

阵列信号分析及 matlab 实践

北京研创达科技有限公司

熊春生 曹冲

联系方式：010-62106263

注 1：本公司承接阵列信号测试的软硬件平台设计。

注 2：本书参照电子工业出版社张小飞的《阵列信号处理及 MATLAB 实现》。

目录

一 波束形成 MATLAB 仿真.....	6
1.1 常规波束形成.....	6
1.2 波束形成常用五个准则.....	7
1.2.1 最小均方差 (MMSE)	7
1.2.2 最大信噪比.....	8
1.2.3 线性约束最小方差.....	9
1.2.4 最大信干噪比.....	10
1.2.5 最大似然比.....	11
1.3 自适应波束形成算法.....	12
1.3.1 自适应最小均方 (LMS) 算法.....	12
1.3.2 递归最小二乘(RLS)算法.....	13
1.4 盲自适应波束形成算法.....	14
1.4.1 面向判决算法 (DD-CMA)	14
1.4.2 最小二乘恒模算法 (LS-CMA)	16
1.4.3 递归最小二乘恒模算法 (RLS-CMA)	17
二 DOA 估计 MATLAB 仿真.....	19
2.1 Capon 算法.....	19
2.1.1 常规 Capon 算法.....	19
2.1.2 改进的 Capon 算法.....	20
2.2 MUSIC 算法.....	21
2.2.1 常规 MUSIC 算法.....	21
2.2.2 MUSIC 算法的推广形式.....	22
2.2.3 似然函数 MUSIC 算法.....	23
2.2.4 求根 MUSIC 算法.....	24
2.2.5 MUSIC 算法的 VC 实现.....	25
2.3 最大似然法.....	26
2.3.1 确定性最大似然法.....	26
2.3.2 随机性最大似然法.....	27
2.4 基于特征空间的 DOA 估计.....	27
2.4.1 改进的 MUSIC 算法 (IMUSIC)	27
2.4.2 基于特征空间的 DOA 估计 (ES-DOA)	28
2.4.3 特征空间 DOA 估计 VC 实现.....	29
2.5 子空间拟合算法.....	30
2.5.1 信号子空间拟合 (SSF)	30
2.5.2 最优权的加权子空间拟合算法 (WSF)	31
2.5.3 噪声子空间拟合 (NSF)	32
2.5.4 最优权的加权噪声子空间 (WNF) 算法.....	33

2.6 ESPRIT 算法.....	34
2.6.1 ESPRIT 算法基本模型.....	35
2.6.2 LS-ESPRIT 算法.....	35
2.6.3 TLS-ESPRIT 算法.....	35
2.6.4 ESPRIT 算法的 VC 实现.....	36
2.7 基于四阶累积量的 DOA 估计.....	37
2.7.1 MUSIC-like 算法.....	38
2.8 传播算子 PM.....	39
2.8.1 谱峰搜索 (PM) 算法.....	39
2.8.2 正交化谱峰搜索 (OPM) 算法.....	40
2.8.3 旋转不变 PM 算法.....	41
2.9 基于广义 ESPRIT 算法 DOA 估计.....	41
2.9.1 频谱搜索广义 ESPRIT 算法.....	42
2.9.2 无须搜索的广义 ESPRIT 算法.....	43
2.10 基于压缩感知 DOA 估计.....	44
2.11 相干信源 DOA 估计.....	44
2.11.1 空间平滑算法.....	45
2.11.2 ESPRIT-like 算法.....	47
三 信源数估计算法.....	48
3.1 特征值分解方法.....	48
3.2 信息论方法.....	49
四 二维 DOA 估计.....	51
4.1 L 型阵列中基于改进 ESPRIT 的二维 DOA 估计算法.....	51
4.1.1 ESPRIT 估计算法.....	53
4.1.2 改进 ESPRIT 估计算法.....	55
4.1.3 ESPRIT 算法的 VC 实现.....	57
4.2 L 型阵列中基于 PM 的二维 DOA 估计算法.....	57
4.3 L 型阵列中基于 MUSIC 的二维 DOA 估计算法.....	59
4.3.1 L 型阵列 MUSIC 估计算法.....	59
4.3.2 L 型阵列 MUSIC 算法的 VC 实现.....	60
4.4 面阵中 2D-DOA 估计算法.....	62
4.4.1 二维 MUSIC 算法.....	63
4.4.2 二维 MUSIC 算法的 VC 实现.....	64
4.4.3 二维 Capon 算法.....	65
4.4.4 二维 ESPRIT 算法.....	66
4.4.5 二维 ESPRIT 算法的 VC 实现.....	68
4.4.6 二维 Unitary-ESPRIT 算法.....	68
4.4.7 二维 Unitary-ESPRIT 算法的 VC 实现.....	70
4.5 均匀矩形阵中降维 MUSIC 的 2D-DOA 估计方法.....	70
五 传声器阵列硬件搭建.....	71
5.1 传声器设计.....	72
5.1.1 传声器选型原则分析.....	72
5.1.2 传声器选型及性能检测.....	73
5.2 传声器阵列设计.....	75

5.3 64 通道同步数据采集卡硬件设计.....	77
5.3.1 A/D 采集模块设计.....	77
5.3.2 主控制器模块设计.....	78
5.3.3 数据输出模块设计.....	80
5.3.4 ZYNQ-64CH 硬件检测.....	81
5.3.5 ZYNQ-64CH 性能检测.....	82

阵列信号处理 MATLAB 仿真

为了实现代码可读性高，调用方便，重写性强的特性，建立可重复应用于不同算法的信号生成模型如下：

```
clear all;close all;clc
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%参数设置%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
s.M = 16;                                %阵元数
s.lamda = 1;                             %设置波长
s.d = 1/2*s.lamda;                       %取1/2波长为阵元距
s.SNR = 10;                              %信噪比
s.INR = 10;                              %干扰比
s.Noise = 1;                             %高斯噪声方差
s.SigDOA = [30 45];                      %信号
s.IntDOA = [0 50 70];                    %干扰
s.Theta = -90:1:90;                      %扫描范围
s.L = 200;                               %快拍数/采样数
s.fc = 100;                              %信号频率
s.fs=10000;                              %采样频率
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%生成信号%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
s.SigNum = length(s.SigDOA);              %信号数
s.IntNum = length(s.IntDOA);              %干扰数
s.ds = exp(1j*2*pi*(0:s.SigNum-1)*s.fc/s.fs*(0:s.L-1)); %信号'
s.di = randn(s.IntNum,s.L)+1j*randn(s.IntNum,s.L);    %干扰
s.As = exp(-1j*2*pi*s.d/s.lamda*(0:s.M-1)*sin(s.SigDOA*pi/180)); %信号方向矢量
s.Ai = exp(-1j*2*pi*s.d/s.lamda*(0:s.M-1)*sin(s.IntDOA*pi/180)); %干扰方向矢量
s.Xs = sqrt(10^(s.SNR/10))*s.As*s.ds;      %构造信号
s.Xi = sqrt(10^(s.INR/10))*s.Ai*s.di;      %构造干扰
s.Nos = (randn(s.M,s.L)+1j*randn(s.M,s.L))/sqrt(2); %构造噪声
s.Y = s.Xs+s.Xi+s.Nos;                    %合成阵列接收信号
```

在构造信号时，考虑到工程应用中采样频率、信号频率和快拍的问题，将三者融合到所构造的信号中，方便工程应用。不同算法应用到的信号模型不同，例如，常规波束形成是对不含干扰的信号进行波束形成，构造接收数据就是构造信号加上噪声；最小均方差要求协方差中不含期望信号，构造接收数据就是构造干扰加上噪声。所以此处将信号、干扰和噪声分开构造，方便调用组合。

一 波束形成 MATLAB 仿真

1.1 常规波束形成

常规波束形成适用于单个信号且不含干扰的声源信号波束形成。瑞利准则说明常规波束形成法的故有缺点就是角分辨率低，要提高角分辨率就需要增大阵元间隔或增加阵元个数。

常规波束形成结构体函数：

```
function s = CBF(s)
    s.X = s.Xs+s.Nos;                %构造接收数据
    s.R=s.X*s.X'/s.L;                %协方差处理
    a=exp(-1i*pi*(0:s.M-1)*sin(s.Theta*pi/180)); %扫描
    s.P=a*s.R*a;                     %常规波束形成输出功率

    s.P=diag(abs(s.P));               %提取特征值
    s.P=s.P/max(s.P);                %输出功率归一化
    s.P=20*log10(abs(s.P));
end
```

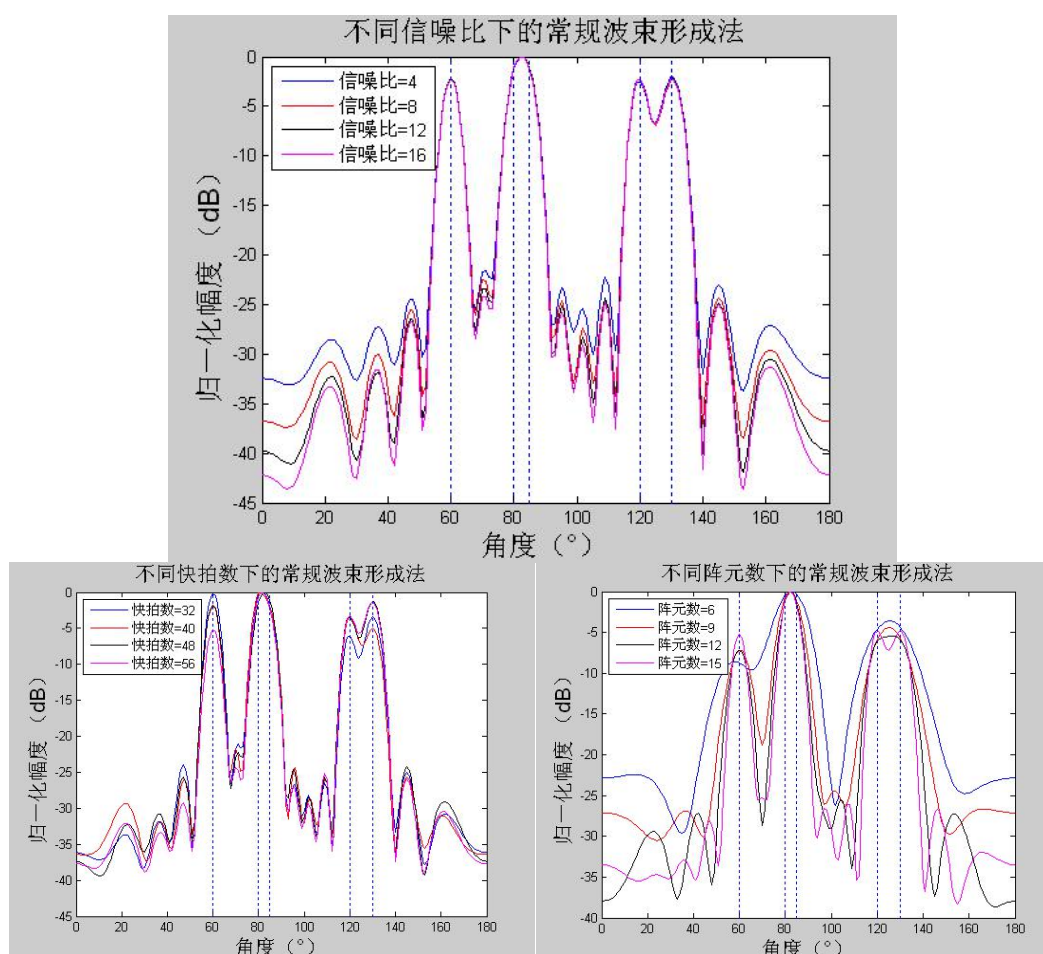


图 1-1 常规波束形成算法仿真对比图

以上为在不同的信噪比、快拍数和阵元数作为仿真条件，对常规波束形成法

仿真图。从图中可以看出,快拍数和信噪比对角分变率影响不大,而改变阵元个数对角分变率影响较大。阵元数越多,角分变率就越高,效果也就越好。而在实际应用中不可能使用太多的阵元数,从而限制了常规波束形成法在多个声源测量中的使用。

1.2 波束形成常用五个准则

1.2.1 最小均方差 (MMSE)

最小均方误差准则：在非雷达应用中，阵列协方差矩阵中通常都含有期望信号，基于此种情况提出的准则。使阵列输出与某期望响应的均方误差最小，不需要知道期望信号的波达方向。但是，必须知道所需要的期望响应。

最佳解表示形式:

其中, σ^2 为接收数据自相关协方差, 接收数据=信号+干扰+噪声

为接收数据和期望信号的互相关协方差

为期望信号。

最小均方差代价函数为

最小均方误差结构体函数

```
function s=MMSE(s)
% %%%%%%%%%%%%%数据处理%%%%%%%%%%%%
s.X = s.Xs+s.Xi+s.Nos; %信号+干扰+噪声
s.Rx=s.X*s.X'/s.L; %接收数据相关矩阵
s.r_xd = s.X*s.ds'; %接收数据和期望信号互相关矩阵
Wopt = s.Rx'*s.r_xd; %最佳权向量公式
for t = 1:length(s.Theta)
    a=exp(-1i*pi*(0:s.M-1)*sin(s.Theta(t)*pi/180));
    s.P(t) = Wopt'*a;
end
s.P=abs(s.P);
s.P=s.P/max(max(s.P));
s.P=20*log10(abs(s.P));
end
```

设置信号方向和干扰方向为

```
s.SigDOA = 0;
s.IntDOA = [-30 50 70];
```

仿真输出

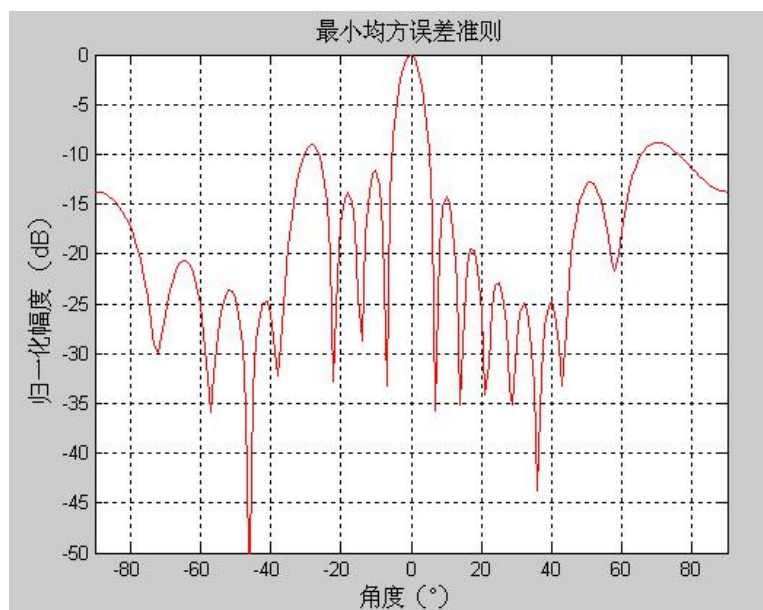


图 1-2 最小均方误差准则仿真图

最小均方误差准则的缺点就是会产生干扰信号，我们在-30、50 和 70 处设置的干扰信号，在仿真图中也表现的很突出，多次仿真有时会出现干扰信号和仿真信号一样尖锐的情况。

1.2.2 最大信噪比

最大信噪比准则：使期望信号分量功率与噪声分量功率之比最大，但是必须知道噪声的统计量和期望信号的波达方向。

最佳解表示形式

其中， R_n 是阵列噪声相关矩阵， R_s 是阵列信号相关矩阵， $\lambda_{\max}$ 是最大特征值。

代价函数为

具体应用过程中，先求出阵列噪声相关矩阵和阵列信号相关矩阵，然后对进行广义特征值和特征向量分解，排序得到最大特征值，最大特征值对应的特征向量就是最佳权向量。

最大信噪比准则结构体函数代码

```
function s=MSNR(s)
    %%%%%%%%%%数据处理%%%%%%%%%
    s.Rx=s.Xs*s.Xs'/s.L;           %信号自相关矩阵
    s.Rn=(s.Xi*s.Xi'+s.Nos*s.Nos')/s.L; %干扰+噪声自相关矩阵
    [V,D]=eig(s.Rx,s.Rn);           %广义特征值特征向量分解
    [D,I]=sort(diag(D));             %排序
```

```

Wopt=V(:,I(16)); %取最大特征值对应特征向量
for t = 1:length(s.Theta)
    a=exp(-1i*pi*(0:s.M-1)*sin(s.Theta(t)*pi/180));
    s.P(t) = Wopt'*a;
end
s.P=abs(s.P);
s.P=s.P/max(max(s.P));
s.P=20*log10(abs(s.P));
end

```

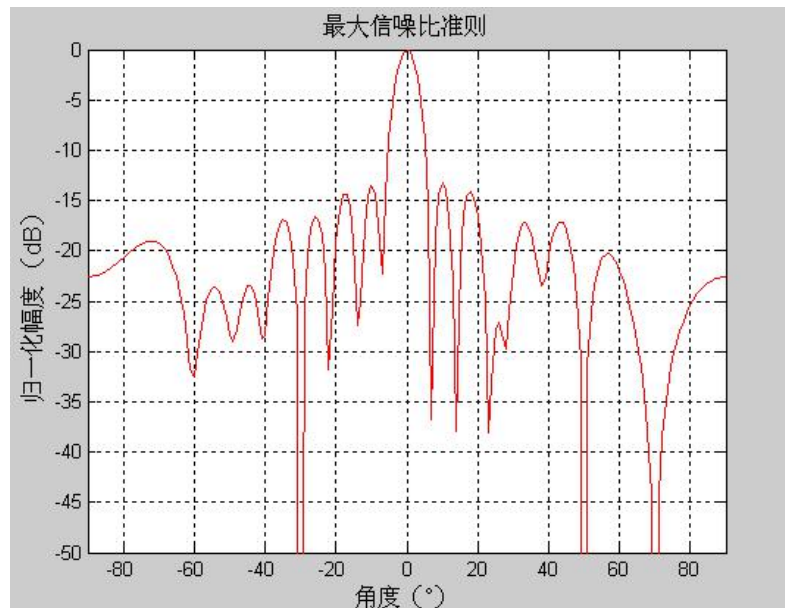


图 1-3 最大信噪比准则仿真图

1.2.3 线性约束最小方差

线性约束最小方差准则：对有用信号形式和来波方向完全已知，在某种约束条件下使阵列输出的方差最小。

最佳解表示形式

其中，是不含期望信号的阵列协方差矩阵，是期望信号波达方向，约束条件系数。

线性约束最小方差代价函数

处理过程

由信号模型，导出不含期望信号的构造接收数据，求出构造接收数据的协方差矩阵，将得出的协方差矩阵和期望信号波达方向代入线性约束最小方差最佳权向量公式求解。

线性约束最小方差结构体函数代码

```

function s=LCMV(s)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%数据处理%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    s.X = s.Xi+s.Nos; %干扰+噪声
    s.R = s.X*s.X'/s.L; %自相关协方差矩阵
    %w=inv(R)*c/(c'*inv(R)*c)*f
    Wopt = pinv(s.R)*s.As/(s.As'*pinv(s.R)*s.As); %最佳权向量
    for t = 1:length(s.Theta)
        a=exp(-1i*pi*(0:s.M-1)*sin(s.Theta(t)*pi/180));
        s.P(t) = Wopt'*a;
    end
    s.P=abs(s.P);
    s.P=s.P/max(max(s.P));
    s.P=20*log10(abs(s.P));
end

```

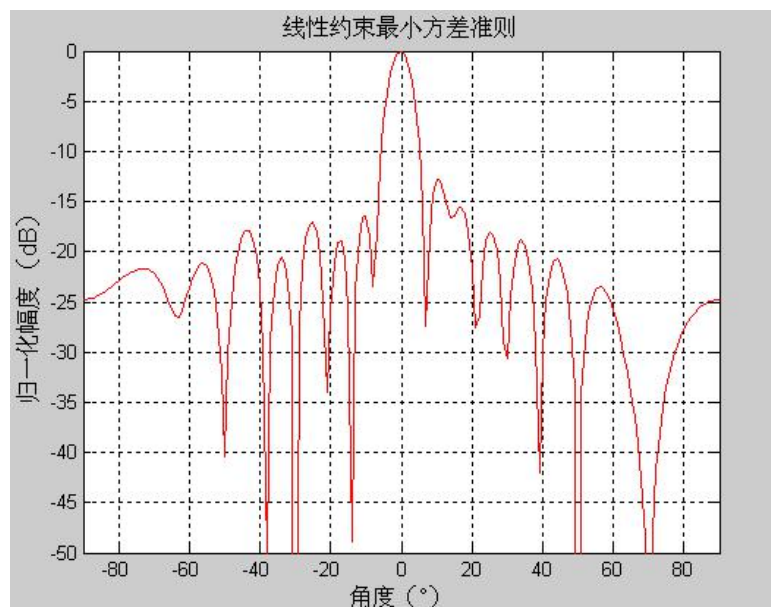


图 1-4 线性约束最小方差准则仿真图

1.2.4 最大信干噪比

最大信干噪比准则：使期望信号功率与干扰功率及噪声分量功率之和的比最大。
必须知道干扰噪声统计数据 and 期望信号的波达方向。

最佳权向量求解算法

其中， R 是不含期望信号的构造数据协方差矩阵， s 是期望信号波达方向。

最大信干噪比准则求解过程

根据统计干扰噪声求出构造数据协方差矩阵，将和波达方向代入到 MSINR 最佳权向量算法中求解。

最大信干噪比准则结构体函数

```

function s=MSINR(s)
    s.X = s.Xi+s.Nos;                                %干扰+噪声构造接收数据
    s.R = s.X*s.X'/s.L;                              %构造干扰数据协方差矩阵
    Wopt=pinv(s.R)*s.As;                             %MSINR最佳权向量算法
    for t = 1:length(s.Theta)
        a=exp(-1i*pi*(0:s.M-1)*sin(s.Theta(t)*pi/180));
        s.P(t) = Wopt'*a;
    end
    s.P=abs(s.P);
    s.P=s.P/max(max(s.P));
    s.P=20*log10(abs(s.P));
end

```

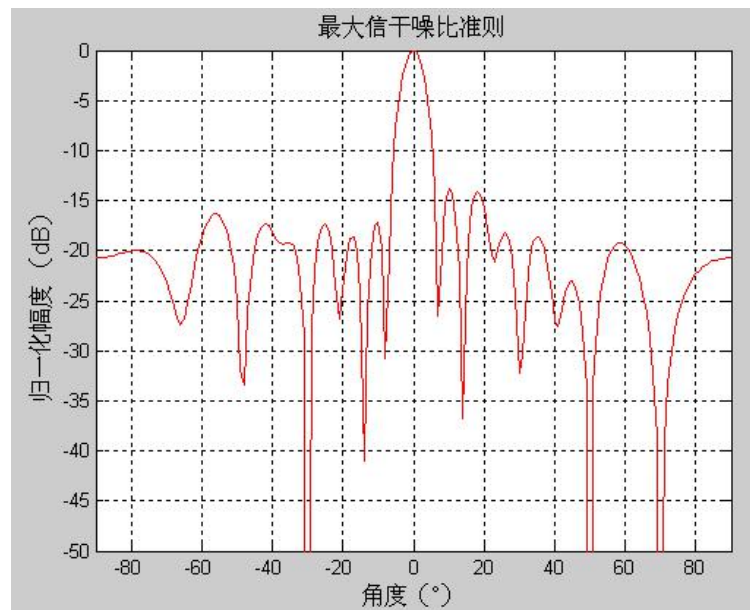


图 1-5 最大信干噪比准则仿真图

1.2.5 最大似然比

最大似然比准则: 在对有用信号完全先验未知的情况下, 参考信号无法设置, 因此, 在干噪声背景下, 首先要取得对有用信号的最大似然估计。

1.3 自适应波束形成算法

1.3.1 自适应最小均方（LMS）算法

LMS 可以说是 MMSE 的一个自适应过程，是 MMSE 自适应的实现算法。LMS 优点是结构简单、算法复杂度低、易于实现、稳定性高；缺点主要是收敛速度较慢，算法性能对阵列信号协方差矩阵的特征值散布度很敏感，因而其应用也受到一定的限制。研究表明，影响 LMS 自适应波束形成器收敛速度的主要因素是输入信号的最大、最小特征值之比，该值越小收敛速度越快。参考文献《S. Hosour , A. H. Tewfik. Wavelet transform domain adaptive filtering[J].IEEE Trans. On Signal Processing. 1997, 45(3):617-630》。

最小均方差算法递推公式

其中，为接收数据向量，即第 k 次采样得到的数据；是期望信号向量，则是期望信号第 k 次采样得到的数据；为期望信号与接收数据的差值，即为测量误差。

初始化，matlab 代码实现为;

为迭代步长，他控制着算法的收敛速度，在取值满足时才能保证算法收敛其中，，是相关矩阵的最大特征值。

最小均方差算法结构体函数

```
function s = LMS(s)
%%%%%%数据处理%%%%%%%%%
@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
end
```

