



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101715636 B

(45) 授权公告日 2013. 09. 25

(21) 申请号 200880005221. 0

代理人 马永利 李家麟

(22) 申请日 2008. 01. 25

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

H04L 1/06 (2006. 01)

07003191. 9 2007. 02. 15 EP

H04B 7/06 (2006. 01)

07006681. 6 2007. 03. 30 EP

(56) 对比文件

(85) PCT申请进入国家阶段日

CN 1838581 A, 2006. 09. 27,

2009. 08. 14

US 2006078066 A1, 2006. 04. 13,

(86) PCT申请的申请数据

CN 1801665 A, 2006. 07. 12,

PCT/EP2008/000578 2008. 01. 25

审查员 彭媛

(87) PCT申请的公布数据

W02008/098672 EN 2008. 08. 21

(73) 专利权人 三菱电机信息技术中心欧洲有限公司

地址 荷兰斯希普霍尔

专利权人 三菱电机株式会社

(72) 发明人 D·卡斯特莱因 L·布鲁尼尔

D·莫蒂尔 C·西奥奇纳

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

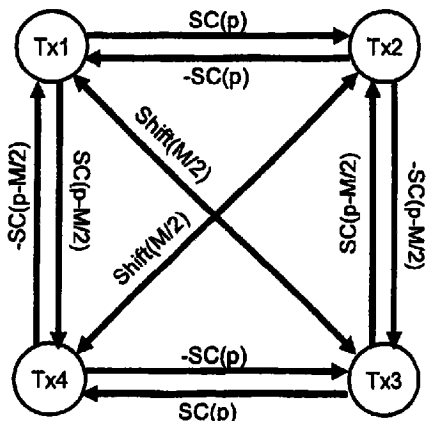
权利要求书1页 说明书15页 附图15页

(54) 发明名称

用于MIMO发送器的SC-QOSTFBC码的方法

(57) 摘要

本发明涉及无线通信领域内的用于(4个)发射天线的SC-QOSTFBC(其代表单载波准正交空间、时间、频率块码),更具体来说涉及可用在尤其与OFDM类传输方案相结合地使用的MIMO(多输入多输出)或MISO(多输入单输出)通信情境中的编码和解码方案。这些码是基于在第一天线上发送对应于将在单天线方案中被发送的星座图,并且在其他天线上发送等效星座图。在与DFT扩展OFDM相关联时,这些码被设计成在每一个发射天线处保持低PAPR属性。



1. 通过包括至少四个发射天线的发射器来进行无线电数据发射的方法,将在所述至少四个发射天线中的第一天线上传送的信号被视为从尺寸为 M 的 DFT 得到并且处在频域内,从而导致在该第一天线上的 M 个子载波当中的每一个之上发射符号,由 $S_k^{Ts} = (-1)^{k+1} S_{(p-1-k) \bmod M}^*$ 定义的 SC(p) 关系对于 $k = 0$ 到 $M-1$ 根据将在第一天线上发射的信号 S 而给出将在所述至少四个发射天线中的第二天线上发射的信号 T_s ,其中 p 是 0 与 $M-1$ 之间的参数, M 是偶整数, k 是对应于频域内的每一个子载波的索引,每一组四个天线定义两对天线,所述方法包括以下步骤:

- 在每一个天线上发射信号,从而使得:
- 对于每一组四个天线,把包括从一个到三个天线的任何不完整组当作其中一些天线被抑制的完整组来对待,随后:
 - 通过所述 SC(p) 关系把在每一对的天线上发射的信号相关;
 - 通过保持单载波信号的包络特性的第二关系把在第一对天线中的一个天线上发射的信号与在第二对天线中的一个天线上发射的信号相关;
 - 通过保持单载波信号的包络特性的第三关系把在第一组四个天线中的一个天线上发射的信号与在另一组中的一个天线上发射的信号相关。

2. 根据权利要求 1 所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,所述第二关系是由 $S_k^{Tr} = S_{(k-p) \bmod M}$ 对于 $k = 0$ 到 $M-1$ 定义的关系 Shift(p)。

3. 根据权利要求 2 所述的无线电数据发射的方法,其特征在于, $p = M/2$ 。

4. 根据权利要求 1 所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,所述第二关系是由 $S_k^{Tr} = S_{(M-1-k+p) \bmod M}$ 对于 $k = 0$ 到 $M-1$ 定义的关系 Flip(p)。

5. 根据权利要求 1 所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,所述第二关系是由 $S_k^{Tr} = (-1)^k S_k^*$ 对于 $k = 0$ 到 $M-1$ 定义的关系 Altconj。

6. 根据权利要求 1 所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,所述第二关系是共轭。

7. 根据权利要求 1 所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,所述第二关系是恒等。

8. 根据权利要求 1 到 7 中的任何一项所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,所述第三关系是移位关系。

9. 根据权利要求 1 到 7 中的任何一项所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,所述第二关系被应用于相同时隙的各符号。

10. 根据权利要求 1 到 7 中的任何一项所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,所述第二关系被应用于不同时隙的符号。

11. 根据权利要求 10 所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,所述第二关系被应用于相继时隙的符号。

12. 根据权利要求 1 到 7 中的任何一项所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,在每一个发射天线上引入时移操作,被施加到每一个天线的移位值 L_i 低于编码序列的尺寸 N ,被施加到各天线的移位值 L_i 不全相等,被施加到每一个天线的移位值 L_i 被模 N 施加。

13. 根据权利要求 1 到 7 中的任何一项所述的无线电数据发射的方法,其特征在于,在每一个发射天线上引入时间延迟操作,被施加到各天线的延迟值 L_i 不全相等。

用于 MIMO 发送器的 SC-QOSTFBC 码的方法

[0001] 本发明涉及无线通信领域,更具体来说,本发明涉及可用在尤其与 OFDM 类传输方案相结合地使用的 MIMO(多输入多输出)或 MISO(多输入单输出)通信情境中的编码和解码方案。

[0002] 正交频分复用(OFDM)(比如编码 OFDM(COFDM))是基于频分复用(FDM)的原理,但是其被实施为数字调制方案。将被传送的比特流被分成几个并行比特流,通常是几十个到几千个。可用频谱被划分成几个子信道,并且通过利用诸如 PSK、QAM 等之类的标准调制方案对子载波进行调制而在一个子信道上传送每个低速率比特流。所述子载波频率被选择成使得已调数据流彼此正交,这意味着各个子信道之间的串扰被消除。这种正交性在各子载波通过子载波的符号率均等间隔开时出现。

[0003] OFDM 的主要优点是其在无需复杂的均衡滤波器的情况下应对恶劣信道条件(比如多径和窄带干扰)的能力。通过使用许多缓慢调制的窄带信号以取代一个快速调制的宽带信号而简化了信道均衡。

[0004] 已经开发出一种被称作 DFT 扩展 OFDM 的变型。在这种系统中,通过 DFT(离散傅里叶变换)把每一个将要传送的符号扩展在一组传送频率上,并且通过常规的 OFDM 传输系统来发送所得到的信号。

[0005] 图 1 示出对应于发送器的频域内的编码实施方式。实际的实施方式可以在频域或时域内实施,出于简单起见并且为了改进在不同频带内进行发射的发射器之间的频率可分离性,频域内的实施方式应当是优选的,特别在使用 MIMO 方案的情况下尤其如此。通过编码和调制模块 1.1 把将要传送的数据编码及映射在各符号上,从而给出一组符号 x_n 。随后通过 FFT(快速傅里叶变换)模块 1.2 在频域内扩展所述信号。随后执行频率映射步骤 1.3,该步骤可以包括零插入(这等效于在时域内进行过采样)、频率整形、频率变换以及可能的滤波。在包括零插入的情况下,所述频率映射模块 1.3 的输出得到一个尺寸为 N' 的矢量,其中 N' 大于 N 或者等于 N ,在下文中为了简单起见假设 $N' = N$ 而不会损失一般性。通过 IFFT(快速傅里叶逆变换)1.4 把所述信号变换回时域内以供传输,从而给回一组符号 x'_n ,其非常接近于所述符号 x_n (如果不是相等的话)。在传输之前可以应用可选的循环前缀插入 1.5。

[0006] 图 2 示出对应于接收器的频域内的解码实施方式。首先在步骤 2.1 中对所接收到的数据进行同步。如果编码器已经插入了循环前缀,则在步骤 2.2 中去除所述循环前缀。随后应用快速傅里叶变换 2.3 以便把所述信号变换到频域内。随后利用通过信道估计步骤 2.7 获得的关于信道条件的数据来执行均衡步骤 2.4。随后在解调和信道解码步骤 2.6 之前通过快速傅里叶逆变换 2.5 对数据进行解扩。

[0007] 这种系统具有良好的属性,特别是所传送的信号以类似于单载波系统的低 PAPR(峰值与平均功率比)保持包络特性。这种 DFT 扩展 OFDM 也被称作 SC-FDMA,即单载波频分多址。

[0008] 所述接收器可以简单地用 MMSE(最小均方误差)线性均衡器在频域内来实施,特别在所述信号中插入了循环前缀时尤其如此。

[0009] 已经知道在发射器处使用几个天线将得到 MISO 系统, 或者在发射器和接收器处同时使用几个天线将得到 MIMO 系统, 从而允许提高传输的鲁棒性。这种得到提高的鲁棒性可以被用来增大范围或带宽, 这是通过调节传统的范围对带宽折衷来实现的。还可以使用几种分集方案来利用发射器处的多个天线。

[0010] Alamouti 已经开发出一种码, 即空时块码 (STBC), 这是因为通过不同的天线在空间内扩展将被传送的信息, 并且利用不同的时隙在时间上扩展将被传送的信息。关于 Alamouti 码的参考文章有“A simple transmit diversity technique for wireless communications”, IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451-1458, 1998 年 10 月。

[0011] 对于两个发射天线, Alamouti 给出一种具有全分集并且速率为 1 的简单的正交空时块码 (OSTBC), 这意味着其提供了与通过单个发射天线系统所获得的相同速率, 即利用双天线系统所能获得的最大数据速率的一半。这种码由下式描述:

[0012]

$$\mathbf{A}'_{12} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2 \\ -a_2^* & a_1^* \end{pmatrix} \begin{matrix} \leftarrow \text{时间 } t_1 \\ \leftarrow \text{时间 } t_2 \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} \uparrow & \uparrow \\ \text{天线 Tx1} & \text{Tx2} \end{matrix} \quad (1)$$

[0013] 等效形式由下式给出:

$$[0014] \quad \mathbf{A}''_{12} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2 \\ a_2^* & -a_1^* \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}^{(I)}_{12} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* \\ a_2 & a_1^* \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}^{(II)}_{12} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* \\ a_2 & -a_1^* \end{pmatrix}. \quad (2)$$

[0015] 可以通过对于上面给出的码应用转置、符号改变或复共轭的运算而获得其他码矩阵。只要信道在 t_1 与 t_2 之间不发生改变并且只要可以通过简单的乘法来表征所述信道, 最优的 (ML) 解码就非常简单 (没有矩阵求逆)。

[0016] 已经证明对于超过 2 个发射天线来说, 具有全分集并且传输速率为 1 的复正交设计是不可能的。已经由 Jafarkhani 等人引入了针对超过 2 个天线的 Alamouti 方案, 其产生准正交 (QO) 设计。可以找到以下参考文献: H. Jafarkhani 的“A Quasi-Orthogonal Space-Time blockCode”, IEEE Transactions on Communications, 2001 年 1 月; C. Papadidas、G. Foschini 的“A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas”, IEEE ICASSP 2001; 以及 Mupp、C. F. Mecklenbräuker 的“On extended Alamouti Schemes for Space-Time Coding”, WPMC' 02 Honolulu, Hawaii, 2002 年 10 月。这些码可以被如下表示:

$$[0017] \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}'_{12} & \mathbf{A}'_{34} \\ \mathbf{A}'_{34} & \mathbf{A}'_{12} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}' = \begin{pmatrix} \mathbf{A}'_{12} & \mathbf{A}'_{34} \\ -\mathbf{A}'_{34} & \mathbf{A}'_{12} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}'' = \begin{pmatrix} \mathbf{A}'_{12} & \mathbf{A}'_{34} \\ \mathbf{A}'_{34} & -\mathbf{A}'_{12} \end{pmatrix} \quad (3)$$

[0018] “准正交性”是指 A 的大多数列是彼此正交的。所述准正交性允许简化 ML 解码。MMSE 和 ZF 传统解码器也给出了良好的性能。以一定的分集损失为代价, 所述 Jafarkhani 码保持了数据传输速率 1, 其是利用四个天线所得到的最大传输速率的 1/4。所有上述方案 (1-3) 都可以很自然地与 OFDM 或 OFDM 类的调制方案良好地组合。

