



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101909022 A

(43) 申请公布日 2010.12.08

(21) 申请号 201010218138.0

(22) 申请日 2010.06.24

(71) 申请人 北京邮电大学
地址 100876 北京市海淀区西土城路 10 号
申请人 富士通株式会社

(72) 发明人 李立华 张平 孙琬璐 周华
靳进 冉静

(74) 专利代理机构 北京德琦知识产权代理有限公司 11018
代理人 王一斌 王琦

(51) Int. Cl.
H04L 25/02 (2006.01)
H04L 25/03 (2006.01)
H04L 1/06 (2006.01)
H04L 1/00 (2006.01)
H04B 7/04 (2006.01)

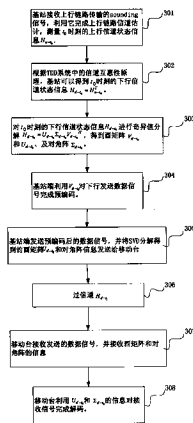
权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 5 页

(54) 发明名称

一种时变信道下基于非码本预编码的传输方法

(57) 摘要

本发明提供了一种时变信道下基于非码本预编码的传输方法,包括:基站根据 UE 发送的上行信号进行信道估计,并利用得到的上行信道状态信息确定下行信道状态信息;基站对所述下行信道状态信息进行 SVD 分解,根据分解结果对下行发送数据进行预编码,并将预编码后的数据、以及所述 SVD 分解得到的酉矩阵 U 和对角阵 Σ 发送给 UE;UE 接收预编码后的数据、以及所述酉矩阵和对角阵,利用接收的酉矩阵和对角阵对预编码数据进行解码处理。应用本发明,能够提高系统性能。



1. 一种时变信道下基于非码本预编码的传输方法,其特征在于,该方法包括:

基站根据 UE 发送的上行信号进行信道估计,并利用得到的上行信道状态信息确定下行信道状态信息 H_{d-t_0} ;

基站对所述下行信道状态信息 H_{d-t_0} 进行 SVD 分解,根据分解结果对下行发送数据进行预编码,并将预编码后的数据、以及所述 SVD 分解得到的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 发送给 UE;

UE 接收预编码后的数据、以及所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} ,利用接收的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 对预编码数据进行解码处理 $y = \tilde{U}_{d-t_0}^H H_{d-t_0} V_{d-t_0} x + \tilde{U}_{d-t_0}^H n$,其中, H_{d-t_0} 为预编码后的数据经历的下行信道特性, $V_{d-t_0} x$ 为预编码后的数据, $\tilde{U}_{d-t_0}(:,i) = U_{d-t_0}(:,i) / \Sigma_{d-t_0}(i,i) \quad i = 1, 2, \dots, r$, r 为 MIMO 信道的有效子信道数目。

2. 根据权利要求 1 所述的方法,其特征在于,所述将 SVD 分解得到的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 发送给 UE 为:将所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 直接发送给 UE;所述 UE 接收所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 为:所述 UE 直接接收基站发送的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} ;

或者,

所述将 SVD 分解得到的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 发送给 UE 为:利用所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 对发送给 UE 的导频信号进行预编码,将所述导频信号的预编码结果发送给 UE;所述 UE 接收所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 为:所述 UE 接收基站发送的所述导频信号的预编码结果,对其进行解码处理获取所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述的方法,其特征在于,将所述酉矩阵和对角阵发送给 UE 时,将 $\tilde{U}_{d-t_0}(:,i) = U_{d-t_0}(:,i) / \Sigma_{d-t_0}(i,i) \quad i = 1, 2, \dots, r$ 的处理结果发送给 UE。

4. 根据权利要求 1 或 2 所述的方法,其特征在于,在基站根据 UE 发送的上行信号进行信道估计前,该方法进一步包括:UE 估计下行不对称干扰,计算并保存该干扰的协方差矩阵;利用所述协方差矩阵对 UE 发送的所述上行信号进行预编码;

所述基站进行所述信道估计后得到的上行信道状态信息为上行等效信道状态信息,并利用该等效信道状态信息确定下行等效信道状态信息,再利用该下行等效信道状态信息进行 SVD 分解和下行发送数据的预编码;

在所述 UE 接收预编码后的数据后、且进行解码处理前,该方法进一步包括:所述 UE 利用保存的所述协方差矩阵对接收的预编码后数据进行下行干扰的白化处理。

一种时变信道下基于非码本预编码的传输方法

技术领域

[0001] 本发明涉及时变时分双工 (TDD, Time Division Duplex) 系统中信道互惠性的获得与应用, 尤其涉及时变 TDD 系统中下行链路的预编码方法、解码方法及使用所述方法的系统与装置。

背景技术

[0002] 时分双工 (TDD) 是一种现代通信系统常用的双工方式, 在移动通信系统中用于分离接收与发送信道 (或上下行链路)。与传统的频分双工 (FDD) 方式不同, 在 TDD 方式的移动通信系统中, 接收和发送使用同一频率载波的不同时隙作为信道的承载, 用时间来保证接收与发送信道的分离。由于基站到移动台的上下行链路信道具有同样的频率, 上下行链路的信道参数基本相同, 这样可以将基站上行接收估计的信道状态信息直接用于下行方向的发送处理, 反之亦然。这种上下行信道信息基本相同, 可以在上下行接收和发送时根据一方估计的结果被另一方直接利用的特性, 称为信道互惠性, 它为 TDD 所特有。

[0003] 随着多天线技术研究的深入, 多输入多输出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 系统已经得到广泛的应用, 它可以对信道容量、链路可靠性和覆盖范围等带来诸多好处, 尤其是当发送端同时知道信道状态信息时, 可以通过发送端预编码引入进一步更大的性能增益。另外, 由于基站没有受移动台体积和功率的严格限制, 因此非常适合在下行链路发送端完成预编码。在 FDD 系统中, 信道状态信息只能进行量化, 再通过反馈获得, 这不仅会带来巨大的反馈开销, 还会由于量化的引入而导致信道信息的不准确性。在 TDD 系统中, 基于信道互惠性的存在, 基站端可以容易地得到完整的信道信息, 有利于预编码技术的应用。

