

降低 MB-OFDM 认知无线电带外干扰的编码调制方法及其性能分析

杨程^{①②} 翁玮文^② 周正^{①②}

^①(北京邮电大学无线网络实验室 北京 100876)

^②(泛网无线通信教育部重点实验室 北京 100876)

摘要: 该文针对降低多频带正交频分复用(MB-OFDM)认知无线电系统带外干扰的要求, 利用数学推导的方法, 得出带外干扰的表达式, 提出了一种以两个、四个或多个子载波分组的编码调制方法。该方法增大了带外信号衰减速率, 从而产生满足要求的频谱凹槽深度, 有效地降低对周围无线业务的干扰, 最终达到认知系统和其它窄带系统的共存。另外, 理论分析和仿真结果表明该编码调制具有另一个优点: Rayleigh 信道中, 一定的信噪比下可以获得更好的误码率性能。

关键词: MB-OFDM; 频谱凹槽; 子载波分组编码调制; 误码率性能

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)04-0878-04

Coded-modulation Scheme for Interferences Mitigation from MB-OFDM Cognitive Radio and Its Performance Analysis

Yang Cheng^{①②} Weng Wei-wen^② Zhou Zheng^{①②}

^①(Wireless Network Lab, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

^②(Key Lab of Universal Wireless Communications, MOE, Beijing 100876, China)

Abstract: In order to satisfy the requirement of mitigating interferences caused by MB-OFDM cognitive radio systems, a type of coded-modulation scheme among two, four or several sub-carriers, is proposed, which is derived from side-lobe interference expressions. Based on this method, the side-lobe signal of MB-OFDM decreases quickly, and then the frequency notch, overlapping with other radio services, is deep enough. Consequently, interferences from cognitive radio systems is decreased, and the coexistence with other narrow band radio services is realized. In addition, theoretic analysis and simulation results show that the coded-modulation scheme has an additional merit: when SNR arrives at a certain value, compared with traditional modulation, much better Bit Error Rate (BER) performance can be achieved over Rayleigh fading channels.

Key words: MB-OFDM; Frequency notch; Sub-carrier grouping coded modulation; BER performance

1 引言

认知无线电系统通过对周围无线环境的感知, 采用一种软频谱的概念, 灵活动态地利用频谱资源, 而不对附近其他无线业务产生干扰^[1,2]。通过探测-避开策略(DAA)^[3,4], 生成频谱模板, 在窄带业务频段上产生频谱凹槽, 降低重叠频段上的发送功率, 从而避免对附近窄带业务产生干扰。针对 MB-OFDM 方式的认知无线电系统, 在关闭干扰频段上的子载波后, 因为其他子载波带外信号按 Sa 函数衰减, 所以在关闭子载波的频段上会有泄露功率存在, 从而产生频谱凹槽深度不够。文献[5]提出一种在关闭重叠部分的子载波后, 在关闭掉的子载波两侧插入 AIC 子通道, 产生更深的凹槽, 但是接收机需要提前知道 AIC 子通道的位置, 实现起来比较复

杂。文献[6,7]利用相邻子载波带外旁瓣幅值接近相等的特点, 提出对相邻子载波传输极性相反的信息, 从而使带外干扰减小, 凹槽深度增加。因为两个子载波传输的信息相同, 降低了系统的传输效率, 只适合提供低速率业务。本文从数学推导的角度, 得到 MB-OFDM 带外干扰的数学表达式, 给出了降低带外干扰的更一般的依据和方法。以此方法为基础, 提出了一种对每两个、四个子载波上的符号进行编码调制, 使带外功率衰减加快, 从而加大凹槽深度, 降低带外干扰。可以看出文献[6,7]产生凹槽的编码方法其实是本文分析结果的一种参数选择, 是对两个子载波进行编码调制的结果。

