

DOI: 10.7652/xjtuxb201908015

面向 OFDM 系统的高精度窄带干扰抑制算法

胡旭东^{1,2}, 张成文¹, 刘玉涛², 史军¹, 王彬¹

(1. 哈尔滨工业大学电子与信息工程学院, 150000, 哈尔滨;
2. 通信网信息传输与分发技术重点实验室, 050000, 石家庄)

摘要: 针对窄带干扰(NBI)的频谱泄漏导致正交频分复用(OFDM)系统误比特率性能下降的问题,提出一种适于 OFDM 系统的高精度的减小频谱泄漏的频域窄带干扰抑制算法。首先,利用傅里叶变换(FFT)推导出 NBI 频率的分数因子与 NBI 频谱泄漏的定量关系,得出当分数因子小于 0.005 时 NBI 频谱泄漏小于总能量 0.01% 的结论;其次,在时域将接收信号与频率搬移矩阵相乘实现干扰对齐,在频域将对齐的干扰信号置零完成干扰抑制,且证明了残留的频谱泄漏仅与分数因子估计误差有关而与分数因子无关;最后,基于 FFT 粗定位的 NBI 频谱范围,利用 Chirp-Z 变换对该范围的频谱进行细化,得到估计误差小于 0.005 且分布均匀的高精度的分数因子估计值。仿真结果表明,所提算法对 OFDM 系统误比特率性能的改进与陷波干扰抑制算法接近,且实时性更好;在分数因子为 0.5、误比特率为 10^{-4} 时,所提算法、陷波干扰抑制算法及查表干扰抑制算法所需的信噪比分别为 4.5、4.5 及 6 dB。

关键词: 正交频分复用;窄带干扰;频谱泄漏;干扰频率估计;Chirp-Z 变换;干扰对齐

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)08-0114-07

A High Precision Suppression Algorithm of Narrowband Interferences for OFDM Systems

HU Xudong^{1,2}, ZHANG Chengwen¹, LIU Yutao², SHI Jun¹, WANG Bin¹

(1. School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150000, China;
2. Science and Technology on Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050000, China)

Abstract: A frequency-domain NBI suppression algorithm for OFDM systems with high precision and minimum spectrum leakage is proposed to solve the problem that the spectrum leakage of narrowband interference (NBI) seriously affects the bit error rate (BER) of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems. Firstly, the quantitative relationship between the fractional factor of the NBI frequency and the spectrum leakage is derived using the fast Fourier transform (FFT). It is concluded that the NBI spectrum leakage energy is less than 0.01% of the total energy when the fractional factor is less than 0.005. Secondly, interference alignment is achieved by multiplying the received signal by the frequency shift matrix in time domain and the interference suppression is achieved by zeroing the aligned interference signal in frequency domain. It is proved that the residual NBI spectrum leakage is only related to the estimation error of the fractional factor but independent of the fractional factor. Finally, a high-precision

收稿日期: 2018-12-29。 作者简介: 胡旭东(1994—),男,硕士生;张成文(通信作者),男,副教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61871153);黑龙江省博士后科研启动基金资助项目(LBH-Q11108);通信网信息传输与分发技术重点实验室开放课题(XX17641X011-04)。

网络出版时间: 2019-05-12 网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20190512.1559.014.html>

fractional factor estimation is obtained based on the range of rough positioning of interference frequency by FFT and on refining of the range using Chirp-Z transform. A high-precision fractional factor estimation with an estimated error less than 0.005 and uniform distribution is obtained. Simulation results show that the BER performance improvement of the proposed algorithm for OFDM systems is similar to that of the notch filter interference suppression algorithm. When the fractional factor is 0.5 and the BER is 10^{-4} , the signal to noise ratio (SNR) of the proposed algorithm, the notch filter interference suppression algorithm and the table-lookup interference suppression algorithm are 4.5, 4.5 and 6 dB, respectively.

Keywords: orthogonal frequency division multiplexing; narrowband interference; spectrum leakage; interference frequency estimation; chirp-Z transform; interference alignment

正交频分复用(OFDM)具有抗频率选择性衰落及高频谱利用率等特点^[1],在 4G 系统得到了广泛的应用。但是,OFDM 系统对窄带干扰(NBI)非常敏感,少量的带内 NBI 即可给 OFDM 系统带来很大的性能损失^[2-4]。在军事通信领域的信息对抗中,人为的 NBI 会使 OFDM 战术电台无法正常工作;尤其是作为 5G 技术之一的窄带物联网(NB-IoT),对现有 4G 宽带系统引入了 NBI^[5],因此如何减轻 NB-IoT 对宽带系统的影响是 5G 发展的重要问题之一^[6]。近年来,国内外学者对如何有效地抑制 NBI,提高窄带干扰场景下 OFDM 系统的性能进行了一定的研究^[7-9]。

