

TD-LTE 系统中基于奇异值分解的高效波束赋形方法^{*}

樊 迅, 郭 彬, 曹 伟, 蒋智宁

(上海贝尔股份有限公司, 上海 200070)

摘 要:为了克服 TD-LTE 系统中传统的基于矩阵信道的迭代波束赋形方法复杂度较大且可能不收敛的问题,提出一种基于奇异值分解的高效波束赋形方法。该方法利用系统终端侧仅有 2 根天线的系统特性,采用基于 2×2 矩阵特征值分解公式的矩阵信道奇异值分解获得波束赋形天线加权向量;不仅可以直接获得精确的加权向量,而且相对于传统迭代方法大幅降低了复杂度。理论分析和仿真结果验证了所提方法的有效性。

关键词:TD-LTE;波束赋形;奇异值分解;信道互易性

中图分类号:TN929.5 **文献标识码:**A doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2010.08.010

Singular-Value-Decomposition-Based High-Efficient Beamforming Method in TD-LTE Systems

FAN Xun, GUO Bin, CAO Wei, JIANG Zhi-ning

(Alcatel-Lucent Shanghai Bell Co., Ltd., Shanghai 201206, China)

Abstract:To overcome the problems of high implementation complexity and iteration convergence in the traditional TD-LTE matrix-channel-based beamforming, this paper proposes a singular-value-decomposition (SVD)-based high-efficient beamforming method. The proposed method, utilizing the system characteristic of only two antennas at the TD-LTE-system terminal side, adopts the high-efficient 2×2 matrix-eigenvalue-decomposition-based SVD to obtain beamforming antenna weighting vector; not only the precise weighting vector can be directly obtained but also the complexity is greatly reduced against the traditional one. Theoretical analysis and simulation results confirm the validity of the propose method.

Key words:TD-LTE; beamforming; singular value decomposition (SVD); channel reciprocity

1 引 言

作为由我国自主提出的第三代移动通信(3G)标准 TD-SCDMA 的演进标准,TD-LTE 的标准化和面向未来商用的系统试验工作,近年来在无线通信领域内受到了极大的关注^[1-2]。目前,TD-LTE 系统外场大规模组网试验即将展开。出于 TD-LTE

系统与 TD-SCDMA 系统共天线共站址以尽可能降低网络演进成本的考虑,下行链路 8 发 2 收的 TD-LTE 系统已被确定为是一种主流的用于室外覆盖的 TD-LTE 系统形式^[2]。

TD-LTE 系统和 TD-SCDMA 系统同属时分双工(TDD)系统范畴,相对频分双工(FDD)系统具有天然的下行信道互易性的特点,更便于采用“波束赋

^{*} 收稿日期:2010-05-21;修回日期:2010-06-07

基金项目:国家科技重大专项项目(2009ZX03002-001)

Foundation Item: The National Science & Technology Major Project (No.2009ZX03002-001)

形”(或“智能天线”)技术^[3-4],用以提高系统下行的传输性能。作为 TD-SCDMA 系统中的一项特色技术,波束赋形技术能否在 TD-LTE 系统中进一步地成功演进,并用于实际的网络部署中,提高 TD-LTE 系统下行传输的系统性能,是 TD-LTE 系统建设中一项极受关注的热点课题^[2]。

在 TD-LTE 系统中,基站(eNodeB)基于终端(UE)上行两根天线交替发送探测参考信号(SRS)所获得的矩阵信道进行下行波束赋形,相对于基于 UE 上行固定一根天线发送 SRS 所获得的向量信道进行下行波束赋形,能获得更好的下行传输性能。在工程上,基于矩阵信道的波束赋形通常采用对信道相关矩阵进行迭代处理的方法获得波束赋形天线加权向量,用于下行波束赋形^[5]。但是,为了获得逼近精确的加权向量,需进行多次迭代,复杂度较大且存在由于初始迭代向量选取不当导致迭代不能收敛的风险。

