



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 115166360 B

(45) 授权公告日 2024. 11. 29

(21) 申请号 202210719809.4
 (22) 申请日 2022.06.23
 (65) 同一申请的已公布的文献号
 申请公布号 CN 115166360 A
 (43) 申请公布日 2022.10.11
 (73) 专利权人 中国电子科技集团公司第三十八研究所
 地址 230000 安徽省合肥市高新区香樟大道199号
 (72) 发明人 秦振宇 贾可新 花超 高山
 顾保国 陈阳 王庆华 孟军衔
 李家干 汪雷
 (74) 专利代理机构 北京久诚知识产权代理事务所(特殊普通合伙) 11542
 专利代理师 翟丽红

(51) Int. Cl.
 G01R 23/165 (2006.01)
 G06F 17/14 (2006.01)
 G06F 17/18 (2006.01)
 G06F 18/10 (2023.01)
 (56) 对比文件
 CN 111865850 A, 2020.10.30
 WO 2015008165 A2, 2015.01.22
 审查员 彭鼎原

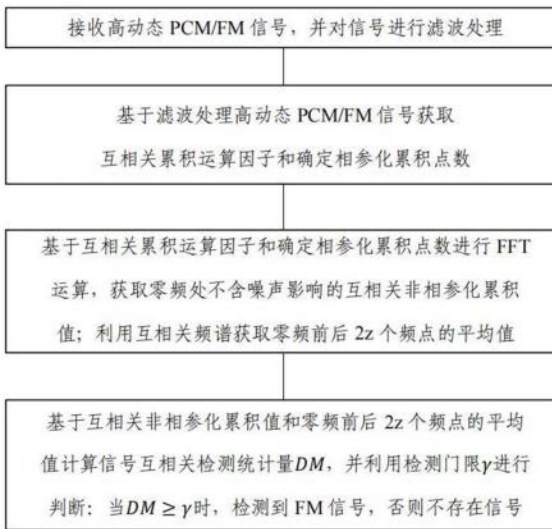
权利要求书2页 说明书10页 附图8页

(54) 发明名称

高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法和装置

(57) 摘要

本发明提供一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法和装置,涉及FM信号检测技术领域。本发明基于滤波处理后的高动态PCM/FM信号获取互相关累积运算因子和确定相参化累积点数M;基于互相关累积运算因子和确定相参化累积点数进行FFT运算,获取零频处含噪声的互相关值;利用互相关频谱获取零频前后2z个频点的平均值;基于零频处含噪声的互相关值和互相关频谱获取零频前后2z个频点的平均值,得到基于和零频前后2z个频点的平均值计算信号互相关检测统计量,并利用检测门限进行判断。本发明利用互相关运算使得待测信号和噪声之间不存在相关的特性,消除多普勒频率变化带来的噪声影响,实现高动态FM信号的检测,提高检测概率。



1. 一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法,其特征在于,包括:

S1、接收高动态PCM/FM信号,并对信号进行滤波处理;

S2、基于滤波处理后的高动态PCM/FM信号获取互相关累积运算因子和确定相参化累积点数;

S3、基于互相关累积运算因子和确定相参化累积点数进行FFT运算,获取零频处含噪声的互相关值;利用互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值;基于零频处含噪声的互相关值和互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值,得到互相关非相参化累积值;

S4、基于互相关非相参化累积值和零频前后 $2z$ 个频点的平均值计算信号互相关检测统计量DM,并利用检测门限 γ 进行判断:当 $DM \geq \gamma$ 时,检测到FM信号,否则不存在信号;

其中,所述对信号进行滤波处理,包括:

接收高动态PCM/FM信号,通过M阶实系数低通FIR滤波器 $h(n)$ 对信号进行滤波处理,得到左右半阵面波束数据 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$ 。

2. 如权利要求1所述的高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法,其特征在于,所述S2包括:

对 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$ 进行延时处理,获取互相关累积运算因子 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$,其中, τ 为延时控制参数。

3. 如权利要求1所述的高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法,其特征在于,所述S3包括:

S301、对相参化累积点数M进行划分,获取非相参化累积点数N,再经过FFT处理,获取互相关频谱值 $Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_L^*(n+\tau) \cdot x_R(n+\tau) e^{-j\omega_k n}$, $k=0,1,\dots,N-1$;

S302、获取零频处含噪声的互相关值 $Y(0) = \sum_{n=0}^{N-1} x_L^*(n+\tau) \cdot x_R(n+\tau)$;

S303、利用互相关频谱获取零频前 z 个频点和零频后 z 个频点的平均值 $A_K = \sum_{K=-z}^z Y(K) / (2 * z)$;

S304、利用零频处含噪声的互相关值 $Y(0)$ 和零频前后 $2z$ 个频点的平均值 A_K 计算互相关非相参化累积值 A_{nco} , $A_{nco} = Y(0) - A_K$ 。

4. 一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置,其特征在于,包括:

低通滤波单元,用于接收高动态PCM/FM信号,并对信号进行滤波处理;

互相关因子运算单元,用于基于滤波处理后的高动态PCM/FM信号获取互相关累积运算因子和确定相参化累积点数M;

FFT运算单元,基于互相关累积运算因子和确定相参化累积点数进行FFT运算,获取零频处含噪声的互相关值;利用互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值;基于零频处含噪声的互相关值和互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值,得到互相关非相参化累积值;

读写控制单元,用于基于互相关非相参化累积值和零频前后 $2z$ 个频点的平均值计算信号互相关检测统计量DM,并利用检测门限 γ 进行判断:当 $DM \geq \gamma$ 时,检测到FM信号,否则不存在信号;

其中,所述对信号进行滤波处理,包括:

接收高动态PCM/FM信号,通过M阶实系数低通FIR滤波器 $h(n)$ 对信号进行滤波处理,得

到左右半阵面波束数据 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$ 。

5. 如权利要求4所述的高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置,其特征在于,所述互相关谱检测装置部署在FPGA上。

6. 如权利要求4所述的高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置,其特征在于,所述互相关因子运算单元包括包括延时寄存模块、共轭复乘模块以及位数截断处理模块;

所述延时寄存模块用于将滤波后的波束数据进行延时,得到互相关累积运算因子 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$,其中 τ 为延时控制参数;

所述共轭复乘模块将 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$ 进行共轭复乘并送入位数截断处理模块,获得互相关累积运算因子 $x_L(n) \cdot x_R^*(n+\tau)$ 。

7. 如权利要求4所述的高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置,其特征在于,所述互相关谱检测装置还包括FFT数据预处理单元,

所述FFT数据预处理单元用于将 m 倍交错的互相关累积运算因子进行多倍缓存并串并转换。

8. 如权利要求7所述的高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置,其特征在于,所述FFT运算单元包括FFT运算IP模块、求模运算模块、数据标示处理模块、FFT频谱累积模块以及噪声功率锁存模块,

所述FFT运算IP模块用于计算 m 个串行互相关累积运算因子的离散傅里叶变换;

求模运算模块用于计算信号频谱幅度;

数据标示处理模块用于对数据进行标识;

FFT频谱幅度累积计算模块用于将 m 个频谱进行同频点幅度累提高信噪比,获取信号功率;对每个频谱内零频附近的的不同频点累积从而获取较为准确的噪声功率;

噪声功率锁存模块用于将信号功率和噪声功率暂时存储。

高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及FM信号检测技术领域,具体涉及一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法和装置。

背景技术

[0002] PCM/FM(脉冲编码调制/调频)信号是CPM(连续相位调制)信号中的一种类型,因其具备很强的抗噪声、抗相位干扰、发射效率高等优点,被广泛运用在航天测控通信、遥控遥测、卫星通信等领域。在其运用领域中,PCM/FM的检测工作均在高动态环境下进行,因此多普勒频率变化对FM信号检测有较大的影响。

[0003] 目前,在认知无线电领域用于检测某频段内是否有信号存在的方法有多种。以检测方法划分,主要分为匹配滤波、能量检测、周期特性检测三类。现有方法一般采用匹配滤波器频谱检测方法进行信号检测,即在待测信号已知的情况下,可将检测统计量与预设的检测门限进行比较,如果小于门限值则说明只有噪声,反之说明存在信号。由于待测信号会受多普勒频率变化影响出现偏差,使得检测统计量的计算出现误差从而降低信号检测的概率。

发明内容

[0004] (一)解决的技术问题

[0005] 针对现有技术的不足,本发明提供了一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法和装置,解决了现有的高动态PCM/FM信号检测方法检测概率低的技术问题。

[0006] (二)技术方案

[0007] 为实现以上目的,本发明通过以下技术方案予以实现:

[0008] 第一方面,本发明提供一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法,包括:

[0009] S1、接收高动态PCM/FM信号,并对信号进行滤波处理;

[0010] S2、基于滤波处理后的高动态PCM/FM信号获取互相关累积运算因子和确定相参化累积点数;

[0011] S3、基于互相关累积运算因子和确定相参化累积点数进行FFT运算,获取零频处含噪声的互相关值;利用互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值;基于零频处含噪声的互相关值和互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值,得到互相关非相参化累积值;

[0012] S4、基于互相关非相参化累积值和零频前后 $2z$ 个频点的平均值计算信号互相关检测统计量DM,并利用检测门限 γ 进行判断:当 $DM \geq \gamma$ 时,检测到FM信号,否则不存在信号。

[0013] 优选的,所述对信号进行滤波处理,包括:

[0014] 接收高动态PCM/FM信号,通过M阶实系数低通FIR滤波器 $h(n)$ 对信号进行滤波处理,得到左右半阵面波束数据 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$ 。

[0015] 优选的,所述S2包括:

[0016] 对 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$ 进行延时处理,获取互相关累积运算因子 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$,其中, τ

为延时控制参数

[0017] 优选的,所述S3包括:

[0018] S301、对相参化累积点数M进行划分,获取非相参化累积点数N,再经过FFT处理,获取互相关频谱值 $Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_L^*(n+\tau) \cdot x_R(n+\tau)e^{-j\omega_k n}$, $k = 0, 1, \dots, N-1$;

[0019] S302、获取零频处含噪声的互相关值 $Y(0) = \sum_{n=0}^{N-1} x_L^*(n+\tau) \cdot x_R(n+\tau)$;

[0020] S303、利用互相关频谱获取零频前z个频点和零频后z个频点的平均值 $A_K = \sum_{K=-z}^z Y(K)/(2 * z)$;

[0021] S304、利用零频处含噪声的互相关值Y(0)和零频前后2z个频点的平均值 A_K 计算互相关非相参化累积值 A_{nco} , $A_{nco} = Y(0) - A_K$ 。

[0022] 第二方面,本发明提供一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置,包括:

[0023] 低通滤波单元,用于接收高动态PCM/FM信号,并对信号进行滤波处理;

[0024] 互相关因子运算单元,用于基于滤波处理后的高动态PCM/FM信号获取互相关累积运算因子和确定相参化累积点数M

[0025] FFT运算单元,基于互相关累积运算因子和确定相参化累积点数进行FFT运算,获取零频处含噪声的互相关值;利用互相关频谱获取零频前后2z个频点的平均值;基于零频处含噪声的互相关值和互相关频谱获取零频前后2z个频点的平均值,得到互相关非相参化累积值;

[0026] 读写控制单元,用于基于互相关非相参化累积值和零频前后2z个频点的平均值计算信号互相关检测统计量DM,并利用检测门限 γ 进行判断:当 $DM \geq \gamma$ 时,检测到FM信号,否则不存在信号。

[0027] 优选的,所述互相关谱检测装置部署在FPGA上。

[0028] 优选的,所述互相关因子运算单元包括包括延时寄存模块、共轭复乘模块以及位数截断处理模块;

[0029] 所述延时寄存模块用于将滤波后的波束数据进行延时,得到互相关累积运算因子 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$,其中 τ 为延时控制参数;

[0030] 所述共轭复乘模块将 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$ 进行共轭复乘并送入位数截断处理模块,获得互相关累积运算因子 $x_L(n) \cdot x_R^*(n+\tau)$ 。

[0031] 优选的,所述互相关谱检测装置还包括FFT数据预处理单元,

[0032] 所述FFT数据预处理单元用于将m倍交错的互相关累积运算因子进行多倍缓存并串并转换。

[0033] 优选的,所述FFT运算单元包括FFT运算IP模块、求模运算模块、数据标示处理模块、FFT频谱累积模块以及噪声功率锁存模块,

[0034] 所述FFT运算IP模块用于计算m个串行互相关累积运算因子的离散傅里叶变换;

[0035] 求模运算模块用于计算信号频谱幅度;

[0036] 数据标示处理模块用于对数据进行标识;

[0037] FFT频谱幅度积累计算模块用于将m个频谱进行同频点幅度累提高信噪比,获取信号功率;对每个频谱内零频附近的的不同频点累积从而获取较为准确的噪声功率;

[0038] 噪声功率锁存模块用于将信号功率和噪声功率暂时存储。

[0039] (三)有益效果

[0040] 本发明提供了一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法和装置。与现有技术相比,具备以下有益效果:

[0041] 本发明通过接收高动态PCM/FM信号,并对信号进行滤波处理;基于滤波处理后的高动态PCM/FM信号获取互相关累积运算因子和确定相参化累积点数 M ;基于互相关累积运算因子和确定相参化累积点数进行FFT运算,获取零频处含噪声的互相关值;利用互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值;基于零频处含噪声的互相关值和互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值,得到互相关非相参化累积值;基于互相关非相参化累积值和零频前后 $2z$ 个频点的平均值计算信号互相关检测统计量 DM ,并利用检测门限 γ 进行判断:当 $DM \geq \gamma$ 时,检测到FM信号,否则不存在信号。本发明通过互相关谱检测方法,利用待测信号和噪声之间不存在相关的特性,消除多普勒频率变化带来的噪声影响。实现高动态FM信号的检测,提高检测概率。

附图说明

[0042] 为了更清楚地说明本发明实施例或现有技术中的技术方案,下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍,显而易见地,下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。

[0043] 图1为一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法的框图;

[0044] 图2为一实施例中的高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置的结构图;

[0045] 图3为另一实施例中的高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置的整体结构;

[0046] 图4为互相关因子运算单元的框图;

[0047] 图5为互相关累积单元的框图;

[0048] 图6为FFT数据预处理单元的框图;

[0049] 图7为FFT处理单元的框图;

[0050] 图8为读写控制单元的框图;

[0051] 图9为无低通滤波器,积累增益随输入信噪比变化曲线图;

[0052] 图10为不同虚警概率下,检测概率随输入信噪比变化曲线图;

[0053] 图11为有低通滤波器时,积累增益随输入信噪比变化曲线图;

[0054] 图12为多路波束信号处理结构实例图;

[0055] 图13为波束信号接收处理时序图;

[0056] 图14为互相关因子运算时序图;

[0057] 图15为互相关累积运算时序图;

[0058] 图16为FFT数据预处理时序图;

[0059] 图17为FFT处理时序图;

[0060] 图18为读写控制时序图。

具体实施方式

[0061] 为使本发明实施例的目的、技术方案和优点更加清楚,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有作出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0062] 本申请实施例通过提供一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法和装置,解决了现有的高动态PCM/FM信号检测方法检测概率低的技术问题,提高检测概率。

[0063] 本申请实施例中的技术方案为解决上述技术问题,总体思路如下:

[0064] PCM/FM(脉冲编码调制/调频)信号的互相关检测方法不受帧结构影响,同时也可以避免多普勒频率变化对FM信号检测方法的影响。因此,互相关谱检测方法能较好的实现高动态FM信号的检测。本发明实施例中的互相关谱检测方法的含义是指系统在接收到PCM/FM信号(实际为数字波束)后,将其滤波后进行互相关运算,并利用FFT(快速傅里叶变换)进行相参累积,最终根据零频处的信号能量与门限尺度因子的关系判断是否存在FM信号。

[0065] 为了更好的理解上述技术方案,下面将结合说明书附图以及具体的实施方式对上述技术方案进行详细的说明。

[0066] 本发明实施例提供一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法,如图1所述,包括:

[0067] S1、接收高动态PCM/FM信号,并对信号进行滤波处理;

[0068] S2、基于滤波处理后的高动态PCM/FM信号获取互相关累积运算因子和确定相参化累积点数;

[0069] S3、基于互相关累积运算因子和确定相参化累积点数进行FFT运算,获取零频处含噪声的互相关值;利用互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值;基于零频处含噪声的互相关值和互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值,得到互相关非相参化累积值;

[0070] S4、基于互相关非相参化累积值和零频前后 $2z$ 个频点的平均值计算信号互相关检测统计量DM,并利用检测门限 γ 进行判断:当 $DM \geq \gamma$ 时,检测到FM信号,否则不存在信号。

[0071] 本发明实施例通过互相关谱检测方法,不受帧结构影响,同时也可以避免多普勒频率变化对PCM/FM信号检测方法的影响,实现高动态FM信号的检测,提高检测概率。

[0072] 下面对各个步骤进行详细说明:

