



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109639303 A

(43)申请公布日 2019.04.16

(21)申请号 201811638158.6

(22)申请日 2018.12.29

(71)申请人 南京天际易达通信技术有限公司  
地址 210000 江苏省南京市高新开发区惠  
达路6号北斗大厦2楼212-9室

(72)发明人 李志强 孙健俊 殷君 聂晟昱

(74)专利代理机构 广东君龙律师事务所 44470  
代理人 丁建春

(51)Int.Cl.

H04B 1/10(2006.01)

H04B 1/16(2006.01)

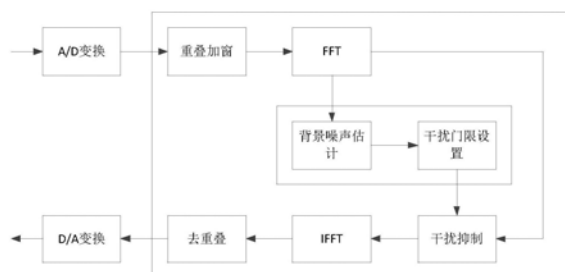
权利要求书2页 说明书11页 附图5页

(54)发明名称

一种基于加窗处理的干扰检测和抑制方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于加窗处理的干扰检测和抑制方法。该方法包括步骤有频域变换、干扰检测、干扰抑制和时域变换,其中频域变换之后进行了重叠加窗处理,在时域变换之后则进行了去重叠处理,另外还可以在在干扰检测中包括对变换后的频域数字信号进行背景噪声估计和自适应确定干扰检测门限,提高了对干扰信号检测的准确度,由此还减少加窗处理带来的信噪比损耗。该方法通用性强,特别适用于在卫星通信、微波通信中的干扰信号检测。



1. 一种基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,其特征在于,包括以下步骤:

频域变换,混合有干扰信号的通信信号先通过AD采样器变换为输入时域数字信号,对所述输入时域数字信号进行加窗处理后,再经过FFT变换为频域数字信号;

干扰检测,对频域数字信号进行背景噪声估计,然后确定干扰检测门限;

干扰抑制,所述频域数字信号中大于所述干扰检测门限的分量则认为是干扰信号分量,对所述干扰信号分量进行抑制处理;

时域变换,所述频域数字信号中干扰信号分量被抑制后,再经过IFFT变换,还原为输出时域数字信号。

2. 根据权利要求1所述的基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,其特征在于,所述加窗处理使用的窗函数包括使用巴特利特窗、汉宁窗、Hamming窗、Blackman窗或Blackman-Karris窗对所述输入时域数字信号进行加窗处理。

3. 根据权利要求1所述的基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,其特征在于,所述输入时域数字信号为序列 $x(k)$ :

$$x(k) = Ap(k) + n(k)$$

其中, $p(k)$ 是等概率取值 $\pm 1$ 的PN序列,其长度为 $N$ ;  $n(k)$ 为均值为零、方差为 $\sigma_n^2$ 的高斯白噪声序列, $A$ 为通信信号的幅度;

对 $x(k)$ 进行加窗处理,窗函数为 $w(k)$ ,加窗后的序列为:

$$x_w(k) = Ap(k)w(k) + n(k)w(k)。$$

4. 根据权利要求1所述的基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,其特征在于,所述加窗处理为重叠加窗处理,对应在所述时域变换中对IFFT变换输出的所述时域数字信号进行去重叠处理。

5. 根据权利要求4所述的基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,其特征在于,所述输入时域数字信号的数据序列被均等分段,每一个数据段的长度为 $N$ ,重叠加窗处理时,前后相邻数据段的重合长度为 $Nr$ ,  $r(0 \leq r < 1)$ 为重叠因子。

6. 根据权利要求5所述的基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,其特征在于,所述重叠因子 $r=1/2$ ,所述输入时域数字信号为序列 $x(k) = Ap(k) + n(k)$ ,其中, $p(k)$ 是等概率取值 $\pm 1$ 的PN序列,其长度为 $N$ ;  $n(k)$ 为均值为零、方差为 $\sigma_n^2$ 的高斯白噪声序列, $A$ 为通信信号的幅度;

重叠加窗处理后的输出序列为 $x_{w_1}(k)$ :

$$x_{w_1}(k) = Ap(k)w_1(k) + n(k)w_1(k),$$

$$\text{其中, } w_1(k) = \begin{cases} w(k + N/4), & 1 \leq k \leq N/2 \\ w(k - N/4), & N/2 < k \leq N \end{cases}, w(k) \text{ 为窗函数。}$$

7. 根据权利要求6所述的基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,其特征在于,所述重叠因子 $r=1/2$ ,所述输入时域数字信号为序列 $x(k) = Ap(k) + n(k)$ ,其中, $p(k)$ 是等概率取值 $\pm 1$ 的PN序列,其长度为 $N$ ;  $n(k)$ 为均值为零、方差为 $\sigma_n^2$ 的高斯白噪声序列, $A$ 为通信信号的幅度;

重叠加窗处理后的输出序列为 $x_{w_2}(k)$ :

$$x_{w_2}(k) = Ap(k)w_2(k) + n(k)w_2(k),$$

$$\text{其中, } w_2(k) = \begin{cases} w(k) + w(k + N/4), & 1 \leq k \leq N/2 \\ w(k - N/4) + w(k), & N/2 < k \leq N \end{cases}, w(k) \text{ 为窗函数。}$$

8. 根据权利要求7所述的基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,其特征在于,所述输入时域数字信号分成两路输入序列,第一路输入序列经过加窗处理后,再经过FFT变换、干扰检测、干扰抑制和IFFT变换后得到第一路输出序列,第二路输入序列先经过N/2延迟后再进行加窗处理,然后也经过FFT变换、干扰检测、干扰抑制和IFFT变换后得到第二路输出序列,所述第一路输出序列与第二路输出序列相加后得到所述输出时域数字信号。

## 一种基于加窗处理的干扰检测和抑制方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及通信信号处理技术领域,尤其涉及针对干扰信号的一种基于加窗处理的干扰检测和抑制方法。

### 背景技术

[0002] 在卫星通信、移动通信等无线电通信中,通信信号在被接收端接收时往往会混入各种干扰信号,对这些干扰信号的检测和消除有利于正确接收通信信号。

[0003] 现有技术中,对干扰信号检测和消除过程中会出现对通信信号的信噪比损耗,以及由于不能准确估计背景噪声而导致对干扰检测的门限设置难以达到最优化。

### 发明内容

[0004] 本发明主要解决的技术问题是提供一种基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,解决现有技术中对干扰信号的检测和消除存在的背景噪声检测不准确、信噪比降低等问题。

[0005] 为解决上述技术问题,本发明采用的一个技术方案是提供一种基于加窗处理的干扰检测和抑制方法,包括以下步骤:频域变换,混合有干扰信号的通信信号先通过AD采样器变换为输入时域数字信号,对所述输入时域数字信号进行加窗处理后,再经过FFT变换为频域数字信号;干扰检测,对频域数字信号进行背景噪声估计,然后确定干扰检测门限;干扰抑制,所述频域数字信号中大于所述干扰检测门限的分量则认为是干扰信号分量,对所述干扰信号分量进行抑制处理;时域变换,所述频域数字信号中干扰信号分量被抑制后,再经过IFFT变换,还原为输出时域数字信号。

[0006] 在本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例中,所述加窗处理使用的窗函数包括使用巴特利特窗、汉宁窗、Hamming窗、Blackman窗或Blackman-Karris窗对所述输入时域数字信号进行加窗处理。

