

轻型无人机无源定位系统的信号处理板设计<sup>\*</sup>罗必露<sup>1</sup> 位小记<sup>1</sup> 韩小军<sup>2</sup> 陈耀<sup>3</sup>(1. 嘉兴职业技术学院 嘉兴 314033; 2. 北京空间飞行器总体设计部 北京 100094;  
3. 中国电子科技集团第36研究所 嘉兴 314033)

**摘要:** 无人机无源定位系统可借助广播电视信号实现对目标的双基无源定位,其中信号处理板的性能直接决定着定位精度。为适应轻型无人机平台,保证定位测量精度,本文设计了一款小型化的信号处理板。首先,对信号处理板的传统架构进行精简优化,采用FPGA+AD9467为信号处理的总体架构。为解决小型化设计带来的信号完整性问题,在设计全过程依托Cadence及HFSS仿真软件对信号完整性进行仿真分析,从反射、串扰、电磁屏蔽等方面入手,保障处理板的信号完整性。为提高处理板信号解析能力,在传统FFT频谱测量的基础上,设计了基于Blackman窗函数的四谱线差值算法。并用该算法对处理板接收信号的频谱特性进行测试,降低了频谱泄露和栅栏效应引起的测量误差,提高了测量精度。对信号处理板关键性能测试,其在29.5 kHz带宽内的SNR优于90 dB,SFDR优于75 dB。测试结果表明:所设计小型化信号处理板的信号处理能力表现优异,满足轻型无人机无源定位的应用场景。

**关键词:** 小型化;信号处理;信号完整性;频谱测量;Blackman窗

**中图分类号:** TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.99

## Design of signal processing board for passive positioning system of light UAV

Luo Bilu<sup>1</sup> Wei Xiaoji<sup>1</sup> Han Xiaojun<sup>2</sup> Chen Yao<sup>3</sup>

(1. Jiaxing Vocational Technical College, Jiaxing 314033, China; 2. Beijing Institute of Spacecraft System Engineering, Beijing 100094, China; 3. No. 36 Research Institute of CETC, Jiaxing 314033, China)

**Abstract:** The UAV passive positioning system can realize the bistatic passive positioning of the target with the help of radio and television signals, and the performance of the signal processing board directly determines the positioning accuracy. In order to adapt to the light UAV platform and ensure the accuracy of positioning measurement, a miniaturized signal processing board is designed in this paper. Firstly, the traditional architecture of the signal processing board is simplified and optimized, and FPGA + AD9467 is used as the overall architecture of signal processing. In order to solve the signal integrity problem caused by the miniaturized design, the Cadence and HFSS simulation software are used to simulate and analyze the signal integrity of the processing board during the whole design process, and the signal integrity of the processing board is ensured from the aspects of reflection, crosstalk, and electromagnetic shielding. In order to improve the signal resolution ability of the processing board, a four-spectrum line difference algorithm based on Blackman window function was designed on the basis of the traditional FFT spectrum measurement. The algorithm is used to test the spectral characteristics of the received signal of the processing board, which reduces the measurement error caused by spectrum leakage and fence effect and improves the measurement accuracy. The SNR is better than 90 dB and the SFDR is better than 75 dB in the 29.5 kHz bandwidth. The test results show that the signal processing ability of the designed miniaturized signal processing board is excellent, which meets the application scenarios of passive positioning of light UAV.

**Keywords:** miniaturization; signal processing; signal integrity; spectrum measurement; Blackman window

## 0 引言

随着无人机技术的快速发展,基于无人机平台的侦察

定位系统正在不断用于战场、交通管制、消防救援等领域<sup>[1-2]</sup>。相较于传统的有源定位技术,无源定位技术不对外发射探测信号,只需接收特定的外辐射信号实现定位。因

此,基于无人机的无源定位系统具有更好的隐蔽性、更小的体积、更远的续航、更强的抗干扰能力、更低的成本<sup>[3-5]</sup>。

国外无源定位技术起步较早,比较知名的有美国的“沉默哨兵”系统和“马纳斯塔什山脊”系统、英国伦敦大学的无源探测系统、德国的无源多基地防控雷达系统等,这些都是利用外辐射源对目标进行定位<sup>[6]</sup>。国内也对无源定位进行了积极研究,中电 14 所、中电 36 所、电子科技大学、国防科技大学等单位对基于外辐射源的无源定位技术开展了深入研究,但缺乏针对轻型无人机定位技术的研究<sup>[7]</sup>。轻型无人机因其极高的性价比,正发挥越来越大的作用,未来也将作为无源定位系统理想搭载平台。轻型无人无源定位的核心题是如何将传统接收机的信号处理板进行小型化设计。信号处理板对截获信号的处理和分析能力,主要由硬件电路的性能和处理算法的有效性决定。

在硬件电路上,传统信号处理板元器件数量多、面积大,原有总体架构无法实现小型化设计。另一方面,小型化设计使元器件布局更加紧凑、电路布线密度更大,将造成复杂的信号完整性问题。

处理算法对截获的广播电视信号解析能力直接影响定位精度,工程上广泛采用快速傅里叶变换(fast Fourier transform,FFT)进行信号分析。文献[8]研究显示 FFT 解析信号时,存在频谱泄露和栅栏效应会降低解析精度。因此,在一些对信号测量精度要求较高的应用中,通常采用加窗插值的方法减小测量误差。文献[9]采用了基于 Rife-Vincent 窗三谱线插值 FFT 的电力谐波参数分析,够降低基波频率波动、复杂谐波产生的影响。目前,加窗插值 FFT 算法多应用于电力谐波分析,但对电视信号的研究较少。

