



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 105306118 B

(45)授权公告日 2018.08.21

(21)申请号 201510677491.8

CN 1694442 A,2005.11.09,

(22)申请日 2015.10.19

WO 2011063575 A1,2011.06.03,

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 105306118 A

Renfors M等.Analysis and design of efficient and flexible fast-convolution based multirate filter bank.《IEEE Transactions on Signal Processing》.IEEE, 2014,第62卷(第15期),摘要、章节1和2.

(43)申请公布日 2016.02.03

Renfors M等.Highly adjustable multirate digital filters based on fast convolution.《Circuit Theory and Design (ECCTD),2011 20th European Conference on》.IEEE,2011,9-12.

(73)专利权人 东南大学

地址 210096 江苏省南京市玄武区四牌楼2号

Juha Yli-Kaakinen等.Optimized burst truncation in fast-convolution filter bank based waveform generation.《Signal Processing Advances in Wireless Communications(SPAWC),2015 IEEE 16th International Workshop on》.IEEE,2015,71-75.

(72)发明人 高西奇 赵锦程 王闻今

(74)专利代理机构 南京苏高专利商标事务所

(普通合伙) 32204

代理人 柏尚春

审查员 余晓

(51)Int.Cl.

H04B 7/0413(2017.01)

H04L 25/03(2006.01)

H04L 27/26(2006.01)

H04W 4/70(2018.01)

权利要求书2页 说明书7页 附图3页

(56)对比文件

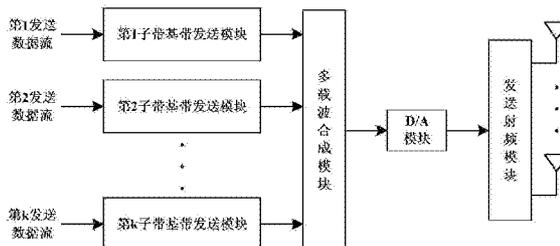
CN 1694442 A,2005.11.09,

(54)发明名称

广带异步可调多载波无线传输方法及系统

(57)摘要

本发明公开了一种支持多天线传输的广带异步可调多载波无线传输方法,包括信号发送步骤和信号接收步骤;本发明还公开了一种支持多天线传输的广带异步可调多载波无线传输系统,包括发送端和接收端,其中发送端包括子带基带发送模块、多载波合成模块、D/A模块、发送射频模块和反射天线,接收端包括接收天线、接收射频模块、A/D模块、多载波分析模块和子带基带接收模块。本发明在保持OFDM优点的基础上,实现在更广的带宽下灵活进行频谱分配,实现异步传输,提高频谱利用率,降低峰均比,有效抗频偏,减小载波旁瓣,节约无线资源。



1. 广带异步可调多载波无线传输方法,其特征在於:包括信号发送步骤和信号接收步骤:

信号发送步骤:不同用户或同一用户的S个并行的发送数据流,分别经过相应的子带基带发送模块进行基带数字信号处理,得到子带多天线数字基带发送信号;然后经过多载波合成模块进行多载波合成,生成多载波数字基带发送信号;最后经过D/A模块和发送射频模块,产生各发射天线上的多载波发送射频信号;所述经过多载波合成模块进行多载波合成的步骤包括如下的子步骤:

步骤201:设 $N_{bs}=N/N_{rs}$ 为整数,对插值滤波器的输入信号 $s_s(m)$ 进行长度为 N_{bs} 的不重叠分块,得到不重叠信号块 $s_{k,s}(n)$,k为信号块的编号,再由 $s_{k-1,s}(n)$, $s_{k,s}(n)$, $s_{k+1,s}(n)$ 取中间 M_{bs} 个值生成重叠信号块 $\bar{s}_{k,s}(n)$;其中,N为2的幂,且 $N \geq 1024$, $M_{bs}=2N_{bs}$;

步骤202:将 $\bar{s}_{k,s}(n)$ 进行 M_{bs} 点FFT变换;

步骤203:将步骤202中的变换结果复制 p_s 次并首尾拼接,然后与插值滤波器 $h_s(n)$ 在频域内的响应 $H_s(k)$ 的非零值相乘;其中, p_s 为 $[1, N_{rs}]$ 区间内的整数; N_{rs} 为第s个子带的插值倍数,s为数据流的编号;

步骤204:将各子带在步骤203中得到的结果对应到各子带频段在DFT域内对应的位置,进行M点IFFT变换得到 $\bar{y}_k(n)$;其中, $M=2N$;

步骤205:取 $\bar{y}_k(n)$ 中间的N个符号,完成重叠保留操作,得到输出信号 $y(n)$ 的分块信号 $y_k(n)$,并将 $y(n)$ 输出至D/A模块;

信号接收步骤:各接收天线接收的多载波信号经过接收射频模块和A/D模块,产生多载波数字基带接收信号;然后经过多载波分析模块进行分解,生成各子带多天线数字基带接收信号;最后分别经过相应的子带基带接收模块进行数字基带信号处理,得到S个并行的接收数据流。

2. 根据权利要求1所述的广带异步可调多载波无线传输方法,其特征在於:所述经过多载波合成模块进行多载波合成的步骤由基于分段快速卷积的多载波合成滤波器组完成,是将S股并行的数据流 $s_s(m)$ 通过一组并行的插值滤波器 $h_s(n)$ 后的输出信号进行叠加,得到多载波数字基带发送信号 $y(n)$,如下式:

$$y(n) = \sum_{s=1}^S \sum_{l_1=-L_1}^{L_1} h_s(n - (m - l_1)N_{rs}) s_s(m - l_1) \quad (1)$$

