

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2107619

# 一种新的星载 AIS 帧头检测算法及 FPGA 硬件实现

王瑞 薛文

(南京理工大学 电子工程与光电技术学院 南京 210094)

**摘要:** 针对星载 AIS 时延和频偏大引发的信号同步问题,提出了一种新的基于差分相位波形匹配的帧头检测算法。理论分析了 AIS 帧中训练序列和开始标志部分信号的相位特征,使用专门的匹配算法对帧头进行检测。进行了仿真验证并在 FPGA 上进行了实现。该算法抗频偏性能极佳,且在低信噪比下仍有较高的检测率以及较低的误帧率和极低的虚警率。仿真结果表明,在 13 dB 比特信噪比下的检测率大于 95%,虚警率小于  $10^{-8}$ ,相对于其他方案,所提出的运算复杂度很低,硬件资源消耗很少。

**关键词:** AIS 信号;帧同步;差分相位;波形匹配;FPGA

**中图分类号:** TN911 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5025

## Satellite-based AIS signal frame synchronization based on differential phase waveform matching and FPGA implementation

Wang Rui Xue Wen

(School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** To solve the signal synchronization problem caused by the wide range of time delay and frequency shift of the satellite-based automatic identification system (AIS), a new frame header detection algorithm based on differential phase waveform matching is proposed. This paper analyzes of the phase characteristics of the signal of the training sequence and the start flag in the AIS frame structure, and uses a specific matching algorithm to detect the frame header. This algorithm is verified in simulation and implemented on FPGA. It has good properties in frequency shift resistance, and has a high detection rate, low frame error rate, and false alarm rate under low SNR. The detection rate is greater than 95% and the false alarm rate is less than  $10^{-8}$  when  $E_b/N_0$  is less than 13 dB. Compared with other algorithms, the computational complexity and the hardware resource consumption proposed in this article is very low.

**Keywords:** AIS signal; frame synchronization; differential phase; waveform matching; FPGA

### 0 引言

船舶自动识别系统(automatic identification system, AIS)是一种安装在船舶上的基于自组织时分多址(self-organized time division multiple access, SO-TDMA)的无线通信系统<sup>[1]</sup>, 将其 1 min 分为 2 250 个时隙,各船舶在时隙内以帧为单位发送自身相关信息,可实现一定海域内船只之间或船岸之间的信息交换。为了提高通信范围,出现了星载 AIS<sup>[2]</sup>,即将 AIS 接收机安装于卫星,接收地球表面的 AIS 信号,以管理更大海域。然而卫星相对于地表的高度和速度使得发射机和接收机之间存在时延大、频偏大等问题<sup>[3]</sup>。

文献[4]所使用的秒脉冲同步法是成本最低的实现方法,因为 AIS 信号发送时隙与全球定位系统(global position system, GPS)的时间对齐,因此只需要获取 GPS

的秒脉冲信号即可按时隙同步 AIS 信号,但这种方式要求 GPS 信号稳定,无法在没有 GPS 信号的情况下工作。

信号同步通常使用的是相关法,但对于星载平台,多普勒效应导致的频偏较大,文献[5]提出的双相关算法抗频偏范围较小,无法满足星载 AIS 接收需求。

为了克服星载 AIS 存在的大频偏问题,文献[6]提出了一种频谱分析方法,使用离散傅里叶变换法(discrete Fourier transform, DFT)检测特定的相位频率,但其判断不够准确且运算量大,对卫星平台要求较高。

文献[7]提出的差分卷积法和文献[8]提出的差分相关法均使用差分方式去除频偏,运算量比文献[6]算法小,但前者在低信噪比下性能较差,后者的检测稳定性稍差。

针对上述问题,本文分析了 AIS 信号在帧头处的相位特征,通过特殊的波形匹配算法来识别训练序列和开始标

志,进行了仿真,分析了算法的性能,并在现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)上进行了硬件实现。该文算法不需要 GPS 信号,运算量比频谱分析法和差分相关法都要低,硬件资源消耗很少,且在低信噪比下性能优秀,虚警率低。

### 1 AIS 信号相位特征

AIS 信号使用高斯滤波最小移位键控(Gaussian-filtered minimum shift keying, GMSK)调制方式<sup>[9]</sup>,其时带宽乘积(bandwidth time product, BT)为 0.4;数据采用非归零反向编码<sup>[10]</sup>(non-return-to-zero inverted, NRZI),比特率为 9 600 bit/s,一帧长度为 256 bit。

设码元周期为  $T_b$ ,  $\{a_n\}$  为 NRZI 编码前的序列,  $a_n$  为 0 或 1,序列  $\{b_n\}$  表示 NRZI 编码后的序列,  $b_n = \pm 1$ 。

AIS 基带调制信号可表示为:

$$s(t) = e^{j\theta(t)} \quad (1)$$

$$\theta(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_i \int_{-\infty}^t g(\tau - iT_b) d\tau \quad (2)$$

$$g(t) = \frac{\pi}{2T_b} \left[ Q\left(t + \frac{T_b}{2}\right) - Q\left(t - \frac{T_b}{2}\right) \right] \quad (3)$$

$$Q(t) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{t}{\sqrt{2}\sigma}\right) = \int_{-\infty}^t \frac{1}{\sqrt{2}\pi\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx \quad (4)$$

$$\sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi} \cdot \frac{T_b}{BT} = \frac{\sqrt{\ln 2}}{0.8\pi} T_b \quad (5)$$

其中,  $g(t)$  为高斯滤波器矩形脉冲响应,它具有如下性质:

$$g(t) = g(-t) \quad (6)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g(t) dt = \frac{\pi}{2} \quad (7)$$

$$g(t) \Big|_{|t| \geq 1.5T_b} \approx 0 \quad (8)$$

定义  $k$  bit 差分相位函数:

$$\Delta\theta_k(t) = \theta(t) - \theta(t - kT_b) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} b_i \varphi_i(t) \quad (9)$$

其中,

$$\varphi_i(t) = \int_{i+(k-1)T_b}^{iT_b} g(\tau) d\tau \quad (10)$$

设  $t = nT_b + pT_b, n \in N, p \in (-0.5, 0.5]$ , 式(9)可近似为:

$$\Delta\theta_k(t) \Big|_{t=(n+p)T_b} \approx \sum_{i=n}^{n+1} b_i \varphi_i(t) \quad (11)$$

式(11)的导函数为:

$$\Delta\theta'_k(t) \Big|_{t=(n+p)T_b} \approx \sum_{i=n}^1 [b_{n+r} g(pT_b + rT_b) - b_{n+r-k} g(pT_b - rT_b)] \quad (12)$$

在  $k = 2$  时:

$$\Delta\theta'_2(t) \Big|_{t=(n-p)T_b} \approx g(pT_b)(b_n - b_{n-2}) + g(pT_b + T_b)(b_{n+1} - b_{n-3}) + g(pT_b - T_b)(b_{n+1} - b_{n-1}) \quad (13)$$

