

一种基于通信卫星信号转发的卫星导航信号增强方法

胡毅* 宋茂忠 党小宇

(南京航空航天大学电子信息工程学院 210016 南京)

摘要: 该文提出一种利用地球同步轨道(GEO)通信卫星信号转发实现卫星导航信号增强的方法。在信号发射端,利用卫星导航信号直接序列扩频(DSSS)的低功率信号特性,在满足一定通信信号误码率(BER)要求的前提下,将导航中心产生的功率受控弱卫星导航增强信号在所选 GEO 卫星通信频段上进行载波调制与转发。而在接收端,利用频移(FRESH)滤波器以及一定的自适应信号抵消算法,可有效去除强通信信号的干扰并分离出弱卫星导航增强信号。仿真结果表明,对于分离出的弱卫星导航增强信号,在其对应的功率控制范围内可具有较好的跟踪与捕获性能,由此也验证了所提方法的有效性。

关键词: 全球卫星导航系统; 信号转发; 地球同步轨道通信卫星; 导航信号增强; 频移滤波器

中图分类号: TN967.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)03-0665-07

DOI: 10.11999/JEIT140672

A Method for the Navigation Satellite Signal Enhancement Based on the Signal Retransmission by the Communication Satellite

Hu Yi Song Mao-zhong Dang Xiao-yu

(College of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: A method based on the signal retransmission by the Geostationary Earth Orbit (GEO) comsat for the navigation satellite signal enhancement is proposed. At the signal transmitting side, utilizing the property of low power density of the Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS), the power-controlled weak DSSS navigation signal, which is generated at the navigation center, can be modulated and retransmitted on the frequency band of the GEO comsat under the proper Bit Error Rate (BER) requirement of the communication signal. While at the receiving side, with the FREquency-SHift (FRESH) filter and a given adaptive signal cancellation algorithm, the strong communication signal can be well cancelled and thus the weak navigation enhanced signal is separated. The simulation results show that for the separated navigation enhanced signal, a relatively good acquisition and tracking performance can be got in its controlled power range, and this also verifies the effectiveness of the proposed method.

Key words: Global Navigation Satellite System (GNSS); Signal retransmission; Geostationary Earth Orbit (GEO) comsat; Navigation signal enhancement; FREquency-SHift (FRESH) filter

1 引言

对于当前的卫星导航系统来说,由于卫星的高轨特性以及导航频率的公开性,在一些特殊场合如战场或局部冲突区,卫星导航信号可能会受到严重的干扰和压制。而在另一些场合如密林或“城市峡谷”^[1]中,由于树木和建筑物的遮挡,也会使得到达接收机的信号发生严重的衰减,或使可见卫星数变少。在这些情况下,卫星导航接收机的导航定位性能就会受到严重影响,并进而影响到最终的导航定

位结果。因此,研究非常规场合下卫星导航信号的增强方法,也就显得非常必要和极具实际意义。

目前对于特殊场合下的卫星导航信号的增强方法主要有伪卫星^[2,3],辅助卫星导航系统(Assisted Global Navigation Satellite System, A-GNSS)^[4]以及利用信号转发实现的导航信号增强^[5-7]等。对于伪卫星,其主要应用于一些高精度导航场合如机场或飞行器着陆的引导等^[8]。另外,在一些卫星导航信号达不到的地方如矿井和室内等,也可利用伪卫星来实现局部导航。该方法的主要缺点是具有“远近效应”^[9]。对于 A-GNSS,在通信信号辅助下,其定位速度相对较快,但易受通信传输网络的影响是其一个重要不足。而对于利用卫星转发实现的导航信号增强,目前在国内外也得到了广泛的研究和应用,

2014-05-21 收到, 2014-09-02 改回

中国航天科技集团公司卫星应用研究院创新基金(20121512), 国家重大仪器设备开发专项子项目(2013YQ20060707)和国家自然科学基金(61172078)资助课题

*通信作者: 胡毅 hygps607@163.com

典型的有中国区域定位系统 (Chinese Area Positioning System, CAPS)^[5-7,10]等。对于这种转发式卫星导航增强系统由于相对于直播式卫星导航系统多一个上行链路,因而需要考虑的时间误差因素较多。但其一个独特的优点是在地面导航测控站的控制下,非常容易实现换星和转换信号频段,而且其既可以利用单独的地球同步轨道(Geostationary Earth Orbit, GEO)卫星,也可寄生在其它卫星上来实现,如 CAPS 系统就是利用退役的 GEO 通信卫星来实现的^[11]。实践表明,这种转发式导航系统对改善星座结构,提高导航定位精度,以及增强系统的抗干扰性能,也都具有非常重要地意义^[5,7,11]。

实际上,对于这种转发方式卫星导航信号增强,利用信号叠加与信号分离技术,可进一步发展为共用同一个卫星通信转发器来实现。文中所提方法也正是基于这一思想来进行研究的,具体来说就是:在导航测控中心,根据监测得到的 GEO 通信卫星信号功率,在满足一定的通信接收信号解调误码率的要求下,将导航中心产生的功率受控弱卫星导航增强信号在所选 GEO 卫星通信频段进行载波调制与发射。而在信号接收端,利用频移(FREquency-SHift, FRESH)滤波器并采用一定的信号抵消算法,即可实现对叠加的强通信信号与弱卫星导航增强信号的有效分离。最后通过对分离出的弱导航增强信号的跟踪与捕获,并结合其它已捕获导航卫星的跟踪捕获结果,即可得到相应的导航定位解,从而最终实现导航信号增强的目的。

