

## 卫星导航抗干扰最优接收机与相关接收机性能分析\*

李峥嵘<sup>1</sup>, 陈华明<sup>1</sup>, 王飞雪<sup>1</sup>, 王嘉<sup>2</sup>

(1. 国防科技大学 电子科学学院, 湖南 长沙 410073; 2. 国防科技大学 训练部, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**为减小抗干扰接收机硬件实现难度,深入研究单天线卫星导航抗干扰相关接收机的性能,并详细分析其频域响应、信干噪比损耗和相关输出函数。分析表明,抗干扰最优接收机与相关接收机信干噪比损耗随着干扰带宽和干扰强度的增加而增大,随干扰频率与中心频率偏差和噪声带宽的增加而减小。此外,干扰将引起抗干扰接收机匹配与相关输出主峰降低和旁瓣抬高,从而影响接收机捕获、跟踪和多径抑制性能。研究结果将为卫星导航抗干扰接收机的优化设计提供依据。

**关键词:**全球导航卫星系统;部分频带干扰;抗干扰最优接收机;抗干扰相关接收机

**中图分类号:**TN967.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2017)05-032-06

## Performance analysis of global navigation satellite system anti-jamming optimal receivers and correlation receivers

LI Zhengrong<sup>1</sup>, CHEN Huaming<sup>1</sup>, WANG Feixue<sup>1</sup>, WANG Jia<sup>2</sup>

(1. College of Electronic Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Training Department, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** In order to reduce the hardware realization difficulty, the GNSS (global navigation satellite system) sole antenna anti-jamming correlation receivers were studied in partial-band interferences circumvent. Their frequency responses, SINR (signal-to-interference-noise ratio) losses and correlation output functions were analyzed. It is shown that the SINR losses of anti-jamming optimal receivers and correlation receivers will increase with the bandwidth and power increase of interferences. The SINR losses will decrease with the bandwidth increase of noise and the frequency difference will increase between interferences and signals. Moreover, the match and correlation output main lobes will be depressed and the side lobes will be raised by jammers so as to affect the acquisition, track and multipath mitigation performance of anti-jamming receivers. Analysis results will provide the design basis for the GNSS anti-jamming receivers.

**Key words:** global navigation satellite system; partial-band interferences; anti-jamming optimal receiver; anti-jamming correlation receiver

全球导航卫星系统是一种直接序列码分多址 (Direct Sequence-Code Division Multiple Access, DS-CDMA) 扩频系统。在扩频系统和全球导航卫星系统 (Global Navigation Satellite System, GNSS) 中,存在两大类抗干扰方法:一类是基于天线阵的空域、空时或空频抗干扰方法,利用干扰与有用信号到达天线阵的角度不一致性实现干扰抑制,具备宽带干扰抑制能力;另一类是基于单天线的时域和频域(或变换域)抗干扰方法,利用干扰与有用信号自相关性和带宽不一致性实现干扰抑制,具备窄带干扰抑制能力。单天线的时域和频域抗干扰是天线阵抗干扰的基础,研究其窄带或部分频带干扰(非白加性高斯干扰)抑制性能具有重要意义。

在各类 GNSS 和扩频抗干扰接收机中,时域自

适应滤波、频域剔除等算法可有效抑制窄带干扰<sup>[1-4]</sup>,但通常假设干扰带宽足够窄,且通常采用最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 准则,在一定约束下使处理后输出信号功率最小,忽略了对有用信号接收的影响。在实际 GNSS 抗干扰接收机中,因干扰信号并不受控,一般不满足带宽足够窄的条件,需要同时考虑干扰抑制和有用信号接收问题。因 GNSS 抗干扰接收机输入信号经干扰抑制后要经过解扩环节,即使存在残余干扰,也将被处理成类似白噪声信号(相当于残余干扰扩展频谱处理),利用输出信干噪比能准确评判输出信号质量,干扰抑制算法更适合采用最大信干噪比准则 (Maximum Signal-to-Interference Plus Noise Ratio, MSINR),抗干扰最优接收机设计问题

\* 收稿日期:2017-02-24

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61403413)

