



基于 IEEE 802.11p 的车载无线通信原型系统的实现^{*}

陈娟¹, 蔡孙增¹, 朱正航², 蒋海平², 康凯²

(1.中国科学院上海微系统与信息技术研究所 上海 200050; 2.上海无线通信研究中心 上海 200335)

摘要:首先根据 IEEE 802.11p 协议建立了一个系统仿真模型,其次具体描述了系统设计中的关键技术,包括 OFDM 系统参数带宽速率选择、导频子载波设计、同步与估计算法设计等,通过系统仿真模型发现存在的问题,并调研和改进信道估计算法,以适应移动场景下的不利因素。在 FPGA 平台上进行了具体的实现,评估硬件平台下的处理速度、容量及处理性能。最后,在实际车路场景下演示移动车辆通过原型系统对路灯进行控制。

关键词: IEEE 802.11p; DSRC/WAVE; 系统设计; 硬件实现

doi: 10.3969/j.issn.1000-0801.2014.03.014

Realization of WAVE System Based on IEEE 802.11p

Chen Juan¹, Cai Sunzeng¹, Zhu Zhenghang², Jiang Haiping², Kang Kai²

(1.Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China;

2. Shanghai Research Center for Wireless Communications, Shanghai 200335, China)

Abstract: A simulation system and hardware platform based on IEEE 802.11p proposal was established. Then, key technologies of system design include OFDM parameter bandwidth and data rate choice, pilots' structure design, synchronization and channel estimation design, were presented. A novel channel estimation method to eliminate the disadvantage in vehicle environment was proposed. The vehicle communication system based on IEEE 802.11p was realized on FPGA hardware platform. The processing speed, storage and performance on the platform were appraised, and then a demo about the vehicle control traffic light in vehicle-to-roadside environment on the platform was realized.

Key words: IEEE 802.11p, DSRC/WAVE, system design, hardware realization

1 引言

近年来,在经济的带动下,交通拥挤已成为世界各大中型城市普遍存在的城市病,是制约社会经济可持续发展的主要障碍之一。在交通运行管理过程中系统地运用现有信息技术(包括计算机、通信、卫星定位、自动控制等),将人、车、路三者紧密地协调,和谐地统一,从而建立起能在城市及周边全方位发挥作用的实时、准确、高效的智能交通系统(intelligent transportation system, ITS),该智能交通

系统可改善道路交通环境、减少交通事故、节能减排、减轻驾驶员疲劳的强度。

目前国际上先进的智能交通系统由发达国家提出。2006 年欧盟提出合作性车辆基础设施一体化系统(CVIS),目标是开发标准化的网络终端,以实现车—车、车—路之间的通信。2007 年日本提出智能公路(Smartway)计划,包括:高级公路辅助导航系统,提供道路交通及路面情况、报警信息;安全行车支持系统,通过雷达监测保持车间安全距离。2009 年美国提出 IntelliDriveSM 计划,目标是

^{*} 国际合作项目“车联网关键技术研究与应用示范”(No. 2012DFG12060),上海市科技创新计划基金资助项目(No.12511503400)

使道路上的每辆车都能够与其他车辆进行信息交流传递。我国提出了国家科技攻关专题“智能公路技术跟踪”、“智能道路系统信息结构及环境感知与重构技术研究”、“基于车路协调的道路智能标识与感知技术研究”等研究课题。

车载无线通信系统具有十分广泛的车辆安全应用场景。目前常用的通信系统性能比较见表 1,各通信系统都有其特定的应用场景,无法满足车载通信移动性和实时性的要求,同时安装运营成本也较高。DSRC/WAVE^[1]是专为车载通信制定的标准,具有高移动性和高实时性,尤其是支持低时延的车—车、车—路数据传输,几百米的通信距离满足大部分应用的需求。DSRC/WAVE^[2]在提供较高的数据传输速率的同时进一步降低时延,从而可支持更多的业务需求,具有安装和运营成本低的优点^[3]。车载无线接入技术(DSRC/WAVE)物理层使用的 IEEE 802.11p^[4]协议是基于 IEEE 802.11^[5]标准扩展制定的,使用正交频分复用(OFDM)技术。IEEE 802.11 标准协议是为室内静止环境而设计的通信标准,具有较小的时延扩展和慢时变的信道特性。

基于 WAVE/DSRC 的系统设计与实现目前也有了一些成果。如在参考文献[6]中,简要介绍了 DSRC 在车载传感网络中的应用、系统结构和标准模式等,对 WAVE 技术进行了一个整体的概述,没有对具体的实现与算法进行性能分析。参考文献[7]提出一种使用 DSRC 的智能停车导航方法,司机可预先设定停车位置,通过 GPS 和 DSRC 进行

停车导航,给出了系统框架和设计思路及验证结果,没有给出具体的实现方法。参考文献[8]介绍了基于 DSRC 的车载警告和通知系统的设计和实现。而在参考文献[9]中,描述了另一种车载通信 DSRC 的设想,将蜂窝网中的小区概念引入车载无线接入中,有一定可行性,但需根据 IEEE 802.11p 协议标准进行系统验证。

