



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102292951 B

(45) 授权公告日 2016. 01. 13

(21) 申请号 200980155088. 1

(22) 申请日 2009. 11. 13

(30) 优先权数据

61/116, 532 2008. 11. 20 US

12/415, 727 2009. 03. 31 US

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2011. 07. 20

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/US2009/064385 2009. 11. 13

(87) PCT国际申请的公布数据

W02010/059517 EN 2010. 05. 27

(73) 专利权人 先进微装置公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 R·拉贾戈帕尔

(74) 专利代理机构 北京戈程知识产权代理有限公司

公司 11314

代理人 程伟 王锦阳

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

H04L 5/00(2006. 01)

H04J 11/00(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101217524 A, 2008. 07. 09,

CN 1407745 A, 2003. 04. 02,

CN 101212433 A, 2008. 07. 02,

US 2005073949 A1, 2005. 04. 07,

US 2005073949 A1, 2005. 04. 07,

CN 1980211 A, 2007. 06. 13,

WO 2007055469 A1, 2007. 05. 18,

CN 101018222 A, 2007. 08. 15,

审查员 李福涛

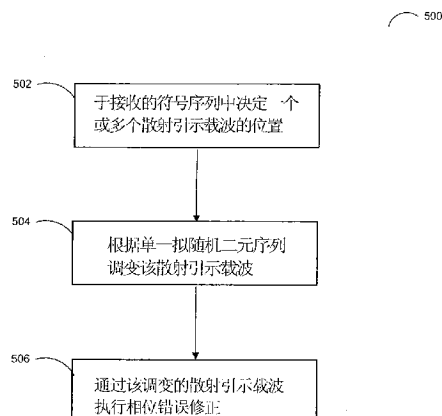
权利要求书2页 说明书8页 附图6页

(54) 发明名称

基于多载波调变式接收器的同步化

(57) 摘要

本发明提供一种用于将多载波接收器同步化以接收传输信号的方法。该方法包括于接收的符号序列中决定一个或多个散射引示载波的位置并根据单一拟随机二元序列调变该散射引示载波。该方法亦通过该调变的散射引示载波执行相位错误修正。



1. 一种用以将多载波接收器同步化以接收传输信号的方法,包括以下步骤:
在接收的符号序列中决定一个或多个散射引示载波的位置;
根据单一拟随机二元序列调变该散射引示载波,其中,该单一拟随机二元序列的持续时间为至少两个符号;及
通过该调变的散射引示载波执行相位错误修正。
2. 如权利要求 1 所述的方法,还包括以下步骤:
决定一个或多个连续引示载波的位置;及
使用该连续引示载波执行粗及细同步化。
3. 如权利要求 2 所述的方法,其中,该粗及细同步化于时域中执行。
4. 如权利要求 1 所述的方法,其中,该单一拟随机二元序列的持续时间等于两个符号。
5. 如权利要求 1 所述的方法,其中,该单一拟随机二元序列为金氏码。
6. 如权利要求 1 所述的方法,其中,该多载波接收器根据正交分频复用原则而进行操作。
7. 一种用以将多载波接收器同步化以接收传输信号的器件,其包括:
用以在接收的符号序列中决定一个或多个散射引示载波的位置的装置;
用以根据单一拟随机二元序列调变该散射引示载波的装置,其中,该单一拟随机二元序列的持续时间为至少两个符号;及
用以通过该调变的散射引示载波执行相位错误修正的装置。
8. 如权利要求 7 所述的器件,还包括:
用以决定一个或多个连续引示载波的位置的装置;及
用以使用该连续引示载波执行粗及细同步化的装置。
9. 如权利要求 8 所述的器件,其中,该粗及细同步化于时域中执行。
10. 如权利要求 7 所述的器件,其中,该单一拟随机二元序列的持续时间等于两个符号。
11. 如权利要求 7 所述的器件,其中,该单一拟随机二元序列为金氏码。
12. 如权利要求 7 所述的器件,其中,该器件根据正交分频复用原则而进行操作。
13. 如权利要求 7 所述的器件,还包括:
用以组构制造程序以制造处理器的装置,以适用于决定所述散射引示载波的位置并执行所述相位错误修正。
14. 如权利要求 13 所述的器件,其中,光罩采用于组构所述制造程序。
15. 一种组构成操作于正交分频复用系统的接收器,包括:
处理器,用以在接收的符号序列中决定一个或多个散射引示载波;
调变器,用以根据单一拟随机二元序列调变该散射引示载波,其中,该单一拟随机二元序列的持续时间为至少两个符号;及
错误修正区块,用以通过该调变的散射引示载波执行相位错误修正。
16. 如权利要求 15 所述的接收器,还包括:
决定一个或多个连续引示载波的位置的装置;及
用于使用该连续引示载波执行粗及细同步化的装置。
17. 如权利要求 16 所述的接收器,其中,该粗及细同步化于时域中执行。

18. 如权利要求 15 所述的接收器,其中,该单一拟随机二元序列的持续时间等于两个符号。

基于多载波调变式接收器的同步化

技术领域

[0001] 本发明一般是关于数字视讯广播 (digital video broadcasting, DVB)。更具体而言,本发明是关于在 DVB 系统中所使用的多载波调变式接收器中将传输数据同步化。

背景技术

[0002] DVB 为用于数字地面电视的广播传输的欧洲联盟标准。DVB 系统使用多载波调变,例如正交分频复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM),以传输压缩的数字音讯 / 视讯串流。另一常见的传输信号方法为数字视讯广播 - 地面电视系统 (digital video broadcasting-terrestrial, DVB-T)。当广播器采用 DVB-T 时,所传输的信号无法通过电缆来传播。替代的是,他们通过天线而进至家庭式接收器。

[0003] DVB-T 广播器利用基于运动图像专家组 (Moving Picture Expert Group, MPEG)-2 标准的程序以压缩数字音讯 - 视讯串流的方式传输数据。这些传输可包括所有种类的数字广播,包括高分辨率电视 (high definition television, HDTV)。MPEG-2 信号代表一优于需要单独传输串流的旧式仿真信号的改良。

[0004] 在多载波系统中,如 OFDM 系统,经由先前技术,将串行输入的符号流分割为单位区块。各单位区块的符号流转变成 N 数量个平行符号。在转变之后,根据反相快速傅立叶转换 (Inverse Fast Fourier Transform, IFFT) 技术,通过利用多个具有不同频率的次载波,分别将这些包括数据的符号加入或复用,并经由时域中的信道传输。

