

线性调频信号的级联随机共振数字化接收

侯成郭^{*①} 罗柏文^① 李地^②

^①(解放军信息工程大学信息工程学院 郑州 450002)

^②(解放军 69260 部队 乌鲁木齐 830000)

摘要: 为消除随机共振系统的窄带限制, 实现线性调频信号的高增益数字化接收, 该文提出一种基于样点频率设定的数字化接收方法。该方法直接将线性调频信号通过数字化的样点筛选、频率设定过程, 变换为适配于后续级联随机共振系统的单频信号。从而顺利完成宽带接收信号中噪声能量向信号能量的转化。理论和仿真实验表明该算法可实现线性调频的解调, 其处理增益较现有算法提高约 2 dB。

关键词: 无线通信; 随机共振; 级联; 线性调频; 数字化

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)12-2866-06

DOI: 10.11999/JEIT 141496

Cascaded Stochastic Resonance for Digitized Receiving of Linear Frequency Modulation Signal

Hou Cheng-guo^① Luo Bo-wen^① Li Di^②

^①(Information System Engineering Institute, PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

^②(Troops 69260 of PLA, Urumqi 830000, China)

Abstract: In order to eliminate the narrowband limit of stochastic resonance system, and to complete the digitized receiving of linear frequency modulation signal with high gain, a method based on the frequency setting of received digital samples is proposed. In this method, the linear frequency modulation is directly sent to the digitized samples fitting, frequency setting process, and is converted to a single frequency signal, which fits in the subsequent cascaded stochastic resonance system. As a result, the noise energy in broadband signal is converted to signal energy. Theory and simulation results show that the algorithm can demodulate the linear frequency modulation signal, and its processing gain is higher than the existing algorithms by about 2 dB.

Key words: Wireless communication; Stochastic resonance; Cascaded; Linear Frequency Modulation (LFM); Digitized

1 引言

通过随机共振可以将噪声转化为信号能量, 其已在信号处理领域获得了广泛的应用^[1, 2]。随着无线通信的发展, 宽带无线信号处理(例如超宽带信号、线性调频信号等)逐步成为研究的主流^[3, 4]。但因为随机共振系统的处理带宽窄, 在应用于宽带信号处理过程中会发生频谱扩展, 所以在处理这类信号尤其是线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号时, 容易造成随机共振失效、信号畸变等问题^[5]。因此如何在通信系统中实现 LFM 信号的高增益接收是值得研究的课题。

现已有通过随机共振方法处理 LFM 信号的研

究, 大致可分为以下几类: (1)根据信号带宽的分布范围设定多种参数的随机共振系统, 共同实现 LFM 检测^[6, 7]。例如文献[8]提出了利用自相关的随机共振过程检测线谱信号, 对于不同频段的信号可设置多个系统实现接收; 文献[9, 10]则利用不同参数的随机共振阵列实现弱信号的检测。(2)通过分割宽带信号的频谱, 再分别调制到适合随机共振的频段进行检测^[11]。例如文献[12]将 LFM 信号进行频谱分段, 信号平滑后, 通过随机共振系统实现信号检测。(3)判断 LFM 的信号特征是否符合随机共振条件, 当符合时直接设置其参数进行信号检测^[13]。例如文献[14]根据待检测信号的频谱特征, 自适应地设置随机共振系统参数, 从而实现信号检测。通过前述归纳, 现有研究主要集中在信号检测方面, 直接应用于 LFM 信号接收存在 3 方面不足: (1)通信系统中的 LFM 信号的先验信息(如频率、波形等)未充分利用, 其可用于提高处理增益; (2)传统的 LFM 信号解调

收稿日期: 2014-11-26; 改回日期: 2015-08-25; 网络出版: 2015-11-01

*通信作者: 侯成郭 hcg1981xxgc@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(60472064, 61201380)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (60472064, 61201380)

