



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105703878 A

(43) 申请公布日 2016. 06. 22

(21) 申请号 201410710037. 3

(22) 申请日 2014. 11. 28

(71) 申请人 联芯科技有限公司

地址 200233 上海市徐汇区钦江路 333 号 41 幢 4 楼

(72) 发明人 宋挥师

(74) 专利代理机构 北京品源专利代理有限公司
11332

代理人 路凯 胡彬

(51) Int. Cl.

H04L 1/00(2006. 01)

H04L 25/02(2006. 01)

H04L 25/03(2006. 01)

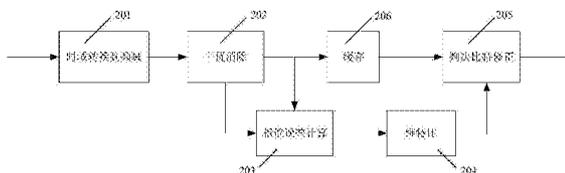
权利要求书2页 说明书8页 附图5页

(54) 发明名称

一种序列检测方法及其装置

(57) 摘要

本发明公开了一种序列检测方法及其装置,包括:干扰消除模块、相位误差计算模块、维特比模块、判决比特修正模块以及缓存模块。输入频域样本信号,进行干扰消除,获得判决比特和判决变量;判决比特进入缓存模块,以匹配维特比模块引入的处理延时,而判决变量和判决比特一起输入到相位误差计算模块,以计算判决误差;获得的判决误差变量输入到维特比模块,利用多个判决误差变量联合检测,获得修正后的判决误差变量值;利用修正后的判决误差变量,对判决比特进行修正,最终获得输出的修正比特。本发明可以应用于高阶差分调制信号,拥有较好的检测性能,以及较好的鲁棒性。



1. 一种序列检测方法,其特征在于,包括以下步骤:
 - 对输入频域样本信号进行干扰消除,获得判决比特和判决变量;
 - 对所述判决比特和判决变量进行相位误差计算得到判决误差变量,即对应于栅格图中的状态属性;
 - 对所述判决误差变量进行维特比运算获得修正后的判决误差变量;
 - 利用修正后的判决误差变量修正判决比特获得修正比特。
2. 根据权利要求 1 所述的序列检测方法,其特征在于,还包括在输入信号后将时域样本信号转换为频域样本信号的操作,以保证进行干扰消除的是频域样本信号。
3. 根据权利要求 1 所述的序列检测方法,其特征在于,所述干扰消除的方法包括以下步骤:
 - 将输入的频域样本信号分成两路,分别为第一路频域样本信号和第二路频域样本信号;
 - 将输入频域样本信号转换为符号数据;
 - 对输入频域样本信号进行样本处理得到第一频域样本信号;
 - 将上述第一频域样本信号经过滤波器进行滤波处理得到干扰信号;
 - 将所述的符号数据与干扰信号进行干扰消除后,输出判决变量;
 - 对所述判决变量进行符号判决得到判决数据;
 - 对所述的判决数据进行比特判决即可得到输出判决比特。
4. 根据权利要求 3 所述的序列检测方法,其特征在于,得到判决数据后,还包括以下步骤:
 - 将所述判决变量和所述判决数据相减能够得到计算错误值;
 - 所述计算错误值和所述第一频域样本信号共同作用更新滤波器系数;
 - 重复之前的所有步骤来不断更新滤波器系数,直到所述滤波器系数收敛至所需数值。
5. 根据权利要求 3 所述的序列检测方法,其特征在于,所述相位误差计算的方法包括以下步骤:
 - 将判决比特序列分组;
 - 根据星座图,将每组比特映射为相应的相位,记为比特相位;
 - 将判决变量也映射为相应的相位变量,记为判决变量相位;
 - 相位误差即可由比特相位和判决变量相位之差得到。
6. 根据权利要求 5 所述的序列检测方法,其特征在于,所述维特比运算方法包括以下步骤:
 - 对所述多个栅格图的状态属性的支路值和状态值计算取最小值,可以得到相应最小值对应的幸存支路发源状态;
 - 经过回追,获得取最小值时刻(依赖于联合检测的序列长度)对应的状态属性,将该时刻的状态属性作为修正后的判决误差变量。
7. 根据权利要求 1 所述的序列检测方法,其特征在于,所述判决比特修正模块的方法包括以下步骤:
 - 将所述判决误差变量与比特映射相位相加;
 - 对上述相加结果进行判决,获得新的判决比特,即输出的修正比特。

8. 根据权利要求 1 所述的序列检测方法,其特征在于,还包括对干扰消除后得到的判决变量进行的缓存操作,并利用修正后的相位误差变量对经缓存操作得到的判决比特进行判决比特修正。

9. 根据权利要求 5 所述的序列检测方法,其特征在于,所述将判决比特序列分组采用以每组 $\log_2(M)$ 个比特的形式进行分组。

10. 根据权利要求 9 所述的序列检测方法,其特征在于,对比特相位和判决变量相位进行取模 $2 \times \pi$ 的操作,以确保所有相位的取值范围在 $-\pi$ 到 $+\pi$ 之间。

11. 一种序列检测装置,其特征在于,包括:干扰消除模块、相位误差计算模块、维特比模块、判决比特修正模块以及缓存模块;且所述干扰消除模块与缓存模块连接,相位误差计算模块与缓存模块连接,所述相位误差计算模块与维特比模块连接,维特比模块与判决比特修正模块连接,所述缓存模块与判决比特修正模块连接。

12. 根据权利要求 11 所述的序列检测装置,其特征在于,还包括时域转换到频域模块;且所述时域转换到频域模块与干扰消除模块连接,用以将输入的时域样本信号转换为频域样本信号后进行干扰消除。

13. 根据权利要求 11 所述的序列检测装置,其特征在于,所述干扰消除模块包括样本处理模块、滤波器模块、样本转符号模块、去除干扰模块、符号判决模块、比特判决模块;且所述样本处理模块与滤波器模块连接,样本转符号模块与去除干扰模块连接,滤波器模块与去除干扰模块连接,去除干扰模块与符号判决模块连接,符号判决模块与比特判决模块连接。