另一方面, 为了在加快带外衰减, 产生频谱凹槽的同时不降低数据传输的速率, 本文与 QPSK 做比较, 采用以 16QAM 为基础的编码调制方式。分析和仿真结果表明, 相对 QPSK, 相同数据传输速率和平均发送功率下, 虽然 16QAM 符号间的欧氏距离减小, 使 AWGN 信道中 BER 性能变差, 但是相同的信息在多个载波上同时传输, 达到频率

2007-12-10 收到, 2008-04-08 改回

国家自然科学基金(60432040,60772021), 北京市自然科学基金(4052021), 教育部博士点基金(20060013008, 200700130293)和韩国仁荷大学 IT 研究中心项目(INHA UWB-ITRC)资助课题

分集的效果,不同符号序列之间最小不同位的个数增加,从而使得 Rayleigh 信道中,达到一定的 SNR 后, BER 性能迅速优于原系统。

以下首先给出 MB-OFDM 带外衰减的数学表达式,在此基础上得出加深凹槽深度的编码调制方法,然后给出此编码调制方式下 MB 联盟对 IEEE 802.15.TG3a 提议的 MB-OFDM UWB 功率谱及其分析比较。最后对该编码调制的误码率性能进行理论分析和仿真比较。

2 MB-OFDM 子载波分组编码调制

2.1 带外衰减表达式

OFDM 符号周期 T 内信号可以表示为

$$x(t) = x_I(t) + x_Q(t) = g_T(t) \sum_{m=0}^{N-1} \left[a_m \cos(2\pi(f_p + f_m)t + \phi) + b_m \sin(2\pi(f_p + f_m)t + \phi) \right] \quad (1)$$

其中 $g_T(t) = \begin{cases} \sqrt{1/T}, & 0 \leq t \leq T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$, a_m, b_m 分别为星座图中星座点横坐标和纵坐标,对于 QPSK, $a_m, b_m = \{-1, 1\}$ 。

对式(1)的同项分量做傅里叶变换,并取频率正半轴部分,表示为

$$X_I(j\omega) = \sum_{m=0}^{N-1} a_m \frac{1}{2} \sqrt{T} \operatorname{sinc} \left(\frac{\omega - \omega_p - \omega_m}{2} T \right) \cdot \exp(-j(\omega - \omega_p - \omega_m) \times T/2) \quad (2)$$

因为 $\omega_m T = (m+1) \times 2\pi$, 式(2)取模:

$$\begin{aligned} |X_I(j\omega)| &= \left| \sum_{m=0}^{N-1} a_m \frac{1}{2} \sqrt{T} \frac{\sin \left(\frac{\omega - \omega_p - \omega_m}{2} T - (m+1)\pi \right)}{\frac{\omega - \omega_p - \omega_m}{2} T} \right. \\ &\quad \left. \cdot \exp(j(m+1)\pi) \right| = \left| \sum_{m=0}^{N-1} a_m \frac{1}{2} \sqrt{T} \frac{\left(\sin \frac{\omega - \omega_p}{2} T \right)}{\frac{\omega - \omega_p - \omega_m}{2} T} \right| \\ &= \left| \sum_{m=0}^{N-1} \frac{a_m}{\sqrt{T}(\omega - \omega_p - \omega_m)} \right| \times \left| \sin \left(\frac{\omega - \omega_p}{2} T \right) \right| \quad (3) \end{aligned}$$

式(3)即为频率正半轴同项分量的幅度表达式。第1项是正弦波的包络,如果包络衰减速度快,那么同项分量带外功率就能迅速衰减,带外干扰减小。单个载波频谱 Sa 函数的衰减速度是 $1/\omega$, 如果将若干个子载波组合为一个整体来对待,使它们携带的符号之间存在一种关系,可以使包络衰减速度加快为 $1/\omega^2, 1/\omega^3, \dots$ 。正交分量结果类似。

