

一种针对 802.11a/g/n 系统的改进型残余频偏跟踪算法

吴 斌, 朱勇旭, 张振东, 姜 鑫, 周玉梅

(中国科学院 微电子研究所, 北京 100029)

摘 要: 提出了一种适用于 802.11a/g/n 内接收机设计的改进型残余频偏跟踪算法, 提出采用基于 OFDM 自带导频数据在频域进行残余频偏跟踪补偿的总体策略, 采用逐次估计增量相位, 对逐次估计相位和求平均, 对总体相位迭代求和的方法, 降低了噪声对估计精度的影响, 并解决了估计相位超过 $[-\pi, \pi]$ 范围的问题. 全系统链路级仿真结果表明, 算法能很好地降低接收机误码率.

关键词: 正交频分复用; 残余频偏; 频偏跟踪; 相位补偿

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)12-0037-05

An Optimization Residual Frequency Offset Tracking Method for 802.11a/g/n System

WU Bin, ZHU Yong-xu, ZHANG Zhen-dong, JIANG Xin, ZHOU Yu-mei

(Institute of Microelectronics, the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: An Optimization Residual Frequency Offset Tracking Method for 802.11a/g/n System is proposed in this paper. The residual frequency offset tracking is done in the frequency domain using the pilot of the ofdm data zone is the basic strategy. The key ideals of the method are estimating the increment phase step by step, and getting the phase's average for the summary of the incremental phase, getting the final value through iterative adding, which decrease the effect from the noise, and solving the problem when the phase is beyond $[-\pi, \pi]$, the system link level simulation result proves that the method can improve the ber of the ofdm system effectively.

Key words: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); residual frequency offset; frequency offset tracking; phase compensate

1 引言

以 IEEE802.11a/g/n 为代表的无线局域网技术, 得到了广泛的应用, 以多输入多输出(MIMO)和正交频分复用(OFDM)为核心技术的 802.11n 的相关产品已经大量进入普通消费电子及电信级应用领域.

OFDM 技术对频率偏移比较敏感, 频率偏移会破坏子载波之间的正交性, 引起载波间干扰, 使得系统性能急剧下降. 实现 OFDM 的良好性能, 需要精确的频率同步处理.

文献[1]利用前后两个相邻 OFDM 符号估计相位偏差, 从而估算出残余频率偏差并进行校正. 该算

法需要使用复数除法, 使得系统硬件开销较大. 文献[2]的相位跟踪器仅对相位幅度变化进行考虑, 而未考虑到由于残余频偏对系统算法的影响, 在处理长数据符号的接收时, 接收机性能将会大受影响. 文献[3]将残余频偏值计算后由相位转换到时域的真实频偏值, 并根据该频偏值进行频偏跟踪, 但该算法的硬件开销和实时性都较大. 文献[4-6]采用导频进行残余频偏估计, 未考虑累加相位可能超出反正切函数范围情况, 同时抑制噪声能力弱.

针对上述问题, 本文提出一种适用于 802.11a/g/n 内接收机设计的改进型残余频偏跟踪算法.

收稿日期: 2009-09-29; 修回日期: 2010-01-29

基金项目: 中国科学院知识创新工程领域前沿项目(5408SF032001); 新一代宽带无线移动通信网重大专项(2009ZX03007-002)

2 残余频偏的系统算法模型

2.1 802.11X 系列帧格式

802.11a/g/n 是典型的分组突发传输系统,因此,接收机中的同步、均衡等信号处理操作主要是基于训练序列得以完成,训练序列主要包括 10 个重复的 16 点短训练序列,2 个重复的 80 点长训练序列和,(802.11a)信标区和数据区各自由 16 点循环前缀和 64 点数据子载波所构成。而时间、频率、相位跟踪,则主要是基于数据 OFDM 符号中的导频符号得以完成。即在信标区和数据区的每一个 OFDM 符号中,各有 4 个导频符号,其位置如图 1 所示。802.11n 的 Non-HT 20 MHz 模式与 802.11a/g 的帧结构相同,802.11n 的 Mixed 模式以及 802.11n Non-HT40 MHz 模式的导频位置与导频个数与 802.11a 稍有不同^[5],如图 1 所示。

