

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2015.03.005

引用格式:程艳合,杨文革.一种针对压缩域信号的新型锁相环技术[J].电讯技术,2015,55(3):256-261.[CHENG Yanhe,YANG Wenge.A New Phase Locked Loop Technique for Compressed Domain Signal[J].Telecommunication Engineering,2015,55(3):256-261.]

一种针对压缩域信号的新型锁相环技术*

程艳合**,杨文革

(解放军装备学院 光电装备系,北京 101416)

摘 要:针对通信信号压缩采样获得的压缩域信号频率、相位提取问题,提出了一种基于压缩感知的新型锁相环技术。通过深入研究压缩域的信号估计问题,提出了压缩域锁相环路,可以直接在压缩域同步跟踪信号频率和相位变化,不再需要高复杂度的信号重构处理。分析了环路模型及其估计性能,并针对该锁相环可行性和性能分别进行了仿真实验。仿真结果不仅验证了压缩域锁相环的可行性,同时表明该环路能够实现高动态信号的高精度频率提取。压缩域锁相环的应用潜力较大,例如可以作为压缩感知通信接收机的同步解调方法。

关键词:压缩域信号;压缩感知;锁相环;平均测频误差

中图分类号:TN911.7 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2015)03-0256-06

A New Phase Locked Loop Technique for Compressed Domain Signal

CHENG Yanhe,YANG Wenge

(Department of Optical and Electronic Equipment,The Academy of Equipment,Beijing 101416,China)

Abstract:To deal with the issue of compressed communication signal frequency and phase extraction,a new phase locked loop(PLL) technique based on compressive sensing is proposed. Firstly,the compressed domain PLL model is established on the basis of signal estimation analysis in compressed domain,which can directly track the frequency and phase information without reconstructing the original signal. Then,the estimation performance is explored by analyzing the model. Finally,the feasibility and performance of the proposed technique are investigated by simulation experiments. The results show that the technique is feasible,and the loop can accurately extract the high dynamic signal frequency. The proposed PLL has a great potential for the application. For instance,it can be used for synchronous demodulation in the communication receiver based on compressive sensing.

Key words:compressed domain signal;compressive sensing;phase locked loop(PLL);frequency measurement error mean

1 引 言

压缩感知(Compressive Sensing,CS)是近年来兴起的一种新型信息获取理论,它以信号的稀疏性为先验条件,可以在远小于 Nyquist 采样率的情况下,用随机采样获取信号的离散样本,并能够通过非线

性重构算法无失真重建信号,突破了传统 Shannon 采样理论框架,对信息和信号处理产生了深远影响^[1]。

虽然压缩感知能够有效降低采样率和数据率,但同时其重构算法计算复杂度偏高,需要消耗大量

* 收稿日期:2014-11-20;修回日期:2015-01-27 Received date:2014-11-20;Revised date:2015-01-27

** 通讯作者:cheng20130810@foxmail.com Corresponding author:cheng20130810@foxmail.com

• 256 •

的计算资源^[2]。然而,无线电接收机等系统的处理目标是信号流,其计算复杂度和实时性是首要考虑因素^[3],并且已有的重构算法基本都是基于有限维特性,需要把信号流分成一定长度数据块来分别进行处理,这会导致在块边界出现较大的处理延时和方块效应。因此,传统压缩感知重构算法并不适用于大多数的实时处理系统^[4]。

针对上述问题,本文提出了一种新型锁相环框架,该环路不再需要信号重构,可以直接从调制信号的压缩采样值中提取频率和相位信息。本文提出的环路技术可以应用于需要频率或相位跟踪的大多数相关领域,例如压缩采样后调频信号的解调处理。相对于先重构再利用传统锁相环跟踪信号的解调思路,压缩域锁相环技术由于不需要进行信号重构,在计算复杂度方面具有很强优势。

2 压缩域信号估计分析

根据压缩感知理论可知,有限等距性(Restricted Isometry Property, RIP)条件是信号重构的重要基础^[5],因此,本文从 RIP 出发研究在压缩域的信号估计问题及其性能。