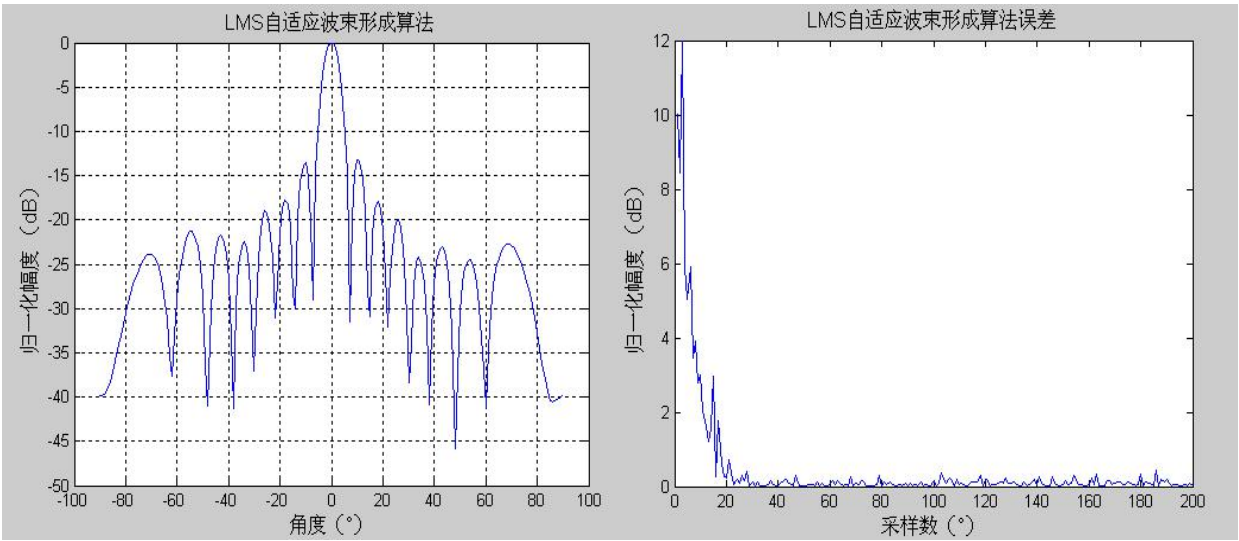


图 1-6 LMS 自适应波束形成算法仿真图

由自适应LMS波束形成输出图像可以看出，LMS算法明显优于MMSE，对于干扰信号有一定的抑制作用，指向性也非常显著。通过误差输出可以看出，采样到第20次时，采样得到的数据方差就已经非常小，可以近似将30采样时得到的权向量值当做循环向量初值，代入循环。

1.3.2 递归最小二乘(RLS)算法

在MMSE方法中，带价函数定义为阵列输出与第q个用户期望响应之间误差平方的总体平均（均方差），实际数据向量总是有限长的，如果直接定义代价函数为其误差平方，则得到最小二乘（LS）算法。递归最小二乘（RLS）算法为LS算法的自适应算法。

递归最小二乘算法递推公式

初始化： $W(0)=0$, $p(0)=$,

更新：对于 $k=1,2,\dots,s.L$ 计算

输出： (1)

估计误差： (2)

更新 $u(t)$: (3)

更新权向量： (4)

更新： (5)

其中， λ 为很小的常数， λ 为遗忘因子，且 $0<\lambda<1$, $u(t)$ 为增益向量

递归最小二乘代价函数为

$$J(t)=$$

递归最小二乘算法运算

对比（1）和（2），可以将（2）简化为

将增益分子和分母同乘遗忘因子化简为

（看起来很像线性kalman滤波器的递推算法）已经查证，RLS算法是kalman算法的一个特例。

递归最小二乘算法结构体函数

```
function s=RLS(s)
```

```
%%%%%%%%%%%%数据处理%%%%%%%%%
```

```
@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
```

```
end
```

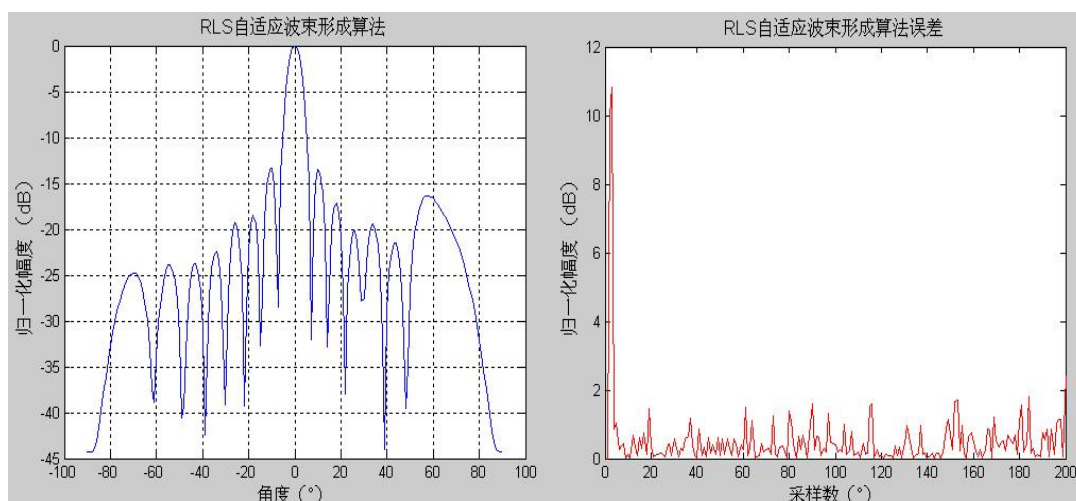


图1-7 RLS自适应波束形成算法仿真图

递推最小二乘（RLS）算法也能实现指向性，从算法误差图可一看出，RLS算法收敛速度要比LMS算法收敛速度快很多，但是RLS算法误差波动要比LMS大很多，也就是说LMS算法比RLS算法稳定性要好，收敛后LMS算法波束形成较接近实际数据。

- 1、RLS算法对非平稳信号的适应性好。
- 2、RLS算法收敛速度快，估计精度高稳定性好。
- 3、遗忘因子越大，越不易遗忘，效果越好。
- 4、RLS算法计算复杂度高，不利于实时性处理

1.4 盲自适应波束形成算法

1.4.1 面向判决算法（DD-CMA）

在对Bussgang盲自适应算法进行研究时，发现有信道、抽头等陌生的名词，通过阅读文献，也发现Bussgang盲自适应算法的相关论文都是关于通信专业的。阅读文献的过程中，对这些陌生的名词有了一定的理解，但是还有想到将这类盲自适应算法如何应用到阵列信号处理中。经过改写DD-CMA的算法，能够实现盲波束形成，但是对采样频率和快拍数要求都很高。

下图是使用DD-CMA盲自适应算法得出的仿真波束形成图，能够实现在干扰下对期望信号的方向指向。具体参数设置如下：

```
s.SigDOA = 0; %信号方向
s.IntDOA = [-30 30 60]; %干扰方向
s.Theta = -90:1:90; %扫描范围
s.L = 20000; %快拍数（平时仿真不会使用这么大快拍）
s.fc = 100; %信号频率设置
s.fs = 20000; %采样频率（平时仿真一般设置为信号频率的5-10倍）
```

以上代码是主要参数设置，对快拍数和采样频率都设置的很大时，才能够实现盲自适应的指向性，如下图为以上代码仿真图。

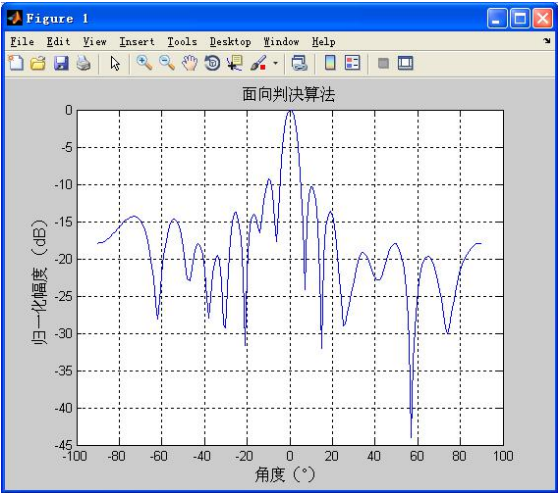


图1-8 面向判决算法仿真图

当按照平时参数设置如下代码为

```
s.L = 200;           %快拍数
s.fc = 100;          %信号频率设置
s.fs = 1000;         %采样频率
```

此时，就不能去除干扰，也不能实现指向性，如下图所示。这个问题是我无意间更改快拍数发现的，对于Busgang盲自适应都是基于信道去研究均衡器，所以在理论上为什么要设置很大的频率和快拍去实现指向性还不能够理解。（通过熊工的讲解，一般工程上设置的采样频率都会比较大，10-100GHz，也就是10的6次方多，而采样数会设置在采样频率的10倍。自适应的算法有个适应的过程，就相kalman自适应过程一样，采样次数越多，后面的所得数据就越准确，也就能实现指向性。在此后的代码编写中，将采样频率设置为1000，信号频率设置为100，采样数设置为10000。尝试过设置更大，但是采样数大于100000时，MATLAB反应速度会受到影响。）

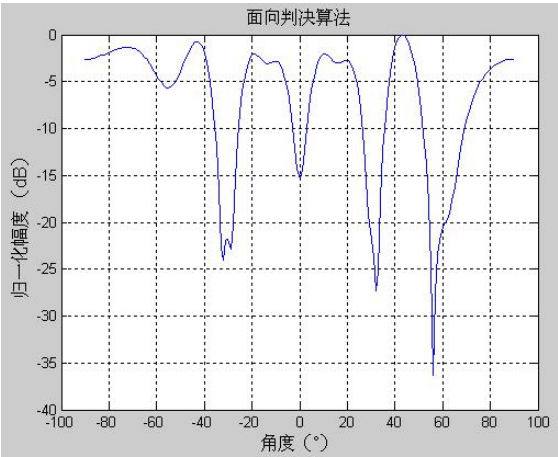


图1-9 面向判决算法仿真图

DD-CMA结构体函数代码

```
function s = DD-CMA(s)
    %%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%%%%
    @请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
end
```

1.4.2 最小二乘恒模算法（LS-CMA）

最小二乘恒模算法是Agee提出的，使用非线性最小二乘即高斯法的推广来设计恒模算法。

最小二乘恒模算法（静态）

初始化

更新

最小二乘恒模算法（动态）

使用最新K个数据组成的向量进行权向量更新，并且每隔K个样本进行一次更新，即

则动态最小二乘恒模算法

动态最小二乘恒模算法结构体函数代码

```
function s = LSCMA(s)
    @请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
end
```

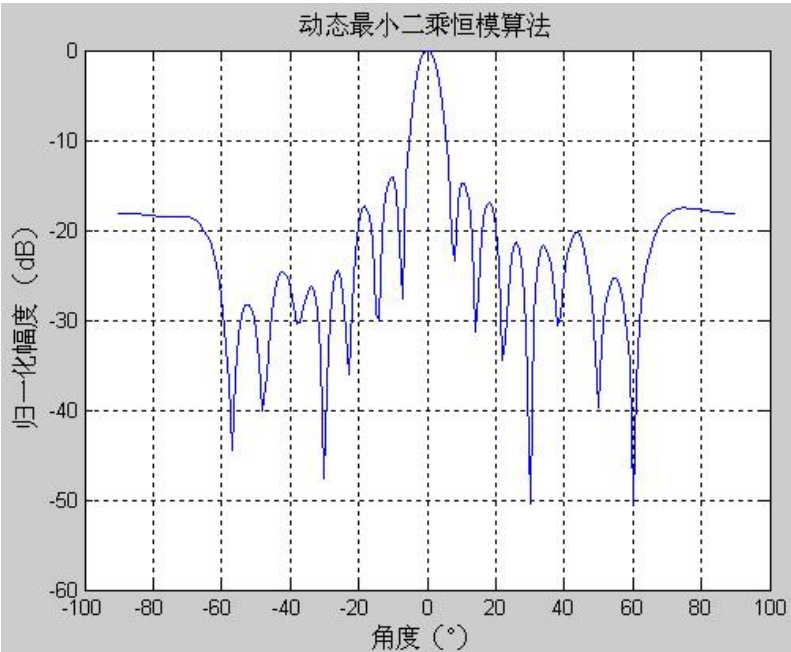


图1-10 动态最小二乘恒模算法仿真图
抑制-30，30，60处的干扰，突出0处的期望信号。

1.4.3 递归最小二乘恒模算法（RLS-CMA）

此算法通过一篇英文文献中查来，由中国博士研究生发表IEEE。
递归最小二乘恒模算法

RLS-CMA ALGORITHM	
Initialization	$\mathbf{w}(0)=[1,\mathbf{0}_{1\times(L-1)}]^T,$ $\mathbf{C}(0)=\delta^{-1}\mathbf{I}_{L\times L}, \delta = \text{small positive constant}$
Approximation and RLS update (For each iteration $n=1,2,\dots$)	$\mathbf{z}(n)=\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n-1)\big \mathbf{x}^H(n)\mathbf{w}(n-1)\big ^{p-2}$ $\mathbf{h}(n)=\mathbf{z}^H(n)\mathbf{C}(n-1)$ $\mathbf{g}(n)=\mathbf{C}(n-1)\mathbf{z}(n)/(\lambda+\mathbf{h}(n)\mathbf{z}(n))$ $\mathbf{C}(n)=(\mathbf{C}(n-1)-\mathbf{g}(n)\mathbf{h}(n))/\lambda$ $e(n)=\mathbf{w}^H(n-1)\mathbf{z}(n)-1$ $\mathbf{w}(n)=\mathbf{w}(n-1)+\mathbf{g}(n)e^*(n)$

其中，为常数，是遗忘因子，。
使用此算法没能够实现波束形成的指向性，还需要进一步的查阅资料进行修正。
function s = RLSCMA(s)

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

通过多次验证，算法对 $\mathbf{w}$ 和 $\mathbf{c}$ 的初值非常敏感，非常小的改动就能使代码不能运行，这是现在所遇到的问题，需查找相应文献进行验证与改进，此处初值设置为：

$\mathbf{s.W} = 0.0005 * \text{ones}(\mathbf{s.M}, 1);$

$\mathbf{s.C} = 0.01 * \text{eye}(\mathbf{s.M});$

以下两图分别是波束形成输出图和误差分析输出图。

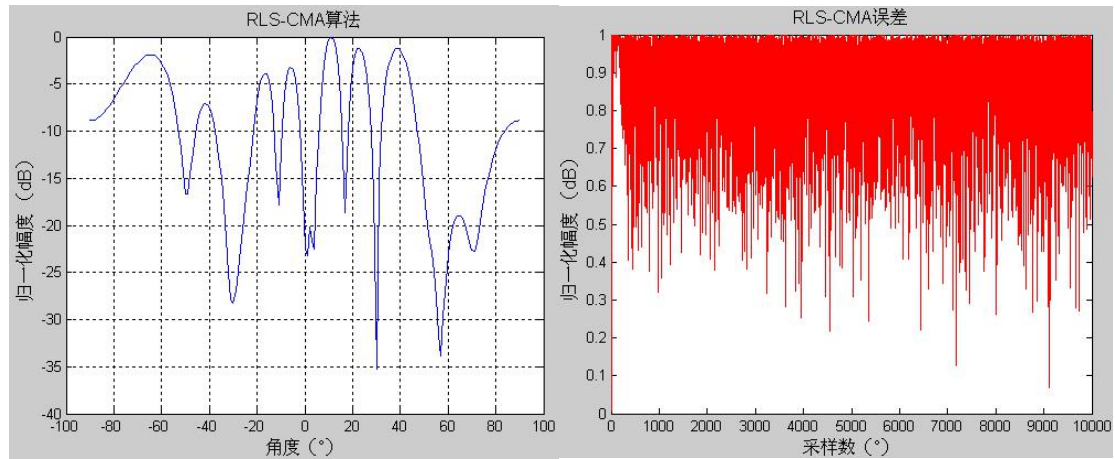


图1-11 RLS-CMA算法仿真图

二 DOA 估计 MATLAB 仿真

2.1 Capon 算法

2.1.1 常规 Capon 算法

算法的估计由以下函数取极小值时的决定

其中，表示变量，是样本（阵列接收数据）的协方差矩阵

利用波束形成法得到的空间功率谱公式如下：

计算谱并在全部范围上搜索其峰值，就可估计出。

虽然与古典谱估计法相比，Capon法能提供更佳的分辨率，但Capon法也有很多缺点。如果存在与感兴趣信号相关的其他信号，Capon法就不能再起作用，因为它在减小处理器输出功率时无意中利用了这种相关性，而没有为其形成零陷。换句话说，在使输出功率达到最小的过程中，相关分量可能会恶性合并。另外，法需要对矩阵求逆运算，这样会使得计算量非常大。

算法结构体函数

```
function s = Capon(s)
    R = s.Y*s.Y'/s.L;
    for t = 1:length(s.Theta)
        a=exp(-1i*pi*(0:s.M-1)*sin(s.Theta(t)*pi/180));
        s.P(t) = 1/(a'*inv(R)*a);      %Capon 算法空间功率谱算法
    end
end
```

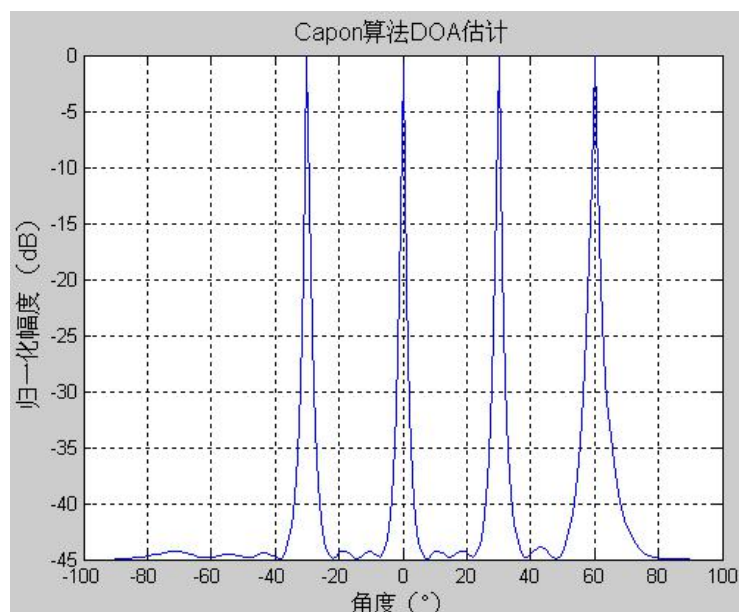


图 2-1 Capon 算法 DOA 估计仿真图

2.1.2 改进的 Capon 算法

改进算法是从常规改进而来，其带价函数为

其中，其中，表示变量，是样本（阵列接收数据）的协方差矩阵

改进算法的空间功率谱公式如下

改进 Capon 算法结构体函数为

[@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生](#)

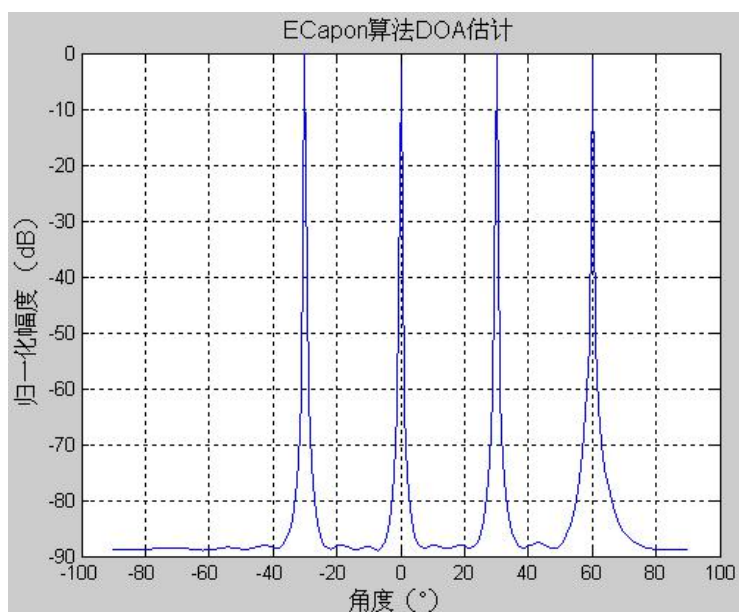


图 2-2 ECapon 算法 DOA 估计仿真图

算法 DOA 估计的渐进均方误差计算步骤:

- (1) 计算 $\mathbf{R}$: 接收数据协方差
- (2) 计算取最小值时的;
- (3) 计算;

其中, ,

- (4) 计算;

此处从简, 详见《阵列信号处理及 MATLAB 实现》。

2.2 MUSIC 算法

在众多性能良好的高分辨估计算法中, 多重信号分类 () 算法最为经典, 它在空域内进行谱峰搜索求出信源来向。与最大似然 ()、加权子空间拟合 () 等多维搜索算法相比, 算法运算量要小很多。在的基础上, 又发展出了加权和改进算法等。

基于天线阵列协方差矩阵的特征值分解类估计算法中, 算法具有普遍的适用性, 只要已知天线的布阵形式, 无论是直线阵还是圆阵, 不管阵元是否等间距分布, 都可以得到高分辨率的估计结果。

2.2.1 常规 MUSIC 算法

MUSIC 算法的步骤归纳:

- (1) 根据 N 个接收信号矢量得到协方差矩阵的估计值

对上式得到的协方差矩阵进行特征值分解;

- (2) 按特征值的大小顺序, 把与信号个数 K 相等的最大特征值对应的特征向量看作信号子空间, 把剩下的 $(M-K)$ 个特征值对应的特征向量看作噪声子空间, 则;

- (3) 使变化, 按照来计算谱函数, 通过寻求波峰值来得到波达方向的估计值。

MUSIC 算法结构体函数代码:

```
%MUSIC算法函数结构体
```

```
@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
```

```
end
```

在对函数代码编写过程中, 通过仿真发现, 两个信源之间的夹角越小, 则代表信源个数的特征值也会越小。当两个信源之间的夹角小于1度时, 其对应的特征值大小紧有噪声特征值的3倍多, 而信源最大特征值是信源最小特征值的100多倍, 这对判断信源个数带来一定影响。在处理信源个数判断这部分, 一定要充分考虑各种影响特征值大小的因素, 进行仿真, 有针对性的去限制噪声干扰。

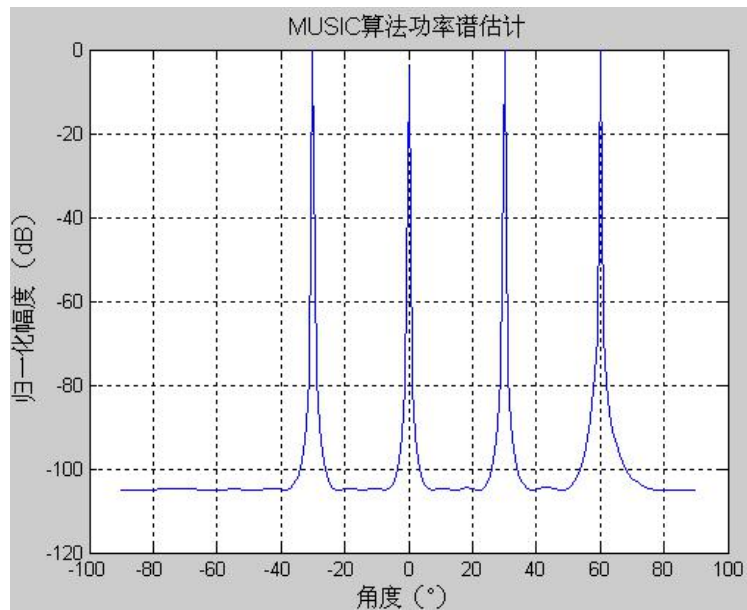


图2-3 MUSIC算法功率谱估计

2.2.2 MUSIC 算法的推广形式

加权 MUSIC (WMUSIC) 算法，即

当 $W=I$ 时，可以看出常规 MUSIC 算法是加权 MUSIC 算法的一个特例。
当权矢量满足下式时

可将化简为

其中， $\mathbf{c}$ 是指噪声子空间的第一行，是指噪声子空间除 $\mathbf{c}$ 外的其余 $M-1$ 行。

最小模 (Minimum Norm Method, MNM) 估计器为

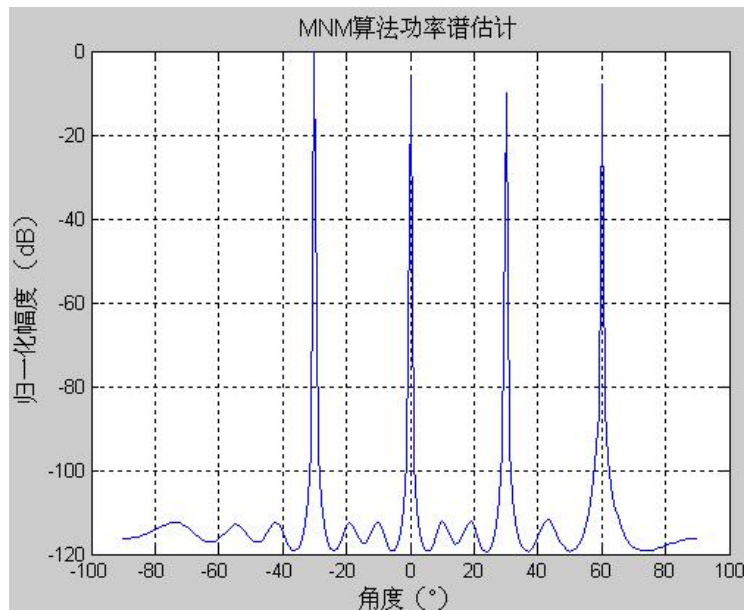


图 2-4 MNM 算法功率谱估计

%最小模估计器 (MUM)

function s = MNM(s)

