

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 98122774.0

[45] 授权公告日 2002 年 7 月 17 日

[11] 授权公告号 CN 1087886C

[22] 申请日 1998. 12. 4

[21] 申请号 98122774.0

[30] 优先权

[32] 1997. 12. 5 [33] JP [31] 335363/97

[73] 专利权人 富士通株式会社

地址 日本神奈川

[72] 发明人 关宏之 田中良纪 小早川周磁
户田健

[56] 参考文献

EP 0696856A2	1996. 2. 14	H04B1/69
EP 0798873A2	1997. 10. 1	H04B1/707
WO 9603819A1	1996. 2. 8	H04J13/02

审查员 秦力军

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事
务所

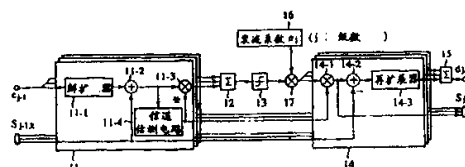
代理人 马 浩

权利要求书 2 页 说明书 11 页 附图页数 11 页

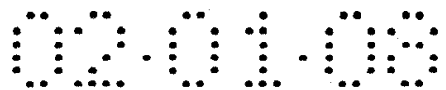
[54] 发明名称 干扰消除器

[57] 摘要

一种干扰消除器包含解扩处理部件, 一个混合干扰复制生成信号的混合器, 一个判定输出信号的判决部件, 与解扩处理部件和判决部件相连的扩展处理部件, 一个根据干扰复制生成信号的可靠性产生一个衰减系数的衰减系数发生器, 和一个把判决部件的输出信号与衰减系数相乘的乘法器。



ISSN 1008-4274



权 利 要 求 书

1. 一种干扰消除器, 其中包含:

解扩处理部件, 它产生干扰复制生成信号;

一个混合器, 它与所述解扩处理部件相连接, 并混合该干扰复制生成信号以产生一个符号;

一个判决部件, 它与所述混合器相连接, 并通过判定该符号产生一个输出信号;

与所述解扩处理部件和所述判决部件相连的扩展处理部件;

一个根据干扰复制生成信号的可靠性产生一个衰减系数的衰减系数发生器;

一个乘法器, 它与所述衰减系数发生器相连接, 并把判决部件的输出信号与所述衰减系数相乘。

2. 如权利要求 1 所述的干扰消除器, 其中所述衰减系数发生器被配置成产生这样的衰减系数, 该衰减系数具有一个根据上述干扰消除器在一个多级结构中的位置而确定的值。

3. 如权利要求 1 所述的干扰消除器, 其中所述衰减系数发生器被配置成产生这样的衰减系数, 该衰减系数具有一个根据传播应用于干扰消除器的一个信号所通过的路径的延迟时间而确定的值。

4. 如权利要求 1 所述的干扰消除器, 其中所述衰减系数发生器被配置成产生这样的衰减系数, 该衰减系数具有一个根据多路复用信道数量而确定的值。

5. 如权利要求 1 所述的干扰消除器, 其中所述衰减系数发生器被配置成产生这样的衰减系数, 该衰减系数具有一个根据应用于干扰消除器的一个信号电平而确定的值。

6. 如权利要求 1 所述的干扰消除器, 其中所述衰减系数发生器被配置成产生这样的衰减系数, 该衰减系数具有一个根据通过天线分支接收的一个信号电平而确定的值。

7. 如权利要求 1 所述的干扰消除器, 其中所述衰减系数发生器

被配置成产生这样的衰减系数，该衰减系数具有一个根据通过一个路径传播并且应用于干扰消除器的一个信号的电平而确定的值。

8. 如权利要求 1 所述的干扰消除器，其中所述衰减系数发生器被配置成产生这样的衰减系数，该衰减系数具有一个根据信号功率与干扰/噪声功率的比率而确定的值。

9. 如权利要求 1 所述的干扰消除器，其中所述衰减系数发生器被配置成产生这样的衰减系数，该衰减系数具有一个根据至少两个指示接收信号的一个状态的因子而确定的值。

10. 如权利要求 1 所述的干扰消除器，其中所述衰减系数发生器被配置成产生这样的衰减系数，该衰减系数具有一个随干扰复制生成信号可靠性提高而增加的值。

11. 如权利要求 1 所述的干扰消除器，其中：

干扰消除器包含多个级；并且

各个级包含解扩处理部件，混合器，判决部件，扩展处理部件，衰减系数发生器和乘法器。

干扰消除器

本发明涉及一种干扰消除器,更具体地,是涉及适用于蜂窝 DS/CDMA (直接序列码分多址)移动通信系统或类似系统的干扰消除器。

在蜂窝 CD/CDMA 移动通信系统中,由于移动站异步特性在扩展码之间产生了相关特性,所以来自另一个移动站的干扰和噪声导致了干扰的发生。这种干扰是降低移动通信系统的信道容量和传输质量的因素。因而,期望精确地消除这种来自接收信号的干扰。

图 1 说明了一个常规的多级型干扰消除器。多级型干扰消除器中的每个级均由干扰消除器单元 81 和一个混合器 82 构成。具有这种配置的级被级联起来。图 1 说明了具有第一级至第 m 级的多级型干扰消除器。数据符号接收器 83 被提供在第 m 级,即末级中。

以并行方式为相应的用户信道提供干扰消除器单元 81 和末级。指示干扰消除器单元 81 的索引号 81 的后缀包含一个级号和一个对应于用户信道 ($ICU1,1, ICU1,k, ICU2,1, ICU2,k, \dots$) 的用户号。

在初级中,一个接收信号 R_0 被输入到对应于用户信道的干扰消除器单元 $ICU1,1 - ICU1,k$, 上述干扰消除器单元输出干扰复制信号 $S1,1 - S1,k$ 和干扰残留信号 $d1,1 - d1,k$ 。混合器 82 混合对应于用户信道的干扰残留信号 $d1,1 - d1,k$ 。混合的干扰残留信号 $d1,1 - d1,k$ 被从接收信号 R_0 中减去,以便获得初级的合成差错信号 $e1$ 。

在第二级,干扰消除器单元 $ICU2,1 - ICU2,k$ 被提供了来自初级的混合器 82 的差错信号 $e1$ 和来自初级的干扰消除器单元 $ICU1,1 - ICU1,k$ 的干扰复制信号 $S1,1 - S1,k$ 。接着,干扰消除器单元 $ICU2,1 - ICU2,k$ 分别输出干扰复制信号 $S2,1 - S2,k$ 和干扰残留信号 $d2,1 - d2,k$ 。混合器 82 混合对应于用户信道的干扰残留信号 $d2,1 - d2,k$ 。混合的干扰残留信号 $d2,1 - d2,k$ 被从初级的差错信号 $e1$ 中减去。因而获得第二级的合成差错信号 $e2$ 。

