



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200610020702.1

[45] 授权公告日 2009 年 11 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 100561998C

[22] 申请日 2006.4.13

[21] 申请号 200610020702.1

[73] 专利权人 电子科技大学

地址 610054 四川省成都市建设北路二段四号

[72] 发明人 韩 川 王 军 李少谦

[56] 参考文献

US5029184A 1991.7.2

CN1433168A 2003.7.30

Cognitive radio - an adaptive waveform with spectral sharing capability. Chakravarthy, V. D., et. al. 2005 IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 第 2 卷. 2005

Cyclic code shift keying: a low probability of intercept communication technique. Dillard, G. M. et. al. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 39 No. 3. 2003

TDCS, OFDM, and MC - CDMA: a brief tutorial. Chakravarthy, V. et. al. IEEE Communications Magazine, Vol. 43 No. 9. 2005

审查员 胡 延

权利要求书 2 页 说明书 9 页 附图 3 页

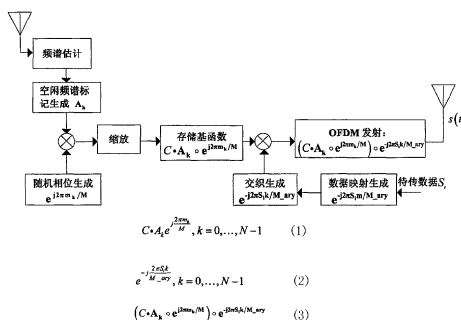
[54] 发明名称

一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法

[57] 摘要

一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法，属于无线通信技术领域，涉及认知无线技术中的频谱自适应收发技术。发射方一方面通过频谱估计、空闲频谱标记、随机相位生成、缩放和存储步骤生成基函数见右式(1)；另一方面通过数据映射与交织，生成数据矢量见右式(2)；然后将基函数和数据矢量对应元素相乘得到信号矢量见右式(3)，并采用正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)方式发射。接收方基本采取发射方逆向操作，最终得到对发送数据符号的估计 \hat{S}_i 。本发明基于 OFDM 发射和接收，与现有的 OFDM 技术兼容；采用循环移位键控(Cyclic Code Shift Keying, CCSK)调制，发送信号有较低的峰平比值；采用 OFDM 接收方式和离散傅立叶逆变换实

现解调，避免了复杂的相关器；避免了采用复杂的瑞克(Rake)接收方式；无需在接收方预设门限，提高了搜索速度和通信系统的性能。本发明还采用了传统时域 CCSK 调制、解调中不能实现的交织技术。



$$C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m k}{N}}, k=0, \dots, N-1 \quad (1)$$

$$e^{-j\frac{2\pi S_k}{M_{ST}}}, k=0, \dots, N-1 \quad (2)$$

$$(C \cdot A_k \cdot e^{j2\pi m k / N}) \cdot e^{j2\pi S_k / M_{ST}} \quad (3)$$

1、一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法，包括发射方和接收方，其特征在于，所述发射方包括如下步骤：

步骤一：生成基函数 $C \cdot A_k e^{j \frac{2\pi m_k}{M}}$, $k=0, \dots, N-1$ ，其中： M 表示相移键控调制的进制阶数， N 表示被估计频谱范围内频谱样本点的个数；具体包括如下步骤：

第一步：频谱估计，估计无线环境的频谱，得到各个频点的可用性信息；

第二步：空闲频谱标记，将频谱估计结果与一个预先设定的门限值比较，频谱估计值超过门限值的频率分量被设定为 0，其它的频率分量设定为 1，生成相应的频谱幅度序列 $A_k, k=0, \dots, N-1$ ；

第三步：随机相位生成，将一组随机整数 $m_k, k=0, \dots, N-1$ 作 M 进制相移键控调制 M -PSK 得到 $e^{j \frac{2\pi m_k}{M}}, k=0, \dots, N-1$ ，作为随机相位序列；

第四步：将生成的随机相位序列 $e^{j \frac{2\pi m_k}{M}}$ 与频谱幅度序列 A_k 对应元素相乘得到序列 $A_k e^{j \frac{2\pi m_k}{M}}, k=0, \dots, N-1$ ；

第五步：缩放，为了维持每个矢量信号序列的能量一致，将序列 $A_k e^{j \frac{2\pi m_k}{M}}, k=0, \dots, N-1$ 的幅度被缩放 C 倍， $C = \sqrt{N/N_{A_k}}$ ， N_{A_k} 为序列 $A_k, k=0, \dots, N-1$ 中 1 的个数；

