doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2015.10.018

引用格式:张晓红,黄继海,侯成郭. 等效时移随机共振的载波同步[J]. 电讯技术,2015,55(10):1170-1175. [ZHANG Xiaohong, HUANG Jihai, HOU Chengguo. Equivalent Time Shifting Stochastic Resonance for Carrier Synchronization [J]. Telecommunication Engineering,2015,55(10):1170-1175.]

等效时移随机共振的载波同步*

张晓红1,***,黄继海1,侯成郭2

(1. 中州大学 信息工程学院,郑州 450005;2. 解放军 69260 部队,乌鲁木齐 830000)

摘 要:针对随机共振应用于单频载波同步时存在的噪声能量转化不彻底、采样点数量需求高的问题,提出了随机共振等效时移的载波同步方法。首先,通过充分利用接收信号的先验信息,设计样点等效时移过程,降低了载波同步对采样率的需求;其次,通过设计多级迭代的随机共振系统,并设置本地同频方波信号,提高了噪声的转化效率;最后,给出了较为完整的时移校准和时延校准的模块设计。 理论分析和仿真结果均表明该方法能够有效地实现载波同步,并较现有方法提高约10 d 性能。

关键词:信号处理;随机共振;等效时移;载波同步

中图分类号:TN911 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2015)10-1170-06

Equivalent Time Shifting Stochastic Resonance for Carrier Synchronization

ZHANG Xiaohong¹, HUANG Jihai¹, HOU Chengguo²

(1. Information Engineering Institute of Zhongzhou University, Zhengzhou 450005, China;2. Unit 69260 of PLA, Urumqi 830000, China)

Abstract: When the stochastic resonance is applied to the synchronization of single frequency carrier, the noise power conversion is not thorough and the sampling rate is reduced. To solve above problems, an equivalent time shifting method is presented. Firstly, by utilizing the prior information of receiving signal, an equivalent time shifting process is designed to reduce the sampling rate demand for carrier synchronization. Secondly, by designing multi-stage iterative stochastic resonance system and setting up a local square wave signal, the conversion efficiency of the noise-to-signal is improved. Finally, the time shifting module and the time delay module are presented. Theoretical analysis and simulation results show that this method can effectively achieve carrier synchronization, and has about 10 dB extra gain compared with existing methods. **Key words**: signal processing; stochastic resonance; equivalent time shifting; carrier synchronization

1 引 言

随机共振原理目前已在信号处理领域引起了广 泛关注。利用该原理能够削弱信号中所含有的噪声 分量,同时使得信号分量增强^[1]。因为噪声能量向信 号能量的转化思路与传统的噪声削弱方法思路存在 显著的差异,所以将随机共振原理应用于现代信号处 理也面临着诸多问题。正弦载波同步是通信系统接 收前端重要一环,也是较为常规的系统组成部分,其 同步性能的好坏直接关系到信号后续的处理性能。 将随机共振原理应用于载波同步,将有效地抑制信道 噪声,大幅提升同步后信号的信噪比性能^[2]。

现有的随机共振研究成果可部分应用于载波同步过程中,但存在三方面的问题:第一,现有的讨论 集中在信号检测方面,应用于载波同步时,缺少同步 量的估计和误差反馈机制。例如,文献[3-4]讨论 了随机共振应用于信号检测,均属于典型的将随机

^{*} 收稿日期:2015-06-29;修回日期:2015-08-21 Received date:2015-06-29;Revised date:2015-08-21

^{**} 通讯作者:zhongzhouzxh@126.com Corresponding author:zhongzhouzxh@126.com

共振应用于单频正弦波,其重点构建了随机共振的 信号检测模型,描述频谱变化过程。对于接收、解调 系统无法较好地利用接收信号的先验信息,浪费了 可能获得的同步误差处理增益:第二.采用随机共振 处理信号时,采样率需求高。在数字信号处理中,为 实现信号的随机共振过程需要较多的信号样点,方 能使噪声的能量通过共振方式逐步转化为信号能 量,这为信号接收系统带来巨大的压力^[5]。而现有 研究重点讨论随机共振的多项式系数与所处理信号 的频率、带宽、信号噪声功率比等的对应关系[6-7]. 关于降低采样率开销的讨论较少,不能很好地解决 该问题:第三,噪声能量向信号能量的转化效率低。 单一的随机共振过程可以在一定程度上削弱噪声能 量,但处理后仍存在噪声残余量^[8];若通过级联的 方式增加多级随机共振过程可以有效地清除噪声, 但会导致共振过度,从而产生较高的误码率^[9-10]。 因此,需要综合考虑信号的特点,设计恰当的随机共 振过程。

