

第3章

车联网物理层相关技术

车联网系统旨在构建一体化智能交通体系,以及无处不在的车内(Intra-Vehicle)和车间(Inter-Vehicle)通信与控制网络,以实现车辆宽带接入和全网交通数据共享。车联网从广义上讲是车、人、道路和公共交通服务平台之间的信息广泛交互通信。相较于传统无线通信系统,车联网通信系统具有更严格的应用服务质量需求,相应地在物理层设计方面也有更高的设计要求,其中几个重要的物理层参数指标如下。

- 时延: 为保证交通安全和实现实时通信,车联网通信需要实现相对于普通通信系统更低的时延,通常要求小于 100ms。
- 可靠性: 车联网通信在数据包传输率上要求有更高的可靠性,尤其针对交通安全类应用,通常要求系统可靠性高于 99.999%。
- 系统容量: 车联网通信需要更大的系统容量,即需要满足道路最大承载车辆数目。
- 成本: 由于道路拓扑广泛,车联网通常要求尽量降低通信与控制设备成本。

车联网应用的特殊要求对通信系统设计带来了巨大的挑战,与其他无线通信方式相比,车联网的物理层相对复杂,传统移动通信网络中物理层技术很多不能够直接应用到车联网中,这体现在以下几个方面:当车辆行驶在城市道路环境中时,无线信号在传播过程中因受城市建筑物等复杂环境的影响,承载相同信息但经过多个不同路径到达接收机的信号叠加后合成时变信号,会产生多径衰落现象,严重影响车联网通信质量;当车辆在高速公路上行驶时所引起的信道时变和多普勒频移现象,将引起无线信道的突变,使接收机的误差增大,一些传统的相对稳定的无线通信方式应用到车联网环境时将会引起诸多问题。为此,大量的科学研究人员和工程实践人员都首先专注于车联网物理层的设计与优化,研究包括支持高速移动性、具备稳定连接、提供安全可靠的信息交互方式、确保通信实时性,因此适应车联网特定环境的物理层规范是车联网中一个重要的研究方向。

针对车联网物理层诸多挑战,本章将无线传播理论、无线接入技术、网络连通性能和无线定位技术 4 个方面来阐述车联网的物理层主要关键技术。

3.1 无线传播理论

无线信道作为通信发生的媒介,其特性直接决定了无线通信系统的性能,车联网场景的无线电波传播建模一直是工程实践与科学研究的基础,然而,目前受到测试条件、系统复杂度等的影响还需要更加深入的研究,因此,车联网无线传播理论用信道模型对道路交通场景中的传播信道加以描述。

3.1.1 路径损耗模型

在自由空间中,收发信机之间的信号功率衰减率与 $1/d^2$ 成正比,其中 d 是发送器与接收器之间的距离,该指数被称作路径损耗指数。在静态环境中,路径损耗定义为在参考距离 d_0 处接收到的能量 P_{R,d_0} 与在期望距离 d 处接收到的能量 $P_{R,d}$ 的比率:

$$PL(d) = \frac{P_{R,d_0}}{P_{R,d}} = \left(\frac{d}{d_0}\right)^\alpha \quad (3-1)$$

其中,变量 α 表示路径损耗指数。路径损耗通常用分贝度量,并以参考距离下的路径损耗为度量基础。参考值 $PL(d_0)$ 需要通过测量统计得到,而且 d_0 必须足够大以确保天线不受周围环境影响。路径损耗可通过下式计算:

$$PL(d) = PL(d_0) + 10\alpha \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3-2)$$

其中, $PL(d)$ 是一个取正值的基于测量得到的相对量(单位:毫瓦分贝)。

然而,式(3-2)未考虑信号遮挡,不能准确地反映出当收发信机距离为 d 时的所有情况。信号遮挡的产生主要是由于传输信号受到大型障碍物和散射体的影响。一个物体是否会遮蔽信号,这取决于它的相对环境和位置,不同的状况将会有不同的遮蔽效果。在乡村道路,山体或大型物体可能导致遮蔽;在城市道路,建筑物、树木甚至道路指示牌都可能导致遮蔽。因此,对于同一个发送接收过程,在乡村或者城市两个不同的环境下,路径损耗的测量值也会不同。在该模型中,通过向式(3-2)加入一个对数正态随机变量以描述这种差异:

$$PL(d) = PL(d_0) + 10\alpha \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \chi_\sigma \quad (3-3)$$

其中, χ_σ 表示一个符合正态分布 $N(0, \sigma^2)$ 的随机变量(单位:分贝)。

3.1.2 确定性多径模型

无线信道的一个显著特征是存在多径效应,指的是无线信道通过反射和散射,可能对单一信号产生很多具有时延和失真的信号副本。这些反射是由传输信号的前导波与环境中的某些反射体发生碰撞引起的,包括建筑物、车辆、树木,甚至是人。此外,由于环境的变化和运动,这些反射的性质会随着时间的推移而发生改变。无线多径信道的确定性模型,可以刻画为一个连接带通输入 $x(t)$ 和带通输出 $y(t)$ 的线性时变(Linear Time Varying, LTV)系统:

$$y(t) = \sum_i a_i(t) x(t - \tau_i(t)) \quad (3-4)$$



即无线信道的输出 $y(t)$ 是由输入 $x(t)$ 反射产生的所有副本的总和。时变量 $\tau_i(t)$ 产生了 $x(t)$ 的每个副本的时延, 真实值 $a_i(t)$ 对 $x(t)$ 的每个副本进行度量。注意, 时延和度量值可能会随时间改变。由于输入与输出之间是一个关于 t 的线性关系, 因此它同样可以通过输入信号和时变信道脉冲响应 $h(\tau, t)$ 的卷积进行描述:

$$y(t) = h(\tau, t) x(t - \tau) d\tau \quad (3-5)$$

为了得到脉冲响应 $h(\tau, t)$ 和它的傅里叶变换 $H(f; t)$, 对式(3-4)和(3-5)进行比较。针对 $x(t)$ 的时延副本, 使用 Dirac 函数 $\delta(t)$ 得到:

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (3-6)$$

$$H(f; t) = \sum_i a_i(t) e^{-j2\pi f \tau_i(t)} \quad (3-7)$$

其中, 式(3-7)中频率变量 f 是 τ 的两倍, 而与 t 无关。作为一个 LTV 信道, $H(f; t)$ 会随着时间 t 变化而变化。

由于信号处理通常在基带完成, 因此把基带模型转化成等价的复数域基带形式具有引导意义。如图 3-1, 复合基带综合了同相信道(以 $x_I(t)$ 表示)和正交信道(以 $x_Q(t)$ 表示)信息, 即:

$$x_b(t) = x_I(t) + jx_Q(t) \quad (3-8)$$

同相和正交数据流同时通过信道发送, 由于它们被调制到有 90° 偏离的两个载波上, 因此接收器可以进行区分。复合基带 $x_b(t)$ 只不过是一种同时表示两种数据流的形式。图 3-1 描述了这个端到端通信系统, 从 $x_b(t)$ 开始, 以 $y_b(t)$ 结束。

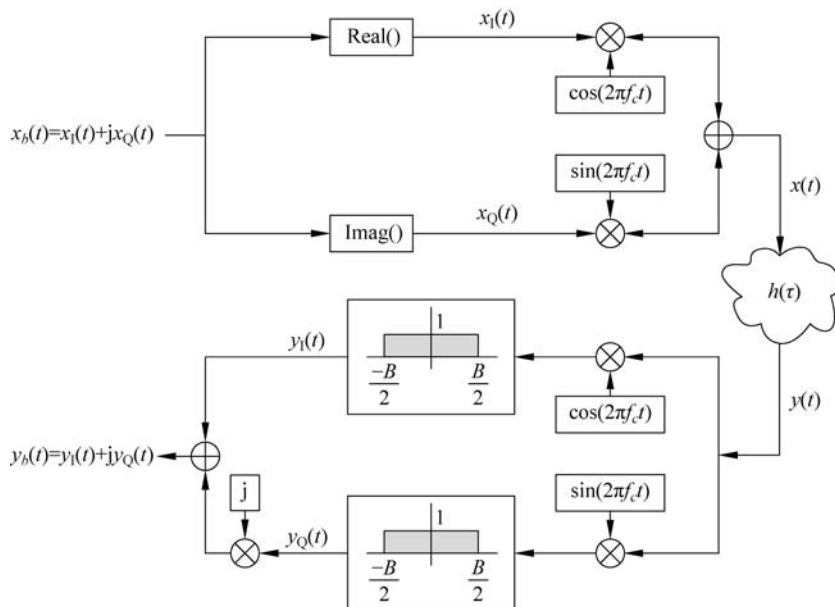


图 3-1 具有复合基带 I 和 Q 信道的通频带通信系统

对 $x_b(t)$ 和 $x(t)$ 关系的推导可以首先从频域开始, 一种合理的对 $X_b(f)$ 的复合基带的解释是:

$$X_c(f) = X_b(f - f_c) \quad (3-9)$$

其中 f_c 是载波频率。在时域上,转换为:

$$x_c(t) = x_b(t)e^{j2\pi f_c t} \quad (3-10)$$

然而,实际通信系统不能产生复数域上的混合信号,它们通常使用实数电压和电流值。因此,截取式(3-10)的实部,得到:

$$\begin{aligned} \Re[x_c(t)] &= \Re[x_b(t)e^{-j2\pi f_c t}] \\ &= \Re[(x_I(t) + jx_Q(t))(\cos(2\pi f_c t) + j\sin(2\pi f_c t))] \\ &= x_I(t)\cos(2\pi f_c t) - x_Q(t)\sin(2\pi f_c t) = x(t) \end{aligned} \quad (3-11)$$

注意到 $x(t)$ 仍然包含同相和正交的数据流,而且它们在式(3-11)中被映射到两个偏离载波上。类似地可以推导 $y_b(t)$ 和 $y(t)$ 的关系,总结得到:

$$x(t) = \Re[x_b(t)e^{-j2\pi f_c t}] \quad (3-12)$$

$$y(t) = \Re[y_b(t)e^{-j2\pi f_c t}] \quad (3-13)$$

图 3-1 是一个模拟通信系统,而图 3-2 是相应的数字通信系统版本。 $x_b[n]$ 是一个可能取复数值的离散承载数据序列。发送器过滤脉冲波形的信号,并限制带宽占用。

