

# 基于混合波束赋形的室内毫米波 MIMO 系统性能分析

冯子奇, 牛 勇, 苏 厉, 金德鹏

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

**摘 要:** 混合波束赋形在射频模拟域波束赋形的基础上, 通过在基带实现数字域波束赋形来进一步提高数据速率. 本文针对基于混合波束赋形的室内毫米波 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 系统进行性能分析, 分别评估了迫零 (Zero Force, ZF) 接收机、最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 接收机以及匹配滤波 (Matched Filter, MF) 接收机在基于码本的最优波束选择下的传输速率, 并对接收机在不同的信道环境下进行性能评估. 仿真结果表明, 无论视距 (Line-Of-Sight, LOS) 传播路径是否被遮挡, MMSE 接收机和 ZF 接收机在总发射功率较高时均具有接近容量的性能; 在总发射功率较低时 MMSE 接收机的性能则略优于 ZF 接收机. 相反, MF 接收机始终保持较差的性能. 系统可根据总发射功率大小以及接收机的实现复杂度来选取合适的接收机. 本文所研究的系统可应用于实际室内无线个域网 (Wireless Personal Area Networks, WPAN) 以实现高速短距无线通信.

**关键词:** 毫米波通信; MIMO; 混合波束赋形; 性能分析

**中图分类号:** TN928      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2017)06-1281-07

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.06.001

## Performance Analysis of the Hybrid Beamforming Based Indoor Millimeter Wave MIMO System

FENG Zi-qi, NIU Yong, SU Li, JIN De-peng

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

**Abstract:** Hybrid beamforming increases data rate through digital beamforming in baseband and analog beamforming in radio frequency. In order to analyze the capacity of indoor millimeter wave multiple input multiple output (MIMO) system based on hybrid beamforming, we investigate the zero force (ZF) receiver, the minimum mean square error (MMSE) receiver, and the matched filter (MF) receiver to obtain the data rate of the system under the optimal codebook-based beam selection in different circumstances. Simulation results show that whether the line-of-sight path is blocked, both the MMSE receiver and the ZF receiver achieve the performance which is close to the capacity under high total transmit power; under low total transmit power, the performance of the MMSE receiver is slightly better than the ZF receiver. However, the MF receiver shows poor performance. The system could adopt suitable receiver according to total transmit power and the complexity of receiver. The practical indoor wireless personal area networks (WPAN) could achieve high data rate short-distance wireless communications by applying the system we investigated in this paper.

**Key words:** millimeter wave communication; multiple input multiple output (MIMO); hybrid beamforming; performance analysis

### 1 引言

随着多媒体应用的发展和用户体验需求的上升,

人们对高清视频流、云端接入、虚拟显示等无线个域网 (Wireless Personal Area Network, WPAN) 业务的需求越来越大<sup>[1]</sup>. 60GHz 毫米波 (下简称毫米波) 通信作为一

收稿日期: 2015-12-24; 修回日期: 2016-03-30; 责任编辑: 覃怀银

基金项目: 国家 863 计划课题 (No. 2015AA01A706); 清华大学自主科研课题 (No. 20161080089); 自然科学基金重大研究计划课题 (No. 91338102)

种新兴的通信技术被广泛研究和关注<sup>[2-4]</sup>. 与传统无线通信技术相比,毫米波通信具有丰富的频谱资源,并且在在工作频段允许较大的发射功率,为实现千兆传输速率提供了足够的条件<sup>[1]</sup>. 但是,由于超高的通信频段,毫米波无线通信面临着传播损耗高的问题<sup>[5]</sup>.

为了弥补传播损耗,毫米波通信利用方向性天线实现波束赋形来改善链路质量<sup>[1]</sup>. 为了进一步提升毫米波链路质量,波束赋形技术的研究热点已经逐渐从模拟域波束赋形转移到混合波束赋形<sup>[6-8]</sup>,该项技术已被下一代毫米波国际标准 IEEE 802.11ay 采用. 混合波束赋形在射频采用模拟域波束赋形生成定向波束,构建等效 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 信道;在基带实现数字域波束赋形以应用信道估计或奇异值分解 (Singular Value Decomposition, SVD) 等 MIMO 技术. 该技术能在复杂度增加很小的情况下能显著提高链路传输速率.

已有工作中,文献[6]提出了毫米波混合波束赋形结构,对室内毫米波 MIMO 系统进行性能分析. 该文评估了不同天线阵列规模下的信道容量以及在 MMSE 接收机下的信道速率,但在预编码中没有使用基于固定码本的模拟域波束赋形技术. 文献[7]提出混合波束赋形中数字域和模拟域编码矩阵的计算方法,并对系统性能进行评估. 进一步,文献[8]提出混合波束赋形中模拟域波束赋形的几种波束选择算法,评估了各种算法的性能. 但是,文献[7,8]并没有考虑系统在不同接收机下的性能.

就目前而言,关于混合波束赋形对不同接收机的性能的研究工作相对缺乏,因此本文将针对基于混合波束赋形的室内毫米波 MIMO 系统进行研究,在不同传输环境下探讨其在迫零 (Zero Force, ZF) 接收机、最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 接收机以及匹配滤波 (Matched Filter, MF) 接收机下的性能表现.