方法将信号与噪声视为对立的两面，没有获得噪声转化为信号的收益；(3)若将 LFM 信号划分不同频段部分进行随机共振处理，所需的处理开销较大。

为解决上述问题实现 LFM 信号的数字化处理，本文提出基于样点筛选和频率设定的双稳态随机共振级联接收算法。其从 3 方面着手设计算法：(1)利用信号先验信息即首先实现载波同步后的数字化解调接收过程，同步的过程采用传统的载波同步方法。其次利用先验信息构造本地相关序列；(2)利用多级迭代的随机共振过程将噪声能量转化为信号能量；(3)将随机共振的参数通过样点频率设置进行统一。算法的主要思路是首先将 LFM 信号的采样信号进行样点的筛选和间隔时间变换，实现 LFM 信号的频率窄带化；随后将该窄带信号通过级联的随机共振系统，使得信号中的信道噪声转化为信号噪声，同时窄带信号的频谱扩展形成宽带的方波信号；最后利用本地的方波信号与其相关计算解调还原出调制信息。该算法一方面将信道噪声转化为接收增益；另一方面从信号宽带化中获得处理增益。从而整体上提高了 LFM 信号的解调效果。

2 算法设计

令通信系统接收端混有噪声的线性调频信号 (Linear Frequency Modulation) 为

$$y(t) = kx(t + \tau, \mu) + n(t) \quad (1)$$

其中， $x(t, \mu) = \sum_i a_i s(t - iT, \mu)$ ； $s(t, \mu) = e^{j[2\pi(f_0 t + 0.5\mu t^2)]}$ ， $t \in (0, T]$ 为基带波形， $a_i \in \{-1, 1\}$ 为被调制的信息； f_0 为起始频率； μ 为调制斜率； k 为信号幅度； τ 为信道时延； $n(t)$ 为加性信道噪声。为实现线性调频信号的高增益解调过程，文中采用图 1 所示的级联双稳态随机共振接收处理过程。

图 1 所示的大致处理流程是：首先 LFM 信号经过采样后得到 $y(t_i)$ ；然后对样点进行筛选 (二次采样)，使得 LFM 信号样点经过筛选后的 $y_1(t_i)$ 可等效为单频信号进行处理，这是后续的级联共振系统输

入的必要条件；频率设定模块的功能是将筛选后样点间的时间间隔 (频率值) 设置为与后续随机共振模块参数相匹配的值，并将数据送入随机共振单元；最后通过周期方波形式的本地信号和级联随机共振实现 LFM 信号的解调，还原出基带信息。

由于随机共振系统可处理的信号带宽较窄，首先要解决的是压缩 LFM 信号带宽的问题。为实现图 1 的过程首先证明下述的定理。

定理 当两信号满足 $Y_1(f) = Y_2(\lambda_F f)$ ，即信号具有相似的频率形式。当以采样频率 f_{s1} 和 f_{s2} 分别对两个信号进行采样，并且满足 $f_{s1} = f_{s2} / \lambda_F$ ，则以此采样信号作为输入的数字化随机共振系统输出相同。

证明 已知 $Y_1(f) = Y_2(\lambda_F f)$ ，则

$$|\lambda_F| y_1(t) = y_2(t / |\lambda_F|) \quad (2)$$

依照采样频率 f_{s1} 和 f_{s2} 分别进行采样后的信号分别为 $y_1(i) = y_1(iT_{s1})$ ， $y_2(i) = y_2(iT_{s2})$ 。根据已知条件有， $f_{s1} = f_{s2} / \lambda_F$ ，可得 $T_{s1} = T_{s2} \lambda_F$ 。则采样信号可写为 $y_1(i) = y_1(iT_{s1})$ ， $y_2(i) = y_2(iT_{s1} / \lambda_F)$ 。根据式 (2) 可知 $y_1(i) = y_1(iT_{s1}) = 1 / |\lambda_F| y_2(iT_{s1} / |\lambda_F|) = 1 / |\lambda_F| y_2(i)$ 。

