文章编号：2095-4980(2014)04-0518-09

基于自混频的多跳频信号跳周期估计

程曙晖，王　斌

(信息工程大学 信息系统工程学院，河南 郑州 450002)

摘　要：针对跳频信号参数估计方法大多难以适应多跳频信号同时存在，且没有考虑信道衰落及定频干扰等复杂电磁环境的影响，提出一种基于延时自混频的多跳频信号跳周期估计方法。该方法通过延时自混频方式构造辅助信号，提取辅助信号的直流分量，进而得到随延迟时间变化的能量曲线，最后通过拐点检测的相关方法得到各跳频信号的跳周期，同时分析了在定频干扰和多径衰落下算法的有效性。仿真实验表明，该方法运算复杂度低，跳周期估计精确度高，鲁棒性较强，可用于估计多跳频信号的跳周期，适合实际工程应用。

关键词：跳频信号；自混频；跳周期；拐点检测

中图分类号：TN911.7　　**文献标识码：**A　　**doi：**10.11805/TKYDA201404.0518

Hop duration estimation method based on self-mixing of multiple frequency-hopping signals

CHENG Shu-hui，WANG Bin

(Institute of Information Systems Engineering，Information Engineering University，Zhengzhou Henan 450002，China)

Abstract: Most of previous parameter estimation methods of frequency-hopping signal with a single channel do not adapt to multiple signals，and they do not take some influence factors like multipath fading and fixed-frequency interference into account. A hop duration estimation method based on delay self-mixing is proposed. First，auxiliary signal by delay self-mixing is structured，then the DC(Direct-Current) component is extracted，and a curve changing with the delay time is obtained. The hop duration can be estimated by extracting the inflections. The effectiveness of the proposed method is analyzed under the multipath fading and fixed-frequency interference. Simulation results show that the proposed algorithm is featured with low computation complexity and high accuracy in estimating the hop duration, which is robust to deal with multiple hopping signals and is suitable to practical applications.

Key words: frequency hopping signal；self-mixing；hop duration；inflections extracting

跳频通信具有良好的抗干扰、抗截获及组网能力，被现代军事通信系统广泛采用。因此对跳频通信的研究，成为通信对抗领域中的一个研究重点。在没有任何先验知识的情况下估计出跳频信号的各项参数，是通信侦察的主要任务之一。由于跳频信号的频率随时间随机变化，是一种典型的非平稳信号，目前主要采用非参数化和参数化 2 大类估计方法对其进行研究。非参数化估计主要基于时频分析方法，有短时傅里叶变换、Wigner-Ville 分布(Wigner-Ville Distribution，WVD)、小波分析等。短时傅里叶变换因其计算简单，在实际工程应用中被广泛采用，但其时频分辨率较低。Barbarossa S 在文献[1]中提出一种伪 WVD 来估计跳频信号的参数，WVD 分布能达到理论上最大的时频分辨率，但对于跳频信号来说，WVD 分布存在严重的交叉干扰项。文献[2]提出一种平滑伪 WVD(Smoothed Pseudo WVD，SPWVD)来抑制交叉干扰项，同时带来了运算量的增加。文献[3]利用小波变换良好的奇异点检测能力，对跳频参数进行盲估计，可有效估计出跳变时刻、跳频周期和跳频频率，但存在小波变换尺度选取和计算量大的问题。文献[4–6]提出一种基于时频脊线的跳速估计算法，在时频变换的基础上提取时频脊线，然后进行小波变换，再利用 FFT 运算求得跳速，但只针对单跳频信号。文献[7]提出一种基于固有尺度分解的跳频信号跳速估计算法，其原理是将信号迭代地分解成一系列固有旋转分量，进而估计出跳速，该方法虽能

收稿日期：2013-11-15；**修回日期：**2013-11-26

基金项目：国家自然科学基金资助项目(61201381)

在一定信噪比下估计出跳速，但分解较为复杂，在实际应用中受限。以上文献大多只针对单跳频信号进行参数估计，不适用于多跳频信号的参数估计，同时也没有考虑存在定频干扰和信道衰落等因素的影响。

Liu 等人在文献[8–10]中采用参数化方法结合动态规划(Dynamic Programming，DP)、谐波恢复及最大期望(Expectation Maximization，EM)算法对多跳频信号的频率和幅度进行估计，其需要阵列接收，同时计算量随采样序列长度迅速增加。文献[11]采用稀疏线性回归的方法解决多个跳频信号同时存在时的参数估计问题，但低信噪比情况下性能较差。文献[12]提出一种基于随机动态系统的粒子滤波方法对单跳频信号进行频率跟踪，但不适用于多跳频信号的情况。

针对以上文献中存在的不足，本文提出一种基于延时自混频的多跳频信号跳周期估计方法，对单跳频信号，本文算法能在较低信噪比下有效估计出跳周期；对多跳频信号，算法也能在一定条件下有效估计出各跳频信号的跳周期；同时算法对多径衰落信道鲁棒性较好，计算量较小，适合实际工程应用。

1　跳频信号的数学模型

跳频信号是一种频率随时间伪随机变化的非平稳信号，其模型可定义为：

$$s(t)=A\bullet\sum_{k=0}^{N-1}rect_{T_{\rm h}}(t-kT_{\rm h}-\alpha_0T_{\rm h})\mathrm{e}^{\mathrm{j}[2\pi f_k(t-kT_{\rm h}-\alpha_0T_{\rm h})+\theta_k]}+n(t) \tag{1}$$

