

OFDM2 认知无线电系统中的非正交主动旁瓣抑制方法

代光发^{1,2}, 陈少平², 王高峰¹

(1. 武汉大学电子信息学院, 湖北武汉 430074; 2. 中南民族大学智能无线通信湖北省重点实验室, 湖北武汉 430074)

摘 要: 在 OFDM-CR 系统中, 感知用户过大的旁瓣会造成对主用户的干扰, 必须抑制. 主动干扰抑制方法 (AIC) 抑制深度不够, 且对 OFDM 符号的循环前缀 (CP) 长度敏感. 针对这一问题, 本文提出了一种非正交的主动干扰抑制方法 (NAIC); 其干扰抵消子载波 (CC) 主要插入在非正交的频率位置上, 具有更好的旁瓣抑制效果. 并将 NAIC 与加窗法结合 (NAIC-win), 进一步抑制感知用户的旁瓣和减小非正交 CC 带来的载波间干扰 (ICI). NAIC-win 比 AIC 方法的抑制深度增加 50dB, 而引入的 ICI 几乎可忽略. 和 EAIC-CP 方法比, NAIC-win 方法在使用更短的 CP、更少 CC 子载波、更小的 ICI 条件下, 得到更大的旁瓣抑制深度, 提高了频带利用率, 减小了计算量. 理论分析与实验结果表明: NAIC-win 方法在 OFDM-CR 系统旁瓣抑制中优于 AIC, EAIC-CP 等方法.

关键词: 正交频分复用认知无线电系统; 旁瓣抑制; 主动干扰消除; 载波间干扰; 加窗

中图分类号: TN393 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 10-2061-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.10.029

Non-Orthogonal Active Interference Cancellation for Sidelobe Suppression in OFDM-Based Cognitive Radios

DAI Guang-fa^{1,2}, CHEN Shao-ping², WANG Gao-feng¹

(1. College of Electronics and Information, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430074, China;

2. Hubei Key Laboratory of Intelligent Wireless Communications, South-Central University for Nationalities, Wuhan, Hubei 430074, China)

Abstract: In OFDM based cognitive radio (CR) systems, the large sidelobe of frequency spectrum of secondary users (SU) may cause severe interference to the primary user and the sidelobe spectrum must be suppressed. Active interference cancellation (AIC) can't null the spectrum deep enough and it is sensitive to the cyclic prefix (CP). In this paper, a non-orthogonal AIC (NAIC) technique is proposed for the sidelobe suppression of OFDM CRs. In NAIC, cancellation carriers (CCs) are inserted at the locations which are non-orthogonal to the subcarriers of the SU such that the sidelobe can be more significantly suppressed. Moreover, the windowing technique is used to reduce interference effects from non-orthogonal CCs (NAIC-win) to SU and more deeply suppress the sidelobe spectrum of SU. NAIC-win can obtain sidelobe suppression depth 50dB more than AIC with very little inter-carrier interference (ICI). Compared to EAIC-CP, NAIC-win can suppress the spectrum sidelobe deeper, increase the spectrum efficiency, and lower the computation burden with shorter CP, less CC and ICI. Theoretical analysis and numerical simulations validate that NAIC-win method significantly outperforms the conventional AIC and EAIC-CP methods in sidelobe suppression for OFDM CR systems.

Key words: OFDM cognitive radio; sidelobe suppression; active interference cancellation; inter-carrier interference; windowing

1 引言

认知无线电 (CR) 因为能够实时检测周围未被占用的空闲时段与频段, 并据此动态调发射机的参数, 在不干扰主用户 (PU) 的条件下实现机会通信^[1,2]. 因此, CR 是解决目前无线频谱缺乏, 而静态频谱分配方案下频谱

资源利用率不高的有效手段之一^[3,4]. 正交频分复用 (OFDM) 在提供高速通信的同时, 能低成本地对抗无线信道的多径效应, 在许多无线通信标准中广泛应用. 而且, OFDM 易于产生适合使用随机时长、频谱不连续的波形, 成为 CR 系统最合适的物理层候选方案. 而 OFDM 调制方法一个重要的问题是它会造成较大的旁瓣, 从而