[0007] 在本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例中,所述输入时域数字信号为序列 $x(k)$ :

$$[0008] \quad x(k) = Ap(k) + n(k)$$

[0009] 其中, $p(k)$ 是等概率取值 $\pm 1$ 的PN序列,其长度为 $N$ ;  $n(k)$ 为均值为零、方差为 $\sigma_n^2$ 的高斯白噪声序列, $A$ 为通信信号的幅度;

[0010] 对 $x(k)$ 进行加窗处理,窗函数为 $w(k)$ ,加窗后的序列为:

$$[0011] \quad x_w(k) = Ap(k)w(k) + n(k)w(k)。$$

[0012] 在本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例中,所述加窗处理为重叠加窗处理,对应在所述时域变换中对IFFT变换输出的所述时域数字信号进行去重叠处理。

[0013] 在本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例中,所述输入时域数字信号的数据序列被均等分段,每一个数据段的长度为 $N$ ,重叠加窗处理时,前后相邻数据段的重叠长度为 $Nr$ ,  $r(0 \leq r < 1)$ 为重叠因子。

[0014] 在本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例中,所述重叠因子 $r=1/2$ ,所述输入时域数字信号为序列 $x(k)=Ap(k)+n(k)$ ,其中, $p(k)$ 是等概率取值 $\pm 1$ 的PN序列,其长度为 $N$ ;  $n(k)$ 为均值为零、方差为 $\sigma_n^2$ 的高斯白噪声序列, $A$ 为通信信号的幅度;

[0015] 重叠加窗处理后的输出序列为 $x_{w_1}(k)$ :

$$[0016] \quad x_{w_1}(k) = Ap(k)w_1(k) + n(k)w_1(k),$$

$$[0017] \quad \text{其中, } w_1(k) = \begin{cases} w(k+N/4), & 1 \leq k \leq N/2 \\ w(k-N/4), & N/2 < k \leq N \end{cases}, w(k) \text{ 为窗函数。}$$

[0018] 在本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例中,所述重叠因子 $r=1/2$ ,所述输入时域数字信号为序列 $x(k)=Ap(k)+n(k)$ ,其中, $p(k)$ 是等概率取值 $\pm 1$ 的PN序列,其长度为 $N$ ;  $n(k)$ 为均值为零、方差为 $\sigma_n^2$ 的高斯白噪声序列, $A$ 为通信信号的幅度;

[0019] 重叠加窗处理后的输出序列为 $x_{w_2}(k)$ :

$$[0020] \quad x_{w_2}(k) = Ap(k)w_2(k) + n(k)w_2(k),$$

$$[0021] \quad \text{其中, } w_2(k) = \begin{cases} w(k) + w(k+N/4), & 1 \leq k \leq N/2 \\ w(k-N/4) + w(k), & N/2 < k \leq N \end{cases}, w(k) \text{ 为窗函数。}$$

[0022] 在本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例中,所述输入时域数字信号分成两路输入序列,第一路输入序列经过加窗处理后,再经过FFT变换、干扰检测、干扰抑制和IFFT变换后得到第一路输出序列,第二路输入序列先经过 $N/2$ 延迟后再进行加窗处理,然后也经过FFT变换、干扰检测、干扰抑制和IFFT变换后得到第二路输出序列,所述第一路输出序列与第二路输出序列相加后得到所述输出时域数字信号。

[0023] 本发明的有益效果是:本发明公开了一种基于加窗处理的干扰检测和抑制方法。该方法包括步骤有频域变换、干扰检测、干扰抑制和时域变换,其中频域变换之后进行了重叠加窗处理,在时域变换之后则进行了去重叠处理,另外还可以在在干扰检测中包括对变换后的频域数字信号进行背景噪声估计和自适应确定干扰检测门限,提高了对干扰信号检测的准确度,由此还减少加窗处理带来的信噪比损耗。该方法通用性强,特别适用于在卫星通信、微波通信中的干扰信号检测。

## 附图说明

[0024] 图1是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法一实施例的原理组成图;

[0025] 图2是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例的流程图;

[0026] 图3是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例的重叠加窗处理组成图;

[0027] 图4是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例的重叠加窗处理说明图;

[0028] 图5是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例的重叠加窗处

理原理图；

[0029] 图6是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例的流程图；

[0030] 图7是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例的干扰抑制门限与误码率关系图；

[0031] 图8是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例的陷幅值与误码率关系图；

[0032] 图9是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例的加窗重叠度与误码率关系图；

[0033] 图10是根据本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例的原理组成图。

### 具体实施方式

[0034] 为了便于理解本发明，下面结合附图和具体实施例，对本发明进行更详细的说明。附图中给出了本发明的较佳的实施例。但是，本发明可以以许多不同的形式来实现，并不限于本说明书所描述的实施例。相反地，提供这些实施例的目的是使对本发明的公开内容的理解更加透彻全面。

[0035] 需要说明的是，除非另有定义，本说明书所使用的所有的技术和科学术语与属于本发明的技术领域的技术人员通常理解的含义相同。在本发明的说明书中所使用的术语只是为了描述具体的实施例的目的，不是用于限制本发明。本说明书所使用的术语“和/或”包括一个或多个相关的所列项目的任意的和所有的组合。

[0036] 结合图1原理图和图2流程图，公开本发明基于加窗处理的干扰检测和抑制方法一实施例的流程图。该方法包括步骤：

[0037] 第一步S101：频域变换，混合有干扰信号的通信信号先通过AD采样器变换为输入时域数字信号，所述输入时域数字信号经过FFT变换后，变换为频域数字信号；

[0038] 第二步S102：干扰检测，对频域数字信号进行背景噪声估计，然后确定干扰检测门限；

[0039] 第三步S103：干扰抑制，所述频域数字信号中大于所述干扰检测门限的分量则认为干扰信号分量，对所述干扰信号分量进行抑制处理，以消除干扰信号能量。

[0040] 这里，对于检测到的干扰信号分量，就需要对干扰信号分量的幅值进行修正，也称之为阈值处理，这个过程在处理干扰的同时会不可避免的会对有用的通信信号带来损耗，导致输出信噪比降低。

[0041] 第四步S104：时域变换，所述频域数字信号中干扰信号分量被抑制后，再经过IFFT变换，还原为输出时域数字信号。

[0042] 优选的，在第一步S101频域变换之前还对所述输入时域数字信号进行加窗处理。

[0043] 这里，通过加窗处理是一个很重要的改进，如果不加窗处理，进行N点的FFT运算就等效于加了一个N点的矩形窗，它的第一旁瓣只比主瓣低13dB，即旁瓣抑制制度只有-13dB，对于比通信信号大几十dB的干扰信号来说，它的旁瓣也比通信信号大得多。这样从频域来看，整个通信信号频域都被干扰污染了。因此需要进行加窗处理，使通信信号的主瓣聚集更多能量，旁瓣幅度减小。从时域上看，加窗处理就是对输入数据进行加权，窗函数系数从中心

向两端逐渐衰减,保证数据段两端平滑,从而减小频谱泄漏。但由于窗函数向两端衰减,导致输入信号发生畸变,会带来额外的信噪比损失。

[0044] 优选的, $x(k)$  是输入的时域数字信号序列:

$$[0045] \quad x(k) = Ap(k) + n(k)$$

[0046] 其中, $p(k)$  是等概率取值 $\pm 1$ 的PN序列,其长度为 $N$ ,表明该序列为直接序列扩频信号; $n(k)$  为均值为零、方差为 $\sigma_n^2$ 的高斯白噪声序列, $A$ 为信号幅度。

