

一种基于自适应谱线分离的大功率抑制干扰方法

杨玲¹, 蔡成林^{1,2,3}, 李孝辉²

1. 湖南人文科技学院, 湖南娄底 417001
2. 中国科学院国家授时中心, 陕西临潼 710600
3. 中国科学院研究生院, 北京 100049

摘要 基于有效抑制各种大功率窄带和宽带干扰这一目的, 提出了一种利用自适应谱线增强器分离并抑制的方法。该方法通过多个 IIR 格型陷波器级联将干扰信号和有用信号完全分离, 再通过减法器恢复出待处理的期望信号。讨论了基于相位一致性逼近准则对多个 IIR 格型陷波器级联系数全局化设计, 并通过一个跳频信号检测实例, 分析了干扰信号的分离和消除程度。仿真结果表明, 除同频干扰外该方法能将大功率窄带和宽带干扰几乎完全分离和抑制, 为恶意干扰环境下的通信接收机增强免疫力提供了一种有效的解决方法。

关键词 窄带干扰; 宽带干扰; IIR 格型陷波器; 自适应谱线增强器; 跳频信号

中图分类号 TN911.72

文献标识码 A

文章编号 1000-7857(2009)12-0042-05

A Large Power Interference Suppression Method Based on an Adaptive Spectral Line Separation

YANG Ling¹, CAI Chenglin^{1,2,3}, LI Xiaohui²

1. Hunan Institute of Humanities, Science and Technology, Loudi 417000, Hunan Province, China
2. National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Lintong 710600, Shaanxi Province, China
3. Graduate School, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China

Abstract For an effective suppression of large power interference including wide-band (WBI) and narrow-band (NBI) ones, a separation and suppression method based on an adaptive line enhancer (ALE) is proposed. The jamming signals can be separated from the useful signals through infinite impulse response (IIR) multiple lattice notch filter designed as all-pass filter and the expected signals can be restored through the subtractor. The globalization algorithm of 2L all-pass IIR lattice notch filter's coefficients is designed based on phase consistency criterion. A

practical instance for frequency hopping (FH) signal detection is applied in this method. The simulation results show that strong power jamming co-frequency interference can be separated and eliminated effectively, consequently, an effective solution for communication receiver is provided to enhance the protection against jamming.

Keywords narrowband interference (NBI); wideband interference (WBI); IIR lattice notch filter; adaptive line enhancer (ALE); frequency hopping (FH) signals

0 引言

无论对民用还是对军事的通信系统, 窄带干扰(NBI)和宽带干扰(WBI)检测与抑制都具有非常重要的意义。尤其在电子对抗中, 敌对双方会实施各种各样的强窄带干扰和宽带干扰, 以摧毁对方的军事指挥系统、导航定位系统和武器装备系统等接收设备。已有的线性和非线性预测、变换域抑制和码辅助等许多窄带干扰抑制方法^[1-4], 将干扰和信号统一处理。处理结果的有效性均与信噪比(NSR)和干信比(JSR)密切相关, 当接收机处在强窄带干扰和强宽带干扰环境, NSR 和 JSR 显著增大时, 这些方法的脆弱性就凸现出来, 难以应用于大功率干扰的抑制。在密集多变的电子环境中, 存在多种未知的干扰。对付未知干扰(干扰的数量、形式和功率均未知), 一种

收稿日期: 2009-03-23

基金项目: 湖南省自然科学基金项目(07JJ6105); 湖南人文科技学院青年课题(2008QN006)

作者简介: 杨玲, 讲师, 研究方向为扩频通信、信号处理, 电子信箱: lingyangcy@126.com; 蔡成林(通信作者), 副教授, 研究方向为无线通信、电子对抗与卫星导航, 电子信箱: chengcailin@126.com