[0073] 在步骤S1中,接收高动态PCM/FM信号,并对信号进行滤波处理。具体实施过程如下:

[0074] 接收高动态PCM/FM信号,通过M阶实系数低通FIR滤波器 $h(n)$ ($h(n)$ 满月 $\sum_{m=0}^{M-1} h(m) = 1$) 对信号进行滤波处理,获得滤波增益GFIR,其输出结果为增益后的左右半阵面波束数据 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$ 。

[0075] 在步骤S2中,基于滤波处理后的高动态PCM/FM信号获取互相关累积运算因子和确定相参化累积点数。具体实施过程如下:

[0076] S201、对 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$ 进行延时处理,获取互相关累积运算因子 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$,对 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$ 进行共轭复乘和位数截断处理,得到互相关累积运算因子 $x_L(n) \cdot x_R^*(n+\tau)$ 。

[0077] S202、根据实现情况确定相参化累积点数M。

[0078] 在步骤S3中,基于互相关累积运算因子和确定相参化累积点数进行FFT运算,获取零频处含噪声的互相关值;利用互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值;基于零频处含噪声的互相关值和互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值,得到互相关非相参化累积值。具体实施过程如下:

[0079] S301、对相参化累积点数M进行划分,获取非相参化累积点数N,再经过FFT处理,获取互相关频谱值 $Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_L^*(n + \tau) \cdot x_R(n + \tau)e^{-j\omega_k n}$, $k = 0, 1, \dots, N - 1$;

[0080] S302、获取零频处含噪声的互相关值 $Y(0) = \sum_{n=0}^{N-1} x_L^*(n + \tau) \cdot x_R(n + \tau)$;

[0081] S303、利用互相关频谱获取零频前 z 个频点和零频后 z 个频点的平均值 $A_K = \sum_{K=-z}^z Y(K)/(2 * z)$;

[0082] S304、利用 $Y(0)$ 和 A_K 计算 $A_{\text{nco}} = Y(0) - A_K$ 。

[0083] 在步骤S4中,基于互相关非相参化累积值和零频前后 $2z$ 个频点的平均值计算信号互相关检测统计量DM,并利用检测门限 γ 进行判断:当 $DM \geq \gamma$ 时,检测到FM信号,否则不存在信号。

[0084] $DM = |Y(0)|^2 = |A_{\text{nco}} + A_K|^2$ 。

[0085] 本发明实施例还提供一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置,该装置包括低通滤波单元、互相关因子运算单元、FFT运算单元,和读写控制单元。其中:

[0086] 低通滤波单元用于接收高动态PCM/FM信号,并对信号进行滤波处理。互相关因子运算单元用于基于滤波处理后的高动态PCM/FM信号获取互相关累积运算因子和确定相参化累积点数。FFT运算单元基于互相关累积运算因子和确定相参化累积点数进行FFT运算,获取零频处含噪声的互相关值;利用互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值;基于零频处含噪声的互相关值和互相关频谱获取零频前后 $2z$ 个频点的平均值,得到互相关非相参化累积值。读写控制单元基于互相关非相参化累积值和零频前后 $2z$ 个频点的平均值计算信号互相关检测统计量DM,并利用检测门限 γ 进行判断:当 $DM \geq \gamma$ 时,检测到FM信号,否则不存在信号。

[0087] 图2给出了一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置的结构图,该装置可部署在 $p (\geq 1)$ 个FPGA上,每个FPGA可对某种极化下N路数字波束的进行处理,从而完成PCM/FM信号检测的实现。

[0088] 除上述功能单元,本发明另一实施例中的互相关谱检测装置还包括FFT数据预处理单元和读写控制单元。同时,为了说明非理想化和理想化的差别,该装置还包括互相关相参累积运算单元。整体结构如图3所示。

[0089] 低通滤波单元包括FIR低通滤波器,用于对左右半阵面波束数据进行滤波。波束数据通过M阶实系数低通FIR滤波器 $h(n)$ ($h(n)$ 满足 $\sum_{m=0}^{M-1} h(m) = 1$)获得滤波增益GFIR,其输出结果为增益后的左右半阵面波束数据 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$,连接到互相关因子运算单元;

[0090] 互相关因子运算单元如图4所示,包括延时寄存模块、共轭复乘模块以及位数截断处理模块,用于获取互相关相参累积运算因子。其中,延时寄存模块将滤波后的波束数据进

行延时,获得 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$ 的互相关累积运算因子 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$,其中 τ 为延时控制参数。共轭复乘模块将 $x_L(n+\tau)$ 、 $x_R(n+\tau)$ 进行共轭复乘并送入位数截断处理模块,获得互相关累积运算因子 $x_L(n) \cdot x_R^*(n+\tau)$ 。其输出结果连接到互相关相参累积运算单元以及FFT数据预处理单元;

[0091] 互相关相参累积运算单元如图5所示,包括相参累积运算模块和求模运算模块,用于将互相关累积运算因子进行 n 次累积求和,再进行求模运算获取互相关相参累积幅度值 $A_{co} = \sum_{n=0}^{M-1} x_L(n+\tau) \cdot x_R^*(n+\tau)$,其输出结果送入读写控制单元。在本发明实施例中,利用 A_{co} 和 A_{nco} 计算相参化累积增益 G_{nco} 与非相参化累积增益 G_{co} 并进行比较,说明非理想化和理想化的差别。

[0092] FFT数据预处理单元如图6所示,包括FIFO(先进先出)缓存器和串并转换模块,用于将 m 倍交错的互相关累积运算因子进行多倍缓存并串并转换。其中,FIFO先将 m 倍数据一一选择后分别送入 m 个不同FIFO缓存,之后通过串并转换模块对 m 个FIFO串行读取,获取FFT运算单元所需的 m 个串行互相关累积运算因子;其输出结果连接到FFT运算单元;

[0093] FFT运算单元如图7所示,包括FFT运算IP模块、求幅运算模块、数据标示处理模块、FFT频谱累积模块、噪声功率锁存模块。其中,FFT运算IP模块用于计算 m 个串行互相关累积运算因子的离散傅里叶变换;求幅运算模块用于计算信号频谱幅度;数据标示处理模块用于对数据进行标识,以便于后续频谱幅度积累计算;FFT频谱幅度积累计算模块用于将 m 个频谱进行同频点幅度累提高信噪比,获取信号功率;对每个频谱内零频附近的频点累积从而获取较为准确的噪声功率;噪声功率锁存模块用于将信号功率和噪声功率暂时存储。最终实现非相参化互相关累积运算的信号功率、噪声功率;其输出结果连接到读写控制单元;

[0094] 读写控制单元如图8所示,包括RAM(随机存取存储器)、寄存器数组和数据选择模块。其中,寄存器数组用于暂存上述模块输出的数据结果;RAM用于存储将暂存的数据进行重组输出;数据选择模块用于对RAM地址进行读写控制。同时通过RAM中存储的互相关非相参化累积值和零频前后 $2z$ 个频点的平均值计算信号互相关检测统计量 DM ,并利用检测门限 γ 进行判断:当 $DM \geq \gamma$ 时,检测到FM信号,否则不存在信号。最终实现互相关相参累积值、FM信号功率、噪声功率的寄存和读写时序控制。

[0095] 下面结合互相关谱检测装置,对本发明实施例的一种高动态PCM/FM信号的互相关谱检测方法的原理进行详细说明:

[0096] 考虑一片FPGA同时接收 N 路数字波束的情况,系统需直接在每个波束内进行FM信号检测。对于每个波束,由信号检测理论可知,FM信号检测可归结为如下双择检测问题:

[0097] $H_0: x(n) = v(n) \quad n=0, 1, \dots, N-1$

[0098] $H_1: x(n) = s(n) + v(n) \quad n=0, 1, \dots, N-1$

[0099] 其中, n 为采样点数。在假设 H_0 下,装置仅接收到加性噪声 $v(n)$ 。在假设 H_1 下,接收到的是FM信号 $s(n)$ 和服从零均值、方差为 $2\sigma_v^2$ 的加性噪声 $v(n)$ 。FM信号 $s(n)$ 已知时,可根据输出信噪比最大的匹配滤波原理,构造如下检测统计量:

$$[0100] \quad DM = \left| \sum_{n=0}^{N-1} x(n)s^*(n) \right|$$

[0101] 进行信号检测。若检测门限为 γ ，则当 $DM \geq \gamma$ 时，检测到FM信号，否则不存在信号。检测门限 γ 通常取决于虚警概率和检测统计量的概率密度函数。

