



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105357160 B

(45)授权公告日 2020.09.15

(21)申请号 201410408851.X

H04L 25/02(2006.01)

(22)申请日 2014.08.19

(56)对比文件

(65)同一申请的已公布的文献号

CN 101356757 B,2012.09.05

申请公布号 CN 105357160 A

France Telecom.《Some practical aspects for OFDM/OQAM channel estimation》.《3GPP TSG RAN WG1#43 R1-051458》.2005,

(43)申请公布日 2016.02.24

(73)专利权人 北京三星通信技术研究有限公司

KLIKS ADRIAN ET AL.《Power loading for FBMC systems:An analysis with mercury-filling approach》.《IEEE》.2013,

地址 100028 北京市朝阳区太阳宫中路12

号楼15层1503

专利权人 三星电子株式会社

审查员 蔡璐

(72)发明人 孙鹏飞 喻斌 袁方

(74)专利代理机构 北京德琦知识产权代理有限公司 11018

代理人 蒋欢 王琦

(51)Int.Cl.

H04L 27/26(2006.01)

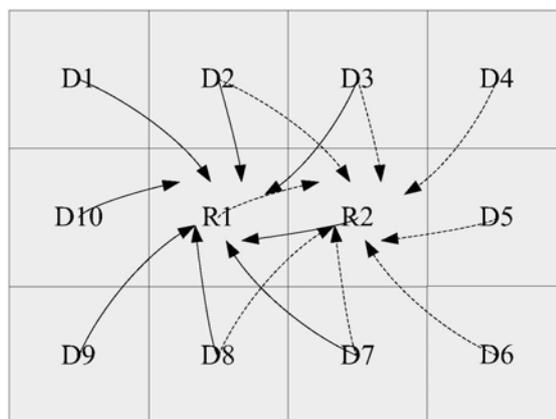
权利要求书4页 说明书13页 附图5页

(54)发明名称

发送参考信号的方法及装置、接收参考信号的方法及装置

(57)摘要

本申请提供了一种发送参考信号的方法及信号发送装置,根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号;并使用非正交多载波调制波形在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号。本申请还公开了一种接收参考信号的方法及信号接收装置。应用本申请能够提升载波资源利用率,降低参考信号所受干扰,从而提供更好的信道估计或同步性能。



1. 一种发送参考信号的方法,其特征在于,包括:  
根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号;  
使用非正交多载波调制波形在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号;  
所述根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号包括:通过 $f(a, d_i, \beta_{mn}) = x_j$ 计算 $x_j$ ,其中:  
 $x_j$ 为调制在载波 $j$ 上的第一参考信号;  
 $d_i$ 为调制在第一参考信号相邻载波 $i$ 上的数据信号;  
 $\beta_{mn}$ 为载波 $m$ 对载波 $n$ 的干扰系数;  
 $a$ 为预定义的第二参考信号;  
 $f$ 为第一参考信号生成方法;  
 $i, j, m, n = 0, 1, \dots$ .
2. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于:  
发送的第一参考信号和预定义的第二参考信号用于接收端进行信道估计或同步。
3. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于:  
所述在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号包括:使用时间或频率相邻的载波,将所述数据信号和第一参考信号调制在同一帧内发送。
4. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于:  
所述第一参考信号包含一个或多个组,每组包含至少两个第一参考信号,同一组内的第一参考信号的载波位置在时间或频率上相邻,且同一组内的第一参考信号调制在同一帧内发送。
5. 根据权利要求2或3所述的方法,其特征在于:  
同一帧内的信号在一个或多个天线同时发送。
6. 根据权利要求1至4任一项所述的方法,其特征在于:  
所述相邻载波间的干扰关系包括:在给定的非正交多载波调制波形下,任意两个位置相邻的载波中一个载波对另一个载波的干扰系数。
7. 根据权利要求6所述的方法,其特征在于:  
所述根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号包括:  
根据第一参考信号的载波位置确定其相邻载波对第一参考信号载波的干扰系数;  
基于对应的相邻载波上通过一个或多个天线发送的数据信号和对应的干扰系数、以及预定义的第二参考信号,生成第一参考信号。
8. 根据权利要求1所述的方法,其特征在于,  
通过 $f$ 生成的 $x_j$ 满足: $g(X_j) = a$ ,其中, $X_j$ 为调制后载波 $j$ 上的信号, $g$ 为预定义的处理方法。
9. 根据权利要求8所述的方法,其特征在于:  
第一参考信号生成方法 $f$ 包括:给定第二参考信号功率 $P(a) = P_a$ ,通过 $f$ 生成的第一参考信号 $x_j$ 的功率最小,或者,给定第一参考信号功率 $P(x_j) = P_t$ ,对应的 $a$ 的功率最大。
10. 根据权利要求8或9所述的方法,其特征在于:

所述预定义的处理方法为:处理一个或多个载波上的信号的线性或非线性的方法。

11. 根据权利要求8或9所述的方法,其特征在于:

所述预定义的处理方法包括但不限于对多个载波上的信号进行加权求和、或者提取一个或多个载波上的信号的相位和幅值。

12. 一种信号发送装置,其特征在于,包括:信号生成模块和信号发送模块,其中:

所述信号生成模块,用于根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号;

所述信号发送模块,用于使用非正交多载波调制波形在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号;

所述信号生成模块,根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号包括:通过 $f(a, d_i, \beta_{mn}) = x_j$ 计算 $x_j$ ,其中:

$x_j$ 为调制在载波 $j$ 上的第一参考信号;

$d_i$ 为调制在第一参考信号相邻载波 $i$ 上的数据信号;

$\beta_{mn}$ 为载波 $m$ 对载波 $n$ 的干扰系数;

$a$ 为预定义的第二参考信号;

$f$ 为第一参考信号生成方法;

$i, j, m, n = 0, 1, \dots$ 。

13. 根据权利要求12所述的装置,其特征在于:

发送的第一参考信号和预定义的第二参考信号用于接收端进行信道估计或同步。

14. 根据权利要求12所述的装置,其特征在于:

所述信号发送模块,在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号包括:使用时间或频率相邻的载波,将所述数据信号和第一参考信号调制在同一帧内发送。

15. 根据权利要求12所述的装置,其特征在于:

所述第一参考信号包含一个或多个组,每组包含至少两个第一参考信号,同一组内的第一参考信号的载波位置在时间或频率上相邻,且同一组内的第一参考信号调制在同一帧内发送。

16. 根据权利要求13或14所述的装置,其特征在于:

同一帧内的信号在一个或多个天线同时发送。

17. 根据权利要求12至15任一项所述的装置,其特征在于:

所述相邻载波间的干扰关系包括:在给定的非正交多载波调制波形下,任意两个位置相邻的载波中一个载波对另一个载波的干扰系数。

18. 根据权利要求17所述的装置,其特征在于:

所述信号生成模块,根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号包括:

根据第一参考信号的载波位置确定其相邻载波对第一参考信号载波的干扰系数;

基于对应的相邻载波上通过一个或多个天线发送的数据信号和对应的干扰系数、以及预定义的第二参考信号,生成第一参考信号。

19. 根据权利要求12所述的装置,其特征在于,

通过 $f$ 生成的 $x_j$ 满足: $g(X_j) = a$ ,其中, $X_j$ 为调制后载波 $j$ 上的信号, $g$ 为预定义的处理方

法。

20. 根据权利要求19所述的装置,其特征在于:

第一参考信号生成方法 $f$ 包括:给定第二参考信号功率 $P(a) = P_a$ ,通过 $f$ 生成的第一参考信号 $x_j$ 的功率最小,或者,给定第一参考信号功率 $P(x_j) = P_t$ ,对应的 $a$ 的功率最大。

21. 根据权利要求19或20所述的装置,其特征在于:

所述信号生成模块,预定义的处理方法为:处理一个或多个载波上的信号的线性或非线性的方法。

22. 根据权利要求19或20所述的装置,其特征在于:

所述信号生成模块,预定义的处理方法包括但不限于对多个载波上的信号进行加权求和、或者提取一个或多个载波上的信号的相位和幅值。

23. 一种接收参考信号的方法,其特征在于,包括:

在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制并发送的第一参考信号;所述第一参考信号是根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成的;

使用预定义的处理方法处理接收信号;

根据处理的结果和预定义的第二参考信号进行信道估计或同步;

其中,所述在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制并发送的第一参考信号包括:

在载波 $j$ 上接收发送端发送的第一参考信号 $x_j$ , $x_j = f(a, d_i, \beta_{mn})$ ,其中:

$d_i$ 为发送端调制在第一参考信号相邻载波 $i$ 上的数据信号;

$\beta_{mn}$ 为载波 $m$ 对载波 $n$ 的干扰系数;

$a$ 为预定义的第二参考信号;

$f$ 为发送端使用的第一参考信号生成方法;

$i, j, m, n = 0, 1, \dots$ 。

24. 根据权利要求23所述的方法,其特征在于:

$f$ 和 $x_j$ 满足: $g(X_j) = a, j = 0, 1, \dots$ ,其中, $X_j$ 为调制后载波 $j$ 上的信号, $g$ 为预定义的处理方法。

25. 根据权利要求24所述的方法,其特征在于:

所述使用预定义的处理方法处理接收信号包括:使用预定义的处理方法 $g$ 对接收信号 $r_j$ 进行处理,获得处理的结果 $e: e = g(r_j)$ ,其中, $r_j, j = 0, 1, \dots$ ,为接收端在载波 $j$ 上的接收信号。

26. 根据权利要求25所述的方法,其特征在于:

所述根据处理的结果和第二参考信号进行信道估计或同步包括:将 $e$ 和预定义的第二参考信号 $a$ 用作信道估计或同步算法 $l$ 的输入,得到 $H = l(e, a)$ , $H$ 为信道估计或同步估计的输出。

27. 一种信号接收装置,其特征在于,包括:信号接收模块、信号处理模块和应用模块,其中:

所述信号接收模块,用于在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制并发送的第一参考信号;所述第一参考信号是根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定

义的第二参考信号生成的；

所述信号处理模块,用于使用预定义的处理方法处理接收信号；

所述应用模块,用于根据处理的结果和预定义的第二参考信号进行信道估计或同步；

其中,所述信号接收模块,在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制并发送的第一参考信号包括：

在载波 $j$ 上接收发送端发送的第一参考信号 $x_j$ , $x_j=f(a,d_i,\beta_{mn})$ ,其中：

$d_i$ 为发送端调制在第一参考信号相邻载波 $i$ 上的数据信号；

$\beta_{mn}$ 为载波 $m$ 对载波 $n$ 的干扰系数；

$a$ 为预定义的第二参考信号；

$f$ 为发送端使用的第一参考信号生成方法；

$i,j,m,n=0,1,\dots$ 。

28. 根据权利要求27所述的装置,其特征在于：

$f$ 和 $x_j$ 满足： $g(X_j)=a$ , $j=0,1,\dots$ ,其中, $X_j$ 为调制后载波 $j$ 上的信号, $g$ 为预定义的处理方法。

29. 根据权利要求28所述的装置,其特征在于：

所述信号处理模块,使用预定义的处理方法处理接收信号包括:使用预定义的处理方法 $g$ 对接收信号 $r_j$ 进行处理,获得处理的结果 $e$ : $e=g(r_j)$ ,其中, $r_j$ , $j=0,1,\dots$ ,为接收端在载波 $j$ 上的接收信号。

30. 根据权利要求29所述的装置,其特征在于：

所述应用模块,根据处理的结果和第二参考信号进行信道估计或同步包括:将 $e$ 和预定义的第二参考信号 $a$ 用作信道估计或同步算法1的输入,得到 $H=1(e,a)$ , $H$ 为信道估计或同步估计的输出。

## 发送参考信号的方法及装置、接收参考信号的方法及装置

### 技术领域

[0001] 本申请涉及无线通信技术领域,尤其涉及一种适用于非正交多载波无线通信系统的发送参考信号的方法及信号发送装置、接收参考信号的方法及信号接收装置。

### 背景技术

[0002] 随着信息产业的快速发展,未来无线通信技术面临着前所未有的挑战。在可以预见的未来,全球对无线数据业务的需求将保持高速的增长。根据ITU的报告,到2020年为止,无线数据业务将至少增长1000倍。在局部国家和地区,这个数字可能更高。为了应对这前所未有的挑战,全世界各地展开了广泛的5G通信技术研究。

[0003] 在各种能够增强频谱效率的潜在技术中,新型的空口接入技术逐渐获得了学术界和产业界的关注。由于5G通信系统可能面临更具挑战的应用场景,这使得传统的调制波形和多址技术面临诸多挑战。例如更加严苛的同步要求,更短的传输时延,更碎片化的频谱资源等。基于以上挑战,一些更加先进的波形被纳入考虑范围之内。其中,基于滤波器组的多载波(FBMC:Filter Bank Multiple Carrier)系统成为热点研究对象之一。由于使用了成型滤波器(Prototype Filter)对传输波形进行脉冲成型,使得传输信号表现出多种较优的特性,例如对时间频率同步精度要求的降低,更高的时频聚焦性等。另外,相较传统的正交频分复用(OFDM:Orthogonal Frequency Domain Multiplexing),FBMC不需要额外的循环前缀(CP:Cyclic Prefix),这使得FBMC拥有更高的频谱效率。基于以上种种优势,FBMC以及其他可能的多载波调制技术被收录到ITU的技术报告“IMT.Future Technology Trends”中。

[0004] 然而,在使用FBMC调制的系统中,为获得最大的频谱效率,通常使用偏置正交幅度调制(OQAM:Offset Quadrature Amplitude Modulation)技术。在OQAM中,相邻载波间为非正交,也就是说一个载波会对相邻载波造成干扰。这种干扰会对系统的信道估计造成严重影响,从而使得系统可靠性大幅度下降。现有技术中提供了很多方法来克服这种干扰,但是其效率较低。在本申请说明书中将逐一说明现有技术,并详细说明本申请提出的技术方案如何提高载波资源利用率,降低参考信号所受干扰,从而获得更高的信道估计和同步性能。

### 发明内容

[0005] 本发明提供一种适用于非正交多载波无线通信系统的发送参考信号的方法及信号发送装置、接收参考信号的方法及信号接收装置,以实现更好的信道估计或同步性能。

[0006] 本申请公开了一种发送参考信号的方法,包括:

[0007] 根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号;

[0008] 使用非正交多载波调制波形在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号。

[0009] 较佳地,发送的第一参考信号和预定义的第二参考信号用于接收端进行信道估计

或同步。

[0010] 较佳地,所述在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号包括:使用时间或频率相邻的载波,将所述数据信号和第一参考信号调制在同一帧内发送。

[0011] 较佳地,所述第一参考信号包含一个或多个组,每组包含至少两个第一参考信号,同一组内的第一参考信号的载波位置在时间或频率上相邻,且同一组内的第一参考信号调制在同一帧内发送。

[0012] 较佳地,同一帧内的信号在一个或多个天线同时发送。

[0013] 较佳地,所述相邻载波间的干扰关系包括:在给定的非正交多载波调制波形下,任意两个位置相邻的载波中一个载波对另一个载波的干扰系数。

[0014] 较佳地,所述根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号包括:

[0015] 根据第一参考信号的载波位置确定其相邻载波对第一参考信号载波的干扰系数;

[0016] 基于对应的相邻载波上通过一个或多个天线发送的数据信号和对应的干扰系数、以及预定义的第二参考信号,生成第一参考信号。

[0017] 较佳地,所述根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号包括:通过 $f(a, d_i, \beta_{mn}) = x_j$ 计算 $x_j$ ,其中:

[0018]  $x_j$ 为调制在载波 $j$ 上的第一参考信号;

[0019]  $d_i$ 为调制在第一参考信号相邻载波 $i$ 上的数据信号;

[0020]  $\beta_{mn}$ 为载波 $m$ 对载波 $n$ 的干扰系数;

[0021]  $a$ 为预定义的第二参考信号;

[0022]  $f$ 为第一参考信号生成方法;

[0023]  $i, j, m, n = 0, 1, \dots$ ;

[0024] 通过 $f$ 生成的 $x_j$ 满足: $g(X_j) = a$ ,其中, $X_j$ 为调制后载波 $j$ 上的信号, $g$ 为预定义的处理方法。

[0025] 较佳地,第一参考信号生成方法 $f$ 包括:给定第二参考信号功率 $P(a) = P_a$ ,通过 $f$ 生成的第一参考信号 $x_j$ 的功率最小,或者,给定第一参考信号功率 $P(x_j) = P_t$ ,对应的 $a$ 的功率最大。

