

跳频信号的迭代随机共振解调算法

李海霞^{1,2}, 任勇峰¹, 杨玉华¹, 张白莉², 田竹梅²

(1.中北大学电子测试技术国家重点实验室, 太原 030051; 2.忻州师范学院电子系, 忻州 034000)

摘要: 为提高跳频信号接收系统的解调处理性能, 提出基于迭代双稳态随机共振的数字化接收算法。该算法通过数字化的样点筛选过程实现单一随机共振系统处理多个频点上的信号, 利用单系统多次迭代提高信道噪声向有用信号的转化程度, 设计本地信号通过相干计算消除随机共振带来的信号频率畸变。理论分析和仿真实验结果表明, 算法能够实现跳频信号的解调, 算法性能随着采样率的提高而增加, 且在高倍采样率的条件下, 解调性能优于现有单一随机共振检测系统约 2 dB。

关键词: 无线通信; 随机共振; 迭代; 跳频; 采样

中图分类号: TN918

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2018) 01-0341-07

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201801045

Iterative Stochastic Resonance Demodulation Algorithm of Frequency-Hopping Signal

Li Haixia^{1,2}, Ren Yongfeng¹, Yang Yuhua¹, Zhang Baili², Tian Zhumei²

(1. National Key Laboratory of Electronic Measurement Technology, North University of China, Taiyuan 030051, China;

2. Electronic Department, Xinzhou Teachers University, Xinzhou 034000, China)

Abstract: In order to improve the demodulation performance of frequency-hopping signals, this paper proposes a digital receiving algorithm based on the bistable stochastic resonance. *With the digital samples sifting, the algorithm processes multiple frequency signals in one stochastic resonance system. The conversion from channel noise to useful signal is improved with multiple iterations of signal system. Finally, the local signal is designed to eliminate the frequency distortion in stochastic resonance system through the relevant calculation.* Theoretical analysis and simulation results show that the algorithm can demodulate frequency-hopping signal, and its performance can be improved with the increase of sampling rate. With high sampling rate, the demodulation performance is 2 dB higher than the existing single random resonance detection system.

Keywords: wireless communication; stochastic resonance; iterative; frequency-hopping; sampling

引言

随着数字通信系统的发展, 其对安全保密性的要求日益提高。而无线跳频技术凭借其良好的保密性和抗干扰性, 在目前的无线数据传输领域中具有

重要地位^[1-2]。由于在跳频过程中, 通常伴随着复杂的电磁干扰和恶劣的通信环境。如何提高信号的接收增益是亟待解决的问题。非线性理论中的随机共振现象差别与传统的信号处理思路, 能够将信道噪声转化为信号能量, 从而提高信号处理增益^[3-4]。若能将随机共振原理应用于跳频信号的接收中, 则可在传统信号处理基础上进一步提升接收机性能。

现已有随机共振应用于信号处理的研究, 主要讨论以下几个方面: (1)研究随机共振系统的参数



收稿日期: 2015-12-04 修回日期: 2016-02-18;
基金项目: 国家自然科学基金(5147543), 山西省省
教改项目(J2016097), 忻州师范学院教改项目
(JGZD201509, JG201309);
作者简介: 李海霞(1983-), 女, 山西忻州, 博士生,
讲师, 研究方向为信号处理。

设置,以解决不同的信号处理场景;例如文献[2,5]提出自适应的随机共振算法用于信号的频谱感知过程,其中文献[2]是单随机共振系统用于信号检测的典型代表,其利用了随机共振噪声提高信号检测概率,文献[5]进一步通过噪声方差估计和频率设定增加随机共振效果;文献[6-7]则通过设计超阈值的随机共振实现对不同信号的检测。(2)研究随机共振系统对于信号的适用性,并对待处理信号进行预处理,使得随机共振系统得以成功使用。文献[8]通过对信号进行超外差处理,再使用随机共振系统实现弱信号检测,最终提高检测精度;文献[9-10]将信号做自相干运算预处理,随后通过随机共振系统检测线谱信号。(3)多随机共振系统的联合信号检测。联合多个系统可大幅简化系统参数配置,有针对性地提高信号处理性能,但无法避免系统资源开销大的问题。典型的研究工作如文献[11]提出的基于随机共振的合作式频谱感知,实现多系统联合处理;文献[12]是利用随机共振阵列实现弱信号的检测,其中每个随机共振单元用于检测不同特征的信号。(4)利用随机共振系统与其他译码系统相结合,如文献[13]。

