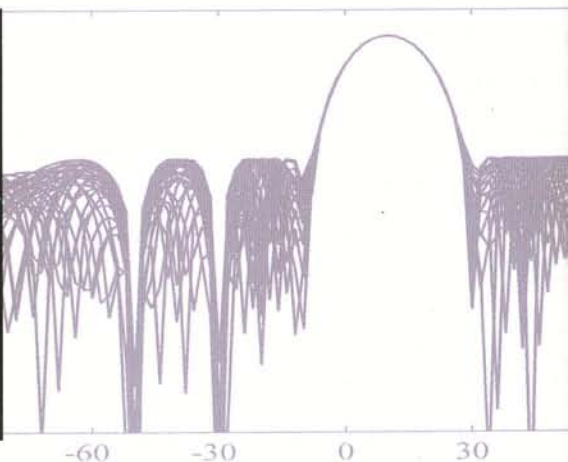
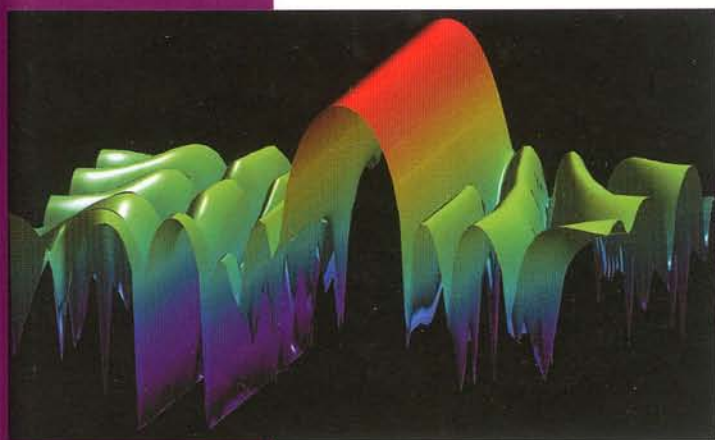


Sensor Array Beampattern Optimization:
Theory with Applications

鄢社锋 马远良/著

传感器 阵列波束优化设计 及应用



科学出版社

www.sciencep.com

传感器阵列波束 优化设计及应用

郝社锋 马远良 著

科学出版社

北京

内 容 简 介

本书系统地介绍了传感器阵列波束形成器优化设计方法及其应用。全书分8章,主要叙述了窄带波束优化设计方法、宽带波束形成器实现方法及宽带波束优化设计方法,最后将各波束形成方法应用于目标方位估计。书中融入了作者及合作者多年来从事阵列信号处理方面科研工作的实际经验,纳入了作者近年来在国内外重要期刊发表的十余篇论文,同时也采纳了少量散见于各种文献中的部分内容。

本书对波束优化设计问题叙述详尽,理论分析力求系统、深入,说理深入浅出,便于自学。本书可作为声呐、雷达及无线通信信号处理专业的本科生、研究生和教师的参考书,也可供有关专业科学研究与工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

传感器阵列波束优化设计及应用/鄢社锋,马远良著. —北京:科学出版社,2009

ISBN 978-7-03-022922-9

I. 传… II. ①鄢…②马… III. 信号处理 IV. TN911.7

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2008) 第 137359 号

责任编辑:余 丁 / 责任校对:陈玉凤

责任印制:赵 博 / 封面设计:耕者

科学出版社 出版

北京东黄城根北街16号

邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

中国科学院印刷厂 印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2009年1月第一版 开本: B5(720×1000)

2009年1月第一次印刷 印张: 19 1/2

印数: 1—2 000 字数: 378 000

定价: 80.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换(科印))

序 言

阵列信号处理中的波束优化问题,是一个司空见惯而又十分重要的问题,然而迄今还没有一本关于此课题的专著,系统而深入地将有关最新研究成果呈现在读者面前,使初学者容易入门,让饱学者有一块引玉之砖,这便是我们撰写此书的初衷。

写这样一本书,却需要鼓起勇气。回想从 1982 年起,我着手并持续进行这个问题的研究已有 26 年之久,其间有许多学生和同事参与,是应该有一个总结性的交代了,何况我的年龄已经越过青壮年的边界。幸好有了鄢社锋,作为我的学生和伙伴投入了这个课题的研究。他作为西北工业大学教改试点班的学生,于 1998 年自愿选择到本人名下做本科毕业设计,并做硕博连读。从那时起,他和我在一起前后有七年多时间。记得我建议给他的本科毕业设计课题是研究浅海中一个水听器垂直线列阵的空间增益,由于信号的多径效应引起的增益损失有多少,以及有什么办法可以减小这种损失。所以从一开始,他的学位课题就与阵列信号处理紧紧地联系在一起。鄢社锋的博士学位论文题目是《水听器阵列波束优化与广义空域滤波研究》,于 2005 年通过博士学位答辩,于 2008 年 5 月 22 日经教育部评选公布为年度全国百篇优秀博士学位论文之一。离开西北工业大学之后,鄢社锋到了中国科学院声学研究所做博士后,在侯朝焕院士的关心和支持下继续从事波束优化方向的工作。目前在挪威科技大学做博士后,在那里, Hovem 教授和董和风教授给予了同样的支持。尽管鄢社锋还很年轻,他在波束优化相关课题上的研究工作,也已经持续了十年之久。所以由他主笔,与我共同完成这本书是合适的,这在一定意义上具有集课题组过去工作之大成的意思。也许过些年后再看这本书,会发现许多不足之处。对此我的作为将会十分有限,而鄢社锋正值年轻,未来时间很长,一定会继续努力,争取新的发展。

在这里,我特别想说的是,像写书这样的事,尤其自称是一本专著,一定离不开前人的贡献,离不开研究群体的成果积累和各种各样的帮助。我不由得想起 1982 年的往事。那时我在英国 Loughborough 大学进修,指导老师是水声和雷达信号处理领域国际著名的专家 Griffiths 教授。有一天,他说有一个亟待解决的问题,就是在海底布放的水听器阵列中,如果有若干水听器失效,整个阵列就不能正常工作,损失会很大。他问:“你能不能研究一下,看看有没有什么好办法,使阵列基本上恢复正常工作?”我表示很高兴研究这个问题,并迅速提出一些可能的办法和初步的仿真计算结果。首先采用失效水听器数据内插的方法,但效果不够理想,后来

就把带有失效阵元的阵列当作一个新的、具有任意阵形的阵列来处理,这就导致了“任意结构形状传感器阵列方向图的最佳化”处理的初期研究结果。所以我在1984年《中国造船》学报正式发表“凹槽噪声场法”的论文,以及1985年在第四届通信数字信号处理国际会议(英国)的大会报告,都是与Griffiths教授联合署名的。俗话说,正确地提出问题,就解决了一半,我尊重他的贡献,感谢他指引我步入这样一个很有意思的问题。说实在的,虽然他已过世多年,但是在英国两年中与他每周一次从不间断的工作讨论,以及其他许多难忘的记忆仍然留在我的心中。

其后西北工业大学声学工程研究所的许多同事和学生和我一起,将“传感器阵列波束优化”作为长期方向不断开辟新的课题。这个方向的研究工作经久不衰,是因为存在强烈的应用需求,不断得到各方面的关心和支持,逐步在声呐研制中获得应用,同时又提出新的要求。杨士莪院士和原水声专业组的同仁陆佶人教授、姚蓝教授、过世的严福旺研究员等给予了长期的关心与帮助。在20世纪80年代中期之后的十几年中,有关科研成果获得过多项部级科技奖励和多项发明专利,在国内外期刊和学术会议发表了一批这方面的论文,包括在1991年布里斯班西太平洋国际声学会议的大会主题报告,在北京海洋声学国际会议的大会报告等。这些不可能在本书中一一奉献给读者,然而它是本书许多研究工作的先驱或基础。所以我必须说,对此做出过直接贡献的同事和学生主要有王英民、孙超、万春如、张燕武、吴仁彪、史新华、杨益新、张保嵩、肖国有、谢朝矩等,当然本人和鄢社锋亦在其中。还有其他许多老师,或提出过建议,或帮助完成实验数据的采集,或分担了本来应由本人承担的其他工作,在这里一并表示最诚挚的感谢。

鄢社锋的主要创造性贡献是,他将二阶锥规划技术引入到传感器阵列的波束优化设计中,从而开启了多约束波束优化之门,形成了波束优化设计的较完备的理论框架。在此基础上,提供了对各种波束质量指标,包括主瓣宽度、旁瓣级、主瓣响应逼近误差、波束形成器的稳健性、宽带波束的频域与空域特性等进行全面折中处理的方法。为了验证这些方法的可行性,以及便于对不同方法进行比较,他做了大量的设计计算,使我们有可能在本书中为读者提供大量的设计范例。关于阵列流形误差约束下的波束优化方法,是他最近在挪威工作期间提出的,我认为这是一个波束优化稳健性问题的新概念,今后一定会有新的发展。