其中,设 $h_s(n)$ 为关于原点对称的有限长实序列,长度为 $L=2L_1N_{rs}+1$, L_1 为整数, N_{rs} 为第s个子带的插值倍数,s为数据流的编号。

3. 根据权利要求1所述的广带异步可调多载波无线传输方法,其特征在於:所述经过多载波分析模块进行分解的步骤由基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组完成,基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组包括插值滤波器,经过多载波分析模块进行分解的步骤包括如下的子步骤:

步骤206:将多载波数字基带接收信号 $\hat{y}(n)$ 以长度N不重叠分块,再生成长度为M的重叠信号块;其中,N为2的幂,且 $N \geq 1024$, $M=2N$;

步骤207:将重叠信号块进行M点FFT变换;

步骤208:将子带在DFT域上对应位置的数据进行均衡和子带滤波运算;

步骤209:进行 M_{bs} 点IFFT变换, $M_{bs}=2N_{bs}$, $N_{bs}=N/N_{rs}$, N_{rs} 为第 s 个子带的插值倍数;

步骤210:保留分块中间的 N_{bs} 个数据并输出至子带基带接收模块。

4. 广带异步可调多载波无线传输系统,其特征在于:包括发送端和接收端;

发送端包括子带基带发送模块、多载波合成模块、D/A模块、发送射频模块和发射天线;不同用户或同一用户的 S 个并行的发送数据流,分别经过相应的子带基带发送模块进行基带数字信号处理,得到子带多天线数字基带发送信号;然后经过多载波合成模块进行多载波合成,生成多载波数字基带发送信号;最后经过D/A模块和发送射频模块,产生各发射天线上的多载波发送射频信号;所述多载波合成模块包括基于分段快速卷积的多载波合成滤波器组,多载波分析模块包括基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组;所述基于分段快速卷积的多载波合成滤波器组包括重叠分块单元、小FFT单元、带宽扩展和频域滤波单元、大IFFT单元和分块保留单元;子带多天线数字基带发送信号通过重叠分块单元、小FFT单元、带宽扩展和频域滤波单元后,在DFT域进行拼接,再通过大IFFT单元和分块保留单元,形成多载波数字基带发送信号;

接收端包括接收天线、接收射频模块、A/D模块、多载波分析模块和子带基带接收模块;各接收天线接收的多载波信号经过接收射频模块和A/D模块,产生多载波数字基带接收信号;然后经过多载波分析模块进行分解,生成各子带多天线数字基带接收信号;最后分别经过相应的子带基带接收模块进行数字基带信号处理,得到 S 个并行的接收数据流。

5. 根据权利要求4所述的广带异步可调多载波无线传输系统,其特征在于:所述基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组包括重叠分块单元、大FFT单元、频域均衡和滤波单元、小IFFT单元和分块保留单元;多载波数字基带接收信号通过重叠分块单元、大FFT单元,然后根据各子带在DFT域内的对应的并行信号依次通过该子带的频域均衡和滤波单元、小IFFT单元、分块保留单元,形成子带多天线数字基带接收信号。

广带异步可调多载波无线传输方法及系统

技术领域

[0001] 本发明涉及无线通信领域,特别是涉及支持多天线传输的广带异步可调多载波无线传输方法及系统。

背景技术

[0002] 为适应通信发展的需要,下一代无线通信系统在提高数据传输速度的基础上,必须具有更高的频谱利用率和能效,其无线覆盖性能、传输时延和用户体验显著提高。系统支持不同业务的通信需求,特别是海量传感设备及机器与机器(M2M)通信。系统还需具备充分的灵活性,整合及动态分配频谱资源。

[0003] 多天线(MIMO)结合多载波并行传输技术是发展下一代无线通信技术的关键。正交频分复用(OFDM)技术由于具有抗多径衰落能力强、实现复杂度低、易于与MIMO结合等优点,已被广泛应用于各类无线通信系统。但OFDM技术需要插入循环前缀(CP)对抗多径衰落,导致无线资源的浪费;其各个子载波之间必须保持同步以保证正交,限制了频谱使用的灵活性;其还具有峰均比高、对频偏敏感、载波旁瓣较大等缺点。

发明内容

[0004] 发明目的:本发明的目的是提供一种在保持OFDM优点的基础上,实现在更广的带宽下灵活进行频谱分配,实现异步传输,提高频谱利用率,降低峰均比,有效抗频偏,减小载波旁瓣,节约无线资源的支持多天线传输的广带异步可调多载波无线传输方法及系统。

[0005] 技术方案:为达到此目的,本发明采用以下技术方案:

[0006] 本发明所述的支持多天线传输的广带异步可调多载波无线传输方法,包括信号发送步骤和信号接收步骤:

[0007] 信号发送步骤:不同用户或同一用户的S个并行的发送数据流,分别经过相应的子带基带发送模块进行基带数字信号处理,得到子带多天线数字基带发送信号;然后经过多载波合成模块进行多载波合成,生成多载波数字基带发送信号;最后经过D/A模块和发送射频模块,产生各发射天线上的多载波发送射频信号;

[0008] 信号接收步骤:各接收天线接收的多载波信号经过接收射频模块和A/D模块,产生多载波数字基带接收信号;然后经过多载波分析模块进行分解,生成各子带多天线数字基带接收信号;最后分别经过相应的子带基带接收模块进行数字基带信号处理,得到S个并行的接收数据流。

[0009] 进一步,所述经过多载波合成模块进行多载波合成的步骤由基于分段快速卷积的多载波合成滤波器组完成,是将S股并行的数据流 $s_s(m)$ 通过一组并行的插值滤波器 $h_s(n)$ 后的输出信号进行叠加,得到多载波数字基带发送信号 $y(n)$,如下式:

$$[0010] \quad y(n) = \sum_{s=1}^S \sum_{l_1=-L_1}^{L_1} h_s(n - (m - l_1)N_{rs}) s_s(m - l_1) \quad (1)$$