2 接收信号模型

由于文中主要针对导航信号转发增强进行研究,而对于转发式卫星导航原理,在文献[7,10,11]中已有详细论述,这里不再赘述。

为便于研究,对接收信号作如下两点假设:(1)卫星通信信号选用PCM24时分复用(Time-Division Multiplexing, TDM)一次群信号(码速率为1.544 Mbit/s)^[12],卫星导航信号选用GPS C/A码信号。同时,各信号均采用未编码二相相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)调制;(2)接收信号已实现同步。据此导航增强接收信号可表示为

$$y(t) = S_g(t) \cos[2\pi(f_0 + f_b + f_d)t + \phi_g] + S_c(t) \cos[2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_c] + n(t) \quad (1)$$

其中

$$S_g(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sqrt{2P_g} b_g(n) \sum_{m=0}^{N-1} c_m u_{T_p}(t - \tau_g - mT_p - nT_b^{(g)}) \quad (2)$$

$$S_c(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sqrt{2P_c} b_c(n) u_{T_b^{(c)}}(t - nT_b^{(c)}) \quad (3)$$

式中 $P_{(c)}$, $b_{(c)}(n)$, $T_b^{(c)}$, T_p 和 $\phi_{(c)}$ 分别表示信号功率,数据比特,数据比特时间宽度,C/A码片(chip)宽度和载波相位(上标或下标c与g分别表示与通信信号和导航信号相关的量),且有 $P_c > P_g$, $T_b^{(c)} < T_p \ll T_b^{(g)}$; τ_g 为GPS信号相对于通信信号时延; f_0 , f_b 和 f_d 分别为通信卫星下行载频,GPS增强信号相对于通信信号的预设调制载波频偏以及接收多普勒频偏,且满足 $f_b \ll f_0$, $f_d \ll f_0$ 及 $f_b T_b^{(c)} \ll 1$; $\{c_m\}_{m=0}^{N-1}$ 为GPS C/A码序列, N 为扩频增益; $u_T(\cdot)$ 为 $[0, T]$ 上单位矩形脉冲; $n(t)$ 为噪声,这里假设其为均值为0,双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声。

对式(1)用本地产生载波 $\sqrt{2} \cos[2\pi(f_0 + f_b)t + \phi_c]$ 进行下变频并经低通滤波后可得

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ \sqrt{2P_g} b_g(n) \cos \left[2\pi(f_{IF} - f_b - f_d)t + \phi_c - \phi_g \right] \sum_{m=0}^{N-1} c_m u_{T_p}(t - \tau_g - mT_p - nT_b^{(g)}) + \sqrt{2P_c} b_c(n) \cos(2\pi(f_{IF} - f_d)t) u_{T_b^{(c)}}(t - nT_b^{(c)}) \right\} + n'(t) \quad (4)$$

其中 f_{IF} 为中频载波, $n'(t)$ 为变换后噪声信号。

为便于分析问题,着重考察式(4)在 $[0, T_b^{(c)}]$ 上的结果,同时忽略 $\phi_c - \phi_g$ 对 $r(t)$ 的影响,这样经信号采样后的式(4)可表示为

$$r(kT_s) = \sqrt{2P_g} b_g(0) \cos[2\pi(f_{IF} - f_b - f_d)kT_s] \cdot \sum_{m=0}^{N-1} c_m u_{T_p}(kT_s - \tau_g - mT_p) + \sqrt{2P_c} b_c(0) \cos[2\pi(f_{IF} - f_d)kT_s] u_{T_b^{(c)}}(kT_s) + n'(kT_s) \quad (5)$$

式中 T_s 为采样时间间隔。

3 叠加的导航增强信号功率控制

卫星导航增强信号的叠加,会给卫星通信信号带来干扰。然而由于导航信号是扩频信号,其功率可以降得很低,同时若对导航信号进行一定的功率控制,则可使这种干扰进一步降低到基本察觉不出的地步。实际上,只要导航增强信号的功率控制得当,则既可保证卫星通信接收机的正常工作,又可实现卫星导航信号转发增强的目的。

令通信接收机接收信号为 $y(t)$, 可得其与式(1)所给导航接收信号 $y(t)$ 相类似。利用通信接收机产生的载波 $\sqrt{2} \cos[2\pi(f_0 + f_d)t + \phi_c]$, 可得其在 $[0,$

$T_b^{(c)}$ 上的数据解调结果为

$$Y' = \sqrt{P_c} b_c(0) T_b^{(c)} + \sqrt{P_g} b_g(0) c_1 T_b^{(c)} \text{sinc}(2\pi f_b T_b^{(c)}) + \int_0^{T_b^{(c)}} n(t) \left\{ \sqrt{2} \cos[2\pi(f_0 + f_d')t + \phi_c] \right\} dt \quad (6)$$

这里 $\text{sinc}(x) = \sin x/x$, f_d' 是通信接收机多普勒频偏。考虑到 $f_b T_b^{(c)} \ll 1$, 即有 $\text{sinc}(2\pi f_b T_b^{(c)}) \approx 1$, 这样式(6)可进一步表示为

$$Y' \approx \sqrt{P_c} b_c(0) T_b^{(c)} + \sqrt{P_g} b_g(0) c_1 T_b^{(c)} + \int_0^{T_b^{(c)}} n(t) \left\{ \sqrt{2} \cos[2\pi(f_0 + f_d')t + \phi_c] \right\} dt \quad (7)$$

