 获得的当采用 128 个采样长度的相关器时的 P-SCH 信号的非周期互 / 自相关函数。根据本发明获得的 PAPR 值为 2.98dB, 2.98dB 和 4.43dB, 即优于现有技术中的 PAPR 值或者与现有技术中的 PAPR 值相似。

[0104] 对于长度为  $L+1$  的 Zadoff-Chu 序列，由于根序列为  $u_3 = L+1-u_1$  的序列，为相同长度且根序列为  $u_1$  的 ZC 序列的复共轭序列，可以仅通过一个滤波器的乘法复杂度 (multiplication complexity) 来实现两个相应的匹配滤波器。

[0105] 前面提到的 RAN WG1 48bis 会议的背景文件并没有揭示采用基于中心对称傅立叶频率系数的同步信号的启示，也就是说，传输这样的同步信号使得在例如接收这样信号的接收机中能够有效的实现相应的相关器组。上述有益效果在现有文件的基础上是非显而易见的。

[0106] 本发明实施例的另外一个示范性的益处在于有利的 PAPR。

[0107] 在本发明一个实施例中，本发明包括一种用于通信系统的发射机，该发射机用于发送同步信号给例如该通信系统中匹配滤波器接收机，其中该同步信号的建立包括：

[0108] 定义一组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$ ，

[0109] 将该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  变换为离散时间系数  $s_u(k)$ ，

[0110] 该发射机将获得的该离散时间系数  $s_u(k)$  用作该通信系统中的同步信号。在本发明实施例中，该发射机用于将离散时间系数  $s_u(k)$  用作该通信系统中的同步信号，该离散时间系数  $s_u(k)$  正如该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  那样是中心对称的。

[0111] 图 6 示出了本发明中示例通信系统中发射机 Tx (61) 和接收机 Rx (65) 的示意图。

[0112] 基本上，该发射机可以根据特定应用的需要并根据发射方面的需要，执行上述本发明方法的任何步骤。发射机用于将该离散时间系数  $s_u(k)$  用作该通信系统中的同步信号，这就意味着为了使用该同步信号，可以设置必要的结构。这类结构的非限制性示例包括电子存储器， $M_T(64)$ ，微处理器， $\mu_T(62)$ ，发送电子信号的电路， $T_C(63)$  等。

[0113] 在本发明一个实施例中，发明包括一种用于通信系统的匹配滤波器型接收机，该接收机用于接收该通信系统中的同步信号，其中该同步信号的建立包括：

[0114] 定义一组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$ ；

[0115] 将该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  变换为离散时间系数  $s_u(k)$ ,

[0116] 该接收机用于接收作为该通信系统中的同步信号的该离散时间系数  $s_u(k)$ 。

[0117] 在本发明实施例中,该接收机用于将该离散时间系数  $s_u(k)$  用作该通信系统中的同步信号,其中该离散时间系数  $s_u(k)$  正如该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  那样是中心对称的。

[0118] 基本上,接收机可以根据特定应用的需要并根据接收方面的需要,执行上述本发明方法的任何步骤。接收机较佳地用于将该离散时间系数  $s_u(k)$  用作该通信系统中的同步信号,这就意味着为了使用该同步信号,可以设置必要的结构。这类结构可以包括电子存储器,  $M_R(68)$ , 微处理器,  $\mu_R(66)$ , 接收电子信号的电路  $R_C(67)$  等。

[0119] 在本发明的一个实施例中,本发明包括一种通信系统,该系统包括:

[0120] 用于发送同步信号给示例的匹配滤波器接收机的发射机,以及

[0121] 用于接收该同步信号的示例的匹配滤波器型接收机,其中该同步信号的建立包括:

[0122] 定义一组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$ ;

[0123] 将该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  变换为离散时间系数  $s_u(k)$ ;

[0124] 该发射机用于发射,该接收机用于接收作为同步信号的该离散时间系数  $s_u(k)$ 。在本发明的较佳模式中,该通信系统中的发射机和该接收机用于将该离散时间系数  $s_u(k)$  用作该同步信号,其中该离散时间系数  $s_u(k)$  正如该组离散傅立叶频率系数  $H_u(1)$  那样是中心对称的。

