

DOI: 10.7652/xjtuxb201410007

采用随机共振增强的混合扩频信号跳频参数估计

尚佳栋, 王祖林, 周丽娜, 裴睿淋
(北京航空航天大学电子信息工程学院, 100191, 北京)

摘要: 为解决强背景噪声下直扩/跳频(DS/FH)混合扩频信号的跳频参数估计精度低的问题,提出了一种基于随机共振的参数估计(SRPE)方法。首先对非线性预处理后的 DS/FH 信号进行信道化调制,将其转化为多个低频单分量信号,以满足随机共振的绝热近似条件;然后根据噪声强度自适应调整系统的参数,对每个单分量信号进行随机共振处理,使目标信号得到增强;最后采用 Wigner-Villa 变换来估计信号的跳频频率和跳速。仿真结果表明:SRPE 方法能够提高目标信号的信噪比,实现强背景噪声下对 DS/FH 跳频参数的精确估计;在-10 dB 的低输入信噪比下,SRPE 方法的频率估计误差低于 10^{-3} ,与信道化谱增强方法相比,估计精度提高了 70%以上。

关键词: 扩频信号;参数估计;随机共振;Wigner-Villa 变换

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2014)10-0042-07

An Estimation Method of Frequency Hopping Parameters for Hybrid Spread Spectrum Signals Using Stochastic Resonance Enhanced Strategy

SHANG Jiadong, WANG Zulin, ZHOU Lina, PEI Ruilin
(School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: An novel parameter estimation (SRPE) method based on stochastic resonance (SR) is proposed to solve the problem that the frequency hopping parameter estimation of hybrid discrete sequence and frequency hopping (DS/FH) signals is of low accuracy under strong noise environment. First, A channelized modulator is used to decompose the DS/FH reference signal into single-component signals so that the adiabatic approximation condition of SR is satisfied. Then, the SR is used to increase the signal-to-noise ratio (SNR), and the frequency hopping parameters of the DS/FH are estimated by using the Wigner-Villa transform. Simulations of the SRPE method show that the root-mean-squared error of hopping frequency estimation is lower than 10^{-3} when SNR is lower than -10 dB, and a comparison with the channelized spectrum enhancement (CSE) method shows that the parameter estimation accuracy of the SRPE method is increased by 70%.

Keywords: spread spectrum signal; parameter estimation; stochastic resonance; Wigner-Villa transform

混合扩频(DS/FH)技术结合了直接序列扩频(DS)和跳频(FH)两者的优势,具有低截获概率、抗部分频带干扰、抗远近效应以及抗多径效应等优点,被广泛应用于民用与军事通信^[1],其信号的检测与

收稿日期: 2014-04-09。 作者简介: 尚佳栋(1987—),男,博士生;王祖林(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61071070);教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20091102120010)。
网络出版时间: 2014-08-11 网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20140811.1039.007.html>

参数估计显得越来越重要^[2]。DS/FH 信号采用了 2 次扩频方式,其瞬时能量被分布到更宽的频带,因此信号功率较常规 FH 信号更低,在相同噪声强度下截获信号的信噪比更低^[3]。由于传统的跳频参数估计方法无法估计 DS/FH 信号^[4-7],因此低信噪比成为对 DS/FH 信号的跳频参数进行精确估计的主要约束。

目前,针对 DS/FH 跳频参数估计的研究较少,主要提出一些改进的时频分析方法和信号预处理方法,如修正 S 变换方法^[4,5]、STFT-WVD(short time fourier transform and wigner-villa distribution)方法^[6]以及基于信道化的谱增强(CSE)方法^[7]等。前两种为改进的时频分析方法,在抑制噪声和时频分辨率方面有所改善,但并未能提升目标信号的信噪比;CSE 方法采用信道化谱增强技术对信号进行预处理,可将信号频域附近的噪声能量转换为信号能量,以此来提高信噪比,但该方法仅利用了目标频点附近的噪声,对信噪比的提高有限。因此,需要寻找一种更有力的信噪比改善方法。

研究表明,随机共振(stochastic resonance, SR)是一种能够利用噪声来增强目标信号能量的方法^[8-9]。在非线性系统中当信号与噪声之间存在特定匹配时,噪声能量可以转化为信号能量,从而大幅度提升信噪比,为解决强噪声下 DS/FH 参数估计的问题提供了一种新思路。但是,受绝热近似理论的限制,SR 的输入被限定为低频信号^[10]。为将 SR 应用于高频信号处理,有研究者提出了调制 SR 方法^[10]、二次采样 SR 方法^[11],但这两种方法仅适用于单一频率的信号,无法处理 DS/FH 这类多分量信号,并且当噪声与信号强度均未知时,很难寻找到匹配的系统参数。