本文针对面向轻型无人机的无源定位系统的应用需求,实现了无源定位系统的信号处理板小型化设计。在硬件层面,优化总体架构,借助信号完整性仿真,设计了一款小型化、抗干扰能力强的信号处理板。在软件层面,利用 Blackman 窗函数的四谱线差值算法对截获外源信号进行频谱测量,提高信号分析能力。

## 1 无人机无源定位系统的工作原理

无人机无源定位系统是借助地面电视塔发射的信号实现对目标的双基无源定位,其工作原理如图 1 所示。无人机无源定位系统能够接收地面电视发射塔发射的数字电视信号以及该电视信号照射到目标后反射的信号并进行预处理。然后对混合信号中的直达参考信号进行抑制,对抑制后的信号与重构信号进行长时相关,实现反射信号与参考信号时差的提取。通过对无人机飞行方式和航迹的控制,获得回波信号的方向信息,最终利用方向信息结合时差可实现目标的定位。

无人机无源定位系统的信号处理板主要用于接收指定频带的信号,在模拟域进行变频、滤波、放大等处理后,在数

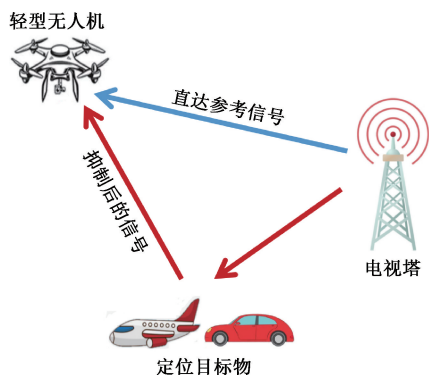


图 1 无人机无源定位系统定位原理

字域中实现直达参考信号的解调、重构。计算出地面目标的坐标,并将结果传给控制站。

## 2 信号处理板的总体设计

### 2.1 总体架构小型化设计

传统雷达接收机的信号处理板主要有两种架构:第 1 种是 FPGA+DSP 架构,优点是利用 DSP 强大的数据处理能力对杂波进行抑制;第 2 种为 FPGA+ARM 架构,其特点是 ARM 的外设信息处理能力,便于接收惯性测量单元(inertial measurement unit, IMU)、GPS 等数据。但这类信号处理板需要硬件资源多、外围配置电路复杂、功耗大,且难以实现小型化,无法搭载至小型无人机。目前国产 FPGA 性能已经非常强大,如复旦微电子生产的 JFM7V 系列 FPGA,其内部丰富的逻辑资源、外设接口,能够完成对接收信号的预处理。本设计采用单片 FPGA 芯片完成信号处理板的,将信号预处理功能全部放在 FPGA 实现。这种架构的信号处理板电路结构简单、功耗低、体积小,非常适合搭载于小型无人机平台。

### 2.2 信号处理板的构成及各模块功能

信号处理板的结构如图 2 所示,主要由信号处理前端、ADC 模块、FPGA 主处理模块、DDR3 存储器、时钟生成模块、DC/DC 电压转换模块、对外接口组成。

图 2 中的输入信号,是由双正交天线接收到的广播电视信号,经选择、变频、放大后的中频信号。信号处理前端,包括声表面波(surface acoustic wave, SAW)带通滤波器、功放两部分,完成对输入信号的滤波和调整;模数变换器 AD9467,完成输入信号的数字化;DDR3 存储器,用于信号读数缓存以及随后通过 PCI-e 总线将其传输到 SSD 卡;DC/DC 电压转换器,将蓄电池电压进行降压,为各模块供电。