随机共振的数字化处理过程中，现有实现方式大都采用四阶 Runge-Kutta 算法求解，具体迭代公式为

$$x_{r1}(t_{i+1}) = x_{r1}(t_i) + k_1/6 + k_2/3 + k_3/3 + k_4/6 \quad (3)$$

其中， $k_1 = \Delta h [ax_{r1}(t_i) - bx_{r1}^3(t_i) + y_{r0}(t_i)]$ ， $k_2 = \Delta h [a(x_{r1}(t_i) + k_1/2) - b(x_{r1}(t_i) + k_1/2)^3 + y_{r0}(t_{i+1})]$ ， $k_3 = \Delta h [a(x_{r1}(t_i) + k_2/2) - b(x_{r1}(t_i) + k_2/2)^3 + y_{r0}(t_{i+1})]$ ， $k_4 = \Delta h [a(x_{r1}(t_i) + k_3/2) - b(x_{r1}(t_i) + k_3/2)^3 + y_{r0}(t_{i+2})]$

其中，第 i 个系统输入为 $y_{r0}(t_i)$ ，将采样信号 $y_1(i)$ 和 $y_2(i)$ 分别代替 $y_{r0}(t_i)$ ，通过式 (3) 即可得到对应的随机共振输出 $x_1(i)$ 和 $x_2(i)$ 。因为 $y_1(i) = K \cdot y_2(i)$ ，所以输出 $x_1(i) = K' x_2(i)$ 。即两个系统输出信号只有幅度上的差异，经调整信号幅度可得到相同的信号输出。证毕

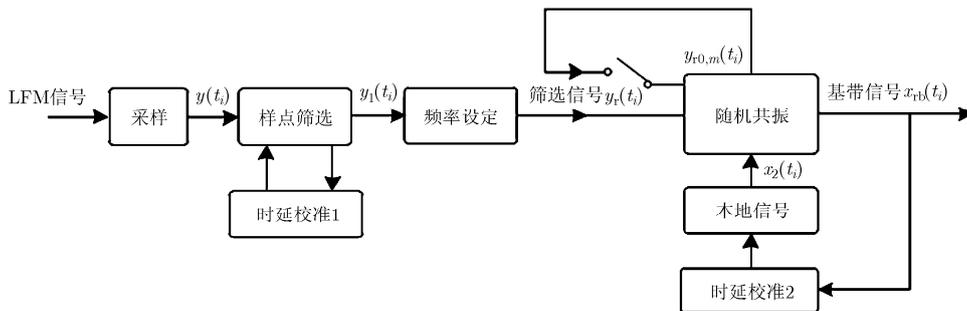


图 1 LFM 信号的级联随机共振接收过程

定理表明, 对于频率成比例的两个信号, 大频率信号采用大采样率或小频率信号采用小采样率后经过随机共振系统的结果相一致。因此依据上述定理可以将 LFM 信号依比例转化为单频信号进行后续的随机共振处理。假设图 1 中采样模块的频率为 f_s , 经过采样后信号为 $y(t_i)$ 。样点筛选的原理依据上述定理, 即在每个 LFM 的符号周期内, 随着频率线性增大而逐步增大采样频率, 具体筛选过程描述为如下原则。

筛选原则 若 LFM 信号的采样频率为 f_s , 则依照二次采样频率 $f_{s2} = f_s - \mu(T - t)$, $t \in \{0, T\}$ 在每个 LFM 信号周期内选取采样点, 使得样点在各个频率范围内等比例分布。