%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

其余几种 MUSIC 的推广形式都是基于加权 MUSIC 推广得到的，在此不在继续详细论述，紧给出空域谱估计算法公式。

最大熵法 (maximum entropy method, MEM)

当成立时，可表示为

则最大熵法的空域功率谱算法为

最小方差法 (Minimum Variance Method, MVM)

当时，可表示为

则最小方差法的空域功率谱算法为

可以看出，最小方差法即为前面用到的 Capon 算法。

MUSIC 算法属于噪声子空间算法，而 MVM 算法属于信号子空间算法。

2.2.3 似然函数 MUSIC 算法

似然函数 MUSIC 算法表示形式

式中， α 是指对噪声子空间的加权， β 是指对信号子空间的加权。针对此算法，又

从对数似然函数的角度提出了一种针对上式的 MUSIC 修正算法，即

只针对似然函数 MUSIC 修正算法做仿真，两个算法从模型上看没有太大的差别，容易从 MUSIC 修正算法修改到未修正算法。

%对数似然函数 MUSIC 算法

```
function s = SMUSIC(s)
%%%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%%%%%
@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
end
```

仿真过程中，输出图形不会因为权值的不同有太大的区别，有时会在输出图上出现很大的干扰图，但是通过代码调试可以看到，代码判定的信源数还是 4 个，而没有将干扰列入信源数。在此没有进一步去验证，判定的 4 个声源，是否全是正确设置的声源，还是有声源被判成干扰，而干扰判成声源的现象。

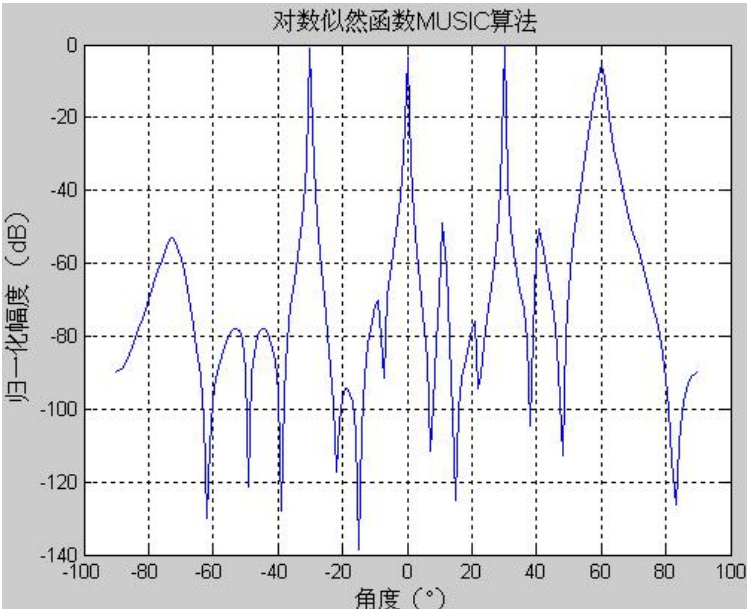


图 2-5 对数使然 MUSIC 算法仿真图

2.2.4 求根 MUSIC 算法

求根 MUSIC 算法，即 Root-MUSIC 算法是 MUSIC 方法的一种多项式求根形式，它是由 Barabell 提出的，其基本思想是 Pisarenko 分解。相比于 MUSIC 算法，root-MUSIC 算法无须谱峰搜索，降低了复杂度。

求根 MUSIC 多项式为

注意， $P(z)$ 是 $(2M-1)$ 次多项式，它的根相对于单位圆为镜像对。其中，取单位圆内具有最大幅值的 K 个根的相位给出波达方向估计，即

%ROOT-MUSIC 算法结构体函数代码

```
function s = RootMUSIC(s)
```

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

```
end
```

求根 MUSIC 算法没有波峰搜索，直接根据多项式输出测量结果，大大减小了运算量，提高运行速度。

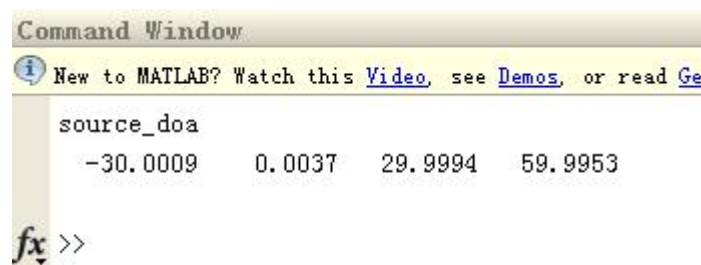


图 2-6 Root-MUSIC 算法仿真结果

2.2.5 MUSIC 算法的 VC 实现

线阵 MUSIC 算法是 DOA 估计问题的经典解决方法，其估计精度高，运算量适度，也产生了大量的改进算法。针对其应用问题，基于 VC++6.0 编写了线阵 MUSIC 算法实现函数，能够有效的实现一维 DOA 估计，效果图如下。

DOA 估计检测系统的阵元数、阵元间距以及信号源参数需根据实际需求进行设置，方便在不同的阵列结构和环境下使用本系统。具体参数设置参看用户界面右侧接口，其中信号源参数设置用于产生阵列仿真信号，实际应用中可去除信号源设置部分，保留阵列参数设置部分。扫描/坐标用于规范坐标系显示范围，下拉栏用于选择阵列结构、算法及图形显示，XYZ 标注用于输出数据标注。

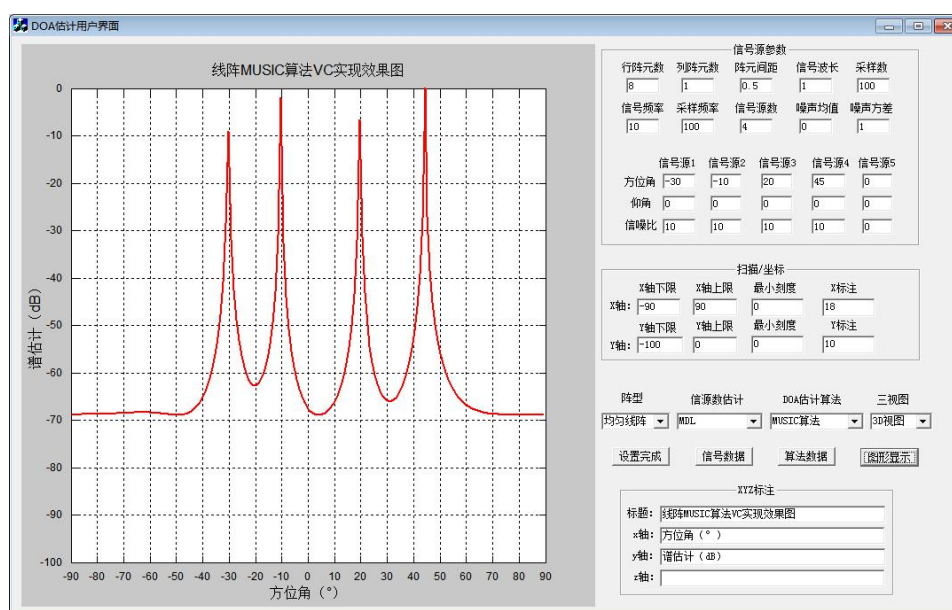


图 2-7 线阵 MUSIC 算法 VC 实现

2.3 最大似然法

根据源信号（输入序列）模型假设的不同，基于最大似然的波达方向估计方法分为确定性最大似然法（Deterministic ML，DML）和随机性最大似然法（Stochastic ML，SML）两大类。随机性最大似然法也称为统计最大似然法。

2.3.1 确定性最大似然法

源信号或输入序列假设为确定性信号，待估计的未知参数是输入序列和信道向量，即，虽然可能只对估计信道向量感兴趣。在这种情况下未知参数的维数随观测数据量的增多而增大。

噪声方差和信号波形 $s(t)$ 的显示最小化变量为

噪声方差

信号波形

其中， R 是样本协方差矩阵； R^{-} 是伪逆矩阵； P 是零空间上的正交投影矩阵， D 是复变量个数。可以通过两式查看估计的噪声方差和信号波形，现紧对 DOA 进行估计。

信号参数的确定性最大似然估计是下列最小化问题的解，即

%确定性最大似然估计（DML）算法

function s = DML(s)

%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

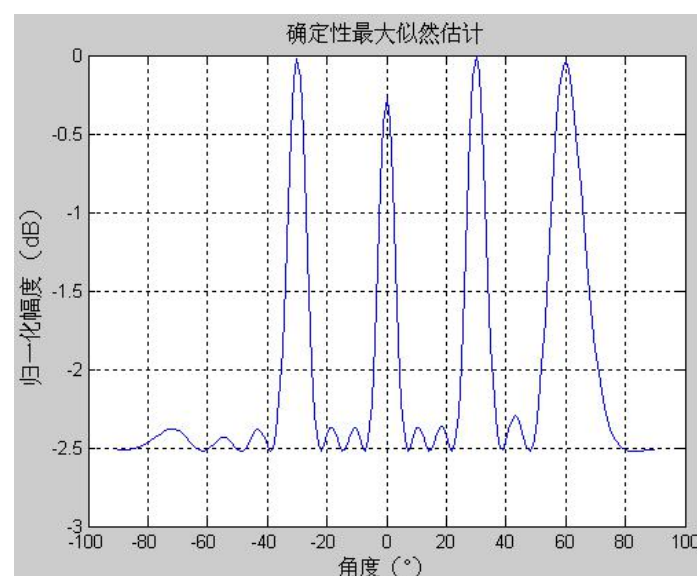


图 2-8 确定性最大似然估计算法仿真图

2.3.2 随机性最大似然法

输入序列假设为一具有已知分布的随机过程（通常假设为高斯随机过程），而且唯一待估计的未知参数就是信道向量即。在这种情况下位置参数的维数相对于观测数据量是固定的。

对于一个固定的，可以证明和的随机性最大似然估计分别为

波达方向的随机性最大似然估计的紧凑形式，即

遇到的问题：

- 1、 D 是如何确定的？信源数？
- 2、 A 是如何确定的？这些公式？

2.4 基于特征空间的 DOA 估计

2.4.1 改进的 MUSIC 算法（IMUSIC）

前面讲到，MUSIC 在非相干信源的情况下能很好的实现 DOA 估计。但是在相干信源情况下，相干的几个信号就可能合并成一个信号，到达阵列的独立信号减少。改进的 MUSIC 算法通过对接收信号协方差矩阵进行重构

其中， $\mathbf{R}$ 是接收数据协方差矩阵，定义为

其他处理过程同 MUSIC 算法一样，空间谱函数为

```
%改进 MUSIC 算法结构体函数
function s = IMUSIC(s)
    %%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%
    @请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
end
```

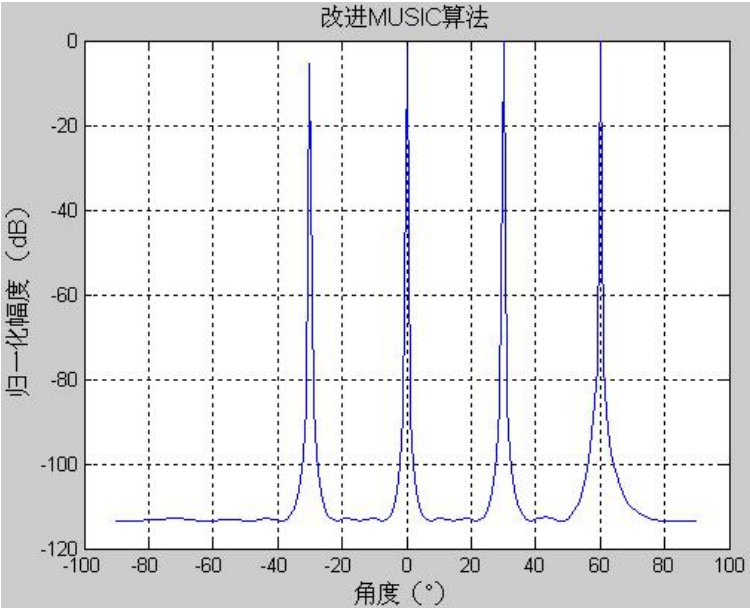


图 2-9 改进的 MUSIC 算法仿真图

2.4.2 基于特征空间的 DOA 估计 (ES-DOA)

MUSIC 算法和改进 MUSIC 算法只利用噪声子空间，基于特征空间的 DOA 估计充分利用信号子空间和噪声子空间。它的 DOA 估计性能在非相干信源情况下优于 MUSIC 算法；在相干信源情况下优于改进的 MUSIC 算法。而且该算法在低快拍和低 SNR 情况下仍具有较好性能，是一种性能优越、鲁棒性的方法。

- 基于特征空间的 DOA 估计算法 (ES-DOA) 的步骤：
- 1、根据接收信号计算出其协方差矩阵，再对协方差矩阵进行重构；
 - 2、对重构后协方差矩阵进行特征值分解，并按特征值大小顺序，将协方差矩阵分成信号子空间和噪声子空间，即；
 - 3、根据，计算；

- 4、使变化，按照来计算谱函数，通过寻求峰值来得到波达方向的估计值；
- 5、对估计出的 DOA 估计其功率。

%基于特征空间的 DOA 估计算法

```
function s = ESDOA(s)
    %%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%
    @请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
end
```

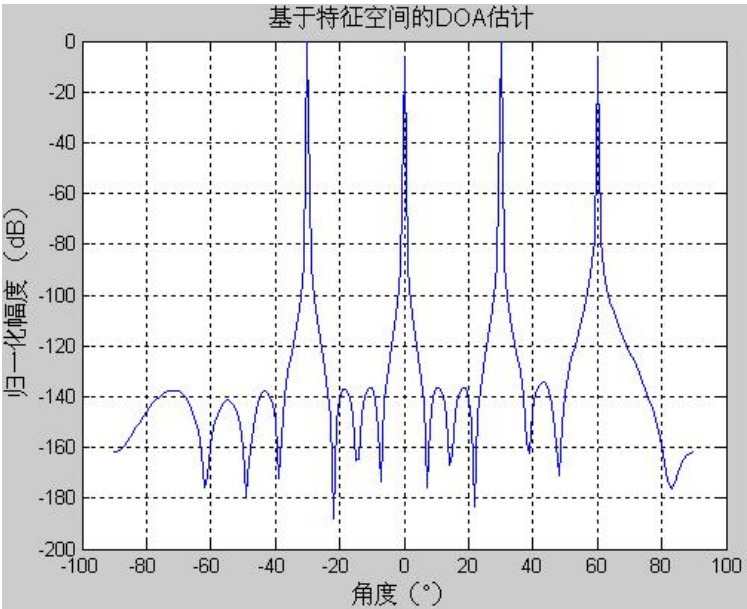


图 2-10 基于特征空间的 DOA 估计算法仿真图

下表给出基于特征空间的 DOA 估计算法（ES-DOA）与 MUSIC 算法、改进 MUSIC 算法的对比。ES-DOA 算法的复杂度与 MUSIC 算法和改进 MUSIC 算法相当。与 MUSIC 算法和改进 MUSIC 算法相比，ES-DOA 算法充分利用了信号子空间和噪声子空间特性。

表 2-1 空间谱函数对比

算法	空间谱函数	条件
MUSIC		
IMUSIC		
ES-DOA		

2.4.3 特征空间 DOA 估计 VC 实现

特征空间 DOA 估计算法是 MUSIC 算法的一种改进算法，其 DOA 估计精度

要比 MUSIC 更高，而且具有一定的解相干能力。DOA 估计系统中，阵列参数和信号源参数设置参考 DOA 估计用户界面右侧的设置接口参数设置。

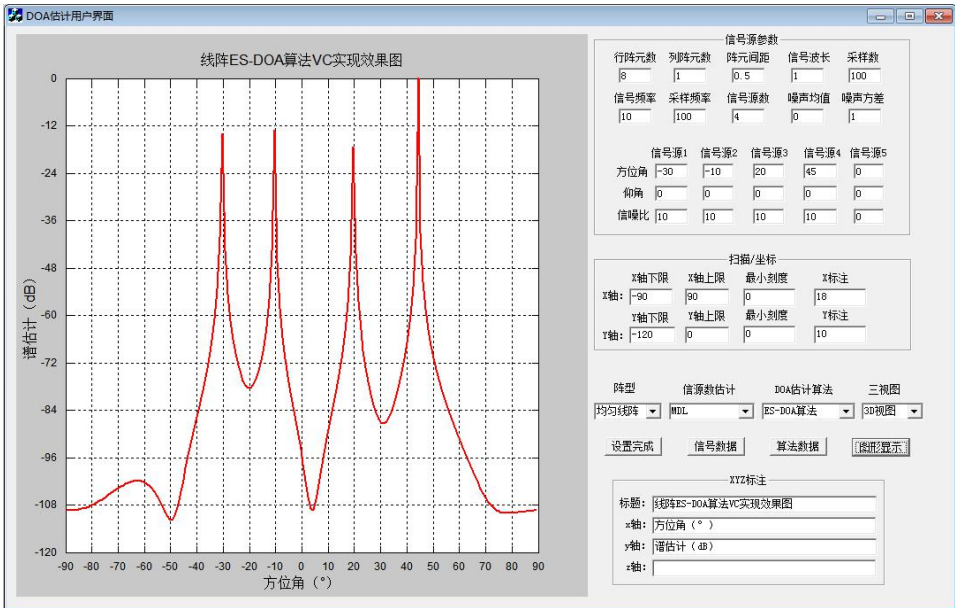


图 2-11 线阵 ES-DOA 算法 VC 实现

2.5 子空间拟合算法

2.5.1 信号子空间拟合（SSF）

信号子空间拟合的 DOA 估计算法步骤：

- 1、计算接收数据协方差矩阵；
- 2、分离成信号子空间和噪声子空间；
- 3、DOA 估计：

其中，为正交投影算子，是信号子空间。

转化成空间谱估计算法为：

%信号子空间拟合的 DOA 估计算法结构体函数代码

```
function s = SSF(s)
```

```
%%%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%
```

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

```
end
```

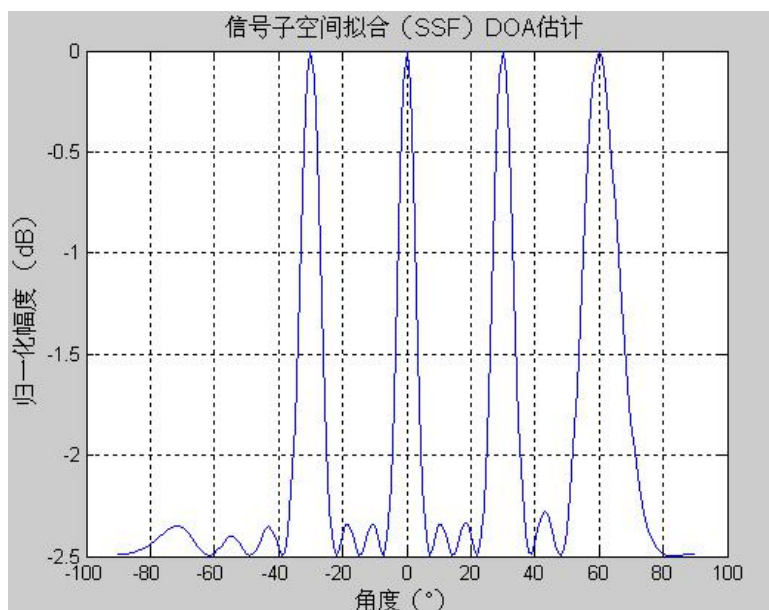


图 2-12 信号子空间拟合 DOA 估计算法仿真图

2.5.2 最优权的加权子空间拟合算法（WSF）

WSSF 算法步骤：

步骤参考信号子空间拟合（SSF）算法，不同的是在扫描时使用的加权的子空间算法。

WSSF 算法：

最优权的权矩阵：

将最优权代入到 WSSF 算法中，就得到了最优权的加权空间拟合算法（WSF），即

最优权的加权空间拟合算法空间谱估计：

%最优权的加权子空间拟合（WSF）算法结构体函数

function s = WSF(s)

%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

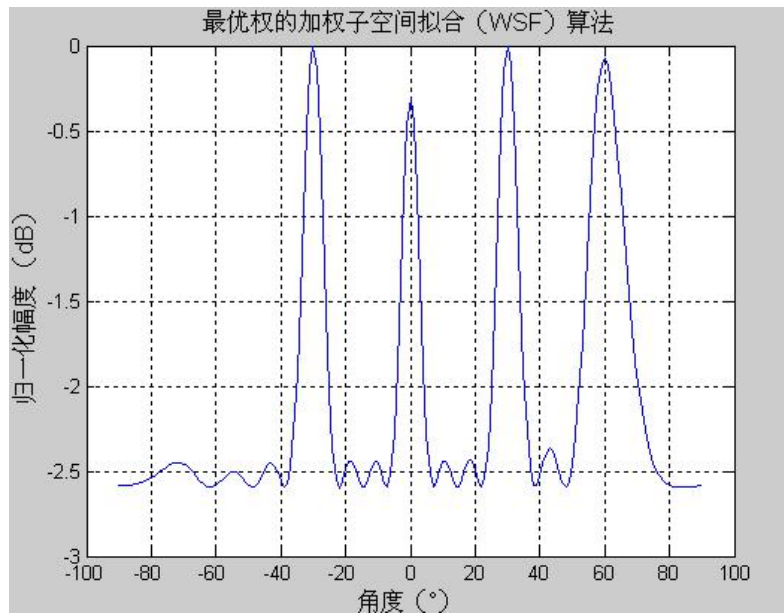


图 2-13 最优化的加权子空间拟合算法仿真图

2.5.3 噪声子空间拟合 (NSF)

由 MUSIC 算法可知，噪声子空间与阵列流行的关系为，由此可得到一个噪声子空间的拟合关系

推出噪声子空间拟合(NSF)算法功率谱估计

%噪声子空间拟合 (NSF) 算法结构体函数

function s = NSF(s)

%%%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

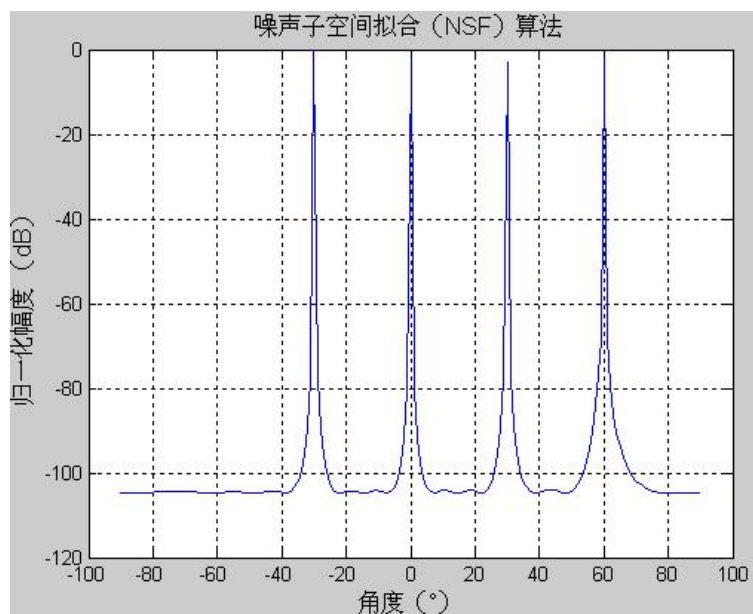


图 2-14 噪声子空间拟合算法仿真图

2.5.4 最优权的加权噪声子空间（WNF）算法

噪声子空间与阵列流行在加权的形式下的关系为，由此引伸出加权的噪声子空间

拟合（WNSF）算法

加权的噪声子空间拟合（WNSF）算法功率谱估计

最优权的噪声子空间拟合（WNF）算法

其中， $\hat{s}$ ，即信号子空间最优权

%最优权的噪声子空间拟合（WNF）算法结构体函数

```
function s = WNF(s)
    %%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%
    @请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
end
```

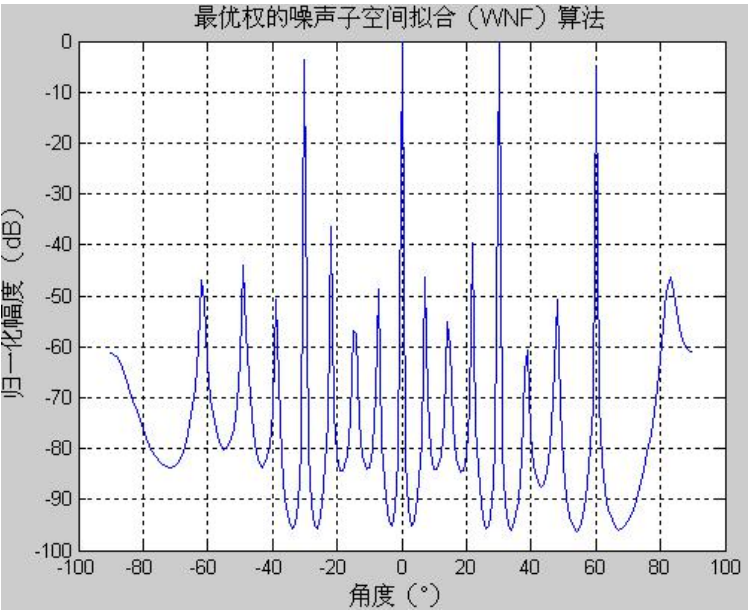


图 2-15 最优化的噪声子空间拟合算法仿真图

2.6 ESPRIT 算法

由于 MUSIC 算法需要进行谱峰搜索，计算量很大，因此在实际的应用中对于系统的计算速度要求较高。在 MUSIC 算法以后，人们开始研究各种不需要进行谱峰搜索的快速 DOA 算法。有 Roy 等人提出的旋转不变子空间（ESPRIT）算法是空间谱估计中的另一种经典算法。ESPRIT 算法的基本思想是利用旋转不变因子技术来估计信号参数，它把传感器阵列分解成两个完全相同的子阵列，在两个子阵列中每两个相对应的阵元有着相同的位移，即阵列具有平移不变性，每两个位移相同的传感器配对。在实际情况下，比如等间距的直线阵列或双直线阵列都可以满足 ESPRIT 算法对于阵列天线的要求。它同 MUSIC 算法一样，也需要对阵列接收数据自相关矩阵进行特征值分解，但是两者存在明显的不同，MUSIC 算法利用了自相关矩阵信号子空间的正交性，而 ESPRIT 算法利用了自