[0005] 除了数据之外,这些 OFDM 符号亦包括散射引示载波 (scattered pilot carriers, SPC)、连续引示载波 (continuous pilot carriers, CPC)、和保留音调 (reserve tone) 引示载波。这些引示载波 (信号) 用于帧同步、频率同步、时间同步、信道估计、传输模式辨识、及 / 或相位噪声追踪。数据及引示载波组成 OFDM 符号的有用的部分。如所属技术的技术人员所理解的,这些 OFDM 符号亦包括较少使用的部分,例如防护间隔 (guard interval)。

[0006] 一旦 OFDM 系统的接收器侧撷取到 OFDM 符号,必须将他们解调变 (demodulated)。OFDM 解调变程序包括许多步骤,其中例如快速傅立叶转换 (FFT) 步骤、等化和解交错 (de-interleaving) 步骤、及同步步骤等等。

[0007] 实施 OFDM 接收器的同步化以将各符号的有用部分设置于将应用 FFT 处。此同步化,一般实施于时域,其特色在于可以粗同步化 (coarse synchronization) (例如初始实施于撷取时段者) 或细同步化 (fine synchronization)。细同步化改善了在粗同步化时所达到的结果,从而足以提供可靠解调。

[0008] 在撷取时期用于载波和符号同步化的现有技术是以时域为基础。然而,他们亦包括显著的频域成份。换言之,虽然这些技术主要是基于时域,但有些部份是在应用 FFT 之后实施。然而,为了成功地实施载波和符号的同步化,此时域焦点 (time domain focus) 使得连续引示的使用成为必要。

[0009] 由这些传统技术的时域成分无法提供细频率偏移估计 (fine frequency offset estimation) 的功效。因此,传统技术必须在频域中实施细频率偏移估计。这利用连续引示

能够达到。然而,期望在时域中实施同步化的所有态样,包括细频率偏移估计。由于在可实施 FFT 前需要许多更费时的步骤(例如 FFT 窗的估计),因为其允许更快的信号撷取,所以时域为较佳。

[0010] 所属技术领域的技术人员应知道,可于时域中实施粗同步化。然而,在时域中实施细同步化并非如此容易完成。因为快速信号撷取和上述步骤减少的优势,所以期望在时域中实施细同步化。然而,在时域中不使用该连续引示难以达到细同步化。

[0011] 用于在时域中实施细同步化的其中一个建议的解决方案,已使用了散射引示来替代连续引示以实施相位错误修正。换言之,提供拟随机序列(pseudorandom sequence)以调变散射引示,其可在时域中依序被用于分开的程序中。然而,对于使用多尺寸 FFT(如 DVB-T2)的多载波系统而言,由于需要接收和处理不同尺寸的多重序列,所以在此方式中利用拟随机序列会对该接收器增加多余的复杂度。

[0012] 因此,所需要的是改良的引示序列结构,其可促进更有效率的接收器同步化以降低用于多重 FFT 尺寸规格的接收器的复杂度。具体来说,所需要的是在时域中利用单一引示序列实施接收器同步化的改良技术。

发明内容

[0013] 在此具体表现及大致描述符合本发明的原则,本发明包括用于将多载波接收器同步化以接收传输信号的方法。该方法包括于接收的符号序列中决定一个或多个散射引示载波的位置并根据单一拟随机二元序列调变该散射引示载波。该方法亦通过该调变的散射引示载波执行相位错误修正。

[0014] OFDM 系统含有连续和散射引示。对于一般的相位错误修正,如上所述使用连续引示。然而,于本发明中,取代使用连续引示进行相位错误修正,而是在时域中使用调变的散射引示序列以致能粗和细两者同步化的效能。换言之,可于时域中使用连续引示以协助及实施细同步化,最终减少接收器的复杂度。

[0015] 然而,于相位错误修正时追踪所使用的散射引示的位置可能有问题。换言之,散射引示于各个符号中并不位在相同的载波索引。因此,为了对相位错误修正使用散射引示作为连续引示的替代,必须知道实际的散射引示符号索引,或者,等待散射引示的完整循环。本发明提供一种方法藉由以金式序列代替来解决此问题,其具有良好的自相关(autocorrelation)性质,以代替传统的拟随机序列。金式序列的使用使得在时域中能完整地达到同步化。

[0016] 以下一并参阅附图仔细描述,本发明之进一步的实施例、特征和优点,以及本发明的各种实施例的结构和操作。

附图说明

[0017] 在此所包含的及形成说明书一部分的附图阐明本发明及说明,进一步解释本发明的原则并使所属相关领域中的技术人员能制作及使用本发明。

[0018] 图 1 为基于 DVB-T 系统的习知 OFDM 的说明方块图;

[0019] 图 2 为示范的引示图型序列的图式说明;

[0020] 图 3 为示范的线性回馈移位缓存器的说明;

- [0021] 图 4 两个符号持续时间序列的说明；
- [0022] 图 4B 为根据本发明所修改之示范的线性回馈移位缓存器的说明；及
- [0023] 图 5 为实施本发明实施例的方法的示范流程图。

具体实施方式

[0024] 以下本发明的实施方式参照用以阐释与本发明相符的具体实施例的附图。可能有其它实施例，且在本发明的精神及范畴内可修改实施例。因此，实施方式并非意味着限制本发明。更确切地说，本发明的范畴反而是由附加的权利要求书所定义。

[0025] 对所属技术领域的技术人员而言显而易见的是，如以下所述，本发明可实现于软件、硬件、韧体、及 / 或图式中所说明的全部各种不同实施例。任何实际软件码和硬件专门控制来实现本发明但并非限制本发明。因此，鉴于本文详细介绍的程度，本发明的操作行为将被描述而理解到本发明的修改和变化为可能。

[0026] 第 1 图为习知 OFDM 行动通讯系统的传输 / 接收端的说明之方块图。于第 1 图中，以 OFDM 为基础的行动通讯系统包括传输端 100 和接收端 150。传输端 100 包含数据传输器 102、编码器 104、符号映像器 106、串行平行 (S/P) 转换器 108、引示符号插入器 110、反相快速傅立叶转换 (IFFT) 单元 112、平行串行 (P/S) 转换器 114、防护间隔插入器 116、数字模拟转换器 (D/A 转换器) 118、及射频频率 (RF) 处理器 120。

[0027] 于传输端 100 中，数据传输器 102 产生并输出将传输的使用者数据位及控制数据位至编码器 104。编码器 104 接收从数据传输器 102 所输出的信号，并根据预定的编码法对从数据传输器 102 所输出的信号进行编码，接着输出编码的信号至符号映像器 106。编码器 104 可通过具有预定编码率的卷积 (convolutional) 编码法或涡轮 (turbo) 编码法来实施编码。符号映像器 106 根据相对应的调变法调变从编码器 104 输出的编码后的位，从而产生调变符号，并输出该调变符号至 S/P 转换器 108。符号映像器 106 可根据的调变方法包括以下，例如二相相移键控 (binary phase shift keying, BPSK) 方法、正交相移键控 (quadrature phase shift keying, QPSK) 方法、16 正交振幅调变 (quadrature amplitude modulation, QAM) 方法、64QAM 方法，或其它。

