

辅助通道参数模型估计射电天文抗干扰方法*

王 壮¹, 苗可可¹, 程 翥², 黄 达¹

(1. 国防科技大学 自动目标识别重点实验室, 湖南 长沙 410073;

2. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘 要:针对单通道射电天文抗干扰方法在观测数据干噪比较低情况下的干扰消除性能降低甚至失效的问题,通过引入辅助天线观测提出了一种基于参数模型估计的抗干扰方法。该方法利用辅助天线所接收到的具有较高干噪比的观测数据建立干扰信号参数的估计模型,同时通过构建主辅通道参数差异性模型对估计模型进行修正,实现对干扰信号参数的精确估计,达到消除干扰信号的目的。仿真实验表明,相比于单通道方法,改进后的方法在解决低干噪比条件下的射电天文抗干扰问题方面具有更广泛的适用范围。

关键词:射电天文;参数模型估计;辅助天线;低干噪比;干扰消除

中图分类号:TP274.2 文献标志码:A 文章编号:1001-2486(2015)02-043-09

Channel-assisted interference mitigation method for radio astronomy by parametric estimation and subtraction

WANG Zhuang¹, MIAO Keke¹, CHENG Zhu², HUANG Da¹

(1. Science and Technology on Automatic Target Recognition Laboratory, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The single channel method of anti-navigation frequency interference mainly utilizes the prior knowledge of the interference in observed data received by the large antenna for interference mitigation, the performance of the interference mitigation is weakened in the case of the relatively lower interference-to-noise ratio in the observed data. A channel-assisted interference mitigation method for radio astronomy by parametric estimation and subtraction is proposed. To achieve the purpose of eliminating the interference signal, the proposed method utilizes the observational data received by auxiliary antenna having a higher interference-to-noise ratio to establish the estimation model of interference parameters, at the same time by constructing the difference parameters estimation model of the main and auxiliary channel to correct the estimation model. Simulation results indicate that, compared with the single channel method, the proposed method is more broadly applicable to eliminate the interference in the lower interference-to-noise ratio conditions for radio astronomy.

Key words: radio astronomy; parametric estimation and subtraction; auxiliary antenna; low interference-to-noise; interference mitigation

射电天文学就是利用射电天文望远镜对外太空在射电频段进行观测,被动地接收宇宙中极其微弱的射电信号,从而研究宇宙天体性质的一门学科,但易受到人们有源业务活动的影响^[1]。例如,射电天文研究中正在迅速发展的热门方向——中性氢(HI)21cm红移谱线观测^[2-6],通过观测不同波长的21cm射电信号,可以观测不同时期的宇宙,对研究宇宙起源和宇宙的演化具有重要的科学意义。其相应的观测频谱范围为0.4GHz~1.4GHz,而全球性卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)占用了L波段在1.1GHz~1.6GHz之间约150M带宽,且在空间上与21cm的观测方向极为接近,严重限

制了21cm谱线在该频段的观测,降低了中性氢观测设备的科学价值。与其他类型的干扰信号相比,导航信号往往都会具有包含自身卫星信号信息的接口文档,目前,现有的射电天文抗导航频率干扰方法^[7-9]主要是借助卫星接口文档中已知的信号调制方式信息进行干扰消除,例如,澳大利亚国家望远镜机构与美国俄亥俄州立大学合作,通过利用望远镜输出端的观测数据进行参数模型估计解决了羟基(OH)谱线观测中的格洛纳斯系统(Global Navigation Satellite System, GLONASS)卫星干扰问题^[8],文中指出在观测数据具有较高干噪比条件下,该方法能够较好地干扰信号消除,使得输出信号功率远大于干扰功率,而由文献

* 收稿日期:2014-12-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(11173068,11303094)

作者简介:王壮(1973—),男,江苏镇江人,教授,博士,E-mail:zhuang_wang@sina.com

[9]中对参数模型估计抗干扰方法的性能分析可知,干扰信号参数的估计精度受望远镜输出端观测数据干噪比大小制约,因此在望远镜输出端观测数据较低干噪比条件下,参数模型估计抗干扰方法的干扰消除性能降低甚至失效。

为解决在较低干噪比条件下的参数估计精度和干扰消除性能问题,从天文观测方式入手,通过辅助天线获得具有较高干噪比的观测数据,进而对辅助通道干扰信号的参数估计进行建模,并通过对主辅通道间的参数差异性分析和建模完成对主通道干扰信号参数的精确估计,达到在低干噪比条件下消除主通道观测数据中干扰信号的目的。通过仿真实验,验证了基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法在较低干噪比条件下进行干扰消除的有效性。

1 导航卫星信号射电天文望远镜接收模型

目前,现有的全球卫星导航系统包括美国的全球定位系统(GPS)、俄罗斯的格洛纳斯系统(Global Navigation Satellite System, GLONASS)以及正在研制和部署的我国“北斗二号”导航系统(Beidou-2, BD2)和欧洲的伽利略(Galileo)系统^[11]。对于GNSS而言,其导航卫星发射信号从结构上可分为C/A码、数据码和载波,且C/A码信号形式已知,数学模型可以统一表达为^[8]:

$$s_i(t, w_c) = c(t - \eta)b(t - \eta)e^{j(w_c t + \phi)} \quad (1)$$

其中, $c(t)$ 为C/A码, $b(t)$ 为数据码, w_c 为卫星传输的载波频率, ϕ 为由于调制所带来的任意相位。由于C/A码的起始时间是未知的,所以引进了未知时间补偿量参数 η 。