干扰到附近频段的主用户.当前的研究的重点之一是减小 OFDM-CR 的旁瓣对主用户造成的干扰^[3,5,6].主动干扰消除(AIC)方法^[7,8]的关键是除了关断 SU 用户处在主用户及其附近保护频段的子载波外,在该区域插入主动干扰抵消子载波(CC)用于抵消 OFDM 系统的旁瓣,其优点是使用相对较少的保护带宽得到较大的旁瓣抑制深度,存在的问题是对 OFDM 符号的循环前缀的长度敏感,且其抑制深度还需进一步提高.在文献[9]中,一种称为 EAIC-CP 的方法通过插入更密集的加权子载波作为干扰抵消信号,它的确增加了抑制深度,但带来新的问题:(1)使用更多的加权子载波,增加了计算量,是否有必要?(2)EAIC-CP 所设计的 CC 对 SU 造成的载波间干扰(ICI)是否可以降低?(3)EAIC-CP 的抑制深度是否能进一步提高?(4)EAIC-CP 在较短 CP 条件下,是否也有满意的旁瓣抑制深度?

本文的工作认为在 AIC, EAIC-CP 方法中插入在 PU 频段上的正交子载波是低效的,从而提出通过插入非正交的干扰抵消子载波的方法(NAIC),使用必要的 CC 信号,提高旁瓣抑制效果,且还能减少计算量.进一步,NAIC 法结合加窗后(NAIC-win),旁瓣抑制效果更好,还会降低 ICI.理论分析与仿真结果表明:不加窗的 NAIC 能比传统 AIC 增加约 20dB 的抑制深度,且对 CP 长度不敏感,其代价是造成了少量的 ICI;未加窗的 NAIC 等效于 EAIC-CP,但使用更少的 CC,减小了计算量.而结合了加窗法的 NAIC-win 比 AIC 增加约 50dB 的抑制深度(达到 -80dB),造成 64-QAM 调制的 OFDM-CR 系统信噪比损失在 SER = 10⁻⁶ 条件下不到 0.5dB; NAIC-win 相比 EAIC-CP 增加了 20dB 以上的抑制深度,而所引入的 ICI 却减小 13dB 以上.

本文对矩阵的表示依照 Matlab 语言,如 $\mathbf{M}(m:n, :)$ 指矩阵 \mathbf{M} 的 m 到 n 行的所有元素, $\mathbf{M}(:, l:k)$ 指矩阵 \mathbf{M} 的 l 到 k 列的所有元素.

2 非正交主动干扰消除方法

如图 1 所示的离散等效复基带 OFDM-CR 系统,认知用户使用 N 个子载波发送符号矢量 \mathbf{x} .为了减小对主用户的干扰,OFDM 系统位于 PU 频段及其附近保护带宽内子载波被关断,即 $x(l) = 0, l \in \{l_{\min}:1:l_{\max}\}$ 为关断子载波对应的索引位置.经过 IFFT 调制后,得到长度为 N 的时域序列:

$$\mathbf{d} = \mathbf{F}_{N \times N}^* \mathbf{x} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{F}_{N \times N}^*$ 为 N 点付里叶变换矩阵,其元素定义为:

$$F_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi mn}{N}\right), 0 \leq m, n \leq N-1.$$

经并串变换后,插入长度为 $L_{CP} = NG$ 的循环前缀,以便在接收端消除信道多径效应带来的符号间干扰.

在时域加窗前,对符号作周期扩展^[2].得到: $\bar{\mathbf{d}} = [\mathbf{d}(N - N_{\text{pre}}:N-1); \mathbf{d}; \mathbf{d}(0:N_{\text{post}}-1)]$.考虑到窗函数的对称性,有 $N_{\text{pre}} - L_{CP} = N_{\text{post}}$.再将 $\bar{\mathbf{d}}$ 乘以相应的窗函数,如滚降因子为 β 的升余弦窗^[2],使 OFDM 符号具有平缓的上升和下降沿从而减小带外辐射.以上过程写成矩阵形式为:

$$\mathbf{d}_w = \mathbf{R}_c \mathbf{Q}_w \mathbf{d} \quad (2)$$

其中 \mathbf{Q}_w 是一个 $(N + N_{\text{pre}} + N_{\text{post}}) \times N$ 矩阵,包含了添加 CP 及周期扩展操作, \mathbf{Q}_w 的定义为:

$$\mathbf{Q}_w = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N_{\text{pre}} \times (N - N_{\text{pre}})} & \mathbf{I}_{N_{\text{pre}}} \\ \mathbf{I}_{N - N_{\text{pre}}} & \mathbf{0}_{(N - N_{\text{pre}}) \times N_{\text{post}}} \\ \mathbf{0}_{N_{\text{pre}} \times (N - N_{\text{pre}})} & \mathbf{I}_{N_{\text{pre}}} \\ \mathbf{I}_{N_{\text{post}}} & \mathbf{0}_{N_{\text{post}} \times (N - N_{\text{post}})} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\mathbf{R}_c = \text{diag}(g(n))$ 为对角矩阵,意义为时域加窗操作,其中 $g(n)$ 由窗函数形状定义^[2],本文使用升余弦窗.在实际系统中,前后两个加窗的符号在时域部分重叠,以提高符号速率,所以等效符号时间为 $N_T = N + N_{\text{post}} + L_{CP}$,加窗导致的频谱效率下降为 $\beta = N_{\text{post}}/N_T$.当 $\beta = 0$ 时,NAIC-win 退化为不加窗(或矩形窗)的 NAIC.为了得到 SU 信号在 PU 频段旁瓣,我们计算其过采样频谱:

$$\mathbf{s}_d = \mathbf{F}_{vN \times (1+\beta)N_T} \mathbf{d}_w \quad (4)$$

其中 v 是过采样因子, $\mathbf{F}_{vN \times (1+\beta)N_T}$ 为过采样 DFT 矩阵,其元素定义为 $F_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi mn}{vN}\right), 0 \leq m \leq vN - 1, -N_{\text{pre}} \leq n \leq N + N_{\text{post}} - 1$.将式(1),(2)代入式(4),得到:

$$\mathbf{s}_d = \mathbf{P}_d \mathbf{x} \quad (5)$$

其中 $\mathbf{P}_d = \mathbf{F}_{vN \times (1+\beta)N_T} \mathbf{R}_c \mathbf{Q}_w \mathbf{F}_{N \times N}^*$.注意,只有落在 PU 频段的 OFDM 旁瓣即 $\mathbf{s}_d^{PU} = \mathbf{s}_d(1) = \mathbf{P}_d^{PU} \mathbf{x}$ 需要抑制,其中 $\mathbf{1} = [(v \cdot (l_{\min} + B)):1:v \cdot (l_{\max} - B)]^T$, B 是保护带宽,如图 2 所示, $\mathbf{P}_d^{PU} = \mathbf{P}_d(\mathbf{1}, :)$.为了抵消 SU 的旁瓣对 PU 的干扰,AIC 方法需要插入干扰抵消子载波(CC),其谱形状应尽量逼近 SU 信号的旁瓣,但方向相反,且对 SU 的数据子载波影响最小.传统的 AIC 方法将 CC 信号设置在与 SU 数据子载波位置正交的频率位置,这使得干扰消除的效果不好.原因是 PU 频段内的 CC 作为抵消信号的基函数,均与待抵消的旁瓣正交(OFDM 旁瓣在此处过零点),那么合成的抵消信号也与待抵消的旁瓣正交,导致抵消效果不好.也就是说位于 PU 频段内的正交 CC 根本不起作用,这就解释了文献[7]中的结果:PU 频段内的 CC 幅度几乎接近于 0.本文提出的 NAIC 方法的关键之一,是将 PU 频段处的 CC 子载波设置在非正交频率位置上(如图 2),即设置在两个正交载波位置的中间,位于系统旁瓣峰值附近,因而对于抑制旁瓣有更

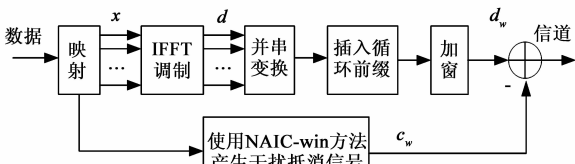


图1 使用NAIC-win的等效复基带OFDM-CR系统框图

明显的效果. 而在不起作用的正交频率位置不设置 CC 子载波. 非正交的 CC 会引起少量的对 CR 用户数据子载波的干扰 (ICI). 但是, 因为插在 PU 频段内的 CC 用其“主瓣”抵消 OFDM-CR 系统的旁瓣, 所以 CC 幅度很小, 且又远离 CR 的数据子载波, 所以引起的 ICI 很小. 为了进一步减小 ICI 并增加旁瓣抑制的效果, 本文结合使用加窗法. 同时, 保留处于 PU 频段两端保护带宽内正交频率位置的 CC 子载波, 因为它们“旁瓣”与 CR 数据的旁瓣并不正交, 可以用于抑制 OFDM 系统旁瓣.

