

电子科技大学
UNIVERSITY OF ELECTRONIC SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA

硕士学位论文

MASTER THESIS



论文题目 干扰环境下 TCAS 信号处理技术研究

学科专业 信号与信息处理

学 号 201421020427

作者姓名 唐 云 龙

指导教师 王 洪 副 教 授

分类号 _____ 密级 _____

UDC ^{注1} _____

学 位 论 文

干扰环境下 TCAS 信号处理技术研究

(题名和副题名)

唐 云 龙

(作者姓名)

指导教师

王 洪

副教授

电子科技大学

成 都

(姓名、职称、单位名称)

申请学位级别 **硕士**

学科专业

信号与信息处理

提交论文日期 **2017.03.30**

论文答辩日期 **2017.05.23**

学位授予单位和日期 **电子科技大学 2017 年 06 月**

答辩委员会主席 _____

评阅人 _____

注 1：注明《国际十进分类法 UDC》的类号。

Research on TCAS Signal Processing Technology in Interference Environment

**A Master Thesis Submitted to
University of Electronic Science and Technology of China**

Discipline: Signal and Information Processing
Author: Tang YunLong
Supervisor: Prof. Wang Hong
School: School of Electronic Engineering

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示谢意。

作者签名：_____ 日期：_____ 年 _____ 月 _____ 日

论文使用授权

本学位论文作者完全了解电子科技大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权电子科技大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后应遵守此规定）

作者签名：_____ 导师签名：_____

日期：_____ 年 _____ 月 _____ 日

摘 要

随着我国航空业的迅速发展，空中交通日趋繁忙。飞机在飞行过程中，需要频繁地与邻近空域的其他飞机、地面设备进行通信，所以空中存在大量的雷达电磁波信号，电子设备间的相互干扰十分严重，尤其是 TCAS 信号所在的 1030/1090MHz 频段，这些干扰严重影响了 TCAS 的性能。为了维护航空安全，对干扰环境下的 TCAS 信号处理技术的研究迫在眉睫。

针对 TCAS 信号面临的同频干扰问题，本文主要开展了以下工作：

1、针对 A/C 模式 FRUIT 干扰信号，研究了 FRUIT 干扰下的 TCAS 信号的前导脉冲检测与数据解码技术。首先研究了信号的脉冲检测和脉冲沿检测方法，并在此基础上分析了前导脉冲框架匹配及后续的测试和验证流程。随后，研究了三种不同的数据解码方法，并对各种解码方法可能会出现的错误进行了分析。最后，通过三组比照仿真实验探究了这几种解码算法在不同 FRUIT 干扰强度下的性能。

2、针对 S 模式 Garble 干扰信号，研究了两类不同的重叠 S 模式信号分离方法。其中，代数零恒模算法和曼彻斯特解码算法都是基于 S 模式信号编码特性的盲分离算法。在信号重叠程度较高时，这两种算法具有较好的分离效果，重叠程度较低时，分离效果则会变差，通常情况下，曼彻斯特解码算法性能较优。此外，还研究了投影算法，这一算法要求发生重叠的两个源信号的波达时间差足够大才能实施分离。投影算法的分离效果极佳，且运算量也远小于前面两种盲分离算法。在投影算法基础上，本文研究了可用于分离多个重叠 S 模式信号的增强投影算法，并利用多组仿真实验对其进行性能分析。

3、研究了 TCAS 常用的 S 模式数据链格式编码方法，并利用信号编码特性对信号解码结果进行检错。本文研究了两种基于循环冗余校验的纠错算法。其中，滑动窗纠错算法适用于错误图样的分布长度不能超过 24 位的情形，而强力纠错算法则适用于总误码位数不超过 5 位的情形。

关键词：TCAS，同频干扰，检测解码，信号分离，循环冗余校验

ABSTRACT

With the rapid development of China's air transportation industry, the air traffic has become increasingly busy. During the flight, the aircraft needs to communicate frequently with other aircraft and ground equipment in the neighboring airspace. There are a lot of radar electromagnetic signals in the air, and the mutual interference between the electronic equipment is severe, especially frequency band of 1030/1090MHZ used by TCAS signals. These interferences severely degrade the performance of TCAS. In order to guarantee aviation safety, the research of TCAS signal processing technology in the interference environment is urgent. In order to solve the co-channel interference problem of TCAS signal, the following work was carried out in this thesis.

1、Aiming at the FRUIT interference problem caused by Mode A/C signals, an investigation of enhanced preamble detecting and data decoding technique of TCAS signal with FRUIT interference. Firstly, the method of pulse detection and pulse edge detection was investigated. Based on the investigation, the frame matching problem of preamble and subsequent test and verification process were analyzed. Then, three different data decoding methods are studied and the potential errors in various decoding methods were analyzed. Finally, the performance of the decoding algorithms under different FRUIT interference intensity was explored by three groups of simulation experiments

2、Aiming at the Garble interference problem caused by Mode S signal, two different types of separation technology of a mixture of different mode S source signals were investigated. AZCMA and MDA are blind separation algorithms utilizing the modulation properties of mode S. The two algorithms have a better separation performance when the sources are highly overlapping than the overlap is low. The performance of the MDA is better than AZCMA. In addition, the Projection Algorithm was also researched, which could be used for separation when the Time difference of arrival of sources is large enough. Projection Algorithm has a better performance and smaller computational complexity than AZCMA and MDA. Based on projection algorithm, an enhanced projection algorithm applicable to a mixture of more than two sources was designed, and multiple sets of simulation experiments were used on its performance analysis.

3、 This paper studied the mode S data link format coding method commonly used by TCAS, and used the characteristic to detect the signal decoding result. Two different error correction algorithms were studied in this thesis. Among them, the Sliding Window Algorithm is applicable to the message whose error pattern is within a 24-bit window, while the Brute Force Algorithm is applicable to the message whose total number of error bits is less than five.

Keywords: TCAS, co-channel interference, detection and decoding, signal separation, cyclic redundancy check

目录

第一章 绪 论	1
1.1 研究背景与意义	1
1.2 国内外研究状况	2
1.3 本论文的主要内容及结构安排	4
第二章 TCAS 的基本原理和干扰分析	6
2.1 TCAS 的基本原理	6
2.1.1 TCAS 的组成	6
2.1.2 TCAS 的避撞过程	8
2.1.2.1 RA 与 TA 的生成准则	8
2.1.2.2 避撞过程分析	10
2.1.3 TCAS 使用的 S 模式信号	10
2.1.3.1 S 模式全呼询问	11
2.1.3.2 S 模式点名询问	11
2.1.3.3 S 模式点名询问信号	12
2.2 TCAS 信号主要干扰形式	13
2.3 TCAS 信号的干扰抑制方法	14
2.3.1 方向性询问	14
2.3.2 天线分集与抑制脉冲	15
2.3.3 动态最小触发电平	16
2.3.4 询问次数及功率控制	16
2.3.5 信号检测与解码	19
2.3.6 数据位纠错	20
2.3.7 信号分离	20
2.4 本章小结	20
第三章 干扰环境下 TCAS 信号的检测与解码技术	21
3.1 前导脉冲检测	21
3.1.1 脉冲检测及前导脉冲框架提取	22
3.1.2 参考电平的生成	22
3.1.3 重触发与信号交叠测试	23
3.1.4 功率一致测试	24

3.1.5 DF 验证	24
3.2 数据位解码	24
3.2.1 6dB 门限判决法	24
3.2.2 ± 3 dB 窗判决法	25
3.2.3 多点判决法	26
3.3 算法仿真及分析	28
3.4 本章小结	33
第四章 重叠 TCAS 信号的分离	34
4.1 S 模式阵列信号接收模型	34
4.2 数据预白化	35
4.3 基于 S 模式编码特性的信号盲分离	36
4.3.1 S 模式信号的编码特性	36
4.3.2 矩阵的联合对角化	36
4.3.3 代数零恒模算法	37
4.3.4 曼彻斯特解码算法	40
4.3.5 算法仿真及结果分析	41
4.4 增强投影算法	45
4.4.1 投影算法的基本原理	45
4.4.2 增强投影算法	46
4.4.3 算法仿真及结果分析	48
4.5 本章小结	52
第五章 TCAS 信息编码与循环冗余校验	54
5.1 TCAS 的四种主要 S 模式数据格式	54
5.2 TCAS 信息编码	55
5.2.1 MU 信息编码	55
5.2.1.1 TCAS 脱撞信息	55
5.2.1.2 TCAS 广播询问信息	56
5.2.1.3 RA 广播询问信息	57
5.2.2 MV 信息编码	58
5.2.3 气压高度编码	59
5.2.4 4096 识别码	61
5.3 循环冗余校验	62
5.3.1 循环冗余位编码	62

5.3.2 数据位检错	63
5.3.3 滑动窗纠错	64
5.3.4 强力纠错	66
5.4 本章小结.....	67
第六章 全文总结与展望	68
6.1 全文总结.....	68
6.2 后续工作展望.....	68
致 谢	70
参考文献	71

第一章 绪 论

1.1 研究背景与意义

近三十年来,随着我国经济的飞速发展,航空业始终保持着平稳快速增长,空中交通密度剧增^[1,2],空中交通安全问题也愈发突出。空中避撞保护是民航交通安全管理中的重要一环,这一过程由空中交通预警和防撞系统(Traffic Alert and Collision Avoidance System, 简称 TCAS)承担。

TCAS 于 20 世纪 80 年代由美国联邦航空局(FAA)提出并着手研制^[3],随后迅速发展成熟并被广泛应用。它运用了二次监视雷达(Secondary Surveillance Radar, SSR)技术,独立于地面空管(Air Traffic Controller, ATC)。装备 TCAS 的飞机可以对邻近空域的其它飞机的机载应答机进行询问以获取它们的距离、方向和海拔高度,并对潜在碰撞风险进行评估,没有装备应答机的飞机则无法被探测到。TCAS 能够向飞行员提供交通咨询(Traffic Advisory, TA)与决策咨询(Resolution Advisory, RA)。当 TCAS 在一定距离范围内检测到可能与之相碰撞的冲突目标时,TA 功能会发出告警。RA 功能则会实时监控冲突目标的飞行状态,向驾驶员发出系统建议的机动指令或者飞行限制,指导飞机与冲突目标保持安全距离。美国与欧洲的安全调研结果显示,TCAS 的广泛装备与运行显著改善了飞行安全状况^[4]。

飞机在飞行过程中,需要频繁地与邻近空域的其它飞机、地面设备进行通信,特别是在机场附近等空中交通繁忙的区域存在大量的无线电信号,电子设备间的相互干扰十分严重。在 TCAS 所使用的 1030/1090MHZ 频段,干扰现象尤为严重^[5]。航空通信领域广泛使用的 A/C 模式、S 模式等地空数据链都分布在这一频段,其中 1030MHZ 为上行频率,1090MHZ 则为下行频率。二次监视雷达、多点定位系统、TCAS、ADS-B 等多种电子系统共享这一频段,大大增加了 TCAS 信号受到干扰的可能性。2012 年起,乌鲁木齐机场空域就曾报告多起 TCAS 设备发出虚假 TA 事件,对飞机的正常起飞降落造成了严重威胁。事后调查发现,这些虚假 TA 正是由机场附近的无线电干扰源造成的^[6]。

TCAS 接收到来自于其它航空电子系统的多个发射信号,会造成异步干扰(False Replies Unsynchronized with Interrogator Transmissions, FRUIT)或同步混扰(Garble)。TCAS 信号与干扰信号相互重叠,使 TCAS 信号无法正常解码,从而导致漏检或虚警,使系统处于不稳定的工作状态。除了来自不同电子系统信号的干扰外,发射信号在空间传播的过程当中,容易受到地面复杂地形的影响,产生多径效应^[7],使得非直达信号对直达信号造成干扰,甚至形成虚假目标。

在空中交通密度剧烈增加的背景下, TCAS 面临的信号干扰问题显得尤为突出, 干扰环境下的 TCAS 信号处理技术的相关研究对于保证空中交通的安全与顺畅也具越来越重要的意义。

1.2 国内外研究状况

目前使用的 TCAS 有两种标准, 分别是 TCAS I 和 TCAS II^[8]。TCAS I 标准于 1981 年提出, 它通过 A/C 模式应答询问过程获取监控空域飞机的距离和高度信息, 并对飞行员发出 TA 指示。TCAS I 不具备 RA 功能, 可靠性较差, 使用者较少。

TCAS II 最初于 1989 年由国际民航组织(ICAO)开始进行评估, 在此基础上, FAA 研制出了 TCAS II 6.04a^[9], 随后又相继开发出 TCAS II 7.0、TCAS II 7.1 等后续版本^[10]。其中 TCAS II 7.1 是目前的最新版本, 它于 2008 年完成研制。TCAS II 在 TCAS I 的基础上增加了垂直方向上的 RA 功能, 能够指导飞机进行爬升或下降等规避动作。此外, TCAS II 还支持飞机之间通过 S 模式数据链建立通信, 进行协同避让。

在 TCAS II 发布后不久, 霍尼韦尔等 TCAS 设备制造公司就开始推进 TCAS III 的研制计划^[11]。TCAS III 在 TCAS II 的基础上增加水平方向上的 RA 功能。但随后的测试和分析结果表明, 在当时的空中监视技术条件下, TCAS 无法获取到足够的飞机水平位置信息, TCAS III 开发计划因而被暂停。之后提出的 TCAS IV 则计划使用 S 模式数据链传输飞机的水平位置信息(如 GPS 定位), 在此基础上产生水平方向上的 RA。但不久, “广播式自动相关监视”(ADS-B)技术异军突起, TCAS 完全可以直接通过 ADS-B 等新一代监视技术来获取飞机水平位置信息^[12], 并且这一方案通用性更强, 因此 TCAS IV 也被放弃, 取而代之的是 ACAS X。ACAS X 的适用范围比 TCAS II 要大得多, ACAS X 有四种类型^[13-15], 适用于不同的场景和飞行器:

ACAS X_A: 标准版本的 ACAS X, 目的是替换当前使用的 TCAS II, 主要用于民航客机。

ACAS X_P: 这一类型的 ACAS X 不会进行主要询问, 仅仅依靠 ADS-B 来追踪冲突目标, 主要用于通用航空, 服务于工业、农业、渔业等行业的飞行活动。

ACAS X_O: 专为不适用于 ACAS X_A 的特殊飞行场景而设计, 如多飞机近距离平行飞行, 在这一场景下, ACAS X_A 会不断地发出警报。

ACAS X_U: 专为无人机设计。

ACAS X 的技术标准计划于 2018 年完成制订, 在 2025 年前投入实用。

为了克服 TCAS 信号在空中传输过程中遇到的干扰问题, 相关研究机构对

TCAS 的 1030/1090MHZ 频段通信环境进行了大量的实测、数据分析和评估^[16,17], 在此基础上提出了一系列的干扰抑制方法。

在 TCAS II 研究项目中, FAA 采用了方向性询问、天线分集与脉冲抑制、询问次数及功率自动控制算法、Wishper/Shout 询问技术等多种方式进行 TCAS 信号的干扰控制^[18]。这些干扰控制方法主要是从减少不必要的询问应答次数、缓解 1030/1090MHZ 频段通信拥堵方面入手。TCAS 信号编码则采用了林肯实验室的循环冗余校验方案^[19], 可以利用冗余校验位对信号进行检错与纠正。国内外学者还从 TCAS 信号解码方面入手, 提出了一系列解码算法^[20-23], 以提高 TCAS 的干扰抑制能力。

此外, 研究人员也将阵列信号处理方法引入 TCAS 信号处理过程。这些研究工作主要集中在重叠 TCAS 信号分离领域, 用以应对 TCAS 面临的 Garble 干扰问题。这也是目前 TCAS 信号处理技术的重要发展方向之一。

1995 年, Pierre Comon 首次利用独立分量分析算法(Independent Component Correlation Algorithm, ICA)对重叠 TCAS 信号进行分离^[24], 引起了许多研究人员的关注。不久, A.J. van der Veen 和 J. Tol 提出了解析零恒模算法(Analytical Zero/Constant modulus Algorithm, AZCMA)和解析频率零恒模算法(Analytical Frequency/ZCM Algorithm, AFZA)^[25]。前者利用信号数据位的恒模特性, 即取值只能为 0 或 1, 来对信号进行分离; 后者则利用信号发射设备的性能缺陷造成的相位偏移来对不同信号进行区分。2002 年, N. Petrochilos 等人提出了移位零恒模算法(Multishift Zero-Constant Modulus Algorithm, MS-ZCMA)和曼彻斯特解码算法(Manchester Decoding Algorithm, MDA)^[26,27], 前者是 AZCMA 的进一步发展, 比 AZCMA 具有更强的鲁棒性; 后者则基于 S 模式信号的曼彻斯特编码特性, 即三个连续的脉冲位置中必然有一个是非脉冲。随后, E. Piracci 等人又提出了投影算法(Projection Algorithm)^[28], 利用不同源信号之间的波达时间存在一定差值, 找出一段只含有单一信号的采样点, 从而对重叠信号进行分离, 这一算法计算量小、易实现、分离效果极佳, 因而倍受瞩目。2008 年, N. Petrochilos 等人又提出利用信号的稀疏性对其进行分离^[29], 信号稀疏性即信号的能量主要集中分布在较短的时间段内, 利用这一特性可以找到足够多的只包含某一个信号的采样点, 从而将其分离出来。

国内目前在相关领域的研究还较少, 与欧美国家之间的水平差距较大, 随着我国航空事业的不断发展壮大, TCAS 相关需求剧烈增加, 我们有必要跟进国际先进水平, 为航空业的腾飞打下坚实的基础。

1.3 本论文的主要内容及结构安排

本论文主要研究了在 1030/1090MHZ 同频干扰条件下,TCAS 信号的处理技术。TCAS 在当前空中交通通信环境中面临的主要干扰有 A/C 模式信号引起的 FRUIT 干扰和 S 模式信号引起的 Garble 干扰。本论文对这两种干扰的抑制方法进行了针对性研究,并利用 TCAS 信号的编码特性对信号解码结果进行校正。

本论文的具体章节内容安排如下

第一章阐述了干扰环境下 TCAS 信号处理技术的研究背景和意义,介绍了 TCAS 系统及信号处理技术研究现状。

第二章首先介绍了 TCAS 的组成、基本原理以及使用的信号类型。接着阐述了 TCAS 信号可能面临的几种主要干扰形式,如异步干扰、同步干扰、多径干扰,并分析了干扰形成机理和可能造成的不良影响。最后介绍了动态触发电平、方向性询问等常用的 TCAS 信号干扰抑制机制和方法。

第三章针对 A/C 模式信号造成的 FRUIT 干扰,研究了 TCAS 的 S 模式应答信号的前导脉冲检测和数据位解码技术。首先介绍了信号的脉冲检测和脉冲沿检测方法,并在此基础上阐述了前导脉冲框架匹配及后续一系列 FRUIT 干扰测试和验证流程。随后,介绍了三种不同的信号数据位解码方法,并分析了解码过程中不同解码方法在 FRUIT 干扰条件下可能会出现错误。最后,利用仿真实验验证了算法的有效性,并通过三组比照实验探究了数据位解码算法在不同 FRUIT 干扰程度下的性能。

第四章针对 S 模式信号引起的 Garble 干扰,研究了两类不同的重叠 S 模式信号分离方法,将 TCAS 使用的 S 模式应答信号和其它 S 模式干扰信号分离开来。其中,代数零恒模算法和曼彻斯特解码算法都是基于 S 模式信号编码特性的盲分离算法,可以用来分离两个重叠的 S 模式信号,适用于所有信号重叠情形。这两种算法都在信号重叠程度较高时具有更好的分离效果,一般情况下,曼彻斯特解码算法性能更优。随后,又介绍了投影算法,这一算法需要发生重叠的两个源信号的波达时间至少具有一定差值时才能实施分离,算法的分离效果极佳,且运算量也远小于前面两种盲分离算法。在投影算法基础上,研究了可用于分离多个重叠 S 模式信号的增强投影算法,并进行了仿真。

第五章研究了 TCAS 常用的 S 模式数据链编码与纠错方法。在与 TCAS 有关的 S 模式数据格式中,最常用的是 UF=0、16 和 DF=0、16 这四种,本章就从这四种数据格式入手,阐述了 TCAS 信号的编码方法和对应的使用场景。此外,还结合 TCAS 信号循环冗余编码特性,研究了两种 TCAS 信号数据位纠错算法,这两种算法利用 S 模式数据链的最后 24 位循环冗余校验位完成对前 32 位(短码)或 88

位(长码)信息位的纠错。其中,滑动窗纠错算法适用于错误图样的分布长度不超过 24 位的情形,而强力纠错算法则适用于总误码位数不超过 5 位的情形。

第六章对本论文的研究内容进行了总结。结合不足之处,提出了研究工作的进一步努力方向。

第二章 TCAS 的基本原理和干扰分析

TCAS 通过监听邻近区域飞机的广播应答信息或主动进行询问来监视邻近空域的交通状况，并通过自身的逻辑识别出有潜在碰撞威胁的目标，利用语音和视觉方式提醒飞行员，并指导飞行员采取必要的回避机动。TCAS 主要使用 S 模式信号对邻近空域进行监控，监控过程中始终面临着诸多形式的信号干扰问题，这对 TCAS 在高密度环境下的干扰抑制能力提出了一定的要求。

2.1 TCAS 的基本原理

2.1.1 TCAS 的组成

TCAS 的组成如图 2-1 所示，主要有 TCAS 计算机单元、控制面板、S 模式应答机和 L 波段天线等部分^[30]。

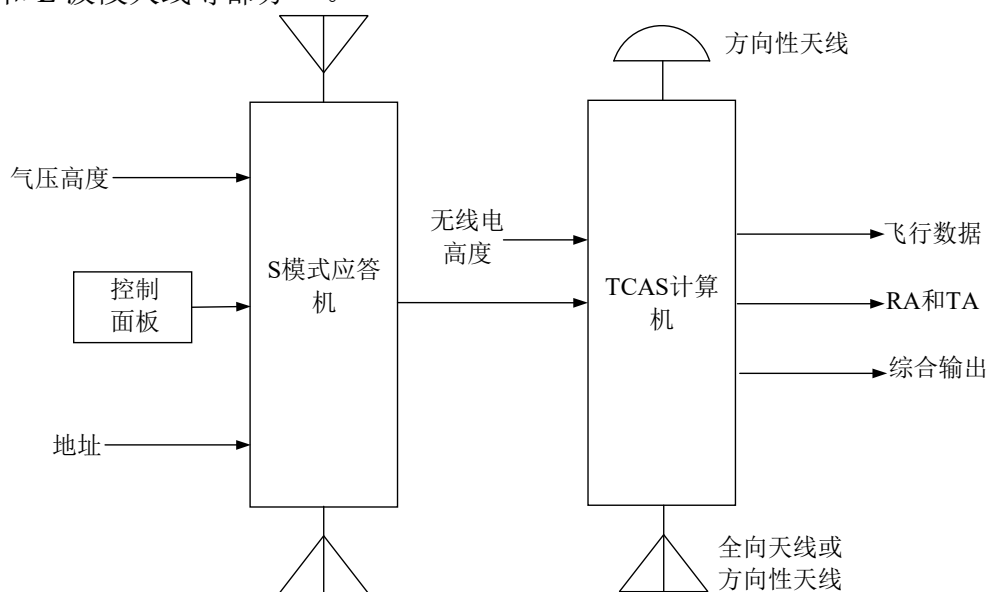


图2-1 TCAS 的基本组成

TCAS 计算机单元的基本功能有监视临近空域、对潜在冲突目标进行追踪和威胁评估计算、产生交通咨询(TA)以及计算飞机避撞策略并最终生成决策咨询(RA)。TCAS 计算机单元工作所使用的数据均是由其它模块输入。例如 TCAS 计算机单元会利用临近飞机的高度、相对方位、距离、速度等信息生成其飞行轨迹，来判断是否会与本机发生碰撞，这些信息由 TCAS 的上下天线、气压高度计、雷达测高仪等外部设备提供，由 S 模式应答机或其它接口通过 ARINC 数据总线输入 TCAS

计算机单元。

TCAS 计算机单元在生成避撞策略时，会在保证与冲突目标的安全距离的情况下尽量少地改变本机的飞行路线。如果冲突目标也装备有 TCAS，双方还可以通过数据链进行相互协调。

TCAS 的控制面板用于人机交互，它允许机组人员对 TCAS 的工作模式、监视范围、显示器显示信息等内容进行选择与控制。Gables 40 型 TCAS 控制面板如图 2-2 所示，不同控制面板的外形以及工作模式开关的设置、名称虽然有可能不同，但基本功能是相同的。典型的控制面板能够设置以下五种 TCAS 工作模式：

(1) STBY

STBY 工作模式下，应答机和 TCAS 发射机只能够接收信号，不能发射信号。

(2) ALT RPT OFF

此工作模式下，TCAS 只会应答 A 模式询问，不应答 C 模式询问。

(3) Transponder

S 模式应答机为全功能状态，但 TCAS 仍是 STBY 工作模式。

(4) TA Only

S 模式应答机为全功能状态，TCAS 能正常完成询问、应答、追踪等功能，但只能产生 TA，无法产生 RA。

(5) TA/RA

S 模式应答机和 TCAS 都处于全功能状态。相比于 TA Only 模式，TA/RA 工作模式能正常产生 RA。

控制面板上的其它功能均与 S 模式应答机有关。



图2-2 Gables 40 型 TCAS 控制面板

TCAS 在飞机顶部和底部分别装有上下两部天线^[31], 上天线为方向性天线, 下天线即可以是方向性天线也可以是全方向天线, 目前大部分装备 TCAS 的飞机均在飞机底部安装方向性天线。每部天线均由四个天线元组成, 四阵元排成菱形, 分别指向飞机的前后左右。这两部天线能够发射 1030MHZ 频率询问信号和接收 1090MHZ 频率的应答信号。询问信号大多由上天线发射, 且发射功率大于下天线。除两部 TCAS 天线外, S 模式应答机也拥有两部天线, 分别安装在飞机顶部与底部, 它们能够接收 1030MHZ 询问信号和发射 1090MHZ 应答信号。TCAS 运行过程中, 天线由 TCAS 根据具体情况自动选择。TCAS 天线的发射信号频率与 S 模式应答机天线接收频率相同, 应答机天线的发射频率与 TCAS 天线的接收频率相同, 为防止接收错误, TCAS 天线工作时, 应答机天线将处于抑制状态, 反之亦然。

2.1.2 TCAS 的避让过程

空中避让是个非常复杂的问题, 它必须充分利用 TCAS 通过数据链获取到的有限信息, 对飞行员发出合理的避让指示, 研究人员针对这一点已经进行了多年的研究, 不断对 TCAS 进行发展和完善。

2.1.2.1 RA 与 TA 的生成准则

前面已经提到过, 交通咨询(RA)和决策咨询(TA)是 TCAS 向飞行员发出的两种告警信息, TA 用来提示飞行员注意可能发生碰撞的目标, RA 则用来指导飞机进行机动以避免与冲突目标相撞。TA 和 RA 的具体产生与 τ 、DMOD 和 ZTHR 等参数有关, 而这几个参数的阈值由 TCAS 敏感度级别(SL, Sensitivity Level)决定^[32]。

TCAS 需要在提供必要的保护与减少不必要的告警之间进行动态平衡, 这一平衡就通过动态控制 TCAS 敏感度级别来实现。敏感度决定了 TCAS 的保护空域大小, 敏感度级别越高, 保护空域就越大, TCAS 的告警阈值就越低, 发出不必要的告警的概率就越大。当飞机在地面上或 TCAS 失效时敏感度级别为 1, 此时 TCAS 只能应答不能询问; 敏感度级别为 2 时, TCAS 无法产生 RA, 只能产生 TA。如表 2-1 所示, 敏感度级别通常根据飞机的高度进行设置。

表2-1 TCAS 敏感度级别及告警阈值

本机高度(英尺)	SL	τ (秒)		DMOD(海里)		ZTHR(英尺)	
		TA	RA	TA	RA	TA	RA
<1000	2	20	N/A	0.30	N/A	850	N/A
1000-2350	3	25	15	0.33	0.20	850	600
2350-5000	4	30	20	0.48	0.35	850	600
5000-10000	5	40	25	0.75	0.55	850	600
10000-20000	6	45	30	1.00	0.80	850	600
20000-42000	7	48	35	1.30	1.10	850	700
>42000	7	48	35	1.30	1.10	1200	800

TCAS 中的 τ 是入侵目标与本机最近点(CPA: Closest Point of Approach)所需要的时间。CPA 即 TCAS 根据当前两机的飞行状态而预测出的两机距离最小之时入侵目标所在的位置,如果两机的飞行状态不发生改变,则经过 τ 秒后,两机间的距离将达到最小值。如表 2-1 所示, τ 直接决定了 TA 和 RA 的产生时机,例如当敏感度级别为 3 时,当 $\tau=25$ 时,TCAS 将产生交通咨询,提醒飞行员注意入侵目标,当 $\tau=15$ 时,TCAS 将会产生决策咨询指导飞行员进行避撞机动。

但是,当入侵目标与本机的相对速度很小时,即使两机距离很近, τ 的值仍然较大,不足以产生告警,但显然两架距离很近的飞机之间存在非常大的碰撞风险。作为对这一情况的修正,TCAS 又引入了 DMOD 和 ZTHR 这两个概念,DMOD (Distance Modification)即距离修正,如果两机间的距离小于 DMOD 的规定值,无论 τ 如何,TCAS 仍然会产生 TA 和 RA。DMOD 也由 TCAS 的敏感度级别决定,如表 2-1 所示,当敏感度级别为 3 时,如果两机之间的距离小于 0.33 海里时,TCAS 将产生 TA;当两机之间的距离小于 0.2 海里时,TCAS 将产生 RA。