最简单且有效的处理思想就是不去分析这些未知干扰的信号参数,而是采用有效的方法直接将有用信号和干扰信号进行分离,分离后仅保留待处理的期望信号。MUSIC 算法利用特征子空间分解的思想可以将信号和噪声分离,在信号处理中广泛应用,但是存在不能将周期性干扰分离的局限性。IIR 自适应陷波器的陷波作用具有将有用信号和干扰信号分离的功能,并且所需的滤波器长度较 FIR 自适应陷波器大大减少,在窄带干扰检测和抑制中受到广泛关注^[5],而格型 IIR 陷波器能在时变环境下保证其稳定性^[6]。张世平等^[7]提出多个二阶 IIR 格型陷波器级联的自适应修正算法,分析可以大大降低陷波频率偏移量;Ma Wann Jiun 等^[8]分析了多个 IIR 格型陷波器级联的全通滤波器性能,指出其收敛速度比最小均方 (Least Mean Square, LMS) 算法、归一化最小均方 (Normalized Least Mean Square, NLMS)、递归最小二乘算法 (Recursive Least Square, RLS) 等自适应滤波算法均快得多,且信噪比与上界逼近。本研究将多个 IIR 格型陷波器的级联形式改进为自适应谱线增强器 (Adaptive Line Enhancer, ALE),并提出基于 ALE 的干扰与信号分离与抑制方法。

1 基于 ALE 的干扰与信号分离的抑制机理

许多通信系统诸如全球卫星导航系统 (GNSS)、CDMA 等直接序列扩频系统 (DSSS) 以及各种跳频通信系统 (FHSS),载波频率均是已知的。IIR 格型陷波器对频率已知的信号具有良好的陷波性能,可以采用其对载频已知的有用信号陷波,分离出干扰成分,再从接收信号中将其减去,分离出有用信号。其抑制原理可以描述为:根据已知载频设计全局化 IIR 格

型陷波器,接收信号序列 $x(n)$ 先通过全局化 IIR 格型陷波器将有用信号 $s(n)$ 滤掉,分离出包含各种干扰成分在内的误差信号序列 $e(n)$,再通过减法器对 $x(n)$ 与 $e(n)$ 求差,分离出消去干扰成分后的有用信号 $\hat{s}(n)=x(n)-e(n)$, $\hat{s}(n)$ 作为全局化 IIR 格型陷波器参数设计的期望信号,并通过自适应算法 (鉴于 RLS 算法比 LMS 算法、NLMS 算法收敛速度快,跟踪性能好的优点,本文采用 RLS 算法) 获得最优化参数。

假设接收信号的模型可以表示为

$$\begin{aligned} x(n) &= s(n) + \sum_{i=1}^p J_i(n) + v(n) \\ &= s(n) + \sum_{i=1}^p A_i \sin(\omega_i n + \phi_i) + v(n) \end{aligned} \quad (1)$$

其中 $\sum_{i=1}^p J_i(n)$ 表示 p 个未知的窄带干扰信号, $v(n)$ 表示宽带噪声干扰,如果陷波器是理想的,预测值与实际值相等,即有

$$\begin{aligned} e(n) &= \sum_{i=1}^p \hat{J}_i(n) + \hat{v}(n) \\ &= \sum_{i=1}^p A_i \sin(\omega_i n + \phi_i) + v(n) \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\hat{J}_i(n)$ 和 $\hat{v}(n)$ 表示预测值,那么期望信号

$$\hat{s}(n) = x(n) - \hat{e}(n) = s(n) \quad (3)$$

其中 $\hat{e}(n)$ 为分离出包含各种干扰成分在内的误差信号序列 $e(n)$ 的预测值。

这种二次分离的信号检测方法被称为自适应谱线增强方法,对应的处理单元称为 ALE,如图 1 所示。

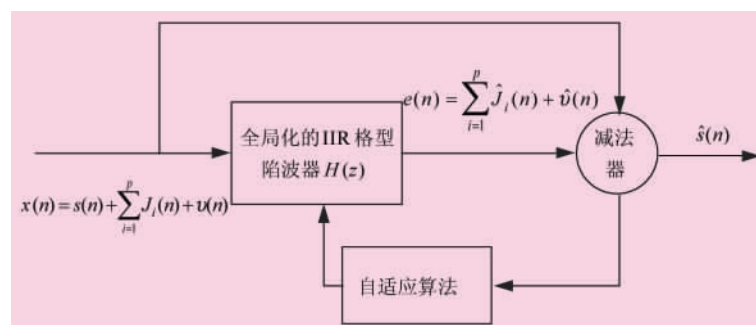


图 1 ALE 方法的干扰分离与抑制原理

Fig. 1 Interference separation and suppression of ALE

图 1 中的全局化 IIR 格型陷波器、自适应算法和减法器 3 部分共同构成 ALE, 其中自适应算法作为全局化 IIR 格型陷波器系数求解的算法,可以归属于全局化 IIR 格型陷波器。