相关矩阵信号子空间的旋转不变特性。ESPRIT 算法不需要知道阵列的几何结构，因此对于阵列的校准要求比较低，现在 ESPRIT 算法已经成为主要的 DOA 估计算法之一。

2.6.1 ESPRIT 算法基本模型

具体推导参看教材，在此列出 ESPRIT 算法估计步骤：

- (1) 从阵列输出信号矩阵得到相关矩阵的估计；
- (2) 对进行特征值分解，估计出信号个数，并求得信号子空间
- (3) 将信号子空间分解成两部分，即和
- (4) 对求特征值分解，矩阵的对角元素为的特征值
- (5) 计算到达角估计值。

波长，此处取为，则原式可化简为

代码编写过程中遇到的问题：最初看书时，一直将线性阵列子阵列理解成了两个 $M/2$ 子阵列。其实，线性阵列两个子阵列是两个 $M-1$ 的子阵列，两个阵列的间隔只有一个 d 。理解了这一层关系，对于代码的编写就迎刃而解了。

%ESPRIT 算法结构体函数代码

```
function s = ESPRIT(s)
```

```
%%%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%
```

```
@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
```

```
end
```

```
DOA_estimate
-30.0023   -0.0079   30.0073   60.0095

power_estimate
10.9802   10.0075   11.0382   10.8317
```

图 2-16 线阵 ESPRIT 算法 DOA 估计结果

2.6.2 LS-ESPRIT 算法

LS-ESPRIT 算法即为 ESPRIT 的实现过程，见上 ESPRIT 算法步骤及实现代码。

2.6.3 TLS-ESPRIT 算法

由于和都存在误差，利用总体最小二乘准则（Total Least-Squares，TLS）解

得矩阵比利用准则求解更为合适。

基于 TLS-ESPRIT 算法估计信号 DOA 步骤:

- (1) 同 ESPRIT 算法模型 (1) ~ (3) ;
- (2) 计算下列特征值分解:

并将分解成的子矩阵

- (3) 计算的特征值;
- (4) 计算 DOA 估计

%TLS_ESPRIT 算法结构体函数代码

```
function s = TLS_ESPRIT(s)
```

```
%%%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%
```

```
@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
```

```
end
```

```
DOA_estimate
-30.0050    0.0011    30.0044    59.9979

power_estimate
  11.0743   11.2050    9.9990   11.1910
```

图 2-17 线阵 TLS-ESPRIT 算法仿真结果

2.6.4 ESPRIT 算法的 VC 实现

与线阵 MUSIC 算法相比较, 线阵 ESPRIT 算法不需要进行谱峰搜索, 运算速度快, 但其 DOA 估计精度比线阵 MUSIC 算法低。所以, MUSIC 算法适合于对精度要求比较高、运算速度要求一般的场合; ESPRIT 算法适合于对运算速度要求比较高、精度要求一般的场合。

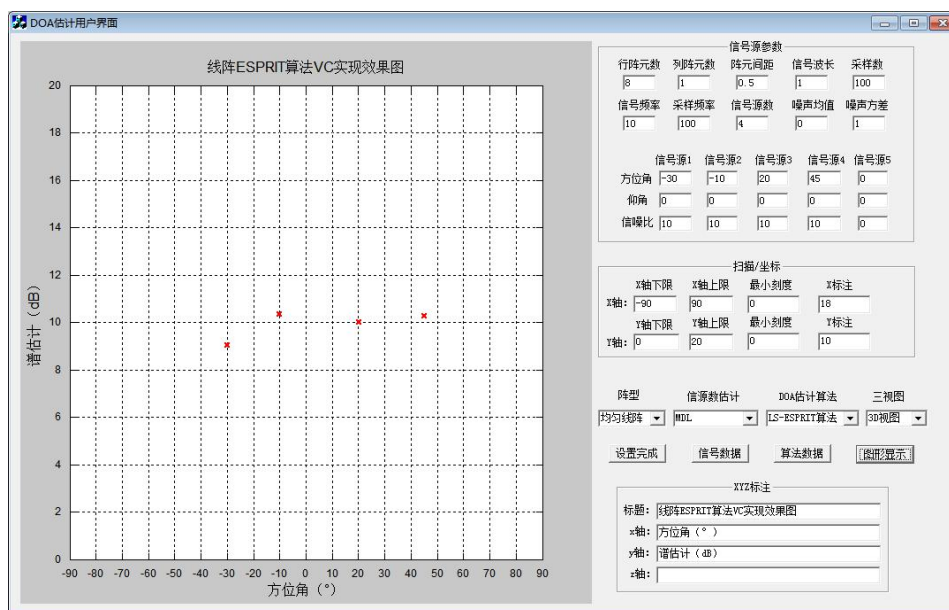


图 2-18 线阵 ESPRIT 算法 VC 实现

2.7 基于四阶累积量的 DOA 估计

传统的阵列信号参数估计算法，如前面介绍的 MUSIC 算法、ESPRIT 算法等大多利用了信号的二阶统计特性，即阵列接收数据的协方差矩阵。在信号服从高斯分布且信号可以被一阶、二阶统计量完全描述时，利用接收信号的二阶统计特性已经足够了。但在实际应用中，我们遇到的信号通常是非高斯信号，其一阶、二阶统计量并不能完全描述信号的统计特性，这时采用高阶统计量的形式不仅可以获得比二阶统计量更好的性能，而且可以解决二阶统计量不能解决的很多问题。高阶统计量包括高阶矩、高阶矩谱、高阶累积量以及高阶累积量谱等。在高阶分析中常常使用高阶累积量而不使用高阶矩，有两个原因：一是高阶累积量对高斯过程具有不敏感性；二是高阶累积量在数学形式上有很多好的性质。

最常用的高阶统计量为三阶和四阶统计量。对于对称分布的随机过程，其三阶累积量为零，对于一些非对称分布的随机过程，其三阶累积量很小而四阶累积量较大。所以在阵列信号处理领域，通常采用四阶累积量。基于四阶累积量算法的优点：高斯噪声的高阶累积量为零，因此基于四阶累积量的算法具有自动抑制加性高斯白噪声及任意高斯色噪声的能力；另外，把四阶累积量应用于阵列信号处理中，能够实现阵列扩展，增加虚拟阵元，扩展阵列孔径，从而使得较之于基于协方差的算法能分辨的空间信源数目更多，使得测向性能得到提高。基于四阶累积量算法的最大的缺点在于：运算量很大，且为了正确估计需要的信号参数往往需要较多的快拍数。

四阶累积量阵列

阵列输出信号为

构造四阶累积量矩阵

阵列输出转换四阶累积量矩阵

式中，表示 Kronecker 积。假设各信号源间完全独立，则有下列式成立

其中

上式说明，通过构造四阶累积量矩阵进行阵列扩展后的阵列导引向量为

阵列扩展主要表现为虚拟阵列较实际阵的口径扩大和阵元数增加。

2.7.1 MUSIC-like 算法

MUSIC-like 算法的步骤总结：

- (1) 从阵列输出信号矩阵得到四阶累积量矩阵的估计；
- (2) 对其进行特征值分解，得到四阶噪声子空间估计值；
- (3) 计算 MUSIC-like 谱

其中，。

%四阶累积量的 DOA 估计 MUSIC-like 算法谱估计

function s = MUSIC_like(s)

%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

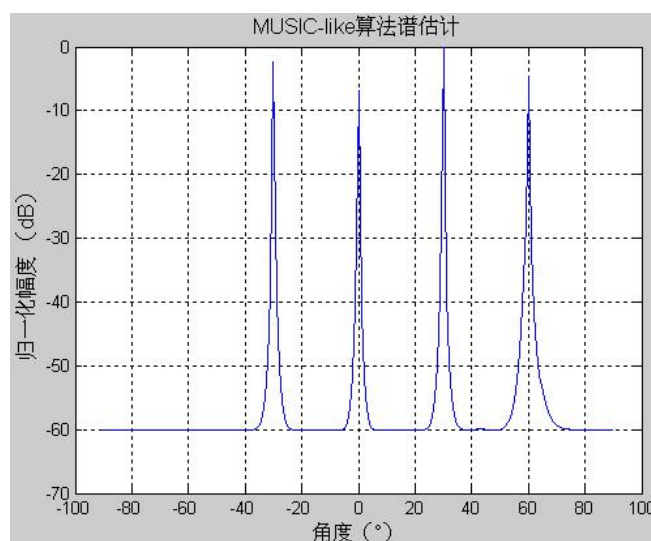


图 2-19 线阵 MUSIC-like 算法仿真图

2.8 传播算子 PM

传播算子的定义是基于对方向矩阵 A 的分块，即

其中， U 和 V 分别为 $N \times N$ 和 $M \times M$ 的矩阵。

传播算子的定义基于假设 A 是非奇异的，传播算子是将 A 转化为 $U \Lambda V^H$ 的唯一线性变换，等价定义为

或者

其中， I_N 和 I_M 分别为单位矩阵和零矩阵。

2.8.1 谱峰搜索 (PM) 算法

谱峰搜索 PM 算法步骤总结：

- (1) 从阵列输出矩阵得到信号自相关矩阵的估计
- (2) 求解的特征值分解，对应的特征矢量构成的列，即
- (3) 计算传播算子估计矩阵
- (4) 得到相应类似噪声子空间
- (5) 估计谱为。

%基于 PM 的谱峰搜索 DOA 估计算法结构体函数代码

function s = PM(s)

%%%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

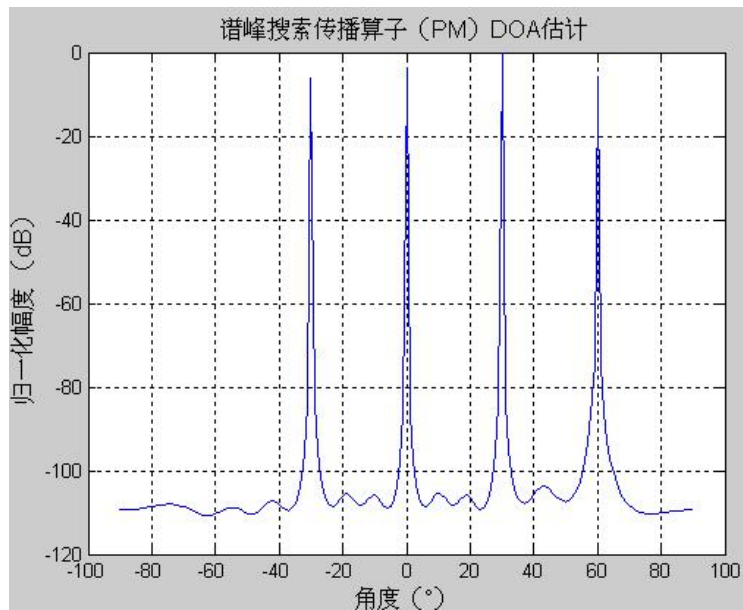


图 2-20 谱峰搜索传播算子 DOA 估计算法仿真图

2.8.2 正交化谱峰搜索 (OPM) 算法

正交化谱峰搜索算法步骤总结:

- (1) 同谱峰搜索算法 (1) ~ (4) ;
- (2) 将正交化处理

- (3) 谱估计

%正交化谱峰搜索 (OPM) 算法 DOA 估计结构体函数

function s = OPM(s)

%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

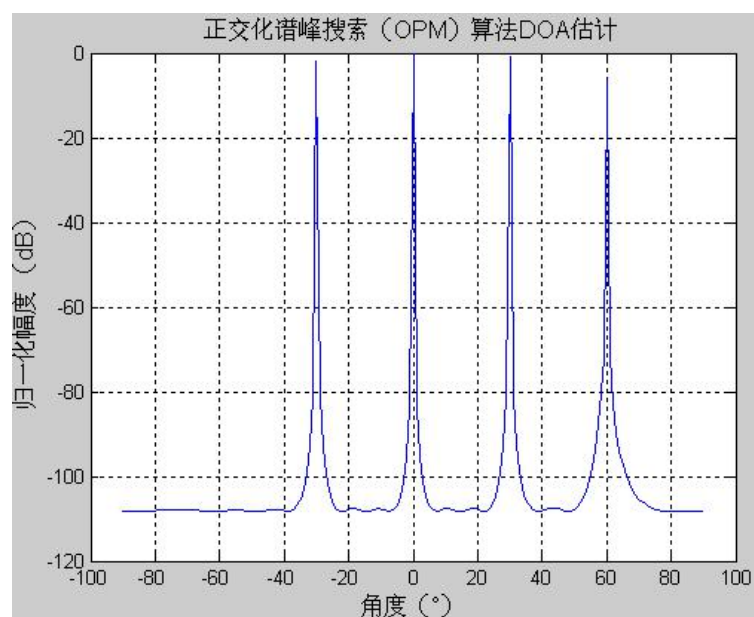


图 2-21 正交化谱峰搜索算法仿真图

2.8.3 旋转不变 PM 算法

- (1) 从阵列输出矩阵得到信号自相关矩阵的估计
- (2) 判断出信源数，并将协方差估计矩阵进行分块

其中，

- (3) 构造传播算子估计
- (4) 从矩阵构造出矩阵

其中，

- (5) 通过对特征值分解得到，进而可以得到 DOA 估计

%旋转不变 PM 算法结构体函数

function s = ESPRIT_PM(s)

%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

```
DOA_estimate
-30.0012   -0.0046   30.0075   60.0025

power_estimate
 11.4681   12.3416   13.5305   11.2772
```

图 2-22 旋转不变 PM 算法仿真结果

2.9 基于广义 ESPRIT 算法 DOA 估计

阵列模型

考虑由两个不重叠的传感器子阵组成的传感器阵列。传感器阵列的第一个子阵和第二个子阵分别记为子阵 1 和子阵 2，并分别标号为。假设子阵 1 和子阵 2 对应的传感器之间的位移是已知的，设，。而且，这些位移矢量可以是任意不同值。

假设入射信号为远场非相干信源，阵列向量可以写为

其中，是大小为的阵列方向矩阵，是大小为的信源波形矢量，是传感器噪声（假

设为高斯白噪声且方差相同）。

阵列方向矩阵可以表示为

其中

分别是子阵 1 和子阵 2 的方向矩阵，是子阵 1 的导向矢量。

其中，是波长，子阵 1 和子阵 2 对应的传感器之间的位移矢量的方向和方向的分量，表示信源的波达方向。

2.9.1 频谱搜索广义 ESPRIT 算法

频谱搜索广义 ESPRIT 算法实现步骤总结：

- (1) 从阵列输出矩阵得到信号自相关矩阵的估计
- (2) 协方差矩阵特征值分解
- (3) 构造信号子空间估计
- (4) 求解 DOA 谱函数估计

其中

本算法不能实现信源的确定指向，对-30，30 和 60 方向的指向性很强，没能得到理想的 DOA 估计。由于使用两个子阵列，并且是分成两个相等的阵列，之前构造的信号源不能直接使用，需要根据上面的模型从新设计信号源及其方向矢量矩阵。具体设计信源代码如下：

```
%*****DOA 估计 MATLAB*****%
```

```
clear all;close all;clc
```

```
%%%%%%%%%%%%参数设置%%%%%%%%%
```

```
s.M = 16; %阵元（线阵）
s.M1 = 8; %子阵
s.M2 = 8;
s.x_m = 1; %位移矢量（x_m,y_m）
s.y_m = 1;
s.lamda = 1; %波长
s.d = 1/2*s.lamda; %阵元间距
```

```

s.SNR = 10; %信噪比
s.INR = 10; %干燥比
% s.Noise = 1; %高斯白噪声
s.SigDOA = [-30 0 30 60]; %信源 DOA
% s.IntDOA = [-30 30 60]; %干扰 DOA
s.Theta = -90:1:90; %扫描范围
s.L = 10000; %快拍数/采样数
s.fc = 100; %信号频率
s.fs = 1000; %采样频率
%%%%%%%%生成信号模型%%%%%%%%
@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生
c%%%%%%%%图形打印%%%%%%%%
figure;
hold on,box on,grid on
semilogy(s.Theta,s.P)
title('频谱搜索广义 ESPRIT 算法','fontsize',12)
xlabel('角度 (°) ','fontsize',12)
ylabel('归一化幅度 (dB) ','fontsize',12)

```

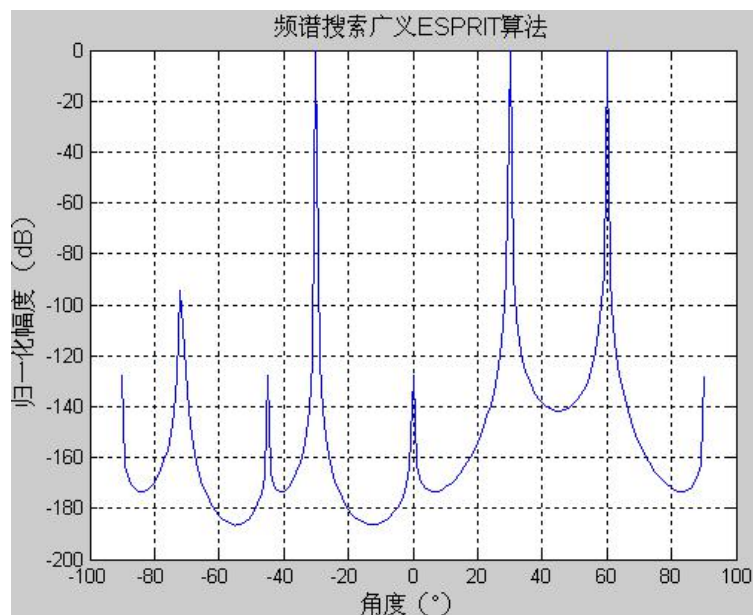


图 2-23 频谱搜索广义 ESPRIT 算法仿真图

2.9.2 无须搜索的广义 ESPRIT 算法

假设对于任何的有的位移分量为零，， 则

令，有，这里

另外，频谱搜索广义 ESPRIT 谱估计算法里的分母在这里写成

如果所有的都是整数，那么通过上式可以利用多项式求根方法得到信号波达

方向。在常规 ESPRIT 算法阵列的情况下，我们有。在这种情况下，上式的 K 个根是矩阵束的广义特征值。

无须搜索的广义 ESPRIT 算法步骤总结：

- (1) 频谱搜索广义 ESPRIT 算法 (1) ~ (3)；
- (2) 设置辅助量，代入算法中

其中

编写仿真代码，对大于 30 角度上的来波不能估计，而且小于 30 角度的来波经常会出现正负号不能正确估计的问题，需要继续理解。具体仿真代码如下：

%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

%屏幕输出结果（disp 函数，类似 VC 中的 printf）

disp('source_doa');

disp(source_doa);

2.10 基于压缩感知 DOA 估计

2.11 相干信源 DOA 估计

对于相干信源，一般的 DOA 估计算法，如传统的 MUSIC、ESPRIT 等信号子空间类算法，已经不能有效地分辨信号的 DOA，需要寻求能够解决相干信号源的算法。由于信号阵列会接收到不同方向上的相干信号，而相干信号会导致信源协方差矩阵的秩亏损，从而使信号特征值向量发散到噪声子空间。相干信号波达方向估计的重要内容就是从解决矩阵的秩入手，考虑用什么办法将信号协方差矩阵的秩恢复到等于信号源的个数。其方法之一是在进行谱估计之前进行预处理，将协方差的秩恢复到信号源数，这种处理称为去相关，而后再用一般的处理方法进行空间谱估计。去相关预处理大致可分为两大类：一类是降维处理，它是采取牺牲有效阵列孔径来实现信号源的去相干，如平滑技术，前后向预测投影矩阵法，数据矩阵分解法；另一类是不损失阵元数，而利用移动阵列的方法或采用频率平滑法处理相干信号。例如频率平滑算法、旋转子空间不变和加权子空间拟合技术。

2.11.1 空间平滑算法

空间平滑技术是对付相干或者强相干信号的有效方法。其基本思想是将等距线阵分成若干个相重叠的子阵列。若各子阵列的阵列流形相同（这一假设适用于等距线阵），则子阵协方差矩阵可以相加后平均取代原来意义上的。按子阵列的排序顺序，平滑算法可以分为前向平滑算法和后向平滑算法。

空间平滑的思想是将元的等距线阵用滑动方式分成个子阵，每个子阵有个单元，其中。定义前个前向子阵的输出为

其中，为维的方向矩阵，其列为维的导向矢量。

所以，第个前向子阵的协方差矩阵为

定义前向空间平滑协方差矩阵为

在此基础上，考察直线阵的倒序阵（按 $M, M-1, \dots, 2, 1$ 顺序排列）。同理可以得到反向空间平滑的协方差矩阵为

和为共轭倒序阵，它们之间的关系就是常说的共轭倒序不变性。因此，可以定义前后向平滑协方差矩阵为

空间平滑算法步骤总结：

- （1） 将接收数据滑动方式分成个子阵，每个子阵有 N 个单元；
- （2） 求出每个子阵的协方差矩阵，有、和三种协方差求解算法，然后对协方差矩阵取平均值处理，得到平滑后的协方差矩阵、和（算法公式见前述）；
- （3） 平滑后的协方差矩阵特征值分解，估计出信源个数，然后利用 MUSIC 算法进行谱峰搜索得到 DOA 估计谱峰图。

算法实现：

首先，要建立相干信号源，这与前面仿真是假设信号不相干的信号源不同。相干信号源实现代码如下：

%%%%%%%%%%参数设置%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

上面代码中，生成四个信号源，信号源 1 和 2 为相干信号源，信号源 3 和 4 为相干信号源。

%前向平滑算法结构体函数代码

function s = fssp_music(s)

%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

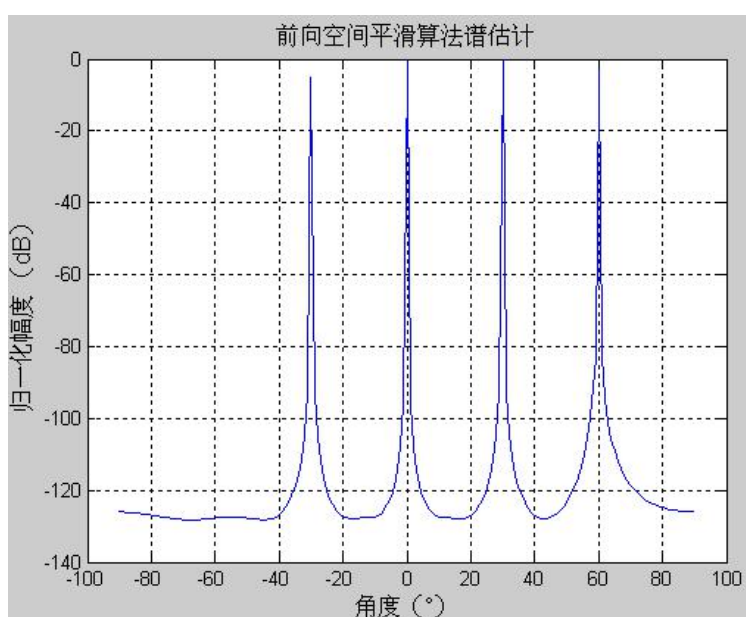


图 2-24 前向空间平滑算法仿真图

%后向平滑算法相干信号源 DOA 估计算法

function s = bssp_music(s)

%%%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

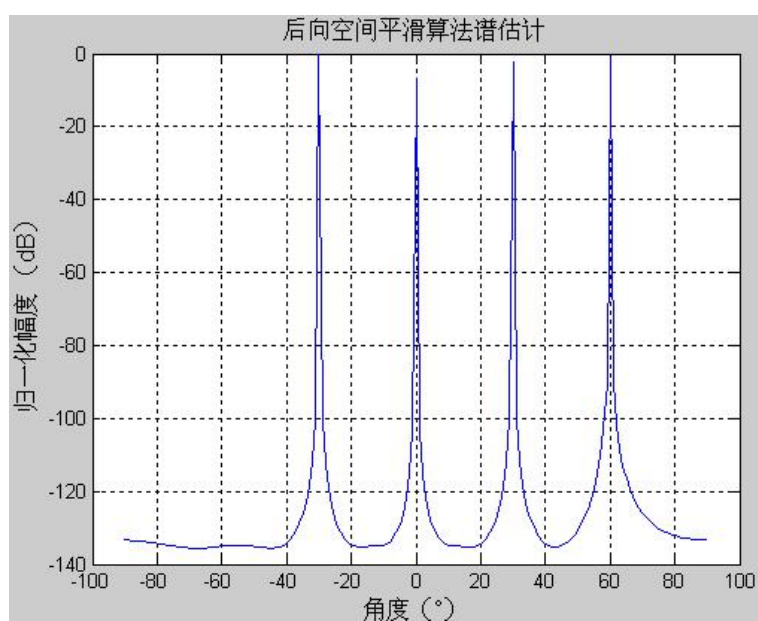


图 2-25 后向空间平滑算法仿真图

%前后向平滑算法结构体函数代码

function s = fbssp_music(s)

