

DOI:10.11918/202201090

# 新一代 Wi-Fi 的新型感知信息压缩方法

赵彬,徐骏,张云,朱翔

(哈尔滨工业大学 电子与信息工程学院,哈尔滨 150001)

**摘要:** 通信设备由于和雷达设备的工作存在重叠,也可以实现目标检测。但是传统的通信协议采用显式反馈传输信息,导致采用通信设备检测无法保留感知信息,因此可以对显式反馈的分解流程进行改进,从而在通信的间隙实现对环境目标的感知。在 MIMO 系统中,波束成型是发射端利用 MIMO 信道状态信息生成导向矩阵,从而提升接收端接收性能的一种技术。目前显式反馈波束成型是通信中波束成型的主流方式,接收端会对接收到的信道矩阵进行奇异值分解后转换成一系列角度值传回发射端。虽然采用传统的矩阵分解流程获得反馈矩阵可以有效降低反馈的冗余信息量,但是通常会丢失掉通信设备在感知过程中获得的大部分重要信息,从而导致利用 Wi-Fi 信号进行目标探测的功能受到限制。研究发现对于接收到的信道矩阵利用传统的分解方式获得的反馈矩阵特征向量无法保留目标的距离、速度信息。本文提出了一种新型的分解方式,基于信道矩阵的协方差矩阵,先求解左奇异矩阵,再利用左右两个酉矩阵正交向量的对应关系,进一步求解从而获得改进的右奇异矩阵,所提改进方法保留了目标的距离、速度以及角度信息,极大地提升了有效反馈信息量。最后通过仿真实验验证了所提方法的有效性。

**关键词:** MIMO; 波束成型; 显式反馈; 奇异值分解

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2024)05-0012-07

## A new perceptual information compression method based on next generation Wi-Fi standard

ZHAO Bin, XU Jun, ZHANG Yun, ZHU Xiang

(School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

**Abstract:** Due to the overlapping functionality between communication devices and radar systems, communication devices can also be utilized for target detection. However, traditional communication protocol adopts explicit feedback to transmit information, leading to the failure of communication equipment detection to retain perceptual information. Therefore, the decomposition process of explicit feedback can be improved, so as to realize the awareness of environmental objectives in the communication gap. In MIMO systems, beamforming is a technology used at the transmitter to generate a steering matrix based on MIMO channel information, thereby enhancing the channel performance at the receiver. At present, display feedback beamforming is the mainstream approach of beamforming in communication. However, the feedback matrix obtained by the traditional decomposition method usually loses some important information, which limits the functionality of using Wi-Fi signals for target detection. It is found that the eigenvector obtained by the traditional singular value decomposition method can not retain the distance and velocity information of the target. In this paper, a novel decomposition method is proposed based on the covariance matrix of the channel matrix. Firstly, the left singular value matrix is obtained, and then an improved right singular value matrix is further obtained by using the corresponding relationship between the orthogonal vectors of the two unitary matrixes. The improved result retains the distance, speed and angle information of the target, and greatly improves the effectiveness of the feedback information. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified through simulation.

**Keywords:** MIMO; beam forming; explicit feedback; singular value decomposition

随着无线网络的不断普及,无线局域网 (wireless local area networks, WLAN) 的规模也在飞

速扩大,美国 Cisco 公司<sup>[1]</sup>于 2017 年指出预计未来 5 年内全世界的 Wi-Fi 数量将达到 6 倍增长。而基

收稿日期: 2022-01-19; 录用日期: 2022-05-05; 网络首发日期: 2023-11-06

网络首发地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/23.1235.t.20231103.1149.006.html>

基金项目: 国家自然科学基金面上项目(62371170)

作者简介: 赵彬(1972—),男,博士生导师

通信作者: 张云, [zhangyunhit@hit.edu.cn](mailto:zhangyunhit@hit.edu.cn)

于 802.11 标准的 WLAN 是目前室内最流行的无线解决方案。WLAN sensing 是一种利用 WLAN 无线信号进行目标感知的技术。这项技术是基于无线电测量或采样环境的能力,两个物理设备之间的每个通信路径都提供了提取其周围环境信息的机会。目前 WLAN 设备在中大型企业,公共热点上都有非常广泛的部署,文献[2]发布了从商用 Wi-Fi 设备上提取信道状态信息(channel state information, CSI)的 CSI 工具包,推动了利用商用网卡获取更细粒度的 CSI 进行感知的研究。文献[3]通过研究基于三角形算法和位置指纹识别算法的 Wi-Fi 无线定位问题,验证了基于 Wi-Fi 的室外定位可行性。文献[4]总结了国内主流的室内定位技术的研究现状,在肯定 Wi-Fi 信号的定位性能的同时也指出了其在定位精度上的不足。文献[5]介绍并分析了 Wi-Fi 信号在行为感知,手势识别、Wi-Fi 成像等最新应用领域的研究成果,预测了 Wi-Fi 感知未来的潜在研究方向。因此基于现有 WLAN 标准的 WLAN sensing 将具有非常广泛的应用前景。

