

# (12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织  
国际局

(43) 国际公布日  
2018年1月25日 (25.01.2018)



(10) 国际公布号  
**WO 2018/014253 A1**

- (51) 国际专利分类号: *H04B 7/04* (2017.01) *H04B 7/08* (2006.01) 东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。
- (21) 国际申请号: PCT/CN2016/090691 (74) 代理人: 深圳市深佳知识产权代理事务所 (普通合伙) (SHENPAT INTELLECTUAL PROPERTY AGENCY); 中国广东省深圳市国贸大厦15楼西座1521室, Guangdong 518014 (CN)。
- (22) 国际申请日: 2016年7月20日 (20.07.2016)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (71) 申请人: 华为技术有限公司 (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.) [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。
- (72) 发明人: 陈子欢 (CHEN, Zihuan); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。 田大锋 (TIAN, Dafeng); 中国广
- (81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH,

(54) Title: SIGNAL DECODING METHOD, APPARATUS AND DEVICE

(54) 发明名称: 一种信号解码方法、装置及设备

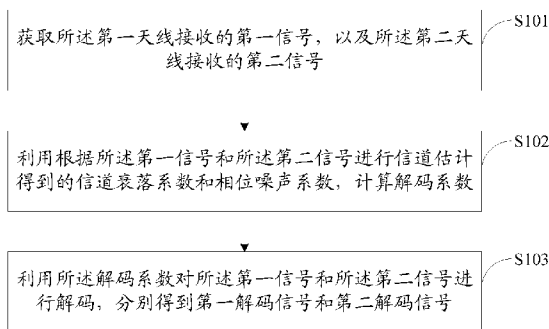


图 3

S101 Acquiring a first signal received by a first antenna and a second signal received by a second antenna  
S102 Using a channel fading coefficient and a phase noise coefficient obtained by performing channel estimation according to the first signal and the second signal to calculate a decoding coefficient  
S103 Using the decoding coefficient to decode the first signal and the second signal to respectively obtain a first decoded signal and a second decoded signal

(57) Abstract: Disclosed are a signal decoding method, apparatus and device, wherein same achieve the purpose that a good decoding result can still be obtained where there is phase noise at a signal transmitting end and a signal receiving end in a MIMO 2\*2 system. The MIMO system comprises a signal transmitting end and a signal receiving end, wherein the signal receiving end comprises a first antenna and a second antenna, and the signal transmitting end comprises a third antenna and a fourth antenna. The method comprises: acquiring a first signal received by the first antenna and a second signal received by the second antenna, wherein the first signal and the second signal are from the third antenna and the fourth antenna of the signal transmitting end; using a channel fading coefficient and a phase noise coefficient obtained by performing channel estimation according to the first signal and the second signal to calculate a decoding coefficient; and using the decoding coefficient to decode the first signal and the second signal to respectively obtain a first

TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

- (84) 指定国(除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

根据细则4.17的声明:

- 关于申请人有权申请并被授予专利(细则4.17(ii))

本国际公布:

- 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

---

decoded signal and a second decoded signal.

(57) 摘要: 本发明实施例公开了一种信号解码方法、装置及设备, 实现了在MIMO的2\*2系统中信号发射端和接收端存在相位噪声的情况下依然能够得到良好的解码结果的目的。所述MIMO系统包括信号发射端和信号接收端, 所述信号接收端包括第一天线和第二天线, 所述信号发射端包括第三天线和第四天线; 所述方法包括: 获取所述第一天线接收的第一信号, 以及所述第二天线接收的第二信号, 所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线; 利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数, 计算解码系数; 利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码, 分别得到第一解码信号和第二解码信号。

## 一种信号解码方法、装置及设备

### 技术领域

本发明涉及通信领域，特别是涉及一种信号解码方法、装置及设备。

### 背景技术

5 在无线通信领域，多输入多输出（Multiple-Input Multiple-Output, MIMO）技术目前应用非常广泛。所谓 MIMO 技术是指在信号的发射端和接收端均采用多根天线，信号通过发射端与接收端的多个天线传送和接收，从而改善通信质量。

10 为了进一步提高 MIMO 系统的增益，出现了空时编码技术，即在空间域和时间域两维方向上对信号进行编码，在空间上采用多天线的空间分集来提高系统增益。

目前比较成熟的空时编码技术包括 Alamouti 编码方案，参见图 1，该图为 Alamouti 空时编码方案的架构图。在该方案中，信号发射端有两根天线，分别为第一天线和第二天线，信号接收端也有两根天线，分别为第三天线和第四天线。信号  $s$  经过串并变换后分为两路不同的信号，分别为发送信号  $s_1$  和发送信号  $s_2$ 。经过正交空时编码后，在第一个时隙内，第三天线发射信号  $s_1$ ，第四天线发射信号  $s_2$ ；在第二个时隙内，第三天线发射信号  $-s_2^*$ ，第四天线发射信号  $s_1^*$ （“\*”表示共轭复数）。作为信号的接收端，在第一个时隙内，第一天线接收信号  $y_1$ ，第二天线接收信号  $y_2$ ；在第二个时隙内，第一天线接收信号  $y_1'$ ，第二天线接收信号  $y_2'$ 。在所述第一天线和第二天线分别接收到两个时隙的信号之后，经过正交空时解码，得到解码信号  $\hat{s}_1$ ，以及解码信号  $\hat{s}_2$ 。

25 相位噪声（Phase Noise）是指信号的发射端在各种噪声的作用下引起的输出信号相位的随机变化。无线电波的波长越长、频率越低，相位噪声越轻微；反之，无线电波的波长越短，频率越高，相位噪声就越严重。而 Alamouti 编码方案主要针对于波长较长、频率较低的无线电波，例如长波（波长范围为 10~1km，频率范围为 30~300kHz）、中波（波长范围为 1000~100m、频率范围为 300~3000kHz）等，由于相位噪声微弱到可以忽略，信号接收端解码得到的解码信号  $\hat{s}_1$  只与发送信号  $s_1$  相关，与发送信号  $s_2$  无关，而解码得到的解码信号  $\hat{s}_2$  只与发送信号  $s_2$  相关，与发送信号  $s_1$  无关，解码结果良好。但是，对于波长较

短、频率较高的无线电波而言，例如微波（波长范围为 10dm~0.1mm，频率范围为 3000MHz~3000GHz）等，相位噪声一般较为严重，造成信号接收端解码得到的解码信号  $\hat{s}_1$  不仅与发送信号  $s_1$  相关，还与发送信号  $s_2$  相关，即发送信号  $s_2$  对发送信号  $s_1$  造成干扰；解码信号  $\hat{s}_2$  不仅与发送信号  $s_2$  相关，还与发送信号  $s_1$  相关，即发送信号  $s_1$  对发送信号  $s_2$  造成干扰，解码结果较差。所以，目前亟待需要出现一种能够适用于对波长较短、频率较高的无线电波进行解码的方法，以实现对解码的性能的提高。

### 发明内容

为了解决上述技术问题，本发明实施例提供了一种信号解码方法、装置及设备，实现了在 MIMO 的 2\*2 系统中信号发射端和信号接收端存在相位噪声的情况下，依然能够得到良好的解码结果的目的。

本发明实施例提供了一种信号解码方法，所述方法应用于 MIMO 系统中，所述 MIMO 系统包括信号发射端和信号接收端，所述信号接收端包括第一天线和第二天线，所述信号发射端包括第三天线和第四天线；

15 所述方法包括：

获取所述第一天线接收的第一信号，以及所述第二天线接收的第二信号，所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线；

20 利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数，计算解码系数；所述信道衰落系数包括所述第一天线、所述第二天线、所述第三天线和所述第四天线之间形成的四个信道分别对应的信道衰落系数，所述相位噪声系数包括所述信号发射端的相位噪声系数和所述信号接收端的相位噪声系数；

25 利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码，分别得到第一解码信号和第二解码信号，所述第一解码信号仅与所述第三天线对应的发送信号相关，与所述第四天线对应的发送信号不相关；所述第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号相关，与所述第三天线对应的发送信号不相关，所述发送信号为编码前的信号。

优选的，所述利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数，计算解码系数包括：

利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算均衡系数;

利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理;

5 利用将进行均衡处理后的信号进行信道估计得到的相位噪声系数计算所述解码系数。

优选的,所述第一信号和所述第二信号分别对应相同的时隙,所述时隙包括第一时隙和第二时隙;

所述利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算均衡系数包括:

10 利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算第一组均衡系数和第二组均衡系数;

所述利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理包括:

15 对所述第一信号和所述第二信号进行预处理,得到第一组四路信号和第二组四路信号,所述第一组四路信号和所述第二组四路信号分别均包括第一信号的第一时隙、第一信号的第二时隙的共轭、第二信号的第一时隙以及第二信号的第二时隙的共轭;

利用所述第一组均衡系数对所述第一组四路信号进行滤波,得到第三信号和第四信号,所述第三信号和所述第四信号分别对应所述时隙;

20 利用所述第二组均衡系数对所述第二组四路信号进行滤波,得到第五信号和第六信号,所述第五信号和所述第六信号分别对应所述时隙。

优选的,所述第一组均衡系数包括第一均衡系数、第二均衡系数、第三均衡系数和第四均衡系数;

25 所述利用所述第一组均衡系数对所述第一组四路信号进行滤波,得到第三信号和第四信号,包括:

利用所述第一均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波,得到第三信号的第一时隙;

利用所述第二均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第三信号的第二时隙;

-4-

利用所述第三均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波,得到第四信号的第一时隙;

利用所述第四均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第四信号的第二时隙。

5 优选的,所述第一均衡系数  $W_{11} = \frac{1}{h_{11}}$ , 所述第二均衡系数  $W_{12} = \frac{1}{h_{12}^*}$ , 所述第三均衡系数  $W_{13} = \frac{1}{h_{21}}$ , 所述第四均衡系数  $W_{14} = \frac{1}{h_{22}^*}$ ;

10 其中,所述  $h_{11}$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数,所述  $h_{12}^*$  为  $h_{12}$  的共轭,所述  $h_{21}$  为第四天线到第一天线的信道衰落系数,所述  $h_{22}^*$  为  $h_{22}$  的共轭,所述  $h_{22}$  为第四天线到第二天线的信道衰落系数。

优选的,所述第二组均衡系数包括第五均衡系数、第六均衡系数、第七均衡系数和第八均衡系数;

所述利用所述第二组均衡系数对所述第二组四路信号进行滤波,得到第五信号和第六信号包括:

15 利用所述第五均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波,得到第五信号的第一时隙;

利用所述第六均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第五信号的第二时隙;

20 利用所述第七均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波,得到第六信号的第一时隙;

利用所述第八均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第六信号的第二时隙。

25 优选的,所述第五均衡系数  $W_{21} = \frac{1}{h_{12}}$ , 所述第六均衡系数  $W_{22} = \frac{-1}{h_{11}^*}$ , 所述第七均衡系数  $W_{23} = \frac{1}{h_{22}}$ , 所述第八均衡系数  $W_{24} = \frac{-1}{h_{21}^*}$ ;

其中,所述  $h_{12}$  为第四天线到第一天线的信道衰落系数,所述  $h_{11}^*$  为  $h_{11}$  的共轭,所述  $h_{11}$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数,所述  $h_{22}$  为第四天线到第二天线的信道衰落系数,所述  $h_{21}^*$  为  $h_{21}$  的共轭,所述  $h_{21}$  为第三天线到第二天线

的信道衰落系数。

优选的，所述利用将进行均衡处理后的信号进行信道估计得到的相位噪声系数计算所述解码系数包括：

5 利用根据所述第三信号和所述第四信号进行信道估计得到的第一组相位噪声系数，计算第一组解码系数；

利用根据所述第五信号和所述第六信号进行信道估计得到的第二组相位噪声系数，计算第二组解码系数；

所述利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码，分别得到第一解码信号和第二解码信号包括：

10 利用所述第一组解码系数对所述第三信号和所述第四信号进行解码，得到第一解码信号；

利用所述第二组解码系数对所述第五信号和所述第六信号进行解码，得到第二解码信号。

15 优选的，所述第一组解码系数包括第一解码系数、第二解码系数、第三解码系数和第四解码系数；

所述利用所述第一组解码系数对所述第三信号和所述第四信号进行解码，得到第一解码信号包括：

20 将所述第三信号的第一时隙与所述第一解码系数进行相乘，将所述第三信号的第二时隙与所述第二解码系数进行相乘，将所述第四信号的第一时隙与所述第三解码系数进行相乘，将所述第四信号的第二时隙与所述第四解码系数进行相乘，将相乘后的结果进行求和，得到所述第一解码信号。

优选的，所述第一解码系数  $w_{11} = e^{-j\phi_1}$ ，所述第二解码系数  $w_{12} = \alpha^2 e^{j\phi_2}$ ，所述第三解码系数  $w_{13} = \beta^2 e^{-j\phi_2}$ ，所述第四解码系数  $w_{14} = e^{j\phi_2}$ ；或，

所述第一解码系数  $w_{11} = -\frac{1}{\alpha} e^{-j\phi_1}$ ，所述第二解码系数  $w_{12} = -\alpha e^{j\phi_2}$ ，所述第

25 三解码系数  $w_{13} = -\beta e^{-j\phi_2}$ ，所述第四解码系数  $w_{14} = -\frac{1}{\beta} e^{j\phi_2}$ ；或，

所述第一解码系数  $w_{11} = \frac{e^{j(-\phi_1)}}{e^{j(\phi_{11}-\phi_1)} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi_1)}}$ ，所述第二解码系数  $w_{12} = \frac{\alpha^2 e^{j(\phi_2)}}{e^{j(\phi_{11}-\phi_1)} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi_1)}}$ ，所述第三解码系数  $w_{13} = \frac{\beta^2 e^{-j\phi_2}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi_2)} + e^{j(\phi_{22}-\phi_2)}}$ ，所述第四解

$$\text{码系数 } w_{14} = \frac{e^{j\phi_{22}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}};$$

其中，所述  $\phi_{11} = \phi_{tx1} + \phi_{rx1}$ ，所述  $\phi_{12} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ ，所述  $\phi'_{11} = \phi'_{tx1} + \phi'_{rx1}$ ，所述  $\phi'_{12} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ ，所述  $\phi_{21} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ ，所述  $\phi_{22} = \phi_{tx2} + \phi_{rx2}$ ，所述  $\phi'_{21} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ ，所述  $\phi'_{22} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx2}$ ；所述  $\phi_{rx1}$  为所述第一信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{rx1}$  为所述第一信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx2}$  为所述第二信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{tx2}$  为所述第二信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx1}$  为第一发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{tx1}$  为第一发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx2}$  为第二发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{tx2}$  为第二发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{rx1}$  为第三天线的相位噪声， $\phi_{tx2}$  为第四天线的相位噪声， $\phi_{rx1}$  为第一天线的相位噪声， $\phi_{rx2}$  为第二天线的相位噪声；所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号，所述第二发射信号是所述第四天线发射的信号；所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号，所述第二发射信号为所述第四天线发射的信号，所述第一发射信号和所述第二发射信号为进行编码后的信号；所述  $\alpha$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数与第四天线到第一天线的信道衰落系数的比值，所述  $\beta$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数与第四天线到第二天线的信道衰落系数的比值。

优选的，所述第二组解码系数包括第五解码系数、第六解码系数、第七解码系数和第八解码系数；

所述利用所述第二组解码系数对所述第五信号和所述第六信号进行解码，得到第二解码信号包括：

将所述第五信号的第一时隙与所述第五解码系数进行相乘，将所述第五信号的第二时隙与所述第六解码系数进行相乘，将所述第六信号的第一时隙与所述第七解码系数进行相乘，将所述第六信号的第二时隙与所述第八解码系数进行相乘，将相乘后的结果进行求和，得到所述第二解码信号。

优选的，所述第五解码系数  $w_{21} = \alpha^2 e^{-j\phi'_{12}}$ ，所述第六解码系数  $w_{22} = e^{j\phi_{11}}$ ，所述第七解码系数  $w_{23} = e^{-j\phi'_{22}}$ ，所述第八解码系数  $w_{24} = \beta^2 e^{j\phi_{21}}$ ；或，

所述第五解码系数  $w_{21} = \alpha e^{-j\phi'_{12}}$ ，所述第六解码系数  $w_{22} = \frac{1}{\alpha} e^{j\phi_{11}}$ ，所述第七

-7-

解码系数  $w_{23} = \frac{1}{\beta} e^{-j\phi'_{22}}$ ，所述第八解码系数  $w_{24} = \beta e^{j\phi'_{21}}$ ；或，

所述第五解码系数  $w_{21} = \frac{\alpha^2 e^{-j\phi'_2}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ ，所述第六解码系数  $w_{22} = \frac{e^{j\phi_{11}}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ ，所述第七解码系数  $w_{23} = \frac{e^{-j\phi'_{22}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ ，所述第八解码系数  $w_{24} = \frac{\beta^2 e^{j\phi_{21}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ ；

