

再创雷达：4D传感的威力

Reinventing Radar: The Power of 4D Sensing

Avik Santra、Ismail Nasr和Julie Kim

英飞凌公司，德国新比贝格

雷达已经从一种复杂、高端的军用技术逐步发展出一种相对简单、低端的解决方案，并渗透到工业和消费市场领域。这个快速的发展有两个主要的驱动因素：硅基和封装技术的发展带来的小型化和不断增长的计算能力使得通过机器学习可以充分挖掘雷达原始信号的潜力。雷达技术支持对3维空间中的目标进行定位，并且可以进一步用于生理体征监测和分类，从而提供第4维度的视角，因而催生了众多的工业和消费类应用。雷达技术的应用在近年来增长了数倍。除了在军用和国防领域的应用，雷达还用在诸如中高端汽车中用于增加安全性和辅助驾驶。在众多的工业和消费类应用中，根据低功耗、低成本下达成可靠的系统性能的要求，短距离雷达传感器得到了广泛采用。在本文中我们阐述了雷达技术怎样用于消费电子产品和工业应用，并为我们的日常生活带来便利。

雷达现在除支持现有应用外，也能提供支持全新应用的功能。家庭和工业应用中的雷达通过3D定位能提供方位角度和高度上的距离。雷达还可以通过感知速度来绘制位置图和追踪。专用雷达可以检测人体心肺活动，从而提供了一种有应用前景的方法来克服传统占位传感器中存在的误触发和盲点问题。雷达技术可为任何物体或材料产生独特的指征。此功能可用于系统中，识别不同类型的液体，如水与

牛奶，或材料，如丝绸与棉花。

低成本传感器解决方案使雷达可用于工业测试和自动化。它们在诸如光线不足、大雾或污染严重的环境中都有很稳定耐用的表现。此外它们可以在不影响性能的情况下被隐藏起来以符合美观要求，从而使其适用于许多消费类应用。雷达已被证明是一种可用于消费电子、医疗、监控、驾驶辅助以及工业应用中的短距离定位和生命体征监测的功能强大的传感器¹⁻⁵。

