

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101841349 B

(45) 授权公告日 2013. 04. 03

(21) 申请号 201010143796. 8

US 2004/0131030 A1, 2004. 07. 08, 全文.

(22) 申请日 2010. 04. 12

审查员 郎亦虹

(73) 专利权人 北京理工大学

地址 100081 北京市海淀区中关村南大街 5 号

(72) 发明人 陶然 吴葵 郇浩 黄克武

(51) Int. Cl.

H04B 1/71 (2011. 01)

H04L 25/02 (2006. 01)

H04L 27/18 (2006. 01)

(56) 对比文件

US 6201802 B1, 2001. 03. 13, 全文.

US 6563856 B1, 2003. 05. 13, 全文.

US 6721349 B1, 2004. 04. 13, 全文.

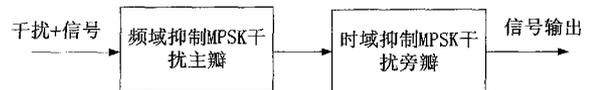
权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 4 页

(54) 发明名称

一种用于直扩系统的 MPSK 窄带干扰抑制方法

(57) 摘要

本发明涉及一种用于直扩系统的 MPSK 窄带干扰抑制方法,属于通信抗干扰技术领域。本发明采用频域和时域相结合的方法分别抑制 MPSK 窄带干扰信号的主瓣和旁瓣。首先利用直扩通信信号在频域的噪声特性和 MPSK 窄带干扰信号能量聚焦特性之间的差异,采用分段重叠处理的办法,尽可能多抑制 MPSK 窄带干扰信号主瓣的同时保障尽可能减少有用信号能量的损失;其次,利用 MPSK 窄带旁瓣频谱在时域表现为脉冲形式的这一特点在时域抑制 MPSK 窄带干扰信号的旁瓣,从而有效分离干扰和有用信号,以达到较好的误码率性能,保障直扩系统的可靠通信。另外,本发明方法计算复杂度低,易于系统实时实现。



1. 一种用于直扩系统的 MPSK 窄带干扰抑制方法,其特征在于:该方法是通过以下步骤实现:

步骤 1,将时域中长度为 N ,含有 MPSK 窄带干扰的通信信号 $f(x)$ 分为 k 段,每段长度为 M ,各段数据记为 $\{f_1(x), f_2(x), \dots, f_k(x)\}$, $kM = N$;

步骤 2,超前 $M/4$ 处理:在步骤 1 中的通信信号 $f(x)$ 前补长度为 $M/4$ 的数据 0,去除通信信号 $f(x)$ 最后 $M/4$ 个数据,形成新的数据 $a(x)$, $a(x)$ 长度仍为 N ,将其分为 k 段,每段长度为 M ,各段数据记为 $\{a_1(x), a_2(x), \dots, a_k(x)\}$;

步骤 3,滞后 $M/4$ 处理:去除步骤 1 中的通信信号 $f(x)$ 前面 $M/4$ 个数据,在通信信号 $f(x)$ 后补长度为 $M/4$ 的数据 0,形成新的数据 $b(x)$, $b(x)$ 长度仍为 N ,将其分为 k 段,每段长度为 M ,各段数据记为 $\{b_1(x), b_2(x), \dots, b_k(x)\}$;

步骤 4,将步骤 2、步骤 3 得到的 $2k$ 个时域数据段 $\{a_1(x), a_2(x), \dots, a_k(x)\}$ 、 $\{b_1(x), b_2(x), \dots, b_k(x)\}$ 分别乘以窗函数 $w(n)$,然后做快速傅里叶变换,得到频域的数据 $\{A_1(\omega), A_2(\omega), \dots, A_k(\omega)\}$ 、 $\{B_1(\omega), B_2(\omega), \dots, B_k(\omega)\}$;

步骤 5,将步骤 4 得到的 $2k$ 个频域数据段 $\{A_1(\omega), A_2(\omega), \dots, A_k(\omega)\}$ 、 $\{B_1(\omega), B_2(\omega), \dots, B_k(\omega)\}$ 分别求模值,计算每个频域数据段的自适应门限 $T = K \cdot \theta$,其中 T 为门限值, θ 为每个数据段在频域的均值, K 为调节因子,将频域数据段中模值超过门限 T 的频域数据置为 0,从而抑制干扰信号的主瓣;

步骤 6,将步骤 5 得到的经过门限处理后的 $2k$ 个频域数据段做傅立叶逆变换,得到时域数据段 $\{a'_1(\omega), a'_2(\omega), \dots, a'_k(\omega)\}$ 、 $\{b'_1(\omega), b'_2(\omega), \dots, b'_k(\omega)\}$;

步骤 7,将步骤 6 得到的 $2k$ 个时域数据段 $\{a'_1(\omega), a'_2(\omega), \dots, a'_k(\omega)\}$ 、 $\{b'_1(\omega), b'_2(\omega), \dots, b'_k(\omega)\}$ 进行去重叠处理,首先将 $2k$ 个时域数据段排列为 $\{a'_1(\omega), b'_1(\omega), a'_2(\omega), a'_2(\omega), \dots, a'_k(\omega), b'_k(\omega)\}$,每个数据段长度为 M , $2k$ 个时域数据段总长度为 $2kM = 2N$;再去除每个时域数据段的前 $M/4$ 和后 $M/4$ 个数据,得到新的 $2k$ 个时域数据段 $\{a'_1(\omega), a''_1(\omega), a''_2(\omega), b''_2(\omega), \dots, a''_k(\omega), b''_k(\omega)\}$,记为信号 $f'(x)$,每个新的时域数据段长度变为 $M/2$, $2k$ 个新的时域数据段总长度为 $kM = N$,信号 $f'(x)$ 与处理前 $f(x)$ 信号的长度一致;

