



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101958862 A

(43) 申请公布日 2011. 01. 26

(21) 申请号 201010516855. 1

(22) 申请日 2010. 10. 22

(71) 申请人 上海交通大学

地址 200240 上海市闵行区东川路 800 号

(72) 发明人 李素月 熊箭 归琳 刘华芬

谢辉

(74) 专利代理机构 上海交达专利事务所 31201

代理人 王锡麟 王桂忠

(51) Int. Cl.

H04L 25/03 (2006. 01)

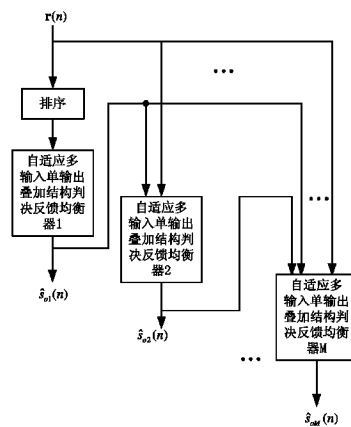
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 5 页

(54) 发明名称

基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器

(57) 摘要

一种数字信号处理技术领域的基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器,包括一个排序模块以及多级级联的自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块,排序模块的输入端接收所有接收天线的信息,第一级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块接收排序模块输出的优先级最高的发射天线对应的数据流信息,并输出这个数据流的判决信息至第 i 级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块,第 i 级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块接收排序模块输出的已排序的第 i 个数据流的信息和前一级数据流的当前判决信息并输出第 i 个数据流的判决信息到下一级。本发明结构复杂度较低,适合于硬件实现。



1. 一种基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器,包括:一个排序模块以及多级级联的自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块,其特征在于:排序模块的输入端接收所有接收天线的信息,第一级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块接收排序模块输出的优先级最高的发射天线对应的数据流信息,并输出这个数据流的判决信息至第 i 级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块,第 i 级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块接收排序模块输出的已排序的第 i 个数据流的信息和前一级数据流的当前判决信息并输出第 i 个数据流的判决信息到下一级, i 为自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块的级数且 i 大于等于 2。

2. 根据权利要求 1 所述的基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器,其特征是,所述的排序模块包括:信道能量检测模块和能量排序模块,其中:各个天线的接收信号与信道能量检测模块连接,信道能量检测模块输出各个天线之间的信道能量到能量排序模块,能量排序模块分别计算同一发射天线到不同接收天线的能量之和,然后由大到小排序,能量最大的那个发射天线的的数据流具有最高的优先权。

3. 根据权利要求 2 所述的基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器,其特征是,所述的信道能量检测模块利用每帧的帧头序列分别和不同的接收天线的接收信号进行相关,以获得所有发射天线和接收天线之间的信道能量。

4. 根据权利要求 1 所述的基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器,其特征是,所述的自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块为叠加结构的时域自适应判决反馈均衡器。

5. 根据权利要求 1 或 4 所述的基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器,其特征是,所述的时域自适应判决反馈均衡器包括:接收天线、信号叠加器、电平判决器、误差信号生成器和抽头系数更新器,其中:每个接收天线分别与前馈滤波器相连接并传输前馈滤波输出信号、各个发射天线的已判决信号和反馈滤波器相连接传输反馈滤波器的输出信号,信号叠加器与前馈滤波输出信号和反馈滤波器的输出信号相连接并传输叠加结构的判决反馈均衡器的输出信息,电平判决器与各个具有叠加结构的判决反馈均衡器的输出总和相连接并传输每一级的输出信号,误差信号生成器与判决器的输入和输出端相连接并传输误差信号,抽头系数更新器与误差信号生成器相连接并进行所有前馈滤波器和反馈滤波器的抽头系数更新。

6. 根据权利要求 1 所述的基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器,其特征是,所述的多级级联的自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块中的每一级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块分别设有反馈滤波器。

7. 根据权利要求 5 所述的基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器,其特征是,所述的抽头系数更新器采用最小均方法、递归最小二乘法或恒模算法进行抽头数的更新。

基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器

技术领域

[0001] 本发明涉及的是一种数字信号处理技术领域的均衡装置,具体是一种频率选择性 MIMO 系统中基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器。

