

OFDM 机会频谱接入的信号频谱成型方法

屈代明 王志强

(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

摘 要: 该文提出两种基于主动干扰消除(AIC)的 OFDM 机会频谱接入信号频谱成型方法, 扩展 AIC(EAIC)和 EAIC-混合模式(EAIC-H)。在这两种方法中, 除了 OFDM 信号外, 系统还主动发送一些抵消信号(EAIC 子载波)用来抵消 OFDM 信号的频谱泄漏在目标频带上形成的干扰。在时域上, 这些抵消信号的持续时间比 OFDM 符号长, 从而在干扰抵消方面可以得到比现有方法更好的效果。仿真结果表明 EAIC 方法可以形成很深的频谱凹槽(大约 80 dB), 大幅度超过 AIC 方法。和 EAIC 方法相比, EAIC-H 方法在调制阶数较高的情况下, 如 64QAM, 能够在干扰抵消能力和信噪比损失两个方面取得更好的平衡和折中。

关键词: OFDM; 认知无线电; 机会频谱接入; 干扰抵消; 带外泄漏

中图分类号: TN919.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)08-1965-04

Spectral Sculpting of OFDM Signal for Opportunistic Spectrum Access

Qu Dai-ming Wang Zhi-qiang

(Dept. Electron. & Info., Huazhong University of Science & Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: In this paper, two novel methods called EAIC (Extended Active Interference Cancellation) and EAIC-H (EAIC-Hybrid) for spectral sculpting of OFDM signal are proposed. In EAIC and EAIC-H, cancellation signals are added to OFDM signal to cancel interference in target spectrum band caused by data tones, so that interference perceived by primary user can be limited. The cancellation signal (EAIC tones) has longer time duration than that of OFDM symbol, which enables a better notching capability than that of most existing methods. Simulation results show that the proposed methods can obtain very deep spectral notches of about 80 dB. Compared with EAIC, EAIC-H provides a better tradeoff between notching performance and SNR degradation for high order modulation.

Key words: OFDM; Cognitive Radio (CR); Opportunistic Spectrum Access (OSA); Interference cancellation; Out-of-band radiation

1 引言

随着频谱资源需求的日益增长, 最近几年提出的认知无线电(CR)和动态频谱接入(DSA)技术成为新的研究热点^[1,2]。机会频谱接入(OSA)是 DSA 的一种实现形式, 采用 OSA 技术的非授权用户可以和频谱授权用户共享频谱资源。当授权用户不使用自己的频谱时, 非授权用户通过检测手段发现时域和空域上出现的频谱空洞(白区), 并利用这些频谱空洞进行通信。因为非授权用户可能需要在不连续的频谱上传输数据, 所以在 OSA 系统中, 正交频分复用(OFDM)调制技术是一种较好的选择^[3]。在基于 OFDM 的 OSA 系统中, 为了和授权用户共享频谱资源, 需要关闭处在授权用户正在使用的频带上的

那些 OFDM 子载波, 在此频带上形成频谱凹槽, 起到发送信号频谱成型的作用, 以限制非授权用户对授权用户的干扰。但是由于 OFDM 的频谱泄漏比较严重, 直接关闭子载波的方法还是会对授权用户形成一定的干扰。

一种叫做主动干扰消除(AIC)的方法可以形成更深的频谱凹槽^[4]。AIC 并非完全关闭与授权用户工作频带(目标频带)重叠的那些 OFDM 子载波, 而是在这些子载波上主动发送一些干扰抵消信号, 用来消除 OFDM 数据子载波旁瓣在目标频带上的影响。类似的方法还有抵消子载波(CC)方法^[5]。文献[6]提出了子载波加权(SW)技术, 这种技术是通过给数据子载波乘以相应的权值来压制 OFDM 带外泄漏, 与 AIC 和 CC 相比, 该技术避免了消耗额外的频谱资源来发送抵消信号。文献[7]提出在原数据信号上叠加特定的信号序列, 此特定序列由最优化算法计算得到, 起到压制带外泄漏的作用。此外, 文献[8]

2008-09-16 收到, 2009-01-22 改回

国家自然科学基金(60702039)和国际科技合作项目(2008DFA12100)资助课题

将 OFDM 时域保护间隔和加窗技术与 CC 方法结合起来。

本文基于 AIC 技术提出两种改进方法,用来抵消 OFDM 频谱泄漏对授权用户造成的干扰,我们称之为扩展主动干扰消除(EAIC)和 EAIC 混合模式(EAIC-H)。这两种方法在时域和频域对 AIC 方法进行了扩展,从而能大幅度提高抵消 OFDM 频谱泄漏的能力。

