

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2210806

一种 VDE 上行信号解调解码技术研究

徐逸洲¹ 王建新¹ 薛文¹ 杨树树²

(1.南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094; 2.南京电子设备研究所 南京 210007)

摘要: 国际电信联盟为甚高频数据交换系统的子系统甚高频数据交换定义了用于船舶与卫星通信的上行链路。本文研究了一种 VDE 上行信号的解调解码技术,旨在实现上行链路的物理层通信。首先,采用数据辅助联合非数据辅助方法对频偏和相偏估计及校正,结合定时算法实现信号同步;其次,使用大数逻辑译码算法和基于 Max-Log-Map 算法的迭代译码分别对信号 ID 段和数据段进行译码;最后对整个系统进行仿真。依据仿真结果,在 4 kHz 频偏下,当 $E_s/N_0 \geq 5$ dB 时,信号 ID 解码错误概率小于 0.01,数据段误帧率小于 0.1,表明了算法在大频偏下的有效性。

关键词: VDE;频偏估计;相位恢复;符号同步;信道译码

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Research on demodulation and decoding technology of VDE uplink signal

Xu Yizhou¹ Wang Jianxin¹ Xue Wen¹ Yang Shushu²

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China;

2. Nanjing Electronic Equipment Institute, Nanjing 210007, China)

Abstract: The International Telecommunication Union (ITU) defines the uplink for ship-to-satellite communications for the VHF Data Exchange (VDE) subsystem of the VHF Data Exchange System (VDES). This paper studies a demodulation and decoding technology for VDE uplink signal to realize uplink physical layer communication. Firstly, the data-aided and non-data-aided methods are used to estimate and correct the frequency offset and phase offset, and the timing recovery algorithm is used to achieve symbol synchronization. Secondly, the ID segment and the data segment of signal are decoded by using the majority-logic decoding algorithm and the iterative decoding based on the Max-Log-Map algorithm respectively. Finally, the whole system is simulated. According to the results, under the frequency offset of 4 kHz, when $E_s/N_0 \geq 5$ dB, the error probability of signal ID decoding is less than 0.01, and the frame error rate of data segment is less than 0.1, which shows the effectiveness of the algorithm under large frequency offset.

Keywords: VDE; frequency offset estimation; phase recovery; symbol synchronization; channel decoding

0 引言

甚高频(very high frequency, VHF)通信系统被广泛应用于海上业务,如自动识别系统(automatic identification system, AIS)。引进 AIS 是海运数字化的第一次尝试,其主要目的是实现一种广播通信,搭载相关设备的船只定期发送其位置、航向等消息来避免碰撞^[1]。2004 年, AIS 成为强制性系统,自此之后 AIS 得到飞快发展,不仅用于避免船只碰撞,还有其他扩展服务如搜救发射机(SART-AIS)等。这些扩展服务给系统带来了压力, AIS 面临系统过载的问题,因此国际航标协会和一些国际海事组织对甚高频数据交换系统(VHF data exchange system, VDES)展开研究来寻求解决方法。

VDES 不是 AIS 的革新,而是一个 AIS 和其他系统的组合,且 AIS 有最高优先级。VDES 目前有 3 个子系统: AIS、特殊应用报文(application specific message, ASM)以及甚高频数据交换(VHF data exchange, VDE)。VDES 的主要目的是降低 AIS 的负载,并加强数据交换能力。VDES 有地面和卫星两个部分,地面部分负责船舶之间和船舶与岸站间的通信,卫星部分为远距通信提供服务,并且使得 VDES 实现大范围覆盖^[2]。

VDE 的灵活性使得其成为 VDES 中关键的一部分,并且 VDE 既有地面部分,又有卫星部分。凭借自适应编码和调制(adaptive coding and modulation, ACM)功能,相比 AIS, VDE 被允许使用更高速率进行通信。世界各组织正开展对 VDE 的研究与试验。

收稿日期:2022-07-25

2017 年,挪威空间中心(NSC)发射了由加拿大多伦多大学空间飞行实验室(SFL)制造的 Norsat-2 卫星^[3]。该卫星是第一颗搭载 VDES 有效载荷的卫星,此外还搭载了 AIS 接收机。自 Norsat-2 卫星在轨后,有关卫星链路的测量活动率先开展。

文献[4]描述了对随机上行链路的物理层帧(ID=20)进行的测试。由地面 VDE 发射平台发 QPSK/CDMA 送信号,Norsat-2 上的 VDE 接收平台将信号样本记录在文件中,通过 S 波段地面站接收被存储的文件,样本文件被离线分析。文献中给出了一种物理层信号处理方法,利用导频等已知信息进行数据辅助方法对频偏相偏估计并校正,再评估编码比特的对数似然比(log-likelihood ratio,LLR)后进行解码,采用连续干扰消除(successive interference cancellation,SIC)方法解决多用户消息重叠问题。

文献[5]研究了适用于 VDE-SAT 信号的几种载波同步算法,主要利用数据辅助方法进行估计。文献对 Fitz,L&R,L&W 以及 Kay 算法理论推导并仿真,详细描述了算法的估计范围以及估计精度。根据仿真结果,在大频偏情况下,Fitz 和 L&R 算法的性能差,在信噪比