在作为末级的第 m 级中,接收器 $ReCm,1 - ReCm,k$ 被提供了前一级的差错信号 e_{m-1} 和干扰复制信号 $S_{m-1,1} - S_{m-1,k}$, 并且使用所提供的信号

进行干扰消除处理，以便能够对数据符号进行解码。通过顺序重复干扰消除过程，差错信号被逐渐减弱，并且可以得到能够消除用户间信号干扰的干扰复制信号。

图 2 说明了一个常规干扰消除器单元，其中包含一个解扩 处理部件 91，一个解扩 器 91-1，一个加法器 91-2，一个乘法器 91-3，一个信道估测电路 91-4，一个混合器 92，一个判决部件 93，扩展处理部件 94，一个乘法器 94-1，一个加法器 94-2，一个再扩展器 94-3，和一个混合器 95。

解扩 处理部件 91 和扩展处理部件 94 相应被提供给接收的延迟电波，即多路径。图 2 所示的结构被设置成处理三个路径。在图 2 中，对应于相应路径的信号被指定一个后缀“i”（在图 2 中， $i=1-3$ ）。对应于路径的信号被称作 RAKE 指针（finger）。

解扩 处理部件 91 被提供了前一级的差错信号 e_{j-1} 和干扰复制信号 $S_{j-1,1} - S_{j-1,k}$ （这些信号在初级为零）。解扩 器 91-1 从前一级接收差错信号 e_{j-1} （在初级中为接收信号 R_0 ）并且使用扩展码进行解扩 操作。后缀“j”指示级标识号。

加法器 91-2 把解扩 信号和干扰复制信号 $S_{j-1,2} - S_{j-1,k}$ （在初级为零）相加，并且生成第一路径的合成接收符号 R_1 。信道估测电路 91-4 接收合成接收符号 R_1 ，并且使用图 3B 所示的导频符号估测各个路径的信道（传输路径的特性）。这样，得到了各个路径的信道估测值 $\xi_i^{\wedge}$ 。

乘法器把经过解扩 的信号 R_i 与信道估测 $\xi_i^{\wedge}$ 的复数 $\xi_i^{\wedge*}$ 相乘。因而，可以得到已经消除了因传输路径干扰造成的相位差错的接收符号。

混合器 92 对乘法器 91-3 针对各个路径的输出信号进行分集混合（最大比例混合）。判决部件 93 对通过最大比例混合而得到的结果接收符号 $\sum R_i \xi_i^{\wedge*}$ 进行比较，以便能够即时判定一个数据符号。

再扩展处理部件 91 产生并输出的信号被称作干扰复制生成信号。干扰复制生成信号被转换成传送到下一级的干扰复制信号和干扰残留信号。

判决部件 93 输出的即时判定符号 $Zs^{\wedge}$ 分流成对应于各个路径的信号。在各个扩展处理部件 94 中，乘法器 94-1 把即时判定符号 $Zs^{\wedge}$ 与信道估测值 $\xi_i^{\wedge}$ 相乘。因而即时判定数据符号被分解成对应于各个路径的信号，这些

信号被当作干扰复制信号 $S_{j,1} - S_{j,k}$ 输出到下一级。

扩展处理部件 94 的加法器 94-2 把乘法器 94-1 输出并且对应于各个路径的干扰复制信号 $S_{j,i} - S_{j,k}$ 与前一级提供的干扰复制信号 $S_{j-1,1} - S_{j-1,k}$ 相加。接着，加法器 94-2 分别输出当前级的干扰复制信号 $S_{j,i} - S_{j,k}$ 与干扰复制信号 $S_{j-1,1} - S_{j-1,k}$ 之间的信号差。在各个再扩展器 94-3 中使用一个扩展码对扩展处理部件 94 的加法器 94-2 的输出信号进行扩展。混合器 95 对再扩展器 94-3 的对应于各个路径的再扩展输出信号加以混合。为各个用户信道提供的干扰消除器单元的混合器 95 的输出信号被当作干扰残留信号 $d_{j,1} - d_{j,k}$ 输出到如图 1 所示的混合器 82。

图 3A 说明了在多级型干扰消除器的末级提供的一个常规末级接收器，并且图 3B 示出了一个帧格式。图 3A 中标号 100 的末级接收器包含解扩处理部件 101，一个混合器 102 和一个解码器 103。

末级接收器 100 的解扩处理部件 101 被提供了来自前一级的干扰复制生成单元的差错信号 e_{m-1} 和干扰复制信号 $S_{m-1,1} - S_{m-1,k}$ ，并且执行和上述干扰消除器单元的解扩处理部件 91 相同的处理。因而，可以得到接收符号。

末级接收器 100 的各个解扩处理部件 101 被配备了一个解扩器 91-1，一个加法器 91-2，一个乘法器 91-3 和一个信道估测电路 91-4，上述部件与干扰消除器单元的解扩处理部件 91 的对应部件相同。

末级接收器 100 的混合器 102 对解扩处理部件 101 输出的接收符号进行分集混合（最大比例混合）。解码器 103 将通过最大比例混合得到的合成接收符号 $\sum R_i \xi^*$ 和一个阈值相比较。因而可以再生成一个数据符号。

参照图 3B，一个导频符号 104 被插入到信息符号 105 之间并且由一个发送器重复发送以使其被定位在一个指定的时间位置上。导频信号 104 是预定的已知数据符号，并且已经接收的接收符号可以被表示成 $Z \cdot \xi$ ，其中 Z 表示导频符号 104 的一个值（复数）。

由于导频符号 104 的值是已知的，所以信道估测电路 91-4 把接收符号 $Z \cdot \xi$ 与导频符号的值 Z 的共轭复数 Z^* 相乘并且输出 $|Z|^2 \xi$ 。由于已知导频符号的大小（幅度）（大约等于 1： $|Z|=1$ ），所以可以得到路径的传

