

# 全球导航卫星系统接收机的复信号自适应陷波干扰抑制\*

周超,王跃科,乔纯捷,戴卫华

(国防科技大学 机电工程与自动化学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**为提高全球导航卫星系统接收机抑制带内窄带干扰的能力,提出一种采用复系数自适应陷波器的时域滤波干扰抑制方法。在数字基带通过自适应算法调整复数滤波器的频率参数,以实时检测和跟踪窄带干扰的中心频率。仿真结果表明,该方法可以快速、有效地抑制固定频率的窄带干扰和线性调频干扰,提高接收机在干扰条件下的捕获性能。其干扰抑制性能优于实系数自适应陷波器的干扰抑制方法。

**关键词:**全球导航卫星系统;接收机;干扰抑制;自适应陷波器

**中图分类号:**TN91 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2016)05-189-06

## Anti-jamming method using complex ANF for GNSS receivers

ZHOU Chao, WANG Yueke, QIAO Chunjie, DAI Weihua

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** In order to improve the anti-jamming performance of global navigation satellite system receivers, a method based on the complex ANF (adaptive notch filter) was proposed to suppress narrow band interference on digital base band. The ANF was constructed by a series of the first order IIR notch filters, and the frequency parameters of all filters were updated with adaptive algorithm to detect jamming and to suppress it in real time. Simulation results show that the present method is able to suppress the jamming effectively and quickly, and the capability of signal acquisition is enhanced under condition of jamming. Moreover, a better performance than a conditional real ANF is achieved in simulation.

**Key words:** global navigation satellite system; receiver; anti-jamming; adaptive notch filter

全球导航卫星系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 广泛服务于生活、社会生产和国防安全等多个方面。GNSS 接收机是 GNSS 发挥使用价值的重要组成部分。目前市场上可以见到各种类型的 GNSS 接收机,有些可以安置在汽车、船舶、飞机等交通工具上,有些则体积微小,适合个人携带。在统一卫星播发信号体制下,GNSS 接收机的工作原理基本一致,主要功能包括卫星信号接收,卫星信号捕获与跟踪,卫星信号参数与导航电文提取以及接收机坐标位置、运动参数解算等。

在良好的工作环境下,GNSS 接收机能够正常接收 GNSS 信号,完成相应的功能;但是在干扰条件下,接收机可以同时接收到 GNSS 信号与干扰。带内窄带信号是严重影响 GNSS 信号正常捕获的一种干扰形式。当带内窄带干扰的功率一定程度上高于 GNSS 信号功率时,接收机将对 GNSS 信号捕获失败<sup>[1]</sup>。

抑制或者滤除带内窄带干扰是恢复接收机功能的重要途径。根据接收机信号通道结构,可以分别在天线端、模拟前端、数字基带等位置布置干扰抑制措施。采用阵列接收天线与一定的波束形成算法对接收信号做空域滤波可以有效滤除 GNSS 信号来波方向以外的信号<sup>[2]</sup>,但其需要预先估计 GNSS 信号的来波方向,而且对相同来波方向的带内干扰也无能为力。除此之外,阵列天线加工、安置精度要求高,相应的信号处理算法也较为复杂,并不适合小型化便携式接收机采用。在模拟前端,通过若干混频、带通滤波等过程,带外的绝大部分干扰被滤除或抑制,但是带内的干扰仍然保留下来,随着 GNSS 信号进入数字基带。因此,在天线端和模拟前端对带内窄带干扰难以进行有效滤除,目前针对带内干扰的抑制方法主要布置在数字基带,通过数字信号处理方法,完成对带内干扰的检测和抑制。

常见的这类方法有时域滤波<sup>[3-4]</sup>、频域变

\* 收稿日期:2015-12-24

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61171019)

作者简介:周超(1988—),男,贵州贵阳人,博士研究生,E-mail:zhouchaowhu@126.com;

王跃科(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,E-mail:wangyueke@139.com

