

# NC-OFDM 系统旁瓣抑制中的 可变干扰抵消基函数设计

代光发<sup>1,2</sup>, 王勤<sup>2</sup>, 王高峰<sup>1</sup>, 陈少平<sup>2</sup>

(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:** 在抑制非连续载波正交频分复用(Non-contiguous Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, NC-OFDM)系统旁瓣的方法中,使用固定长度和矩形形状干扰抵消子载波的主动干扰抵消方法(Active Interference Cancellation, AIC)抑制深度不够,而其改进方法扩展 AIC (Extended AIC)对数据子载波干扰又太大. 本文发现插入在不同频段的干扰抵消子载波对旁瓣抑制的效果不同,并在此基础上提出对干扰抵消子载波按频率分组,不同组的干扰抵消子载波使用不同的长度与波形,从而提高对 NC-OFDM 信号旁瓣的抑制效果,同时减小了所引入的载波间干扰. 仿真结果表明:采用本文提出的可变基函数方案,在达到 -60dB 的旁瓣抑制深度时,即使采用高阶的 64-QAM 符号映射(实验条件是误符号率为  $10^{-5}$ ),干扰抵消信号对数据子载波造成的载波间干扰也几乎可以忽略.

**关键词:** 认知无线电; 非连续载波正交频分复用; 旁瓣抑制; 主动干扰抵消

**中图分类号:** TN393      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2016)05-1156-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.05.020

## Variable Cancellation Basis for Side-Lobe Suppression in Non-contiguous OFDM Systems

DAI Guang-fa<sup>1,2</sup>, WANG Qin<sup>2</sup>, WANG Gao-feng<sup>1</sup>, CHEN Shao-ping<sup>2</sup>

(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 non-contiguous orthogonal frequency-division multiplexing (NC-OFDM) based cognitive radio systems, conventional active interference cancellation (AIC) and extended AIC (EAIC) schemes use the same rectangular waveform of the same length for all canceling carriers (CCs), leading to the limitation of performance improvement of side-lobe suppression or inter-carrier interference (ICI) reduction. In this paper, a novel variable cancellation basis was proposed for side-lobe suppression in NC-OFDM cognitive radio systems based on the observation that CCs in different frequency have non-uniform attribution for sidelobe suppression. So, CCs are grouped by frequency locations and shaped with different waveforms of different lengths to satisfy good side-lobe suppression performance while reducing ICI at the same time. Numerical results show that, with the proposed CC scheme, NC-OFDM signal's side-lobe can be suppressed to -60 dB with negligible signal-to-noise ratio loss at a symbol error rate of  $10^{-5}$  with 64 quadratic-amplitude modulation symbol.

**Key words:** cognitive radio; non-contiguous orthogonal frequency-division multiplexing; side-lobe suppression; active interference cancellation

### 1 研究背景

认知无线电(Cognitive Radio, CR)因为能够高效地感知和利用空闲频谱空洞,缓解当前无线频谱资源紧张的问题,受到了广泛关注<sup>[1]</sup>. 认知无线电物理层最佳

的调制方式之一是使用非连续载波正交频分复用(NC-OFDM)技术,因为它特别适合利用随时可能出现的未被授权用户(Primary User, PU)占用的频谱. 但是 NC-OFDM 存在载波频谱旁瓣过大干扰授权用户的问题<sup>[2]</sup>, 研究人员因此提出了各种解决办法.