[0011] 其中,设 $h_s(n)$ 为关于原点对称的有限长实序列,长度为 $L = 2L_1N_{rs} + 1$, L_1 为整数,

N_{rs} 为第 s 个子带的插值倍数, s 为数据流的编号。

[0012] 进一步,所述经过多载波合成模块进行多载波合成的步骤包括如下的子步骤:

[0013] 步骤201:设 $N_{bs} = N/N_{rs}$ 为整数,对插值滤波器的输入信号 $s_s(m)$ 进行长度为 N_{bs} 的不重叠分块,得到不重叠信号块 $s_{k,s}(n)$,再由 $s_{k-1,s}(n)$, $s_{k,s}(n)$, $s_{k+1,s}(n)$ 取中间 M_{bs} 个值生成重叠信号块 $\bar{s}_{k,s}(n)$;其中, N 为2的幂,且 $N \geq 1024$, $M_{bs} = 2N_{bs}$;

[0014] 步骤202:将 $\bar{s}_{k,s}(n)$ 进行 M_{bs} 点FFT变换;

[0015] 步骤203:将步骤202中的变换结果复制 p_s 次并首尾拼接,然后与插值滤波器 $h_s(n)$ 在频域内的响应 $H_s(k)$ 的非零值相乘;其中, p_s 为 $[1, N_{rs}]$ 区间内的整数;

[0016] 步骤204:将各子带在步骤203中得到的结果对应到各子带频段在DFT域内对应的位置,进行 M 点IFFT变换得到 $\bar{y}_k(n)$;其中, $M = 2N$;

[0017] 步骤205:取 $\bar{y}_k(n)$ 中间的 N 个符号,完成重叠保留操作,得到输出信号 $y(n)$ 的分块信号 $y_k(n)$,并将 $y(n)$ 输出至D/A模块。

[0018] 进一步,所述经过多载波分析模块进行分解的步骤由基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组完成,基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组包括插值滤波器,经过多载波分析模块进行分解的步骤包括如下的子步骤:

[0019] 步骤206:将多载波数字基带接收信号 $\hat{y}(n)$ 以长度 N 不重叠分块,再生成长度为 M 的重叠信号块;其中, N 为2的幂,且 $N \geq 1024$, $M = 2N$;

[0020] 步骤207:将重叠信号块进行 M 点FFT变换;

[0021] 步骤208:将子带在DFT域上对应位置的数据进行均衡和子带滤波运算;

[0022] 步骤209:进行 M_{bs} 点IFFT变换, $M_{bs} = 2N_{bs}$, $N_{bs} = N/N_{rs}$, N_{rs} 为第 s 个子带的插值倍数;

[0023] 步骤210:保留分块中间的 N_{bs} 个数据并输出至子带基带接收模块。

[0024] 本发明所述的支持多天线传输的广带异步可调多载波无线传输系统,包括发送端和接收端;

[0025] 发送端包括子带基带发送模块、多载波合成模块、D/A模块、发送射频模块和发射天线;不同用户或同一用户的 S 个并行的发送数据流,分别经过相应的子带基带发送模块进行基带数字信号处理,得到子带多天线数字基带发送信号;然后经过多载波合成模块进行多载波合成,生成多载波数字基带发送信号;最后经过D/A模块和发送射频模块,产生各发射天线上的多载波发送射频信号;

[0026] 接收端包括接收天线、接收射频模块、A/D模块、多载波分析模块和子带基带接收模块;各接收天线接收的多载波信号经过接收射频模块和A/D模块,产生多载波数字基带接收信号;然后经过多载波分析模块进行分解,生成各子带多天线数字基带接收信号;最后分别经过相应的子带基带接收模块进行数字基带信号处理,得到 S 个并行的接收数据流。

[0027] 进一步,所述多载波合成模块包括基于分段快速卷积的多载波合成滤波器组,多载波分析模块包括基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组。

[0028] 进一步,所述基于分段快速卷积的多载波合成滤波器组包括重叠分块单元、小FFT单元、带宽扩展和频域滤波单元、大IFFT单元和分块保留单元;子带多天线数字基带发送信号通过重叠分块单元、小FFT单元、带宽扩展和频域滤波单元后,在DFT域进行拼接,再通过大IFFT单元和分块保留单元,形成多载波数字基带发送信号。

[0029] 进一步,所述基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组包括重叠分块单元、大FFT单元、频域均衡和滤波单元、小IFFT单元和分块保留单元;多载波数字基带接收信号通过重叠分块单元、大FFT单元,然后根据各子带在DFT域内的对应的并行信号依次通过该子带的频域均衡和滤波单元、小IFFT单元、分块保留单元,形成子带多天线数字基带接收信号。

[0030] 有益效果:本发明具有如下的优点:

[0031] 1、本发明能够整合不连续的空白频谱,充分挖掘更广的传输带宽;

[0032] 2、本发明各子带频谱不交叠,各子带之间的数据传输无需同步,尤其适合多用户上行链路和具有海量节点的传感器网络和M2M通信的“睡眠-唤醒”模式;

[0033] 3、本发明的每个子带的带宽和中心频率通过改变FFT大小和位置即可调节,能够用于抗频偏,也能够用于灵活分配频谱资源;

[0034] 4、本发明的传输过程不使用循环前缀(CP),故频谱效率高于OFDM;子带间在不使用保护频带时,系统频谱效率可达100%;

[0035] 5、本发明在接收端FFT点数较大的情况下,均衡器近似为频域单点均衡,避免了矩阵求逆运算;均衡器系数与子带滤波器系数合并,不增加计算量;