## 2 系统模型

### 2.1 室内 MIMO 信道模型

假设所研究系统的信道模型为平坦衰落 MIMO 信道<sup>[6]</sup>,信号可以通过视距 (Line-Of-Sight, LOS) 和非视距 (Non-Line-Of-Sight, NLOS) 传播路径进行传输,并且考虑只存在一阶墙面反射径的情况,则在室内环境下信道矩阵  $\mathbf{H}$  可以用以下公式来表示<sup>[9]</sup>:

$$\mathbf{H} = a_1^b \mathbf{e}_r(\omega_{r1}) \mathbf{e}_t(\omega_{t1})^* + \sum_{i=2}^5 a_i^b \mathbf{e}_r(\omega_{ri}) \mathbf{e}_t(\omega_{ti})^* \quad (1)$$

图 1 给出在  $10\text{m} \times 8\text{m}$  的室内空间里,将发射端置于  $(2\text{m}, 4\text{m})$ ,接收端置于  $(4\text{m}, 6\text{m})$  所得到的传输路径示例.

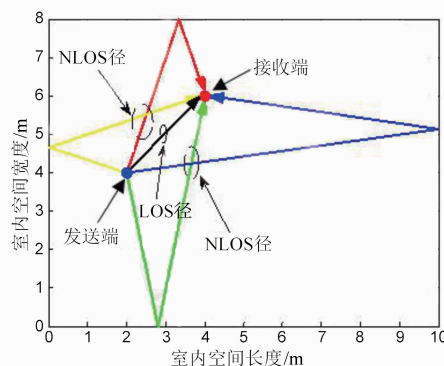


图1 信号传输路径图

$$a_i^b = a_i \sqrt{N_t N_r} \exp\left(-\frac{j2\pi d^{(i)}}{\lambda_c}\right) \quad (2)$$

对于 LOS 径和一阶墙面反射径,其中  $N_t$  和  $N_r$  分别为发送端和接收端的天线单元个数.  $d^{(i)}$  为发射天线与接收天线沿路径  $i$  的距离,  $a_i = \lambda_c / 4\pi d^{(i)}$  为路径的衰减,  $\lambda_c$  为载波波长.  $\mathbf{e}_t(\omega_t)$  和  $\mathbf{e}_r(\omega_r)$  分别是发送方向  $\omega_t = \cos\varphi_t$  和接收方向  $\omega_r = \cos\varphi_r$  上的单位空间特征图,  $\varphi_t$  和  $\varphi_r$  分别为路径的入射角和接收角,  $\mathbf{A}^*$  表示对矩阵  $\mathbf{A}$  进行共轭转置. 单位空间特征图可以统一表示为以下形式<sup>[9]</sup>:

$$\mathbf{e}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j2\pi\Delta\omega) \\ \exp(-j2\pi2\Delta\omega) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi(N-1)\Delta\omega) \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中  $N$  为天线单元个数,  $\Delta$  为归一化天线间隔.

### 2.2 模拟波束赋形码本设计

模拟波束赋形是指在发送端利用发送权重矢量对射频信号进行加权,通过不同天线单元发送到自由空间;在接收端,信号被各个天线单元接收,通过接收权重矢量进行加权求和,最后下变频到基带进行处理<sup>[10]</sup>. 基于固定码本的波束切换型波束赋形算法是现今主流的射频波束赋形技术. 本文将采用 IEEE 802.15.3 标准所规定的波束赋形码本,该码本不对信号幅度进行调整,而只作间隔为 90 度的移相操作. 算法实现简单,并满足低功耗、低复杂度等要求<sup>[11]</sup>.

在 IEEE 802.15.3 标准中,一维均匀线性阵列 (Uniform Linear Array, ULA) 的码本定义为  $\mathbf{W} \in \mathbf{C}^{N \times K}$ ,其中  $K$  为波束个数. 码本中的元素  $W(m, k)$  表示生成序号为  $k$  的波束时,对序号为  $m$  的天线单元的加权重值,可以用以下公式表示<sup>[3]</sup>:

当  $N \leq K$  时,

$$\begin{aligned} W(m, k) &= j^{\lfloor \frac{m \times \text{mod}(k + (K/2), K)}{K/4} \rfloor}, m = 0, \dots, N-1; k = 0, \dots, K-1 \end{aligned} \quad (4)$$

当  $N = 2K$  时,

$$W(m, k) = \begin{cases} (-j)^{\text{mod}(m, K)}, & m = 0, \dots, N-1; k = 0 \\ j^{\text{floor}\{\frac{m \times \text{mod}(k + (K/2), K)}{K/4}\}}, & m = 0, \dots, N-1; k = 1, \dots, K-1 \end{cases} \quad (5)$$

其中 floor 表示下取整函数, mod 为求余函数. 因而, 以码本的第  $k$  列为权重矢量所生成的波束在极化角为  $\theta$  方向上的天线增益可以表示为<sup>[12]</sup>

$$A_k(\theta) = \sum_{m=0}^{N-1} W(m, k) e^{j2\pi m \Delta \cos \theta} \quad (6)$$

