

通感一体化关键技术与应用



Key Technologies and Application of ISAC

李萍/LI Ping, 郭晓江/GUO Xiaojiang

(中兴通讯股份有限公司, 中国 深圳 518057)
(ZTE Corporation, Shenzhen 518057, China)

DOI: 10.12142/ZTETJ.202302014

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/34.1228.TN.20230411.1401.012.html>

网络出版日期: 2023-04-11

收稿日期: 2023-01-16

摘要: 通信网络在感知领域具有巨大的应用空间。指出通信系统用于感知的能力边界, 包括感知距离、感知分辨率、感知精度等关键技术指标。基于正交频分复用 (OFDM) 波形的感知系统模型, 提出一种利用匹配滤波进行感知信号参数估计的方法。提出的高分辨率感知信号参数估计方法, 不仅能够解决感知过程中角度估计的低分辨率问题, 还能大大降低计算复杂度。认为在所能获得的感知信息和服务基础之上, 通感一体化 (ISAC) 系统将更好地服务于未来智慧低空、智慧交通、智慧生活等。

关键词: ISAC; 感知性能; 参数估计; 高分辨率

Abstract: Communication networks have great application space in the field of sensing. The capability boundaries of sensing based on communication systems are put forward, including key technical indicators such as sensing distance, sensing resolution, and sensing accuracy. Based on the sensing system model of orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) waveforms, a parameters estimation method based on matched filters is proposed. The proposed parameters estimation method with high resolution only solves the low resolution problem of angle estimation in the sensing process, but also greatly reduces computational complexity of angle estimation. It is believed that on the basis of available perceptual information and services, the integrated sensing and communications (ISAC) system will better serve intelligent low altitude, intelligent transportation, intelligent life, etc. in the future.

Keywords: ISAC; sensing performance; parameter estimation; high resolution

通信系统和感知系统一直以来被作为两个独立的系统进行研究, 但是这两个系统又有很多相似之处。通信感知一体化通过空口及协议联合设计、频谱资源共享、软硬件设备共享等手段, 实现通信、感知、计算功能的一体化设计, 达到通信功能与感知功能的融合共生。通信感知一体化在进行信息传递的同时, 还能通过分析无线电波的直射、反射、散射等特性, 对目标或环境信息等进行定位、测距、测速、成像、检测、识别、环境重构等^[1]。无线通信感知一体化不仅开辟了全新的业务, 还具有超越传统移动通信网络连接的潜力, 因此得到了产业界的广泛关注。学术界和工业界普遍认为, 通感一体化将成为5G-A和6G无线通信系统最核心的特性^[2-5]。

通信系统主要采用正交频分复用 (OFDM) 波形, 而传统雷达感知系统主要采用线性调频 (LFM) 波形。通信感知一体化系统的目标是实现一体化波形。早期 M. ROBERTON 等先获得独立的通信波形和雷达波形, 再采用叠加的方式实现一体化波形^[6]。随后产生了最小频移键控 (MSK) 和线性调频 (LFM) 信号结合的 MSK-LFM、OFDM 和 LFM 相结合 OFDM-LFM、多输入多输出正交频分复用 (MIMO-OFDM)

等一体化波形设计方法^[7-10]。通感一体化采用 OFDM 波形或者扩展的 OFDM 波形来实现感知功能的趋势越来越明显。

通信系统一般采用基站 A 发送-基站 B 接收的工作模式, 而传统的雷达感知系统往往采用基站 A 发送-基站 A 接收的工作模式。相比于基站 A 发送-基站 B 接收的工作模式, 基站 A 发送-基站 A 接收可以显著降低组网的难度, 减少波束扫描开销。高频段尤其是毫米波和太赫兹等波段对基站 A 发送-基站 A 接收模式的需求更加迫切。传统基于基站 A 发送-基站 A 接收工作模式的感知方案主要包括两大类: 1) 连续波体制方案。该方案的优点是没有近距离盲区, 缺点是对收发隔离度的要求非常高, 一般应用于毫米波及以上波段; 2) 脉冲体制方案, 该方案的优点是可以完全复用通信天线, 获得全阵面的增益, 缺点是存在近距离盲区, 一般应用于 X 波段及以下波段。通感一体化有源天线单元 (AAU) 技术往往需要融合空域自干扰消除、射频域自干扰消除、中频域自干扰对消和数字域自干扰消除等先进技术解决方案^[10-11]。

针对通信感知一体化信号处理, 现有文献主要研究了距离维处理、多普勒维处理、空间维处理等方法, 以实现测距、测速、测角等多种功能^[12]。L. GABBIEL 等针对 OFDM

相位编码信号提出了一种新的脉冲压缩方法,该方法基于FFT且等效于匹配滤波方法^[13]。DUAN J. Q.提出了针对OFDM信号的几种多普勒处理方法,以便更好地估计目标的径向速度^[14]。刘永军等采用子空间投影方法实现对目标的距离与多普勒的超分辨估计^[15]。这些一体化信号处理方法大多采用一个或者几个维度进行滤波匹配,忽略了感知系统中各个参数整体性能的提升。经过理论分析,我们认为通感一体化系统的性能主要受限于空间维度,基于通感一体化波形提出多维参数联合和级联的估计方法,最后提出通感一体化高分辨率信号处理方法。所提方法可以有效均衡各个维度参数估计的性能,大大降低计算复杂度。

