



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102724155 A

(43) 申请公布日 2012. 10. 10

(21) 申请号 201210152305. 5

(22) 申请日 2012. 05. 17

(71) 申请人 哈尔滨工程大学

地址 150001 黑龙江省哈尔滨市南岗区南通大街 145 号哈尔滨工程大学科技处知识产权办公室

(72) 发明人 郭黎利 周彬 孙志国 杨鹏

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

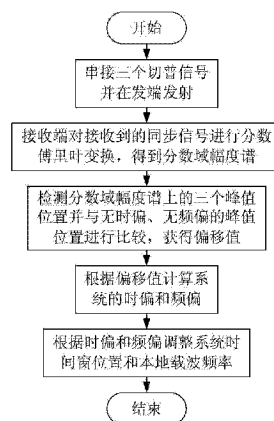
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 4 页

(54) 发明名称

基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法

(57) 摘要

本发明提供的是一种基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法。串接三个切普信号作为同步信号,并将所述同步信号在发射端发射;接收端接收发射的同步信号,并对接收的同步信号进行分数傅里叶变换,得到分数域幅度谱;检测所述分数域幅度谱上的三个峰值位置,与无时偏、无频偏的峰值位置进行比较,获得偏移差;根据所述偏移差计算系统的时偏和频偏;根据所述系统的时偏和频偏,调整系统时间窗位置和本地载波频率,实现同步。针对现代调频通信系统所采用的同步方法中,同步信号频域能量集中度低,影响系统同步精度的问题,提供了一种基于分数傅里叶变换的同步方法。适用于通信信号传输的同步。



1. 一种基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法,其特征是:串接三个切普信号作为同步信号,并将所述同步信号在发射端发射;接收端接收发射的同步信号,并对接收的同步信号进行分数傅里叶变换,得到分数域幅度谱;检测所述分数域幅度谱上的三个峰值位置,与无时偏、无频偏的峰值位置进行比较,获得偏移差;根据所述偏移差计算系统的时偏和频偏;根据所述系统的时偏和频偏,调整系统时间窗位置和本地载波频率,实现同步。

2. 根据权利要求1所述的基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法,其特征是:所述三个切普信号在连接处频率平滑过渡,其时域表达式为:

$$s(t) = \begin{cases} \sin[2\pi f_0 t + 2\pi(B/T)t^2] & , \quad 0 \leq t \leq T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t + 2\pi Bt - 2\pi(B/T)t^2 - (\pi BT/4)] & , \quad T/4 \leq t \leq 3T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t - 4\pi Bt + 2\pi(B/T)t^2 + 2\pi BT] & , \quad 3T/4 \leq t \leq T \end{cases}$$

或:

$$s(t) = \begin{cases} \sin[2\pi f_0 t - 2\pi(B/T)t^2] & , \quad 0 \leq t \leq T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t - 2\pi Bt + 2\pi(B/T)t^2 + (\pi BT/4)] & , \quad T/4 \leq t \leq 3T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t + 4\pi Bt - 2\pi(B/T)t^2 + 2\pi BT] & , \quad 3T/4 \leq t \leq T \end{cases}$$

其中 f_0 为在载波频率, B 为同步信号的调频带宽, T 为同步信号的时间长度。

3. 根据权利要求2所述的基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法,其特征是:所述对接收的同步信号进行分数傅里叶变换是阶数为 $p = \text{arccot}(kT/f_s)/(\pi/2)$ 的分数傅里叶变换,其中 p 为分数傅里叶变换阶数, k 为切普信号的调频率, T 为同步信号的时间长度, f_s 为采样率, $\text{arccot}()$ 为反余切函数。

4. 根据权利要求3所述的基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法,其特征是:无时偏、无频偏的三个峰值出现的位置分别为:

$$\begin{aligned} u_1 &= -2\pi f_0 \sin \alpha \\ u_2 &= (2\pi f_0 + 2\pi B) \sin \alpha \\ u_3 &= -(2\pi f_0 - 4\pi B) \sin \alpha \end{aligned}$$

其中 f_0 为载波频率, B 为同步信号的调频带宽, α 为分数傅里叶变换角;检测所述分数域幅度谱上的三个峰值位置,与无时偏、无频偏的峰值位置进行比较,获得相应的偏移差 ΔN_1 , ΔN_2 和 ΔN_3 。

5. 根据权利要求4所述的基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法,其特征是:所述偏移差计算系统的时偏和频偏是将所述偏移差 ΔN_1 , ΔN_2 和 ΔN_3 带入方程:

$$\begin{aligned} \Delta N_1 &= \Delta t f_s \cos \alpha - \Delta f T \sin \alpha \\ \Delta N_2 &= \Delta t f_s \cos \alpha + \Delta f T \sin \alpha \\ \Delta N_3 &= \Delta t f_s \cos \alpha - \Delta f T \sin \alpha \end{aligned}$$

经过计算得到系统的时偏 Δt 和频偏 Δf 分别为:

$$\Delta t = \frac{\Delta N_2 + \Delta N_1}{2f_s \cos \alpha}$$

$$\Delta f = \frac{\Delta N_2 - \Delta N}{2T \sin \alpha}$$

其中 f_s 为采样率, T 为同步信号的时间长度, α 为分数傅里叶变换角, $\Delta N = (\Delta N_1 + \Delta N_3)/2$ 。