[0102] 由于本发明实施示例中的FM信号来源为天线阵面接收的数字多波束，经过处理后分为左半阵面、右半阵面极化波束。故接收到的信号分别表示为 $x_L(n)$ 、 $x_R(n)$ ，则FM信号的双择问题检测问题可重写为：

$$[0103] \quad H_0: x_L(n) = v_L(n), x_R(n) = v_R(n) \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

$$[0104] \quad H_1: x_L(n) = s(n) + v_L(n), x_R(n) = c \cdot s(n) + v_R(n) \quad n=0, 1, \dots, N-1$$

[0105] 其中，参数 $c = e^{j\phi}$ 取决于左半阵面和右半阵面波束输出FM信号的相位差 ϕ 。

[0106] 为避免多普勒频率变化对检测方法的影响，将左半阵面和右半阵面波束输出信号 $x_L(n)$ 和 $x_R(n)$ 互相关运算，并利用FFT进行相参积累。因此，FM信号的双择检测问题可转换为：

$$[0107] \quad H_0: Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} v_L^*(n) \cdot v_R(n) e^{-j\omega_k n} \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

$$[0108] \quad H_1: Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} [c \cdot |s(n)|^2 + v_L^*(n)s(n) + s^*(n)v_R(n) + v_L^*(n)v_R(n)] e^{-j\omega_k n}$$

[0109] 其中， $\omega_k = 2\pi k/N$ 时，相应的双择检测问题为：

$$[0110] \quad H_0: Y(0) = \sum_{n=0}^{N-1} v_L^*(n) \cdot v_R(n)$$

$$[0111] \quad H_1: Y(0) = \sum_{n=0}^{N-1} [c \cdot |s(n)|^2 + v_L^*(n)s(n) + s^*(n)v_R(n) + v_L^*(n)v_R(n)]$$

[0112] 由于 $A_{nco} = Y(0) - A_k$ ，故检测统计量为 $DM = |Y(0)|^2 = |A_{nco} + A_k|^2$ 。

[0113] 在不使用低通FIR滤波器以及假设 H_1 下，零频 $k=0$ 处的输入信噪比为：

$$[0114] \quad SNR_{in} = \frac{A_{nco}}{2N\sigma_v^2}$$

[0115] 经过互相关运算和FFT相参积累后，根据 H_1 情况下零频 $k=0$ 处的推导公式，非相参化累积增益为：

$$[0116] \quad G_{nco} = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} = \frac{N \cdot SNR_{in}}{2 \cdot SNR_{in} + 1}$$

[0117] 上式是在无低通滤波器时,互相关和FFT积累获得的信噪比积累增益。该增益与输入信噪比有关,随着输入信噪比的减小而减小。图9给出了FFT点数从512点到16384点变化时,积累增益随输入信噪比的变化曲线。在输入信噪比为-12dB、FFT点数为16384时,积累增益约为29.63dB。

[0118] 在不使用低通FIR滤波器,相参化累积增益为:

$$[0119] \quad G_{co} = \frac{SNR_{out}}{SNR_{in}} = \frac{N \cdot SNR_{in}}{2 \cdot SNR_{in} + 1}$$

[0120] 其中,

$$[0121] \quad SNR_{in} = \frac{A_{co}}{2N\sigma_v^2}$$

[0122] 根据检测统计量DM的统计特性,可获得不同虚警概率下,检测概率随输入信噪比 SNR_{in} 的变化曲线。当FFT点数 $N=16384$ 时,虚警概率在 10^{-3} 到 10^{-7} 内变化时,检测概率随输入信噪比 SNR_{in} 的变化曲线。当FFT点数 $N=16384$ 时,由图10可知,在虚警概率为 10^{-6} 、输入信噪比为-14dB时,检测概率优于0.99。

[0123] 当FM信号的信息速率较低时,可考虑首先对FM信号进行低通滤波,再利用互相关检测方法进行检测。因为FM信号载波多普勒范围为 $\pm 1\text{MHz}$,为避免滤除有用信号,低通滤波器的带宽要大于2MHz。当低通滤波器带宽为3MHz时,滤波虽然滤除了部分噪声,提高了滤波输出的信噪比,但同时也增加了噪声样本之间的相关性,降低了样本积累的增益。图11为使用带宽为低通滤波器3MHz时,输入信噪比变化时积累增益值变化图。

[0124] 根据以上FM信号检测的原理,下面详述检测算法的设计:

[0125] 对于零频处的检测统计量DM,当噪声方差 $2s_r^2$ 和 A_{nco} 已知时,可首先根据纽曼-皮尔逊准则,依据虚警概率计算门限尺度因子T,然后对该检测统计量进行检测。

[0126] 当噪声方差 $2s_r^2$ 和 A_{nco} 已知时,可以将恒虚警检测算法(CR-CFAR)应用到FM信号检测中。首先利用其他频点处的数据估计 H_1 假设下噪声项V的方差,然后将其与门限尺度因子T(由虚警概率决定)相乘,进行信号检测。

[0127] 下面以均值类恒虚警(CR-CFAR)检测算法为例,讨论FM信号的检测方法。

[0128] 设FFT在时刻m时的各个频点的输出为 $Y_m(k)$, $k=0,1,L,K-1$,可获得各个频点处的功率值 $P(k) = |Y_m(k)|^2$ 。当K等于相参积累样本N时,检测统计量 $DM = |Y_m(0)|^2 = P(0)$ 。

[0129] 将 $Y_m(k)$ 进行L次积累,可获得各个频点处的功率值 $P_L(k) = \sum_{m=1}^L |Y_m(k)|^2 / L$ 。

根据前面分析,这些功率值可以认为是相互独立的。当相参积累样本N与FFT点数相等,且 $L=1$ 时,此时FFT输出的零频就是互相关检测统计量,其门限尺度因子T的计算公式为:

$$[0130] \quad T = \text{FCDF}^{-1}(1 - P_{FA}, 2, W) = P(0)$$

[0131] 其中,FCDF(g)为F(Fisher)累积分布函数, P_{FA} 为虚警概率,W为参考频点的个数。

[0132] 当相参积累样本较大时,取相参积累样本N与FFT点数相等,FFT计算非常消耗资源。此时可以采用较小点数的FFT的非相参累积来估计噪声功率和门限尺度因子。

[0133] 下面结合实施例对高动态PCM/FM信号的互相关谱检测装置进行详细说明:

[0134] 实施例1:

[0135] 如图12所示,实施例1中通过光纤接收阵面左、右旋极化波束IQ数据(PCM/FM信号),每种极化数据均为 $N=3$ 路,每路波束数据均为 $k=8$ 倍交错数据。左、右旋波束数据分别送入左、右旋信号检测FPGA,故共需 $p=2$ 块FPGA。

[0136] 在该场景下,波束工作频率为240MHz,每个波束接收后均拓展到32bit。对于互相关相参累积幅度量化位数为64位,相参累积点数 $n=16384$ 。非相参累积幅度量化位数为64位,FFT点数 $B=4096$,非相参累积次数 $A=n/B=4$ 。

[0137] FPGA使用xc7vx690tffg1927系列,下面以左旋极化为例对单元模块进行时序分析:

[0138] 对于接收的左右半阵面左旋极化波束数据,采用串行8倍交错的形式进行传输:

[0139] 其中,检测触发标记为系统检测开始使能位,由外部触发控制;数据复用标示表示串行8倍交错数据中第一个波束数据的位置;数据有效标记表示数据有效长度;左右半阵面波束数据为左旋极化波束数据,其位宽为24bit。当检测触发标记置位时,数据有效标记拉高,开始对左右半阵面极化波束进行FM信号检测处理。时序如图13所示。

[0140] 对于互相关因子运算单元:当检测触发标记置位时,数据有效标记置位时,开始左旋互相关因子运算,数据位宽为32bit,时序如图14所示。

[0141] 对于互相关相参累积运算单元:左旋互相关累积幅度数据位宽为64bit。其中 $n=16384$ 为累积点数,由外部参数设置。时序如图15所示。

[0142] 对于FFT数据预处理单元:将8个波束的数据按FFT点数 $B=4096$ 进行拆分,拆分数据是串行无交错FFT数据,数据位宽为64bit。时序如图16所示。