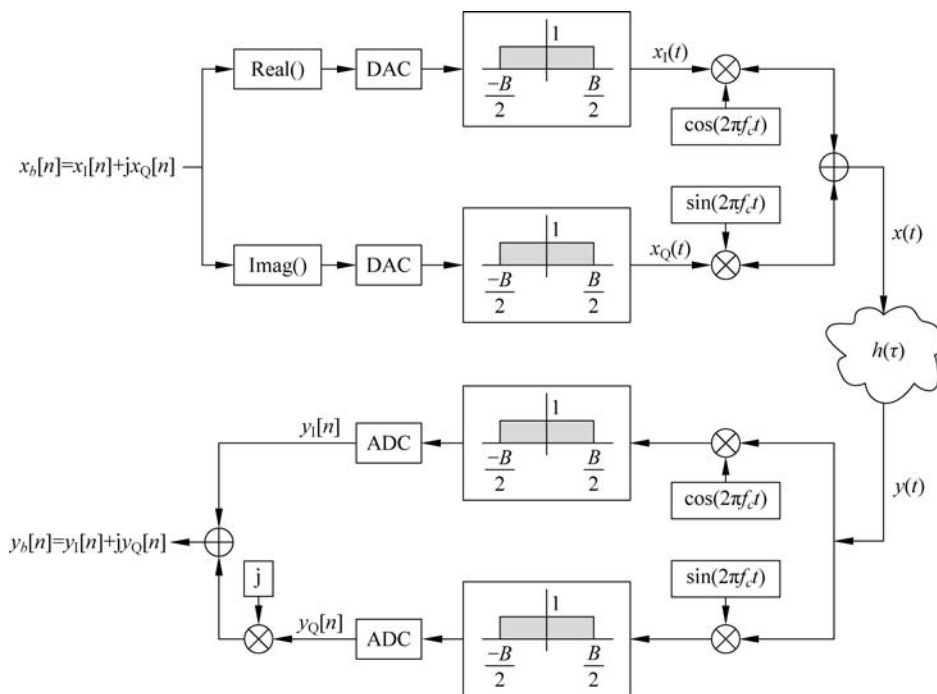


图 3-2 具有复合基带和 I、Q 数据流的数字通频带通信系统

此外,由于多数系统需要采样,因此建立一个确定信道模型的下一步是要将基带信道响应转换成离散时间。对于一个 LTV 信道,假设分配带宽为 $B = 1/T_B$ Hz,则采样后的脉冲响应为:

$$h_b[p, m] = \sum_i a_i(mT_B) e^{-j2\pi f_c \tau_i(mT_B)} \text{sinc}\left(\pi\left(p - \frac{\tau_i(mT_B)}{T_B}\right)\right) \quad (3-14)$$

其中, $h_b[p, m]$ 表示在 m 时刻的第 p 个信道抽头。对于线性时不变 (Linear Time



Invariant, LTI)信道, $\tau_i(t)$ 和 $a_i(t)$ 不随时间变化, 式(3-14)转换为:

$$h_b[p] = \sum_i a_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} \text{sinc}\left(\pi\left(p - \frac{\tau_i}{T_B}\right)\right) \quad (3-15)$$

当信道变化速率明显低于系统的估计值时, LTI 假设成立。

由于无线信道关注如何捕捉和补偿时变特性, 通常在 LTV 信道模型中引入对多普勒频移和扩散的考虑。首先考虑只有单一抽头的 LTV 信道上的多普勒频移, 如图 3-3 所示的情景, 一个移动接收器(RX)以速率 v 径直向一台固定发射器(TX)运动。图 3-3 画出了 3 条可能的信号传输路径, 假设不同路径是相互分离的, 并且忽略由反射或路径损耗引起的信号衰减。

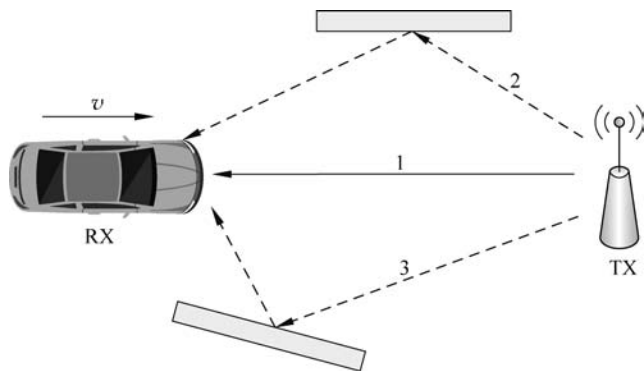


图 3-3 单抽头多普勒频移下的信号多径传输示意图

假设无线信道只通过 LOS 路径(路径 1)传播, 并且发射器和接收器均使用全方向天线。如果发射器简单地发送频率为 f_0 的正弦波, 可表示为 $\sin(2\pi f_0 t)$; 那么接收器将收到一个频率改变了的正弦波, 表示为 $\sin(2\pi(f_0 + f_0 v/c)t)$ 。频移量 $f_0 v/c$ 被称作多普勒频移。由于 LTI 系统的特征函数都是正弦曲线——一个频率为 f_0 的正弦输出应当产生相同频率的正弦输出, 当目标是在信道模型中引入受速度影响的变化信道时, LTI 信道模型已经无法满足需求。所以, 必须构建更具一般性的 LTV 模型。一般的单抽头信道模型建模如下:

$$h(\tau, t) = a_0 \delta(\tau - \tau_0(t)) \quad (3-16)$$

选取合适的 $\tau_0(t)$ 来考虑多普勒频移, 有:

$$\tau_0(t) = -\frac{vt}{c} \quad (3-17)$$

$$h(\tau, t) = a_0 \delta\left(\tau + \frac{vt}{c}\right) \quad (3-18)$$

其中, c 表示光速。多普勒频移在 LTV 信道中表示为一个随时时间变化的时延, 该时延由发射器和接收器的相对速度决定。如果接收器远离发射器, v 取负值, 此时接收频率比发射频率低; 反之, 当接收器正接近发射器时, v 取正值, 此时接收频率比发射频率高。

考虑图 3-3 中只通过路径 2 的情况, 虽然接收器将观测到正值的多普勒频移, 但频移比前一种情况要小。具体而言, 多普勒频移需要用 $\cos\theta$ 进行缩放, 其中 θ 是接收器速度向量与信号路径向量之间的夹角。如果只考虑路径 3, 那么在接收器将看不到多普勒频移, 因为



接收路径与速度方向垂直。

如前所述,在无线信道中,单抽头情况下的多普勒频移同时受路径到达角度(Angle of Arrival, AoA)及发射器与接收器相对速度的影响。当多个有几乎相等的时延但角度或相对速度不同的反射信号到达接收方时,将会产生多普勒扩展。如图 3-3,若 3 条路径有相同距离,就会出现这种情况。此外,在同一个多路径环境下,不同的抽头有可能得到不同的多普勒扩展。

3.1.3 统计多径模型

确定性无线信道模型从理论角度定量地描述了信道的特征,但无法刻画多径环境(如散射体的位置和类型、发送器和接收器及散射体的速度等)对无线传播环境的影响。无线信道的统计模型能够应对上述挑战,有效刻画快速变化的多径传播环境和通信系统性能之间的关系。

为了实现统计模型的可行性,首先根据散射体的性质做出如下假设:如果散射环境足够丰富(即有大量散射体),则每个信道抽头都有大量统计独立的路径,对应的每个抽头 $h_b[p, m]$ 可以表示为一个复高斯随机变量。依据式(3-14),一条路径对第 p 个抽头的贡献:

$$a_i(mT_B) e^{-j2\pi f_c \tau_i(mT_B)} \text{sinc}\left(\pi\left(p - \frac{\tau_i(mT_B)}{T_B}\right)\right) \quad (3-19)$$

由于时延 $\tau_i(mT_B)$ 是微秒级的,而载波频率 f_c 介于兆赫至千兆赫,做出如下假设:每条路径对应一个在 $[0, 2\pi]$ 均匀分布的相位,并且是循环对称的。该相位包含在指数参数 $-j2\pi f_c \tau_i(mT_B)$ 中。此外,由于散射的随机性,假设路径之间相互独立。由于第 p 个信道抽头是多条路径的叠加,根据中心极限定理,对第 p 个信道抽头的实部和虚部,可以将其表示为复高斯随机变量 $\text{CN}(0, \sigma_p^2)$ 。第 p 个信道抽头的振幅 $|h_b[p, m]|$ 和振幅的平方分别符合瑞利分布和指数分布:

$$f(|h_b[m, p]|) = \frac{|h_b[m, p]|}{\sigma_p^2} \exp\left(\frac{-|h_b[m, p]|^2}{\sigma_p^2}\right) \quad (3-20)$$

$$f(|h_b[m, p]|^2) = \frac{1}{\sigma_p^2} \exp\left(\frac{-|h_b[m, p]|^2}{\sigma_p^2}\right) \quad (3-21)$$

为理解信道抽头的变化速率,通常以抽头的自相关函数 $R_p[k]$ 为性能指标:

$$R_p[k] = E[h_b^*[p, m] h_b[p, m+k]] \quad (3-22)$$

自相关函数将信道的当前和未来状态进行了关联,其在基础过程 $h_b[p, m]$ 中存在一个潜在的广义稳定性假设。注意到 $\sum_p R_p[0]$ 与所有抽头接收到的能量总和成比例,时延扩展的定义涉及接收一定比率的传输信号能量需要多少(用 P 表示)信道抽头,可表示为:

$$T_d = T_B \sum_{p=0}^{P-1} R_p[0] \quad (3-23)$$

因此,

$$P_d = 100 \frac{\sum_{p=0}^{P-1} R_p[0]}{\sum_p R_p[0]} \quad (3-24)$$

其中, P_d 表示全部的抽头应当包含的信号能量的百分比。式(3-23)和(3-24)提供了一种计



算时延扩展 T_d 的替代方法,即在统计模型中给 P_d 预先设值。

在频域上,自相关函数的傅里叶变换显示了信道抽头过程的功率谱密度(Power Spectral Density, PSD)。假设在瑞利衰减环境下,有大量散射体均匀分布在接收器周围,瑞利功率谱密度会呈 U 形,如图 3-4 所示。

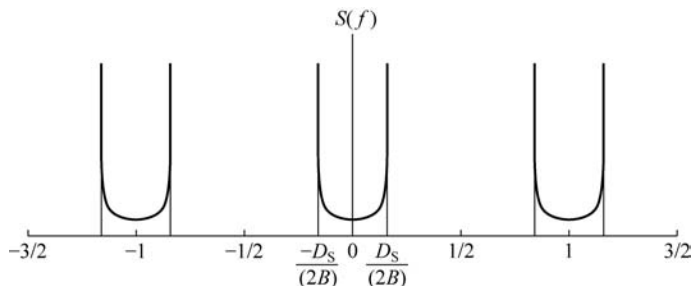


图 3-4 具有时延扩展 D_s 和信道带宽 B 的瑞利衰减信道抽头在 3 个周期的功率谱密度

瑞利衰减信道假设不存在主导路径或视距(Line-of-Sight, LOS)路径,通常可以用于车辆间无线传输信道的统计性刻画。然而,车辆与路边基础设施、无人机、道路信号灯等之间无线传输信道往往不是这样的,使用莱斯信道模型可能更加合适。莱斯信道模型假设收发信机之间存在主导路径,并通常将其看作是一个 LOS 路径,伴随着很多类似瑞利分布的漫反射散射体。基于该模型,第 p 个信道抽头可以描述为:

$$h_b[p, m] = \sqrt{\frac{k}{k+1}} \sigma_p e^{j\theta} + \sqrt{\frac{1}{k+1}} \text{CN}(0, \sigma_p^2) \quad (3-25)$$

其中, k 表示主导路径上能量与散射路径上平均能量的比率。假设主导路径以相同的相位 θ 到达。它的功率谱密度与瑞利衰减信道相似,不同的是在 D_{shift} Hz 处有大量的能量,其中 D_{shift} 表示主导路径上的多普勒频移。

3.1.4 信道性能指标

1. 时延扩展

在多径传播条件下,接收信号会在时域上产生扩展。假设发送端传输一个窄脉冲信号,由于多条传播路径环境的不同,发射信号沿各路径到达接收天线的时间也不同,同时传播路径又随车辆终端位置的变化而改变,因而车辆终端接收的信号由许多不同延的脉冲组成。当车辆终端处于移动时,接收到的各个脉冲可能是离散的,也可能叠加成片。