GNSS信号从卫星上发射后,经空间传播到达接收天线,在最终得到的中频信号中含有包括信号发射、信号传播、射频前端以及采集记录系统等多种因素引入的误差。因此,射电天文望远镜输出端的卫星信号可以表达为:

$$s_r(t) = G(t)P(t)s_i(t - \Delta t, w_c + w_d) \quad (2)$$

其中, w_d 为多普勒频移, Δt 为时间延迟, $P(t)$ 为传输通道的响应函数, $G(t)$ 为望远镜的响应函数。这些误差参数的存在使得所观测到的卫星信号频谱并不一定完全符合其接口文档,而是存在着一定的变形^[10]。

通过让 $s_r(t)$ 乘以 $e^{-jw_d t}$ 因子可消除载波频率 w_c 的影响,这样将会产生低通基带信号:

$$\begin{aligned} s_r^B(t) &= G(t)P(t)c(t - \eta - \Delta t) \\ &\quad b(t - \eta - \Delta t)e^{j(-w_c \Delta t + \phi)} e^{jw_d(t - \Delta t)} \quad (3) \\ \text{令: } A(t) &= G(t)P(t)b(t - \tau)e^{j(-w_c \Delta t + \phi)} \end{aligned}$$

$e^{-jw_d t}$, $\tau = \eta + \Delta t$, 则式(3)可简化为:

$$s_r^B(t) = A(t)c(t - \tau)e^{jw_d t} \quad (4)$$

由式(4)可以看出,所接收到的C/A码信号 $s_r^B(t)$ 中仅包含有三个未知参数:多普勒频移 w_d 、码相位 τ 以及幅度增益 $A(t)$,其中 $A(t)$ 中包含了其他所有因素的影响。

2 参数模型估计抗干扰方法

2.1 算法原理

参数模型估计抗干扰方法的核心思想就是通过利用式(4)重构合成出观测数据中的C/A码干扰信号。为得到C/A码重构信号,首先要对干扰信号参数 A, τ, w_d 进行估计,得到精确的参数估计值。假定 $x(t)$ 表示在射电天文望远镜输出端采集到的一段观测数据,则利用 $x(t)$ 与 $s_r^B(t)$ 进行相关运算可得:

$$J(\tau, w_d) = \frac{1}{T_J} \int_t^{t+T_J} x^*(t) s_r^B(t - \tau, w_d) dt \quad (5)$$

称 $J(\tau, w_d)$ 为代价函数。其中,符号“*”表示取共轭, T_J 表示相关运算的长度,其大小必须满足 $T_p \leq T_J \ll T_b$,也就是说,相关运算的长度必须满足大于卫星C/A码码周期(T_p)而小于数据码码周期(T_b)。由于这种运算通常是通过数字运算完成的,因此,式(5)可改写为:

$$J(\tau, w_d) = \frac{T_s}{T_J} \sum_{k=1}^{T_J/T_s} x^*(kT_s) c(kT_s - \tau) e^{jw_d k T_s} \quad (6)$$

其中, T_s 表示采样周期。对比式(5)和式(6)可以发现,式(6)忽略了参数 $A(t)$ 的影响,这是因为在积分时间内的 $A(t)$ 变化很小,可近似视为常数。

通过利用式(6)在码相位维(时间维)和多普勒频移维(频率维)所组成的二维空间内进行代价函数 $J(\tau, w_d)$ 最大值搜索,最大取值处所对应的二维坐标值即分别为观测数据C/A码码相位和多普勒频移两个参数的估计值,即:

$$\{\hat{\tau}, \hat{w}_d\} = \arg \max_{\tau, w_d} J(\tau, w_d) \quad (7)$$

将观测数据 $x(t)$ 以及已估计出的参数值 $\hat{\tau}$ 和 \hat{w}_d 代入式(6),便可得到参数 A 的估计值:

$$\hat{A} = J(\hat{\tau}, \hat{w}_d) \quad (8)$$

将参数的估计值代入式(4),即可得到C/A码信号的估计波形:

$$\hat{s}_r^B(t) = \hat{A}c(t - \hat{\tau})e^{j\hat{w}_d t} \quad (9)$$

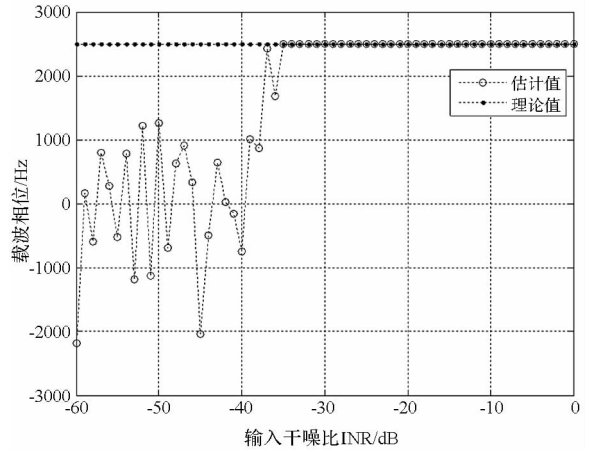
其中, $\hat{\tau}, \hat{w}_d$ 及 \hat{A} 分别表示C/A码信号的码相位、载波相位(多普勒频移)和幅度估计值。

最后将重构的 C/A 码信号 $s_r^B(t)$ 从观测数据 $x(t)$ 中减去,完成观测数据中干扰信号消除。

2.2 参数估计精度分析

由以上分析可知,参数模型估计抗干扰方法的关键问题是对干扰信号的三个参数(幅度、码相位、载波相位)进行估计,得到精确的参数估计值。如图 1 所示,给出了通过 1000 次蒙特卡洛仿真后得到的随观测数据输入干噪比变化时干扰信号参数估计值的变化曲线。

由图 1 可知,当射电望远镜(主通道)所接收到的观测数据干噪比较高(大于 -35dB)时,利用其观测数据通过参数模型估计法能够得到精确的干扰信号参数估计值;而当射电望远镜所接收到