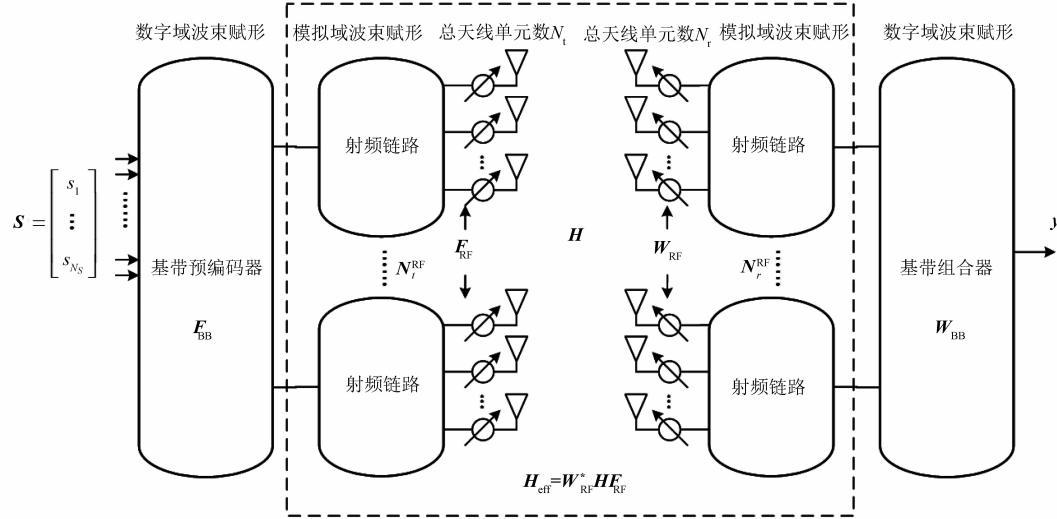


图2 混合波束赋形系统结构图

### 2.3 毫米波混合波束赋形

毫米波混合波束赋形的系统结构如图2所示.  $s \in \mathbf{C}^{N_s \times 1}$  为数据矢量,  $N_s$  为数据流数. 经过发送端数字基带和模拟射频域的预编码后, 传输信号矢量  $x \in \mathbf{C}^{N_t \times 1}$  可以表示为

$$x = F_{RF} F_{BB} s \quad (7)$$

其中  $F_{BB} \in \mathbf{C}^{N_t \times N_s}$  为发送端数字基带预编码(数字波束赋形)矩阵,  $F_{RF} \in \mathbf{C}^{N_t \times N_t^{RF}}$  为发送端模拟波束赋形编码矩阵. 为了实现多数据流通信, 发送端射频链路数  $N_t^{RF}$  应满足  $N_s \leq N_t^{RF} \leq N_t$ . 经过接收端处理, 得到的接收信号矢量  $y \in \mathbf{C}^{N_r \times 1}$  可以表示为<sup>[7]</sup>

$$y = W_{BB}^* W_{RF}^* H F_{RF} F_{BB} s + W_{BB}^* W_{RF}^* n \quad (8)$$

其中  $W_{BB} \in \mathbf{C}^{N_r \times N_s}$  为接收端数字基带编码(数字波束赋形)矩阵,  $W_{RF} \in \mathbf{C}^{N_r \times N_r^{RF}}$  为接收端模拟波束赋形的编码矩阵. 为了实现多数据流通信, 接收端射频链路数  $N_r^{RF}$  应满足  $N_s \leq N_r^{RF} \leq N_r$ . 另外,  $H \in \mathbf{C}^{N_r \times N_t}$  为系统的信道矩阵,  $n \in \mathbf{C}^{N_r \times 1}$  为 0 均值、 $N_0 I_{N_r}$  协方差的加性复高斯白噪声.  $N_0$  为噪声功率,  $I_{N_r}$  为  $N_r \times N_r$  单位矩阵. 模拟域的波束赋形编码矩阵  $W_{RF}$  和  $F_{RF}$  可以分别表示为

$$W_{RF} = \begin{bmatrix} w_{i_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & w_{i_2} & \vdots & \vdots \\ \dots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & w_{i_{N_r^{RF}}} \end{bmatrix}, i_1, i_2, \dots, i_{N_r^{RF}} \in \{1, \dots, C_{\text{beam}, \text{Rx}}\} \quad (9)$$

$$F_{RF} = \begin{bmatrix} w_{j_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & w_{j_2} & \vdots & \vdots \\ \dots & \dots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & w_{j_{N_t^{RF}}} \end{bmatrix}, j_1, j_2, \dots, j_{N_t^{RF}} \in \{1, \dots, C_{\text{beam}, \text{Tx}}\} \quad (10)$$

其中  $w_i$  表示所选码本的第  $i$  列向量,  $C_{\text{beam}, \text{Rx}}$  和  $C_{\text{beam}, \text{Tx}}$  分别是接收端和发送端每个天线阵列的码本大小. 经过模拟波束赋形, 有效信道矩阵可以表示成

$$H_{\text{eff}}(i_1, i_2, \dots, i_{N_r^{RF}}, j_1, j_2, \dots, j_{N_t^{RF}}) = W_{RF}^* H F_{RF} = \begin{bmatrix} h_{11}(i_1, j_1) & \dots & h_{1N_t^{RF}}(i_1, j_{N_t^{RF}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r^{RF}1}(i_{N_r^{RF}}, j_1) & \dots & h_{N_r^{RF}N_t^{RF}}(i_{N_r^{RF}}, j_{N_t^{RF}}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$H_{\text{eff}} \in \mathbf{C}^{N_r^{RF} \times N_t^{RF}}$  可以看作从基带看去的等效 MIMO 矩阵. 其中,  $h_{mn}(i, j)$  表示第  $m$  个接收阵列和第  $n$  个发送阵列经过序号为  $i$  和  $j$  的波束选择后所获得的信道增益. 在信道容量计算时, 数字域的编码矩阵  $W_{BB}$  和  $F_{BB}$  分别是  $H_{\text{eff}}$  做奇异值分解(SVD)后的酉矩阵  $U$  和  $V$ .