[0036] 6、本发明系统的子载波数量远低于OFDM系统,其峰均比低于OFDM系统;

[0037] 7、本发明系统可以作为传输框架,同时容纳OFDM等现有的多种系统,并且为其灵活动态分配资源。

附图说明

[0038] 图1为本发明系统的发送端的框图;

[0039] 图2为本发明系统的接收端的框图;

[0040] 图3为本发明系统的多载波合成模块的框图;

[0041] 图4为本发明系统的多载波分析模块的框图;

[0042] 图5为本发明系统的单个子带基带发送模块的框图;

[0043] 图6为本发明系统的单个子带基带接收模块的框图。

具体实施方式

[0044] 下面结合具体实施方式对本发明的技术方案作进一步的介绍。

[0045] 本发明的系统包括发送端和接收端。

[0046] 发送端如图1所示,包括子带基带发送模块、多载波合成模块、D/A模块、发送射频模块和发射天线。不同用户或同一用户的S个并行的发送数据流,分别经过相应的子带基带发送模块进行基带数字信号处理(如:信道编码、交织、调制等),得到子带多天线数字基带发送信号;然后经过多载波合成模块进行多载波合成,生成多载波数字基带发送信号;最后经过D/A模块和发送射频模块,产生各发射天线上的多载波发送射频信号。可见,发送端通过分段快速卷积多载波滤波器组进行多个子载波信号的合成与分析,将总带宽 B_w 的信道分解成若干互不重叠的宽带子信道,不同子信道能够独立设置和调整各自的参数配置;各子信道上的发送信息比特流进行基带数字信号处理(如:信道编码、交织、调制等)得到各子信道的基带发送信号,可按不同的帧长度进行多载波合成,合成后不需添加循环前缀。再经过数模转换和发送射频模块产生各发射天线上的多载波发送射频信号,并由多个发射天线

发射。

[0047] 其中,不同子信道占用频段互不重叠(允许轻微重叠),各子信道的数据传输不需同步。不同子信道的载波频率、带宽、子带滤波器、编解码与调制解调方式、帧长度等参数的设定取决于该子信道的信道特点和业务需求。载波频率通过小FFT单元在大FFT单元上的位置滑动来调节。带宽通过小FFT单元的FFT点数和带宽扩展单元来调节。子带滤波器在频域实现。编解码可采用利用分块传输特点的检测译码方法、软信息保留的迭代检测译码方法、以及利用多天线信道存在空间相关性的检测译码方法等。帧长度与该子信道小FFT单元的尺寸适配。

[0048] 接收端如图2所示,包括接收天线、接收射频模块、A/D模块、多载波分析模块和子带基带接收模块。各接收天线接收的多载波信号经过接收射频模块和 A/D模块,产生多载波数字基带接收信号;然后经过多载波分析模块进行分解(同时进行均衡),生成各子带多天线数字基带接收信号;最后分别经过相应的子带基带接收模块(如:解调、解交织、信道解码等)进行数字基带信号处理,得到 S个并行的接收数据流。若采用自适应链路技术,接收端还应反馈有关信息至发送端。

[0049] 子带划分与参数设置实例: $B_w=512\text{MHz}$,某子带的3dB带宽为4MHz,则对应的抽取/插值倍数 $N_r=512/4=128$ 。为了保证接收机在此带宽的多径信道下的性能,建议多载波合成与分析模块中的大FFT单元中FFT尺寸 $M=2048$,相应 $N=M/2=1024$ 。该子带在不进行带宽扩展时(带宽扩展以频谱效率减小为代价换取误码性能提高),对应的小FFT尺寸 $M_b=M/N_r=16$ 。该子带的基带发送信号和基带接收信号的分段大小为 $N_b=N/N_r=8$ 。子带滤波器采用滚降系数0.2的均方根升余弦滤波器。该子带的载波中心频率如需调整,可以将小FFT 在大FFT上滑动,最小滑动距离对应的 $\Delta f=B_w/M=0.25\text{MHz}$ 。注意不同子带应通过合适的带宽分配和中心频率调整,使得占用频段互不重叠或轻微重叠。

[0050] 发送端的多载波合成模块由基于分段快速卷积的多载波合成滤波器组完成,如图3所示。基于分段快速卷积的多载波合成滤波器组包括重叠分块单元、小 FFT单元、带宽扩展和频域滤波单元、大IFFT单元和分块保留单元;子带多天线数字基带发送信号通过重叠分块单元、小FFT单元、带宽扩展和频域滤波单元后,在DFT域进行拼接,再通过大IFFT单元和分块保留单元,形成多载波数字基带发送信号。多载波合成过程可以看作S股并行的数据流 $s_s(m)$ 通过一组并行的插值滤波器 $h_s(n)$ 后输出的叠加。为保证在无失真信道环境下各子带无符号间干扰,通常采用均方根升余弦滤波器。为简便计,设 $h_s(n)$ 为关于原点对称的有限长实序列,长度为 $L=2L_1N_{rs}+1$, N_{rs} 是第s个子带的插值倍数。则多载波数字复基带信号可以表示为:

$$[0051] \quad y(n) = \sum_{s=1}^S \sum_{l_1=-L_1}^{L_1} h_s(n-(m-l_1)N_{rs}) s_s(m-l_1) \quad (1)$$

[0052] 其中,设 $h_s(n)$ 为关于原点对称的有限长实序列,长度为 $L=2L_1N_{rs}+1$, L_1 为整数, N_{rs} 为第s个子带的插值倍数,s为数据流的编号,m,n的取值范围都是 $(-\infty, +\infty)$ 且依赖于发送信号长度。