窄带干扰抑制算法可分为时域法及频域法。时域法在接收端的 FFT 之前进行干扰抑制,可有效避免 NBI 的频谱泄漏,但存在陷波滤波器导致有效循环前缀(CP)长度减小、系统容易受到码间干扰(ISI)影响以及时域滤波器需要一定的收敛时间、设计复杂等问题^[10-13]。频域法实时性高、易于实现,但如何减少 NBI 的频谱泄漏是其核心研究问题之一^[14]。频域法的经典算法是频域置零干扰抑制法^[15],但该算法会损失大量的有用信息。文献[16]在假定准确已知单音干扰频率的条件下,提出一种干扰对齐(IA)的减小 NBI 频谱泄漏的干扰抑制算法。文献[17]进一步提出一种结合查表法(LT)和干扰对齐(IA)的干扰抑制算法(LT-IA),但文中没有考虑干扰频率估计误差对 SINR 及干扰抑制性能的影响。文献[18]针对单音干扰给出一种基于 FFT 方式干扰频率估计的干扰抑制算法,但干扰频率估计精度较低,需要基于微调步长进行多次迭代更新。上述文献中的干扰频率估计算法误差较大且误差分布不均匀,导致经过干扰对齐后仍有较大的频谱泄漏。近年来,部分文献研究了基于压缩感知的窄带干扰抑制^[19-21],但这些算法均存在抗噪性差、

恢复算法复杂、干扰频率估计精度低等问题。

综上,本文针对 OFDM 系统的频域干扰抑制算法性能受 NBI 频率估计误差及频谱泄漏影响严重的问题,提出一种适于 OFDM 系统的高精度 Chirp-Z 变换(CZT)干扰频率估计结合干扰对齐(IA)的窄带干扰抑制算法(CZT-IA)。本文算法提高了 NBI 频率估计的精度,减小了 NBI 频谱泄漏,改进了 OFDM 系统频域置零窄带干扰抑制算法的 BER 性能,对于 5G 时代 NB-IoT 窄带网络与 OFDM 系统的共存与兼容、提高 OFDM 系统对环境的普适性具有一定的理论及应用价值。

1 窄带干扰模型及频谱泄漏

窄带干扰可建模为单音干扰^[2,16],时域单音干扰可表示为

$$i(t) = A_0 \exp[j(2\pi f_i t + \theta_0)] \tag{1}$$

式中: A_0 、 f_i 、 θ_0 分别为单音干扰的幅度、频率和相位。

OFDM 子载波间隔及子载波频率分别为

$$\left. \begin{aligned} \Delta f &= f_s/N \\ f_n &= n\Delta f \end{aligned} \right\} \tag{2}$$

式中: f_s 是采样频率; N 是 FFT 点数; n 是子载波标号, $0 \leq n \leq N-1$ 。

单音干扰的频率 f_i 可表示为

$$f_i = (m+a)\Delta f, \quad 0 \leq m \leq N-1, \quad |a| \leq 0.5 \tag{3}$$

式中: m 为整数因子; a 为分数因子,表征了单音干扰相对 OFDM 子载波 m 的频率偏移; Δf_i 为单音干扰的频率偏移,可表示为

$$\Delta f_i = a\Delta f, \quad |a| \leq 0.5 \tag{4}$$

接收端一个 OFDM 符号周期的 NBI 时域抽样可表示为

$$i(n) = A_0 \exp[j(2\pi f_i n t_s + \theta_0)] =$$

$$A_0 \exp \left[j \left(2\pi \frac{(m+a)f_s}{N} \frac{n}{f_s} + \theta_0 \right) \right] = A_0 \exp(j\theta_0) \exp \left[j \left(2\pi \frac{(m+a)n}{N} \right) \right]$$

$$n = 0, \dots, N-1 \quad (5)$$

对 $i(n)$ 进行 FFT 变换后,第 k 个子载波位置的频域干扰可表示为

$$I(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} A_0 \exp(j\theta_0) \cdot \exp \left[j \left(2\pi \frac{(m+a)n}{N} \right) \right] \exp \left[-j \left(\frac{2\pi kn}{N} \right) \right] = \frac{1}{\sqrt{N}} A_0 \exp(j\theta_0) \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left[j \left(2\pi \frac{(m+a-k)n}{N} \right) \right] = \frac{1}{\sqrt{N}} A_0 \exp(j\theta_0) \frac{1 - \exp[j2\pi(m+a-k)]}{1 - \exp[j2\pi(m+a-k)/N]}$$

$$k = 0, \dots, N-1 \quad (6)$$

由式(6)可得

$$|I(k)| = \frac{|A_0|}{\sqrt{N}} \frac{|\sin[\pi(m+a-k)]|}{|\sin[\pi(m+a-k)/N]|} \quad (7)$$