可证明  $\Delta\theta'_2(t) = 0$  的充要条件为:

$$\begin{cases} p = 0.5 \\ b_{n+1} + b_n = b_{n-1} + b_{n-2} \end{cases} \quad \text{或} \quad \begin{cases} p = 0 \\ b_n = b_{n-2} \\ b_{n+1} = b_{n-3} \end{cases} \quad (14)$$

这说明 AIS 信号的 2 bit 差分相位函数的极值点只可能位于  $t = nT_b$  或  $t = (n+0.5)T_b$  处。特殊地,对于  $p = 0.5$ , 即  $t = (n+0.5)T_b$  时,利用式(6)~(8),可得:

$$\theta'_2[n] = \Delta\theta'_2(t) \Big|_{t=(n+0.5)T_b} = g\left(\frac{1}{2}T_b\right)(b_{n+1} + b_n - b_{n-1} - b_{n-2}) \quad (15)$$

$$\theta_2[n] = \Delta\theta_2(t) \Big|_{t=(n+0.5)T_b} = \frac{\pi}{2}(b_n + b_{n-1}) + \theta_{0.5}(b_{n-2} - b_{n-1} - b_n + b_{n+1}) \quad (16)$$

其中,

$$\theta_{0.5} = \int_{-\infty}^{0.5T_b} g(\tau) d\tau \approx 0.132 \cdot \frac{\pi}{2} \approx 12^\circ \quad (17)$$

同理可得:

$$\theta_7[n] = \Delta\theta_7(t) \Big|_{t=(n+0.5)T_b} = \frac{\pi}{2} \sum_{i=n}^6 b_i + \theta_{0.5}(b_{n-7} - b_{n-6} - b_n + b_{n+1}) \quad (18)$$

表 1 所示为满足  $\theta'_2[n] = 0$  的序列  $\{b_{n-2}, b_{n-1}, b_n, b_{n+1}\}$  所对应的  $\theta_2[n]$  取值。

表 1 部分输入序列对应的  $\theta_2[n]$  取值

$\{b_{n-2}, b_{n-1}, b_n, b_{n+1}\}$	$\theta_2[n]/(^\circ)$
{+1, +1, +1, +1}	+180
{-1, -1, -1, -1}	-180
{+1, -1, +1, -1}	0
{-1, +1, -1, +1}	0
{+1, -1, -1, +1}	-132
{-1, +1, +1, -1}	+132

AIS 信号的帧格式<sup>[11]</sup>如图 1 所示。

上升段	训练序列	开始标志	数据段	校验段	结束标志	缓冲段
8 bit	24 bit	8 bit	168 bit	16 bit	8 bit	24 bit

图 1 AIS 信号帧结构

其中训练序列为长度 24 bit 的 01 交替序列,即 0x555555 或 0xAAAAAA,开始和结束标志为 01111110 (0x7E)。为防止数据段出现与开始或结束标志相同的序列,该部分数据在编码前进行了补零插值,即遇到连续 5 个 1 后强制插入 1 个 0 值从而避免出现连续 6 个 1 的情况。上升段为 8 比特的 0 值。

训练序列和开始标志的 NRZI 编码结果如表 2 所示,表中的“+”表示 +1,“-”表示 -1。

定义序列  $\{c_n\}$  为  $c_n = \theta_2[n] = \Delta\theta_2(t) \Big|_{t=(n+0.5)T_b}$ , 则子序列  $\{a_k, a_{k+1}, \dots, a_{k+23}\}$  为训练序列的充要条件为:对

表 2 训练序列和开始标志的 NRZI 编码结果

编码初值 $b_{k-1}$	编码前的训练序列 $\{a_k, \dots, a_{k+23}\}$	训练序列编码结果 $\{b_k, \dots, b_{k+23}\}$	开始标志 编码结果
-	0x555555	+-+-,+-+-,...,+-+-	++++,++++
-	0xAAAAAA	-+-,-+-,...,-+-	++++,++++
+	0x555555	--+-,--+-,...,--+-	-----,-----
+	0xAAAAAA	+--+,+--+,...,+--+	-----,-----

$\forall r \in [1, 23], r \in N$ , 有  $b_{k+r} + b_{k+r-2} = 0$ 。在此条件下利用式(16)可推导出序列  $\{c_{k+1}, c_{k+2}, \dots, c_{k+22}\}$  具有如下性质:

$$c_{k-r} = \theta_{132} \cdot (b_{k+r} + b_{k+r-1})/2, r \in [1, 22] \quad (19)$$

$$c_{k-r} - c_{k+r-1} = \theta_{132} \cdot b_{k+r}, r \in [2, 22] \quad (20)$$

$$c_{k-r} + c_{k+r-2} = 0, r \in [3, 22] \quad (21)$$

$$c_{k-r} = c_{k+r-4}, r \in [5, 22] \quad (22)$$

其中,

$$\theta_{132} = \pi - 4\theta_{0.5} \approx 0.736\pi \approx 132^\circ \quad (23)$$

以上性质表明  $\{c_{k+1}, c_{k+2}, \dots, c_{k+22}\}$  是周期为 4 的序列, 元素取值只可能是  $0^\circ$  或  $\pm 132^\circ$ , 且相邻元素值总是相差  $132^\circ$ 。 $\{a_k, a_{k+1}, \dots, a_{k+23}\}$  为训练序列的充要条件可改写为:  $\exists p \in [0, 1], p \in N$ , 使得对  $\forall q \in [2, 11], q \in N$ , 有:

$$|c_{k-(2q-1)+p} - c_{k+(2q-3)+p}| = 2\theta_{132} \quad (24)$$

由式(19)、(24)可进一步得到结论(a): 假设在序列  $\{c_{2n}\}$  或  $\{c_{2n+1}\}$  中存在长度为 11, 绝对值恒为  $\theta_{132}$ , 且正负符号交替变化的子序列  $\{c_{k+1}, c_{k-3}, \dots, c_{k-21}\}$ , 与此同时, 若  $c_{k+22} = 0$ , 则子序列  $\{a_k, a_{k+1}, \dots, a_{k+23}\}$  为以 0 开头的长度为 24 的 01 交替序列(即训练序列 0x555555), 反之亦然; 若  $c_k = 0$ , 则子序列  $\{a_{k-1}, a_k, \dots, a_{k+22}\}$  为以 1 开头的长度为 24 的 01 交替序列(即训练序列 0xAAAAAA), 反之亦然。

图 2 和 3 分别为两种训练序列取值下帧头处的  $a_n$  序列值和  $\theta_2[n]$ (即  $c_n$ ) 的理论计算值, 结论(a)可在图 3 中得到印证。图中  $n \in [10, 31]$  的 22 个点在两种训练序列取值下都是周期为 4 的序列, 值为  $0^\circ$  或  $\pm 132^\circ$ , 且相邻元素值总是相差  $132^\circ$ , 对应着图 2 中的训练序列  $\{a_9, a_{10}, \dots, a_{32}\}$ 。

	上升段							训练序列																												开始标志				
$n$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
$a_n$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0
$a_n$	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	