波束成型技术<sup>[6]</sup>,依赖于接收侧反馈 MIMO 信道估计的结果以便发射端生成导向矩阵提升通信性能。在多用户 MIMO 系统中,通常在信号发射前采用预编码技术来消除多用户干扰<sup>[7]</sup>。预编码技术的性能受限于 CSI 的精确度和实时性。而随着用户的增加,反馈的 CSI 也越来越多,很大程度上影响了预编码的性能。反馈方式包括隐式反馈和显式反馈,显式反馈是主流的反馈方式,具体流程为发射端向接收端发送一个空数据分组(NDP)来探测信道,接收端完成信道估计后得到每个子载波上的有效信道矩阵  $\mathbf{v}_s = \frac{\mathbf{H}_k \mathbf{u}_s}{\sigma_d}$ 。在实际应用中,CSI 反馈会占用一定的带宽和时隙,为了防止系统协议效率受到明显影响,通常会对反馈内容进行预处理<sup>[8]</sup>。在 802.11n 协议中关于反馈内容的不同分为如下 3 种反馈方式:

- 1) 直接反馈 CSI 矩阵;
- 2) 反馈对 CSI 矩阵进行 SVD 后的右奇异矩阵  $\mathbf{V}(k)$ ;
- 3) 反馈将右奇异矩阵经过 Givens 旋转压缩之后的一系列角度值。

在 802.11n 之后的协议中,为了降低 CSI 反馈量,只保留了第三种反馈方式,如图 1 中所示是波束成型的显式反馈流程。

但是经过原始方法处理后的反馈矩阵仅保留了 CSI 中的角度信息,而丢失了目标的距离、速度信息。本方案提出了一种新的信道矩阵奇异值分解

(singular vector decomposition, SVD) 分解方式,用于波束成型显式反馈过程中提升反馈矩阵中目标信息量从而提升发射侧的目标感知能力,为下一代 Wi-Fi 标准在反馈感知信息方面提供理论支撑。

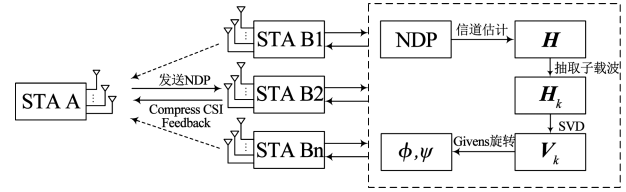


图 1 802.11ax 波束成型反馈流程

Fig. 1 802.11ax beamforming feedback procedure

## 1 信号模型

### 1.1 波束成型

在显式波束成型中,为了保证发射端能给接收端发送数据包,接收端需要测量信道矩阵并将有效信道  $\mathbf{H}_{\text{eff},k}$  或者波束成型反馈矩阵  $\mathbf{V}_k$  返回给发射端,以供发射端确定新的导向矩阵  $\mathbf{Q}_{\text{steer}}$ 。第  $k$  个子载波上的有效信道矩阵  $\mathbf{H}_{\text{eff},k}$  为

$$\mathbf{H}_{\text{eff},k} = \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_k \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{H}_k$  是信道矩阵,  $\mathbf{Q}_k$  是正交空间映射矩阵,有效信道矩阵是用于传输的空间映射矩阵与信道矩阵的乘积。对有效信道矩阵  $\mathbf{H}_{\text{eff},k}$  进行 SVD<sup>[9]</sup> 可以找到波束成型反馈矩阵  $\mathbf{V}_k$ :

$$\mathbf{H}_k \mathbf{Q}_k = \mathbf{U}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{V}_k^H \quad (2)$$

式中:  $\mathbf{V}_k$  就是要反馈给发射端的波束成型矩阵。而对于第  $k$  个子载波,发射端新的导向矩阵可以构造为

$$\mathbf{Q}_{\text{steer},k} = \mathbf{Q}_k \mathbf{V}_k \quad (3)$$

当找到新的导向矩阵  $\mathbf{Q}_{\text{steer},k}$  后,就可以替换  $\mathbf{Q}_k$  为下一个波束形成的数据传输导向矩阵。而经过导向矩阵调制后的发送信号为

$$\mathbf{s} = \mathbf{Q}_{\text{steer},k} \mathbf{s}' \quad (4)$$

发射端进行预编码后的信号经过信道到接收端被接收,接收到的信号为

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= \mathbf{H}_k \mathbf{s} + \mathbf{n} = \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_{\text{steer},k} \mathbf{s}' + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{H}_k \mathbf{Q}_k \mathbf{V}_k \mathbf{s}' + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{U}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{V}_k^H \mathbf{V}_k \mathbf{s}' + \mathbf{n} = \\ &= \mathbf{U}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{s}' + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5)$$

此时接收端再对接收到的信号左乘  $\mathbf{U}_k^H$  矩阵后可以得到:

$$\mathbf{U}_k^H \mathbf{r} = \mathbf{U}_k^H \mathbf{U}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{s}' + \mathbf{U}_k^H \mathbf{n} \quad (6)$$