为解决上述问题,本文通过引入信道化技术和优化算法解决 SR 的频率限制和参数匹配问题,提出一种自适应的信道化调制 SR 方法来提高目标信号的信噪比,并结合 Wigner-Villa(WV)变换来提取信号的时频特征,完成对 DS/FH 信号跳频参数的估计。与现有方法相比,本文方法可以获得更高的估计精度。

1 信号数学模型

考虑采用 QPSK 调制的 DS/FH 信号进行分析,其数学模型可表示为^[7]

$$x(t) = P^{1/2} [c_I(t) \cos(2\pi f_k(t)t) + c_Q(t) \sin(2\pi f_k(t)t)] + n(t) \quad (1)$$

式中: $c_i(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} c_i^k \text{rect}_{T_c}(t - kT_c)$, $i = I, Q$; $c_I(t)$ 和 $c_Q(t)$ 分别为 I 路和 Q 路的基带数据; c_I^k 和 c_Q^k 表示信息序列和扩频码的乘积; T_c 为扩频码宽度; P 为发射功率; $f_k(t) \in \{f_1, \dots, f_{N_f}\}$ 为跳频图案, N_f 为频点个数; $n(t)$ 为噪声。

估计跳频参数前,需要对 DS/FH_QPSK 信号进行 2 次平方处理来产生参考信号,以凸显原始信号的载频特征^[4-7,12]

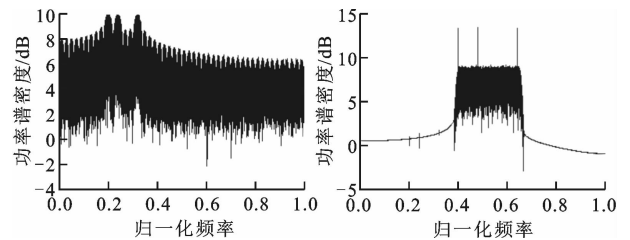
$$x^4(t) = \frac{3}{2}P^2 + \frac{1}{2}P^2 \sum_k \cos(8\pi f_k(t)) + 2P^2 c_I(t)c_Q(t) \sum_k \sin(4\pi f_k(t)) + n''(t) \quad (2)$$

式中: $n''(t)$ 为非线性变换带来的噪声和交叉项干扰,表达式见文献^[12]。对式(2)带通滤波,仅保留 4 倍频的分量,得到 DS/FH_QPSK 的参考信号

$$\hat{x}(t) = \frac{P^2}{2} \sum_k \cos(8\pi f_k(t)t) + \Gamma(t) = \frac{P^2}{2} \sum_{k=0}^{+\infty} \{ \text{rect}_{T_h}(t - kT_h - T_0) \cdot \cos[8\pi f_k(t - kT_h - T_0)] \} + \Gamma(t) \quad (3)$$

式中: T_0 为初始跳变时刻; T_h 为跳周期; $\Gamma(t)$ 为噪声的带通滤波结果。

设置信号跳频图案 {70, 60, 80} kHz, 扩频速率为 4 kb/s, 采样率为 1 MHz, 得到原始信号 $x(t)$ 与参考信号 $\hat{x}(t)$ 的功率谱如图 1 所示。 $\hat{x}(t)$ 在频域出现一系列离散谱线, 谱线位置对应 4 倍的跳频频率, 保留了 $x(t)$ 的跳频特征, 而且载频点位置的能量相对集中, 载频特征更为明显。



(a) $x(t)$ 的功率谱

(b) $\hat{x}(t)$ 的功率谱

图 1 原始信号 $x(t)$ 与参考信号 $\hat{x}(t)$ 的功率谱

($R_{SN} = 10$ dB)

2 自适应信道化调制随机共振

2.1 随机共振理论介绍^[8]