[0047] 对 $x(k)$  进行加窗处理,窗函数为 $w(k)$ ,加窗后的序列:

$$[0048] \quad x_w(k) = Ap(k)w(k) + n(k)w(k)$$

[0049] 对 $x_w(k)$  进行长度为 $N$ 的相关解扩并积分得:

$$[0050] \quad z = \sum_{k=1}^N x_w(k)p(k) = \sum_{k=1}^N Aw(k) + \sum_{k=1}^N w(k)n(k)p(k)$$

[0051] 该序列 $z$ 的均值与方差:

$$[0052] \quad E[z] = A \sum_{k=1}^N w(k) \quad , \quad D[z] = \sigma_n^2 \sum_{k=1}^N w^2(k)$$

[0053] 加窗后的序列信噪比为:

$$[0054] \quad SNR_w = \frac{A^2 \left[ \sum_{k=1}^N w(k) \right]^2}{\sigma_n^2 \sum_{k=1}^N w^2(k)}$$

[0055] 不加窗的相关输出信噪比为:

$$[0056] \quad SNR_0 = \frac{NA^2}{\sigma_n^2}$$

[0057] 所以加窗带来的信噪比损失为:

$$[0058] \quad SNR_{loss} = \frac{\left[ \sum_{k=1}^N w(k) \right]^2}{N \sum_{k=1}^N w^2(k)}$$

[0059] 可见,信噪比的损失和窗函数的系数有关,不同的窗函数带来的信噪比损失不同。

[0060] 表1给出了常用几种窗函数的特性及其引起的信噪比损失,同时也对比了各窗函数的相对旁瓣峰值幅度和主瓣带宽。在给定长度时,矩形窗的主瓣最窄,但其相对旁瓣幅度最大。从上到下,各种窗的主瓣变宽,相对旁瓣幅度变小。

[0061] 表1窗函数基本特性及引起的信噪比损失

[0062]

窗函数类型	旁瓣相对幅度 (dB)	主瓣带宽 ( $\Delta\omega$ )	信噪比损失 (dB)
矩形窗	-13	$4\pi / (N+1)$	0
巴特利特	-25	$8\pi / N$	1.254
汉宁窗	-31	$8\pi / N$	1.765
Hamming 窗	-41	$8\pi / N$	1.347
Blackman 窗	-57	$12\pi / N$	2.377
Blackman-Karris 窗	-92	$16\pi / N$	3.024

[0063] 通过选择旁瓣较低的窗函数可以将窄带干扰信号的大部分能量限定在有限的几根谱线之内,从而减少需要抑制的谱线的根数,最大程度地减小干扰对有用信号的影响;同时选用较小的主瓣带宽可以减小有用信号的失真。

[0064] 实际应用中窗函数的选择需要考虑旁瓣衰减和主瓣带宽的折衷。旁瓣越低的窗函数,主瓣越宽,抑制窄带干扰的同时对有用信号的损伤也越大,因此在选择窗函数时,要结合接收机的接收信号的动态范围以及需要抑制窄带干扰的强度选择合适的窗函数。

[0065] 进一步优选的,为了补偿加窗造成的信噪比损耗,需要对所述频域数字信号进行重叠加窗处理。重叠加窗处理以增加运算复杂度为代价,优点是减小了加窗对信噪比的损耗。并且,影响信噪比损耗的主要因素有窗函数类型、窗长度、加窗重叠度。

[0066] 从窗函数类型选择来看,由于窗函数的旁瓣相对幅度低时,主瓣带宽更宽,需要处理的频点更多,而主瓣带宽窄时旁瓣相对幅度高,频谱泄露严重,被污染的频点更多,因此在选择窗函数时,要考虑接收信号的动态范围以及需要抑制的窄带干扰信号的强度,选择合适的窗函数,减小对信噪比的损耗。而对于加窗重叠度,加窗重叠比例越大,对信噪比损耗越小,但实现复杂度大和硬件资源消耗多,需要折中考虑。

[0067] 结合图3,进一步与重叠加窗处理相对应,优选的,在第四步S104时域变换之后还对输出时域数字信号进行去重叠处理。

[0068] 加窗处理会造成有用信号的失真,为了补偿加窗造成的信噪比损耗,对输入数据进行重叠加窗。假设信号序列被分段为的数据长度为N,重叠因子 $r$  ( $0 \leq r < 1$ ),重叠加窗原理如图4所示。这里加窗之后输入的数据序列被分段,每一段的数据长度是N,而当进行重叠时,每一段数据的长度也是N,但是前后两段数据有重合,并且重合长度为 $Nr$ 。因此,当对信号进行重叠加窗后,需要考虑的另外一个问题是如何将两路数据合成一路数据作为最终的输出结果。

[0069] 优选的,重叠加窗处理有两种方法:选择法和相加法。以1/2重叠加窗为例,选择法是取每路信号的窗口中心的1/2块的数据,舍弃左右两边各1/4块的数据,将上下两路1/2块的数据组成一个完整的数据序列。相加法则是将两段数据的重叠部分相加作为最终输出信号。

[0070] 下面分析重叠因子是1/2情况下的选择法和相加法重叠输出的信噪比损失。优选的,选择法输出方式下,重叠加窗后的输出序列为:

$$[0071] \quad x_{w_1}(k) = Ap(k)w_1(k) + n(k)w_1(k)$$

[0072] 其中



$$[0073] \quad w_1(k) = \begin{cases} w(k + N/4), & 1 \leq k \leq N/2 \\ w(k - N/4), & N/2 < k \leq N \end{cases}$$

[0074]  $w_1(k)$  是选择法输出下的信号加权值,由信噪比损失的推导结果可知,选择法输出方式下的信噪比损失为:

$$[0075] \quad SNR_{lossSel} = \frac{2 \left[ \sum_{k=N/4+1}^{3N/4} w(k) \right]^2}{N \sum_{k=N/4+1}^{3N/4} w^2(k)}$$

[0076] 优选的,相加法输出方式下,重叠加窗后的输出序列为:

$$[0077] \quad x_{w_2}(k) = Ap(k)w_2(k) + n(k)w_2(k)$$

[0078] 其中

$$[0079] \quad w_2(k) = \begin{cases} w(k) + w(k + N/4), & 1 \leq k \leq N/2 \\ w(k - N/4) + w(k), & N/2 < k \leq N \end{cases}$$

[0080]  $w_2(k)$  是相加法输出下的信号加权值,相加法的信噪比损失如下式:

$$[0081] \quad SNR_{lossPlus} = \frac{2 \left[ \sum_{k=1}^{N/2} [w(k) + w(k + N/2)] \right]^2}{N \sum_{k=1}^{N/2} [w(k) + w(k + N/2)]^2}$$

[0082] 表2给出了在不同重叠因子下的选择法输出和相加法输出带来的信噪比损失情况。

[0083] 表2两种数据合成方式不同重叠因子的信噪比损失

窗函数类型	无重叠	1/3 重叠		1/2 重叠		2/3 重叠	
		相加	选择	相加	选择	相加	选择
矩形窗	0	0	0	0	0	0	0
巴特利特	1.254	0.090	0.349	0	0.158	0.018	0.059
Hamming 窗	1.347	0.116	0.378	0	0.124	0	0.025
汉宁窗	1.765	0.252	0.472	0	0.152	0	0.030
Blackman 窗	2.377	0.708	0.885	0.079	0.337	0	0.074
布莱克曼-哈里斯	3.024	1.292	1.379	0.327	0.591	0.002	0.141