### 3 性能评估方案

本节将详细介绍用于分析毫米波 MIMO 系统的各种性能评估方案. 我们首先介绍通过 SVD 分解和注水功率分配算法得到的信道容量, 然后分析匹配滤波(MF)接收机、迫零(ZF)接收机以及最小均方误差(MMSE)接收机下的信道传输速率. 最后介绍本文分析

所采用的波束选择策略.

### 3.1 信道容量

首先,我们对式(11)所得到的有效信道矩阵  $\mathbf{H}_{\text{eff}}$  进行 SVD 分解,得到

$$\mathbf{H}_{\text{eff}} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^* \quad (12)$$

其中  $\mathbf{U} \in \mathbf{C}^{N_r^{\text{RF}} \times N_r^{\text{RF}}}$ ,  $\mathbf{V} \in \mathbf{C}^{N_s^{\text{RF}} \times N_s^{\text{RF}}}$  为酉矩阵.  $\mathbf{\Sigma}_{\text{BB}} \in \mathbf{R}^{N_s^{\text{RF}} \times N_s^{\text{RF}}}$  是对角线元素为非负实数、其它元素均为零的矩阵,且对角线元素  $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_{N_s^{\text{RF}}}$  为矩阵  $\mathbf{H}_{\text{eff}}$  的奇异值,其中  $N_{\text{min}}^{\text{RF}} = \min(N_r^{\text{RF}}, N_s^{\text{RF}})$  为非零奇异值个数. 为了充分利用信道,我们设  $N_{\text{min}}^{\text{RF}} = N_s$ , 记  $\mathbf{\Sigma}_{N_s} \in \mathbf{R}^{N_s \times N_s}$  为  $\mathbf{\Sigma}$  前  $N_s$  行和  $N_s$  列所组成的对角阵. 式(8)可以重新写为

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Sigma}_{N_s} \mathbf{s} + \mathbf{W}_{\text{BB}}^* \mathbf{W}_{\text{RF}}^* \mathbf{n} = \mathbf{\Sigma}_{N_s} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (13)$$

其中  $\tilde{\mathbf{n}} \in \mathbf{C}^{N_s \times 1}$  为经过接收端编码后的 0 均值、 $N_0 \mathbf{I}_{N_s}$  协方差的加性复高斯白噪声. 上式可以分解为并行子信道形式表示,

$$y_i = \sigma_i s_i + \tilde{n}_i, i = 1, 2, \dots, N_s \quad (14)$$

其中  $y_i$  为第  $i$  路输出信号,  $s_i$  为第  $i$  路数据,  $\tilde{n}_i$  为第  $i$  路经过接收端编码后的加性复高斯白噪声. 由于每个非零奇异值信道能够支持一路数据流, MIMO 信道能够支持多路数据流的空间复用. 然后,系统的信道容量可以由容量公式计算得到

$$C = \sum_{i=1}^{N_s} \log\left(1 + \frac{P_i \sigma_i^2}{N_0}\right) \quad (15)$$

其中  $P_1, P_2, \dots, P_{N_s}$  为每个信道所分配的功率,该功率服从注水功率分配策略<sup>[6]</sup>,即

$$P_i = \left(\mu - \frac{N_0}{\sigma_i^2}\right)^+, \sum_{i=1}^{N_s} P_i = P_T \quad (16)$$

其中  $a^+$  表示  $\max(0, a)$ . 通过选择  $\mu$  使功率满足总功率约束  $P_T$ . 若  $(\mu - N_0/\sigma_i^2) < 0$ , 则该信道不分配功率.

### 3.2 MF 接收机

令  $\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{N_s}$  为矩阵  $\mathbf{H}_{\text{eff}}$  的前  $N_s$  列, 则对于 MF 接收机, 第  $k$  路数据流通过  $\mathbf{h}_k^*$  进行匹配滤波. 因而, 第  $k$  路数据流的干扰和噪声可以表示成<sup>[9]</sup>

$$I_{\text{MF}}^k = \sum_{i \neq k}^{N_s} \frac{\mathbf{h}_k^* \mathbf{h}_i}{\|\mathbf{h}_k\|} s_i + \mathbf{h}_k^* \tilde{\mathbf{n}} \quad (17)$$

因此, 该路数据流干扰和噪声的方差为

$$\text{Var}(I_{\text{MF}}^k) = \sum_{i \neq k}^{N_s} \left\| \frac{\mathbf{h}_k^* \mathbf{h}_i}{\|\mathbf{h}_k\|} \right\|^2 P_i + N_0 \quad (18)$$

因此, 匹配滤波接收机下获得的输出信干噪比 (Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR) 为

$$\text{SINR}_{\text{MF}}^k = \frac{\|\mathbf{h}_k\|^2 P_k}{\sum_{i \neq k}^{N_s} \left\| \frac{\mathbf{h}_k^* \mathbf{h}_i}{\|\mathbf{h}_k\|} \right\|^2 P_i + N_0} \quad (19)$$

采用 MF 接收机的信道总速率为各个数据流速率之和, 即

$$R_{\text{MF}} = \sum_{k=1}^{N_s} \log(1 + \text{SINR}_{\text{MF}}^k) \quad (20)$$

从文献[9]可以知道, 在总发射功率较高时, 与加性高斯白噪声相比, 数据流间的干扰起着主导作用, 此时 MF 接收机性能较差; 在总发射功率较低时, 数据流间的干扰影响很小, 因此 MF 接收机展现出较好的性能.