步骤 8,时域处理:取步骤 7 所得到信号 $f'(x)$ 的幅度均值的 P 倍作为时域脉冲干扰抑制的门限 G ,将大于门限 G 的时域数据置零,其中 P 可以根据脉冲干扰的强弱进行调整,典型取值为 4;如果为了简化处理,并且在接收信号 $E_b/N_0 \geq 10\text{dB}$ 的情况下,不采用时域置零的方法,而采用 1bit 量化的方法,即保证数据符号不变,正数用 1 表示,负数用 -1 表示,若数据是零,那仍然用零表示,如果接收信号的信噪比低即 $E_b/N_0 < 10\text{dB}$,则利用时域取门限置零的方法。

一种用于直扩系统的 MPSK 窄带干扰抑制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于直扩系统的 MPSK 窄带干扰抑制方法,属于通信抗干扰技术领域。

背景技术

[0002] 直接序列扩频系统(简称直扩系统)具有抗干扰能力强、信息信号隐蔽、便于加密、任意选址以及易于组网等独特优点,因此直扩技术目前在通信设备中被广泛应用,如目前所采用的 CDMA 通信系统、GPS 导航系统等都是直扩系统。扩频系统由于其自身的编码增益和处理增益,具有一定的抗干扰能力,但是发射机/接收机的复杂性以及可供利用的带宽限定了处理增益的上限,因而在遭受超出干扰容限的强干扰时,扩频系统性能会严重恶化,使得通信质量得不到保证。

[0003] MPSK(M-ary Phase Shift Keying)即 M 进制相移键控调制,是一种典型的数字调制方式,它是利用载波的多种不同相位状态来表征数字信息的调制方式。例如 BPSK(二相相移键控)、QPSK(即 4PSK,四相相移键控调制)等都是 MPSK。MPSK 窄带干扰很容易产生,是一种常见的干扰信号,当干扰信号功率较大而且其主瓣或旁瓣进入通信信号带宽时,对直扩系统的性能恶化明显。

[0004] 对 MPSK 窄带干扰抑制常用的处理方法一般有两类:一是利用模拟处理,对干扰信号频率进行估计,在干扰信号频率处设置一个陷波器,对干扰信号进行抑制,实际中常用声表面类的技术实现,需要额外增加专门的抗干扰设备,实现起来成本高。二是利用数字信号处理的办法在频域滤波实现干扰抑制,然后将信号还原到时域。利用数字信号处理的办法不需要加额外的装置,并且有更灵活的处理办法。

[0005] 专利“扩频系统中通过加窗处理消除窄带干扰的方法和装置”(专利号为 ZL200580047600.2)所提出的扩频系统中通过加窗处理消除窄带干扰的方法和装置是利用频域去干扰的办法去掉窄带干扰,虽有一定的效果,但是在干扰信号旁瓣泄露严重的情况下抑制效果并不理想,例如对 MPSK 这种特殊的窄带干扰,只通过频域去干扰的方法所能得到的效果不佳,因为 MPSK 窄带干扰信号频谱的旁瓣较高,并且旁瓣频谱分布的频段比较宽,一般采用频域干扰抑制只能去掉干扰信号的主瓣频谱,而对旁瓣频谱无能为力,故抑制效果不理想;若利用模拟处理的方法,同样不能滤掉 MPSK 窄带干扰信号频谱的大量旁瓣。故只采用一般的滤波的方法难以减轻或消除 MPSK 窄带干扰信号旁瓣对直扩系统通信性能的影响。

发明内容

[0006] 在直接序列扩频系统中,为了解决传统方法难以完全抑制 MPSK 等旁瓣较大的窄带干扰信号,使得误码率高,导致系统性能下降的问题,本发明提出了一种用于直扩系统的 MPSK 窄带干扰抑制方法,采用频域抑制和时域抑制相结合的方法对 MPSK 窄带干扰进行有效抑制,即首先在频域抑制 MPSK 窄带干扰信号主瓣能量,然后在时域抑制其旁瓣能量,以

降低误码率,保障直接序列扩频系统的可靠通信。

[0007] 本发明首先利用直接序列扩频系统通信信号在傅立叶域的噪声特性和 MPSK 窄带干扰信号在傅立叶域的能量聚集特性之间的差异,有效分离 MPSK 窄带干扰信号和有用通信信号;其次,利用分段重叠加窗的办法,减小通信信号经快速傅里叶变换后的频谱泄漏,尽量抑制 MPSK 窄带干扰信号的主瓣;最后,利用 MPSK 窄带干扰旁瓣频谱在时域表现为脉冲形式的这一特点,通过在时域选择合适的门限,抑制 MPSK 窄带干扰信号的旁瓣,从而将 MPSK 窄带干扰抑制得更加干净,以达到较好的误码率性能,保障直扩系统的可靠通信。

[0008] 本发明一种用于直扩系统的 MPSK 窄带干扰抑制方法,具体实现步骤为:

[0009] 步骤 1,将时域中长度为 N 、含有 MPSK 窄带干扰的通信信号 $f(x)$ 分为 k 段,每段长度为 M ,各段数据记为 $\{f_1(x), f_2(x), \dots, f_k(x)\}$, $kM = N$;

[0010] 步骤 2,超前 $M/4$ 处理:在步骤 1 中的通信信号 $f(x)$ 前补长度为 $M/4$ 的数据 0,去除通信信号 $f(x)$ 最后 $M/4$ 个数据,形成新的数据 $a(x)$, $a(x)$ 长度仍为 N ,将其分为 k 段,每段长度为 M ,各段数据记为 $\{a_1(x), a_2(x), \dots, a_k(x)\}$;

