

应用于宽频带通信干扰对消的重构滤波器设计

张雲硕, 王泽, 李亚星*, 何方敏, 刘宏波, 孟进

(海军工程大学 电磁能技术全国重点实验室, 湖北 武汉 430030)

摘要: 围绕宽频带通信干扰对消的需求, 提出了新的子带划分与重构框架, 并对子带划分滤波器组与重构滤波器进行设计, 简化了完全重构条件, 使得重构滤波器具备过渡带幅度互补特性。仿真与实验结果表明, 设计的重构滤波器可以有效降低重构后通信信号的误码率, 并且解决了子带信号拼接过程中的频谱起伏现象。所提出的子带划分与重构框架及重构滤波器设计展现了良好的通信信号重构效果, 可为宽频带干扰对消的子带划分与重构工程实践提供新的理论方法与技术路线。

关键词: 宽频带通信系统; 宽频带干扰对消; 子带划分与重构; 子带划分滤波器组; 重构滤波器

中图分类号: TN91 文献标志码: A 文章编号: 1001-2486(2024)05-037-08



论文
拓展

Reconstructed filter design for broadband communication interference cancellation

ZHANG Yunshuo, WANG Ze, LI Yaxing*, HE Fangmin, LIU Hongbo, MENG Jin

(National Key Laboratory of Electromagnetic Energy, Naval University of Engineering, Wuhan 430030, China)

Abstract: A new subband division and reconstruction framework around the requirements of broadband communication interference cancellation was proposed, and the subband division filter banks and the reconstruction filter were designed, which simplified the conditions for complete reconstruction and made the reconstruction filter have the characteristics of complementary transition in band amplitude. The simulation and experiment results show that the reconstruction filter can effectively reduce the bit error rate of reconstructed communication signals and solve the spectrum fluctuation phenomenon in the process of subband signal splicing. Therefore, the subband division and reconstruction framework and the design of the reconstruction filter proposed can effectively reconstruct the frequency-hopping communication signal, which provide new technical route and theoretical method for subband division and reconstruction engineering practice of broadband interference cancellation.

Keywords: broadband communication system; broadband interference cancellation; subband division and reconstruction; subband division filter bank; reconstruction filter

通信攻防对抗作为电子战的一个重要组成部分, 是贯通指挥链、提升体系作战效能的关键。当前战场环境的电磁干扰日趋复杂, 敌方施加的恶意电子干扰成为影响通信链路畅通的关键因素。为了应对日益复杂的电磁干扰环境, 通信系统通常采用扩频和跳频通信体制提升抗干扰能力, 宽频带和高跳速成为军事通信的主要发展趋势之一^[1-2]。近年来, 随着大功率功放和空间功率合

成等技术的发展, 干扰机的带宽和功率已完全能够覆盖现有的宽频带跳频通信系统。大功率宽带阻塞干扰对宽频带跳频通信系统产生极大威胁, 严重影响作战平台间的通信效能, 亟须研究有效的宽带干扰抑制技术。

针对大功率压制干扰, 有专利^[3-4]提出了空间信号取样和数字域自适应控制的主动干扰对消技术, 该技术能显著提升超短波电台和 Ku 卫通

收稿日期: 2022-10-28

基金项目: 国家重点研发计划首席科学家负责制试点项目(2021YFF1500100); 国家自然科学基金资助项目(52177012); 国家杰出青年科学基金资助项目(52025072); 电磁能技术全国重点实验室基金资助项目(614221722051301); 湖北省自然科学基金资助项目(2021BIDS007)

第一作者: 张雲硕(1994—), 男, 吉林长春人, 博士研究生, E-mail: gudaowork@163.com

*通信作者: 李亚星(1988—), 男, 湖北汉川人, 助理研究员, 博士, E-mail: whhit173@hotmail.com

引用格式: 张雲硕, 王泽, 李亚星, 等. 应用于宽频带通信干扰对消的重构滤波器设计[J]. 国防科技大学学报, 2024, 46(5): 37-44.

Citation: ZHANG Y S, WANG Z, LI Y X, et al. Reconstructed filter design for broadband communication interference cancellation[J].

Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(5): 37-44.

的抗干扰能力。宽频带干扰对消一直是难点,干扰信号带宽越大,各取样射频通道边界频点的相位差异越大,巨大的相位差异使得对消信号与干扰信号无法在所有频点具有相反的相位,从而导致干扰抑制性能下降。此外,射频链路通道间的差异以及无线传输信道的多径效应也会恶化宽带信号对消效果。文献[5]中指出处理带宽从 40 MHz 降低至 10 MHz 时,干扰对消比提升了 12 dB 以上,因此通过降低信号处理带宽可显著提升干扰对消效果。文献[6-9]中将宽带干扰信号在频域划分为多个子带,并在各个子带内分别实现干扰抑制功能,以近似窄带信号的处理带宽实现更高的干扰抑制能力。有专利^[10]指出,通过数字子带划分和信号重构技术能够大幅度提升干扰对消比,有效抑制 L 波段高速跳频数据链面临的宽频带压制干扰。