2.2 子载波组合的包络表达式

本文采用两个子载波和四个子载波两种组合方式,分析比较该编码调制方式和 QPSK 的性能优劣。

(1)两个子载波,包络表示为

$$\begin{aligned} &\left| \frac{a_0}{\sqrt{T}(\omega - \omega_p - \omega_0)} + \frac{a_1}{\sqrt{T}(\omega - \omega_p - 2\omega_0)} \right| \\ &= \left| \frac{(a_0 + a_1)\omega - (a_0 + a_1)\omega_p - (2a_0 + a_1)\omega_0}{\sqrt{T}(\omega - \omega_p - \omega_0)(\omega - \omega_p - 2\omega_0)} \right| \quad (4) \end{aligned}$$

当 $a_0 + a_1 = 0$ 时,包络按 $1/\omega^2$ 衰减。

(2)四个子载波,包络表示为

$$\begin{aligned} &\left| \frac{a_0}{\sqrt{T}(\omega - \omega_p - \omega_0)} + \frac{a_1}{\sqrt{T}(\omega - \omega_p - 2\omega_0)} \right. \\ &\quad \left. + \frac{a_2}{\sqrt{T}(\omega - \omega_p - 3\omega_0)} + \frac{a_3}{\sqrt{T}(\omega - \omega_p - 4\omega_0)} \right| \quad (5) \end{aligned}$$

通过计算当 $a_0 + a_1 + a_2 + a_3 = 0$ 时,包络按 $1/\omega^2$ 衰减,如果同时 $3a_0 + 2a_1 + a_2 = 0$, 包络按 $1/\omega^3$ 衰减。

2.3 调制参数选择

调制方式采用 QPSK 时,一个同项分子载波携带一个比特信息,采用上述调制方式后,因为两个子载波携带相同的信息比特,所以要达到 QPSK 的信息传输速率,同项分量和正交分量需要采用四进制方式,例如 16QAM, 该组子载波中,一部分载波携带比特信息,其他子载波重复这些比特信息,使得信号整体带外衰减加快。另外,因为相同的比特信息在不同子载波上同时传输,达到了数据的频率分集的效果,有利于提高系统误码率性能。为便于比较分析,子载波分组编码调制和 QPSK 的平均功率相等,大小为 1。

(1)两个子载波组合:通过计算得到与 QPSK 的平均功率相等时,两子载波上同项分量幅度值为 $a_0 = \sqrt{1.8}x, a_1 = -\sqrt{1.8}x$, 其中 x 为图 1(b)中星座点的横坐标 $\{\pm 1/\sqrt{2}, \pm 1/3\sqrt{2}\}$ 。

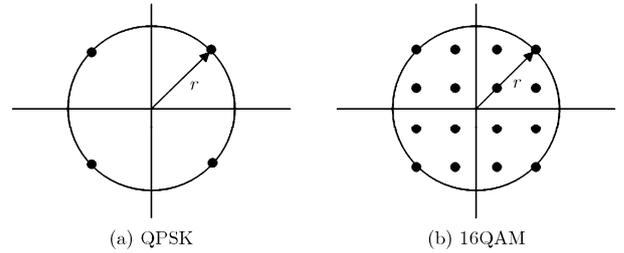


图1 QPSK, 16QAM 星座图

(2)四个子载波组合:通过计算得到与 QPSK 的平均功率相等时,四子载波上同项分量幅度同时满足 $a_0 + a_1 + a_2 + a_3 = 0, 3a_0 + 2a_1 + a_2 = 0$ 。设 $a_0 = p_0x_0 + q_0x_1, a_1 = p_1x_0 + q_1x_1$, 那么 $a_2 = -3(p_0x_0 + q_0x_1) - 2(p_1x_0 + q_1x_1), a_3 = 2(p_0x_0 + q_0x_1) + (p_1x_0 + q_1x_1)$ 。