14. 根据权利要求 13 所述的序列检测装置,其特征在于,所述干扰消除模块还包括错误计算模块和滤波器系数更新模块;且所述样本处理模块与滤波器系数更新模块连接,错误计算模块与干扰消除模块连接,所述符号判决模块与错误计算模块连接,错误计算模块与滤波器系数更新模块连接,滤波器系数更新模块与滤波器模块连接。

一种序列检测方法及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及序列检测技术领域,特别是涉及一种序列检测方法及装置。

背景技术

[0002] 信系统的解调技术通常分为相干解调和非相干解调。相干解调通常需要接收机首先恢复载波频率和载波相位,然后利用信道估计技术以及均衡技术对接收信号进行解调、恢复和判决。但接收机要想获得同频同相,通常是有一定困难的。非相干解调技术不需要接收机达到同频同相,相对容易实现一些,但非相干解调技术的解调性能通常要比相干解调技术的解调性能差。

[0003] 非相干解调技术中很重要的一类解调技术是差分解调技术,也称为差分检测(Differential detection, DD)技术。差分检测技术通常面向差分调制通信系统;也就是说,差分调制通信系统首先在发射端利用差分调制技术调制信源数据,然后在接收端利用差分检测技术解调接收到的信号。理论上,差分调制系统如M进制差分频移键控(M-ary differential phase shift keying, MDPSK)系统通常既可以采用相干检测技术(Coherent detection, CD)检测接收到的信号,也可以采用DD技术检测接收到的信号。只不过,在许多情况下,由于无法获得精确的载波频率,相干检测技术无法使用罢了。

[0004] 因为基于单个符号的差分检测技术的检测性能较差,也即为了提高差分检测技术的检测性能,人们提出了基于多个符号的差分检测技术。利用最大似然原理,对多个符号进行联合判决。常见的两类基于多个符号的差分检测技术是均衡器方案和维特比(Viterbi)方案。传统的维特比方案的复杂度较高,尤其是面向高阶调制时,也就是上文中的M值较大时,由于其状态数为M,导致其复杂度与联合检测长度(即联合检测的符号数目)成指数关系。均衡器方案一般是指判决反馈均衡器(Decision feedback equalizer, DFE)方案,利用接收符号的判决结果,引导滤波器系数的更新,进而收敛,从而达到抑制干扰,获得干净信号的目的。在均衡器方案中,还有一类技术是直接出估计干扰因素,进而从接收符号中直接去除估计出的干扰因素,从而达到消除干扰的目的。

[0005] 干扰消除技术和维特比技术通常独立使用,因而效果总是不好。干扰消除技术的检测性能较差,而传统的维特比技术的复杂度较高。也有研究较低复杂度的维特比方案,如降低维特比栅格的状态数目,但如果系统中的干扰较大,尤其采用高阶调制时,其检测性能就会变得很差。

[0006] 传统的面向MDPSK信号的降低复杂度维特比技术的实现框图如图1所示,该框图反映了其工作的流程:先将时域样本信号转换为频域101,根据频域样本信号进行差分判决102,获得判决比特和判决变量,然后计算相位误差103,将获得的相位误差输入到维特比模块104,获得修正后的相位误差值,然后利用维特比的输出结果对判决比特进行修正105,获得最终的输出比特。其中的缓存模块106产生一些延时,以匹配维特比模块带来的延时。

[0007] 当采用高阶调制时,加上系统的干扰较大,譬如接收前端的匹配滤波器设计不合

理时,上述方案的检测性能很差;或者说,上述方案的鲁棒性不好。

发明内容

[0008] 本发明提供了一种干扰消除和维特比联合的检测方法及装置,可以应用于高阶差分调制信号,能够避免传统方案带来的性能差或鲁棒性差的缺点。

[0009] 第一方面,本发明实施例提供了一种序列检测方法,所述方法包括:

[0010] 对输入频域样本信号进行干扰消除,获得判决比特和判决变量;

[0011] 对所述判决比特和判决变量进行相位误差计算得到判决误差变量,即对应于栅格图中的状态属性;

[0012] 对所述判决误差变量进行维特比运算获得修正后的判决误差变量;

[0013] 利用修正后的判决误差变量修正判决比特获得修正比特。

[0014] 第二方面,本发明实施例提供了一种序列检测装置,包括:干扰消除模块、相位误差计算模块、维特比模块、判决比特修正模块以及缓存模块;且所述干扰消除模块与缓存模块连接,相位误差计算模块与缓存模块连接,所述相位误差计算模块与维特比模块连接,维特比模块与判决比特修正模块连接,所述缓存模块与判决比特修正模块连接。

[0015] 本发明首先输入频域样本信号,进行干扰消除,获得判决比特和判决变量;判决比特进入缓存模块,以匹配维特比模块引入的处理延时,而判决变量和判决比特一起输入到相位误差计算模块,以计算判决误差;获得的判决误差变量输入到维特比模块,利用多个判决误差变量联合检测,获得修正后的判决误差变量值;利用修正后的判决误差变量,对判决比特进行修正,最终获得输出的修正比特。本发明可以应用于高阶差分调制信号,拥有较好的检测性能,以及较好的鲁棒性。

附图说明

[0016] 通过阅读参照以下附图所作的对非限制性实施例所作的详细描述,本发明的其它特征、目的和优点将会变得更明显:

[0017] 图 1 是传统的面向 MDPSK 信号的降低复杂度维特比技术的实现框图;

[0018] 图 2 为本发明第一实施例提出序列检测方案的一般原理框图;

[0019] 图 3 为是本发明第二实施例提供的序列检测方法的流程图;

[0020] 图 4 为本发明第二实施例提出的干扰消除模块的原理框图;

[0021] 图 5 为是本发明第二实施例提供的频域干扰消除方法的流程图;