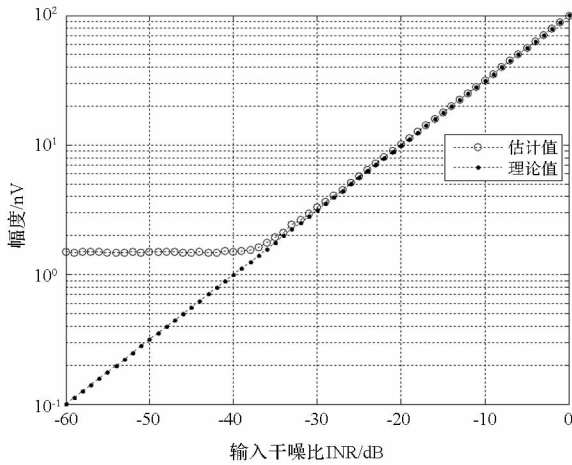
(c) 载波相位估计值随输入干噪比的变化曲线

(c) Curve with INR of estimated carrier phase value

图 1 干扰信号参数估计结果随输入干噪比的变化曲线

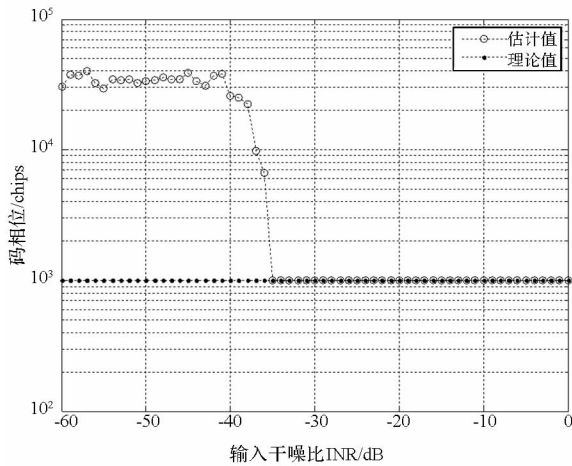
Fig. 1 Curve with INR of the estimated results

of interference parameter



(a) 幅度估计值随输入干噪比的变化曲线

(a) Curve with INR of estimated magnitude value



(b) 码相位估计值随输入干噪比的变化曲线

(b) Curve with INR of estimated code phase value

的观测数据干噪比较低(小于 -35dB)时,直接利用其观测数据进行干扰信号的估计,会导致干扰信号参数估计结果与理论值之间产生较大的偏差。

3 辅助通道的参数模型估计抗干扰方法

3.1 算法引入

在射电天文中,通常使用高增益大天线或大型阵列望远镜进行观测,即主天线往往具有较强的方向性,其主旁瓣增益一般相差几十 dB 以上。在观测过程中,由于干扰源与望远镜(主天线)之间的相对位置往往是变化的,导致干扰信号入射主天线的角度也会随之改变,以卫星导航干扰信号为例,当入射方向为望远镜主瓣时,射电望远镜所接收到的观测数据干噪比约在 $-30 \sim -10\text{dB}$ 范围;当入射方向为望远镜旁瓣或远旁瓣时,射电望远镜所接收到的观测数据干噪比约在 $-60 \sim -25\text{dB}$,甚至更低。由于射电天文信号极其微弱,信噪比通常在 -60dB 左右,甚至更低,所以即使在干噪比较低(小于 -35dB)时,卫星导航信号仍然会对射电天文观测带来干扰。经严格观测表明,对射电天文观测有害的干扰几乎都是通过望远镜旁瓣接收的^[12]。

由图 1 的分析结果可知,当干扰信号从望远镜旁瓣或远旁瓣进入时,由于主通道观测数据干噪比较低,会使得单通道参数模型估计抗干扰方法的干扰信号参数估计性能降低甚至失效。为了解决这个问题,通过在主天线观测站附近放置辅助天线,并且辅助天线的增益往往要比主天线的最大旁瓣增益要高,同时可以通过旋转控制转台来自动调整辅助天线指向,使得辅助天线能够实时对准主天线的旁瓣或远旁瓣方向进行接收,进而可以获得具有较高干噪比的辅助通道观测数

据。如图 2 所示,给出了基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法实现原理图。

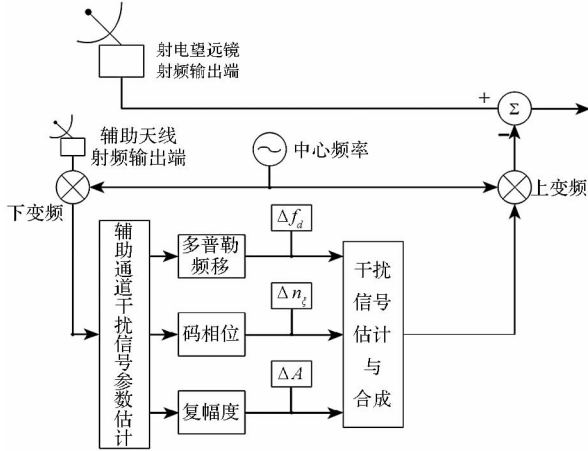


图 2 基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法原理图

Fig. 2 Diagram of the channel-assisted interference mitigation method by parametric estimation and subtraction

由图 2 可知,基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法,其原理是首先借助辅助天线所接收到的具有较高干噪比的观测数据建立干扰信号参数的估计模型,其参数估计方法与单通道参数模型抗干扰方法相同,然后通过构建主辅两通道间的参数差异性模型来完成对参数估计模型的修正,进而实现对主通道干扰信号参数的精确估计,最后将合成后的干扰信号与主通道观测数据进行相减,达到对主通道观测数据中干扰信号消除的目的。因此,对于基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法而言,其核心问题就是如何构建主辅两通道之间干扰信号参数的差异性模型,通过对估计模型的修正计算得到较高精度的主通道干扰信号参数估计值。