换<sup>[5]</sup>以及两种方法的结合<sup>[6-7]</sup>等。时域滤波通常采用数字滤波器,通过某些自适应算法调整滤波器的系数,以实现动态窄带干扰的滤除。这类算法可以采用有限脉冲响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波器<sup>[8]</sup>和无限脉冲响应(Infinite Impulse Response, IIR)滤波器<sup>[9]</sup>。选用 FIR 滤波器易满足线性相位需求,但一般需要较高阶次以达到抑制效果。采用 IIR 滤波器可以简化滤波器结构,提升干扰抑制能力,但可能在信号中引入一定的非线性相位。时域变换方法一般通过傅里叶变换,以估计较强能量的窄带干扰,然后将其衰减,再通过逆变换恢复成时域信号。频域变换方法可以满足对多个干扰的检测和抑制,但该方法需要截取较长数据段进行变换,以保证干扰抑制精度,其运算量很大。时域滤波和频域变换方法的结合可以较好地应对窄带干扰抑制问题,它采用频域变换方法估计窄带干扰的频率,然后根据估计的频率信息调整时域滤波器的参数,以准确地抑制干扰。但它检测干扰仍要求很大的

运算量,不太适用于动态干扰频率跟踪。

本文提出的基于复数自适应陷波器(Adaptive Notch Filter, ANF)的干扰抑制方法属于时域滤波方法之一。该复数 ANF 被较早应用在频率估计<sup>[10]</sup>。近年来,实数 ANF 被用于全球定位系统(Global Position System, GPS)接收机窄带干扰抑制<sup>[9]</sup>,可以实时估计多个实数随机干扰的频率,同时完成滤波抑制,并取得良好的效果。在这些方法中,ANF 被布置在数字基带,对中频实信号进行滤波。除此之外,采用复数陷波器在扩频接收机的数字基带针对零中频的复信号进行滤波的时频域干扰抑制方法也已提出<sup>[11]</sup>。本文结合上述方法,在数字基带,采用 ANF 对零中频复信号进行自适应滤波,以实现带内窄带干扰的有效抑制。