6. 根据权利要求 5 所述的基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法, 其特征是: 所述根据所述系统的时偏和频偏, 调整系统时间窗位置和本地载波频率, 是用时偏 Δt 和频偏 Δf 对接收端进行调整, 当 Δt 为正时, 向右移动时间窗, 当 Δt 为负时, 向左移动时间窗; 当 Δf 为正时, 提高本地载波频率, 当 Δf 为负时, 降低本地载波频率, 从而实现时频联合同步。

基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法

技术领域

[0001] 本发明涉及的是一种频域集中度较高的时频联合同步方法。

背景技术

[0002] 同步技术作为通信系统中的关键技术,直接影响通信系统的性能。早期的同步方法为时域同步方法,它利用同步信号的自相关性,在接收端采用相关运算进行处理,通过搜索相关峰值实现同步。现代无线通信系统中由于经常存在频率偏移,所以多采用时频联合同步方法。

[0003] 为了解决现代时频同步方法的时频同步性能差、系统复杂度高的问题,2009 年沙学军等人提出一种基于分数傅里叶变换的时频联合同步方法,并申请了专利(公开专利号 CN101707580 A)。其做法是:串接两个切普信号作为同步信号并发射;接收端接收所述同步信号,并对所述同步信号进行分数傅里叶变换,检测分数域幅度谱的两个峰值位置,计算与无时偏、无频偏同步信号分数域峰值位置的差值,将两个差值通过公式计算得到系统准确的时偏和频偏,并据此调整系统时间窗位置和本地载波频率,实现时频联合同步。

[0004] 虽然这种同步信号的时域波形连续,但却存在频率跳跃点,这将使整体通信信号的频谱展宽,从而影响整体通信信号的频域能量集中度,使通信系统的频带利用率降低。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于提供一种同步信号时域波形连续,频率变化平滑,在保证时频同步性能和降低系统复杂度的前提下,能解决因同步信号存在频率跳变而使整体通信信号频谱展宽的问题的基于分数傅里叶变换的高频域能量集中度同步方法。

[0006] 本发明的目的是这样实现的:

[0007] 串接三个切普信号作为同步信号,并将所述同步信号在发射端发射;接收端接收发射的同步信号,并对接收的同步信号进行分数傅里叶变换,得到分数域幅度谱;检测所述分数域幅度谱上的三个峰值位置,与无时偏、无频偏的峰值位置进行比较,获得偏移差;根据所述偏移差计算系统的时偏和频偏;根据所述系统的时偏和频偏,调整系统时间窗位置和本地载波频率,实现同步。

[0008] 本发明还可以包括:

[0009] 1、所述三个切普信号在连接处频率平滑过渡,其时域表达式为:

$$[0010] \quad s(t) = \begin{cases} \sin[2\pi f_0 t + 2\pi(B/T)t^2] & , \quad 0 \leq t \leq T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t + 2\pi Bt - 2\pi(B/T)t^2 - (\pi BT/4)] & , \quad T/4 \leq t \leq 3T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t - 4\pi Bt + 2\pi(B/T)t^2 + 2\pi BT] & , \quad 3T/4 \leq t \leq T \end{cases}$$

[0011] 或:

$$[0012] \quad s(t) = \begin{cases} \sin[2\pi f_0 t - 2\pi(B/T)t^2] & , \quad 0 \leq t \leq T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t - 2\pi Bt + 2\pi(B/T)t^2 + (\pi BT/4)] & , \quad T/4 \leq t \leq 3T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t + 4\pi Bt - 2\pi(B/T)t^2 + 2\pi BT] & , \quad 3T/4 \leq t \leq T \end{cases}$$

[0013] 其中 f_0 为在载波频率, B 为同步信号的调频带宽, T 为同步信号的时间长度。

[0014] 2、所述对接收的同步信号进行分数傅里叶变换是阶数为 $p = \text{arccot}(kT/f_s)/(\pi/2)$ 的分数傅里叶变换, 其中 p 为分数傅里叶变换阶数, k 为切普信号的调频率, T 为同步信号的时间长度, f_s 为采样率, $\text{arccot}()$ 为反余切函数。

[0015] 3、无时偏、无频偏的三个峰值出现的位置分别为：

$$[0016] \quad u_1 = -2\pi f_0 \sin \alpha$$

$$[0017] \quad u_2 = (2\pi f_0 + 2\pi B) \sin \alpha$$

$$[0018] \quad u_3 = -(2\pi f_0 - 4\pi B) \sin \alpha$$

[0019] 其中 f_0 为载波频率, B 为同步信号的调频带宽, α 为分数傅里叶变换角; 检测所述分数域幅度谱上的三个峰值位置, 与无时偏、无频偏的峰值位置进行比较, 获得相应的偏移差 ΔN_1 , ΔN_2 和 ΔN_3 。