[0011] 步骤 3,滞后 $M/4$ 处理:去除步骤 1 中的通信信号 $f(x)$ 前面 $M/4$ 个数据,在通信信号 $f(x)$ 后补长度为 $M/4$ 的数据 0,形成新的数据 $b(x)$, $b(x)$ 长度仍为 N ,将其分为 k 段,每段长度为 M ,各段数据记为 $\{b_1(x), b_2(x), \dots, b_k(x)\}$;

[0012] 步骤 4,将步骤 2、步骤 3 得到的 $2k$ 个时域数据段 $\{a_1(x), a_2(x), \dots, a_k(x)\}$ 、 $\{b_1(x), b_2(x), \dots, b_k(x)\}$ 分别乘以窗函数 $w(n)$,然后做快速傅里叶变换,得到频域的数据 $\{A_1(\omega), A_2(\omega), \dots, A_k(\omega)\}$ 、 $\{B_1(\omega), B_2(\omega), \dots, B_k(\omega)\}$;

[0013] 步骤 5,将步骤 4 得到的 $2k$ 个频域数据段 $\{A_1(\omega), A_2(\omega), \dots, A_k(\omega)\}$ 、 $\{B_1(\omega), B_2(\omega), \dots, B_k(\omega)\}$ 分别求模值,计算每个频域数据段的自适应门限 $T = K \cdot \theta$ (其中 T 为门限值, θ 为每个数据段在频域的均值, K 为调节因子),将频域数据段中模值超过门限 T 的频域数据置为 0,从而抑制干扰信号的主瓣;

[0014] 步骤 6,将步骤 5 得到的经过门限处理后的 $2k$ 个频域数据段做傅立叶逆变换,得到时域数据段 $\{a'_1(\omega), a'_2(\omega), \dots, a'_k(\omega)\}$ 、 $\{b'_1(\omega), b'_2(\omega), \dots, b'_k(\omega)\}$;

[0015] 步骤 7,将步骤 6 得到的 $2k$ 个时域数据段 $\{a'_1(\omega), a'_2(\omega), \dots, a'_k(\omega)\}$ 、 $\{b'_1(\omega), b'_2(\omega), \dots, b'_k(\omega)\}$ 进行去重叠处理,首先将 $2k$ 个时域数据段排列为 $\{a'_1(\omega), b'_1(\omega), a'_2(\omega), b'_2(\omega), \dots, a'_k(\omega), b'_k(\omega)\}$,每个数据段长度为 M , $2k$ 个时域数据段总长度为 $2kM = 2N$;再去除每个时域数据段的前 $M/4$ 和后 $M/4$ 个数据,得到新的 $2k$ 个时域数据段 $\{a''_1(\omega), b''_1(\omega), a''_2(\omega), b''_2(\omega), \dots, a''_k(\omega), b''_k(\omega)\}$,记为信号 $f'(x)$,每个新的时域数据段长度变为 $M/2$, $2k$ 个新的时域数据段总长度为 $kM = N$,信号 $f'(x)$ 与处理前 $f(x)$ 信号的长度一致;

[0016] 步骤 8,时域处理:取步骤 7 所得到信号 $f'(x)$ 的幅度均值的 P 倍作为时域脉冲干扰抑制的门限 G ,将大于门限 G 的时域数据置零;其中 P 可以根据脉冲干扰的强弱进行调整,典型取值为 4;如果为了简化处理,并且在接收信号 $E_b/N_0 \geq 10\text{db}$ (1 比特的信号能量比噪声功率谱密度大于等于 10db) 的情况下,不采用时域置零的方法,而采用 1bit 量化的方法,即保证数据符号不变,正数用 1 表示,负数用 -1 表示,若数据是零,那仍然用零表示,如果接收信号的信噪比低,即 $E_b/N_0 \leq 10\text{db}$,则还是利用时域取门限置零的方法比较合适。

[0017] 本发明的理论依据和导出过程如下:

[0018] (1) 通信信号在频域的加窗特性

[0019] 对通信信号进行采样,取有限个数据进行傅立叶变换,信号截断的过程等价于将信号乘以矩形窗函数。信号加窗是不可避免的,信号与窗函数相乘意味着总的变换是所期望的变换与窗函数变换的卷积,如果信号的真正功率集中在一个频带内,此卷积运算将把这个窄带功率扩展到临近的范围,造成频谱泄露。泄露效应是离散傅立叶变换所固有的,可以采用窗函数加权技术,通过选择合适的窗函数使被加权信号在边缘比矩形窗函数圆滑而减小了陡峭边缘所引起的旁瓣分量,达到抑制频谱泄露的目的。

[0020] 以矩形窗为例,其第一旁瓣只比主瓣低 13.46dB,即旁瓣抑制度只有 13.46dB,对于比有用信号大几十 dB 的干扰来说,它的旁瓣也比信号大很多,在进行干扰抑制时,就造成干扰消除的不彻底,或者是增大了消除的带宽范围,因而加重了对有用信号的损伤。为了减小干扰的频谱泄露,必须采用旁瓣比较低的窗函数。但在旁瓣降低的同时,主瓣迅速变宽,因此需要选择合适的窗函数。表 1 是各种窗函数的参数比较,根据直扩系统和 MPSK 干扰的特点,本发明选用布莱克曼窗作为信号加权窗函数。

[0021] 表 1 各种窗函数

[0022]

窗函数	主瓣宽度	旁瓣峰值衰减 (dB)	阻带最小衰减 (dB)
矩形	$4\pi/N$	-13	-21
汉宁	$8\pi/N$	-31	-44
汉明	$8\pi/N$	-41	-53
布莱克曼	$12\pi/N$	-57	-74