[0026] 较佳地,所述预定义的处理方法为:处理一个或多个载波上的信号的线性或非线性的方法。

[0027] 较佳地,所述预定义的处理方法包括但不限于对多个载波上的信号进行加权求和、或者提取一个或多个载波上的信号的相位和幅值。

[0028] 本申请还公开了一种信号发送装置,包括:信号生成模块和信号发送模块,其中:

[0029] 所述信号生成模块,用于根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号;

[0030] 所述信号发送模块,用于使用非正交多载波调制波形在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号。

[0031] 本申请还公开了一种接收参考信号的方法,包括:

[0032] 在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制并发送的第一参考信号;

[0033] 使用预定义的处理方法处理接收信号;

- [0034] 根据处理的结果和预定义的第二参考信号进行信道估计或同步。
- [0035] 较佳地,所述在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制并发送的第一参考信号包括:
- [0036] 在载波 $j$ 上接收发送端发送的第一参考信号 $x_j$ , $x_j=f(a,d_i,\beta_{mn})$ ,其中:
- [0037]  $d_i$ 为发送端调制在第一参考信号相邻载波 $i$ 上的数据信号;
- [0038]  $\beta_{mn}$ 为载波 $m$ 对载波 $n$ 的干扰系数;
- [0039]  $a$ 为预定义的第二参考信号;
- [0040]  $f$ 为发送端使用的第一参考信号生成方法;
- [0041]  $i,j,m,n=0,1,\dots$ ;
- [0042]  $f$ 和 $x_j$ 满足: $g(X_j)=a$ , $j=0,1,\dots$ ,其中, $X_j$ 为调制后载波 $j$ 上的信号, $g$ 为预定义的处理方法。
- [0043] 较佳地,所述使用预定义的处理方法处理接收信号包括:使用预定义的处理方法 $g$ 对接收信号 $r_j$ 进行处理,获得处理的结果 $e:e=g(r_j)$ ,其中, $r_j$ , $j=0,1,\dots$ ,为接收端在载波 $j$ 上的接收信号。
- [0044] 较佳地,所述根据处理的结果和第二参考信号进行信道估计或同步包括:将 $e$ 和预定义的第二参考信号 $a$ 用作信道估计或同步算法1的输入,得到 $H=1(e,a)$ , $H$ 为信道估计或同步估计的输出。
- [0045] 本申请还公开了一种信号接收装置,包括:信号接收模块、信号处理模块和应用模块,其中:
- [0046] 所述信号接收模块,用于在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制并发送的第一参考信号;
- [0047] 所述信号处理模块,用于使用预定义的处理方法处理接收信号;
- [0048] 所述应用模块,用于根据处理的结果和预定义的第二参考信号进行信道估计或同步。
- [0049] 由上述技术方案可见,本申请提供的技术方案,通过由发送端根据数据信号、相邻载波的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号,使得接收端能够根据接收信号按照预定义的处理方法进行处理,并根据处理结果和预定义的第二参考信号进行信道估计或同步。由于接收端预处理后的第一参考信号在理想情况下仅为第二参考信号和信道响应,而不包含或包含较少相邻载波带来的干扰,因此,能够获得更好的信道估计或同步性能。

## 附图说明

- [0050] 图1为使用空数据载波保护参考信号的示意图;
- [0051] 图2为使用辅助参考信号保护参考信号的示意图;
- [0052] 图3为本申请一较佳使用相邻配对参考信号的示意图;
- [0053] 图4为LTE系统中的解调参考信号图样;
- [0054] 图5为本申请实施例二使用的一种FBMC的帧结构和时域连续参考信号图样;
- [0055] 图6为本申请实施例二使用的另一种FBMC的帧结构和时频域连续参考信号图样;
- [0056] 图7为本申请实施例一中相邻配对参考信号法在发送端流程图;

[0057] 图8为本申请实施例一中相邻配对参考信号法在接收端流程图；

[0058] 图9为本申请实施例三基于FBMC的帧结构和导频序列图样；

[0059] 图10为本申请一较佳信号发送装置的结构示意图；

[0060] 图11为本申请一较佳信号接收装置的结构示意图。

### 具体实施方式

[0061] 为使本申请的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下参照附图并举实施例，对本申请作进一步详细说明。

[0062] 本申请提出一种传输参考信号的方法，包括发送端的处理和接收端的处理，下面分别予以说明。

[0063] 一、发送端发送参考信号的方法

[0064] 首先，发送端根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号，然后，发送端使用非正交多载波调制波形在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号。

[0065] 其中，发送的第一参考信号和预定义的第二参考信号用于接收端进行信道估计或同步。

[0066] 根据现有技术，参考信号是发送端和接收端均已知的预定义的信号，而本申请中，发送端所发送的参考信号并非预定义的参考信号，而是根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的参考信号生成的第一参考信号，相比于预定义的参考信号而言，该第一参考信号是一种非预定义的参考信号。本申请中，将所述非预定义的参考信号称为第一参考信号，将所述预定义的参考信号称为第二参考信号。

[0067] 其中，非正交多载波调制波形包括但不限于基于成型滤波器组的多载波调制波形。

[0068] 其中，数据信号和第一参考信号可以使用时间和/或频率相邻的载波调制在同一个帧内发送。

[0069] 其中，第一参考信号可以包含一个或多个组，且每组可以包含至少两个第一参考信号，同一组内的第一参考信号的载波位置在时间或频率上相邻，且同一组内的第一参考信号调制在同一帧内发送。

[0070] 本申请中，同一帧内的信号可以在一个或多个天线同时发送。

[0071] 本申请所述相邻载波间的干扰关系可以包括：在给定的非正交多载波调制波形下，任意两个位置相邻的载波中一个载波对另一个载波的干扰系数。

[0072] 在生成第一参考信号时，可以先根据第一参考信号的载波位置确定相邻载波对第一参考信号载波的干扰系数，然后基于对应的相邻载波上通过一个或多个天线发送的数据信号、对应的干扰系数、以及预定义的第二参考信号，生成第一参考信号。

[0073] 下面结合具体的符号和公式，对发送端根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号进行说明。

[0074] 首先，定义 $d_i$  ( $i=0, 1, \dots$ ) 为调制在第一参考信号相邻载波 $i$ 上的数据信号， $\beta_{mn}$  为载波 $m$ 对载波 $n$ 的干扰系数 ( $m, n=0, 1, \dots$ )， $x_j$  为调制在载波 $j$  ( $j=0, 1, \dots$ ) 上的第一参考信号， $a$  为预定义的第二参考信号， $f$  为第一参考信号生成方法；

[0075] 然后,通过 $f(a, d_i, \beta_{mn}) = x_j$ 计算 $x_j$ ;其中,通过 $f$ 生成的 $x_j$ 满足: $g(X_j) = a$ ,其中, $X_j$ 为调制后载波 $j$ 上的信号, $g$ 为预定义的处理方法。

[0076] 其中,第一参考信号生成方法 $f$ 包括:给定第二参考信号功率 $P(a) = P_a$ ,通过 $f$ 生成的第一参考信号 $x_j$ 的功率最小,或者,给定第一参考信号功率 $P(x_j) = P_t$ ,对应的 $a$ 的功率最大。

[0077] 其中,预定义的处理方法包括选择一个或多个处理方法,使得发送端在以额定的功率发送所述第一参考信号时,接收端通过该处理方法能够获得最高的信道估计性能或最高的同步性能,或者能够在一个或多个天线上获得最高的预定义的参考信号信干噪比。

[0078] 进一步,预定义的处理方法包括但不限于:处理一个或多个载波上的信号的线性或非线性的方法。

[0079] 进一步,预定义的处理方法包括但不限于对多个载波上的信号进行加权求和、或者提取一个或多个载波上的接收信号的相位和幅值。

[0080] 其中,所述预定义的处理方法可以包含接收端所使用的同步估计或信道估计算法;或者所述预定义的处理方法可以为接收端所使用的同步估计或信道估计算法的预处理,即:包括同步估计或信道估计算法的一部分。

[0081] 进一步,所述同步估计或信道估计算法包括但不限于加权求和、互相关、自相关操作。

[0082] 二、接收端接收参考信号的方法

[0083] 首先,在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制并发送的第一参考信号;

[0084] 然后,使用预定义的处理方法处理接收信号;

[0085] 最后,根据处理的结果和预定义的第二参考信号进行信道估计或同步。

[0086] 其中,在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制并发送的第一参考信号包括:

[0087] 在载波 $j$ 上接收发送端发送的第一参考信号 $x_j$ , $x_j = f(a, d_i, \beta_{mn})$ ,其中:

[0088]  $d_i$ 为发送端调制在第一参考信号相邻载波 $i$ 上的数据信号;

[0089]  $\beta_{mn}$ 为载波 $m$ 对载波 $n$ 的干扰系数;

[0090]  $a$ 为预定义的第二参考信号;

[0091]  $f$ 为发送端使用的第一参考信号生成方法;

[0092]  $i, j, m, n = 0, 1, \dots$ ;

[0093]  $f$ 和 $x_j$ 满足: $g(X_j) = a, j = 0, 1, \dots$ ,其中, $X_j$ 为调制后载波 $j$ 上的信号, $g$ 为预定义的处理方法。

[0094] 较佳地,所述使用预定义的处理方法处理接收信号包括:使用预定义的处理方法 $g$ 对接收信号 $r_j$ 进行处理,获得处理的结果 $e: e = g(r_j)$ ,其中, $r_j, j = 0, 1, \dots$ ,为接收端在载波 $j$ 上的接收信号。

[0095] 较佳地,所述根据处理的结果和第二参考信号进行信道估计或同步包括:将 $e$ 和预定义的第二参考信号 $a$ 用作信道估计或同步算法 $l$ 的输入,得到 $H = l(e, a)$ , $H$ 为信道估计或同步估计的输出

[0096] 实施例一:

[0097] 在传统的无线通信系统中,正交频分复用(OFDM)依靠其简单的实现方式、抗多径衰落能力、频谱效率高特性得到了广泛的应用,例如第三代移动通信合作伙伴项目(3GPP:3rd Generation Partnership Project)制定的Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA)协议对应的长期演进(LTE:Long Term Evolution)系统。然而,随着未来移动通信的挑战,一些新的非正交多载波波形获得了越来越多的关注。其中,基于滤波器组的多载波(FBMC)由于高度时频聚焦的波形,为未来无线通信带来了新的可能。例如,FBMC使用成型滤波器对每个子载波的信号进行脉冲成型(pulse shaping),这使得FBMC可以在更高的时间频率误差下获得良好的接收鲁棒性。同时,得益于良好的频率聚焦性,FBMC可以在极窄的频率资源内传输信号并保持非常低的带外泄露。因此,FBMC在认知无线电和碎片化的频带利用上拥有极大的潜力。最后,由于FBMC技术避免了使用传统OFDM系统中的CP,这使得FBMC相对OFDM拥有更高的频谱效率和能量效率。

[0098] 为获得在FBMC波形下的最高频谱效率,系统需要使用偏置正交幅度调制(OQAM: Offset Quadrature Amplitude Modulation)技术。在OQAM中,一个QAM符号被分成两路信号,分别被交替调制到一个载波的实部和虚部并通过在时间上交错的方法发送。在接收端,如果没有信道的影响,交替提取每个子载波上信号的实部和虚部,即可恢复发送信号。一个时域的OQAM信号可以由下面的公式描述:

$$[0099] \quad s(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{M-1} \left[ a_n(k)g(m-nM) + b_n(k)g\left(m-nM - \frac{M}{2}\right) \right] e^{\frac{j2\pi mk}{M}}$$

[0100] 其中:

$$[0101] \quad a_n(k) = \begin{cases} \text{Real}(X_n(k)), & \text{如果 } k \text{ 为偶数} \\ \text{Imag}(X_n(k))j, & \text{如果 } k \text{ 为奇数} \end{cases}$$

$$[0102] \quad b_n(k) = \begin{cases} \text{Imag}(X_n(k))j, & \text{如果 } k \text{ 为偶数} \\ \text{Real}(X_n(k)), & \text{如果 } k \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (1)$$

[0103]  $X_n(k)$  为调制在第 $n$ 个OQAM符号的第 $n$ 个载波上的复数QAM信号;

[0104]  $M$ 为系统总载波数;

[0105]  $g(m)$ ,  $m=0, 1, \dots, KM-1$ 为成型滤波器时域响应,其中, $K$ 为重复系数。

[0106] 此处OQAM信号包含两个通过成型滤波器调制的FBMC符号,两个符号在时间上延迟 $M/2$ 个采样点发送。

[0107] OQAM的时域信号也可以写成:

$$[0108] \quad s(m) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{M-1} \left[ Z(k)g\left(m - \frac{nM}{2}\right)\theta_{n,k} \right] e^{\frac{j2\pi mk}{M}}$$

[0109] 其中:

$$[0110] \quad \theta_{n,k} = \begin{cases} 1, & \text{如果 } k+n \text{ 为偶数} \\ j, & \text{如果 } k+n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (2)$$

[0111] 在公式(2)中, $Z(k)$ 为发送的实数脉冲振幅调制(PAM:Pulse Amplitude Modulation)信号。注意,公式(1)中一个通过FBMC调制的OQAM符号等同于公式(2)中两个通过FBMC调制的PAM符号。

[0112] 在接收端,假设没有信道和噪声的影响,根据公式(1),解调QAM信号可以通过块处理的方式获得:

$$[0113] \quad r_n(k) = \begin{cases} \text{Real}\left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m) g^*(m-nM) e^{-\frac{j2\pi mk}{M}}\right) + \text{Imag}\left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m) g^*\left(m-nM-\frac{M}{2}\right) e^{-\frac{j2\pi mk}{M}}\right)j, & \text{如果}k\text{为偶数} \\ \text{Imag}\left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m) g^*(m-nM) e^{-\frac{j2\pi mk}{M}}\right)j + \text{Real}\left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m) g^*\left(m-nM-\frac{M}{2}\right) e^{-\frac{j2\pi mk}{M}}\right), & \text{如果}k\text{为奇数} \end{cases} \quad (3)$$

[0114] 根据公式(2),解调PAM信号也可以通过类似的块处理方式获得:

$$[0115] \quad r_n(k) = \text{Real}\left(\sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m) g^*\left(m-\frac{nM}{2}\right) \theta'_{n,k} e^{-\frac{j2\pi mk}{M}}\right)$$

[0116] 其中:

$$[0117] \quad \theta'_{n,k} = \begin{cases} 1, & \text{如果}k+n\text{为偶数} \\ -j, & \text{如果}k+n\text{为奇数} \end{cases} \quad (4)$$

[0118] OQAM为一种非正交多载波传输技术,因此相邻载波间存在非零的干扰。这些干扰可以根据信号模型推导得出,定义 $(k, p)$ 为在时隙 $p\frac{M}{2}$ 的载波 $k$ ,则该载波上的信号对 $(k', p')$ 载波的干扰系数为:

$$[0119] \quad \beta_{k,p,k',p'} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} g\left(m-p\frac{M}{2}\right) e^{\frac{j2\pi mk}{M}} g^*\left(m-p'\frac{M}{2}\right) e^{-\frac{j2\pi mk'}{M}} \quad (5)$$

[0120] 假设 $(k, p)$ 载波上传输的信号为实数信号1,成型滤波器参数选用PHYDYAS滤波器参数,则接收端在 $p'$ 时刻 $k'$ 子载波上接收到的信号的一个实例如表1所示。

[0121] 表1:OQAM调制中相邻载波干扰

[0122]	$p' = p-3$	$p' = p-2$	$p' = p-1$	$p' = p$	$p' = p+1$	$p' = p+2$	$p' = p+3$
$k' = k-1$	-0.0429j	-0.1250	0.2058j	0.2393	-0.2058j	-0.1250	0.0429j
$k' = k$	-0.0668	0	0.5644	1	0.5644	0	-0.0668
$k' = k+1$	0.0429j	-0.1250	-0.2058j	0.2393	0.2058j	-0.1250	-0.0429j

[0123] 由表1可知:1) 一个发送信号会在多个相邻载波处产生干扰;2) 干扰根据时频位置按实数虚数交替出现,也就是说,如果 $k-k'+p-p'$ 为偶数,则干扰为虚数,反之干扰为实数。