为了克服传统方法复杂度较大且可能不收敛的问题,本文提出一种 TD-LTE 系统中基于奇异值分解(SVD)的高效波束赋形方法。该方法利用系统终端侧仅有两根天线的系统特性,有针对性地采用下行矩阵信道 SVD 获得波束赋形天线加权向量,不仅能够直接获得精确的天线加权向量,而且,相对传统的迭代方法可以大幅降低复杂度。

2 TD-LTE 系统

2.1 天线配置

TD-LTE 系统天线配置如图 1 所示。在该系统中,基站侧配置 N 根天线,具有同一时刻 N 发或 N 收的能力;终端侧配置 2 根天线,具有同一时刻 1 发或 2 收的能力^[1]。与之对应,在一个 TD-LTE 的上行发送间隔,上行链路(从终端到基站的方向)为 1 发 N 收;在一个 TD-LTE 的下行发送间隔,下行链路(从基站到终端的方向)为 N 发 2 收。

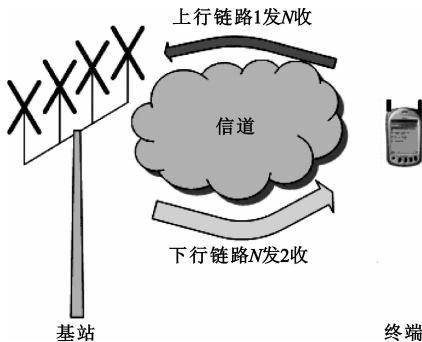


图 1 TD-LTE 系统天线配置示意图

Fig.1 A sketch of TD-LTE antenna configuration

考虑到目前下行链路 8 发 2 收的 TD-LTE 系统已被确定为是一种主流的用于室外覆盖的 TD-LTE 系统,本文重点关注基站侧配置 $N=8$ 根天线的 TD-LTE 系统,进行与之对应的波束赋形方法性能和复杂度分析。尽管如此,本文所提的波束赋形方法以及复杂度分析可以直接推广到基站侧配置任意 $N \geq 2$ 根天线的系统,并在 N 较大时获得类似结论。

2.2 帧结构

TD-LTE 系统的上下行链路使用相同频率,基于所配置的帧结构采用时分双工(TDD)的方式进行复用^[1]。一个 TD-LTE 帧结构配置例如图 2 所示,其中,上下行配置号为 1,对应一个无线帧中的子帧类型为“DSUDDSUUD”;特殊子帧配置号为 7,对应特殊子帧中 DwPTS、GP 和 UpPTS 3 个域的长度比例为 10:2:2。

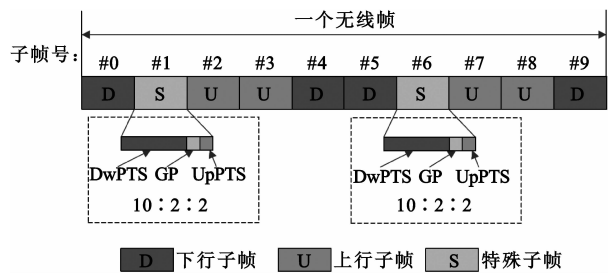


图 2 一个 TD-LTE 帧结构配置例:
上下行配置 1 + 特殊子帧配置 7

Fig.2 An example of TD-LTE frame structure configuration(UL/DL configuration 1 + special subframe configuration 7)

3 基于上下行信道互易性的波束赋形

TD-LTE 系统属于 TDD 系统范畴,上下行链路使用相同频率,相对 FDD 系统具有天然的上下行信道互易性的特点,更便于利用上行信道的估计结果进行下行波束赋形。

特别地,在 TD-LTE 系统中,在上行子帧的最后一个符号或 UpPTS 的最后两个符号里,终端可被配置按照一定的模板发送上行 SRS^[1],基站可以基于终端发送的 SRS 估计出上行信道,并利用上下行信道的互易性,基于上行信道的估计结果计算出下行波束赋形的天线加权向量,用于波束赋形。