假设存在两信号 $x_1 \in L, x_2 \in S$, 矩阵 Φ 是集合 $(L, S \cup -S)$ 稳定度为 $\delta \in (0, 1)$ 的嵌入量,即 Φ 满足参数为 $(\max(\|x_1 + x_2\|_0, \|x_1 - x_2\|_0), \delta)$ 的 RIP 条件,假设 $\|x_1\|_2 = \|x_2\|_2 = 1$, 则有

$$\|x_1 \pm x_2\|_2^2 = 2 \pm 2\langle x_1, x_2 \rangle。 \tag{1}$$

式中, $\langle x_1, x_2 \rangle$ 表示两向量之间的内积运算, $\|\cdot\|_2$ 表示向量的二范数。矩阵 Φ 同时是集合 (L, S) 和 $(L, -S)$ 的 δ 稳定度嵌入量,则有

$$1 - \delta < \frac{\|\Phi x_1 \pm \Phi x_2\|_2^2}{2 \pm 2\langle x_1, x_2 \rangle} < 1 + \delta。 \tag{2}$$

根据平行四边形恒等式,可得

$$\begin{aligned} \langle \Phi x_1, \Phi x_2 \rangle &= \frac{|\|\Phi x_1 + \Phi x_2\|_2^2 - \|\Phi x_1 - \Phi x_2\|_2^2|}{4} \leqslant \\ &= \frac{1}{4}((2 + 2\langle x_1, x_2 \rangle)(1 + \delta) - (2 - 2\langle x_1, x_2 \rangle)(1 - \delta)) \leqslant \\ &\langle x_1, x_2 \rangle + \delta。 \end{aligned} \tag{3}$$

类似地,由式(2)可得

$$\begin{aligned} \langle \Phi x_1, \Phi x_2 \rangle &= \frac{|\|\Phi x_1 + \Phi x_2\|_2^2 - \|\Phi x_1 - \Phi x_2\|_2^2|}{4} \geqslant \\ &= \frac{1}{4}((2 + 2\langle x_1, x_2 \rangle)(1 - \delta) - (2 - 2\langle x_1, x_2 \rangle)(1 + \delta)) \geqslant \end{aligned}$$

$$\langle x_1, x_2 \rangle - \delta。 \tag{4}$$

合并公式(3)、(4),可得

$$\langle x_1, x_2 \rangle - \delta \leqslant \langle \Phi x_1, \Phi x_2 \rangle \leqslant \langle x_1, x_2 \rangle + \delta。 \tag{5}$$

可以进一步把式(5)化简为

$$|\langle \Phi x_1, \Phi x_2 \rangle - \langle x_1, x_2 \rangle| \leqslant \delta。 \tag{6}$$

式中, $|\cdot|$ 表示取绝对值。根据内积的双线性和压缩感知的 RIP 条件,可把式(6)推广到两信号的二范数为任意值的情况,如下:

$$|\langle \Phi x_1, \Phi x_2 \rangle - \langle x_1, x_2 \rangle| \leqslant \delta \|x_1\|_2^2 \|x_2\|_2^2。 \tag{7}$$

由式(7)可知,原信号内积 $\langle x_1, x_2 \rangle$ 与其对应的压缩采样值内积 $\langle \Phi x_1, \Phi x_2 \rangle$ 之间的绝对误差值由 $\delta \|x_1\|_2^2 \|x_2\|_2^2$ 来衡量,如果不等式(7)右侧项中的 $\|x_1\|_2^2 \|x_2\|_2^2$ 能够忽略,则可通过 $\langle \Phi x_1, \Phi x_2 \rangle$ 以任意精度来估计 $\langle x_1, x_2 \rangle$, 但实际中的 $\|x_1\|_2^2 \|x_2\|_2^2$ 通常不能直接忽略。可以通过选取稳定度 δ 较小的矩阵 Φ 来降低整体项 $\delta \|x_1\|_2^2 \|x_2\|_2^2$, 从而实现估计误差的有效控制。