第六步：存储，存储序列 $C \cdot A_k e^{j \frac{2\pi m_k}{M}}, k=0, \dots, N-1$ ；

步骤二：数据调制与交织，具体包括如下步骤：

第一步：数据映射，采用循环码移键控调制 CCSK，执行数据映射操作：

$S_i \rightarrow e^{-j \frac{2\pi S_i m}{M_{\text{ary}}}}, m=0, \dots, N-1$ ，其中 S_i 是待发送的整数数据符号， M_{ary} 是 CCSK 调制的参数， $M_{\text{ary}} \in \{2, 4, \dots, 2^{\lfloor \log_2 N \rfloor}\}$ ，这里，符号 ' $\lfloor x \rfloor$ ' 表示不超过 x 的最大整数；

第二步：交织，对矢量 $e^{-j \frac{2\pi S_i m}{M_{\text{ary}}}}, m=0, \dots, N-1$ 做交织，得到矢量 $e^{-j \frac{2\pi S_i k}{M_{\text{ary}}}}, k=0, \dots, N-1$ ；

步骤三：生成信号矢量 $(C \cdot A_k \circ e^{j2\pi m_k/M}) \circ e^{-j2\pi S_i k/M_{\text{ary}}}$ 并发射，具体包括如下步骤：

第一步：将矢量 $e^{-j \frac{2\pi S_i k}{M_{\text{ary}}}}$ 和序列 $C \cdot A_k e^{j \frac{2\pi m_k}{M}}, k=0, \dots, N-1$ 对应元素相乘得到信号矢量 $(C \cdot A_k \circ e^{j2\pi m_k/M}) \circ e^{-j2\pi S_i k/M_{\text{ary}}}$ ；

第二步：采用正交频分复用 OFDM 发射，先执行离散傅立叶逆变换，得到

$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C \cdot A_k e^{j \frac{2\pi m_k}{M}} e^{-j \frac{2\pi S_i k}{M_{\text{ary}}}} e^{j \frac{2\pi kn}{N}}, n=0, \dots, N-1$ ，然后作功率调整后，根据信道的最大时延添加循

环前缀，最后发射出去；

所述接收方包括如下步骤：

第一步：OFDM 接收，接收到的信号经过 OFDM 接收机处理得到 $\mathbf{R}(\mathbf{k})$ ；

第二步：空闲频谱标记和随机相位生成，采用与发送机相同的技术得到幅度矢量 \mathbf{A}_k 和随机相位矢量 $\mathbf{e}^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ，生成的矢量 \mathbf{A}_k 与矢量 $\mathbf{e}^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ 对应元素相乘得到 $\mathbf{A}_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ， $k=0, \dots, N-1$ ；

第三步：取共轭，对 $\mathbf{A}_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ， $k=0, \dots, N-1$ 取共轭，生成 $\mathbf{A}_k e^{-j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ， $k=0, \dots, N-1$ ，并在同步之后与矢量 $\mathbf{R}(\mathbf{k})$ 对应元素相乘，取掉随机相位；

第四步：解交织，对去掉随机相位后的 $\mathbf{R}(\mathbf{k})$ 做解交织，得到解交织后的矢量 $\bar{\mathbf{R}}(\mathbf{k})$ ，执行与发射机交织的逆操作；

第五步：快速傅立叶逆变换，对矢量 $\bar{\mathbf{R}}(\mathbf{k})$ 执行离散傅立叶逆变换得到矢量 $\tilde{\mathbf{R}}(\mathbf{l})$ ；

第六步：取实部，对矢量 $\tilde{\mathbf{R}}(\mathbf{l})$ 取实部，得到 $\text{Re}\{\tilde{\mathbf{R}}(\mathbf{l})\}$ ；

第七步：最大值下标搜索，从实部矢量的起点开始、等间隔的取 M_ary 个元素，作为新的序列，并重新编号，取其最大值的下标作为发送数据符号的估计 \hat{S}_i 。

2、根据权利要求 1 所述的一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法，其特征在于，所述发射方步骤一中的第一步频谱估计，具体估计方法能够为周期图法、自相关图法、参量法、滤波器法和空间法，采样点个数为 N ， N 可以根据发送信号的数据率和拟使用的带宽自适应地变化。

3、根据权利要求 1 所述的一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法，其特征在于，所述发射方步骤一生成基函数 $C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ， $k=0, \dots, N-1$ 中，如果在一定传输时间间隔内信道条件维持不变，则只在该时间间隔起始阶段生成新的 $C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ， $k=0, \dots, N-1$ 序列，在该时间间隔内的后续数据传输中一直使用缓冲区中存储的该序列；如果在一定传输时间间隔内信道条件发生变化，则需要重新执行第一步至第五步，得到 $C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ， $k=0, \dots, N-1$ 序列，并存储。

一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法

技术领域

一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法，属于无线通信技术领域，特别涉及认知无线（Cognitive Radio, CR, 内容详见 S. Haykin, “Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications,” IEEE JSAC, Feb. 2005, vol. 23, no 2, pp. 201–20）技术中的频谱自适应收发机（Spectrum Adaptive Transceivers）技术。