子带划分与重构技术利用子带划分滤波器组将带宽较宽的信号分解成若干个带宽较窄的子带信号,然后在子带域内进行相应的信号处理,再利用重构滤波器将各个子带信号重构为宽带信号^[11-12]。子带划分滤波器组与重构滤波器一般依据完全重构理论设计,以保证子带的分割与合并不会引入过多的重构误差^[13-15]。文献[16]提出了双通道正交镜像滤波器组,该方法能够完全消除通道间的混叠失真和相位失真,但是会引入微小的幅度失真。在两通道子带的基础上,文献[17]将其扩展到了多个通道,引入了多相滤波器组,大大简化了滤波器组的设计和分析。文献[18-19]提出了用于设计完全重构正交滤波器组的格型结构。依据格型结构的框架,文献[20-22]研究了余弦调制与复指数调制两种典型的调制滤波器组,通过对完全重构条件进行分析,将滤波器组的设计问题归结为原型滤波器的设计。文献[23-24]分别利用最优化方法与窗函数方法对原型滤波器进行优化设计,进一步降低子带间重构误差。

现有的子带划分与重构研究主要应用于信号侦察^[25]、宽带雷达^[26]以及跳频通信^[27]等领域,主要用途倾向于宽带信号接收。本文面向宽频带通信干扰抑制需求,区别于传统子带划分与重构方案,对子带划分滤波器组、下变频、重构滤波器以及上变频等步骤进行了设计与实现。

1 子带划分与重构的条件

本文提出了如图 1 所示的子带划分与宽带信号重构基本框架。宽带射频信号首先进入子带划

分滤波器组,实现宽带信号到窄带子信号的划分,得到多个子带信号并行进行下变频处理后得到基带信号。基带信号经过干扰对消处理后送入重构滤波器以消除各子带信号频带混叠现象,然后通过上变频将基带信号恢复为射频信号,实现多路子带信号的合并与重构。



图 1 子带划分与重构框架

Fig. 1 Subband division and reconstruction framework

多通道的子带划分与重构数学模型如图 2 所示,其中干扰对消模块可以看作一个线性相位、幅度为 1 的滤波系统,基于该模型推导完全重构的充分条件。利用离散傅里叶变换,将数学模型由时域转换到频域。 $B_m(e^{j\omega})$ 、 $H(e^{j\omega})$ 分别为子带划分滤波器组 $B_m(n)$ 和重构滤波器 $H(n)$ 的频域响应,且都具有线性相位。上、下变频环节中的 ω_m 是子带划分滤波器组 $B_m(e^{j\omega})$ 的中心频率,其中 $1 \leq m \leq M$, M 为划分的子带数。 $X(e^{j\omega})$ 和 $Y(e^{j\omega})$ 分别是宽带射频输入信号 $x(n)$ 与重构信号 $y(n)$ 的频域形式,则重构信号可以表示为:

$$Y(e^{j\omega}) = \sum_{m=1}^M \{ [(X(e^{j\omega})B_m(e^{j\omega}))\delta(\omega + \omega_m)] \cdot H(e^{j\omega}) \} \delta(\omega - \omega_m) \\ = \sum_{m=1}^M H(e^{j(\omega - \omega_m)}) B_m(e^{j\omega}) X(e^{j\omega}) \quad (1)$$

式中, $\delta(\cdot)$ 表示变频的频域冲激响应。

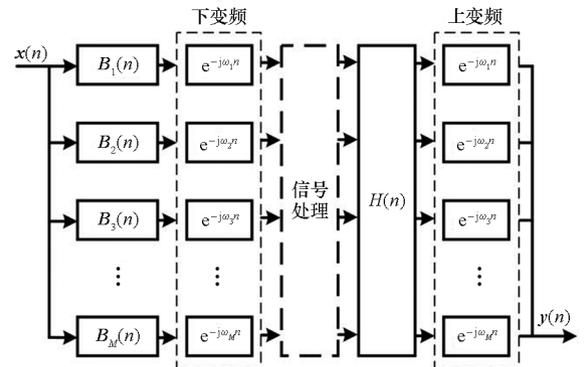


图 2 子带划分与重构的数学模型

Fig. 2 Mathematical model of subband division and reconstruction

定义子带间的混叠矩阵为:

$$T(e^{j\omega}) = \sum_{m=1}^M B_m(e^{j\omega}) H(e^{j(\omega - \omega_m)}) \quad (2)$$

其中, $H(e^{j(\omega - \omega_m)})$ 相当于重构滤波器 $H(e^{j\omega})$ 上变频到各子带的中心频率 ω_m , 混叠矩阵 $T(e^{j\omega})$ 是对

各通道子带划分滤波器与上变频重构滤波器的级联输出求和。重构信号与原始输入信号的误差称为重构误差,混叠矩阵中子带间混叠区域的信号畸变是导致重构误差的主要因素。在保证重构信号与输入信号只存在时延而不产生幅度和相位失真的条件下,完全重构条件可以表述为:要求整个通带内线性相位,幅频特性满足

$$\sum_{m=1}^M |B_m(e^{j\omega})H(e^{j(\omega-\omega_m)})| = 1 \quad (3)$$

完全重构取决于子带划分滤波器组与重构滤波器的构造,通过设计两个级联滤波器的通频带,通频带更窄的滤波器成为子带间混叠误差的主要来源。按照这一思路,对级联滤波器的第一级滤波器的通频带进行扩展,可以实现完全重构条件幅频特性的简化。