[0053] (1)式中的线性卷积可以通过循环卷积利用快速傅里叶变换(FFT)快速计算。实际传输中, $s_s(m)$ 的长度很大,宜分段进行处理。目前有重叠保留和重叠加两种算法实现分段快速卷积。其中重叠保留具有较高的数值稳定性。

[0054] 下面以第s个子带为例,给出多载波合成过程。

[0055] 经过多载波合成模块进行多载波合成的步骤包括如下的子步骤:

[0056] 步骤201:设 $N_{bs} = N/N_{rs}$ 为整数,对插值滤波器的输入信号 $s_s(m)$ 进行长度为 N_{bs} 的不重叠分块,得到不重叠信号块 $s_{k,s}(n)$,再由 $s_{k-1,s}(n)$, $s_{k,s}(n)$, $s_{k+1,s}(n)$ 取中间 M_{bs} 个值生成重叠信号块 $\bar{s}_{k,s}(n)$;其中, N 为2的幂,且 $N \geq 1024$, $M_{bs} = 2N_{bs}$;

[0057] 步骤202:将 $\bar{s}_{k,s}(n)$ 进行 M_{bs} 点FFT变换;

[0058] 步骤203:将步骤202中的变换结果复制 p_s 次并首尾拼接,然后与插值滤波器 $h_s(n)$ 在频域内的响应 $H_s(k)$ 的非零值相乘;其中, p_s 为 $[1, N_{rs}]$ 区间内的整数,通常取1即可;

[0059] 步骤204:将各子带在步骤203中得到的结果对应到各子带频段在DFT域内对应的位置,进行 M 点IFFT变换得到 $\bar{y}_k(n)$;其中, $M = 2N$;

[0060] 步骤205:取 $\bar{y}_k(n)$ 中间的 N 个符号,完成重叠保留操作,得到输出信号 $y(n)$ 的分块信号 $y_k(n)$,并将 $y(n)$ 输出至D/A模块。

[0061] 以上步骤完成了子带基带发送信号经过插值滤波器并调制到对应基带频段的过程。矢量描述如下:

$$[0062] \quad \mathbf{y}_k = \mathbf{Q} \mathbf{W}_M^H \sum_{s=1}^S \boldsymbol{\Omega}_s \mathbf{E}_s \mathbf{W}_{M_{bs}} \mathbf{P}_{bs} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_{k-1,s}^T & \mathbf{s}_{k,s}^T & \mathbf{s}_{k+1,s}^T \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

[0063] (2)中, $\mathbf{s}_{k,s} = [s_{k,s}(0) \ s_{k,s}(1) \ \cdots \ s_{k,s}(N_{bs}-1)]^T$, $\mathbf{P}_{bs} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M_{bs} \times (N_{bs}-L_1)} & \mathbf{I}_{M_{bs}} & \mathbf{0}_{M_{bs} \times (N_{bs}-L_1)} \end{bmatrix}$,

\mathbf{W}_M 是归一化的 M 点DFT变换矩阵, $\mathbf{W}_{M_{bs}}$ 是归一化的 M_{bs} 点DFT变换矩阵, $\mathbf{E}_s = (\mathbf{1}_{N_{rs} \times 1} \otimes \mathbf{I}_{M_{bs}})$, \otimes 是Kronecker积, $\boldsymbol{\Omega}_s = \sqrt{M/N_{rs} B_{ms}} \boldsymbol{\Lambda}_s$, B_{ms} 是 Ω_s 的3dB带宽, $\boldsymbol{\Lambda}_s$ 是对角阵,主对角线元素是 $h_s(n)$ 的频域响应系数, $\mathbf{Q} = [\mathbf{0}_{N \times L/2} \ \mathbf{I}_N \ \mathbf{0}_{N \times L/2}]$ 。

[0064] 接收端的多载波分解由同样但不限于用基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组完成,如图4所示。基于分段快速卷积的多载波分析滤波器组包括重叠分块单元、大FFT单元、频域均衡和滤波单元、小IFFT单元和分块保留单元;多载波数字基带接收信号通过重叠分块单元、大FFT单元,然后根据各子带在DFT域内的对应的并行信号依次通过该子带的频域均衡和滤波单元、小IFFT单元、分块保留单元,形成子带多天线数字基带接收信号。多载波分析系统可采用重叠保留法实现。

[0065] 下面以第s个子带为例,给出多载波分析过程。

[0066] 经过多载波分析模块进行分解的步骤包括如下的子步骤:

[0067] 步骤206:将多载波数字基带接收信号 $\hat{\mathbf{y}}(n)$ 以长度 N 不重叠分块,再生成长度为 M 的重叠信号块;其中, N 为2的幂,且 $N \geq 1024$, $M = 2N$;

[0068] 步骤207:将重叠信号块进行 M 点FFT变换;

[0069] 步骤208:将子带在DFT域上对应位置的数据进行均衡和子带滤波运算;

[0070] 步骤209:进行 M_{bs} 点IFFT变换, $M_{bs} = 2N_{bs}$, $N_{bs} = N/N_{rs}$, N_{rs} 为第s个子带的插值倍数;

[0071] 步骤210:保留分块中间的 N_{bs} 个数据并输出至子带基带接收模块。

[0072] 其中,步骤208中的频域均衡方法为:先由接收信号中的导频估计出频域信道信息,再根据频域信道信息计算出频域均衡矩阵,使得从一段接收信号的中间段数据与其对应的发送信号之间的均方误差最小。每个子带仅需从其在DFT域内对应位置取一部分均衡

