

基于能量度量的星载 AIS 信号自适应码元同步抽取算法*

朱守中, 柳 征, 姜文利

(国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 基带信号码元同步抽取是目前星载 AIS(Automatic Identification System)信号处理中的一个难点问题,针对过零检测和迟门早门等现有算法存在的不足,提出了基于能量度量的基带信号自适应码元同步抽取算法。将基带信号根据采样率和码速率的比值分割成相同的段的组合,之后分别计算每个段内相应样点的能量度量,最后选择使能量度量最大时的样点集作为最优同步抽取样点,该样点集具有最大信噪比。仿真结果验证了该算法误码率优于过零检测和迟门早门算法。

关键词: 星载 AIS; 能量度量; 同步抽取; 误码率

中图分类号: TN971 文献标志码: A 文章编号: 1001-2486(2012)05-0073-05

Self-adapting arithmetic of decimation and synchronisation of space-based AIS signals based on energy measurement

ZHU Shouzhong, LIU Zheng, JIANG Wenli

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The arithmetic of decimation and synchronisation of Base-band signal is a key problem in space-based AIS(Automatic Identification System) processing. Aiming at the defect of the Detection of Striding across Zero and the Early-late Gate, a method to decimate and synchronise the base-band signal based on energy measurement was proposed. We divided the base-band signal into segments with the same length according to the rate of sampling and the rate of code, and then we calculated the measurement of corresponding sampling point of every segment. Finally we chose the sequence number of the maximum energy measurement as the best decimation and synchronisation sampling point, which has the character of maximum SNR. Numerical performance of the proposed methods performs better than the existing ones.

Key words: space-based AIS; energy measurement; decimation and synchronization; bit error rate

码元同步抽取算法是在已知基带波形条件下,选择合适的抽样点并根据判决规则恢复数字码元的过程^[1]。理想条件下信号同步抽取问题,是将解调后基带波形信号归一化后通过某种准则划分为若干段,在段内根据采样率和码元速率判断抽取的样点数和位置并进行判决。实际信号环境中,噪声干扰或相同调制方式信号将直接影响段的划分和样点的选择,最终导致数字码元判决错误,因此,对受到严重干扰的基带信号的抽取与判决进行研究具有重要的实际意义。

目前,迟门早门(Early-late Gate)判决方法^[2]和过零检测算法(Detection of Striding across Zero)^[3]是解决样点抽取与判决问题的主要方法。迟门早门算法是利用信号采样率 f_s 和码元速率 f_b 来确定码元样点长度,在一个码元间隔内,码元抽样点的选择是满足前后两部分积分相等的分界点。过零检测算法是根据信号过零点进行抽取与

判决的一种方法。这些方法只适用于具有信噪比较高时的基带信号抽取与判决。针对信噪比较低时基带信号的抽取与判决, Kaleh 提出 LAMP(Laurent's Amplitude Modulated Pulse)算法^[4], Smith 和 Nelson 改进了 LAMP 算法^[5],并提出了匹配滤波算法,两种算法均降低了误码率。但在信噪比较低情况下容易出现码元位数错误及码元硬判决倒置现象,且运算复杂度较高。

1 信号模型

星载 AIS 信号的调制方式是 GMSK(Gaussian Minimum Shift Keying, 高斯最小频移键控)^[6-7],在 GMSK 调制中,信息比特 $I_n \in \{1, -1\}$ 在每个码元周期 nT 内传输, n 是一整数, 常量 T 是码元周期, GMSK 信号的脉冲函数定义为

$$g(x) = \frac{1}{T} \cdot Q\left(2\pi B \frac{x - LT/2}{\sqrt{\ln(2)}}\right)$$

* 收稿日期: 2012-01-12

基金项目: 国家部委资助项目

作者简介: 朱守中(1982-), 男, 河南周口人, 博士研究生, E-mail: zhushouzhong@yahoo.com.cn;

姜文利(通信作者), 男, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: jiangwl@nudt.edu.cn

$$-\frac{1}{T} \cdot Q\left(2\pi B \frac{x + LT/2}{\sqrt{\ln(2)}}\right) \quad (1)$$

