

中频通信信号信噪比的快速盲估计

彭耿 黄知涛 陆凤波 姜文利
(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 信噪比是通信信号处理中的一个重要参数,许多算法都以它作为先验信息来获取最佳性能。该论文通过确定中频通信信号的频谱范围来计算信号能量,进而根据定义估计信噪比,由此提出了一种中频通信信号的信噪比快速盲估计方法。对BPSK, QPSK, 16QAM等常用线性调制通信信号的仿真表明:该方法性能稳定,在数据样点长度为4096且信噪比变化范围为-5 dB到25 dB时,估计值的偏差和均方根误差基本都小于0.5 dB。与基于特征值分解的方法相比,在得到精确估计结果的同时具有计算复杂度小、适应动态范围广等优点。

关键词: 信息处理技术; 通信信号; 盲估计; 信噪比

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)01-0102-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2008.01769

Fast Blind SNR Estimation of IF Communication Signals

Peng Geng Huang Zhi-tao Lu Feng-bo Jiang Wen-li

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: SNR (Signal-to-Noise Ratio) is an important parameter in communication signal processing and many algorithms need this information to obtain optimal performance. Firstly, signal power is calculated by determining spectral domain of Intermediate Frequency (IF) communication signal. Then, SNR is estimated according to its definition. Therefore, a fast blind SNR estimation algorithm is put forward for IF communication signals without any prior knowledge. Computer simulations are performed for the commonly used linear modulated communication signals, such as BPSK, QPSK, and 16QAM. Simulation results indicate that the algorithm is robust with estimated bias and root mean square error almost within 0.5dB when data length is 4096 and true SNR varies in the range from -5dB to 25dB. Compared with eigenvalue decomposition method, the proposed algorithm can achieve accurate estimation with low computational complexity and wide dynamic range.

Key words: Information processing technology; Communication signals; Blind estimation; SNR

1 引言

信噪比是信号强度和背景噪声的比值,作为表征信道特性的参数,它是实现多项通信信号处理技术的重要依据,如功率控制、解码截止条件的设定、自适应调制编码等,获得精确的信噪比估计可以提高这类技术的性能。因此,有关信噪比估计方法的研究一直受到广泛的关注^[1-9]。

信噪比估计方法可分为两类,一类是有数据辅助的^[1,2],即周期性地发送训练序列(导频),并据此来估计信噪比;另一类是无数据辅助的,即盲信噪比估计^[3-9]。由于实际应用中很难获得导频,而且周期性地发送导频会导致信道的性能下降,所以人们往往更加关注盲信噪比估计。已有盲信噪比估计

方法在使用中存在不同的问题,例如文献[3-6]是针对基带信号进行操作的,并且要求系统有完美的定时同步,但考虑到含有非零载波频率的数字调制信号,信号幅度是恒定的假设将不成立,导致算法失败;文献[7]需发送端过采样和成型滤波,从而利用它们引入的周期平稳特性进行盲信噪比估计;文献[8]把子空间分解的思想用于调制信号的盲信噪比估计,但所采用的特征值分解需要巨大的计算量;文献[9]虽提出了相应的改进算法来减小计算复杂度,但遗忘因子、迭代初始值的选取对算法性能有一定的影响。

本文从实用的角度出发,通过确定信号频谱范围来计算信号能量,进而根据定义估计信噪比,由此提出了一种中频通信信号的信噪比快速盲估计方法。文章的安排如下:第2节在建立信号模型的基础上推导了算法的基本原理;第3节提出了一种适应中频通信信号的信噪比快速盲估计方法,且给出了算

2008-12-22 收到, 2009-09-21 改回

湖南省优秀博士论文基金, 国防科技大学优秀研究生创新项目和
国家部委基金资助课题

通信作者: 彭耿 hjhy-penggeng@163.com

法性能的评价标准和计算复杂度;第4节对提出的算法进行仿真分析,并与特征值分解方法作性能对比;第5节为全文的总结。

2 信号模型与算法基本原理

本节先建立接收信号模型,然后推导本文信噪比盲估计方法的基本原理。

2.1 信号模型

设信号在传输过程中引入加性高斯白噪声(AWGN),于是实的接收信号可表示为

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

式中 $n(t)$ 是均值为 0、方差为 N_0 (即实信号 $x(t)$ 的噪声功率谱密度为常数 N_0) 的高斯白噪声,且与通信辐射源信号 $s(t)$ 不相关,则 $x(t)$ 的自相关函数为

$$\begin{aligned} \phi_{xx}(t+\tau, t) &= \frac{1}{2} E[x^*(t)x(t+\tau)] \\ &= \phi_{ss}(t+\tau, t) + \phi_{nn}(t+\tau, t) \end{aligned} \quad (2)$$

