

文章编号: 1001-893X(2011)10-0029-06

未知衰落信道中 MPSK 信号的非数据辅助 载波频率估计方法^{*}

闫 哲¹, 许 华²

(1. 北京理工大学 机电工程与控制国家重点实验室, 北京 100081; 2. 空军工程大学 电讯工程学院, 西安 710077)

摘 要:未知衰落信道中的 MPSK 信号的非数据辅助载波频率估计是通信参数估计中的复杂问题, 目前尚缺乏有效的针对性研究成果。针对该问题, 提出采用先补偿信道影响, 再去调制, 然后进行非衰落信道单频信号频率估计的方法。该方法比进行频率和信道冲激响应联合估计的方法简洁和高效, 而且解决了联合估计中难以有效去调制的问题。通过和非衰落信道的频率估计结果对比, 表明其估计性能的下降小于 3dB, 能很好地满足应用需要。

关键词:未知衰落信道; MPSK 信号; 频率估计; 最大似然; 非数据辅助

中图分类号: TN914.3 **文献标识码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2011.10.007

Non-Data-aided Carrier Frequency Estimation Method for MPSK Signal in Unknown Fading Channel

YAN Zhe¹, XU Hua²

(1. National Key Laboratory of Mechatronic Engineering and Control, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China; 2. Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: The non-data-aided (NDA) carrier frequency estimation of MPSK signal in unknown fading channel is a complicated problem in the field of communication parameter estimation and there is no research result for this problem at present. The method proposed in this paper is that the fading channel effects are compensated firstly and then the modulation of MPSK is removed, and finally the frequency estimation is only performed for unfading single frequency signal. This method is more simple and efficient than the method which uses joint frequency and channel impulse response estimation, and furthermore it is much more convenient to remove modulation for MPSK signal. Comparison with the frequency estimation research of non-fading channel demonstrates that the estimation performance decreases less than 3dB and this method can satisfy most application requirements.

Key words: unknown fading channel; MPSK signal; frequency estimation; MLE; non-data-aided

1 引 言

移动通信、战场短波/超短波通信等无线通信方式都是典型的衰落信道, 在衰落信道中通信信号的载波频率估计一直都是通信对抗侦察、频谱监测及非合作接收领域中的重要研究内容, 但由于衰落信

道的复杂性, 当前欠缺简单实用的衰落信号载波频率估计方法, 特别是未知衰落信道条件下的载波频率估计方法。从目前国内外已有的研究成果看, 无论是在选择性衰落信道还是平坦衰落信道条件下, 得到衰落信道的最优频率估计总体来说都需要信道的先验知识(少数不需要信道信息的算法在性能上

^{*} 收稿日期: 2011-05-03; 修回日期: 2011-07-15

都会有较明显的下降),而这些信道信息在没有数据辅助的实际工作条件下是难以准确得到的,如果先验信息不匹配(准确),就会造成算法估计性能的严重下降。

目前,可对未知衰落信道进行补偿的信道盲均衡技术已较为成熟,非衰落信道的频率估计技术也已经进入实用化阶段。据此,本文针对未知衰落信道条件下的 MPSK 信号的情况,尝试采用“独立于载波偏差的信道衰落补偿+去调制+非衰落信道的频率估计算法”的模式进行处理,首先利用独立于载波偏差的信道盲均衡补偿信道衰落得到没有衰落或者衰落很小的信号样本,然后去调制得到载频分量,再利用非衰落信道的单频信号频率估计算法进行准确的频率估计。仿真分析发现,这种处理方法可有效解决未知衰落信道中 MPSK 信号的非数据辅助载波频率估计问题,可操作性强,简单实用。

2 衰落信道频率估计模型及算法分析

在平坦衰落信道条件下(即非频率选择性衰落信道)^[1,2],其信号模型为

$$r(k) = a(k)e^{j(2\pi f_d kT + \theta)} + n(k), k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (1)$$