式中 B 是 3dB 带宽, L 为约束长度, 一般为整数, Q 函数定义为

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \quad (2)$$

GMSK 信号有如下形式:

$$s(t) = A_c \cdot \exp\left(i\left(\varphi_0 + \pi h \left(\sum_{n=-\infty}^{N-L} I_n + \sum_{n=N-L+1}^N I_n \int_0^{t-nt} g(y - LT/2) dy\right) + 2\pi f_c t\right)\right) \quad (3)$$

式中 φ_0 是初相, h 表示调制指数, f_c 表示载波频率, A_c 表示信号幅度, N 表示码元总数。实际信号环境中, 接收到的星载 AIS 信号具有幅度衰减和时间延迟, 信号形式为

$$r(t) = \sum_{k=1}^M a_k(t) s_k(\tau - \tau_k) + n(t) \quad (4)$$

式中 a_k 表示传播路径上的时变衰减因子, τ_k 表示相应的时间延迟, M 表示接收信号个数, $n(t)$ 为高斯白噪声。

2 自适应同步与抽取

为得到信号调制前的数字码元信息, 采用文献[8]提出的 1 比特差分分解调算法得到信号的基带波形, 再对基带信号进行同步与抽取判决以恢复码元信息。提出的基于能量度量的同步抽取算法弥补了过零检测算法和迟门早门算法存在的不足, 已用于实际工程中。

2.1 度量的定义

设 $g(t)$ 的离散信号形式为 $g(n)$, 并令 $g(n) = (g(n_1), g(n_2), g(n_3), \dots, g(n_k))$ 。按照 $g(t)$ 中所表示的码元信息位数将基带信号分割为相同的段, f_s 为信号采样频率, f_b 为码元速率, $M = f_s/f_b$ 为 $g(t)$ 中每比特信息占用的样点数。且在采样率和码元速率一定的条件下, 一般采样率为码元速率的整数倍, M 为定值。基带波形分割点选择如图 1 所示。

令 $L = (n_1, n_2, \dots, n_k)$, 其中, k 表示 $g(n)$ 中码元信息位数, n_k 表示码元信息序号, n_k 中有 M 个样点。

令 $num(k) = (n_k(1), n_k(2), \dots, n_k(M))$, $n_k(1)$ 表示 n_k 中的第 1 个样点。

样点选取的能量度量定义为基带信号段内序号相同的样点的平方和, 如图 2 所示, 表达式如下:

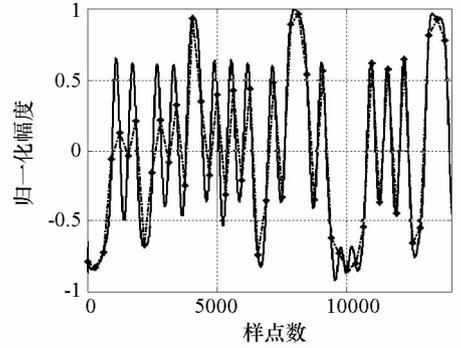


图 1 GMSK 基带波形分割示意图

Fig. 1 The chart of intersected GMSK base-band signal

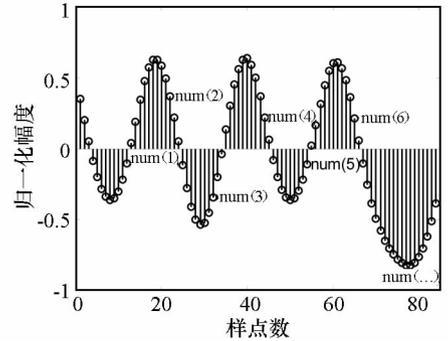


图 2 能量度量示意图

Fig. 2 The chart of energy measurement

$$\begin{aligned} sum(1) &= \sum_1^k n_i(1)^2 \\ sum(2) &= \sum_1^k n_i(2)^2 \\ &\vdots \\ sum(k) &= \sum_1^k n_i(k)^2 \end{aligned} \quad (5)$$

$sum(i), 1 \leq i \leq k$ 记为选取点的能量度量。

2.2 最大度量点为最优点的证明

假定解调后基带信号 $r(t)$ 由 $s(t)$ 和 AWGN $n(t)$ 组成, $n(t)$ 具有零均值及功率谱密度 $\Phi_{nn}(f) = 1/2 \cdot N_0(W/H_z)$ 。假定信号 $r(t)$ 通过冲激响应为 $h(t), (0 \leq t \leq T)$ 的滤波器, 且在 $t = T$ 时刻对其输出抽样。滤波器对信号分量和噪声分量的响应是

$$\begin{aligned} y(t) &= \int_0^T r(\tau) h(t - \tau) d\tau \\ &= \int_0^T s(\tau) h(t - \tau) d\tau + \int_0^T n(\tau) h(t - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (6)$$

