

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101584176 B

(45) 授权公告日 2013. 02. 06

(21) 申请号 200880002279. X

CN 1618222 A, 2005. 05. 18,

(22) 申请日 2008. 01. 14

CN 1708040 A, 2005. 12. 14,

(30) 优先权数据

审查员 郭婧

60/884, 937 2007. 01. 15 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2009. 07. 15

(86) PCT申请的申请数据

PCT/IB2008/050116 2008. 01. 14

(87) PCT申请的公布数据

W02008/087579 EN 2008. 07. 24

(73) 专利权人 皇家飞利浦电子股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

(72) 发明人 M·戈什

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公

司 72001

代理人 李静岚 刘红

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

(56) 对比文件

US 2006/0062196 A1, 2006. 03. 23,

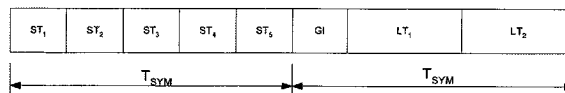
权利要求书 1 页 说明书 13 页 附图 8 页

(54) 发明名称

为 OFDM 系统生成低峰均功率比 (PAPR) 二元前导序列的方法

(57) 摘要

一种无线系统和方法, 包括适于为所述的正交频分复用系统生成低峰均功率比二元前导序列的媒体访问控制 (MAC) 层。



1. 在一种无线通信网络中,一种无线通信方法,包括:

通过应用移位寄存器序列生成短训练序列和长训练序列,以方便接收器处的脉冲串探测、同步和信道评估,其中该短训练序列包括在第  $i$  个指定的子载波上的第一非零码元,  $i =$  整数,以及该长训练序列包括在第  $j$  个指定的子载波上的第二非零码元,  $j =$  整数,以及其中在时间域上,多个正交频分复用 (OFDM) 码元的每一个中的  $N$ - 样本矢量对于该长训练序列两次重复以及对于短训练序列四次重复,  $N =$  整数。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其中该长训练序列是根据  $X^{10}+X^9+X^7+X^5+X^4+X^2+1$  生成的伪噪声 (PN) 序列。

3. 根据权利要求 1 所述的方法,其中该短和长序列分别偏移了偏移值  $S1$  和  $S2$ 。

4. 根据权利要求 1 所述的方法,其中  $i = 4$ 。

5. 根据权利要求 1 所述的方法,其中  $j = 2$ 。

6. 根据权利要求 1 所述的方法,其中在每个第  $i$  个子载波上提供第一非零码元,并且在每个第  $j$  个子载波上提供第二非零码元。

7. 根据权利要求 1 所述的方法,其中对于长训练序列,  $N = 1024$ ; 对于短训练序列,  $N = 512$ 。

8. 根据权利要求 1 所述的方法,还包括生成短和长训练序列组,其中所生成的序列提供基站 ID。

9. 一种无线通信网络,包括:

无线站,其具有用于通过应用移位寄存器序列生成短训练序列和长训练序列的序列发生器,以方便接收器处的脉冲串探测、同步和信道评估,其中该短训练序列包括在第  $i$  个指定的子载波上的第一非零码元,  $i =$  整数,以及该长训练序列包括在第  $j$  个指定的子载波上的第二非零码元,  $j =$  整数,以及其中在时间域上,多个正交频分复用 (OFDM) 码元的每一个中的  $N$ - 样本矢量对于该长训练序列两次重复以及对于短训练序列四次重复,  $N =$  整数。

10. 根据权利要求 9 所述的无线通信网络,其中该长训练序列是根据  $X^{10}+X^9+X^7+X^5+X^4+X^2+1$  生成的伪噪声 (PN) 序列。

11. 根据权利要求 9 所述的无线通信网络,其中该短和长序列分别偏移了偏移值  $S1$  和  $S2$ 。

12. 根据权利要求 9 所述的无线通信网络,其中  $i = 4$ 。

13. 根据权利要求 9 所述的无线通信网络,其中  $j = 2$ 。

14. 根据权利要求 9 所述的无线通信网络,其中在每个第  $i$  个子载波上提供第一非零码元,并且在每个第  $j$  个子载波上提供第二非零码元。

15. 根据权利要求 9 所述的无线通信网络,其中对于长训练序列,  $N = 1024$ ; 对于短训练序列,  $N = 512$ 。

16. 根据权利要求 9 所述的无线通信网络,其中该序列发生器用于生成短和长训练序列组,其中所生成的序列提供基站 ID。

## 为 OFDM 系统生成低峰均功率比 (PAPR) 二元前导序列的方法

[0001] 本申请要求 2007 年 1 月 15 日提交的美国临时专利申请第 60/884937 号的优先权。

[0002] 无线通信技术的显著发展,使得无线媒体成为有线解决方案的一种可行的替代方式。因此,在数据和语音通信中无线连接的应用持续增长。这些设备包括移动电话、无线网络(例如无线局域网(WLAN)、无线网络的台式计算机、便携式手机,仅列举了几种)的便携式计算机。

[0003] 随着无线的应用持续增长,竞争通信频谱的设备、网络和系统的数量也有所增长。众所周知,通信频谱存在专用或授权的部分以及非授权的部分。因为可以自由访问频谱中非授权的频带(例如工业、科技和医疗(ISM)无线电频带),所以这些频带往往是被用户大量地占用。相反,最近的研究表明,目前仅使用了一小部分的授权频带。因此绝大多数非授权频带过度拥挤,同时相对较大部分的授权频带仍未被利用。这使得管理机构(例如美国联邦通信委员会(FCC))对当前的通信频带分配及其使用进行评估。

[0004] 一种重新分配通信频带的选择包括使用适于动态访问通信频谱的无线网络。例如,可以在通信频谱的专用(授权)部分中实现动态频谱访问(DSA)无线网络。举例来讲,DSA无线网络可以在通常专用于电视发射和接收的频谱上工作。因此,可以更加完全地利用通信频带的某些部分。

[0005] 由于重新分配某些通信频带供非授权(次级)用户使用,因此需要频谱管理来确保为具有优先访问该频带的授权(高级或者当前(incumbent))用户提供这种不受限方式的访问。例如,管理机构(例如FCC)可能要求在当前用户开始占用一个信道之后相对短的一段时间内,次级用户腾出该信道。因此媒体访问控制(MAC)层和物理(PHY)层规范必须包括针对这种所需频谱管理的规定。

[0006] DSA无线网络的MAC层解决了对受限信道/频带的随时间变化的占用。大多数正交频域系统(例如根据IEEE标准802.11a/g/n、802.16和802.22中提出的协议的系统)使用二元前导序列来进行最初的获取、同步和信道评估。针对这些信号的有用的要求之一是低峰均功率比(PAPR)。通常,这些序列是由计算机搜索确定的,并且该标准明确规定了将要使用的序列。

