

DOI:10.20079/j.issn.1001-893x.240420001

多频段混叠信号接收滤波器设计*

王洪梅, 王隽泽, 李世银, 王法广, 刘 朔

(中国矿业大学 信息与控制工程学院, 江苏 徐州 221116)

摘要:为解决软件无线电(Software Defined Radio, SDR)中采样后信号混叠问题,提出了一种改进的相位调整滤波算法。依托具备可调时间延迟的二阶射频带通采样前端,设计了一种支持多分点分段滤波的抗混叠滤波器,可以根据实际需求灵活设置多个频率分点,从而实现针对不同频段的精确滤波。通过在 MATLAB SIMULINK 中进行仿真验证,该方法相比同类方法的滤波器抑制效果更佳,达到 38 dB 以上,并能有效滤除所需信号而不影响其他信号的完整性,简化了接收前端,具备较强的灵活性和适应性,能够更好地支持未来的通信技术和高密度通信连接。

关键词:软件无线电(SDR);滤波器设计;二阶带通采样;相位调整滤波;信号重构

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



微信扫描二维码
听独家语音释文
与作者在线交流
享本刊专属服务

中图分类号:TN713 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2025)11-1937-07

Design of a Multi-band Alias Signal Receiving Filter

WANG Hongmei, WANG Junze, LI Shiyin, WANG Faguang, LIU Shuo

(School of Information and Control Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

Abstract:To solve the problem of signal aliasing after sampling in software defined radio (SDR), an improved phase-adjusted filtering algorithm is proposed. Based on the second-order RF bandpass sampling front-end with adjustable time delay, an anti-aliasing filter that supports multi-segment filtering is designed, and multiple frequency segments can be flexibly set according to the actual needs, so as to achieve accurate filtering for different frequency bands. Through the simulation verification in MATLAB SIMULINK, the method has better suppression performance than similar filters (38 dB or more), and can effectively filter out the required signal without affecting the integrity of other signals, which simplifies the receiving front-end, has strong flexibility and adaptability, and can better support future communication technology and high-density communication connections.

Key words:software defined radio (SDR); filter design; second-order bandpass sampling; phase-adjusted filtering; signal reconstruction

0 引言

软件无线电(Software Defined Radio, SDR)技术通过软件提升了无线电的多功能性,研究具备高灵活性和广泛采样能力的系统对提升 SDR 性能至关重要。然而,采样后的信号容易与其他频段的有用信号产生干扰和镜像混叠,影响平台接收多种模式和频段信号的能力。为解决这些问题,目前普遍在

优化调整采样率、采样结构设计与模拟域自干扰消除等方面进行研究。在采样率优化方面,通过控制采样率避免干扰信号混叠,并根据频谱特性优化采样,旨在降低数字信号处理阶段的计算复杂度^[1-2]。同时,存在一系列研究旨在开发新算法简化频率的选择过程^[3-5]。尽管这些方法能避免信号混叠,但需要对信号频谱进行详细分析,且可选的采样率范

* 收稿日期:2024-04-20;修回日期:2024-10-11
基金项目:国家自然科学基金面上项目(62371451)
通信作者:李世银 Email:lishiyin@cumt.edu.cn

围受限。此外,选择较低采样率时,设计者需进行复杂的频谱分析和数学计算以确定最优采样率,这可能降低采样精度。这表明,简单地追求低采样频率并不总是最佳的解决方案。在采样结构设计方面,文献[6-7]采用多个 ADC 策略应对多带通采样挑战,文献[8]通过希尔伯特变换实现二次采样,文献[9]在射频前端加入自干扰消除电路以减少干扰,文献[10-11]利用波束成形技术优化天线阵列方向图,最大化信号接收,最小化干扰。这些基于正交原理的技术虽可在较低采样率下消除信号自身的镜像混叠,但无法解决多信号间的混叠问题。在模拟域自干扰消除上,文献[12]提出了一种不受运放电阻最终值影响的高频衰减滤波器设计,文献[13-14]则专注于通过增益控制实现干扰信号与有用信号的相消。这些方法主要聚焦于模拟前端,但设计灵活性和可重构性不足,通常仅适用于单一信号处理,难以应对多信号环境。为解决这些问题,文献[15]提出相位调整滤波算法并通过 FPGA 实现,但只能处理两路输入信号;文献[16]设计了高阶带通采样系统(Band-pass Sampling, BPS)以处理三路及以上信号,然而设计复杂,接收机结构繁琐。

本文针对以上不足,改进了相位调整滤波算法,设计了一种支持多分点分段滤波的抗混叠滤波器。该方案通过二阶 BPS 即可实现对全频谱多路已知频段信号(如 LoRa 信号的 433 MHz 和 811 MHz 频段, ZigBee 信号的 2.4 GHz 频段)的无混叠接收,实现了在 0.8~6 GHz 频段射频信号的有效采样,无需频繁更改采样频率,简化了采样结构,提高了信号接收的准确性和效率。