ZTHR 与 DMOD 类似,但它是作用于两机之间的海拔高度差。如果两机之间的高度差小于对应敏感度级别下的 ZTHR 阈值,无论 τ 如何,TCAS 都会发出告警。ZTHR 与敏感度级别(SL, Sensitivity Level)之间的对应关系如表 2-1 所示。

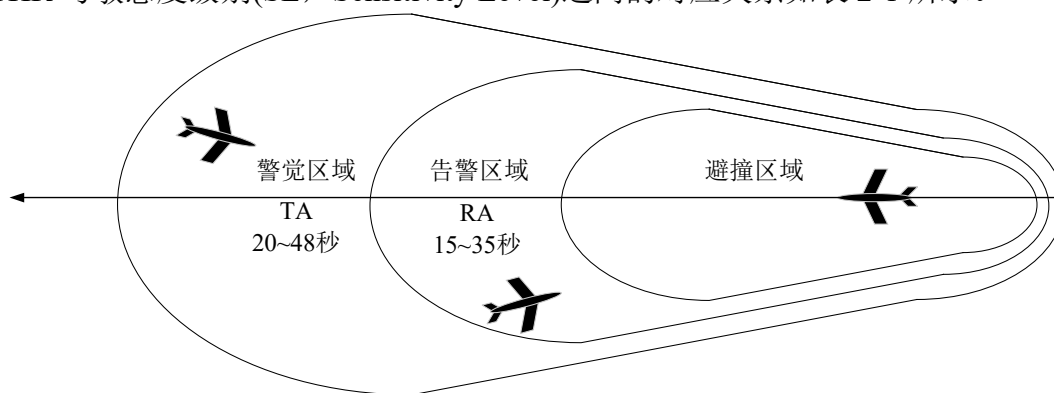


图2-3 TCAS 保护空域

如图 2-3 所示, 根据 TCAS 的 TA 指示和 RA 指示的产生时机, 可以得到飞机的保护空域。交通咨询和决策咨询对应的保护空域大小有所不同。在保护空域内, TCAS 会向附近的飞机发出询问信号, 以获取入侵飞机的飞行代码、海拔高度、航向等信息, 并产生告警信息。

2.1.2.2 避撞过程分析

在空中交通管制空域中, 无论飞机总是不断对地面 ATC 的全呼询问进行 DF=11 应答, 向 ATC 提供自身的识别码、海拔高度或 24 位 S 模式地址码。即使没有地面 ATC 的询问, 飞机装备的 S 模式应答机也会以不大于 1.2 秒的周期用 Squitter 模式发送 DF=11 应答信号。Squitter 工作模式中, 飞机会自主发射应答信号, 无需要收到任何询问信息, 这一工作模式可以减少大量非必要的空中询问。除了通过 Squitter 模式发送 DF11 外, S 模式应答机还可以通过 Extended Squitter 模式以不大于 0.6 秒的周期持续发送 DF17 信号。DF17 是长码, 拥有 112 位长度, 比 DF11 包含更丰富的信息, 如飞机的高度、位置等信息。

TCAS 接收机一开始处于侦听状态, 通过监听监视空域的 DF=11 和 DF=17 信号来获知装备 S 模式应答机的飞机的存在。一旦监听到 DF=11 或 DF=17 信号, TCAS 会首先通过信号的字段信息判断飞机是否在地面和飞机是否拥有应答能力, 若该飞机不在地面且具备应答能力则将其 S 模式地址添加到点名呼叫名单。这样做避免了点名呼叫处于地面或没有应答能力的飞机, 减少了非必要的询问次数。

在侦测到邻近空域的某架飞机的存在之后, TCAS 将开始对这架飞机进行跟踪, 如果有必要, TCAS 会使用 UF=0 格式信号不断对这架飞机进行点名询问, 建立起两机之间的通信。接收到 UF=0 询问后, 被询问飞机会以 DF=0 或 DF=16 格式信号进行应答, DF=0 为短码形式, DF=16 为长码形式。应答信号中包含了被询问飞机的高度、RA、最大空速等信息, 询问飞机还可以利用应答信号测量被询问飞机的距离、方位等参数。TCAS 会根据这些信息评估目标飞机与本机之间的碰撞风险。确认入侵目标对本机具有碰撞威胁之后, TCAS 会根据敏感度级分别生成相应的交通咨询(TA)或决策咨询(RA), 产生决策咨询(RA)的一个重要前提是 TCAS 能够获取到目标飞机的高度, 如果入侵飞机无法提供高度信息, 则 TCAS 只能产生交通咨询(TA)。产生了决策咨询(RA)后, 本机 TCAS 还可以继续通过这一询问应答形式进行两机间的避撞协调。

2.1.3 TCAS 使用的 S 模式信号

TCAS 要正确产生告警信息、实现防撞功能, 就必须与邻近空域飞机进行通信,

获取它们的高度、识别码等信息。TCAS 中的这一通信功能由 A/C 模式数据链和 S 模式数据链实现^[33,34]。

相对而言，A/C 模式数据链的通信格式简单，功能单一^[35]。A/C 模式数据链只能进行一对多的询问应答，无法像 S 模式数据链一样进行一对一的点名询问应答，询问和应答信号的发射次数较多，容易出现混扰现象^[36]，严重污染空中交通通信环境。此外，在本机 TCAS 生成了决策咨询(RA)后，如果入侵飞机也装备了 TCAS，则可以通过 S 模式数据链将本机的决策咨询(RA)通报给入侵飞机，以保证两方采用的决策咨询(RA)不会互相矛盾，A/C 模式数据链则不具备这一功能。因此，在实际使用过程中，TCAS 之间更多地是使用 S 模式信号进行通信。

2.1.3.1 S 模式全呼询问

S 模式全呼询问信号采用 PAM 调制，格式如图 2-4 所示。P1、P2、P3、P4 的脉冲宽度均为 $0.8\mu\text{s}$ ，P1 与 P2 之间的脉冲间距为 $2 \pm 0.15\mu\text{s}$ 、P3 与 P4 之间的脉冲间距为 $2\mu\text{s}$ 。全呼询问有四种情况：

当 P1 与 P3 的脉冲间距为 $8\mu\text{s}$ 、P4 的脉冲宽度为 $1.6\mu\text{s}$ 时为 A/S 模式全呼。

当 P1 与 P3 的脉冲间距为 $21\mu\text{s}$ 、P4 的脉冲宽度为 $1.6\mu\text{s}$ 时为 C/S 模式全呼。

当 P1 与 P3 的脉冲间距为 $8\mu\text{s}$ 、P4 的脉冲宽度为 $0.8\mu\text{s}$ 时为仅 A 模式全呼。

当 P1 与 P3 的脉冲间距为 $21\mu\text{s}$ 、P4 的脉冲宽度为 $0.8\mu\text{s}$ 时为仅 C 模式全呼。

其中脉冲 P2 为旁瓣抑制脉冲(SLS)，在询问波束的主瓣范围内的目标收到的询问信号中，P2 脉冲幅度小于 P1 脉冲，应答机进行应答。询问波束的主瓣范围之外的目标收到的信号中 P2 脉冲幅度大于 P1 脉冲，应答机不会进行应答。

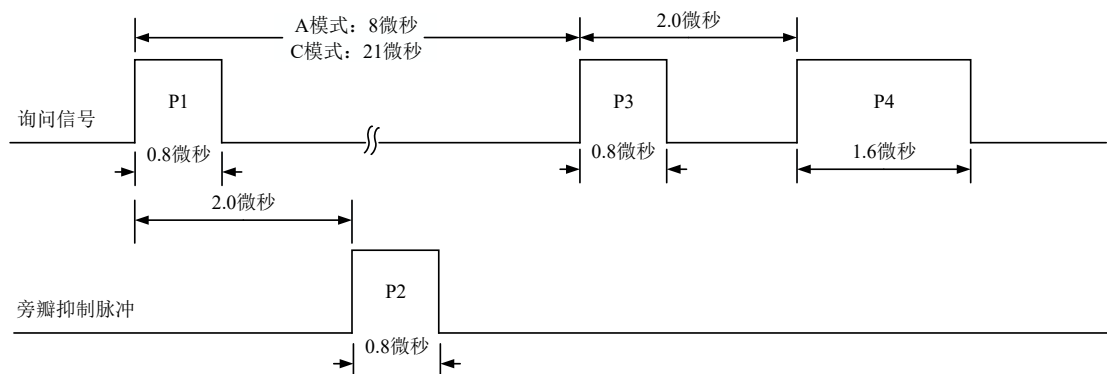


图2-4 S 模式全呼询问信号格式

2.1.3.2 S 模式点名询问

S 模式点名询问信号格式如图 2-5 所示。P1、P2、P5 的脉冲宽度均为 $0.8\mu\text{s}$ ，而 P6 的脉冲宽度则为 $16.25\mu\text{s}$ (短码)或 $30.25\mu\text{s}$ 。P1 与 P2 的脉冲间距为 $2\mu\text{s}$ ，P2

与 P6 的脉冲间距为 $2.75\mu\text{s}$ ，脉冲 P6 上升沿后 $1.25\mu\text{s}$ 处存在一个同步相位反转，用于时间同步，帮助接收端定位数据传输位。同步相位反转位置之后 $0.5\mu\text{s}$ 有 56 个(短码)或 112 个(长码)chip，每个 chip 的时间长度为 $0.25\mu\text{s}$ ，采用 DPSK 编码。这些 chip 之后还存在一个 $0.5\mu\text{s}$ 的保护间隔，以防止 P6 脉冲的下降沿干扰解码过程。

脉冲 P5 与 S 模式全呼询问中的脉冲 P2 相同，也是旁瓣抑制脉冲(SLS)，在主瓣范围内较弱。P5 位于同步相位反转位置前 $0.4\mu\text{s}$ 。

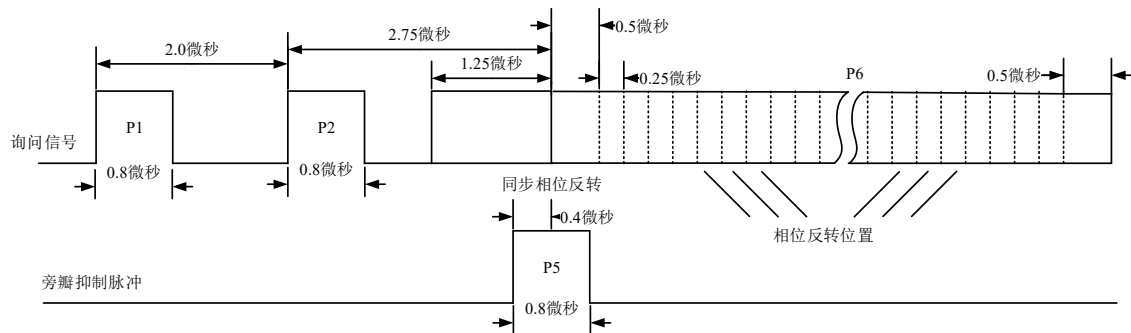


图2-5 S 模式点名询问信号格式

2.1.3.3 S 模式点名询问信号

S 模式点名询问信号中包含了想要询问的飞机的 24 位地址信息，这一地址信息是通过前面的 S 模式全呼询问及其应答过程所得到的，S 模式用 24 位地址来唯一地标识一架飞机。只有地址与之匹配的飞机才会应答 S 模式点名询问信号。

S 模式应答信号格式如图 2-6 所示，结构与 S 模式点名询问类似。S 模式应答信号包含 $8\mu\text{s}$ 的前导脉冲部分和 $56\mu\text{s}$ (或 $112\mu\text{s}$) 的数据部分。前导脉冲部分包含了四个宽度为 $0.5\mu\text{s}$ 的脉冲，后面三个脉冲与第一个脉冲的脉冲间距分别是 $1.0\mu\text{s}$ 、 $3.5\mu\text{s}$ 和 $4.5\mu\text{s}$ 。接收端通过前导脉冲来对 S 模式应答信号进行识别与同步。数据部分分为 56 个 (或 112 个) 独立的数据位，每个数据位的宽度为 $1.0\mu\text{s}$ 。每个数据位又分为前后两个宽度为 $0.5\mu\text{s}$ 的 chip，采用 PPM 编码，前一个 chip 为脉冲位且后一个 chip 为非脉冲位，则表示数据 1；前一个 chip 为非脉冲位且后一个 chip 为脉冲位则表示数据 0。

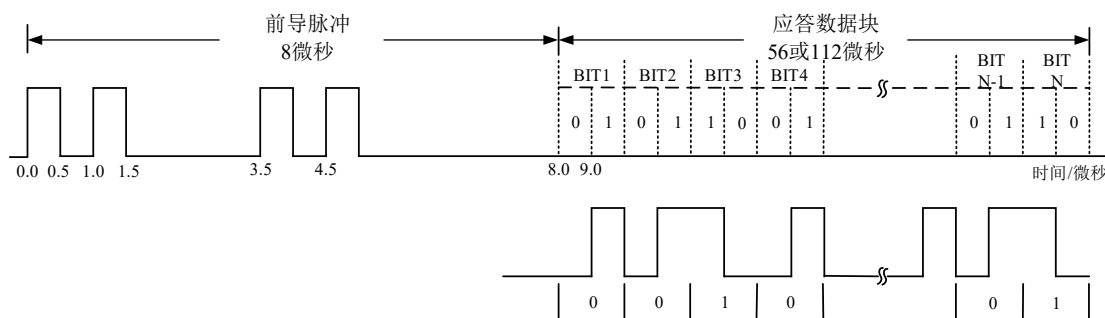


图2-6 S 模式应答信号格式

2.2 TCAS 信号主要干扰形式

TCAS 信号使用的 A/C 模式和 S 模式数据链在航空领域被广泛使用，这两种数据链使用的频率均为上行 1030MHZ、下行 1090MHZ。使用 A/C 模式或 S 模式数据链的航空电子设备除 TCAS 外还包括二次监视雷达、多点定位系统和 ADS-B 等，这些设备在航空领域被广泛使用。随着航空业的持续发展，空中飞行器密度不断上涨，使用的 A/C 模式和 S 模式数据链的设备数量也在剧烈增长中，TCAS 信号面临的同频干扰问题日趋严峻。

TCAS 信号主要面临以下几种同频干扰形式^[37-40]。

(1) 异步干扰

异步干扰(False Replies Unsynchronized with Interrogator Transmissions, FRUIT), 即 TCAS 收到的应答信号是由其它询问机的询问信号所引起的, 包含的信息不是自己想要询问的。由于多种航空电子设备都使用了 1090MHZ 作为下行频率, TCAS 受到 FRUIT 干扰的频率非常高, FRUIT 也是 TCAS 信号最为常见的干扰形式, 通常由其它飞机发送的 A/C 模式信号造成。

表2-2 TCAS 设备的最小 FRUIT 承受能力

FRUIT 信号功率	TCAS 设备可承受的 FRUIT 频率
$\geq -71\text{dBm}$	30000 次每秒
$\geq -68\text{dBm}$	15000 次每秒
$\geq -65\text{dBm}$	7500 次每秒

当前的 TCAS 标准要求的 TCAS 设备的最小 FRUIT 干扰承受能力如表 2-2 所示, 但随着空中交通通信的日益繁忙, 这一指标在将来也会进一步提高。

(2) 同步混扰

同步混扰(Garble)是指接收机在发出询问信号后, 在同一时间收到了来自多部应答机的应答信号。不同应答机的信号会混合在一起, 信号脉冲相互叠加, 影响

正常的解码。A/C 模式信号和 S 模式信号都可能造成 Garble 干扰。

(3) 多径干扰

多径(Multipath)是指同一个应答信号经过多种路径,通常是经过地面或水面的反射后,被接收机所接收。由于不同路径长度不同,接收机接收到的信号是应答信号的不同时延的叠加,导致脉冲变形、信号存在较长的拖尾,从而造成解码错误。

针对 TCAS 设备的一系列测试表明,当一架飞机使用底部天线发射应答信号,另一架飞机同样使用底部天线接收应答信号时,TCAS 受到的多径干扰较为严重,尤其是当飞机正在比较平静的水面上方飞行时。因此,TCAS 会优先使用顶部天线发射应答信号。

2.3 TCAS 信号的干扰抑制方法

TCAS 采取了一系列方法来抑制信号受到的干扰,这些方法主要是从控制信号询问应答次数和发射功率、改变信号触发电平等角度出发。除此之外,对受到干扰的 TCAS 信号进行分离、对错误解码数据进行纠错等方法也能够有效抑制干扰。

2.3.1 方向性询问

TCAS 的顶部天线是方向性天线,它由四个天线阵元组成。在发射询问信号时,TCAS 会通过改变方向性天线的四个阵元的电平和相位,使天线的方向图发生变化,操纵天线主瓣分别指向飞机的前后左右四个方向,主瓣宽度不小于 90 度,从而覆盖天线周围 360 度范围^[31,41]。天线方向图如图 2-7 所示。配合旁瓣抑制脉冲,TCAS 可以只对主瓣方向的飞机进行询问,从而降低了同一时间内飞机的应答次数,减轻了 TCAS 信号所受到的 Garble 干扰。

TCAS 发射如图 2-4 所示的全呼询问信号时,会在框架脉冲 P1 后两微秒处叠加一个旁瓣抑制脉冲 P2。在主瓣宽度内,脉冲 P2 的幅度小于框架脉冲 P1,而在旁瓣中,P2 的幅度则大于 P1。因此,只有主瓣宽度范围内的目标飞机收到的询问信号中,脉冲 P2 的幅度小于框架脉冲 P1。其它方向角范围内的目标飞机则只会收到脉冲 P2 幅度大于 P1 的询问信号。同时,TCAS 规定,只有接收到的全呼询问信号中,P2 的幅度大于 P1 时,才进行应答,否则不应答。因此,只有主瓣宽度范围内的目标飞机会应答本机 TCAS 发出的全呼询问信号。

与之类似,TCAS 发射如图 2-5 所示的 S 模式点名询问信号时,会在框架脉冲 P6 的同步相位反转位置叠加一个旁瓣抑制脉冲 P2。只有主瓣宽度范围内的目标飞机收到的询问信号中,脉冲 P2 的幅度小于框架脉冲 P6。在其它方向角范围内,

询问信号的脉冲 P2 幅度大于 P6，接收机无法正确检测到同步相位反转，因而不会对询问信号的数据位进行解码，更不会进行应答。

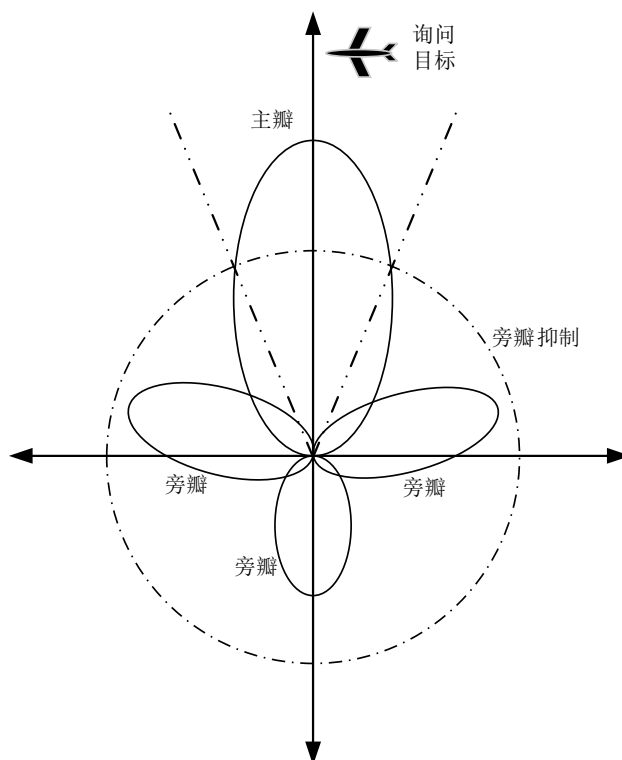


图2-7 TCAS 天线方向图

2.3.2 天线分集与抑制脉冲

1、天线分集

TCAS 在飞机顶部和底部分别装有上下两部天线，两部天线均可以用来收发信号。在接收询问信号时，TCAS 的两部天线一开始会同时工作。当两部天线同时接收到以下脉冲或信号时，TCAS 会对接收天线进行选择：

- a)图 2-4 中的 P3 脉冲
- b)图 2-5 中的 P2 脉冲
- c)图 2-5 中的 P6 脉冲的第一微秒宽度
- d)一个完整的 S 模式询问信号

其中，a)表明 TCAS 正在接收一个 S 模式全呼询问信号，b)和 c)则代表 TCAS 正在接收一个 S 模式点名询问信号。TCAS 会选择接收信号功率更强的天线来继续接收后续的询问信号和进行应答。除此之外，TCAS 还会对接收到的询问信号的正确性(脉冲时序、电平、相对幅度)进行检查，如果某一部天线接收的信号不满足正确性要求，则此次信号接收和应答过程不会选用这部天线。

2、抑制脉冲

当 TCAS 利用天线发射询问信号时, TCAS 会向其它机载电子设备发送一个抑制脉冲, 脉冲长度大于发射的询问信号长度。其它机载设备只要接收到抑制脉冲, 就会停止接收信号, 直到抑制脉冲结束。这样就可以防 TCAS 发送的询问信号的地面反射信号被本机应答机所接收, 从而避免了不必要的应答。其中, 当 TCAS 利用底部天线发射信号时, 抑制脉冲的长度比使用顶部天线时更长, 这是因为底部天线发射信号时, 机载设备受到的来自地面、山体的反射干扰更多也更强。

类似地, 当其它机载电子设备利用天线发射信号时, TCAS 也会收到一个抑制脉冲, 脉冲长度大于发射信号长度。TCAS 收到抑制脉冲时会停止接收信号, 直到抑制脉冲结束。从而避免了 TCAS 收到其它机载电子设备发射信号的地面反射信号并作出应答。

2.3.3 动态最小触发电平

一般情况下, 多径干扰信号经过了一次或数次反射, 能量有所损失, 因此 TCAS 接收到的多径干扰信号要比直达的信号弱^[7]。这里可以利用动态提高 TCAS 信号最小触发电平(Minimum Trigger Level, MTL)的方式排除较弱的多径干扰信号。

当接收到 TCAS 应答信号时, 将接收机收到的第一个脉冲的幅度记为 A , 如果 A 大于 $MTL+10\text{ dB}$, 则在接下来至少 5 微秒内(至多 8 微秒), 接收机会把 MTL 调整为 $A-6\text{ dB}$, 这样就可以在前导脉冲检测中屏蔽掉多径干扰弱脉冲。如果接收机成功接收到了 TCAS 应答信号全部四个前导脉冲, 并判定为有效, 则在接下来至少 115 微秒内(至多 120 微秒)内, 接收机会把 MTL 调整为 $A-6\text{ dB}$, 从而去除多径信号弱脉冲对应答信号数据位的影响。

可以看出, 动态最小触发电平方法主要是针对脉冲幅度高于初始 MTL 但显著低于直达信号脉冲的多径干扰信号。如果不对 MTL 进行动态调整, 一旦这些多径干扰脉冲单独出现(不与直达信号的脉冲重叠), 就会被识别为脉冲位置, 这会对后续的信号处理产生不利影响。采用动态最小触发电平后, 这些单独出现的多径脉冲就会被识别为非脉冲位置。此外还需要说明的是, 多径干扰脉冲与直达信号脉冲重叠并不会对后续的信号处理产生较大影响, 因为直接信号脉冲本来就大于触发电平, 会被接收机识别为脉冲位置, 叠加了多径干扰脉冲后, 直达信号脉冲幅度增加并不会使接收机对脉冲位置产生误判。

2.3.4 询问次数及功率控制

工作在高密度的电磁环境中时, TCAS 会在不影响安全性的前提下降低主动询

问次数和功率，从而降低 TCAS 频繁发射询问信号对邻近空域其它电子设备(包含其它飞机装备的 TCAS)造成的干扰^[42,43]。

TCAS 必须维持的最低询问次数和最低功率则与周边空域中飞机的分布的关。在主动降低询问次数与功率之前，TCAS 需要统计周边空域中同样装备了 TCAS 的飞机的数量，这一过程可以利用 S 模式 TCAS 广播询问信息 UF=16 来完成。通常情况下，每部 TCAS 都会以 10 秒为周期，不断地使用最大功率向周边空域发送 TCAS 广播询问信息，这一信息中包含了机载应答机的 24 位 ICAO 地址编码，可以用来惟一地标识一架飞机。通过接收这一信息，TCAS 可以确定可探测范围内(通常为方圆 30 海里)装备 TCAS 的飞机数量，这一数量记为 NTA 。除此之外，TCAS 还可以利用多次接收到的 TCAS 广播询问信息估计出对应飞机的距离，从而统计出方圆 6 海里范围内装备 TCAS 的飞机的数量 NTA_6 。由此可以得到第一个分布因子：

$$\alpha_2 = \log_{10} [NTA / NTA_6] / \log_{10} 25 \quad (2-1)$$

同样地，TCAS 还可以统计出方圆 3 海里范围装备 TCAS 的飞机的数量 NTA_3 ，并得到另一个分布因子：

$$\alpha_1 = \frac{1}{4} [NTA_6 / NTA_3] \quad (2-2)$$

这里需要说明的是，如果装备 TCAS 的飞机在地面上或飞机与地面之间的高度小于 2000 英尺，则统计 NTA_3 、 NTA_6 时，应该把所有飞机都统计进来，无论它是在地面或是在空中。但如果装备 TCAS 的飞机与地面间的高度大于 2000 英尺，则统计 NTA_3 、 NTA_6 时，只统计在空中的飞机。

由定义可知，当 α_1 和 α_2 取 1 时，本机周围的其它飞机是按空域面积均匀分布的。当 α_1 和 α_2 取 0.5 时，则是按与本机之间的距离均匀分布的。实际情况常常介于两者之间。如果 α_1 和 α_2 取值过小，会导致会后续的发射功率必须维持在一个非常高的水准，甚至是超过信号最大发射功率；如果 α_1 和 α_2 取值过大，会导致会后续的发射功率接近 0。显然这都是不合理的。因此，这里必须对 α_1 和 α_2 的值进行一定的限制。TCAS 规定 α_1 和 α_2 的取值范围为 0.5~1，并存在以下修正逻辑：

- a) 如果 $NTA_6 \leq 1$ 或 ($NTA_6 \leq 4$ 且 $NTA_3 \leq 2$ 且 $NTA > 25$)，则 $\alpha_1 = 1$ 。
- b) 如果 $NTA_3 > 2$ 且 $NTA_6 > 2 \cdot NTA_3$ 且 $NTA < 40$ ，则 $\alpha_1 = 0.5$ 。

第一条修正针对 NTA_6 估计值相对 NTA 过小，导致 α_1 、 α_2 的估值不可靠的情况。第二条修正则针对 α_1 和 α_2 估计值过小的情况。

最终，我们可以得到最终的分布因子 $\alpha = \min\{\alpha_1, \alpha_2\}$ 。

飞机的气压高度不超过 18000 英尺时, TCAS 采用了三个不等式来对主动询问次数和功率进行限制。

第一个不等式为:

$$\sum_{i=1}^I \left[\frac{P(i)}{250} \right]^{\alpha} \leq \min \left\{ \frac{280}{NTA+1}, \frac{11}{\alpha^2} \right\} \quad (2-3)$$

其中, I 表示 TCAS 在一秒内的总询问次数, TCAS 空中协调询问的次数不计入其中。 $P(i)$ 则表示第 i 次询问的功率, 单位为瓦特。

式(2-3)保证了 TCAS 一秒内的主动询问次数始终不会超过 280。当 TCAS 以 250 瓦特进行询问时, TCAS 的探测范围内的全部 NTA 架飞机都会受到干扰。如果 TCAS 想要提高询问次数, 就必须降低询问功率, 这样一来, 受到询问干扰的飞机数量就会下降, 但只要 TCAS 询问功率在正常可变范围内, 无论如何 TCAS 一秒内的询问次数都会被限制在 280 次以内。

式(2-3)的右边第一项 $280/(NTA+1)$ 表示, 随着 TCAS 周边空域飞机的密度增加, 空中交通通信也更加拥挤, TCAS 被允许发射的询问信号总功率也被相应地下调。右边第二项则保证无论什么周边空域飞机密度如何变化, TCAS 被允许发射的询问信号总功率始终不得超过一个合理上限, 而这一功率上限与周边空域的飞机分布状况有关。

第二个不等式为:

$$\sum_{i=1}^I M(i) \leq 0.01 \quad (2-4)$$

其中, $M(i)$ 表示第 i 次询问时, TCAS 发出的抑制脉冲导致本机应答机停止接收信号的时间长度。

前面提到过, 当 TCAS 在发射一个询问信号时, 它会向其它机载电子设备发送一个抑制脉冲, 使其它电子设备停止接收信号。这一措施固然降低了其它电子设备受到的干扰, 但也降低了机载应答机的应答效率, 因此必须加以限制。式(2-4)表示由 TCAS 主动询问而导致的机载应答机关闭时间不得超过总时间的 1%, 即一秒内关闭时间不得超过 0.01 秒。

第三个不等式为:

$$\frac{1}{B} \sum_{k=1}^K \left[\frac{PA(k)}{250} \right] \leq \min \left\{ \frac{80}{NTA+1}, 3 \right\} \quad (2-5)$$

其中, B 是天线的波束锐化因子, 对于 TCAS 使用的四阵元方向性天线, B 一般取为 1.2。 K 表示 TCAS 在一秒内的 C 模式询问总次数。 $PA(k)$ 则表示第 k 次 C