令 $\Lambda = \int_0^{T_b^{(c)}} n(t) \left\{ \sqrt{2} \cos[2\pi(f_0 + f_d')t + \phi_c] \right\} dt$, 可得 Λ 服从高斯分布, 且有 $\Lambda \sim \mathcal{N}(0, N_0 T_b^{(c)}/2)$ 。这样由式(7)可得通信接收机的解调误码率为

$$P_e^{(c)} = \Pr\{Y' < 0 | b_c(0) = 1\} \Pr\{b_c(0) = 1\} + \Pr\{Y' > 0 | b_c(0) = -1\} \Pr\{b_c(0) = -1\} \approx \frac{1}{2} \left[\Pr\{\sqrt{P_c} T_b^{(c)} + \sqrt{P_g} b_g(0) c_1 T_b^{(c)} + \Lambda < 0\} + \Pr\{-\sqrt{P_c} T_b^{(c)} + \sqrt{P_g} b_g(0) c_1 T_b^{(c)} + \Lambda > 0\} \right] \quad (8)$$

其中 $\Pr\{X\}$ 表示随机变量 X 的概率。令 $b_g'(0) = b_g(0)c_1$, 可得 $b_g'(0)$ 以等概率在 $\{\pm 1\}$ 上取值, 同时利用 $\Pr\{\sqrt{P_g} b_g'(0) T_b^{(c)} + \Lambda < 0\} = \Pr\{\sqrt{P_g} T_b^{(c)} + \Lambda < 0\} \Pr\{b_g'(0) = 1\} + \Pr\{-\sqrt{P_g} T_b^{(c)} + \Lambda < 0\} \Pr\{b_g'(0) = -1\}$, 这样对式(8)经过简单计算后可得

$$P_e^{(c)} \approx \frac{1}{4} \left[\underbrace{\Pr\{\sqrt{P_c} T_b^{(c)} + \sqrt{P_g} T_b^{(c)} + \Lambda < 0\}}_{Pe1} + \underbrace{\Pr\{\sqrt{P_c} T_b^{(c)} - \sqrt{P_g} T_b^{(c)} + \Lambda < 0\}}_{Pe2} + \underbrace{\Pr\{-\sqrt{P_c} T_b^{(c)} + \sqrt{P_g} T_b^{(c)} + \Lambda > 0\}}_{Pe3} + \underbrace{\Pr\{-\sqrt{P_c} T_b^{(c)} - \sqrt{P_g} T_b^{(c)} + \Lambda > 0\}}_{Pe4} \right] \quad (9)$$

考虑到 $\Lambda \sim \mathcal{N}(0, N_0 T_b^{(c)}/2)$, 这样有

$$Pe1 = \Pr\{\Lambda < (-\sqrt{P_c} T_b^{(c)} - \sqrt{P_g} T_b^{(c)})\} = Q \left[\sqrt{\frac{2E_b^{(c)}(1 + \sqrt{ISRc})^2}{N_0}} \right] \quad (10)$$

类似地可得式(9)中其它项结果为

$$Pe4 = Pe1, Pe2 = Pe3 = Q \left[\sqrt{\frac{2E_b^{(c)}(1 - \sqrt{ISRc})^2}{N_0}} \right] \quad (11)$$

式中 $Q(\cdot)$ 表示 Q 函数, $E_b^{(c)} = P_c T_b^{(c)}$, $ISRc = P_g/P_c$, 在得到式(11) Pe2 和 Pe3 的结果时使用了假设条件

$P_c > P_g$ 。将式(10)~式(11)代入式(9)即可得通信接收机数据解调误码率 BER 的最终结果为

$$P_e^{(c)} \approx \frac{1}{2} \left[Q \left[\sqrt{\frac{2E_b^{(c)}(1 + \sqrt{ISRc})^2}{N_0}} \right] + Q \left[\sqrt{\frac{2E_b^{(c)}(1 - \sqrt{ISRc})^2}{N_0}} \right] \right] \quad (12)$$

依据式(12), 可得通信接收机 BER 与叠加的 GPS 干扰信号强度之间的关系如图 1 所示。图中 MC 为对应的蒙特卡洛(Monte Carlo)仿真结果。

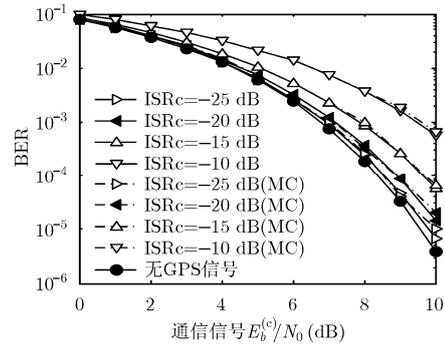


图1 叠加的 GPS 导航增强信号对卫星通信信号解调误码率的影响

根据图 1 即可得到两种信号都正常工作时叠加的 GPS 信号的功率控制范围。例如, 当通信信号 $[E_b^{(c)}/N_0] = 10$ dB 时(这里 $[x]$ 表示 x 以 dB 为单位), 若要使 $BER \leq 10^{-5}$ (此时 GPS 增强信号对通信信号的影响基本可忽略), 则由图 1 可知, $[ISRc] \leq -25$ dB。不考虑滤波器带宽的影响, 这样可得 GPS 信号的信噪比 $[SNR_g] = [ISRc] + [E_b^{(c)}/N_0] \leq (-25$ dB + 10 dB) = -15 dB。假设以 GPS C/A 码接收信号信噪比 -19 dB 作为 GPS 接收机最低接收功率要求^[13], 则可得使通信接收机和 GPS 接收机都正常工作时, 叠加的 GPS 信号功率控制范围为 $[-19$ dB, -15 dB]。按照相同方法可得在其它通信信噪比和 BER 的情况下, 叠加的 GPS 信号功率控制范围。另外, 由图 1 还可以得到, 如果通信信号 $[E_b^{(c)}/N_0]$ 较大, 则在通信接收机可接受的误码率变动范围内, 适当降低对通信误码率的要求, 可使 $[ISRc]$ 变大, 同时, 通过进一步地分析可知, 此时叠加的 GPS 信号功率控制区间也会相应变大, 这一点对于协作发射卫星导航增强信号是非常有利的。