大于 6 dB 时,Kay 算法较好,L&W 算法次之。结论表明,在大频偏情况下,几种算法性能出现不同程度的恶化,因此在使用这些算法时需要在算法的估计精度和估计范围之间取舍。

考虑到上述由大频偏引起的问题,本文针对文献[6]定义的 VDE 上行信号(ID=21)研究了一种解调解码技术。根据物理层帧结构特点,利用数据辅助联合非数据辅助估计对频偏和相偏估计并补偿,结合定时算法实现信号同步,然后采用大数逻辑译码和 Turbo 迭代译码算法实现对 ID 和数据段的解码,最后通过 CRC 校验解码比特的正确性。对上述系统进行仿真并分析,结果验证了在大频偏情况下,本文研究的解调解码技术的有效性。

1 VDE 上行信号及组帧

1.1 VDE 上行信号简介

根据 ITU 建议书,VDES 系统主要使用时分多址技术(time division multiple access, TDMA),每 1 min 被划分 2 250 个时隙,每一时隙占 26.67 ms。VDE 上行信号通用时隙格式如图 1 所示。

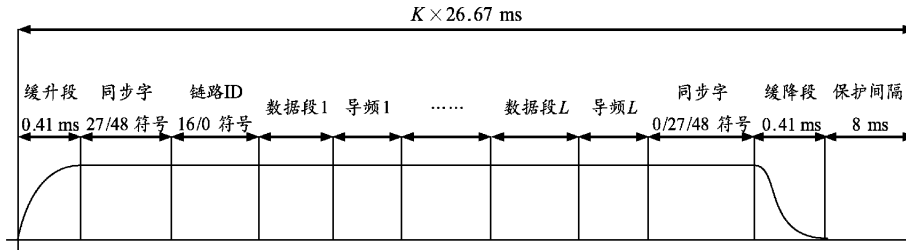


图 1 VDE 上行信号通用时隙格式

图 1 所示的信号中, K 表示信号占的时隙个数。缓升和缓降部分对应发射机功率上升和下降的过程,分别占 0.41 ms。同步字序列为一段内容已知且调制方式已知的序列。ID 是信号的标签,定义信道配置。导频为间隔插入的单个已知符号,是否存在导频及相邻导频的距离由 ID 定义。本文讨论的上行信号 VDE-SAT(ID=21)的配置参数如表 1 所示,表中 FEC 表示前向纠错编码。表 2 给出 VDE-SAT(ID=21)的同步字序列。

表 1 VDE-SAT(ID=21)信号参数表

参数	值	单位
ID	21	
K	1	slots
符号速率	33.6	ksps
导频距离	N/A	symbols
同步字序列长度	27	symbols
补零+FEC 尾比特	0+8	bits
FEC 输入	736	bits
FEC 输出	1 104	bits

表 2 VDE-SAT 同步字序列表

长度	序列
27	010001010010010000000110011

1.2 Reed-Muller 编码

ID 字段定义了信号的配置,为更可靠的传输 ID 信息,对 ID 进行 Reed-Muller(RM)编码。

首先利用式(1)的 Reed-Muller 编码矩阵对 6 位二进制 ID 进行编码,再对编码后的序列进行加扰,加扰序列为 11000010111000101000111001001111。

$$G_{RM} = \begin{bmatrix} 10000010111010011110100110010110 \\ 010000011101010111010101010101 \\ 00100011101100110011001100110011 \\ 00010011000011111000111100001111 \\ 00001000011111110000000111111111 \\ 00000100000000001111111111111111 \end{bmatrix} \quad (1)$$

1.3 循环冗余校验(CRC)

VDE-SAT(ID=21)在数据字段末尾附加冗余校验序列,采用 CRC-32 格式,其多项式表示为:

$$g(x) = x^{32} + x^{26} + x^{23} + x^{22} + x^{16} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^2 + x + 1 \quad (2)$$

序列 100000100110000010001110110110111 为式(2)对应的二进制形式。

在组帧时,先将待校验数据进行CRC得到校验码,再将校验码附在待校验数据末位。

CRC原理本质上是移位异或运算,当待校验序列有较多比特时,会产生较多的移位异或运算。为提高CRC的效率,本文选用一种查表法CRC^[7],以8位比特为单位,提前计算好这8位的CRC校验结果,将这些32位校验结果存成一张表。校验时,只需要查表即可得到校验结果。

1.4 前向纠错编码

图2所示为数据比特的典型处理流程。

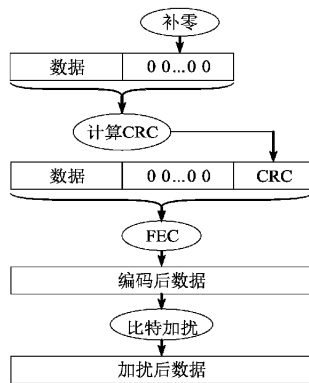


图2 数据段典型处理流程

VDE采用的前向纠错编码(FEC)为Turbo编码,其编码结构如图3所示。图3中交织器图案、分量编码器结构和删余矩阵均由文献[6]给出。对于同一待编码数据,分别输入分量编码器1和分量编码器2。数据在进入分量编码器2前经过交织器进行交织,交织器主要工作是以一种伪随机的形式对数据比特顺序进行重新排列,确保图3中的 X' 与 X 不相同。