作者简介:李峥嵘(1970—),男,湖南湘潭人,副研究员,博士,E-mail:zr\_li@nudt.edu.cn

就转化为该准则下扩频信号的最优接收问题。

针对确知信号的最优接收问题,文献[5]指出,在加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)条件下,一般系统最优接收机是由一组并行匹配滤波器组成;但对扩频系统等采用二进制正相信号的系统来说,相干相关接收可等效为匹配滤波,可用二进制乘法实现,硬件实现极为简单。而存在部分频带干扰时,输入信号具有加性高斯非白噪声特性,最优接收机是由前置白化滤波器级联一组匹配滤波器组成。文献[6]从最佳接收法理论<sup>[7]</sup>出发,推导了存在部分频带干扰时最优扩频接收机白化滤波器和匹配滤波器具体表达式。结果表明,该匹配滤波器相当于AWGN条件下的匹配滤波器级联前置共轭白化滤波器,不再等效为相干相关解扩器,无法利用二进制乘法实现。但在实际应用中,通常抗干扰接收机仍然采用白化滤波器加相关解扩器的结构,以减小实现难度。为了便于区分,不妨将采用匹配滤波器的抗干扰接收机称为抗干扰最优接收机(Anti-Jamming Optimal Receiver, AJOR),而采用相关器的抗干扰接收机称为抗干扰相关接收机(Anti-Jamming Correlation Receiver, AJCR)。

本文详细分析了两种抗干扰接收机匹配与相关输出函数随干扰和噪声带宽的变化情况,为GNSS抗干扰接收机的设计提供了依据。

## 1 抗干扰最优接收机

根据最佳接收法理论<sup>[7]</sup>,在AWGN环境下保证输出信噪比最大的最优接收机为匹配接收机, $t_0$ 时刻频域响应可表示为:

$$H_{\text{opt}}(j2\pi f) = S^*(j2\pi f) e^{-j2\pi f t_0} \quad (1)$$

式中, $S(j2\pi f)$ 为信号的频域响应,上标\*表示复共轭。

在AWGN加部分频带高斯干扰的非白噪声环境下,最优接收机由匹配滤波器前置白化滤波器组成, $t_0$ 时刻频域响应可表示为:

$$\begin{aligned} H_{\text{opt}}(j2\pi f) &= H_{\text{W}}(j2\pi f) H_{\text{MF}}(j2\pi f) \\ &= \frac{S^*(j2\pi f) e^{-j2\pi f t_0}}{G_{\text{n}}(j2\pi f) + G_{\text{j}}(j2\pi f)} \end{aligned} \quad (2)$$

式中, $G_{\text{n}}(j2\pi f)$ ,  $G_{\text{j}}(j2\pi f)$ 分别为噪声和干扰的功

率谱,可表示为:

$$G_{\text{n}}(j2\pi f) = \begin{cases} N_0 & |f - f_0| \leq B/2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

$$G_{\text{j}}(j2\pi f) = \begin{cases} N_{\text{j}} & |f - f'_0| \leq \alpha B/2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

式中: $B$ 为噪声带宽; $f_0$ ,  $f'_0$ 分别为噪声与干扰频率; $N_0$ ,  $N_{\text{j}}$ 分别为噪声与干扰功率谱密度; $\alpha$ 为干扰带宽与噪声带宽的比例。 $H_{\text{W}}(j2\pi f)$ ,  $H_{\text{MF}}(j2\pi f)$ 分别为白化滤波器和匹配滤波器频域响应,且满足:

$$\begin{cases} |H_{\text{W}}(j2\pi f)|^2 = \frac{1}{G_{\text{n}}(j2\pi f) + G_{\text{j}}(j2\pi f)} \\ H_{\text{MF}}(j2\pi f) = H_{\text{W}}^*(j2\pi f) S^*(j2\pi f) e^{-j2\pi f t_0} \end{cases} \quad (5)$$

设 $t$ 时刻接收信号为:

$$x(t) = Ap(t - \tau_0) + n(t) + J(t) \quad (6)$$

式中: $A$ 为信号幅度; $\tau_0$ 为码传输延迟; $p(t)$ 为伪随机码信号时域响应,其频域响应为 $S(j2\pi f)$ ; $n(t)$ ,  $J(t)$ 分别为噪声和干扰的时域响应。