### 1 干扰抑制系统模型

以一种典型的 GPS 接收机的信号捕获电路<sup>[11]</sup>为例构建干扰抑制系统模型,如图 1 所示。

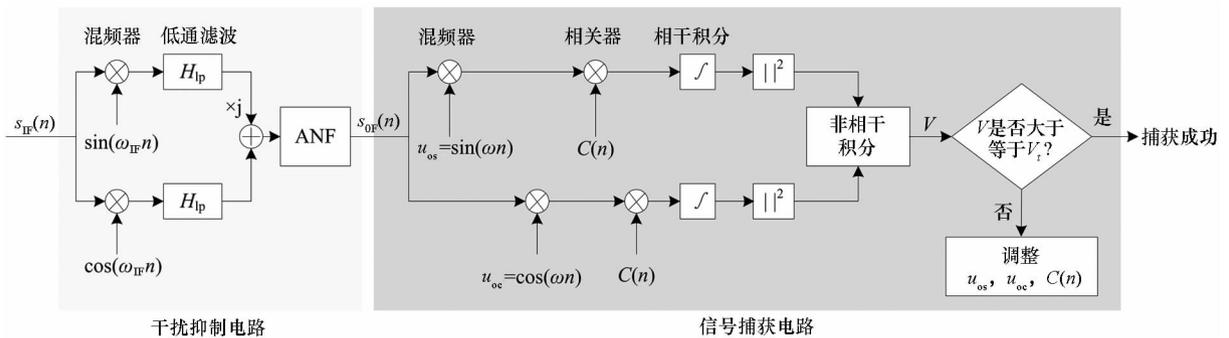


图 1 GNSS 接收机干扰抑制系统模型

Fig. 1 System model of anti-jamming for GNSS receives

GNSS 接收机干扰抑制系统布置在数字基带,先后由干扰抑制电路与信号捕获电路组成。其中信号捕获电路与参考电路<sup>[11]</sup>基本一致,两者不同之处在于参考电路输入的是数字中频信号 $s_{IF}(n)$ ,而图 1 中的信号捕获电路输入的是中心频率接近零频的“纯基带”数字信号 $s_{OF}(n)$ 。该纯基带数字信号来自干扰抑制模块的输出。在干扰抑制电路中,输入的数字中频信号 $s_{IF}(n)$ 与本地固定频率同相,且与正交载波混频相乘,本地载波的频率与无多普勒频移的理想数字中频信号 $s_{IF}(n)$ 的载波频率一致,标记为 $\omega_{IF}$ 。混频之后的输出经过低通滤波器,其高频分量被滤除,得到的两路信号合并成载波频率只含多普勒频移的复信号。该复信号作为 ANF 的输入,通过 ANF 自适应滤波,抑制其中的带内窄带干扰,然后只取输出的实部作为信号捕获电路的输入,即 $s_{OF}(n)$ 。在上述干扰抑制系统模

型中,ANF 模块是抑制干扰的关键。

### 2 ANF 模块

参考一种典型的二级复系数 ANF<sup>[10]</sup>构造干扰抑制模块,采用的 $M$ 级 ANF 输入输出结构如图 2 所示。

图 2 中, $M$ 级 ANF 的输入为 $x(n)$ ,输出为 $y(n)$ 。 $H_1(z), H_2(z), \dots, H_M(z)$ 均为系数可调的一阶 IIR 滤波器; $x_1(n), x_2(n), \dots, x_M(n)$ 分别为它们的输入; $u_1(n), u_2(n), \dots, u_M(n)$ 分别为控制自适应算法调整 $H_1(z), H_2(z), \dots, H_M(z)$ 系数的输入信号; $g_1(n), g_2(n), \dots, g_M(n)$ 则是相应的输出,称之为梯度信号。

以 $x(n)$ 为输入, $y(n)$ 为输出, $M$ 级 ANF 的系统函数表示为:

$$H(z) = \prod_{m=1}^M H_m(z) \tag{1}$$

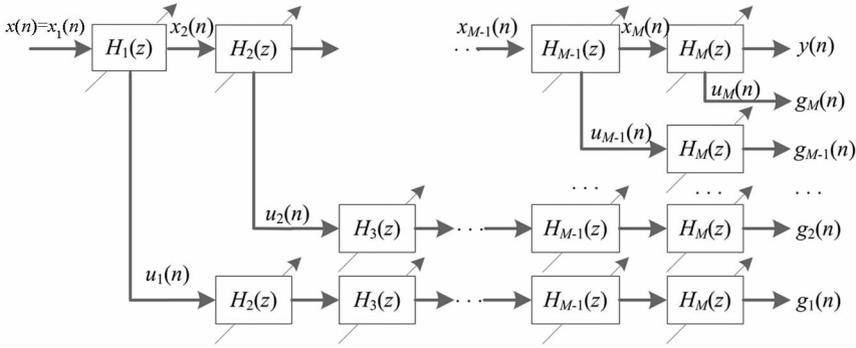


图2 M级ANF模块输入输出结构

Fig. 2 Input to output of  $M$ -th order ANF module

$$H_m(z) = \frac{1 + \alpha_0}{2} \cdot \frac{1 - e^{j\omega_m(n)} z^{-1}}{1 - \alpha_0 e^{j\omega_m(n)} z^{-1}} \quad (2)$$

式(2)中,  $0 < \alpha_0 \approx 1$  为固定的参数,  $\omega_m(n)$  为可调的参数, 与载波频率对应, 可以通过自适应算法进行调整。