[0019] 问题在于设计一种针对 4 个发射天线的空时或时频码,其将在与 DFT 扩展 OFDM 的相关联时保持每一个发射天线处的低 PAPR 属性。一种容易的解码依赖于接收器处的频域实施方式。为此,我们在发送器处给出所述方案在频域内的简单表征,即使还可以在时域内执行等效实施方式时也是如此。

[0020] Jafarkhani 提出在时域内实施其 QOSTBC 方案:所述方案把将要传送的符号预编码在相同的频率(子载波)上,但是将其预编码在 4 个不同的时隙(即 4 个接连的 OFDM 类型符号)内。然而,使用 4 个时隙可能会令人烦恼,特别在 3GPP/LTE 情境中尤其如此:在 TDD 模式下,帧长是可变的,并且强制其必须包含 4 的倍数个时隙是严格的约束。此外对于所有系统来说,如果必须总是组合 4 个时隙的话,则粒度乘以 4。

[0021] 另一种可能性是把所述频域内的方案(其在本例中被称作 QOSFBC,即准正交空频块码)与 SC-FDMA 相组合。它可以被实施在相同的 OFDM 类型符号的 4 个相邻的子载波上。然而,在本例中,由于所执行的频率操纵,在天线 2、3 和 4 上发射的信号不再保持单载波(SC)信号的包络特性。

[0022] 为了解决这一问题,本发明提出一种针对 4 个发射天线的 SC-QOSFBC(其代表单载波准正交空频块码),其是基于在其他天线上发送等效星座图。这可以通过以下方式形式化:对第一天线的信号应用参数化变换,从而给出在其他三个天线上发送的信号。

[0023] 在本发明的大多数实施例中,我们得到以下优点:利用单载波准正交空频块码保持低 PAPR 属性。

[0024] 本发明涉及一种通过包括至少四个发射天线的发射器来进行无线电数据发射的方法,将在第一天线上传送的信号被视为从尺寸为 M 的 DFT 得到并且处在频域内,从而导致在该第一天线上的 M 个子载波当中的每一个之上发射符号,由 $S_k^{Ts} = (-1)^{k+1} S_{(p-1-k) \bmod M}^*$ ($k = 0$ 到 $M-1$) 定义的 SC(p) 关系根据将在第一天线上发射的信号 S 给出了将在第二天线上发射的信号 Ts,其中 p 是 0 与 M-1 之间的一个参数,k 是对应于频域内的每一个子载波的索引,每一组四个天线定义两对天线,所述方法包括在每一个天线上发射信号的步骤,从而使得:

[0025] - 对于每一组四个天线,把包括从一个到三个天线的任何不完整组当作其中一些天线被抑制的完整组来对待,随后:

[0026] - 通过所述 SC(p) 关系把在每一对的天线上发射的信号相关;

[0027] - 通过保持单载波属性的第二关系把在第一对的其中一个天线上发射的信号与在第二对的其中一个天线上发射的信号相关;

[0028] - 通过保持单载波属性的第三关系把在第一组四个天线的其中一个天线上发射的信号与在另一组的其中一个天线上发射的信号相关。

[0029] 根据一个特定实施例,所述第二关系是由 $S_k^{Tr} = S_{(k-p) \bmod M}$ ($k = 0$ 到 $M-1$) 定义的关系 Shift(p)。

[0030] 根据一个特定实施例, $p = M/2$ 。

[0031] 根据一个特定实施例,所述第二关系是由 $S_k^{Tr} = S_{(M-1-k+p) \bmod M}$ ($k = 0$ 到 $M-1$) 定义的关系 Flip(p)。

[0032] 根据一个特定实施例,所述第二关系是由 $S_k^{Tr} = (-1)^k S_k^*$ ($k = 0$ 到 $M-1$) 定义的关系 Altconj。

- [0033] 根据一个特定实施例,所述第二关系是共轭。
- [0034] 根据一个特定实施例,所述第二关系是恒等。
- [0035] 根据一个特定实施例,所述第三关系是移位关系。
- [0036] 根据一个特定实施例,所述第二关系被应用于相同时隙的各符号。
- [0037] 根据一个特定实施例,所述第二关系被应用于不同时间隙的符号。
- [0038] 根据一个特定实施例,所述第二关系被应用于相继时间隙的符号。
- [0039] 根据一个特定实施例,在每一个发射天线上引入时移操作,被施加到每一个天线的移位值 L_i 低于编码序列的尺寸 N ,被施加到各天线的移位值 L_i 不全相等,被施加到每一个天线的移位值 L_i 被模 N 施加。
- [0040] 根据一个特定实施例,在每一个发射天线上引入时间延迟操作,被施加到各天线的延迟值 L_i 不全相等。
- [0041] 本发明还涉及一种包括至少四个发射天线的无线电数据发射器,其包括根据上面的其中一种方法来传送信号的装置。
- [0042] 本发明还涉及一种无线电数据接收器,其包括对根据上面的其中一种方法所传送的信号进行解码的装置。
- [0043] 通过阅读下面参照附图对示例实施例的描述,本发明的特性将变得更加清楚,在附图中:
- [0044] 图 1 示出 SC-FDMA 系统中的发送器部分的频率实施方式。
- [0045] 图 2 示出 SC-FDMA 系统中的接收器部分的频率实施方式。
- [0046] 图 3 示出对应于 $M = 8$ 、 $p = 4$ 的 SC-OSFBC 映射的一个实例。
- [0047] 图 4 示出所述 SC-OSFBC 映射的图示。
- [0048] 图 5 示出对应于 $M = 12$ 、 $p = 4$ 的 SC-QOSFBC 映射的一个实例。
- [0049] 图 6 示出所述 SC-QOSFBC 编码表示的图示。
- [0050] 图 7 示出对应于 $M = 8$ 、 $p = 2$ 的 SC-QOSFBC 映射的一个实例。
- [0051] 图 8 示出 SC-QOSFBC 8 天线编码表示的图示。
- [0052] 图 9 示出 SC-QOSFBC 方案的 8 个天线之间的关系表。
- [0053] 图 10 示出 SC-QOSTFBC 编码表示的一个实例。
- [0054] 图 11 示出对应于 $M = 8$ 、 $p = 4$ 的 SC-QOSTFBC 映射的一个实例。
- [0055] 图 12 示出 SC-QOSTFBC 编码表示的第二实例。
- [0056] 图 13 示出 SC-QOSTFBC 编码表示的第三实例。
- [0057] 图 14 示出编码器的频率实施方式的一个实例。
- [0058] 图 15 示出编码器的频率实施方式的第二实例。
- [0059] 图 16 示出编码器的时间实施方式的一个实例。
- [0060] 图 17 示出具有一个天线的接收器的频率实施方式的一个实例。
- [0061] 图 18 示出具有 N_r 个天线的接收器的频率实施方式的一个实例。
- [0062] 图 19 示出具有时移模块的编码器。
- [0063] 图 20 示出具有延迟模块的编码器。
- [0064] 已经在下列参考文献中介绍了与具有两个发射天线的 SC-FDMA 兼容的 SFBC(我们将把其称作 SC-OSFBC,即单载波正交空频块码):“A Novel Space-Frequency Coding

Scheme for Single-Carrier Modulations,” 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Communications (PIMRC’ 07), Athens, Greece, 2007 年 9 月；以及 C. Ciochina、D. Castelain、D. Mottier 和 H. Sari 的“Single-Carrier Space-Frequency Block Coding: Performance Evaluation,” IEEE 66th Vehicular Technologies Conference (VTC 2007 Fall), Baltimore, USA, 2007 年 9 月 29 日-10 月 3 日。在来自要求优先权的相同申请人的欧洲专利申请 07 003191 中也描述了这些码。对于频域实施方式, SC-OSFBC 包括以下步骤:

[0065] • 形成各对 (k_1, k_2) , 其中 $k_1, k_2 \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 并且有 $k_2 = (p-1-k_1) \bmod M$, 其中 p 是偶整数, M 代表所述 DFT 的尺寸。

[0066] • 选择 $a_1 = s_{k_1}$ 、 $a_2 = s_{k_2}$ (其中 $s_{0 \dots M-1}$ 是所述 DFT 的 M 个输出, 其将被映射到第一发射天线上) 并且交替地考虑编码矩阵 $A_{12}^{(I)}$ 和 $A_{12}^{(II)}$ 来执行 OSFBC 编码。

[0067] 从而得到下式:

$$[0068] \quad s_k^{Tx2} = (-1)^{k+1} s_{(p-1-k) \bmod M}^*, \quad (k = 0 \dots M-1) \quad (4)$$

[0069] 在图 3 中给出这种类型的映射的一个实例。该图示出对应于 $M = 8$ 在天线 Tx1 的各子载波上发射的符号。所述各子载波如图所示地配对。例如在阵列左侧示出的一些对上应用第一种类型的编码, 即编码矩阵 $A_{12}^{(I)}$, 在通过阵列右侧的关联示出的一些其他对上应用第二种类型的编码, 即编码矩阵 $A_{12}^{(II)}$ 。对编码矩阵的选择取决于 k_1 的奇偶性。所述编码得到对于天线 Tx2 所示出的符号。

[0070] 还存在替换的等效方案。注意, 在所述编码中所涉及到的子载波之间的距离由参数 p 固定。为了最小化 (k_1, k_2) 之间的最大距离, 对于上述两天线情况应当选择 $p = M/2$ 。对于 p (偶数) 的其他选择也导致有效的 SC-OSFBC 映射。

[0071] 时域实施方式也是可能的。如果用 x_n ($n = 0 \dots M-1$) 来表示在 SC-FDMA/OFDMA 类的调制之前的调制符号, 则所述时域实施方式将包括在第二天线上发送等效星座图:

$$[0072] \quad x_n^{equiv, Tx2} \Big|_{SC-SFBC} = e^{j2\pi \frac{(p-1)n}{M}} x_{(n+M/2) \bmod M}^* \quad (n = 0 \dots M-1) \quad (5)$$

[0073] 在下面将把这种类型的映射表示为 $SC(p)$, 其优点在于在全部两个发射天线上都保持所述信号的 SC 属性, 并且其还受益于 SFBC 的灵活性, 这意味着在所述编码方案中仅仅涉及到一个 OFDM 时隙。在本文的剩余部分中, 该关系将如图 4 中所示。如该图所示, 在天线 Tx2 上发射的符号是对于在天线 Tx1 上发射的符号应用了所述函数 $SC(p)$ 的结果。逆关系被表示为 $-SC(p)$ 。

[0074] 问题在于设计一种针对 4 个发射天线的空时或空频码, 其应当易于编码和解码, 并且将在每一个发射天线处保持低 PAPR 属性。容易的解码依赖于在接收器处的频域实施方式。

[0075] 为了解决这一问题, 我们建立如下给出的所述 QO Jafarkhani 码的两个不同版本:

$$[0076] \quad \mathbf{A}^{(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{43}^{(I)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{21}^{(I)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_4 & -a_3^* \\ a_2 & a_1^* & a_3 & a_4^* \\ a_3 & a_4^* & a_2 & a_1^* \\ a_4 & -a_3^* & a_1 & -a_2^* \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$[0077] \quad \mathbf{A}^{(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{43}^{(II)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{21}^{(II)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_4 & a_3^* \\ a_2 & -a_1^* & a_3 & -a_4^* \\ a_3 & -a_4^* & a_2 & -a_1^* \\ a_4 & a_3^* & a_1 & a_2^* \end{pmatrix} \quad (7)$$

[0078] 随后利用下式形成各组 (k_1, k_2, k_3, k_4) , 其中 $k_1, k_2, k_3, k_4 \in \{0, 1, \dots, M-1\}$:

$$[0079] \quad \begin{cases} k_2 = (p-1-k_1) \bmod M \\ k_3 = (p-M/2-1-k_1) \bmod M \\ k_4 = (k_1 - M/2) \bmod M \end{cases} \quad (8)$$

[0080] 其中 M 代表 DFT 预编码器的尺寸, p 是一个偶整数。

[0081] 我们做下选择:

$$[0082] \quad a_i = s_{k_i}, i = 1 \dots 4; \quad (9)$$

[0083] (其中 $s_{0 \dots M-1}$ 是所述 DFT 在所考虑的时刻处的 M 个输出) 并且执行 QOSFBC 编码, 其中对于偶数的 k_1 考虑编码矩阵 $\mathbf{A}^{(I)}$, 对于奇数的 k_1 考虑编码矩阵 $\mathbf{A}^{(II)}$ 。

