



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101425999 B

(45) 授权公告日 2013. 05. 08

(21) 申请号 200810184222. 8

CN 1361519 A, 2002. 07. 31,

(22) 申请日 2008. 09. 05

CN 1750530 A, 2006. 03. 22,

(30) 优先权数据

WO 2005064867 A1, 2005. 07. 14,

89948/07 2007. 09. 05 KR

审查员 廖佳佳

(73) 专利权人 三星电子株式会社

地址 韩国京畿道

(72) 发明人 刘光辉

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所

11105

代理人 邵亚丽

(51) Int. Cl.

H04L 27/26 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1677911 A, 2005. 10. 05,

CN 1345138 A, 2002. 04. 17,

CN 1253676 A, 2000. 05. 17,

CN 1543102 A, 2004. 11. 03,

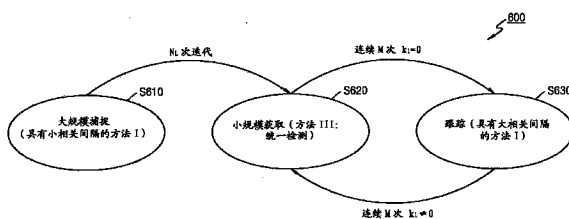
权利要求书2页 说明书11页 附图6页

(54) 发明名称

正交频分复用接收机的载频偏差同步的方法及装置

(57) 摘要

一种接收 OFDM 调制信号的正交频分复用 (OFDM) 接收机的载频偏差 (CFO) 估计和同步方法及装置。该 OFDM 接收机的 CFO 同步方法包括: 步骤 (a), 使用双相关来执行初始 CFO 估计捕捉步骤; 步骤 (b), 使用双相关和自相关的独立结合来执行粗糙剩余 CFO 获取步骤; 以及步骤 (c), 使用双相关来执行细小剩余 CFO 跟踪步骤。本发明的各个方面解决了相关技术中的问题: 即当 CFO 跟踪范围太小时 CFO 跟踪范围不能可靠地用在实践中, 以及当 CFO 跟踪范围太大时 CFO 估计误差增加。



1. 一种正交频分复用 (OFDM) 接收机的载频偏差 (CFO) 同步方法, 其中 OFDM 帧包括保护间隔, 该保护间隔包括作为训练信号的伪噪声 (PN) 序列, 该 CFO 同步方法包括:

步骤 (a1), 通过将第一相关运算  $C_1$  和第二相关运算  $C_2$  之间的相关间隔  $P$  设置为小于双相关中的预定值以增大 CFO 跟踪范围, 来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ , 在所述双相关中, 第一相关运算  $C_1$  和第二相关运算  $C_2$  用于计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ ;

步骤 (b1), 通过将相关间隔  $P$  设置为大于步骤 (a1) 中的预定值以缩小 CFO 跟踪范围, 来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ ;

步骤 (c1), 使用自相关来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ ; 和

步骤 (d1), 通过结合相互独立的步骤 (b1) 和步骤 (c1) 来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ , 其中步骤 (d1) 包括: 通过使用在步骤 (b1) 中计算的相位偏差  $\Phi_1$  和在步骤 (c1) 中计算的相位偏差  $\Phi_s$  来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ 。

2. 根据权利要求 1 所述的 CFO 同步方法, 其中, 在步骤 (a1) 中, 相关间隔  $P$  的预定值为 44。

3. 根据权利要求 1 所述的 CFO 同步方法, 其中, 在步骤 (b1) 中, 相关间隔  $P$  的预定值为 4, 200。

4. 根据权利要求 1 所述的 CFO 同步方法, 其中, 在步骤 (c1) 中, 自相关的相关长度  $L_a$  是位于帧头中的前同步和后同步的大小之和, 并且, 自相关的相关间隔  $Q$  是通过从帧头长度中减去相关长度  $L_a$  而得到的。

5. 一种正交频分复用 (OFDM) 接收机的载频偏差 (CFO) 同步方法, 其中 OFDM 帧包括保护间隔, 该保护间隔包括作为训练信号的伪噪声 (PN) 序列, 该 CFO 同步方法包括:

步骤 (a), 使用双相关来执行初始 CFO 估计捕捉步骤; 以及

步骤 (b), 使用双相关和自相关的独立结合来执行粗糙剩余 CFO 估计获取步骤,

其中, 在步骤 (b) 中, 通过使用以双相关计算的相位偏差  $\Phi_1$  以及使用以自相关计算的相位偏差  $\Phi_s$ , 来获得粗糙剩余 CFO 估计。

6. 根据权利要求 5 所述的 CFO 同步方法, 进一步包括: 步骤 (c), 使用双相关来执行细小剩余 CFO 跟踪步骤。

7. 根据权利要求 5 所述的 CFO 同步方法, 其中, 在步骤 (a) 中, 通过将相关间隔  $P$  设置为低于预定值以增大 CFO 跟踪范围, 来捕捉初始 CFO 估计, 其中相关间隔  $P$  为双相关的参数。

8. 根据权利要求 7 所述的 CFO 同步方法, 其中相关间隔  $P$  的预定值为 44。

9. 根据权利要求 5 所述的 CFO 同步方法, 其中, 在双相关中, 通过将用于计算相位偏差  $\Phi_s$  的相关间隔  $P$  设置为 4200 来缩小 CFO 跟踪范围。

10. 根据权利要求 5 所述的 CFO 同步方法, 其中, 在自相关中, 用于计算相位偏差  $\Phi_1$  的相关间隔  $Q$  为 255。

11. 根据权利要求 6 所述的 CFO 同步方法, 其中, 在步骤 (c) 中, 通过将相关间隔  $P$  设置为大于预定值以缩小 CFO 跟踪范围, 来跟踪细小剩余 CFO, 其中相关间隔  $P$  为双相关的参数。

12. 根据权利要求 11 所述的 CFO 同步方法, 其中相关间隔  $P$  的预定值为 4, 200。

13. 根据权利要求 5 所述的 CFO 同步方法, 进一步包括: 步骤 (d), 当在步骤 (a) 执行了

初始 CFO 估计捕捉步骤,并且重复地计算初始 CFO 估计达预定次数  $N_L$  之后,执行将状态转换到步骤 (b)。

14. 根据权利要求 13 所述的 CFO 同步方法,其中,在步骤 (d) 中,预定次数  $N_L$  为 50。

15. 根据权利要求 6 所述的 CFO 同步方法,进一步包括:步骤 (e),当在步骤 (b) 中执行了粗糙剩余 CFO 估计获取步骤时,通过确定表示剩余 CFO 为非常小值的整数  $K1$  是否保持为零,且如果  $K1$  等于零的次数达到了预定次数  $M$  那么多次,来将状态转换到步骤 (c)。

16. 根据权利要求 15 所述的 CFO 同步方法,其中,在步骤 (e) 中,预定值  $M$  为 5。

17. 根据权利要求 6 所述的 CFO 同步方法,进一步包括:步骤 (f),当在步骤 (c) 中执行了细小剩余 CFO 估计跟踪步骤时,通过确定表示剩余 CFO 为非常小值的整数  $K1$  是否不保持为零,且如果  $K1$  不等于零的次数达到了预定次数  $M$  那么多次,来将状态转换到步骤 (b)。

18. 根据权利要求 17 所述的 CFO 同步方法,其中,在步骤 (f) 中,预定值  $M$  为 5。

19. 一种正交频分复用 (OFDM) 接收机的载频偏差 (CFO) 估计装置,该 OFDM 接收机使用在 OFDM 帧的保护间隔中的伪噪声 (PN) 序列作为训练信号,该 CFO 估计装置包括:

相关器,用于执行相关运算;以及

CFO 估计器,用于使用所述相关器的输出信号来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ ,

其中,所述相关器和所述 CFO 估计器通过使用双相关来捕捉初始 CFO 估计,通过独立地使用双相关和自相关来获得粗糙剩余 CFO 估计,然后通过使用双相关来跟踪细小剩余 CFO,