最优接收机输出为:

$$y_{\text{opt}}(t) = x(t) * h_{\text{opt}}(t) \quad (7)$$

$$\begin{cases} \mu_{y_{\text{opt}}}(t) = E[y_{\text{opt}}(t)] = Ap(t - \tau_0) * h_{\text{opt}}(t) \\ \quad = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{A |S(j2\pi f)|^2 e^{j2\pi f(t-t_0-\tau_0)}}{G_{\text{n}}(j2\pi f) + G_{\text{j}}(j2\pi f)} df \\ R_{y_{\text{opt}}}(\tau) = [R_{\text{n}}(\tau) + R_{\text{j}}(\tau)] * h_{\text{opt}}(\tau) * h_{\text{opt}}(-\tau) \\ \sigma_{y_{\text{opt}}}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|S(j2\pi f)|^2}{G_{\text{n}}(j2\pi f) + G_{\text{j}}(j2\pi f)} df \end{cases} \quad (8)$$

最优接收机输出信干噪比为:

$$\begin{aligned} SINR_{\text{opt}} &= \max_t |\mu_{y_{\text{opt}}}(t)|^2 / \sigma_{y_{\text{opt}}}^2 \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{A^2 |S(j2\pi f)|^2}{G_{\text{n}}(j2\pi f) + G_{\text{j}}(j2\pi f)} df \\ &= \frac{A^2}{N_0} \left[ \int_{f_0-B/2}^{f_0+B/2} |S(j2\pi f)|^2 df - \frac{JNR}{1 + JNR} \int_{f_0-\alpha B/2}^{f_0+\alpha B/2} |S(j2\pi f)|^2 df \right] \end{aligned} \quad (9)$$

式中, $JNR = N_{\text{j}}/N_0$ 为干噪比,即干扰与噪声功率谱密度之比。

同理,无干扰时最优接收机的输出信噪比为:

$$SNR_0 = \frac{A^2}{N_0} \int_{f_0-B/2}^{f_0+B/2} |S(j2\pi f)|^2 df \quad (10)$$

进一步可得最优接收机损耗为:

$$\begin{aligned} L_{\text{AJOR}} &= \frac{\int_{f_0-B/2}^{f_0+B/2} |S(j2\pi f)|^2 df}{\int_{f_0-B/2}^{f_0+B/2} |S(j2\pi f)|^2 df - \frac{JNR}{1 + JNR} \int_{f_0-\alpha B/2}^{f_0+\alpha B/2} |S(j2\pi f)|^2 df} \\ &= \frac{\int_{-B/2}^{B/2} |S[j2\pi(f + f_0)]|^2 df}{\int_{-B/2}^{B/2} |S[j2\pi(f + f_0)]|^2 df - \frac{JNR}{1 + JNR} \int_{\Delta f-\alpha B/2}^{\Delta f+\alpha B/2} |S[j2\pi(f + f_0)]|^2 df} \end{aligned} \quad (11)$$

式中,  $\Delta f = f_0 - f'_0$  为干扰频偏。

## 2 抗干扰相关接收机

在抗干扰相关接收机中,采用白化滤波器加相关器的形式,接收机频域响应为:

$$H(j2\pi f) = H_w(j2\pi f)S^*(j2\pi f)e^{-j2\pi f t_0}$$

抗干扰相关接收机输出为:

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (12)$$

$$SINR = \frac{A^2 \left[ \int_{f_0-B/2}^{f_0+B/2} |S(j2\pi f)|^2 df - \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{1+JNR}} \right) \int_{f_0-\alpha B/2}^{f_0+\alpha B/2} |S(j2\pi f)|^2 df \right]^2}{N_0 \int_{f_0-B/2}^{f_0+B/2} |S(j2\pi f)|^2 df} \quad (14)$$

而无干扰时,相关接收机的输出信噪比与最优接收机相同,具体如式(10)所示,则抗干扰相关接收机损耗为:

$$L_{AJCR} = \frac{\left[ \int_{-B/2}^{B/2} |S[j2\pi(f+f_0)]|^2 df \right]^2}{\left\{ \int_{-B/2}^{B/2} |S[j2\pi(f+f_0)]|^2 df - \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{1+JNR}} \right) \int_{\Delta f-\alpha B/2}^{\Delta f+\alpha B/2} |S[j2\pi(f+f_0)]|^2 df \right\}^2} \quad (15)$$