为了解决上述问题,本文提出随机共振的等效时 移信号解调算法。该算法充分利用接收信号的先验 信息,构建了样点时移迭代过程、多级随机共振过程、 误差补偿系统以及本地方波混频序列,从而通过样点 时移迭代缓解了接收机高采样率需求的压力,并充分 将噪声转化为信号,大幅提高系统输出信噪比。

2 算法设计

算法设计的主要目的是弥补随机共振过程中采 样点数不够造成的信号处理增益偏低的问题。因为 在数字中频处理之后,单个基带波形内存在多个周 期的中频载波信号,并且这些信号所承载的基带符 号相同,所以可以利用这些信号进行叠加,相互弥补 样点缺少的问题。

2.1 算法流程

随机共振的等效时移信号增强算法的流程如图 1 所示。接收系统采用直接在中频实现数字化接收 的处理方式。

第一步:中频信号经过采样后进行样点的时移 迭代,用以提高采样点数;

第二步:在迭代的过程中需要实时进行时移校准;

第三步:迭代后的数据输出至级联的随机共振 系统,从而实现信号的非线性增强过程;

第四步:随机共振系统的输出与本地信号进行 相关运算后实现信号解调。

在随机共振级联的过程中,一方面前一级的随机共振输出 y_{i0,m}(t_i)被送往下一次随机共振过程作

为输入;另一方面,本地信号需要通过时延校准模块 实时地与随机共振系统的最终输出实现同步,从而 得到最大化的相关计算结果。



图1 信号等效时移迭代的随机共振接收过程

Fig. 1 The diagram of equivalent time shifting stochastic resonance

2.2 算法原理

设数字基带脉冲波形为 g(t), $t \in [0, T)$, T 为 信号周期;传输的第 i 个信息为 a_i , 因此, 基带信号 序列可表示为 $s(t) = \sum_i a_i \cdot g(t-i \cdot T)$ 。接收端经 过处理后在中频的信号为 $x(t) = s(t) \cdot e^{i2\pi f_0 t}$,其中 $e^{i2\pi f_0 t}$ 为中频正弦载波, f_0 为中频频率。通常信号周 期 T 大于中频载波周期 $T_0 = 1/f_0$, 为便于后文研究, 令单个信号内的载波周期数量 $N = T/T_0$ 。接收机收 到的信号为

$$y(t) = \alpha \cdot x(t) + n(t)_{\circ} \tag{1}$$

式中,α为信道衰落系数,n(t)为加性信道噪声。为 便于采样信号的时移迭代,令时移脉冲信号为

$$g_{s}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \le t < T_{0} \\ 0, & T_{0} \le t < T \end{cases}$$
(2)

时移脉冲序列 $s_s(t) = \sum_i g_s(t-i \cdot T)$ 。由于 $N = T/T_0$, 在单个基带波形 g(t)内,存在 N 个正弦载波。可以 利用 $s_s(t)$ 提取信号 y(t)中不同载波,并在单个符号 内实现叠加,则提取的采样信号为

 $y_n(t) = y(t) \cdot s_s(t-n \cdot T_0), n \in [0,N)$ 。 (3) 利用式(3)对原始信号 y(t)进行时移迭代可得 信号

若设中频的米样频率为 f_s ,则y(t)中的相邻样 点 $\tilde{y}(t_i)$ 和 $\tilde{y}(t_{i+1})$ 之间的时间间隔为

 $\begin{cases} \Delta h_1 = t_{i+1} - t_i = T_s - \text{mod}(T_0, T_s), i \text{ b max} \end{cases}$ (5)

 $\Delta h_2 = t_{i+1} - t_i = \text{mod}(T_0, T_S)$, i 为奇数

式中, $mod(T_0, T_s)$ 表示 T_0 对 T_s 取余。 根据现有文献将图 1 中的随机共振过程写为^[11]

 $\dot{x}(t) = a \cdot x(t) - b \cdot x^{3}(t) + \tilde{y}(t) + n(t)$ 。 (6) 式中, $\tilde{y}(t)$ 为驱动信号,n(t)为随机噪声。按照图 1

· 1171 ·

中的信号模型替换变量后,第*i*+1次的随机共振过 程为

$$\dot{y}_{r0,i+1}(t) = a \cdot y_{r0,i+1}(t) - b \cdot y_{r0,i+1}^3(t) + y_{r0,i}(t) \circ$$
(7)