随机共振能够利用噪声能量来增强信号,在强噪声下的弱信号处理方面具有无可比拟的优势,其理论模型可表示为非线性 Langevin 方程

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= U'(x) + s(t) + e(t) \\ U(x) &= -\frac{1}{2}ax^2 + \frac{1}{4}bx^4 \\ s(t) &= A\cos(2\pi f_0 t + \phi) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中: $s(t)$ 为输入信号; A 为信号幅度; f_0 为频率; ϕ 为初始相位; $U(x)$ 为系统势函数; x 为系统的输出; $e(t)$ 是强度为 D 的噪声。当噪声强度 $D=0$ 时, 若信号幅度 A 小于系统阈值 $(\Delta U)^{1/2}$, 系统的布朗粒子在势阱点 $x_m = \pm(a/b)^{1/2}$ (其中 m 为子信道) 附近做局域运动, 其中 $\Delta U = b^2/4a$ 为势垒高度。当 $D \neq 0$ 时, 通过增加噪声或改变系统参数 a, b , 能够打破系统的局域性平衡, 利用噪声能量增加系统的驱动能力, 驱使布朗粒子越过势垒在两势阱点 $\pm(a/b)^{1/2}$ 间按频率 f_0 进行周期性跃迁, 达到共振状态。由于势阱点间的势差远大于信号幅度 A , 使得信号被放大, 因此从信噪比角度理解即为噪声能量向信号能量进行了转移。系统的信噪比增益为

$$I_{\text{SNR}} \approx 2^{1/2} \Delta U \exp(-\Delta U/D) \quad (5)$$

系统参数取合适值时, I_{SNR} 的值可远大于 1。采用 SR 对公式(3)中的参考信号进行处理, 可以大幅提升其信噪比。

2.2 信道化调制随机共振

受绝热近似理论限制, $s(t)$ 的特征频率 f_0 不能超过克莱默斯逃逸速率 $r_k \approx a \exp(-a^2/4D)/(2^{1/2}\pi)$ 的一半, 即 $f_0 < 1$ [8]。根据尺度变量替换原则 [9], 在离散 SR 系统中一般要求满足 $f_0 \leq f_s/50$, f_s 为采样频率。DS/FH 参考信号无法满足这一条件, 调制 SR 利用载波 $V_c(t) = \cos(2\pi f_c t)$ 对输入 $s(t)$ 进行调制, 可将其转化成频率为 $\Delta f_m = (f_0 - f_c) \leq f_s/50$ 的低频信号 $s_m(t)$, 以满足绝热近似条件 [10]

$$s_m(t) = \text{lpf}(s(t)V_c(t)) = \frac{A}{2} \cos(2\pi(f_0 - f_c)t + \phi_m) \quad (6)$$

式中: $\text{lpf}(\cdot)$ 表示低通滤波处理。

式(3)为多频分量信号, 由于系统噪声能量有限, 在随机共振过程中需协同不同频率的信号, 噪声能量发生分散, 导致某些频点的信噪比偏低, 影响对这些频点分量特征的提取, 进而影响参数估计的精度 [13]。针对此问题, 本文提出一种信道化的调制 SR 方法, 通过引入信道化接收技术对调制 SR 方法进行扩展, 以解决多频分量信号的 SR 增强问题。

信道化接收机将工作频带均匀划分为 M 个子段 ($M > N_f$), 则子信道 m 的频段为 $[(m-1)f_s/M, mf_s/M]$, $\hat{x}(n)$ 中的单频分量被分割到对应频段的子信道内。利用频率为 $\omega_m = (2\pi/M)m$ 的载波对各子信道信号进行调制, 并通过截止频率为 $f_{\text{stop}} = f_s/M$ 的低通滤波器 $h[n]$ 低通滤波, 仅保留其中的低频成分。假设 $\hat{x}(n)$ 中频率为 $4f_k$ 的单频分量被分割到子信道 m , 则有 $(m-1)f_s/M \leq 4f_k \leq mf_s/M$ 。根据式(6), 得到频率为 $4f_k$ 的单频分量的信道化调制结果 $g_m(n)$

$g_m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) \hat{x}(n-l) \exp[-j\omega_m(n-l)] = P_m \exp(j2\pi\Delta f_m t + \phi_m) + \Gamma(n)$ (7)

式中: $\Delta f_m = 4f_k - (m-1)B \in (0, f_s/M]$ 为调制后的残差频率, 其中 $B = f_s/M$ 为子信道带宽。当 M 大于 50 时 $\Delta f_m < f_s/M$, $g_m(n)$ 满足离散 SR 方法的绝热近似条件。因此, 可将其作为输入送入 SR 进行增强。采用四阶龙格库塔对方程(4)求解, 即可得到单分量增强结果 $r_m(n)$ [11]。信道化调制 SR 的原理结构如图 2 所示。