背景技术

[0002] 判决反馈均衡器 (DFE) 是单输入单输出系统中比较常见的信道均衡器,它在数字通信系统中应用广泛,主要用来抑制 ISI。多径传播会使信道频谱出现频谱零点,线性均衡 (LE) 在这种情况下性能很差,DFE 表现出更好的性能,复杂度也比较适中。一般来说,DFE 包含前馈滤波器 (FFF) 和反馈滤波器 (FBF),FFF 对接收信号进行处理,抑制前径 ISI,FBF 对已检测符号进行操作,抑制后径 ISI,FFF 和 FBF 都是有限脉冲响应 (FIR) 滤波器,DFE 的输出采用一个非线性硬判决器,如果判决误差的概率很小,判决器的输出可以正确的表示发射信号,但是如果一个符号检测错误,通过 FBF 环路会造成错误不断累积,导致判决器的下一个输出也是错误的,这就是误差传播现象。尤其是在高速移动的无线通信环境中,信道环境是不断变化的,主径的幅度随时可能发生变化,当副径的强度大于主径时,有限长度的 FFF 无法对消强的副径的影响,主径信号会淹没在多径和噪声中,系数无法收敛。传统的时域自适应 DFE 均衡器的前馈部分和反馈部分在时间域上不重叠,因此副径干扰由前馈滤波或反馈滤波器分别抵消,无法生成合适的抽头系数来稳定地对抗动态强多径。

[0003] 近年来 MIMO 系统受到了极大的关注,在发射机和接收机配置多个天线,可以大大提高通信系统的频谱效率。为了减轻发射天线和接收天线之间频率选择性衰落的影响,MIMO 接收机的设计是极大的挑战,因为需要检测的信号同时淹没在同信道干扰 (CCI),ISI,还有噪声之中。其中一种解决方案考虑 MIMO-DFE,对于传统的 MIMO DFE, M 根发射天线的符号同时检测,不考虑检测顺序。由于同时受天线之间的 CCI 和多径传播的影响,对于 MIMO DFE,误差传播的问题比单天线系统更加严重。为了减少误差传播的影响,采用 G. J. Foschini 等学者于 1999 年在论文“Simplified processing for high spectral efficiency wireless communication employing multi-element arrays”, IEEE Journal on Selected Areas in communications 中提出 V-BLAST 的思想,也就是说,每一级选择均方误差 (MMSE) 意义上最小的数据流进行检测,因为考虑数据流的检测排序是提高接收机性能的一个重要因素。这种排序的串行干扰消除 (SIC) 一定程度上只能有效地抑制 CCI,而对于 ISI 的消除,需要在 SIC 的每一级采用能够有效地对抗多径的均衡方案,自适应的 DFE 就是频率选择性信道中一种有用的降低 ISI 的均衡方案。后来,G. Ginis 和 J. M. Cioffi 于 2001 年在论文“On the relation between V-BLAST and the GDFE”, IEEE Commun. Lett. 中又提出一种等价于 V-BLAST 的广义的 DFE 结构,这种结构比较适合和自适应的 DFE 相结合,不需要明确的信道跟踪,实现比 V-BLAST 更简单一些。

[0004] 有很多可行的办法适用于产生 FFF 和 FBF 的滤波器系数更新,包括最小均方和递归最小二乘算法。滤波器的形式也有多种,可以是实数滤波器,即抽头系数和寄存器的数均为实数,滤波器的乘法运算也是实数运算;也可以是复数滤波器,即抽头系数和寄存器的数

均为复数,滤波器的乘法运算是复数运算;亦可以是准复数滤波器,即抽头系数和寄存器的数虽然均为复数,但滤波器的乘法运算是实数运算。

发明内容

[0005] 本发明针对现有技术存在的上述不足,提供一种基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器,该结构复杂度较低,适合于硬件实现。

[0006] 本发明是通过以下技术方案实现的,本发明包括:一个排序模块以及多级级联的自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块,其中:排序模块的输入端接收所有接收天线的信息,第一级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块接收排序模块输出的优先级最高的发射天线对应的数据流信息,并输出这个数据流的判决信息至第 i 级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块,第 i 级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块接收排序模块输出的已排序的第 i 个数据流的信息和前一级数据流的当前判决信息并输出第 i 个数据流的判决信息到下一级, i 为自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块的级数且 i 大于等于 2。

[0007] 所述的排序模块包括:信道能量检测模块和能量排序模块,其中:各个天线的接收信号与信道能量检测模块连接,信道能量检测模块输出各个天线之间的信道能量到能量排序模块,能量排序模块分别计算同一发射天线到不同接收天线的能量之和,然后由大到小排序,能量最大的那个发射天线的的数据流具有最高的优先权。