当 $a=0$ 时,有

$$|I(k)| = \begin{cases} \sqrt{N} |A_0|, & k = m \\ 0, & k \neq m \end{cases} \quad (8)$$

当 $a \neq 0$ 时,有

$$|I(k)| = \begin{cases} \frac{|A_0|}{\sqrt{N}} \frac{|\sin(\pi a)|}{|\sin(\pi a/N)|}, & k = m \\ \frac{|A_0|}{\sqrt{N}} \frac{|\sin(\pi a)|}{|\sin(\pi(m+a-k)/N)|}, & k \neq m \end{cases} \quad (9)$$

以信干比为 -15 dB、干扰频率整数因子 $m=100$ 的单音干扰为例,不同分数因子 a 对应的单音干扰频谱泄漏如图 1 所示。

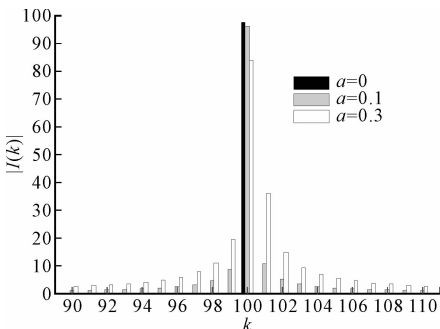


图1 不同分数因子 a 对应的单音干扰频谱泄漏

由图 1 可见:当 $a=0$ 时,单音干扰的能量集中在子载波 m 上,单音干扰对其他子载波没有频谱泄漏;然而,随着 a 的增加,单音干扰对邻近多个子载

波的频谱泄漏越来越严重。这正是由于分数因子的存在,使得单音干扰与 OFDM 子载波不正交,导致干扰信号频谱泄漏的结果。

分析图 1 并结合 $|I(k)|$ 的对称性可得,存在某个分数因子门限值 a_{th} ,使得当 $|a| \leq a_{th}$ 时,在频域仅置零子载波 m 就可以消除大部分干扰能量。为了推导该门限值,首先定义一个表征频谱泄漏程度的参数——干扰能量集中率 $R = |I(m)|^2 / E_i$,其中 $|I(m)|^2$ 表示第 m 个子载波上的干扰能量, E_i 表示干扰总能量。 R 越大,干扰能量越集中,表示频谱泄漏越少。由式(9)可得

$$|I(m)|^2 = \frac{A_0^2}{N} \frac{\sin^2(\pi a)}{\sin^2(\pi a/N)} \quad (10)$$

$$E_i = \sum_{k=1}^N \frac{A_0^2}{N} \frac{\sin^2[\pi(m+a-k)]}{\sin^2[\pi(m+a-k)/N]} = \sum_{n=1}^N |i(n)|^2 = NA_0^2 \quad (11)$$

式(11)中第 2 个等号用到了帕萨瓦尔定理。

由式(10)(11)可得

$$R = \frac{|I(m)|^2}{E_i} = \frac{1}{N^2} \frac{\sin^2(\pi a)}{\sin^2(\pi a/N)} \quad (12)$$

取 $N=512$,当 $|a|=0.005$ 时, $R=0.9999$,即在频域将第 m 个子载波的数据置 0,就可以抑制 99.99% 的干扰能量。故可得出结论:取 $a_{th}=0.005$,当 $|a| \leq a_{th}$ 时,频域置零法可以实现有效的干扰抑制。

干扰能量集中率 R 与干扰频率分数因子 a 的关系如图 2 所示。

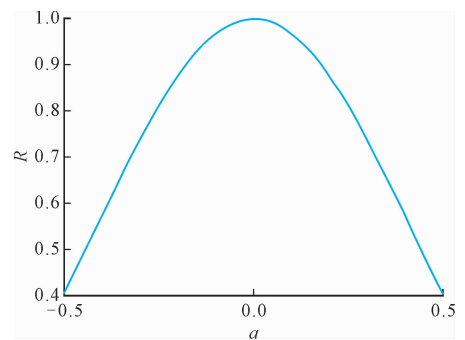


图2 干扰能量集中率 R 与干扰频率分数因子 a 的关系图

由图 2 可见, $|a|$ 越大,集中率 R 越小,表明干扰能量越分散,受 NBI 频谱泄漏影响的子载波越多,传统频域置零法就会把受干扰的子载波置零,这将恶化系统误码性能。因此,频域置零法要想取得较好的性能,必须采取有效的方法,以减小 a 导致的频谱泄漏。