[0085] 从表2可知,重叠因子相同时,相加法比选择法带来的信噪比小,这种差异可以从时域直观地得到解释。考虑到硬件实现,相加输出比选择输出多 $N \times r$ 次加法操作;对于非矩形窗来说,理论上讲,连续的两段数据重叠比例越大,引入的加窗损耗越小,相应的运算量越大,不易于实现,实际应用中重叠比例的选择取决于硬件条件和系统设计性能要求。

[0086] 优选的,选用的重叠因子是1/2的相加法数据合成方式,基于重叠加窗处理的干扰检测和抑制方法另一实施例如图5所示,所述输入时域数字信号分成两路输入序列,第一路输入序列 $x(n)$ 经过加窗处理后,再经过FFT变换、干扰检测、干扰抑制和IFFT变换后得到第

一路输出序列,第二路输入序列先经过 $N/2$ 延迟 $x(n+N/2)$ 再进行加窗处理,然后也经过FFT变换、干扰检测、干扰抑制和IFFT变换后得到第二路输出序列,所述第一路输出序列与第二路输出序列相加后得到所述输出时域数字信号。这里,第一路是单路信号加窗后的波形,第二路是信号 $x(n)$ 经过 $N/2$ 延迟加窗后波形。窗口中心的数据保真度是最高的,越靠近窗口两端,失真就越严重。但是两路信号是互补的,其中一路失真最严重地方可以用另外一路来补偿。通过时域重叠加窗,干扰消除后进行IFFT变换时,能够更好地恢复有用信号。优选的,选用长度为 $N=1024$ 的Blackman重叠加窗来验证重叠加窗减少信号失真的作用,重叠因子 $1/2$ ,重叠加窗个数为2个。

[0087] 进一步优选的,在干扰检测中,背景噪声估计是干扰检测的最基本条件,设背景噪声功率大小为 $\sigma_N^2$ ,经过加窗处理后做FFT,则干扰频率的分量集中在主瓣内。若干扰信号的频带未占据信号带宽一半以上,且有用的通信信号很小而淹没在噪声中,所以在没有干扰的频带内主要是高斯白噪声的频率分量。数学期望为零,方差为 $\sigma_N^2$ 的平稳高斯带限噪声,其包络的一维分布是服从瑞利分布的。因为高斯白噪声的频率分量是服从正态分布,方差为 $\sigma_F^2$ ,所以频率分量的幅度服从瑞利分布,可以根据瑞利分布的统计特性得到整个频率分量幅度的均值,并由瑞利分布的均值和正态分布方差的关系估计出背景噪声频域分量幅度方差大小,并根据傅里叶变换的性质就得到了时域方差的大小,也即背景噪声功率的大小。

[0088] 这里,设高斯白噪声的频率分量的幅度 $x$ 服从瑞利分布,则它的概率密度函数:

$$[0089] \quad f(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right], & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}$$

[0090] 幅度 $x$ 的概率分布函数:

$$[0091] \quad \begin{aligned} F(x) &= \int_0^x f(x) dx = \int_0^x \frac{x}{2\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] dx \\ &= 1 - \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] \quad x \geq 0 \end{aligned}$$

[0092] 幅度 $x$ 的均值为:

$$[0093] \quad \mu = E(x) = \int_0^{\infty} x f(x) dx = \int_0^{\infty} x \frac{x}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] dx = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma$$

[0094] 从小到大取所占比例为 $1/2$ 的频率分量数据,令 $F(A) = 1/2$ ,如果在频域的取得点数很多,那么选一半最小点,则会落在区间 $[0, A]$ 中。可以算出变量 $x$ 在区间 $[0, A]$ 上的均值,记为 $\mu_1$ ,即为频率分量一半最小点的均值,比较 $\mu$ 和 $\mu_1$ ,可以得到两者的关系,进而就可以在实际应用中从未受干扰的频率分量中推导出整个频率分量的均值。当 $F(A) = 1/2$ 时,得到 $A = \sqrt{\ln 4} \sigma \approx 1.1774 \sigma$ ,  $\mu_1$ 为:

$$[0095] \quad \mu_1 = \int_0^A x f(x) dx = \int_0^A \frac{x^2}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right] dx = 0.365 \sigma$$

[0096] 频率分量一半最小点均值和整体的均值之间的关系 $\mu/\mu_1 = 3.4328$ ,即在得到 $\mu_1$ 后乘以 $3.4328$ 就可算出 $\mu$ 。所以,由瑞利分布的统计特性得出整个频率分量的均值是频率分量

一半最小点均值的3.4328倍。

[0097] 再根据瑞利分布的均值  $\mu = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_F$ ， $\sigma_F$  为频率分量正态分布的均方差，根据  $\sigma_N^2 = \sigma_F^2 / N$  得到背景噪声功率。

[0098] 因此可以先求出  $\mu$ ，然后求出  $\mu_1$ ，再求出  $\sigma_F$ ，最后求出  $\sigma_N^2$ 。至此，完成了背景噪声的估计。

[0099] 进一步优选的，干扰检测的门限设计的好坏直接影响抗干扰性能，干扰检测门限的设计是整个干扰检测和消除的关键。一方面，实际中的干扰和信号都是时变的，所以干扰检测门限不应该是固定不变的，门限的选择应该以接收信号的统计特性为依据。另一方面，为克服门限检测算法对环境适应性不强的缺点，需要能够动态自适应多门限干扰检测干扰信号。

[0100] 优选的，通过对输入时域数字信号进行FFT变换后的  $X(k)$  进行统计，得到均值

$$\mu = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \zeta_n \text{ 和均方误差 } \sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\zeta_n - \mu)^2}$$

， $N$  为谱线个数， $\zeta_n$  为相应谱线的幅度。进而

确定干扰门限，滤去高出门限的干扰信号。其中一阶矩算法的门限定义为  $Th = \theta \mu$ ， $\theta$  为干扰检测门限的优化系数。二阶矩算法的门限定义为  $Th = \mu + \beta * \sigma$ ， $\beta$  为门限优化因子，可根据不同的信道环境（比如衰落、多径延迟等情况）从预设的加权因子集中选取。

[0101] 当输入时域数字信号中存在功率远大于扩频信号和背景噪声的干扰信号时，经过FFT变换，存在干扰的子带输出并不满足高斯分布，被强干扰污染的子带输出功率远大于被弱干扰污染或未被干扰污染的子带，引起了部分被干扰子带的漏检，使得输出判决变量的信噪比变小，系统误码率增大。另外，常用的干扰检测算法对环境的适应性不强，每次选取门限值都需事先对信道、干扰的特点及信号在传输过程中多径延迟、衰落等情况预先估计。

[0102] 自适应门限需要满足两个条件，一是在没有干扰信号的时候，自适应门限值应当高于绝大多数通信信号的谱线，不能把有用的通信信号的谱线当做干扰处理，使虚警概率最小；二是在有干扰信号的时候，自适应门限值应当低于所有干扰信号的谱线，并且高于绝大多数通信信号的谱线，使检测概率最大。

[0103] 为满足这两个条件，首先对谱线的分布进行分析。假设输入时域数字信号为  $x(n) = s(n) + n(n)$ ， $s(n)$  为信号， $n(n)$  为噪声。这里的自适应多门限干扰检测方法认为接收信号中的期望信号  $s(n)$  被信道噪声  $n(n)$  淹没，例如针对的是直接序列扩频信号。 $N$  点序列  $x(n)$  的DFT定义为：

$$[0104] \quad X(k) = \sum_{n=1}^N x(n) W_N^{nk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad W_N = e^{-j2\pi/N}$$