通过计算,平均功率为 1 的情况下, p_0, p_1, q_0, q_1 的取值不唯一。选择 $p_0 = q_1 = 3/5, p_1 = q_0 = 0$ 。对应 $a_0 = 3x_0/5, a_1 = 3x_1/5, a_2 = -9x_0/5 - 6x_1/5, a_3 = 6x_0/5 + 3x_1/5$, 其中 x_0, x_1 为图 1(b)中星座点的横坐标 $\{\pm 1/\sqrt{2}, \pm 1/3\sqrt{2}\}$ 。

采用如上信号幅度参数可以使式(4), 式(5)衰减加快,从而达到降低干扰的目的。

3 子载波分组编码调制的 MB-OFDM 功率谱密度比较分析

本节针对 MB 联盟对 IEEE 802.15.TG3a 提议的 MB-

OFDM UWB 第一个子带 128 个子载波、528MHz 带宽的信号, 采用此编码调制方式, 对其功率谱密度进行分析比较。

假定第 80 个子载波开始的 8 个子载波, 共 33MHz 的带宽范围内存在其他窄带无线业务, 需要降低发送功率, 减少对其干扰。关闭这 8 个子载波, 从图 2 可以看出:

(1)QPSK 调制, 16QAM, 2 子载波编码调制和 16QAM, 4 子载波编码调制的功率谱密度带外衰减速度依次增大。

(2)图 2(a)QPSK 调制方式下, 产生的频谱凹槽深度不到 20dBm; 图 2(b)16QAM, 2 子载波编码调制下, 频谱凹槽接近 40dBm; 图 2(c)16QAM, 4 子载波编码调制下, 频谱凹槽超过 40dBm。

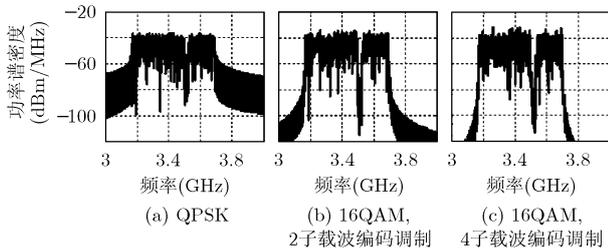


图2 带外衰减比较、关闭8子载波后凹槽深度比较

4 子载波分组编码调制的误码率性能分析

4.1 符号序列成对差错概率

考虑在信道状态信息已知的情况下, 相干解调、高斯信道最佳度量为判决准则, 发送序列 x 判决为序列 \hat{x} 的成对差错概率上界为^[8]

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq \prod_{l=1}^L \frac{1+K}{1+K+\frac{\bar{E}_s}{4N_0}|x_l-\hat{x}_l|^2} \cdot \exp\left[-\frac{K\frac{\bar{E}_s}{4N_0}|x_l-\hat{x}_l|^2}{1+K+\frac{\bar{E}_s}{4N_0}|x_l-\hat{x}_l|^2}\right] \quad (6)$$

\bar{E}_s 为经过衰落信道后的符号能量, K 是 Rician 信道直射分量和散射分量的比值。 $K = \infty$, 对应 AWGN 信道, 式(6)变为

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq \exp\left[-\frac{\bar{E}_s}{4N_0}\sum_{l=1}^L|x_l-\hat{x}_l|^2\right] \quad (7)$$

$K = 0$, 对应 Rayleigh 信道, 式(6)变为

$$P(x \rightarrow \hat{x}) \leq \prod_{l=1}^L \frac{1}{1+\frac{\bar{E}_s}{4N_0}|x_l-\hat{x}_l|^2} \quad (8)$$

由以上式得出结论:

(1)AWGN 信道中, 由式(7), 序列差错性能由序列之间的最小平方欧氏距离决定。

(2)Rayleigh 衰落信道中, 由式(8), 序列差错性能由序列之间的最小不同位的个数 L_{\min} 和不同位差错平方构成因

式的乘积 P 决定。

(3)Rician 衰落信道中, 序列差错概率由式(7)和式(8)的因素共同决定。

平均功率相同时, 因为 16QAM 星座点距离比 QPSK 小, 通过计算采用 2 子载波和 4 子载波编码调制 16QAM 符号序列的最小欧氏距离比 QPSK 小, 所以 AWGN 信道下误码率性能要差于 QPSK, 以下对 Rayleigh 信道下的性能进行分析, 采用 2.3 节的参数。