1 二阶带通采样理论与滤波器设计

1.1 带通采样后信号特性分析

利用带通采样理论,当采样率设定为信号带宽的两倍时,可以确保任意带通信号在第一奈奎斯特区内得到有效恢复。考虑一个带宽为 B 的射频带通信号 $R(f)$, 设定采样率 f_s 等于信号带宽的两倍,即 $f_s = 2B$ 。定义位于频率范围 $(n-1/2)f_s < |f| < (n+1/2)f_s$ 内的信号为索引为 n 的信号为第 n 奈奎斯特区域中的信号。在二阶采样系统中,通过两个模数转换器(简称为 ADC A 和 ADC B)实现两路采样通道,分别命名为通道 A 和通道 B。在通道 B 中人为设定一个采样延迟 T_d , 该采样延迟导致两个 ADC 的采样信号产生相位偏移。定义两路采样信

号(正频谱部分)为 $R_{+B}(f)$ 和 $R_{+A}(f)$, 这两个信号之间满足:

$$R_{+B}(f) = R_{+A}(f) \cdot e^{j2\pi T_d f_s n} = R_{+A}(f) \cdot \beta^{-n} \quad (1)$$

式中: $\beta = e^{j2\pi T_d f_s n}$, 即索引位置为 n 的信号正频谱部分经过 ADC B 后与 ADC A 采样信号相比产生了的相位差 β^{-n} 。同理可以得到负频谱即镜像部分相位差为 β^n 。图 1 展示了位于整数位置索引带通信号的频谱图。经过带通采样,信号会映射到频率范围 $-B < f < B$ 内。图 1 还展示了在信号位于整数倍采样位置的情况下,实际接收信号可以位于任意位置。当信号处于非整数倍采样位置,或位于多个不同位置索引的信号同时接收时,采样后在 $-B < f < B$ 内会产生混叠。为消除混叠问题,可采用二阶带通采样系统,并通过相位调整滤波器进行处理,从而实现信号的无混叠接收。本文探讨了该方法及其在多路信号处理中的应用,并进一步讨论了其在扩展至 n 路信号时的适用性。

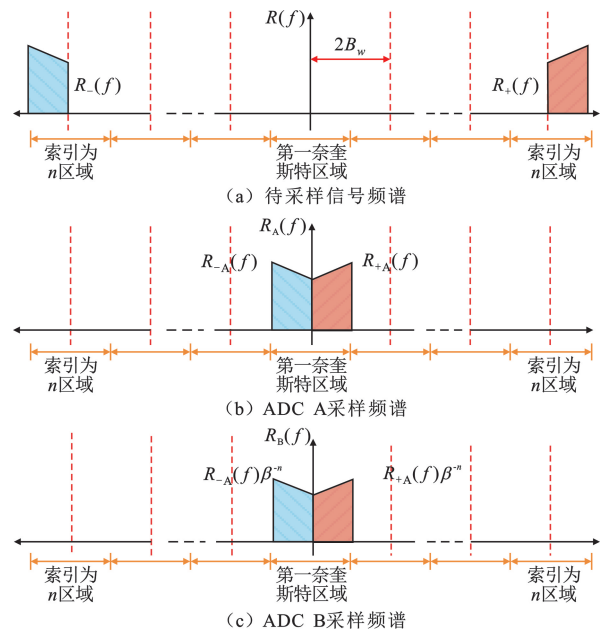


图 1 整数数字信号频谱

1.2 多路信号分段重构滤波器设计

1.2.1 补偿分段滤波器设计

在之前的研究中^[15-16],多个信号需要对应多路接收通道来进行有用信号的分离。本文旨在简化接收前端,采用两路采样通道实现多路射频信号无混叠接收。图 2 展示了多路信号在 $[0, f_s/2]$ 产生混叠的情况。为在两路采样通道中应对多路信号之间的混叠,将在 $[0, f_s/2]$ 内插入多个频率分点以确定混叠信号的位置从而进行信号滤除。本文将以三路信