其中,因为简单而被广泛采用的时域加窗法,需要较多的额外时间与保护频带,频谱利用率低<sup>[3]</sup>.自适应符号过渡<sup>[4]</sup>与加窗法相似,但针对每个符号计算最优的波形过渡区(相当于自适应窗),提高了旁瓣抑制效果,但计算量太大.星座图扩展法<sup>[5]</sup>与谱预编码方法<sup>[6]</sup>也存在恶化认知用户误码率或降低谱效的问题.主动干扰抑制<sup>[7]</sup>方法(Active Interference Cancellation, AIC)通过在发送端产生一个干扰抵消信号来抵消 NC-OFDM 的旁瓣,提高了谱效,但旁瓣抑制深度还有待提高.优化干扰子载波选择法<sup>[8]</sup>(Optimized Cancellation Carriers Selection, OCCS)虽然优化了干扰抵消子载波(Cancellation Carriers, CC)的频率位置,但需要保留大量的(多达 19 个子载波)频带用于插入 CC,频谱利用率降低太多,且旁瓣抑制深度有限(只有 -43dB);并且计算量更大.EAIC-CP<sup>[2]</sup>(Extended Active Interference Cancellation with Cyclic Prefix)与 EAIC-IC<sup>[9]</sup>(Extended Active Interference Cancellation with Self-Interferences Constraint)方法增加了 CC 的长度与密度,因此提高了旁瓣抑制效果,却引入了对 NC-OFDM 信号较大的子载波间干扰(Inter-subcarrier Interference, ICI).另外,文献[10]联合应用加窗和干扰抵消的方法来提高旁瓣抑制效果,其主要问题是不能应用于不加窗的 NC-OFDM 系统.

本文的研究发现,在主动干扰抑制方法中,插入在不同频率位置的 CC 对 NC-OFDM 的旁瓣抵消起的效果并不完全相同.已有的主动干扰方法均没有考虑到这一特点,使用的是相等长度和矩形形状的基函数.而本文将 CC 按频率位置分成两组,它们的波形与长度不同,能够更好的抑制 NC-OFDM 的旁瓣,且引入的 ICI 更小.仿真结果显示,本文提出的可变干扰抵消基函数设计,在将 NC-OFDM 信号的旁瓣降低到 -60dB 时,所造成信噪比损失几乎可以忽略(实验条件为高斯白噪声信道,64QAM(Quadratic-Amplitude Modulation)调制,误符号率  $10^{-5}$ ).

## 2 系统模型

基于 NC-OFDM 调制方式的认知无线电系统调制单元的等效基带模型如图 1 所示.与传统 OFDM 调制不同的是,认知用户(Second User, SU)要关闭与主用户(PU)频段重叠的子载波,以避免干扰 PU,所以其频谱是非连续的,即对于待发送的频域符号  $\mathbf{x}$  有  $x(l) = 0$ ,

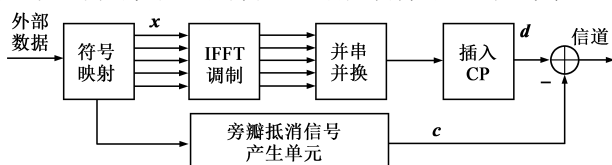


图1 NC-OFDM调制与主动干扰抑制模型

其中  $l = [l_{\min} : 1 : l_{\max}]$  是关闭子载波的索引.于是,发送数据  $\mathbf{x}$  经过 IFFT 调制,并串变换,和插入长度为  $L_{cp}$  的循环前缀(Cyclic Prefix, CP),得到的 OFDM 时域符号可写为:

$$\mathbf{d} = \mathbf{F}_d \mathbf{x} \quad (1)$$

其中  $\mathbf{F}_d$  是  $(N + L_{cp}) \times N$  矩阵,  $N$  是子载波总数,  $\mathbf{F}_d$  的元素定义为:  $F_d(n, m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{j2\pi nm}{N}\right)$ ,  $-L_{cp} \leq n < N$ ,

$0 \leq m < N$ , 其中  $n$  和  $m$  分别代表对采样间隔归一化的时间及对载波间隔归一化的频率.信号  $\mathbf{d}$  的频谱可以通过 DFT 计算表示为:

$$\mathbf{s}_d = \mathbf{F}_{od}^{-1} \mathbf{d} \quad (2)$$

这里  $\mathbf{F}_{od}^{-1}$  是过采样 DFT 分析矩阵,其元素定义为  $F_{od}^{-1}(m, n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi mn}{vN}\right)$ ,  $0 \leq m < vN$ ,  $-L_{cp} \leq n <$

$N$ ,  $v$  是过采样因子<sup>[3]</sup>.将式(1)代入式(2),可得到

$$\mathbf{s}_d = \mathbf{F}_{od}^{-1} \mathbf{F}_d \mathbf{x} = \mathbf{P}_d \mathbf{x} \quad (3)$$