在 NAIC 方法中, 总共插入 L 个 CC 子载波, 其中有 $2B$ 个处于保护区间的正交频率位置, $L - 2B$ 个处于非正交频率位置. 通过后面的仿真将会看到, NAIC 方法所需的保护区间 B 可以很小, $L \gg 2B$. 所以 NAIC 所需的 CC 子载波的个数与 AIC 插入的 CC 个数很相近. 而 EAIC-CP 方法增加了 CC 的密度 ($2L$ 个), 从而增加了计算量.

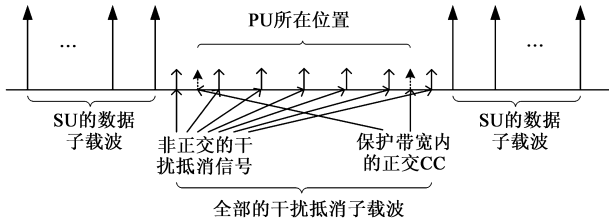


图2 NAIC方法插入的干扰抵消信号所在频率位置

令 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{L \times 1}$ 为插入的 CC 子载波的幅度矢量, 对应的基矩阵为 $\mathbf{F}_{P \times L} = [\mathbf{F}_{P \times (L-2B)}^{NC}, \mathbf{F}_{P \times 2B}^{OC}]$, $\mathbf{P} = (1 + \beta) \times N_T$, 其中 $\mathbf{F}_{P \times (L-2B)}^{NC}$ 是非正交抵消子载波组成的矩阵, 其元素定义为: $F_{n,l}^{NC} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi(l+1/2)n}{N}\right)$, $-\beta N_T \leq n \leq N_T - 1$, $l_{\min} - 1 \leq l \leq l_{\max}$, 可以看到 $\mathbf{F}_{P \times (L-2B)}^{NC}$ 与正交基相偏移 $1/2$ 子载波间隔; $\mathbf{F}_{P \times 2B}^{OC}$ 为抵消子载波组成的矩阵, 元素定义为: $F_{n,l}^{OC} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi ln}{N}\right)$, $-\beta N_T \leq n \leq N_T - 1$, $l_{\min} - 1 \leq l \leq l_{\min} + B - 1$, $l_{\max} - B \leq l \leq l_{\max}$. 所以 CC 的时域表达式为:

$$\mathbf{c} = \mathbf{F}_{P \times L} \mathbf{w} \quad (6)$$

为了进一步减小 CC 对 SU 数据子载波的 ICI, 对 CC 子载波加窗. 加窗后的 CC 信号时域表达式为:

$$\mathbf{c}_w = \mathbf{R} \mathbf{c} \quad (7)$$

其过采样谱为:

$$\mathbf{s}_c = \mathbf{F}_{L \times N \times (1+\beta)N_T} \mathbf{c}_w \quad (8)$$

将式(6),(7)代入式(8), 可以得到

$$\mathbf{s}_c = \mathbf{P} \mathbf{c}_w \quad (9)$$

其中 $\mathbf{P}_c = \mathbf{F}_{L \times N \times (1+\beta)N_T} \mathbf{R} \mathbf{F}_{P \times L}$, 其中 \mathbf{R}_c 为对角矩阵, 对角元素由升余弦窗确定. CC 的频谱只有处于 PU 频段, 即 $\mathbf{s}_c^{PU} = \mathbf{s}_c(\mathbf{1}) = \mathbf{P}_c^{PU} \mathbf{x} = \mathbf{P}_c(\mathbf{1}, :)\mathbf{x}$ 才成为有用的旁瓣抵消信号. 为了尽可能的消除旁瓣干扰, $\|\mathbf{s}_c - \mathbf{s}_d\|^2$ 应最小化. 对于 CR 系统的接收机, CC 信号在正交频率位置的幅度为:

$$\mathbf{e}_c = \mathbf{F}_{N \times N} \mathbf{c} \quad (10)$$

将式(6)带入式(10), 得到

$$\mathbf{e}_c = \mathbf{F}_{N \times N} \mathbf{F}_{N \times L} \mathbf{w} = \mathbf{P}_i \mathbf{w} \quad (11)$$