其中,在获得粗糙剩余 CFO 估计的过程中,所述相关器和所述 CFO 估计器通过使用以双相关计算的相位偏差  $\Phi_1$  以及使用以自相关计算的相位偏差  $\Phi_s$ ,来获得粗糙剩余 CFO 估计。

## 正交频分复用接收机的载频偏差同步的方法及装置

[0001] 相关专利申请的交叉引用

[0002] 本申请要求韩国专利申请号为 10-2007-0089948, 申请日为 2007 年 9 月 5 日, 向韩国专利局提交的申请的优先权, 在此将其全部引入作为参考。

### 技术领域

[0003] 本发明涉及接收 OFDM 调制信号的正交频分复用 (OFDM) 接收机, 更具体讲涉及用于 OFDM 接收机的载频偏差 (carrier frequency offset, CFO) 同步的方法和装置。

### 背景技术

[0004] 数字电视地面广播 (DTTB) 业务自从 1998 年 11 月以来一直在北美和欧洲应用。清华大学提出了一种面向中国的地面数字电视 (DTV-T) 的新标准草案。该草案涉及一种称作地面数字多媒体 / 电视广播 (DMB-T) 的广播标准。DMB-T 使用一种称作时域同步正交频分复用 (TDS-OFDM) 的新调制方案。

[0005] 中国国家标准化管理委员会为地面数字广播建立了一套标准, 标准号为 GB20600-2006, 名称为“数字电视地面广播系统的帧结构、信道编码和调制”。这一新的官方标准发布于 2006 年 8 月, 更普遍地称作 DMB-T/H (地面 / 手持设备数字多媒体广播)。DMB-T/H 是北京的清华大学和上海交通大学共同工作的成果, 被认为是由这两所大学研发的两种独立标准的共存, 而不是集合两种途径形成的囊括所有的单一标准。清华的系统 TDS-OFDM (时域同步 OFDM) 使用多载波, 就像 DVB-T 和日本 ISDB-T 那样, 而交通大学的 ADTB-T (高级地面数字电视广播) 是基于美国 8-VSB 标准的单载波残留边带系统。

[0006] 在 DMB-T 中, 离散傅立叶逆变换 (IDFT) 被应用于由 TDS-OFDM 发射机调制和发送的数据, 就象在循环前缀正交频分复用 (CP-OFDM) 中那样。可以提高系统性能的 DMB-T 标准的创新在于 PN 序列帧头和码元保护间隔插入的设计, 其可以得到快速且有效的信道估计和均衡。伪噪声 (PN) (而不是循环前缀) 被插入保护间隔并用作训练信号。PN 序列还可被用作时域均衡器训练序列。

[0007] 当广播信号被发送时, 保护间隔和训练信号的结合可以减少费用, 提高信道使用效率, 并改善包括在 DMB-T 广播信号接收机中的同步器和信道估计器的性能。

[0008] 图 1 示出了一种时域同步正交频分复用 (TDS-OFDM) 信号帧 100 的结构。

[0009] TDS-OFDM 帧 100 包括帧头 (frame head) (也被称为帧同步 (frame sync)) 和帧体。帧同步 (帧头) 和帧体的基带码元速率相同, 都被规定为 7.56MSPS。

[0010] 帧体是离散傅立叶逆变换 (IDFT) 块, 其中携带将被发送的数据, 且一般来说, 该 IDFT 块包括 3,780 片 (“码元”) 流数据。在时域中, 每个块中的样本对应于该块的频域中的 3780 个子载波。该块在其时域中有 3780 个样本, 这 3780 个样本是该块的频域中的 3780 个子载波的离散傅立叶逆变换 (IDFT)。一个帧体具有 36 个系统信息码元和 3744 个数据码元。因此, IDFT 块的大小  $N_c$  为 3,780。由于有 3780 个载波且载波间隔为 2kHz, 因此多载波模式的带宽为 7.56MHz。

[0011] 帧头也可以被称为“帧同步”或“帧报头 (frame header)”。帧头的大小取决于保护间隔模式。一般来讲,保护间隔模式为  $1/9$  或  $1/4$ 。当保护间隔模式为  $1/9$  时,帧头的大小  $L_{pn}$  为 420 且报头的时间间隔为  $55.6 \mu s$ ,而当保护间隔模式为  $1/4$  时,帧头的大小  $L_{pn}$  为 945 且报头的时间间隔为  $125 \mu s$ 。当保护间隔模式为  $1/9$  时,帧头包括 420 片数据,这 420 片数据包括 255 个 PN 序列、在 PN 序列之前的前同步和在 PN 序列之后的后同步。前同步和后同步是 PN 序列的循环扩展。换句话说,该 420 片数据 (即, IDFT 块中 3,780 片数据数量的  $1/9$ ) 被用作帧头。对于所有的信号结构模式,帧体包括 3780 个码元,且帧体的时间间隔为  $500 \mu s$ 。因此,单个 OFDM 帧包括帧头和帧体,其中帧头包括 420 片数据,并且帧体包括 3,780 片数据,因此信号帧的时间间隔分别为  $555.6 \mu s$ , 或  $625 \mu s$ 。

[0012] 帧头包括伪噪声 (PN) 序列,其中帧头中使用的 PN 可使用阶数 (order) 为  $8 (m = 8)$  的序列。PN 序列被定义为第 8 阶  $m$ -序列,并且由 Fibonacci (斐波纳契) 类型线性反馈移位寄存器 (LFSR) 来实现。其特征多项式可定义为:  $P(x) = x^8 + x^6 + x^5 + x + 1$ 。当阶数  $m = 8$  时,可生成 255 个不同的序列,这些序列可使用前同步和后同步进行扩展,以用于保护间隔中。

[0013] 前同步和后同步是用于 PN 序列的循环扩展的 PN 序列的重复间隔。例如,通过将帧头中的 255 个 PN 序列中的前 82 个 PN 序列添加到这 255 个 PN 序列的末端作为后同步,并且将这 255 个 PN 序列的后 83 个 PN 序列添加到这 255 个 PN 序列的前端作为前同步,来执行循环扩展。因此,帧头的总大小为  $83 + 255 + 82 = 420 (L_{pn} = L_{pre} + L_m + L_{post})$ 。

[0014] 数据帧 100 的结构可根据保护间隔的不同而不同,每个帧中的数据片的数量可以不同。

[0015] 这样的数据帧公开于韩国专利公开文本 No. 2007-0024298 中。

[0016] OFDM 系统提供了正交子载波以保证原始数据的准确重组。为获得 OFDM 系统中的子信道之间的正交性,作出的假设之一为:接收机准确知道载波频率。但是,OFDM 系统也容易受到与载频偏差 (CFO) 有关的误差的影响。CFO 通常出现于当解调载波频率不能准确地与调制载频匹配的时候。这可能例如是由在发射机和接收机处的多普勒效应或失配的晶体频率导致的。在发射机和接收机之间的 CFO 实质性地破坏了 OFDM 码元的正交性,并且可以造成载波间干扰 (ICI) 和码元间干扰 (ISI)。由于发射机和接收机之间的 CFO,一些信号能量将被转变成干扰能量,例如噪声,降低系统的性能。因此,载频偏差 CFO 是 OFDM 系统中的载波间干扰 (ICI) 的主要因素。在 OFDM 系统中,载频偏差 (CFO) 必须在接收机处被估计并补偿 (同步、跟踪) 以保持正交性。在 OFDM 系统中,希望同步在接收机处的载频和发射机的载频。在 TDS-OFDM 中,通过使用上面所述的 PN 序列代码即时域同步信号来执行快速同步获取和信道估计。

