

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.02.010

引用格式:程欢,王小华,曹志锋.一种改进的星载 AIS 信号非相干解调算法[J].电讯技术,2014,54(2):169-173. [CHENG Huan,WANG Xiao-hua,CAO Zhi-feng. An Improved Non-coherent Demodulation Algorithm for Satellite-based AIS Signals[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(2):169-173.]

一种改进的星载 AIS 信号非相干解调算法*

程欢^{1,2,**},王小华¹,曹志锋¹

(1.长沙理工大学 电气与信息工程学院,长沙 410015;2.镇江船艇学院,江苏 镇江 212003)

摘要:针对星载船舶自动识别系统(AIS)无法避免的信号混叠问题,研究了 AIS 系统中应用最广泛的 1 比特差分及 2 比特差分解调,提出了一种 1、2、3 比特联合差分反馈的 AIS 信号非相干解调算法。该算法基于贝叶斯线性模型建立了最大似然估计的 1、2、3 比特联合差分解调结构,验证了在加性高斯信道中该算法比传统非相干解调算法有更好的抗信号混叠能力。仿真实验表明:该算法的解调误码率与 1、2 比特联合差分及 2、3 比特联合差分相比,当误码率(BER)等于 10^{-2} 时,在加性高斯信道(AWGN)下具有 1.5 dB 的性能优势,同道干扰信道(CCI)下具有 1~2 dB 的性能优势。

关键词:星载 AIS;非相干解调;差分反馈;误码率分析

中图分类号:TN924 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)02-0169-05

An Improved Non-coherent Demodulation Algorithm for Satellite-based AIS Signals

CHENG Huan^{1,2}, WANG Xiao-hua¹, CAO Zhi-feng¹

(1. School of Electric and Information Engineering, Changsha University of Science & Technology, Changsha 410015, China; 2. Zhenjiang Watercraft College, Zhenjiang 212003, China)

Abstract: A non-coherent algorithm based on combined 1, 2 and 3-bit differential detection with decision feedback is proposed in this paper to demodulate AIS (Automatic Identification System) signals, so as to enhance the abilities of the widely-used 1 and 2-bit differential detection ones in adaptation to co-channel interference (CCI). The algorithm is based on the Bayesian linear model, and establishes a maximum likelihood detection formulation. Theoretical analysis demonstrates the predominance of the proposed algorithm against the existing non-coherent counterparts in adaption to CCI. Simulation results then show that, when compared with the two algorithms developed via 1 and 2-bit joint differential detection and 2 and 3-bit joint differential detection with the bit error rate (BER) is set to 10^{-2} , the proposed algorithm gains an improvement of 1.5 dB in signal-to-noise ratio (SNR) in the case of additive white Gaussian noise (AWGN), and an improvement of 1~2 dB in signal-to-interference ratio (SIR).

Key words: satellite-based AIS; non-coherent demodulation; differential detection with decision feedback; bit error rate analysis

1 引言

星载船舶自动识别系统^[1](Automatic Identification System, AIS)利用低轨卫星搭载接收机接收海面船舶发出的 AIS 信号,在更大范围内动态监测全

球船舶航行,提高航运安全和国防安全。船载 AIS 采用自组织时分多址^[2]接入技术,有效自组织区域半径为 20 n mile,可以很好地避免信号混叠。但是与船载 AIS 系统不同,当卫星接收 AIS 信号时,高度

* 收稿日期:2013-10-08;修回日期:2013-12-16 Received date:2013-10-08;Revised date:2013-12-16

** 通讯作者:yz_2394@qq.com Corresponding author:yz_2394@qq.com

600 km 的卫星对海面的观测区域半径达到 1 500 n mile,且卫星处于高速运动状态,产生了例如多普勒频移、较低的信噪比、同道干扰^[3-4](CCI)等新问题。星载 AIS 调制方式为高斯最小移频键控(Gaussian Minimum Shift Keying, GMSK),相干解调需要的载波频率、多普勒频移和传播时延^[5-6]等先验信息增加了解调时间和硬件复杂度,因此,星载 AIS 一般采用非相干解调算法。