依照筛选原则, 在每个信号周期起始时 ($t = 0$), 二次采样频率 $f_{s2} = f_s - \mu T$; 在每个信号周期末 ($t = T$), 二次采样频率 $f_{s2} = f_s$ 。这样可以使得在周期结束时达到系统最大采样率, 充分发挥系统接收性能。因此整个周期内的 s 为 $\bar{f}_{s2} = f_s - 0.5\mu T$, 平均二次采样周期为 $\bar{T}_{s2} = 1/\bar{f}_{s2}$ 。又因为在 LFM 信号周期 T 内, 信号平均频率为 $\bar{f}_{\text{LFM}} = f_0 + 0.5\mu T$, 平均周期为 $\bar{T}_{\text{LFM}} = 1/\bar{f}_{\text{LFM}}$ 。所以信号单位平均周期 \bar{T}_{LFM} 内的平均二次采样点个数为 $\bar{N} = \bar{T}_{\text{LFM}}/\bar{T}_{s2} = (f_s - 0.5\mu T)/(f_0 + 0.5\mu T)$ 。这表明将 LFM 信号转化为单频信号 $y_1(t_i)$ 后, 每个正弦波周期内的采样点个数为 \bar{N} 个。“时延校准 1”单元用于实现接收信号与二次采样的时间同步, 使得采样起点与每个信号周期起始时刻相一致。时延校准 1 的原理具体描述如下。

时延校准原理 对于每个 LFM 信号 $s(t)$, 其二次采样后变为 $s_1(t_i)$ 。依照前述样点筛选过程, $s_1(t_i)$ 中包含 \bar{N} 个采样点。重新设置相邻两样点之间的时间间隔均为 Δt , 则 $s_1(t_i)$ 变为单频信号, 并且频率为 $f_{s_1(t_i)} = \bar{f}_{\text{LFM}}/\Delta t$ 。若令 $g(t, \tau) = f_0(t - \tau) + 0.5\mu \frac{2(f_{s_1(t_i)} - f_0)}{\mu t} (t - \tau)^2$, $\Delta f_g(t) = \frac{dg(t, \tau)}{dt} - \frac{dg(t, 0)}{dt}$,

τ 为时延量。则可得时延估计量 $\hat{\tau} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{\frac{\Delta f_g(t_m)}{f_0 - f_{s_1(t_i)}}} \cdot t_m$ 。

按照此估计量不断调整样点筛选的时间起点即可实现校准。

证明 当信号 $s_1(t_i)$ 相邻两采样点的时间间隔设置为 Δt , 并且存在时延 τ 的情况下, 根据样点筛选过程信号的形式变为

$$s_1(t_i, \tau) = e^{j2\pi \left[f_0(t-\tau) + 0.5\mu \frac{2(f_{s_1(t_i)} - f_0)}{\mu t} (t-\tau)^2 \right]} = e^{j2\pi g(t, \tau)} \quad (4)$$

当时延量等于 0 时, 信号 $s_1(t_i, 0)$ 的频率 $f_{s_1(t_i, 0)} =$

$\frac{dg(t, 0)}{dt}$; 存在时延量 τ 时, 信号 $s_1(t_i, \tau)$ 的频率

$$f_{s_1(t_i, \tau)} = \frac{dg(t, \tau)}{dt}。可得两频率之差为$$

$$\Delta f_g(t) = f_{s_1(t_i, \tau)} - f_{s_1(t_i, 0)}$$

$$= f_{s_1(t_i)} - f_0 - \frac{2(f_{s_1(t_i)} - f_0)\tau}{t} - \frac{(f_{s_1(t_i)} - f_0)(t - \tau)^2}{t^2} \quad (5)$$

可得 $\tau = \sqrt{\frac{\Delta f_g(t)}{f_0 - f_{s_1(t_i)}}} t$, 在 M 个采样时刻进行统计平

均则有 $\hat{\tau} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \sqrt{\frac{\Delta f_g(t_m)}{f_0 - f_{s_1(t_i)}}} t_m$ 。证毕

实际应用中, 时延估计的过程通过相邻两次的估计结果判断是否应当停止迭代, 停止条件是: (1) 估计误差是否小于门限, 门限是根据实际信号质量, 以及信道情况选取; (2) 相邻两次是否出现“迟早”波动, 即第 1 次和第 2 次的估计结果正负号相反。迭代的运算量与信号质量和信道环境关联度较大。根据时延校准原理, 单次估计的乘法运算复杂度为 $o(kM)$, k 为常数, M 为单次估计的样点数。