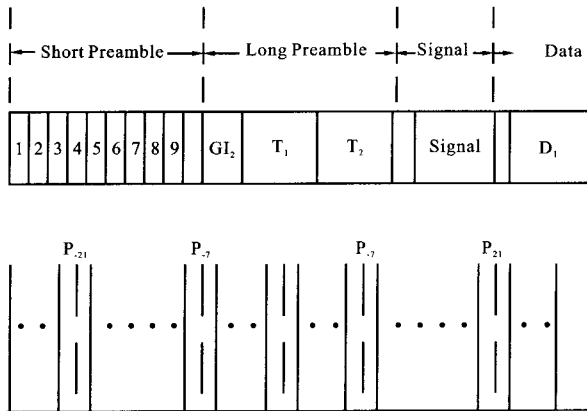


图 1 802.11X 帧结构示意图和
数据符号中的导频位置图

2.2 残余频偏引起 OFDM 接收解调错误算法模型

每个 OFDM 符号都包含若干个被线性调制方式(BPSK/QPSK/16QAM/64QAM)所调制的子载波,OFDM 发射端的基带信号可表示为

$$s_l(t) = \frac{1}{\sqrt{T_d}} \cdot \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} X_{l,k} e^{j\frac{2\pi}{T_d} k [t - T_{\text{sym}} - T_{\text{cp}}]} \quad (1)$$

式中, $X_{l,k}$ 是第 l 个 OFDM 符号的第 k 个子载波, T_{sym} 、 T_d 、 T_{cp} 、 T_s 分别是 OFDM 符号周期、数据时间间隔、循环前缀时间间隔、采样周期。上述几者关系为

$$T_{\text{sym}} = T_d + T_{\text{cp}} \quad (2)$$

$$N_{\text{sym}} = N_d + N_{\text{cp}} \quad (3)$$

无线局域网信道通常是非时变多径信道^[1],在一次 OFDM 符号传输过程中,可以认为该信道是准静态过程,由于无线局域网的帧结构设计通常满足

循环前缀长度大于信道时延扩展长度,因而,OFDM 符号与信道函数的响应满足圆卷积的响应要求,故可推导得接收基带信号为

$$r(t) = \int_0^{\tau_{\text{max}}} s_l(t-\tau)h(\tau)d\tau \\ = \sum_{k=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} H_k X_{l,k} e^{j\frac{2\pi}{T_d} k [t - T_{\text{sym}} - T_{\text{cp}}]} + n(t) \quad (4)$$

其等效基带处理信号可表示为

$$R_{l,k} = (e^{j\phi_k} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(N_{\text{CP}} + lN_{\text{sym}})\phi_k}) \cdot \\ s_l(\pi\phi_k) a_{l,k} H_k (ICI) + \sum_{i \neq k} (e^{j\phi_{i,k}} \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}(N_{\text{CP}} + lN_{\text{sym}})\phi_i}) \cdot \\ s_i(\pi\phi_k) a_{l,i} H_i + n_{l,k} \quad (5)$$

$$R_{l,k} = H_k X_{l,k} e^{j\frac{2\pi}{N}(N_{\text{CP}} + lN_{\text{sym}})\phi_k} e^{j(\pi\frac{N_d-1}{N}\phi_k + \theta)} s_l(\pi\phi_k) + N_{l,k} \quad (6)$$

其中

$$\phi_{i,k} = (1 + \zeta)(\Delta f T_d + i) - k \quad (7)$$

$$\phi_k = \phi_{k,k} \approx \Delta f T_d + k\zeta \quad (8)$$

$$R_{l,k} = X_{l,k} H'_k e^{j\phi_k C} + N_{l,k} \quad (9)$$

$$C = 2\pi \frac{N_{\text{sym}}}{N} \quad (10)$$

$$\zeta = (T - T')/T \quad (11)$$

图 2 分析了残余相位与残余频偏关系^[6]。

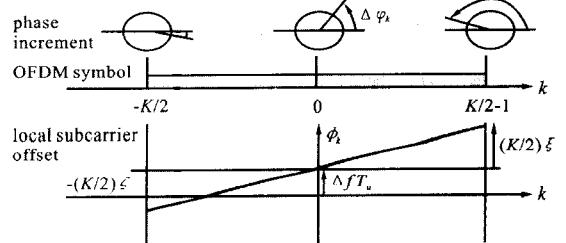


图 2 OFDM 系统残余相位与残余频偏关系说明

$$\Delta f T_d \gg k\zeta \quad (12)$$

$$\phi_k = \phi_{k,k} \approx \Delta f T_d + k\zeta \approx \Delta f T_d \quad (13)$$