如果信号 x_1 和 x_2 都是稀疏信号,并且矩阵 Φ 满足 RIP 条件,一般可以认为 $|\delta \|x_1\|_2^2 \|x_2\|_2^2| \ll 1$, 则式(7)可变为

$$\langle \Phi x_1, \Phi x_2 \rangle \approx \langle x_1, x_2 \rangle。 \tag{8}$$

根据公式(8)可知,具有稀疏性的两信号内积近似等于其压缩采样值的内积,即压缩采样没有破坏原信号之间存在的结构差异。

3 压缩域锁相环建模及性能分析

3.1 传统锁相环概述

锁相环是一种高效的信号频率、相位跟踪方法,能够在连续或离散时间框架下,通过生成本地参考信号、比较输入与参考信号相位差和调整参考信号来构成反馈回路,不断更新输入信号频率、相位估计值。图 1 给出了一个典型离散时间实信号锁相环原理框图^[6]。由图可知,传统锁相环主要包括三部分,即鉴相器、环路滤波器和数控振荡器。

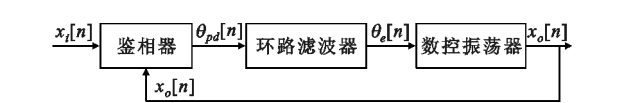


图 1 传统锁相环原理框图
Fig. 1 Classical PLL diagram

环路通过对输入信号和本地参考信号进行乘法运算,并进行低通滤波处理,可以得到两信号的相位差,通过调整该相位差估计值,可使输入信号和本地参考信号趋于正交。鉴相器输出可以看作是输入与本地参考信号的内积,其中核函数由环路滤波器定义。如果输入与本地参考信号正交,则内积为零,可认为环路已锁定;否则两信号内积为正数或负数,分别对应相位超前与滞后状态^[7]。传统锁相环理论已经比较成熟,并广泛应用于常见的测控、通信等相关系统,但由于压缩采样系统引入了随机性,压缩域信号不再是常规的数字信号。因此,传统锁相环不能够直接跟踪压缩感知采样值的频率、相位变化。

3.2 压缩域锁相环模型

(1) 压缩域锁相环

在传统锁相环中,相位估计更新是通过计算输入信号 Nyquist 采样值 $x_i[n]$ 与本地振荡器生成估计信号 $x_o[n]$ 的加权内积来实现。假设输入信号 Nyquist 采样值 x_i 与本地振荡器生成参考信号 x_o 的压缩向量分别为 y_i 和 y_o ,有

$$y_i = \Phi x_i, \tag{9}$$

$$y_o = \Phi x_o. \tag{10}$$

根据前文分析可知,两向量内积与相对应压缩向量内积近似相等,可得

$$\langle y_i, y_o \rangle \simeq \langle x_i, x_o \rangle. \tag{11}$$

根据式(11),通过对传统锁相环进行改进,可得压缩域锁相环,如图 2 所示。新型锁相环主要在原有锁相环基础上增加两个压缩采样器,分别对输入信号和本地生成参考信号进行压缩处理,获得压缩采样值。在环路中的采样算子是输入压缩采样器的离散数学模型,两者必须同步工作。

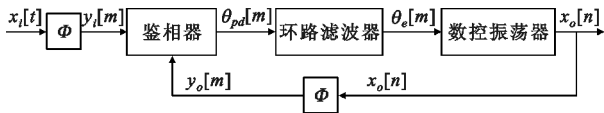


图 2 压缩域锁相环原理框图
Fig. 2 Compressed domain PLL diagram

锁相环具有实时性要求,这给压缩采样器设计提出一些约束条件,包括因果性(在假设未知信号相位信息情况下,对其进行估计)、低延迟(为了增

加系统稳定度余量)和低系统复杂度。根据文献[8]可知,随机解调采样器满足上述全部约束条件,并且易于实现。由于输入、本地生成参考信号可能分别为模拟、数字形式,所以需要保证模拟和数字压缩采样器性能非常相近。

