### doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.02.004

**引用格式**:程曙晖,王斌.强干扰下跳频信号的参数估计[J].电讯技术,2014,54(2):132-138.[CHENG Shu-hui,WANG Bin. Parameter Estimation of Frequency Hopping Signals under Strong Interference[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(2):132-138.]

# 强干扰下跳频信号的参数估计\*

# 程曙晖\*\*,王 斌

(解放军信息工程大学,郑州 450002)

摘 要:针对通信对抗中跳频信号参数估计问题,考虑存在强干扰的情况下,提出了一种基于时频重 心的跳频信号跳周期估计和基于跳频部分接收的跳时估计方法。对于跳周期估计,在短时傅里叶变 换(STFT)时频变换的基础上提取信号随时间变化的时频重心,再结合小波变换和谱分析估计出跳 频周期;对于跳时估计,采用跳频带宽的部分接收避开强干扰,构造含有跳变信息的参考信号,通过 参考信号采用最大似然(ML)方法得到跳时的精确估计。仿真实验表明,算法运算复杂度低,跳频定 位精度高,在强定频干扰的情况下仍能有效估计出跳频周期和起跳时刻。

关键词:通信对抗;跳频信号;参数估计;时频重心;最大似然法 中图分类号:TN911.7 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2014)02-0132-07

# Parameter Estimation of Frequency Hopping Signals under Strong Interference

### CHENG Shu-hui, WANG Bin

(PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: To estimate the parameters of the frequency hopping (FH) signal in communication countermeasures, a hop duration estimation method based on the core of time-frequency and a hop timing estimation method based on partial reception of frequency hopping signal are proposed. For hop duration estimation, on the basis of short time Fourier transform(STFT), the core of time-frequency which varies with time is extracted, then the hop duration estimation is obtained according to wavelet transform and spectral analysis. For hop timing estimation, the partial reception of FH signal is adopted to avoid the strong interference, a reference signal which has the same transition information as the original signal is constructed, then a maximum likelihood estimation method is used to get the hop timing. Simulation shows that this algorithm features low computation complexity and high accuracy in time-frequency plane. The results indicate that this algorithm can estimate the hop duration and hop timing under the strong interference.

Key words: communication countermeasure; frequency hopping signal; parameter estimation; time – frequency core; maximum likelihood method

# 1 引 言

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

信的研究已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

 <sup>\*</sup> 收稿日期:2013-10-12;修回日期:2013-12-16 Received date:2013-10-12;Revised date:2013-12-16 基金项目:国家自然科学基金资助项目(61201381)
 Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No. 61201381)

<sup>\*\*</sup> 通讯作者:cheng\_boy198@ sina. com Corresponding author:cheng\_boy198@ sina. com

频信号的频率随时间随机变化,是一种典型的非平 稳信号,目前主要采用时频分析的方法对其进行研 究,常用的方法主要有短时傅里叶变换(STFT)、 Wigner-Ville 分布(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。文献[1]中提出了一种伪 WVD 来估计跳频信 号的参数的方法,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]提出了一种平滑伪 WVD(SPWVD Smoothed Pseudo WVD)来抑制交叉 干扰项。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]提出了一种基于固有 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,并对各层分 量瞬时幅度的最大值作 FFT 变换,估计出跳速,该 方法虽能在一定信噪比下估计出跳速,但分解较为 复杂,实际应用受限。文献[5]提出了一种简单的 跳速估计算法,在对跳频信号进行 STFT 后提取时 频脊线,然后进行小波变换,再利用 FFT 运算求得 跳速。文献[6]对文献[5]中的算法进行了改进,在 STFT 的时频图上提取每时刻的频率峰值作为时频 脊线,使得在较低信噪比下也能保持较高的估计精 度。文献[7]利用同样的方法在平滑伪 WVD 变换 的时频图上提取时频脊线进行参数估计,但计算量 较大。文献[8-9]提出采用信道化的方法对跳频信 号进行全概率接收,然后采用最大似然的方法对跳 时进行了估计,但均存在信道划分复杂的缺点。文 献[10]建立了相邻两跳的信号模型,提出一种迭代 的最大似然方法估计相邻两跳之间的跳变时刻和两 跳的频率,其复杂度较高,不适合大数据量处理。