4 导航增强信号中强通信干扰的抵消

4.1 强通信干扰抵消原理

卫星导航增强信号可以对通信信号造成干扰, 反过来, 强通信信号的存在也会对接收的导航增强

信号性能产生重要影响^[4]。因此,若能对叠加的强卫星通信信号进行有效去除,则可显著提高导航接收机的跟踪捕获性能,进而提高其导航定位精度。

但另一方面,由于通信信号与卫星导航增强信号在时域和频域上都是相互重叠的,对于这种时频重叠信号,通过常规的方法如匹配滤波,以及一般的有限冲击响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波等,通常都难以实现有效地分离。而对于大多数人工信号来说,其循环频率通常是不同的^[15],因而可利用循环频移滤波器来实现对重叠信号的有效分离。另一方面,考虑到强通信信号训练序列通常难以事先获得,因此在实际中可采用盲自适应频移滤波器(Blind Adaptive FRESH, BA-FRESH)来实现对重叠信号的分离^[15,16]。同时,由于强通信信号的循环谱会掩盖弱导航增强信号的循环谱,因此可先估计出强通信信号,然后再从接收信号中对其进行抵消,从而获得弱导航增强信号。其具体工作原理如图2所示。

在图2中, α_γ ($\gamma=1,2,\dots,\mathcal{T}$)与 β_ζ ($\zeta=1,2,\dots,\mathcal{F}$)分别为通信信号的非共轭和共轭循环频率,其中 $\alpha_\gamma \in \{\ell R_c\}$, $\beta_\zeta \in \{2\ell\tilde{f}_0 \pm R_c\}$ ^[16] ($\ell \in \mathbb{Z}$), 这里 R_c 与 \tilde{f}_0 分别为通信信号码速率和载波频率,根据式(5),其具体可表示为 $R_c = 1/T_b^{(c)}$, $\tilde{f}_0 = f_{IF} - f_d$ 。而对于图中参考信号 $d(k)$ 来说,其循环频率满足 $\omega \in \{\ell R_c\} \cup \{2\ell\tilde{f}_0 \pm R_c\}$ ($\ell \in \mathbb{Z}$)且 $\omega \notin \{a_\gamma\}_{\gamma=1}^{\mathcal{T}} \cup \{\beta_\zeta\}_{\zeta=1}^{\mathcal{F}}$ 。图中 $r(k)$ 由式(5)给出,这里为了简使用 k 来代替了 kT_s 。 $\hat{r}(k)$ 为 $r(k)$ 的估计值, $\tilde{r}_g(k)$ 为经 BA-FRESH 滤波后的卫星导航增强信号输出,即

$$\hat{r}(k) = \mathbf{h}^H \tilde{\mathbf{r}}(k), \quad \tilde{r}_g(k) = d(k) - \hat{r}(k) \quad (13)$$

这里 \mathbf{H} 表示共轭转置, $\mathbf{h}(k)$, $\tilde{\mathbf{r}}(k)$ 分别为 FRESH 滤波器滤波系数向量及 $r(k)$ 的循环频移向量,即有

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}^{\alpha_1}, \mathbf{h}^{\alpha_2}, \dots, \mathbf{h}^{\alpha_{\mathcal{T}}}, \mathbf{h}^{\beta_1}, \mathbf{h}^{\beta_2}, \dots, \mathbf{h}^{\beta_{\mathcal{F}}}]^T \quad (14)$$