图 2 两种训练序列取值下帧头处的  $a_n$  序列取值

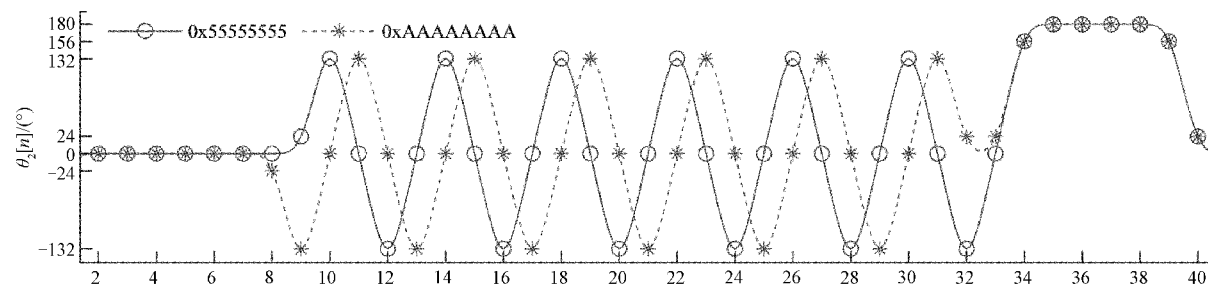


图 3 两种训练序列取值下帧头处的  $\theta_2[n](c_n)$  值

需要注意的是, 训练序列为 0x555555 时, 由于开始标志的前两位为 01, 与以 0 开头的训练序列组成长度为 26 的 01 交替序列, 因此在图 3 中,  $\{c_{10}, c_{12}, \dots, c_{30}\}$  和  $\{c_{12}, c_{14}, \dots, c_{32}\}$  均为长度为 11, 绝对值恒为  $\theta_{132}$ , 且正负符号交替变化的子序列, 并且  $c_{31} = c_{11} = c_{33} = 0$ , 根据结论(a), 可推出 3 个可能的训练序列  $\{a_9, a_{10}, \dots, a_{32}\}$ 、 $\{a_{10}, a_{11}, \dots, a_{33}\}$ 、 $\{a_{11}, a_{12}, \dots, a_{34}\}$ , 其值分别为 0x555555、0xAAAAAA、0x555555, 与图 2 相符。

训练序列为 0xAAAAAA 时, 由于上升段最后一个比特为 0, 与以 1 开头的训练序列组成长度为 25 的 01 交替序列,

即图 2 中的两个子序列  $\{a_8, a_9, \dots, a_{31}\}$ 、 $\{a_9, a_{10}, \dots, a_{32}\}$  均可认为是训练序列, 其值分别为 0x555555、0xAAAAAA, 则根据结论(a)可推出,  $\{c_9, c_{11}, \dots, c_{29}\}$  和  $\{c_{11}, c_{13}, \dots, c_{31}\}$  为长度为 11, 绝对值恒为  $\theta_{132}$ , 正负符号交替变化的子序列, 且  $c_{30} = c_{10} = 0$ , 这与图 3 相符。

从上文的讨论中可看出, 使用结论(a)时, 会出现连续两次甚至 3 次检测到训练序列的情况, 但无论训练序列是以 0 开头或以 1 开头, 由于上升段和开始标志的取值特殊性, 对于序列  $\{a_n\}$ , 在帧头处有且仅有一个长度为 25 的以 0 开头的 01 交替序列; 而对于序列  $\{c_n\}$ , 在帧头处总是存

在一个长度为 12, 绝对值恒为  $\theta_{132}$ , 且正负符号交替变化的子序列  $\{c_{k-1}, c_{k+3}, \dots, c_{k-23}\}$ 。由此可得到优于结论(a)的结论(b): 假设在序列  $\{c_n\}$  中存在长度为 12, 绝对值恒为  $\theta_{132}$ , 且正负符号交替变化的子序列  $\{c_{k-1}, c_{k+3}, \dots, c_{k+23}\}$ , 则子序列  $\{a_k, a_{k+1}, \dots, a_{k+24}\}$  为以 0 开头的长度为 25 的 01 交替序列, 反之亦然。

定义序列  $\{d_n\}$  为  $d_n = \theta_7[n] = \Delta\theta_7(t) |_{t=(n+0.5)T_b}$ , 则子序列  $\{a_k, a_{k+1}, \dots, a_{k+7}\}$  为开始标志的充分必要条件为: 对  $\forall r \in [0, 6], b_{k+7} + b_{k+r} = 0$  且  $b_{k+7} = b_{k-1}$ , 此时有:

$$|d_{k+6}| = \frac{7\pi}{2} - 4\theta_{0.5} = \theta_{582} \approx 582^\circ \quad (25)$$

由式(25)可进一步得到结论(c): 补零插值后的序列  $\{a_n\}$  中, 出现连续 1 的个数在且仅在开始或结束标志处达到最大值 6 个, NRZI 编码后的序列  $\{b_n\}$  中, 在且仅在该位置处出现连续 7 个相同值(+1 或 -1), 此时  $|d_n|$  取得最大值  $\theta_{582}$ 。

## 2 基于差分相位波形匹配的帧头检测算法

### 2.1 算法流程

上文推导中的相位取值范围为  $(-\infty, +\infty)$ , 而对输入复数信号直接相位后的取值范围为  $[-\pi, +\pi]$ , 需要先进行相位展开, 使相位取值范围变为  $(-\infty, +\infty)$ , 且相邻点的相位差不超过  $\pi$ , 再求 2 bit 差分相位  $\theta_2[n]$  和 7 bit 差分相位  $\theta_7[n]$ 。

实际接收到的 AIS 信号存在时移、频偏、相偏和噪声, 且进行数字处理时需要以  $T_s = T_b/Q$  为采样间隔进行采样后得到数字信号  $s[n] = s(nT_s)$ , 其中  $Q$  为过采样因子, 一般取 2 的整数次幂。只考虑频偏和相偏时, 式(2)变为:

$$\theta(t) = 2\pi\Delta f t + \psi + \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i \int_{-\infty}^t g(\tau - iT_b) d\tau \quad (26)$$

其中,  $\Delta f$  为频偏,  $\psi$  为相偏。此时式(19)变为:

$$c_{k+r} = 4\pi\Delta f T_b + \theta_{132} \cdot (b_{k+r} + b_{k+r-1})/2 \quad (27)$$

式(20)~(22)不变, 式(25)变为:

$$|d_{k+6}| = 14\pi\Delta f T_b + \theta_{582} \quad (28)$$

式(27)、(25)表明, 频偏会使  $\theta_2[n]$  和  $\theta_7[n]$  多出一个常数项, 与频偏成线性关系, 需要计算频偏并将其消除, 才能正确地进行训练序列和开始标志的判断。由结论(b)可知, 在遇到训练序列时, 若无频偏, 存在长度为 10 的序列  $\{c_{k-1}, c_{k-3}, \dots, c_{k+19}\}$ , 其元素值正负交替且绝对值相等, 均值为 0; 若存在  $\Delta f$  的频偏, 其均值  $\mu = 4\pi\Delta f T_b$ , 求出频偏  $\Delta f$ , 将其从  $\{c_n\}$  和  $\{d_n\}$  中减去后, 结论(b)和(c)仍成立。