以上文献大多只考虑了不存在任何干扰的情况,实际中由于跳频信号每跳为一窄带信号,而整体 来看很多情况下属于宽带信号,此时在跳频带宽内 存在其他干扰信号的可能性极大,尤其存在强定频 干扰时,上述文献方法的性能急剧恶化甚至失效。 为此,本文提出一种基于时频重心提取的跳周期估 计算法,通过提取信号时频重心随时间变化的曲线, 再结合小波变换和 FFT 估计出跳周期;对于跳时估 计,可通过跳频带宽的部分接收,构造参考信号,进 而实现跳频信号起跳时刻的最大似然估计。在强定 频干扰的情况下,本文方法能有效估计出跳周期和 起跳时刻,且计算量较小,估计精度高,适合实际工 程应用。

## 2 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

$$s(t) = A \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \operatorname{rect}_{T_{h}}(t - kT_{h} - \alpha_{0}T_{h}) \cdot e^{j[2\pi f_{k}(t - kT_{h} - \alpha_{0}T_{h}) + \theta_{k}]} + J(t) + n(t)$$
(1)

其中,0 $\leq t \leq T, T$  为观测时间,A 为幅度,rect<sub>T<sub>h</sub></sub>(t) = {1,t \in [0,T<sub>h</sub>], T<sub>h</sub> 为跳周期,  $\alpha_0 T_h$  为跳频信号频率 0,else 跳变时刻与非合作接收机接收信号的时差,其中  $\alpha_0 \in [-0.5, 0.5], f_k 和 \theta_k$  为第 k 跳的频率和相位,N 为总跳数,J(t)为定频干扰信号,n(t)为加性噪声。 跳频信号的参数估计即是估计跳周期(跳速的倒 数)、跳变时刻及跳频频率等参数,本文以 T<sub>h</sub> 和  $\alpha_0$ 为估计对象。存在定频干扰 J(t)时,给跳频信号的 参数估计带来了很大的麻烦,这也是大多数文献较 少考虑的问题。下面主要研究存在强定频干扰情况 下的跳频参数估计。

# 3 基于时频重心的跳周期估计

### 3.1 信号的时频表示及时频重心的提取

时频分析是一个十分有效的信号处理工具,特 别是对非平稳信号。短时傅里叶变换是一种最简单 的时频分析方法,因其计算量较小而得到广泛应用, 其时频表达式为

$$\text{STFT}_{s}(t,f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int s(\tau) \cdot h(\tau - t) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2)$$

式中,*h*(·)为一窗函数,一般可取矩形窗和高斯窗 等,设定其宽度为Δ。不同的Δ会给时频图带来不 同的影响,Δ越大意味着时间分辨率越低,但频率分 辨率越高。实际中假设知道跳速的大概范围或者可 根据应用环境对Δ进行合适的选取,确保其不超过 一跳的长度。同时窗的滑动步长也会影响时频图, 步长越大,时频图的边沿特性越差,相反时频边沿特 性则较好。下面我们给出存在强定频干扰时的跳频 信号的时频图。

设定采样频率1 MHz,跳频频率在 0~500 kHz 之间,*SNR*=5 dB,跳频间隔5 kHz,跳周期为1 ms,在 400 kHz处存在一个定频干扰信号,其 *INR*=10 dB。 其 STFT 时频图如图 1 所示。