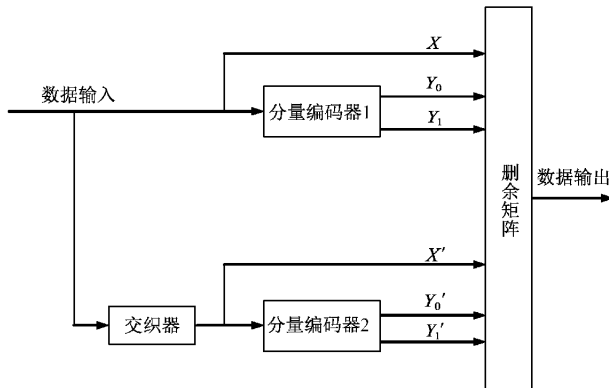


图3 Turbo编码结构

分量编码器的输出主要包括两部分:编码后数据和尾比特。在完成数据编码后,为使编码器状态清零,编码器将继续编码6个周期,此时编码输出为尾比特。待完成所

有编码工作后,所有编码后输出接入删余矩阵,根据ID选取适用的删余矩阵,删余的目的是为了控制Turbo编码的码率。

1.5 比特加扰

在前向纠错编码后,对已编码数据进行加扰,加扰多项式如下:

$$F(x) = 1 + x^{11} + x^{15} \quad (3)$$

如图4所示为比特加扰示意图,图中顶部序列为加扰器初始化序列,对每个传输帧,加扰器需要重新初始化。

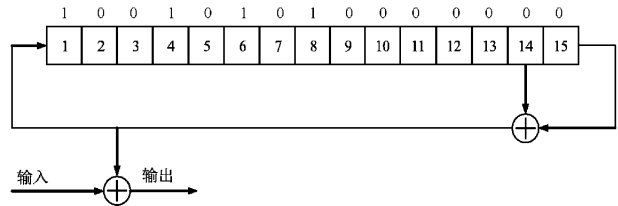


图4 比特加扰示意图

1.6 星座图映射及成形

VDE-SAT (ID=21)采用 $\pi/4$ -QPSK的调制方式, $\pi/4$ -QPSK调制的星座图如图5所示。 $\pi/4$ -QPSK星座图可以看作是初相为 $\pi/4$ 的QPSK星座图与初相为0的QPSK星座图相加而成。相比QPSK调制, $\pi/4$ -QPSK调制不会出现相邻两个符号之间相位相差 180° 的情况。

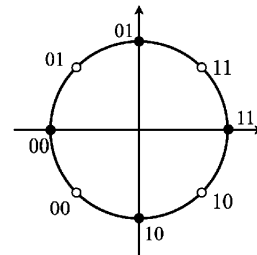


图5 $\pi/4$ -QPSK调制星座图

根据星座图规则每两位比特映射成一个符号,因此待映射比特序列的第1位比特被映射到第1个符号的最高有效位,第2个比特映射到符号中的低有效位,依此类推,直到所有待映射比特均被映射完。星座图映射的初始状态被定义为同步字序列第一个符号被映射到初相为 $\pi/4$ 的QPSK星座图。表2中同步字序列1映射到 $\pi/4$ -QPSK星座图的11,0映射到 $\pi/4$ -QPSK星座图的00。

星座图映射之后,对信号成形滤波,成形滤波器均为方根升余弦滚降滤波器,滚降因子为0.25。

2 基带解调

将采样后信号表示为:

$$r[l] = s[l]e^{j(2\pi\Delta f/T_s + \Delta\varphi)} + n[l] \quad (4)$$

式中: $s[l]$ 表示发射信号样点序列, Δf 为频率偏移, $\Delta\varphi$ 为相位偏移, $n[l]$ 为噪声, T_s 表示采样周期, M 为过采样倍数,本文中 $M=8$ 。

基带解调流程如图 6 所示,该部分作用是去除频偏、相偏并且进行符号定时,保证了后续正确解码。

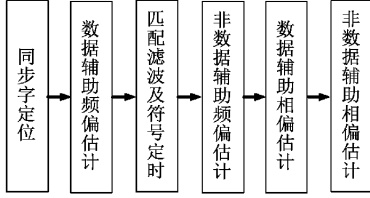


图 6 基带解调流程

2.1 同步字检测及定位

同步字检测及定位都是基于已知同步字序列的自相关特性实现的^[8]。由于同步字序列为一段已知序列,因此可以利用本地预存的同步字序列与采样信号作相关来实现检测和定位,相关值过门限则判定为检测到信号,进而再查找相关峰进行定位。

为解决大频偏下直接相关误差大的问题,先使用差分法对采样信号做差分处理,再与本地序列相关。

差分处理表示将信号延时一个符号取共轭再与原信号相乘,得到接收信号的差分表达式:

$$d[l] = r[l]r^*[l-M] = s[l]s^*[l-M]e^{j(2\pi\Delta fMT_s)} + \hat{n}[l] \quad (5)$$