对于非相干解调,应用最广泛的 1 比特差分分解调和 2 比特差分分解调,虽然算法复杂度低、处理效率高,但对于恶劣环境下的星载 AIS 信号处理效果不理想,主要体现在抗噪性能差,CCI 条件下信号解调性能剧降。在文献[7]中,作者分析了 6 比特联合差分分解调算法,表明其抗干扰能力强,在 CCI 条件下的解调性能与单个差分分解调相比较,达到相同误码率时信噪比要求降低了 4 dB,但多比特联合差分算法的时效性差。在文献[8]中,作者引入判决反馈,提出了 1、2 比特联合差分反馈,和 2、3 比特联合差分反馈,理论上 2、3 比特联合差分反馈比 1、2 比特联合差分扩大了眼图判决距离,但信噪比低时多比特差分码元会产生连带性错判。

针对上述问题,本文提出了一种联合差分反馈的算法——1、2、3 比特联合差分反馈,对解调性能进行理论分析,取得了较优的实验结果,能很好地从同道干扰信号中检测和解调出有用的信号。

2 AIS 信号模型

AIS 信号的调制方式是 GMSK,信息码元 $a_k \in \{-1, 1\}$ 在调制前进行差分编码, $b_k = a_k b_{k-1}$ 。

在 GMSK 信号调制中,首先对基带码元进行高斯滤波,目的是将方波信号 b_k 的相位路径变得平滑,因此, GMSK 信号的相位

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \pi h \int_{-\infty}^t \sum_k b_k g(u - kT) du \quad (1)$$

式中, φ_0 是初相,在仿真计算时定量分析; $g(t)$ 是 GMSK 信号的脉冲函数。在 $NT \leq t \leq (N+1)T$ 内的相位路径取决于前面 NT 时间内的相位变化之和,加上第 L 比特位上的 $b_{N-L+1}, b_{N-L+2}, \dots, b_N$ 权重的叠加。GMSK 信号的加性高斯白噪声(AWGN)信道接收模型如下:

$$s(t) = A_c \exp[j(2\pi f_c t + \varphi(t))] + \eta(t) \quad (2)$$

式中, A_c 常数, f_c 是载频, $\varphi(t)$ 是 GMSK 调制相位, $\eta(t)$ 是 AWGN 产生的随机噪声。

由于星载 AIS 能同时接收多个小区信号,这里给出两路信号 CCI 的混叠模型^[4]表达式:

$$\begin{cases} s(t) = s_1(t) + s_2(t) + \eta(t) \\ s_1(t) = A_1 \exp[j(2\pi f_c t + \varphi(t))] \\ s_2(t) = A_2 \exp[j(2\pi f_c t + \varphi_2(t) + 2\pi \Delta f t)] \end{cases} \quad (3)$$

其中, $s_1(t)$ 是要解调的目标信号; $s_2(t)$ 作为干扰信号,即 $A_1/A_2 > 1$; Δf 是由于多普勒频移产生的频差。

3 算法基本思想

3.1 差分反馈

差分反馈解调的系统方框图如图 1 所示:在 AIS 接收端,接收信号 $s(t)$ 。 n -bit 差分输出 $d_n(t)$ 由 $s(t)$ 与它的 nT 时延信号的共轭相乘后产生。

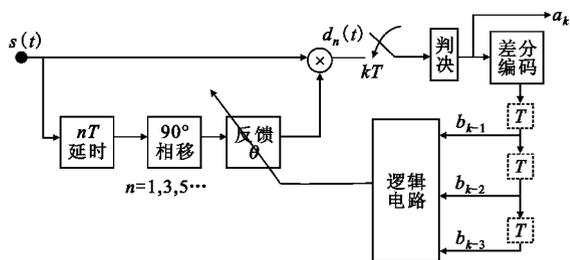


图 1 n -bit 差分反馈解调结构

Fig. 1 n -bit differential detection with decision feedback

GMSK 应用差分编码 $a_k = b_k b_{k-1}$ 有以下差分输出与码元的关系^[7]:

$$\begin{aligned} \text{Im}(d_1(kT)) &\approx b_k + n_{1k} \\ \text{Re}(d_2(kT)) &\approx -b_k b_{k-1} + n_{2k} = -a_k + n_{2k} \\ \text{Im}(d_3(kT)) &\approx -b_k b_{k-1} b_{k-2} + n_{3k} = -a_k b_{k-2} + n_{3k} \end{aligned} \quad (4)$$

