

MIT开放获取文章

用于自主导航的毫米波雷达频谱预 测

麻省理工学院教职员已将本文公开发布。请分享这种获取方式如何帮助到您。
您的故事很重要。

引用: Jose, Ebi, Martin Adams, John Stephen Mullane 和 Nicholas M. Patrikalakis. 用于自主导航的毫米波雷达频谱预测. IEEE传感器期刊10卷第5期 (2010年5月) : 960-971. © 2010 IEEE

原文发布: <http://dx.doi.org/10.1109/jsen.2009.2037013>

出版商: 电气与电子工程师协会 (IEEE)

持久链接: <http://hdl.handle.net/1721.1/79120>

版本: 最终发布版本: 最终发表的文章, 如其在期刊、会议论文集或其他正式发布环境中出现

使用条款: 文章根据出版方的政策提供, 并可能受美国版权法约束。请参考出版方网站了解使用条款。



Massachusetts Institute of Technology

用于自主导航的毫米波雷达频谱预测

Ebi Jose, Martin Adams, IEEE高级会员, John Stephen Mullane, 以及IEEE会员Nicholas M. Patrikalakis

摘要毫米波（MMW）雷达目前被用作测距设备，应用于汽车驾驶辅助（Langer和Jochem, 1996年），（Rohling和Mende, 1996年），地雷探测（Brooker等人, 2005年）和自主野外机器人（Brooker, 2001年），（Langer, 1996年）。这种近期兴趣很大程度上是由于毫米波雷达相对于其他测距传感器的优势，因为它们的性能受灰尘、雾、雨或雪以及环境光照条件的影响较小。毫米波雷达可以在雷达的工作范围内，在所有离散距离间隔处提供接收信号强度值（Clark和Durrant-Whyte, 1997年），（Scheding等人, 2002年）。因此，接收功率与距离频谱包含有用的目标距离信息，但也受到噪声的干扰。用户定义的随机算法可以随后被实现，这些算法利用这些丰富数据来提高目标检测和映射性能。这与其他许多测距设备形成对比，后者通常内部对收到的信号进行阈值处理，仅提供关于目标估计距离的单个硬决策（Mullane, 2007年）。

本文探讨了从使用调频连续波（FMCW）测距技术的毫米波雷达预测功率-距离谱图的问题。这有两个重要原因。首先，在汽车和自主机器人应用中，这类传感器与车辆导航和地图状态估计滤波器协同使用。这是为了将（通常不确定的）车辆运动知识最优化地融合到噪声传感器信息中，以推断出感兴趣状态（通常是车辆姿态（位置和方向）和/或周围物体位置信息）的估计值。因此，计算预测功率与距离谱图至关重要，以便基于先前的测量值和不确定的车辆运动信息，应用贝叶斯递归估计框架。其次，在给定特定环境配置的情况下，能够模拟毫米波雷达数据非常有用。这有助于开发基于理论传感器和噪声模型的可靠目标检测算法，然后可以

更有效地欺骗真实毫米波雷达数据。

索引词—毫米波雷达，功率范围频谱，自主机器人。

稿件于2009年6月3日收到；于2009年10月7日修改；于2009年11月9日接受。当前版本于2010年3月26日发表。该研究部分由新加坡国家研究基金会（NRF）通过新加坡-麻省理工学院联盟研究与技术中心（SMART）环境感知与建模中心（CENSAM）支持。负责审稿并批准该论文发表的副编辑是杨教授（Prof. E.H. Yang）。

E. Jose就职于新加坡科技电子有限公司，新加坡569061（邮箱：ebi@stee.stengg.com）。

M. Adams和J. S. Mullane就职于南洋理工大学电气与电子工程学院，新加坡639798（邮箱：eadams@ntu.edu.sg; jsrmullane@ntu.edu.sg）。

N. M. Patrikalakis就职于机械工程系，麻省理工学院，剑桥，MA 02139 美国（邮箱：nmp@mit.edu）；邮箱：nmp@mit.edu)。

本文中一个或多个图版的彩色版本可在 <http://ieeexplore.ieee.org> 网站上获取。

数字对象标识符 10.1109/JSEN.2009.2037013

I. 引言

与激光测距仪、视觉系统或声纳等其他常用的车载导航传感器相比，扫描毫米波（MMW）雷达在恶劣天气或不可预测的照明条件下具有更高的可靠性优势。本工作中使用的雷达如图1所示，从图中可以看出，扫描摆动板和天线被密封在一个近乎不透明的圆柱形亚克力外壳内，使其不受环境光照条件的影响。[9]给出了在重尘云（零能见度）条件下，矿山环境中的毫米波雷达性能证据。

一些市售的调频连续波雷达（FMCW）与其他测距传感器不同，因为它们可以从一组离散的测距单元提供完整的功率回波，覆盖多个距离点。此外，毫米波雷达具有相对较长的测距能力（数百米），这可以使车辆在邻近区域特征稀疏的情况下导航。本文提供了预测毫米波、调频连续波（FMCW）雷达功率-距离谱的工具。这是通过理论上分析FMCW功率-距离谱生成过程，包括接收器噪声对距离和功率测量的影响来实现的。

对于贝叶斯自主导航和地图构建，在已知车辆/雷达位置预测的情况下，准确预测目标位置是必要的。本文给出了一种基于对多个视距目标的距离和接收功率估计的FMCW、MMW雷达观测预测方法。一旦初始化了先验机器人特征估计，这是可能的，其中包括车辆的姿态、估计的特征位置及其雷达截面（RCS）估计。这种预测功率与距离频谱也将对模拟真实数据极为有用。使用这种模拟数据可以帮助量化特征检测算法，因为随机噪声和杂波可以独立控制。为此，使用了简单的雷达距离方程、FMCW过程建模以及功率和距离噪声统计的实验分析。

本文结构如下。在第二节中，解释了FMCW雷达的工作原理，这有助于理解功率与距离谱的生成及其包含的噪声。这对于正确预测谱至关重要。第三节展示了在目标不存在时，利用实验确定的噪声统计数据预测雷达谱。目标是生成包含真实噪声（模拟噪声）的预测雷达谱，其中目标存在。第四节介绍了一种基于皮尔逊相关系数[10]的错误度量方法，用于量化预测功率与距离谱的准确性，并与实际数据进行比较。该度量方法在第五节的全部结果中均被使用。预测谱与实际扫描的比较，证明了所提出的雷达谱预测技术在户外环境中为树木、路灯柱、柱子、汽车和其他伪影提供空间和接收功率预测的可行性。



图1. 实验中使用的毫米波雷达照片。天线（位于设备底部）和摆动板（位于圆柱形中央部分）被安装在几乎不透明的亚克力外壳中。

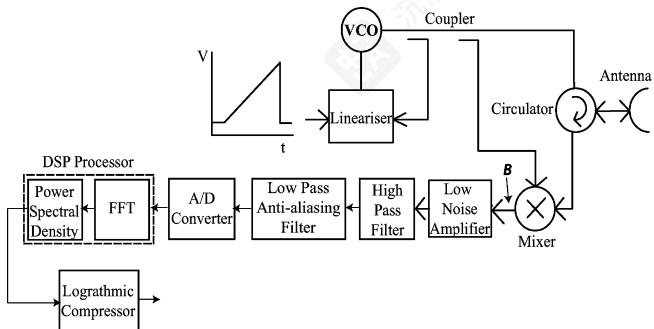


图2. 毫米波雷达接收器的原理框图。

预测谱与实际扫描的比较，证明了所提出的雷达谱预测技术在户外环境中为树木、路灯柱、柱子、汽车和其他伪影提供空间和接收功率预测的可行性。

II. FMCW雷达操作

现在给出FMCW技术获取目标距离的介绍。这对于雷达信号解释和在距离/功率估计中量化噪声是必要的。最终，在给定预测的车辆状态的情况下，用于预测移动机器人导航框架中的距离光谱观测——这是本文的目标。通过分析FMCW技术，将展示哪些噪声源会影响距离和接收功率估计，以及它们如何受到影响。

这里使用的雷达发射功率为15 dBm，扫频带宽为600 MHz [6]。图2展示了一种FMCW雷达收发器的原理框图。在图中，电压控制振荡器（VCO）的输入电压是一个斜坡信号。VCO在频率扫描周期内产生一个频率线性增加的信号 δ 。这个线性增加的线性调频信号通过天线发射。FMCW雷达通过将接收到的信号与部分发射信号混合 [7] 来测量目标距离。混合器输出（图2中的点）包含一个信号，其拍频与目标距离成正比。然后对这个信号进行处理