2 干扰对齐的频域置零干扰抑制算法

令 $\hat{a}$ 为 NBI 分数因子 a 的估计值, $\hat{a} = a + \epsilon$, ϵ 为估计误差。为了减小 $a \neq 0$ 时 NBI 的频谱泄漏, 式(5)中的 $i(n)$ 经如下变换

$$i'(n) = i(n) \exp\left(-j2\pi \frac{\hat{a}n}{N}\right) = A_0 \exp(j\theta_0) \exp\left(j2\pi \frac{(m-\epsilon)n}{N}\right) \quad (13)$$

该变换相当于对接收到的 NBI 进行 $-af_s/N = -\Delta f_i$ 的频谱搬移。

$i'(n)$ 经过 FFT 后, 频域的干扰可以表示为

$$I'(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} i'(n) \exp\left(-j2\pi \frac{kn}{N}\right) = \frac{1}{\sqrt{N}} A_0 \exp(j\theta_0) \frac{1 - \exp[j2\pi(m-\epsilon-k)]}{1 - \exp[j2\pi(m-\epsilon-k)/N]} \quad (14)$$

式中: $k=0, \dots, N-1$ 。由式(14)可得

$$|I'(k)| = \frac{A_0}{\sqrt{N}} \left| \frac{\sin[\pi(m+\epsilon-k)]}{\sin[\pi(m+\epsilon-k)/N]} \right| \quad (15)$$

当 $\epsilon \rightarrow 0$ 时, 由式(15)可得

$$|I'(k)| \approx \begin{cases} \sqrt{N} |A_0|, & k = m \\ 0, & k \neq m \end{cases} \quad (16)$$

由式(13)(16)可见, 只要分数因子估计误差 ϵ 足够小, 经式(13)变换后的单音干扰的频域能量可近似集中在第 m 号频点上, 而在其他频点几乎不存在频谱泄漏, 定义该过程为干扰对齐。干扰对齐的作用是减少由于分数因子 a 导致的干扰信号的频谱泄漏。

通过以上分析, 基于干扰对齐的窄带干扰抑制算法的原理如图 3 所示。

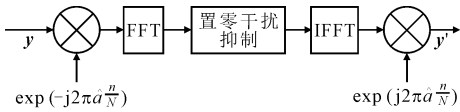


图 3 基于干扰对齐的窄带干扰抑制算法原理

移除循环前缀后, 时域接收信号 y 表示为

$$y = x + i + w \quad (17)$$

式中: $y = [y(0), \dots, y(N-1)]^T$ 是长度为 N 的接收信号的时域抽样; $x = [x(0), \dots, x(N-1)]^T$ 是长度为 N 的发射信号, $E[xx^H] = E_s I_N$; $i = [i(0), \dots, i(N-1)]^T$ 是单音干扰, $i(n)$ 如式(5)所示; $w = [w(0), \dots, w(N-1)]^T$ 是加性高斯白噪声, $E[ww^H] = \sigma^2 I_N$ 。

经过基于干扰对齐的窄带干扰抑制算法处理

后, 时域接收信号 y' 表示为

$$y' = D^H F^H (I_N - e_m e_m^H) F D y \quad (18)$$

式中: F, F^H 分别代表 FFT、IFFT 变换矩阵; I_N 是 N 阶单位阵; e_m 是单位阵的第 m 列; 对角矩阵 D, D^H 是频率搬移、逆搬移矩阵

$$D = \text{diag}\left\{1, \exp\left(-j2\pi \hat{a} \frac{1}{N}\right), \dots, \exp\left(-j2\pi \hat{a} \frac{N-1}{N}\right)\right\} \quad (19)$$

综合以上分析可得, NBI 分数因子的估计值 $\hat{a}$ 是基于干扰对齐的窄带干扰抑制算法的关键, 估计误差 ϵ 的存在, 将导致干扰对齐后仍残留部分 NBI 的频谱泄漏。比较式(7)与式(15)可见, ϵ 对 $|I'(k)|$ 的影响与 a 对 $|I(k)|$ 的影响相同, 因此, 只要 $|\epsilon| \leq a_{TH}$, 基于干扰对齐的频域置零窄带干扰抑制算法就可以实现有效的干扰抑制。因此, 找到一种适于 OFDM 系统的高精度的 NBI 频率估计算法是减小频谱泄漏、保证基于干扰对齐的窄带干扰抑制算法性能的前提。

3 FFT 与 CZT 结合的干扰频率估计

CZT 能够在不增加采样点数的情况下, 在所选频带内获得任意大小的频率分辨率, 是频谱细化的一种重要方法。结合 OFDM 系统的特点, 本节给出一种适于 OFDM 系统的 FFT 与 CZT 结合的高精度窄带干扰频率估计算法。算法步骤如下。