这种抑制原理的核心思想是干扰分离,同 LMS、NLMS、RLS 等常规自适应滤波方法相比,一个最大的特征就是并不分析各种未知信号成分,而是只分析通信系统本身的已知信号,因此它不管是何种干扰,不管有多少个干扰(同频干扰除外),也不管干扰的功率有多大(接收机前端放大电路可自动

增益控制),均可统一分离并滤除,同常规的先检测后陷波的方法相比,可以大大简化滤波算法的复杂度,并可大大提高有用信号参数估计的准确度,降低系统的误比特率等。

2 2L 阶 IIR 格型陷波器级联的全局化构造算法

假设有 L 个频率成分需要陷波,则 IIR 格型陷波器可由 L 个 2 阶 IIR 格型陷波器 $H_k(z)$ 级联而成,其系统函数可以表示为^[8-10]

$$H(z) = \prod_{k=1}^L H_k = \frac{1}{2} (1 + V(z)) \quad (4)$$

其中 $V(z)$ 为 $2L$ 阶全通滤波器, 可表示为

$$V(z) = \prod_{k=1}^L V_k(z) = \frac{\alpha_{2L} + \alpha_{2L-1}z^{-1} + \cdots + \alpha_1 z^{-2L+1} + z^{-2L}}{1 + \alpha_1 z^{-1} + \cdots + \alpha_{2L-1} z^{-2L+1} + \alpha_{2L} z^{-2L}} \quad (5)$$

所以 $H(z)$ 可以表示为

$$H(z) = \prod_{k=1}^L H_k(z) = \frac{1}{2} \cdot \frac{(\alpha_{2L} + 1) + (\alpha_{2L-1} + \alpha_1)z^{-1} + \cdots + (\alpha_1 + \alpha_{2L-1})z^{-2L+1} + (\alpha_{2L} + 1)z^{-2L}}{1 + \alpha_1 z^{-1} + \cdots + \alpha_{2L-1} z^{-2L+1} + \alpha_{2L} z^{-2L}} \quad (6)$$

$V(z)$ 的分子、分母系数分别为 $[a_{2L}, a_{2L-1}, \cdots, 1]$ 和 $[a_1, \cdots, a_{2L-1}, a_{2L}]$, 成镜像对称关系, 所以求解 $H(z)$ 滤波器系数可以转化为求解 $V(z)$ 的系数, 从而简化 $H(z)$ 系数的求解。用 $e^{j\omega}$ 代替 z , 有

$$V(e^{j\omega}) = \frac{\sum_{k=0}^{2L} \alpha_k e^{-j\omega(2L-k)}}{\sum_{k=0}^{2L} \alpha_k e^{-jk\omega}} \quad (7)$$

假设 $V(e^{j\omega})$ 的分子、分母相位角可以独立地用 $\theta_n(\omega)$ 和 $\theta_d(\omega)$ 表示, 可得

$$\theta_n(\omega) = \angle \sum_{k=0}^{2L} \alpha_k e^{-j\omega(2L-k)} = \angle e^{-j\omega 2L} \sum_{k=0}^{2L} \alpha_k e^{jk\omega} = -2L\omega + \theta_d(\omega) \quad (8)$$

$$\theta_d(\omega) = \angle \sum_{k=0}^{2L} \alpha_k e^{-jk\omega} = \angle \sum_{k=0}^{2L} \alpha_k (\cos k\omega - j \sin k\omega) = -\tan^{-1} \left(\frac{\sum_{k=0}^{2L} \alpha_k \cos k\omega}{\sum_{k=0}^{2L} \alpha_k \sin k\omega} \right) \quad (9)$$