将其通过高通（距离补偿）滤波器，最终得到一个与距离无关的恒定返回功率值¹，对于给定雷达散射截面的目标。理论上，假设简单的雷达方程（8）成立，这可以通过一个简单的40 dB/十倍频程高通滤波器实现。然后对这个信号进行与Blackman窗 [11] 的卷积，以减少快速傅里叶变换（FFT）处理器 [12] 输出的频率光谱中的泄漏。FFT结果的每个元素与其共轭相乘，以获得信号功率谱密度。然后对功率谱密度取对数，以压缩功率值估计 [5] 的大动态范围，这是雷达的输出。

A. FMCW雷达—功率谱生成

标准FMCW雷达接收机的工作原理，该接收机输出接收功率-距离谱，在本节中进行了说明。为了预测该谱，必须深入理解谱生成原理。

设时域内的发射信号为 $v_T(t)$

$$\begin{aligned} v_T(t) &= [A_T + a_T(t)] \cos \left[\omega_c t + A_b \int_0^t t dt + \phi(t) \right] \\ &= [A_T + a_T(t)] \cos \left[\omega_c t + \frac{A_b}{2} t^2 + \phi(t) \right] \end{aligned} \quad (1)$$

其中是载波信号的幅度，是调制信号的幅度， A_b 是载波频率（即此例中的GHz），是幅度噪声，是信号中存在的相位噪声⁷⁷，该噪声发生在发射电子部分。

在任何时刻，接收到的回波信号相对于发射信号在时间上延迟了一个往返时间。接收信号为

$$v_R(t - \tau) = [A_R + a_R(t - \tau)] \times \cos \left[\omega_c(t - \tau) + \frac{A_b}{2}(t - \tau)^2 + \phi(t - \tau) \right] \quad (2)$$

其中是接收信号幅度，是幅度噪声，是相位噪声。影响信号幅度的噪声来源包括雷达系统的外部干扰（例如大气噪声、人为信号）以及接收天线和放大器内部产生的噪声。

在混频器中，接收信号与发射信号的一部分在模拟乘法器中混合，这可以用数学方法描述。

$$\begin{aligned} v_T(t)v_R(t - \tau) &= [A_T + a_T(t)][A_R + a_R(t - \tau)] \\ &\times \left\{ \cos \left[\omega_c t + \frac{A_b}{2} t^2 + \phi(t) \right] \right\} \\ &\times \left\{ \cos \left[\omega_c(t - \tau) + \frac{A_b}{2}(t - \tau)^2 + \phi(t - \tau) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (3)$$

¹降低信号的动态范围，这是进一步处理所必需的。

混频器的输出是²

$$v_{\text{out}}(t-\tau) = \frac{[A_T + a_T(t)][A_R + a_R(t-\tau)]}{2} \times [B_1 + B_2] \quad (4)$$

where $B_1 = \cos[(2t-\tau)(\omega_c - (A_b\tau)/(2)) + A_b t^2 + \phi(t) + \phi(t-\tau)]$ and $B_2 = \cos[(\omega_c - A_b((\tau/2) - t))\tau + \phi(t) - \phi(t-\tau)]$.

第二个余弦项, 是包含拍频的信号。低通滤波器(混合器级中固有的)的输出包含这个拍频分量, 以及与拍频频率相似的噪声分量, 而其他频率分量则被滤除。拍频由第*i*个目标距离引起, 它直接与往返时间成正比, 即。拍频与目标距离之间的关系是

$$R_i = \frac{cT_s}{2} \frac{1}{f_{b_i}} \tau \quad (5)$$

其中是第*i*个目标的距离, c 是电磁波的传播速度, T_s 是频率扫描周期, f_{b_i} 是扫描频率带宽 [13]。因此, 较近的物体会产生拍频较低的信号, 反之亦然。

III. 噪声存在下的功率-距离谱预测

雷达噪声是阻碍雷达性能的不必要的功率。为了准确预测距离谱, 噪声的特性描述非常重要。因此, 本节的目的是介绍影响接收到的线性调频信号的噪声分布类型, 从而影响接收到的功率和距离估计。主要的噪声分量是热噪声和相位噪声。热噪声影响功率读数, 而相位噪声影响距离估计。

大量利用激光测距仪、声纳或雷达的机器人工作, 仅天真地将不确定性添加到感知的范围值中, 这通常被假定为高斯分布。基于单个范围值, , 以及传感器的范围方差先验知识, , 在每一个特定的扫描轴承角度上, 根据传感器提供的范围, 形成“目标存在”的可能性, 作为函数。

$$\Lambda_{\text{target}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{(r - r_{\text{meas}})^2}{2\sigma_r^2}\right). \quad (6)$$

然而, 这并未考虑探测中的不确定性, 因此也无法得出被探测目标的真实存在概率。如果概率密度函数在范围空间内进行积分, 结果将为1, 这意味着存在一个内在假设, 即目标在范围空间内的某个位置以完全确定的方式存在。即使传感器输出接收到的功率值以及距离(例如某些激光测距仪型号和雷达), 大多数机器人学文献也未能利用这一数值, 而是假设了上述可能性。与此观点相反, 将证明毫米波雷达接收信号中的噪声主要影响其接收功率值, 而非其距离估计值。

²使用两个正弦波乘积的三角恒等式

$\cos A \cos B = 0.5[\cos(A+B) + \cos(A-B)]$ 。

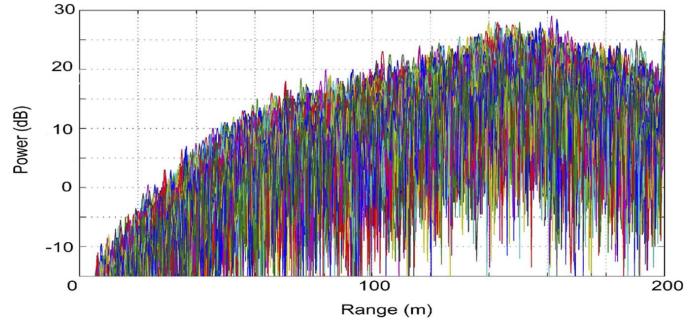


图3. 在雷达摆动板轴承角度恒定时, 叠加的测距谱, 此时无目标存在。

这是一个重要的观察结果, 它意味着接收到的噪声主要影响雷达在特定距离报告的目标是否存在的不确定性, 而非该可能目标本身的距离值。

混频器级内部滤波器的输出, 即(4)中选择的差频信号分量, 其表达式为

$$v_{\text{beat}}(t, \tau) = \frac{A'}{2} \cos \left\{ \left[\omega_c - A_b \left(\frac{\tau}{2} - t \right) \right] \tau + \Delta\phi(t, \tau) \right\} \quad (7)$$

其中是发射信号和接收到信号幅度的乘积, 均受到噪声污染。称为差分相位噪声, 它是由发射信号泄漏到混频器引起的。

接下来, 将简要讨论(7)中显示的拍频信号中存在的噪声分量。了解这些信息对于理解雷达谱和有效特征表示是必要的。

A. 接收功率噪声估计

如图(4)所示, 拍频信号受到热噪声信号的影响, 该信号导致(7)中的(*t*图2中的点)。因此, 该噪声源直接污染了接收功率的估计。

由于所使用的雷达本质上是一个密封的黑匣子, 确定这种噪声(关于其分布和参数值)的方法是监控来自图2中对数压缩器(雷达的输出)的多个记录的功率与距离谱。这是通过保持扫描摇板静止, 并指向开阔天空(目标不存在)来完成的。为了确定接收信号中的噪声, 然后在输出和点B之间需要逆转图2中所有信号处理模块的效果。

1) 目标缺失时的接收功率噪声估计: 图3显示了雷达在特定轴承角度下, 目标缺失时输出的5000个实际叠加距离频谱。然后对图2接收机部分的最终滤波阶段进行了逆操作, 应用于这些频谱。这导致产生了多个时域信号, 表征了距离补偿和对数压缩之前的噪声存在(即在点, 之后)