式中：$0\leqslant t\leqslant T$，T 为观测时间；A 为幅度；$rect_{T_{\rm h}}(t)=\begin{cases}1, & t\in[0,T_{\rm h}]\\ 0, & \text{else}\end{cases}$；$T_{\rm h}$ 为跳周期；$\alpha_0T_{\rm h}$ 为跳频信号频率跳变时刻与非合作接收机接收信号的时差，其中 $\alpha_0\in[-0.5,0.5]$；f_k 和 θ_k 为第 k 跳的频率和相位；N 为总跳数；$n(t)$ 为高斯白噪声。本文以 $T_{\rm h}$ 为估计对象，由于采取自混频方式，接收机时差及相位差对算法没有影响，为简化分析，暂不考虑接收机时差及相位差等因素。

2　基于延时自混频的跳周期估计

2.1 自混频信号的构造及分析

传统基于时频分析的跳频信号参数估计往往先对信号进行时频分析，在时频图的基础上提取时频脊线[1–2,4–5]，进而估计跳周期等参数，这类方法往往受限于时频分辨率和运算量。本文考虑从时域进行处理，通过构造延时相乘的自混频辅助信号来进行跳周期估计。为进一步简化分析，以相邻两跳信号为分析对象，考虑无噪声情况下信号模型，如式(2)所示。

$$s_0(t)=A_1\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_1t}\left[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-T_{\rm h})\right]+A_2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_2t}\left[\varepsilon(t-T_{\rm h})-\varepsilon(t-2T_{\rm h})\right] \tag{2}$$

式中：A_1 和 A_2 分别为相邻 2 跳的幅度(假设在每跳内幅度衰减稳定，相位可不考虑)，理想情况下有 $A_1=A_2$，当考虑多径衰落时，跳频幅度会出现不同程度的衰落，此时 $A_1\neq A_2$；f_1 和 f_2 分别为 2 跳的频率，由于跳频频率随机变化，实际中相邻 2 跳的频率 $f_1=f_2$ 的概率较小，即使出现，由于算法推广至当跳频信号包含 N 跳时，偶然的相邻 2 跳频率相等或接近对算法效果基本没有影响。在此为便于分析，可认为 $f_1=f_2$。构造延时自混频信号 $X(t,t_0)$，延时时间为 t_0（$0\leqslant t_0<T_h$）。

$$\begin{aligned}X(t,t_0)=s_0(t)s_0^*(t-t_0)=&\left\{A_1\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_1t}\left[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-T_{\rm h})\right]+A_2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_2t}\left[\varepsilon(t-T_{\rm h})-\varepsilon(t-2T_{\rm h})\right]\right\}\bullet\\&\left\{A_1\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_1(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})\right]+A_2\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_2(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})-\varepsilon(t-t_0-2T_{\rm h})\right]\right\}=\\&A_1^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_1t}\left[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-T_{\rm h})\right]\bullet\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_1(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})\right]+A_2^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_2t}\left[\varepsilon(t-T_{\rm h})-\varepsilon(t-2T_{\rm h})\right]\bullet\\&\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_2(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})-\varepsilon(t-t_0-2T_{\rm h})\right]+A_1\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_1t}\left[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-T_{\rm h})\right]\bullet A_2\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_2(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})-\varepsilon(t-t_0-2T_{\rm h})\right]+\\&A_1\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_1(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})\right]\bullet A_2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_2t}\left[\varepsilon(t-T_{\rm h})-\varepsilon(t-2T_{\rm h})\right]\end{aligned} \tag{3}$$

由式(3)可知，由于 $f_1\neq f_2$，前 2 项中包含有直流分量，后 2 项不含直流分量，提取前 2 项进行分析：

$$\begin{aligned}X_1(t,t_0)=&A_1^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_1t}\left[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-T_{\rm h})\right]\bullet\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_1(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})\right]+\\&A_2^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_2t}\left[\varepsilon(t-T_{\rm h})-\varepsilon(t-2T_{\rm h})\right]\bullet\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_2(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})-\varepsilon(t-t_0-2T_{\rm h})\right]=\\&A_1^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_1t}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_1(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-T_{\rm h})\right]+A_2^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_2t}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_2(t-t_0)}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})-\varepsilon(t-2T_{\rm h})\right]=\\&A_1^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_1t_0}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-T_{\rm h})\right]+A_2^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_2t_0}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\rm h})-\varepsilon(t-2T_{\rm h})\right]\end{aligned} \tag{4}$$

由式(4)可知，$X_1(t,t_0)$的能量大小与t无关，只与矩形窗$\varepsilon(t_{\text{start}})-\varepsilon(t_{\text{end}})$的宽度有关。对$X_1(t,t_0)$进行归一化，考虑存在高斯白噪声时，由于信号和噪声不相关，噪声经过延时后也与自身不相关，所以信号与噪声、噪声与噪声混频结果中的低频分量可以忽略。对$X(t,t_0)$进行低通滤波可以滤除混频后的高频分量，再进行取模值运算可以得到各时间段的低频分量模值，最后在时域积分可提取出直流分量$\bar{X}(t_0)$，近似为：

$$\bar{X}(t_0)\approx\begin{cases}\left(A_1^2+A_2^2\right)\dfrac{T_{\text{h}}-t_0}{T}, & 0\leqslant t_0<T_h\\ 0, & t_0\geqslant T_h\end{cases}\tag{5}$$

T为信号时长，由以上分析可知，当$t_0<T_h$时，自混频信号含有直流分量，直流分量大小与t_0有关；当$t_0\geqslant T_{\text{h}}$时，即每个 hop 时域上与自身完全不相关时，自混频信号不含直流分量。实际中跳频信号不止 2 跳，故将上述模型推广至N跳信号，其自混频示意图如图 1 所示。