(1) 基于 FFT 对单音干扰频率进行粗定位。对式(17)中的 OFDM 接收信号进行 FFT, 令幅度最大的子载波标号为 m' , 由于 FFT 的频率分辨率为 $\Delta f_{FFT} = \Delta f$, 因此单音干扰必然在标号为 $m'-1$ 和 $m'+1$ 的两个子载波之间, 由于有用信号和噪声的影响, 单音干扰频率整数因子的估计值 $\hat{m}$ 可能为 $m'-1, m'$ 或 $m'+1$ 。

(2) 利用 CZT 变换估计单音干扰的频率。对式(17)中的 OFDM 接收信号在 $m'-1$ 和 $m'+1$ 两个子载波间的频段进行 M 点的 CZT, 得到该频段的细化频谱, CZT 变换如下

$$Y_{CZT}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) A^{-n} W^{nk}, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (20)$$

式中: $A = A_1 \exp(j\theta_1) = A_1 \exp(j2\pi f_1/f_s)$, θ_1 表示起始采样点对应的相角, f_1 为对应的起始频率, 取 $f_1 = (m'-1)\Delta f$, A_1 表示起始采样点对应的半径, 取 $A_1 = 1$; $W = W_\Delta \exp(-j\varphi_\Delta) = W_\Delta \exp(-j2\pi f_\Delta/f_s)$,

W_Δ 称为采样线的伸展率,取 $W_\Delta = 1$, φ_Δ 为采样点的角频率间隔, f_Δ 为采样点的频率间隔,取 $f_\Delta = 2\Delta f/M$,此时, CZT 的频率分辨率为 $\Delta f_{\text{CZT}} = f_\Delta = 2\Delta f/M$ 。

(3) 将 $|Y_{\text{CZT}}(k)|$ 的最大值对应的 k 记作 k' , 则 k' 对应的频率可近似为干扰频率的估计值 $\hat{f}_i$, 即

$$\hat{f}_i = f_1 + k'f_\Delta = (m' - 1 + 2k'/M)\Delta f \quad (21)$$

证明 根据式(20), 式(5)中 $i(n)$ 的 M 点 CZT 可表示为

$$I_{\text{CZT}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} i(n)A^{-n}W^{nk} = A_0 \exp(j\theta_0) \frac{1 - \exp[j2\pi(f_i - f_1 - f_\Delta k)/\Delta f]}{1 - \exp[j2\pi(f_i - f_1 - f_\Delta k)/(\Delta f/N)]} \quad (22)$$

设 $\Delta\hat{f}_i = f_i - f_1 - f_\Delta k$ 表示干扰频率的估计误差, 因为 $f_1 \leq f_i \leq f_1 + 2\Delta f$, 所以 $-2\Delta f < \Delta\hat{f}_i \leq 2\Delta f$, 又因为 N 很大, 所以 $\Delta\hat{f}_i/(\Delta f/N) \rightarrow 0$, 则

$$\begin{aligned} |I_{\text{CZT}}(k)| &= |A_0 \exp(j\theta_0)| \left| \frac{1 - \exp(j2\pi\Delta\hat{f}_i/\Delta f)}{1 - \exp[j2\pi\Delta\hat{f}_i/(\Delta f/N)]} \right| = \\ &A_0 \left| \frac{\sin(\pi\Delta\hat{f}_i/\Delta f)}{\sin[\pi\Delta\hat{f}_i/(\Delta f/N)]} \right| \approx \\ &A_0 \left| \frac{\sin(\pi\Delta\hat{f}_i/\Delta f)}{\pi\Delta\hat{f}_i/(\Delta f/N)} \right| = A_0 N |S_a(\pi\Delta\hat{f}_i/\Delta f)| \quad (23) \end{aligned}$$

由采样函数的单调性可知, 当 $|I_{\text{CZT}}(k)|$ 取最大值时, $\Delta\hat{f}_i \rightarrow 0$, 即 $f_i \rightarrow f_1 + f_\Delta k'$ 。又因为干扰功率远大于信号功率, 所以 $|Y_{\text{CZT}}(k)| \approx |I_{\text{CZT}}(k)|$ 。因此, $|Y_{\text{CZT}}(k)|$ 取最大值时的 k' 对应的频率可近似为干扰频率的估计值 $\hat{f}_i$ 。

最后, 计算干扰频率的整数因子及分数因子: 参考式(3), 干扰频率的估计值 $\hat{f}_i$ 可表示为

$$\begin{aligned} \hat{f}_i &= (\hat{m} + \hat{a})\Delta f, m' - 1 \leq \hat{m} \leq m' + 1 \\ |\hat{a}| &\leq 0.5 \quad (24) \end{aligned}$$