在抽样瞬时 $t = T$, 信号和噪声分量是

$$\begin{aligned} y(T) &= \int_0^T s(\tau) h(t - \tau) d\tau + \int_0^T n(\tau) h(t - \tau) d\tau \\ &= y_s(T) + y_n(T) \end{aligned} \quad (7)$$

式中, $y_s(T)$ 表示信号分量, $y_n(T)$ 表示噪声分量, SNR 定义为

$$SNR = \frac{y_s^2(T)}{E[y_n^2(T)]} \quad (8)$$

式中分母就是滤波器输出端噪声项的方差。求 $E[y_n^2(T)]$ 方法如下:

$$\begin{aligned} E[y_n^2(T)] &= \int_0^T \int_0^T E[n(\tau)n(t)]h(T-\tau)h(T-t)dt d\tau \\ &= \frac{1}{2}N_0 \int_0^T \int_0^T \delta(t-\tau)h(T-\tau)h(T-t)dt d\tau \\ &= \frac{1}{2}N_0 \int_0^T h^2(T-t)^2 dt \end{aligned} \quad (9)$$

该方差决定于噪声的功率谱密度及冲激响应 $h(t)$ 中的能量。将 $y_s(T)$ 和 $E[y_n^2(T)]$ 代入式 (8),得到输出 SNR 的表达式为

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{[\int_0^T s(\tau)h(t-\tau) d\tau]^2}{\frac{1}{2}N_0 \int_0^T h^2(T-t) dt} \\ &= \frac{[\int_0^T h(\tau)s(T-\tau) d\tau]^2}{\frac{1}{2}N_0 \int_0^T h^2(T-t) dt} \end{aligned} \quad (10)$$

因为 SNR 的分母取决于 $h(t)$ 的能量,所有在分母保持常数的条件下使分子最大化可以得到最大输出 SNR。分子最大化采用 (Cauchy-Schwarz) 不等式计算,即假设 $g_1(t), g_2(t)$ 是有限能量信号,那么

$$\left[\int_{-\infty}^{+\infty} g_1(t)g_2(t)dt \right]^2 \leq \int_{-\infty}^{+\infty} g_1(t)^2 dt \int_{-\infty}^{+\infty} g_2(t)^2 dt \quad (11)$$

如果设 $g_1(t) = h(t)$,且 $g_2(t) = s(T-t)$,当 $h(t) = Ch(T-t)$ 时,SNR 最大, C 为常数因子。

$$SNR = \frac{2}{N_0} \int_0^T s^2(t)dt = 2\varepsilon/N_0 \quad (12)$$

式中 ε 表示抽样点的能量,那么满足式 $\max(\text{sum}(i))$ 的抽样点具有最大能量,即具有最大信噪比 (\max 表示取最大值),则该抽样点是最优抽样点。

3 仿真实验与分析

为了对算法效果进行评估,用解码误码率来衡量算法性能。由于受到噪声或相同调制方式信号的干扰,得到的基带波形会出现毛刺和相位突变等现象,为使基带波形变得平滑以提高处理效果,需对基带信号先进行平滑处理,这里采用迷糊滤波法^[9]。本节首先给出本文算法与过零检测算法及迟门早门算法在 1 比特差分解调得到基带波形。

3.1 模糊滤波处理

模糊滤波是对解调后的基带信号进行的,它采用式 (13) 所示的模糊加权均值滤波器:

$$I(X_i) = \left[\sum_{j=1}^N \frac{\mu_{ji}}{\beta_j} I(X_j) \right] / \sum_{j=1}^N \frac{\mu_{ji}}{\beta_j} \quad (13)$$

其中 N 为当前滤波窗口内的采样点个数, X_i 为当前点 (窗口中心点), X_j 为其邻域点, $I(X_i), I(X_j)$ 分别为 X_i, X_j 的采样值, μ_{ji} 为隶属度函数,表示相邻点 X_j 与中心点 X_i 的采样值兼容度, $0 \leq \mu_{ji} \leq 1$, β_j 为尺度估计参数,它反映了当前点与其相邻点采样差值的变化; d_{ij} 表示点 X_i 与 X_j 间的差值,各自的表达式如下:

$$\begin{cases} \beta_i = \frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^N d_{ij}^2 \\ \mu_{ji} = \exp\left(\frac{-d_{ij}}{\beta_i}\right) \\ d_{ij} = |I(X_i) - I(X_j)| \end{cases} \quad (14)$$