2 IEEE 802.11p 物理层系统结构

将 IEEE 802.11p 标准中物理层使用的 OFDM 技术,运行在 5.9 GHz 载波频率上。每个 OFDM 符号中有 64 个子载波(48 个数据子载波、4 个导频子载波和 12 个空子载波)。

物理层数据帧结构包含 OFDM PLCP 训练序列、信号 OFDM 符号和数据 OFDM 符号。在 PLCP 训练序列中有 10 个短序列用于同步和频偏估计,2 个长序列用于信道估计。IEEE 802.11p 协议有 3 种带宽模式,分别为 5 MHz、10 MHz 和 20 MHz。通常使用 10 MHz 带宽,在这种模式下每个 OFDM 符号的长度是 8.0 μs,包含一个 1.6 μs 长的循环前缀。帧结构如图 1 所示。

IEEE 802.11p 系统基带收发结构如图 2 所示, $t(n, M)$ 和 $r(n, M)$ 分别表示发送端和接收端的时域数据,则频域可表示为:

$$\begin{aligned} R(k, M) &= FFT\{r(n, M)\} = \sum_{n=0}^{K-1} r(n, M)e^{j2\pi kn/K} \\ &= H(k, M) \cdot T(k, M) + Z(k, M) \end{aligned} \tag{1}$$

表 1 各通信系统性能比较

通信模式	覆盖范围	传输速率	移动能力	实时特性	安全需求	安装成本	运营成本
蜂窝系统	35~120 km	2.5G: 114 kbit/s 3G: 384 kbit/s 3.5G: 7.2 Mbit/s	高	中	高	低	中
WiMAX	3~50 km	70 Mbit/s	高	低	高	中	高
卫星	20 000 km 左右	9.6 kbit/s	高	中	低	高	高
有源 RFID	10~50 m	数十至几百 kbit/s	中	中	高	高	低
红外线	10~50 m	数十至几百 kbit/s	中	中	高	高	低
Wi-Fi	10~100 m	1~54 Mbit/s	中	中	低	低	低
DSRC/WAVE	300~1 000 m	3~27 Mbit/s	高	高	中	低	低

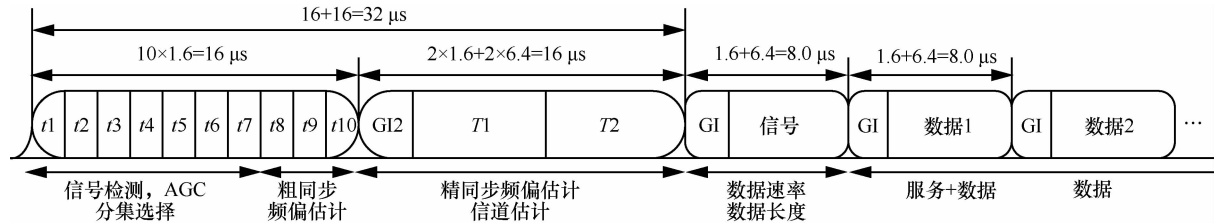


图 1 IEEE 802.11p 物理层系统帧结构

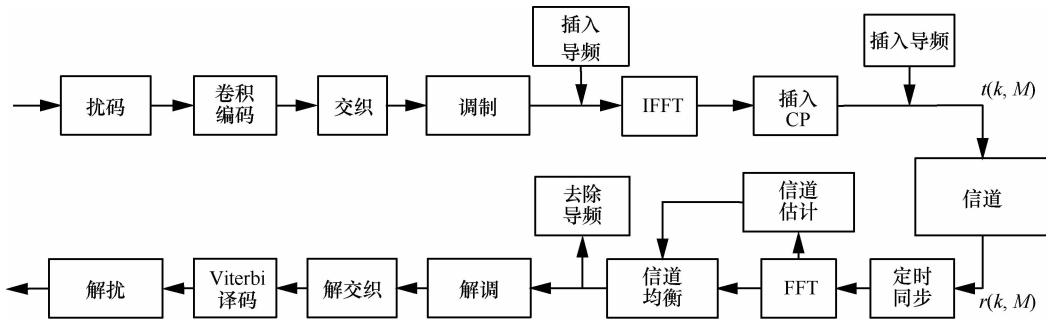


图2 IEEE 802.11p 系统基带收发结构

其中, $R(k, M)$ 和 $T(k, M)$ 表示接收端和发送端在第 M 个 OFDM 符号第 k 个载波上的频域数据, $Z(k, M)$ 表示加性高斯白噪声 (AWGN) 信号, $H(k, M)$ 表示信道的频域响应, 表示为:

$$H(k, M) = \sum_{l=0}^{L-1} h(n, M) e^{j2\pi nkl/K} \quad (2)$$

3 抑制多径与载波频偏影响

在车载无线通信信道中, 多径和多普勒频移扩展造成信道的频率选择性和时间选择性衰落。载波频率偏移 (CFO) Δf 是由车载通信中终端移动引起的多普勒频移和收发端抽样时钟不匹配造成的。在室外的高速移动和高时延环境下, 路边丰富的散射点会增大时延扩展, 带来频率选择性衰落; 同时高速移动在不同的多径信道中引起多普勒频移, 产生信道的时间选择性衰落。快衰落的双选信道环境使车载通信面临巨大困难。

