

高稳定度 X 射线脉冲星信号模拟

孙海峰¹⁾ 谢楷²⁾ 李小平^{2)†} 方海燕²⁾ 刘秀平²⁾
傅灵忠²⁾ 孙海建³⁾ 薛梦凡²⁾

1) (西安电子科技大学电子工程学院, 西安 710071)

2) (西安电子科技大学机电工程学院, 西安 710071)

3) (西安电子科技大学通信工程学院, 西安 710071)

(2012年11月3日收到; 2012年12月18日收到修改稿)

X 射线脉冲星导航是一种完全自主的导航方式, 在深空乃至行星际空间具有潜在的工程应用价值. 由于空间飞行试验系统复杂, 成本巨大, 在实验室环境下高精度地模拟 X 射线脉冲星信号对数据处理方法和导航方案的验证具有重要意义. 针对当前机械转盘式模拟系统中时间稳定性和轮廓精度的不足, 提出了一种通过产生的轮廓电压信号直接控制可见光光源, 再利用衰减获得光子流, 最后经单光子探测和处理电路输出光子到达时间序列的模拟新方法. 该方法实现成本低, 支持任意 X 射线脉冲星信号的模拟, 且具有高时间稳定性和轮廓精度. 详细地讨论了该方法的原理和涉及的关键技术, 搭建了 X 射线脉冲星信号模拟系统, 并进行了实验. 实验结果表明: 该系统大幅提高了 X 射线脉冲星信号的模拟效果, 将模拟脉冲星自转周期的稳定度从现有的 10^{-4} 提高到 10^{-9} ; 当探测器面积为 1 m^2 , 探测能谱范围为 $2\text{--}10 \text{ keV}$, 积分时间为 1200 s 时, 模拟的 PSR B1509–58 观测脉冲轮廓与标准脉冲轮廓的相关系数达到了 0.993.

关键词: X 射线光子信号, 时间稳定度, 观测脉冲轮廓, 导航算法

PACS: 97.60.Gb, 98.70.Qy, 07.05.Fb, 07.60.–j

DOI: 10.7498/aps.62.109701

1 引言

X 射线脉冲星是一种高速自转的中子星, 具有极其稳定的自转周期, 以 PSR B1937+21 为例, 其短期稳定度约为 10^{-8} , 长期的年稳定度甚至优于 10^{-12} [1]. 通过测量脉冲星辐射的 X 射线光子到达时间和脉冲星影像角位置, 可以更新航天器的位置、速度、时间和姿态等导航参数信息, 实现类航天器的自主运行与精密控制 [2]. 然而, 光子信号探测、周期相位模糊、信号瞬变、周期跃变以及宇宙背景噪声等复杂问题制约了 X 射线脉冲星导航的应用. 对 X 射线脉冲星进行高精度观测, 并对脉冲星导航探测技术和算法进行空间飞行验证是解决该问题的主要方法. 自 1990 年以来, 国外已经发射了 ROSAT, ASCA, RXTE, Chandra, XMM-Newton

和 Suzaku 等 X 射线天文卫星, 脉冲星是这些卫星的重要观测研究对象. 1999 年, Wood 博士设计了非常规恒星定位 (unconventional stellar aspect, USA) 实验 [3], 并在 ARGOS 卫星上进行空间验证. 由于巡天观测和空间飞行验证涉及的技术难度大, 系统复杂, 且算法的验证和评估难以全部通过飞行实验完成. 现阶段, 对 X 射线脉冲星导航研究论证需要借助 X 射线脉冲星信号模拟系统.

自 2005 年以来, 国内在 X 射线脉冲星信号的模拟方面开展了大量研究, 模拟方法主要分两类: 1) 软件模拟; 2) 机械转盘模拟. 文献 [4] 提出了一种软件模拟方法, 该方法使用计算机产生非均匀的泊松时间序列, 然后利用高速时钟信号输出时间序列, 以模拟探测器的输出. 该方法侧重于导航算法的演示与验证, 输出的结果本质上是伪随机序列. 文献 [5] 提出了用转动的斩光盘模拟脉冲星的自转过

† 通讯作者. E-mail: xpli@xidian.edu.cn

程, 斩光盘上带有形如标准脉冲轮廓的缝隙, 在转动的过程中斩光盘不断地调制 X 射线源, 模拟脉冲星辐射的 X 射线, 再通过衰减 X 射线模拟探测器接收的单光子流. 这种方法侧重于 X 射线探测器的验证与标定, 能开展某些基本实验, 但存在以下问题: 1) X 射线源和 X 射线探测器研制成本高, 模拟系统结构复杂; 2) 模拟的脉冲星时间精度低, 仅能达到毫秒量级^[4]; 3) 在斩光盘上加工标准脉冲轮廓形状, 幅度精度低, 容易丢失细节; 4) 机械旋转存在速度上限, 对某些毫秒脉冲星的模拟存在困难; 5) 模拟不同的脉冲星需要更换不同斩光盘, 模拟的灵活性差.

实际上, 对于验证信号处理方法和导航算法而言, X 射线的模拟并不是必需的, 为了降低成本, 提高模拟的灵活性, 使用了可见光光源和单光子探测器. 机械转盘模拟方法中, 机械旋转的不稳定和轮廓加工水平是制约模拟精度的主要因素, 通过频率

合成方法生成了周期性的脉冲星轮廓电信号, 大幅地提高了模拟的周期稳定性和轮廓幅度精度. 本文介绍了该方法涉及的关键技术, 搭建了模拟系统, 进行了实验, 验证模拟的自转周期稳定性和观测脉冲轮廓精度能够达到 X 射线脉冲星信号模拟的要求.

2 模拟原理与关键技术

2.1 X 射线脉冲星信号模拟原理

脉冲星距离地球约 0.1—30 kpc, 辐射的 X 射线经过长距离衰减, 到达探测器时已为微弱的光子流, 被 X 射线探测器系统处理后, 形成光子到达时间序列. 基于这一物理过程, 模拟也相应地分为脉冲星光源产生、光衰减、光子探测处理三个阶段. 原理如图 1 所示.