[0022] 图 6 为本发明第二实施例提供的三态维特比的栅格图;

[0023] 图 7 为本发明第三实施例中提供的蓝牙系统的 EDR 模式的包结构图

[0024] 图 8 为本发明第三实施例中的训练序列的差分相位取值在包结构中具体位置示意图;

[0025] 图 9 为本发明第三实施例提供的蓝牙 (BT) 增强数据速率 (Enhanced Data Rate, EDR) 模式的差分相移键控 (Differential Phase Shift Keying, DPSK) 部分的发射机处理框图;

[0026] 图 10 为本发明第四实施例中蓝牙 EDR 模式的 DPSK 部分的接收机处理框图;

[0027] 图 11 为本发明第四实施例中提供的采用联合检测方案的 BT EDR 3Mbps 系统的误

码率。

具体实施方式

[0028] 下面结合附图和实施例对本发明作进一步的详细说明。可以理解的是,此处所描述的具体实施例仅用于解释本发明,而非对本发明的限定。另外还需要说明的是,为了便于描述,附图中仅示出了与本发明相关的部分而非全部内容。

[0029] 图 2 作为本发明的第一实施例。

[0030] 图 2 为本发明实施例提出序列检测方案的一般原理框图。包括:时域转换到频域模块 201、干扰消除模块 202、相位误差计算模块 203、维特比模块 204、判决比特修正模块 205 以及缓存模块 206;且所述时域转换到频域模块 201 与干扰消除模块 202 连接,用以将输入的时域样本信号转换为频域样本信号后进行干扰消除;所述干扰消除模块 202 与缓存模块 206 连接,相位误差计算模块 203 与缓存模块 206 连接,所述相位误差计算模块 203 与维特比模块 204 连接,维特比模块 204 与判决比特修正模块 205 连接,所述缓存模块 206 与判决比特修正模块 205 连接。

[0031] 图 3 至图 6 示出了本发明的第二实施例。

[0032] 图 3 为是本发明实施例提供的序列检测方法的流程图。所述序列检测方法包括:S301,时域转换到频域模块将输入的时间域样本点信号转换为频域样本点信号;S302 然后进行干扰消除,获得判决比特和判决变量;S303,判决比特进入一个缓存模块,以匹配维特比模块引入的处理延时,而判决变量和判决比特一起输入到相位误差计算模块,以计算判决误差;S304,获得的判决误差变量输入到维特比模块,利用多个判决误差变量联合检测,获得修正后的判决误差变量值,即维特比方案的某个栅格状态属性;S305,利用修正后的判决误差变量,对判决比特进行修正,最终获得输出的修正比特。

[0033] 特别的,干扰消除模块负责消除干扰,维特比模块负责对抗噪声和残余的干扰。只有消除了大部分干扰,维特比模块才能获得良好的检测性能;也只有维特比模块才能充分发挥干扰消除模块消除干扰带来的良好效果。所以,两个模块是相辅相成、协同工作的,二者组成了一个联合检测方案。

[0034] 图 4 为本发明实施例提出的干扰消除模块的原理框图。干扰消除模块包括样本处理模块 401、滤波器模块 402、样本转符号模块 403、去除干扰模块 404、符号判决模块 405、比特判决模块 406;且所述样本处理模块 401 与滤波器模块 402 连接,样本转符号模块 403 与去除干扰模块 404 连接,滤波器模块 402 与去除干扰模块 404 连接,去除干扰模块 404 与符号判决模块 405 连接,符号判决模块 405 与比特判决模块 406 连接。所述干扰消除模块还包括错误计算模块 407 和滤波器系数更新模块 408;且所述样本处理模块 401 与滤波器系数更新模块 408 连接,错误计算模块 407 与去除干扰模块 404 连接,所述符号判决模块 405 与错误计算模块 407 连接,错误计算模块 407 与滤波器系数更新模块 408 连接,滤波器系数更新模块 408 与滤波器模块连接 402。

[0035] 图 5 为是本发明实施例提供的频域干扰消除方法的流程图,该干扰消除模块的工作流程为:S501,首先将输入的频域样本信号分成两条支路;S502,先将一条支路样本数据转换为符号数据,即将每 K 个样本数据转换为 1 个符号数据一条支路;S503,对另外一条频域样本信号进行样本处理,即对样本信号进行适当变换,使其可以进行滤波操作。S504,我

们注意到在传统的 DFE 方案中,滤波操作是面向时域信号的,因此样本处理的宗旨就是将频域样本信号处理为拥有时域样本信号的属性,使其可以进行像时域滤波那样的滤波器操作。S505,接下来,根据符号数据和滤波器的输出结果进行干扰消除操作,事实上,可以将滤波器的输出结果看成是估计出的干扰信号。S506,记去除干扰后的“干净”信号为 y ,根据星座图,对 y 进行符号判决,获得判决后的符号数据 y_d ;根据星座图的比特和相位的映射关系,顺便也获得了输出的判决比特。S507,同时,干扰消除模块的输出信号也即输出的判决变量。S508,接下来,根据 y 和 y_d 计算错误值 e ,即可通过将所述判决变量和所述判决数据相减得到计算错误值;S509,再根据 e 和处理后的样本序列更新滤波器系数,更新算法可以采用许多算法,如 LMS 算法。S510,重复之前的所有步骤来不断更新滤波器系数,直到所述滤波器系数收敛至所需数值。

[0036] 针对 M 进制 DPSK 信号,相位误差计算模块的操作方法如下:

[0037] 先将判决比特序列(记为 dec_bit)以每组 $\log_2(M)$ 个比特的形式分为若干组,然后根据星座图,将每组比特映射为相应的相位(记为 dec_bit_phase);以及,判决变量也是相位变量,记为 dec_sig_phase ;则相位误差 err_phase 的计算公式为:

$$[0038] \quad err_phase = dec_sig_phase - dec_bit_phase$$

[0039] 需要注意一点的是,应确保所有相位的取值范围为 $[-\pi, +\pi)$,即若需要,应对每次操作后的相位值进行取模 $2 \times \pi$ 的操作。时刻 $T(n)$ 的 err_phase 也可记为 $EP(n)$ 。