号为例进行设计。

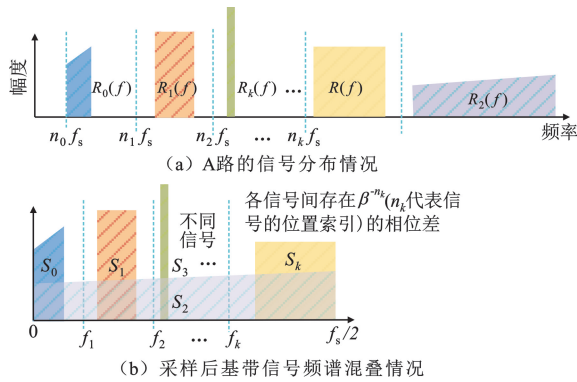


图 2 不同位置索引上的待接收信号与采样后混叠情况

假设 3 个信号 $R_0(f)$ 、 $R_1(f)$ 和 $R_2(f)$ 的位置索引分别为 n_0 、 n_1 、 n_2 。处于不同的位置索引上,二阶带通采样后不同采样通道也相应地存在相位差。 $[0, f_s/2]$ 包含了所有需要被接收的射频信号,令采样后 3 个信号分别为 S_0 、 S_1 和 S_2 ,采样后信号在 $[0, f_s/2]$ 内产生混叠。采样通道 A 的频谱分别为 $R_{0A}(f)$ 、 $R_{1A}(f)$ 、 $R_{2A}(f)$,采样通道 B 频谱分别为 $R_{0B}(f)$ 、 $R_{1B}(f)$ 、 $R_{2B}(f)$ 。其中采样通道 A 和 B 存在如式(1)所示的相位差异,为方便分析,下面仅考虑正频谱部分。

将 f_1 定义为

$$f_1 = f_{0H} + (f_{1L} - f_{0H}) / 2 \quad (2)$$

式中: f_{0H} 是 S_0 最高的频率; f_{1L} 是 S_1 最低的频率。

在 $[0, f_1]$ 频率范围中, S_0 与 S_2 发生混叠; $[f_1, f_s/2]$ 频率范围中, S_1 与 S_2 发生混叠。为保留 S_2 ,设计相位调制滤波器 $S_A(f)$ 和 $S_B(f)$ 分离混叠信号。在 $[0, f_1]$ 内, S_0 被滤除,在 $[f_1, f_s/2]$ 内, S_1 被滤除,如式(3):

$$\begin{cases} S_A(f) \cdot R_{0A}(f) + S_B(f) \cdot R_{0B}(f) = 0 \\ S_A(f) \cdot R_{1A}(f) + S_B(f) \cdot R_{1B}(f) = 0 \\ S_A(f) \cdot R_{2A}(f) + S_B(f) \cdot R_{2B}(f) = G \cdot R_2(f - 2n_0B) \end{cases} \quad (3)$$

式中: G 为由滤波器产生的信号增益。

为方便计算和实现, $S_A(f)$ 选取如式(4)的形式。根据式(1)、(3)、(4),可得 $S_B(f)$ 如式(5)所示。

$$S_A(f) = \begin{cases} 1/B, & |f| < B \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

$$S_B(f) = \begin{cases} -\beta^{-n_1}/B, & -f_s/2 < f < -f_1 \\ -\beta^{-n_0}/B, & -f_1 < f < 0 \\ -\beta^{n_0}/B, & 0 < f < f_1 \\ -\beta^{n_1}/B, & f_1 < f < f_s/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

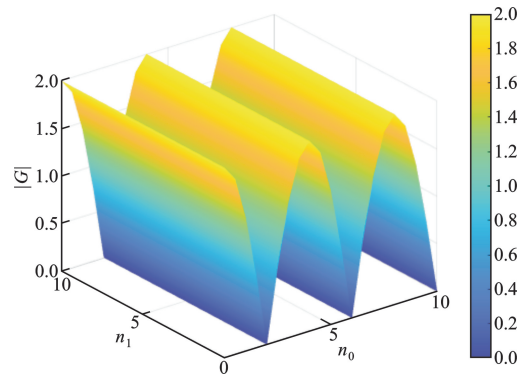
类似的设计可以延伸到更多路信号,在 $[0, f_s/2]$ 内根据信号混叠特性计算并设置不同频率分点 $f_n (n=1, 2, \dots)$, 在 $[0, f_n]$, $[f_n, f_{n+1}]$, \dots , $[f_k, f_s/2]$ 内,设置相应的混叠信号滤除算法,即可实现对多路信号的无混叠接收。

1.2.2 恢复信号增益分析

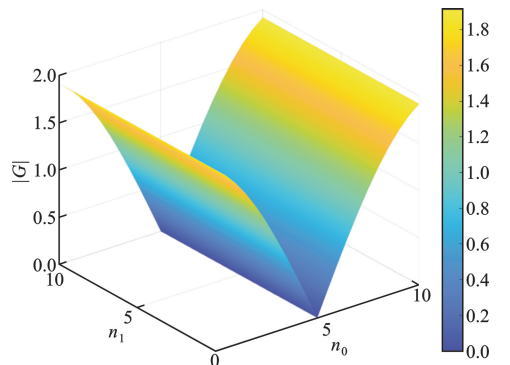
在多路信号输入情况下,恢复信号增益 G 的形式如式(6)所示:

$$G = \begin{cases} \sqrt{2(1 - \cos(2\pi T_\Delta f_s |n_2 - n_0|))}, & 0 \leq f \leq \frac{f_s}{2} \\ \sqrt{2(1 - \cos(2\pi T_\Delta f_s |n_2 - n_1|))}, & \frac{F_s}{2} < f \leq f_s \end{cases} \quad (6)$$