[0008] 所述的信道能量检测模块利用每帧的帧头序列分别和不同的接收天线的接收信号进行相关,以获得所有发射天线和接收天线之间的信道能量。

[0009] 所述的自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块为叠加结构的时域自适应判决反馈均衡器。

[0010] 所述的时域自适应判决反馈均衡器包括:接收天线、信号叠加器、电平判决器、误差信号生成器和抽头系数更新器,其中:每个接收天线分别与前馈滤波器相连接并传输前馈滤波输出信号、各个发射天线的已判决信号和反馈滤波器相连接传输反馈滤波器的输出信号,信号叠加器与前馈滤波输出信号和反馈滤波器的输出信号相连接并传输叠加结构的判决反馈均衡器的输出信息,电平判决器与各个具有叠加结构的判决反馈均衡器的输出总和相连接并传输每一级的输出信号,误差信号生成器与判决器的输入和输出端相连接并传输误差信号,抽头系数更新器与误差信号生成器相连接并进行所有前馈滤波器和反馈滤波器的抽头系数更新。

[0011] 所述的多级级联的自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块中的每一级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块分别设有反馈滤波器。

[0012] 所述的抽头系数更新器采用最小均方法、递归最小二乘法或恒模算法进行抽头数的更新。

[0013] 与现有技术相比,本发明通过先对 M 根发射天线的的数据流排序,然后再进行 MIMO DFE 均衡,有效地降低了同信道干扰,误码性能得到明显改善;使用具有叠加结构的判决反馈均衡器,更有效地对抗频率选择信道中的多径传输问题,消除强多径信号的干扰。因此,该结构的提出使得 MIMO 均衡器的收敛速度和误码性能得到很大改善。

附图说明

[0014] 图 1 是本发明的装置组成示意图。

[0015] 图 2 是本发明的第一级的自适应多输入单输出判决反馈均衡器框图。

[0016] 图 3 是本发明的第 m 级的自适应多输入单输出判决反馈均衡器框图。

[0017] 图 4 是基于叠加结构的自适应判决反馈均衡器框图（以接收天线 1 为例）。

[0018] 图 5 是排序模块框图。

[0019] 图 6 是 MIMO 系统基于叠加结构和非叠加结构的自适应判决反馈均衡器的均方误差曲线比较。

具体实施方式

[0020] 下面对本发明的实施例作详细说明,本实施例在以本发明技术方案为前提下进行实施,给出了详细的实施方式和具体的操作过程,但本发明的保护范围不限于下述的实施例。

[0021] 如图 1 所示,本实施例包括:多级级联的排序模块及其每一级相对应连接的自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块,级数等于发射天线的数目。系统利用 M 根发射天线和 N 根接收天线,接收天线的数目 N 要大于或等于发射天线的数目 M 。

[0022] 如图 5 所示,所述的排序模块包括:信道能量检测模块和能量排序模块,其中:各个天线的接收信号均与信道能量检测模块连接,信道能量检测模块输出各个天线之间的信道能量到能量排序模块,能量排序模块分别计算同一发射天线到不同接收天线的能量之和,然后由大到小排序,能量最大的那个发射天线的数据流具有最高的优先权。

[0023] 图 5 完成对多路数据流的排序后,均衡模块依次选择能量最大的对应发射天线的数据流进行均衡。对于慢时变信道,不需要每时每刻进行排序,只需在开始串行检测前的第一级排序。关于能量计算,以发射天线 1 为例,其对应的能量为 $\sum_{n=1}^N |\mathbf{h}_{n1}|^2$,即所有接收天线到发射天线 1 的信道的模的平方和,类似的计算得到其它发射天线的能量。

[0024] 如图 2 所示,为第一级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块的详细的内部结构图。其中,前馈滤波器和反馈滤波器都是有限脉冲响应滤波器,这里把每个前馈滤波器的长度表示为 L_f ,每个反馈滤波器的长度表示为 L_b 。前馈滤波器的后向部分和反馈滤波器的前向部分重叠的抽头个数为 k 。