μ_{ji}/β_i 为各邻域接点的权值,该权值随相邻点之间的差值变化而变化,其性能优于采用固定权值的方法,模糊加权均值滤波器可平滑高斯噪声并有效保护信号细节。首先,滤波器采用指数形式模糊隶属度函数 μ_{ji} ,更加符合噪声分布特点;其次, μ_{ji} 不仅反映了采样点之间的差值 d_{ij} ,而且还反映出该采样点对其相邻点的可靠程度 β_i ,因此, μ_{ji} 可以对采样点权值进行更好的优化控制,起到较好的保护信号细节的作用。

3.2 AWGN 中的解码性能比较

假设接收到的信号有如下形式:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (15)$$

$s(t)$ 是 GMSK 解调后的基带信号, $n(t)$ 是高斯白噪声。仿真条件为典型的星载 AIS 接收信号,参数:码元速率 $f_b = 9600\text{bps}$,采样率 $f_s = 3\text{MHz}$,计算 1000 帧的误码率,每帧 256 比特,效果比较图如图 3 所示。

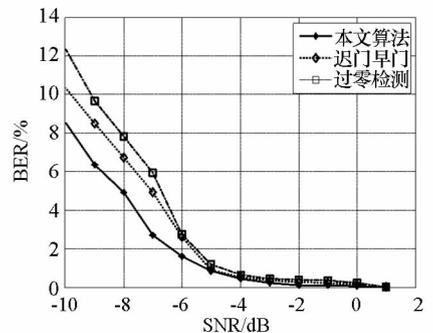


图 3 三种算法误码率比较效果图
Fig. 3 BER(%): Proposed Arithmetic vs. early-late gate and detection of striding across zero

从图 3 中可以看出,三种算法的误码率均随着信噪比的增大而降低,在信噪比低于 - 5dB 时本文算法的误码率比其他两种算法的低 2 ~ 4 个百分点。在信噪比高于 - 4dB 时三种算法的误码率逐渐一致,这也说明在低信噪比条件下,本文算法优于迟门早门和过零检测算法。

3.3 同调制类型信号干扰条件下性能分析

星载 AIS 信号处理中的一个重要难题是对碰撞信号的分离与解调^[10-14],这也是国内外学者研究的一个热点。由于不同的船舶发射的 AIS 信号到达卫星接收天线的距离不同及大气的影响,导致卫星接收到的信号具有时间延迟和幅度衰减,本文仿真实验均是不考虑时间延迟。假设两个星载 AIS 信号发生碰撞,接收到的信号具有如下形式:

$$s(t) = a_1 \cdot \exp[i\varphi_{01}(t) + 2\pi f_1(t)] + a_2 \cdot \exp[i\varphi_{02}(t) + 2\pi f_2(t)] \quad (16)$$

其中 a_1, a_2 表示信号幅度, $\varphi_{01}, \varphi_{02}$ 表示信号相位, f_1, f_2 表示信号载波频率。

将式(16)去掉载频后得到

$$s(t) = a_1 \cdot \exp(i\varphi_{01}(t)) + a_2 \cdot \exp(i\varphi_{02}(t) + 2\pi\Delta f(t)) \quad (17)$$

$\Delta f = f_1 - f_2$ 是由卫星相对于船舶高速运动产生的多普勒频差,以 600km 高度的低轨卫星为例, Δf 范围在 $\pm 3.5\text{kHz}$ ^[2]。为便于分析,这里给出信干比^[15]的定义 $SIR = 10\log(P_s/P_I)$,其中 P_s 表示信号功率, P_I 表示于干扰功率。根据文献[2],在两信号时域频域重叠时,信噪比范围为 18 ~ 45dB,影响解调效果的两个重要因素是信干比和多普勒频差(CFD,等同于载频差),信噪比的影响已经在上节中给出,本节设定信噪比为 18dB。仿真结果如图 4、图 5 所示。