以上简略说明了写作本书的背景和原委。由于时间安排上的关系,我对此项工作的回顾是粗糙的,对书稿的审改也不能面面俱到,疏漏之处在所难免,恭请读者批评指正。

马远良

2008年8月8日于西安

前 言

本书是一本阐述传感器阵列波束优化设计方法与应用的专著,属于阵列信号处理的范畴。书中大部分内容是根据作者近年的科研工作写成的,书中所涉及的方法大多是作者及合作者近年来提出并已在国内外重要期刊上公开发表的方法。此外,书中也介绍了部分国际上近年提出的其他方法。

阵列信号处理在声呐、雷达、无线通信、医学成像、地质勘探、射电天文学等多种领域具有广泛的应用,几十年以来一直是一个活跃的研究课题。波束形成是阵列信号处理的一个非常重要的任务,其处理过程为:采用空间分布的传感器阵列采集场(声场、电磁场等)数据,然后对所采集的阵列数据进行线性组合处理得到一个标量波束输出,该处理器称为波束形成器。波束形成器可以是加权系数确定后不变的固定波束形成器,也可以是随应用环境变化不断进行自动调节的自适应波束形成器。

传感器阵列的空域滤波性能由其结构形状、阵元数目及处理算法等因素决定。阵列的结构形状往往受其安装的空间环境所限制,阵元数目受信号场空间相关半径与设备成本的限制,因此提高阵列性能的一种较好的途径是改进阵列处理算法,即根据不同的需求与应用背景设计高性能的波束形成器。

波束形成器性能的优劣与否,可以从如下几个重要性能指标来考察:阵增益、稳健性、旁瓣级、主瓣宽度、主瓣响应、频率响应等。文献中的波束优化设计方法就是对这几个性能指标中的一个或多个指标进行优化,例如,在波束主瓣宽度与旁瓣级之间寻优的 Dolph-Chebyshev 波束形成,使理想阵增益最高的 Capon 波束形成,对阵列误差稳健的自适应波束形成,旁瓣控制波束设计,旁瓣控制自适应波束形成,期望响应波束设计,以及多指标波束优化设计,等等。由于波束形成器的这几个性能指标之间不是独立的,而是相互关联的,波束优化设计就是在这些互相冲突的性能之间寻找最佳的折中,设计出满足需要的、综合性能最优的波束形成器。

根据所处理的数据的频带宽度进行划分,波束形成器分为窄带波束形成器与宽带波束形成器。窄带波束形成器一般有两种实现方法:一种是采用正交解调得到复包络后进行加权求和波束形成,另一种是采用相移波束形成。宽带波束形成器的实现包括频域 DFT 实现与时域 FIR 实现两种方式,DFT 波束形成是分块处理,FIR 波束形成是时序处理。对于前者,首先采用离散傅里叶变换将阵列数据分解为若干子带,然后针对每个子带进行窄带波束形成,最后对各子带输出进行逆傅里叶变换得到宽带波束输出时间序列。对于后者,将各通道数据分别通过一个

对应的 FIR 滤波器,再将每个滤波器输出相加,得到宽带波束输出序列。这些 FIR 滤波器的系数决定了波束形成器的空、频响应特性。

本书共分 8 章。第 1 章是绪论,介绍了阵列波束优化设计的历史与技术现状,以及本书的内容。第 2 章介绍阵列信号处理与波束形成的基本知识与数学模型。第 3 章至第 5 章介绍窄带波束形成器优化设计问题,这三章分别针对前面提到的波束形成器的各性能指标进行优化折中求解,获得满足设计要求的综合最优性能。其中第 3 章介绍稳健自适应波束形成问题,第 4 章介绍旁瓣控制波束设计问题,第 5 章介绍波束图综合的问题。第 6 章与第 7 章介绍宽带波束形成问题,其中第 6 章介绍宽带波束形成器的实现问题,包括频域 DFT 实现方法与时域 FIR 实现方法,第 7 章介绍 FIR 宽带波束形成器优化设计问题。第 8 章介绍目标方位估计方法,前面几章介绍的波束形成方法在这一章得到了具体应用。

本书初稿由鄢社锋执笔,马远良对稿件进行了仔细修改,书中纳入了两人近年来在国内外重要期刊合作发表的十余篇学术论文。书中融入了鄢社锋在西北工业大学攻读博士学位(指导教师为马远良院士)、在中国科学院声学研究所从事博士后研究(合作导师为侯朝焕院士)以及在挪威科技大学(Norges Teknisk-Naturvitenskapelige Universitet)从事博士后研究期间的大部分研究成果。

本书涉及的大部分研究工作是在西北工业大学声学工程研究所长期科研积累的基础上完成的,在此对学校有关部门、有关老师和同学深表感谢。

本书在写作过程中,得到了中国科学院声学研究所侯朝焕院士的支持与鼓励,他对本书的初稿提出了部分修改意见,在此表示感谢。本书涉及的研究工作受到了国家自然科学基金(No. 60602055)的资助,另一项国家自然科学基金还直接资助了本书的出版。

本书可供从事声呐、雷达、无线通信等信号处理专业的科学研究和工程技术人员学习参考,也可作为高等院校相关专业本科、研究生及教师的参考书。

限于著者的水平与经验,书中难免存在一些疏漏,恳请读者批评指正。

鄢社锋

2008 年 5 月

目 录

序言	
前言	
第 1 章 绪论	1
1.1 阵列信号处理应用范围	1
1.2 研究历史与现状	2
1.2.1 阵增益与稳健性	3
1.2.2 波束图优化设计	5
1.2.3 恒定主瓣响应波束设计	8
1.2.4 波束形成器的实现	9
1.2.5 目标方位估计	12
1.3 本书的结构	13
第 2 章 基本知识介绍	15
2.1 引言	15
2.2 数学模型	16
2.2.1 基阵	16
2.2.2 信号模型	16
2.2.3 噪声场模型	18
2.2.4 基阵接收数据模型	19
2.2.5 快拍数据模型	20
2.3 波束形成	23
2.3.1 波束形成表达形式	23
2.3.2 窄带波束形成及其性能参数	26
2.4 常见的波束形成器	33
2.4.1 常规波束形成器	33
2.4.2 MVDR 波束形成器	35
2.4.3 MVDR 波束形成器的稳健性	41
2.5 本章小结	47
第 3 章 稳健自适应波束形成	48
3.1 引言	48
3.2 样本协方差矩阵求逆法	49

3.3	对角加载法	53
3.4	加权向量范数约束法	62
3.4.1	加权向量范数约束与对角加载波束形成器的关系	62
3.4.2	范数约束波束形成器的二阶锥规划求解方法	64
3.4.3	范数约束波束形成器对角加载量求解法	64
3.5	最差性能最佳化法	70
3.6	协方差矩阵拟和法	72
3.7	双约束法	79
3.7.1	算法描述	79
3.7.2	尽可能小的椭圆不确定集	82
3.7.3	算例	82
3.8	各种波束形成方法性能比较	87
3.9	本章小结	92
第4章	旁瓣控制波束形成	94
4.1	引言	94
4.2	窗函数加权法	95
4.2.1	几种重要的窗函数	95
4.2.2	波束指向调整	99
4.3	凹槽噪声法	100
4.4	零点展宽技术	106
4.4.1	干扰方位扩展法	106
4.4.2	频带扩展法	108
4.4.3	协方差矩阵锥化法	109
4.5	最低旁瓣波束形成器	112
4.5.1	最低旁瓣波束设计	112
4.5.2	稳健最低旁瓣波束设计	116
4.6	旁瓣控制高增益波束形成器	118
4.6.1	低旁瓣自适应波束设计	118
4.6.2	旁瓣控制高增益波束设计	119
4.6.3	稳健旁瓣控制波束设计	121
4.7	抗阵列流形误差的稳健低旁瓣波束形成	125
4.7.1	问题描述	125
4.7.2	L_2 范数准则	126
4.7.3	L_1 范数准则	127
4.7.4	最差旁瓣下界	128