令  $\mathbf{r}' = \mathbf{U}_k^H \mathbf{r}$ ,  $\mathbf{n}' = \mathbf{U}_k^H \mathbf{n}$ , 可以将式(6)进一步优化为式(7)如下:

$$\mathbf{r}' = \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{s}' + \mathbf{n}' \quad (7)$$

由于式(7)中的  $\mathbf{\Sigma}_k$  是包含了所有特征值的对角矩阵,所以通过 SVD 实现波束成型的过程就是对

信道矩阵对角化的过程,进而采用预编码技术可以将原信道等价为多个互不干扰的并行信道,有效降低用户间干扰。

## 1.2 Givens 旋转

在压缩波束成型反馈矩阵中,  $\mathbf{V}_k$  矩阵通过 Givens 旋转<sup>[10]</sup>被降维压缩成一系列的角度值,发射端通过这些角度值重构出  $\mathbf{V}_k$  矩阵,并利用重构的矩阵来构建新的导向矩阵,从而完成预编码过程。设矩阵的维度为  $N_r \times N_e$ 。其中  $N_r$  为接收天线个数,  $N_e$  为空时流个数。那么压缩方式为式(8)所示:

$$\mathbf{V} = \left[ \prod_{i=1}^{\min(N_e, N_r-1)} \left[ \mathbf{D}_i(\mathbf{I}_{i-1}, e^{j\phi_{i,i}}, \dots, e^{j\phi_{N_r-1,i}}, 1) \right] \right] \tilde{\mathbf{I}}_{N_r \times N_e} \quad (8)$$

式中  $\mathbf{D}_i(\mathbf{I}_{i-1}, e^{j\phi_{i,i}}, \dots, e^{j\phi_{N_r-1,i}}, 1)$  是一个  $N_r \times N_r$  的对角矩阵,由于导向矩阵每列都需要相位参考,所以需要保证反馈矩阵的列相位不变,因此引入列相移矩阵  $\mathbf{D}$ ,  $\mathbf{I}_{i-1}$  代表  $(i-1) \times (i-1)$  的单位矩阵,如式(9)所示:

$$\mathbf{D}_i(\mathbf{I}_{i-1}, e^{j\phi_{i,i}}, \dots, e^{j\phi_{N_r-1,i}}, 1) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{i-1} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\phi_{i,i}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & e^{j\phi_{N_r-1,i}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

而 Givens 旋转矩阵也是一个  $N_r \times N_r$  的  $\mathbf{G}_{li}(\psi)$  矩阵,如式(10)所示:

$$\mathbf{G}_{li}(\psi) = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{i-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\psi) & 0 & \sin(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I}_{l-i-1} & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\psi) & 0 & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{I}_{N_r-1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中,每个  $\mathbf{I}_m$  是  $m \times m$  单位矩阵,  $\cos(\psi)$  和  $\sin(\psi)$  位于行  $l$  和列  $i$ 。  $\mathbf{I}_{N_r \times N_e}$  是单位矩阵,当  $N_r \neq N_e$  时用零填充以填充附加的行或列。STA A 收到反馈角度  $(\phi, \psi)$  之后,重新恢复  $\mathbf{V}_k$  矩阵,再结合反馈的对角矩阵获得等效信道矩阵。

## 1.3 改进 SVD 求解过程

与反馈原始的 CSI 相比,压缩后的反馈矩阵会在 SVD 的过程中破坏子载波与子载波之间和脉冲与脉冲之间的线性相位差,在发射端重构信道矩阵的时候,无法提取原始 CSI 矩阵中的目标信息。而

为了提高 Wi-Fi 信号感知目标的能力,本文对原有的 SVD 过程做了一些改进,以保证右奇异矩阵能够保留更多的目标信息。

在传统的显式反馈波束成型的过程中, SVD 的目的是为了降低反馈开销的同时将反馈矩阵用于预编码。为了获得信道矩阵的左右奇异矩阵  $\mathbf{U}$  和  $\mathbf{V}$ , 需要通过协方差矩阵  $\mathbf{R}_{HH}$  和  $\mathbf{R}_{HH}^H$  的特征向量来求解。协方差矩阵的具体形式如式(11)和式(12)所示:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{HH} &= \mathbf{H}^H \mathbf{H} = \\ &= \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{U}^H \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{V}^H = \\ &= \mathbf{V} (\boldsymbol{\Sigma})^2 \mathbf{V}^H \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{HH}^H &= \mathbf{H} \mathbf{H}^H = \\ &= \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{U}^H = \\ &= \mathbf{U} (\boldsymbol{\Sigma})^2 \mathbf{U}^H \end{aligned} \quad (12)$$