输路径特性 ξ 的估测值。上述信道估测电路 91-4 对使用多个导频符号得到的估测传输路径特性 ξ 求出平均值。这样所得到的平均值 ξ 被当作信道估测值输出。

图 4 说明了一个包含干扰消除器的基站的接收器。通过天线 (ANT) 110 接收的一个信号被输入到一个无线部件 (Rx) 120, 无线部件 (Rx) 120 接着通过一个放大器 (LNA) 121 对接收信号进行放大。放大信号被提供给一个带通滤波器 (BPF) 122, 该滤波器消除位于给定频带之外的分量。混合器 123 把带通滤波器 122 的输出信号与来自一个本机振荡器 LO 的本振信号相乘。这样, 接收信号被转换成基带信号。基带信号中包含的高频分量被一个低通滤波器 (LPF) 124 消除。接着低通滤波器 124 的输出信号被输出到下一级。

下一级的一个 A/D 转换器 130 对来自无线部件 120 的接收信号进行采样, 并且输出一个相应的数字信号, 该数字信号被提供给一个路径搜索电路 140。路径搜索电路 140 通过使用接收的多个延迟电波计算出各个路径的延迟时间, 并且向一个干扰消除器 150 输出得到的各个路径的延迟时间信息。

干扰消除器 150 根据得到的各个路径的延迟时间信息, 在干扰复制生成单元和末级接收器中对各个路径进行解扩展。所得到的接收符号被输出到解码器 160。用户信道之间的干扰和路径之间的干扰已经被从应用于解码器的接收符号中消除了。

各个解码器 160 把来自干扰消除器 150 的相应接收符号与一个阈值相比较。这样可以解码出一个数据符号。图 4 所示的各个解码器 160 与图 3 所示的末级接收器的解码器 130 相同。

上述类型的干扰消除器, 即通过从初始多路复用接收信号中抽出用户信道的干扰复制信号来消除干扰的干扰消除器, 具有一个缺点, 即干扰消除性能很大程度上依赖于以上述方式产生的干扰复制信号的精确度。

如果从接收信号中抽出具有较差精确度的干扰复制信号, 则干扰功率会增加, 并且接收性能会下降。在以相对较低的电平接收信号, 使用相对于扩展比率而言数量过大的用户信道, 或者传输路径快速变化 (在高速衰减环境下) 的情况下, 干扰复制信号的精确度和干扰消除能力均会下降。

本发明的一个目的是提供一种克服上述缺点的干扰消除器。

本发明更具体的一个目的是提供一种干扰消除器，在这种干扰消除器中，通过监视用户信道的码多路复用信号的接收状态来进行干扰消除，从而可以提高传输质量。

通过一个干扰消除器可以实现本发明的上述目的，其中干扰消除器包含：解扩 处理部件；一个混合干扰复制生成信号的混合器；一个判定输出信号的判决部件；与解扩 处理部件和判决部件相连的扩展处理部件，一个产生取决于干扰复制生成信号的可靠性的一个衰减系数的衰减系数发生器；和一个把判决部件的输出信号与衰减系数相乘的乘法器。

通过配置干扰消除器可以使衰减系数发生器产生这样的衰减系数，即该衰减系数具有一个取决于上述干扰消除器在一个多级结构中的位置的值。

通过配置干扰消除器可以使衰减系数发生器产生这样的衰减系数，即该衰减系数具有一个取决于传播应用于干扰消除器的信号所通过的路径的延迟时间的值。

通过配置干扰消除器可以使衰减系数发生器产生这样的衰减系数，即该衰减系数具有一个取决于多路复用信道数量的值。

通过配置干扰消除器可以使衰减系数发生器产生这样的衰减系数，即该衰减系数具有一个取决于应用于干扰消除器的信号电平的值。

通过配置干扰消除器可以使衰减系数发生器产生这样的衰减系数，即该衰减系数具有一个取决于通过一个天线分支接收的一个信号的电平的值。

通过配置干扰消除器可以使衰减系数发生器产生这样的衰减系数，即该衰减系数具有一个取决于通过一个路径传播并且应用于干扰消除器的一个信号的电平的值。

通过配置干扰消除器可以使衰减系数发生器产生这样的衰减系数，即该衰减系数具有一个取决于信号功率与干扰/噪声功率的比率的值。

通过配置干扰消除器可以使衰减系数发生器产生这样的衰减系数，即该衰减系数具有一个取决于至少两个指示接收信号的状态的因子的值。

通过配置干扰消除器可以使衰减系数发生器产生这样的衰减系数，即

该衰减系数具有一个随干扰复制生成信号可靠性下降而增加的值。

通过配置干扰消除器使得：干扰消除器包含多个级；并且各个级包含解扩处理部件，混合器，判决部件，扩展处理部件，衰减系数发生器和乘法器。

通过下面结合附图所进行的详细描述，本发明的其它目的，特性和优点会变得更加清晰，其中：

图 1 是关于一个常规多级型干扰消除器的模块图；

图 2 是关于一个常规干扰消除器单元的模块图；

图 3A 是关于一个常规末级接收器的模块图；

图 3B 是一个帧格式的图例；

图 4 是关于包含一个干扰消除器的基站的一个接收器的模块图；

图 5 是基于本发明第一实施例的一个干扰消除器单元的图例；

图 6 是基于本发明第二实施例的一个干扰消除器单元的图例；

图 7 是基于本发明第三实施例的一个干扰消除器单元的图例；

图 8 是基于本发明第四实施例的一个干扰消除器单元的图例；

图 9 是基于本发明第五实施例的一个干扰消除器单元的图例；

图 10 是基于本发明第六实施例的一个干扰消除器单元的图例；

图 11 是基于本发明第七实施例的一个干扰消除器单元的图例。

图 5 说明了基于本发明第一实施例的一个干扰消除器单元。图 5 所示的干扰消除器单元包含解扩处理部件 11，一个混合器 12，一个判决部件 13，扩展处理部件 14，一个混合器 15，一个衰减系数发生器 16，和一个乘法器 17。每个解扩处理部件 11 均包含一个解扩器 11-1，一个加法器 11-2，一个乘法器 11-3 和一个信道估测电路 11-4。每个扩展处理部件 14 均包含一个乘法器 14-1，一个加法器 14-2，和一个再扩展器 14-3。解扩处理部件 11 和扩展处理部件 14 数量上等于接收的延迟电波，即可分解的路径的数量。

解扩处理部件 11，混合器 12，判决部件 13，扩展处理部件 14 和混合器 15 与图 2 所示的常规干扰消除器单元的那些部件相同，并且这里省略了对这些部件的描述。