所以 $V(e^{j\omega})$ 的 $\theta(\omega)$ 可以表示为

$$\theta(\omega) = \theta_n(\omega) - \theta_d(\omega) = -2L\omega + 2 \tan^{-1} \left(\frac{\sum_{k=0}^{2L} \alpha_k \cos k\omega}{1 + \sum_{k=1}^{2L} \alpha_k \sin k\omega} \right) \quad (10)$$

则有

$$\sum_{k=0}^{2L} \alpha_k \cos k\omega \left/ \left(1 + \sum_{k=1}^{2L} \alpha_k \sin k\omega \right) \right. = \tan \left[\frac{\theta(\omega) + 2L\omega}{2} \right] \quad (11)$$

根据 $H(z)$ 和 $V(z)$ 的关系, 可得

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2} (1 + e^{j\theta(\omega)}) = \cos \frac{\theta(\omega)}{2} e^{j \frac{\theta(\omega)}{2}} \quad (12)$$

对理想陷波器而言, 对于所有陷波频点 $\omega = [\omega_1, \omega_2, \cdots, \omega_L]$, 有 $H(e^{j\omega_i}) = 0$, 在其他频点 $H(e^{j\omega_i}) = 1$, 所以 $\theta(\omega_k) = -(2k-1)\pi$, 而实际陷波器只能是对理想陷波器的最佳一致逼近, 每阶陷波器均具有微小的带宽 BW_k , 所以实际陷波器 $H_d(e^{j\omega})$ 的幅频特性如图 2。

在 3 dB 陷波带宽频点, $\omega = [\omega_1 - BW/2, \omega_1 + BW/2, \cdots, \omega_L - BW/2, \omega_L + BW/2]$, 有 $H(e^{j\omega_i}) = \sqrt{2}/2$, 对应相位角可以表示为

$$\theta(\omega_k \pm BW_k) = -(2k-1)\pi \pm \pi/2 \quad (13)$$

因此 $V(e^{j\omega})$ 的相位响应可以由给定的 $2L$ 个 3 dB 陷波带宽频点决定, 将 $2L$ 个陷波带宽频点对应的相角代入式 (11),

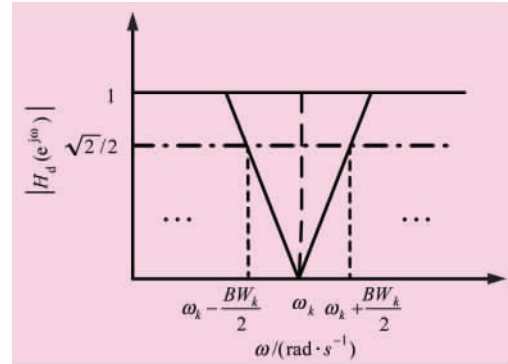


图 2 实际陷波器的幅频特性

Fig. 2 Amplitude-frequency characteristics of actual notch filter

得 $2L$ 个方程

$$\sum_{k=0}^{2L} \alpha_k \cos k\omega_i \left/ \left(1 + \sum_{k=1}^{2L} \alpha_k \sin k\omega_i \right) \right. = \tan \left(\frac{\theta(\omega_i) + 2L\omega_i}{2} \right) \quad (14)$$

令 $\frac{\theta(\omega_i) + 2L\omega_i}{2} = \varphi_i$, 整理得

$$\sum_{k=1}^{2L} [\sin k\omega_i - \tan \varphi_i \cos k\omega_i] \alpha_k = \tan \varphi_i \quad (15)$$

写成矩阵形式为

$$P = H\alpha \quad (16)$$

其中, $P = [\tan \varphi_1, \tan \varphi_2, \cdots, \tan \varphi_{2L}]^T$, $H = (h_{ik})_{i,k}$, $h_{ik} = \sin k\omega_i - \tan \varphi_i \cos k\omega_i$, 其中, $i = 1, 2, \cdots, 2L$, $k = 1, 2, \cdots, 2L$, $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2, \cdots, \alpha_{2L}]^T$ 。