已知序列  $\{c_n\}$  定义为  $\Delta\theta_2(t)$  在  $t = (n+0.5)T_b$  处的采样值, 假设存在  $\tau = mT_b + \tau_0$  的时移, 其中  $m$  为整数,  $|\tau_0| \leq 0.5T_b$ , 需要将采样时刻变为  $t = (n+0.5)T_b$  才能使结论(b)继续成立, 由于数字处理时的采样间隔为  $T_s = T_b/Q$ , 则  $\Delta\theta_2(t)$  的采样时刻不可避免地存在最大

值为  $T_s/2$  的偏差, 加上噪声对相位的影响, 这会导致  $\{c_n\}$  的值与理论计算值存在一定程度的误差。对于  $Q = 8$ , 由采样时刻偏差引起的相位误差在  $\Delta\theta_2(t)$  极值点附近的最大值约为  $0.9^\circ$ , 相对误差不足  $0.7\%$ , 相比于低信噪比下噪声引起的相位误差可以忽略不计。

在检测训练序列时, 考虑相位噪声, 引入阈值  $TH_x$ , 其值不应超过  $\theta_{132}$ , 此时需要将结论(b)修改为: 若在序列  $\{c_n\}$  中存在长度为 12, 绝对值在  $\theta_{132} \pm TH_x$  之间, 且正负符号交替变化的子序列  $\{c_{k+1}, c_{k+3}, \dots, c_{k+23}\}$ , 则子序列  $\{a_k, a_{k+1}, \dots, a_{k+24}\}$  为长度为 25 的 01 交替序列(即训练序列), 反之亦然。

然而仅检测训练序列是不够的, 因为对于 NRZI 编码前的序列  $\{a_n\}$ , 不能保证数据段不出现足够长的 01 交替序列; 而使用结论(b)所检测到的是以 0 开头的长度为 25 的 01 交替序列, 如果实际的训练序列是以 1 开头的, 那么检测结果会与实际训练的位置相差一个符号的距离。以上两种情况都会导致帧头检测位置有偏差甚至错判, 增加对开始标志的检测可解决该问题, 因为结论(c)表明开始标志的位置是唯一确定的。

在检测开始标志时, 考虑相位噪声, 引入阈值  $TH_y$ , 其值不应超过  $\pi/2$ , 同时将结论(c)修改为: 序列  $\{a_n\}$  中出现连续 1 的个数在且仅在开始或结束标志处达到最大值 6 个, 序列  $\{b_n\}$  中在且仅在该位置处出现连续 7 个相同值(+1 或 -1), 此时  $|d_n|$  取得最大值, 其值在  $\theta_{582} \pm TH_y$  之间。

综上, 基于差分相位的帧头检测算法流程如下:

- 1) 求相: 求  $s[n]$  的相位  $\varphi[n]$ , 结果应在  $[-\pi, \pi]$  范围内。
- 2) 展相: 相位展开得到  $\theta[n]$ , 相邻点相位变化不超过  $\pi$ 。
- 3) 差分: 求 2 bit 差分相位  $\theta_2[n] = \theta[n] - \theta[n-2Q]$ 。
- 4) 滑动: 对每一个  $n$  值, 以  $23Q$  为长度取  $\theta[n]$  的子序列  $\Phi_n[k] = \{\theta[n], \theta[n-1], \dots, \theta[n-23Q+1]\}$ 。
- 5) 中心化: 求  $\Phi_n[k]$  前  $20Q$  个元素的均值  $\mu$ , 将  $\Phi_n[k]$  减去此均值得到中心化序列  $\Phi'_n[k] = \Phi_n[k] - \mu$ 。
- 6) 抽取: 以  $2Q$  为倍数对  $\Phi'_n[k]$  进行下采样, 得到长度为 12 的新序列  $P_n[k] = \Phi'_n[2Q \cdot k]$ 。
- 7) 符号化: 在  $P_n[k]$  中, 对于绝对值在  $\theta_{132} \pm TH_x$  之间的数值, 若为正则映射为 +1, 为负则映射为 -1; 其余值映射为 0。得到新的三值序列  $Y_n[k]$ 。
- 8) 匹配: 若  $Y_n[k]$  为 +1, -1 交替的序列, 则记录当前  $n$  值(设为  $N_t$ ), 否则流程中止。
- 9) 差分: 求 7 bit 差分相位  $\theta_7[n] = \theta[n] - \theta[n-7Q]$ 。
- 10) 消频偏: 用第 5 步得到的均值  $\mu$ , 消除频偏后取绝对值得到  $\theta'_7[n] = |\theta_7[n] - 7\mu/2|$ 。
- 11) 搜索: 找出  $\theta'_7[n]$  在  $n \in [N_t + 6Q, N_t + 9Q]$  内的最大值, 记录最大值处的  $n$  值(设为  $N_f$ )。
- 12) 判决: 若  $\theta_{582} - TH_y < |\theta'_7[N_f]| < \theta_{582} + TH_y$ ,

则说明检测到帧头,且  $s[N_f]$  为开始标志开头,  $s[N_f + 8Q]$  为开始标志末尾,  $s[N_f - 24Q]$  为训练序列开头。

## 2.2 性能参数

检测到帧头时,取算法流程第 6 步中的  $P_n[k]$ ,可通过式(29)粗略计算信噪比(signal-noise ration, SNR):

$$\widetilde{snr} = \sum_{k=1}^{11} \frac{(|P_n[k]| - \theta_{132})^2}{11} \quad (29)$$

对于  $BT = 0.4$  的 AIS 信号,  $snr$  与  $E_b/N_0$  的关系<sup>[12]</sup>为:

$$\frac{E_b}{N_0} = snr + 10 \log BT \approx snr - 4 \text{ dB} \quad (30)$$

取算法流程第 5 步中的  $\mu$ ,可通过式(31)粗略计算频偏:

$$\Delta f = \frac{\mu}{4\pi QT_s} \quad (31)$$

虽然在连续时间条件下该算法对频偏不敏感,但实际进行数字处理时的相位是时间离散的,若相邻采样点的相位变化超过  $\pi$ ,相位展开后将与实际相位相差  $2\pi$ ,导致检测失败,因此该算法的抗频偏能力与信噪比和过采样因子  $Q$  成正相关。在理想无噪声条件下检测率不受影响所允许的最大频偏为:

$$\Delta f_{\max} = \frac{Q}{2T_b} - \frac{1}{4T_b} \quad (32)$$

测试时为衡量检测算法性能,引入 3 个评价指标<sup>[13]</sup>: 检测率  $P_d$ , 误帧率  $P_e$ , 虚警率  $P_n$ 。其中检测率为正确检测的帧头个数与发送总帧数之比;误帧率为帧头检测结果位于帧内但并非帧头的数量与发送总帧数之比;虚警率为不发送数据只存在噪声的情况下,检测到帧头的次数与总检测次数之比。