3.2 主辅通道参数差异性分析

由基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法原理可知,该方法的关键是得到主辅通道观测数据中干扰信号的时延、幅度以及多普勒频移三个参数的差异,下面首先针对这三个参数的差异性进行分析。

1) 时延参数差异

射电天文观测过程中,由于主辅天线位置的不同,使得主辅通道观测数据会存在相对传输路径时延 t_w 和相对传输线时延 t_c ;由于主辅通道传输特性(包括天线馈源、射频接收机、数据采集记录系统等处理模块)的不同,也会使得主辅通道观测数据存在一定的相对时延,但其大小与 t_w 和 t_c 相比往往很小,可忽略不计。

相对传输路径时延 t_w 可通过 $t_w = d_w/c$ 计算

得到,其中 c 为光速, d_w 为主辅天线间的传输路径差。因此,可通过 $t_c = (L_p - L_r)/v_c$ 计算得到相对传输线时延 t_c ,其中, v_c 为数据在传输线中的传输速度, L_p, L_r 分别为主辅通道的传输线长度。通常情况下 d_w 在几十米到几百米的范围,利用以上公式计算可得 t_w 约为几十纳秒到几百纳秒,而 t_c 的取值一般在几纳秒到几十纳秒范围^[13],因此可知,主辅通道观测数据中干扰信号的时延参数差异约在纳秒量级上,对于北斗二号同步卫星而言,其码片周期为 1ms,码长为 10 230chips,所以在 70MHz 的采样率下,该时延差异相当于几个到几十个采样码片的时间。

2) 幅度参数差异

射电天文观测过程中,干扰信号经自由空间传播后分别到达主辅接收天线,而由于主辅天线位置及增益的不同,使得主辅通道观测数据中干扰信号的幅度参数存在差异;由于主辅通道的传输特性不同,也会使得主辅通道观测数据存在一定的幅度参数差异,但其大小与自由空间传播所造成的幅度参数差异相比往往很小,可忽略不计。

自由空间传播所造成的幅度参数差异可通过主辅天线的干扰信号接收功率差异求得,接收功率差异 ΔP 可通过式(10)计算得到:

$$\begin{aligned} \Delta P &= G_r - G_p + 20 \lg\left(\frac{d_p}{d_r}\right) \\ &= G_r - G_p + 20 \lg\left(\frac{d_p}{d_p - d_w}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

其中, G_p, G_r 分别为主辅天线的接收增益, d_p, d_r 分别为干扰源到达主辅天线的距离。以北斗二号同步卫星为例, d_p 与 d_r 取值约为 3.6×10^7 km;当干扰信号从主天线旁瓣或远旁瓣入射时, G_p 与 G_r 一般会相差几十 dB,所以利用式(10)计算可知,主辅通道观测数据中干扰信号的幅度参数差异约在几百到几千倍量级上,甚至更高。

3) 多普勒频移参数差异

射电天文观测过程中,对于辅助天线而言,其始终对准干扰源接收,两者之间不存在相对运动;而对于主天线而言,由于其往往是通过转动方式来完成对射电源的观测过程,与干扰源之间存在着相对径向运动,使得主辅通道观测数据中干扰信号的多普勒频移参数之间会存在差异。通常情况下,主天线的转动速度往往很小,一般在 10^{-5} 的量级,对应的相对多普勒频移差异约为 4.2×10^{-5} Hz,因此主辅通道观测数据中干扰信号的多普勒频移参数差异通常也可以忽略不计。

3.3 主辅通道参数差异性建模

在以上对主辅通道参数差异性分析的基础上,为得到精确的干扰信号参数差异值,需利用主辅通道所接收到的观测数据对参数差异性进行建模,利用模型分别对时延参数差异、幅度参数差异以及多普勒频移参数差异值进行计算。

假设主辅天线接收到的观测数据分别为 $x_p(t)$ 与 $x_r(t)$, $rfi(t)$ 为目标干扰源信号, Δt 为时间延迟, η_1 和 η_2 分别为主、辅两个通道上的加性噪声,且通常情况下, $rfi(t)$, η_1 , η_2 三者之间互不相关,则两天线接收信号的模型为:

$$\begin{cases} x_r(t) = rfi(t) + \eta_1(t) \\ x_p(t) = \Delta A \cdot rfi(t - \Delta t) + \eta_2(t) \end{cases} \quad (11)$$

其中, Δt 即为所要估计的干扰信号达到主辅天线的相对延迟时间, ΔA 即为所要估计的主辅通道中干扰信号间的相对幅值。

通过互相关运算可确定出两个通道中干扰信号之间的时延大小:

$$\begin{aligned} r_{rp}(\tau) &= E[x_r(t)x_p^*(t+\tau)] \\ &= \Delta A \cdot r_{rfi}(\tau - \Delta t) + r_{\eta_1\eta_2}(\tau) \\ &\quad + \Delta A \cdot r_{rfi\eta_1}(\tau - \Delta t) + r_{rfi\eta_2}(\tau) \end{aligned} \quad (12)$$

由于 $rfi(t)$, η_1 , η_2 之间互不相关,所以可得:

$$r_{rp}(\tau) = \Delta A \cdot r_{rfi}(\tau - \Delta t) \quad (13)$$

其中, $r_{rfi}(\tau)$ 表示干扰源信号 $rfi(t)$ 的自相关函数。由相关函数的性质可知 $r_{rfi}(\tau - \Delta t) \leq r_{rfi}(0)$, 也即当 $\tau = \Delta t$ 时,主辅通道观测数据的相关性最大,因此把相关函数峰值点位置作为相对时延的估计值;由式(13)可知, $\Delta A = r_{rp}(\tau) / r_{rfi}(\tau - \Delta t)$, 因此把主辅通道观测数据的相关函数峰值与辅助通道观测数据的相关函数峰值的比值作为相对幅值的估计值。

