



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101855841 A

(43) 申请公布日 2010. 10. 06

(21) 申请号 200880116602. 6

(22) 申请日 2008. 11. 06

(30) 优先权数据

07120694. 0 2007. 11. 14 EP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010. 05. 13

(86) PCT申请的申请数据

PCT/EP2008/009383 2008. 11. 06

(87) PCT申请的公布数据

W02009/062630 EN 2009. 05. 22

(71) 申请人 索尼株式会社

地址 日本东京都

(72) 发明人 L·斯塔德尔迈耶 D·施奈德

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

代理人 臧霖晨 李家麟

(51) Int. Cl.

H04B 7/06 (2006. 01)

H04B 7/08 (2006. 01)

H04L 1/06 (2006. 01)

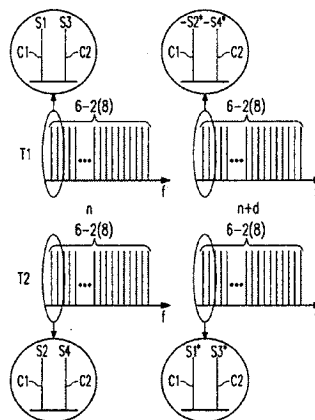
权利要求书 5 页 说明书 15 页 附图 7 页

(54) 发明名称

改进的 Alamouti 编码和解码

(57) 摘要

本发明涉及发射分集、接收分集和空时分组编码领域。本发明特别地涉及将数据从发射机发射至通过通信信道而被连接的接收机的方法、发射机、接收机以及包括至少一个发射机和 / 或至少一个接收机的通信系统。根据本发明的接收机是用于在第一传输周期期间接收一个或者多个第一信号并且用于在第二传输周期期间接收一个或者多个第二信号的接收机, 所述一个或者多个第一信号基于在所述第一传输周期期间在第一发射路径上被发射的第一符号以及在所述第一传输周期期间在第二发射路径上被发射的第二符号, 所述一个或者多个第二信号基于在所述第二传输周期期间在所述第一发射路径上被发射的第三符号以及在所述第二传输周期期间在所述第二发射路径上被发射的第四符号, 由此所述第一符号和所述第四符号携带相同的信息, 所述第二符号和所述第三符号携带相同的信息, 由所述第一和第四符号中的每一个所携带的信息对应于第一输入符号并且由所述第二和第三符号中的每一个所携带的信息对应于第二输入符号, 所述接收机包括解码器, 所述解码器适用于基于所述一个或者多个第一信号来解码所述两个输入符号和 / 或适用于基于所述一个或者多个第二信号来解码所述两个输入符号。



CN 101855841 A

1. 一种用于在第一发射路径 (T1) 以及在第二发射路径 (T2) 上发射的发射机 (1), 所述发射机 (1) 包括:

编码器 (9), 所述编码器 (9) 适用于将两个输入符号 (S1, S2) 编码为四个输出符号, 由此,

所述四个输出符号的第一符号 (S1) 和第四符号 (S1*) 携带相同的信息并且所述四个输出符号的第二符号 (S2) 和第三符号 (-S2*) 携带相同的信息,

所述第一符号 (S1) 在第一传输周期 (7-2) 期间在所述第一发射路径 (T1) 上被发射, 所述第二符号 (S2) 在所述第一传输周期 (7-2) 期间在所述第二发射路径 (T2) 上被发射,

所述第三符号 (-S2*) 在第二传输周期 (7-2) 期间在所述第一发射路径 (T1) 上被发射,

所述第四符号 (S1*) 在所述第二传输周期 (7-2) 期间在所述第二发射路径 (T2) 上被发射,

所述第一和第二发射路径 (T1, T2) 对应于通信信道 (4) 的输入路径,

扩展延迟是所述第一传输周期 (7-2) 和所述第二传输周期 (7-2) 之间的多个传输周期 (7-2) 并且

所述扩展延迟大于所述通信信道 (4) 的信道干扰的最大长度。

2. 根据权利要求 2 所述的发射机 (1), 其特征在于, 其中根据 Alamouti 编码将所述两个输入符号 (S1, S2) 编码为所述四个输出符号。

3. 根据权利要求 1 或者 2 所述的发射机 (1), 其特征在于, 其中

所述第一 (S1)、第二 (S2)、第三 (-S2*) 和第四 (S1*) 符号在相同频率的 OFDM 子载波 (C1) 上被发射。

4. 根据权利要求 3 所述的发射机 (1), 其特征在于, 其中

在一个传输周期 (7-2) 期间在每个 OFDM 子载波 (8) 上被发射的信息的量根据信道状态而被适应性改变。

5. 根据权利要求 1 或者 2 所述的发射机 (1), 其特征在于, 其中

所述第一 (S1) 和第四 (S1*) 符号在不同频率的 OFDM 子载波 (8) 上被发射并且所述第二 (S2) 和第三 (-S2*) 符号在不同频率的 OFDM 子载波 (8) 上被发射。

6. 根据权利要求 5 所述的发射机 (1), 其特征在于, 其中

在一个传输周期 (7-2) 期间在 OFDM 子载波 (8) 上被发射的信息的量对于不同的 OFDM 符号周期 (7-2) 是相同的。

7. 根据权利要求 5 或者 6 所述的发射机 (1), 其特征在于, 其中

在一个传输周期 (7-2) 期间在 OFDM 子载波 (8) 上被发射的信息的量对于所有子载波 (8) 是相同的。

8. 根据权利要求 1 至 7 中任意一项权利要求所述的发射机 (1), 其特征在于, 其中所述扩展延迟是可变的。

9. 根据权利要求 8 所述的发射机 (1), 其特征在于, 其中所述发射机适用于从所述输出符号 (S1, S2, -S2*, S1*) 的接收机接收指示要被使用的所述扩展延迟的信息。

10. 根据权利要求 8 所述的发射机 (1), 其特征在于, 所述发射机 (1) 包括:

信道估计器,所述信道估计器适用于确定所述信道干扰的最大长度。

11. 根据前述权利要求 1 至 7 中任意一项权利要求所述的发射机 (1),其特征在于,其中

所述扩展延迟大于或者等于 2。

12. 根据前述权利要求 1 至 7 中任意一项权利要求所述的发射机 (1),其特征在于,其中所述发射机 (1) 是地面 DVB 发射机并且所述扩展延迟为 1。

13. 一种用于在第一传输周期 (7-2) 期间接收一个或者多个第一信号以及用于在第二传输周期 (7-2) 期间接收一个或者多个第二信号的接收机 (2),所述一个或者多个第一信号基于

在所述第一传输周期 (7-2) 期间在第一发射路径 (T1) 上被发射的第一符号 (S1) 以及在所述第一传输周期 (7-2) 期间在第二发射路径 (T2) 上被发射的第二符号,

所述一个或者多个第二信号基于

在所述第二传输周期 (7-2) 期间在所述第一发射路径 (T1) 上被发射的第三符号 (-S2*) 以及

在所述第二传输周期 (7-2) 期间在所述第二发射路径 (T2) 上被发射的第四符号 (S1*),

由此

所述第一符号 (S1) 和所述第四符号 (S1*) 携带相同的信息,

所述第二符号 (S2) 和所述第三符号 (-S2*) 携带相同的信息,

由所述第一和第四符号 (S1, S1*) 中的每一个所携带的信息对应于第一输入符号 (S1) 并且

由所述第二和第三符号 (S2, -S2*) 中的每一个所携带的信息对应于第二输入符号 (S2),

所述接收机 (2) 包括:

解码器 (30),所述解码器 (30) 适用于基于所述一个或者多个第一信号来解码所述两个输入符号 (S1, S2),和 / 或适用于基于所述一个或者多个第二信号来解码所述两个输入符号 (S1, S2)。

14. 根据权利要求 13 所述的接收机 (2),其特征在于,其中

所述解码器 (30) 还适用于

基于所述一个或者多个第一信号以及所述一个或者多个第二信号来解码所述两个输入符号 (S1, S2)。

15. 根据权利要求 14 所述的接收机 (2),其特征在于,所述接收机 (2) 包括:

信道估计器 (32),所述信道估计器 (32) 适用于

确定所述一个或者多个第一信号是否正确地发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地发射,由此,

在所述一个或者多个第一信号以及所述一个或者多个第二信号被确定为正确地发射的情况下,所述解码器 (30) 基于所述一个或者多个第一信号以及所述一个或者多个第二信号来解码所述两个输入符号 (S1, S2)。

16. 根据权利要求 15 所述的接收机 (2),其特征在于,其中,

在所述一个或者多个第二信号被确定为不正确地被发射的情况下,所述解码器(30)适用于基于所述一个或者多个第一信号来解码所述两个输入符号(S1, S2)。

17. 根据权利要求15或者16所述的接收机(2),其特征在于,其中

所述第一符号(S1)作为第一OFDM符号的一部分被发射,

所述第二符号(S2)作为第二OFDM符号的一部分被发射,

所述第三符号(-S2*)作为第三OFDM符号的一部分被发射,

所述第四符号(S1*)作为第四OFDM符号的一部分被发射,并且

所述信道估计器(32)适用于基于分别在所述第一和第二传输周期(7-2)期间被发射的OFDM符号(6-2)中所包括的导频信号来确定所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射。

18. 根据权利要求17所述的接收机(2),其特征在于,其中

所述信道估计器(32)适用于基于确定所述导频信号是否符合被存储的均衡器设定来确定所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射。

19. 根据前述权利要求13至18中任意一项权利要求所述的接收机(2),其特征在于,

其中扩展延迟是所述第一传输周期(7-2)和所述第二传输周期(7-2)之间的多个传输周期(7-2)并且所述扩展延迟是可变的。

20. 根据权利要求19所述的接收机(2),其特征在于,

其中所述信道估计器(32)适用于基于信道状态来确定应当被发射机(1)使用的所述扩展延迟。

21. 根据权利要求19所述的接收机(2),其特征在于,所述接收机(2)适用于从发射机(1)接收指示所述扩展延迟的信息。

22. 根据权利要求13至18中任意一项权利要求所述的接收机(2),其特征在于,其中

扩展延迟是所述第一传输周期(7-2)和所述第二传输周期(7-2)之间的多个传输周期(7-2)并且所述扩展延迟大于或者等于2。

23. 根据前述权利要求13至18中任意一项权利要求所述的接收机(2),其特征在于,

其中所述接收机(2)是地面DVB接收机,扩展延迟是所述第一传输周期(7-2)和所述第二传输周期(7-2)之间的多个传输周期(7-2)并且所述扩展延迟为1。

24. 一种通信系统(3),所述通信系统(3)包括至少一个根据前述权利要求1至12中任意一项权利要求所述的发射机(1)和/或至少一个根据前述权利要求13至23中任意一项权利要求所述的接收机(2)。

25. 一种将数据从发射机(1)发射到通过通信信道(4)而被连接的接收机(2)的方法,所述方法包括以下步骤:

将两个输入符号(S1, S2)编码为四个输出符号,由此所述四个输出符号的第一符号(S1)和第四符号(S1*)携带相同的信息并且所述四个输出符号的第二符号(S2)和第三符号携带相同的信息,