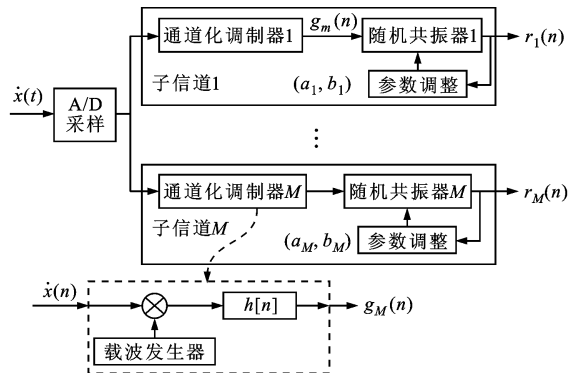


图2 信道化调制随机共振的原理结构图

根据以上分析, 子信道数 M 是设计信道化调制 SR 的关键参数, 其取值下限为 $\max\{N_f, 50\}$ 。 M 值的大小决定了每个单分量信号的残差频率 Δf_m 在频域的位置, M 值越大, Δf_m 越接近于 0, 则对应的信噪比增益就越大; 但随着 M 值的增加, 方法的计算复杂度明显提高 [14]。图 3 为不同 M 值下信道化调制 SR 的信噪比曲线, DS/FH 单次使用的频点数不超过 64 [15], 并且 $M \geq 100$ 时输出信噪比的增加渐缓。因此, 将子信道数 M 的范围设为 $\max\{N_f, 50\} \leq M \leq 100$, 在保证较好性能的同时, 又可避免计算复杂度过高。

此外, 循环谱分析方法能够在极低信噪比下获取信号的载频参数 [7], 利用此先验知识来设置信道化接收机滤波器的中心频率、带宽以及 SR 的调制频率, 可有效减小 M 值, 降低方法的计算量。后续

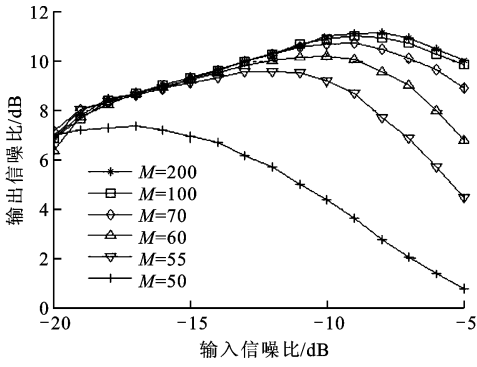


图 3 不同 M 值条件下的信噪比曲线 ($a_m = b_m = 1$)

研究中将考虑引入循环谱分析方法对信道化调制 SR 进行简化。

用叠加噪声的 FH 信号对信道化调制 SR 进行验证。跳频图案为 $\{13, 21, 34\}$ kHz, 跳周期为 6.4 ms, 采样频率为 100 kHz, SR 参数 $a = b = 1$, 子信道数 $M = 64$, 输入信噪比为 -10 dB。图 4 给出了输入信号和各子信道输出信号的时频结果。可以看出, 经过信道化调制 SR 处理, 原信号的 3 个单频分量被显著增强, 而噪声得到了有效抑制。

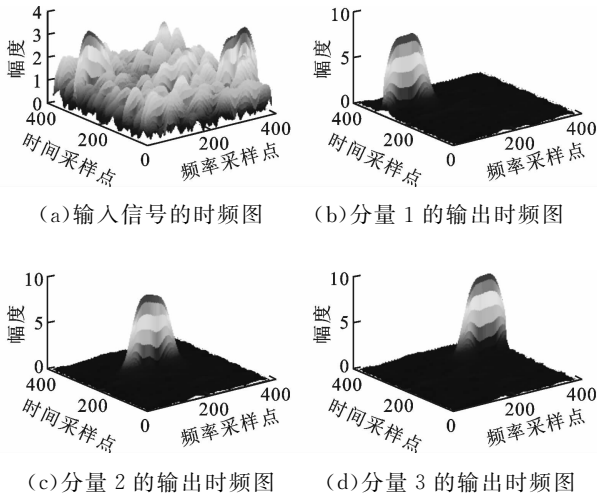


图 4 SR 处理前后的跳频信号时频图对比

2.3 参数的自适应调整

根据式(5), SR 的信噪比增益与系统参数 a 和 b 有直接关系, 对系统性能起到重要作用。因此, 需要采用优化算法来自适应调整参数, 使系统处于最佳共振状态, 以获得最大信噪比^[16]。由于信道化调制 SR 的参数较多, 一般的优化算法容易陷入局部最优^[17], 本文考虑全局寻优能力较好的粒子群优化 (PSO) 算法。PSO 为基于种群划分的优化算法, 种群内的粒子对应了 SR 的系统参数。通过迭代寻找最优的系统参数, 使 SR 保持最佳共振状态。具体步骤如下。

(1) 种群初始化。设置参数 $\{a_m, b_m\}_{m=1}^M$ 的搜索范围、最大迭代次数 T_m 、迭代步长和惯性权重, 并随机初始化一组粒子组成种群, 每个粒子对应一组 SR 参数。