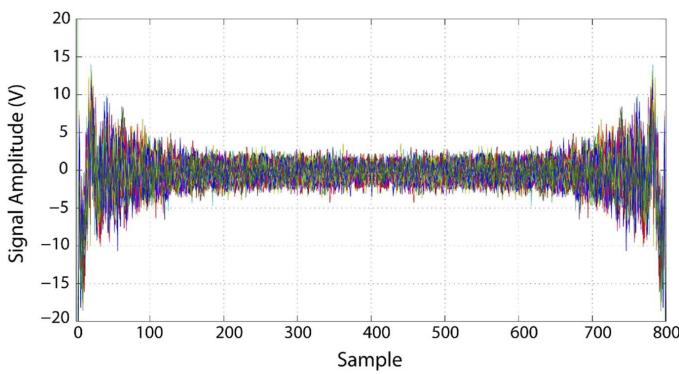


图4. 目标不存在时，时域中的拍频信号（图2中的B点），从无目标存在的光谱中获取。

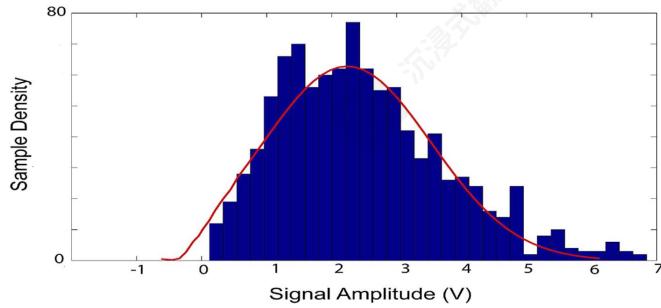


图5. 目标不存在时，图2中B点的噪声分布，从无目标存在的光谱中获取。该分布近似于瑞利分布，并将被用于预测方法。叠加的红色是具有与离散（蓝色）分布相同均值和方差的等效瑞利分布。

图2中的混频阶段）。这涉及移除范围补偿滤波器效果。然后需要从功率谱中获取FFT的实部，并对它进行逆傅里叶变换以获得相应的时间域信号。最后，从信号中移除窗函数效应（布莱克曼窗）得到时间域信号。所得信号如图4所示。这些时间域信号用于计算雷达谱中的噪声统计。由于布莱克曼窗函数过程中权重的微小变化，拍频信号的幅度在时间域信号的两端较高。噪声分析在图4的中央区域进行，该区域窗函数非线性最小。在点B处得到的噪声分布如图5所示。这种分布近似于瑞利分布³，瑞利噪声的标准差估计为1.25 V。作为第一次近似，可以合理地假设噪声功率统计与范围无关，仅取决于雷达接收机电子设备，这一近似已被实验验证[8]。在目标不存在时的噪声统计知识（图5）用于预测具有多个目标返回的功率谱，这将在下一节中解释。

2) 预测含噪声功率—带目标时的频谱：当目标存在时，可以通过对多个时域信号进行求和来预测功率-频谱

³两个高斯噪声源，当通过混频器时，会产生瑞利噪声 [15]，这解释了图5中分布的形状。

正弦波振幅与成正比，可以通过将预测的距离和RCS值代入简单的雷达方程(8)来估计。

$$f_{b_i} R_i$$

$$\frac{P_{r_i}}{R_i} \sigma_i$$

$$P_{r_i} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_i}{(4\pi)^3 R_i^4 L} \quad (8)$$

其中是雷达的发射功率，是天线增益，是波长（即本例中的3.89毫米）以及雷达系统损耗。⁴这些预测的正弦波，其频率和振幅与成正比，然后被人为地添加噪声污染，噪声根据目标不存在时接收功率范围光谱的概率密度函数

(PDF)生成。最后，将接收器在图2中点后的滤波操作应用于噪声污染的正弦波，以给出最终的、噪声污染的预测功率范围光谱。此分析做出了简化但合理的假设，即图2中点的噪声主要来自雷达内部组件，并且与环境条件无关（即使用相同的噪声源（图5）污染所有功率值）。

B. 距离噪声估计

另一个影响距离谱的噪声来源是公式(7)中的相位噪声。相位噪声是由发射信号通过路径泄漏到混频器产生的，导致频率谱具有有限带宽而不是单一拍频。这会引入噪声到距离估计本身，实验数据显示这会导致距离轴上的功率峰值轻微展宽。这在第V节中显示的许多实际扫描中都会很明显。

为了演示和估计相位噪声效应，在图6中绘制了5000个对于同一雷达摆动板轴承角度获得的叠加距离谱。上部图形显示了整个距离谱，其中返回功率以分贝为单位⁵，下部图形显示了使用线性缩放功率轴的相同距离谱集，并去除了距离补偿滤波器的影响。这些谱包含三个主要特征，由于物体部分遮挡而观察到，这些特征位于雷达波束宽度内⁶。为了估计相位（因此也是距离）噪声分布，对目标（大约在10米和136.5米处的峰值）进行了统计分析，这些目标还具有不同的RCS值，以确定距离噪声统计的任何功率和/或距离依赖性。得到的距离直方图显示

⁴系统总损耗包括大气损耗、波束形状损耗、波束宽度因子、功率波动损耗、杂项信号处理损耗以及发射机和接收机线路噪声 [16]。在本工作中，假设L 的值为3分贝。

⁵请注意，接收功率（分贝）是一个缩放值，它与实际接收功率与发射功率的增益成正比。

⁶在图6（顶部）（具有分贝刻度的接收功率）中，由于距离补偿滤波器和对数缩放，有三个功率返回是明显的。显然，在功率谱线性化并去除距离补偿滤波器效应后，更高距离的目标（例如150米处的第三个目标）无法在线性刻度上可视化，如图6（底部）所示。

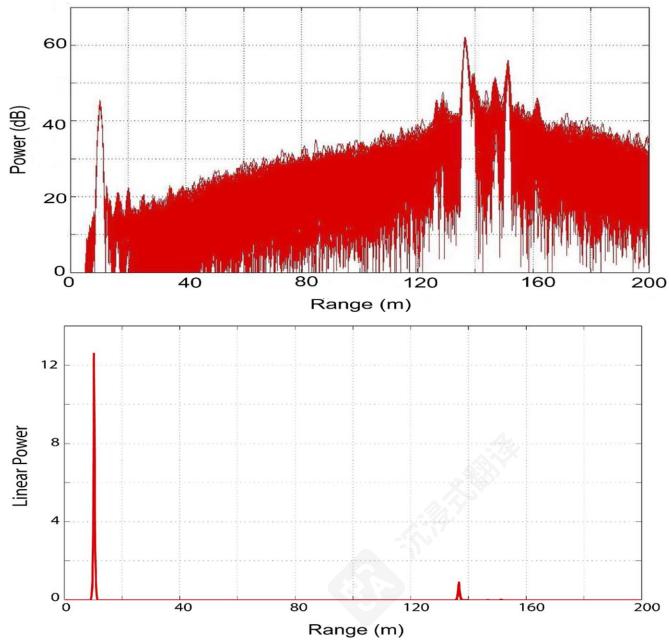


图6. 对于相同轴承角度, 将5000个距离谱一起绘制。(a) 显示功率-距离谱(分贝)。(b) 显示相同的功率谱, 功率值线性化, 并去除了距离补偿滤波器效果。

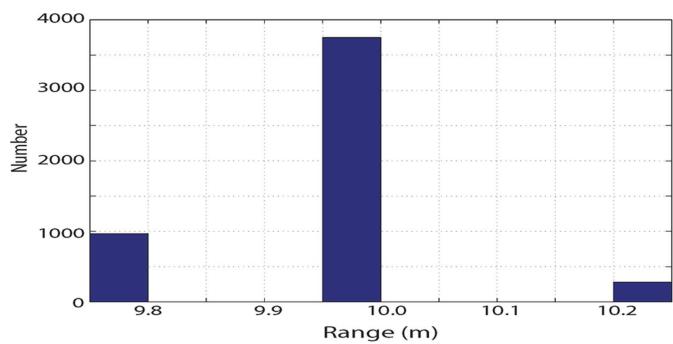


图7. 10米处物体的距离噪声实验直方图。

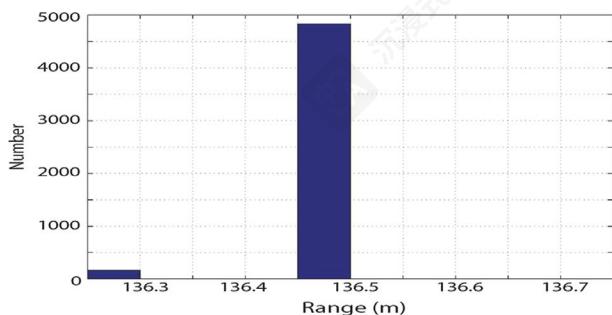


图8. 136.5米处物体的距离噪声实验直方图。

在图7和图8中。这些分布仅显示与给定目标记录的最大功率值对应的距离值, 雷达摆动板固定, 取自5000个距离谱。很明显, 所得距离标准偏差大约与距离和返回功率无关, 更重要的是, 它们明显小于该特定雷达的距离分辨率(0.25米)。因此,