在第一传输周期(7-2)期间在所述通信信道(4)的第一输入路径(T1)上发射所述第一符号(S1),

在所述第一传输周期(7-2)期间在所述通信信道(4)的第二输入路径(T2)上发射所

述第二符号 (S2),

在第二传输周期 (7-2) 期间在所述第一输入路径 (T1) 上发射所述第三符号 (-S2*) 以及

在所述第二传输周期 (7-2) 期间在所述第二输入路径 (T2) 上发射所述第四符号 (S1*),

在所述通信信道 (4) 的一个或者多个输出路径 (R1, R2, R3, R4) 上, 在所述第一传输周期 (7-2) 期间接收 (S20) 一个或者多个第一信号并且在所述第二传输周期 (7-2) 期间接收一个或者多个第二信号,

所述方法包括基于所述一个或者多个第一信号来解码 (S36) 所述两个输入符号 (S1, S2) 的步骤, 或者包括基于所述一个或者多个第二信号来解码 (S32) 所述两个输入符号 (S1, S2) 的步骤。

26. 根据权利要求 25 所述的方法, 其特征在于, 其中

根据 Alamouti 编码将所述两个输入符号 (S1, S2) 编码为所述四个输出符号。

27. 根据权利要求 25 或者 26 所述的方法, 其特征在于, 所述方法包括确定 (S30, S34) 所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射的步骤

并且包括在所述一个或者多个第一信号和所述一个或者多个第二信号被确定为正确地发射的情况下基于所述一个或者多个第一信号和所述一个或者多个第二信号来解码 (S38) 所述两个输入符号 (S1, S2) 的步骤。

28. 根据权利要求 27 所述的方法, 其特征在于, 所述方法包括

在所述一个或者多个第二信号被确定为不正确地被发射的情况下基于所述一个或者多个第一信号来解码 (S36) 所述两个输入符号 (S1, S2) 的步骤。

29. 根据权利要求 27 或者 28 所述的方法, 其特征在于, 其中

所述第一符号 (S1) 作为第一 OFDM 符号的一部分被发射,

所述第二符号 (S2) 作为第二 OFDM 符号的一部分被发射,

所述第三符号 (-S2*) 作为第三 OFDM 符号的一部分被发射,

所述第四符号 (S1*) 作为第四 OFDM 符号的一部分被发射, 并且

所述确定 (S30, S34) 所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射的步骤基于在所述第一和所述第二传输周期 (7-2) 期间被发射的 OFDM 符号 (6-2) 中所包括的导频信号。

30. 根据权利要求 29 所述的方法, 其特征在于, 其中

所述确定 (S30, S34) 所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射的步骤基于确定所述导频信号是否符合被存储的均衡器设定。

31. 根据前述权利要求 25 至 30 中任意一项权利要求所述的方法, 其特征在于, 其中

扩展延迟是所述第一传输周期 (7-2) 和所述第二传输周期 (7-2) 之间的多个传输周期 (7-2),

所述扩展延迟是可变的。

32. 根据权利要求 31 所述的方法, 其特征在于, 所述方法包括以下步骤:

自动地确定所述通信信道 (4) 的信道状态并且

基于所述确定的信道状态来自动地确定应当被所述发射机 (1) 使用的所述扩展延迟。

33. 根据权利要求 25 至 30 中任意一项权利要求所述的方法,其特征在於,其中扩展延迟是所述第一传输周期 (7-2) 和所述第二传输周期 (7-2) 之间的多个传输周期 (7-2) 并且所述扩展延迟大于或者等于 2。

34. 根据权利要求 25 至 30 中任意一项权利要求所述的方法,其特征在於,其中所述发射机 (1) 和所述接收机 (2) 是地面 DVB 装置,扩展延迟是所述第一传输周期 (7-2) 和所述第二传输周期 (7-2) 之间的多个传输周期 (7-2) 并且所述扩展延迟为 1。

35. 根据权利要求 25 至 34 中任意一项权利要求所述的方法,其特征在於,其中扩展延迟是所述第一传输周期 (7-2) 和所述第二传输周期 (7-2) 之间的多个传输周期 (7-2) 并且所述扩展延迟等于或者大于所述通信信道 (4) 的信道干扰的最大长度。

改进的 Alamouti 编码和解码

技术领域

[0001] 本发明涉及发射分集、接收分集以及空时分组编码 (space-timeblock codes) 领域。本发明特别地涉及将数据从发射机发射到通过通信信道而被连接的接收机的方法、发射机、接收机以及包括至少一个发射机和 / 或至少一个接收机的通信系统。

背景技术

[0002] Alamouti 编码将两个输入符号 S_1 和 S_2 编码为四个输出符号 S_1 、 $-S_2^*$ 、 S_2 、 S_1^* ，其中所述符号被表示为复值并且 * 代表复共轭。最初，Alamouti 编码被描述为空时编码方案，但是空频 Alamouti 编码也是已知的。该编码可以通过如下编码矩阵而被描述：

[0003]

$$S = \begin{pmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{pmatrix} \quad (0),$$

[0004] 由此行对应于空间并且列对应于时间 (空时编码) 或者频率 (空频编码)。在最初的 (即空时) Alamouti 编码方案中，所述符号 S_1 和 S_2 分别在第一和第二发射端口上在第一时刻 n 被发射。在下一个时刻 $n+1$ 中，所述符号 $-S_2^*$ 和 S_1^* 分别在第一和第二发射端口上被发射。在空频编码的情况下，所述符号 S_1 和 S_2 在第一子载波 n 上被发射并且所述符号 $-S_2^*$ 和 S_1^* 在第二、相邻的子载波 $n+1$ 上被发射。对于解码，所假定的是：信道状态对于时间 n 和 $n+1$ 是相同的 (在空时编码的情况下) 或者信道状态对于子载波 n 和 $n+1$ 是相同的 (在空频编码的情况下)。由于编码矩阵 S 的列是正交的，故 Alamouti 编码属于正交编码类别，其允许简单的解码。Alamouti 编码的空间编码率 r_s 为 1。

[0005] 图 1 示出现有的 OFDM Alamouti 编码的情形，例如在无线通信系统中所采用的那样。Alamouti 编码器 12 根据两个输入符号 S_1 和 S_2 生成四个输出符号 S_1 、 $-S_2^*$ 、 S_2 和 S_1^* 。所述输出符号 S_1 和 S_1^* 是相互冗余的 (即包括相同的信息)。所述输出符号 S_2 和 $-S_2^*$ 是相互冗余的 (即包括相同的信息)。所述输出符号 S_1 和 $-S_2^*$ 被输入到连接于第一传输路径 T_1 的第一 OFDM 调制器 20-1 并且所述符号 S_2 、 S_1^* 被输入到连接于第二传输路径 T_2 的第二 OFDM 调制器 20-2。OFDM 调制使用不同频率 f 的多个正交子载波 8 以同时地发射多个数据符号。所述同时地被发射的多个符号一同对应于 OFDM 符号 6。所述第一 OFDM 调制器 20-1 基于所述符号 S_1 来调制第一子载波 C_1 并且基于所述符号 $-S_2^*$ 来调制第二子载波 C_2 。以相同的方式，所述第二 OFDM 调制器 20-2 基于所述符号 S_2 来调制所述第一子载波 C_1 并且基于所述符号 S_1^* 来调制所述第二子载波 C_2 。因此，所述符号 S_1 和 $-S_2^*$ 以经调制的子载波 C_1 和 C_2 的形式在传输路径 T_1 上被发射，并且所述符号 S_2 和 S_1^* 以经调制的子载波 C_1 和 C_2 的形式在传输路径 T_2 上被发射。所述符号 S_1 、 $-S_2^*$ 、 S_2 和 S_1^* 被认为是在子载波 8 上被发射的或者是由子载波 8 所携带的。所述符号 S_1 、 $-S_2^*$ 、 S_2 和 S_1^* 在同时被发射。

[0006] 图 1 示出另外两个输入符号 S_3 和 S_4 ，四个另外的输出符号 S_3 、 $-S_4^*$ 、 S_4 、 S_3^* 根据这两个输入符号而被生成，子载波 8 的第三和第四子载波 C_3 和 C_4 以与子载波 C_1 和 C_2 携带符号 S_1 、 $-S_2^*$ 、 S_2 和 S_1^* 相同的方式携带这四个另外的输出符号。因此，进入的输入符号

对通过所述 Alamouti 编码器 12 成对地被编码。

[0007] 当所述输入符号 S1 和 S2 根据现有技术的情形而被编码并且噪声脉冲或者其他扰动在被编码的输入符号的传输期间干扰发射机和接收机之间的所述通信信道时,所述输入符号 S1 和 S2 不能被成功地解码。

[0008] 举例来说,在 PLC(电力线通信)信道中,所述阻抗在长时间内是稳定的(所述 PLC 信道是准静态的)。然而,阻抗调制装置在离散的阻抗之间突然地并且周期性地改变所述信道,这与线占空比相关(50/60Hz)。

[0009] 图 2 示出整流器,其是阻抗调制装置的例子。AC 代表主线(mainsline)。I_a 代表电流并且 U_a 代表电压。

[0010] 图 3 示出时间 t 上的电压 U_a 和阻抗 I 的图表。当电容 C 充电时,来自主线的 HF 信号被短路。另一方面,当二极管阻断时,所述整流器具有高输入阻抗。作为结果,主线阻抗 I 每 10 或者 20 毫秒(取决于线循环时间(line cycle duration))在第一值 I1 和第二值 I2 之间改变。

[0011] 因此,如果如在上文中相对于图 1 所描述的现有的 OFDMAlamouti 编码被用于 PLC 系统,则在 OFDM 脉冲期间的阻抗改变将在所述阻抗改变之后导致错误的信道均衡值并且由此引起传输错误。

[0012] 本发明所要解决的问题是提供将数据从发射机发射到由通信信道连接的接收机的方法、发射机、接收机和具有改进的数据传输可靠性的通信系统。

发明内容

[0013] 该问题通过用于在第一发射路径上以及在第二发射路径上发射的发射机而被解决,所述发射机包括适用于将两个输入符号编码为四个输出符号的编码器,由此所述四个输出符号的第一符号和第四符号携带相同的信息并且所述四个输出符号的第二符号和第三符号携带相同的信息,所述第一符号在第一传输周期期间在所述第一发射路径上被发射,所述第二符号在所述第一传输周期期间在所述第二发射路径上被发射,所述第三符号在第二传输周期期间在所述第一发射路径上被发射,所述第四符号在所述第二传输周期期间在所述第二发射路径上被发射,所述第一和第二发射路径对应于通信信道的输入路径,扩展延迟(spread delay)是所述第一传输周期和所述第二传输周期之间的多个传输周期并且所述扩展延迟大于所述通信信道的信道干扰的最大长度。

[0014] 使用大于所述通信信道的噪声脉冲的最大长度的扩展延迟确保了所述被编码的数据的冗余可以被用于在有噪声脉冲的情况下恢复所述输入符号。

[0015] 有利地,根据 Alamouti 编码将所述两个输入符号编码为所述四个输出符号。

[0016] 有利地,所述第一、第二、第三和第四符号在相同频率的 OFDM 子载波上被发射。在这种情况下,在一个传输周期期间在每个 OFDM 子载波上被发射的信息的量有利地根据信道状态而被适应性改变。可替代地,所述第一和第四符号在不同频率的 OFDM 子载波上被发射并且所述第二和第三符号在不同频率的 OFDM 子载波上被发射。在这种情况下,在一个传输周期期间在 OFDM 子载波上被发射的信息的量有利地对于不同的传输周期是相同的。在这种情况下同样有利地,在一个传输周期期间在 OFDM 子载波上被发射的信息的量对于所有子载波是相同的。