[0124] 为了更容易理解,下面的论述中只取干扰系数的数值部分而省略其实虚部:

$$[0125] \quad \beta_{k,p,k',p'} = \text{imag}\left\{\sum_{m=-\infty}^{\infty} g\left(m-p\frac{M}{2}\right) e^{\frac{j2\pi mk}{M}} g^*\left(m-p'\frac{M}{2}\right) e^{-\frac{j2\pi mk'}{M}}\right\}, \text{如果}k-k'+p-p'\text{为偶数}$$

$$[0126] \quad \beta_{k,p,k',p'} = \text{real}\left\{\sum_{m=-\infty}^{\infty} g\left(m-p\frac{M}{2}\right) e^{\frac{j2\pi mk}{M}} g^*\left(m-p'\frac{M}{2}\right) e^{-\frac{j2\pi mk'}{M}}\right\}, \text{如果}k-k'+p-p'\text{为奇数} \quad (6)$$

[0127] 对于一个无线通信系统,上述邻载波干扰将从两方面影响信号的接收。一方面,在衰落信道下,信道响应为一个复数,这破坏了FBMC发送信号实虚数交替的特性,导致接收端无法在每个载波上分离信号和干扰。在信道已知的情况下,信号的接收可以通过信道均衡的方法获得。信道均衡可以恢复接收信号实虚数交替的特性,从而使得接收机可以按照实虚部分离信号与干扰。另一方面,在解调信号之前,上述邻载波干扰问题也影响到系统的信道估计以及同步的性能。如果参考信号与数据信号交织发送,则参考信号将会受到相邻载波上数据信号的干扰。由于数据信号在接收端未知,这使得信道估计受到未知干扰的影响。假设参考信号为发送在 $(k, p)$ 载波上的实数信号1,则接收信号为:

$$[0128] \quad r_p(k) = H_p(k) x_p(k) + \sum_{k', p'} H_{p'}(k') \beta_{k', p', k, p} d_{p'}(k') j + w_p(k) \quad (7)$$

[0129] 其中： $x_p(k)$  为已知实数参考信号；

[0130]  $(k', p')$  为与  $(k, p)$  相邻的载波；

[0131]  $d_{p'}(k')$  为相邻载波上实数数据信号；

[0132]  $\beta_{k', p', k, p}$  为载波  $(k', p')$  对载波  $(k, p)$  干扰系数，可以由公式 (6) 计算得出， $(k', p')$  的集合包含所有使得  $\beta_{k', p', k, p}$  为非零的  $(k', p')$ ；

[0133]  $H_p(k), H_{p'}(k')$  分别为信道在载波  $(k, p)$  和载波  $(k', p')$  上的响应；

[0134]  $w_p(k)$  为噪声。

[0135] 定义  $I_{p'}(k') = \sum_{k', p'} \beta_{k', p', k, p} d_{p'}(k')$  为干扰项，并假设  $H_p(k) = H_{p'}(k')$ ，则接收信号可以写为：

$$[0136] \quad r_p(k) = H_p(k) x_p(k) + H_p(k) I_{p'}(k') j + w_p(k) \quad (8)$$

[0137] 由式 (8) 可知，在没有信道和噪声影响的情况下，来自数据信号的干扰全部为虚数，接收机可以通过提取实数部分来分离干扰。但是，由于  $H_p$  为未知复数标量，这使得接收机无法区分参考信号和干扰。如果仅依据接收信号  $r_p(k)$  做信道估计，则信道估计将受到  $H_p(k) I_{p'}(k') j$  的严重影响而导致性能大幅度下降。

[0138] 下面介绍几种已知的方法来克服这些来自数据信号的干扰：

[0139] 一种已知的方法为：使用空数据载波的方法 (IAM: Interference Approximation Method) 来消除参考信号受到的干扰。如图1左侧所示，当数据信号 (D) 和参考信号 (R) 交织发送时，参考信号会受到邻载波上的数据信号的干扰。此处，假设一个参考信号只受到了直接相邻的8个数据信号的干扰，如图所示  $D1 \sim D8$ 。为了增强信道估计的性能，系统需要降低8个数据信号带来的干扰。如图1右侧所示，在发射端将参考信号周围8个数据信号置0，则在接收端参考信号受到的干扰  $I_{p'}(k')$  为0，因此信道估计可以使用类似OFDM系统中的方法而无须额外考虑干扰。然而，这种方法浪费了大量的数据载波资源，造成频谱效率的严重下降。

[0140] 为了克服上述空数据载波法的弊端，另外一种已知的技术使用了辅助参考信号的方法。如图2所示，与参考信号 (R) 相邻的一个数据信号 (D8) 被替换为辅助参考信号 (A)。发射端根据所有数据信号 ( $D1 \sim D7$ ) 的取值，计算得出辅助参考信号的取值。该取值使得参考信号受到的干扰项  $I_{p'}(k')$  为0，也就是：

$$[0141] \quad I_{p'}(k') = \sum_{p', k' \neq p_A, k_A} \beta_{k', p', k, p} d_{p'}(k') + \beta_{k_A, p_A, k, p} d_{p_A}(k_A) = 0 \quad (9)$$

[0142] 通过 (9) 计算可得辅助参考信号的取值应为：

$$[0143] \quad d_{p_A}(k_A) = - \frac{\sum_{p', k' \neq p_A, k_A} \beta_{k', p', k, p} d_{p'}(k')}{\beta_{k_A, p_A, k, p}} \quad (10)$$

[0144] 由以上分析和图2可见，辅助参考信号法仅使用了两个符号用来做信道估计。其中一个用于发送参考信号，另外一个用来发送辅助参考信号。辅助参考信号的取值由邻载波上的数据信号取值计算得到，因此辅助参考信号无法用于信道估计，而只用于消除邻载波上的数据信号对参考信号造成的干扰。相较空数据载波法，辅助参考信号法减少了载波的浪费，大大提高了频谱利用率。

[0145] 由于辅助参考信号的随机取值，其不能应用在信道估计中，这使得该方法仍然需

要浪费一半的载波资源。本申请提出一种新的使用相邻配对参考信号 (Neighboring Dual Reference Signal Method) 的方法用于信道估计和同步。这种方法允许每个参考信号都能用于信道估计或同步,从而提升载波利用率,并实现更好的信道估计或同步性能。同时,这种方法也成功解决了邻载波上数据信号的干扰问题。最后,相较辅助参考信号法,在给定的发送功率下,这种方法可以获得更高的接收信号信干噪比,从而获得更高的信道估计或同步性能。

[0146] 为简化问题,本实施例中使用两个相邻配对的参考信号如图3所示。根据实线箭头的指示,参考信号R1受到D1,D2,D3,R2,D7,D8,D9,D10的干扰;根据虚线箭头的指示,R2受到D2,D3,D4,D5,D6,D7,D8,R1的干扰。假设信道在所有载波上的响应相同,则接收机在载波R1和R2上的接收信号表示为:

$$[0147] \quad r_1 = Hx_1 + H \sum_{i=1,2,3,7,8,9,10} \beta_{i,R_1} d_i j + H\beta_{R_2,R_1} x_2 j$$

$$[0148] \quad r_2 = Hx_2 j + H \sum_{i=2,3,4,5,6,7,8} \beta_{i,R_2} d_i + H\beta_{R_1,R_2} x_1 \quad (11)$$

[0149] 其中: $x_1, x_2$ 为发送的非预定义参考信号,该非预定义参考信号为实数;

[0150]  $d_i$ 为在图中 $D_i$  ( $i=1, 2, \dots, 10$ ) 载波上调制的实数数据信号;

[0151]  $H$ 为信道在所示参考信号和数据信号上的响应;

[0152]  $\beta_{i,R_1}$ 为 $D_i$ 载波对R1载波的干扰系数,  $\beta_{R_2,R_1}$ 为R2载波对R1载波的干扰系数;  $\beta_{i,R_2}$

为 $D_i$ 载波对R2载波的干扰系数,  $\beta_{R_1,R_2}$ 为R1载波对R2载波的干扰系数。以上各系数可由表1得到,例如 $\beta_{1,R_1}=0.2058$ 。注意,按照公式(6)的定义,此处各干扰系数只取表1中的幅值部分,干扰系数的实虚部已整合到公式(11)中。在本实施例中,接收端使用加权线性求和的预定义处理方法对接收到的非预定义参考信号进行预处理,并完成信道估计,也就是:

$$[0153] \quad e = r_1 + w_2 r_2 \quad (12)$$

[0154] 其中, $e$ 为线性预处理的输出,同时 $e$ 也作为信道估计的输入, $w_2$ 为加权系数。为了获得较好的信道估计性能, $w_2$ 的选择应保障 $e$ 拥有较高的信干噪比 (SINR: Signal to Interference and Noise Power Ratio)。当 $w_2=0, e=1$ 时,我们发现上述方法与辅助参考信号法相同。此处,本实施例选取 $w_2=1$ ,因此在本申请相邻配对参考信号法里,计算 $x_1, x_2$ 的取值使得:

$$[0155] \quad r_1 + r_2 = H(a + bj) \quad (13)$$

[0156] 上式等效于:

$$[0157] \quad (1 + \beta_{R_1,R_2}) x_1 + (1 + \beta_{R_2,R_1}) x_2 j + \sum_{i=1,2,3,7,8,9,10} \beta_{i,R_1} d_i j + \sum_{i=2,3,4,5,6,7,8} \beta_{i,R_2} d_i = a + bj \quad (14)$$