在雷达距离谱的预测中, 与雷达距离单元的距离分辨率相比, 峰值展宽不会被视为显著, 并且相位(因此也是距离)噪声会被忽略。

因此, 可以合理地假设影响接收功率值的噪声, 在正确检测目标中起着至关重要的作用。特征/目标提取算法必须能够最小化该噪声对目标存在决策的影响。

在机器人导航框架下, 现在可以预测雷达光谱了, 该框架能够预测目标距离及其雷达散射截面积(RCS)⁷。这是基于先前的机器人及特征估计实现的, 这些估计包括车辆的姿态、估计特征位置及其RCS值。假设采用I-Swerling模型, 其中假设物体的RCS值在所有方向上恒定, 并存在加性随机波动, 这些波动模拟了由于扫描物体视角不同而导致的RCS差异[17]。通常这显然不是一个有效的假设, 但对于小圆柱形物体(如路灯柱、树木等)则较为适用, 它们的RCS值近似于视角无关, 可用于户外导航。

IV. 比较预测光谱与实际光谱

为了量化预测功率与距离光谱(基于先前记录的、来自先前车辆位置的数据计算)与当前对应真实光谱之间的“相似性”, 使用皮尔逊确定系数[10]。该系数提供了预测光谱(光谱值为Y)与观测距离光谱(光谱值为x_i)之间线性关系强度的度量, 并将指示预测观测(光谱)的准确性。该系数表示为

$$r_{xy}^2 = \left[\frac{N \sum x_i y_i - \sum x_i \sum y_i}{\sqrt{\left(N \sum x_i^2 - (\sum x_i)^2 \right) \left(N \sum y_i^2 - (\sum y_i)^2 \right)}} \right]^2 \quad (9)$$

其中每个求和是从到进行的,)为每个功率与距离光谱在给定扫描轴承角度(在此情况下)中的分箱数。值为1表示两个光谱完全相关, 值为0表示两个光谱不相关。在确定该系数之前, 需要将比较的实际接收光谱线性化, 然后移除距离补偿滤波器的影响, 假设其行为如第II节所述的40 dB/十倍频程高通滤波器。这允许与未进行距离补偿的线性功率-距离预测光谱进行比较。然而由于接收信号具有较大的动态范围, 为了图形比较, 预测光谱和实际光谱仍然在对数尺度上显示, 并应用了距离补偿(通过在预测光谱上模拟40 dB/十倍频程高通滤波器实现)。

⁷理论上, 这应与接收到的功率成正比, 假设距离补偿、高通滤波器是理想的。

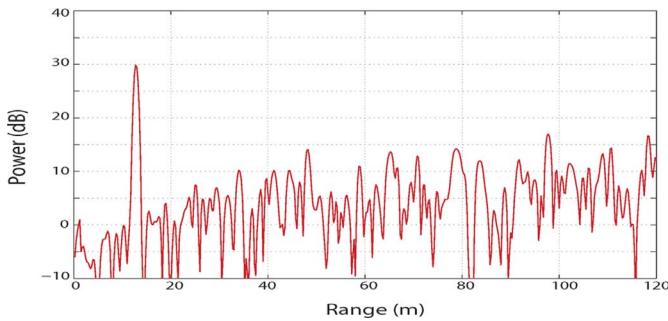
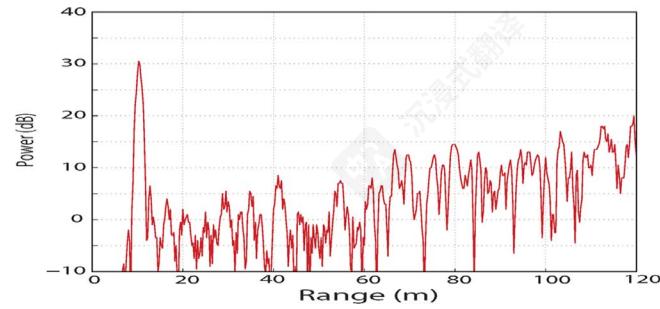


图9. 单个目标预测功率与距离光谱，应用了40分贝/十倍频程距离补偿滤波器。

图10. 从RCS为10平方米、距离10.25米的实际目标获得的功率与距离光谱。
2

V. 结果：功率-距离光谱预测

A. 单个方位功率-距离光谱预测

1) 单特征光谱预测：例如，对于一个已知雷达散射截面 (10 m^2) 且假设距离为10.25米的目标，需要预测其单功率-距离光谱。随后，将定性和定量地将其与在相同条件下记录的真实光谱进行比较。

为生成预测观测值，对应于目标距离的拍频信号被人工添加瑞利噪声，实验参数来自图5。然后将图2中该点的接收器单元相同处理应用于此信号，以产生图9中显示的返回功率（分贝）。对预测（图9）和实际距离光谱（图10）的分析表明，在噪声频率与距离方面存在轻微不匹配。这种不匹配最可能是由于整个距离光谱中的未建模相位噪声。还应注意，此处使用的实际雷达无法报告距离小于5米的物体的接收功率值，如图10所示。目标接收功率的幅度（30分贝）对应于受控实验中实际接收到的值。

对于图9和图10，所获得的值 [(9)] 为 0.9741，表明预测光谱与实际光谱具有高度相似性。

2) 基于多特征的光谱预测：如果一个预测的光谱范围，包含多个远端目标，那么只有第一个（最近）目标的预测功率会被正确预测，因为在本次工作中，没有考虑遮挡第 $N - 1$ 目标的光谱吸收功率 N

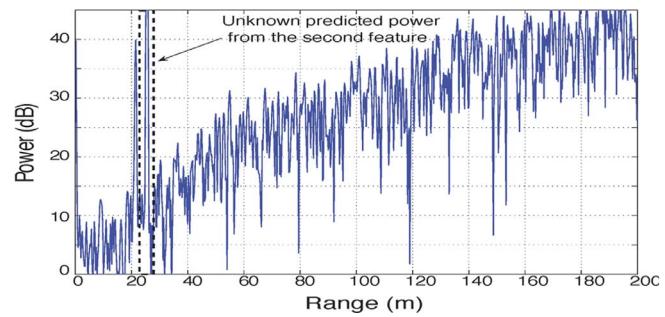


图11. 预测功率谱，针对2个同轴目标，并应用了40分贝/十倍频程距离补偿滤波器。

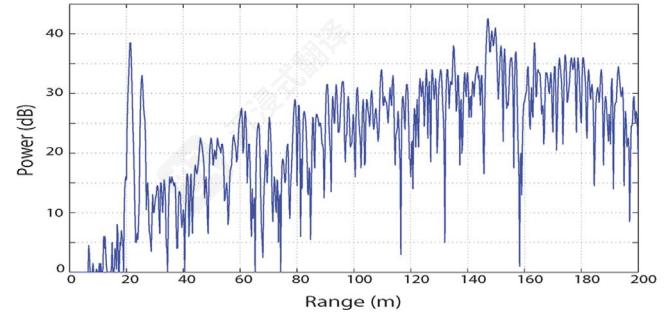


图12. 从2个同轴目标获得的实际功率谱。

远端。对于被遮挡目标接收到的功率降低的预测问题已在 [18] 中解决。

考虑来自多个特征的信号返回⁸。此时，混频器输出包含多个频率，这些频率对应于(5) 所给出的 (R_1, R_2, \dots, R_N) 不同目标距离。如前文V-A1节所述，可以预测包含不同目标反射的功率谱。例如，图11（预测谱）和图12（真实谱）展示了具有两个特征反射的距离补偿雷达功率谱。第一个反射来自一盏路灯，第二个反射来自一棵树。

对于图11和图12， r_{xy}^2 该值表明预测的距离谱与具有多个特征的真实谱具有高度相似性，并且可以准确预测具有多个特征返回的功率谱。

B. 全向360度扫描光谱预测

本节将全向360度预测雷达扫描与实际扫描进行对比，实际扫描数据来自户外地形。随后，将统计性地将预测全向扫描与实际扫描进行对比，以“量化所提出的预测方法的优劣”，并分析结果。同时，也提供了定性的比较，包括扫描环境中已知物体的存在和位置。目的是展示基于初始雷达扫描检测到的特征，预测模型有多有用。这些构成了初始状态，随后通过车辆运动学模型和噪声分析进行传播，以在其他雷达位置生成预测扫描。然后雷达移动到该位置，进行扫描以供比较。