式中, $n_{ik} (i=1, 2, 3)$ 是 n -bit 高斯白噪声差分结果。由于 n -bit 差分 (n -bit Differential Detection, nD) 的判决门限与延时 nT 的奇偶性有关,码元判决 kT 时刻, n -bit 差分判决准则如下:

$$\begin{cases} b_k = \text{sign}[\text{Im}(d_n(kT))] = \\ \text{sign}[s(kT)s(kT-nT)\sin(\psi)], n=1, 3, 5, \dots \\ a_k = \text{sign}[\text{Re}(d_n(kT))] = \\ \text{sign}[s(kT)s(kT-nT)\cos(\psi)], n=2, 4, 6, \dots \end{cases} \quad (5)$$

式(5)中有

$$\begin{cases} \psi = \sum_k b_k \theta_{k-j} = \\ \varphi(kT) - \varphi(kT - nT) + \eta(kT) - \eta(kT - nT) \\ \theta_{k-j} = \pi/2T \int_{kT-nT}^{kT} g(\tau - jT) d\tau \end{cases}$$

由于 GMSK 信号调制时产生的码间串扰(Inter Symbol Interference, ISI),采用差分反馈解调可以改善,利用当前时刻已解调出码元消除部分码间串扰,提高解调性能。在 1 比特差分分解调中,由式(5)可

知码元判决与 ψ 相关,在码间串扰的影响下,如果当前判决码元与前一码元不相等,即 $b_{k-1} \neq b_k$,判决眼图的角度减小,容易产生误判,加入反馈 $\vartheta_1 = b_{k-1}\theta_1$ 后,判决式相位为 $\psi - \vartheta_1$,通过已解调的码元叠加(减少)一个相移,使其远离判决门限,从而获得更好的抗噪声性能。同理可得 2、3 比特差分系统的反馈值 ϑ_2 、 ϑ_3 ,同时 n -bit 差分反馈可记为 nDF。

$$\vartheta_2 = \begin{cases} 2b_{k-2}\theta_1, & b_{k-1} \neq b_{k-2} \\ 0, & b_{k-1} = b_{k-2} \end{cases}$$

$$\vartheta_3 = \begin{cases} 2b_{k-3}\theta_1, & b_{k-2} \neq b_{k-3} \\ 0, & b_{k-2} = b_{k-3} \end{cases} \quad (6)$$

文献[8]中,通过比较码元判决极性的最小相位角 $\Delta\vartheta_{\min}$, n -bit 差分反馈,消除了部分码间串扰,提高了解调性能。典型地在 AIS 系统中一般取 $BT = 0.4$ 的高斯滤波器,相关长度 $L=3$ 时 1、2、3 比特差分反馈的判决最小相位角 $\Delta\vartheta_{\min}$ 依次增加了 $2\theta_1$ 、 $2\theta_1$ 和 $4\theta_1$ 。式(5)引入判决反馈后的判决相位

$$\psi = \psi - \vartheta_1 \quad (7)$$

3.2 联合差分反馈

文献[7]给出了统一的多比特联合差分解调算法,给出了“ $n>2$ 时反馈对解调性能影响不大”的结论,该文献提出的联合 6 比特差分算法抗噪性能较优但复杂度比较高。联合差分反馈算法引入了 2 比特和 3 比特的差分反馈能优化系统性能,并在上节中给出了分析,这是本文算法与文献[7]算法的差异, $n>2$ 时反馈的引入能优化解调性能。