从上述研究可以发现,目前研究中鲜有利用随机共振原理解决跳频信号的高性能接收问题。若将现有成果直接用于跳频信号接收,则存在三方面问题:(1)跳频信号的频率分布范围广,很难保证在同一系统参数下产生随机共振;(2)随机共振的参数设计较为烦琐,对于多个频率上的通信信号接收设计工作量较大;(3)信号在随机共振的同时会带来频谱扩展,导致与本地信号失配。

文中重点解决上述问题,首先发现了样点筛选的相关定理,随后利用随机共振系统有效提高跳频信号处理性能。其主要特点包括:(1)提出多个频率信号共用的迭代随机共振系统接收结构;(2)将信道噪声能量和随机共振系统产生的信号频谱扩展能量转化为解调增益,从而实现了跳频信号的高性能接收;(3)避免了针对不同频点信号设计不同的随机共振参数。具体实现过程是将跳频中各频点信号分别

经过频率选择、样点筛选后变换为具有相同频率和采样频率的单频信号。该信号符合后续的迭代随机共振系统的共振条件,能够实现噪声向有用信号的转化。(4)为克服多级迭代的随机共振系统输出信号发生频谱扩展,将输出信号与本地预设的方波信号进行相干运算即可获得信号中的调制信息。

1 算法设计

1.1 算法流程

令通信系统接收端混有噪声的跳频(Hopping Frequency)信号为

$$y(t) = k \cdot x(t) + n(t) \quad (1)$$

其中: $x(t) = \sum_i a_i(t) \cdot s(t - i \cdot T)$ 。

令跳频点数为 M , 则第 m 个频点上的载波信号 $s(t, \mu) = e^{j \cdot 2\pi f_m(t) \cdot t + \varphi_m(t)}$, 其中 $m \in (0, M - 1]$ 。 $f_m(t)$ 为信号在 t 时刻采用的第 m 个跳频频率; $\varphi_m(t)$ 为信号在 t 时刻采用的第 m 个跳频相位; k 为信号幅度; $n(t)$ 为加性信道噪声。

为实现线性调频信号的高增益解调过程,文中采用如图 1 所示的迭代双稳态随机共振接收处理过程。具体流程如下:

1) 由(1)式描述的跳频信号经过均匀采样得到采样信号,第 i 个样点值为

$$y(t_i) = kx(t_i, f, \tau) + n(t_i) \quad (2)$$

因为采用均匀采样,所以:

$$t_{i+1} - t_i = t_i - t_{i-1} = \Delta t。$$

2) 经过采用传统算法的“频率估计/校准”和“时延估计/校准”单元;

3) 信号被送往“频率设定”单元。该单元重新估计信号所处的跳频频率,并依据后续的“相干计算”单元反馈的相干计算能量对设定的频率不断进行调整;

4) “样点筛选”单元筛选信号的部分采样点,并重新设置样点间的间隔,使得信号在经过不同的信道处理后频率相同,实现不同频点信号利用同一随机共振系统;

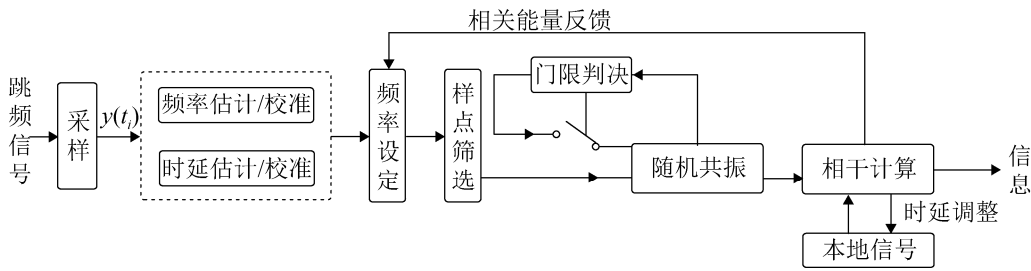


图 1 跳频信号的随机共振解调流程

Fig. 1 Random resonance demodulation process of frequency hopping signals

5) 信号被送入迭代的双稳态随机共振系统, 进行噪声消除和信号增强, 迭代的过程由“门限判决”单元判断是否停止;