模式询问询问的功率，单位为瓦特。

与式(2-3)类似，式(2-5)保证了 TCAS 一秒内发射的 C 模式询问次数始终不超过 80 次。想要提高询问次数，就必须降低询问功率，这样一来，受到询问干扰的飞机数量就会下降，但只要 C 模式询问功率在正常可变范围内，无论如何 TCAS 一秒内的 C 模式询问次数都会被限制在 80 次以内。

式(2-5)的右边第一项表示随着 TCAS 可探测范围内飞机数量的增大，空中通信密度增加，TCAS 被允许发射的 C 模式询问信号的总功率也会下降。式(2-5)的最大值被限定为 3，表示即使 TCAS 周边空域飞机数量不多，发射的 C 模式询问信号的总功率也不得超过 $3 \times 250 \times B$ 瓦特。

需要指出的是，不像 S 模式信号可以实现一对一的点名式询问应答，C 模式询问信号会引起所有接收到该信号的飞机的应答，它对空中交通通信环境的干扰要远远强于 S 模式信号，所以，在式(2-3)的基础上，又利用式(2-5)单独地对 C 模式询问信号进行限制是非常有必要的。

飞机的气压高度超过 18000 英尺时，上面的三个不等式就不再适用。这一高度下，飞机的密度相对较小，发生碰撞的危险性相对较低，因此，对于干扰的抑制措施也可以相应加强。飞机气压高度超过 18000 英尺后，TCAS 不再需要满足式(2-4)。同时，式(2-3)和式(2-5)也分别被修改为：

$$\sum_{i=1}^I \left[\frac{P(i)}{250} \right]^{\alpha} \leq 11 \quad (2-6)$$

$$\frac{1}{B} \sum_{k=1}^K \left[\frac{PA(k)}{250} \right] \leq 3 \quad (2-7)$$

可以看到，两式右端取值被减少，TCAS 在一秒内被允许发射的询问信号总功率也随之降低。

2.3.5 信号检测与解码

多径干扰会导致信号脉冲变形，形成窄脉冲，并具有较长拖尾。而一个正常的 TCAS 信号脉冲的最小宽度为 0.45 微秒，脉冲上升时间则介于 0.05 微秒和 0.1 微秒之间^[44]。因此，TCAS 在信号检测过程中会自动滤除脉冲宽度小于 0.3 微秒的脉冲，并对脉冲的上升沿进行检测，进一步滤除上升时间超过 0.5 微秒的脉冲，将其判定为非脉冲位置。

S 模式信号的数据位长度为 1 微秒，分为前后两个 0.5 微秒的 chip，数据位编码值为 1 时，前一个 chip 为脉冲位、后一个 chip 为非脉冲位；数据位编码值为 0 时，则相反。传统的解码算法对 S 模式信号数据位进行解码时，只利用数据位的

两个 chip 的中点采样，通过比较这两个采样点的值来判断数据位的编码值。由于仅仅利用了两个采样点，存在干扰时，这种解码方法非常不可靠。如果非脉冲位 chip 上叠加了一个干扰脉冲，很可能会使它的中点采样值比脉冲位 chip 更高，从而导致解码错误。因此，可以从信号解码方法入手，使用更多的数据位采样点，对数据位的脉冲波形进行整体判断，甄别出信号所受到的干扰，从而提高信号在干扰环境下的解码正确率。针对 A/C 模式信号引起的 FRUIT 干扰时，这一方法往往具有较好的效果。

2.3.6 数据位纠错

当干扰较强时，单凭解码算法的改进并不能保证最后得到的解码结果完全正确。如果最终的解码结果与正确结果之间相差较小，就可以通过纠错算法对解码结果进行纠正。

TCAS 使用的 S 模式信号无论是长码还是短码，其最后 24 都采用了循环冗余校验的方式进行编码。在对 S 模式信号进行数据位解码时，可以按照一定原则对某个数据位的解码结果进行置信度判断，如果认为该数据位的解码结果可靠，不需要纠错，则将其标记为高置信度；如果认为该数据位的解码结果不可靠，需要进行纠错处理，则将其标记为低置信度。结合解码算法提供的置信度和 24 位循环冗余校验位，就可以利用循环冗余校验理论对信号的解码结果进行纠错。本文介绍了两种不同的纠错算法，滑动窗纠错算法和强力纠错法，两者的适用范围有所不同。其中，滑动窗可以纠正分布长度不超过 24 位的错误图样，而强力纠错则可以纠正任意分布的、总误码位数不超过五位的错误图样。

2.3.7 信号分离

现有的 S 模式信号解码方法在仅存在 A/C 模式干扰时具有比较理想的解码效果，存在其它 S 模式信号引起的 Garble 干扰时往往则表现不佳。为了提升 TCAS 对 Garble 干扰的抵抗性，有必要对重叠的 S 模式信号信号进行分离，再对分离后的信号进行检测解码，这样可以有效地解决 TCAS 面临的 Garble 干扰问题。

2.4 本章小结

本章首先介绍了 TCAS 的基本组成部分、避撞过程以及使用的 S 模式数据链。针对 TCAS 面临的复杂电磁环境，本章还分析了 TCAS 信号的主要干扰形式，并详细阐述了几种 TCAS 信号干扰的抑制方法。

第三章 干扰环境下 TCAS 信号的检测与解码技术

在当前空中交通通信环境中，A/C 模式信号被各种航空电子设备广泛使用，TCAS 信号不可避免地会受到 A/C 模式信号的 FRUIT 干扰^[45]，造成信号检测与解码错误。本章主要研究 A/C 模式 FRUIT 干扰环境下 TCAS 的 S 模式应答信号检测与解码技术。

3.1 前导脉冲检测

前导脉冲检测是对 S 模式应答信号的处理的开始，也是数据位解码的基础^[46]。这一过程有两个重要输出参数，一是确定是 S 模式应答信号的开始时间，二是 S 模式应答信号的参考电平。除此之外，前导脉冲检测还将对 S 模式应答信号的有效性进行检测，包括对前导脉冲本身的有效性检测和对数据位前 5 位的有效性检测。

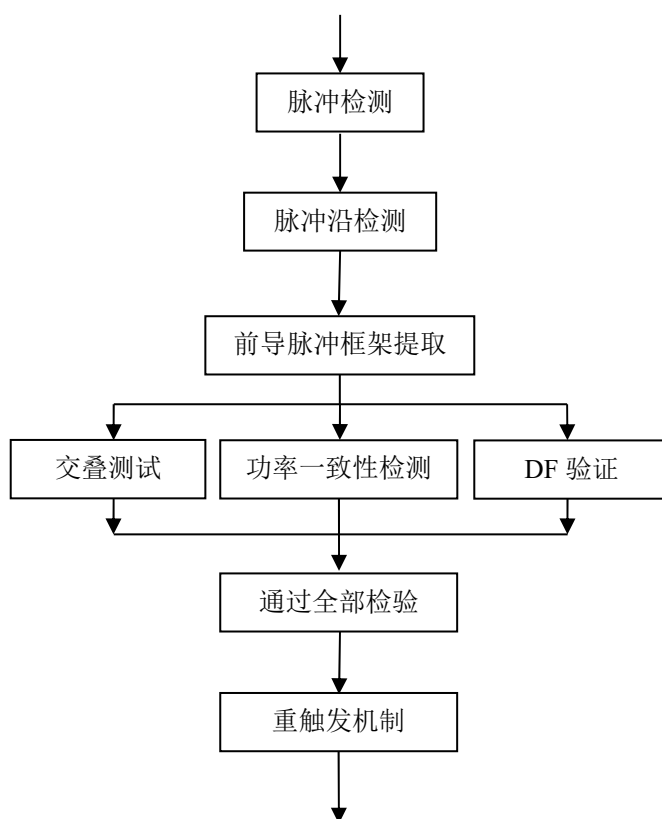


图3-1 S 模式应答信号前导脉冲检测流程图

S 模式应答信号的前导脉冲检测流程图如图 3-1 所示，首先对输入信号进行脉冲与脉冲沿检测，提取出有效脉冲位置、脉冲上升沿位置等信息，接着进行前导

脉冲框架提取，确认前导脉冲位置及应答信号开始时间，然后利用前导脉冲生成应答信号的参考电平，并进行交叠测试、功率一致性检测、DF 验证等一系列验证步骤以确认前导脉冲及数据位字段信号的有效性。在对数据位进行解码的同时，仍不断对即时接收到的信号进行重触发检测，以搜索功率更强的有效信号。

3.1.1 脉冲检测及前导脉冲框架提取

目标应答信号首先会经过门限检测，幅度大于门限触发电平的脉冲信号将会被保留，幅度小于门限电平的脉冲信号则会被当作是噪声或难以解码的弱信号被去除掉。保留下来的脉冲信号中，宽度大于 $0.3\mu\text{s}$ 的即为有效脉冲，一般认为宽度小于 $0.3\mu\text{s}$ 的是噪声尖峰或干扰信号，将其去除。

这里脉冲上升沿是一个特定的有效脉冲位置采样点，该采样点与前一个采样点间的斜率大于一个特定的门限，并且该采样点与其后的采样点之间的斜率小于这一门限。一般，斜率门限取 $48\text{dB}/\mu\text{s}$ ，因此如果采样频率为 10MHz ，则脉冲上升沿的前向差分门限是 4.8dB 。设 s_i 为一个脉冲上升沿， s_{i-1} 、 s_{i+1} 分别为 s_i 前后的采样点，则有

$$\begin{cases} s_i - s_{i-1} \geq 4.8 \\ |s_{i+1} - s_i| \leq 4.8 \end{cases} \quad (3-1)$$

确定了脉冲有效位置与上升沿之后，即可进行前导脉冲框架的提取。满足以下三个准则，即可判定检测到了有效脉冲框架。

- 标准前导脉冲时序 $0\mu\text{s}$ 、 $1.0\mu\text{s}$ 、 $3.5\mu\text{s}$ 、 $4.5\mu\text{s}$ 处均为有效脉冲位置
- 以上 4 个位置中，至少有两个脉冲上升沿
- 有效脉冲位置与脉冲上升沿进行匹配时，可以有一个采样点位置的容错空间。

3.1.2 参考电平的生成

参考电平是前导脉冲检测过程中产生的一个重要参数，直接应用于重触发、数据位解码及置信度判断等步骤。

首先确定一组用于计算参考电平的采样样本，如果 4 个前导脉冲的脉冲上升沿与标准前导脉冲时序匹配成功，即可使用这 4 个前导脉冲的采样点。接着，对每个前导脉冲，取脉冲上升沿开始后的 M 个采样点，至少取 $0.3\mu\text{s}$ 的采样点。例如采样率为 10MHz 则 M 至少为 3，设使用的前导脉冲采样样本点为 $s_{i,j}$ 其中 $0 \leq i \leq 4, 1 \leq j \leq M$ ，表示第 i 个前导脉冲上升沿后的第 j 个采样点。

遍历这一组样本中的每一个采样点 $s_{i,j}$ ，与样本组中其它采样点进行幅度比较，

统计与之差值在 $\pm 2\text{dB}$ 之间的采样点的个数, 记为 $\text{count}_{i,j}$ 。遍历所有采样点后, 如果 $\text{count}_{i,j}$ 的最大值唯一, 则对应的采样点 $s_{i,j}$ 电平可作为参考电平; 如果 $\{\text{count}_{i,j}\}$ 最大值不是唯一的, 找出所有采样点的最小电平, 删除大于最小电平 2dB 以上的点, 求取剩余采样点电平的平均值作为参考电平。

3.1.3 重触发与信号交叠测试

相比于前导脉冲检测模块, 后续的数据位解码模块需要处理更多的信号采样点, 数据计算量更大, 解码模块处理单次应答信号需要的时间更长, 在此期间前导脉冲检测模块很可能已经检测出了多个有效的前导脉冲。此外, 如果两个信号交叠并且后到的信号功率较强, 强信号会强烈干扰弱信号的解码, 导致误码率较高。因此有必要进行重触发, 重触发的目的是尽量舍弃功率较弱的信号而去解码功率较强的信号。

当检测到一个前导头后, 前导脉冲检测模块将会在 $13\mu\text{s}$ 内继续搜索后面出现的前导头。如果搜索到有效的前导头, 会将新出现信号的参考电平 $p_{\text{ref},\text{new}}$ 与当前正在解码的信号的参考电平 $p_{\text{ref},\text{old}}$ 进行比较, 如果 $p_{\text{ref},\text{new}} - p_{\text{ref},\text{old}} \geq 3\text{dB}$, 则抛弃正在处理的信号, 以便将数据处理模块用于处理新到的强信号; 否则继续处理当前信号, 抛弃新的信号。

交叠测试是重触发的重要步骤。例如, 如果后一个信号出现在前一个信号 $1\mu\text{s}$ 之后, 两个信号的前导脉冲子脉冲将会重叠, 这将造成前一个信号的参考电平估计值偏大, 从而导致不能正常重触发。当后一个信号出现在前一个信号 $3.5\mu\text{s}$ 和 $4.5\mu\text{s}$ 之后, 这一问题同样存在。交叠测试的作用在于检测这类特殊的重叠信号时间间隔。交叠测试有以下三种, 设 $t=0\mu\text{s}$ 为前一个脉冲的上升沿位置。

1 μs 交叠检测: $1\mu\text{s}$ 交叠测试需要检测 $1\mu\text{s}$ 、 $2\mu\text{s}$ 、 $4.5\mu\text{s}$ 和 $5.5\mu\text{s}$ 位置开始的脉冲的功率, 首先取得相对时序 $t=0$ 、 $3.5\mu\text{s}$ 位置脉冲前沿开始后的一个采样点, 并进行比较得到最大值 p_{max} , 然后取得 $t=1$ 、 2 、 3.5 和 $4.5\mu\text{s}$ 位置脉冲前沿开始后的一个采样点, 进行比较得到最小值 p_{min} , 如果 $p_{\text{max}} - p_{\text{min}} \leq -3\text{dB}$ 则说明发生了 $1\mu\text{s}$ 交叠, 此时应该抛弃 $t=0\mu\text{s}$ 位置的脉冲, 以 $t=1\mu\text{s}$ 处的脉冲为起始, 重复前面的前导脉冲检测; 如果 $p_{\text{max}} - p_{\text{min}} > -3\text{dB}$, 则继续进行 $3.5\mu\text{s}$ 交叠测试。

3.5 μs 交叠测试: 取相对时序 $t=3.5$ 、 4.5 、 7 和 $8\mu\text{s}$ 位置脉冲前沿开始后的一个采样点, 比较得到最小值 p_{min} , 取 0 和 $1.0\mu\text{s}$ 位置前沿开始后的一个采样点, 比较得到最大值 p_{max} 。比较 p_{min} 和 p_{max} , 如果 $p_{\text{max}} - p_{\text{min}} \leq -3\text{dB}$, 则说明发生了 $3.5\mu\text{s}$ 交叠, 舍弃前一个前导脉冲, 以 $t=3.5\mu\text{s}$ 位置脉冲为新的起始脉冲, 重新进行前面的检测; 如果 $p_{\text{max}} - p_{\text{min}} > -3\text{dB}$, 则继续进行 $4.5\mu\text{s}$ 交叠测试。

4.5 μs 交叠测试：取相对时序 $t=4.5$ 、5.5、8 和 9 μs 位置脉冲前沿开始后的一个采样点，比较得到最小值 p_{\min} ，取 $t=0$ 、1 和 3.5 μs 位置前沿开始后的一个采样点，比较得到最大值 p_{\max} 。比较 p_{\min} 和 p_{\max} ，如果 $p_{\max}-p_{\min} \leq -3\text{dB}$ ，则说明发生了 4.5 μs 交叠，舍弃前一个前导脉冲，以 $t=4.5 \mu\text{s}$ 位置脉冲为新的起始脉冲，重新进行前面的检测。

3.1.4 功率一致测试

功率一致性检测是为了验证前导脉冲既没有被干扰所污染，自身功率也没有缺损。具体的方法是：将 4 个前导脉冲的采样点幅度平均值 $p_{\text{avg},i}$ ，其中 $1 \leq i \leq 4$ ，与参考电平 p_{ref} 比较，如果至少有两个前导脉冲满足 $|p_{\text{avg},i}-p_{\text{ref}}| \leq 3\text{dB}$ ，则通过功率一致性检测。

3.1.5 DF 验证

DF 验证是利用数据位脉冲进一步验证前导脉冲的有效性。

DF 验证的具体方法是：在前 5 个数据位脉冲中，取得每一个数据位的 M 个采样值中的最大值 $p_{\max,i}$ ，其中 $1 \leq i \leq 5$ ， M 为每个数据位的总采样点数。如果前 5 个数据位脉冲中满足 $|p_{\max,i}-p_{\text{ref}}| \leq 6\text{dB}$ 的数据位个数大于 3，则前导脉冲有效，否则抛弃该前导脉冲。

3.2 数据位解码

在 S 模式应答信号中，8 μs 的前导脉冲后紧跟着 56 μs (短码)或 112 μs (长码)的数据位信号。应答信号的主要信息均编码在数据位中，每个数据位时间长度均为 1 μs ，共有 56 位(短码)或 112 位(长码)，每一位分成两个 chip，每个 chip 时间长度为 0.5 μs 。S 模式应答信号采用脉冲位置调制(PPM)^[47]，对于每个数据位，前一个 chip 为脉冲位且后一个 chip 为非脉冲位则表示数据 1，前一个 chip 为非脉冲位且后一个 chip 为脉冲位则表示数据 0。S 解码模块要从数据信号中解码出所有的数据位，用于后续模块生成航迹、RA、TA 等。当较强的 A/C 模式信号 FRUIT 干扰时，一般的解码算法会造成比特判决错误，使用前导脉冲参考电平进行关联的判决方式可以极大提高比特解码的正确性。

3.2.1 6dB 门限判决法

6dB 门限判决法是当前使用的主要方法。它只利用了每个数据位的两个 chip 的中点采样值 c_1 、 c_2 以及参考电平 p_{ref} ，若 $c_1 \geq c_2$ 则判定数据位的值为 1，若 $c_1 < c_2$ 则判定数据位的值为 0。将参考电平减去 6dB 作为门限值，若 c_1 、 c_2 与门限值相

比为一高一低，即 $c_1 \geq p_{ref} - 6\text{dB}$ 、 $c_2 < p_{ref} - 6\text{dB}$ 或 $c_1 < p_{ref} - 6\text{dB}$ 、 $c_2 \geq p_{ref} - 6\text{dB}$ ，则认为该数据位的数据解码为高置信度。若两个中点采样值均大于门限值或均小于门限值，即 $c_1 \geq p_{ref} - 6\text{dB}$ 、 $c_2 \geq p_{ref} - 6\text{dB}$ 或 $c_1 < p_{ref} - 6\text{dB}$ 、 $c_2 < p_{ref} - 6\text{dB}$ ，说明接收信号中存在某种形式的干扰，置信度应该为低。

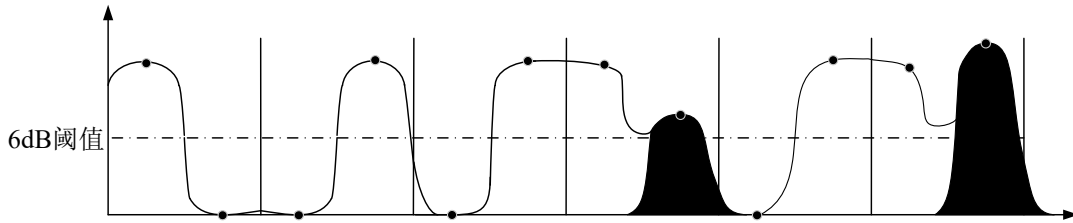


图3-2 6dB 判决法

对于常见的 A/C 模式信号 FRUIT 干扰，其脉冲宽度的理论值为 $0.45 \mu\text{s}$ ，至多只能影响 S 模式信号的 2 个 chip，如果是脉冲位 chip 受到干扰信号的影响，则不会造成解码错误，置信度为高；如果是非脉冲位 chip 受到干扰信号的，如图 3-2 所示，干扰信号较强则可能会造成解码错误，此时置信度为低，可通过后续的数据位纠错算法进行纠正。

3.2.2 $\pm 3\text{dB}$ 窗判决法

当强干扰信号叠加到数据位的非脉冲位 chip 时，6dB 门限判决法不能识别出干扰的存在。根据 S 模式信号的相关标准，脉冲幅度波动不得超过 2dB，一旦前导脉冲的幅值确定，后续每个数据位应当有且仅有一个 chip 的脉冲幅值与之相近，可以利用这一点在解码时根据脉冲采样值判断信号是否受到干扰。

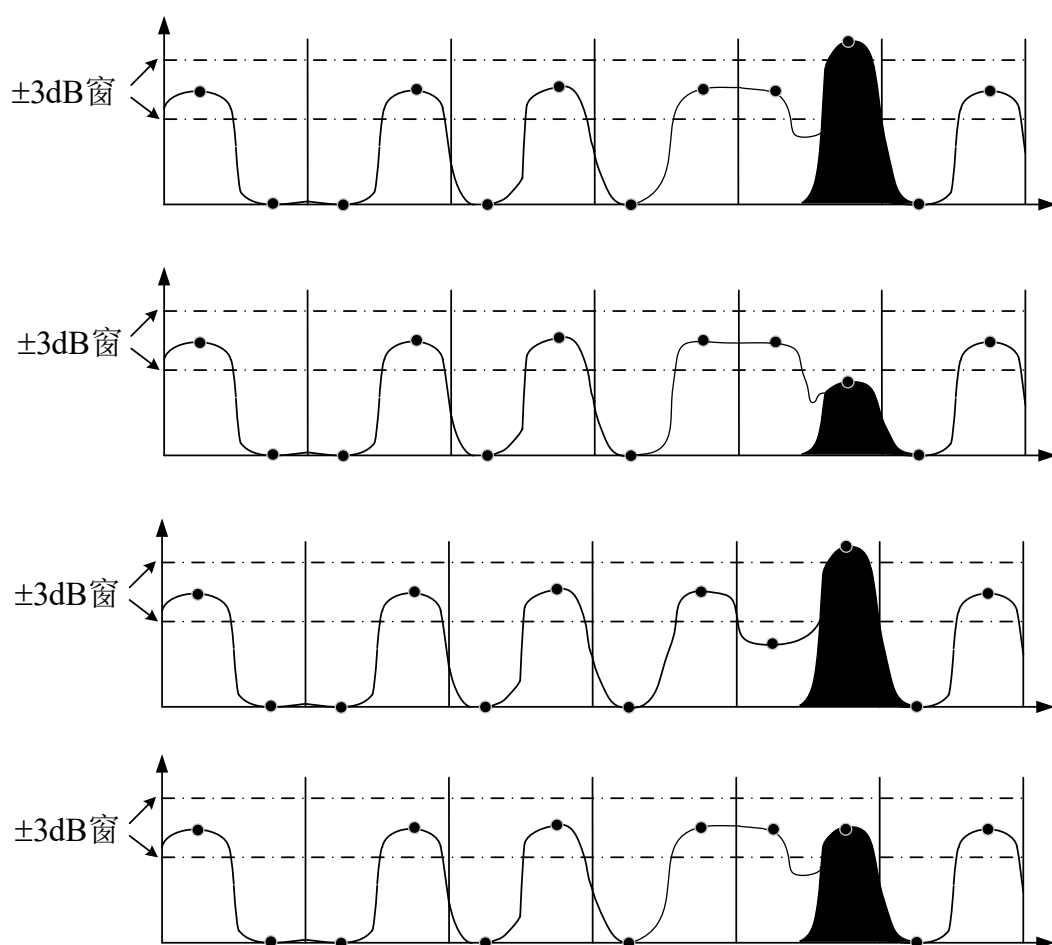
以参考电平 p_{ref} 为基准，以 $p_{ref} \pm 3\text{dB}$ 范围内为有效窗，分别取每个数据位的前后两个 chip 的中点采样值 c_1 、 c_2 进行判决，一共会出现四种不同的情况：

1) c_1 、 c_2 中有一个落在了 $\pm 3\text{dB}$ 窗中，另一个大于 $p_{ref} + 3\text{dB}$ 。此时若是 c_1 落在 $\pm 3\text{dB}$ 窗中， c_2 大于 $p_{ref} + 3\text{dB}$ ，则判定该数据位为 1；若是 c_2 落在 $\pm 3\text{dB}$ 窗中， c_1 大于 $p_{ref} + 3\text{dB}$ ，则判定该数据位为 0，置信度设为高。

2) c_1 、 c_2 中有一个落在了 $\pm 3\text{dB}$ 窗中，另一个落在了 $\pm 3\text{dB}$ 窗下面。此时若是 c_1 落在 $\pm 3\text{dB}$ 窗中， c_2 落在 $\pm 3\text{dB}$ 窗之下，则判定该数据位为 1；若是 c_2 落在 $\pm 3\text{dB}$ 窗中， c_1 落在 $\pm 3\text{dB}$ 窗之下，则判定该数据位为 0。置信度为高。

3) c_1 、 c_2 都落在了 $\pm 3\text{dB}$ 窗之外。如果 $c_1 \geq c_2$ 则判定该数据位为 1，否则判定数据位为 0，置信为低。

4) c_1 、 c_2 都落在了 $\pm 3\text{dB}$ 窗中。如果 $c_1 \geq c_2$ 则判定该数据位为 1，否则判定数据位为 0，置信度为低。

图3-3 $\pm 3\text{dB}$ 窗判决法

显然，解码相同的应答信号，相对于 6dB 门限判决法， $\pm 3\text{dB}$ 窗判决法的产生低置信度更少，且可靠性更高，不会因为非脉冲位 chip 受到强 A/C 模式信号脉冲干扰而产生误判($\pm 3\text{dB}$ 窗判决法中的第一情况会被 6dB 门限判决法误判，第二种情况会被 6dB 门限判决法判定为低置信度)。只有当非脉冲位 chip 受到的 A/C 模式干扰信号脉冲幅度与参考电平相近时，才会使 $\pm 3\text{dB}$ 窗判决法的结果出现错误。只有在个别极端情况下，如脉冲位 chip 和非脉冲位 chip 同时受到一定干扰，导致脉冲位 chip 电平高度超出了 $\pm 3\text{dB}$ 窗、非脉冲位 chip 电平处于 $\pm 3\text{dB}$ 窗内， $\pm 3\text{dB}$ 窗判决法才会出现高置信度情况下的解码错误。

3.2.3 多点判决法

6dB 门限判决法与 $\pm 3\text{dB}$ 窗判决法都只使用了每个 chip 的中点采样值，但其它采样点也包含了 chip 的脉冲信息，也可以用来辅助判决，进一步增强解码的可靠性。如图 3-4 所示，第 5 个数据位的前一个 chip 采样点均在 $\pm 3\text{dB}$ 窗内，后一个

chip 则被一个 A/C 模式信号脉冲干扰导致中点采样值也被抬高到了 $\pm 3\text{dB}$ 窗内，但还有一些采样点落在了 $\pm 3\text{dB}$ 窗下面。此时只利用 chip 中点值的 $\pm 3\text{dB}$ 窗判决法很可能会出现误判，需要利用该 chip 的其它采样点对判决进行修正。

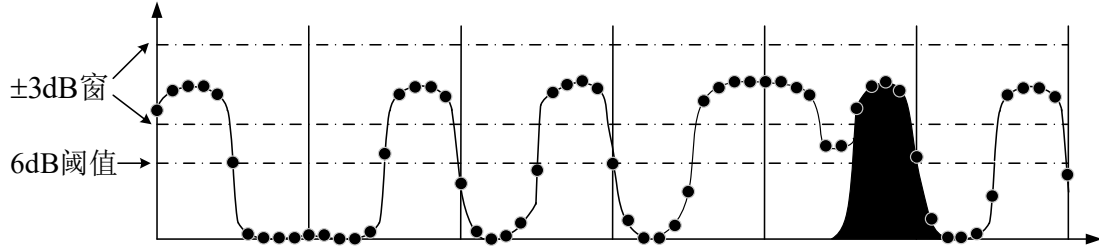


图3-4 多点判决法

多点判决法仍然利用参考电平 p_{ref} ，以 $p_{ref} \pm 3\text{dB}$ 范围内为脉冲幅度有效窗，用来匹配脉冲位置的采样点幅度；以 $p_{ref} - 6\text{dB}$ 为门限电平，小于门限电平用来匹配非脉冲位置的采样点幅度。如果信号采样频率 f_s 为 10MHz ，则每个数据位(时间长度为 $1\mu\text{s}$)的采样点个数为 10，每个 chip 采样点个数为 5。

首先对数据位的每个采样点进行分类，共四类：

Chip0_A：第一个 chip 中，采样值落在 $p_{ref} \pm 3\text{dB}$ 范围内的采样点的集合。

Chip0_B：第一个 chip 中，采样值小于 $p_{ref} - 6\text{dB}$ 的采样点的集合。

Chip1_A：第二个 chip 中，采样值落在 $p_{ref} \pm 3\text{dB}$ 范围内的采样点的集合。

Chip1_B：第二个 chip 中，采样值小于 $p_{ref} - 6\text{dB}$ 的采样点的集合。

然后对四类采样点进行加权计算。因为每个 chip 边缘存在上升沿或下降沿，边缘处的采样点的幅值波动较大，所以应当适当减少其权重。计算时，位于每个 chip 中心 $0.3\mu\text{s}$ 的采样点的权重为 2，位于开头或结尾 $0.1\mu\text{s}$ 的采样点的权重则为 1。可以得到以下计算结果：