[0143] 对于FFT运算单元:FFT运算IP模块先对每个波束的互相关IQ数据进行离散傅里叶变换,输出结果位宽均为43bit;之后求模运算模块求出每个波束的频谱幅度,输出结果位宽均为43bit;第一个处理标识生成模块用于对每个波束数据进行累积标识,便于FFT间频谱积累计算模块处理;FFT间频谱积累计算模块并行对每个波束的频谱幅度进行同频点累积,以达到信噪比提升的目的,输出数据位宽为64位;第二个处理标识生成模块用于生成单个FFT内部不同频点累积的标识,再去除零频信号附近的频谱幅度后获取噪声频谱幅度,其数据输出位宽为64bit;FFT内频谱积累计算模块用于将每个波束的噪声频谱幅度累加,获取噪声功率,其输出数据位宽为64bit;累积结果送噪声功率锁存模块,暂时存储,并生成触发脉冲,送入读写控制单元。时序如图17所示。

[0144] 对于读写控制单元:当噪声锁存标记置高时读取有效标记开始拉高,同时读取地址置为1-8波束编号,开始对缓存的信号、噪声数据进行读取。其中,噪声锁存标记为FFT信号噪声最后一个有效数据的使能标记,读取有效标记是要读取数据的有效长度,读取地址为数据的波束编号,数据有效标记为读取到的数据有效长度,输出数据为8个波束的64bit数据。时序如图18所示。

[0145] 综上所述,与现有技术相比,具备以下有益效果:

[0146] 1、本发明实施例通过互相关谱检测方法,不受帧结构影响,同时也可以避免多普勒频率变化对PCM/FM信号检测方法的影响,实现高动态FM信号的检测,提高检测概率。

[0147] 2、本发明实施例使用FPGA对多路高速PCM/FM信号进行处理,显著提高了PCM/FM信号检测的实时性。同时,利用FPGA的专用IP核以及可编程逻辑资源,实现算法高效性和流程

可控性。

[0148] 3、本发明实施例可以通过调整FPGA内滤波器带宽、互相关累计点数、FFT参数设置,实现PCM/FM信号的灵活处理,提高检测概率。

[0149] 需要说明的是,在本文中,诸如第一和第二等之类的关系术语仅仅用来将一个实体或者操作与另一个实体或操作区分开来,而不一定要求或者暗示这些实体或操作之间存在任何这种实际的关系或者顺序。而且,术语“包括”、“包含”或者其任何其他变体意在涵盖非排他性的包含,从而使得包括一系列要素的过程、方法、物品或者设备不仅包括那些要素,而且还包括没有明确列出的其他要素,或者是还包括为这种过程、方法、物品或者设备所固有的要素。在没有更多限制的情况下,由语句“包括一个……”限定的要素,并不排除在包括所述要素的过程、方法、物品或者设备中还存在另外的相同要素。

[0150] 以上实施例仅用以说明本发明的技术方案,而非对其限制;尽管参照前述实施例对本发明进行了详细的说明,本领域的普通技术人员应当理解:其依然可以对前述各实施例所记载的技术方案进行修改,或者对其中部分技术特征进行等同替换;而这些修改或者替换,并不使相应技术方案的本质脱离本发明各实施例技术方案的精神和范围。