它的最小二乘 (RLS) 解为

$$\alpha = H^{-1}P \quad (17)$$

$H(z)$ 的分子、分母系数完全由上式确定。

3 大功率窄带和宽带噪声干扰下的跳频信号检测

假设 MFSK 调制的跳频通信系统混有大功率窄带干扰和强噪声干扰, 其实际接收信号的数学模型可表示为

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} M_{\text{FH}}(t - kT_H) \sin 2\pi(f_0 + \alpha_k f_k)(t - kT_H) + \sum_{l=0}^{m-1} A_l \sin 2\pi f_l t + n(t) \quad (18)$$

其中第一部分表示待接收的跳频信号, $0 \leq t \leq T$, N 为跳频频率数, f_0 为初始频率, α_k 为伪随机码跳频控制指令, T_H 为跳频周期, f_k 为频率跳变量, M_{FH} 为宽度是 T_H 的矩形窗。第二部分是包含 m 个大功率的窄带干扰, f_l 是干扰信号的频率, A_l 是干扰信号的幅度。第三部分 $n(t)$ 为大功率宽带干扰。

为了说明这种方法对大功率 NBI 和 WBI 同时具有良好的抑制性能, 对上述模型给出仿真实例。其中跳频传输参数为: $N=5$, $T_H=2$ ms, $f_0=10$ kHz, 跳频间隔 $\Delta f=2$ kHz, 跳频序列为 $\{14, 18, 12, 16, 10\}$ kHz; NBI 信号为 $J(t)=100\sin 2\pi \cdot 11t + 100\sin 2\pi \cdot 13t$, 其干扰频率与跳频信号的频率非常接近, 只要陷波器的 3 dB 衰减带宽足够窄, 干扰信号频率和有用信号频率可以非

常接近;WBI用加性高斯白噪声模拟,噪声幅度是跳频信号幅度的100倍,3 dB陷波带宽均取 0.0001π 。

上述参数对应的干信比 $=10\lg(S_f/S_{FH})=10\lg(A_{J1}^2+A_{J2}^2)/A_{FH}^2=43$ dB,信噪比 $=10\lg(2n_s/A_{FH})=43$ dB。ALE由IIR格型陷波器和

相减器组成,全通IIR格型陷波器的传递函数的分子分母系数由公式(17)设计,其陷波器的幅频响应和相频响应曲线分别对应图3(a)和图3(b),其中横坐标归一化频率的单位中 f_s 表示采样频率。