1 通感一体化关键技术

1.1 感知距离方程

通感一体化系统对目标的感知大致包括如下4个过程:

1) 发射机发射无线电波; 2) 无线电波照射到目标后进行反射; 3) 经过目标的反射回波被接收机接收; 4) 接收机对回波信号进行处理,检测是否存在目标,并对目标的参数进行估计。参考雷达方程^[16-17],感知系统接收端采用匹配滤波算法处理后的信噪比(SNR)一般可以表示为:

$$\text{SNR} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma N_{\text{sym}} \gamma \tau}{(4\pi)^3 R^4 k T F L}, \quad (1)$$

其中,SNR表示经接收机经过处理后目标的信噪比, P_t 表示无线信号的平均发射功率, G_t 和 G_r 分别表示发射天线和接收天线的增益, λ 表示系统载波波长, σ 表示目标的雷达散射截面(RCS), τ 表示一个感知脉冲或者符号的发射信号时长, N_{sym} 表示系统波束驻留目标期间接收的感知脉冲或者符号的个数; γ 表示雷达接收机进行脉冲或者符号积累的效率($\gamma \leq 1$), R 表示目标到天线的距离。 k 表示玻尔兹曼常数,取 1.38×10^{-23} J/K。 T 表示标准温度,一般可取290 K。 F 表示系统噪声系数, L 表示整个系统的损耗。

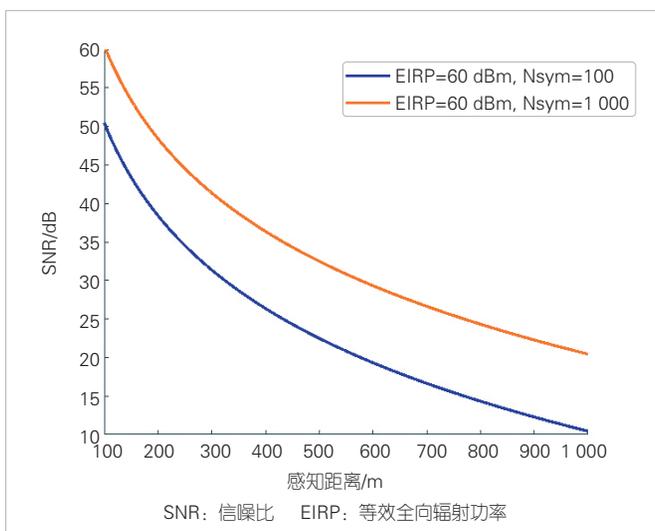
对于商用毫米波基站来说,其发射波束的等效全向辐射功率(EIRP)等价于 $P_t G_t$ 。假设接收天线增益 $G_r = 24$ dB,目标的雷达散射截面 $\sigma = 0.02 \text{ m}^2$,1个用于感知的OFDM符号长度 $\tau = 8.3 \mu\text{s}$,26 GHz载波频率对应的载波波长 $\lambda = 0.0115 \text{ m}$,系统的噪声系数和损耗假设为 $FL = 8$ dB。根据雷达方程公式得出的不同感知距离下接收端的SNR如图1所示。可以看出,当EIRP为60 dBm、 $N_{\text{sym}}=100$ 、 $\sigma = 0.02 \text{ m}^2$ 时,目标距离基站1 km时接收端处理后的SNR>10 dB。也就是说,现行商用5G毫米波基站对 $\sigma = 0.02 \text{ m}^2$ 的目标的感

知距离大于1 km。

1.2 感知性能指标

无线感知性能可以从分辨率、精度等方面来描述。感知的分辨率表示可以被系统区分的两个相邻目标的最接近程度,主要包括距离分辨率、角度分辨率和速度分辨率。其中,距离分辨率取决于信号带宽,角度分辨率取决于天线的半功率波束宽度,速度分辨率取决于感知信号相参积累时间。通常情况下,上述3个维度都无法被分辨的情况是很少的。感知的精度表示测量值和真实值的误差,通常用均方根误差来表示,主要包括距离精度、角度精度和速度精度等。感知精度除了和信号带宽、天线波束宽度、信号相参积累时间有关外,还和回波信号的SNR相关。感知分辨率和精度的相关理论值^[18]如表1所示。

其中, c 表示光速, B 表示信号带宽, D 表示天线阵列孔径, N_{sym} 表示感知信号脉冲或者符号个数, T_r 表示感知脉



▲图1 感知距离和接收端SNR关系

▼表1 感知分辨率和精度

参数名称	取值
距离分辨率	$\Delta R = \frac{c}{2B}$
角度分辨率	$\theta_{3\text{dB}} \approx \frac{0.886\lambda}{D}$
速度分辨率	$\Delta v = \frac{\lambda}{2N_{\text{sym}}T_r}$
距离精度	$\sigma_R = \frac{c}{2B\sqrt{2\text{SNR}}}$
角度精度	$\sigma_\theta = \frac{\theta_{3\text{dB}}}{1.6\sqrt{2\text{SNR}}}$
速度精度	$\sigma_v = \frac{\lambda}{2N_{\text{sym}}T_r\sqrt{2\text{SNR}}}$