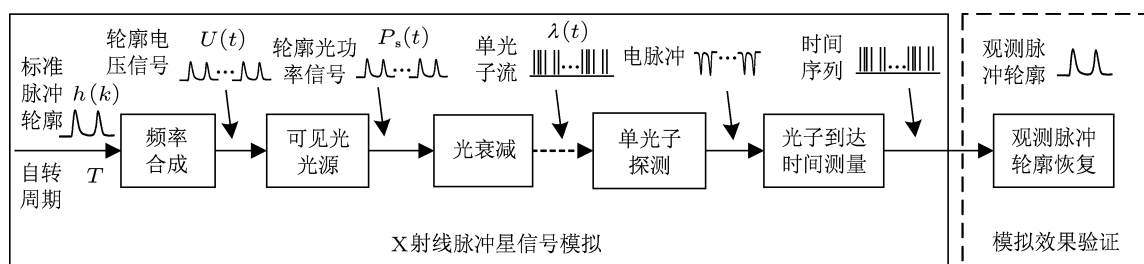


图1 X 射线脉冲星光子信号模拟原理

通过频率合成产生周期变化的轮廓电压信号, 轮廓电压信号调制可见光光源, 控制其产生周期变化的轮廓光功率信号, 模拟脉冲星辐射的 X 射线; 根据脉冲星光子流量, 衰减轮廓光功率信号, 模拟探测器接收的 X 射线光子流; 再通过探测和测量单光子流, 形成光子时间序列, 模拟 X 射线探测器系统的输出.

观测脉冲轮廓包含丰富的信息, 导航相关参数都可以从脉冲轮廓曲线获得, 其幅度精度对后续导航算法的验证和性能评估具有直接影响^[6]. 利用得到的时间序列恢复观测脉冲轮廓, 与标准脉冲轮廓比对, 验证模拟的效果.

本文方法实现了输入标准脉冲轮廓和周期数据, 产生光子时间序列的模拟过程, 将该过程描述如下.

对于频率合成部分, 假设利用脉冲星的自转周期 T 和标准脉冲轮廓 $h(k)$ 可以高精度地合成轮廓

电压信号 $U(t)$.

对于可见光光源, 输入轮廓电压 $U(t)$ 时产生的瞬时功率 $P_s(t)$ 与光源发射的光子数 $N(t)$ 有以下关系

$$N(t)h\nu = \eta_1 \int_0^t (P_s(\tau) + P_b) d\tau, \quad (1)$$

其中, $h\nu$ 为单光子能量, P_b 为因光源的直流偏置电压产生的光功率, 不随时间变化, η_1 是光源转换效率, 对于线性光源为常量.

经光衰减后有

$$N(t) = \frac{1}{\Gamma_m} \int_0^t \lambda(\tau) d\tau, \quad (2)$$

Γ_m 为光透过率, $\lambda(t)$ 为瞬时光子流量.

由 (1) 和 (2) 式得到

$$\int_0^t \lambda(\tau) d\tau = \frac{\eta_1 \Gamma_m}{h\nu} \int_0^t (P_s(\tau) + P_b) d\tau. \quad (3)$$

由于 $\lambda(\tau)$ 和 $U(\tau)$ 可被视为连续函数, 对 (3) 式两

端求导有

$$\lambda(t) = \frac{\eta_1 \Gamma_m}{h\nu} (P_b + P_s(t)). \quad (4)$$

(4) 式右端的 $\frac{\eta_1 \Gamma_m}{h\nu}$ 和 P_b 均为常数项, 则

$$\lambda(t) \propto P_s(t), \quad (5)$$

(5) 式的含义为: 衰减后的瞬时光子流量正比于输入电信号的瞬时功率, 即实现了电信号对光子流量的控制.

对于单光子探测和到达时间测量部分, 假定单光子流能以较小的误差被检测和测量, 那么本文方法就能够高精度地复现 X 射线脉冲星的光子时间序列.

2.2 X 射线脉冲星信号模拟系统

依据本文方法建立的模拟系统如图 2 所示. 从

输入标准轮廓到产生光子到达时间序列, 模拟系统包括以下主要部分: 1) 标准轮廓电压信号合成; 2) 单光子流产生; 3) 光子时间序列输出.

2.3 模拟方法中的关键技术

2.3.1 轮廓电压信号合成

任意波形发生器 (arbitrary waveform generator, AWG) 具有输出任意波形的周期性信号, 并能灵活地控制信号的频率、幅值和相位的特点 [7], 借助 AWG 可以高精度地产生轮廓电压信号.

图 3 给出了采用直接数字频率合成 (direct digital synthesizer, DDS) 技术构成的 AWG. 标准脉冲轮廓预先存储在波形存储器中, 在微处理器的控制下, AWG 周期性地依次输出轮廓波形数据, 通过 A/D 转换和低通滤波器, 产生相位和幅度稳定的模拟信号.