于是 $x(t)$ 的功率谱密度可表示为

$$X(f) = S(f) + N(f) \quad (3)$$

2.2 算法基本原理

若信号的采样频率为 f_s , 频率范围为 $[f_L, f_H]$ 。假设已确定频率范围,信噪比的单位为分贝数, P_S 表示信号能量, P_N 表示噪声能量,则按信噪比定义可得其估计值:

$$\begin{aligned} \overline{\text{SNR}} &= 10 \lg(P_S/P_N) \\ &= 10 \lg \left(\frac{\int_{f_L}^{f_H} X(f) df - N_0(f_H - f_L)}{N_0 f_s / 2} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

从式(4)可以看出:要精确估计信噪比,关键在于准确求解 f_L , f_H , 即获取信号的频率范围 $[f_L, f_H]$, 下面推导求解频率范围的基本原理。

对于常见的线性数字调制方式来说,由于其离散符号序列 $\{I_k\}$ (设其均值为 μ , 方差为 σ^2) 是等概率的且在复平面上的位置是对称的,则 $\mu = 0$, 于是根据文献[10]的结论可得

$$S(f) = (\sigma^2/T_z) |G(f)|^2 \quad (5)$$

式中 T_z 为符号间隔, $f_z = 1/T_z$, $G(f)$ 是 $g(t)$ 的 Fourier 变换, $g(t)$ 表示成型滤波器的脉冲响应,若选用均方根升余弦成型滤波器(下面的推导将说明成型滤波器的选择不会影响本文方法的普适性),则 $g(t)$ 为

$$g(t) = \left[\frac{\sin(\pi t/T_z)}{\pi t/T_z} \right] \left[\frac{\cos(\alpha \pi t/T_z)}{1 - [4\alpha t/(2T_z)]^2} \right] \quad (6)$$

式中滚降系数的取值范围为 $0 \leq \alpha \leq 1$, 于是 $G(f)$ 为

$$G(f) = \begin{cases} 1, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_z} \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi(2T_z|f| - 1 + \alpha)}{2\alpha} \right] \right\}, & \frac{1-\alpha}{2T_z} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_z} \\ 0, & |f| > \frac{1+\alpha}{2T_z} \end{cases} \quad (7)$$

代入式(5)可得

$$S(f) = \begin{cases} \frac{\sigma^2}{T_z}, & 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_z} \\ \frac{\sigma^2}{8T_z} \left\{ 3 + 4 \cos \left[\frac{\pi(2T_z|f| - 1 + \alpha)}{2\alpha} \right] + \cos \left[\frac{\pi(2T_z|f| - 1 + \alpha)}{\alpha} \right] \right\}, & \frac{1-\alpha}{2T_z} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_z} \\ 0, & |f| > \frac{1+\alpha}{2T_z} \end{cases} \quad (8)$$

式中的 f 是以信号中心频率 f_c 为零点的。

取频率点 $f_o (-\infty < f_o < f_L - \alpha f_z/2)$ 作为频率下限,任意频率点 $f_r (f_r \geq f_o)$ 作为频率上限,记 $f_L' = f_L - \alpha f_z/2$, 计算此频率范围内的平均功率谱密度为

$$\text{Mean} = \frac{\int_{f_o}^{f_r} X(f) df}{f_r - f_o} = \begin{cases} N_0, & f_r \leq f_L' \\ \frac{\int_{f_L'}^{f_r} S(f) df}{f_r - f_o} + N_0, & f_r > f_L' \end{cases} \quad (9)$$

在 $f_r > f_L'$ 时,以 Δf 为频率间隔将式(9)离散化,可得

$$\text{Mean} = \frac{\sum_{i=L'}^r S(f_i) \Delta f}{(r-o)\Delta f} + N_0 = \frac{\sum_{i=L'}^r S(f_i)}{(r-o)} + N_0 \quad (10)$$