其中 $\mathbf{P}_i = \mathbf{F}_{N \times N} \mathbf{F}_{N \times L}$, 其中 $\mathbf{F}_{N \times L} = \mathbf{F}_{P \times L}(N_{\text{Pre}} + 1 : N_T, :)$. 处在 SU 的数据子载波频点的 CC 旁瓣成为对 CR 用户的干扰 (ICI), 即 $\mathbf{e}_{ICI} = \mathbf{e}_c(0 : l_{\min}, l_{\max} : N - 1) = \mathbf{P}_i^{SU} \mathbf{w}$, 其中 $\mathbf{P}_i^{SU} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_i(0 : 1 : l_{\min}, l_{\min} : 1 : l_{\max}) \\ \mathbf{P}_i(l_{\max} : 1 : N - 1, l_{\min} : 1 : l_{\max}) \end{bmatrix}$. 为了减小 ICI, \mathbf{e}_{ICI} 必须足够小, 于是可以得到下面的优化问题:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \|\mathbf{e}_{ICI}\|^2 \\ \text{s.t.} \quad & \|\mathbf{s}_c^{PU} - \mathbf{s}_d^{PU}\|^2 \leq \lambda \end{aligned} \quad (12)$$

上面的约束优化问题可通过解下面的无约束优化问题^[10]求解:

$$\min_{\mathbf{w}} \|\mathbf{s}_d^{PU} - \mathbf{s}_c^{PU}\|^2 + \mu^2 \|\mathbf{e}_{ICI}\|^2 \quad (13)$$

其中参数 μ 是折中因子, 在 ICI 与抑制深度之间折中. 当 μ 越大, 对 ICI 的限制就越强, 此时 ICI 更小, 但抑制的深度会变差; 反之, 当 μ 越小时, 抑制深度会增加, 而 ICI 就会更大. 最优解既满足必需的旁瓣抑制深度, 又使要引入的 ICI 足够小, 所以 μ 的取值范围由此限制. 其中问题(13)可以使用最小二乘法解下面的线性方程得到:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{s}_c^{PU} \\ \mu \mathbf{e}_{ICI} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_d^{PU} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (14)$$

将式(5),(9),(11)代入式(14), 得到

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_c^{PU} \\ \mu \mathbf{P}_i^{SU} \end{bmatrix} \mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_d^{PU} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{x} \quad (15)$$

因而, \mathbf{w} 的最小二乘解为:

$$\mathbf{w} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_c^{PU} \\ \mu \mathbf{P}_i^{SU} \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} \mathbf{P}_d^{PU} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{x} = \mathbf{P} \mathbf{x} \quad (16)$$

其中 $[\cdot]^+$ 代表矩阵伪逆^[11], $\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_c^{PU} \\ \mu \mathbf{P}_i^{SU} \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} \mathbf{P}_d^{PU} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$ 是一个 $L \times N$ 大小的矩阵. 当 PU 所在的频段位置不发生变化时, \mathbf{P} 保持不变, 可以预先计算并存储起来, 只有当 PU 频段位置发生了变化才需要重新计算. 所以计算复杂

度主要由矩阵乘法 Px 决定,其复杂度为 $O(L \times N)$, L 为 CC 的个数. 和 EAIC-CP 相比较, NAIC 使用更少的 CC 子载波, 减小了计算量. 而 NAIC-win 则进一步降低 OFDM 旁瓣, 增加系统的旁瓣抑制深度并减小 ICI.

3 仿真结果与分析

本节用仿真方法评估 NAIC 及 NAIC-win 的性能, 及保护带宽, CP 长度, 窗函数滚降系数, 折中因子 μ 等对其性能的影响; 并和 AIC, EAIC-CP 比较. OFDM-CR 使用 $N = 256$ 个子载波, 采用 64QAM 调制. 假设 PU 处于 OFDM-CR 系统的 [84:90] 个子载波频段, 两端关掉的保护子载波个数均为 B , B 值在后面给出. 在评估旁瓣抑制性能时, 使用过采样因子 $v = 16$. OFDM 系统旁瓣幅度与 ICI 均对数据子载波功率谱归一化.