以  $u_m(n)$  为输入,  $g_m(n)$  为输出, 产生第  $m$  个梯度信号的系统函数表示为:

$$G_m(z) = \prod_{i=m+1}^M H_i(z), \quad m = 1, 2, \dots, M-1 \quad (3)$$

特别地, 当  $m = M$  时,  $G_m(z) = 1$ 。结合图1干扰抑制系统模型, 对  $H(z)$  的输入输出作进一步明确。则中频数字信号表示为:

$$s_{\text{IF}}(n) = AC(n - \tau)D(n - \tau) \sin[(\omega_{\text{IF}} + \omega_d)n + \theta] \quad (4)$$

其中,  $A$  为信号幅度,  $C(n)$  为捕获码,  $D(n)$  为数据码,  $\omega_d$  为多普勒频移,  $\theta$  为随机相位。

在噪声和窄带干扰背景下, 干扰抑制电路的输入信号表示为:

$$s(n) = s_{\text{IF}}(n) + r(n) + w(n) \quad (5)$$

其中:  $r(n)$  表示窄带干扰, 文中将以若干音频信号之和近似表示;  $w(n)$  表示噪声, 假设为零均值的高斯白噪声。  $s(n)$  在干扰抑制电路中分别经过同相/正交混频和低通滤波之后, 合并成复数信号, 表示为:

$$x(n) = AC(n - \tau)D(n - \tau)e^{j(\omega_d n + \theta)} + \tilde{r}(n) + \tilde{w}(n) \quad (6)$$

$x(n)$  即为 ANF 模块的输入信号, 包括载波频率只剩多普勒频移的扩频信号、窄带干扰和噪声。

## 2.1 自适应算法

第  $m$  级一阶 IIR 滤波器的参数  $\omega_m(n)$  可以通过式(7)进行更新。

$$\omega_m(n+1) = \omega_m(n) + \lambda_m(n)y(n)g_m(n) \quad (7)$$

其中,  $\lambda_m(n)$  是时变步进。

梯度信号  $g_m(n)$  可以根据输入  $u_m(n)$  以及系

统函数  $G_m(z)$  确定。

$$g_m(n) = G_m(z) \cdot u_m(n) \quad (8)$$

$u_m(n)$  可通过输入  $x_m(n)$  以及相应的系统函数确定。

$$u_m(n) = \left( \frac{1 + \alpha_0}{2} \cdot \frac{j e^{j\omega_m(n)} z^{-1}}{1 - \alpha_0 e^{j\omega_m(n)} z^{-1}} \right) \cdot x_m(n) \quad (9)$$

$\lambda_m(n)$  可通过式(10)、式(11)进行更新。

$$\lambda_m(n) = \frac{\mu}{\phi_m(n)} \quad (10)$$

$$\phi_m(n) = \rho \phi_m(n-1) + (1 - \rho) \|g_m(n)\|^2 \quad (11)$$

其中,  $\mu$  是固定的步进因子,  $\rho \approx 1$  是遗忘因子。利用梯度信号的瞬时功率估计值更新时变步进因子, 只要梯度信号的瞬时功率不断减小, 就增大步进因子, 以加快收敛速度。当梯度信号的瞬时功率不再减小, 基本不变, 则将步进因子维持稳定, 此时参数  $\omega_m(n)$  也收敛。

## 2.2 性能与计算量分析

$M$  级 ANF 最多可以跟踪  $M$  个窄带干扰。以三级 ANF 为例, 在给定  $\alpha_0 = 0.95$ ,  $\omega_1(0) = \pi/6$ ,  $\omega_2(0) = \pi/4$  和  $\omega_3(0) = \pi/2$  的条件下, 系统函数  $H(e^{j\omega})$  的频率响应如图3所示。该三级 ANF 的幅度响应在  $\pi/6$  rad/s,  $\pi/4$  rad/s 和  $\pi/2$  rad/s 的三个位置出现  $-30$  dB 的衰减, 且在附近出现“陷阱”。任何信号经过 ANF 滤波之后, 其频率分别为  $\pi/6$  rad/s,  $\pi/4$  rad/s 和  $\pi/2$  rad/s 的分量将被滤除, 而且该三个频率附近的分量也被显著抑制。需要强调的是, 在零点附近的陷阱深度和宽度由参数  $\alpha_0$  控制, 零点的位置则由参数  $\omega_m(n)$  确定。ANF 的相位响应在陷阱位置幅值较大, 并且发生跳变, 但在陷阱区域之外接近于零。考虑到陷阱位置的窄带干扰和信号分量同时被抑制, 不理想相位响应的不利影响可以得到部分抵消。

