



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1780276 B

(45) 授权公告日 2012. 01. 04

(21) 申请号 200410009868. 4

US 2004/0028004 A1, 2004. 02. 12, 全文.

(22) 申请日 2004. 11. 25

US 2004/0190560 A1, 2004. 09. 30, 全文.

(73) 专利权人 都科摩(北京) 通信技术研究
有限公司

审查员 李彬

地址 100080 北京市海淀区科学院南路 2 号
融科资讯中心 A 座 7 层

(72) 发明人 张中山 加山英俊

(74) 专利代理机构 中科专利商标代理有限
责任公司 11021

代理人 王玮

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

(56) 对比文件

US 6654339 B1, 2003. 11. 25, 全文.

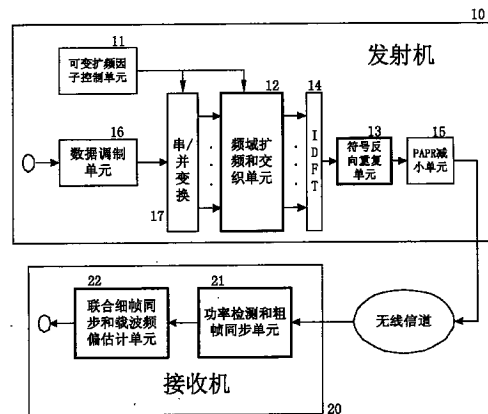
权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 10 页

(54) 发明名称

正交频分复用系统中联合时间同步和频偏估
计方法及装置

(57) 摘要

本发明提供一种在无线通信系统中联合时间同步和频偏估计方法,包括步骤:在发送端,利用系统预先设定的扩频因子(SF)对输入数据进行频域扩频和交织以生成频域训练符号;对生成的频域训练符号进行反离散傅立叶变换以生成一个时域上的训练符号;将生成的时域训练符号反向复制到第二个时域训练符号以形成完整的训练序列,该完整的训练序列包括 2 个训练符号;和在接收端,检测接收到的信号的功率以确认新的训练序列的到来,并进行粗帧同步;然后对接收到的训练序列进行联合细帧同步和载波频偏估计;根据载波频偏估计结果对载波进行频偏补偿以消除频偏。另外,本发明还提供联合时间同步和频偏估计装置及训练序列生成方法。



1. 一种在无线通信系统中联合时间同步和载波频偏估计的方法,包括步骤:
在发送端:
利用系统预先设定的扩频因子(SF)对输入的、用于生成训练符号的数据进行频域扩频和交织以生成频域训练符号;
对生成的频域训练符号进行反离散傅立叶变换以生成时域上的训练符号;
将生成的第一个时域训练符号反向复制到第二个时域训练符号以形成完整的中心对称的、梳型结构的训练序列;和
在接收端:
检测接收到的信号的功率以确认新的训练序列的到来,并进行粗帧同步;
对接收到的训练序列进行联合细帧同步和载波频偏估计;
根据载波频偏估计结果对载波进行载波频偏补偿以消除载波频偏。
2. 根据权利要求1所述的方法,其中进一步包括在发送端对输入的、用于生成训练符号的数据进行频域扩频和交织以生成频域训练符号之前,对输入的数据比特流进行编码,并将编码后的比特流映射到星座图上的步骤。
3. 根据权利要求2所述的方法,其中进一步包括在发送端对编码后的数据进行串/并行变换的步骤。
4. 根据权利要求1所述的方法,其中进一步包括在发送端将交织后的频域训练符号映射到子载波上的步骤。
5. 根据权利要求1所述的方法,其中进一步包括在发送端形成完整的中心对称的、梳型结构的训练序列之后,降低待发送信号的峰均功率比的步骤。
6. 根据权利要求1所述的方法,其中在接收端进行功率检测的步骤进一步包括检测接收到的一系列抽样的功率,并判断功率值是否大于一个阈值的步骤。
7. 根据权利要求1所述的方法,其中进一步包括在接收端估计总的载波频偏,并对总的载波频偏进行补偿的步骤。
8. 根据权利要求7所述的方法,其中估计总的载波频偏的步骤包括载波频偏搜索和对载波频偏搜索后剩余的载波频偏进行细估计,并将所估计的载波频偏搜索的结果与细估计的载波频偏的结果相加的步骤。
9. 根据权利要求1所述的方法,其中在接收端还包括在联合细帧同步和载波频偏估计之后,在存在多径信号的情况下,识别和检测多径信号并收集检测到的多径信号的步骤。
10. 根据权利要求7所述的方法,其中在接收端还包括对经过载波频偏补偿的信号进行离散傅立叶变换的步骤。
11. 一种在无线通信系统中进行联合时间同步和频偏估计的装置,包括:
发送端具有:
可变扩频因子控制装置,用于预先设置可变的扩频因子(SF);
频域扩频和交织装置,用于利用扩频因子对输入的数据进行频域上的扩频和交织,以生成频域训练符号;
反离散傅立叶变换装置,用于将频域上的训练符号变成时域上的训练符号,
符号反向重复装置,用于对时域训练符号进行反向重复,以便形成具有中心对称的、梳型结构的训练序列;和

接收端具有：

功率检测和粗帧同步装置，用于对接收的数据进行功率检测，检测到发送的训练序列后即可实现粗略的帧同步；

联合细帧同步和载波频偏估计装置，用于根据接收到的训练序列同时进行细帧同步和载波频偏估计。

12. 根据权利要求 11 所述的在无线通信系统中进行联合时间同步和频偏估计的装置，其中所述发送端还具有用于对星座图上的复点进行串 / 并行变换，并将经串 / 并行变换的数据输出到所述频域扩频和交织装置的串 / 并行变换装置。

13. 根据权利要求 11 所述的在无线通信系统中进行联合时间同步和频偏估计的装置，其中所述发送端还具有峰均功率比 (PAPR) 降低装置，用于降低所述符号反向重复装置输出的、具有中心对称的、梳型结构的训练序列的峰均功率比。

14. 根据权利要求 11 所述的在无线通信系统中进行联合时间同步和频偏估计的装置，其中所述功率检测和粗帧同步装置包括用于对一系列接收到的抽样进行检测，以判断其功率值是否大于阈值的功率检测装置，和根据检测到的信号进行粗帧同步的粗帧同步装置。

15. 根据权利要求 11 所述的在无线通信系统中进行联合时间同步和频偏估计的装置，其中所述联合细帧同步和载波频偏估计装置包括用于进行联合细帧同步和载波频偏估计的细帧同步和频偏搜索装置。

16. 根据权利要求 11 所述的在无线通信系统中进行联合时间同步和频偏估计的装置，其中所述接收端还包括用于识别多径信号并检测多径信号功率的多径检测和识别装置，所述多径检测和识别装置将识别的多径信号提供给所述联合细帧同步和载波频偏估计装置。

17. 根据权利要求 11 所述的在无线通信系统中进行联合时间同步和频偏估计的装置，其中所述联合细帧同步和载波频偏估计装置包括用于对经过载波频偏搜索后的剩余载波频偏进行估计和纠正的载波频偏细调整单元。

18. 根据权利要求 11 所述的在无线通信系统中进行联合时间同步和频偏估计的装置，其中所述接收端包括用于根据估计的载波频偏对所述载波频偏进行补偿的载波频偏补偿装置。

19. 一种生成在无线通信系统中进行联合时间同步和频偏估计的训练序列的方法，包括步骤：

生成扩频因子 SF；

对选取的星座图上的复点进行扩频和交织以生成频域训练符号；

对生成的频域训练符号进行反离散傅立叶变换以形成时域训练符号，

其中对于一个时域训练符号，任意 2 个相邻的非 0 时域抽样之间包含 SF-1 个连续 0 抽样；和

对生成的时域训练符号进行反向重复以形成中心对称的、具有时域周期特性的梳型结构的训练序列。

20. 根据权利要求 19 所述的方法，其中所述扩频步骤包括将扩频前选取的 N/SF 个星座图上的复点每个重复 SF 倍以组成一个完整的频域训练符号的步骤，其中 SF 表示扩频因子，SF 的取值是 2 的 n 次方，n 是整数，N 表示反离散傅立叶变换的长度。

正交频分复用系统中联合时间同步和频偏估计方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种高速无线通信系统中的时间同步和载波频偏估计方法及装置,特别是正交频分复用 (OFDM) 无线通信系统中联合时间同步和载波频偏估计的方法及装置。该方法和装置能够在实现准确的时间同步的同时完成载波频偏的搜索,具有实现的载波频偏搜索范围大,估计精度高的效果。

背景技术

[0002] 在高速无线通信系统,特别是正交频分复用 (OFDM) 无线通信系统中,必须实现准确可靠的时间同步,从而使接收端能够正确解调出发送端所发送的数据。同时,由于 OFDM 系统对载波频偏非常敏感,因而在接收端必须提供准确高效的算法对载波频偏进行准确的估计和纠正。接收端必须对接收的数据帧进行准确的定位,确定每个数据帧的开始位置和结束位置。

[0003] 然而,由于种种原因,例如,发送端和接收端的振荡器的频率不匹配,多普勒频移,等等,可能造成发送端和接收端之间出现频偏。频偏同样会对接收机的解调性能造成影响。现有的同步系统中最常用的方法是借助于训练序列来实现时间同步和频率同步。