背景技术

Joseph Mitola III 博士在 1999 年首先提出了认知无线电（Cognitive Radio）的概念，他在该年发表的一篇论文（内容详见，Joseph Mitola III, “Cognitive radio for flexible mobile multimedia Communications”, Sixth International Workshop on Mobile Multimedia Communications (MoMuC'99), pp.3-10, San Diego, CA, 1999）中描述了如何通过一种称为 RKRL(Radio Knowledge Representation Language)的语言增强个人服务的灵活性，并给出了无线认知环推理模型；在另一篇论文（内容详见，Joseph Mitola III and Gerald Q. Maguire, JR., “Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal”, IEEE Personal Communications, vol.6, no.4, pp.3-18, August 1999）中，他提出了 Spectrum Pooling 的概念，指出可以通过 Spectrum Pooling 技术拓展传统和 3G 系统的可用带宽，描述了如何通过认知无线电技术实现 Spectrum Pooling。Joseph Mitola III 博士在 2000 年的博士论文（内容详见，Joseph Mitola III, “Cognitive radio: An integrated agent architecture for software defined radios”, Doctor of Technology, Royal Institute Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2000）中进一步系统地阐述了上述概念和方法，给出了下述有关认知无线电的定义：

“认知无线电这个术语确定了这样一个观点，即无线个人数字助理（PDAs）和相关的网络具有对于无线资源和相关的计算机与计算机之间通信足够的计算智能，包括：作为用户环境的函数检测用户的通信需求；并且，提供满足这些需求的最适当的无线资源和服务。”

另一方面，随着通信系统对频谱资源需求的不断增加，美国联邦通信委员会（FCC）开始重新考虑频谱管理政策。2003 年 5 月，FCC 召开了认知无线电研讨会，讨论了利用认知无线电技术实现灵活频谱利用的相关技术问题。此后，FCC 给出了认知无线的狭义定义（内容详见，FCC. Et Docket no. 03-322, “Notice of Proposed Rule Making and Order”, December 2003）：

“认知无线电是指能够通过与环境交互，改变发射机参数的无线电设备。认知无线

电的主体可能是 SDRs (Software Defined Radios)，但既没有软件也没有现场可编程的要求”。

并描述了五个可能的应用领域：

1. 在低人口密度和低频谱使用率（如郊区）的区域可以增加发射功率 8dB；
2. Primary 用户以可以中断的方式向 Secondary 用户租借频谱；
3. 利用用户的空间和时间特性动态协调频谱共享；
4. 促进不同系统间的互操作；
5. 利用发射功率控制和环境判决实现多跳射频网络（multi-hop RF network）。

在 2005 年 2 月的 IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 国际著名学者 Simon Kaykin 发表了一篇名为“Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications”的特邀论文（内容详见, Simon Haykin, “Cognitive Radio: Brain-Empowered Wireless Communications”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 23, no. 2, pp.201- 220, February 2005），从信号处理的角度全面总结了认知无线技术的三个关键问题：

1. 无线环境分析（Radio-scene analysis）
2. 信道状态估计和预测建模（Channel estimation and predictive modeling）
3. 发射功率控制和动态频谱管理 (Transmit-Power control and dynamic spectrum management)

并针对这些方面提出了一些解决方法，同时提出了可能研究方向。

变换域通信系统（Transform Domain Communication System, TDCS）的基本思想是，通过在给定的频谱范围内动态改变发射信号频谱来避免来自授权用户（licensed user）的干扰和避免干扰这些用户。1988 年, German 提出利用频谱占用信息修改直接序列扩频信号的波形来避免干扰。内容详见 E. H. German, “Transform Domain Signal Processing Study Final Report,” Tech. rep., Reisterstown, MD: Contract: Air Force F30602-86-C-0133, DTIC: ADB132635, Aug. 1988。随后, 在 1991 年, Harri 公司的 Andren 为一种低截获率通信系统申请了专利。内容详见 A. F. Andren et al., “Low Probability of Intercept Communication System,” Harri Corp., U.S. Patent 5029 184, 1991。该专利没有提供理论分析, 也没有提供和功能处理相关的实现问题。美国空军研究实验室（Air Force Research Laboratory）和空军技术学院（Air Force Institute of Technology）采用了 Andren 提出的传播环境采样、波形生成的收发机框架和 German 的发送信号处理技术。内容详见 R. Radcliffe et al., “Design and Simulation of Transform Domain