[0028] S/P 转换器 108 接收自符号映像器 106 输出的串行调变符号并将其转换成平行调变符号，且输出转变后的平行调变符号至引示符号插入器 110。引示符号插入器 110 将引示符号插入至 S/P 转换器 108 所输出的转换后的平行调变符号中，接着将其输出至 IFFT 单元 112。

[0029] IFFT 单元 112 接收自引示符号插入器 110 所输出的信号，对该信号实施 N 点 IFFT，接着将其输出至 P/S 转换器 114。P/S 转换器 114 接收自 IFFT 单元 112 所输出的信号，将该信号转换成串行信号，并输出转换后的串行信号至防护间隔插入器 116。防护间隔插入器 116 接收自 P/S 转换器 114 所输出的的信号，将防护间隔插入至接收到的信号，接着将其输出至 D/A 转换器 118。所插入的防护间隔避免了在 OFDM 通讯系统中所传输的 OFDM 符号之间的干扰。换言之，所插入的防护间隔是避免于先前 OFDM 符号时期中传输的先前 OFDM 符号与于目前的 OFDM 符号时期中将要传输的目前的 OFDM 符号之间的干扰。

[0030] D/A 转换器 118 接收自防护间隔插入器 116 所输出的信号，将该信号转换成模拟信号，并输出转换后的模拟信号至 RF 处理器 120。RF 处理器 120 包括过滤器及前端单元。

RF 处理器 120 接收来自 D/A 转换器 118 的信号, RF 处理该信号,接着经由传输天线而在大气中传输该信号。以下进一步详细讨论接收端 150。

[0031] 接收端 150 包括 RF 处理器 152、模拟数字转换器 (A/D 转换器) 154、防护间隔去除器 156、S/P 转换器 158、FFT 单元 160、引示符号撷取器 162、信道估计器 164、均衡器 166、P/S 转换器 168、符号解映像器 170、译码器 172、及数据接收器 174。

[0032] 于噪声被包含于该信号中的状态下,自传输端 100 所传输的信号通过多个信道并被接收端 150 的接收天线所接收。经由该接收天线所接收的信号输入至 RF 处理器 152,且 RF 处理器 152 将该接收的信号降频转换成中频 (intermediate frequency, IF) 带的信号,接着输出该中频信号至 A/D 转换器 154。A/D 转换器 154 将自 RF 处理器 152 所输出的模拟信号转换成数字信号并接着输出该数字信号至防护间隔去除器 156。

[0033] 防护间隔去除器 156 接收由 A/D 转换器 154 转换并输出的该数字信号,从该数字信号清除防护间隔,接着将其输出至 S/P 转换器 158。S/P 转换器 158 接收自防护间隔去除器 156 所输出的该串行信号,将该串行信号转换为平行信号,接着输出该平行信号至 FFT 单元 160。FFT 单元 160 对 P/S 转换器 158 所输出的该信号实施 N 点 FFT,接着将其输出至均衡器 166 和引示符号撷取器 162 两者。均衡器 166 自 FFT 单元 160 接收该信号,将该信号信道等化 (channel-equalize),接着输出信道等化后的信号至 P/S 转换器 168。P/S 转换器 168 接收自均衡器 166 输出的平行信号,将该平行信号转换为串行信号,接着输出转换后的串行信号至符号解映像器 170。

[0034] 正如上文所述,自 FFT 单元 160 输出的信号亦输入至引示符号撷取器 162。引示符号撷取器 162 从 FFT 单元所输出的信号侦测出引示符号并输出侦测到的引示符号至信道估计器 164。信道估计器 164 利用该引示符号实施信道估计并输出该信道估计的结果至均衡器 166。在此,接收端 150 产生对应于信道估计的结果的信道品质信息 (channel quality information, CQI) 并通过 CQI 传输器 (未图示) 传输该 CQI 至传送端 100。

[0035] 符号解映像器 170 接收自 P/S 转换器 168 输出的信号,根据对应于传输端 100 的调变法的解调变法将该信号解调变,接着将解调变后的信号输出至译码器 172。译码器 172 根据对应于传输端 100 的编码法的译码法将来自符号解映像器 170 的信号译码并将译码后的信号输出至数据接收器 174。

[0036] 于 OFDM 系统中,数据经由多载波频率而传输及接收。经由例子,于一些 OFDM 系统中可大约有 128 个占用可用频宽的独立 OFDM 子载波 (亦即音调)。于这些系统中,数据经由许多这些子载波而传输和接收。约 10 个子载波无须载波信息。这些子载波 (亦称为引示音调) 可使用来防护载有子载波的信息、简化系统的过滤器需求、或提供该解调变器参考相位 / 振幅信息。该引示音调的位置可根据通讯标准来定义或由系统的使用者 / 设计者来定义。一些引示音调是位于频谱的两端,而一些引示音调是散布于该频谱之内。

[0037] 对于各传输的载波信号而言,OFDM 接收器通常会试图补偿传输信道所导致的失真。这通常涉及信道估计操作和信道补偿操作。为了协助接收器克服多重路径失真,故传输带有已知数据图案的引示信号。引示音调是用以支持信道估计操作。这些信道估计操作通常试图去估计由通讯信道所导致的振幅和相位失真。

[0038] 引示音调的图案结构可为实质上的任何种类,其规定满足用于通讯信道脉冲响应及变化率的尼奎斯特 (Nyquist) 采样标准。所传输的引示音调的数量通常为预期的多重信

道失真延迟和预期的信道情况中的变化率的函数。然而,由于引示音调的传输排除用来传输该引示音调的传输槽中的数据传输,所以为了效率的目的,需将引示音调的数量最小化。

[0039] DVB-T OFDM 系统通常为了使信道估计较容易而使用他们的引示音调。然而,这些音调的稀少使其难以快速估计信道及具有有效的内存使用和计算。

[0040] 信道估计对于现今无线接收器而言为重要的功能。即使以无线信道性质的有限知识,接收器可瞭解由该传输器所寄送的信息。信道估计的目标为量测已知的或部分已知的信道传输的功效。由于变化的情况和拓扑,信道可改变信道性质。OFDM 系统特别适用于估计这些变化的信道性质。更具体而言,于 OFDM 系统中,该次载波为紧密排列且该系统通常使用于能以极小的延迟计算信道估计的高速应用。如上所述,以已知能量和组成寄送的次载波称为引示并使用于同步化。