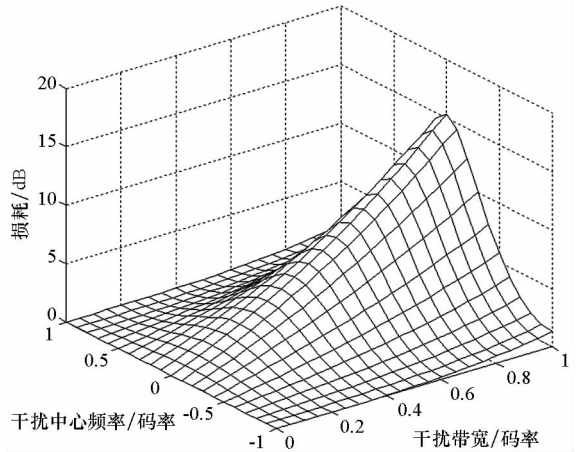
## 3 性能分析

### 3.1 信噪比损耗分析

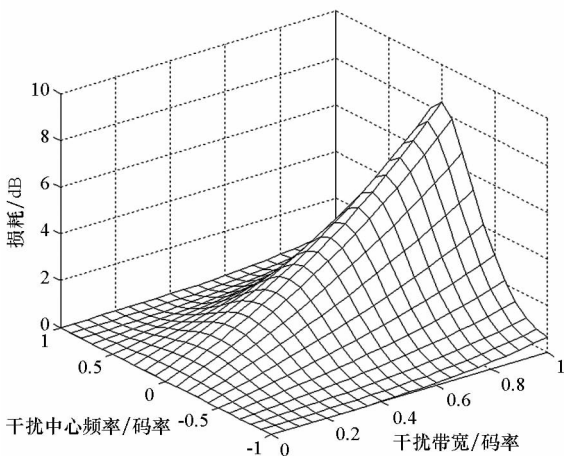
为了解抗干扰最优和相关接收机的信噪比损耗情况,图 1 给出了噪声带宽为 2 码率、干噪比为 30 dB 时损耗随干扰频率和带宽的变化情况。表 1 和表 2 进一步给出了图 1 中部分抗干扰最优与相关接收机的损耗结果,其中归一化频率是干扰或信号的中心频率与码率的比值,归一化带宽是干扰或信号或噪声的带宽与码率的比值。分析结果表明,干扰带宽越宽、干扰频率越接近中心频率时,两种接收机的损耗越大。且在相同干扰和噪声条件下,相关接收机的损耗明显大于最优接收机。

$$\left\{ \begin{aligned} \mu_y(t) &= E[y(t)] = Ap(t - \tau_0) * h(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{A |S(j2\pi f)|^2 e^{j2\pi f(t-t_0-\tau_0)}}{\sqrt{G_n(j2\pi f) + G_j(j2\pi f)}} df \\ \sigma_y^2 &= \int_{-\infty}^{+\infty} [G_n(j2\pi f) + G_j(j2\pi f)] |H(j2\pi f)|^2 df \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} |S(j2\pi f)|^2 df \end{aligned} \right. \quad (13)$$

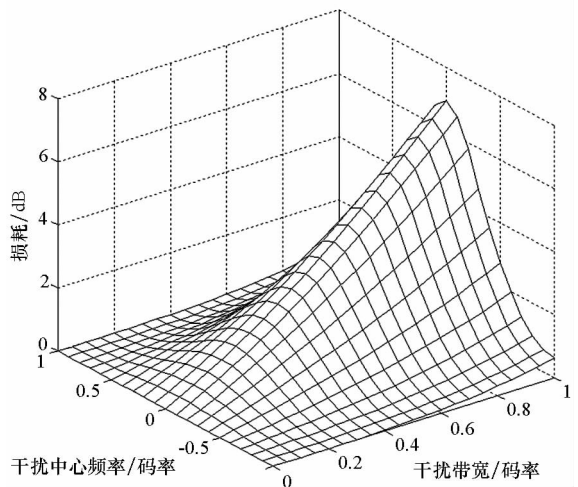
则相关接收机输出信干噪比为:



(b) 抗干扰相关接收机损耗  
(b) Losses of AJCRs



(a) 抗干扰最优接收机损耗  
(a) Losses of AJORs



(c) 最优与相关接收机信干噪比损耗差  
(c) Loss differences between AJORs and AJCRs

图 1 抗干扰最优与相关接收机信干噪比损耗对比  
Fig.1 Comparisons of SINR Loss between AJORs and AJCRs

表1 部分抗干扰最优接收机的信干噪比损耗

Tab.1 SINR losses of partial AJORs

归一化 干扰带宽	归一化干扰频率				
	-1	0.5	0	0.5	1
0	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.2	0.00	0.41	1.08	0.41	0.00
0.4	0.03	0.88	2.40	0.88	0.03
0.6	0.12	1.45	4.01	1.45	0.12
0.8	0.32	2.15	5.99	2.15	0.32
1	0.67	3.01	8.43	3.01	0.67