[0023] (2) 分段重叠处理原理

[0024] 对接收信号进行加窗减小了边缘数据的不连续影响,但是加窗截断后会在一定程度上扭曲信号,造成了信噪比损失。

[0025] 为了减小这种扭曲,可以采用重叠处理技术。采用两路信号处理通道,第一路首先在原始信号前添加 $M/4$ 个零,第二路的输入为原始信号 $M/4$ 点的延迟信号,两路进行变换处理之后,把前后各 $M/4$ 的样点抛弃,保留中间 $M/2$ 样点,然后将两路信号合成。这样做的目的在于去掉由于加窗而扭曲较大的信号分量,保留损失很小的信号,当两路合成一路时,对整个信号的扭曲就较小了。

[0026] 在频域的干扰抑制中,采用阈值检测方法,因为扩频信号加上高斯噪声的频谱较为平坦,而 MPSK 干扰具有聚集特性,所以根据具体情况设定一个合理的阈值,对超过阈值的数据点进行置零,该方法简单易行,适用于要求快速消除干扰影响的场合。显然,阈值选取的合适与否是该算法的关键。对此,设置门限为: $T = K \cdot \theta$, 其中 θ 是接收信号在频域的均值, K 为随 θ 变化自适应选择的量化因子,根据性能需求选好相应的 K 就可以算出干扰消除门限,完成对干扰的消除。

[0027] (3) MPSK 窄带干扰时域抑制原理

[0028] 首先以 BPSK 干扰为例说明时域抑制原理,由于频域干扰抑制可以认为是将超过

门限的信号频谱置零,而超过门限部分频谱基本集中在干扰信号频谱主瓣内,可以认为是将一个频域矩形窗内的干扰信号频谱置零,这个矩形窗所对应的时域冲击响应为 $h(n)$, 为 sinc 函数,图 1 中 b 图画出了 $h(n)$ 的主瓣部分。

$$[0029] \quad P_{js}(n) = S(n) - S(n) \otimes h(n)$$

[0030] $S(n)$ 是窄带 MPSK 干扰的基带信号,如图 1 中 a 图所示。 $S(n) \otimes h(n)$ 表示 $S(n)$ 与 $h(n)$ 卷积,如图 1 中 c 图所示。如图 1 中 d 图所示经过频域抑制之后,变换到时域所剩下的没有抑制完的干扰 $P_{js}(n)$,也就是图 1 中 a 图减 c 图出来的结果。

[0031] 由上述推到过程可以看出:经过频域干扰抑制,信号变回时域之后在干扰信号的符号跳变点出现了类似于脉冲形状的干扰,如图 1 中 d 图所示,这些脉冲干扰是由于干扰信号大量旁瓣没有被抑制掉所造成的。从物理概念上来讲,只要出现相位不连续,在频域都会出现大量的副瓣,而频域无法将这些副瓣抑制干净,所以信号回到时域会在相位跳变点出现类似与脉冲的干扰,干扰越强,相位跳变越大,这些脉冲干扰就会越强,而 MPSK 信号一般是相位不连续的信号,必定在时域会产生不少脉冲干扰。所以如果将这些脉冲干扰置零,即消除脉冲干扰,就可以抑制掉干扰信号的旁瓣,那么会提高直扩通信系统的抗干扰性能。

[0032] (4) 时域脉冲干扰抑制门限的选取方法:

[0033] 在没有干扰的情况下,时域信号服从高斯分布,那么信号的幅度 α 服从瑞利分布:

$$[0034] \quad P(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}}$$

[0035] 其中 $\alpha > 0$, 瑞利分布的均值: $\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$

[0036] 积累分布函数为: $1 - \exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2})$

[0037] 故当设置门限为 x , 那么 α 超过门限 x 的概率为: $\exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2})$

[0038] 所以如果用幅度的均值乘以系数 P 作为门限 G , 那么 x 超过门限 G 的概率为:

[0039] 门限 G 1 倍的均值: 2 倍的均值: 3 倍的均值: 4 倍的均值:

$$[0040] \quad \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad 2\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad 3\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \quad 4\sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$$

[0041] 超过门限的 $\exp(-\frac{\pi}{4}) \exp(-\pi) \exp(-\frac{9\pi}{4}) \exp(-4\pi)$

[0042] 概率 = 0.4559 = 0.0432 = 8.5e-004 = 3.5e-006

[0043] 由于时域的门限设置和信号的 SNR(信噪比)密切相关,对应不同信噪比所选取的门限就不一样,经过大量的仿真,当门限设置为信号幅度的均值的 P 倍时,基本不会将有用信号置零,实际中可以结合当时的实际其情况适当的选取 P 的大小。其中 P 可以调整,根据脉冲干扰的强弱,选择合适 P , P 取 4 是一个典型值。若存在较强的 MPSK 干扰时,由于频域抑制之后会出现类似脉冲的干扰,这样会抬高门限,因此取 4 倍信号幅度的均值时这个门限基本会比没有受到脉冲干扰影响位置的有用信号幅度大得多,因此有用信号不会有损失,同时这个门限比大多数的脉冲干扰信号低得多,即因此可以抑制大部分的脉冲干扰。