[0158] 根据式(14),可以求得:

$$[0159] \quad x_1 = \frac{a - \sum_{i=2,3,4,5,6,7,8} \beta_{i,R_2} d_i}{(1 + \beta_{R_1,R_2})}$$

$$[0160] \quad x_2 = \frac{b - \sum_{i=1,2,3,7,8,9,10} \beta_{i,R_1} d_i}{(1 + \beta_{R_2,R_1})} \quad (15)$$

[0161] 根据上述算法可知,在既定的接收端预处理算法下(此处为线性求和),发送端可

以根据已知的干扰系数 $\beta_{i,R_1}$ ,  $\beta_{i,R_2}$ ,  $\beta_{R_1,R_2}$ ,  $\beta_{R_2,R_1}$ 和已知的数据信号 $d_i$ 计算求得发送的参考信号 $x_1, x_2$ , 即:非预定义的参考信号(即:第一参考信号)。信号经过信道之后到达接收端,接收端根据既定的预处理算法首先对参考信号载波上的信号进行预处理,理想情况下(无噪声并且信道响应在所有载波上相同),预处理器的输出将仅包括预定义的参考信号(即:第二参考信号)和信道响应。如果 $r_1, r_2$ 为发射端调制后相应载波上的信号,则 $r_1, r_2$ 包含了非预定义的参考信号 $x_1, x_2$ ,以及 $x_1$ 和 $x_2$ 之间的干扰,以及相邻载波上数据信号带来的干扰。使用相同的预定义处理方法处理发射端调制后的信号: $e=r_1+w_2r_2$ ( $w_2=1$ ),也可以得到预定义的第二参考信号: $r_1+r_2=(a+bj)$ 。

[0162] 假设预定义的参考信号为 $a+bj=1+j$ ,可以发现相邻配对参考信号法获得了功率为2的复数参考信号。相较而言,辅助参考信号法使用了相同的载波资源而仅得到功率为1的实数参考信号。由于使用线性求和的预处理方法,相邻配对参考信号法噪声的功率也提升了一倍,所以两种方法所获得的SINR相等。虽然接收端的信干燥比相同,两种算法在发射端所使用的发射功率却不等。根据公式(15),相邻配对参考信号法所需要发射功率为 $E\{x_1^2\} + E\{x_2^2\}$ ;根据公式(10),辅助参考信号法所需发射功率为 $1 + E\{d_{PA}^2(k_A)\}$ 。假设数据信号为BPSK调制,两种算法的参考信号图样分别如图2和图3所示,则根据表1计算可得:

$$[0163] \quad E\{x_1^2\} + E\{x_2^2\} = 1.3096$$

$$[0164] \quad 1 + E\{d_{PA}^2(k_A)\} = 2.89$$

[0165] 可见,本申请提出的相邻配对参考信号法使用的发射功率小于辅助参考信号法。因此,在使用相同发射功率的情况下,相邻配对参考信号法将获得更优于辅助参考信号法的信道估计性能:假设 $E\{x_1^2\} + E\{x_2^2\} = 2.89$ ,可以根据(15)计算得到 $a^2+b^2=2.93$ ,也就是说,使用相邻配对参考信号法将获得约4.6dB的信干燥比增益。

[0166] 上述使用线性预处理方法的相邻配对参考信号法在发送端的一个流程可以由图7描述,接收端的一个流程可以由图8描述。

[0167] 图7所示流程包括以下步骤:

[0168] 第1步:根据干扰系数和参考信号载波位置选择预处理权值。

[0169] 预处理方法所使用权值简称为预处理权值(此处假设线性预处理),该预处理权值可以根据系统所使用的调制波形和参考信号设计需求提前计算得到。该预处理权值将会同时在发送端和接收端使用。

[0170] 第2步:发射送端在发送射某一数据帧时会根据预处理权值和发送的数据联合生成非预定义的参考信号。由于参考信号的生成依靠随机的数据信号,所以该处的参考信号也为随机信号。

[0171] 第3步:发送端在对应的数据载波和参考信号载波位置,发射该帧内的数据信号和生成的非预定义的参考信号。

[0172] 图8所示流程包括以下步骤:接收端首先在参考信号载波上接收信号,然后根据上述预先得到的预处理权值对接收信号做预处理,最后,根据预处理后的信号和预定义的参考信号(第二参考信号)取值进行信道估计或同步。

[0173] 需要说明的是,本实施例中所使用的预处理方法仅为一个实例,该方法同样适用

于其他不同的预处理方法。其中预处理方法的选择也与干扰系数 $\beta_{R_1,R_2}$ 、 $\beta_{R_2,R_1}$ 等因素有关,具体的预处理算法的设计应结合具体的干扰系数及相应因素进行设计。

[0174] 实施例二:

[0175] 本实施例描述如何将上述相邻配对参考信号法应用在一个基于帧结构的无线传输系统中,同时该实施例也描述如何在FBMC系统中实现多天线信道估计。

[0176] 图4为一个LTE系统中的解调参考信号(DMRS:Demodulation Reference Signal)图样,其中每个帧包括14个OFDM符号,两个天线端口R7和R8使用相同的时间频率资源,并通过正交码[1,1]和[1,-1]区分。

[0177] 假设一个使用FBMC波形的系统使用相同的帧结构,并且也需要提供两个正交的端口用于信道估计,则所使用的帧结构和参考信号图样可为图5和图6所示的两种实例。其中,图5所示参考信号图样为时域连续参考信号图样;图6所示参考信号图样为时频域连续参考信号图样。

[0178] 由于OQAM的一个QAM信号被划分为两路传输,因此,图5和图6中每个帧包含28个符号。为达到与LTE的DMRS相同的资源效率,共有24个载波被用来传输参考信号,其中每一组参考信号包含4个载波。在每一组的4个载波中,两个载波用来实现实施例一所述相邻配对参考信号方法,每两组之间使用正交码来区分多个天线端口。在一个使用图4所示参考信号配置的系统,分别定义:

[0179]  $X = [x_1, x_2, x_3, x_4]$  为天线端口7发射的四个参考信号;

[0180]  $X' = [x'_1, x'_2, x'_3, x'_4]$  为天线端口8发射的四个参考信号;

[0181]  $O = [I_1, I_2, I_3, I_4]$  为天线端口7的四个参考信号所受干扰;

[0182]  $I' = [I'_1, I'_2, I'_3, I'_4]$  为天线端口8的四个参考信号所受干扰;

[0183]  $R_1, R_2, R_3, R_4$  为某接收天线上接收到的四个参考信号;

[0184]  $H_1, H_2$  分别为天线端口7和天线端口8到接收天线的信道响应;

[0185] 令:

[0186]  $R_1 + R_2 = H_1(a + bj) + H_2(a' + b'k)$

[0187]  $R_3 + R_4 = H_1(a + bj) - H_2(a' + b'j)$  (16)

[0188] 根据(16)可得:

[0189] 
$$\begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix} X + I = A \quad (17)$$

[0190] 其中

[0191] 
$$\beta = \begin{bmatrix} 1 + \beta_{R_1,R_2}, & 0, & \beta_{R_3,R_2}, & 0 \\ 0, & 1 + \beta_{R_2,R_1}, & 0, & 0 \\ 0, & 0, & 1 + \beta_{R_3,R_4}, & 0 \\ 0, & \beta_{R_4,R_3}, & 1, & 1 \end{bmatrix}$$

$$[0192] \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} X \\ X' \end{bmatrix}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} I_2 \\ I_1 \\ I_4 \\ I_3 \\ I_2' \\ I_1' \\ I_4' \\ I_3' \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} a \\ b \\ a \\ b \\ a' \\ b' \\ -a' \\ -b' \end{bmatrix}$$