- 5 其中，所述  $\phi_{11} = \phi_{tx1} + \phi_{rx1}$ ，所述  $\phi_{12} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ ，所述  $\phi'_{11} = \phi'_{tx1} + \phi'_{rx1}$ ，所述  $\phi'_{12} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ ，所述  $\phi_{21} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ ，所述  $\phi_{22} = \phi_{tx2} + \phi_{rx2}$ ，所述  $\phi'_{21} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ ，所述  $\phi'_{22} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx2}$ ；所述  $\phi_{rx1}$  为所述第一信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{rx1}$  为所述第一信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{rx2}$  为所述第二信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{rx2}$  为所述第二信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx1}$  为第一发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{tx1}$  为第一发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx2}$  为第二发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{tx2}$  为第二发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx1}$  为第三天线的相位噪声， $\phi_{tx2}$  为第四天线的相位噪声， $\phi_{rx1}$  为第一天线的相位噪声， $\phi_{rx2}$  为第二天线的相位噪声；所述第一发射信号是所述第
- 10 三天线发射的信号，所述第二发射信号是所述第四天线发射的信号；所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号，所述第二发射信号为所述第四天线发射的信号，所述第一发射信号和所述第二发射信号为进行编码后的信号；所述  $\alpha$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数与第四天线到第一天线的信道衰落系数的比值，所述  $\beta$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数与第四天线到第二天线的信道衰落系数的比值。
- 15 优选的，所述利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理包括：
- 20 在时域上，利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。
- 25 优选的，所述利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理包括：
- 在频域上，利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处

理。

本发明实施例提供了一种信号解码装置，所述装置应用于 MIMO 系统中，所述 MIMO 系统包括信号发射端和信号接收端，所述信号接收端包括第一天线和第二天线，所述信号发射端包括第三天线和第四天线；

5 所述装置包括：

信号获取单元、解码系数计算单元以及解码单元；

其中，所述信号获取单元，用于获取所述第一天线接收的第一信号，以及所述第二天线接收的第二信号，所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线；

10 所述解码系数计算单元，用于利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数，计算解码系数；所述信道衰落系数包括所述第一天线、所述第二天线、所述第三天线和所述第四天线之间形成的四个信道分别对应的信道衰落系数，所述相位噪声系数包括所述信号发射端的相位噪声系数和所述信号接收端的相位噪声系数；

15 所述解码单元，用于利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码，分别得到第一解码信号和第二解码信号，所述第一解码信号仅与所述第三天线对应的发送信号相关，与所述第四天线对应的发送信号不相关；所述第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号相关，与所述第三天线对应的发送信号不相关，所述发送信号为编码前的信号。

20 优选的，所述解码系数计算单元，具体包括：

均衡系数计算单元、均衡单元、解码系数计算子单元；

所述均衡系数计算单元，用于利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算均衡系数；

25 所述均衡单元，用于利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理；

所述解码系数计算子单元，用于利用将进行均衡处理后的信号进行信道估计得到的相位噪声系数计算所述解码系数。

优选的，所述第一信号和所述第二信号分别对应相同的时隙，所述时隙包括第一时隙和第二时隙；

所述均衡系数计算单元,具体用于:利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算第一组均衡系数和第二组均衡系数;

所述均衡单元,具体包括:预处理单元和滤波单元,所述滤波单元包括:第一滤波单元和第二滤波单元;

- 5 其中,所述预处理单元,用于对所述第一信号和所述第二信号进行预处理,得到第一组四路信号和第二组四路信号,所述第一组四路信号和所述第二组四路信号分别均包括第一信号的第一时隙、第一信号的第二时隙的共轭、第二信号的第一时隙以及第二信号的第二时隙的共轭;

- 10 所述第一滤波单元,用于利用所述第一组均衡系数对所述第一组四路信号进行滤波,得到第三信号和第四信号,所述第三信号和所述第四信号分别对应所述时隙;

所述第二滤波单元,用于利用所述第二组均衡系数对所述第二组四路信号进行滤波,得到第五信号和第六信号,所述第五信号和所述第六信号分别对应所述时隙。

- 15 优选的,所述第一组均衡系数包括第一均衡系数、第二均衡系数、第三均衡系数和第四均衡系数;

所述第一滤波单元,具体用于:

利用所述第一均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波,得到第三信号的第一时隙;

- 20 利用所述第二均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第三信号的第二时隙;

利用所述第三均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波,得到第四信号的第一时隙;

- 25 利用所述第四均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第四信号的第二时隙。

优选的,所述第一均衡系数  $W_{11} = \frac{1}{h_{11}}$ , 所述第二均衡系数  $W_{12} = \frac{1}{h_{12}^*}$ , 所述第三均衡系数  $W_{13} = \frac{1}{h_{21}}$ , 所述第四均衡系数  $W_{14} = \frac{1}{h_{22}^*}$ ;

其中,所述  $h_{11}$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数,所述  $h_{12}^*$  为  $h_{12}$  的共

-10-

轭, 所述  $h_{12}$  为第四天线到第一天线的信道衰落系数, 所述  $h_{21}$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数, 所述  $h_{22}^*$  为  $h_{22}$  的共轭, 所述  $h_{22}$  为第四天线到第二天线的信道衰落系数。

5 优选的, 所述第二组均衡系数包括第五均衡系数、第六均衡系数、第七均衡系数和第八均衡系数;

所述第二滤波单元, 具体用于:

利用所述第五均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波, 得到第五信号的第一时隙;

10 利用所述第六均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波, 得到第五信号的第二时隙;

利用所述第七均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波, 得到第六信号的第一时隙;

利用所述第八均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波, 得到第六信号的第二时隙。

15 优选的, 所述第五均衡系数  $W_{21} = \frac{1}{h_{12}}$ , 所述第六均衡系数  $W_{22} = \frac{-1}{h_{11}^*}$ , 所述第七均衡系数  $W_{23} = \frac{1}{h_{22}}$ , 所述第八均衡系数  $W_{24} = \frac{-1}{h_{21}^*}$ ;

20 其中, 所述  $h_{12}$  为第四天线到第一天线的信道衰落系数, 所述  $h_{11}^*$  为  $h_{11}$  的共轭, 所述  $h_{11}$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数, 所述  $h_{22}$  为第四天线到第二天线的信道衰落系数, 所述  $h_{21}^*$  为  $h_{21}$  的共轭, 所述  $h_{21}$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数。

优选的, 所述解码系数计算子单元, 具体用于:

利用根据所述第三信号和所述第四信号进行信道估计得到的第一组相位噪声系数, 计算第一组解码系数;

25 利用根据所述第五信号和所述第六信号进行信道估计得到的第二组相位噪声系数, 计算第二组解码系数;

所述解码单元包括第一解码单元和第二解码单元;

其中, 所述第一解码单元, 用于:

利用所述第一组解码系数对所述第三信号和所述第四信号进行解码, 得到

第一解码信号;

所述第二解码单元, 用于:

利用所述第二组解码系数对所述第五信号和所述第六信号进行解码, 得到第二解码信号。

5 优选的, 所述第一组解码系数包括第一解码系数、第二解码系数、第三解码系数和第四解码系数;

所述第一解码单元, 具体用于:

10 将所述第三信号的第一时隙与所述第一解码系数进行相乘, 将所述第三信号的第二时隙与所述第二解码系数进行相乘, 将所述第四信号的第一时隙与所述第三解码系数进行相乘, 将所述第四信号的第二时隙与所述第四解码系数进行相乘, 将相乘后的结果进行求和, 得到所述第一解码信号。

优选的, 所述第一解码系数  $w_{11} = e^{-j\phi'_{11}}$ , 所述第二解码系数  $w_{12} = \alpha^2 e^{j\phi'_{12}}$ , 所述第三解码系数  $w_{13} = \beta^2 e^{-j\phi'_{21}}$ , 所述第四解码系数  $w_{14} = e^{j\phi'_{22}}$ ; 或,

15 所述第一解码系数  $w_{11} = -\frac{1}{\alpha} e^{-j\phi'_{11}}$ , 所述第二解码系数  $w_{12} = -\alpha e^{j\phi'_{12}}$ , 所述第三解码系数  $w_{13} = -\beta e^{-j\phi'_{21}}$ , 所述第四解码系数  $w_{14} = -\frac{1}{\beta} e^{j\phi'_{22}}$ ; 或,

所述第一解码系数  $w_{11} = \frac{e^{j(-\phi'_{11})}}{e^{j(\phi'_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi'_{12}-\phi'_{12})}}$ , 所述第二解码系数  $w_{12} = \frac{\alpha^2 e^{j(\phi'_{12})}}{e^{j(\phi'_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi'_{12}-\phi'_{12})}}$ , 所述第三解码系数  $w_{13} = \frac{\beta^2 e^{-j\phi'_{21}}}{\beta^2 e^{j(\phi'_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi'_{22}-\phi'_{22})}}$ , 所述第四解码系数  $w_{14} = \frac{e^{j\phi'_{22}}}{\beta^2 e^{j(\phi'_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi'_{22}-\phi'_{22})}}$ ;

20 其中, 所述  $\phi_{11} = \phi_{tx1} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi_{12} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{11} = \phi'_{tx1} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{12} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi_{21} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi_{22} = \phi_{tx2} + \phi_{rx2}$ , 所述  $\phi'_{21} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{22} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx2}$ ; 所述  $\phi_{rx1}$  为所述第一信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{rx1}$  为所述第一信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{rx2}$  为所述第二信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{rx2}$  为所述第二信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx1}$  为第一发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{tx1}$  为第一发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx2}$  为第二发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{tx2}$  为第二发射信号的第二时隙对应的相

25

位噪声系数  $\varphi_{tx1}$  为第三天线的相位噪声,  $\varphi_{tx2}$  为第四天线的相位噪声,  $\varphi_{rx1}$  为第一天线的相位噪声,  $\varphi_{rx2}$  为第二天线的相位噪声; 所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号, 所述第二发射信号是所述第四天线发射的信号; 所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号, 所述第二发射信号为所述第四天线发射的信号, 所述第一发射信号和所述第二发射信号为进行编码后的信号; 所述  $\alpha$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数与第四天线到第一天线的信道衰落系数的比值, 所述  $\beta$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数与第四天线到第二天线的信道衰落系数的比值。

10 优选的, 所述第二组解码系数包括第五解码系数、第六解码系数、第七解码系数和第八解码系数;

所述第二解码单元, 具体用于:

15 将所述第五信号的第一时隙与所述第五解码系数进行相乘, 将所述第五信号的第二时隙与所述第六解码系数进行相乘, 将所述第六信号的第一时隙与所述第七解码系数进行相乘, 将所述第六信号的第二时隙与所述第八解码系数进行相乘, 将相乘后的结果进行求和, 得到所述第二解码信号。

优选的, 所述第五解码系数  $w_{21} = \alpha^2 e^{-j\phi'_{12}}$ , 所述第六解码系数  $w_{22} = e^{j\phi_{11}}$ , 所述第七解码系数  $w_{23} = e^{-j\phi'_{22}}$ , 所述第八解码系数  $w_{24} = \beta^2 e^{j\phi_{21}}$ ; 或,

所述第五解码系数  $w_{21} = \alpha e^{-j\phi'_{12}}$ , 所述第六解码系数  $w_{22} = \frac{1}{\alpha} e^{j\phi_{11}}$ , 所述第七解码系数  $w_{23} = \frac{1}{\beta} e^{-j\phi'_{22}}$ , 所述第八解码系数  $w_{24} = \beta e^{j\phi_{21}}$ ; 或,

20 所述第五解码系数  $w_{21} = \frac{\alpha^2 e^{-j\phi'_{12}}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ , 所述第六解码系数  $w_{22} = \frac{e^{j\phi_{11}}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ , 所述第七解码系数  $w_{23} = \frac{e^{-j\phi'_{22}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ , 所述第八解码系数  $w_{24} = \frac{\beta^2 e^{j\phi_{21}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ ;

25 其中, 所述  $\varphi_{11} = \varphi_{tx1} + \varphi_{rx1}$ , 所述  $\varphi_{12} = \varphi_{tx2} + \varphi_{rx1}$ , 所述  $\varphi'_{11} = \varphi'_{tx1} + \varphi'_{rx1}$ , 所述  $\varphi'_{12} = \varphi'_{tx2} + \varphi'_{rx1}$ , 所述  $\varphi_{21} = \varphi_{tx2} + \varphi_{rx1}$ , 所述  $\varphi_{22} = \varphi_{tx2} + \varphi_{rx2}$ , 所述  $\varphi'_{21} = \varphi'_{tx2} + \varphi'_{rx1}$ , 所述  $\varphi'_{22} = \varphi'_{tx2} + \varphi'_{rx2}$ ; 所述  $\varphi_{rx1}$  为所述第一信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\varphi'_{rx1}$  为所述第一信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\varphi_{rx2}$  为所述第二信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\varphi'_{rx2}$  为所述第二信号的第

二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx1}$  为第一发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{tx1}$  为第一发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx2}$  为第二发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{tx2}$  为第二发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{rx1}$  为第三天线的相位噪声,  $\phi_{rx2}$  为第四天线的相位噪声,  $\phi_{rx1}$  为第一天线的相位噪声,  $\phi_{rx2}$  为第二天线的相位噪声; 所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号, 所述第二发射信号是所述第四天线发射的信号; 所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号, 所述第二发射信号为所述第四天线发射的信号, 所述第一发射信号和所述第二发射信号为进行编码后的信号; 所述  $\alpha$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数与第四天线到第一天线的信道衰落系数的比值, 所述  $\beta$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数与第四天线到第二天线的信道衰落系数的比值。

优选的, 所述均衡单元, 具体用于:

在时域上, 利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。

15 优选的, 所述均衡单元, 具体用于:

在频域上, 利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。

本发明实施例提供了一种信号解码设备, 所述设备应用于 MIMO 系统中, 所述 MIMO 系统包括信号发射端和信号接收端, 所述信号接收端包括第一天线和第二天线, 所述信号发射端包括第三天线和第四天线;

20 所述设备包括: 存储器和处理器;

所述存储器, 用于存储一组程序指令;

所述处理器, 用于调用所述存储器存储的程序指令执行如下操作:

25 获取所述第一天线接收的第一信号, 以及所述第二天线接收的第二信号, 所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线;

利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数, 计算解码系数; 所述信道衰落系数包括所述第一天线、所述第二天线、所述第三天线和所述第四天线之间形成的四个信道分别对应的信道衰落系数, 所述相位噪声系数包括所述信号发射端的相位噪声系数和所述信

号接收端的相位噪声系数;

利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码,分别得到第一解码信号和第二解码信号,所述第一解码信号仅与所述第三天线对应的发送信号相关,与所述第四天线对应的发送信号不相关;所述第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号相关,与所述第三天线对应的发送信号不相关,所述发送信号为编码前的信号。

由上述技术方案可以看出,本发明在求解解码系数的过程中,不仅考虑信道衰落,得到信道衰落系数,还考虑信号发射端的以及信号接收端的相位噪声,得到相位噪声系数,然后利用根据所述信道衰落系数和相位噪声系数得到的解码参数对所述第一信号和所述第二信号进行解码,得到的解码后信号是没有被其他信号干扰的信号,获得良好的解码效果。

### 附图说明

为了更清楚地说明本发明实施例或现有技术中的技术方案,下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍,显而易见地,下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动性的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。

图 1 为 Alamouti 空时编码方案的架构图;

图 2 为现有技术中的信号解码方法示意图;

图 3 为本发明实施例一提供的一种信号编码方法的流程图;

图 4 为本发明实施例二提供的一种信号编码方法的流程图;

图 5 为本发明实施例二提供的信号编码方法的示意图;

图 6 为本发明实施例三提供的一种信号编码装置的结构框图。

### 具体实施方式

空时编码是 MIMO 技术中非常重要的技术之一。现有技术中 Alamouti 空时编码方案仅适用于中波长较长、频率较低的无线电波,因为这种无线电波在发射端的相位噪声较小,可以忽略不计,因而在接收端解码后的两路信号之间相互独立,解码性能较佳。而对于波长较短、频率较高的无线电波,发射端相位噪声较大,接收端在解码后得到的解码信号中有其他信号的干扰,解码结果较差,下面详细阐述具体原理。