式中:“*”表示共轭运算, $\hat{n}[l]$ 表示差分后的噪声部分。经过差分处理,相位偏移被消除,频偏带来的影响转变为一个固定的相位值。

2.2 数据辅助估计

基于 VDE-SAT(ID=21)中有已知同步字序列,利用该序列进行数据辅助频偏和相偏估计。

采用 M&M 算法对频偏进行数据辅助估计^[9]。首先去调制,对信号进行 Q 倍抽取,抽取后的信号表示如下:

$$r_{sy}[m] = s_{sy}[m]e^{j(2\pi\Delta f/m \cdot QT_s + \Delta\phi)} + n_{sy}[m] \quad (6)$$

式中:下标 sy 表示信号的同步字部分。对式(6)两边乘 $s_{sy}^*[m]$,化简得到去除调制信息的样点序列表达式:

$$z_{sy}[m] = e^{j(2\pi\Delta f/m \cdot QT_s + \Delta\phi)} \{1 + \tilde{n}_{sy}[m]\} \quad (7)$$

$$\text{其中, } \tilde{n}_{sy}[m] = n_{sy}[m]s_{sy}^*[m]e^{-j(2\pi\Delta f/m \cdot QT_s + \Delta\phi)}$$

M&M 算法主要思想是通过捕获信号自相关值的相位增量来估计频偏,因此算法首先进行样点序列自相关,表达式如下:

$$R_{zz}[h] = \frac{1}{L_s - h} \sum_{m=h}^{L_s-1} z_{sy}[m]z_{sy}^*[m-h] = e^{j2\pi\Delta fh \cdot QT_s} \{1 + \gamma[h]\} \quad (8)$$

其中,

$$\gamma[h] = \frac{1}{L_s - h} \sum_{m=h}^{L_s-1} \{\tilde{n}_{sy}[m] + \tilde{n}_{sy}^*[m-h]\} + \tilde{n}_{sy}[m]\tilde{n}_{sy}^*[m-h]$$

式中: $0 \leq h \leq N$, L_s 表示 Q 倍抽取后同步字序列长度, N

为设计参数,为不超过 $L_s/2$ 的最大整数。

在高信噪比条件下,自相关值的相位表达式如下:

$$\arg\{R_{zz}[h]\} \approx 2\pi\Delta fh \cdot QT_s \quad (9)$$

则相位差表达式为:

$$\Phi[\hat{h}] = \arg\{R_{zz}[\hat{h}]\} - \arg\{R_{zz}[\hat{h}-1]\} =$$

$$\arg\{R_{zz}[\hat{h}]R_{zz}^*[\hat{h}-1]\} \approx 2\pi\Delta f \cdot QT_s \quad (10)$$

式中: $\hat{h} \in [1, N]$ 。利用平滑窗函数对这些估计值进行加权,平滑窗函数如下:

$$W[\hat{h}] = \frac{3[(L_s - \hat{h})(L_s - \hat{h} + 1) - N(L_s - N)]}{N(4N^2 - 6NL_s + 3L_s^2 - 1)} \quad (11)$$

最后,频偏估计表达式为:

$$\Delta\hat{f}_d = \frac{1}{2\pi \cdot QT_s} \sum_{\hat{h}=1}^N W[\hat{h}] \times \arg\{R_{zz}[\hat{h}]R_{zz}^*[\hat{h}-1]\} \quad (12)$$

$\arg[\cdot]$ 为相角计算函数,其值范围为 $[-\pi, \pi]$ 。根据式(12),M&M 算法的估计范围在 $\pm 1/(2QT_s)$ 之间。

根据图 6 流程,在符号定时恢复后进行数据辅助相位估计,估计表达式如下:

$$\Delta\hat{\phi}_d = \arg\left\{\sum_{p=0}^{L_0} r_{sy}[p]s_{sy}^*[p]\right\} \quad (13)$$

式中: L_0 表示定时恢复后同步字序列长度。数据辅助相偏估计的估计值为被估计序列与本地序列的夹角,因此,本地序列需采用与被估计序列相同的映射规则。

2.3 匹配滤波及符号定时

为找到最佳采样点进行采样,先将信号进行匹配滤波。匹配滤波器设计参数与成形滤波器匹配,通常将匹配滤波器设计为成形滤波器的共轭翻转。

本文采用前馈定时恢复环路^[10],先将信号分段,子段内时延的变化是缓慢的,因此将子段时延近似为一个稳定值,采用平方律定时误差检测估计出当前子段的时延^[11],依据时延对该子段进行判决。时延估计值通常不为整数,本文对估计值先取整再进行判决。

平方律定时误差检测算法框图如图 7 所示。子段时延估计值 $\hat{\epsilon}_s$ 单位为符号。

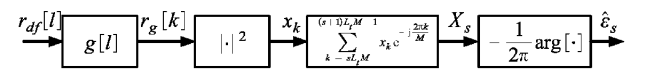


图 7 平方律定时误差估计算法

图 7 中, $r_{df}[l]$ 表示去除数据辅助频偏估计值后的信号, s 表示分段下标, $g[l]$ 表示匹配滤波器, $r_g[k]$ 表示匹配滤波输出, L_s 表示子段包含的符号数。