[0020] 4、所述偏移差计算系统的时偏和频偏是将所述偏移差 ΔN_1 , ΔN_2 和 ΔN_3 带入方程：

$$[0021] \quad \Delta N_1 = \Delta t f_s \cos \alpha - \Delta f T \sin \alpha$$

$$[0022] \quad \Delta N_2 = \Delta t f_s \cos \alpha + \Delta f T \sin \alpha$$

$$[0023] \quad \Delta N_3 = \Delta t f_s \cos \alpha - \Delta f T \sin \alpha$$

[0024] 经过计算得到系统的时偏 Δt 和频偏 Δf 分别为：

$$[0025] \quad \Delta t = \frac{\Delta N_2 + \Delta N_1}{2f_s \cos \alpha}$$

$$[0026] \quad \Delta f = \frac{\Delta N_2 - \Delta N_1}{2T \sin \alpha}$$

[0027] 其中 f_s 为采样率, T 为同步信号的时间长度, α 为分数傅里叶变换角, $\Delta N = (\Delta N_1 + \Delta N_3)/2$ 。

[0028] 5、所述根据所述系统的时偏和频偏, 调整系统时间窗位置和本地载波频率, 是用时偏 Δt 和频偏 Δf 对接收端进行调整, 当 Δt 为正时, 向右移动时间窗, 当 Δt 为负时, 向左移动时间窗; 当 Δf 为正时, 提高本地载波频率, 当 Δf 为负时, 降低本地载波频率, 从而实现时频联合同步。

[0029] 本发明与现有技术相比较, 具有如下的技术特点：

[0030] (1) 频域集中度高: 由于本发明的同步信号时域波形连续, 频率变化平滑, 有效的抑制了同步信号的频谱展宽, 并且初始相位和截止相位相同, 初始频率和截止频率相同, 可以很好的和通信信号波形进行对接, 从而可以提高整体通信信号的频域集中度。

[0031] (2) 系统复杂度低: 本方法与传统同步方法相比, 由于采用的分数傅里叶算法可用快速傅里叶变换实现, 系统复杂度大大降低, 同步速度快。

[0032] (3) 同步精度高: 由于本发明的同步信号为切普信号, 若采用最优阶的分数傅里叶变换对其进行处理, 则在分数傅里叶域, 同步信号表现为近似冲击函数, 大大提高了计算结

果的精确度。

附图说明

- [0033] 图 1 是本发明的同步信号结构示意图。
 [0034] 图 2 是本发明的同步信号第一种频率变化示意图。
 [0035] 图 3 是本发明的同步信号第二种频率变化示意图。
 [0036] 图 4 是本发明的同步信号的功率密度谱曲线图。
 [0037] 图 5 是公开专利号位 CN101707580A 的同步信号的功率密度谱曲线图。
 [0038] 图 6 是本发明的同步方法流程图。
 [0039] 图 7 是同步窗与同步信号存在时间差和频偏的示意图。
 [0040] 图 8 是本发明的同步信号的分数域幅度谱。

具体实施方式

[0041] 下面举例对本发明作更详细的描述：

[0042] 图 1 是本发明的同步信号结构示意图。其中 f_0 为载波频率， k 为切普信号的调频率。可见同步信号是由三段切普信号组成的，第一段切普信号的长度等于第三段切普信号的长度，并且它们的频率变化率相同，第二段切普信号的长度是第一段切普信号长度的 2 倍，并且它们的频率变化率相反。

[0043] 本发明的同步信号有两种可选的频率变化形式，图 2 是本发明的同步信号第一种频率变化示意图。其中 f_0 为载波频率， B 为同步信号的调频带宽， T 为同步信号的时间长度。第一段切普信号调频率为 $k = 2B/T$ 。图 3 是本发明的同步信号第二种频率变化示意图。第一段切普信号调频率为 $k = -2B/T$ 。

[0044] 图 4 是本发明的同步信号的功率密度谱曲线图，图 5 是公开专利号位 CN101707580A 的同步信号的功率密度谱曲线图，它们的载波频率和调频带宽相同。对比图 4 和图 5 发现，本发明的同步信号的带外衰减明显高于图 5，可见本发明具有较高的频域集中度。

[0045] 图 6 是本发明的同步方法流程图。工作流程如下：串接三个切普信号作为同步信号，并将其在发射端发射；接收端接收发射的同步信号，并对其进行分数傅里叶变换，得到分数域幅度谱；检测分数域幅度谱上的三个峰值位置，与无时偏、无频偏的峰值位置进行比较，获得偏移差；根据偏移差计算系统的时偏和频偏；根据系统的时偏和频偏，调整系统时间窗位置和本地载波频率，实现同步。

[0046] 本发明的具体实现步骤为：

[0047] 1. 串接三个切普信号作为同步信号，并将所述同步信号在发射端发射。所述三个切普信号在连接处频率平滑过渡，其时域表达式为：

$$[0048] \quad s(t) = \begin{cases} \sin[2\pi f_0 t + 2\pi(B/T)t^2] & , \quad 0 \leq t \leq T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t + 2\pi Bt - 2\pi(B/T)t^2 - (\pi BT/4)] & , \quad T/4 \leq t \leq 3T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t - 4\pi Bt + 2\pi(B/T)t^2 + 2\pi BT] & , \quad 3T/4 \leq t \leq T \end{cases}$$