4.8 本章小结	133
第 5 章 波束图综合	135
5.1 引言	135
5.2 最小误差逼近法	136
5.2.1 问题描述	136
5.2.2 最小均方准则法	137
5.2.3 最小误差范数法	140
5.3 期望主瓣响应波束设计	142
5.3.1 问题描述	142
5.3.2 旁瓣控制主瓣最小误差逼近	143
5.3.3 主瓣精度约束最低旁瓣波束设计	144
5.3.4 窄带波束优化统一形式	146
5.4 恒定主瓣响应波束设计	148
5.4.1 宽带波束图	148
5.4.2 恒定主瓣响应波束图	149
5.5 期望主瓣幅度响应波束设计	154
5.5.1 问题描述	154
5.5.2 相位迭代法	154
5.5.3 分解迭代法	155
5.5.4 设计实例	158
5.6 本章小结	161
第 6 章 宽带波束形成器的实现	163
6.1 引言	163
6.2 频域 DFT 波束形成器	164
6.2.1 DFT 波束形成	164
6.2.2 另一种解释	167
6.2.3 分析与讨论	168
6.3 时域 FIR 波束形成器	173
6.4 基于 FFT 的 FIR 波束形成	175
6.5 FIR 波束形成器中的滤波器设计	178
6.5.1 最小加权误差准则	179
6.5.2 约束最小加权误差准则	182
6.6 FIR 波束形成器分步设计法	186
6.6.1 设计原理	186
6.6.2 时域宽带常规波束形成	188

6.6.3	恒定主瓣响应 FIR 波束形成器	191
6.6.4	旁瓣控制高增益 FIR 波束形成器	193
6.7	本章小结	194
第 7 章	宽带波束优化	196
7.1	引言	196
7.2	最小合成误差全局优化恒定主瓣响应 FIR 波束形成	197
7.2.1	分步设计法的局限性	197
7.2.2	FIR 宽带波束响应	198
7.2.3	恒定主瓣响应 FIR 波束形成器	200
7.3	宽带自适应 FIR 波束形成	206
7.3.1	数据协方差矩阵	206
7.3.2	自适应 FIR 波束形成器设计	208
7.3.3	旁瓣控制自适应 FIR 波束设计	211
7.4	最小差异恒定主瓣响应 FIR 波束形成	217
7.4.1	最小合成误差全局优化法的局限性	217
7.4.2	最小差异设计法	217
7.4.3	宽带 FIR 波束优化统一形式	226
7.5	几种宽带 FIR 波束设计方法比较	228
7.6	本章小结	228
第 8 章	目标方位估计	230
8.1	引言	230
8.2	窄带阵元域 MUSIC 方位估计	231
8.3	窄带矩阵空域预滤波方位估计	235
8.3.1	矩阵空域滤波原理	235
8.3.2	矩阵空域滤波器设计	236
8.3.3	空域预滤波 DOA 估计	238
8.3.4	方位估计步骤	239
8.4	窄带波束域方位估计	244
8.4.1	波束域方法	244
8.4.2	方位估计步骤	245
8.5	宽带非相干方位估计	248
8.6	宽带相干信号子空间方位估计	253
8.6.1	相干信号协方差矩阵的奇异性	253
8.6.2	相干子空间方位估计算法	254
8.6.3	相干子空间方位估计步骤	256

8.6.4 相干信号源方位估计的 Cramer-Rao 下界	257
8.7 宽带波束域方位估计	261
8.7.1 波束域方位估计方法简介	261
8.7.2 频域处理实现步骤	262
8.7.3 时域处理实现步骤	264
8.8 本章小结	271
参考文献	274
附录	287
A 二阶锥规划方法	287
A.1 二阶锥规划简介	287
A.2 二阶锥规划求解软件 SeDuMi	288
B 部分主要的符号说明	290
B.1 变量符号	290
B.2 部分算术符号	297
C 设计实例目录	298

第 1 章 绪 论

1.1 阵列信号处理应用范围

阵列信号处理在雷达、声呐、无线通信、医学成像、地质勘探、射电天文学等多种领域具有广泛的应用。

雷达是阵列处理最早的应用领域。雷达在军用与民用方面都具有较多应用,大多数雷达是主动系统,天线阵既用来发射信号也用于接收信号。相控阵天线的概念早在第一次世界大战期间就已经形成^[1],在第二次世界大战中得到了实际应用,如美国海军的火控雷达系统^[2]与高分辨导航雷达^[3]。Skolnik^[4]对雷达相控阵的应用有详细的描述,其他有关文献^[5,6]对雷达系统不同方面应用进行了论述。Gini 等人列出了截至 2000 年关于雷达信号处理方面的近 700 篇文献^[7]。

声呐系统也广泛应用阵列处理。Baggeroer^[8]、Knight^[9]与 Owsley^[10]都对声呐系统中的阵列处理有详细的论述。主动声呐在水中发射声波并接收处理回波,其原理与雷达有很多相似之处。不同的是,声波在水中的传播比电磁波在大气中的传播更复杂,传播特性对声呐系统设计有较大的影响。Urick 的著作^[11]是有关讨论水下声波传播的重要文献。被动声呐系统主要是被动接收声波信号,然后估计声场的时空特性。被动声呐的一个重要的应用是对潜艇进行检测与跟踪。有关声呐系统与声呐信号处理方面的描述可以参阅有关文献^[12-14]。

天线阵列也被用于无线通信系统^[15]。最早在 20 世纪 30 年代就被用于横跨大西洋进行短波通信^[16]。现在,天线阵列还用于卫星通信及无线手机通信^[17-21]。例如“智能天线”就是指无线系统中使用的自适应阵。

阵列处理还被用于医学成像^[22-24],地质勘探^[25-27]、射电天文学^[28-33]、麦克风阵列处理^[34-37]等多种领域。

从 20 世纪 60 年代以来,阵列信号处理领域已经在 IEEE 系列期刊出版了数次专辑(如 *IEEE Trans Antennas Propagat*^[38-40]、*IEEE J Oceanic Eng*^[41]与 *Proc IEEE*^[42])与综述^[43-49]。大量的关于阵列信号处理的研究论文除了发表在这里提到的几种期刊之外,比较多的还发表在 *IEEE Trans Signal Processing*、*IEEE Trans Aerosp Electron Syst*、*J Acoust Soc Am* 等期刊上。迄今,国外已经出版了阵列信号处理方面的重要专著^[50-60],国内也有部分相关著作^[61-64]出版。

1.2 研究历史与现状

波束形成 (beamforming) 是阵列信号处理的一个非常重要的任务,其主要功能包括:形成基阵接收系统的方向性;进行空域滤波,抑制空间干扰与环境噪声,提高信噪比;估计信号到达方向,进行多目标分辨;为信号源定位创造条件;为目标识别提供信息等。通过波束形成处理,实现对目标的检测与定位。

波束形成的处理过程为:采用空间分布的传感器阵列采集场(声场、电磁场等)数据,然后对所采集的阵列数据进行线性加权组合处理得到一个标量波束输出,该处理器称为波束形成器。

根据所处理的数据的频带宽度进行划分,波束形成器可分为窄带波束形成器与宽带波束形成器。在窄带波束形成器中,各阵元数据进行加权求和得到输出。通过设计合适的加权值,可以有选择性地增强来自某一指定方向的信号,抑制其他方向到达的信号(称为干扰与噪声),提高输出信噪比。这与时域处理中通过设计有限冲激响应 (finite impulse response, FIR) 滤波器系数,有选择性地使某些频率成分通过,抑制其他频率成分这一处理过程非常相似。因此,波束形成器也被称作空域滤波器^[45]。宽带波束形成器以窄带波束形成器为基础,窄带波束形成器可以看作是宽带波束形成器的特例。鄢社锋等最近对宽带波束形成器的设计与实现进行了综述^[65]。

传感器阵列的空域滤波性能由其结构形状、阵元数目及处理算法等因素决定。阵列的结构形状往往受其安装的空间环境所限制,阵元数目受信号场空间相关半径与设备成本的限制,因此提高阵列性能的一种较好的途径是改进阵列处理算法,即根据不同的需求与应用背景设计高性能的波束形成器。

加权值决定了波束形成器的空间滤波特性,波束形成器根据其加权值的选择可以分为数据独立波束形成器与统计最优波束形成器两种。数据独立波束形成器的加权值是固定的,不随接收数据的变化而变化,对接收数据提供固定的响应,包括常规(时延求和)波束形成器与部分旁瓣控制波束形成器(如 Chebyshev 波束形成器^[66]等)。统计最优波束形成器基于接收数据的统计特性对加权值进行优化。例如多旁瓣抵消器 (multiple sidelobe canceller, MSC)^[67],最大信噪比法波束形成器^[68],线性约束最小方差 (linearly constrained minimum variance, LCMV) 波束形成器^[69]等都属于统计最优波束形成器。阵列数据的统计性有时是未知的,甚至可能随时间发生变化,就需要采用自适应算法获得统计优化波束形成器的加权向量。Marr 列出了 1986 年以前关于自适应天线阵列的部分文献^[44]。当阵元数目很大时,为了减小计算量,就会采用部分自适应算法,而其代价是损失一部分的最优性能。