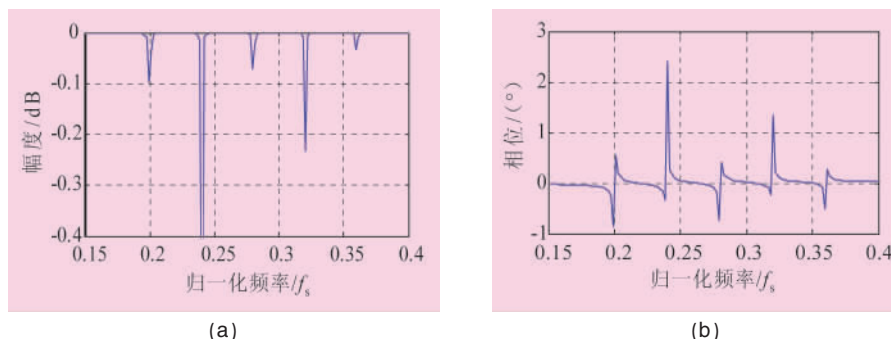
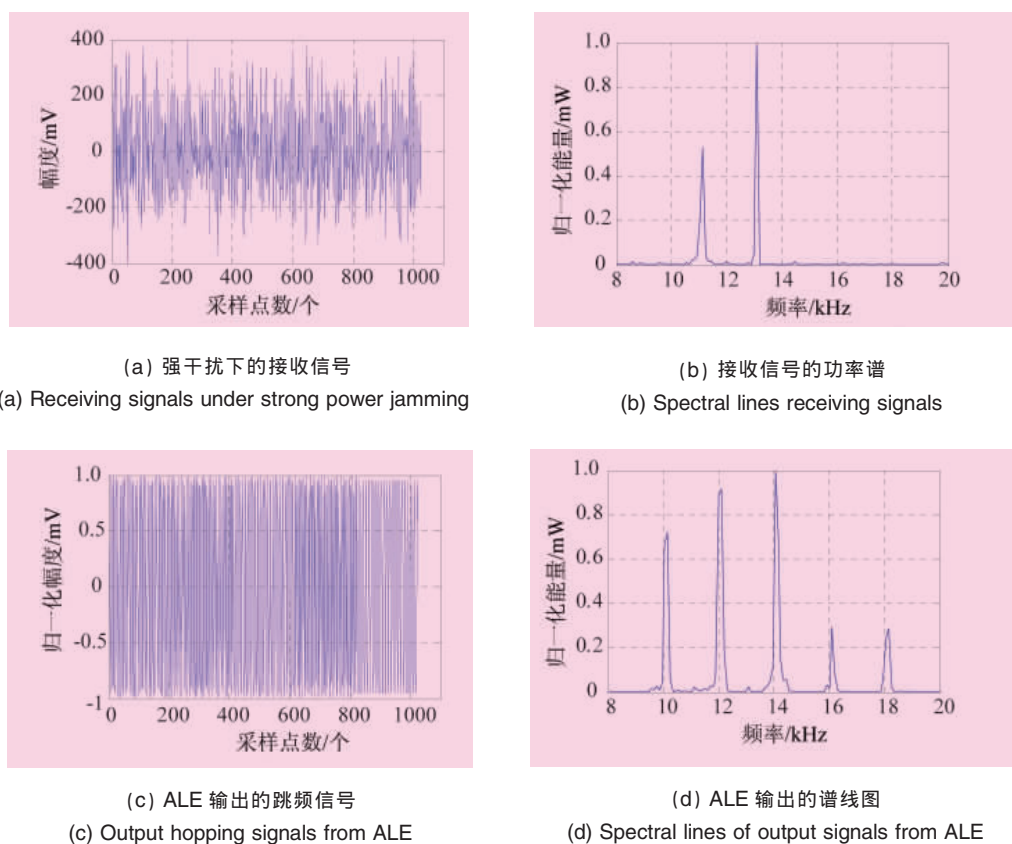


图3 IIR格型陷波器级联的幅频(a)和相频(b)响应曲线

Fig. 3 Amplitude-frequency(a) and phase frequency(b) response curve of lattice notch filter cascading

如图4所示,图4(a)谱线表示同时被强噪声和强窄带干扰时接收机接收的信号;由于有用信号深埋在噪声和干扰之下,在图4(b)显示中只能看到2条窄带干扰信号的谱线;图4(c)表示经过ALE后输出的信号;通过ALE的分离作用将干扰和噪声分离并滤除后,其对应的谱线如图4(d),峰值频

点代表ALE输出的跳频频率谱线,其值和输入的跳频序列中已知频率{14,18,12,16,10}几乎完全相等,说明ALE对噪声和干扰的综合分离及消除作用是非常有效的。如果将这种算法嵌入到通信接收机,作为射频前端的预处理单元,可以大大提高其抗NBI和WBI的能力。



(c) ALE输出的跳频信号

(c) Output hopping signals from ALE

(d) ALE输出的谱线图

(d) Spectral lines of output signals from ALE

图4 基于ALE方法的跳频信号检测

Fig. 4 Frequency-hopping signal detection by ALE-based methods

4 结论

本研究提出了一种基于 ALE 的分离抑制方法,这种方法区别于其他方法的核心在于它将有有用信号和干扰信号彻底分离,只要不是同频干扰且 IIR 格型陷波器的参数设计合理,理论上无论多大功率的干扰和多少的干扰,均能以此方法将其消除,从而表现出良好的免疫力。跳频信号检测的仿真结果有力地支持了这一观点。因此,这种方法为极端干扰情况下的通信接收机增强自我保护能力提供了一种有效的解决方法,对通信接收机的“加固”设计具有一定的实用价值。