由于信号的二次采样频率主要依据总采样频率 f_s 和线性调频斜率 μ , 采样后的信号与后续的随机共振系统可能不匹配。为此信号需要被送往频率设定模块, 根据后续随机共振系统所需的频率, 对 \bar{N} 个采样点进行的内插(系统所需频率高于 \bar{f}_{LFM})或再次采样(系统所需频率低于 \bar{f}_{LFM}), 最后信号被送往双稳态级联随机共振系统。依照现有理论, 将双稳态随机共振系统过程描述为^[15, 16]

$$\dot{x}(t) = ax(t) - bx^3(t) + y(t) + n(t) \quad (6)$$

其中, $y(t)$ 为正弦驱动信号; $n(t)$ 为随机噪声。随机共振系统内部存在多次的随机共振级联, 第 i 次的级联输出信号为 $y_{r0,i}(t)$ 。 $y_{r0,i}(t)$ 也是第 $i+1$ 次的级联输入信号, 级联过程的随机共振表示为

$$\dot{y}_{r0,i+1}(t) = ay_{r0,i+1}(t) - by_{r0,i+1}^3(t) + y_{r0,i}(t) \quad (7)$$

其中, $y_{r0,0}(t) = y_r(t)$ 。最终随机共振系统的输出信号为 $x_r(t) = y_{r0,N}(t)$, N 为级联次数。本地信号为周期为 $T_r = 1/f_r$ 、占空比为 1/2 的方波, 将其表示为 $x_2(t) = \sum_i s_r(t - i \cdot T_r)$ 。相关器输出的本地信号 $x_{rb}(t) = x_r(t)x_2(t)$ 。本地相关序列对应于传统处理中用于下变频的正弦波, 因为正弦波的相关值是方波相关值的 1/2, 为此序列相关会带来 3 dB 的增益。时延校准 2 模块根据上一时刻的相关器输出结果进行时延估计, 并将估计结果送往本地信号模块进行相应的时延调整。随机共振模块左侧的开关用来控

制级联过程，当输出信号 $y_{r0,i}(t)$ 的结果与随机共振迭代结果 $y_{r0,i-1}(t)$ 差异小于门限时，即满足如式(8)所示的迭代停止条件时，开关断开，停止当前级联迭代过程。

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

$$\bar{y}_{r0,i}(t) = \int y_{r0,i}(t) dt,$$

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

3 算法仿真分析

首先通过计算机仿真观察时域 LFM 信号的处理过程的各个阶段的变化，验证级联随机共振数字化接收算法的正确性。设置 LFM 信号的起始频率为 400 kHz，截止频率为 2400 kHz，周期为 0.01 ms，具体一个周期内的连续信号波形如图 2(a)所示。依照图 1 中的信号处理流程，样点筛选后的采样信号如图 2(b)所示，依照前述样点筛选过程，在信号周期起始的低频部分，选用较低的采样频率；在信号周期末尾的高频部分，选用较高的采样频率。当信号经过频率设定处理后，其时域信号波形图如图 2(c)所示。从图中可以看出，通过设定相邻采样点的时间间隔，LFM 信号被转换为单频信号。将此单频信号送入 3 级级联随机共振系统后，输出的波形如图 2(d)所示，图中的信号波形已经大致变为周期同前单频信号的方波。将此信号与本地信号进行相关运算可最终实现 LFM 信号的解调。

依照式(2)描述的过程，设置随机共振系统的参数 $a=0.1, b=0.04$ 。图 3 是输入信号的信噪比分别为

-5 dB, -3 dB, -1 dB, 1 dB，采样速率分别为 10 倍，20 倍，30 倍，40 倍信号频率条件下，级联随机共振系统的输出信号的信噪比分布图，图中的 10, 20, 30, 40 倍采样速率是相对于频率设定后的单频信号周期而言。从图中可以看出随着采样速率的不断提高，输出信号的信噪比也相应提高。对于非线性的随机共振过程，随着采样率的提高，更高频的噪声将被引入到随机共振处理过程中，意味着更多的噪声能量被转化为信号能量，从而导致输出信号的信噪比提高。因此图中的结论与随机共振的原理相一致。当输入信噪比低，信道环境较为恶劣时，输出信噪比的提升幅度较低；当输入信噪比高，信道环境较好时，输出信噪比的提升幅度大。另外，当采样速率为等于 10 倍的信号周期时，由于单个信号周期内的采样点数较少，导致接收系统无法产生随机共振现象，反而会造成输入信号的恶化。因此可得结论：采样速率提高有助于产生随机共振，并且采样速率越高，信号处理效果越好。