2.4 非数据辅助估计

本文采用数据辅助联合非数据辅助估计方法对频偏、相偏估计^[12]。无论对频偏或相偏的估计,在进行非数据辅

助估计之前,均对信号进行去调制处理。

先将 $\pi/4$ -QPSK 调制的信号通过旋转变为 QPSK 调制的信号,初相为 $\pi/4$ 。通常使用四次方去除 QPSK 调制,但四次方后信噪比恶化严重,影响估计性能。对此,本文使用 V&V 算法去除 QPSK 调制信息^[13]。算法将 QPSK 信号做非线性变换得到如下样点序列表达式:

$$z[w] = F\{\rho_w[\alpha]\}e^{j4\phi[w]} \quad (14)$$

式中: $F\{\rho_w[\alpha]\} = \rho^\alpha[w]$, $\rho[\cdot]$ 表示模, α 表示模的次方, $\phi[w]$ 表示信号相位。

对频偏的估计仍采用 M&M 算法,利用自相关函数的相位差估计出频偏,算法不再重复推导。需要注意,这里的样本函数相位为原信号相位的 4 倍,得到估计值之后需除以 4。

对相偏估计的表达式为:

$$\Delta\hat{\varphi}_n = \frac{1}{4} \arg\left\{ \sum_{q=0}^{L_f-1} F\{\rho_q[\alpha]\}e^{j4\phi[q]} \right\} + \Delta\varphi_c \quad (15)$$

式中: L_f 表示进行非数据辅助相偏估计的符号个数, $\Delta\varphi_c$ 表示估计值的修正量。由于算法估计值为与坐标轴正方向的夹角,而经过信号旋转后,信号调制含有 $\pi/4$ 的初相,因此需要修正。

非数据辅助相偏估计值包含相位噪声、数据辅助相位估计后的残余相位以及频偏抵消不完全引起的相位共三部分,其中残余频偏引起的相位表示如下:

$$\theta_f[q] = 2\pi\Delta f_n q T \quad (16)$$

式中: Δf_n 表示残余频偏, T 表示符号周期。该相位是关于时间的变量,因此将信号分段进行相位估计,近似将子段内相位看作不变。

3 信道译码

3.1 大数逻辑译码

采用大数逻辑译码对 ID 字段进行译码^[14],首先对基带解调后的 ID 序列进行解扰,记解扰后序列为 $\mathbf{c} = [c_0 \ \dots \ c_{31}]$,原始 ID 比特序列 $\mathbf{a} = [a_0 \ \dots \ a_5]$,用 $\hat{\mathbf{a}} = [\hat{a}_0 \ \dots \ \hat{a}_5]$ 表示译码得出的序列。将式(1)生成矩阵改写:

$$\mathbf{G}_{RM} = [\mathbf{g}_0 \ \dots \ \mathbf{g}_{31}] \quad (17)$$

式中: \mathbf{g}_i 表示 \mathbf{G}_{RM} 的列向量且 $0 \leq i \leq 31$,编码后比特序列记为 $\mathbf{b} = \mathbf{a}\mathbf{G}_{RM} = [b_0 \ \dots \ b_{31}]$ 。将生成矩阵按列进行分组,每一组包含两列,分组规则为这两列中仅有 2 个元素不同,以 $\mathbf{g}_{15}, \mathbf{g}_{31}$ 为例说明,其余分组情况类似, $\mathbf{g}_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0]^T$, $\mathbf{g}_{31} = [0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$, $[\cdot]^T$ 表示转置。因此,编码后的比特可表示为:

$$b_{15} = [a_0 \ \dots \ a_5] \cdot \mathbf{g}_{15} \quad (18)$$

$$b_{31} = [a_0 \ \dots \ a_5] \cdot \mathbf{g}_{31}$$

其和式可表示为:

$$b_{15} + b_{31} = [a_0 \ \dots \ a_5](\mathbf{g}_{15} + \mathbf{g}_{31}) = [a_0 \ \dots \ a_5][1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0]^T = a_0 + a_5 \quad (19)$$

同理,在接收端可以表示为:

$$\hat{a}_0 + \hat{a}_5 = c_{15} + c_{31} \quad (20)$$

称式(20)为校验和式,对于分完组的矩阵,每一对如 $\hat{a}_0 + \hat{a}_5$ 的和式都有 16 个校验和式,对这 16 个校验和式应用大数逻辑规则,只要错误数不超过 7,即可完成一次正确译码。

接着将生成矩阵改写为行的形式:

$$\mathbf{G}_{RM} = [\mathbf{d}_0 \ \mathbf{d}_1 \ \mathbf{d}_2 \ \mathbf{d}_3 \ \mathbf{d}_4 \ \mathbf{d}_5]^T \quad (21)$$

观察到生成矩阵的每一行相加可以得到全 1 的向量,可得到等式:

$$\mathbf{d}_5 = \mathbf{I} + \mathbf{d}_0 + \mathbf{d}_1 + \mathbf{d}_2 + \mathbf{d}_3 + \mathbf{d}_4 \quad (22)$$

式中: \mathbf{I} 表示全 1 向量,因此对于序列 \mathbf{b} , 有:

$$a_5\mathbf{I} = \mathbf{b} + (a_0 + a_5)\mathbf{d}_0 + (a_1 + a_5)\mathbf{d}_1 + (a_2 + a_5)\mathbf{d}_2 + (a_3 + a_5)\mathbf{d}_3 + (a_4 + a_5)\mathbf{d}_4 \quad (23)$$