表2 部分抗干扰相关接收机的信干噪比损耗

Tab.2 SINR losses of partial AJCRs

归一化 干扰带宽	归一化干扰频率				
	-1	0.5	0	0.5	1
0	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
0.2	0.01	0.80	2.08	0.80	0.01
0.4	0.06	1.71	4.60	1.71	0.06
0.6	0.24	2.79	7.63	2.79	0.24
0.8	0.61	4.12	11.22	4.12	0.61
1	1.30	5.75	15.39	5.75	1.30

为了进一步了解抗干扰接收机损耗随干扰强度和噪声带宽的变化情况,图2给出了最优接收机损耗与干扰强度的关系曲线,图3给出了最优接收机损耗与噪声带宽的关系曲线。由图2可知,损耗随干扰强度的增加而增大;但当干噪比大

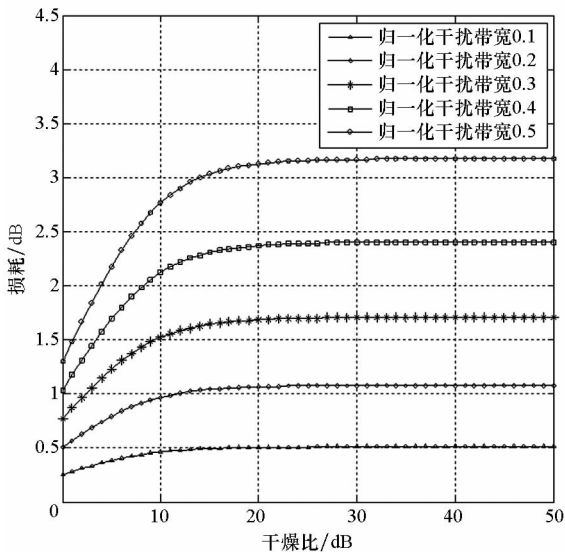


图2 抗干扰最优接收机损耗与干扰强度的关系  
Fig.2 Relationships of AJORs' SINR losses and jamming magnitudes

于 20 dB 后,损耗变化不明显。由图3可知,损耗随噪声带宽增加而减小;但当噪声带宽大于2倍码率(相当于奈奎斯特带宽)后,损耗变化不明显。在后续分析中,如无特殊说明,噪声带宽取2倍码率,而干噪比取30 dB。

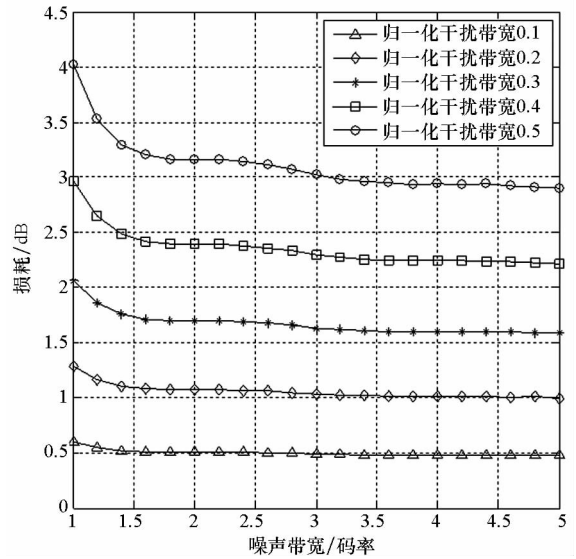
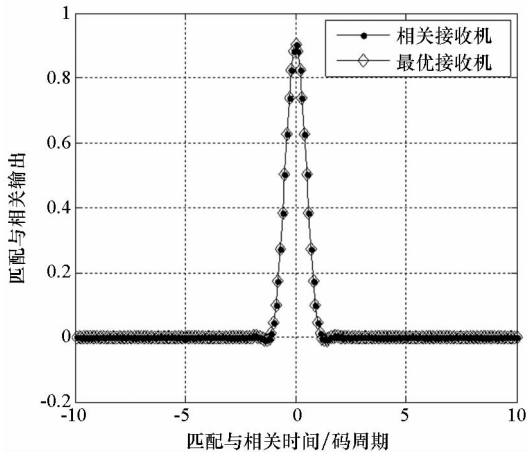