2 子带划分滤波器组的设计

本节设计子带划分滤波器组的通频带,简化完全重构条件。假设某通信系统的宽带射频信号为 $x(n)$,其频率范围从 f_{start} 到 f_{stop} ,作为输入信号通过 M 个子带划分滤波器组,采用整个频带范围均匀划分子带的方式,则每个子带的初始通带范围如下式:

$$f_{origin_B} = \frac{f_{stop} - f_{start}}{M} \quad (4)$$

相应的各子带中心频率为:

$$f_m = f_{start} + \frac{(2 \times m - 1) \times f_{origin_B}}{2} \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (5)$$

在保证宽带射频信号通过子带划分后没有信息损失的同时,将原始通带范围扩展 $2 \times f_{extend}$,使得每个子带之间有一定交叠频段区域。由此可以简化两个级联滤波器的设计,得到各子带划分滤波器组的扩展通带范围为:

$$f_B = f_{origin_B} + 2 \times f_{extend} \quad (6)$$

子带划分滤波器组通带设计示意图见图3。由图3可知,子带划分滤波器组 $B_m(n)$ 是以 f_m 为中心频率、通频带范围为 f_B 的带通滤波器。各子带的带通滤波器都是由具有线性相位的原型带通滤波器 $B_1(e^{j\omega})$ 在频率轴上搬移得到,具有如下关系式:

$$B_m(n) = B_1(n) \times e^{j \times 2m\pi f_{origin_B} \times n} \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (7)$$

通过子带划分滤波器组通带范围的扩展,可以保证在各子带通频带满足如下公式:

$$|B_m(e^{j\omega})| = 1 \quad \omega_m - \frac{\omega_B}{2} \leq \omega \leq \omega_m + \frac{\omega_B}{2} \quad (8)$$

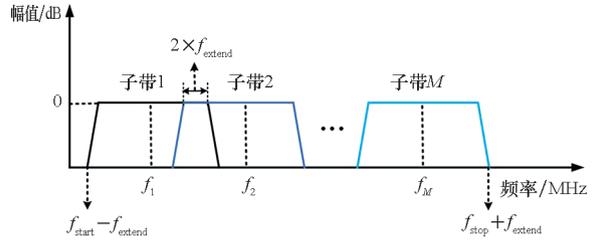


图3 子带划分滤波器组通带设计示意图

Fig. 3 Schematic diagram of passband design of subband division filter bank

式中, $1 \leq m \leq M$, $\omega_B = 2\pi f_B$, $\omega_m = 2\pi f_m$ 。因此基于式(8),约束重构滤波器的通带与滤波带范围在 f_B 之内,可以简化完全重构条件。将式(8)代入式(3)可得:

$$\sum_{m=1}^M |H(e^{j(\omega-\omega_m)})| = 1 \quad \omega_m - \frac{\omega_B}{2} \leq \omega \leq \omega_m + \frac{\omega_B}{2} \quad (9)$$

由此,完全重构条件的幅频特性可以转化为在频带约束条件下的重构滤波器 $H(e^{j\omega})$ 的设计。

3 重构滤波器的设计

根据第1、2节的分析,在完全重构条件推导的基础上,通过扩展子带划分滤波器组的通频带实现了子带划分,并且限定了重构滤波器的频带范围,从而简化了完全重构条件。

重构滤波器是一种原型低通滤波器(如图4所示),在完全重构条件以及频带约束条件下,设计重构滤波器 $H(n)$ 必须满足线性相位的条件^[28],即 $H(n) = H(L-1-n)$,其中 L 为滤波器长度。重构滤波器的频率响应 $H(e^{j\omega})$ 可以表示为幅频响应与相频响应:

$$H(e^{j\omega}) = |H(e^{j\omega})| e^{j\varphi(\omega)} = |H(e^{j\omega})| e^{-j\omega \frac{N}{2}} \quad (10)$$

式中: $\varphi(\omega)$ 为滤波器的相频响应; $N/2$ 为滤波器时延, N 为滤波器阶数; $|H(e^{j\omega})|$ 是滤波器的幅频响应。将重构滤波器上变频到各个子带的中心频率处可得到式(11)。

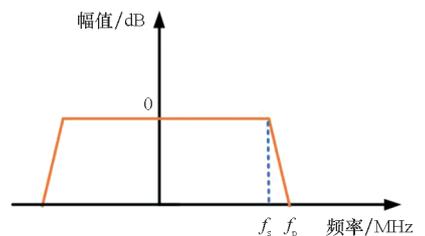


图4 重构滤波器示意图

Fig. 4 Schematic diagram of reconstruction filter

$$\sum_{m=1}^M H(e^{j(\omega-\omega_m)}) = \sum_{m=1}^M |H(e^{j(\omega-\omega_m)})| e^{j\varphi(\omega-\omega_m)} \quad (11)$$

通过对式(11)中各子带对应的重构滤波器的相频特性进行相位补偿,可以保证整个通带内的线性相位,在实现无相位失真的前提下,进行幅频响应的设计,使其满足完全重构条件。以 $m-1$ 子带与 m 子带为例,式(11)的频域相加可以表示为:

$$|H(e^{j(\omega-\omega_{m-1})})| e^{-j\frac{N}{2}(\omega-\omega_{m-1})} + |H(e^{j(\omega-\omega_m)})| e^{-j\frac{N}{2}(\omega-\omega_m)} \quad (12)$$