[0040] 下面说明维特比模块的操作方法;本发明实施例给出了三态维特比的计算方法,如图 6 所示,为三态维特比的栅格图(trellis diagram)。

[0041] 所示栅格图包含 3 个状态,分别记为状态 $S1$ 、 $S2$ 和 $S3$,其状态索引值分别为 1、2 和 3;该栅格图会随着时间会无穷尽地延伸下去,图中只给出了两个时刻的示意。其中, SM 表示 State Metric,即状态值, $SM(T, S)$ 表示时刻 T 时状态 S 的状态值,且 T 和 S 均采用索引值表示,如 $SM(n-1, 1)$ 表示时刻 $T(n-1)$ 、状态 $S1$ 的状态值。其中, BM 表示 Branch Metric,即支路值, $BM2 = BM \times BM$ 。

[0042] $BM(T, Sf, St)$ 和 $BM2(T, Sf, St)$ 表示时刻 T 、来自于状态 Sf (State from)、去往状态 St (State to) 的支路值和支路值的变形值(即平方)。例如, $BM2(n, 1, 1)$ 表示时刻 $T(n)$ 、来自于状态 $S1$ 、去往状态 $S1$ 的支路值的变形值。那么,新的状态值,即时刻 $T(n)$ 的状态值如 $SM(n, 1)$ 的求解方法如下:

$$[0043] \quad SM(n, 1) = \min(SM(n-1, 1) + BM2(n, 1, 1), SM(n-1, 2) + BM2(n, 2, 1), SM(n-1, 3) + BM2(n, 3, 1))$$

[0044] 定义 PM ,即 Path Metric,路径值,其表达式为:

$$[0045] \quad PM(n, Sf, St) = SM(n-1, Sf) + BM2(n, Sf, St)$$

[0046] 那么上述 $SM(n, 1)$ 即可表示为:

$$[0047] \quad SM(n, 1) = \min(PM(n, 1, 1), PM(n, 2, 1), PM(n, 3, 1))$$

[0048] 即取三个 PM 值中的最小值,同时记下该最小 PM 值对应的状态 Sf ,即幸存支路的发源状态,并且将该幸存支路添加到该 St 状态对应的幸存路径中,作为回追(trace back)的路径依据。

[0049] 其中, BM 的计算方法如下:

$$[0050] \quad BM(n, Sf, St) = EP(n) - V(St) + F \times PR(n-1, Sf)$$

[0051] 其中,EP(n) 表示时刻 T(n) 的模块输入值 err_phase,V(St) 表示状态 St 对应的状态属性 (例如,0,+2×pi/M 和 -2×pi/M),F 为常数因子,0<F<1,PR 表示 Phase Reference,PR(n-1, Sf) 表示时刻 T(n-1)、状态 Sf 对应的相位参考值。其中,PR 值的求解方法如下:

[0052] $PR(n-1, Sf) = BM(n-1, Sf', Sf)$

[0053] 其中的状态 Sf' 为时刻 T(n-1)、状态 Sf 对应的幸存支路的来源状态。

[0054] 当获得了时刻 T(n) 的所有 SM 值 SM(n, 1)、SM(n, 2) 和 SM(n, 3),取三个 SM 值中的最小值,记下其对应的状态,然后根据该状态对应的幸存路径,经过回追 (trace back),获得过去某个时刻 (依赖于联合检测的序列长度) 对应的状态属性 (例如,0 或 +2×pi/M 或 -2×pi/M),将该状态属性作为时刻 T(n) 的输出值 viterbi_out。

[0055] 本发明中判决比特修正模块的工作方法是:

[0056] 先将 viterbi_out 和 dec_bit_phase 相加,再根据星座图,对相加结果进行判决,获得新的判决比特,即输出的修正比特。其中,经过缓存的判决比特对应的相位依然采用 dec_bit_phase 表示。

[0057] 图 7 至图 9 示出了本发明的第三实施例。

[0058] 以蓝牙 (Bluetooth, BT) 的增强数据速率 (Enhanced Data Rate, EDR) 模式为例,详细描述本发明提出的技术方案。

[0059] 蓝牙系统的 EDR 模式的包结构如图 7 所示,前面部分采用高斯频移键控 (Gauss frequency shift keying, GFSK) 调制方式,后面部分采用 DPSK 调制方式。EDR 模式包含两种传输速率,2Mbps 速率和 3Mbps 速率,分别对应的 DPSK 调制方式为 $\pi/4$ -DQPSK 和 8DPSK,输入的信源比特序列先进行面向符号的差分相位映射,映射表分别如表 1 和表 2 所示。

[0060] 表 1

[0061]

b_{2k-1}	b_{2k}	ϕ_k
0	0	$\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
1	1	$-3\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

[0062] 表 2

[0063]

b_{3k-2}	b_{3k-1}	b_{3k}	φ_k
0	0	0	0
0	0	1	$\pi/4$
0	1	1	$\pi/2$
0	1	0	$3\pi/4$
1	1	0	π
1	1	1	$-3\pi/4$
1	0	1	$-\pi/2$
1	0	0	$-\pi/4$

[0064] 时域符号,即星座信号的第一个符号定义如下:

$$[0065] \quad S_0 = e^{j\phi} \quad \phi \in [0, 2\pi)$$

[0066] 随后的符号定义如下:

[0067]

$$S_k = S_{k-1} e^{j\varphi_k} \quad k = 1, 2, \dots, N / \log_2(M)$$

[0068] 其中, $M = 4$ 或 8 。

[0069] 再对符号序列进行平方根升余弦 (Square root raised cosine, SRRC) 滤波,如下:

$$[0070] \quad v(t) = \sum_k S_k p(t - kT)$$

[0071] 其中, $T = 1$ 微秒,为符号周期。

[0072] 包格式中的 SYNC 序列为已知序列,即训练序列,其差分相位取值为:

[0073]

$$\{\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4, \varphi_5, \varphi_6, \varphi_7, \varphi_8, \varphi_9, \varphi_{10}\} = \{3\pi/4, -3\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -3\pi/4, 3\pi/4, 3\pi/4, 3\pi/4\}$$

[0074] 差分相位值在整个包中的具体位置如图 8 所示。

[0075] 图 9 为蓝牙 (BT)EDR 模式的 DPSK 部分的发射机处理框图。在 GFSK 调制结束后,先插入保护时间 (即不输出信号) 901,再进行 DPSK 映射 (映射关系见上述 2 表) 902,然后进行积分和相位调制操作 903,获得时域符号序列;再进行上采样操作 904 (即复制操作,假设上采样因子 $K = 8$,即将输入信号复制 7 次,上采样后共获得 8 个取值相同的样本点),然后进行 SRRC 滤波操作 905,直至进入发射前端 906 获得发射信号发射向空中。

[0076] 图 10 和图 11 示出了本发明的第四实施例。

[0077] 图 10 为 BT EDR DPSK 接收机处理框图。天线从空中接收到射频信号,经 Tuner 下变频到 IF(中频)信号 1001,然后经过 ADC 转换为数字信号 1002,经 DC Notch 模块 1003 去除 DC(直流)分量,再下变频(Down Conversion)到基带 1004,然后经低通滤波器(LPF)滤除带外干扰 1005,经 MF(匹配滤波器)对接收信号进行整形处理 1006,之后的 AGC(自动增益控制)模块获得 VGA(可变增益放大器)的增益因子 1007,反馈给 Tuner 模块 1001。接下来,对 AGC 输出的时域样本信号进行频偏估计和补偿操作(CORDIC)1008,同时获得同步信息即每个符号对应的样本点信号,样本点信号也就是本实施例中所述的输入的时域信号,之后将该时域信号转换为频域信号 1009,对该频域信号进行本发明的干扰消除和维特比联合检测 1010;同时将所述频域信号定时同步操作 1011。

[0078] 假设上采样因子 $K = 8$,即 1 个符号对应 8 个样本点。首先将输入的时域样本信号转换为第一频域样本信号,对所述时域信号进行求相位,相位序列记为 $p(i)$, $i = 0, 1, 2, \dots, 7, 8, \dots$,再进行差分操作,即执行下式中的操作来获得频域样本信号序列 s_f 。

$$[0079] \quad s_f(k) = p(k) - p(k-8)$$

[0080] 获得频域样本信号序列 s_f ,之后将频域样本信号分成两路,分别为第一路频域样本信号和第二路频域样本信号。对第一路频域样本信号 s_f 序列取正弦操作,再进行滤波操作,滤波器采用有限冲击响应滤波器,记滤波器的输出为 f_out ,即干扰信号。从第二路频域样本信号的每 8 个 s_f 序列中选择一个 $s_f(idx)$ 样本信号转换为符号数据,其中 idx 为寄存器控制,此处的符号数据为前文所述的时域符号,即星座信号的角度信息。根据符号数据和干扰信号进行干扰消除后输出干净信号 y ,干扰消除模块的操作方法为

$$[0081] \quad y = s_f(idx) - f_out$$

[0082] 采用星座图原理对干净信号进行符号判决,得到判决数据 y_d ,符号判决模块的操作方法是计算 $\exp(j \times y)$ 与星座图的各点 $e^{j\phi_k}$ 距离, $k = 1, 2, \dots, N/\log_2(M)$,然后找出距离最小的那个星座点对应的相位值,以及该相位值对应的比特序列,即星座图中的星座点对应的比特组合,判决后得到信号 y_d 。

[0083] 根据干净信号 y 和判决数据 y_d 计算错误值,具体的操作方法是:

$$[0084] \quad e = y - y_d$$

[0085] 其中,在训练数据时间段, y_d 用训练符号代替。

[0086] 根据错误值 e 和第二频域样本信号来更新滤波器系数,本实施例中更新滤波器系数所采用的更新算法为 LMS 算法。

[0087] LMS 滤波器系数更新模块的操作方法是:

$$[0088] \quad \text{Coeff}(k) = \text{Coeff}(k-1) + G \times e \times \text{data_seq}$$

[0089] 其中, $\text{Coeff}(k)$ 为更新后的滤波器系数, $\text{Coeff}(k-1)$ 为更新前的滤波器系数, G 为增益系数,控制系数收敛的速度和带来的噪声,一般 $0 < G < 1$, data_seq 为进入滤波器的样本数据序列。 G 可以取两个值,较大值面向训练数据时间段,较小值面向判决数据时间段。

[0090] 最后重复上述步骤,直到所述滤波器系数收敛至所需数值,最终达到干扰消除的目的。

[0091] 之后对上述得到的数值进行上述的三态维特比计算,即可以达到联合检测的目的。图 11 给出了采用联合检测方案的 BT EDR 3Mbps 系统的误码率,信道为 AWGN 信道。其

中, simulation 代表联合检测方案的仿真性能, theory 代表 8DPSK 系统的理论极限性能, no IC(Interference Cancellation) 代表传统的差分判决 + 维特比方案的性能, 即没有干扰消除的方案的性能。

[0092] 可以看出, 传统方案的性能很差, 很早就出现了错误地板, 而联合检测方案的性能与理论极限的性能十分接近。传统方案的仿真平台与联合检测方案的仿真平台是同一个平台, 只不过将联合检测方案的干扰消除模块中滤波器输出值设置为了 0, 即没有了干扰消除的功能。传统方案面向高阶差分调制时, 或者干扰较严重时, 由于直接差分判决的错误较多, 导致了性能很差。

[0093] 上面结合附图对本发明作了详细说明, 但是本发明并不仅限于上述实施例, 在本领域普通技术人员所具备的知识范围内, 还可以在不脱离本发明宗旨的前提下做出各种变化。