[0007] 因此,需要一种提供协调 DSA 无线网络中信道访问的方法,该 DSA 无线网络在受限频道和频带中工作。

[0008] 对于使用大 FFT 尺寸(例如 2048 或者更大)的 OFDM 系统而言,任意的序列无论在规范还是在实现中都可能是繁琐的。采用移位寄存器序列的方法将大大简化这两个方面。此外,通常需要规定多于一个的前导序列:一个短的前导序列用于初始的获取,和一个长的前导序列用于信道评估。不幸的是,已知的 OFDM 系统需要  $[0 \ p_1 \ p_2 \ \dots \ p_L \ 00 \ \dots \ 0 \ p_{L+1} \ p_{L+2} \ \dots \ p_{2L}]$  形式的频域中的前导序列,其中第一个“0”表示 DC 为零,随后是 L 个前导码元,之后是频带边缘的 P 个零,然后又是 L 个前导码元。FFT 尺寸  $N = 2L + P + 1$ 。因此,不能直接使用长度为 N 的移位寄存器序列并且得到良好的相关性和 PAPR 属性。

[0009] 需要一种更加普遍的方法来生成并实现任意长度和低 PAPR 的二元前导序列。

[0010] 根据示例性实施例,在无线网络中,一种无线通信方法包括生成短的训练序列和长的训练序列,以方便接收器处的脉冲串探测、同步和信道评估,其中该短训练序列包括:在第  $i$  个指定的子载波 ( $i = \text{整数}$ ) 上的第一个非零码元以及在第  $j$  个指定的子载波 ( $j = \text{整数}$ ) 上的第二个非零码元,以及其中在时间域中多个正交频分复用 (OFDM) 码元的每一个中的  $N$  样本矢量 ( $N = \text{整数}$ ) 的两次重复。

[0011] 根据另一个示例实施例,一种无线网络包括:无线基站,其具有序列发生器,用于生成短训练序列和长训练序列,以方便接收器处的脉冲串探测、同步和信道评估,其中该短训练序列包括在第  $i$  个指定的子载波 ( $i = \text{整数}$ ) 上的第一个非零码元以及第  $j$  个指定的子载波 ( $j = \text{整数}$ ) 上的第二个非零码元,以及其中在时间域中,多个正交频分复用 (OFDM) 码元的每一个中的  $N$  样本矢量 ( $N = \text{整数}$ ) 的两次重复。

[0012] 通过以下结合附图的详细说明更好地理解本发明。需要强调的是,各个特征不是按照比例画出的。实际上,为了讨论清楚,可以任意增大或减小尺寸。

[0013] 图 1 是根据代表性实施例的无线通信系统的简化示意图。

[0014] 图 2 是根据代表性实施例的概念性表示。

[0015] 图 3 是根据代表性实施例的超帧前导的概念图,

[0016] 图 4 是根据代表性实施例的 CBP 分组的概念图。

[0017] 图 5 是根据代表性实施例的超帧前导的概念图。

[0018] 图 6 是根据代表性实施例的示出非零子载波在 CBP 前导中的位置以及导向和数据子载波在 CBP 数据码元中的位置的概念图。

[0019] 图 7 是根据代表性实施例的 CBP 数据编码器和映射器的简化结构图。

[0020] 图 8 是根据代表性实施例的 PAPR 相对于序列号的图形表示。

[0021] 图 9 是根据代表性实施例的互相关相对于序列号 (时域) 的图形表示。

[0022] 图 10 是根据代表性实施例的自相关相对于序列号 (频域) 的图形表示。

[0023] 图 11 是根据代表性实施例的互相关相对于序列号 (频域) 的图形表示。

[0024] 本文中使用的术语“受限频道”或“受限信道”表示专供高级用户使用的频道。受限信道可以是由管理机构 (例如 FCC) 授权或者某些用户基于优先权访问的通信频谱部分。例如,美国的电视频道是授权频道。然而,诸如无线麦克风的某些设备可以以优于其它用户的优先权访问该网络,即使该无线麦克风没有被明确授权使用该电视频谱。因此,作为受限信道的某些非授权信道被视作受限信道。此外,为某些用户提供优先访问的所谓免授权信道也是受限信道。本文中使用的术语“一”和“一个”表示一个或多个;并且术语“多个”表示两个或更多。

[0025] 在以下的详细说明中,为了解释而不是限制,提出了公开特定细节的示例实施例,以便提供对本发明教导的透彻理解。然而,本领域普通技术人员在本公开的基础上也可以清楚地理解不同于本文中公开的特定细节的其他实施例。此外,可以省略对于公知设备、方法、系统和协议的说明,从而不会混淆对示例实施例的说明。但是,根据示例实施例,可以使用在本领域普通技术人员视野内的设备、方法、系统和协议。最后,在有实际意义处,相同的附图标记表示相同的特征。

[0026] 注意,在本文中所述的示例性实施例中,该网络可以是具有集中结构或者分散结构的无线网络。举例来说,该网络可以是在 DSA 媒体访问 (MAC) 层下起作用的网络,例如根

据 IEEE 802.22 限定的网络,或者根据 IEEE 802.16、IEEE 802.11 或者 IEEE 802.15 限定的网络。此外,该网络可以是蜂窝网络;无线局域网(WLAN);无线个人局域网(WPAN);或者无线局域网(WRAN)。结合在 54MHz 与 862MHz 之间的 VHF/UHF TV 广播波段工作的固定点到多点无线局域网的媒体访问控制层(MAC)与物理层(PHY)描述了这些实施例。而且,要强调的是这仅仅是说明性的,并且也预期将其应用于其他系统。

[0027] 图 1 是根据说明性实施例的无线网络 100 的简化示意图。在特定实施例中,该无线网络 100 是集中式网络。然而,本发明的教导可以推广到分布式无线网络。该无线网络 100 包括接入点(AP)101,其也称作基站(BS)。该无线网络 100 还包括多个无线站(STA)102,其也可以称作无线设备或者用户前端设备(CPE)。该网络还可以包括中继器 103。

[0028] 举例来说,该无线网络 100 可以是先前提到的多种网络类型之一。此外,该 STA 102 可以是计算机、移动电话、个人数字助理(PDA)或者典型地在这种网络中工作的类似设备。在特定实施例中,至少一个 STA 102 是固定的。可以预期,STA 102 适于在需要对当前用户进行保护的频带的受限频道内工作。因此,BS 101 和 STA 102 是次级设备,并且网络 100 是次级网络。通常,为了简化,可以将受限频道和受限信道称作“信道”。

[0029] 注意,仅示出了几个 STA 102;这仅仅是为了简化说明。显然,可以使用许多其他的 STA 102。最后,注意 STA 102 不必是相同的。实际上,可以在该网络 100 内使用适于在选定协议下工作的多种不同类型的 STA。

[0030] 可以在信道的可用性和质量随时间变化的动态环境中实现示例实施例的 MAC 层方法和装置(例如为 TV 波段设计的新的无线技术)。因此,示例实施例的次级 STA 的网络有益地以动态方式获得了信道可用性;并且有益地通知了其他次级 STA 当前设备对于信道的占用或者未来的占用。如本文中详细所述的,示例性实施例的 DSA MAC 层方法和装置提供了到次级 STA 102 的信道访问指令。有益的是,该信道访问指令加强了当前设备对受限信道/波段的不受限的使用以及次级 STA 对受限信道/波段的访问。