其中 $\omega_m = \omega_{m-1} + \omega_{\text{origin_}\Delta\omega}$,可将式(12)转换为:

$$|H(e^{j(\omega-\omega_{m-1})})| e^{-j\frac{N}{2}(\omega-\omega_{m-1})} + |H(e^{j(\omega-\omega_m)})| e^{-j\frac{N}{2}(\omega-\omega_{m-1})} e^{j\frac{N}{2}\omega_{\text{origin_}\Delta\omega}} \quad (13)$$

式中, $H(e^{j(\omega-\omega_{m-1})})$ 、 $H(e^{j(\omega-\omega_m)})$ 分别是由所设计重构滤波器 $H(e^{j\omega})$ 上变频 ω_{m-1} 、 ω_m 得到的。对子带 m 对应的重构滤波器的相频特性进行相位补偿,乘以 $e^{-j\frac{N}{2}\omega_{\text{origin_}\Delta\omega}}$,就可以实现两个子带内的线性相位,使得各子带对应的重构滤波器的幅频响应可以直接相加。

在重构滤波器线性相位的基础上,还需要考虑:

1) 阻带衰减足够大,从而使得除和相邻子带外,与其他子带的带间干扰能够被衰减到最小。通过重构滤波器的通带截止频率 f_s 、阻带起始频率 f_p 、滤波器阶数 N 的设计,可以满足阻带衰减特性。

2) 相邻子带间的传输函数需满足幅度互补的条件,即完全重构条件 $\sum_{m=1}^M |H(e^{j(\omega-\omega_m)})| = 1$ 。重构滤波器不仅要保证通带内的纹波足够小,还需要对过渡带进行设计。

图 5 所示为 $m-1$ 子带与 m 子带对应的重构滤波器幅频响应,两个子带过渡带的交叠频率为 $(f_{m-1} + f_m)/2$,该频点要满足两个子带幅度相加为 1,则各自幅度为 0.5,对应功率幅度为 -6 dB,所以工程上经常采用两子带的中心频率 f_{m-1} 、 f_m

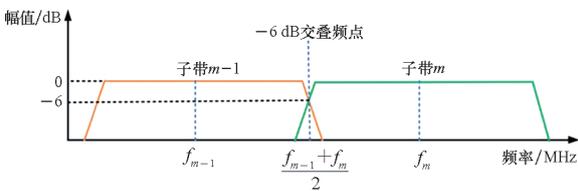


图 5 不同子带对应的重构滤波器幅频响应示意图
Fig. 5 Schematic diagram of reconstruction filter corresponding to different subbands

的一半满足功率幅度 -6 dB 衰减的设计要求,来保证交叠频点处的幅度互补特性。

在保证交叠频点幅度互补的同时,也需要使过渡带其他频段满足完全重构特性,防止出现起伏现象。设计过渡带具有平方余弦滚降特性的原型滤波器理想频率响应 $H_d(e^{j\omega})$:

$$H_d(e^{j\omega}) = \begin{cases} e^{-j\omega N/2} & \omega \in [0, \omega_p] \\ \cos^2 \left[\frac{\pi}{2 \times \Delta\omega} (\omega - \omega_p) \right] \times e^{-j\omega N/2} & \omega \in [\omega_p, \omega_s] \\ 0 & \omega \in (\omega_s, \pi] \end{cases} \quad (14)$$

其中, $\Delta\omega = \omega_s - \omega_p$ 是过渡带宽。过渡带的平方余弦滚降特性可以满足过渡带的幅度互补:

$$|H_d(e^{j(\omega-\omega_{m-1})})| + |H_d(e^{j(\omega-\omega_m)})| = 1 \quad (15)$$

由式(15)可知原型滤波器的频率响应 $H_d(e^{j\omega})$ 自然地具有幅度互补特性,所以使用这种原型滤波器能够很好地满足完全重构条件。满足式(14)所示的频率响应成为滤波器设计的关键,本文采用最优化逼近的思路^[29],设计完全重构滤波器 $H(e^{j\omega})$,则目标优化函数可以表述为最小化逼近误差的最大值,即极小极大优化准则:

$$\text{Minimize}(\max |H(e^{j\omega}) - H_d(e^{j\omega})|) \quad (16)$$

同时定义以下三个滤波器设计的基本特性:

1) φ_1 代表阻带衰减特性,防止不同滤波器间的混叠干扰:

$$\varphi_1 = \max_{\omega_s < \omega \leq \pi} |H(e^{j\omega})| \quad (17)$$

2) φ_2 代表通带平坦特性,保证通带的幅度平坦性:

$$\varphi_2 = \max_{0 \leq \omega < \omega_p} |H(e^{j\omega})| - 1 \quad (18)$$

3) φ_3 代表完全重构特性,使子带间过渡带满足幅度互补的原则:

$$\varphi_3 = \max_{\omega_p \leq \omega \leq \omega_s} |H(e^{j(\omega-\omega_{m-1})})| + |H(e^{j(\omega-\omega_m)})| - 1 \quad (19)$$

在优化函数的基础上,对重构滤波器的三个特性进行约束,与工程指标相结合,设计约束条件的阈值 δ 、 ε 、 η :

$$\text{s. t.} \begin{cases} \varphi_1 \leq \delta \\ \varphi_2 \leq \varepsilon \\ \varphi_3 \leq \eta \end{cases} \quad (20)$$