%%%%%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

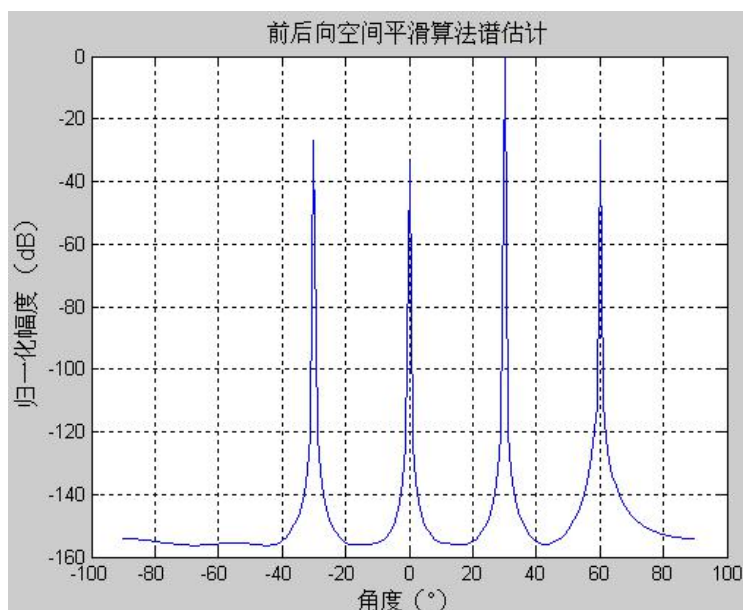


图 2-26 前后向空间平滑算法仿真图

2.11.2 ESPRIT-like 算法

ESPRIT-like 算法解相干算法通过特殊的天线阵列模型，重构一个 Toeplitz 矩阵，使其秩只与信号的波达方向有关，而不受信号相关性的影响，从而达到去相干的目的。

ESPRIT-like 算法线性模型由 $2M+1$ 个阵元组成均匀线阵（ULA），阵元间距为 d ，以中心阵元为参考点。

此算法仿真，直接使用空间平滑算法构造的相干信源，ESPRIT-like 算法步骤总结如下：

- (1) 由接收数据得到阵列的协方差矩阵；
- (2) 构造 Toeplitz 矩阵

其中，为元素；

- (3) 对进行特征值分解，得到 K 个大特征值和 $M-K+1$ 个小特征值，得到信号子空间；
- (4) 对信号子空间分块处理，得到和，；
- (5) 对进行特征值分解，得到 K 个相干信源的到达角

ESPRIT-like 算法实现代码：

%相干信源 DOA 估计 ESPRIT-like 算法

function s = ESPRIT_like(s)

%%%%%%%%%%信号处理%%%%%%%%%%

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

```
DOA_estimate
-29.9932   -0.0008   30.0012   60.0018
```

图 2-27 ESPRIT-like 算法仿真结果

三 信源数估计算法

阵列信号处理中的大部分算法需要知道入射信号数。但在实际应用场合，信号源数通常是一个未知数，往往需要先估计信号源的数目或假设信号源数目已知，然后再估计信号的方向。根据特征空间的分析可知，在一定的条件下数据协方差矩阵的大特征值数对应信号源数，而其他的小特征值是相等的（等于噪声功率）。这就说明可以直接根据数据协方差矩阵的大特征值来判断信号源数。但在实际应用场合，由于快拍数、信噪比等方面的限制，对实际得到的数据协方差矩阵进行特征分解后，不可能得到明显的大小特征值。很多学者提出了在信号数估计方面较为有效的方法，包括信息论方法、平滑秩法、矩阵分解法、盖氏圆方法和正则相关法等。

3.1 特征值分解方法

特征值分解方法适用于信噪比较高的情况下。

存在观测噪声时，接收信号模型为 $\mathbf{X}=\mathbf{A}\mathbf{S}+\mathbf{N}$ 。表示有观测噪声时混合信号的协方差矩阵，即

其中， σ^2 为噪声功率。在信噪比高的情况下，对协方差求特征值，大特征值个数即为信源数，小特征值就等于噪声方差。

将得到的协方差矩阵的特征值从大到小排列，即。设作为观测样本的主特征值数，则信源数目 K 应取值使得。该方法优点在于运算简单且估计准确率高。

如下是特征值法信源数估计代码，没有使用 `Max` 函数，感觉这样书写更直观，而且不用设置比值存储空间。

```
%特征分解判断信源个数
% EVA 为经过从大到小排序的特征值，M 为阵元数
% 在使用之前，必须将特征值从大到小排序处理
function K = Max_EVA(EVA,M)
d = 0;
for k = 1:M-1
```

```

temp = EVA(k)/EVA(k+1);
if d < temp
    d = temp;
    K = k;
end
end
end

```

3.2 信息论方法

信息论方法统一表达形式

式中， $\ln$ 是对数释然函数， λ 是罚函数。通过对 λ 的不同选择可以得到不同的准则。

有效检测（EDC）准则为

其中， k 为待估计的信号源数（自由度）， L 为采样数， $\ln$ 为释然函数，且有

另外，有效检测（EDC）准则中的需要满足的条件为

当满足上述条件时，EDC 准则具有估计一致性。

当分别为及时，就可以得到信息论（AIC）准则、最小描述长度（MDL）准则及 HQ 准则，即

下面给出 MDL 算法代码，其他两种改变的只是，不再在此处介绍。

```

%信源数估计算法
%M      阵元数 s.M
%EVA    特征值
%T      快拍数/采样数
function K = MDL(M,EVA,T)
    MDL = zeros(1,M);
    for k = 0:M-1
        temp = EVA(k+1:M); %提取释然函数需要的特征值
        Tsph = mean(temp)/((prod(temp))^(1/(M-k))); %释然函数
        MDL(k+1) = T*(M-k)*log(Tsph)+k*(2*M-k)*log(T)/2; %MDL 算法
    end
    [y,b] = min(MDL);
    K = b-1;
end

```

将三种算法在不同快拍数下进行仿真实验，对应每个快拍数仿真实验 200 次，求出最后正确估计出信源数的概率，并将三种算法估计正确概率分布图打印到一张图上进行对比。对比图如下，由图可以看出在第快拍数（小于 30）的情况下，AIC 算法正确估计概率最大，当快拍数超过 100 时，MDL 能非常准确估计出信源数。

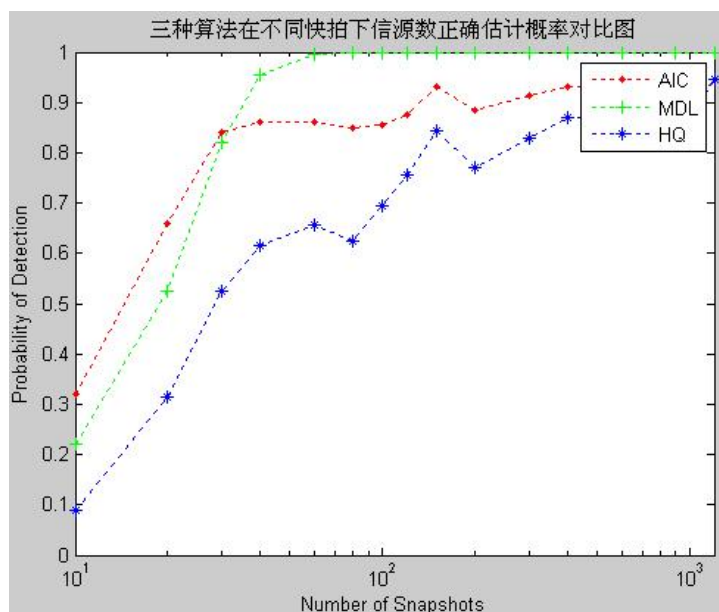


图 3-1 快拍数对三种算法的影响

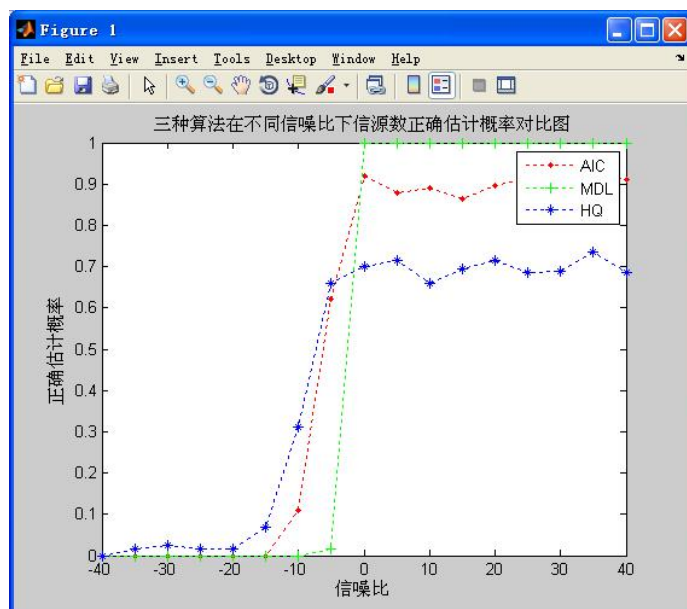


图 3-2 信噪比对三种算法的影响

四 二维 DOA 估计

二维 DOA 估计一般采用 L 型阵列、面阵和平行阵列或矢量传感器实现二维参数的估计，多数有效的二维 DOA 估计算法是在一维 DOA 估计算法的基础上，直接针对空间二维谱提出的，如二维 MUSIC 算法以及各种二维 ESPRIT 算法等。

4.1 L 型阵列中基于改进 ESPRIT 的二维 DOA 估计算法

数据模型

该型阵列分别由轴和轴上阵元数均为的均匀线阵垂直构成，阵元间距为，假设个信号入射到此阵列上，入射角，其中和分别为第 k 个信源的方位角和仰角。

此阵列接收到的信源数为 K ，X 轴上的传感器数为 M ，则 X 轴上的传感器的接收信号为

其中，为信源矩阵，为接收噪声，，其值为

Y 轴上 M 个传感器的接收信号为

为接收噪声，为

和是范德蒙得矩阵。
分别定义矩阵，有

其中， x_1 和 x_M 分别表示矩阵 X 的第一行和第 M 行；类似的， y_1 和 y_M 分别表示矩阵 Y 的第

一行和第 M 行； x_1 和 x_M 分别表示的第一行和第 M 行； y_1 和 y_M 分别表示矩阵的第一行和第

M 行。

构造矩阵为

其中， $\mathbf{N}$ ， $\mathbf{N}_1$ ， $\mathbf{N}_2$ ， $\mathbf{N}_3$ ， $\mathbf{N}_4$ 为噪声矩阵。
 $\mathbf{R}$ ，符号表示取数学期望。 $\mathbf{R}_1$ 为的信源相关矩阵。由于信源 彼此独立，可以表示成一个对角阵，因此、可以被改写为

4.1.1 ESPRIT 估计算法

ESPRIT 估计算法步骤总结：

- (1) 由 L 型阵列数学模型构建 $\mathbf{C}$ 矩阵；
- (2) 对 $\mathbf{C}$ 进行奇异值分解，得到信号子空间矩阵，即 $\mathbf{U}_s$ ；
- (3) 构造矩阵 $\mathbf{U}_s^H \mathbf{U}_s$ 和 $\mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H$ ，并对其进行特征值分解，可得特征值对角阵和特征向量矩阵，共轭转置特征值对角阵和特征向量矩阵；
- (4) 构造排序矩阵；
- (5) 方位角和仰角估计

L 型阵列参数设置代码：

```
%%%%%%%%%%%%%%参数设置%%%%%%%%%%%%%%
s.M = 8; %X 轴阵元数
```

```

s.N = 8;                %Y 轴阵元数
s.lamda = 1;            %波长
s.d = 1/2*s.lamda;      %阵元间距
s.dx = 0:1:(s.M-1);     %X 轴阵元分布
s.dy = 1:1:(s.N-1);     %Y 轴阵元分布
s.SNR = 10;             %信噪比
s.The = [10 30 50];     %方位角  theta
s.Phi = [15 35 55];     %仰角    fai
s.L = 10000;            %快拍数/采样数
s.fc = 100;             %信号频率
s.fs = 1000;            %采样频率

```

L 型阵列数学模型信号生成代码：

%生成信号模型

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

```

>> main
相位角和仰角估计值
    50.4522    29.4956    9.8916

    54.4771    35.5989    15.1455

>> main
相位角和仰角估计值
    50.3834    47.9385    9.9447

    54.5709    22.7261    15.2338

```

图 4-1 L 型阵列 ESPRIT 算法仿真结果

能够正确估计方向角和仰角，并且能够正确的配对方向角和仰角。

小结：在编写此仿真代码时，遇到一个问题，用了很长时间才找到问题出现在红色标记的生成仿真信号部分。此处列出错误代码和正确代码对比：

参数设置

```

s.lamda = 1;                %波长
s.d = 1/2*s.lamda;          %阵元间距
s.dx = 0:s.d:(s.M-1)*s.d;   %X 轴阵元分布
s.dy = s.d:s.d:(s.N-1)*s.d; %Y 轴阵元分布

```

生成仿真信号源

```

s.Ax = exp(-1j*2*pi*s.d/s.lamda*s.dx.*(cos(s.The*pi/180).*sin(s.Phi*pi/180)));
s.Ay = exp(-1j*2*pi*s.d/s.lamda*s.dy.*(sin(s.The*pi/180).*sin(s.Phi*pi/180)));

```

在参数设置中，s.dx 和 s.dy 已经根据阵元间距均匀分布设置，所以在生成仿真信号方向矢量矩阵时，不需要再次加入阵元间距和波长，修改成正确代码为：

参数设置

避免参数的重复设置！！！！

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

4.1.2 改进 ESPRIT 估计算法

ESPRIT 估计算法步骤总结:

- (1) 由 L 型阵列数学模型构建 C 矩阵;
- (2) 对 C 矩阵进行特征值分解并计算 E , 其中, 的 K 个较大特征值对应的特征向量构成信号子空间 E ,

- (3) 对 E 进行特征值分解可得 Λ 和 $\tilde{E}$, 进而估计出的值, 其中

- (4) 构造矩阵 $\tilde{C}$, 分解得到;

- (5) 对 $\tilde{C}$ 求特征值分解可得特征值 $\tilde{\Lambda}$, 进而估计出 $\hat{\theta}$, 其中

- (6) 自动配对的方位角和仰角估计算法

参数设置与信号生成模型与 ESPRIT 估计算法相同，此处列出改进 ESPRIT 估计算法机构提函数代码：

%改进的 ESPRIT 估计算法结构体函数

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

```
>> main
相位角和仰角估计值
    50.4044    28.8923    9.6382

    55.8514    34.4602    14.9996

main
相位角和仰角估计值
    50.3858    28.9797    9.5890

    55.8165    34.5555    14.9547
```

图 4-2 改进的 ESPRIT 算法仿真结果

小结：在编写此代码时，出现两个错误的地方，导致整个代码可以运行，但是不能得到正确的结果。开始以为是方位角和仰角不能匹配，最后还是通过认真看书和代码，从中找到错误的地方，错误位置如上代码红色部分。

错误 1：算法第（3）步中，对特征值分解可得和，特征分解时不能直接使用的特征值当作的特征值，需要共轭转置。

错误 2：算法第（4）步中，构造矩阵，使用矩阵乘以特征向量矩阵的逆矩阵，那么可以将代码写成 $C = E \cdot \text{inv}(T)$ ；。其实这么写是错误的，查看 MATLAB 中矩阵特征值分解 eig 函数的定义， $[E, V] = \text{eig}(X)$ ；，得到 V 是 X 的特征值组成的对角矩阵，E 是 X 的左乘矩阵。将 X 写成特征分解形式，那么可以表述为，而 $E =$ 。所以在编写构造矩阵的代码时，要写成 $C = E \cdot T$ ；。此处应特别注意，在编写代码时很容易就写成错误的形式，而且还不容易发现！！

改进的 ESPRIT 估计算法优点：

- (1) 与 ESPRIT 估计算法相比，改进算法角度估计性能更好；
- (2) 改进的 ESPRIT 估计算法可以估计 SM-2 个信源，ESPRIT 估计算法只能估计 M-1 个信源；
- (3) 改进算法实现了仰角和方位角的自动配对，避免额外参数配对运算。

缺点：改进的算法计算复杂度比 ESPRIT 估计算法计算复杂度高。

4.1.3 ESPRIT 算法的 VC 实现

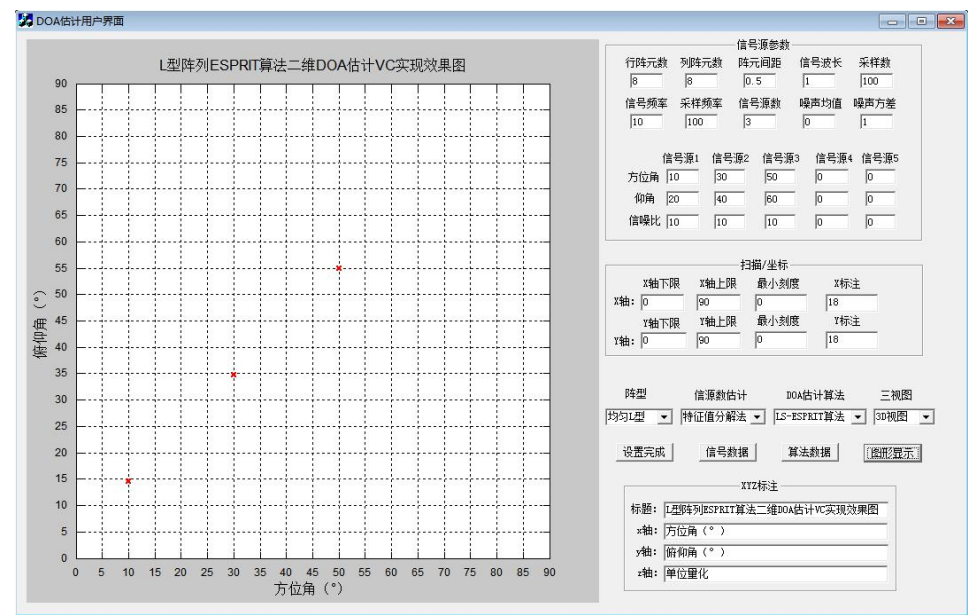


图 4-3 L 型阵列 ESPRIT 算法 VC 实现

L 型 ESPRIT 算法用于估计空间信号源的二维 DOA，不需要进行二维角度搜索，运算速度快。但是二维 ESPRIT 算法需要进行二维角度配对，也是二维 ESPRIT 算法需重点解决的问题。

4.2 L 型阵列中基于 PM 的二维 DOA 估计算法

L 型阵列数学模型同 ESPRIT 估计算法中描述的相同，不再重复。

PM 估计算法步骤总结：

- (1) 由接收数据构造矩阵，计算协方差；
- (2) 对协方差分块，得到传播算子，其中， $\mathbf{A}$ ， $\mathbf{B}$ ；
- (3) 构造矩阵

(4) 对特征值分解可得和, 进而估计出的值, 其中

(5) 构造矩阵, 分解得到;

(6) 对求特征值分解可得特征值, 进而估计出, 其中

(7) 自动配对的方位角和仰角估计算法

PM 估计结构体函数代码：

%基于 PM 的 L 型阵列 DOA 估计算法

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

```
>> main
相位角和仰角估计值
    50.3717    28.9715    9.6478

    55.7965    34.5272    14.9989

>> main
相位角和仰角估计值
    50.3516    29.0868    9.8109

    55.7790    34.5804    14.9912
```

图 4-4 L 型阵列 PM 算法仿真结果

小结：PM 估计算法与改进 ESPRIT 算法很相似，开始编写代码时也是出现的如同改进 ESPRIT 估计算法中一样的错误。

优点：

- (1) 与 ESPRIT 估计算法相比，PM 估计算法复杂度低；
- (2) PM 估计算法可估计 $2M-2$ 个信源,ESPRIT 估计算法只能估计 $M-1$ 个信源；
- (3) PM 估计算法实现仰角和方位角的自动配对,避免额外参数配对运算。