QPSK 调制, 相应的差错概率上界为

$$P_{\text{QPSK}}(x \rightarrow \hat{x}) \leq \frac{1}{1+\frac{\bar{E}_s}{4N_0}|x-\hat{x}|^2} = \frac{1}{1+2\times\frac{\bar{E}_s}{4N_0}} \quad (9)$$

16QAM, 2 子载波编码调制, 相应的差错概率上界为

$$P_{\text{16QAM2CAR}}(x \rightarrow \hat{x}) \leq \prod_{l=1,2} \frac{1}{1+\frac{\bar{E}_s}{4N_0}|x_l-\hat{x}_l|^2} = \frac{1}{\left(1+\frac{\bar{E}_s}{4N_0}\times 0.4\right)^2} \quad (10)$$

16QAM, 4 子载波编码调制, 相应的差错概率上界为

$$P_{\text{16QAM4CAR}}(x \rightarrow \hat{x}) \leq \prod_{l=1,2,3,4} \frac{1}{1+\frac{\bar{E}_s}{4N_0}|x_l-\hat{x}_l|^2} = \frac{1}{\left(1+\frac{\bar{E}_s}{4N_0}\times 0.08\right)^2\left(1+\frac{\bar{E}_s}{4N_0}\times 0.32\right)} \quad (11)$$

根据式(9), QPSK 调制后的成对差错概率上界随信噪比的增大呈 $1/\text{SNR}$ 降低; 根据式(10), 16QAM, 2 子载波编码调制的成对差错概率上界随信噪比的增大呈 $1/\text{SNR}^2$ 降低; 根据式(11), 4 子载波编码调制的成对差错概率上界随信噪比的增大呈 $1/\text{SNR}^3$ 或 $1/\text{SNR}^4$ 降低(与参数的选取有关), 所以当 SNR 增大到一定的程度, 采用 16QAM, 2 子载波编码调制、4 子载波编码调制的系统误码率上界会低于 QPSK 系统。这样达到一定的 SNR 时, 子载波分组编码调制的误码率性能就可以优于原系统。

4.2 数值仿真

子载波分组编码调制和 QPSK 的数据传输速率和平均功率相等, 采用 2.2 节的调制参数:

QPSK 符号 $a = (x, y)$;

16QAM, 2 子载波组合的符号 $a_0 = (\sqrt{1.8}x, \sqrt{1.8}y)$, $a_1 = (-\sqrt{1.8}x, -\sqrt{1.8}y)$;

16QAM, 4 子载波组合的符号 $a_0 = (3x_0/5, 3y_0/5)$, $a_1 = (3x_1/5, 3y_1/5)$, $a_2 = (-9x_0/5 - 6x_1/5, -9y_0/5 - 6y_1/5)$, $a_3 = (6x_0/5 + 3x_1/5, 6y_0/5 + 3y_1/5)$, 其中 x, y 为图 1(a)中星座点的横纵坐标; x_0, x_1 和 y_0, y_1 为图 1(a)中星座点的横纵坐标; 图 1 中 $r = 1$ 。