### 3.3 ZF 接收机

考虑第  $k$  路数据流, ZF 接收机消除数据流之间干扰的思想是, 将接收信号  $\mathbf{y}$  投影到与矩阵  $\mathbf{H}_{\text{eff}}$  的列向量  $\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2, \dots, \mathbf{h}_{k-1}, \mathbf{h}_{k+1}, \dots, \mathbf{h}_{N_s}$  张成的空间相互垂直的子空间. 设该空间为  $\mathbf{L}_k$  且维数为  $m_k$ , 则投影运算可以用  $m_k \times N_r^{\text{RF}}$  矩阵  $\mathbf{Q}_k$  表示,  $\mathbf{Q}_k$  的各列构成了  $\mathbf{L}_k$  的标准正交基. 经过投影运算后, 若  $\mathbf{h}_k$  不能被  $\mathbf{H}_{\text{eff}}$  的其余各列线性表示, 说明数据流之间的干扰得到消除. 然后, 利用匹配滤波器与  $\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k$  相匹配, 得到输出信号. 此时的输出信噪比为

$$\text{SNR}_{\text{ZF}}^k = \frac{P_k \|\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k\|^2}{N_0} \quad (21)$$

最终获得采用 ZF 接收机的信道总速率为

$$R_{\text{ZF}} = \sum_{k=1}^{N_s} \log(1 + \text{SNR}_{\text{ZF}}^k) \quad (22)$$

从文献[9]可以知道, 与 MF 接收机相比, 由于 ZF 接收机能够完全消除数据流之间干扰, 因此在干扰占主导的总发射功率较高的情况下能有更好表现; 而在噪声占主导的总发射功率较低的情况下, ZF 接收机的性能则不及 MF 接收机, 这是由于投影运算不会增加矢量的长度, 引入投影运算  $\mathbf{Q}_k$  后使得  $\|\mathbf{Q}_k \mathbf{h}_k\| \leq \|\mathbf{h}_k\|$ , 从而降低各路数据流的速率.

### 3.4 MMSE 接收机

MMSE 接收机是 MF 接收机和 ZF 接收机的一种折中, 该接收机在低信噪比和高信噪比时均能获得接近最优的性能. MMSE 接收机的思想是, 先对数据流的干扰和噪声 (即有色噪声) 进行白化处理, 然后将输出投影到输入方向上即可实现最大输出信噪比.

考虑第  $k$  路数据流的有效信道

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_k s_k + \mathbf{I}_{\text{MMSE}}^k \quad (23)$$

其中  $\mathbf{I}_{\text{MMSE}}^k = \sum_{i \neq k}^{N_s} \mathbf{h}_i s_i + \mathbf{W}_{\text{RF}}^* \mathbf{n}$  为该路数据流的干扰和噪声, 其协方差矩阵为

$$\mathbf{D}_k = N_0 \mathbf{I}_{N_r^{\text{RF}}} + \sum_{i \neq k}^{N_s} P_i \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^* \quad (24)$$

对输出  $\mathbf{y}$  进行线性变换  $\mathbf{D}_k^{-1/2}$ , 使  $\tilde{\mathbf{I}}_{\text{MMSE}}^k = \mathbf{D}_k^{-1/2} \mathbf{I}_{\text{MMSE}}^k$  化为白噪声, 然后再投影到  $\mathbf{D}_k^{-1/2} \mathbf{h}_k$  方向上, 得到该路数据流的 MMSE 接收机<sup>[9]</sup>

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{D}_k^{-1} \mathbf{h}_k \quad (25)$$

因此,可得该路数据流的 SINR 为

$$\text{SINR}_{\text{MMSE}}^k = P_k \mathbf{h}_k^* \mathbf{D}_k^{-1} \mathbf{h}_k \quad (26)$$

最终获得采用 MMSE 接收机的信道总速率为

$$R_{\text{MMSE}} = \sum_{k=1}^{N_s} \log(1 + \text{SINR}_{\text{MMSE}}^k) \quad (27)$$

MMSE 接收机兼具 MF 接收机和 ZF 接收机的优点,其在低总发射功率和高总发射功率的情况下均能达到接近容量的性能,但其实现复杂度比 ZF 接收机高。

### 3.5 穷举波束选择算法

在本文中,我们通过穷举波束选择,即遍历所有可能的波束,找到使容量和各种接收机下的速率达到最大的最优波束对。记有效信道矩阵  $\mathbf{H}_{\text{eff}}(i_1, i_2, \dots, i_{N_{\text{sp}}}, j_1, j_2, \dots, j_{N_{\text{sp}}})$  的信道容量为  $C(\mathbf{H}_{\text{eff}}(i_1, i_2, \dots, i_{N_{\text{sp}}}, j_1, j_2, \dots, j_{N_{\text{sp}}}))$ ,那么最优波束选择的问题可以描述为

$$\begin{aligned} & (i_1^*, i_2^*, \dots, i_{N_{\text{sp}}}^*, f_1^*, f_2^*, \dots, j_{N_{\text{sp}}}^*) \\ & = \arg \max_{i_1, i_2, \dots, i_{N_{\text{sp}}}, j_1, j_2, \dots, j_{N_{\text{sp}}}} C(\mathbf{H}_{\text{eff}}(i_1, i_2, \dots, i_{N_{\text{sp}}}, j_1, j_2, \dots, j_{N_{\text{sp}}})) \end{aligned} \quad (28)$$