虚警率  $P_n$ 、检测率  $P_d$  和误帧率  $P_e$  都受阈值  $TH_x$  和  $TH_y$  的取值影响,且都和  $TH_x$  和  $TH_y$  呈正相关。由于复值高斯白噪声的相位呈均匀分布,所以虚警率  $P_n$  与噪声

大小无关,在  $TH_x$  和  $TH_y$  取值不变的情况下,该算法是恒虚警的。

## 2.3 算法改进

阈值  $TH_x$  和  $TH_y$  的存在会导致连续数个(小于  $2Q$ )采样点出现训练序列匹配,可引入连续匹配阈值  $TH_c$ ,规定必须连续  $TH_c$  个采样点发生匹配才认为检测到训练序列,可防止瞬时噪声过大引起的误判,从而降低误帧率。由于 AIS 信号以帧为单位,可引入屏蔽阈值  $TH_m$ (应小于一帧长度 256),在检测到一次帧头后的  $TH_m \cdot Q$  个采样点内屏蔽检测,可显著降低误帧率。

定义“偏差距离  $D_e$ ”为算法检测到的帧头位置 and 实际位置之差,单位为比特,  $D_e > 0$  表示检测位置偏后,  $D_e < 0$  表示检测位置超前。实际上,由于 AIS 信号帧头部有 8 bit 的上升段,尾部有 24 bit 的缓冲段,训练序列长度也有 24 bit,即使有几个比特的偏差距离,并不影响后续的解调。若将偏差距离在一定范围内的结果仍算作正确检测而不是数据虚警,那么检测率将有所提升,误帧率会下降。

如果使用传统的相关法,由于训练序列的相关函数没有尖锐的峰,门限选取不当很容易造成数据虚警较大,检测率较低,并且运算量相比于本文的算法高出很多。

## 3 仿真与性能分析

使用 MATLAB 生成随机 AIS 信号,  $BT = 0.4$ , 帧长 256 bit, 数据率 9 600 bit/s, 过采样因子  $Q = 8$ , 连续匹配阈值  $TH_c = 1$ , 屏蔽阈值  $TH_m = 200$ , 偏差距离  $D_e \in [-8, 12]$  时算作正确检测。

在无频偏条件下,测试不同的比特信噪比  $E_b/N_0$ , 不同的阈值  $TH_x$  和  $TH_y$  对  $P_d$  的影响,结果如图 4 所示。图 5 为  $E_b/N_0 = 10 \text{ dB}$  时,  $TH_x$  和  $TH_y$  对误帧率  $P_e$  的影响。并且经过大量仿真发现在  $E_b/N_0 = 16 \text{ dB}$ ,  $TH_x = TH_y = 0.32\pi$  时的误帧率小于  $10^{-6}$ , 虚警率小于  $10^{-8}$ 。

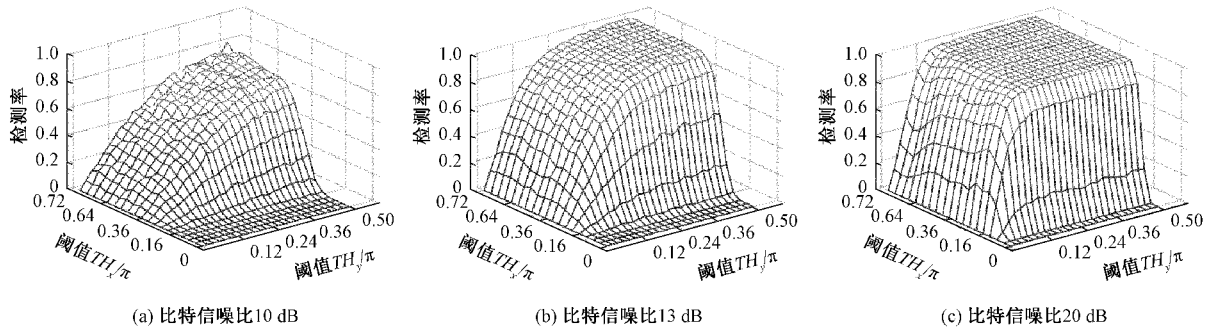


图 4 不同比特信噪比下  $TH_x$ 、 $TH_y$  对  $P_d$  的影响

由图 4 和 5 可看出,  $TH_x$ 、 $TH_y$  越大,  $P_d$  越高,但  $P_e$  也越高。选取  $TH_x$ 、 $TH_y$  值时,应综合考虑检测率和误帧率的性能要求,在保证检测率的情况下尽可能减小  $TH_x$ 、 $TH_y$  取值以降低误帧率。若取  $TH_x = TH_y = TH_{xy}$ ,图 6 为相同比特信噪比下  $P_d$  与  $TH_{xy}$  的关系,图 7 为相同

的  $TH_{xy}$  值下  $P_d$  与  $E_b/N_0$  的关系。

定义采样频偏  $\Delta\Omega_Q$  为绝对频偏  $\Delta f$  在一个采样周期  $T_s$  内引起的相位变化,其表达式为:

$$\Delta\Omega_Q = 2\pi\Delta f \cdot T_s = \frac{2\pi\Delta f T_b}{Q} \quad (33)$$

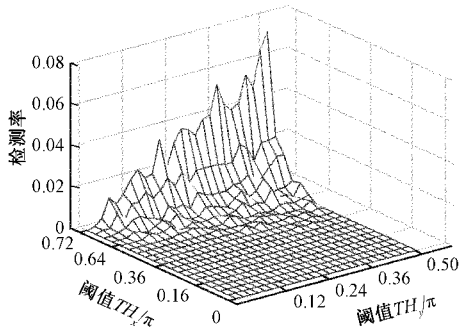


图 5  $TH_x$ 、 $TH_y$  对  $P_e$  的影响 ( $E_b/N_0 = 10$  dB)