波束形成器性能的优劣与否,可以从如下几个重要性能指标来考察:阵增益、稳健性、旁瓣级、主瓣宽度、主瓣响应、频率响应等。低旁瓣可以有效抑制来自旁瓣区域的干扰,降低目标检测的虚警概率;窄的主瓣宽度可以提高目标方位分辨能力;高的阵增益提高系统对弱目标的检测能力;高的稳健性使波束形成的性能受各种失配的影响减小。波束优化设计就是致力于使波束形成器的这些性能最优。

波束形成器的这几个性能之间不是独立的,而是相互关联的,波束优化设计就是在这些互相冲突的性能之间寻找最佳的折中,设计出满足需要的、综合性能最优的波束形成器。文献中的波束优化设计方法就是对这几个性能指标中的一个或多个指标进行优化或折中。例如,Dolph于1946年提出了在波束主瓣宽度与旁瓣级之间寻优的Dolph-Chebyshev波束设计方法^[66]。Capon于1969年提出了使理想阵增益最高的最小方差无失真响应(minimum variance distortionless response, MVDR)波束形成器^[70],后人也称为Capon波束形成器。Cox等人于1987年提出稳健自适应波束处理方法^[71],提高基阵波束形成器对基阵误差的稳健性。这些是波束形成器优化设计方面的几个具有里程碑意义的重要文献,其他的文献大多以它们作为研究基础,对波束形成器的性能进行改进。

下面分别从几个方面回顾波束形成器优化设计的历史与现状。

1.2.1 阵增益与稳健性

常规波束形成对各通道数据通过简单的延迟求和达到空间滤波的效果,它具有最好的稳健性。但由于它受到基阵孔径大小的限制,空间处理增益有限,空间分辨率较低。Capon波束形成器在保证对感兴趣方位的信号无失真输出的条件下,使基阵输出功率最小,最大限度地提高输出信噪比,或者说最大限度地提高阵增益。该波束形成器具有较好的方位分辨力与较强的干扰抑制能力。

但是Capon波束形成方法是建立在阵列对期望信号的响应精确已知的假想基础上的,它对基阵的误差比较敏感。要获得较高的性能,需要精确知道期望信号响应向量(称为导向向量)与噪声(包括干扰)协方差矩阵。

在实际场景中,导向向量与噪声协方差矩阵都存在误差,造成Capon波束形成器的性能下降严重。

首先,阵列对期望信号的假想响应与真实响应失配。造成这种失配的原因有:观察方向误差^[72-75],阵形标定误差^[76],未知波前扭曲与信号衰减^[77-80],近场模型失配^[81],局部散射^[82-85],环境非平稳造成信号和噪声幅度与相位起伏^[86]等等。传统的自适应阵算法对这些类型的轻微失配会特别敏感,因为这些情况下,所施加的无失真约束条件并不是恰好针对实际期望信号,自适应波束形成器会把实际期望信号误作为干扰而形成零陷^[87],导致信号自消现象。Capon波束形成器相比于标准波束形成器性能就会下降^[88,89]。

其次,噪声协方差矩阵一般是未知的,往往采用自适应方法估计的数据协方差矩阵来代替。一方面,采用有限样本估计的数据协方差矩阵与真实数据协方差矩阵间存在误差,训练样本越少,误差越大;另一方面,传统的自适应波束形成方法假设在训练数据中不包括期望信号成分^[68,90]。虽然在某些情况下(如雷达与主动声呐应用中)这种假设是可能的,但是在更多情况下,观察数据中一般含有期望信号成分,例如,被动声呐、无线通信、麦克风阵列与天文学等应用。

在训练数据中不包括期望信号成分时,自适应波束形成算法对导向向量误差与较少训练样本还具有一定的稳健性^[91,92]。但是当训练数据中包含有期望信号时,传统的自适应波束形成方法就会产生信号自销现象,此时波束性能与收敛速率就会严重下降。即使是导向向量精确已知但训练样本有限时亦是如此。有趣的是,由于训练样本较少产生的协方差矩阵误差对 Capon 波束形成器性能的影响可以看作好像是由于导向向量误差引起的一样^[87]。输入信噪比越高,性能下降程度越剧烈。在高信噪比情况下,即使很小的随机误差都会使基阵增益严重下降,甚至下降到比常规波束形成器还差,高增益与稳健性是一对矛盾。

为了减小 Capon 波束形成器对各种误差失配引起的性能下降,近 30 年来已经出现了大量的方法来提高自适应波束形成器的稳健性。例如,线性约束最小方差波束形成,包括点约束^[69,91]与微分约束^[93-95]等,对信号到达方向的不确定性具有较好的稳健性^[93]。但是这种技术只能适用于观察方向失配情况,对其他类型导向向量失配,如阵形扰动、阵列流形模型误差、波前扭曲、源局部散射等产生的失配并不能提供足够的稳健性。而且它会减少波束形成器的自由度,降低其干扰抑制能力。

能够部分解决任意导向向量失配问题的其他几种方法中,最常用的是二次约束波束形成方法^[71,96,97]与基于特征空间的波束形成方法^[87,98-101]。二次约束方法对权向量的 Euclidean 范数施加一个二次约束。早期由于加权向量范数约束方法难以直接实现,而一般采用样本协方差矩阵对角加载波束形成方法^[50,71,101-105]来实现。这些对角加载方法及其改进方法能够提供信号导向向量失配与样本协方差矩阵误差情况下的稳健波束形成,是一种比较简便易行的方法,得到了广泛的应用。不过,这种对角加载方法的主要缺点是无法根据失配的程度获得优化的对角加载量。基于子空间的方法要求知道噪声协方差矩阵的信息,不仅对导向向量误差敏感,而且对噪声协方差矩阵的不精确性也非常敏感,即使能提高对导向向量的稳健性,仍不能解决其对噪声协方差矩阵的敏感问题,而且在低信噪比的情况或当信号加干扰子空间维数较高时失效,往往需要精确知道信号加噪声子空间的维数。这导致该类方法难以应用于无线通信领域,因为在无线通信中由于信号局部散射的影响导致信号加干扰子空间维数不确定,且相对较高^[82-85]。

最近, Gershman^[106], Li^[107-109], Boyd^[110] 等人分别提出了能够根据导向向量

不确定范围来选取参数的稳健波束形成方法,具有更清晰的理论背景。有趣的是,这几种方法也属于对角加载类算法,与普通的对角加载算法不同的是,它们明确利用了导向向量误差信息,能够根据导向向量误差椭圆不确定集来精确计算对角加载量。其中三种方法^[106,108,110]本质上是相同的,但求解方法各不相同,它们能够统一起来。Kim 等将这一类方法进一步发展^[111],能处理灵活的导向向量与协方差矩阵模型不确定性问题。

本书第3章将具体阐述稳健波束形成问题。

1.2.2 波束图优化设计

在1.2.1节中介绍的优化波束形成方法仅仅是对波束形成器的阵增益与稳健性这两个性能指标进行优化,并没有考虑波束图形状。波束图优化设计包括两个方面研究内容,一个是控制波束旁瓣,另一个是设计波束主瓣响应。近年来这两方面的设计问题越来越受到人们的关注,文献中将这两方面波束图设计问题称作波束图综合(array pattern synthesis)问题。在本书中,将旁瓣控制问题与期望响应波束设计问题分开讨论,书中所说的“波束图综合”主要指期望响应波束设计问题。

首先考虑旁瓣控制波束设计问题。对于固定阵形与噪声场,常规波束形成器的旁瓣都是固定的。当它运用于某些形状的基阵时,旁瓣可能会比较高。对于实际基阵系统,单个传感器可能不是各向同性的,各传感器的灵敏度也不太相同。当换能器安装到基阵架上后,结构遮挡与散射、阵元互耦、预处理通道的不一致性等因素造成各阵元的不一致性更加严重,这些都会使旁瓣进一步升高。另一方面,在统计最优波束形成器中,为了追求高增益而造成波束旁瓣升高,有时会达到难以忍受的程度。由于过高的旁瓣使得系统虚警概率增高,所以旁瓣控制问题成为波束优化的一个重要研究问题。

到目前为止,已经出现了大量的旁瓣控制优化波束形成方法。早期的方法只针对规则形状阵列。最经典的是 Dolph^[66]于1946年提出的 Dolph-Chebyshev 方法,该方法能产生恒定旁瓣级,可以根据给定的旁瓣级或主瓣宽度计算出权向量^[112]。对于半波长间隔均匀线列阵,Dolph-Chebyshev 方法在给定主瓣宽度的条件下能获得最低的旁瓣级,或者在给定旁瓣级的条件下能够得到最小的主瓣宽度。Riblet 将 Dolph 的方法进一步推广,称为 Riblet-Chebyshev 方法^[112]。对于半波长间隔均匀线列阵,两方法相同;但当阵元间隔小于半波长且阵元数为不小于7的奇数时,Riblet-Chebyshev 法能获得更窄的主瓣。不幸的是这两种 Chebyshev 方法只适用于由各向同性阵元组成的均匀线列阵,对其他阵形或阵元非各向同性时无能为力。Taylor 提出了适用于连续线阵^[113]和圆面阵^[114]的旁瓣约束方法,该方法约束最大旁瓣高度,并获得远离主瓣方向逐渐下降的旁瓣。Elliott 对 Taylor 方法进行了改进^[115],使旁瓣高度能个别指定。Villeneuve 将 Taylor 方法运用于离散