⁸要么是因为波束宽度，要么是因为雷达波穿透了更近的物体。

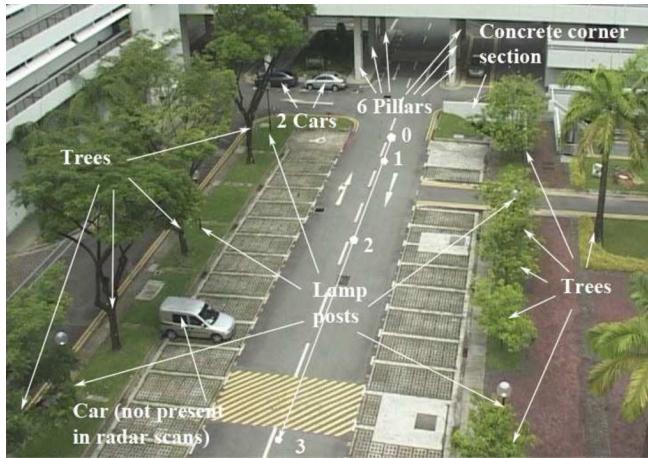


图13。用于比较预测和实际雷达扫描的停车场环境照片，标注了某些伪影和自然物体。请注意，前景中的汽车在雷达扫描记录时并不存在。

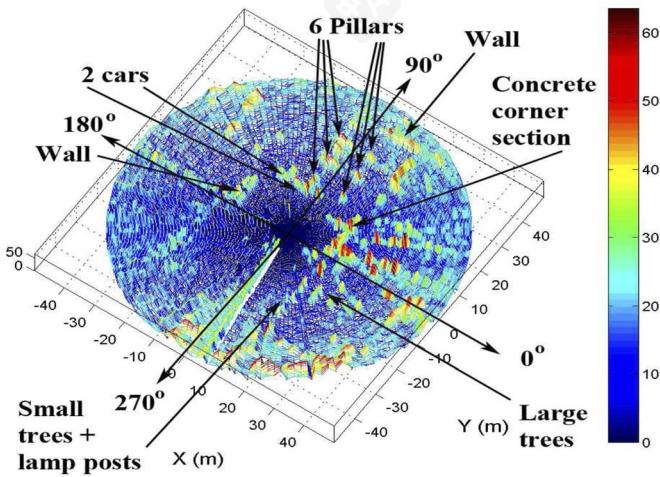


图14。图13中初始车辆位置“0”的360雷达扫描，显示了距离值高达50米的接收功率。右侧的刻度表示接收功率值（分贝）。特征包括树木、路灯柱、混凝土建筑和柱子。

为了分析所提出的预测方法，在图13所示的户外停车场进行了测试。

从初始车辆位置（照片中标记为“0”）获得的实际雷达扫描图示于图14。⁹图中的彩色标尺指示接收功率值。特征是从该初始原始扫描中，使用单元平均CFAR处理器[19]提取的。接下来，车辆被移动，并根据里程计和车辆运动学模型[20]预测其位置。然后，根据预测的车辆位置计算预测扫描，通过将先前提取的特征位置通过车辆运动模型进行平移，并使用上述功率-距离谱预测方法。从停车场获得的完整预测360扫描如图15所示。车辆随后被命令移动到该位置（图13中的位置“1”），该位置距离初始位置约2.3米，然后获得实际雷达扫描。这在图16中显示，其中某些可识别物体被标记以与图15进行比较。从定性的观点来看，可以看出预测扫描和实际扫描之间的柱子、汽车和混凝土角落部分等伪影对应良好。它们之间最显著的区别是由实际扫描中存在的频谱饱和、相位噪声和杂波引起的。频谱饱和发生在特定角度存在一个非常高的雷达散射截面目标时，这会导致该方位角处的整个频谱功率值很高，由于接收器放大器部分被淹没[3]。这在图16中的两个标记部分很明显。如第三节B所述，相位噪声（它也没有在我们的扫描预测器中建模）展宽了功率峰值，从而增加了检测物体距离的不确定性。这可以看出，与图15中它们的预测值相比，墙壁、柱子等的接收功率沿其各自的检测距离轴被“展宽”。杂波在真实数据中也明显存在，并且在预测扫描中未建模。

⁹请注意，360扫描最好以彩色可视化。

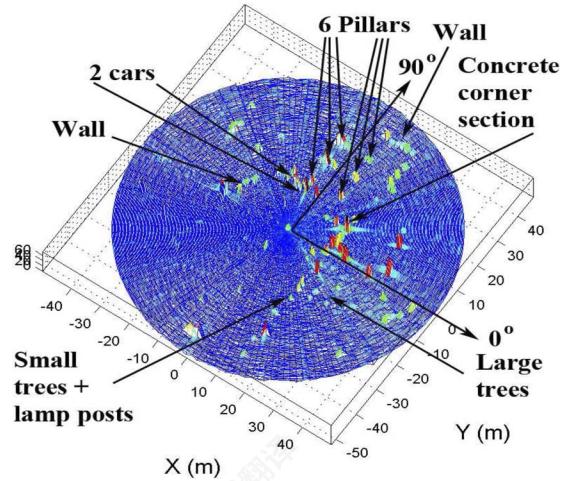


图15。下一个预测车辆位置的预测360扫描，标注了预测特征。

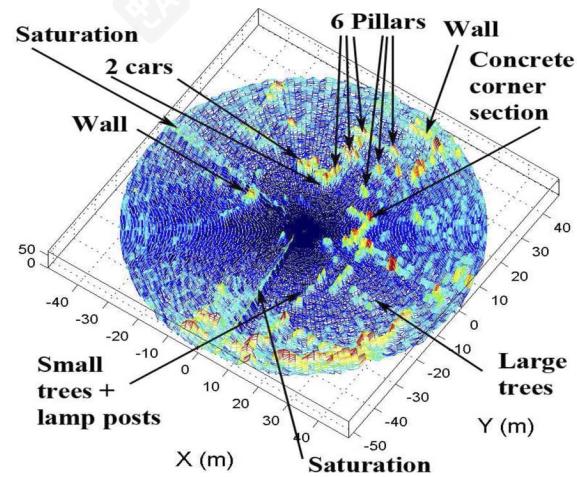


图16。实际户外环境中的360雷达扫描，距离2.3米（图13中的位置“1”）处，与图14的初始扫描位置相同。

从定性的观点来看，可以看出预测扫描和实际扫描之间的柱子、汽车和混凝土角落部分等伪影对应良好。它们之间最显著的区别是由实际扫描中存在的频谱饱和、相位噪声和杂波引起的。频谱饱和发生在特定角度存在一个非常高的雷达散射截面目标时，这会导致该方位角处的整个频谱功率值很高，由于接收器放大器部分被淹没[3]。这在图16中的两个标记部分很明显。如第三节B所述，相位噪声（它也没有在我们的扫描预测器中建模）展宽了功率峰值，从而增加了检测物体距离的不确定性。这可以看出，与图15中它们的预测值相比，墙壁、柱子等的接收功率沿其各自的检测距离轴被“展宽”。杂波在真实数据中也明显存在，并且在预测扫描中未建模。