[0017] 在现有技术中,相关运算被用作快速同步获取和信道估计的一种方法。相关运算披露于一篇参考文献中,该参考文献是由 Z. W. Zheng, Z. X. Yang, C. Y. Pan 和 Y. S. Zhu 发表的,名称为“Novel Synchronization for TDS-OFDM-based Digital Television Terrestrial Broadcast Systems”,发表于 IEEE Trans. Broadcast., 第 50 卷,第 2 号,第 148-153 页,2004 年 6 月。因此,使用接收的信号  $r(n)$  和序列  $PN(n)$  之间的相关运算得到的载频偏差 (CFO) 跟踪范围为  $\pm N_c \Delta f / 2L_m$ ,其中  $\Delta f$  表示频率间隔 (tone spacing),  $N_c$  和  $L_m$  如图 1 所示。例如,当  $N_c = 3,780$ ,  $\Delta f = 2\text{KHz}$ ,  $L_m = 255$  时,跟踪范围

不超过  $\pm 15\text{KHz}$ , 该跟踪范围过窄以至于不能用于实践中。

[0018] 在现有技术中, 双相关运算被用作快速同步获取和信道估计的另一种方法。双相关运算披露于一篇参考文献中, 该参考文献是由 F. Tufvesson, O. Edfors 和 M. Faulkner 发表的, 名称为“Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles”, 发表于 Proc. VTC' 99, 第 4 卷, 第 2203-2207 页, 1999 年 9 月。

[0019] 通过使用在该参考文献中披露的双相关运算, CFO 跟踪范围可被加宽, 但是, 这样增加了 CFO 估计误差。

[0020] 因此, 考虑到现有技术中的所有问题, 当 CFO 跟踪范围过窄时, CFO 跟踪范围不能被可靠地应用于实践中, 而当 CFO 跟踪范围过宽时, CFO 估计误差将增加。

[0021] 因此, 需要一种用于估计 OFDM 系统接收机的 CFO 并执行 CFO 同步的方法和装置。

### 发明内容

[0022] 本发明的一些方面是提供用于 OFDM 接收机中的 CFO 估计和同步的可靠的方法和系统。

[0023] 根据本发明的一个方面, 提供了一种正交频分复用 (OFDM) 接收机的载频偏差 (CFO) 同步方法, 该 OFDM 接收机使用 OFDM 帧的保护间隔中的伪噪声 (PN) 序列作为训练信号, 其中该 OFDM 帧包括帧头和帧体, 该 CFO 同步方法包括: 步骤 (a1), 通过将第一相关运算  $C_1$  和第二相关运算  $C_2$  之间的相关间隔  $P$  设置为小于双相关中的预定值以增大 CFO 跟踪范围, 来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ , 在所述双相关中, 第一相关运算  $C_1$  和第二相关运算  $C_2$  用于计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ ; 步骤 (b1), 通过将相关间隔  $P$  设置为大于步骤 (a1) 中的预定值以缩小 CFO 跟踪范围, 来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ ; 步骤 (c1), 使用自相关 (auto-correlation) 来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ 。

[0024] 所述 CFO 同步方法可以进一步包括: 步骤 (d1), 通过结合相互独立的步骤 (b1) 和步骤 (c1) 来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ 。

[0025] 在步骤 (a1), 相关间隔  $P$  的预定值可以是 44。

[0026] 在步骤 (b1), 相关间隔  $P$  的预定值可以是 4200。

[0027] 在步骤 (c1), 自相关的相关长度  $L_a$  可以是位于帧头中的前同步和后同步的大小之和, 并且, 自相关的相关间隔  $Q$  可以通过从帧头长度中减去相关长度  $L_a$  而得到的。

[0028] 步骤 (d1) 可以包括: 通过使用在步骤 (b1) 中计算的相位偏差  $\Phi_1$  和在步骤 (c1) 中计算的相位偏差  $\Phi_s$  来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ 。

[0029] 根据本发明的另一个方面, 提供了一种正交频分复用 (OFDM) 接收机的载频偏差 (CFO) 同步方法, 该 OFDM 接收机使用保护间隔中的伪噪声 (PN) 序列作为训练信号, 其中 OFDM 帧包括帧头和帧体, 该 CFO 同步方法包括: 步骤 (a), 使用双相关来执行初始 CFO 估计捕捉 (pull-in) 步骤; 以及步骤 (b), 使用双相关和自相关的独立结合来执行粗糙剩余 CFO 估计获取 (acquisition) 步骤。

[0030] 该 CFO 同步方法可以进一步包括: 步骤 (c), 使用双相关来执行细小剩余 CFO 跟踪步骤。

[0031] 在步骤 (a) 中, 可以通过将相关间隔  $P$  设置为低于预定值以增大 CFO 跟踪范围, 来捕捉初始 CFO 估计, 其中相关间隔  $P$  为双相关的参数。

- [0032] 步骤 (a) 中的相关间隔 P 的预定值可以是 44。
- [0033] 在步骤 (b) 中,可以通过使用以双相关计算的相位偏差  $\Phi_1$  以及使用以自相关计算的相位偏差  $\Phi_s$ ,来获得粗糙剩余 CFO 估计。
- [0034] 在步骤 (b) 的双相关中,可以通过将用于计算相位偏差  $\Phi_s$  的相关间隔 P 设置为 4200 来缩小 CFO 跟踪范围。
- [0035] 在步骤 (b) 的自相关中,用于计算相位偏差  $\Phi_1$  的相关间隔 Q 可以是 255。
- [0036] 在步骤 (c) 中,可以通过将相关间隔 P 设置为大于预定值以缩小 CFO 跟踪范围,来跟踪细小剩余 CFO,其中 P 为双相关的参数。
- [0037] 步骤 (c) 中的相关间隔 P 的预定值可以是 4, 200。
- [0038] 该 CFO 同步方法可以进一步包括:步骤 (d),当在步骤 (a) 执行了初始 CFO 估计捕捉步骤,并且重复地计算初始 CFO 估计达预定次数  $N_1$  之后,执行将状态转换到步骤 (b)。
- [0039] 步骤 (d) 中的预定值  $N_1$  可以为 50。
- [0040] 该 CFO 同步方法可以进一步包括:步骤 (e),当在步骤 (b) 中执行了粗糙剩余 CFO 估计获取步骤时,通过确定表示剩余 CFO 为非常小值的整数 K1 是否保持为零,且其次数达到了预定次数 M 那么多次,来将状态转换到步骤 (c)。
- [0041] 步骤 (e) 中的预定值 M 可以为 5。
- [0042] 该 CFO 同步方法可以进一步包括:步骤 (f),当在步骤 (c) 中执行了细小剩余 CFO 估计跟踪步骤时,通过确定表示剩余 CFO 为非常小值的整数 K1 是否不保持为零,且其次数达到了预定次数 M 那么多次,来将状态转换到步骤 (b)。
- [0043] 步骤 (f) 中的预定值 M 可以为 5。
- [0044] 根据本发明的另一个方面,提供了一种正交频分复用 (OFDM) 接收机的载频偏差 (CFO) 估计装置,该 CFO 估计装置包括:相关器,用于执行相关运算;以及 CFO 估计器,用于使用所述相关器的输出信号来计算 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ ,其中,所述相关器和所述 CFO 估计器通过使用双相关来捕捉初始 CFO 估计,通过独立地使用双相关和自相关来获得粗糙剩余 CFO 估计,并且通过使用双相关来跟踪细小剩余 CFO。
- [0045] 附图用于解释本发明的示范性实施例,参照这些附图是为了给本领域的技术人员提供对本发明的充分理解。
- [0046] 在下文中,将通过参照附图解释本发明的示范性实施例来对本发明进行详细描述。附图中相同的标记表示相同的元素。

#### 附图说明

- [0047] 通过参照附图详细描述本发明的各示范性实施例,本发明的上述和其它特征和优点将会更加明显,附图中:
- [0048] 图 1 示出了一种时域同步正交频分复用 (TDS-OFDM) 帧 100 的结构图;
- [0049] 图 2 是根据本发明的一个示范性实施例的载频偏差 (CFO) 估计装置 200 的框图;
- [0050] 图 3 是加性高斯白噪声 (AWGN) 信道和地面数字电视广播 (DVB-T) F1 信道的仿真图 300;
- [0051] 图 4 是说明 DVB-T F1 信道的跟踪精度的仿真图 400;
- [0052] 图 5 示出了图 1 所示的 TDS-OFDM 帧的帧头 500;