在 OFDM 系统中, 子载波间隔表示为 $f_{\text{inter}} = W/N$, 其中 W 是系统带宽, N 是子载波个数, 多普勒频移 f_m 由移动速度决定, 表示为 $f_m = v/\lambda = v \cdot f_c/c$, 相关带宽 $W_c = 1/50\sigma_r$, σ_r 是 RMS 多径时延扩展。5.9 GHz 载波频率在典型场景下的 RMS 多径时延扩展为 250 ns, 车载移动最高速度限制为 250 km/h, 从而可计算频偏 $\Delta f = 1.376$ kHz, 子载波间隔 $f_{\text{inter}} = 156.25$ kHz, 相干带宽 $W_c = 80$ kHz。因为 $\Delta f \ll f_{\text{inter}}$, 其影响可忽略不计, 然而载波频偏的存在会引起相位的变化 $\theta = \Delta f \cdot t$, 在较长时间下相位的变化将不可忽略, 需要载波频偏估计及相位校正。另一方面, 相干带宽 W_c 小于子载波间隔, 系统是频率选择性衰落信道非平坦衰落, 因此在信道均衡中, 需要估计各子载波的频率响应, 完成信道校正。因此, 车载环境的信道为双选信道^[10], 而有效的载波频偏估计和信道估计算法是提升系统性能的关键。

3.1 载波频偏估计与相位校正

带有载波频偏的接收数据可表示为 $r(n)' = r(n) \times e^{j2\pi(f+n\Delta f)T}$, 为了估计出频偏值 Δf , 计算相关值, 可从式 (3) 中提取出频偏值 $\Delta f^{[11]}$ 。

$$\begin{aligned} & \sum_{i=0}^{L_{\text{short}}} r'(n+i) \times [r'(n+i+L_{\text{short}})]^* \\ &= \sum_{i=0}^{L_{\text{short}}} r(n+i) \times e^{j2\pi fT} \times r(n+i+L_{\text{short}})^* \times e^{-(j2\pi(f+L_{\text{short}}\Delta f)T)} \\ &= \sum_{i=0}^{L_{\text{short}}} |r(n+i)|^2 \times e^{-j2\pi L_{\text{short}}\Delta fT} \end{aligned} \quad (3)$$

由于粗同步中已计算 $r(n)$ 的自相关函数值, 直接使用粗同步中的结果估算频偏值 $\Delta f'$, 并对接收序列 $r(n)$ 进行载波频偏校正, 表示为:

$$\begin{aligned} r(n)'' &= r(n)' \times e^{-j2\pi n\Delta f'T} = r(n) \times e^{j2\pi fT + j2\pi n\Delta f'T} \times e^{-j2\pi n\Delta f'T} \\ &= r(n) \times e^{j2\pi fT + j2\pi n(\Delta f - \Delta f')T} \end{aligned} \quad (4)$$

由式 (4) 可以看出, 初始频偏校正后存在载波频偏残留误差 (以下简称残差) $\Delta \tilde{f} = \Delta f - \Delta f'$, 则相位残留误差为:

$$\Delta \tilde{\theta} = 2\pi n \Delta \tilde{f} \cdot T = 2\pi n (\Delta f - \Delta f') T \quad (5)$$

在频偏校正后, 频偏残差 $\Delta \tilde{f}$ 较小, 然而经过较长时间 nT 后, $\Delta \tilde{\theta}$ 不可忽略, 接收序列相位旋转 $r(n)'' = r(n) \times e^{\Delta \tilde{\theta}}$, 因此在每个 OFDM 符号中使用固定的 4 个导频子载波数据 $r_p(n)$ 根据式 (6) 估计相位残差 $\Delta \tilde{\theta}$, 并根据式 (7) 进行相位补偿, 这样每个 OFDM 符号均做一次相位估计补偿, 消除频偏估计残差相位旋转的影响。

$$r_{-p}(n)'' \times r_{-p}(n)^* = r_{-p}(n) \times e^{\Delta \tilde{\theta}} \times r_{-p}(n)^* = |r_{-p}(n)| \times e^{\Delta \tilde{\theta}} \quad (6)$$

$$r(n)''' = r(n)'' \times e^{-\Delta \tilde{\theta}} \quad (7)$$

3.2 多径信道估计

IEEE 802.11p 标准定义将长训练序列 (2 个 OFDM 符号) 用于信道估计, 目前研究的车载信道估计的方法有很

多种,如利用 LMS 方法迭代更新信道值^[12],在传输数据符号中插入新的训练序列完成信道更新^[13],还可以使用数据子载波辅助的迭代更新方法 (spectral temporal averager, STA)^[14]。对 STA 算法进行改进,以进一步提升一定的系统性能。