[0025] 第一天线 1 的前馈滤波器在 n 时刻对抗前径的抽头系数可以表示为 $f(n)_{-Q} \sim f(n)_0$,与反馈滤波器重叠部分的抽头系数为 $f(n)_1 \sim f(n)_k$,其中 $k+Q+1 = L_f$ 。第一接收天线 1 对应的前馈滤波器的输入为: $r_1(n) = [r_1(n+Q), \dots, r_1(n), \dots, r_1(n-k)]$,其中 $r_1(n)$ 为第 n 时刻第一天线 1 的接收信号。现定义以下参数:反馈滤波器 11 ~ 1M 与前馈滤波器 11 ~ 1N 重叠部分的抽头系数为 $d(n)_1 \sim d(n)_k$,长度为 L_b 的反馈滤波器中的系数对应的输入信号为第一发射天线 1 的过去判决值,即 $\hat{s}_1(n) = [\hat{s}_1(n-1), \dots, \hat{s}_1(n-k), \dots, \hat{s}_1(n-L_b)]$,则第一天线 1 对应的叠加结构的时域自适应判决反馈均衡器 11 的输出为前馈滤波器 11 的输入与对应抽头系数的乘加和,再加上反馈滤波器 11 的输入与相应抽头系数的乘加和,具体结构见图 4,即

$$[0026] \quad z_1(n) = \sum_{i=-Q}^k r_1(n-i)f(n)_i - \sum_{i=1}^{L_b} \hat{s}_1(n-i)d(n)_i$$

[0027] 利用与以上相同的方法依次计算出其他接收天线对应的叠加结构的时域自适应判决反馈均衡器 12 ~ 1M 的输出, 并把所有的输出相加为 $\tilde{s}_{o1}(n) = z_1(n) + z_2(n) + \dots + z_M(n)$, 最后判决器 11 对优先权最高的数据流进行判决, 即 $\hat{s}_{o1}(n) = dec(\tilde{s}_{o1}(n))$, $o_i \in \{1, 2, \dots, M\}$ 表示在第 i 级通过排序抽取的信道能量最大的数据流, $\{o_1, o_2, \dots, o_M\}$ 表示 n 时刻数据流检测的顺序。

[0028] 如图 3 所示, 为第 m 级自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块的具体内部框图。其它各级的结构与第 m 级类似, 故没有详细给出原理结构图。与图 2 不同的是, 图 3 多了一级反馈滤波器 3M, 该反馈滤波器的最大长度是 M-1, 它的输入是相对当前第 m 级的前 m-1 级的当前判决值, 当然对于第 m 级而言, 最后一个反馈滤波器的输入包括前 m-1 级已检测数据流的当前判决值 $\hat{s}_{o1}(n) \sim \hat{s}_{o_{(m-1)}}(n)$ 。因此, 第 m 级中所有接收天线对应的叠加结构的时域自适应判决反馈均衡器 21 ~ 2M 的输出加上反馈滤波器 3M 的输出总和为 $\tilde{s}_{om}(n) = z_1(n) + z_2(n) + \dots + z_M(n) + \hat{s}_{o1}(n) * d_1(n) + \dots + \hat{s}_{o_{(m-1)}}(n) * d_{m-1}(n)$, 输出到判决器 22 对第 o_m 个数据流进行判决 $\hat{s}_{om}(n) = dec(\tilde{s}_{om}(n))$ 。

[0029] 图 4 所示是图 2 中以第一接收天线 1 为例的具体的叠加结构自适应判决反馈均衡器 11 的内部结构框图, 本实施例中前馈滤波器 1 和反馈滤波器 2 的时域重叠部分 3, 在每一级存在多个这样并联的叠加结构自适应判决反馈均衡器, 为方便起见, 每一个叠加结构中, 前馈滤波器和反馈滤波器的时域重叠部分的抽头数可以相同。而自适应多输入单输出判决反馈均衡器模块所采用的叠加结构的时域自适应判决反馈均衡器的实施方式是前馈滤波器的部分抽头在时间域上与反馈滤波器的部分抽头重叠, 重叠部分的抽头个数取决于强多径相对于主径的延时的大小, 一般根据信道多径分布的情况和硬件实现的复杂度综合而定。

[0030] 所述的前馈滤波器和反馈滤波器的抽头更新算法, 可以采用 LMS(最小均方)算法, RLS(递归最小二乘)等自适应算法, 也可以采用包括 CMA(恒模算法)在内的盲均衡算法。

[0031] 本实施例具体工作过程如下:

[0032] 步骤一, 根据信道能量检测出的信道值, 对所有 M 根发射天线的数据流对应的能量之和计算并排序, 选择信道能量之和最大的那路数据流进行检测, 把排序结果记为 $\{o_1, o_2, \dots, o_M\}$;