Chip0_A_W：集合 *Chip0_A* 中所有采样点的权重和

Chip0_B_W：集合 *Chip0_B* 中所有采样点的权重和

Chip1_A_W：集合 *Chip1_A* 中所有采样点的权重和

Chip1_B_W：集合 *Chip1_B* 中所有采样点的权重和

最后，分别计算数据位采样值与理想值的匹配程度。其中，*Score1* 代表与 1 的匹配程度，*Score0* 代表与 0 的匹配程度。

$$Score1 = Chip1_A_W - Chip0_A_W + Chip0_B_W - Chip1_B_W$$

$$Score0 = Chip0_A_W - Chip1_A_W + Chip1_B_W - Chip0_B_W$$

如果 $Score1 > Score0$ ，则判定数据位为 1；否则判定数据位为 0。如果 $|Score1 - Score0| \geq 3$ 则置信度为高，否则为低。置信度判断的门限是一个与采样率有

关的经验值，采样率为 10MHZ 时门限值取 3。

3.3 算法仿真及分析

图 3-5 是一个混叠信号，它由如图 3-6 所示的 S 模式应答信号和 A/C 模式干扰信号混叠而成，信噪比为 10dB。其中 S 模式信号的起始时间为第 20 微秒。为了使仿真图更直观，这里的信号采用短码格式，时长为 64 微秒，有 56 比特数据位，A/C 干扰信号的起始时间为第 10 微秒。

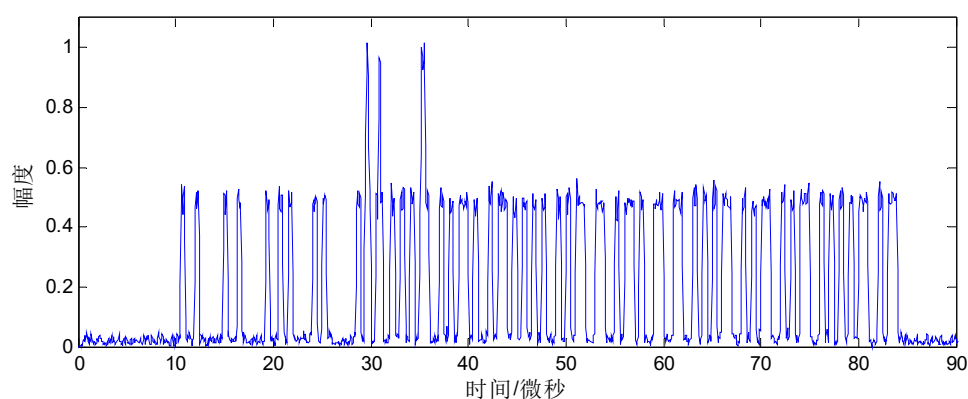


图3-5 混叠信号

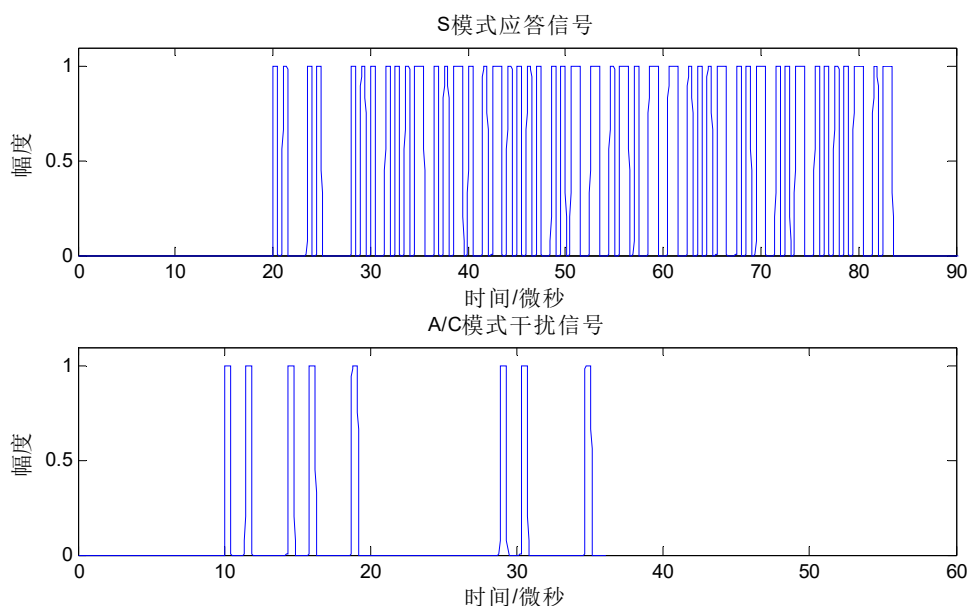


图3-6 S 模式应答信号和 A/C 模式干扰信号

对混叠信号进行有效脉冲检测，结果如图 3-8 所示。这一过程去掉了幅度小于门限电平噪声和宽度小于 $0.3\mu\text{s}$ 的窄脉冲。

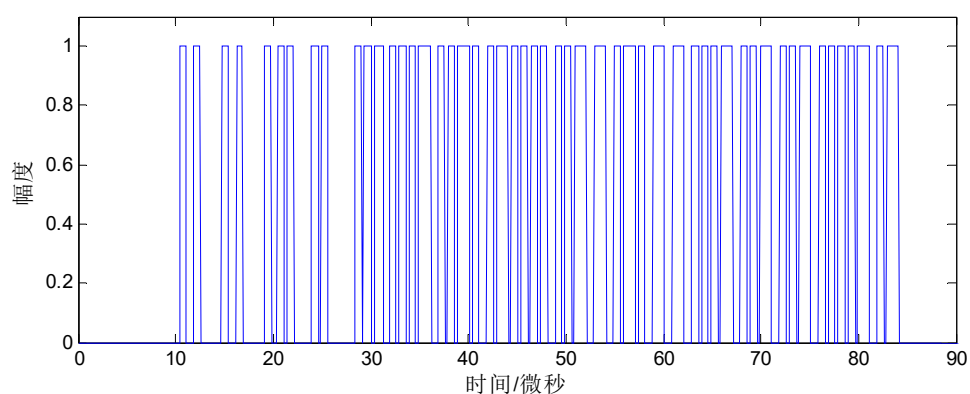


图3-7 脉冲检测结果

混叠信号的脉冲沿检测结果则如图 3-8 所示,其中圆圈代表检测到的上升沿位置,三角形代表下降沿位置。图 3-9 是图 3-8 中 10 到 30 微秒处图像的放大,这一部分包括了 S 模式应答信号的前导脉冲和部分 A/C 模式干扰脉冲,可以看到,每个脉冲的两侧分别有一个脉冲上升沿位置和脉冲下降沿位置。

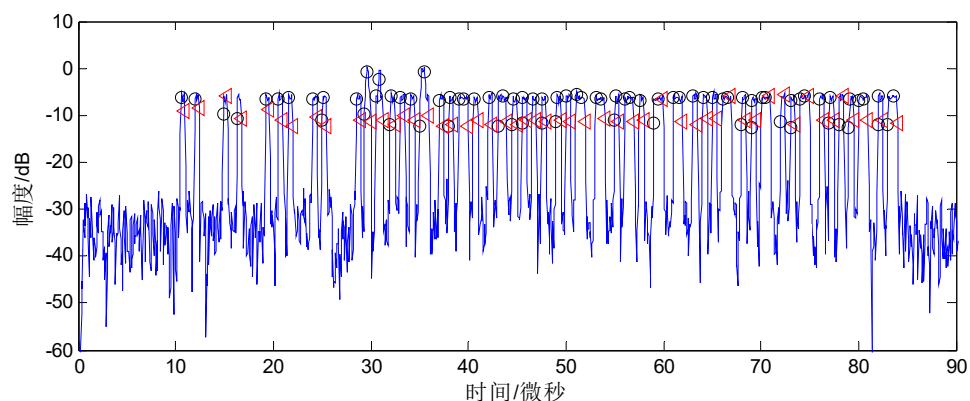


图3-8 脉冲沿检测结果

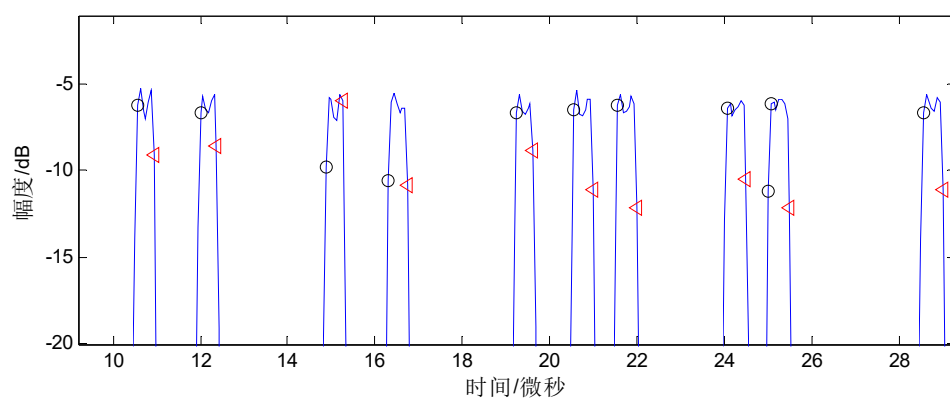


图3-9 前导脉冲处脉冲沿检测结果

结合图 3-7 与图 3-8 中的结果，对脉冲位置和脉冲沿位置进行匹配，完成对混叠信号的前导脉冲框架提取，得到 S 模式信号的起始时间。

当输入信号信噪比变化时，前导脉冲检测算法经过 4000 次蒙特卡洛实验的平均错误率如图 3-10 所示。图中的三条线分别表示无 FRUIT 干扰时、存在一个 A/C 模式 FRUIT 干扰信号时、存在两个 A/C 模式 FRUIT 干扰信号时的前导脉冲检测错误率。实验中，S 模式信号长度为 112 微秒，起始时间固定为第 20 微秒，A/C 模式干扰信号的起始时间在 0~40 微秒范围内均匀随机分布，采样频率为 10MHZ。

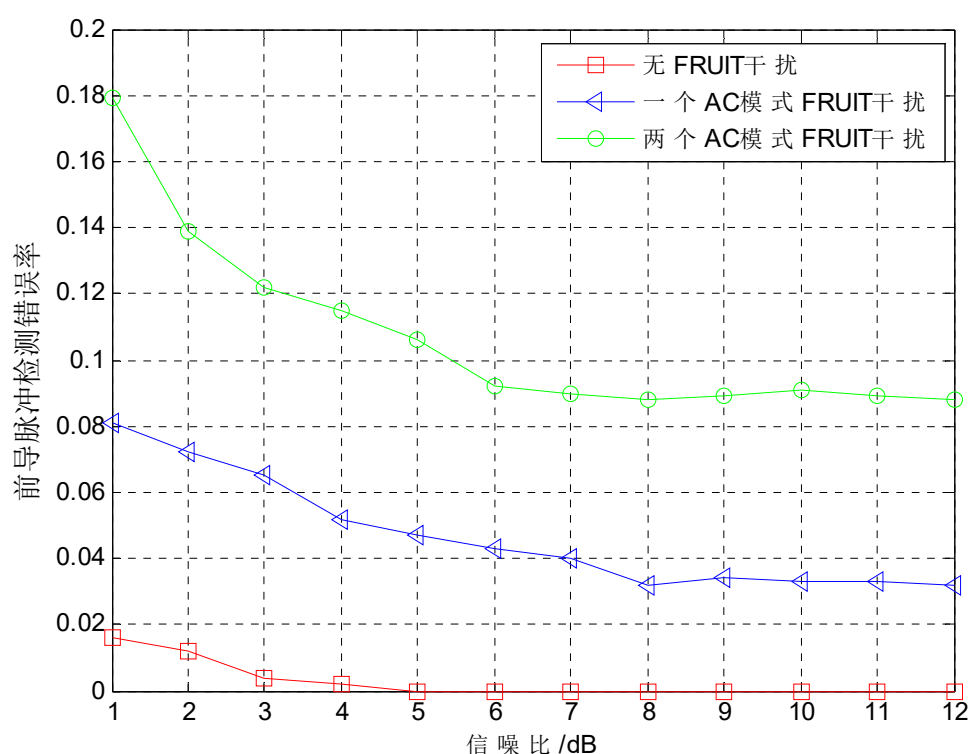


图3-10 前导脉冲检测错误率

由图 3-10 可以看出，随着信噪比的提高，无论 FRUIT 干扰信号个数是多少，前导脉冲检测的错误率总是呈现下降趋势，并最终稳定下来。而 FRUIT 干扰信号个数的增加，则会导致前导脉冲检测的错误率升高。

本章还介绍了三种解码算法。下面通过三组实验，探究本章介绍的这几种解码算法的性能。

实验中的 S 模式信号数据位长度为 112 位，信号在 0~200 微秒内均匀随机分布，A/C 模式 FRUIT 干扰信号则在 80~120 微秒范围内均匀随机分布，这意味着只要加入干扰信号，则干扰信号必定与 S 模式信号发生混叠。采样频率为 10MHZ，三种算法的解码过程都是基于相同的前导脉冲检测结果。

当不存在 A/C 模式 FRUIT 干扰时,三种解码算法在不同的信噪比下,进行 4000 次蒙特卡洛实验的平均误码率如图 3-11 所示。

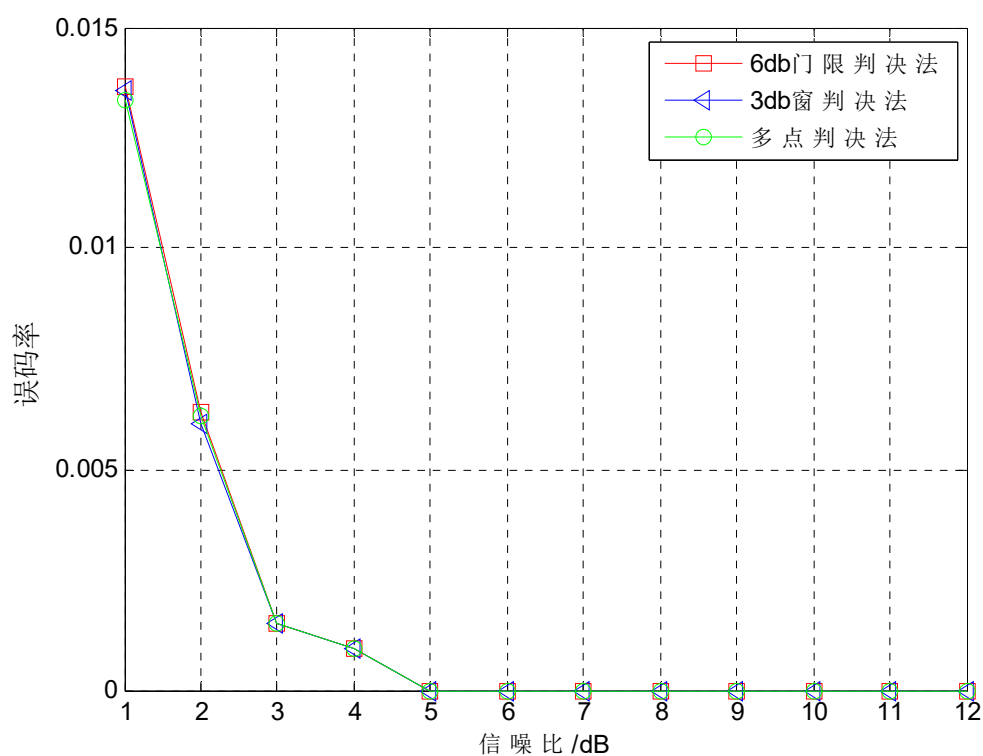


图3-11 仅有 S 模式信号时的误码率

从图 3-11 可以看出,不存在 A/C 模式 FRUIT 干扰时,三种解码算法的误码率都非常低。在信噪比较低时,误码率随着信噪比的提升而不断地下降。当信噪比达到 5dB 之后,三种算法的误码率都稳定为 0。不存在 A/C 干扰信号的情况下,相较而言,多点判决法的效果最佳,3dB 窗判决法效果次之,6dB 门限判决法效果最差。无干扰信号情况下,三种算法的误码率非常接近,所以这一结论在图 3-11 中不太明显。

存在一个 A/C 模式 FRUIT 干扰信号时,三种解码算法的误码率如图 3-12 所示。可以看出,由于加入了 A/C 模式干扰信号,图 3-12 中三种解码算法的误码率相比于图 3-11 明显升高。此时,误码率仍然会随着信噪比的提升而不断地下降。信噪比小于 4dB 时,误码率下降速度较快,当信噪比达到 4dB 之后,三种算法的误码率基本稳定。在存在一个 A/C 模式信号信叠加干扰的情况下,多点判决法的效果仍然是最好的,6dB 门限判决法效果仍最差。

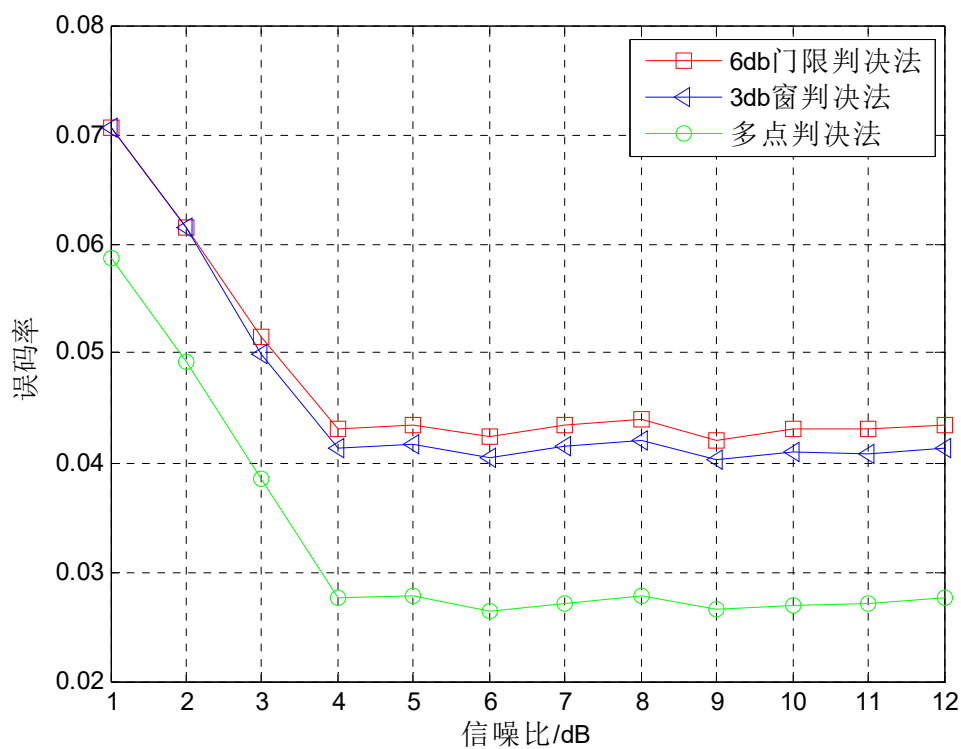


图3-12 含有一个 A/C 干扰信号时的误码率

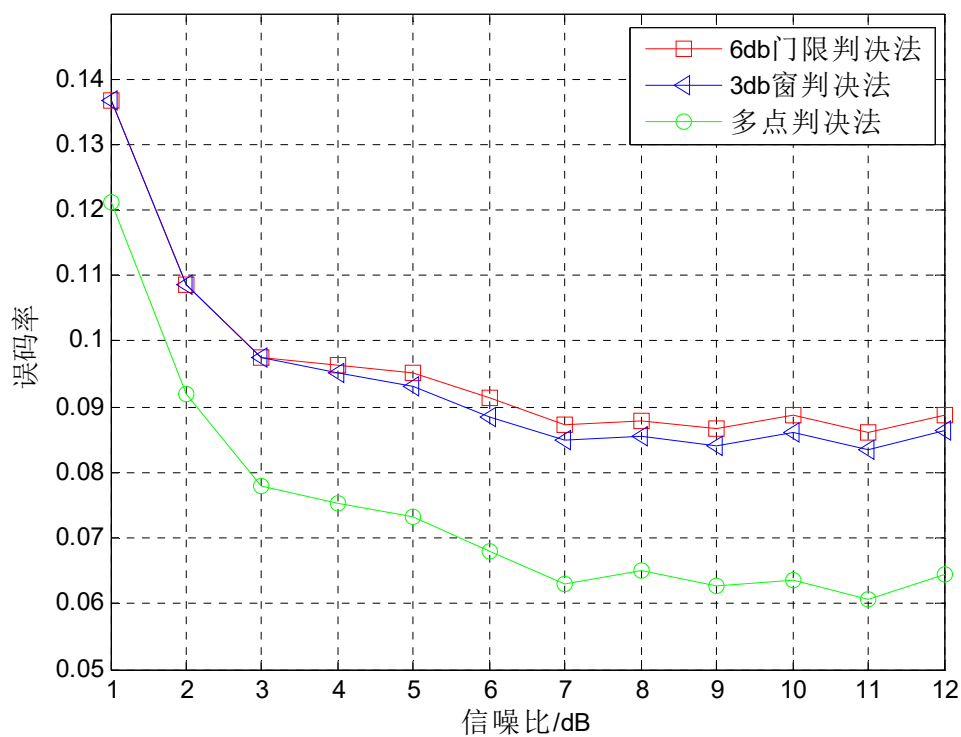


图3-13 含有两个 A/C 干扰信号时的误码率

当接收信号中除 S 模式应答信号外,还存在两个 A/C 模式 FRUIT 干扰信号时,三种解码算法误码率如图 3-13 所示。从图 3-13 可以看出,由于加入了两个 A/C 模式干扰信号,三种解码算法的误码率比图 3-12 中更高。此时,误码率仍然会随着信噪比的提升而不断地下降,变化趋势与图 3-12 大致相同。信噪比小于 3dB 时,误码率下降速度较快,当信噪比达到 3dB 之后,三种算法的误码率下降速度变慢,甚至信噪比大于 7dB 后,误码率几乎不变。存在两个 A/C 模式信号重叠干扰的情况下,多点判决法的效果最佳,6dB 门限判决法效果仍然是最差的。

对比上述三组实验的结果,三种解码算法的误码率都会随着干扰信号个数的增加而上升,但无论在何种情况下,多点判决法的效果都是最好的,3dB 窗判决法效果次之,6dB 门限判决法效果则始终是最差的。

3.4 本章小结

本章主要阐述了 TCAS 使用的 S 模式应答信号在 FRUIT 干扰环境下的检测与解码流程及相关算法。接收端接收到的 S 模式应答信号首先需要进行前导脉冲检测,通过前导脉冲确定应答信号的存在以及起始时间。获取信号起始时间后,可以定位到负责传输信息的信号数据部分,并通过对数据位解码提取出这些信息。本章还介绍了三种解码方法,一般而言,多点判决法效果最优。最后,根据前面的信号处理流程,对 S 模式和 A/C 模式的混叠信号进行检测与解码,并通过三组实验对三种不同的解码方法在不同的 FRUIT 干扰环境下的性能进行比较。

第四章 重叠 TCAS 信号的分离

TCAS 发射的 S 模式信号面临的干扰主要由使用同一频段的 A/C 模式信号及其它 S 模式信号造成。现有的 S 模式信号解码方法在针对 A/C 模式 FRUIT 干扰时具有比较理想的解码效果，但面对 S 模式信号导致的 Garble 干扰时则表现不佳。为了提升复杂电磁环境下 TCAS 数据链通信的解码性能，有必要对 TCAS 接收到的重叠 S 模式信号进行分离。本章主要讨论阵列天线接收到的重叠 S 模式应答信号的分离问题。实际上，相关算法对于 A/C 模式干扰信号同样有效。

4.1 S 模式阵列信号接收模型

S 模式应答信号格式如图 2-6 所示，包含了 $8\mu s$ 的前导脉冲部分和 $56\mu s$ (或 $112\mu s$) 的数据部分。S 模式应答信号采用 PPM 调制，每个时长为 $1\mu s$ 的数据位分为前后两个 $0.5\mu s$ 的子位，若数据位 $B_i = 0$ ，则对应子位编码为 $b_i = [0, 1]$ ；反之，若数据位 $B_i = 1$ ，子位编码为 $b_i = [1, 0]$ 。前导脉冲部分的子位编码可以表示为 $p = [1, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 0, 0]$ 。因此，完整的 S 模式应答信号子位编码为 $b = [p, b_1, b_2, b_3, b_4, \dots, b_{56/112}]$ ，总长度为 128 或 240。S 模式应答信号可以表示为：

$$s(t) = \sum_{n=0}^{127/239} b[n]p(t - nT_s) \quad (4-1)$$

其中 $b[n]$ 是 b 的第 n 个元素， $p(t)$ 则是宽度为 $0.5\mu s$ 的方波， T_s 则是 S 模式应答信号的数据位的子位宽度，为 $0.5\mu s$ 。

S 模式应答信号的载波频率标准值是 $f_c = 1090\text{MHz}$ ，国际民航组织(ICAO)规定的允许误差为 $\pm 3\text{MHz}$ 。大多数情况下，发射信号的载频 f_e 并不严格等于标准^[48]，即存在一个频率偏差 $f_r = f_e - f_c$ 。接收端在将信号下变频到基带时，到这一频率偏差会导致基带信号出现 $\exp(j2\pi f_r t)$ 的相位偏移。对基带信号进行周期为 T_s 的采样，则采样序列

$$s[n] = s(nT_s) = b[n]\exp(j2\pi n f_r T_s) = b[n]\phi^n \quad (4-2)$$

其中 $\phi = \exp(j2\pi f_r T_s)$ 是一个采样周期内由载频偏差造成的相位偏移。式(4-2)即为单个 S 模式信号的接收模型。现在考虑有 M 个阵元的均匀线性阵列天线接收 d 个不同的 S 模式信号源的情况。信号采样频率仍然是 T_s ，采样点数为 N 。 $x_i[n]$ 表示第 i 个天线在第 n 个采样时刻接收到的信号。因此，第 n 个采样时刻阵列天线接收到的信号为 $\mathbf{x}[n] = [x_1[n], x_2[n], \dots, x_M[n]]^T$ ，接收信号矩阵 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}[1], \mathbf{x}[2], \dots, \mathbf{x}[N]]$ 可

以表示为:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{E} \quad (4-3)$$

其中, \mathbf{A} 是 $M \times d$ 阶的方向矩阵, \mathbf{E} 是 $M \times d$ 阶噪声矩阵。 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_d]^T$ 是 $d \times N$ 阶的源信号矩阵, \mathbf{s}_i 是第 i 个 S 模式号应答信号的采样序列, 具有如式(4-2)所示的形式, 其中 $i = 1, 2, \dots, d$ 。对重叠的 S 模式应答信号进行分离就是要找到一系列的波束形成权向量 \mathbf{w}_i , 对于任意 $i = 1, 2, \dots, d$ 有

$$\hat{\mathbf{s}}_i = \mathbf{w}_i^H \mathbf{X} \quad (4-4)$$

写成矩阵形式为:

$$\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{W}^H \mathbf{X} = \mathbf{W}^H \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{W}^H \mathbf{E} \quad (4-5)$$

使得 $\hat{\mathbf{S}}$ 是源信号矩阵 \mathbf{S} 的一个有效估计。

4.2 数据预白化

在通常情况下, 阵列天线的阵元数 M 大于接收到的信号源个数 d 。因为 d 个 S 模式信号之间相互独立, 所以 $M \times N$ 阶接收信号矩阵 \mathbf{X} 的行秩应该等于 d 。矩阵 \mathbf{X} 中的 M 行信号采样序列之间具有相关性, 这会给接下来的信号处理过程带来大量冗余计算量, 因此在对信号进行分离前有必要先对接收信号矩阵 \mathbf{X} 进行预白化处理。

假设已经通过 AIC 准则、MDL 准则等方法^[49-51]估计出了独立信号源的个数 d 。接下来对接收信号矩阵 \mathbf{X} 作奇异值(SVD)分解, 将 \mathbf{X} 拆分成三个矩阵的积

$$\mathbf{X} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H \quad (4-6)$$

其中, \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 均是 M 阶的正交矩阵。 $\mathbf{\Sigma}$ 则是以按降序排列的矩阵 \mathbf{X} 奇异值作为主对角元素的矩阵。这里可以通过对矩阵 $\mathbf{\Sigma}$ 运用 AIC 准则、MDL 准则等方法估计出独立信号源的个数。令 $\mathbf{\Sigma}_d$ 表示一个对角矩阵, 它的主对角线元素是按降序排列的矩阵 \mathbf{X} 最大的 d 个奇异值, 则 $\mathbf{\Sigma}_d$ 是 $\mathbf{\Sigma}$ 左上角的 $d \times d$ 阶子矩阵。又令 \mathbf{U}_d 表示矩阵 \mathbf{U} 中的前 d 列组成的矩阵, 这些列对应于矩阵 \mathbf{X} 最大的 d 个奇异值。接下来就可以对接收信号矩阵 \mathbf{X} 进行预白化, 定义矩阵:

$$\mathbf{X}_d \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{\Sigma}_d^{-1} \mathbf{U}_d^H \mathbf{X} \quad (4-7)$$

$d \times N$ 阶矩阵 \mathbf{X}_d 即为 \mathbf{X} 预白化后的矩阵, 根据式(4-3)的信号接收模型可以得到:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X}_d &\stackrel{\text{def}}{=} \boldsymbol{\Sigma}_d^{-1} \mathbf{U}_d^H (\mathbf{A} \mathbf{S} + \mathbf{E}) \\
 &= \boldsymbol{\Sigma}_d^{-1} \mathbf{U}_d^H \mathbf{A} \mathbf{S} + \boldsymbol{\Sigma}_d^{-1} \mathbf{U}_d^H \mathbf{E} \\
 &= \mathbf{A}' \mathbf{S} + \mathbf{E}'
 \end{aligned} \tag{4-8}$$