参见图 1,  $h_{11}$ 、 $h_{12}$ 、 $h_{21}$  以及  $h_{22}$  为第三天线到第一天线、第四天线到第一天线、第三天线到第二天线以及第四天线到第二天线之间的信道衰落系数, 那么所述接收信号  $y_1$ 、 $y_1'$ 、 $y_2$  和  $y_2'$  分别可以通过公式 (1) 至 (4) 得到:

$$y_1 = h_{11} \otimes s_1 + h_{12} \otimes s_2 \quad (1)$$

$$y_1' = -h_{11} \otimes s_2^* + h_{12} \otimes s_1^* \quad (2)$$

$$y_2 = h_{21} \otimes s_1 + h_{22} \otimes s_2 \quad (3)$$

$$y_2' = -h_{21} \otimes s_2^* + h_{22} \otimes s_1^* \quad (4)$$

参见图 2, 接收端的第一天线在接收到信号  $y_1$  和信号  $y_1'$  后, 进行解码, 具体的解码过程如下:

首先对第一天线、第二天线、第三天线和第四天线之间的四个信道进行信道估计, 分别得到第三天线和第四天线对应的解码系数矩阵。所谓信道估计, 就是从接收数据中将假定的某个信道模型的模型参数估计出来的过程。信道估计可以有多种实现方法, 常见的有基于训练序列的信道估计方法、基于导频序列的信道估计方法等, 由于这些方法是本领域技术人员公知的内容, 此处不再赘述。

在 Alamouti 空时编码方案中, 通过信道估计得到与第三天线对应的解码系数向量 A 为:  $[h_{11}^* \ h_{12} \ h_{21}^* \ h_{22}]$ , 与第四天线对应的解码系数向量 B 为  $[h_{12}^* \ -h_{11} \ h_{22}^* \ -h_{21}]$ 。

在得到与第三天线对应的解码系数矩阵后, 将第一天线和第二天线接收的信号进行串并变换, 即由两路信号变为四路信号, 然后将串并变换后的四路信号分别输入到各自对应的乘法器中进行相乘, 所述乘法器中的相乘参数为所述解码系数向量 A 中对应的解码系数。其中, 第一天线的第二个时隙和第二天线的第二个时隙的信号在输入到对应的乘法器之前需要先求共轭 (Conj 为求共轭)。最后, 将相乘后的信号进行相加, 得到与第三天线对应的解码信号  $\hat{s}_1$ 。同理, 可以利用所述解码系数向量 B 得到与第四天线对应的解码信号  $\hat{s}_2$ 。

根据上述解码过程结合所述公式 (1) 至公式 (4) 可以得到公式 (5) 和公式 (6):

$$\hat{s}_1 = h_{11}^* \otimes y_1 + h_{12} \otimes y_1'^* + h_{21}^* \otimes y_2 + h_{22} \otimes y_2'^*$$

-16-

$$\begin{aligned}
&= h_{11}^* \otimes h_{11} \otimes s_1 + h_{11}^* \otimes h_{12} \otimes s_2 - h_{12} \otimes h_{11}^* \otimes s_2 + h_{12} \otimes h_{12}^* \otimes s_1 \\
&+ h_{21}^* \otimes h_{21} \otimes s_1 + h_{21}^* \otimes h_{22} \otimes s_2 - h_{22} \otimes h_{21}^* \otimes s_2 + h_{22} \otimes h_{22}^* \otimes s_1 \\
&= (h_{11} \otimes h_{11}^* + h_{12} \otimes h_{12}^* + h_{21} \otimes h_{21}^* + h_{22} \otimes h_{22}^*) \otimes s_1 \tag{5}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\hat{s}_2 &= h_{12}^* \otimes y_1 - h_{11} \otimes y_1'^* + h_{22}^* \otimes y_2 - h_{21} \otimes y_2'^* \\
&= h_{12}^* \otimes h_{11} \otimes s_1 + h_{12}^* \otimes h_{12} \otimes s_2 + h_{11} \otimes h_{11}^* \otimes s_2 - h_{11} \otimes h_{12}^* \otimes s_1 \\
&+ h_{22}^* \otimes h_{21} \otimes s_1 + h_{22}^* \otimes h_{22} \otimes s_2 + h_{21} \otimes h_{21}^* \otimes s_2 - h_{21} \otimes h_{22}^* \otimes s_1 \\
&= (h_{11} \otimes h_{11}^* + h_{12} \otimes h_{12}^* + h_{21} \otimes h_{21}^* + h_{22} \otimes h_{22}^*) \otimes s_2 \tag{6}
\end{aligned}$$

5

根据公式 (5) 和公式 (6) 可以看出, 解码后得到的与第一天线对应的解码信号  $\hat{s}_1$  只与发送信号  $s_1$  相关, 由于解码信号  $\hat{s}_1$  和解码系数矩阵 A 已知, 则可以得到发送信号  $s_1$ 。同样, 解码后得到的与第二天线对应的解码信号  $\hat{s}_2$  只与发送信号  $s_2$  相关, 那么由于解码信号  $\hat{s}_2$  和解码系数矩阵 B 已知, 则可以得到发送信号  $s_2$ 。

10

但是, 若发射端存在相位噪声, 且发射端的第三天线和第四天线的相位噪声, 分别与接收端的第一天线和第二天线的相位噪声相互独立时, 接收信号  $y_1$ 、 $y_1'$ 、 $y_2$  和  $y_2'$  变为:

$$y_1 = h_{11} \otimes s_1 e^{j(\phi_{rx1} + \phi_{rx1})} + h_{12} \otimes s_2 e^{j(\phi_{rx2} + \phi_{rx1})} = h_{11} \otimes s_1 e^{j\phi_{11}} + h_{12} \otimes s_2 e^{j\phi_{12}} \tag{7}$$

15

$$y_1' = -h_{11} \otimes s_2^* e^{j(\phi_{rx1}' + \phi_{rx1})} + h_{12} \otimes s_1^* e^{j(\phi_{rx2}' + \phi_{rx1})} = -h_{11} \otimes s_2^* e^{j\phi_{11}'} + h_{12} \otimes s_1^* e^{j\phi_{12}'} \tag{8}$$

$$y_2 = h_{21} \otimes s_1 e^{j(\phi_{rx2} + \phi_{rx2})} + h_{22} \otimes s_2 e^{j(\phi_{rx2} + \phi_{rx2})} = h_{21} \otimes s_1 e^{j\phi_{21}} + h_{22} \otimes s_2 e^{j\phi_{22}} \tag{9}$$

$$y_2' = -h_{21} \otimes s_2^* e^{j(\phi_{rx1}' + \phi_{rx2})} + h_{22} \otimes s_1^* e^{j(\phi_{rx2}' + \phi_{rx2})} = -h_{21} \otimes s_2^* e^{j\phi_{21}'} + h_{22} \otimes s_1^* e^{j\phi_{22}'} \tag{10}$$

20

其中,  $\phi_{rx1}$  为接收信号  $y_1$  对应的相位噪声系数,  $\phi_{rx1}'$  为接收信号  $y_1'$  对应的相位噪声系数,  $\phi_{rx2}$  为接收信号  $y_2$  对应的相位噪声系数,  $\phi_{rx2}'$  为接收信号  $y_2'$  对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx1}$  为发射信号  $s_1$  对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx1}'$  为发射信号  $-s_2^*$  对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx2}$  为发射信号  $s_2$  对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx2}'$  为发射信号  $s_1^*$  对应的相位噪声系数。

根据上述解码过程结合所述公式 (7) 至公式 (10) 可以得到公式 (11) 和公式 (12):

25

$$\hat{s}_1 = h_{11}^* \otimes y_1 + h_{12} \otimes y_1'^* + h_{21}^* \otimes y_2 + h_{22} \otimes y_2'^*$$

-17-

$$= \left( h_{11}^* \otimes h_{11} e^{j\phi_{11}} + h_{12}^* \otimes h_{12} e^{-j\phi'_{12}} + h_{21}^* \otimes h_{21} e^{j\phi_{21}} + h_{22}^* \otimes h_{22} e^{-j\phi'_{22}} \right) \otimes s_1 \quad (11)$$

$$+ \left( h_{11}^* \otimes h_{12} e^{j\phi_{12}} - h_{11}^* \otimes h_{12} e^{-j\phi'_{12}} \right) \otimes s_2 + \left( h_{21}^* \otimes h_{22} e^{j\phi_{22}} - h_{21}^* \otimes h_{22} e^{-j\phi'_{21}} \right) \otimes s_2$$

$$\hat{s}_2 = h_{12}^* \otimes y_1 - h_{11} \otimes y_1^* + h_{22}^* \otimes y_2 - h_{21} \otimes y_2^*$$

$$= \left( h_{11}^* \otimes h_{11} e^{-j\phi'_{11}} + h_{12}^* \otimes h_{12} e^{j\phi_{12}} + h_{21}^* \otimes h_{21} e^{-j\phi'_{21}} + h_{22}^* \otimes h_{22} e^{j\phi_{22}} \right) \otimes s_2 \quad (12)$$

$$+ \left( h_{12}^* \otimes h_{11} e^{j\phi_{11}} - h_{12}^* \otimes h_{11} e^{-j\phi'_{12}} \right) \otimes s_1 + \left( h_{22}^* \otimes h_{21} e^{j\phi_{21}} - h_{22}^* \otimes h_{21} e^{-j\phi'_{22}} \right) \otimes s_1$$

根据公式 (11) 和公式 (12) 可以看出, 由于相位噪声随时间变化, 是动态的, 因此  $j\phi_{12}$  与  $-j\phi'_{12}$ 、 $j\phi_{22}$  与  $-j\phi'_{21}$  在一般情况下不相同, 所以公式 (11) 中无法消掉发送信号  $s_2$ , 发送信号  $s_2$  对发送信号  $s_1$  造成干扰; 同理, 公式 (12) 中无法消掉发送信号  $s_1$ , 发送信号  $s_1$  对发送信号  $s_2$  造成干扰, 解码效果较差。

下面将结合本发明实施例中的附图, 对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整的描述, 显然, 所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例, 而不是全部的实施例。

#### 实施例一

参见图 3, 该图为本发明实施例一提供的一种信号解码方法的流程图。

本实施例提供的信号解码方法应用于 MIMO 系统中, 所述 MIMO 系统包括信号发射端和信号接收端, 所述信号接收端包括第一天线和第二天线, 所述信号发射端包括第三天线和第四天线;

所述方法包括如下步骤:

步骤 S101: 获取所述第一天线接收的第一信号, 以及所述第二天线接收的第二信号, 所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线。

本实施例的 MIMO 系统是 2\*2 的收发系统, 即信号接收端有两根天线, 分别为第一天线和第二天线, 信号发射端有两根天线, 分别为第三天线和第四天线。

在信号发射端, 信号  $s$  经过串并变换后分为两路不同的信号, 分别为发送信号  $s_1$  和发送信号  $s_2$ 。在经过正交时空编码后, 在第一个时隙内, 第三天线发射信号  $s_1$ , 第四天线发射信号  $s_2$ ; 在第二个时隙内, 第三天线发射信号  $-s_2^*$ ,

5 第四天线发射信号  $s_1^*$  (“\*”表示共轭复数)。所述第三天线发射的信号  $s_1$  和信号  $-s_2^*$  称为第一发射信号；所述第四天线发射的信号  $s_2$  和信号  $s_1^*$  称为第二发射信号。在信号接收端，在第一个时隙内，第一天线接收信号  $y_1$ ，第二天线接收信号  $y_2$ ；在第二个时隙内，第一天线接收信号  $y_1'$ ，第二天线接收信号  $y_2'$ 。所述信号  $y_1$  和所述信号  $y_1'$  称为所述第一信号，所述信号  $y_2$  和所述信号  $y_2'$  称为所述第二信号。

步骤 S102：利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数，计算解码系数。

10 信号发射端的两根天线和信号接收端的两根天线之间形成四个信道，在信号从信号发射端到信号接收端的过程中，由于信号被散射、反射原因造成信号衰落，因此信号接收端接收到的信号并不是仅仅是信号发射端发射信号的叠加。为了将信号发射端发射的信号恢复出来，需要将信号衰落的程度计算出来，以在解码的过程中对接收到的第一信号和第二信号进行补偿。信号衰落的程度一般通过信道衰落系数来体现，而得到信道衰落系数的方式就是通过信道估计。  
15 在本实施例中，所述信道衰落系数有四个，分别属于所述第一天线、所述第二天线、所述第三天线和所述第四天线之间形成的四个信道。现有技术中得到信道衰落系数后，利用所述信道衰落系数得到解码参数，以对所述第一信号和所述第二信号进行解码，得到所述发送信号  $s_1$  和所述发送信号  $s_2$ 。

20 但是，对于波长较短、频率较高的无线电波而言，信号接收端接收到的信号除了受衰减的影响，还会受到信号发射端和信号接收端的相位噪声的影响。由于所述信号发射端包括两根天线，所述信号接收端包括两根天线，因此所述相位噪声也有四个值，分别与这四根天线一一对应。并且，在通常情况下，所述信号发射端的相位噪声和所述信号接收端的相位噪声之间是相互独立的。

25 现有技术的解码参数仅仅考虑了信道衰落系数，并没有考虑相位噪声系数，导致解码得到的信号  $s_1$  和信号  $s_2$  之间互相干扰，解码性能较差。而在本实施例中，所述解码参数不仅考虑信道衰落系数，还考虑信号发射端的相位噪声系数和信号接收端的相位噪声系数。与所述信道衰落系数相同的是，所述相位噪声系数也可以通过信道估计得到。具体在实现过程中，可以通过一次信道估计得到所述信道衰落系数和所述相位噪声系数，即将相位噪声作为信道的一部

分,在信道估计时将所述信道衰落系数和所述相位噪声系数看成一个整体来计算得到,若不考虑相位噪声的信道为 $H$ ,那么考虑了相位噪声的信道即为 $He^{j\varphi}$ ,之后,也是将二者作为一个整体来得到解码系数。需要注意的是,若将相位噪声考虑到信道中,由于相位噪声是随时间动态变化的,因此信道也是动态变化的,计算得到的解码系数也是动态变化的。假设采用基于训练的信道估计方法,那么所述信号发射端需要周期性的发送训练序列进行信道估计,得到训练序列对应的解码系数,当所述第一信号和所述第二信号不是训练序列对应的接收信号时,需要通过插值等方式估计出所述第一信号和所述第二信号分别对应的解码系数。例如,假设时间周期 $T$ 的起始时间点为 $t_1$ ,对应的解码系数为 $m_1$ ;结束时间点为 $t_2$ ,对应的解码系数为 $m_2$ ,那么若所述第一信号和所述第二信号的接收时间为 $t_3$ ,所述 $t_2 > t_3 > t_1$ ,则对应的解码系数 $m_3$ 可以等于 $m_1 + (m_2 - m_1)(t_3 - t_1)/(t_2 - t_1)$ 。

或者,所述信道衰落系数和所述相位噪声系数也可以通过两次信道估计得到,即第一次信道估计得到信道衰落系数,第二次信道估计得到相位噪声系数。相对于进行一次信道估计,进行两次信道估计可以大大减少单次信道估计的工作量,从而提高解码效率。例如,若采用基于训练的信道估计方法,当进行一次信道估计时,信道估计的训练序列长度为 $L+1$ ( $L$ 为信道冲激响应长度,在未进行信道均衡的情况下,所述 $L$ 大于1)。而两次信道估计中,将信道衰落和相位噪声剥离开,由于信道衰落系数为相对稳定的参数,因此可以间隔很长时间进行一次信道估计。而对于相位噪声系数的估计,在进行了信道均衡的情况下,信道冲激响应长度为1,所需的训练序列长度为 $1+1=2$ ,比进行一次信道估计需要的训练序列长度短,因此进行两次信道估计的计算量要小很多。关于两次信道估计将在下面的实施例中详细描述,此处先不做过多阐述。

步骤 S103: 利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码,分别得到第一解码信号和第二解码信号。

在通过信道估计得到所述信道衰落系数和所述相位噪声系数后,根据所述信道衰落系数和所述相位噪声系数得到所述解码参数,并利用所述解码参数对所述第一信号和所述第二信号进行解码,得到第一解码信号和第二解码信号,所述第一解码信号仅与所述第三天线对应的发送信号 $s_1$ 相关,与所述第四天线

对应的发送信号  $s_2$  不相关；所述第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号  $s_2$  相关，与所述第三天线对应的发送信号  $s_1$  不相关。由图 1 可知，所述发送信号  $s_1$  和所述发送信号  $s_2$  为进行空时编码前的信号，进行空时编码后，所述第三天线发射的信号为第一发射信号，所述第四天线发射的信号为第二发射信号。

本实施例在求解解码系数的过程中，不仅考虑信道衰落，得到信道衰落系数，还考虑信号发射端的以及信号接收端的相位噪声，得到相位噪声系数，然后利用根据所述信道衰落系数和相位噪声系数得到的解码参数对所述第一信号和所述第二信号进行解码，得到的解码后信号是没有被其他信号干扰的信号，获得良好的解码效果。

## 实施例二

参见图 4，该图为本发明实施例二提供一种信号解码方法的流程图。

本实施例提供的信号解码方法包括如下步骤：

步骤 S201：获取所述第一天线接收的第一信号，以及所述第二天线接收的第二信号，所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线。