冲或者和符号的重复周期。从表1可以得出：距离分辨率可以通过信号带宽获取，并且随着通信系统带宽的不断加，距离分辨率已经不是感知的短板；速度分辨率可以通过增加感知信号时长获取，这在感知系统中也是相对容易实现的；而角度分辨率则需要增加阵列孔径长度，通常来说这是不现实的。对于阵元间距为半波长、阵列结构为 8×8 的均匀线阵来说，孔径长度 $D = 8 \times \lambda/2 = 4\lambda$ ，其角度分辨率（3 dB 波束宽度） $\theta_{3\text{dB}} \approx 12.7^\circ$ 。这样的波束宽度在很多应用场景下难以满足分辨率要求，比如智慧交通场景中距离和速度相同而角度差异较小的行人和车辆的分辨，因此超高分辨的角度估计算法一直是热门研究领域。

1.3 一体化感知算法

在未来5G-A和6G的通感一体化系统中，采用通感一体化基站、一体化OFDM波形进行感知是未来的重要演进方向。本文给出了一种基于OFDM波形的感知系统模型和感知算法处理方案。

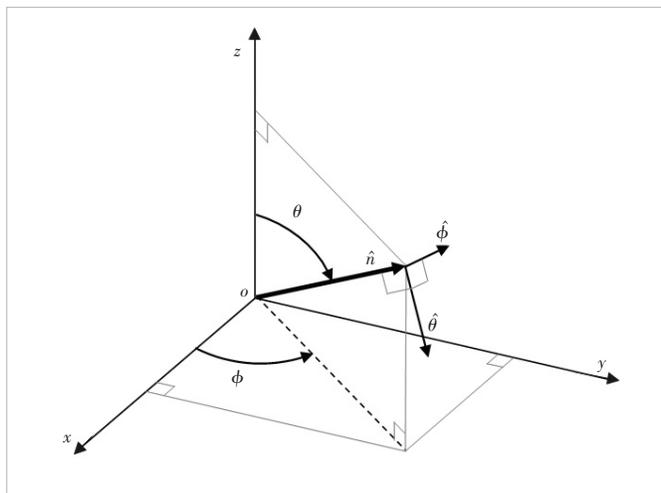
1.3.1 系统模型

假设用于感知的基站（BS）或者用户设备（UE）的天线阵列的坐标模型如图2所示，其中 θ 为天顶角， φ 为方位角。 $\theta = 0^\circ$ 表示天顶方向， $\theta = 90^\circ$ 表示水平方向，该面阵位于 yoz 平面上。

假设均匀面阵的横向天线阵子数为 M ，纵向天线阵子数为 N ，横向和纵向的阵元间距分别为 d_H 和 d_V 。那么该阵列的导向矢量可以表示为：

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = \mathbf{a}_z(\theta) \otimes \mathbf{a}_y(\theta, \varphi), \quad (2)$$

其中，



▲图2 天线阵列坐标模型

$$\mathbf{a}_y(\theta, \varphi) = \left[1 \quad e^{j2\pi \frac{d_H \sin \theta \sin \varphi}{\lambda}} \quad \dots \quad e^{j2\pi \frac{(M-1)d_H \sin \theta \sin \varphi}{\lambda}} \right]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{a}_z(\theta) = \left[1 \quad e^{j2\pi \frac{d_V \cos \theta}{\lambda}} \quad \dots \quad e^{j2\pi \frac{(N-1)d_V \cos \theta}{\lambda}} \right]^T. \quad (4)$$

对此，我们可以将 $\sin \theta \sin \varphi$ 视为沿 y 轴的空间频率，将 $\cos \theta$ 视为沿 z 轴的空间频率。

对于接收端来说，如果采用OFDM信号用于感知，那么去掉母码后，第 (n,m) 个天线的第 l 个OFDM符号第 k 个子载波的频域信道可以表示为：

$$\mathbf{H}(k, l, n, m) = \sum_{n_{\text{tar}}=0}^{N_{\text{tar}}-1} h_{\text{tar}} \cdot e^{-j2\pi k \Delta f \tau_{\text{tar}}} \cdot e^{j2\pi f_{d, \text{tar}} l T_s} \cdot e^{j2\pi \frac{nd_V \cos \theta_{\text{tar}}}{\lambda}} \cdot e^{j2\pi \frac{md_H \sin \theta_{\text{tar}} \sin \varphi_{\text{tar}}}{\lambda}} + \mathbf{n}(k, l, n, m), \quad (5)$$

其中， N_{tar} 表示目标个数， h_{tar} 是一个和目标散射特性相关的复数， τ_{tar} 表示目标时延， T_s 表示用于感知的相邻OFDM符号之间的间隔， \mathbf{n} 表示噪声。公式（5）中的相位第1项表示由目标距离产生的时延导致的相位偏移，第2项表示由目标Doppler运动产生的相位偏移，第3项和第4项表示由天线位置产生的相位偏移。