[0033] 步骤二, 利用具有叠加结构的自适应判决反馈均衡器对数据流 o_1 进行均衡, 在第一级, 每根接收天线都对应一个具有叠加结构的自适应判决反馈均衡器, 把它们的输出之和相加, 总和为 $\tilde{s}_{o1}(n)$, 对此进行判决, 得到 $\hat{s}_{o1}(n)$, 将 $\tilde{s}_{o1}(n)$ 与 $\hat{s}_{o1}(n)$ 之差作为误差信号, 采用合适的自适应算法来更新第一级所有的前馈滤波器和反馈滤波器的抽头系数;

[0034] 步骤三, 将第一级的当前判决输出 $\hat{s}_{o1}(n)$, 输出到其后各级自适应多输入单输出判决反馈均衡器的最后一个反馈滤波器的输入端。

[0035] 步骤四, 在第二级, 对步骤一中已排好序的数据流 o_2 进行检测, 每根接收天线都对应一个具有叠加结构的自适应判决反馈均衡器, 共有 N 个输出。另外, 此级还增加一个独立的反馈滤波器, 它的输入为 $\hat{s}_{o1}(n)$, $\hat{s}_{o1}(n)$ 和相应反馈抽头系数相乘, 也作为一个输出, 把它

们所有的输出之和相加, 总和为 $\tilde{s}_{o_2}(n)$, 对此进行判决, 得到 $\hat{s}_{o_2}(n)$, $\hat{s}_{o_2}(n)$ 减去 $\tilde{s}_{o_2}(n)$ 得到误差信号, 利用复杂度合适的自适应算法来更新第二级所有的前馈滤波器和反馈滤波器的抽头系数, ;

[0036] 步骤五, 将第二级的当前判决输出 $\hat{s}_{o_2}(n)$, 输出到其后各级自适应多输入单输出判决反馈均衡器的最后一个反馈滤波器的输入端。

[0037] 步骤六, 以后各级其它未检测数据流的均衡, 与上述方法雷同, 依次类推, 得到最后一级的判决输出 $\hat{s}_{om}(n)$ 。所有发射天线的数据流检测完毕。

[0038] 如图 6 所示, 为均方误差 (MSE) 仿真结果表明 MIMO 系统有重叠结构的自适应判决反馈均衡器相比没有重叠结构的 MIMO 自适应判决反馈均衡器, 有更快的收敛速度和更小的均方误差, 明确显示出本发明 MIMO 系统叠加结构自适应均衡器的优势。