式(4-8)与式(4-3)具有相同的形式，其中 \mathbf{A}' 是 $d \times d$ 阶的可逆矩阵。

4.3 基于 S 模式编码特性的信号盲分离

4.3.1 S 模式信号的编码特性

一个如式(4-2)所示的 S 模式应答信号具有如下性质：

1、零恒模(Zero/Constant modulus)特性

由于存在载频偏差，接收到的信号采样序列 $s[n]$ 并非只等于 0 或 1，但 $s[n]$ 的值始终为 0 或落在复平面的单位圆上，即采样序列 $s[n]$ 满足：

$$s[n] = 0 \text{ 或 } |s[n]| = 1, \quad \forall n = 1, 2, \dots, N$$

因而 $s[n]$ 必然满足：

$$s[n] s^*[n] s[n] = s[n], \quad \forall n = 1, 2, \dots, N \tag{4-9}$$

2、曼彻斯特编码特性

如图 4-2 所示，S 模式应答信号采用了曼彻斯特编码，组成每个数据位的两个子位编码必定一个为 1 一个为 0，所以任意的三个连续子位中必定有一个为 0。当采样频率 $T_s = 0.5 \mu\text{s}$ 时，采样序列满足：

$$s[n-1] s[n] s[n+1] = 0, \quad \forall n = 2, 3, \dots, N-1 \tag{4-10}$$

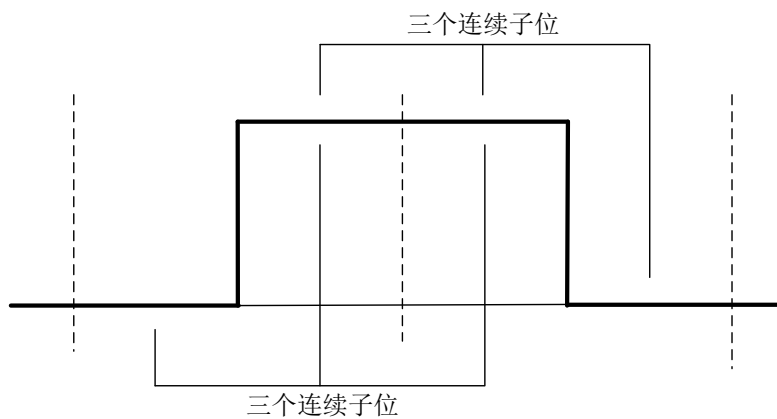


图4-1 S 模式应答信号的曼彻斯特编码

4.3.2 矩阵的联合对角化

首先介绍矩阵的 Schur 分解。通常，对于一个可逆方阵 \mathbf{A} ，可以对其进行谱分

解, 即 $\mathbf{A} = \mathbf{P}\mathbf{\Lambda}\mathbf{P}^{-1}$, 其中 $\mathbf{\Lambda}$ 是一个对角矩阵, 主对角元素为方阵 \mathbf{A} 的特征值。 \mathbf{P} 是一个可逆矩阵, 它的列向量 \mathbf{p}_i 就是 \mathbf{A} 的特征向量。但在实际问题中, \mathbf{A} 常常是不可逆的, 相比于谱分解, 更加通用的方法是对 \mathbf{A} 进行 Schur 分解, 即分解为 $\mathbf{A} = \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{Q}^H$, 其中 \mathbf{Q} 是一个酉矩阵, 而 \mathbf{R} 则是一个上三角矩阵, 它的主对角元素是方阵 \mathbf{A} 的特征值。

广义特征值问题 $\mathbf{A}\mathbf{v}_i = \lambda\mathbf{B}\mathbf{v}_i$, 可以写成 $\mathbf{A}\mathbf{V} = \mathbf{B}\mathbf{V}\mathbf{\Lambda}$, 其中 \mathbf{V} 是以 \mathbf{v}_i 为列向量的矩阵, $\mathbf{\Lambda}$ 是以广义特征值为主对角元素的对角矩阵。如果方阵 \mathbf{B} 是可逆的, 则广义特征值问题就变成了求解矩阵 $\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}$ 的常规特征值。如果方阵 \mathbf{B} 不可逆, 则可以将其视作为方阵 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 的联合分解问题。存在矩阵 \mathbf{F} 使方阵 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 可以分解为如下的形式:

$$\mathbf{A} = \mathbf{F}\mathbf{\Lambda}_A\mathbf{W}^H, \quad \mathbf{B} = \mathbf{F}\mathbf{\Lambda}_B\mathbf{W}^H \quad (4-11)$$

其中 $\mathbf{\Lambda}_A$ 和 $\mathbf{\Lambda}_B$ 是两个对角矩阵, \mathbf{W} 则是 \mathbf{V} 的逆矩阵。 $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{\Lambda}_B^{-1}\mathbf{\Lambda}_A$ 就是以广义特征值为主对角元素的对角矩阵。如果方阵 \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 是奇异矩阵, $\mathbf{\Lambda}_A$ 和 $\mathbf{\Lambda}_B$ 的部分对角元素为 0, 则对它们进行广义 Schur 分解:

$$\mathbf{A} = \mathbf{Q}\mathbf{R}_A\mathbf{Z}^H, \quad \mathbf{B} = \mathbf{Q}\mathbf{R}_B\mathbf{Z}^H \quad (4-12)$$

其中 \mathbf{Q} 和 \mathbf{Z} 都是酉矩阵, \mathbf{R}_A 和 \mathbf{R}_B 都是上三角矩阵, 这一分解始终是存在的, 并且可以使用 QZ 算法来近似求解。

联合对角化问题就是将上述问题进一步推广到多个方阵:

$$\mathbf{A}_i = \mathbf{F}\mathbf{\Lambda}_i\mathbf{W}^H, \quad i = 1 \cdots k \quad (4-13)$$

当 $k > 2$ 时, 这问题是超定的, 它的解 (\mathbf{F}, \mathbf{W}) 通常是不存在的, 但仍然能够通过雅可比迭代、ALS 算法^[52,53]等方法求得一个近似程度最高的解。

然而, 在本文中需要进行联合对角化的矩阵 \mathbf{A}_i 并不是方阵。这里需要对 \mathbf{A}_i 进行适当处理, 使之能够转化成式(4-11)的形式来进行求解。如果 k 个 \mathbf{A}_i 的阶数为 $M \times N$, 其中 $M > N$, 且 \mathbf{F} 是列满秩的, 可构造矩阵 $\mathbf{A} = [\mathbf{A}_1 \cdots \mathbf{A}_k]$ 。由式(4-13)可以看出, \mathbf{A} 与 \mathbf{F} 具有相同的列空间。对矩阵 \mathbf{A} 作奇异值分解, 可以得到 \mathbf{A} 的列空间的一组基向量组成的酉矩阵 \mathbf{U} 。令 $\mathbf{A}'_i = \mathbf{U}^H \mathbf{A}_i$, $\mathbf{F}' = \mathbf{U}^H \mathbf{F}$ 。则有:

$$\mathbf{A}'_i = \mathbf{F}'\mathbf{\Lambda}_i\mathbf{W}^H, \quad i = 1 \cdots k \quad (4-14)$$

其中, \mathbf{A}'_i 是一个方阵, 可以由式(4-14)求解出矩阵 \mathbf{W} 。

4.3.3 代数零恒模算法

代数零恒模算法(Algebraic Zero/Constant Modulus Alogrithm, AZCMA)利用了

S 模式信号的零恒模特性。将 $s[n] = \mathbf{w}^H \mathbf{x}[n]$ 代入式(4-9)可以得到：

$$\mathbf{w}^H \mathbf{x}[n] \mathbf{x}[n] \mathbf{w}^H \mathbf{w}^H \mathbf{x}[n] = \mathbf{w}^H \mathbf{x}[n], \quad \forall n = 1, 2, \dots, N$$

算法中使用的接收信号矩阵 \mathbf{X} 是原始接收信号矩阵预白化后的结果，向量 $\mathbf{x}[n]$ 是 \mathbf{X} 的第 n 列，所以 $\mathbf{x}[n]$ 的长度等于信源个数 d 而不是天线阵元个数 M 。

定义 $\alpha = \|\mathbf{w}\|^2 = \mathbf{w}^H \mathbf{w}$ ，上式右边乘上 $1 = \mathbf{w}^H \mathbf{w} / \alpha$ 可以得到：

$$\mathbf{w}^H \mathbf{x}[n] \mathbf{x}[n] \mathbf{w}^H \mathbf{w}^H \mathbf{x}[n] = \frac{1}{\alpha} \mathbf{w}^H \mathbf{w} \mathbf{w}^H \mathbf{x}[n], \quad \forall n = 1, 2, \dots, N \quad (4-15)$$

利用矩阵之间的克罗内克乘积(Kronecker product)的性质，根据式(4-15)可以得到：

$$\begin{aligned} & (\mathbf{x}^*[n] \otimes \mathbf{x}[n] \otimes \mathbf{x}^*[n])^H (\mathbf{w}^* \otimes \mathbf{w} \otimes \mathbf{w}^*) \\ &= \frac{1}{\alpha} \text{vec}(\mathbf{I}_d \otimes \mathbf{x}^*[n])^H (\mathbf{w}^* \otimes \mathbf{w} \otimes \mathbf{w}^*) \end{aligned} \quad (4-16)$$

其中 \otimes 表示克罗内克乘积。这里进一步定义矩阵 \mathbf{P}_1 与 \mathbf{P}_2 。 \mathbf{P}_1 有 N 行，其中第 n 行为 $(\mathbf{x}^*[n] \otimes \mathbf{x}[n] \otimes \mathbf{x}^*[n])^H$ ， $n = 1, 2, \dots, N$ ，矩阵的阶数为 $N \times d^3$ 。矩阵 \mathbf{P}_2 的阶数与 \mathbf{P}_1 相同，它的第 n 行为 $(1/\alpha) \times \text{vec}(\mathbf{I}_d \otimes \mathbf{x}^*[n])^H$ ， $n = 1, 2, \dots, N$ 。

式(4-16)就变成了以下形式：

$$\alpha \mathbf{P}_1 \mathbf{y} = \mathbf{P}_2 \mathbf{y}, \quad \text{其中 } \mathbf{y} = \mathbf{w}^* \otimes \mathbf{w} \otimes \mathbf{w}^* \quad (4-17)$$

S 模式信号分离问题就转化为对式(4-17)求解 α 和 \mathbf{y} 。显然，由 \mathbf{P}_1 与 \mathbf{P}_2 的定义可以看出， \mathbf{P}_1 与 \mathbf{P}_2 不是满秩矩阵，大部分行或列是重复的。 \mathbf{y} 中绝大部分的元素也是重复的。如果直接对式(4-17)进行求解，必然会产生大量的冗余计算。这里，引入一个 $d^3 \times d^2(d+1)/2$ 阶的选择矩阵 \mathbf{J} ，它可以将矩阵 \mathbf{P}_1 与 \mathbf{P}_2 的重复部分去除，大大简化式(4-17)的求解，令：

$$\mathbf{P}_1' = \mathbf{P}_1 \mathbf{J}, \quad \mathbf{P}_2' = \mathbf{P}_2 \mathbf{J}, \quad \mathbf{y} = \mathbf{J} \mathbf{y}'$$

则式(4-17)等价于：

$$\alpha \mathbf{P}_1' \mathbf{y}' = \mathbf{P}_2' \mathbf{y}' \quad (4-18)$$

矩阵 \mathbf{J} 可以通过观察矩阵 \mathbf{P}_1 与 \mathbf{P}_2 的结构直接得到，这里不再细述。

式(4-18)与广义特征值问题 $\mathbf{A}\mathbf{x} = \lambda \mathbf{B}\mathbf{x}$ 具有相同的形式，可以采用广义特征值相关理论进行求解。 d 个 S 模式信号源之间相互独立，因而去重后的矩阵 \mathbf{P}_1' 的列向量之间是线性无关的，即矩阵 \mathbf{P}_1' 是列满秩的。因为矩阵 \mathbf{P}_2' 只有 d 个非零列向量，所以式(4-18)只多有 d 个非零广义特征向量解。另一方面，式(4-18)两边都包含了全部 d 个相互独立的 S 模式信号源，必然能解出 d 个不相关的波束形成权向量 \mathbf{w}_i ，所以式(4-18)至少有 d 个非零解。

综上, 式(4-18)应当具有 d 个非零特征值 α_i , 对应于 d 个非零广义特征向量 \mathbf{y}'_i 。通过广义特征值相关理论可以求解得到 \mathbf{y}'_i , 并通过 $\mathbf{y} = \mathbf{J}\mathbf{y}'$ 将其还原成 \mathbf{y}_i 。此时, d 个 α_i 的取值有两种不同情况, 下面针对这两情况进行讨论。

如果 d 个 α_i 取值各不相同, 对应特征向量必然满足 $\mathbf{y}_i = k(\mathbf{w}_i^* \otimes \mathbf{w}_i \otimes \mathbf{w}_i^*)$, 其中 $i=1, 2, \dots, d$, k 为任意不等于 0 的实数。所以将 \mathbf{y}_i 中的前 d 个元素组成的向量单位化, 就可以得到 \mathbf{w}_i 对应的单位向量。再利用 \mathbf{y}_i 对应的广义特征向量值 $\alpha_i = \|\mathbf{w}_i\|^2 = \mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_i$ 对单位向量进行缩放, 就可以恢复波束形成权向量 \mathbf{w}_i , 利用它便能从接收信号矩阵 \mathbf{X} 中分离出一个特定的 S 模式信号。

如果 d 个 α_i 中有一些是相等的, $\mathbf{y}_i = k(\mathbf{w}_i^* \otimes \mathbf{w}_i \otimes \mathbf{w}_i^*)$ 不一定满足, 所以无法直接通过 \mathbf{y}_i 得到对应 \mathbf{w}_i 。但是必然有 $\mathbf{y}_i = \sum_{j=1}^d \lambda_{ij}(\mathbf{w}_j^* \otimes \mathbf{w}_j \otimes \mathbf{w}_j^*)$, $i=1, 2, \dots, d$ 。如果我们将 d^3 维向量 $\lambda_{ij}(\mathbf{w}_j^* \otimes \mathbf{w}_j \otimes \mathbf{w}_j^*)$ 重构成 $d^2 \times d$ 阶的矩阵 $(\mathbf{w}_j \otimes \mathbf{w}_j^*)\lambda_{ij}\mathbf{w}_j^H$, 则这个矩阵的秩为 1。使用这一重构方法, 我们可以将求得的 d 个 d^3 维向量 \mathbf{y}_i 变形成一系列 $d^2 \times d$ 阶的矩阵 \mathbf{Y}_i , 可以得到:

$$\mathbf{Y}_i = \mathbf{F}\mathbf{\Lambda}_i\mathbf{W}^H, \quad i=1 \dots d \quad (4-19)$$

其中 $\mathbf{F} = [\mathbf{w}_1 \otimes \mathbf{w}_1^*, \dots, \mathbf{w}_d \otimes \mathbf{w}_d^*]$, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_d]$, 而 $\mathbf{\Lambda}_i$ 则是以 λ_{ij} 为主对角元素的 $d \times d$ 阶对角矩阵。从式(4-19)中求解 \mathbf{W} 是一个联合对角化问题, \mathbf{W} 的列向量即为 d 个波束形成权向量。

当 $N > d^2(d+1)/2$ 时, 式(4-18)是一个超定方程组, 在存在噪声的情况下不一定有解, 所以我们不直接求解式(4-18), 而是改为求解 $\alpha \mathbf{P}_1^H \mathbf{P}_1' \mathbf{y}' = \mathbf{P}_1^H \mathbf{P}_2' \mathbf{y}'$ 最大的 d 个特征值(若无噪声, 其它的特征值应该等于 0), 对应的特征向量为 $\{\mathbf{y}'_i\}$, 将 $\{\mathbf{y}'_i\}$ 代入后续的联合对角化步骤便可求解出全部波束形成权向量。

输入原始接收信号矩阵 $\mathbf{X}_{raw} = [\mathbf{x}_{raw}[1], \mathbf{x}_{raw}[2], \dots, \mathbf{x}_{raw}[N]]$, 计算分离矩阵 \mathbf{W} 的步骤如下:

- (1) 估计信源个数 d
- (2) 对 \mathbf{X}_{raw} 进行预白化, 得到新的接收矩阵 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}[1], \mathbf{x}[2], \dots, \mathbf{x}[N]]$
 构造矩阵 \mathbf{P}_1 , 它的第 n 行为 $(\mathbf{x}^*[n] \otimes \mathbf{x}[n] \otimes \mathbf{x}^*[n])^H$, $n=1, 2, \dots, N$
 构造矩阵 \mathbf{P}_2 , 它的第 n 行为 $\frac{1}{\alpha} \text{vec}(\mathbf{I}_d \otimes \mathbf{x}^*[n])^H$, $n=1, 2, \dots, N$
 构造选择矩阵 \mathbf{J}
- (3) 计算矩阵 $\mathbf{P}'_1 = \mathbf{P}_1 \mathbf{J}$, $\mathbf{P}'_2 = \mathbf{P}_2 \mathbf{J}$
- (4) 求解广义特征值问题 $\alpha \mathbf{P}_1^H \mathbf{P}'_1 \mathbf{y}' = \mathbf{P}_1^H \mathbf{P}'_2 \mathbf{y}'$ 。 $\{\mathbf{y}'_i\}$ 为解得的最大的 d 个特征值对应的广义特征向量

- (5) 计算 $\mathbf{y}_i = \mathbf{J}\mathbf{y}_i'$, $i=1,2,\dots,d$, 并将重构成 $d^2 \times d$ 阶矩阵 \mathbf{Y}_i
- (6) 求解联合对角化问题 $\mathbf{Y}_i = \mathbf{F}\mathbf{\Lambda}_i\mathbf{W}^H$, 得到分离矩阵 \mathbf{W}

4.3.4 曼彻斯特解码算法

曼彻斯特解码算法(Manchester Decode Algorithm, MDA), 利用了 S 模式信号的曼彻斯特编码特性。算法中使用的接收信号矩阵 \mathbf{X} 是原始接收信号矩阵预白化后的结果, 向量 $\mathbf{x}[n]$ 是 \mathbf{X} 的第 n 列, $\mathbf{x}[n]$ 的长度等于信源个数 d 而不是天线阵元个数 M 。

将 $s[n] = \mathbf{w}^H \mathbf{x}[n]$ 代入式(4-10)可以得到:

$$\mathbf{w}^H \mathbf{x}[n-1] \mathbf{w}^H \mathbf{x}[n] \mathbf{w}^H \mathbf{x}[n+1] = 0, \quad \forall n = 2, 3, \dots, N-1$$

其中的 \mathbf{w} 代表我们想要得到的一系列波束形成权向量中的任意一个, $s[n]$ 代表其对应的源信号的第 n 个采样值。根据上式可以得到:

$$[\mathbf{x}[n+1] \otimes \mathbf{x}[n] \otimes \mathbf{x}[n-1]]^H (\mathbf{w} \otimes \mathbf{w} \otimes \mathbf{w}) = 0, \quad \forall n = 2, 3, \dots, N-1 \quad (4-20)$$

其中 \otimes 表示克罗内克乘积。与前面相同, 这里的向量 $\mathbf{x}[n]$ 长度为 d , 是原始接收信号矩阵的预白化后得到的结果。定义 $(N-2) \times d^3$ 阶矩阵 \mathbf{P} , 它的第 n 行是向量 $[\mathbf{x}[n+2] \otimes \mathbf{x}[n+1] \otimes \mathbf{x}[n]]^H$, $1 \leq n \leq N-2$ 。定义长度为 d^3 的向量 $\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{w} \otimes \mathbf{w} \otimes \mathbf{w}$ 。式(4-20)可以表示为

$$\mathbf{P}\tilde{\mathbf{w}} = \mathbf{0} \quad (4-21)$$

可以通过矩阵 \mathbf{P} 的重复结构来证明它的秩为 $d^3 - d$, 因此, 矩阵 \mathbf{P} 的零空间, 即式(4-21)解空间, 维度为 $d^3 - (d^3 - d) = d$ 。矩阵 \mathbf{P} 的零空间就是向量 $\tilde{\mathbf{w}}$ 所在的空间。由于接收信号中包含了 d 个相互独立的 S 模式信号, 所以必然存在 d 个相互独立的波束形成权向量 \mathbf{w}_i 可以分别分离出这些 S 模式信号。相应地, 也必然存在 d 个相互独立的向量 $\tilde{\mathbf{w}}_i$, 并且这些 $\tilde{\mathbf{w}}_i$ 都能够用矩阵 \mathbf{P} 的零空间的基向量线性表示出来。因此, 我们可以通过对矩阵 \mathbf{P} 作奇异值分解来找到它的零空间的一组单位正交基 $\{\mathbf{y}_i\}$, 共 d 个。这组单位正交基与 d 个向量 $\tilde{\mathbf{w}}_i$ 等价。后面的处理过程与代数零恒模算法相同, 将 $\{\mathbf{y}_i\}$ 重构成一组 $d^2 \times d$ 阶的矩阵 $\{\mathbf{Y}_i\}$ 。通过对 $\{\mathbf{Y}_i\}$ 进行 4.3.2 小节中的联合对角化, 即可解出波束形成矩阵 \mathbf{W} , \mathbf{W} 的列向量即为 d 个波束形成权向量。

输入接收信号矩阵 $\mathbf{X}_{\text{raw}} = [\mathbf{x}_{\text{raw}}[1], \mathbf{x}_{\text{raw}}[2], \dots, \mathbf{x}_{\text{raw}}[N]]$, 计算分离矩阵 \mathbf{W} 的步骤如下:

- (1) 估计信源个数 d
- (2) 对 \mathbf{X}_{raw} 进行预白化, 得到新的接收矩阵 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}[1], \mathbf{x}[2], \dots, \mathbf{x}[N]]$

- (3) 构造矩阵 \mathbf{P} ，它的第 n 行是向量 $[\mathbf{x}[n+2] \otimes \mathbf{x}[n+1] \otimes \mathbf{x}[n]]^H$ ， $1 \leq n \leq N-2$
- (4) 对 \mathbf{P} 进行奇异值分解，得到 \mathbf{P} 的零空间的一组基 $\{\mathbf{y}_i\}$ ，共有 d 个
- (5) 将 $\{\mathbf{y}_i\}$ 重构成 $d^2 \times d$ 阶矩阵 \mathbf{Y}_i
- (6) 求解联合对角化问题 $\mathbf{Y}_i = \mathbf{F} \mathbf{\Lambda} \mathbf{W}^H$ ， $i = 1, 2, \dots, d$ ，得到分离矩阵 \mathbf{W} 。

4.3.5 算法仿真及结果分析

下面利用一个四阵元天线分离如图 4-2 所示的两个 S 模式源信号。源信号 s1 的信源方位角为 60 度；源信号 s2 的信源方位角为 90 度。信号采样频率为 10MHz，载波频率偏差为 100kHz，源信号长度均为 64 微秒，相对时延为 20 微秒，信噪比为 15dB。

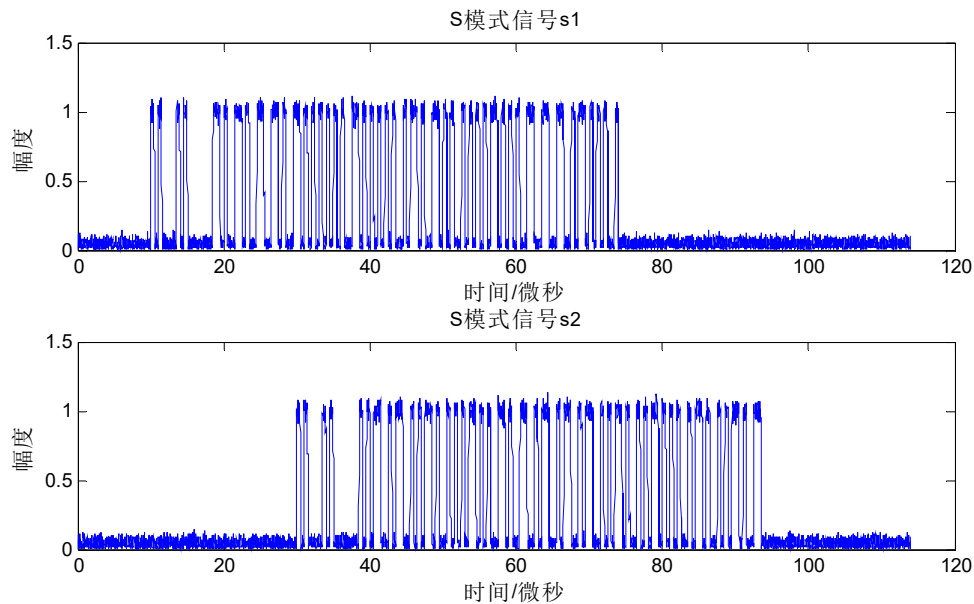


图4-2 S 模式源信号

四阵元天线接收到的重叠信号如图 4-3 所示。对重叠信号进行预白化，因为重叠信号中只存在两个相互独立的源信号，所以四路重叠信号预白化处理将得到如图 4-4 所示的两路信号，这两路信号中包含了图 4-3 所示的四路重叠信号的全部有用信息。

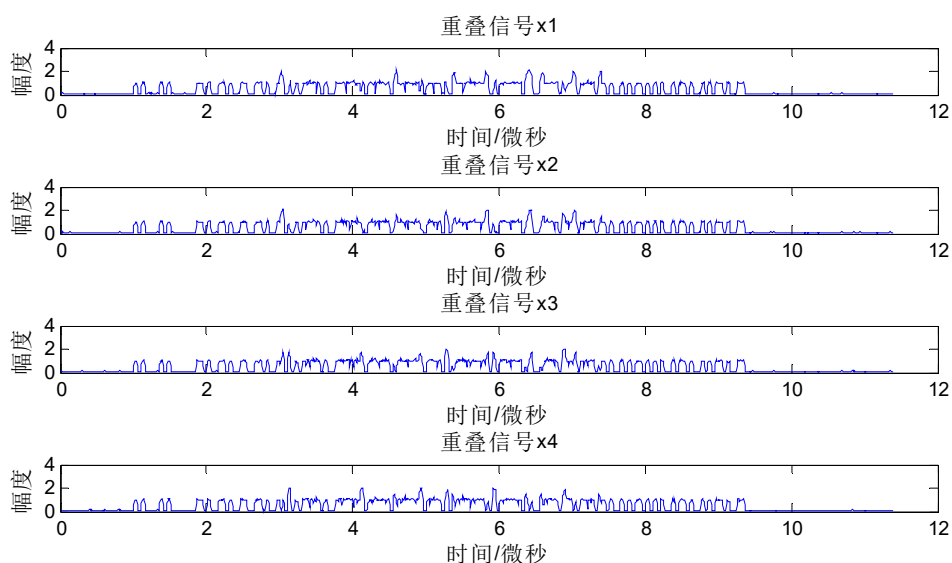


图4-3 四阵元天线的重叠信号

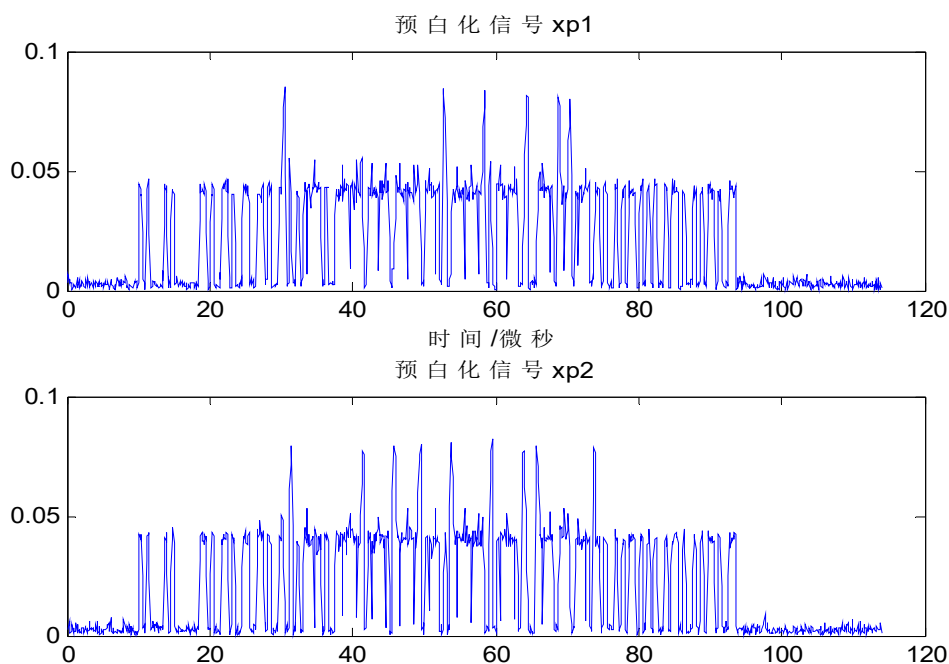


图4-4 预白化后的重叠信号

对预白化后的信号分别运用代数零恒模算法和曼彻斯特解码算法，得到的分离结果如图 4-5 和图 4-6 所示。由于算法分离过程中进行了克罗内克乘积、特征向量提取、奇异值分解和相似对角化等操作，分离出的信号跟源信号的幅度有所差异，但波形基本一致，而幅度上的差异对信号的后续处理过程没有任何影响。图