$$R_{l,k} = X_{l,k} H'_k e^{j\Delta f T_d C} + N_{l,k} \quad (14)$$

可以分析得出,残余频偏所引起的相位偏移在残余相位偏差中起着重要的影响因素,当 l 变大时,由残余频偏所引起的相位差将迅速增加。802.11a/g 中,每一个时隙的数据符号中,所包含的字节数最长为 4 095,而 802.11n 中,每一个时隙的数据符号中,所包含的字节数最长为 65 535。因而,残余频偏所引起的相差将显著增加。802.11x 不同调制模式下最大 OFDM 符号个数如表 1 所示。

图 3(a)为残余频偏是 0 时,802.11a 接收机的解调数据,图 3(b)~(d)分别为残余频偏是子载波

频率间隔 0.5% 时, OFDM 单次传输字节数为 200、500、1 000 时, 接收机侧星座图符号, 图 3 表明, 残余频偏导致接收数据相位旋转, 并且随着 OFDM 符号数增加, 其相位旋转值增大。当不对残余频偏进行相应处理时, 无法正确解调出接收机数据。

表 1 802.11X 不同调制模式下最大 OFDM 符号个数

802.11a 最大 OFDM 符号个数				
调制方式	BPSK1/2	QPSK3/4	16QAM1/2	64QAM2/3
$l_{\max}$	2 241	421	316	158
802.11n 单流模式下最大 OFDM 符号个数				
调制方式	BPSK1/2	QPSK3/4	16QAM1/2	64QAM2/3
$l_{\max}$	20 166	6 772	5 042	2 521

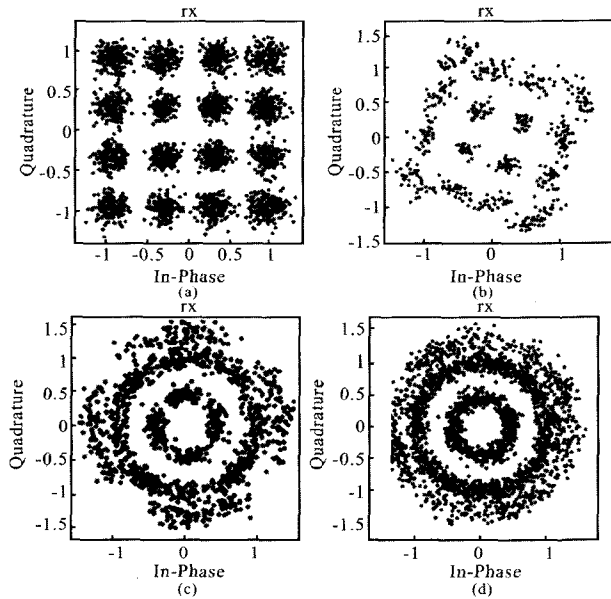


图 3 残余频偏及符号长度对相位旋转影响

3 残余频偏跟踪算法及系统设计

在实际系统设计中, 并不需要将频偏值计算出来后, 再进行补偿, 而可以采用直接对估算出的相位进行补偿的方式从而实现残余频偏的跟踪。

$$\Delta f = \frac{1}{(lT_d C)} \left[\arg \sum_{k=\pm 7, \pm 21} (R_{l,k} / P_{l,k}) \right] \quad (15)$$

$$R_{l,k}'[n] = R_{l,k}[n] / H_{l,k}[n] \quad (16)$$

$$R_{l,k}''[n] = R_{l,k}'[n] \cdot \exp(-\phi_{l,k}) \quad (17)$$

$$P_{l,k}'[n] = P_{l,k}[n] / H_{l,k}[n] \quad (18)$$

$$\Delta \phi_{m,k} = \frac{1}{4} \left[\arg \sum_{k=\pm 7, \pm 21} (P_{l,k}' / P_{l,k}) \right] \quad (19)$$

通过实际分析, 在 $|\Delta f l T_d C| > \pi$ 时, 由于反正切函数的范围是 $[-\pi, \pi]$ 将会导致无法估算出准确的相位偏差值, 采用式(15) 直接估算相位偏差值, 将会出现相位估算出现较大误差, 并直接导致接收数据无法正确解调。因此, 本文提出的方法采用反正