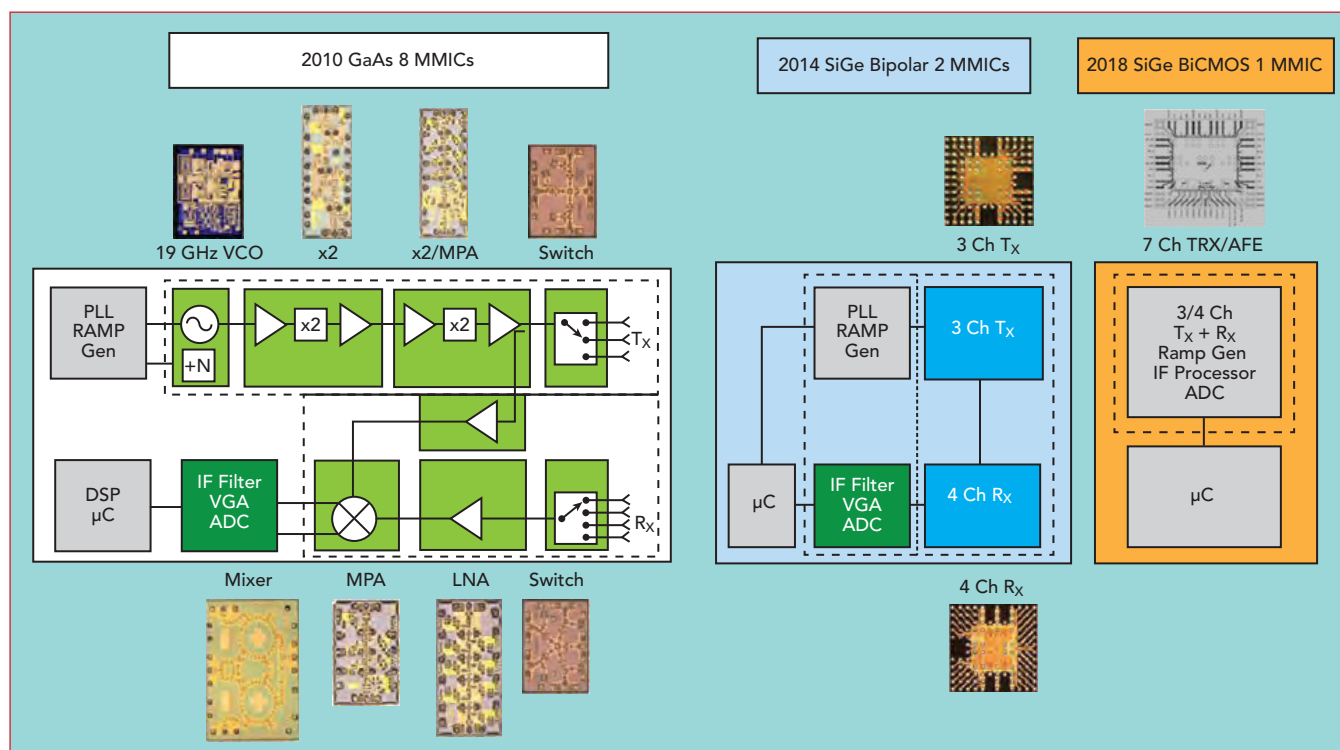


图1：77GHz雷达收发机技术和集成发展趋势。

赋能技术

雷达系统由两部分组成：一是雷达硬件，包括RF收发机、波形发生器、接收机单元、天线和系统封装。二是信号处理，包括解析雷达回波以提取有意义的目标信息。

自集成电路发明以来，晶体管的工作频率一直在稳步提高，目前已经可实现工作频率高达1 THz的电路模块⁶。晶体管尺寸也在同时缩小，因而采用更先进的技术工艺可实现进一步集成⁷。图1重点展示了汽车应用中雷达技术的发展。过去几年来，SiGe双极技术一直是汽车和工业毫米波雷达的首选硅技术。因为其性能、成本和集成度非常符合应用要求^{8,9}。当前最先进的SiGe技术已可达到300GHz以上的工作频率。例如，Bock等人¹⁰展示的BiCMOS前端技术中SiGe晶体管的 F_{max} 达到了370GHz。他们的技术还包含了130nm CMOS，因此可用于诸如锁相环和数字信号处理等雷达组成模块。射频CMOS技术也被证明是毫米波雷达的候选技术¹¹。

尽管CMOS射频性能不如SiGe，但其提供了更高的数字集成度，因此对增加雷达芯片上的信号处理来说是有吸引力的。

更高的工作频率和先进的封装技术使天线可集成到封装中，在某些情况下甚至还可集成在硅片上。天线集成对于降低雷达设计复杂性和降低整体系统成本至关重要，借此才能渗透到工业和消费市场。各种配置的天线已被集成到不同的封装中，以满足各种不同的系统要求¹²。工作在超过100GHz频率时可以将天线在硅片上集成¹³，从而进一步降低雷达尺寸和成本。

雷达的种类

小型短程雷达通常可分为CW（连续波）、调制CW和脉冲超宽带（UWB）。

连续波雷达

CW雷达连续发射和接收，而脉冲雷达则在接收机未工作时发射短脉冲，在发射脉冲之间的间隔周期内接收。CW雷达需要具有良好隔离度的独立发射和接收天线。CW雷达的主要优点是接收机中的信号处理处于低频，从而降低了采样率要求，简化了处理电路。

CW雷达发射未调制的连续频率信号。通过评判相对于发送信号的回波接收信号的相位变化，接收到的回波被处理从而可估计目标的径向速度。移动目标反射的发射信号会产生多普

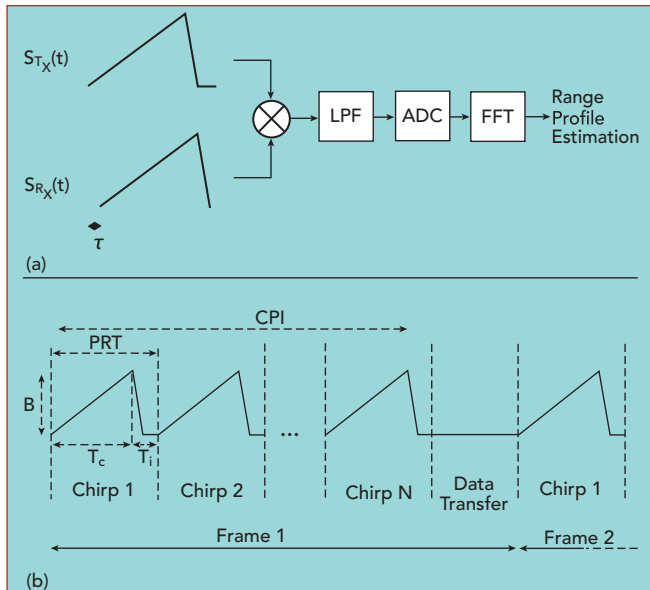


图2：调频连续波信号的去斜(a)和雷达帧结构(b)。

勒频移。但缺点是无法从纯CW信号中获得距离信息，而只能通过脉冲多普勒操作或发送两个不同的频移键控 (FSK) 信号来获得。

调制连续波雷达

有几种调制模式可用于频率调制发射信号。常用的波形是锯齿频率调制，其中的频率随时间线性增加（向上啁啾）或随时间减小（向下啁啾）。因而被称为调频连续波（FMCW）。在接收机中的匹配滤波操作需要将接收到的啁啾与发射信号混频，称为“去斜”或“去啁啾”（见图2a）。 $S_{\text{Tx}}(t)$ 和 $S_{\text{Rx}}(t)$ 分别表示发送和接收的啁啾。在接收机中混频后，往返传播延迟 $\tau=2R_k/C$ 被转换为一个中频频率。对啁啾的频谱分析可提供雷达视场中目标的距离估计。扫描带宽B确定了距离分辨率， $\delta R=c/(2B)$ 。最大的不模糊距离 $R_{\text{max}}=N_s\delta R$ ，其中 N_s 是发送频率步数。模数转换器（ADC）随着单个啁啾的输出被称为“快时间”。

图2b显示了FMCW雷达的帧结构。啁啾持续时间 T_c 决定了最大可检测的无模糊多普勒频率 $f_{d\text{max}}=1/(2T_c)$ 。两个啁啾之间的持续时间称为脉冲重复周期（PRT），并且 $\text{PRT}=T_c+T_i$ 。跨越多个啁啾的频谱估计可提供速度信息。用于相干积分的多个连续啁啾的集合被称为“一帧”或“一个驻留时间”，并且表示目标参数被估计或更新的频率。相干处理间隔（CPI，帧的持续时间）可确定多普勒分辨率 $\delta f_d=1/(2\text{CPI})$ 。一个CPI内的啁啾的时间采样被称为“慢时间”。确定锯齿波频率调制雷达系统性能的两个关键因素是斜坡线性度和发射到接收（Tx-Rx）的泄漏。线性斜坡的任何偏差都会导致距离估计误差，Tx-Rx泄漏会限制雷达的最大探测范围。