通过式(11)和式(12)中协方差矩阵  $\mathbf{R}_{HH}$  和  $\mathbf{R}_{HH}^H$  特征分解可以分别获得  $\mathbf{U}$  和  $\mathbf{V}$  矩阵。但是由于发射信号探测目标到接收端和直接到达接收端存在相位差,分别得到的  $\mathbf{U}$  和  $\mathbf{V}$  矩阵无法恢复成原始的信道矩阵,即:

$$\mathbf{H}_k \neq \mathbf{U}_k \boldsymbol{\Sigma}_k \mathbf{V}_k^H \quad (13)$$

$$\mathbf{U}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k = \mathbf{A}_k \quad (14)$$

为了保留反馈矩阵中目标反射回波在不同子载波和不同脉冲之间的线性相位,本文通过对 SVD 分解流程进行一定的修改,尽可能保留反馈矩阵中的目标信息。

由目标距离、角度、多普勒等参数引起的和直达径的信道响应如式(15)所示:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{k,i} &= \sum_{l=1}^L \frac{\exp(-j2\pi k \Delta f \tau_l) \exp(j2\pi f_{dl} i \Delta t)}{\text{距离, 多普勒对应的线性相位}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_l = \\ &= \sum_{targ=1}^{L-1} \exp(-j2\pi k \Delta f \tau_{targ}) \exp(j2\pi f_{dtarg} i \Delta t) \cdot \tilde{\mathbf{H}}_l + \\ &= \exp(-j2\pi k \Delta f \tau_{los}) \exp(j2\pi f_{dlos} i \Delta t) \cdot \tilde{\mathbf{H}}_{los} \end{aligned} \quad (15)$$

式中:  $L$  表示路径个数,  $k$  表示第  $k$  个子载波,  $\Delta f$  表示子载波间频差,  $\tau_l$ 、 $\tau_{los}$  和  $\tau_{targ}$  分别代表第  $l$  条路径的时延, LOS 径的时延和第  $targ$  个目标的时延;  $f_{dl}$ 、 $f_{dlos}$  和  $f_{dtarg}$  表示第  $l$  条路径的多普勒频率、LOS 径的多普勒频率和第  $targ$  个目标的多普勒频率;  $i$  表示第  $i$  个脉冲,  $\Delta t$  表示脉冲间隔,  $\tilde{\mathbf{H}}_l$  是第  $l$  个 MIMO 信道矩阵,具体表示为式(16):

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}_l &= \exp[-j2\pi d \sin \theta_u \cdot (1:N_t)/\lambda] \otimes \\ &= \exp[-j2\pi d \sin \theta_d \cdot (1:N_r)/\lambda] \end{aligned} \quad (16)$$

其中右边两项为发射角与接收角张成的二维导向矢量,  $\theta_u$  和  $\theta_d$  分别代表发射角和接收角,  $N_t$  和  $N_r$  分别代表发射通道数和接收通道数。如果直接求协方差矩阵再进行特征分解得到  $\mathbf{V}_{k,i}$  矩阵,会造成线

性相位的缺失。

下面用一条 LOS 径和一个目标反射回波为例进行说明,根据式(11)和式(15)可以推导出协方差矩阵  $\mathbf{R}_{\text{HH}}$ :

$$\mathbf{R}_{\text{HH}} = \mathbf{H}'_{k,i} \cdot \mathbf{H}_{k,i} = \mathbf{R}_{\text{los}} + \mathbf{R}_{\text{targ}} + \mathbf{R}_{\text{los-targ}} + \mathbf{R}_{\text{targ-los}} \quad (17)$$

式中的 4 个协方差矩阵分别为:

$$\mathbf{R}_{\text{los}} = \tilde{\mathbf{H}}'_{\text{los}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_{\text{los}} \quad (18)$$

$$\mathbf{R}_{\text{targ}} = \tilde{\mathbf{H}}^{\text{H}}_{\text{targ}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_{\text{targ}} \quad (19)$$

$$\mathbf{R}_{\text{los-targ}} = \exp[j2\pi k\Delta f(\tau_{\text{targ}} - \tau_{\text{los}})] \cdot \exp[-j2\pi(f_{\text{dtarg}} - f_{\text{dlos}})i\Delta t] \tilde{\mathbf{H}}^{\text{H}}_{\text{targ}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_{\text{los}} \quad (20)$$

$$\mathbf{R}_{\text{targ-los}} = \exp[j2\pi k\Delta f(\tau_{\text{los}} - \tau_{\text{targ}})] \cdot \exp[-j2\pi(f_{\text{dlos}} - f_{\text{dtarg}})i\Delta t] \tilde{\mathbf{H}}^{\text{H}}_{\text{los}} \cdot \tilde{\mathbf{H}}_{\text{targ}} \quad (21)$$

通常来说 LOS 径的能量会远大于目标回波能量,即式(17)左边第一项  $\mathbf{R}_{\text{los}}$  的能量最大,且不携带任何子载波之间的相位信息。

因此式(17)可以重新修改为

$$\mathbf{R}_{\text{HH}} \approx \mathbf{R}_{\text{los}} \quad (22)$$

而通过上述流程获得的  $\mathbf{R}_{\text{HH}}$  计算得到的  $\mathbf{V}_{k,i}$  矩阵中并不包含目标探测过程中的目标距离、角度、多普勒信息。