[0004] 在现有的同步算法中,有些是利用空符号 (Null Symbol) 进行同步定位。就是说,一旦接收端检测到一个低电位符号,则认为有一个新的符号到达。这种算法只能用在广播的连续传输模式中,但对于像无线局域网这种突发性传输模式 (Burst Transmission Mode) 中将失效。因为突发性传输系统可能长时间处于空闲状态,无法区别系统是处于空闲状态,还是接收到空符号。有些算法利用 OFDM 符号中的循环前缀 (Cyclic Prefix) 进行同步,然而这类算法只能进行符号同步,不能进行帧 (Frame) 同步,而且由于循环前缀的长度一般都较短,从而使这类算法的精度不高。还有一类算法使用训练序列进行时间同步和载波频偏估计,但传统算法所使用的训练序列的平均功率和普通数据符号一样,从而有可能造成较高的丢包率,尤其在低信噪比的环境下。同时,现存的很多算法在实现同步的过程中一般都是首先进行时间同步,然后进行载波频偏估计。这种同步方式存在着明显的缺陷:由于时间同步偏差和载波频偏二者并不是相互独立的,而是相互影响的,载波频偏估计的前提是接收端实现准确的时间同步,而时间同步的性能又受到载波频偏的影响,二者相互依存,将二者独立出来分别处理则有可能造成较大的误差,严重时还有可能导致算法的失效。

发明内容

[0005] 鉴于上述问题,本发明的一个目的是提供一种联合时间同步和载波频偏估计的方法和装置,利用该方法和装置能够同时进行帧同步和载波频偏搜索,提供可靠的帧同步和具有高准确性的载波频偏估计,并减少丢包率。

[0006] 本发明的另一个目的是提供一种生成在无线通信系统中联合进行时间同步和频偏估计的训练序列的方法,使该训练序列能够同时进行帧同步和载波频偏搜索,提供可靠

的帧同步和具有高准确性的载波频偏估计,并减少丢包率。

[0007] 根据本发明的一个方面,提供一种在无线通信系统中联合时间同步和频偏估计的方法,包括步骤:在发送端,利用系统预先设定的扩频因子(SF)对输入数据进行频域扩频和交织以生成频域训练符号;对生成的频域训练符号进行反离散傅立叶变换以生成时域上的训练符号;将生成的第一个时域训练符号反向复制到第二个时域训练符号以形成完整的训练序列;和在接收端,检测接收到的信号的功率以确认新的训练序列的到来,并进行粗帧同步;对接收到的训练序列进行联合细帧同步和载波频偏估计;根据载波频偏估计结果对载波进行频偏补偿以消除频偏。

[0008] 根据本发明的再一个方面,提供一种在无线通信系统中联合时间同步和频偏估计的装置,包括:发送端具有,可变扩频因子控制装置,用于预先设置可变的扩频因子(SF);频域扩频和交织装置,用于利用扩频因子对输入的数据进行频域上的扩频和交织,以生成频域训练符号;反离散傅立叶变换装置,用于将频域上的训练符号变成时域上的训练符号;符号反向重复装置,用于对时域训练符号进行反向重复,以便形成具有中心对称结构的训练序列;和接收端具有,功率检测和粗帧同步装置,用于对接收的数据进行功率检测,检测到发送的训练序列后即可实现粗略的帧同步;联合细帧同步和载波频偏估计装置,用于根据接收到的训练序列同时进行细帧同步和载波频偏估计。

[0009] 根据本发明的再一个方面,提供一种生成在无线通信系统中联合进行时间同步和频偏估计的训练序列的方法,包括步骤:生成扩频因子(SF);对选取的星座图上的复点进行扩频和交织以生成频域训练符号;对生成频域训练符号进行反离散傅立叶变换以形成时域训练符号;和对生成的时域训练符号进行反向重复以形成中心对称的、具有时域周期特性的梳型结构的训练序列。

附图说明

[0010] 通过下面结合附图说明本发明的优选实施例,将使本发明的上述及其它目的、特征和优点更加清楚,其中:

[0011] 图 1 是根据本发明一个实施例的正交频分复用的发送机和接收机的方框图;

[0012] 图 2 是根据本发明实施例的频域训练符号生成过程,包括扩频和交织的示意图;

[0013] 图 3A 和 3B 分别是采用现有技术的算法与本发明算法的 IDFT 输出的训练符号,即,时域训练符号的比较示意图;

[0014] 图 4 是将第一个时域生成符号以反向顺序拷贝到第二个符号中以形成一个完整的时域训练序列的示意图;

[0015] 图 5 是传统算法与本发明的算法的漏检概率的比较结果的示意图;

[0016] 图 6 是根据本发明实施例的接收端中的配置方框图;

[0017] 图 7 是根据本发明的算法在接收端的多径信号区分的示意图;

[0018] 图 8 是根据本发明的实施例用于多载波调制系统的同步算法流程图;

[0019] 图 9 是本发明的算法中联合时间同步和载波频偏估计的流程图;

[0020] 图 10 是表示采用现有技术的算法和本发明算法在 AWGN 信道下的载波频偏估计精度的比较结果的示意图;和

[0021] 图 11 是表示采用现有技术的算法和本发明算法在多径衰落信道下的载波频偏估

计精度的比较结果的示意图。

具体实施方式

[0022] 下面参照附图对本发明的实施例进行详细的说明,在描述过程中省略了对于本发明来说是不必要的细节和功能,以防止对本发明的理解造成混淆。

[0023] 图 1 是表示根据本发明一个实施例的正交频分复用的发送端和接收端的方框图。如图 1 所示,发送端 10 中包括可变扩频因子控制单元 11,频域扩频和交织单元 12,符号反向重复单元 13,反离散傅立叶变换单元 (IDFT) 14,峰均功率比 (PAPR) 降低单元 15,数据调制单元 16,串 / 并行变换单元 17。接收端 20 中包括功率检测和粗帧同步单元 21 和联合细帧同步和载波频偏估计单元 22。

[0024] 在发送端,由数据调制单元 16 对数据进行调制,并把经调制的信号提供给串 / 并行变换单元 17。另外,在发送端设置有可变扩频因子控制单元 11,用于预先设置可变的扩频因子 (SF)。扩频因子 SF 是系统根据当前信道状况预先设置的一个参数,一般取 2 的 n 次方,如 2,4,8,16。作为例子,可变扩频因子控制单元 11 可以固化在发送端中,其具有良好的兼容性,可以较好地运用现有的软件和硬件模块。一旦确定了扩频因子,可变扩频因子控制单元 11 将生成确定的扩频因子并提供给串 / 并行变换单元 17 和频域扩频和交织单元 12。经调制的数据在串 / 并行变换单元 17 中进行串 / 并行变换。经串 / 并行变换的数据被输出到频域扩频和交织单元 12。频域扩频和交织单元 12 利用扩频因子对输入的数据进行频域上的扩频和交织。经扩频和交织的数据输入到反离散傅立叶变换单元 (IDFT) 14。IDFT 14 的作用是对频域训练符号进行反离散傅立叶变换,将频域上的数据变成时间域上的数据。就是说,经过 IDFT 14 后,将频域上的训练符号变成时间域上的训练符号。

[0025] 为了便于说明,作为示例,在本发明的算法中的时间同步和频率同步都是借助时间域上的训练序列来完成的。即,在接收端只检测时间域上的信号。应该指出,本发明不限于此,其基本构思也可以应用到频域。

[0026] 经过 IDFT 的数据在符号反向重复单元 13 被反向重复,以便形成中心对称的训练序列。在数据被发送前,数据要送到峰均功率比 (PAPR) 降低单元 15,以降低数据的峰均功率比 (PAPR)。实际上,峰均功率比 (PAPR) 降低单元 15 是用于降低某个特别大的发送功率,或进行适配或用于其它算法。有关峰均功率比 (PAPR) 降低并不属于本发明的内容,在此不再对其进行详细说明。然后,将处理后的数据经无线信道发送到接收端。如后面更详细说明的,由于训练序列的生成,同步检测实际上被转换成功率检测。

[0027] 在接收端 20,功率检测和粗帧同步单元 21 对接收的信号进行功率检测,检测到发送的训练序列后即可得到粗略的帧同步 (时间同步)。根据本发明的训练序列可知,一旦检测到梳状结构的训练序列,即可知道检测到了新的训练序列或一个帧的头部。到此阶段,还不能知道哪个抽样是第一个抽样,哪个部分是帧的开始,因为可能检测到很多这样的抽样。因此,需要将经过粗帧同步的信号送到联合细帧同步和载波频偏估计单元 22。在联合细帧同步和载波频偏估计单元 22 中对同步检测窗口的位置进行调整,以找到哪一个抽样是帧的开始。借助于接收到的该训练序列可以实现细帧同步和载波频偏搜索的目的。

[0028] 下面参考图 2 说明频域训练符号的生成过程。频域训练符号的生成包含 2 个部分,即扩频和交织。图 2 中的左图表示的是扩频过程,右图表示的是交织过程。扩频前,发送端