[0084] 这得到所述 4 个天线上的各频率样本之间的以下关系:

$$[0085] \quad \begin{cases} s_k^{Tx1} = s_k \\ s_k^{Tx2} = (-1)^{k+1} s_{(p-1-k) \bmod M}^* \\ s_k^{Tx3} = s_{(k-M/2) \bmod M} \\ s_k^{Tx4} = (-1)^{k+1} s_{(p-M/2-1-k) \bmod M}^* \end{cases}, (k = 0 \dots M-1), \quad (10)$$

[0086] 这些关系导致图 5 和图 6 中的表示。图 5 是对应于 $M = 12, p = 4, (k_1, k_2, k_3, k_4) = \{(0, 3, 9, 6), (1, 2, 8, 7), (4, 11, 5, 10)\}$ 的 SC-QOSFBC 映射的一个实例。图 6 是相同码的关系表示, 其中 SC 是上面定义的关系, -SC 是其逆关系, 移位 (shift) 关系的结果是把相同的符号移位所述参数值。对于各索引模 M 执行所述移位。图 7 是对应于 $M = 8, p = 2, (k_1, k_2, k_3, k_4) = \{(0, 1, 5, 4), (2, 7, 3, 6)\}$ 的 SC-QOSFBC 的另一个实例。

[0087] 应当注意, 对于 M 和 p 的一些值来说, 比如图 7 中所示出的 $M = 8$ 和 $p = 2, k_1$ 总是偶数, 因此我们仅仅使用 $\mathbf{A}^{(I)}$ 。

[0088] 时域实施方式也是可能的。如果我们用 $x_n (n = 0 \dots M-1)$ 来表示在 SC-FDMA/OFDMA 类的调制之前的调制符号 (其将在 SC-FDMA/OFDMA 类的调制之后在 Tx1 上被发送), 则所述时域实施方式将包括在 Tx2、Tx3 和 Tx4 上发送对应于频率表示 (10) 的等效星座图:

[0089]

$$\begin{cases} x_n^{equiv, Tx2} \Big|_{SC-QOSFBC} = e^{j2\pi \frac{(p-1)n}{M}} x_{(n+M/2) \bmod M}^* \\ x_n^{equiv, Tx3} \Big|_{SC-QOSFBC} = (-1)^n x_n \\ x_n^{equiv, Tx2} \Big|_{SC-QOSFBC} = e^{j2\pi \frac{(p-M/2-1)n}{M}} x_{(n+M/2) \bmod M}^* \end{cases}, n = 0 \dots M-1 \quad (11)$$

[0090] 这种类型的映射在所有发射天线上都保持所述信号的 SC 属性, 并且其还受益于 QOSFBC 的灵活性。

[0091] 所述解决方案适用于作为 4 的倍数的所有 M。在所述编码中所涉及到的子载波之间的距离由参数 p 固定。为了最小化 (k_1, k_2, k_3, k_4) 之间的最大距离, 应当把 p 选择成最接近 M/4 的偶整数 (这将对应用于 3M/4 的最大距离)。对于 p (偶数) 的其他选择也导致有效的 SC-QOSFBC 映射。由于相关联的符号可能在频率上大大分开并且这些频率将对应用于不同的信道响应, 因此这导致轻微的性能降低。在解码器处的相应的复杂度增大可以忽略。此外, 在最初预见到的应用 (3GPP/LTE) 中, 接收器将被实施在基站中。

[0092] 可以给出各种等效编码方案。所述等效编码方案都具有相同的属性, 特别是它们都保持低 PAPR。作为一个例子, 用下面的等式来替换编码矩阵对 (6)-(7) :

$$[0093] \quad \mathbf{A}^{(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{43}^{(I)*} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{21}^{(II)*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_4^* & -a_3 \\ a_2 & a_1^* & a_3^* & a_4 \\ a_3 & a_4^* & a_2^* & a_1 \\ a_4 & -a_3^* & a_1^* & -a_2 \end{pmatrix}, \quad (12)$$

[0094]

$$\mathbf{A}^{(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{43}^{(II)*} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{21}^{(I)*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_4^* & a_3 \\ a_2 & -a_1^* & a_3^* & -a_4 \\ a_3 & -a_4^* & a_2^* & -a_1 \\ a_4 & a_3^* & a_1^* & a_2 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

[0095] 这与 (8) 一起将得到下面的编码方案 :

$$[0096] \quad \begin{cases} s_k^{Tx2} = (-1)^{k+1} s_{(p-1-k) \bmod M}^* \\ s_k^{Tx3} = s_{(k-M/2) \bmod M}^* \\ s_k^{Tx4} = (-1)^{k+1} s_{(p-M/2-1-k) \bmod M} \end{cases}, (k = 0 \dots M-1). \quad (14)$$

[0097] 还存在其他直接明了的等效方案, 例如 : 在天线信号之间进行交换、反转一些天线信号、取得所有或一些所述信号的共轭和 / 或负数、取得所述信号的经过移位的版本等等。

[0098] 还有可能具有不同的描述 (例如等式), 从而实际上得到完全相同的映射。

[0099] 例如考虑应用下面的编码矩阵 :

$$[0100] \quad \mathbf{A}^{(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{34}^{(I)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{12}^{(I)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_3 & -a_4^* \\ a_2 & a_1^* & a_4 & a_3^* \\ a_3 & -a_4^* & a_1 & -a_2^* \\ a_4 & a_3^* & a_2 & a_1^* \end{pmatrix}, \quad (15)$$

$$[0101] \quad \mathbf{A}^{(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{34}^{(II)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{12}^{(II)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_3 & a_4^* \\ a_2 & -a_1^* & a_4 & -a_3^* \\ a_3 & a_4^* & a_1 & a_2^* \\ a_4 & -a_3^* & a_2 & -a_1^* \end{pmatrix}, \quad (16)$$

[0102] 但是考虑其中交换了 k_3 和 k_4 的顺序的各组 (k_1, k_2, k_3, k_4) :

$$[0103] \quad \begin{cases} k_2 = (p-1-k_1) \bmod M \\ k_3 = (k_1 - M/2) \bmod M \\ k_4 = (p-M/2-1-k_1) \bmod M \end{cases}. \quad (17)$$

[0104] 这将得到与 (10) 完全相同的映射。

[0105] 其他等效描述如下 :

[0106] • 当 k_1 为偶数时在 k_3, k_4 之间进行交换, 否则在 k_1, k_2 之间进行交换, 并且总是使用 $\mathbf{A}^{(I)}$ (例如在图 5 中我们考虑 $(k_1, k_2, k_3, k_4) = \{(0, 3, 6, 9), (2, 1, 8, 7), (4, 11, 10, 5)\}$)

[0107] • 当 k_1 为奇数时在 k_3, k_4 之间进行交换, 否则在 k_1, k_2 之间进行交换, 并且总是使用 $\mathbf{A}^{(II)}$ (例如在图 5 中我们考虑 $(k_1, k_2, k_3, k_4) = \{(3, 0, 6, 9), (1, 2, 7, 8), (11, 4, 5, 10)\}$)

[0108] 对于由 (14) 描述的映射可以设想这种等效描述。

[0109] 所述方案可以被推广到更高维度。作为一个例子, 对于八天线系统, 有可能对天线一到四应用所述 4 天线方案, 并且对天线五到八应用相同的方案, 其中使得由第五个天线 (或者第二组中的任何其他天线) 发射的信号 (在频域内) 是由第一个天线 (或者第一组中的任何其他天线) 发射的信号的经过移位的版本, 所述移位等于 $M/4$ 。这在图 8 中示出。

[0110] 很清楚的是对于每一个 4 天线组有可能用如上面的段落中描述的等效编码方案来替换原有的编码方案。此外, 根据图 8 很容易定义维度为 5 到 7 的编码方案, 只要通过简单地抑制所述八个天线当中的一些天线即可。推广到高于八的维度也是直接明了的。举例来说, 可以通过以下方式来定义 16 维方案: 对于两组 8 个天线使用两个 8 维码, 并且把第二组的其中一个天线的信号定义为第一组的其中一个天线的信号的经过移位的版本 (在本例中是移位 $M/8$)。同样, 通过抑制所述 16 维方案的一些天线来定义维度为 9 到 15 的码。

[0111] 关于图 8 的 8 维方案, 在图 9 的表中证明了一些天线的信号之间的正交性。通过 $SC(x)$ 关系相关的信号是正交的。这种 8 天线方案不仅是具有 SC 包络特性的准正交 (即对于一些维度是正交的) 方案, 而且还允许通过频域内的各组八个载波进行解码。对应于这样一组的八个载波如下 :

$$[0112] \quad \begin{cases} k_1 \\ k_2 = (p-1-k_1) \bmod M \\ k_3 = (k_1 - M/2) \bmod M \\ k_4 = (p-1-k_1 + M/2) \bmod M \\ k_5 = (k_1 + M/4) \bmod M \\ k_6 = (p-1-k_1 + M/4) \bmod M \\ k_7 = (k_1 - M/4) \bmod M \\ k_8 = (p-1-k_1 - M/4) \bmod M \end{cases} \quad (18)$$

[0113] 值得一提的是,获得不同于 2 的幂的一定数目的天线的方式可以被应用于具有 4 个天线的原始方案。这允许获得具有 3 个天线的原始系统。另一方面,如果应用这种方法来获得两天线方案,则将得到已经在欧洲专利申请 07003191 中被授予专利的 SC(p) 方案。

[0114] 上面描述的第一种所提出的方案是一次使用一个 OFDM 符号的纯频率编码,从而导致把该方案应用于相同时隙的各符号,而传统的 STBC 方案则将一次使用四个 OFDM 符号。除了这些方案之外,还有可能定义时间和频率方案,这将在下面的 QOSTFBC(准正交空间、时间和频率块编码)中表明。这种方案将一次使用两个频率和两个时隙(即两个 OFDM 符号)。然而,使用两个相邻的频率将不会考虑到信号的 SC 性质,如在欧洲专利申请 07 003191 和 07 006681 中所描述的两天线实例就是这种情况。

[0115] 下面将描述所提出的 SC-QOSTFBC 码:

[0116] 我们改变等式 (6) 和 (7) 的含义以便对应于下面的 QOSTFBC 码:

[0117]

$$\mathbf{A}^{(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{43}^{(I)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{21}^{(II)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_4 & -a_3^* \\ a_2 & a_1^* & a_3 & a_4^* \\ a_3 & a_4^* & a_2 & a_1^* \\ a_4 & -a_3^* & a_1 & -a_2^* \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \\ \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \end{matrix} \begin{matrix} \left. \vphantom{\begin{matrix} \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \end{matrix}} \right\} t_1 \\ \left. \vphantom{\begin{matrix} \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \end{matrix}} \right\} t_2 \end{matrix}, \quad (19)$$

$$[0118] \quad \mathbf{A}^{(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{43}^{(II)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{21}^{(I)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_4 & a_3^* \\ a_2 & -a_1^* & a_3 & -a_4^* \\ a_3 & -a_4^* & a_2 & -a_1^* \\ a_4 & a_3^* & a_1 & a_2^* \end{pmatrix} \begin{matrix} \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \\ \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \end{matrix} \begin{matrix} \left. \vphantom{\begin{matrix} \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \end{matrix}} \right\} t_1 \\ \left. \vphantom{\begin{matrix} \rightarrow f_{k_1} \\ \rightarrow f_{k_2} \end{matrix}} \right\} t_2 \end{matrix}. \quad (20)$$

[0119] 形成各对 (k_1, k_2) , 其中 $k_1, k_2 \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ 并且有 $k_2 = (p-1-k_1) \bmod M$, 其中 p 是偶整数, M 代表所述 DFT 的尺寸。

[0120] 我们做出如下选择:

$$[0121] \quad a_1 = s_{k_1}^{t_1}, a_2 = s_{k_2}^{t_1}, a_3 = s_{k_1}^{t_2} \text{ and } a_4 = s_{k_2}^{t_2}, \quad (21)$$

[0122] (其中 s^{t_1} 、 s^{t_2} 是所述 DFT 在时刻 t_1 、 t_2 处输出的尺寸为 M 的矢量) 并且执行

QOSTFBC 编码,其中在 k_1 为偶数时考虑编码矩阵 $A^{(I)}$,在 k_1 为奇数时考虑编码矩阵 $A^{(II)}$ 。在传统上,所述两个时刻 t_1 、 t_2 是接连的,但是这一点并非强制性的。