线列阵^[116]。Hansen^[117]对这一类旁瓣控制波束图设计方法进行了总结。但是,所有这些方法都只能适用于特定形状的基阵,且要求各阵元是各向同性的。对于其他的任意几何形状阵形、阵元本身具有指向性、或组成基阵的各阵元灵敏度存在差异时,就不能够获得理想的期望旁瓣。

基于自适应阵原理的旁瓣控制方法可以适用于任意结构的基阵。在存在干扰的情况下,自适应波束形成器能够在干扰方向自动形成一个“凹槽”。基于该原理,马远良于1984年提出了适用于任意结构形状传感器阵方向图的最佳化方法——“凹槽噪声场法”^[118]。他通过在旁瓣区域人为放置若干虚拟干扰源,获得了主瓣宽度约束下最低旁瓣级加权向量的数值解。基于同样的原理,Olen等人于1990年提出了静态波束图的数字综合方法^[119],该方法对旁瓣区域内噪声源的自适应调整做了进一步的讨论。基于Olen方法,通过反复迭代过程,可以获得给定主瓣宽度条件下的最低均匀旁瓣级^[120],相当于将Chebyshev方法推广到任意形状阵列。吴仁彪等通过引入实测阵列流形,提出了阵列流形严重畸变情况下的波束旁瓣控制方法^[121,122]。该方法能够使设计波束受到的基阵结构散射、遮挡、阵元互耦、通道不一致性等不良影响得到最大限度的消除。该方法已经成功地应用于体积阵优化设计。不过,这一类方法的主要缺点是,由于它们是采用自适应或迭代方法实现,并不能保证完全收敛,不能保证旁瓣得到严格控制,误差比较大。而且Olen方法在迭代过程中对主瓣宽度没有约束,容易造成主瓣较快增宽。换言之,在给定旁瓣级的条件下并不能保证获得最窄的主瓣。

除了波束旁瓣控制之外,期望响应设计是波束图设计问题的另一个研究方向。二次规划方法^[123-129]是适用于任意结构基阵的期望响应波束设计方法,其原理就是使设计的波束与期望波束的均方误差(或 L_2 范数)最小。如果通过选择一定的期望波束(例如让波束观察方向期望响应为1,旁瓣期望响应为0),该方法也可以达到控制旁瓣的目的。朱维杰等人利用时空域处理类比关系,将Widrow与Stearns提出的期望响应FIR滤波器最小均方准则(LMS)自适应设计法^[52]运用于波束形成器设计,使设计波束响应按最小均方准则逼近于期望波束响应^[130],它也可视作一种二次规划法。但是由于自适应算法中迭代步长难以选择,并不能保证完全收敛,导致设计结果存在一定的误差。事实上,期望响应波束最小均方逼近问题具有最小二乘解析解(见本书5.2.2节),二次规划方法的设计精度至多逼近于该解析解。二次规划方法的一个主要缺点是,它们只使用了误差的 L_2 范数逼近准则,相当于使设计波束在全方位(包括主瓣区域与旁瓣区域)同时逼近于期望波束,而我们真正感兴趣的只是波束主瓣区域,这些方法相当于在旁瓣区域增加了多余的等式约束,必然造成设计波束与参考波束主瓣区域拟合误差增大。Er提出的方法^[131,132]在设计期望响应主瓣的同时,控制波束均方旁瓣级。事实上,对于旁瓣区域,我们往往更希望控制最高旁瓣峰,即控制旁瓣与零电平之间的最大误差(L_∞

范数),这是二次规划方法无法实现的。因此,很有必要研究混合范数逼近优化波束设计方法,例如,在主瓣区域采用最小均方逼近准则,在旁瓣区域采用 L_∞ 范数准则。

在以上提到的所有波束图优化设计(包括旁瓣控制与期望响应波束设计)方法中,都仅仅是对波束主瓣或旁瓣进行优化,既没有考虑波束形成器的稳健性,也没有考虑由于旁瓣控制而对阵增益产生的副作用,这使得这些方法在使用时存在很多缺陷。因为波束的这几个指标之间是相互关联的,单纯地优化其中一两个指标时,其他性能往往会变差。因此非常有必要同时考虑波束形成方法对旁瓣级、稳健性与阵增益等多方面的影响,能在它们之间进行合理综合折中。

自从 Boyd 等人^[133]引入凸优化(convex optimization^[134])算法之后,出现一类灵活的波束图设计方法。鄢社锋等人借鉴凸优化算法的强大功能,运用新近发展起来的一类凸优化方法——二阶锥规划(second-order cone programming, SOCP)方法进行优化波束设计,提出了一整套兼顾多个性能指标的波束形成器优化设计方法,包括稳健低旁瓣高增益波束设计^[135,136]与稳健低旁瓣期望主瓣响应波束设计^[137,138]等。对于前者,采用 Minimax 准则(亦称 Chebyshev 准则)控制波束旁瓣,其实是将前文提到的 Chebyshev 波束设计方法^[66,112]推广到任意阵形,且能考虑阵元方向性,更重要的是该方法能够通过对加权向量范数施加约束来提高波束形成器的稳健性。对于后者,采用混合范数准则,让主瓣响应与旁瓣按不同的准则逼近期望值(让误差 L_2 或 L_∞ 范数最小),能满足多样化的设计需求,且能提高波束稳健性。

在某些应用中,例如发射波束设计问题中,只需考虑波束幅度响应,对波束相位响应并不作要求,这种问题称为期望幅度响应波束设计问题。对于该设计问题,期望响应(包括幅度响应与相位响应)波束只是它的一个次优解。如果不考虑相位响应,期望幅度响应波束形成器应该能获得更高的主瓣幅度逼近精度。Wang^[139]与 Shi^[140]分别采用半定规划(semidefinite programming)迭代的方法与最小均方迭代方法来设计期望幅度响应波束。后者的方法由于在每次迭代中采用最小均方准则,同样存在前面所述的旁瓣冗余等式约束问题;前者的方法通过适当改进,仅对主瓣进行幅度逼近,对旁瓣进行单独控制,可以使主瓣幅度逼近精度更高^[141]。

以上这些波束图优化设计方法都是假设基阵阵列流形是已知的。实际上,我们一般无法知道精确的阵列流形向量,只能知道它大概处于某个范围内。当阵列流形向量存在误差时,采用理想方法设计出来的波束图就会出现畸变,一般会使得波束旁瓣升高。对加权向量范数进行约束可以提高波束形成器的稳健性,但其主要缺点是无法根据阵列流形的不确定范围来计算最优的加权向量范数约束值。鄢社锋等最近提出了抗阵列流形误差的旁瓣控制波束设计方法^[142]。

本书第4章将具体阐述旁瓣控制波束设计问题,期望响应波束设计问题将在

第 5 章中阐述。

1.2.3 恒定主瓣响应波束设计

前面介绍了窄带波束优化设计的问题。很多情况下,宽带波束形成器在频域实现,通过傅里叶(Fourier)变换将数据从时域转换到频域的多个子带,每个子带满足窄带条件,于是前面提到的窄带波束设计方法可以直接使用。

在子带波束设计问题中,恒定主瓣响应波束形成器是研究得比较多的一种波束设计问题。这种波束形成器的一个重要特性是保证从主瓣区域入射信号的波束输出频谱不发生畸变。

对于常规波束形成器,其波束主瓣宽度随频率降低而增宽。此时只有当信号源从波束所指方向(主轴)入射时,才能保证信号通过波束形成器后,输出频谱保持不变;否则,若信号从主瓣其他方向入射,信号频谱就会发生畸变,好像进行了低通滤波一样。而如果使用主瓣响应不随频率发生变化的波束形成器,即恒定主瓣响应波束形成器,只要信号从主瓣扇面区域入射,就能保证工作频带内的频谱不发生畸变。

