

一种新型罗兰导航系统差分技术

丁长春¹, 陈佳怡², 刘睿¹

(1. 中国电波传播研究所, 山东 青岛 266107; 2. 陆军边海防学院, 新疆 乌鲁木齐 830002)

摘要: 导航系统作为现代社会前进的指南针, 其应用已经渗透日常生活、科技文化、国民经济、军事任务等各个领域, 是现代社会的运行必不可少的基础设施。罗兰导航系统作为陆基长波导航系统典型代表, 是全球导航体系的重要组成部分, 由于其导航精度相对较低, 因此其在全球导航体系中的作用日益下降。近些年长波导航系统精度的提升主要依靠架设差分站等方式实现, 但是这种方式成本高、修正数据更新率低。针对这一问题, 本文提出了一种新型的差分罗兰导航系统, 并针对其中的关键技术进行简要的介绍、分析、仿真、测试。

关键词: 导航; 罗兰; 差分; RS 编码; PPM 调制;

中图分类号: P228.4 **文献标志码:** A **文章编号:** 1008-9268(2019)04-0068-09

0 引言

二次世界大战时期, 出于军事需要, 美国海军需要导航系统覆盖的范围比以往任意一个时期都要广, 罗兰导航系统应运而生。原始罗兰系统又称为罗兰 A (Loran-A), 其工作频率为 1.75~1.95 MHz, 设计有效作用距离为 1120~2240 km, 定位精度为 800~1600 m。在罗兰 A 的基础上, 根据应用需求, 经过多次技术迭代更新, 至 20 世纪 60 年代, 形成罗兰 C (Loran-C) 无线电导航系统^[1]。

美国海岸警卫队 (USCG) 和联邦航空管理局正在开展一项技术研究, 即分析和确定一种新型罗兰系统作为 GPS 备份导航系统的可行性。根据 USCG 为罗兰 C 制定的功能要求, 新型罗兰信号在港口附近及入港区域的可用性、准确性、完整性和连续性以及发送格式必须满足一定的条件, 才能应用于组合无线电导航系统。

USCG 主持的罗兰 C 性能评估小组 (LORAPP) 正在牵头开展一项针对新型罗兰技术的研究和概念验证项目, 用于测试该技术是否满足海上导航的需求。本文对新型罗兰 C 技术的导航能力进行了仿真测试。导航精度部分被认为是罗兰

C 系统在海洋环境中要克服的最大挑战。本文对罗兰系统如何通过类似差分全球定位系统 (DGPS) 的差分校正来校正信号的传播变化进行了探讨。

1 系统简介

新型罗兰技术是指在原有的罗兰脉冲组基础上再增加一个脉冲, 该脉冲组可表达成 32 种状态信息, 不同的状态信息传达不同的消息。该脉冲主要用于广播从多个陆基监测点获得的附加二次因子 (ASF)。ASF 校正值由空间分量和时间分量组成。本文分析了该技术方案与原有的罗兰数据传输通道的关系, 给出了系统测试的初步性能结果。

罗兰 C 完整性评估小组 (LORIPP) 和罗兰精度评估小组 (LORAPP) 均确信只需对现有罗兰系统进行最小的变动, 即可以满足导航性能完整性和准确性的要求。2001 年夏^[2], 在阿拉斯加对采用瞬时测频 (IFM) 调制的方式增大数据速率的技术进行了演示, 收效甚微。针对如何向用户传输增强数据, 进行了讨论与研究, 最终产生了一种新的罗兰数据传输技术。该技术是在标准的 8 个脉冲组后面增加一个第九调制脉冲。罗兰 C 评估小组认为需要将增加的脉冲组保持在现有的罗兰信号周期内,

收稿日期: 2019-06-27

资助项目: 国家重点研发计划重点专项 (2018YFB0505100)

通信作者: 刘睿 E-mail: 15375516858@163.com

在实际使用的时候不能够增加现有用户系统的复杂性.在此需要说明的是,该项技术目前仍然处于技术论证阶段,尚未正式批复.

信号接收机接收台站编码信息和相应台站发送的时间导航信号等信息,这些信息可用于实现信号源识别,从而实现台链识别.在设备导航的过程中,只需要对所接收到的最优信号进行解析即可.

在实际使用的过程中,信号接收机需要精准的二次相位因子(ASF)修正数据,用于修正传播中信号的时延变化,更正已有的信息.时延偏移量由各个监测基站进行测量.接收机内存中自带一个基于与监控基站相关的 ASF 修正数据库. ASF 在线校正系统仍处于概念验证阶段.

2 新型罗兰技术

2.1 新型调制技术

新型罗兰调制技术采用脉冲调制(PPM)方案,传递的信息量为 5 bit/脉冲.该方案在现有的每个重复间隔脉冲组(GRI)后增加一个正相位脉冲,脉冲宽度为 1000 μ s.更改后的每个 GRI 主台站总共有 10 个脉冲,而副台站则有 9 个脉冲.