[0004] 目前对预编码技术的研究主要分为基于码本的预编码和基于非码本的预编码。当发送端知道理想的信道状态信息时, 基于非码本的预编码技术可以使发送数据更好地匹配于信道, 带来更高的波束成形增益。在基于非码本的预编码中最常用的是奇异值分解 (SVD: singular value decomposition), 基于 SVD 分解的线性预编码技术在理论上的传输速率可以达到信道容量。

[0005] 理想的基于 SVD 分解的线性预编码如图 1 所示, 基本原理如下:

[0006] 考虑在平衰落信道, 一个带有 N_T 根发送天线和 N_R 根接收天线的 MIMO 系统, x 表示发送数据的复向量, H 表示 $N_R \times N_T$ 的瑞利衰落信道矩阵, n 表示高斯白噪声。对信道矩阵 H 进行 SVD 分解, 可以得到

$$[0007] \quad H = U \Sigma V^H$$

[0008] 其中, U 和 V 表示酉矩阵, Σ 表示 H 的奇异值对角矩阵并且该矩阵对角线上的元素按照降序排列。

[0009] 首先在发送端利用 V 对 x 进行预编码, 再将发送信号送入信道, 则接收端的接收向量为

$$[0010] \quad \tilde{y} = HVx + n$$

[0011] 利用 U^H 对接收信号 \tilde{y} 完成解码, 得到

$$[0012] \quad y = U^H \tilde{y}$$

$$[0013] \quad = U^H H V x + U^H n$$

$$[0014] \quad = U^H U \Sigma V^H V x + U^H n$$

$$[0015] \quad = \Sigma x + U^H n$$

[0016] 这样就将 MIMO 信道转换成并行的带有不同增益的子信道, 且子信道之间没有干扰, 这是因为发送端的预编码矩阵 V 与接收端的解码矩阵 U 同时来自于当前时刻信道的 SVD 分解, $U^H V = \Sigma$ 是对角矩阵 (称预编码矩阵、当前信道及解码矩阵之间相互匹配), 因此接收端根据 SVD 分解得到的对角矩阵 Σ 可以容易地解码得到仅受噪声影响的发送信号 x 。

[0017] 但是实际上, 由于因果性, 发送端不可能得到理想的传输信道 H 。在 TDD 系统中, 基于信道互惠性, 基站可以根据上行信道估计得到 H_u , 并将它用于下行信道的发送端预编码, 如图 2 所示。当信道静止时, H_u 与下行传输信道 H_d 相等, 此时可以完成理想的基于 SVD 分解的线性预编码。然而实际中, 信道是时变的, 且随着对通信系统中车速要求越来越高, 会带来更快的时变性, 这样 H_u 与 H_d 不再相等, 并随着时变性的增加而相关性降低。这时上式变成

$$[0018] \quad y = U_d^H H_d V_u x + U_d^H n$$

$$[0019] \quad = U_d^H U_d \Sigma_d V_d^H V_u x + U_d^H n$$

$$[0020] \quad = \Sigma_d V_d^H V_u x + U_d^H n$$

[0021] 可见引入了子信道间干扰, 解码后得到的接收信号不仅受噪声影响, 还受到其他子信道上发送信号的影响, 在很大程度上降低了最终的性能。这是因为预编码矩阵、解码矩阵并不是来自同一信道矩阵的 SVD 分解。根据矩阵扰动的理论知识, SVD 分解是非线性函数, 信道 H 的一个微小变化会导致 SVD 分解后的酉矩阵 U 、 V 发生较大偏移。这样, 如果仅仅基于信道互惠性, 在时变信道的发送端利用 V_u 进行预编码, 接收端利用 U_d 完成解码, 将会造成预编码矩阵和解码矩阵的不匹配, 大大降低系统性能。

发明内容

[0022] 本发明提供了一种时变信道下基于非码本预编码的传输方法, 能够提高系统性能。

[0023] 为实现上述目的, 本发明采用如下的技术方案:

[0024] 一种时变信道下基于非码本预编码的传输方法, 包括:

[0025] 基站根据 UE 发送的上行信号进行信道估计, 并利用得到的上行信道状态信息确定下行信道状态信息 H_{d-t_0} ;

[0026] 基站对所述下行信道状态信息 H_{d-t_0} 进行 SVD 分解, 根据分解结果对下行发送数据进行预编码, 并将预编码后的数据、以及所述 SVD 分解得到的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 发送给 UE;

[0027] UE 接收预编码后的数据、以及所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} , 利用接收的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 对预编码数据进行解码处理 $y = \tilde{U}_{d-t_0}^H H_{d-t_1} V_{d-t_0} x + \tilde{U}_{d-t_0}^H n$, 其中, H_{d-t_1} 为预编码后的数据经历的下行信道特性, $V_{d-t_0} x$ 为预编码后的数据, $\tilde{U}_{d-t_0}(:, i) = U_{d-t_0}(:, i) / \Sigma_{d-t_0}(i, i) \quad i = 1, 2, \dots, r$, r 为 MIMO 信道的有效子信道数目。

[0028] 较佳地,所述将 SVD 分解得到的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 发送给 UE 为:将所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 直接发送给 UE;所述 UE 接收所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 为:所述 UE 直接接收基站发送的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} ;

[0029] 或者,

[0030] 所述将 SVD 分解得到的酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 发送给 UE 为:利用所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 对发送给 UE 的导频信号进行预编码,将所述导频信号的预编码结果发送给 UE;所述 UE 接收所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 为:所述 UE 接收基站发送的所述导频信号的预编码结果,对其进行解码处理获取所述酉矩阵 U_{d-t_0} 和对角阵 Σ_{d-t_0} 。