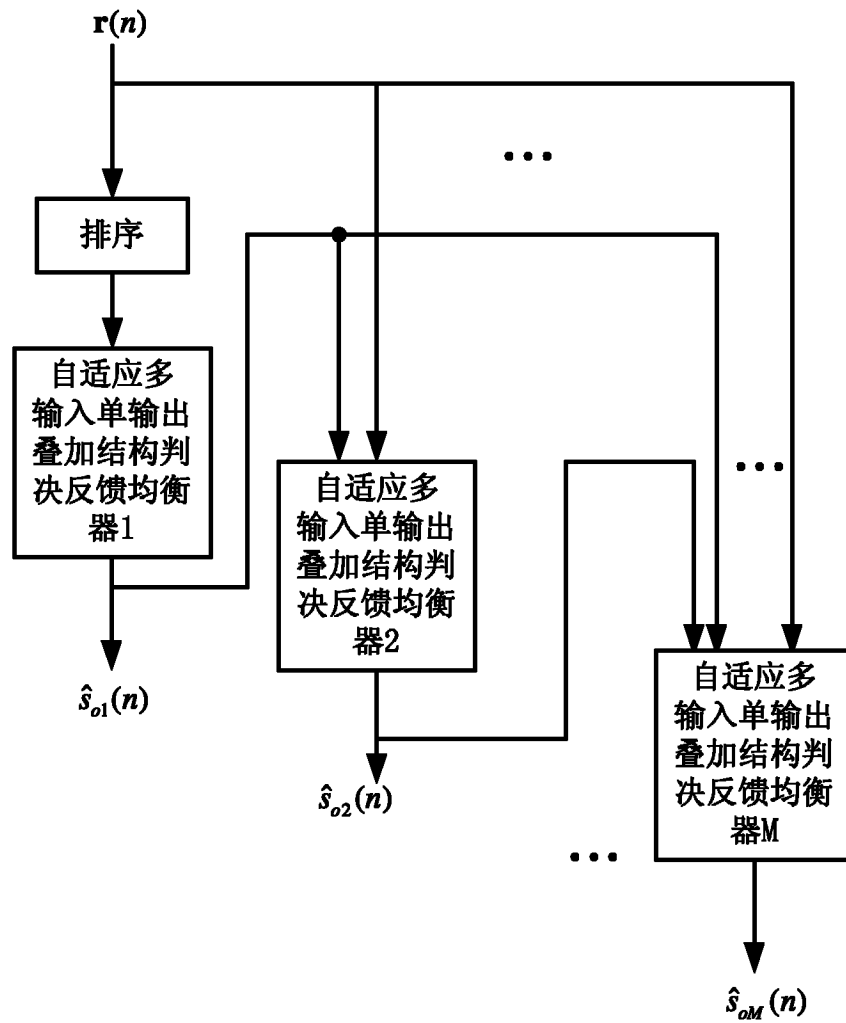


图 1

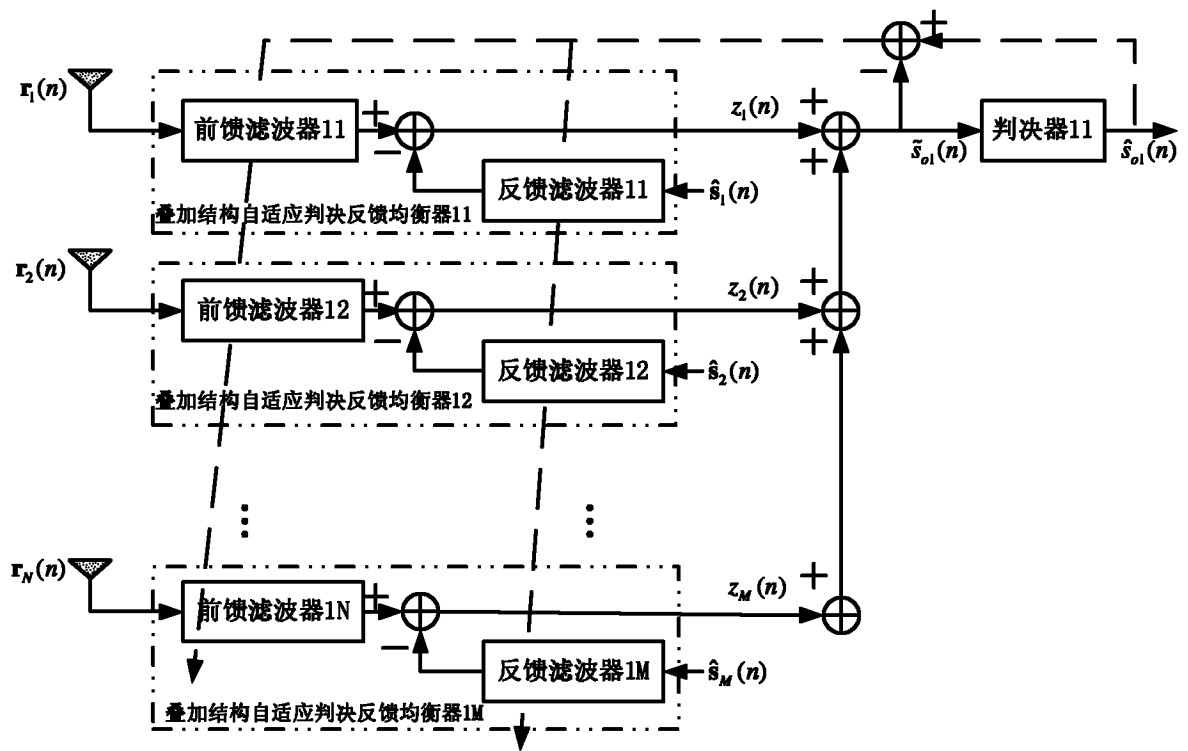


图 2