接收端接收的数据 $R(k, M)$ 为:

$$R(k, M) = H(k, M) \cdot T(k, M) + Z(k, M) \quad (8)$$

其中, $T(k, M)$ 为频域发送序列,在接收端同步后得到的接收数据的第一个符号 $R(k, 0)$ 为导频训练序列的长序列,则其对应的长序列频域可表示为:

$$T(k, 0) = \text{IFFT}\{t_{\text{long}}\} = \frac{1}{K} \sum_{i=0}^{K-1} t_{\text{long}}(i) e^{-j2\pi ki/K}$$

其中, t_{long} 为本地长训练序列。根据 LS 信道估计方法得到的初始信道值为:

$$\tilde{H}(k, 0) = R(k, 0) \cdot T^{-1}(k, 0) \quad (9)$$

MMSE 信道估计方法使用最小均方误差 (MSE) 估计方法,均方误差可表示为:

$$E[e^2(k, 0)] = E[\|T(k, 0) - \hat{H}^*(k, 0) \cdot R(k, 0)\|] \quad (10)$$

将其最小化有: $\partial[e^2(k)]/\partial\hat{H}(k) = 0$, 得到的线性最小均方误差 (LMMSE) 为:

$$\hat{H}(k, 0) = R_{\text{HH}}(R_{\text{HH}} + \frac{\beta}{\text{SNR}} \cdot I)^{-1} \cdot \tilde{H}(k, 0) \quad (11)$$

其中, 信道频域自相关函数 $R_{\text{HH}} = E\{H \cdot H\} \approx E\{\tilde{H}(k, 0) \cdot \tilde{H}(k, 0)\}$, $\beta = E[\|T(k, 0)\|^2] \cdot E[\|1/T(k, 0)\|^2]$, I 是单位矩阵。

然而, 由于 IEEE 802.11p 协议物理层特殊的导频结构,传统的信道估计方法并不能有效地抑制车载环境下的信道衰落特性,因此提出一种车载无线通信快衰落无线信道下的动态信道估计方法。根据标准 OFDM 子载波结构,用 LMMSE 信道估计方法估计初始信道估计 $\hat{H}(k, 0)$,其中 k 为有效子载波 $(-26 \sim -1, 1 \sim 26)$, 在后面的每个数据 OFDM 符号中都估计出 4 个导频子载波位置 $k = (-21, -7, 7, 21)$ 的信道估计值 $\hat{H}(k, i)$ 。根据这 4 个导频位置信道估计值使用线性插值方法得到数据子载波信道估计值,表示为:

$$\hat{H}_F(k, i) = \sum_{l=-\alpha}^{\alpha} w_l \hat{H}(k+l, i) \quad (12)$$

其中, α 是子载波间隔, w_l 是每个子载波的权重,

$\sum_{l=-\alpha}^{\alpha} w_l = 1$, 距离导频子载波越近,数据子载波的权重越大,

从而越能保证得到最好的信道估计性能。

通过上述频域信道估计插值方法得到了当前时刻完整的数据子载波信道估计值,由于信道时间上的相关性,使用迭代更新的方法得到信道估计值。首先根据经验公式得到一定移动速度下的相关 OFDM 符号个数 γ , 表示为:

$$\gamma = \frac{\tau_c}{T_{\text{OFDM}}} = \frac{9c}{16\pi v \cdot T_{\text{OFDM}} \cdot f_c} \quad (13)$$

通过当前时刻相关的前 γ 个 OFDM 符号,联合估计当前时刻 OFDM 符号的信道,从而使得估计的当前信道更加可靠,同时跟随信道不断变化。

$$H(k, i) = \sum_{k=1}^{\gamma} \frac{p^{\gamma-k}}{\sum_{k=1}^{\gamma} p^k} \hat{H}(k, i-k) \quad (14)$$

完整的信道估计方法是先根据导频训练序列使用 LMMSE 方法估计初始信道估计值 $H(k, 0)$, 再根据式 (12)~式 (14) 迭代更新当前的 OFDM 符号,重复这个过程直到接收到所有的 OFDM 符号。

3.3 符号定时同步

准确的载波频偏和信道估计需要准确的同步性能, IEEE 802.11p 协议定义由物理层数据帧中的训练序列做同步和信道估计,首先使用训练序列中的短序列做粗同步,为了提高定时同步的准确性,先对粗同步的结果做频偏估计,再使用长序列做精同步和信道估计。短序列由 10 个相同的短序列组成,长序列是两个完整的 OFDM 符号,如图 1 所示。