由图1可以看出,由于跳频频率以T,为周期跳 变,信号的能量集中分布在瞬时频率分量周围。文 献[1-2,6-7]均是在没有定频干扰的情况下提取每 一时刻沿频率轴的最大值,组成时频脊线f(t)=  $\arg \max TFR_s(t, f)$ 。此时,时频脊线表现为时频平面 上的一组线段,其反映了跳频信号瞬时频率的大小 及随时间的变化规律,据此可以由这些线段的变化 规律估计跳频信号的各项参数。由以上文献提取时 频脊线的方法来看,存在强定频干扰时,其时频脊线 会集中在该定频频率上,时频脊线近似表现为一条 直线,这使得后续的估计方法失效。观察时频三维 图可以发现,把时频图看作一块有质量的平面,频点 的幅度看作质量,由于噪声均匀分布,该平面的重心 会随着跳频频点的变化而发生扰动,这为跳频信号 的参数估计提供了可能。首先采用下式提取时频平 面的重心:

$$f(k) = \frac{\sum_{n=1}^{N} f \cdot |\text{STFT}_{s}(k,n)|^{2}}{\sum_{n=1}^{N} |\text{STFT}_{s}(k,n)|^{2}}$$
(3)

如图2所示,经过时频重心提取,存在定频干扰 · 134 ·

电讯技术



Fig. 2 The curve of the time-frequency center

由于时频重心会在频率跳变时刻发生变化,所 以只需提取到这些跳变点,相邻跳变点的间隔对应 跳频周期,其倒数就是跳速。

#### 基于小波变换的奇异点检测 3.2

小波变换具有检测奇异点的特性,因此可采用 合适的母小波进行变换将跳变点检测出来。小波幅 度会在跳变时刻出现峰值,相邻峰值间的时间间隔 对应的即跳频周期,对小波变换后的结果进行 FFT 变换,即可提取出频率跳变的周期。由于在一跳信 号内,其时频重心保持相对稳定,所以采用正则性较 好的 Haar 小波,其定义为

$$\varphi(\frac{t}{a}) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{a}}, & -\frac{a}{2} \leq t < 0\\ -\frac{1}{\sqrt{a}}, & 0 \leq t < \frac{a}{2}\\ 0, & \text{else} \end{cases}$$
(4)

其中,a为变换尺度。图3所示为对时频重心曲线 进行小波变换后的结果,峰值之间的间隙表示了跳 频周期的大小,跳频周期的检测即转换为各峰值之 间间隙的检测。由于得到一段信号的采样点后,跳 频信号准确的开始时刻和结束时刻未知,可将第一 个峰值和最后一个峰值作为两个跳变时刻,取两峰 值之间的数据进行跳周期估计。由于已知采样点数 和采样率等信息,如果得知在这段序列中频率的跳 变频率,即可求出跳周期。对小波变换的结果去直 流后作 FFT 变换得到,其峰值对应频率即为跳变频 率,如图4所示。



### 3.3 算法步骤

由以上分析可知,基于时频重心的跳周期估计 算法步骤如下:

(1) 对采样序列进行 STFT 变换,得到时频 表示;

(2)利用公式(3)提取每时刻的时频重心,得到序列 *f*(*k*);

(3)对 f(k)进行小波变换得到模值
 |W<sub>c</sub>(a,b)|;

(4)检测第一个峰值和最后一个峰值所在位置,选取两者之间的数据段,长为L;

(5) 对长为 L 的数据去直流后进行 FFT 变换, 检测其峰值对应的频率  $f_0$ ;

(6)得到跳频周期,其倒数为跳速。

## 4 基于跳频带宽部分接收的跳时估计

在已知或者已经精确估计得到跳周期  $T_h$  后,文 献[5-7]利用时频脊线小波变换后提取多个峰值进 行  $\alpha_0$  估计,这种方法有两个缺点:一是由于噪声的 影响必然会出现大量假峰,峰值的正确提取较难;二 是小波变换的基础是时频图,而时频分析本身具有 时间分辨率的限制,这直接影响到α₀的估计。文献 [8-9]采用粗略信道化实现跳频信号全概率接收 后,将问题转化为符号同步问题,采用最大似然的方 法进行求解。所谓粗略信道化,是指对接收到的信 号进行信道化接收,而信道数远小于跳频频率集的 规模。其中文献[8]采用多相滤波的方式进行信道 化无盲区接收,之后又对重叠区域进行一系列去交 叠处理,再进行多通道数据融合,复杂度较高;文献 [9]采用一组理想的带通滤波器进行全频带接收,将 多通道输出进行线性或非线性组合,进而实现α₀的 最大似然估计,而理想的带通滤波器在实际应用中就 难以实现。同时文献[8-9]都没有考虑干扰存在的 情况,对跳频信号进行了全概率接收,如果跳频带宽 内存在强定频干扰时,其算法性能均会急剧下降。