基于上述分析,本文规定了一种新的反馈矩阵获取流程。首先对协方差矩阵  $\mathbf{R}_{\text{HH}}$  进行特征分解,得到  $\mathbf{U}_{k,i}$  矩阵,再利用  $\mathbf{U}_{k,i}$  矩阵中的每一个正交向量和  $\mathbf{V}_{k,i}$  矩阵中的每一个正交向量之间存在的关系,求解  $\mathbf{V}_{k,i}$  矩阵,经过求解得到的反馈矩阵将包含更完整的相位信息。求解流程如图 2 所示。

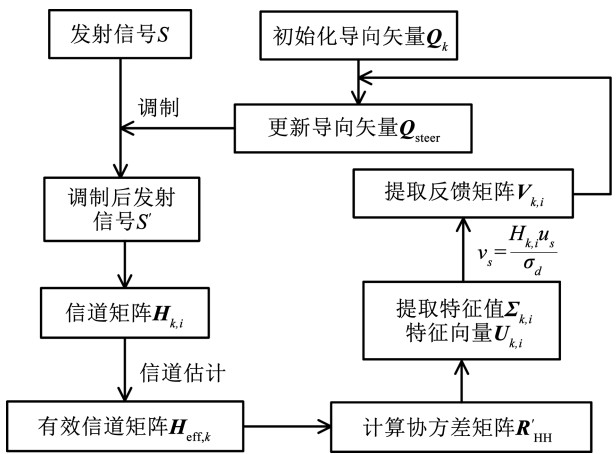


图2 改进求解流程

Fig. 2 Improved solution procedure

2 实验分析

为了验证改进方法的可靠性,通过两个实验来进行说明。本文分别对一条 LOS 径、一条目标反射

径的情况以及一条 LOS 径、多条目标反射径的情况进行仿真验证。其中,发射天线数和接收天线数均为 8 个,考虑 802.11ax 协议的带宽范围,采用带宽  $B$  为 120 MHz,256 个子载波的 OFDM 信号进行传输,其子载波间隔  $\Delta f$  为 468.75 kHz。

首先对第一种情况进行仿真验证,一条 LOS 径和一个目标反射径情况下的仿真参数见表 1。

表1 一条 LOS 径、一条反射径

Tab. 1 One LOS path, one target reflected path

| 参数          | 符号                     | 数值      |
|-------------|------------------------|---------|
| 发送天线数/个     | $N_t$                  | 8       |
| 接收天线数/个     | $N_r$                  | 8       |
| 带宽/MHz      | $B$                    | 120     |
| 子载波数/个      | $N$                    | 256     |
| 脉冲重复周期/kHz  | $F_{\text{PRF}}$       | 1       |
| LOS 径距离/m   | —                      | 15      |
| LOS 径角度/(°) | $(\theta_t, \theta_r)$ | 45, -70 |
| 目标距离/m      | $d$                    | 45      |
| 目标角度/(°)    | $(\theta_t, \theta_r)$ | 30, -15 |
| 目标多普勒/Hz    | $f_d$                  | 40      |

整个信道中存在两条有效路径,其信道矩阵的秩为 2,因此分解得到的特征向量  $\mathbf{V}_{k,i}$  中也包含两个正交向量。分别对原始处理方法和改进处理方法下得到的两个正交向量提取目标距离、角度、多普勒信息,结果如图 3、图 4 所示。其中图 3 是原始的分解方式,直接通过协方差矩阵  $\mathbf{R}_{\text{HH}}$  获得  $\mathbf{V}$  矩阵,图 4 是利用本文提出的改进分解方式,先通过协方差矩阵  $\mathbf{R}_{\text{HH}}$  获得  $\mathbf{U}$  矩阵,根据矩阵间每个正交向量间的关系获得  $\mathbf{V}$  矩阵。

对比图 3 和图 4 的结果,可以看出图 3 原始的分解方法虽然能从  $\mathbf{V}$  矩阵中提取角度信息,但是无法提取有效的距离、多普勒信息。而新提出的分解方法在 LOS 径和目标的个数小于信道矩阵的维度时, $\mathbf{V}$  矩阵每一个列向量都对应一个目标,因此每个子载波的  $\mathbf{V}$  矩阵上都包含了目标与 LOS 径的信息,对子载波做信号处理,能有效的提取 LOS 径和目标反射径的距离、多普勒、角度信息。