脉冲超宽带雷达

脉冲雷达发射短脉冲并通过测量发射和返回信号之间的时间延迟来确定距离。发射超宽带短脉冲波形的脉冲雷达是一种非相干系统。脉冲发送和接收之间的时间差可以确定目标的距离，并且频谱的峰值可以确定多普勒速度。脉冲宽度决定了距离分辨率，并且在

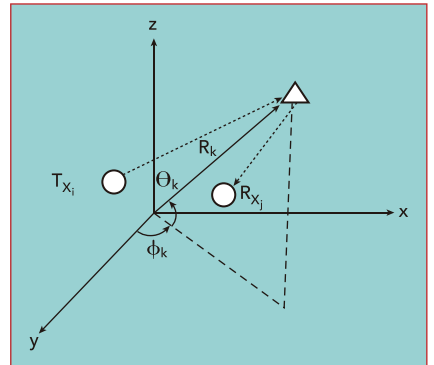


图3：目标的3D位置。

这种系统中多普勒分辨率通常很差，然而它们不会遭受Tx-Rx泄漏，因为发送器和接收器并不同时工作。

本文主要引入了使用FMCW雷达的4D传感概念。然而其中有几个方面也适用于脉冲UWB雷达。

3D定位

为了估计3D空间中的目标位置，需要采用在具有一定间隔的L形线性阵列中至少布置 $N_{\text{Tx}}=2$ 个发射单元和 $N_{\text{Rx}}=2$ 个接收单元的MIMO天线。这形成一个虚拟的 2×2 矩形阵列，从而足够估计出目标的高度和方位坐标。

如图3所示，发射单元在空间中的3D坐标表示为 d^{Tx}_m ， $m=1 \dots N_{\text{Tx}}$ ，而接收单元的则表示为 d^{Rx}_n ， $n=1 \dots N_{\text{Rx}}$ 。假设考虑远场情形，从Tx发射单元 d^{Tx}_m 传播到点散射体p并从p反射到 R_x 的接收单元 d^{Rx}_n 的信号传播距离可以近似为 $2R_k+d_{\text{mm}}$ ，其中 R_k 是第k个散射体到虚拟线性阵列中心的基准距离， d_{mm} 是指虚拟单元到阵列中心的相对位置。雷达在极坐标中观察空间，因此第k个目标的3D笛卡尔位置可以表示为：

$$\mathbf{r}_k = \begin{bmatrix} R_k \cos(\theta_k) \sin(\phi_k) & R_k \cos(\theta_k) \cos(\phi_k) & R_k \sin(\theta_k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

并且单位方向矢量表示为:

$$\mathbf{u}_k = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) \sin(\phi_k) & \cos(\theta_k) \cos(\phi_k) & \sin(\theta_k) \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中 θ_k 和 ϕ_k 分别是目标相对于虚拟阵列中心的仰角和方位角。发射导向矢量可以表示为:

$$\mathbf{a}_m^T(\theta, \phi) = \exp\left(-j2\pi \frac{\mathbf{d}_m^T \mathbf{u}(\theta, \phi)}{\lambda}\right); m = 1, \dots, N_{Tx} \quad (3)$$

其中接收导向矢量为:

$$\mathbf{a}_n^R(\theta, \phi) = \exp\left(-j2\pi \frac{\mathbf{d}_n^R \mathbf{u}(\theta, \phi)}{\lambda}\right); n = 1, \dots, N_{Rx} \quad (4)$$

其中 λ 发射信号波长。从第 k 个散射目标返回的基带信号可表示为:

$$\begin{aligned} \bar{S}_{R_x}(t) = & \exp\left(-j2\pi \frac{\mathbf{d}_k^T \mathbf{u}_k}{\lambda}\right) \mathbf{a}_k^R(\theta_k, \phi_k) \mathbf{a}_k^T(\theta_k, \phi_k)^T \bar{S}_{T_x}(t) \\ & \rho_k \exp\left(-j2\pi \frac{\mathbf{d}_k^T \mathbf{u}_k}{\lambda}\right) \mathbf{a}_k^R(\theta_k, \phi_k) \mathbf{a}_k^T(\theta_k, \phi_k)^T \bar{S}_{T_x}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

其中 ρ_k 表示由于传播路径损耗、天线增益和接收机增益引起的复合幅度贡献。 $\bar{S}_{T_x}(t)$ 和 $\bar{S}_{R_x}(t)$ 分别是来自 N_{Tx} 个发射天线的发射信号和 N_{Rx} 个接收天线上的接收信号。通过沿快时间的频谱分析来估算第 k 个目标的距离 R_k 后,可以通过单脉冲、Capon或FFT波束赋形算法来估计目标的角坐标(即方位角 θ_k 和仰角 ϕ_k)。图4显示了雷达视场中具有不同位置(距离、方位角、仰角)的三个目标的三维定位。

第四维度

生理体征和占位感知(Occupancy Sensing)