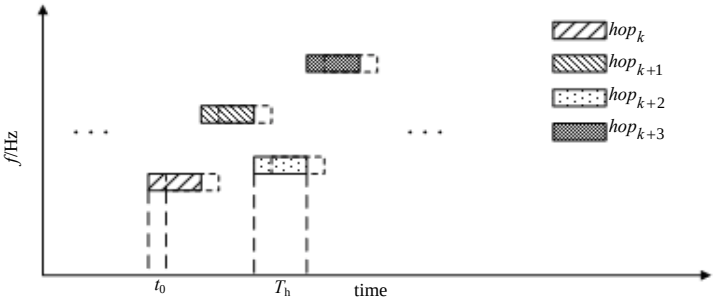


Fig.1 Delayed self-mixing sketch of frequency-hopping signal
图 1 跳频信号延时自混频示意图

当跳频信号存在N跳时，可能会出现相邻 2 跳频率相同或接近，但这对整体结果影响很小，可以忽略不计，自混频的直流分量可近似表示为：

$$\bar{X}(t_0)\approx\begin{cases}\dfrac{A_1^2+A_2^2+\cdots+A_N^2}{T}\left(T_{\text{h}}-t_0\right)=K\left(T_{\text{h}}-t_0\right), & 0\leqslant t_0<T_{\text{h}}\\ 0, & t_0\geqslant T_{\text{h}}\end{cases}\tag{6}$$

由式(6)可以看出，$\bar{X}(t_0)$与t_0呈负线性关系。基于上述结论，可提取延时自混频信号的直流分量，构造出一条随t_0变化的曲线，该曲线会在$t_0=T_{\text{h}}$处出现拐点，检测出此拐点即可得到跳周期T_{h}。另外，式(6)对跳频信号各跳的幅度没有限制，即使出现多径衰落，导致各跳幅度不同甚至部分跳幅度衰减为 0，对直流分量的变化趋势也不会有太大影响。如图 2(a)所示(跳周期为 1 000 点)，为便于拐点的提取，可对曲线进行平滑处理(平滑可采用低通滤波器实现)，得到图 2(b)。

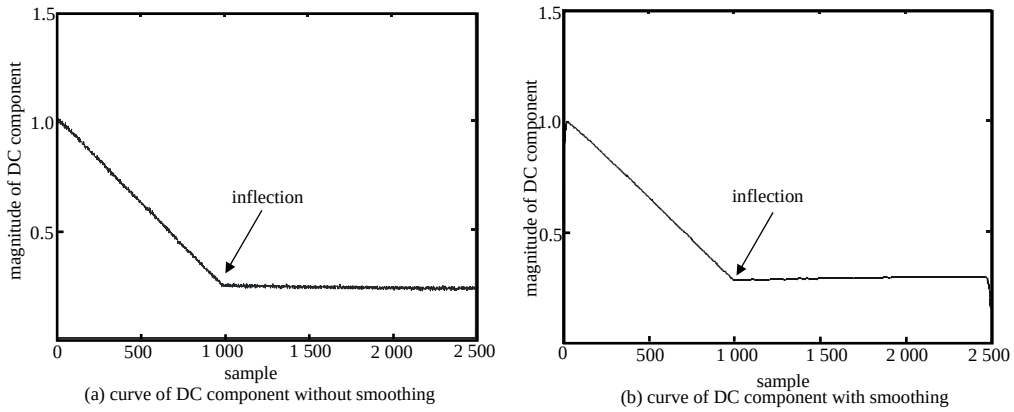


Fig.2 Curves of self-mixing signal's DC component
图 2 自混频信号直流分量能量曲线

2.2 多跳频信号及定频干扰下的算法推广

由 2.1 节可知，通过提取延时自混频信号的直流分量可以得到含有跳周期信息的曲线，进而检测曲线拐点的位置可得到跳周期。实际中当接收数据包含多个跳频信号甚至定频干扰信号时，传统基于时频分析的方法大多不能直接应用，而且多数文献都没有考虑这种复杂情况下跳频信号的参数估计问题。

2.2.1 多跳频信号情况

不失一般性，考虑存在 2 个不同周期的跳频信号，式(2)可改为：

$$s_0(t)=A_{11}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{11}t}\left[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-T_{\mathrm{h1}})\right]+A_{12}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{12}t}\left[\varepsilon(t-T_{\mathrm{h1}})-\varepsilon(t-2T_{\mathrm{h1}})\right]+ \\ A_{21}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{21}t}\left[\varepsilon(t)-\varepsilon(t-T_{\mathrm{h2}})\right]+A_{22}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{22}t}\left[\varepsilon(t-T_{\mathrm{h2}})-\varepsilon(t-2T_{\mathrm{h2}})\right] \tag{7}$$

式中 T_{h1} 和 T_{h2} 分别为 2 个跳频信号的跳周期，假设 $T_{\mathrm{h2}}>T_{\mathrm{h1}}$。同样，暂不考虑频率碰撞的情况，经过延时自混频后，由于交叉项之间只含有高频分量，简单推导可得到与式(4)类似的结果：

$$X_1(t,t_0)=A_{11}^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{11}t_0}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-T_{\mathrm{h1}})\right]+A_{12}^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{12}t_0}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\mathrm{h1}})-\varepsilon(t-2T_{\mathrm{h1}})\right]+ \\ A_{21}^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{21}t_0}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-T_{\mathrm{h2}})\right]+A_{22}^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{22}t_0}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\mathrm{h2}})-\varepsilon(t-2T_{\mathrm{h2}})\right] \tag{8}$$