对大于 f_L' 的两个相邻频率点 f_k, f_{k+1} , 计算它们的平均功率谱密度之差,记为

$$\begin{aligned} \text{Diff}_k &= \text{Mean}_{k+1} - \text{Mean}_k = \frac{\sum_{i=L'}^{k+1} S(f_i)}{k-o+1} - \frac{\sum_{i=L'}^k S(f_i)}{k-o} \\ &= \frac{(k-o)S(f_{k+1}) - \sum_{i=L'}^k S(f_i)}{(k-o+1)(k-o)} \end{aligned} \quad (11)$$

从式(11)可看出,由于功率谱密度的非负性,当 $S(f_{k+1}) \neq 0$ 时,只要 $(k-o)$ 足够大(这个条件很容易满足),则 Diff_k 一定大于 0。同样, Diff_{k+1} 可表示为

$$\text{Diff}_{k+1} = \frac{\sum_{i=L'}^{k+2} S(f_i)}{k-o+2} - \frac{\sum_{i=L'}^{k+1} S(f_i)}{k-o+1} \quad (12)$$

将式(11)代入式(12)可得

$$\text{Diff}_{k+1} = \frac{[S(f_{k+2}) - S(f_{k+1})] + (k+1-o)\text{Diff}_k}{(k-o+2)} \quad (13)$$

可见, 当 $\text{Diff}_k > 0$ 时, 若 $[S(f_{k+2}) - S(f_{k+1})] \geq 0$, 则 Diff_{k+1} 也必定大于 0。

根据式(8)中 $S(f)$ 的表达式, 结合式(11)~式(13)可以看出:

(1) 当 $f_o < f_k < f_L = f_L - f_z/2$ 时, $\text{Diff}_k = 0$;

(2) 当 $f_k = f_L$ 时, $\text{Diff}_k = \text{Diff}_L > 0$;

(3) 当 $f_L < f_k \leq f_c + f_z/2(1-\alpha)$ 时, 满足条件 $\text{Diff}_L > 0$ 和 $[S(f_{k+1}) - S(f_k)] \geq 0$, 则 $\text{Diff}_k > 0$;

(4) 当 $f_c + f_z/2(1-\alpha) < f_k \leq f_H = f_H + \alpha f_z/2$ 时, 由于 $S(f_k)$ 单调递减, Diff_k 就有可能不大于 0, 则一定存在积分下限 $f_o (-\infty < f_o < f_L)$, 可使 $\text{Diff}_k > 0 (k < H)$, $\text{Diff}_H = 0$, $\text{Diff}_k < 0 (k > H)$;

(5) 当 $f_H = f_H + \alpha f_z/2 < f_k \leq f_s/2$ 时, 由于 $\text{Diff}_H < 0$ 和 $S(f_{k+1}) = S(f_k)$, $\text{Diff}_k < 0$ 。

上面的分析说明, 确实存在 f_o , 使平均功率谱密度在 $[f_L, f_H]$ 内是单调递增的, 而在 $(f_H, f_s/2]$ 内是单调递减的, 即 f_H 对应的平均功率谱密度 Mean_H 是 $[f_L, f_s/2]$ 内的极大值。

这就说明通过上述求极大值的方法就可解出 f_H , 用同样的方法也可求得 f_L 。虽然上述推导中的成型滤波是基于均方根升余弦的, 但若采用其它的成型滤波, 如升余弦、矩形等, 仅在于 $S(f)$ 具有不同的表达式而已, 结论及频率限 f_L, f_H 的求解方法是一样的。

用模拟器产生 DS-BPSK, QPSK 和 16 QAM 信号, 参数设置为: 采样频率 100 MHz、中心频率 25 MHz, 码元速率 10 MHz, 扩频码长 10 bit, 均方根升余弦成型滤波器的滚降系数为 0.5, 数据样点长度为 4096, DFT 点数为 2048, 并为减小噪声谱随机性的影响对谱图进行均值滤波, 按照上述推导的求解过程, 可得信噪比为 10 dB 时的功率谱密度累加和和平均功率谱密度, 如图 1 所示。

从图 1 可以看出, 对于 DS-BPSK, QPSK 和 16 QAM 信号, 根据上述推导过程求解出的极大值对应的频率限是正确的。

3 一种通信信号的信噪比快速盲估计方法

本节先提出一种无需先验信息的中频通信信号信噪比的快速盲估计方法, 进而给出算法计算复杂度。

3.1 通信信号信噪比盲估计方法

基于第 2 节推导的基本原理, 下面给出信噪比盲估计方法的实现步骤:

(1) 根据 Welch 平均周期图法用 W 点 FFT 计算 $x(t)$ 的功率谱 $X(k)$;

(2) 对 $X(k)$ 进行均值滤波;

(3) 根据仿真经验, 设计一定的规则计算 f_o , 如粗估频率减去 $m(m$ 取 3~6) 倍粗估带宽等;

(4) 根据式(9)的离散形式计算 $k \in [1, W/2]$ 内的平均功率谱密度;

(5) 找出上述 $W/2$ 个值中的极大值, 并记其所对应的 k 为 H ;

(6) 修改(3)中计算 f_o 的规则, 重复步骤(3)~步骤(5), 记极值所对应的 k 为 L , 于是信号所对应的频率范围为 $[L, H] \times f_s/W$;

(7) 对信号频率范围外的谱图进行直方图统计, 得出噪声谱的均值;

(8) 将信号频率范围内的功率谱值减去噪声谱均值, 得到信号的谱值;

(9) 根据式(4)的离散形式估计信噪比。

3.2 算法计算复杂度分析

选用经典的分裂基 FFT 算法(SRFFT), 均值滤波点数为 A , 直方图统计段数为 B , 按 1 次减法相当 2 次加法, 1 次除法相当 2 次乘法, 1 次对数相当 4 次乘法的原则, 则本文算法的计算复杂度如下表 1 所示。

将典型数值 $N=4096, W=2048, L=N/W=2, A=12, B=30$ 代入表 1, 可得: 加法次数 < 49189 , 乘法次数 < 43056 , 比较次数为 34816, 总次数 $\approx 31N$, 即算法的计算复杂度为 $O(N)$ 。

4 算法仿真分析

本节主要针对 BPSK, QPSK, 16QAM 等常用通信信号对本文提出的算法进行仿真实验, 分析算法对调制类型的适应性和滚降系数对算法性能的影响, 并与特征值分解方法进行了性能对比。

4.1 不同调制类型下的盲信噪比估计

仿真产生 DS-BPSK, QPSK 及 16QAM 信号, 采样频率 100 MHz, 中心频率 25 MHz, 信息速率 10 MHz, 码长 10 bit, 滚降系数 $\alpha=0.5$, 数据样点长度 N 为 4096, Monte Carlo 仿真 1000 次, 得到 -5~25 dB 范围内信噪比估计的偏差和均方根误差, 结果如图 2 所示。

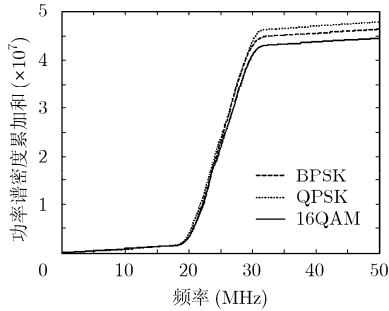
仿真结果表明, 这 3 种调制类型下的估计值偏差和均方根误差基本重合, 这就说明: 该算法对信号调制类型是不敏感的, 对恒包络和非恒包络的调制类型普遍适用。

4.2 滚降系数对估计性能的影响

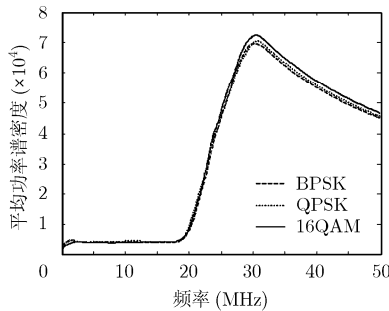
以 QPSK 信号为例, 滚降系数分别为 0.25, 0.5,

表 1 本文算法的计算复杂度

计算内容	加法次数	乘法次数	比较次数
功率谱计算	$L \cdot (W \log_2 W - 2W + 4) - (W/2)$	$L \cdot (W \log_2 W - 2W + 4)$	0
均值滤波	$3 \cdot (W/2) - 3$	W	0
直线段端点定位	$< 8 \cdot (W/2)$	$< 4 \cdot (W/2)$	$< 2 \cdot (W/2)$
直方图统计噪声谱	$W/2 + (B+2)$	$B+2$	$(B+2) \cdot (W/2)$
计算信噪比	$< W/2$	8	0
总运算量	$< L \cdot (W \log_2 W - 2W + 4) + 6W + B - 1$	$< L \cdot (W \log_2 W - 2W + 4) + 3W + B + 10$	$< (B+4) \cdot (W/2)$