[0031] 较佳地,将所述酉矩阵和对角阵发送给 UE 时,将 $\tilde{U}_{d-t_0}(:,i) = U_{d-t_0}(:,i) / \Sigma_{d-t_0}(i,i) \quad i = 1, 2, \dots, r$ 的处理结果发送给 UE。

[0032] 较佳地,在基站根据 UE 发送的上行信号进行信道估计前,该方法进一步包括:UE 估计下行不对称干扰,计算并保存该干扰的协方差矩阵;利用所述协方差矩阵对 UE 发送的所述上行信号进行预编码;

[0033] 所述基站进行所述信道估计后得到的上行信道状态信息为上行等效信道状态信息,并利用该等效信道状态信息确定下行等效信道状态信息,再利用该下行等效信道状态信息进行 SVD 分解和下行发送数据的预编码;

[0034] 在所述 UE 接收预编码后的数据后、且进行解码处理前,该方法进一步包括:所述 UE 利用保存的所述协方差矩阵对接收的预编码后数据进行下行干扰的白化处理。

[0035] 由上述技术方案可见,本发明中,基站根据 UE 发送的上行信号进行信道估计,并利用得到的上行信道状态信息确定下行信道状态信息;基站对下行信道状态信息进行 SVD 分解,根据分解结果对下行发送数据进行预编码,并将预编码后的数据、以及 SVD 分解得到的酉矩阵 U 和对角阵 Σ 发送给 UE;UE 接收预编码后的数据、以及酉矩阵和对角阵,利用接收的酉矩阵和对角阵对预编码数据进行解码处理 $y = \tilde{U}_{d-t_0}^H H_{d-t_1} V_{d-t_0} x + \tilde{U}_{d-t_0}^H n$,其中, $\tilde{U}_{d-t_0}(:,i) = U_{d-t_0}(:,i) / \Sigma_{d-t_0}(i,i) \quad i = 1, 2, \dots, r$ 。经过上述处理,一方面能够实现预编码矩阵和解码矩阵更好的匹配,提高系统性能,另一方面能够避免终端进行 SVD 分解,降低处理的复杂度。

附图说明

[0036] 图 1 为基于 SVD 分解的线性预编码示意图;

[0037] 图 2 为现有 TDD 系统中的线性预编码示意图;

[0038] 图 3 为本发明实施例一中基于非码本预编码的传输方法的具体流程图;

[0039] 图 4 为本发明和背景技术中基于 SVD 分解的预编码方法的概率密度性能比较示意图;

[0040] 图 5 为四种方案的误块率性能比较示意图;

[0041] 图 6 为本发明实施例二的具体方法流程图;

[0042] 图 7 为本发明实施例二所采用的 TDD 半帧结构。

具体实施方式

[0043] 为使本发明的目的、技术手段和优点更加清楚明白,以下结合附图对本发明做进一步详细说明。

[0044] 本发明的基本思想是:改善时变 TDD 信道中发送端的预编码矩阵和接收端解码矩阵之间的不匹配关系,从而提升系统性能。

[0045] 下面通过实施例一说明本发明的基本实现方式。

[0046] 图 3 为本发明实施例一中基于非码本预编码的传输方法的具体流程图。如图 3 所示,该方法包括:

[0047] 步骤 301,基站接收 UE 发送的上行链路信号,利用它完成上行链路信道估计,确定上行信道状态信息。

[0048] 其中,用于进行上行链路信道估计的上行链路信号为 sounding 信号。具体信道估计的方式可以采用任意现有方式实现。设传输上行链路信号的时刻为 t_0 ,则根据该信号得到的上行信道状态信息记为 H_{u-t_0} 。

[0049] 步骤 302,根据 TDD 系统中的信道互惠性原理,基站通过对上行信道的转换能够得到 t_0 时刻的下行信道状态信息 H_{d-t_0} 。

[0050] 其中, $H_{d-t_0} = H_{u-t_0}^T$ 。

[0051] 步骤 303,对 t_0 时刻的下行信道状态信息 H_{d-t_0} 进行 SVD 分解 $H_{d-t_0} = U_{d-t_0} \Sigma_{d-t_0} V_{d-t_0}^H$,得到酉矩阵 V_{d-t_0} 和 U_{d-t_0} 、及对角阵 Σ_{d-t_0} 。

[0052] 步骤 304,基站端利用 V_{d-t_0} 对下行发送数据信号完成预编码 $\tilde{x} = V_{d-t_0} x$ 。

[0053] 步骤 305,基站端发送预编码后的数据信号 \tilde{x} ,并将酉矩阵 U_{d-t_0} 及对角阵 Σ_{d-t_0} 的信息一起传送至接收端。

[0054] 这里,可以通过两种方式传送 U_{d-t_0} 及 Σ_{d-t_0} 的信息:a). 在下行链路中自基站向移动台直接反馈 U_{d-t_0} 及 Σ_{d-t_0} 的信息;b). 利用 U_{d-t_0} 及 Σ_{d-t_0} 对下行导频信号进行预编码,这样移动台可以通过检测导频信号得到 U_{d-t_0} 及 Σ_{d-t_0} 。优选地,对 U_{d-t_0} 及 Σ_{d-t_0} 的传送并不是分开进行,而是合并完成的,这样可以大大节省资源开销,合并方式为

[0055] $\tilde{U}_{d-t_0}(:,i) = U_{d-t_0}(:,i) / \Sigma_{d-t_0}(i,i) \quad i = 1, 2, \dots, r$

[0056] 其中 r 为 MIMO 信道的有效子信道数目。

[0057] 通过上述步骤 301-305 的处理,即完成了本发明中基站端进行发送预编码的处理。接下来,移动台接收基站端发送的信息,进行相应的解码处理。

[0058] 步骤 306,移动台接收经历 t_1 时刻时变信道的发送信号 $\tilde{y} = H_{d-t_1} V_{d-t_0} x + n$,并获得酉矩阵 U_{d-t_0} 及对角阵 Σ_{d-t_0} 的信息。