时延扩展是衡量多径传播信道质量的一个重要指标,其定义为最大传输时延和最小传输时延的差值,即最后一个可分辨的时延信号与第一个时延信号到达时间的差值,实际上就是脉冲展宽的时间。在数字通信系统中,由于时延扩展,接收信号中一个码元的波形会扩展到其他码元周期中,引起码间串扰,应使码元周期大于多径效应可能引起的时延扩展。

时延扩展量化了无线信道响应的程度,给出了测量接收器收到信号副本的数量和时延的严重程度(信道容量)的具体方法。定义无线信道中响应时延的平均值为平均时延扩展,通过信道抽头产生的时延的平方数量级来衡量:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_p |h_b[p, m]|^2 \tau_p}{\sum_p |h_b[p, m]|^2} \quad (3-26)$$

求得的初始功率时延分布 (Power Delay Profile, PDP) 表征信道抽头中的相对功率容量, 在离散时域中定义为:

$$h_{\text{PDP}}[p, m] = \sum_k |h_b[k, m]|^2 \delta[p - k] \quad (3-27)$$

其中, $\delta[k]$ 是离散时域的狄拉克函数。在实际传输场景中, 平均时延扩展是一个变化量, 因此定义时延扩展的标准差为均方根 (Root Mean Square, RMS) 时延扩展, 其计算公式如下:

$$\tau_{\text{RMS}} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (3-28)$$

其中, $\tau^2 = \frac{\sum_p |h_b[p, m]|^2 \tau_p^2}{\sum_p |h_b[p, m]|^2}$ 。

最大时延扩展表示第一个和最后一个可探测响应之间的时间, 可探测能力的阈值以最大响应作为参考。该阈值通常在最大响应下, 单位为分贝 (dB), 并且在提及最大附加时延方法的时候应包括该阈值。图 3-5 指出了这 3 个时延扩展参数之间的关系。

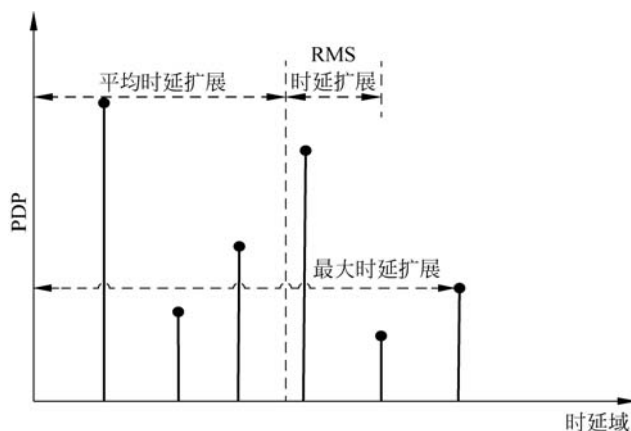


图 3-5 时延扩展参数间的关系

时延扩展对数字信号传输是有影响的。一般而言时延扩展必然导致码元宽度增加, 这就会产生码间串扰 (Inter Symbol Interference, ISI), 使接收波形失真。为了避免 ISI, 必须要求最大时延扩展小于一个码元的持续时间, 通常采用均衡算法改变信道时延带来的影响。量化时需要实时地利用训练数据进行信道估计, 这些数据通常由数据分组的前导域提供。而正交频分复用技术不采取时域等价的方法来避免 ISI, 而是利用一个包含循环前缀的保护间隔来应对 ISI。

2. 相干带宽

时延扩展所对应的频域定义为相干带宽, 反映了无线信道的频率选择性衰落程度。窄带相干带宽信道的带宽在频带中变化很大, 而宽带相干带宽信道的带宽相对平缓。相干带宽的大小是根据有用信号所占用的带宽来定义的。例如, 一个集中在 5.8GHz 的信道可能



有一个 500kHz 的相干带宽。如果一个窄带信号,比如一个 AM 音频信号,以 5.8GHz 被发送,它将面对一个相对平缓的信道并且该相干带宽可能被视为“宽带”。然而,如果一个集中在 5.8GHz 的 802.11a 的信号在同一个信道上发送,这个相干带宽将被视为“窄带”,这是因为信道的大小随着其被信号占用的带宽不同而不同。图 3-6 阐述了一个信道如何基于已使用的通信方案,获得宽和窄的相干带宽。当一个信道的相干带宽比较小时,它被认为具有频率选择性衰落(Frequency-Selective Fading),当它的相干带宽较大时,就被认为是平坦衰落(Flat Fading)。

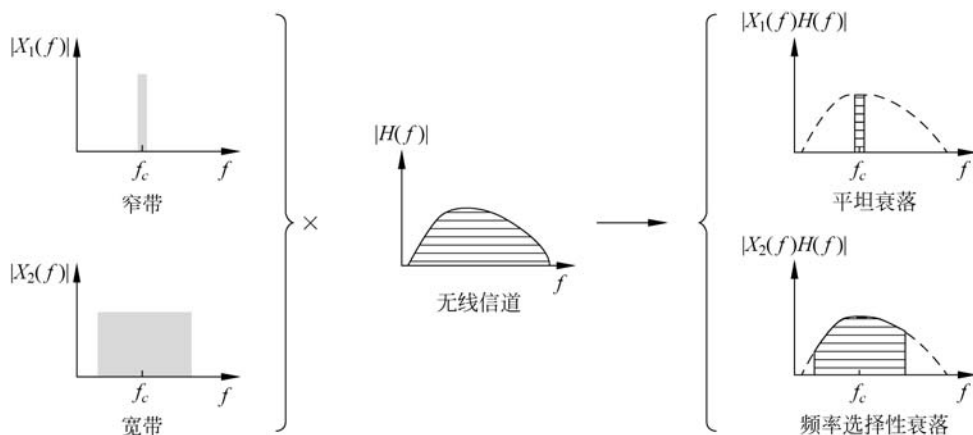


图 3-6 根据传输信号带宽将信道分为平缓信道或者频率选择性信道

为从数学上推导出时延扩展和相干带宽之间的关系,首先计算在固定时间 t 内关于 τ 的傅里叶变换 $h_b(\tau, t)$ 。注意, t 通过参数化 $h_b(\tau, t)$ 来构造 LTV 信道,所以当固定 t 时将获得 LTI 信道,即:

$$\begin{aligned}
 H(f) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_i a_{i,b} \delta(\tau - \tau_i) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\
 &= \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_i a_i \delta(\tau - \tau_i) e^{-j2\pi f_c \tau_i} e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\
 &= \sum_i \int_{-\infty}^{+\infty} a_i \delta(\tau - \tau_i) e^{-j2\pi(f_c \tau_i + f \tau)} d\tau \\
 &= \sum_i a_i \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\tau - \tau_i) e^{-j2\pi(f_c \tau_i + f \tau)} d\tau \\
 &= \sum_i a_i e^{-j2\pi(f_c \tau_i + f \tau)} \\
 &= \sum_i a_i e^{-j2\pi(f_c + f) \tau_i}
 \end{aligned} \tag{3-29}$$

其中,式(3-29)显示了无线信道可以表示成复数平面内的向量之和,向量与实轴的夹角由指数参数确定。由于 f 在 f_c 的附近变化,每个向量以时延 τ_i 控制的不同速率进行旋转。

为了估计相干带宽,当最快旋转向量(最大 τ_i)和最慢旋转向量(最小 τ_i)之间以 $2\pi\theta$ 增长时,则说明信道发生了明显变化。如果这两个向量间的初始角度在频率 f_1 时产生,则有:

$$2\pi(f_c + f_1)\tau_{\max} - 2\pi(f_c + f_1)\tau_{\min} = 2\pi\theta_{\text{initial}} \tag{3-30}$$

然后两向量间角度以 θ 增长,在频率 f_2 时,则有:

$$2\pi(f_c + f_2)\tau_{\max} - 2\pi(f_c + f_2)\tau_{\min} = 2\pi(\theta_{\text{initial}} + \theta) \quad (3-31)$$

设 $\Omega_1 = f_c + f_1$ 和 $\Omega_2 = f_c + f_2$, 利用式(3-30)和(3-31)得到:

$$\Omega_2(\tau_{\max} - \tau_{\min}) - \Omega_1(\tau_{\max} - \tau_{\min}) = \theta \quad (3-32)$$

$$\Omega_2 - \Omega_1 = \frac{\theta}{(\tau_{\max} - \tau_{\min})} \quad (3-33)$$

其中, $\tau_{\max} - \tau_{\min}$ 是对时延扩展的估计, 而 $\Omega_2 - \Omega_1$ 是相干带宽。因此, 式(3-33)表明相干带宽 B_{coh} 与时延扩展 τ_d 成反比, 即:

$$B_{\text{coh}} \propto \frac{1}{\tau_d} \quad (3-34)$$

3. 多普勒扩展

多普勒扩展指出了信号能量如何通过给定的信道抽头在频率上传播。为了说明这一点, 考虑单抽头的通带信道 $h_1(\tau, t) = a_1(t)\delta(\tau - \tau_1)$, 它的抽头振幅随着时间变化, 其输入为 $x_1(t)$ 、输出为 $y_1(t)$ 。这是一个 LTV 系统, 可以表示为:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau, t)x_1(t - \tau)d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} a_1(t)\delta(\tau - \tau_1)x_1(t - \tau)d\tau \\ &= a_1(t)x_1(t - \tau_1) \end{aligned} \quad (3-35)$$

其中, 式(3-35)表示 $y_1(t)$ 是通过信道抽头幅度调制后的延迟输入。参考文献[25]给出了 LTV 对信道输出的影响, $y_1(t)$ 的傅里叶变换首先需要对 $h_1(\tau, t)$ 进行转换:

$$\begin{aligned} H(f_\tau, f_t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} a_1(t)\delta(\tau - \tau_1)e^{-j2\pi f_\tau \tau}e^{-j2\pi f_t t}d\tau dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} a_1(t)e^{-j2\pi f_t t}dt \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\tau - \tau_1)e^{-j2\pi f_\tau \tau}d\tau \\ &= A_1(f_t)e^{-j2\pi f_\tau \tau_1} \end{aligned} \quad (3-36)$$

可以确定 $Y_1(f_t)$:

$$Y_1(f_t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X_1(f_\tau)A_1(f_t - f_\tau)e^{-j2\pi f_\tau \tau_1}df_\tau \quad (3-37)$$

图 3-7 显示了这种频率“拖尾”对单一频率信号传输的影响结果, 这与多普勒频移形成对照, 多普勒频移通过一个与发射器和接收器之间相对速度成比例的量来改变信号频谱。然而, 多普勒频移可以通过将信道等效为 $h_b(\tau, t) = \delta(\tau + vt/c)$, 从而统一为这种架构, 其中 v 是发射器和接收器之间的相对速度。

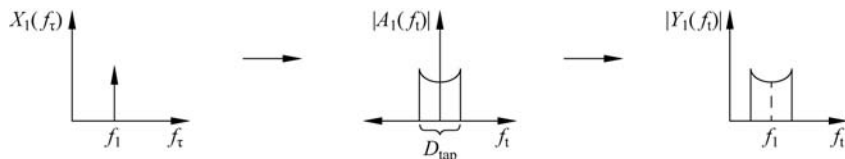


图 3-7 单抽头信道的多普勒扩展 D_{tap} 对在频率 f_1 上单一频率传输的影响

多普勒扩展的产生, 是因为多重信号反射以不同的入射角到达接收器, 从而导致不同的多普勒频移。如果反射几乎同时到达, 它们将影响同一个信道抽头。因此, 信道抽头将经历