- [0053] 图 6 是根据本发明的一个实施例的 CFO 同步方法 600 的状态转换图；  
 [0054] 图 7 是说明函数  $F(M)$  的检测概率 700 的曲线图；  
 [0055] 图 8 是说明当理想 CFO 为  $-40.0$  时的闭环仿真结果 800 的曲线图；和  
 [0056] 图 9 是图 8 中所示的跟踪步骤的结果 900 的放大曲线图。

### 具体实施方式

[0057] 图 2 是根据本发明示范性实施例的载频偏差 (CFO) 估计装置 200 的框图。根据本实施例的 CFO 估计装置 200 包括相关器 210 和 CFO 估计器 220。

[0058] 相关器 210 接收信号  $r(n)$ ，并利用接收的信号  $r(n)$  和由相关器 210 生成的伪噪声 (PN) 序列的本地副本生成输出信号  $r_{sc}(n)$ 。

[0059] CFO 估计器 220 利用接收的信号  $r(n)$ 、伪噪声序列的本地副本和输出信号  $r_{sc}(n)$  来输出 CFO 估计值  $e^\wedge$ 。该 CFO 估计值  $e^\wedge$  输入到用数码控制的振荡器 (图中未示出) 来用作反馈信号。

[0060] 根据本发明一个实施例的 CFO 估计方法包括多个步骤，这些步骤包括步骤 [I-a]、步骤 [I-b]、步骤 [II] 和步骤 [III]。现在将描述每个步骤。

[0061] ▶步骤 [I-a]

[0062] 利用双相关来计算 CFO 估计值  $e^\wedge$ 。

[0063] 第一相关运算  $C_1$  和第二相关运算  $C_2$  分别由公式 1 和 2 定义。

$$[0064] \quad C_1(n) = \sum_{k=0}^{L-1} r(n+k)PN^*(k_0+k) \quad (\text{公式 1})$$

$$[0065] \quad C_2(n) = \sum_{k=0}^{L-1} r(n+k+P)PN^*(k_0+k+P) \quad (\text{公式 2})$$

[0066] 其中， $k_0$  表示第一相关运算  $C_1$  的起始点， $L$  表示相关长度， $*$  表示共轭， $P$  表示第一相关运算  $C_1$  和第二相关运算  $C_2$  之间的相关间隔。公式 3 表示第一相关运算  $C_1$  和第二相关运算  $C_2$  之间的运算结果  $C(n)$ 。

$$[0067] \quad C(n) = C_1^* \cdot C_2 \quad (\text{公式 3})$$

[0068] 其中，如果假设  $n = n_0$ ，相关峰值为  $C(n_0)$ ，则 CFO 估计值  $e^\wedge$  通过使用公式 4 而得到。

$$[0069] \quad e^\wedge = \text{angl}(C(n_0)) \cdot \frac{N_c}{2\pi P} \quad (\text{公式 4})$$

[0070] 其中， $N_c$  表示离散傅立叶逆变换 (IDFT) 块大小，如图 1 所示，也就是 3,700， $P$  表示第一相关运算  $C_1$  和第二相关运算  $C_2$  之间的相关间隔， $\text{angl}(x)$  表示复数  $x$  的相位角 (phase angle)。

[0071] 由于复数  $x$  的相位角，也就是  $\text{angl}(x)$ ，其值处于  $-\pi$  和  $+\pi$  之间，因此 CFO 跟踪范围通过使用公式 5 而得到。

$$[0072] \quad -\frac{N_c}{2P} \leq e^\wedge \leq \frac{N_c}{2P} \quad (\text{公式 5})$$

[0073] 例如，如果地面数字视频广播 (DVB-T) F1 信道是理想信道，则相关峰值  $C(n_0)$  通过使用公式 6 而得到。



$$[0074] \quad C(n_0) = \left( \frac{2}{N_c} \cdot \frac{\sin(\pi n_0 L / N_c)}{\sin(\pi n_0 / N_c)} \right)^2 \cdot e^{j2\pi n_0 P / N_c} \quad (\text{公式 6})$$

[0075] 其中,如果第一相关运算  $C_1$  和第二相关运算  $C_2$  之间的相关间隔  $P$  较小,则根据公式 4, CFO 跟踪范围将会被增大。但是,相关间隔  $P$  必须保持至少为类似于相关长度  $L$  ( $P \cong L$ ) 的值,因为如果相关长度  $L$  太小,则根据公式 6 很难得到峰值。

[0076] 另外,为了防止由前同步(参见图 1)和后同步(参见图 1)所产生的寄生峰值(parasitical peaks),公式 1 和 2 中的  $k_0$  保持为  $k_0 = L_{\text{post}}$ (后同步的长度,参见图 1)。

[0077] 考虑到上述问题,步骤 [I-a] 的参数可以为  $N_c = 3,780$ ,  $L_{\text{pn}} = 420$ ,  $L_m = 255$ ,  $L_{\text{pre}} = 83$ ,  $L_{\text{post}} = 82$ ,  $k_0 = 82$ ,  $L = 45$  以及  $P = 44$ 。在本这种情况下, CFO 估计值的最大值  $|e^{\Lambda}_{\text{max}}| \cong 43$ , 且 CFO 在  $\pm 43$  的范围内被跟踪。图 3 是加性高斯白噪声(AWGN)信道和 DVB-TF1 信道的仿真图。图 3 中示出了表示 CFO 跟踪结果的 S- 曲线。

[0078] 如上所述,步骤 [I-a] 有利于具有低跟踪精度和宽跟踪范围的初始 CFO 估计捕捉。

[0079] ▶ 步骤 [I-b]

[0080] 不像步骤 [I-a], 步骤 [I-b] 的特点为跟踪范围较窄以提高跟踪精度。为了缩小跟踪范围,相关间隔  $P$  必须增大。

[0081] 步骤 [I-b] 的参数可为  $k_0 = 0$ ,  $L = 255$  以及  $P = N_c + L_{\text{pn}} = 4,200$ 。在这种情况下, CFO 在  $\pm 0.45$  范围内被跟踪。

[0082] 图 4 示出了 DVB-TF1 信道的卓越跟踪精度。图 4 中示出了表示 CFO 跟踪的结果的 S- 曲线。

[0083] 由于步骤 [I-b] 有较高的跟踪精度,因此步骤 [I-b] 有利于剩余 CFO 估计获取。

[0084] ▶ 步骤 [II]

[0085] 步骤 [II] 利用这样的事实:图 1 中所示的前同步和后同步是 PN 序列的循环扩展。

[0086] 图 5 示出了图 1 所示的 TDS-OFDM 帧的帧头 500。自相关利用这样的事实:图 1 所示的 TDS-OFDM 帧中的前同步和后同步是 PN 序列的循环扩展,自相关通过使用公式 7 来表示。

$$[0087] \quad A(n) = \sum_{k=n}^{n+L_a-1} r(k) \cdot r^*(k_0 + Q) \quad (\text{公式 7})$$

[0088] 其中,相关长度  $L_a$  是图 5 所示的帧头的前同步和后同步的大小之和。 $Q$  表示相关间隔。鉴于公式 7, CFO 估计值  $e^{\Lambda}$  通过使用公式 8 而得到。

$$[0089] \quad e^{\Lambda} = \text{angl}(A(n_0)) \cdot \frac{N_c}{2\pi Q} \quad (\text{公式 8})$$

[0090] 公式 8 类似于公式 4。在公式 8 中,  $A(n_0)$  表示相关峰值,且  $A(n_0)$  通过使用公式 9 而得到。

$$[0091] \quad A(n_0) = \left( \frac{2}{N_c} \cdot \frac{\sin(\pi n_0 L_a / N_c)}{\sin(\pi n_0 / N_c)} \right)^2 \cdot e^{j2\pi n_0 Q / N_c} \quad (\text{公式 9})$$

[0092] 根据上述描述,步骤 [II] 中的各参数可为  $L_a = L_{\text{pn}} - L_m = L_{\text{pre}} + L_{\text{post}} = 165$  并且  $Q = L_m = 255$ 。在本例中, CFO 在  $\pm 7.4$  的范围内被跟踪。