系统已经确定了 IDFT 长度和扩频因子 (SF)。调制器首先从所选择的星座图 (QPSK, QAM 等等) 中随机选取 N/SF 个复数点 (N 是 IDFT 的长度), 假设其依次为 $X_1, X_2, \dots, X_{N/SF}$, 组成一个小的调制数据块。如图 2 的左图所示, 选取数据后, 对该数据序列进行扩频。扩频过程如下: 将每个选取的星座图上的复点重复 SF 次, 组成一个新的序列, 即 $X_1, X_1, \dots, X_1, X_2, X_2, \dots, X_2, \dots, X_{N/SF}, X_{N/SF}, \dots, X_{N/SF}$, 共 N 个数据, 每个数据用来调制一个子载波。接下来, 对扩频后的序列进行交织。交织过程如图 2 中的右图所示: 将 N 个频域位置均分成 SF 个块, 每块包含 N/SF 个频域点。频域生成数据中的相同数据放在每个块的相同位置, 且各个块中不同调制数据的次序为 $X_1, X_2, \dots, X_{N/SF}$ 。这样, 经过交织以后的频域训练符号如下: $X_1, X_2, \dots, X_{N/SF}, X_1, X_2, \dots, X_{N/SF}, \dots, X_1, X_2, \dots, X_{N/SF}$, 也就是说, 将扩频以前的调制数据块重复 SF 倍得到的结果。

[0029] 图 3A 和 3B 分别是采用现有技术的算法与本发明算法的 IDFT 输出的训练符号, 即时域训练符号的比较示意图。其中图 3A 表示传统的 OFDM 同步算法中所使用的时域同步训练符号的输出特征, 即频域训练符号经 IDFT 变换以后输出的结果。在 IDFT 长度以及训练序列平均功率保持恒定的前提下, 传统算法各个时域输出抽样都是非 0 的, 但 PAPR 较高, 大多数输出数据的功率较低。图 3B 是根据本发明生成的训练符号的示意图。如图 3A 所示, 传统的训练序列的每一个抽样都不是零, 由于总的能量是固定的, 其平均高度较低, 如果信噪比 (SNR) 低, 可能检测不到其中的一些信号。图 3B 所示的是本发明的算法中交织以后的频域训练符号经 IDFT 变换后的时域输出结果。由于在本发明的算法中所使用的频域交织后的训练符号具有周期性, 因而经 IDFT 变换后的时域训练符号具有明显的时域周期特性以及梳型结构, 即符号中只有第 0 个、第 SF 个、第 $2*SF$ 个, \dots , 第 $(N/SF-1)*SF$ 个抽样非 0, 其余输出值均为 0。任意 2 个相邻的非 0 抽样间隔 SF-1 个 0 抽样。这种符号中的非 0 输出数据的平均功率大于传统训练符号中的低功率输出抽样。相比之下, 在保证训练符号总的发送能量恒定的前提下, 本发明的算法中生成的训练符号的这种梳型结构可以理解为将整个训练符号中的 0 值抽样原本具有的能量都叠加到了这些非 0 抽样中, 因而这些非 0 抽样更容易进行功率检测, 并减少丢包率。

[0030] 图 4 是表示将第一个时域生成符号以反向顺序拷贝到第二个时域训练符号中以形成一个完整的时域训练序列的示意图。在图 4 中, 具有中心对称结构的训练序列的生成过程如下: 当第一个梳型时域训练符号生成后, 第二个训练符号是第一个训练符号的倒序重复, 即第二个训练符号的第一个抽样值是第一个训练符号的第 N 个抽样值, 第二个训练符号的第二个抽样值是第一个训练符号的第 $N-1$ 个抽样值, \dots , 第二个训练符号的第 N 个抽样值是第一个训练符号的第 1 个抽样值。每个训练序列包含 2 个时域训练符号, 即训练序列总长度为 $2N$, 具有梳型和中心对称 2 种结构特征。这种结构特征用在功率检测以及联合时频同步上都具有非常好的效果。

[0031] 图 5 是传统算法与本发明的算法的漏检概率的比较结果示意图。作为一个示例, 可以假设在 IDFT 长度 $N = 64$, 误报概率 $P_{FA} = 10^{-4}$ 且 $SF = 8$ 的情况下对传统算法和本发明的算法进行比较。为了具有说服力, 可以对这两个算法设定相同的检测时间。如图 5 所示, 例如: 对于传统算法, 如果检测时间包含 8 个抽样, 即 $L = 8$, 则同样时间相对于新发明算法来说, 仅有 1 个非 0 抽样, 即 $L = 1$; 对于传统算法, 如果检测时间包含 16 个抽样, 即 $L = 16$, 则同样时间相对于本发明的算法来说, 仅有 2 个非 0 抽样, 即 $L = 2$; 对于传统算法,

如果检测时间包含 32 个抽样,即 $L = 32$,则同样时间相对于本发明的算法来说,仅有 4 个非 0 抽样,即 $L = 4$ 。由性能比较结果可以看出,本发明的算法在低信噪比的情况下检测性能明显高于传统算法。例如:对比传统算法当 $L = 16$ 和本发明的算法当 $L = 2$ 时的性能。当信噪比小于 17dB 时,本发明算法的漏检概率都小于传统算法的漏检概率。

[0032] 图 6 是根据本发明实施例的接收端中的联合细帧同步和载波频偏估计系统的配置方框图。如图 6 所示,该系统包括功率检测和粗帧同步单元 21,联合细帧同步和载波频偏估计单元 22,多径信号检测与识别单元 52 以及载波频偏补偿单元 54。其中功率检测和粗帧同步单元 21 包括功率检测单元 41 和粗帧同步单元 42。联合细帧同步和载波频偏估计单元 22 包括细帧同步和载波频偏搜索单元 51,和载波频偏细调整单元 53。

[0033] 由于本发明的算法所生成的训练序列为梳状结构,其时间同步的检测可转换成功率率的检测。因此,在接收端,当系统检测到一个或几个大功率抽样且这些抽样呈梳型结构排列,则认为检测到一个新的帧。首先由系统设置参数 $P_{FA}, \hat{\epsilon}_A$ 和 L 的值,其中 Γ 表示功率检测所设置的阈值,可根据系统的需要随意调节。功率检测单元 41 对一系列接收到的抽样 $y(1), y(2), \dots, y(N)$ 进行检测,判断 $\Omega(n, L) = \sum_{m=0}^{L-1} |y(n + m \times SF)|^2$ 的值是否大于阈值 $L \times \Gamma$ 。

如果大于,则表示一个新的帧到达并成功检测,否则认为没有新的帧到达。由于本发明的算法中所使用的训练序列具有稀疏的梳型结构,这种结构导致功率检测算法在检测的同时还可以在粗帧同步单元 42 中粗略地进行帧同步,且同步误差最有可能发生在 SF 的整数倍抽样的位置上。

[0034] 经过粗帧同步的数据被提供给细帧同步和载波频偏搜索单元 51。当一个新到达的帧的所有 $2N$ 个抽样都检测到以后,细帧同步和载波频偏搜索单元 51 可以利用本发明的算法进行联合细帧同步和载波频偏估计。联合算法的实施有赖于本发明算法中所使用的训练序列的中心对称结构。细帧同步和载波频偏搜索单元 51 可以作为一个估计器进行下面的表达式 (1) 的运算。

[0035]

$$\Phi_i(\hat{\epsilon}) = \left| \sum_{n=0}^{N/SF-1} y(i + 2N - 1 - n \cdot SF) \cdot y^*(i + n \cdot SF) \cdot e^{\frac{j4\pi n \hat{\epsilon} SF}{N}} \right|^2 \quad (1)$$

[0036] 这个估计器的具体含义是,如果不考虑时间同步误差和载波频偏以及噪声的影响,则 $y(i + 2N - 1 - n \cdot SF)$ 和 $y(i + n \cdot SF)$ 应该是相同的,即便存在载波频偏,这两个接收抽样也应该是统计相关的。载波频偏补偿单元 54 可以利用 $e^{\frac{j4\pi n \hat{\epsilon} SF}{N}}$ 对每一对相关抽样的共轭相乘的积进行载波频偏补偿。一旦 $y(i)$ 恰好是接收训练序列的第一个抽样,且 $\hat{\epsilon}$ 和系统中的载波频偏相同时, $\Phi_i(\hat{\epsilon})^2$ 将取得最大值,具体由下面的表达式 (2) 表示。

[0037]

$$\left\{ \hat{\theta}; \hat{\epsilon} \right\} = \arg \max_{\left\{ i; \hat{\epsilon} \right\}} \left\{ \Phi_i(\hat{\epsilon}) \right\} \quad (2)$$

[0038] 其中 $\hat{\theta}$ 表示估计的时偏, $\hat{\epsilon}$ 表示估计的载波频偏。这个过程中,帧同步和载波频偏搜

索是同时完成的。

[0039] 由于以上所介绍的载波频偏搜索算法的估计精度有限,因而搜索后剩余的载波频偏需要由载波频偏细调整单元 53 进行估计和纠正。载波频偏细调整单元 53 执行如下算法:根据本发明算法中使用的训练序列的中心对称结构,接收到的训练序列的概率密度函数的对数函数可以用下面的表达式 (3) 表示。

[0040]

$$\Lambda(\varepsilon) = \log f(Y|\varepsilon) = \log \left(\prod_{k=0}^{\frac{N}{SF}-1} f(y(k \cdot SF), y(2N-1-k \cdot SF)) \right) \quad (3)$$

[0041] 其中 ε 表示系统中的载波频偏。要得到 $\Lambda(\varepsilon)$ 的最大值,需对 $\Lambda(\varepsilon)$ 关于 ε 求导并令结果为 0,解出的 ε 如表达式 (4) 所示。

[0042]

$$\hat{\varepsilon} = \frac{N \sum_{k=0}^{\frac{N}{SF}-1} \left\{ y^*(k \cdot SF) \cdot y(2N-1-k \cdot SF) \cdot (2N-1-2k \cdot SF) \cdot \arg \{ y^*(k \cdot SF) \cdot y(2N-1-k \cdot SF) \} \right\}}{2\pi \cdot \sum_{k=0}^{\frac{N}{SF}-1} \left\{ |y^*(k \cdot SF) \cdot y(2N-1-k \cdot SF)| \cdot (2N-1-2k \cdot SF)^2 \right\}} \quad (4)$$