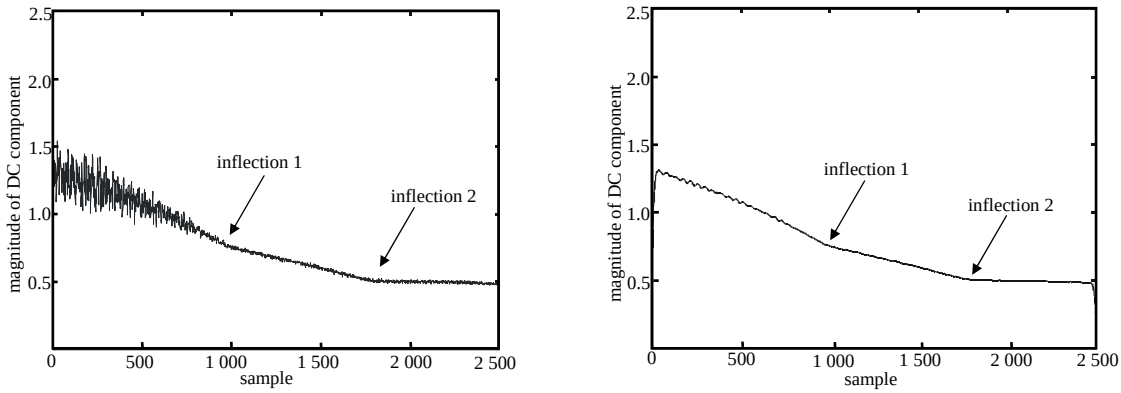
对上式进行如下分析：

1) 当 $t_0>T_{\mathrm{h2}}$ 时，2 个跳频信号每个 hop 完全与自身不相关，自混频信号不含直流分量，所以 $X_1(t,t_0)\approx 0$，可认为在 $t_0=T_{\mathrm{h2}}$ 处存在一个拐点。

2) 当 $T_{\mathrm{h2}}\geqslant t_0>T_{\mathrm{h1}}$ 时，跳频信号 1 每个 hop 与自身完全不相关，此时相当于只有一个跳频信号时的情况，直流分量为 $A_{21}^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{21}t_0}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-T_{\mathrm{h2}})\right]+A_{22}^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{22}t_0}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\mathrm{h2}})-\varepsilon(t-2T_{\mathrm{h2}})\right]$，呈线性递减。

3) 当 $T_{\mathrm{h1}}\geqslant t_0\geqslant 0$ 时，情况比较复杂，因为在相同延时 t_0 下，跳频 1 和跳频 2 的直流分量出现相加的情况，由于频率随机，所以这种相加有可能使得直流分量增强，也有可能减弱，所以会出现振荡。另一方面，随着 t_0 的增大，矩形窗 $\varepsilon(t_{\mathrm{start}})-\varepsilon(t_{\mathrm{end}})$ 的宽度减小，这种振荡呈现线性递减，在 $t_0=T_{\mathrm{h1}}$ 处振荡结束，所以 $t_0=T_{\mathrm{h1}}$ 也是一个拐点。

由以上分析可知，存在 2 个跳频信号时，$\bar{X}(t_0)$ 包含 2 个拐点，分别对应 T_{h1} 和 T_{h2}，通过拐点检测即可得到 2 个跳频信号的跳周期。如图 3 所示，2 个不同跳周期的跳频信号(跳周期分别为 1 000 点和 1 800 点)，在 1 000 点和 1 800 点出现拐点，1 000 点之前出现振荡，1 000 点至 1 800 点线性递减，1 800 点之后平稳，符合上述分析。为减小振荡对拐点检测的影响，同样对该曲线进行平滑处理。



(a) curve of DC component without smoothing　　(b) curve of DC component with smoothing

Fig.3 Curves of self-mixing signals' DC component

图 3 多跳频信号自混频直流分量能量曲线

2.2.2 存在定频干扰的情况

存在定频干扰信号时，会给跳频参数估计带来很大的麻烦，这是很多文献没有考虑的问题。以 MPSK 信号为例，可以表示为：

$$S_{\mathrm{PSK}}(t)=A\sum_i g(t-iT_{\mathrm{b}})\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_i}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c}}t} \tag{9}$$

式中：A 为信号幅度；f_{c} 为载波频率；T_{b} 为码元间隔；$g(t)$ 为脉冲成型函数；ϕ_i 为第 i 个码元的相位。构造延时自混频信号有：

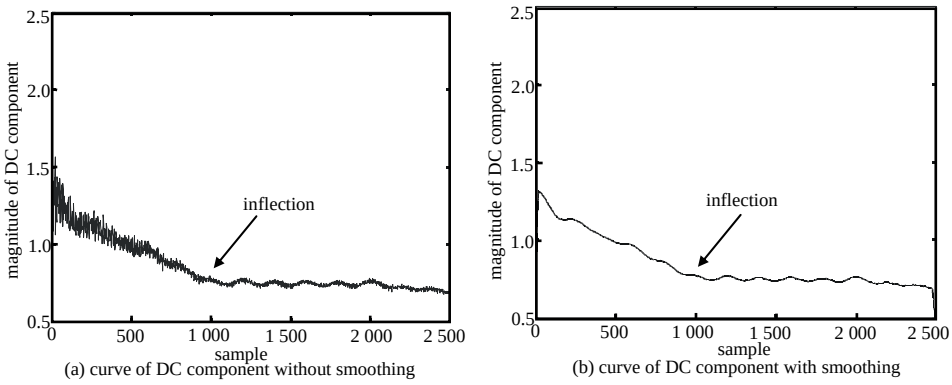
$$S_{\mathrm{PSK}}(t,t_0)=A\sum_i g(t-iT_{\mathrm{b}})\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_i}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c}}t}\bullet A\sum_i g(t-iT_{\mathrm{b}}-t_0)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi_i}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c}}(t-t_0)}=A^2\sum_i g(t-iT_{\mathrm{b}})g(t-iT_{\mathrm{b}}-t_0)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c}}t_0} \tag{10}$$

结合式(4)，存在 MPSK 定频干扰信号时，自混频信号的直流分量可以表示为：

$$X_1(t,t_0)=A_1^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_1t_0}\left[\varepsilon(t-t_0)-\varepsilon(t-T_{\mathrm{h}})\right]+A_2^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_2t_0}\left[\varepsilon(t-t_0-T_{\mathrm{h}})-\varepsilon(t-2T_{\mathrm{h}})\right]+A_{\mathrm{PSK}}^2\sum_i g(t-iT_{\mathrm{b}})g(t-iT_{\mathrm{b}}-t_0)\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{c}}t_0} \tag{11}$$