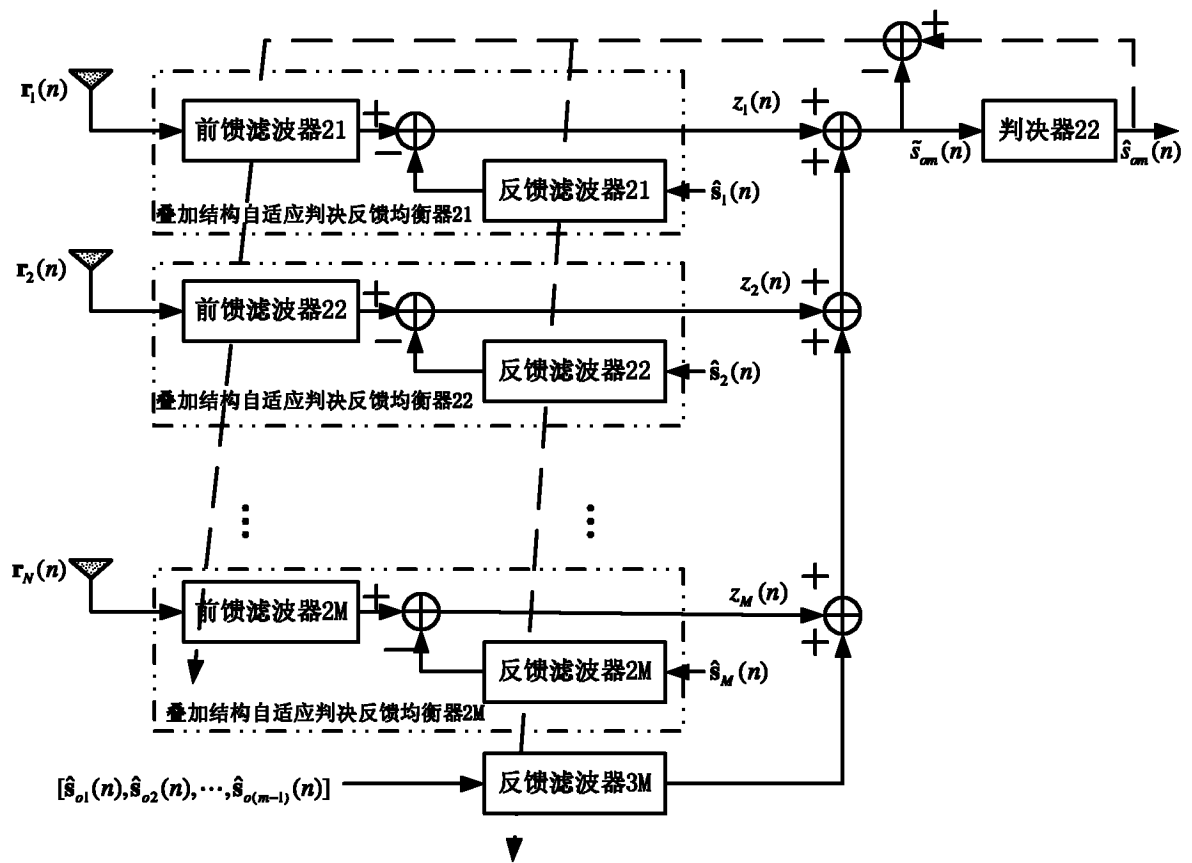


图 3

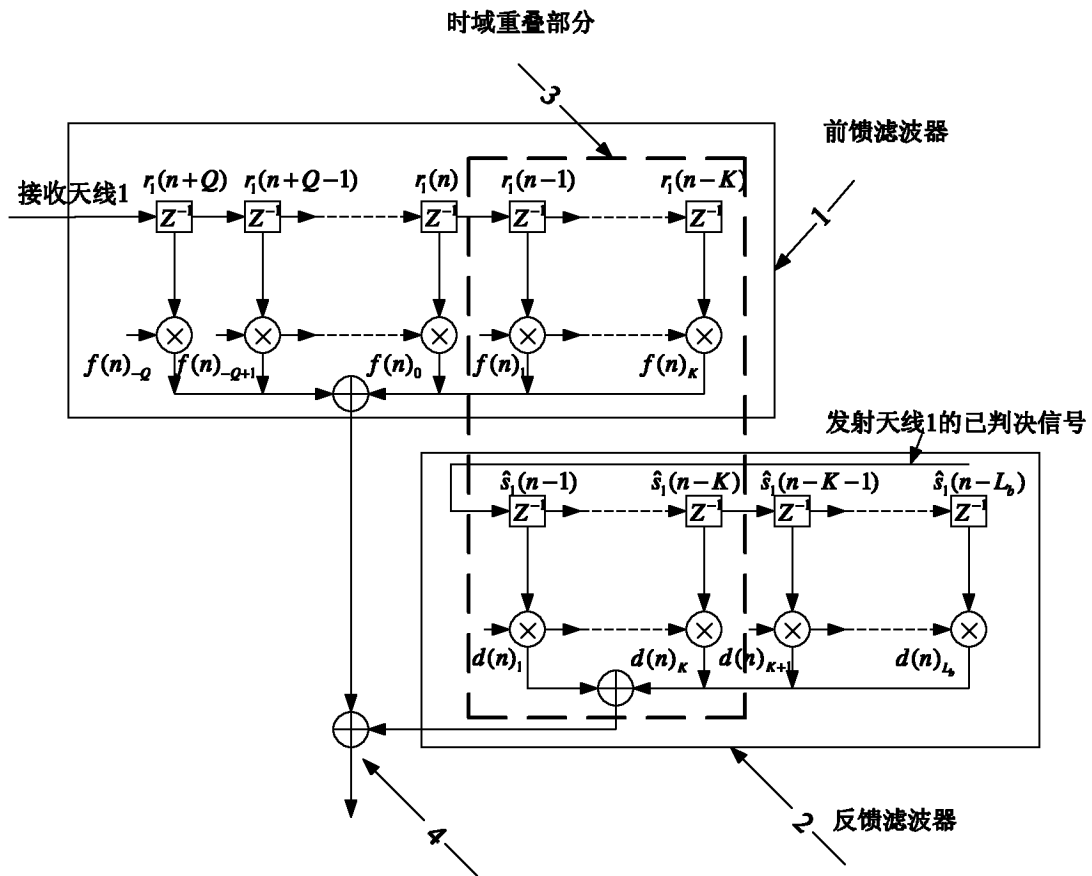


图 4