同理,在接收端可以表示为:

$$\hat{a}_5\mathbf{I} = \mathbf{c} + (\hat{a}_0 + \hat{a}_5)\mathbf{d}_0 + (\hat{a}_1 + \hat{a}_5)\mathbf{d}_1 + (\hat{a}_2 + \hat{a}_5)\mathbf{d}_2 + (\hat{a}_3 + \hat{a}_5)\mathbf{d}_3 + (\hat{a}_4 + \hat{a}_5)\mathbf{d}_4 \quad (24)$$

对 \hat{a}_5 的 32 个校验表达式进行大数逻辑译码,得到 \hat{a}_5 的值后,回代至其余的校验和式,重复应用大数逻辑进行译码。

3.2 Turbo 码的迭代译码

接收端基带解调后信号数据部分进行迭代译码,迭代译码框图如图 8 所示。在组帧时,编码后对输出序列进行删余来调整编码的码率,接收端则对接收序列先进行反删余再进行迭代译码,输入译码器的为软信息。

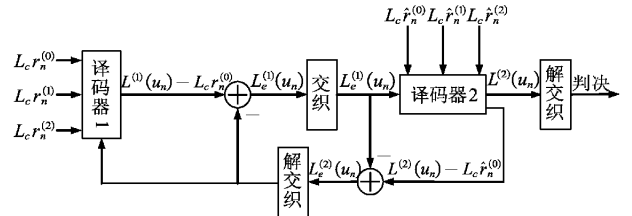


图 8 Turbo 码迭代译码框图

图 8 中,记信息比特 $u_n = v_n^{(0)}$,接收到的信息比特记为 $r_n^{(0)}$,校验比特为 $v_n^{(1)}$ 和 $v_n^{(2)}$ 且接收到的校验比特分别记为 $r_n^{(1)}$ 和 $r_n^{(2)}$,符号“ \cdot ”表示编码端含有交织器的编码输出对应的接收序列, $L_c = 4E_s/N_0$ 是信道可靠因子。

对迭代译码过程总结如下,译码器 1 的第 1 次迭代中,输入的是分量编码器 1 输出序列对应的接收序列每个符号的信道 L 值,即 $L_c r_n^{(0)}$, $L_c r_n^{(1)}$ 和 $L_c r_n^{(2)}$,以及信息的先验 L 值 $L_a(u_n)$ 。译码器 2 的第 1 次迭代,输入的是分量编码器 2 输出序列对应的接收序列每个符号的信道 L 值,即 $L_c \hat{r}_n^{(0)}$, $L_c \hat{r}_n^{(1)}$ 和 $L_c \hat{r}_n^{(2)}$,以及译码器 1 输出的每个信息位的外部后验 L 值 $L_c^{(1)}(u_n)$,在进入译码器 2 前,外部后验值需

要被交织, 交织后被送入译码器 2 作为先验 L 值 $L_a^{(2)}(u_n)$ 。在译码器 1 的后续迭代中, 先验信息由译码器 2 输出 $L_e^{(2)}(u_n)$ 决定, 译码器 2 的后续迭代除先验信息不同外, 其余均与第 1 次迭代相同。迭代完成后, 对译码器 2 输出 $L^{(2)}(u_n)$ 值解交织后判决得到译码结果。

对上述迭代译码过程中的先验 L 值补充说明, 对于输入等概率的情况, 校验比特也是等概率的, 因此有如下等式:

$$L_a(v_n^{(j)}) = 0, j = 1, 2 \quad (25)$$

即对于译码器 1 的第 1 次迭代, 先验 L 值为 0。

分量译码器 1 和分量译码器 2 均采用 Max-Log-MAP 算法^[15], 算法基于编码器的状态网格图实现, 依据网格图计算分支量度、前向量度和后向量度, 进而实现译码, 由于该算法引入了近似函数, 优化了对数域 MAP 算法的运算量, 性能相比对数域 MAP 算法会损失约 0.5 dB。

4 仿 真

4.1 参数设置

根据卫星链路的多普勒特性^[16], 信号可能带有 ± 4 kHz 范围内的频率偏移, 因此对于零中频基带信号, 基带解调前先通过一个通带为 25 kHz 的低通滤波器, 滤除带外噪声。本文将低通滤波器设置为 32 阶。

数据辅助频偏估计中抽取倍数 Q 取值 4, 此时估计范围为 ± 33.6 kHz, 满足对 ± 4 kHz 范围内频偏的估计, 且留有余量防止越界。

符号定时采用对数据分段估计时延并恢复的方法, 考虑到本文信号为单时隙信号较短, 设置分段长度为 64 符号。

非数据辅助频偏估计中 V&V 算法选用参数 $\alpha = 1$ 。得到去调制序列后, 对序列再次利用 M&M 算法, 越多的符号参与估计, 估计结果越精确。考虑到信号长度及相应的计算量, 选定使用 512 符号进行非数据辅助频偏估计。