人类的呼吸和心脏跳动导致的运动具有独特的指征,可用雷达监测其位置和多普勒信息。

距离雷达阵列中心的基准距离 R_k 处的振动点散射体目标会引起慢时间上的目标响应,并可表示为:

$$R(t_s) = R_k + \sum_{i=1}^I \alpha_v^{(i)} \sin(2\pi f_v^{(i)} t_s) \quad (6)$$

其中 f_v 表示振动频率, $\alpha_v^{(i)}$ 表示第 i 个振动目标源的最大振幅, I 表示振动源的数量。距离雷达传感器固定距离的准静止人体可以被建模为两个振动源的叠加:一个来自呼吸运动,另一个来自心脏运动。人体静息呼吸率约为每分钟12至20次($f^{(1)}_v = f_r = 0.2-0.4\text{Hz}$),胸壁运动的最大位移 $\alpha_v^{(1)} = 7.5\text{mm}$ 。心率可以是每分钟50至200次($f^{(2)}_v = f_h = 0.8-3.3\text{Hz}$),最大位移 $\alpha_v^{(2)} = 0.25\text{mm}$ 。经过低通滤波后,接收到的信号可表示为:

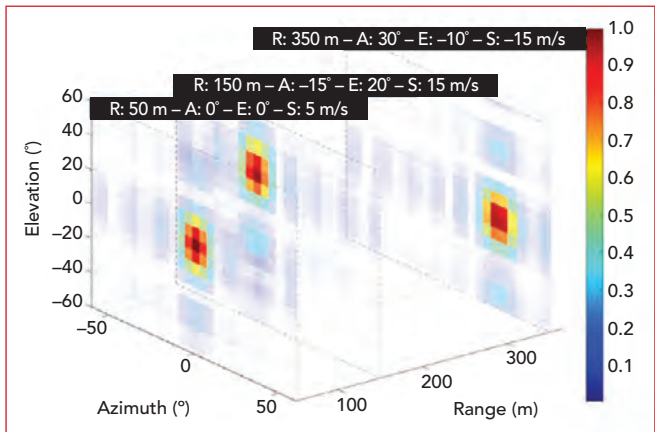


图4: 估计具有不同距离和仰角以及方位角的三个目标的3D位置。

$$s(t_f, t_s) = \rho_k \exp\left(j \left(\underbrace{\frac{4\pi\gamma R(t_s)}{c}}_{\text{1st term}} t_f + j \left(\underbrace{\frac{4\pi f_c R(t_s)}{c}}_{\text{2nd term}} - \underbrace{\frac{8\pi\gamma R^2(t_s)}{c^2}}_{\text{3rd term}} \right) t_s \right) \right) \quad (7)$$

在这里,我们将时间指数 t 扩展为快时间 t_f 和慢时间 t_s 的组合。往返传播延迟表示为:

$$\tau = \frac{2R(t_s)}{c}$$

公式7中的第三项会导致不希望出现的二阶项,例如 $f_r + f_h$ 和 $2f_r$,这些信号会落入生理体征的信号谱内。如果不加以考虑,这些寄生的项会导致对重要信号的错误估计。从而对准确估计重要参数提出了挑战。公式7中的其他项可导出:

$$s(t_f, t_s) = \rho_k \exp\left(j \left(\underbrace{\frac{4\pi\gamma R_k}{c} + \frac{4\pi\gamma \alpha_v^{(i)} \sin(2\pi f_v^{(i)} t_s)}{c}}_{\text{1st term}} t_f + \underbrace{\frac{4\pi f_c R_k}{c} + \frac{4\pi f_c \alpha_v^{(i)} \sin(2\pi f_v^{(i)} t_s)}{c}}_{\text{2nd term}} t_s \right) \right) \quad (8)$$

考虑到 $R_k \gg \alpha_v^{(i)}$,可以忽略公式8中的第二项。第一项由快时间FFT估计或补偿,并且与人的基础距离 R_k 成比例。由第四项给出的相对于慢时间的相位变化表示人胸壁产生的微小运动。因此通过监测相位,然后进行频谱分析,可以估计无交叠的心脏和呼吸频率。然而这些微小运动的估计容易受到身体的随机动作和人的移动的影响。

而由于精确的生理指征监测是硬性要求,这就对于该技术的广泛应用提出了另一个挑战。随机体运动可以通过多个雷达传感器进行补偿¹⁴。

由于雷达具备无线方式估计生命体征的能力,产生了多种应用,如睡眠呼吸暂停检测、病人监测、占位感知、驾驶员监控以及监视和地震救援行动中的生理监测¹⁵⁻¹⁹。短距雷达系统重量轻、成本低,为人体存在感应提供了良好的解决方案,且具有高效的能源利用率²⁰⁻²¹。

我们可以将多普勒分量分为三类:身体运动引起的宏多普勒,人体姿势引起的微多普勒和体内器官运动引起的体征多普勒。图5说明了雷达可以感知的各种室内人类活动及其相关的多普勒成分。雷达传感器可以清楚地识别这些不同的多普勒成分,为占位感知提供通用解决方案²¹。而其他使用被动红外(PIR)或超声波通过运动探测占位的传感器在诸如坐、读或睡眠等日常活动中会失效。