由式(11)可知，存在 PSK 定频干扰时，自混频信号会出现定频与跳频信号直流分量相加的情况。同样，这种相加会使直流分量出现振荡，随着 t_0 增大振荡线性递减，当 $t_0\geqslant T_{\mathrm{h}}$ 时只剩下定频信号的直流分量，其保持相对稳定。另外，受成型脉冲的影响，定频信号自混频后的直流分量会随基带波形周期变化，这不利于跳频周期的估

计，但满足一定的信干比时仍有可能提取跳频周期。定频干扰为 BPSK 信号，与跳频信号功率相同，基带采用升余弦脉冲成型，滚降系数为 0.5，如图 4 所示。



(a) curve of DC component without smoothing (b) curve of DC component with smoothing

Fig.4 Curves of self-mixing signal's DC component under fixed-frequency interference

图 4 定频干扰下自混频直流分量能量曲线

由以上分析可以得出以下结论：

1) 通过对采样信号进行延时自混频，在不同时刻会出现由于混频而产生的低频分量。

2) 由于跳频信号频率随机跳变，当延时超出跳频周期时，频率的不同混频不会产生跳频信号的低频分量。

3) 通过对混频信号直流分量的提取，其出现的拐点一定对应着跳频周期。

3 基于拐点检测的跳周期提取

由第 2 节分析可知，经过自混频后的信号含有直流分量，提取直流分量可以得到在跳周期处出现拐点的曲线。因此，跳周期的估计可以转化为拐点的提取。

3.1 基于线性拟合最小误差的拐点检测

由式(6)可知，直流分量的大小与 t_0 呈负线性关系，在对直流分量曲线经过平滑后，该曲线表现出明显的直线特性。当 $t_0 < T_h$ 时，曲线可近似为斜率固定的直线；当 $t_0 \geqslant T_{\mathrm{h}}$ 时，曲线可近似为斜率为 0 的直线。故可以考虑采用动态规划的思想对数据进行分段，各段采取最小二乘线性拟合的方式求取拟合误差，最后由总体拟合误差确定拐点位置。

设曲线经平滑后为 $\boldsymbol{Y}=[x_1,x_2,\cdots,x_{\mathrm{L}}]^{\mathrm{T}}$，$M$ 为拐点位置，将数据分为 2 段 $\boldsymbol{Y}_1=[x_1,x_2,\cdots,x_M]^{\mathrm{T}}$ 和 $\boldsymbol{Y}_2=[x_{M+1},x_{M+2},\cdots,x_{\mathrm{L}}]^{\mathrm{T}}$，可得到 2 段数据的拟合误差为：

$$\begin{cases}\varphi_1(M)=\left\|\boldsymbol{A}_1(\boldsymbol{A}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_1)^{-1}\boldsymbol{A}_1^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Y}_1-\boldsymbol{Y}_1\right\|^2\\ \varphi_2(L-M)=\left\|\boldsymbol{A}_2(\boldsymbol{A}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_2)^{-1}\boldsymbol{A}_2^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Y}_2-\boldsymbol{Y}_2\right\|^2\end{cases} \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{A}_1=\begin{bmatrix}1 & 1\\ \vdots & \vdots\\ M & 1\end{bmatrix}$；$\boldsymbol{A}_2=\begin{bmatrix}M+1 & 1\\ \vdots & \vdots\\ L & 1\end{bmatrix}$。目标函数为：

$$\varphi(M)=\varphi_1(M)+\varphi_2(L-M) \tag{13}$$

M 值即为跳周期，可由式(14)得到：

$$\hat{M}=\arg\min_{M}[\varphi(M)] \tag{14}$$

3.2 基于累积和控制图的拐点检测

累积和(CUSUM)控制图是解决连续检验问题的一种有效方法[13]，由于其在检测小的漂移时具有优良的性能，被广泛应用于过程加工质量的波动监测领域，本文考虑将该方法应用于拐点检测。

由式(6)可知，对 $\bar{X}(t_0)$ 进行微分运算有：

$$\left|\frac{\mathrm{d}\bar{X}(t_0)}{\mathrm{d}t_0}\right| = \begin{cases} K, & t_0 < T_\mathrm{h} \\ 0, & t_0 \geqslant T_\mathrm{h} \end{cases} \tag{15}$$

式(15)表明微分结果在跳周期 T_h 左右分别为不等的常数，也就是说在 T_h 处微分结果会发生偏移。因为实际中处理为数字信号，所以对 $\bar{X}(t_0)$ 进行离散化，对平滑后数据 $\boldsymbol{Y} = [x_1, x_2, \cdots, x_L]^\mathrm{T}$ 做一阶差分运算，则差分结果会在跳周期 T_h 处发生偏移。实际处理时，为了达到平滑差分结果的目的，可以适当提高差分运算的阶数。

累积和(CUSUM)控制图的理论基础是序贯分析原理中的序贯概率比检验，其基本设计思想是通过对数据信息的累积，将过程中小的偏移加以放大，从而提高检测小偏移的灵敏度。具体步骤如下：1) 求序列均值 $\bar{x} = \sum_{i=1}^{N} x_i \Big/ N$；2) 设定累积和初值 $S_0 = 0$；3) 计算各点累积和 $S_i = S_{i-1} + x_i - \bar{x}, (i = 1, 2, \cdots, N)$；4) 求 $\hat{M} = \arg\max_M \{|S_i| \,|\, i = 1, 2, \cdots, M, \cdots, N\}$。