虽然 NC-OFDM 系统关闭了处在 PU 频段的子载波,但其旁瓣仍会泄露到 PU 频段,形成对 PU 的干扰.该干扰如果不经抑制,可高达 -13dB.干扰频谱可写为  $\bar{\mathbf{s}}_d = \mathbf{s}_d(l) = \mathbf{P}_d(l, : ) \mathbf{x}$ , 其中  $l = [(v(l_{\min} + b) : 1 : (v(l_{\max} - b) ) ]^T$ ,  $b$  是每端保护子载波的个数.于是,主动干扰抑制方法(AIC, EAIC-IC, EAIC-CP 等)在信号  $\mathbf{d}$  发射出去之前,先减去一个主动干扰抵消信号  $\mathbf{c}$  从而抑制 NC-OFDM 信号的旁瓣.旁瓣抵消信号  $\mathbf{c}$  可看成是一组干扰抵消基函数的加权和:

$$\mathbf{c} = \mathbf{B}_c \mathbf{w} \quad (4)$$

其中  $\mathbf{B}_c$  是由于干扰抵消子载波(CC)构成其列的基函数矩阵,  $\mathbf{w}$  是加权系数.主动干扰抵消就是要用  $\mathbf{c}$  的频谱去抵消  $\bar{\mathbf{s}}_d$ , 但是引入  $\mathbf{c}$  可能带来新的干扰.所以主动干扰抵消要对  $\mathbf{B}_c$  与  $\mathbf{w}$  作优化设计,既要尽可能的抑制 NC-OFDM 信号的旁瓣,又要减少新干扰. AIC<sup>[7]</sup> 的基函数矩阵是  $\mathbf{B}_c^{\text{AIC}}$  由波形及长度相同的正交基组成,其元素可写成  $B_c^{\text{AIC}}(n, l) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right)$ ,  $l = [l_{\min} : 1 :$

$l_{\max}]$ ,  $-L_{cp} \leq n < N$ .虽然 AIC 方法不引入对 NC-OFDM 信号的 ICI,但旁瓣抑制的深度比较有限,除非使用较宽的保护频带,但这又降低了频谱效率. OCCS 不改变 CC 的定义,但在较大的频点集合中搜索最优的频率位置用于插入 CC. EAIC-IC<sup>[9]</sup> 方法使用了更长更密集的 CC,其基函数的元素可写为  $B_c^{\text{EAIC-IC}}(n, l) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right)$ ,

$l = [l_{\min} : \frac{1}{2} : l_{\max}]$ ,  $0 \leq n < 2N$ . EAIC-IC 提高了对 NC-OFDM 信号旁瓣抑制的效果,但因为 CC 与 NC-OFDM 信号不正交且对前后符号干扰较大,所以认知用户的

误码性能较差. EAIC-CP<sup>[2]</sup>方法与 EAIC-IC 方法相似,但是将 CC 缩短为  $N + L_{cp}$ ,避免了符号间干扰,同时也降低了旁瓣抑制能力.在下一节,我们通过分析和实验发现干扰抵消基函数因为频率位置不同,对旁瓣抵消的作用不同这一特点,提出一种更有效的旁瓣抵消基函数方案,将基函数按频率不同分为两组,它们长度和波形不同,能够更有效的抵消 NC-OFDM 的旁瓣,又尽量减小引入的新干扰.

### 3 干扰抵消基函数新方案

#### 3.1 可变干扰抵消基函数设计

图2展示了 NC-OFDM 信号的频谱与旁瓣,以及 CC 频谱的特点,这一结果是通过 EAIC-IC (或 EAIC-CP) 方法仿真得到.通过观察可知,插入的 CC 可按频率位置及能量大小分为两组,即分别处于保护频带(GU)和处于 PU 频带,如图3所示.插入在保护频带的 CC 的主瓣离待抑制 NC-OFDM 的旁瓣较远,不能直接用其主瓣抵消 NC-OFDM 的旁瓣,而只能靠其旁瓣来间接抵消 NC-OFDM 的旁瓣,所以我们观察到保护频带的 CC 能量更大,但其能量效率更低.插入在 PU 频带的 CC 的频谱主瓣与 NC-OFDM 的频谱旁瓣重叠或相距更近,能用其主瓣直接的抵消 NC-OFDM 的旁瓣,所以能量效率更高,能量反而更小.