为了量化预测扫描和实际扫描之间的统计相似性，再次在每个实际扫描和预测光谱之间获得相关系数。全扫描的相关系数在图17中的每个轴承角度处绘制，从中可以看出，相对地

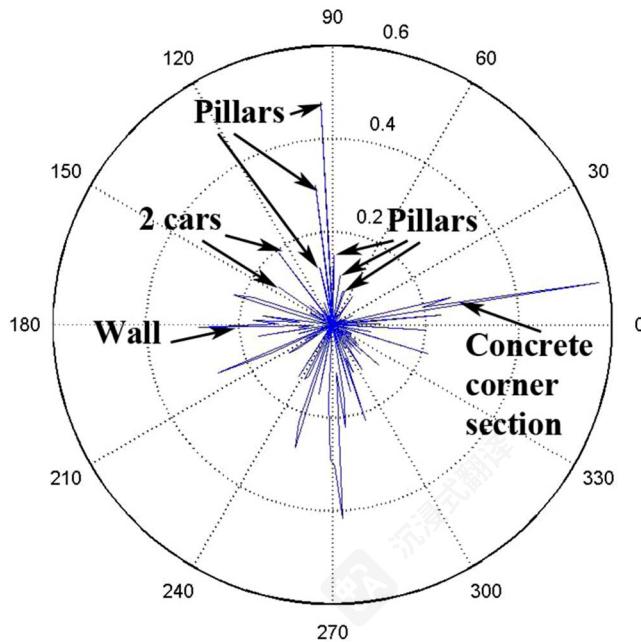


图17。预测扫描与实际扫描的相关系数，数据源自图15和图16。注意，0对应图15中标记的0线。

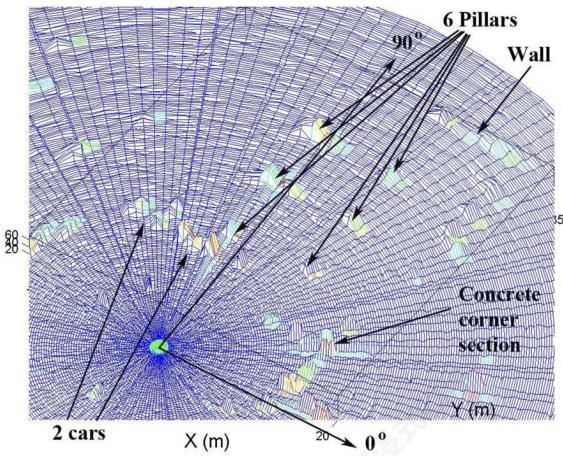


图18。图15预测扫描某区域的放大视图，显示雷达附近预测功率与距离的光谱。

高（最大值）相关值存在于检测到的柱子、混凝土角部分、大树和一小部分左墙的方向。然而，由于以下任何原因，并非所有预测光谱都与真实光谱相关（或相似）：

- 预测模型未包含杂波建模。因此，当实际光谱（含地面杂波）与预测光谱（无杂波）比较时，相关系数会较低。
- 特征可能因物体部分遮挡或物体超出雷达最大可视范围（即预测扫描计算位置）而出现/消失。

图18（显示柱子、汽车和图15中标注的混凝土角落部分的放大视图）展示了一个更详细的

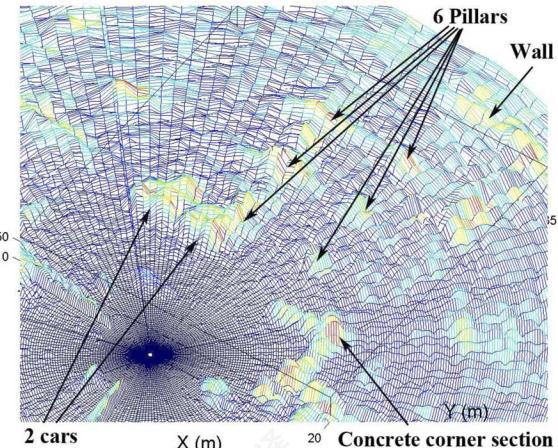


图19。图16实际扫描对应区域的放大视图。

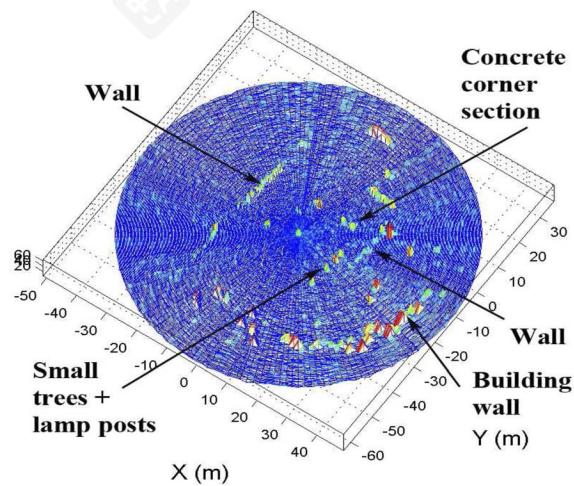


图20. 距离图14原始扫描点11米的车辆位置预测雷达扫描。

这些预测伪影的视图。相应的放大实际扫描图显示在图19中。同样，在这些扫描中，主要的预测和检测到的物体清晰可见，实际数据中的相位噪声和杂波的影响也清晰可见。重要的是，稳健的物体被可靠预测，使其适合作为机器人导航框架中的特征。

图20显示了从距离初始位置11米的车辆位置获得的预测360雷达扫描。这是为了展示预测观测的有效性，对于速度更快的车辆，或者对于更慢的预测/更新时间，因为这时需要预测一个距离计算所使用的数据集更远的扫描。实际扫描如图21所示。每个光谱之间的相关系数如图22所示。当车辆从图13中的位置“1”移动到“2”时，图22中混凝土角落区域和柱子方向的相关性幅度明显减小，而车辆运动方向（对应树木和路灯柱）的相关性增加。同样重要的是，大部分标记的特征（在缩放图中看得更清楚）