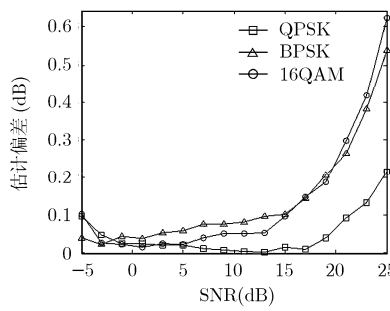


(a) 功率谱密度累加和

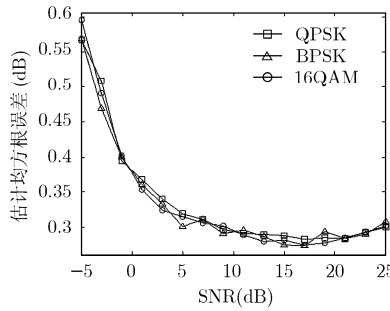


(b) 平均功率谱密度

图 1 10 dB 时的功率谱密度累加和与平均功率谱密度

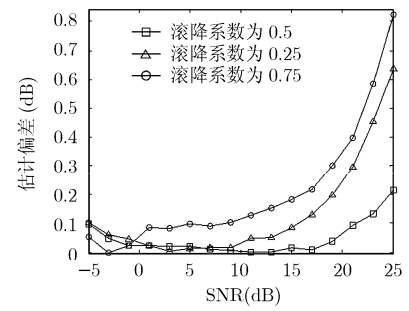


(a) 估计偏差

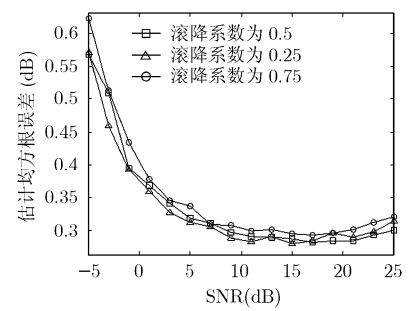


(b) 估计均方根误差

图 2 不同调制类型下的盲信噪比估计偏差和均方根误差



(a) 估计偏差



(b) 估计均方根误差

图 3 在不同滚降系数下的盲信噪比估计偏差和均方根误差

0.75, 其它参数与 4.1 节相同, Monte Carlo 仿真 1000 次, 得到 -5~25 dB 范围内的盲信噪比估计偏差和均方根误差, 如图 3 所示。

仿真结果显示, 在滚降系数变化时, 估计偏差和均方根误差曲线基本重合, 因此滚降系数基本不影响算法的实际应用。

4.3 与特征值分解方法的性能比对

本小节从以下两个方面, 对本文算法与特征值分解方法的性能比对进行总结。

(1) 动态适应范围 从文献[11-14]的仿真结果可以看出, 在 4.1 节的仿真条件下, 当信噪比估计值的偏差和均方根误差均小于 0.5 dB 时, 基于特征值分解方法的信噪比动态适应范围为 0~20 dB, 而本文算法的信噪比动态适应范围为 -5~25 dB, 可见本文算法在得到精确估计结果的同时具有更广的信噪比动态适应范围。

(2) 计算复杂度 目前尚无文献有基于特征值分解盲信噪比估计方法的计算复杂度分析, 该方法包括计算自相关矩阵、特征值分解、估计信号子空间维数、信噪比估计等 4 个计算部分。设信号维数估计用 MDL 方法, 自相关矩阵维数 $E=70$ (一般认为取值为 50~100^[11-13]), 1 次开方相当 4 次乘法, 其它相关参数与 3.3 节中的设置相同, 则其计算复杂度如表 2 所示。

结合表 1-表 2, 设加法运算、乘法运算和比较运算的计算量相当, 同时特征值分解的运算量 $O(E^3)$ 为 $1 \times E^3$, 数据点数 N 从 2048 变化到 20480 时, 可得图 4 所示的计算量比较。

从图 4 可以看出, 相对于特征值分解方法, 本文算法的计算量一般为其 1/10, 具有较小的计算复杂度。

表 2 特征值分解方法的计算复杂度

计算内容	加法次数	乘法次数	比较次数
计算自相关矩阵	$(2N-E-1) \cdot (E/2)$	$(2N-E-3) \cdot (E/2)$	0
估计信号维数	$(E+15) \cdot (E/2)$	$(E+37) \cdot (E/2)$	$E-1$
计算信噪比	$E-1$	6	0
上述总运算量	$(N+8) \cdot E-1$	$(N+17) \cdot E+6$	$E-1$
特征值分解		$O(E^3)$	