分类传感

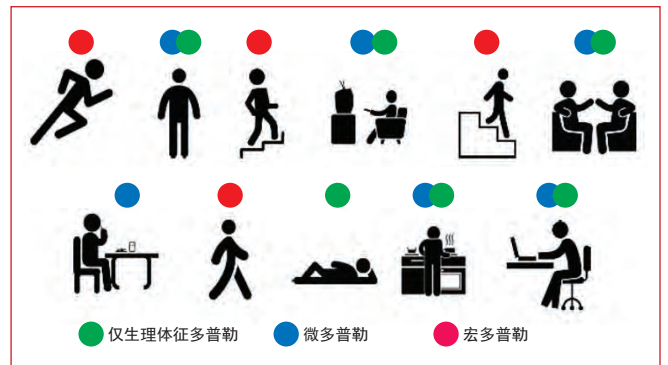


图5: 人类活动和对应的可被雷达监测的多普勒效应。

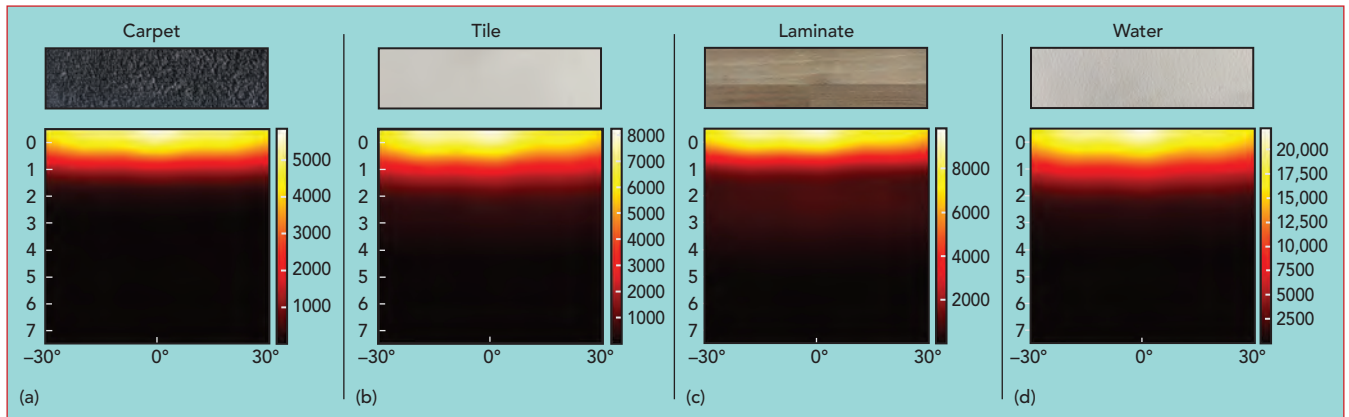


图6：材料及其距离/交叉距离指征：地毯（a），瓷砖（b），层压板（c）和水（d）。注意不同的比例尺。

雷达可以根据目标的速度、大小、形状、平滑度、反射率和方向以及水平和垂直偏振特性捕捉目标的独特指征。可以使用为分类和传感开发的适当指征工程算法提取这些属性。

让我们看一下使用毫米波雷达对地毯、瓷砖、层压板和水等材料进行分类的示例。图6显示了通过基于Capon的MIMO成像原理生成的各种材料及其距离/交叉距离图像。工业和消费应用中的分类传感的挑战之一是可扩展性。原因是诸如晶圆制造等不确定性带来的传感器与传感器之间的差异。在一组传感器上训练的分类模型不一定适用于其他类似传感器组。包裹雷达的传感器外壳的变化会影响反向散射信号，引入分类指征的波动从而导致分类错误。当使用某些材料类型和雷达方向开发的分类模型时，该模型却无法针对不同的传感器或材料类型进行扩展。例如如图6中的地毯模型就无法用于由尼龙和另一种烯烃制成的一个地毯。并且不可能通过训练传感器系统来应对所有这些变化。

绕过这些挑战的方法之一是采用“一次性学习（one-shot learning）”，这个方法的灵感来自于自然语言处理中的word2vec嵌入概念，并且近年来被用于人脸分类²²⁻²⁴。一次性学习通过将输入指征投影到d维嵌入空间来确定两种材料之间的相似性，而不是使用深度神经网络训练为多类分类器。此类的例子²⁵中，d的典型值为16或32。一次性学习使用具有相同权重的两个相同神经网络训练的Siamese网络，并且其中神经网络的最后几层被馈送到对比损失函数。神经网络尝试将锚点（当前指征图像）与正图（理论上与锚点类似的指征图像）进行匹配，并尽可能地远离负图（与锚点不同的指征图像）。Siamese网络训练的对比损失函数为：

$$\text{Loss} = (1 - Y) \frac{1}{2} D_{\text{SN}}^2 + (Y) \frac{1}{2} (\max(0, m - D_{\text{SN}}))^2 \quad (9)$$

其中 D_{SN} 是双Siamese网络输出之间的欧几里德距离。如果输入来自同一个类，则 $Y = 1$ ，如果来自不同的类，则 $Y = 0$ ， $m > 0$ 是边界超参数。

例如当四个类别中有100个图像时，那么总的可训练图像对是 $N = {}^{400}_2C = 79,800$ 。更直观的理解是深层网络学习了一个d维空间，并且在这个空间中类似的材料位于同一位置，而不同的材料则相距甚远。在推断过程中，来自未知材料的输入指征图像被馈送到训练出的深度神经网络，从而将指征图投影到d维嵌入空间中，然后通过最近邻居算法进行分类。