系数即可。在大FFT尺寸较大时,均衡器近似单点频域均衡,故均衡系数可与子带滤波器系数直接合并。

[0073] 以上步骤的矢量描述如下:

$$[0074] \quad \hat{\mathbf{s}}_{k,s} = \mathbf{Q}_{bs} \mathbf{W}_{M_{bs}}^H \mathbf{E}_s^T \Omega_s \mathbf{W}_M \mathbf{P} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}_{k-1}^T & \hat{\mathbf{y}}_k^T & \hat{\mathbf{y}}_{k+1}^T \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

$$[0075] \quad (3) \text{ 中, } \mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{M \times (N-L/2)} & \mathbf{I}_M & \mathbf{0}_{M \times (N-L/2)} \end{bmatrix}, \mathbf{Q}_{bs} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_{bs} \times L_1} & \mathbf{I}_{N_{bs}} & \mathbf{0}_{N_{bs} \times L_1} \end{bmatrix}。$$

[0076] 广带异步可调多载波无线传输方法的重要技术特点是在不使用CP的情况下仍能有效地对抗多径衰落,且接收机复杂度与OFDM系统相比无明显增加。步骤208中的频域均衡正是在此要求上推导的、最小均方误差(MMSE)意义上的低复杂度均衡器。此均衡方法具有普适性,不限于多载波系统。

[0077] 设码流 $x(n)$ 经过叠加了高斯白噪声的多径信道 $h(n)$ 后为 $y(n)$,信噪比为 $1/\sigma^2$ 。频域均衡器从 $y(n)$ 中恢复出 $\hat{x}(n)$,使得 $\mathbb{E}(\|x(n) - \hat{x}(n)\|^2)$ 最小。对输入信号进行长度为 N 的不重叠分块 $y_k(n)$ 。由输入信号的分块信号生成长度为 $M=N+L$ 的重叠信号块 $z_k(n)$ 。 L 的选取应为偶数,且与信道 $h(n)$ 的抽头数 (L_h+1) 应满足 $L \geq 2L_h$ 。将 $z_k(n)$ 输入均衡器,得到输出信号 $\hat{z}_k(n)$ 。保留 $\hat{z}_k(n)$ 的不重叠部分得到 $\hat{x}_k(n)$ 。将 $\hat{x}_k(n)$ 首尾拼接可以得到 $\hat{x}(n)$ 。上述过程用矢量化的语言描述如下:

$$[0078] \quad \hat{\mathbf{x}}_k = \mathbf{Q} \hat{\mathbf{z}}_k = \mathbf{Q} \mathbf{W}_M^H \Psi \mathbf{W}_M \mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{k-1}^T & \mathbf{y}_k^T & \mathbf{y}_{k+1}^T \end{bmatrix}^T \quad (4)$$

[0079] (4)中 Ψ 是频域均衡器系数矩阵。其MMSE解为:

$$[0080] \quad \Psi = \mathbf{C}_{\bar{\mathbf{x}}} \tilde{\mathbf{H}}^H (\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_L)^{-1} \quad (5)$$

[0081] (5)中 $\mathbf{C}_{\bar{\mathbf{x}}}$ 是 $\bar{\mathbf{x}}$ 和 $\bar{\mathbf{z}}$ 的互协方差阵, $\bar{\mathbf{x}} = DFT(\mathbf{x}_k)$, $\bar{\mathbf{z}} = DFT(\mathbf{z}_k)$ 。 $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{W}_M \mathbf{H} \mathbf{W}_M^H$, \mathbf{H} 是多径信道矩阵。假设 $\bar{\mathbf{x}} \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{I})$,并将(5)代入(4)并进一步推演可得到:

$$[0082] \quad \hat{\mathbf{x}}_k = \mathbf{Q} \mathbf{W}_M^H \mathbf{C} \mathbf{W}_M \mathbf{P} \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{k-1}^T & \mathbf{y}_k^T & \mathbf{y}_{k+1}^T \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

[0083] (6)中 $\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{H}}^H (\tilde{\mathbf{H}} \tilde{\mathbf{H}}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_L)^{-1}$ 为新的均衡器。通过观察(6)式和(3)式的相同点,可将第 s 个子带的滤波和均衡过程合并如下:

$$[0084] \quad \hat{\mathbf{s}}_{k,s} = \mathbf{Q}_{bs} \mathbf{W}_{M_{bs}}^H \mathbf{E}_s^T \Omega_s \mathbf{C} \mathbf{W}_M \mathbf{P} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{y}}_{k-1}^T & \hat{\mathbf{y}}_k^T & \hat{\mathbf{y}}_{k+1}^T \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

[0085] 另外,在 M 较大(建议 $M \geq 32$)时可证明 $\tilde{\mathbf{H}}$ 近似为满秩的对角阵,设其对角线元素为 $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_M$,则 \mathbf{C} 近似为单点频域均衡器:

$$[0086] \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} \eta_1 & & & \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ & & & \eta_M \end{pmatrix}, \eta_i = \frac{\mu_i^*}{|\mu_i|^2 + \sigma^2} \quad (8)$$

[0087] 频域单点均衡器的优势在于:1、计算简单,使之用于MIMO场景仍能保持低的计算复杂度;2、可与频域滤波系数合并。

[0088] 单个子带基带发送与接收模块如图5、图6所示。

[0089] 如图5所示,在发送端,发送信息经过信道编码单元得到编码符号流,然后经过符号映射单元和空时发送单元进行空时发送信号处理,并经过导频插入单元插入导频,生成

子带多天线数字基带发送信号。每个子带的编码和调制参数可依据具体应用确定,编码可采用Turbo码或卷积码等,调制可采用QPSK、16QAM、64QAM等。空时发送单元是在MIMO信道环境下,为提高传输速率和传输性能而使用的。当利用信道先验信息进行空时发送时,发送端需要知道信道参数的全部或部分信息,在时分双工(TDD)下,可由上下行信道互易性得知;在频分双工(FDD)下,需要在链路中加入反馈模块。依据具体应用环境和系统需求,发送端可采用空时分集、空分复用、自适应空时传输等多天线传输方法。