图3 抗干扰最优接收机损耗与噪声带宽的关系  
Fig.3 Relationships of AJORs' SINR losses and noise bandwidths

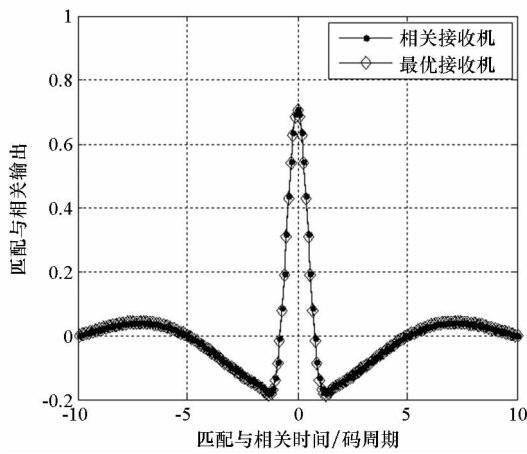
### 3.2 匹配和相关输出函数分析

为了解抗干扰接收机匹配和相关输出随匹配与相关时间的变化情况,图4(a)和图4(b)分别给出了无干扰与存在部分频带干扰时,两种接收机的匹配与相关输出函数,其中部分频带干扰是带宽为0.2倍码率、干噪比为30 dB、频率与信号中心频率一致的高斯干扰。对比图4(a)和图4(b)可知,干扰抑制后匹配与相关输出均出现明显的主峰降低、旁瓣抬升现象,且两种接收机的匹配与相关输出差值很小,具有完全相同的特性,后续将仅分析最优接收机匹配输出主峰和旁瓣性能。

为了进一步了解不同部分频带干扰下抗干扰接收机匹配与相关输出性能,图5(a)给出了干噪比为30 dB、干扰频率与信号中心频率一致时,最优接收机匹配输出函数随干扰带宽的变化情况;图5(b)给出干噪比为30 dB、干扰带宽为0.2倍码率时,最优接收机匹配输出函数随干扰频率的变化情况。由图5(a)可知,干扰带宽越宽,最优接收机匹配输出主峰越低、旁瓣越高;由图5(b)可知,干扰频率越接近中心频率,最优接收机匹配输出主峰越低、旁瓣越高,旁瓣能量主要集中在靠近主峰的地方。因此,干扰带宽越宽、干扰频率越



(a) 无干扰  
(a) Without jamming circumvent

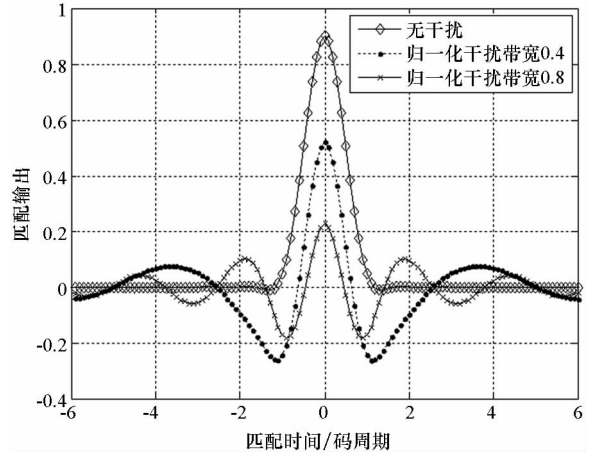


(b) 存在部分频带干扰  
(b) With partial-band interferences circumvent

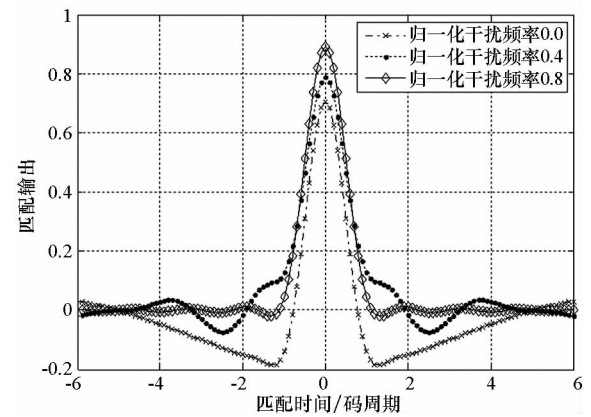
图 4 抗干扰最优和相关接收机的匹配与相关函数  
Fig. 4 Match and correlation output functions of AJORs and AJCRs