采用 PPM 的调制方式易于信号的发射与接收处理.发射机不需要对输出网络进行较大的更改,控制软件的复杂性大大降低,无需对当前的定时和频率控制设备以及发射机控制台进行重大修改即可实现.已有的接收机几乎无需更改.

需要通过次生相位变化来实现 32 个状态和传递 5 bit/脉冲信息的功能.仅仅通过相位的变化只能够产生 3 bit/脉冲,为了生成剩下的两位,需要改变信号包络的起始位置.本调制方案是将包络线移动三次,产生 4 种状态的包络线位置,每种包络线又包括 8 种状态相位,由此共同构成完整的 32 状态 PPM.图 1 是 32 状态的时域图.相邻的两个包络状态之间的间隔为 50.625 μ s,如图 2 所示,以确保信号识别区上升期间无其余脉冲,每个包络内部各个状态之间相位相差 1.25 μ s.

基于脉冲信号的相位信息,对脉冲信号的包络识别区分只需要 45.625 μ s.固态发射机调整第 9 脉冲的相位编码信息相对比调整之前 8 个脉冲的相位信息更为容易,因此第 9 个脉冲在主台站 GRI B 和副台站 GRI A 时采用正相位码,而在主台站 GRI A 和副台站 GRI B 时采用负相位码.此外,为保证主脉冲内部各个子脉冲之间时延(1.25 μ s)的

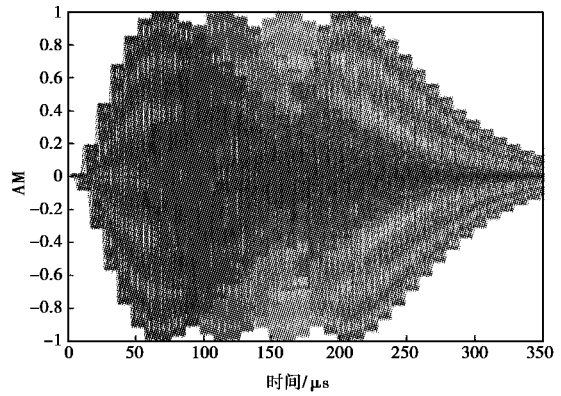


图 1 32 状态 PPM 调制时域图

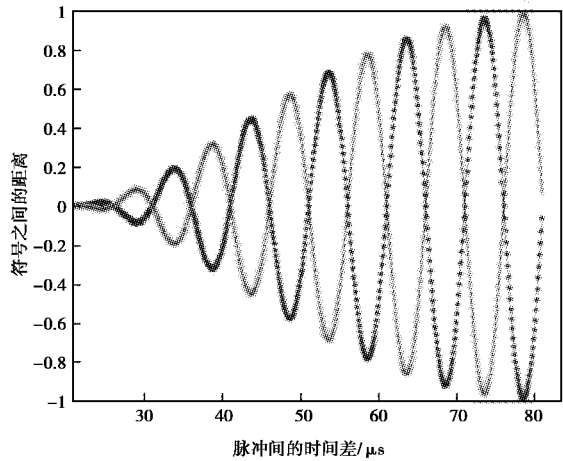


图 2 包络脉冲内部子脉冲时延图

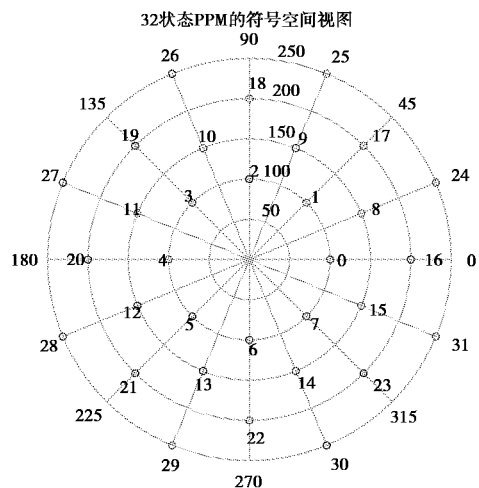


图 3 新型调制方式空间视图

准确度,当前的系统发射主时钟频率应当为 5 MHz.图 3 示出了 32 个符号的符号空间,表 1 示出了 32 个符号相对于符号 0 的时域位置.

表 1 各个符号位相对于 0 符号位的时间延迟表

| 状态 相位 | 计算 时延 | 5 MHz 时钟时延 | 状态 相位 | 计算 时延 | 5 MHz 时钟时延 |
|----------|----------|---------------|----------|----------|---------------|
| 0 | 0 | 0 | 16 | 101.25 | 101.2 |
| 1 | 1.25 | 1.2 | 17 | 102.5 | 102.6 |
| 2 | 2.5 | 2.6 | 18 | 103.75 | 103.8 |
| 3 | 3.75 | 3.8 | 19 | 105 | 105 |
| 4 | 5 | 5 | 20 | 106.25 | 106.2 |
| 5 | 6.25 | 6.2 | 21 | 107.5 | 107.6 |
| 6 | 7.5 | 7.6 | 22 | 108.75 | 108.8 |
| 7 | 8.75 | 8.8 | 23 | 110 | 110 |
| 8 | 50.625 | 50.6 | 24 | 151.875 | 151.8 |
| 9 | 51.875 | 51.8 | 25 | 153.125 | 153.2 |
| 10 | 53.125 | 53.2 | 26 | 154.375 | 154.4 |
| 11 | 54.375 | 54.4 | 27 | 155.625 | 155.6 |
| 12 | 55.625 | 55.6 | 28 | 156.875 | 156.8 |
| 13 | 56.875 | 56.8 | 29 | 158.125 | 158.2 |
| 14 | 58.125 | 58.2 | 30 | 159.375 | 159.4 |
| 15 | 59.375 | 59.4 | 31 | 160.625 | 160.6 |