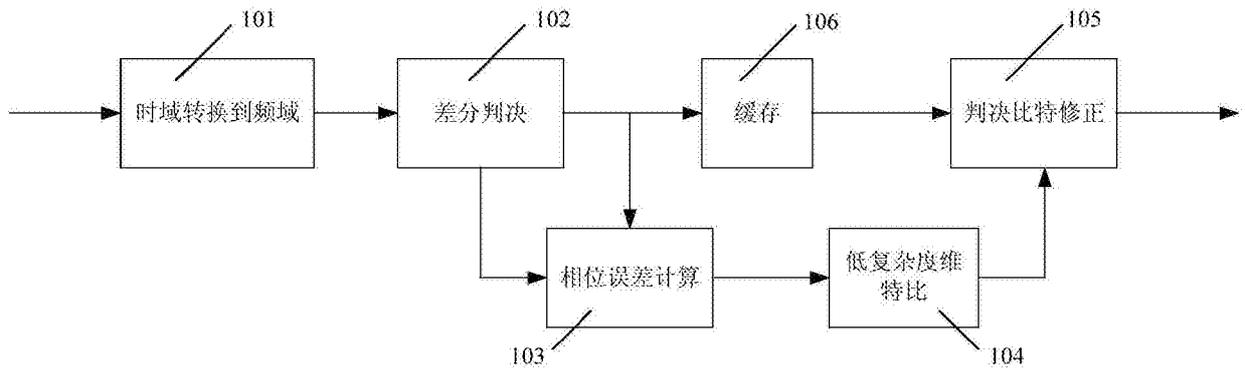


图 1

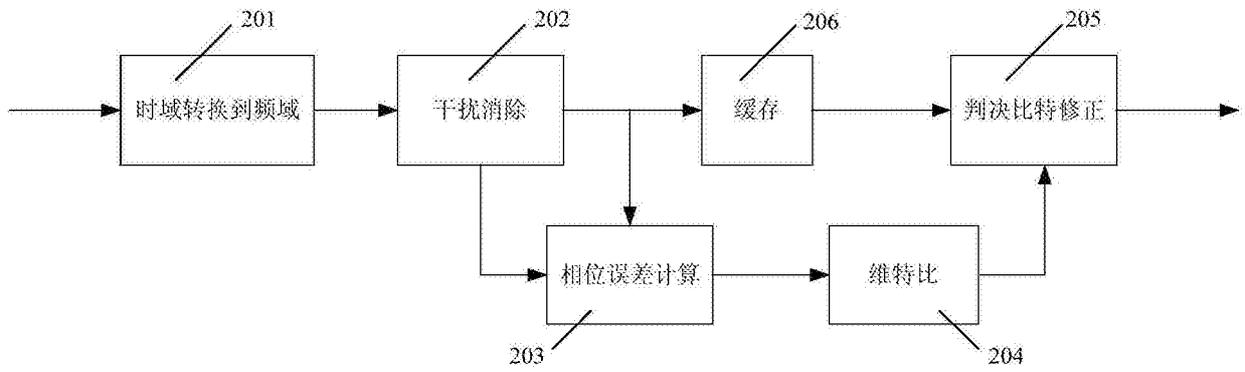


图 2