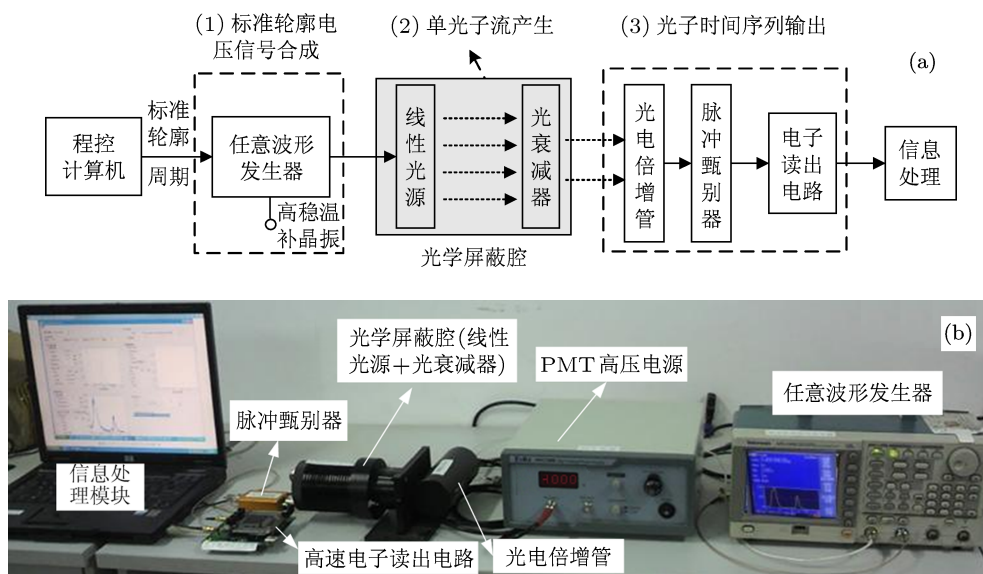


图 2 X 射线脉冲星信号模拟系统 (a) 原理框图; (b) 实物图

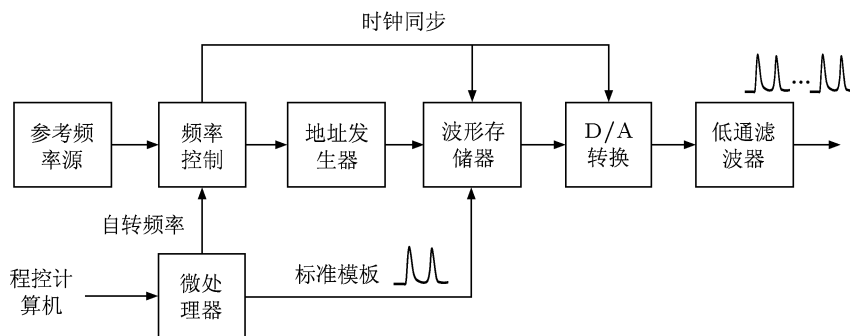


图 3 任意波形发生器的原理框图

采用 DDS 的方式产生频率, 输出信号的时间特性主要取决于参考频率源, 输出信号的幅度特性取决于 D/A 转换器的分辨率和数据输出速率^[7]. 若选择温补晶振 (temperature compensated crystal oscillator, TCXO) 作为参考频率源, 在精密控温的条件下, TCXO 的频率稳定度优于 10^{-10} . 采用这种方式获得的周期信号稳定度要明显高于机械转盘模拟.

D/A 转换的分辨率为

$$K = \frac{1}{2^n - 1}, \quad (6)$$

n 为 D/A 的字宽. D/A 转换器的输出相当于用离散点描述连续信号, 得到的阶梯状波形中包含了高频分量, 通过提高 D/A 的字宽, 可以明显地改善波形质量. 目前, 14 位单片集成 D/A 转换器的数据输出速率可以达到 100 ns. 胡仁杰^[7]研究了 D/A 的字宽和输出速率对波形失真的影响, 得出当选择 14 位字宽, 输入的数据点为 8192 时, 产生波形的总谐波失真度为 0.02218%. 使用 1 K 标准脉冲轮廓数据, 14 位字宽的 D/A 转换器合成的 PSR B1509-58 和 Crab 脉冲星的轮廓电压信号如图 4

所示. 其中, 标准脉冲轮廓来源于 RXTE 卫星的实测数据, 通过周期叠加和拟合得到, 数据观测 ID 分别为 96803-01-12-00 和 96802-01-01-00.

使用 Pearson 相关系数衡量标准脉冲轮廓和轮廓电压信号的近似程度

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n (h_i - \bar{h})(U_i - \bar{U})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (h_i - \bar{h})^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (U_i - \bar{U})^2}}, \quad (7)$$

h_i 和 U_i 分别为标准脉冲轮廓和轮廓电压信号某一时间点的幅度, $\bar{h}$ 和 $\bar{U}$ 为标准脉冲轮廓和轮廓电压信号平均幅度. 利用 (7) 式计算图 4(a) 和 4(b) 相关度为 0.9982, 图 4(c) 和 4(d) 的相关度为 0.9981. 可以看出图 4(b) 和 4(d) 中曲线过渡平滑, 相比机械转盘模拟中出现的折线现象, 利用频率合成的方法能够高精度地产生轮廓电压信号, 从而为模拟的前端提供高精度的输入.

这种方式支持任意标准脉冲轮廓输入, 加强了模拟的灵活性, 获得信号的时间特性和脉冲轮廓的幅度特性也得到了明显提高.

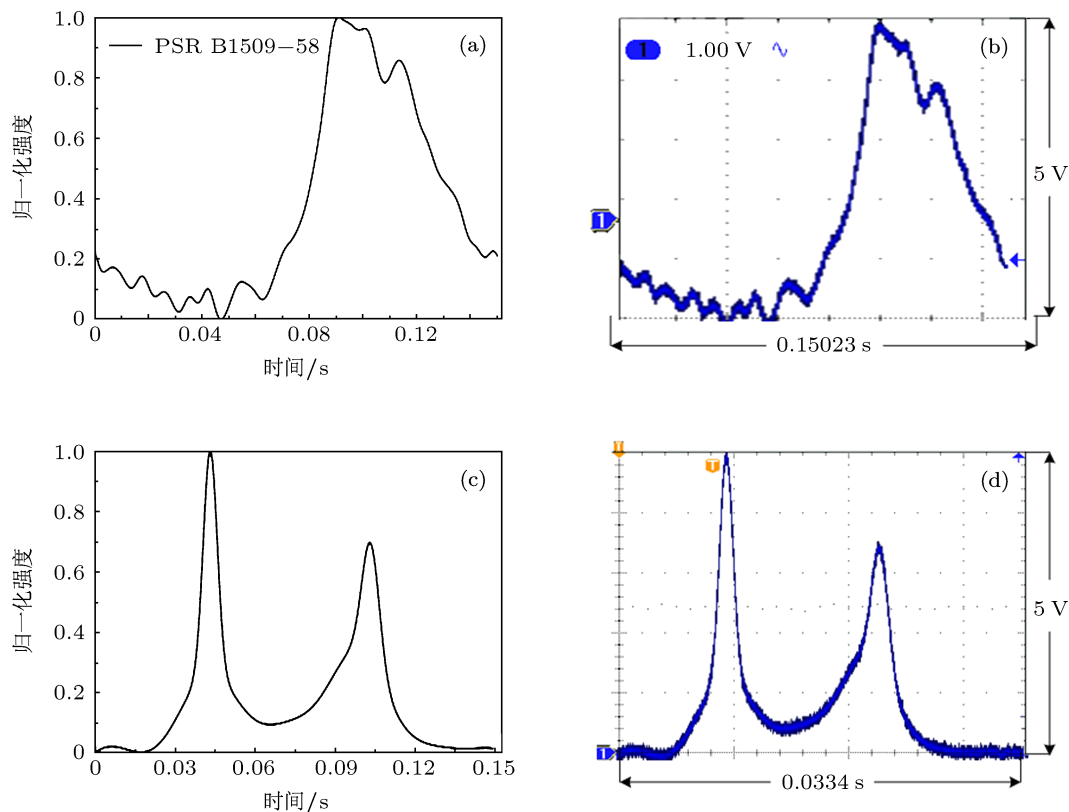


图4 合成的轮廓电压信号 (a) PSR B1509-58 的标准脉冲轮廓; (b) 示波器观测到的 PSR B1509-58 轮廓电压; (c) Crab 的标准脉冲轮廓; (d) 示波器观测到的 Crab 轮廓电压