2.2 增加的信息

为进行概念验证测试,在保证传递信息的有效性的同时,需将播发一次信息所用时长降到最低.在本方案中将有效信息长度限制在 24 个 GRI 之内.根据当前的美国罗兰数据传输速率,播发消息的最大长度为 2.38 s.

对于不同的用户,第一次校正所需的时长会有所不同.差分(ASF 校正)接收机需要对多个站进行校正,假设传输时间固定,接收机需要对每个罗兰台站都进行一次校正,而校正一个罗兰台站需要监测站提供 2 个校正数据.因此,对于一个罗兰 C 台链每个监测站将有 6 个校正信息,每个站点的校正数据将被分成 3 组(每组数据包括 2 个校正信息).假设每个罗兰台站传输最多不超过 15 到 25 个监测站的信息(45 到 75 组 ASF 校正数据),一个双向台站将有 1~1.5 min 的时间来进行首次校正.对于单向传输的台站所需时间翻倍.完整的告警信息或者 ASF 监测站“不可用”信息将根据需要传输,并具有最高优先级.

校正信息的最终格式和信息位分配尚未完成.在此先拟定了一种用于测试传输的 ASF 修正信息和绝对时间消息格式,如表 2 所示.

表 2 信息格式表

| 时间信息 | 位数 | 步进 | 最大取值 |
|---------|----|------|-------------------------|
| 信息类型 | 4 | — | 16 |
| 时间 | 31 | — | — |
| 闰秒 | 6 | — | 64 |
| 下次闰秒 | 1 | — | — |
| 台站 ID 号 | 3 | — | 8 |
| 总位数 | 45 | — | — |
| 校正信息 | 位数 | 步进 | 最大取值 |
| 信息类型 | 4 | — | 16 |
| 时间基准精度 | 3 | — | — |
| 参考 ID | 10 | — | 1024 |
| 信号 ID | 3 | 2 | 16 |
| 校正 1 | 10 | 2 ns | $\pm 1.022 \mu\text{s}$ |
| 校正 2 | 10 | 2 ns | $\pm 1.022 \mu\text{s}$ |
| 时间/精度 | 5 | — | — |
| 总位数 | 45 | — | — |

罗兰 C 完整性评估小组(LORIPP)正在考虑对航空中的天波完整性建立预警机制,如果信号接收点地磁纬度超过规定的范围,信号强度低于阈值或传输路径大于一定距离,则警告用户不要使用该信号^[3].

3 RS 编码

3.1 RS 编码技术简介

在新型罗兰调制应用中,编码起着三种作用:1)为信道数据传输提供纠错能力;2)提供解码后数据有效性的证明信息;3)提供信息同步字符.虽然可以以不同的方式实现以上功能,但在本调制方式中数据通道系统使用单一 Reed-Solomon (RS) 代码来完成以上三种功能.下面将进行详细描述.首先简要回顾一下 RS 编码.

RS 编码是一种著名的前向纠错编码方法,它可以有效地保护数据不受未知和潜在的突发信道干扰^[4].RS 码是非二进制码,编码字母表中的符号 q 的数量,要么是质数,要么是质数的幂.在大多数应用中 q 是 2 的幂,即 $q=2^b$,所以每个符号对应 b 比特位.在新型罗兰系统中第 9 脉冲的调制采用 $b=5$ 的方式,即 $q=2^5=32$,每个码字符号取 32 个值中的一个(通常写成 $0,1,2,\dots,31$).

RS 码的编码和解码过程通常用有限域上的多项式来描述;该方法的细节不在本文的讨论范围.但是,我们可以提供一个示例.在新型罗兰系统中,9 个脉冲共计 45 位消息字符串(为了方便查看,添加了逗号)01100,01001,01001,10101,10111,01101,10010,00110,00100 转换为符号序列 $m = [12,9,9,21,23,13,18,6,4]$. 在后面添加 7 个 0,该消息可形成 RS 编码器期望的 16 个符号.根据 RS 编码算法计算出的 15 个奇偶性符号为 $p = [0,7,7,31,13,6,15,6,10,19,16,11,11,12,27]$.因此,完整的 RS 码字是串联 $C31 = [12,9,9,21,23,13,18,6,4,0,0,0,0,0,0,0,7,7,31,13,6,15,6,10,19,16,11,11,12,27]$,缩写的 RS(24,9)码字就是 $C24 = [12,9,9,21,23,13,18,6,4,0,7,7,31,13,6,15,6,10,19,16,11,11,12,27]$.