为了进一步验证改进方法的可靠性,下面针对多目标条件的情况进行仿真验证分析。一条 LOS 径和二条反射路径情况下的仿真参数见表 2。

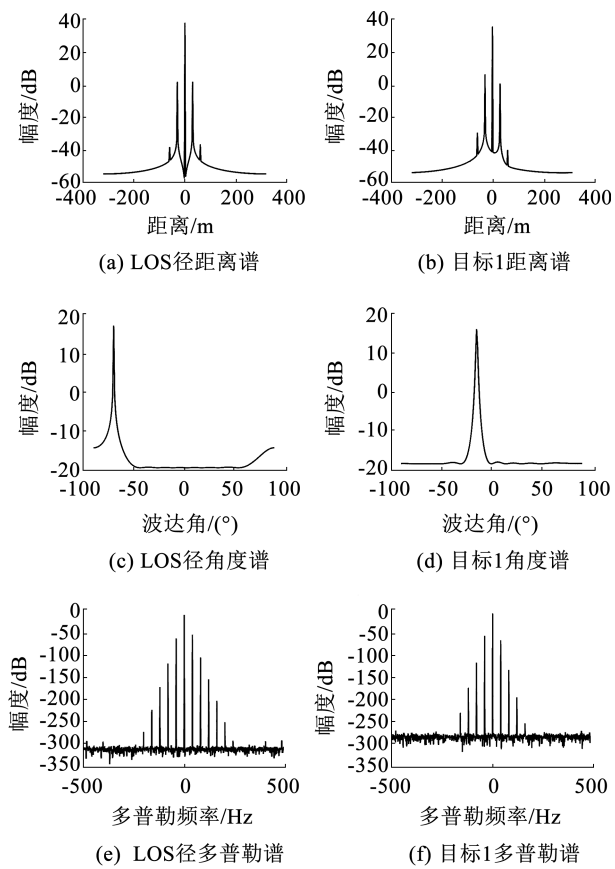


图 3 原始分解方法处理结果(实验 1)

Fig. 3 Original decomposition processing results(Experiment 1)

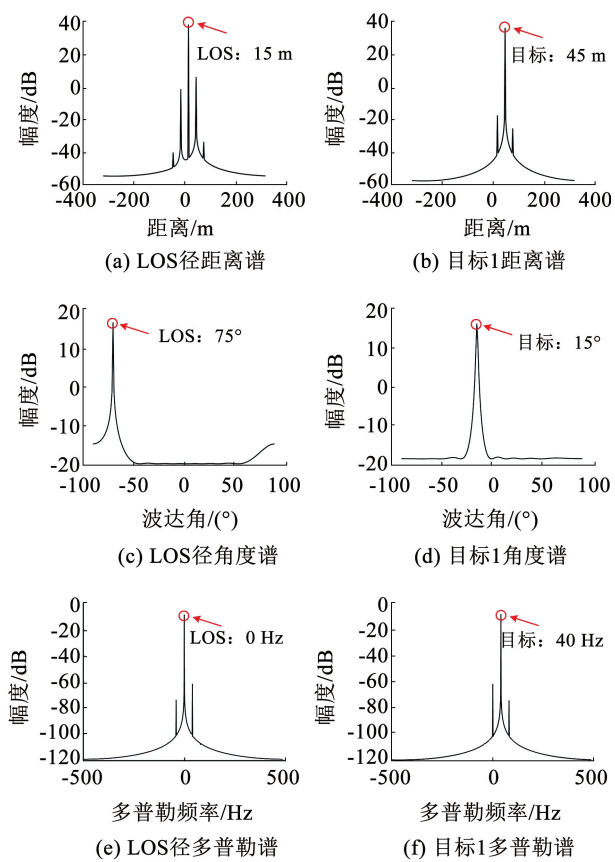


图 4 改进分解方法处理结果(实验 1)

Fig. 4 Improved decomposition processing results(Experiment 1)

表 2 一条 LOS 径,两条反射径

| Tab. 2 One LOS path, two target reflected paths |                        |         |
|-------------------------------------------------|------------------------|---------|
| 参数                                              | 符号                     | 数值      |
| 发送天线数/个                                         | $N_t$                  | 8       |
| 接收天线数/个                                         | $N_r$                  | 8       |
| 带宽/MHz                                          | $B$                    | 120     |
| 子载波数/个                                          | $N$                    | 256     |
| 脉冲重复周期/kHz                                      | $F_{PRF}$              | 1       |
| LOS 径距离/m                                       | —                      | 15      |
| LOS 径角度/(°)                                     | $(\theta_t, \theta_r)$ | -75, 45 |
| 目标 1 距离/m                                       | $d$                    | 45      |
| 目标 1 角度/(°)                                     | $(\theta_t, \theta_r)$ | -15, 30 |
| 目标 1 多普勒/Hz                                     | $f_d$                  | 40      |
| 目标 2 距离/m                                       | $d$                    | 70      |
| 目标 2 角度/(°)                                     | $(\theta_t, \theta_r)$ | 0, 75   |
| 目标 2 多普勒/Hz                                     | $f_d$                  | 100     |

相比于单个反射路径的实验,这次由于引入了一个新的反射路径,整个信道中存在 3 条有效路径,其信道矩阵的秩为 3,因此分解得到的特征向量  $\mathbf{V}_{k,i}$  中也包含 3 个正交向量。利用原始分解方法和改进分解方法分别获取矩阵,并且提取矩阵中的距离、多普勒、角度信息,结果如图 5、图 6 所示。其中图 5 是原始分解方法,图 6 是改进分解方法。