2.3.2 单光子流产生

线性光源在轮廓电压信号的调制下, 经过光衰减器被衰减为单光子流. 在这一过程中光源的线性度决定了轮廓电压信号对光子流量的控制精度, 并最终决定观测脉冲轮廓的幅度精度. 为了提高光源的线性度, 本文采用发光二极管 (light emitting diode, LED) 作为光源, 并借助光反馈网络以改善 LED 的线性度. 考虑光电倍增管 (photomultiplier tube, PMT) 的光谱响应范围, 选择蓝光波段的 LED.

在小信号工作区, LED 输出光功率随输入驱动电流线性增加^[8], 对 LED 进行直接光强调制方式, 利用 LED 小信号区的特点, 将调制操作限制在输出光功率 - 电流 (P - I) 特性曲线的线性部分, 见图 5. 在实际工作中, LED 会产生非线性失真, 非线性失真可以用幅度失真参数——微分增益 DG 和相位失真参数——微分相位 DP 表示^[8]

$$DG = \left[\frac{\frac{dP}{dI}|_{I_2} - \frac{dP}{dI}|_{I_1}}{\frac{dP}{dI}|_{I_2}} \right]_{\max} \times 100\%, \quad (8)$$

P 为 LED 的输出光功率, I_1 和 I_2 是 LED 的驱动电流, 且 $I_1 < I_2$. DG 从 LED 的 P - I 特性曲线可以得到.

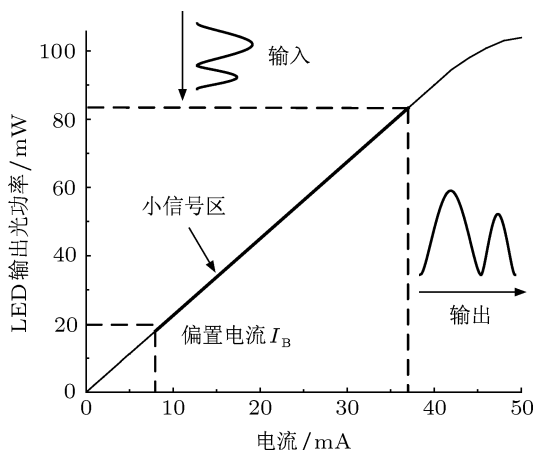


图 5 LED 典型的 P - I 特性曲线

DP 为 LED 发射光功率 P 与驱动电流 I 的相位延迟差^[8]

$$DP = [\varphi(I_2) - \varphi(I_1)], \quad (9)$$

对于直接跃迁材料, 相位延迟一般为几个纳秒, 施加直流偏置后, 延迟时间可相应地降低 1—3 ns^[9]. 对于幅度失真, 在电路上结合光反馈网络降低非线

性特性, 原理框图如图 6 所示.

菲涅尔透镜将 LED 发射的强度变化的光信号一部分透射至光衰减器, 另一部分反射至光电转换器件. 光电转换器件和调理电路构成光反馈网络, 实现光/电的转换, 参与高带宽运放的输入控制, 展宽运放的通频带, 并减小非线性失真.

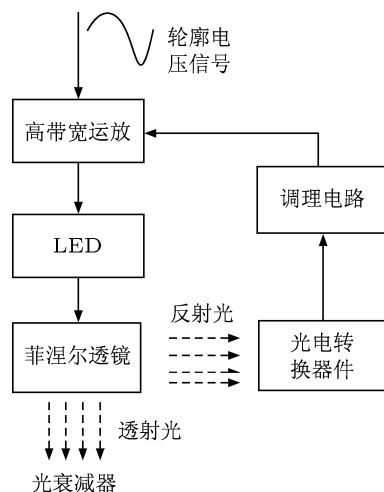


图 6 线性光源原理框图

为了验证设计的线性光源具有较高的线性, 先对光源进行了光衰减, 再分别记录了不同直流电压对应的光子流量, 使用最小二乘法进行拟合.

$$\delta(a, b) = \min \sum_{i=1}^n (au_i + b - \lambda_i)^2, \quad (10)$$

其中 u_i 和 λ_i 分别为电压值和对应的光子流量值. 拟合数据的标准差为

$$s = \left(\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^{11} (v_i - \bar{v})^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (11)$$

v_i 为拟合结果与实测结果的残差, $\bar{v} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{11} v_i$ 为残差的平均值.

图 7(a) 中分布的每个散点都是对 20 次测量值的统计平均, 残差的标准差 $\hat{\sigma}$ 为 4.075, 可以看出光子流量与电压具有较好的线性关系. 在无电压输入时, 光子流量并未处于坐标原点, 这是 LED 的恒压偏置以及 PMT 的暗计数造成的. 图 7(b) 给出了光子流量测量值与线性模型的残差, 残差均匀地分布在横轴上下侧 $\pm 2\hat{\sigma}$ 范围内, 选用线性模型是合适的.

暗计数测量是 PMT 在无入射光条件下, 工作电压设置为 -1000 V 时, 1200 s 内的统计值, 如图 8

所示. 可以看出 PMT 的暗计数表现为随机性, 平均暗计数为 29.6. 在实际模拟中, 暗计数和恒压偏置产生的光子流量需要被扣除.