[0017] 有利地,所述扩展延迟是可变的。

[0018] 有利地,所述发射机适用于从所述输出符号的接收机接收指示要被使用的扩展延迟的信息。可替代地,所述发射机有利地包括适用于确定所述信道干扰的最大长度的信道估计器。

[0019] 有利地,所述扩展延迟大于或者等于 2。

[0020] 可替代地并且有利地,所述发射机是地面 DVB 发射机并且所述扩展延迟为 1。

[0021] 该问题还通过用于在第一传输周期期间接收一个或者多个第一信号以及用于在第二传输周期期间接收一个或者多个第二信号的接收机而被解决,所述一个或者多个第一信号基于在所述第一传输周期期间在第一发射路径上被发射的第一符号以及在所述第一传输周期期间在第二发射路径上被发射的第二符号,所述一个或者多个第二信号基于在所述第二传输周期期间在所述第一发射路径上被发射的第三符号以及在所述第二传输周期期间在所述第二发射路径上被发射的第四符号,由此所述第一符号和所述第四符号携带相同的信息,所述第二符号和所述第三符号携带相同的信息,由所述第一和第四符号中的每一个所携带的信息对应于第一输入符号并且由所述第二和第三符号中的每一个所携带的信息对应于第二输入符号,所述接收机包括解码器,该解码器适用于基于所述一个或者多个第一信号来解码所述两个输入符号和 / 或适用于基于所述一个或者多个第二信号来解码所述两个输入符号。

[0022] 通过能够仅根据所述一个或者多个第一信号(即不需要所述一个或者多个第二信号)来解码所述输入符号,即使在所述一个或者多个第二信号已经被干扰 / 破坏的情况下也可以解码所述输入符号。类似地,通过能够仅根据所述一个或者多个第二信号(即不需要所述一个或者多个第一信号)来解码所述输入符号,即使在所述一个或者多个第一信号已经被干扰 / 破坏的情况下也可以解码所述输入符号。

[0023] 有利地,所述解码器还适用于基于所述一个或者多个第一信号以及所述一个或者多个第二信号来解码所述两个输入符号。在这种情况下,所述接收机有利地包括适用于确定所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射的信道估计器,由此,在所述一个或者多个第一信号以及所述一个或者多个第二信号被确定为正确地被发射的情况下,所述解码器基于所述一个或者多个第一信号以及所述一个或者多个第二信号来解码所述两个输入符号。有利地,在所述一个或者多个第二信号被确定为错误地被发射的情况下,所述解码器适用于基于所述一个或者多个第一信号来解码所述两个输入符号。

[0024] 有利地,所述第一符号作为第一 OFDM 符号的一部分被发射,所述第二符号作为第二 OFDM 符号的一部分被发射,所述第三符号作为第三 OFDM 符号的一部分被发射并且所述第四符号作为第四 OFDM 符号的一部分被发射,由此所述信道估计器适用于基于分别在所述第一和第二传输周期期间被发射的 OFDM 符号中所包括的导频信号来确定所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射。在这种情况下,所述信道估计器有利地适用于基于确定所述导频信号是否符合被存储的均衡器设定来确定所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射。

[0025] 有利地,扩展延迟是所述第一传输周期和所述第二传输周期之间的多个传输周期

并且所述扩展延迟是可变的。在这种情况下,有利地,所述信道估计器适用于基于信道状态来确定应当被所述发射机使用的扩展延迟。在这种情况下,可替代地有利的,所述接收机适用于从所述发射机接收指示所述扩展延迟的信息。

[0026] 可替代地,扩展延迟是所述第一传输周期和所述第二传输周期之间的多个传输周期,由此所述扩展延迟有利地大于或者等于 2。

[0027] 可替代地并且有利地,所述接收机是地面 DVB 接收机,扩展延迟是所述第一传输周期和所述第二传输周期之间的多个传输周期并且所述扩展延迟为 1。

[0028] 该问题还通过包括至少一个根据本发明的发射机和 / 或至少一个根据本发明的接收机的通信系统而被解决。

[0029] 该问题还通过将数据从发射机发射到通过通信信道而被连接的接收机的方法而被解决,所述方法包括以下步骤:将两个输入符号编码为四个输出符号,由此所述四个输出符号中的第一符号和第四符号携带相同的信息并且所述四个输出符号中的第二符号和第三符号携带相同的信息,在第一传输周期期间在所述通信信道的第一输入路径上发射所述第一符号,在所述第一传输周期期间在所述通信信道的第二输入路径上发射所述第二符号,在第二传输周期期间在所述第一输入路径上发射所述第三符号以及在所述第二传输周期期间在所述第二输入路径上发射所述第四符号,在所述通信信道的一个或者多个输出路径上,在所述第一传输周期期间接收一个或者多个第一信号并且在所述第二传输周期期间接收一个或者多个第二信号,所述方法包括基于所述一个或者多个第一信号来解码所述两个输入符号的步骤,或者包括基于所述一个或者多个第二信号来解码所述两个输入符号的步骤。

[0030] 通过仅根据所述一个或者多个第一信号(即不需要所述一个或者多个第二信号)来解码所述输入符号,即使在所述一个或者多个第二信号已经被干扰 / 破坏的情况下仍然可以解码所述输入符号。类似地,通过仅根据所述一个或者多个第二信号(即不需要所述一个或者多个第一信号)来解码所述输入符号,即使在所述一个或者多个第一信号已经被干扰 / 破坏的情况下仍然可以解码所述输入符号。

[0031] 有利地,根据 Alamouti 编码将所述两个输入符号编码为所述四个输出符号。

[0032] 有利地,所述方法包括确定所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射的步骤,并且包括在所述一个或者多个第一信号和所述一个或者多个第二信号被确定为正确地被发射的情况下基于所述一个或者多个第一信号以及所述一个或者多个第二信号来解码所述两个输入符号的步骤。

[0033] 有利地,所述方法包括在所述一个或者多个第二信号被确定为错误地被发射的情况下基于所述一个或者多个第一信号来解码所述两个输入符号的步骤。

[0034] 有利地,所述第一符号作为第一 OFDM 符号的一部分被发射,所述第二符号作为第二 OFDM 符号的一部分被发射,所述第三符号作为第三 OFDM 符号的一部分被发射,所述第四符号作为第四 OFDM 符号的一部分被发射,由此确定所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射的所述步骤基于在所述第一和所述第二传输周期期间被发射的所述 OFDM 符号中所包括的导频信号。在这种情况下,所述确定所述一个或者多个第一信号是否正确地被发射以及所述一个或者多个第二信号是否正确地被发射的所述步骤有利地基于确定所述导频信号是否符合被存储的均衡器设定。

[0035] 有利地,扩展延迟是所述第一传输周期和所述第二传输周期之间的多个传输周期并且所述扩展延迟是可变的。在这种情况下,所述方法有利地包括自动地确定所述通信信道的信道状态并且基于所确定的信道状态来自动地确定应当被所述发射机使用的扩展延迟的步骤。

[0036] 可替代地有利的,扩展延迟是所述第一传输周期和所述第二传输周期之间的多个传输周期并且所述扩展延迟大于或者等于 2。

[0037] 可替代地并且有利地,所述发射机和所述接收机是地面 DVB 装置,扩展延迟是所述第一传输周期和所述第二传输周期之间的多个传输周期并且所述扩展延迟为 1。

[0038] 有利地,扩展延迟是所述第一传输周期和所述第二传输周期之间的多个传输周期并且所述扩展延迟大于通信信道的信道干扰的最大长度。

附图说明

[0039] 图 1 示出根据现有技术的 OFDM Alamouti 编码。

[0040] 图 2 示出阻抗调制装置的例子。

[0041] 图 3 示出离散时变阻抗的例子。

[0042] 图 4 示出根据本发明的第一实施例的通信系统的框图。

[0043] 图 5 示出 OFDM 脉冲的结构和离散时变阻抗。

[0044] 图 6 示出根据本发明的第一实施例的发射机。

[0045] 图 7 示出根据本发明的第一实施例而被使用的编码。

[0046] 图 8 示出根据本发明的第一实施例的接收机 2。

[0047] 图 9 示出根据本发明的第一实施例的过程的流程图。

[0048] 图 10 示出 OFDM 脉冲的结构和噪声脉冲。

具体实施方式

[0049] 图 4 示出根据本发明的发射机 1、接收机 2 和通信系统 3 的第一实施例。所述通信系统 3 包括发射机 1 和接收机 2。尽管多于一个的发射机 1 和多于一个的接收机 2 是可能的,但是为了清楚起见,没有在图 4 中示出。经通信信道 4 将数据从所述发射机 1 发射到所述接收机 2,该通信信道 4 具有两个输入(或者发射)路径 T1 和 T2 以及至少一个输出(或者接收)路径 R1、R2、R3 和 R4。本实施例的发射机 1 和接收机 2 可以例如是 PLC 装置并且所述通信信道 4 可以例如主要由主电力系统的导线形成。PLC 系统通常使用二至四个接收路径,但是,一般而言,可以用等于或者多于 1 的任何数量的接收路径而使用本发明。在四个接收路径的情况下,所述信道 4 由如下复信道矩阵表示

[0050]

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{pmatrix} \quad (1)$$

[0051] 由此所述行对应于所述接收路径 R1、R2、R3、R4 并且所述列对应于所述发射路径

T1、T2。

[0052] 图 5 示出如由发射机 1 在所述发射路径 T1、T2 中的每一个上被发射的 OFDM 脉冲 5 的结构。每个 OFDM 脉冲 5 包括 OFDM 符号 6 的时间序列。对于每个 OFDM 符号 6, 存在对应的 OFDM 符号周期 7。所述符号周期 7 的长度对于所有 OFDM 符号 6 是相同的。OFDM 符号 6 包括被标记为 T1 到 Ta 的 a 个训练符号 6-1 以及被标记为 D1 到 Db 的 b 个数据符号, 其具有对应的 OFDM 训练符号周期 7-1 以及 OFDM 数据符号周期 7-2。OFDM 训练符号 6-1 被接收机 2 用于同步、均衡值的计算和信道状态的评估, 包括对每个子载波的信噪比 (SNR) 的确定。OFDM 数据符号周期 7-2 由变量 n 指示。指数 n 计数不同 OFDM 脉冲 5 上的 OFDM 数据符号周期 7-2 (以及对应的 OFDM 数据符号 6-2)。因此, 如果 $n = b$ 对应于给定的 OFDM 脉冲 5 的最后一个数据符号周期 7-2, 则 $n = b+1$ 对应于随后的 OFDM 脉冲 5 的第一个数据符号周期 7-2。OFDM 脉冲 5 在每个发射路径 T1、T2 同时被发射。因此, 对于每个 OFDM 符号周期 7 存在在第一发射路径 T1 上被发射的对应的 OFDM 符号 6 以及在第二发射路径 T2 上被发射的对应的 OFDM 符号 6。在给定的接收路径上在给定的 OFDM 符号周期 7 期间被接收的每个 OFDM 符号 6 对应于在发射路径 T1、T2 上在给定的 OFDM 符号周期 7 期间被发射的两个 OFDM 符号 6 的混合。当然, 传输的时间和接收的时间相差信号 (所述 OFDM 符号 6) 传播的时间。“OFDM 符号” 6 的概念也被用于在 OFDM 符号周期 7 期间在多个发射路径 T1、T2 上被发射或者在多个接收路径 R1、R2、R3、R3 上被接收的多个 OFDM 符号 6。