注意到完整的 RS 码是循环的,换句话说,一个 RS 码字符号的循环移位(向左或向右)会产生另一个有效的 RS 码字.一般来说,缩写 RS 码不是循环的,但是它们可以接近循环.对于上面的具体例子,将 $C24$ 向左旋转一个单位,产生另一个有效的 RS 码字 $[9,9,21,23,13,18,6,4,0,0,0,0,0,0,0,0,0,7,7,31,13,6,15,6,10,19,16,11,11,12,27,12]$. (可以看出这个例子是有效的,因为码字奇偶校验部分的第一个符号是零;通常,如果消息部分以 0 结束,或者奇偶校验部分以 0 开始,那么循环属性将用于缩短码字的某些移位).当数据传输的同步未知时,这种数据码与循环码的接近将会是一个问题,下面将进一步讨论这个问题.

RS 码的译码算法称为有限距离译码,该译码算法不是将所有接收到的符号序列都转换为有效码字;只对接收到的符合固定间距要求的码字进行解码处理,不符合要求的不进行解析.图 4 示出了接收机的观测空间的一部分来描述这一概念.星号(每个圆一个)对应于实际的 RS 码字,接收到的点是所有其他可能的序列,接收的序列和圈子里附上这些集映射到封闭的码字.请注意,可解码集是不相交的,每个可解码集都包含一个码字.每个圆接收到的序列集合是对应码字在固定汉明距离内的序列.假设所传输的码字是黄色填充圆内的码字,解码器对该码字进行正确的解码,接收序列也在黄色圆内(这种情况发生的概率很高).如果接收到的序列在其他圆内(如橙色所示),解码器将释放与该圆对应的错误码字,从而产生错误.最后,如果接收到的序列不在任何圆内,即在灰色区域内,则解码

器报告失败.

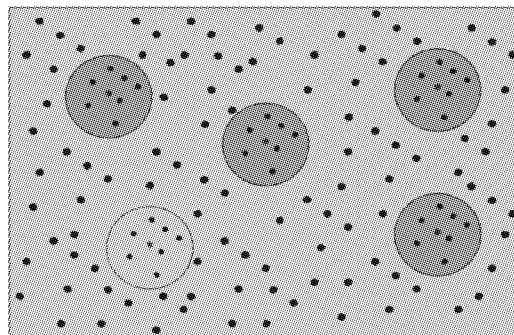


图 4 解码器解码示意图

3.2 RS 编码的纠错性能

在观测空间中,RS 码的有效码字分布得越远,译码器在译码时可纠正的错误数也就越多.RS 码在中长码长的情况下,具有很好的纠错性能,复杂度相对较低,故在实际中得到了广泛应用.具体来说,RS 码字之间的最小间距为 $n-k$.在图 4 中解码器的表示中,每个码字的圆半径等于汉明距离下的 $(n-k)/2$.对于新型罗兰系统, $n-k=15$,因此代码可以纠正多达 7 个错误,通过将纠错个数控制在较小的量时(例如 $t=6$),该算法可以提高系统的同步和完整性性能.未得到正确码字的总体概率(错误解码和解码失败的概率之和),相当于未落入黄圈的概率,可以计算为

$$P_r(\text{错误概率}) = \sum_{j=t+1}^n \binom{n}{j} p^j (1-p)^{n-j}, \quad (1)$$

式中: p 为信道的符号错误概率.对于新型罗兰代码($n=24$ 和 $t=6$).图 5 示出了总体概率与 p 的关系.注意到,只要符号错误率很低(小于 1% 的错误符号),那么产生的组合错误和译码失败概率就非常低.

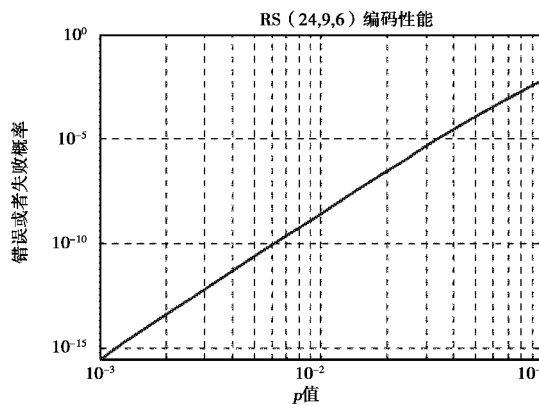


图 5 RS(24,9,6)编码性能

3.3 RS 编码数据完整性

图 5 所示的性能曲线是错误解码概率(接收到的序列位于图 4 中的一个橙色圆圈中)与加上解码失败的概率之和(接收到的序列属于图 4 中的灰色区域).从完整性的角度来看,不正确的解码需要避免.为了证明新型罗兰 RS 码的完整性水平,我们采用以下两种方法评估解码错误的概率:基于随机接收的数据,并以特定的错误事件为条件进行计算说明.