假设延时 T_Δ 与采样频率 f_s 为固定值,随着输入信号位置索引的变化, G 相应也会变化。 n_0 、 n_1 变化, $n_2 = 10$ 时的 G 的变化曲线如图 3 所示,设置 $T_\Delta = 2500 \text{ ps}$, $f_s = 100 \text{ MHz}$ 。由图 3(a) 可以看出, G 的变化曲线仍具有正弦性,故可以设置延时 T_Δ 与采样频率 f_s ,使得在输入信号不同的情况下,避免在对消不感兴趣分量的时候感兴趣成分也被抵消,即 G 非常小。



(a) |G| 随 n_0 和 n_1 变化的三维曲面 ($n_2 = 10$)



(b) |G| 随 n_0 和 n_1 变化的三维曲面 ($n_2 = 10$, 改变 F_s 与 T_Δ 后)

图 3 $n_2 = 10$ 时 $|G|$ 随 n_0 和 n_1 变化的三维曲面与改变 f_s 与 T_Δ 后的三维曲面

由图 3(a)可知,在某些情况下, G 值为 0, 可能导致感兴趣分量被抵消。由式(6)可知, 需要选择 T_Δ 和 f_s , 使得 $2\pi T_\Delta f_s \neq 2k\pi$, 对于任何 n_2 来说, 这可以通过选择 T_Δ 和 f_s 来进行实现。这里取 n_2 为 10, 设置 $T_\Delta = 1\ 250\ \text{ps}$, $f_s = 67.5\ \text{MHz}$, 再次绘制图形。由图 3(b)可知, 在更改 T_Δ 与 f_s 之后, G 的值从 0 变化至 1.8, 即说明了无论 G 取何值, 在输入信号位置索引 n 确定的情况下, 可以通过调整 T_Δ 和 f_s 的值来使得恢复信号增益 G 值满足要求。

在实际采样过程中, 两路采样通道会引入除延迟外的相位差, 将其定义为 θ 。补偿后的滤波器如式(7):

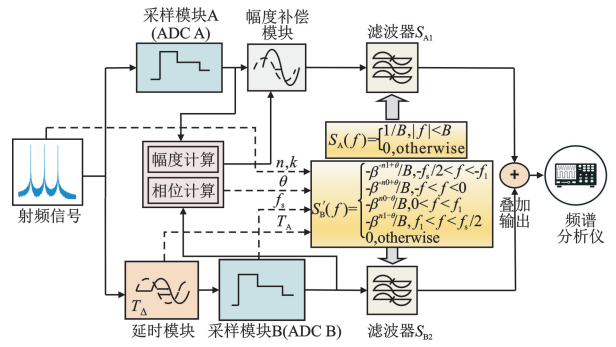
$$S'_B(f) = \begin{cases} -\beta^{-n_1+\theta}/B, & -f_s/2 < f < -f_1 \\ -\beta^{-n_0+\theta}/B, & -f_1 < f < 0 \\ -\beta^{n_0-\theta}/B, & 0 < f < f_1 \\ -\beta^{n_1-\theta}/B, & f_1 < f < f_s/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

在对相位差进行补偿的同时, 需要对两路信号的幅值进行补偿。射频信号通过 ADC A 后, 通过幅值计算后得到所需补偿的幅值, 在幅值补偿模块中进行处理后, 射频信号再进入滤波器中进行对应操作。经过相位补偿与幅值补偿的滤波器能更好地应对实际采样过程中出现的差值问题, 从而更好地滤除无用信号。

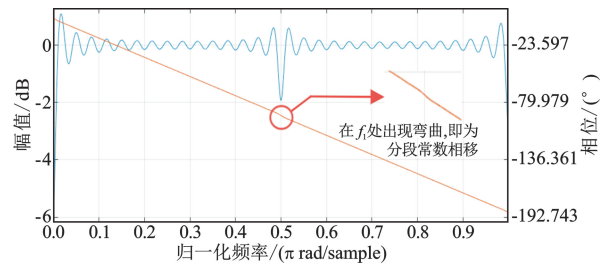
2 算法与仿真实现

2.1 仿真实现

本小节以 3 个混叠信号输入为例, 使用 MATLAB SIMULINK 模型进行仿真测试。首先, 模拟射频信号生成过程, 通过 4-QAM 调制生成 3 个不同频段的射频信号, 分别设为 S_0 、 S_1 和 S_2 , 最后合成得到混合信号。为构造相位差, 将混合信号分别经过两路不同的延时, 再采用零阶保持器对经过 4 000 ps 延时后的混合信号进行 $f_s = 100\ \text{MHz}$ 的采样后, 进入二阶抗混叠模块进行滤波处理。信号处理流程如图 4(a) 所示, 设计两个直接型 FIR 滤波器组成抗混叠滤波模块, 其中 $S_B(f)$ 的幅值-相位响应如图 4(b) 所示, 其中心位置的波谷体现了式(2)中 f_1 的计算结果。输入信号混叠情况不同, 所选取的 f_1 的位置也不同。图 4(b) 中, 橙色曲线代表 $S_{B2}(f)$ 的幅值响应, 其中中间的拐角体现了滤波器表达式中的分段常数相移。