多级型干扰消除器在多个级上重复进行干扰消除过程。因而逐渐改进

了干扰复制信号的精确度，因此也改进了干扰消除性能。

在一个初级上得到的干扰消除器单元中的干扰复制信号具有相对较低的精确度，其中在这个初级上以相对较少的次数重复进行干扰消除过程。随着重复进行干扰消除过程的次数增加，干扰复制信号的精确度相应增加。

以下述方式配置衰减系数发生器 16。衰减系数发生器 16 针对干扰消除器的不同级产生不同的衰减系数值。在初级上使用的衰减系数值大大衰减了干扰复制信号。当接收信号被传输到更多数量的级时，衰减系数具有一个减少的对干扰复制信号的衰减的值。即，当衰减系数被表示成 α_j 时（ j 表示级数），衰减系数被设成下面的值：

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_j \dots < \alpha_m < 1.$$

衰减系数发生器 16 针对干扰消除器的不同级产生具有不同值的衰减系数，并且把衰减系数用于乘法器 17。接着，乘法器 17 把判决电路 13 输出的干扰复制信号与衰减系数相乘。因而，在各个扩展处理部件 14 中，通过具有对应于当前级的值的衰减系数对干扰复制信号加以衰减。因而可以抑制在干扰消除过程中具有相对较低的精确度的干扰复制信号的影响。乘上衰减系数。因而当衰减系数具有一个较小的值时，干扰复制信号的衰减度增加了。

图 6 说明了基于本发明第二实施例的一个干扰消除器单元。在图 6 中，与图 5 所示部件相同的部件具有相同的编号并且在这里省略了重复的描述。

图 6 所示的干扰消除器单元包含一个路径搜索电路 21，一个衰减系数发生器 22 和一个乘法器 23。路径搜索电路 21 与配备了干扰消除器的基站的接收器中的路径搜索电路 140 相同。即路径搜索电路 21 根据以多种结构接收的延迟电波计算出各个路径的延迟时间，并且输出关于各个路径的延迟时间信息。

在一般的多路径环境中，一个具有较大延迟的路径不仅具有距离衰减，并且还具有多次发生的反射和衍射。通过这种路径传播并且接收的信号具有相对较低的接收电平。因而，具有相对较大的延迟时间的干扰复制信号通常具有较低的可靠性。

因此，图 6 所示的衰减系数发生器 22 通过参考路径搜索电路 21 输出的并于各个路径的延迟时间信息产生具有取决于时间延迟的值的衰减系数。更具体地，延迟时间越大，衰减系数 α_i 的值越小。

乘法器 23 把衰减系数与对应于各个路径（指针）的扩展处理部件 14 的乘法器 14-1 输出的干扰复制生成信号相乘。因而，根据各个路径的时间延迟衰减干扰复制信号的电平。因而在干扰消除过程中可以抑制具有较低可靠性的干扰复制信号。

图 7 说明了基于本发明第三实施例的一个干扰消除器单元。在图 7 中，与图 5 所示部件相同的部件具有相同的编号并且在这里省略了重复的描述。

图 7 所示的干扰消除器单元包含一个基站控制器 31 和一个衰减系数发生器 32。当多用户信道数量增加时，扩展码之间的干扰电平也增加。这样，干扰复制信号的可靠性下降。本发明的第三实施例根据多用户信道的数量使用不同的衰减系数值。

基站控制器 31 拥有指示当前用于通信的用户信道数量的信息。从基站控制器 31 把上述信息提供给衰减系数发生器 32。接着，衰减系数发生器 32 根据当前用于通信的用户信道的数量确定衰减系数的值。更具体地，当用户信道数量增加时，衰减系数 α 的值减少了。

乘法器 33 把判决部件 13 输出的干扰复制生成信号与具有基于当前用于通信的用户信道的数量的值的衰减系数 α 相乘。因而根据当前用于通信的用户信道的数量衰减干扰复制生成信号的电平。因而在干扰消除过程中可以抑制具有较低可靠性的干扰复制信号的影响。

图 8 说明了基于本发明第四实施例的一个干扰消除器单元。在图 8 中，与基于本发明第一实施的干扰消除器单元的部件相同的部件具有相同的编号，并且在这里省略了重复的描述。

图 8 所示的干扰消除器单元包含一个测量电路 41 和一个衰减系数发生器 42。测量电路 41 测量信号电平或信号功率与干扰/噪声功率的比率（SIR）。测量电路 41 测量混合器 12 的输出信号的平均电平并且把测量的平均电平输出到衰减系数发生器 42，其中混合器 12 混合在解扩处理部件 11 进行解调后得到的信号电平。接着衰减系数发生器 42 产生具有取

决于信号电平的值的衰减系数。更具体地，信号电平越低，衰减系数 α 的值越小。

乘法器 43 把判决部件 13 输出的干扰复制生成信号与具有取决于信号电平的值的衰减系数 α 相乘。这样, 根据信号电平衰减了干扰复制生成信号的电平。因而在干扰消除过程中可以抑制具有较低可靠性的干扰复制信号的影响。

测量电路测量在解扩 处理部件 11 进行解调后得到的信号电平。可选地, 也可以按下述方式进行测量。根据信号电平和判决部件 13 的输出信号电平得到 SIR。SIR 被提供给根据接收的 SIR 输出衰减系数的衰减系数发生器 42。

图 9 说明了基于本发明第五实施例的一个干扰消除器单元。图 9 所示的干扰消除器单元包含解扩 处理部件 51-1 和 51-2，一个混合器 52，一个判决部件 53，扩展处理部件 54-1 和 54-2，混合器 55-1 和 55-2，测量信号电平或 SIR 的测量电路 56-1 和 56-2，衰减系数发生器 57-1 和 57-2，和乘法器 58-1 和 58-2。

解扩处理部件 51-1 和 51-2，扩展处理部件 54-1 和 54-2 与基于本发明第一实施例的干扰消除器单元的解扩处理部件 11，扩展处理部件 14 具有相同的配置。

衰减系数发生器 57-1 和 57-2 根据信号电平或 SIR 分别产生不同的衰减系数 α_1 和 α_2 。更具体地，当信号电平或 SIR 变低时，衰减系数 α_1 和 α_2 被设成更小的值。

出的干扰复制生成信号与衰减系数发生器 57-1 和 57-2 提供的衰减系数 α_1 和 α_2 相乘。这样，根据分别得到的天线分支 1 和 2 的信号电平或 SIR 衰减了干扰复制生成信号的电平。因而在干扰消除过程中可以抑制具有较低可靠性的干扰复制信号的影响。