由于所述步骤 S201 与所述实施例一的步骤 S101 相同，此处不再赘述。

步骤 S202：利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算均衡系数。

为了提高解码效率，在本实施例中进行两次信道估计，第一次信道估计得到信道衰落系数，第二次信道估计得到相位噪声系数。假设通过第一次信道估计，得到的信道衰落系数为  $h_{11}$ 、 $h_{12}$ 、 $h_{21}$  以及  $h_{22}$ ，其中，所述  $h_{11}$  为第三天线到所述第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{12}$  为所述第四天线到所述第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{21}$  为所述第三天线到所述第二天线的信道衰落系数，所述  $h_{22}$  为所述第四天线到所述第二天线的信道衰落系数。

步骤 S203：利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。

由于发送信号在所述第一天线至所述第四天线之间的四个信道进行传输

过程中存在信道衰落,本实施例利用信道估计得到的信道衰落系数得到均衡系数,并利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理,以抵消信道衰落对发送信号造成的影响,这样在进行第二次信道估计的时候,仅考虑相位噪声即可,减少信道估计的工作量。

5 参见图 5,具体的均衡处理过程可以包括:

首先对所述第一信号和所述第二信号进行预处理,得到第一组四路信号和第二组四路信号,所述第一组四路信号和所述第二组四路信号分别均包括第一信号的第一时隙、第一信号的第二时隙的共轭、第二信号的第一时隙以及第二信号的第二时隙的共轭。在实际应用中,为了得到所述第一组四路信号和所述  
10 第二组四路信号,可以分别对所述第一信号和所述第二信号均进行两次串并变换,得到这两组四路信号中的第一信号的第一时隙和第二时隙,以及第二信号的第一时隙和第二时隙,然后再对这两组四路信号中第一信号的第二时隙以及第二信号的第二时隙求共轭。

所谓均衡处理是指利用所述均衡系数对所述两组四路信号进行滤波。所述  
15 均衡处理步骤可以在时域上进行,也可以在频域上进行。若在时域上进行均衡处理,则所述均衡系数为时域的均衡系数;若在频域上进行均衡处理,则所述均衡系数为频域的均衡系数。由于所述第一信号和所述第二信号为时域信号,在时域上直接进行均衡处理即可,所述均衡处理是指利用所述均衡系数对所述两组四路时域信号进行卷积;但若是在频域上进行均衡处理,则需要将所述第  
20 一信号和所述第二信号由时域信号转换为频域信号,然后再进行均衡处理,此时的均衡处理是指利用所述均衡系数对所述两组四路信号进行相乘,然后在均衡处理之后再转换为时域信号,保证步骤 S204 中的解码是在时域上进行。为了简便,以下关于均衡处理的公式均是在时域上进行的,频域可以参照这些公式。

25 其中,所述第一组四路信号对应的均衡系数为第一组均衡系数,所述第一组均衡系数包括第一均衡系数 $w_{11}$ 、第二均衡系数 $w_{12}$ 、第三均衡系数 $w_{13}$ 和第四均衡系数 $w_{14}$ ,所述第一均衡系数 $w_{11}$ 与所述第一信号的第一时隙滤波,所述第二均衡系数 $w_{12}$ 与所述第一信号的第二时隙滤波,所述第三均衡系数 $w_{13}$ 与所述第二信号的第一时隙滤波,所述第四均衡系数 $w_{14}$ 与所述第二信号的第二时隙

滤波。

所述第二组四路信号对应的均衡系数为第二组均衡系数，所述第二组均衡系数包括第五均衡系数 $W_{21}$ 、第六均衡系数 $W_{22}$ 、第七均衡系数 $W_{23}$ 和第八均衡系数 $W_{24}$ ，其中，所述第五均衡系数 $W_{21}$ 与所述第一信号的第一时隙滤波，所述第六均衡系数 $W_{22}$ 与所述第一信号的第二时隙滤波，所述第七均衡系数 $W_{23}$ 与所述第二信号的第一时隙滤波，所述第八均衡系数 $W_{24}$ 与所述第二信号的第二时隙滤波。

由于均衡处理的目的在于抵消信道衰落的影响，因此所述均衡系数需要满足该条件。

10 在其中一种可能实现的方式中，所述第一均衡系数 $W_{11} = \frac{1}{h_{11}}$ ，所述第二均衡系数 $W_{12} = \frac{1}{h_{12}^*}$ ，所述第三均衡系数 $W_{13} = \frac{1}{h_{21}}$ ，所述第四均衡系数 $W_{14} = \frac{1}{h_{22}^*}$ 。

在其中一种可能实现的方式中，所述第五均衡系数 $W_{21} = \frac{1}{h_{12}}$ ，所述第六均衡系数 $W_{22} = \frac{-1}{h_{11}^*}$ ，所述第七均衡系数 $W_{23} = \frac{1}{h_{22}}$ ，所述第八均衡系数 $W_{24} = \frac{-1}{h_{21}^*}$ ；

15 其中，所述 $h_{11}$ 为第三天线到第一天线的信道衰落系数，所述 $h_{12}$ 为第四天线到第一天线的信道衰落系数，所述 $h_{21}$ 为第三天线到第二天线的信道衰落系数，所述 $h_{22}$ 为第四天线到第二天线的信道衰落系数。所述 $h_{12}^*$ 为 $h_{12}$ 的共轭，所述 $h_{22}^*$ 为 $h_{22}$ 的共轭，所述 $h_{11}^*$ 为 $h_{11}$ 的共轭，所述 $h_{21}^*$ 为 $h_{21}$ 的共轭。

需要注意的是，由于本实施例中针对的双天线发射、双天线接收的MIMO系统具有如下特点：所述第一天线和所述第二天线距离较近，所述第三天线和所述第四天线距离较近，所以所述第一天线至所述第四天线之间形成的四个通道频率选择性衰落一致，差异仅在于平坦衰落衰落，因此所述 $h_{11}$ 与所述 $h_{12}$ 具有比例关系，具体可以表示为 $h_{12} = \alpha h_{11}$ ；所述 $h_{21}$ 与所述 $h_{22}$ 也具有比例关系，具体可以表示为 $h_{21} = \beta h_{22}$ 。

25 在经过均衡处理后，得到所述第一组四路信号对应的第三信号和第四信号，以及第二组四路信号对应的第五信号和第六信号。

其中，所述第三信号包括第一时隙 $\hat{y}_1$ 和第二时隙 $\hat{y}'_1$ ，所述第四信号包括第一时隙 $\hat{y}_2$ 和第二时隙 $\hat{y}'_2$ 。结合所述公式(7)至公式(10)可以得到如下公式(13)至公式(16)：

-23-

$$\begin{aligned}
\hat{y}_1 &= W_{11} \otimes y_1 = \frac{1}{h_{11}} \otimes h_{11} \otimes s_1 e^{j\varphi_{11}} + \frac{1}{h_{11}} \otimes h_{12} \otimes s_2 e^{j\varphi_{12}} \\
&= \frac{1}{h_{11}} \otimes h_{11} \otimes s_1 e^{j\varphi_{11}} + \frac{1}{h_{11}} \otimes (\alpha h_{11}) \otimes s_2 e^{j\varphi_{12}} \\
&= e^{j\varphi_{11}} s_1 + \alpha e^{j\varphi_{12}} s_2 \\
&= A_1 s_1 + A_2 s_2
\end{aligned} \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
\hat{y}'_1 &= W_{12} \otimes y'_1 = \frac{1}{h_{12}^*} \otimes (-h_{11}^*) \otimes s_2 e^{-j\varphi'_{11}} + \frac{1}{h_{12}^*} \otimes h_{12}^* \otimes s_1 e^{-j\varphi'_{12}} \\
&= \frac{1}{h_{12}^*} \otimes \left(-\frac{1}{\alpha} h_{12}^*\right) \otimes s_2 e^{-j\varphi'_{11}} + \frac{1}{h_{12}^*} \otimes h_{12}^* \otimes s_1 e^{-j\varphi'_{12}} \\
&= e^{-j\varphi'_{12}} s_1 - \frac{1}{\alpha} e^{-j\varphi'_{11}} s_2 \\
&= A_3 s_1 + A_4 s_2
\end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned}
\hat{y}_2 &= W_{13} \otimes y_2 = \frac{1}{h_{21}} \otimes h_{21} \otimes s_1 e^{j\varphi_{21}} + \frac{1}{h_{21}} \otimes h_{22} \otimes s_2 e^{j\varphi_{22}} \\
&= \frac{1}{h_{21}} \otimes h_{21} \otimes s_1 e^{j\varphi_{21}} + \frac{1}{h_{21}} \otimes \left(\frac{1}{\beta} h_{21}\right) \otimes s_2 e^{j\varphi_{22}} \\
&= e^{j\varphi_{21}} s_1 + \frac{1}{\beta} e^{j\varphi_{22}} s_2 \\
&= B_1 s_1 + B_2 s_2
\end{aligned} \tag{15}$$

$$\begin{aligned}
\hat{y}'_2 &= W_{14} \otimes y'_2 = \frac{1}{h_{22}^*} \otimes (-h_{21}^*) \otimes s_2 e^{-j\varphi'_{21}} + \frac{1}{h_{22}^*} \otimes h_{22}^* \otimes s_1 e^{-j\varphi'_{22}} \\
&= \frac{1}{h_{22}^*} \otimes (-\beta h_{22}^*) \otimes s_2 e^{-j\varphi'_{21}} + \frac{1}{h_{22}^*} \otimes h_{22}^* \otimes s_1 e^{-j\varphi'_{22}} \\
&= e^{-j\varphi'_{22}} s_1 - \beta e^{-j\varphi'_{21}} s_2 \\
&= B_3 s_1 + B_4 s_2
\end{aligned} \tag{16}$$

5 其中， $A_1 = e^{j\varphi_{11}}$ ， $A_2 = \alpha e^{j\varphi_{12}}$ ， $A_3 = e^{-j\varphi'_{12}}$ ， $A_4 = -\frac{1}{\alpha} e^{-j\varphi'_{11}}$ ；

$B_1 = e^{j\varphi_{21}}$ ， $B_2 = \frac{1}{\beta} e^{j\varphi_{22}}$ ， $B_3 = e^{-j\varphi'_{22}}$ ， $B_4 = -\beta e^{-j\varphi'_{21}}$ 。

通过所述公式 (13) 至公式 (16) 可得到：

$$\begin{bmatrix} \hat{y}_1 \\ \hat{y}'_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = H_1 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \hat{y}_2 \\ \hat{y}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_1 & B_2 \\ B_3 & B_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = H_2 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}$$

10 所述第五信号包括第一时隙  $\hat{y}_1$  和第二时隙  $\hat{y}'_1$ ，所述第六信号包括第一时隙  $\hat{y}_2$  和第二时隙  $\hat{y}'_2$ 。结合所述公式 (7) 至公式 (10) 可以得到如下公式 (17) 至公式 (20)：

-24-

$$\begin{aligned}
\tilde{y}_1 &= W_{21} \otimes y_1 = \frac{1}{h_{12}} \otimes (h_{11} \otimes s_1 e^{j\phi_{11}} + h_{12} \otimes s_2 e^{j\phi_{12}}) \\
&= \frac{1}{\alpha} e^{j\phi_{11}} s_1 + e^{j\phi_{12}} s_2 \\
&= C_1 s_1 + C_2 s_2
\end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{y}'_1 &= W_{22} \otimes y'_1 = \frac{1}{h_{11}^*} \otimes (-h_{11}^* \otimes s_2 e^{-j\phi'_{11}} + h_{12}^* \otimes s_1 e^{-j\phi'_{12}}) \\
&= \alpha e^{-j\phi'_{12}} s_1 - e^{-j\phi'_{11}} s_2 \\
&= C_3 s_1 + C_4 s_2
\end{aligned} \tag{18}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{y}_2 &= W_{23} \otimes y_2 = \frac{1}{h_{22}} \otimes (h_{21} \otimes s_1 e^{j\phi_{21}} + h_{22} \otimes s_2 e^{j\phi_{22}}) \\
&= \beta e^{j\phi_{21}} s_1 + e^{j\phi_{22}} s_2 \\
&= D_1 s_1 + D_2 s_2
\end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}
\tilde{y}'_2 &= W_{24} \otimes y'_2 = \frac{1}{h_{21}^*} \otimes (-h_{21}^* \otimes s_2 e^{-j\phi'_{21}} + h_{22}^* \otimes s_1 e^{-j\phi'_{22}}) \\
&= \frac{1}{\beta} e^{-j\phi'_{22}} s_1 - e^{-j\phi'_{21}} s_2 \\
&= D_3 s_1 + D_4 s_2
\end{aligned} \tag{20}$$

5 其中， $C_1 = \frac{1}{\alpha} e^{j\phi_{11}}$ ， $C_2 = e^{j\phi_{12}}$ ， $C_3 = \alpha e^{-j\phi'_{12}}$ ， $C_4 = -e^{-j\phi'_{11}}$ ；

$D_1 = \beta e^{j\phi_{21}}$ ， $D_2 = e^{j\phi_{22}}$ ， $D_3 = \frac{1}{\beta} e^{-j\phi'_{22}}$ ， $D_4 = -e^{-j\phi'_{21}}$ 。

通过公式 (17) 至公式 (20) 可得到：

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}'_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 \\ C_3 & C_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = H_3 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \tilde{y}_2 \\ \tilde{y}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1 & D_2 \\ D_3 & D_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = H_4 \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix}$$

10 所述  $\phi_{11} = \phi_{tx1} + \phi_{rx1}$ ， $\phi_{12} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ ， $\phi'_{11} = \phi'_{tx1} + \phi'_{rx1}$ ， $\phi'_{12} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ ，  
 15 所述  $\phi_{21} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ ， $\phi_{22} = \phi_{tx2} + \phi_{rx2}$ ， $\phi'_{21} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ ， $\phi'_{22} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx2}$ ；其中，  
 所述  $\phi_{rx1}$  为所述第一信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{rx1}$  为所述第一信号  
 的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{rx2}$  为所述第二信号的第一时隙对应的相位  
 噪声系数， $\phi'_{rx2}$  为所述第二信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx1}$  为第一发  
 射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{tx1}$  为第一发射信号的第二时隙对应  
 的相位噪声系数， $\phi_{tx2}$  为第二发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{tx2}$  为  
 第二发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数；所述第一发射信号是所述第三

天线发射的信号，所述第二发射信号是所述第四天线发射的信号，所述第一发射信号和所述第二发射信号为编码后的信号。

步骤 S204：利用将进行均衡处理后的信号进行信道估计得到的相位噪声系数计算所述解码系数。

5 本实施例对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理，以抵消所述第一天线至第四天线之间的四个信道对信号发射端发射信号造成的干扰，若将所述第三信号看成是所述信号接收端的第一天线接收的信号，将所述第四信号看作是所述第二天线接收的信号，那么在所述第一天线至所述第四天线之间的四个信道就可以看作为平坦信道，即没有衰落的信道。同理，若将所述第五信号看作  
10 是所述第一天线接收的信号，所述第六信号看作是所述第二天线接收的信号，那么在所述第一天线至所述第四天线之间的四个信道也可以看作为没有码间干扰的信道。

本实施例将进行均衡处理后的信号进行信道估计，得到相位噪声系数。具体的，通过根据所述第三信号和所述第四信号进行信道估计，得到第一组相位  
15 噪声系数，也就是相位噪声矩阵  $H_1$  和  $H_2$  中的各个相位噪声系数；通过根据所述第五信号和所述第六信号进行信道估计，得到第二组相位噪声系数，也就是相位噪声矩阵  $H_3$  和  $H_4$  的各个相位噪声系数。

本实施例在得到所述相位噪声系数后，根据所述相位噪声系数得到解码系数，所述解码系数用于解码，使得解码得到的信号仅与所述发送信号  $s_1$  或所述  
20 发送信号  $s_2$  相关。

具体的，根据所述第一组相位噪声系数计算第一组解码系数，所述第一组解码系数包括第一解码系数  $w_{11}$ 、第二解码系数  $w_{12}$ 、第三解码系数  $w_{13}$  以及第四解码系数  $w_{14}$ 。

25 从上文可以得知，所述第一解码系数需要满足的条件是解码得到的所述第一解码信号仅与所述第三天线对应的发送信号  $s_1$  相关。

在第一种可能实现的方式中， $w_{11} = e^{-j\phi_{11}}$ ， $w_{12} = \alpha^2 e^{j\phi_{12}}$ ， $w_{13} = \beta^2 e^{-j\phi_{21}}$ ， $w_{14} = e^{j\phi_{22}}$ 。