(a) 相位调整滤波算法处理流程



(b) 滤波器 $S_{B2}(f)$ 的幅值-相位响应

图 4 相位调整滤波算法处理流程与滤波器 $S_{B2}(f)$ 的幅值-相位响应

在仿真测试中, 共设置了 3 组不同的信号参数进行测试。

1) 第一组中, 输入的三路射频带通信号参数如表 1 所示。为更好地观察信号抑制效果, 未设置频谱重叠, 采样后频谱如图 5 所示。

表 1 第一组实验三路输入信号参数

信号	中心频率/MHz	位置索引	频偏/MHz	信号带宽/MHz
S_0	411	$n_0 = 4$	11	5
S_1	2 422	$n_1 = 24$	22	5
S_2	933	$n_2 = 9$	33	5

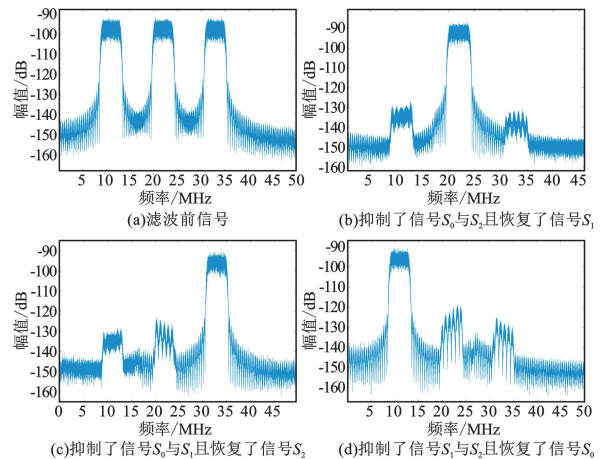


图 5 第一组信号滤波前后

图 5(a)中,从左到右的信号分别为 S_0 、 S_1 与 S_2 。经过抗混叠滤波模块后,如图 5(b)所示,可以看出接收机成功的抑制了信号 S_0 与 S_1 且恢复了信号 S_2 。使用相同的方法,亦可以分别抑制 S_0 与 S_2 而恢复 S_1 或抑制 S_1 与 S_2 而恢复 S_0 ,只需由公式(5),修改式中的位置索引即可。抑制效果如图 5(c)与图 5(d)所示。

2)第二组中,输入的三路射频带通信号参数如表 2 所示。为测试抗混叠滤波器性能,将信号之间的间隔设置得更加紧凑。本组采样后频谱如图 6(a)所示;经过抗混叠滤波模块后,如图 6(b)、(c)与(d)所示,可以看出接收机成功地抑制了所想滤除的信号而恢复另外两个需要保留的信号,且滤除效果仍显著,体现了算法的有效性。

表 2 第二组实验三路输入信号参数

信号	中心频率/MHz	位置索引	频偏/MHz	信号带宽/MHz
S_0	811.3	$n_0 = 8$	11.3	5
S_1	1 116.1	$n_1 = 11$	16.1	5
S_2	1 521.2	$n_2 = 15$	21.2	5

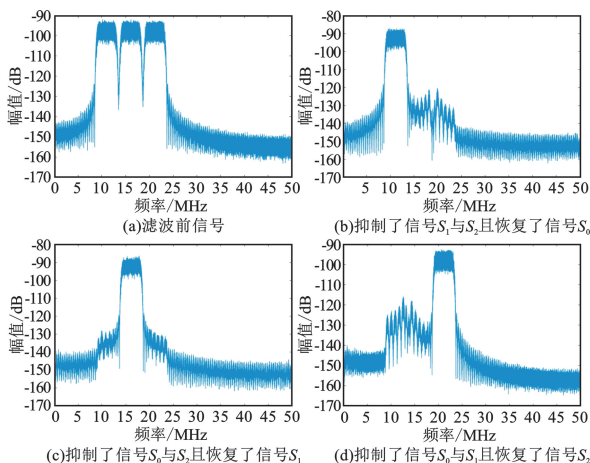


图 6 第二组信号滤波前后

3)第三组中,输入的三路射频带通信号参数如表 3 所示。将信号带宽设置为 1 MHz,且设置三路输入信号完全混叠。本组采样后频谱如图 7(a)所示,可以看出,三路信号在 24~26 MHz 的频率范围内混叠;经过抗混叠滤波模块后,如图 7(b)、(c)与(d)所示,可以看出接收机在混叠严重的情况下,亦成功地抑制了所欲滤除的信号而恢复另外两个需要保留的信号,且能实现最多可达 35 dB 的信噪比,证明了滤波器算法的可靠性与有效性。

表 3 第三组实验三路输入信号参数

信号	中心频率/MHz	位置索引	频偏/MHz	信号带宽/MHz
S_0	811.3	$n_0 = 8$	11.3	5
S_1	1 116.1	$n_1 = 11$	16.1	5
S_2	1 521.2	$n_2 = 15$	21.2	5