[0053] 图 6 示出具有两个发射路径 T1 和 T2 的发射机 1 的框图。所述发射机 1 包括 Alamouti 编码器 12 和两个 OFDM 调制器 20-1、20-2, 这与相对于图 1 所描述的现有的 Alamouti OFDM 编码的情况中所使用的 Alamouti 编码器 12 和 OFDM 调制器 20-1、20-2 相同。然而, 第一交织器 13-1 被插入从所述 Alamouti 编码器 12 到所述第一 OFDM 发射机 20-1 的信号路径中并且第二交织器 13-2 被插入从所述 Alamouti 编码器 12 到所述第二 OFDM 调制器 20-2 的信号路径中。所述信号路径在所述编码器 12 处分叉为包括所述第一交织器 13-1 和所述第一 OFDM 调制器 20-1 的第一信号路径以及包括所述第二交织器 13-2 和所述第二 OFDM 调制器 20-2 的第二信号路径。即使没有在下文中明确地说明, 所述第一和第二信号路径的对应元件 (例如所述交织器 13-1 和所述交织器 13-2) 具有相同功能。在上文所描述的现有的 Alamouti OFDM 编码的情况下, 每个信号路径的两个输出符号被映射在相同 OFDM 符号 6 的子载波 8 上。所述交织器 13 将从所述 Alamouti 编码器 12 到所述 OFDM 调制器 20 的数据流重新排序以便每个信号路径的两个输出符号被映射在不同 OFDM 符号 6 的子载波 8 上。

[0054] 所述发射机包括 QAM 调制器 10, 其接收比特流 B 并且通过星座图映射过程生成数据符号 S1、S2、S3、S4...。由此, 符号以对 (S1, S2)、(S3, S4)... 而被排序并且使用相同的星座图编码一个对中的两个符号 (例如 S1 和 S2), 并且因此, 其携带相同量的信息。然而, 可以使用不同星座图编码不同对中的符号 (例如 S1 和 S3), 并且因此, 其可以携带不同量的信息。根据每个子载波 8 的信噪比来选择所述星座图。因此, 不同星座图可以被用于不同子载波 8。对于每个子载波, 所述信噪比和所述星座图可以不止一次 (重复地) 被确定。因此, 所述星座图可以随时间改变。举例来说, 可以在经反馈通信信道 (未示出) 从接收机 2 (其执行信道质量测量并且确定信噪比) 被接收的信号中指示要使用的星座图。可变星座图的这种技术被称为自适应 OFDM。

[0055] 数据符号的所述对被馈送至所述 Alamouti 编码器 12, 由此, 在下文中, 所述对 S1、S2 被用作例子。所述 Alamouti 编码器 12 根据输入对 S1 和 S2 生成四个输出符号 S1、-S2*、S2、S1* 并且将符号 S1 和 -S2* 以这种顺序放在第一信号路径上并且将符号 S2 和 S1* 以这种顺序放在第二信号路径上。

[0056] 图 7 是本发明的第一实施例所使用的编码的表示。所示出的是作为子载波 8 被画出的四个 OFDM 数据符号 6-2。上面的两个 OFDM 数据符号 6-2 在第一发射路径 T1 上被发射并且下面的两个符号 6 在第二发射路径 T2 上被发射。在左边的两个 OFDM 数据符号 6-2 在第一 OFDM 数据符号周期 n 期间被发射并且在右边的两个 OFDM 数据符号 6-2 在第二 OFDM 数据符号周期 n+d 期间被发射, 所述第二 OFDM 数据符号周期 n+d 是第 n 个 OFDM 数据符号周期之后的第 d 个数据符号周期。使用不同的 OFDM 符号周期 7-2 发射每个相互冗余的符号对中的符号。S1 和 S1* 分别在不同的 OFDM 数据符号周期 n 和 n+d 期间被发射。符号 S2 和 -S2* 分别在不同的 OFDM 数据符号周期 n 和 n+d 期间被发射。因此, 即使当信道干扰在数据符号周期 n 期间发生时 (其破坏输出符号 S1 和 / 或 S2), 输入符号 S1 和 S2 可以根据在数据符号周期 n+d 期间被发射的 OFDM 数据符号 6-2 来解码, 其包括对应于冗余输出符号 S1* 和 S2* 的信息。以相同的方式, 当信道干扰在数据符号周期 n+d 期间发生时 (其破坏输出符号 -S1* 和 / 或 S2*), 输入符号 S1 和 S2 可以根据在数据符号周期 n 期间被发射的 OFDM 数据符号 6-2 来解码, 其包括对应于输出符号 S1 和 S2 的信息。

[0057] 第一被发射的 OFDM 数据符号 6-2 (即在第 n 个 OFDM 数据符号周期 7-2 期间被发射的符号 6-2) 被称为第一类型的 OFDM 数据符号 6-2 或者简单地为“第一 OFDM 数据符号”6-2。第二被发射的 OFDM 数据符号 6-2 (即在第 n+d 个 OFDM 数据符号周期 7-2 期间被发射的符号 6-2) 被称为第二类型的 OFDM 数据符号 6-2 或者简单地为“第二 OFDM 数据符号”6-2。

[0058] 所述子载波 8 对于所有 OFDM 符号 6 是相同的 (相同的载波频率 f)。举例来说, 每个 OFDM 符号 6 包括分别具有第一和第二频率 f1 和 f2 的第一和第二子载波 C1 和 C2。如从图 7 可见的那样, 根据两个输入符号 S1 和 S2 所生成的四个输出符号 S1、-S2*、S2、S1* 由相同的子载波 C1 携带。这保证了资源有效用于自适应 OFDM 系统, 因为在发射路径 T1、T2 上对应的子载波 8 (即具有相同载波频率 f 的子载波 8) 和数据符号周期 n 和 n+d 的对应的子载波 8 大部分时间将具有可比的信道质量, 并且因此, 通过在所有四个 OFDM 数据符号 6-2 中将相同的星座图用于给定的子载波 8, 没有或者很少的资源被浪费。

[0059] 以相同的方式并且具有相同的好处, 根据两个输入符号 S3 和 S4 所生成的四个输出符号 S3、-S4*、S4、S3* 在所有四个 OFDM 数据符号 6-2 中由相同的子载波 C2 携带。另外的输出符号以所描述的方式由另外的子载波 8 携带。

[0060] 返回图 6。每个交织器 13 包括偶 / 奇选择器 14、延迟器 16 和合并器 18。这些元件的操作对于两个信号路径是相同的。在下文中, 第一路径作为例子被采用。偶 / 奇选择器 14-1 从 Alamouti 编码器 12 以 S1、-S2*、S3、-S4* 这种顺序接收这几个输出符号, 将奇数位置处的符号 (即 S1、S3...) 发射至所述合并器 18-1 并且将偶数位置处的符号 (即 -S2*、-S4*...) 发射至延迟器 16-1。延迟器 16-1 在对应于 d 个 OFDM 数据符号周期 7-2 的时间内存储 (延迟) 所述符号并且随后将所述符号发射至合并器 18。因此, 偶数位置处的符号相对于奇数位置处的符号将被延迟对应于 d 个 OFDM 数据符号 6-2 的扩展延迟。合并器 18 将偶数和奇数位置的符号合并并且将它们发射至 OFDM 调制器 20-1。由此, 合并器 18 将所述符号排序

使得符号 S_1 和 $-S_2^*$ (即第一 Alamouti 输入对中的符号) 被映射为第 n 个和第 $n+d$ 个 OFDM 数据符号周期 6-2 的第一子载波 C_1 并且符号 S_3 和 $-S_4^*$ (即第二 Alamouti 输入对中的符号) 被映射为第 n 个和第 $n+d$ 个 OFDM 数据符号周期 6-2 的第二子载波 C_2 。一般而言,第 k 个输入对中的符号被映射为第 k 个子载波 8。如图 6 所示,第 k 个和第 $k+1$ 个子载波 8 相邻 (即没有具有处于第 k 个子载波 8 的频率 f 和第 $k+1$ 个子载波 8 的频率 f 之间的频率 f 的子载波 8)。然而,频率交织的子载波 8 是可能的 (即存在具有在第 k 个子载波 8 的频率 f 和第 $k+1$ 个子载波 8 的频率 f 之间的频率 f 的一个或者多个子载波 8)。

[0061] 每个 OFDM 数据符号 6-2 的多个子载波 8 对应于导频载波,即它们携带对于接收机 2 (信道估计器 32) 已知的符号 (导频符号)。导频载波的数量取决于整体的系统架构。导频载波典型地被平均分配在可用频率范围上 (例如每第十到第二十个子载波 8)。初始地,接收机 2 (信道估计器 32) 在 OFDM 脉冲 5 的起始处在训练符号 6-1 的帮助下估计信道特性。在给定的 OFDM 数据符号 6-2 中的导频载波被信道估计器 32 用于验证信道估计对于给定的 OFDM 数据符号 6-2 是否仍然有效并且被用于重新调整信道均衡值。

[0062] OFDM 调制器 20-1 执行现有技术情况中已知的 OFDM 调制并且在发射路径 T1 上在 OFDM 数据符号周期 n 期间发射符号 S_1, S_3, \dots (即奇数排序的符号) 并且在 OFDM 数据符号周期 $n+d$ 期间发射符号 $-S_2^*, -S_4^*, \dots$ (即偶数排序的符号)。同样地,OFDM 调制器 20-2 执行现有的 OFDM 调制的情况并且在发射路径 T2 上在 OFDM 数据符号周期 n 期间发射符号 S_2, S_4, \dots (即奇数排序的符号) 并且在数据符号周期 $n+d$ 期间发射符号 S_1^*, S_3^*, \dots (即偶数排序的符号)。

[0063] 图 8 示出作为示范性规定的具有四个接收路径 R1、R2、R3、R4 的接收机 2 的框图。接收机 2 包括四个 OFDM 解调器 28-1、28-2、28-3、28-4,每个解调器 28 被连接到接收路径 R1、R2、R3、R4 中不同的一个,用于解调在接收路径 R1、R2、R3、R4 上被接收的 OFDM 符号 6。接收机 2 还包括用于解码被接收和被解调的 OFDM 符号 6 并且输出比特流 B 的解码器 30。所述接收机 2 包括四个并行的并且一致的信号路径,每个信号路径被连接到接收路径 R1、R2、R3、R4 中不同的一个。每个信号路径包括 OFDM 解调器 28、信道估计器 32 (对于所有信号路径是公共的)、去交织器 34、OFDM 符号选择器 36、Alamouti 解码器 38 (对于所有四个信号路径是公共的) 以及辅助解码器 42 (对于所有四个信号路径是公共的)。即使没有在下文中明确地说明,不同信号路径中对应的元件 (例如 OFDM 解调器 28-1、28-2、28-3、28-4) 具有相同的功能并且因此可以被看作是等同的。即使没有在下文中明确地说明,接收路径的数量可以改变。

[0064] 在下文中,连接到第一接收路径 R1 的第一信号路径被用作用于解释解码器 30 的功能的例子。在 OFDM 解调器 28-1 解调 OFDM 符号 6 之后,被解调的 OFDM 符号 6 被输入信道估计器 32。所述信道估计器 32 基于在 OFDM 脉冲 5 期间在所有接收路径 R1、R2、R3、R4 上被接收的训练符号 6-1 来执行信道估计的现有技术。由此,所述信道估计器 32 得到用于每个子载波 8 的多个信道均衡值以及用于每个子载波 8 的信噪比 (SNR)。从 OFDM 脉冲 5 的训练符号 6-1 得到的均衡值被称为均衡值集合。该均衡值集合被用于解码 OFDM 脉冲 5 的随后的数据符号 6-2 并且另外地,其被存储于包括在所述信道估计器 32 中的存储装置 (未示出) 中供以后参考 (参见下文以得到更多细节)。信道矩阵 H (如在等式 1 中所定义的那样) 可以被看作是为每个子载波 8 所得到的多个均衡值的表示。换句话说,所述信道估计