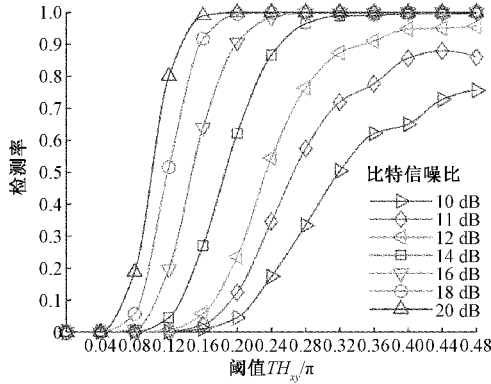


图 6 相同比特信噪比下  $P_d$  与  $TH_{xy}$  的关系

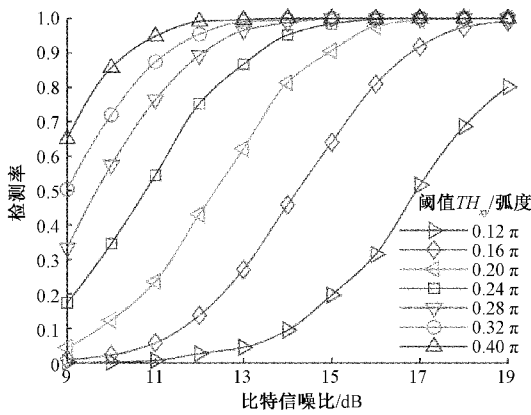


图 7 相同  $TH_{xy}$  值下  $P_d$  与  $E_b/N_0$  的关系

图 8 为取  $TH_x = TH_y = 0.32\pi$  时频偏对检测率的影响。将  $Q = 8, T_b = 1/9600$  分别代入式 (32)、(33) 可得  $\Delta f_{\max} = 36$  kHz,  $\Delta\Omega_Q = 15\pi/16$ , 和图 8 中  $E_b/N_0 = 100$  dB 时的曲线吻合。在  $E_b/N_0 = 16$  dB 且频偏  $\Delta f$  小于  $2/T_b$  内时检测率几乎不受影响, 在  $E_b/N_0 = 20$  dB 抗频偏范围增大到  $2.75/T_b$ , 信噪比越高, 抗频偏性能越好。

考虑存在干扰的情况, 使用 MATLAB 生成一帧内容随机的干扰信号, 其起始位置随机但帧头位于主信号帧头之前, 在无频偏且  $TH_x = TH_y = 0.32\pi$  的情况下, 测试不同比特信噪比 ( $E_b/N_0$ ) 下主信号的检测率和信干比的关系, 结果如图 9 所示。结果表明本文算法在信干比大于

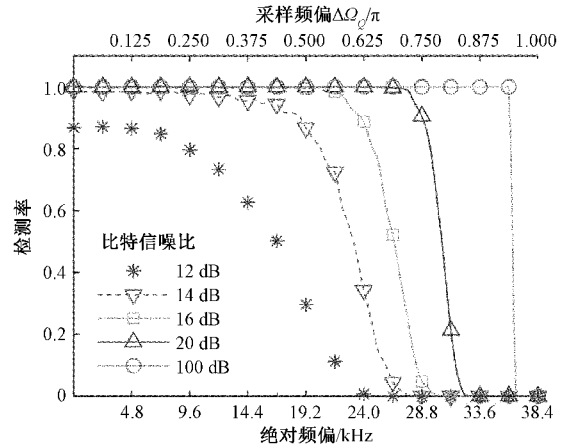


图 8 频偏对检测率的影响 ( $Q = 8, TH_x = TH_y = 0.32\pi$ )

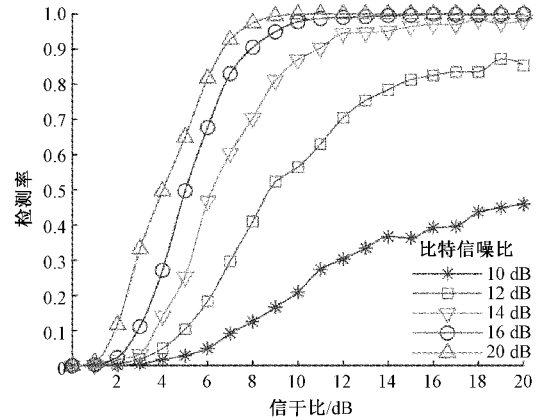


图 9 干扰信号对检测率的影响 ( $TH_x = TH_y = 0.32\pi$ )

11 dB 且  $E_b/N_0$  大于 14 dB 时检测率大于 90%。

文献[6]中所使用的 DFT 法, 先对输入信号做一阶差分, 再以训练序列长度为窗长度做滑动 DFT, 并在训练序列的特征频率点处做恒虚警检测, 其检测率和虚警率受选取的恒虚警检测门限影响。经过仿真, 本文算法在  $TH_x = TH_y = 0.32\pi$  时的虚警率小于  $10^{-9}$ , 在  $TH_x = TH_y = 0.54\pi$  时的虚警率小于  $10^{-7}$ 。

图 10 为本文算法和文献[6]算法在不同虚警率下的检测率曲线。二者的检测率和虚警率都呈正相关关系, 对比本文算法在虚警率为  $10^{-7}$  条件下和文献[6]算法在  $10^{-6}$  虚警率条件下的检测性能, 二者在高信噪比 ( $E_b/N_0 > 10$  dB) 时的检测性能接近。而在低信噪比 ( $E_b/N_0 < 8$  dB) 条件下, 本文算法的检测率为文献[6]算法检测率的两倍多。对比本文算法在虚警率为  $10^{-7}$  条件下和文献[6]算法在  $10^{-1}$  虚警率条件下的检测性能, 二者在低信噪比 ( $E_b/N_0 < 7$  dB) 时的检测性能接近。而在 90% 检测率的要求下, 本文算法对信噪比的要求比文献[6]算法高出 1 dB, 但虚警率低了 3 个数量级。

通过各方面综合比较, 在虚警率接近的条件下, 本文算法的检测性能明显优于文献[6], 而在检测性能要求接

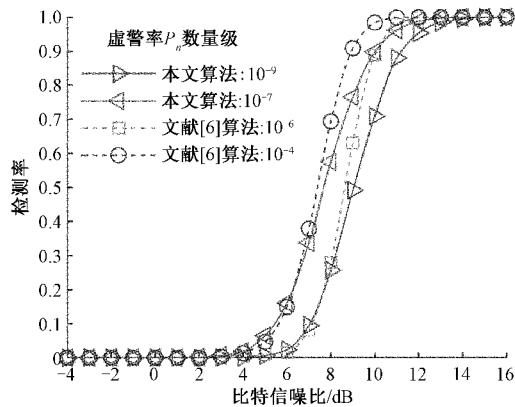


图 10 不同虚警率下的检测率性能比较

近的条件下,本文算法的虚警率要比文献[6]低 1~2 个数量级。

#### 4 FPGA 实现

使用 Verilog HDL 实现本文算法,模块流程如图 11 所示。为保证能够实时完成 2.1 节算法流程第 4 步中每输入一个点就输出 23Q 个连续点的滑动操作,系统工作时钟频率应不小于  $f_{\min} = 23 \cdot Q^2 \cdot 9.6 \text{ kHz}$ , 对于  $Q = 8$ ,  $f_{\min} = 14.1 \text{ MHz}$ 。

其中,子模块“子序列中心化”内部包含滑动、中心化、抽取和符号化,分别对应算法流程中的第 4~7 步。“求相位”模块使用坐标旋转数字计算机 (coordinate rotation digital computer,CORDIC)<sup>[11]</sup>实现  $\arctan$  运算。