SRS 的发送可被配置为通过终端上行固定一根天线发送(如通过终端发送天线 0 发送)或者终端上行两根天线交替发送(如通过终端发送天线 0 和 1 交替发送)。对于终端上行固定一根天线的 SRS 发

送,基站基于发送的 SRS 可以估计出频域每个无线块(Radio Block, RB)(包含 12 个连续子载波,为终端进行与下行波束赋形相对应的信道估计的最小单位)上从终端 SRS 发送天线(如前文所提的天线 0)到基站天线间的向量信道:

$$\mathbf{h}_0 = [h_{0,0}, h_{0,1}, h_{0,2}, \dots, h_{0,N-1}] \quad (1)$$

式中, $h_{0,n}$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N-1$) 为某 RB 上终端 SRS 发送天线与基站天线 n 间的信道。

基于上下行信道互易性,假设上下行信道相同,为了达到最大的相对终端 SRS 发送天线的波束赋形增益(即对应下行采用终端 SRS 发送天线进行接收时获得最大的下行发送信号接收能量的情形),对应下行波束赋形天线加权向量 $\mathbf{w}^{(1_Ant)}$ 为

$$\mathbf{w}^{(1_Ant)} = \arg \max_{\mathbf{w}: \|\mathbf{w}\|=1} (\mathbf{w}^H \mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0 \mathbf{w}) = \mathbf{h}_0^H / \|\mathbf{h}_0\| \quad (2)$$

由式(2)可见,对于终端上行固定一根天线发送 SRS 的情形,可以容易地获得对应的下行波束赋形天线加权向量。对于一个 N 维的向量信道 $\mathbf{h}_0$, 计算对应的下行波束赋形天线加权向量的复杂度(表示用所需的复乘次数)仅为

$$O^{(1_Ant)} = 2N + 1 \quad (3)$$

但是,由于下行波束赋形天线加权向量仅基于部分下行信道计算得到,不能保证实际终端在下行通过两天线进行分集接收时能获得最大的波束赋形增益(或信号接收能量)。

如果终端被配置为通过上行两根天线交替地进行 SRS 发送,基站基于发送的 SRS 可以估计出频域每个 RB 上从终端所有两根天线(如前文所提的天线 0 和 1)到基站天线间的完整的矩阵信道:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0 \\ \mathbf{h}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{0,0}, h_{0,1}, \dots, h_{0,N-1} \\ h_{1,0}, h_{1,1}, \dots, h_{1,N-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中, $h_{m,n}$ ($m = 0, 1; n = 0, 1, 2, \dots, N-1$) 为某 RB 上终端天线 m 与基站天线 n 间的信道。基于上下行信道互易性,假设上下行信道相同,为了达到最大的终端进行两天线分集接收时的波束赋形增益(或信号接收能量),对应下行波束赋形天线加权向量 $\mathbf{w}^{(2_Ant)}$ 应满足:

$$\mathbf{w}^{(2_Ant)} = \arg \max_{\mathbf{w}: \|\mathbf{w}\|=1} (\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}) \quad (5)$$

由式(5)可见,对于 UE 上行两根天线交替发送 SRS 的情形,对应的下行波束赋形天线加权向量为所获得的 $N \times N$ 维信道相关矩阵 $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 的主特征向量(即对矩阵进行特征值分解后,与矩阵最大特征值相对应的特征向量,或有多个相等的最大特征值时

对应特征向量的线性组合),或者等效地,为所获得的矩阵信道 $\mathbf{H}$ 的主右奇异向量(对矩阵进行奇异值分解后,与矩阵最大奇异值相对应的右奇异向量)。

4 传统的基于矩阵信道的波束赋形方法及其分析

传统地,在工程上常采用如下的迭代方法获得对应矩阵信道 $\mathbf{H}$ 的波束赋形天线加权向量 $\mathbf{w}^{(2_Ant)}$, 即式(5)的解。

输入:

$M \times N$ 维矩阵信道 $\mathbf{H}$

输出:

对应 $\mathbf{H}$ 的 N 维波束赋形天线加权向量 $\mathbf{w}^{(2_Ant)}$

过程:

(1) 计算 $N \times N$ 维信道相关矩阵 $\mathbf{R}$

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \quad (6)$$

(2) 迭代获取 $\mathbf{R}$ 的主特征向量 $\mathbf{w}^{(2_Ant)}$

1) 初始化

$$N \text{ 维初始迭代向量 } \mathbf{e}_0 = \mathbf{e}_{init} \quad (7)$$

2) 迭代: $i = 1, 2, 3, \dots, N_{itr}$

$$\mathbf{e}_i = \mathbf{R} \mathbf{e}_{i-1} \quad (8)$$

3) 输出

$$\mathbf{w}^{(2_Ant)} = \mathbf{e}_{N_{itr}} / \|\mathbf{e}_{N_{itr}}\| \quad (9)$$

上述迭代方法是一种通用方法,可应用于任意 $M \times N$ 维矩阵信道 $\mathbf{H}$, 未针对终端仅配置 2 根天线的 TD-LTE 系统情形(即 $2 \times N$ 维矩阵信道 $\mathbf{H}$) 进行特别的优化。

对 TD-LTE 系统中基于矩阵信道的波束赋形,基站可获得的矩阵信道 $\mathbf{H}$ 为 $2 \times N$ 维,如式(4)所示。对应地,如采用上述迭代方法获得波束赋形天线加权向量,可将式(6)的信道相关矩阵 $\mathbf{R}$ 表示为如下的特征值分解后的形式:

$$\mathbf{R} = \sum_{m=1}^2 \sigma_m^2 \mathbf{v}_m \mathbf{v}_m^H, \sigma_1 \geq \sigma_2 \quad (10)$$

式中, σ_m^2 、 $\mathbf{v}_m$ ($m = 1, 2$) 分别为 $\mathbf{R}$ 的两个特征值和对应的特征向量。当 $\sigma_1^2 > \sigma_2^2$ 时的 $\mathbf{v}_1$ 或者 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ 时 $\mathbf{v}_1$ 和 $\mathbf{v}_2$ 的线性组合,为期望得到的主特征向量。观察式(7)~(9),该方法输出的 $\mathbf{w}^{(2_Ant)}$ 为一个能量归一化的向量,并可表示为

$$\mathbf{w}^{(2_Ant)} = \frac{[\sum_{m=1}^2 \sigma_m^{2N_{itr}} (\mathbf{v}_m^H \mathbf{e}_{init}) \mathbf{v}_m]}{\|\sum_{m=1}^2 \sigma_m^{2N_{itr}} (\mathbf{v}_m^H \mathbf{e}_{init}) \mathbf{v}_m\|} \quad (11)$$

式中,主特征向量 $\mathbf{v}_1$ 方向上的能量和次特征向量 $\mathbf{v}_2$ 方向上的能量之比为

$$\left| (\mathbf{v}_1^H \mathbf{e}_{init}) \cdot \sigma_1^{2N_{itr}} \right|^2 : \left| (\mathbf{v}_2^H \mathbf{e}_{init}) \cdot \sigma_2^{2N_{itr}} \right|^2 \quad (12)$$

由此可见,当 $\sigma_1^2 > \sigma_2^2$ 时,如选取的初始迭代向量 $\mathbf{e}_{init}$ 不处于 $\mathbf{v}_1$ 的零空间,或者当 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ 时,如选取的初始迭代向量 $\mathbf{e}_{init}$ 不同时处于 $\mathbf{v}_1$ 和 $\mathbf{v}_2$ 的零空间,通过多次迭代,迭代输出向量的能量将集中在主特征向量(即当 $\sigma_1^2 > \sigma_2^2$ 时的 $\mathbf{v}_1$ 或者 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ 时 $\mathbf{v}_1$ 和 $\mathbf{v}_2$ 的线性组合)的方向上,即迭代输出将收敛到期望得到的主特征向量。另一方面,也能看出如下一些传统迭代方法的缺陷:

(1) 当 $\mathbf{e}_{init}$ 选取不当时(如当 $\sigma_1^2 > \sigma_2^2$ 时处于 $\mathbf{v}_1$ 的零空间,或 $\sigma_1^2 = \sigma_2^2$ 时同时处于 $\mathbf{v}_1$ 和 $\mathbf{v}_2$ 的零空间),迭代输出 $\mathbf{w}^{(2- Ant)}$ 有可能不能收敛到期望得到的主特征向量;

(2) 当 $\mathbf{e}_{init}$ 选取得当时,为了获得逼近期望的加权向量,也常需要进行多次迭代,复杂度较大。

特别地,由式(12)可见,当 $\mathbf{R}$ 的两个特征值大小差别不大时,需要进行多次迭代以降低迭代输出向量中次特征向量的能量比重,使迭代结果收敛到期望得到的主特征向量。例如,对 $\sigma_2^2 = 0.9\sigma_1^2$,如选择在主特征向量 $\mathbf{v}_1$ 和次特征向量 $\mathbf{v}_2$ 上投影大小相等的 $\mathbf{e}_{init}$ (即 $|\mathbf{v}_1^H \mathbf{e}_{init}| = |\mathbf{v}_2^H \mathbf{e}_{init}|$), $N_{itr} = 10$ 次迭代后,次特征向量在迭代输出向量的能量比重为 $(\sigma_2^{2N_{itr}})^2 / [(\sigma_1^{2N_{itr}})^2 + (\sigma_2^{2N_{itr}})^2] = 11\%$; $N_{itr} = 20$ 次迭代后,比重可降低到 1.5%。实际工程应用中,通常选取较大的迭代次数,例如 $N_{itr} = 20$,以使得迭代方法在不同的信道矩阵下都可以获得接近理想的加权向量,以至于最终基于迭代输出向量的波束赋形相对基于理想加权向量的波束赋形性能损失不大。

对所关注的 $2 \times N$ 维矩阵信道 $\mathbf{H}$ 情形,式(6)、式(8)和式(9)的复杂度(表示用所需的复乘次数)分别为 $N^2 + N$ 、 N^2 和 $2N + 1$,如进行 N_{itr} 次迭代,总共所需的复杂度为

$$O_1^{(2- Ant)} = (N_{itr} + 1)N^2 + 3N + 1 \quad (13)$$

对于 8 发 2 收 TD-LTE 系统中基于矩阵信道的波束赋形,如迭代次数 $N_{itr} = 20$,复杂度为 1 369 次复乘。

5 新的基于奇异值分解的高效波束赋形方法

针对传统的基于矩阵信道的迭代波束赋形方法复杂度较大且可能不收敛的问题,本节提出一种基于奇异值分解的高效波束赋形方法。该方法利用系统

终端侧仅有 2 根天线的系统特性,采用有针对性的基于 2×2 矩阵特征值分解公式的矩阵信道奇异值分解,能够直接获得精确的波束赋形天线加权向量,而且,相对于传统的迭代方法可大幅降低复杂度。

如前所述,基于矩阵信道 $\mathbf{H}$ 的波束赋形天线加权向量 $\mathbf{w}^{(2- Ant)}$,即式(5)的解,等效地也为矩阵信道 $\mathbf{H}$ 的主右奇异向量;因此, $2 \times N$ 维矩阵信道 $\mathbf{H}$ 的奇异值分解可表示为

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H = \underbrace{[\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2]}_{\mathbf{U}} \underbrace{\begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 \\ 0 & \sigma_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{\Lambda}} \underbrace{[\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2]^H}_{\mathbf{V}^H}, \quad \sigma_1, \sigma_2 \in \mathbf{R} \text{ 且 } \sigma_1 \geq \sigma_2 \quad (14)$$

式中, $\mathbf{U}$ 和 $\mathbf{V}$ 分别为 2×2 和 $N \times N$ 的酉阵, $\mathbf{\Lambda}$ 为 2×2 的对角阵, $\mathbf{v}_1$ 为期望得到的对应最大奇异值 σ_1 的右奇异向量。