图 10 说明了基于本发明第六实施例的一个干扰消除器单元。在图 10 中，与基于本发明第一实施的干扰消除器单元的部件相同的部件具有相同的编号，并且在这里省略了重复的描述。

图 10 所示的干扰消除器单元包含一个测量信号电平或 SIR 的测量电路 61，一个衰减系数发生器 62 和一个乘法器 63。测量电路 61 测量在提供给各个路径（指针）的解扩 处理部件 11 完成解调过程之后得到的信号电平或 SIR。从各个路径得到的测量值被应用于衰减系数发生器 62。接着衰减系数发生器 62 根据分别从各个路径（指针）得到的信号电平或 SIR 产生衰减系数 α_i 。信号电平或 SIR 越低，衰减系数 α_i 的值越小。

扩展处理单元 14 的乘法器 63 把来自乘法器 14-1 的干扰复制生成信号与具有根据从各个路径（指针）上得到的信号电平或 SIR 而确定的值的衰减系数 α_i 相乘。这样，基于从各个路径（指针）上得到的信号电平或 SIR 衰减了干扰复制生成信号的电平。因而在干扰消除过程中可以抑制具有较低可靠性的干扰复制信号的影响。

图 11 说明了基于本发明第七实施例的一个干扰消除器单元。在图 11 中，与基于本发明第一实施的干扰消除器单元的部件相同的部件具有相同的编号，并且在这里省略了重复的描述。

图 11 所示的单元包含一个第一衰减系数发生器 71 和乘法器 72，还包括一个第二衰减系数发生器 74，一个乘法器 75，一个测量解调之后被提供给各扩展处理部件 14 的测量信号电平或 SIR 的测量电路 73。

基于第七实施例的干扰消除单元对应于图 5 所示的第一实施例单元与图 10 所示的第六实施例单元中使用的衰减装置的综合。

第一衰减系数发生器 71 针对各个级产生衰减系数 α_j 。乘法器 72 把来自判决部件 13 的干扰复制生成信号与衰减系数发生器 71 产生的当前级的衰减系数相乘。因而可以衰减具有低可靠性的干扰复制生成信号。

测量电路 73 测量在解扩 处理部件 11 解调之后得到的各个路径（指

针) 的信号电平或 SIR。衰减系数发生器 74 根据分别从各个路径(指针)得到的测量信号电平或 SIR 产生衰减系数。乘法器 75 把干扰复制生成信号与根据从各个路径上得到的信号电平或 SIR 而确定的衰减系数相乘。这样, 在各个路径(指针)上可以衰减具有低信号电平或 SIR 的干扰复制生成信号的电平。

这样, 在各个级中, 根据信号电平或 SIR 可以抑制具有较低可靠性的干扰复制信号的影响。

可以任意组合在本发明第一至第六实施例中使用的, 对具有低可靠性的干扰复制信号进行衰减的装置, 并且可以改进干扰消除器的可靠性。

本发明不仅包含图 1 所示的并行类型, 而且包含其它的类型, 在图 1 中以并行方式处理多用户信道。例如, 本发明包含一个串行类型, 一个单级类型和一个多级类型, 在串行类型干扰消除器中, 以串行结构对多用户信道进行处理。

本发明还包含一种对接收符号进行判决以便得到一个与接收符号振幅无关的估测符号的硬判决(非线性)类型干扰消除器, 和一种进行与接收符号振幅有关的判决的软判决(线性)类型干扰消除器。

如上所述, 根据本发明, 使用至少一个取决于级, 路径时间延迟, 用户信道数量, 接收信号电平和 SIR 的衰减系数控制由干扰消除器单元产生的干扰复制信号。因而增加了具有相对较低可靠性的干扰复制信号的衰减度(减少了衰减系数的值)。因而可以根据被码多路复用的用户信道的接收状态最优地消除干扰, 并且从而改进传输质量。