从图 3 的误码率性能曲线可以看出: (1)在保持数据传输速率不变时, AWGN 信道下, 16QAM 子载波组合编码调

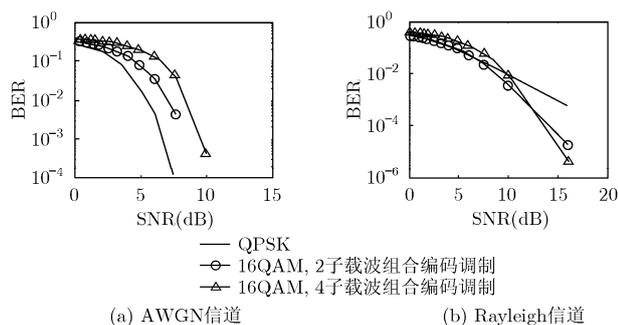


图3 误码率性能比较

制的性能相对与 QPSK 变差;(2)Rayleigh 信道下,随着 SNR 的增大 16QAM 子载波组合编码调制的误码率降低的速度高于 QPSK。在 SNR 达到 7dB 时,16QAM, 2 子载波组合编码调制的误码率开始迅速变的低于 QPSK, 在 SNR 达到 10dB 时, 16QAM, 4 子载波组合编码调制的误码率迅速变的低于 QPSK, 在 SNR 达到 12dB 时, 16QAM, 4 子载波组合编码调制的误码率迅速变的低于 16QAM, 2 子载波组合编码调制。该结果符合 4.1 节的分析, 决定不同信道下误码率性能的 3 个因素。

5 结束语

本文针对 MB-OFDM 认知无线电系统为达到动态适应周围无线频谱环境的目的, 降低对已存在窄带业务干扰的要求, 提出以一组子载波作为一个整体进行编码调制, 以加快旁瓣的衰减速度, 从而不需要另加滤波器, 直接通过关闭干扰子载波的方法, 方便地实现对窄带无线业务干扰的抑制。除了达到了设计的目的外, 理论分析和数值仿真表明, 相对与原系统, 在不降低数据速率的前提下该编码调制方法虽然在 AWGN 信道下性能有所下降, 但是 Rayleigh 信道下却可以获得更好的误码率性能。超宽带认知系统反射多径分量比视距分量更重, 信道更接近 Rayleigh 衰落, 所以在实际的超宽带认知系统中该方法会很实用。

致谢 本文部分得到意大利外交部 iCHIP 研究计划的资助,

在此表示感谢!

参考文献

- [1] Zhang H and Kohno R. Soft-spectrum adaptation in UWB impulse radio[C]. Proceeding of Personal Indoor and Mobile Radio Communications 2003, Beijing, China, 2003: 289-293.
- [2] Chiani M, Giorgetti A, and Liva G. Ultra wide bandwidth communications towards Cognitive Radio[C]. Proc. of EMC Europe Workshop 2005, Rome, Italy, 2005: 114-117.
- [3] Wisair. DAA_WP.pdf. http://www.wisair.com/technology/detect_avoid.
- [4] Ryuji Kohno and Ken-ichi Takizawa. Detection and avoidance based on soft-spectrum adaptation of UWB interference to existing radio systems[C]. 2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Manaus-Amazon, Brazil, 2006: 435-439.
- [5] Yamaguchi H. Active interference cancellation technique for MB-OFDM cognitive radio[C]. 34th European Microwave Conference, Amsterdam, Netherlands, 2004, 2: 1105-1108.
- [6] Green M. Adjacent frequency coding technique for decreasing multiband-ofdm ultra wide band interference to other radio services[C]. IEEE Sarnoff Symposium, Princeton, USA, 2006.
- [7] Shelby K A, Chiang J, and Lansford J. Modified adjacent frequency coding for increased notch depth in MB-OFDM under DAA/Spectral sculpting[C]. 1st International Conference of Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications, Mykonos, Greece, 2006: 1-5.
- [8] Periyalwar S S and Fleisher S M. A modified design of trellis-coded MPSK for the fading Channel [J]. *IEEE Trans. on Commun*, 1993, 41(6): 874-882.

杨程: 男, 1979年生, 博士生, 研究方向为高效编码调制技术及其在无线通信中的应用、认知无线电。

翁玮文: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为宽带移动通信中的编码调制技术。

周正: 男, 1945年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为无线通信、信号处理。