3.3 多跳频信号下的拐点检测

以 2 个跳频信号为例，由 3.2 节分析可知，存在 2 个不同周期的跳频信号时，曲线上会出现 2 个拐点，分别检测出 2 个拐点即可得到跳周期 T_h1 和 T_h2。以拐点为界，曲线可以近似为 3 段不同斜率的直线，所以仍然可以应用线性拟合与累积和控制图的方法进行检测。采用线性拟合进行双拐点检测时涉及二维搜索，运算量较大，而基于 CUSUM 控制图的方法只需要进行简单的加减运算即可检测出拐点位置，但其每次只能检测出 1 个拐点。考虑将 2 种方法结合使用，首先采用基于 CUSUM 的方法对曲线进行检测，即可得到 1 个偏移较大的拐点 k_1；再将数据按照已检出的拐点进行分段，对 2 个分段分别进行 1 次拐点检测得到 k_2 和 k_3，最终得到 3 个拐点检测值；以 $\{k_1, k_2\}$ 和 $\{k_1, k_3\}$ 为组合对数据进行分段并进行线性拟合，比较拟合误差即可得到 2 个拐点位置。具体步骤如下：

1) 首先采用基于 CUSUM 控制图方法对曲线进行检测，得到 1 个拐点 k_1，再对曲线进行分段 $\boldsymbol{Y}_1 = [x_1, x_2, \cdots, x_{k_1}]^\mathrm{T}$，$\boldsymbol{Y}_2 = [x_{k_1+1}, x_{k_1+2}, \cdots, x_L]^\mathrm{T}$；

2) 分别采用基于 CUSUM 控制图方法对 2 段数据进行检测，得到拐点 k_2 和 k_3；

3) 按照 $\{k_2, k_1\}$ 和 $\{k_1, k_3\}$ 对曲线进行分段，分别计算线性拟合误差 $\varphi(k_2, k_1)$ 和 $\varphi(k_1, k_3)$；

4) 比较 $\varphi(k_2, k_1)$ 和 $\varphi(k_1, k_3)$，误差小的即为 2 个拐点的估计值。

4　仿真实验及复杂度分析

4.1 仿真实验

仿真 1：不同信道下单跳频信号的跳周期估计

首先对单跳频信号的跳周期估计进行仿真，仿真环境均为酷睿 i3 处理器，CPU3.3 GHz，内存 2 GB，软件为 Matlab7.8。仿真条件：采样频率 1 MHz，跳频频率在 10 kHz~500 kHz 之间，跳频间隔 5 kHz，跳周期为 1 ms，信号时长 20 ms，定义跳周期估计的误差 $E = \left|T_\mathrm{h} - \hat{T}_\mathrm{h}\right| \Big/ T_\mathrm{h}$。为与传统的基于时频分析方法进行比较，采用短时傅里叶变换(Short Time Fourier Transform，STFT)得到时频图，短时窗长 256 点，滑动步长 10 点，跳周期估计方法参考文献[1–2,4]。同时设置 2 种信道，一种是高斯信道，即跳频信号幅度无衰减；另一种是衰落信道，各跳幅度随机衰减，服从 $N\left(A, A^2\right)$ 分布，其信噪比按照平均功率计算；每个信噪比下做 100 次 Monte Carlo 实验，各种方法对跳周期进行估计的均方误差，如图 5 所示。

由图 5(a)、(b)可以看出，在 2 种信道下本文的算法性能基本一致，其中基于累积和控制图的拐点检测略好于基于线性拟合的方法。虽然传统基于时频分析的方法分别在 R_SN>–4 dB 和 R_SN>–2 dB 时也能有效估计出跳周期，但在低信噪比时性能出现急剧恶化。这主要是因为基于时频分析的方法往往需要根据时频图提取时频脊线，由时频脊线的变化周期估计跳频周期。在低信噪比下时频脊线的变化周期不明显，从而导致跳频周期估计失去意义，而在高信噪比下，跳周期估计受时频分析窗长和滑动步长的影响，一旦窗长和步长确定，估计精确度很难提高。本文方法的估计性能随信噪比降低虽有下降，但保持相对稳定，在高信噪比下性能会进一步提高，同时对衰落信道性能无降低，整体而言优于基于时频分析的方法。

仿真 2：多跳频信号的跳周期估计

以 2 个不同跳周期的跳频信号为例，仿真条件：采样频率 1 MHz，跳频信号 1 和跳频信号 2 属于不同的跳频

网台，功率相同，跳频频率均在 10 kHz~500 kHz 之间，跳频间隔 5 kHz，跳周期分别为 1 ms 和 1.8 ms，信号时长 20 ms，每个信噪比下做 100 次 Monte Carlo 实验。

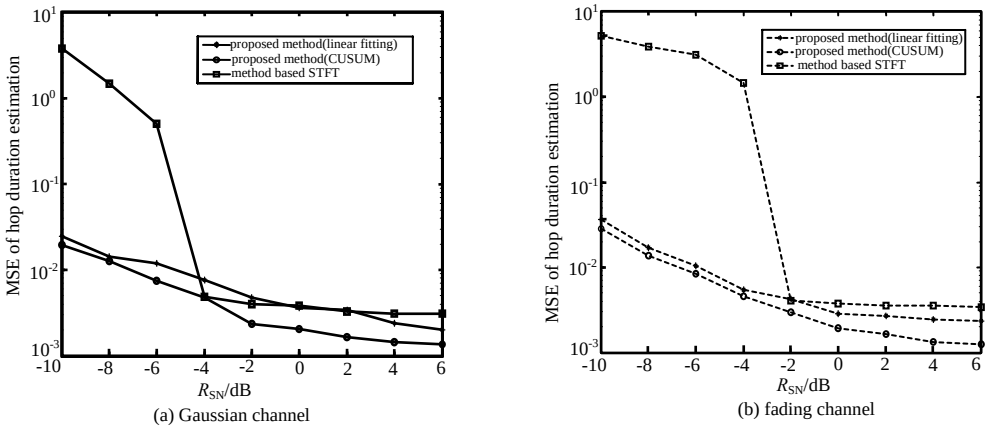


Fig.5 Hop duration estimation of single FH signal under different channels
图 5 不同信道下单跳频信号跳周期估计结果