4.3 L 型阵列中基于 MUSIC 的二维 DOA 估计算法

L 型阵列数学模型沿用 ESPRIT 估计算法中的数学模型。

4.3.1 L 型阵列 MUSIC 估计算法

二维 MUSIC 估计算法和是一维 MUSIC 估计算法的延伸，其思想也是通过谱峰搜索。

L 型阵列 MUSIC 估计算法步骤总结：

- (1) 构造矩阵，其中是 X 轴输出数据，是 Y 轴输出数据；
- (2) 对求协方差分解，得到噪声子空间；
- (3) 利用空间谱函数进行二维谱峰搜索

L 型阵列 MUSIC 估计算法结构体函数代码：

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

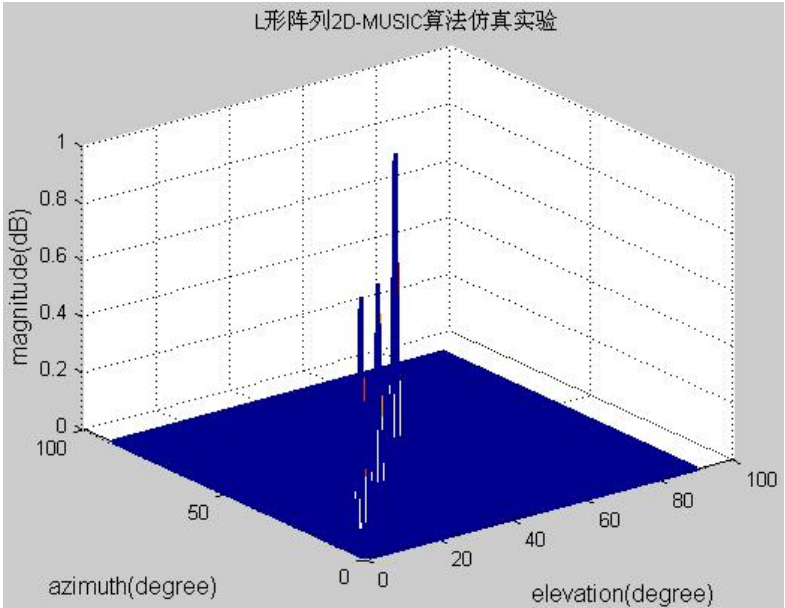


图 4-5 L 型阵列 MUSIC 算法仿真阿土

缺点：一维 MUSIC 估计算法谱峰搜索计算量已经很多了，进行二维 MUSIC 估计算法谱峰搜索将带来巨大的计算量。

4.3.2 L 型阵列 MUSIC 算法的 VC 实现

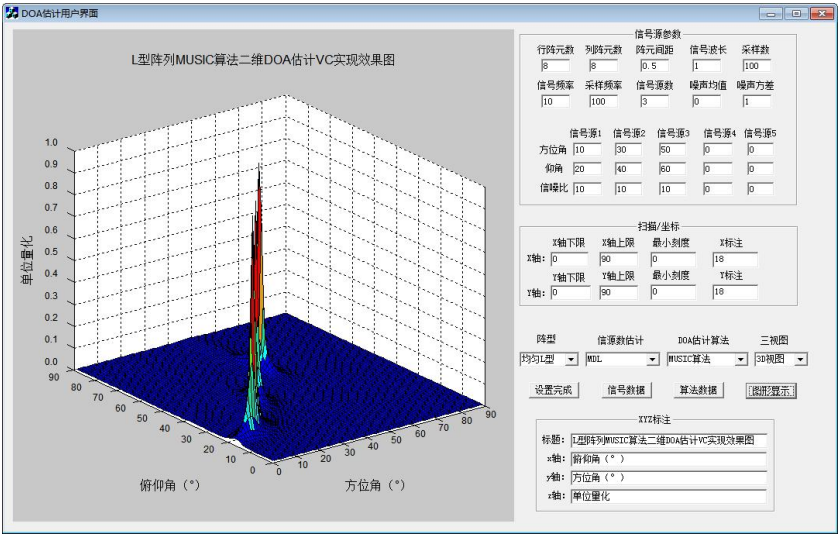


图 4-6 3D 视图

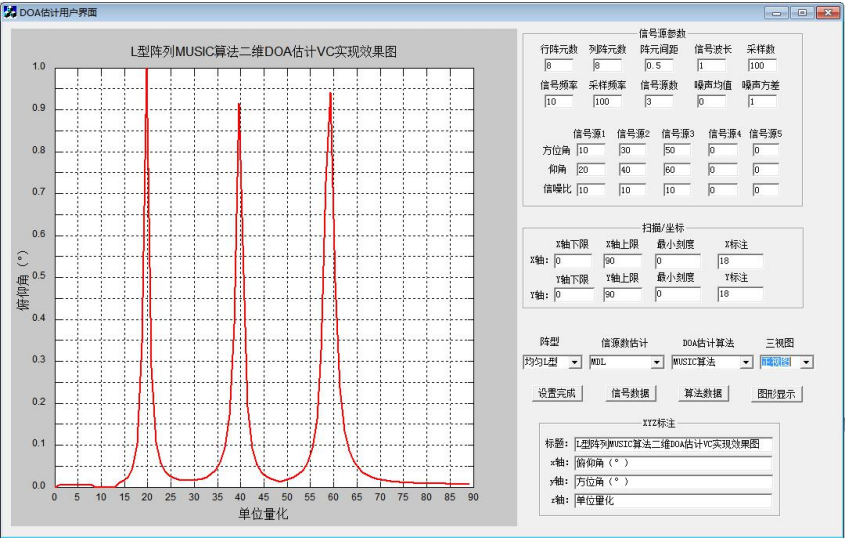


图 4-7 正视图

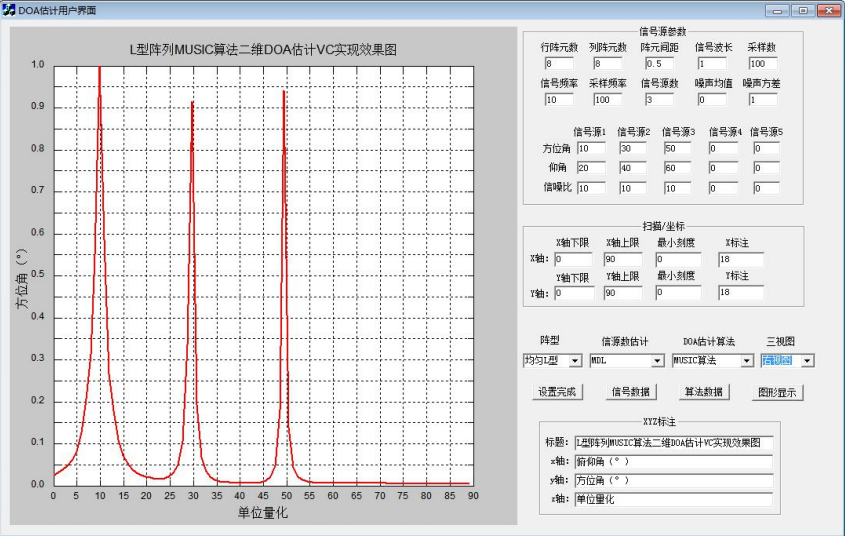


图 4-8 侧视图

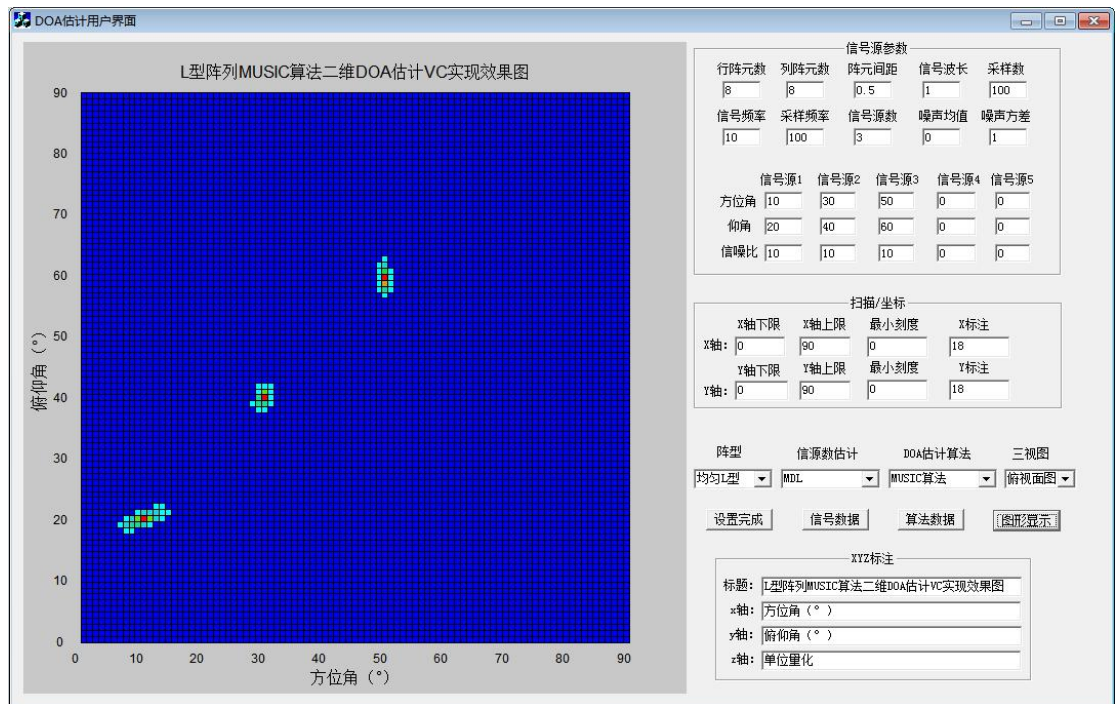


图 4-9 俯视图

二维 DOA 估计系统，可根据实际需要，实现三维图形显示，以及其正视图、侧视图和俯视图显示。

4.4 面阵中 2D-DOA 估计算法

数学模型

设平面阵列阵元数为 M ，信源数为 N 。 θ_k 和 ϕ_k 分别代表第 k 个信源的仰角和方位角。则空间第 i 个阵元与参考阵元之间的波程差为

一般假设面阵在 x - y 平面内，则为 0 ，为第 i 个阵元的坐标。

矩形阵列方向矢量矩阵为

其中， $\mathbf{a}_k$ 和 $\mathbf{b}_k$ 公式分别为 L 型阵列数学模型中的 $\mathbf{a}_k$ 和 $\mathbf{b}_k$ ， $\mathbf{A}$ 是由矩阵 $\mathbf{a}_k$ 的第 k 行构造的一个对角矩阵。可表示为。

另一种形式为

其中， $\mathbf{a}$ 是 $\mathbf{a}$ 的第 i 个列向量。

矩形阵列接收信号为

其中， $\mathbf{S}$ 为信源矩阵， $\mathbf{N}$ 为噪声矩阵。

4.4.1 二维 MUSIC 算法

矩形阵列 2D-MUSIC 算法步骤总结：

- (1) 计算接收数据协方差，对特征值分解；
- (2) 得到信源数，信号子空间和噪声子空间；
- (3) 根据 2D-MUSIC 矩形阵列算法得到二维 DOA 估计

%矩形阵列 2D-MUSIC 算法 DOA 估计

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

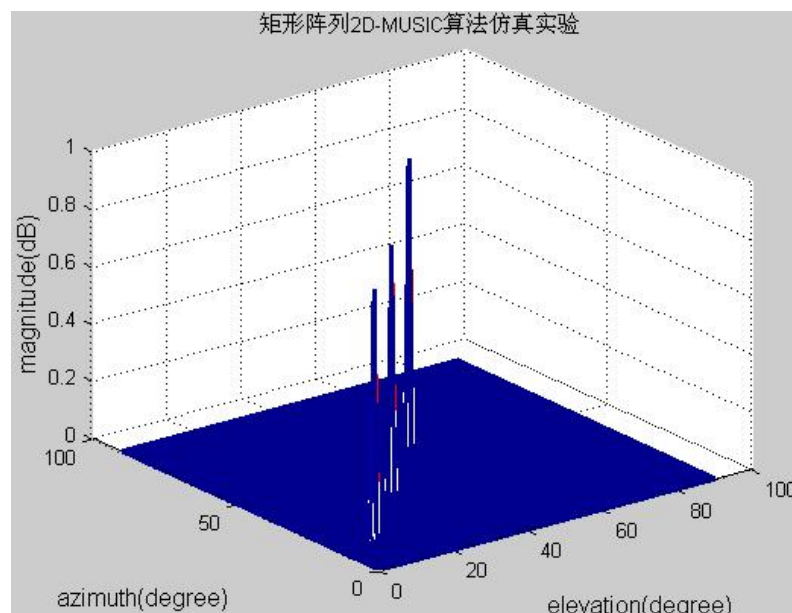


图 4-10 矩形阵列 MUSIC 算法仿真图

2D-MUSIC 算法是比较经典的一个算法，具有普遍适用性，缺陷就是要进行二维角度搜索。

4.4.2 二维 MUSIC 算法的 VC 实现

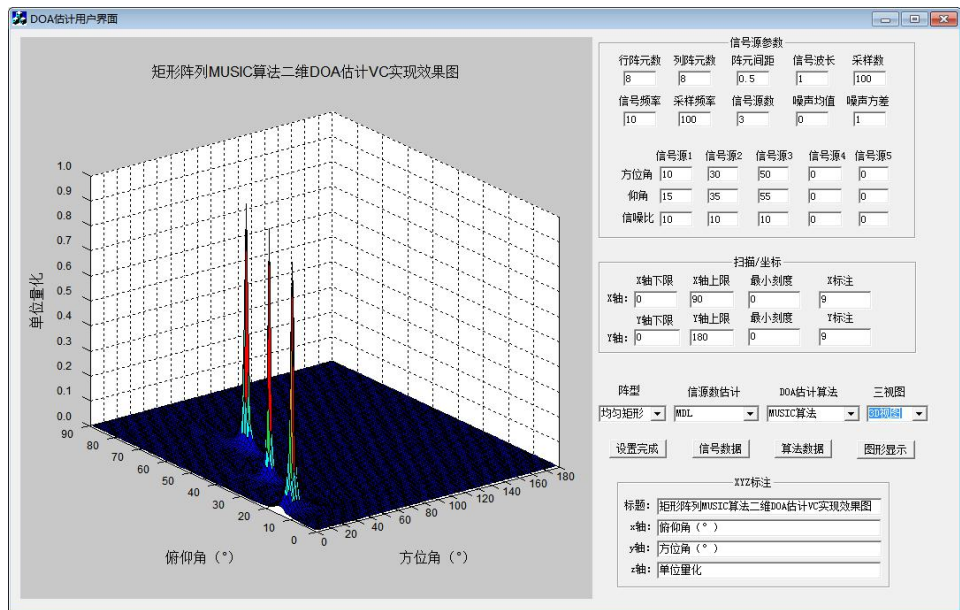


图 4-11 3D 视图

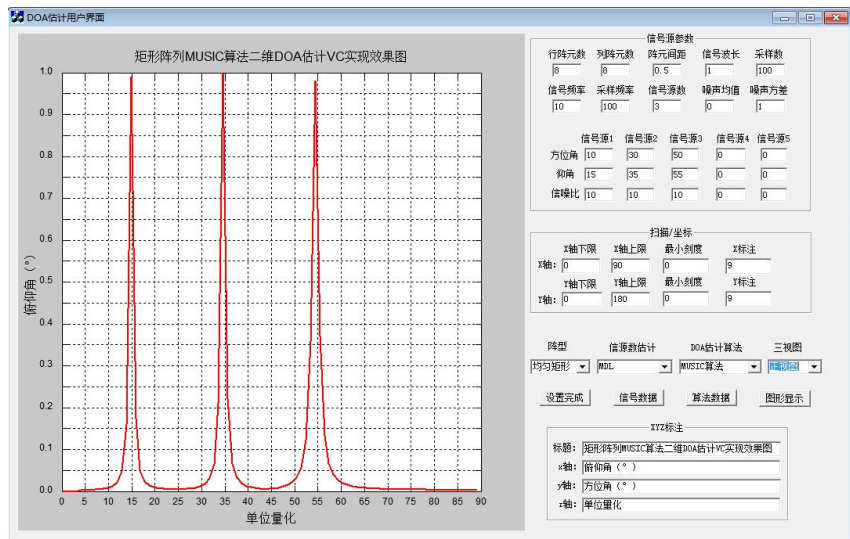


图 4-12 正视图

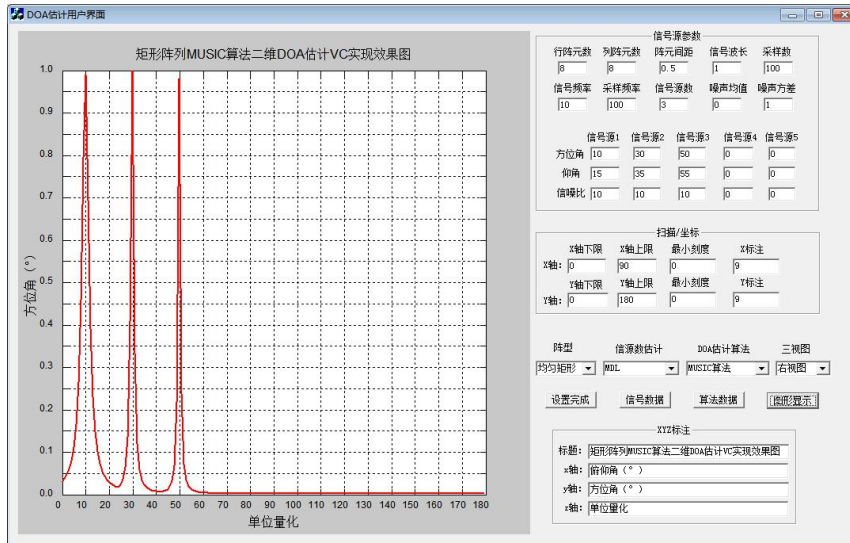


图 4-13 侧视图

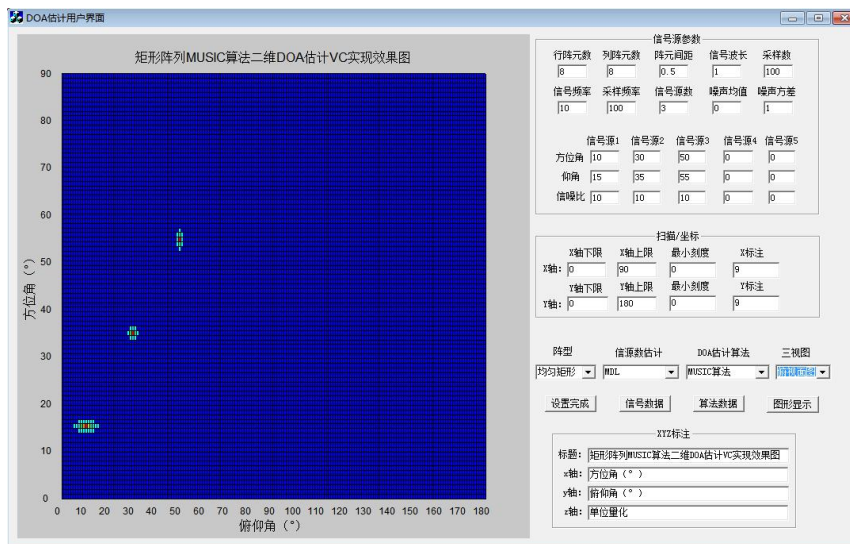


图 4-14 俯视图

4.4.3 二维 Capon 算法

二维 Capon 算法和二维 MUSIC 算法一样，也需要进行二维谱峰搜索。

二维 Capon 算法步骤总结：

- (1) 计算接收数据协方差；
- (2) 根据 2D-Capon 算法进行二维谱峰搜索，需找峰值。

%矩形阵列 2D-Capon 算法 DOA 估计

@请联系北京研创达科技有限公司 010-62101283 王先生

end

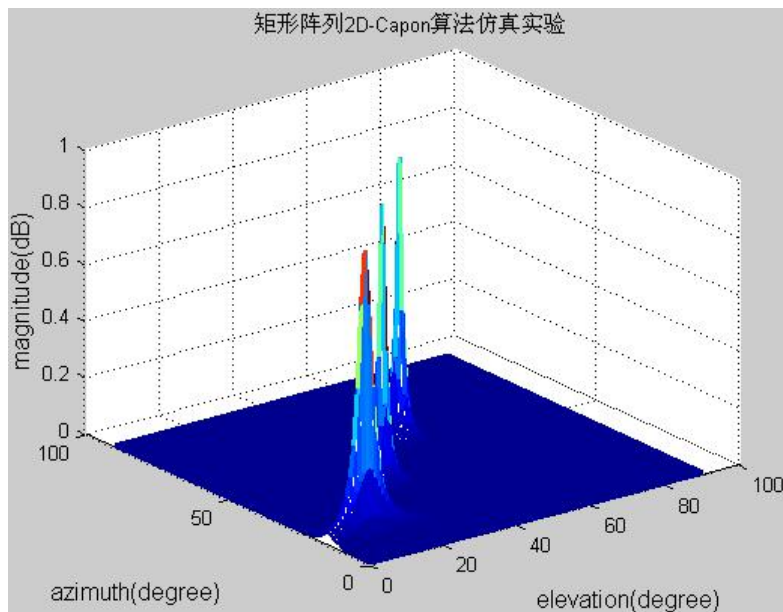


图 4-15 矩形阵列 Capon 算法仿真图

Capon 算法的缺陷是要进行二维角度搜索以及矩阵求逆，复杂度过高。

4.4.4 二维 ESPRIT 算法

基本思想：

令，，
和之间相差一个旋转因子，即，其中

同理，可以得到一个的旋转因子

和分别是信号的方位角和仰角。通过接收数据，求两个旋转因子，进而可以得到信号的方位角和仰角。

二维 ESPRIT 算法实现步骤：

- (1) 计算接收数据协方差，对特征值分解，得到信号子空间；
- (2) 定义，易得
，，则可得；
- (3) 对特征值分解得到，进而可以得到；

(4) 信号子空间重构，得到

在书本夹层推导了和的转换关系，据此可得到；

(5) 重复步骤 (2)、(3)，求解关于的旋转因子，估计出

；

(6) 和分别为和的特征向量，构造配对矩阵

根据的行（或列）绝对值最大元素的坐标调整和中对应元素的顺序一一匹配。

(7) 方位角和仰角估计

二维 ESPRIT 算法仿真效果（代码在此后整理中不在粘贴，参看 m 文件原代码）

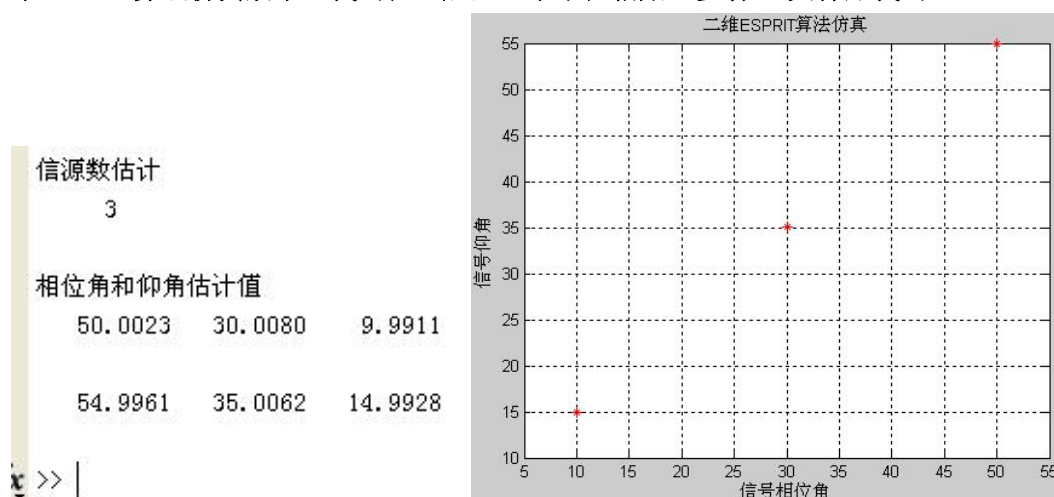


图 4-16 矩形阵列 ESPRIT 算法仿真结果

4.4.5 二维 ESPRIT 算法的 VC 实现

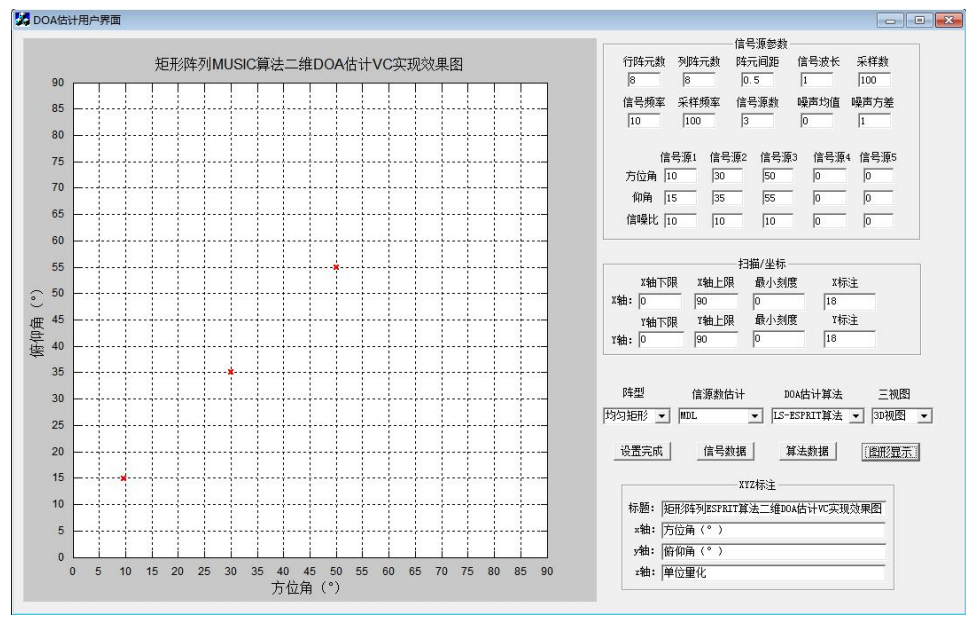


图 4-17 矩形阵列 MUSIC 算法 VC 实现

4.4.6 二维 Unitary-ESPRIT 算法

Unitary-ESPRIT 算法是将方向矩阵、协方差矩阵等都转换成实值（没有虚部），从而降低了运算复杂度，并根据相同的矩阵，得到配对好的仰角和方位角。

数据模型：

假设空间有个信源，和分别是第信号的方位角和仰角，坐标原点位于阵列中心，X 轴和 Y 轴的方向矢量矩阵分别为

把方向矢量转换成实值，有

其中，的定义如下（为反相单位矩阵）

根据以上运算法则，方向矢量改变后，无噪声时，输出变为实矩阵，即。

二维 Unitary-ESPRIT 实现步骤总结：

- （1）构造选择矩阵和，分别为前选择矩阵和后选择矩阵
- （2）构造和（参看数据模型里关于的定义）；

(3) 构造和

(4) 构造和

(4) 同理，构造 Y 轴参数

当阵列为方阵时，则，，

(5) 将接收数据实数化，实数部分与复数部分合成新矩阵再进行协方差运算和特征值分解，即

，

(6) 构造和

(7) 将和合并构成最终矩阵

(8) 对特征值分解，进行 DOA 估计

二维 Unitary-ESPRIT 算法仿真

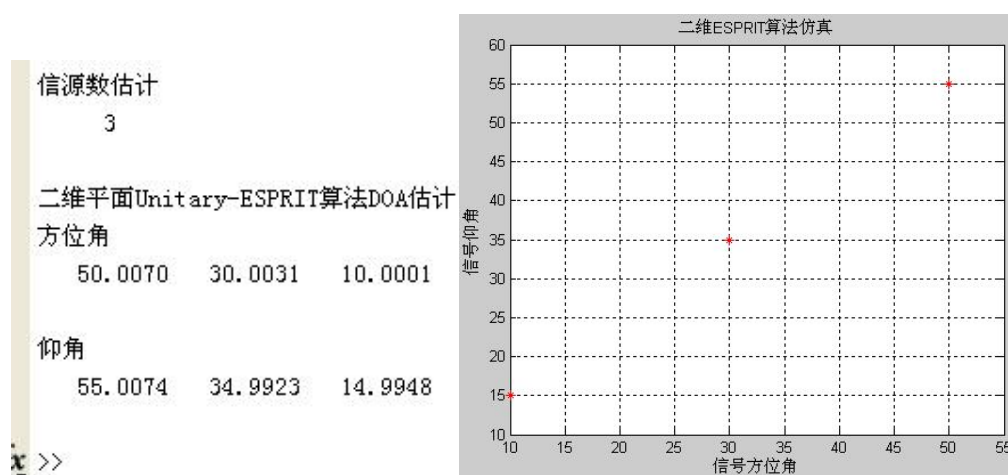


图 4-18 矩形阵列 Unitary-ESPRIT 算法仿真结果

4.4.7 二维 Unitary-ESPRIT 算法的 VC 实现

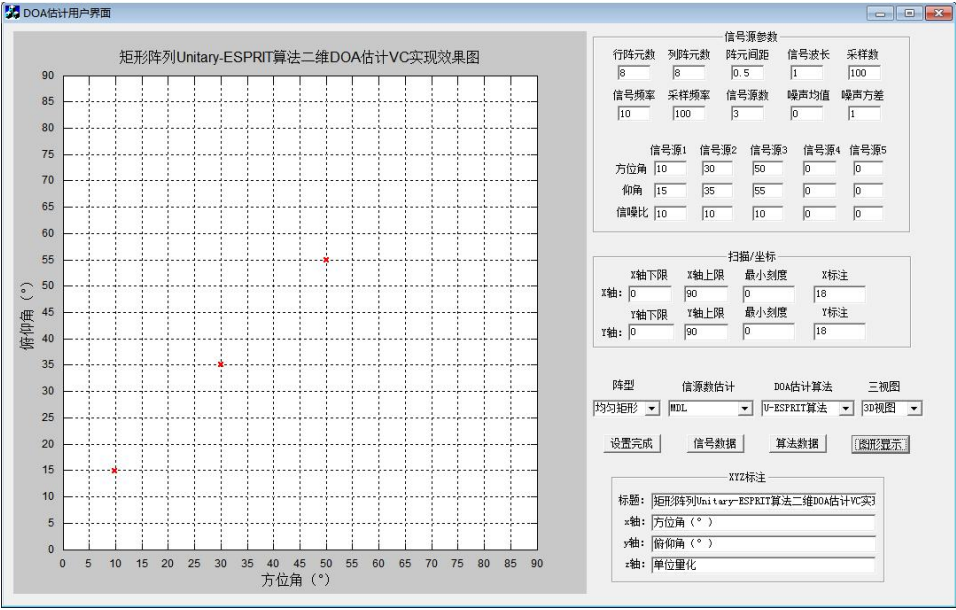


图 4-19 矩形阵列 Unitary-ESPRIT 算法 VC 实现

4.5 均匀矩形阵中降维 MUSIC 的 2D-DOA 估计方法

二维 MUSIC 需要进行二维峰值搜索，运算量非常大。降维 MUSIC 算法使用一维峰值搜索来解决二维 DOA 估计问题，大大降低了运算量，而且估计精确度要优于 ESPRIT 算法。