2 系统模型和 EAIC/EAIC-H 方法

一个有 N 个子载波的 OFDM 符号的时域波形可由下式表示:

$$d(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} D(k) \exp(j2\pi \times k\Delta f \times t), 0 \leq t < T \quad (1)$$

其中 Δf 是子载波的频率间隔, $D(k)$ 是调制到第 k 个子载波上的数据符号, T 是一个 OFDM 符号在时域上的持续时间。对 $d(t)$ 以频率 $f_s = N\Delta f$ 进行采样,采样后的 OFDM 符号可以表示为

$$\begin{aligned} d(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} D(k) \exp(j2\pi \times k\Delta f \times n/f_s) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} D(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right), n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (2)$$

对于具有非零循环前缀(CP)和保护间隔(GI)的 OFDM 符号而言, $d(n)$ 应包括 CP 和 GI, 那么 $d(n)$ 会比 OFDM 符号长度 N 要长。

在基于 OFDM 的 OSA 系统中,不能在授权用户工作的频带上发送子载波,即需要将式(2)中 $D(k)$ 的某些值设为零。为了更进一步降低干扰,基于 AIC 方法,本文提出一种改进方法,使用一种扩展的 AIC 信号(EAIC)来主动消除数据信号在目标频带上的频谱泄漏。EAIC 信号在时域上的长度是 MT , 其中 M 是大于 1 的整数, EAIC 信号用 $c(n)$ 表示。图 1 给出了 EAIC 方法的系统模型。这样,要发送的 OFDM 信号可以由下式表示

$$t(n) = c(n) + d_e(n), n = 0, 1, \dots, MN-1 \quad (3)$$

式中 $d_e(n)$ 包含了 $d(n)$, 并在前后添加了相同数量的

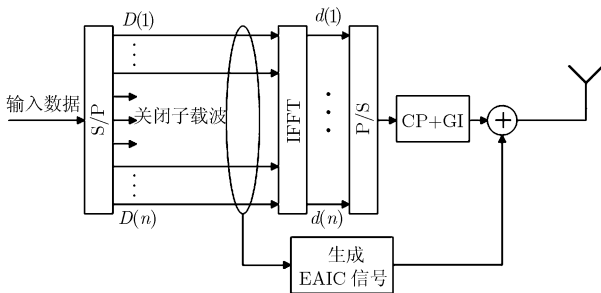


图1 采用 EAIC 方法的 OFDM 系统模型框图

0。

$$d_e(n) = \begin{cases} 0, & 0 \leq n \leq a-1 \\ d(n-a), & a \leq n \leq b-1 \\ 0, & b \leq n \leq MN-1 \end{cases} \quad (4)$$

当 OFDM 符号不加 CP 和 GI 时,或者 CP 和 GI 全为零时, $a = (M-1)N/2$, $b = a + N$, a 表示在 $d(0)$ 前面插入的 0 的个数。

图 2 给出了 OFDM 和 EAIC 时域信号。值得注意的是,由于 EAIC 信号在时域上的持续时间比其对应的 OFDM 符号要长,所以它会对相邻 OFDM 符号形成少量干扰。在频域上, EAIC 信号由目标频带附近的 l 个子载波构成,其频率分别为 $k_1\Delta f, k_2\Delta f, \dots, k_l\Delta f$, 其中 $k_i = k'_i/M$ 而且 k'_i 为整数, $i = 1, 2, \dots, l$ 。因为 EAIC 子载波拥有更小的频谱间隔,而且在时域上扩展到更长的持续时间,所以可以预见 EAIC 会比 AIC 更精确地抵消 OFDM 信号频谱泄漏。更小的频谱间隔 $\Delta f/M$ 会对数据子载波形成干扰,仿真结果表明适当设计的 EAIC 信号对数据符号的干扰十分很有限。

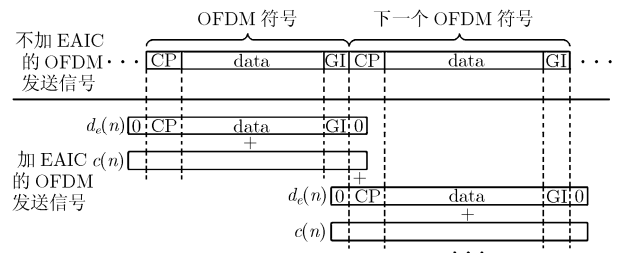


图2 采用 EAIC 方法的 OFDM 时域信号

基于以上的提出的方法, $c(n)$ 可以由下式给出

$$c(n) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^l C(i) \exp\left(\frac{j2\pi k_i n}{N}\right), n = 0, 1, \dots, MN-1 \quad (5)$$