6) 将本地信号与随机共振系统的输出信号进行相干计算, 其中本地信号的波形为方波, 周期同筛选信号。相干计算后的输出即为 FH 信号中所解调的信息。

1.2 算法原理

前述算法设计的核心是“频率设定”单元和“样点筛选”单元, 其实现了多个跳频频点利用同一随机共振系统的过程。为说明整个系统设计, 需要讨论如下定理。

首先令两个随机共振过程分别为^[13]

$$\begin{aligned} \hat{x}_1^{(1)}(t) &= a \cdot \hat{x}_1(t) - b \cdot \hat{x}_1^3(t) + x_1(t) + n_1(t), \\ \hat{x}_2^{(1)}(t) &= a \cdot \hat{x}_2(t) - b \cdot \hat{x}_2^3(t) + x_2(t) + n_2(t) \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $\cdot^{(1)}$ 表示对变量进行求一次导数; 周期激励源分别为 $x_1(t) = \cos(2\pi f_1 t)$, $x_2(t) = \cos(2\pi f_2 t)$; 输入噪声为 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$; $\hat{x}_1(t)$ 和 $\hat{x}_2(t)$ 分别为 2 个随机共振过程的输出, 也可看做是周期激励 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 的估计值。为阐明“样点筛选”模块的正确性, 首先证明存在下述定理。

定理: 若在(3)式中的两个随机共振过程中, 满足 $n_1(f_2 \cdot t / f_1) = n_2(t)$, 则可得 $\hat{x}_1(f_2 \cdot t / f_1) = \hat{x}_2(t)$ 。

证明: 因为(3)式中, $\hat{x}_1(t) = f(x_1(t), n_1(t))$, $\hat{x}_2(t) = f(x_2(t), n_2(t))$ 。若令 $\hat{x}_1(t)$ 函数中的时间进行线性变换 $t = t' \cdot f_2 / f_1$ 。则可得 $\hat{x}_1(t) = \hat{x}_1(t' \cdot f_2 / f_1) = f(x_1(t' \cdot f_2 / f_1), n_1(t' \cdot f_2 / f_1))$ 。由于 $x_1(t) = x_1(t' \cdot f_2 / f_1) = \cos(2\pi f_2 t') = x_2(t)$, 且 $n_1(t) = n_1(f_2 \cdot t' / f_1) = n_2(t')$ 。

将线性变换后的 t' 代换为 t , 则可得 $x_1(t) = x_2(t)$, $n_1(t) = n_2(t')$ 。最终 $\hat{x}_1(t) = f(x_1(t), n_1(t)) = f(x_2(t), n_2(t)) = \hat{x}_2(t)$ 。因此上述定理得证。

上述定理的意义在于揭示了两个时间尺度上存在线性变换的信号, 在变换后通过随机共振的非线性处理后, 存在相等关系。为此可以利用该性质将不同频率的信号进行时间尺度变换后共享同一随机共振系统((3)式中的参数 a 和 b 相同)。

与定理内容同理, 对于采样后的离散信号的随机共振过程

$$\begin{aligned} \hat{x}_1^{(1)}(t_i) &= a \cdot \hat{x}_1(t_i) - b \cdot \hat{x}_1^3(t_i) + y_1(t_i), \\ \hat{x}_2^{(1)}(t_i) &= a \cdot \hat{x}_2(t_i) - b \cdot \hat{x}_2^3(t_i) + y_2(t_i) \end{aligned} \quad (4)$$

式中: $y_1(t_i)$ 和 $y_2(t_i)$ 分别表示(2)式中不同跳频频点上的采样信号:

$$\begin{aligned} y_1(t_i) &= kx_1(t_i, f, \tau) + n_1(t_i); \\ y_2(t_i) &= kx_2(t_i, f, \tau) + n_2(t_i); \\ x_1(t_i) &= \cos(2\pi f_1 t_i); \\ x_2(t_i) &= \cos(2\pi f_2 t_i). \end{aligned}$$