从文献[8]中的 n -bit ($n=1,2,3$) 差分反馈判决星座图可以看出,1 比特差分解调的结果能纠正 2 比特、3 比特差分编码导致的码元连带性错误,所以联合差分解调结构的构建具有实际意义。理论上 2、3 比特联合差分反馈比 1、2 比特联合差分扩大了眼图判决距离,解调性能更优,但在低信噪比条件下,2、3 比特联合差分反馈解调的连带性错误影响误码率性能。联合 n -bit 差分解调算法, n 的值越大,解调性能越好,基于算法复杂度并且满足星载 AIS 解调性能的条件下,提出 1、2、3 比特联合差分反馈(记为 1+2+3DF)的算法。该算法的贝叶斯线性模型以最大似然比(Maximum Likelihood Ratio Test, MLRT)作为判决准则:

$$\frac{f(d_1(kT), d_2(kT), d_3(kT) | b_k = 1, \hat{b}_{k-1}, \hat{b}_{k-2})}{f(d_1(kT), d_2(kT), d_3(kT) | b_k = -1, \hat{b}_{k-1}, \hat{b}_{k-2})} \stackrel{>}{\leq} 1 \quad (8)$$

式中, $f(x, y, z)$ 是式(4)中噪声随机变量的正态分布的联合概率密度函数(Probability Density Function,

PDF), 1、2、3 比特联合差分的线性贝叶斯模型联合概率密度推导如下:高斯白噪声 $x = n_{1k}$, $y = n_{2k}$, $z = n_{3k}$ 。由高斯概率密度函数的重要特性,如果随机变量 x, y, z 先验 PDF 是联合高斯的,那么给定 x, y, z 的条件 PDF 也是高斯的。

$$f(x, y, z) = \frac{1}{2\pi \det^{\frac{1}{2}}(\mathbf{C})} \exp \left[-\frac{1}{2} \begin{bmatrix} x-E(x) \\ y-E(y) \\ z-E(z) \end{bmatrix}^T \mathbf{C}^{-1} \begin{bmatrix} x-E(x) \\ y-E(y) \\ z-E(z) \end{bmatrix} \right] \quad (9)$$

式中, $E(\cdot)$ 是随机变量的期望, \mathbf{C} 是随机变量 x, y, z 的协方差矩阵。将式(4)及均值矢量和协方差矩阵代入上式得到联合概率密度函数 $f(x, y, z)$, 结合 MLRT 差分判决条件和差分编码 $a_k = b_k b_{k-1}$, 得到联合差分解调的判决准则:

$$a_k = \text{sgn} [c_1 \text{Im}(d_1(kT)) b_{k-1} - c_2 \text{Re}(d_2(kT)) - c_3 \text{Im}(d_3(kT)) b_{k-2}] \quad (10)$$

MLRT 判决式(8) 保证联合差分作为判决准则的准确性。 c_n 为联合差分反馈结合权值, $c_1 + c_2 + c_3 = 1$, 权值分配影响算法解调性能,但对于载波频率、码速率一定的 AWGN 信道模型,权值的改变对解调性能影响有限。

4 误码率分析

为了解调效果进行评估,用误码率来衡量解调算法性能。在相同条件下,对同一信号解调的误码率越低,说明算法的可靠性越高。

AIS 码元判决准则是差分信号相位 $\psi - \vartheta_n$ 在 $[0, 2\pi]$ 上的概率分布,差分反馈算法误码率在此基础上推导,对差分解调的性能分析中,必须计算 m 比特截尾序列^[9],与 GMSK 码元的截断长度 L 有关,在 n -bit 差分系统中,截尾序列长度 $m = L + n - 1$ 。

文献[10]给出了 m 比特截尾序列条件下的 1DF 和 2DF 系统的误码率性能分析,由差分判决式(5)和式(7)得到 AWGN 条件下 1DF 误码率 P_{b1} 表达式:

$$P_{b1} = P_r \{ -\pi \leq \psi - \vartheta \leq 0 | d_1(t), b_k = 1 \} \quad (11)$$