卫星导航信号的多普勒频移是由于卫星与接收天线之间存在的相对运动,使得天线接收到的载波信号频率和码信号频率与实际值不一致,造成了多普勒频移现象。卫星信号的多普勒频移为:

$$f_{dop} = \frac{v_r}{c} f_0 \quad (14)$$

其中, $f_0 = \frac{w_c}{2\pi}$ 为卫星传输的载波频率, v_r 为卫星与接收天线之间的相对径向运动速度, c 为光速, f_{dop} 为多普勒频移的值。由式(14)可得主辅通道之间的相对多普勒频移为:

$$\Delta f_{dop} = \frac{\Delta v_r}{c} f_0 \quad (15)$$

其中, Δv_r 为卫星分别与主辅天线之间的相对径向运动速度差值。

4 仿真实验

4.1 仿真实验条件

以中性氢(HI)21cm红移谱线(中心频率一般为1268.66MHz)为观测对象,以北斗二号B3频段(信号频率为1268.52MHz)的3号同步卫星为干扰源,分别对实验中主辅通道观测数据的信噪比与干噪比等条件设置进行计算。

实验中,21cm的观测带宽为20MHz,在这一红移段,可预期的21cm的总流量为^[14-15]:

$$S_{21} \approx 0.021 \mu\text{Jy} \frac{M_{\text{HI}}}{M_{\odot}} \times \left[\frac{1 \text{Mpc}}{d_L(z)} \right]^2 \times \frac{200 \text{km/s}}{\sigma_v} (1+z) \quad (16)$$

其中, M_{HI} 表示中性氢的质量; M_{\odot} 表示太阳质量,为常数 $1.989 \times 10^{30} \text{kg}$; pc 表示秒差距,其值为 $1 \text{pc} = 3.08567802 \times 10^{16} \text{m}$; $d_L(z)$ 表示红移 z 后的谱线与21cm谱线之间的距离; σ_v 表示射电源的扩散速度。

由式(16)可计算得到在中性氢红移 $z = 0.1196$ 处的功率通量密度约为 1mJy ($1 \text{Jy} = 10^{-26} \text{W/m}^2 \cdot \text{Hz}$), 经下变频解调后的信号中心频率为 16.50MHz , 因此信号有效频率范围为 $6.50 \text{MHz} \sim 26.50 \text{MHz}$ 。经下变频后的干扰信号中心频率为 16.36MHz , 其功率通量谱密度约为 $-210 \text{dBW/m}^2 \cdot \text{Hz}$ 。目前国内外的射电天文望远镜一般均采用抛物面类型天线,口径从几米到几百米不等,实验中的望远镜选取口径为 10m 的抛物面天线,天线效率为 0.72 。由以上条件计算可得主天线观测数据中红移谱线的功率为 $P_{ps} \approx -200 \text{dBW/m}^2 \cdot \text{Hz}$ 。

由于在实际工程中,抛物面天线的半功率点波瓣宽度(HPBW,又称为3dB波束宽度,记为 $2\theta_{0.5}$)和旁瓣电平(SLL,指天线方向图的旁瓣最大值与主瓣最大值之比)可按下列公式近似计算^[16]:

$$2\theta_{0.5} = (70^\circ \sim 75^\circ) \frac{\lambda}{2R} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \text{SLL} &= 10 \lg \frac{S_{\text{av,max}2}}{S_{\text{av,max}}} \text{dB} \\ &= 20 \lg \frac{E_{\text{max}2}}{E_{\text{max}}} \text{dB} \\ &= -19 \sim -16 \text{dB} \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $S_{\text{av,max}2}$ 与 $S_{\text{av,max}}$ 分别表示最大旁瓣和主瓣的

功率密度最大值; $E_{\max 2}$ 与 E_{\max} 分别表示最大旁瓣和主瓣的场强最大值。根据以上分析,将仿真中望远镜抛物面天线的天线方向图设置为如图 3 所示。由图 3 可知,半功率点波瓣宽度为 1.7° ,旁瓣电平取值为 18dB。经测试,望远镜产生的热噪声温度约为 35K,由 Nyquist 原理^[17]可计算得到主天线系统的噪声功率 $P_{\text{noise}} \approx -140\text{dBW}/\text{m}^2 \cdot \text{Hz}$ 。根据以上条件计算可得,当干扰信号从主天线主瓣进入时,主天线观测数据中干扰信号的功率 $P_{\text{pfi}} \approx -120\text{dBW}/\text{m}^2 \cdot \text{Hz}$,而当干扰信号从主天线旁瓣或远旁瓣进入时,干扰信号功率将降低至 $-200 \sim -138\text{dBW}$,甚至更低。因此,可计算得到主天线观测数据的信噪比约为 -60dB ,干噪比约在 $-60 \sim 20\text{dB}$,甚至更低。