为了达到较高的粗同步准确性,使用 5 个短序列求自相关函数,求 $K=1$ 个短序列长度间隔的自相关函数 $f_{\text{coarse1}}(n)$ 和 $K=5$ 个短序列长度间隔的自相关函数 $f_{\text{coarse2}}(n)$, 见式 (15)。首先,根据 $f_{\text{coarse1}}(n)$ 搜索同步门限值,当 $f_{\text{coarse1}}(n)$ 大于门限值时,启动自相关函数 $f_{\text{coarse2}}(n)$ 的计算,在 $f_{\text{coarse2}}(n)$ 中存在一个峰值,该峰值对应的数据索引为粗同步范围的起始值,粗同步范围的结尾为起始值后两个长序列长度,精同步也将在该范围内搜索,如图 3(a) 所示。

$$f_{\text{coarse}}(n) = \sum_{i=0}^{5 \times L_{\text{short}}} r(n+i) \times r(n+i+K \cdot L_{\text{short}})^* \quad (15)$$

其中, $r(n)$ 是接收序列, L_{short} 是短序列长度。

完成粗同步估计后,在估计结果的范围内进行精同步,根据式 (16) 计算本地长序列和接收序列互相关函数值 $f_{\text{fine}}(n)$,互相关值中出现一个峰值,该峰值对应的数据索引即准确的同步点,如图 3(b) 所示。

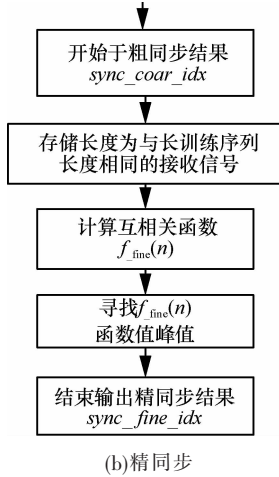
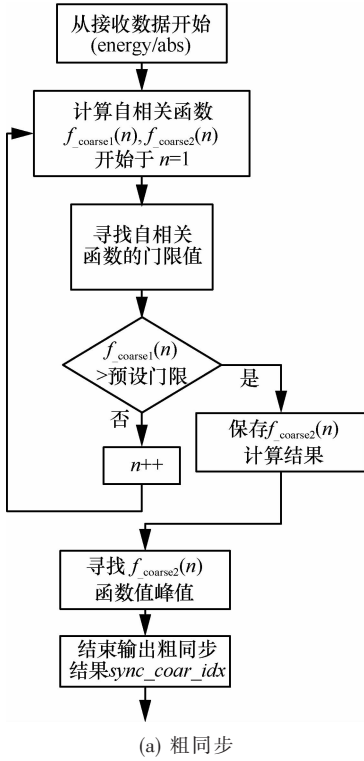


图3 系统粗同步与精同步算法设计

$$f_{\text{fine}}(n) = \sum_{i=0}^{2 \times L_{\text{long}}} r(n+i) \cdot [t_{\text{long}}(i)]^* \quad (16)$$

其中, L_{long} 表示长序列 OFDM 符号的长度, t_{long} 表示本地存储的长训练序列。

4 系统仿真与性能分析

4.1 系统平台硬件平台

整个 IEEE 802.11p 系统结构如图 4 所示, 包括应用层、以太网卡 (10/100/100 Gbit 双通道 MAC 接口和 MAC 转换接口的连接)、基于 IEEE 802.11p 和 MAC 协议的

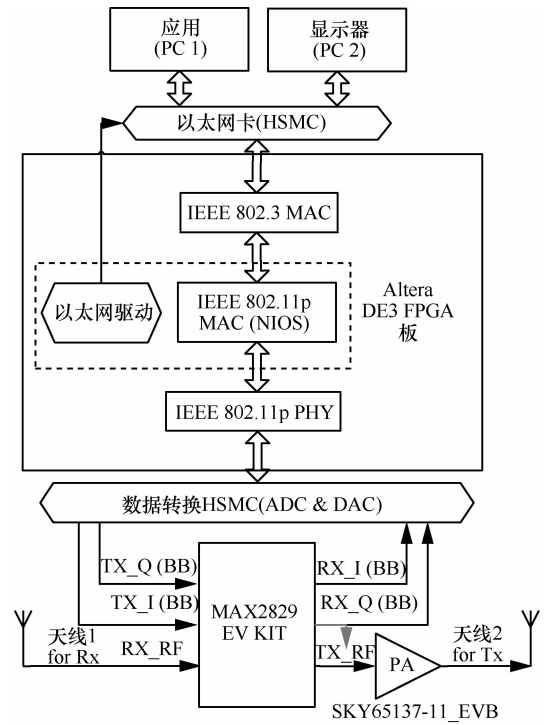


图4 IEEE 802.11p 系统结构

FPGA 板、模数/数模转换器 (ADC/DAC)、射频收发机、功率放大器 (PA) 和天线。

基于 IEEE 802.11p 车载通信协议的车路系统交通灯控制系统演示如图 5 所示。

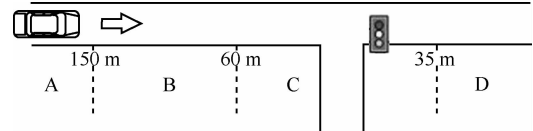


图5 车路协同通信系统演示场景

用于演示的室外场景选择在十字路口南北向道路, 车载终端距离交通灯位置较远 (A 区域, 距离大于 150 m) 时, 交通灯接收机未接收车载终端发送的信号, 交通灯为红灯。车辆持续向前移动至 B 区域 (距离小于 150 m 大于 60 m) 时, 交通灯接收机开始接收车载终端信号并计算距离, 由于距离仍大于 60 m, 交通灯不受控制, 因此仍为红灯。车辆移动到 C 区域 (小于 60 m) 时, 交通灯检测到距离变小, 变为绿灯使车辆通过交通路口。车辆通过路口并且离开的距离大于 35 m (D 区域) 时, 交通灯释放控制, 变回红灯。