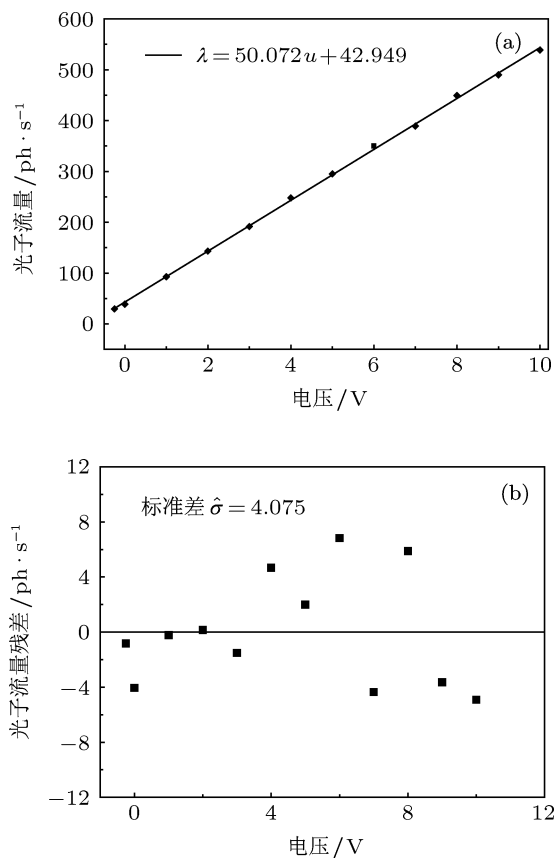


图7 电压 - 光子流量曲线及残差分布 (a) 电压 - 光子流量的线性拟合; (b) 光子流量测量值与拟合值的残差

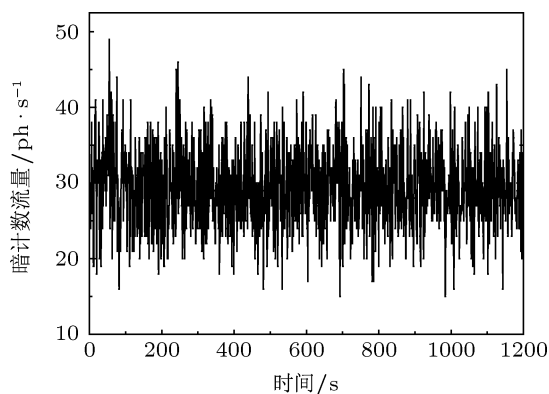


图8 PMT 的暗计数流量统计

这种方式拓宽了光子流量的动态调节范围, 模拟不同的脉冲星仅需改变输入的轮廓电压信号的峰值即可, 具有调节方便、光子流量控制精度高的特点.

2.3.3 时间序列输出

时间序列输出由 PMT, 脉冲甄别器和电子读出电路构成, 在弱光条件下单光子的探测性能对最终的时间序列输出存在较大的影响, 因此有必要对其进行详细地分析.

单光子探测仪器的主要参数如下. PMT: HAMAMATSU 公司的侧窗型 R1527P, 典型暗计数范围为 10—50 ph/s, 光谱响应范围 185—680 nm, 在蓝光波段的量子效率约为 0.1, 阳极上升时间 2.2 ns, 电子渡越时间 22 ns. 脉冲甄别器: ET 公司的 AD3 型, 电脉冲对分辨率 10 ns, 传播时延 2.2 ns.

2.3.3.1 光子计数信噪比分析

光子计数信噪比 (SNR) 主要由光子脉冲数和暗电流脉冲数决定. 使用 PMT 探测单光子时, 相邻光子到达时间随机, 从而使测得的计数具有一定的不确定度. 假定 PMT 各倍增极噪声已被脉冲甄别器滤除, 热电子发射造成 PMT 阳极测得的电脉冲数的不确定度为^[10,11]

$$\sigma = \sqrt{\eta n_c t + \lambda_d t}, \quad (12)$$

σ 为均方根偏差, 反映为光子数量的涨落; η 为 PMT 的量子效率; n_c 为单位时间到达 PMT 光阴极的光子数; λ_d 为暗计数平均流量. 光子计数平均信噪比为

$$\overline{\text{SNR}} = \frac{\eta n_c \sqrt{t}}{\sqrt{\eta n_c + \lambda_d}}. \quad (13)$$

从 (13) 式可以看出, 平均信噪比 $\overline{\text{SNR}}$ 随积分时间的延长而不断提高, 热电子发射产生的暗计数是影响系统测量动态范围的主要因素.

给定参数 $\eta = 0.1$, $\lambda_d = 29.6$, 模拟面积 1 m^2 . 表 1 给出了模拟不同 X 射线脉冲星信号时, 不同积分时间内的平均信噪比. 可以看出, 当模拟脉冲星的光子信号流量较低时, 通过增加积分时间可以明显地改善信噪比. 以 PSR B1509-58 为例, 当积分时间为 1200 s, 平均信噪比达到了 82.923.

2.3.3.2 光子计数误差分析

因时间分辨率引起的光子丢失和漏检是时间序列输出误差的主要来源. 时间分辨率主要由 PMT 阳极上升时间 t_r 和脉冲甄别器的电脉冲对分辨率 t_d (pulse pair resolution) 确定^[11]. 当在 t_r 和 t_d 时间内有多个光子到达时, 仅有一个光子能被识别.

表 1 模拟不同 X 射线脉冲星时不同积分时间对应的 SNR

参数时间/s	平均流量/ph·cm ⁻² ·s ⁻¹	平均信噪比 SNR						
		10	50	100	300	500	800	1200
PSR B0531 + 21	1.54	122.921	274.860	388.710	673.266	869.183	1099.439	1346.533
PSR B1509 - 58	1.62 × 10 ⁻²	7.570	16.927	23.938	41.461	53.526	67.706	82.923
PSR J1846 - 0258	6.03 × 10 ⁻³	3.195	7.143	10.102	17.497	22.589	28.573	34.995
PSR B1259 - 63	5.10 × 10 ⁻⁴	0.294	0.657	0.929	1.610	2.078	2.629	3.220
PSR J0437 - 4715	6.65 × 10 ⁻⁵	0.039	0.086	0.122	0.211	0.273	0.345	0.4230

