

· 通信与信息工程 ·

## 低复杂度的空间调制IFDMA信号检测方法

何旭, 唐骞, 肖丽霞, 但黎琳, 肖悦, 李慧蕾

(电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室 成都 611731)

**【摘要】**空间调制是近年来提出的一种新型多天线传输技术。本文考虑了空间调制的多址设计,并首次将其与交织频分多址相结合以实现多用户通信。其次,本文根据空间调制交织频分多址的系统模型,提出了一种基于信道QR分解的信号检测算法。再次,还提出了一种简化的信号检测算法,能够有效的降低计算复杂度,且不会影响传输性能。最后,本文通过数值仿真,证明了所提出的空间调制交织频分多址信号检测算法的有效性。

**关键词** 交织频分多址; 多输入多输出; 正交频分复用; 空间调制

**中图分类号** TN929.531

**文献标志码** A

**doi:**10.3969/j.issn.1001-0548.2013.03.003

## Low-Complexity Signal Detection Scheme for Spatial Modulation IFDMA Systems

HE Xu, TANG Qian, XIAO Li-xia, DAN Li-lin, XIAO Yue, and LI Hui-lei

(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

**Abstract** Spatial modulation is a recently proposed novel multiple antenna transmission technique. This paper considers the design of multi-access for spatial modulation. Spatial modulation and interleave frequency division multiple access (IFDMA) are combined for multi-user communications and a QR channel decomposition based signal detection method is presented. Furthermore, a simplified detection method without influence of the transmission performance is proposed to reduce the computational complexity. At last, the effectiveness of the proposed spatial modulation IFDMA detection method is proved by simulation results.

**Key words** interleave frequency division multiple access (IFDMA); multiple input multiple output (MIMO); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); spatial modulation

空间调制(spatial modulation, SM)<sup>[1]</sup>是一种新型的多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)<sup>[2]</sup>传输技术,它有别于传统的二维符号星座点调制方式,引入了第三维,即空间维度,将部分输入比特与天线序号对应起来,形成一种映射关系,即运用这些比特选择该时刻进行数据传输的发射天线序号。因而在每一时隙,空间调制系统只有一根发射天线承载了信息,而其他发射天线暂时处于空闲状态,从而有效地避免了传统MIMO技术面临的信道间干扰(inter-channel interference, ICI)及天线间同步问题(inter-antenna synchronization, IAS)。

针对传统的空间调制系统,传统检测算法有最大比合并(maximum ratio combination, MRC)<sup>[3]</sup>,最大似然检测(maximize likelihood, ML)<sup>[4]</sup>及球形译码(sphere decoding, SD)<sup>[5]</sup>。其中最大比合并的方法先

得到发射天线序号的估计值,再对调制符号进行解调,较为简单,易于实现,但对信道有一定限制,只适用于部分信道(如莱斯信道)。而最大似然检测,是一种性能较优的检测算法,但由于其穷尽搜索所有天线序号与调制星座点的可能组合,所以复杂度极高,且随着调制阶数的增加而呈现指数级上升趋势。文献[5]将球形译码<sup>[6]</sup>的思想引入到空间调制的系统中,通过选择合理的搜索半径,减少了搜索次数,相对于最大似然检测,接收机得到一定简化。文献[7]提出了一种新的空间调制球形译码算法,进一步降低接收机复杂度。然而大多数空间调制的文献,只探讨了该技术在简单的单载波(single carrier, SC)系统中的应用,文献[8]将空间调制技术与正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统相结合,验证了其可行性,并且在性能

收稿日期: 2013-02-03; 修回日期: 2013-04-08

基金项目: 国家自然科学基金(61101101); 国家科技重大专项(2010ZX03001-002-01); 国家级科技重点实验室基金(9140C020404110C02)

作者简介: 何旭(1969-),男,副教授,主要从事移动通信信号处理及实现方面研究。

上优于传统的VBLAST-MIMO-OFDM系统。

在LTE的上行链路中, 采用单载波频分多址(single carrier frequency division multiple access, SC-FDMA)<sup>[9]</sup>技术, 该技术又称为扩展的OFDM技术, 在发端IFFT处理之前, 先进行DFT变换, 有效地抑制了OFDM系统普遍存在的峰值平均功率比(peak-to-average power ratio, PAPR)较高的问题。在子载波映射时, 对应于集中式的分配与交织式的分配, SC-FDMA系统又可以分为集中频分多址(localized frequency division multiple access, LFDMA)与交织频分多址(interleave frequency division multiple access, IFDMA)。