[0123] 我们用 Flip_p 来表示一种运算,所述运算被应用于尺寸为 M 的矢量 s 并将其变换成尺寸为 M 的矢量 $s' = \text{Flip}_p(s)$,从而得到下式:

$$[0124] \quad S_k = S_{(M-1-k+p) \bmod M}, \quad (22)$$

[0125] 其对应于反转所述样本的顺序并且随后应用步长为 p 的循环移位。我们还把 Altconj 定义为复共轭和符号交替运算,其被应用于尺寸为 M 的矢量 s 并且将产生由下式给出的尺寸为 M 的矢量 $s' = \text{Altconj}(s)$:

$$[0126] \quad s'_k = (-1)^k s_k^*. \quad (23)$$

[0127] 应当注意:

[0128]

$$\begin{aligned} \text{Flip}_p \circ \text{Altconj} &= \text{SC}(p) \\ \text{Altconj} \circ \text{Flip}_p &= -\text{SC}(p) \end{aligned} \quad (24)$$

[0129] 这将导致在图 10 中示出的各天线之间的下面的关系。

[0130] 所述解决方案适用于所有偶数 M 并且适用于包含偶数个 OFDMA 类符号的已编码块。在所述编码中所涉及到的子载波之间的距离由参数 p 固定。为了最小化 k_1 与 k_2 之间的最大距离,应当选择 $p = M/2$ 。对于 p (偶数) 的其他选择也导致有效的 SC-QOSTFBC 映射。在图 11 中给出对应于 $M = 8$ 、 $p = 4$ 的这种映射的一个实例。

[0131] 由于相关联的符号可能在频率上大大分开并且这些频率将对应于不同的信道响应,因此这导致轻微的性能降低。这种解决方案把传输速率保持在每次信道使用一个符号。对于所述矩阵 $A^{(I, II)}$ 所执行的任何行 / 列转置、复共轭或符号反转以及对所述天线的顺序的反转 / 交换都将导致等效的码。

[0132] 通过在 4 个发射天线上发送通过计算相应的矢量 s 的逆 DFT 而获得的等效星座图点,时域实施方式也是可能的。

[0133] 还应当注意,有可能按照对应于 QO-SFBC 方案的相同方式把这种方案扩展到不同于八的维度。

[0134] 具有相同的 QO 特性的不同的等效映射也是可能的。

[0135] 作为一个例子,第二种可能性对应于下面的矩阵:

$$[0136] \quad \mathbf{A}^{(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & \mathbf{A}_{34}^{(I)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{12}^{(I)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & a_3 & -a_4^* \\ a_2 & a_1^* & a_4 & a_3^* \\ a_3 & -a_4^* & a_1 & -a_2^* \\ a_4 & a_3^* & a_2 & a_1^* \end{pmatrix} \quad (25)$$

$$[0137] \quad \mathbf{A}^{(II)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & \mathbf{A}_{34}^{(II)} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{12}^{(II)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & a_3 & a_4^* \\ a_2 & -a_1^* & a_4 & -a_3^* \\ a_3 & a_4^* & a_1 & a_2^* \\ a_4 & -a_3^* & a_2 & -a_1^* \end{pmatrix} \quad (26)$$

[0138] 其中对于 k_1 、 k_2 、 t_1 、 t_2 具有与上面相同的约定。这第二种可能性对应于图 12 中给

出的表示,其中 Id 表示恒等函数。

[0139] 第三种可能性对应于下面的矩阵:

$$[0140] \quad \mathbf{A}^{m(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(I)} & -\mathbf{A}_{34}^{(I)*} \\ \mathbf{A}_{34}^{(I)} & \mathbf{A}_{12}^{(I)*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & -a_2^* & -a_3^* & a_4 \\ a_2 & a_1^* & -a_4^* & -a_3 \\ a_3 & -a_4^* & a_1^* & -a_2 \\ a_4 & a_3^* & a_2^* & a_1 \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$[0141] \quad \mathbf{A}^{m(I)} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{12}^{(II)} & -\mathbf{A}_{34}^{(II)*} \\ \mathbf{A}_{34}^{(II)} & \mathbf{A}_{12}^{(II)*} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & a_2^* & -a_3^* & -a_4 \\ a_2 & -a_1^* & -a_4^* & a_3 \\ a_3 & a_4^* & a_1^* & a_2 \\ a_4 & -a_3^* & a_2^* & -a_1 \end{pmatrix} \quad (28)$$

[0142] 这第三种可能性对应于图 13 中给出的表示。虽然从图 13 中无法明显看出,但是在第一与第三天线之间存在正交性,这可以从等式 (27) 和 (28) 明显看出。实际上,在 TX1 (t_1 和 t_2) 与 TX3 (t_1 和 t_2) 存在正交性。

[0143] 所有这些等效编码方案都使得 SC(p) 方案 (或者某种直接等效的方案) 把一组四个天线当中的两对天线相关,而不管所述天线的编号如何。通过基于 SC 方案的关系把一组四个天线当中的每一对天线的两个天线相关以及通过保持所述单载波属性的关系把两个天线 (每一个不同对中有一个) 相关,这样做将确保定义一种具有低 PAPR 的编码方案的结果。此外,这还将确保具有良好性能的准正交方案。保持所述单载波属性的关系是众多的和公知的。可以引用所述恒等、所述移位关系 (其包括把所传送的符号移位其索引模 M)、由等式 (22) 定义的所述翻转 (Flip) 关系、由等式 (23) 定义的所述 Altconj 关系以及当然还有所述 SC 函数本身。这些仅仅是实例,也可以使用保持所述单载波属性的其他关系。

[0144] 在另一种方法中,假设仅仅使用两个发射天线,但是可以在两个时间间隔 t_1 和 t_2 上进行操作。通过进行以下替换,等式 (10) 和图 6 仍然成立:

$$[0145] \quad \text{Tx1} \rightarrow \text{Tx1}(t_1)$$

$$[0146] \quad \text{Tx2} \rightarrow \text{Tx2}(t_1)$$

$$[0147] \quad \text{Tx3} \rightarrow \text{Tx1}(t_2) \quad (29)$$

$$[0148] \quad \text{Tx4} \rightarrow \text{Tx2}(t_2)$$

[0149] 对于所述矩阵 $\mathbf{A}^{(I, II)}$ 所执行的任何行 / 列转置、复共轭或符号反转以及对所述天线的顺序的反转 / 交换都将导致等效的码。该码的速率为先前码的一半 (每次信道使用 1/2 个符号)。

[0150] 有可能按照与上面所实施的相同方式来推广这种想法。然而必须注意,如果我们把这一过程应用于图 12 中给出的 QO-STFBC 方案 (而不是先前段落中的 QO-SFBC 方案),则获得类似于 Alamouti 的方案 (SC-OSFBC),其在时间上被重复以获得 1/2 速率方案。这看起来是获得 1/2 速率方案的更为自然的方式 (不一定最高效)。

[0151] 在图 14 中提供了对应于上面给出的所有方案的编码器的频率实施方式的第一变型,在图 15 中提供了第二变型。所述两种实施方式之间的差别很小,并且对应于所述 SFBC 编码功能关于所述频率映射功能的放置。所述频率映射功能还包含所述零插入、脉冲整形模块以及所需要的其他模块。必须注意,这些实施方式是非常一般性的,并且适用于任何

SF/ST/STF 编码,其中包括本专利提案未涉及到的各种传统编码。本发明的部分被包括在“SF/STF”编码块中,其对应于针对每一种方法所提供的公式。

[0152] 在图 16 中给出所述编码器的时域内的实施方式。同样,这种实施方式是非常一般性的。本发明的部分依赖于“4x4 ST 编码”块,其对应于提供在 (11) 中的公式或者其针对 STFBC 类型码的等效表示。

[0153] 在图 17 中给出对应于一个接收天线的解码器实施方式,在图 18 中给出对应于几个接收天线的解码器实施方式。为了受益于本发明的特性,优选地在频率维度内执行解码。这种实施方式仍然是非常一般性的。本发明部分地依赖于所述 SF/STF 解码块本身,而且还依赖于执行这种简单解码的可能性(至少对于大多数所提出的方案是这样),其中所述 SF/STF 解码块一次仅仅处理四个载波的一个子集,并且彼此独立地解码不同的载波子集。本应在时域内被定义在一个块内的大多数方案都不具有这最后一个属性。另一方面,对于各相邻子载波所执行的传统 QO-SFBC 方案也将具有这种属性,但是不具有恒定的包络特性。

[0154] 在多天线情况(图 18, N_r 个接收天线)情况下的 SF/STB-BC 解码的复杂度方面,所述 MMSE 解码器(作为可能的解码器的一个实例)将存在于匹配滤波器中(与尺寸为 $4 \times 4 N_r$ 的复矩阵相乘,或者与尺寸为 $8 \times 8 N_r$ 的实矩阵相乘),其后至多是求解一个 4×4 复线性系统(或者求解一个 8×8 实线性系统)。无论如何,相应的复杂度都是可以负担的。

[0155] 在所述 MMSE MIMO 解码和应用于 QOSFBC 方面,考虑把由等式 (6) 描述的码 $A^{(1)}$ 用在具有 $N_{Tx} = 4$ 个发射天线以及 N_{Rx} 个接收天线的系统中(按照约定 (8) 和 (9))。将对于索引为 (k_1, k_2, k_3, k_4) 的各组 4 个载波单独执行解码,其中在 (8) 中给出各索引之间的关系。令 s 是由 (9) 中表示的四个符号形成的矢量:

$$[0156] \quad \mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_{k_1} \\ s_{k_2} \\ s_{k_3} \\ s_{k_4} \end{bmatrix} \quad (30)$$

[0157] 令 \mathbf{y} 是尺寸为 $4 N_{Rx}$ 的所接收到的列矢量,其被如下建立:

$$[0158] \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{f_{k_1}} \\ \mathbf{y}_{f_{k_2}} \\ \mathbf{y}_{f_{k_3}} \\ \mathbf{y}_{f_{k_4}} \end{bmatrix}, \text{ with } \mathbf{y}_{f_{k_l}} = \begin{bmatrix} y_{f_{k_l},1} \\ y_{f_{k_l},2} \\ \vdots \\ y_{f_{k_l},N_{Rx}} \end{bmatrix}, l = 1 \dots 4 \quad (31)$$

[0159] 其中 $y_{f_{k_l},i}$ 是在接收天线 i 上所使用第 k_l 个子载波 (f_{k_l}) 上接收到的样本。

[0160] 我们用 H_{i,j,f_k} 来表示对应于所使用的第 k 个子载波 f_k 上的从第 j 个发射天线 ($j = 1 \dots 4$) 到第 i 个接收天线 ($i = 1 \dots N_{Rx}$) 的传输的信道系数。

[0161] 我们还定义下面的矩阵:

$$[0162] \quad \mathbf{H}_{f_{k_l}}^{j_1 j_2} = \begin{bmatrix} H_{1,j_1,f_{k_l}} & H_{1,j_2,f_{k_l}} \\ H_{2,j_1,f_{k_l}} & H_{2,j_2,f_{k_l}} \\ \vdots & \vdots \\ H_{NRx,j_1,f_{k_l}} & H_{NRx,j_2,f_{k_l}} \end{bmatrix}, l=1\dots 4, j_{1,2}=1\dots 4. \quad (32)$$

[0163] 利用这些定义,可以通过线性形式对所述传输进行建模:

$$[0164] \quad \mathbf{y}' = \mathbf{H}\mathbf{s}' + \boldsymbol{\eta}, \quad (33)$$

[0165] 其中:

$$[0166] \quad \mathbf{s}' = \begin{bmatrix} s_{k_1} \\ -s_{k_2}^* \\ s_{k_3}^* \\ s_{k_4} \end{bmatrix}, \mathbf{y}' = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{f_{k_1}} \\ \mathbf{y}_{f_{k_2}}^* \\ \mathbf{y}_{f_{k_3}}^* \\ \mathbf{y}_{f_{k_4}} \end{bmatrix} \quad (34)$$

[0167] 以及

$$[0168] \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{f_{k_1}}^{12} & \mathbf{H}_{f_{k_1}}^{34} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{H}_{f_{k_2}}^{*12} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} & \mathbf{H}_{f_{k_2}}^{*34} \\ \mathbf{H}_{f_{k_3}}^{*34} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} & \mathbf{H}_{f_{k_3}}^{*12} \\ \mathbf{H}_{f_{k_4}}^{34} & \mathbf{H}_{f_{k_4}}^{12} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \end{bmatrix}, \quad (35)$$