## 3 信号处理板的信号完整性设计

信号处理板的小型化设计使得处理板硬件布局紧凑、信号走线密度提高;同时,处理板的低功耗设计要求较低的供电电压,使得电路的噪声容限能力降低。由此,会引起传

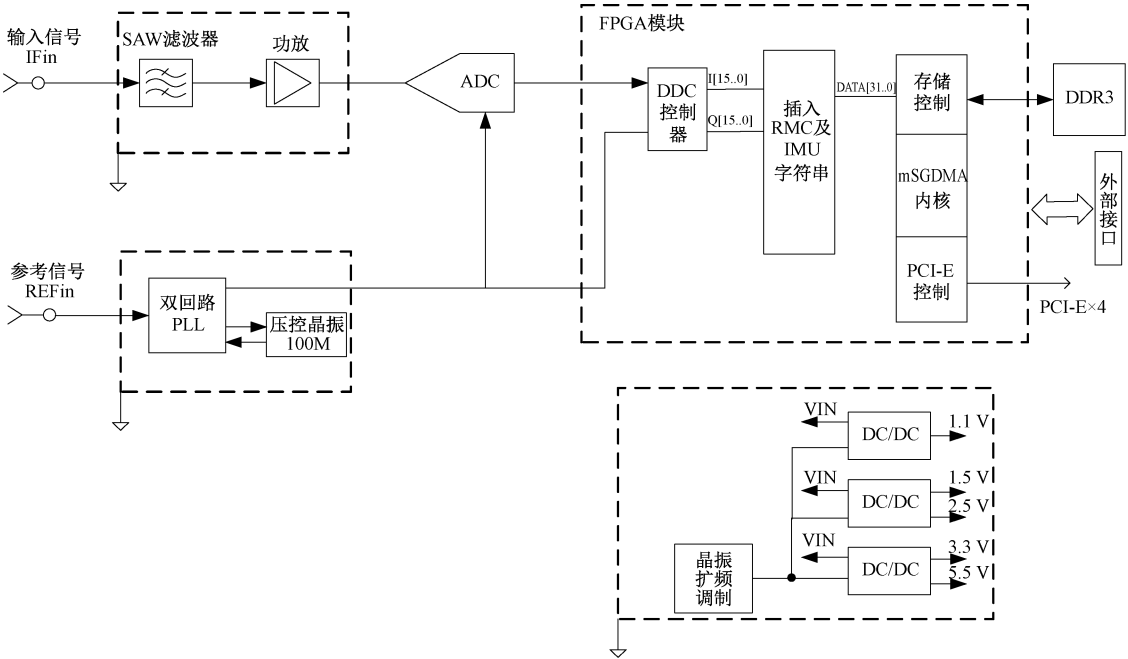


图 2 信号处理板的构成框图

输过程中信号波形和时序的破坏,严重影响电路性能。考虑信号处理板的应用场景,影响信号处理板信号完整性的因素主要包括:信号的反射、信号的串扰及外部电磁干扰。

本文依托 Cadence 平台对电路的原理图及 PCB 设计进行信号完整性进行仿真分析,解决处理板的信号完整性问题。在对 PCB 仿真分析时,需要导入核心元器件的 IBIS 模型,建立有效仿真模型后,利用 SigXplorer 仿真环境提取信号网络的拓扑结构进行仿真。

3.1 反射仿真分析

电路中的信号反射主要是因传输路径的阻抗不连续导致部分信号按原路径反射。抑制信号网络的反射主要包括两个方面:保证传输线的阻抗连续和端接匹配阻抗。

传输线的阻抗是由 PCB 板材、层叠结构、层厚、线宽等因素决定。因此,对 PCB 基本特性参数进行合理设置,能够降低传输线的阻抗不连续性。在 Allegro 的层叠设置中对 PCB 相关参数进行约束,得到信号处理板各信号层的线宽与阻抗值为表 1 所示。

表 1 信号处理板各信号层阻抗

| 信号层     | 线宽/mil | 阻抗/ $\Omega$ |
|---------|--------|--------------|
| 顶层      | 5.0    | 50.152       |
| 中间信号层 1 | 7.0    | 48.592       |
| 中间信号层 2 | 7.0    | 48.270       |
| 中间信号层 3 | 7.0    | 47.123       |
| 中间信号层 4 | 7.0    | 49.625       |
| 底层      | 5.0    | 51.874       |

对传输线而言固定线宽可以保证传输线的阻抗不变,

但在实际设计中存在跨层走线、走线密度突变等情况会导致传输线上的阻抗不匹配。同时,走线信号网络的源端器件输出阻抗和终端器件的输入阻抗也可能存在不同,因此需要对一些敏感信号进行端接匹配阻抗。

本文以信号处理板中模数转换器 AD9467 输出信号的反射抑制为例进行分析。AD9467 将目标广播信号转换为数字后,以低电压差分信号高速传回 FPGA 的过程中存在较高的信号反射。仿真前导入 AD9467 和 FGPA 的 IBIS 模型,在 SigXplorer 中提取 AD9467 的一对输出信号的拓扑结构。对该传输网络的添加串联电阻,并使用 SigXplorer 对添加阻抗匹配前后的信号进行仿真对比,如图 3 所示。

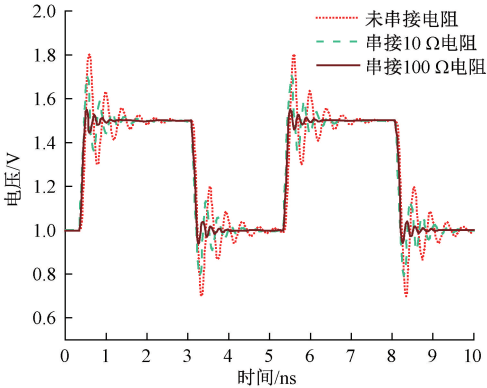


图 3 阻抗匹配前后的信号反射仿真

根据图 3 的仿真结果,当 AD9467 输出信号网络没有串接电阻时,信号反射造成严重的过冲;当串接 10  $\Omega$  电阻时,信号反射有所降低,当效果不理想;信号网络串接

100 Ω 电阻时,信号反射明显得到抑制。

3.2 串扰仿真分析

由于信号处理板的小型化设计,使得 PCB 中的高速信号之间的间距缩短,本信号处理板相较于接收机的信号处理板更容易产生串扰问题。信号处理板在设计时主要采用以下措施降低串扰影响:缩短高频信号线长度;高频信号线放在临近地平面层;适当增加高频信号线的间距。受限于 PCB 的面积,需要结合 Cadence 仿真获得最佳的串扰抑制效果。

本文以 DDR 与 FPGA 之间的高速数据线 DQ0~DQ7 为例对串扰进行仿真分析。文献[10]研究表明,DDR 的传输速率与串扰噪声成正相关。综合考虑信号板的数据传输速率需求,DDR 使用 2 133 Mbit/s。仿真模型采用的约束条件均为实际参数,其中传输速率 2 133 Mbit/s、线宽 6 mil、传输距离 2 000 mil、接口电压 1.2 V,线间距和耦合长度为可调量,仿真结果如表 2 所示。

表 2 不同线间距和耦合长度对串扰的影响

| 线间距/<br>mil | 耦合长度/<br>mil | 近端串扰/<br>mV | 近端串扰/<br>mV |
|-------------|--------------|-------------|-------------|
| 6           | 2 000        | 74          | 44          |
| 6           | 1 000        | 56          | 38          |
| 6           | 500          | 48          | 31          |
| 12          | 2 000        | 35          | 23          |
| 12          | 1 000        | 27          | 16          |
| 12          | 500          | 21          | 13          |
| 18          | 2 000        | 15          | 10          |
| 18          | 1 000        | 11          | 8           |
| 18          | 500          | 9           | 7           |
| 24          | 2 000        | 6           | 4           |
| 24          | 1 000        | 5           | 4           |
| 24          | 500          | 5           | 3           |