[0090] 如图6所示,在接收端,首先在信道估计单元中利用接收到的导频信号进行信道参数的估计,然后依次通过译码单元和信道解码单元,得到接收的信息比特流。为获得逼近信道容量的系统性能,接收端可采用迭代式空时联合检测译码等技术,综合考虑性能和复杂度的折衷,迭代次数可以选择为一次或多次。注意在MIMO平衰落信道下,球形译码等迭代检测译码方法在多径衰落信道环境下的推广是基于OFDM传输框架的。在MIMO-FCMC系统中,可以针对分段传输和MIMO信道的具体特点,寻找单个子带传输系统的低复杂度迭代检测译码方法。

[0091] 本发明的方法支持时分双工和频分双工;支持频分多址、时分多址、空分多址和码分多址相结合的混合多址方式共享无线资源。

[0092] 在本申请所提供的实施例中,应该理解到,所揭露的方法,在没有超过本申请的精神和范围内,可以通过其他的方式实现。当前的实施例只是一种示范性的例子,不应该作为限制,所给出的具体内容不应该限制本申请的目的。例如,多个单元或组件可以结合或者可以集成到另一个系统,或一些特征可以忽略,或不执行。

[0093] 以上所述,仅为本发明的具体实施方式,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以所述权利要求的保护范围为准。