考虑到 TD-LTE 系统终端侧仅有 2 根天线,以至于 $\mathbf{H}$ 其中一维(即 $\mathbf{H}$ 的行)的维度仅为 2,且 2×2 矩阵的特征值分解存在高效的计算公式,为了获得 $\mathbf{H}$ 的主右奇异向量 $\mathbf{v}_1$ (即对应波束赋形天线加权向量 $\mathbf{w}^{(2- Ant)}$),所提方法的基本思想为:

首先,利用 2×2 矩阵的特征值分解公式,计算 $\mathbf{C} = \mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的特征值分解输出中“必要”的部分(以便用于后续主右奇异向量 $\mathbf{v}_1$ 的计算)。

2×2 矩阵 $\mathbf{C}$ 的特征值分解公式如下:

$$\mathbf{C} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{U}^H \quad (15)$$

其中:

$$\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2], \mathbf{\Sigma} = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix}, \quad \sigma_1, \sigma_2 \in \mathbf{R} \text{ 且 } \sigma_1 \geq \sigma_2 \quad (16)$$

需通过 2×2 矩阵的特征值分解公式计算得到 $\mathbf{u}_1$ 和 δ_1 。

在本文中,利用高效的 2×2 矩阵 ansatz 特征值分解公式^[6]计算特征值分解的必要输出。实际上, 2×2 矩阵特征值分解公式并非是唯一的。在工程实现中,也可根据特定硬件实现的方便,选择其它的 2×2 矩阵特征值分解公式进行计算,如 Takagi 因式分解公式,本文就不再赘述。

然后,基于通过特征值分解获得的 $\mathbf{u}_1$ 、 δ_1 ,以及原始的 $\mathbf{H}$ 计算得到 $\mathbf{v}_1$ 。

特别地,据式(14)和式(16),可直接得到:

$$\mathbf{v}_1 = \mathbf{H}^H \mathbf{u}_1 / \sigma_1 = \mathbf{H}^H \mathbf{u}_1 / \sqrt{\delta_1} \quad (17)$$

详细的方法计算流程如下所示,其中, $\text{sign}(\cdot)$ 为取符号操作。

输入:

$2 \times N$ 维矩阵信道 $\mathbf{H}$

输出:

对应 $\mathbf{H}$ 的 N 维波束赋形天线加权向量 $\mathbf{w}^{(2_Ant)}$
过程:

(1) 计算 2×2 维信道相关矩阵 $\mathbf{C}$

$$\mathbf{C} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H = \begin{bmatrix} c_{1,1} & c_{1,2} \\ c_{2,1} & c_{2,2} \end{bmatrix}, \text{ 其中, } c_{1,1}, c_{1,2} \in \mathbf{R} \text{ 且 } c_{1,2} = c_{2,1} \quad (19)$$

(2) 利用高效的 2×2 矩阵 ansatz 特征值分解公式计算特征值分解的必要输出 $\mathbf{u}_1$ 和 δ_1

$$\Delta = \frac{1}{2}(c_{1,1} - c_{2,2}), \alpha = c_{1,2}c_{2,1} = |c_{1,2}|^2, \quad D = \text{sign}(\Delta) \cdot \sqrt{\Delta^2 + \alpha}, \beta = \alpha / (\Delta + D) \quad (20)$$

$$t_1 = c_{1,2} / (\Delta + D), t_2 = c_{2,1} / (\Delta + D) = t_1^* \quad (21)$$