[0043] 表达式 (4) 即是载波频偏细调整的最大似然 (Maximum Likelihood) 估计算法。

[0044] 当进行功率检测和载波频偏搜索时,对于多径信号,最大功率的那一径足够了。然而,对于载波频偏细调整单元 53 来说,大的平均功率意味着高的估计精度,因而在多径信道下,可检测到的多径信号应当尽量收集并加以利用,从而有效地提高载波频偏的估计精度。由于多径信号的检测与识别并不是系统中所强制执行的必要功能模块,因而可利用开关切换多径信号检测与识别单元 52。

[0045] 多径信号的检测方法和第一径功率的检测方法一样,也是比较被检测的那一径信号的能量是否高于阈值 $L \times \Gamma$,如果高于,则表示这一径的信号可以利用。否则,该径信号能量太小,不能利用,只能视为噪声。由于功率检测只能将大功率的几个路径有效地检测出来,对于小功率的信号,往往作为噪声处理,因而在多径信道下,本发明算法的性能相比较 AWGN 信道而言具有一定的性能损失。

[0046] 经过载波频偏的搜索和细估计后,所估计的载波频偏 $\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}_A + \hat{\varepsilon}_F$ (其中 $\hat{\varepsilon}_A$ 表示载波频偏搜索结果, $\hat{\varepsilon}_F$ 表示载波频偏细调整结果) 应当对后续接收到的数据符号和训练序列进行载波频偏补偿。补偿的方法是对接收到的序列中第 n 个抽样乘以 $e^{\frac{j2\pi n \hat{\varepsilon}}{N}}$ 。

[0047] 图 7 是根据本发明的算法在接收端的多径信号区分的示意图,表示在接收端多径信号的检测和区分。如图 7 所示,其中以三个路径为例示出了多径信号的区分。幅度最大的为第一径,幅度其次的是第二径,幅度最小的是第三径。由于多径信号的平均功率和延迟时间各不相同,且本发明的算法所使用的训练序列具有稀疏的梳型结构,因而各径之间的多径干扰非常小,多径信号的功率检测和识别非常容易。

[0048] 图 8 是根据本发明一个实施例的算法用于多载波调制系统的同步算法的流程图。

首先,由可变扩频因子控制单元 1 生成的扩频因子 (SF)。在步骤 S801,对输入的比特流进行编码。在步骤 S802,将编码后的比特流映射到星座图上。此后,在步骤 S803,在串 / 并行变换单元 8 中对编码后的比特流进行串 / 并行变换。在步骤 S804,用生成的扩频因子对输入数据进行频域扩频和交织。本发明的算法所涉及的系统的输入信号为某个星座图上的复点 (如 :QPSK, 16QAM, 64QAM 等等)。扩频后,所得到的频域数据如图 2 中左侧所示。如果进行普通数据符号的调制,则只需在步骤 S806 将扩频后的频域符号进行反离散富里叶变换 (IDFT) 后经过步骤 S808 的 PAPR 降低单元 6 以降低发送信号的峰均功率比 (PAPR), 然后进行信道传输;如果系统要生成一个训练符号,则在步骤 S804 对数据进行频域扩频后还需要进行交织。交织过程如图 2 中右侧所示。在步骤 S805,将交织后的频域训练符号映射到子载波上。此后,同样在步骤 S806 进行反离散富里叶变换 (IDFT)。交织后的频域数据经过 IDFT 变换后,所生成的时域训练符号如图 3B 所示,是一个梳型结构。此后,在步骤 S807,将生成的时域训练符号反向复制到第二个时域训练符号中以形成完整的训练序列。这种梳型符号中只有第 0 个、第 SF 个、第 $2*SF$ 个, …… , 第 $(N/SF-1)*SF$ 个抽样非 0, 其余输出值均为 0。任意 2 个相邻的非 0 抽样间隔 SF-1 个 0 抽样。在整个符号能量保持恒定的前提下, SF 越大, IDFT 输出数据中非 0 值数量越少,但这些非 0 输出数据的平均功率也越大。本发明算法所需的训练序列包含 2 个训练符号,第二个时域训练符号的生成是在第一个时域训练符号生成的基础上,进行反向序列的拷贝,即:第二个训练符号的第一个抽样值是第一个训练符号的第 N 个抽样值,第二个训练符号的第二个抽样值是第一个训练符号的第 N-1 个抽样值, …… ,第二个训练符号的第 N 个抽样值是第一个训练符号的第 1 个抽样值。这种训练序列具有中心对称结构,如图 4 所示。训练序列生成后,在步骤 S809,将经过 PAPR 降低单元 15 降低训练序列的峰均功率比 (PAPR) 的数据经过无线信道发送出去。

[0049] 在接收端,首先,在步骤 S810,利用功率检测和粗帧同步单元 21 检测出一个新的训练序列的到来,一旦一系列的高功率梳型数据抽样被检测到,则系统认为检测到了一个新的训练序列,利用这些检测到的高功率梳型数据抽样的到达时间可以粗略估计出帧的同步时间。经过功率检测,一个新的训练序列可以被检测到,利用本发明算法中所使用的训练序列的中心对称结构,可以进行联合帧同步和载波频偏估计。然后,在步骤 S811,联合细帧同步和载波频偏估计单元 22 利用本发明的算法中所使用的训练序列的中心对称结构,对经过粗帧同步的数据进行联合帧同步和载波频偏估计。得到估计的载波频偏后,在步骤 S812,由载波频偏补偿单元 54 对频偏进行补偿,以消除频偏。接下来,在步骤 S813,对经过载波频偏补偿的数据进行离散傅立叶变换 (DFT)。此后,在步骤 S814,对所接收的、经过频偏补偿和离散傅立叶变换的数据进行解调。然后,在步骤 S815 对解调的数据进行解码,以得到原始数据。

[0050] 下面参考图 9 说明本发明的算法中联合时间同步和载波频偏估计的流程。根据本发明的算法,由于训练序列为梳型结构,时间同步检测被转换成功率检测。联合同步过程主要包括以下几个部分:功率检测和粗时间同步。联合帧同步和载波频偏估计包括细帧同步和载波频偏搜索,载波频偏细调整,多径信号检测与识别,和载波频偏补偿。在接收端,当系统检测到一个或几个大功率抽样且这些抽样呈梳型结构排列,则认为检测到一个新的帧。检测过程如下:首先,由系统设置参数 P_{FA} , Γ 和 L 的值,其中 Γ 表示功率检测所设置的阈值,可根据系统的需要随意调节。在步骤 S101,对于一系列接收到的抽样 $y(1), y(2), \dots$,

$y(N)$, 判断 $\Omega(n, L) = \sum_{m=0}^{L-1} |y(n + m \times SF)|^2$ 的值是否大于阈值 $L \times \Gamma$, 如果大于, 则表示一个新的

的帧到达并成功检测, 流程进行到步骤 S102。否则, 认为没有新的帧到达, 继续接收数据。由于本发明的算法中所使用的训练序列具有稀疏的梳型结构, 这种结构导致功率检测算法在检测的同时还可以粗略地进行帧同步, 且同步误差最有可能发生在 SF 的整数倍抽样的位置上。因此, 在步骤 S102, 在检测到新的帧到达后, 即可进行粗帧同步。当一个新到达的帧的所有 $2N$ 个抽样都检测到以后, 本发明算法在步骤 S103 进行联合细帧同步和载波频偏估计。联合算法的事实有赖于本发明算法中所使用的训练序列的中心对称结构。联合算法的运行内容已在前面描述过, 在此不再重复。然后, 在步骤 S104, 由细帧同步和频偏搜索单元 51 粗略估计出载波频偏 $\hat{\epsilon}_A$ 。在存在多径信号的情况下, 在步骤 S105 由多径检测和识别单元 52 进行多径信号的识别和检测, 对于载波频偏细调整算法来说, 大的平均功率意味着高的估计精度星座图上的复点, 因而在多径信道下, 可检测到的多径信号应当尽量收集并加以利用, 从而有效地提高载波频偏的估计精度。应该指出, 多径信号的检测与识别并不是系统中所强制执行的必要功能模块。对于多径信号, 最大功率的那一径足够了。多径信号的检测方法和第一径功率的检测方法一样, 也是比较被检测的那一径信号的能量是否高于阈值 $L \times \Gamma$, 如果高于该阈值, 则表示这一径的信号可以利用。否则, 认为该径信号能量太小, 不能利用, 只能视为噪声。此后, 在步骤 S106, 载波频偏细调整单元 53 进行载波频偏细估计, 其算法如上面的表达式 (3) 所示。由于以上所介绍的载波频偏搜索算法的估计精度有限, 接下来, 在步骤 S107, 由载波频偏细调整单元 53 借助于载波频偏细调整算法估计出搜索后剩余的载波频偏 $\hat{\epsilon}_F$, 以便进行估计和纠正。此后, 在步骤 S108, 经过载波频偏的搜索和细估计后, 得到所估计的载波频偏 $\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_A + \hat{\epsilon}_F$, (其中 $\hat{\epsilon}_A$ 表示载波频偏搜索结果, $\hat{\epsilon}_F$ 表示载波频偏细调整结果)。此后, 在步骤 S109, 对后续接收到的数据符号和训练序列进行载波频偏补偿, 补偿的方法是对接收到的序列中第 n 个抽样乘以 $e^{\frac{j2\pi n \hat{\epsilon}}{N}}$ 。