[0049] 或：

$$[0050] \quad s(t) = \begin{cases} \sin[2\pi f_0 t - 2\pi(B/T)t^2] & , \quad 0 \leq t \leq T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t - 2\pi Bt + 2\pi(B/T)t^2 + (\pi BT/4)] & , \quad T/4 \leq t \leq 3T/4 \\ \sin[2\pi f_0 t + 4\pi Bt - 2\pi(B/T)t^2 + 2\pi BT] & , \quad 3T/4 \leq t \leq T \end{cases}$$

[0051] 其中 f_0 为在载波频率, B 为同步信号的调频带宽, T 为同步信号的时间长度。

[0052] 2. 接收端接收所述发射的同步信号, 并对其进行分数傅里叶变换, 得到分数域幅度谱。接收端对所述同步信号进行变换阶数为 $p = \text{arccot}(kT/f_s)/(\pi/2)$ 的分数傅里叶变换, 得到同步信号的分数域幅度谱。其中 p 为分数傅里叶变换阶数, k 为切普信号的调频率, T 为同步信号的时间长度, f_s 为采样率, $\text{arccot}()$ 为反余切函数。分数傅里叶变换的定义为:

$$[0053] \quad X_p(u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1-j\cot\alpha}{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(j\frac{t^2+u^2}{2}\cot\alpha - j\frac{tu}{\sin\alpha}\right) x(t) dt & , \quad \alpha \neq n\pi \\ x(t) & , \quad \alpha = 2n\pi \\ x(-t) & , \quad \alpha = (2n\pm 1)\pi \end{cases}$$

[0054] 其中 p 为分数傅里叶变换阶数, α 为分数傅里叶变换角, 并且有 $\alpha = p\pi/2$ 。 u 为分数傅里叶域变量, $X_p(u)$ 为时域信号 $x(t)$ 的 p 阶分数傅里叶变换。

[0055] 3. 检测所述分数域幅度谱上的三个峰值位置, 与无时偏、无频偏的峰值位置进行比较, 获得偏移差。若同步信号选定为所述步骤 1 中的第一个表达式, 对所述同步信号进行变换阶数为 $p = \text{arccot}(kT/f_s)/(\pi/2)$ 的分数傅里叶变换, 若 $k = 2B/T$, 则得到的分数域幅度谱上将出现三个峰值。无时偏、无频偏的三个峰值出现的位置分别为:

$$[0056] \quad u_1 = -2\pi f_0 \sin\alpha$$

$$[0057] \quad u_2 = (2\pi f_0 + 2\pi B) \sin\alpha$$

$$[0058] \quad u_3 = -(2\pi f_0 - 4\pi B) \sin\alpha$$

[0059] 其中 f_0 为载波频率, B 为同步信号的调频带宽, α 为分数傅里叶变换角。检测所述分数域幅度谱上的三个峰值位置, 与无时偏、无频偏的峰值位置进行比较, 获得相应的偏移差 ΔN_1 , ΔN_2 和 ΔN_3 。

[0060] 4. 根据所述偏移差计算系统的时偏和频偏。将步骤 3 所述偏移差 ΔN_1 , ΔN_2 和 ΔN_3 带入方程:

$$[0061] \quad \Delta N_1 = \Delta t f_s \cos\alpha - \Delta f T \sin\alpha$$

$$[0062] \quad \Delta N_2 = \Delta t f_s \cos\alpha + \Delta f T \sin\alpha$$

$$[0063] \quad \Delta N_3 = \Delta t f_s \cos\alpha - \Delta f T \sin\alpha$$

[0064] 经过计算得到系统的时偏 Δt 和频偏 Δf 分别为:

$$[0065] \quad \Delta t = \frac{\Delta N_2 + \Delta N_1}{2f_s \cos\alpha}$$

$$[0066] \quad \Delta f = \frac{\Delta N_2 - \Delta N_1}{2T \sin\alpha}$$

[0067] 其中 f_s 为采样率, T 为同步信号的时间长度, α 为分数傅里叶变换角, $\Delta N = (\Delta N_1 + \Delta N_3)/2$ 。

[0068] 5. 根据所述系统的时偏和频偏,调整系统时间窗位置和本地载波频率,实现同步。根据所述步骤4得到的时偏 Δt 和频偏 Δf 对接收端进行调整,当 Δt 为正时,向右移动时间窗,当 Δt 为负时,向左移动时间窗。当 Δf 为正时,提高本地载波频率,当 Δf 为负时,降低本地载波频率,从而实现时频联合同步。

[0069] 本发明的工作原理为:分数傅里叶变换是一种广义的傅里叶变换,信号的分数傅里叶变换值同时包含信号的时域和频域信息。由于在分数傅里叶变换中,变换核实质上是一组调频率为 $\cot \alpha$ 的切普信号,其初始频率为 $-u \csc \alpha$,其中 α 为分数傅里叶变换角, u 为分数傅里叶域变量,因此分数傅里叶变换在某个分数阶傅里叶域中对给定的切普信号具有最好的能量聚集特性,即一个切普信号在适当的分数傅里叶变换域中表现为一个冲击函数。