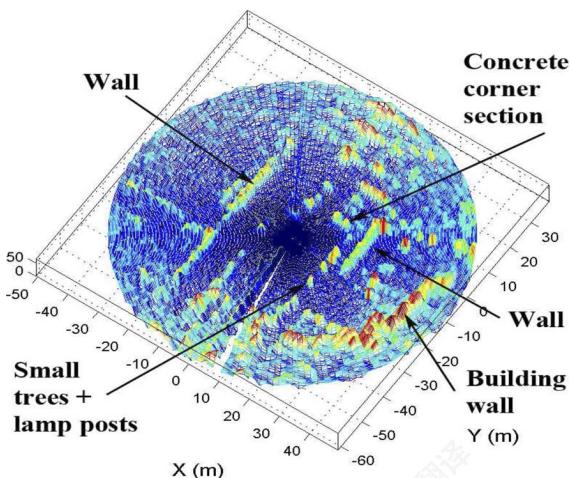


图21。车辆从图14的原始位置行驶11米（到达图13中的“2”位置）后的实际360雷达扫描。

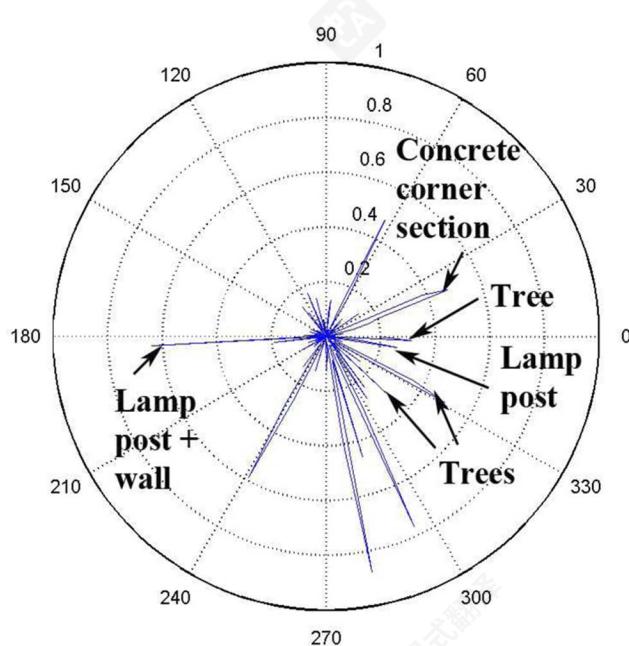


图22。图20和图21中预测扫描与实际扫描的相关系数。

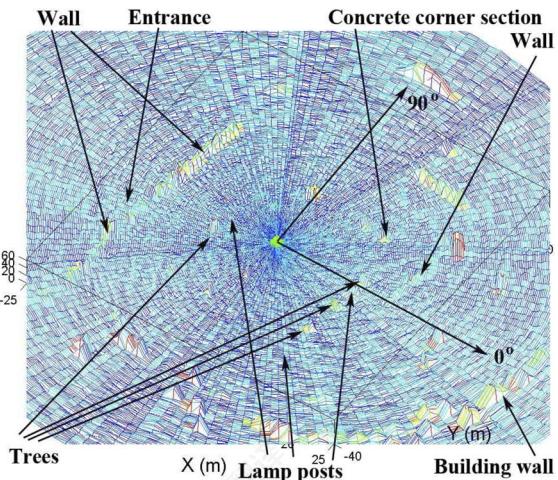


图23。图20预测扫描的放大区域，包含标记的物体。

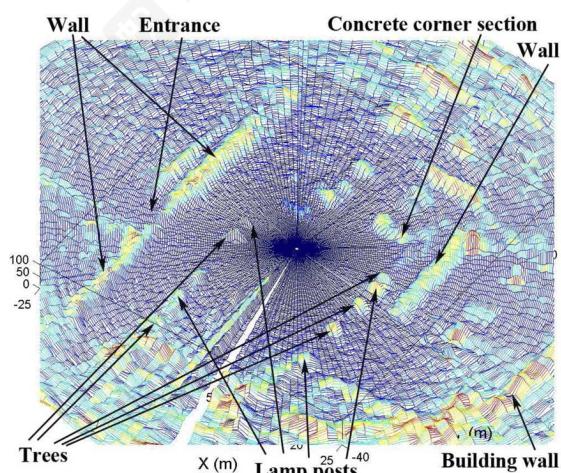


图24。图21实际扫描的对应区域的放大视图。

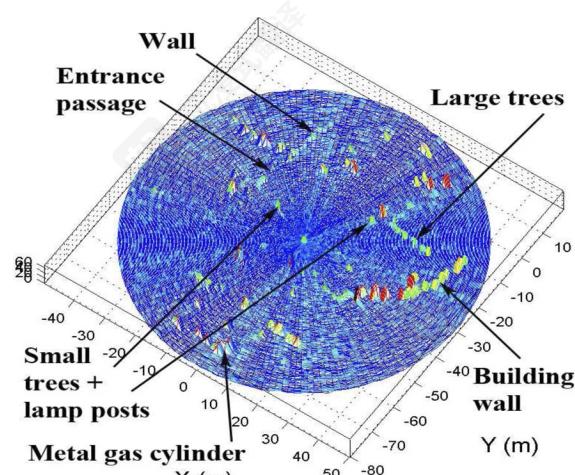


图25。距离图14原始扫描位置30米的预测雷达扫描。

图23和图24的视图)伴随着相对较高的相关系数(在图22中标记)。

最后, 为一个大距离机动生成预测扫描, 对应车辆30米的运动(将车辆放置在图13中的“3”位置)。如第V-B节所述, 从初始位置(图13中的“0”)提取的特征用车辆的里程计和spectraprediction方法进行变换, 以生成图25的预测扫描。请注意, 由于里程计报告的轻微车辆旋转, 扫描中存在轻微的角度偏移。

在穿越如此大距离时, 由于遮挡或远处物体(在图13中的“0”位置记录)的杂波, 预计预测特征与在图13中的“3”位置记录的实际扫描中的特征匹配较少。图26显示了在图13中的“3”位置记录的实际扫描, 以及图27中绘制的相关系数, 从中可以看出, 鲁棒特征是

仍然正确预测。车辆位置“3”后方(扫描角度0至180度之间)的树木、路灯柱和指示牌, 在预测扫描和实际扫描中均可见,

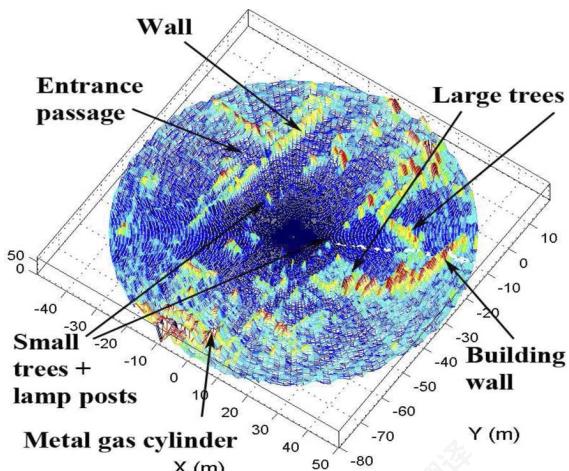


图26。距离图14原始扫描位置30米的实际扫描。

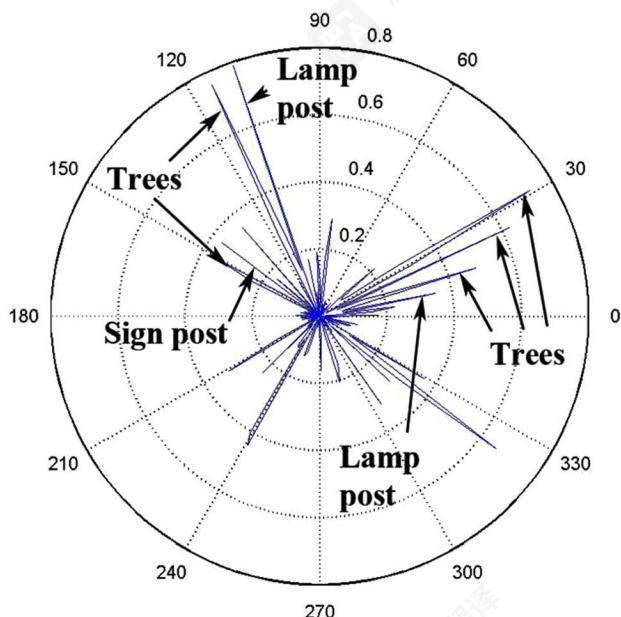


图27。图25和图26中预测扫描与实际扫描的相关系数。

并且具有相应的较高相关系数。这很合理，因为当扫描在位置“0”预测时，该区域更靠近雷达。图28和图29显示了机器人附近的放大视图，更清晰地展示了成功预测的树木、路灯柱和指示牌，对应于图27相关系数峰值的位置。

在相关图中观察到，同一目标在不同扫描中的相关系数不同。实际上，大多数目标的雷达散射截面积会随传感器到目标的入射角变化而变化，这也会导致同一目标的相关系数发生变化。还应注意，相关系数结果来自给定传感器轴承角度下整个雷达光谱的相关性，该光谱包含目标本身，以及噪声和/或杂波。因此，预测的雷达光谱是通过车辆的运动学模型，将在一个位置感测到的特征传播到另一个位置而创建的。这些特征通常不会位于车辆/传感器移动后的同一传感器角度上，这意味着包含目标的新光谱很可能包含来自环境其他部分的雷达数据。如果新光谱包含杂波和/或其他目标，相关系数将发生变化。这里的重要结果是，在预测目标的位置，相关系数包含最大值，表明特征预测大致正确。

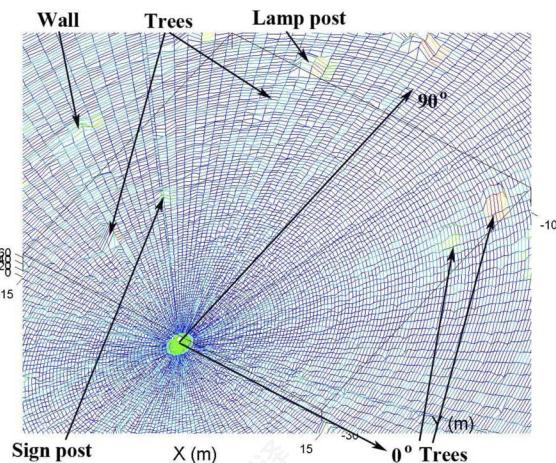


图28。图25预测扫描的放大区域，带有标记的物体。

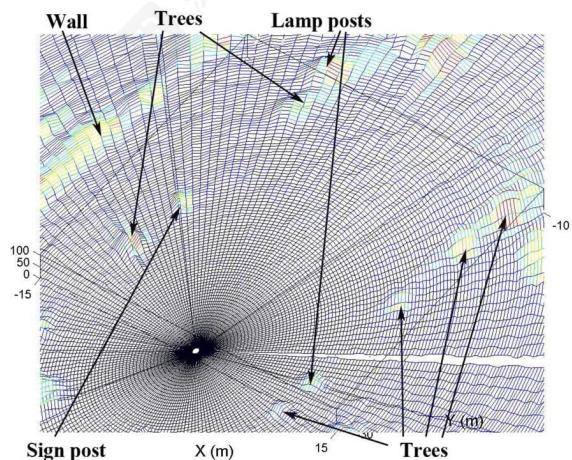


图29。图26实际扫描对应区域的放大视图。

移动车辆/传感器后的轴承角度，这意味着包含感兴趣目标的新频谱，很可能包含来自环境其他部分的雷达数据。如果新频谱包含杂波和/或其他物体，相关系数将发生变化。这里的重要结果是，在预测物体的位置处，相关系数包含最大值，这表明特征预测大致正确。

VI. 结论

一种基于FMCW测距技术的预测扫描毫米波雷达数据的技朮已被提出。这使得在原始、高维度的测量空间中开发估计框架成为可能，而不是在降维的后处理、检测空间中。这有两个原因。