表 2 的仿真结果表明,在相同耦合长度时,线间串扰与线间串扰成反比,线间距为单倍线宽时串扰最大,每增加一倍的线宽,串扰可以降低近一半;而当线间距值不变时,耦合长度与线间串扰成正比。因此,电路设计中 DDR 数据线的线间距设置 3 倍线宽就可以有效抑制串扰。信号处理板的小型化限制了布线空间,在实际设计中 DDR 的部分线间距采用两倍线宽,通过缩短这部分信号线的耦合长度,达到抑制串扰的目的。完成 DDR 布线后对数据线进行眼图仿真,图 4 为数据线 DQ0 的眼图波形。结果显示,DQ0 的眼图张开幅度较大,串扰噪声得到有效抑制。

3.3 电磁屏蔽设计

无人机定位系统经常工作在较复杂的电磁环境中,且信号处理板的小型化设计使得各功能电路间距很小,因此处理板外部和内部各模块间的电磁兼容问题也是设计要

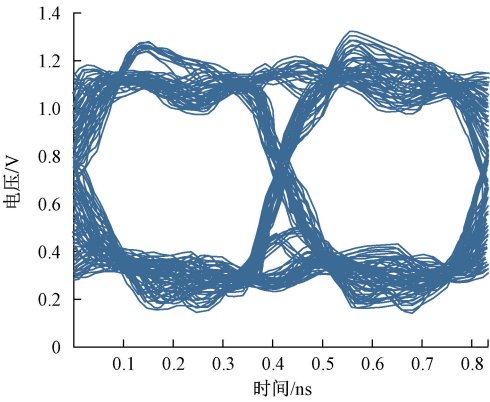


图 4 数据线 DQ0 的眼图波形

素。PCB 板对耦合路径利用接地、滤波进行干扰抑制,并设计了一款矩形屏蔽罩抑制电磁干扰。处理板将信号处理前端、时钟生成模块、DC/DC 电压转换模块分区域布局,并对每个区域安装屏蔽罩。

本文以信号处理前端的屏蔽罩设计为例进行分析。根据文献[11],屏蔽效能与屏蔽罩材料、厚度、尺寸,屏蔽罩开孔大小、开孔数量等参数相关。理论上全封闭的屏蔽罩屏蔽效能最佳,但在实际应用中考虑到散热问题,在屏蔽罩上进行开孔阵列设计。工程上通常用屏蔽效能来衡量屏蔽措施的效果,设 A 点位于屏蔽罩上的一点,则 A 点的屏蔽效能为:

$$SE = -20\log |E_2/E_1| \tag{1}$$

式中:SE 为 A 点屏蔽效能, $E_1$  为屏蔽前 A 点的电场强度, $E_2$  为屏蔽后 A 点的电场强度。式(1)表明:A 点的屏蔽效能分析实际上就是电磁场计算问题。本文使用 HFSS 电磁仿真软件的 TLM 算法对屏蔽罩的屏蔽效能进行仿真。设置仿真约束条件:屏蔽罩厚度为 0.15 mm,尺寸为 38.60 mm×25.90 mm×2.00 mm。分析开孔形状及开孔间距对屏蔽效能的影响,分别设置直径为 1.6 mm 的圆孔和面积为 2 mm 的矩形孔阵列进行仿真。对矩形孔阵列的孔间距分别设置为 3.2、4.8、6.4 mm,其仿真结果如图 5 所示。图 5 结果显示,在仿真条件下屏蔽效能与孔间距成反比。

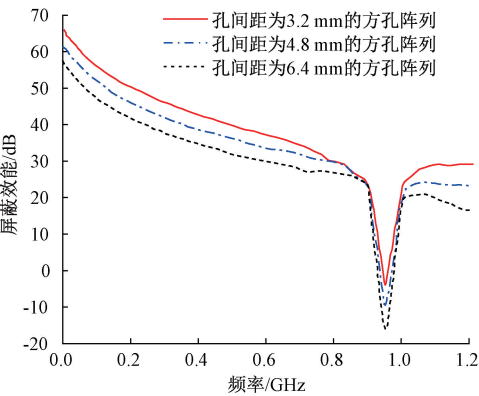


图 5 矩形阵列不同孔间距的屏蔽效能

将矩形孔替换成等面积的圆孔, 孔间距保持不变, 仿真结果如图 6 所示。图 6 表明, 开孔形状也是影响屏蔽效能的参数, 在同等面积下, 圆孔屏蔽效能优于矩形孔。当设置间距为 3.2 mm, 采用圆孔阵列时, 在 0~1 GHz 范围内的屏蔽效能可在 30 dB 以上。

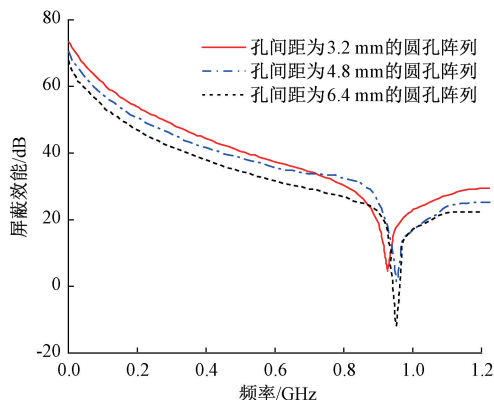


图 6 圆孔阵列不同孔间距的屏蔽效能

综合屏蔽效能的仿真结果, 信号处理前端的屏蔽罩的开孔方式采用直径为 1.6 mm, 孔间距为 3.2 mm 的圆孔阵列。时钟生成模块散热需求低, 使用全封闭屏蔽罩。最终, 处理板安装屏蔽罩后, 如图 7 所示。