在 1 比特差分反馈(1DF)系统中,截尾序列长度 $m=3$,判决眼图的大小取决于 $\Delta\varphi = \psi - \vartheta$,判决门限 $\sin\Delta\varphi$,当截尾序列为“010”和“101”时,眼图判决距离 $\Delta\varphi$ 取得最小值,解调性能较差。2DF 的误码率表达式如下:

$$P_{b2} = P_r \{ -\pi/2 \leq \psi - \vartheta \leq \pi/2 | d_2(t), b_k = 1 \} \quad (12)$$

在 2DF 系统中,截尾序列长度 $m=4$,判决值 $\cos\Delta\varphi = \psi - \vartheta$,当截尾序列为“1001”和“0110”时, $\Delta\varphi$ 取得最小值,但解调性能最好。

本文在 1DF、2DF 系统的误码率分析基础上推导 3DF 误码率:

$$P_{b3} = 0.5 \times [1 - P_r \{ \sin(\psi - \vartheta) > 0 | d_3(t), b_k = 0 \}] + 0.5 \times [P_r \{ \sin(\psi - \vartheta) < 0 | d_3(t), b_k = 1 \}] \quad (13)$$

在性能分析中,3 比特差分下高斯白噪声相关系数忽略不计,得到 3DF 误码率表达式如下:

$$P_{b3} = 0.5 \times \overline{F(0) - F(\pi) | d_3(t), b_k = 0} + 0.5 \times \overline{F(\pi) - F(0) | d_3(t), b_k = 1} \quad (14)$$

$$F(\gamma) = \frac{W \sin(\psi - \vartheta - \gamma)}{4\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{\exp[-(U - V \sin t - W \cos(\psi - \vartheta - \gamma) \cos t)]}{U - V \sin t - W \cos(\psi - \vartheta - \gamma) \cos t} dt \quad (15)$$

式(15)中, U, V, W 是实时信噪比 $\rho(t)$ 的特征变量, $U = 0.5[\rho(t) + \rho(t-nT)]$, $V = 0.5[\rho(t) - \rho(t-nT)]$, $W = \sqrt{\rho(t)\rho(t-nT)} = \sqrt{U^2 - V^2}$. 计算 $\rho(t)$ 时 m 比特截尾序列长度为 5, 比较 1DF 和 3DF 系统, 后者眼图有更大的判决距离, 但由于差分编码, 3DF 容易带来码元元连带性错判, 但整体的解调性能较好。

5 仿真实验与分析

5.1 AWGN 中的解码效果

AWGN 中单一信号模型同式(2), 仿真参数为典型的星载 AIS 接收信号参数: 码速率 $f_b = 1/T = 9\ 600$ b/s, 采样率 $f_s = 96$ kHz, 计算 1 000 帧的误码率, 每帧 256 b. 不同信噪比(SNR)条件下 3 种联合差分解调算法性能, 包括 1+2D、1+2DF、1+2+3DF 并比较相干解调算法下理想的解调性能^[7], 如图 2 所示。

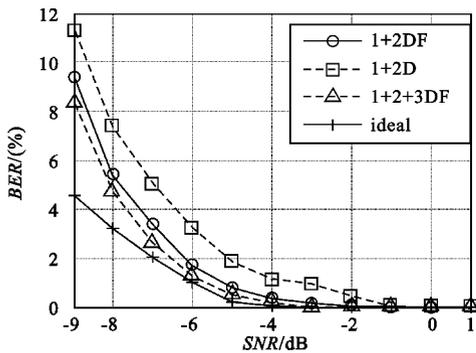


图 2 AWGN 信道各解调算子性能

Fig. 2 Comparison among 1+2D, 1+2DF, 1+2+3DF and ideal coherent demodulation performance in AWGN

随着联合差分 n 的增加, 误码率逼近相干解调的性能; 比较 4 种算法误码率曲线, 随着信噪比的增加, 误码率逐渐减小, 但 1+2+3DF 的性能始终最优, 在信噪比大于 -5 dB 后, 其性能曲线逼近相干解调

性能, 本文算法与文献[7]中联合 1、2 比特差分(1+2D)及联合 1、2、3 比特差分(1+2+3D)解调算法相比较, 由于引入了判决反馈, 消除了码间串扰, 达到相同的误码率 ($BER = 10^{-2}$) 性能时, 信噪比要求分别降低了约 1.5 dB 和 1 dB。