[0031] 图 2 是根据示例性实施例的移位寄存器实施方案 200 的概念图。在 STA 102 的接收器中以软件说明性地实现了该移位寄存器 200。限定了两种频域序列,以方便 WRAN 接收器处的脉冲串探测、同步和信道评估。第一个序列称作短训练(ST)序列。该序列是通过在每个第四子载波上插入非零码元形成的。对于短训练序列和长训练序列而言,应当将 DC 子载波映射到单一 TV 波段的中心频率。在所有可用波段上发送/重复超帧前导。

[0032] 在时间域上,这将导致每个 OFDM 码元中 512- 采样矢量的 4 次重复。第二个序列称作长训练(LT)序列。该序列是通过在每个第二子载波上插入非零码元形成的。在时间域上,这将导致每个 OFDM 码元中 1024- 采样矢量的 2 次重复。

[0033] 将 ST 和 LT 序列用于形成本文中所述的超帧、帧和 CBP 前导。该序列在频域中使用二元(+1,-1)码元,并且以特定方式由 M-序列生成该序列,以确保低峰均功率比(PAPR)。超帧的持续时间相对长,并且因此信道响应可以在该超帧持续时间内改变。此外,每个波段发送该超帧前导,同时可以在多个波段上发送帧。因此,使用超帧前导获得的信道估计对于这些帧可能是不准确的。此外,STA 102 能够使用信道估计序列来重新启动精确的频率偏差计算。因此,在帧前导中发送长训练序列是强制的。

[0034] 在生成短训练序列过程中,利用具有多项式  $X^9+X^8+X^6+X^5+X^3+X^2+1$  的伪噪声(PN)序列发生器生成周期为 511 的周期性序列  $P_{REF}^{ST}$ 。将该 PN 序列发生器初始化为 1 1111 1111



[0057]

1, -1, 1, 1, ..., 1, -1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1,

[0058] 1, -1, 1, -1, -1, 1, -1}

[0059] 然后,限定 $P_S^{LT} = P_{REF}^{LT}(S:S+419)$ 并且分别以 $S_1 = 536$ 和 $S_2 = 115$ 形成 $P_{536}^{LT}$ 和 $P_{115}^{ST}$ 。这些序列的前 420 个码元如下:

[0060]

$P_{536}^{LT}(0:419) = \{1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, 1, -1, -$

[0061]

$1, -1, 1, 1, -1, \dots, 1, -1, -1, 1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1,$

[0062]  $1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1\}$ ,且

[0063]

$P_{115}^{LT}(0:419) = \{1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1,$

[0064]

$1, 1, 1, 1, 1, \dots, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1,$

[0065]  $1, -1, -1, 1, 1, 1, 1\}$

[0066] 利用以下等式由以上两个序列形成 2048 单元频域 LT 序列:

[0067]  $\sqrt{\frac{N_T}{840}} P_{536}^{LT}\left(\frac{k-2}{2}\right) 0 < k \leq 840, \text{且}, k \bmod 2 = 0$

[0068]  $P_{LT}(k) = \sqrt{\frac{N_T}{840}} P_{115}^{LT}\left(\frac{k-1208}{2}\right) 1208 \leq k \leq 2046, \text{且}, k \bmod 2 = 0$

[0069] 0 否则

[0070] 并且产生如下所示的 LT 序列

[0071]

$P_{LT}(0:840) = \sqrt{\frac{N_T}{840}} \{0, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, -1, 0, -1, 0, -$

[0072]

$1, 0, 1, 0, 1, 0, \dots, 0, -1, 0, -1, 0, 1, 0, 1, 0, -1, 0, 1, 0,$

[0073]  $1, 0, 1, 0, 1, 0, 1\}$

[0074]  $P_{LT}(841:1207) = \{0, 0, 0, 0, 0, \dots, 0, 0, 0, 0, 0\}$

[0075]

$P_{LT}(1208:2047) = \sqrt{\frac{N_T}{840}} \{1, 0, -1, 0, 1, 0, -1, 0, 1, 0, -1, 0, -$

[0076]

$1, 0, -1, 0, -1, 0, 1, 0, \dots, 1, 0, -1, 0, -1, 0, 1, 0, -1, 0, -$

[0077]  $1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0\}$

[0078] 采用 $P_{LT}$ 的 IFFT 将在时间域中产生 1024- 采样矢量的 2 次重复。

[0079] 如上所述,由发生器多项式、初始化序列和两个偏移值 $S_1$ 和 $S_2$ 来指定该训练序列。以下的表 1 列出了具有与以上相同的发生器和初始化的 114 个 LT 序列的偏移值 $S_1$ 和 $S_2$ 。这些序列均具有低 PAPR 和低互相关值。

[0080] 表 1

[0081]

序列号	第一偏移值 ( $S_1$ )	第二偏移值 ( $S_2$ )
1	536	115
2	407	1009
3	904	483
4	898	477
5	1007	586
6	381	983
7	574	153
8	193	795
9	477	56
10	270	872
11	507	86
12	254	856
13	714	293
14	499	78
15	93	695
16	199	801
17	684	263
18	750	329
19	594	173
20	439	18
21	913	492
22	836	415
23	959	538

24	581	160
25	870	449
26	421	0
27	863	442
28	179	781
29	727	306
30	151	753
31	57	659
32	690	269
33	319	921
34	1019	598
35	277	879
36	667	246
37	555	134
38	879	458
39	842	421
40	163	765
41	886	465
42	4	606
43	399	1001
44	630	209
45	330	932
46	856	435
47	82	684

48	70	672
49	433	12
50	144	746
51	458	37
52	980	559
53	464	43
54	643	222
55	601	180
56	544	123
57	206	808
58	675	254
59	393	995
60	132	734
61	375	977
62	940	519
63	50	652
64	157	759
65	612	191
66	10	612
67	30	632
68	289	891
69	919	498
70	587	166
71	621	200

72	697	276
73	708	287
74	892	471
75	999	578
76	212	814
77	779	358
78	248	850
79	313	915
80	446	25
81	229	831
82	562	141
83	262	864
84	527	106
85	415	1017
86	22	624
87	988	567
88	720	299
89	452	31
90	187	789
91	636	215
92	763	342
93	493	72
94	120	722
95	172	774

96	38	640
97	222	824
98	106	708
99	658	237
100	974	553
101	64	666
102	828	407
103	756	335
104	797	376
105	283	885
106	926	505
107	1013	592
108	99	701
109	44	646
110	298	900
111	934	513
112	363	965
113	427	6
114	568	147

[0082] 在示例性实施例中,接收器利用超帧前导来进行频率和时间同步。因为该接收器还必须解码超帧控制标题(SCH),所以该接收器必须确定信道响应。因此,该超帧前导还包括信道评估字段。