比较式(21)及(24)可得, 干扰频率的整数因子及分数因子的估计值可由式(25)求得

$$\left. \begin{aligned} \hat{m} &= m' - 1; \hat{a} = 2k'/M; x \leq k' < M/4 \\ \hat{m} &= m'; \hat{a} = -1 + 2k'/M; M/4 \leq k' < 3M/4 \\ \hat{m} &= m' + 1; \hat{a} = -2 + 2k'/M; 3M/4 \leq k' \leq M - 1 \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

由于干扰频率的最大估计误差等于 CZT 频率分辨率的一半, 所以, $\hat{a}$ 的估计误差 ϵ 满足

$$|\epsilon| \leq \frac{1}{2} \frac{\Delta f_{\text{CZT}}}{\Delta f} = \frac{1}{2} \frac{2\Delta f/M}{\Delta f} = \frac{1}{M} \quad (26)$$

由式(26)可得, 当 $M = N = 512$ 时, 有 $|\epsilon| \leq$

$0.002 < a_{\text{th}} = 0.005$, 因此 FFT 与 CZT 结合的干扰频率估计精度可以满足基于干扰对齐的频域置零窄带干扰抑制算法的要求。

4 信干噪比分析

考虑干扰频率估计误差及基于干扰对齐的干扰抑制算法中频域置零过程对有用信号和噪声的影响, 对所提 CZT-IA 干扰抑制算法的信干噪比分析如下。

由式(18)可得

$$\begin{aligned} \mathbf{y}' &= (\mathbf{I}_N - \mathbf{g}\mathbf{g}^H)\mathbf{y} = (\mathbf{I}_N - \mathbf{g}\mathbf{g}^H)(\mathbf{x} + \mathbf{i} + \mathbf{w}) = \\ &\mathbf{x}' + \mathbf{i}' + \mathbf{w}' \quad (28) \end{aligned}$$

式中: $\mathbf{g} = \mathbf{D}^H \mathbf{F}^H \mathbf{e}_m$; $\mathbf{x}' = (\mathbf{I}_N - \mathbf{g}\mathbf{g}^H)\mathbf{x}$; $\mathbf{i}' = (\mathbf{I}_N - \mathbf{g}\mathbf{g}^H)\mathbf{i}$; $\mathbf{w}' = (\mathbf{I}_N - \mathbf{g}\mathbf{g}^H)\mathbf{w}$ 。

由于有用信号和噪声的能量在频域是近似恒定的, 干扰对齐后的能量分别为

$$\begin{aligned} E \|\mathbf{x}'\|_2^2 &= \text{tr}(\mathbf{x}^H (\mathbf{I}_N - \mathbf{g}\mathbf{g}^H) (\mathbf{I}_N - \mathbf{g}\mathbf{g}^H) \mathbf{x}) = \\ &(N-1)E_s \quad (29) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E \|\mathbf{w}'\|_2^2 &= \text{tr}(\mathbf{w}^H (\mathbf{I}_N - \mathbf{g}\mathbf{g}^H) (\mathbf{I}_N - \mathbf{g}\mathbf{g}^H) \mathbf{w}) = \\ &(N-1)\sigma^2 \quad (30) \end{aligned}$$

式中: $E \|\mathbf{x}'\|_2^2$ 、 $E \|\mathbf{w}'\|_2^2$ 分别表示置零后信号和噪声的平均能量; E_s 、 σ^2 分别为置零前信号和噪声的平均能量。

由于 NBI 的能量在频域比较集中, 因此不能应用上述方法进行推导, 对其推导如下。

由式(15)可得, 干扰对齐后在频点 m 上的 NBI 能量为

$$|I'(m)|^2 = \frac{A_0^2}{N} \frac{\sin^2(\pi\epsilon)}{\sin^2(\pi\epsilon/N)} \quad (31)$$

式(11)给出干扰抑制前的干扰总能量为

$$E_i = NA_0^2$$

因此, 可以推得干扰置零后残留的 NBI 能量为

$$\epsilon_{E_i} = \left(1 - \frac{\sin^2(\pi\epsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\epsilon/N)}\right) E_i \quad (32)$$

所以, 频域置零前的信干噪比 R_{SIN} 为

$$R_{\text{SIN}} = \frac{NE_s}{N\sigma^2 + E_i} \quad (33)$$

频域置零后的信干噪比 R'_{SIN} 为

$$\begin{aligned} R'_{\text{SIN}} &= \frac{(N-1)E_s}{(N-1)\sigma^2 + \epsilon_{E_i}} = \\ &(N-1)E_s / \left[(N-1)\sigma^2 + \left(1 - \frac{\sin^2(\pi\epsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\epsilon/N)}\right) E_i \right] \quad (34) \end{aligned}$$