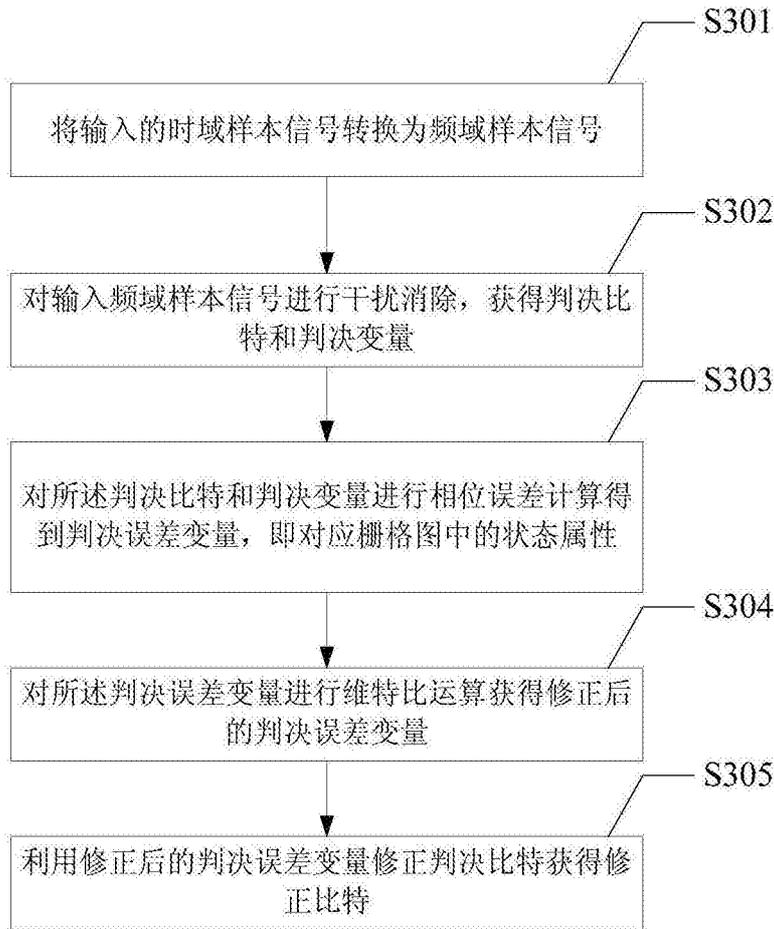


图 3

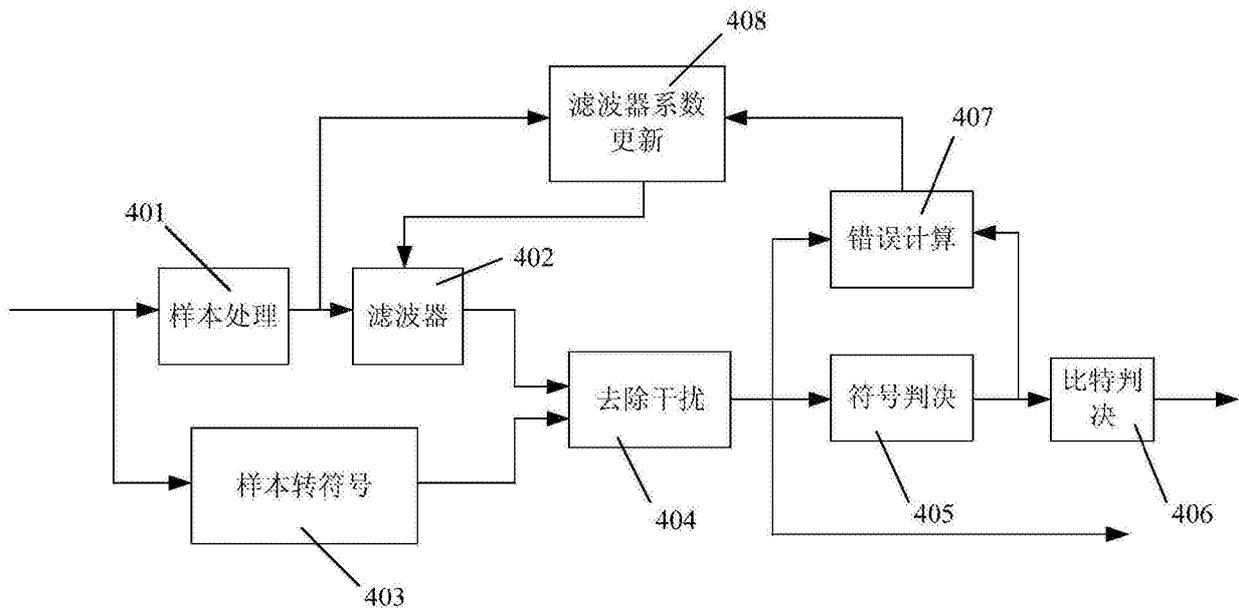


图 4

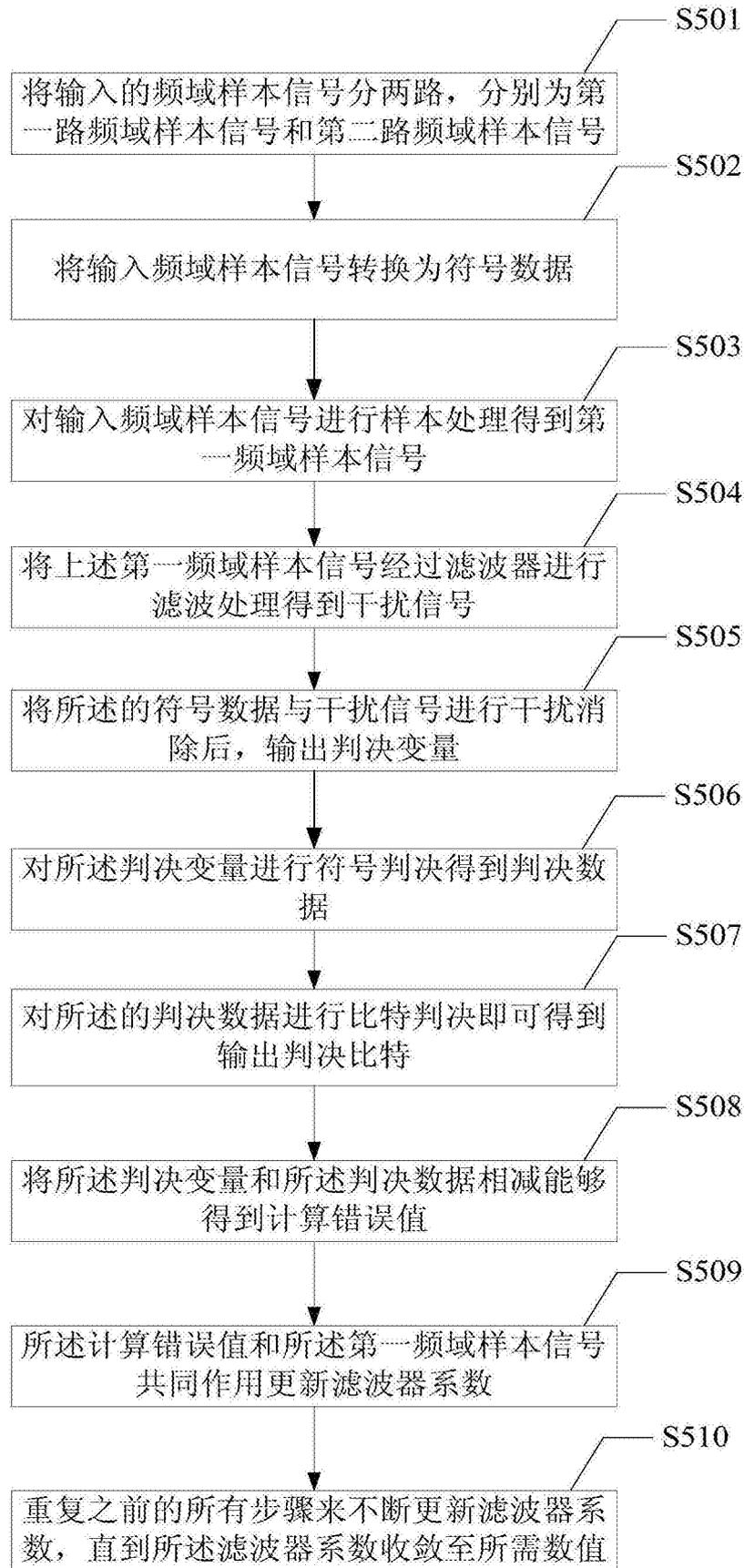