器 32 基于 OFDM 脉冲 5 的 OFDM 训练符号 6-1 得到用于每个子载波 8 和 OFDM 脉冲 5 的信道矩阵 H。

[0065] 此外,所述信道估计器 32 评估每个 OFDM 数据符号 6-2 的导频载波。由此,所述信道估计器 32 确定由接收机 2 被接收的当前 OFDM 数据符号 6-2 的导频载波的状态是否符合所存储的均衡值集合中的一个集合。举例来说,这可以通过根据导频载波计算均衡值并且将计算得到的均衡值与所存储的均衡值相比较来实现。当计算得到的均衡值大体上映射为所存储的均衡值集合中的一个集合的对应的均衡值时,确定导频载波符合相应的所存储的均衡值集合。当没有相符的均衡值集合被找到时,当前 OFDM 数据符号 6-2 被认为被破坏并且将不被用在将来的解码中。

[0066] 当信道估计器 32 接收第二 OFDM 数据符号 6-2 时,其确定信道状态在被接收的第二 OFDM 数据符号 6-2 的传输和对应的第一 OFDM 数据符号 6-2 的传输之间是否已经显著地改变。举例来说,这可以通过确定被确定用于被接收的第二数据符号 6-2 的均衡值集合是否与被确定用于对应的第一 OFDM 数据符号 6-2 的均衡值相同来实现。

[0067] 所述信道估计器 32 将从第一 OFDM 调制器 28-1 接收的当前 OFDM 数据符号 6-2 发射至第一去交织器 34-1。所述第一去交织器 34-1 将数据符号重新排序(涉及数据符号的 OFDM 数据符号 6-2 间和 OFDM 数据符号 6-2 内两种重新排序)以反转交织器 13 的操作并且将重新排序的数据符号发射至第一 OFDM 符号选择器 36-1。可替代地,所述第一交织器 34-1(交织器 34)可以被设置在第一 OFDM 解调器 28-1(所述 OFDM 解调器 28)和信道估计器 32 之间的信号路径上。

[0068] 第一 OFDM 符号选择器 36-1 从信道估计器 32 接收控制指令。由此,所述第一控制指令使 OFDM 符号选择器 36-1 仅选择第 n 个 OFDM 数据符号 6-2 的数据符号并且将被选择的符号发射至辅助解码器 42。所述第一控制指令可以在第 n+d 个 OFDM 数据符号 6-2 被破坏(并且第 n 个 OFDM 数据符号 6-2 没有被破坏)的情况下由信道估计器 32 发布。第二控制指令使 OFDM 数据符号选择器 36-1 仅选择第 n+d 个 OFDM 数据符号的数据符号并且将被选择的数据符号发射至辅助解码器 42。第二控制指令可以在第 n 个 OFDM 数据符号 6-2 被破坏(并且第 n+d 个 OFDM 数据符号 6-2 没有被破坏)的情况下由信道估计器 32 发布。第三控制指令使 OFDM 符号选择器 36-1 选择第 n 个 OFDM 数据符号 6-2 的数据符号、选择第 n+d 个 OFDM 数据符号 6-2 的数据符号并且将被选择的符号发射至辅助解码器 42。第三控制指令可以在信道状态已经显著地改变的情况下(例如在不同的均衡值集合已经被确定用于两个 OFDM 数据符号 6-2 的情况下)由信道估计器 32 发布。第四控制指令使 OFDM 符号选择器 36-1 选择第 n 个 OFDM 数据符号 6-2 的数据符号并且选择第 n+d 个 OFDM 数据符号 6-2 的数据符号并且将被选择的符号发射至 Alamouti 解码器 38。第四控制指令可以在信道状态没有显著地改变的情况下(例如在相同的均衡值集合已经被确定用于两个 OFDM 数据符号 6-2 的情况下)由信道估计器 32 发布。

[0069] Alamouti 解码器 42 根据下式通过 Alamouti 解码过程来解码第一输入符号(即 S1、S3...)

[0070]

$$x_1 = \left(\frac{1}{\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^N (h_{ij})^2} \right) \cdot \sum_{j=1}^N (h_{j,1}^* \cdot r_{j,1} + h_{j,2} \cdot (r_{j,2})^*) \quad (2)$$

[0071] 并且根据下式解码第二输入符号 (即 S2、S4...)

[0072]

$$x_2 = \left(\frac{1}{\sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^N (h_{ij})^2} \right) \cdot \sum_{j=1}^N (h_{j,2}^* \cdot r_{j,1} - h_{j,1} \cdot (r_{j,2})^*) \quad (3)$$

[0073] 由此, h_{ij} 是携带 Alamouti 编码器 12 的四个输出符号的子载波 8 的信道矩阵 H 的元素, $r_{j,1}$ 是在第 n 个 OFDM 数据符号周期 7-2 期间在接收路径 j 上由子载波 8 所携带的符号, $r_{j,2}$ 是在第 n+d 个 OFDM 数据符号周期 7-2 期间在接收路径 j 上由子载波 8 所携带的符号并且 N 是接收路径的数量 (例如 4), 并且 Alamouti 解码器 42 将被解码的符号 S1、S2、S3、S4 发射至 QAM 解调器 40。所述 Alamouti 解码器从信道估计器 32 接收被用于解码的信道矩阵 H (或者等效信息)。第 n 个和第 n+d 个 OFDM 数据符号周期 6-2 的信道矩阵 H 在信道估计器 32 决定解码要由 Alamouti 解码器 38 执行的情况下 (即在第四控制指令的情况下) (对于给定的子载波 8) (大体上) 相同。因此, 从信道估计器 32 接收的信道矩阵 H 可以例如由获得的用于第 n 个 OFDM 数据符号周期 7-2 的信道矩阵 H (均衡值集合)、获得的用于第 n+d 个 OFDM 数据符号周期 7-2 的信道矩阵 H (均衡值集合) 或者其组合 (平均值) 给定。

[0074] 现在将阐释辅助解码器 42 的操作。所述信道矩阵 H 由下式定义

[0075]

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{pmatrix} = H \cdot \begin{pmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{pmatrix}, \quad (4)$$

[0076] 其中 r_j 是由给定的 OFDM 数据符号周期 7-2 期间在接收路径 j 上由给定的子载波 8 所携带的符号, \tilde{x}_1 是在给定的 OFDM 数据符号周期 7-2 期间由给定的子载波 8 在第一发射路径 T1 上所发射的符号并且 \tilde{x}_2 是在给定的 OFDM 数据符号周期 7-2 期间由给定的子载波 8 在第二发射路径 T2 上所发射的符号。因此, 为了解码由子载波 8 所携带的符号, 所述辅助解码器 42 计算

[0077]

$$\begin{pmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{pmatrix} = H^{-1} \cdot \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{pmatrix}, \quad (5)$$

[0078] 其中 H^{-1} 为信道矩阵 H 的广义逆矩阵或者伪逆矩阵。所述辅助解码器 42 从信道估计器 32 接收信道矩阵 H (或者等效信息)。所述辅助解码器 42 可以根据 H 明确地计算 H^{-1} 并且接着在 H^{-1} 的基础上计算 \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 或者所述辅助解码器 42 可以在 H 的基础上计算 \tilde{x}_1, \tilde{x}_2 而不

明确地计算 H^{-1} 。迫零 (ZF) 接收机的现有技术可以被用于这个解码步骤。然而,除 ZF 解码器以外的其他解码器 (例如 MMSE 解码器) 也可以被采用。所述辅助接收机 42 还从信道估计器 32 接收控制信息。当第 $n+d$ 个 OFDM 数据符号 6-2 已被破坏时 (即在第一控制指令的情况下),所述信道估计器 32 发送第一控制信息使所述辅助解码器 42 根据下式计算输入符号

[0079]

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{pmatrix} \quad (6)$$

[0080] (该计算对应于微小 (trivial) 计算或者完全没有计算) 并且将计算得到的输入符号 x_1, x_2 发射至 QAM 解调器 40。当第 n 个 OFDM 数据符号 6-2 已被破坏时 (即在第二控制指令的情况下),信道估计器 32 发送第二控制信息使所述辅助解码器 42 根据下式计算输入符号

[0081]

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{x}_2^* \\ -\tilde{x}_1^* \end{pmatrix} \quad (7)$$

[0082] (其对应于重新排序、复共轭和符号反转) 并且将计算得到的符号 x_1, x_2 发射至 QAM 解调器 40。

[0083] 当第 n 个和第 $n+d$ 个 OFDM 数据符号 6-2 两者都没有被破坏但是信道状态在第 n 个和第 $n+d$ 个 OFDM 数据符号周期 7-2 之间已经显著地改变时 (即在第三控制指令的情况下),信道估计器 32 发送第三控制信息使所述辅助解码器 42 通过解码过程来计算输入符号,与等式 (2) 和 (3) 的 Alamouti 解码过程相反,该解码过程不需要恒定的信道状态。举例来说,辅助解码器 42 可以根据等式 (5) 和 (6) 或者根据等式 (5) 和 (7) 来计算输入符号,即基于第 n 个或者基于第 $n+d$ 个 OFDM 数据符号 6-2。作为另一个例子,所述辅助解码器 42 可以根据等式 (5) 和 (6) 来计算第一估计并且根据等式 (5) 和 (7) 来计算第二估计并且随后将计算得到的第一和第二估计平均以得到输入符号。

[0084] QAM 解调器 40 执行反向星座图映射并且根据计算得到的 / 解码的符号 x_1, x_2 (即 $S_1, S_2, S_3, S_4, \dots$) 生成比特流 B 。

[0085] 发射机 1 和接收机 2 可以包括 DAC、ADC、上变换器、下变换器、滤波器、放大器、同步电路、电源、外壳以及在 OFDM 收发机 (transceiver) 技术中已知的其他单元。

[0086] 发射机 1 和接收机 1 以及它们各自的子单元可以例如使用硬件、硬线逻辑、可编程逻辑、微处理器、软件、存储装置以及在本领域中已知的或者还未知的信息处理和存储装置来实现。

[0087] 现在将参考图 5 大体上阐释本发明的第一实施例的操作和优势。除了 OFDM 脉冲 5 的结构外,图 5 示出了由阻抗调制装置 (例如图 2 所示的整流器) 所引起的变化的信道阻抗 I 的例子。在 OFDM 符号周期 T_1 到 D_2 期间,通信信道 4 具有第一恒定的或者缓慢变化的信道阻抗 I_1 并且在 OFDM 符号周期 D_4 到 D_b 期间,通信信道 4 具有第二恒定的或者缓慢变化的信道阻抗 I_2 ,其中通过从第一信道阻抗值 I_1 切换到第二信道阻抗值 I_2 ,信道阻抗 I 在 OFDM 符号周期 D_3 期间剧烈地改变。当然,信道阻抗 I 在符号周期 D_3 期间的切换仅是例子并且信道阻抗 I 的切换也可以在除符号周期 D_3 外的其他 OFDM 符号周期 7 期间发生。