在高斯白噪声条件下, ANF 的检测频率将准确收敛至单个干扰频率, 且收敛速度与噪声方差无关;

但在有色噪声条件下, ANF 的检测频率将有偏收敛<sup>[10]</sup>。在多个干扰同时存在的条件下, 其他干扰相对于某个干扰就是有色噪声, 每一级滤波器的检测频率将收敛有偏, 而且偏差与  $1 - \alpha_0$  成正比。因此  $\alpha_0$  应当充分接近于 1, 以尽量减小收敛偏差。

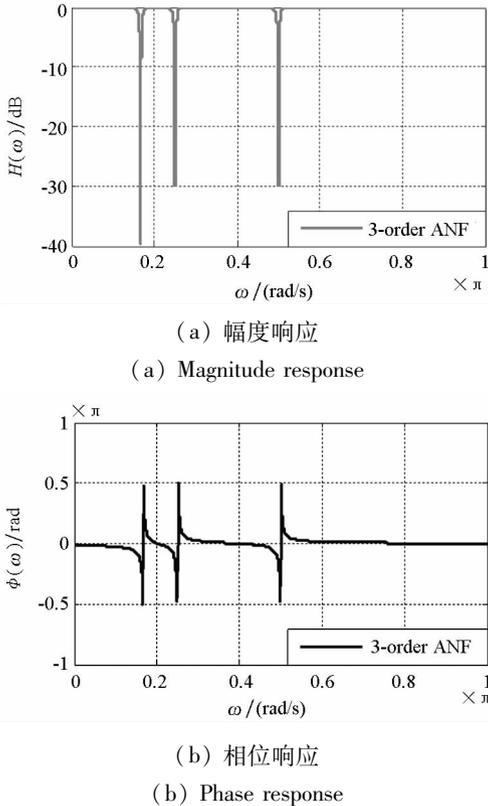


图 3 一个三级 ANF 的频率响应

Fig. 3 Frequency response of a third order ANF

考虑计算复杂度, 以  $M$  级 ANF 为例, 共有  $M(M+1)/2$  个一阶复系数滤波器。任意时刻, 每个滤波器需要 2 次复数乘法和复数加法, 共计  $M(M+1)$  次复数乘法和复数加法。式(9)~(11)需要的  $2M$  次复数乘法、 $M$  次复数加法、 $M$  次实数除法、 $3M$  次实数乘法和  $M$  次实数加法。每时刻的总计算量为  $M^2 + 3M$  次复数乘法和  $M^2 + 2M$  次复数加法,  $M$  次实数除法、 $3M$  次实数乘法和  $M$  次实数加法。但不涉及任何矩阵运算和复杂的时频域变换, 也不利用大量的历史数据, 只利用当前时刻及前一时刻的各级滤波器的输入输出值, 通过少量的复数乘法更新频率。相比于实系数 ANF 方法<sup>[9]</sup>, 本方法的计算量略有增加。前者虽只需要实数乘法、加法, 但必须利用每级滤波器的当前时刻和之前两时刻的输入输出值。相比于传统的变换域方法, 本方法显著降低了计算复杂度、减少了计算量。