由图 6(a)、(b)可以看出，存在跳周期不同的 2 个跳频信号时，本文方法在 2 种信道条件下依然能有效地估计出各跳频信号的跳周期，且 2 种信道下的性能几乎一样，同时验证了式(6)的推导。另外多跳频下跳周期估计性能相对于单跳频信号有所下降，主要是因为基于拐点检测的方法对多拐点进行检测时会互相影响；其中跳频信号 2 的估计精确度优于跳频信号 1 的估计精确度，这是因为跳频信号 2 的跳周期较大，在同样的估计误差下其相对误差会较小。

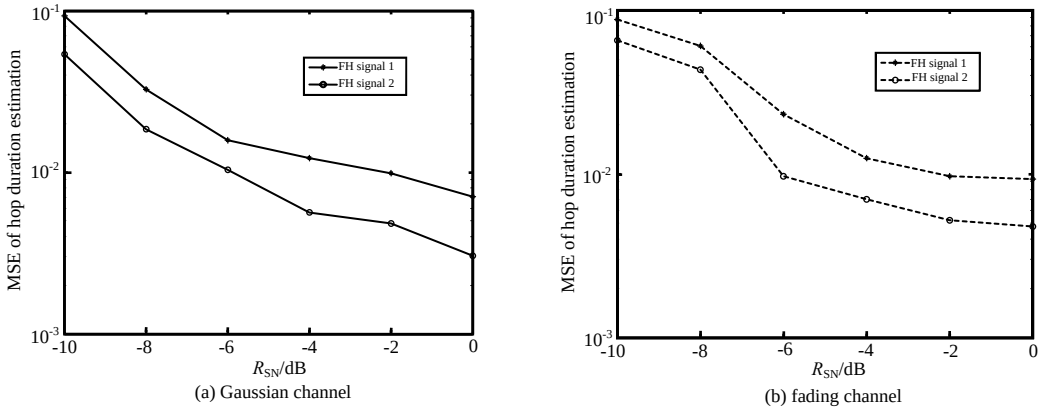
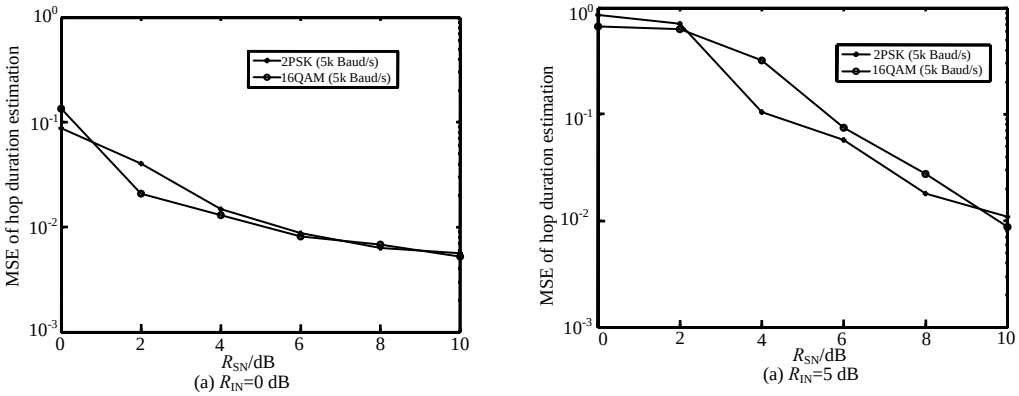


Fig.6 Hop duration estimation of multiple FH signals
图 6 多跳频信号跳周期估计结果

仿真 3：定频干扰下的跳周期估计

考虑在跳频带宽内存在定频信号对跳周期估计的影响，仿真条件同仿真 1，定频信号采用 PSK 和 QAM 两种调制方式。存在定频干扰时跳周期的估计主要受定频干扰信号的干噪比影响，所以针对不同干噪比进行仿真，PSK 和 QAM 基带信号均采用升余弦脉冲成型，滚降系数为 0.5，每个信噪比下做 100 次 Monte Carlo 实验。

由图 7 可以看出，当存在定频干扰时，跳周期的估计性能明显下降，这主要是由于定频信号进行自混频后的直流分量波动较大，干扰了跳频信号自混频直流分量的变化规律。由图(a)可知，当，R_{IN}=0 dB 时，跳周期估计精确度随信噪比提高而改善，在 R_{SN}>4 dB 时跳周期估计均方误差保持在 1%以内，定频干扰信号的调制方式对估计性能基本没有影响。由图(b)可知，R_{IN}=5 dB 时，要求 R_{SN}>10 dB 时才能对跳周期进行有效估计。在实际应用中，如果在跳频带宽内出现强定频干扰信号，可以考虑采用频域滤波方式对其进行抑制，由此可能会导致接收的跳频信号损失部分 hop。由式(6)可知，部分 hop 损失时，可认为部分 hop 的幅度衰减为 0，但这对自混频信号直流分量的变化趋势影响不大，所以本文方法对这种情况是稳健的。



(a) R_{IN}=0 dB　　(a) R_{IN}=5 dB

Fig.7 Hop duration estimation of single FH signal under fixed-frequency interference

图 7 定频干扰下跳频信号跳周期估计结果

4.2 复杂度分析

算法主要由 2 部分组成：一部分是直流分量提取，主要由延时相乘、低通滤波及直流分量提取构成；另一部分是拐点检测，其中基于 CUSUM 控制图的拐点检测较基于线性拟合的拐点检测计算量小，精确度高，实际中可采用前者。该部分主要由曲线平滑、曲线差分及拐点检测构成。设采样信号长 L 点，总共延时 T 点，一次延时自混频需 L 次复乘(不考虑由于延时导致的信号长度变化)，采用 N_1 点长度的低通滤波提取低频分量，时域积分可提取直流分量；再采用 N_2 点长度的低通滤波器进行曲线平滑并进行曲线差分(可采用递推算法减小运算量)，最后采用 CUSUM 控制图的方法提取拐点。完成一次跳周期估计算法主要步骤复杂度如表 1 所示。