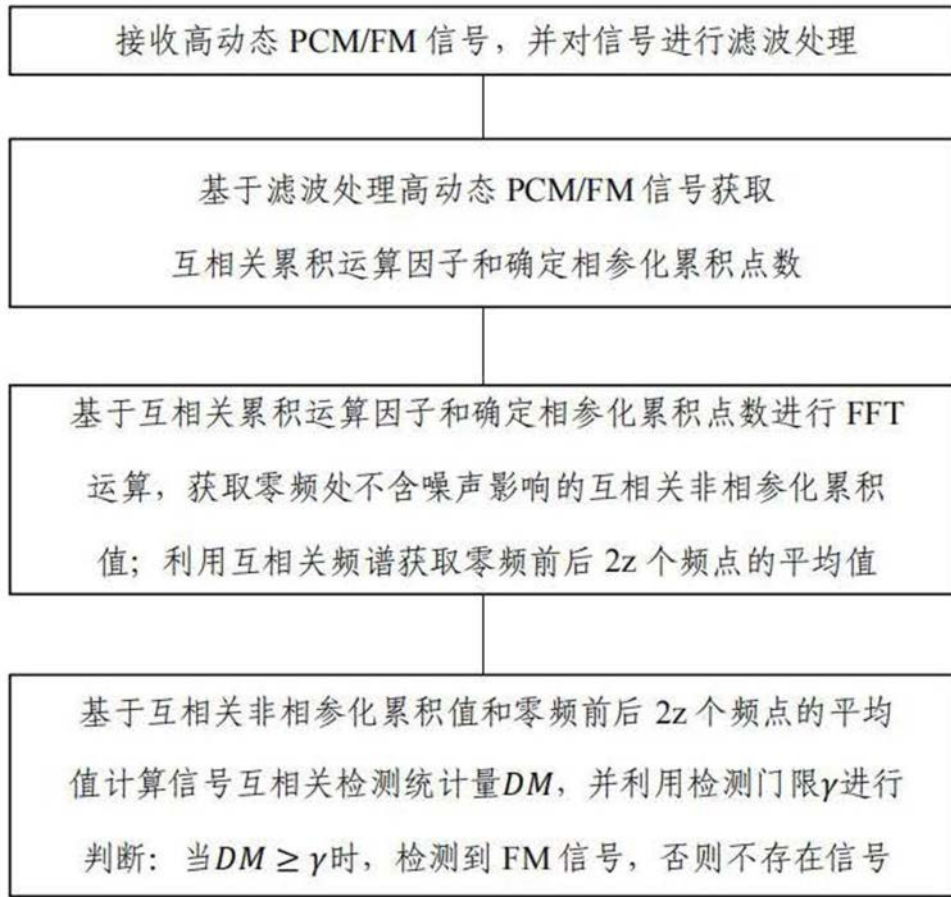


图1

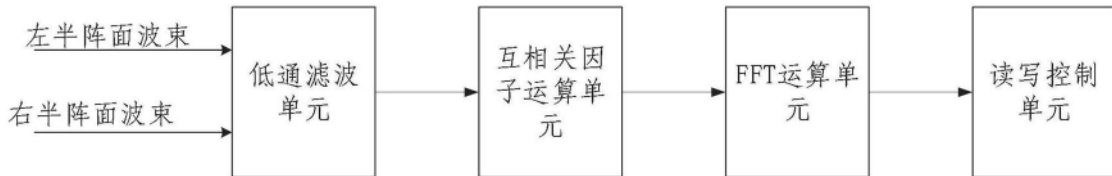


图2

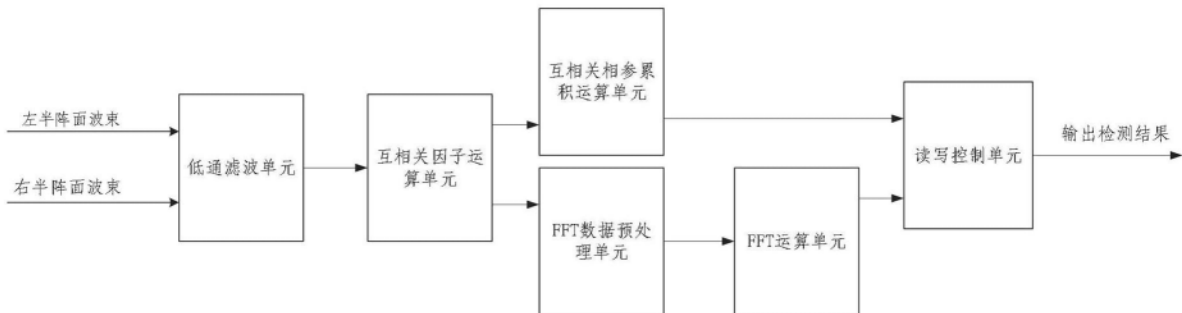


图3

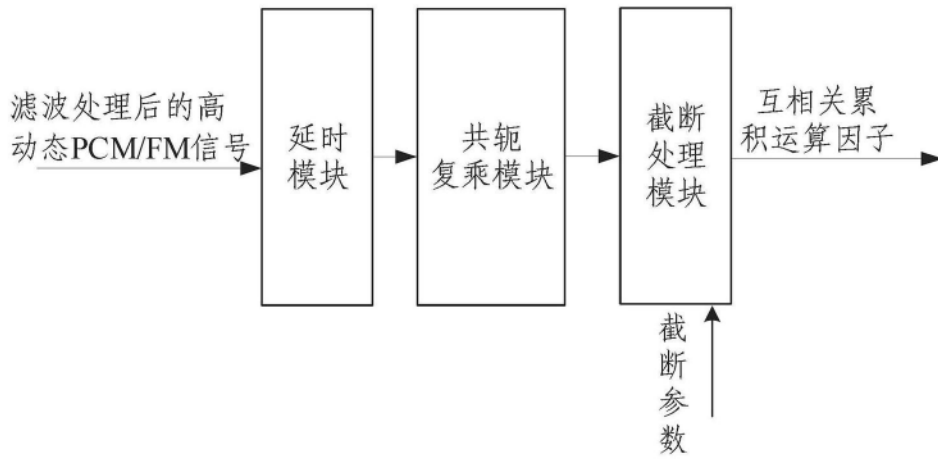


图4

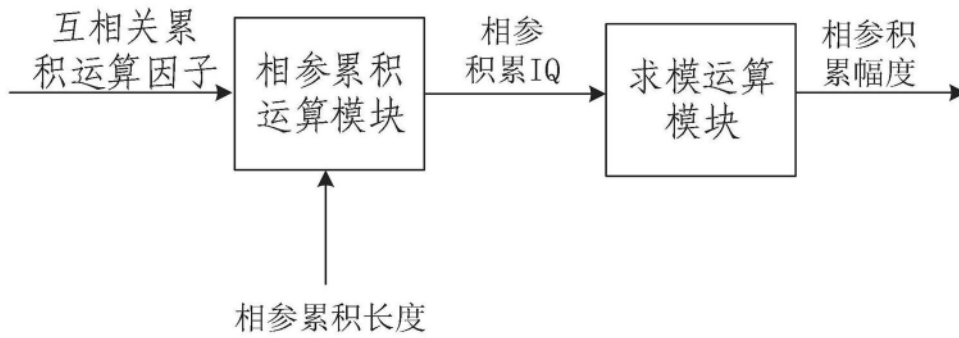


图5

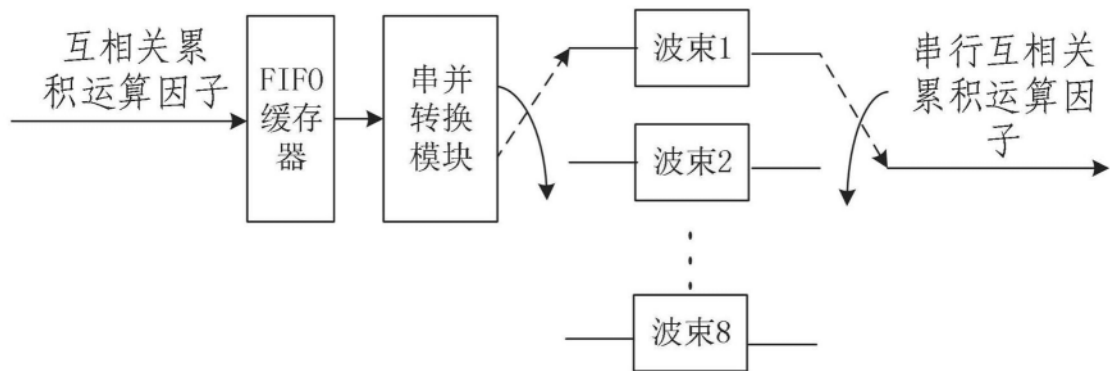


图6