[0193] 根据公式(17)可以计算得到发送的非预定义参考信号的取值为:

$$[0194] \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \beta & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \beta \end{bmatrix}^{-1} (\mathbf{A} - \mathbf{I}).$$

[0195] 实施例三:

[0196] 本实施例描述如何将上述相邻配对参考信号法应用到同步导频中。在通信系统中,初始的时间频率同步需要通过专用的导频序列来完成,例如LTE的初始同步是通过PSS/SSS序列完成的。由于LTE使用了OFDM调制方式,这使得PSS/SSS序列可以很方便地交织到数据信道中,同时避免任何干扰的产生。如果一个系统使用FBMC调制方式,则类似PSS/SSS的同步序列将受到相邻载波上数据信号的干扰,如(图9所示)。与信道估计不同,由于接收机在接收同步导频序列时尚未获得时间和频率同步信息,因此接收机无法获得频域的导频序列,进而接收机无法像实施例一那样对频域信号进行预处理。因此,接收机只能通过特定的同步算法来检测同步导频。例如常用的同步序列检测算法为使用接收信号与本地序列做互相关,并通过输出信号的能量来检测同步序列。因此在使用相邻配对参考信号法时,参考信号的设计应考虑具体使用的同步序列检测算法而不是预处理算法。按实施例一中的方法,接收机在准确的采样定时下,同步检测算法的数据不受数据信号的干扰。

[0197] 实施例四:

[0198] 除了解调用参考信号DMRS之外,通信系统中往往有其他专用的参考信号,例如专门用于信道测量的信道状态信息参考信号(CSI-RS:Channel state information-reference signal),或可以同时用于解调和时间频率同步跟踪的一般参考信号(CRS:Common reference signal)。由于一个OQAM的符号总是对应于两个载波资源,因此,实施例一中的相邻载波配对法总是能够应用到不同的参考信号类型中。

[0199] 对应于上述方法,本申请还公开了一种信号发送装置和一种信号接收装置,下面结合附图分别予以简要说明。

[0200] 图10为本申请一较佳信号发送装置的结构示意图,该信号发送装置包括:信号生成模块和信号发送模块,其中:

[0201] 所述信号生成模块,用于根据数据信号、相邻载波间的干扰关系以及预定义的第二参考信号生成第一参考信号;

[0202] 所述信号发送模块,用于使用非正交多载波调制波形在相应的载波调制并发送所述数据信号和第一参考信号。

[0203] 图11为本申请一较佳信号接收装置的结构示意图,该信号接收装置包括:

[0204] 信号接收模块、信号处理模块和应用模块,其中:

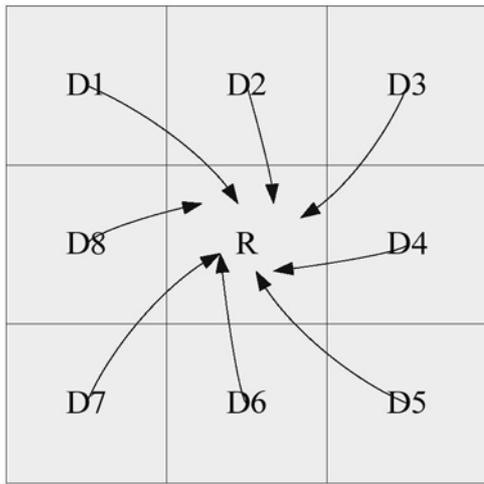
[0205] 所述信号接收模块,用于在参考信号载波上接收使用非正交多载波调制波形调制

并发送的第一参考信号；

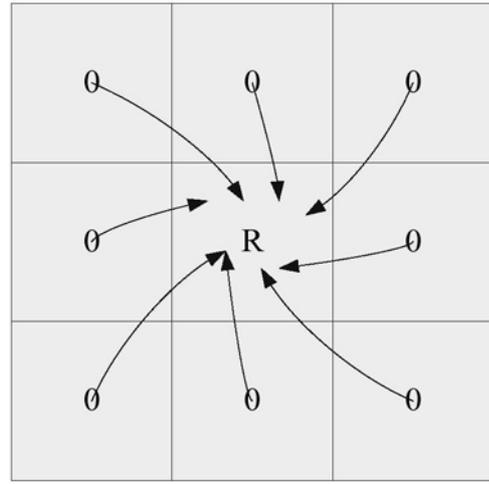
[0206] 所述信号处理模块,用于使用预定义的处理方法处理接收信号；

[0207] 所述应用模块,用于根据处理的结果和预定义的第二参考信号进行信道估计或同步。

[0208] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内,所做的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本发明保护的范围之内。