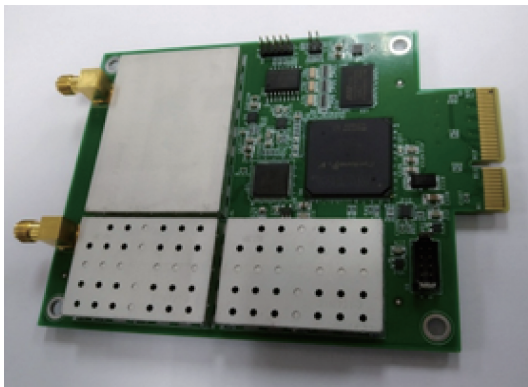


图 7 安装屏蔽罩的信号处理板实物图

#### 4 频谱测量原理

由于侦察目标反射后的广播电视信号强度弱且具有较强的干扰, 信号处理板需要对接收到的广播电视信号进行高精度的解析。目前, FFT 算法在高速信号的频谱测试中应用最广、最成熟<sup>[12-13]</sup>。由于广播电视信号处于波动状态, 难以实现信号正周期截断, 使用 FFT 算法存在频谱泄露, 影响频谱的测试精度<sup>[14-15]</sup>。为解决 FFT 的频谱泄露问题, 本设计采用一种依托 Blackman 窗函数的四谱线差值算法分析频谱特性。

对信号处理板的频谱特性进行测试时, 首先要将目标信号进行 DTFT。设目标信号为幅值为  $A_0$ , 频率为  $f_T$ , 初相位为  $\alpha_0$  的余弦信号。信号处理板的 ADC 芯片以  $f_s$  的

采样率得到的数据截取  $N$  个点, 可得到测试信号的离散表达式为:

$$x(n) = A_0 \cos(2\pi n f_T / f_s + \alpha_0) \quad (2)$$

式中:  $n=0, 1, \dots, N-1$

将式(2)进行 DTFT 后, 得到:

$$X(\omega) = \frac{A_0}{2j} [e^{j\alpha_0} W(\omega - \omega_0) - e^{-j\alpha_0} W(\omega + \omega_0)] \quad (3)$$

其中,  $W(\omega)$  为宽度是  $N$  的矩形窗频谱函数。

式(3)中, 等式右边第二项为旁瓣, 在计算中可以忽略, 则得到:

$$X(\omega) = \frac{A_0}{2j} e^{j\alpha_0} W(\omega - \omega_0) \quad (4)$$

典型的 Blackman 窗函数的时域表达式为:

$$\omega(n) = 0.42 - 0.5 \cos \frac{2\pi n}{N-1} + 0.08 \cos \frac{4\pi n}{N-1} \quad (5)$$

$N$  表示 Blackman 窗函数的宽度, 与式(2)中含义相同。

将式(5)进行傅里叶变换后得到频谱函数:

$$W(\omega) = 0.42 W_R(\omega) - 0.25 \left[ W_R(\omega - \frac{2\pi}{N}) + W_R(\omega + \frac{2\pi}{N}) \right] + 0.04 \left[ W_R(\omega - \frac{4\pi}{N}) + W_R(\omega + \frac{4\pi}{N}) \right] \quad (6)$$

$$\text{其中: } W_R(\omega) = \frac{\sin N\omega/2}{\sin \omega/2} e^{-j\omega \frac{N-1}{2}}$$

在计算广播电视信号的离散傅里叶变换时, 由于离散谱线和信号谱线存在偏差而产生的“栅栏效应”, 会降低频谱测试的准确度<sup>[16]</sup>。本文采用如图 8 所示的离散频谱插值法对频谱测量进行校正。图 8 中,  $k_0$  为目标信号在频谱图中的位置,  $k_1, k_2$  是与  $k_0$  相邻的两条谱线, 谱线  $k_3, k_4$  分别与  $k_1, k_2$  相邻,  $k_1-k_4$  之间的步进为 1。

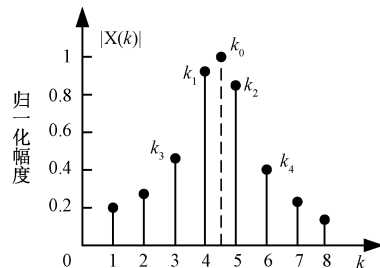


图 8 离散频谱插值法示意图

在非同步采样中,  $k_T$  为非整数, 其表达式为:

$$k_0 = N f_0 / f_s \quad (7)$$

在归一化频谱中  $f_s=1$ , 则目标信号的角频率为:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi k_0}{N} \quad (8)$$

令  $\omega = \frac{2\pi k}{N}$  代入式(4), 则:

$$X(k) = \frac{A_0}{2j} e^{j\alpha_0} W\left(\frac{2\pi(k - k_0)}{N}\right) \quad (9)$$

在式(6)中, 令  $\omega = \frac{2\pi k}{N}$ , 又因实际截取的采样点数达

到数千个点,即  $N \gg 1$ , 则式(6)变为:

$$W(\frac{2\pi k}{N}) \approx \sin \pi k \times e^{-j\pi k} \times \frac{0.42N}{\pi k} \times \frac{(-0.5N)}{\pi k} \times \frac{0.08Nk}{\pi(k^2-4)} \quad (10)$$

引入辅助参数  $\lambda \in (-0.5, 0.5)$ , 则根据式(9)、(10)得到  $k_1-k_4$  的幅值  $A_1-A_4$  为:

$$A_1 = |X(k_1)| = \frac{A_0}{2} |W[2\pi(-\lambda + 0.5)/N]| = \frac{A_0}{2} |\sin \pi(-\lambda + 0.5) \times e^{-j\pi(-\lambda + 0.5)} \times \frac{0.42N}{\pi(-\lambda + 0.5)} \times \frac{(-0.5N)}{\pi(-\lambda + 0.5)} \times \frac{0.08Nk}{\pi[(-\lambda + 0.5)^2 - 4]}| \quad (11)$$