1.3.2 OFDM信号匹配滤波感知算法

假设OFDM信号有 K 个有效子载波，定义一个和距离（时延）相关的矢量：

$$\mathbf{s}_r(\tau) = [1 \quad e^{j2\pi k \Delta f \tau} \quad \dots \quad e^{j2\pi (K-1) \Delta f \tau}]^T. \quad (6)$$

假设采用 L 个OFDM符号进行感知，定义一个和速度（Doppler）相关的矢量：

$$\mathbf{s}_i(f_d) = [1 \quad e^{j2\pi f_d T_s} \quad \dots \quad e^{j2\pi f_d (L-1) T_s}]^T. \quad (7)$$

采用OFDM进行感知时，回波信号的频域 $\mathbf{H}(k, l, n, m)$ 为 $K \times L \times N \times M$ 的矩阵，将其拉直可得 $\text{vec}(\mathbf{H})$ 。 $\text{vec}(\mathbf{H})$ 是一个列向量，其维度为 $KLNM \times 1$ 。

在高斯白噪声条件下，采用匹配滤波能够获取最佳SNR，从而提高目标的检测能力。采用匹配滤波估计目标的参数 $(\tau, f_d, \theta, \varphi)$ ，具体表达式为：

$$\mathbf{P}_{\text{match filter}}(\tau, f_d, \theta, \varphi) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left[e^{j2\pi k \Delta f \tau} \cdot e^{-j2\pi f_d l T_s} \cdot e^{-j2\pi \frac{nd_V \sin \theta \sin \varphi}{\lambda}} \cdot e^{-j2\pi \frac{md_H \cos \theta}{\lambda}} \cdot \mathbf{H}(k, l, n, m) \right] = [\mathbf{a}_y(\theta, \varphi) \otimes \mathbf{a}_z(\theta) \otimes \mathbf{s}_i(f_d) \otimes \mathbf{s}_r(\tau)]^H \cdot \text{vec}(\mathbf{H}). \quad (8)$$

显然，公式（8）是一个关于 $(\tau, f_d, \theta, \varphi)$ 的四维匹配滤波

过程，搜索次数至少为 $KLNM$ ，共需要 $(KLNM)^2$ 次复乘法和 $(KLNM)^2$ 次复加法，复杂度非常高，不适合工程应用。

在损失一定匹配滤波性能的基础上，将上述 $(\tau, f_d, \theta, \varphi)$ 的联合匹配滤波改为级联匹配滤波，即对每个参数分别搜索，将四维搜索问题转换成4种一维搜索问题，从而大大降低计算复杂度，这也是目前雷达系统通用的处理手段。通感一体化回波信号的感知级联处理流程如图3所示，在三维角度空间中的空间维处理包括方位维处理和俯仰维处理。

距离维搜索需要进行 LNM 次搜索，单次搜索的式子可以表示为：

$$\mathbf{P}_{\tau}(\tau, l, n, m) = \sum_{k=0}^{K-1} e^{j2\pi k \Delta f \tau} \cdot \mathbf{H}(k, l, n, m) = s_r^H(\tau) \cdot \text{vec}(\mathbf{H}(:, l, n, m))。 \quad (9)$$

速度维搜索需要进行 KNM 次搜索，单次搜索的式子可以表示为：

$$\mathbf{P}_{\tau, f_d}(\tau, f_d, n, m) = \sum_{l=0}^{L-1} e^{-j2\pi f_d l T} \cdot \mathbf{P}_{\tau}(\tau, l, n, m) = s_v^H(f_d) \cdot \text{vec}(\mathbf{P}_{\tau}(\tau, :, n, m))。 \quad (10)$$

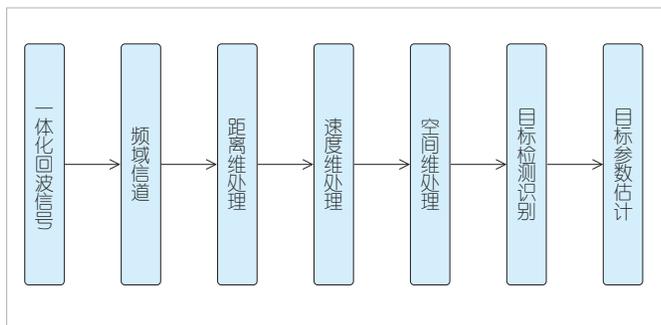
俯仰维搜索需要进行 KLM 次搜索，单次搜索的式子可以表示为：

$$\mathbf{P}_{\tau, f_d, \theta}(\tau, f_d, \theta, m) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi \frac{nd_s \cos \theta}{\lambda}} \cdot \mathbf{P}_{\tau, f_d}(\tau, f_d, n, m) = \mathbf{a}_z^H(\theta) \cdot \text{vec}(\mathbf{P}_{\tau, f_d}(\tau, f_d, :, m))。 \quad (11)$$