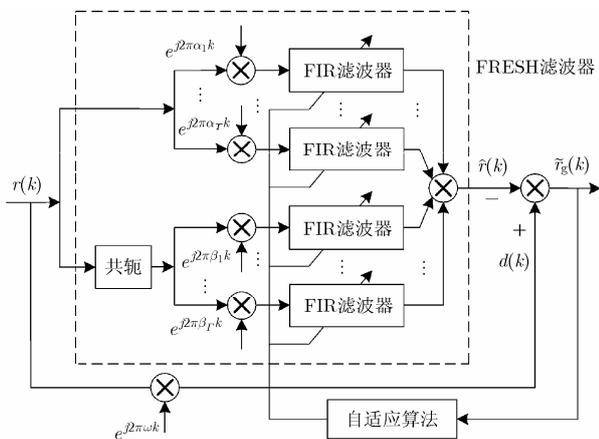


图2 导航增强信号 BA-FRESH 滤波实现原理

$$\tilde{\mathbf{r}}(k) = [\mathbf{r}^{\alpha_1}(k), \mathbf{r}^{\alpha_2}(k), \dots, \mathbf{r}^{\alpha_{\mathcal{T}}}(k), \mathbf{r}^{\beta_1}(k), \mathbf{r}^{\beta_2}(k), \dots, \mathbf{r}^{\beta_{\mathcal{F}}}(k)]^T \quad (15)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{h}^{\alpha_\gamma} &= [h^{\alpha_\gamma}(0), h^{\alpha_\gamma}(1), \dots, h^{\alpha_\gamma}(L_\gamma - 1)]^T \\ \mathbf{h}^{\beta_\zeta} &= [h^{\beta_\zeta}(0), h^{\beta_\zeta}(1), \dots, h^{\beta_\zeta}(L_\zeta - 1)]^T \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{r}^{\alpha_\gamma}(k) &= [r(k - L_\gamma + 1)e^{j2\pi\alpha_\gamma(k - L_\gamma + 1)}, \\ &\quad r(k - L_\gamma + 2)e^{j2\pi\alpha_\gamma(k - L_\gamma + 2)}, \dots, r(k)e^{j2\pi\alpha_\gamma k}]^T, \\ \mathbf{r}^{\beta_\zeta}(k) &= [r^*(k - L_\zeta + 1)e^{j2\pi\beta_\zeta(k - L_\zeta + 1)}, \\ &\quad r^*(k - L_\zeta + 2)e^{j2\pi\beta_\zeta(k - L_\zeta + 2)}, \dots, r^*(k)e^{j2\pi\beta_\zeta k}]^T \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

在式(14)~式(17)中,上标 \mathbf{T} 与 $*$ 分别表示转置与共轭, $\gamma=1,2,\dots,\mathcal{T}$, $\zeta=1,2,\dots,\mathcal{F}$, L_γ 与 L_ζ 分别为第 γ 个非共轭支路与第 ζ 个共轭支路的 FIR 滤波器的阶数。

4.2 强通信干扰抵消算法实现及抵消性能分析

对式(13)利用最小均方误差准则,可得到 BA-FRESH 滤波器系数及抵消强卫星通信信号后的增强 GPS 信号分别为

$$\mathbf{h}_{\text{BA}} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}\tilde{\mathbf{r}}}^{-1} \boldsymbol{\rho}_{\tilde{\mathbf{r}}}, \quad \tilde{r}_g(k) = d(k) - \mathbf{h}_{\text{BA}}^H \tilde{\mathbf{r}}(k) \quad (18)$$

其中 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{r}}\tilde{\mathbf{r}}} = E\{\tilde{\mathbf{r}}(k)\tilde{\mathbf{r}}^H(k)\}$, $\boldsymbol{\rho}_{\tilde{\mathbf{r}}} = E\{\tilde{\mathbf{r}}(k)d^*(k)\}$ 。

在实际中, \mathbf{h}_{BA} 可通过最小均方(Least Mean Square, LMS)算法,递归最小二乘算法(Recursive Least Square, RLS)等自适应算法来获得,文中采用了 RLS 算法。同时考虑到统计平均的难以实现性,可利用时平均来代替,这样 \mathbf{h}_{BA} 的计算可由式(19)的递推关系得到^[16]。

$$\mathbf{h}_{\text{BA}}(k) = \left\{ \mathbf{I} - \frac{\widehat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}\tilde{\mathbf{r}}}^{-1}(k-1)\tilde{\mathbf{r}}(k)\tilde{\mathbf{r}}^H(k)/(k-1)}{1 + \tilde{\mathbf{r}}^H(k)\widehat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}\tilde{\mathbf{r}}}^{-1}(k-1)\tilde{\mathbf{r}}(k)/(k-1)} \right\} \times \left\{ \mathbf{h}_{\text{BA}}(k-1) + \widehat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}\tilde{\mathbf{r}}}^{-1}(k-1)\tilde{\mathbf{r}}(k)d^*(k)/(k-1) \right\}, \quad k \geq 2 \quad (19)$$

其中

$$\mathbf{h}_{\text{BA}}(1) = \widehat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}\tilde{\mathbf{r}}}^{-1}(1)\hat{\boldsymbol{\rho}}_{\tilde{\mathbf{r}}}(1) \quad (20)$$

在式(19)~式(20)中, $\widehat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{r}}\tilde{\mathbf{r}}}(k) = \langle \tilde{\mathbf{r}}(k)\tilde{\mathbf{r}}^H(k) \rangle_{N_s}$, $\hat{\boldsymbol{\rho}}_{\tilde{\mathbf{r}}}(k) = \langle \tilde{\mathbf{r}}(k)d^*(k) \rangle_{N_s}$, 其中 $\langle \cdot \rangle_{N_s}$ 表示时平均, N_s 为所用样本数。

由于 BA-FRESH 滤波器进行强干扰抵消及弱信号分离时充分利用了干扰的循环谱信息,因而相对于常规的时域或频域滤波器,它通常能获得更好地干扰抵消性能,这从图3所给的 BA-FRESH 滤波器与常规 FIR 滤波器的通信干扰抵消性能仿真中可清楚地体现出来。图3中 BA-FRESH 滤波器仿真参

数设置如第5节所给;常规 FIR 滤波器阶数取为 60, 算法上也采用 RLS 盲自适应干扰估计与抵消算法, 其中所用参考信号为输入信号 $r(k)$, 遗忘因子取为 0.99。另外, 由于干扰抵消的最终目的是要分离出弱 GPS 信号, 因而在图 3 中采用了分离出的 GPS 信号检测信噪比 $[P_{dg}/P_{dn}]$ 来衡量两种滤波器的干扰抵消性能, 其中 GPS 检测信号功率 P_{dg} 与检测噪声功率 P_{dn} 具体定义见文献[13]所给。