[0051] 图 10 是表示采用现有技术的算法和本发明算法在 AWGN 信道下的载波频偏估计精度的比较结果的示意图。在本示例中采用现有技术中常用的 Moose 算法与本发明的算法在 AWGN 信道下的性能比较。

[0052] 如图 10 所示, 此处只比较估计载波频偏精度。对于载波频偏估计搜索范围而言, Moose 算法只能估计 $\pm \frac{1}{2}$ 的子载波间隔, 如果要增大搜索范围, 则需要缩小 IDFT 长度, 其结果是降低估计精度。本发明算法的最大搜索范围可达 $\pm \frac{N}{4 \cdot SF}$, 当 N 远远大于 $4 \times SF$ 时, 该算法可以搜索远远大于 1 个子载波间隔的载波频偏。另外, 就估计精度而言, 对于确定的 IDFT 长度 N , Moose 算法的估计均方误差的 Cramer-Rao

Lower Bound (CRLB) 为: $Var\left\{\delta \left| \left| \epsilon \right| < \frac{1}{2} \right.\right\} \geq \frac{1}{4\pi^2 \cdot N \cdot SNR}$, 而本发明算法的 CRLB 为

$$\text{Var}\left\{\delta \middle| \left| \varepsilon \right| < \frac{N}{2(2N-1)}; SF\right\} \geq \frac{3N}{4\pi^2 \cdot [2 \cdot SF^2 + (6N-6) \cdot SF + 4N^2 - 6N + 3]} \cdot \text{SNR}。 \text{这个 CRLB 比}$$

Moose 算法有了明显的提高。图 11 中示出了当 $N = 256$, $SF = 8$ 时, 本发明算法的性能比 Moose 算法提高大约 1.5dB。

[0053] 图 11 是表示传统算法, 例如, Moose 算法, 与本发明的算法在多径信道下的估计精度性能比较的示意图。由于在多径信道下, 那些低功率的多径信号不能被有效地检测和利用, 因而相比较 AWGN 信道而言, 多径信道下本发明算法的估计精度会略有些下降。同时, 多径信号之间的干扰也会在一定程度上影响本发明的算法的估计性能。如果 SF 个抽样间隔大于多径信号的最大延迟, 则多径信号之间的干扰为 0, 本发明算法的估计性能在高信噪比的情况下不会出现地板效应。否则, 如果 SF 个抽样间隔小于最大多径延迟, 则不同径信号之间会互相干扰, 造成高信噪比环境下的估计性能的地板效应。图 11 中示出了当 $N = 256$ 时, 在 4 径独立的 Rayleigh 信道, 每径延迟分别为 0, 2, 4, 6 个抽样间隔的情况下, 各径功率服从负指数分布。 SF 可取 4 和 8。当 $SF = 4$ 时, 由于 SF 个抽样间隔小于最大多径延迟, 因而本发明算法存在一个地板效应。当 SF 增大到 8 时, 地板效应消失, 假设在所有的接收到的 4 径信号中, 共有 3 径信号被有效地检测和利用, 则本发明算法的性能比 Moose 算法高出约 1.2dB。

[0054] 从以上结合实施例所做的说明可以看出, 本发明的算法与现有技术相比可以提供可靠的功率检测算法, 实现快速及可靠的帧同步。另外, 本发明的算法能够增大载波频偏的搜索范围。在多载波调制系统中, 频偏的大小可能达到十几个或几十个子载波间隔。现有技术的算法中这种载波频偏估计的范围受到限制。一般而言, 传统算法将载波频偏估计为 ± 0.5 个子载波间隔范围之内。对于扩频的载波频偏, 现有技术的算法存在着估计精度降低, 或借助额外符号, 例如, 用一个频偏序列进行搜索, 另一个载波频偏序列进行细调。但这样会增大系统的额外开销。

[0055] 本发明的算法是解决在不增加系统硬件开销, 且不降低估计性能的情况下增大搜索范围。此外, 本发明的算法提高载波频偏的估计精度。

[0056] 虽然至此已参考优选实施例对本发明进行了描述, 本发明并不局限于此, 而仅由所附权利要求限定, 本领域技术人员在不脱离本发明精神的情况下可对本发明的实施例进行各种改变和改进。