[0070] 由于同步信号为三段切普信号,并且调频率的绝对值都相等,但初始频率各不相同,所以在接收端进行一次最优阶分数傅里叶变换可以得到三个峰值。在系统时间和频率完全同步的情况下三个峰值位置是固定的,而当存在时间偏移 ρ 时,根据分数傅里叶变换性质:

$$[0071] \quad X_p' [x(t-\rho)] = \exp(j\pi \rho^2 \sin \alpha \cos \alpha) \exp(-j\pi 2u\rho \sin \alpha) [X_p(u-\rho \cos \alpha)]$$

[0072] 分数域峰值位置将相应平移 $\rho \cos \alpha$ 。而当存在频率偏移 ρ 时,根据分数傅里叶变换性质:

$$[0073] \quad X_p' [\exp(j\pi 2t\rho)x(t)] = \exp(-j\pi \rho^2 \sin \alpha \cos \alpha) \exp(j\pi 2u\rho \cos \alpha) [X_p(u-\rho \sin \alpha)]$$

[0074] 分数域峰值位置将相应平移 $\rho \sin \alpha$ 。可见分数域峰值位置与时间偏移、频率偏移存在线性对应关系,在同时存在时间和频率偏移的情况下,分数域峰值位置是时偏和频偏的二元一次函数。

[0075] 若同步信号选为第一种频率变化形式,如图2所示。在变换阶数为 $p = \text{arccot}(kT/f_s)/(\pi/2)$ 的分数傅里叶变换下,同步信号中的第一段切普信号的 $\exp\{-j[2\pi f_0 t + (2\pi B t^2/T)]\}$ 、第二段切普信号的 $\exp\{j[2\pi f_0 t + 2\pi B t - (2\pi B t^2/T) - (\pi B T/4)]\}$ 和第三段切普信号的 $\exp\{-j[2\pi f_0 t - 4\pi B t + (2\pi B t^2/T) + 2\pi B T]\}$ 将产生能量聚集。在存在时偏 Δt 时,三个峰值的移动方向相同均为 $\Delta t \cos \alpha$,而在存在频偏 Δf 时, $\exp\{j[2\pi f_0 t + (2\pi B t^2/T)]\}$ 和 $\exp\{-j[2\pi f_0 t - 4\pi B t + (2\pi B t^2/T) + 2\pi B T]\}$ 的峰值将在分数域上向左平移 $\Delta f \sin \alpha$,而 $\exp\{j[2\pi f_0 t + 2\pi B t - (2\pi B t^2/T) - (\pi B T/4)]\}$ 的峰值将向右平移 $\Delta f \sin \alpha$ 。根据上述性质,可以列出各峰值的偏差值 ΔN_1 , ΔN_2 和 ΔN_3 与时间偏移 Δt 和频率偏移 Δf 的方程如下:

$$[0076] \quad \Delta N_1 = \Delta t f_s \cos \alpha - \Delta f T \sin \alpha$$

$$[0077] \quad \Delta N_2 = \Delta t f_s \cos \alpha + \Delta f T \sin \alpha$$

$$[0078] \quad \Delta N_3 = \Delta t f_s \cos \alpha - \Delta f T \sin \alpha$$

[0079] 其中 f_s 为采样率, T 为同步信号的时间长度。可以看出 ΔN_1 和 ΔN_3 的关系是相同,则可先对其取平均,即 $\Delta N = (\Delta N_1 + \Delta N_3)/2$,然后和 ΔN_2 的方程联合对时间偏移 Δt 和频率偏移 Δf 进行求解,从而得到系统的时偏和频偏如下:

$$[0080] \quad \Delta t = \frac{\Delta N_2 + \Delta N}{2f_s \cos \alpha}$$

[0081]
$$\Delta f = \frac{\Delta N_2 - \Delta N}{2T \sin \alpha}$$

[0082] 下面通过仿真实验证明本方法的有效性：

[0083] 仿真参数为：同步信号的载波频率 1kHz，采样频率 10kHz，调频率为 2kHz/s，持续时间为 1s，时间偏移 0.05s，频率偏移 200Hz。当系统同步窗与同步信号存在时间差和频率偏移时的示意图如图 7 所示，对其进行最优分数傅里叶变换，得到的分数域幅度谱与无偏移的同步信号的分数域幅度谱的对比图如图 8 所示。图 8 中各峰值所在位置如表 1 所示：

[0084] 表 1：

[0085]

	无时偏、无频偏	有时偏、有频偏	偏差值
第一段切普信号峰值	3039	2940	-99
第二段切普信号峰值	5980	6274	294
第三段切普信号峰值	5000	4901	-99

[0086] 得到偏差值后将其带入方程，计算得到的结果为 $\Delta t = 0.0497s$ ， $\Delta f = 200.392Hz$ 。与设定的参数相比，时间偏移误差为 0.6%，频率偏移误差为 0.2%，可见本发明可以实现高精度的时频联合同步。