Communication system,” MILCOM, 1997。该方案中的接收机使用传统的时域匹配滤波和最大似然检测估计。2005年, V. Chakravarthy 在 WCNC 2005 上提出将 TDCS 作为一种认知无线电技术的收发机候选方案。内容详见 V. Chakravarthy et al., “Cognitive Radio — An Adaptive Waveform with Spectrum Sharing Capability,” IEEE WCNC, 2005。同年, V. Chakravarthy 在 IEEE Radio Communications 发文, 给出了 TDCS 的详细描述, 并与正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 和多载波码分多址 (Multicarrier - Code Division Multiple Access, MC-CDMA) 作了比较。内容详见 V. Chakravarthy, A.S. Nunez, J.P. Stephens, A.K. Shaw, M.A. Temple, “TDCS, OFDM, and MC-CDMA: a brief tutorial,” Communications Magazine, IEEE, Vol.43, Issue 9, pp.S11-S16, Sept. 2005。

目前的 TDCS 框架假设: 发射机和接收机观察到相同的电磁环境, 从而有相似的频谱估计结果和频谱自适应成形滤波器; 信道为静态的加性白高斯信道 (fixed Additive White Gaussian Noise, AWGN)。相同的电磁传播环境观测适合于本地短距离数据连接应用, 因为此时发射机和接收机工作在相同的干扰环境中。

通常, TDCS 使用循环移位键控调制 (Cyclic Code Shift Keying, CCSK, 内容详见 Dillard, G.M., Reuter, M., Zeiddler, J., and Zeidler, B., “Cyclic code shift keying: a low probability of intercept communication technique,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, July 2003, vol. 39, no. 3, pp. 786 – 798)。CCSK 是一种 M 进制调制方式。在最简单的 CCSK 调制的实现方式中, 先选出一个基函数 (Base Function) $b(t)$, 然后根据要发送的数据对基函数做循环移位, 最后发送基函数。

现有的一种变换域通信方法, 其技术方案为:

一、发射方, 如图 1 所示:

第一步: 频谱估计 (Estimate Spectrum)。频谱估计的功能是确定可以使用的频谱区域。估计的方法可以是周期图、自回归图和基于小波的技术等。

第二步: 空闲频谱标记 (Spectrum Magnitude)。空闲频谱标记的功能是确定通信信道内哪些频点空闲, 哪些频点被占用。通常根据信道频谱范围内的信号平均功率预先设定一个门限, 然后和第一步得到的频谱估计值作比较, 将超过门限值的频点设定为 0, 其它的频率分量设定为 1, 生成的序列为 $A'(\omega)$ 。

第三步: 随机相位生成 (Random Phase)。随机相位生成的功能是生成一个多值的复随

机相位信号。一个 m 序列的 r 个比特被映射为 2^r 个复相位值中的一个。生成的随机相位序列 $e^{j\theta(\omega)}$ 与频谱幅度序列 $A'(\omega)$ 对应元素相乘得到序列 $B_b(\omega)$ 。

第四步：缩放 (Scale)。序列 $B(\omega)$ 经过幅度缩放，使得到的所有信号 $B(\omega)$ 有相同的能量。

第五步：离散傅立叶逆变换 (IDFT)。离散傅立叶逆变换的功能是生成时域的基函数。序列 $B(\omega)$ 通过离散傅立叶变换生成时域的基函数 $b(t)$ ，生成的基函数只在可用的频谱区域内有能量。

第六步：存储 (Memory)。存储器存储生成的基函数 $b(t)$ 。如果信道的电磁环境在一段连续的频谱估计时间间隔内恒定不变，则只在该时间间隔起始时生成新的基函数，后续步骤使用存储器中的同一个基函数进行 CCSK 调制。

第七步：调制 (Modulation)。TDCS 使用 CCSK 调制，通过基函数的不同循环移位来传送数据符号 $d(t)$ 。

第八步：发送 (Transmitter)。通常，被调制了的信号矢量不用做载波调制。

二、接收方，如图 2 所示：

第一步：空闲频谱标记 (Spectrum Magnitude)。采用与发射机相同的技术得到幅度矢量 $A'(\omega)$ 。

第二步：随机相位生成 (Random Phase)。采用与发射机相同的技术生成随机相位矢量 $e^{j\theta(\omega)}$ ，生成的矢量 $e^{j\theta(\omega)}$ 与 $A'(\omega)$ 对应元素相乘得到 $A'(\omega)e^{j\theta(\omega)}$ 。

第三步：离散傅立叶逆变换 (IDFT)。对矢量 $A'(\omega)e^{j\theta(\omega)}$ 做离散傅立叶逆变换，得到矢量 $c(t)$ 。

第四步：取共轭 (Conjugate)。将参考函数 $c(t)$ 取共轭，然后做等间隔的 M 次循环移位得到 M 个矢量 $c_j(t)$, $j=0, \dots, M-1$ 。

第五步：积分 (Integrator)。接收到的信号 $r(t)$ 分别与 M 个矢量 $c_j(t)$, $j=0, \dots, M-1$ 对应元素相乘之后，再做积分求和运算，得到结果 $z_j(t)$ 。