几个多普勒频移带来的叠加影响,导致抽头上的多普勒扩展 D_{tap} 。为了确定多个远距离的反射会影响同一抽头,对式(3-14)中的样本基频模型进行检测。在确定 p 后,由于 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数的作用,只有时延在 $[(p-1/2)T_B, (p+1/2)T_B]$ 之间的路径才会对样本基频表征中的第 p 个抽头产生影响。

随着每个多普勒扩展 D_{tap} 的增长,信道抽头能量分散的频率范围也在增长。如果多普勒扩展足够高,原本在单一频率上传递的能量可能会在一个频段内扩散。通过快速傅里叶变换估计每个抽头的频谱后,可以以单个抽头为基准计算多普勒扩展。这需要对信道进行多次估计来确定每个抽头在时间和频谱上的变化。

对于整个信道,在估计信道中的所有抽头中都存在多普勒扩展 D_s ,并且将它作为多普勒频谱的补偿进行计算。基带等价的 LTV 信道是 $h_b(\tau, t)$,每个 τ 值会在某些时刻 t 产生非零的抽头值,关于 t 的傅里叶变换对特定的 τ 将产生每个抽头的多普勒频谱。将这个函数定义为 $H_b(\tau, f_t)$,则有:

$$H_b(\tau, f_t) = \xi_t \{h_b(\tau, t)\} \quad (3-38)$$

对每个 f_t 的所有 τ 值积分,产生信道的多普勒频谱为:

$$H_{b, \text{Dop}}(f_t) = \int_{-\infty}^{\infty} H_b(\tau, f_t) d\tau \quad (3-39)$$

4. 相干时间

由于车载无线传输环境中终端位置、速度和信号散射体会发生显著变化,因此信道特性是不稳定的。为了量化该特性,相干时间定义为信道估计时间不变量的最大周期,与信道的多普勒扩展成反比。为了在数学上证明这一点,可使用与检测相干带宽相似的参量。信道可以表达为在复数平面内几个向量的和:

$$h_b(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \quad (3-40)$$

固定 $\tau = \tilde{p}T_B$,观察函数 $h_b(\tilde{p}T_B, t)$ 变化的快慢。需要检测路径对第 $\tilde{p}$ 个抽头做出的贡献,将这些路径的集合定义为 $\tilde{p}$ 并且重写式(3-40)为:

$$h_b(\tilde{p}T_B, t) = \sum_{i \in \tilde{p}} a_i(t) \delta(\tilde{p}T_B - \tau_i(t)) e^{-j2\pi f_c \tau_i(t)} \quad (3-41)$$

其中,式(3-41)中各项的时间尺度有很大的不同。第 i 条路径上的缩放比例 $a_i(t)$ 是信号所遇到的物理障碍的一个特性,它发生的变化近似在微秒或秒级别。第二项表示哪条路径对第 $\tilde{p}$ 个抽头做出贡献。如之前关于多普勒扩展的讨论,第 $\tilde{p}$ 个抽头的路径在 T_B 内到达。对其他抽头做出贡献的路径,其长度至少为 $(T_B/2)c$ 米。根据相对速度,该路径迁移通常在数百毫秒内发生。对于第三项,注意指数参量由于 f_c 与 $\tau_i(t)$ 相乘而对 $\tau_i(t)$ 中的变化很敏感,敏感度一般为 10^6 或 10^9 数量级。因此,向量的相位在相干时间中再次扮演了重要角色。

所有对第 $\tilde{p}$ 个抽头做出贡献的向量之间存在着一定相位差。然而,每个向量在复平面内的旋转速度随着 $\tau_i(t)$ 而变化,因此向量之间的相对相位会随着时间的改变,这将导致 $h_b(\tilde{p}T_B, t)$ 值的不同。任意两个向量之间的相位改变需要的时间可以被认为是抽头的相干时间。在弧度中,定义 $2\pi\theta$ 作为角度阈值,在该阈值上存在一个新信道,即当 $\tilde{p}$ 中的任意两个向量间的角度以 $2\pi\theta$ 增长时,便产生一个新的信道。即有:

$$2\pi f_c(\tau_{\max}(t_1) - \tau_{\min}(t_1)) + 2\pi\theta = 2\pi f_c(\tau_{\max}(t_2) - \tau_{\min}(t_2)) \quad (3-42)$$

其中, $\tau_{\max}$ 和 $\tau_{\min}$ 分别表示对 t 存在最大和最小导数的路径相关时延。对 t 存在的时延导数在此处很重要,这是由于相干时间计算的是,当两个向量间的相对相位的变量达到 $2\pi\theta$ 时,需要利用信道的时间。首先达到该阈值的一对向量包含 $\tau_{\max}$ 和 $\tau_{\min}$ 。相干时间 T_c 、时延导数和角度阈值之间的关系可以表示为:

$$T_c = \frac{2\pi\theta}{2\pi f_c \left(\frac{d\tau_{\max}}{dt} - \frac{d\tau_{\min}}{dt} \right)} \quad (3-43)$$

其中, $f_c \left(\frac{d\tau_i}{dt} \right)$ 表示第 i 条路径上的多普勒频移,且有 $T_c \propto \frac{1}{D_s}$, 其中, $D_s = \frac{d\tau_{\max}}{dt} - \frac{d\tau_{\min}}{dt}$ 。

相干时间对系统的影响基于信道波动速度和一些系统定义的参数之间的关系。这些参数可以是一个码元时间、典型的数据分组长度或信道均衡的频率,它们可能会受到物理层的上层影响,比如应用层的时间需求。如果相干时间小于这些参数,那么该无线信道被称作快衰落信道,否则,称为慢衰落信道。

3.2 无线接入技术

无线接入技术,也称空中接口,是指通过无线介质将车辆终端与网络节点连接起来,以实现车辆与网络间的信息传递。针对车辆用户提供移动接入业务面临着巨大的挑战,必须要有无线接入技术与标准。

依据应用类型及控制范围,车联网的无线接入方式可分为车内无线网络接入技术和车间无线网络接入技术,下面将对这两种技术分别进行介绍。

3.2.1 车内网络接入技术

车内无线网络接入技术主要包括:控制器局域网络、射频识别、蓝牙、WiFi 以及毫米波等接入技术。

1. 控制器局域网络接入技术

控制器局域网络(Controller Area Network, CAN)最初的设计是作为汽车环境中的微控制器通信,在车载电子控制装置(Electronic Control Unit, ECU)之间交换信息,形成汽车电子控制网络。如发动机管理系统、变速箱控制器、仪表装备和电子主干系统中,均嵌入 CAN 控制装置。CAN 总线是一种多主方式的串行通信总线,基本设计规范要求有高的位速率、高抗电磁干扰性,并且能够检测出产生的任何错误。CAN 总线信号调制解调方式采用不归零(Non Return Zero, NRZ)编码/解码方式,并采用插入填充位技术。当信号传输距离达到 10km 时, CAN 总线仍可提供高达 5kb/s 的数据传输速率。作为一种技术先进、可靠性高、功能完善、成本合理的远程网络通信控制方式, CAN 总线已被广泛应用到工业自动化控制系统中。从高速的网络到低价位的多路接线都可以使用 CAN 总线,在汽车电子、自动控制、智能楼宇、电力系统以及安防监控等领域中, CAN 总线都具有不可比拟的优越性。

作为 CAN 的补充,内部互联网络(Local Interconnect Network, LIN)是一种低成本的串行通信网络,用于实现汽车中的分布式电子系统控制。LIN 协会创建于 1998 年末,最初



的发起人为五家汽车制造商(宝马、大众、奥迪、沃尔沃和梅赛德斯-奔驰)。该协会将主要目的集中在定义一套开放的标准,该标准主要针对车辆中低成本的内部互连网络,这些地方无论是带宽还是复杂性都不必要用到 CAN 网络。LIN 标准包括了传输协议的定义、传输媒质、开发工具间的接口和软件应用程序间的接口。LIN 技术规范中,除定义了基本协议和物理层外,还定义了开发工具和应用软件接口。LIN 通信采用单主控制器/多从设备的模式,仅使用一根 12V 信号总线和一个无固定时间基准的节点同步时钟线。LIN 提升了系统结构的灵活性,并且无论从硬件还是软件角度而言,都为网络中的节点提供了相互操作性,并可预见获得更好的电磁兼容特性。

LIN 补充了当前的车辆的内部多重网络,并且为实现车内网络的分级提供了条件,有助于车辆获得更好的性能并降低成本。LIN 协议致力于满足分布式系统中快速增长的对软件的复杂性、可实现性、可维护性所提出的要求,它将通过提供一系列高度自动化的工具链来满足这一要求。在不需要 CAN 总线的带宽和多功能的场合,比如智能传感器和制动装置之间的通信,使用 LIN 总线可大大节省成本。

2. 射频识别接入技术

射频识别(Radio Frequency Identification,RFID)技术,又称无线射频识别,是一种通信接入技术,可通过无线电信号识别特定目标并读写相关数据,而无须识别系统与特定目标之间建立的机械或光学接触。RFID 主要由应答器、阅读器和应用软件系统 3 部分组成。应答器由天线、耦合元件及芯片组成,一般来说都是用标签作为应答器,每个标签具有唯一的电子编码,并附着在物体上标识目标对象。阅读器是由天线、耦合元件及芯片组成,是用于读取或写入标签信息的设备。应用软件系统是应用层软件,主要是把收集的数据进一步处理,并为人们所使用。

利用装载在车辆上的 RFID 电子标签,可以获取车辆的行驶属性和车辆运行状态信息,通过 GPS、北斗等定位技术获取车辆行驶位置等参数,通过无线传输技术实现信息传输和共享。此外,通过 RFID 还可以获取道路、桥梁等交通基础设施的使用状况,最后通过互联网信息平台,实现对车辆运行环境的监控,以及提供各种交通综合服务。RFID 射频识别技术凭借其实时、准确地对高速移动目标的快速识别特性,相较于传统的交通信息采集技术有着无以比拟的优势,是未来交通信息采集与监管的主要手段,它在交通管理中的广泛应用也必将成为未来智能交通的发展趋势。

3. 蓝牙接入技术

蓝牙(Bluetooth)是 1994 年由爱立信(Ericsson)发展出的一种无线局域网通信技术标准,它最初的设计是希望创建一个 RS-232 数据线的无线通信替代版本。蓝牙技术主要用于短距离间的设备交换数据,它能够连接多个设备,克服同步的问题。其使用短波特高频(UHF)无线电波,经由 2.4~2.485GHz 的 ISM 频段来进行通信。蓝牙技术分为基础率/增强数据率(BR/EDR)和低耗能(LE)两种技术类型。其中,BR/EDR 型是以点对点网络拓扑结构创建的一对一设备通信;LE 型则使用点对点(一对一)、广播(一对多)和网格(多对多)等多种网络拓扑结构。

蓝牙技术主要用于车内数据通信,在汽车消费电子产品领域已经取得了巨大成功。福特 SYNC 通过蓝牙技术将手机连接到汽车的音响系统,因而驾驶人可以在行驶中通过语音



命令播放音乐或拨打电话。凯迪拉克 XTS 豪华轿车上所搭载的移动互联体验系统的蓝牙接入功能,最多可支持 10 组蓝牙配对,包括智能手机、平板电脑和多媒体播放器等,车主可以通过蓝牙配对,将这些便携设备中的信息与车载系统实现共享。比如,可以读取手机中的通讯录,通过车载系统的人声识别功能直接进行语音拨叫;可以读取手机或多媒体播放器中的音乐文件,通过车载系统在车内音响中播放,并在车载系统的显示屏上显示曲目名、歌词和专辑封面图像等。除此之外,蓝牙免提调用系统、车载音频娱乐系统及监测和诊断机电系统等均在车联网领域拥有广泛的应用。