此前针对空间调制系统的研究中没有涉及SC-FDMA系统, 而在该系统下, 传统的空间调制检测算法都不适用。本文将空间调制技术与IFDMA系统结合起来, 阐述了其系统模型, 提出了一种基于QR分解的检测算法, 并在此基础上给出一种低复杂

度检测算法。经过仿真验证, 新算法能在性能和复杂度之间达到较为理想的平衡。

### 1 系统模型

基于空间调制的IFDMA系统框图如图1所示。输入比特首先通过空间调制模块进行星座点映射, 空间调制有别于传统的二维星座点调制方式, 它将天线序号作为第三个维度——空间维度引入到调制中, 如图中的空间调制映射表所示, 每3个输入比特被分为两部分, 前2个比特确定承载信息的发射天线序号, 第3个比特决定该天线上传输的调制符号。当输入比特为“011”时, 前两个比特“01”对应于第2根发射天线; 第3个比特“1”根据传统的BPSK调制, 得到“+1”的调制符号, 所以此时第2根天线上承载了“+1”的符号信息, 而其他3根天线暂时处于空闲状态。

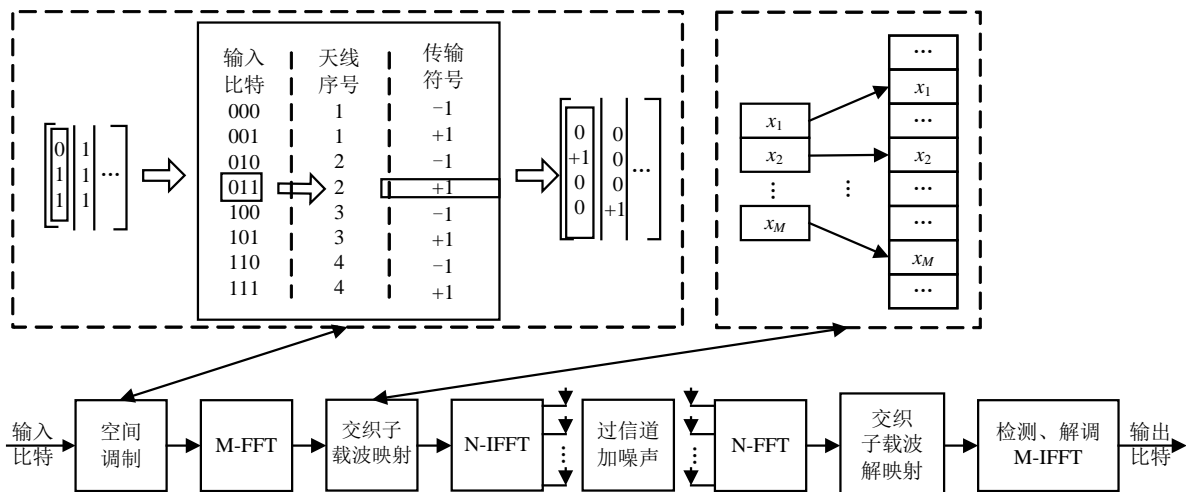


图1 空间调制交织频分多址系统的结构框图

通常, 假设发射天线有  $N_T$  根, 并采用  $L$ -QAM 调制, 那么空间调制的等效传输率为:

$$n = \log_2(N_T L) \tag{1}$$

其中, 比特( $\log_2(N_T)$ )并未在信道中实际传输, 而是“隐含”在天线过程的选取中, 接收端如果准确估计出对应时刻用于传输符号的发射天线符号, 则能恢复出这一部分的比特信息。

空间调制之后, 符号矢量经过  $M$  点的FFT处理, 转换到频域空间上, 再经过交织式的子载波映射方式, 映射到对应的各个子载波上。如图1所示, 某个用户的频域传输符号被等间隔地映射到  $N$  个子载波中的  $M$  个。当每个用户均完成了子载波映射过程, 则对所有子载波进行  $N$  点的IFFT, 恢复为时域符号, 并分配到每根发射天线上进行发送。

经过衰落信道与加性高斯白噪声信道之后, 接收矢量再经过  $N$  点FFT转换到频域, 有:

$$Y = HFx + N \tag{2}$$

式中,  $Y$  为接收矢量的频域形式;  $F$  为等效FFT变换矩阵;  $x$  为发射端时域符号矢量;  $N$  为加性高斯白噪声矢量。

再进行交织式的子载波解映射, 将各个用户对应的子载波提取出来, 分别进行检测与解调, 并通过  $M$  点IFFT恢复到时域, 得到发端数据的估计值。

### 2 检测算法

传统的空间调制检测算法只适用于单载波(SC)系统以及正交频分复用(OFDM)系统; 而对于IFDMA系统, 由于空间调制的处理过程在时域, 而

检测模块在频域对数据进行恢复。考虑到每一个时域符号都是由所有频域等效符号共同决定的,而现有的空间调制检测算法均要求检测域与调制域相同,否则计算复杂度将极其巨大,无法在实际中应用。