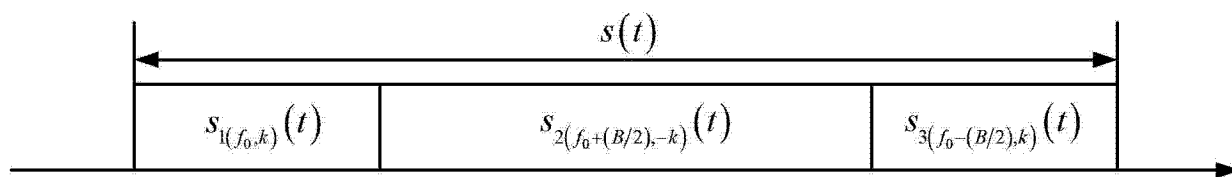


图 1

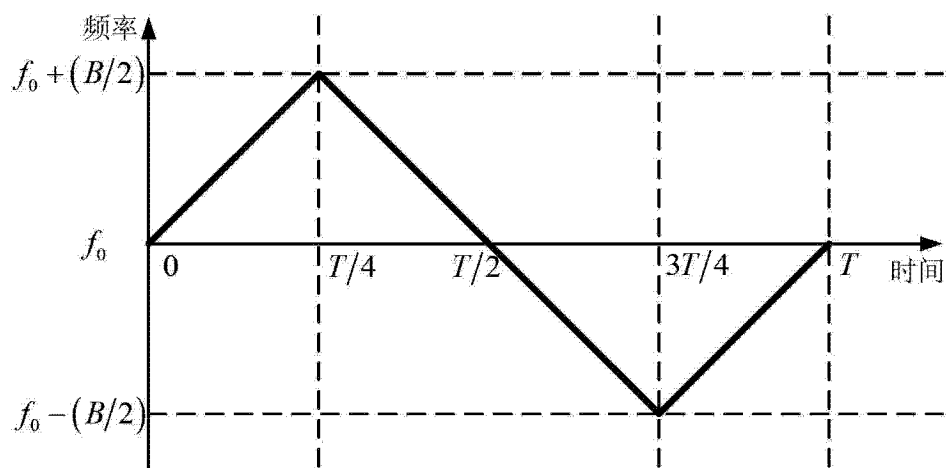


图 2

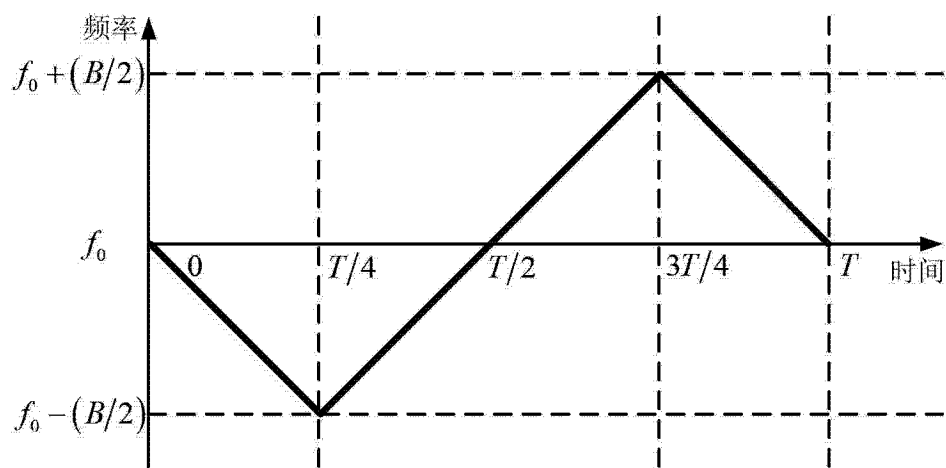