[0083] 图3示出了该超帧前导的格式。该超帧前导是在持续时间内的两个OFDM码元,并且包括短训练序列的5次重复和长训练序列的2次重复。防护间隔仅用于长训练序列。超帧前导的防护间隔的长度如下 $T_{GI} = \frac{1}{4}T_{FFT}$ 。如前面所述生成ST序列和LT序列。由序列号来确定LT序列的偏移值 $S_1$ 和 $S_2$ ,该序列号又是由基站ID和单元ID获得的。

[0084] 超帧前导的持续时间为 $T_{\text{超帧前导}} = 746.666\text{ms}$ (假设基于6MHz的TV信道)。

[0085] 对于短训练序列和长训练序列而言,可以将 DC 子载波映射到单一 TV 波段的中心频率。在所有可用的波段上发送 / 重复该超帧前导。

[0086] 图 4 示出了帧前导的格式。该帧前导将使用 SCH 指定的  $T_{GI}$ 。对于单一信道操作而言,超帧中的第一帧不应包含前导。超帧前导中使用的序列还应用于帧前导中。

[0087] 超帧的持续时间相对较长,并且因此信道响应可以在超帧持续时间内改变。此外,每个波段发送该超帧前导,同时可以在多个波段上发送帧。因此,利用超帧前导获得的信道评估对于帧而言可能不准确。此外,CPE 能够使用信道评估序列来重新启动精确频率偏差计算。因此,帧前导中的长训练序列的发送是强制的。

[0088] CBP 前导包括一个 OFDM 码元。如本文中所述,以  $S_1 = 233$  并且  $S_2 = 22$  生成 ST 序列。这些偏移生成与超帧前导互相关性低的前导,这是因为 CBP 前导应当与超帧前导不同。序列  $P_{233}^{ST}(0:209)$  和  $P_{22}^{ST}(0:209)$  是以下十六进制的序列的前 210 位:

[0092]  $P_{233}^{ST}(0:209) = 2939C5D0D3EC56F36BB65B724B8E5E8D6137C4AF1942307BF5AB0$

[0093]  $P_{22}^{ST}(0:209) = 33444F0EBE9A9D9D22C790A3E7A8A618821F82A067F754B31BBD8$

[0089] 超帧控制标题包括诸如信道数量、帧数量、信道号等的信息。其还包括可变数量的 IE,由此 SCH 的长度也是可变的(最小为 19 个字节,最大为 42 个字节)。

[0090] 利用结合本文中的前向纠错所述的方法 / 模块编码超帧控制标题。利用基本数据速率模式发送该 SCH。应当将 15 位随机数发生器初始化序列全部设为 1s(即 1111 1111 1111 111)。应当由与该 BS(或者在该 BS 的区域中)相关的全部 CPE 解码 SCH。

[0091] 在全部子信道中发送超帧控制标题。因为在 BS 范围内必须由全部 CPE 解码超帧控制标题,所以必须在全部波段中重复该 SCH。

[0092] 在利用产生 336 个码元的 QPSK 星座图映射交错之后并且利用速率  $-1/2$  卷积编码器编码 SCH 的 42 个字节。为了改善 SCH 的鲁棒性并且更好利用可用的子载波,将 4 倍扩展应用到映射器的输出端:

$$[0093] \begin{bmatrix} S_i \\ S_{i+336} \\ S_{i+672} \\ S_{i+1008} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} [D_i] \quad i = 0, 1, 2, \dots, 335$$

[0094] 其中  $D_i$  表示第  $i$  个 QPSK 码元,并且  $S_k$  表示第  $k$  个数据子载波上的码元。利用针对 SCH 的子载波分配,将  $S_0$  映射到 SubCarrier(1,2),将  $S_1$  映射到 SubCarrier(1,3) 等。

[0095] 以上的扩展操作将产生 1344 个码元,它们将占用 28 个子信道(参见针对子信道的定义的子载波分配部分)。这将使每一个波段边缘上的 2 个子信道空出,因此定义为防护子信道。波段边缘处的附加的防护子载波将能够使 CPE 更好地解码 SCH。复制由此形成的 2K 的 IFFT 矢量,以在信道结合的情况下生成 4K 和 6K 长度的 IFFT 矢量。针对该 SCH,  $T_{GI}$  与  $T_{FFT}$  的比为  $1/4$ 。

[0096] 该 SCH 仅使用 28 个子信道。该子信道分配是由以下等式限定的:

$$[0097] \quad n = 1, 2, \dots, N_{ch} = 28$$

$$[0098] \quad \text{SubCarrier}(n, k) = N_{ch} \times (k-28) + (n-1)$$

$$[0099] \quad k = 1, 2, \dots, 27$$

$$[0100] \quad n = 1, 2, \dots, N_{ch} = 28,$$

$$[0101] \quad \text{SubCarrier}(n, k) = N_{ch} \times (k-27) + (n-1)$$

[0102]  $k = 28, 29, \dots, 54$

[0103] 其中

[0104]  $n$  子信道指数

[0105]  $k$  子载波指数

[0106] 然后在每个子信道内标识 6 个引导子载波。这些引导子载波均匀分布在 SCH 码元中使用的子载波上。将从第一个开始的每个第 9 子载波指定为引导子载波。SCH 中引导的子载波指数为  $\{-756, -747, -738, \dots, -18, -9, 9, 18, \dots, 738, 747, 756\}$ 。随后将该子信道中的剩余子载波指定为数据子载波。

[0107] 图 5 示出了 CBP 分组的格式。该 CBP 分组包括前导部分和数据部分。该 CBP 前导是持续时间内的一个 OFDM 码元, 并且如上所述生成。CBP 数据部分可以是持续时间内的一个或两个 OFDM 码元。第一码元中的长度字段能够使接收器确定是否存在第二数据码元。

[0108] CBP 前导包括短训练序列的 4 次重复。接收器能够使用该字段中的前两个短训练序列来进行获取和 AGC 设置, 以及使用接下来两个短训练序列来进行频率偏移评估。CBP 数据码元包括数据和引导子载波。在 1680 个所使用的子载波中, 将 426 个子载波指定为引导子载波, 并且将其余 1254 个子载波指定为数据子载波。

[0109] 以下给出了 CBP 前导中的非零子载波的位置以及 CBP 数据码元中的引导和数据子载波的位置并且图 6 中概念性地进行了表示。

[0110] CBP 前导码元中非零子载波的位置:  $(4, 8, 12, 16, \dots, 832, 836, 840, 1208, 1212, 1216, \dots, 2036, 2040, 2044)$

[0111] 数据部分中 426 个引导子载波的位置:  $(1, 2, 6, 10, \dots, 830, 834, 838, 839, 840, 1208, 1210, 1214, 1218, \dots, 2038, 2042, 2046, 2047)$