5.2 CCI 条件下的解码效果

两信号混叠模型同式(3), 接收信号能量比 $SIR = 20 \lg(A1/A2)$, 只解调幅度大的信号, 小信号看作干扰信号, 仿真 4 种联合差分解调算法解调性能, 包括 1+2D、1+2DF、2+3DF 和 1+2+3DF. 计算固定多普勒频差(频差范围^[3] ± 3.7 kHz)和固定能量比两种场景下的解调性能。

混叠信号固定频差(Combined Difference of Frequency, CDF) 500 Hz, 蒙特卡罗迭代次数 1 000 次, 叠加高斯白噪声与解调信号间的信噪比 5 dB, 两信号能量比范围 0 ~ 5 dB, 计算解调出大信号的性能曲线如图 3 所示。比较 4 种联合差分解调算法性能, 在两信号能量比小于 3 dB 的条件下, 达到相同的误码率要求, 本文算法比 1+2D 降低了 0.5 dB 的能量比要求, 并且优于 1+2DF、2+3DF 的解调性能, 与文献[10]的 1 比特差分反馈和 2 比特差分反馈(2DF)比较, 相同的误码率 ($BER = 10^{-2}$) 下有 1 ~ 2 dB 的能量比优势, 说明了本文算法有更强的抗干扰能力。

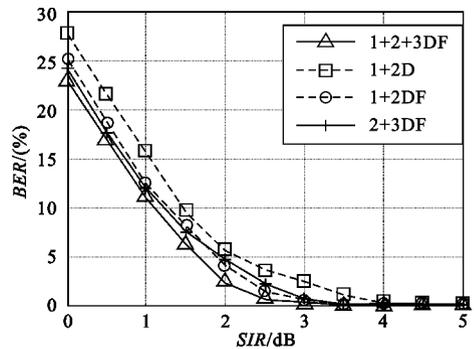


图 3 CDF=500 Hz 条件下 4 种算法性能比较
Fig. 3 Comparison among 1+2D, 1+2DF, 2+3DF, 1+2+3DF demodulation performance when CDF=500 Hz in CCI

在图 4 中, 固定能量比 $SIR = 1.58$ dB 时, 本文算法比其他 3 种算法在各个频差情况下都明显降低了解调的误码率, 在频差 500 Hz 时最明显, 降低了近 5% 的误码率, 在相同的实验条件下比较文献[4]中的基于能量算子的同步解调算法, 频差相同时, 误码率降低了约 5%, 并且本文算法比相干解调效率更高。本文算法在频差大于 3 kHz 时, 误码率达到了小于 1% 的水平, 而其他 3 种算法频差远大于 3 kHz 才能达到相同的误码率水平, 说明了本文算法适合解

调多普勒频差小于 3 kHz 的频率混叠信号,在 AIS 信号发生混叠时,本文算法比其他非相干解调有更好的解调解码效果。

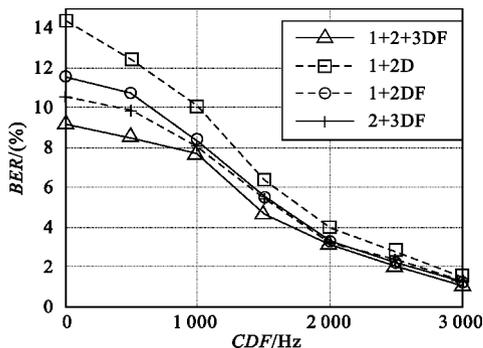


图 4 $SIR = 1.58$ dB 时 4 种算法解调性能对比
Fig. 4 Comparison among 1+2D, 1+2DF, 2+3DF, 1+2+3DF demodulation performance when $SIR = 1.58$ dB in CCI

6 结论

本文提出了一种 1、2、3 比特联合差分反馈的混叠 AIS 信号非相干解调方法,能有效解决传统差分反馈算法抗干扰能力差的问题,同时,反馈的引入扩大了判决距离,比传统非相干解调算法有更优的解调性能。仿真实验表明,在低信噪比和有同道干扰的情况下,该算法的解调性能明显优于 1、2 比特联合差分与 2、3 比特联合差分。利用 GMSK 信号的频谱特性,在不同的信道环境下提出相应抗干扰方法是下一步的研究方向。