选取 $x_1(t_i)$ 中的样点时刻 t'_i , 使得 $x_1(t_i) = x_1(t'_i \cdot f_2 / f_1)$ 。若同时满足 $n_1(t_i) = n_2(t'_i)$, 则两个随机共振过程的结果相等, 即 $\hat{x}_1(t'_i) = \hat{x}_2(t_i)$ 。其含义是信号 $x_1(t)$ 按照间隔 $\Delta t'_i = t'_{i+1} - t'_i$ 得到的采样序列 $x_1(t'_i)$ 与信号 $x_2(t)$ 按照间隔 $\Delta t_i = t_{i+1} - t_i$ 得到的采样序列 $x_1(t_i)$ 具有相同的随机共振结果, 即可以共用同样参数的随机共振系统。信号的采样间隔变换过程由图 1 中的“样点筛选”单元完成。

另外, 在上述过程中均要求信道噪声满足 $n_1(f_2 \cdot t / f_1) = n_2(t)$, 这在实际中无法满足。因为跳

频过程中不同频点的信号中所包含的信道噪声分布具有极高的相似性,其经过尺度变换前后对于随机共振造成的影响也相似。所以可以近似地认为实际噪声满足 $n_1(f_2 \cdot t / f_1) = n_2(t)$ 的条件,这在后续的仿真实验中将得到进一步证实。

1.3 功能实现

1) “频率设定”单元

“频率设定”单元实现两方面的功能: 1) 通过对前一单元模块输出的采样数据进行频率估计,获得当前信号较为准确的频率值; 2) 根据“相干计算”单元的“相干能量反馈”信号调整当前的频率设定,使输入的频率更为准确。若其估计的信号频率值为 f_{m_i} ,且上一时刻向“样点筛选”模块设定的频率值为 $f_{m_{i-1}}$ 。当前几个时刻“相干能量反馈” Ω_i 的值减小时,“频率设定”单元设置当前频率值为 $f_{m_i} = f_{m_{i-1}} + \Delta f_m$; 若下一时刻仍未改善则沿反向设置频率值为 $f_{m_{i+1}} = f_{m_{i-1}} - \Delta f_m$ 。如此反复调整,并且随着 Ω_i 的值趋于稳定,逐步减小频率调整幅度 Δf_m 。

2) “样点筛选”单元

对于设定的频率 f_{m_i} ,其相对于标准频率 f^* 的变换因子为 $\lambda = f^* / f_{m_i}$,其中标准频率 f^* 是完全适配于后续随机共振系统的频率值,通常其随机共振输出的幅度值最大。对于当前的采样信号 $y(t_i)$,样点匹配单元首先计算频率尺度变换 $y(t') = y(\lambda \cdot t)$ 。然后对 $y(t')$ 依照采样间隔 $\Delta t'_i = \lambda \cdot (t_i - t_{i-1})$ 进行采样得到 $y(t'_i)$ 。由于经过尺度变换后,样点 $y(t'_i)$ 并不一定存在于原始样点序列 $y(t_i)$ 中。为获得 $y(t'_i)$ 的值,需要进行样点插值计算。本文采样下面的线性插值 $y(t'_i) = (y(\lambda \cdot t_i) + y(\lambda \cdot t_{i+1}) + y(\lambda \cdot t_{i-1})) / 3$ 。并对信号进行幅度归一化,若采样信号能量为 E_y ,则归一化后的信号为 $y'(t_i) = y(t_i) / \sqrt{E_y}$ (为使形式简洁,式中将原 t'_i 写为 t_i)。最终将 $y'(t_i)$ 送往后续的“随机共振”单元。

3) “随机共振”单元

“随机共振”单元对前级输入的采样信号进行

多次双稳态随机共振过程,即将前一次随机共振结果输出作为下一次随机共振过程的输入,如此反复直至随机共振结果满足停止条件,此时将结果输出至后续“相干计算”单元,后文中将此过程称为迭代双稳态随机共振。与公式(3)表示的随机共振过程类似,若第 k 次的随机共振过程为

$$\hat{x}_k^{(1)}(t) = a \cdot \hat{x}_k(t) - b \cdot \hat{x}_k^3(t) + \hat{x}_{k-1}(t) \quad (5)$$