其中, δ 衡量阻带衰减特性的阈值, ε 表示通带幅度的波动范围在该阈值之内, η 为对应工程实践中可容许的重构误差。通过对重构滤波器三个特性的约束,最优化目标函数,求解得到满足三个约束条件且过渡带逼近平方滚降特性的重构滤波器。

4 仿真分析与实验

仿真采用频率范围为 800 MHz 到 1 GHz 的宽频带跳频通信系统,首先设计子带划分滤波器组与重构滤波器,分析重构滤波器的幅频响应与重构误差,其次讨论重构后信号产生的误差,最后利用误码率衡量重构滤波器对通信性能的影响。

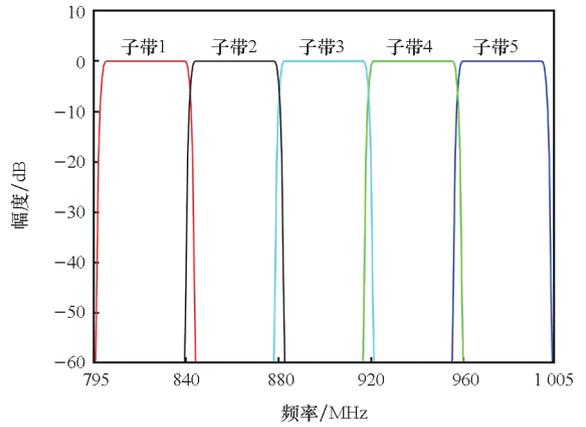
根据仿真条件,按照式(4)~(6),设计5个通道的子带划分滤波器组,扩展带宽为10 MHz,则各子带通带范围与中心频率如表1所示。根据表1中各子带的通带设计,利用本文最优化方法构造重构滤波器,按照式(14)设置重构滤波器的通带截止频率为18 MHz,阻带起始频率为22 MHz,阶数为512。基于式(20)给出的约束条件,设计阻带衰减最大值 δ 为 -60 dB,通带幅度平坦度 ε 为 0.000 1,过滤带合成幅度的重构误差 η 为 0.005。

表1 各子带滤波器通带范围与中心频率
Tab.1 Pass band range and center frequency of each subband filter

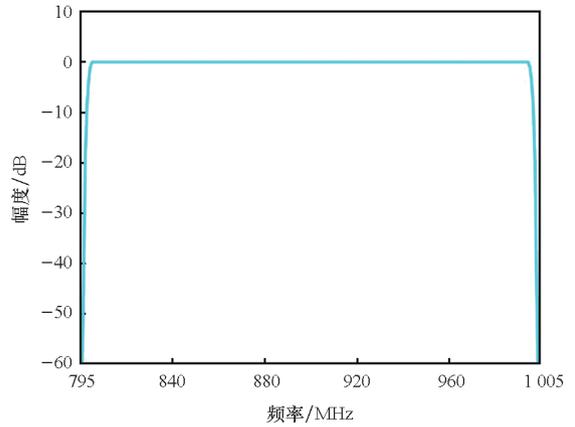
子带	通带起始频率/MHz	通带截止频率/MHz	通带中心频率/MHz
子带1	795	845	820
子带2	835	885	860
子带3	875	925	900
子带4	915	965	940
子带5	955	1 005	980

图6为重构滤波器的重构效果,其中图6(a)为各子带对应的重构滤波器的幅频响应,图6(b)为各子带的重构滤波器合成的幅频响应,图6(c)为重构误差对比。重构滤波器通过上变频搬移到各个子带的中心频率处,根据式(9)给出的完全重构条件,将各子带对应的重构滤波器的幅频响应合成,可以得到整个信号通带范围的带通滤波器,满足子带间幅度互补特性。由图6(c)可知,工程上常用的-6 dB交叠滤波器在过滤带出现0.015 dB的重构误差,本文所设计的重构滤波器重构误差控制在0.001 dB以下。本文设计的重构滤波器幅频特性满足了阻带衰减特性、通带平坦特性以及子带间幅度互补特性,具有更小的重构误差,可以实现近似完全重构。

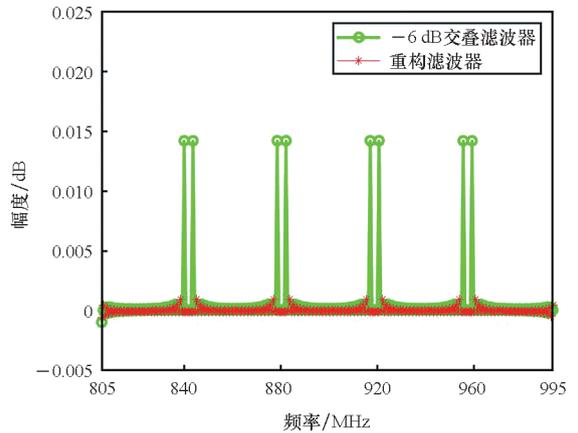
重构信号的畸变可能影响信号的误码率,降低通信性能。基于上述滤波器参数设计,分析子带划分与重构对二进制相移键控(binary phase



(a) 5个子带对应的重构滤波器幅频响应
(a) Amplitude frequency response of reconstruction filter corresponding to five subbands



(b) 5个子带的重构滤波器合成的幅频响应
(b) Amplitude frequency response synthesized by five subband reconstruction filter