3.1 旁瓣抑制深度比较及保护带宽的影响

表 1 给出了保护带宽大小 B 对 NAIC, AIC 及其加窗 ($\beta = 1/4$) 的性能的影响, 其中 $B = [0, 1, 2, 3]$, $L_{CP} = 0$, $\mu = 0.1$, 不同 μ 值的影响见 3.4 节. 可以看出虽然增加 B 对所有方法均能增加抑制深度, 但不论 B 大小, NAIC 及 NAIC-win 相比 AIC 及其加窗法大大提高了旁瓣抑制深度. B 较小时, NAIC-win 的优势最大, 而增加 B 会导致频谱效率下降, 因此 $B \ll L$, 后面均取 $B = 1$. 另外, NAIC-win 与 NAIC 相比, 加窗明显增加了抑制深度并减小 ICI, 所以应尽可能将 NAIC 与加窗法结合使用; 而对于 AIC 方法, 加窗的效果并不明显, 特别是当 B 较大时, 反而降低了旁瓣抑制深度. 原因是: (1) 加窗抑制了 AIC 方法 CC 的旁瓣, 阻碍了其抵消 OFDM 系统的旁瓣的能力 (AIC 依靠插入在保护位置 CC 信号的“旁瓣”抵消干扰); (2) 加窗所引入的前后缀破坏了 AIC 方法的 CC 与数据子载波之间的正交性. 相反, NAIC 方法依赖于 PU 区间插入的 CC 主瓣抵消干扰, 加窗不仅不影响 CC 的主瓣, 还对 OFDM 系统的旁瓣有抑制作用; 另外, 设置在非正交位置 CC 不会因为加窗引起正交性的破坏而影响其旁瓣抑制性能.

表 1 旁瓣抑制深度比较及保护带宽的影响

B	NAIC		NAIC-win		AIC	AIC-win
	旁瓣 (dB)	ICI (dB)	旁瓣 (dB)	ICI (dB)	旁瓣 (dB)	旁瓣 (dB)
0	-55.82	-18.94	-60.10	-28.10	-19.90	-26.84
1	-56.55	-22.37	-82.09	-50.52	-34.60	-32.55
2	-57.57	-31.02	-97.70	-66.67	-52.34	-48.94
3	-74.44	-68.66	-121.4	-99.66	-74.04	-56.63

3.2 CP 长度的影响比较

为了消除多径效应引起的符号间干扰, OFDM 符号在发送前总会插入 CP, CP 的长度大于多径的个数, 这里取 $G = [1/64, 1/32, 1/16, 1/8, 1/4, 1/2]$. 对于 EAIC-CP 和 NAIC-win, $\mu = 0.1$. 加窗操作 $\beta N_T = 32$, 所造成的频谱

效率下降 11.1%, 不同滚降因子的影响见 3.3 节. 从表 2 可以看出: (1) 不管 CP 长度大小, NAIC-win 具有最深的旁瓣抑制能力, 在 G 较小时, 其优势最明显; (2) EAIC-CP 在 G 较小时的抑制性能会明显下降, 这说明 EAIC-CP 方法需要较长的 CP, 该条件不一定总能满足; (3) AIC, AIC-win 方法在 G 较大时抑制效果变差, 不适合在实际系统中使用. 需要说明的是, 为了减小篇幅, 这里省略了不加窗的 NAIC 的性能, 它与 EAIC-CP 效果相同, 因为 NAIC 方法只使用了 EAIC-CP 中起作用的 CC 信号, 而将其不起作用的正交位置的 CC 信号丢掉不用, 从而减小计算量而不减小抑制效果.

表 2 CP 长度对旁瓣抑制性能影响

G	NAIC-win		EAIC-CP		AIC	AIC-win
	旁瓣 (dB)	ICI (dB)	旁瓣 (dB)	ICI (dB)	旁瓣 (dB)	旁瓣 (dB)
0	-72.81	-53.42	-45.20	-25.97	-34.48	-27.07
1/64	-73.21	-53.72	-48.14	-35.11	-36.15	-27.30
1/32	-72.89	-54.25	-48.44	-37.49	-36.15	-27.67
1/16	-72.82	-54.15	-53.35	-36.84	-30.30	-26.53
1/8	-69.41	-55.45	-52.80	-42.10	-19.43	-27.30
1/4	-67.51	-51.26	-54.12	-41.11	-23.72	-28.16
1/2	-60.14	-44.15	-54.54	-45.57	-22.59	-26.92

3.3 滚降因子对 NAIC-win 的影响

因为加窗对 NAIC 方法增加旁瓣抑制深度及减小 ICI 效果明显, 这里研究 β 的影响 ($\mu = 0.1$). 考虑到加窗与添加 CP 都增加符号长度, 表 3 给出了二者共同作用. 可以发现: (1) 对于较短的 CP, 使用更大的 β 有助于增加抑制深度和减小 ICI; (2) 对于较长的 CP, 如 $L_{CP} = 64$ 时, $\beta N_T = 32$ 就足够好, 而需要避免使用过大的 β 造成符号速率的损失, 且得不到抑制性能的进一步改善. 如果对 EAIC-CP 也结合加窗的方法, 会得到相同的结论.