本发明并不仅限于具体公开的实施例, 在不偏离本发明的范围的情况下可以进行各种变化和修改。

说明书附图

图1 现有技术

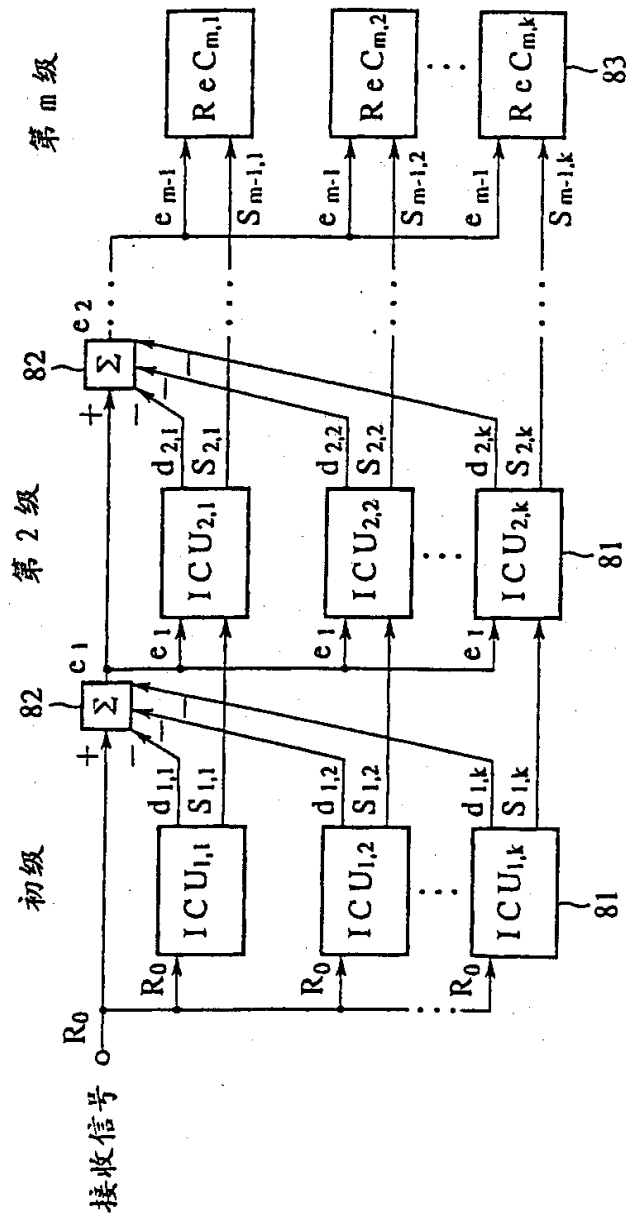


图2 现有技术

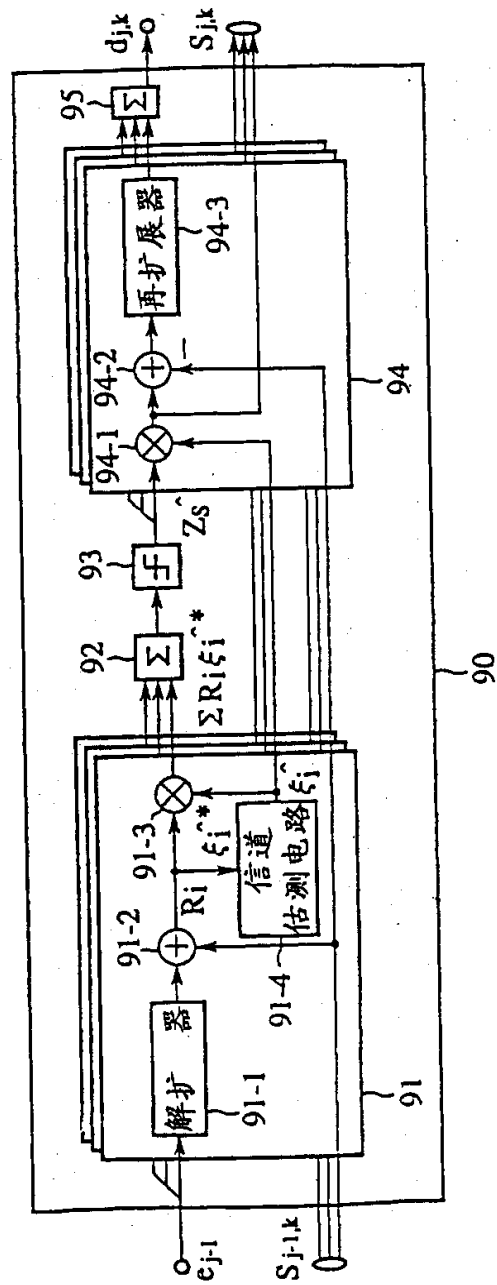


图 3A