式中:下标 k 表示对相同信号输入 $y'(t_i)$ 的第 k 次随机共振迭代; $\hat{x}_{k-1}(t)$ 为第 $k-1$ 次随机共振迭代结果。则对于频率 i 在实际应用中,为保证随机共振效果,应满足最高采样频率 $f_s \geq 20 \cdot f_{\max}$ 。为实现数字化处理过程,采用四阶 Runge-Kutta 算法求解(5)式,具体迭代公式为

$$x_k(t_{i+1}) = x_k(t_i) + c_1/6 + c_2/3 + c_3/3 + c_4/6 \quad (6)$$

其中: $k = 1, 2, 3, \dots$, $x_0(t_i) = y'(t_i)$;

$$c_1 = \Delta h \cdot \left[a \cdot x_k(t_i) - b \cdot x_k^3(t_i) + x_{k-1}(t_i) \right];$$

$$c_2 = \Delta h \left[a \left(x_k(t_i) + \frac{c_1}{2} \right) - b \left(x_k(t_i) + \frac{c_1}{2} \right)^3 + x_{k-1}(t_{i+1}) \right];$$

$$c_3 = \Delta h \left[a \left(x_k(t_i) + \frac{c_2}{2} \right) - b \left(x_k(t_i) + \frac{c_2}{2} \right)^3 + x_{k-1}(t_{i+1}) \right];$$

$$c_4 = \Delta h \left[a \left(x_k(t_i) + \frac{c_3}{2} \right) - b \left(x_k(t_i) + \frac{c_3}{2} \right)^3 + x_{k-1}(t_{i+2}) \right];$$

Δh 为积累步长。(6)式是随机共振计算的核心,其复杂度约为 $O(20 \cdot M \cdot N)$,其中 N 为筛选出的样点总数, M 为随机共振次数,通常取值为 3。

随机共振模块左侧的开关用来控制迭代过程,当输出信号 $\hat{x}_k(t_i)$ 的结果与上一时刻随机共振迭代结果 $\hat{x}_{k-1}(t_i)$ 差异小于门限 η 时,即满足如(7)式所示的迭代停止条件时,开关断开,停止当前迭代迭代过程,结果被送往后续“相干计算”单元。

$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left| \frac{\hat{x}_k(t_i)}{\bar{\hat{x}}_k(t_i)} - \frac{\hat{x}_{k-1}(t_i)}{\bar{\hat{x}}_{k-1}(t_i)} \right| < \eta,$$

$$\bar{\hat{x}}_k(t_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{x}_k(t_i),$$

$$\bar{\hat{x}}_{k-1}(t_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{x}_{k-1}(t_i) \quad (7)$$

4) “相干计算”单元

“相干计算”单元主要实现去掉跳频信号的载波, 解调出跳频信号中承载的基带信号。由于经过迭代随机共振处理后, 原正弦信号变为近似的方波信号(在后文仿真中将看到其波形结果)。根据经典信号分析理论, 在同等幅度条件下, “正弦波”与“方波”的相干结果小于“方波”与“方波”的相干计算结果。因此若将本地信号改为方波信号, 可额外获得 3 dB 的解调增益。

令本地信号为周期为 $T=1/f^*$ 、占空比为 1/2 的方波, 将其表示为 $x_r(t) = \sum s_r(t-i \cdot T)$ 。因此相干器输出的本地信号 $x_{rb}(t_i) = x_r(t_i) \cdot \hat{x}_K(t_i)$ 。相关能量 $\Omega_i = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{rb}(t_i)$ 表示了相干计算结果的能量, 可以在一定程度上体现整个处理流程的性能。一方面“相干计算”单元根据 Ω_i 调整本地信号进行相干计算的时间位置; 另一方面 Ω_i 被送往“频率设定”单元进行频率设定调整。

2 算法仿真分析

为验证前述理论的正确性与可行性, 并深入分析算法性能, 利用 matlab 软件进行仿真实验。实验中设置跳频信号的频点分别为 600 kHz、1 200 kHz 和 2 400 kHz。信号的传输模型依照(1)式, 其中噪