[0125] 基本上,该通信系统可以根据特定应用的需要执行上述本发明方法的任何步骤。发射机和接收机可以较佳地将该离散时间系数  $s_u(k)$  用作该通信系统中的同步信号,为了使用该同步信号,可以在发射机和接收机中设置上述提到的结构。

[0126] 本发明可以应用于蜂窝系统中高速下行共享信道中的基于 OFDM 的多用户传输系统。本发明也可以应用于其他多载波系统。

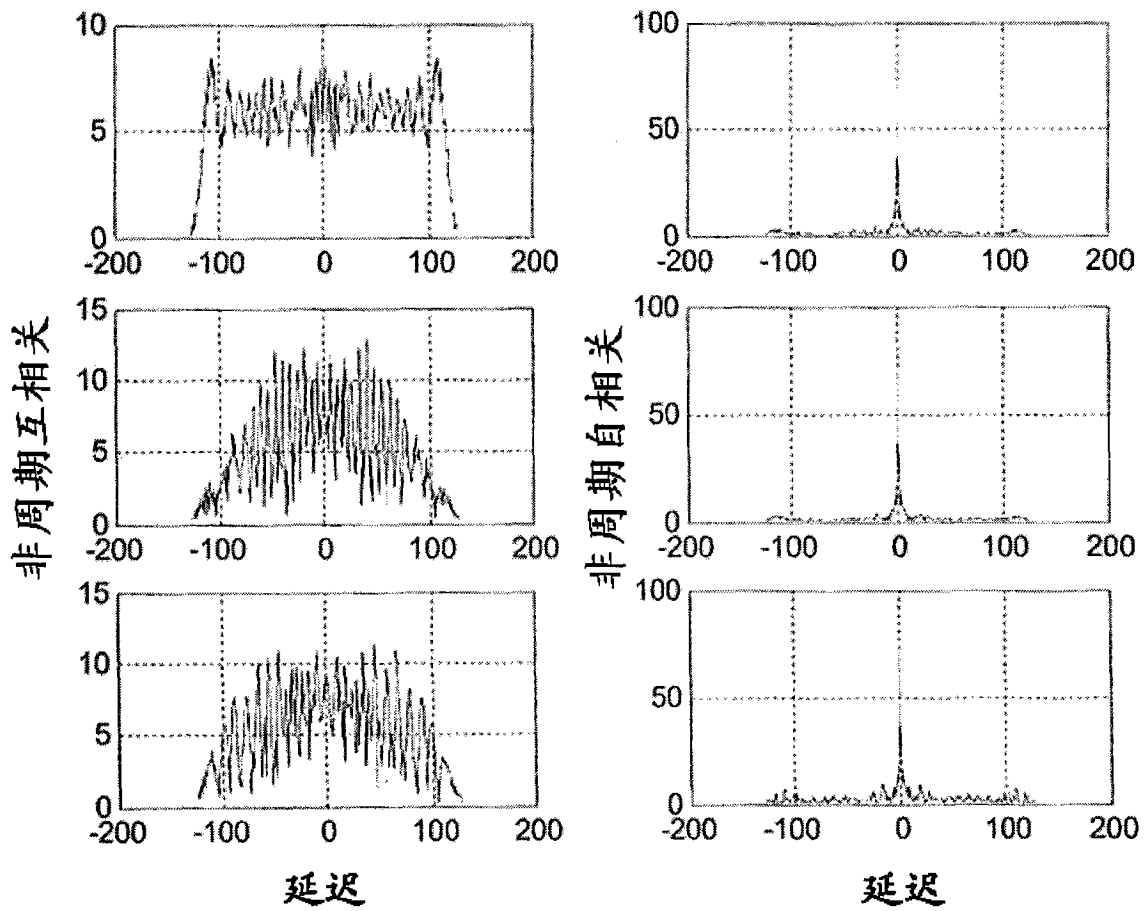


图 1