表 2 模拟不同 X 射线脉冲星时对应的平均计数误差

参数误差类型	平均流量/ph·cm ⁻² ·s ⁻¹	平均计数误差	
		$\bar{\xi}_{\text{PMT}}$	$\bar{\xi}_{\text{DLS}}$
PSR B0531 + 21	1.54	3.388 × 10 ⁻⁶	1.54 × 10 ⁻⁵
PSR B1509 - 58	1.62 × 10 ⁻²	3.564 × 10 ⁻⁸	1.62 × 10 ⁻⁷
PSR J1846 - 0258	6.03 × 10 ⁻³	1.327 × 10 ⁻⁸	6.03 × 10 ⁻⁸
PSR B1259 - 63	5.10 × 10 ⁻⁴	1.122 × 10 ⁻⁹	5.10 × 10 ⁻⁹
PSR J0437 - 4715	6.65 × 10 ⁻⁵	1.463 × 10 ⁻¹⁰	5.65 × 10 ⁻¹⁰

PMT 的光阴极在 t_r 内无光电子发射的概率为 [12]

$$P(k=0, t_r) = e^{-\eta n_c t_r}. \quad (14)$$

因 PMT 时间分辨率引入的系统平均计数误差为 [11]

$$\bar{\xi}_{\text{PMT}} = 1 - e^{-\eta n_c t_r}, \quad (15)$$

记脉冲甄别器输出的电脉冲总数为

$$n_d t = \eta n_c (t - n_d t_d), \quad (16)$$

式中 $n_d t_d$ 为由电脉冲对分辨率引起的无法接收电脉冲的总时间. 因电脉冲对分辨率造成的平均计数误差为 [11]

$$\bar{\xi}_{\text{DLS}} = \frac{\eta n_c t_d}{1 + \eta n_c t_d}. \quad (17)$$

给定参数 $\eta = 0.1$, $t_r = 2.2$ ns, $t_d = 10$ ns, 模拟面积 1 m². 表 2 计算了系统模拟不同 X 射线脉冲星时的平均计数误差. 可以看出, 随着脉冲星 X 射线光子流量的减弱, 计数误差不断减小, 以 PSR B1509-58 为例, 系统计数误差仅为 10⁻⁷ 量级, 对时间序列输出结果的影响可以忽略.

3 实验分析

为了验证本文提出方法的可行性, 进行了两组

实验. 其中, 自转周期测量是为测量产生的自转周期信号的稳定性和准确度, 以验证模拟方法的时间特性; 观测脉冲轮廓恢复实验是为获取观测脉冲轮廓, 并与标准脉冲轮廓比对, 以验证观测脉冲轮廓的模拟精度.

3.1 自转周期测量

实验系统如图 9(a) 所示, 高分辨率通用计数器外接两路频标信号: 10 MHz 的铯原子束频标和模拟的脉冲星自转频率. 以铯原子束频标作为内部计数的频率基准, 高分辨率通用计数器测量并输出待测的自转频率.

由于各种电噪声的存在, 输出的频率呈随机起伏特性, 用阿伦方差描述频率稳定度 [13]

$$\sigma_y^2 \approx \frac{1}{2mf_0^2} \sum_{i=1}^m (f_{i+1} - f_i)^2, \quad (18)$$

f_{i+1} , f_i 分别为相邻采样值, f_0 为基准频率, m 为测量数据长度. 数据采样时间内, 频率准确度为 [13]

$$A = \frac{f_s - f_0}{f_0}, \quad (19)$$

f_s 为实际频率值, 用采样时间内测量的平均值表示. 通常要求采样时间内被测频率的稳定度要高于准确度 1 个量级, 以避免频率的随机起伏对测量结果的影响.

实验中, 采样周期为 1 s, 采样时间为 1200 s, 测得任意波形发生器的频率源 TCXO 的秒级频率稳定度为 1.08621×10^{-9} , 采样时间内的频率准确度为 -6.63025×10^{-8} , 漂移率为 2.612×10^{-10} .

图 9(b) 给出了模拟 Crab 脉冲星自转频率时, 测量的频率值与标称 29.87750 Hz 的频率差值. 频差单方向漂移, 随时间递增, 这是晶振的系统误差特性引起的, 在进行数据处理时, 采用二次多项式

拟合频率差值数据, 并以 3σ 准则剔除异常点. 选择三组具有典型脉冲星自转频率进行实验, 利用上述数据处理过程, 计算自转频率的频率稳定度和频率准确度见表 3. 可以看出在模拟不同脉冲星自转频率时, 获得的频率稳定度和频率准确度均到达了 10^{-9} 和 10^{-8} 量级, 接近参考频率源的指标. 通过选择参考频率源以满足不同脉冲星信号高精度模拟的需求.

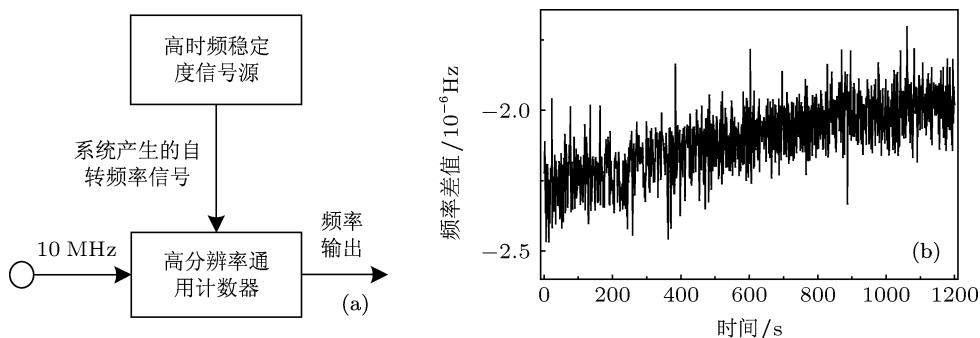


图 9 Crab 脉冲星自转频率测量 (a) 实验原理框图; (b) 频率测量值与标称值的频差

表 3 模拟不同脉冲星自转频率时对应的频率稳定度和准确度

参数脉冲星	周期/s	频率/Hz	频率稳定度	频率准确度
PSR B1937+21	0.00156	641.02564	3.66324×10^{-9}	-6.65436×10^{-8}
PSR B0531+21	0.03347	29.87750	3.91971×10^{-9}	-7.03104×10^{-8}
PSR B1509-58	0.15023	6.65646	4.07972×10^{-9}	-7.26342×10^{-8}

3.2 观测脉冲轮廓恢复

观测脉冲轮廓是对不同自转周期内的光子到达时间折叠和平均的结果, 其幅度实际上反映了光子流量的控制精度和系统的模拟精度, 用周期叠加法获得^[10]

$$\lambda(t_i) = \frac{1}{N_p T_b} \sum_{j=1}^{N_p} c_j(t_i), \quad (20)$$

T_b 为 bin 块的时间长度, N_p 为积分时间内的周期数, $c(t_i)$ 为中心在 t_i 的 bin 块内的光子数.