式中 $C(i)$ 是第 i 个 EAIC 子载波的值。

EAIC-H 是本文提出的另一种改进方法,这种方法是 EAIC 和 AIC 的一种混合模式。EAIC-H 中,频率是 $k_i\Delta f$ 且 k_i 是整数 ($k_i \in \mathbb{Z}$) 的 EAIC 子载波的时域持续时间长度和 $d(n)$ 相同,其中, $\mathbb{Z}$ 表示整数集合。基于 EAIC-H 的 $c(n)$ 由下式给出

$$\begin{aligned} c(n) &= c_e(n) \frac{1}{N} \sum_{\{k_i | k_i \in \mathbb{Z}\}} C(i) \exp\left(\frac{j2\pi k_i n}{N}\right) \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{\{k_i | k_i \notin \mathbb{Z}\}} C(i) \exp\left(\frac{j2\pi k_i n}{N}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

式中 $c_e(n) = \begin{cases} 0, & 0 \leq n \leq a-1 \\ 1, & a \leq n \leq b-1 \\ 0, & b \leq n \leq MN-1 \end{cases}$ 可以约束频率是

$k_i \Delta f$ 且 $k_i \in \mathbb{Z}$ 的 EAIC 载波的时域长度。被约束长度的 EAIC 子载波实际上是文献[4]中的 AIC 子载波, 这些子载波不会对数据符号形成任何干扰。和 EAIC 相比, EAIC-H 对数据符号形成的干扰较小。

3 最优 EAIC 子载波权值

下面本文讨论如何获得 EAIC 子载波的最优权值。EAIC 子载波的最优权值使 EAIC 信号能最有效地抵消 OFDM 数据子载波在目标频带造成的频谱泄漏。首先, 通过对目标频带采样得到频谱泄漏干扰的大小, 目标频谱上采样点频率设为 $\{f_1, \dots, f_m\}$ 。 f_j 上的频谱泄漏干扰值由下式得出

$$E_d(j) = \sum_{n=0}^{MN-1} d_e(n) \exp\left(\frac{-j2\pi n f_j}{f_s}\right), \quad j = 1, \dots, m \quad (7)$$

将式(2), 式(4)代入式(7)得

$$\begin{aligned} E_d(j) &= \sum_{n=a}^{b-1} d(n-a) \exp\left(\frac{-j2\pi n f_j}{f_s}\right) \\ &= \sum_{n=a}^{b-1} \left[\sum_{k=0}^{N-1} D(k) \exp\left(\frac{j2\pi k(n-a)}{N}\right) \right] \exp\left(\frac{-j2\pi n f_j}{f_s}\right) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} D(k) P_d(j, k) \end{aligned} \quad (8)$$

用矩阵表示 $\{f_1, \dots, f_m\}$ 上的干扰采样值为

$$\mathbf{E}_d = \mathbf{P}_d \mathbf{D} \quad (9)$$

式中 $\mathbf{D}$ 是 OFDM 数据符号构成的向量, $\mathbf{D} = [D(1) D(2) \dots D(l)]^T$, $\mathbf{E}_d$ 是频谱泄漏在频谱采样点上的采样值, $\mathbf{E}_d = [E_d(1) E_d(2) \dots E_d(m)]^T$, $\mathbf{P}_d$ 的第 j 行第 k 列是 $P_d(j, k) / MN$ 。

类似地, EAIC 信号在采样点 $\{f_1, \dots, f_m\}$ 上的贡献由如下过程得到

$$E_c(j) = \sum_{n=0}^{MN-1} c(n) \exp\left(\frac{-j2\pi n f_j}{f_s}\right) \quad (10)$$

用矩阵表示式(10)为

$$\mathbf{E}_c = \mathbf{P}_c \mathbf{C} \quad (11)$$

式(11)中 $\mathbf{C}$ 是 EAIC 子载波的权值构成的向量, $\mathbf{C} = [C(1) C(2) \dots C(l)]^T$, $\mathbf{E}_c$ 是 EAIC 信号在目标频带采样点上的贡献, $\mathbf{E}_c = [E_c(1) E_c(2) \dots E_c(m)]^T$, $\mathbf{P}_c$ 是 m 行 l 列的矩阵。