切求取增量相位偏移的方式求增量相角偏移。通常而言, 频偏同步能保证残余频偏不高于子载波频率间隔的 1% (在 802.11a/g/n 中, 即是不高于 3 125 Hz), 在式(20) 中, 将 Δf 取为子载波频率间隔的 2%, 则可分析得出结论 $\Delta \phi \ll \pi$, 因而, 不会出现估计相位偏移超出门限值的情况。

$$\Delta \phi = \Delta f T_d C < 312.5 \cdot 10^3 \cdot \frac{2}{100} \cdot 3.2 \cdot$$

$$10^{-6} \cdot 2\pi \cdot \frac{80}{64} \quad (20)$$

$$\Delta \phi = 0.157\ 079\ 63 = \frac{\pi}{20} \ll \pi \quad (21)$$

$$P_{l,k}'[n] = P_{l,k}[n] / H_{l,k}[n] \quad (22)$$

$$P_{l,k}''[n] = P_{l,k}'[n] \cdot \exp(-\phi_{l,k}) \quad (23)$$

$$\Delta \phi_{l,k} = \frac{1}{4} \left[\arg \sum_{k=\pm 7, \pm 21} (P_{l,k}' / P_{l,k}) \right] \quad (24)$$

同时, 为了避免噪声对单次相位估计的不稳定而造成残余频偏估计值的不准确, 本文采用对逐次估计相位和求平均的方式提高残余频偏估计的精度和稳定性。如式(25):

$$\phi_{l,k} = l \cdot \phi_k = \phi_{l,k-1} + \Delta \phi_{l,k} = \Delta \phi_{l,k-1} + \frac{1}{N} \sum_{m=l-N+1}^l \Delta \phi_{m,k} \quad (25)$$

依据上述算法设计而提出的残余频偏跟踪架构图如图 4 所示。

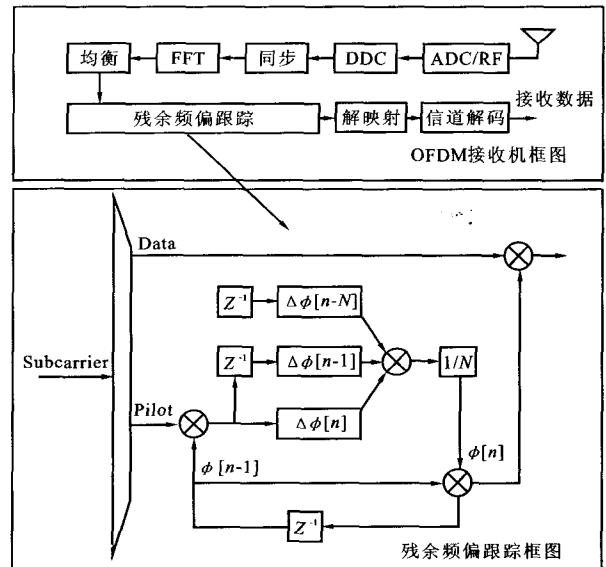


图 4 残余频偏跟踪架构图

4 仿真结果及分析

4.1 仿真系统模型和仿真条件

本文依据 802.11n 协议规范^[1-2] 搭建 OFDM 系

统模型,子载波数目为 64,子载波频率间隔 312.5 kHz,基带符号率为 20 MHz,采用 802.11n Non-HT 单流数据模型,利用其前导短训练序列进行小数倍和整数倍联合频偏估计.文中仿真所采用的信道为依据 IEEE TGN 规范搭建的针对家庭住宅、办公室等不同应用场景的两种信道模型^[7](A、C).

信道模型与 RMS 时延扩展关系简表见表 2.

表 2 信道模型与 RMS 时延扩展关系简表

信道模型	A	B	C	D	E	F
RMS 时延扩展/ns	0	15	30	50	100	150

4.2 系统仿真测试模式

为了对本文方法在精度、范围、抗多径和噪声的鲁棒性等各方面的性能指标进行全面的仿真、测试、评估,本文设计了完整的测试及评估方案.

(1) 正常工作模式下,有无残余频偏跟踪模块的误码率性能分析.

① TGN-Chan A,载波频偏值为 400 kHz,信噪比 10~30,仿真循环次数为 200 次.采用正常同步方式的 802.11a 收发系统;(加载残余频偏处理模块和未加载残余频偏处理模块).