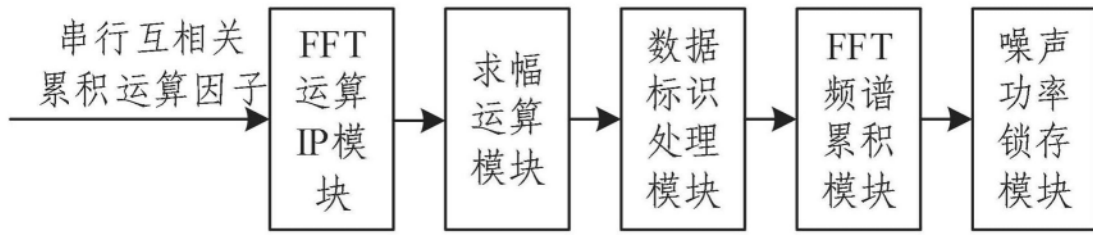


图7

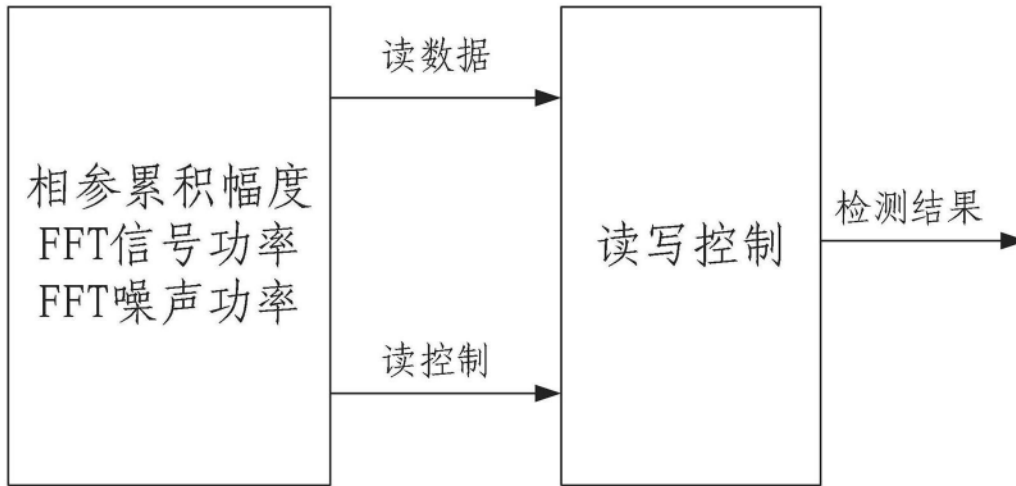


图8

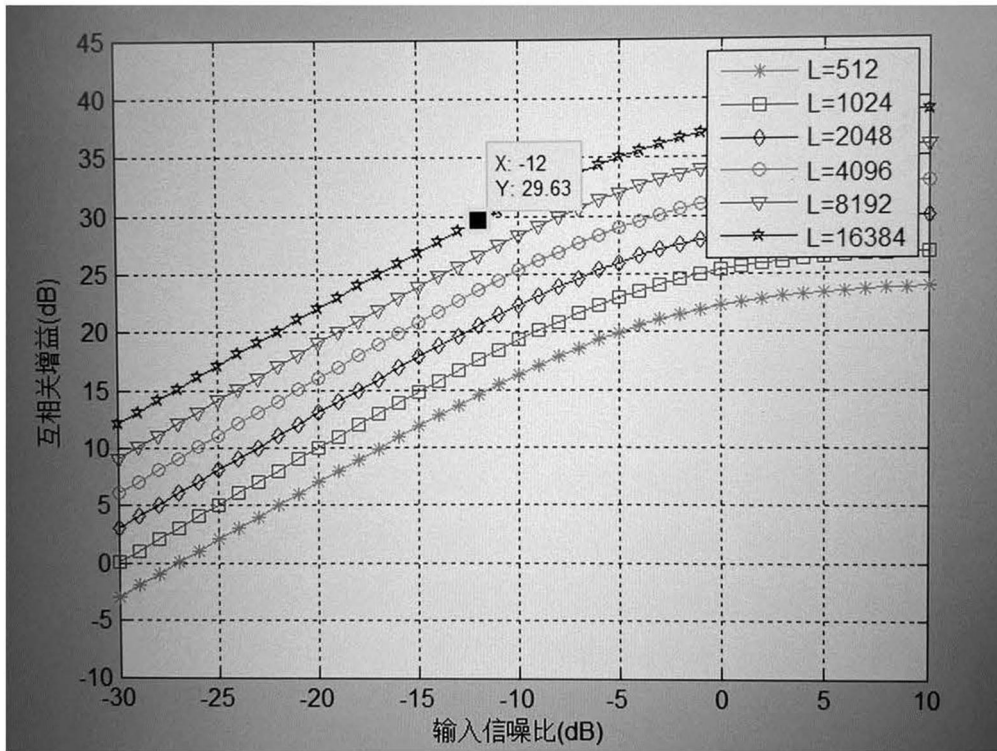


图9

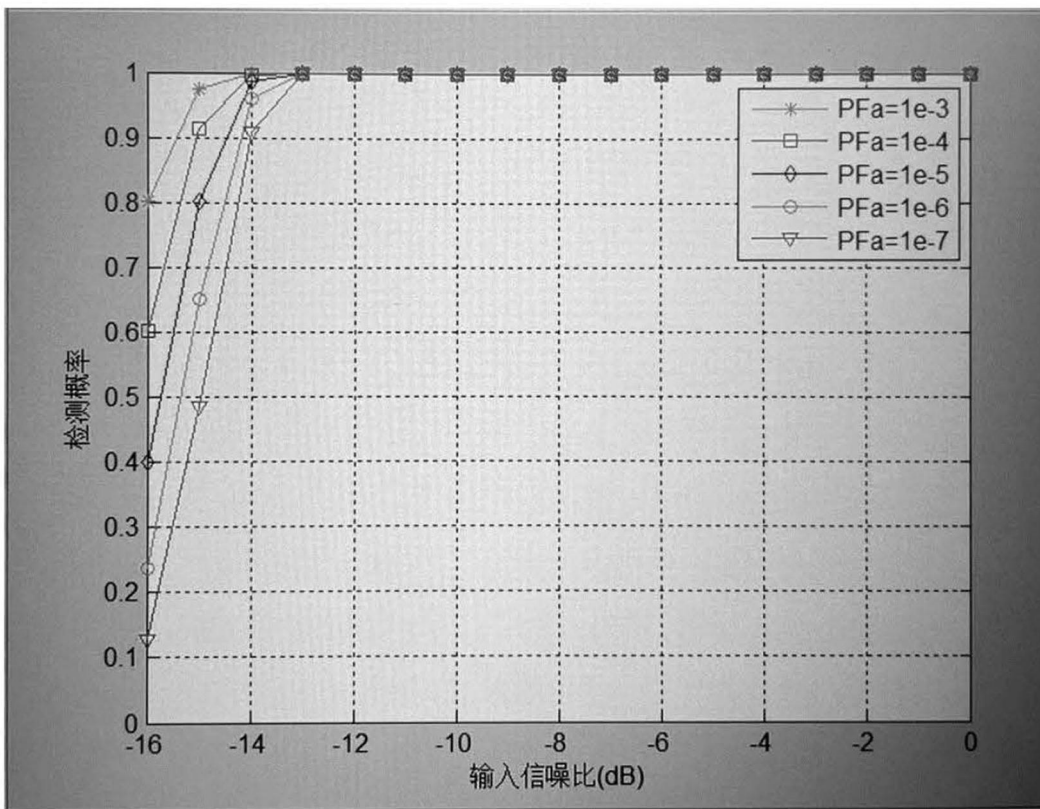


图10

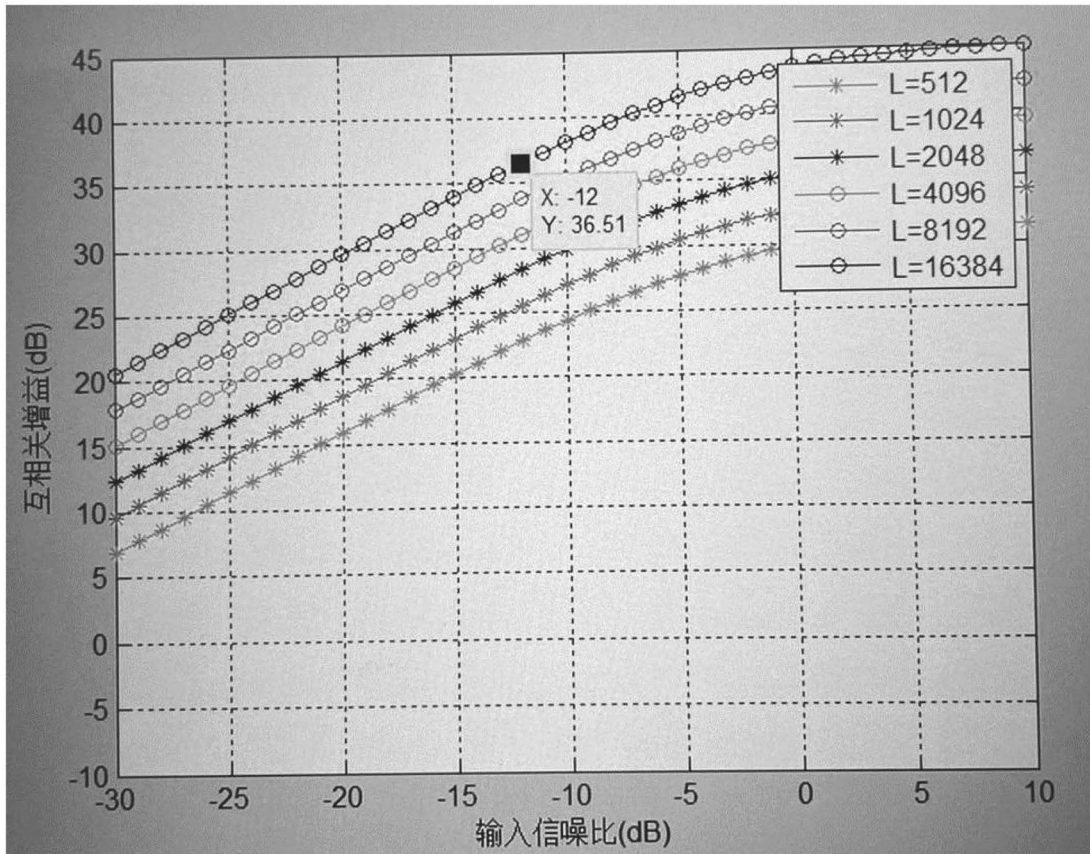


图11

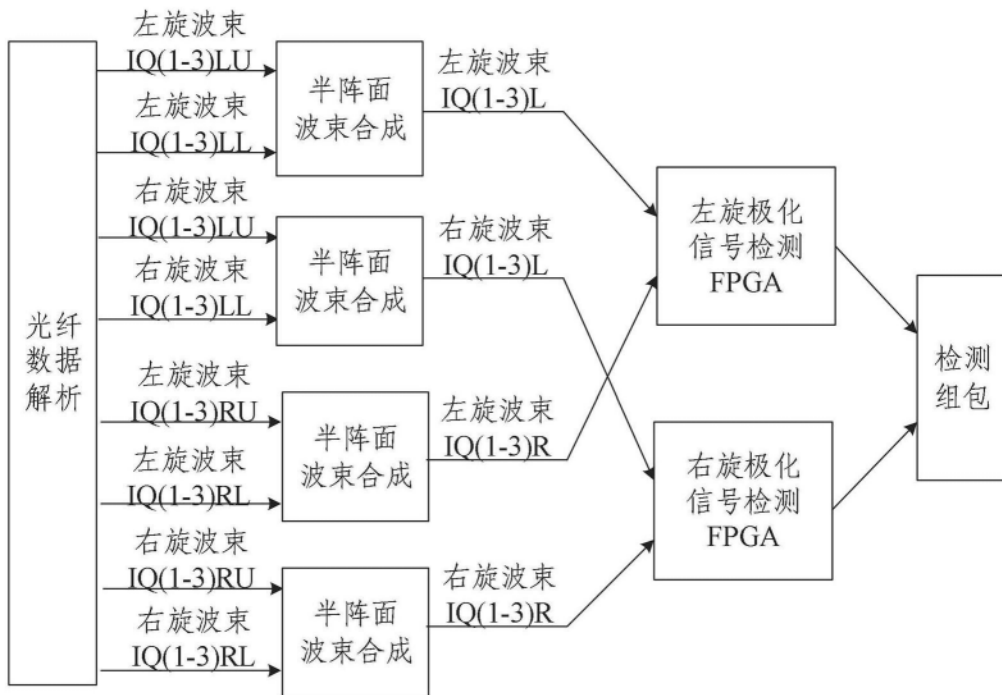


图12