[0093] 表 1 集合了步骤 [II]、步骤 [I-a] 和步骤 [I-b] 的各参数和 CFO 结果,以用于比较。

[0094] [表 1]

[0095]

	步骤 [I-a]	步骤 [I-b]	步骤 [II]
相关长度	L = 45	L = 255	L <sub>a</sub> = 165
相关间隔	P = 44	P = 4, 200	Q = 255
跟踪范围	±43	±0.45	±7.4

[0096] 步骤 [II] 有利于粗糙剩余 CFO 估计获取。

[0097] ▶步骤 [III]

[0098] 步骤 [III] 通过利用两种独立的 CFO 估计获得新的 CFO 估计值, 来增大 CFO 跟踪范围。例如, 可以同时利用其中相关间隔为 P = 4, 200 的步骤 [I-b] 和其中相关间隔为 Q = 255 的步骤 [II]。

[0099] 现在将描述利用两种独立 CFO 估计的步骤 [III]。

$$[0100] \quad K_{s-\max} = \text{round}\left(\frac{P_s \cdot e_{\max}}{Nc}\right) \quad (\text{公式 10})$$

$$[0101] \quad K_{l-\max} = \text{round}\left(\frac{P_l \cdot e_{\max}}{Nc}\right) \quad (\text{公式 11})$$

[0102] 在公式 10 和 11 中, P<sub>s</sub> 和 P<sub>l</sub> 表示与两种独立 CFO 估计有关的相关间隔。例如, 如果独立步骤 [I-b] 和 [II] 被采用, 可以假设 P<sub>l</sub> = 4, 200 且 P<sub>s</sub> = Q = 255。这里, 下角标 l 是“long”的第一个字母, 下角标 s 是“short”的第一个字母, e<sub>max</sub> 是最大 CFO 跟踪范围, 是步骤 [III] 的目标。函数 round(a) 是与舍入 (rounding) 有关的函数, 其由公式 12 定义。

$$[0103] \quad \text{round}(a) = \arg(\min |a-n|)_{n \in \mathbb{Z}} \quad (\text{公式 12})$$

[0104] 基于公式 11 和 12, 通过公式 13 计算整数集 S。

$$[0105] \quad S = \{x | x = k_s L_l - k_l L_s, k_s \in [-k_{s-\max}, k_{s-\max}], k_l \in [-k_{l-\max}, k_{l-\max}]\} \quad (\text{公式 13})$$

[0106] 其中, L<sub>l</sub> 和 L<sub>s</sub> 互为质数, 且分别使用公式 14 和 15 来定义。

$$[0107] \quad L_l = \frac{P_l}{\text{gcd}(P_l, P_s)} \quad (\text{公式 14})$$

$$[0108] \quad L_s = \frac{P_s}{\text{gcd}(P_l, P_s)} \quad (\text{公式 15})$$

[0109] 在公式 14 和 15 中, 函数 gcd(x, y) 表示 x 和 y 的最大公约数。

[0110] 假设相位偏差是 Φ<sub>l</sub> 和 Φ<sub>s</sub>。例如, 可以假设步骤 [I-b] 中的相位偏差为 Φ<sub>l</sub>, 步骤 [II] 中的相位偏差为 Φ<sub>s</sub>。因此, 可得到公式 16 和 17。

$$[0111] \quad M = \frac{\Phi_l L_s - \Phi_s L_l}{2\pi} \quad (\text{公式 16})$$

$$[0112] \quad F(M) = \arg(\min |M-n|)_{n \in \mathbb{S}} \quad (\text{公式 17})$$

[0113] 如公式 13 所知的, 由于 k<sub>s</sub> ∈ [-k<sub>s-max</sub>, k<sub>s-max</sub>], 可知下面公式 18 中的右项是整数。

$$[0114] \quad k_l = \frac{k_s L_l - F(M)}{L_s} \quad (\text{公式 18})$$

[0115] 当使用上述公式时, 通过利用步骤 [III] 中两种独立 CFO 估计来得到新的 CFO 估计值 e<sup>Λ</sup>, 该新的 CFO 估计值 e<sup>Λ</sup> 通过利用公式 19 而得到。

$$[0116] \quad e^\Lambda = \frac{2 \cdot k_l \cdot \pi + \Phi_l}{2\pi P_l} \cdot Nc \quad (\text{公式 19})$$

[0117] 如上所述,已经描述了步骤 [I-a]、[I-b] 和 [II]。另外,步骤 [III] 通过利用步骤 [I-b] 和步骤 [II] 来实现。

[0118] 根据本发明示范性实施例的 CFO 同步方法利用上述的步骤 [I-a]、[I-b]、[II] 和 [III],该方法包括:(a) 初始 CFO 估计捕捉 (pull-in) 步骤;(b) 粗糙剩余 CFO 估计获取 (acquisition) 步骤;和 (c) 细小剩余 CFO 跟踪 (tracking) 步骤。

[0119] 所述初始 CFO 估计捕捉步骤是大规模捕捉步骤。因此,初始 CFO 估计捕捉步骤是这样的步骤:其中通过将相关间隔 P 设置为较小值来使跟踪范围处于大的规模。上述步骤 [I-a] 用于初始 CFO 估计捕捉步骤。

[0120] 所述粗糙剩余 CFO 估计获取步骤是小规模获取步骤。步骤 [III] 可用于粗糙剩余 CFO 估计获取步骤。另外,步骤 [III] 可通过使用步骤 [I-b] 和步骤 [II] 来实现。

[0121] 所述细小剩余 CFO 跟踪步骤是一个跟踪步骤。因此,细小剩余 CFO 跟踪步骤是这样的步骤:其中通过跟踪细小剩余 CFO 来使最终 CFO 变得足够小以符合 OFDM 解调标准。换句话说,通过增加相关间隔 P 来使得跟踪范围变窄。步骤 [I-b] 可用于细小剩余 CFO 跟踪步骤。

[0122] 图 6 是根据本发明的一个示范性实施例的 CFO 同步方法 600 的状态转换图。

[0123] 在图 6 中,步骤 S610 是初始 CFO 估计捕捉步骤。步骤 S620 是粗糙剩余 CFO 估计获取步骤。步骤 S630 是细小剩余 CFO 跟踪步骤。

[0124] 将参照表 2 来描述与图 6 中示出的状态转换条件有关的各参数 ( $N_t$ ,  $K1$  等)。表 2 是图 6 中示出的图中的实施例的伪代码。

[0125] [表 2]

[0126]

(s1) 设  $n_l=0$ ,  $e^\wedge=0$ , 迭代系数为  $\zeta_c, \zeta_f$ , 迭代次数为  $N_L, M$ ;

(s2) 对于每个接收到的 OFDM 帧, 利用具有较小相关间隔的步骤[I-a]以得到单次 CFO 估计值  $\Delta e$ , 以及迭代 CFO 估计值  $e^\wedge = e^\wedge + \zeta_c * \Delta e$ ,  $n_l = n_l + 1$ ;

(s3) 如果  $n_l < N_L$ , 则回到步骤 (s2) 到下一个 OFDM 帧, 否则跳到步骤 (s4);

(s4) 设  $m=0$ ,  $T_{\text{flag}}=0$ ,  $K_a=0$ , 步骤[II]的参数  $L_a, Q$ , 具有大相关间隔的步骤[I-b]的参数  $K_0, L, P$ , 步骤[III]的参数  $e_{\text{max}}$ , 则对于步骤[III]来说,  $P_l=P, P_s=Q$ ;

(s5) 利用步骤[I-b]生成相位偏差  $\Phi_l$ , 利用步骤[II]生成相位偏差  $\Phi_s$ , 然后基于步骤[III]得到整数  $K_l$ . 如果  $K_a=K_l$ , 则  $m=m+1$ , 否则设  $m=0, K_a=K_l$ ;