蓝牙技术在实现车联网接入方面也存在一些限制条件,如蓝牙在 2.4GHz 无线频谱存在电波干扰,特别是无线局域网间的互相干扰问题。此外,蓝牙目前只能限制在车辆内部使用,无法实现远距离控制和互联互通,大大限制了蓝牙技术的接入适用范围。

4. WiFi 接入技术

WiFi(Wireless Fidelity)是一种允许电子设备连接到一个无线局域网(WLAN)的技术,通常使用 2.4G UHF 或 5G SHF ISM 射频频段。WiFi 是 IEEE 定义的无线网络技术,在 1999 年 IEEE 官方定义 802.11 标准时,IEEE 选择并认定了联邦科学与工业研究组织(Commonwealth Scientific and Industrial Research Organization,CSIRO)发明的无线网技术是世界上最好的无线网技术,因此 CSIRO 的无线网技术标准,就成为 2010 年 WiFi 的核心技术标准。

WiFi 与蓝牙技术一样,同属于短距离无线技术。由于大规模生产降低了成本,IEEE 802.11a/b/g 无线局域网技术已经被广泛使用。虽然 IEEE 802.11a/b/g 最初不是针对车载环境而设计的,但因其广泛使用带来了优势,许多研究人员在车载环境中进行了实验,如参考文献[26]对 IEEE 802.11a/b/g 在车载环境中的应用进行了一系列实验,发现 WiFi 技术在一定覆盖范围内仍能够提供有效的信息传输服务。IEEE 802.11p 是基于 IEEE 802.11 标准扩充的通信协议,主要服务于车间网络接入。

5. 毫米波接入技术

毫米波(mmWAVE)是指波长介于 1~10mm 的电磁波,其波长短、频段宽,比较容易实现窄波束,雷达分辨率高,不易受干扰。毫米波雷达是测量被测物体相对距离、相对速度、方位的高精度传感器,早期被应用于军事领域,随着雷达技术的发展与进步,毫米波雷达传感器开始应用于汽车电子、无人机、智能交通等多个领域。目前各个国家对车载毫米波雷达分配的频段各有不同,但主要集中在 24GHz 和 77GHz,少数国家(如日本)采用 60GHz 频段。由于 77GHz 相对于 24GHz 有诸多优势,未来全球车载毫米波雷达的频段会趋同于 77GHz 频段(76~81GHz)。

车载毫米波雷达通过天线向外发射毫米波,接收目标反射信号,经后方处理后快速准确地获取汽车周围的物理环境信息(如汽车与其他物体之间的相对距离、相对速度、角度、运动方向等),然后根据所探知的物体信息进行目标追踪和识别分类,进而结合车身动态信息进行数据融合,最终通过中央处理单元进行智能处理。以声、光及触觉等多种方式告知或警告驾驶人,或及时对汽车做出主动干预,从而保证驾驶过程的安全性和舒适性,减少事故发生概率。

把毫米波雷达安装在汽车上,可以测量从雷达到被测物体之间的距离、角度和相对速度

等。毫米波雷达目前主要应用于中高端车型,随着大众对汽车主动安全性能的认可度增加,先进驾驶辅助系统(Advanced Driver Assistance System,ADAS)相关产品将逐渐向低端车型普及。利用毫米波雷达可以实现自适应巡航控制(Adaptive Cruise Control)、前向防撞报警(Forward Collision Warning)、盲点检测(Blind Spot Detection)、辅助停车(Parking Aid)、辅助变道(Lane Change Assistant)、自主巡航控制(Adaptive Cruise Control)等ADAS功能。其中 24GHz 雷达系统主要实现近距离探测,而 77GHz 系统主要实现远距离的探测。预计到 2020 年全球的车载毫米波雷达市场出货量将增长至 7200 万颗,毫米波技术在车联网领域的应用处于市场快速增长期。

控制器局域网络、射频识别、蓝牙、WiFi 和毫米波等车内无线网络接入技术的参数如表 3-1 所示。

表 3-1 车内网络无线接入技术参数比较

	CAN/LIN	RFID	Bluetooth	WiFi	mmWave
频段		915MHz	2.4GHz	2.4/5GHz	57~64GHz
数据速率	<1Mb/s	<4Mb/s	1~3Mb/s	53.3~480Mb/s	>1Gb/s
发射功率	0	0	1/2.5/100mW	1mW/Mb/s	10mW
MAC 协议	ISO 11898	EPCglobal	TDMA	CSMA/CA	CSMA/CA&TDMA
调制方式	NRZ	BPSK	GFSK(1Mb/s), $\pi/4\sim$ DQPSK(2Mb/s), 8DPSK(3Mb/s)	OFDM	单载波,OFDM
应用	数据传送/请求	监测/控制	控制/多媒体	控制/多媒体	多媒体/雷达系统

3.2.2 车间网络接入技术

车间网络接入技术主要包括专用短距离通信技术和蜂窝通信技术。

1. 专用短距离通信技术

专用短距离通信技术(Dedicated Short Range Communications,DSRC)标准最早由美国材料与试验协会(American Society for Testing Materials,ASTM)E17.51 小组提出,其主要任务是解决车辆与路边设施之间的通信问题。2003 年,ASTM 出版了 E2213-03 标准,作为修订后的 DSRC 标准。这个标准从很大程度上借鉴了 IEEE 802.11a 标准,并对其物理层(IEEE 1999)和介质访问控制层(IEEE 2003)进行了相应的修改。

随后车联网的标准发展重新回到了 IEEE 组织手中,主要由 IEEE 1609 和 IEEE 802.11p 两个工作组进行。1609 工作组从 MAC 层开始并逐渐向上开展,主要致力于系统化问题,如多通道操作、跨层接口、安全性和整体架构等,其制定的标准编号为 P1609.1—P1609.4。但由于这些标准并不影响物理层的基本原理,本章不对其进行讨论。IEEE 802.11p 工作组主要负责对 DSRC 中的物理层和 MAC 层进行修改,一些 E17.51 的成员也参加了 IEEE 802.11p 工作组。出于政治方面的考虑,做出改变以形成一个可以广泛使用的标准(例如 IEEE 802.11)仍存在阻碍和困难,E2213-03 没有对物理层进行较大的修改。当前版本的 IEEE 802.11 标准(IEEE 2007b)总体上吸收了 ASTM E2213-03 对物理层的修改。IEEE 802.11p 修正案草案(IEEE 2007a)着重解决了 MAC 层和层间接口问题。

从历史发展来看,物理层从 IEEE 802.11a 到 IEEE 802.11p 的变化相对较小。与 IEEE 802.11a 相同的是,IEEE 802.11p 利用 OFDM 处理移动环境下线性分散信道的优势,使用 OFDM 技术来补偿时间和频率的选择性衰落。与 IEEE 802.11a 不同的是,IEEE 802.11p 将被用在完全不同的环境下。IEEE 将 IEEE 802.11a 用于短距离和低移动性的室内环境,而将 IEEE 802.11p 用于中等范围(可达公里级别)、具有极高移动性和快速变化等特点的信道环境下。

为了弥补这些差异,DSRC 标准做出了两个主要方面的修订。首先,DSRC 运行的频段比 IEEE 802.11a 略高,分配了 5.850~5.925GHz 的 75MHz 带宽,而 IEEE 802.11a 工作在 5.170~5.230GHz 和 5.735~5.835GHz 之间的频段。由于 DSRC 并没有使用 ISM(工业、科学、医疗)频段,所以在很大程度上能够避免来自其他无线设备的干扰。DSRC 主要应用于安全相关的通信场合,因此设计者希望尽可能地减少多余的外部接口。

其次,DSRC 标准将信道带宽从 IEEE 802.11a 的 20MHz 降至 10MHz。虽然这产生了一些负面影响,但其中一些影响有助于补偿车载无线信道。表 3-2 显示了物理层参数为 20MHz 和 10MHz 之间的差异。值得注意的是,当信号进入带宽较窄的信道时,要保持占用子载波的数量恒定在 52,那么子载波的间距就需要减半,即间距大小降为 156.25kHz。反之,这种新的间距延长了快速傅立叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)的时间间隔(3.4 μ s)和保护间隔(1.6 μ s)。因此,OFDM 符号长度需要增加一倍,从 20MHz 的 4 μ s 增加至 10MHz 的 8 μ s。

表 3-2 IEEE 802.11a(20MHz)与 IEEE 802.11p(10MHz)的物理层参数比较

参 数	IEEE 802.11a(20MHz)	IEEE 802.11p(10MHz)
N_{SD} : 数据子载波数	48	48
N_{SP} : 导频子载波数	4	4
N_{ST} : 总子载波数	52	52
Δf : 子载波频率间隔	20MHz/64=312.5kHz	10MHz/64=156.25kHz
T_{FFT} : FFT 和 IFFT 周期	3.2 μ s(1/ Δf)	6.4 μ s
$T_{PREAMBLE}$: PLCP 报头持续时间	16 μ s	32 μ s
T_{SIGNAL} : BPSK-OFDM 符号持续时间	4.0 μ s($T_{GI} + T_{FFT}$)	8.0 μ s
T_{GI} : GI 持续时间	0.8 μ s($T_{FFT}/4$)	1.6 μ s
T_{GIZ} : 训练符号 GI 持续时间	1.6 μ s($T_{FFT}/2$)	3.2 μ s
T_{SYM} : 符号间隔	4 μ s($T_{GI} + T_{FFT}$)	8 μ s
T_{SHORT} : 短训练持续时间	8 μ s($10 \times T_{FFT}/4$)	16 μ s
T_{LONG} : 长训练持续时间	8 μ s($T_{GIZ} + 2 \times T_{FFT}$)	16 μ s

作为一种能提高公共道路安全和效率的机制,DSRC 理所当然地受到了更多的重视,它的可行性取决于它使用了具有鲁棒性的、低时延的物理层。判断 DSRC 技术性能要考虑它的物理层技术和具体运行的地面环境。

2. 蜂窝通信技术

目前为止,最常见的车载通信技术还基于蜂窝网络(Cellular Network),通常用来进行汽车远程信息处理,通用汽车的 OnStar 系统和福特的 RESCU 系统都基于这一类技术。某些地理信息系统公司,如 TomTom 和 Garmin 等,也使用蜂窝网络来传输实时交通信息。



通常情况下,基于蜂窝网络的远程信息处理是一种用户订阅的有偿服务。

与 DSRC 技术不同,利用蜂窝通信技术实现车联网信息交互的一大优势在于运营商能重复使用现有的蜂窝基础设施与频谱,而无须进行专网的二次建设。2015 年 2 月,第三代合作伙伴计划(3rd Generation Partnership Project,3GPP)接受了以 LG、大唐、华为作为牵头公司的立项,主推基于 LTE(Long Term Evolution)的智能网联汽车标准 LTE-V(LTE for Vehicle)。2016 年 9 月,3GPP 第 73 次会议在第 14 个发布版本(Release 14)中正式确立 LTE-V 的 V2V(Vehicle to Vehicle)标准,这标志着 3GPP 完成了 LTE-V 第一阶段的标准,即基于设备直连模式的车-车通信标准化,引入了更优化的物理层解调参考信号、资源调度、干扰协调等技术。2017 年 3 月,3GPP 完成 LTE-V 第二阶段标准化,包括基于蜂窝网的车对车通信(V2V)、车对地通信(Vehicle to Infrastructure,V2I)、车对人通信(Vehicle to Human,V2H)等。