本文提出的检测算法有别于传统方法,该算法在接收端根据信道的频域响应以及等效频域接收矢量,运用QR分解进行运算量简化,并逐个检测恢复出时域符号。

## 2.1 检测算法

在接收端获得的等效频域矢量可以表示为:

$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{N}$ , 经过子载波解映射后, 获得第 $k$ 个用户的接收矢量为:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{F}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{N}_k \quad (3)$$

然后对等效矩阵  $\mathbf{H}_k \mathbf{F}_k$  进行QR分解, 根据矩阵理论, QR分解后会得到两个矩阵: 酉矩阵 $\mathbf{Q}$ 和上三角矩阵 $\mathbf{R}$ :

$$\mathbf{H}_k \mathbf{F}_k = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (4)$$

将 $\mathbf{Q}$ 的共轭转置矩阵与该用户的接收矢量 $\mathbf{Y}_k$ 相乘, 得到:

$$\mathbf{Y}'_k = \mathbf{Q}^H \mathbf{Y}_k = \mathbf{Q}^H (\mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{x}_k + \mathbf{N}_k) = \mathbf{R}\mathbf{x}_k + \mathbf{N}'_k \quad (5)$$

式中,  $\mathbf{Y}'_k = [\mathbf{Y}'_{k,1}, \mathbf{Y}'_{k,2}, \dots, \mathbf{Y}'_{k,M}]^T$ ,  $\mathbf{Y}'_{k,1}$  为 $\mathbf{Y}'_k$ 的前 $N_T$ 个符号,  $\mathbf{Y}'_{k,M}$  为 $\mathbf{Y}'_k$ 的最后 $N_T$ 个符号; 以此类推,  $\mathbf{Y}'_k$ 被分成 $M$ 段, 每段均包含 $N_T$ 个符号。另外, 向量  $\mathbf{x}_k = [\mathbf{x}_{k,1}, \mathbf{x}_{k,2}, \dots, \mathbf{x}_{k,M}]^T$ ;  $\mathbf{N}'_k = [\mathbf{N}'_{k,1}, \mathbf{N}'_{k,2}, \dots, \mathbf{N}'_{k,M}]^T$ ;

矩阵  $\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{1,1} & \mathbf{R}_{1,2} & \dots & \mathbf{R}_{1,M} \\ 0 & \mathbf{R}_{2,2} & \dots & \mathbf{R}_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{R}_{M,M} \end{bmatrix}$ , 其中  $\mathbf{R}_{i,j} \in \mathbb{C}^{N_T \times N_T}$ 。

首先根据 $\mathbf{Y}'_{k,M}$ 恢复 $\mathbf{x}_k$ 的最后 $N_T$ 个数据( $\mathbf{x}_{k,M}$ ), 考虑到 $\mathbf{R}$ 矩阵上三角矩阵的特性, 即需要求解:

$$\mathbf{Y}'_{k,M} = \mathbf{R}_{M,M} \mathbf{x}_{k,M} + \mathbf{N}'_{k,M} \quad (6)$$

式(6)可根据最大似然准则进行恢复, 考虑到空间调制的特点,  $\mathbf{x}_{k,M}$ 中必然只有一个非零元素, 而采用不同的发射天线进行数据传输所对应的等效信道矩阵也是不尽相同, 在本文算法中, 该组符号按下式进行恢复:

$$(u', s') = \arg \min_{1 \leq u' \leq N_T, s' \in \mathcal{S}} \left\| \mathbf{Y}'_{k,M} - \mathbf{R}_{M,M}^u s' \right\|^2 \quad (7)$$

式中,  $u'$ 与 $s'$ 分别为估计得到的发射天线的序号与调制符号;  $\mathcal{S}$ 表示所有可能的调制星座点集合, 且  $\mathbf{R}_{M,M}^u = \mathbf{R}_{M,M} \begin{bmatrix} 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T$ , 再按照空间调制的映射规则进行解映射, 即可得到输入比特的估计值。