(s6) 在状态获取和状态跟踪之间的转换由下述程序来实现:

```

If ( $T_{\text{flag}}=0$ ) { // acquisition
  If ( $m < M$ ) {
     $\Delta e=0, e^\wedge = e^\wedge$ ;
    Go back to step (s5) next OFDM frame;
  } else {
     $m=0$ ;
    generate  $\Delta e$  according to (equation 19), and  $e^\wedge = e^\wedge + \Delta e$ ;
    if ( $K_a=0$ ) {
      set  $T_{\text{flag}}=1$ ;
    }
  }
}

```

[0127]

```

    }
    Go back to step (s5) next OFDM frame;
  }
} else { // tracking

  If (m<M) {
     $\Delta e = \Phi l * N_c / (2\pi P)$ ;
     $e^{\wedge} = e^{\wedge} + \zeta_f * \Delta e$ ;
    Go back to step (s5) next OFDM frame;
  } else {
    m=0;
    if (Ka=0) {
       $\Delta e = \Phi l * N_c / (2\pi P)$ ;
       $e^{\wedge} = e^{\wedge} + \zeta_f * \Delta e$ ;
      Go back to step (s5) next OFDM frame;
    } else {
       $\Delta e = 0, e^{\wedge} = e^{\wedge}$ ;
      set  $T_{flag} = 0$ ;
      Go back to step (s5) next OFDM frame;
    }
  }
}
}

```

[0128] 参见图 6 和表 2, 现在将更详细地描述根据本发明一个实施例的 CFO 同步方法。

[0129] 表 2 中的步骤 (s1) 到步骤 (s3) 对应于图 6 中的步骤 S610 以及初始 CFO 估计捕捉步骤, 该步骤使用具有小相关间隔 (大跟踪范围) 的步骤 [I-a]。使用比较句法  $n_1 < N_l$ , 是用于在步骤 (s2) 重复执行重复次数  $N_l$  之后, 捕捉初始 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ 。

[0130] 表 2 中的步骤 (s4) 到步骤 (s6) 对应于图 6 中的步骤 S620 和 S630, 即, 粗糙剩余 CFO 估计获取步骤和细小剩余 CFO 跟踪步骤。

[0131] 在粗糙剩余 CFO 估计获取步骤中, 使用比较句法  $m < M$ , 是用于在利用步骤 [III] 计算整数  $K1$  之后, 确定整数  $K1$  是否像重复次数  $M$  一样恒定。其中,  $Ka$  是用于临时存储整数  $K1$  的参数。另外, 确定是否  $Ka = 0$  是用于确定是否  $K1 = 0$ 。  $K1 = 0$  意味着粗糙 CFO 是一个非常小的值。在这种情况下, 通过设置  $T_{flag} = 1$ , 来执行到细小剩余 CFO 跟踪步骤的转换。

[0132] 在细小剩余 CFO 跟踪步骤中, 确定是否  $Ka = 0$ 。如果  $Ka = 0$ , 则计算最终 CFO 估计值  $e^{\wedge}$ 。如果  $Ka$  不为 0, 通过设置  $T_{flag} = 0$  转换到粗糙剩余 CFO 估计获取步骤。

[0133] 通过执行上述步骤来完成 CFO 同步方法。

[0134] 现在将描述对 CFO 同步进行仿真的实例。

[0135] 与帧结构 (参见图 1) 有关的参数设置为  $N_c = 3,780$ ,  $L_{pn} = 420$ ,  $L_m = 255$ ,  $L_{pre} = 83$  以及  $L_{post} = 82$ 。另外,与具有小相关间隔的步骤 [I-a] 相关的参数设置为  $k_0 = 82$ ,  $L = 45$  以及  $P = 44$ 。另外,与具有粗糙相关间隔的步骤 [I-b] 相关的参数设置为  $k_0 = 0$ ,  $L = 255$  以及  $P = N_c + L_{pn} = 4,200$ 。另外,与步骤 [III] 有关的参数设置为  $\zeta_c = 1/32$ ,  $\zeta_f = 1/16$ ,  $N_L = 50$ ,  $M = 5$ ,  $Q = L_m = 255$  以及  $e_{max} = 14.0$ 。

[0136] 图 7 到图 9 示出了基于这些参数获得的仿真结果。

[0137] 图 7 示出了函数  $F(M)$  的检测概率 700。函数  $F(M)$  对应于公式 17,该公式是与步骤 [III] 有关的公式。图 7 的信道模型“SFN,  $50 \mu s$ ”是具有一个回波的双径信道,其延时为  $50 \mu s$ 。如图 7 所示,高检测概率导致 CFO 易于在  $\pm e_{max}$  范围内获取。

[0138] 图 8 示出了当理想 CFO 为  $-40.0$  时的闭环仿真结果 800。用于仿真的信道是“SFN,  $50 \mu s$ ”,信噪比 (SNR) 为 10dB。三个步骤即捕捉、获取和跟踪的结果如图 8 所示。

[0139] 图 9 是图 8 所示的跟踪步骤的结果 900 的放大曲线图。参见图 9,当理想 CFO 为  $-40.0$  时,剩余 CFO 为  $\pm 0.5\%$ ,因此,满足 OFDM 解调标准。

[0140] 如上所述,本发明的一个方面提供了一种 OFDM 接收机的 CFO 同步方法和装置,解决了这样的问题:当 CFO 跟踪范围太窄时 CFO 跟踪范围不能在实践中应用,以及当 CFO 跟踪范围太宽时 CFO 估计误差增加。

[0141] 尽管已经参照本发明的示范性实施例对本发明进行了具体的图示和描述,但本领域任一普通技术人员都可以理解,可以对这些实施例做出各种形式和细节上的改变,而不会偏离由权利要求书所限定的本发明的精神和范围。