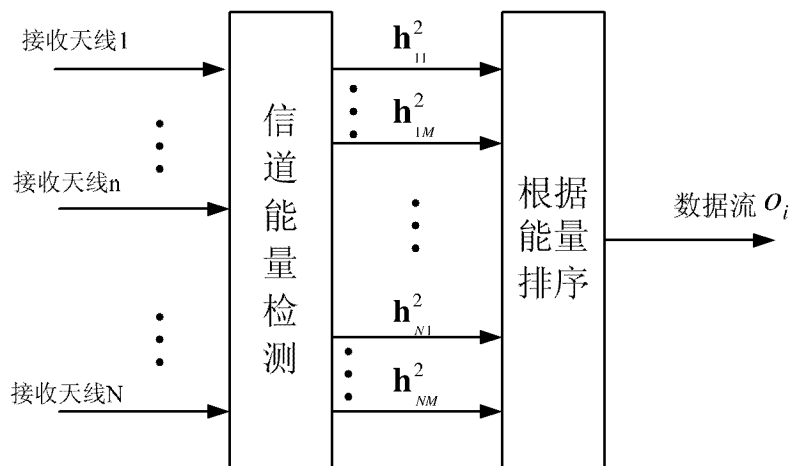


图 5

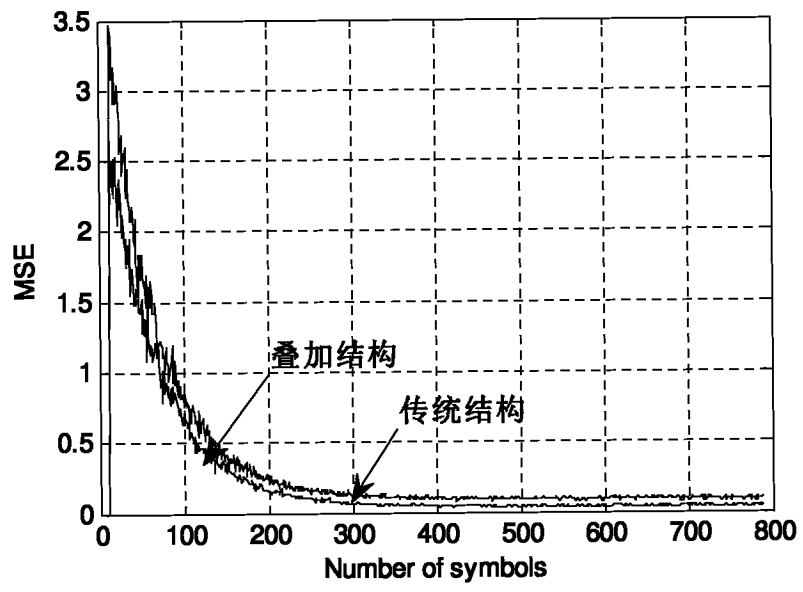


图 6