然后检测恢复 $\mathbf{x}_{k,M-1}$ , 即求解:

$$\mathbf{Y}'_{k,M-1} = \mathbf{R}_{M-1,M-1} \mathbf{x}_{k,M-1} + \mathbf{R}_{M-1,M} \mathbf{x}_{k,M} + \mathbf{N}'_{k,M-1} \quad (8)$$

由于已得到了最后 $N_T$ 个符号的估计值  $\bar{\mathbf{x}}_{k,M} = \begin{pmatrix} 0, \dots, s', \dots, 0 \end{pmatrix}$ , 所以将其对 $\mathbf{x}_{k,M-1}$ 的干扰消去:

$$\mathbf{Y}''_{k,M-1} = \mathbf{Y}'_{k,M-1} - \mathbf{R}_{M-1,M} \bar{\mathbf{x}}_{k,M} = \mathbf{R}_{M-1,M-1} \mathbf{x}_{k,M-1} + \mathbf{R}_{M-1,M} (\mathbf{x}_{k,M} - \bar{\mathbf{x}}_{k,M}) + \mathbf{N}'_{k,M-1} \quad (9)$$

如果最后 $N_T$ 个符号估计准确, 则 $\mathbf{x}_{k,M} = \bar{\mathbf{x}}_{k,M}$ , 式(9)可简化为:

$$\mathbf{Y}''_{k,M-1} = \mathbf{R}_{M-1,M-1} \mathbf{x}_{k,M-1} + \mathbf{N}'_{k,M-1} \quad (10)$$

考虑到式(9)与式(6)在形式上统一, 可以采用类似式(7)的方法恢复 $\mathbf{x}_{k,M-1}$ 的信息。然后依次倒序检测 $\mathbf{x}_k$ 的其他符号, 每次检测时都先将已检测出的符号所引起的干扰消去, 再行检测, 直到所有符号均完成检测。

## 2.2 低复杂度的检测算法

上述给出的检测算法, 由于穷尽搜索了所有的天线序号以及调制星座点的可能组合, 因此复杂度极高, 且随着调制阶数的上式而呈指数级增长。因此本节在上述检测算法的基础上, 对符号检测步骤进行了一定的简化, 降低了接收机的复杂度, 算法描述如下。

与之前的方法类似, 对等效信道矩阵进行QR分解, 并得到接收矢量 $\mathbf{Y}'_k$ 。接下来在每次对 $N_T$ 个符号进行检测恢复时采用如下步骤:

1) 用 $\mathbf{R}_{i,i}$ 每一列的伪逆 $(\mathbf{R}_{i,i}^u)^+$ 与 $\mathbf{Y}'_{k,i}$ 相乘, 获得不同发射天线序号所对应的解调星座点 $r_u$ :

$$r_u = Q((\mathbf{R}_{i,i}^u)^+ \cdot \mathbf{Y}'_{k,i}) \quad (11)$$

式中,  $Q(b)$ 类似于解调, 即在调制星座图中寻找与符号 $b$ 欧式距离最近的星座点;  $u=1, 2, \dots, N_T$ 。

2) 再根据下式获得最终的天线序号 $u'$ 与调制符号 $s'$ 的估计值:

$$u' = \arg \min_{u=1, 2, \dots, N_T} \left\| \mathbf{Y}'_{k,i} - \mathbf{R}_{i,i}^u r_u \right\|^2 \quad (12)$$

$$s' = r_{u'} \quad (13)$$

如此, 发射天线序号与调制星座点都获得了相应的估计值, 当没有噪声时, 该估计值即为发射端在该时刻实际用于传输的天线序号以及星座点。后续再根据空间调制的映射表, 恢复输入比特。

在该算法中, 搜索次数大幅降低, 式(12)的运算量只与发射天线的数量有关, 而在上节的算法中, 搜索次数不仅与天线数量相关, 还与调制星座点数相关, 因而本节提出的算法复杂度更低。

### 3 仿真结果

本节给出基于蒙特卡洛方法的仿真结果, 以比较两种算法在空间调制IFDMA系统下的性能。在仿真中, 共有256个子载波, 每个用户占用64个子载波, 子载波间隔为15 kHz, 并采用2发2收与4发4收的天线配置, BPSK的调制方式, 信道按照LTE标准中的扩展车载A信道模型搭建。

如图2所示, 在2发2收的SM-IFDMA系统中, 两种算法均能获得较为理想的性能, 其中低复杂度的检测算法与QR分解新算法的性能一致, 主要是由于空间调制的特殊性, 可以将其理解为一个特殊的单数据流系统, 因而采用基于子信道伪逆求解获得的天线序号与调制符号的估计值, 与最大似然获得的结果一致。