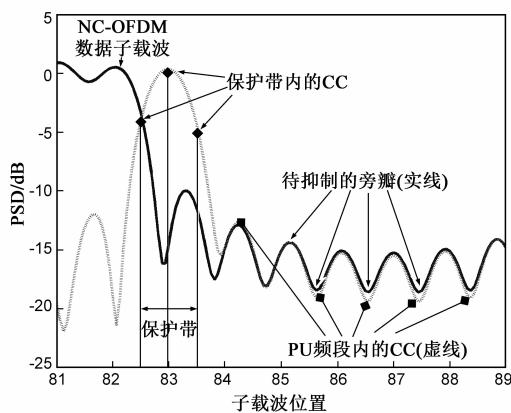


图2 NC-OFDM信号与干扰抵消子载波的频谱

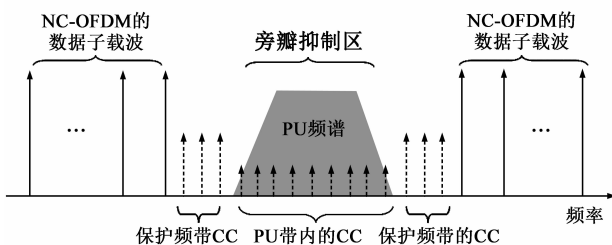


图3 干扰抵消子载波的按频率分组

另一方面,保护频带的 CC 比 PU 频带的 CC 离 NC-OFDM 数据子载波更近,能量也更大,所以更容易造成 ICI 干扰.特别是当 CC 的长度长于 NC-OFDM 数据符号

时间,如 EAIC-IC,保护频带的 CC 会造成较大的符号间干扰 (ISI).因此,如何减小保护频带的 CC 造成的 ISI 与 ICI,同时又尽量不降低干扰低消信号的旁瓣抑制能力,是解决问题的有效手段.最优的干扰抵消基函数由 NC-OFDM 旁瓣的频谱的统计特征确定,受到保护带宽的大小、CP 长度等因素的影响,直接求解存在困难.本文提出一种次优的干扰抵消基函数设计方案,重新定义干扰抵消基矩阵  $\mathbf{B}_v$ ,其元素为:

$$B_v(n, l) = \frac{1}{\sqrt{N}} J_l(n) \exp\left(\frac{j2\pi nl}{N}\right), \\ -\frac{N}{4} \leq n \leq \frac{5N}{4}, l = [l_{\min} : \frac{1}{2} : l_{\max}] \quad (5)$$

与已有文献的关键不同之处在于  $\mathbf{B}_v$  中引入了与频率位置有关的窗函数  $r_l(n)$ .当  $l = [l_{\min} + b + \frac{1}{2} : \frac{1}{2} : l_{\max} - b - \frac{1}{2}]$  时,  $r_l(n) = r_{pu}(n)$ ,代表 PU 频段 CC 的窗函数.  $r_{pu}(n)$  的定义为:

$$r_{pu}(n) = \begin{cases} \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{n + L_{cp}}{N} - L_{cp}\right), & \frac{N}{4} \leq n < -L_{cp} \\ 1, & -L_{cp} \leq n < N + L_{cp} \\ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos\left(\pi \frac{n - N - L_{cp}}{N} - L_{cp}\right), & N + L_{cp} \leq n < \frac{5N}{4} \end{cases} \quad (6)$$

当  $l = [\frac{1}{2} : l_{\min} + b] \cup [l_{\max} - b : \frac{1}{2} : l_{\max}]$  时,  $r_l(n) = r_{gu}(n)$ ,代表保护频段 CC 的窗函数.  $r_{gu}(n)$  的定义为:

$$r_{gu}(n) = \begin{cases} 1, & -L_{cp} \leq n < N \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (7)$$