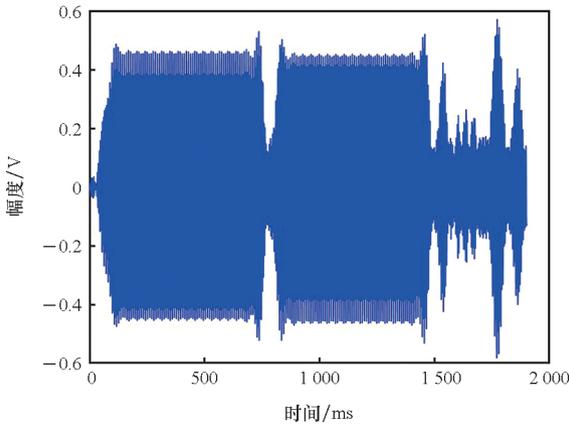
(c) 通带内的重构误差对比
(c) Comparison of reconstruction errors in passband

图6 重构滤波器的重构效果

Fig.6 Reconstruction effect of reconstruction filter

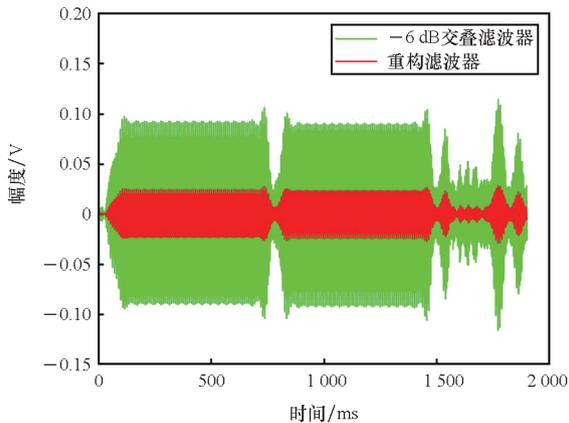
shift keying, BPSK)信号通信误码率的影响且同时仿真最小频移键控(minimum shift keying, MSK)调制信号进行对比。假设宽频带跳频通信

系统输入信号为多组不同频点的 BPSK 信号,其频点均匀分布在 800 MHz ~ 1 GHz 的带宽内。分别采用 -6 dB 交叠滤波器与本文设计的重构滤波器,得到重构信号后与原始输入信号作差,从而得到时域波形的残差。图 7(a)是带宽为 5 MHz 的 BPSK 时域信号波形,中心频率为子带 1 与子带 2 的交叠频点,图 7(b)为两个不同滤波器的重构信号残差。图 7(b)表明滤波器幅频响应的重构误差会导致重构信号时域波形的畸变,-6 dB 交叠滤波器重构信号偏差最大值为原始通信信号最大幅度的 20%,本文提出的重构滤波器重构偏差可以控制在 4% 以内,能够显著降低信号重构误差。上述两种不同滤波器重构后 BPSK 调制与 MSK 调制信号误码率仿真曲线如图 7(c)、(d)所示。-6 dB 交叠滤波器的误码率曲线偏离了理论曲线,本文设计的重构滤波器对 BPSK 与 MSK 调制信号的解调产生较小的影响,可以较好拟合误码率理论曲线,与理论误码率最大偏差不超过 0.1%。



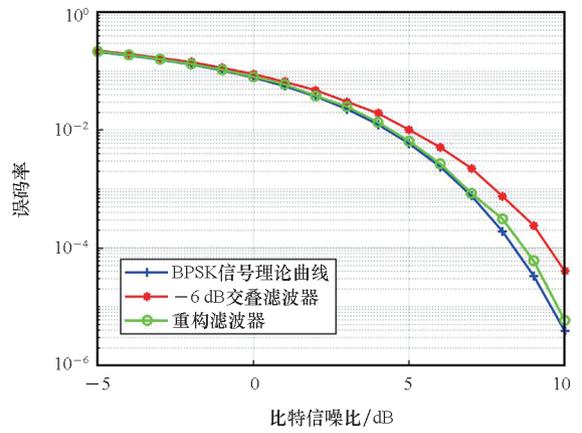
(a) 原始 BPSK 调制信号的时域波形

(a) Time-domain waveform of original BPSK modulated signal



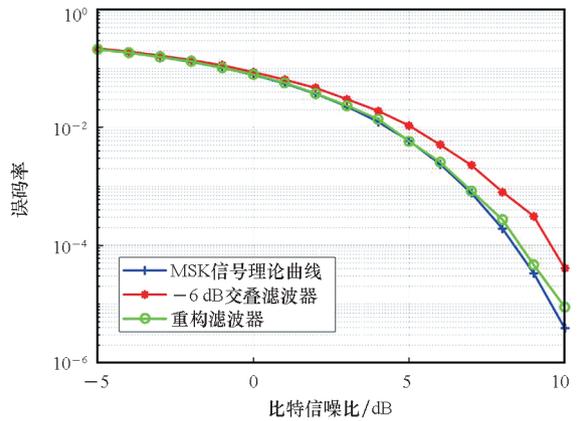
(b) 重构信号与原始 BPSK 信号的时域波形残差

(b) Time-domain waveform residual of reconstructed signal and original BPSK signal