4-5、图 4-6 跟图 4-2 的对照，直观说明了代数零恒模算法与曼彻斯特解码算法的有效性。

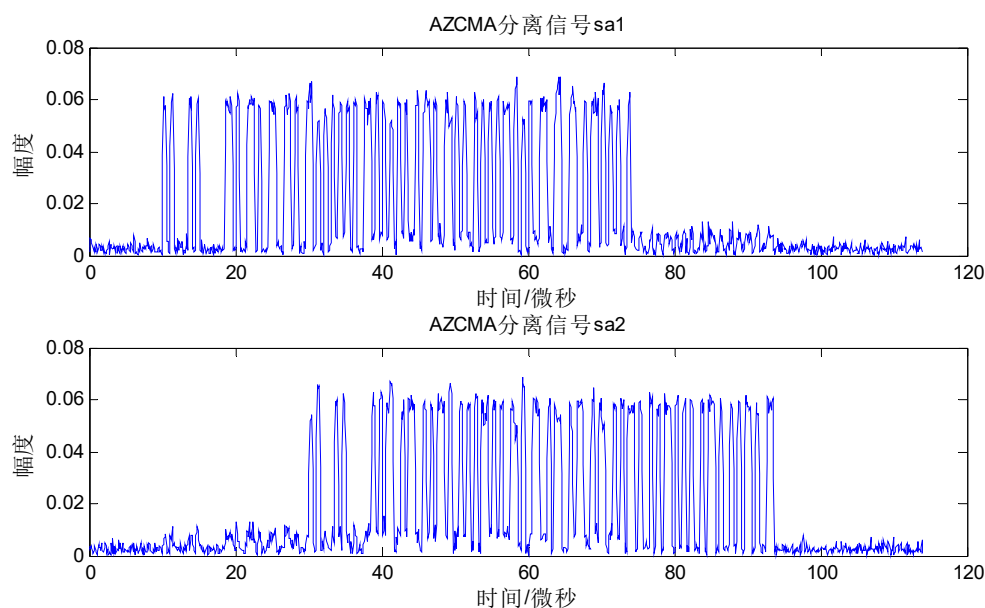


图4-5 代数零恒模算法分离结果

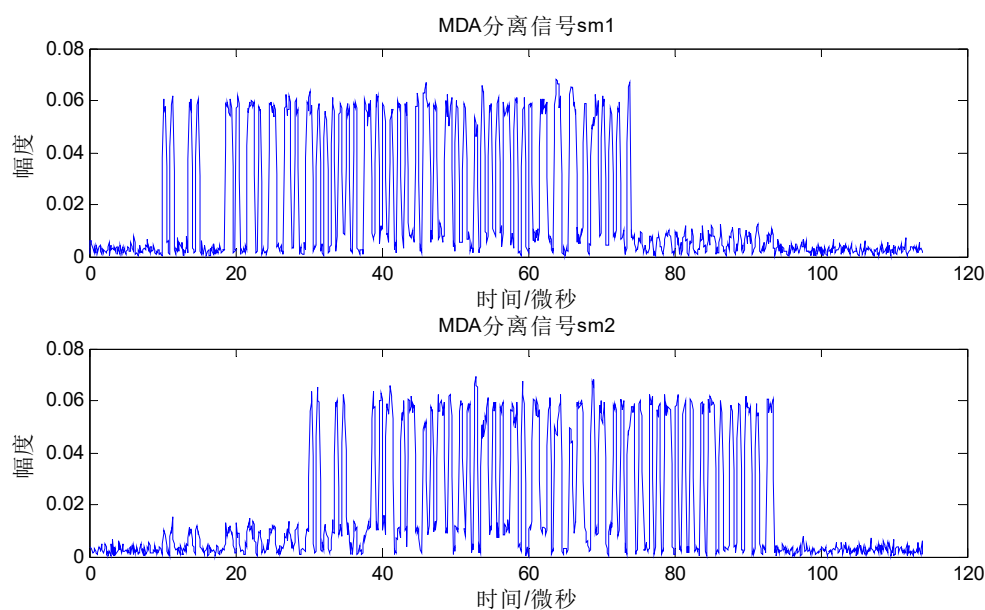


图4-6 曼彻斯特解码算法分离结果

下面进一步对代数零恒模算法与曼彻斯特解码算法的性能进行分析比较，探究源信号的相对时延、方向角偏差以及信噪比对分离效果的影响。

以下仿真均基于四阵元天线，源信号长度为 64 微秒，采样率为 10MHZ，载波频率偏差为 100KHZ。源信号的相对时延默认大小为 20 微秒，方向角偏差的默

认为大小为 60 度，信噪比默认值为 10dB，如果没有在图中指定，相对时延、方向角偏差和信噪比都保持默认值。数据都是通过 4000 次蒙特卡洛实验获得。由于盲信号分离算法稳定性不高，导致总体误码率偏高、差别较小，为了更直观地比较两种算法的分离效果，这里使用了均方根误差(RootMean Square Error, RMSE)来衡量分离结果。

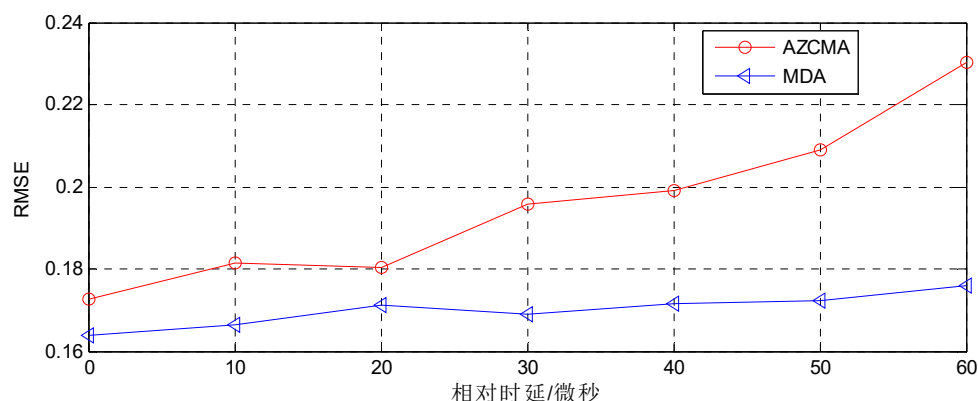


图4-7 源信号相对时延对算法性能的影响

相对时延变化时，分离算法的均方根误差如图 4-7 所示，代数零恒模算法和曼彻斯特算法在源信号重叠程度较高时分离效果较好，源信号重叠程度较低时分离效果较差。这是因为两种算法都要进行联合对角化，源信号重叠程度较低时，求解过程中会得到大量的零解，从而导致算法性能下降。同时，时延变化过程中，曼彻斯特解码算法的分离效果始终优于代数零恒模算法。

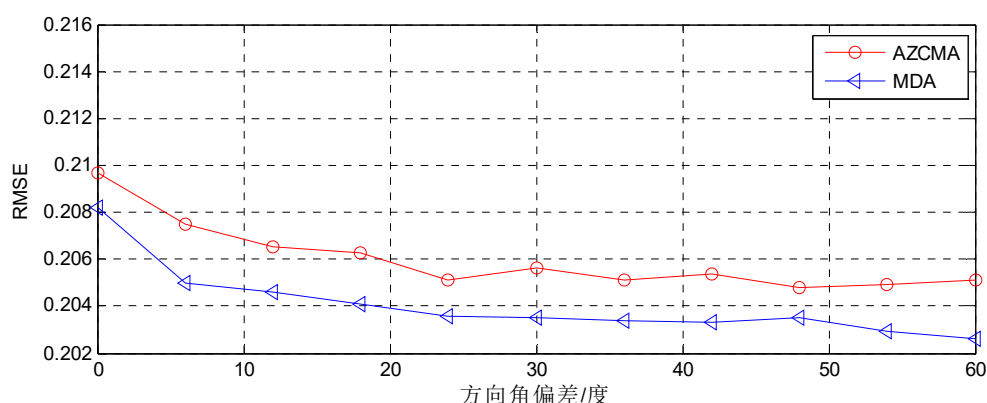


图4-8 源信号方向角偏差对算法性能的影响

方向角偏差发生变化时，分离算法的均方根误差如图 4-8 所示，当方向角偏差较小时(小于 10 度)，两种算法的性能受方向角偏差较大，此时分离效果也相对较差。当方向角偏差较大时，分离效果则几乎不受方向角偏差的影响。曼彻斯特解码算法的分离效果始终优于代数零恒模算法。

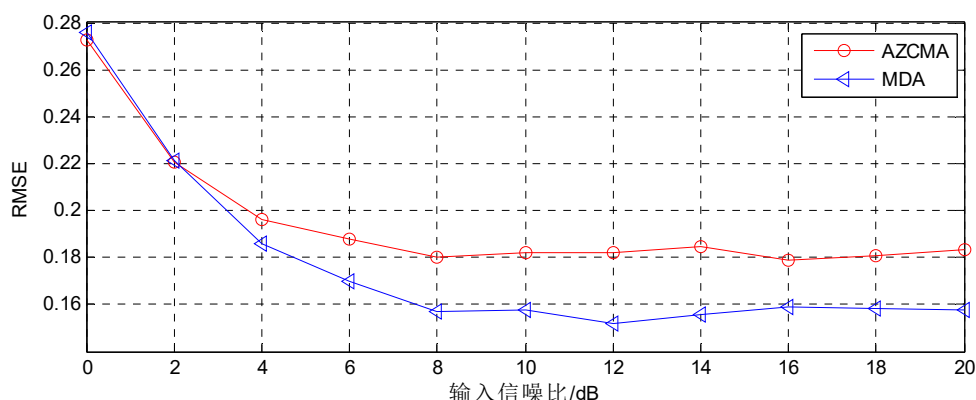


图4-9 源信号输入信噪比对算法性能的影响

输入信噪比发生变化时，分离算法的均方根误差如图 4-9 所示，当输入信噪比较小（小于 6dB），两种算法的性能受信噪比的影响也较大，此时分离效果也非常差。当输入信噪比较大时，均方根误差则基本维持不变。绝大部分情况下，曼彻斯特解码算法的分离效果优于代数零恒模算法。

4.4 增强投影算法

前面介绍的两种基于 S 模式信号编码特性的分离算法对接收信号的重叠时长没有特殊的要求，但总体而言，分离出来的信号仍然不够理想。这里介绍一种分离效果明显更优的分离算法，但相应地，它对接收信号的重叠时长具有一定要求，即信号波达时间差必须足够大。在 S 模式信号的实际应用场景中，几乎不会出现两个 S 信号完全重叠的情况，算法的这一要求通常是满足的。

4.4.1 投影算法的基本原理

假设两个相同长度的 S 模式源信号 s_1 与 s_2 ，它们到达阵列天线的时间分别是 t_1 与 t_2 ， t_1 与 t_2 之间的差值至少大于 $4\mu\text{s}$ ，即在天线接收信号中，包含了至少 $8\mu\text{s}$ 的信号非重叠部分，两个 S 信号各 $4\mu\text{s}$ 。

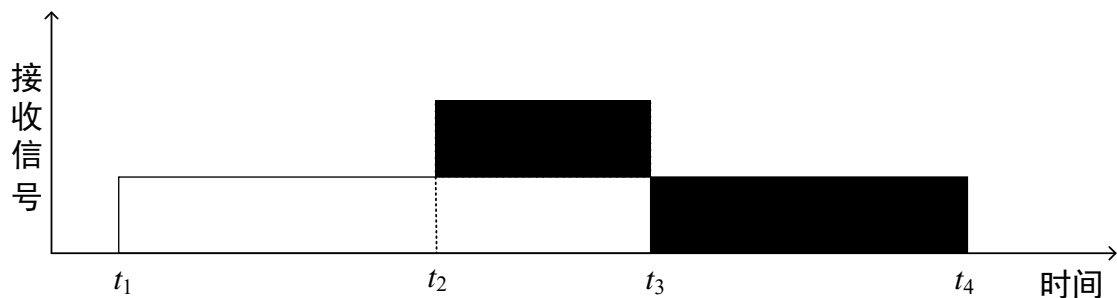


图4-10 接收信号示意图

如图 4-10 所示, 信号 s_1 的起止时间分别为 t_1 与 t_3 , 信号 s_2 的起止时间分别为 t_2 与 t_4 。只有 t_1 到 t_4 这一段时间内, 接收信号中才含有源信号。在时刻 t_1 到 t_2 只包含源信号 s_1 , t_3 到 t_4 则只包含源信号 s_2 。

投影算法需要对时间 t_1 、 t_2 、 t_3 和 t_4 进行检测。将接收信号矩阵 \mathbf{X} 按采样时间分成每 4 微秒一段, 对每一段进行奇异值分解, 可以通过设置合理的阈值等方式, 对奇异值进行有效性判断、统计, 从而估计出每一小段的信源个数, 得到时间 t_1 、 t_2 、 t_3 和 t_4 的一个大致估计。

信号个数 $d=2$ 时, 结合信号接收模型(4-3), 我们可以得到如下两个式子:

$$\mathbf{X}^{(1)} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{S}^{(1)} + \mathbf{E}^{(1)} \quad (4-22)$$

$$\mathbf{X}^{(2)} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{S}^{(2)} + \mathbf{E}^{(2)} \quad (4-23)$$

$\mathbf{X}^{(1)}$ 、 $\mathbf{S}^{(1)}$ 、 $\mathbf{E}^{(1)}$ 分别代表 \mathbf{X} 、 \mathbf{S} 、 \mathbf{E} 矩阵中 t_1 到 t_2 部分的子矩阵, $\mathbf{X}^{(2)}$ 、 $\mathbf{S}^{(2)}$ 、 $\mathbf{E}^{(2)}$ 分别代表 \mathbf{X} 、 \mathbf{S} 、 \mathbf{E} 矩阵中 t_3 到 t_4 部分的子矩阵。 $\mathbf{X}^{(1)}$ 只包含信号 s_1 , $\mathbf{X}^{(2)}$ 只包含信号 s_2 , 所以, 上述两式可以简化为:

$$\mathbf{X}^{(1)} = \mathbf{a}_1 \cdot \mathbf{s}_1^{(1)} + \mathbf{E}^{(1)} \quad (4-24)$$

$$\mathbf{X}^{(2)} = \mathbf{a}_2 \cdot \mathbf{s}_2^{(2)} + \mathbf{E}^{(2)} \quad (4-25)$$

\mathbf{a}_1 、 \mathbf{a}_2 分别代表方向矩阵 \mathbf{A} 的第一列与第二列。 $\mathbf{s}_1^{(1)}$ 、 $\mathbf{s}_2^{(2)}$ 分别代表矩阵 $\mathbf{S}^{(1)}$ 的第一行与 $\mathbf{S}^{(2)}$ 的第二行。显然, 在没有噪声的情况下 $\mathbf{X}^{(1)}$ 、 $\mathbf{X}^{(2)}$ 的秩均为 1, 分别对 $\mathbf{X}^{(1)}$ 、 $\mathbf{X}^{(2)}$ 进行奇异值分解, 提取最大的特征值对应的特征向量, 即可得到 \mathbf{a}_1 、 \mathbf{a}_2 的估计值 $\hat{\mathbf{a}}_1$ 、 $\hat{\mathbf{a}}_2$, 从得到方向矩阵 \mathbf{A} 的估计值 $\hat{\mathbf{A}} = [\hat{\mathbf{a}}_1, \hat{\mathbf{a}}_2]$ 。

$\hat{\mathbf{A}}$ 的 Moore-Penrose 广义逆矩阵为 $\hat{\mathbf{A}}^+ = (\hat{\mathbf{A}}^H \hat{\mathbf{A}})^{-1} \hat{\mathbf{A}}^H$, 于是可以得到源信号矩阵 \mathbf{S} 的一个估计:

$$\hat{\mathbf{S}} = \hat{\mathbf{A}}^+ \mathbf{X} = \hat{\mathbf{A}}^+ (\mathbf{A} \mathbf{S} + \mathbf{E}) = \mathbf{S} + \hat{\mathbf{A}}^+ \mathbf{E} \quad (4-26)$$

其中 \mathbf{E} 为噪声矩阵。

4.4.2 增强投影算法

投影算法只能用于分离两个重叠的 S 模式信号。这里提出一种增强投影算法, 它在多个 S 信号重叠的情况下仍然能够完成信号分离。理论上, 增强投影算法要求相互重叠的多个 S 信号两两正交, 但由于实际过程中 S 信号彼此独立, 任意两个重叠 S 信号总是存在互相正交的信号分量, 所以增强投影算法在实际过程中仍能取得不错的效果。

假设有 d 个两两正交的 S 模式源信号, 将它们按到达时间顺序标记为信号 $s_1, s_2 \dots s_d$, 到达阵列天线的时间依次为 $t_1, t_2 \dots t_d$, 两两到达时间之间有一定大小的

差值，以确保两两信号之间有足够的非重叠部分用于进行信号分离。对信号接收矩阵进行预白化，在不考虑噪声的情况下，可以得到类似式(4-8)的结果：

$$\mathbf{X}_d = \mathbf{A}_d \mathbf{S} \quad (4-27)$$

其中， \mathbf{X}_d 是白化后的 $d \times N$ 阶接收信号矩阵， \mathbf{A}_d 是 $d \times d$ 阶的满秩方向矩阵。因为源信号 s_1 与 s_2 、 s_{d-1} 与 s_d 之间有足够的到达时差，所以这时仍然能够像普通投影算法一样得到方向矩阵 \mathbf{A} 的第一列 \mathbf{a}_1 的估计值 $\hat{\mathbf{a}}_1$ 和最后一列 \mathbf{a}_d 的估计值 $\hat{\mathbf{a}}_d$ 。 \mathbf{a}_1 作用于最早到达阵元天线的信号 s_1 ， \mathbf{a}_d 作用于最晚到达阵元天线的信号 s_d 。

这里构造一个矩阵：

$$\mathbf{P} = \left[\frac{\mathbf{a}_1}{\|\mathbf{a}_1\|}, \mathbf{w}_2 \dots \mathbf{w}_d \right] \quad (4-28)$$

其中 $\|\mathbf{a}_1\|$ 表示向量 \mathbf{a}_1 的模， $\mathbf{w}_2 \dots \mathbf{w}_d$ 是一组与向量 \mathbf{a}_1 正交的单位向量(算法实现中 \mathbf{a}_1 由估计值 $\hat{\mathbf{a}}_1$ 代替)。取矩阵 \mathbf{P} 的后 $d-1$ 列，构成矩阵 $\mathbf{P}_{d-1} = [\mathbf{w}_2, \mathbf{w}_3 \dots \mathbf{w}_d]$ ，则矩阵 $\mathbf{X}_{d-1} = \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{X}_d$ 中将不包含源信号 s_1 ，并且 \mathbf{X}_{d-1} 中包含除了源信号 s_1 之外的其它全部源信号，证明如下：

将式(4-27)代入 $\mathbf{X}_{d-1} = \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{X}_d$ 可以得到 $\mathbf{X}_{d-1} = \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{X}_d = \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_d \mathbf{S}$ 。由于 $\mathbf{w}_2 \dots \mathbf{w}_d$ 均与向量 \mathbf{a}_1 正交，即 $\mathbf{w}_i^H \mathbf{a}_1 = 0, \forall i \in \{2, \dots, d\}$ ，所以有

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_d &= [\mathbf{w}_2 \dots \mathbf{w}_d]^H [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2 \dots \mathbf{a}_d] \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{w}_2^H \mathbf{a}_2 & \cdots & \mathbf{w}_2^H \mathbf{a}_d \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \mathbf{w}_d^H \mathbf{a}_2 & \cdots & \mathbf{w}_d^H \mathbf{a}_d \end{bmatrix} \\ &= [\mathbf{0}, \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_{d-1}] \end{aligned} \quad (4-29)$$

令矩阵 $\mathbf{P}_a = \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_{d-1}$ ，则有

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{d-1} &= \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_d \mathbf{S} = [\mathbf{0}, \mathbf{P}_a] \mathbf{S} \\ &= \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{d-1} \mathbf{P}_a(1, i) \mathbf{S}(i+1, 1) & \cdots & \sum_{i=1}^{d-1} \mathbf{P}_a(1, i) \mathbf{S}(i+1, N) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=1}^{d-1} \mathbf{P}_a(d-1, i) \mathbf{S}(i+1, 1) & \cdots & \sum_{i=1}^{d-1} \mathbf{P}_a(d-1, i) \mathbf{S}(i+1, N) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{P}_a \mathbf{S}_{d-1} = \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_{d-1} \mathbf{S}_{d-1} \end{aligned} \quad (4-30)$$

其中 \mathbf{A}_{d-1} 、 \mathbf{S}_{d-1} 分别为矩阵 \mathbf{A}_d 的后 $d-1$ 列与矩阵 \mathbf{S} 的后 $d-1$ 行组成的矩阵。

因为 \mathbf{S}_{d-1} 中只包含源信号 $s_2 \cdots s_d$ ，而矩阵 \mathbf{A}_{d-1} 是方向矩阵，所以在 \mathbf{X}_{d-1} 中不可能包含源信号 s_1 。下面继续证明 \mathbf{X}_{d-1} 中包含源信号 $s_2 \cdots s_d$ 。

根据前面的定义，矩阵 \mathbf{P} 和 \mathbf{A}_d 都是满秩矩阵，所以它们的行列式不等于 0，于是矩阵 $\mathbf{P}^H \mathbf{A}_d$ 的行列式 $|\mathbf{P}^H \mathbf{A}_d| = |\mathbf{P}^H| \cdot |\mathbf{A}_d|$ 不等于 0，因为

$$\mathbf{P}^H \mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{a}_1}{\|\mathbf{a}_1\|} \\ \mathbf{w}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{w}_d \end{bmatrix} [\mathbf{a}_1 \quad \mathbf{a}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{a}_d] = \begin{bmatrix} \|\mathbf{a}_1\| & \frac{\mathbf{a}_1 \mathbf{A}_d}{\|\mathbf{a}_1\|} \\ \mathbf{0} & \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_{d-1} \end{bmatrix} \quad (4-31)$$

所以将行列式 $|\mathbf{P}^H \mathbf{A}_d|$ 按第一列展开可以得到

$$|\mathbf{P}^H \mathbf{A}_d| = \|\mathbf{a}_1\| \cdot |\mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_{d-1}| \neq 0 \quad (4-32)$$

其中 $\|\mathbf{a}_1\|$ 是向量 \mathbf{a}_1 的模， $\|\mathbf{a}_1\|$ 必然不等于 0 (否则 $|\mathbf{A}_d| = \|\mathbf{a}_1\| |\mathbf{A}_{d-1}| = 0$)，所以行列式 $|\mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_{d-1}|$ 也不等于 0。这表明矩阵 $\mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_{d-1}$ 是满秩矩阵，它的秩为 $d-1$ 。而信号子矩阵 \mathbf{S}_{d-1} 是行秩为 $d-1$ 的行满秩矩阵，所以 $\mathbf{X}_{d-1} = \mathbf{P}_{d-1}^H \mathbf{A}_{d-1} \mathbf{S}_{d-1}$ 也是行秩原来 $d-1$ 的行满秩矩阵，即 \mathbf{X}_{d-1} 至少包含了 $d-1$ 个相互独立的源信号。前面已经证明 \mathbf{X}_{d-1} 中不包含源信号 s_1 ，所以 \mathbf{X}_{d-1} 中必然包含源信号 $s_2 \cdots s_d$ 。

通过对矩阵 \mathbf{X}_d 左乘 \mathbf{P}_{d-1} ，我们可以得到不含有源信号 s_1 的 $(d-1) \times N$ 阶信号矩阵 \mathbf{X}_{d-1} ，通过在矩阵 \mathbf{X}_{d-1} 中补充一行零元素，我们可以得到 $d \times N$ 阶矩阵：

$$\mathbf{X}'_{d-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{X}_{d-1} \end{bmatrix} \quad (4-33)$$

\mathbf{X}'_{d-1} 中也只包含源信号 $s_2 \cdots s_d$ 。与 $\hat{\mathbf{a}}_1$ 类似，我们可以从 \mathbf{X}'_{d-1} 中估计出 $\hat{\mathbf{a}}_2$ ，并进一步构造矩阵 \mathbf{P}_{d-2} ， $\mathbf{X}_{d-2} = \mathbf{P}_{d-2}^H \mathbf{X}_d$ 中将不包含信号 s_1 与 s_2 。不断重复这一过程，我们可以得到方向矩阵 \mathbf{A} 的前 k 个列向量 $\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2 \cdots \mathbf{a}_k$ 的估计，其中 k 是大于 $d/2$ 的最小整数。

同样地，我们也可以利用 $\hat{\mathbf{a}}_d$ 得到剩余的 $d-k$ 个列向量 $\mathbf{a}_d, \mathbf{a}_{d-1} \cdots \mathbf{a}_{k+2}, \mathbf{a}_{k+1}$ 的估计，从而构造出方向矩阵 \mathbf{A} 的估计值 $\hat{\mathbf{A}} = [\hat{\mathbf{a}}_1, \hat{\mathbf{a}}_2, \cdots, \hat{\mathbf{a}}_d]$ 。

接下来的步骤与普通投影算法完全相同， $\hat{\mathbf{A}}$ 的 Moore-Penrose 广义逆矩阵为 $\hat{\mathbf{A}}^+ = (\hat{\mathbf{A}}^H \hat{\mathbf{A}})^{-1} \hat{\mathbf{A}}^H$ ，于是，源信号矩阵 \mathbf{S} 的估计 $\hat{\mathbf{S}} = \hat{\mathbf{A}}^+ \mathbf{X} = \hat{\mathbf{A}}^+ (\mathbf{A} \mathbf{S} + \mathbf{E}) = \mathbf{S} + \hat{\mathbf{A}}^+ \mathbf{E}$ ，其中 \mathbf{E} 为噪声矩阵。矩阵 $\hat{\mathbf{S}}$ 的第 i 行就是源信号 s_i 的估计值。

4.4.3 算法仿真及结果分析

有如图 4-11 所示的三个 S 模式源信号，四阵元天线接收到的四路重叠信号如

图 4-12 所示，为了验证算法的有效性，下面使用增强投影算法对这些重叠信号进行分离。

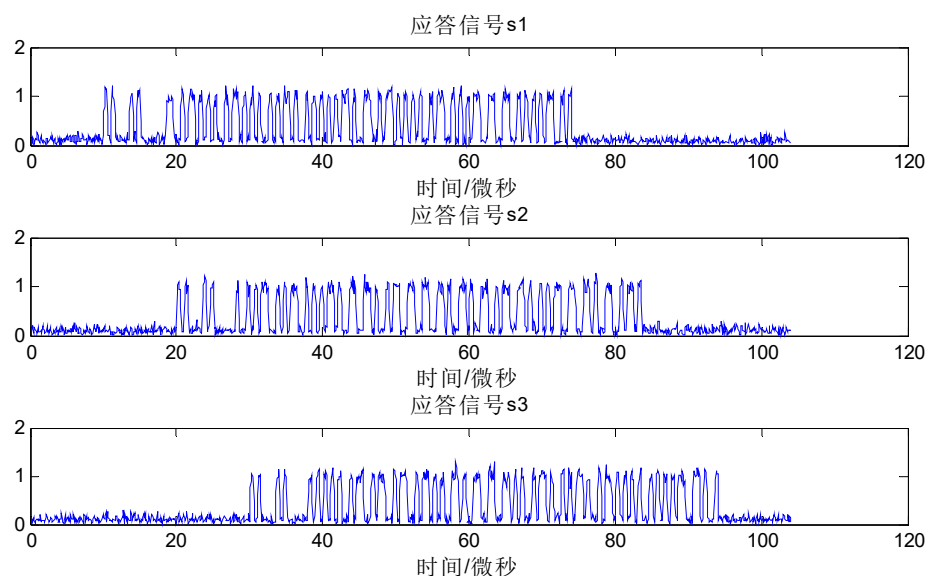


图4-11 三个 S 模式源信号

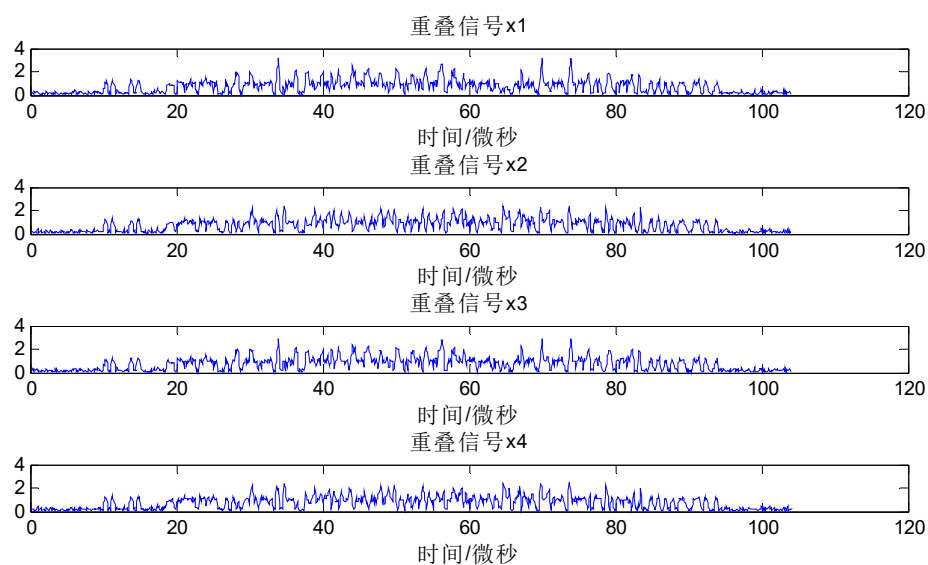


图4-12 四阵元天线的重叠信号

对重叠信号进行预白化处理，由于检测到的信源个数为 3，所以预白化结果是如图 4-13 所示的三路信号，这三路预白化信号包含了四路重叠信号的全部有用信息。

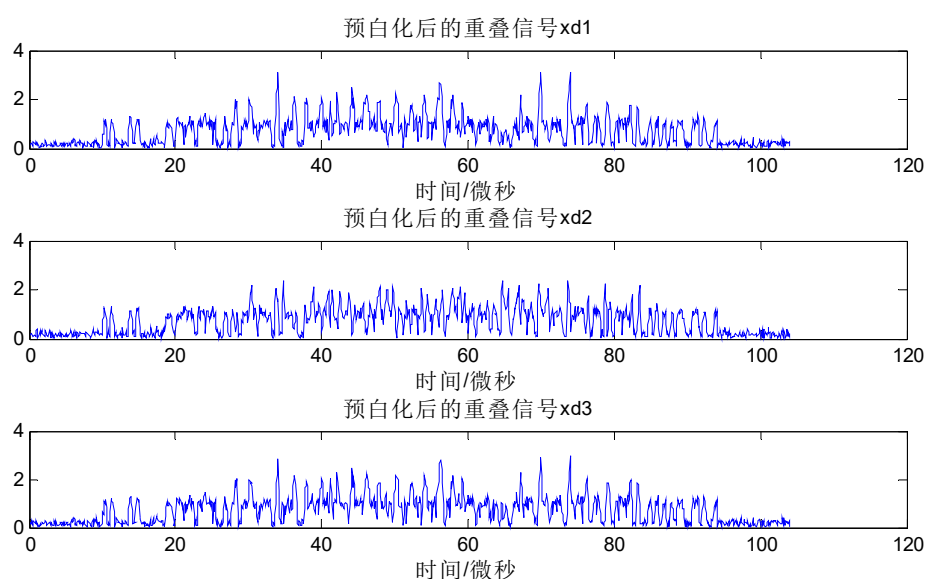


图4-13 预白化后的重叠信号

对预白化后的信号采用增强投影算法，分离结果如图 4-14 所示。因为算法分离过程中进行了奇异值分解等操作，分离出的信号跟源信号的幅度有所差异，但波形基本一致，幅度上的差异对信号的后续处理过程没有任何影响。