[0088] 如果 OFDM 数据符号 D1 到 Db 的均衡仅基于在前的训练符号 T1 到 Ta, OFDM 数据符号 D1 和 D2 将正确地被均衡,然而在阻抗改变之后的 OFDM 数据符号 D4 到 Db 不能正确地被均衡并且将引起大量的比特错误。该实施例克服了这个问题,因为接收机 2 能够根据信道状态动态地应用不同的均衡器设定。由此,接收机 2 利用准静态信道 4 并且使 OFDM 数据符号 D4 到 Db 的均衡基于来自先前的 OFDM 脉冲 5 的被存储的均衡值集合。如在上文中所阐释的那样,这被实现,因为对于每个 OFDM 数据符号 6-2,包括在 OFDM 数据符号 6-2 中的导频载波被评估并且所述导频载波与其相符的被存储的均衡值集合被选择用于均衡 OFDM 数据符号 6-2。这需要用于定时和相位偏移的复杂的同步和偏移计算技术,这被认为是超出本发明的范围的。即使对于周期性的改变,接收机 2 为所有可得到的阻抗设定(典型地为两个)管理被需要用于解码 OFDM 数据符号 6-2 的所有不同的均衡器设定。

[0089] 此外,没有数据由于 OFDM 数据符号 D3 的破坏而丢失。MIMO 信道 4 在该期间改变。当信道估计器 32 借助于导频载波评估来检测被破坏的 OFDM 数据符号 6-2 时(例如由于信道阻抗的改变或者噪声脉冲),其改变解码器 30 所使用的解码方法并且仅使用对应的冗余 OFDM 数据符号 6-2。因此,链路可靠性和吞吐量被提高。应当注意的是,虽然接收机 2 所使用的解码方案根据当前的信道状态被改变,发射机 1 所使用的编码方案不受此影响并且保持恒定。(然而,编码方案可能因为其他原因而改变。举例来说,扩展延迟 d 可能改变。)

[0090] 图 9 示出接收机 2 所执行的过程的流程图。

[0091] 在步骤 S20 中,新的 OFDM 符号 6 被接收并且该方法前进至步骤 S22。

[0092] 在步骤 S22 中,被接收的 OFDM 符号 6 是否为训练符号 6-1 被确定。如果是,则该方法前进至步骤 S24。如果否,该方法前进至步骤 S26。

[0093] 在步骤 S24 中,被接收的训练符号 6-1 被评估。当 OFDM 脉冲 5 的所有训练符号 6-1 被评估时,对应的均衡值集合被确定并且被存储。该过程返回步骤 S20。

[0094] 在步骤 S26 中,被接收的 OFDM 符号 6 是 OFDM 数据符号 6-2。被接收的 OFDM 数据符号 6-2 是否为冗余 OFDM 符号对的第一符号(第一类型的 OFDM 符号)被确定。如果是,该过程前进至步骤 S28。如果否,该过程前进至步骤 S30。

[0095] 在步骤 S28 中,被接收的 OFDM 符号数据符号 6-2 被去交织器 34 延迟(存储) d 个 OFDM 数据符号周期 7-2。该过程返回步骤 S20。

[0096] 在步骤 S30 中,被接收的 OFDM 数据符号 6-2 是冗余 OFDM 符号对的第二符号。所述信道估计器 32 确定对应的第一 OFDM 数据符号 6-2 的导频载波是否符合被存储的均衡值集合中的一个。如果是,该过程前进至步骤 S34。如果否,该过程前进至步骤 S32。

[0097] 在步骤 S32 中,辅助解码器 42 从信道估计器 32 接收相符的均衡值集合,并且通过解码(例如通过 ZF 或者 MMSE 解码)被接收的第二 OFDM 数据符号 6-2 来得到输入符号(S1、S2、S3、S4...)。解码可以例如通过根据等式(5)的计算并且根据等式(7)执行重新排序、复共轭和符号反转来得到。该过程返回步骤 S20。

[0098] 在步骤 S34 中,信道估计器 32 确定被接收的第二 OFDM 数据符号 6-2 的导频载波是否符合在步骤 S30 中所确定的均衡值集合。如果是,信道状态还没有显著地改变并且该过程前进至步骤 S38。如果否,则该过程前进至步骤 S36。

[0099] 在步骤 S36 中,所述辅助解码器 42 从信道估计器 32 接收相符的均衡值集合并且通过解码(例如通过 ZF 或者 MMSD 解码)对应的第一 OFDM 数据符号 6-2 来得到输入符号

(S1、S2、S3、S4...)。解码可以例如通过根据等式 (5) 的计算来得到。该过程返回步骤 S20。

[0100] 在步骤 S38 中, Alamouti 解码器 38 从信道估计器 32 接收相符的均衡值集合并且按照等式 (2) 和 (3) 根据被接收的第二 OFDM 数据符号 6-2 和对应的第一 OFDM 数据符号 6-2 来解码输入符号 (例如 S1、S2、S3、S4...)。该过程返回步骤 S20。

[0101] 对于本领域的技术人员清楚的是, 图 9 中的图表可以以各种方式被改动、扩充以及重新排序而不脱离本发明的范围。举例来说, 在步骤 S30 和 S32 之间信道估计器 32 可能执行确定被接收的第二 OFDM 数据符号 6-2 的导频载波是否符合被存储的均衡值集合中的任意一个的步骤。如果否, 则信道估计器 32 可以产生控制信息, 指示输入符号不能根据被接收的第一和第二 OFDM 数据符号 6-2 被解码并且不进行尝试来解码输入符号。如果是, 则该过程前进至上文所描述的 S32 并且输入符号根据第二 OFDM 数据符号 6-2 被解码。类似地, 在步骤 S34 和 S36 之间信道估计器 32 可以执行确定被接收的第二 OFDM 数据符号 6-2 的导频载波是否符合被存储的均衡值集合中的任意一个的步骤。如果是, 则第一或者第二 OFDM 数据符号 6-2 两者都没有被破坏但是信道状态已经显著地改变。在这种情况下, 辅助解码器 42 可以通过解码过程根据第一和第二 OFDM 数据符号 6-2 两者来计算输入符号, 与等式 (2) 和 (3) 的 Alamouti 解码过程相反, 该解码过程不需要恒定的信道状态。如果否, 则该过程前进至上文所描述的步骤 S36 并且数据符号根据第一 OFDM 数据符号 6-2 被解码。

[0102] 扩展延迟 d 可以是固定的或者可以是可变的。

[0103] 举例来说, d 可以固定地被设置为 1 ($d = 1$)。也就是说, 每个冗余符号对 ($\{S1, S1^*\}$ 和 $\{S2, -S2^*\}$) 中的两个符号在两个相继的 OFDM 数据周期 7-2 期间被发射。通过仅引入一个 OFDM 数据符号周期 7-2 的短的延迟, PLC MIMO 信道 4 的阻抗改变的负面效应被有效地抵消 (如相对于图 5 所阐释的那样)。

[0104] 对于单向通信系统, 扩展延迟 d 被固定。广播系统, 例如像 DVB, 是单向通信系统。在地面数字视频广播中所遇到的技术和非技术条件下, 尤其在当前所开发的 DVB-T2 标准的情况下, $d = 1$ 的扩展延迟提供最小的延迟以及最优的解码效率。通过 $d = 1$ 的扩展延迟得到实时视频广播。“地面”意思是发送端 (sender) 和发射机两者都被设置在地面上。地面 DVB 系统是 RF 无线通信系统。DVB-T2 是用于数字视频的无线的基于 OFDM 的广播的标准。当然, 在地面数字视频广播系统的情况下, 通信信道 3 不被假定为 PLC 信道并且发射机 1 和接收机 2 不被假定为 PLC 装置 (与系统 3 起初被假定为 PLC 系统这一事实相联系的任何其他约束也不被假定为被满足)。相反地, 发射机 1 为地面数字视频广播发射机 (例如 DVB-T2 发射机) 并且接收机 2 为地面数字视频广播接收机 (例如 DVB-T2 接收机)。

[0105] 一般而言, 扩展延迟 d 等于或者大于通信信道 3 上的信道干扰 (例如噪声脉冲或者阻抗改变) 的最大长度。最大长度以传输周期长度的整数倍 (例如以 OFDM 数据符号周期 7-2 长度的整数倍) 被给出。最大长度是信道干扰可能 / 确实影响的连续传输周期的数量 (例如信道干扰可能 / 确实影响的连续 OFDM 符号的数量)。最大长度可以是典型最大长度, 从仅发生一次或者与其他 - “典型的” - 信道干扰相比仅非常少地发生的一段长度的信道干扰被忽略 (即在确定最大长度时不被考虑在内) 这个意义上说。用于确定信道干扰的最大长度的两种方法被提出。所述方法可以以各种方式被改善并且确定最大长度的其他方法是可能的。在第一方法中, 被破坏的符号 (此处, 符号是在一个传输周期长度期间被发射的数据, 例如 OFDM 符号 6) 被检测并且连续地被破坏的符号的数量的直方图被确定。连

续地被破坏的符号的最大数量是信道干扰的最大长度。在最大长度是典型最大长度的情况下,与连续地被破坏的符号的其他“典型”数量相比非常少的连续地被破坏的符号的数量被忽略。在第二方法中,信道干扰的长度被测量并且信道干扰的长度的直方图被得到(被测量的长度是离散变量)。信道干扰的最大长度通过将最长信道干扰的长度上舍入(当给定传输周期长度的单位时)为下一个更高的整数值来得到。在最大长度是典型最大长度的情况下,与信道干扰的其他“典型”长度相比非常少的信道干扰长度被忽略。扩展延迟 d 等于或者大于相似长度的重复信道干扰。因此,虽然大体上提出 $d \geq 1$,本发明一方面提出使用扩展延迟 $d \geq 2$ 。举例来说,当 $d \geq 3$ 被选择时,破坏三个连续 OFDM 数据符号(例如如图 10 所画出的 D2、D3、D4)的噪声脉冲不整体上损坏数据并且输入符号可以根据对应的冗余 OFDM 数据符号 6-2(例如 D1、D5、D6)来解码。注意 d 的较大值可能意味着一对冗余 OFDM 数据符号 6-2 被设置在两个不同的 OFDM 脉冲 5 中。

[0106] 为了提供可变的扩展延迟 d ,本发明提出了两个方案。

[0107] 在第一方案中,接收机 2 监听信道 4。由此,信道估计器 32 测量信道干扰的长度并且确定所需要的扩展延迟 d 。举例来说,所需要的扩展延迟 d 等于或者大于通信信道上的信道干扰的最大长度,如上文所述。将所需要的扩展延迟 d 从接收机 2 发射至发射机 1。后者可以通过在较高层上的消息交换(协议问题)来实现。发射机 1 采用接收机 2 所指示的扩展延迟 d 。接收机 2 可以监听信道一次或者重复地监听信道。在后一种情况下,对信道状态的连续适应被实现。举例来说,接收机 2 可以在发射机 1 还没有开始其数据传输的时候或者在数据传输的暂停期间监听信道。

[0108] 在第二方案中,发射机 1 监听信道 4。发射机 1 包括信道估计器(未示出),其测量信道干扰的长度并且确定所需要的扩展延迟 d 。举例来说,所需要的扩展延迟 d 大于通信信道上的信道干扰的最大长度,如上文所述。发射机 1 将所需要的扩展延迟 d 发射至接收机 2 并且将所需要的扩展延迟 d 用于编码。接收机 2 将从发射机被接收的扩展延迟 d 用于解码。发射机 1 可以监听信道一次或者重复地监听信道。在后一种情况下,对信道状态的连续适应被实现。