(2) 信道化调制 SR。采用参数为 a_m 和 b_m 的信道化调制 SR 对输入信号进行增强处理。

(3) 适应度评估。选用局部信噪比作为适应度评价函数, 计算种群内每个粒子的适应度

$$J_m(a_m, b_m) = 10 \lg \left\{ \frac{P_x(\Delta \hat{f}_m)}{P_n} \right\} \quad (8)$$

式中: $\Delta \hat{f}_m$ 为子信道 m 的输出信号的峰值频率; $P_x(\Delta \hat{f}_m)$ 为对应频点的信号功率; P_n 为该信道输出噪声的功率。

(4) 进化更新。根据适应度 $J_m(a_m, b_m)$ 更新当前种群内所有粒子的位置和飞行速度, 并利用粒子的最新位置组成新一代种群。

(5) 终止判定。当满足条件“迭代次数大于 T_m 或相邻两代的适应度之差小于预设阈值 $\|J_z - J_{z-1}\|^2 / \|J_z\|^2 < \delta$ ”时, 迭代终止, 输出对应 a_m 和 b_m 值作为 SR 方法的参数; 否则, 重复执行步骤(1)~(4)。其中, $J_z = [J_{1,z}, \dots, J_{M,z}]$, $J_{m,z}$ 表示子信道 m 在第 z 次迭代的适应度。

经实验分析, PSO 参数设置如下: $\{a_m, b_m\}_{m=1}^M$ 的搜索范围分别为 $[0, 2]$ 和 $[0.1, 100]$; 迭代步长为 0.1; 惯性权重为 0.8; 种群数为 32; 最大迭代次数 $T_m = 200$; 适应度阈值 $\delta = 0.001$ 。

3 DS/FH 信号的跳频参数估计方法

对 SR 增强结果进行时频分析, 可提取信号的时变特征, 实现跳频参数的估计。诸多时频分析方法中, WV 变换的时频分辨率最高, 但存在严重的交叉项干扰^[18]。本文对单分量信号 $r_m(n)$ 进行 N 点 WV 变换, 并线性累加来得到参考信号的时频结果, 以消除交叉项干扰, 得到 DS/FH 参考信号的时频分析结果为

$$G_{TF}(n, u) = \sum_{m=0}^{M-1} W_m(n, u - u_m), 0 \leq n, u \leq N-1 \quad (9)$$

式中: $W_m(n, u)$ 为 $r_m(n)$ 的 WV 变换结果; $u_m = \lfloor N/(m+1) \rfloor$ 为频率补偿值, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。在式(10)基础上, 采用矩估计算法可获取频率和跳速的估计值, 详细步骤见文献[18]。

综合以上分析, 基于随机共振增强的 DS/FH 信号的跳频参数估计 (SRPE) 方法流程如图 5 所示。

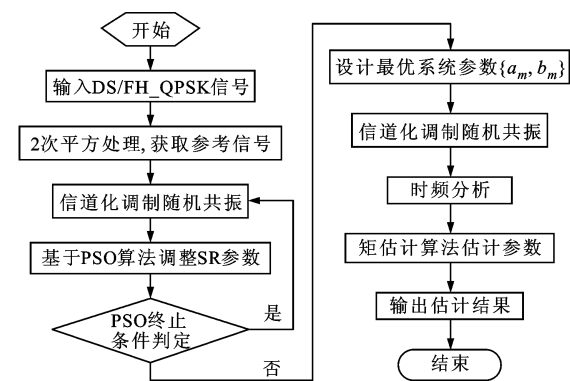


图5 基于随机共振增强的DS/FH参数估计方法流程

4 仿真结果与分析

本节通过仿真来验证SRPE方法的性能,并与修正S变换、STFT-WVD和CSE等方法进行对比。仿真参数如下:QPSK调制;跳频图案为{16,26,36,46,6} MHz;扩频速率为2 Mb/s;码长为127(扩频增益21 dB);跳频速率为1 000跳/s;采样频率 $f_s=128$ MHz;时频分析点数640。为保证公平,4种方法均采用平方预处理和矩估计算法,输入信噪比与文献[7]描述相同,为原始信号信噪比。

4.1 时频分析仿真

DS/FH的时频图代表了其跳频图案,是进行跳频参数估计的基础,其估计值与真实值之间的相似度决定了后续参数估计的精度,相似度越高估计精度也越高^[4-7]。图6为信噪比-5 dB时,本文方法和其他3种方法得到的时频图。