[0059] 其中,根据发送端不同传送酉矩阵 U_{d-t_0} 及对角阵 Σ_{d-t_0} 的方式,接收端也有两种对应的得到酉矩阵 U_{d-t_0} 及对角阵 Σ_{d-t_0} 信息的方式:a). 通过接收反馈信道获得酉矩阵 U_{d-t_0} 及对角阵 Σ_{d-t_0} ;b). 通过检测下行导频信号获得酉矩阵 U_{d-t_0} 及对角阵 Σ_{d-t_0} 。优选地,获取的关于酉矩阵 U_{d-t_0} 及对角阵 Σ_{d-t_0} 的信息为 \tilde{U}_{d-t_0} 。

[0060] 步骤 307,移动台利用酉矩阵 U_{d-t_0} 及对角阵 Σ_{d-t_0} 的信息完成接收端的解码。

[0061] 其中, H_{d-t_1} 为基站端发送的预编码后的数据经历的下行信道特性,设该数据发送的时刻为 t_1 ,则该下行信道特性记为 H_{d-t_1} 。具体进行的解码操作为:

$y = \tilde{U}_{d-t_0}^H \tilde{y} = \tilde{U}_{d-t_0}^H H_{d-t_1} V_{d-t_0} x + \tilde{U}_{d-t_0}^H n$ 。将处理结果作为解码后的发送信号 x 。这里需要说明的是，本步骤处理后得到的 y 与背景技术中的 y ，其物理意义上是有差别的。本步骤处理后的 y 即为解码后的发送信号 x ；而背景技术中的 y 仅是解码处理过程的一个中间变量，要得到解码后的发送信号 x ，还需要利用 y 和对角阵进行进一步的处理。

[0062] 至此，完成了本发明提出的利用信道互惠性完成基于 SVD 分解的非码本预编码的传输方法。下面分析本发明的优势所在及其依据。

[0063] 在理想的基于 SVD 分解的预编码操作中，发送端的预编码矩阵 V 与接收端的解码矩阵 U 同时来自于当前时刻信道的 SVD 分解，即 $U^H V = \Sigma$ 是对角矩阵，这样接收信号 $y = \Sigma x$ 不受子信道间干扰的影响，在不考虑噪声的情况下，完成幅值变换后可以完全理想地解调出发送信号 x 。但是，若在时变信道中实行背景技术中给出的基于 SVD 分解的预编码操作，发送端预编码矩阵 V_{d-t_0} 来自 H_{d-t_0} 的 SVD 分解，接收端解码矩阵 $U_{d-t_1}^H$ 来自 H_{d-t_1} 的 SVD 分解。可见，预编码矩阵和解码矩阵来自不同时刻的信道特性的 SVD 分解。根据矩阵扰动的理论知识，SVD 分解是非线性函数，信道 H 的一个微小变化会导致 SVD 分解后的酉矩阵 U 、 V 发生大的偏移。因此， $U_{d-t_1}^H H_{d-t_1} V_{d-t_0}$ 不再是对角矩阵，且引入了较大的子信道间干扰，对解码后信号的星座图产生恶劣影响，大大降低解调性能。并且，随着移动台车速的增加，信道时变性更为强烈， H_{d-t_0} 与 H_{d-t_1} 相关性越低，预编码矩阵与解码矩阵匹配度越小，性能损失越严重。

[0064] 而在本发明提出的基于 SVD 分解预编码处理中，发送端的预编码矩阵 V_{d-t_0} 和接收端的解码矩阵 $\tilde{U}_{d-t_0}^H$ 均来自 H_{d-t_0} 的 SVD 分解，因此预编码矩阵和解码矩阵相匹配；虽然 $\tilde{U}_{d-t_0}^H H_{d-t_1} V_{d-t_0}$ 仍然不是单位矩阵，预编码矩阵与解码矩阵同时不匹配于当前信道，但与背景技术给出的预编码处理相比较，该方案所引入的子信道间干扰的动态范围会大大缩小，这有利于信号解调的准确性。

[0065] 下面通过理论推导证明此结论。

[0066] 假设 t_0 时刻与 t_1 时刻的信道相差 δ_H ，即 $H_{d-t_1} = H_{d-t_0} + \delta_H$ 。另外，为了简化计算过程，这里仅考虑利用一层 MIMO 有效子信道（该 MIMO 信道矩阵的最大奇异值为 σ ），其结果同样适用于利用多层有效子信道的情况。

[0067] 如前所述，背景技术所述传统基于 SVD 分解的传输在理想信道条件下可以得到 $y = U^H H V x + U^H n = \Sigma x + U^H n$ ，而当信道存在时变性的情况下，会引入 MIMO 子信道之间的干扰，设传统基于 SVD 分解传输技术中根据 Σ 和 y 得到的发送信号的估计值为 y_{con} ，则有：

$$[0068] \quad |y_{con} - x|$$

$$[0069] \quad = \left| \frac{1}{\sigma_{d-t_1}} u_{d-t_1}^H H_{d-t_1} v_{d-t_0} - 1 \right| \cdot |x|$$

$$[0070] \quad = \left| \frac{1}{\sigma_{d-t_1} \sigma_{d-t_0}} u_{d-t_1}^H (H_{d-t_0} + \delta_H) H_{d-t_0} u_{d-t_0} - 1 \right| \cdot |x|$$

$$[0071] \quad = \left| \frac{1}{\sigma_{d-t_1} \sigma_{d-t_0}} (u_{d-t_1}^H \sigma_{d-t_0}^2 u_{d-t_0} + u_{d-t_1}^H \delta_H H_{d-t_0} u_{d-t_0}) - 1 \right| \cdot |x|$$

$$[0072] \quad \leq \left(\left| u_{d-t_1}^H u_{d-t_0} \right| + \left| \frac{u_{d-t_1}^H \delta_H H_{d-t_0} u_{d-t_0}}{\sigma_{d-t_1} \sigma_{d-t_0}} \right| + 1 \right) \cdot |x|$$