式中, $y_{n_i}(t)$ 为前一次随机共振结果,也是式(7)所 描述第 i+1 次的随机共振输入。对于第一次随机共 振,令输入等于原始样点时移迭代后的信号 $\gamma_{a,0}(t)$ $= \tilde{y}(t)$ 。依照式(7)完成全部 N 次级联迭代过程 后,最终的随机共振输出为 $x_r(t) = y_{n,N}(t)$ 。此时, 由于级联随机共振不断使得信号频带展宽,造成信 $= s_x(t)$ 是由正弦载波形成的方波序列,并且其中承 载有调制的信息。为获得该信息,需要通过设计本 地载波序列,并通过与信号 x_r(t)进行相关计算去掉 方波序列。设计本地序列 $x_2(t) = \sum s_r(t-i \cdot T_r)$,其 中 s.(t)为方波信号,占空比为 0.5,持续时间(循环 周期)为 $T_r = 1/f_r$ 。相关器中的计算过程为 $x_{rb}(t) =$ $x_{i}(t) \cdot x_{j}(t)$,其中输出信号为 $x_{i}(t)$ 。时延校准模 块可根据相关器中的计算结果估计本地信号和接收 信号之间的时延差,然后将估计结果反馈至本地信 号发生器进行时延校准。整个算法的迭代停止控制 由随机共振单元控制,判决条件如式(8)所示:

$$\int \left[\frac{y_{r0,i}(t)}{\bar{y}_{r0,i}(t)} - \frac{y_{r0,i-1}(t)}{\bar{y}_{r0,i-1}(t)} \right] dt \leq \eta,$$

$$\bar{y}_{r0,i}(t) = \int y_{r0,i}(t) dt, \quad \bar{y}_{r0,i-1}(t) = \int y_{r0,i-1}(t) dt \circ (8)$$

式中, $\frac{y_{n,i}(t)}{y_{n,i}(t)}$ 表示利用平均输出 $\overline{y}_{n,i}(t)$ 对*i*时刻输

出信号 $y_{n,i}(t)$ 进行归一化, $\frac{y_{n,i-1}(t)}{y_{n,i-1}(t)}$ 表示利用平均 输出 $\overline{y}_{n,i-1}(t)$ 对 i-1 时刻输出信号 $y_{n,i-1}(t)$ 进行归 一化。式(8)表示当两个时刻之间的随机共振结果 差异较小时,停止算法迭代过程。

2.3 级联随机共振过程

图1中模型的核心是级联随机共振过程,该过 程具体实现流程如图2所示。由于信号经过了样点 时移迭代过程,相邻两样点之间的间隔不相等,因此 在利用数值方法求解式(7)的偏微分方程时,分为 奇次共振迭代和偶次共振迭代两部分,则根据式 (5)采用非均匀的四阶 Runge-Kutta 算法求解,具体 迭代公式为

$$x(t_{i+1}) = \begin{cases} x(t_{i+1}) + k_1(\Delta h_1)/6 + k_2(\Delta h_1)/3 + \\ k_3(\Delta h_1)/3 + k_4(\Delta h_1)/6, \ i \ \text{5mm} \\ x(t_{i+1}) = x(t_{i+1}) + k_1(\Delta h_2)/6 + k_2(\Delta h_2)/3 + ^{\circ} \\ k_3(\Delta h_2)/3 + k_4(\Delta h_2)/6, \ i \ \text{5mm} \\ \end{cases}$$
(9)



图 2 中奇次共振迭代对应于公式(9)中 *i* 为奇数的求解过程,偶次共振迭代对应于公式(9)中 *i* 为 偶数的求解过程。图 2 中的开关 s_1 控制随机共振 的输入信号为原始样点时移迭代信号 $y_r(t_i)$ 或是前 一级随机共振的输出信号 $y_{r0,m}(t_i)$,开关 s_2 控制式 (9)所示数值求解过程的奇次共振迭代或是偶次共 振迭代,其中两种共振迭代之间不断交互信息式 (9)的中间参量 $K = \{k_1, k_2, k_3, k_4\}$ 。门限判决单元 不断对每次级联输出信号 $y_{r0,m}(t_i)$ 依照式(8)进行 判决,符合停止条件后,信号 $y_{r0,m}(t_i)$ 被送往相关器 进行后续相关解调;不符合停止条件的情况,信号 $y_{r0,m}(t_i)$ 将被送至下一级联过程作为输入。