[0109] 在第二实施例中,非自适应 OFDM(即相同的星座图始终被用在所有子载波 8 上)而不是自适应 OFDM 被使用。在该实施例中,使用不同的子载波 8 来发射四个 Alamouti 输出符号(例如 $S1$ 、 $S2$ 、 $S1^*$ 、 $-S2^*$)。由此,为了冗余符号对 $S1$ 和 $S1^*$ 的传输,两个不同的子载波 8 被使用并且为了冗余符号对 $S2$ 和 $-S2^*$ 的传输,两个不同的子载波 8 被使用。另外,四个 Alamouti 输出符号 $S1$ 、 $S2$ 、 $S1^*$ 、 $-S2^*$ 中的每一个可以使用不同的子载波 8 而被发射。使用不同子载波 8 的传输可以通过将频率交织器(未示出)插入从合并器 18-1、18-2 到 OFDM 调制器 20-1、20-2 的每个信号路径并且将对应的频率去交织器(未示出)插入从 OFDM 解调器 28-1、28-2、28-3、28-4 到信道估计器 32 的每个信号路径来实现。频率交织导致改进的系统性能,因为特定频率(子载波 8)上的衰减被减轻。除了简化的(非自适应)OFDM 模式,子载波 8、频率交织器和去交织器的不同使用,第二实施例与第一实施例相同。

[0110] 仅基于两个冗余(第一和第二)OFDM 数据符号 6-2 中的一个对输入符号的解码在给定的 SNR 处具有比 Alamouti 解码更高的 BER(误比特率)。用于在多个 OFDM 数据符号 6-2 上交织输入数据符号的另外的交织器(未示出)可能被用于缓和这种情况。该另外的交织器被设置在 MIMO 编码之前的信号流中(例如在 QAM 调制器 10 之前和/或在 Alamouti

编码器 12 之前)。反转交织的对应的另外的去交织器(未示出)必须被用在接收机 2 中。该另外的去交织器被设置在 MIMO 解码之后的信号流中(例如在解码器 38、42 之后和 / 或在 QAM 解调器 40 之后)。

[0111] 已经参考特定的实施例阐述了本发明。这仅是通过阐释的方式,并且对于本领域的技术人员容易明白的是:可以进行各种修改而不脱离随后的权利要求的范围。举例来说,虽然已经参考有线 PLC 信道 4 解释了本发明,本发明也可以被用于另一种有线信道或者被用于无线信道(例如 RF 无线信道)。