[0073] 本发明的基于 SVD 分解预编码技术中,如前所述,进行解码处理的操作为 $y = \tilde{U}_{d-t_0}^H \tilde{y} = \tilde{U}_{d-t_0}^H H_{d-t_1} V_{d-t_0} x + \tilde{U}_{d-t_0}^H n$,为与背景技术中的 y 相区分,这里将 y 记为 y_{pro} ,则有:

$$[0074] \quad |y_{\text{pro}} - x|$$

$$[0075] \quad = \left| \frac{1}{\sigma_{d-t_0}} u_{d-t_0}^H H_{d-t_1} v_{d-t_0} - 1 \right| \cdot |x|$$

$$[0076] \quad = \left| \frac{1}{\sigma_{d-t_0}^2} u_{d-t_0}^H (H_{d-t_0} + \delta_H) H_{d-t_0}^H u_{d-t_0} - 1 \right| \cdot |x|$$

$$[0077] \quad = \left| \frac{1}{\sigma_{d-t_0}^2} (u_{d-t_0}^H \sigma_{d-t_0}^2 u_{d-t_0} + u_{d-t_0}^H \delta_H H_{d-t_0}^H u_{d-t_0}) - 1 \right| \cdot |x|$$

$$[0078] \quad = \left| \frac{u_{d-t_0}^H \delta_H H_{d-t_0}^H u_{d-t_0}}{\sigma_{d-t_0}^2} \right| \cdot |x|$$

[0079] 从上述两个式子可以看出 $\left| \frac{u_{d-t_1}^H \delta_H H_{d-t_0}^H u_{d-t_0}}{\sigma_{d-t_1} \sigma_{d-t_0}} \right|$ 和 $\left| \frac{u_{d-t_0}^H \delta_H H_{d-t_0}^H u_{d-t_0}}{\sigma_{d-t_0}^2} \right|$ 有近似的大小,因此

$|y_{\text{pro}} - x|$ 比 $|y_{\text{con}} - x|$ 的动态范围会缩小很多,这有利于准确解调的实现。具体在图 4 中示出了两个计算结果的动态范围比较示意图。

[0080] 另外,本发明中 SVD 分解的操作都在发送端进行,避免了接收端的 SVD 分解过程,有效降低了移动台的操作复杂度,利于在实际系统中的应用。

[0081] 下面具体分析本发明方案在运算复杂度方面的优势。对 $m \times n$ 实数矩阵而言, SVD 的运算复杂度为 $4m^2n + 8mn^2 + 9n^3$ (flops),其中 1 个 flop 表示一次浮点操作。为了简便,可以近似认为复数矩阵操作的复杂度为实数矩阵相应操作复杂度的 6 倍。这样,根据传统 SVD 传输的流程与本发明所提方案的流程,以及在 SVD 预编码系统中基于 ZF 或 MMSE 准则的接收算法,可以计算并比较各自的运算复杂度(由于四个传输方案在发送端进行相似的操作,所以只需比较它们在接收端的运算复杂度)。对于 M_t 根发送天线, M_r 根接收天线的 MIMO 系统而言,

[0082] 传统 SVD 传输接收端的复杂度:

$$[0083] \quad 24M_r^2 M_t + 48M_r M_t^2 + 54M_t^3 + 12M_r^2 - 6M_r + 6M_t$$

[0084] 基于 ZF 准则接收算法的复杂度:

$$[0085] \quad 24M_r M_t^2 + 12M_t^3 - 18M_r^2 + 6M_r M_t$$

[0086] 基于 MMSE 准则接收算法的复杂度:

$$[0087] \quad 24M_r^2 M_t + 12M_r^3 - 12M_r^2 + 6M_r M_t + 6M_r - 6M_t$$

[0088] 本发明方案接收端的复杂度:

$$[0089] \quad 12M_r^2 - 6M_r$$

[0090] 在不同天线配置的情况下,它们的运算复杂度比较如表 1 所示。

[0091]

M_r	M_t	传统 SVD 传输 (flops)	基于 ZF 准则接收 (flops)	基于 MMSE 准则接收 (flops)	本发明方案 (flops)
1	1	138	24	30	6
2	2	1506	240	264	36
2	4	2148	456	1404	168
4	4	8256	2112	2208	168
4	8	16488	3744	11736	720
8	8	65280	17664	18048	720

[0092] 表 1 不同方案的运算复杂度比较

[0093] 对上述四种方案,进行了传输性能的仿真比较。具体仿真参数如表 2 所示。仿真结果如图 5 所示。具体地,由图 5 可见,本发明方案的传输性能要明显优于背景技术中给出的 SVD 分解方案。同时,由图 5 还可以看出,本发明的方案与 MMSE 和 ZF 的接收方法相比,在传输性能上相差无几,而在实现复杂度上,则明显优于 MMSE 和 ZF 的接收方法。可见,在综合接收性能上而言,本发明的方案为四种方案中最优的。

[0094] 上述为本发明中提供的基于 SVD 分解的预编码传输方法的基本方案,用于在 TDD 时变信道中降低由不同时刻 SVD 分解所引入的子信道间干扰。

[0095] 进一步地,在多小区环境下,由于频率复用的应用,上行链路与下行链路经历的共道干扰不同,移动台会遭受相邻基站的下行链路传输所带来的严重干扰。基站可以利用互惠性获得下行信道状态信息,却无法知道下行链路的干扰。这样,上下行信道互惠的不理想不仅由信道时变性引起,还由不对称干扰引起,本发明的方案同样可以应用于这种环境,下面通过实施例二来说明具体实现方式。

[0096] 图 6 为本发明实施例二的具体方法流程图。图 7 为本实施例所采用的 TDD 半帧结构。如图 6 所示,该方法流程包括:

[0097] 步骤 601:移动台接收子帧 1 的信号,估计下行不对称干扰 z_{in} ,计算干扰的协方差矩阵 $R_{in} = z_{in}z_{in}^H$ 并储存;利用干扰的协方差矩阵对上行 sounding 信号 P_{SRS} 进行预编码 $P'_{SRS} = (R_{in}^{-1/2})^T P_{SRS}$ 后,发送上行信号。

[0098] 其中,下行干扰的估计和协方差矩阵的计算采用现有方式实现。

[0099] 步骤 602:基站接收子帧 2(上行子帧),检测上行链路传输的 sounding 信号 P'_{SRS} ,利用它完成上行链路等效信道估计,测量子帧 2 时刻的上行等效信道状态信息 $H_{u-t_0}^{eff}$ 。

[0100] 步骤 603:根据 TDD 系统中的信道互惠性原理,基站通过对上行等效信道转换能够得到子帧 2 时刻的下行等效信道状态信息 $H_{d-t_0}^{eff} = (H_{u-t_0}^{eff})^T$,并利用它完成子帧 3(下行子帧)的发送端预处理。

[0101] 步骤 604:对 $H_{d-t_0}^{eff}$ 进行 SVD 分解 $H_{d-t_0}^{eff} = U_{d-t_0}^{eff} \Sigma_{d-t_0}^{eff} (V_{d-t_0}^{eff})^H$,得到酉矩阵 $V_{d-t_0}^{eff}$ 和 $U_{d-t_0}^{eff}$ 、及对角阵 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 。

[0102] 这里是对子帧 2 时刻的下行等效信道状态信息完成 SVD 分解处理,并将分解结果用于子帧 3 下行传输的发送端预处理。

[0103] 步骤 605:基站端利用 $V_{d-t_0}^{eff}$ 对子帧 3 下行发送数据信号完成预编码 $\tilde{x} = V_{d-t_0}^{eff} x$ 。

[0104] 步骤 606:基站端发送预编码后的数据信号 \tilde{x} ,并将酉矩阵 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及对角阵 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 的信息一起传送至接收端。

[0105] 与实施例一中相同的,可以通过两种方式传送 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 的信息:

[0106] a). 在下行链路中自基站向移动台反馈 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 的信息;

[0107] b). 利用 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 对下行导频信号进行预编码,这样移动台可以通过检测导频信号得到 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 。

[0108] 优选地,不论哪种方式,基站对 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 的传送都可以合并完成,这样可以大大节省资源开销,其合并方式为

$$[0109] \quad \tilde{U}_{d-t_0}^{eff}(:,i) = U_{d-t_0}^{eff}(:,i) / \Sigma_{d-t_0}^{eff}(i,i) \quad i = 1, 2, \dots, r$$

[0110] 其中 r 为 MIMO 信道的有效子信道数目。

[0111] 步骤 607:基站的发送信号经历子帧 3 时刻的下行信道 H_{d-t_1} 。

[0112] 步骤 608:移动台接收子帧 3 的数据信号,并接收基站发送的酉矩阵 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及对角阵 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 的信息。

[0113] 与实施例一中相同的,与基站的发送方式相对应,移动台也有两种相应的得到酉矩阵 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及对角阵 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 信息的方式:

[0114] a). 通过接收反馈信道获得酉矩阵 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及对角阵 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$;

[0115] b). 通过检测下行导频信号获得酉矩阵 $U_{d-t_0}^{eff}$ 及对角阵 $\Sigma_{d-t_0}^{eff}$ 。

[0116] 优选地,如果基站发送的是 $\tilde{U}_{d-t_0}^{eff}$,则可以在本步骤中直接获得 $\tilde{U}_{d-t_0}^{eff}$ 。

[0117] 步骤 609:根据步骤 601 中存储的干扰协方差矩阵对信号进行处理,完成对下行干扰的白化过程,可以得到 $\tilde{y} = R_m^{-1/2} H_{d-t_1} V_{d-t_0}^{eff} x + R_m^{-1/2} n$ 。

[0118] 本步骤的处理,用于根据之前步骤 601 中估计的下行干扰及协方差矩阵,将信号中包括的下行干扰抵消掉。

[0119] 步骤 610:移动台利用 $\tilde{U}_{d-t_0}^{eff}$ 完成接收端子帧 3 信号的解码

$$[0120] \quad y = (\tilde{U}_{d-t_0}^{eff})^H R_m^{-1/2} H_{d-t_1} V_{d-t_0}^{eff} x + (\tilde{U}_{d-t_0}^{eff})^H R_m^{-1/2} n$$

[0121] 这里,子帧 3 的信号经历子帧 3 时刻的信道状态信息和接收端白化过程,但对它预编码和解码的操作矩阵都同时来源与子帧 2 时刻等效信道状态信息的 SVD 分解。正如上文的分析,这种处理方式可以大大改善预编码与解码的不匹配关系,明显提高系统性能。

[0122] 子帧 4 的处理流程与子帧 3 相同,即利用子帧 2 时刻的等效信道状态信息,完成自身的发送端预编码与接收端解码操作。

[0123] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内,所做的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明保护的范围之内。