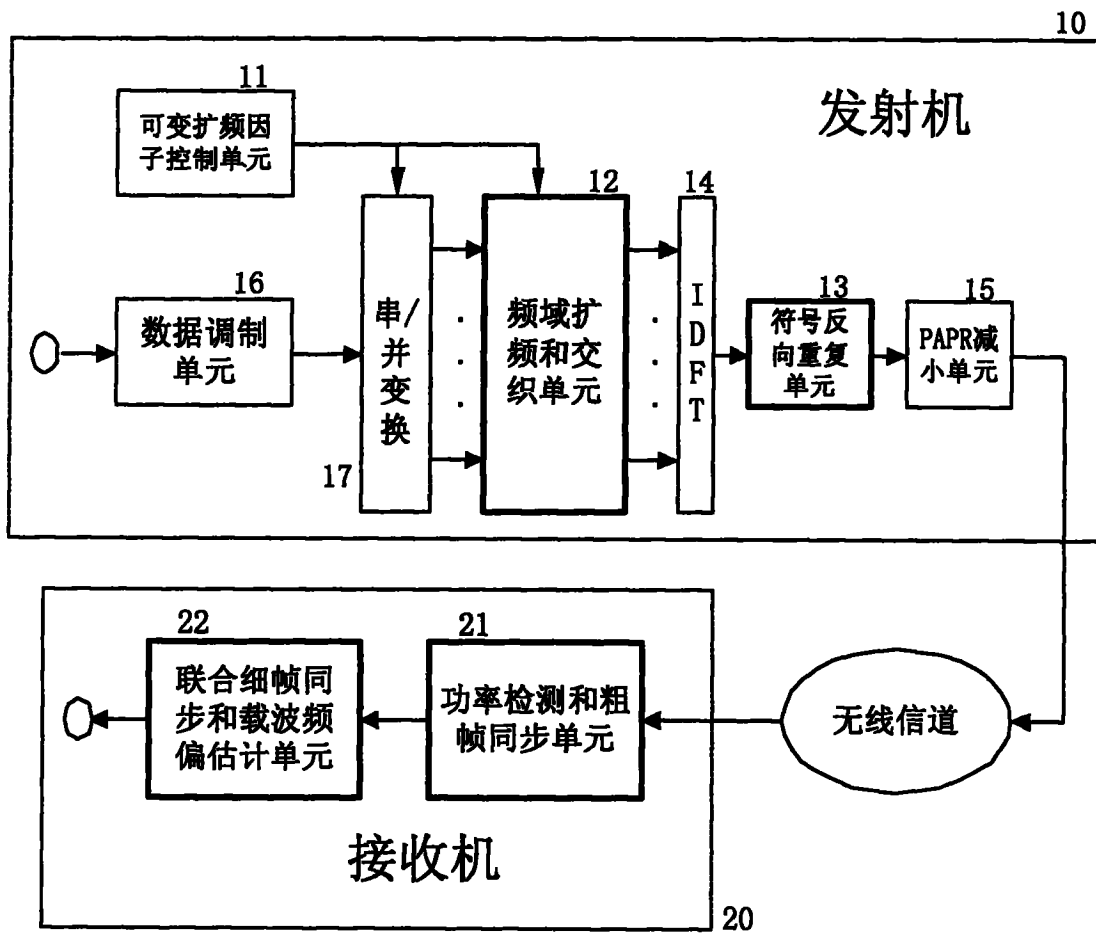


图 1

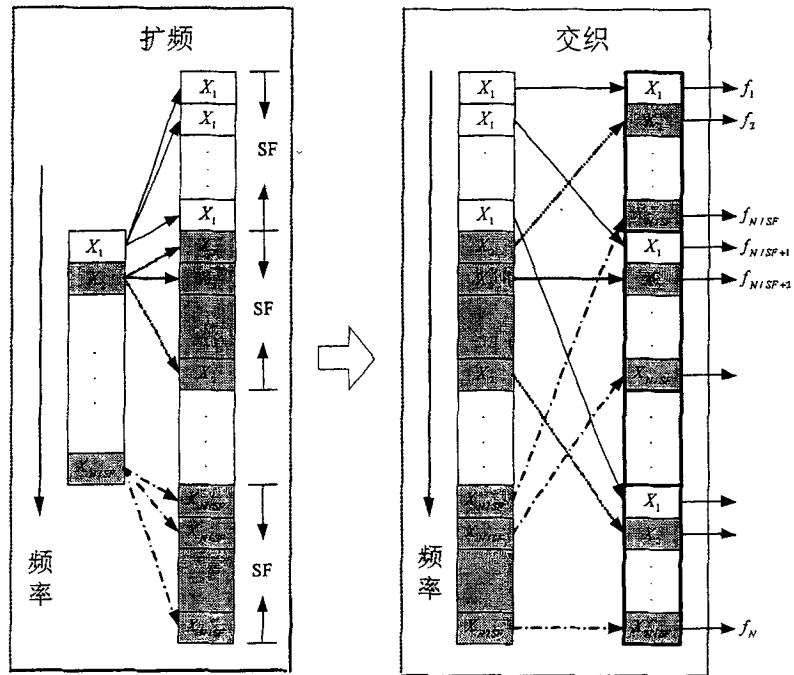


图 2

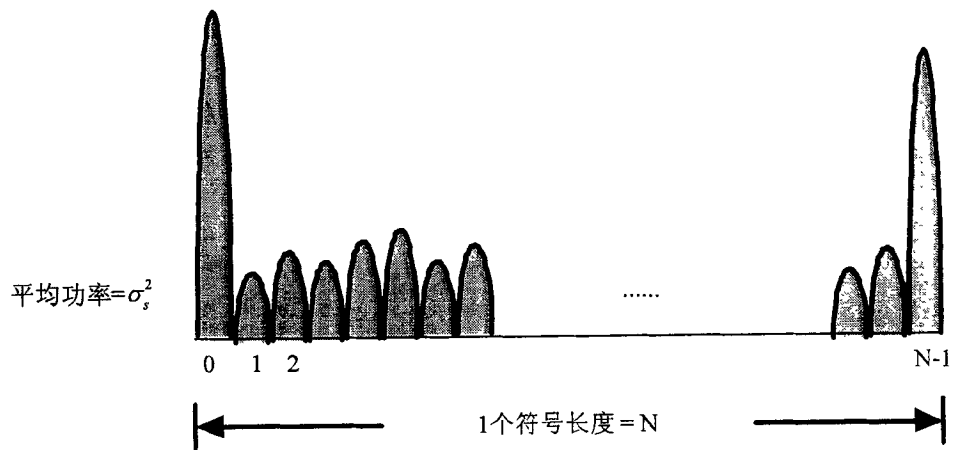


图 3A

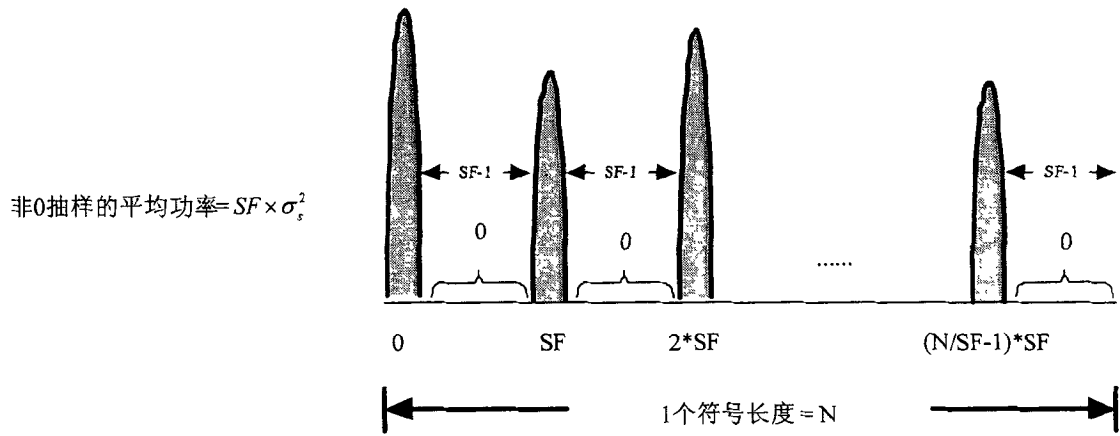


图 3B