(c) 重构对 BPSK 信号误码率的影响

(c) Effect of reconstruction on BPSK signal bit error rate



(d) 重构对 MSK 信号误码率的影响

(d) Effect of reconstruction on MSK signal bit error rate

图 7 重构滤波器对通信信号与性能的影响

Fig. 7 Influence of reconstruction filter on communication signal and performance

按照图 8 的实验方案搭建实验场景验证宽带信号重构效果,利用调试计算机将开发的子带划分与重构算法加载到数字处理板,数字板输入和输出端口分别连接宽带信号源和频谱仪,通过频谱仪分析重构信号频谱。白噪声信号的频率分量具有相同能量密度,在整个功率谱内幅度平坦,便于观察信号重构的频谱拼接效果,因此实验中信

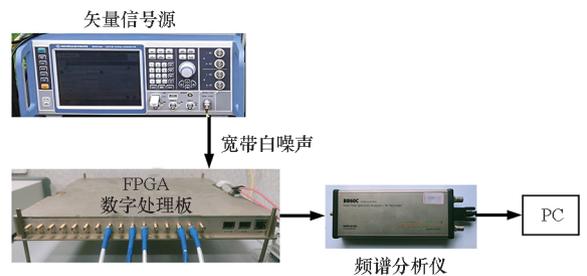


图 8 宽带信号频谱拼接实验方案

Fig. 8 Experimental scheme of broadband signal spectrum splicing

号源生成宽带白噪声注入数字处理板进行子带划分与信号重构。重构后的宽带白噪声信号频谱如图9所示,在频带范围内重构信号功率谱幅度平坦,验证了本文提出的重构滤波器设计方法具有良好的重构效果,具备工程可实现性。

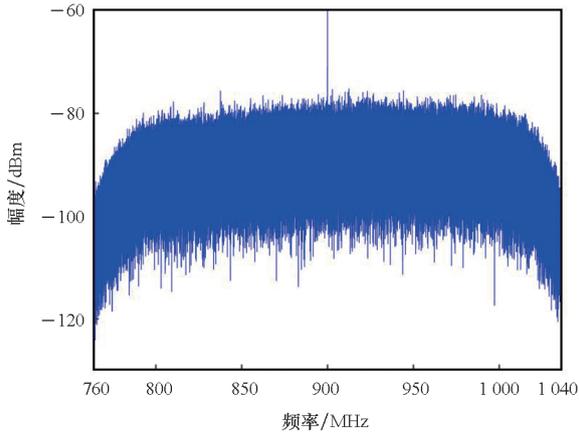


图9 重构后的宽带白噪声信号频谱

Fig.9 Spectrum of broadband white noise signal after reconstruct

5 结论

本文围绕宽频带通信干扰对消需求,提出了宽带射频信号子带划分与重构框架,采用最优化方法设计了重构滤波器,实现了近似完全重构。仿真结果表明相比于 -6 dB交叠滤波器,本文提出的重构滤波器滤波带优化设计方法能有效降低重构误差,重构滤波器的幅频响应误差可以控制在 0.001 dB以内,重构的BPSK时域信号误差能够控制在原始信号最大幅度的 4% 以内。误码率仿真结果表明重构BPSK信号误码率可以较好拟合BPSK误码率理论曲线,与BPSK理论误码率最大偏差不超过 0.1% 。注入法实验验证了本文提出的重构滤波器设计方法具有重构信号频谱一致性高的优势,并验证了其工程可实现性。

参考文献 (References)

[1] 云超, 郑腾, 蒋攀攀, 等. 军事通信抗干扰能力现状及发展建议[J]. 中国电子科学研究院学报, 2022, 17(8): 801-808.
YUN C, ZHENG T, JIANG P P, et al. Construction status and development trend of military communications anti-jamming technology [J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2022, 17(8): 801-808. (in Chinese)

[2] 杨敏, 蔡勇华, 周相成. 短波跳频通信自适应控制设计[J]. 通信技术, 2022, 55(7): 950-955.
YANG M, CAI Y H, ZHOU X C. Adaptive control design for

HF frequency hopping communication [J]. Communications Technology, 2022, 55(7): 950-955. (in Chinese)

[3] 孟进, 王青, 何方敏, 等. Ku和Ka双频段卫通地面站的多频点干扰对消装置及方法: CN 113922889 B [P]. 2022-02-22.
MENG J, WANG Q, HE F M, et al. Multi frequency interference cancellation device and method for Ku and Ka dual band SATCOM ground stations: CN 113922889 B [P]. 2022-02-22. (in Chinese)

[4] 孟进, 李亚星, 葛松虎, 等. 超短波电台干扰防护装置: CN 113438035 B [P]. 2021-12-31.
MENG J, LI Y X, GE S H, et al. Interference protection device for ultrashort wave radio; CN 113438035 B [P]. 2021-12-31. (in Chinese)

[5] ZHANG Y S, HE F M, LU Q R, et al. Wideband adaptive interference cancellation in spread-spectrum communication with subband bandwidth design [C]//Proceedings of the 9th IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE), 2022.

[6] FANTE R L, VACCARO J J. Wideband cancellation of interference in a GPS receive array [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 549-564.

[7] BUCRIS Y, COHEN I, DORON M A. Bayesian focusing for coherent wideband beamforming [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2012, 20(4): 1282-1296.

[8] YANG X P, LI S, LIU Q H, et al. Robust wideband adaptive beamforming based on focusing transformation and steering vector compensation [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020, 19(12): 2280-2284.