[0105] 根据傅里叶变换的性质，输出的谱线为  $X(k) = S(k) + N(k)$ ， $S(k)$  为  $N$  点序列  $s(n)$  的DFT， $N(k)$  为  $N$  点序列  $n(n)$  的DFT。该DFT变换也可以通过FFT变换来实现。在无干扰的情况下，

$|X(k)|^2 = |S(k) + N(k)|^2$  服从参数为  $\lambda$  的指数分布，有  $E_{|X(k)|^2} = 1/\lambda$ ， $\sigma_{|X(k)|^2}^2 = 1/\lambda^2$ ，设自

适应门限值为  $Th$ ，则  $|X(k)|^2$  比门限值  $Th$  低的概率  $p$  为：

$$[0106] \quad p = P(|X(k)|^2 < Th) = 1 - \int_{Th}^{+\infty} \lambda e^{-\lambda x} dx$$

[0107] 可以计算得到,当 $Th=1/\lambda$ 时, $p=0.6321$ ;当 $Th=2/\lambda$ 时, $p=0.8647$ ;当 $Th=3/\lambda$ 时, $p=0.9502$ ;当 $Th=4/\lambda$ 时, $p=0.9817$ ;当 $Th=5/\lambda$ 时, $p=0.9933$ 。

[0108] 假设输出信号由有用的通信信号与噪声叠加而成,则根据上述分析,离散傅里叶变换后 $N$ 根谱线幅度的平方应服从参数为 $\lambda$ 的指数分布。在无干扰信号的情况下, $N$ 根谱线幅度的平方小于 $5/\lambda$ 的概率为 $0.9933$ ,即大于 $5/\lambda$ 的概率仅仅为 $0.0067$ 。可以认为 $N$ 根谱线中幅度的平方大于 $5/\lambda$ 的谱线几乎是不存在的。那么如果有干扰存在的话,可以认为离散傅里叶变换后谱线幅度的平方大于 $5/\lambda$ 的谱线是含有干扰的谱线,采用归零或嵌位算法对干扰进行处理。

[0109] 但在实际测试中发现,当门限定在理论最佳值 $5/\lambda$ 时,虽然把通信信号当做干扰进行处理的概率几乎为零,即虚警概率最低。但是在对强干扰进行嵌位处理后,干扰抑制的效果并不彻底,另外,对弱干扰的检测概率会下降。因此从虚警概率、强干扰抑制效果以及弱干扰检测概率等综合因素出发,把门限定在 $3/\lambda$ 是个折中的选择。所以,若已知 $N$ 点输入序列 $x(n)$ 的离散傅里叶变换为 $X(k)$ ,那么在实际应用中,当DFT变换的点数 $N$ 较大时,统计平均值 $1/\lambda$ 的估计值可用谱线幅度平方和的均值代替,自适应门限可取为:

$$[0110] \quad Th = \frac{3}{\lambda} \approx \frac{3}{N} \sum_{k=1}^N |X(k)|^2$$

[0111] 另外,这里还存在一个问题,就是动态自适应多门限干扰检测技术中的首次干扰门限确定并不能由自身完成,因为上面的分析都是假设没有干扰信号或至少要保障没有强干扰的条件下确定干扰门限,但实际上信号往往都是叠加干扰信号的,所以首次干扰门限确定需要借助其它手段。

[0112] 本实施例中将采用简化的近似背景噪声估计算法来辅助确定首次干扰门限。由于接收信号中的期望信号 $s(n)$ 被信道噪声 $n(n)$ 淹没,也就是说在频域有 $S(k) \ll N(k)$ , $\mu$ 为利用背景噪声估计算法得到的未受干扰时的整个频率分量的均值,因此首次自适应门限可取为 $Th_0 \approx 5\mu$ 。这样至少保障了绝大部分干扰被抑制掉,再利用动态自适应的多门限干扰检测算法来进一步确定门限。图6给出了基于背景噪声估计的自适应多门限干扰检测算法流程。

[0113] 如图6所示,当输入的时域数字信号经过FFT变换后表示为序列 $Y(K)$ ,对 $Y(K)$ 进行背景噪声估计,然后确定首次检测门限 $Th_0 \approx 5\mu$ ,然后将序列 $Y(K)$ 中的各频率分量的幅度与门限值 $5\mu$ 进行比较,当有频率分量的幅度大于 $5\mu$ 时,则对该频率分量进行干扰抑制处理,例如将该频率分量的幅度进行陷幅处理,而对于频率分量的幅度小于和等于 $5\mu$ 时则无需进行干扰抑制处理。由此将 $Y(K)$ 中的各频率分量进行首次门限检测及干扰抑制处理后得到序列

$X(K)$ ,然后进行自适应干扰门限检测,这时的检测门限为:  $Th = \frac{3}{\lambda} \approx \frac{3}{N} \sum_{k=1}^N |X(k)|^2$ , 然后将

序列 $X(K)$ 中的各频率分量的幅度与门限值 $Th$ 进行比较,当有频率分量的幅度大于 $Th$ 时,则对该频率分量进行干扰抑制处理,然后将经过干扰抑制处理的频率分量在重新编入序列 $X(K)$ ,继续与当前的自适应检测门限 $Th$ 比较(由于序列 $X(K)$ 中的频率分量有变换,该门限对应也自适应进行了调整),直至所有的频率分量的幅度小于或等于当前的自适应检测门限

Th,则此时将序列X(K)再进行IFFT变换后输出。

[0114] 由此可以看出,动态自适应多门限干扰检测将干扰检测问题转化为假设检验问题,假设接收信号中不存在窄带干扰分量,然后通过变换后频谱服从的分布设置门限值来检验接收信号中是否存在干扰分量,通过简化的背景噪声估计确定首次干扰检测门限。若通过检测发现假设成立,认为接收信号中不存在窄带干扰,可直接对谱线进行IFFT,变换到时域,然后将数据送入后一级进行处理。若检测发现假设不成立,则认为接收信号中存在干扰,对谱线值大于门限值的谱线进行干扰消除处理,然后再重新计算处理后的谱线均值,设置新的门限对谱线进行检测,直到使假设不成立的谱线不存在为止。这样通过多次自适应的设置门限来检测出干扰频点,通过干扰消除算法去除干扰,从而实现干扰抑制。

[0115] 进一步的,还可以将图6和图5所示实施例结合,这样可以对重叠加窗处理中的两路序列均可以按照图6所示的方法进行自适应门限检测。

[0116] 优选的,可以通过仿真对上述处理方法进行效果检验。图7显示了不同干扰检测门限对误码率的影响。将干扰检测门限作为变量,分析干扰检测门限为0到 $10\sigma_F$ 时对应的误码率。从图7可看出,干扰检测门限值取 $4\sigma_F$ 时误码率最小。由正态分布的“ $3\sigma$ 规则”知高斯随机变量以95%的概率分布在区间 $(-3\sigma_F, +3\sigma_F)$ 里,背景噪声的频率分量主要分布在区间 $(-3\sigma_F, +3\sigma_F)$ 里,当干扰检测门限值小于 $4\sigma_F$ 时,部分通信信号的频率分量会被判定为干扰而被消除,导致误码率变大,当干扰检测门限值在 $4\sigma_F$ 到 $10\sigma_F$ 的范围内时,干扰检测门限值大于通信信号频率分量幅度值,保留了未被干扰的有用的通信信号的频率分量,同时这个范围相对于干扰信号幅度较小,能够有效消除干扰信号频率分量,所以干扰消除门限值在 $4\sigma_F$ 到 $10\sigma_F$ 的范围内时,误码率处于正常范围内。