在第二种可能实现的方式中， $w_{11} = -\frac{1}{\alpha} e^{-j\phi_{11}}$ ， $w_{12} = -\alpha e^{j\phi_{12}}$ ， $w_{13} = -\beta e^{-j\phi_{21}}$ ，  
 $w_{14} = -\frac{1}{\beta} e^{j\phi_{22}}$ 。

在第三种可能实现的方式中，

-26-

$$w_{11} = H_1^{-1}(1,1) = \frac{A_4}{A_1A_4 - A_2A_3} = \frac{e^{j(-\varphi_{11})}}{e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})}}$$

$$w_{12} = H_1^{-1}(1,2) = \frac{-A_2}{A_1A_4 - A_2A_3} = \frac{\alpha^2 e^{j(\varphi_{12})}}{e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})}}$$

$$w_{13} = H_2^{-1}(1,1) = \frac{B_4}{B_1B_4 - B_2B_3} = \frac{\beta^2 e^{-j\varphi'_{21}}}{\beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})}}$$

$$w_{14} = H_2^{-1}(1,2) = \frac{-B_2}{B_1B_4 - B_2B_3} = \frac{e^{j\varphi_{22}}}{\beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})}}$$

5 根据所述第二组相位噪声系数计算第二组解码系数,所述第二组解码系数包括:第五解码系数 $w_{21}$ 、第六解码系数 $w_{22}$ 、第七解码系数 $w_{23}$ 以及第八解码系数 $w_{24}$ 。

从上文可以得知,所述第二解码系数需要满足的条件是解码得到的所述第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号 $s_2$ 相关。

10 在第一种可能实现的方式中,  $w_{21} = \alpha^2 e^{-j\varphi'_{12}}$ ,  $w_{22} = e^{j\varphi_{12}}$ ,  $w_{23} = e^{-j\varphi'_{22}}$ ,  $w_{24} = \beta^2 e^{j\varphi_{21}}$ 。

在第二种可能实现的方式中,  $w_{21} = \alpha e^{-j\varphi'_{12}}$ ,  $w_{22} = \frac{1}{\alpha} e^{j\varphi_{11}}$ ,  $w_{23} = \frac{1}{\beta} e^{-j\varphi'_{22}}$ ,  $w_{24} = \beta e^{j\varphi_{21}}$ 。

在第三种可能实现的方式中,

$$w_{21} = H_3^{-1}(2,1) = \frac{-C_3}{C_1C_4 - C_2C_3} = \frac{\alpha^2 e^{-j\varphi'_{12}}}{e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})}}$$

$$w_{22} = H_3^{-1}(1,2) = \frac{C_1}{C_1C_4 - C_2C_3} = \frac{e^{j\varphi_{11}}}{e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})}}$$

$$15 \quad w_{23} = H_4^{-1}(2,1) = \frac{-D_3}{D_1D_4 - D_2D_3} = \frac{e^{-j\varphi'_{22}}}{\beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})}}$$

$$w_{24} = H_4^{-1}(2,2) = \frac{D_1}{D_1D_4 - D_2D_3} = \frac{\beta^2 e^{j\varphi'_{12}}}{\beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})}}$$

当然,可以理解的是,上述关于所述第一解码系数至所述第八解码系数的三种可能的实现方式并不构成对本发明的限定。

20 步骤 S205: 利用所述解码参数对所述均衡处理后的信号进行解码,分别得到所述第三天线对应的发送信号和所述第四天线对应的发送信号。

在本实施例中,在得到所述第一组解码系数后,利用所述第一组解码系数对所述第三信号进行解码。具体的解码过程可以为:将所述第三信号的第一时隙与所述第一解码系数进行相乘,将所述第三信号的第二时隙与所述第二解码系数进行相乘,将所述第四信号的第一时隙与所述第三解码系数进行相乘,将

所述第四信号的第二时隙与所述第四解码系数进行相乘,将相乘后的结果进行求和,得到第一解码信号  $\hat{s}_1$ 。

在得到所述第二组解码系数后,利用所述第二组解码系数对所述第四信号进行解码。具体的解码过程可以为:将所述第五信号的第一时隙与所述第五解码系数进行相乘,将所述第五信号的第二时隙与所述第六解码系数进行相乘,将所述第六信号的第一时隙与所述第七解码系数进行相乘,将所述第六信号的第二时隙与所述第八解码系数进行相乘,将相乘后的结果进行求和,得到所述第二解码信号  $\hat{s}_2$ 。

关于所述第一解码信号  $\hat{s}_1$ ,具体的,结合所述公式(13)至公式(16)以及所述第一组解码系数的第一种实现方式可以得到公式(21):

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= \hat{y}_1 \cdot w_{11} + \hat{y}'_1 \cdot w_{12} + \hat{y}_2 \cdot w_{13} + \hat{y}'_2 \cdot w_{14} \\ &= e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} s_1 + \alpha e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{11})} s_2 + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} s_1 - \alpha e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{11})} s_2 \\ &\quad + \beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} s_1 + \beta e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{21})} s_2 + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} s_1 - \beta e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{21})} s_2 \\ &= \left( e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} + \beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} \right) s_1\end{aligned}\quad (21)$$

结合所述公式(13)至公式(16)以及所述第一组解码系数的第二种实现方式可以得到公式(22):

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= \hat{y}_1 \cdot w_{11} + \hat{y}'_1 \cdot w_{12} + \hat{y}_2 \cdot w_{13} + \hat{y}'_2 \cdot w_{14} \\ &= -\frac{1}{\alpha} e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} s_1 - e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{11})} s_2 - \alpha e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} s_1 + e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{11})} s_2 \\ &\quad - \beta e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} s_1 - e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{21})} s_2 - \frac{1}{\beta} e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} s_1 + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{21})} s_2 \\ &= \left( -\frac{1}{\alpha} e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} - \alpha e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} - \beta e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} - \frac{1}{\beta} e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} \right) s_1\end{aligned}\quad (22)$$

结合所述公式(13)至公式(16)以及所述第一组解码系数的第三种实现方式可以得到公式(23):

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= \hat{y}_1 \cdot w_{11} + \hat{y}'_1 \cdot w_{12} + \hat{y}_2 \cdot w_{13} + \hat{y}'_2 \cdot w_{14} \\ &= \frac{1}{e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})}} \left( e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} s_1 + \alpha e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{11})} s_2 + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} s_1 - \alpha e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{11})} s_2 \right) \\ &\quad + \frac{1}{e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} + \alpha^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})}} \left( \beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} s_1 + \beta e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{21})} s_2 + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} s_1 - \beta e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{21})} s_2 \right)\end{aligned}$$

$$= 2s_1 \quad (23)$$

从所述公式 (21) 至所述公式 (23) 可以看出, 所述第一解码信号  $\hat{s}_1$  仅与所述第三天线对应的发送信号  $s_1$  相关, 没有被所述发送信号  $s_2$  造成干扰, 得到了良好的解码结果。

- 5 关于所述第二解码信号  $\hat{s}_2$ , 具体的, 结合所述公式 (17) 至公式 (20) 以及所述第二组解码系数的第一种实现方式可以得到公式 (24):

$$\begin{aligned} \hat{s}_2 &= \tilde{y}_1 \cdot w_{21} + \tilde{y}_1' \cdot w_{22} + \tilde{y}_2 \cdot w_{23} + \tilde{y}_2' \cdot w_{24} \\ &= \alpha e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{12})} s_1 + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} s_2 - \alpha e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{12})} s_1 + e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} s_2 \\ &\quad + \beta e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{22})} s_1 + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} s_2 - \beta e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{22})} s_1 + \beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} s_2 \\ &= \left( \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} + e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} + \beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} \right) s_2 \end{aligned} \quad (24)$$

- 10 结合所述公式 (17) 至公式 (20) 以及所述第二组解码系数的第二种实现方式可以得到公式 (25):

$$\begin{aligned} \hat{s}_2 &= \tilde{y}_1 \cdot w_{21} + \tilde{y}_1' \cdot w_{22} + \tilde{y}_2 \cdot w_{23} + \tilde{y}_2' \cdot w_{24} \\ &= e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{12})} s_1 + \alpha e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} s_2 - e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{12})} s_1 + \frac{1}{\alpha} e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} s_2 \\ &\quad + e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{22})} s_1 + \frac{1}{\beta} e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} s_2 - e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{22})} s_1 + \beta e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} s_2 \\ &= \left( \alpha e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} + \frac{1}{\alpha} e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} + \frac{1}{\beta} e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} + \beta e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} \right) s_2 \end{aligned} \quad (25)$$

- 15 结合所述公式 (17) 至公式 (20) 以及所述第二组解码系数的第三种实现方式可以得到公式 (26):

$$\begin{aligned} \hat{s}_2 &= \tilde{y}_1 \cdot w_{21} + \tilde{y}_1' \cdot w_{22} + \tilde{y}_2 \cdot w_{23} + \tilde{y}_2' \cdot w_{24} \\ &= \frac{1}{e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})}} \left( \alpha e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{12})} s_1 + \alpha^2 e^{j(\varphi_{12}-\varphi'_{12})} s_2 - \alpha e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{12})} s_1 + e^{j(\varphi_{11}-\varphi'_{11})} s_2 \right) \\ &\quad + \frac{1}{e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} + \beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})}} \left( \beta e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{22})} s_1 + e^{j(\varphi_{22}-\varphi'_{22})} s_2 - \beta e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{22})} s_1 + \beta^2 e^{j(\varphi_{21}-\varphi'_{21})} s_2 \right) \\ &= 2s_2 \end{aligned} \quad (26)$$

- 20 从所述公式 (24) 至所述公式 (26) 可以看出, 所述第二解码信号  $\hat{s}_2$  仅与所述第四天线对应的发送信号  $s_2$  相关, 没有被所述发送信号  $s_1$  造成干扰, 得到

了良好的解码结果。

本实施例通过第一次信道估计得到信道衰落系数，根据所述信道衰落系数得到均衡系数，以对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理，得到第三信号和第四信号。在进行均衡处理后，根据所述第三信号和所述第四信号进行第二次信道估计，得到解码系数，利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码，分别得到第一解码信号和所述第二解码信号。由于所述第三信号对应的信道和所述第四信号对应的信道可以认为是没有码间干扰的信道，因此实现了提高解码效率的目的。

可以理解的是，所述两次信道估计所用到的信道估计方法可以参照现有技术，本发明不做具体限定。

另外，第二次信道估计是要得到相位噪声系数，由于相位噪声系数是动态变化的，若是采用基于训练的信道估计方法，可以在得到训练序列对应的相位噪声系数后，通过插值的方式得到实际信号（即第三信号和第四信号）对应的相位噪声系数。

15

### 实施例三

参见图 6，该图为本发明实施例三提供的一种信号解码装置的结构框图。

本实施例提供的信号解码装置应用于 MIMO 系统中，所述 MIMO 系统包括信号发射端和信号接收端，所述信号接收端包括第一天线和第二天线，所述信号发射端包括第三天线和第四天线；

所述装置包括：

信号获取单元 11、解码系数计算单元 21 以及解码单元 31；

其中，所述信号获取单元 11，用于获取所述第一天线接收的第一信号，以及所述第二天线接收的第二信号，所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线；

所述解码系数计算单元 21，用于利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数，计算解码系数；所述信道衰落系数包括所述第一天线、所述第二天线、所述第三天线和所述第四天线之间形成的四个信道分别对应的信道衰落系数，所述相位噪声系数包括所述信号

发射端的相位噪声系数和所述信号接收端的相位噪声系数,且所述信号发射端的相位噪声系数对应的相位噪声,与所述信号接收端的相位噪声系数对应的相位噪声相互独立;

5 所述解码单元 31,用于利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码,分别得到第一解码信号和第二解码信号,所述第一解码信号仅与所述第三天线对应的发送信号相关,与所述第四天线对应的发送信号不相关;所述第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号相关,与所述第三天线对应的发送信号不相关。

10 本实施例在求解解码系数的过程中,不仅考虑信道衰落,得到信道衰落系数,还考虑信号发射端的以及信号接收端的相位噪声,得到相位噪声系数,然后利用根据所述信道衰落系数和相位噪声系数得到的解码参数对所述第一信号和所述第二信号进行解码,得到的解码后信号是没有被其他信号干扰的信号,获得良好的解码效果。

15 其中,所述解码系数计算单元 21 在具体实现过程中,可以通过一次信道估计得到所述信道衰落系数和所述相位噪声系数,即在信道估计时将所述信道衰落系数和所述相位噪声系数看成一个整体来计算得到,之后,也是将二者作为一个整体来得到解码系数;或者,也可以通过两次信道估计得到,即第一次信道估计得到信道衰落系数,第二次信道估计得到相位噪声系数。

若是后者,所述解码系数计算单元 21,具体包括:

20 均衡系数计算单元 211、均衡单元 212、解码系数计算子单元 213;

所述均衡系数计算单元 211,用于利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算均衡系数;

所述均衡单元 212,用于利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理;

25 所述解码系数计算子单元 213,用于利用将进行均衡处理后的信号进行信道估计得到的相位噪声系数计算所述解码系数。

若所述第一信号和所述第二信号分别对应相同的时隙,所述时隙包括第一时隙和第二时隙;

则所述均衡系数计算单元 211,具体用于:利用根据所述第一信号和所述

第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算第一组均衡系数和第二组均衡系数；

所述均衡单元 212，具体包括：预处理单元和滤波单元，所述滤波单元包括：第一滤波单元和第二滤波单元；

- 5 其中，所述预处理单元，用于对所述第一信号和所述第二信号进行预处理，得到第一组四路信号和第二组四路信号，所述第一组四路信号和所述第二组四路信号分别均包括第一信号的第一时隙、第一信号的第二时隙的共轭、第二信号的第一时隙以及第二信号的第二时隙的共轭；

- 10 所述第一滤波单元，用于利用所述第一组均衡系数对所述第一组四路信号进行滤波，得到第三信号和第四信号，所述第三信号和所述第四信号分别对应所述时隙；

所述第二滤波单元，用于利用所述第二组均衡系数对所述第二组四路信号进行滤波，得到第五信号和第六信号，所述第五信号和所述第六信号分别对应所述时隙。

- 15 若所述第一组均衡系数包括第一均衡系数、第二均衡系数、第三均衡系数和第四均衡系数；

所述第一滤波单元，具体用于：

利用所述第一均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波，得到第三信号的第一时隙；

- 20 利用所述第二均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波，得到第三信号的第二时隙；

利用所述第三均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波，得到第四信号的第一时隙；

- 25 利用所述第四均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波，得到第四信号的第二时隙。

若所述第二组均衡系数包括第五均衡系数、第六均衡系数、第七均衡系数和第八均衡系数；

所述第二滤波单元，具体用于：

利用所述第五均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波，得到第五信

号的第一时隙;

利用所述第六均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第五信号的第二时隙;

5 利用所述第七均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波,得到第六信号的第一时隙;

利用所述第八均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第六信号的第二时隙。

所述解码系数计算子单元 213, 可以具体用于:

10 利用根据所述第三信号和所述第四信号进行信道估计得到的第一组相位噪声系数, 计算第一组解码系数;

利用根据所述第五信号和所述第六信号进行信道估计得到的第二组相位噪声系数, 计算第二组解码系数;

所述解码单元 31 包括第一解码单元 311 和第二解码单元 312;

其中, 所述第一解码单元 311, 用于:

15 利用所述第一组解码系数对所述第三信号和所述第四信号进行解码, 得到第一解码信号;

所述第二解码单元 312, 用于:

利用所述第二组解码系数对所述第五信号和所述第六信号进行解码, 得到第二解码信号。

20 若所述第一组解码系数包括第一解码系数、第二解码系数、第三解码系数和第四解码系数;

所述第一解码单元 311, 具体用于:

25 将所述第三信号的第一时隙与所述第一解码系数进行相乘, 将所述第三信号的第二时隙与所述第二解码系数进行相乘, 将所述第四信号的第一时隙与所述第三解码系数进行相乘, 将所述第四信号的第二时隙与所述第四解码系数进行相乘, 将相乘后的结果进行求和, 得到所述第一解码信号。

若所述第二组解码系数包括第五解码系数、第六解码系数、第七解码系数和第八解码系数;

所述第二解码单元 312, 具体用于:

将所述第五信号的第一时隙与所述第五解码系数进行相乘,将所述第五信号的第二时隙与所述第六解码系数进行相乘,将所述第六信号的第一时隙与所述第七解码系数进行相乘,将所述第六信号的第二时隙与所述第八解码系数进行相乘,将相乘后的结果进行求和,得到所述第二解码信号。

5 可选的,所述均衡单元 212,具体用于:

在时域上,利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。

可选的,所述均衡单元 212,具体用于:

10 在频域上,利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。

在实际应用中,所述均衡单元 212 可以通过滤波器来实现,具体可以通过横向滤波器来实现。

#### 实施例四

15 本发明实施例四提供一种信号解码设备,所述设备应用于 MIMO 系统中,所述 MIMO 系统包括信号发射端和信号接收端,所述信号接收端包括第一天线和第二天线,所述信号发射端包括第三天线和第四天线;