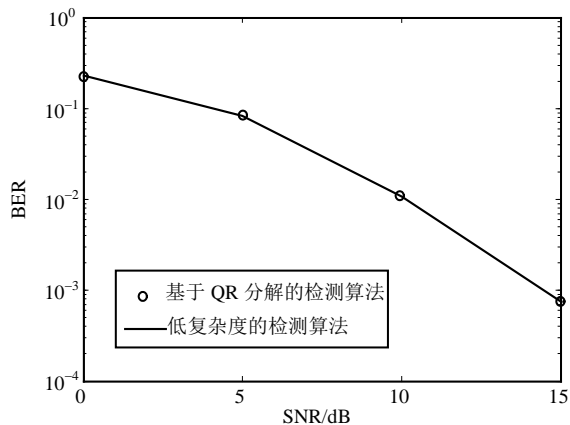


图2 2发2收SM-IFDMA信号检测性能仿真

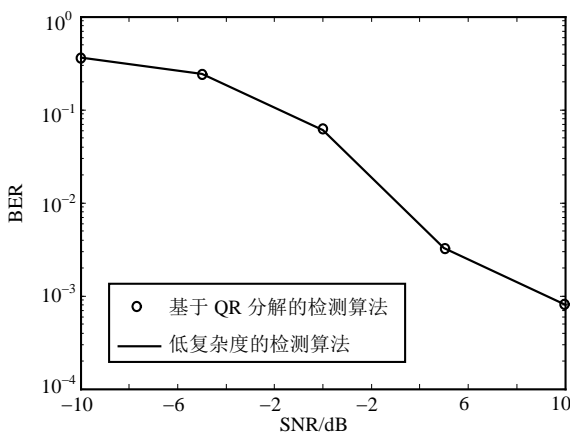


图3 4发4收SM-IFDMA信号检测性能仿真

如图3所示, 在4发4收的SM-IFDMA系统中, 两种算法的BER性能比较与2发2收系统的结果类似,

两种提出的检测算法依然获得了相同的系统性能, 并且第二种算法大幅降低了接收机的复杂度。综合仿真结果看, 第二种低复杂度的信号检测算法可以在性能和复杂度之间达到较为理想的平衡。

### 4 结论

本文考虑了空间调制的多址设计, 并首次将其与交织频分多址构建了SM-IFDMA的系统模型。针对上述模型, 提出了一种基于信道QR分解的信号检测算法, 该检测算法能够有效地降低计算复杂度, 且不会影响传输性能。最后, 本文通过数值仿真, 证明了第二种SM-IFDMA信号检测算法在性能和复杂度之间可以达到较为理想的平衡。

#### 参考文献

- [1] MESLEH R, HAAS H, AHN C W, et al. Spatial modulation-a new low complexity spectral efficiency enhancing technique[C]//IEEE CHINACOM'06. [S.l.]: IEEE, 2006.
- [2] FOSCHINI G. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. Bell Labs Technical Journal, 1996(2): 41-59.
- [3] MESLEH R, HASS H, SINANOVIC S, et al. Spatial modulation[J]. IEEE Trans Veh Technol, 2008, 57(4): 2228-2241.
- [4] RENZO M D, HASS H. Performance analysis of spatial modulation[C]//IEEE CHINACOM'10. [S.l.]: IEEE, 2010.
- [5] YOUNIS A, MESLEH R, HASS H, et al. Reduced complexity sphere decoder for spatial modulation detection receivers[C]//Proc IEEE GLOBECOM'2010. [S.l.]: IEEE, 2010.
- [6] HASSIBI B, VIKALO H. On the sphere-decoding algorithm I. expected complexity[J]. IEEE Trans. Signal Process, 2005, 53(8): 2806-2818.
- [7] YOUNIS A, RENZO M D, MESLEH R, et al. Sphere decoding for spatial modulation[C]//Proc IEEE ICC. [S.l.]: IEEE, 2011.
- [8] YANG P, XIAO Y, ZHOU B, et al. Initial performance evaluation of spatial modulation OFDM in LTE-based systems[C]//Proc IEEE CHINACOM'2011. [S.l.]: IEEE, 2011.
- [9] PRIYANTO B E, CODINA H, RENE S, et al. Initial performance evaluation of DFT-spread OFDM based SC-FDMA for UTRA LTE uplink[C]//Proc VTC2007-Spring. [S.l.]: Spring, 2007.

编辑 税红