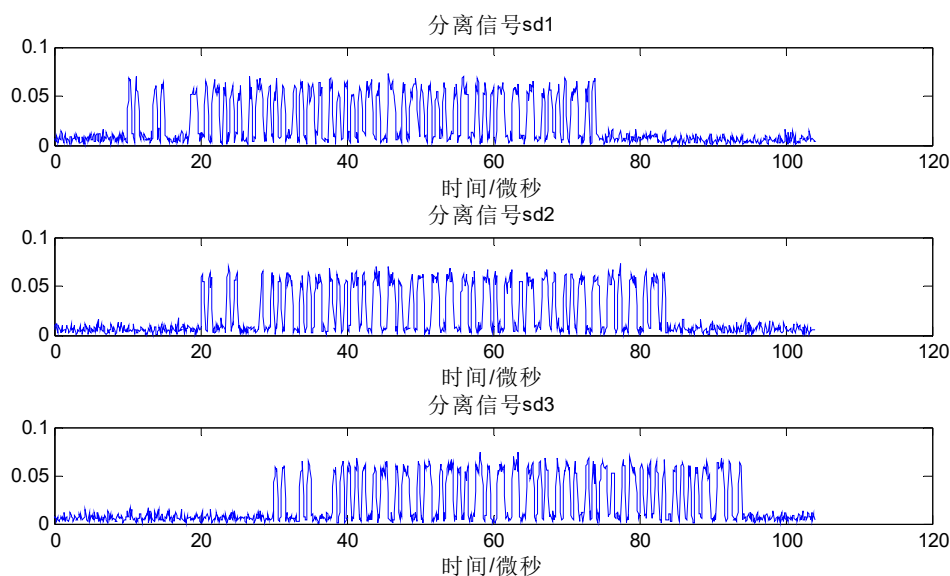


图4-14 增强投影算法分离结果

下面进一步对增强投影算法的性能进行分析，统计增强投影算法在不同信源个数、方向角偏差、相对时延和输入信噪比的情形下的误码率变化。采用的信号解码方法如第三章所述。

以下仿真均是基于八阵元天线(阵元数必须大于最大信源个数, 否则将无法进行信号分离), S 模式源信号相互独立, 长度都为 64 微秒, 采样率为 10MHZ, 载波频率偏差为 50KHZ。信源个数默认值为 3, 输入信噪比默认值为 10dB, 相邻源信号的时延默认大小为 10 微秒, 方向角偏差的默认大小为 60 度。如果没有在图中指定, 信源个数、时延、方向角偏差和信噪比都保持默认值。数据都是通过 4000 次蒙特卡洛实验获得。

当信源个数发生变化时, 分离信号的平均误码率如图 4-15 所示。随着信源个数的增加, 平均误码率也不断上升。信源个数为 6 时, 误码率达到 40%, 增强投影算法基本失去作用。

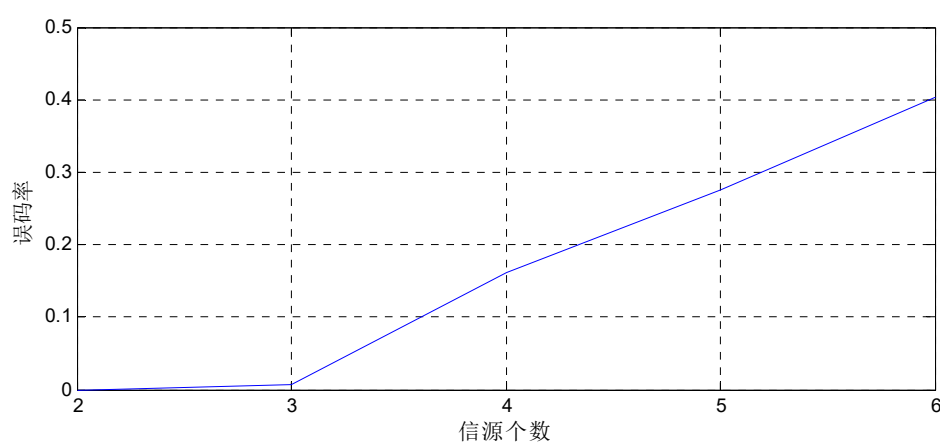


图4-15 信源个数对增强投影算法性能的影响

当信源的方向角偏差发生变化时, 分离信号的平均误码率如图 4-16 所示。方向角偏差为 0~40 度时, 误码率相比稳定, 没有太多的变化。方向角偏差大于 40 度以后, 误码率随着方向角偏差的增大而迅速下降。

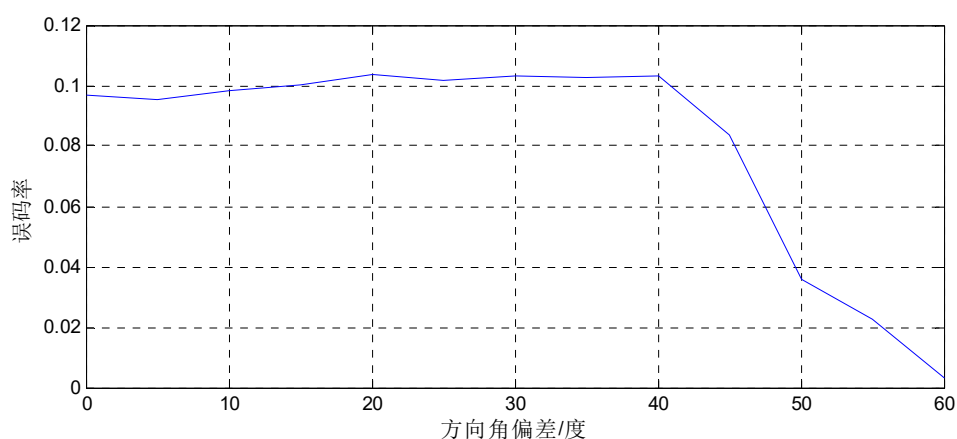


图4-16 方向角偏差对增强投影算法性能的影响

当信源的相对时延发生变化时, 分离信号的平均误码率如图 4-17 所示。相对时延小于 4 微秒时, 误码率稳定在一个较高值。这是因为过小的相对时延会使得算法无法准确找到相邻两个源信号的非重叠部分, 从而导致分离过程发生错误。时延达到 4 微秒之后, 误码率会随着方向角偏差的增大而下降, 直到时延大于 10 微秒, 误码率又重新稳定在一个较低值。

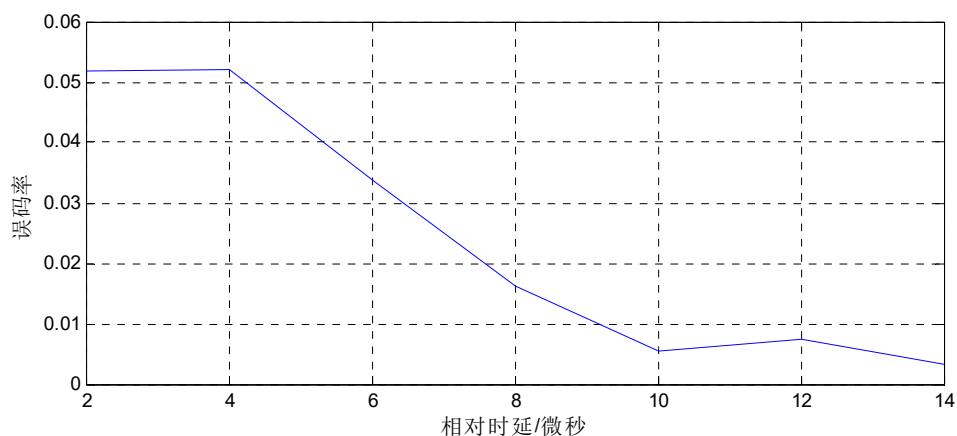


图4-17 相对时延对增强投影算法性能的影响

当信源的信噪比发生变化时, 分离信号的平均误码率如图 4-18 所示。可以看出, 当信噪比小于 3dB 时, 误码率稳定在一个非常高的数值, 超过了 40%。随后, 误码率随着信噪比的减小而减小, 当信噪比大于 10dB 后, 误码率稳定在一个接近 0 的较低值。

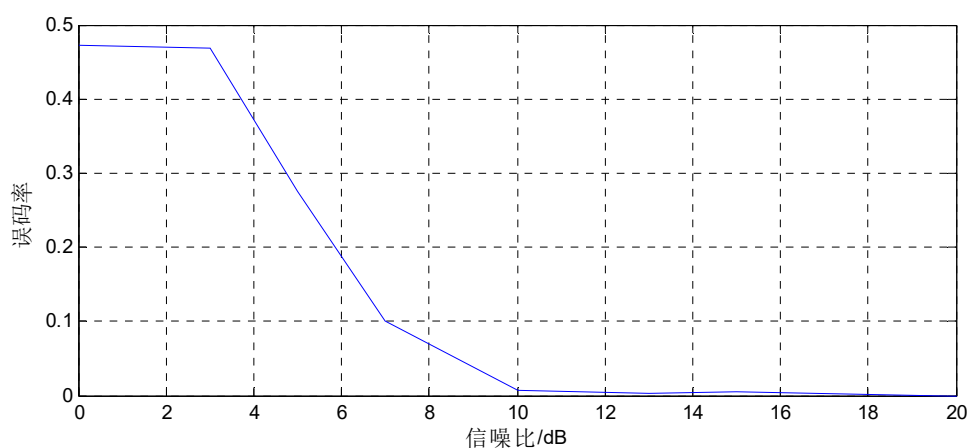


图4-18 信噪比对增强投影算法性能的影响

4.5 本章小结

本章主要介绍了三种用于分离重叠 S 模式信号的分离算法。其中代数零恒模算法和曼彻斯特解码算法均基于 S 模式信号的编码特性, 用于分离两个重叠的 S

模式信号，信号重叠程度越高，分离效果越好。其中曼彻斯特解码算法的分离效果要优于代数零恒模算法。增强投影算法则可以用来分离多个重叠的 S 模式信号。它是基于普通投影算法的，要求信号之间有足够长的非重叠部分，在满足这一条件的情况下，增强投影算法效果极佳，并且具有很好的稳定性。

第五章 TCAS 信息编码与循环冗余校验

TCAS 的通信功能由 A/C 模式数据链和 S 模式数据链共同负责。其中, S 模式数据链除了具备 A/C 模式数据链所拥有的全部通信功能, 还支持 TCAS 的 RA 报告、空中协调、脱撞能力报告、敏感级别报告等功能^[54]。而 TCAS 之所以支持 A/C 模式数据链通信, 主要是为了兼容较老的二次雷达设备。本章将研究 TCAS 主要使用的四种 S 模式数据链格式的信息编码与校验方法。

5.1 TCAS 的四种主要 S 模式数据格式

含有 TCAS 相关信息的 S 模式信号格式共有 15 种, 其中上行格式 7 种、下行格式 8 种^[44]。在这 15 种数据格式中, TCAS 主要使用的格式为 UF=0、16 和 DF=0、16。上行数据链格式 UF=0、16 如图 5-1 所示, 下行数据链格式 DF=0、16 如图 5-2 所示。图中实线框中的“XX:m”表示长度为 m 比特的字段, 字段名为 XX; 虚线框中的“-n-”则表示有 n 个未使用的比特。信号前五位为信号编号对应的二进制码, 如 UF=16 的前五位为 10000₂, 等于十进制的 16。

上行格式	UF								
0	0 0000	-3-	RL:1	-4-	AQ:1	DS:8	-10-	AP:24	
16	1 0000	-3-	RL:1	-4-	AQ:1	-18-	MU:56	AP:24	

图5-1 上行数据链格式 UF=0、16

下行格式	DF								
0	0 0000	VS:1	CC:1	-1-	SL:3	-2-	RI:4	-2-	AC:13 AP:24
16	1 0000	VS:1	-2-	SL:3	-2-	RI:4	-2-	AC:13 MV:56 AP:24	

图5-2 下行数据链格式 DF=0、16

可以看出, 上述 S 模式信号, 无论是询问信号还是应答信号, 最后 24 位都是 AP 字段。AP 字段为地址/校验字段, 可以用来对前面的 32 位(短码)或 88(长码)进行校验^[55]。由此, 也可以进一步将 S 模式信号的数据位分为信息位(前 32 位或 88 位)和校验位(最后 24 位)。本章接下来的内容将介绍这四种数据格式的具体内容与编码方式。

5.2 TCAS 信息编码

在询问信号 UF=0、16 中, RL 为应答长度(reply length)字段, 指定对应的应答信号为短码(DF=0)还是长码(DF=16); AQ 字段与应答信号中的 RI 字段有关, AQ=1 时应答信号中的 RI 用来报告飞机的空速, AQ=0 时 RI 则用来报告机载 TCAS 的脱撞能力; BDS 字段与 S 模式应答机的寄存器有关, TCAS 功能并未使用这一字段。

在应答信号 DF=0、16 中, VS 字段表示飞机是否在地面上, VS=0 时表示飞机在空中, VS=1 时表示飞机在地面上; CC 字段表示 S 模式应答机是否支持交链功能, TCAS 功能并未使用这一字段。

除了这些短字段外, 信息位中还包含了四种较长的字段, MU、MV、AC, 下面对这些字段在 TCAS 中的功能进行详细分析。

5.2.1 MU 信息编码

MU(Message, Comm-U)为 UF=16 询问信号专有, 是 S 模式应答机的 Comm-U 通信字段, 长度为 56 比特。TCAS 可以使用 MU 字段来表示三种不同类型的信息^[56]: (1) TCAS 脱撞信息, 用于飞机间协调脱撞; (2) TCAS 广播询问信息, 用于向其它飞机通告本机的 ICAO 地址, 目的是控制其它飞机的 TCAS 询问频率以减少干扰; (3) RA 广播询问信息, 它是带有本机 RA 的广播询问信号, 使得地面可以监测本机的 RA。这三种类型的信息应用于三种不同的 TCAS 通信场景。当 MU 字段被 TCAS 使用时, 它将被划分为若干个子字段, 表示的信息类型不同, MU 的子字段结构也不同。

5.2.1.1 TCAS 脱撞信息

TCAS 脱撞信息用于两部机载 TCAS 之间的飞行协调^[57,58]。在两架飞机遭遇时, 这一协调过程可以防止它们装备的两部 TCAS 采取相互冲突的 RA(如两部 TCAS 都选择进行爬升以避免对方)。在两架飞机遭遇过程中, 率先生成 RA 的 TCAS 通过 UF=16 的 MU 字段以询问的方式向第二架飞机的 TCAS 发送 TCAS 脱撞信息, 第二架飞机收到后, 会放弃向第一架飞机发送 TCAS 脱撞信息的企图, 转而使用 DF=16 的 MV 字段发送协调应答信息。

当 MU 字段被用来表示 TCAS 脱撞信息时, 它具有如下结构。

表5-1 用于表示 TCAS 脱撞信息的 MU 字段结构

占据的比特位	子字段长度	子字段名
33-36	4	UDS1
37-40	4	UDS2
41	1	未使用
42	1	MTB
43-44	2	CVC
45-46	2	VRC
47-49	3	CHC
50-52	3	HRC
53-55	3	未使用
56-60	5	HSB
61-64	4	VSB
65-88	24	MID

MU 字段的前 8 位为 UDS 子字段，它用来指定 MU 其它部分所包含的内容。如上表所示，UDS 子字段可以进一步分为 UDS1 和 UDS2 两个子字段，分别占据 UDS 的前四位和后四位。当 MU 字段表示 TCAS 脱撞信息时，UDS1=3、UDS2=0，即 UDS=48。

MTB 字段为多冲突位。MTB 用来指示本机 TCAS 是否检测到了多个冲突目标。

VRC 字段表示垂直方向上的 RA 补充信息。RA 补充信息是本机对被询问飞机的 RA 作出的限制。例如，本机正在爬升，则它会通过 MU 的 VRC 子字段通知被询问飞机不得进行“爬升”的 RA，以免两方发生冲突。HRC 则与 VRC 类似，HRC 代表水平方向上的 RA 补充信息，例如本机正在右转，则可以通过 HRC 通知迎面而来的飞机不得进行“向左转”的 RA。

两部 TCAS 在空中用 MU 进行通信时，会周期性地发送与接收 RA 补充信息，如果出现突发情况中，导致先前发送的 RA 补充信息不再有效，则会使用 CVC 和 CHC 字段对其进行取消。CVC 表示是否放弃垂直方向上的 RA 补充信息；CHC 则表示是否放弃水平方向上的 RA 补充信息。

HSB 是水平方向检测位，VSB 为垂直方向检测位。HSB 用来检测 CHC、HRC 在传输过程中是否发生了误码。它是一个距离为 3 的汉明码，取值与 CHC、HRC 的组合一一对应。VSB 与 HSB 类似，它用来检测 CVC、VRC 在传输过程中是否发生了误码。

MID 为飞机地址位，包含了本机的 24 位地址信息。

5.2.1.2 TCAS 广播询问信息

当 MU 字段被用来表示 TCAS 广播询问信息时，它的结构如下表所示。

表5-2 用于表示 TCAS 广播询问信息的 MU 字段结构

占据的比特位	子字段长度	子字段名
33-36	4	UDS1
37-40	4	UDS2
41-64	24	未指定
65-88	24	MID

TCAS 广播询问信息仅仅是 TCAS 用来向周围空域广播本机的 24 位飞机地址的，以方便其它飞机 TCAS 探测到本机的存在，从而减少其它飞机 TCAS 的主动询问次数，以缓解空中交通通信 1030/1090MHZ 频段的干扰。

当 MU 表示 TCAS 广播询问信息时，它的子字段 UDS1=3、UDS2=2，即 UDS=50。MID 为飞机地址位，用来装填本机的 24 位地址。

5.2.1.3 RA 广播询问信息

飞机在空中飞行时，TCAS 通过与地面监视站点之间的询问应答来保持与地面 ATC 的联系，通报本机采取的 RA，从而接受地面 ATC 的监视与管制。由于飞机飞行区域跨度巨大，不是任何区域都拥有地面监视站点的，当飞机进入到这些区域时，就需要使用 RA 广播询问信息。此时，不需要地面站点主动对飞机进行询问，飞机会周期性地利用 MU 字段发送 RA 广播询问信息，地面只要有一个信号接收器就能够获取飞机的 TCAS 信息。

当 MU 字段被用来表示 RA 广播询问信息时，它的结构如下表所示。

表5-3 表示 RA 广播询问信息的 MU 字段结构

占据的比特位	子字段长度	子字段名
33-36	4	UDS1
37-40	4	UDS2
41-54	14	ARA
55-58	4	RAC
59	1	RAT
60	1	MTE
61-62	2	未指定
63-75	13	AID
76-88	13	CAC

此时，MU 的子字段 UDS1=3、UDS2=1，即 UDS=49。

MTE 为多冲突遭遇位。它表示当前 TCAS 的脱撞逻辑模块是否正在同时处理多个冲突目标。MTE=0 表示只有一个冲突目标或没有冲突目标正在被脱撞逻辑模块进行处理；MTE=1 表示存在两个及以上的冲突目标正在被处理。

ARA 为有效 RA 位，它表示本机 TCAS 当前所采用的 RA 信息，即飞机将采取怎样的机动进行脱撞。根据 TCAS 遭遇到冲突目标数量的不同，ARA 的编码方

法也不相同。当前的 TCAS 还只能产生垂直方向上的 RA，因此，ARA 字段也只传递垂直方向上的 RA 信息。如果本机没有产生任何有效的 RA，则应当将 ARA 字段的首位置零。

RAC 为 RA 补充位，它表示本机 TCAS 从其它飞机 TCAS 那里接收到的仍然有效的 RA 补充信息。RAC 字段占据四个比特位，每个比特位都具有不同的含义。

RAT 为 RA 终止指示位。前面提到，TCAS 使用 RA 广播询问信息向地面周期性地发送本机 RA。当本机不再执行上一行发送给地面的 RA 时，TCAS 应当将 RA 广播询问信息的 RAT 置位，表示终止之前发送给地面的 RA。

AID 字段是本机的 A 模式识别码，即 4096 识别码，长度为 13 比特。它由飞行员手动设置。此外，DF=5 中的 ID 字段也表示 4096 识别码。

CAC 字段是本机的 C 模式高度编码，表示本机的气压高度。此外，DF=0、16 中的 AC 字段也表示飞机的气压高度。

4096 识别码和气压高度码多处均有使用，编码方法将在后面统一介绍。

5.2.2 MV 信息编码

前面提到，当两架飞机遭遇时，较迟生成 RA 的飞机会收到第一架飞机的 UF=16 询问信号，这一询问信号的 MU 字段中包含了用于进行空中协调的 TCAS 脱撞信息。在收到这一信息之后，第二架飞机会根据 TCAS 脱撞信息的具体内容，重新生成自己的 RA，并使用 DF=16 应答信号的 MV 字段向第一架飞机报告新生成的 RA，从而实现两机间的协调机动。此后，两机还会继续周期地通过这种方式进行通信，调整 RA，直至脱离彼此的威胁范围。在这一场景中，MV 字段被 TCAS 用来表示协调应答信息，传输自身最新产生的 RA。TCAS 对 MV 的使用也仅限于这一功能。

当 MV 字段表示协调应答信息时，它的结构如下表所示。

表5-4 表示协调应答信息 MV 字段结构

占据的比特位	子字段长度	子字段名
33-36	4	VDS1
37-40	4	VDS2
41-54	14	ARA
55-58	4	RAC
59	1	RAT
60	1	MTE
61-88	28	未指定

MV 字段的前 8 位为 VDS 子字段，它指定 MV 其它部分所包含的内容。如上表所示，VDS 子字段可以进行一步分为 VDS1 和 VDS2 两个子字段，分别占据 VDS

的前四位和后四位。当 MV 字段表示协调应答信息时, VDS1=3、VDS2=0, 即 VDS=48。

MV 中的 ARA、RAC、RAT、MTE 字段与 5.2.3 小节中表示 RA 广播询问信息的 MU 中的编码含义完全相同, 这里不再赘述。

5.2.3 气压高度编码

气压高度信息的获取对于 TCAS 完成脱撞过程至关重要^[59], 是 TCAS 生成有效 RA 的基础。在 TCAS 运行过程中, 飞机会使用 DF=0、4、16、20 应答信号报告自身的气压高度, 其中 AC 字段就负责装载飞机气压高度编码。类似地, 当 TCAS 使用 UF=16 询问信号的 MU 字段发送 RA 广播询问信息时, MU 的子字段 CAC 就表示飞机的 C 模式高度编码。不过, C 模式高度编码只是 AC 字段使用的气压高度编码中的一种, 因此下面通过 AC 字段来介绍高度编码方法。

AC 字段即高度编码(altitude code)字段, 长度为 13 位, 它的编码顺序如表 5-5 所示, CAC 字段的编码顺序与之相同。

表5-5 用于高度编码的 13 个数据位

比特位	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32
数据位	C ₁	A ₁	C ₂	A ₂	C ₄	A ₄	M	B ₁	Q	B ₂	D ₂	B ₄	D ₄

AC 字段中, 比特位 26 标记为 M 位。M=0 表示高度编码的单位为英尺; M=1 代表单位为米, 这一功能目前并未使用。

当 M=0 时, 比特位 28 标记为 Q 位。Q=0 表示高度编码的增量为 100 英尺; Q=1 表示高度编码的增量为 25 英尺。如果飞机上的气压高度计提供的高度数据精度高于或等于 25 英尺, 则应该尽量使用 25 英尺高度增量, 否则必须使用 100 英尺高度增量。

根据 Q 位取值的不同, 高度编码有以下两种情况:

(1)当 M=0、Q=0 时, 高度编码采用 C 模式高度编码(MU 的 CAC 子字段即是采用这一方式), AC 字段的编码方法与 C 模式信号完全相同。此时, 高度编码的增量为 100 英尺, 表示的高度范围为-1200 ~ 126700 英尺。

13 位 AC 字段中, 除去 M 位和 Q 位还剩下 11 位, 它们的译码顺序为:

$$D_2 D_4 A_1 A_2 A_4 B_1 B_2 B_4 \quad C_1 C_2 C_4$$

其中, 高八位为一组, 组成八位标准格雷码^[60]; 低三位为一组, 组成五周期循环码。

五周期循环码占据低位, 所以它的增量就是高度增量, 为 100 英尺; 八位格雷码占据高位, 且五周期循环码的编码范围为 0~4, 所以格雷码的增量为 $5 \times 100 = 500$

英尺。

由于高度范围下限为-1200 英尺，为了表示负数高度，上述 11 比特的编码值是实际高度值加上 1200 英尺。所以有

$$C = 500 \cdot x + 100 \cdot y = H + 1200 \quad (5-1)$$

其中 C 为 11 位编码高度值， x 为八位标准格雷码的编码值， y 为五周期循环码的编码值， H 为实际高度值，单位均为英尺。

式(5-1)表示理想状况，实际高度 H 常常并非 100 的整数位，导致式(5-1)两边存在误差，所以 x 和 y 的取值为

$$\begin{cases} x = \lfloor C / 500 \rfloor \\ y = \lceil (C - 500 \cdot x) / 100 \rceil \end{cases} \quad (5-2)$$

其中， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整， $\lceil \cdot \rceil$ 表示四舍五入到最近的整数。

设 x 的二进制形式为 $(x_1 x_2 x_3 \dots x_8)_2$ ， x 对应的八位标准格雷码形式为 $G = (g_1 g_2 \dots g_8)_2$ ，则有

$$\begin{cases} g_1 = x_1 \\ g_i = x_i \oplus x_{i-1}, 2 \leq i \leq 8 \end{cases} \quad (5-3)$$

其中 \oplus 表示异或运算。通过上式，可以计算出对应的八位格雷码 G ，则高八位解码数据位满足 $(D_2 D_4 A_1 A_2 A_4 B_1 B_2 B_4) = (g_1 g_2 \dots g_8)$ 。

$C_1 C_2 C_4$ 使用的五周期循环码编码方式如下表所示，它有奇数和偶数两种编码格式。当 x 是一个偶数时，就采用偶数编码格式， x 是一个奇数时，就采用奇数编码格式。

表5-6 五周期循环码

编码方式	五周期循环码			编码值
	C_1	C_2	C_4	
偶数	0	0	1	0
	0	1	1	1
	0	1	0	2
	1	1	0	3
	1	0	0	4
奇数	1	0	0	0
	1	1	0	1
	0	1	0	2
	0	1	1	3
	0	0	1	4

通过以上步骤，便可得到 C 模式高度编码。

(2)当 $M=0$, $Q=1$ 时, 高度增量为 25 英尺, 可以编码的高度范围为 -1000~50175 英尺。

13 位 AC 字段中, 除去 M 位和 Q 位还剩下 11 位, 它们的解码顺序为:

$$C_1 A_1 C_2 A_2 C_4 A_4 B_1 B_2 D_2 B_4 D_4$$

此时, 解码顺序与编码顺序完全一致, 它们直接组成一个 11 比特的二进制数。

由于高度范围下限为 -1000 英尺, 为了表示负数高度, 上述 11 比特的编码高度值是实际高度值加上 1000 英尺。即

$$C = 25 \cdot z = H + 1000 \quad (5-4)$$

其中 C 为编码高度值, z 为 11 比特的二进制数大小, H 为实际高度值。

5.2.4 4096 识别码

4096 识别码是由飞行员手动设置的识别信息, 由四位 0~7 的数字组成, 共有 4096 种不同的编码, 其中的四种通常不是使用, 分别是 7777、7700、7600 和 7500。其中, 7700 表示飞机发生紧急故障, 7600 表示飞机通讯系统失效, 7500 表示飞机被劫持^[61]。

A 模式应答信号中包含的内容就是 4096 识别码。在 TCAS 使用的 S 模式信号也多处使用了 4096 码, 下面以用来表示 RA 广播询问信息的 MU 字段的子字段 AID 为例, 介绍 4096 码的编码方法。