### 3 仿真

以 GPS 的 C/A 码作为捕获码, 码速率等于

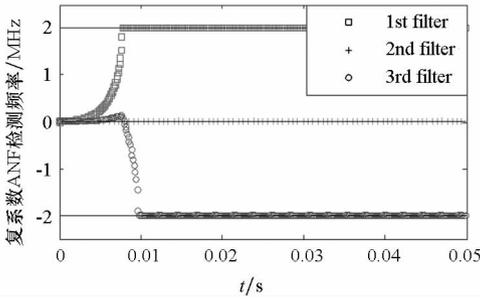
1.023 MHz。中频信号  $s_{IF}(n)$  的中心频率为 4.096 MHz, 多普勒频移为 0 kHz, 采样频率为 16.384 MHz。以 3 个音频干扰作为窄带干扰模型的近似, 频率分别为 2.096 MHz, 4.106 MHz 和 6.096 MHz。第 1、第 3 个频率位于扩频信号的第一旁瓣内, 第 2 个频率在扩频信号主瓣内, 位于中心频率附近, 距离 10 kHz。每个干扰的功率相等, 把扩频信号的功率与单个干扰功率的比值称为信干比, 记作  $SJR$ 。扩频信号的功率与高斯白噪声的方差的比值称为信噪比, 记为  $SNR$ 。令  $SJR = -25$  dB,  $SNR = -15$  dB。

采用  $M=3$  级复系数 ANF 做干扰检测和抑制, 其抑制对象为混频之后的干扰, 频率为  $-2$  MHz,  $0.01$  MHz 和  $2$  MHz。  $\omega_1(0)$ ,  $\omega_2(0)$  和  $\omega_3(0)$  均设置为  $0$  rad/s, 其他参数设置为  $\mu = 1 \times 10^{-4}$ ,  $\alpha_0 = 0.99$ ,  $\rho = 1 - 10^{-6}$ 。作为比较, 按照实系数 ANF 干扰抑制方法<sup>[9]</sup>采用三级实系数 ANF 对中频信号做干扰检测和抑制, 其抑制对象为混频前的干扰, 频率为 2.096 MHz, 4.106 MHz 和 6.096 MHz, 滤波器初始频率设置为中心频率, 其他参数一致。图 4(a) 展示了复系数 ANF 的检测频率更新过程; 图 4(b) 展示了实系数 ANF 的检测频率更新过程; 图 4(c) 展示了非相干积分值的峰值更新过程; 图 4(d) 则展示了非相干积分值峰值与次峰值比值的更新过程。峰值是指非相干积分值的最大值, 次峰值是指与峰值的码相位距离超过 1 个码片的次最大值。

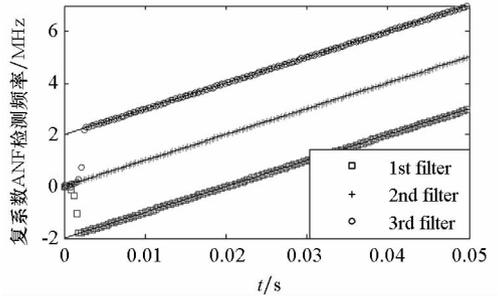
图 4(a)~(b) 中, 直线表示真实干扰频率, 方形、加号形、圆形曲线分别表示第 1 级、第 2 级和第 3 级滤波器检测的频率值。从图 4(a)~(b) 可知, 各级滤波器的检测频率先后收敛至不同干扰频率上, 由于频率初始值与中心频率一致, 靠近中心频率的干扰最先被抑制。大量仿真表明, 在相同参数条件下复系数 ANF 方法比实系数 ANF 方法收敛更快, 前者收敛时间最多需要约 10 ms, 后者则需要 24 ms。取收敛后的频率样本, 计算样本均值与真实值的最大偏差分别为 2.57 Hz 和 29.52 Hz, 标准差分别为 7.24 Hz 和 81.59 Hz, 说明复系数 ANF 方法收敛更加准确。从图 4(c) 可知, 靠近中心频率的干扰被抑制之后, 非相干积分的峰值明显大于该干扰被抑制之前的峰值。说明处于扩频信号主瓣频带内的干扰会严重影响非相干积分值峰值的大小。除此之外, 与实系数 ANF 方法相比, 复系数 ANF 方法在抑制所有干扰之后的非相干积分峰值更高。由图 4(d) 可知, 非相干积分峰值与次峰值的比值在中心频率附近的干扰抑制之前明显小于抑制之后的值, 且复系数 ANF 方法的比值略高于实