② TGN-Chan C,载波频偏值为 400 kHz,信噪比 10~30,仿真循环次数为 200 次.采用正常同步方式的 802.11a 收发系统;(加载残余频偏处理模块和未加载残余频偏处理模块).

(2) 强行设置残余频偏取值情况下,有无残余频偏跟踪模块的误码率性能分析.

① TGN-Chan A,载波频偏值为 400 kHz,信噪比 10~30,仿真循环次数为 200 次.强行设置残余频偏为 3 125 Hz.(加载残余频偏处理模块和未加载残余频偏处理模块).

② TGN-Chan C,载波频偏值为 400 kHz,信噪比 10~30,仿真循环次数为 200 次.强行设置残余频偏为 3 125 Hz.(加载残余频偏处理模块和未加载残余频偏处理模块).

(3) 采用不同方法的残余频偏跟踪性能分析

① TGN-Chan A,信噪比从 10~30,仿真循环次数为 200 次.强行设置残余频偏为 3 125 Hz(采用不同方法残余频偏跟踪模块的性能分析).

② TGN-ChanC,信噪比从 10~30,仿真循环次数为 200 次.强行设置残余频偏为 3 125 Hz(采用不同方法残余频偏跟踪模块的性能分析).

③ 其中,需要说明的是:

• case1、case2、case3、case4 的平均迭代次数为 1、2、3、4;

• case-other 指的是传统的未采用逐次估计增量相位,而是直接估计相位差的方式.

4.3 仿真结果分析

从上述仿真测试,可分析出如下结论:

(1) 剩余频偏跟踪模块直接决定了 OFDM 系统的误码率性能(图 5、图 6);

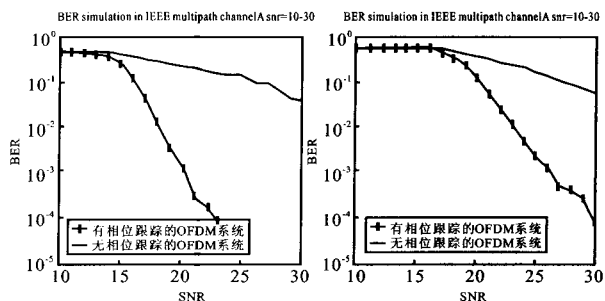


图 5 正常模式下有无残余频偏跟踪模块的误码率性能分析

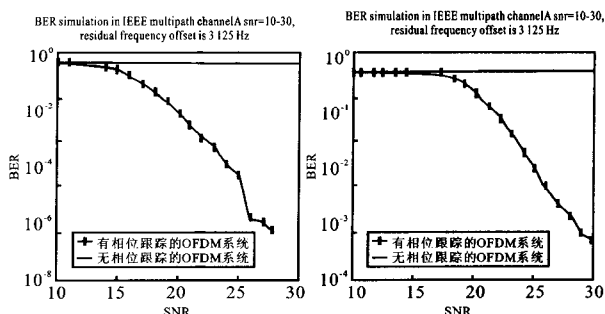


图 6 设置残余频偏模式下有频偏跟踪模块的性能分析

(2) 传统的未采用逐次估计增量相位而采用直接估计相位差的方式性能差,原因在于相位差范围超过 $[-\pi, \pi]$ 时,会出现估计相位错误,直接导致无法获得正确的残余频偏值(图 7);

(3) 逐次估计相位和的平均次数也会影响 OFDM 系统的误码率性能,从仿真结果来看,平均次数为 3 情况下,OFDM 系统具有最好的误码率性能.

5 结束语

本文提出了一种适用于 802.11a/g/n 内接收机设计的改进型残余频偏跟踪算法,提出采用基于 OFDM 自带导频数据在频域进行残余频偏跟踪补偿的总体策略,采用逐次估计增量相位,对逐次估计相位和求平均,对总体相位迭代求和的方法,降低了噪声对估计精度的影响,并解决了估计相位超过 $[-\pi, \pi]$ 范围的问题.全系统链路级仿真结果表明,算法能很好地降低接收机误码率.本方法可广泛适用于包括 802.11a/g/n 无线内接收机的残余频偏跟