从式(6)和式(7)可以看出,两种 CC 的长度与波形不同.首先  $r_{pu}(n)$  长于一个 OFDM 符号时间,且有光滑的滚降曲线,见图4.这样设计的理由是:保证了 PU 频段的 CC 较长,因此具有较好的旁瓣抵消能力;同时因为 PU 组的 CC 能量小,且远离 NC-OFDM 数据子载波,所以引入的 ICI 不会太大;  $r_{pu}(n)$  头尾为缓慢升降,可以进一步减小对前后相邻符号的干扰;  $r_{pu}(n)$  的滚降因子随  $L_{cp}$  变化而变化,是因为主动干扰抑制方法的性能均受到 CP 长度的影响,随  $L_{cp}$  动态变化的滚降因子可以改善这一问题.

$r_{gu}(n)$  是长度为  $N + L_{cp}$  的矩形窗.这是因为插入在保护频段的 CC 离 NC-OFDM 数据子载波更近且能量更大,长度为  $N + L_{cp}$  可避免造成对前后符号的干扰.另外,保护频段的 CC 依赖其旁瓣而不是主瓣作为有效的干扰抵消能量,所以具有更大旁瓣的矩形窗更合适.

因为窗函数只作用于 CC,而不改变数据子载波的波形,所以不破坏 OFDM 的数据子载波的正交性,不引入新的干扰.当采用了新的基函数来设计干扰抵消信号时,因为该基函数是对 NC-OFDM 旁瓣抑制优化设计的,所以其旁瓣抑制效果更好,且所引入的对数据子载波的 ICI 也将较小.下一节将在约束 CC 信号对数据子载波的干扰的条件下求解干扰抵消信号.

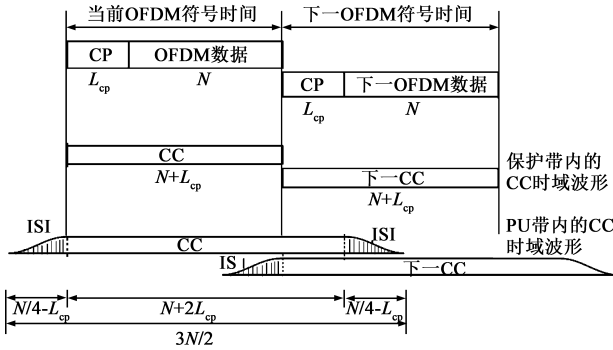


图4 干扰抵消子载波的时域波形

### 3.2 约束干扰抵消信号造成的 ICI 与 ISI

从  $\mathbf{B}_v$  的定义可以看出,部分 CC 的归一化频率不为整数,即与 NC-OFDM 的数据子载波不正交,对认知用户数据子载波造成干扰 (ICI).甚至,超出一个 OFDM 符号时间长度的 CC 还会造成符号间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI).主动干扰抵消方法的旁瓣抑制的效果要受限于认知用户所能容忍的 ICI 与 ISI,下面对此进行分析.

在接收端,干扰抵消信号去除前缀和后缀,得到  $\hat{\mathbf{c}}$

$$= \mathbf{c} \left( \frac{N}{2} + L_{cp}; \frac{3N}{2} + L_{cp} - 1 \right). \text{再经 DFT/FFT 解调,得到:}$$

$$\mathbf{e} = \mathbf{F}_{N \times N} \hat{\mathbf{c}} = \mathbf{F}_{N \times N} \mathbf{F}_{N \times L}^{\text{fici}} \mathbf{w} = \mathbf{P}^{\text{fici}} \mathbf{w} \quad (8)$$

其中  $\mathbf{P}^{\text{fici}} = \mathbf{F}_{N \times N}^{-1} \mathbf{F}_{N \times L}^{\text{fici}}$ ,这里  $\mathbf{F}_{N \times N}^{-1}$  是标准付里叶分析矩阵,其元素定义为  $\mathbf{F}_{N \times N}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(\frac{-j2\pi nm}{N}\right), 0 \leq n, m < N$ ,  $\mathbf{F}_{N \times L}^{\text{fici}}$  是取基函数矩阵  $\mathbf{B}_v$  当前符号时间所对应的行