式中, Δf_d 为频率偏差, T 为符号周期, $a(k)$ 表示衰落过程,习惯上将 $a(k)$ 建模为零均值的高斯过程, L 表示观察数据长度, θ 为相位,通常去调制之后 θ 为固定值,否则为变化量。

而频率选择性信道(一般等效为多径信道)^[3-5]其信号模型表示为

$$r(k) = A(k)e^{j(2\pi f_d kT + \theta)} + n(k), k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (2)$$

其中:

$$A(k) = \sum_{n=0}^{M-1} h(n)a_{k-n}, k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (3)$$

式中, $h = [h(1), h(2), \dots, h(M-1)]$ 是信道响应, M 为信道记忆长度, $\{a_n; -M+1 < n < N-1\}$ 为数据序列。

经典的周期图法是单频信号在高斯白噪声信道下的最大似然估计,文献[4]推广了多径信道下的周期图表达式:

$$I_W(f) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M [\Gamma^{-1}]_{mn} L_m^*(f) L_n(f) \quad (4)$$

式中, $L_m(f) = \sum_{k=0}^{L-1} h_{m,k}^* a_{n-k} e^{j(2\pi f_d kT + \theta)} + n_k$, L 为观

察数据长度, Γ 表示信道基本参数(包括衰落因子和时延)的相关矩阵, M 表示多径的条数。频率估计方法可以表示为

$$\hat{f}_d = \arg \max_f \{ |L_W(f)|^2 \} \quad (5)$$

要想通过式(5)得到频率值,必须已知信道基本参数 Γ ,即衰落信道条件下的频率估计方难以与信道(包括信噪比和衰落参数)独立^[1],也就是需要信道的先验知识才能得到最佳的估计结果。但是在实际工作中,信道的先验知识通常难以得到。文献[3]采用了频率和信道冲激响应联合估计的方式处理对未知衰落信道的非数据辅助载波频率估计问题,其运算过于复杂,并不实用。文献[2]给出了一种在平坦衰落信道下,不依赖于信道衰落参数的频率估计方法:

$$\hat{f}_d = \arg \max_f \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^M [R^2(k) e^{-i4\pi f T}] \right] \quad (6)$$

可以看出,式(6)实际上是相关序列平方的傅里叶变换,然后再进行峰值搜索,傅里叶变换可以有效地使用 FFT 来进行处理。这种方法可操作性较强,但是通过该算法和文献[1]算法在快衰落条件下的性能比较我们可以看出,其估计性能出现了明显的下降,这就是避开信道参数影响引入的性能代价。

另外,上述可针对未知衰落信道的频率估计方法都是针对单频信号,并没有考虑 MPSK 信号的去调制问题。若要对未知衰落特性的 MPSK 信号进行去调制处理,本身又是一个难以解决的复杂问题(而针对非衰落信道的 MPSK 信号去调制处理,可简单地采用 M 次方或者模 $2\pi/M$ 方法)。总体来说,目前还未见直接针对知衰落信道中 MPSK 信号的非数据辅助载波频率估计问题的解决方案。

3 基于信道盲补偿的未知衰落信道载波频率估计方法

由上一节分析可得,衰落信道的频率估计算法实际上是将信道衰落的补偿和频率估计统一考虑,那么算法中不可避免地需要包含对信道的估计、补偿和频率估计的过程,造成了整个频率过程的复杂繁琐。那么,我们可以尝试从另外一个角度入手,将信道衰落的补偿和频率估计分开处理,即先进行信道补偿,得到没有衰落的信号样本,然后再进行相对简单成熟的噪声信道的频率估计,这样的处理过程显得清晰而且简单得多。

该频率估计方法的处理过程如图 1 所示。下面对上述处理过程所涉及信道补偿、去调制处理和

非衰落信道的频率估计问题分别进行分析说明。

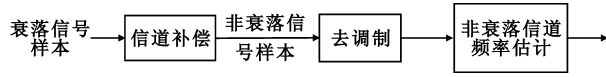


图 1 未知衰落信道中 MPSK 信号的载波频率估计过程
Fig.1 The process of carrier frequency estimation for unknown fading channel