图 3

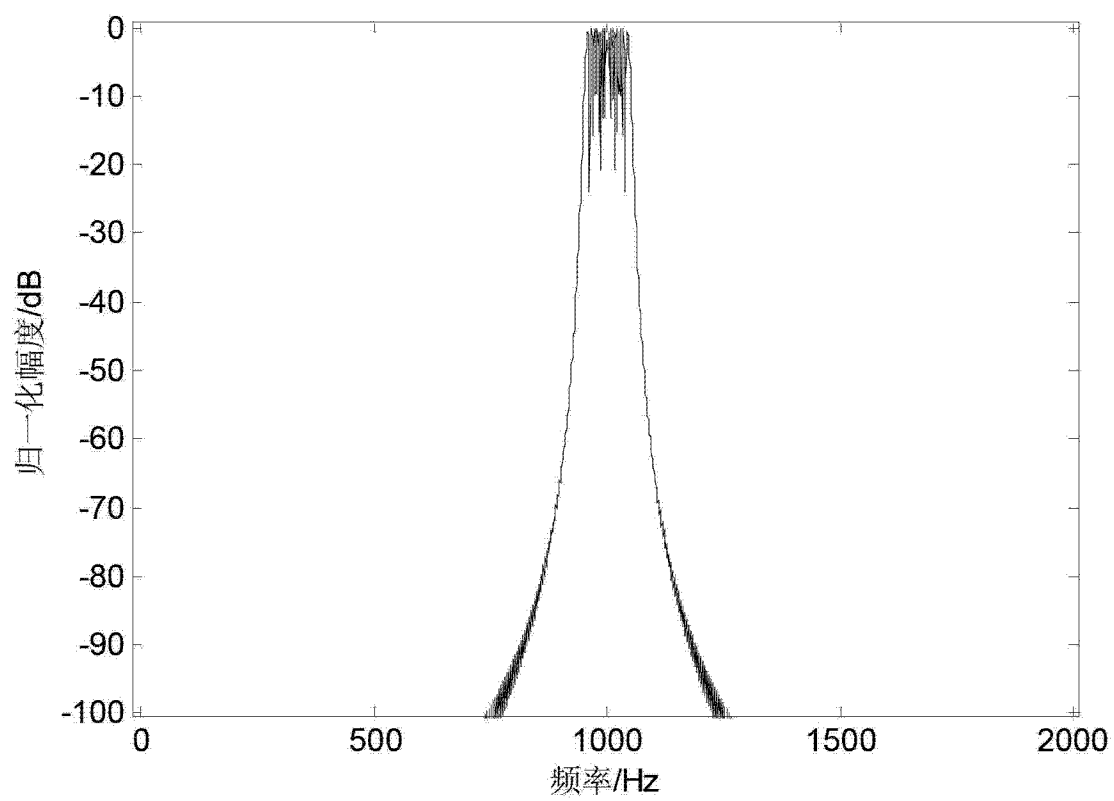


图 4

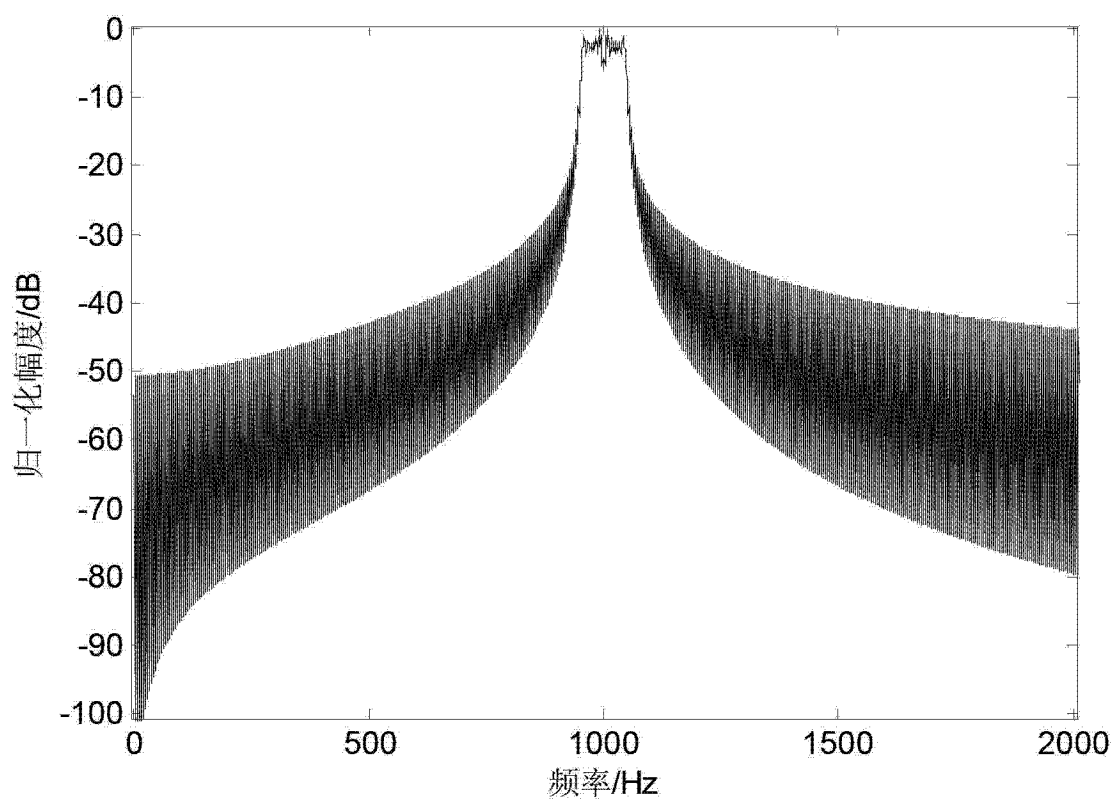


图 5