随机接收数据:通常采用二进制 CRC(循环冗余检查)码对系统进行误码率检测.此时需要构建系统模型,用于模拟系统故障或通道错误产生的影响.具体表现为当接收数据异常时,在计算时假设接收到的数据是随机的(这样所有的二进制序列出现的概率是相同的),同时假设未能被校正到的错误概率等于二进制模式的数量与通过 CRC 奇偶校验位模式的总数的比.对于包含 k 个信息位和 r 个奇偶校验位的 CRC 代码,这时

$$P_{rCRC} = \frac{2^k}{2^{k+r}} = 2^{-r}, \quad (2)$$

例如, $r = 24$ 奇偶位的 CRC 码其性能完整性的概率为 2^{-24} . 可以用随机数据对 RS 码进行类似的分析.不同之处在于,必须计算可解码序列的总数,即在有效码汉明码距离 t 内的可解码序列的总数,这些序列中包含未能校正的错误数据.最终得到的错误概率表达式如下:

$$P_r(\text{error}) = \frac{(q^k - 1) \sum_{j=0}^t \binom{q}{j} (q-1)^j}{q^n}, \quad (3)$$

分子上表示有效但不正确的数据量,总数为 (q^k-1) 乘以每个码字的可以校正的数据量;分母为接收序列的总数.对于新型罗兰代码,代入 $n=24$, $q=32$, $t=6$ 得到 $P_r(\text{error})=3.2 \times 10^{-9}$.

特定错误事件:为了更好地评估系统错误检测能力,我们逐个检查错误事件的类,计算三种相关概率:接收到的码字是正确的(P_c),接收到的码字是未检测到的错误(P_{UE}),以及存在解码器故障(P_F).注意到这三个事件概率之和等于一.为了描述不同的工作情况,用 u 表示在某一特定事件中所接收到的错误数据量, $0 \leq u \leq n$. 由于 RS (n, k) 码的最小距离为 $d_{\min} = n - k + 1$, 且有界距离译码器可以校正 t 个误差($t_s \leq (n - k) / 2$), 因此我们将问题的条件设为信道误差的个数 u , 并计算此数 $P_c(u)$ 、 $P_{UE}(u)$ 和 $P_F(u)$ 条件下的相关概率. 各个事件

计算结果如下:

当 $0 \leq u \leq t$, 可以得到 $P_c(u) = 1$, $P_{UE}(u) = 0$, $P_F(u) = 0$;

当 $t < u < d_{\min} - t$, 可以得到 $P_c(u) = 0$, $P_{UE}(u) = 0$, $P_F(u) = 1$;

当 $u > d_{\min} - t$, 可以得到 $P_c(u) = 0$, 计算 $P_{UE}(u)$, 可得到 $P_F(u) = 1 - P_{UE}(u)$.

对于 $P_{UE}(u)$ 的计算如果假设 u 个错误随机分布在 n 个符号位置上, 那么错误概率就等于可解码的错误序列与序列的总数之比. 采用 Daraiseh 方法得到的结果如图 6 和表 3 所示. 总之, 对于任意数量的信道错误, RS 码的消息完整性级别都非常高.

$$P_{UE}(u) = \frac{\sum_{m=-t}^{2t} \sum_{j=0}^{\lfloor \frac{t-m}{2j} \rfloor} \sum_{k=0}^{t-1-m-2j} \binom{n-m-u}{j} \binom{u+m}{j+m} \binom{u-j}{k} (q-1)^j (q-2)^k}{\binom{n}{u} (q-1)^u}, \quad (4)$$

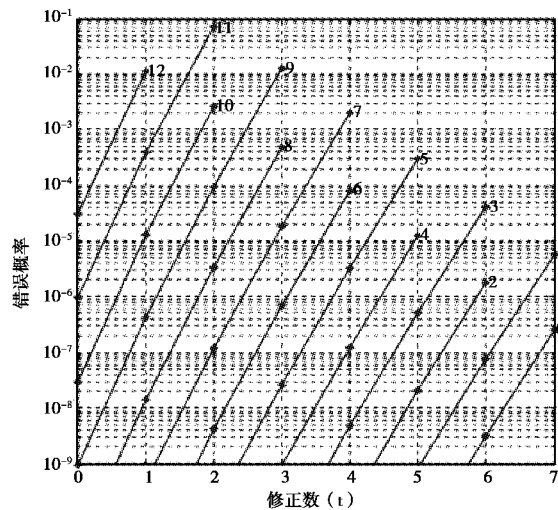


图 6 误差修正及错误概率图

表 3 RS(24,9) 编码性能表

| 错误计数 u | $P_{UE}(u)$ | $P_F(u)$ |
|---------------------|-----------------------|------------------|
| 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6 | 0 | 0 |
| 7, 8, 9 | 0 | 1 |
| 10 | 1.1×10^{-10} | $1 - P_{UE}$ |
| 11 | 5.5×10^{-10} | $1 - P_{UE}$ |
| 12 | 1.4×10^{-9} | $1 - P_{UE}$ |
| 13 | 2.3×10^{-9} | $1 - P_{UE}$ |
| 14 | 3.0×10^{-9} | $1 - P_{UE}$ |
| 15 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(15)$ |
| 16 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(16)$ |
| 17 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(17)$ |

| 错误计数 u | $P_{UE}(u)$ | $P_F(u)$ |
|----------|----------------------|------------------|
| 18 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(18)$ |
| 19 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(19)$ |
| 20 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(20)$ |
| 21 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(21)$ |
| 22 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(22)$ |
| 23 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(23)$ |
| 24 | 3.2×10^{-9} | $1 - P_{UE}(24)$ |