3.1 信道补偿

衰落信道对信号的影响表现为引入了码间串扰,即本次接收的码元符号受到了前后若干个码元符号的影响,表现为数据矢量 $\mathbf{a}(k)$ 和信道冲激响应 h 进行卷积,即

$$\mathbf{A}(k) = \mathbf{a}(k) * h = \sum_{n=0}^{M-1} a_n \times h(k-n) \quad (7)$$

上式同式(3)。信道补偿的作用就是要去掉 h 的影响,也就是去掉本次接收码元存在的码间干扰。通常我们可以采用将接收信号通过一个特定设计的冲激响应为 W 的滤波器,使得

$$\mathbf{r}'(k) = \mathbf{r}(k) * W = \mathbf{a}(k) \times e^{j(2\pi f_d k T + \theta_k)} \quad (8)$$

式中, $\mathbf{r}(k)$ 是由接收符号 $r(k)$ 组成的矢量。

由于针对未去调制的 MPSK 信号,那么 θ_k 为可变, $\theta_k = i \frac{2\pi}{M} + \theta_0$, $i = 0, 1, 2, 3$; 其中 θ_0 为固定初相。为了得到信道补偿滤波器的冲激响应,可采用信道盲均衡算法。首先本文处理的样本对象存在着载波频偏和相偏,所以必须采用对载波偏差 insensitive 的信道盲均衡算法。当前针对具有常模特性的 MPSK 信号对载波偏差不敏感的信道均衡算法中,常模盲均衡算法由于具有简单易用性和鲁棒性,是应用最广泛的一种。常模算法由 Godard 在文献[6]中提出,其代价函数为

$$E[(|y_k|^p - R_p)^2], \text{ 其中 } R_p = \frac{E[|a|^{2p}]}{E[|a|^p]} \quad (9)$$

得到的均衡器系数自适应迭代公式为

$$w(k+1) = w(k) - \mu x(k) * (|y_k|^p - R_p) \cdot |y_k|^{p-2} y_k^* \quad (10)$$

其中,当 $p=2$ 时为常模算法(CMA)。但是单纯的常模算法并不能满足这里的性能需求。一段较短的数据通过均衡器不能使这种 Bussgang 类均衡器收敛到最优的状态,且通常用于频率估计的信号样本也不可能有足够的数据集使此类均衡器收敛到最佳(通常使 CMA 均衡器收敛到最佳需要几千个符号)。本文采用基于“数据重用”的常模盲均衡算法解决这个

问题。业已证明,将一段相同的短数据重复通过 Bussgang 类盲均衡器可以使均衡器收敛到较准确的均衡器系数。这种基于数据重用思想的盲均衡方法被证明在一定条件下可以达到和盲均衡一段连续的长数据相当的水平,即收敛速度和收敛后的剩余误差基本相同。通过对一段数据样本的数据重用常模盲均衡处理就能够补偿信道衰落的影响,从而得到衰落很小信号样本进行非衰落信道的频率估计。

数据重用方法采用的数据重用方式有逆时序数据矢量循环重用方法和时序数据矢量循环重用方法两种,可分别表示为

$$\underbrace{\cdots x_n x_{n-1} \cdots x_{n-N+1}}_{\text{重复 } R \text{ 次}} \underbrace{x_{n+N} x_{n+N-1} \cdots x_{n+1}}_{\text{重复 } R \text{ 次}} \underbrace{x_{n+2N} x_{n+2N-1} \cdots x_{n+N+1}}_{\text{重复 } R \text{ 次}}$$

和

$$\underbrace{\cdots x_{n-N+1} x_{n-N+2} \cdots x_{n-N+1} x_{n-N+2} \cdots}_{\text{重复 } R \text{ 次}} \underbrace{x_{n+N} x_{n+N+1} x_{n+N+2} \cdots}_{\text{重复 } R \text{ 次}} \underbrace{x_{n+N} x_{n+N+1} x_{n+N+2} \cdots x_{n+2N}}_{\text{重复 } R \text{ 次}}$$