与传统锁相环相同,压缩域锁相环也通过鉴相器和环路滤波器来计算相位估计内积(如图 2 所示)。本文通过建立压缩采样器数字化模型,并采用线性非时变滤波器作为环路滤波器,可得压缩域锁相环的估计相位差为

$$\theta_e[m] = \sum_k y_i[k] y_o[k] h_{cs}[m-k]. \tag{12}$$

式中, $h_{cs}[\cdot]$ 表示与传统锁相环高速率环路滤波器相对应的低速率环路滤波器脉冲响应,索引 m 表示低采样率。

(2) 压缩域环路模型分析

在传统锁相环分析中,一般假设信号频率已经锁定,环路只需估计信号相位。类似地,假设压缩域锁相环跟踪信号频率已锁定,仅需跟踪信号相位变化。首先给出输入信号数学模型:

$$x_i(t) = \cos(wt + \theta) + n_i(t). \tag{13}$$

式中, w 是输入信号频率, $n_i(t)$ 是加性高斯白噪声。则其对应的压缩采样值为

$$y_i[m] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (\cos(wk + \theta) + n_i(k)) p_m[k] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (\cos(wk + \theta)) p_m[k] + n_i[m]. \tag{14}$$

式中, $p_m[\cdot]$ 表示第 m 个压缩测量值对应的伪随机系数,对应采样矩阵 Φ 的第 m 行向量; $n_i[m]$ 是加性高斯白噪声 $n_i(t)$ 的压缩采样值。根据压缩采样的噪声放大效应, $n_i[m]$ 仍是高斯白噪声,只是相对原模拟噪声 $n_i(t)$ 而言,其方差有一定增加,为便于分析,将该噪声项直接在压缩采样值上建模^[2]。虽然 $p_m[\cdot]$ 是伪随机序列,但对于特定系统该序列预先可知,因此在式(14)中只有输入高斯白噪声 n_i 一个不确定项。类似地,本地振荡器生成信号的压缩测量值可表示为

$$y_o[m] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \cos(wk + \tilde{\theta}) p_m[k]. \tag{15}$$

式中, $\tilde{\theta}$ 是相位估计量。假设压缩测量值之间相互独立,无偏估计量 $y_o[m]$ 的跟踪误差方差可表示为

$$\sigma^2 = \sum_{m=1}^M (y_i[m] - y_o[m])^2. \tag{16}$$

则跟踪误差方差 σ^2 对相位估计 $\tilde{\theta}$ 求导可得

$$\frac{\partial \sigma^2}{\partial \tilde{\theta}} = \frac{\partial}{\partial \tilde{\theta}} \sum_{m=1}^M (y_i[m] - y_o[m])^2 =$$

$$2 \sum_{m=1}^M \left(y_i[m] \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sin(wk + \tilde{\theta}) p_m[k] - \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \cos(wk + \tilde{\theta}) p_m[k] \right) \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sin(wk + \tilde{\theta}) p_m[k] \right) \right). \tag{17}$$

为最优误差方差,需要让式(17)等于零。针对每个测量值 m ,该式主要包含两项:第一项表示输入信号压缩测量值与本地生成参考信号的 90° 相移对应压缩测量值之间的相关运算;第二项是与输入无关的抵消项。其中,相关项证实环路中和输入信号所采用压缩采样模型必须保持一致,否则会增加额外噪声。假设 $p_m[\cdot]$ 项是相互独立生成,均值为零,即具有随机性,则抵消项可简化为

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \cos 2(wk + \tilde{\theta}) (p_m[k])^2. \tag{18}$$

该项的中心频率是原信号载频的 2 倍,大部分会被环路的低通滤波器滤除,但由于滤波器性能限制,仍会残留一部分。忽略该抵消项可以简化系统复杂度和相应的分析模型,并且不会明显影响系统性能。通过上述分析可知,压缩域锁相环具有自适应性,通过循环迭代处理能够自然地达到平均性能。