为了使 EAIC/EAIC-H 尽可能有效地抵消频谱泄漏造成的干扰, 可以通过下式得到最优的权值 $\mathbf{C}$

$$\mathbf{C} = \arg \min_{\mathbf{C}} \|\mathbf{E}_d + \mathbf{E}_c\|^2 = \arg \min_{\mathbf{C}} \|\mathbf{P}_d \mathbf{D} + \mathbf{P}_c \mathbf{C}\|^2 \quad (12)$$

这一最优化问题可利用最小二乘法求解得到

$$\mathbf{C} = -\mathbf{P}_c^+ \mathbf{P}_d \mathbf{D} = -(\mathbf{P}_c^H \mathbf{P}_c)^{-1} \mathbf{P}_c^H \mathbf{P}_d \mathbf{D} \quad (13)$$

式中 $[\cdot]^+$ 表示矩阵的广义逆, $[\cdot]^H$ 表示矩阵的共轭转置。

4 仿真结果

本节通过计算机仿真得到 EAIC/EAIC-H 方法的性能。以下所有仿真都基于一个 128 子载波的 OFDM 系统, 每个 OFDM 符号头部加 32 位全零 CP, 尾部加 5 位全零 GI。EAIC 信号长度为 $2N$, 即时域扩展至 $2T$ 。对于每次实验, 仿真 10000 个 OFDM 符号, 采用带 Blackman 窗的 Welch 方法得到发送信号的功率谱。

图 3 显示了基于 EAIC, EAIC-H, AIC 和直接关闭 5 个子载波 4 种方法情况下 OFDM 信号的归一化功率谱。该仿真中, 目标频带是 $85\Delta f$ 到 $87\Delta f$, 采样点以步长 $0.25\Delta f$ 分布在 $85\Delta f$ 到 $87\Delta f$ 。9 个 EAIC 子载波以步长 $0.5\Delta f$ 分布在 $84\Delta f$ 到 $88\Delta f$ 上, 数据子载波的调制方式为 QPSK。图 3 显示, EAIC 方法可以形成 80 dB 以上的频谱凹槽, 而 AIC 方法则为 40 dB 左右, EAIC-H 方法也可以形成至少 70 dB 的频谱凹槽, 而直接关闭 5 个子载波仅仅形成了 13 dB 的频谱凹槽。同时可以注意到, 这几种方法使用了相同个数的子载波来控制频谱泄漏, 所以它们的频谱利用率是相同的。本文还仿真了 64 QAM 的调制方式, 得到了同样的结果。

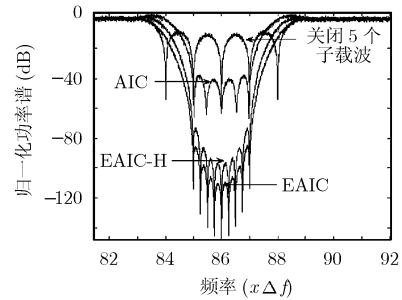


图 3 基于 EAIC, EAIC-H, AIC 和直接关闭 5 个子载波方法的 OFDM 信号功率谱

不同于直接关闭相应子载波方法和 AIC 方法, 本文提出的改进方法 EAIC 和 EAIC-H 方法会对数据子载波形成一定的干扰。图 4 和图 5 显示了采用 EAIC-H 和 EAIC 方法时 OFDM 系统的符号误码率(SER)性能。仿真中采用了加性高斯白噪声信道。作为参考, 还同时仿真了直接关闭 5 个子载波方法的误码率性能。图 4 显示当 SER 在 $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 之间时, 以 64 QAM 为调制方式的 EAIC-H 方法造成的信噪比(SNR)性能损失大约为 0.2 dB。而由图 5 可知, 64 QAM 调制情况下的 EAIC 方法造成的 SNR 损失较大(大于 0.4 dB), 而 16 QAM 调制情况下的 EAIC 方法造成的 SNR 损失则小于 0.2 dB。