AID 子字段长度为 13 位, 编码顺序如表 5-7 所示。所有使用 4096 码的字段长度均为 13 位, 只是占据的比特位不同而已, 编码顺序也完全相同。

表5-7 AID 字段编码顺序

比特位	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75
数据位	C_1	A_1	C_2	A_2	C_4	A_4	0	B_1	D_1	B_2	D_2	B_4	D_4

ID 字段中, 比特位 26 没有使用, 始终置为 0, 剩下的 12 位分成 A、B、C、D 四组, 这四组编码包含的数据位如下表所示:

表5-8 4096 编码分组

码组	包含的数据位
A	A_1 、 A_2 、 A_4
B	B_1 、 B_2 、 B_4
C	C_1 、 C_2 、 C_4
D	D_1 、 D_2 、 D_4

4096 码由四位 0~7 的数字组成, 按输入顺序, 分别用 A、B、C、D 四组编码来表示, 四组编码方法相同。

以 A 为例, A_1 、 A_2 、 A_4 三个数据位的权重等于其下标, 分别是 1、2、4, 它们组成长度为 3 的二进制数 $(A_4A_2A_1)_2$, 这个二进制数是编码值的二进制形式, 即 $A=(A_4A_2A_1)_2$ 。数据位 A_1 、 A_2 、 A_4 的编码值就是它们在二进制数中的取值。

例如, 飞行员输入的 4096 码为 1234, 即 $A=1$ 、 $B=2$ 、 $C=3$ 、 $D=4$ 。由于 $A=1=(A_4A_2A_1)_2=(001)_2$, 所以编码时将 A 组中的数据位 A_1 置为 1, A_2 、 A_4 置为 0。同理数据位 B_2 、 C_1 、 C_2 、 D_4 设置为 1, 数据位 B_1 、 B_4 、 C_4 、 D_1 、 D_2 设置为 0。

5.3 循环冗余校验

在某些情况下, S 模式应答信号在传输过程中受到比较严重的干扰, 数据位解码的结果不可避免地出现错误。S 模式信号数据位采用循环冗余校验(CRC), 将 56 位(短码)或 112 位(长码)数据位的最后 24 位作为校验冗余位, 结合解码过程得到的置信度来对信息位进行校验与纠错, 通常认为数据位错误只出现在低置信度位置上^[62]。本节中, 所有除法均表示模二除, 加法均表示模二加。

5.3.1 循环冗余位编码

当飞机接收到一个 S 模式信号, 它首先会利用最后 24 位校验冗余位去检验信号是否存在误码, 如果误码程度超过一定阈值, 就应当舍弃这一信号, 继续接收新的信号。图 5-1、图 5-2 中, S 模式信号最后 24 位都是 AP 字段, 在其它 S 模式信号中还可能是 PI 字段, 它们都是基于循环冗余校验(CRC)产生的, 只是在此基础上叠加的信息有所不同。

循环冗余校验的校验位是使用生成多项式产生的, S 模式信号使用的生成多项式为:

$$G(x) = \sum_{i=0}^{24} g_i x^i \quad (5-5)$$

当 $i=0$ 、3、10、12~24 时, $g_i=1$, 否则 $g_i=0$ 。

S 模式信号的信息位多项式为:

$$M(x) = \sum_{i=1}^k m_i x^{k-i} = m_k + m_{k-1}x + m_{k-2}x^2 + \cdots + m_1 x^{k-1} \quad (5-6)$$

其中, m_i 表示 S 信号数据位第 i 位的编码值。当信号为长码时, k 取 88; 信号为短码时, k 取 32。

用多项式 $x^{24}M(x)$ 模二除 $G(x)$, 可以得到余式 $R(x)$ 。因为生成多项式的长度为 25, 所以余式 $R(x)$ 的长度最大为 24。 $R(x)$ 具有如下形式:

$$R(x) = \sum_{i=1}^{24} r_i x^{24-i} = r_1 x^{23} + r_2 x^{22} + \cdots + r_{24} \quad (5-7)$$

AP 字段的产生, 还需要本机地址或询问目标地址, 根据 S 模式信号格式的不同, 使用的地址也不同。设 24 位地址序列依次为 $(a_1, a_2 \cdots a_{24})$, 则构成的多项式为

$$A(x) = \sum_{i=1}^{24} a_i x^{24-i} = a_1 x^{23} + a_2 x^{22} + \cdots + a_{24} \quad (5-8)$$

令多项式 $B(x) = G(x)A(x)$, 则有:

$$B(x) = \left(\sum_{i=0}^{24} g_i x^i \right) \left(\sum_{j=1}^{24} a_j x^{24-j} \right) = \sum_{k=0}^{47} b_k x^k \quad (5-9)$$

S 模式信号 AP 字段的编码值为 $(t_{k+1}, t_{k+2} \cdots t_{k+24})$, 当信号为长码时, k 取 88; 信号为短码时, k 取 32。

当该 S 模式信号为询问信号时, 有:

$$t_{k+i} = b_i \oplus r_i \quad (5-10)$$

当该 S 模式信号为应答信号时, 有:

$$t_{k+i} = a_i \oplus r_i \quad (5-11)$$

其中, \oplus 代表模二和。

S 模式信号使用的 PI 字段的编码流程与 AP 相同, 惟一的区别在于多项式 $A(x)$ 。AP 字段编码过程中, 多项式 $A(x)$ 的系数为地址码; 而在 PI 字段编码过程中, $a_1, a_2 \cdots a_{17}$ 全部等于 0, $a_{18}, a_{19} \cdots a_{24}$ 等于询问信号的 CL 和 IC 字段编码值。实际上, 目前使用 PI 字段的都是广播式应答信号, 没有对应的询问信号, 所以 $a_{18}, a_{19} \cdots a_{24}$ 也全部取 0。

5.3.2 数据位检错

S 模式应答信号的 56 位或 112 位数据位对应的代数多项式为

$$F(x) = M(x)x^{24} + AP(x) = M(x)x^{24} + R(x) + A(x) \quad (5-12)$$

其中, $R(x)$ 是 $x^{24}M(x)$ 除以 $G(x)$ 的余式, 商式则记为 $k(x)$, 即有:

$$x^{24}M(x) = k(x)G(x) + R(x) \quad (5-13)$$

$AP(x)$ 为最后 24 位校验位对应代数多项式, 由式(5-11)可知, $AP(x)$ 满足:

$$AP(x) = R(x) + A(x) \quad (5-14)$$

当信号最后 24 位为 AP 字段时, $A(x)$ 表示地址多项式; 最后 24 位为 PI 字段

时, $A(x) = 0$ 。

设接收端接收到的 S 模式应答信号数据位解码结果的多项式表示为 $Y(x)$, 则有

$$\begin{aligned} Y(x) &= F(x) + E(x) \\ &= M(x)x^{24} + AP(x) + E(x) \\ &= M(x)x^{24} + R(x) + A(x) + E(x) \end{aligned} \quad (5-15)$$

其中, $E(x)$ 信号传输与解码过程中产生的错误图样, 它具有如下形式:

$$E(x) = \sum_{i=p}^q b_i x^i \quad (5-16)$$

接收信号时, $A(x)$ 为已知参数。将 $Y(x)$ 与 $A(x)$ 相加, 则可以得到

$$Y'(x) = Y(x) + A(x) = M(x)x^{24} + R(x) + E(x) \quad (5-17)$$

CRC 的错误校正子 $s(x)$ 为

$$\begin{aligned} s(x) &= Y'(x) \bmod G(x) \\ &= [M(x)x^{24} + R(x) + E(x)] \bmod G(x) \\ &= [R(x) + R(x) + E(x)] \bmod G(x) \\ &= E(x) \bmod G(x) \end{aligned} \quad (5-18)$$

其中, \bmod 表示取余运算。

当 $s(x)$ 等于 0 时, 表明解码结果没有出现错误或者发生了不可检测错误(即 $E(x) \neq 0$ 且 $E(x) \bmod G(x) = 0$), 此时认为解码结果是正确的, 不对其进行纠错。

当 $s(x)$ 不等于 0 时, 表明解码结果一定出现了错误, 此时应当对其进行纠错处理。

5.3.3 滑动窗纠错

因为生成多项式 $G(x)$ 的最高次幂为 24, 所以错误图样的分布长度不能超过 24 位, 否则将无法直接利用错误校正子完成滑动窗纠错。错误图样可以表示为:

$$E(x) = x^p e(x), \quad 0 \leq p \leq k \quad (5-19)$$

其中 $e(x) = \sum_{i=0}^{23} c_i x^i$ 为最高次幂小于等于 23 的错误图样多项式, 即该错误图样分布在信号的校验位范围内。

如果 $E(x)$ 处于在信号的最后 24 位校验位范围内, 即 p 等于 0, 则错误校正子 $s(x) = E(x) = e(x)$, 校正子即为错误图样。将 $s(x)$ 对应的数据位全部取反, 即得到纠错后的数据。

如果 $E(x)$ 并不处于在数据位最后 24 位范围内, 即 p 不等于 0, 则可以将其作右移 p 位, 移到最后 24 位范围内, 得到新的错误图样 $e(x)$, 转换为错误图样在最后 24 位的情况进行纠错。

下面讨论循环移位前后, 校正子之间的关系。

令 $r(x)=e(x)\bmod G(x)=e(x)$, 如果将错误图样循环左移一位, 则有

$$r'(x)=e'(x)\bmod G(x)=(x\cdot e(x))\bmod G(x)=(x\cdot r(x))\bmod G(x) \quad (5-20)$$

上式可以改写为:

$$x\cdot r(x)=q(x)G(x)+r'(x) \quad (5-21)$$

由于 $x\cdot r(x)$ 最高次幂小于等于 24, $G(x)$ 的最高次幂等于 24, 故而 $q(x)$ 只能等于 0 或 1。

当 $r'(x)$ 的最低位为 1 时, 因为 $x\cdot r(x)$ 的最低位为 0、 $G(x)$ 的最低位为 1, 所以 $q(x)$ 必定为 1, 否则与式(5-21)矛盾。此时有

$$r(x)=\frac{r'(x)+G(x)}{x} \quad (5-22)$$

同理, 当 $r'(x)$ 的最低位为 0 时, $q(x)$ 必定为 0, 有

$$r(x)=\frac{r'(x)}{x} \quad (5-23)$$

错误图样每向右移位一次, 如果当前校正子 $r'(x)$ 的最后一位为 1, 则可以根据式(5-22)计算移位后的新校正子; 如果当前校正子 $r'(x)$ 的最后一位为 0, 则可以根据式(5-23)来计算移位后的新校正子。由此, 我们可以利用右移 i 次前的校正子来得到移位后的校正子, 最终完成 $E(x)$ 并不处于在数据位最后 24 位范围内的情况下的数据位纠错。至于移位次数 i , 则由校正子和置信度来决定。

滑动窗纠错的步骤整理如下:

- (1) 判断低置信度位是否位于一个 24 位长的窗中, 是则进行计算解码数据的校正子并进行步骤(2), 否则丢弃当前解码数据, 重新接收信号。
- (2) 计算解码数据的校正子, 如果校正子为零, 则认为解码数据无误, 将其传入 TCAS 逻辑模块, 否则就进行步骤(3)。
- (3) 如果校正子对应的数据位与低置信度图样匹配, 即校正子对应数据位均为低置信度, 对这些数据位取反即完成纠错, 将得到的数据传入 TCAS 逻辑模块, 退出纠错步骤; 如果不匹配, 就将错误图样右移一位, 并根据移位前校正子的最后一位选择式(5-22)或(5-23)计算移位后的校正子, 进行步骤(4)。

- (4) 如果移位次数小于 32(短码)或 88(长码)次则进行步骤(2), 否则丢弃当前解码数据, 重新接收信号。

5.3.4 强力纠错

滑动窗纠错只能处理位于一个一个 24 位长的窗中的错误, 如果不满足这一条件, 即使错误位数较少也无法进行纠正。这使得滑动窗纠错只适用于只有一个 A/C 模式信号干扰的情况, 而强力纠错则可以纠正任意分布的误码位数不大于 5 个的错误。

CRC 校验中, 不同数据位单独出现错误, 其对应的错误校正子也不相同, 两者之间是一一对应的。并且, 多个数据位出现错误后, 其对应的错误校正子也是这些数据位所对应的各个错误校正子的模二和。设有任意 k 个不同的数据位, 它们单独出错时, 对应的错误图样多项式为 $E_i(x)$, $i = 0, 1, 2, \dots, k-1$, 这些错误图样对应的错误校正子分别为 $r_i(x)$, $i = 0, 1, 2, \dots, k-1$ 。则对于组合错误图样

$$E(x) = \sum_{i=0}^{k-1} E_i(x) \quad (5-24)$$

其对应的错误校正子为

$$r(x) = E(x) \bmod G(x) = \sum_{i=0}^{k-1} r_i(x) \quad (5-25)$$

由于数据位纠错过程假设数据位解码错误只会出现在低置信度位置上, 所以在正确完成解码并得到各个数据位置信度之后, 可以分别计算各低置信度数据位单独出错时所对应的错误校正子, 并对这些校正子进行不同组合。如果只有某一个组合的模二和与整个数据位的错误校正子相同, 则说明该组合的错误校正子就是整个数据位的错误图样, 对错误校正子对应的数据位取反即可完成纠错; 如果没有或者有两个及以上的组的错误校正子与整个数据位的错误校正子相同, 则表明该数据位在解码过程中发生了未检测错误(很可能是因为某个高置信度位置发生了错误), 此时就当舍弃当前信号, 重新进行接收。

强力纠错需要进行大量计算, 如果输入的数据位中有 n 个低置信度, 则必须进行 $c_n^1 + c_n^2 + \dots + c_n^n = 2^n - n$ 次组合, 并计算对应的错误校正子。因为 S 模式采用的循环冗余校验码的最小汉明距离为 $d_0 = 6$, 强力纠错可以纠正的最大误码位数为 $d_0 - 1 = 5$, 所以当低置信度位数 $n \geq 5$ 时, 可以直接舍弃该信号。

5.4 本章小结

本章首先介绍了 TCAS 所使用几种 S 模式数据链信号格式，阐述了 TCAS 常用的 UF=0、16 和 DF=0、16 信号的具体内容，对信息位的编码方法与循环冗余校验方法进行了详细分析。MU 字段可以用来表示三种适用于不同场景的信息：TCAS 脱撞信息、TCAS 广播询问信息和 RA 广播询问信息。MV 字段则只能表示用于空中协调的 TCAS 脱撞信息，此时，它与 MU 表示的 TCAS 脱撞信息配合使用。对应于不同的高度增量，S 模式使用的高度码也有两种不同的编码方法，其中一种与 C 模式信号完全相同。S 模式中 4096 码的编码方式与 A 模式完全相同，都用来表示一般性的识别信息。此外，还介绍了 S 模式的 24 位冗余校验位编码方法、检错方法以及两种纠错算法，滑动窗纠错算法和强力纠错法。这两种纠错算法的适用范围有所不同。其中，滑动窗可以纠正分布长度不超过 24 位的错误图样，而强力纠错则可以纠正任意分布的、总误码位数不超过五位的错误图样。

第六章 全文总结与展望

6.1 全文总结

本论文的研究背景为 1030/1090MHZ 同频干扰条件下 TCAS 使用的 S 模式信号的处理技术。TCAS 信号面临的主要同频干扰是 A/C 模式信号引起的 FRUIT 干扰和 S 模式信号引起的 Garble 干扰,针对这一特点,本论文主要做了以下工作:

(1) 针对 A/C 模式 FRUIT 干扰信号,研究了干扰环境下的 TCAS 的 S 模式应答信号的前导脉冲检测和数据位解码技术。首先研究了信号的脉冲检测和脉冲沿检测方法,并在此基础上分析了前导脉冲框架匹配及后续的测试和验证流程。随后,研究了三种不同的信号数据位解码方法,并在此过程中对解码方法可能会出现的错误进行分析。最后,通过仿真实验验证了算法的有效性,并通过三组比照实验探讨了数据位解码算法在不同干扰程度下的性能。

(2) 针对 S 模式 Garble 干扰信号,研究了两类不同的重叠 S 模式信号分离方法。其中,代数零恒模算法和曼彻斯特解码算法都是基于 S 模式信号编码特性的盲分离算法,可以用来分离两个重叠的 S 模式信号,不需要关于信号的先验知识。这两种算法都在信号重叠程度较高时具有更好的分离效果,一般情况下,曼彻斯特解码算法性能更优。此外,还研究了投影算法,这一算法需要发生重叠的两个源信号的波达时间至少具有一定大小的差值才能实施分离,算法的分离效果极佳,且运算量也远小于前面两种盲分离算法。在投影算法基础上,本文研究了可用于分离多个重叠 S 模式信号的增强投影算法,并进行了仿真。

(3) 研究了 TCAS 常用的 S 模式数据链格式和编码方法,利用 TCAS 信号编码特性,对信号解码结果进行检错和纠正。研究了两种基于循环冗余校验的信号数据位纠错算法,这两种算法利用 S 模式数据链的最后 24 位校验位完成对前 32 位(短码)或 88 位(长码)信息位的纠错。其中,滑动窗纠错算法适用于错误图样的分布长度不能超过 24 位的情形,而强力纠错算法则适用于总误码位数不超过 5 位的情形。

6.2 后续工作展望

由于个人的能力、时间和精力有限,本文的研究过程中还有诸多问题没有得到妥善解决,有待进一步的研究改进。这些问题包括:

(1) 代数零恒模算法和曼彻斯特解码算法的稳定性始终不强,分离效果时好时坏,导致总体误码率较高。后续研究应该准确定位影响盲分离算法稳定性的关键

因子，并提出具有针对性的改进方法。

(2) 增强投影算法始终对相邻信号的波达时间差有一定要求，不满足这一要求就无法进行分离。后续研究工作可以利用信号的稀疏性，找到足够多的只包含某一个信号的采样点，从而规避这一要求。

(3) 滑动窗纠错算法和强力纠错算法的适用域有限。当 TCAS 信号受到的干扰较强时，常常不再适用。后续研究可以将多种纠错算法整合起来，扩大 TCAS 信号可纠错范围。

致 谢

三年时光转瞬即逝，研究生生涯即将走到尽头。在这三年中，无论是生活上还是学习上都得到了老师、亲人、同窗、朋友的大力帮助与支持，在此对他们表示诚挚的感谢。

首先，我要感谢我的导师王洪副教授，感谢他三年来事无巨细的关心与教诲，他严谨的学术态度、深厚的理论水平让我受益良多。从本文完成过程中，王老师时刻关心着我的进度，对我遇到的问题进行鞭辟入里的分析，提出指导性的建议，引导我不断成长。

我还要感谢我的同窗，感谢他们的陪伴与帮助。感谢我的师兄魏阳杰、孙清清、郭睿刚和师姐蒋胶、宋研的支持与关怀。感谢我的同窗好友郑仕龙，在研究生期间，我们互励共勉、一同成长。

此外，感谢我的朋友陈松、徐友磊、苏渊、王智磊、室友汪文轩以及其他在人生道路上同行的伙伴，能在电子科技大学遇到你们是我今生莫大的幸福。

最后，我要感谢家人多年的默默关怀与支持，是他们给了我不断前行的动力。

参考文献

- [1] 中国民用航空局.2013 年民航行业发展统计公报~([1]) [N]. 中国民航报,2014-06-30(002).
- [2] 中国民用航空局. 2014 年民航行业发展统计公报~([1])[N]. 中国民航报,2015-07-15(002).
- [3] Williamson T, Spencer N A. Development and operation of the Traffic Alert and Collision Avoidance System (TCAS)[J]. Proceedings of the IEEE, 1989, 77(11): 1735-1744.
- [4] Olson W A, Olszta J E. TCAS Operational Performance Assessment in the U.S. National Airspace[C]. 29th Digital Avionics Systems Conference, 2010, 4.A.2-1-4.A.2-11.
- [5] Chludzinski B J, Drumm A C, Elder T R, et al.Lincoln Laboratory 1030/1090MHz Monitoring March-June 2010 [R]. ATC -390.Lexington:MIT Lincoln Laboratory , 2011.
- [6] 吴丹: TCAS:空中防撞的最后一道防线[N], 中国民航报, 2013-02-04.
- [7] Stevens M C. Multipath and interference effects in secondary surveillance radar systems[J]. Communications Radar & Signal Processing IEE Proceedings F, 1981, 128(1):43-53.
- [8] 周其焕. 交通警戒和避撞系统的技术特点和发展现状[J]. 航空电子技术, 1999, (02): 10-16+27.
- [9] Mclaughlin M F, Zeitlin A D. Safety Study of TCAS II for Logic Version 6.04[J]. Safety Study of Tcas II for Logic Version, 1992.
- [10] Chludzinski B J. Evaluation of TCAS II Version 7.1 Using the FAA Fast-Time Encounter Generator Model, Volume 1[J]. Aircraft Operations, 2009.
- [11] Walsh J, Wojciech J. TCAS in the 1990s[J]. Navigation, 1991, 38(4): 383-397.
- [12] Xu Y. TCAS/ADS-B Integrated Surveillance and Collision Avoidance System[J]. ICCSEE-13, 2013.
- [13] Kilbourne T L. ACAS X safety analysis in the current RTCA environment[C], Integrated Communication, Navigation, and Surveillance Conference. IEEE, 2015, M2-1-M2-9.
- [14] Jeannin J B, Ghorbal K, Kouskoulas Y, et al. Formal verification of ACAS X, an industrial airborne collision avoidance system[C]. 2015 International Conference on Embedded Software (EMSOFT), 2015, 127-136.
- [15] Manfredi G, Jestin Y. An introduction to ACAS Xu and the challenges ahead[C]. 2016 IEEE/AIAA 35th Digital Avionics Systems Conference (DASC), 2016, 1-9.
- [16] Gottstein J, Form P. ACAS-monitoring of 1 000 000 flight hours in the North German Airspace[C]. 2008 Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications - Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles, 2008: 1-6.
- [17] Panken A, Harman W, Rose C, et al. Measurements of the 1030 and 1090 MHz environments

- at JFK international airport[R]. Spring Field: Lincoln Laboratory, 2012.
- [18] RTCA. DO-185B: Minimum Operational Performance Standards For Traffic Alert And Collision Avoidance System II (TCAS II)[S], 2008.6
- [19] Gertz J L. Fundamentals of mode S parity coding[J]. Nasa Sti/recon Technical Report N, 1984, 84.
- [20] Galati G, Bartolini S, Mene L. Analysis of SSR signals by super resolution algorithms[C]. Proceedings of the Fourth IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, 2004.,166-170.
- [21] G Galati, M Gasbarra, E G Piracci. Decoding techniques for SSR mode S signals in high traffic environment[C]. 2005 European Microwave Conference, 2005, 4 pp.
- [22] 李玉柏, 伍春, 田斌. MSSR 应答代码提取与置信度标注的实时算法[J]. 电子与信息学报, 2006, (06): 989-993.
- [23] Y Nouda, H Sano, A Taira, et al. A Mode S decoding scheme using equalization for multilateration systems[C]. 2011 IEEE/AIAA 30th Digital Avionics Systems Conference, 2011, 4E4-1-4E4-8.
- [24] Newcombe I V F, Comon P, Chaumette E. ICA-based technique for radiating sources estimation: application to airport surveillance [and reply][J]. IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, 1995, 142(4): 211.
- [25] A J V D Veen, J Tol. Separation of zero/constant modulus signals[C]. 1997 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1997, 3445-3448 vol.5.
- [26] N. Petrochilos N L R. Algorithms for separation of secondary surveillance radar replies[D]. Delft: Delft University of Technology, 2002.
- [27] N. Petrochilos, A J V D Veen. Algorithms to separate overlapping secondary surveillance radar replies[C]. 2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2004, ii-49-52 vol.2.
- [28] N Petrochilos, G Galati, E Piracci. Projection techniques for separation of multiple secondary surveillance radar sources in a real environment[C]. Sensor Array and Multichannel Processing, 2006. Fourth IEEE Workshop on, 2006, 344-348.
- [29] N Petrochilos, G Galati, E Piracci. Secondary Surveillance Radar: Sparsity-based sources separation in a real environment[C]. 2008 Tyrrhenian International Workshop on Digital Communications - Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles, 2008, 1-5.
- [30] 朱军. 交通提醒与防撞系统(TCAS)介绍及其常见故障分析[C]. 长三角科技论坛——航空航天科技创新与长三角经济转型发展分论坛, 2012.
- [31] De D, Chatteraj N. A review : Theoretical analysis of TCAS antenna : Traffic collision

- avoidance system for aircrafts[C]. 2014 International Conference on Green Computing Communication and Electrical Engineering (ICGCCEE), 2014, 1-7.
- [32] Burgess D W, Altman S I, Wood M L. TCAS: Maneuvering Aircraft in the Horizontal Plane[J]. Lincoln Laboratory Journal, 1994, 7(2):295-312.
- [33] Kuchar J, Drumm A C. The traffic alert and collision avoidance system[J]. Lincoln Laboratory Journal, 2007, 16(2): 277.
- [34] 王洪, 刘昌忠, 汪学刚. 二次雷达 S 模式综述[J]. 电讯技术, 2008, (07): 113-118.
- [35] 刘岩. 对 TCAS 的原理分析[J]. 中国民航学院学报(综合版), 1994, (01): 35-44.
- [36] 张尉. 二次雷达原理[M]. 国防工业出版社, 2009.
- [37] 王洪. 1030/1090MHz 频谱的共享与干扰问题综述[J]. 电讯技术, 2013, (01): 105-109.
- [38] 孙清清, 王洪, 黄忠涛, et al. 1090MHz 信号同频干扰与窜扰概率探究[J]. 通信技术, 2013, (02): 8-11+15.
- [39] 王法灏, 王运锋. 二次雷达同步窜扰分析及解决方法[J]. 电讯技术, 2009, (05): 14-16.
- [40] 钟琼, 吴援明, 黄成芳. 二次雷达系统干扰等问题的解决方法[J]. 电讯技术, 2005, (02): 138-142.
- [41] Sampath K S, Rojas R G, Burnside W D. Analysis and simulation of collision avoidance TCAS antennas mounted on aircraft[C]. Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest, 1991, 948-951 vol.2.
- [42] 刘志刚, 彭良福, 林云松. 机载防撞设备 TCAS 空对空通信中干扰的抑制技术[J]. 中国民航飞行学院学报, 2009, (01): 28-31.
- [43] 林云松, 彭良福, 傅勇, et al. 机载防撞系统干扰限制功能的设计与实现[J]. 电讯技术, 2014, (12): 1593-1600.
- [44] RTCA. DO-181D: Minimum Operational Performance Standards For Air Traffic Control Radar Beacon System/Mode Select (ATCRBS/Mode S) Airborne Equipment[S], 2008.10
- [45] Harman W H. Airborne Measurements of ATCRBS Fruit[R]. DTIC Document, 1978.
- [46] 陈士毅. 模式 S 应答处理中的数据处理[D].成都: 电子科技大学, 2006.
- [47] Trim R M. Mode S: an introduction and overview (secondary surveillance radar)[J]. Electronics & Communication Engineering Journal, 1990, 2(2): 53-59.
- [48] Petrochilos N, Galati G, Piracci E. Separation of SSR signals by array processing in multilateration systems[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(3).
- [49] Wax M, Kailath T. Detection of signals by information theoretic criteria[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1985, 33(2): 387-392.
- [50] Stoica P, Selen Y. Model-order selection: a review of information criterion rules[J]. IEEE

- Signal Processing Magazine, 2004, 21(4): 36-47.
- [51] Liavas A P, Regalia P A. On the behavior of information theoretic criteria for model order selection[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(8): 1689-1695.
- [52] Veen A J V D. Joint diagonalization via subspace fitting techniques[C]. 2001 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Proceedings (Cat. No.01CH37221), 2001, 2773-2776 vol.5.
- [53] Abed-Meraim K, Hua Y. A least-squares approach to joint Schur decomposition[C]. Acoustics, Speech and Signal Processing, 1998. Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on, 1998, 2541-2544 vol.4.
- [54] Rose C E, Panken A D, Harman W H, et al. TCAS surveillance performance analysis[C]. 29th Digital Avionics Systems Conference, 2010, 3.B.4-1-3.B.4-13.
- [55] Stamper W. Understanding mode S technology[J]. Defense Electronics, 2005: 18-21.
- [56] Wu R H. TCAS-aided multilateration for terminal surveillance with improved accuracy[C]. Digital Avionics Systems Conference (DASC), 2012 IEEE/AIAA 31st, 2012, 5B6-1-5B6-12.
- [57] Abdul-Baki B, Baldwin J, Rudel M-P. Independent validation and verification of the TCAS II collision avoidance subsystem[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2000, 15(8): 3-21.
- [58] Kuchar J, Andrews J, Drumm A, et al. A Safety Analysis Process for the Traffic Alert and Collision Avoidance System (TCAS) and See-and-Avoid Systems on Remotely Piloted Vehicles[C]. AIAA 3rd" Unmanned Unlimited" Technical Conference, Workshop and Exhibit, 2004, 6423.
- [59] McLaughlin M. Predicting the Effect of TCAS II on Safety[J]. Air Traffic Control Quarterly, 1999, 7(1): 1-18.
- [60] 泉水. 格雷码及其在布尔代数化简中的应用[J]. 信息安全与通信保密, 1982, (4): 3-11.
- [61] 张鹏, 王运锋. 机载应答机 A/C 模式应答信号的识别方法[J]. 信号处理, 2012, (04): 559-564.
- [62] RTCA. DO-260A: 1090 Minimum Operational Performance Standard for ADS-B and TIS-B[S], 2006.7