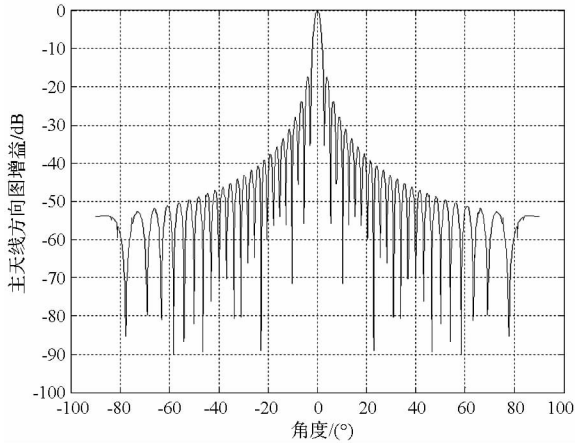


图 3 主通道归一化天线方向图

Fig. 3 Normalized antenna pattern of main channel

假设试验中干扰信号从主天线的某旁瓣方向进入,且主天线观测数据干噪比约为 -40dB ;由于射电观测中往往要求所选辅助天线的增益要比主天线最大旁瓣增益高出几 dB 不等,所以实验中设定常用值为 5dB,经测试辅助天线的热噪声温度约为 110K,依据上述条件计算可知,辅助通道观测数据的干噪比约为 2dB,信噪比约为 -90dB 。通过所构建的主辅通道干扰信号参数差异性模型,计算得到干扰信号之间的码相位时延差异值为 13.9606ns ;幅度差异值为 208.3 倍;又由于主辅天线在观测过程中与同步卫星干扰源的相对径向速度均在 10^{-5} 量级,远小于 0.2365m/s ,所以可将主辅通道观测数据干扰信号的多普勒频率均设置为 0Hz 。

4.2 仿真实验结果

在以上仿真条件下,分别利用改进前后参数模型估计抗干扰法对主通道观测数据中的干扰信号进行参数估计和干扰消除处理。

4.2.1 参数估计精度分析

表 1 和表 2 分别给出了改进前后参数模型估计抗干扰方法在干扰信号参数估计中的仿真结果。其中,表 2 中的主通道干扰信号参数估计值是借助辅助通道参数估计值与主辅通道参数差异值共同计算得到的。

表 1 单通道参数模型估计法中 C/A 码信号参数估计结果
Tab. 1 Parametric estimation results of C/A code signal by traditional method

信号参数	码相位 (chips)	多普勒频移 (Hz)	幅度 (V)
理论值	150	0	1.059 006E - 6
估计值	1.679 428E + 3	1.679 428E + 3	7.939 453E + 3

表 2 基于辅助通道参数模型估计法中 C/A 码信号参数估计结果

Tab. 2 Parametric estimation results of C/A code signal by channel-assisted method

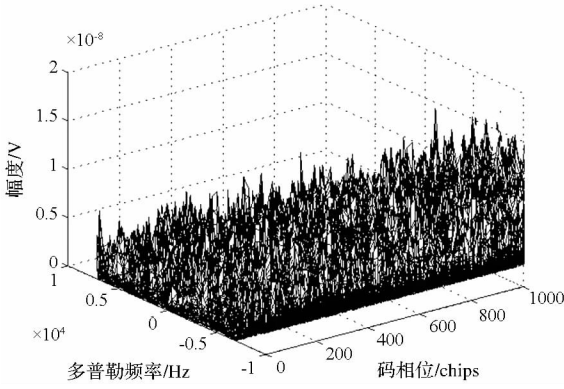
信号参数	码相位 (chips)	多普勒频移 (Hz)	幅度 (V)
理论值 (辅助通道)	149.857 1	0	2.370 818E - 7
估计值 (辅助通道)	149.857 1	0	2.369 471E - 7
理论值 (主通道)	150	0	1.062 126E - 9
估计值 (主通道)	150	0	1.061 523E - 9

从表 1 和表 2 可知,利用单通道参数模型估计抗干扰方法无法得到主天线观测数据中 C/A 码信号参数的精确估计值,而通过基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法能够得到主天线观测数据中 C/A 码参数的精确估计值。

图 4(a)和图 4(b)分别为改进前后参数模型估计抗干扰方法在干扰信号检测中的仿真结果。

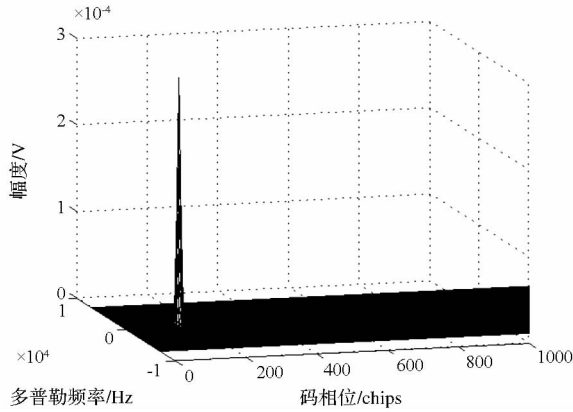
从图 4(a)和图 4(b)可以看出,利用单通道参数模型估计抗干扰方法无法检测出主天线观测数据中的干扰信号;而通过基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法能够成功检测出辅助天线观测数据中的干扰信号。

对比以上仿真结果可以看出,在较低干噪比条件下,单通道参数模型估计法的干扰信号参数估计性能降低甚至失效,而利用基于辅助通道的参数模型估计法却能够精确估计出主通道观测数据中干扰信号的参数。



(a) 单通道方法的干扰信号检测示意图

(a) Schematic view of interference signal detection by the conventional method



(b) 改进后方法的干扰信号检测示意图

(b) Schematic view of interference signal detection by the improved method

图4 干扰信号检测示意图

Fig. 4 Schematic view of interference signal detection

4.2.2 抗干扰性能分析

为验证辅助通道参数模型估计法的干扰消除性能,下面将从输出信干比和残余干扰功率谱两个方面,分别对射电天文 21cm 红移谱线观测中抗卫星导航干扰的干扰消除效果进行评价。