得到,即:  $\mathbf{F}_{N \times L}^{\text{fici}} = \mathbf{B}_v \left( \frac{N}{2} + L_{cp}; \frac{3N}{2} + L_{cp} - 1, : \right)$ .因为在 GU 与 PU 频段不包含数据子载波,所以 ICI 可表示为  $\mathbf{e}^{\text{ici}} = \mathbf{e}(0: l_{\min} - 1, l_{\max} + 1: N - 1) = \mathbf{P}_{\text{su}}^{\text{ici}} \mathbf{w}$ ,其中  $\mathbf{P}_{\text{su}}^{\text{ici}}$  是通过去除矩阵  $\mathbf{P}^{\text{fici}}$  的  $l_{\min} : 1: l_{\max}$  行得到.

干扰抵消信号位于前一符号时间的部分经过 FFT 解调得到  $\mathbf{d}^{\text{formal}} = \mathbf{F}_{N \times N}^{-1} \mathbf{F}_{N \times L}^{\text{formal}} \mathbf{w}$ ,其中  $\mathbf{F}_{N \times L}^{\text{formal}} = [\mathbf{0}_{3N/4 \times L}; \mathbf{B}_v(1: \frac{N}{4}, :)]$ .同样因为 NC-OFDM 在已关闭的子载波位置不含有用数据,所以 CC 对前一符号的干扰为  $\mathbf{d}_{\text{su}}^{\text{formal}} = \mathbf{d}^{\text{formal}}(0: l_{\min} - 1, l_{\max} + 1: N, :)$ .与此类似,CC 对后一符号的干扰记为  $\mathbf{d}_{\text{su}}^{\text{later}}$ ,分析过程略去.于是,旁瓣抵消

的性能受限于引入的 ICI 与 ISI,可写成下面的优化方程:

$$\min \|\bar{\mathbf{s}}_d - \bar{\mathbf{s}}_c\|^2$$

$$\text{s. t. } \|e^{\text{ICI}}\|^2 + \|\mathbf{d}_{\text{su}}^{\text{formal}}\|^2 + \|\mathbf{d}_{\text{su}}^{\text{later}}\|^2 < \lambda \quad (9)$$

其中  $\bar{\mathbf{s}}_c = \mathbf{s}_c(\mathbf{I}), \mathbf{I} = [v(l_{\min} + b) : 1: v(l_{\max} - b)]^T$  是干扰抵消信号在 PU 位置的谱,  $\mathbf{s}_c = \mathbf{F}_{oc}^{-1} \mathbf{c} = \mathbf{F}_{oc}^{-1} \mathbf{B}_v \mathbf{w}$ ,  $\mathbf{F}_{oc}^{-1}$  是  $v$  倍过采样的付里叶分析矩阵.公式 (9) 是一个求解二次约束的二次型凸优化的问题,可以直接求解,也可以将其转换为无约束的最小二乘问题求解,求解方法与计算量与 EAIC-CP, EAIC-IC 等相似.本文均采用计算量较小的最小二乘法求解,并将结果与 EAIC-CP, EAIC-IC 比较.

## 4 实验结果与分析

本节用数值仿真实验评估新的干扰抵消基函数的性能,并与 EAIC-CP, EAIC-IC 方法比较. OCCS 方法虽然不引入对数据子载波的自干扰,但却需要多得多的保留频段,因为与本文的代价不同,所以不便于在这里直接比较.本节还仿真了  $L_{cp}$  对干扰抵消性能的影响,  $L_{cp}$  分别取 8, 16, 32, 64. 假设 NC-OFDM 系统的子载波总数  $N = 256$ , 采用 64QAM 符号映射和高斯白噪声信道; PU 处在 NC-OFDM 的 [84: 90] 个子载波位置, SU 关闭的子载波位置为 [83: 91],  $b = 1$ , 即总共使用了 2 个子载波作为保护带宽. 为了对比旁瓣抑制效果,所有的频谱都对数据子载波功率归一化,且 DFT 谱分析的过采样因子取  $v = 16$ .