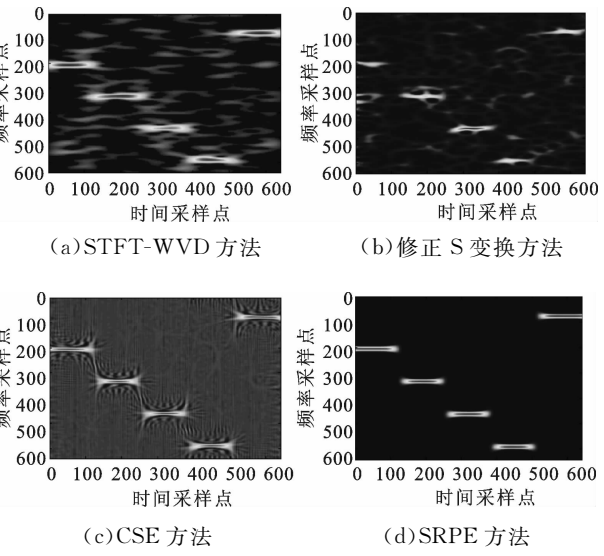


图6 DS/FH参考信号的时频分布结果($R_{SN}=-5$ dB)

由图6可以看出,本文方法可获得更清晰的时频图。在此基础上,采用时频分布近似度 κ (单位为

dB)对4种方法得到的信号时频分布结果进行定量分析。 κ 定义如下

$$\kappa = 10\lg(\|\mathbf{X}\|^2 / \|\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}\|^2) \quad (10)$$

式中: $\mathbf{X}$ 表示信号的真实时频图; $\hat{\mathbf{X}}$ 为估计结果。

采用4种方法得到的信号时频分布近似度变化曲线如图7所示。由图7可知,SRPE方法得到的时频分布近似度 κ 变化平稳,且高于其他3种方法,从而可为后续参数的精确估计打下良好基础。

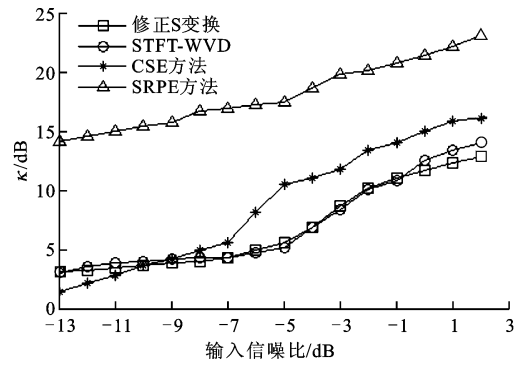


图7 4种方法的时频分布近似度变化曲线

4.2 参数估计性能仿真

以参数估计结果的均方根误差(root mean square error, RMSE)来衡量方法的估计性能^[18]

$$E_{RMS} = \left(\frac{1}{N_j N_m} \sum_{j=1}^{N_m} \sum_{i=1}^{N_h} (\hat{s}_{i,j} - s_i)^2 \right)^{1/2} \quad (11)$$

式中: s_i 为第*i*跳频点内参数的真实值; $\hat{s}_{i,j}$ 为第*j*次实验的参数估计值; N_m 为仿真实验的次数,本处取 $N_m=1000$ 。设输入信噪比在-12~6 dB内变化,得到频率估计结果的RMSE值 $E_{RMS}(f)$ 和跳频速率估计结果的RMSE值 $E_{RMS}(v)$ 的变化曲线,如图8和图9所示。

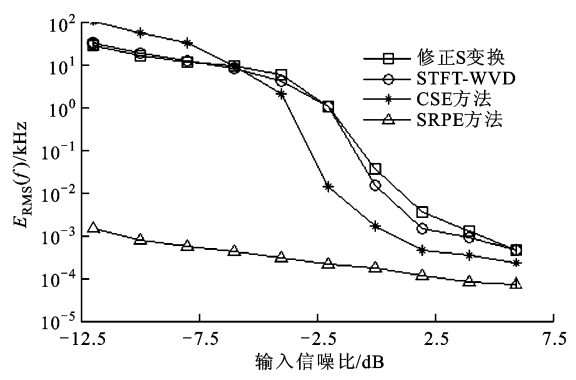


图8 频率估计结果的RMSE曲线

根据实验结果,在-12 dB到6 dB的信噪比范围内,SRPE方法的参数估计的RMSE值远低于其他3种方法,与性能较好的CSE方法相比,估计精度提高70%以上。随着输入信噪比的降低,RMSE