3.3 性能分析

假设添加到输入信号压缩测量 $y_i[m]$ 的噪声项与方差 σ^2 不相关,则能够得到最大似然估计。针对压缩测量长度为 M 的未知相位信号,可以最大化如下概率密度函数:

$$p(y_i|\theta) = (2\pi)^{-M/2} |R|^{-1/2} |e^{(-1/2(y_i - y_o)^T R^{-1}(y_i - y_o))}. \tag{19}$$

假设 $R = \sigma_i^2 I$,可得对数似然函数

$$L(\theta|y_i) = \left(-\frac{M}{2} \lg(2\pi) - \frac{1}{2} \lg(M\sigma^2) - \frac{1}{2\sigma^2} (y_i - y_o)^T (y_i - y_o) \right). \tag{20}$$

根据前文分析,可以解算该压缩域无偏估计量的方差下界,即克拉美罗界。首先使对数似然函数对相位估计 $\tilde{\theta}$ 求二阶导,可得

$$\frac{\partial^2 L}{\partial \tilde{\theta}^2} = \frac{-1}{\sigma^2} \sum_{m=1}^M \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \cos(wk + \tilde{\theta}) \cos(wl + \tilde{\theta}) p_m[k] p_m[l] + \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sin(wk + \tilde{\theta}) \sin(wl + \tilde{\theta}) p_m[k] p_m[l] \right). \tag{21}$$

式中, σ^2 是一个常数因子,表示输入噪声方差。输入压缩采样值 $y_i[m]$ 的均值可以表示为

$$E_{n_i}(y_i) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \cos(wk + \tilde{\theta}) p_m[k]. \tag{22}$$

式中, $E_{n_i}(y_i)$ 表示以输入噪声 n_i (而不是 $p_m[k]$) 为变量求函数均值。对式(21)取负期望,可表示为

$$-E\left(\frac{\partial^2 L}{\partial \tilde{\theta}^2}\right) = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=1}^M \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sin(wk + \tilde{\theta}) \sin(wl + \tilde{\theta}) p_m[k] p_m[l] \right) = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=1}^M \left(\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} (p_m[k])^2 (1 - \cos(2(wk - \tilde{\theta}))) + \sum_{\substack{k=-\infty \\ l=-\infty}}^{\infty} \sum_{\substack{k=-\infty \\ l=-\infty}}^{\infty} \sin(wk + \tilde{\theta}) \sin(wl + \tilde{\theta}) p_m[k] p_m[l] \right). \tag{23}$$

假设伪随机系数 $p_m[k]$ 相互独立,且均值都为零,则式(23)第二项等于零。此外,如果 $p_m[k]$ 平均方差为 1,并且忽略高频分量,式(23)可以化简为

$$-E\left(\frac{\partial^2 L}{\partial \tilde{\theta}^2}\right) \approx \frac{M}{2\sigma^2}. \tag{24}$$

则有跟踪相位方差的克拉美罗界为

$$\Omega_c(\tilde{\theta}) = \frac{2\sigma^2}{M}. \tag{25}$$

值得注意的是,式(25)与传统锁相环相位方差克拉美罗界的形式相同,只是分母有所区别。该式分母 M 表示的是压缩后数据长度,且一般小于传统的锁相环中数据长度 N ,即 $M < N$,易知本文所提出压缩域锁相环要想达到与传统锁相环相同估计性能水平,需要观测更长时间。

4 仿真实验与分析

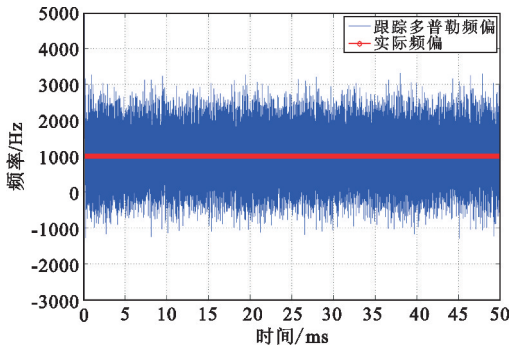
对本文提出的针对压缩域锁相环技术进行实验验证,主要思路是首先验证该新型环路可行性,其次通过与传统锁相环对比跟踪效果来研究本文提出锁相环性能。