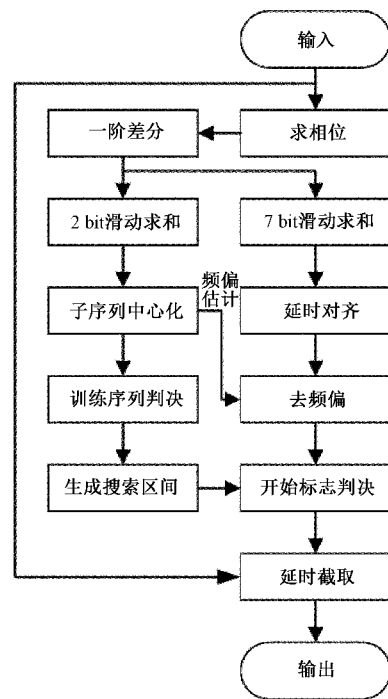


图 11 算法模块流程

Modelsim 仿真结果如图 12 所示,图中开始标志指示信号为 1 时表示检测到帧头,该信号相对于输入数据的帧头(包括上升段的 8 bit)有  $40T_c$  的固定延时,将输入数据延时后与指示信号对齐,截取一个帧的长度作为输出信号。

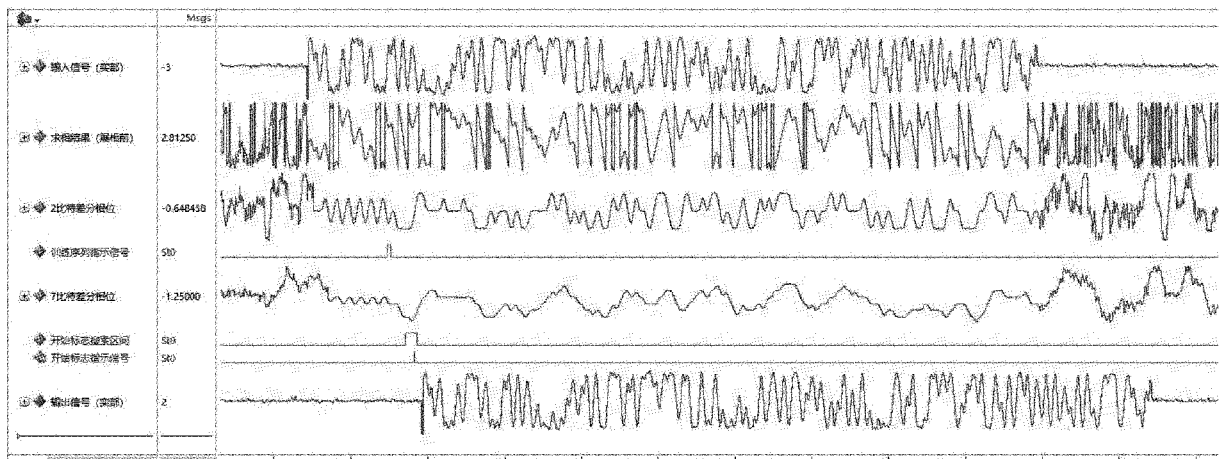


图 12 Modelsim 仿真波形

图 13 为顶层模块以及各子模块的 FPGA 资源消耗情况,芯片型号为 xc7k410tffg900,在相同硬件平台上实现文献[6]中的 DFT 方法,表 3 为本文算法和文献[6]算法的资源消耗对比。本文算法由于不需要进行 DFT 这类复杂运算,甚至不需要计算乘法,硬件资源消耗仅为文献[6]算法的不到 15%。

文献[6]因需要进行 DFT 运算,使用了大量随机存取存储器(random access memory, RAM)以及数字信号处理 (digital signal processor, DSP)单元,而本文算法除去求相位时使用的 CORDIC 核,只包含加减法以及移位运算,没有使用 FPGA 中宝贵的 DSP 资源,查找表以及寄存器资源消耗仅为文献[6]的不到 1/7。

Name	Slice LUTs (254200)	Slice Registers (508400)	Block RAM Tile (795)
als_frame_detector	1052	1267	2.5
U_2bit_diff_phase (moving_...	48	50	0
U_7bit_diff_phase (moving_...	64	48	0
U_bit2_sliding_window (slid...	67	37	0.5
U_bit7_sliding_window (slid...	52	41	0
> U_calc_phase (calc_phase)	446	486	0
> U_centralize (centralize)	127	231	0.5
U_delay (delay)	67	66	0
U_diff_phase (diff_phase)	59	82	0
> U_flag_likelihood (flag_likho...	56	86	0
U_flag_search_window (flag...	10	12	0
U_preamble_likelihood (prea...	35	73	0

图 13 本文算法的 FPGA 资源消耗情况

表 3 算法资源消耗对比

算法	查找表	寄存器	RAM 块	DSP
文献[6]算法	7 503	8 248	19	36
本文算法	1 052	1 257	2.5	0

### 5 硬件测试

为本文帧头检测算法搭建硬件测试平台,系统框图如图 14 所示。

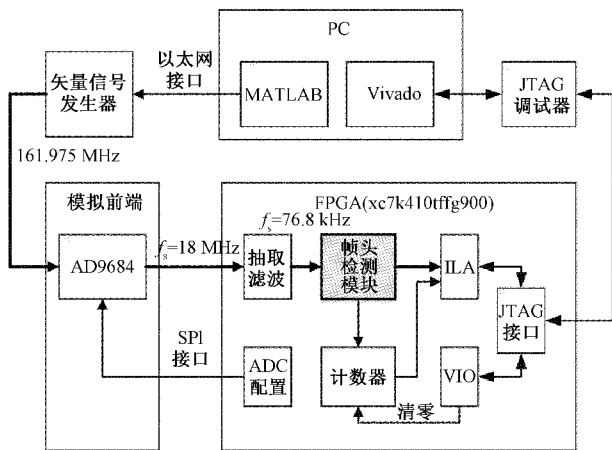


图 14 硬件测试平台系统框图

测试平台的信号源为德国 R&S(罗德与施瓦茨)公司生产的 SMJ100A 矢量信号发生器如图 15 所示,在电脑端使用 MATLAB 生成 AIS 基带信号并上传至 SMJ100A 矢量信号发生器,通过信号发生器提供的图形界面进行参数配置后即可作为 AIS 信号源使用。AIS 系统工作在 161.975 MHz 和 162.025 MHz 两个信道上<sup>[15]</sup>,本文测试时使用 161.975 MHz 信道。

模拟前端使用 ADI 公司的 AD9684 数模转换器,其内部自带数字下变频和滤波抽取模块,可通过 SPI 接口配置内部数控振荡器(digital-controlled oscillator, DCO)的频率

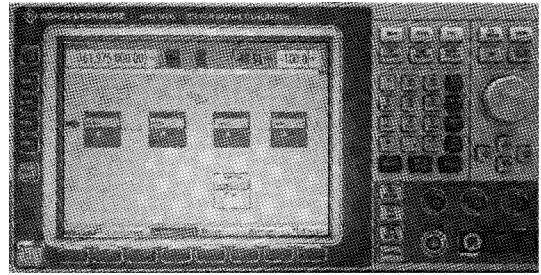


图 15 SMJ100A 矢量信号发生器

为 161.975 MHz,从而使 AD9684 直接输出基带信号,输入端采样率配置为 288 MSPS,抽取后的数据率为 18 MSPS。

本文算法在 Xilinx 公司的 xc7k410tffg900 型号 FPGA 上进行实现,除此之外,FPGA 还负责 AD9684 的配置,数据预处理以及测试帧头检测模块的性能。内部首先对 AD9684 的输出进行 234 倍抽取滤波,输入到帧头检测模块的数据率约为 76.8 KSPS,因此过采样因子  $Q = 8$ 。