[0044] 针对干扰信号中未抑制彻底的副瓣能量在时域造成的影响,本文还提出了一种简化的处理办法。采用 1bit 量化技术,即信号幅度大于 0 时用 1 表示,小于 0 时用 -1 表示。该方法的目的是尽量消除时域幅度较大的脉冲干扰对扩频信号自相关特性的影响,采用了一种类似平均化处理的办法。1bit 量化处理的方法可以明显提高信噪比,并且大大降低了后续处理的运算量。同时,需要指出的是,1bit 量化处理会带来大概 2dB 左右的信噪比损失,在实际系统中对扩频信号的捕获处理影响不大,这也是很多商用 GPS 采用 1bit 量化的原因。可参考文献《量化对 GPS 接收机捕获性能的影响》(作者是孙进芳等)可知对于 GPS 接收系统,SNR(信号功率比噪声功率)大于 -20dB 时,基本上不会对系统产生大的影响,换算成 $E_b/N_0 = 10\text{db}$ (1 比特的信号能量比噪声功率谱密度),所以只要直扩系统接收 $E_b/N_0 \geq 10\text{db}$,本系统就可以采用 1bit 量化处理时域脉冲干扰。

[0045] 有益效果

[0046] 本发明提出的一种用于直扩系统的 MPSK 窄带干扰抑制方法技术,相比于现有技术其优点在于:

[0047] (1) 提出联合频域和时域干扰抑制相结合的方法抑制 MPSK 窄带干扰信号,可以较好地抑制 MPSK 窄带干扰主瓣和旁瓣,在不增加信号发射功率前提下有效提高直扩系统抗 MPSK 干扰性能。

[0048] (2) 利用了直接序列扩频系统通信信号在频域的噪声特性和干扰干扰信号的能量聚焦特性之间的差异,并使用重叠加窗的办法减轻频谱泄露,在频域充分抑制 MPSK 窄带干扰信号的主瓣。

[0049] (3) 提出了在时域抑制 MPSK 窄带干扰信号旁瓣的方法,MPSK 窄带干扰信号大量旁瓣在频域无法抑制,所以在于扰抑制之后在时域会出现大量类似于脉冲的干扰,本发明提出了抑制这些脉冲干扰的有效方法,从而抑制 MPSK 窄带干扰信号的旁瓣。

[0050] (4) 提出的方法能并行操作,可将通信信号分两路同时操作,有利于流水实现,适合硬件平台的快速实现。因为分段重叠分成的两路信号,其处理方法一致,所以适合硬件流水作业。

[0051] (5) 本发明方法计算复杂度低,易于系统实时实现。

附图说明

[0052] 图 1-(a) 是窄带 BPSK 干扰基带信号,(b) 是矩形窗所对应的时域冲击响函数的主瓣,即 sinc 函数的函数的主瓣,(c) 是窄带 BPSK 干扰基带信号与 sinc 函数的卷积,(d) 是图 (a) 减图 (c) 的结果;

[0053] 图 2- 本发明联合频域和时域干扰抑制原理框图;

[0054] 图 3- 本发明联合频域和时域干扰抑制具体实现框图;

[0055] 图 4- 具体实施例情况一中直扩信号叠加 BPSK 干扰的频谱;

[0056] 图 5- 具体实施例情况一中所述频域抑制之后信号频谱;

[0057] 图 6- 具体实施例情况一中所述频域抑制之后的信号时域波形;

[0058] 图 7- 具体实施例情况一中所述干扰信号时域波形;

[0059] 图 8- 具体实施例情况一中所述去掉脉冲干扰后信号的频谱;

[0060] 图 9- 具体实施例情况二中所述频域抑制之后信号频谱;

- [0061] 图 10- 具体实施例情况二中所述频域抑制之后的信号时域波形；
- [0062] 图 11- 具体实施例情况二中所述干扰信号时域波形；
- [0063] 图 12- 具体实施例情况二中所述去掉脉冲干扰后信号的频谱；
- [0064] 图 13- 具体实施例情况一中所述联合频域时域干扰抑制得到的误码率曲线比较。

具体实施方式

[0065] 根据前面“发明内容”部分中的论述，下面结合附图及具体实施例对本发明方法做进一步详细说明，以更好地说明本发明的目的和优点。

[0066] 本发明提出一种用于直扩系统的 MPSK 窄带干扰抑制方法，其原理框图见图 2 和图 3，具体实施例如下：

[0067] 假设主瓣带宽为 16KHZ 的 BPSK 干扰叠加在带宽为 1.25MHZ 的直扩通信信号 $f(x)$ 上，JSR(干扰信功率比有用信号功率) = 45db, $E_b/N_0 = 10db$, 扩频码长 2048, 扩频倍数为 2048。设 $f(x)$ 为混合有 1 个 BPSK 干扰的直扩通信信号，长度 N 为 2048 点。

[0068] 按照本发明内容所述，通过如下步骤实现直扩系统的 BPSK 窄带干扰抑制：

[0069] 步骤 1, 将长度为 2048 的通信信号 $f(x)$ 分为 4 段，每段长度 M 为 512, 各段数据记为 $\{f_1(x), f_2(x), \dots, f_4(x)\}$, 存放在 FPGA(现场可编程门阵列)的 RAM(随机存取存储器)内；

[0070] 步骤 2, 在步骤 1 中的通信信号 $f(x)$ 前补长度为 $M/4 = 128$ 的数据 0, 去除 $f(x)$ 信号最后 128 个数据, 形成新的数据 $a(x)$, $a(x)$ 信号长度仍为 2048, 分为 4 段, 每段长度为 512, 各段数据记为 $\{a_1(x), a_2(x), \dots, a_4(x)\}$ ；

[0071] 步骤 3, 去除步骤 1 中的通信信号 $f(x)$ 前面 128 个数据, 在通信信号 $f(x)$ 后补长度为 128 个数据 0, 形成新的数据 $b(x)$, $b(x)$ 信号长度仍为 2048, 分为 4 段, 每段长度为 512, 各段数据记为 $\{b_1(x), b_2(x), \dots, b_4(x)\}$ ；