[0117] 图8显示了在干扰抑制中,对干扰进行陷幅处理的误码率。将陷幅值作为变量,分析干扰频率分量的幅度陷为0到 $30\sigma_F$ 时对应的误码率,从图8可看出,陷幅值和背景噪声幅度相当时,误码率处于正常范围内,当陷幅值为 $2\sigma_F$ 到 $6\sigma_F$ 时,误码率最小,当陷幅值大于 $10\sigma_F$ 时,干扰功率被消除的过少,随着陷幅值的增大,误码率迅速变大超出正常范围。

[0118] 图9显示了加窗重叠度对误码率的影响,将加窗重叠度作为变量,分析加窗重叠度为10%到100%时对应的误码率情况,从图9可看出,加窗重叠度在 $(0, 50\%)$ 范围内和 $(50\%, 100\%)$ 范围内对应的误码率是对称的,且加窗重叠度为1/2时,误码率最小。由于加窗的影响,信号时域波形呈现窗的形状,经过干扰抑制的输出信号仍会呈现窗的现状,当加窗重叠度为1/2时,两路信号正交,相加后信号时域波形变得平缓。与前述图5所示实施例相对应。

[0119] 因此,基于图7至图9的仿真分析,当干扰消除门限值取 $4\sigma_F$ ,陷幅值取 $2\sigma_F$ 到 $6\sigma_F$ ,加窗重叠度为1/2时,算法可获得最佳抗干扰能力性能。

[0120] 进一步的,经过上述干扰检测和干扰抑制处理后,从时域变换输出的输出时域数字信号的幅度(或者功率)与输入时域数字信号的幅度(或者功率)发生了变化,为此希望能够经过上述处理后还能够保持原有的输入时域数字信号的幅度(或者功率),或者希望输出时域数字信号的幅度(或者功率)能够控制在一个稳定的功率值输出。如图10所示,在图3所示实施例的基础上增加了对输入时域数字信号的幅度和输出时域数字信号的幅度进行检测的功能,即幅度检测功能,这样可以进一步通过对输入和输出信号的幅度检测对比,产生输出一个增益控制信号,该增益控制信号输出到对输出时域数字信号进行增益调控的放大

器,这样就可以对输出时域数字信号的幅度进行调控,因此图10相对图3还增加了对输出时域数字信号进行增益调控的功能,由此可以使得输出时域数字信号的幅度可以根据需要进行增益调控。

[0121] 由此可见,本发明公开了一种基于加窗处理的干扰检测和抑制方法。该方法包括步骤有频域变换、干扰检测、干扰抑制和时域变换,其中频域变换之后进行了重叠加窗处理,在时域变换之后则进行了去重叠处理,另外还可以在在干扰检测中包括对变换后的频域数字信号进行背景噪声估计和自适应确定干扰检测门限,提高了对干扰信号检测的准确度,由此还减少加窗处理带来的信噪比损耗。该方法通用性强,特别适用于在卫星通信、微波通信中的干扰信号检测。

[0122] 以上所述仅为本发明的实施例,并非因此限制本发明的专利范围,凡是利用本发明说明书及附图内容所作的等效结构变换,或直接或间接运用在其他相关的技术领域,均同理包括在本发明的专利保护范围内。