表 1 ICI = -30dB 时旁瓣抑制性能对比

方案	旁瓣抑制深度 (dB)			
	$L_{cp} = 8$	$L_{cp} = 16$	$L_{cp} = 32$	$L_{cp} = 64$
EAIC-CP	-52	-58	-61	-66
EAIC-IC	-89	-84	-84	-78
新方案	-95	-98	-103	-88

表 2 ICI = -40dB 时旁瓣抑制性能对比

方案	旁瓣抑制深度 (dB)			
	$L_{cp} = 8$	$L_{cp} = 16$	$L_{cp} = 32$	$L_{cp} = 64$
EAIC-CP	-47	-49	-51	-53
EAIC-IC	-51	-56	-64	-65
新方案	-74	-80	-83	-78

表 1、表 2 对比了在引入的 ICI 分别为 -30dB 和 -40dB 的条件下,采用了不同基函数的干扰抵消方法所达到的旁瓣抑制深度. 仿真结果表明:(1) 不管 CP 长度如何 ( $L_{cp} = 8, 16, 32, 64$ ), 在引入的 ICI 大小相同时, 可变基函数方案比 EAIC-CP 和 EAIC-IC 的旁瓣抑制明显更好;(2) 3 种方案的旁瓣抑制性能都受限于所引入 ICI 的大小, 当所引入的 ICI 变小时, 3 种方法的性能都会变差. 但在达到相同的旁瓣抑制深度时 (如 -60dB), 新方

案所引入的 ICI 要小得多; (3) 3 种方案的性能都受  $L_{cp}$  的影响, 但程度不同. EAIC-CP 方法性能随着  $L_{cp}$  减小会明显变差, 这是因为当 CP 变短时, EAIC-CP 的全部 CC 都要明显变短. 特别是当  $L_{cp} = 0$ , 干扰抵消信号长度为  $N$ , 与数据子载波长度相同, 尽管 CC 的频率间隔设置为  $1/2$ , 但实际的效果等同于传统 AIC 方法, 此时更密集的基函数只会造成多余, 丝毫不能提高旁瓣抑制效果. EAIC-IC 在 ICI = -30dB 时, CP 越短旁瓣抑制能力越强; 而在 ICI = -40dB 时, 较长的 CP 效果更好, 所以 EAIC-IC 对  $L_{cp}$  不稳定. 而新方案受 CP 长度的影响更小, 这是可变基函数的可变滚降因子平衡的结果.