其中  $i_1^*, i_2^*, \dots, i_{N_{\text{sp}}}^*, j_1^*, j_2^*, \dots, j_{N_{\text{sp}}}^*$  为所选出的最优波束组合。在 MF 接收机、ZF 接收机和 MMSE 接收机下,我们同样通过穷举法来完成模拟波束选择。例如,在 MF 接收机下,最优波束选择的问题可以描述为

$$\begin{aligned} & (i_1^{\#}, i_2^{\#}, \dots, i_{N_{\text{sp}}}^{\#}, j_1^{\#}, j_2^{\#}, \dots, j_{N_{\text{sp}}}^{\#}) \\ & = \arg \max_{i_1, i_2, \dots, i_{N_{\text{sp}}}, j_1, j_2, \dots, j_{N_{\text{sp}}}} R_{\text{MF}}(\mathbf{H}_{\text{eff}}(i_1, i_2, \dots, i_{N_{\text{sp}}}, j_1, j_2, \dots, j_{N_{\text{sp}}})) \end{aligned} \quad (29)$$

其中  $i_1^{\#}, i_2^{\#}, \dots, i_{N_{\text{sp}}}^{\#}, j_1^{\#}, j_2^{\#}, \dots, j_{N_{\text{sp}}}^{\#}$  为在 MF 接收机下所选出的最优波束组合。

## 4 性能评估

### 4.1 仿真设置

本节通过仿真,在不同信道条件和不同接收机下,评估基于混合波束赋形的室内毫米波 MIMO 系统的性能,仿真环境如图 1 所示。其中,收发两端各自部署两个 ULA,每个 ULA 包含 8 个天线单元,每个天线单元间距为半波长(载波频率为 60GHz),每个 ULA 的波束个数为  $C_{\text{beam, Rx}} = C_{\text{beam, Tx}} = 16$ 。发送端和接收端两个 ULA 之间间距分别为 10cm 和 20cm。本文以信道容量或不同接收机下的传输速率作为性能评估的依据。另外,在功率分配方面,计算信道容量时,采用注水策略来分配各数据流的功率。在计算不同接收机下的信道速率时,则采用平均功率分配的策略。

其它仿真参数如下:噪声功率  $N_0 = k_B T B F$ ,其中  $k_B$  为玻尔兹曼常数,  $T = 300\text{K}$  为工作温度,  $B = 2.16\text{GHz}$  为信号带宽,  $F = 10\text{dB}$  为噪声系数。参考文献[11],我们考虑信号经过墙面反射后会额外造成 6dB 衰减。由

于障碍物遮挡会造成严重的链路衰减,因此本文考虑 LOS 径未被遮挡以及 LOS 径被遮挡两种信道情况。

### 4.2 LOS 径未被遮挡信道

我们考虑 LOS 径和 NLOS 径同时存在的情况,为保证结果具有普适性,将发送端置于(2m,4m),接收端于空间内随机摆放十次,将所得的结果进行平均,最终得到信道容量和各接收机的传输速率比较,如图 3 所示。图 3 中横坐标为信号总发射功率(单位: dBm),纵坐标为信道速率(单位: bit/s/Hz)。从图中可以看到,信道容量随总发射功率增加而逐渐增大,并且在总发射功率较高时,信道容量接近于线性增长。另外在总发射功率较低时, MF 接收机的性能较差, ZF 接收机和 MMSE 接收机则存在一定的速率损失。如总功率  $P_T = -50\text{dBm}$  时,系统的信道容量为 5.839bit/s/Hz, MF 接收机、ZF 接收机以及 MMSE 接收机的传输速率分别为 1.521bit/s/Hz、4.365bit/s/Hz 和 4.818bit/s/Hz;随着功率增加,当总功率  $P_T = 10\text{dBm}$  时,信道容量为 43.872bit/s/Hz, MF 接收机、ZF 接收机以及 MMSE 接收机的传输速率分别为 2.674bit/s/Hz、42.274bit/s/Hz 和 42.274bit/s/Hz。可以看到, MF 接收机的传输速率没有随功率增加而出现明显变化,而 ZF 接收机和 MMSE 接收机则表现出接近容量的性能。

图 4 显示出各个接收机相对于信道容量的速率损失。从图中可以发现,在总发射功率较低时, MF 接收机存在较大的速率损失, MMSE 接收机的速率损失要比 ZF 接收机小。MMSE 接收机和 ZF 接收机的速率损失在  $P_T = -60\text{dBm}$  时达到最大,分别为 21.6% 和 35.6%, MF 接收机则为 66.1%;随着总发射功率增加, MF 接收机的性能持续恶化,在  $P_T > -10\text{dBm}$  时出现超过 90% 的速率损失;另一方面 MMSE 接收机和 ZF 接收机的速率损失逐渐减小,并且在  $P_T > -30\text{dBm}$  时维持在 10% 以下。