[0041] 本发明提供一种独特且新颖的方法来实施信道估计。更具体而言,本发明提供已知信道估计技术的增进,例如音调保留。于音调保留中,例如,为了减少 PAPR 而保留载波并填充任意值。

[0042] 于以下范例中阐释本发明。假设已知可针对载波选择非任意值。换言之,例如,于一给定的符号,载波 3、7 和 10 为可用的,而且对于这些载波中的每一个并非使用任意值,而是可使用有五个非任意值(例如 -2、-1、0、1 和 2)。因此,于此范例中有 125 个选择(亦即 5^3)。假设这 125 个选择的每一个包括足够的颗粒性,以致于平均功率比的高峰(peak to average power ratio, PAPR)能相较于利用该任意值的 PAPR 缩小而降低数额。于此设想中, PAPR 可减少到几乎和利用该任意值所能减少的一样多。然而,通过利用非任意值的小集合,接收器具有更多用以实施信道估计和等化的信息。提供此信息至该接收器的能力使得这些载波能被使用作为引示。

[0043] 传统上,仅有专用的引示能被用来提供信道估计。本发明使额外的、非引示信道载波也能被用来提供该信道估计。

[0044] 第 2 图为例示的引示图型序列(pilot pattern sequence)200 之图形说明。引示图型序列 200 包括配置成沿着表示时间的 Y 轴 204 的九个 OFDM 符号的符号组 202。Y 轴 204,例如可为 200 微秒(μs)至 1 毫秒的梯度。这些梯度的准确性取决于各 OFDM 符号的总持续时间。

[0045] 第 2 图的图标亦包括表示频率的 X 轴 206。在各该符号组中均匀分布的载波是沿着 X 轴 206 配置。

[0046] 于第 2 图中,于符号组 202 中的各个符号包括不同的载波型式,包括数据载波(d_{ij})、保留音调(r_{ij})、连续引示(c_{ij})、及散射引示(s_{ij})。虽然引示序列 200 表示配置成用于 DVB-T2 系统的序列,但其可适用于任何 OFDM 系统。

[0047] 于该载波形式下标(例如 d_{ij})中的第一元素表示载波索引。该下标的第二元素表示时间索引。例如,于第 2 图中,第一 OFDM 符号 207,发生于时间 0 时,包括连续引示 $c_{0,0}$ 、数据载波 $d_{1,0}$ 、数据载波 $d_{2,0}$ 等。

[0048] 于 OFDM 符号中,数据载波表示实际传输数据。该连续引示和该散射引示被设成能执行信道估计。例如符号 207,连续引示为 $c_{0,0}$ 和 $c_{0,15}$ 。符号 207 亦包括散射引示 $s_{12,0}$ 。为何使用两个不同型式的引示的原因为熟悉技术领域的人员所充分理解的而在此无须讨论。

[0049] 关注于引示音调的其它面向,大多 OFDM 系统包括具有非位于在任何特定系统内

的引示之概念。例如,于符号组 202 中,所有连续引示具有相同于其它载波引示的载波索引,意味着他们和其它连续引示成一直行。例如,有连续引示在载波索引“0”及载波索引“15”。该连续引示全部垂直对齐的事实表示出在不同的符号下,该引示位置保持相同。换言之,若载波 0 为符号 0 (亦即,符号 207) 中的引示,则载波 0 亦为符号 208 中的引示、及符号 210 中的引示等。这样的程序为 DVB-T 系统和无线局域网 (local area network, LAN) 系统的典型。

[0050] 然而,利用如第 2 图的配置的引示配置之问题为,连续引示的密度典型地不足以充分地执行信道估计。为了补偿连续引示密度的不足,提供流动的或“散射的”引示以提升该连续引示的信道估计能力。于第 2 图中,如上述所讨论,于符号 207 中该散射引示标示为 $s_{12,0}$ 。符号 208 包括散射引示 $s_{9,1}$ 等。这些是可在传统 OFDM 系统中找到的引示的典型型式。

[0051] 如上所述,所有引示载波是沿着 X 轴 206 均匀地分布。于传统 OFDM 系统中,引示载波的数值是从线性回馈移位寄存器 (linear feedback shift register, LFSR) 的输出所得到。更具体而言,使用 LFSR 来产生拟随机二元序列 (PRBS)。该 PRBS 包括一系列的二元数值且使用来调变最终以连续及散射引示的型式传输的参考信息。因此,LFSR 的输出被用来决定该连续及散射引示的数值。例如,此技术使用于上述所讨论的目前 (DVB-T) 系统。

[0052] 第 3 图为根据本发明所例示之可用来产生 PRBS 的 LFSR 300 的说明。经由范例,LFSR 300 为引示符号插入器 110 内的一构件,如第 1 图所述。

[0053] 如所属技术的技术人员所知,随机产生的序列并非完全的随机。亦即,所有随机产生的序列最终随着时间自己重复。例如序列 100110001,从 LFSR300 输出,会随着时间而重复。除了 PRBS 的重复性观点之外,如果能知道或预测 PRBS 额外的性质,则可使用更聪明的技术来协助该接收器执行同步化。更聪明的技术最终会使同步化程序更有效并能有更简单的 OFDM 接收器设计。

[0054] PRBS 在对连续及散射引示序列所演生的数值之使用上需要计算引示采样的自我及交叉修正。这些具有良好自我及交叉修正性质的序列为引示序列的最好选择。例如,典型 PRBS 的自相关可在二元时域中计算。若自相关类似于该二元时域中的脉冲函数 (亦即,暗指仅有一个高的非零值且保留值为非常低的非零值),则此特殊自相关计算可被用来至少决定在该接收的符号中该序列何时开始。在加速撷取和同步程序,并将发生符号模糊 (symbol ambiguities) 的机率最小化时,知道该序列在该接收的符号中何时开始是有用的。

[0055] 多年来,上述 PRBS 自相关技术的变化已使用于多载波系统,然而,仅应用于时域。本发明可应用于频域中以 OFDM 为基础的系统。换言之,本发明的实施例在二元场 (binary field) 内计算该 PRBS 的自相关而不是在实际数上。以实 / 复数执行的时域自相关不易转换成频域中的 PRBS。本发明是根据在经由调变转换成实 / 复数之后,“良好的”长 PRBS 在二元域 (容易寻找) 中工作良好之概念来构想计画。