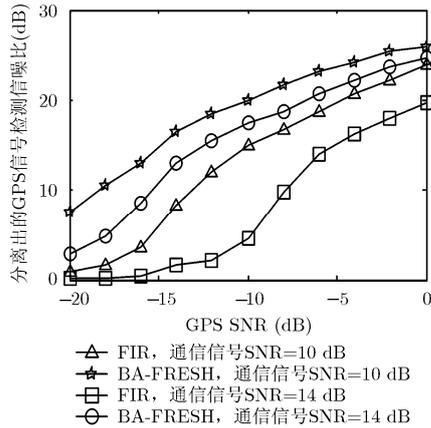


图3 BA-FRESH 滤波器与常规 FIR 滤波器干扰抵消性能比较

从图 3 中可以看出, 在 GPS 信号功率控制区间内, 利用 BA-FRESH 滤波器分离出的弱 GPS 信号检测信噪比要远优于利用常规 FIR 滤波器分离出的弱 GPS 信号检测信噪比。如在 $[SNR_g] = -16$ dB, $[SNR_c] = 10$ dB 的情况下, 利用 BA-FRESH 滤波器分离出的 GPS 信号可获得约 13 dB 的检测信噪比, 而对于常规 FIR 滤波器, 其只能获得约 3.5 dB 的检测信噪比。这正是由于前者充分利用了强通信干扰的循环谱信息, 因而能够对其进行有效抵消的缘故。

5 分离出的卫星导航增强信号跟踪捕获性能评估

强通信信号的存在会使得卫星导航增强信号难以被跟踪捕获到, 而当利用 BA-FRESH 滤波器对强通信干扰抵消后, 则可显著提高分离出的卫星导航增强信号的跟踪捕获性能, 在下面的仿真中将会清楚地看到这一点。

仿真中用到的参数设置如下: $R_c = 1.544$ Mbit/s, $R_g = 50$ bit/s; $f_{IF} = 4.309$ MHz, 采样率 $f_s = 1/T_s = 5.714$ MHz, $f_b = 100$ kHz, $f_d = 1$ kHz; GPS C/A 码选用 PRN33, 其初相 τ_g 设为 200 码片; 除了下面仿真(3)中对增强信号的跟踪时间采用 40 ms 外, 其余仿真时间均采用一个 C/A 码序列周期, 即 1 ms; BA-FRESH 中的循环频率设置

为 $\alpha_\gamma \in \{\pm R_c\}$, $\beta_\zeta \in \{\pm 2(f_{IF} - f_d)\}$, 即 $\gamma = \Gamma = 2$, ϖ 按文献[16]取为 0, 所有 FIR 滤波器阶数均取为 10, 即 $L_\gamma = L_\zeta = 10$ ($\gamma = 1, 2$; $\zeta = 1, 2$)。另外, 作为比较, 在各仿真图中同时也给出了通信信号抵消前的相应结果。

(1) 卫星导航增强信号的捕获仿真 根据所给仿真参数, 分离前后的 GPS 增强信号单次捕获结果如图 4 所示。

从图 4 中可以看出, 在通信信号抵消前, GPS 增强信号基本上很难或无法捕获到。而当对强通信信号进行有效抵消后, 则对 GPS 增强信号的捕获就变得非常容易, 这从图 4(a)或 4(b)的对比图中可以清楚地看到这一点。另外, 从图 4 中还可以看出, 增强 GPS 信号的信噪比对于其捕获结果也有非常重要地影响, GPS 增强信号越强, 则其捕获性能就越好, 但这必须要考虑到 GPS 增强信号的功率控制范围以保证通信接收机的正常工作。

(2) 卫星导航增强信号捕获概率仿真 对于分离出的卫星导航增强信号来说, 一个更准确表征其捕获结果的量是信号捕获概率。根据式(1)中对噪声高斯分布的假设, 同时由于 $T_b^{(c)} \ll T_b^{(g)}$, 即也可将通信干扰近似看成是高斯噪声, 这样可得接收 GPS 增强信号的捕获概率为^[17]

$$P_d = \int_{V_t}^{\infty} \frac{z}{\sigma_n^2} \exp\left(-\frac{z^2 + 2P_g}{2\sigma_n^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{2P_g}z}{\sigma_n}\right) dz, z \geq 0 \quad (21)$$

式中 $I_0(\bullet)$ 为零阶贝塞尔(Bessel)修正函数, σ_n^2 为噪声功率, V_t 为由 P_{fa} 虚警概率决定的检测阈值, 即 $V_t = \sigma_n \sqrt{-2 \ln P_{fa}}$ ^[17]。根据前面所给参数及给定的 P_{fa} , 并用检测噪声功率来近似代替 σ_n^2 ^[13], 利用蒙特卡洛法, 可得 GPS 增强信号的捕获概率如图 5 所示, 其中每个数据点仿真次数为 300。

由图 5 可知, 在通信信号抵消前, 在 GPS 增强信号的功率控制范围内, 基本上难以捕获到 GPS 增强信号, 如对于图 5(a), 当 GPS 信噪比取最大控制值 -15 dB 时, 有 $P_d \approx 40\%$, 但是当对通信信号进行有效抵消后, 则 P_d 可提高到 98% 左右。在图 5(b) 也可得到类似地结论。同时, 由图 5 知, 提高 GPS 增强信号的功率, 其检测概率也会得到提高, 但这也必须以其功率控制范围作为限制。另外, 对比图 5(a)和 5(b)还可发现, 通信信号越强, GPS 增强信号越难捕获。这主要是由于通信信号越强, 信号分离越困难, 从而有更多的通信信号残留在 GPS 增强信号中造成的。