[0169] $\boldsymbol{\eta}$ 是方差为 σ^2 的加性白高斯噪声。

[0170] 如果想要对由等式 (7) 描述的码 $\Lambda^{(1)}$ 进行解码 (按照相同的约定 (8) 和 (9)), 等式 (33) 仍然成立, 但是 \mathbf{s}' 和 \mathbf{H} 应被如下定义:

$$[0171] \quad \mathbf{s}' = \begin{bmatrix} s_{k_1} \\ s_{k_2}^* \\ s_{k_3}^* \\ -s_{k_4} \end{bmatrix}, \quad (36)$$

$$[0172] \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{f_{k_1}}^{12} & \mathbf{H}_{f_{k_1}}^{34} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{H}_{f_{k_2}}^{*12} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} & \mathbf{H}_{f_{k_2}}^{*34} \\ \mathbf{H}_{f_{k_3}}^{*34} \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} & \mathbf{H}_{f_{k_3}}^{*12} \\ \mathbf{H}_{f_{k_4}}^{34} & \mathbf{H}_{f_{k_4}}^{12} \cdot \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (37)$$

[0173] 可以对于 SC-STFBC 码定义等效矩阵。通过进行以下替换,所有上面的等式仍然保持有效: $s_{k_1} \rightarrow s_{k_1}^1, s_{k_2} \rightarrow s_{k_2}^1, s_{k_3} \rightarrow s_{k_3}^2, s_{k_4} \rightarrow s_{k_4}^2$ 和 $\mathbf{H}_{f_{k_l}}^{i,j_2} \Big|_{l=1,2} \rightarrow \mathbf{H}_{f_{k_l}, i_1}^{i,j_2}, \mathbf{H}_{f_{k_l}}^{i,j_2} \Big|_{l=3,4} \rightarrow \mathbf{H}_{f_{k_l}, i_2}^{i,j_2}$ 。

[0174] 更一般来说,这种变换对于在本文献中所设想的所有 QO 方案都存在,并且还存在于对所述传输进行建模的线性表示。

[0175] 一旦建立了所述线性化关系 (33),就可以例如通过使用传统的 MMSE (最小均方误差) 解码器很容易地对所述码进行解码:

$$[0176] \quad \hat{\mathbf{S}}' \Big|_{MMSE} = \underbrace{(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I}_4)^{-1} \mathbf{H}^H}_{\mathbf{H}_{MMSE}} \cdot \mathbf{y}' \quad (38)$$

[0177] 我们用 $(\cdot)^H$ 来表示转置和复共轭运算; \mathbf{I}_4 代表阶数为 4 的单位矩阵。

[0178] 一种 ZF (迫零) 方法将得到下式:

$$[0179] \quad \hat{\mathbf{S}}' \Big|_{ZF} = \underbrace{(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H}_{\mathbf{H}_{ZF}} \cdot \mathbf{y}' \quad (39)$$

[0180] 应当注意,一旦线性信道模型 (33) 是有效的,就可以按照一种更为复杂并且是非常传统的方式来设想 ML 解码器。

[0181] 在不同的发射天线之间具有非常高的空间相关性的情况下,前面的 QO 方案可能会有性能降低。对于被提出用于所述 QO 方案的特定的编码矩阵 A,可以在数学上证明,当所述空间相关性趋向于 1 时,用在所述 MMSE 接收器 (参见附录 1) 中的矩阵 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 的一些本征值趋向于 0,这对于所述 MMSE 接收器将导致性能降低。通过针对高空间相关性的仿真可以验证这一性能降低。此外还可以证明,这种特性对于我们所能想到的大多数接收器算法 (例如迫零或 ML) 都将会降低其性能。

[0182] 大致克服这一问题的一种非常简单的方式是借助于时域内的延迟或优选的循环移位在空间上对不同的发射天线进行去相关。图 19 示出根据上面描述的任何一种 MIMO 方案的编码器,其中引入了移位操作,所述移位值在每一个发射天线上并不全相等。所述移位是具有所示出的值 L_i 的时移,该值小于所述编码序列的尺寸 N。所述移位是模 N 进行的。图 20 示出所述编码器的另一个实施例,其中使用了值为 L_i 的延迟操作以替代所述移位。所述移位或延迟操作都导致对不同天线的去相关,从而在高空间相关性的情况下显著提高性能。

[0183] 本发明可以被应用于将使用几个发送器的任何传输系统。本发明非常可能涉及无线系统;然而本发明例如可以被用于其中将发生交叉干扰的线路传输,或者可以被用于在其

中峰值与平均功率比可能构成问题的任何其他系统中。此外,本发明是在 SC-FDMA/DFT 扩展 OFDM 情境下来描述的。然而,任何调制方案都可以使用所提出的本发明,即使在只有对于具有低包络变化的调制才会有实际益处的情況下也是如此。在循环前缀方面,本发明简化了频域内的接收器实施方式。然而,没有所述循环前缀的其他频域实施方式也应当是可能的,虽然这将更为复杂。这种实施方式的例子有重叠方法(例如重叠相加或重叠保存)。在重叠保存方法中,将在频域内处理 N 个所接收的样本,并且只有 K 个将被保持在时域内。相应的处理窗重叠,以便确保所有接收到的样本都被处理。