4 数据同步

同步通信系统中的同步指的是发送器将经过编码的消息序列一个接一个地发送. 接收方必须知道如何将接收到的符号解析为具体信息^[4]. 这种情

况如图 7 所示,其中示出了三组不同的包含有 24 个符号的传输码字和从接收方观察的符号流视图. 为了能够同步接收端和发送端,我们为确定接收方对数据的解析是否正确,可以通过间歇传输固定的符号序列来实现(即所谓的同步). 我们首选是使用 RS 代码本身的特性. 如果我们将错误的的数据解析模型用于解析 RS 随机序列,那么对上述随机数据的完整性分析表明,只有在低概率的情况下,错误解析的消息才可解码. 换句话说,对于同步错误,RS 解码器通常无法解码. 因此,在错误解析的数据流中,多个符号全部可解码的概率要小得多,解码器可以调整其帧同步位置,直到多个消息可解码.

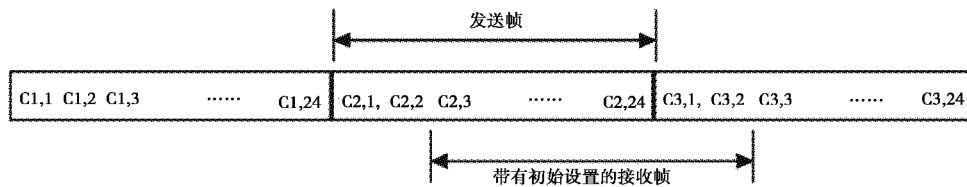


图 7 同步后的发送与接收

由于 RS 编码在码长较短时具有近似循环的性质,使得随机数据模型与实际数据的拟合较弱. 例如,上面在对 RS 码的描述中注意到,缩写码字的循环移位(向左移动一个单位) $C_{24} = [12, 9, 9, 21, 23, 13, 18, 6, 4, 0, 7, 7, 31, 13, 6, 15, 6, 10, 19, 16, 11, 11, 12, 27]$ 得到了一个完整有效的数据码 $[9, 9, 21, 23, 13, 18, 6, 4, 0, 7, 7, 31, 13, 6, 15, 6, 10, 19, 16, 11, 11, 12, 27, 12]$. 而循环移位与同步错误的不同之处在于符号没有循环. 如果 C_{24} 之后的消息以符号 12 开始,那么同步是有问题的,因为这两组接收端框架都使用了有效码字,解码器的纠错能力进一步增强了这种效果. 例如,假设在示例码字 C_{24} 传输过程中其最后跟任意符号 S_1 和 S_2 , 信道输出是 $[12, 9, 9, 21, 23, 13, 18, 6, 4, 0, 7, 7, 31, 13, 6, 15, 6, 10, 19, 16, 11, 11, 12, 27, S_1, S_2]$, 接收器在接收时增加一个偏移量,可得到 24 个符号如下 $[9, 9, 21, 23, 13, 18, 6, 4, 0, 7, 7, 31, 13, 6, 15, 6, 10, 19, 16, 11, 11, 12, 27, S_1]$ 并将其传递给解码器. 在这种情况下,RS 解码器将最后一个位置的单个错误更正为 12,即将 S_1 替换为 12,并释放不正确的数据集. 类似的,对于有两个符号偏移量的数据帧,译码器对接收得到的数据帧 $[9, 21, 23, 13,$

$18, 6, 4, 0, 7, 7, 31, 13, 6, 15, 6, 10, 19, 16, 11, 11, 12, 27, S_1, S_2]$ 进行译码,在这种情况下,可以纠正 3 或 4 个错误,但是最终得到的结果仍然是错误的,这是由于符号没有同步,产生以上问题的主要原因是数据码的近似循环性质. 为了上述问题,需要破坏缩短码字的循环特性. 在通信文献中最初解决了通道的同步问题(即没有符号错误,只是同步问题). 在这种情况下,如果代码的数据速率 (k/n) 小于 $1/2$,解决方案是使用一个旁集代码,在这个代码中,通过向每个码字添加固定向量 c 来修改原始数据.(注意, c 本身不能是有效码,只需将码字置换为信息符号赋值即可) 旁集代码使用与原始代码相同的解码方式,并且具有相同的纠正错误和完整性性能.