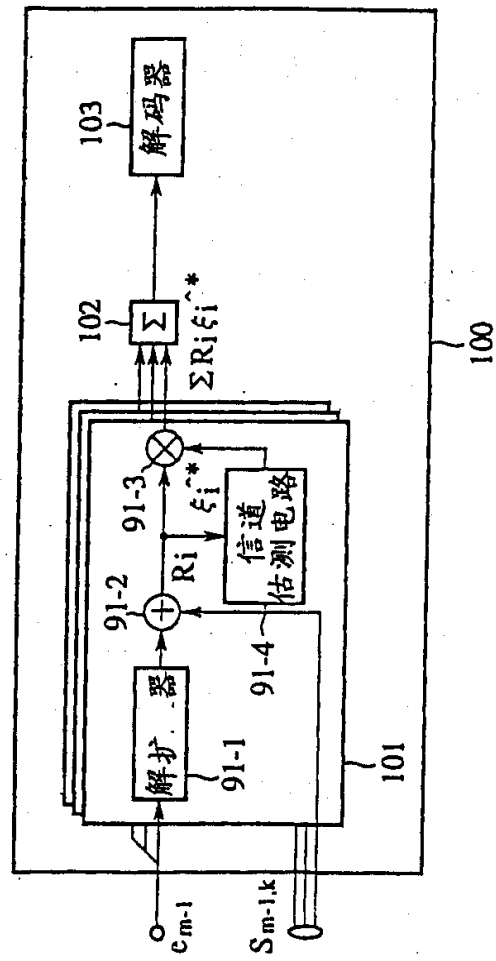


图 3B

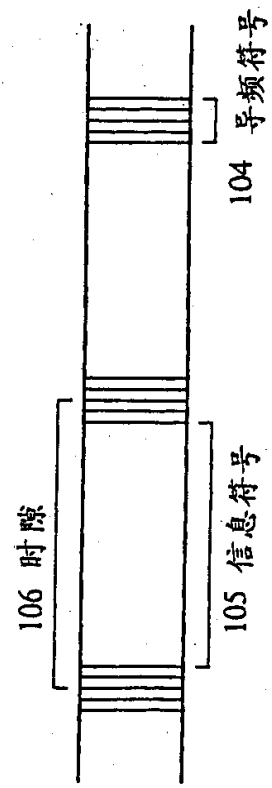


图 4

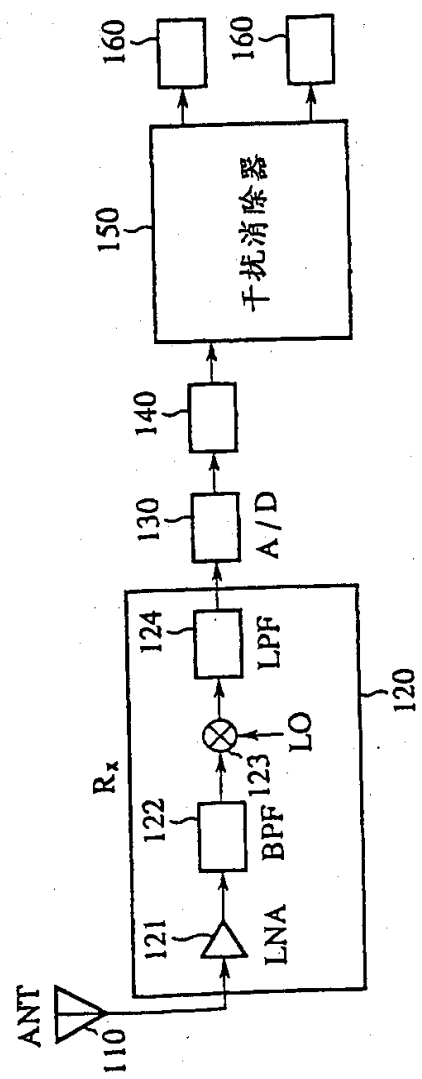


图 5

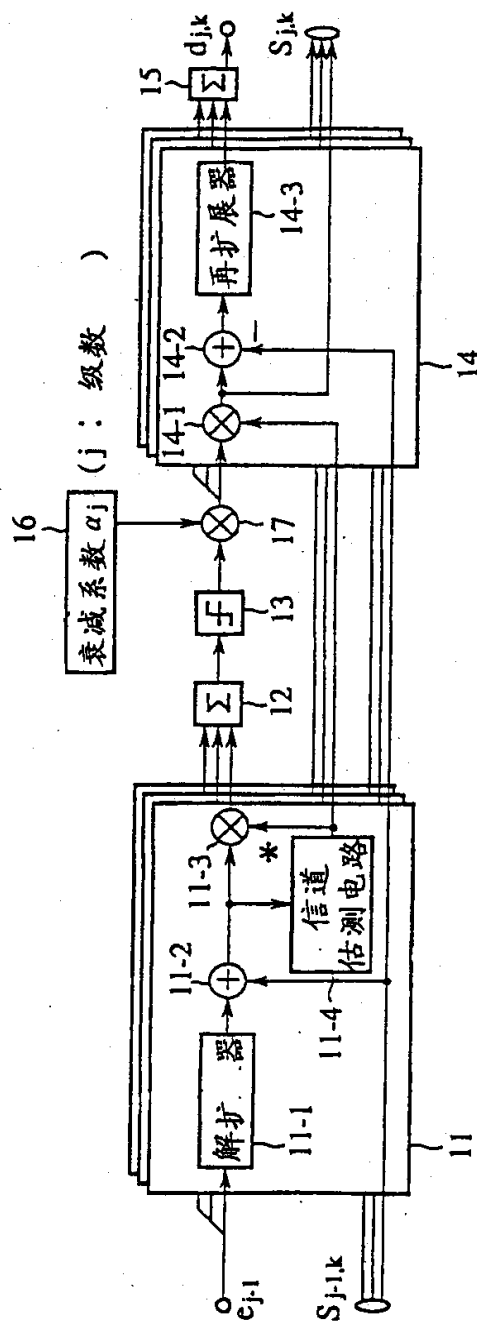


图6