参考文献:

- [1] GB/T 20068—2006, 船载自动识别系统(AIS)技术要求[S].
GB/T 20068—2006, Technical Requirements of Shipborne Automatic Identification System(AIS)[S]. (in Chinese)
- [2] 王聪, 柳征, 姜文利, 等. 一种新的星载自动识别系统检测概率计算方法[J]. 宇航学报, 2013, 34(3):395-401.
WANG Cong, LIU Zheng, JIANG Wen-li, et al. A New Detection Probability Computation Method for Satellite-Based AIS System[J]. Journal of Astronautics, 2013, 34(3):395-401. (in Chinese)
- [3] 潘宝凤, 梁先明. 星载 AIS 接收系统设计与关键技术[J]. 电讯技术, 2011, 51(5):1-5.
PAN Bao-feng, LIANG Xian-ming. Satellite-based AIS Receiver System Design and Related Key Techniques [J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(5):1-5. (in Chinese)
- [4] Wang Cong, Zhu Shou-zhong, Jiang Wen-li, et al. Synchronous demodulation algorithm based on energy operator for satellite-based AIS signals[C]//Proceedings of 2012 International Conference on Systems and Informatics. Yan-

tai:IEEE, 2012:1760-1764.

- [5] 钟烈, 赵民建, 钟杰. 一种多进制连续相位调制信号的符号定时跟踪方法[J]. 电路与系统学报, 2012, 17(3):1-5.
ZHONG Lie, ZHAO Min-jian, ZHONG Jie. A symbol timing tracking algorithm for MCPFSK [J]. Journal of Circuits and Systems, 2012, 17(3):1-5. (in Chinese)
- [6] 吕强, 齐维孔, 薛永. 一种新的卫星通信系统中的载波频率同步技术[J]. 中国空间科学技术, 2012(6):75-79.
LV Qiang, QI Wei-kong, XUE Yong. A Carrier Frequency Synchronization Method in Satellite Communications System [J]. Chinese Space Science and Technology, 2012(6):75-79. (in Chinese)
- [7] Zhang Zhen-sheng. Combined Differential Demodulation Schemes for Satellite-Based AIS with GMSK Signals[J]. Space Missions and Technologies, 2010(3):113-119.
- [8] Yongacoglu A, Makrakis D, Feher K. Differential detection of GMSK using decision feedback[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(4):641-649.
- [9] Pawula R F, Rice S O, Roberts J H. Distribution of the Phase Angle Between Two Vectors Perturbed by Gaussian Noise [J]. IEEE Transactions on Communications, 1982, 30(5):1828-1841.
- [10] He Xian-deng, Pei Chang-xing, Zhu Chang-hua, et al. BER analysis of a GMSK system using decision feedback [J]. Journal of Electronics, 2008, 25(4):544-551.

作者简介:



程欢(1987—),男,湖南安乡人,2009年于西安科技大学获工学学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为信号处理与通信;
CHENG Huan was born in Anxiang, Hunan Province, in 1987. He received the B. S. degree from Xi'an University of Science & Technology in 2009. He is now a graduate student. His research concerns signal processing and communication.

Email: yz_2394@qq.com

王小华(1966—),男,湖南安乡人,教授、硕士生导师,主要研究方向为神经网络、数字信号处理等;

WANG Xiao-hua was born in Anxiang, Hunan Province, in 1966. He is now a professor and also the instructor of graduate students. His research concerns neural network and digital signal processing.

Email: cslgwxh@163.com

曹志锋(1986—),男,湖南郴州人,2011年于长沙理工大学获工学学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为信号处理与通信。

CAO Zhi-feng was born in Chenzhou, Hunan Province, in 1986. He received the B. S. degree from Changsha University of Science & Technology in 2011. He is now a graduate student. His research concerns signal processing and communication.

Email: caozhifeng1860@qq.com