本文考虑存在定频干扰的情况下,仅采用一个 滤波器进行单通道的 α<sub>0</sub> 最大似然估计。采用一个 滤波器进行跳频部分接收的理由有两点:一是可以 滤除定频干扰,实现跳频带宽的部分接收;二是跳频 部分接收的输出含有跳时信息,通过构造,可以转化 为多进制 PAM 符号同步问题,采用最大似然方法完 成 α<sub>0</sub> 的估计。下面介绍算法具体实现步骤。

**步骤一**:由于要实现跳频的部分接收,首先是设 计滤波器,设计滤波器时要考虑的有两点:一是滤除 强定频干扰(可通过时频图检测出定频干扰的频 率),二是实现部分接收,即滤波器带宽不能太宽也 不能太窄,因为太宽或太窄会导致滤波输出信号取 包络后包含的跳变信息减少。图 5 是原始 STFT 时 频图,图 6 是经过低通滤波输出的 STFT 时频图,可 以看出强定频干扰已经被滤除,问题转化为要从滤 波输出的数据估计 α<sub>0</sub>。









**步骤二:**经过滤波的输出信号包含跳频信号的 部分跳和带内噪声,由于跳频频率随机分布,可认为 滤波输出的跳频信号和噪声期望增益相同。由式 (1)可知,经滤波输出后有

$$\bar{s}(t) = A \cdot \sum_{k=0}^{N-1} a(k, f_k) \cdot \operatorname{rect}_{T_h}(t - kT_h - \alpha_0 T_h) \cdot e^{j[2\pi f_k(t - kT_h - \alpha_0 T_h) + \theta_k]} + \bar{n}(t)$$
(5)

其中, $a(k,f_k)$ 为第k 跳经滤波后的衰减因子, 若 $f_k$ 在通带内, 认为 $a(k,f_k) = 1; f_k$  在阻带内, 认为  $a(k,f_k) = 0; f_k$  在过渡带, 认为 $0 < a(k,f_k) < 1$ 。再对  $\overline{s}(t)$ 进行取包络运算 $y(t) = |\overline{s}(t)|$ , 这样即可消除 调制和载波信息, 得到仅包含跳时信息的信号包络, 其结果为

$$y(t) = A \cdot \sum_{k=0}^{N-1} a(k f_k) \cdot \operatorname{rect}_{T_h}(t - kT_h - \alpha_0 T_h) + n_0(t)$$
(6)

对 
$$y(t)$$
进行零均值化:  
 $\overline{y}(t) = y(t) - mean(y(t))$ 

对 y(t) 而言 mean(y(t)) 为一常数, 令其为 M, 如下式:

$$\begin{split} \bar{y}(t) &= A \cdot \sum_{k=0}^{N-1} a(k f_k) \cdot \operatorname{rect}_{T_h} (t - kT_h - \alpha_0 T_h) + \bar{n}_0(t) - M = \\ \begin{cases} (A - M) \cdot \operatorname{rect}_{T_h} (t - kT_h - \alpha_0 T_h) + \bar{n}_0(t) \,, & a(k f_k) = 1 \\ [A \cdot a(k f_k) - M] \cdot \operatorname{rect}_{T_h} (t - kT_h - \alpha_0 T_h) + \bar{n}_0(t) \,, & a(k f_k) < 1 \\ - M \cdot \operatorname{rect}_{T_h} (t - kT_h - \alpha_0 T_h) + \bar{n}_0(t) \,, & a(k f_k) = 0 \end{split}$$