[0072] 步骤 4, 将步骤 2、步骤 3 得到的 8 个时域数据段 $\{a_1(x), a_2(x), \dots, a_4(x)\}$ 、 $\{b_1(x), b_2(x), \dots, b_4(x)\}$ 分别乘布莱克曼窗函数 $w(n)$, 调用 FPGA 内的 IP 核做快速傅立叶变换得到频域数据 $\{A_1(\omega), A_2(\omega), \dots, A_4(\omega)\}$ 、 $\{B_1(\omega), B_2(\omega), \dots, B_4(\omega)\}$ ；

[0073] 步骤 5, 对步骤 4 得到的 8 个频域数据段 $\{A_1(\omega), A_2(\omega), \dots, A_4(\omega)\}$ 、 $\{B_1(\omega), B_2(\omega), \dots, B_4(\omega)\}$, 分别求模值, 计算每个频域数据段的自适应门限 $T = K \cdot \theta$ (其中 T 为门限值, θ 为均值, K 为调节因子), 将频域数据段中超过门限的数据置为零, 抑制 BPSK 的主瓣干扰信号；

[0074] 步骤 6, 将步骤 5 中过门限处理后的 8 个数据段进行傅立叶逆变换得到时域数据 $\{a'_1(\omega), a'_2(\omega), \dots, a'_4(\omega)\}$ 、 $\{b'_1(\omega), b'_2(\omega), \dots, b'_4(\omega)\}$ ；

[0075] 步骤 7, 对步骤 6 得到的 8 个时域数据段 $\{a'_1(\omega), a'_2(\omega), \dots, a'_4(\omega)\}$ 、 $\{b'_1(\omega), b'_2(\omega), \dots, b'_4(\omega)\}$ 进行去重叠处理, 首先将 8 个数据段排列为 $\{a'_1(\omega), b'_1(\omega), a'_2(\omega), b'_2(\omega), \dots, a'_4(\omega), b'_4(\omega)\}$, 每个数据段长度为 512, 8 个数据段总长度为 4096; 再去除每个数据段的前 128 和后 128 个数据, 得到新的 8 个数据段 $\{a''_1(\omega), b''_1(\omega), a''_2(\omega), b''_2(\omega), \dots, a''_4(\omega), b''_4(\omega)\}$, 记为 $f'(x)$, 每个数据段长度变为 256, 8 个数据段总长度为 2048, $f'(x)$ 与处理前 $f(x)$ 信号的长度一致；

[0076] 步骤8,将步骤7得到的信号取幅度均值的4倍时(这个系数可以适当调整)作为时域脉冲干扰抑制的门限G,将大于门限G的数据置零。

[0077] BPSK 干扰信号加在直扩通信信号上一般有两种情况:

[0078] 情况一: BPSK 干扰信号中心频率刚好与直扩通信信号中心频率对齐。

[0079] 直扩信号叠加 BPSK 干扰的频谱如图4所示。经频域抑制之后的频谱图如图5所示,可见大部分旁瓣没有被滤掉。经频域抑制之后的信号时域波形如图6所示。对应的干扰信号时域波形如图7所示,可见图6中脉冲干扰出现在图7中相位跳变点的位置。通过本发明的方法在时域中去掉脉冲干扰后,信号的频谱如图8所示可见抑制掉了干扰信号的大部分旁瓣频谱。

[0080] 情况二:若 BPSK 干扰信号中心频率和直扩通信信号中心频率有一定频偏,设频偏为16kHz。

[0081] 经频域抑制之后的信号频谱图如图9所示,可见大部分旁瓣没有被滤掉。信号在频域抑制后变换到时域的波形如图10所示,对应的干扰信号时域波形如图11所示,可见图10中的脉冲出现在图11中相位跳变点处出现。通过本发明的方法在时域中去掉脉冲干扰后,信号的频谱图如图12所示,可见抑制掉了干扰信号的大部分旁瓣频谱。

[0082] 从图5和图9可见频域干扰抑制去掉了干扰的主瓣内的大部分频谱,而干扰信号大量的旁瓣(即干扰信号的高频部分)没有抑制掉,将频域抑制后的信号变换到时域时,在长度为2048的扩频码的一个周期内出现了多个类似于脉冲的干扰,而这些脉冲刚好对应于干扰信号的相位跳变点,所以时域取门限将这些脉冲干扰致零,会大大减小干扰信号的功率,提高直扩系统的抗干扰性能。

[0083] 图13为情况一中 BPSK 干扰信号中心频率刚好与直扩通信信号中心频率对齐,干扰主瓣带宽为16kHz,按照上述过程所得的到的误码率曲线,可见在干扰比较弱的情况下,采用频域和时域的联合干扰抑制方法与单一的频域干扰抑制性能相差不大;但在干扰越强的状态下,采用频域和时域的联合干扰抑制方法比单一的频域干扰抑制性能有显著的提高。

[0084] 以上的具体实施方式描述,对发明的目的、技术方案和有益效果进行了进一步详细说明,所应理解的是,以上所述仅为本发明的具体实施例而已,并不用于限定本发明的保护范围,凡在本发明的精神和原则之内,所做的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