[0056] 第 4 图为两个 OFDM 符号的图标说明 400,组合以表示两个符号持续时间。更具体而言,于图标 400 中,显示第一群组多载波符号 402 及第二群组多载波符号 404。第一群组多载波符号 402 包括符号 0 至 9,各个具有 1st 符号持续时间 406。第二群组多载波符号 404 包括 2nd 符号持续时间 408。如果该 OFDM 系统操作于 2K 模式,第一群组多载波符号 402 可包括 1704 个别的载波,例如载波 410。然而,如果使用 8K 模式,第一群组多载波符号 402 会

包括 6816 个载波。

[0057] 于本发明中,用来导出该散射的拟随机序列及引示载波序列理想地为任何传输的符号的至少两倍长(亦即,至少两个符号持续时间)。如果至少为传输的符号的两倍长,则符号模糊的问题可较容易地解决。例如,如果特殊的序列仅六个数值长,本发明的实施例提供能力以决定其中的任何误差,例如 $\pm$ 三个数值。

[0058] 根据本发明,于 OFDM 系统设计中,使用金氏序列(Gold sequence)。换言之,根据本发明,为了创造 PRBS, LFSR(例如 LFSR 300)可被组构成产生金式序列(具有良好的自相关性质)以代替使用于习知 OFDM 系统中的传统 PRBS。

[0059] 如所属技术的技术人员所知,金氏序列包括 2^m+1 序列,每一个具有 2^m-1 的周期。此金氏序列理想地至少和所使用的完全的散射引示循环一样长,或至少两个符号持续时间 412。于此方法中,可完全地在时域中达到同步化而且仅有两个符号于时域中等待。更具体而言,所接收的数据的交叉相关以及所调变的金式序列经过两个符号的周期时间进行 FFT 后,立即在输出中提供可识别的高峰,以指示符号从哪里开始。

[0060] 产生此金式序列的成本仅为程序化或在 LFSR 中再多加两个位以产生该序列。该 LFSR 中的多两个位可通过修改第 3 图的 LFSR 300 而产生。第 4B 图显示 LFSR 300 的修改版本。

[0061] 于第 4B 图中, LFSR 302(例如 LFSR 300 的修改版本)可通过再多增加两个 1 位延迟区块来产生,例如扩充模块 308 的 1 位延迟区块 304 和 306。简而言之,本发明允许以较小的 FFT 尺寸重新使用较长的序列(其组构成使用于最大 FFT 尺寸),从而减少必需创造的 LFSR 数量。此方法基本上简化了接收器。

[0062] 本发明的实施例特别适用于 DVB-T 系统。大多以 OFDM 为基础的数字电视标准具有多重 FFT 尺寸。换言之,于一符号中载波的数量可为 2000 载波(2K 模式)或粗略地为 8000(8K 模式)。于习知 OFDM 系统中,为了解决一个符号中的所有模糊性, PRBS 序列必须和一个符号的长度一样长。然而,使用此习知方法,于接收器芯片中,不同的 LFSR 会需要各种 FFT 的尺寸。

[0063] 于本发明中,拟随机序列(例如金式码(Gold code))被设计为足够长以至于其接收器相关性可发生在多个符号上(亦即,信号符号的两倍长),允许相同的序列使用于所有 OFDM FFT 尺寸。

[0064] 期望的是,序列长度应为在最大的 FFT 尺寸中活动载波数量的两倍长。对于较短的 FFT 尺寸,序列长度将大于相对应的活动载波数量的两倍。然而,对于最短的 FFT 尺寸,因为该最大 FFT 尺寸是唯一的测试者,所以此较长的序列不会减慢同步化。所有较小 FFT 尺寸发生的结果作为旁信息,于是排除测试该较小 FFT 尺寸的需求。

[0065] 第 5 图为实施本发明的实施例的例示方法 500 的流程图。于第 5 图中,步骤 502 包括在接收的符号序列中决定一个或多个散射引示载波的位置,并根据信号拟随机二元序列调变该散射引示载波,如步骤 504 所指示。于步骤 506 中,经由该调变的散射引示载波来执行相位错误修正。

[0066] 本发明可体现为硬件、软件、韧体、或任何前述的结合。本发明的实施例或其部分可以许多程序语言进行译码,例如硬件描述语言(hardware description languages, HDL)、汇编语言、C 语言及网表(netlist)等。例如, HDL, 如 Verilog, 可被使用来合成、仿真、

制造装置,如处理器、特定功能集成电路(application specific integrated circuit, ASIC)、及/或其它硬件组件,用以实作本发明的一个或多个实施例的面向。可使用 Verilog 码来模型、设计、证实、及/或实作处理器,其可使用内容感知隙缝雕刻(content-aware seam carving)来改变帧的大小。

[0067] 例如,可使用 Verilog 来产生逻辑的缓存器转移层(register transfer level, RTL)描述,其可被使用来执行指令以至于可利用内容感知隙缝雕刻来改变帧的大小。该逻辑的 RTL 描述接着可被使用来产生数据,如图像设计系统(graphic design system, GDS)或 GDS II 数据,用以制造期望的逻辑或装置。该 Verilog 码、该 RTL 描述、及/或该 GDS II 数据可被储存在计算机可读取媒体上。通过该逻辑执行以实施本发明的面向的指令可于各种程序语言,如 C 和 C++ 中进行编码,并编译成可通过该逻辑或其它装置执行的目的码。

[0068] 可储存本发明的整体或部分面向在计算机可读取媒体上。储存于计算机可读取媒体上的指令可适用于处理器以整体或部分地执行本发明,或适用于产生装置,如处理器、ASIC、其它硬件,所产生的装置特别适用于整体或部分地实施本发明。这些指令亦可使用来透过掩膜作品(maskwork)/光罩(photomask)的产生而最终组构成制造程序,以产生采用本发明于此所述的面向之硬件装置。

[0069] 可理解的是,是利用实施方式(而非发明内容和摘要部分)以解释权利要求书。发明内容和摘要部分可能提出一个或多个但并非由发明人所思忖的本发明的示范实施例,因此,并非用以限制本发明及以任何方式所附加的权利要求。

[0070] 本发明已如上所述通过功能构件块的协助而说明特定功能及其关系的实作。为了方便描述,这些功能构件块的边界已被任意定义于此。可定义替换的边界,只要能合适地实施该特殊功能及其关系。

[0071] 前述具体实施例的描述将充分揭示本发明的一般性质,而其它可藉由应用所属技术中的知识随时修改和调整各种应用等具体实施例,而无不当实验、无违反本发明的一般概念。因此,基于本文的教示和指导,这种调整和修改之目的系为在所揭露的实施例之等效的意义和范围内。应了解的是,在此的措辞或术语是为了描述的目的而非限制,以至于所属技术领域的技术人员根据教示和说明得以理解本说明书的措辞和术语。