非数据辅助相偏估计中 V&V 算法选用参数 $\alpha = 1$ 。相位分段恢复同样选定以 64 符号为单位分段。

Turbo 码迭代译码的终止条件因考虑到其庞大的计算量, 选用固定次数迭代方式进行, 设置迭代次数为 3。对译码后的数据进行 CRC 校验, 得出校验码全为 0, 则译码正确。

4.2 系统仿真

建立如图 9 所示的仿真流程, 参数设置如 4.1 节, 按图 9 框图循环仿真 5 000 次, 信号按第 1 节描述方法产生, 信号参数对应 VDE-SAT (ID=21), 每次仿真信号数据均随机产生。仿真主要关注于解调解码性能, 因此仿真建立在信号已检测到的情况。

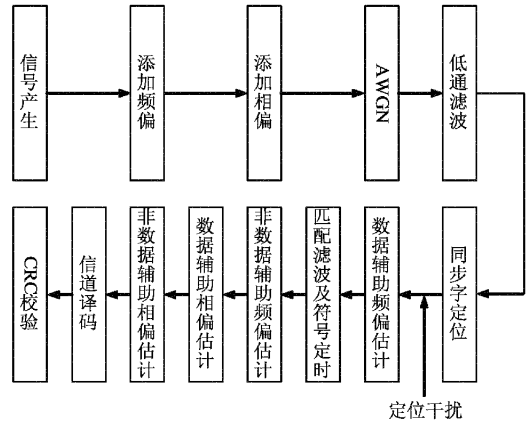
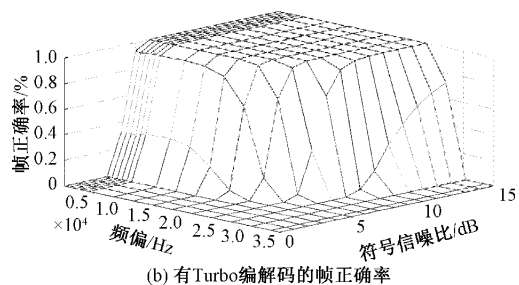
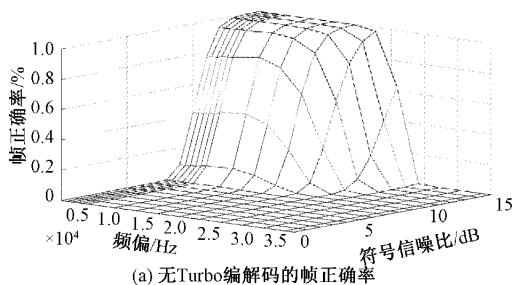


图 9 系统仿真流程

仿真结果如图 10 所示, 其中 10(a) 和 (b) 仿真了符号信噪比和频偏对两种系统 (有无 Turbo) 的帧正确率的影响。根据图 10(b) 中结果, 较高信噪比条件下, 研究的解调解码系统可以适应 ± 4 kHz 范围内的频偏, 当频偏增大到理论极限附近, 性能快速下降。图 10(c) 为在 4 kHz 频偏下两种系统误比特率性能比较, 图 10(d) 为图 10(a) 和 (b) 截取频偏 4 kHz 的截面并转换为误帧率, 根据图 10(d) 中曲线, 当 $E_s/N_0 \geq 5$ dB 时, 有 Turbo 的系统误帧率低于 0.1, 即帧正确率大于 90%, 而无 Turbo 的系统 E_s/N_0 约为 11.5 dB 才能达到这个指标, 说明此时 Turbo 码的增益约为 6 dB。

图 11、12 为 ID 字段解调解码的性能曲线。图 12 中有 Reed-Muller 的 ID 错误概率 (错误比特数 ≥ 1) 曲线为图 11 中频偏为 4 kHz 的截面并转换后得到。图 11 说明了符号信噪比和频偏对有 Reed-Muller 的 ID 解码正确率的影响。根据图 12, 当 $E_s/N_0 \geq 5$ dB 时, 有 Reed-Muller 的系统 ID 错误概率低于 0.01。说明 ID 的解码不影响数据段解码即出现数据段解码正确而 ID 解码错误的情况概率很小。