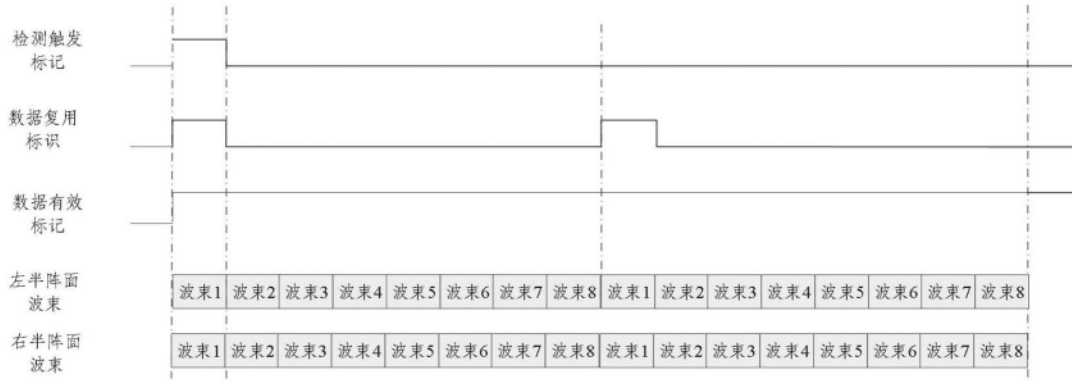


图13

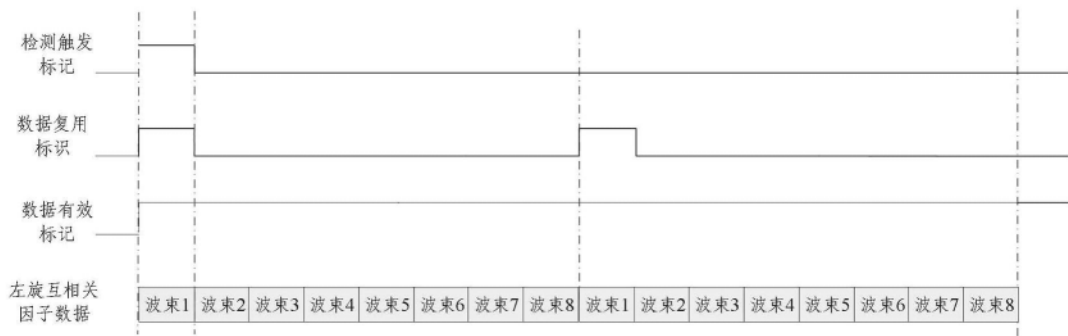


图14

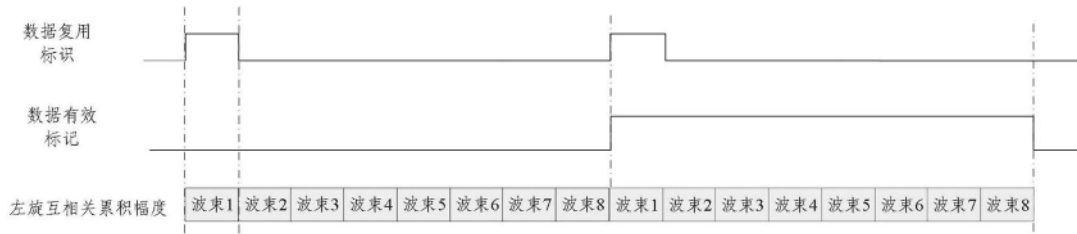


图15

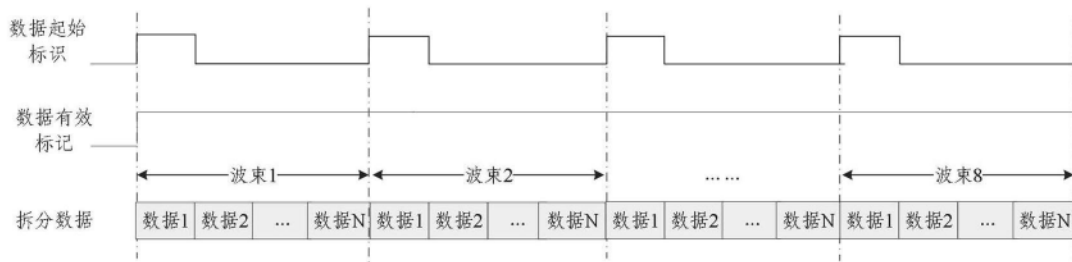


图16

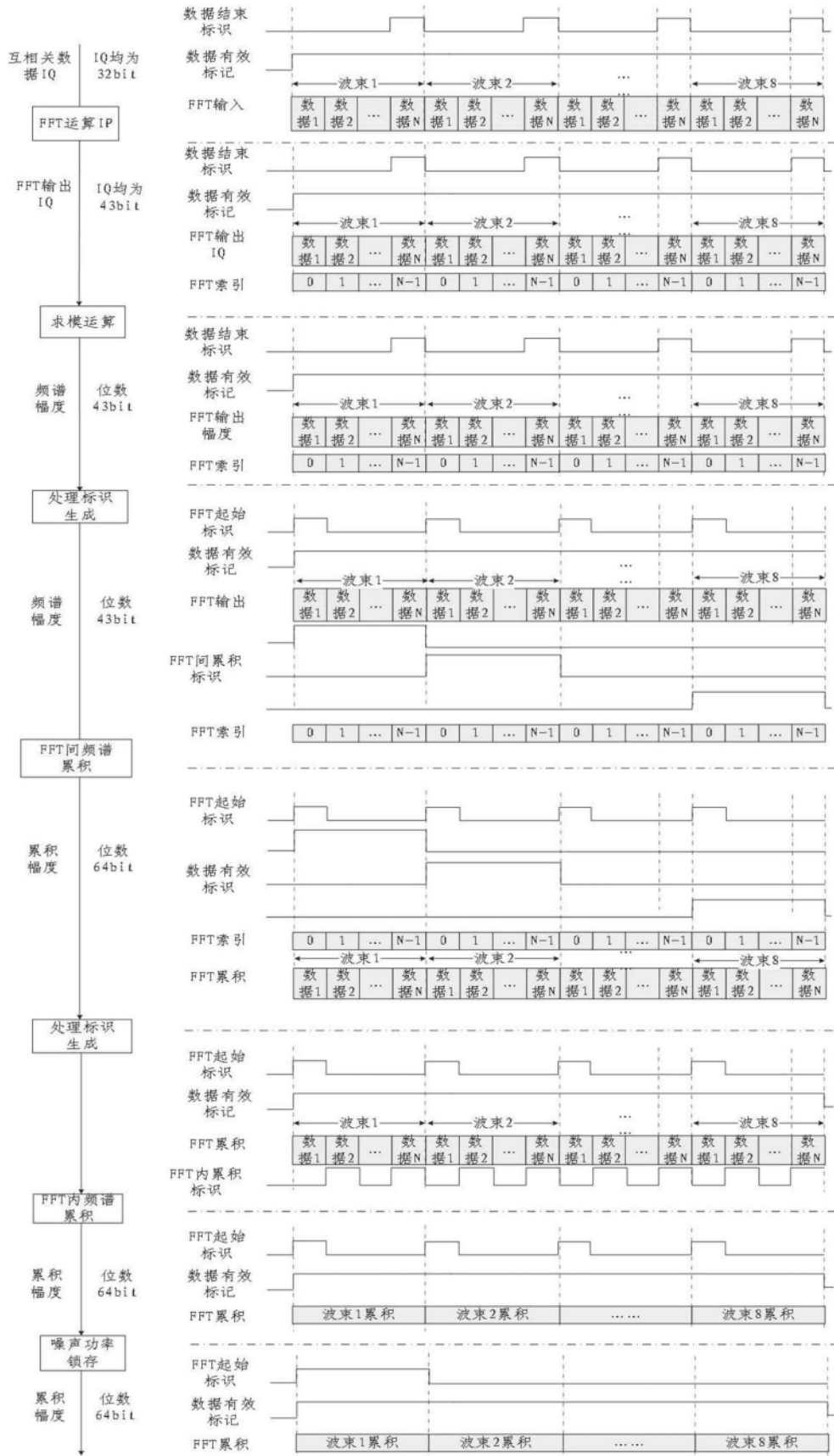


图17

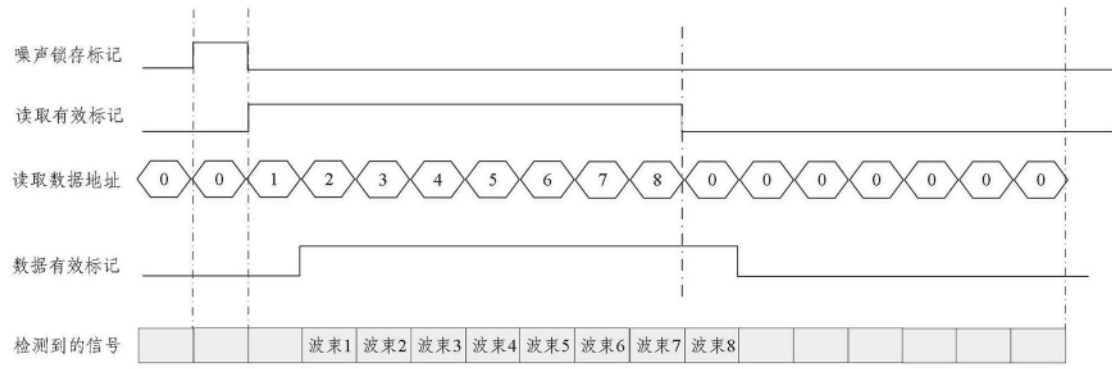


图18