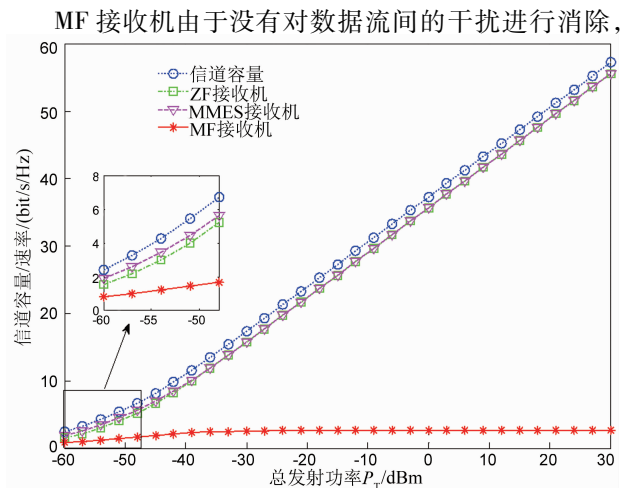


图3 LOS径未被遮挡下的容量分析

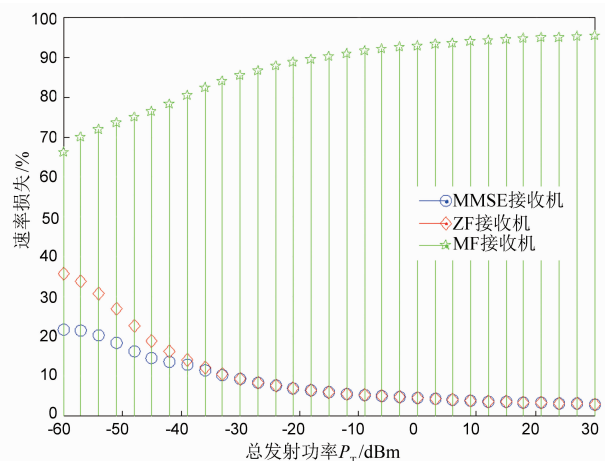


图4 LOS径未被遮挡下的速率损失

因此一直保持较差的性能. ZF 接收机能够完全消除数据流之间干扰,因此在干扰占主导的总发射功率较高的情况下能有更好表现. MMSE 接收机在低总发射功率情况下的性能要略优于 ZF 接收机;在高总发射功率的情况下两者均能达到接近容量的性能,但其实现复杂度比 ZF 接收机高.

综上所述,在 LOS 径未被遮挡的传输环境中,在总发射功率较低且不考虑实现复杂度的情况下,我们认为 MMSE 接收机为最适合用于系统的接收机;如果考虑实现复杂度,则应采用实现较为简单的 ZF 接收机.在总发射功率较高的情况下,由于 ZF 接收机和 MMSE 接收机均能达到接近容量的性能,因此应采用实现更为简单的 ZF 接收机.

### 4.3 LOS 径被遮挡信道

接下来,我们考虑收发端只存在 NLOS 径的环境,结果如图 5 所示.从图中可以看到,在相同功率下,LOS 径被遮挡情况的信道容量或信道速率低于 LOS 径未被遮挡情况.如在总功率  $P_T = 10\text{dBm}$  时,系统的信道容量为  $32.998\text{bit/s/Hz}$ ,MF 接收机、ZF 接收机以及 MMSE 接收机的传输速率分别为  $1.156\text{bit/s/Hz}$ 、 $32.553\text{bit/s/Hz}$  和  $32.553\text{bit/s/Hz}$ ,比 LOS 径未被遮挡时有所下降.由于 LOS 径是信号传输的主要路径,当 LOS 径被遮挡的时候,只能选择以墙面反射的方式来传输信号,从而导致更高的链路衰减,降低链路传输速率.

图 6 所示的是各个接收机相对于信道容量的速率损失.从图中可以看到,三种接收机在总发射功率较低时都存在较大的速率损失,MMSE 接收机和 ZF 接收机的速率损失在  $P_T = -60\text{dBm}$  时达到最大,分别为  $45.2\%$  和  $66.8\%$ ,MF 接收机则为  $72.9\%$ ;随着总发射功率的增加,MMSE 接收机和 ZF 接收机的性能都得到明显的改善,并最终达到接近容量的性能.同时,MF 接收机始终保持较差的性能,并在  $P_T > -20\text{dBm}$  时出现