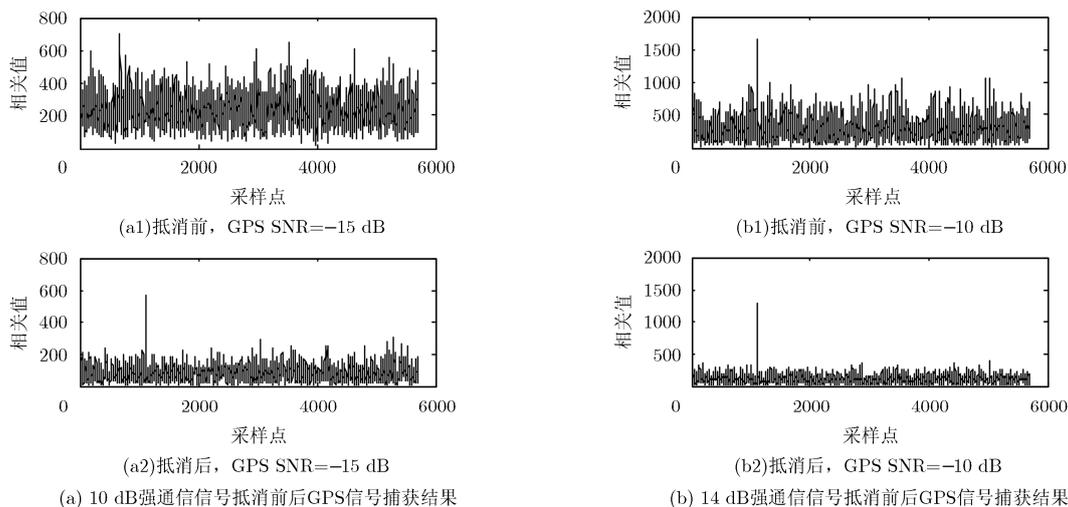


图 4 不同信噪比强通信信号抵消前后 GPS 增强信号捕获结果

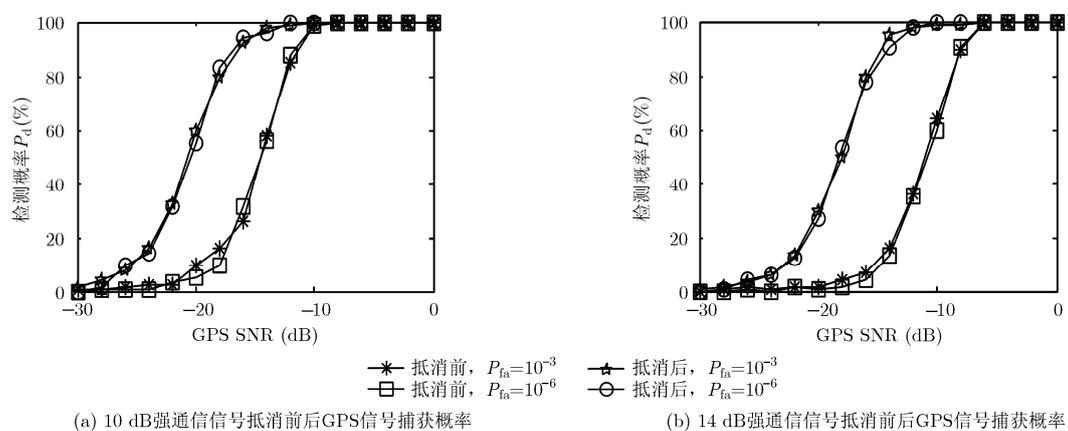


图 5 不同信噪比强通信信号抵消前后 GPS 增强信号捕获概率

(3) 卫星导航增强信号的跟踪性能仿真 导航接收机在成功捕获到卫星导航增强信号后, 即转入到信号跟踪阶段。由于对导航信号的跟踪解扩主要是由码环(Delay Locked-Loop, DLL)并在载波锁相环的辅助下完成的, 因此这里主要对导航增强信号的 DLL 跟踪结果进行仿真。仿真中 DLL 跟踪误差由 $\Delta\tau_g = \left(\sqrt{I_{ES}^2 + Q_{ES}^2} - \sqrt{I_{LS}^2 + Q_{LS}^2} \right) / \left(\sqrt{I_{ES}^2 + Q_{ES}^2} + \sqrt{I_{LS}^2 + Q_{LS}^2} \right)$ [17] 给出, 这里 I_{ES}, I_{LS} 与 Q_{ES}, Q_{LS} 分别为同相与正交相的 E, L 相关器积分结果。利用前面所给参数, 可得不同相关器间距 dEL 下的跟踪误差均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)结果如图 6 所示, 其中每个数据点仿真 50 次。

由图 6 可知, 强通信信号的存在同样会对卫星导航增强接收机的跟踪精度产生重要影响。如在图 6(a)中, 当 GPS 增强信号为 -15 dB 时, 对于间距为 0.1 码片的相关器, 若存在强通信信号, 其跟踪

精度约为 21 m。而当用 BA-FRESH 滤波器对强通信信号进行抵消后, 其跟踪精度则可提高到 6 m。对于图 6(b)也可得到类似地结论。同时可以看出, 随着 GPS 增强信号信噪比的提高, 其跟踪精度也会相应地得到提高, 但这同样要以通信接收机正常工作为前提。此外, 由图 6 还可以看出, 相关器间距 dEL 越小, 则导航增强信号的跟踪精度也越高。

6 结束语

文中给出了一种利用 GEO 通信卫星信号转发实现卫星导航信号增强的方法。在满足通信接收信号 BER 要求的前提下, 通过对卫星导航增强信号的功率控制, 可使卫星通信信号基本不受转发的导航增强信号的影响, 同时, 利用 BA-FRESH 滤波器对通信干扰的抵消, 则又可使导航接收机对增强信号的跟踪捕获性能得到显著提高, 从而实现导航信号转发增强的目的。文中所给仿真结果充分验证了这一点, 同时也验证了所给方法的可行性与有效性。