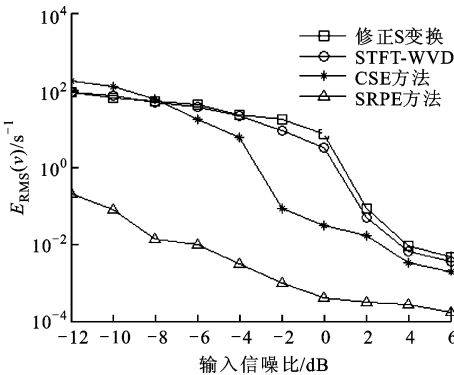


图 9 跳频速率估计结果的 RMSE 曲线

值之间的差距越来越大。在信噪比低于-4 dB 时,其他方法估计结果的 RMSE 大于 1,得到的参数估计结果已无意义;在信噪比为-10 dB 时,SRPE 方法的频率和跳速估计的 RMSE 值分别为 0.000 705 和 0.079,保持在较低水平,验证了本文方法在低信噪比下的有效性。

在此基础上,分析频点数对方法性能的影响。DS/FH 系统的可用频点较多,但一次通信中仅有少量被使用,一般为 2^N 个^[15]。根据 GJB2928—1997,典型 DS/FH 系统的频点数可取 8、16、32 或 64。采用与 4.1 节相同的参数,通过改变频点数和对应的跳频图案,仿真得到不同频点数下 SRPE 方法参数估计结果的 RMSE,如表 1 所示。

表 1 不同频点数下参数估计的 RMSE

频点数	$E_{RMS}(f)/\text{kHz}$	$E_{RMS}(v)/\text{s}^{-1}$
8	0.007 5	0.084
16	0.011 6	0.109
32	0.026 4	0.277
64	0.119 3	0.547

由表 1 可知,随着频点个数的增加,SRPE 方法估计结果的 RMSE 逐渐增大,但仍维持在较低水平(远小于 1),保持了较高的参数估计精度。

4.3 4 种复杂度分析

单次运行时间是方法复杂度的直接体现,同时也体现了方法的实时性^[19]。表 2 为 4 种方法在一次仿真中的运行时间对比。

表 2 4 种参数估计方法的单次运行时间

方法	S 变换	STFT-WVD	CSE	SRPE
时间/s	1.74	1.92	5.83	6.12

根据仿真结果可知,由于 SRPE 方法采用了信道化的结构对信号进行增强预处理,其单次运行时间较长,参数估计的实时性会受到一定影响,后续需

要对方法的简化设计展开研究。

5 结 语

本文提出了基于随机共振增强的 DS/FH 信号跳频参数估计方法。利用随机共振的能量转移特性对目标信号进行增强处理,提高目标信号的信噪比,确保能够在低信噪比下可获得清晰的时频图,从而有效提取信号跳频特征,实现对跳频参数的精确估计。仿真结果表明,在低信噪比下本文方法的参数估计性能远优于现有的方法,显著提高了参数估计的精度,为实现强背景噪声下 DS/FH 信号的精确参数估计提供了可能性。

参考文献:

[1] GASS J H, NONEAKER D L, PURSLEY M B. A comparison of slow-frequency-hop and direct-sequence spread-spectrum packet communications over doubly selective fading channels [J]. IEEE Trans Commun, 2002, 50(8): 1236-1239.

[2] MENG F J, NIU W, ZHANG L. Pattern recognition research for the TT&C signal [C]// Proceedings of 2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012: 1415-1418.

[3] CHEN T W, WANG J, FANG X, et al. A research of carrier tracking loop for high hopping rate DS/FH receiver [C]// Proceedings of 2013 International Conference on Signal Processing, Communication and Computing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2013: 1-5.

[4] ZHU M Z, JI H B, GAO R T. Parameters estimation of hybrid DS/FH spread spectrum signals using S transform with an asymmetrical window [C]// Proceedings of 2010 International Conference on Communications and Mobile Computing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2010: 329-332.

[5] 朱明哲,姬红兵. 基于 S 变换的混合 DS/FH 扩频信号参数估计 [J]. 西安电子科技大学学报: 自然科学版, 2010, 37(4): 710-715.

ZHU Mingzhe, JI Hongbing. Parameter estimation of hybrid DS/FH spread spectrum signals based on the S transform [J]. Journal of Xidian University, 2010, 37(4): 710-715.

[6] 陈超,郝雁中,高贤军,等. 基于 WVD 改进变换算法的跳频信号参数估计 [J]. 吉林大学学报: 信息科学版, 2010, 28(2): 124-129.

CHEN Chao, HAO Yanzhong, GAO Xianjun, et al.