像Solli这样的雷达传感器引领了姿势感应等新兴技术²⁶⁻²⁷。这种技术用于可穿戴设备和移动电话，以提供自然和灵敏的人机界面。事实证明RadarCat等雷达传感器在日常物体和材料，如透明材料和身体的不同部位，的分类方面具有极高的准确度²⁸。最近，雷达传感器已成功应用于指纹生物识别。通过新颖

的信号处理和机器学习模型提供独特的雷达指征，从而可靠、准确地识别一组个体²⁹。

结论

本文概述了前端和后端技术的进步及其带来的雷达在消费和工业领域的应用。雷达不仅可以感知视野中目标的三维位置，还可以将人体生理信号或信号分类作为第四维度进行感知，从而获得其他传感器无法提供的另一种环境视角。雷达传感器能够提取有关其视野中目标的细微信息，使其适用于各种工业和消费者应用。■

参考文献

1. Z. Peng, J. M. Muñoz-Ferreras, Y. Tang, C. Liu, R. Gómez-García, L. Ran and L. Changzhi, "A Portable FMCW Interferometry Radar with Programmable Low-IF Architecture for Localization, ISAR Imaging, and Vital Sign Tracking," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 65, No. 4, April 2017, pp.1334-1344.
2. A. Santra, R. V. Ulaganathan, T. Finke, A. Baheti, D. Noppeney, J. R. Wolfgang and S. Trotta, "Short-Range Multi-Mode Continuous-Wave Radar for Vital Sign Measurement and Imaging," IEEE Radar Conference, April 2018.
3. G. L. Charvat, "Small and Short-Range Radar Systems," CRC Press, 2014.
4. C. Li, Z. Peng, T. Y. Huang, T. Fan, F. K. Wang, T. S. Horg, J. M. Muñoz-Ferreras, R. Gómez-García, L. Ran and J. Lin, "A Review on Recent Progress of Portable Short-Range Noncontact Microwave Radar Systems," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 65, No. 5, May 2017, pp. 1692-1706.
5. Z. Peng and C. Li, "A 24 GHz Portable FMCW Radar with Continuous Beam Steering Phased Array," Radar Sensor Technology XXI, June 2017.
6. P. Hillger, R. Jain, J. Grzyb, L. Mavaran, B. Heinemann, G. M. Grogan, P. Mounaiz, T. Zimmer and U. Pfeiffer, "A 128-Pixel 0.56 THz Sensing Array for Real-Time Near-Field Imaging in 0.13 μm SiGe BiCMOS," IEEE International Solid-State Circuits Conference, February 2018, pp. 418-420.
7. TSMC, www.tsmc.com/english/dedicated-Foundry/technology/logic.htm
8. T. Fujibayashi, Y. Takeda, W. Wang, Y. S. Yeh, W. Stapelbroek, S. Takeuchi and B. Floyd, "A 76 to 81 GHz Multi-Channel Radar Transceiver," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 52, No. 9, September 2017, pp. 2226-2241.
9. I. Nasr, R. Jungmaier, A. Baheti, D. Noppeney, J. S. Bal, M. Wojnowski, E. Karagozler, H. Raja, J. Lien, I. Poupyrev and S. Trotta, "A Highly Integrated 60 GHz 6-Channel Transceiver with Antenna in Package for Smart Sensing and Short-Range Communications," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 51, No. 9, September 2016, pp. 2066-2076.
10. J. Böck, K. Aufinger, S. Boguth, C. Dahl, H. Knapp, W. Liebl, D. Manger, T. F. Meister, A. Pribil, J. Wursthorn, R. Lachner, B. Heinemann, H. Rücker, A. Fox, R. Barth, G. Fischer, S. Marschmeyer, D. Schmidt, A. Trusch and C. Wipf, "SiGe HBT and BiCMOS Process Integration Optimization Within the DOTSEVEN Project," IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, October 2015, pp. 121-124.
11. S. Shopov, M. G. Girma, J. Hasch, N. Cahoon and S. P. Voinigescu, "Ultra-Low Power Radar Sensors for Ambient Sensing in the V-Band," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 65, No. 12, December 2017, pp. 5401-5410.
12. A. Hagelauer, M. Wojnowski, K. Pressel, R. Weigel and D. Kissinger, "Integrated Systems-in-Package: Heterogeneous Integration of Millimeter Wave Active Circuits and Passives in Fan-Out Wafer-Level Packaging Technologies," IEEE Microwave Magazine, Vol. 19, No.1, January 2018, pp. 48-56.
13. H. J. Ng, W. Ahmad, M. Kucharski, J. H. Lu and D. Kissinger, "Highly-Miniaturized 2-Channel mmWave Radar Sensor with On-Chip Folded Dipole Antennas," IEEE RFIC Symposium, June 2017, pp. 368-371.
14. C. Li, Changzhi and J. Lin, "Random Body Movement Cancellation in Doppler Radar Vital Sign Detection," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, No. 12, December 2008, pp. 3143-3152.
15. C. Li, V. M. Lubecke, O. Boric-Lubecke and J. Lin, "A Review on Recent Advances in Doppler Radar Sensors for Noncontact Healthcare Monitoring," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, No. 5, May 2013, pp. 2046-2060.