图 4 是具有不同级联数的随机共振系统在不同信噪比条件下的系统输出性能图，仿真时设置采样频率等于 30 倍信号频率，其余参数同图 3。为观察尽可能大范围级联数条件下的输出信号信噪比性能分布，设置级联数分布范围为 1 级至 7 级。图中所示，当系统采用 1 级非级联的双稳态随机共振系统时，输出的信号不稳定，在输入信噪比 -5 dB 至 1 dB 范围内波动较大。当级联数逐步增加至 7 级级联时，系统的性能趋于稳定，并且输出信噪比不断得到大幅改善，改善程度随着级数的增加而递减。

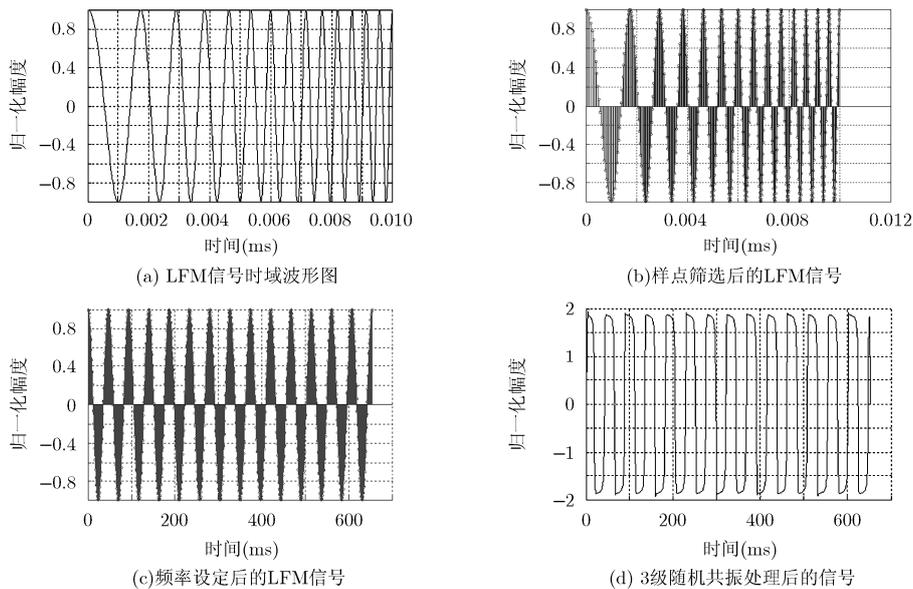


图 2 随机共振处理信号的频谱展宽过程

图 5 的仿真中采样速率设置为 70 倍,其余参数同图 4。图中所示一级级联随机共振输出的信号信噪比最低,随着级数的增加,输出信号信噪比明显改善。一级级联时的算法等价于文献[2]中的算法,其性能曲线远小于二级级联时的系统性能,因此可知本文通过级联系统可大幅提高信号处理增益。当系统的级数增加到一定程度(如五级、六级、七级)时,级数的增加不会带来明显的输出信号增益,这是由于此时的信道噪声已经绝大部分转化为信号能量,没有更多的噪声用于提高输出信号增益。对比图 4 和图 5 可知,当信号的采样速率提高后,系统输出信号的稳定性增加。不同采样率的一级级联随机共振系统中,采样率高的系统(图 5 所示的 70 倍采样速率)输出信号没有波动现象。并且采样率高的系统,输出信号的增益随着级联数量的增加,信号增益增加更为明显。