定义信干噪比增益为

$$G = \frac{R'_{\text{SIN}}}{R_{\text{SIN}}} = \left(\frac{N-1}{N}\right)(N\sigma^2 + E_i) \Big/ \left[(N-1)\sigma^2 + \left(1 - \frac{\sin^2(\pi\epsilon)}{N^2 \sin^2(\pi\epsilon/N)}\right)E_i\right] \quad (35)$$

由上述公式可见,干扰频率估计越准确,即 ϵ 越小,则 G 越大、干扰抑制越充分。

5 仿真结果

在 MATLAB 环境下搭建了 OFDM 系统,其中信道采用高斯白噪声信道,信道编码采用 Turbo 码(码率为 1/3),调制方式采用 QPSK 调制,仿真中相关参数配置如表 1 所示。

表 1 仿真参数配置

参数	数值
FFT 点数	512
数据子载波个数	300
系统带宽/MHz	5
采样频率/MHz	9.6
子载波间隔/kHz	15
循环前缀长度	1/4 符号长度

为了比较 CZT 的频率估计精度,图 4 给出 $m=100$ 、 $a=0.3$ 、 $A_0=4.3$ 时接收信号 FFT 后的干扰频率附近频谱以及经过 CZT 细化后的频谱。由图 4

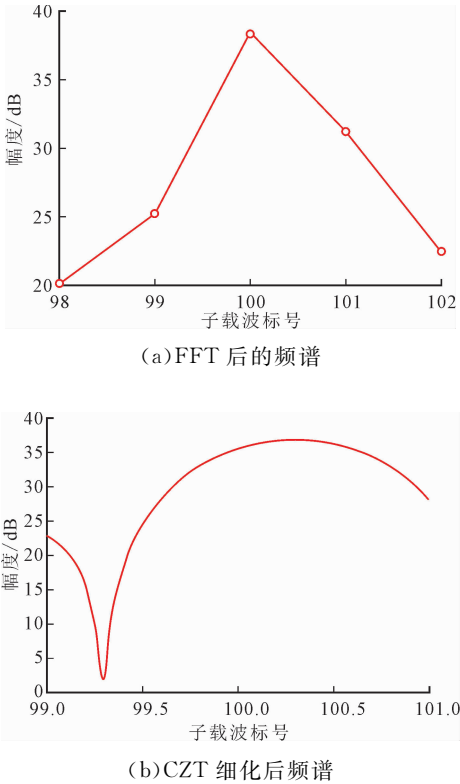


图 4 接收信号 FFT 后频谱及 CZT 细化后频谱比较

可见,相比直接 FFT 得到的频谱,经过 CZT 细化后的频谱峰值更接近实际干扰频率,基于 CZT 的干扰频率估计具有更高的精度。

为了比较不同分数因子 a 对系统性能的影响,图 5 给出频域置零法与已知 a 的理想干扰对齐法(I-IA)的误比特率曲线。由图 5 可见,频域置零法仅在 $a=0.005$ 时性能与 I-IA 接近,且随着 a 的增大,系统的误比特率性能迅速下降,这是因为随着 a 的增大频谱泄漏严重,频域置零法需要置零多个子载波才能达到有效的干扰抑制,该过程损失了大量有用信息,从而导致误比特率性能下降。I-IA 算法的性能不随分数因子的改变而改变,且随着 SNR 的增加,系统的误比特率性能均得到改进,这正是由于干扰对齐法减小了因分数因子 a 导致的频谱泄漏的结果。

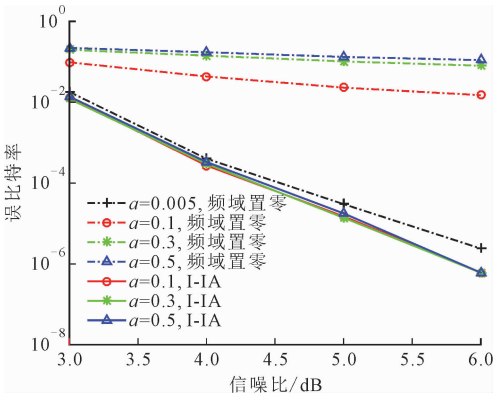


图 5 频域置零法与 I-IA 法的误比特率对比

为了比较 NBI 的频率估计误差及其对系统性能的影响,图 6 给出文献[17]采用的 LT-IA 算法、基于本文 CZT 干扰频率估计及文献[13]IIR 陷波滤波器的干扰消除算法(CZT-IIR)及本文提出的 CZT-IA 算法在不同分数因子 a 时的误比特率性能。由图 6 可见:LT-IA 算法在 $a=0.3$ 时的性能明显优于 $a=0.1$ 及 $a=0.5$ 时的性能,这正是由于查表法在 $|a| \rightarrow 0$ 及 $|a| \rightarrow 0.5$ 时,干扰频率估计误差受信号和噪声功率的影响较大所致,导致干扰频率估计误差分布不均匀;本文所提 CZT-IA 算法与 CZT-IIR 算法在不同 a 时误比特率性能十分接近,都具有较理想的干扰抑制效果,且与图 5 中理想干扰对齐法的误比特率性能接近,这正是由于所提算法对 a 的估计具有较高的精度且估计误差分布均匀的结果;相比 CZT-IIR 算法,本文所提 CZT-IA 算法具有更好的实时性及更低的复杂度。综上,本文所提 CZT-IA 算法对 a 的估计具有较高的准确度和稳定性,能够减小窄带干扰的频谱泄漏,提高受窄带