环路参数设置^[3]: 阻尼系数 0.707, 环路带宽 1 kHz, FIR 低通滤波器阶数 64, 带宽 1 MHz。仿真

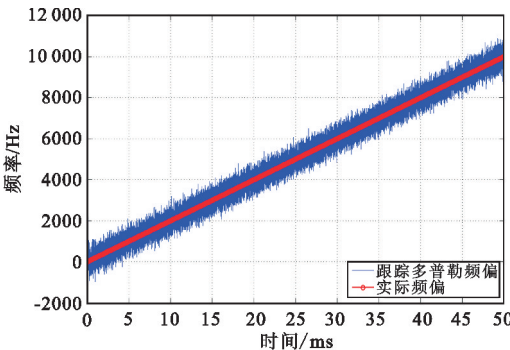
条件:采样率16.5 MHz,载波中心70 MHz,积分时间50 ms。

4.1 可行性验证

输入信号分别为多普勒频率1 kHz阶跃信号、多普勒频率200 kHz/s斜升信号,信噪比取30 dB,压缩采样采用随机解调采样器^[8],压缩比取2,频率跟踪结果如图3所示。



(a) 跟踪频率阶跃信号



(b) 跟踪频率斜升信号

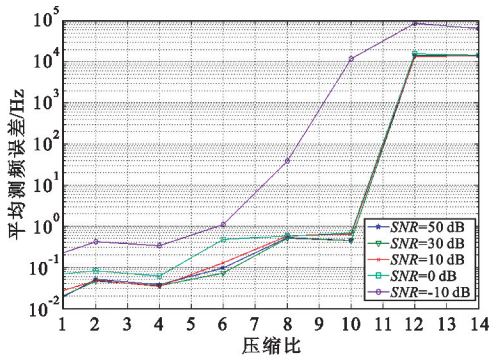
图3 压缩域锁相环频率跟踪结果对比
Fig. 3 Comparison between the original and tracking frequency by compressed domain PLL

从频率阶跃和频率斜升信号的跟踪结果可以看出,环路能够锁定输入信号,且跟踪多普勒与预置多普勒变化保持一致,平均测频误差分别为0.083 3 Hz、0.064 2 Hz,可以认为本文提出的压缩域锁相环在上述条件下能够成功跟踪输入信号频率变化。

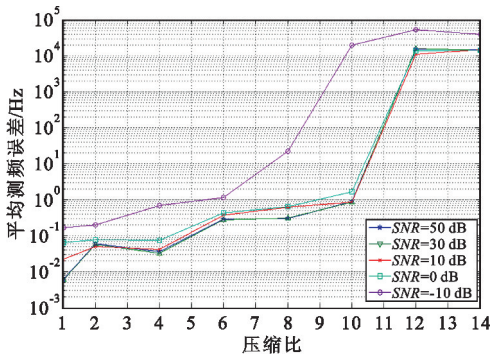
4.2 性能分析

主要从频率阶跃和斜升两种信号出发,分别考察在不同输入信噪比与压缩比情况下,压缩域锁相环平均测频误差的变化规律。信噪比变化范围为{50 dB,30 dB,10 dB,0 dB,-10 dB},压缩比变化范围为{1,2:2:14},其中压缩比为1表示传统锁相

环,其他仿真参数与上节相同。图4为压缩域锁相环频率跟踪性能。



(a) 跟踪频率阶跃信号



(b) 跟踪频率斜升信号

图4 压缩域锁相环频率跟踪性能
Fig. 4 Compressed domain PLL tracking performance

由图4可知,压缩域锁相环对两种信号平均测频误差的变化趋势一致;平均测频误差随压缩比增大而增大,当压缩比大于10(高信噪比)或大于6(低信噪比)时,误差急剧增大,表示此时环路已经失锁;平均测频误差随信噪比降低而增大,在高信噪比时,由于压缩域锁相环引入交叉噪声远大于输入信号噪声,其平均测频误差要高于传统锁相环,在低信噪比时,引入交叉噪声小于输入信号噪声,其平均测频误差与传统锁相环相当。