- 1) 基于预测的车辆操控，可以为了数据关联而进行观测预测。这是随机自主导航技术的一个基本组成部分，该技术需要先进行空间预测，然后检测目标，以实现车辆姿态和地图估计。

2) 该方法可用于模拟存在噪声的雷达扫描, 在此过程中可测试不同的特征提取算法, 允许用户控制目标RCS值和干扰传感器噪声参数。特征提取算法(通常为CFAR)需要估计特征相邻单元内的噪声, 这就是为什么预测整个频谱很有用的原因。这还允许多个视线特征

可以被模拟。

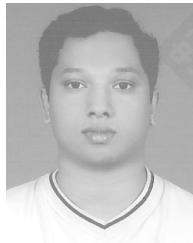
结果中展示了预测扫描和实际扫描的定性比较, 然而, 量化比较能更深入地了解预测质量。因此, 利用基于皮尔逊相关系数的指标进行了利用并验证, 该指标提供了量化比较, 用于验证预测技术。为测试该概念, 在距离生成预测的扫描点逐渐增大的情况下进行了扫描预测。即使在30米距离处, 也展示了稳健的特征预测。

进一步研究, 其中频谱饱和和杂波建模将有助于改进模型。这项工作属于作者在将扫描的毫米波雷达应用于户外环境中概率自主机器人导航方面的努力。

参考文献

- [1] D. Langer and T. Jochem, "Fusing radar and vision for detecting, classifying and avoiding roadway obstacles," in *Proc. IEEE Symp. Intell. Vehicles*, Sep. 1996, pp. 333–338.
- [2] H. Rohling and R. Mende, "Os cfar performance in a 77 ghz radar sensor for car application," in *Proc. CIE Int. Conf. Radar*, Oct. 1996, pp. 109–114.
- [3] G. M. Brooker, S. Scheding, M. V. Bishop, and R. C. Hennessy, "Development and application of millimeter wave radar sensors for underground mining," *IEEE Sensors J.*, vol. 5, no. 6, pp. 1270–1280, Dec. 2005.
- [4] G. Brooker, M. Bishop, and S. Scheding, "Millimetre waves for robotics," in *Proc. Australian Conf. Robot. Autom.*, Sidney, Australia, Nov. 2001, pp. 91–97.
- [5] D. Langer, "An integrated mmw radar system for outdoor navigation," in *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, Minneapolis, MN, Apr. 1996, pp. 417–422.
- [6] S. Clark and H. F. Durrant-Whyte, "The design of a high performance mmw radar system for autonomous land vehicle navigation," in *Proc. Int. Conf. Field and Service Robotics*, A. Zelinsky, Ed., Sydney, NSW, Australia, 1997, pp. 292–299, Australian Robotic Association, Inc.
- [7] S. Scheding, G. Brooker, M. Bishop, R. Hennessy, and A. Maclean, "Terrain imaging millimetre wave radar," in *Proc. Int. Conf. Control, Autom., Robot. Vision*, Singapore, Nov. 2002, pp. 13–18.
- [8] J. Mullane, E. Jose, M. D. Adams, and W. S. Wijesoma, "Including probabilistic target detection attributes into map representations," *Robot. Autonomous Syst.*, vol. 55, no. 1, pp. 72–85, 2007.
- [9] E. Widzyk-Capehart, G. M. Brooker, S. J. Scheding, R. C. Hennessy, A. J. Maclean, and C. R. Lobsey, "Application of millimeter wave radar sensor to environment mapping in surface mining," in *Proc. ICARCV*, Singapore, Dec. 2006, pp. 1–6.
- [10] R. R. Wilcox, *Fundamentals of Modern Statistical Methods*. New York: Springer, 2001.
- [11] A. V. Oppenheim and R. W. Schafer, *Digital Signal Processing*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1975.
- [12] S. Clark, "Autonomous land vehicle navigation using millimetre wave radar," Ph.D. dissertation, Australian Centre for Field Robotics, Univ. Sydney, Sydney, Australia, 1999.
- [13] D. Langer, "An integrated MMW radar system for outdoor navigation," Ph.D. dissertation, Robotics Institute, Carnegie Mellon University, Pittsburgh, PA, Jan. 1997.
- [14] M. E. Adamski, K. S. Kulpa, M. Nalecz, and A. Wojtkiewicz, "Phase noise in two-dimensional spectrum of video signal in FMCW homodyne radar," in *Proc. 13th Int. Conf. Microw., Radar, Wireless Communi. (MIKON-2000)*, 2000, vol. 2, pp. 645–648.

- [15] G. S. Bircsak and Schaaf, Van Nuys. Radar Clutter Simulator, Robotics Institute, Carnegie Mellon University, North Hollywood, CA, Tech. Rep. 4644357, Feb. 1987.
- [16] M. I. Skolnik, *Radar Handbook*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1990.
- [17] D. A. Shnidman, "Expanded swerling target models," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 39, no. 3, pp. 1059–1069, Jul. 2003.
- [18] E. Jose and M. D. Adams, "An augmented state slam formulation for multiple line-of-sight features with millimetre wave radar," in *Proc. Int. Conf. Intell. Robot. Syst.s (IROS)*, Alberta, Canada, Aug. 2005, pp. 1755–1760.
- [19] V. G. Hansen and J. H. Sawyer, "Detectability loss due to greatest of selection in a cell-averaging CFAR," *IEEE Trans. AES*, vol. 16, pp. 115–118, 1980.
- [20] M. W. M. G. Dissanayake, P. Newman, S. Clark, H. F. Durrant-Whyte, and M. Csorba, "A solution to the simultaneous localization and map building (slam) problem," *IEEE Trans. Robot. Autom.*, vol. 17, no. 3, pp. 229–241, Jun. 2001.



Ebio Jose于2002年在印度喀拉拉邦的科钦大学科学学院获得仪器工程学士学位, 并于2009年在新加坡南洋理工大学获得博士学位。他的论文讨论了毫米波雷达在自主机器人导航中的应用。

目前, 他是新加坡S.T.电子(卫星通信与传感器系统)公司的一名高级研发工程师。



Martin D. Adams (SM' 08)于1988年在英国牛津大学的牛津学院获得工程科学学士学位, 并于1992年在牛津大学机器人研究小组获得哲学博士学位。

他作为项目主管和兼职讲师, 在瑞士联邦理工学院(ETH)苏黎世的机器人研究所继续进行自主机器人导航研究。他于1994年至1995年在瑞士圣加伦(瑞士)担任客座教授, 教授控制理论。1996年至2000年, 他在瑞士欧洲半导体设备中心(ESEC)担任机器人与控制领域的高级研究科学家, 从事半导体组装自动化领域的研究。他目前是新加坡南洋理工大学电气与电子工程学院的副教授。他在顶尖的机器人期刊和会议上发表了多篇论文, 以及各种书籍章节和专著。他的研究兴趣包括机器人导航的传感器数据处理、SLAM、惯性导航和传感器融合。他是南洋理工大学多个机器人的首席研究员, 并为各行业在自主机器人、智能交通系统和传感应用方面的咨询提供支持。



约翰·斯蒂芬·马兰恩在爱尔兰科克大学和新加坡南洋理工大学分别于2002年和2009年获得电气与电子工程学学士和博士学位。他的博士研究专注于使用易受较大不确定性(包括测量数量和值)影响的传感器(如雷达)开发机器人地图绘制和导航算法。他的工作具体研究了现有方法所采用的测量似然性的理论基础, 他还提出并演示了一种基于随机有限集的特征移动机器人方法。

他目前是新加坡南洋理工大学电气与电子工程学院的博士后研究员。他当前的研究兴趣包括雷达信号处理、概率地图绘制和随机移动机器人。

Nicholas M. Patrikalakis (M' 94) 于1977年在希腊雅典国立技术大学获得硕士学位，并于1983年在美国马萨诸塞理工学院（MIT）获得博士学位。他是MIT机械工程系的川崎工程学教授和机械与海洋工程学教授。他目前的研究重点是机器人和计算机辅助设计。在他的指导下，已有17篇博士论文和35篇硕士论文完成。他已发表140余篇论文、3本教科书，并编辑了20余期期刊特刊或会议论文集。他获得了美国及其他国家多个联邦机构和工业界的科研资助。他担任四本国际科学期刊的编委或编委成员。他还担任过10余个主要国际会议的程序主席或主席，并参与过20余个国际会议的程序委员会。