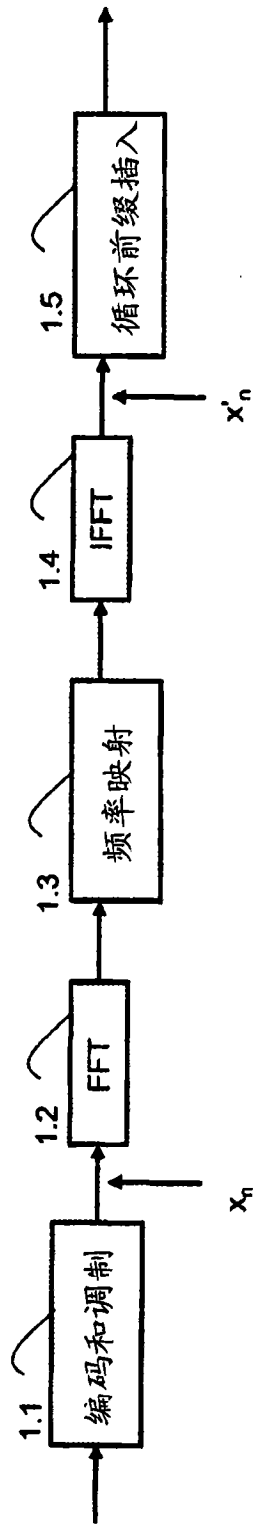


图 1

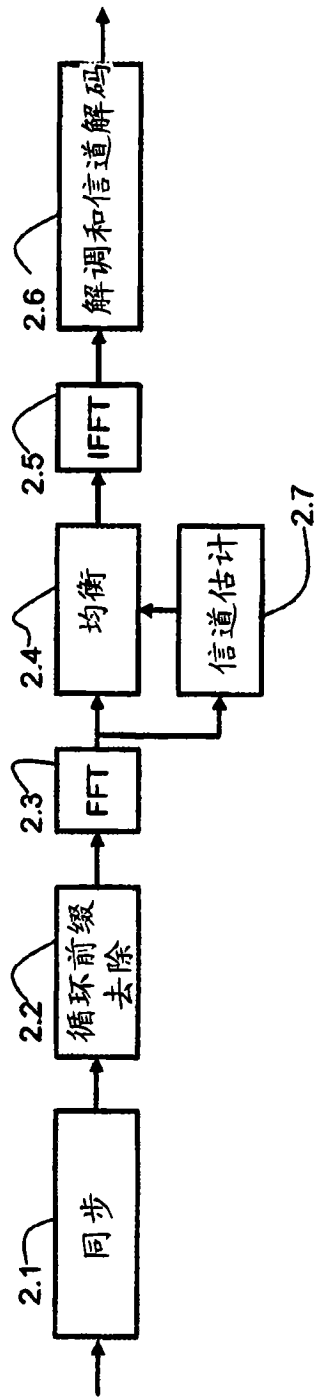


图 2

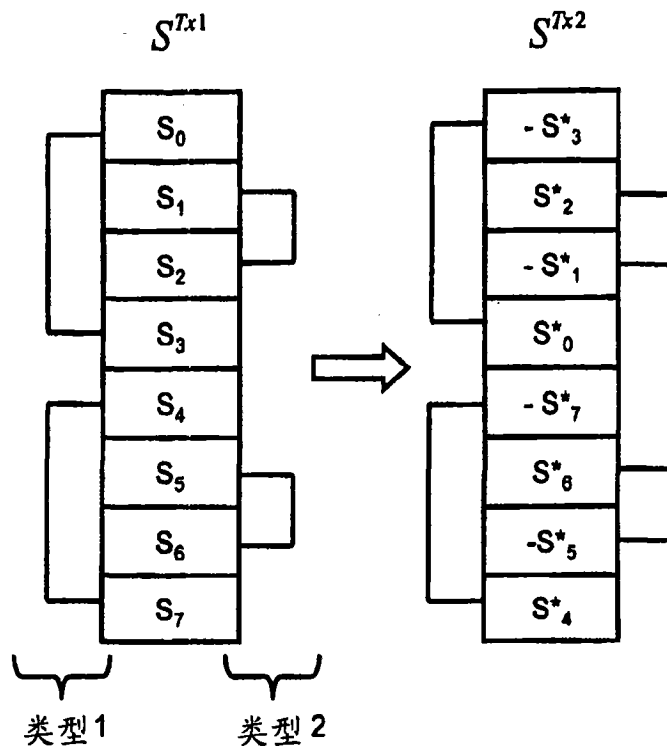


图 3

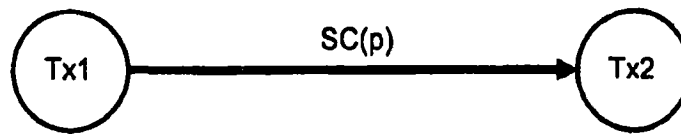


图 4

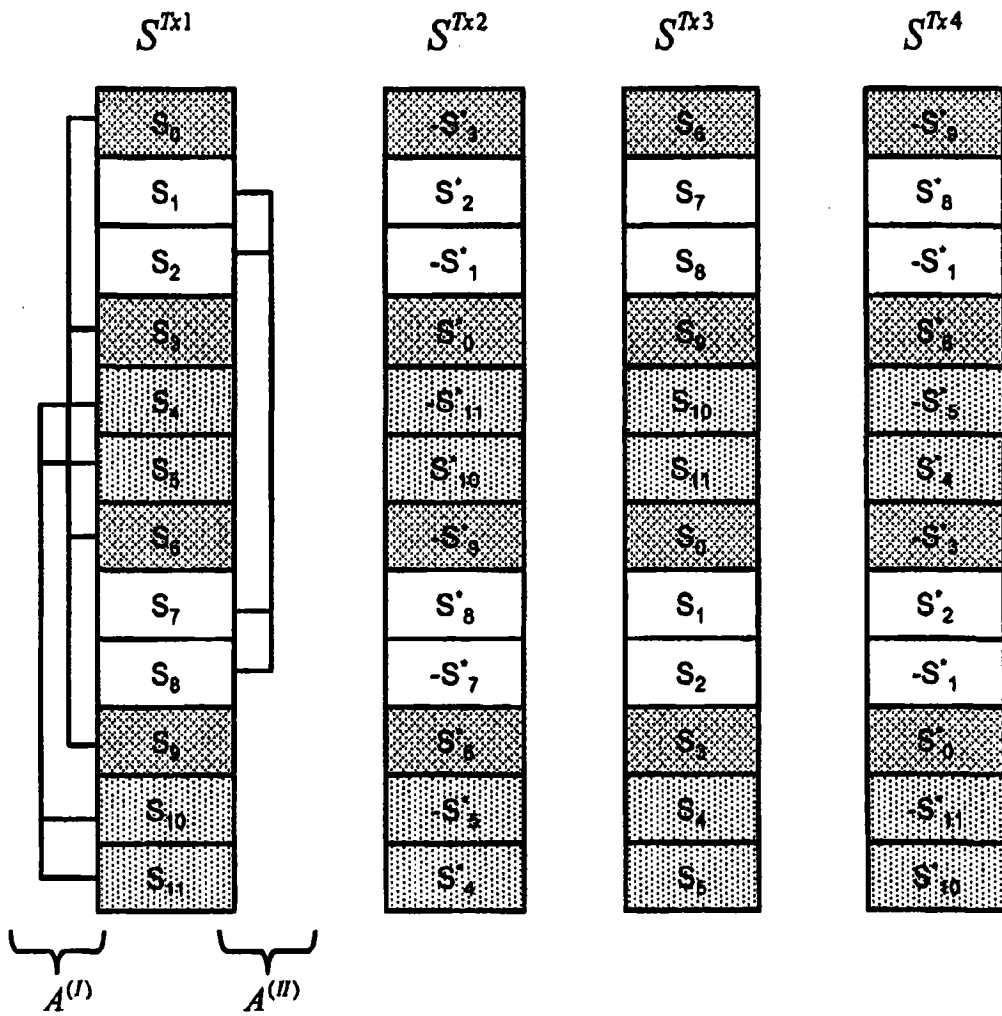


图 5

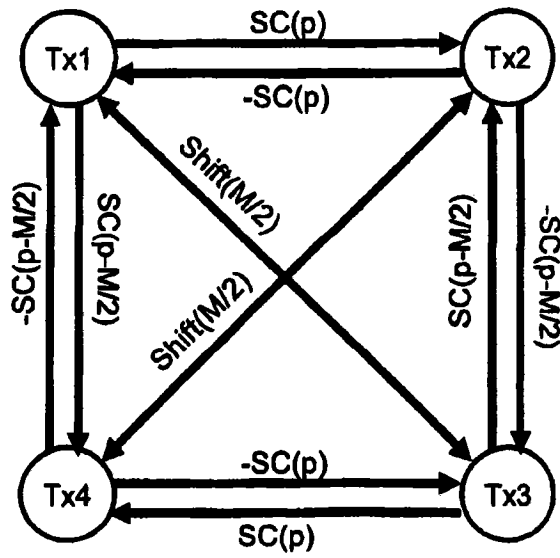


图 6

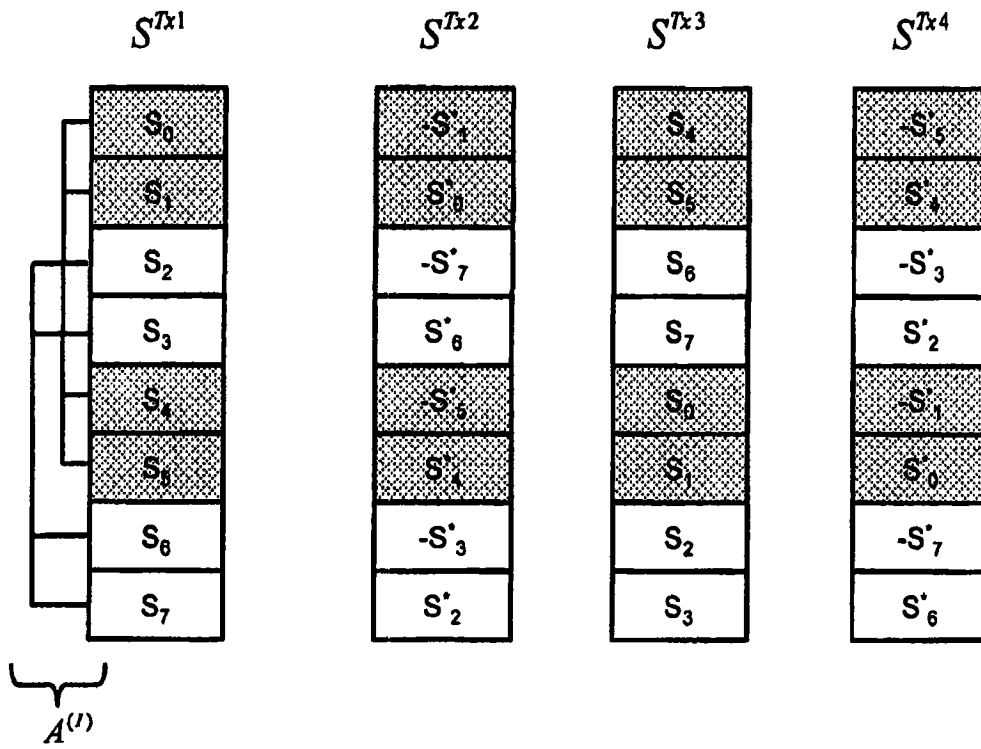


图 7

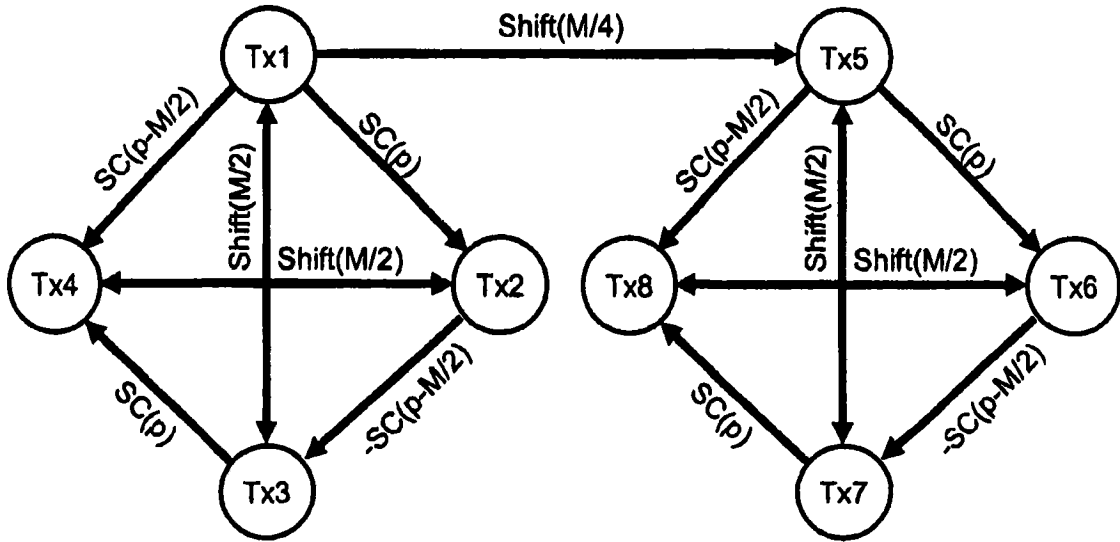


图 8

	Tx1	Tx2	Tx3	Tx4	Tx5	Tx6	Tx7	Tx8
Tx1	*	SC(p)	Shift(M/2)	SC(p-M/2)	Shift(M/4)	SC(p-M/4)	Shift(-M/4)	SC(p+M/4)
Tx2		*	-SC(p+M/2)	Shift(M/2)	-SC(p+M/4)	Shift(-M/4)	-SC(p-M/4)	Shift(M/4)
Tx3			*	SC(p)	Shift(-M/4)	SC(p+M/4)	Shift(M/4)	SC(p-M/4)
Tx4				*	-SC(p-M/4)	Shift(M/4)	-SC(p+M/4)	Shift(-M/4)
Tx5					*	SC(p)	Shift(M/2)	SC(p-M/2)
Tx6						*	-SC(p-M/2)	Shift(M/2)
Tx7							*	SC(p)
Tx8								*