图 5 对比了 NC-OFDM 系统在达到相同的旁瓣抑

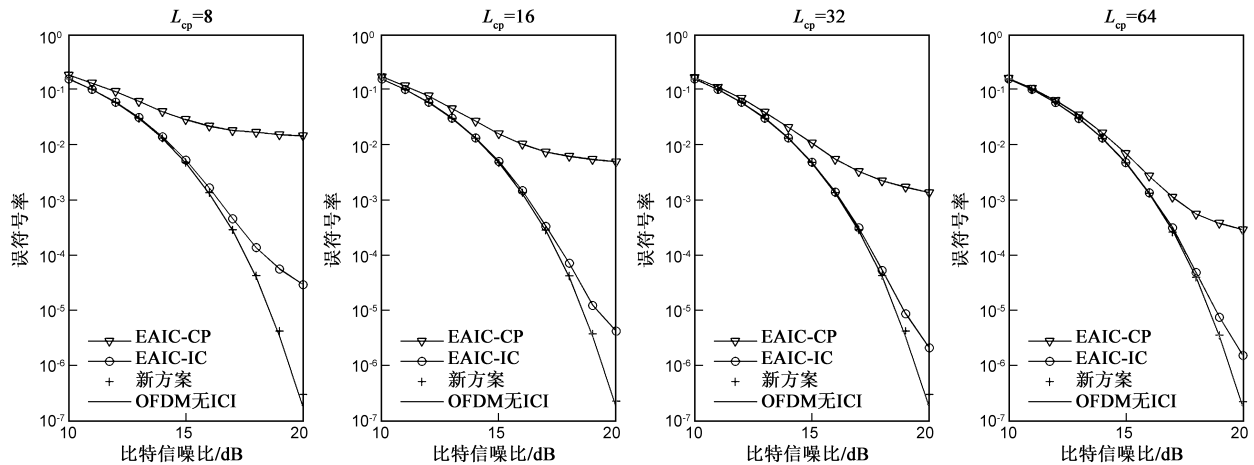


图5 采用不同干扰抵消基函数的NC-OFDM系统误码性能对比

## 5 结论

本文针对 NC-OFDM 旁瓣较大的问题提出了一种新的干扰抵消基函数. 新的基函数按频率分为两组, 它们的长度与波形可变, 能够更有效的抑制 NC-OFDM 的旁瓣, 同时又尽量减小引入的 ICI. 仿真实验验证了该结论, 旁瓣抑制性能明显优于已有的 EAIC-IC 与 EAIC-CP 方法. 使用新的干扰抵消基函数后, 旁瓣抑制深度达到 -60dB 时, 对 NC-OFDM 系统所造成的 ICI 也几乎可以忽略.

## 参考文献

[1] MA J, LI G Y, JUANG B H. Signal processing in cognitive radio [J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97 (5): 805 - 823.  
 [2] QU D, WANG Z, JIANG T. 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.  
 [3] MAHMOUD H A, ARSLAN H. Spectrum shaping of

制深度 (-60dB, 比 LTE 标准 -59dB 深 1dB) 时, 采用不同的干扰抑制基函数时的系统误符号率 (Symbol Error rate, SER). 采用高阶 64QAM 符号映射和加性高斯白噪声信道可以突出新的基函数方案 ICI 非常小的特点. 对于低阶的符号调制, 或者更恶劣的无线衰落信道环境, 插入 CC 引起的 ICI 就不成为恶化 SER 的主要因素了, 可以忽略. 图 5 显示在达到相同的旁瓣抑制深度时 (-60dB), 采用新方案的误码性能明显优于另外两种方案. 虽然新方案的 SER 性能也受到了 CP 长度的影响, 但所引入的 ICI 在 4 种情况下都非常小, 即使和没有 ICI 的白噪声信道相比 ( $SER = 10^{-5}$ ) 也几乎可以忽略.

OFDM-based cognitive radio signals [A]. Proc. IEEE Radio and Wireless Symp [C]. Florida, USA; 2008. 113 - 116.

- [4] MAHMOUD H A, ARSLAN H. Sidelobe suppression in OFDM-based spectrum sharing systems using adaptive symbol transition [J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12 (2): 133 - 135.  
 [5] PAGADARAI S, RAJBANSHI R, WYGLINSKI A M. Sidelobe suppression for OFDM-based cognitive radios using constellation expansion [A]. Wireless Communications and Networking Conference, IEEE [C]. Las Vegas, NV, USA; 2008. 888 - 893.  
 [6] TOM A, SAHIN A, ARSLAN H. Mask compliant precoder for OFDM spectrum shaping [J]. Communications Letters, IEEE, 2013, 17 (3): 447 - 450.  
 [7] YAMAGUCHI H. Active interference cancellation technique for MB-OFDM cognitive radio [A]. Proc. 34th European Microwave Conf [C]. Amsterdam, The Netherlands; 2004. 1105 - 1108.  
 [8] KRYSZKIEWICZ P, BOGUCA H. Out-of-band power reduction in NC-OFDM with optimized cancellation carri-

- ers selection [J]. Communications Letters, IEEE, 2013, 17 (10): 1901 – 1904.
- [9] WANG Z, QU D, JIANG T. Sidelobe suppression using extended active interference cancellation with self-interferences constraint for cognitive OFDM systems [J]. Mobile Networks and Applications, 2011, 16(5): 544 – 552.
- [10] 代光发, 陈少平, 王高峰. OFDM 认知无线电系统中的非正交主动旁瓣抑制方法 [J]. 电子学报, 2013, 41 (10): 2061 – 2066.
- Dai Guang-fa, Chen Shao-ping, Wang, Gao-feng. Non-orthogonal active interference cancellation for sidelobe suppression in OFDM based cognitive radios [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41 (10): 2061 – 2066. (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, 讲师. 主要研究方向为 OFDM、认知无线电.  
E-mail: daiguangfa@scuec.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.



**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@scuec.edu.cn