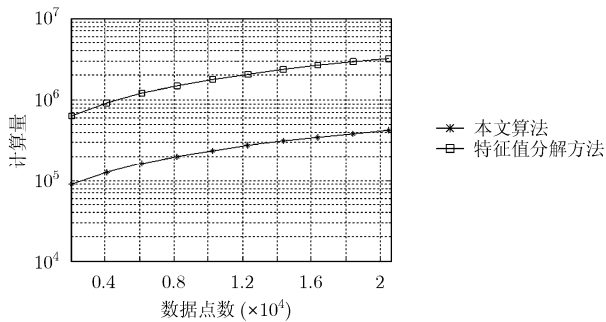


图 4 计算量比较

5 总结

本文推导了盲信噪比估计的基本原理, 即先确定中频通信信号频率范围来计算信号能量, 进而根据定义估计信噪比, 由此提出了一种无需先验信息的中频通信信号信噪比快速盲估计方法。研究表明: 该算法具有很好的鲁棒性, 在数据样点数为 4096 和信噪比为 $-5 \sim 25$ dB 时, 盲信噪比估计的偏差和均方根误差基本都小于 0.5 dB, 完全满足实际应用的需要; 与基于特征值分解的方法相比, 在得到精确估计结果的同时具有计算复杂度小、适应动态范围广等优点。

参考文献

- [1] 李晋, 华惊宇, 尤肖虎. 一种移动通信中的低复杂度盲信噪比估计算法[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(6): 1054-1058.
Li Jin, Hua Jing-yu, and You Xiao-hu. A low complexity blind SNR estimator in mobile communication[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(6): 1054-1058.
- [2] Wiesel A, Goldberg J, and Messer-Yaron H. SNR estimation in time-varying fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(5): 841-848.
- [3] Sun Jian and Valenti M C. Joint synchronization and SNR estimation for turbo codes in AWGN channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(7): 1136-1144.
- [4] 付文君, 姜景山, 王拴荣, 等. QPSK 数字接收机中的 SNR 估计的新方法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(2): 255-259.
Fu Wen-jun, Jiang Jing-shan, and Wang Shuan-rong, et al. New SNR estimation methods in digital QPSK receiver[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(2): 255-259.
- [5] Li B, DiFazio R, and Zeira A. A low bias algorithm to estimate negative SNRs in an AWGN channel[J]. *IEEE Communication Letters*, 2002, 6(11): 469-471.
- [6] Hong Dae-Ki, Park Cheol-Hee, and Ju Min-Chul, et al. SNR estimation in frequency domain using circular correlation[J]. *Electronics Letters*, 2002, 38(25): 1693-1694.
- [7] 花梦, 朱近康, 龚明. 基于周期平稳的盲信噪比估计方法[J]. 通信学报, 2006, 27(9): 6-13.
Hua Meng, Zhu Jin-kang, and Gong Ming. Blind SNR estimation based on cyclostationarity[J]. *Journal on Communications*, 2006, 27(9): 6-13.
- [8] 顾学迈, 吴丹. 一种基于联合信息标准的盲信噪比估计算法[J]. 南京航空航天大学学报, 2007, 39(3): 363-367.
Gu Xue-mai and Wu Dan. Signal to noise ratio algorithm based on CIC[J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2007, 39(3): 363-367.
- [9] 隋丹, 葛临东. 一种新的基于改进 PASTd 的中频信号盲信噪比估计算法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(7): 1657-1661.
Sui Dan and Ge Lin-dong. A novel blind SNR estimator based on the modified PASTd algorithm for IF signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(7): 1657-1661.
- [10] Simon M K and Alouini Mohamed-Slim. Digital Communication over Fading Channels(second edition)[M]. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2005: 50-70.

- 彭 耿: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为通信侦察、空间信息对抗和电子战仿真等。
- 黄知涛: 男, 1976 年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为循环平稳信号处理理论及应用、阵列信号处理、通信信号侦察处理等。
- 陆凤波: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为综合电子战系统与技术、通信信号侦察处理等。
- 姜文利: 男, 1967 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为综合电子战技术、无源定位和空间信息处理等。