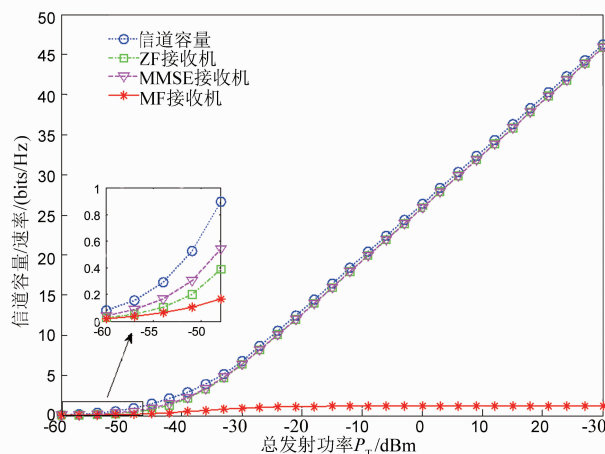


图5 LOS径被遮挡下的容量分析

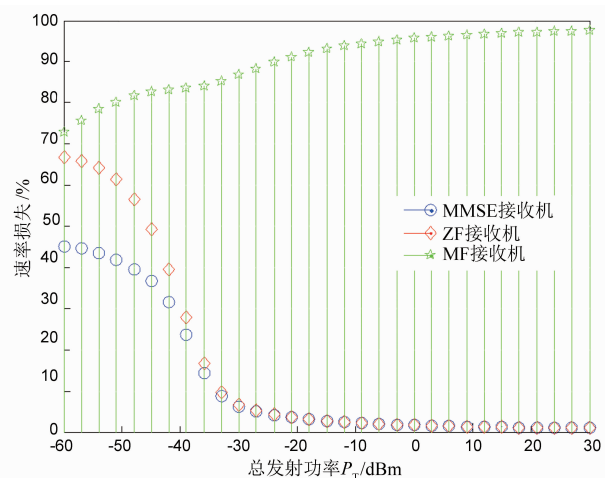


图6 LOS径被遮挡下的速率损失

超过  $90\%$  的速率损失.在 LOS 径被遮挡的情况下,仿真结果与 LOS 径未被遮挡的情况类似,因此应采取同样的策略来选择适用于本系统的接收机.

## 5 总结

在不同的接收机结构和信道条件下,本文针对基于混合波束赋形的室内毫米波 MIMO 系统进行性能分析.结果表明,无论 LOS 径是否存在,MMSE 接收机在低总发射功率时的性能略优于 ZF 接收机,而在总发射功率较高时两者均具有接近容量的性能.MF 接收机由于没有消除数据间的干扰因此一直保持较差的性能.系统可根据总发射功率大小以及接收机的实现复杂度来选取合适的接收机.本文所研究的系统可应用于实际室内 WPAN 以实现高速短距无线通信.然而,混合波束赋形仍然存在模拟波束选择复杂度高的问题,未来我们将开展低复杂度高性能的模拟波束选择算法研究.

### 参考文献

- [1] YONG S K, XIA P, VALDES-GARCIA A. 60 GHz Tech-

- nology for Gbps WLAN and WPAN[M]. Chichester, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 1 – 6.
- [2] IEEE Std 802. 11ad™. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications; Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band[S].
- [3] IEEE Std 802. 15. 3c™. Part 15. 3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension[S].
- [4] ECMA 387. Standard ECMA – 387 1st: High Rate 60 GHz PHY, MAC and HDMI PAL[S].
- [5] XIAO Z Y, XIA X G, JIN D P, GE N, Iterative eigenvalue decomposition and multipath-grouping Tx/Rx joint beamformings for millimeter-wave communications [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14 (3): 1595 – 1607.
- [6] TORKILDSON E, MADHOW U, RODWELL M. Indoor millimeter wave MIMO: feasibility and performance [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10 (12): 4150 – 4160.
- [7] EL AYACH O, RAJAGOPAL S, ABU-SURRA S, et al. Spatially sparse precoding in millimeter wave MIMO systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 13 (3): 1499 – 1513.
- [8] YU C H, CHANG M P, GUEY J C. Beam space selection for high rank millimeter wave communication [A]. 2015 IEEE 81st Vehicular Technology Conference (VTC Spring) [C]. New York, USA: IEEE, 2015. 1 – 5.
- [9] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of Wireless Communication [M]. Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press, 2005. 411 – 419.
- [10] HUANG K C, WANG Z. Millimeter Wave Communication Systems [M]. Chichester, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 2011. 188 – 191.
- [11] WANG J, LAN Z, PYO C W, et al. Beam codebook based beamforming protocol for multi-Gbps millimeter-wave WPAN systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27 (8): 1390 – 1399.
- [12] WANG J, LAN Z, PYO C W, et al. Beamforming codebook design and performance evaluation for millimeter-wave WPAN [J]. Technical Report of Ice Rcs, 2009, 108 (445): 437 – 442.

### 作者简介



**冯子奇** 男, 1991 年 11 月出生于澳门. 现为清华大学电子工程系信息与通信工程专业在读硕士研究生. 主要研究方向为毫米波无线通信技术.

E-mail: zarahnl126@hotmail.com



**牛勇 (通信作者)** 男, 1988 年 11 月出生于山西太原. 2011 年 6 月毕业于北京交通大学通信工程专业, 现为清华大学电子工程系信息与通信工程专业在读博士研究生. 主要研究方向为毫米波通信、无线网络 MAC 层协议、软件定义网络.

E-mail: niuy11@163.com



**苏厉** 男, 现为清华大学电子工程系副教授. 主要研究方向为软件定义网络体系结构和毫米波无线通信技术.

E-mail: lisu@tsinghua.edu.cn



**金德鹏** 男, 现为清华大学电子工程系教授. 主要研究方向为无线网络与通信以及通信专用集成电路及系统设计, 近期主要研究软件定义网络体系结构、移动机会网络、超宽带无线传输技术、毫米波无线通信技术等.

E-mail: jindp@tsinghua.edu.cn