$$s = 1 / \sqrt{1 + t_1 t_2} = 1 / \sqrt{1 + |t_1|^2} \quad (22)$$

$$\gamma_1 = c_{1,1} + \beta, \gamma_2 = c_{2,2} - \beta \quad (23)$$

如果 $\gamma_1 \geq \gamma_2$,

$$\mathbf{u}_1 = [s, t_2 s]^T, \delta_1 = \gamma_1 \quad (24)$$

否则,

$$\mathbf{u}_1 = [-t_1 s, s]^T, \delta_1 = \gamma_2 \quad (25)$$

(3) 基于 $\mathbf{u}_1, \delta_1$, 以及 $\mathbf{H}$ 计算得到 $\mathbf{H}$ 的主右奇异向量 $\mathbf{v}_1$ (即对应波束赋形天线加权向量 $\mathbf{w}^{(2_Ant)}$)

$$\mathbf{w}^{(2_Ant)} = \mathbf{v}_1 = \mathbf{H}^H \mathbf{u}_1 / \sqrt{\delta_1} \quad (26)$$

可见, 式(19)~(24)或式(25), 以及式(26)的复杂度(表示用所需的复乘次数)分别为 $3N$ 、5、1、3、0、1 以及 $2N + 3$, 方法总共所需的复杂度为

$$O_2^{(2_Ant)} = 5N + 13 \quad (18)$$

对于 8 发 2 收 TD-LTE 系统中基于矩阵信道的波束赋形, 复杂度为 53 次复乘, 大大低于传统迭代方法。

6 仿真结果及分析

考虑图 1 所示的 TD-LTE 系统, 基站侧配置 $N = 8$ 根天线, 终端侧配置 2 根天线; 帧结构配置如图 2 所示; 信道采用 3GPP 定义的 SCM 信道模型建模^[7], 信道场景为城市宏小区(Urban Macro)。

图 3 对本文涉及的几种波束赋形方法进行了仿真性能比较。从图中可以看到, 基于矩阵信道的波束赋形相对基于向量信道的波束赋形在误块率(BLER)等于 0.1 处具有 1.5 dB 的信噪比(SNR)增益。其原因在于, 前者使用了完整的矩阵信道信息

计算下行波束赋形天线加权向量, 使得终端在两天线分集接收时, 获得了最大的波束赋形增益。

从图中还可以看到, 对基于矩阵信道的波束赋形, 所提方法与进行了多次迭代(以使性能收敛)的传统方法相比, 性能非常接近。其原因在于, 所提方法通过奇异值分解可以获得精确的波束赋形天线加权向量, 具有最优的性能。但是, 由于所提方法是直接计算得到期望的加权向量, 无需进行多次迭代, 并且在计算过程中充分利用了 TD-LTE 系统终端侧仅有 2 根天线的系统特性对奇异值分解算法进行了优化, 相对传统方法复杂度大幅降低。特别地, 如前文分析, 传统方法计算一次波束赋形加权向量需 1 369 次复乘; 新的方法仅需 53 次复乘。仿真结果和复杂度分析验证了所提方法的有效性。

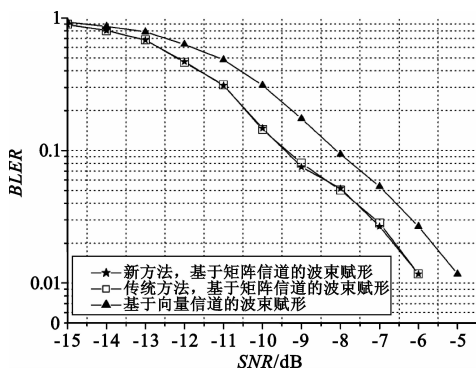


图 3 波束赋形方法性能比较
Fig.3 Performance comparison of beamforming methods

7 结 论

针对 TD-LTE 系统中基于矩阵信道的波束赋形问题, 本文提出了一种基于奇异值分解的波束赋形方法。该方法利用系统终端侧仅有 2 根天线的系统特性, 采用基于 2×2 矩阵特征值分解公式的矩阵信道奇异值分解获得波束赋形天线加权向量, 用于下行波束赋形。理论分析和仿真结果表明, 所提方法不仅可以获得精确的波束赋形天线加权向量, 具有最优的性能, 而且, 相对传统基于迭代波束赋形方法在相当程度上降低了复杂度, 是一种在工程上既有效又实用的波束赋形方法。

参考文献:

[1] 3GPP.TS 36.211 V8.9.0,Physical Channels and Modulation[S].
[2] 2010ZX03002-002,TD-LTE 面向商用基站研发[S].