表 3 滚降因子与 CP 长度的影响

βN_T	L_{CP}	0	16	32	48	64
		旁瓣 (dB)	-65.54	-66.39	-66.70	-68.46
0	ICI (dB)	-21.04	-25.40	-27.34	-27.69	-29.19
16	旁瓣 (dB)	-71.11	-75.16	-74.13	-76.50	-76.90
	ICI (dB)	-32.58	-37.97	-42.78	-39.58	-42.41
32	旁瓣 (dB)	-75.87	-81.24	-82.66	-85.66	-82.16
	ICI (dB)	-47.00	-45.23	-45.63	-43.09	-43.83
48	旁瓣 (dB)	-83.37	-84.65	-84.86	-79.18	-76.85
	ICI (dB)	-45.25	-46.73	-47.14	-47.92	-40.14
64	旁瓣 (dB)	-87.08	-83.11	-81.27	-79.21	-80.73
	ICI (dB)	-49.83	-49.83	-44.67	-38.94	-38.79

3.4 折中因子的影响

表 4 给出了不同的 μ 值对 NAIC-win 及 EAIC-CP 性

能影响. 因为 EAIC-CP 方法在 CP 越长时抑制效果越好, 所以 EAIC-CP 的 L_{CP} 设置为实际标准^[12]中最大长度 $G = 1/4$. 对于 NAIC-win 设置了 $\beta_{N_T} = 64$, $L_{CP} = 0$, 与 EAIC-CP 具有相同的符号效率. 表 4 说明 μ 值越小, 两种方法抑制深度越深时, 其 ICI 也越大; 但是, NAIC-win 比 EAIC-CP 在更小的 ICI 的条件下, 获得更大的旁瓣抑制深度; 其合适的 μ 取值范围是 $0.01 < \mu < 0.1$, 此时系统旁瓣小于 -85dB , 而所引入的 ICI 低于 -50dB , 对 OFDM-CR 系统的误码率影响很小, 见 3.5 节.

表 4 折中因子 μ 的影响

μ	NAIC-win		EAIC-CP	
	旁瓣 (dB)	ICI (dB)	旁瓣 (dB)	ICI (dB)
0.001	-93.81	-37.19	-86.36	-23.61
0.003	-88.22	-46.13	-78.66	-25.59
0.01	-87.07	-49.77	-66.96	-29.30
0.03	-85.46	-50.38	-62.78	-34.35
0.1	-74.78	-51.91	-54.00	-41.00
0.3	-63.73	-57.59	-50.97	-54.55
1	-57.70	-70.00	-49.76	-58.12

3.5 误符号率比较

图 3 比较了 AIC, NAIC-win, EAIC-CP 对 CR-OFDM 系统误符号率 (SER) 的影响. 信道为加性高斯白噪声 (AWGN), 均使用 64QAM 调制. 对 EAIC-CP, $L_{CP} = 64$; 对 NAIC-win, $\beta_{N_T} = 64$, $L_{CP} = 0$, EAIC-CP 与 NAIC-win 具有相同的符号效率. 可以看出: 对于 AIC, 因为不引入 ICI, 所以 SER 性能最好; NAIC-win 与 EAIC-CP 因为引入了 ICI 造成了 SER 增加, 但在相同的 μ 值条件下, NAIC-win 引起的 SER 增加要小得多; NAIC-win 在 $0.01 \leq \mu \leq 0.1$ 时抑制深度达到 -85dB , ICI 造成信噪比损失在 $\text{SER} = 10^{-6}$ 条件下不到 0.5dB .