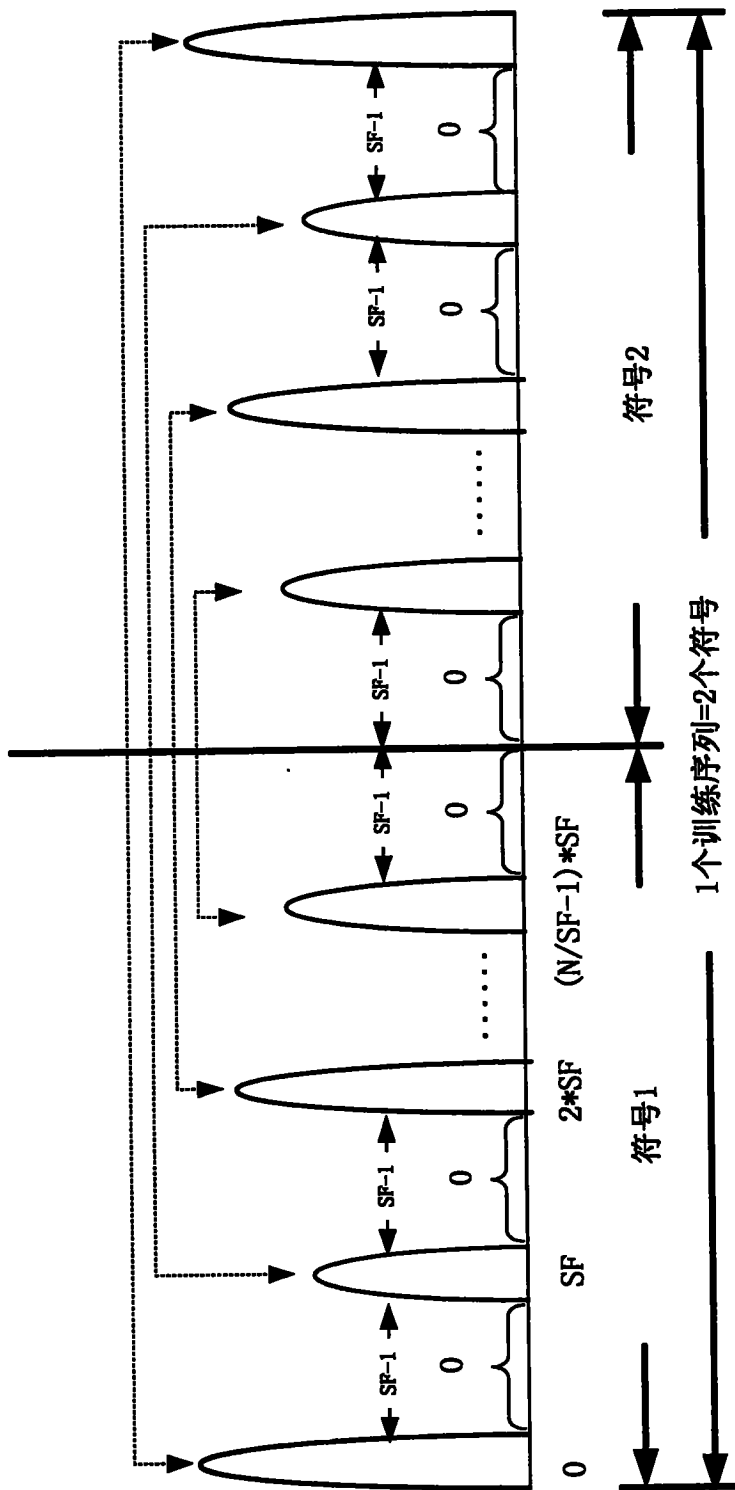


图 4

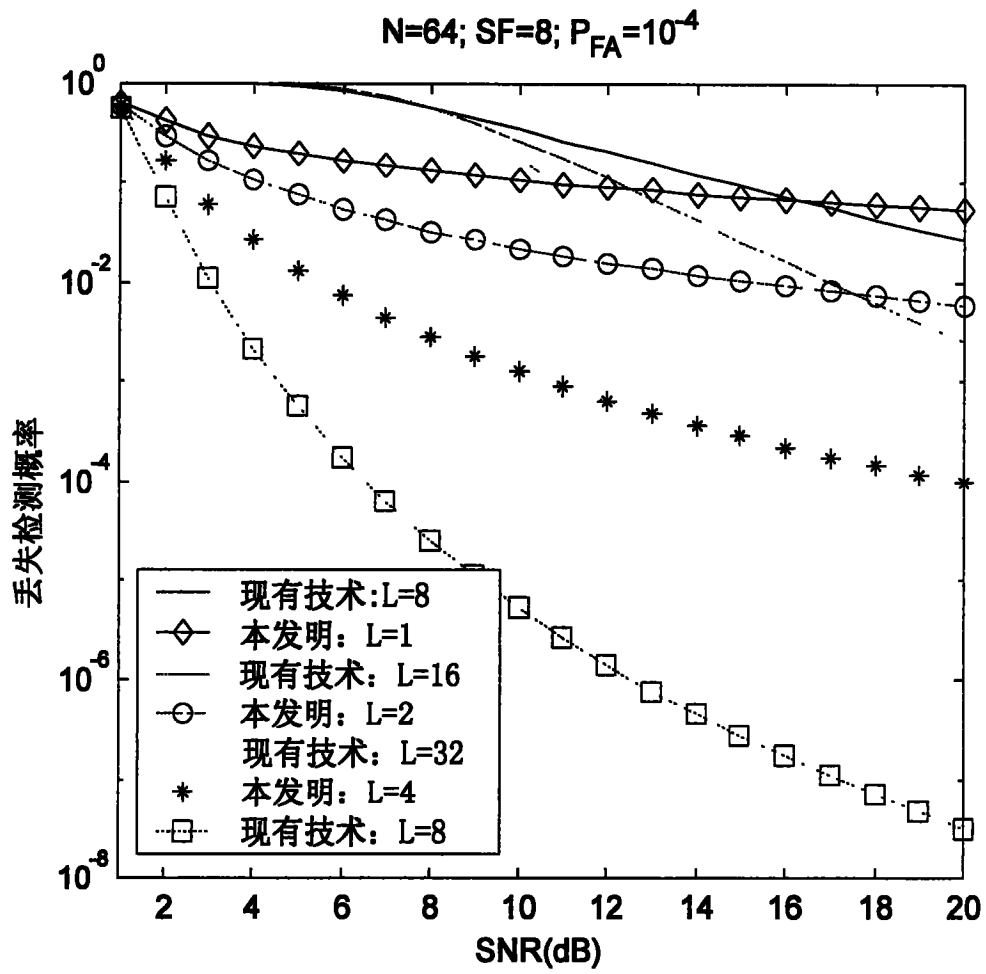


图 5

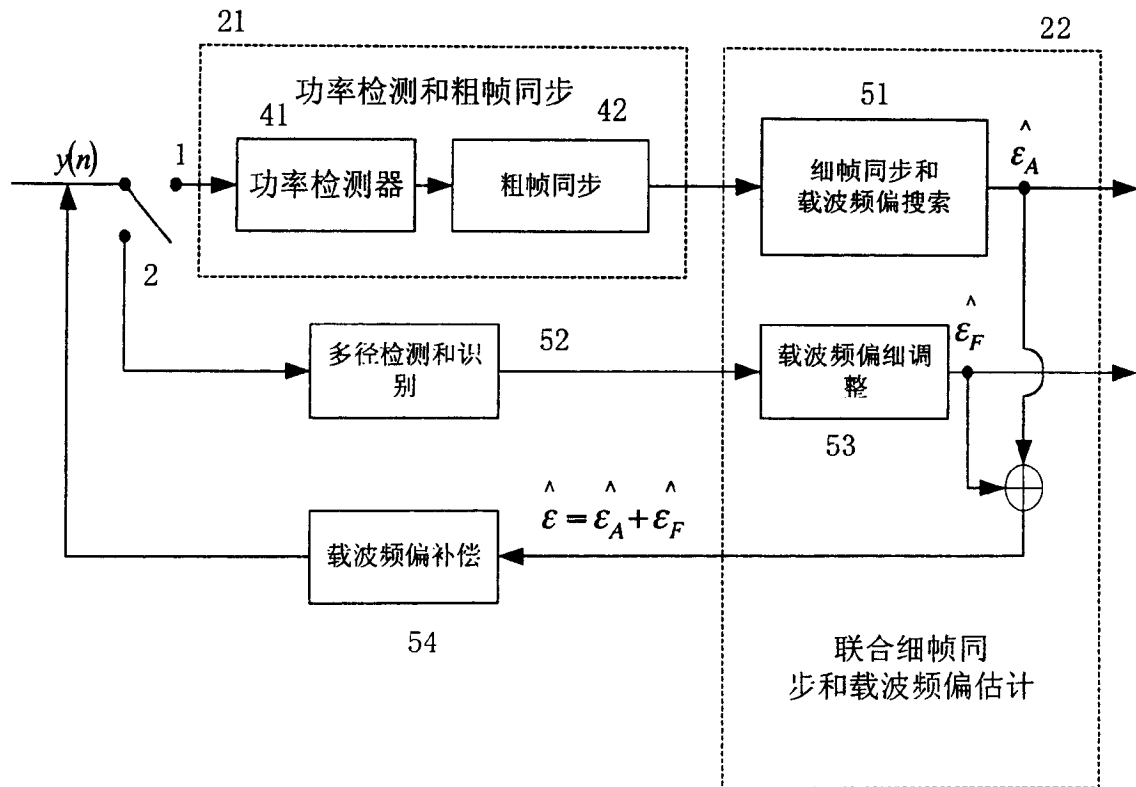


图 6

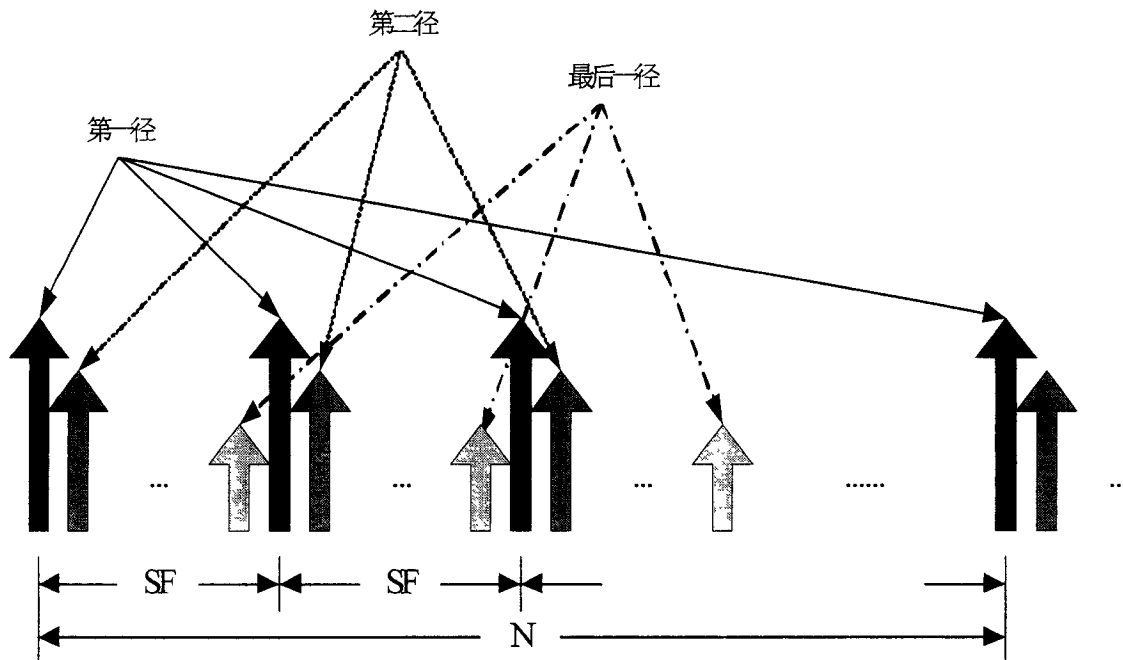


图 7