[0112] 数据部分中 1254 个数据子载波的位置:  $((3, 4, 5), (7, 8, 9), (11, 12, 13), \dots, (831, 832, 833), (835, 836, 837), (1211, 1212, 1213), (1215, 1216, 1217), (1219, 1220, 1221), \dots, (2039, 2040, 2041), (2043, 2044, 2045))$

[0113] 图 7 示出了 CBP 数据编码器和映射器的简化结构图。在编码和映射之前将 CBP 有效载荷分成 418 位的数据块。首先使用速率  $-1/2$  卷积编码对每个 418 位数据块进行编码。然后利用 QPSK 星座图对编码位进行映射, 并且产生 418 个码元。在三个子载波上发送这些 QPSK 码元中的每一个, 以便提供附加的频率多样性。由以下等式来描述扩展函数:

$$[0114] \begin{bmatrix} S_i \\ S_{i+418} \\ S_{i+836} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} [D_i] \quad i = 0, 1, 2, \dots, 417$$

[0115] 其中  $D_i$  表示第  $i$  个 QPSK 码元, 并且  $S_k$  表示第  $k$  个数据子载波上的码元。将 1254 个扩展码元插入如上所述的其相应位置上。这将产生插入频率窗口 (frequency bin) 3 中的码元  $S_0$ 、插入频率窗口 4 中的码元  $S_1$ 、插入频率窗口 5 中的码元  $S_2$ 、插入频率窗口 7 中的码元  $S_3$  等。然后将 426 个引导码元插入其指定的频率窗口中。然后使用 IFFT 模块将所得到的矢量变换到时间域中。

[0116] 标准接收器能够将引导码元与前导码元组合, 然后执行内插以获得信道评估。然后, 能够将这些信道评估用于使 CBP 数据码元相等。该接收器还能够使用最大比组合 (MRC) 来解扩展数据码元。推荐使用维特比算法的解码。

[0117] 在某些应用中,例如 802.16 和 802.22,需要前导序列组,这是因为每个单元中的基站使用来自该组的一个序列作为标示。除了具有低 PAPR 之外,还需要该序列组在时间和频域中的自相关和互相关属性,使得接收器能够使用简单的相关方法确定已经接收到哪个序列。上述方法能够用于通过并入每个序列对的自相关和互相关作为矩阵,决定是否应当将序列添加到该组中,从而构建这种序列组。每个序列是由相同的发生器获得的并且由其两个偏移参数来标识。

[0118] 在图 8 到 11 中,提出了具有表 1 中所述偏移的包含 114 个序列的序列组的属性。图 8 示出了该组中每个序列的 PAPR。图 9 示出了对于全部可能的时间延迟该组中任意两个序列之间的最大时间域互相关约为  $-12\text{dB}$ ,其足够低以获得鲁棒性的序列标识。图 10 示出了对于所有延迟该组中每个序列的频域循环自相关。而且,这些序列对于不同于零的延迟具有非常低的相关性,从而能够实现频域同步。图 11 示出了任意两个序列之间 11 个频率延迟上的最大频域循环互相关性。

[0119] 针对本公开范围内,应当注意,本文中所述的各种方法和设备能够以硬件和软件来实现。而且,所包含的各种方法和参数仅作为实例而没有任何限定性的意义。针对本公开,本领域技术人员能够在确定其自己的技术和实现这些技术所需的装置时实现本发明的教导,同时保持在所附权利要求书的范围之内。

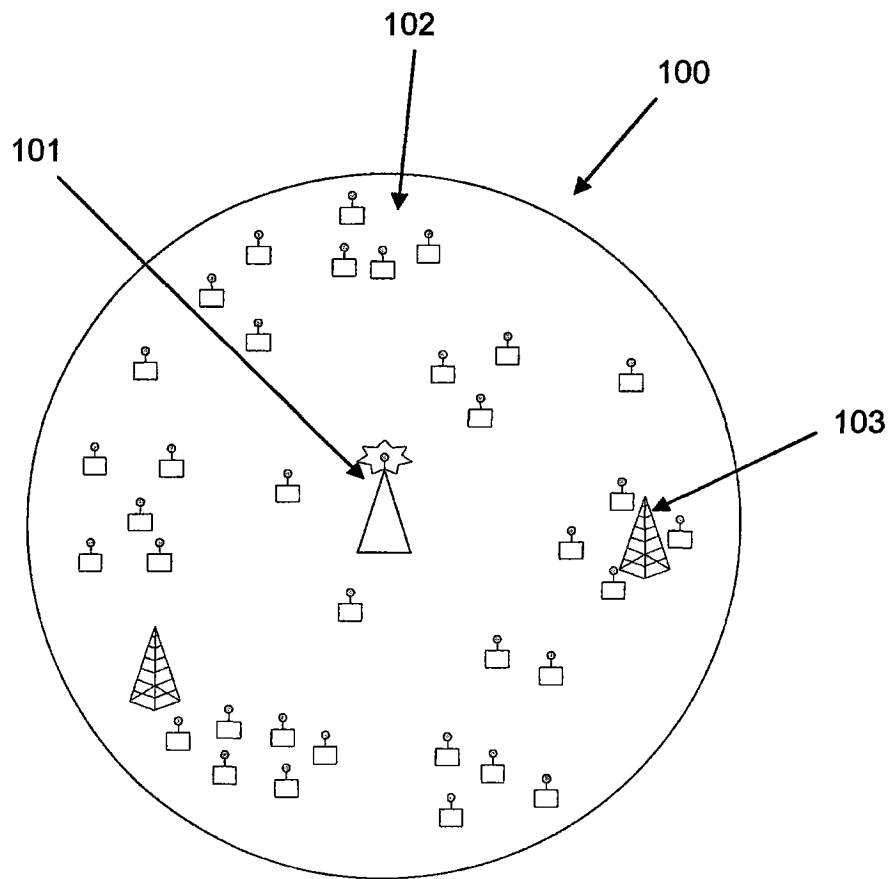
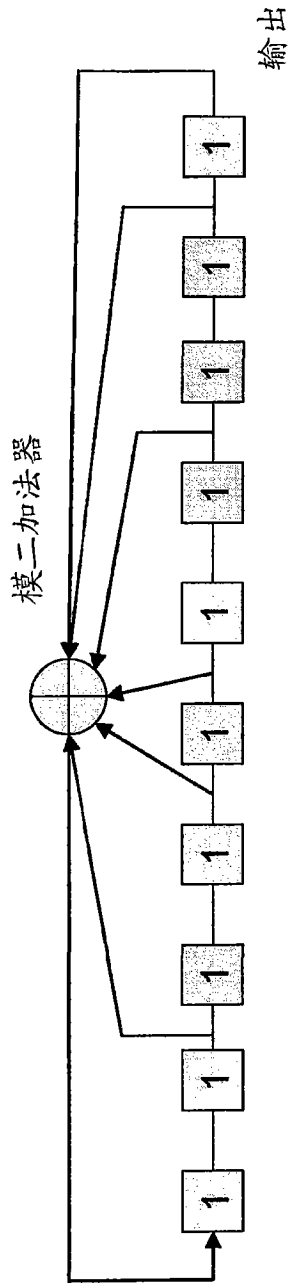