5 数据传输测试

在此设计了一款电子管发射机(TFE)控制软件,其中包括 PPM 调制软件模块、RS 编码模块、特定的消息格式打包模块,同时对固态发射机的控制软件进行修改,用于传输 PPM 调制参数. 针对这两个发射机开发特定的数据接收机. 其中第一种发射机的接收机只对 ASF 校正信息进行解调和解

码;第二种发射机的接收机是差分罗兰接收机,它计算罗兰 C 的差分修正信息,并将校正信息输出。

针对该方案于 2003 年 9 月 30 日进行了系统整体性能的传输测试.图 8 示出了测试的结果。

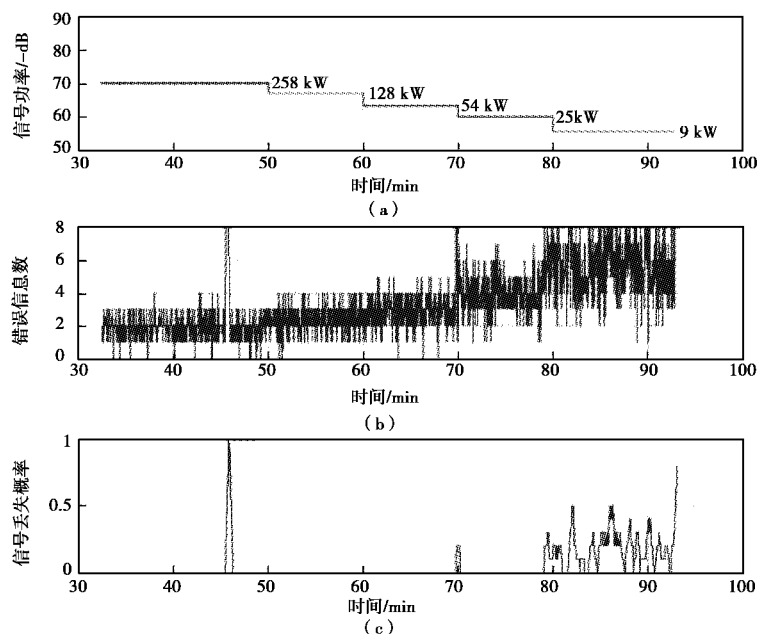


图 8 测试结果图

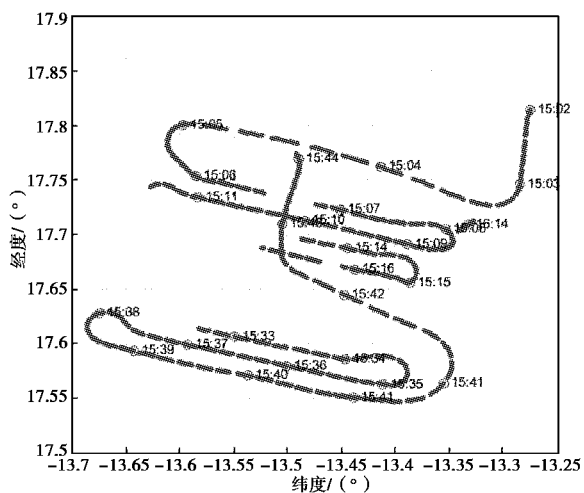
图 8(a)示出了不同发射功率时,接收机接收到的信号的强度.图 8(b)示出了接收到信号进行解码解调时错误信息数(包括 RS 解码时校正的错误),图 8(c)示出了每 10 个消息块中丢失码元的百分比。

从图 8 可以看出,发射信号强度越强,接收到的信号电平越高.即使对于信号稍微弱一些的信号,信号出错的概率也远远低于 RS 解码器固定误码率,而且不存在信息丢失的情况.随着发射信号功率的降低,数据信息的误码率逐渐增大。

6 系统测试

6.1 测试试验

目前对新型差分罗兰传输准确性的评估尚处于早期阶段,仅有少量的试验数据用于测试验证.图 9~11 展示了一些试验数据.图 9 示出了测试时的运动路径.图 10 是一个散点图,显示了这一时期罗兰的准确性,所绘制的数据为 DGPS 和罗兰定位之间的差值.图 11 示出了 DGPS 和罗兰之间的时间延迟,延迟以较小的增量变化,并针对每个延迟值对定位精度进行评估。



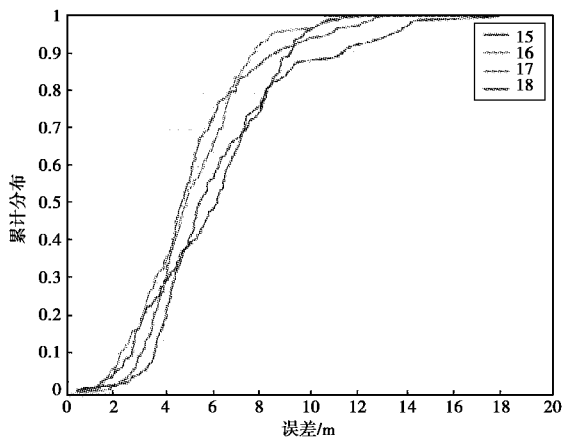


图 11 定位精度与时延

6.2 固态发射机调制

目前常用的固态发射机只接受定时脉冲,因此需要修改控制软件产生对应的定时脉冲,并在定时脉冲中构建类似的罗兰调制脉冲.控制更改原理框图如图 12 所示.