声 $n(t)$ 为加性高斯噪声。(2)式描述的随机共振系统参数 $a=0.1, b=0.04$, 每次迭代过程参数相同。

依照图 1 中的处理过程, 图 2 给出跳频信号在各个阶段的信号处理结果。为较为清晰地说明系统的处理过程, 仿真中信道噪声能量设置为 0。图 2(a) 中为去掉载波后的基带跳频信号时域波形图, 横坐标为信号接收时间, 纵坐标为归一化幅度。图中的信号经历了 3 个频点(1 200 kHz, 600 kHz, 2 400 kHz)即两次跳频过程。图 2(b) 为样点筛选阶段, 对跳频信号进行频率等比例采样。依照前文所述定理, 当信号频率高时, 采样率高。因此在 1 200 kHz, 600 kHz, 2 400 kHz 频段上分别设置采样率为 14 400 kHz, 7 200 kHz 和 28 800 kHz。采样后从图 2(b) 中可以看出, 采样信号在不同频率的每个信号周期内, 均具有约 12 个采样点。设置样点的时间间隔相同, 波形结果如图 2(c) 所示, 图中的波形已转换为较为标准的正弦波形, 表明信号从跳频信号变换为单频信号。经过 7 级随机共振系统迭代后, 波形由于信号频谱扩展而变为近似方波(如图 2(d) 所示)。因此需在图 1 的系统中设置本地信号为同样的方波, 并进行相干运算后可消除掉频率扩展的影响, 最终解调出信息序列。

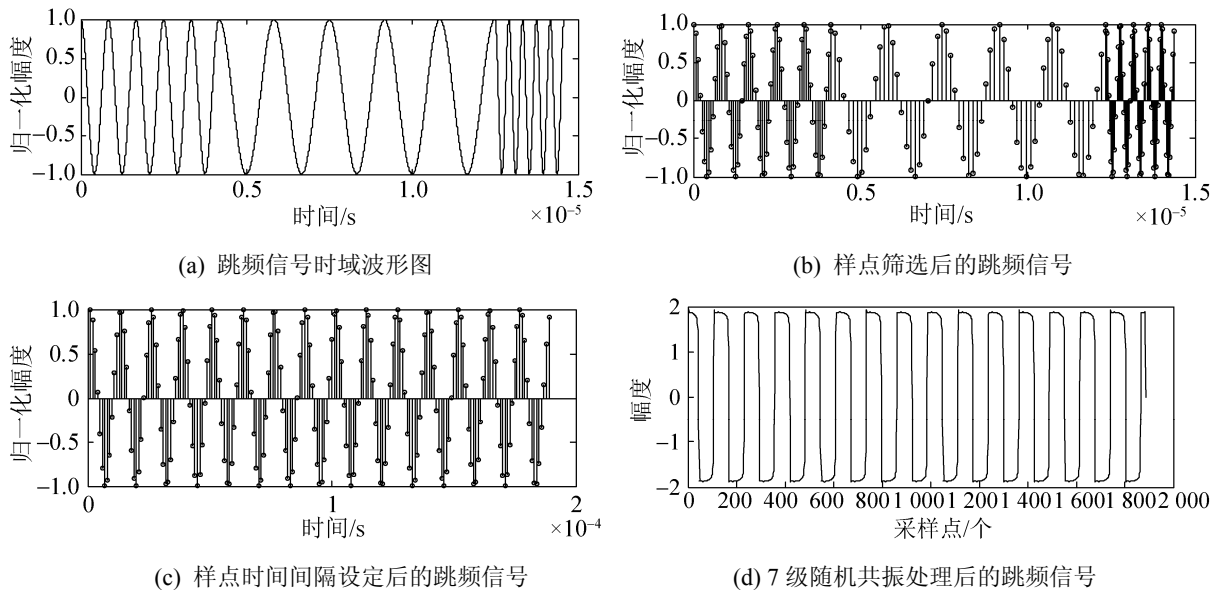


图 2 随机共振处理信号的频谱展宽过程
Fig. 2 Spectrum broadening when the signal been processed in the stochastic resonance system

文中用输出信号的信噪比作为 LF 信号解调的性能指标。设置采样频率为信号最高频率的 30 倍，即采样频率为 72 000 kHz。对于不同迭代数的随机共振系统，其在不同信噪比(-5 dB~1 dB)条件下的处理性能如图 3 所示。