- Parameter estimation of frequency-hopping signal based on amelioration algorithm of WVD [J]. Journal of Jilin University: Information Science Edition, 2010, 28(2): 124-129.
- [7] 朱明哲, 姬红兵. 基于信道化谱增强的混合 DS/FH 扩频信号参数估计 [J]. 电子与信息学报, 2010, 32(2): 329-334.
- ZHU Mingzhe, JI Hongbing. Hop rate estimation of hybrid DS/FH spread spectrum signals based on a channelized spectral enhancement strategy [J]. Journal of Electronic & Information Technology, 2010, 32(2): 329-334.
- [8] GAMMAITON L, HANGGI P, JUNG P, et al. Stochastic resonance [J]. Reviews of Modern Physics, 1998, 70(1): 223-287.
- [9] GAMMAITON L, HANGGI P, JUNG P, et al. Stochastic resonance: a remarkable idea that changed our perception of noise [J]. The Journal of Physical: B, 2009, 69(1): 1-3.
- [10] 林敏, 黄咏梅. 调制与解调用于随机共振的微弱周期信号检测 [J]. 物理学报, 2006, 55(7): 3277-3580.
- LIN Min, HUANG Yongmei. Modulation, demodulation for detection weak periodic signal of stochastic resonance [J]. Acta Physic Sinica, 2006, 55(7): 3277-3282.
- [11] LENG Yonggang, WANG Taiyong, GUO Yan. Numerical analysis and engineering application of large parameter stochastic resonance [J]. Journal of Sound and Vibration, 2006, 192(3): 788-801.
- [12] 易驰. 非合作直扩信号的载频估计 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007.
- [13] 邓东虎, 朱小鹏, 张群, 等. 基于随机共振理论的双机 ISAR 弱信号提取及成像分析 [J]. 电子学报, 2012, 40(9): 1809-1816.
- DENG Dong-hu, ZHU Xiao-peng, ZHANG Qun, et al. Weak signal extraction and imagine analysis in bio-static ISAR systems based on stochastic resonance [J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(9): 1809-1816.
- [14] 吴利平, 李赞, 李建东. 随机共振参数的自适应调整策略与性能分析 [J]. 北京邮电大学学报, 2011, 34(2): 22-25.
- WU Liping, LI Zan, LI Jiandong. Analysis on stochastic resonance parameters adaptive adjusting [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2011, 34(2): 22-25.
- [15] 梅文华. 跳频通信 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2005. 17-18.
- [16] 李继猛, 陈雪峰, 何正嘉. 采用粒子群算法的冲击信号自适应单稳态随机共振检测方法 [J]. 机械工程学报, 2011, 47(21): 58-63.
- LI Jimeng, CHEN Xuefeng, HE Zhengjia. Adaptive monostable stochastic resonance based on PSO with application in impact detection [J]. Journal of Mechanical Engineering, 2011, 47(21): 58-63.
- [17] DENG K J, EBERHART R. Particle swarm optimization [C]// Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1995: 1942-1948.
- [18] CHEN T C. Joint signal parameter estimation of frequency-hopping communications [J]. IET Communications, 2012, 6(4): 381-389.
- [19] PAPADIMITRIOU C H. Computational complexity [M]. Hoboken, NJ, USA: John Wiley and Sons Ltd., 2003: 23-25.

(编辑 刘杨)

(上接第8页)

- [J]. Nature Nanotechnology, 2010, 5: 722-726.
- [28] YAN C, CHO J H, AHN J H. Graphene-based flexible and stretchable thin film transistors [J]. Nanoscale, 2012, 4: 4870-4882.
- [29] KIM B J, LEE S K, KANG M S, et al. Coplanar-gate transparent graphene transistors and inverters on plastic [J]. ACS Nano, 2012, 6(10): 8646-8651.
- [30] KIM B J, JANG H, LEE S K, et al. High-performance flexible graphene field effect transistors with ion gel gate dielectrics [J]. Nano Letters, 2010, 10: 3464-3466.
- [31] ZHANG D B, SEIFERT G, CHANG K, et al. Strain-induced pseudomagnetic fields in twisted graphene nanoribbons [J]. Physical Review Letters, 2014, 112: 096805.
- [32] LEE S, JO G, KANG S, et al. Enhanced charge injection in pentacene field-effect transistors with graphene electrodes [J]. Advanced Materials, 2011, 23: 100-105.
- [33] LEE S K, JANG H Y, JANG S, et al. All graphene-based thin film transistors on flexible plastic substrates [J]. Nano Letters, 2012, 12: 3472-3476.
- [34] PARK J U, NAM S W, LEE M S, et al. Synthesis of monolithic graphene-graphite integrated electronics [J]. Nature Materials, 2012, 11: 120-125.

(编辑 刘杨)