文献[7]对这种数据重用常模算法的误收敛和最佳收敛特性进行了分析,其结论显示当数据样本量大于均衡器长度的 5 倍以上时产生误收敛的概率较小;当数据样本量大于 $M^{(Q+1)}$ (M 为调制阶数, Q 为信道阶数)时,均衡器能够达到最优收敛。虽然当信道阶数较高时,最优收敛需要的数据量较大,但是当数据量达到一定程度之后,其最小均方误差曲线的下降将变得非常缓慢,总体来说,数据量达到均衡器长度的 10 倍时,绝大多数情况下都能实现较好的收敛效果。

3.2 去调制

在非数据辅助条件下, MPSK 信号的去调制通常采用两种方法:第一种是 M 次方处理,应用最广泛;另外一种方法是模 $2\pi/M$ 。由于 M 次方的方法放大了噪声(QPSK 的 4 次方处理会引入 12 dB 的噪声代价),使估计的方差增大,所以 M 次方法比模 $2\pi/M$ 法的估计方差大;但是模 $2\pi/M$ 法在小信噪比条件下是有偏估计,而 M 次方的方法是无偏的。

假设前后两个符号的相位差为 δ_k ,使用 M 次方的方法去调制得到:

$$\gamma'_k = M\delta_k = M \times 2\pi f_d T + M(\theta_k - \theta_{k-1}) + M(V_k - V_{k-1}) \quad (11)$$

式中, $M(\theta_k - \theta_{k-1})$ 是 2π 的整数倍, $M(V_k - V_{k-1})$ 为噪声项。使用模 $2\pi/M$ 法去调制则为

$$\gamma_k = \text{mod}(\delta_k, 2\pi/M) = 2\pi f_d T + N_i \quad (12)$$

式中, N_i 为噪声项。

虽然两种方法对 f_d 大小的理论限制是: $|f_d| < 1/(2MT)$, 但实际中“模 $2\pi/M$ 法”的可估计范围小得多, 而 M 次方的方法的可估计范围大致等于理论值。因此, 总体来说, 针对 MPSK 信号的 M 次方去调制方法更有效。

3.3 非衰落信道频率估计

文献[8]利用接收信号的自相关函数 $R(k)$ 的复角度差估计频率, 即

$$\hat{f}_d = \frac{1}{2\pi T} \sum_{k=1}^M w(k) \times [\arg\{R(k)\} - \arg\{R(k-1)\}]_{2\pi} \quad (13)$$

式中, $R(k) \triangleq \frac{1}{N-k} \sum_{i=k+1}^N r_i r_{i-k}^*$ 。上式中最优的权重 $w(k)$ 则通过基于最大似然准则的 Kay 方法确定^[10], 表达式为

$$w(k) = \frac{3[(N-k)(N-k+1) - M_1(N-M_1)]}{M_1(4M_1^2 - 6M_1N + 3N^2 - 1)} \quad (14)$$

上述算法(M&M 算法)的频率捕获范围为 $\Delta f T < 1$, 在盲估计条件下的频率捕获范围为 $\Delta f T < 1/M$, 比最大似然的 L&R 算法^[9]的有效估计范围大得多; 而估计效果根据文献[8]给出的仿真结果, 只比 L&R 算法有微小的下降; 另外, 与 M&M 算法具有相同频率估计范围的文献[11]中的算法虽然在性能上更好, 但实现稍显繁琐。因此, 本文在仿真中采用了 M&M 算法进行非衰落信道的频率估计。