通过前述的仿真实验可知,文中设计的 LFM 信号级联随机共振数字化接收算法可以有效地实现

LFM 信号解调,并且通过适当增加系统级联数量、系统采样速率可大幅提高系统处理增益。算法的性能优于现有 LFM 处理算法,并且便于以数字信号处理的方式实现。本文算法运算量与信号频率成线性关系,所以在应用于较低频率的信号时,算法运算量较低。当应用于高频、大带宽的信号时,需要对系统进行优化设计,并采用一定的策略降低运算量。例如:采用自适应的策略,当信号质量较好时使用低采样率的随机共振过程;或是对信号能量弱的时段提高采样率,对信号强的时段采用低采样率等策略。

本文的研究重点是讨论如何在同步的基础上提高解调处理增益,如果同步过程存在较大的频率误差时,由于算法在解调过程中没有设置频率估计和调整过程,会直接导致算法性能下降;如果同步过程存在较大的时延误差时,由于文中设置了两个时延调整单元,会进行一定程度的时延纠偏。

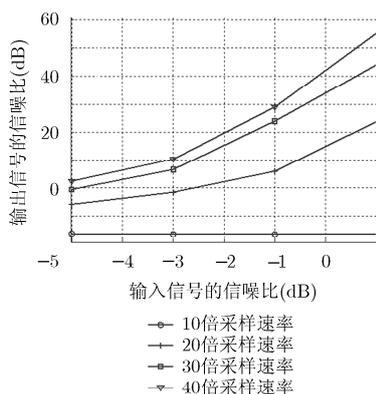


图 3 不同信道条件及采样速率条件下的系统输出性能图

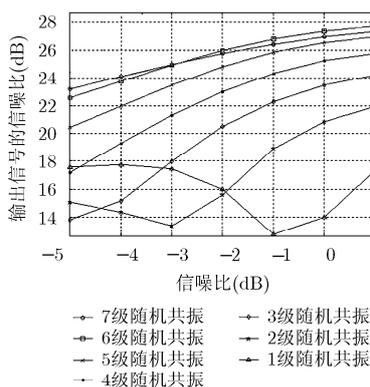


图 4 30 倍采样速率条件下不同级联数的系统输出性能图

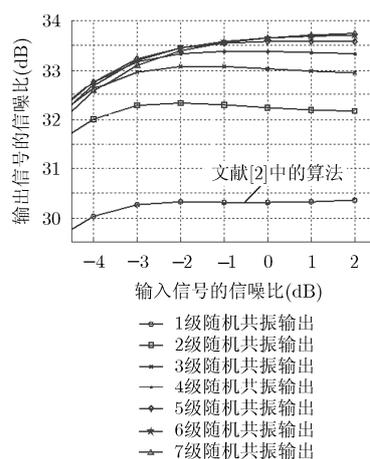


图 5 70 倍采样速率条件下不同级联数的系统输出性能图

4 结束语

为设计数字化、高增益的 LFM 接收算法,本文提出基于级联双稳态随机共振原理的数字化接收算法。算法直接将 LFM 信号的采样结果进行样点筛选和频率设定,得到适配于后续随机共振系统的单频信号。随后通过级联的随机共振系统将信道噪声转化为信号能量,大幅提高系统处理增益,并得到宽带化的方波信号。将该信号与本地接收信号进行相关计算即可实现 LFM 信号的解调。该方法由于直接对采样序列进行处理,因此便于数字化实现。在后续的工作中需要对高倍采样带来的运算量进行深入分析,以提高算法的实用性能。

参考文献

- [1] 梁军利, 杨树元, 唐志峰. 基于随机共振的微弱信号检测[J], 电子与信息学报, 2006, 28(6): 1068-1072
Liang Jun-li, Yang Shu-yuan, and Tang Zhi-feng. Weak signal detection based on stochastic resonance[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2006, 28(6): 1068-1072.
- [2] Meng Yun-liang and Pei Chang-xing. Stochastic resonance in a bistable system driven by non-gaussian noise and Gaussian noise[C]. 2014 IEEE Workshop on Electronics, Computer and Applications, Ottawa, Canada, 2014: 358-361.
- [3] 朱文涛, 苏涛, 杨涛, 等. 线性调频连续波信号检测与参数估计算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(3): 552-558.