2.4 时延校准过程

时延校准主要包括时移校准单元和时延校准单 元两个过程,分别用于调整样点时移迭代过程和调 整本地信号与随机共振信号进行相关计算,实现信 号之间的对齐。

图 3 是样点时移迭代的时移校准过程,是对前 述图 1 中时移校准单元的细化,其主要思路是将时 移信号分为正时移信号、负时移信号和零时移信号。 将其进行快速傅里叶变换(Fast Fourier Transformation,FFT)后比较三者峰值。若零时移信号对应的 峰值最大,则不进行时移修正量为正;若页时移信号对应的 峰值最大,则时移修正量为正;若负时移信号对应的 峰值最大,则时移修正量为近;若负时移信号对应的 峰值最大,则时移修正量为负。具体在图 3 中,样点 时移迭代单元输出 3 路信号至 FFT 变换单元,3 路 信号分别为零时移信号 $\tilde{y}_{(t)}$ 、负时移信号 $\tilde{y}_{-\Delta}(t)$ 、 正时移信号 $\tilde{y}_{\Delta}(t)$ 。根据公式(4), $\tilde{y}_{-\Delta}(t)$ 、 $\tilde{y}_{\Delta}(t)$ 计 算公式为

$$\tilde{y}_{\Delta}(t) = y(t) + \sum_{i=0}^{N-2} y_i(t + \Delta t) + y_{N-1}(t + (N-1) \cdot T_0 + \Delta t) ,$$

$$\tilde{y}_{-\Delta}(t) = y(t) + \sum_{i=0}^{N-2} y_i(t - \Delta t) + y_{N-1}(t + (N-1)T_0 - \Delta t)_{\circ}$$
(10)

式中, Δt 为正负时延量,为避免时延造成信号周期 多义性,满足约束条件 $\Delta t < \min\{T_s - mod(T_0, T_s), mod(T_0, T_s)\}$ 。经过 FFT 变换后,3 路信号的峰值 被送入比较判决单元,选出最大峰值并设置相应的 调整量,向样点时移迭代单元反馈时移修正信号。



图 5 件点时移达代的时移仪准过程 Fig. 3 The calibration process of the samples iterative time shifting

图4 是相关计算的时延校准过程,主要由本地 信号发生器、相关器、积分器组和比较判决器构成。 本地信号输出3路信号至相关器:零时延信号 $x_2(t)$ 、正时延信号 $x_2(t+\Delta\tau)$ 、负时延信号 $x_2(t-\Delta\tau)$ 。相关器将3路信号分别与随机共振输出信号 进行相关运算后输出至后续的3个积分器中,积分 器的结果代表了信号能量。比较判决器对比3路信 号后输出的判决结果为时延修正信号。与样点时移 迭代的时移校准过程类似,若零时延信号对应的信 号能量最大,则可延修正量为正;若负时延信号 对应的信号能量最大,则时延修正量为负。





3 算法仿真分析

为进一步验证算法设计的正确性,首先对单频

正弦波进行等效时移,并仿真对比时移前后信号经 过随机共振处理的效果(加性高斯白噪声信道,信 噪比为-2 dB,20 倍采样率),仿真结果如图 5 所示。 图 5(a)是原始采样信号,在每个正弦波周期内有 10 个采样点;图 5(b)是原始采样点经过随机共振 系统后的输出信号波形图。从图中可以看出,信号 经过随机共振后噪声已经基本消失,取而代之的是 存在误码的方波信号,同时方波信号的幅度(能量) 增大。图 5(c)是等效时移后的采样信号波形图,从 横坐标可以看出,由于增加了等效时移信号,样点数 量增大 1 倍(变为不到 4000 个)。该信号经过随机 共振后(见图 5(d)),与图 5(b)相比误码数量明显 减少,信号质量获得明显提升。



图 5 等效时移前后信号随机共振结果对比图 Fig. 5 The stochastic resonance results comparison before and after equivalent time shifting 为了充分体现等效时移的效果,在不同随机共 振级联数(1~5级)和不同输入信噪比下(-5~ 2dB)的情况下,对比等效时移和非等效时移的输 出信号强度。仿真结果如图6所示,从图中可以看 出等效时移的性能平均比非等效时移处理的信号强 度高4dB,并且随着随机共振的级数增多,性能逐步 提升。



图 6 不同级数下等效时移前后信号随机共振结果对比图 Fig. 6 The stochastic resonance results comparison with different equivalent time shifting series

在不同的采样率下(10~35 dB), 仿真输出信 号强度随着输入信噪比的变化趋势,结果如图 7 所 示。从图中可以看出, 当采用等效时移迭代解调算 法时,随着原始采样率增加输出信号的强度也逐步 变强, 但增强的幅度逐步降低。另外, 随着采样率增 加, 等效时移迭代算法的输出信号性能对输入信号 信噪比变得不敏感。



图 7 不同采样率下信号随机共振性能 Fig. 7 The stochastic resonance results comparison with different sampling rate