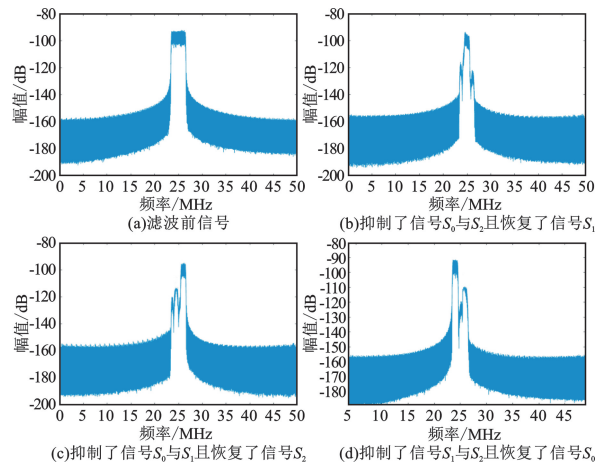


图 7 第三组信号滤波前后

在实际通信环境中,通常伴随着调制信号与 LoRa、Zigbee 等物联网常见信号,采样后信号混叠影响接收机性能。为进一步验证抗混叠滤波效果,结合实际应用中常出现的混叠情况,分别模拟生成调制正弦信号和 LoRa 信号以进行抗混叠滤波实验。

1)第一组测试信号参数如表 4 所示,在上述第一组测试的基础上,在 411 MHz 处模拟生成一路调制正弦信号,LoRa 信号模拟生成在 833 MHz 处,设置频偏与 S_2 一致。由图 8(a)可以看出,调制信号 S_3 处于位置索引 $n_3 = 4$ 的位置上,而 LoRa 信号 S_4 在频率偏置 $f_o = 33$ MHz 的位置与信号 S_1 混叠。

表 4 第一组中模拟加入有用信号参数

信号	中心频率/MHz	位置索引	频偏/MHz	信号带宽/MHz
S_3 (调制正弦)	411	$n_3 = 4$	11	1
S_4 (LoRa 信号)	833	$n_4 = 8$	33	1

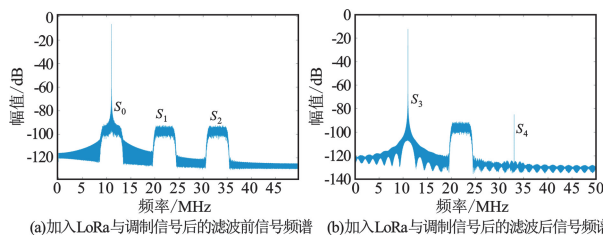


图 8 第一组仿真测试信号频谱

在经过抗混叠滤波模块后,接收信号如图 8(b) 所示,可以看出, S_3 被保留, S_4 也并未受滤波器影响而被保留, 与其混叠的信号 S_1 则被滤除。结果显示, 滤波后调制信号与 LoRa 信号都得以保留, 证明了滤波器的针对性, 只针对式 (5) 中相应位置索引的信号进行滤除, 保留所需要的信号。

2) 第二组测试信号参数如表 5 所示。设置带宽为 10 MHz。从图 9(a) 可以看出, 输入的三路信号 S_0 、 S_1 与 S_2 在 11~31 MHz 范围内完全混叠, 调制信号 S_3 、 S_4 分别位于位置索引 $n_3=26$ 和 $n_4=17$ 的位置上, 而 LoRa 信号 S_5 、 S_6 在频率偏置 $f_o=11$ MHz、22 MHz 的位置, 在滤波前信号中与所想滤除的信号 S_0 、 S_1 的中心频率一致从而混叠。为了保留输入信号 S_1 、 S_2 , 根据式 (5), 分别设置滤波器, 滤波后结果如图 9(b) 所示, 可以看出, 设计的滤波器只针对相应的位置索引的模拟射频信号进行滤除, 与之混叠的调制正弦信号 S_3 、 S_4 与模拟生成的混叠 LoRa 信号 S_5 、 S_6 未受影响, 进一步证明了滤波器的针对性。

表 5 第二组中模拟加入的有用信号参数与混叠输入信号参数

信号	中心频率/MHz	位置索引	频偏/MHz	信号带宽/MHz
S_0	1 011	$n_0=10$	11	10
S_1	421	$n_1=4$	21	10
S_2	2 631	$n_2=26$	31	10
S_3 (调制正弦)	2 631	$n_3=26$	31	1
S_4 (调制正弦)	1 011	$n_4=17$	11	1
S_5 (LoRa 信号)	811	$n_5=8$	11	2
S_6 (LoRa 信号)	1 722	$n_6=17$	22	2