为简化推到过程,将其他谱线的幅值的表达式代入式(9)得:

$$A_2 = |X(k_2)| = \frac{A_0}{2} |W[2\pi(-\lambda - 0.5)/N]| \quad (12)$$

$$A_3 = |X(k_3)| = \frac{A_0}{2} |W[2\pi(-\lambda - 1.5)/N]| \quad (13)$$

$$A_4 = |X(k_4)| = \frac{A_0}{2} |W[2\pi(-\lambda + 1.5)/N]| \quad (14)$$

$k_1, k_2$  距离目标信号最近,在计算时给予更大的权重,根据经验设拟合系数:

$$\gamma = \frac{3A_3 + A_4 - 3A_2 - A_1}{A_1 + 3A_2 + 3A_3 + A_4} \quad (15)$$

式(15)是  $\gamma$  关于变量  $\lambda$  的函数,即  $\gamma = g(\lambda)$ 。则其反函数为  $\lambda = g^{-1}(\gamma)$ , 又因  $\lambda \in (-0.5, 0.5), \lambda = g^{-1}(\gamma)$  是奇函数。

目标信号的频率修正值为:

$$f_0 = (\lambda_0 + k_1 + 0.5)f_s/N \quad (16)$$

相位修正值为:

$$\alpha_0 = \arg[X(k_1)] - \arg[X(\lambda_0)] + \frac{\pi}{2} \quad (17)$$

幅值的修正值为:

$$A = \frac{2(A_1 + 3A_2 + 3A_3 + A_4)}{a_1 + 3a_2 + 3a_3 + a_4} \quad (18)$$

式中:

$$a_1 = |W(-\lambda + 0.5)|, a_2 = |W(-\lambda - 0.5)|$$

$$a_3 = |W(-\lambda - 1.5)|, a_4 = |W(-\lambda + 1.5)|$$

当  $N \gg 1$  时,式(18)的表达式可变为

$$A = N^{-1}(A_1 + 3A_2 + 3A_3 + A_4)\eta(\lambda) \quad (19)$$

式(19)中  $\eta(\lambda)$  为偶函数。

在  $(-0.5, 0.5)$  区间内选取 100 个数作为  $\lambda$  的值,代入式(15)得到对应的  $\gamma$ 。并使用 Matlab 进行多项式拟合,求出  $\lambda = g^{-1}(\gamma)$  的表达式,

$$\lambda = 2.386\,501\alpha + 0.592\,674\alpha^3 + 0.313\,627\alpha^5 + 0.185\,212\alpha^7 \quad (20)$$

同样可以求出  $\text{polyfit}(\lambda, \eta(\lambda), 7)$

$$\eta(\lambda) = 0.301\,254 + 0.046\,269\lambda^2 + 0.004\,028\lambda^4 + 0.000\,271\lambda^6 \quad (21)$$

最终将  $\lambda$  和  $\eta(\lambda)$  代入式(16)~(18)就可以得到目标信号的频率、相位及幅值。

### 5 频谱测量算法仿真分析

为验证本文设计的频谱测量算法有效性,用普通 FFT 算法与本文算法进行仿真对比。无人机无源定位系统接收的广播电视调频信号,由射频前端进行预处理后输入到信号处理模块。信号处理板的 AD9467 模拟端的峰峰值电压是 2.5 V。因此,仿真使用频率在 75 MHz 附近、幅值 1.25 V 附近的信号进行仿真。对被测信号分别用普通 FFT 算法和本文算法进行频谱分析,其测量结果的绝对误差结果如表 3~5 所示。仿真结果表明:在相同测试条件下,本文采用的基于 Blackman 窗函数的四谱线差值算法在频谱分析中,测量精度更高。

表 3 普通 FFT 及本文算法频率测量误差

| 实际值/MHz | 普通 FFT 算法误差           | 本文算法误差                |
|---------|-----------------------|-----------------------|
| 71.8    | $2.16 \times 10^{-2}$ | $1.63 \times 10^{-4}$ |
| 72.2    | $1.34 \times 10^{-2}$ | $4.58 \times 10^{-5}$ |
| 73.4    | $1.17 \times 10^{-2}$ | $3.26 \times 10^{-5}$ |
| 74.6    | $2.46 \times 10^{-2}$ | $1.37 \times 10^{-4}$ |
| 75.0    | $2.13 \times 10^{-3}$ | $7.24 \times 10^{-6}$ |
| 75.6    | $6.49 \times 10^{-3}$ | $6.32 \times 10^{-5}$ |
| 76.3    | $3.58 \times 10^{-2}$ | $2.39 \times 10^{-5}$ |
| 77.2    | $2.91 \times 10^{-2}$ | $1.74 \times 10^{-4}$ |
| 78.7    | $2.24 \times 10^{-2}$ | $3.63 \times 10^{-5}$ |

表 4 普通 FFT 及本文算法幅值测量误差

| 实际值/V | 普通 FFT 算法误差           | 本文算法误差                |
|-------|-----------------------|-----------------------|
| 0.25  | $3.49 \times 10^{-2}$ | $6.29 \times 10^{-6}$ |
| 0.50  | $1.54 \times 10^{-3}$ | $7.26 \times 10^{-5}$ |
| 0.75  | $1.66 \times 10^{-3}$ | $6.51 \times 10^{-5}$ |
| 1.00  | $1.01 \times 10^{-3}$ | $3.63 \times 10^{-7}$ |
| 1.25  | $2.71 \times 10^{-2}$ | $4.83 \times 10^{-5}$ |
| 1.50  | $4.82 \times 10^{-3}$ | $8.25 \times 10^{-6}$ |
| 1.75  | $9.93 \times 10^{-2}$ | $2.17 \times 10^{-5}$ |
| 2.25  | $2.67 \times 10^{-2}$ | $1.36 \times 10^{-6}$ |
| 2.50  | $7.83 \times 10^{-3}$ | $5.72 \times 10^{-5}$ |