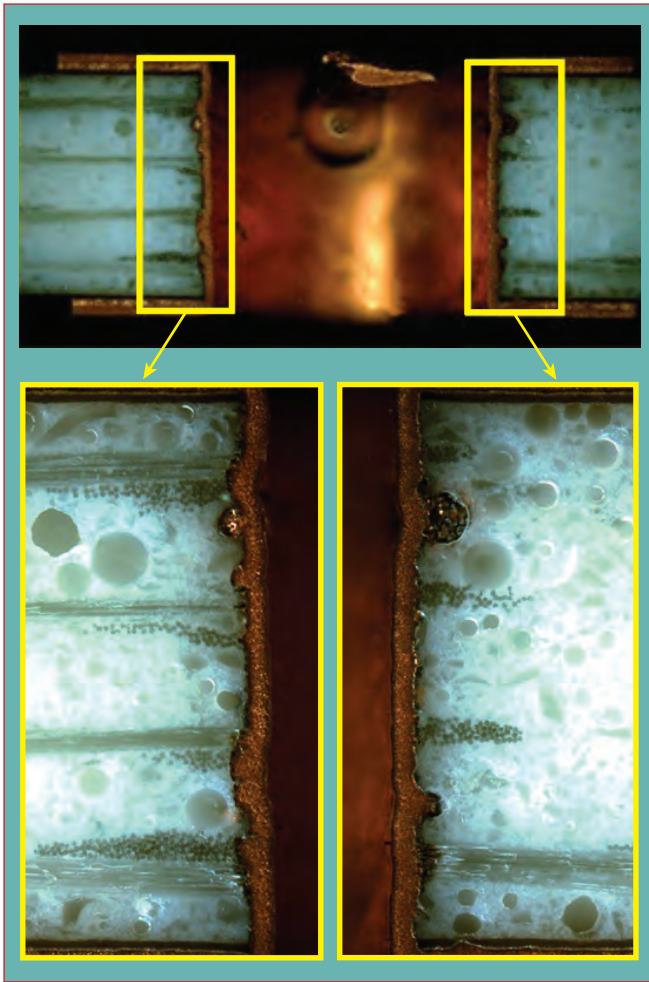


图5：用20 mil RO4730G3线路板制作的PTH侧壁近景照片。

工的具有相同设计的六个电路的数据，分别以没有通孔的微带传输线作为参考。表格中还示出了另一块18*12 inch板材上加工的具有相同设计的六个不同电路的数据（这两块18*12 inch的基板来自于同一块24*18 inch基板）。电路ID表示电路来自哪个板以及该板上的电路编号。例如，P1C4表示来自第一块板子、电路编号为4。为实现一致性，电路彼此之间互相远离并均匀地分布在板上。PCB制造过程会造成一定的不确定性，如导体宽度的变化、镀铜厚度的变化和钻孔质量的变化，但它们几乎与通孔壁粗糙度无关。此外，通孔周围的较小的隔离距

离也会由于PCB加工带来一些不确定性。还有，每个材料上的微小变化如Dk值的微小变化，也可能导致变化。考虑到这些不确定性，在39 GHz相位的可重复性在 ± 1.2 度是合理的。

虽然Dk的变化不是测量评估中的一个因素，但需注意到RO4730G3线路板材料的Dk容限在 ± 0.05 以内。在更高的频率下，即使轻微的Dk变化有时也是很明显的：例如，在39 GHz时，0.05的Dk偏移将导致大约为15.3度的相位角变化。对于 ± 0.05 的公差或0.10的总Dk偏移，39GHz处的相位角可能会有多达30.6度的变化。当考虑表1中的相位角变化时，这个数值是很好的参考。但由于这些测试电路都来自于同一块大板，因此可以预期由于Dk变化导致的相位角变化非常小。

表2显示了使用RO4730G3线路板加工的具有更粗糙的通孔孔壁的电路的相位差异平均值、标准差和相位变化范围。通过比较表1和表2，可以看出RO3003G2和RO4730G3线路板之间的统计差异并不明显。如前所述，在这些试验过程中，为了尽量减少材料带来的变化，电路板1和2都来自同一块大板。对于相位角的比较结果以及出现的任何差异主要是来自电路加工的影响。当对结果的分析仅限于同一张电路板时，相位角由于材料带来的影响是最小的。每张大板上电路的S21的展开相位角上都有一定的变化，但考虑到在两种不同材料上制作的电路时，可以看到这种变化并不显著。

显然，通过观测显微照片，不同材料上的通孔的孔壁呈现出很大的不同。例如，图2显示了在20mil厚的RO3003G2线路板上加工的电路P1C1的通孔，它具有非常光滑的通孔孔壁。而基于20.7mil厚的RO4730G3线路板材料的电路P2C6（见图5）则具有较粗糙的通孔孔壁。仅从外观上看，可能会有一些理由担心这种通孔壁表面粗糙度对射频性能的影响。但正如上述几项研究所表明的那样，粗糙和平滑的通孔孔壁之间的差异纯粹是表面的，并不对射频/微波/毫米波性能产生影响，至少在40 GHz以下是这样的（见表3）！

结论

本文中报告的信息仅是全部电路测试数据的一小部分。这些测试的目的是证明通孔表面粗糙度对毫米波频率下的RF性能的影响。结果表明，粗糙的通孔壁与光滑的通孔壁之间只是外观不同，并不影响40 GHz以下的射频、微波和毫米波的性能。■