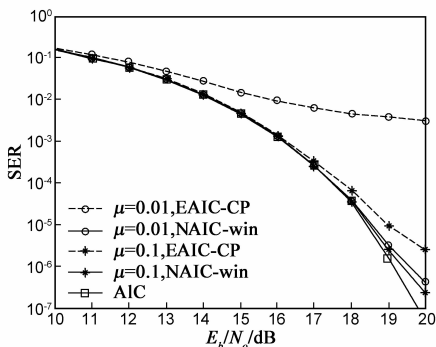


图 3 SER 性能比较

4 结论

本文分析了传统的主动干扰消除法 (AIC) 在抑制 OFDM 旁瓣时性能不高的原因, 提出了一种非正交的主动

干扰抑制方法 (NAIC). NAIC 方法通过改变 CC 子载波的插入位置, 大大增加了旁瓣抑制性能. 该方法的主要问题是引入了对 CR 用户的 ICI, 但该 ICI 通过加窗抑制后 (NAIC-win), 对 OFDM-CR 系统的 SER 性能影响几乎可以忽略. 和 AIC 方法相比, NAIC-win 方法的旁瓣抑制深度可增加约 50dB , 只需很小的保护带宽, 且性能随着 CP 增加还会进一步提高. NAIC-win 方法和 EAIC-CP 相比, 使用了更少的 CC 子载波, 降低了计算量; 同时, NAIC-win 方法可以避免 EAIC-CP 性能随着 CP 长度的减小导致性能变差的问题; 更重要的是大大提高了抑制深度的同时, 还降低了对感知用户的 ICI, 是一种更适合 OFDM-CR 系统的旁瓣抑制方法.

考虑到由 NAIC 方法插入在非正交位置的 CC 引起的 ICI 比快变信道或其它原因导致的 ICI 相比要小得多, 而且它们又远离用户数据子载波, 完全可以忽略, 容易推知 NAIC-win 方法也应适用于快变信道^[13]条件下的 OFDM 系统旁瓣抑制.

参考文献

- [1] S Haykin. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201 - 220.
- [2] J Ma, G Y Li, B H Juang. Signal processing in cognitive radio [J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(5): 805 - 823.
- [3] 王钦辉, 叶保留, 田宇. 认知无线网络中频谱分配算法 [J]. 电子学报, 2012, 40(1): 147 - 154.
WANG Qin-hui, YE Bao-liu, TIAN Yu. Survey on spectrum allocation algorithms for cognitive radio networks [J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(1): 147 - 154. (in Chinese)
- [4] B Farhang-Boroujeny, R Kempter. Multicarrier communication techniques for spectrum sensing and communication in cognitive radios [J]. IEEE Communications Magazine, 2008, 46(4): 80 - 85.
- [5] T Weiss, J Hillenbrand, A Krohn. Mutual interference in OFDM-based spectrum pooling systems [A]. Proc IEEE Vehicular Technology Conf 2004 [C]. Milan, Italy: IEEE, 2004. 1873 - 1877.
- [6] C Chung. Spectral precoding for rectangularly pulsed OFDM [J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(9): 1498 - 1510.
- [7] H Yamaguchi. Active interference cancellation technique for MB-OFDM cognitive radio [A]. Proc 34th European Microwave Conf [C]. Amsterdam, The Netherlands, 2004. 1105 - 1108.
- [8] S Brandes, I Cosovic, M Schnell. Reduction of out-of-band radiation in OFDM systems by insertion of cancellation carriers [J]. IEEE Communications Letters, 2006, 10(6): 420 - 422.

- [9] D Qu, Z Wang, T Jiang. Extended active interference cancellation for sidelobe suppression in cognitive radio OFDM systems with cyclic prefix[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(4): 1689 – 1695.
- [10] H A Mahmoud, H Arslan. Spectrum shaping of OFDM- based cognitive radio signals [A]. Proc IEEE Radio and Wireless Symp[C]. Florida, USA: IEEE, 2008. 113 – 116.
- [11] S Boyd, L Vandenberghe. Convex Optimization [M]. New York, NY, USA: Cambridge University Press, 2004.
- [12] G H Golub, C F Van Loan. Matrix Computations[M]. Baltimore, MD, USA: Johns Hopkins University Press, 1996.
- [13] 代光发, 陈少平. 一种改进的快变信道展开模型[J]. 电子学报, 2010, 38(7): 1500 – 1504.
DAI Guang-fa, CHEN Shao-ping. An improved BEM for fast time-varying channels [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(7): 1500 – 1504. (in Chinese)

作者简介



代光发 男, 1979 年出生于湖北洪湖, 武汉大学电子信息学院在读博士. 现任职于中南民族大学智能无线通信湖北省重点实验室, 讲师. 主要研究方向为 OFDM、认知无线电.

E-mail: daiguangfa@gmail.com



陈少平 男, 1965 年出生于湖北公安, 博士. 中南民族大学智能无线通信湖北省重点实验室, 教授. 研究方向为通信理论与通信技术.

E-mail: spchen@scu.ec.edu.cn

王高峰 男, 1965 年出生于湖北英山. 留美双博士, 武汉大学电子信息学院教授. 主要研究领域包括微纳集成电路设计、电子设计自动化(EDA)软件、微机电系统器件研究、微纳光电集成电路研究、电磁场理论和通讯工程、信号处理和人工智能、小波分析等.