图 5

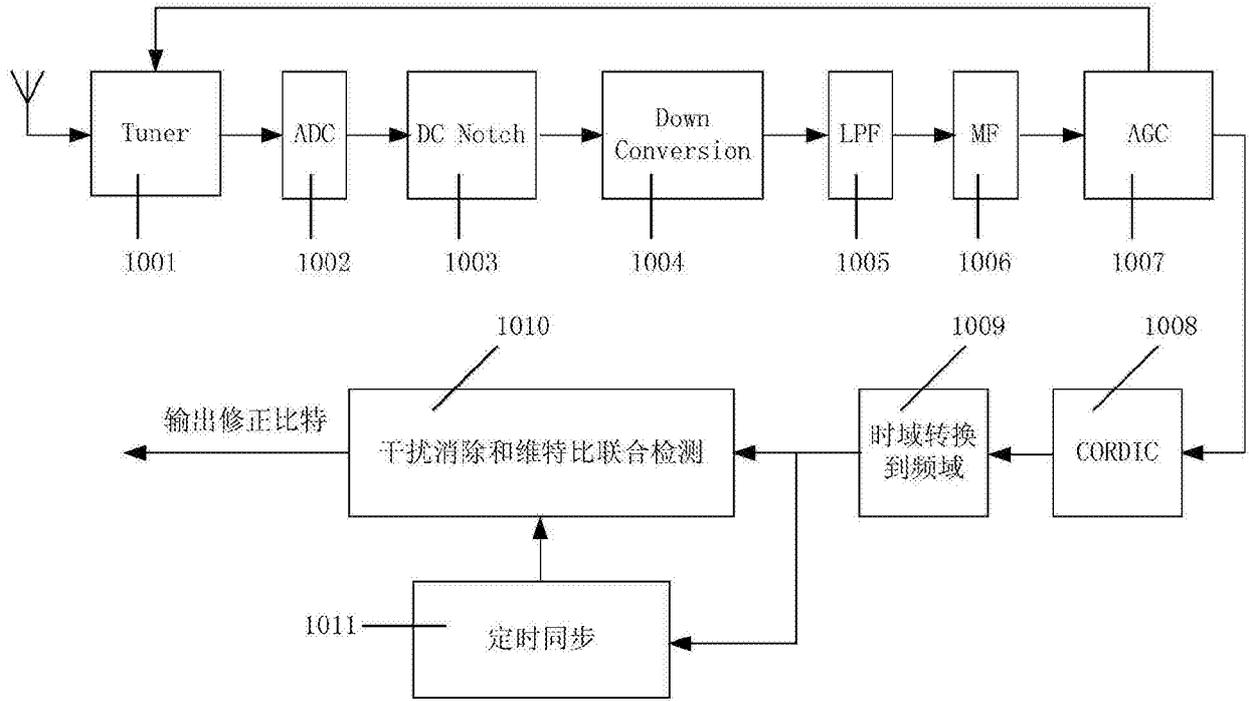


图 10

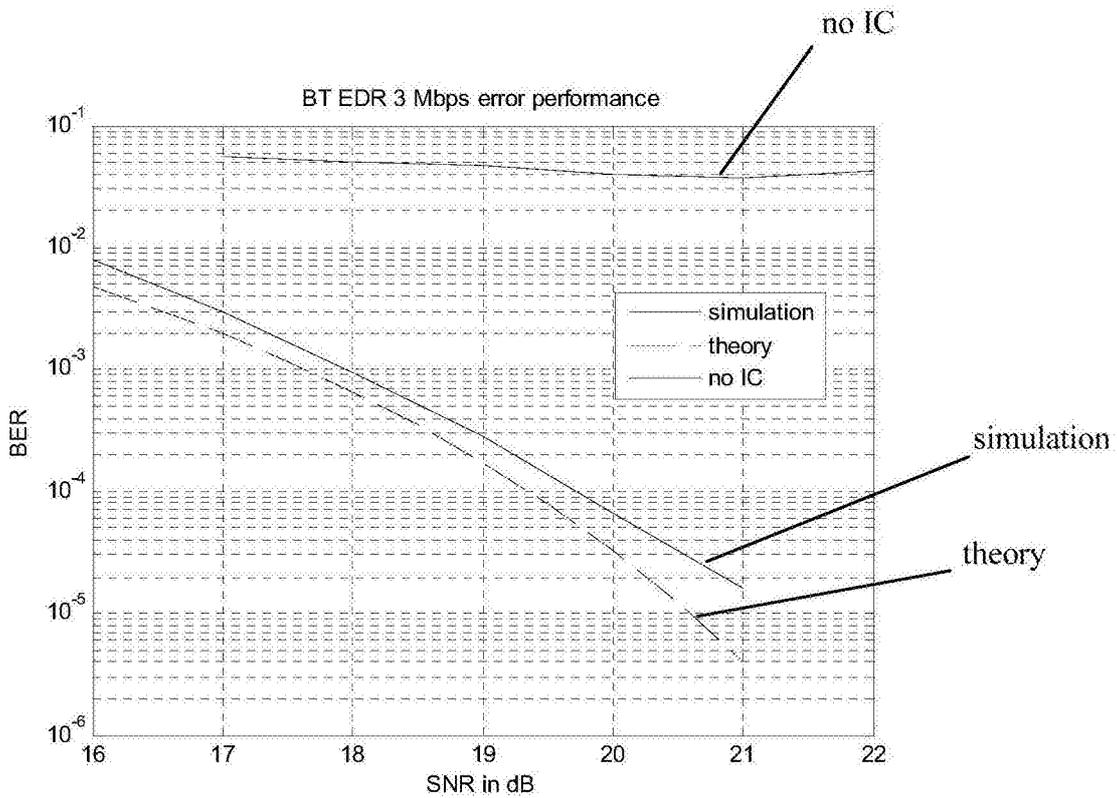


图 11