第六步：最大似然判决（Maximum Likelihood Decision Rule）。找出 $z_j(t)$, $j = 0, \dots, M-1$ 中最大值的下标 k ，根据 $c_k(t)$ 相对于参考函数 $c(t)$ 的循环移位量估计出所传送的数据符号 $\hat{d}(t)$ 。

上述方法的缺点：

1. 需要复杂的相关器，成本高，实现费时；
2. 在多径传输环境中，当传播时延超过一个码片的长度时，为了利用多径信号实现时间分集，接收机需要复杂的瑞克（Rake）接收机；
3. 在 CR 环境下，特别是频谱连续的、大量不可用时，系统的误比特率（BER）性能急剧恶化。

现有的一种低截获率通信系统，其技术方案要点：

低截获率通信系统的发射方与基于傅立叶变换的 TDCS 发射方相同。

低截获率通信系统的接收机方如下所述：

接收到的信号进行快速傅立叶变换，将变换所得结果乘上独立生成的、与发射方所使用的序列 $B_b(\omega)$ 一样的序列，然后去掉结果矢量中的极大值。最后将所得到的矢量再做快速傅立叶变换，将变换后的矢量的最大值元素的下标作为发送数据符号的估计。

该低截获率通信系统的缺点：

1. 去掉信号矢量中极大值时，需要设定门限值，门限值的设定对性能会有很大的影响；
2. 判决时候的全局搜索费时，并且全局搜索增加了误判概率。如果在非信号频点的干扰信号幅度超过了传送信号频点的幅度，那么该方案将出现误判；
3. 在 CR 环境下，特别是频谱连续的、大量的不可用时，系统的误比特率（BER）性能急剧恶化。

发明内容

在认知无线电应用场景中，收发机将要使用不连续的频谱，并且收发机两端的频谱环境可能不一致，因此认知无线电收发机必须根据变化的电磁环境，不断改变发射机的发射信号频谱罩（Mask）和接收机的接收频谱罩（Mask）。传统瑞克接收机实现复杂、成本高、费时。时域 CCSK 调制不能实现交织和解交织，性能会在频谱部分连续可用的时候恶化。为了解决

上述技术问题，本发明提出了一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法。

一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法的信号模型可以表示为：

$$x_i[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sqrt{\frac{\varepsilon_s}{N_{A_k}}} A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}} e^{-j\frac{2\pi S_i k}{M_ary}} e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, n=0, \dots, N-1 \quad (1)$$

其中， N 为 CCSK 符号的长度， ε_s 为一个 CCSK 符号的能量， $A_k, k=0, \dots, N-1$ 为由 0、1 组成的采样频谱矢量， N_{A_k} 为 $A_k, k=0, \dots, N-1$ 中 1 的个数， M 表示使用 M -PSK 调制生成随机相位矢量， m_k 为 $0, \dots, M-1$ 之间的随机整数， M_ary 表示使用 M_ary CCSK， M_ary 是 CCSK 调制的参数， $M_ary \in \{2, 4, \dots, 2^{\lfloor \log_2 N \rfloor}\}$ ，这里，符号 ' $\lfloor x \rfloor$ ' 表示不超过 x 的最大整数， S_i 是被传输的整数数据。

本发明详细技术方案为：

一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法，包括发射方和接收方，其特征在于，所述发射方包括如下步骤（如图 3 所示）：

步骤一：生成基函数 $C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}, k=0, \dots, N-1$ ，具体包括如下步骤：

第一步：频谱估计（Estimate Spectrum）。估计无线环境的频谱，得到各个频点的可用性信息。估计方法可以为周期图法、自相关图法、参量法、滤波器法和空间法等，采样点个数为 N ， N 可以根据发送信号的数据率和拟使用的带宽自适应地变化。

第二步：空闲频谱标记（Spectrum Magnitude）。将频谱估计结果与一个预先设定的门限值比较。频谱估计值超过门限值的频率分量被设定为零，其它的频率分量设定为 1，生成相应的频谱幅度序列 $A_k, k=0, \dots, N-1$ 。

第三步：随机相位生成（Random Phase）。将一组随机整数 $m_k, k=0, \dots, N-1$ 作 M -PSK 调制得到 $e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}, k=0, \dots, N-1$ ，作为随机相位序列。

第四步：将生成的随机相位序列 $e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ 与频谱幅度序列 A_k 对应元素相乘得到序列 $A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}, k=0, \dots, N-1$ 。

第五步：缩放（Scale）。为了维持每个矢量信号序列的能量一致，将序列

$A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$, $k=0, \dots, N-1$ 的幅度被缩放 C 倍, $C = \sqrt{N/N_{A_k}}$, N_{A_k} 为序列 A_k , $k=0, \dots, N-1$ 中 1 的个数。

第六步: 存储 (Memory)。存储序列 $C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$, $k=0, \dots, N-1$ 。