3.4 基于信道盲均衡的未知衰落信道载波频率估计的步骤小结

- 第一步: 原始信号样本进行数据重用;
- 第二步: 将重用之后的数据通过对载波偏差不敏感的信道均衡器;
- 第三步: 取信道均衡器最后输出的信号样本为频率估计信号样本;
- 第四步: 对频率估计信号样本进行去调制处理;
- 第五步: 对去调制之后的信号样本进行非衰落信道的频率估计, 得出频率值。

4 仿真分析

衰落信道的频率估计算法不但运算量比较大, 而且在相同信噪比下的估计性能明显劣于非衰落信道下算法的估计性能。为了验证本文方法的可行性

和效果, 我们采用了如图 2 所示的仿真过程。

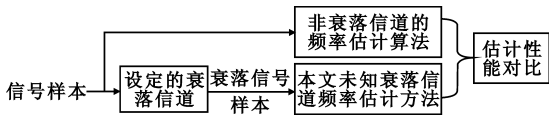


图 2 仿真分析的结构图
Fig.2 The flow chart of simulation analysis

其中信号样本为 QPSK, 估计样本长度为 240 个数据符号, 设定衰落信道的冲激响应为

$$w(k) = [-0.005 - j0.004 \ 0.009 + j0.03 \ -0.024 - j0.104 \\ 0.854 + j0.520 \ -0.218 + j0.273 \ 0.049 - j0.074 \\ -0.016 + j0.02],$$

非衰落信道的频率估计算法采用文献[8]提出的 M&M 频率估计算法。本文方法中采用符号率等补偿 CMA 均衡器, 设定均衡器的长度为 $21T$ (其中 T 为符号周期), 均衡器初始化方法为: 中心抽头初始化为 $1 + j0$, 其余抽头初始化为 $0 + j0$, 均衡器 CMA 的步长设为 $\lambda = 0.01$; 数据重用 10 次, 去调制方法为四次方; 非衰落信道的频率估计方法为 M&M 算法。不同信噪比下估计均值和方差的性能对比如图 3 和图 4 所示。

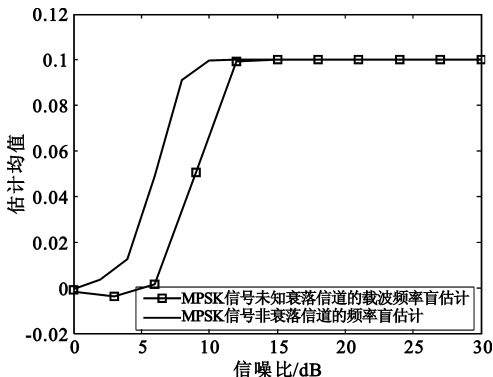


图 3 估计均值对比(信号样本长度为 240)
Fig.3 Mean of estimation(the number of samples is 240)

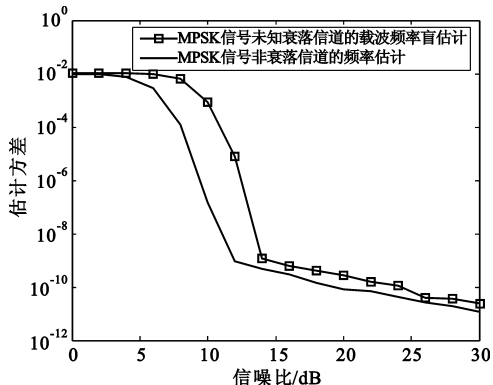


图 4 估计方差对比(信号样本长度为 240)
Fig.4 Variance of estimation(the number of samples is 240)

通过图 3 可以看出,非衰落信道的频率估计在 9 dB 左右实现了估计均值的无偏,本文方法则在 11 dB 左右实现了估计均值的无偏。通过图 4 可以看出,非衰落信道的频率估计在大约 12 dB 时达到了正常的估计方差,而本文方法则是在 14 dB 达到了正常的估计方差;另外,本文方法的估计方差比非衰落信道的频率估计方法略高,平均恶化在 2 dB 左右。

因此,在上述仿真的衰落信道下,本文给出的频率估计算法比没有经过衰落信道的频率估计算法性能只有小于 3 dB 的下降,不但实现简单而且性能完全能满足实大部分实际应用的需要。