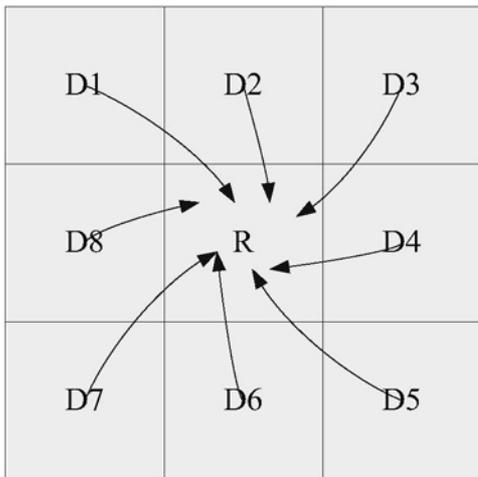


参考信号和数据交织发送

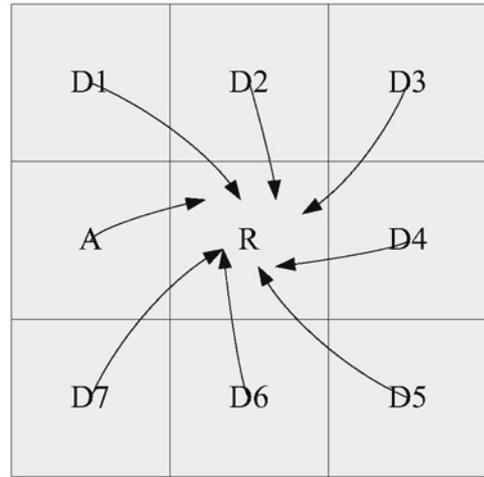


空数据载波

图1



参考信号和数据交织发送



辅助参考信号

图2

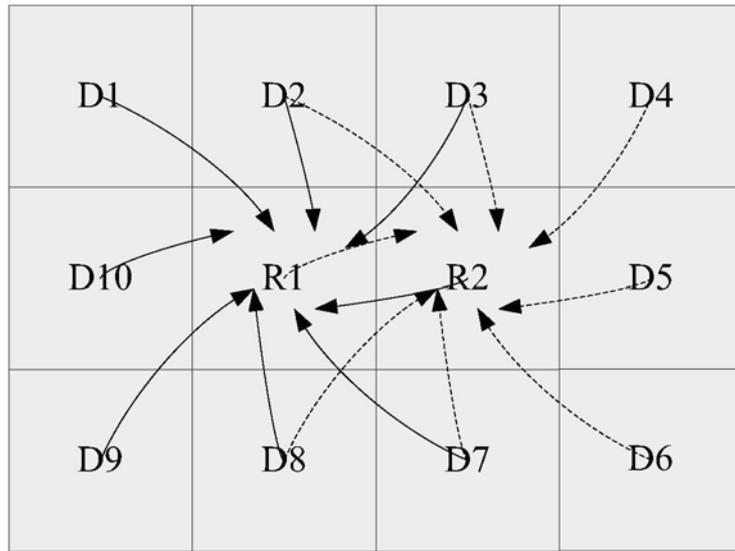


图3

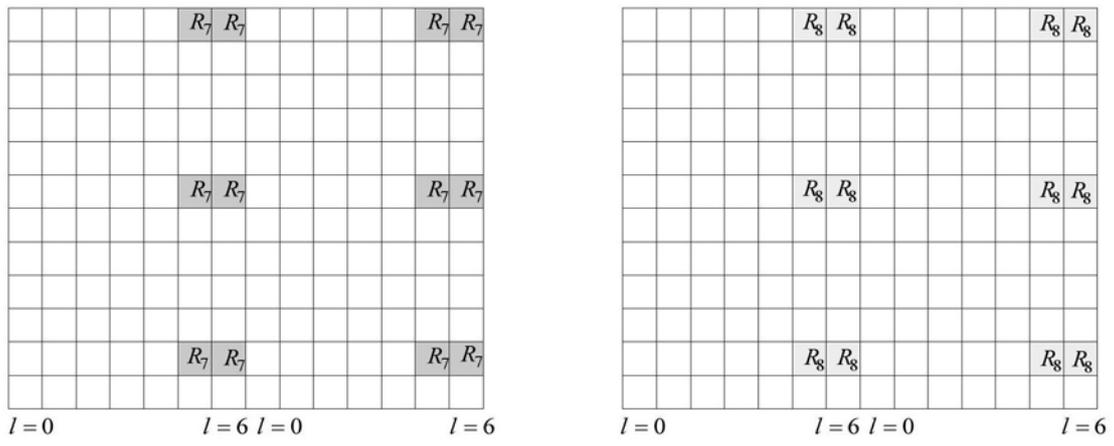


图4

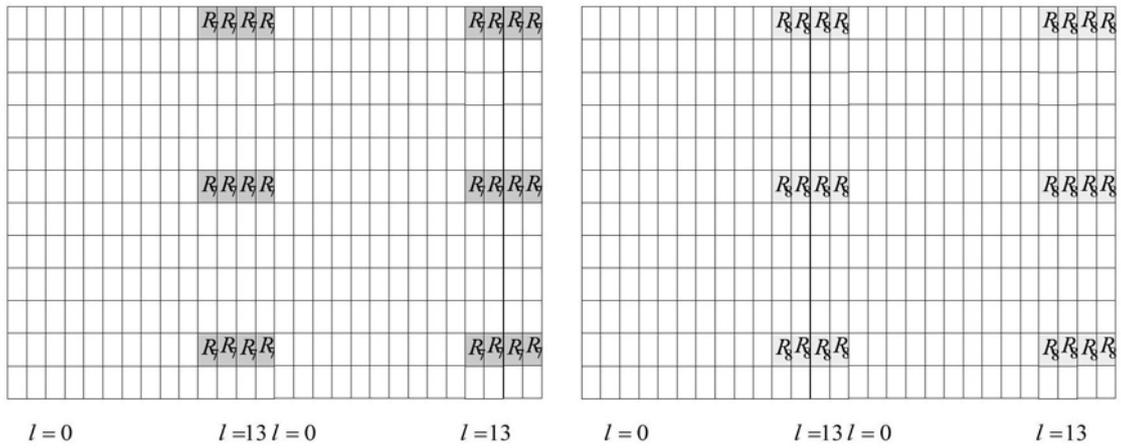


图5

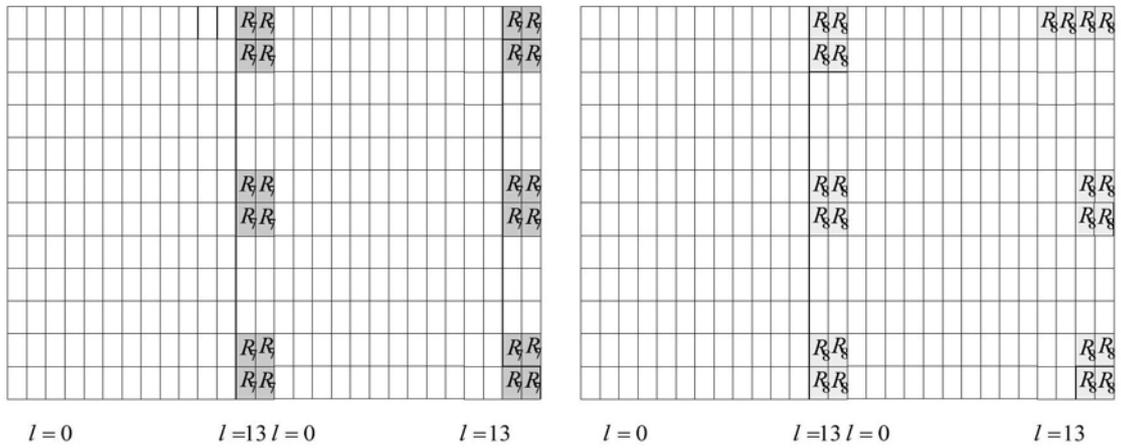


图6

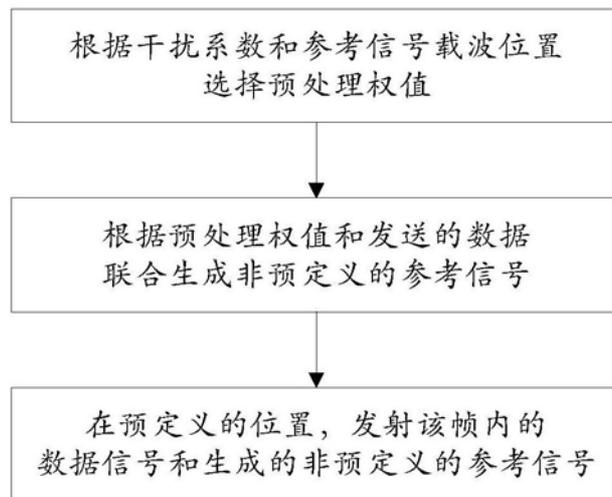


图7

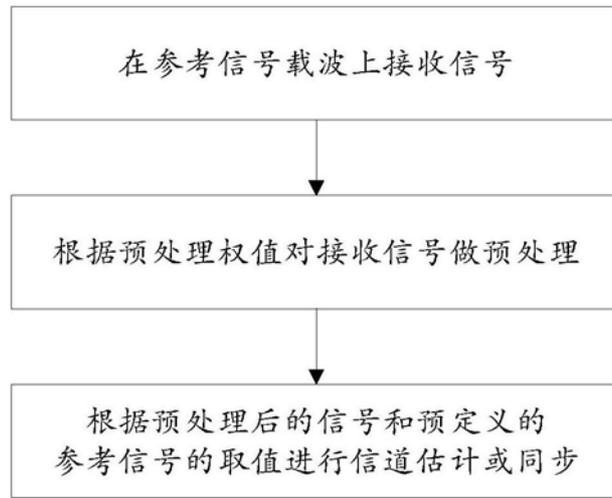


图8

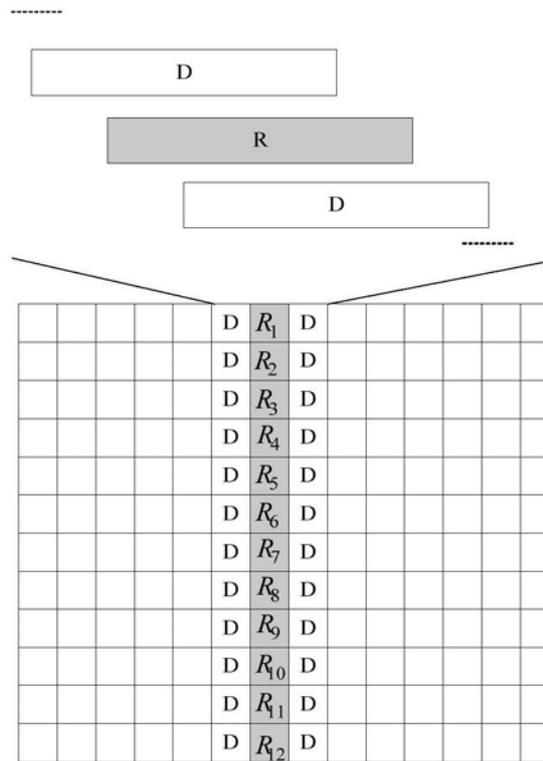


图9

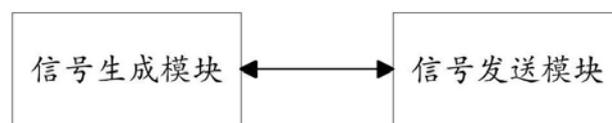


图10

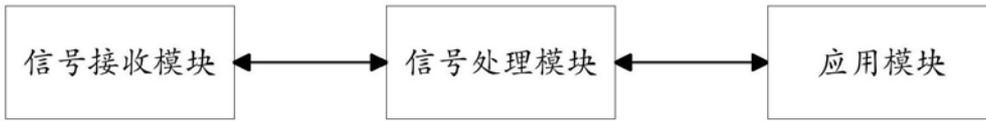


图11