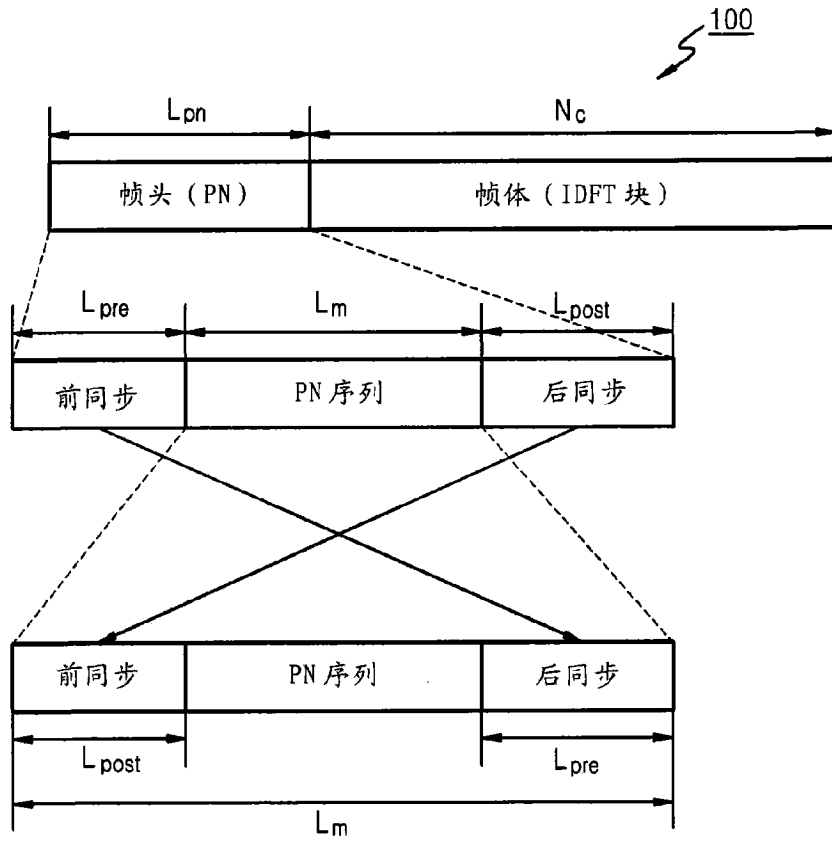


图 1

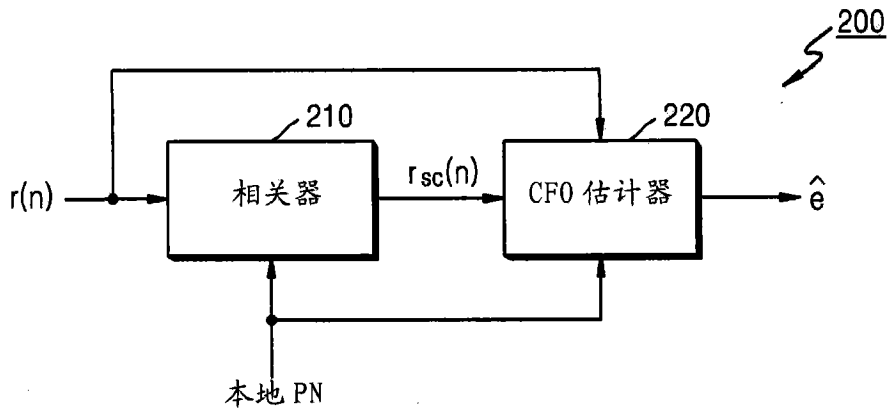


图 2

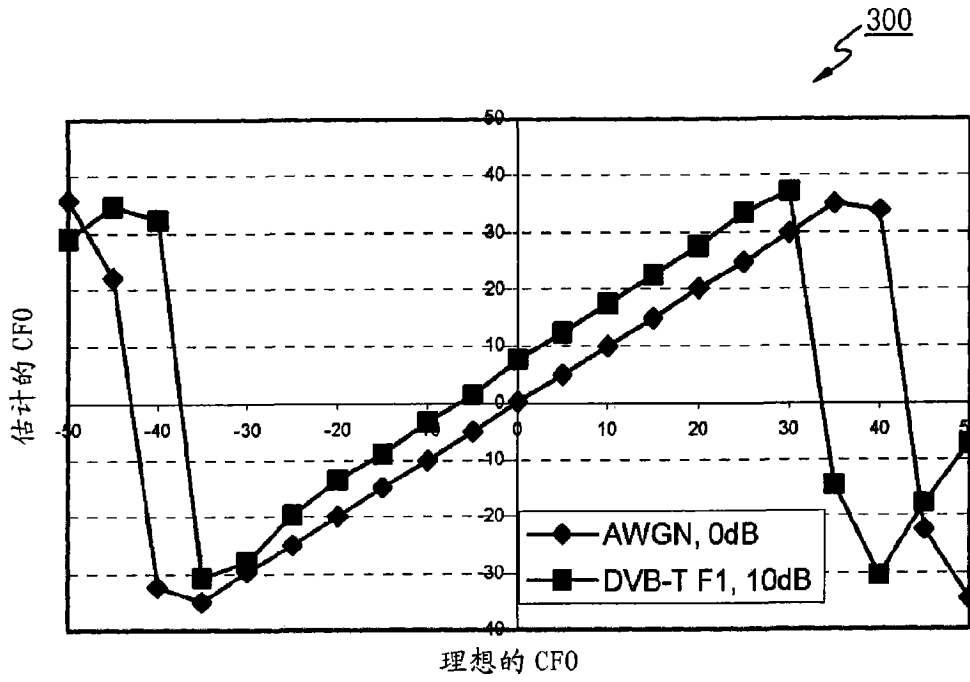


图 3

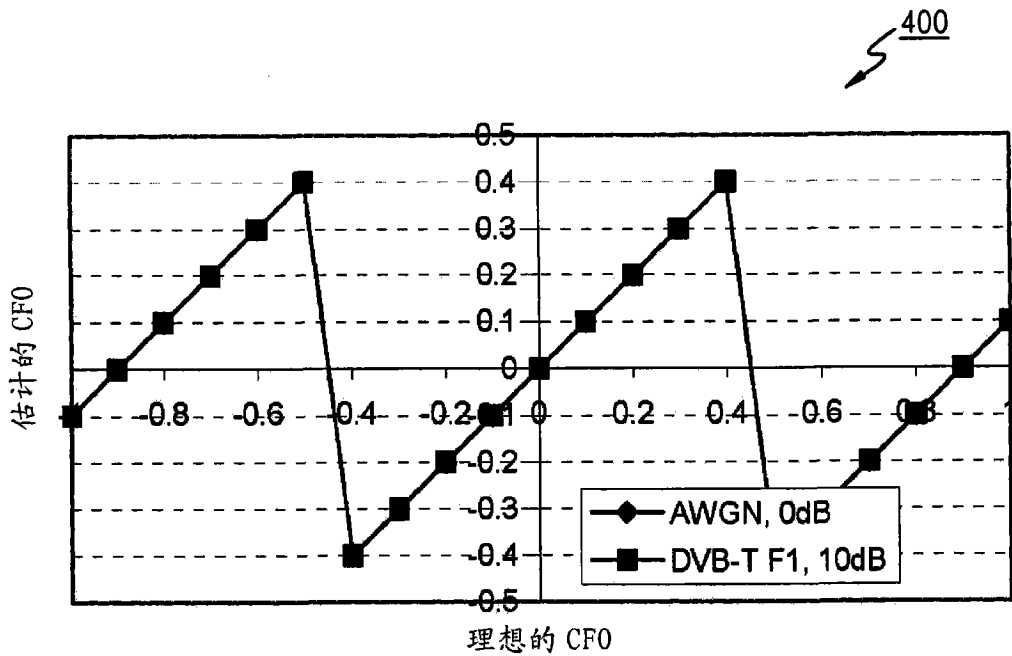


图 4



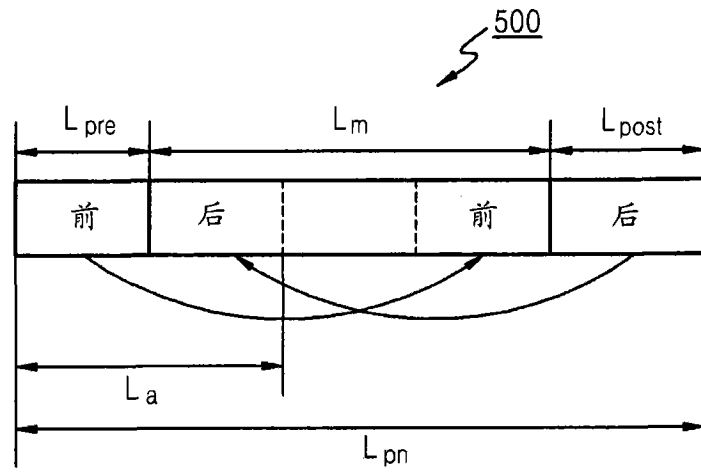