所述设备包括存储器和处理器,所述存储器用于存储一组程序指令,所述处理器用于调用所述存储器存储的程序指令执行如下操作:

20 获取所述第一天线接收的第一信号,以及所述第二天线接收的第二信号,所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线;

利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数,计算解码系数;所述信道衰落系数包括所述第一天线、所述第二天线、所述第三天线和所述第四天线之间形成的四个信道分别对应的信道衰落系数,所述相位噪声系数包括所述信号发射端的相位噪声系数和所述信号接收端的相位噪声系数,且所述信号发射端的相位噪声系数对应的相位噪声,与所述信号接收端的相位噪声系数对应的相位噪声相互独立;

25

利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码,分别得到第一解码信号和第二解码信号,所述第一解码信号仅与所述第三天线对应的发送

信号相关，与所述第四天线对应的发送信号不相关；所述第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号相关，与所述第三天线对应的发送信号不相关，所述发送信号为编码前的信号。

5 可选地，所述处理器可以为中央处理器（Central Processing Unit, CPU），所述存储器可以为随机存取存储器（Random Access Memory, RAM）类型的内部存储器。所述处理器和存储器可以集成为一个或多个独立的电路或硬件，如：专用集成电路(Application Specific Integrated Circuit, ASIC)。

10 本领域普通技术人员可以理解：实现上述方法实施例的全部或部分步骤可以通过程序指令相关的硬件来完成，前述程序可以存储于一计算机可读取存储介质中，该程序在执行时，执行包括上述方法实施例的步骤；而前述的存储介质可以是下述介质中的至少一种：只读存储器（英文：read-only memory，缩写：ROM）、RAM、磁碟或者光盘等各种可以存储程序代码的介质。

15 需要说明的是，本说明书中的各个实施例均采用递进的方式描述，各个实施例之间相同相似的部分互相参见即可，每个实施例重点说明的都是与其他实施例的不同之处。尤其，对于设备及系统实施例而言，由于其基本相似于方法实施例，所以描述得比较简单，相关之处参见方法实施例的部分说明即可。以上所描述的设备及系统实施例仅仅是示意性的，其中作为分离部件说明的单元可以是或者也可以不是物理上分开的，作为单元显示的部件可以是或者也可以不是物理单元，即可以位于一个地方，或者也可以分布到多个网络单元上。可以  
20 根据实际的需要选择其中的部分或者全部模块来实现本实施例方案的目的。本领域普通技术人员在不付出创造性劳动的情况下，即可以理解并实施。

25 以上所述，仅为本发明较佳的具体实施方式，但本发明的保护范围并不局限于此，任何熟悉本技术领域的技术人员在本发明揭露的技术范围内，可轻易想到的变化或替换，都应涵盖在本发明的保护范围之内。因此，本发明的保护范围应该以权利要求的保护范围为准。

## 权 利 要 求

1、一种信号解码方法，其特征在于，所述方法应用于 MIMO 系统中，所述 MIMO 系统包括信号发射端和信号接收端，所述信号接收端包括第一天线和第二天线，所述信号发射端包括第三天线和第四天线；

5 所述方法包括：

获取所述第一天线接收的第一信号，以及所述第二天线接收的第二信号，所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线；

10 利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数，计算解码系数；所述信道衰落系数包括所述第一天线、所述第二天线、所述第三天线和所述第四天线之间形成的四个信道分别对应的信道衰落系数，所述相位噪声系数包括所述信号发射端的相位噪声系数和所述信号接收端的相位噪声系数；

15 利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码，分别得到第一解码信号和第二解码信号，所述第一解码信号仅与所述第三天线对应的发送信号相关，与所述第四天线对应的发送信号不相关；所述第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号相关，与所述第三天线对应的发送信号不相关，所述发送信号为编码前的信号。

20 2、根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，所述利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数，计算解码系数包括：

利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算均衡系数；

利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理；

25 利用将进行均衡处理后的信号进行信道估计得到的相位噪声系数计算所述解码系数。

3、根据权利要求 2 所述的方法，其特征在于，所述第一信号和所述第二信号分别对应相同的时隙，所述时隙包括第一时隙和第二时隙；

所述利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算均衡系数包括：

利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数计算第一组均衡系数和第二组均衡系数;

所述利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理包括:

- 5 对所述第一信号和所述第二信号进行预处理,得到第一组四路信号和第二组四路信号,所述第一组四路信号和所述第二组四路信号分别均包括第一信号的第一时隙、第一信号的第二时隙的共轭、第二信号的第一时隙以及第二信号的第二时隙的共轭;

10 利用所述第一组均衡系数对所述第一组四路信号进行滤波,得到第三信号和第四信号,所述第三信号和所述第四信号分别对应所述时隙;

利用所述第二组均衡系数对所述第二组四路信号进行滤波,得到第五信号和第六信号,所述第五信号和所述第六信号分别对应所述时隙。

4、根据权利要求3所述的方法,其特征在于,所述第一组均衡系数包括第一均衡系数、第二均衡系数、第三均衡系数和第四均衡系数;

- 15 所述利用所述第一组均衡系数对所述第一组四路信号进行滤波,得到第三信号和第四信号,包括:

利用所述第一均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波,得到第三信号的第一时隙;

- 20 利用所述第二均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第三信号的第二时隙;

利用所述第三均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波,得到第四信号的第一时隙;

利用所述第四均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波,得到第四信号的第二时隙。

- 25 5、根据权利要求4所述的方法,其特征在于,所述第一均衡系数  $W_{11} = \frac{1}{h_{11}}$ ,

所述第二均衡系数  $W_{12} = \frac{1}{h_{12}^*}$ , 所述第三均衡系数  $W_{13} = \frac{1}{h_{21}}$ , 所述第四均衡系数

$W_{14} = \frac{1}{h_{22}^*}$ ;

-37-

其中，所述  $h_{11}$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{12}^*$  为  $h_{12}$  的共轭，所述  $h_{12}$  为第四天线到第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{21}$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数，所述  $h_{22}^*$  为  $h_{22}$  的共轭，所述  $h_{22}$  为第四天线到第二天线的信道衰落系数。

5 6、根据权利要求 3 所述的方法，其特征在于，所述第二组均衡系数包括第五均衡系数、第六均衡系数、第七均衡系数和第八均衡系数；

所述利用所述第二组均衡系数对所述第二组四路信号进行滤波，得到第五信号和第六信号包括：

10 利用所述第五均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波，得到第五信号的第一时隙；

利用所述第六均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波，得到第五信号的第二时隙；

利用所述第七均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波，得到第六信号的第一时隙；

15 利用所述第八均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波，得到第六信号的第二时隙。

7、根据权利要求 6 所述的方法，其特征在于，所述第五均衡系数  $W_{21} = \frac{1}{h_{12}}$ ，所述第六均衡系数  $W_{22} = \frac{-1}{h_{11}^*}$ ，所述第七均衡系数  $W_{23} = \frac{1}{h_{22}}$ ，所述第八均衡系数  $W_{24} = \frac{-1}{h_{21}^*}$ ；

20 其中，所述  $h_{12}$  为第四天线到第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{11}^*$  为  $h_{11}$  的共轭，所述  $h_{11}$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{22}$  为第四天线到第二天线的信道衰落系数，所述  $h_{21}^*$  为  $h_{21}$  的共轭，所述  $h_{21}$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数。

25 8、根据权利要求 3 至 7 任意一项所述的方法，其特征在于，所述利用将进行均衡处理后的信号进行信道估计得到的相位噪声系数计算所述解码系数包括：

利用根据所述第三信号和所述第四信号进行信道估计得到的第一组相位噪声系数，计算第一组解码系数；

利用根据所述第五信号和所述第六信号进行信道估计得到的第二组相位噪声系数，计算第二组解码系数；

所述利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码，分别得到第一解码信号和第二解码信号包括：

5 利用所述第一组解码系数对所述第三信号和所述第四信号进行解码，得到第一解码信号；

利用所述第二组解码系数对所述第五信号和所述第六信号进行解码，得到第二解码信号。

9、根据权利要求 8 所述的方法，其特征在于，所述第一组解码系数包括 10 第一解码系数、第二解码系数、第三解码系数和第四解码系数；

所述利用所述第一组解码系数对所述第三信号和所述第四信号进行解码，得到第一解码信号包括：

15 将所述第三信号的第一时隙与所述第一解码系数进行相乘，将所述第三信号的第二时隙与所述第二解码系数进行相乘，将所述第四信号的第一时隙与所述第三解码系数进行相乘，将所述第四信号的第二时隙与所述第四解码系数进行相乘，将相乘后的结果进行求和，得到所述第一解码信号。

10、根据权利要求 9 所述的方法，其特征在于，所述第一解码系数  $w_{11} = e^{-j\phi_{11}}$ ，所述第二解码系数  $w_{12} = \alpha^2 e^{j\phi_{12}}$ ，所述第三解码系数  $w_{13} = \beta^2 e^{-j\phi_{21}}$ ，所述第四解码系数  $w_{14} = e^{j\phi_{22}}$ ；或，

20 所述第一解码系数  $w_{11} = -\frac{1}{\alpha} e^{-j\phi_{11}}$ ，所述第二解码系数  $w_{12} = -\alpha e^{j\phi_{12}}$ ，所述第

三解码系数  $w_{13} = -\beta e^{-j\phi_{21}}$ ，所述第四解码系数  $w_{14} = -\frac{1}{\beta} e^{j\phi_{22}}$ ；或，

所述第一解码系数  $w_{11} = \frac{e^{j(-\phi_{11})}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ ，所述第二解码系数  $w_{12} = \frac{\alpha^2 e^{j(\phi_{12})}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ ，所述第三解码系数  $w_{13} = \frac{\beta^2 e^{-j\phi'_{21}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ ，所述第四解码系数  $w_{14} = \frac{e^{j\phi_{22}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ ；

25 其中，所述  $\phi_{11} = \phi_{tx1} + \phi_{rx1}$ ，所述  $\phi_{12} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ ，所述  $\phi'_{11} = \phi'_{tx1} + \phi'_{rx1}$ ，所述  $\phi'_{12} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ ，所述  $\phi_{21} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ ，所述  $\phi_{22} = \phi_{tx2} + \phi_{rx2}$ ，所述

$\phi'_{21} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ ，所述  $\phi'_{22} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx2}$ ；所述  $\phi_{rx1}$  为所述第一信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{rx1}$  为所述第一信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{rx2}$  为所述第二信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{rx2}$  为所述第二信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx1}$  为第一发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{tx1}$  为第一发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx2}$  为第二发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\phi'_{tx2}$  为第二发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\phi_{tx1}$  为第三天线的相位噪声， $\phi_{tx2}$  为第四天线的相位噪声， $\phi_{rx1}$  为第一天线的相位噪声， $\phi_{rx2}$  为第二天线的相位噪声；所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号，所述第二发射信号是所述第四天线发射的信号；所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号，所述第二发射信号为所述第四天线发射的信号，所述第一发射信号和所述第二发射信号为进行编码后的信号；所述  $\alpha$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数与第四天线到第一天线的信道衰落系数的比值，所述  $\beta$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数与第四天线到第二天线的信道衰落系数的比值。

11、根据权利要求 8 所述的方法，其特征在于，所述第二组解码系数包括第五解码系数、第六解码系数、第七解码系数和第八解码系数；

所述利用所述第二组解码系数对所述第五信号和所述第六信号进行解码，得到第二解码信号包括：

将所述第五信号的第一时隙与所述第五解码系数进行相乘，将所述第五信号的第二时隙与所述第六解码系数进行相乘，将所述第六信号的第一时隙与所述第七解码系数进行相乘，将所述第六信号的第二时隙与所述第八解码系数进行相乘，将相乘后的结果进行求和，得到所述第二解码信号。

12、根据权利要求 11 所述的方法，其特征在于，所述第五解码系数  $w_{21} = \alpha^2 e^{-j\phi'_{12}}$ ，所述第六解码系数  $w_{22} = e^{j\phi_{11}}$ ，所述第七解码系数  $w_{23} = e^{-j\phi'_{22}}$ ，所述第八解码系数  $w_{24} = \beta^2 e^{j\phi_{21}}$ ；或，

所述第五解码系数  $w_{21} = \alpha e^{-j\phi'_{12}}$ ，所述第六解码系数  $w_{22} = \frac{1}{\alpha} e^{j\phi_{11}}$ ，所述第七解码系数  $w_{23} = \frac{1}{\beta} e^{-j\phi'_{22}}$ ，所述第八解码系数  $w_{24} = \beta e^{j\phi_{21}}$ ；或，

所述第五解码系数  $w_{21} = \frac{\alpha^2 e^{-j\phi'_{12}}}{e^{j(\phi_{11} - \phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12} - \phi'_{12})}}$ ，所述第六解码系数

-40-

$$w_{22} = \frac{e^{j\phi_{11}}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}, \text{ 所述第七解码系数 } w_{23} = \frac{e^{-j\phi'_{22}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}, \text{ 所述第八解}$$

$$\text{码系数 } w_{24} = \frac{\beta^2 e^{j\phi_{21}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}};$$

其中, 所述  $\phi_{11} = \phi_{tx1} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi_{12} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{11} = \phi'_{tx1} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{12} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi_{21} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi_{22} = \phi_{tx2} + \phi_{rx2}$ , 所述  $\phi'_{21} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{22} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx2}$ ; 所述  $\phi_{rx1}$  为所述第一信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{rx1}$  为所述第一信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{rx2}$  为所述第二信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{rx2}$  为所述第二信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx1}$  为第一发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{tx1}$  为第一发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx2}$  为第二发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{tx2}$  为第二发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx1}$  为第三天线的相位噪声,  $\phi_{tx2}$  为第四天线的相位噪声,  $\phi_{rx1}$  为第一天线的相位噪声,  $\phi_{rx2}$  为第二天线的相位噪声; 所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号, 所述第二发射信号是所述第四天线发射的信号; 所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号, 所述第二发射信号为所述第四天线发射的信号, 所述第一发射信号和所述第二发射信号为进行编码后的信号; 所述  $\alpha$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数与第四天线到第一天线的信道衰落系数的比值, 所述  $\beta$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数与第四天线到第二天线的信道衰落系数的比值。

13、根据权利要求 2 所述的方法, 其特征在于, 所述利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理包括:

在时域上, 利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。

14、根据权利要求 2 所述的方法, 其特征在于, 所述利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理包括:

25 在频域上, 利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。

15、一种信号解码装置, 其特征在于, 所述装置应用于 MIMO 系统中, 所述 MIMO 系统包括信号发射端和信号接收端, 所述信号接收端包括第一天

线和第二天线, 所述信号发射端包括第三天线和第四天线;

所述装置包括:

信号获取单元、解码系数计算单元以及解码单元;

其中, 所述信号获取单元, 用于获取所述第一天线接收的第一信号, 以及  
5 所述第二天线接收的第二信号, 所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线;

所述解码系数计算单元, 用于利用根据所述第一信号和所述第二信号进行  
信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数, 计算解码系数; 所述信道衰落  
系数包括所述第一天线、所述第二天线、所述第三天线和所述第四天线之间形  
10 成的四个信道分别对应的信道衰落系数, 所述相位噪声系数包括所述信号发射  
端的相位噪声系数和所述信号接收端的相位噪声系数;

所述解码单元, 用于利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进  
行解码, 分别得到第一解码信号和第二解码信号, 所述第一解码信号仅与所述  
第三天线对应的发送信号相关, 与所述第四天线对应的发送信号不相关; 所述  
15 第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号相关, 与所述第三天线对应的  
发送信号不相关, 所述发送信号为编码前的信号。

16、根据权利要求 15 所述的装置, 其特征在于, 所述解码系数计算单元,  
具体包括:

均衡系数计算单元、均衡单元、解码系数计算子单元;

20 所述均衡系数计算单元, 用于利用根据所述第一信号和所述第二信号进行  
信道估计得到的信道衰落系数计算均衡系数;

所述均衡单元, 用于利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进  
行均衡处理;

所述解码系数计算子单元, 用于利用将进行均衡处理后的信号进行信道估  
25 计得到的相位噪声系数计算所述解码系数。

17、根据权利要求 16 所述的装置, 其特征在于, 所述第一信号和所述第  
二信号分别对应相同的时隙, 所述时隙包括第一时隙和第二时隙;

所述均衡系数计算单元, 具体用于: 利用根据所述第一信号和所述第二信  
号进行信道估计得到的信道衰落系数计算第一组均衡系数和第二组均衡系数;