方位维搜索需要进行 KLN 次搜索，单次搜索的式子可以表示为：

$$\mathbf{P}_{\tau, f_d, \theta, \varphi}(\tau, f_d, \theta, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi \frac{md_n \sin \theta \sin \varphi}{\lambda}} \cdot \mathbf{P}_{\tau, f_d, \theta}(\tau, f_d, \theta, m) = \mathbf{a}_y^H(\theta, \varphi) \cdot \text{vec}(\mathbf{P}_{\tau, f_d, \theta}(\tau, f_d, \theta, :))。 \quad (12)$$

上述4种一维搜索的检索顺序可以任意调换，不影响最



▲图3 一体化回波信号的感知级联处理流程

终结果。每个维度搜索的复杂度均为 $KLNM$ 次复乘法和 $KLNM$ 次复加法。4个维度级联搜索后共需要 $4KLNM$ 次复乘法和 $4KLNM$ 次复加法，复杂度降低到原来的 $4/(KLNM)$ 。

1.3.3 OFDM 信号空时频级联感知算法

匹配滤波感知算法实现简单，复杂度相对较低，但是分辨率较低，在很多情况下难以满足应用需求。将超分辨算法引入 OFDM 信号的感知，可以大大提高系统分辨率。常用的超分辨算法有 Burg 最大熵算法、Capon 最小方差法、多重信号分类 (MUSIC) 算法^[19]、基于旋转不变技术的信号参数估计 (ESPRIT) 算法^[20]、传播算子 (PM) 算法^[21] 等。其中，MUSIC 算法是超分辨谱估计理论中的一个标志性常用算法，它开启了特征结构类算法的新时代。MUSIC 算法对自相关矩阵进行特征分解，以得到相应的信号子空间与噪声子空间，并利用这两个子空间的正交性进行信号参数的估计。

要获得 OFDM 波形的超分辨感知，需要先计算信道 $\mathbf{H}(k, l, n, m)$ 的协方差矩阵 \mathbf{R}_{HH} ：

$$\mathbf{R}_{HH} = E \left\{ \text{vec}(\mathbf{H}) \cdot (\text{vec}(\mathbf{H}))^H \right\}, \quad (13)$$

其中， $E\{\}$ 表示对多个样本求期望。接着对 \mathbf{R}_{HH} 进行特征分解：

$$\mathbf{R}_{HH} = \mathbf{U}_s \Sigma_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \Sigma_n \mathbf{U}_n^H, \quad (14)$$

其中， \mathbf{U}_s 和 \mathbf{U}_n 分别表示回波信号的信号子空间和噪声子空间。那么用于感知目标参数 $(\tau, f_d, \theta, \varphi)$ 估计的 MUSIC 谱可以表示为：

$$P_{\text{MUSIC}}(\tau, f_d, \theta, \varphi) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\tau, f_d, \theta, \varphi) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\tau, f_d, \theta, \varphi)}, \quad (15)$$

其中， $\mathbf{a}(\tau, f_d, \theta, \varphi) = \mathbf{a}_y(\theta, \varphi) \otimes \mathbf{a}_z(\theta) \otimes \mathbf{s}_v(f_d) \otimes \mathbf{s}_r(\tau)$ 。上述 MUSIC 谱包含了方位-俯仰-距离-速度4个维度，进行特征分解和谱峰搜索的复杂度非常高，难以实现工程应用。为了得出一种工程可实现的算法，将上述联合估计转换成距离-速度-空间的级联处理，即距离维搜索和速度维搜索采用常规匹配滤波算法，方位和俯仰维角度估计采用超分辨算法。这主要是由于：对基站来说，在距离维和速度维获取高分辨率相对容易，而在空间维度获取高分辨率常规算法需要很大的天线孔径。

假设在 (τ, f_d) 处存在目标，那么采用 MUSIC 算法进行角度估计时，需要计算的协方差矩阵可以表示为：

$$\mathbf{R}_{\tau, f_d} = \text{vec}(\mathbf{P}_{\tau, f_d}(\tau, f_d, :, :)) \cdot (\text{vec}(\mathbf{P}_{\tau, f_d}(\tau, f_d, :, :)))^H。 \quad (16)$$

由于进行了距离维-速度维处理后,在 (τ, f_d) 处的目标变成了单次快拍(往往只有一个样本),且在该点处不同目标的距离和速度相同。也就是说,哪怕是获得多个样本,不同目标之间也是相干的。协方差矩阵 \mathbf{R}_{τ, f_d} 的秩为1。进行特征分解后噪声子空间被信号子空间污染,最终使得MUSIC算法的性能急速恶化,甚至还不如常规匹配滤波算法。为了解决这个问题,空间平滑算法^[22]被引入以恢复MUSIC的超分辨率能力。空间平滑算法的核心思想是将整个阵列分成若干阵列结构相同的子阵。假设第 p 个子阵的协方差矩阵为 $\mathbf{R}_{p, \tau, f_d}$,那么第 p 个子阵的距离维和速度维匹配滤波后的结果可以表示为:

$$\mathbf{P}_p(\tau, f_d) = \text{vec}(\mathbf{P}(\tau, f_d, p: p + N_{\text{sub}} - 1, p: p + M_{\text{sub}} - 1)), \quad (17)$$