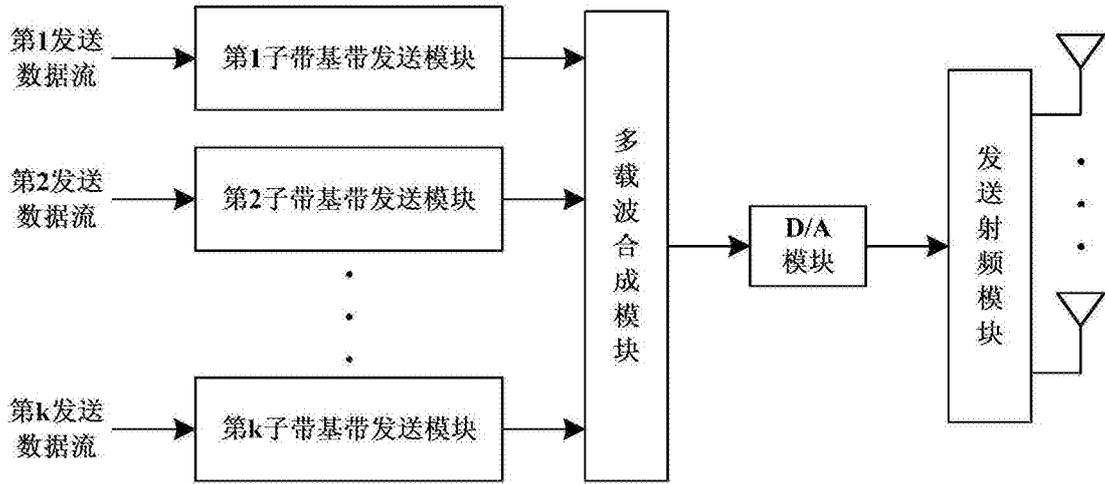


图1

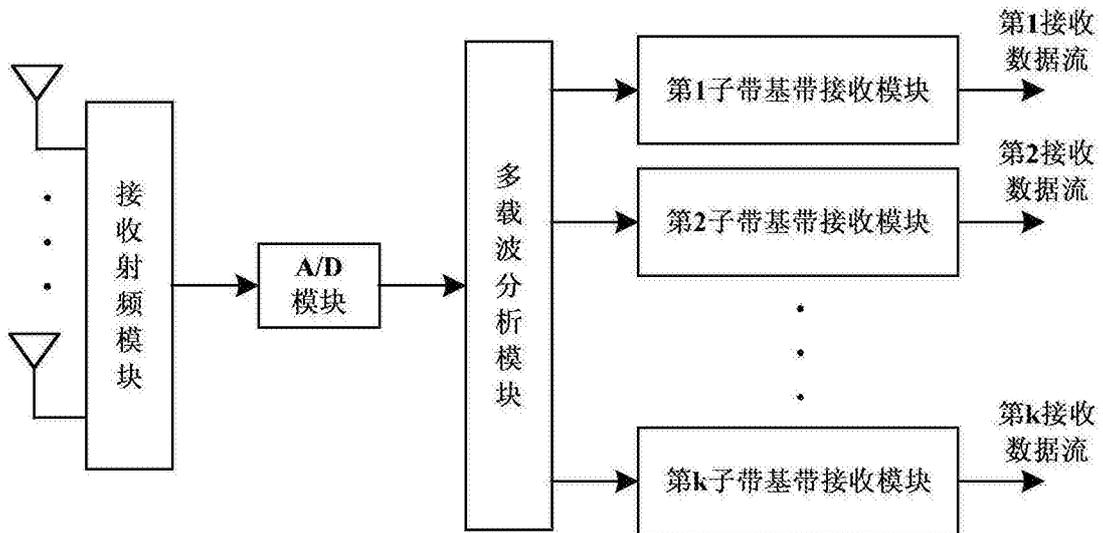


图2

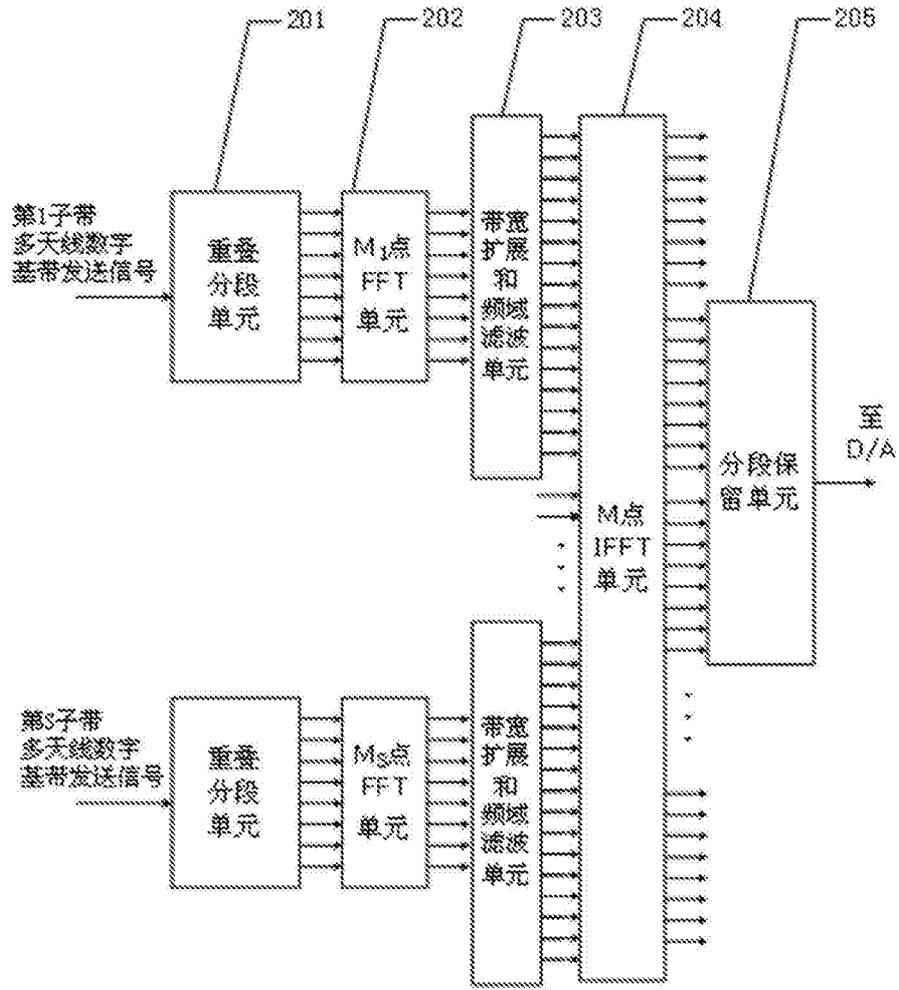


图3

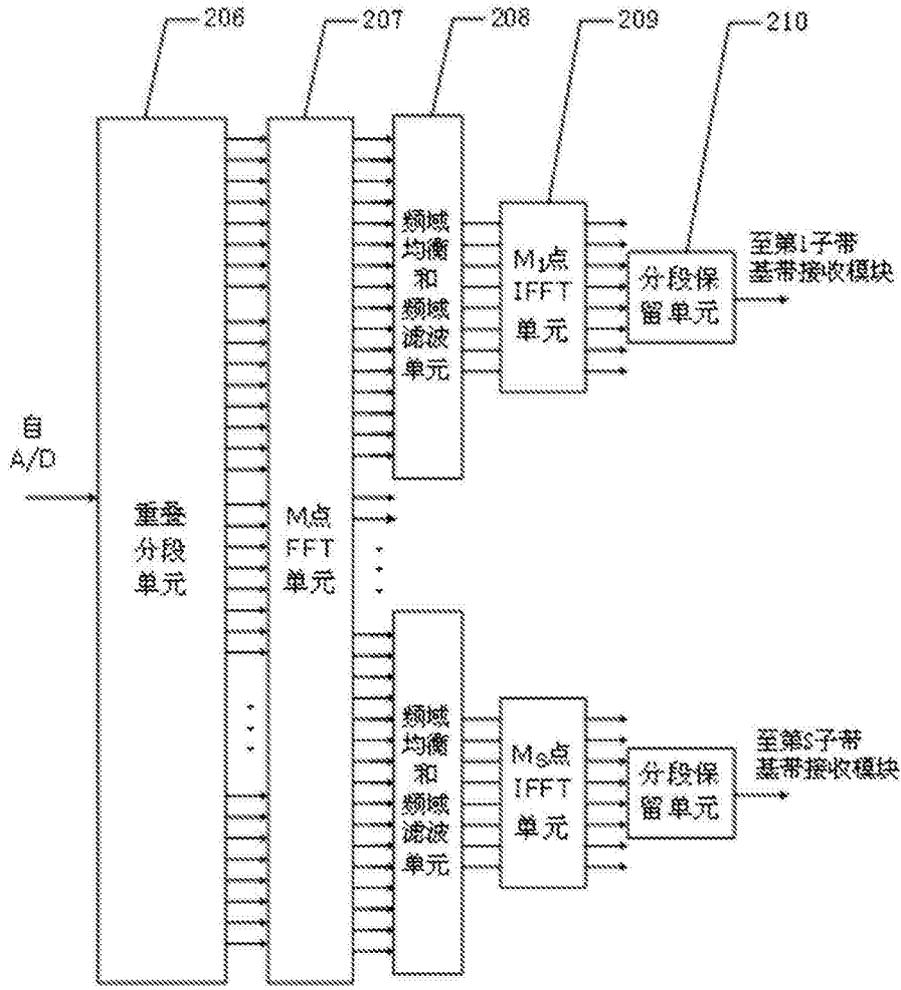


图4



图5



图6