参考文献

1. J. W. Reynolds, P. A. LaFrance, J. C. Rautio and A. F. Horn III, "Effect of Conductor Profile on the Insertion Loss, Propagation Constant, and Dispersion in Thin High Frequency Transmission Lines," DesignCon, May 2010.
2. A. F. Horn III, P. A. LaFrance, C. J. Caisse, J. P. Coonrod and B. B. Fitts, "Effect of Conductor Profile Structure on Propagation in Transmission Lines," DesignCon, January 2016.
3. C. Gu, "Short-Range Noncontact Sensors for Healthcare and Other Emerging Applications: A Review," Sensors, Vol. 16, No. 8, July 2016.
4. C. Gu and C. Li, "From Tumor Targeting to Speech Monitoring: Accurate Respiratory Monitoring Using Medical Continuous-wave Radar Sensors," IEEE Microwave Magazine, Vol. 15, No. 4, June 2014, pp. 66-76.
5. K. van Loon, M. J. M. Breteler, L. van Wolfwinkel, A. T. Rheineck Leyssius, S. Kossen, C. J. Kalkman, B. van Zaane and L. M. Peelen, "Wireless Non-Invasive Continuous Respiratory Monitoring with FMCW Radar: a Clinical Validation Study," Journal of Clinical Monitoring and Computing, Vol. 30, No. 6, December 2016, pp. 797-805.
6. C. Li, J. Lin and Y. Xiao, "Robust Overnight Monitoring of Human Vital Signs by a Non-Contact Respiration and Heartbeat Detector," International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, August 2006, pp. 2235-2238.
7. E. Yavari, C. Song, V. Lubecke and O. Boric-Lubecke, "Is There Anybody in There?: Intelligent Radar Occupancy Sensors," IEEE Microwave Magazine, Vol. 15, No. 2, March-April 2014, pp. 57-64.
8. A. Santra, R. V. Ulaganathan and T. Finke, "Short-Range Millimeter-Wave Radar System for Occupancy Sensing Application," IEEE Sensors Letters, Vol. 2, No. 3, September 2018.
9. Y. Taigman, M. Yang, M. A. Ranzato and L. Wolf, "Deepface: Closing the Gap to Human-Level Performance in Face Verification," Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, September 2014, pp. 1701-1708.
10. F. Schroff, D. Kalenichenko and J. Philbin, "Facenet: A Unified Embedding for Face Recognition and Clustering," Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, June 2015, pp. 815-823.
11. G. Koch, R. Zemel and R. Salakhutdinov, "Siamese Neural Networks for One-Shot Image Recognition," ICML Deep Learning Workshop, Vol. 2, 2015.
12. J. Wei, A. Santra, "One-Shot Learning for Robust Material Classification using Millimeter-Wave Radar System," IEEE Sensors Letters, Vol. 2, No. 4, 2018.
13. J. Lien, N. Gillian, M. E. Karagozler, P. Amihoud, C. Schwesig, E. Olson, H. Raja and I. Poupyrev, "Soli: Ubiquitous Gesture Sensing with Millimeter Wave Radar," ACM Transactions on Graphics, Vol. 35, No. 4, July 2016.
14. S. Wang, J. Song, J. Lien, I. Poupyrev and O. Hilliges, "Interacting with Soli: Exploring Fine-Grained Dynamic Gesture Recognition in the RF Spectrum," Proceedings of the 29th Annual Symposium on User Interface Software and Technology, October 2016, pp. 851-860.
15. H. S. Yeo, G. Flamich, P. Schrempf, D. Harris-Birtill and A. Quigley, "Radarcat: Radar Categorization for Input and Interaction," Proceedings of the 29th Annual Symposium on User Interface Software and Technology, October 2016, pp. 833-841.
16. K. Diederichs, A. Qiu and G. Shaker, "Wireless Biometric Individual Identification Utilizing Millimeter Waves," IEEE Sensors Letters, Vol. 1, No. 1, February 2017, pp. 1-4.

上接第34页

16. C. Gu, "Short-Range Noncontact Sensors for Healthcare and Other Emerging Applications: A Review," Sensors, Vol. 16, No. 8, July 2016.
17. C. Gu and C. Li, "From Tumor Targeting to Speech Monitoring: Accurate Respiratory Monitoring Using Medical Continuous-wave Radar Sensors," IEEE Microwave Magazine, Vol. 15, No. 4, June 2014, pp. 66-76.
18. K. van Loon, M. J. M. Breteler, L. van Wolfwinkel, A. T. Rheineck Leyssius, S. Kossen, C. J. Kalkman, B. van Zaane and L. M. Peelen, "Wireless Non-Invasive Continuous Respiratory Monitoring with FMCW Radar: a Clinical Validation Study," Journal of Clinical Monitoring and Computing, Vol. 30, No. 6, December 2016, pp. 797-805.
19. C. Li, J. Lin and Y. Xiao, "Robust Overnight Monitoring of Human Vital Signs by a Non-Contact Respiration and Heartbeat Detector," International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society, August 2006, pp. 2235-2238.
20. E. Yavari, C. Song, V. Lubecke and O. Boric-Lubecke, "Is There Anybody in There?: Intelligent Radar Occupancy Sensors," IEEE Microwave Magazine, Vol. 15, No. 2, March-April 2014, pp. 57-64.
21. A. Santra, R. V. Ulaganathan and T. Finke, "Short-Range Millimeter-Wave Radar System for Occupancy Sensing Application," IEEE Sensors Letters, Vol. 2, No. 3, September 2018.
22. Y. Taigman, M. Yang, M. A. Ranzato and L. Wolf, "Deepface: Closing the Gap to Human-Level Performance in Face Verification," Proceedings of the IEEE Conference on Computer