将图 4(a) 所示 PSR B1509-58 标准脉冲轮廓输入 AWG, 在 2—10 keV 能谱范围, 该脉冲星脉冲部分光子流量约为 $105 \text{ ph} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$ ^[1], 设置轮廓电压信号的峰值为 5.6 V. 经不同积分时间, 恢复的观测脉冲轮廓如图 10(a)—(c) 所示. 实验中, 自转周期为 150.23 ms, bin 块数为 1000. 可以看出, 在长时间

的光子时间平均后, 并未出现脉冲轮廓模糊的现象, 并且随着观测时间增加, 观测脉冲轮廓的 SNR 不断地提高, 并逼近标准脉冲轮廓, 这也验证了自转周期信号的稳定性.

图 10(d)—(f) 给出了积分时间为 10, 300 和 1200 s 时, 观测脉冲轮廓与高斯函数拟合值的残差分布. 当积分时间为 1200 s 时, 脉冲部分的拟合效果较好, 残差分布均匀; 当积分时间为 10 和 300 s 时, 由于信噪比较低, 脉冲部分拟合效果不理想, 难以准确地反映观测脉冲轮廓的变化.

为了说明观测脉冲轮廓随时间的变化以及模拟的精度, 使用 10% 脉宽 (full-width 10% maximum, FW10) 和 50% 脉宽 (full-width half maximum, FWHM) 描述观测脉冲轮廓特征参数的变化, 用信噪比和 Pearson 积矩相关系数描述观测脉冲轮廓和标准脉冲轮廓的接近程度, 计算结果见表 4.

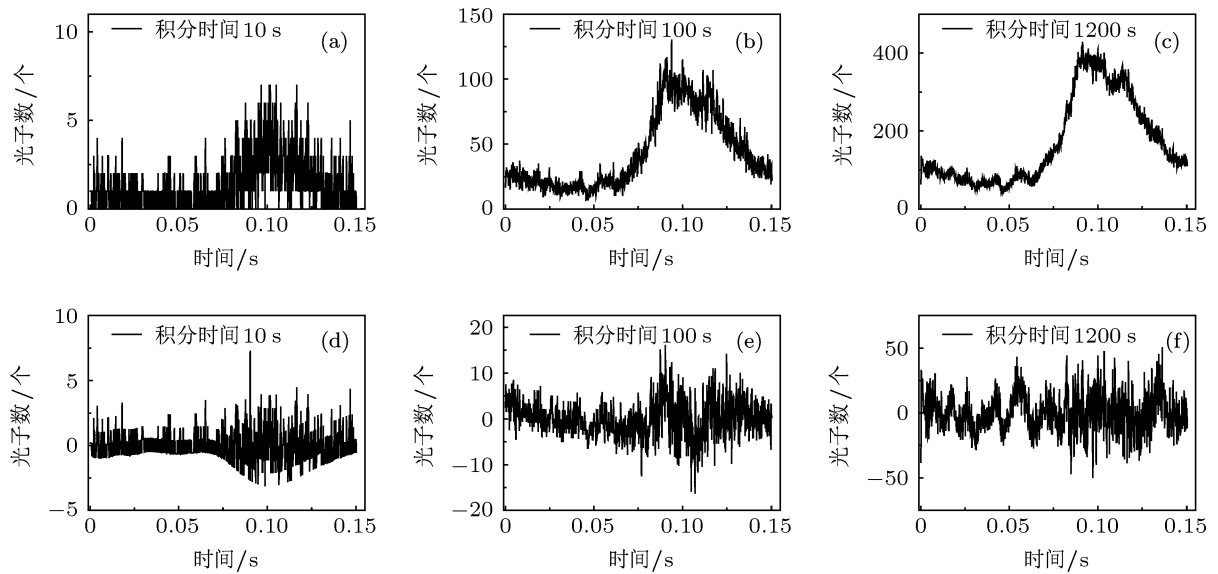


图 10 不同积分时间 PSR B1509-58 的观测脉冲轮廓及拟合后的残差分布 (a) 10 s 的观测脉冲轮廓; (b) 300 s 的观测脉冲轮廓; (c) 1200 s 的观测脉冲轮廓; (d) 10 s 的观测脉冲轮廓与拟合值的残差; (e) 300 s 的观测脉冲轮廓与拟合值的残差; (f) 1200 s 的观测脉冲轮廓与拟合值的残差

表 4 观测脉冲轮廓的特征参数随积分时间的变化及其与标准脉冲轮廓的关系

参数类型	积分时间/s						
	10	50	100	300	500	800	1200
FW/s	0.053	0.122	0.133	0.119	0.122	0.117	0.116
FWHM/s	0.003	0.022	0.035	0.034	0.040	0.041	0.043
SNR/dB	-11.142	10.5822	18.815	19.432	29.401	35.094	39.879
相关系数	0.615	0.876	0.935	0.973	0.983	0.989	0.993

标准脉冲轮廓的 FW10 和 FWHM 分别为 0.113 和 0.0458 s. 从表 4 中能看出, 随着积分时间增加, 观测脉冲轮廓的 FW10 略有起伏, 而 FWHM 不断趋于稳定, 这表明流量低的观测脉冲轮廓区域更容易受噪声污染. 在积分时间为 1200 s 时, SNR 为 39.879 dB, 相关系数达到了 0.993. 从 SNR 和相关系数的比对中能够发现, 随积分时间增加, 观测脉冲轮廓的 SNR 不断提高, 与标准脉冲轮廓的相关性显著增强.

在 FWHM 一栏, 当积分时间为 1200 s 时, 观测脉冲轮廓和标准脉冲轮廓的 FWHM 相差约 2.8 ms, 这主要是泊松统计噪声引起的, 但对于脉冲星信号长时间模拟, 频率源的频漂同样不可忽略. 当积分时间 10^5 s, 在不产生光子到达时间折叠错误的条件下, 若达到 100 m 导航精度, 要求参考频率源的漂移率应在 10^{-16} 量级.