这种波束形成器早期的设计采用组合阵法^[143],在一个倍频程工作频带的低频与高频分别设计一个子阵列,低频子阵尺寸是高频尺寸的两倍,即它们的相对孔径相同,从而两子阵在各自的频率点具有相同的波束图。频带内其他频率点的波束采用两子阵线性组合得到,使该工作频带内波束宽度近似恒定。Wang 等人的方法^[144]中使用的平面阵也是采用这种扩张式的多子阵结构。这种方法明显的缺点是要求阵形严格满足扩展结构,基阵尺寸较大,需要阵元数目多。同样根据波束响应、频率与孔径的关系,Ward 等人推导了连续阵在实现波束响应恒定时的加权值同其位置与频率的关系,并用离散阵列近似该连续阵^[145],离散阵列具有在频带内近似不变的波束响应。但该方法对阵元位置有一定的要求,难以适用任意形状基阵。为解决组合阵法^[143]需要设计不同子阵的缺点,智婉君与李志舜提出了采用空间重采样的方法构建空间虚拟子阵的设计方法^[146],减少了实际需要的阵元数目,但该方法只适用于均匀线列阵。基于类似的思想,朱维杰与孙进才提出了直接对阵列接收数据进行重采样,构造空间虚拟阵数据的设计方法^[147]。杨益新与孙超提出了一种适用于任意几何形状阵列的恒定响应波束加权向量设计方法^[148],并运用湖试数据进行了检验^[149]。其原理是将基阵的响应向量采用贝塞尔(Bessel)级数近似表示,建立基阵在各子带频率与参考频率处的响应向量之间的近似解析关系,进而根据参考频率加权向量计算设计频率的加权向量,使该频率设计的波束图逼近于参考波束。该方法的主要缺点是由于采用 Bessel 级数近似需要较高的阶次,导致要求阵元数目较多。Parra 提出的基于球谐波的方法^[150]对阵元位置没有要求,对阵元数目也没有限制。但是,以上这些方法^[143-150]对基阵的一

个共同假设就是所有阵元没有方向性,各阵元灵敏度完全相同。这一理想假设导致这些方法在实际应用中误差增大,性能下降。

为了使恒定响应波束形成器适用于任意几何形状阵列且能够考虑阵元方向性,可以采用一些数值方法。这些方法的设计步骤一般是,首先选择一个期望响应波束,然后采用前面提到的期望响应波束设计方法来设计其他子带的波束,使各子带波束响应逼近于期望波束。

值得说明的是,有些文献^[138,143,144,146,148,149]将具有频率不变响应的波束形成器称为“恒定束宽”波束形成器。“恒定束宽”,顾名思义,就是波束的主瓣宽度不随频率发生变化。由于波束主瓣响应包括幅度响应与相位响应,仅用波束宽度并不能完全表述波束主瓣特性,容易造成误解。为了与幅度响应(不考虑相位)波束设计问题^[139,140]区分,本书中将这一类波束形成器称为“恒定主瓣响应”波束形成器。

恒定主瓣响应波束形成器设计问题将在第5章进行阐述。

1.2.4 波束形成器的实现

波束形成器的实现包括频域实现与时域实现两种方式。

对于窄带波束形成器,频域实现就是直接将窄带阵列快拍数据进行复数加权求和得到波束输出,但要求阵列快拍数据也是复数形式。如果阵列数据为实数模型,则需要将数据在基带进行正交解调,然后对两个正交分量分别与加权向量的实部与虚部进行加权求和^[59,p.36]。时域实现就是直接对各阵元数据进行时延加权求和。由于窄带数据时延等效为相移,所以也可以采用相移加权求和来实现。张燕武与马远良提出了一种采用 FIR 滤波器实现的实数阵列数据相移波束形成方法^[151]。马远良等人接着又提出用 FIR 滤波器实现高精度数字时延的方法^[152],与前者相结合说明 FIR 滤波器完全具备实现窄带和宽带波束形成器所需的相位、幅度加权和时延调节功能。

由于宽带信号可以获得远比窄带信号更为丰富的目标信息,有利于目标检测,所以很多阵列信号处理系统都采用宽带处理^[153]。对于宽带波束形成,频域处理方法为:首先采用离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)将阵列数据分解为若干子带,每个子带满足窄带条件,然后针对每个子带进行窄带波束形成,最后对各子带输出进行逆傅里叶变换得到宽带波束输出时间序列。这种频域处理器称为 DFT 波束形成器。时域处理方法为:首先将每个阵元数据进行适当的时延,然后分别通过一个对应的 FIR 滤波器,再将每个滤波器输出相加,即得到宽带波束输出序列。这种时域处理器称为 FIR 波束形成器。这些 FIR 滤波器的系数决定了波束形成器的空、频响应特性。DFT 波束形成是分块处理, FIR 波束形成是实时处理。

频域实现方法比较直观,但是由于是分块处理,不具有实时性。而且 DFT 处

理相当于在频域进行了加窗处理,使得变换到时域时数据块前后部分存在误差。将各块波束输出时域数据组合成连续信号后出现块间“缝合”不流畅,相当于引入了周期性干扰。如果对数据采用重叠分段处理,这种误差可以减小。时域波束形成是实时连续处理,它可以解决波束输出不连贯的问题。

时域 FIR 宽带波束形成器设计就是设计对应于各阵元的 FIR 滤波器。Frost 于 1972 年提出的线性约束自适应波束形成方法是早期的比较著名的 FIR 波束形成法^[69]。他采用约束最小均方方法使 FIR 波束形成器对已知方向的期望信号产生响应,最大限度抑制噪声,该方法相当于将 Capon 波束形成器向宽带扩展。但该方法要求期望信号到达各 FIR 滤波器第 1 节拍时是同相位的,例如,让线阵舷侧方向刚好对准期望信号方向。如果相位不相同,则各通道需要先进行预延迟实现同相。由于该延迟往往不是采样周期的整数倍,不能采用整数节拍延迟,一般采用复杂的机械或电子预扫描来实现。Griffiths 与 Jim 将 Widrow 等人提出的自适应噪声对消方法^[154]应用于线性约束自适应波束形成,提出了广义旁瓣对消波束形成结构^[91]。该方法同样假设期望信号到达各 FIR 滤波器第 1 节拍是同相位的,并指出当预延迟存在误差时造成波束形成器性能下降,高信噪比时尤其严重。这类似于 Capon 波束形成器在存在导向向量误差时性能下降。

Compton 研究了自适应阵中 FIR 处理器与 DFT 处理器之间的关系^[155],他指出当 FIR 处理器中的节拍数与 DFT 处理器中样本长度相等时它们能获得相同的输出信噪比。Godara 推导了 FIR 处理器中各阵元对应的滤波器系数与 DFT 处理器中该阵元各子带加权值之间的关系^[156],他指出若 FIR 处理器中的节拍数与 DFT 处理器中样本长度相等,两个处理器输入数据段相同,如果要求两个处理器输出最新时刻数据点相等,则 DFT 处理器中某阵元在各子带的加权值与 FIR 处理器中该阵元对应的 FIR 滤波器系数存在傅里叶变换对关系。于是可以先在频域计算加权向量,然后通过傅里叶变换对关系,由频域加权向量计算 FIR 滤波器的系数,降低计算量。

事实上,在 FIR 波束形成器中,某阵元在某频率的等效加权值为该阵元对应滤波器在该频率的响应。因此,FIR 波束形成器设计问题相当于设计一组频率响应逼近于对应子带波束加权值的 FIR 滤波器。从这种意义上来说,Godara 的方法^[156]中采用逆傅里叶变换方法来设计 FIR 滤波器,其设计性能较差。

张保嵩与马远良提出了将 FIR 波束形成器分解为子带波束设计与 FIR 滤波器设计两部分来实现^[157],本书中将这种分解为两步设计的方法称为“分步设计法”。其设计步骤为:首先设计频域子带波束加权向量,然后设计对应于各阵元的 FIR 滤波器,使滤波器在这些子带中心频率的响应逼近于频域子带复数加权值。该分步设计法相当于将窄带相移波束形成方法^[152]推广到宽带处理。该文献^[157]中的 FIR 滤波器采用的是 Widrow 与 Stearns 提出的期望响应 FIR 滤波器 LMS

模型参考自适应设计法^[52, p. 221-225]。基于同样的原理,杨益新等人将 LMS 自适应设计法中迭代步长的选取进行了适当优化^[158],并用改进的 FIR 滤波器设计法与旁瓣控制波束设计法^[119]相结合,设计出时域宽带低旁瓣波束形成器^[159, 160]。郭祺丽等人只设计较稀疏子带的加权向量,然后采用内插技术拟合出较密的子带加权向量,再采用同样的方法设计 FIR 滤波器^[161],以降低设计精度为代价减少了计算时间。但是,由于该期望响应 FIR 滤波器设计采用自适应或迭代方法实现,并不能保证完全收敛,造成误差较大。