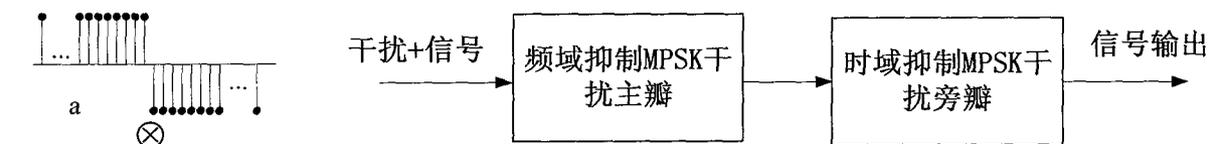


图 2

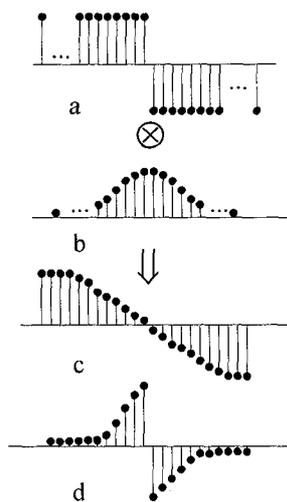


图 1

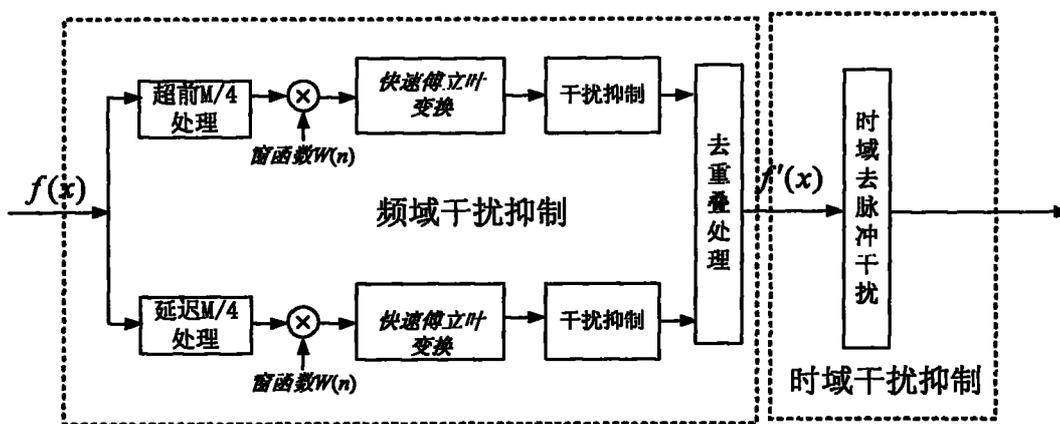


图 3

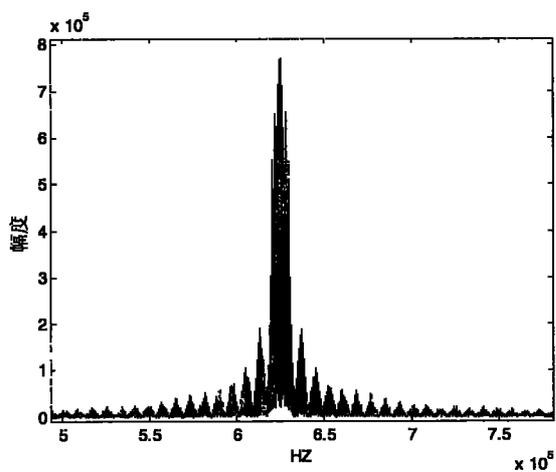


图 4

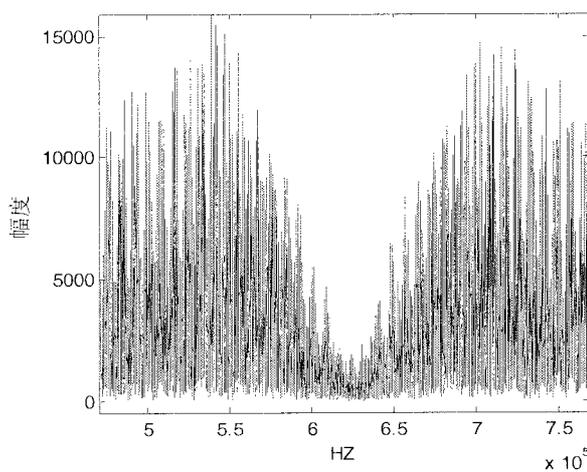


图 5

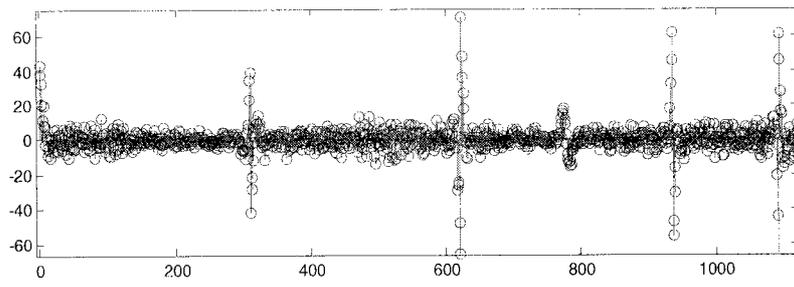


图 6

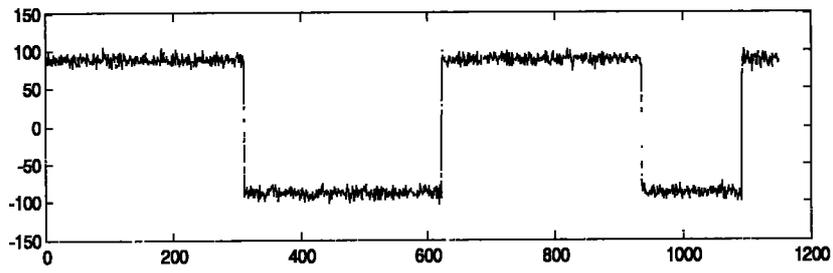