系数 ANF 方法的比值。综合而言,复系数 ANF 方法可以有效抑制窄带干扰。

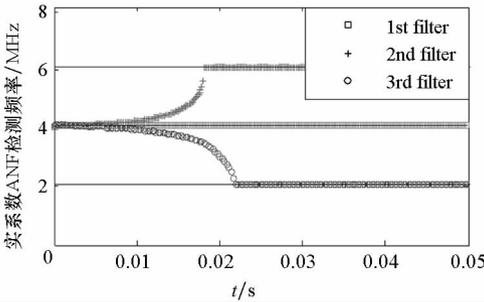
ANF 对动态变化的干扰频率具有一定的跟踪能力。图 5 展示了三阶 ANF 对 3 个线性调频



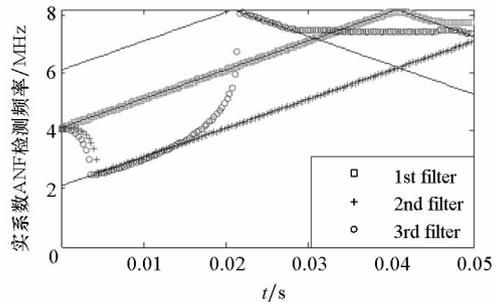
(a) 复系数 ANF 的检测频率更新过程  
(a) Updating process of jamming-frequency detected by complex ANF



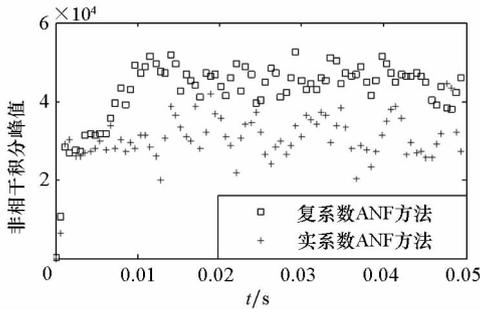
(a) 复系数 ANF 的检测频率更新过程  
(a) Updating process of jamming-frequency detected by complex ANF



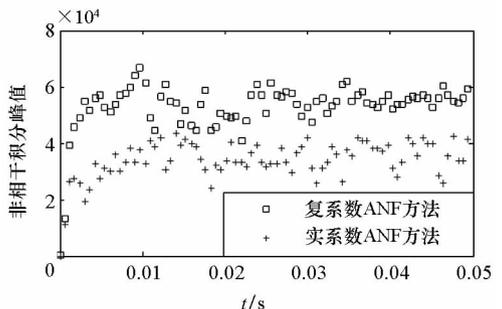
(b) 实系数 ANF 的检测频率更新过程  
(b) Updating process of jamming-frequency detected by real ANF



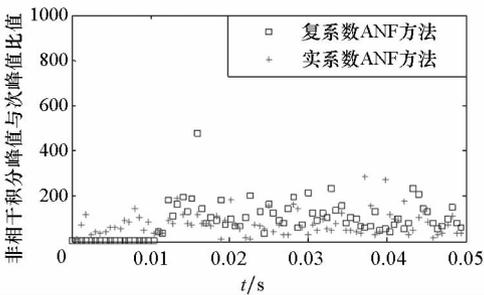
(b) 实系数 ANF 的检测频率更新过程  
(b) Updating process of jamming-frequency detected by real ANF