事实上,期望响应 FIR 滤波器设计与期望响应波束设计问题比较相似,可以通过构造不同的设计准则与选择合适的求解计算技术来实现。目前已经有很多 FIR 滤波器优化设计方法,包括单一范数逼近法,如最小均方逼近^[162]准则与 Chebyshev 逼近^[163, 164]准则,以及混合范数逼近法,如峰值约束最小均方准则^[165];等起伏通带与峰值约束最小均方阻带准则^[166];通带 Chebyshev、阻带最小均方准则^[167];通带(或阻带)均方误差约束的阻带(或通带)最小均方准则^[168],等等。鄢社锋与马远良提出了一种通用的 FIR 滤波器优化设计方法^[169],将以上提到的各种优化准则设计方法全部纳入一个通用框架体系,采用二阶锥规划方法求解,设计精度高。并将该 FIR 滤波器设计与波束优化设计相结合,提高了 FIR 波束形成器“分步设计法”的精度^[137, 138]。

分步设计法设计简便,计算量小,虽然采用二阶锥规划法在两个步骤都能获得单独设计问题的最优解,但不能保证最终综合的结果是全局最优的。例如, FIR 滤波器阻带衰减量难以确定;在阻带与过渡带的波束旁瓣难以控制; FIR 滤波器不可避免的设计误差(虽然该误差可能很小)导致 FIR 波束形成器的旁瓣升高,自适应方法中干扰方向的凹槽深度变浅等。鉴于此,鄢社锋等人提出了一种恒定主瓣响应 FIR 波束形成器^[170],其设计思想是:将 FIR 波束形成器的宽带波束响应表达成滤波器系数的函数,构造优化问题,直接针对优化问题求解对应于所有通道的滤波器系数,可以获得满足约束条件下的全局最优解。该方法能够严格控制 FIR 波束形成器的旁瓣,还能够控制过渡带与阻带区域的波束响应幅度(可以称为频域旁瓣)。可见,相对于分步设计法而言,该全局优化法设计精度更高,但计算量也更大^[171]。此外,通过增加滤波器系数范数约束,可以提高 FIR 波束形成器的稳健性。同样的设计理念还被用于设计旁瓣控制 FIR 自适应波束形成器^[172]。

该恒定主瓣响应波束形成器^[170]与前面提到的所有恒定主瓣响应波束设计问题有一个共同点,都是首先选择一个期望波束响应,然后使各子带波束响应逼近于该期望响应,从而使宽带波束具有近似恒定的主瓣响应。但如何选择一个最优的期望响应能使获得的宽带波束具有最高的主瓣逼近精度,是这些方法的一个共同难题。鄢社锋等人提出了基于最小主瓣差异的波束设计方法^[173],该方法不需要预先选择参考波束,仅仅让各频率波束主瓣响应间的误差最小化。该方法的设计

准则更合理,精度也更高。

本书第 6 章具体阐述宽带波束形成器的频域与时域实现方法,第 7 章对宽带波束优化问题进行了深入研究。

1.2.5 目标方位估计

目标方位估计是阵列信号处理的另一个重要研究方向。基于常规波束扫描的测向方法具有固有的局限性,它无法分辨两个在方位上靠得较近的目标,更无法估计它们的方位。对于位于基阵远场的两个点源,仅当它们的夹角大于基阵孔径倒数的時候,它们才能被分辨,这就是瑞利准则。近 30 年来涌现出的各种高分辨方位估计方法,如 MUSIC 算法^[174]、ESPRIT 算法^[175,176]与加权子空间拟合算法^[177,178]等,它们从理论上克服了方位分辨的瑞利准则,获得了超过常规方法的方位分辨能力。但是高分辨方法应用到实际系统中存在一定的困难,主要表现为运算量大,对阵列误差非常敏感^[179-181],分辨信噪比门限较高等。利用预成多波束输出进行方位估计的波束域高分辨方位估计算法可以在一定程度上弥补阵元域高分辨算法在上述几个方面的不足,近 20 年来受到研究人员的广泛关注^[182-186]。

波束域方位估计方法以波束形成器作为预处理器。与之不同的是,矩阵空域滤波器也可以作为方位估计的预处理器。由于矩阵空域滤波器输出具有阵元域数据的性质,比波束形成器更适合于作为预处理器。Vaccaro^[187]等人提出了矩阵滤波方法,用于进行短数据滤波。他先将通带与阻带离散化,再采用凸优化方法求解优化设计问题,设计出矩阵滤波器。Zhu 等人^[188]将矩阵滤波器优化设计问题转化为半无限优化(semi-infinite optimization)^[189]模型求解,并将矩阵滤波器作为空域预处理器用于目标方位估计。该求解方法不需要将通带与阻带离散化,能更好地满足约束要求。不幸的是,该半无限优化方法只能用于均匀线列阵。MacInnes 采用最小均方准则设计出矩阵空域滤波器^[190],该方法计算量较小,但是它无法严格控制阻带衰减量,而且无法约束矩阵滤波器的范数,可能会导致滤波器稳健性较差,影响滤波效果。鄢社锋等人采用二阶锥规划方法进行矩阵空域滤波器优化设计^[191,192],并用于匹配场空间干扰抑制^[193,194]。该方法求解方法规范,适用于任意形状基阵,并且能够约束矩阵空域滤波器的范数,避免滤波后的噪声功率大量增加。将该矩阵滤波器用作预处理器,提高了通带内方位估计性能^[195,196]。

早期的信号子空间处理方法是为窄带信号模型提出的。对于宽带数据,先将其分解为多个窄带分量,再针对各窄带数据进行子空间方位估计,最后对各窄带估计结果进行简单组合得到宽带方位估计,这便是非相干信号子空间(incoherent signal subspace, ISS)方位估计方法^[197,198]。但是,ISS 方法不能够处理相干信号源问题。Wang 与 Kaveh^[199]提出了相干信号子空间(coherent signal subspace, CSS)处理方法来处理相干源问题。该方法先将信号宽带数据分解为多个窄带分

量,通过寻找聚焦矩阵,将各频率分量聚焦到参考频率,从而可以采用窄带子空间处理方法进行方位估计。CSS方法相对于ISS方法具有较低的检测与分辨信噪比门限和较小的方位估计均方根误差。但是,CSS方法设计聚焦矩阵需要在真实目标附近预先估计目标方位,预估计方位偏差影响CSS方法的方位估计性能。

Lee提出了波束域相干信号子空间方法^[200],采用频率不变波束形成技术将阵元域处理转换到波束域处理。他采用最小均方拟合准则构造各窄带波束形成加权矩阵来对宽带数据进行聚焦,而且不需要预先知道宽带信号源的空间分布,不进行预处理就能获得较好的方位估计性能。Ward等将该方法进一步发展到时域处理^[201],通过设计一组FIR滤波器来实现时域频率不变波束形成^[202]。该方法对宽带数据不需要进行窄带分解。但是这两个波束域方法中由于恒定响应波束形成器设计误差较大,目标方位分辨性能还有待改善。鄢社锋等人将设计出的高精度频域与时域恒定主瓣响应宽带波束形成器作为预处理器,研究了宽带波束域相干信号子空间方位估计的频域处理^[203]与时域处理方法^[204,205],提高了方位分辨与估计性能。

本书第8章对目标方位估计方法进行具体阐述。

1.3 本书的结构

本书围绕阵列信号处理中波束优化设计与应用问题进行深入的论述。第2章介绍阵列信号处理的基本数学模型。第3~7章具体阐述波束形成器优化设计方法,其中第3~5章探讨窄带波束形成问题,第6~7章探讨宽带波束形成问题。第8章介绍目标方位估计方法,前面几章介绍的波束形成方法将在这一章得到具体应用。各章具体安排如下:

第2章介绍阵列信号处理的基本数学模型与波束形成的基本知识,具体介绍两种常见的波束形成方法——常规波束形成与MVDR波束形成,指出这两种波束形成方法的缺点,引出波束优化设计的研究内容。

第3章主要介绍稳健自适应波束形成方法,从MVDR波束形成器的稳健性分析入手,介绍5种稳健自适应波束形成方法,并对它们的性能进行比较与分析。

第4章介绍几种旁瓣控制波束形成器设计方法,包括窗函数法、凹槽噪声法、多约束优化法、抗阵列流形误差的低旁瓣波束设计法等。还对有关波束零点、凹槽等特殊的旁瓣设计方法进行介绍。

第5章介绍几种波束图综合法,包括全方位最小误差准则逼近法、期望主瓣响应波束混合范数设计法与期望主瓣幅度响应波束设计法。还将期望主瓣响应波束混合范数设计法用于设计恒定主瓣响应波束形成器。