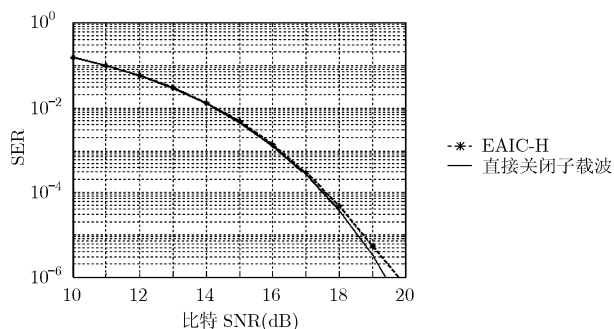


图4 EAIC-H方法的误码率, 64QAM调制

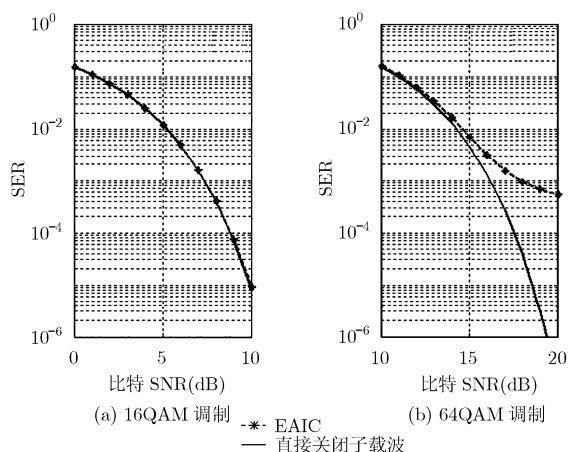


图5 EAIC方法的误码率

以上仿真结果表明EAIC方法在抵消OFDM频谱泄漏方面性能最佳。但是在高阶调制方式下, 如64 QAM, EAIC方法对OFDM数据子载波的影响较大, 这种情况下, 可以选择EAIC-H方法, EAIC-H方法在抵消频谱泄漏干扰能力与降低SNR损失之间能取得很好的平衡和折中。

5 结束语

基于AIC方法, 本文提出了两种改进方法, EAIC和EAIC-H。EAIC子载波拥有比AIC子载波更小的频谱间隔, 而且在时域上扩展到更长的持续时间, EAIC和EAIC-H比AIC能更精确地抵消OFDM信号的频谱泄漏。EAIC可以形成至少80 dB的频谱凹槽, 大幅度优于现有技术如AIC(40 dB频谱凹槽)。尽管EAIC/EAIC-H会对数据子载波形成一定的干扰, 仿真结果表明这种干扰在16 QAM或更低阶调制方式下很有限, 是可以接受的。对于更

高阶的调制方式如64 QAM, EAIC-H方法是首选, 因为EAIC-H方法在抵消频谱泄漏干扰能力与降低SNR损失之间能取得很好的平衡和折中。

参考文献

- [1] Sherman M, Mody A N, and Martinez R, *et al.* IEEE Standards supporting cognitive radio and networks, dynamic spectrum access, and coexistence [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2008, 46(7): 72-79.
- [2] Seelig F W. A description of the August 2006 XG demonstrations at Fort A. P. Hill [C]. *New frontiers in dynamic spectrum access networks*, Dublin, Ireland, April 17-20, 2007: 1-12.
- [3] Weiss T and Jondral F, *et al.* Spectrum pooling: An innovative strategy for enhancement of spectrum efficiency [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(3): 8-14.
- [4] Yamaguchi H. Active interference cancellation technique for MB-OFDM cognitive radio [C]. *34th European Microwave Conference*, Amsterdam, Holland, Oct. 12-14, 2004: 1105-1108.
- [5] Brandes S, Cosovic I, and Schnell M, *et al.* Sidelobe suppression in OFDM systems by insertion of cancellation carriers [C]. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Dallas, Texas, USA, Sept. 25-28, 2005: 152-156.
- [6] Cosovic I, Brandes S, and Schnell M, *et al.* Subcarrier weighting: A method for sidelobe suppression in OFDM systems [J]. *IEEE Communications Letters*, 2006, 10(6): 444-446.
- [7] Cosovic I, Brandes S, and Schnell M, *et al.* A technique for sidelobe suppression in OFDM systems [C]. *IEEE Global Telecommunications Conference*, St. Louis, MO, USA, Nov. 29-Dec. 3, 2005: 204-208.
- [8] Brandes S, Cosovic I, and Schnell M, *et al.* Reduction of out-of-band radiation in OFDM based overlay systems [C]. *IEEE New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, Baltimore, Maryland, USA, Nov. 8-11, 2005: 662-665.

屈代明: 男, 1972年生, 博士, 副教授, 研究方向为无线通信、无线通信中的信号处理、认知无线电和动态频谱接入。

王志强: 男, 1984年生, 硕士生, 研究方向为认知无线电和动态频谱接入。