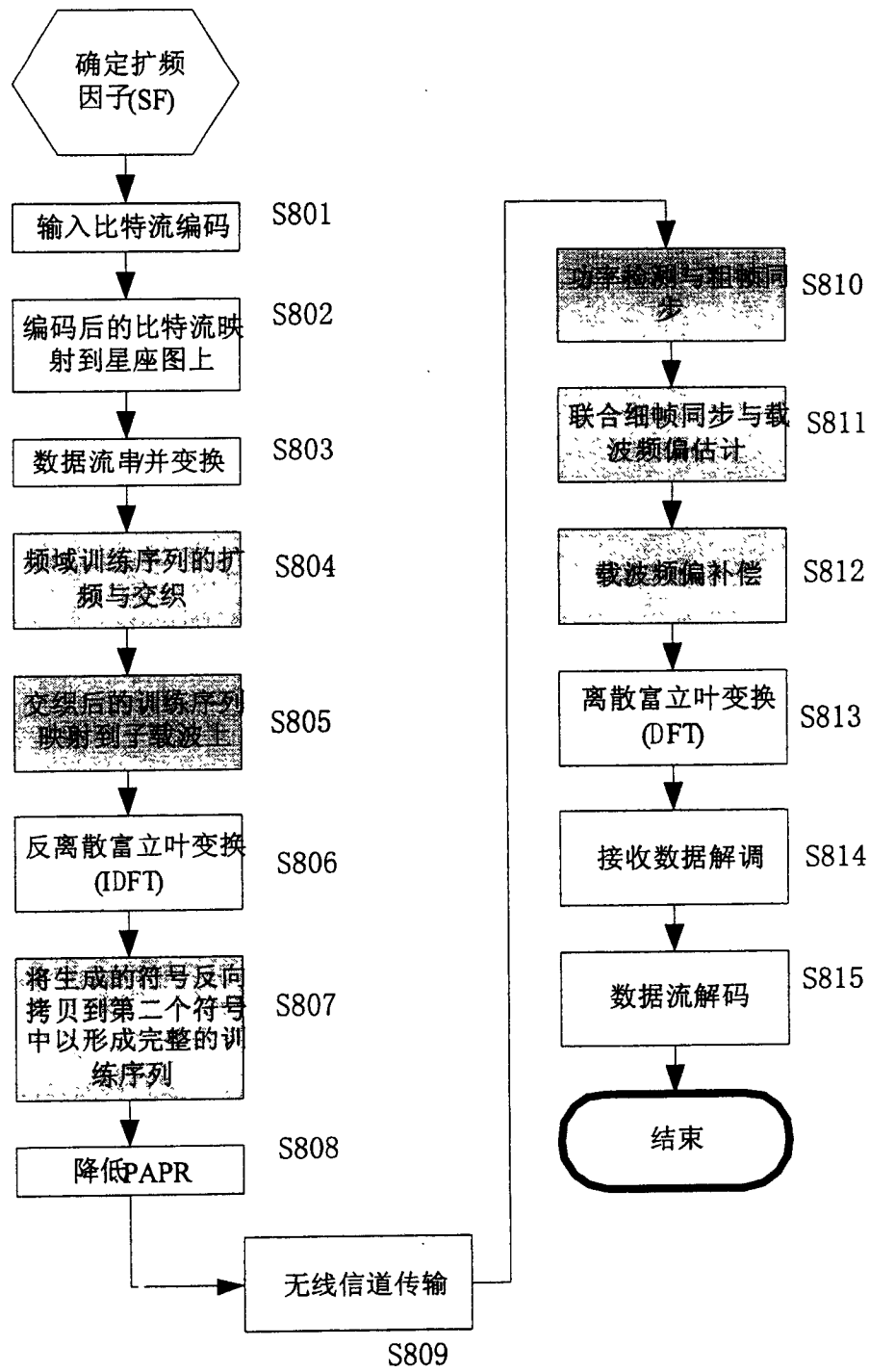


图 8

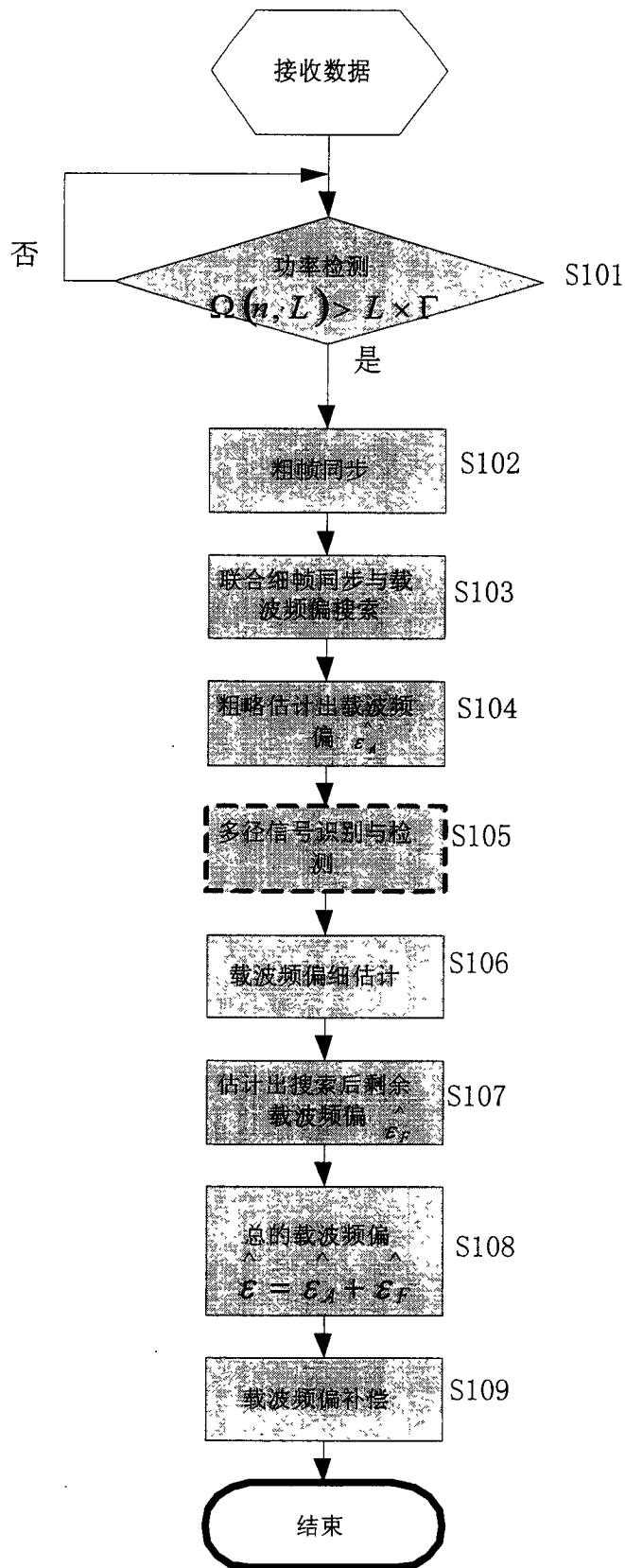


图 9

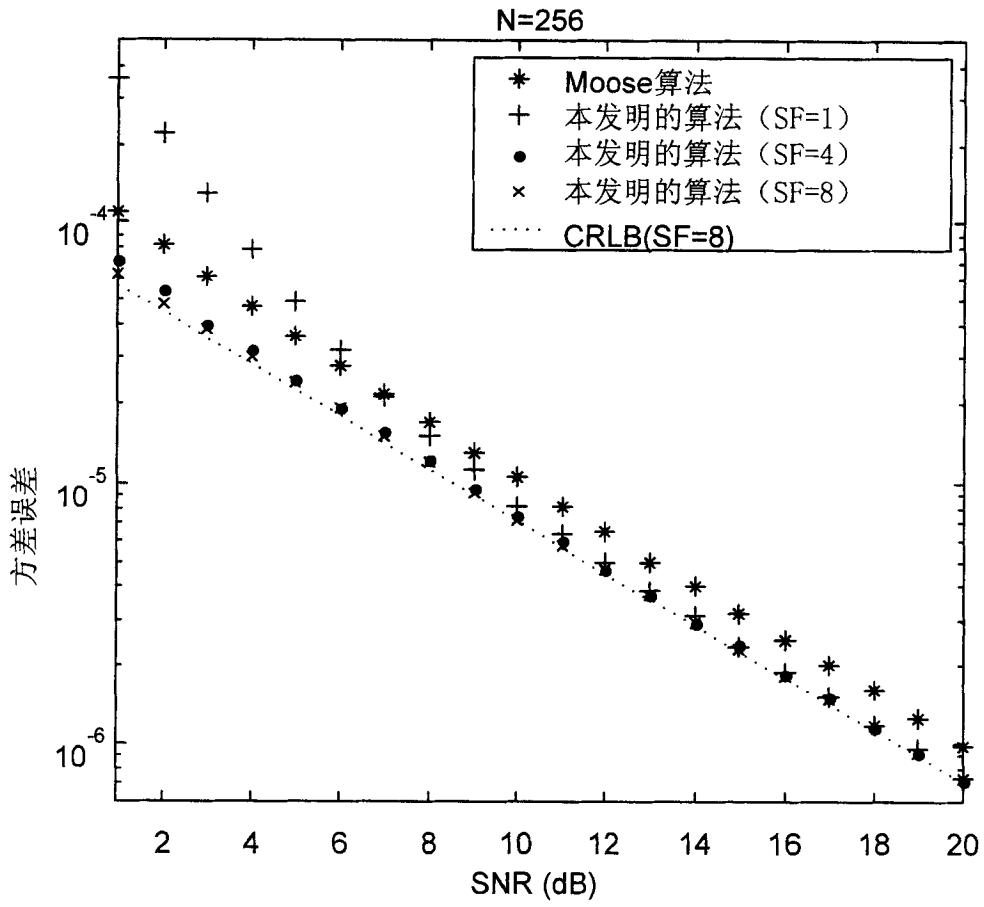


图 10

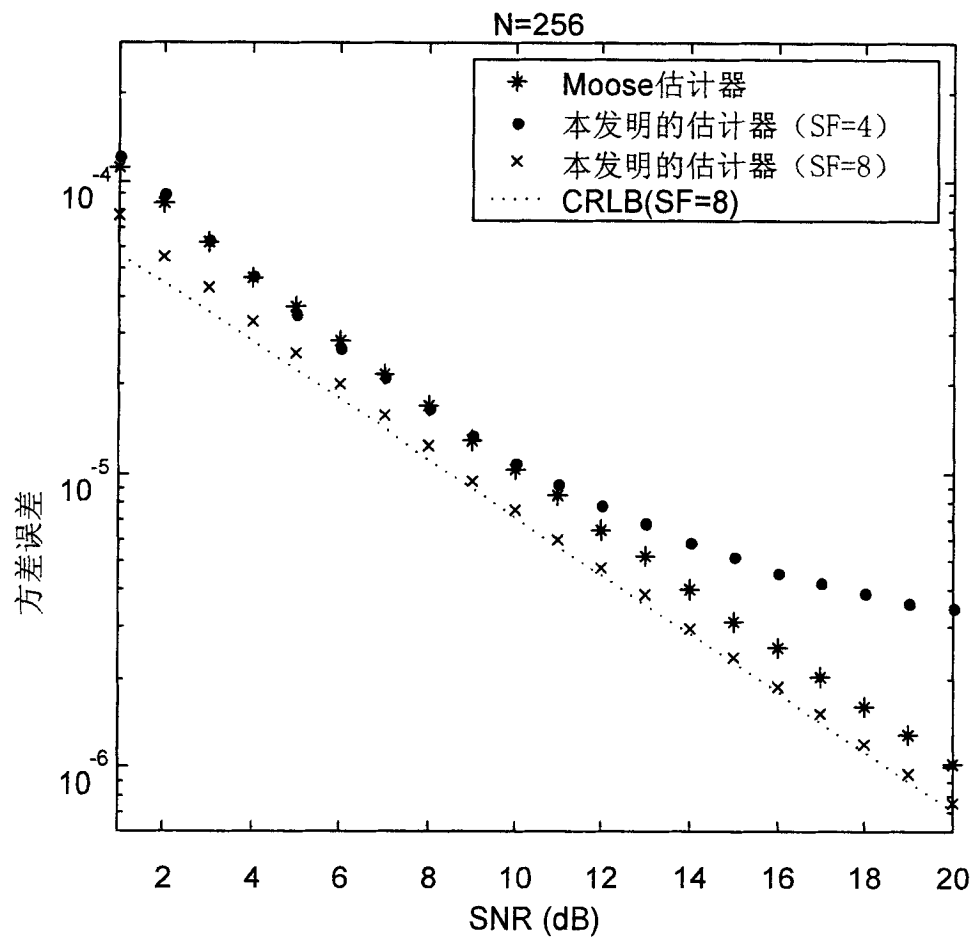


图 11