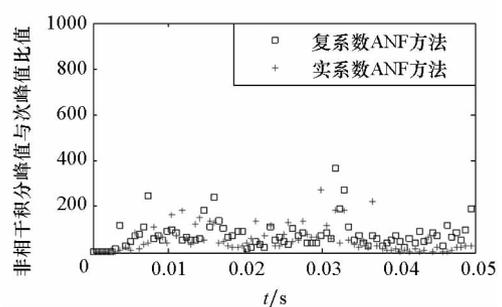
(c) 非相干积分峰值的更新过程  
(c) Updating process of noncoherent integration peak



(c) 非相干积分值的峰值更新过程  
(c) Updating process of noncoherent integration peak



(d) 非相干积分值的峰值与次峰值的比值更新过程  
(d) updating process of ratio of noncoherent integration peak to second peak



(d) 非相干积分值的峰值与次峰值的比值更新过程  
(d) Updating process of ratio of noncoherent integration peak to second peak

图 4 固定频率干扰的抑制

Fig. 4 Suppression of fixed jamming

图 5 线性调频干扰的抑制

Fig. 5 Suppression of linear chirp jamming

干扰的跟踪情形。线性调频的频率加速度为 100 MHz/s, 固定步进因子调整为  $\mu = 5 \times 10^{-4}$ , 其他参数不变。从图 5 可知, 复系数 ANF 比实系数 ANF 更有效地抑制了线性调频干扰。事实上, 增大收敛因子可以提高复系数 ANF 对更大频率加速度的线性调频干扰的抑制, 但相应地导致方差增大。因此, 在应用复系数 ANF 抑制动态干扰频率时, 需要平衡其跟踪速度与跟踪精度的关系。

#### 4 结论

论文提出一种采用复数 ANF 的 GNSS 接收机的窄带干扰抑制方法。仿真结果表明, 该方法能够自适应地快速检测固定频率的干扰和某些线性调频干扰, 同时实现对干扰的有效抑制, 提高了干扰条件下接收机的捕获性能。该方法性能甚至优于实系数 ANF 干扰抑制方法。

#### 参考文献 (References)

[1] Dai W H, Qiao C J, Wang Y K, et al. Improved anti-jamming scheme for direct-sequence spread spectrum receivers [J]. *Electronics Letters*, 2016, 52(2): 161 - 163.

[2] Zhang Y D, Amin M G. Anti-jamming GPS receiver with reduced phase distortions [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2012, 19(10): 635 - 638.

[3] Borio D, Camoriano L, Presti L L. Two-pole and multi-pole notch filters: a computationally effective solution for GNSS

interference detection and mitigation [J]. *IEEE Systems Journal*, 2008, 2(1): 38 - 47.

[4] Varshney N, Jain R C. An adaptive notch filter for narrow band interference removal [C]//*Proceedings of National Conference on Communications*, 2013.

[5] Balaei A T, Dempster A G. A statistical inference technique for GPS interference detection [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(5): 1499 - 1511.

[6] Borio D, Camoriano L, Savasta S, et al. Time-frequency excision for GNSS applications [J]. *IEEE Systems Journal*, 2008, 2(1): 27 - 37.

[7] Savasta S, Lo Presti L, Rao M. Interference mitigation in GNSS receivers by a time-frequency approach [J]. *IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems*, 2013, 49(1): 415 - 438.

[8] Kukrer O, Hocanin A. An FIR notch filter for adaptive filtering of a sinusoid in correlated noise[J]. *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing*, 2006 (1): 1 - 14.

[9] Chien Y R. Design of GPS anti-jamming systems using adaptive notch filters [J]. *IEEE Systems Journal*, 2015, 9(2): 451 - 460.

[10] Nishimura S, Jiang H Y. Gradient-based complex adaptive IIR notch filters for frequency estimation [C]//*Proceedings of IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, 1996: 235 - 238.

[11] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2011: 358.

XIE Gang. Principles of GPS and receiver design [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011: 358. (in Chinese)