靠近信号中心频率,将对接收机捕获和跟踪性能影响就越大。

为了进一步了解抗干扰接收机匹配与相关性,图 6 给出了无干扰和存在部分频带干扰时匹配输出函数随噪声带宽的变化情况,其中图 6(b)和图 6(d)分别是图 6(a)和图 6(c)的顶端放大图,图 6(c)和图 6(d)中部分频带干扰是带宽为 0.2 倍码率、干噪比为 30 dB、频率与信号中心频率一致的高斯干扰。由图 6(a)和图 6(b)可知,无干扰时噪声带宽越宽,匹配输出主峰就越高,越接近理想三角峰形状;而由图 6(c)和图 6(d)可知,存在干扰时噪声带宽对匹配输出主峰的影响与无干扰时基本一致,对旁瓣的影响也很小。因此,噪声带宽越宽,对接收机捕获、跟踪和多径抑制性能影响也将越小。

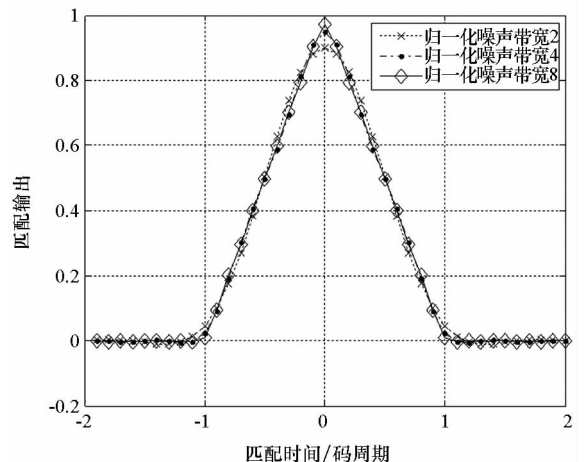


(a) 不同干扰带宽  
(a) Different bandwidth interferences circumvent

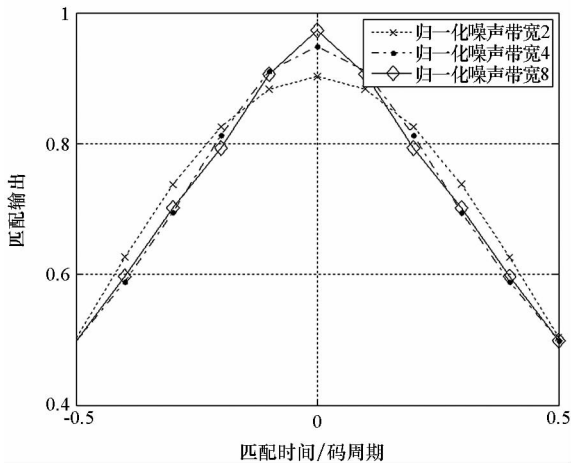


(b) 不同干扰频率  
(b) Different frequency interferences circumvent

图 5 不同干扰下抗干扰最优接收机匹配输出函数  
Fig. 5 Match output functions of AJORs in different jammers