定义信号与 X 轴夹角为 α ，信号与 Y 轴夹角为 β ，信号方位角为 θ ，信号仰角为 ϕ 。可以得出夹角与 DOA 角度的关系为：

可推导出

方向矢量矩阵可写为

其中， $\mathbf{a}_i$ 和 $\mathbf{b}_i$ 是第 i 个列向量。

RD-MUSIC 算法实现步骤总结：

- (1) 接收数据协方差特征值分解，得到信号子空间和杂声子空间；
- (2) 以 Y 轴为子阵，则，一维扫描（X 轴夹角），求

其中，，

- (3) 根据求得的，求
- (4) 构造矩阵，其中， $\mathbf{g}=\text{angle}()$ 的第二行；
- (5) 构造矩阵

利用最小二乘法求解，得到：

- (6) 计算的估计
- (7) 得出仰角和方位角估计值

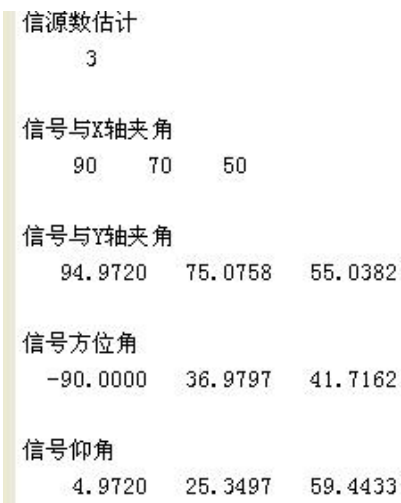


图 4-20 矩形阵列 RD-MUSIC 算法仿真结果

五 传声器阵列硬件搭建

基于传声器阵列的目标声源 DOA (Direction of Arrival, 来波方向) 估计技术，是阵列信号处理技术的一个具体应用，现已成为无源定位技术的重点研究方向。原则上讲，传声器阵列中的阵元越多，拾取的声源空间信息就越多，对目标声源的 DOA 估计就越精确。空间声源信号的 DOA 估计是声源定位技术的重要研究内容，基于传声器阵列在处理声音信号方面表现出的优越性，研究基于传声器阵列的声源 DOA 估计系统具有实际的应用意义。

结合 VC 环境下的 DOA 估计软件系统，搭建一个基于传声器阵列的二维 DOA 估计硬件系统，如图 5-1 为基于传声器阵列的二维 DOA 估计系统的整体框架图。

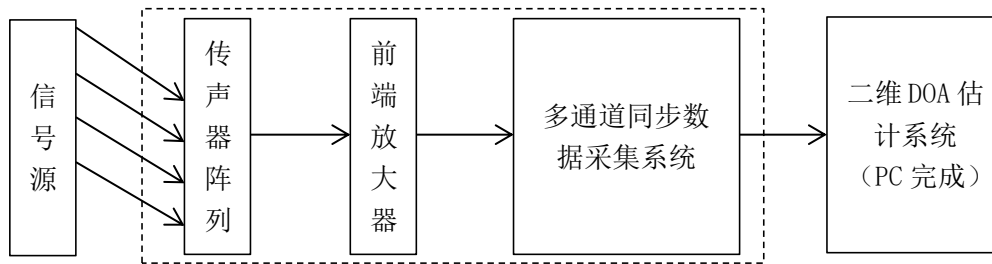


图 5-1 基于传声器阵列的二维 DOA 估计系统

由上图可知，系统主要包括：传声器阵列、前端放大器、多通道同步采集系统以及二维 DOA 估计系统。其中多通道同步数据采集系统为 64 通道同步数据采集卡，二维 DOA 估计系统包含二维 DOA 估计算法和估计结果显示，由上位机完成。下面对硬件系统的搭建进行详细介绍。

5.1 传声器设计

5.1.1 传声器选型原则分析

传声器又称为麦克风，是用于将声音信号转换成电信号的声学传感器。传声器阵列是由多个传声器按照一定的排列规律放置于空间的不同位置而组成，传声器的性能好坏将直接影响传声器阵列的测向质量，传声器的性能主要由其灵敏度、指向性和频响特性等决定。

(1) 灵敏度是指传声器单位声压下所输出电信号的大小，是传声器声-电转换效率的重要指标。灵敏度越高，传声器相对于微弱声音信号的探测效率越高。因此，要优先考虑灵敏度高的传声器。

(2) 指向性是指传声器的灵敏度在不同来波方向上的差异性。即信号源在传声器指向的方向入射时，传声器的灵敏度高，其它方向入射时，传声器的灵敏度低。本文系统针对空气声信号的二维 DOA 估计问题进行研究，主要是阵列正对的空间信号场，指向范围为 180° ，所以要选全向性优的传声器。

(3) 频响特性是指传声器的灵敏度在不同频率的声信号下反应出的差异性。一般传声器都会针对特定范围频率的声信号感兴趣，特定范围之外的声信号灵敏度显著降低。可闻声信号的频率范围为 $20\text{Hz}\sim 20\text{KHz}$ ，而人们感兴趣的声信号频率范围为 $100\text{Hz}\sim 3400\text{Hz}$ 。

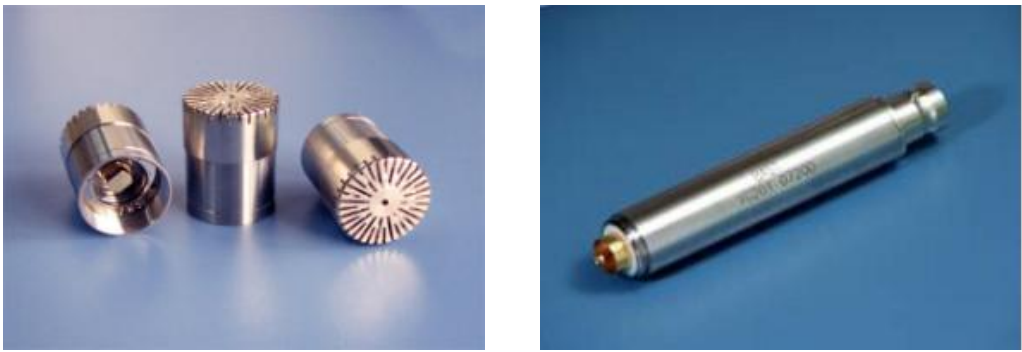
根据传声器的不同工作原理可将传声器分为动圈式传声器、压电式传声器、电容式传声器和驻极体式传声器，它们在指向性和频率响应方面都各有优缺点。动圈式传声器与压电式传声器的指向性较差，频响特性也较一般，所以这两种传声器的应用在逐渐减少。相较而言，电容式传声器表现出明显的优势。电容式传声器除了具有指向性好，频率响应范围宽的优点外，还具有温度系数小、灵敏度

高以及防潮性能好等特性。但是，电容式传声器必须借助 200V 的极化电压才能保证其有效的工作，这也是限制其应用的主要原因。驻极体式电容传声器克服了电容式传声器必须使用极化电压才能正常工作的缺点，它将电容式传声器预先作极化处理，使得电容式传声器在没有极化电压的情况下也能正常工作^[75]。

综上所述，驻极体式电容传声器具有电容式传声器的优点，同时不需要提供极化电压也能正常工作。考虑到本文设计系统最终应用场合为室外，针对声源为远场的空气声信号或者低空声信号，选用驻极体式电容传声器作为传声器阵列的阵元。

5.1.2 传声器选型及性能检测

本文选用北京声传声学科技有限公司售卖的驻极体式电容传声器 CHZ-213，并采购与之配套的前置放大器 YG-201。如图 5-2 为选用的传声器 CHZ-213 和前置放大器 YG-201 的实物图。



(a) CHZ-213

(b) YG-201

图 5-2 传声器 CHZ-213 和前置放大器 YG-201 实物图

传声器 CHZ-213 的相关参数：

传声器类型： 驻极体式电容传声器；
开路灵敏度（250Hz）： -26±1.5dB（50mV/Pa）；
频响特性： 10Hz~20KHz；
指向性： 全指向；
极化电压： 0V；
压力系数（250Hz）： -0.010dB/kPa；
温度系数（250Hz）： -0.005 dB/℃；
使用温度范围： -25~+55℃；
使用湿度范围： 0~90%RH。

前置放大器 YG-201 具有高输入阻抗、大动态范围、低噪声、低功耗、相位一致性好的特点。适用于各种精确噪声测量、高噪声测量，以及户外和阵列使用。前置放大器 YG-201 具有两种供电方式，一种是 4mA 恒流源供电，另一种是直

流供电。使用 4mA 恒流源供电时，前置结构简单、使用方便，可与多通道同步数据采集卡直接连接使用；使用 12V 直流供电时，具有较高的输入阻抗、低噪声、低功耗等特点，采用军品级器件，适合于长期安置于户外的声探测系统使用。数据传输使用同轴电缆，电磁场屏蔽效果较好，能够实现远距离信号传送。据官方提供数据显示：450 米长 50W、BNC-BNC 接头的线缆，1kHz 信号传输损失小于 0.1dB。

传声器的指向性和频响特性是衡量传声器性能的重要指标，直接影响到传声器阵列对声音信号采集的同步性，进而影响到声源定位算法的准确性。所以，需要针对传声器的指向性和频响特性进行测量评估。

(1) 传声器指向性检测：假设声源位于传声器正前方时为 0°方向，声源位于传声器背面时为 180°方向，顺时针旋转为角度递增方向。固定传声器和声源位置不变，顺时针方向将传声器缓慢旋转一周，即可检测传声器的指向性测量结果。设置带通滤波器，针对频率为 1KHz、5KHz 和 10KHz 的声音信号进行检测，检测结果如图 5-3 所示。

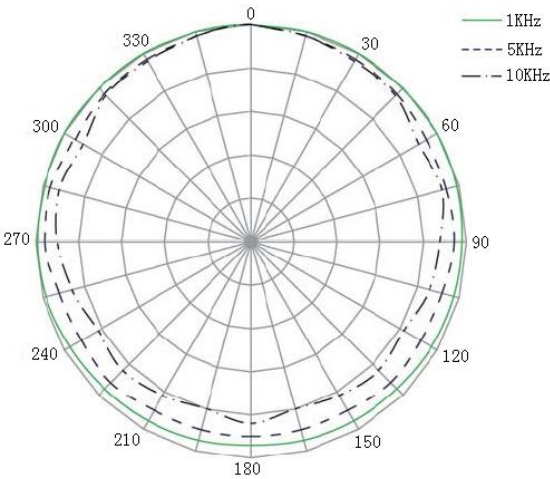


图 5-3 传声器指向性检测结果图

由传声器指向性检测结果图的指向性测量结果可知，传声器 CHZ-213 的指向性几乎达到全指向。当声音信号正对传声器入射时，传声器指向性最好；当声音信号在传声器背面入射时，传声器指向性最差。传声器对频率为 1KHz 的声音信号指向性最好，对频率为 5KHz 的声音信号指向性稍差，对频率为 10KHz 的声音信号指向性最差。传声器阵列在实际应用中，往往只针对传声器阵列 0~90°方向的声音信号进行测量。此处设计一个针对频率为 2KHz 的声音信号进行二维 DOA 估计，所以传声器 CHZ-213 的指向性指标符合需求。

(2) 传声器频响特性检测：将信号源放置于传声器正前方，带通滤波器设置只采集 20Hz~20KHz 的可闻声音信号，得到测量结果如图 5-4 所示。图中纵坐标表示声音信号强度，0dB 表示输入声音信号的强度为 1V/Pa。横坐标为声音信号的频率范围，设置显示范围为 20Hz~20KHz。

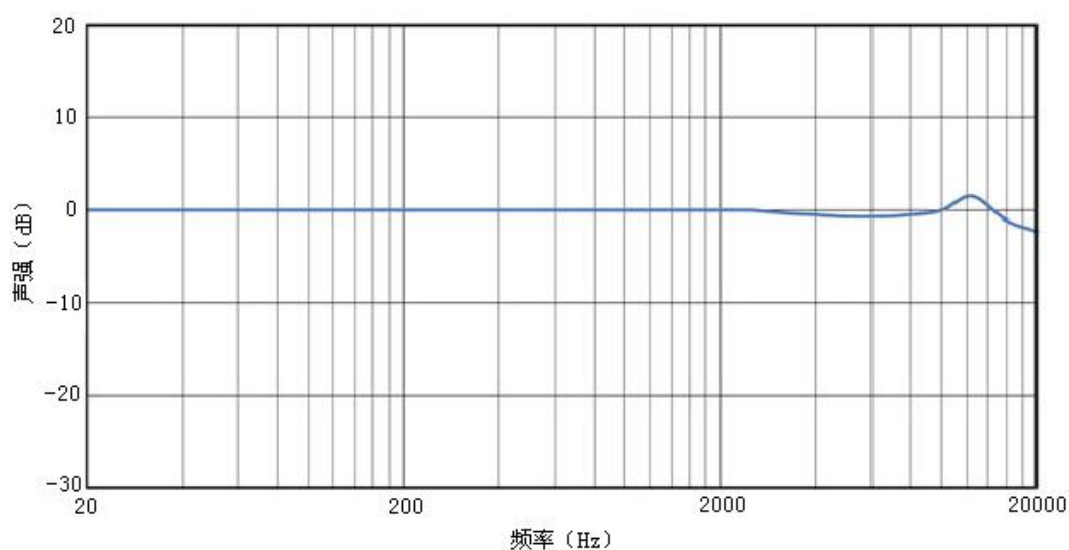


图 5-4 传声器频响特性检测结果图

由传声器频响特性检测结果图的频响特性检测结果可知，信号在 20Hz~2KHz 的低频段时非常平稳，在 2KHz~12KHz 的频率段的信号强度产生小幅度下降，起伏不大。当信号频率超过 12KHz 时，起伏比较大。本文针对频率为 2KHz 的可闻声音信号进行研究，频响特性测量结果显示，声音信号频率在 2KHz 附近表现的非常稳定，其频响特性符合需求。

5.2 传声器阵列设计

（1）传声器个数选择：在确定传声器个数时，必须同时考虑定位系统的应用场合、定位系统测量参数、定位系统测量精度、算法复杂程度以及定位系统成本等因素。传声器的个数较少时，结构简单，容易实现实时性测量，但阵列得到信号源的空间特征信息也相应减少，测量精度也会降低。所以，传声器较少时，适合应用于对定位精度要求不高，或者对系统体积要求小型化的声源定位系统。相反的，当传声器的个数较多时，阵列结构复杂，应用二维 DOA 算法会大大提高算法的运算量，对系统的内存以及运算速度要求比较高。同时，较多的传声器个数也会得到更多的信号特征信息，对声源的定位精度更高。本文主要研究远场的空气声信号或者低空声信号，小的角度误差在远场空间将会导致大的距离误差。同时，增加阵元数对同步数据采集系统的要求将提高，对同步采集精度以及多通道同步性的要求将难以实现。

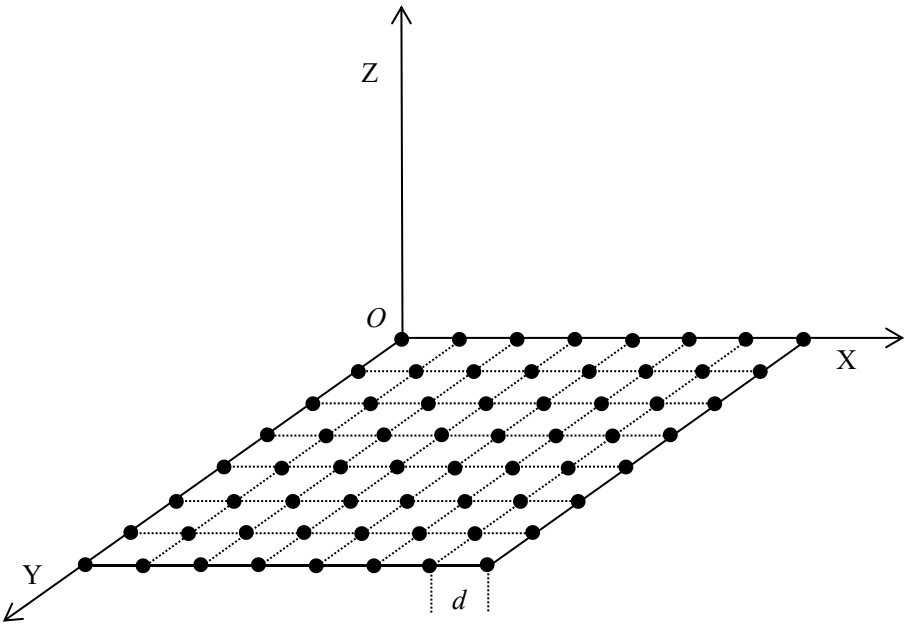
（2）传声器阵列选择：应用于 DOA 估计的传声器阵列主要分为线性阵列、面型阵列以及三维立体阵列。相比而言，线性阵列结构最简单，最容易实现，可以借用的算法也很多，但可利用的信号特征信息少，只能估计出信号的方位角或俯仰角；三维立体阵列结构负责，算法运算量很大，运行速度慢，但可利用的信

号特征信息多。面型阵列与线性阵列相比，能够同时估计信号源的方位角和俯仰角；与三维立体阵列相比，运算量低，结构较简单。本文主要针对信号源的方位角和俯仰角测量进行研究，面型阵列是最好的选择。

(3) 传声器间距选择：传声器阵列阵元间距的选择，与空气声信号的频率、系统的采样频率以及系统定位精度，有着密不可分的联系。所以，在设计阵列时，需要综合考虑二维 DOA 估计系统的实际应用环境，结合信号源特性，设置阵列间距和系统采样频率。

实际应用中，空气声信号的频率往往集中在 100~3400Hz，声信号在空气中的传播速度为 340 米/秒。由空气声信号的波长、频率与声速的关系式可知，信号源的波长范围为 10~340cm。空间采样定理要求阵元间距应小于信号源波长的一般，那么传声器间距应该小于等于 5cm；而传声器间距越大，其定位精度越高，因此两者之间是互为矛盾的。为了保证信号源定位精度，同时又要得到信号源足够的空间特征信息，阵元间距一般会设置在 5~20cm。

综上所述，传声器数量选为 64，在不影响运算速度的情况下，保持二维 DOA 估计系统的同步性以及测量精度；考虑到声音信号的主频在 2000Hz 左右，阵元间距设置为 $d=15\text{cm}$ ；阵形选择为均匀方形阵列。传声器阵列结构示意图如图 5-5 所示，选择均匀方形阵列主要是可以基于此阵列对其他阵形结构的算法进行研究，并进行仿真验证以及实际测量分析。均匀方形阵列具体可研究的阵列有 L 型阵列、十字型阵列、双平行线阵列以及稀疏化矩形阵列等，在数据传输时对各通道传送数据进行选择性接收，再结合相应算法，即可完成不同阵形的二维 DOA 估计。



5-5 8×8 均匀方形传声器阵列模型图

5.3 64 通道同步数据采集卡硬件设计

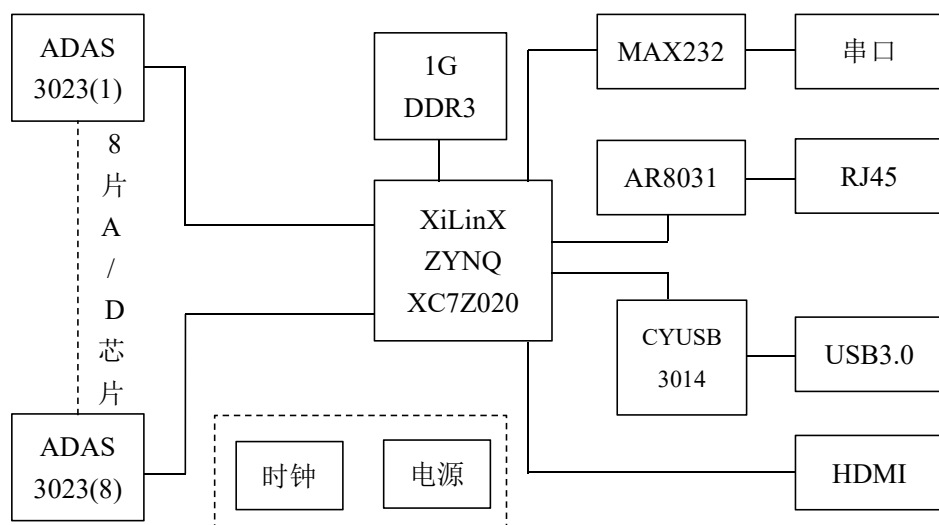


图 5-6 ZYNQ-64CH 结构框图

如图 5-6 所示为本次设计的 64 通道同步数据采集系统结构框图，由于系统主芯片选用赛灵思公司推出的 Zynq-7000 系列芯片，将采集卡命名为 ZYNQ-64CH，即本文中出现的 ZYNQ-64CH 即为 64 通道同步数据采集系统。ZYNQ-64CH 最初设计时，为了充分开发 Zynq-xc7z020 芯片提供的接口资源，共设计了 RS232 串口、RJ45 网口和 USB 接口三个数据输出接口，同时还引出了 HDMI 接口，本文主要应用 USB 接口进行数据输出。A/D 采集模块采用 8 片 ADAS3023 并联设计，完成 64 路模拟信号的同步采集。

5.3.1 A/D 采集模块设计

声音信号是连续的模拟信号，需要将其转换成系统能够识别的数字信号，模拟信号转换成数字信号是通过模拟数字转换芯片实现的。选择 A/D 转换芯片时，采样率和采样精度是非常重要的两个选型依据。

(1) 采样率：ADC 采样率是由输入信号的频率所决定的。由奈奎斯特定理规定，采样频率必须大于输入信号最高频率的二倍，才能保证采样后的数字信号包含输入信号的全部信息，工程应用中通常将采样频率设置为输入信号最高频率的 2~5 倍。可闻声的最高频率为 20KHz，所以 ADC 的采样频率要求大于 40KHz。

(2) 采样精度：ADC 采样精度又称为 ADC 有效位数，是衡量 ADC 信噪比和量化误差的重要参数。ADC 采样精度通常由电路要求的信噪比所决定，对信噪比的要求越高，则要求 ADC 的有效位数越高。

ZYNQ-64CH 的 ADC 芯片为 ADAS3023，是一款完整的 16 位逐次逼近型 ADC 数据采集系统。该 ADC 芯片能够以 500kSPS 的速率同时对双通道进行采样、以 250kSPS 的速率同时对四通道进行采样、以 167kSPS 的速率同时对六通

道进行采样、以 125kSPS 的速率同时对八通道进行采样。由此可见，本文使用的多通道同步数据采集卡可以实现 8 通道、16 通道、32 通道以及 64 通道同步数据采集，使用 64 通道进行同步数据采集时，采样频率可稳定达到 100KHz，满足本文要求。

ADAS3023 芯片的主要特性：

- 16 位完整数据采集系统；
- 可选 2/4/6/8 通道同步采样；
- 差分输入电压范围： $\pm 20.48\text{V}$
- 高阻抗 8 通道输入：大于；
- 高输入共模抑制：95.0dB；
- 片内 4.096V 基准电压源和缓冲期；
- 无延迟/流水线延迟（SAR 架构）；
- 串行 4 线式 1.8~5V SPI/SPORT 兼容接口；
- $-40^{\circ}\text{C}\sim+85^{\circ}\text{C}$ 工业温度范围。