图 5

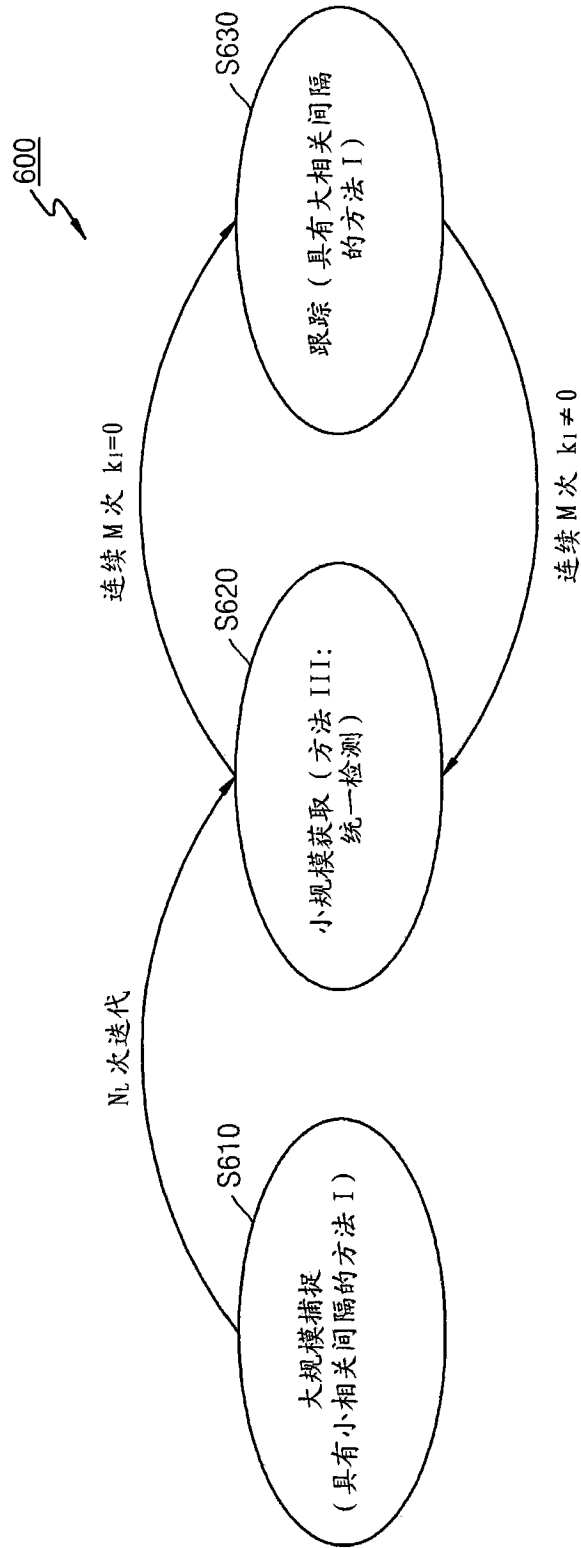


图 6

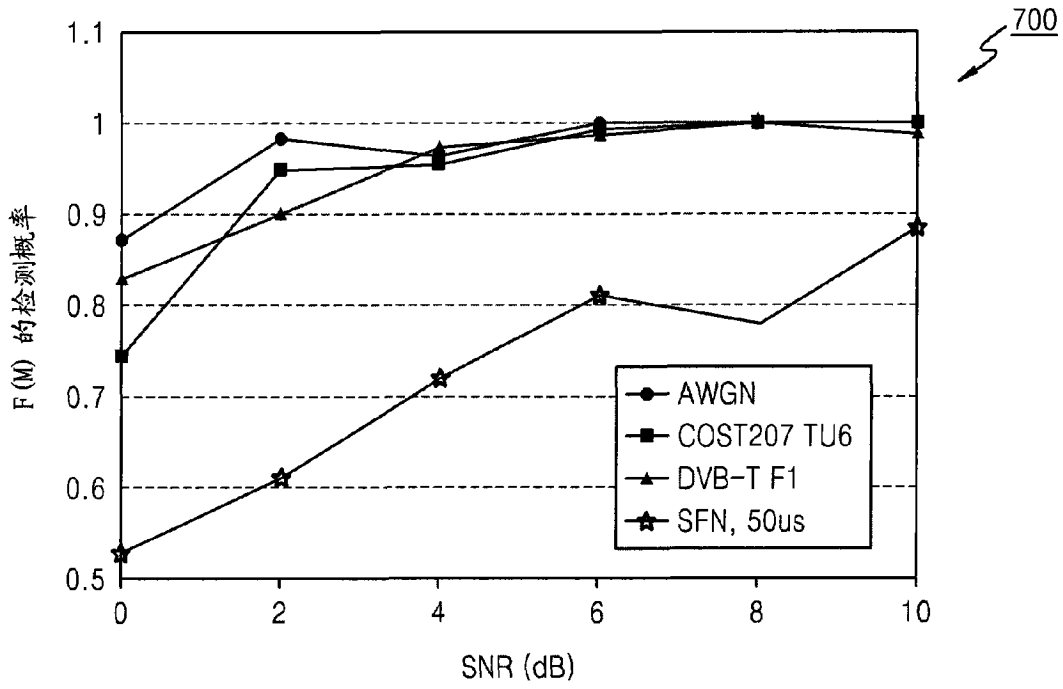


图 7

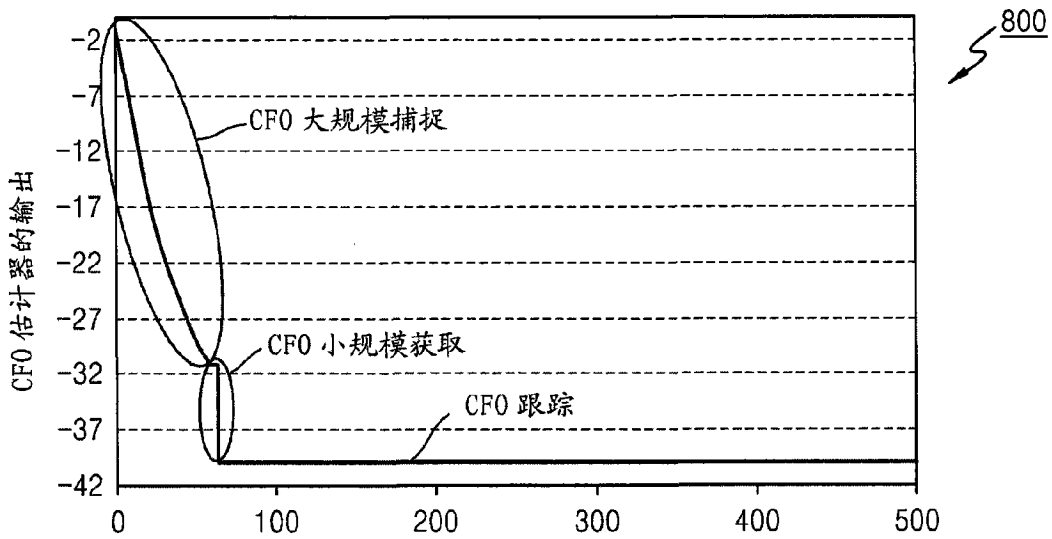


图 8

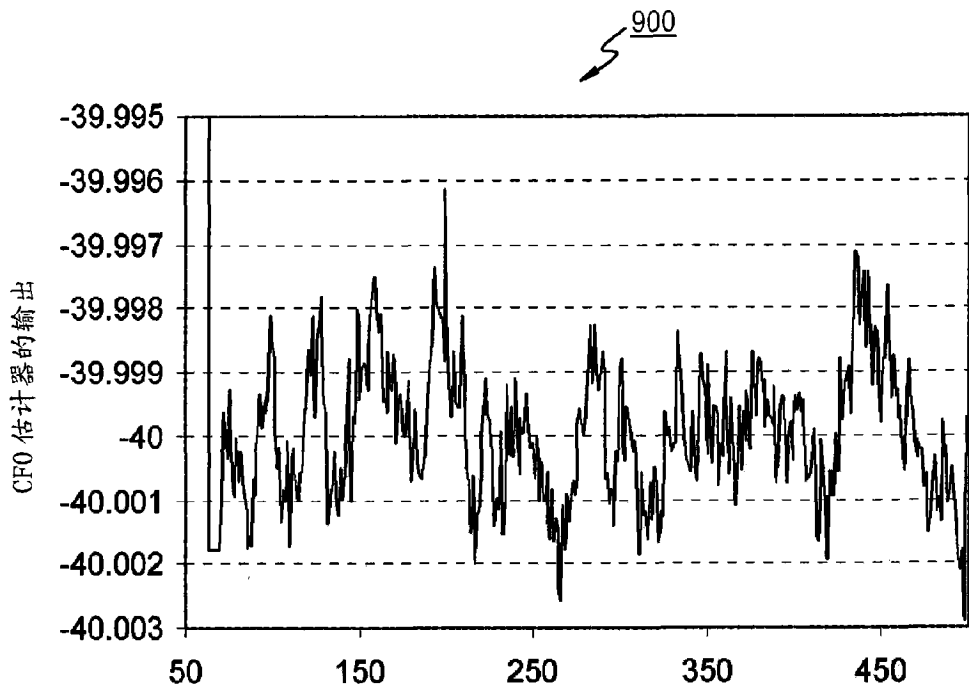


图 9