其中, $N_{\text{sub}} = N + 1 - P$, $M_{\text{sub}} = M + 1 - P$, 那么第 p 个子阵的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{p, \tau, f_d}$ 可以表示为:

$$\mathbf{R}_{p, \tau, f_d} = \mathbf{P}_p(\tau, f_d) \cdot \mathbf{P}_p^H(\tau, f_d). \quad (18)$$

采用前向空间平滑后的协方差矩阵为:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\tau, f_d} = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P \mathbf{R}_{p, \tau, f_d}. \quad (19)$$

然后对 $\hat{\mathbf{R}}_{\tau, f_d}$ 进行特征分解,获得噪声子空间 $\hat{\mathbf{U}}_n$ 。利用子阵的导向矢量 $\hat{\mathbf{a}}(\theta, \varphi) = \hat{\mathbf{a}}_y(\theta, \varphi) \otimes \hat{\mathbf{a}}_z(\theta)$ 进行空间谱搜索,最终获得的MUSIC谱可以表示为:

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\hat{\mathbf{a}}^H(\theta, \varphi) \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \hat{\mathbf{a}}(\theta, \varphi)}. \quad (20)$$

虽然将四维的MUSIC谱简化成二维的MUSIC谱可大大降低复杂度,但是仍然需要二维谱峰搜索,复杂度仍然非常高。为了进一步降低复杂度,这里引入root-MUSIC算法^[23],该算法可以避免谱峰搜索,从而大大降低复杂度。

Root-MUSIC算法需要先定义一个多项式:

$$f(z) = \mathbf{p}^H(z) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{p}(z), \quad (21)$$

其中, $\mathbf{p}(z) = [1 \quad z \quad \dots \quad z^{M-1}]^T$ 。定义当 $z = \exp(j\omega)$ 时,多项式的根正好位于单位圆上,只要获得上式的根即可获得目标的角度信息。显然上述求根公式只适合均匀线阵。当采用一个垂直维度的均匀线阵进行角度估计时,假设 \hat{z}_i 为第 i 个位于单元圆上的根,那么垂直维度的角度可以通过公式(22)估计:

$$\theta_i = \arccos\left(\frac{\lambda}{2\pi d_v} \arg\{\hat{z}_i\}\right). \quad (22)$$

对基站来说,当天线阵为二维阵时,需要将二维阵转换成两个一维阵,然后分别采用root-MUSIC算法获取目标的方位角和俯仰角,这里不再赘述。

2 通感一体化应用

从通信感知一体化的初衷来看,通信感知一体化系统基于获得的感知信息,可提供定位、成像、虚拟环境重构等服务。此外,这些服务还可以用于提升移动通信的自身性能。在所能获得的感知信息和服务基础之上,通信感知一体化系统将更好地服务于未来智慧低空、智慧交通、智慧生活等。

2.1 智慧低空

近年来,中国民用无人机市场规模快速增长。2020—2024年,中国民用无人机产业年复合增长率超过50%。2020年民航局批准13个无人机试验基地。工业无人机市场规模年增长率超过50%。2025年无人机将实现规模商用。对无人机进行有效探测和管控,是产业规模发展的前提。无人机探测是近年来的重要研究方向。未来3~5年,无人机监控和防御的市场规模超过330亿元^[24]。

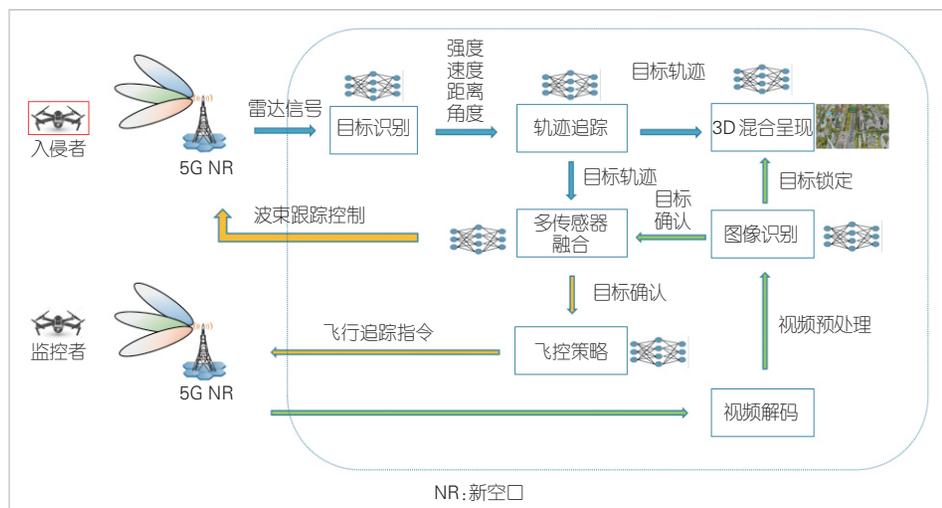
传统的低空雷达方案面临3个困境:1)部署成本高:需要在敏感空域重新部署低空警戒雷达;2)频谱资源短缺:目前雷达频段一般主要是24 GHz和77 GHz;3)感知范围受限:大多数雷达的EIRP受限导致最远感知距离有限。通感一体化方案助力智慧低空发展,在智慧低空中的主要应用包括:无人机入侵检测、无人机监管和避障、无人机路径管理等。