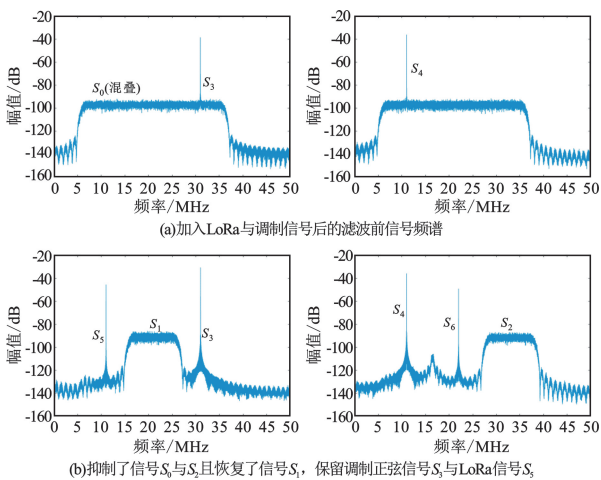


图 9 第二组仿真测试信号频谱

2.2 性能分析

由图 5~9 可以看出, 本文所设计的抗混叠滤波器最高能抑制混叠达 40 dB。对在第一奈奎斯特区采集到的带通信号, 可以通过执行数字下变频和解调来对

信号进行重构与恢复。图 10 展示了对 2.422 GHz 信号进行恢复后的星座图, 信噪比为 38.8 dB。

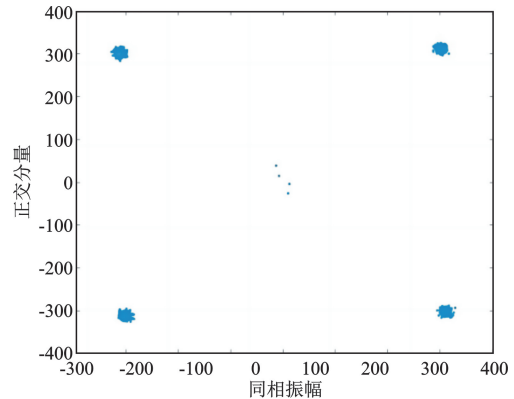


图 10 重构信号星座图 ($f=2.422$ GHz)

为了测试不同频偏下抗混叠滤波器的性能, 在 $n_0=4$ 、 $n_1=24$ 、 $n_2=9$ 的条件下, 测试了频率偏移在 $[0, f_s/2]$ 即 0~50 MHz 范围内的抗混叠性能。图 11 展示了本文改善算法与之前未进行分点分段处理的算法^[19]的恢复信噪比对比, 可以看出, 改善算法恢复后的信号可以获得大于 38 dB 的信噪比, 之前算法的恢复信号信噪比低于本文 10~15 dB; 且在接近 $f_s/2$ 处, 恢复信号的信噪比快速下滑, 至 $f_s/2$ 处接近为 0, 证明了利用公式 (5) 设计的滤波器的有效性。若信号的频率偏置在 $[f_s/2, f_s]$ 范围内, 即采样后落入 $[f_s/2, f_s]$, 则需要重新设计滤波器参数, 对式 (5) 的位置索引 n 做镜像处理。

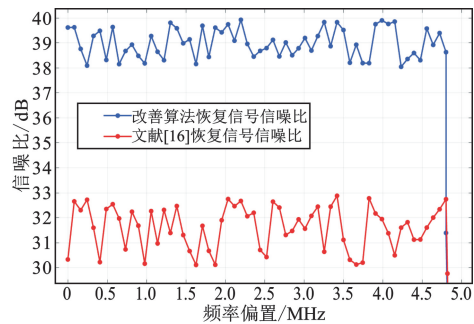


图 11 不同频率偏置对应的恢复信号信噪比

为了评估系统性能在不同的 n 值条件下的变化, 实验设计中固定了 $n_0=4$ 、 $n_1=24$, 同时变化 n_2 的取值范围为 1~30, 覆盖了 0.1~3 GHz 的射频信号测试范围。图 12 所展示的计算结果表明, 除了混叠信号本身所处信号索引 4, 9 以及 24 外, 其他位置信号均能有效抑制, 信号恢复过程中的信噪比普遍高于 38 dB。这说明, 在大多数测试条件下, 系统能够有效地抑制非目标信号引起的混叠, 从而保证了信号恢复的高质量。