LTE-V 在时延、传输速率、可靠性和部署成本方面都具有明显优势,以时延特征为例,基于 DSRC 标准的 802.11p 在 5.9 GHz 频率短距离通信的系统时延超过 100ms,而 LTE-V 通常为 50ms,还有更小的时延抖动。

为了更好地提升车载蜂窝通信系统性能,5G 即将应用于车联网。5G 应用车联网场景的挑战与机遇并存,尤其是下述关键问题需要重点关注与解决。

(1) 无缝连通性。在车联网时变网络拓扑条件下,如何针对不同性能的节点之间的互联互通是第一个需要关注的问题。

(2) 大容量内容数据分发。随着车载应用的不断出现与发展,在未来基于 5G 的车联网环境中,将出现大数据量的业务需要在动态网络中进行传输。因此,如何应对动态拓扑环境所带来的链路连通时间短与内容传送占用时间长的矛盾将是 5G 车联网所需重点解决的问题之一。

(3) 定位信号获取。定位信号可能会遭受到多种类型的攻击,例如欺骗(Spoofing)和阻塞(Blockage),尤其是在隧道场景或恶劣条件下。在定位信号无法准确获知的条件下,如何进行网络接入是 5G 在车联网场景中的重要挑战之一。

(4) 安全与隐私。未来车联网环境中车辆数目激增,隐私和安全问题也会受到威胁,因此如何应对安全与隐私也需要重点关注。

(5) 设备直连。在 5G 的车联网场景中,降低端到端传输时延非常重要,以及设备与设备之间通信(Device to Device,D2D)的部署与优化也至关重要。

3. DSRC 与 LTE-V 的比较

在标准进程与导入方面,DSRC 发展较成熟,美国、欧洲等国家已提出相关标准规格,LTE-V 目前已在 3GPP 进入标准制定流程,在布建上 DSRC 需要安装新的路侧设备,将增加导入成本与时间,LTE-V 则能够整合既有的基地台装置,不需要大量布建新基础建设,可缩短导入时间,两者之间互有优势。

- DSRC 关键指标:支持车速 200km/h,反应时间 100ms,数据传输速率平均 12Mb/s(最大 27Mb/s),传输范围 1km。根据美国交通运输部的报告,违反交通信号灯指示的时延要求是小于 100ms,车辆防碰撞指示的时延要求是小于 20ms。
- LTE-V 关键指标:传输带宽最高可扩展至 100MHz,峰值速率上行 500Mb/s,下行 1Gb/s,时延用户面时延小于或等于 10ms,控制面时延小于或等于 50ms,支持车速 500km/h,覆盖范围与 LTE 范围类似。

总体而言,DSRC 经过十余年的发展在技术上已经趋于成熟,另外标准的完备使得其在推广部署时占据先机,但由于 DSRC 在 MAC 层采用的是带冲突避免的载波侦听多路访问协议,在未来联网车辆终端数目急剧增多的场景中,网络通信性能会大大降低。此外,DSRC 采用 5.9GHz 的高频段,穿透性不如低频信号,且路面、车体、建筑物等固体物质更易吸收 5.9GHz 的信号,很大程度上限制了城市环境下通信信号的传输范围。而 LTE-V 提供了更大的带宽、更高的传输速率、更大的覆盖范围,并且能重复利用现有的蜂窝式基础设施建设和频谱是它的最大优势。未来 DSRC 和 LTE-V 的竞争与融合将是车联网标准演进的主旋律。表 3-3 所示为车联网环境中主要的无线接入技术的参数对比。

表 3-3 车联网主要无线接入技术对比

特性	LTE	802.11p	WiFi Direct	NFC	Bluetooth
标准	3GPP	IEEE	802.11	ISO	Bluetooth
频段	授权频段	5.86~5.92GHz	2.4 和 5GHz	13.56MHz	2.4GHz
最大传输距离	1000m	200m	200m	0.2m	10~100m
最大数据速率	1Gb/s	27Mb/s	250Mb/s	424kb/s	24Mb/s
移动性支持	350km/h	60km/h	低速	低速	低速
QoS	QCI	EDCA	EDCA	EDCA	EDCA
车对车通信	D2D	Ad Hoc	Ad Hoc	Ad Hoc	Ad Hoc
车与基站通信	支持	支持	支持	支持	支持
主要应用场景	安全/广告	内容共享	游戏/内容共享	移动支付	无线控制

注: QCI(QoS Class Identifier), QoS 分级标识符; EDCA(enhanced distributed channel access),增强的分布式信道访问。

3.3 车联网连通性

在车联网中,车辆节点基于无线共享信道,通过多跳转发方式实现消息在全网范围内的成功传输,因此,网络中的每个节点都需要满足一定的连通条件,这样才能成功建立与周围相邻节点之间的通信链路,进而实现网络连通。因此,保证车载网络的连通性是车载通信系统的基本需求。

网络连通性能是能够反映通信网络可靠传输的一个基本特性,针对车载通信网络的连通性能分析,对上层通信协议设计和系统性能评估都具有非常关键和重要的研究意义。传统无线网络通常构建在网络连通性能得到保证的前提下,车联网场景下的车流移动特性和时变的无线电波传播条件对网络连通性能会产生很大影响。

3.3.1 连通性定义

现存的大量通信协议都是基于网络处于连通状态的假设而设计,然而,车辆的高速移动特性、动态的车间距离、复杂的无线传播环境等因素导致车间通信链路的连通状态极易中断,这使得既有通信协议的性能在实际车载通信系统中难以得到保障,为此需要根据实际网络连通性制定相应的车间通信协议,以满足通信系统的需求。因此,分析车辆高速移动特性、无线衰落信道等因素,对车载网络连通性的影响具有巨大的应用价值,能够反映网络端到端通信性能的基本属性,为车载网络的通信协议制定、系统架构设计和部署提供理论依



据。一方面,网络连通性能作为车载通信系统的基础属性,其结论可以用于上层通信协议的设计,为提升系统性能及提高服务质量制定合理的方案,例如,参考文献[27]提出了基于连通感知的车载网络路由机制。另一方面,对网络连通性能的分析结论可以应用于实际网络规划与部署中,在车载网络规划与设计中,通过分析各系统因素对连通性能的具体影响,有助于根据通信网络需求合理设置系统参数。因此,作为评估车载网络传输性能的重要指标,连通性能的分析对车间通信协议的设计具有非常重要的意义,可以为车载网络规划与部署提供理论指导。

链路持续时间是车联网无线链路连通性能的重要指标,能够有效地反映出通信链路的稳定性和可靠性。早期对于链路持续时间特性的研究主要是通过大量仿真结果的统计分析而得到,例如来自通用汽车的研究团队在2004年针对随机路点移动模型、参考点组移动模型、高速公路移动模型及城市曼哈顿移动模型分别进行了仿真统计,得到了不同场景下链路持续时间的统计特性。还有研究学者提出指数分布相对于其他常见分布能够更好地拟合仿真得到的链路持续时间统计数据。然而,统计拟合方法依赖目标场景实际测试数据的采集,以及特定场景的实时仿真时间复杂度高;此外,该方法得到的结果通常不能直接应用到车联网内容传输机制的设计中。

影响无线网络连通性能的因素有很多,例如网络维数(二维平面或者一维线性网络)、有无基础设施、无线信道模型、节点移动模型、节点的位置分布(如泊松分布、均匀分布模型)等。举例而言,设定 N 表示网络中节点的总数, n_i 表示可以与节点 i 进行通信的节点数,那么车联网连通性概率可以度量为 $\sum_i n_i / N$,该值越接近最优值1,则网络连通性越好。为简单起见,我们讨论一维情况下连通性的相变现象,假设车辆驶入高速公路服从泊松分布,当 n 个车辆随机分布在一条长为 L 的直线上时,Dousse等人提出了一个公式对此概率进行精确的计算。图3-8显示了根据此公式的结果,计算车辆间距离不同时(1~50km)的连通性概率。连通性的定义通常依据目标车辆间能够找得一条多跳传输链路,若可以构建多条链路,则称之为连通;反之,不连通。从图中可以看出,车辆密度越大或者目标车辆间距越小,连通性概率越大。Lochert等人给出的模型能够有效地描述车流密度这一因素对连通性能的影响。

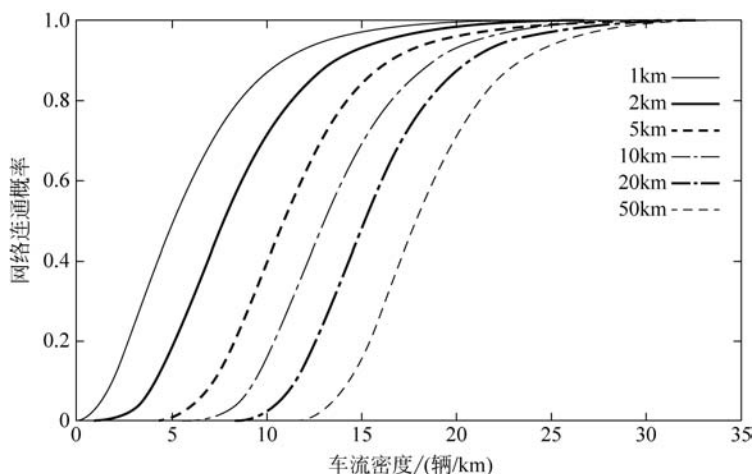


图 3-8 网络连通性概率与车辆密度的关系

3.3.2 移动性对连通性的影响

在具体的路由协议设计过程中,两辆车之间给定的连通性能所受到的关注更为广泛。定义收发端车辆的初始间距为 d_0 ,经过 k 个时段之后,间距变为 d_k 。依据定义,收发端车辆的间距不超过无线传输距离 R 的时候,无线通信链路存在,否则,无线通信链路断开。定义无线链路持续时间为:收发端一方持续处于另一方传输范围内的时间长度,其数学形式可以表示为:

$$T_L \triangleq \max_m \{m\tau; d_k \leq R, \forall k, 1 \leq k \leq m\} \quad (3-44)$$

其中, τ 表示车辆运动状态观测时间周期长度。

为了有效描述车辆的移动特性,参考文献[28]将可能的车间距离建模为 $2n+1$ 个状态,其中每一个状态 $S_i (i=1,2,\dots,2n+1)$ 表示第 i 个距离区间,如图 3-9 所示。针对前 $2n$ 个状态,其状态表示形式为 $S_i = [(i-n-1), (i-n)]$ 。而对于第 $2n+1$ 项,由于可能的车间距离理论上是一个自然数区间,所以定义 S_{2n+1} 为车间距离的绝对值大于无线传输距离 R 的范围区间。换言之,当收发端车辆的间距从任意前 n 个状态落入状态 S_{2n+1} 中,其物理意义为收发端的无线链路由从连接状态转移到断开状态。由此,定义状态 S_{2n+1} 为吸收态。