所述均衡单元，具体包括：预处理单元和滤波单元，所述滤波单元包括：第一滤波单元和第二滤波单元；

5 其中，所述预处理单元，用于对所述第一信号和所述第二信号进行预处理，得到第一组四路信号和第二组四路信号，所述第一组四路信号和所述第二组四路信号分别均包括第一信号的第一时隙、第一信号的第二时隙的共轭、第二信号的第一时隙以及第二信号的第二时隙的共轭；

所述第一滤波单元，用于利用所述第一组均衡系数对所述第一组四路信号进行滤波，得到第三信号和第四信号，所述第三信号和所述第四信号分别对应所述时隙；

10 所述第二滤波单元，用于利用所述第二组均衡系数对所述第二组四路信号进行滤波，得到第五信号和第六信号，所述第五信号和所述第六信号分别对应所述时隙。

18、根据权利要求 17 所述的装置，其特征在于，所述第一组均衡系数包括第一均衡系数、第二均衡系数、第三均衡系数和第四均衡系数；

15 所述第一滤波单元，具体用于：

利用所述第一均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波，得到第三信号的第一时隙；

利用所述第二均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波，得到第三信号的第二时隙；

20 利用所述第三均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波，得到第四信号的第一时隙；

利用所述第四均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波，得到第四信号的第二时隙。

19、根据权利要求 18 所述的装置，其特征在于，所述第一均衡系数  $W_{11} = \frac{1}{h_{11}}$ ，

25 所述第二均衡系数  $W_{12} = \frac{1}{h_{12}^*}$ ，所述第三均衡系数  $W_{13} = \frac{1}{h_{21}}$ ，所述第四均衡系数  $W_{14} = \frac{1}{h_{22}^*}$ ；

其中，所述  $h_{11}$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{12}^*$  为  $h_{12}$  的共轭，所述  $h_{22}$  为第四天线到第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{21}$  为第三天线到第

二天线的信道衰落系数，所述  $h_{22}^*$  为  $h_{22}$  的共轭，所述  $h_{22}$  为第四天线到第二天线的信道衰落系数。

20、根据权利要求 17 所述的装置，其特征在于，所述第二组均衡系数包括第五均衡系数、第六均衡系数、第七均衡系数和第八均衡系数；

5 所述第二滤波单元，具体用于：

利用所述第五均衡系数对所述第一信号的第一时隙进行滤波，得到第五信号的第一时隙；

利用所述第六均衡系数对所述第一信号的第二时隙的共轭进行滤波，得到第五信号的第二时隙；

10 利用所述第七均衡系数对所述第二信号的第一时隙进行滤波，得到第六信号的第一时隙；

利用所述第八均衡系数对所述第二信号的第二时隙的共轭进行滤波，得到第六信号的第二时隙。

21、根据权利要求 20 所述的装置，其特征在于，所述第五均衡系数

15  $W_{21} = \frac{1}{h_{12}}$ ，所述第六均衡系数  $W_{22} = \frac{-1}{h_{11}^*}$ ，所述第七均衡系数  $W_{23} = \frac{1}{h_{22}}$ ，所述第八均衡系数  $W_{24} = \frac{-1}{h_{21}^*}$ ；

20 其中，所述  $h_{12}$  为第四天线到第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{11}^*$  为  $h_{11}$  的共轭，所述  $h_{11}$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数，所述  $h_{22}$  为第四天线到第二天线的信道衰落系数，所述  $h_{21}^*$  为  $h_{21}$  的共轭，所述  $h_{21}$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数。

22、根据权利要求 17 至 20 任意一项所述的装置，其特征在于，所述解码系数计算子单元，具体用于：

利用根据所述第三信号和所述第四信号进行信道估计得到的第一组相位噪声系数，计算第一组解码系数；

25 利用根据所述第五信号和所述第六信号进行信道估计得到的第二组相位噪声系数，计算第二组解码系数；

所述解码单元包括第一解码单元和第二解码单元；

其中，所述第一解码单元，用于：

利用所述第一组解码系数对所述第三信号和所述第四信号进行解码,得到第一解码信号;

所述第二解码单元,用于:

利用所述第二组解码系数对所述第五信号和所述第六信号进行解码,得到第二解码信号。

23、根据权利要求 22 所述的装置,其特征在于,所述第一组解码系数包括第一解码系数、第二解码系数、第三解码系数和第四解码系数;

所述第一解码单元,具体用于:

10 将所述第三信号的第一时隙与所述第一解码系数进行相乘,将所述第三信号的第二时隙与所述第二解码系数进行相乘,将所述第四信号的第一时隙与所述第三解码系数进行相乘,将所述第四信号的第二时隙与所述第四解码系数进行相乘,将相乘后的结果进行求和,得到所述第一解码信号。

24、根据权利要求 23 所述的装置,其特征在于,所述第一解码系数  $w_{11} = e^{-j\phi'_{11}}$ , 所述第二解码系数  $w_{12} = \alpha^2 e^{j\phi_{12}}$ , 所述第三解码系数  $w_{13} = \beta^2 e^{-j\phi'_{21}}$ , 所述第四解码系数  $w_{14} = e^{j\phi_{22}}$ ; 或,

所述第一解码系数  $w_{11} = -\frac{1}{\alpha} e^{-j\phi'_{11}}$ , 所述第二解码系数  $w_{12} = -\alpha e^{j\phi_{12}}$ , 所述第

三解码系数  $w_{13} = -\beta e^{-j\phi'_{21}}$ , 所述第四解码系数  $w_{14} = -\frac{1}{\beta} e^{j\phi_{22}}$ ; 或,

所述第一解码系数  $w_{11} = \frac{e^{j(-\phi'_{11})}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ , 所述第二解码系数  $w_{12} = \frac{\alpha^2 e^{j(\phi_{12})}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ , 所述第三解码系数  $w_{13} = \frac{\beta^2 e^{-j\phi'_{21}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ , 所述第四解

20 码系数  $w_{14} = \frac{e^{j\phi_{22}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ ;

其中,所述  $\phi_{11} = \phi_{tx1} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi_{12} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{11} = \phi'_{tx1} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{12} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi_{21} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi_{22} = \phi_{tx2} + \phi_{rx2}$ , 所述  $\phi'_{21} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{22} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx2}$ ; 所述  $\phi_{rx1}$  为所述第一信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{rx1}$  为所述第一信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{rx2}$  为所述第二信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{rx2}$  为所述第二信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx1}$  为第一发射信号的第一时隙对应的相位噪声

系数,  $\phi'_{tx1}$  为第一发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{tx2}$  为第二发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数,  $\phi'_{tx2}$  为第二发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数,  $\phi_{rx1}$  为第三天线的相位噪声,  $\phi_{rx2}$  为第四天线的相位噪声,  $\phi_{rx1}$  为第一天线的相位噪声,  $\phi_{rx2}$  为第二天线的相位噪声; 所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号, 所述第二发射信号是所述第四天线发射的信号; 所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号, 所述第二发射信号为所述第四天线发射的信号, 所述第一发射信号和所述第二发射信号为进行编码后的信号; 所述  $\alpha$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数与第四天线到第一天线的信道衰落系数的比值, 所述  $\beta$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数与第四天线到第二天线的信道衰落系数的比值。

25、根据权利要求 22 所述的装置, 其特征在于, 所述第二组解码系数包括第五解码系数、第六解码系数、第七解码系数和第八解码系数;

所述第二解码单元, 具体用于:

15 将所述第五信号的第一时隙与所述第五解码系数进行相乘, 将所述第五信号的第二时隙与所述第六解码系数进行相乘, 将所述第六信号的第一时隙与所述第七解码系数进行相乘, 将所述第六信号的第二时隙与所述第八解码系数进行相乘, 将相乘后的结果进行求和, 得到所述第二解码信号。

20 26、根据权利要求 25 所述的装置, 其特征在于, 所述第五解码系数  $w_{21} = \alpha^2 e^{-j\phi'_{12}}$ , 所述第六解码系数  $w_{22} = e^{j\phi_{11}}$ , 所述第七解码系数  $w_{23} = e^{-j\phi'_{22}}$ , 所述第八解码系数  $w_{24} = \beta^2 e^{j\phi_{21}}$ ; 或,

所述第五解码系数  $w_{21} = \alpha e^{-j\phi'_{12}}$ , 所述第六解码系数  $w_{22} = \frac{1}{\alpha} e^{j\phi_{11}}$ , 所述第七解码系数  $w_{23} = \frac{1}{\beta} e^{-j\phi'_{22}}$ , 所述第八解码系数  $w_{24} = \beta e^{j\phi_{21}}$ ; 或,

25 所述第五解码系数  $w_{21} = \frac{\alpha^2 e^{-j\phi'_{12}}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ , 所述第六解码系数  $w_{22} = \frac{e^{j\phi_{11}}}{e^{j(\phi_{11}-\phi'_{11})} + \alpha^2 e^{j(\phi_{12}-\phi'_{12})}}$ , 所述第七解码系数  $w_{23} = \frac{e^{-j\phi'_{22}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ , 所述第八解码系数  $w_{24} = \frac{\beta^2 e^{j\phi_{21}}}{\beta^2 e^{j(\phi_{21}-\phi'_{21})} + e^{j(\phi_{22}-\phi'_{22})}}$ ;

其中, 所述  $\phi_{11} = \phi_{tx1} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi_{12} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{11} = \phi'_{tx1} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi'_{12} = \phi'_{tx2} + \phi'_{rx1}$ , 所述  $\phi_{21} = \phi_{tx2} + \phi_{rx1}$ , 所述  $\phi_{22} = \phi_{tx2} + \phi_{rx2}$ , 所述

$\varphi'_{21} = \varphi'_{tx2} + \varphi'_{rx1}$ ，所述  $\varphi'_{22} = \varphi'_{tx2} + \varphi'_{rx2}$ ；所述  $\varphi_{rx1}$  为所述第一信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\varphi'_{rx1}$  为所述第一信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\varphi_{rx2}$  为所述第二信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\varphi'_{rx2}$  为所述第二信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\varphi_{tx1}$  为第一发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\varphi'_{tx1}$  为第一发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\varphi_{tx2}$  为第二发射信号的第一时隙对应的相位噪声系数， $\varphi'_{tx2}$  为第二发射信号的第二时隙对应的相位噪声系数， $\varphi_{tx1}$  为第三天线的相位噪声， $\varphi_{tx2}$  为第四天线的相位噪声， $\varphi_{rx1}$  为第一天线的相位噪声， $\varphi_{rx2}$  为第二天线的相位噪声；所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号，所述第二发射信号是所述第四天线发射的信号；所述第一发射信号是所述第三天线发射的信号，所述第二发射信号为所述第四天线发射的信号，所述第一发射信号和所述第二发射信号为进行编码后的信号；所述  $\alpha$  为第三天线到第一天线的信道衰落系数与第四天线到第一天线的信道衰落系数的比值，所述  $\beta$  为第三天线到第二天线的信道衰落系数与第四天线到第二天线的信道衰落系数的比值。

27、根据权利要求 16 所述的装置，其特征在于，所述均衡单元，具体用于：

在时域上，利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。

28、根据权利要求 16 所述的装置，其特征在于，所述均衡单元，具体用于：

在频域上，利用所述均衡系数对所述第一信号和所述第二信号进行均衡处理。

29、一种信号解码设备，其特征在于，所述设备应用于 MIMO 系统中，所述 MIMO 系统包括信号发射端和信号接收端，所述信号接收端包括第一天线和第二天线，所述信号发射端包括第三天线和第四天线；

所述设备包括：存储器和处理器；

所述存储器，用于存储一组程序指令；

所述处理器，用于调用所述存储器存储的程序指令执行如下操作：

获取所述第一天线接收的第一信号，以及所述第二天线接收的第二信号，

所述第一信号和所述第二信号来自所述信号发射端的第三天线和第四天线;

5 利用根据所述第一信号和所述第二信号进行信道估计得到的信道衰落系数和相位噪声系数, 计算解码系数; 所述信道衰落系数包括所述第一天线、所述第二天线、所述第三天线和所述第四天线之间形成的四个信道分别对应的信道衰落系数, 所述相位噪声系数包括所述信号发射端的相位噪声系数和所述信号接收端的相位噪声系数;

10 利用所述解码系数对所述第一信号和所述第二信号进行解码, 分别得到第一解码信号和第二解码信号, 所述第一解码信号仅与所述第三天线对应的发送信号相关, 与所述第四天线对应的发送信号不相关; 所述第二解码信号仅与所述第四天线对应的发送信号相关, 与所述第三天线对应的发送信号不相关, 所述发送信号为编码前的信号。