图 7

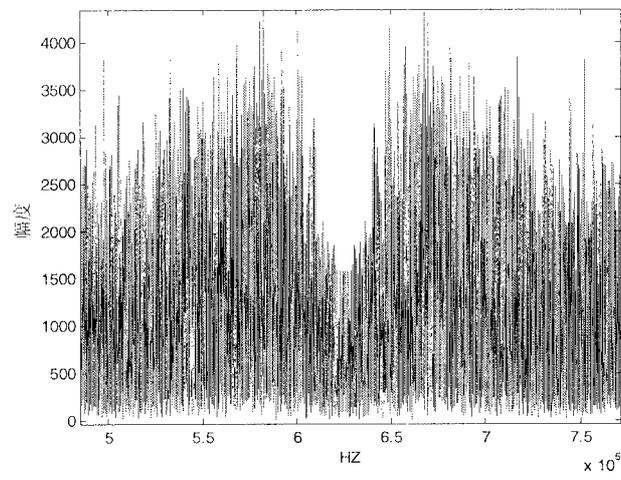


图 8

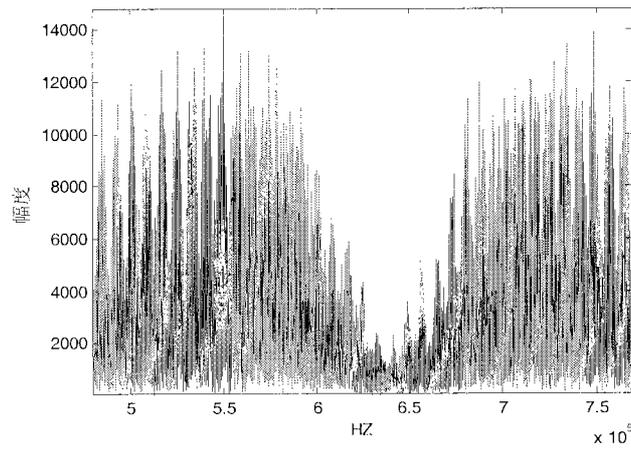


图 9

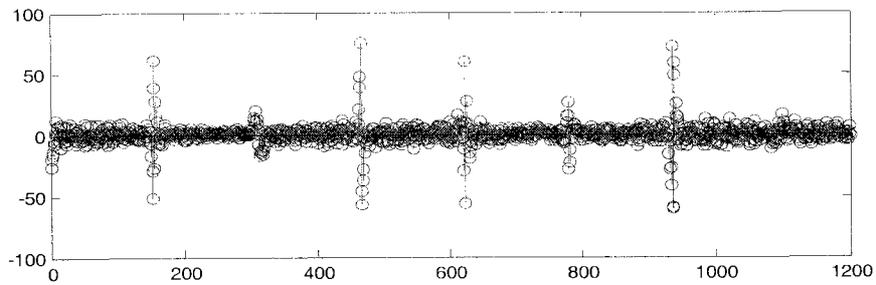


图 10

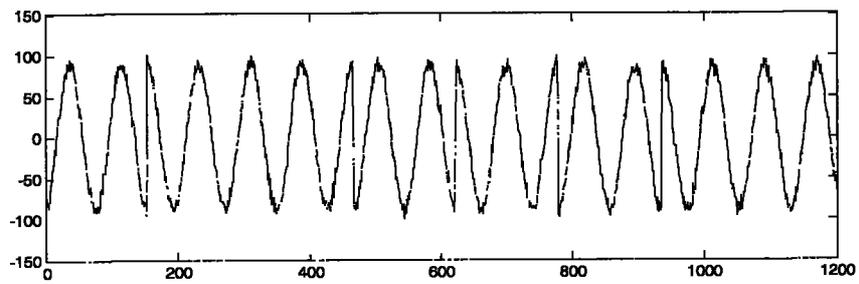


图 11

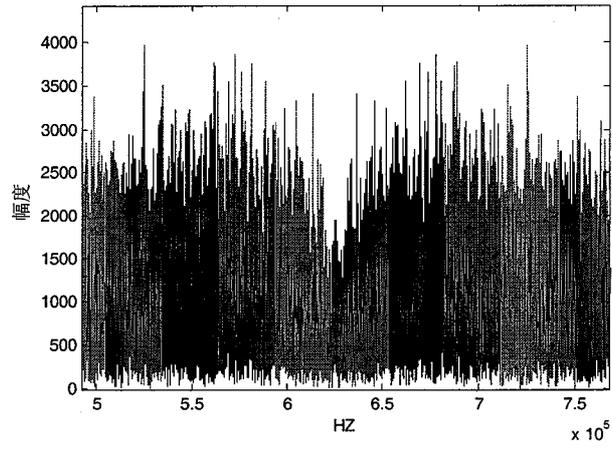


图 12

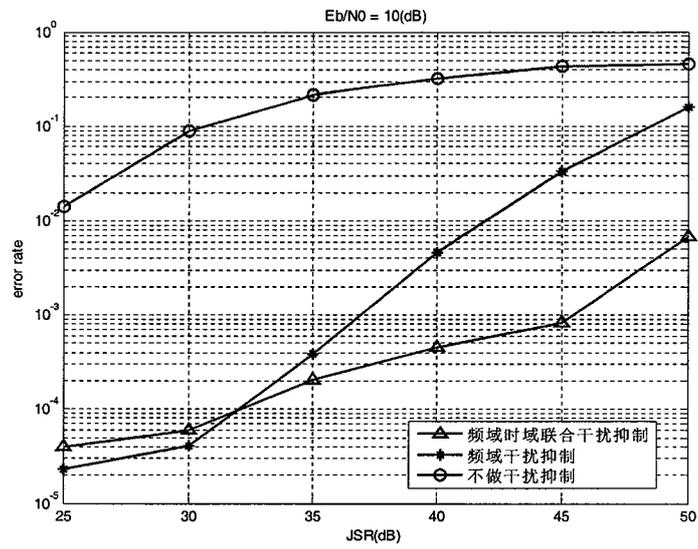


图 13