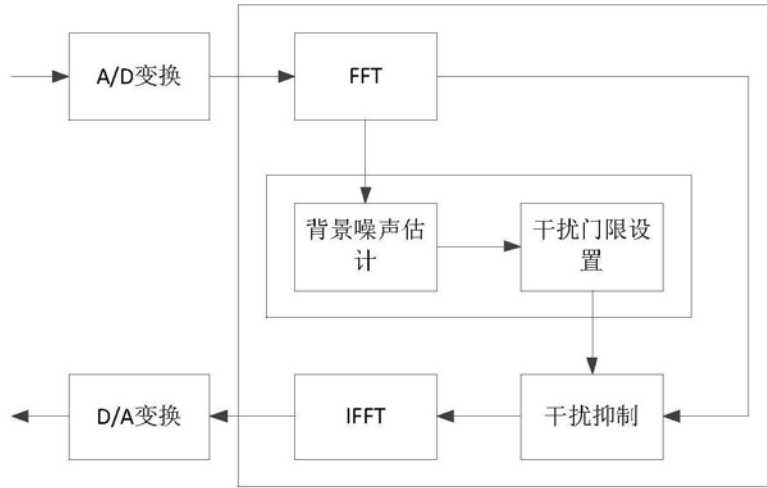


图1

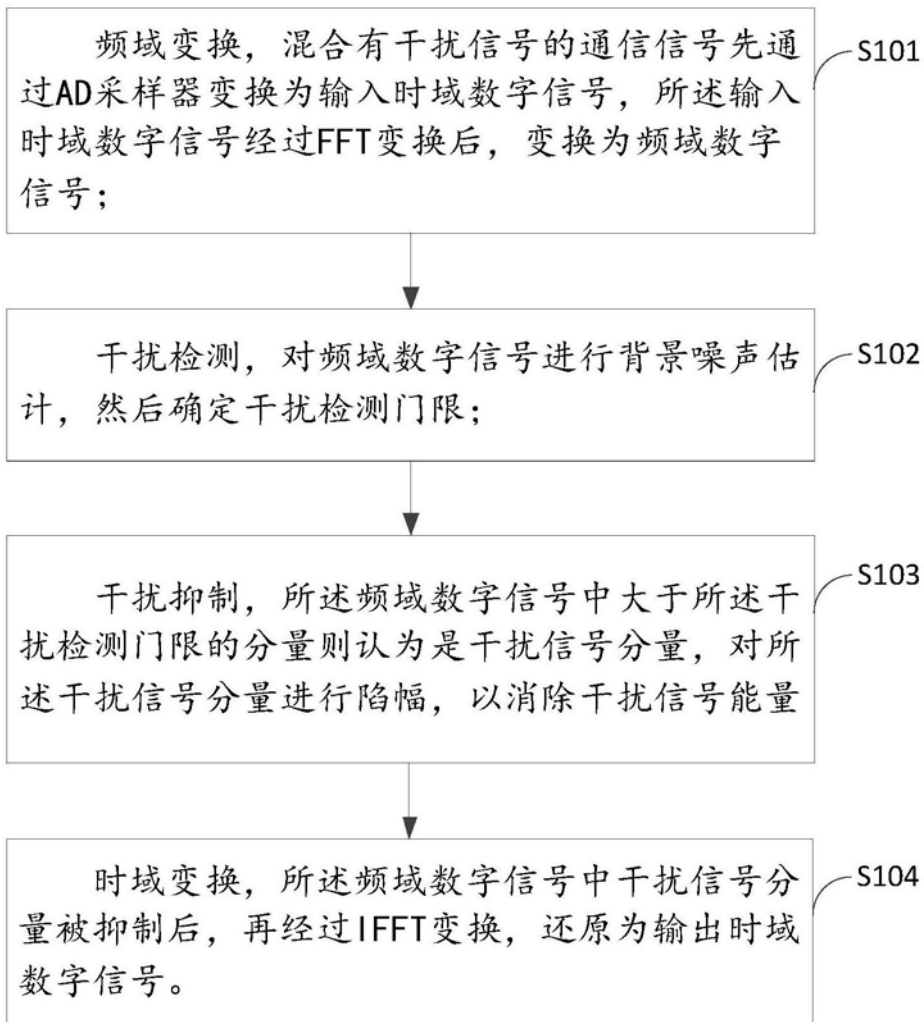


图2

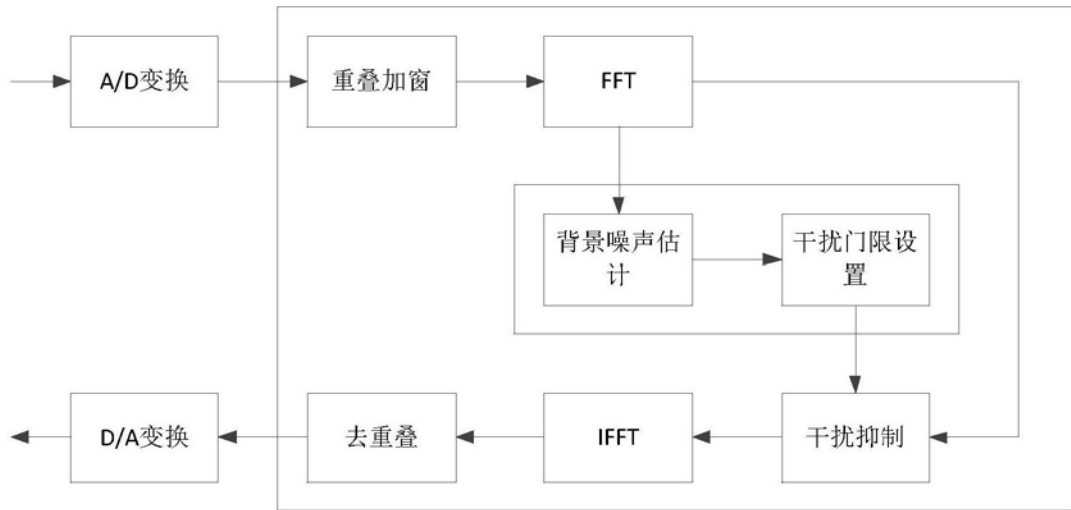


图3

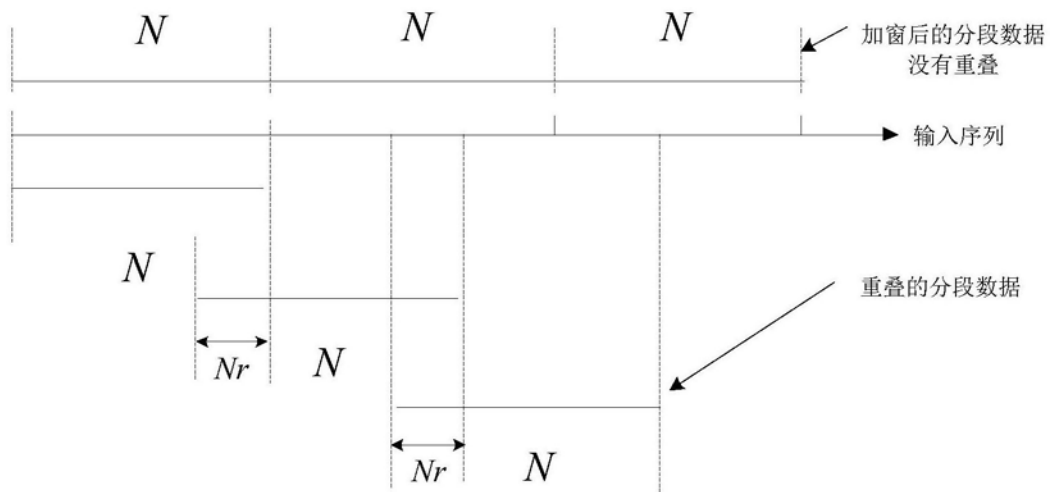


图4

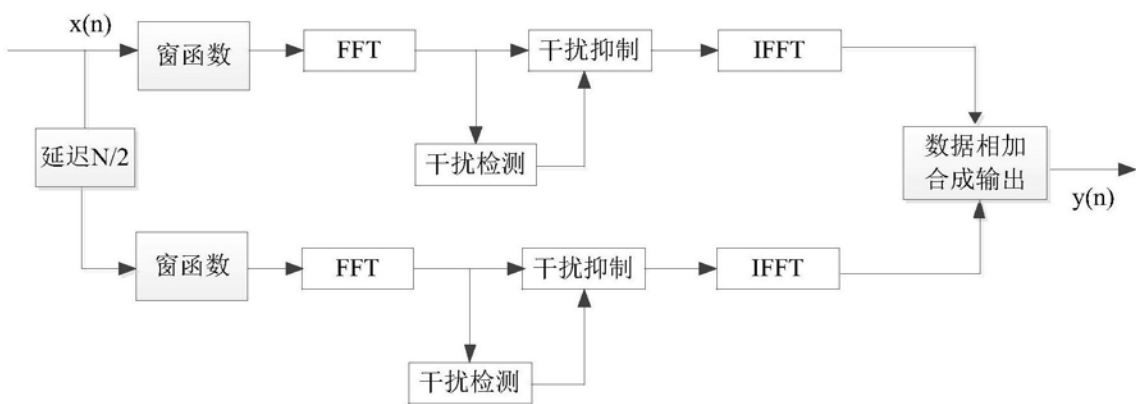


图5