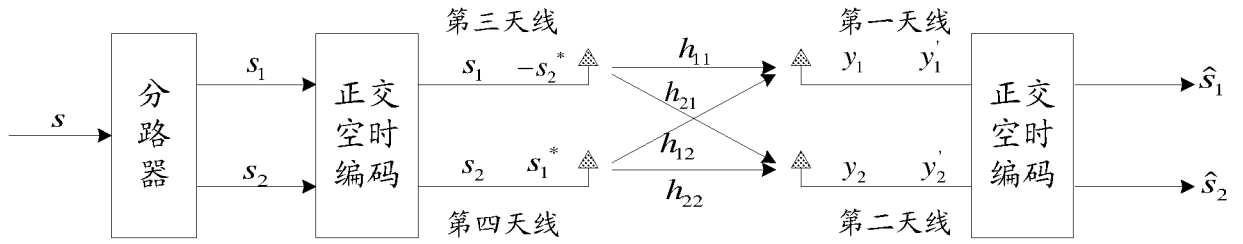


图 1

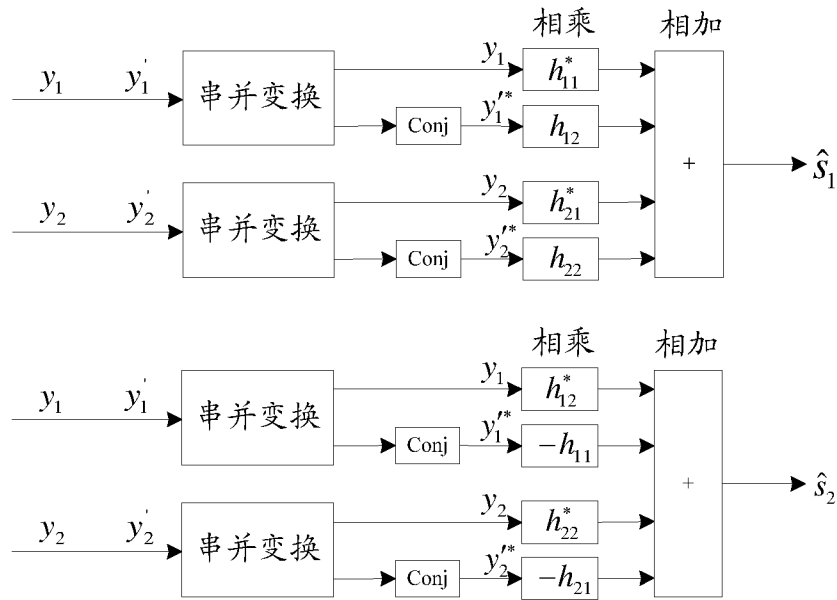


图 2

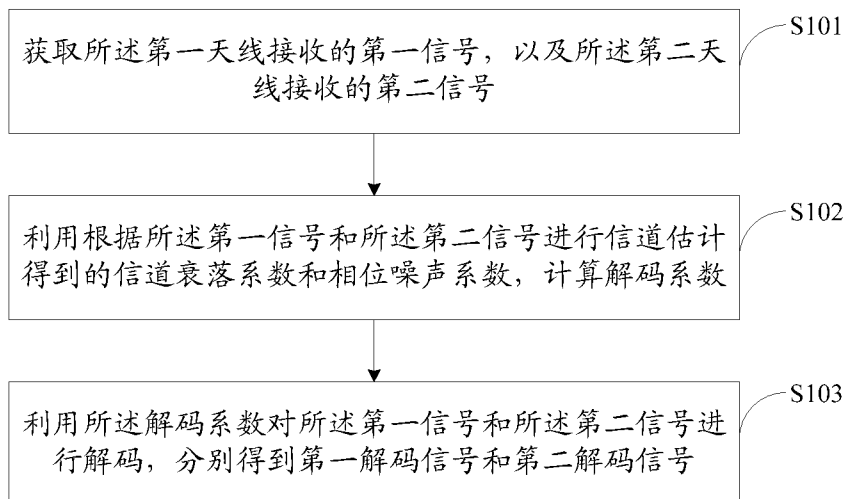


图 3

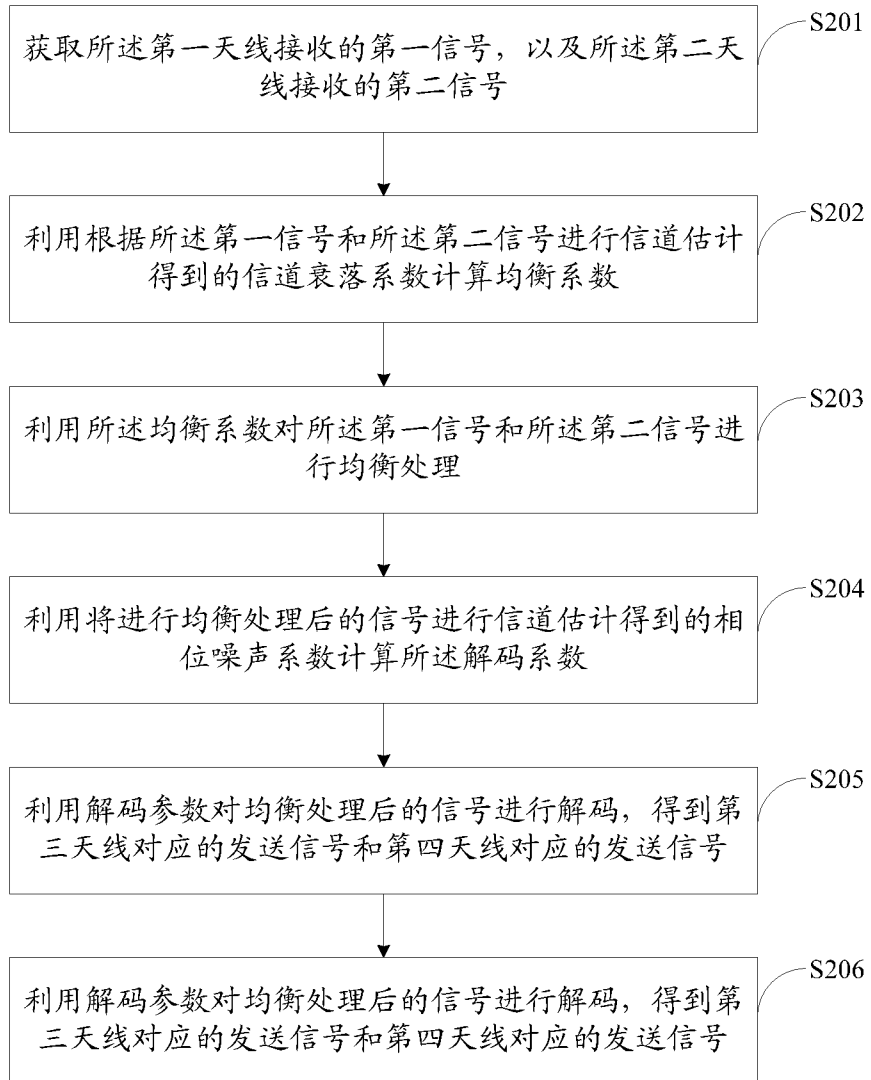


图 4

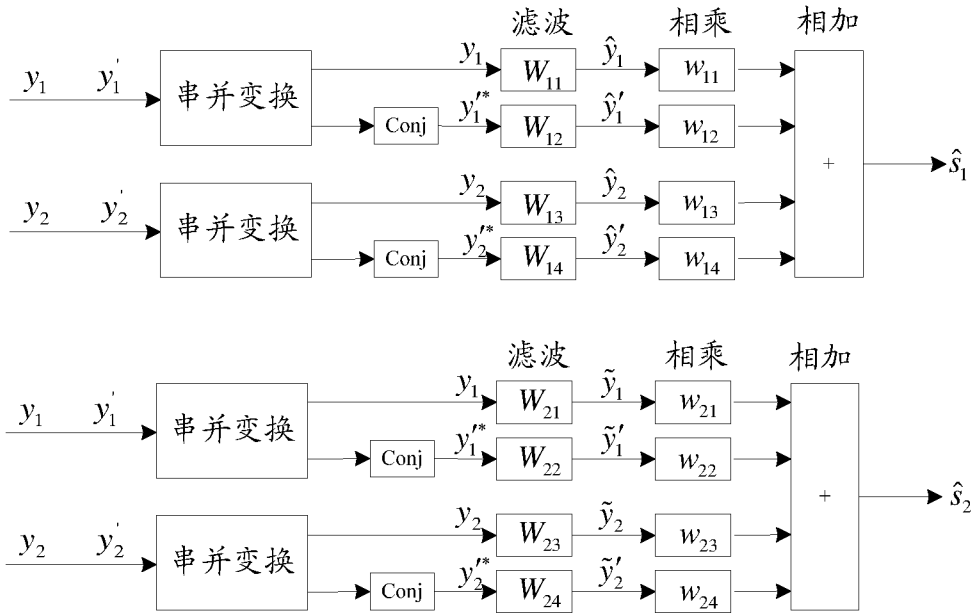


图 5

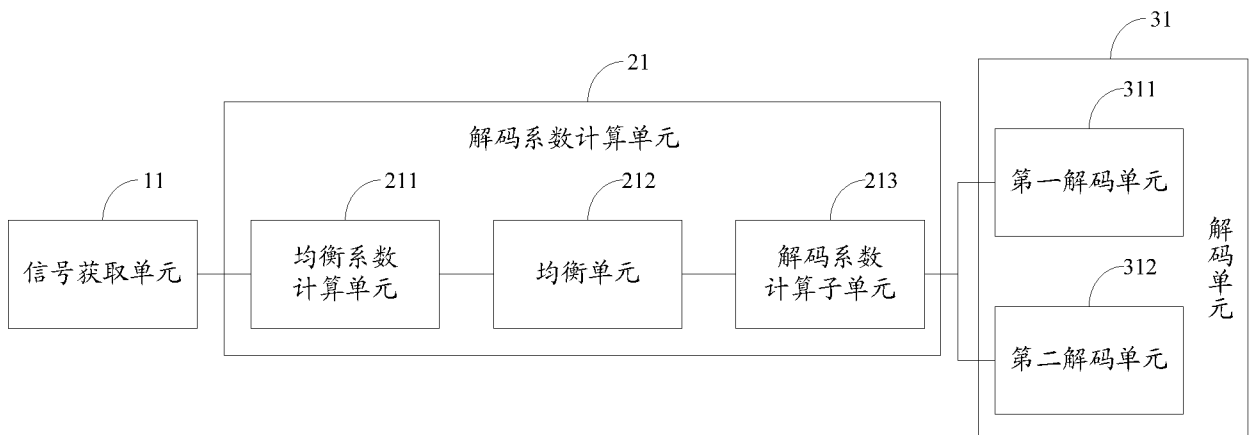


图 6

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

**PCT/CN2016/090691**

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04B 7/04 (2017.01) i; H04B 7/08 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04B 7/-

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CNXTX; CNABS; CNKI; SIPOABS; DWPI; VEN; WOTXT; JPTXT; USTXT: space-time coding, spatial multiplexing, space-time diversity, transmit diversity, multiple-input multiple-output, serial-to-parallel conversion, ALAMOUTI, STTD, MIMO, EQUALIZATION, CHANNEL FADING, PHASE NOISE, DECODE

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 101437007 A (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.), 20 May 2009 (20.05.2009), description, page 11, line 23 to page 18, line 17, and figure 6	1-29
A	CN 101488775 A (ZTE CORP.), 22 July 2009 (22.07.2009), the whole text of the description	1-29
A	CN 1864382 A (ATHEROS COMMUNICATIONS, INC.), 15 November 2006 (15.11.2006), the whole text of the description	1-29
A	CN 101043297 A (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.), 26 September 2007 (26.09.2007), the whole text of the description	1-29
A	CN 101039136 A (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.), 19 September 2007 (19.09.2007), the whole text of the description	1-29
A	US 8416841 B1 (XILI XILINX INC.), 09 April 2013 (09.04.2013), the whole text of the description	1-29

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p>	<p>“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>“&amp;” document member of the same patent family</p>
---	---

<p>Date of the actual completion of the international search</p> <p style="text-align: center;">09 March 2017 (09.03.2017)</p>	<p>Date of mailing of the international search report</p> <p style="text-align: center;"><b>24 March 2017 (24.03.2017)</b></p>
<p>Name and mailing address of the ISA/CN:</p> <p>State Intellectual Property Office of the P. R. China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing 100088, China Facsimile No.: (86-10) 62019451</p>	<p>Authorized officer</p> <p style="text-align: center;"><b>LIU, Shiru</b></p> <p>Telephone No.: (86-10) <b>62411317</b></p>

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
Information on patent family members

International application No.  
**PCT/CN2016/090691**

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 101437007 A	20 May 2009	WO 2009067919 A1	04 June 2009
CN 101488775 A	22 July 2009	CN 101488775 B	11 September 2013
CN 1864382 A	15 November 2006	TW 200525930 A	01 August 2005
		US 7672220 B2	02 March 2010
		US 2008159123 A1	03 July 2008
		US 7366089 B2	29 April 2008
		CA 2541601 C	11 September 2012
		WO 2005036848 A1	21 April 2005
		US 2005078649 A1	14 April 2005
		JP 2007509520 A	12 April 2007
		EP 1678904 A1	12 July 2006
		TW I426727 B	11 February 2014
		CN 1864382 B	09 November 2011
		JP 4664920 B2	06 April 2011
		CA 2541601 A1	21 April 2005
CN 101043297 A	26 September 2007	CN 101043297 B	25 August 2010
		WO 2007107096 A1	27 September 2007
CN 101039136 A	19 September 2007	WO 2007104209 A1	20 September 2007
		CN 101039136 B	14 September 2011
		US 2009003480 A1	01 January 2009
		US 8111772 B2	07 February 2012
US 8416841 B1	09 April 2013	None	

<p>A. 主题的分类</p> <p>H04B 7/04(2017.01)i; H04B 7/08(2006.01)i</p> <p>按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类</p>																							
<p>B. 检索领域</p> <p>检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)</p> <p>H04B7/-</p> <p>包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献</p> <p>在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))</p> <p>CNXTX;CNABS;CNKI;SIPOABS;DWPI;VEN;WOTXT;JPXTX;USTXT:空时编码, 空间复用, 空时分集, 发送分集, 多入多出, 多输入多输出, 均衡, 信道衰落, 相位噪声, 解码, 串并变换, ALAMOUTI, STTD, MIMO, EQUALIZATION, CHANNEL FADING, PHASE NOISE, DECODE</p>																							
<p>C. 相关文件</p> <table border="1" style="width:100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th style="width:10%;">类型*</th> <th style="width:70%;">引用文件, 必要时, 指明相关段落</th> <th style="width:20%;">相关的权利要求</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="text-align:center;">A</td> <td>CN 101437007 A (华为技术有限公司) 2009年 5月 20日 (2009 - 05 - 20) 说明书第11页第23行-第18页第17行, 说明书附图6</td> <td style="text-align:center;">1-29</td> </tr> <tr> <td style="text-align:center;">A</td> <td>CN 101488775 A (中兴通讯股份有限公司) 2009年 7月 22日 (2009 - 07 - 22) 说明书全文</td> <td style="text-align:center;">1-29</td> </tr> <tr> <td style="text-align:center;">A</td> <td>CN 1864382 A (美商亚瑟罗斯通讯股份有限公司) 2006年 11月 15日 (2006 - 11 - 15) 说明书全文</td> <td style="text-align:center;">1-29</td> </tr> <tr> <td style="text-align:center;">A</td> <td>CN 101043297 A (华为技术有限公司) 2007年 9月 26日 (2007 - 09 - 26) 说明书全文</td> <td style="text-align:center;">1-29</td> </tr> <tr> <td style="text-align:center;">A</td> <td>CN 101039136 A (华为技术有限公司) 2007年 9月 19日 (2007 - 09 - 19) 说明书全文</td> <td style="text-align:center;">1-29</td> </tr> <tr> <td style="text-align:center;">A</td> <td>US 8416841 B1 (XILI XILINX INC) 2013年 4月 9日 (2013 - 04 - 09) 说明书全文</td> <td style="text-align:center;">1-29</td> </tr> </tbody> </table>			类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	A	CN 101437007 A (华为技术有限公司) 2009年 5月 20日 (2009 - 05 - 20) 说明书第11页第23行-第18页第17行, 说明书附图6	1-29	A	CN 101488775 A (中兴通讯股份有限公司) 2009年 7月 22日 (2009 - 07 - 22) 说明书全文	1-29	A	CN 1864382 A (美商亚瑟罗斯通讯股份有限公司) 2006年 11月 15日 (2006 - 11 - 15) 说明书全文	1-29	A	CN 101043297 A (华为技术有限公司) 2007年 9月 26日 (2007 - 09 - 26) 说明书全文	1-29	A	CN 101039136 A (华为技术有限公司) 2007年 9月 19日 (2007 - 09 - 19) 说明书全文	1-29	A	US 8416841 B1 (XILI XILINX INC) 2013年 4月 9日 (2013 - 04 - 09) 说明书全文	1-29
类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求																					
A	CN 101437007 A (华为技术有限公司) 2009年 5月 20日 (2009 - 05 - 20) 说明书第11页第23行-第18页第17行, 说明书附图6	1-29																					
A	CN 101488775 A (中兴通讯股份有限公司) 2009年 7月 22日 (2009 - 07 - 22) 说明书全文	1-29																					
A	CN 1864382 A (美商亚瑟罗斯通讯股份有限公司) 2006年 11月 15日 (2006 - 11 - 15) 说明书全文	1-29																					
A	CN 101043297 A (华为技术有限公司) 2007年 9月 26日 (2007 - 09 - 26) 说明书全文	1-29																					
A	CN 101039136 A (华为技术有限公司) 2007年 9月 19日 (2007 - 09 - 19) 说明书全文	1-29																					
A	US 8416841 B1 (XILI XILINX INC) 2013年 4月 9日 (2013 - 04 - 09) 说明书全文	1-29																					
<p><input type="checkbox"/> 其余文件在C栏的续页中列出。</p> <p><input checked="" type="checkbox"/> 见同族专利附件。</p>																							
<table style="width:100%;"> <tr> <td style="width:50%; vertical-align: top;"> <p>* 引用文件的具体类型:</p> <p>“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件</p> <p>“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利</p> <p>“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的)</p> <p>“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件</p> <p>“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件</p> </td> <td style="width:50%; vertical-align: top;"> <p>“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了解发明之理论或原理的在后文件</p> <p>“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性</p> <p>“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性</p> <p>“&amp;” 同族专利的文件</p> </td> </tr> </table>			<p>* 引用文件的具体类型:</p> <p>“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件</p> <p>“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利</p> <p>“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的)</p> <p>“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件</p> <p>“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件</p>	<p>“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了解发明之理论或原理的在后文件</p> <p>“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性</p> <p>“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性</p> <p>“&amp;” 同族专利的文件</p>																			
<p>* 引用文件的具体类型:</p> <p>“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件</p> <p>“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利</p> <p>“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的)</p> <p>“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件</p> <p>“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件</p>	<p>“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了解发明之理论或原理的在后文件</p> <p>“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性</p> <p>“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性</p> <p>“&amp;” 同族专利的文件</p>																						
<p>国际检索实际完成的日期</p> <p style="text-align:center;">2017年 3月 9日</p>	<p>国际检索报告邮寄日期</p> <p style="text-align:center;">2017年 3月 24日</p>																						
<p>ISA/CN的名称和邮寄地址</p> <p>中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088</p> <p>传真号 (86-10)62019451</p>	<p>授权官员</p> <p style="text-align:center;">刘世茹</p> <p>电话号码 (86-10)62411317</p>																						

国际检索报告  
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2016/090691

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	101437007	A	2009年 5月 20日	WO	2009067919	A1	2009年 6月 4日
CN	101488775	A	2009年 7月 22日	CN	101488775	B	2013年 9月 11日
CN	1864382	A	2006年 11月 15日	TW	200525930	A	2005年 8月 1日
				US	7672220	B2	2010年 3月 2日
				US	2008159123	A1	2008年 7月 3日
				US	7366089	B2	2008年 4月 29日
				CA	2541601	C	2012年 9月 11日
				WO	2005036848	A1	2005年 4月 21日
				US	2005078649	A1	2005年 4月 14日
				JP	2007509520	A	2007年 4月 12日
				EP	1678904	A1	2006年 7月 12日
				TW	I426727	B	2014年 2月 11日
				CN	1864382	B	2011年 11月 9日
				JP	4664920	B2	2011年 4月 6日
				CA	2541601	A1	2005年 4月 21日
CN	101043297	A	2007年 9月 26日	CN	101043297	B	2010年 8月 25日
				WO	2007107096	A1	2007年 9月 27日
CN	101039136	A	2007年 9月 19日	WO	2007104209	A1	2007年 9月 20日
				CN	101039136	B	2011年 9月 14日
				US	2009003480	A1	2009年 1月 1日
				US	8111772	B2	2012年 2月 7日
US	8416841	B1	2013年 4月 9日	无			

表 PCT/ISA/210 (同族专利附件) (2009年7月)