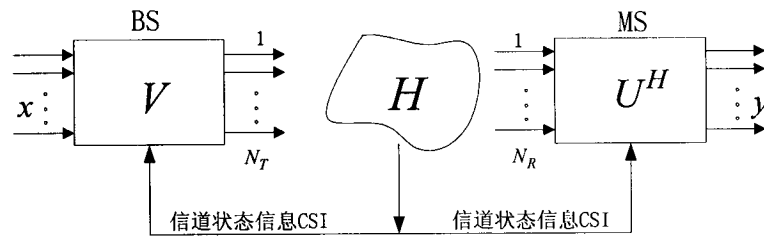


图 1

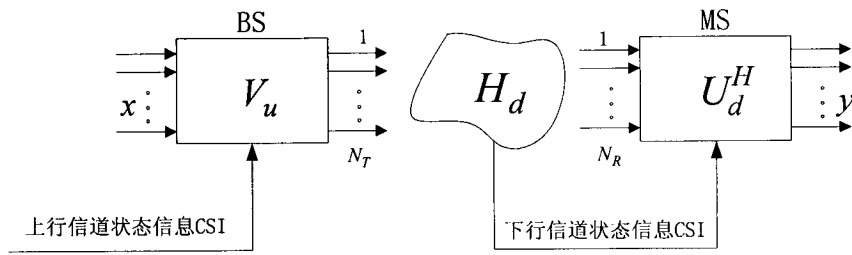


图 2

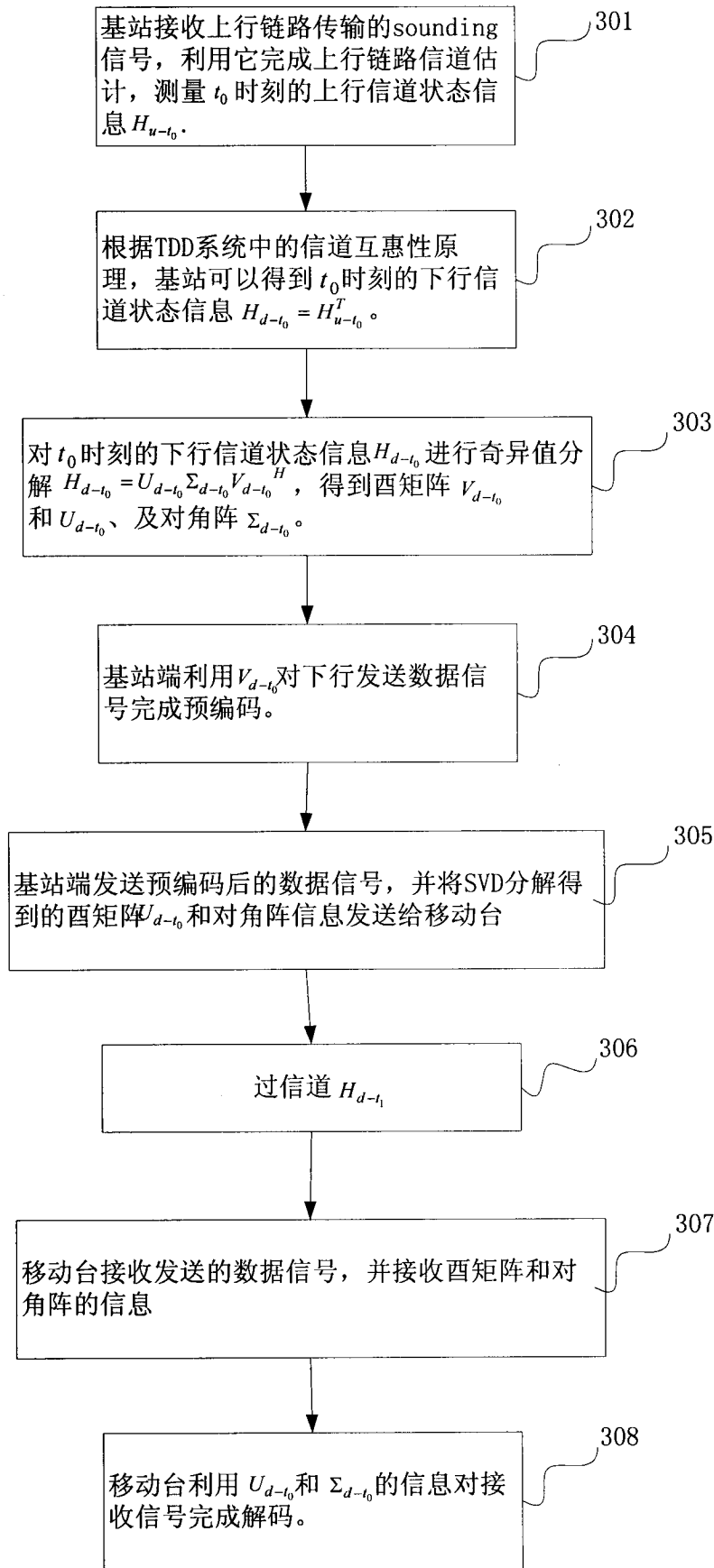


图 3

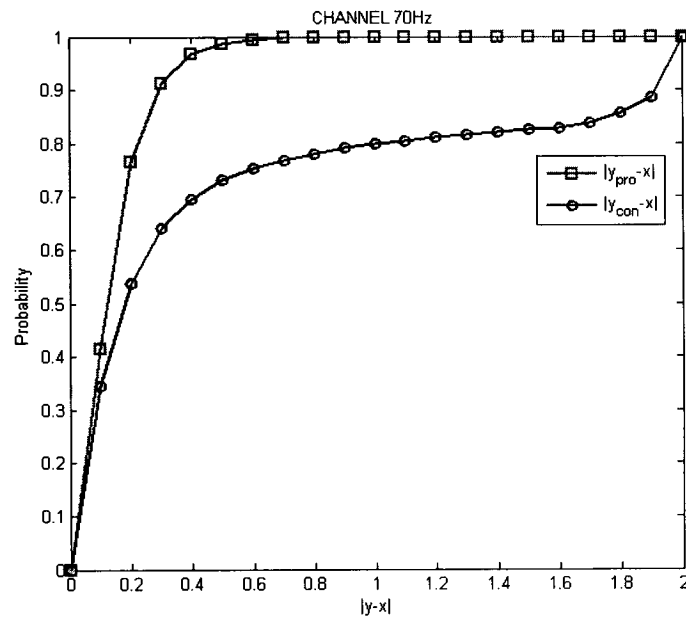