由式(7)可以看出,构造的参考信号y(t)是一 个多进制基带 PAM 信号。图 7(a)是零均值化前的 数据,图 7(b)为进行零均值化后的数据。由参考信 号y(t)估计 $\alpha_0$ 可转化为多进制基带 PAM 的符号同 步问题,可以采用最大似然进行估计。

· 136 ·





**步骤三**:PAM 符号同步的基本原理是用匹配滤 波器或相关器接收码元,这里的匹配滤波器采用宽  $T_h$ 、幅度为1的矩形窗。由于  $T_h$ 已知,由文献[8-9]可知,输出  $\Lambda \lceil \alpha_0 \mid y(t) \rceil$ 可近似表达为

$$\Lambda[\alpha_0 | \bar{y}(t)] \approx \sum_{k=0}^{N_h} \left| \int_{T_k(\alpha_0)} y(t) dt \right|$$
(8)

对上式中的 $\alpha_0$ 进行搜索使得 $\Lambda[\alpha_0|_{y}(t)]$ 取值最大化,即可得到跳变时刻 $\alpha_0$ 的估计:

$$\hat{\boldsymbol{x}}_{0} = \operatorname*{argmax}_{-0.5 \leqslant \alpha_{0} \leqslant 0.5} \left[ \boldsymbol{\Lambda}(\boldsymbol{\alpha}_{0}) \right] = \operatorname{argmax}_{-0.5 \leqslant \alpha_{0} \leqslant 0.5} \left[ \sum_{k=0}^{N_{h}} \left| \int_{T_{k}(\boldsymbol{\alpha}_{0})} \boldsymbol{\gamma}(t) \, \mathrm{d}t \right| \right]$$
(9)

# 5 仿真结果及分析

(7)

# 5.1 强定频干扰下的跳周期估计

仿真条件:采样频率 1 MHz, 跳频频率在 0 ~ 500 kHz之间, 跳频间隔5 kHz, 跳周期为1 ms, 信号 总跳数为 50 跳, 短时傅里叶变换窗长 256 点, 步进 20 点, 小波窗宽 30 点, 定频干扰信号频率400 kHz, 调制方式 2FSK。定义跳周期估计的相对误差  $E = \left| \frac{T_h - \hat{T}_h}{T_h} \right|$ , 定义跳周期估计正确率  $\eta = \frac{N_0}{N}$ , N 为总估

计次数, N<sub>0</sub>为正确估计次数(定义相对误差小于 1%为正确估计),每个信噪比下进行 100 次 Monte Carlo 实验, 仿真结果如图 8 所示。



由仿真结果可以看出,图 8(a)是干噪比分别为 10~25 dB时算法在不同信噪比下对跳周期正确估 计的概率。当 *INR*=10 dB、*SNR*=-4 dB时,算法就 能有效估计出跳周期,其正确估计率在 90% 以上。 当干扰进一步增强时,算法估计性能有所下降,这是 由于干扰信号增强时,时频重心坐标会向强干扰信 号的位置靠拢,导致跳频分量对时频重心的影响减 弱,但随着信噪比的增加,跳频分量有所增强时,仍 能有效估计出跳周期。由图 8(b)可知跳周期估计 性能随干噪比的增大有所下降,当 *INR*=10 dB、*SNR*= -4 dB时,跳周期估计相对误差保持在 0.1% 以内。

### 5.2 跳频信号跳时估计

仿真条件:采样频率1 MHz,跳频频率在0~500 kHz之间,跳频间隔5 kHz,跳周期为1 ms,信号 总跳数为50 跳,由于采用跳频带宽的部分接收,所 以可认为定频干扰被限制在滤波器阻带。对跳时

 α<sub>0</sub>估计精度影响的因素有数据长度、滤波器带宽和 信噪比,所以分别对不同数据长度和不同滤波器带
 宽下估计性能随信噪比的变化进行了仿真,结果如
 图 9 和图 10 所示。



图 9 不同数据长度下跳时估计均方误差 Fig. 9 The RMSE of hop timing estimation under different datum