图 9

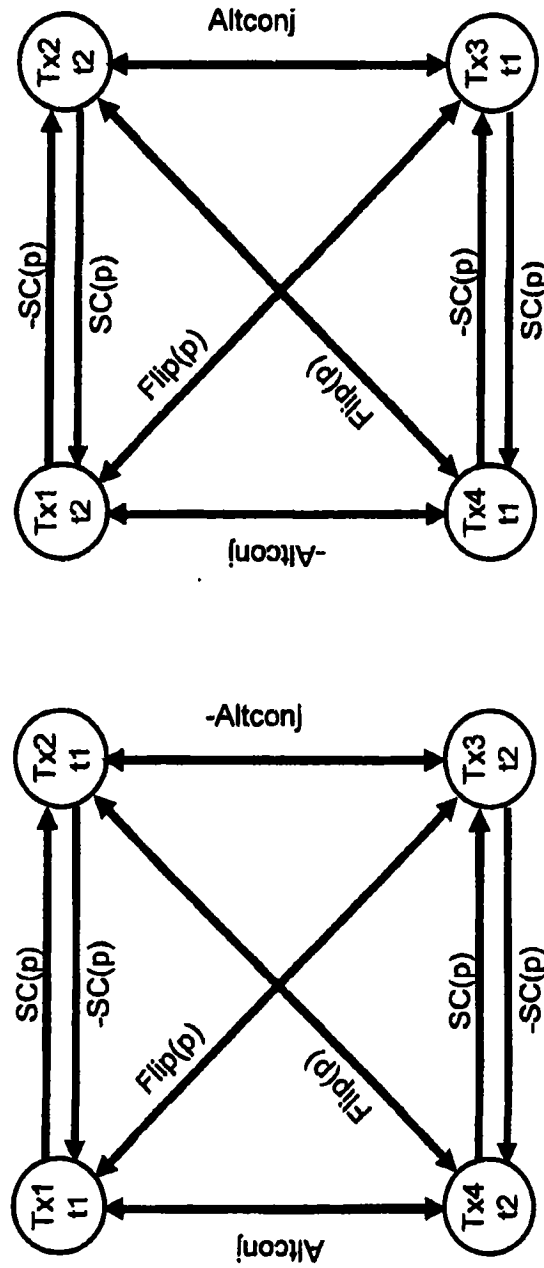


图 10

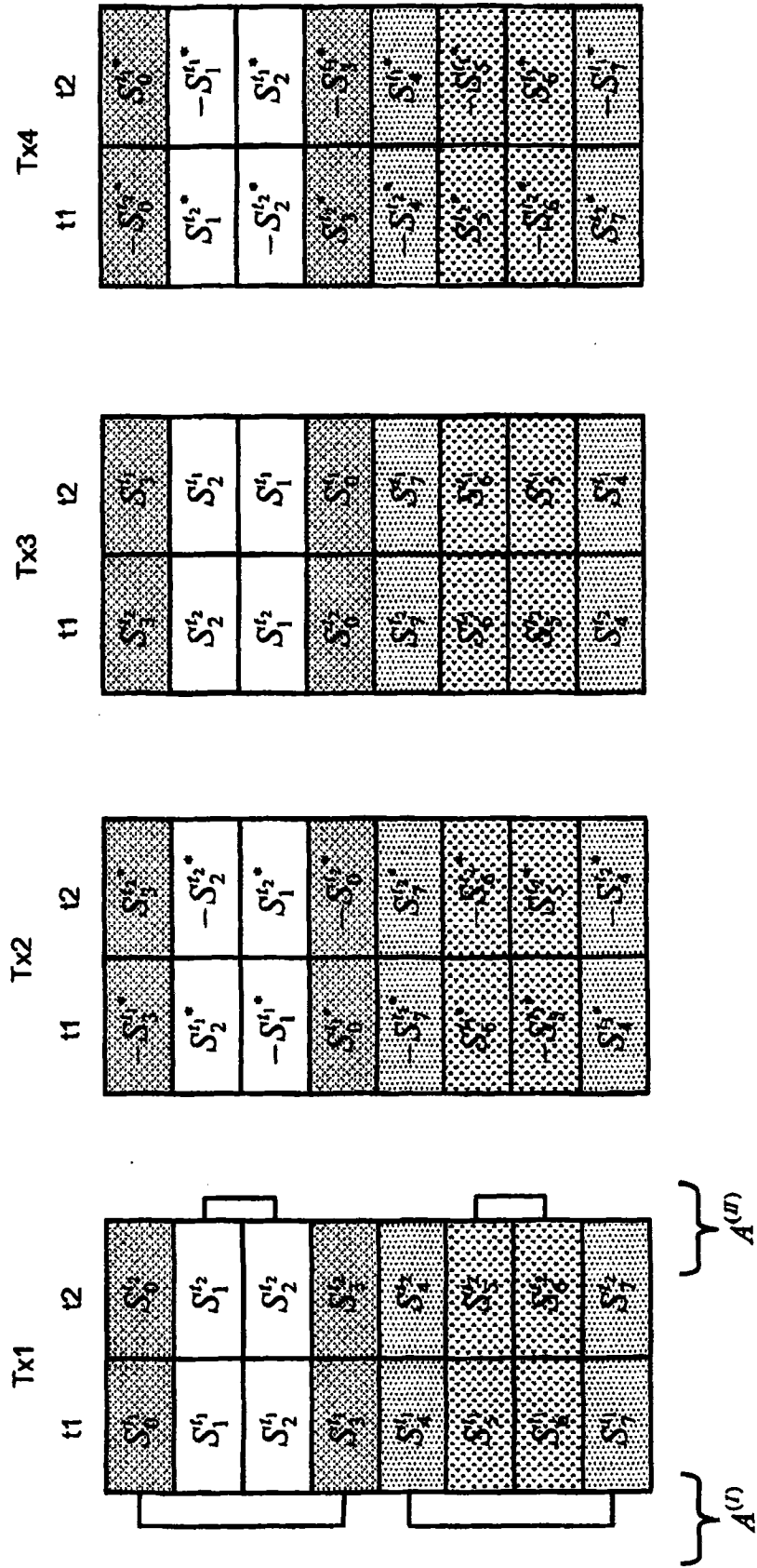


图 11

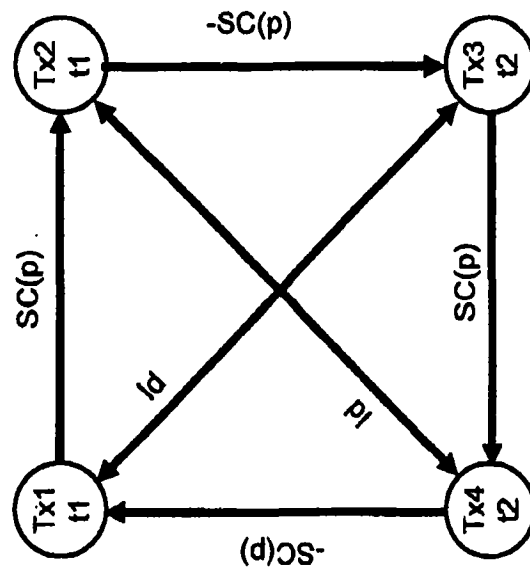
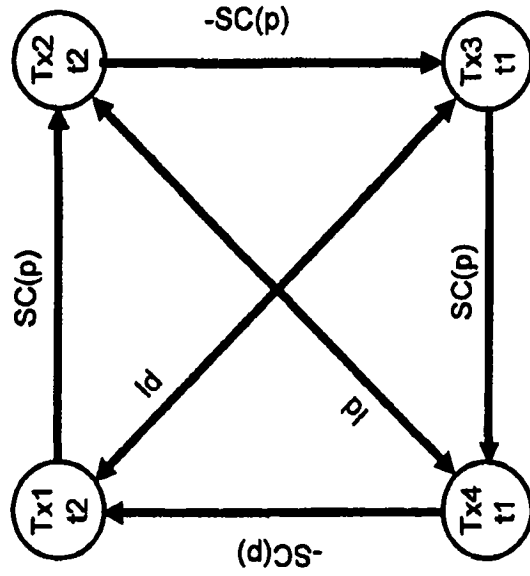