车载设备单元 (OBU) 通过 GPS 设备收集时间、位置与速度信息, 如图 6(a) 所示, 当前时间 11:51, 速度为 28.5 km/h, 位于东经 121°20', 北纬 31°14'。将接收信息发送给路边设备单元 (RSU), 同时路边设备单元的 GPS 设备收集本地路

边单元的位置信息,通过接收的车载单元的位置信息,得到两者的距离信息(63.31 m)。当车辆持续前进靠近交通路口时,路边设备检测到车辆距离在减小,当车路距离小于 60 m 时,交通灯将转换为受控制状态,并变为绿灯,如图 6(b)所示,车辆通过十字路口。车辆通过路口逐渐远离时,此时路边单元检测到距离增大,当距离增大到 35 m 时,交通灯被释放控制,变为红灯禁止通行。

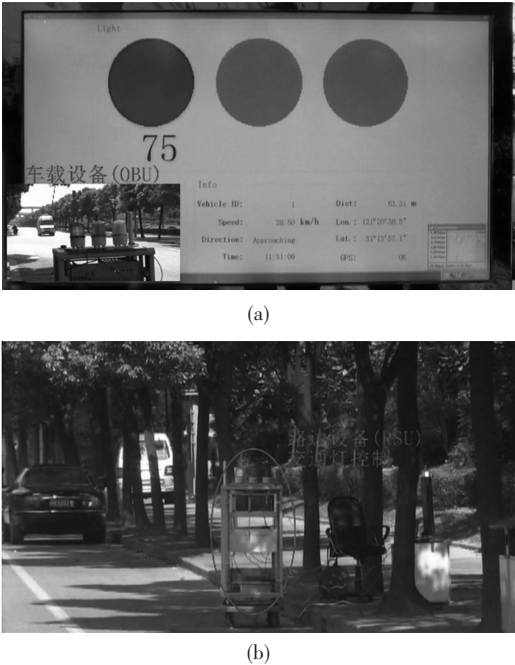


图 6 车载通信原型系统演示

4.2 系统仿真与性能分析

根据第 2 节 IEEE 802.11p 物理层系统结构,表 2 中列出系统仿真参数,5.9 GHz 载波频率在典型场景下的 RMS 多径时延扩展为 250 ns,车载移动最高速度限制为 250 km/h,

表 2 系统仿真参数设计

系统仿真参数	数值
系统带宽	10 MHz
抽样速率	80 MHz
传输速率	3.0 Mbit/s
数据/导频子载波数/FFT 点数	48/4/64
子载波间隔	156.25 kHz
OFDM 符号长度	8.0 μ s
数据长度	1 000 byte
调制方式	BIT/SK/QPSK
信道编码方式	卷积码($r=1/2$)
天线结构	1 $\times$ 1

频偏 $\Delta f=1.376$ kHz,子载波间隔 $f_{\text{inter}}=156.25$ kHz,相干带宽 $W_c=80$ kHz。系统带宽为 10 MHz,选取 80 MHz,8 倍系统带宽的信号抽样速率。在仿真中使用随机扰码器、3 $\times$ 16 交织器、BIT/SK 调制、码率 $r=1/2$ 的卷积码及 Viterbi 译码、同步及频偏估计算法、LMMSE 信道估计算法,单发单收天线。