图 10 不同滤波带宽下跳时估计均方误差 Fig. 10 The RMSE of hop timing estimation under different filters

由图9可以看出,在对3种不同数据长度(10 跳、30跳、50跳)进行仿真后,发现数据长度L对跳 时估计的精度确实有一定的影响。数据越长,跳时 估计精度越高,这是因为随着数据的增加,得到的参 考信号 $\bar{y}(t)$ 包含更多的频率跳变信息,更利于跳时 的提取。由于滤波器的带宽关系到跳频信号的接 收,滤波器太宽,导致滤波输出的跳数过多,相邻两 跳被同时接收的概率增大,使得跳变信息减少;滤波 器太窄,滤波输出的跳数太少,同样导致滤波输出后 的跳变信息减少;当滤波器带宽为跳频带宽一半(*B* = W/2)时,可使滤波输出含有最多的跳变信息。由 图 10 可以看出,当滤波器带宽为3W/8 时跳时估计 有更小的均方误差。这是因为考虑到运算量,实际 中滤波器过渡带不能设计得很窄,所以 *B*=3W/8 更 为接近跳频带宽的一半。实际应用中,滤波器的设 计应主要考虑避开跳频带宽内的强干扰,其次滤波器带宽应尽量接近半带滤波器带宽。

# 6 结 论

本文针对存在强定频干扰的情况提出了一种基 于时频重心的跳频信号跳周期估计方法,根据信号 能量随跳频频率的分布变化提取时频重心曲线,通 过小波变换和 FFT 变换完成跳周期估计。采用跳 频带宽的部分接收构造多进制基带 PAM 信号,通过 PAM 符号同步的相关方法完成了跳时的最大似然 估计。仿真表明,本文方法在强定频干扰的情况下 可对跳频周期和跳时进行有效估计,且精度较高,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:

- Barbarossa S. Parameter estimation of spread spectrum frequency hopping signals using time-frequency distributions[C]//Proceedings of 1997 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. (in Chinese)

- [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. (in Chinese)
- [4] 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. (in Chinese)

[5] 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. (in Chinese)

- [6] 陈秋华, 王斌. 低信噪比下跳频信号的跳速估计[J]. 信息工程大学学报, 2008, 9(4): 397-400.
  CHEN Qiu-hua, WANG Bin. Hop Rate Estimation of Frequency Hopped Signals under Low SNR Condition
  [J]. Journal of Information Engineering University, 2008, 9(4): 397-400. (in Chinese)
- [7] 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. (in Chinese)
- [8] 蒋鸿宇,李兵,肖仕伟,等. 基于多通道数据融合的 跳频信号频率跳变时刻估计算法[J]. 信号处理, 2011,27(11):1664-1670.
  JIANG Hong-yu, LI Bing, XIAO Shi-wei, et al. Hop Timing Estimation Algorithm for Frequency Hopping Signals based on Multi-Channel Data Fusion [J]. Signal Processing, 2011,27(11):1664-1670. (in Chinese)
- [9] Aydin L, Polydoros A. Hop-Timing Estimation for FH Signals Using a Coarsely Channelized Receiver [J].
   IEEE Transactions on Communications, 1996, 44 (4): 516-526.
- [10] Ko C C, Zhi Wanjun, Chin F. ML-Based Frequency Estimation and Synchronization of Frequency Hopping Signals [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005,53(2):403-410.

### 作者简介:



程曙晖(1987—),男,陕西咸阳人,2009 年于解放军信息工程大学获学士学位,现为 硕士研究生,主要研究方向为通信信号处理;

CHENG Shu – hui was born in Xianyang, Shaanxi Province, in 1987. He received the B.S. degree from PLA Information Engineering University in 2009. He is now a graduate

student. His research concerns communication signal processing.

Email: cheng\_boy198@ sina. com

**王** 斌 (1969—),男,河南新乡人,教授、硕士生导师, 主要研究方向为通信信号处理。

WANG Bin was born in Xinxiang, Henan Province, in 1969. He is now a professor and also the instructor of graduate students. His research concerns communication signal processing.