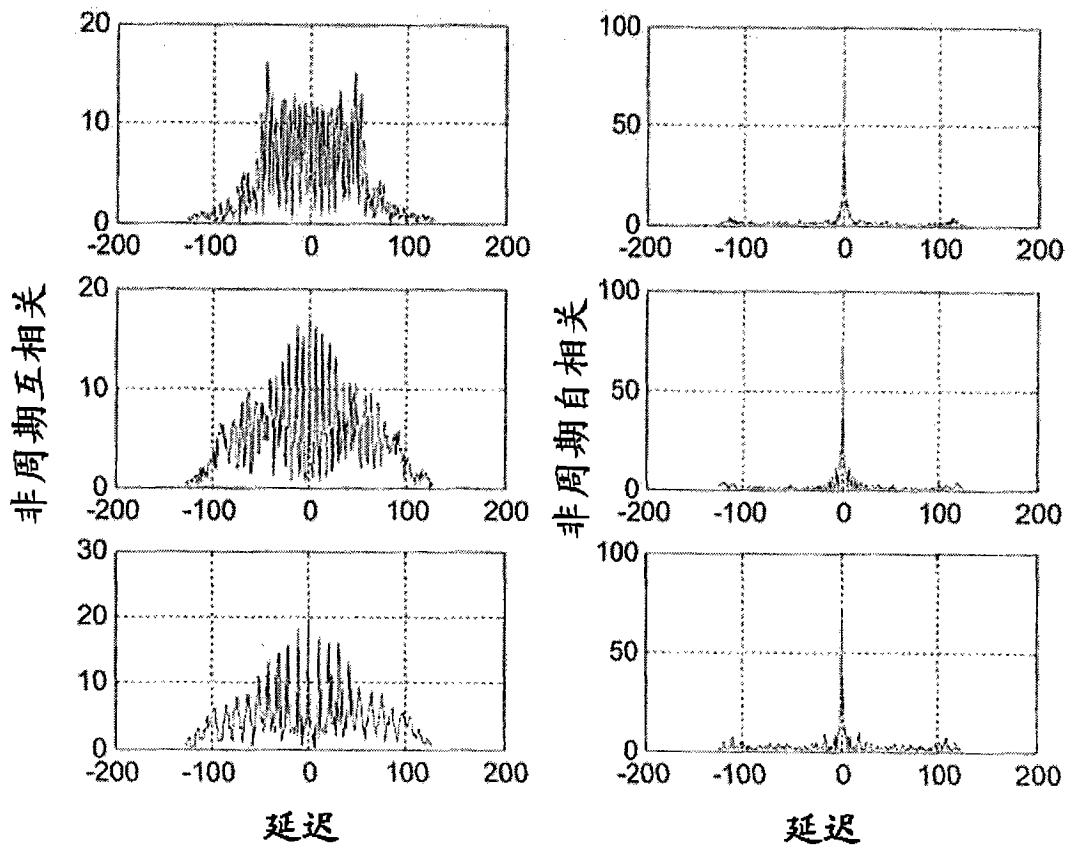


图 2

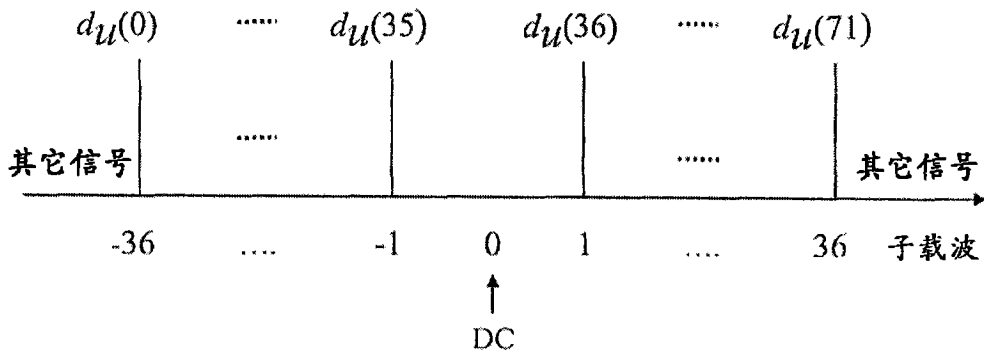


图 3

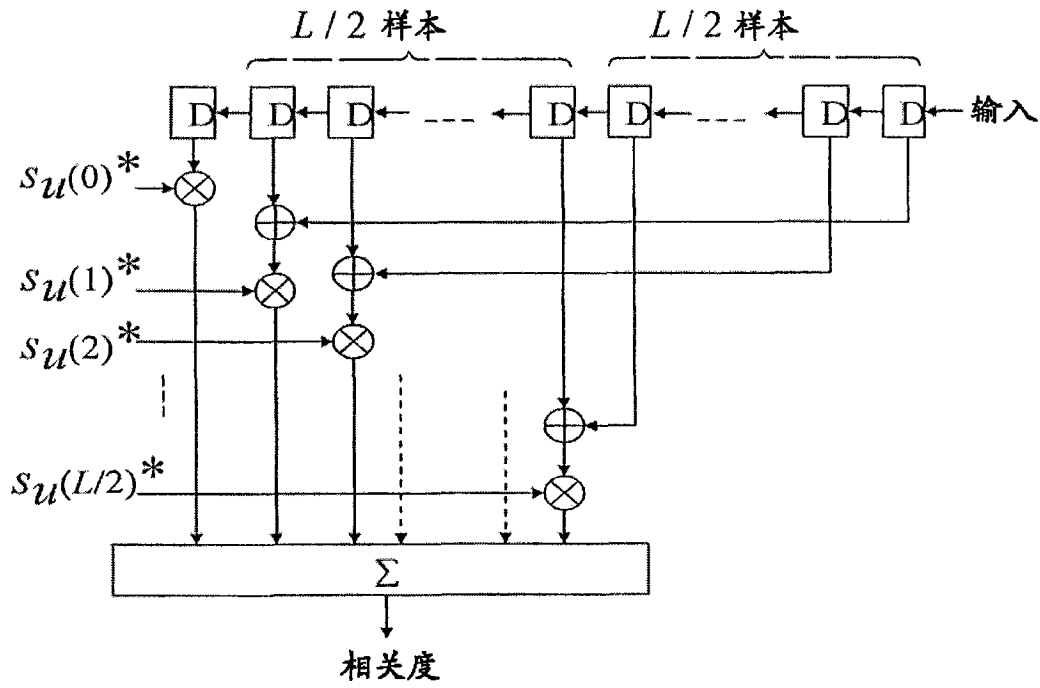