同样对比图 5 和图 6 的结果,可以看出图 6 中完整提取了 1 条 LOS 径和 2 条目标反射径的距离、多普勒、角度信息,再次验证了改进分解方式可以有效保留目标信息的能力。

表 3 给出 2 种分解方式对包含目标信息的信道矩阵的分解后的效果对比。

### 3 结 论

传统的 SVD 直接分解信道矩阵获得右奇异矩阵  $\mathbf{V}$  进行反馈,但由于直达径的能量远强于存在目标的反射径,因此对信道矩阵直接进行 SVD 过程会导致反馈矩阵中缺少目标距离、角度、多普勒信息。本文提出了一种全新的分解流程,通过利用 SVD 分解信道矩阵获得左奇异矩阵  $\mathbf{U}$ ,根据  $\mathbf{U}$  矩阵和  $\mathbf{V}$  矩阵中每一个正交向量的对应关系来进一步推导出  $\mathbf{V}$  矩阵用于反馈机制,以此获得的反馈矩阵传送给发送端后可以提取目标信息,从而利用 Wi-Fi 实现感知功能。

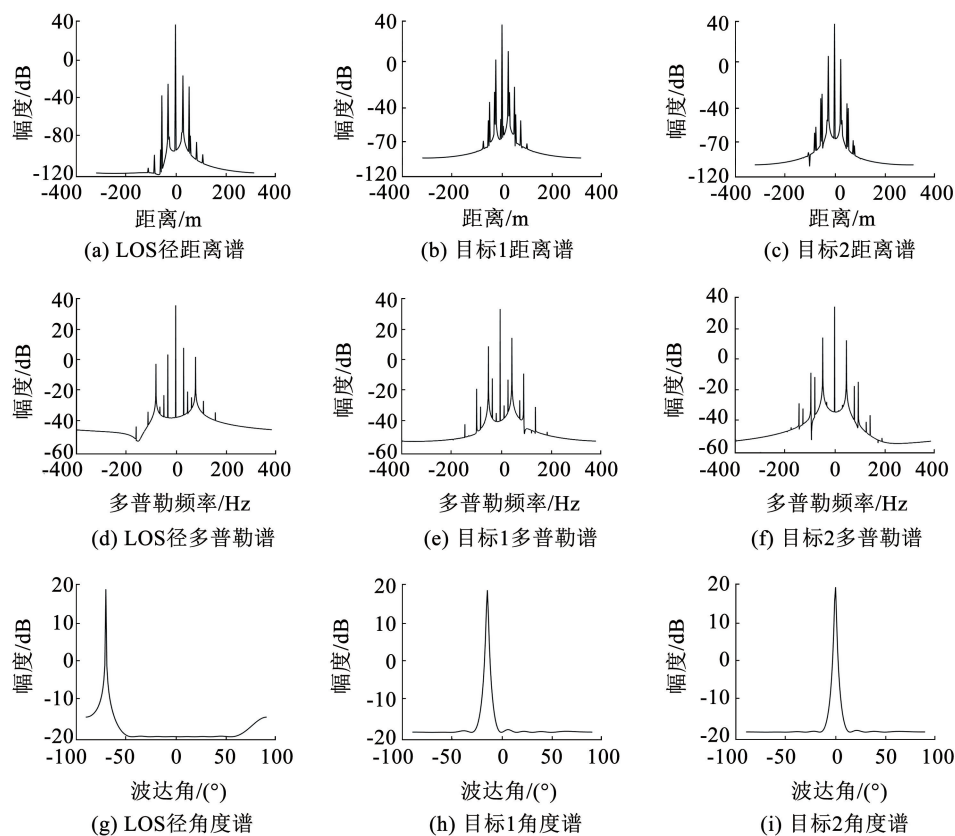


图 5 原始分解方法处理结果(实验 2)

Fig. 5 Original decomposition processing results(Experiment 2)