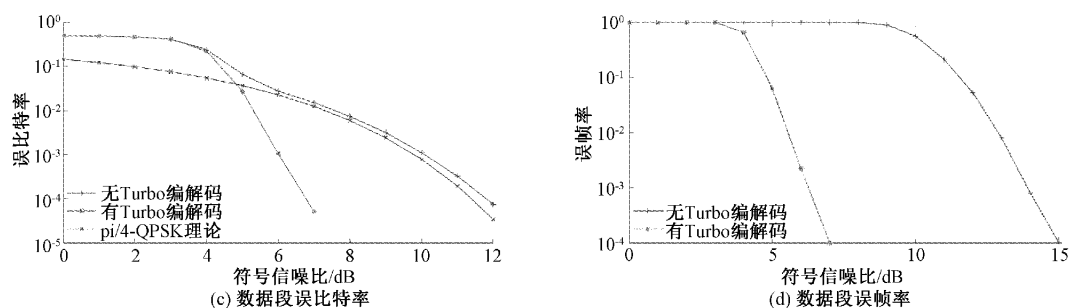


图10 VDE-SAT(ID=21)数据段解调解码仿真

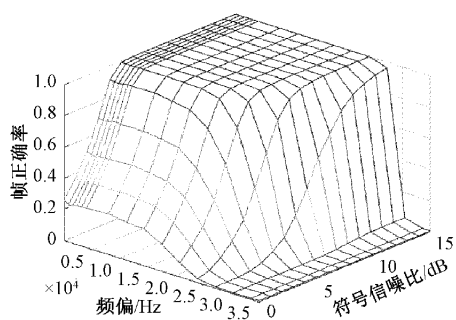


图11 有Reed-Muller的ID错误概率

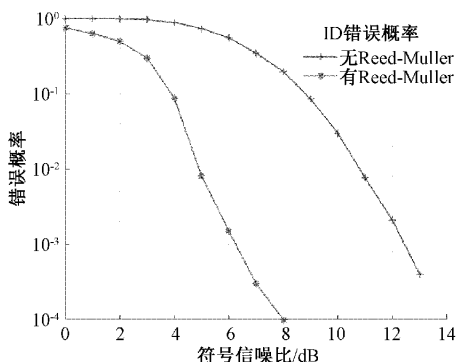


图12 4 kHz下有无Reed-Muller的ID错误概率

5 结论

本文研究设计了一种针对VDE上行信号的解调解码技术,采用的数据辅助联合非数据辅助估计方法能够适应 ± 4 kHz范围内的频偏,在频偏校正的基础上,再对相偏进行估计和校正。根据建议书规定的Reed-Muller编码(ID字段)和Turbo编码(数据字段)格式,研究了相应的Reed-Muller码译码算法和Turbo码译码算法。解调解码系统的仿真结果验证了研究的技术的有效性,也为VDE上行信号接收设计提供了参考。

参考文献

- [1] LÁZARO F, RAULEFS R, WANG W, et al. VHF data exchange system (VDES): An enabling technology for maritime communications[J]. CEAS space Journal, 2019, 11(1): 55-63.
- [2] GOLAYA A P, YOGESWARAN N. Maritime communication: From flags to the VHF Data Exchange System (VDES) [J]. Maritime Affairs: Journal of the National Maritime Foundation of India, 2020, 16(2): 119-131.
- [3] BRADBURY L M, DIACONU D, LAURIN S M, et al. NorSat-2: Enabling advanced maritime communication with VDES [J]. Acta Astronautica, 2019, 156: 44-50.
- [4] ANDREOTTI R, NANNA L, ANDRENACCI M, et al. On-field test campaign performance of VDE-SAT Link ID 20 over Norsat-2 LEO satellite[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2021: 1-21, DOI:10.1002/sat.1437.
- [5] AN W, LIN J. Research on several carrier synchronization algorithms for VDE-SAT system[C]. 2019 3rd International Conference on Electronic Information Technology and Computer Engineering (EITCE), IEEE, 2019: 1633-1636, DOI: 10.1109/EITCE47263.2019.9095156.
- [6] 甚高频(VHF)海上移动频段内的甚高频(VHF)数据交换系统的技术特性:ITU-R M. 2092-0 FRENCH-2015[S]. 国际电信联盟,2015.
- [7] 夏忠海,任勇峰,贾兴中,等. 基于FPGA的CRC查表法设计及优化[J]. 电测与仪表, 2017, 54(3): 54-59.
- [8] 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.
- [9] CAMPOBELLO G, SEGRETO A, DONATO N. A new frequency estimation algorithm for IIoT applications and low-cost instrumentation[C]. 2020 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), IEEE, 2020: 1-5, DOI: 10.1109/I2MTC43012.2020.9128364.
- [10] 顾奕. 平方律定时恢复接收机设计[J]. 北京信息科技大学学报(自然科学版), 2012, 27(3): 6-9.
- [11] ZHOU X. Efficient clock and carrier recovery algorithms for single-carrier coherent optical systems: A systematic

- review on challenges and recent progress[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2014, 31(2): 35-45.
- [12] 朱鸿明, 王建新. VDES 中 ASM 信号频偏估计算法研究[J]. 电子测量技术, 2020, 43(1): 105-109.
- [13] BILAL S M, BOSCO G, CHENG J, et al. Carrier phase estimation through the rotation algorithm for 64-QAM optical systems [J]. Journal of Lightwave Technology, 2015, 33(9): 1766-1773.
- [14] 陈雄方, 仰枫帆. Reed-Muller 码的大数逻辑译码及其与 Viterbi 算法的比较[J]. 信息通信, 2015(2): 14-17.
- [15] 赵宏宇. Turbo 编译码系统高效 MAP 译码, 无数据辅助 SNR 估计与多项式交织器设计[D]. 成都: 西南交通大学, 2011.
- [16] 黄爱军, 代红. 高动态卫星链路多普勒频移特性分析[J]. 电讯技术, 2020, 60(3): 263-267.

作者简介

徐逸洲, 硕士研究生, 主要研究方向为通信信号处理。

E-mail: xuyizhou@njust.edu.cn

王建新, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理和软件无线电。

E-mail: wangjxin@njust.edu.cn

薛文, 讲师, 主要研究方向为通信信号处理。

E-mail: xuewen@njust.edu.cn

杨树树, 高级工程师, 硕士, 主要研究方向为卫星有效载荷总体技术, 信号处理。

E-mail: ayangshushu@163.com