图 4

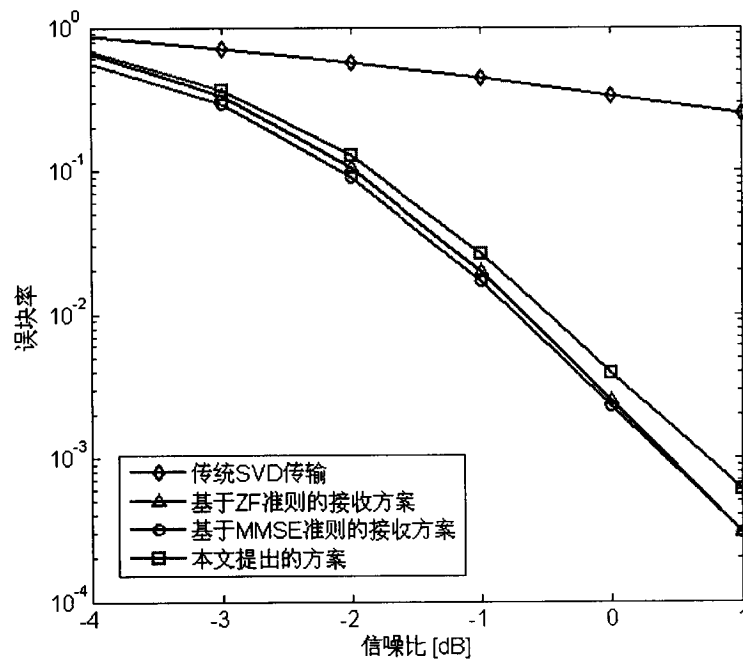


图 5

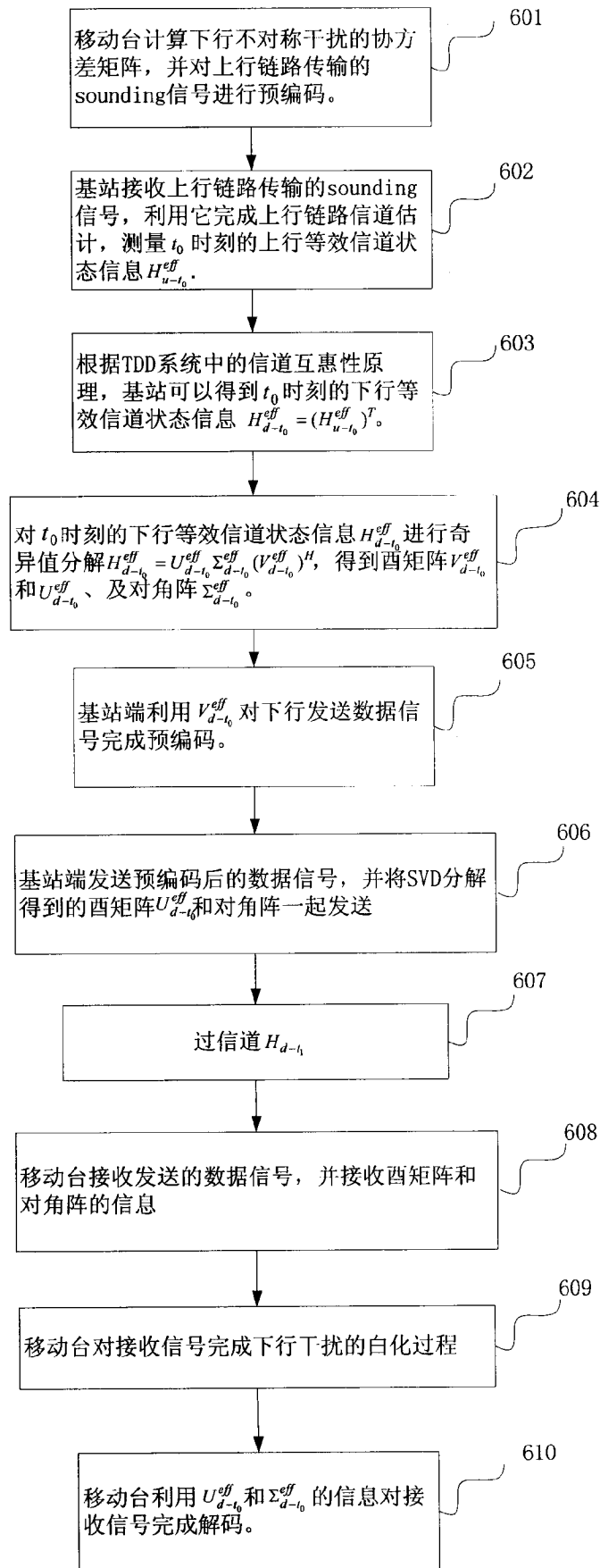


图 6

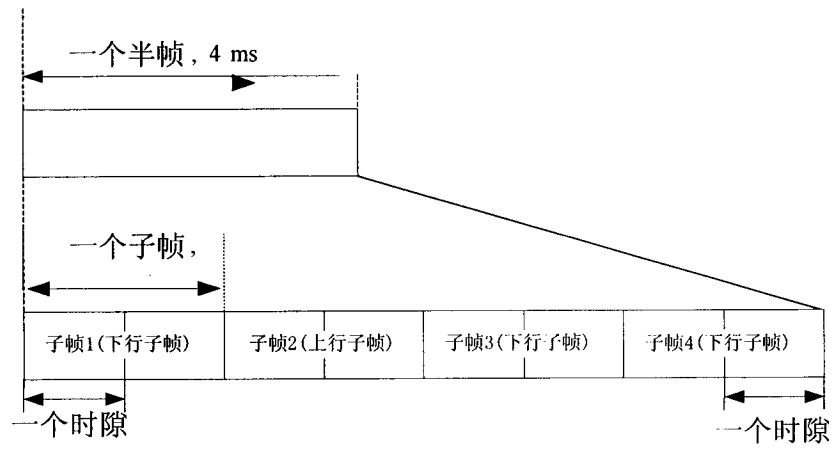


图 7