- 2010ZX03002 - 002, TD - LTE commercial eNodeB R&D [S]. (in Chinese)
- [3] Thomas T A, Mondai B, Vook F W. Methods for Switching Between Long Term and Short Term Transmit Beamforming in OFDM[C]//Proceedings of VTC'2007 - Spring. Dublin, Ireland; IEEE, 2007:574 - 578.
- [4] 李亚麟,樊迅,胡波,等.天线校准误差建模即对开环波束赋形技术的影响[J].电讯技术,2010,50(3):45 - 48.
LI Ya - lin, FAN Xun, HU Bo, et al. Modeling of Antenna Calibration Error and its Impact on Open - Loop Beam forming [J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50 (3): 45 - 48. (in Chinese)
- [5] Todd K M, Wynn C S. Mathematical Methods and Algorithms for Signal Processing [M]. London: Prentice Hall, 1999.
- [6] Thomas H. Routines for the diagonalization of complex matrices [M]. Germany: [s. n.], 2006.
- [7] 3GPP. TR 25.996 V9.0.0, Spacial Channel Model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) Simulations [S].

作者简介:

樊 迅(1975 -),男,江苏南京人,2006 年获上海交通大学通信与信息系统专业博士学位,现为上海贝尔股份有限公司无线研发部门系统设计顾问工程师,主要从事 MIMO 无线通信系统中的信号检测、多用户检测、智能天线理论和技术等的研究;

FAN Xun was born in Nanjing, Jiangsu Province, in 1975. He received the Ph. D. degree from Shanghai Jiaotong University in 2006. He is now working for Alcatel - Lucent Shanghai Bell Co., Ltd. as a system advisory engineer in Wireless R&D Department. His research interests include signal detection in MIMO wireless communication systems, multi - user detection and smart antenna, etc.

Email: Xun.Fan@alcatel - sbell.com.cn

郭 彬(1980 -),男,辽宁沈阳人,2008 年获东北大学通信与信息系统专业博士学位,现为上海贝尔有限公司无线研发部门高级系统工程师,主要从事 TD - LTE 系统多天线系统算法设计、智能天线理论和技术研究等;

GUO Bin was born in Shenyang, Liaoning Province, in 1980. He received the Ph. D. degree from Northeastern University in 2008. He is now working for Alcatel - Lucent Shanghai Bell Co., Ltd. as a system senior engineer in Wireless R&D Department. His research interests include algorithms design in TD - LTE MIMO wireless communication systems and smart antenna theory and technique, etc.

曹 伟(1977 -),女,湖北武汉人,2008 年获新加坡国立大学无线通信专业博士学位,现为上海贝尔有限公司无线研发部门高级系统工程师,主要从事 TD - LTE 系统基带接收算法设计、MIMO OFDM 技术研究等;

CAO Wei was born in Wuhan, Hubei Province, in 1977. She received the Ph. D. degree from National University of Singapore in 2008. She is now working for Alcatel - Lucent Shanghai Bell Co., Ltd. as a system senior engineer in Wireless R&D Department. Her research interests include baseband receiving algorithms in TD - LTE systems and MIMO OFDM technologies, etc.

蒋智宁(1976 -),男,湖南人,2000 年获中国科学技术大学通信与信息系统专业硕士学位,现为上海贝尔股份有限公司无线产品部系统设计顾问工程师,主要研究方向为移动通信基站系统的算法设计与仿真。

JIANG Zhi - ning was born in Hunan Province, in 1976. He received the M. S. degree from University of Science and Technology of China in 2000. He is now working for Alcatel - Lucent Shanghai Bell Co., Ltd. as a system advisory engineer in Wireless R&D Department. His research interests include algorithm design and simulation of mobile communication basestation systems.