[0072] 本发明的广度和范畴不应受任何上述具体实施例所限制,但应仅根据以下权利要求书及其等效者来定义。

[0073] 于目前申请中的权利要求书和母案或其它相关案的权利要求书不相同。从而申请人撤销任何母案中所作的权利要求书范畴的声明或任何与该目前申请案相关的先前申请案。从而审查委员建议任何以前此类的声明和所避免的引证参考可能需再次讨论。此外,审查委员亦提醒于目前申请案中所作的声明不应读入或对抗该母案。

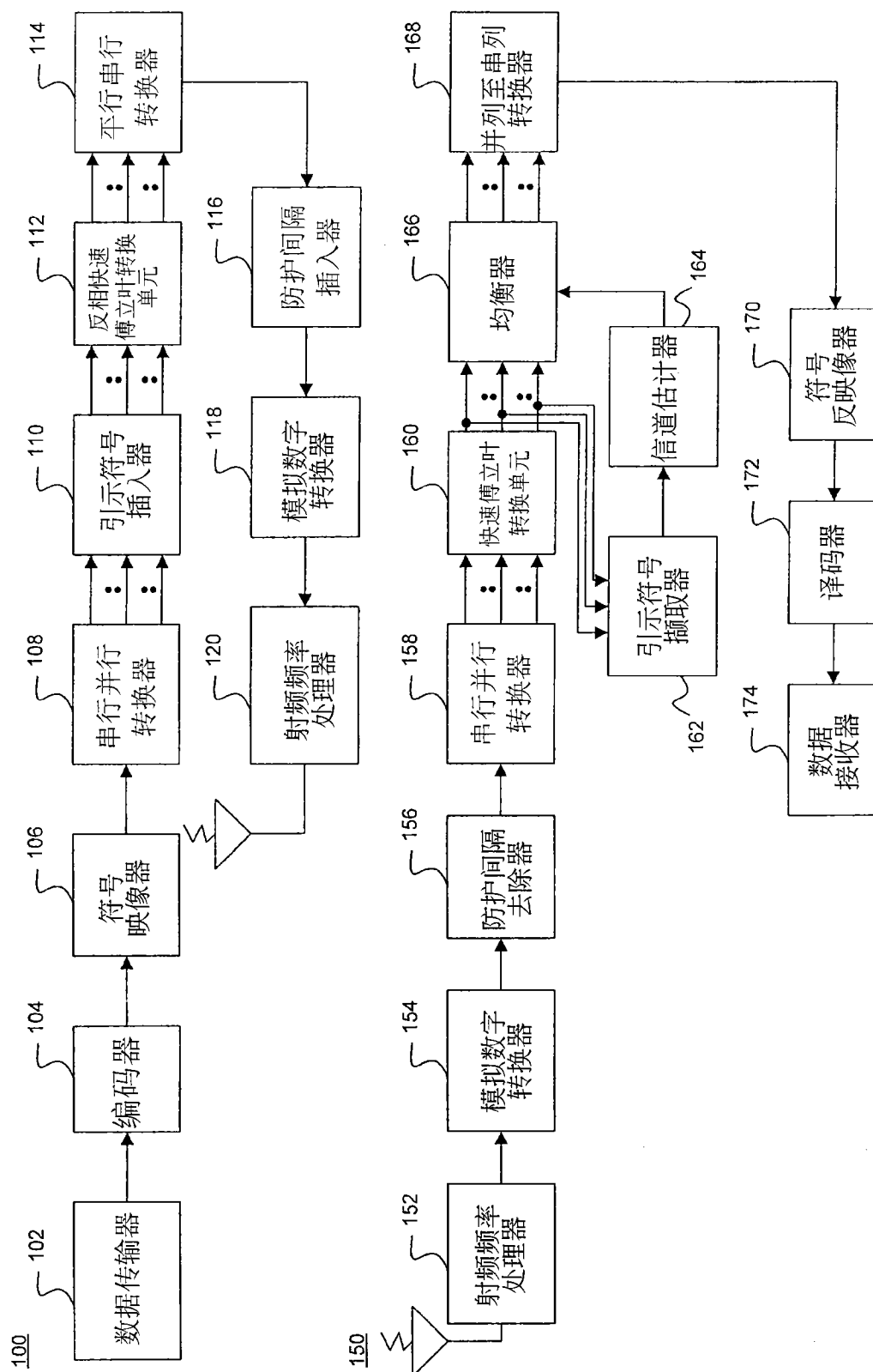


图 1

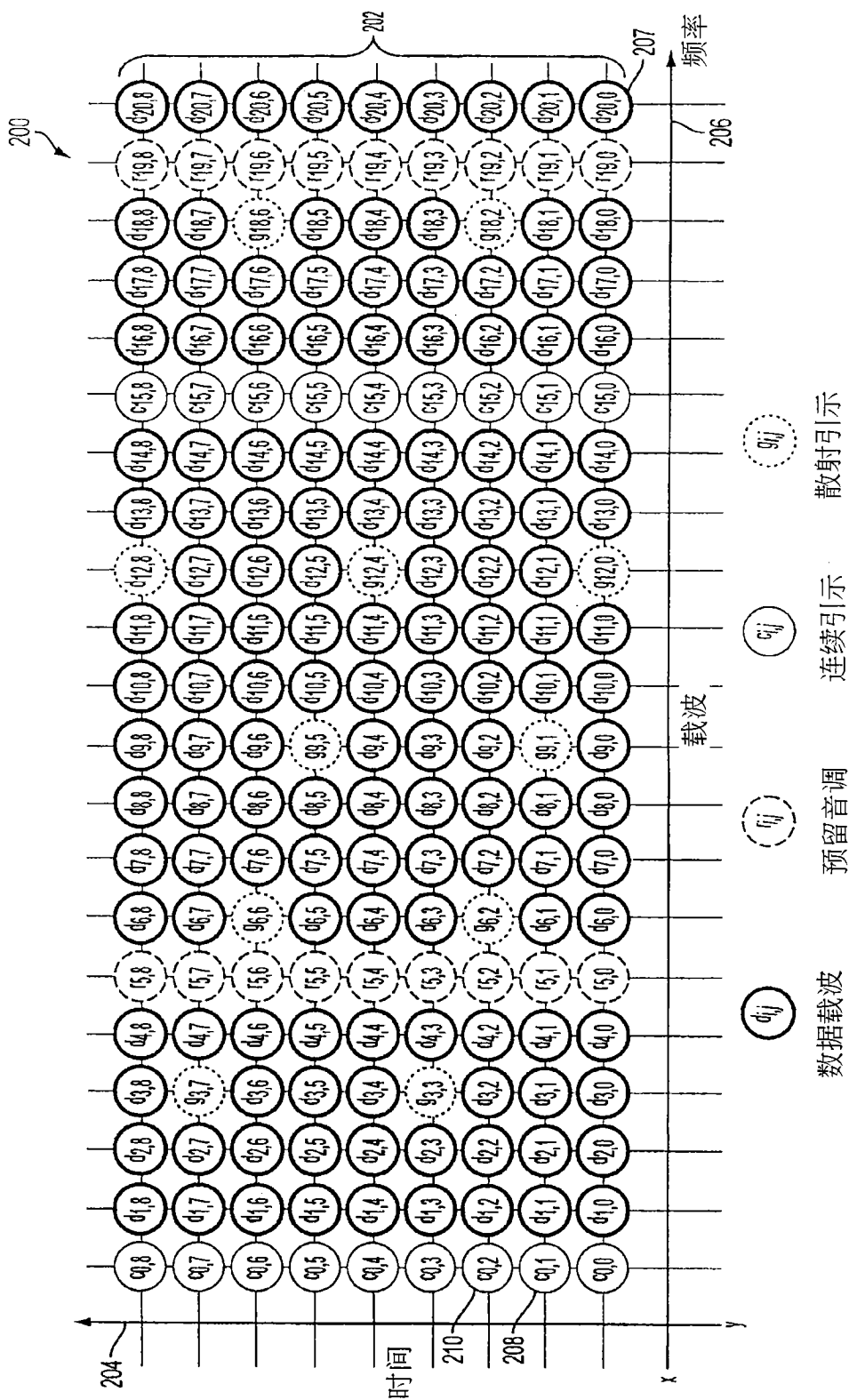


图 2

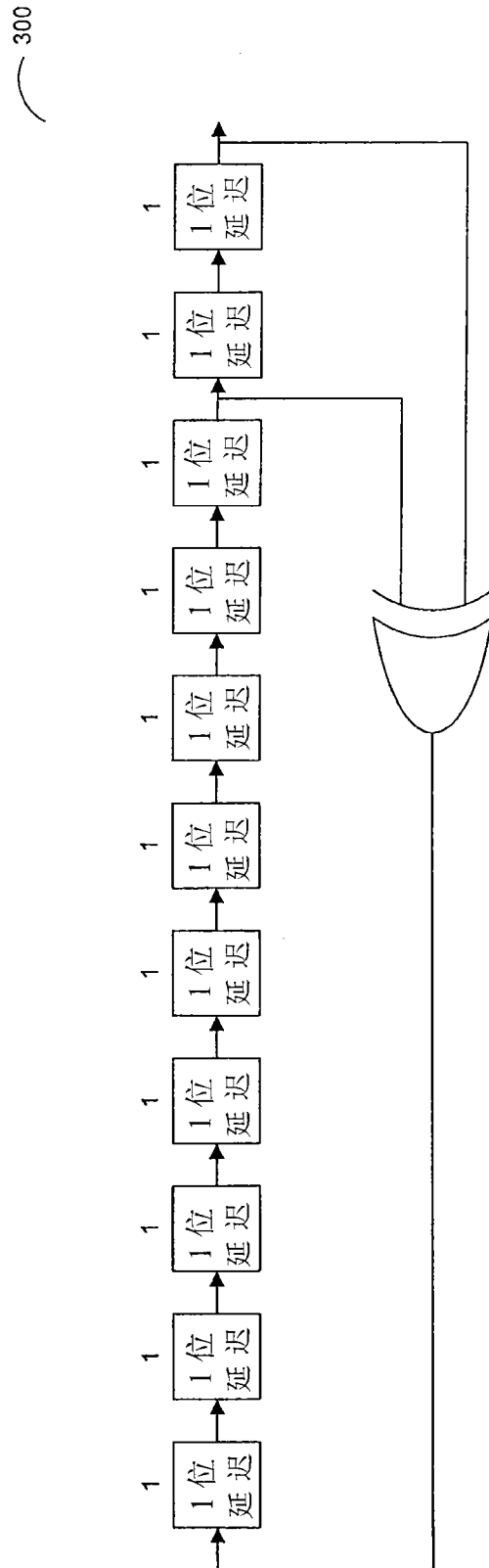