参考文献 (References)

- [1] Medley M J, Saulnier G J, Das P K. Narrow-band interference excision in spread-spectrum systems using lapped transforms [J]. *IEEE Trans Communications*, 1997, 45(11): 1444-1455.
- [2] Yang W M, Bi G G. Adaptive wavelet packet transform-based narrow-band interference canceller in DSSS systems [J]. *Electronics Letters*, 1997, 33(14): 1189-1190.
- [3] 周峰, 李亚超, 邢孟道, 等. 利用改进的 LMS 算法抑制时变 SAR 窄带干扰的研究[J]. *电波科学学报*, 2007, 22(5): 722-727.
Zhou Feng, Li Yachao, Xing Mengdao, et al. *Chinese Journal of Radio Science*, 2007, 22(5): 722-727.
- [4] 孙永军, 苏昕, 易克初. 一种用于抑制直扩通信中窄带干扰的非线性

自适应方法[J]. *电路与系统学报*, 2008, 13(1): 56-60.

Sun Yongjun, Su Xin, Yi Kechu. *Journal of Circuits and Systems*, 2008, 13(1): 56-60.

- [5] Zeidler J R. Performance analysis of LMS adaptive prediction filter[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1990, 78(12): 1781-1806.
- [6] Regalia P A. Adaptive IIR filtering in signal processing and control[M]. New York: Marcel Dekker Inc, 1995.
- [7] 张世平, 赵永平, 张绍卿, 等. 一种改进的自适应格型陷波算法及其收敛性分析[J]. *电子学报*, 2004, 32(2): 338-341.
Zhang Shiping, Zhao Yongping, Zhang Shaoqing, et al. *Acta Electronica Sinica*, 2004, 32(2): 338-341.
- [8] Ma W J, Mao W L, Chang F R. Design of adaptive allpass based notch filter for narrow-band anti-Jamming GPS system[C]//Proceedings of 2005 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, December 13-16, 2005, Nat. Taiwan Univ, Taipei, Taiwan, China, 2005: 305-308.
- [9] Pei S C, Tseng C C. IIR multiple notch filter design based on allpass filter [J]. *IEEE Trans Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 1997, 44(2): 133-136.
- [10] Barbara D L. Design and realization methods for IIR multiple notch filters and high speed narrow-band and wide-band filters [D]. Winnipeg: Department of Electrical and Computer Engineering, University of Manitoba, 2000.

(责任编辑 赵佳)

·学术动态·



“第 12 届全国临床肿瘤学大会暨 2009 年 CSCO 年会”征文

由中国抗癌协会等主办的“第 12 届全国临床肿瘤学大会暨 2009 年 CSCO 年会”将于 2009 年 10 月 14-18 日在福建省厦门市召开。本届大会将秉承 CSCO“团结、协作、务实”的根本宗旨,严密组织、精心服务,突出“解析靶向治疗新策略,共议合理应用和科学评价”的学术主题,延续鲜明的专业特色和学术风格,进一步改革和完善会议形式,丰富充实会议内容,增加学术活动的深度和广度。组委会将邀请国内外著名肿瘤学家做精彩报告、讲座,征求临床医师学者分享科研成果和交流实践经验,力求全面准确地反映当前临床肿瘤学领域的新观念、新进展和新讯息,努力将年会办成一场高规格、高质量、高水平的学术盛会。

本届大会已被确定为国家级继续教育项目。凡投稿被录用并参加报告交流者,均可获得论文证书;正式注册代表可获国家 I 类继续教育学分。

会议正在广泛征稿,采用网上投稿: <http://reg.cSCO.org.cn/reg2009>。论文截稿日期为 2009 年 8 月 15 日。

联系方式: 北京市朝阳区东三环南路甲 52 号顺迈金钻 20-C (100022) CSCO 办公室; 电话: 010-67726451, 67726873, 67726876-690; 传真: 010-67726421。