图 4

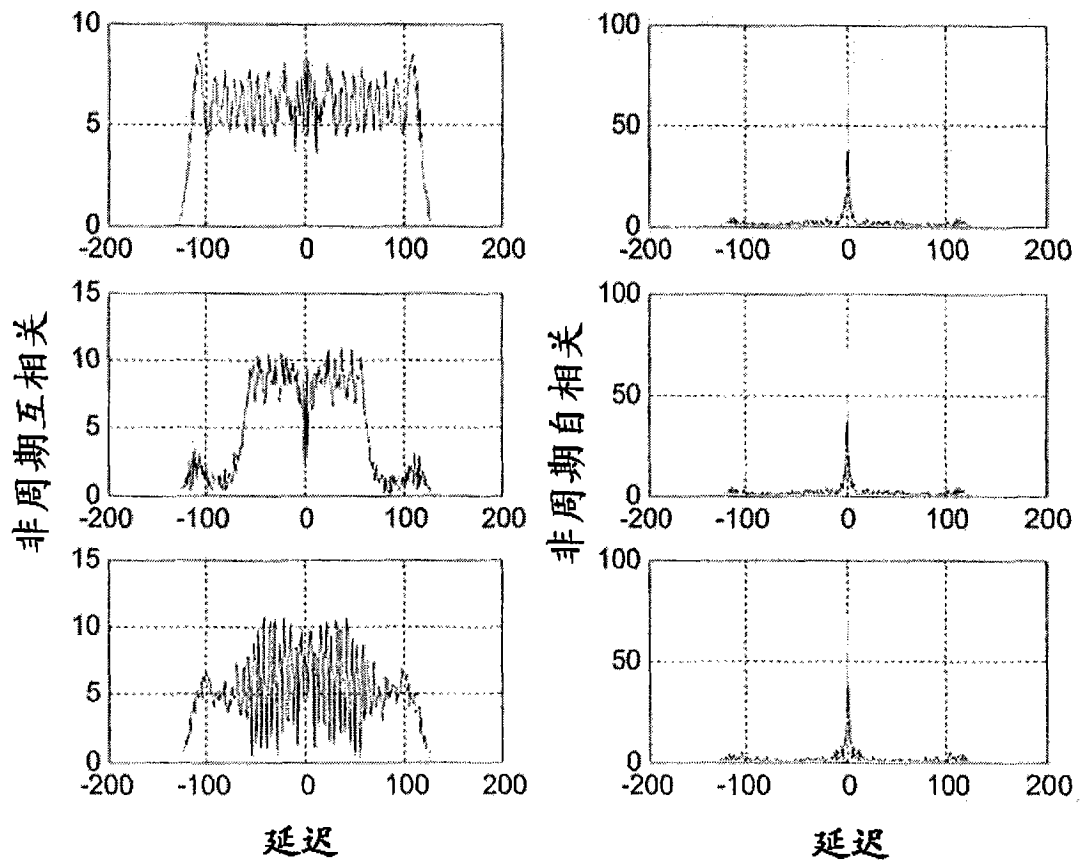


图 5



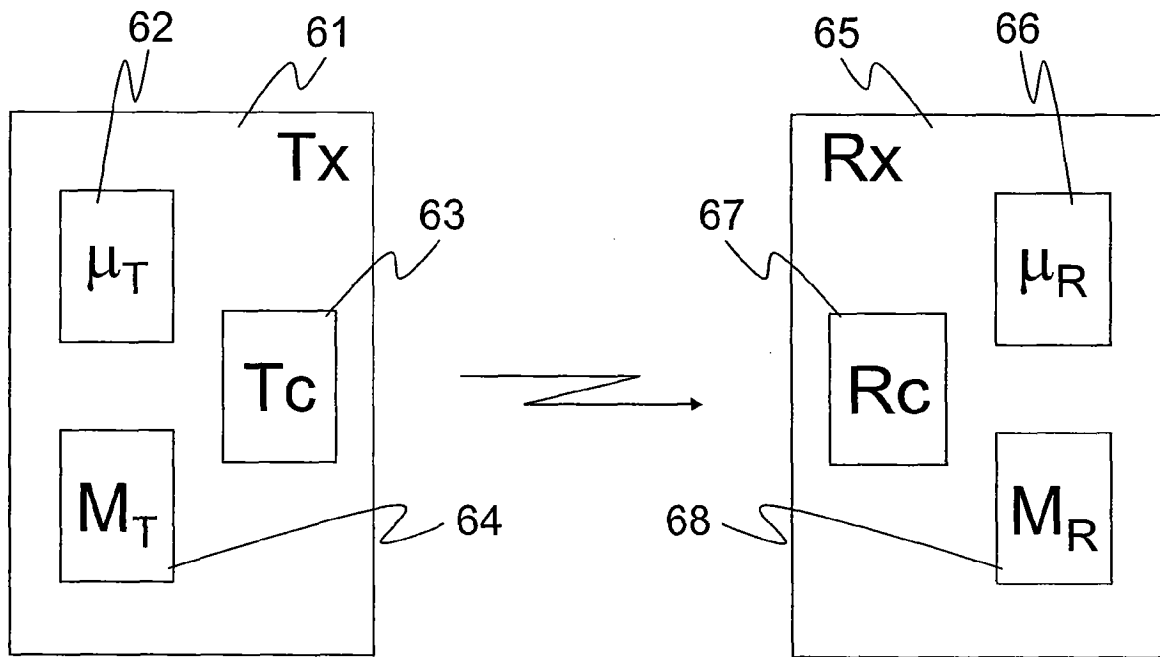


图 6