### 6 信号处理板关键性能测试

#### 6.1 信噪比测试

信噪比是衡量信号处理板对采集到的广播电视信号预处理效果及传输可靠性的重要指标。搭建测试平台后,将强度为 3~10 dBm 频率为 10 MHz 的信号传输到信号

表 5 普通 FFT 及本文算法相位测量误差

| 实际值/(°) | 普通 FFT 算法误差           | 本文算法误差                |
|---------|-----------------------|-----------------------|
| 10      | $2.37 \times 10^{-2}$ | $7.32 \times 10^{-4}$ |
| 25      | $4.49 \times 10^{-2}$ | $7.28 \times 10^{-5}$ |
| 50      | $5.64 \times 10^{-2}$ | $2.02 \times 10^{-6}$ |
| 75      | $1.83 \times 10^{-2}$ | $1.58 \times 10^{-5}$ |
| 90      | $8.19 \times 10^{-2}$ | $2.29 \times 10^{-6}$ |
| 125     | $4.28 \times 10^{-2}$ | $8.38 \times 10^{-5}$ |
| 140     | $2.84 \times 10^{-2}$ | $2.86 \times 10^{-4}$ |
| 156     | $3.94 \times 10^{-2}$ | $7.39 \times 10^{-5}$ |
| 175     | $6.28 \times 10^{-2}$ | $2.58 \times 10^{-4}$ |

处理板的基准频率输入端,将电平为  $-2\text{ dBm}$  频率为  $75\text{ MHz}$  的测试信号传输到信号处理板中频输入端。使用数据分析软件,进行加 Blackman 窗的 FFT 计算,软件记录长度度数设置为 2 048,得到测试结果如图 9 所示。

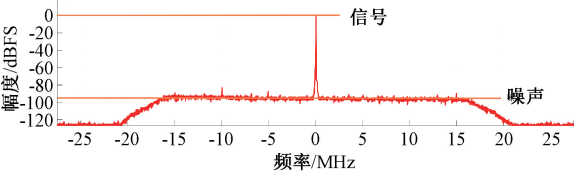


图 9 最大信噪比测试结果

在图 9 的频谱上记录信号最大电平值以及噪声平均电平,根据式(22)计算出最大信噪比。

$$SNR_{MAX} = Signal_{MAX} - Noise_{AVG} \tag{22}$$

式中: $SNR_{MAX}$  为最大信噪比; $Signal_{MAX}$  为最大信号; $Noise_{AVG}$  为噪声的平均值。

测试结果显示信号处理板在  $29.5\text{ kHz}$  带宽下最大信噪比不小于  $90\text{ dB}$ 。

6.2 无杂散动态范围测试

在信噪比测试平台中,将输入改为强度  $-9\text{ dBm}$  频率为  $75\text{ MHz}$ ,进行加 Blackman 窗的 FFT 计算后,得到测试结果如图 10 所示。

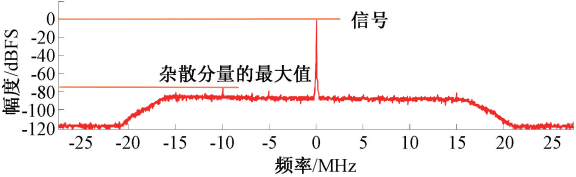


图 10 无杂散动态范围测试结果

在图 10 的频谱上记录有效信号的最大电平值以及杂散频率分量的最大数值根据式(23)计算出无杂散动态范围。

$$SFDR = Signal_{MAX} - Spurious_{MAX} \tag{23}$$

式中: $SFDR$  为无杂散动态范围; $Spurious_{MAX}$  为杂散分量的最大值。

测试结果显示信号处理平台的无杂散动态范围不小于  $75\text{ dB}$ 。

6.3 GPS 和 IMU 数据嵌入式记录循环状态验证

通过电缆将 GPS 和 IMU 板连接到处理板。启动地面软件的“PPS 循环状态”模式,设置文件大小为  $4\text{ 096 Mb}$ ,即当文件达到容量后自动停止,包含软件的文件夹中导出相应的文件。打开记录的文件,在软件中设置浏览  $64\text{ K}$  数据段。软件显示的波形如图 11 所示,图中显示由上往下分别为  $64\text{ K}$  数据频谱,及对应的 IQ 解调后的波形、瞬时幅值、瞬时相位。按顺序检测文件内容并确认  $64\text{ K}$  片段内信号中无相位突变。

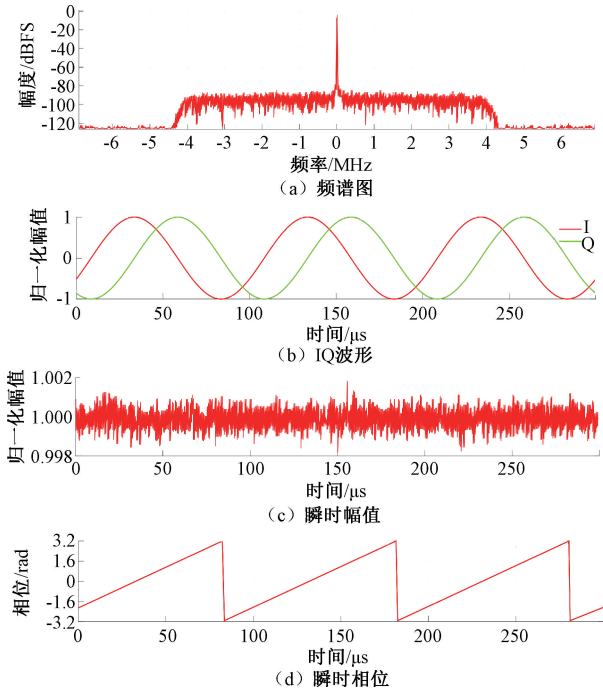


图 11 嵌入式记录循环状态测试结果

本节对数字信号处理板的关键性能指标进行测试验证,还对频率微调、带通等基本性能进行测试,测试结果如表 6 所示。测试结果表明,面向无人机无源定位的信号处理板在信噪比、无杂散动态范围表现优异,符合无源定位系统在复杂电磁场环境中工作的要求。