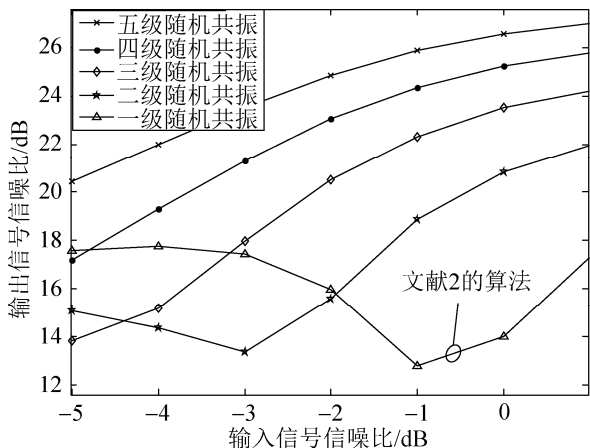


图 3 30 倍采样率下不同迭代数的系统输出性能图
Fig. 3 Output performance of the system with different numbers of iterations at 30 times sampling rate

当随机共振系统不进行迭代时(一级随机共振)，输出信号的性能波动较大，平均输出信噪比约为 16 dB。随着迭代数量不断提高，输出信噪比也逐步稳定、提高，但提高幅度逐步降低。依照文中设计的样点筛选思路，可以将文献[2]的方法应用与 LF 信号的解调过程，其性能等价于图示的一级迭代随机共振。在仿真过程中，一级迭代的性能劣于多级迭代系统，并且稳定性较差。

为观察算法在高倍采样速率下的性能，设置采样频率为信号最高频率的 70 倍，即采样频率为 168 000 kHz，图 4 为此时的输出信号性能曲线图。对比图 3、4 中的一级随机共振性能可知，通过提高数字采样速率，使得输出信号的信噪比不但有较大幅度提高，而且趋于稳定。图 4 同样表明，随着迭代数目增多信号解调性能得到提高，但提高幅度逐步降低。相比于现有文献[2]的方法，文中设计的迭代随机共振系统的输出信号信噪比平均提高 2 dB。这是由于相比于文献[2]的算法，多级的随机共振更彻底地将噪声转换为信号能量。同时本地的

方波相关信号也额外带来更好的检测性能。通过前文分析，若总采样点数为 M_1 ，筛选出的样点数为 M 。则文中的随机共振系统的计算复杂度为 $O(20 \cdot M \cdot N)$ ，而传统随机共振系统的计算复杂度为 $O(20 \cdot M_1)$ 。因为通常 $M=3$ ，所以当抽取率 $M_1 / N \geq 3$ 时，文中的算法无论在计算复杂度还是计算性能上，均优于传统方法；当 $M_1 / N < 3$ 时，传统算法的计算复杂度更低，但性能弱于文中方法。

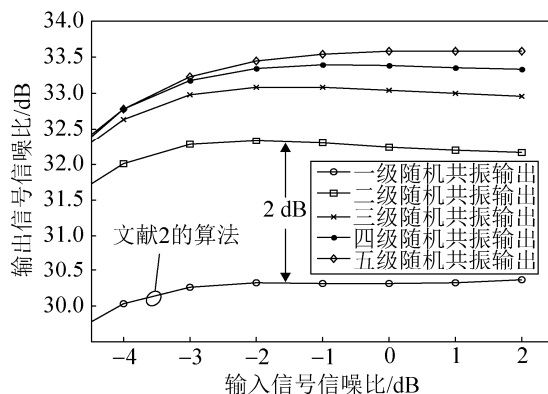


图 4 70 倍采样率下不同迭代数的系统输出性能图
Fig. 4 Output performance of the system with different numbers of iterations at 70 times sampling rate

算法适用于信噪比较低的通信环境，通过噪声能量向有用信号能量的转化，可有效提高接收机处理增益。该算法主要用于跳频信号的高增益处理，可依照文中的结构直接在接收机中实现。算法是针对数字化后的信号进行的设计，因此适用于各类数字化芯片实现整个过程，便于实际应用和改进。其具体实现过程参见 2.3 节，可结合具体的应用环境对各部分功能模块做适当的调整。