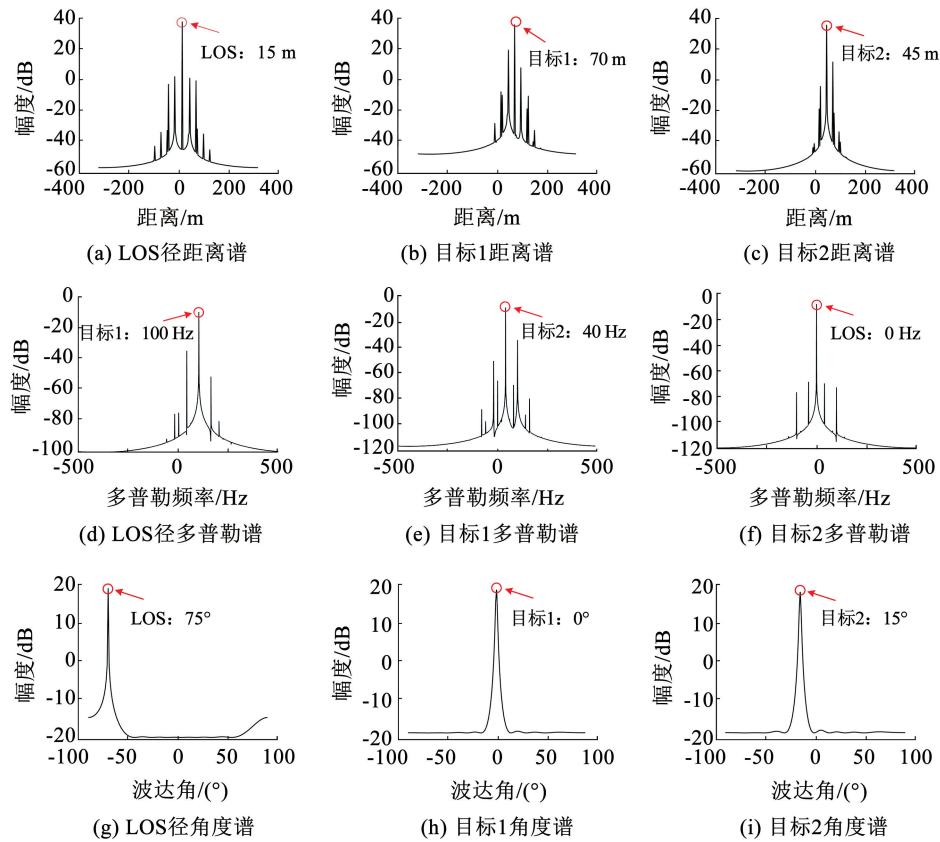


图 6 改进分解方法处理结果(实验 2)

Fig. 6 Improved decomposition processing results(Experiment 2)

表 3 一条 LOS 径,两条反射径

Tab.3 One LOS path, two target reflected paths

| 方法     | AOD 信息 | 距离信息 | 速度信息 |
|--------|--------|------|------|
| 原分解方式  | 完整保留   | 无法保留 | 无法保留 |
| 改进分解方式 | 完整保留   | 部分保留 | 部分保留 |

采用本文方法中的分解流程可以完整地保留目标的距离、角度、多普勒信息,为利用商用 Wi-Fi 信号进行室内目标探测提供了可能性。

参考文献

[1]Cisco Mobile, VNI, Cisco visual networking index: global mobile data traffic forecast update 2016—2020[R]. San Jose: Cisco, 2017: 1

[2]HALPERIN D, HU W, SHETH A, et al. Tool release: gathering 802.11n traces with channel state information[J]. SIGCOMM Computer Communication Review, 2011, 41(1): 53. DOI: 10.1145/1925861925870

[3]卢恒惠,刘兴川,张超,等.基于三角形与位置指纹识别算法的 Wi-Fi 定位比较[J].移动通信,2010,34(10):72

LU Henghui, LIU Xingchuan, ZHANG Chao, et al. Comparison of Wi-Fi location based on triangle and location fingerprint recognition algorithm[J]. Mobile Communications, 2010, 34(10): 72. DOI: 10.3969/j.issn.1006-1010.2010.10.017

[4]闫大禹,宋伟,王旭丹,等.国内室内定位技术发展现状综述[J].导航定位学报,2019,7(4):5

YAN Dayu, SONG Wei, WANG Xudan, et al. Review on the development status of domestic indoor positioning technology[J]. Journal of Navigation and Positioning, 2019, 7(4): 5

[5]鲁勇,吕绍和,王晓东,等.基于 Wi-Fi 信号的人体行为感知技术研究综述[J].计算机学报,2019,42(2):1

LU Yong, LÜ Shaohe, WANG Xiaodong, et al. Review of human behavior perception technology based on Wi-Fi signal[J]. Chinese Journal of Computers, 2019, 42(2): 1. DOI: 10.11897/SP. J.1016.2019.00231

[6]PERAHIA E, STACEY R. Next generation wireless LANs: 802.11n and 802.11ac[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. DOI: 10.1017/CBO9781139061407

[7]董峥,赵娜,王森,等.多用户 MIMO 系统下行传输技术研究[J].无线电工程,2010,40(6):24

DONG Zhen, ZHAO Na, WANG Sen, et al. Research on downlink transmission technology of multi-user MIMO system[J]. Radio Engineering, 2010, 40(6): 24. DOI: 10.3969/j.issn.1003-3106.2010.06.008

[8]韩盼盼.下一代无线局域网中 MU-MIMO 关键技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2017

HAN Panpan. Research on key technologies of MU-MIMO in next generation wireless LAN[D]. Xi'an: Xidian University, 2017

[9]STRANG G. Introduction of linear algebra[M]. Wellesley: Wellesley-Cambridge Press, 2003. DOI:10.1002/yea.1863

[10]KIM J, LEE I. 802.11 WLAN: history and new enabling MIMO technique for next generation standards[J]. IEEE Communications Magazine, 2015, 53(3): 134. DOI: 10.1109/MCOM.2015.7060495

(编辑 苗秀芝)