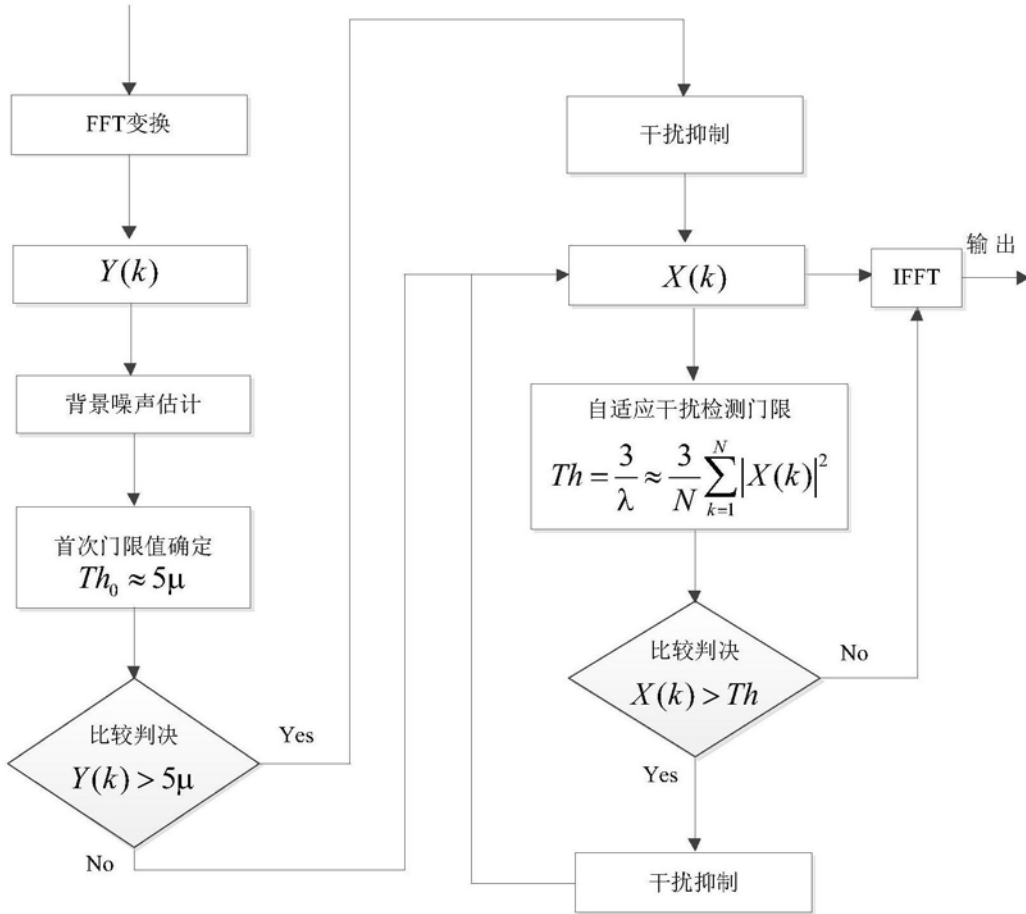


图6

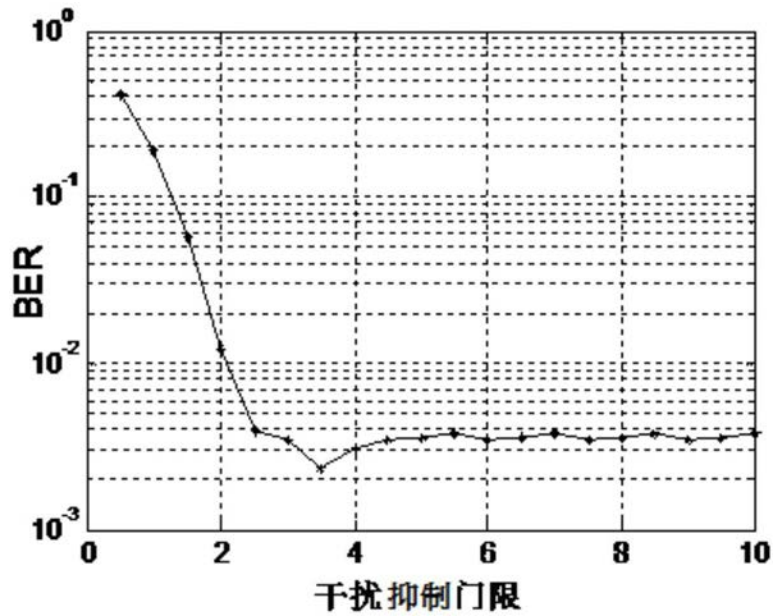


图7

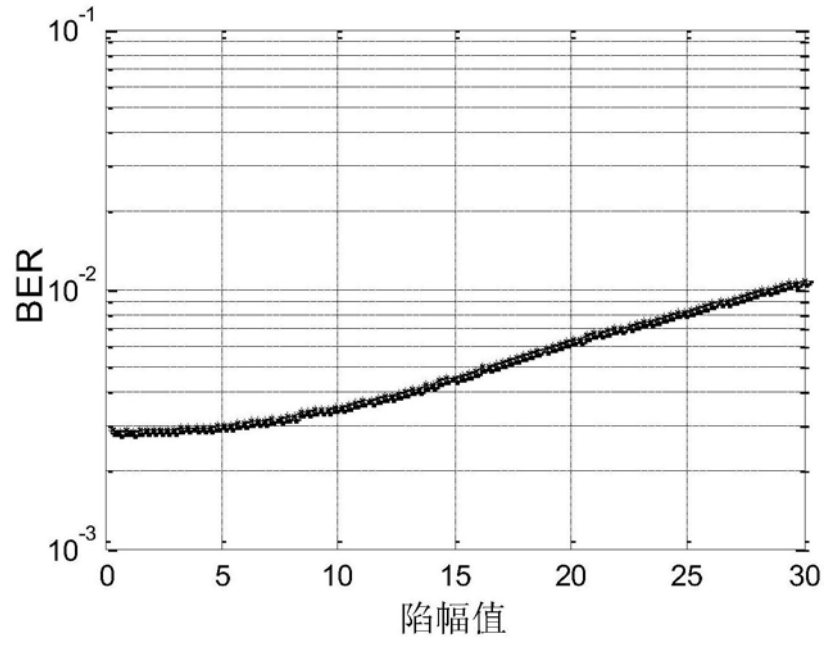


图8

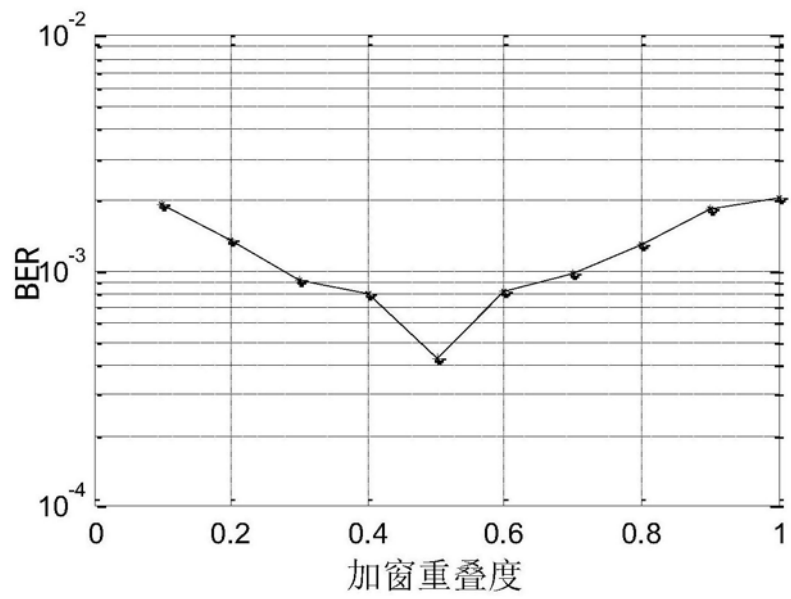


图9

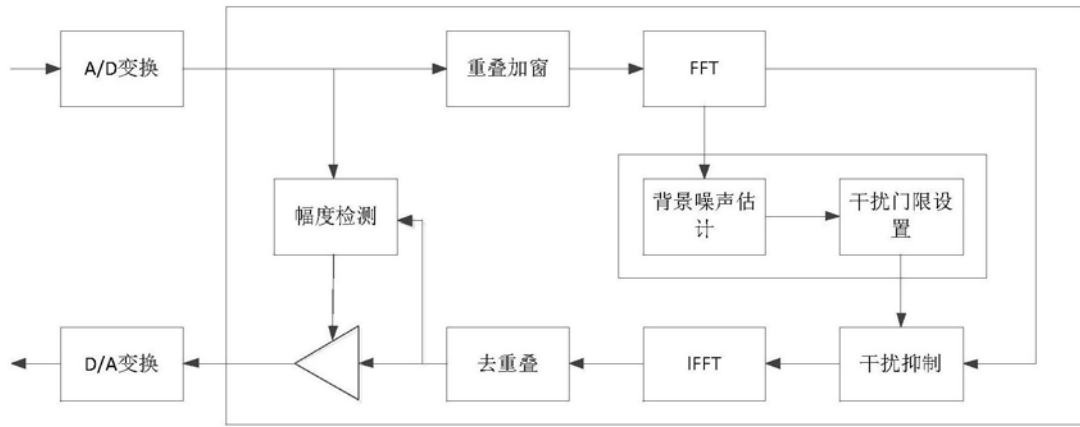


图10