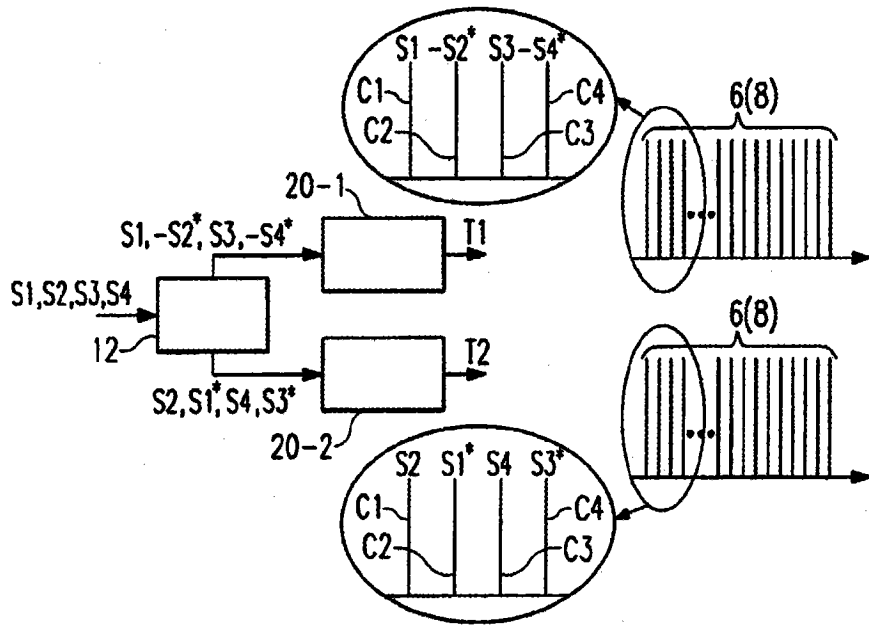


图 1

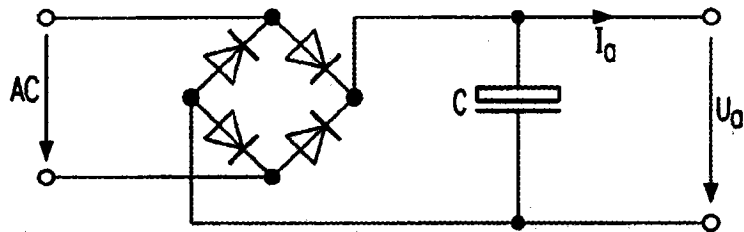


图 2

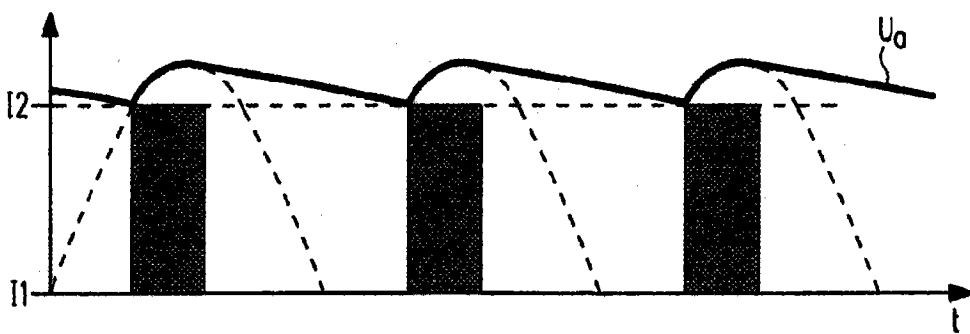


图 3

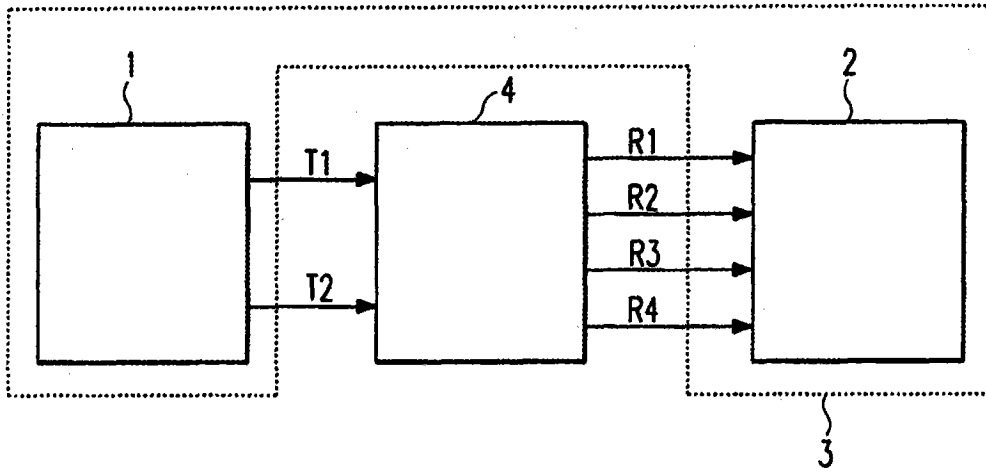


图 4

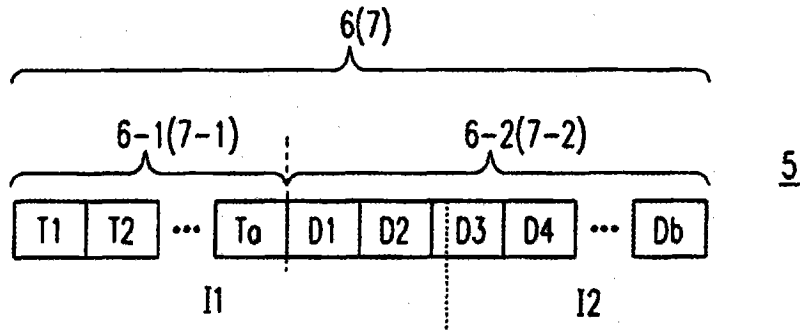


图 5

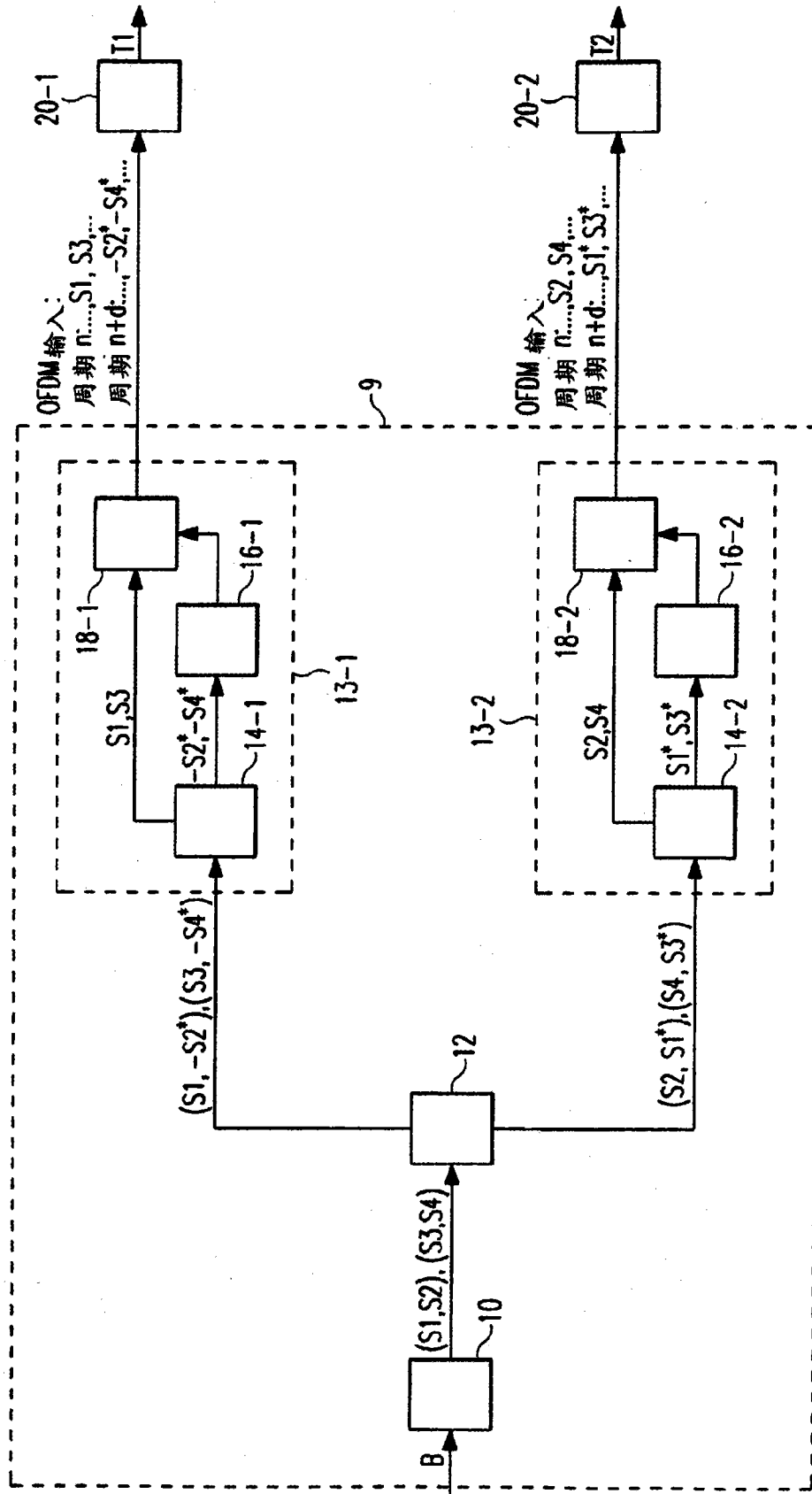


图 6

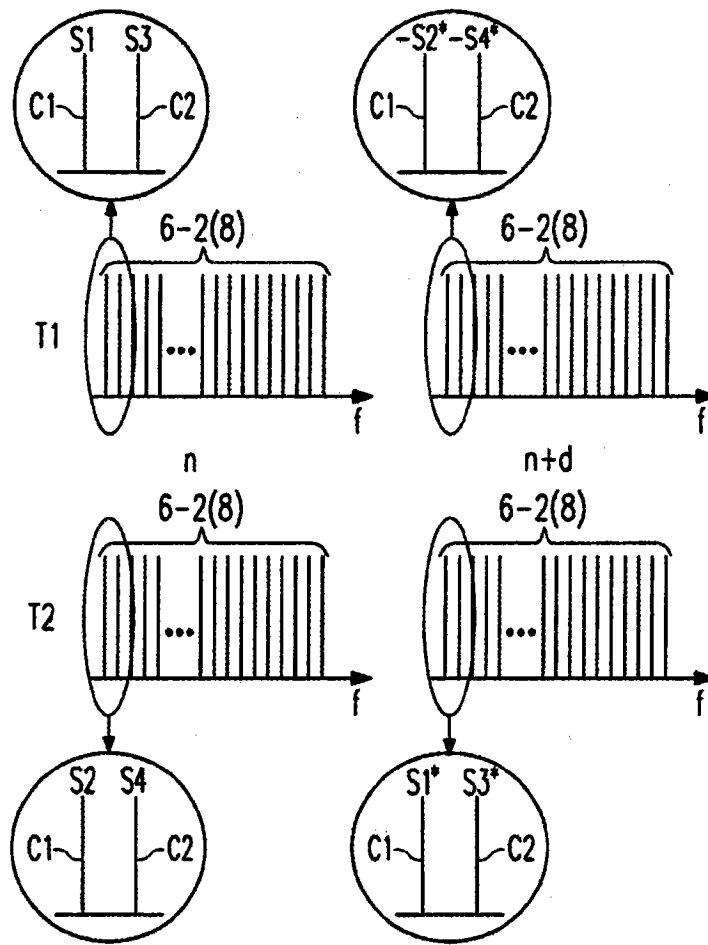


图 7

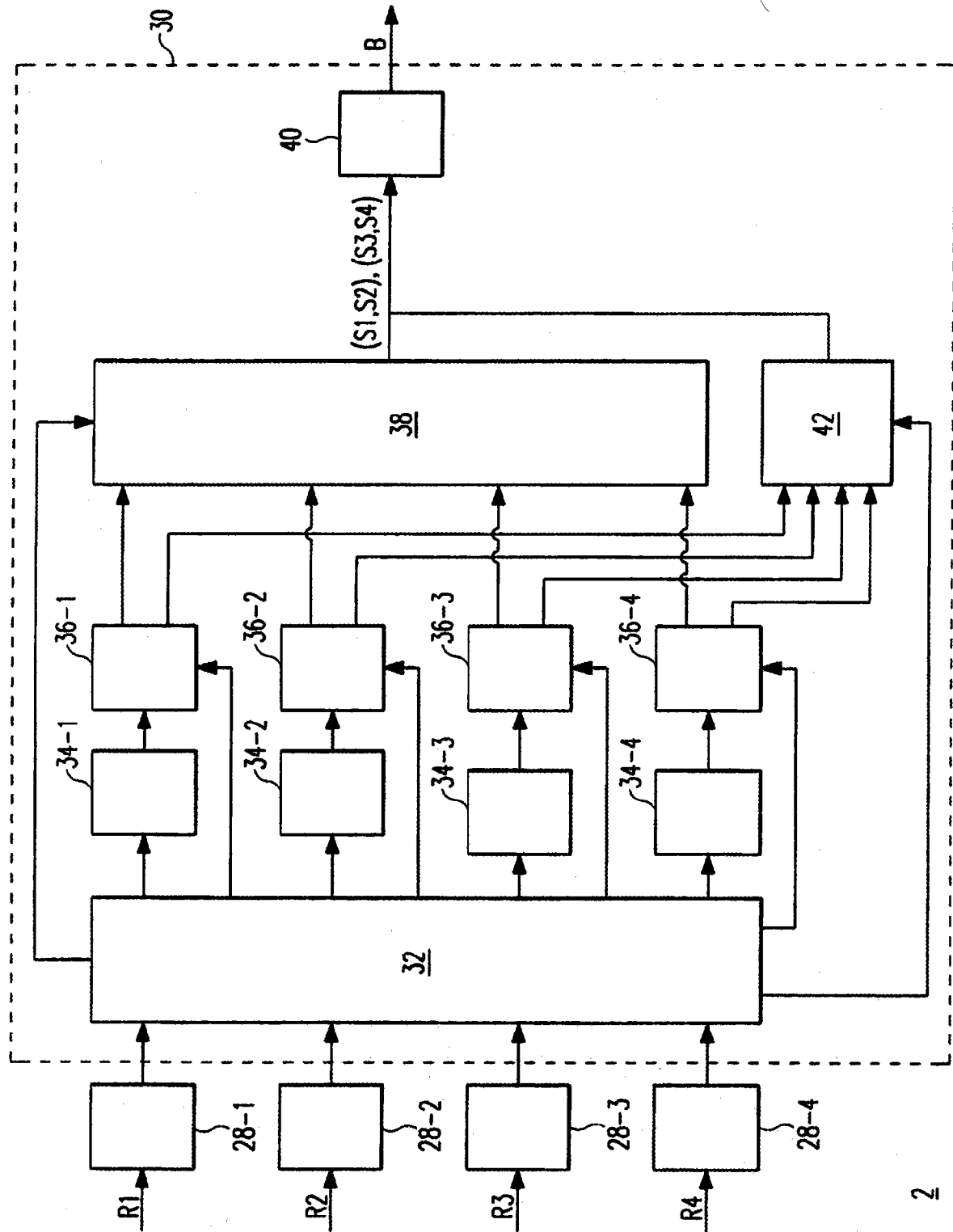


图 8

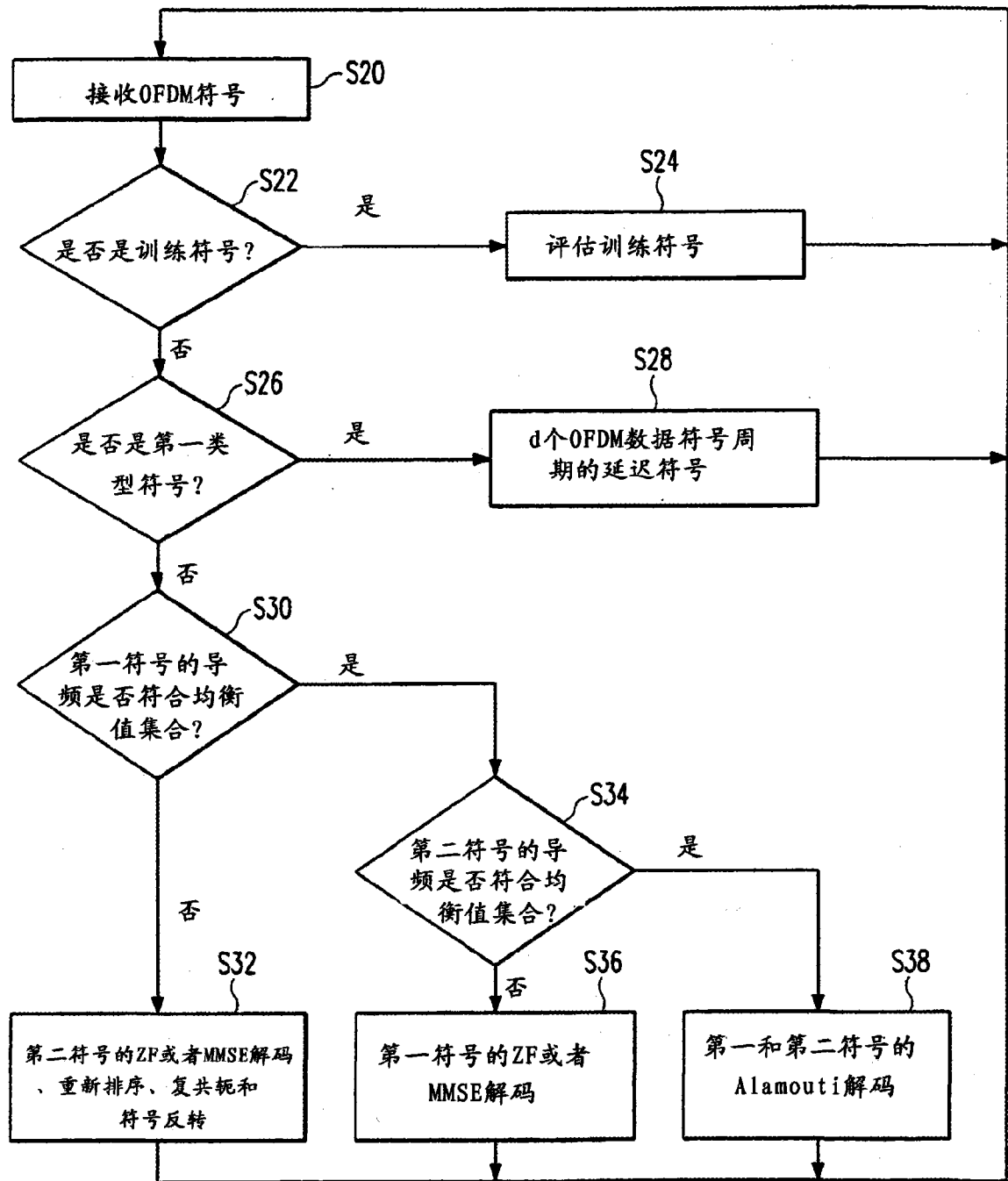


图 9

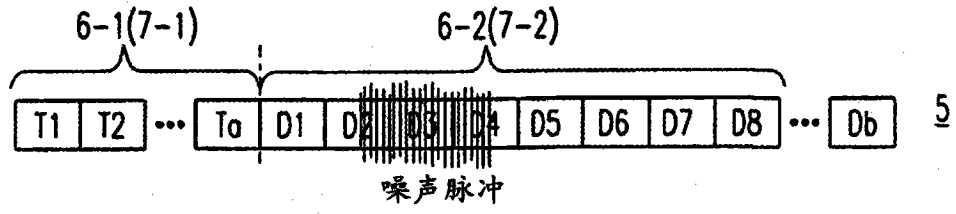


图 10