[9] CHEN X Z, SHU T, YU K B, et al. Implementation of an adaptive wideband digital array radar processor using subbanding for enhanced jamming cancellation [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2021, 57(2): 762-775.

[10] 孟进, 何方敏, 李亚星, 等. L波段高速跳频数据链非合作干扰对消装置及方法: CN 114513228 B [P]. 2022-07-15.
MENG J, HE F M, LI Y X, et al. L-band high-speed frequency hopping data link non-cooperative interference cancellation device and method; CN 114513228 B [P]. 2022-07-15. (in Chinese)

[11] 黄建, 钟跃鹏, 徐照旭. 可重构滤波器研究进展综述 [J]. 微波学报, 2020, 36(1): 142-148.
HUANG J, ZHONG Y P, XU Z X. Review on the progress of reconfigurable filter research [J]. Journal of Microwaves, 2020, 36(1): 142-148. (in Chinese)

[12] 陈勇. M-带完全重构滤波器组的构造 [D]. 长沙: 湖南师范大学, 2020.
CHEN Y. Construction of M-band perfect reconstructed filter banks [D]. Changsha: Hunan Normal University, 2020. (in Chinese)

[13] 张超, 马宏, 焦义文. 具有重构特性的原型滤波器的设计 [J]. 雷达科学与技术, 2019, 17(3): 335-338, 344.
ZHANG C, MA H, JIAO Y W. Design of a prototype filter with reconstruction characteristics [J]. Radar Science and Technology, 2019, 17(3): 335-338, 344. (in Chinese)

[14] 凌伟程, 晏坚, 陆建华. 数字信道化器中高阶精确重构滤

- 波器组设计与量化分析[J]. 科学技术与工程, 2018, 18(24): 100 - 105.
- LING W C, YAN J, LU J H. Design method and quantization analysis of high order perfect reconstruction filterbank on digital channelizer[J]. Science Technology and Engineering, 2018, 18(24): 100 - 105. (in Chinese)
- [15] SMITH M, BARNWELL T. Exact reconstruction techniques for tree-structured subband coders[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1986, 34(3): 434 - 441.
- [16] JOHNSTON J D. A filter family designed for use in quadrature mirror filter bank [C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 1980.
- [17] VAIDYANATHAN P. Theory and design of M-channel maximally decimated quadrature mirror filters with arbitrary M, having the perfect-reconstruction property [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1987, 35(4): 476 - 492.
- [18] VAIDYANATHAN P P, HOANG P Q. Lattice structures for optimal design and robust implementation of two-channel perfect-reconstruction QMF banks[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1988, 36(1): 81 - 94.
- [19] NGUYEN T Q, VAIDYANATHAN P P. Two-channel perfect-reconstruction FIR QMF structures which yield linear-phase analysis and synthesis filters [J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1989, 37(5): 676 - 690.
- [20] KOILPILLAI R D, VAIDYANATHAN P P. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(4): 770 - 783.
- [21] CRUZ-ROLDAN F, MONTEAGUDO-PRIM M. Efficient implementation of nearly perfect reconstruction FIR cosine-modulated filterbanks [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(9): 2661 - 2664.
- [22] 蒋俊正, 江庆, 欧阳缙. 一种设计近似完全重构非均匀余弦调制滤波器组的新算法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(9): 2385 - 2390.
- JIANG J Z, JIANG Q, OUYANG S. Novel method for designing near-perfect-reconstruction nonuniform cosine modulated filter banks [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(9): 2385 - 2390. (in Chinese)
- [23] CRUZ-ROLDAN F, MARTIN-MARTIN P, SAEZ-LANDETE J, et al. A fast windowing-based technique exploiting spline functions for designing modulated filter banks [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2009, 56(1): 168 - 178.
- [24] KHA H H, TUAN H D, NGUYEN T Q. Efficient design of cosine-modulated filter banks via convex optimization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(3): 966 - 976.
- [25] 张楠, 吕卫祥. 宽带信号数字信道化及跨信道重构侦测技术[J]. 电讯技术, 2017, 57(2): 191 - 196.
- ZHANG N, LYU W X. Detection technology of digital channelized processing and cross-channel reconstruction for wideband signals [J]. Telecommunication Engineering, 2017, 57(2): 191 - 196. (in Chinese)
- [26] 陈通, 赵忠凯. 基于数字信道化的雷达侦察与干扰系统设计[J]. 电子信息对抗技术, 2020, 35(4): 5 - 8, 52.
- CHEN T, ZHAO Z K. Design of radar reconnaissance and jamming system based on digital channelization [J]. Electronic Information Warfare Technology, 2020, 35(4): 5 - 8, 52. (in Chinese)
- [27] 王杰. 一种高速跳频信号的数字信道化宽带接收设计[J]. 电子技术应用, 2021, 47(12): 26 - 30.
- WANG J. Design of digital channelized broadband receiver for high speed frequency hopping signal [J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(12): 26 - 30. (in Chinese)
- [28] VETTERLI M. Filter banks allowing perfect reconstruction[J]. Signal Processing, 1986, 10(3): 219 - 244.
- [29] 陈映霏. 高效动态信道化技术的研究与实现[D]. 成都: 电子科技大学, 2021.
- CHEN Y F. Research and implementation of efficient dynamic channelization technology [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2021. (in Chinese)