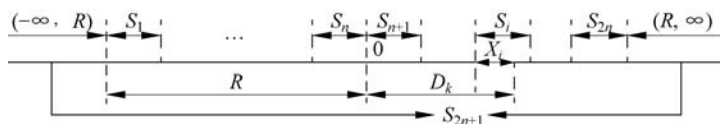


图 3-9 车间距离状态划分

定义矩阵 $\mathbf{P}$ 表示车间距状态转移概率矩阵,其中元素 P_{ij} 表示经过一个观测时段 τ 车辆从状态 S_i 转移到 S_j 的概率。即:

$$P_{ij} = \Pr\{D_k \in S_j \mid D_{k-1} \in S_i\} \quad (3-45)$$

转移概率的推导主要依赖于系统模型的设定,包括车辆的行驶参数、信道状态等,具体的推导见参考文献[28]。基于得到的马尔可夫状态转移矩阵 $\mathbf{P}$,可推导出链路持续时间的累积分布函数数学形式表示为:

$$\Pr\{T_L \leq m\tau\} = \Pr\{d_m > R \mid d_0 \leq R\} = [\pi^0 \mathbf{P}^m]_{2n+1} \quad (3-46)$$

基于此,得到链路持续时间的概率质量函数为:

$$\begin{aligned} \Pr\{T_L \leq m\tau\} &= \Pr\{T_L \leq m\tau\} - \Pr\{T_L \leq (m-1)\tau\} \\ &= [\pi^0 \mathbf{P}^m]_{2n+1} - [\pi^0 \mathbf{P}^{m-1}]_{2n+1} \end{aligned} \quad (3-47)$$

需要注意的是,上述研究是建立在一阶马尔可夫模型基础上。一阶马尔可夫模型是无记忆的,适用于车辆运动速度时间无关条件下的场景,即车辆下一时刻的运动速度与当前速度是独立的。然而,这样的假设与实际场景中车辆的运动模态具有一定的差异,参考文献[29]针对时间相关的车辆移动模型建立了二阶马尔可夫模型,给出了链路持续时间分布的数学表达形式。

3.3.3 其他影响连通性的因素

除受快速移动特性影响,车联网连通特性还会受到衰落信道特性、基础设施布设、互联



设备数目等因素的影响。

车联网中的无线信道衰落也会影响链路持续时间的统计特性。依据经典无线通信理论,收发信机之间的信道衰落通常可以划分为3部分:

- (1) 大尺度的路径损耗分量,通常与收发信机之间的距离有关;
- (2) 中尺度的阴影衰落分量,通常与路边建筑物、树木和山川等有关;

(3) 小尺度的快速衰落分量,通常与传输路径的多径效应有关。由于小尺度快速衰落分量通常可以通过统计平均的方式消除,大多数研究学者在链路持续时间的研究中认为接收信号的强度主要受到路径损耗和阴影衰落的影响。同样的,无线信道阴影衰落具有相关特性,相应地会对链路持续时间特性带来影响(见参考文献[30-31])。

此外,交通密度会根据具体道路或一天中的时间段等因素而变化,一个在城市高峰时段满足的覆盖率可能在晚上或者在郊区就不能满足。那么在当前车联网市场覆盖率较小的初期,为了提高网络连通性,对许多应用采取额外的措施是必需的。为了改善无中心车载网络的系统性能,通常需要在网络中部署一定密度的路边基础设施或者移动中继车辆,以扩大网络的有效覆盖范围,提升端到端传输性能。

路边单元(Road Side Unit,RSU)通常情况下是通过无线网络与车辆进行通信的独立设备,也可以通过骨干网相互连接,骨干网可以有有线网、基础蜂窝无线网络或者专用无线通信网络,从本质上来说,它们的目的是将车联网和外部信息源连接起来,从而增加网络的连通性和容量。例如,将RSU安装在交叉路口的交通灯上,这些设备可以接收过往车辆的信息并将其进一步传输给后面到达的车辆。Banerjee等人从理论上分析了不同互联方式中RSU的性能,尤其考虑了通过骨干网互联的RSU、RSU的网状网及独立的RSU,他们比较了保持数据包低延迟所需的RSU数量并指出:为了达到和相互连接的RSU同样的效果,需要多于5~7倍的独立RSU数量。其中,Banerjee等人使用一个抽象的随机节点移动模型,对于独立的RSU,将信息传输到更远的区域节点的移动很重要,但在实际的车联网中,节点通常倾向于朝一个方向移动(例如在早高峰时段朝市中心移动),而长距离的数据分发应用通常要求信息沿节点主要移动方向的反方向传输,相互连接的RSU可以满足这一要求并能迅速将信息传输到远距离区域,从而比独立的RSU效率高得多,因此,在实际的车联网中,相互连接的RSU性能效益更高。研究发现:为了获得良好的效果,RSU应该通过骨干网互连从而使用同一个知识库,即只要一个RSU收到了一些信息,其他RSU都可以使用这些信息并将其进一步分发(见参考文献[32-33])。

在实际车载网络中,可能存在车辆未安装车载专用通信设备的现象,也有车辆驾驶人出于对个人隐私和信息安全的考虑而不愿意进行车网通信。上述车辆不参与车载网络的组网和信息传输,这在一定程度上也会影响网络的覆盖范围与连通性能。

3.4 无线定位技术

在车联网中,由于车辆通常处于运动状态,大量车载服务应用(例如加油站、餐厅信息查询、车辆调度、特殊车辆行驶告警等)与位置信息密不可分,传统的定位方法可能无法满足车联网对精度与时延的要求,因此无线定位技术是车联网中的关键技术,具有很大的科学研究价值与工程实践价值。车联网中的定位技术最重要的应用就是为车辆提供导航服务,但当



前车联定位技术在精度提升方面依旧存在巨大的挑战,尤其是在城市高楼密集区、隧道、地下车库等盲区场景的精准定位实现。

在讨论具体定位精度要求之前,首先关注车辆及道路的基本尺寸。表 3-4~表 3-6 分别给出了“机动车设计车辆及其外廓尺寸”“机动车车道最小宽度”和“一些国家和地区的车道宽度”等设计规范。

表 3-4 机动车设计车辆及其外廓尺寸

车辆类型	总长/m	总宽/m	总高/m	前悬/m	轴距/m	后悬/m
小客车	6	1.8	2.0	0.8	3.8	1.4
大型车	12	2.5	4.0	1.5	6.5	4.0
铰接车	18	2.5	4.0	1.7	5.8~6.7	3.8

表 3-5 机动车车道最小宽度

车型及车道类型	设计速度/ $\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$	
	>60	≤ 60
大型车或混行车道/m	3.75	3.50
小客车专用车道/m	3.50	3.25

表 3-6 一些国家和地区的车道宽度

道路等级		中国内地	美国	日本	中国香港	英国	德国
高速公路		3.75	3.6~3.9	3.5	3.65	3.65~3.7	3.5~3.75
城市快速路		3.75	3.6~3.9	3.5	3.65	3.65~3.7	3.5
城市主干道/m	大型汽车或大小型汽车混行($\geq 40\text{km/h}$)	3.75	3.3~3.6	3.5	3.65	3.65	3.5
	大型汽车或大小型汽车混行($< 40\text{km/h}$)	3.5	3.3~3.6	3.25~3.5	3.32~3.65	3.5	3.25~3.5
	小客车车道	3.5	3.3~3.6	3.25	3.32	3.35	3.25
城市次干路与支路/m		3.5	3.3	2.75~3	3.32	3.35	2.75~3.25

注:来源于《城市道路工程设计规范》(CJJ 37—2012)。

机动车车道的宽度主要取决于设计车辆车身的宽度、横向安全距离(车身边缘与相邻部分边缘之间横向净距)和车辆行驶时的摆动宽度。横向安全距离取决于车辆在行驶中摆动与偏移的宽度,以及车身与相邻车道或人行道路缘石边缘必要的安全间隔。其值与车速、路面质量、驾驶技术和交通秩序等因素有关。基于机动车车道数据,如果想要精确的获知车辆是行驶在哪一个车道之上,则至少需要米级别的定位精度,依据精度要求来对定位技术进行划分,包括道路级定位(Which Road)及车道级定位(Which Lane)。

3.4.1 道路级定位技术

道路级别的定位技术目前主要有 3 种:卫星定位、独立定位和蜂窝无线电定位。

1. 卫星定位

全球卫星导航系统(Global Navigation Satellite System,GNSS)通过卫星定位来实现道



路定位技术,主要包括 GPS、GLONASS 和 BEIDOU 等。

1) 全球定位系统/差分 GPS

全球定位系统(Global Positioning System,GPS)起始于 1958 年美国军方的一个项目,1964 年投入使用。20 世纪 70 年代,美国陆海空三军联合研制了新一代卫星定位系统 GPS。主要目的是为陆海空三大领域提供实时、全天候和全球性的导航服务,并用于情报搜集、核爆监测和应急通信等一些军事目的,经过 20 余年的研究实验,耗资 300 亿美元,到 1994 年,全球覆盖率高达 98% 的 24 颗 GPS 卫星已布设完成。GPS 保证全球每个地方任何时刻至少能看见 4 颗卫星,通过 4 个方程可以解出空间三维坐标和时间 4 个变量。这 24 颗卫星分布在 6 个轨道面,每个轨道面有 4 颗卫星。GPS 系统的接收机都是采用无源定位方式,即接收机不需要发送信号。

2) 格洛纳斯

格洛纳斯(Global Navigation Satellite System,GLONASS)卫星导航系统最早开发于苏联时期,后由俄罗斯继续执行该计划。俄罗斯 1993 年开始独自建立本国的全球卫星导航系统,该系统于 2007 年开始运营,当时只开放俄罗斯境内卫星定位及导航服务。到 2009 年,其服务范围已经拓展到全球。该系统主要服务内容包括确定陆地、海上及空中目标的坐标及运动速度信息等。格洛纳斯导航系统采用频分多址,即不同卫星使用不同的频率和相同的随机码,抗干扰能力强。目前在轨运行的卫星已达 30 颗,是第二个完成全球组网、具有良好可用性和完备性的 GNSS 系统,配合其他系统进行定位更快更准确。

3) 北斗卫星导航系统

北斗卫星导航系统(BeiDou Navigation Satellite System,BEIDOU)是中国自行研制的全球卫星导航系统。是继美国全球定位系统(GPS)、俄罗斯格洛纳斯卫星导航系统(GLONASS)之后第 3 个成熟的卫星导航系统。北斗卫星导航系统由空间段、地面段和用户段 3 部分组成,空间段由 35 颗卫星组成,包括 5 颗静止轨道卫星、27 颗中地球轨道卫星、3 颗倾斜同步轨道卫星。5 颗静止轨道卫星定点位置分别为东经 58.75°、80°、110.5°、140°、160°,中地球轨道卫星运行在 3 个轨道面上,轨道面之间为相隔 120°均匀分布。2020 年 6 月 23 日,北斗三号最后一颗全球组网卫星发射成功,北斗三号系统全球星座部署提前半年全面完成。2020 年 7 月 31 日,北斗三号全球卫星导航系统正式开通。北斗卫星导航系统可在全球范围内全天候、全天时为各类用户提供高精度、高可靠定位、导航、授时服务,并且具备短报文通信能力,已经初步具备区域导航、定位和授时能力,定位精度为分米、厘米级别,测速精度为 0.2 米/秒,授时精度为 10 纳秒。

中国高度重视卫星导航系统的建设,一直在努力探索和发展拥有自主知识产权的卫星导航系统。北斗系统的建设实践,走出了在区域快速形成服务能力、逐步扩展为全球服务的中国特色发展路径,丰富了世界卫星导航事业的发展模式。该系统已成功应用于测绘、电信、水利、渔业、交通运输、森林防火、减灾救灾和公共安全等诸多领域,产生显著的经济效益和社会效益。全球范围内已经有 137 个国家与北斗卫星导航系统签下了合作协议。预计 2035 年前,北斗卫星导航系统还将建设完善更加泛在、更加融合、更加智能的综合时空体系。