相比于传统的低空雷达方案,通感一体化无人机感知方案具有3个明显的优势:1)部署成本低,可在传统基站上部署感知功能;2)频谱可以共享,即通信和感知共享频谱,提高了频谱利用率;3)感知范围广,例如单站感知距离超过1 km,依赖5G基站可实现大范围连续覆盖。

2022年8月,中国联通携手中兴通讯在上海完成低空无人机通感算控一体化验证测试。该测试以低空园区安防应用场景为背景,采用24 GHz毫米波单AAU实现通信和感知信号的发送与接收。低空无人机的感知精度达到亚米级,探测距离超过1 km,通信和感知过程中性能良好稳定。2022年11月,在IMT-2020(5G)推进组的指导下,中兴通讯使用4.9 GHz低频5G商用基站,实现了室外无人机超过1 400 m的感知距离。智慧低空场景的通感一体化平台如图4所示。

2.2 智慧交通

通感一体化在智慧交通中的应用目前聚焦于车辆信息统



▲图4 智慧低空场景的通感一体化平台

计、行人入侵检测、辅助无人驾驶等方面。当前主流的智慧交通方案可以分为两大类：单车智能方案和车路协同或者通感一体方案。

单车智能方案主要采用汽车雷达和摄像头等，但存在以下缺陷：1) 覆盖有盲区：单车感知覆盖区域成扇形，有盲点区域；2) 瞬时误差大：单车由于移动速度快，只掌握瞬时的感知信息，目标虚警漏警概率大；3) 遮挡影响大：容易产生前车遮挡，无法检测被遮挡区域状况；4) 感知距离短，且不能全天候感知：恶劣天气感知范围大大缩减，无灯光感知效果也受限。

相比而言，通感一体方案在以下方面具有明显优势：1) 自动驾驶需要车路协同，通感一体与单车雷达是互补和协同关系；2) 通感一体化系统不需部署新系统，具有无缝、全天候、低时延等优势，可满足控制辅助、服务车联网等应用需求。

2022年11月，在IMT-2020（5G）推进组指导下，中兴通讯采用24 GHz毫米波通感一体基站，在上海城市开放道路（双向六车道）完成了车辆和行人感知测试，实现了超过800 m的感知距离和车道级的感知精度。随后，中兴通讯使用4.9 GHz低频5G商用基站，完成了室外无人机、车辆和行人感知测试验证。验证结果显示，在一定环境下室外能够同时实现无人机、车辆和行人多目标移动轨迹感知，初步验证了低频感知在低空安防、交通安全管理等的可行性。

2.3 智慧生活

通感一体化在智慧生活方面的应用目前主要聚焦于呼吸监测、入侵检测、健身检测、手势检测、天气检测等方面。传统的智慧生活检测方案存在诸多限制，例如：1) 需要检

测仪或者可穿戴设备进行接触式检测；2) 需要额外安装摄像头、传感器、探测器等，部署成本较高；3) 感知范围往往较短；4) 视频类传统检测方案涉及个人敏感信息。

相比而言，通感一体化方案在智慧生活方面具有诸多优势：1) 采用无线信号，可以进行全天候非接触式检测和识别；2) 在基站上部署感知功能，不需要额外部署新系统，具有无缝、广覆盖等优势；3) 不涉及个人敏感信息等。

2022年11月，在IMT-2020（5G）推进组指导下，中兴通讯使用4.9 GHz低频5G商用基站，在室内场景下开展了视距和非视距呼吸感知测试。其中，在视距场景下呼吸监测能力与商用呼吸监测仪表相当，可助力健康管理等感知应用。

3 结束语

通感一体化开辟了全新的业务方向，赋予无线网络感知物理世界的的能力，既充分满足多维感官的交融互通需求，又有效支撑通信能力的广域拓展，具有超越传统移动通信网络连接的巨大潜力。本文概述了5G-A和6G演进过程中通感一体化的应用方向，给出了基于现有通信基站的感知能力边界，以及通感一体化系统参数估计的匹配滤波算法，最后提出了一种高分辨率、低复杂度的感知信号处理算法，有助于推动通感一体化技术从理论走向实际应用。