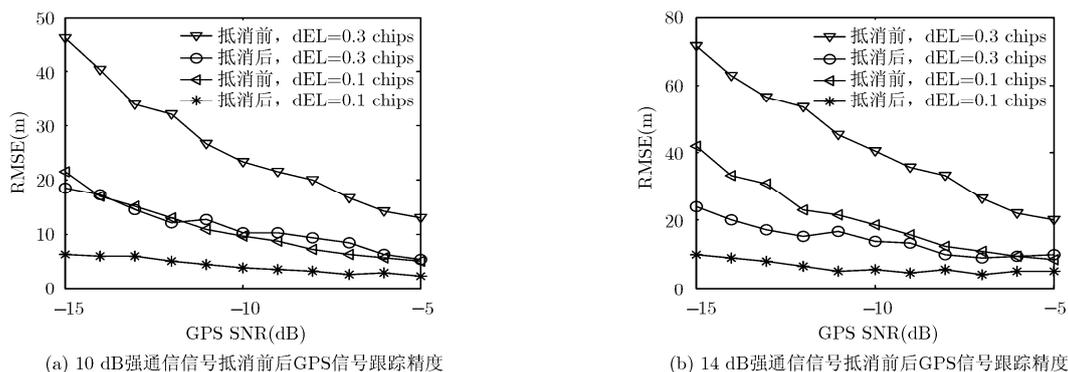


图6 不同信噪比强通信信号抵消前后GPS增强信号跟踪精度

参考文献

- [1] Angrisano A, Gaglione S, and Gioia C. Performance assessment of GPS/GLONASS single point positioning in an urban environment[J]. *Acta Geodaetica et Geophysica*, 2013, 48(2): 149-161.
- [2] Rzepecka Z, Rapinski J, Cellmer S, et al. Effect of additional distance measurements on satellite positioning[J]. *Acta Geodaetica et Geophysica*, 2014, 49(1): 35-44.
- [3] Lawrence D, Cobb S, Pervan B, et al. Augmenting kinematic GPS with a pulsed pseudolite to improve navigation performance[C]. Proceedings of the 1996 National Technical Meeting of the Institute of Navigation, Santa Monica, USA, 1996: 537-545.
- [4] Hu Cong-wei, Wu Chen, Miao Jian-fen, et al. Assisted GPS positioning under weak signal environments[C]. Proceedings of the 22nd International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Savannah, USA, 2009: 2602-2609.
- [5] Ji Hai-fu, Ma Li-hua, Ai Guo-xiang, et al. The principle of a navigation constellation composed of SIGSO communication satellites[J]. *Research in Astronomy and Astrophysics*, 2013, 13(4): 479-489.
- [6] Cao Fen, Yang Xu-hai, Su Mu-dan, et al. Evaluation of C-band precise orbit determination of geostationary Earth orbit satellites based on the Chinese Area Positioning System[J]. *Journal of Navigation*, 2014, 67(2): 343-351.
- [7] Ai Guo-xiang, Shi Hu-li, Wu Hai-tao, et al. The principle of the positioning system based on communication satellites[J]. *Science in China Series G: Physics, Mechanics & Astronomy*, 2009, 52(3): 472-488.
- [8] So H, Lee K, Park Y, et al. Performance analysis of pseudolite tropospheric delay models using meteorological radiosonde with flight test results[C]. Proceedings of the 26th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Nashville, USA, 2013: 1802-1809.
- [9] 李涛护, 刘建胜, 黄智刚, 等. 一种基于伪卫星信号正交性的远近效应消除技术[J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(6): 1366-1369.
- [10] Li Tao-hu, Liu Jian-sheng, Huang Zhi-gang, et al. A solution of the near-far effect based on the orthogonality of pseudolite signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(6): 1366-1369.
- [11] Shi Hu-li and Pei Jun. The solutions of navigation observation equations for CAPS[J]. *Science in China Series G: Physics, Mechanics & Astronomy*, 2009, 52(3): 434-444.
- [12] Han Yan-ben, Ma li-hua, Qiao Qi-yuan, et al. Functions of retired GEO communication satellites in improving the PDOP value of CAPS[J]. *Science in China Series G: Physics, Mechanics & Astronomy*, 2009, 52(3): 423-433.
- [13] Roddy D. Satellite Communications[M]. 4th Edition, New York: McGraw-Hill, 2006: 292-293.
- [14] Tsui J B Y. Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach[M]. 2nd Edition, New Jersey: Wiley & Sons, 2004: 224-270.
- [15] Paul C, Ronald W, Neal F, et al. Studying the effects of interference on GNSS signals[C]. Proceedings of the 2013 International Technical Meeting of the Institute of Navigation, San Diego, USA, 2013: 893-900.
- [16] Gardner W A. Cyclic Wiener filtering: theory and method[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1993, 41(1): 151-163.
- [17] Zhang J, Wong K M, Luo Z Q, et al. Blind adaptive FRESH filtering for signal extraction[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1999, 47(5): 1397-1402.
- [18] Kaplan E D and Hegarty C J. Understanding GPS: Principles and Applications[M]. 2nd Edition, Norwood: Artech House Publishers, 2005: 153-242.
- [19] 胡毅: 男, 1974年生, 博士生, 研究方向为卫星导航。
- [20] 宋茂忠: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为调制信号设计与接收、卫星导航等。
- [21] 党小宇: 男, 1972年生, 副教授, 研究方向为卫星通信信号处理等。