4 结 论

本文提出了一种模拟 X 射线脉冲星信号的新方法, 搭建了模拟系统, 并进行了实验. 结果表明, 该方法具有以下优点: 1) 保留了光子传播的物理过程; 2) 模拟的 X 射线脉冲星周期的时间特性好; 3) 精细地反映了观测脉冲轮廓的细节变化; 4) 模拟灵活, 易于实现, 并且避免了传统方法复杂的结构和昂贵的成本. 借助该方法建立的 X 射线脉冲星信号模拟系统可以实现对 X 射线脉冲星观测轮廓的降噪算法研究、电脉冲到达时间 TOA 估计以及导航算法验证. 未来还将致力于以下研究:

- 1) 空间多普勒效应模拟 多普勒效应对观测脉冲轮廓具有较大影响^[1], 通过控制合成的频率, 模拟接收到光子信号的时间间隔变化;
- 2) 短时突发强噪声模拟 文献 [14,15] 描述一种突发 X 射线噪声, 其上升时间 < 1 s, 衰减时间约

3—30 s, 爆发间隔为 10^4 — 10^5 s, 且多呈“拖尾”现象, 模拟这类突发噪声, 并分析其对观测脉冲轮廓的影响;

3) 提高脉冲星信号模拟的长期稳定度 晶振

具有很高的秒级稳定度, 但长期的日漂移率可以达到 10^{-10} , 而 GPS 信号具有较高的长期稳定度, 通过 GPS 信号校准晶振, 可以满足脉冲星信号长期模拟要求.

-
- [1] Sheikh S I 2005 *Ph. D. Dissertation* (Maryland: University of Maryland)
 - [2] Shuai P, Li M, Chen S L, Huang Z 2009 *Principles and Techniques of X-ray Pulsar Based Navigation System* (Beijing: China Astronautical Publishing House) p20 (in Chinese) [帅平, 李明, 陈绍龙, 黄震 2009 X 射线脉冲星导航系统原理与方法 (北京: 中国宇航出版社) 第 20 页]
 - [3] Hanson J E 1996 *Ph. D. Dissertation* (Stanford: Stanford University)
 - [4] Su Z, Xu L P, Wang T 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 119701 [苏哲, 许录平, 王婷 2011 物理学报 **60** 119701]
 - [5] Hu H J, Zhao B S, Sheng L Z, Yan Q R 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 029701 [胡慧君, 赵宝升, 盛立志, 鄢秋荣 2011 物理学报 **60** 029701]
 - [6] Sun S M, Zheng W, Tang G J, Li M 2009 *Acta Astron. Sin.* **50** 325 (in Chinese) [孙守明, 郑伟, 汤国建, 李满 2009 天文学报 **50** 325]
 - [7] Hu R J 2002 *J. Southeast Univ.* (Natural Sci. Ed.) **32** 1 (in Chinese) [胡仁杰 2002 东南大学学报 (自然科学版) **32** 1]
 - [8] Liu Z J, Zhou Y Y, Hu L L, Zhou Q L 2001 *Optical Fiber Communications* (Xi'an: Publishing House of Xidian University) pp119–123 (in Chinese) [刘增基, 周洋溢, 胡辽林, 周绮丽 2001 光纤通信 (西安: 西安电子科技大学出版社) 第 119—123 页]
 - [9] Gerd K 2000 *Optical Fiber Communications* (3rd Ed.) (USA: the McGraw-Hill Companies, Inc) pp126–147
 - [10] Emadzadeh A A, Speyer J L 2010 *IEEE Trans. Sig. Proc.* **58** 4484
 - [11] Becker W 2005 *Advanced Time-Correlated Single Photon Counting Techniques* (New York: Springer Berlin Heidelberg) pp332–349
 - [12] James D S 1993 *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* **31** 48
 - [13] Chen F Y 1992 *Measurement and Control of Satellites* (Beijing: Science Press) pp434–437 (in Chinese) [陈芳允 1992 卫星测控手册 (北京: 科学出版社) 第 434—437 页]
 - [14] Grindlay J, Gursky H, Schnopper H 1976 *Astron. J.* **205** L127
 - [15] Joss P C 1978 *Astron. J.* **225** L123

A simulation technique of X-ray pulsar signals with high timing stability*

Sun Hai-Feng¹⁾ Xie Kai²⁾ Li Xiao-Ping²⁾† Fang Hai-Yan²⁾ Liu Xiu-Ping²⁾
Fu Ling-Zhong²⁾ Sun Hai-Jian³⁾ Xue Meng-Fan²⁾

1) (School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

2) (School of Mechano-Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

3) (School of Telecommunication Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

(Received 3 November 2012; revised manuscript received 18 December 2012)

Abstract

A simulation experiment system is required presently, for the space flight experiment of X-ray pulsar based navigation is very costly. To solve the crucial issues of the timing stability and the profile precision in existing simulation techniques of pulsar signal, a new simulation technique which utilizes visible light is proposed. The simulation experiment system is set up based on the proposed technique. And some experiments are carried out to test the proposed technique. The results demonstrate that the proposed technique can be used to simulate any of known pulsars. The timing stability of simulated X-ray pulsars is raised from 10^{-4} to 10^{-9} . And the accuracy of pulsar profile simulation is noticeably improved. Within the X-ray band 1–10 keV, when the observation time reaches 1200 s, and the area of the X-ray detector is 1 m^2 , the Pearson correlation coefficient of pulsar's observation profile with the standard template profile arrives at 0.993. And the simulation experiment system can be realized with high flexibility and low cost. On the basis of the simulation experiment system, the signal characteristic of X-ray pulsar can be investigated. On the other hand, the performances of X-ray pulsar signal processing algorithms and navigation algorithms can be surveyed in detail.

Keywords: X-ray pulsar signal, timing stability, observation profile, navigation algorithms

PACS: 97.60.Gb, 98.70.Qy, 07.05.Fb, 07.60.-j

DOI: 10.7498/aps.62.109701

† Corresponding author. E-mail: xpli@xidian.edu.cn