3 结论

文中提出基于迭代双稳态随机共振的跳频信号解调算法。一方面通过设计样点筛选过程，将处于多个跳频点上的信号用统一参数的随机共振系统进行处理，简化了多个频点信号的随机共振参数配置过程；另一方面利用随机共振现象将噪声能量转化为信号能量，且通过设计本地信号消除了信号频率畸变，从而获得了较高的信号处理增益。由

于实际信号经过无线信道会出现衰落、干扰等现象, 在后续的研究中需要考虑更为复杂的无线通信环境, 以提高算法的实用性。

参考文献:

- [1] 侯成郭, 罗柏文, 李地. 基于级联随机共振的窄带信号宽带化接收[J]. 通信学报, 2015, 36(7): 138-143.
Hou Chengguo, Luo Bowen, Li Di. Broadband receiver of narrowband signal based on the cascaded stochastic resonance[J]. Journal on Communications, 2015, 36(7): 138-143.
- [2] CHEN W, WANG J, LI H, et al. Stochastic resonance noise enhanced spectrum sensing in cognitive radio networks[C]// Proceeding of 2010 IEEE Global Telecommunications Conference. San Diego, CA, USA, 2010: 1-6.
- [3] 罗爱国, 贾哲, 王庭昌. 一种编码连续相位调制的跳频系统及其性能仿真分析[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(4): 1155-1158.
Luo Ai-guo, Jia Zhe, Wang Tingchang. Design of Frequency Hopping system with Encoded CPM Signals and Its performance simulation and analysis[J]. Journal of System Simulation, 2009, 21(4): 1155-1158.
- [4] 王爱珍, 侯成郭, 任国凤. 直接序列扩频的分层级联随机共振接收算法[J]. 计算机应用, 2015, 35(4): 934-937.
WANG Ai-zhen, Hou Chengguo, Ren Guofeng. Layered and cascaded stochastic resonance algorithm for direct sequence spread spectrum signal receiving[J]. Journal of computer applications, 2015, 35(4): 934-937.
- [5] Wang Jun, Ren Xin, Zhang Xiaowen, et al. Adaptive Bistable Stochastic Resonance Aided Spectrum sensing[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications (S153612761), 2014, 13(7): 4014-4024.
- [6] LI Q, LI Z, SHEN J, et al. A novel spectrum sensing method in cognitive radio based on suprathreshold stochastic resonance[C]//Proceeding of 2012 IEEE International Conference on Communications (ICC). London: IEEE, 2012: 4426-4430.
- [7] LI Q, LI Z. A novel sequential spectrum sensing method in cognitive radio using suprathreshold stochastic resonance [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology (S00189545), 2014, 63(4): 1717-1725.
- [8] SHI S, YIN W, YANG M, et al. A high-resolution weak signal detection method based on stochastic resonance and superhetechnology[C]//Proceeding of 2012 7th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM). Kunming, China, 2012: 329-333.
- [9] FU Z, XING J, ZHU R, et al. A new method of detecting line-spectrum based on auto-correlation with stochastic resonance theory[C]//Proceeding of 2013 25th Chinese Control and Decision Conference (CCDC). Guiyang, China, 2013: 1104-1107.
- [10] ZOU H, ZHENG L, LIU C. Detecting parameters of high frequency signals with frequency modulation [C]// Proceeding of 2013 6th International Congress on Image and Signal Processing(CISP). Hangzhou, China, IEEE, 2013: 1090-1095.
- [11] Jiang Yi, Zhao Hui. A New Weak Signal Detection Method Based on Stochastic Resonance and Array Sensor[C]//Proceeding of 2013 International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS). Chengdu, China, IEEE, 2013: 287-289.
- [12] Deng H, Zhao J, LENG Y. Research on the Nonlinear Square Wave Filter Based on Concatenation Stochastic Resonance[C]//Proceeding of 2010 International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA). Wuhan, China, 2010.
- [13] S Sugiura, A Ichiki, Y Tadokoro. Stochastic Resonance Based Iterative Detection for Serially-Concatenated Turbo Codes [J]. IEEE Signal Processing Letters (S1070-9908), 2012, 19(10): 655-658.