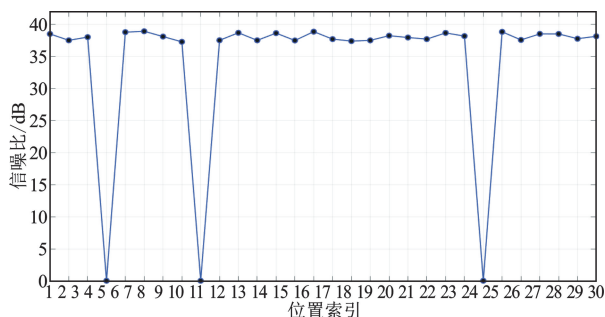


图 12 不同位置索引对应的恢复信号信噪比

3 结束语

本文通过探讨二阶带通采样理论,分析了多频段信号采样引发的混叠问题,并改进了抗混叠滤波算法,设计了一个通用的二阶抗混叠滤波系统框架。该框架旨在过滤混叠信号,提升目标信号的接收质量,并简化系统结构。通过使用二阶带通采样接收机,只需设计两个支持多分点分段的滤波器即可实现多路信号的接收与无用信号的滤除。仿真结果表明,该接收机能够在 0.1~3 GHz 频谱范围内接收任意带通信号,且混叠抑制效果显著,达到 38 dB 以上。此外,本文还对实际应用中的混叠情况进行了模拟测试,结果显示,二阶带通采样模块能够有效保留原信号并消除干扰。提出的二阶带通采样前端接收机设计简化了接收数字前端结构,抗混叠性能优越。通过调整滤波器中频率分点的个数与位置,采用固定采样频率即可完成多路信号的接收与滤波处理,降低了接收难度。但由于时间限制,硬件验证尚未完成,未来计划将该方法移植到硬件平台进行实验验证。

参考文献:

- [1] SHI J, MOURA J M F. Graph signal processing: dualizing GSP sampling in the vertex and spectral domains[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2022, 70: 2883-2898.
- [2] RAJABY E, SAYEDI S M. A structured review of sparse fast Fourier transform algorithms [J]. Digital Signal Processing, 2022, 123: 103-106.
- [3] AHMAD M F, ISA N A M, LIM W H, et al. Differential evolution: a recent review based on state-of-the-art works [J]. Alexandria Engineering Journal, 2022, 61 (5): 3831-3872.
- [4] LI W, WANG G G, GANDOMI A H. A survey of learning-based intelligent optimization algorithms [J]. Archives of Computational Methods in Engineering, 2021, 28 (5): 3781-3799.
- [5] 白琳, 温媛媛, 李栋. 动态变化混叠模型下盲源分离中的源数估计[J]. 电讯技术, 2024, 64 (3): 396-401.

- [6] HENTHORN S, O' FARRELL T, ANBIYAEI M R, et al. Concurrent multiband direct RF sampling receivers [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22 (1): 550-562.
- [7] 王艳红, 崔子冠, 干宗良, 等. 多尺度光谱相似性指导的高光谱解混算法 [J]. 信号处理, 2021, 37 (3): 417-427.
- [8] MOUSAVI A A, ZHANG C W, MASRI S F, et al. Structural damage localization and quantification based on a CEEMDAN Hilbert transform neural network approach: a model steel truss bridge case study [J]. Sensors, 2020, 20 (5): 1271-1294.
- [9] 韩文草, 孙闽红, 王之腾, 等. 基于 DeepLabV3 与 GAN 的雷达时频混叠多信号智能检测与分离 [J]. 信号处理, 2022, 38 (5): 1065-1074.
- [10] TAN M X, XU X Y, BOES A, et al. Photonic signal processor based on a Kerr microcomb for real-time video image processing [EB/OL]. (2023-11-20) [2024-04-15]. <https://www.nature.com/articles/s44172-023-00135-7>.
- [11] 钟都都, 张伟科, 马啸, 等. 基于 IIR 抗混叠干扰滤波器的相干跳频同步技术研究 [J]. 计算机测量与控制, 2022, 30 (7): 187-193.
- [12] BRTNÍK B. Combination of HP and LP filters for narrow band antialiasing filter [J]. Journal of Electrical Engineering, 2021, 72 (4): 283-286.
- [13] JOSHI S, KIM C, THOMAS C M, et al. Digitally adaptive high-fidelity analog array signal processing resilient to capacitive multiplying DAC inter-stage gain error [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66 (11): 4095-4107.
- [14] JO S H, CHO H W, YOO H J. A fully reconfigurable universal sensor analog front-end IC for the Internet of Things era [J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19 (7): 2621-2633.
- [15] KIM J H, WANG H M, KIM H J, et al. Bandpass sampling digital frontend architecture for multi-band access cognitive radio [C]//2009 IEEE Global Telecommunications Conference. Honolulu, IEEE, 2009: 1-6.
- [16] 王洪梅, 姚冲, 王法广, 等. 三路带通混叠信号数字接收机设计 [J]. 电子技术应用, 2019, 45 (8): 95-98.

作者简介:

王洪梅 女, 1983 年生于山东诸城, 2012 年获博士学位, 现为副教授, 主要研究方向为无线通信、软件无线电、室内定位技术等。

王隽泽 男, 2001 年生于福建福州, 硕士研究生, 主要研究方向为 FPGA 在通信领域的应用等。

李世银 男, 1971 年生于四川犍为, 2008 年获博士学位, 现为教授, 主要研究方向为无线通信、智能感知与精确定位、智慧物联网、网络安全与隐私保护等。

王法广 男, 1981 年生于山东蓬莱, 2012 年获博士学位, 现为讲师, 主要研究方向为人工智能技术、智能优化算法、机器人技术等。

刘朔 男, 2001 年生于安徽合肥, 硕士研究生, 主要研究方向为无线通信、信道建模。