4) 伽利略卫星导航系统(Galileo)

伽利略卫星导航系统(Galileo Satellite Navigation System),是由欧盟研制和建立的全



球卫星导航定位系统,该计划于1999年2月由欧洲委员会公布,由欧洲委员会和欧空局共同负责。系统由轨道高度为23 616km的30颗卫星组成,其中有27颗工作星、3颗备份星。卫星轨道高度约24 000km,位于3个倾角为 56° 的轨道平面内。截至2016年底,已经发射了18颗工作卫星,具备了早期操作能力,2019年已具备完全操作能力。全部30颗卫星(调整为24颗工作卫星、6颗备份卫星)计划于2020年发射完毕。

5) 卫星导航增强系统

美国GPS、俄罗斯GLONASS、中国北斗卫星导航系统和欧盟Galileo,是联合国卫星导航委员会已认定的供应商。但单纯依靠卫星导航系统,哪怕是目前定位精度最高的GPS系统,也无法满足一些对定位精度要求更高的应用需求,比如航空领域的飞机精密进近等。因此,针对这种需求,许多国家都发展了自己的卫星导航增强系统(Satellite-Based Augmentation System, SBAS)。SBAS通过地球静止轨道(GEO)卫星搭载卫星导航增强信号转发器,可以向用户播发星历误差、卫星钟差、电离层延迟等多种修正信息,实现对于原有卫星导航系统定位精度的改进,从而成为各航天大国竞相发展的手段。目前,全球已经建立了多个SBAS系统,如美国的WAAS(Wide Area Augmentation System)、俄罗斯的SDCM(System for Differential Corrections and Monitoring)、欧洲的EGNOS(European Geostationary Navigation Overlay Service)、日本的MSAS(Multi-functional Satellite Augmentation System)及印度的GAGAN(GPS Aided Geo Augmented Navigation)。

来自欧洲全球导航卫星系统局2015年的统计数据显示,卫星导航产业全球Top 31家公司超过300组接收机、芯片和模块所做的市场在售接收机不同,GNSS系统所占比例为:GPS第一,GLONASS其次,北斗和Galileo正逐步被生产厂商接受。

基于卫星的定位技术的精度主要受到如下因素的影响:

- 与卫星相关的主要包括卫星轨道误差(Orbital errors)和卫星时钟误差,卫星轨道误差对定位精度的影响通常在1m以下,而卫星时钟误差对定位精度的影响会在1.5~3.6m。
- 与传播路径相关的误差包括电离层误差(Ionosphere Errors)、对流层误差(Troposphere Errors)和多径效应(Multipath Errors)。电离层误差是由于电离层的作用所导致的定位信号在传播过程中产生时延,主要体现为定位精度的降低和定位方向的限制,对卫星定位的影响最大,所产生的定位误差从几米到百米以上,而且随着时间和地点的不同发生急剧变化,即使在一天之内对固定台站而言,电离层误差的变化也可达到一个数量级。对流层误差通常在0.5~0.7m,而多径效应通常出现在城区场景,带来的误差一般在0.6~1.2m。
- 与车载接收机相关的误差包括接收机时钟误差和天线相位中心偏差,两者所带来的定位误差通常在0.3~1.5m。
- 其他因素带来的定位误差,包括潮汐效应及测量误差等。需要注意的是上述提及的误差在整个定位过程中是累加的。

2. 独立定位

独立定位主要是指利用车上的惯性测量单元(Inertial Measurement Unit, IMU)进行定位,需要有一个已知的位置起点,比如进入隧道之前测得最后一个时刻的位置。通过加速度计测到的加速度、陀螺仪测到的角速度等,就可以推断出车辆下一时刻的位置,但是有累积误差,适合短时间使用或配合其他定位技术联合使用。



3. 蜂窝无线电定位

根据定位手段的不同,当前基于蜂窝通信网络的无线定位方法主要包括:基于小区识别号的定位技术,通过检测和估计直达波(First Arrival)的特征参数如信号强度、到达时间、到达时间差、到达角,以及这些参数的联合估计。

1) 基于小区识别号的定位技术

基于小区识别号(Cell-ID)的定位技术确定用户位置的方法是采集车辆所处小区的Cell-ID。只要知道车辆所处小区的覆盖半径及小区基站的位置,就能求得车辆所处的小区。加之每个小区的覆盖范围通常都是可以计算或测量出的,基站的位置也都是已知的。因此得到了车辆所处的小区,也就基本知道了车辆的大致方位。基于小区识别号的定位技术实现起来比较简单,不需要对车辆或者网络做出大的改动,但小区的半径决定了定位技术的精度。不同区域小区半径不同,比如城市密集区域,小区半径比较小,因而定位精度就比较高;但是在郊外空旷的区域,小区的半径非常大,此时定位精度就比较差。

2) 基于接收信号强度的定位

基于接收信号强度(Received Signal Strength, RSS)的定位技术,车辆接收的信号强度与车辆至基站的距离成反比关系,通过测量接收信号的场强值和已知信道衰落模型及发射信号的场强值可以估算出发信机之间的距离,由多个距离测量值(至少3个)可以估算车辆的位置。RSS技术的关键在于如何建立一个能够准确地反映服务传播范围内的无线电波传播模型,这在实际应用中很难实现。除此之外,小区基站的扇形特性、天线有可能倾斜、无线系统的不断调整、地理环境、车辆等因素都会对定位精度产生影响。移动通信环境中电波传播的复杂性,决定了这一技术在定位精度上的局限性,但该技术简单易行,在对精度要求不是很高的情况下仍被采用。利用电波传播中的射线跟踪方法可以进一步提高定位的精度。

3) 基于到达角的定位

基于到达角(Angle of Arrival, AOA)的定位技术,利用基站的阵列天线来测出车辆来波信号的入射角,构成从基站到车辆的径向连线(即测位线),这两条连线的交点即为目标车辆的位置。由于两条直线只能相交于一点,这种方法不会产生定位模糊性。但是,它需要在每个小区基站上放置天线阵以协同工作,从而能够确定车辆发送信号相对于基站的角度。当有多个基站都发现了该信号源时,那么它们分别从基站引出射线,这些射线的交点就是车辆的位置。AOA的优点在于只需两个基站参与便可实现车辆定位,同时不存在车辆位置模糊性的问题。但是,该技术需要在现有的基站上增加天线阵列,由此增加了大量的建设费用。与此同时,电波到达入射角估计会受到由多径、非可视距及其他环境因素所引起的无线信号波阵面扭曲的影响。当车辆距离基站较远时,基站定位角度的微小偏差也会导致定位距离的较大误差。

4) 基于到达时间的定位

基于到达时间(Time of Arrival, TOA)的定位技术是基于蜂窝网络的无线定位系统中应用最广泛的一项技术。到达时间定位技术通过测量从目标车辆发出的信号以直线到达基站的时间,根据电磁波在空中的传播速度得到车辆与基站之间的距离。设车辆与基站之间信号传播时间为 t ,则车辆与基站的距离应该为 $R = ct$,车辆应该位于以基站为中心,以 R 为半径的圆上,若测得信号在车辆与3个基站的传播时间,那么3个圆的交点就是车辆的位



置。到达时间定位技术通过码捕获和码同步来精确地获得 TOA 值,码捕获实现接收扩频码和接收机本地扩频码的初始同步,码同步则是进一步提高同步精度并保持这种同步。但是这种方法要求接收信号的基站知道车辆发送信号的时间,并要求车辆和基站有非常精确的时钟。

5) 基于到达时间差的定位

基于到达时间差(Time Difference of Arrival,TDOA)的定位技术是对 TOA 技术的改进,不是直接利用信号到达时间,而是用多个基站接收到信号的时间差来确定车辆位置,与 TOA 技术相比不需要加入专门的时间戳,定位精度也有所提高。TDOA 值是利用车辆到达两个基站的时间 TOA,取其差值来获得到达时间差。即 TDOA 定位技术是通过检测车辆信号到达两个基站的时间差来实现车辆定位的,而不是基于到达的绝对时间来确定车辆的位置,这就大大降低了对时间同步要求。很明显,车辆一定位于以两个基站为焦点的双曲线上。所以通过建立两个以上双曲线方程,求解双曲线的交点即可得到车辆的二维位置坐标。直接利用 TOA/TDOA 估计值求解上述非线性定位圆或定位双曲线方程组来确定车辆的位置比较困难,这是由于时间测量误差的存在导致定位圆或双曲线可能没有交点而不能进行正常定位。在实际应用中,通常采用最小均方误差算法,即使非线性误差函数的平方和取得最小这一非线性最优化来估计车辆位置。它的定位精度较高,但对时间基准的依赖性也较高。TDOA 技术受多径干扰的影响也较大,但在 CDMA 网络中定位精度较高,因为 CDMA 网络本身具有抗多径干扰能力,实测结果可达 5m。

3.4.2 车道级定位技术

车道级定位主要基于车载传感器进行精准定位,可以细分为基于视觉传感器的定位(Vision-based Localization)、基于雷达的定位和基于 IMU 的定位等多种定位技术。

1. 基于视觉传感器的定位

根据视觉传感器或者路标判断车辆的移动,来决定是车道保持,还是变道或者是离开车道,从而进行车道级别的位置更新,定位精度依赖于采集图像质量和视觉处理单元性能。

2. 基于雷达的定位

基于雷达的定位最早源于 DARPA 城市挑战赛,斯坦福大学设计的车辆配备了多个激光雷达、精确的数字地图和道路网络更新的航拍图像等,能够提供车道级别的定位功能。但是激光雷达技术成本高,计算要求高,因此在车道级定位方面,雷达定位目前还不是一个切实可行的解决方案。

3. 基于 IMU 的定位

随着手持设备性能的提升,提出了一种仅仅依赖于手机终端传感器的定位系统,其通过对车辆车道变换模型进行刻画,进而依赖于此得到逼近车道级别的定位结果(见参考文献[34])。除了单独的 IMU 定位,其可与其他定位技术综合,即综合 GNSS、多种车载传感器设备、惯性导航系统和车载单目摄像机实现了车道级的定位(见参考文献[35])。



3.5 小结

本章从无线传播理论、无线接入技术、网络连通性能和定位技术等 4 个方面阐述了车联网的物理层基本需求与关键技术,但车联网在物理层方面的相关技术还有待继续研究。

智能交通场景的电波传播建模问题还需要进一步的理论与实验探究。确定性建模方法更具潜力的优势是对信道宽带特性参数的萃取,比如时延域和角度域的相关参数等。因此,有必要从确定性模型中对真实交通户外场景的宽带信道进行建模,以支持车载系统的设计与仿真。此外,当前已有大量关于车载网络连通性能分析的文献研究了若干系统因素对网络连通性能的具体影响,例如车流速率、车辆的移动特性及无线电波传播环境等关键因素。当然,用户主观行为(例如驾驶人的主观意愿)对车载网络连通性能同样具有重要影响,然而,在现有相关文献中,用户主观行为对车载网络连通性能的具体影响并未得到充分的考虑和深入的分析。另外,当前车联网的定位虽已从道路级定位细化到了车道级定位,但微车道级定位(Where in Lane)仍待更深入的研究。