第6章介绍宽带波束形成器的实现方法,包括频域实现法与时域实现法,具体

介绍频域 DFT 波束形成器与时域 FIR 波束形成器,详细论述 FIR 波束形成器“分步设计法”。

第 7 章介绍几种时域宽带波束形成器优化设计方法,具体包括三种 FIR 波束形成器优化设计方法:恒定主瓣响应 FIR 波束形成器全局优化法、旁瓣控制 FIR 自适应波束形成法及最小差异恒定主瓣响应 FIR 波束形成器优化设计法等。

第 8 章介绍几种高分辨目标方位估计方法,包括窄带方法与宽带方法。窄带方法有:阵元域 MUSIC 方法,矩阵预滤波法,窄带波束域方法。宽带方法有:非相干估计方法、相干信号子空间方法及宽带波束域方位估计方法。前面几章介绍的波束优化设计方法在这一章得到具体应用。

第 2 章 基本知识介绍

2.1 引言

阵列信号处理在声呐、雷达、无线通信、医学成像、地质勘探等多种领域具有广泛的应用。图 2.1 描述了一般的阵列信号处理问题：将若干个传感器布置在空间不同位置，组成传感器阵列采集空间场数据，然后采用阵列信号处理算法对接收的阵列数据进行处理，获得有用信息。阵列信号处理的任务包括从噪声与干扰中检测有用信号，估计信号波形，对接收的信号与噪声场进行时空谱估计，估计信号到达方向，对信号源定位等。

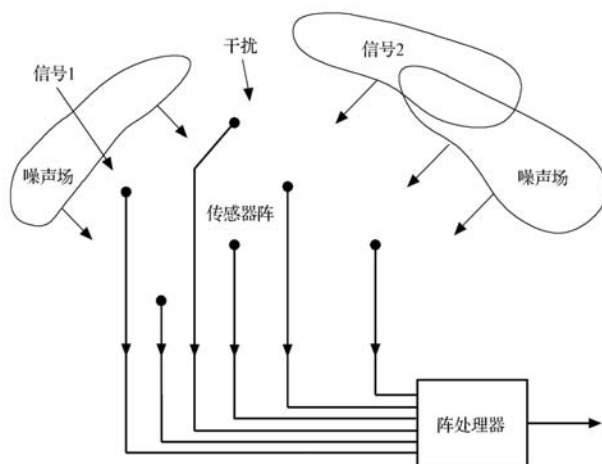


图 2.1 阵列信号处理问题描述

波束形成是阵列信号处理的一个非常重要的任务，其主要功包括：形成基阵接收系统的方向性；进行空域滤波，抑制空间干扰与环境噪声，提高信噪比；估计信号到达方向，进行多目标分辨；为信号源定位创造条件；为目标识别提供信息等。通过波束形成处理，实现对目标的检测与定位。

下面介绍阵列信号处理中的数学模型与波束形成的基础知识。

2.2 数学模型

2.2.1 基阵

基阵的组成结构影响基阵的空间特性,基阵的组成结构包括两部分:阵元排列几何形状与各阵元的方向性。

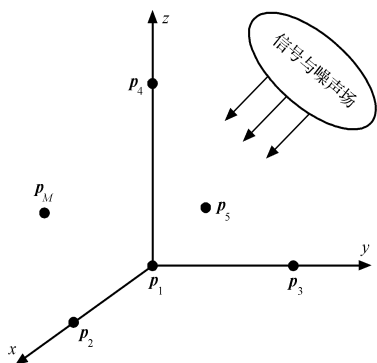


图 2.2 M 元基阵

为该基阵的中心,即

基阵依据阵元排列的几何形状可以分三类:线阵、平面阵与体积阵。线阵与平面阵可以认为是体积阵的特例。图 2.2 显示了一个由 M 个阵元组成的体积阵。选择某一个空间参考点,该参考点可以任意指定,以该空间参考点作为坐标原点,各阵元的位置可以用三维坐标表示,即

$$\mathbf{p}_m = [p_{xm}, p_{ym}, p_{zm}]^T, \quad m = 1, \dots, M \quad (2.1)$$

式中 $(\cdot)^T$ 表示转置。

不失一般性,空间参考点可以假设取

$$\sum_{m=1}^M \mathbf{p}_m = \mathbf{0} \quad (2.2)$$

在理想情况下,一般假设组成基阵的各阵元是各向同性的,且具有相同的接收灵敏度,并认为宽带阵列各阵元在工作频带内接收响应平坦。在实际中,由于生产工艺的限制,每个阵元并不能保证各向同性,各个阵元的接收灵敏度往往存在差异,各阵元接收灵敏度频率响应也并不完全平坦。尤其是当阵元安装在基阵架后,由于基阵架结构遮挡与散射的影响,造成各阵元的灵敏度不一致性更加明显。换言之,实际阵列各阵元灵敏度是方位与频率的函数。

2.2.2 信号模型

入射到基阵的信号分为平面波点源信号与空间分散源信号。为简单起见,本书假设信号为平面波点源信号。

假设一平面波点源信号从球面角 $\theta = (\vartheta, \phi)$ 入射到基阵,其中 ϑ 与 ϕ 分别是 θ 的水平方位角与垂直俯仰角,该三维球坐标系如图 2.3 所示。定义信号传播方向的单位向量可以表示为

$$\mathbf{v}(\theta) = -[\sin\phi\cos\vartheta, \sin\phi\sin\vartheta, \cos\phi]^T \quad (2.3)$$

$$\|\mathbf{a}(\mathbf{k})\|^2 = \mathbf{a}^H(\mathbf{k})\mathbf{a}(\mathbf{k}) = M \quad (2.12)$$

式中 $\|\cdot\|$ 表示 Euclidean 范数, $(\cdot)^H$ 表示复共轭转置。

将式(2.11)代入式(2.10),可得基阵接收信号向量频谱表示为

$$\mathbf{X}_s(\omega) = \mathbf{a}(\mathbf{k})S(\omega) \quad (2.13)$$

其 $M \times M$ 维互谱矩阵可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{ss}(\omega) &= E[\mathbf{X}_s(\omega)\mathbf{X}_s^H(\omega)] \\ &= \mathbf{a}(\mathbf{k})E[S^2(\omega)]\mathbf{a}^H(\mathbf{k}) \end{aligned} \quad (2.14)$$

式中 $E[\cdot]$ 表示求期望。

假设信号功率谱 $S(\omega)$ 表示为

$$S_s(\omega) = E[S^2(\omega)] \quad (2.15)$$

则信号互谱矩阵式(2.14)成为

$$\mathbf{S}_{ss}(\omega) = \mathbf{a}(\mathbf{k})S_s(\omega)\mathbf{a}^H(\mathbf{k}) \quad (2.16)$$

2.2.3 噪声场模型

存在于基阵接收端的不希望有的对基阵阵元的激励称之为噪声。它本身可能是有一定波形的信号(通常称为干扰),也可能是无规律的随机噪声。噪声模型通常有空间白噪声(热噪声)、空间相关噪声(例如各向同性均匀噪声、海面噪声^[206])与平面波干扰噪声等。

假设基阵接收的 $M \times 1$ 维噪声向量为

$$\mathbf{n}(t) = [n_1(t), \dots, n_m(t), \dots, n_M(t)]^T \quad (2.17)$$

式中 $n_m(t)$ 是第 m 号阵元接收的背景噪声。

若 $\mathbf{n}(t)$ 的频谱用 $\mathbf{N}(\omega)$ 表示,则基阵接收噪声的互谱矩阵为

$$\mathbf{S}_n(\omega) = E[\mathbf{N}(\omega)\mathbf{N}^H(\omega)] \quad (2.18)$$

最常见的假设是把噪声看作为一个随机过程,因此噪声模型都是统计意义上的概念。定义归一化噪声互谱矩阵为 $\rho_n(\omega)$,假设噪声功率谱为 $S_n(\omega)$,则噪声互谱矩阵可写成

$$\mathbf{S}_n(\omega) = S_n(\omega)\rho_n(\omega) \quad (2.19)$$

对于空间高斯白噪声,噪声归一化互谱矩阵是单位矩阵。即

$$\rho_n(\omega) = \mathbf{I} \quad (2.20)$$

Cron^[207]描述了几种空间相关噪声场模型,并给出了这几种噪声场的空间相关函数。对于空间均匀噪声场,空间中任意两点间的噪声相关系数为

$$\rho(\omega, d) = \text{sinc}(\omega d/c) = \text{sinc}(2\pi d/\lambda) \quad (2.21)$$

式中 d 为两点间的距离, λ 是信号波长, $\text{sinc}(\cdot) = \sin(\cdot)/(\cdot)$ 。由式(2.21)看出,当 $\frac{d}{\lambda}$ 为 $\frac{1}{2}$ 的整数倍时, $\rho = 0$ 。故阵元的间距为半波长的整数倍时,可以认为各