对帧头检测模块的开始标志指示信号输出进行计数,计数值和帧数据由 FPGA 内部的集成逻辑分析仪(integrated logic analyzer,ILA)通过联合测试工作组(joint test action group,JTAG)接口上传至电脑端的 Vivado 开发软件从而计算检测率。计数值可由 JTAG 接口控制 FPGA 内部的虚拟输入输出器(virtual input-output,VIO)进行复位清零。

SMJ100A 矢量信号发生器可控制发送帧的数量并可对信号按设定的信噪比值进行加噪。设置帧头检测模块的连续匹配阈值  $TH_c = 1$ ,屏蔽阈值  $TH_m = 240$ ,阈值  $TH_x = TH_y = 0.32\pi$ 。

控制矢量信号发生器发送  $M$  帧数据后读取计数器的值  $N$ ,则检测率为  $P_d = N/M$ 。用此种方法测量不同信噪比下的检测率,结果如表 4 所示。

表 4 不同比特信噪比下检测率的硬件测试结果

比特信噪比 ( $E_b/N_0$ )/dB	检测率( $TH_{xy}=0.32\pi$ )/%
14	100
13	99.8
12	98.6
11	94.6
10	81.8
9	62.3
8	31.2
7	12.2

为测量灵敏度,不进行人工加噪,改变输出信号的大小并测量检测率,结果如表 5 所示。



表 5 灵敏度硬件测试结果

信号大小/dBm	检测率( $TH_{xy}=0.32\pi$ )/%
-114	100
-115	99.8
-116	98.9
-117	97.5
-118	92.8
-119	81.6
-120	65.5
-121	39.8

将信号发生器设置为只输出高斯白噪声,在计数值增加时(即发生虚警)记录发生时间,计算两次虚警间的平均时间间隔  $\Delta t$ ,则虚警率为  $P_n = 1/(9\ 600 \cdot Q \cdot \Delta t)$ 。

实际测试时发现,  $TH_x = TH_y = 0.32\pi$  时极难触发虚警,在测试持续的 6 h 内未发生一次,可计算得此时虚警率小于  $10^{-9}$ 。

更改阈值为  $TH_x = TH_y = 0.54\pi$  时,虚警间隔均值约为 400 s,此时虚警约为  $3 \times 10^{-8}$ ,小于  $10^{-7}$ ,表 6 为更改阈值后的灵敏度测试结果。

表 6 更改阈值后的灵敏度测试结果

信号大小/dBm	检测率( $TH_{xy} = 0.54\pi$ )/%
-117	100
-118	99.6
-119	97.9
-120	92.8
-121	82.5
-122	64.3
-123	44.6
-124	26.1

由以上测量结果可知,虽然增大  $TH_x$  和  $TH_y$  能够增加检测率,但同时会增加虚警率,需根据实际性能指标确定阈值大小。

## 6 结 论

本文提出了一种新的星载 AIS 信号帧头检测算法,无需 GPS 系统辅助,运算量很小,甚至没有乘法运算,方便进行硬件实现,并且 FPGA 资源消耗很少。在 MATLAB 中的大量仿真表明,本文算法性能主要受两个阈值  $TH_x$ 、 $TH_y$  影响,若选取得当,检测率在低信噪比下仍有较高的检测率,并且虚警率和误帧率很低,有很好的抗频偏性能,满足星载 AIS 接收机需要。本文算法能粗略地估算频偏和信噪比,频偏估计结果可为后续解调的去频偏提供粗估计。

本文算法存在一些不足,通过取差分相位波形几个特定位置处的采样值再进行硬判决判断是否是训练序列,这种方法最简单但可能不够准确,可能带来较高的误帧率,并且低信噪比下导致的相位折叠对开始标志的搜索影响

很大,会大大降低检测率。此外,根据信噪比自适应调整阈值可以作为未来的改善点。

## 参考文献

- [1] 徐东星,孙珽,范少勇. 船载 AIS 在现代航海中的应用分析[J]. 南通航运职业技术学院学报,2017,16(1): 24-26.
- [2] 岳西平,段媛媛,邱元腾,等. 一种双通道星载 AIS 接收机研究[J]. 空间电子技术,2019,16(6):44-48.
- [3] 王洪波. 基于卫星平台的 AIS 接收机设计[J]. 无线电工程,2019,49(5):375-381.
- [4] 侯聪. 基于实时解调的 AIS 信号侦察[J]. 电讯技术,2012,52(7):1125-1128.
- [5] GAMGAM O B, ATILGAN E L. Fpga implementable frame synchronization algorithm for burst mode GMSK [J]. Communications and Network,2017,9(1):89-100.
- [6] ZHOU H, WANG J, ZHANG P, et al. A constant false alarm rate frame detector for satellite-based automatic identification system [J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2018,36(1):1-13.
- [7] 郝敬松,马社祥,孟鑫. 基于波形匹配的星载 AIS 信号检测[J]. 计算机仿真,2015,32(3):73-76.
- [8] 冯亚萍,马社祥. 基于差分相关的星载 AIS 信号帧同步[J]. 计算机应用与软件,2014,31(10):137-140.
- [9] 张焱,马金鑫. AIS 通用船舶自动识别系统简介[J]. 数字技术与应用,2018,36(9):72-73.
- [10] 初振华,冯文全,赵洪博,等. 基于 ARM+FPGA 的多场景星载 AIS 系统设计与实现[J]. 电子测量技术,2018,41(10):113-118.
- [11] 饶坤. 一种改进的星载 AIS 信号侦收算法[J]. 电讯技术,2016,56(9):1034-1038.
- [12] LI S, CHEN L, ZHAO Y. GMSK Viterbi demodulation for satellite-AIS [C]. 2018 IEEE 3rd International Conference on Signal and Image Processing(ICSIP), IEEE,2018:327-331.
- [13] 程云,陈利虎,陈小前. 星载 AIS 检测概率建模与仿真分析[J]. 国防科技大学学报,2014,36(3):51-57.
- [14] KAJUR R, PRASAD K V. Design and analysis of optimized CORDIC based GMSK system on FPGA platform[J]. International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2020,10(5):4679-4686.
- [15] 叶猛,高璐,纪圣谋,等. 船载自动识别系统[J]. 电子测量技术,2013,36(3):32-35.

## 作者简介

王瑞,硕士,主要研究方向为通信信号处理。

E-mail: morry4c@163.com

薛文,讲师,主要研究方向为通信信号处理。

E-mail: xuewen@njust.edu.cn