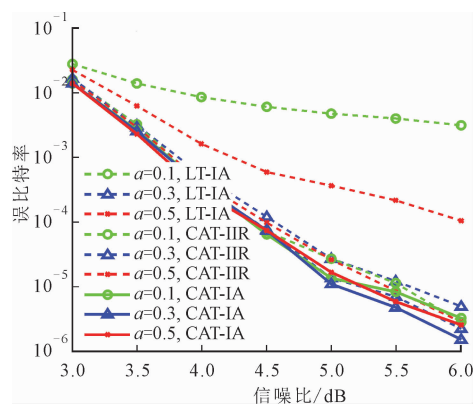


图6 LT-IA算法、CZT-IIR算法及CZT-IA算法的误比特率对比

干扰影响的OFDM系统的误比特率性能。

6 结束语

本文分析了单音干扰频率、频率估计误差与干扰频谱泄漏、信干噪比的定量关系及其对OFDM系统误比特率性能的影响,提出一种高精度的FFT与CZT结合的干扰频率估计及干扰对齐的频域窄带干扰抑制算法。实验结果表明:本文算法有效减小了干扰信号频谱泄漏,同时较理想地抑制了窄带干扰,提高了存在窄带干扰时OFDM系统的误比特率性能。

参考文献:

- [1] MENG Yue, ZHANG Weile, WANG Wenjie, et al. Joint CFO and I/Q imbalance estimation for OFDM systems exploiting constant modulus subcarriers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(10): 10076-10080.
- [2] KIM K. NBI spectral leakage mitigation based on compressed sensing in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2016, 62(2): 409-416.
- [3] 李实锋, 王玉林, 华宇, 等. 罗兰-C信号的抗干扰快速检测方法 [J]. 西安交通大学学报, 2013, 47(10): 91-96.
LI Shifeng, WANG Yulin, HUA Yu, et al. A fast anti-interference detection method for Loran-C signal [J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2013, 47(10): 91-96.
- [4] NILSSON R, SJOBERG F, LEBLANC J P. A rank-reduced LMMSE canceller for narrowband interference suppression in OFDM-based systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(12): 2126-2140.
- [5] ZHANG Lei, AYESHA I, XIAO Pei, et al. Channel equalization and interference analysis for uplink narrowband internet of things (NB-IoT) [J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(10): 2206-2209.
- [6] LIU Sicong, YANG Fang, SONG Jian, et al. Block sparse bayesian learning-based NB-IoT interference elimination in LTE-advanced systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(10): 4559-4571.
- [7] POLPRASERT C, DEMEECHAI T. Performance of a frequency-domain OFDM-frame detector [J]. Physical Communication, 2018, 29: 141-146.
- [8] ALTOUS H, BARHUMI I, KALBAT A, et al. CS-PSO algorithm for Off-Grid narrow-band interference mitigation in OFDM systems [C] // IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 1-6.
- [9] LIANG Yuan, DA Xinyu, WANG Shu. On narrow-band interference suppression in OFDM-based systems with CDMA and weighted-type fractional Fourier transform domain preprocessing [J]. KSII Transactions on Internet and Information Systems, 2017, 11(11): 5377-5391.
- [10] KIM I H, PANDE T, LU X. On the narrowband interference cancellation scheme in OFDM communication systems in frequency selective fading channels [C] // 2016 IEEE International Workshop on Signal Processing Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 224-229.
- [11] COULSON A J. Bit error rate performance of OFDM in narrowband interference with excision filtering [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(9): 2484-2492.
- [12] FANG F, YANG Z. Time domain suppression scheme of narrowband interference based on narrowband OFDM power line communications [C] // 2016 International Conference on Communication & Electronics Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2016: 7889939.
- [13] BAUMGARTNER S, HIRTZ G. Narrowband interference mitigation for SDR based DAB/DAB+ receivers [C] // 21st International Conference on Systems, Signals and Image Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2014: 151-154.
- [14] DARSENA D. Successive narrowband interference cancellation for OFDM systems [J]. IEEE Communications Letters, 2007, 11(1): 73-75.

(下转第128页)