图 3

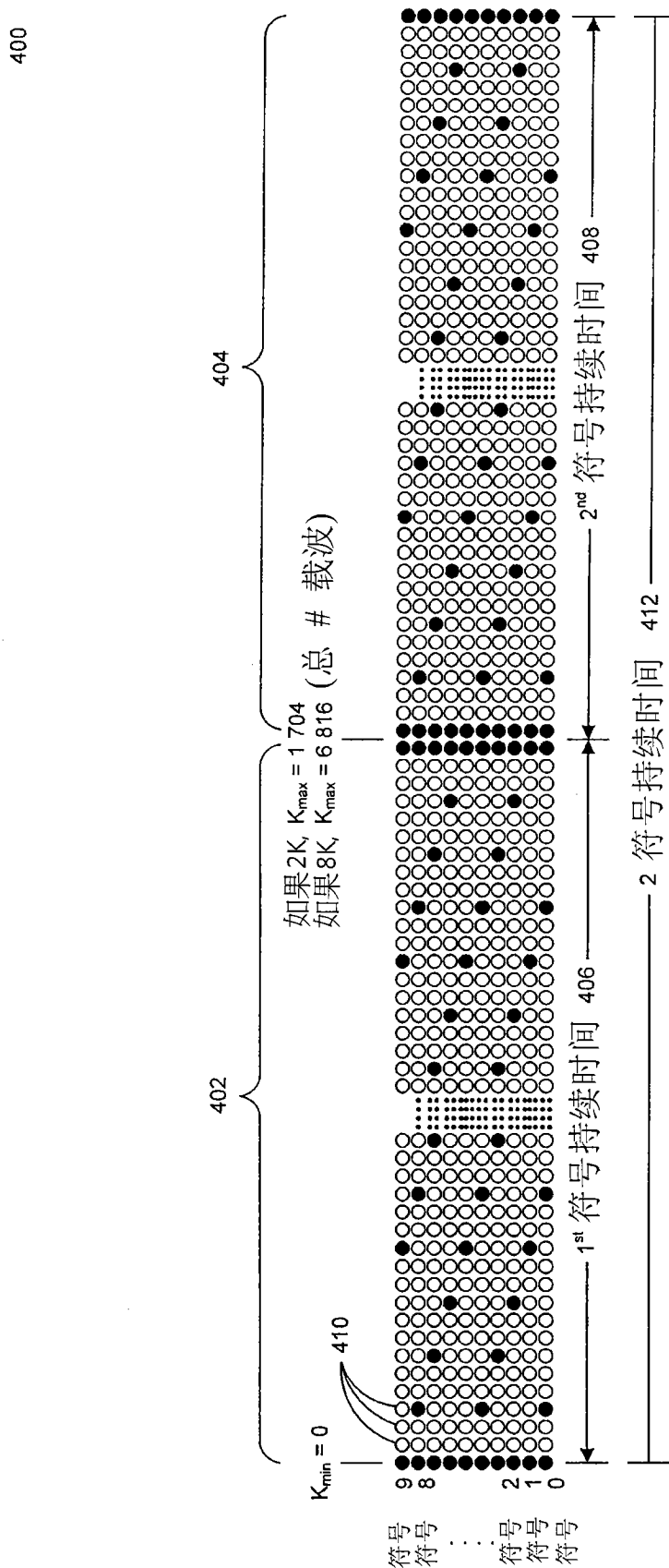


图 4

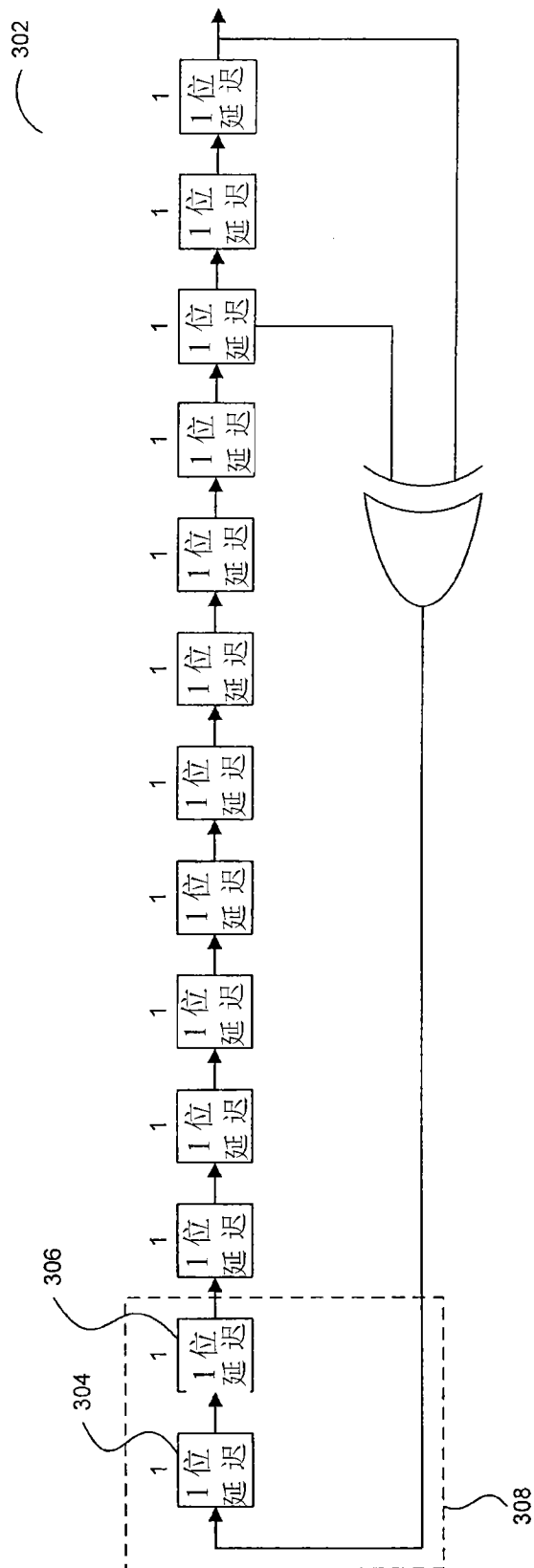


图 4B

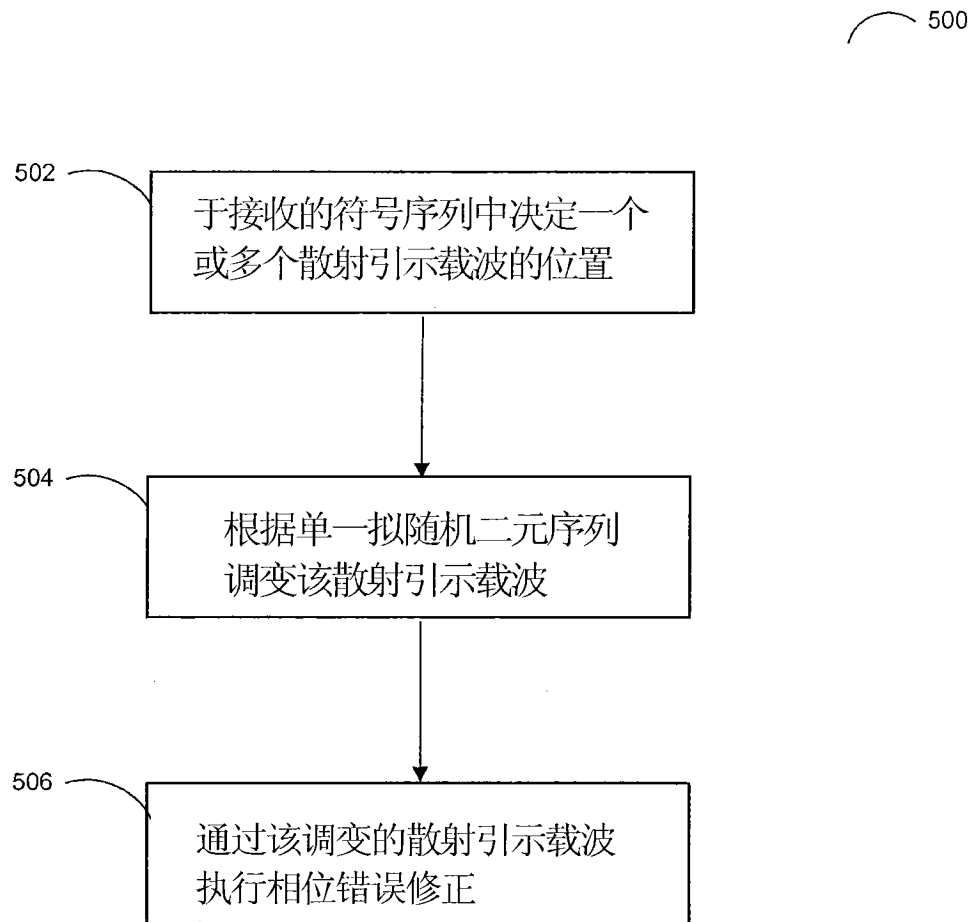


图 5