另外,上述仿真中采用了 240 个数据符号的估计样本,这已能够满足绝大部分的应用需求,为了进一步验证本文方法在短数据符号下的性能情况,本文仿真了采用 100 个数据符号的估计样本的情况,结果如图 5 和图 6 所示。从图 5 和图 6 可以看出,只采用 100 个数据符号的相对性能比采用 240 个符号的相对性能有略微的下降。但总体来看,在只采用 100 个估计样本的情况下,本文给出的频率估计算法比没有经过衰落信道的频率估计算法性能下降也只有 3 dB 左右。

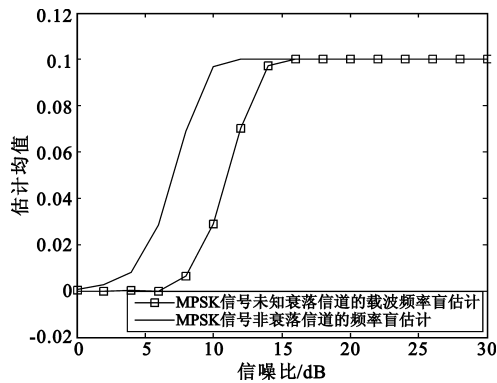


图 5 估计均值对比(信号样本长度为 100)

Fig.5 Mean of estimation(the number of samples is 100)

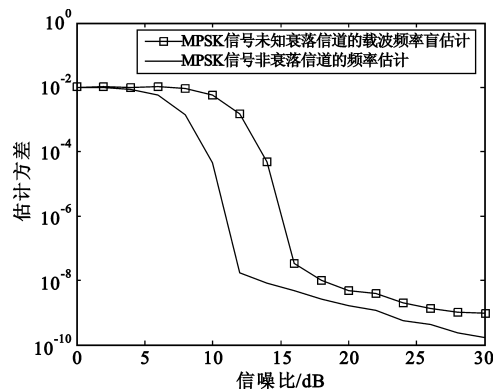


图 6 估计方差对比(信号样本长度为 100)

Fig.6 Variance of estimation(the number of samples is 100)

分析可得,信道补偿的残留误差是噪声性能下降的主要原因,如果采用更优的信道补偿方法就能够得到更好的估计效果。我们只是简单地利用分数倍均衡器取代仿真中采用的符号率均衡器,就能获得大约 0.5 dB 的性能提升。因此,如何更好地补充信道影响,是提高本文方法估计性能的一个研究方向。

5 小 结

本文利用将信道衰落的补偿和频率估计分别处理,即先进行信道补偿,得到没有衰落的信号样本,然后再采用相对简单成熟的噪声信道的频率估计方法得到频率值的处理模式,大大简化了未知衰落信道中 MPSK 信号的非数据辅助载波频率估计问题的解决过程。另外,在信道补偿的过程中,针对数据量较少不能使信道均衡器收敛的问题,采用了数据重用的常模盲均衡算法加以解决。仿真显示,本文方法比没有信道衰落的频率估计性能下降在 3 dB 以内(如果改进信道补偿方法,其估计性能还将明显提升),该方法操作简单,具有较强的实用性,本方法已经应用到非合作短波解调设备中。

参考文献:

- [1] KUO W Y, FITZ M P. Frequency offset compensation of pilot symbol assisted modulation in frequency flat fading[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(11): 1412 – 1415.
 - [2] Besson O, Stoica P. On frequency offset estimation for flat – fading channels[J]. IEEE Communication Letters, 2001, 5(10): 402 – 404.
 - [3] Morelli M, Mengali U. Carrier – Frequency estimation for transmissions over selective channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(9): 1580 – 1589.
 - [4] Baronkin V M, Zakharov Y Z, Tozer T C. Maximum likelihood single tone frequency estimation in a multipath channel[J]. IEE Proceeding of Communications, 2001, 148(6): 400 – 404.
 - [5] Viswanathan H, Krishnamoorthy T. A frequency offset estimation technique for frequency – selective fading channels [J]. IEEE Communication Letters, 2001, 5(4): 166 – 168.
 - [6] Godard D N. Self recovering equalization and carrier tracking in two – dimensional data communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 1980, 28(11): 1867 – 1875.
 - [7] 许华, 张冬梅, 郑辉. 基于“数据重用”常模均衡算法分析[J]. 通信学报, 2009, 30(7): 73 – 77.
- XU Hua, ZHANG Dong – mei, ZHENG Hui. Constant modulus equalization algorithm based on data – reused analysis[J].

Journal on Communications, 2009, 30 (7): 73 - 77.
(in Chinese)

[8] Mengali U, Morelli M. Data-Aided Frequency Estimation for Burst Digital Transmission [J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(1): 23 - 25.

[9] Luise M, Reggiannini R. Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(2/3/4): 1169 - 1178.

[10] Kay S. A Fast and Accurate Single Frequency Estimator [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, And Signal Processing, 1989, 37(12): 1987 - 1990.

[11] XU H, ZHANG D. A Simple Iterative Carrier Frequency Estimation Algorithm [C]//Proceedings of 2009 IEEE International conference on Networks Security, Wireless Communication and Trusted Computing. Wuhan: IEEE, 2009: 724 - 727.

作者简介:

闫 哲(1980—),男,陕西韩城人,2002 年于解放军电子工程学院获学士学位,现为北京理工大学博士研究生,主要研究方向为通信信号处理技术;

YAN Zhe was born in Hancheng, Shaanxi Province, in 1980. He received the B.S. degree from Electronic Engineering Institute in 2002. He is currently working toward the Ph.D. degree. His research direction is communication signal processing.

许 华(1976—),男,湖北宜昌人,2005 年获博士学位,现为空军工程大学副教授,主要研究方向为通信信号处理、盲信号处理。

XU Hua was born in Yichang, Hubei Province, in 1976. He received the Ph.D. degree in 2005. He is now an associate professor. His research interests include blind signal processing and communication signal processing.

Email: xuhua_mail@126.com

《电讯技术动态》征稿启事

《电讯技术动态》(月刊)创刊于 1972 年,是由中国西南电子技术研究所主办的内部刊物,主要报道与下述专业领域相关的国际厂商科研动态;外军先进装备研发、试验和使用情况;学术交流和展会信息。本着服务于国内军工科研的目的,提供国外军事技术与装备的最新发展动态,服务于研发生产为宗旨的办刊原则,将《电讯技术动态》发展成国内以军工电子为主的行业动态是我们长期不懈的目标。

为促进《电讯技术动态》更好地交流与发展,热诚欢迎业内学者、专家及科研人员踊跃投稿。
投稿领域:

- | | | |
|--------|------------|---------|
| • 航空电子 | • 通 信 | • 飞行器测控 |
| • 卫星应用 | • 情报、侦察与监视 | • 敌我识别 |

- 来稿要求及注意事项:
- (1)文稿务必主题明确,论述合理,逻辑严谨,数据可靠,叙述清楚,文字精炼;
- (2)文稿一般不应超过 4 000 字,尽量提供 word 文档,对于文中的图片请以附件形式添加发送至指定投稿邮箱;
- (3)投稿务必署名,且对于译稿标明原文详细出处;
- (4)请务必采用 Email 投稿,投稿邮箱: dianxundongtai@163.com。来稿请注明作者详细通信地址、联系电话和有效电子邮箱;
- (5)本刊编辑部将在 15 天之内对来稿作出取舍,可通过电话或电子邮件查询稿件审查情况,如逾期未收到处理意见,作者有权对稿件另行处理。稿件一经刊用,本刊将酌情从优支付稿酬并赠送当期样刊。请勿一稿多投,否则后果自负。

电 话: (028)87555634 传 真: (028)87538378