图 1



$$X^{10} + X^9 + X^7 + X^5 + X^4 + X^2 + 1$$

图 2

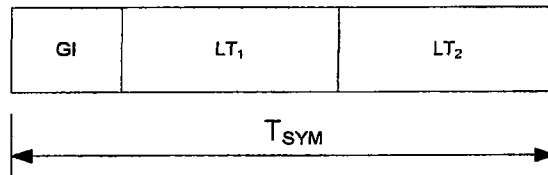


图 4

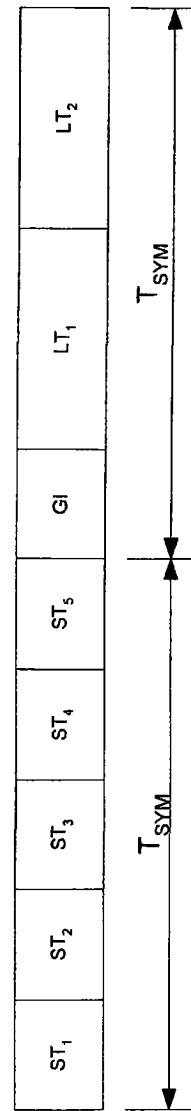


图 3

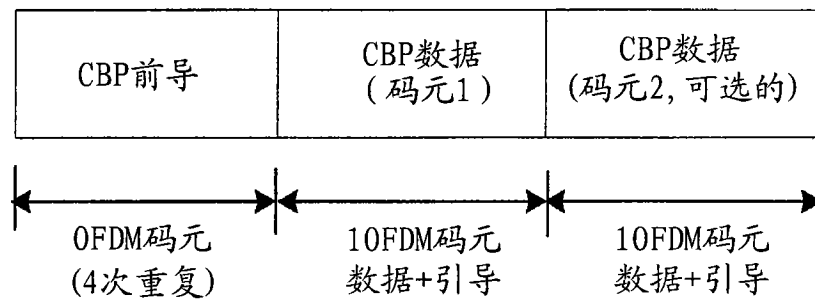


图 5

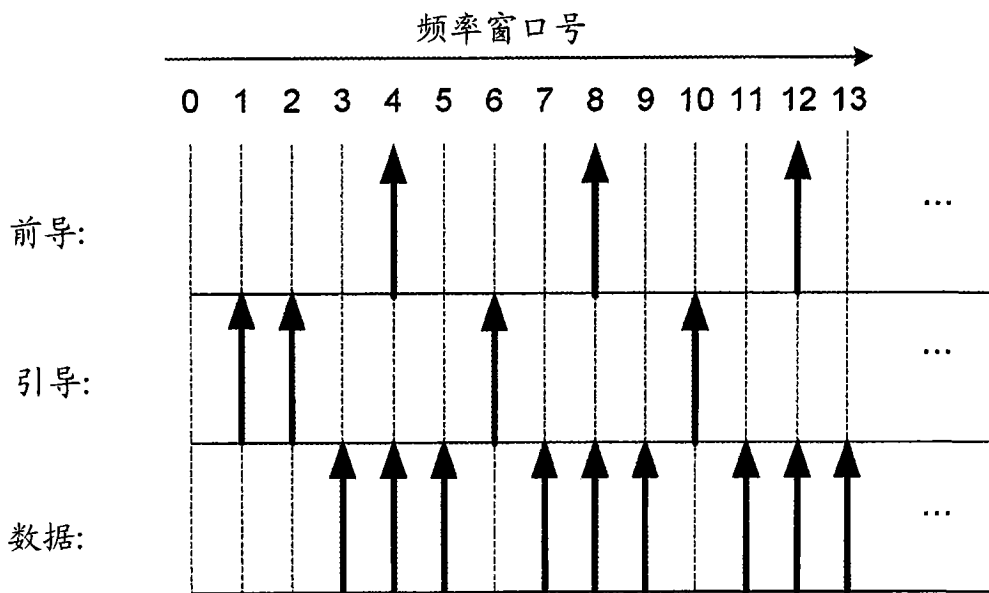


图 6

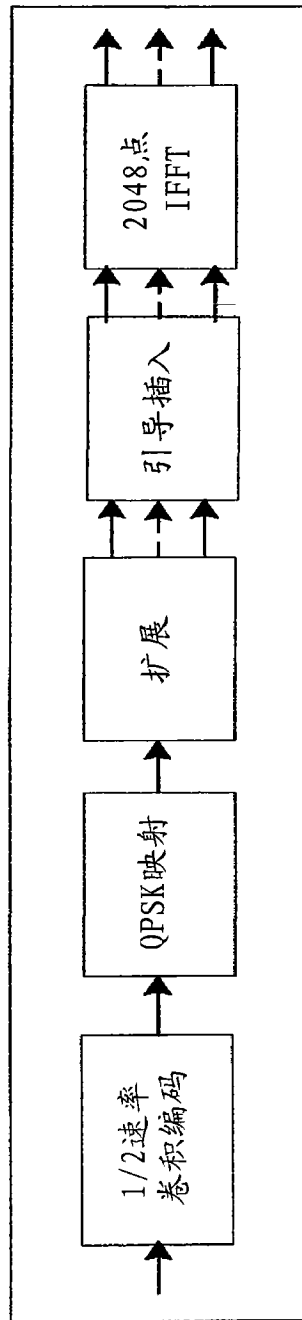


图 7

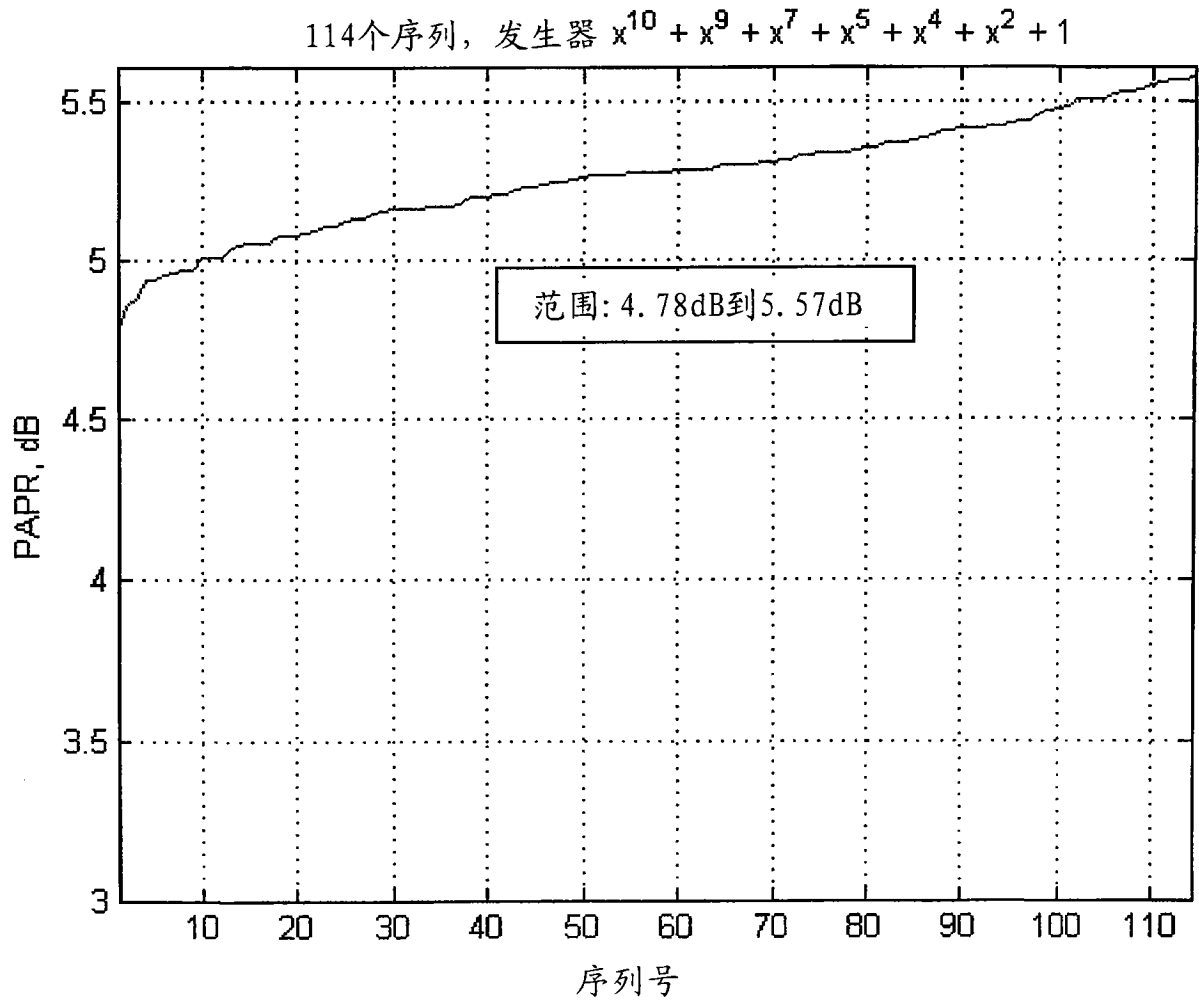