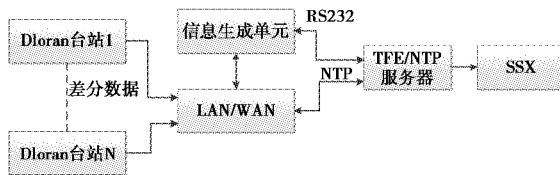


图 12 测试用差分罗兰网络模型

对系统的更改升级需要从放在整个区域的差分罗兰基站开始.在完成罗兰发射台的升级后,修正信息可以从多个基站广播.差分罗兰校正信息通过广域网从基站传送到传输站,再传送到信息生成软件.为便于软件开发,此软件在单独的计算机上运行,以简化代码的修改和运行不同的系统参数.计算机的系统时钟通过网络时间与 TFE 时钟同步,当一切准备就绪时,该软件将集成到 TFE 系统中.消息生成软件以正确的格式对信息进行编码,包括 RS 纠错代码.该软件将信息体现在 5 位信息符号中.在 TFE 通过 RS-232 端口请求数据之后,实际的 PPM 符号被传递到 TFE 进行传输.TFE 将调制脉冲添加到罗兰脉冲发射机组中,每个发射台将传送单独的校正、时间和电台识别信息.因此,在双台站操作中将同时传输两个独立的消息.调制信号的相位需要与前一个脉冲的相位匹配,如图 13 所示.

图 14 示出了调制脉冲在标准罗兰组中的位

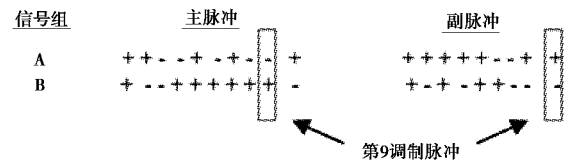


图 13 新型罗兰相位编码

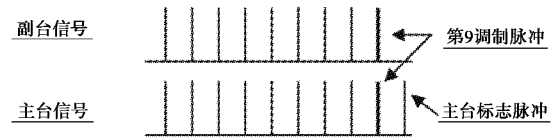


图 14 第 9 脉冲位置

置.在主台站和副台站脉冲中,脉冲“0”符号是在 8 个脉冲之后的 1000 μ s.调制后的脉冲可以根据符号在时间上移动,但它与第 8 脉冲的距离不会超过 1000 μ s.如果没有数据要传输,TFE 不会传输额外的脉冲.

6.3 差分罗兰调制测试结果

在 2004 年 3 月,该系统再一次进行测试.测试的主要目标是验证每个符号与基准符号之间时间间距的准确性.该方案能够以低速率、高速率或同时以这两种速率向模拟器传输所有消息类型的消息.一个原型罗兰接收机/解调器连接到天线模拟器的输出,所有消息都被解调,没有错误.

7 结束语

本文在现有罗兰系统的基础上给出了产生、编码和解码、调制和解调以及使用差分罗兰 ASF 校正的方法.针对该方法进行了实际测试试验,并对试验结果进行了分析,数据分析结果表明采用该方法可以在不进行差分站布设的情况下完成差分定位.

参考文献

[1] 甄卫民,丁长春.陆基远程和超远程无线电导航发展现状与趋势[J].全球定位系统,2019,44(1):10-16.
 [2] PETERSON B, DYKSTRA K, SWASZEK P, et al. High speed loran-C data communications-flight test results [C]//Proceedings of the 14th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2001), 2001:1919-

1932.

- [3] DARAISEH A G A, BAUM C W. Decoder error and failure probabilities for Reed-Solomon codes: decodable vectors method[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(7): 857-859. DOI: 10.1109/26.701302.
- [4] WICKER B S. Error control systems for digital communication and storage [M]. Prentice-Hall, Inc. 1994.

作者简介

丁长春 (1988—),男,工程师,目前主要从事长波导航领域研究.

陈佳怡 (1980—),女,硕士,讲师,主要从事军事教学研究工作的.

刘睿 (1989—),男,工程师,目前主要从事长波导航领域研究.

A new differential loran navigation system

DING Changchun¹, CHEN Jiayi², LIU Rui¹

(1. China Research Institute of Radiowave Propagation, Qingdao 266107, China;

2. Army Academy of Border and Coastal Defence, Urumqi 830002, China)

Abstract: As the compass for the advance of modern society, the navigation system has penetrated into daily life, science and technology culture, national economy, military tasks and other fields, and is an essential infrastructure for the normal operation of modern society. As a typical representative of land-based long-wave navigation system, Loran navigation system is an important part of the global navigation system. Due to its relatively low navigation accuracy, its role in the global navigation system is declining. In recent years, the improvement of accuracy of long-wave navigation system is mainly achieved by setting up difference stations, but this method has high cost and low update rate of correction data. To solve this problem, a new differential Loran navigation system is proposed in this paper, and the key technologies are briefly introduced, analyzed, simulated and tested.

Keywords: navigation; difference; Loran; RS coding; PPM modulation