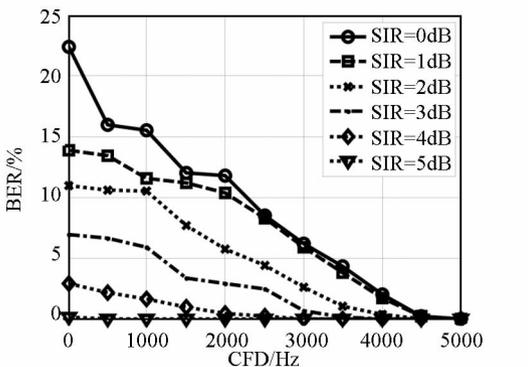


图 4 误码率随多普勒频差变化图

Fig. 4 BER of Proposed Arithmetic with different CFD

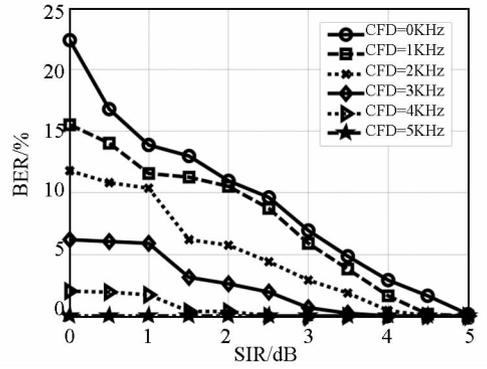


图 5 误码率随信干比变化图

Fig. 5 BER of Proposed Arithmetic with different SIR

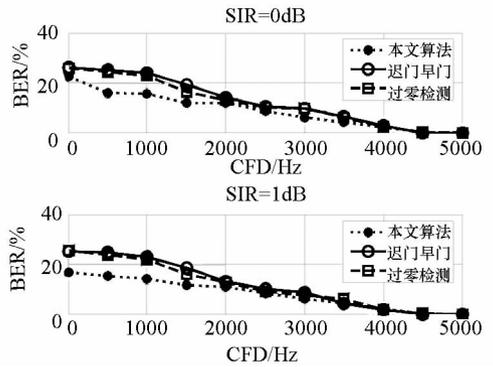


图 6 信干比为 0 和 1dB 频率差变化时效果对比图

Fig. 6 Proposed Arithmetic vs. early-late gate and detection of striding across zero; BER(0dB & 1dB)

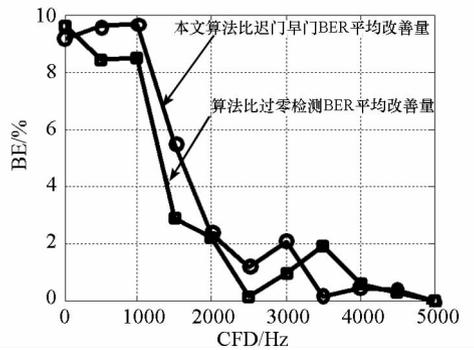


图 7 相同条件下误码率平均改进图

Fig. 7 Improvement of BER: proposed arithmetic vs. early-late gate and detection of striding across zero

从图 4 可以看出,两重叠信号频差大于 5kHz 时,可以通过频域滤波的方式先分离两信号,然后再进行解调解码,这是由于单个 AIS 信号带宽约为 10kHz,而 GMSK 信号又具有很好的频谱旁瓣抑制能力,所以带通滤波效果明显,且在星载 AIS 应用背景中,两信号频率差最大为 7kHz,此时对两信号功率差没有要求。