踪和补偿。

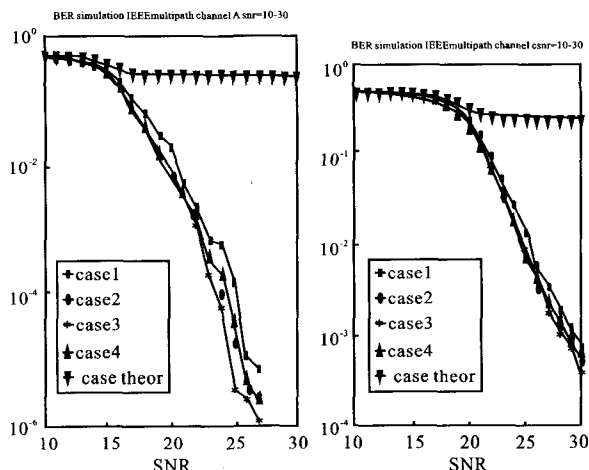


图7 不同跟踪方法的误码率

参考文献:

- [1] Jeil Jo, Kim Hyung Woo. Residual frequency offset compensation for 802.11a[J]. IEEE, 2004, 42(10): 2908—2914.
- [2] Choong Li Yeh, Dong Seung Kwon, Whan Woo Kim. An efficient channel tracker using pilots in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Personal Indoor and Mobile Radio Communications, 2003(9):241—244.
- [3] Zhao Minjian, Huang Aiping, Zhang Zhaoyang. ALL digital tracking loop for OFDM symbol timing[C]// 2003 IEEE 58th Vehicular Technology Conference. Or-

lando: IEEE, 2003.

- [4] Tseng Wei Hsiang Chang Ching chi, Wang Chornng kuang. Digital VLSI OFDM transceiver architecture for wireless SoC design[C]// IEEE International Symposium Arcuits and Systems. Kobe: IEEE, 2005: 5794—5797.
- [5] The Institute of Electrical and Electronic Engineers. IEEE802.11n/D4.00 Wireless LAN medium access control(MAC) and physical layer(PHY) specifications; Amendment 4; enhancements for higher throughput[S]. New York: IEEE, 2008.
- [6] Speth M, Fechtel S A, Fock G, et al. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-part I[J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(11):1668—1676.
- [7] IEEE. IEEE Std. 802.2004.11-03/040r4 TGn Channel Models[S/OL]. [2009-08-01]. <http://www.ieee802.org/11/DocFiles/03/11-03-0940-04-000n-tgn-channel-models.doc>.

作者简介:

吴斌 男,(1976—),副研究员.研究方向为宽带通信信号处理、宽带通信 SOC 体系架构、实时信号处理 VLSI 体系架构。

周玉梅 女,(1962—),研究员,博士生导师.研究方向为深亚微米集成电路设计技术和低功耗设计技术。

(上接第 36 页)

的采样问题,使用了 VDC 采样序列改善了近似法生成 GVD 的性能,设计的算法精度可以调控,实际的时间复杂性比基于普通采样的方法有所提高,实验结果证明了算法的有效性。

参考文献:

- [1] Aurenhammer F. Voronoi diagrams—a survey of a fundamental data structure[J]. ACM Computing Surveys, 1991, 23: 345—405.
- [2] Ji Yeong Lee, Howie Choset. Sensor-based exploration for convex bodies: A new roadmap for a convex-shaped robot[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2005, 21(2): 240—247.
- [3] Takahashi O, Schilling R J. Motion planning in a plane using generalized voronoi diagrams[J]. IEEE Transactions on Robotics and Automation, 1989, 5(2):143—150.
- [4] Sugihara K. Approximation of generalized voronoi diagrams by ordinary voronoi diagrams [J]. CVGIP:

Graphical Models and Image Process, 1993, 55(6):522—531.

- [5] 张有会, 浅野哲夫, 小保方幸次. 关于一般图形 Voronoi 图的近似构造法的研究[J]. 数值计算与计算机应用, 2002, 9(3):216—225.
- [6] 葛显良. 应用泛函分析 [M]. 2 版. 杭州:浙江大学出版社, 1998.
- [7] Van Der J G Corput. Verteilungsfunktionen I[J]. Akademie van Wetenschappen, 1935(38):813—821.

作者简介:

焦立男 男,博士,讲师.研究方向为图像处理、机器视觉、模式识别、运动规划。

孙朝云 女,博士,教授.研究方向为计算机测控技术、数字图像处理。

沙爱民 男,博士,教授.研究方向为道路与铁道工程。

唐威 男,博士,高级工程师.研究方向为 VLSI 设计。

杨小军 男,博士,副教授.研究方向为传感器网络。