1) 输出信干比

由于对于微弱的射电天文信号而言,其信号功率远远低于接收天线的噪声功率和天线内的干扰信号功率,所以为了提高射电天文信号的观测效果,应保证抗干扰之后的干扰残余量远远低于天文目标信号的功率。反之,如果经过干扰消除后,干扰残余仍然比较严重,则会导致天文目标的观测效率降低甚至仍无法观测,所以在干扰消除后,需要对输出信干比进行评价。利用干扰消除后的输出量,可计算得到经抗干扰处理后的输出信干比 SIR_{out} :

$$SIR_{out} = 10 \lg \frac{P_{d_p^{after}}}{P_{rfi_p^{after}}} \quad (19)$$

其中, $P_{d_p^{after}}$ 表示主通道输出天文目标信号功率,可通过计算式:

$$P_{d_p^{after}} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |d_p^{after}(n)|^2 \quad (20)$$

计算求得,式(20)中, $d_p^{after}(n)$ 表示主通道输出天文目标信号; $P_{rfi_p^{after}}$ 表示主通道输出干扰信号功率,可通过计算式:

$$P_{rfi_p^{after}} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |rfi_p^{after}(n)|^2 \quad (21)$$

计算求得,式(21)中, $rfi_p^{after}(n)$ 表示主通道输出干扰信号。

由图2可知,参数模型估计抗干扰方法是通过将主通道观测数据与干扰估计信号相减进行干扰消除,因此可知,利用该方法进行干扰消除后的输出干扰信号 $rfi^{after} = rfi(n) - rf\hat{i}(n)$,因此利用式(19)可计算出抗干扰处理后的输出信干比为:

$$\begin{aligned} SIR_{out} &= 10 \lg \frac{P_{d_p^{after}(n)}}{P_{rfi_p(n) - rf\hat{i}_p(n)}} \\ &= 10 \lg \left(\frac{1.1228 \times 10^{-20}}{3.6246 \times 10^{-25}} \right) \\ &= 44.9106 \text{ dB} \end{aligned} \quad (22)$$

由计算出的输出信干比 SIR_{out} 可知,利用基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法对主通道观测数据进行干扰信号消除处理后,可将输出信干比提高到 0dB 以上,大大减小了干扰信号对射电天文观测的影响。

2) 残余干扰功率谱

经干扰消除处理后,即使输出信干比在 0dB 以上,往往仍不能保证残余干扰在天文目标各观测频率上的功率均小于天文目标信号功率。而如果在各观测频率上的残余干扰功率仍大于天文目标信号功率,将会导致天文目标的观测依然会受到干扰影响,所以在抗干扰处理后,需要进一步对残余干扰功率谱进行评价。假设射电源的观测频率范围为 w_{k1} 至 w_{k2} ,则经抗干扰处理后,应保证在 $w_{k1} \sim w_{k2}$ 频段内的残余干扰功率小于天文目标信号功率,即:

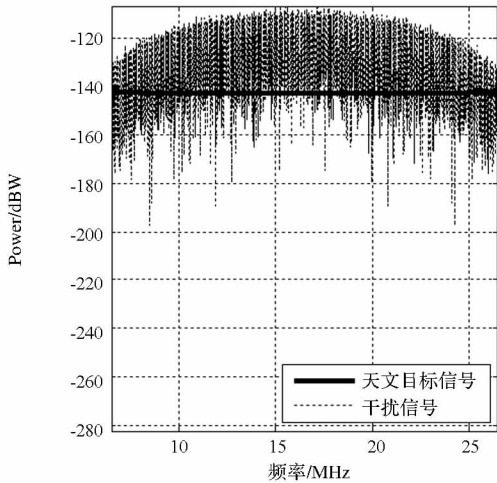
$$RF\hat{T}_p^{after}(w) < \hat{D}_p^{after}(w), \quad w_{k1} \leq w \leq w_{k2} \quad (23)$$

其中, $RF\hat{T}_p^{after}(w)$ 与 $\hat{D}_p^{after}(w)$ 分别表示经抗干扰处理后的残余干扰功率谱和天文目标信号功率谱,由 Bartlett 周期图法求功率谱可知:

$$\begin{cases} RF\hat{T}_p^{after}(w) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} rfi_p^{after}(n + mN) e^{-jnw} \right| \\ \hat{D}_p^{after}(w) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left| \sum_{n=0}^{N-1} d_p^{after}(n + mN) e^{-jnw} \right|^2 \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, N-1; m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (24)$$

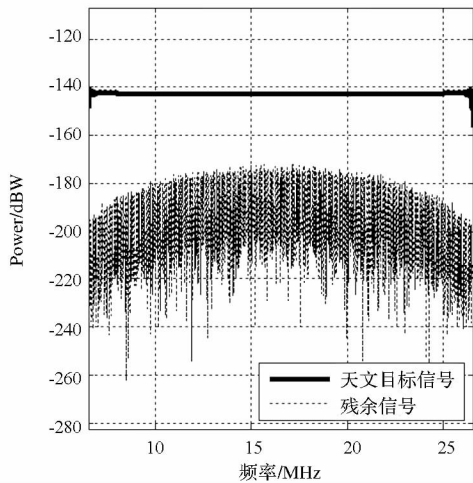
其中, N 表示计算功率谱时每段数据的长度, M 表示数据段的个数, 决定着积分长度。

利用式 (24) 可计算得到如图 5 所示的干扰消除前后主通道观测数据中天文目标信号与残余干扰功率谱。



(a) 干扰消除前

(a) Before interference mitigation



(b) 干扰消除后

(b) After interference mitigation

图 5 抗干扰处理前后目标信号与残余干扰功率谱
Fig. 5 Power spectrum of the target signal and residual interference before and after interference mitigation