图 12

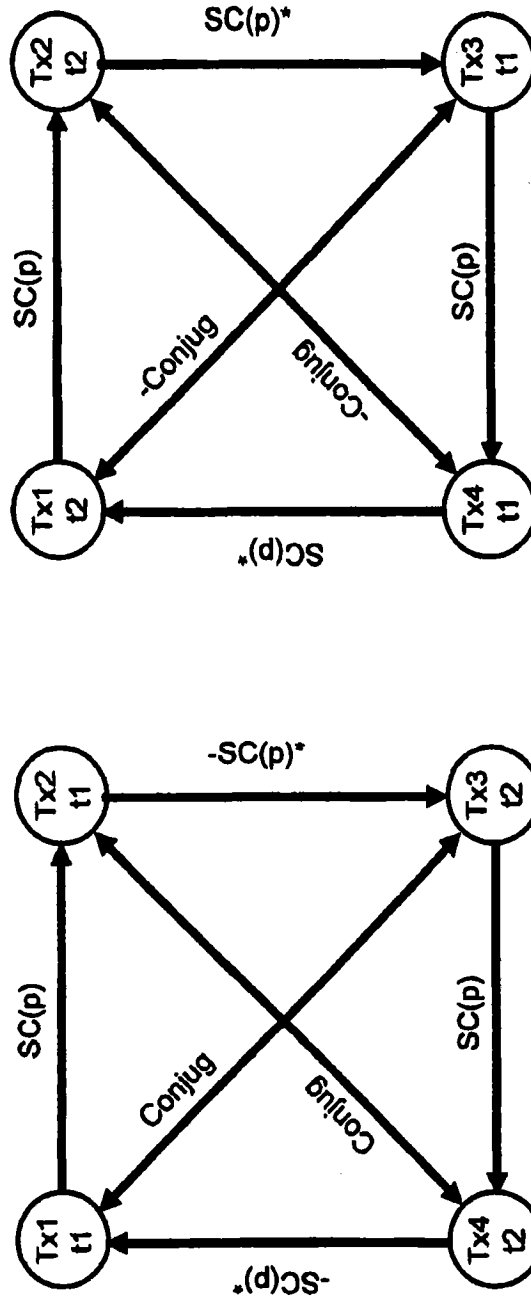


图 13

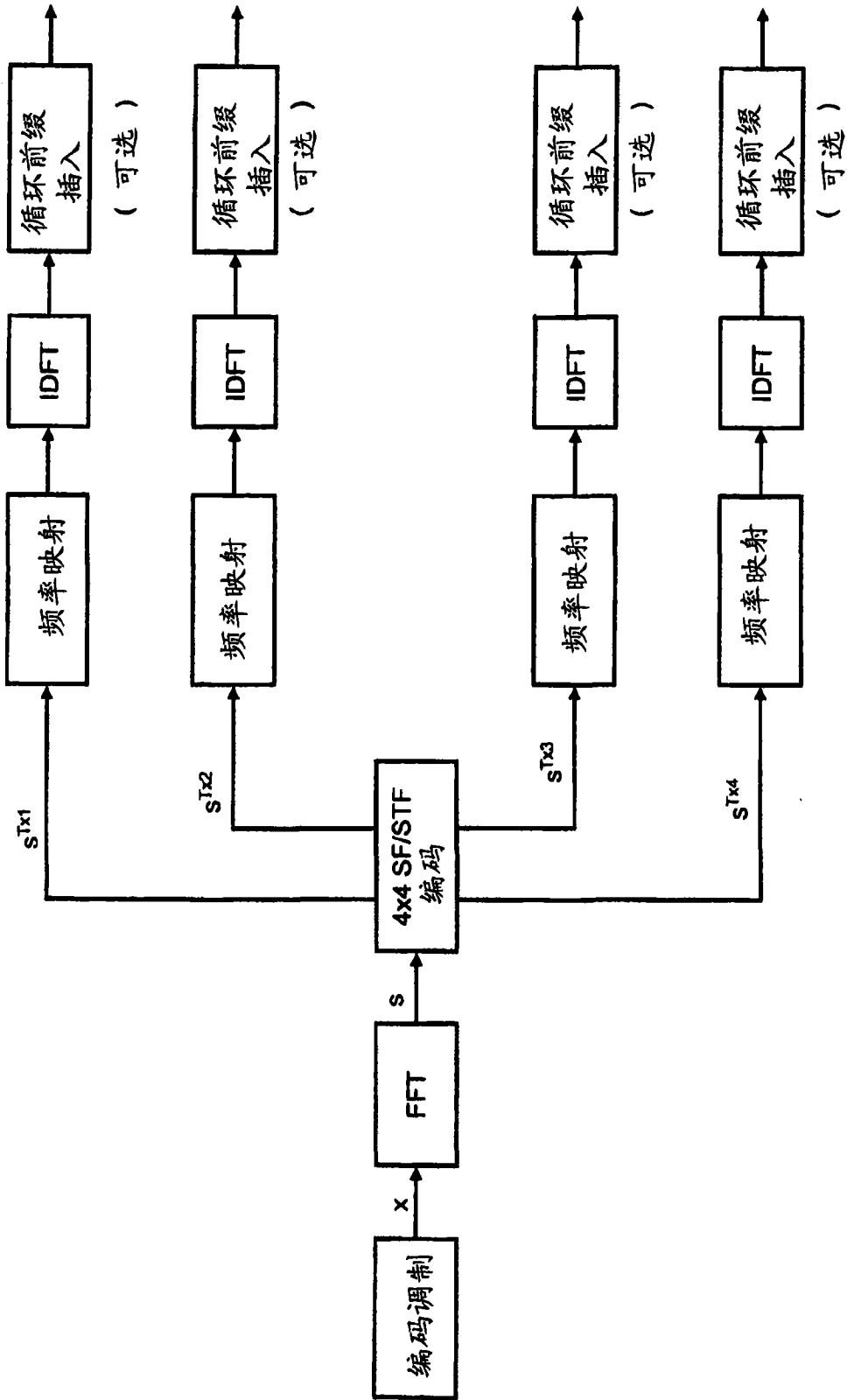


图 14

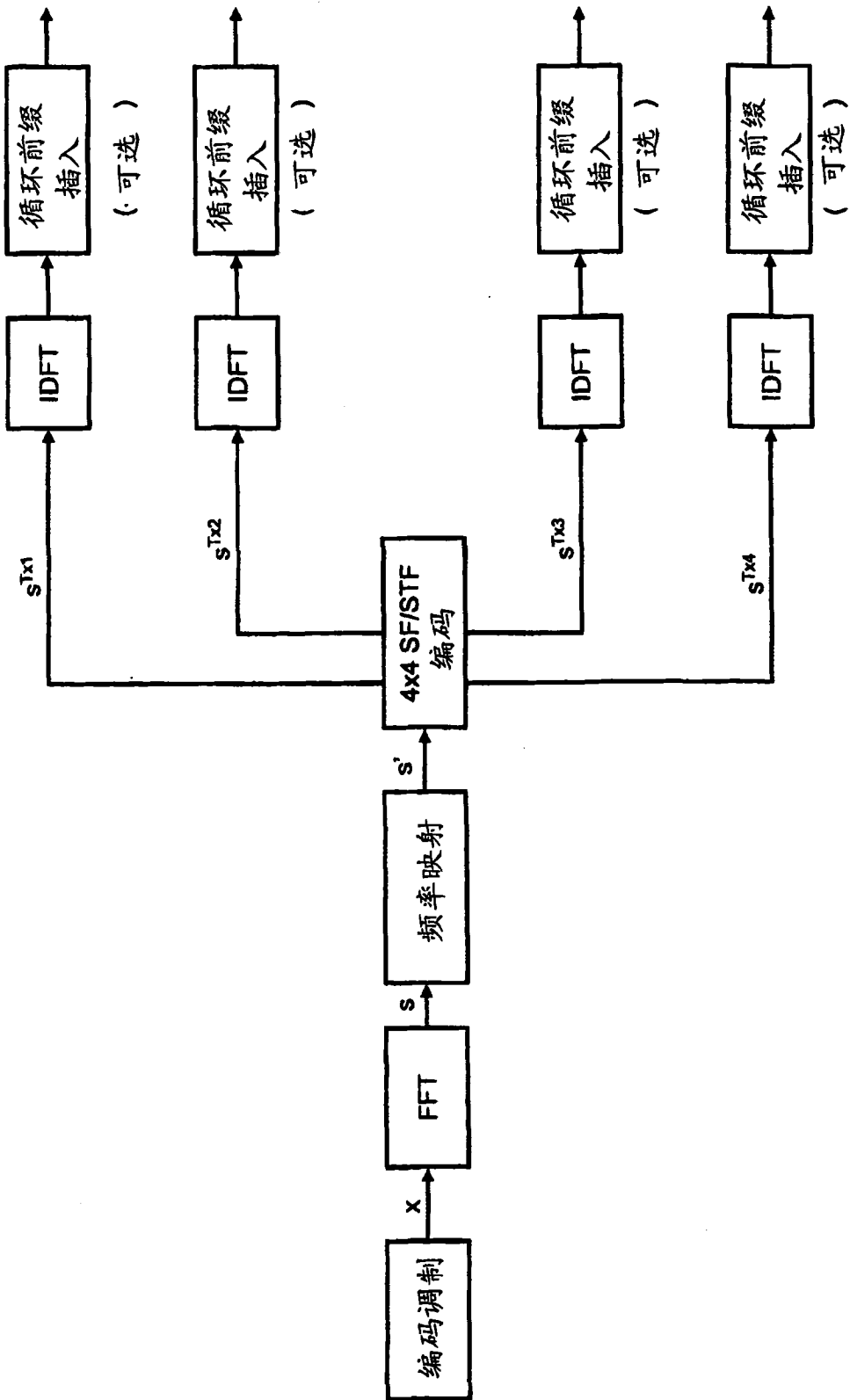


图 15

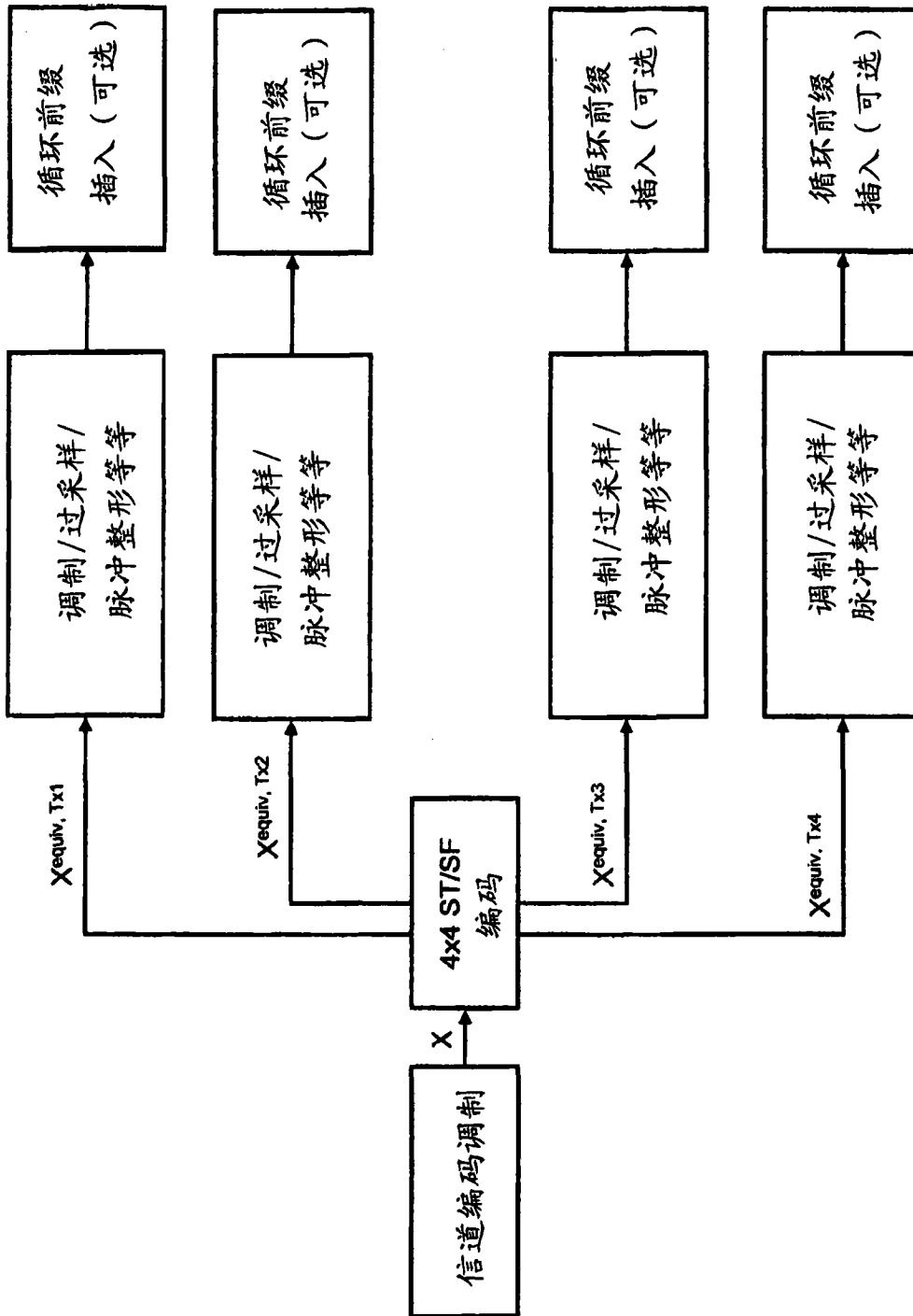


图 16

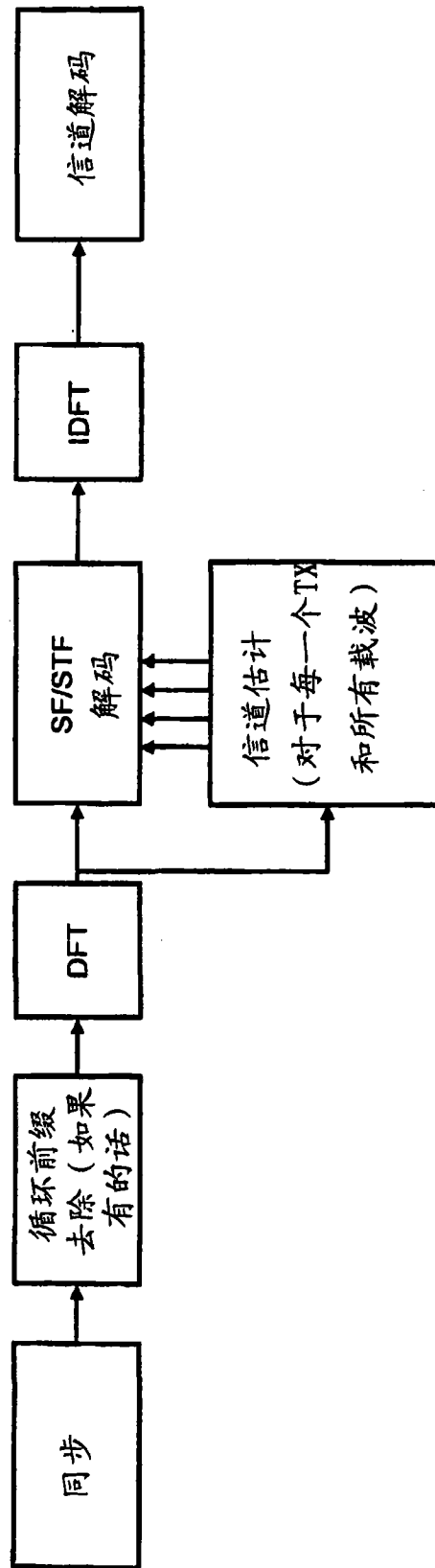


图 17

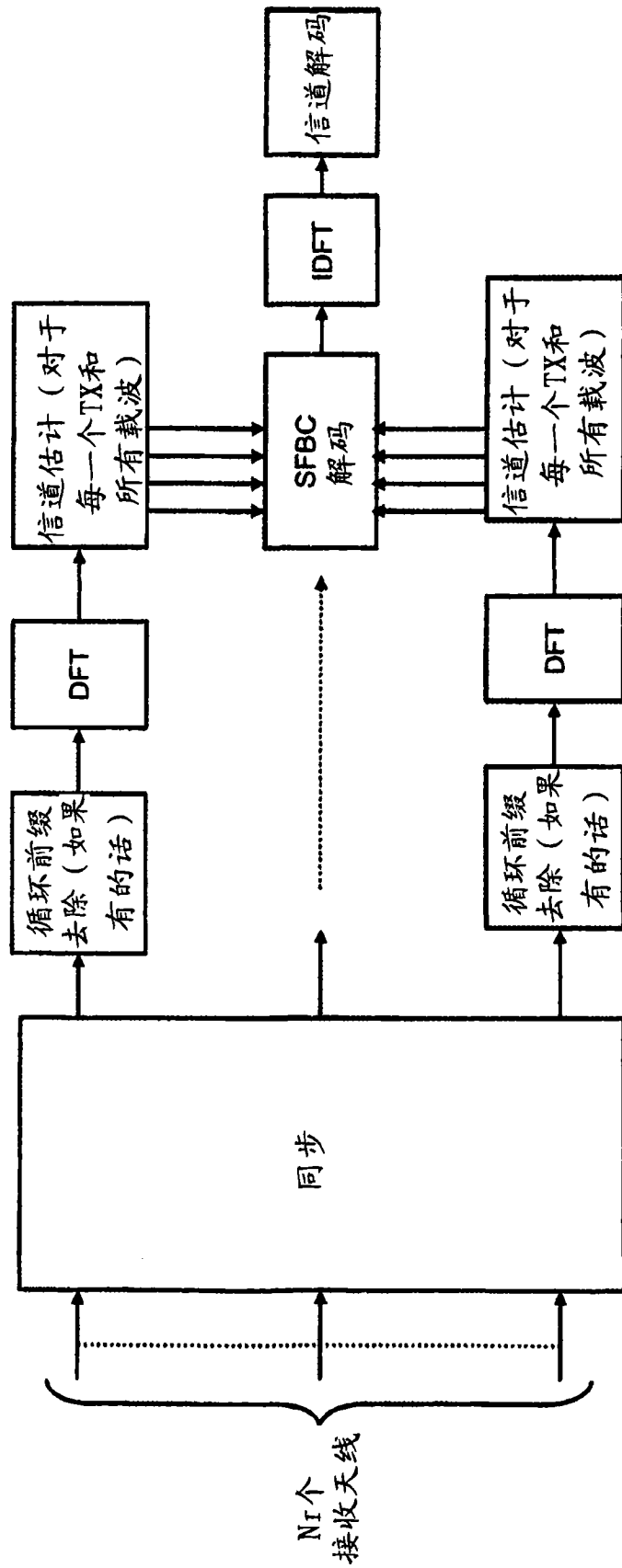


图 18

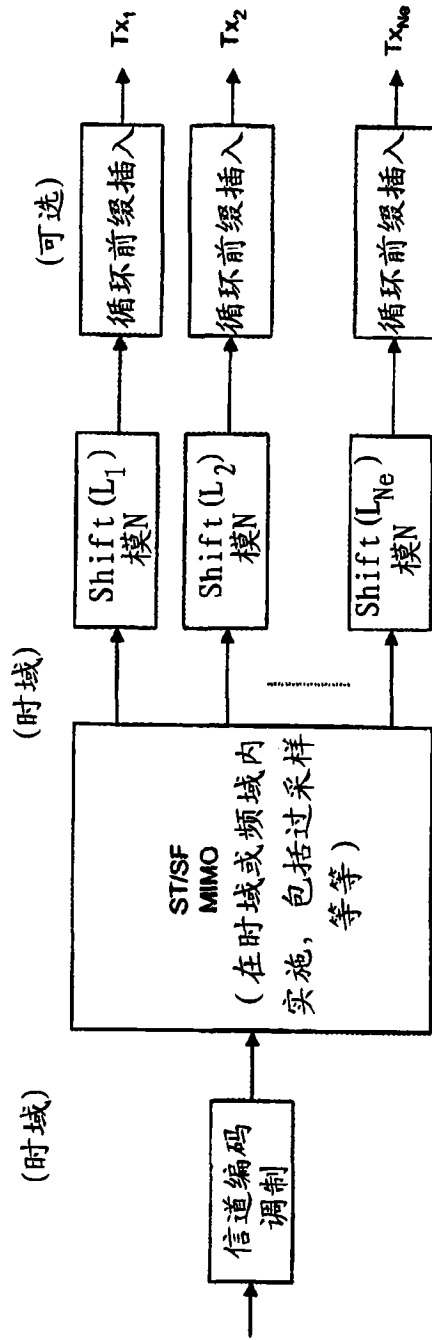


图 19

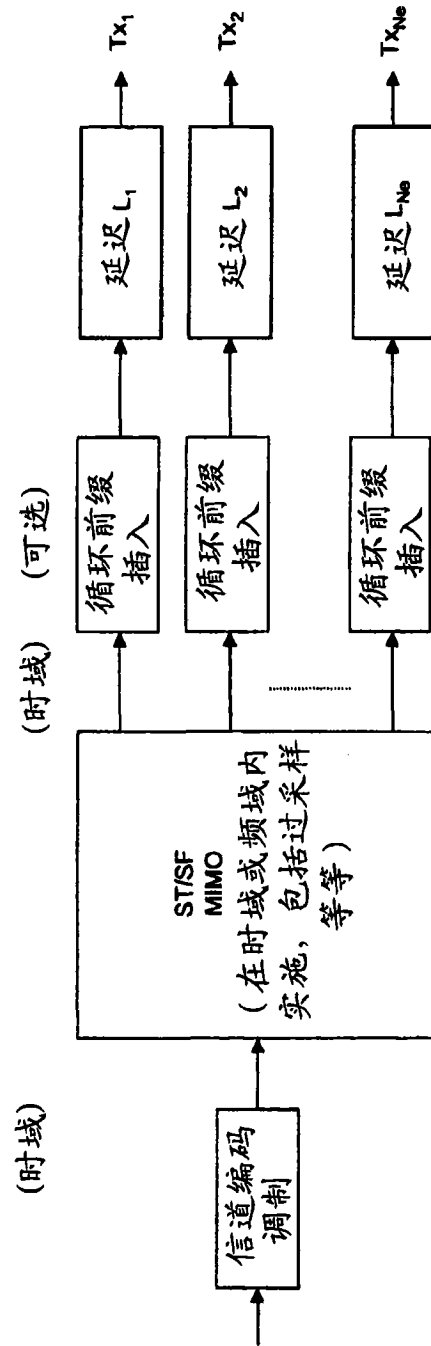


图 20