仿真结果如图 7 所示。图 7(a)中描述了在 $SNR=-3$ dB 情况下,粗同步先确定数据帧头的大致范围,此时同步准确率较低,精同步在粗同步基础上找到准确的同步点,正确同步的概率在 97.8%以上,同步算法的系统信噪比要求低于系统灵敏度为 3.5 dB 时的信噪比。图 7(b)描述了载波频偏估计的性能,可以看出,在 5.9 GHz 载波 $PPM=40$ 、 $SNR=0$ dB 情况下(PPM 表示每百万单位,表示允许频偏的范围),估计误差在 $5PPM$ 范围内的概率为 90%; $SNR=3$ dB 时,估计误差在 $3PPM$ 内的概率为 90%; $SNR=5$ dB 时,估计误差在 $2PPM$ 内的概率为 90%,在初始载波校正后,会在每个 OFDM 符号周期中进行一次相位校正,载波频偏估计残留误差的影响会被消除,因此在 $SNR=0$ dB 时载波频偏估计即可处于工作状态。图 7(c)体现了 LS 估计方法和 MMSE 估计方法在 IEEE 802.11p 协议中的性能,LS 算法较 MMSE 算法简单且复杂度低。在信噪比较低时,MMSE 算法的性能相比 LS 算法具有较高的提升;在信噪比较高时,由于信道 RMS 多径时延扩展 σ_τ 影响的相干带宽比子载波间隔小,使用频域滤波的 MMSE 性能不能有更好的提升。图 7(d)表示在高斯信道和瑞利信道下,BER 性能曲线与理论曲线的对比,可以看出与理论值一致,在 Wi-Fi 标准瑞利多径信道模型 B^[5]中的工作点为 16 dB。图 7(e)和图 7(f)画出了不同信道估计方法在移动速度为 30 km/h 和 120 km/h ($f_d=164\ 656$ Hz)时的瑞利信道性能,使用的信道估计均衡算法有 STA^[14]、梳状导频插值(comb copilot interpolation)^[15]和本文提出的动态更新算法(proposed)。从图中可以看出,仅使用导频训练序列的信道估计均衡方法(only preamble)在移动无线车载信道中无法达到 $PER=10\%$ 的工作点,即使在 30 km/h 的移动速度下也需要较高的信噪比。3 种信道估计改进算法都对性能有较大的提升,而本文提出的动态更新算法能比其他算法获得更低的 PER 性能。这是因为根据式(14),在一定的移动速度下,信道相关的 OFDM 符号的个数、当前 OFDM 符号的信道估计值由先前获得的信道估计值的迭代更新,这样减少了当前信道估计的误差,可以获得更加准确的信道参数,影响信道均衡接收恢复的