致谢

本研究得到中兴通讯股份有限公司耿鹏、崔亦军、赵志勇、窦建武、吴建军等专家的帮助，在此对他们表示感谢！

参考文献

- [1] LIU Y J, LIAO G S, XU J W, et al. Adaptive OFDM integrated radar and communications waveform design based on information theory [J]. IEEE communications letters, 2017, 21(10): 2174-2177. DOI: 10.1109/LCOMM.2017.2723890
- [2] 刘凡, 袁伟杰, 原进宏, 等. 雷达通信频谱共享及一体化: 综述与展望 [J]. 雷达学报, 2021, 10(3): 467-484. DOI: 10.12000/JR20113
- [3] 潘成康. 通信感知一体化技术思考 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 27(5): 53-56. DOI: 10.12142/ZTETJ.202205010
- [4] 江甲沫, 韩凯峰, 徐晓燕. 6G通信感知一体化系统的性能指标 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 27(5): 39-45. DOI: 10.12142/ZTETJ.202205008
- [5] 李晓阳, 周梓钦, 贡毅. 通信感知计算一体化波束赋形设计 [J]. 中兴通讯技术, 2022, 27(5): 23-28. DOI: 10.12142/ZTETJ.202205006
- [6] ROBERTON M, BROWN E R. Integrated radar and communications based on chirped spread-spectrum techniques [C]//Proceedings of IEEE MTT-S

- International Microwave Symposium Digest. IEEE, 2003: 611–614. DOI: 10.1109/MWSYM.2003.1211013
- [7] CHEN X B, WANG X M, XU S F, et al. A novel radar waveform compatible with communication [C]//Proceedings of 2011 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP). IEEE, 2011: 177–181. DOI: 10.1109/ICCP.2011.6092272
- [8] ZHANG W K, LIU Z P. Design and implementation of modulator of a novel radar waveform compatible with communication [C]//Proceedings of 2013 International Workshop on Microwave and Millimeter Wave Circuits and System Technology. IEEE, 2014: 357–360. DOI: 10.1109/MMWCST.2013.6814653
- [9] LIU Y J, LIAO G S, YANG Z W, et al. Design of integrated radar and communication system based on MIMO-OFDM waveform [J]. Journal of systems engineering and electronics, 2017, 28(4): 669–680. DOI: 10.21629/JSEE.2017.04.06
- [10] IMT-2030 (6G)推进组. 新型双工技术研究报告 [R]. 2022
- [11] GUO X J, GAO Y S, WANG K Z, et al. Transmitter leakage canceling for LFM CW SAR [C]//Proceedings of 2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS). IEEE, 2016: 5047–5050. DOI: 10.1109/IGARSS.2016.7730316
- [12] 肖博, 霍凯, 刘永祥. 雷达通信一体化研究现状与发展趋势 [J]. 电子与信息学报, 2019, 41(3): 739–750. DOI: 10.11999/JEIT180515
- [13] LELLOUCH G, MISHRA A, INGGS M. Impact of the Doppler modulation on the range and Doppler processing in OFDM radar [C]//Proceedings of 2014 IEEE Radar Conference. IEEE, 2014: 803–808. DOI: 10.1109/RADAR.2014.6875700
- [14] DUAN J Q. Multicarrier coherent pulse shaping for radar and corresponding signal processing [C]//Proceedings of 2007 8th International Conference on Electronic Measurement and Instruments. IEEE, 2007: 3–843. DOI: 10.1109/ICEMI.2007.4351049
- [15] 刘永军, 廖桂生, 杨志伟, 等. 一种超分辨 OFDM 雷达通信一体化设计方法 [J]. 电子与信息学报, 2016, 38(2): 425–433. DOI: 10.11999/JEIT150320
- [16] 丁鹭飞. 雷达原理 [M]. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1984
- [17] 斯科尼克 (Merrill I. Skolnik). 雷达手册 [M]. 南京电子技术研究所译. 北京: 电子工业出版社, 2010
- [18] IMT-2030 (6G)推进组. 通信感知一体化技术研究报告 [R]. 2022
- [19] SCHMIDT R. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 1986, 34(3): 276–280. DOI: 10.1109/TAP.1986.1143830
- [20] ROY R, PAULRAJ A, KAILATH T. ESPRIT: a subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise [J]. IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing, 1986, 34(5): 1340–1342. DOI: 10.1109/TASSP.1986.1164935
- [21] MARCOS S, BENIDIR M. On a high resolution array processing method non-based on the eigenanalysis approach [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'90). IEEE, 1990: 2955–2958
- [22] SHAN T J, KAILATH T. Adaptive beamforming for coherent signals and interference [J]. IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing, 1985, 33(3): 527–536. DOI: 10.1109/TASSP.1985.1164583
- [23] RAO B D, HARI K V S. Performance analysis of root-music [J]. IEEE transactions on acoustics, speech, and signal processing, 1989, 37(12): 1939–1949. DOI: 10.1109/29.45540
- [24] 中国移动. 5G-Advanced 无线网络能力与产业进展白皮书 [R]. 2022

作者简介



李萍, 中兴通讯股份有限公司资深算法系统工程师; 主要研究方向包括移动通信关键数字信号处理技术、多天线技术、系统性能优化与技术、智能超表面技术、组网与网络规划技术等; 负责多项国家级重大课题, 申请专利近 100 项, 发表论文 10 篇。



郭晓江, 中兴通讯股份有限公司资深算法专家; 主要研究领域为无线通信信号处理技术、雷达信号处理技术、通感一体化等; 发表论文 10 余篇。