如果在一定传输时间间隔内信道条件维持不变, 则可以只在该时间间隔起始阶段生成新的 $C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$, $k=0, \dots, N-1$ 序列, 在该时间间隔内的后续数据传输中一直使用缓冲区中存储的该序列; 如果在一定传输时间间隔内信道条件发生变化, 则可以重新执行第一步至第五步, 得到 $C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$, $k=0, \dots, N-1$ 序列, 并存储。

步骤二: 数据调制与交织, 具体包括如下步骤:

第一步: 数据映射 (Mapping)。采用 CCSK 调制, 执行数据映射操作:

$S_i \rightarrow e^{-j\frac{2\pi S_i m}{M_ary}}$, $m=0, \dots, N-1$, M_ary 是 CCSK 调制的参数, $M_ary \in \{2, 4, \dots, 2^{\lfloor \log_2 N \rfloor}\}$, 这里, 符号 ' $\lfloor x \rfloor$ ' 表示不超过 x 的最大整数。

第二步: 交织 (Interleaver)。对矢量 $e^{-j\frac{2\pi S_i m}{M_ary}}$, $m=0, \dots, N-1$ 做交织, 得到矢量 $e^{-j\frac{2\pi S_i k}{M_ary}}$, $k=0, \dots, N-1$ 。

步骤三: 生成信号矢量 $(C \cdot A_k \circ e^{j2\pi m_k/M}) \circ e^{-j2\pi S_i k/M_ary}$ 并发射, 具体包括如下步骤:

第一步: 将矢量 $e^{-j\frac{2\pi S_i k}{M_ary}}$ 和序列 $C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$, $k=0, \dots, N-1$ 对应元素相乘得到信号矢量 $(C \cdot A_k \circ e^{j2\pi m_k/M}) \circ e^{-j2\pi S_i k/M_ary}$, 这里, 符号 ' \circ ' 表示矢量的对应元素相乘。

第二步: OFDM 发射 (OFDM Transmitter)。先执行离散傅立叶逆变换, 得到

$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C \cdot A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}} e^{-j\frac{2\pi S_i k}{M_ary}} e^{j\frac{2\pi kn}{N}}$, $n=0, \dots, N-1$, 然后作功率调整后, 根据信道的最大时延添加循环前缀, 最后发射出去。发射信号可以做载波调制, 也可以不做载波调制。

所述接收方包括如下步骤 (如图 4 所示):

第一步: OFDM 接收 (OFDM receiver)。接收到的信号经过 OFDM 接收机处理得到 $R(k)$ 。

第二步: 空闲频谱标记和随机相位生成 (Spectrum Magnitude and Random Phase)。采用

与发送机相同的技术得到幅度矢量 A_k 和随机相位矢量 $e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ，生成的矢量 A_k 与矢量 $e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ 对应元素相乘得到 $A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ， $k=0, \dots, N-1$ 。

第三步：取共轭（Conjugate）。对 $A_k e^{j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ， $k=0, \dots, N-1$ 取共轭，生成 $A_k e^{-j\frac{2\pi m_k}{M}}$ ， $k=0, \dots, N-1$ ，并在同步之后与矢量 $\mathbf{R}(\mathbf{k})$ 对应元素相乘，取掉随机相位，得到矢量 $\bar{\mathbf{R}}(\mathbf{k})$ 。

第四步：解交织（Deinterleaver）。对接收到的信号矢量做解交织，执行与发射机交织的逆操作。

第五步：快速傅立叶逆变换（IFFT）。对矢量 $\bar{\mathbf{R}}(\mathbf{k})$ 执行离散傅立叶逆变换得到矢量 $\tilde{\mathbf{R}}(\mathbf{l})$ 。

第六步：取实部（Real Part）。对矢量 $\tilde{\mathbf{R}}(\mathbf{l})$ 取实部，得到 $\text{Re}\{\tilde{\mathbf{R}}(\mathbf{l})\}$ 。

第七步：最大值下标搜索（Maxima Index）。从实部矢量的起点开始、等间隔的取 M_ary 个元素，作为新的序列，并重新编号，取其最大值的下标作为发送数据符号的估计 \hat{S}_i 。

本发明的创新点：

1. 发射方基于 OFDM 发射，可以使用成熟的 OFDM 发射机技术，比如添加循环前缀、同步和信道估计，并有利于与现有的 OFDM 技术兼容；
2. 发射方与直接使用 OFDM 发射方式相比，由于采用了 CCSK 调制，因此发送信号有较低的峰平比值；
3. 接收方采用 OFDM 接收方式和离散傅立叶逆变换实现解调，避免了复杂的相关器；
4. 在衰落信道和多径传播环境中，接收方使用 OFDM 技术，避免了采用复杂的瑞克接收方式；
5. 通过缩小实部信号矢量搜索范围，不需要在接收方预设门限，提高了搜索速度和通信系统的性能。
6. 在发射方，执行频域 CCSK 调制之后做交织，在接收方，执行 CCSK 解调之前，做解交织。交织和解交织是传统时域 CCSK 调制、解调中不能实现的。