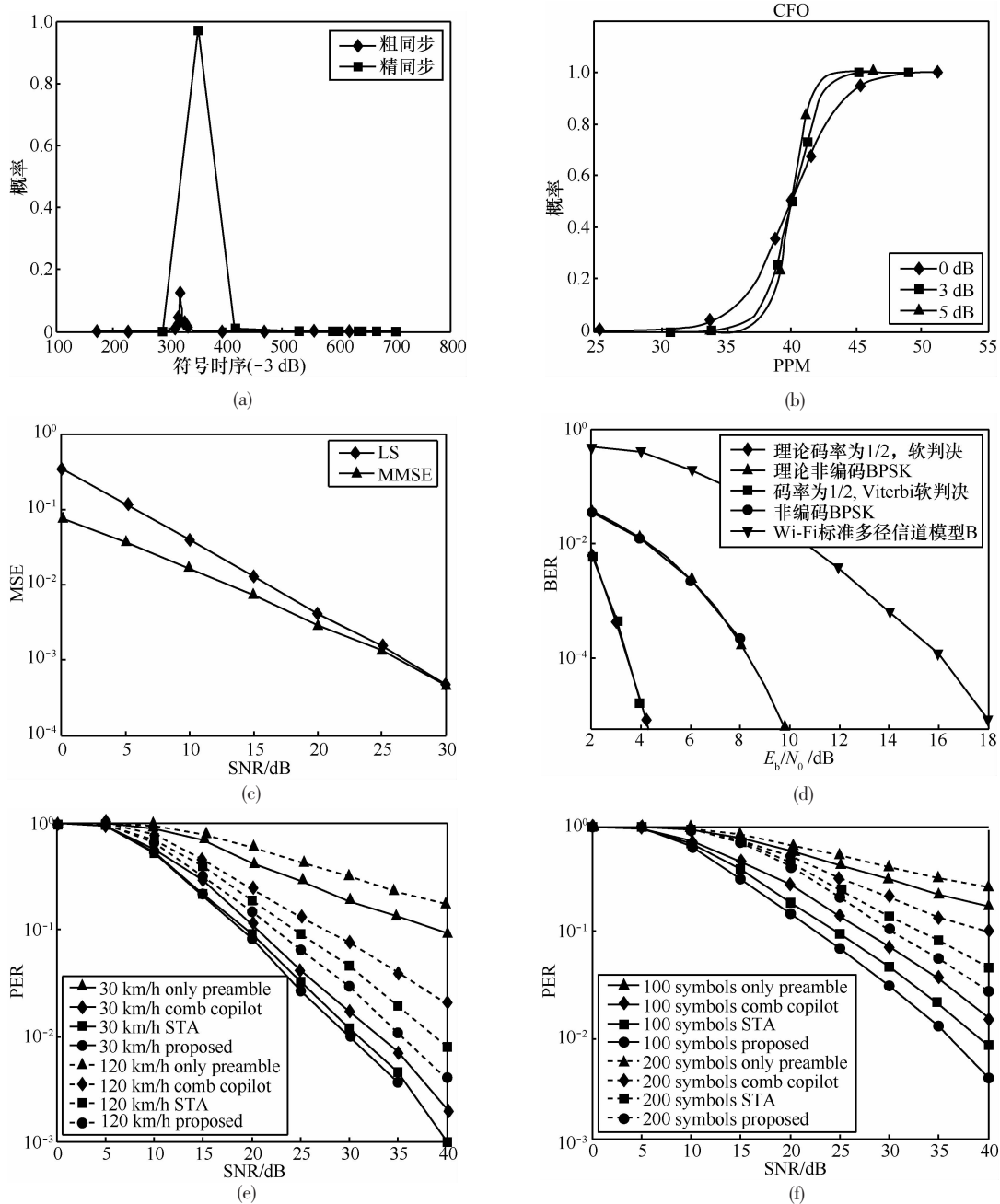


图 7 仿真结果

原始信号,提高系统性能。

5 结束语

本文主要阐述了基于 IEEE 802.11p 协议标准的车载环境下的无线通信接入系统结构,重点分析了无线信道中载波频率偏移和多径瑞利衰落对系统带来的影响和最佳的解决方案,研究克服了快衰落多径信道影响的同步问题,提出了频偏与信道估计的算法,仿真并证明了该算法可有效提高接收机性能。在 FPGA 上实现发送

端到接收端的硬件系统方案,并于实际场景中演示基于 IEEE 802.11p 车载通信协议的车路协同交通灯控制。

参考文献

- 1 Jiang D, Taliwal V, Meier A, *et al.* Design of 5.9 GHz DSRC-based vehicular safety communication. IEEE Wireless Communications, 2006, 13(5): 36~43
- 2 Xiang W D, Gozalvez J, Niu Z S, *et al.* Wireless access in vehicular environments. EURASIP Journal Wireless Communication and Networking, 2009(1)

- 3 刘富强, 项雪琴, 邱冬等. 车载通信 DSRC 技术和通信机制研究. 上海汽车, 2007(8)
- 4 IEEE Std 802.11p. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 6: Wireless Access in Vehicle Environment, July 2010
- 5 IEEE Std 802.11-2012. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. IEEE Standard for Information Technology Telecommunications and Information Exchange between Systems-Local and Metropolitan Area Networks Specific Requirements, Mar 2012
- 6 Zhang L, Gao D, Liang L, *et al.* Requirement, architecture, and performance for DSRC in vehicular sensor network. Proceedings of IEEE 7th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM), Wuhan, China, 2011: 1~4
- 7 Hsu C W, Shih M H, Huang H Y, *et al.* Verification of smart guiding system to search for parking space via DSRC communication. Proceedings of 12th International Conference on ITS Telecommunications (ITST), Taipei, China, 2012: 77~81
- 8 Dow C, Ho M, Lee Y, *et al.* Design and implementation of a DSRC based vehicular warning and notification system. Proceedings of IEEE 13th International Conference on High Performance Computing and Communications(HPCC), Banff, 2011: 960~965
- 9 Tsuboi T, Yamada J, Yamauchi N, *et al.* WAVE design for next DSRC applications. Proceedings of Conference on Wireless Telecommunications Symposium (WTS), Tampa, 2010: 1~6
- 10 Erceg V. TGn Channel Models. IEEE 802.11 Document 03/940r4, 2004
- 11 Tannious R M A, Arslan H. Doppler spread estimation for wireless OFDM system. Proceedings of IEEE/Sarnoff Symposium on Advances in Wired and Wireless Communication, Princeton, 2005: 233~236
- 12 Abdulhamid H, Abdel-Raheem E, Tepe K E. Channel estimation for 5.9 GHz dedicated short range communications receiver in wireless access vehicular environments. IEEE Communications, IET-2007, 1(6): 1274~1279
- 13 Lin C S, Sun C K, Lin J C, *et al.* Performance evaluations of channel estimations in IEEE 802.11p environments. Proceedings of International Conference on ICUMT'09, St Petersburg, 2009: 1~5
- 14 Fernandez J A, Stancil D D, Bai F. Dynamic channel

equalization for IEEE 802.11p waveforms in the vehicle-to-vehicle channel. Proceedings of Forty-Eighth Annual Allerton Conference, Allerton, 2010: 542~551

- 15 Fernandez J A, Borries K, Cheng L, *et al.* Performance of the IEEE 802.11p Physical Layer in Vehicle-to-Vehicle Environments. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(1):3~14

[作者简介]



陈娟,女,中国科学院上海微系统与信息技术研究所硕士生,主要研究方向为无线通信物理层算法实现。



蔡孙增,男,中国科学院上海微系统与信息技术研究所博士生,主要研究方向为无线通信物理层信道估计均衡、同步等算法及可见光通信系统中的非线性后失真算法。



朱正航,男,上海无线通信研究中心工程师,主要研究方向为无线通信系统物理层算法研究与原型系统设计实现。



蒋海平,男,博士,上海无线通信研究中心工程师,主要研究方向为多维信号处理与无线网络。



康凯,男,博士,上海无线通信研究中心高级工程师,在无线通信领域有十余年的研究和工作经历,对无线通信系统的理论和实践具有深刻的理解和丰富的经验,精通物理层和 MAC 层的算法和实现。

(收稿日期:2014-01-01)