表 6 信号处理板测试指标及结果

| 测试内容                  | 测试结果                 |
|-----------------------|----------------------|
| 29.5 kHz 带宽下最大信噪比     | 优于 90 dB             |
| 无杂散动态范围               | 优于 75 dB             |
| 带通                    | 优于 17 MHz            |
| 频率微调                  | $\pm 8.5\text{ MHz}$ |
| 接收机输入端衰减器             | 12 dB, 步进 1.5 dB     |
| GPS 和 IMU 数据嵌入式记录循环状态 | 正常                   |

7 结 论

本文介绍了一种应用于无人无源定位系统的信号处

理板的小型化设计。在硬件层面,为适应轻型无人机载荷小型化的需求,优化了信号处理板电路结构、精简了电路器件。针对信号处理板内信号间干扰和外部复杂的工作电磁环境问题,本文借助仿真软件对处理板的反射、串扰、电磁屏蔽进行了仿真分析,完成了处理板进行信号完整性设计。

在算法层面,为提高信号处理板的频谱测量精度,采用一种基于 Blackman 窗函数的四谱线差值算法进行频谱分析。仿真结果表明相较于普通 FFT 算法,本文的算法在频率、幅值、相位的测量精度显著提高。最后,通过实际测试验证了信号处理板的信噪比、无杂散动态范围、GPS 和 IMU 数据记录等性能。信号处理板的总体性能满足实际使用场景的需求。

本文仅在单个外部信号源的前提下,对信号处理板的性能进行了测试分析,而实际应用场景中通常有多个外部辐射源,造成与目标信号源交叠,同时其它不可控的电磁干扰,都会影响频谱测量精度,后续将进一步研究定位算法提高定位准确度。

## 参考文献

- [1] 樊博,高玮玮,单明陶,等.融合注意力机制与重影特征映射的无人机交通场景目标轻量级语义分割[J].电子测量与仪器学报,2023,37(3):21-28.
- [2] 张宏宏,甘旭升,李双峰,等.复杂低空环境下考虑区域风险评估的无人机航路规划[J].仪器仪表学报,2021,42(1):257-266.
- [3] 牛刚,杜太行,高婕,等.小载荷无人机无源定位技术研究[J].火力与指挥控制,2021,46(4):38-42.
- [4] 姚昌华,胡程程,张建照,等.无人机集群协同侦察覆盖分布式自主优化[J].国外电子测量技术,2022,41(8):97-104.
- [5] 黄沛,曹国辉,张海晶,等.小型侦察无人机任务能力及拒止距离分析[J].现代防御技术,2022,50(1):1-6.
- [6] HAO L, XIANGYU F, MANHONG S. Research on the cooperative passive location of moving targets based on improved particle swarm optimization[J]. Drones, 2023, 7(4): 264.
- [7] 李康,丁国如,李京华,等.无源定位技术发展动态及其应用分析[J].航空兵器,2021,28(2):104-112.
- [8] 李一然,田立军,吴勇,等.基于双窗全相位 FFT 双谱线插值的谐波和间谐波分析算法[J].电力系统及其自动化学报,2021,33(4):55-61.
- [9] 雷可君,李明皓,汪旭明,等.基于 Rife-Vincent 自乘-卷积窗三谱线插值的电力谐波参数估计[J].江苏大学学报(自然科学版),2022,43(5):547-553,561.
- [10] TYAGI K, RAZAVI B. Performance bounds of ADC-based receivers due to clock jitter [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023.
- [11] NARAYANASAMY B, LUO F. A survey of active EMI filters for conducted EMI noise reduction in power electronic converters[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2019, 61 ( 6 ): 2040-2049.
- [12] 常虹,赵小强,石海杰.基于 FFT 谱能量检测和互相关检测的快速频谱感知方法及其性能分析[J].系统工程与电子技术,2021,43(5):1406-1412.
- [13] LIU W, LIAO Q, QIAO F, et al. Approximate designs for fast Fourier transform (FFT) with application to speech recognition [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(12): 4727-4739.
- [14] 谭保华,张文宇,黄程旭,等.基于全相位 FFT 三谱线校正的电网谐波与间谐波检测算法[J].华中师范大学学报(自然科学版),2021,55(6):1044-1050, DOI: 10.19603/j.cnki.1000-1190.2021.06.014.
- [15] 王彦林,石云波,康强,等.基于双窗全相位 FFT 的激光多普勒频率提取与校正方法[J].激光与红外,2019,49(12):1395-1401.
- [16] 彭钰钦,涂亚庆,杨辉跃. DFT 算法频率和相位差测量不确定度评估[J].电子测量与仪器学报,2020,34(9):17-22.

## 作者简介

罗必露,硕士,工程师,主要研究方向为信号处理、控制理论及应用。

E-mail:jxvtc21007@163.com

位小记(通信作者),硕士,高级工程师,主要研究方向为通信对抗、信号处理。

E-mail:xiaoji82240@163.com