附图说明

图 1 是传统的变换域通信系统的发射机框图。

图 2 是传统的变换域通信系统的接收机框图。

图 3 是本发明所述的一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法的发射方框图。图中， $\mathbf{X} \circ \mathbf{Y}$ 表示矢量 \mathbf{X} 和 \mathbf{Y} 对应元素相乘。

图 4 是本发明所述的一种基于交织和正交频分复用的变换域通信方法的接收方框图。

图5是在IEEE 802.22 C信道下，基于交织和正交频分复用的变换域通信方法的性能和未交织的基于正交频分复用的变换域通信方法的误比特率（BER）性能比较。其中，曲线1和2为未交织时的性能，曲线3和4是交织了的性能，曲线1和3为连续的1/8所有频谱可以使用的时候的性能，曲线2和4为连续的1/4所有频谱可以使用的时候的性能。可以看出，相同的可用频谱下，和未交织的收发机相比，本发明的基于交织和正交频分复用的变换域通信方法的性能有显著的提高。

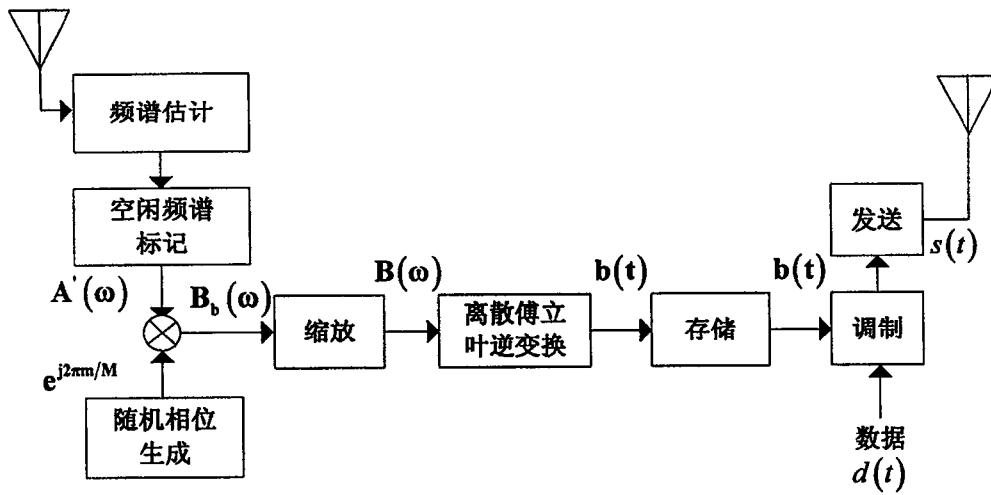


图 1

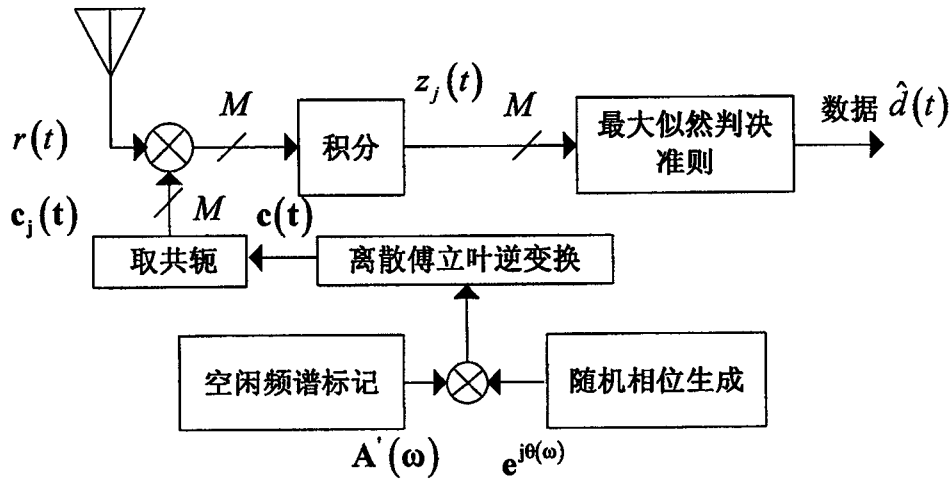


图 2

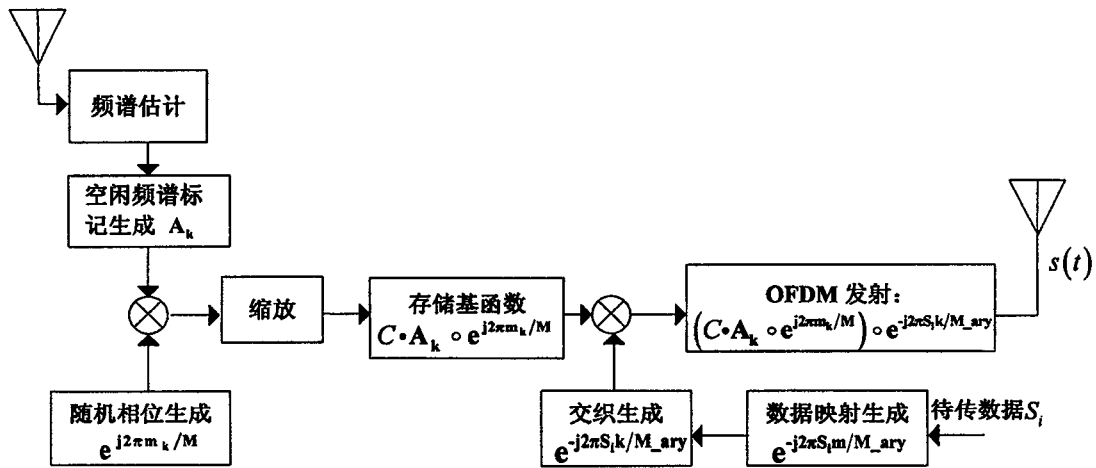


图 3

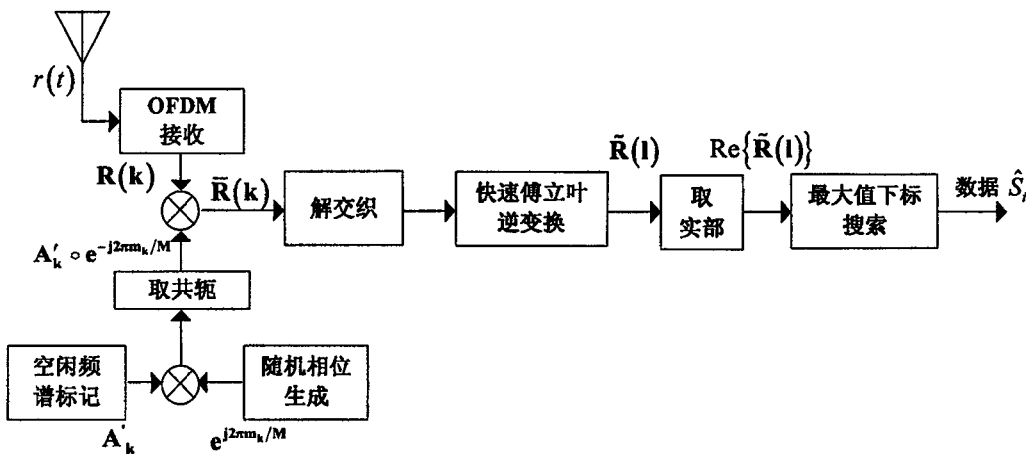


图 4

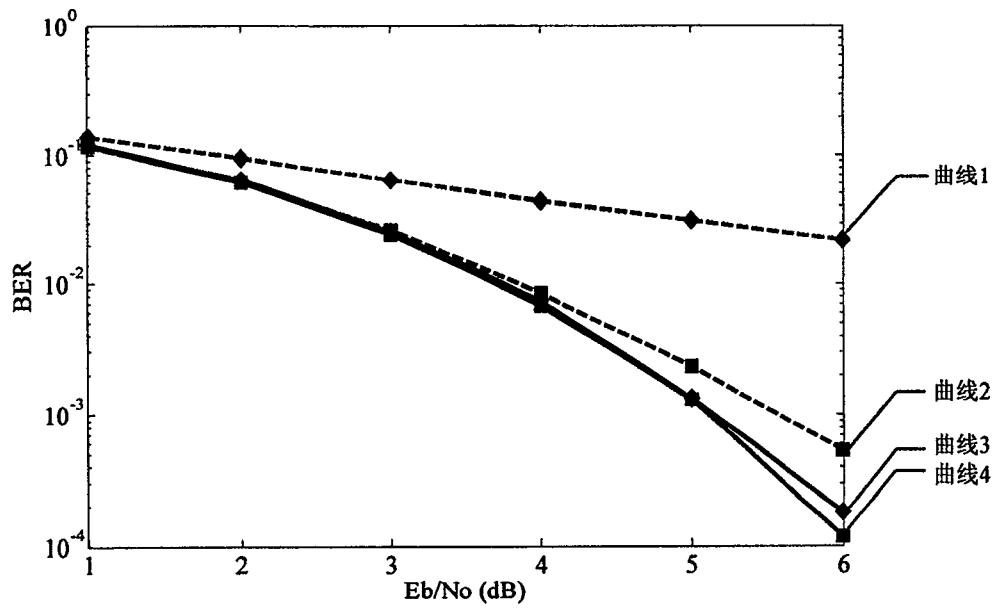


图 5