由图 5 可以明显看出, 在抗干扰处理前, 天文目标信号的频谱被干扰严重污染, 很难直接从观测数据中将天文目标信号检测出来。而利用基于辅助通道的参数模型估计法将主通道观测数据进行干扰消除处理后, 在天文目标的各观测频率上, 残余干扰的功率均低于天文信号功率, 降低了干扰对天文信号观测的影响。

5 结论

本文从实际射电天文观测中的抗干扰需求出发, 针对单通道参数模型重构抗干扰方法在低干噪比条件下的干扰消除性能降低甚至失效问题, 通过引入辅助天线观测提出了一种基于辅助通道的参数模型估计抗干扰方法。该方法利用具有较高干噪比的辅助通道观测数据对干扰信号参数的估计进行建模, 同时通过对主辅通道间干扰信号参数差异的分析和建模, 进而实现对主通道干扰信号参数的精确估计, 较好地解决了射电天文观测中在较低干噪比条件下的抗干扰问题。通过仿真 21 cm 红移谱线观测试验, 验证了改进后抗干扰方法的有效性。该研究对于提高观测数据利用率和有效性以及扩展参数模型估计法在射电天文抗干扰中的应用范围具有一定的指导意义。

参考文献 (References)

[1] 苗可可, 王壮, 程翥, 等. 高速同步数据采集系统性能测试方法研究[J]. 天文研究与技术, 2014, 11(4): 417-422.

MIAO Keke, WANG Zhuang, CHENG Zhu, et al. A study of test methods for the performance of a high-speed synchronous data-acquisition system [J]. *Astronomical Research and Technology*, 2014, 11(4): 417-422. (in Chinese)

[2] 陈学雷. 暗能量的射电探测——天籁计划简介[J]. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2011, 41(12): 1358-1366.

CHEN Xuelei. Radio detection of dark energy—the Tianlai project [J]. *Science in China: Physics, Mechanics & Astronomy*, 2011, 41(12): 1358-1366. (in Chinese)

[3] Peng B, Jin C J, Wang Q M, et al. Preparatory study for constructing FAST, the world's largest single dish [J]// *Proceedings of the IEEE*, 2009, 97(8): 1391-1402.

[4] 南仁东. 500 m 球反射面射电望远镜 FAST[J]. 中国科学 G 辑: 物理学 力学 天文学, 2005, 35(5): 449-466.

NAN Rendong. Five hundred meters spherical reflector telescope FAST [J]. *Science in China Series G: Physics, Mechanics & Astronomy*, 2005, 35(5): 449-466. (in Chinese)

[5] 贺宁蓉, 吕善伟, 张江林, 等. 在 SKA 设计中实现干扰零点形成的方法[J]. 宇航计测技术, 2004, 24(5): 27-30.

HE Ningrong, LYU Shanwei, ZHANG Jianglin, et al. An approach to interference nulling for SKA [J]. *Journal of Astronautic Metrology and Measurement*, 2004, 24(5): 27-30. (in Chinese)

[6] 陈学雷, 施浒立. 天籁计划: 暗能量的射电探测及平方公里阵(SKA)[J]. 物理, 2013, 42(1): 2-11.

CHEN Xuelei, SHI Huli. The Tianlai project: radio detection of dark energy and Square Kilometer Array [J]. *Physics*, 2013, 42(1): 2-11. (in Chinese)

- [7] Gilloire A, Sizun H. RFI mitigation of GNSS signals for radio astronomy: problems and current techniques [J]. *Annals of Telecommunications – Annales des Telecommunications*, 2009, 64(9–10): 625–638.
- [8] Ellingson S W, Bunton J D, Bell J F. Removal of the GLONASS C/A signal from OH spectral line observations using a parametric modeling technique [J]. *The Astrophysical Journal Supplement Series*, 2001, 135(1): 87–93.
- [9] Shahriar C. Mitigation of interference from IRIDIUM satellites by parametric estimation and subtraction[D]. USA: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2006.
- [10] 杜小勇, 林晓烘, 王壮. 空间目标一维距离像畸变补偿的混合算法[J]. *中国空间科学技术*, 2010, 30(1): 21–26.
DU Xiaoyong, LIN Xiaohong, WANG Zhuang. The compensation hybrid algorithm of space target one-dimensional distance image distortion [J]. *Chinese Space Science and Technology*, 2010, 30(1): 21–26. (in Chinese)
- [11] 易维勇, 董绪荣, 孟凡玉, 等. GNSS 单频软件接收机应用与编程[M]. 北京: 国防工业出版社, 2010.
YI Weiyong, DONG Xurong, MENG Fanyu, et al. The single frequency GNSS receiver software application and programming[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2010. (in Chinese)
- [12] Briggs F H, Kocz J. Overview of technical approaches to RFI mitigation[J]. *Radio Science*, 2005, 40(5): 1–11.
- [13] Poulsen A J. Real-time adaptive cancellation of satellite interference in radio astronomy[D]. USA: Brigham Young University, 2003.
- [14] Stefan E, Stefen T. On the air new signals from the first GPS IIF satellite[J]. *Inside GNSS*, 2010: 28.
- [15] Ansari R, Campagne J E, Colom P, et al. 21 cm observation of large-scale structure at $z \sim 1$ instrument sensitivity and foreground subtraction[J]. *Astronomy & Astrophysics*, 2012, 540: 1–17.
- [16] 宋铮, 张建华, 黄治. 天线与电波传播[M]. 2版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2011.
SONG Zheng, ZHANG Jianhua, HUANG Zhi. *Antenna and Wave Propagation*[M]. 2nd ed. Xi'an: Xi'an University of Electronic Science and Technology Press, 2011. (in Chinese)
- [17] Wilson T L, Rohlfs K, Hüttemeister S. Tools of radio astronomy[M]. 5th ed. Berlin: Springer Verlag, 2009.