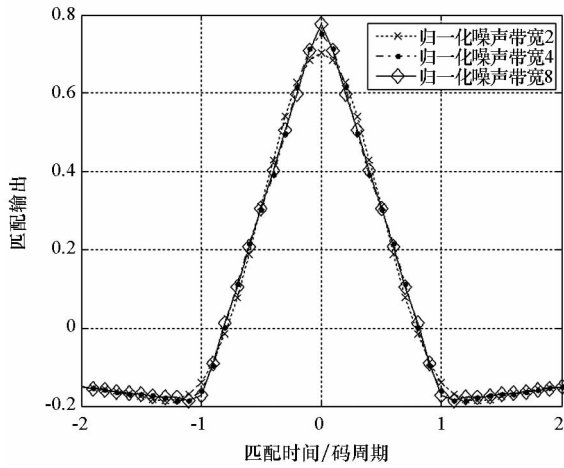


(a) 无干扰  
(a) Without jamming circumvent



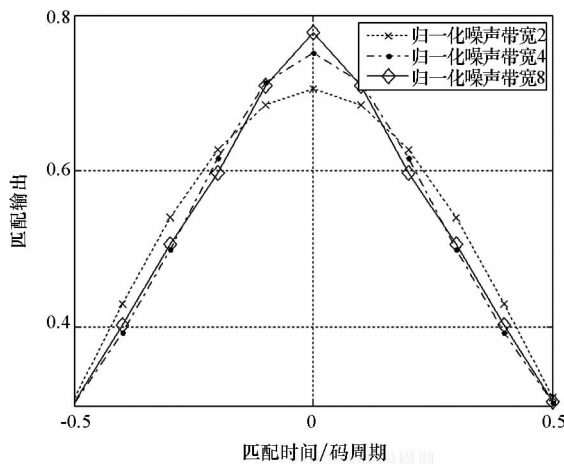
(b) 无干扰时的局部放大图

(b) Local enlarged without jamming circumvent



(c) 存在部分频带干扰

(c) With partial-band interferences circumvent



(d) 存在部分频带干扰时的局部放大图

(d) Local enlarged with partial-band interferences circumvent

图6 不同噪声带宽下抗干扰最优接收机匹配输出函数  
Fig. 6 Match output functions of AJORs in different noise bandwidths

干扰接收机的设计问题,本文在最大信干噪比准则下,从理论上推导了最优接收机和相关接收机的频域响应、信干噪比损耗、匹配与相关输出函数,并详细分析了两种接收机的性能。

分析表明,在卫星导航抗干扰接收机中,干扰引起接收机的信干噪比损耗。随干扰带宽和强度增大而增大,但当干噪比大于 30 dB 后变化不明显;接收机损耗随干扰与信号中心频率偏移量以及噪声带宽的增大而减小,但当噪声带宽大于 2 倍码率(相当于奈奎斯特带宽)后变化不明显。进一步分析表明,在相同干扰和噪声带宽条件下,相关接收机损耗大于最优接收机损耗,且干扰带宽越宽、干扰频率越接近信号中心频率,损耗差值越大。

此外,在抗干扰最优接收机与相关接收机中,干扰将引起接收机匹配与相关输出主峰降低和旁瓣抬高,从而影响接收机捕获、跟踪和多径抑制性能。干扰带宽越宽、干扰频率越靠近信号中心频率,匹配与相关输出主峰越低、旁瓣越高,对捕获和跟踪性能影响就越大;而噪声带宽越宽,匹配与相关输出主峰越高,越接近理想三角峰形状,对捕获、跟踪和多径抑制性能影响就越小;在相同干扰和噪声带宽条件下,匹配与相关输出差值很小。

### 参考文献 (References)

- [1] Rusch L A, Poor H V. Narrowband interference suppression in CDMA spread spectrum communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(234): 1969-1979.
- [2] Capozza P T, Holland B J, Hopkinson T M, et al. A single-chip narrow-band frequency-domain excisor for global positioning system (GPS) receiver [J]. IEEE Journal of Solid-Staff Circuits, 2000, 35(3): 401-411.
- [3] Fante R L, Vaccaro J J. Enhanced anti-jam capability for GPS receivers [C]//Proceedings of the 11th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 1998: 251-254.
- [4] Abimoussa R, Landry R, Jr.. Anti-jamming solution to narrowband CDMA interference problem [C]//Proceedings of IEEE Conference on Electrical and Computer Engineering, 2002, 2: 1057-1062.
- [5] Milstein L B. Interference rejection techniques in spread spectrum communications [J]. Proceedings of the IEEE, 1988, 76(6): 657-671.
- [6] 李峥嵘. 卫星定位接收机抗干扰技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2004.
- LI Zhengrong. Study of anti-jamming technology for satellite positioning receiver [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2004. (in Chinese)
- [7] 古特金. 最佳接收法理论[M]. 北京: 教育科学出版社, 1965. (in Chinese)
- Гуткин Л С. Optimal reception theory [M]. Beijing: Educational Science Publishing House, 1965. (in Chinese)
- [8] 李峥嵘, 桑怀胜, 王飞雪, 等. 扩频系统中自适应窄带干扰抑制滤波器对 PN 码捕获性能的影响[J]. 电子学报, 2002, 30(12): 1768-1771.
- LI Zhengrong, SANG Huaisheng, WANG Feixue, et al. PN code acquisition performance effects of adaptive narrow-band interference suppression filters in spread-spectrum systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(12): 1768-1771. (in Chinese)

### 4 结论

针对存在部分频带干扰时单天线卫星导航抗