选取级联数2~7级,并与文献[6]的方法进行 对比。当采样率为5、10、15、20、25、30倍时,性能曲 线如图8所示。通过对比可以看出,文中提出的等 效时移信号解调算法比文献[6]性能高10dB以上, 并且采样率低时,随着通过级联可以大幅提高输出 信号强度。



图 8 输出信号强度与采样率和级联数的性能分析 Fig. 8 The analyzing results with different output signal power, sampling rate and cascade number

4 结束语

本文提出了随机共振的等效时移信号解调算 法,并设计出较为完整的解调系统。该算法通过增 加采样点数,降低了随机共振系统对采样率的需求, 并且利用载波信号的先验信息,进一步提高了噪声 向信号的转化率。理论和仿真结果均表明算法具有 较好的性能。在后续的工作中,将对等效时移的最 优位置进行讨论,并尝试给出该方法的理论限。

参考文献:

- [1] Li Q W, Li Z, Shen J, et al. A novel spectrum sensing method in cognitive radio based on suprathreshold stochastic resonance [C]//Proceedings of 2012 IEEE International Conference on Communications. Ottawa, Canada: IEEE, 2012:4426-4430.
- [2] Li Q W, Li Z. A Novel Sequential Spectrum Sensing Method in Cognitive Radio Using Suprathreshold Stochastic Resonance [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014,63(2):1717-1725.
- [3] Wu J, Xu Y, Zhang H Q. Parameter-induced stochastic resonance for multiplicative three-state Markovian noise in a linear system with modulated signal [C]//Proceedings of 2011 IEEE 2nd International Conference on Software Engineering and Service Science. Beijing: IEEE, 2011;381-384.
- [4] Meng Y L, Pei C X. Stochastic resonance in a bistable system driven by non-gaussian noise and Gaussian noise [C]//Proceedings of 2014 IEEE Workshop on Electronics, Computer and Applications. Ottawa, Canada: IEEE, 2014:358-36.

- [5] Zou H L,Zheng L Q,Liu C J. Detecting parameters of high frequency signals with frequency modulation [C]//Proceedings of 2013 6th International Congress on Image and Signal Processing. Hangzhou: IEEE, 2013:1090–1095.
- [6] Mu F Y,Zhang J F,Du J. A weak signal detection technology based on stochastic resonance system [C]//Proceedings of 2011 International Conference on Computer Science and Service System. Nanjing:IEEE,2011:2004–2007.
- [7] Dalabaev S, Muhammad A, Wu X L, et al. The application of the system of parameter tuning stochastic resonance in baseband signal processing [C]//Proceedings of 2011 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference. Harbin: IEEE, 2011: 1387-1389.
- [8] Shuo S, Yin W Y, Yang M C, et al. A high-resolution weak signal detection method based on stochastic resonance and superhet technology [C]//Proceedings of 2012 7th International ICST Conference on Communications and Networking in China. Kunning:IEEE,2012:329-333.
- [9] Fu Z K, Xing J C, Zhu R D, et al. A new method of detecting line-spectrum based on auto-correlation with stochastic resonance theory [C]//Proceedings of 2013 25th Chinese Control and Decision Conference. Guiyang: IEEE, 2013:1104-1107.
- Lin Y P, Chen H, Jiang L G, et al. Cooperative spectrum sensing based on stochastic resonance in cognitive radio
 [J]. Science China Information Sciences, 2014, 57(3): 1–10.

 Yi J, Zhao H. A new weak signal detection method based on stochastic resonance and array sensors [C]// Proceedings of 2013 International Conference on Communications, Circuits and Systems. Chengdu: IEEE, 2013:287-289.

作者简介:



张晓红(1979—),女,河南舞钢人,2008 年获硕士学位,现为讲师,主要从事计算机通 信、信号与系统方面的研究;

ZHANG Xiaohong was born in Wugang, Henan Province, in 1979. She received the M.S. degree in 2008. She is now a lecturer.

Her research concerns computer communications, signal and system.

Email: zhongzhouzxh@ 126. com

黄继海(1977—),男,河南濮阳人,2008 年获硕士学位,现 为副教授,主要从事计算机通信、信号与系统方面的研究;

HUANG Jihai was born in Puyang, Henan Province, in 1977. He received the M. S. degree in 2008. He is now an associate professor. His research concerns computer communications, signal and system.

侯成郭(1981—),男,山西陵川人,现为解放军 69260 部 队助理工程师、解放军信息工程大学信息系统工程学院博士 研究生,主要研究方向为通信信号处理、通信物理层技术。

HOU Chengguo was born in Lingchuan, Shanxi Province, in 1981. He is now an assistant engineer and currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns communication signal processing and communication physical layer technology.