表 1 算法复杂度

Table1 Algorithm complexity

steps		complex multiplication	real addition
DC component extracting	delay-multiply	LT	0
	low-pass filtering	LN_1	$2LN_1$
	DC component extracting	0	L
inflections extracting (CUSUM)	curve smoothing	0	TN_2
	curve difference	0	$4T$
	inflections extracting	0	$3T$
total		$L(T+N_1)$	$L(2N_1+1)+T(N_2+7)$

由于 L 为信号长度，一般有 $L \gg T, N_1, N_2$，所以可认为算法复杂度为 $O(L)$ 次复乘和 $O(L)$ 次实加。STFT 为时频分析中复杂度最低的一种，设窗长 N 点，一次 FFT 变换需 $\frac{N}{2}\log_2 N$ 次复乘和 $2N\log_2 N$ 次实加，每次步进 M 点，则提取时频脊线总共需 $\frac{LN}{2M}\log_2 N$ 次复乘和 $\frac{2NL}{M}\log_2 N$ 次实加。由于 $L \gg N$，不考虑其后续处理所需计算量，认为其复杂度为 $O(L)$ 次复乘和 $O(L)$ 次实加，所以本文方法复杂度与基于 STFT 的时频分析方法复杂度是相当的，而本文方法在低信噪比下的性能及多跳频信号下的适用性均优于基于时频分析的方法。

5 结论

本文针对多跳频信号的参数估计提出了一种基于延时自混频的跳周期估计方法，采用延时自混频的方式构造自混频信号，通过提取自混频信号的直流分量来检测各跳频信号的跳周期。仿真表明本文方法在多跳频信号和定频干扰存在情况下可对各跳频周期进行有效估计，且在多径衰落信道下性能稳健，估计精确度高，复杂度较低，为非合作接收情况下跳频信号的参数估计提供了一种快速有效的方法。

参考文献：

[1] Barbarossa S. Parameter estimation of spread spectrum frequency hopping signals using time-frequency distributions[C]// Processing Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. Paris,France:IEEE, 1997:213-216.

[2] 赵俊,张朝阳,赖利峰,等. 一种基于时频分析的跳频信号参数盲估计方法[J]. 电路与系统学报, 2003,8(3):46–50. (ZHAO Jun,ZHANG Chao-yang,LAI Li-feng,et al. Blind parameter estimation of frequency-hopping signals based on time-frequency analysis[J]. Journal of Circuits and Systems, 2003,8(3):46–50.)

[3] 张曦,王星,杜兴民. 基于小波变换的跳频信号参数盲估计[J]. 电路与系统学报, 2009,14(4):60–65. (ZHANG Xi, WANG Xing,DU Xing-min. Blind parameter estimation of frequency-hopping signals based on wavelet transform[J]. Journal of Circuits and Systems, 2009,14(4):60–65.)

[4] 郑文秀,赵国庆,罗勇江. 跳频信号的跳速估计[J]. 系统工程与电子技术, 2006,28(10):1500–1501. (ZHENG Wen-xiu, ZHAO Guo-qing,LUO Yong-jiang. Hop rate estimation for frequency hopping signals[J]. Systems Engineering and Electronics, 2006,28(10):1500–1501.)

[5] 冯涛,袁超伟. 基于时频脊线的跳频参数盲估计[J]. 电子学报, 2011,39(12):2921–2925. (FENG Tao,YUAN Chao-wei. Blind parameter estimation of frequency-hopping signals based on the time-frequency distribution maxima[J]. Acta Electronica Sinica, 2011,39(12):2921–2925.)

[6] 严超会,汤建龙. 跳频信号的跳周期估计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2011,9(1):74–77. (YAN Hui-chao,TANG Jian-long. Hop duration estimation for frequency-hopping signals[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2011,9(1):74–77.)

[7] 安金坤,田斌,易克初,等. 基于ITD的跳频信号跳速估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2011,33(1):166–169. (AN Jin-kun,TIAN Bin,YI Ke-chu,et al. Intrinsic time-scale decomposition based algorithm for the hop rate estimation of frequency hopping signal[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011,33(1):166–169.)

[8] LIU Xiang-qian,Sidiropoulos N D,Swami Ananthram. Blind high-resolution localization and tracking of multiple frequency hopped signals[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002,50(4):889–901.

[9] LIU Xiang-qian,Sidiropoulos N D,Swami Ananthram. Joint hop timing and frequency estimation for collision resolution in FH networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005,4(6):3063–3074.

[10] LIU Xiang-qian,LI Jing-li,MA Xiao-li. An EM algorithm for blind hop timing estimation of multiple FH signals using an array system with bandwidth mismatch[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007,56(5):2545–2554.

[11] Angelosante D,Giannakis G B,Sidiropoulos N D. Estimating multiple frequency-hopping signal parameters via sparse linear regression[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010,58(10):5044–5056.

[12] Valyrakis A,Tsakonas E E,Sidiropoulos N D,et al. Stochastic modeling and particle filtering algorithms for tracking a frequency-hopped signal[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009,57(8):3108–3118.

[13] 濮晓龙. 关于累积和(CUSUM)检验的改进[J]. 应用数学学报, 2003,26(2):225–241. (PU Xiao-long. On the improving of cumulative sum chart[J]. Acta Mathematicae Applicatae Sinica, 2003,26(2):225–241.)

作者简介:

程曙晖 (1987–), 男, 陕西省咸阳市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为通信信号处理.email:cheng_boy198@sina.com.

王　斌 (1969–), 男, 河南省新乡市人, 教授, 主要研究方向为通信信号处理.