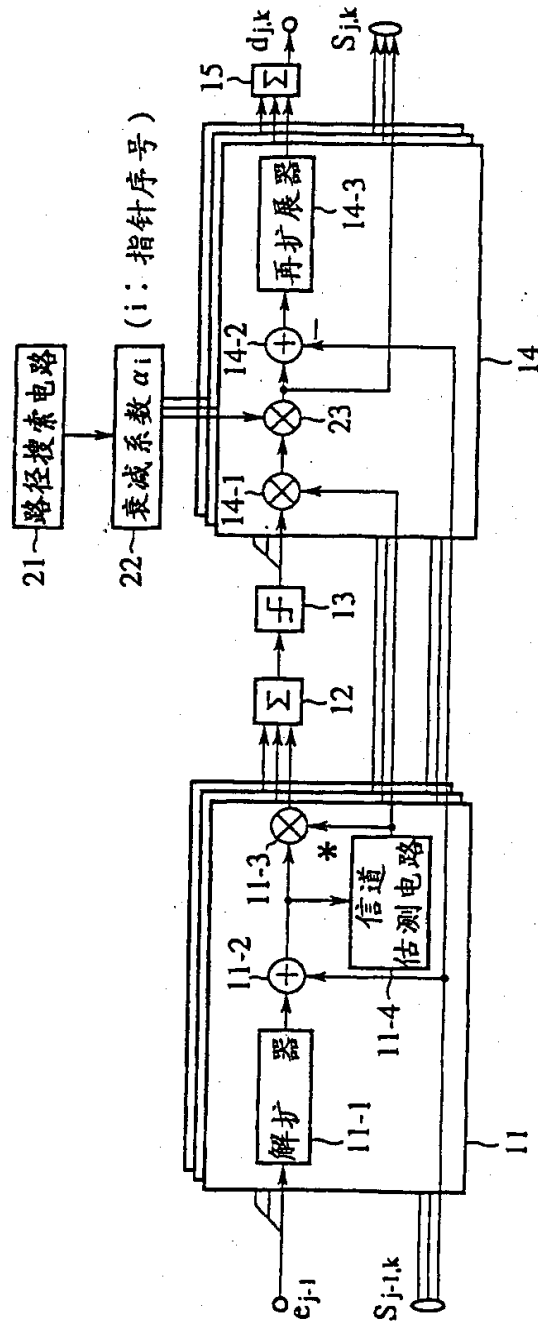


图 8

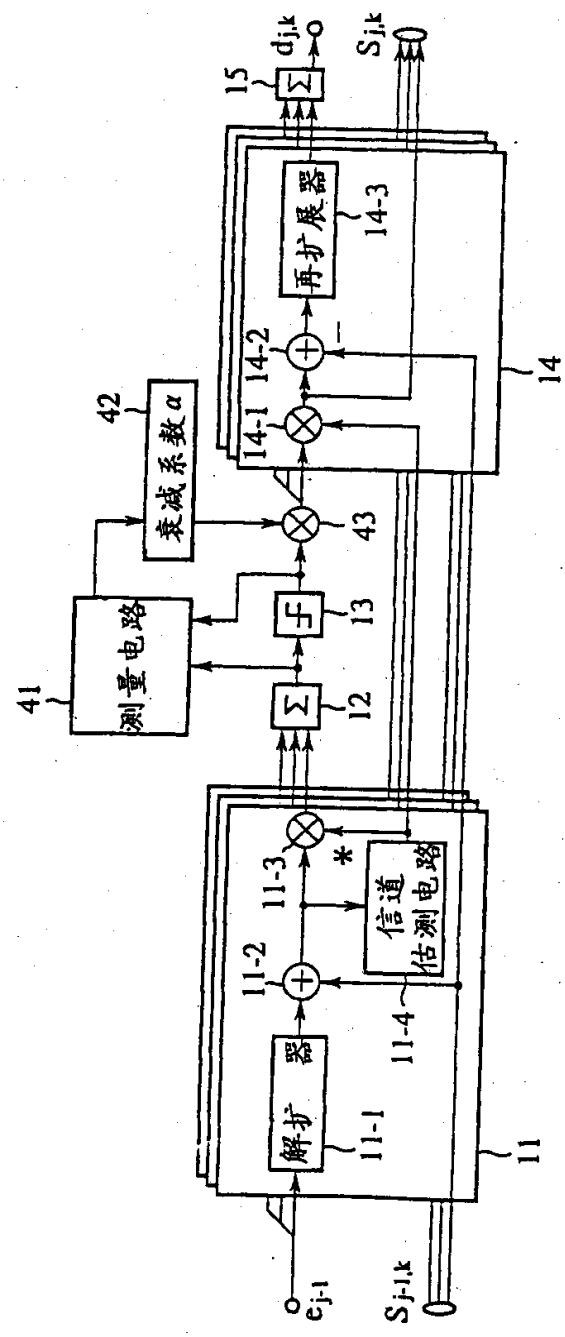


图 9

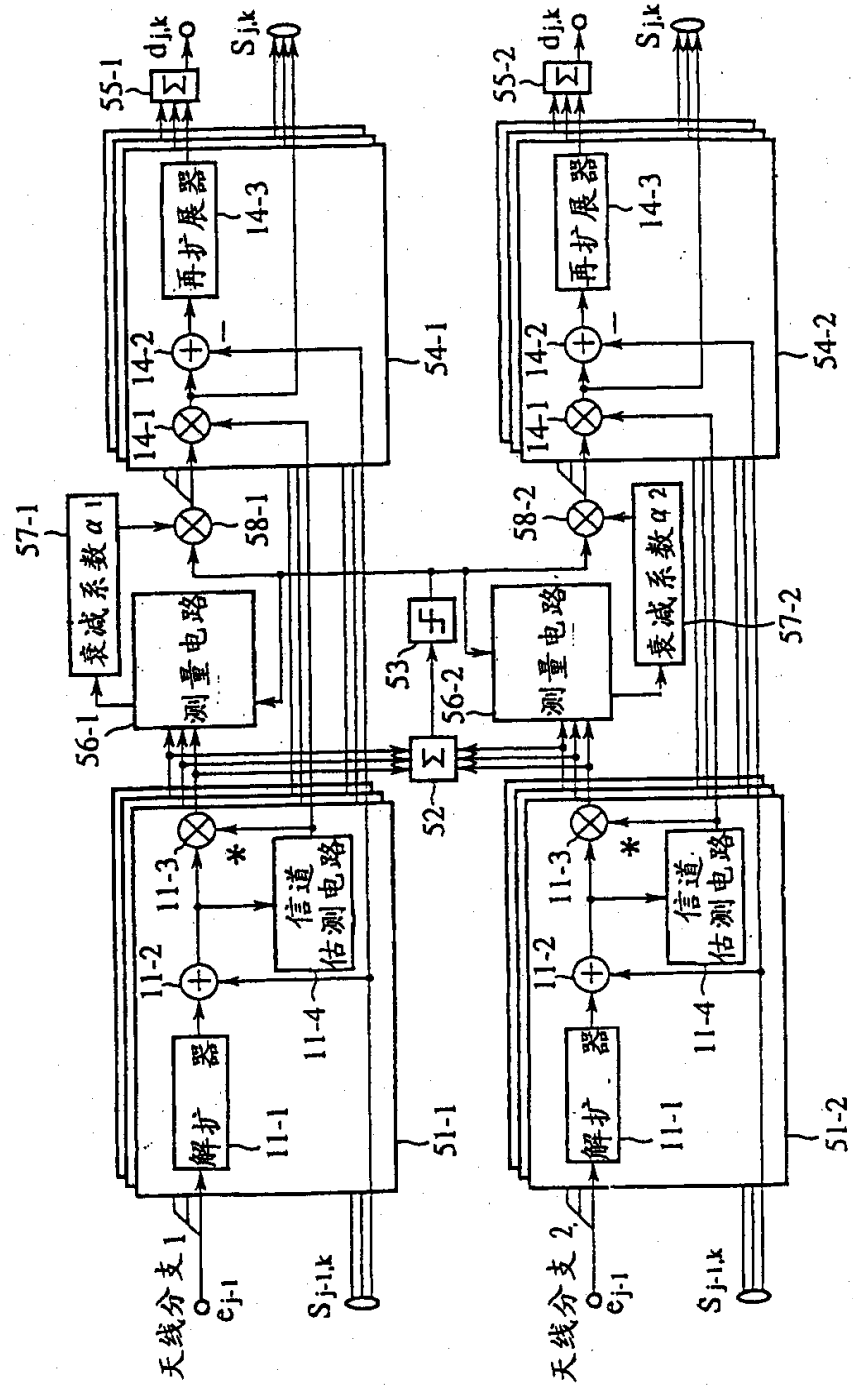


图 10

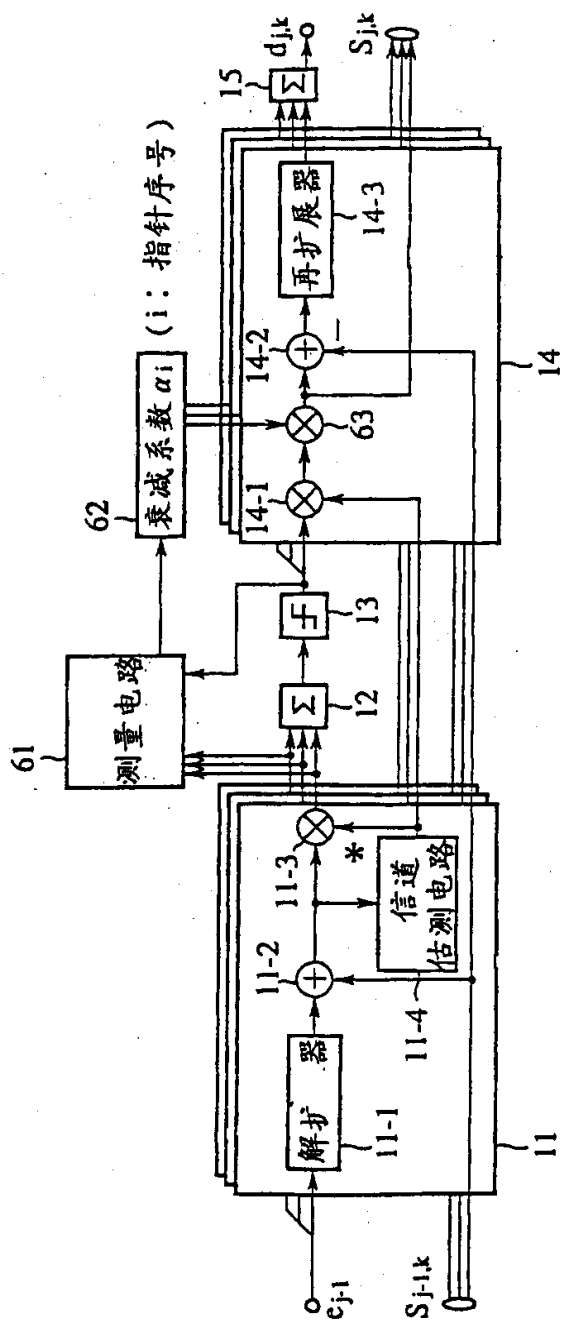


图 11