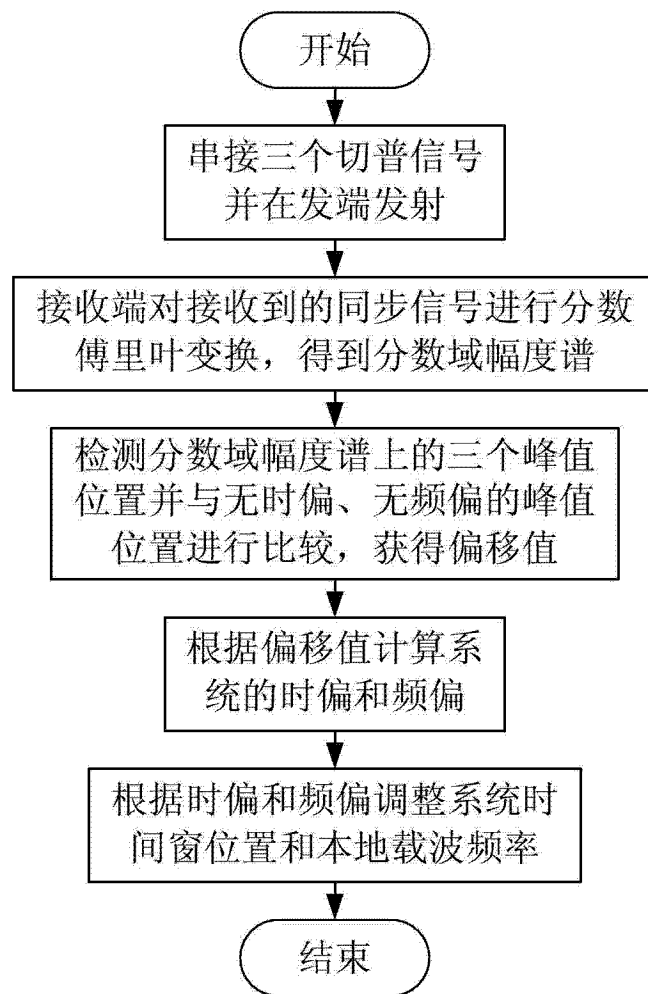


图 6

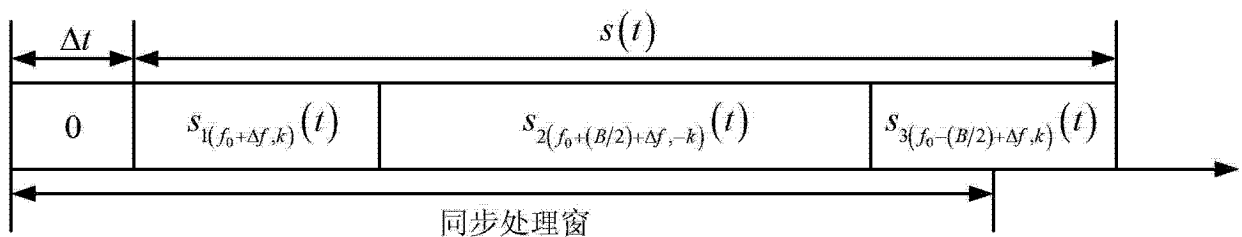


图 7

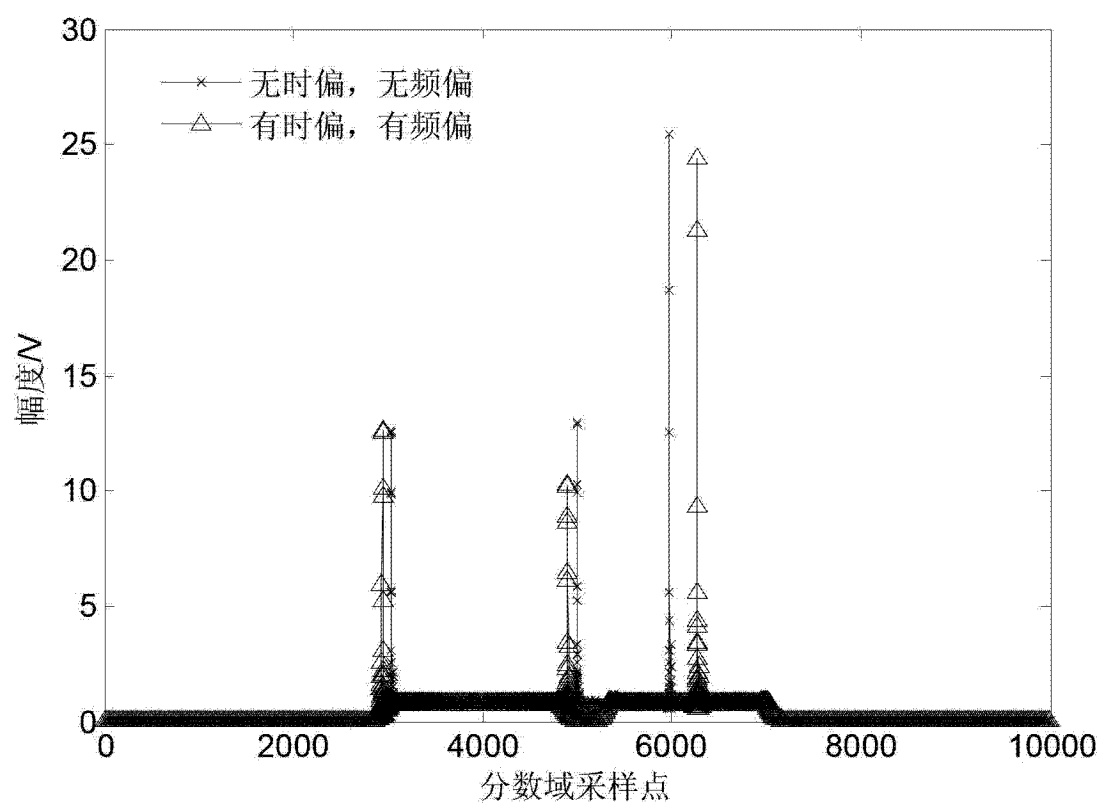


图 8