图 8

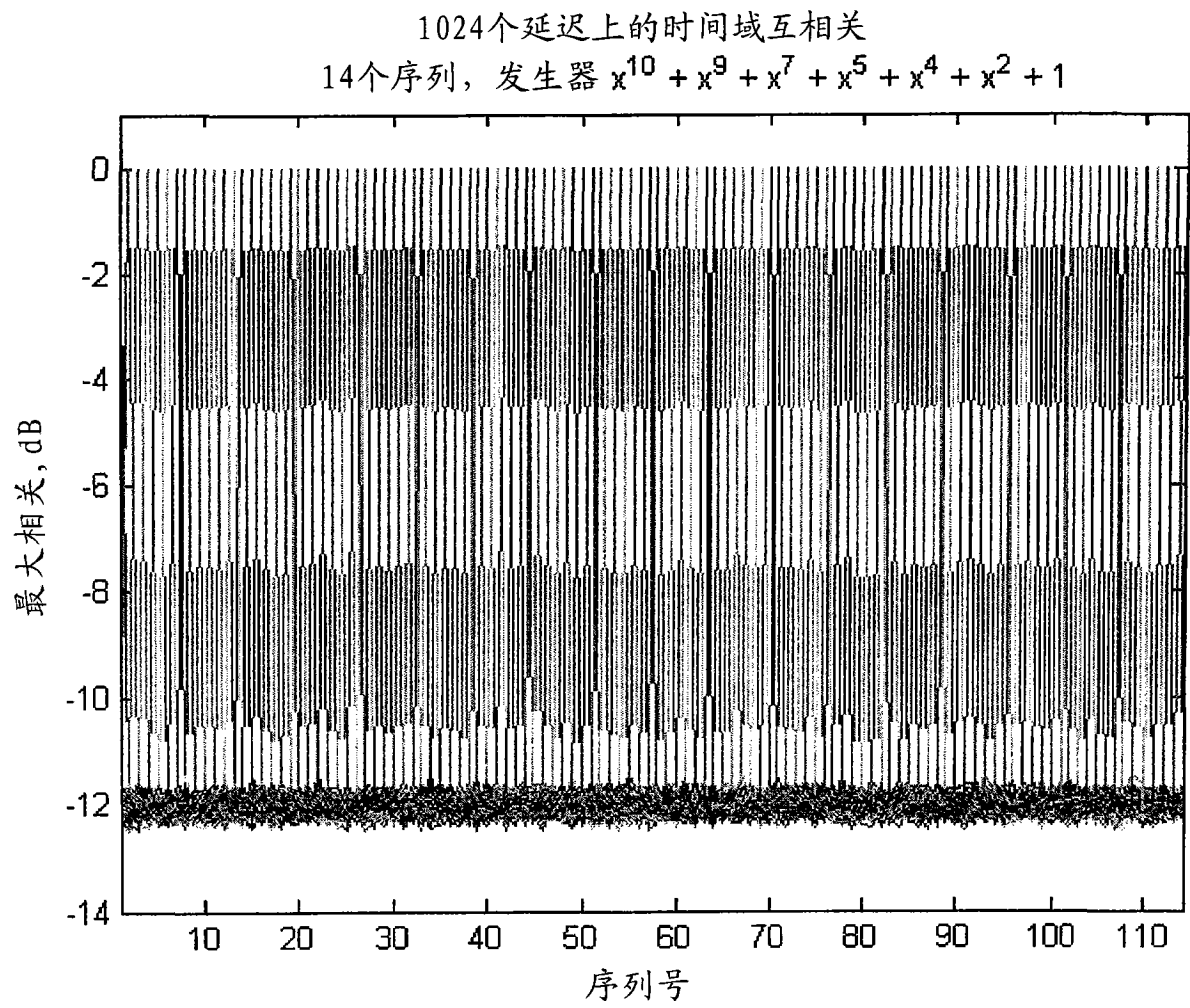


图 9

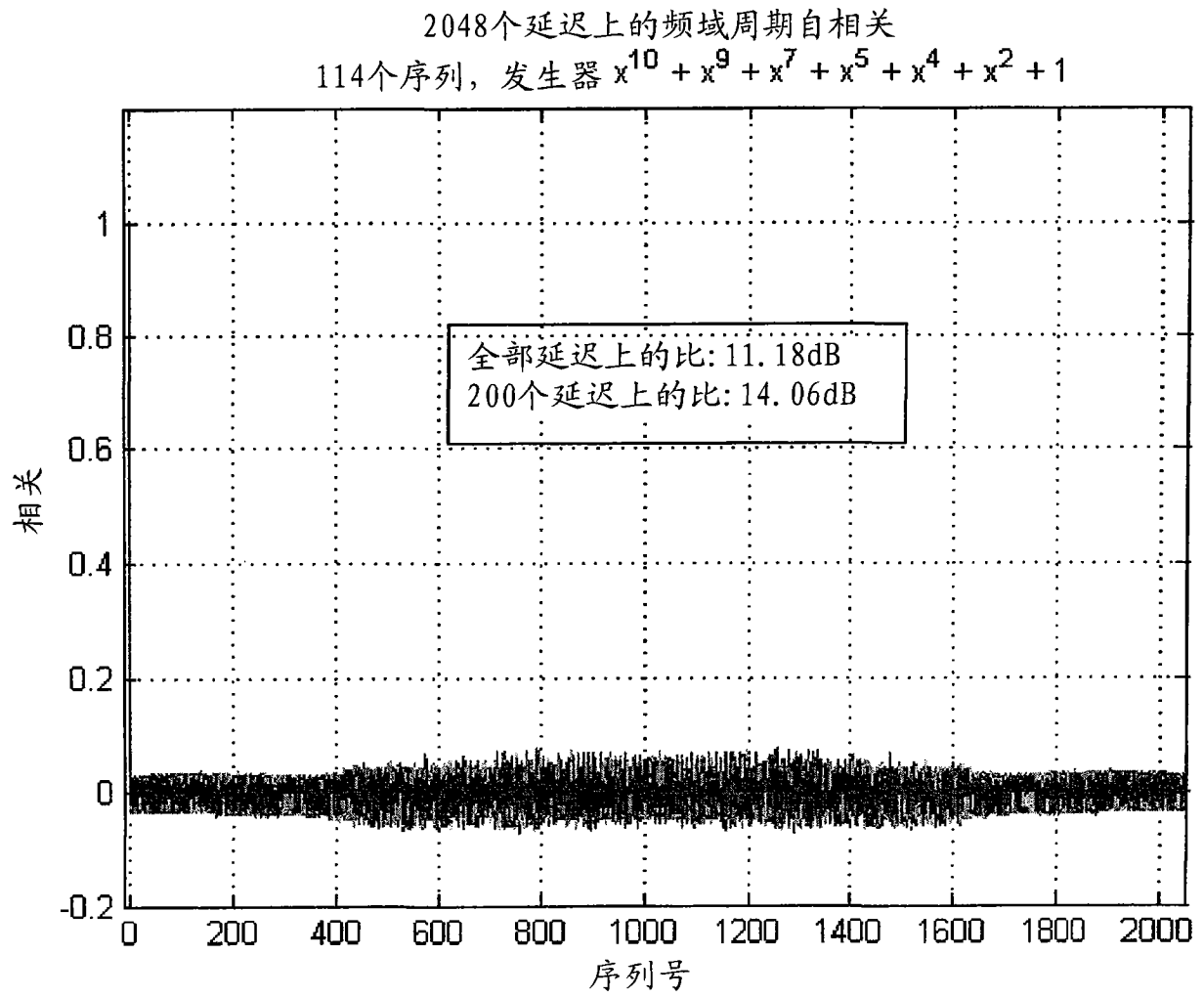


图 10

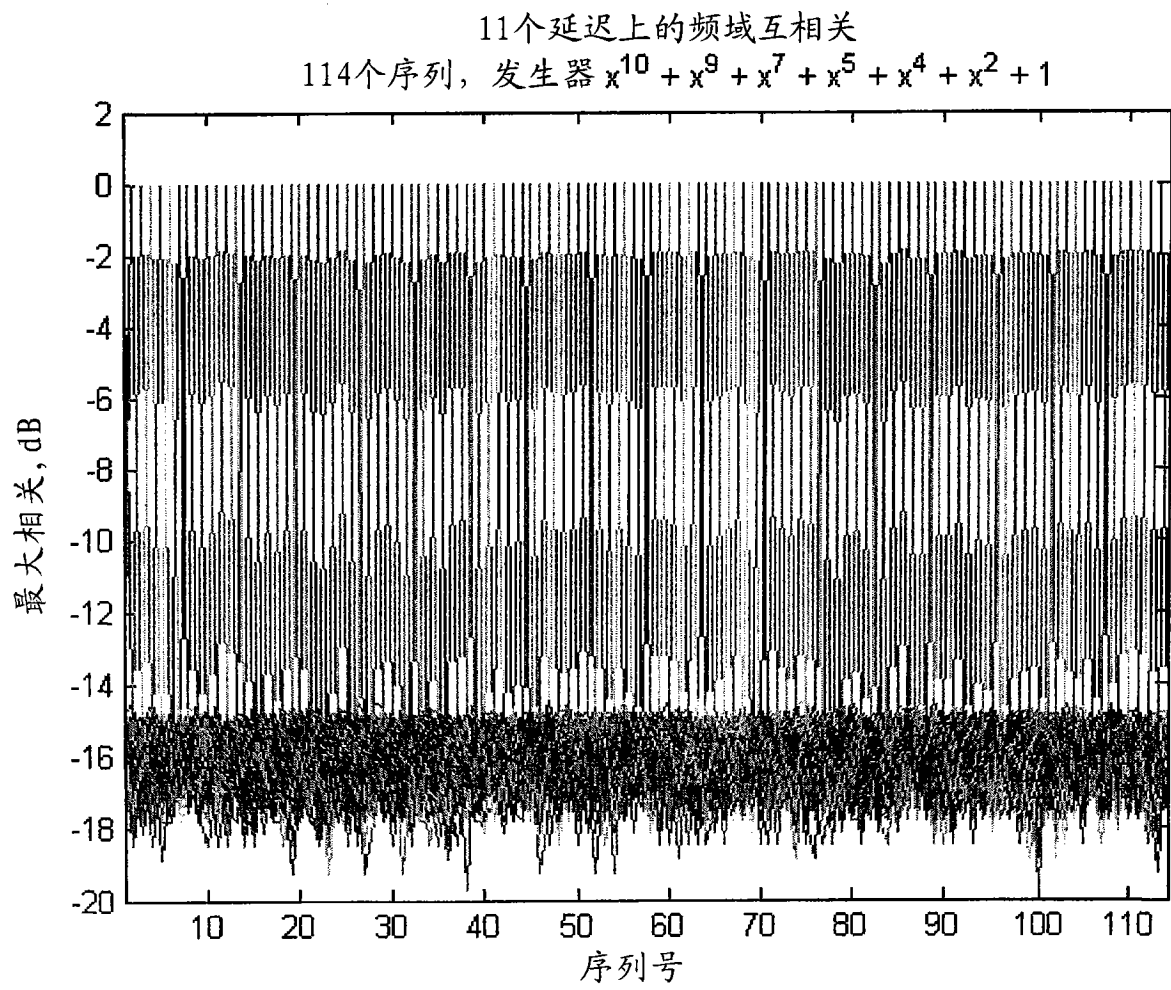


图 11