如图 5-7 为 ADAS3023 芯片的 8 通道数据采集系统典型应用连接图，其中 ADAS3023 连接图为简化的功能框图。

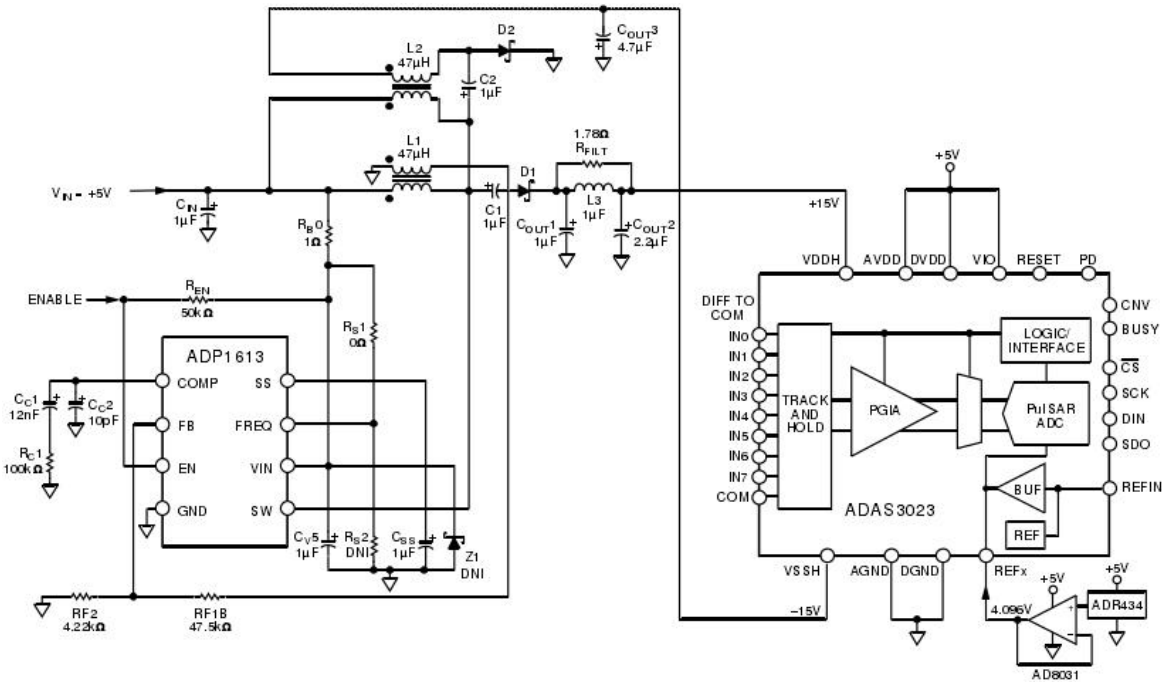


图 5-7 基于 ADAS3023 芯片的 8 通道同步数据采集系统典型应用连接图

5.3.2 主控制器模块设计

选择主芯片之前，首先需要分析系统需要使用哪些资源。由于本文使用 64 路传声器组成传声器阵列，这就要求主芯片必须有足够多的 I/O 接口。需要与主

芯片相连的 I/O 接口主要包括：64 路 ADC 芯片的数据线和控制线；外部缓存的数据线、控制线以及地址线；与上位机的通信以及控制接口。同时，为了满足系统数据的缓存与传输，要求主芯片必须有足够的存储空间。

ZYNQ-64CH 的主控芯片为 Zynq-xc7z020，它将 ARM 处理器和 FPGA 架构集成到一个单独的芯片上，拥有由两颗 ARM®Cortex™-A9 核组成处理核心单元（处理器系统 PS），以及一颗 Xilinx 系列 FPGA 核心 Artix®-7 所构成的可编程逻辑单元（可编程逻辑 PL）。其中，PS 部分除了包括两颗 A9 内核外，还包括片上存储器、外部存储器接口和一些列丰富的 I/O 外设接口。这些外设主要包括 DDR3 内存接口、JTAG 接口、USB 接口、CAN 总线接口、I2C 总线接口、SPI 总线接口、XADC 接口、TF 卡插槽和以太网接口等。PL 部分提供了更好的灵活性和可扩展性，它可以根据用户定制的逻辑完成信号的实时处理和高速传输。如图 5-8 为 Zynq-7000 EPP 系统架构图。

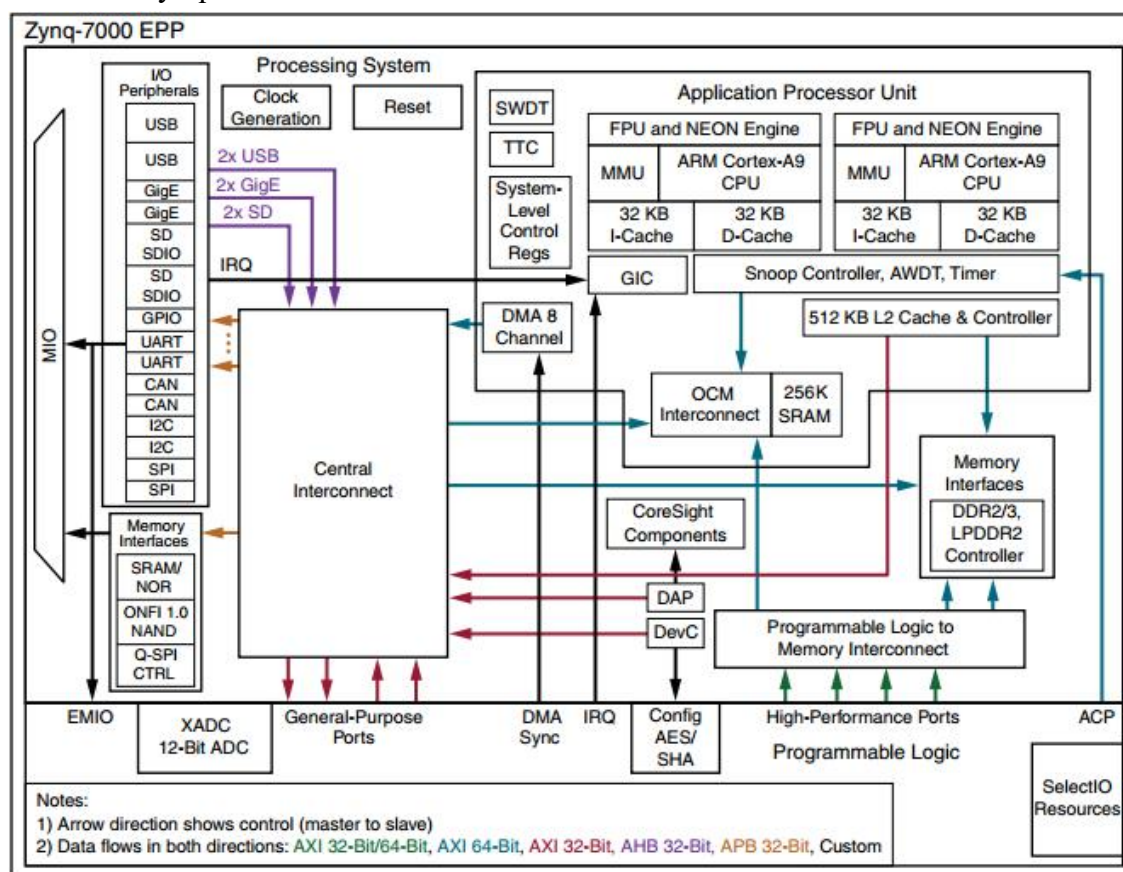


图 5-8 Zynq-7000 EPP 系统架构图

Zynq-7000 系列芯片的区别主要在于 PL 部分的逻辑单元数不同，其 PS 部分都是相同的。现将 Zynq-xc7z020 芯片的 PS 部分和 PL 部分的基本特性进行总结。

（1）处理器系统单元（PS）

- 处理核心：Dual ARM® Cortex™-A9 MPCore™ with CoreSight™;
- 最大主频：800MHz;
- L1 Cache：32 KB 指令 Cache，32KB 数据 Cache 每核;

- L2 Cache: 512 KB;
- 片内内存: 256KB;
- 外部接口: DDR3, DDR3L, DDR2, LPDDR2;
- 存储接口: 2×Quad-SPI, NAND, NOR;
- DMA 通道: 8 (其中 4 个 PL 专用);
- 外设接口: 2×UART, 2×CAN 2.0B, 2×I2C, 2×SPI, 4×32b GPIO。

(2) 可编程逻辑单元 (PL)

- Logic 核心: Xilinx 7 Series Artix®-7 FPGA;
- 可编程逻辑单元: 8.5 万逻辑单元;
- LUTs: 53200;
- 触发器: 106400;
- Block RAM: 560KB;
- DSP Slices: 220。

5.3.3 数据输出模块设计

如图 5-6 所示, ZYNQ-64CH 共有三个数据传输接口, 分别为 RS232 串口输出、RJ45 网口输出和 USB3.0 接口输出。三个数据输出接口相比较, RS232 接口的输出速率最小, 最大可达 20Kbps; RJ45 接口的输出速率大于 RS232 的输出速率, 最大可达 1Gbps; USB 3.0 的最大传输速率可达 5Gbps, 向下可兼容 USB 1.0/1.1/2.0。本系统上位机显示由笔记本电脑完成, 考虑到 USB 接口不需要外接电源、连接方便以及数据传输速度快等优势, 本系统使用 USB 接口完成数据从采集卡到上位机的传输。

ZYNQ-64CH 使用的 USB 控制芯片为美国 CYPRESS 公司推出的 EZ-USB FX3 /CYUSB3014。它是新一代 USB 3.0 外设控制器, 具有一个可进行完全配置的并行通用可编程接口 GPIF II (GPIF II 是 CYPRESS 产品 FX2LP 中的 GPIF 的增强版), 可以与 DSP、CPLD 或者 FPGA 等处理器方便的连接, 从而简化了系统设计。它能够与多种常用接口进行无缝连接, 例如异步 SRAM、异步与同步地址数据复用式接口、并行 ATA 等。CYUSB3014 带有运行频率为 200MHZ 的 ARM926EJ 内核、512K 嵌入式 SRAM, 还具有 1MHZ 频率的 I2C 主控制器和 33MHZ 的 SPI 主控制器。其逻辑框图如图 5-9 所示。

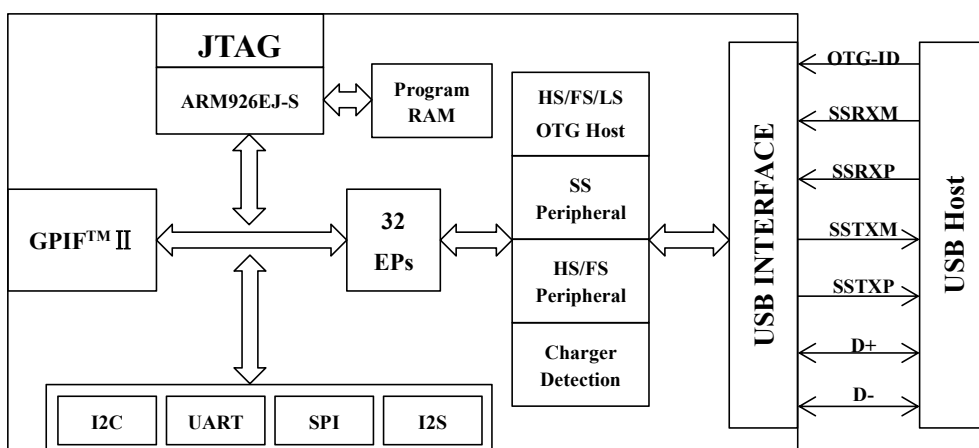


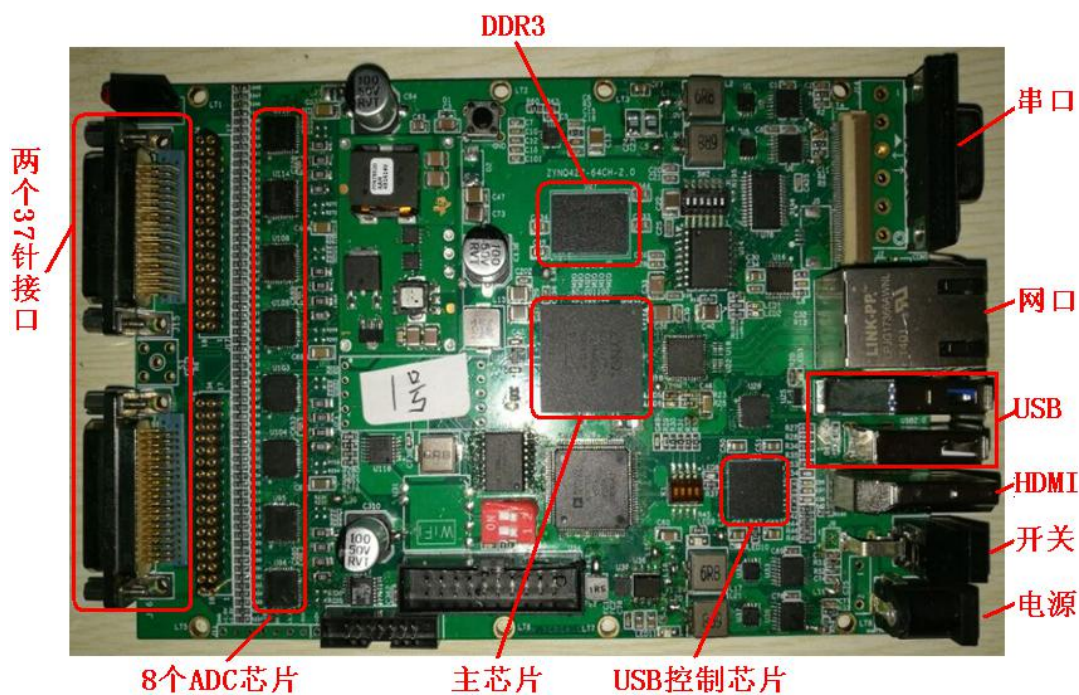
图 5-9 CYUSB3014 芯片逻辑结构框图

CYUSB3014 芯片的主要特性：

- 通用串行总线（USB）集成；
- 通用可编程接口（GPIF™ II）；
- 无妨碍访问 32 位 CPU；
- 支持多种外设连接；
- 可选多种时钟输入频率；
- 内核断电模式功耗低；
- 内核和 I/O 独立电域。

5.3.4 ZYNQ-64CH 硬件检测

如图 5-10 为 ZYNQ-64CH 实物图，左边为两个 37 针接口，此处称为 J1 和 J2。J1 的 1-32 管脚对应传声器阵列的 1-32 阵元，J2 的 1-32 管脚对应传声器阵列的 33-64 阵元，J1 与 J2 的 33 和 34 管脚为接地线，35-37 为预留接口。8 个 ADC 芯片由同一片晶振提供时钟信号，保证 8 路 A/D 转换的同步性。右面为数据输出接口，其中两个 USB 接口分别为 SUB2.0 接口和 USB3.0 接口。



4-10 ZYNQ-64CH 实物结构图

5.3.5 ZYNQ-64CH 性能检测

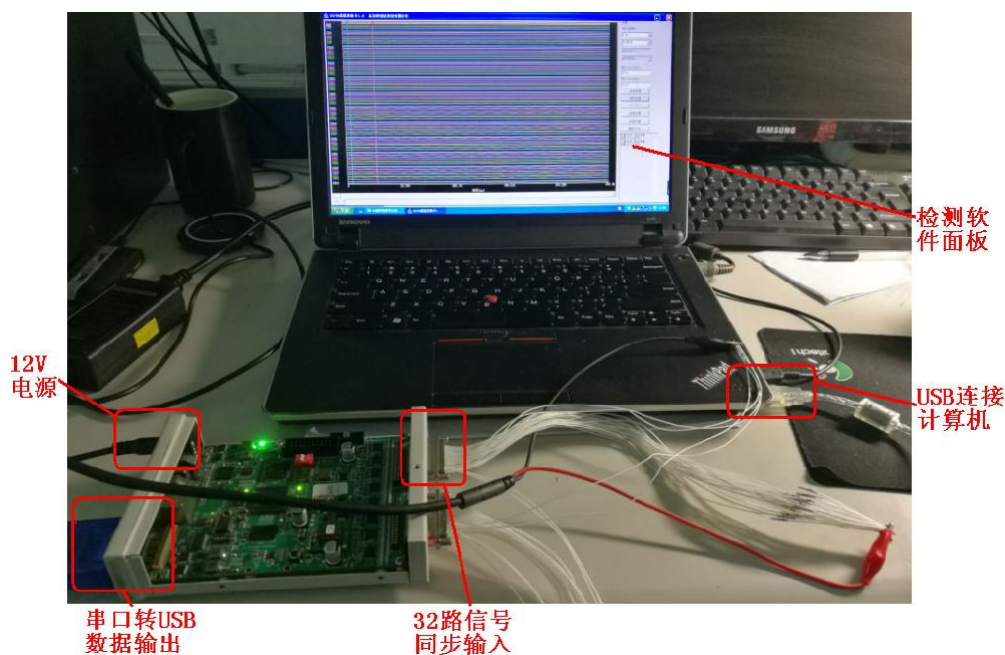


图 5-11 ZYNQ-64CH 性能检测实物接线图

如图 5-11 为 ZYNQ-64CH 性能检测实物接线图。板卡使用 12V5A 电源适配器供电，由信号源发生器提供正弦波信号，由串口与 USB 接口转接线连接上位机。信号输入端的每条通道是独立的，很难实现 64 通道同时输入检测信号。实际测量时每次检测 32 个通道，然后对相邻通道进行局部放大，检查通道间的幅值同步性和相位同步性。如图 5-12 为对 43-50 通道进行局部放大后的显示图，

通道间保持良好的同步性。

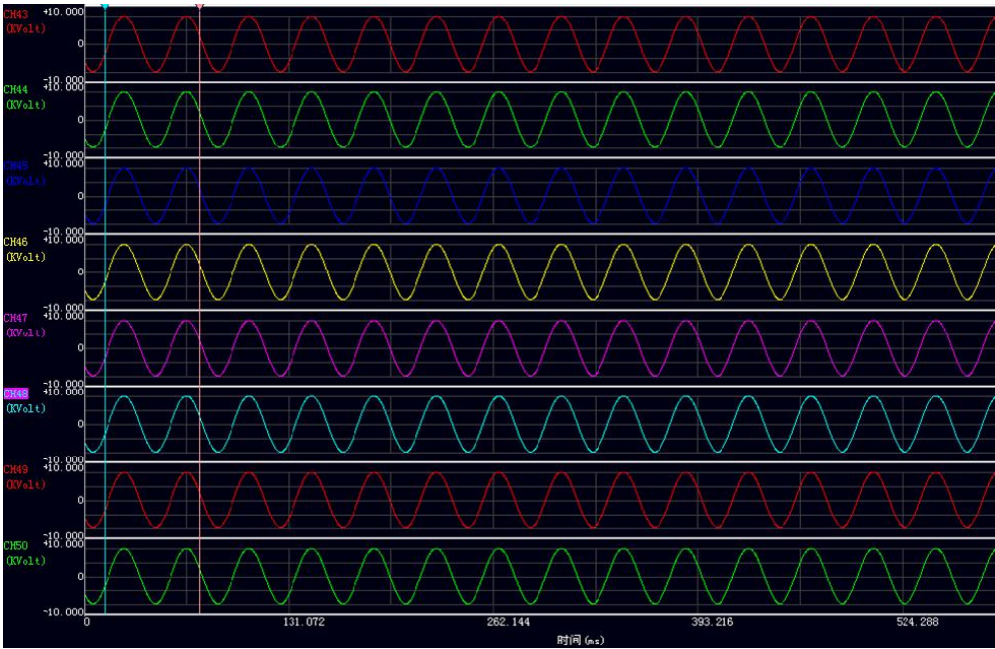


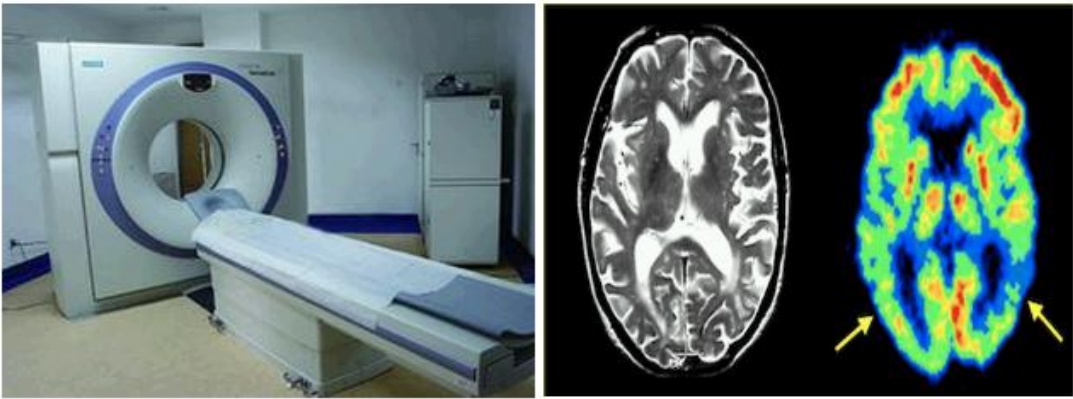
图 5-12 ZYNQ-64CH 性能检测软件显示图

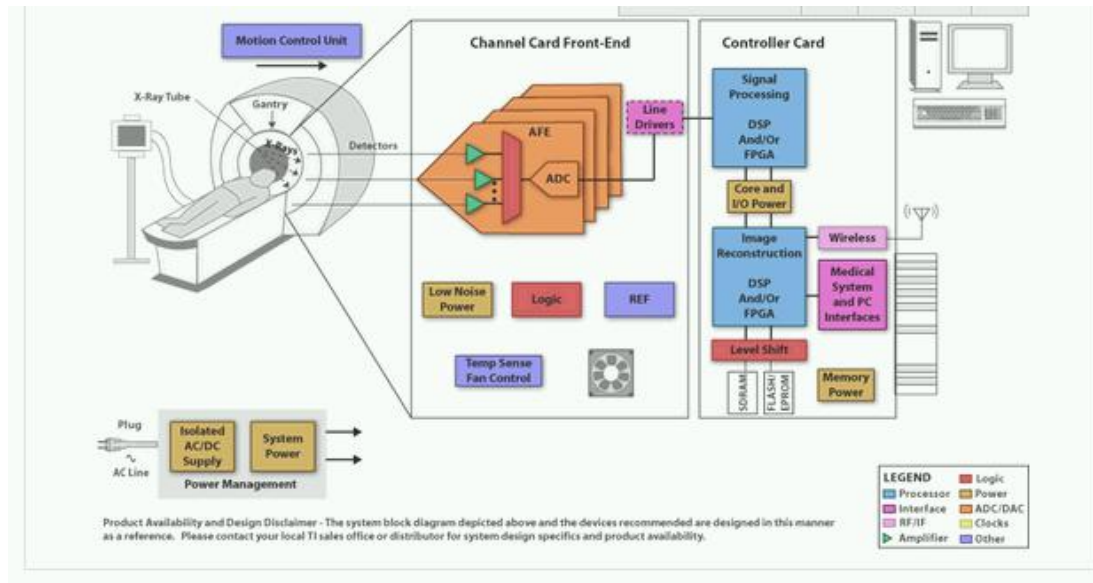
综上所述，主要介绍了二维 DOA 估计系统的硬件设计部分。根据所测目标声源的特性，选用驻极体式电容传声器作为阵列传感器，设计了均匀矩形传声器阵列。设计了 64 通道同步数据采集系统，对 A/D 采集模块、主控制器模块和数据输出模块进行重点讲解，并对采集卡进行硬件调试和性能检测，检测结果表明了本文设计采集卡能够实现数据的同步采集，为二维 DOA 估计系统的实现奠定基础。

5.4 高速多通道硬件设计范例

医疗 CT 项目—78 路 100MSPS 医疗 PET 系统

系统框图

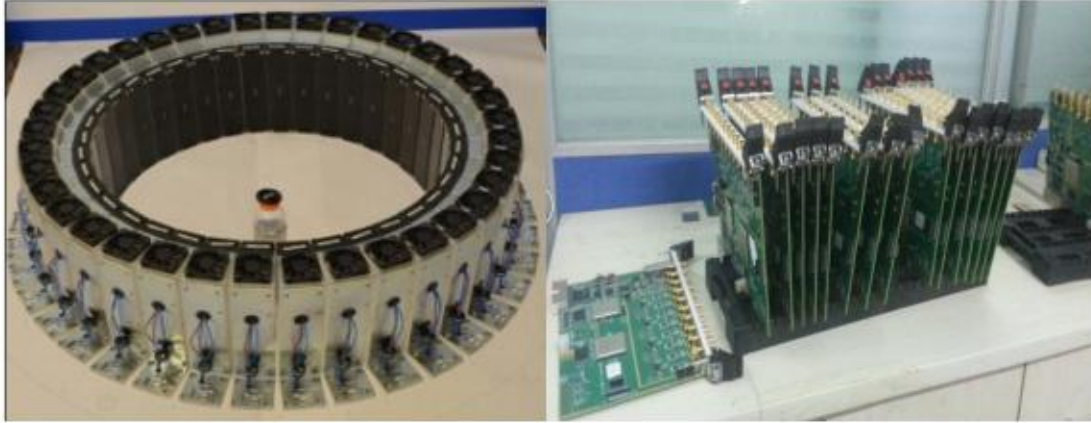




CPCI 13槽机箱

主板	时间甄别板	同步时钟板	1# 采集板	2# 采集板	3# 采集板	4# 采集板	5# 采集板	6# 采集板	7# 采集板	8# 采集板	9# 采集板	10# 采集板
----	-------	-------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	---------





项目二—64 路 100MSPS 同步采集系统



主要技术指标：

ADC：100MSPS 14Bit 8CH(8 通道并行采集)*8 块

精度：14Bit (有效位 11Bit)

时钟：支持 10M 到 100M 时钟可调以及外时钟输入

输入范围：±2V

耦合方式：直流耦合

接口：PCIe 2.0

传输速度：1.6GB/S

工作模式：连续工作

功耗：≤40W

驱动接口：VC6.0

系统：支持 Windows XP/ Windows 7.0