4.3 仿真实验总结

通过以上的仿真实验,可以得出以下结论:

- (1) 本文提出的压缩域锁相环能够成功锁定输入信号,跟踪信号频率变化;
- (2) 由于压缩采样会引入交叉噪声,在高信噪比情况下,压缩域锁相环平均测频误差会略高于传统锁相环,在低信噪比时,两者相当,这与理论分析保持一致;
- (3) 当压缩比小于10(高信噪比)或小于6(低

信噪比)时,该压缩域锁相环的平均测频误差保持在1 Hz以内,能够实现信号高精度频率提取,且可以适应200 kHz/s高动态信号。

5 结束语

本文针对调制信号压缩采样值的频率、相位提取问题,基于压缩感知理论提出了一种新型锁相环技术,该环路适用于压缩域信号,不需要高复杂度的信号重构过程,可以直接在压缩域同步跟踪信号频率和相位。通过对压缩域锁相环模型进行理论分析和仿真实验,验证了其可行性,并表明在一定压缩比以内,其平均测频误差保持在1 Hz以内,能够实现高动态信号的高精度频率提取。后续研究将进一步探讨基于该环路的通信信号压缩域同步解调处理,以及压缩感知通信接收机实现等相关问题。

参考文献:

- [1] Donoho D L. Compressed Sensing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(4): 1289–1306.
- [2] Kazunori H, Masaaki N, Toshiyuki T. A user's guide to compressed sensing for communications systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 96(3): 685–712.
- [3] 刘嘉兴. 飞行器测控与信息传输技术[M]. 北京:国防工业出版社, 2011.
LIU Jiaying. Spacecraft TT&C and Information Transmission Technology[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2011. (in Chinese)
- [4] 黄凌. 采用压缩感知的标准测控信号处理[J]. 电讯技术, 2014, 54(5): 578–583.
HUANG Ling. A TT&C signal processing method based on compressed sensing[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(5): 578–583. (in Chinese)

- [5] Cantles E I, Wakin M B. An introduction to compressive sampling[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008, 25(2): 21–30.
- [6] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电技术与应用[M]. 北京:北京理工大学出版社, 2010.
YANG Xiaoni, LOU Caiyi, XU Jianliang. Software Radio Technology and Application[M]. Beijing: Beijing Institute of Technology Press, 2010. (in Chinese)
- [7] 许志鹏, 崔琛, 余剑. 基于锁频环与锁相环相结合的载波跟踪技术[J]. 电讯技术, 2012, 52(4): 558–561.
XU Zhipeng, CUI Chen, YU Jian. Carrier tracking based on combination of FLL and PLL[J]. Telecommunication Engineering, 2012, 52(4): 558–561. (in Chinese)
- [8] Smaili S, Massoud Y. Accurate and efficient modeling of random demodulation based compressive sensing systems with a general filter[C]//Proceedings of 2014 International Symposium on Circuits and Systems. Melbourne: IEEE, 2014: 2519–2522.

作者简介:



程艳合(1987—),男,河北衡水人,博士研究生,主要研究方向为航天测控技术、扩频信号处理、压缩感知理论;

CHENG Yanhe was born in Hengshui, Hebei Province, in 1987. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns aerospace TT&C technology, spread spectrum signal processing and compressive sensing.

Email: cheng20130810@foxmail.com

杨文革(1966—),男,江西金溪人,教授、博士生导师,主要研究方向为空间飞行器测控与通信系统、压缩感知理论。

YANG Wenge was born in Jinxi, Jiangxi Province, in 1966. He is now a professor and also the Ph. D. supervisor. His research interests include spacecraft TT&C and communication system and compressive sensing.