- Zhu Wen-tao, Su Tao, Yang Tao, *et al.*. Detection and parameter estimation of linear frequency modulation continuous wave signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(3): 552-558.
- [4] 熊竹林, 刘策伦, 安建平. 一种低复杂度线性调频信号参数估计算法[J]. *电子与信息学报*, 2015, 37(2): 489-493.
- Xiong Zhu-lin, Liu Ce-lun, and An Jian-ping. A low complexity parameter estimation algorithm of LFM signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(2): 489-493.
- [5] Qunwei Li and Zan Li. A novel sequential spectrum sensing method in cognitive radio using suprathreshold stochastic resonance[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(4): 1717-1725.
- [6] Zou Hai-lin, Zheng Long-quan, and Liu Chan-juan. Detecting parameters of high frequency signals with frequency modulation[C]. 2013 6th International Congress on Image and Signal Processing (CISP), Hangzhou, China, 2013: 1090-1095.
- [7] Dalabaev S, Muhammad A, Wu Xue-lian, *et al.*. The application of the system of parameter tuning stochastic resonance in baseband signal processing[C]. 2011 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), Harbin, China, 2011: 1387-1389.
- [8] Fu Zhi-kai, Xing Jian-chun, Zhu Rui-de, *et al.*. A new method of detecting line-spectrum based on auto-correlation with stochastic resonance theory[C]. 2013 25th Chinese Control and Decision Conference (CCDC), Guiyang, China, 2013: 1104-1107.
- [9] Jiang Yi and Zhao Hui. A new weak signal detection method based on stochastic resonance and array sensors[C]. 2013 International Conference on Communications, Circuits and Systems (ICCCAS), Chengdu, China, 2013: 287-289.
- [10] Fan Bin and Hu Niao-qing. Method of weak signals detection based on array of stochastic resonance[C]. 2011 Prognostics and System Health Management Conference, Shenzhen, China, 2011: 1-5.
- [11] Lin Ying-pei, He Chen, Jiang Ling-ge, *et al.*. Cooperative spectrum sensing based on stochastic resonance in cognitive radio[J]. *Science China Information Sciences*, 2014, 57(2) : 1-10.
- [12] 文川. 基于随机共振的 LFM 信号检测与参数估计[D]. [硕士论文], 西南交通大学, 2011: 1-74
- Wen Chuan. Detection and parameters estimation of LFM signal based on stochastic resonance[D]. [Master dissertation], Southwest Jiaotong University, 2011: 1-74.
- [13] Chen Wei, Wang Jun, Li Hu-sheng, *et al.*. Stochastic resonance noise enhanced spectrum sensing in cognitive radio networks[C]. 2010 IEEE Global Telecommunications Conference, Florida, USA, 2010: 1-6.
- [14] Wang Jun, Ren Xin, Zhang Shao-wen, *et al.*. Adaptive bistable stochastic resonance aided spectrum sensing[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(7): 4014-4024.
- [15] Shuo Shi, Yin Wanyi, Yang Ming-chuan, *et al.*. A high-resolution weak signal detection method based on stochastic resonance and superhet technology[C]. 2012 7th International ICST Conference on Communications and Networking in China (CHINACOM), Kunming, China, 2012: 329-333.
- [16] Wei Shi-peng, Zhang Tian-qi, Gao Chun-xia, *et al.*. The united detection of weak MSK signal using Duffing oscillator and Stochastic resonance[C]. 2011 IEEE 4th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE), Beijing, China, 2011: 447-453.

侯成郭：男，1981 年生，博士生，研究方向为通信信号处理、通信物理层技术。

罗柏文：男，1980 年生，博士生，研究方向为天线组阵技术、通信信号处理。

李地：男，1969 年生，工程师，主要研究通信中的信号处理、自组网、传感网等。