从图 5 可以看出,两重叠信号的功率差大于 5dB 时,可以通过直接解调方式先得到大功率信号码元,再由估计出的信号参数恢复大信号,之后

从混合信号中对消该信号,从而恢复弱信号。在此条件下,弱信号被看作干扰,对信号频率差没有要求。

为便于说明,以信干比为 0dB 和 1dB 为例进行效果分析,如图 6、图 7 所示。当信干比为 2 ~ 5dB 时结论相同。

从图 6 和图 7 可以看出,信干比固定时,频率差较大时误码率低。在频差小于 2000Hz 时,本文算法比迟门早门和过零检测误码率降低约 6%。由图 7 可以看出,在 CFD 大于 2500Hz 时,本文算法平均降低约 2%,随着频率差的增大,本文算法的改进量呈下降趋势,但总体上优于过零检测和迟门早门算法。而当频率差和功率差都满足分离条件时,三种算法的效果趋于一致。主要原因是:由固定信号码率决定的信号带宽为 10kHz,如前所述,信号能量主要集中在 3dB 带宽内,当信号频差大于 2500Hz 时,设计合理的带通滤波器对重叠信号中的目标信号进行滤波处理会有明显效果,从而本质上提高了信干比,而频率差小于 2500Hz 时,信号时域频域几乎完全重叠,因此滤波效果不明显。本文算法从能量最大角度对基带信号进行抽样判决,判决点均具有最大信干比,同时利用了码元之间的相互联系,抑制了码间干扰,因此是最优的。本算法应用中有以下两缺点:一是要求对码元速率和载频估计精度较高,二是对带通滤波器截止频率有严格要求。

4 结束语

针对星载 AIS 信号的解调后基带信号的数字码元判决问题,本文提出了一种基于最大度量的同步抽取算法,首先采用 1 比特差分解调得到 GMSK 信号的基带波形,然后根据采样率和码速率将基带信号分割为相等的段,每个段内包含相等的样点数,分别计算所有段内序号相同的样点平方和,记为一个能量度量,选择最大能量度量对应的序号作为最优的抽取样点。该算法不受基带信号初始相位的抑制,避免了迟门早门算法中初始相位的不确定性影响,克服了过零检测算法中的过零点对段分割不均匀问题,仿真结果表明,本文算法在低信干比条件下,误码率优于过零检测算法和迟门早门算法。

参考文献 (References)

- [1] Theodore S R. Wireless communications principles and practice [M]. Publishing House of Electronics Industry, 2nd ed., 2005: 7-8.
- [2] Ole Fredrik H D. Space-based AIS receiver for maritime traffic monitoring using interference cancellation[D]. Oslo: Norwegian University of Science and Technology, 2006: 25-37.
- [3] Souissi K G. A software efficient implementation of GMSK modem for an automatic identification system transceiver[C]// CCECC, 2008: 601-606.
- [4] Smith D C, Nelson D J. A comparison of two methods for demodulating a target AIS signal through a collision with an interfering AIS signal[J]. Proc of SPIE 2011, 7444 74440W-1: 1-12.
- [5] Nelson D J, Hopkins J R. GMSK Co-Channel demodulation [J]. Proc of SPIE 2009, 7444 74440V-1: 1-9.
- [6] Laurent P. Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulse (AMP) [J]. IEEE Transactions on Communications, 1986, COM-34(2): 150-160.
- [7] Paolo B, Alberto G. Advanced receiver design for satellite-based AIS signal detection [C]// ASMS&SPSC, 2010, Cagliari, 1-8.
- [8] Naofal A D, Gary S. A high-performance reduced-complexity GMSK demodulator [J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(11): 1409-1412.
- [9] Lei W, Rodrigo C. Adaptive reduced-rank constrained constant modulus algorithms based on joint iterative optimization of filters for beam forming [C]// IEEE: 2010, 2983-2997.
- [10] Andrea S T. European enhanced spaced-based AIS system study [C]// 5th Advanced Satellite Multimedia Systems Conference and 11th Signal Processing for Space Communications Workshop, IEEE, 2010: 9-16.
- [11] James R H, Peter J W. Single channel nonstationary stochastic signal separation using linear time-varying filters [J]. IEEE Transactions. on Signal Processing, 2003, 51(7): 1739-1752.
- [12] Zhang Z S, John W F. Combined differential demodulation schemes for satellite-based AIS with GMSK signals [J]. Proc of SPIE 2010, 76910C: 1-12.
- [13] Wu J, Saulnier G. Soft output detection of cochannel GMSK signals [C]// IEEE Military Communications Conference, 2003, 1: 72-77.
- [14] Murota K. GMSK modulation for digital mobile telephony [J]. IEEE Transactions on Communications, 1981, COM-29(29): 1044-1050.
- [15] 陆风波, 黄锦涛, 姜文利. 基于时频域单源区域的延迟欠定混合非平稳信号盲分离 [J]. 国防科技大学学报, 2010: 80-85.
LU Fengbo, HUANG Zhitao, JIANG Wenli. Underdetermined blind separation of time-delayed non-stationary signal based on single source region in the time-frequency domain [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2010, 32(5): 80-85. (in Chinese)