

用投影滤波滤除伪码体制引信中的 AM-FM 干扰

刘己斌*** 刘顺利** 赵惠昌*

*(南京理工大学电光学院 南京 210094)

** (郑州防空兵学院 郑州 450052)

摘要: 在介绍正交投影滤波基本原理的基础上, 具体分析在伪码体制引信中采用投影滤波滤除 AM-FM 干扰信号的方法, 并对各种情况进行仿真分析, 最后详细推导投影滤波后相关器的输出 SNR。结果表明, 用投影滤波方法既能有效地滤除伪码体制引信中的 FM 干扰, 也能很好地滤除 AM-FM 干扰, 从而有效提高相关器的输出 SNR, 而且不会导致接收端所期望的伪码的失真, 但干扰参数的估计误差对滤除 AM-FM 干扰的影响较大。

关键词: 伪码, 投影滤波, AM, FM, SNR, 引信

中图分类号: TN973.3 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2005)03-0434-04

AM-FM Interference Excision Using Projection Filtering in Pseudonoise Code Fuzes

Liu Ji-bin*** Liu Shun-li** Zhao Hui-chang*

*(School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology, NUST, Nanjing 210094, China)

** (PLA Zhengzhou Air Defense Forces Academy, Zhengzhou 450052, China)

Abstract Based on principle of orthogonal projection filtering, it is introduced firstly, the method of AM-FM interference excision using projection filtering in pseudo-random code fuzes is analyzed in detail. Moreover, the method in some cases is simulated. And, the correlator output SNR using projection filtering is deduced in detail. The results show that the method could filter not only FM interference effectively, but also AM-FM interference in pseudo-random code fuzes. Furthermore, the method could improve the output SNR, and could not cause distortion to the desired PN code at the receiver. However, estimation error of interference parameters has significantly effect on the performance of AM-FM interference excision using projection filtering.

Key words Pseudonoise code, Projection filtering, Amplitude Modulation(AM), Frequency Modulation(FM), Signal to Noise Ratio(SNR), Fuze

1 引言

伪码体制引信是引信的重要发展方向之一, 它具有良好的抗干扰性能和距离分辨能力。然而, 未来的伪码体制引信将工作在充满着各种复杂或复合性干扰的环境, 如 FM 干扰、AM-FM 复合干扰。设 AM-FM 干扰如式(1)所示:

$$j(t) = A[1 + m \sin(2\pi f_a t)] \cos(2\pi f_0 t + \beta t^2 / 2) \quad (1)$$

式中 A 为干扰信号电压振幅, m 为调幅系数, f_a 为调幅频率, f_0 为调频频率, β 为调频系数。

分析发现, 一般情况下, 伪码调相引信具有较强的抗 AM-FM 干扰能力, 但当干扰中的 βt 频率成分完成通过低通滤波器, 且干扰功率较大时, AM-FM 干扰可能严重影响伪码体制引信的正常工作, 因此, 必须设法滤除对伪码体制引信施加的 AM-FM 干扰。本文主要分析用投影滤波方法滤除伪码体制引信中的 AM-FM 干扰。

滤除 FM(或 AM-FM)干扰的信号处理方法在直接序列扩

谱系统(DSSS)中研究较多, 如文献[1]提出的根据时频分布(TFD)压缩 FM 干扰的方法, 它根据接收信号的 Wigner-Ville 分布(WVD)峰值估计干扰瞬时频率(IF), 然后将匹配滤波器不断调整变化到干扰 IF 处以压缩干扰。以此为基础, 扩展了许多相似的滤除干扰的信号处理方法, 如文献[2]提出的用投影滤波滤除非平衡干扰方法; 文献[3]提出的自适应匹配干扰瞬时带宽和 IF 滤除 DSSS 中 AM-FM 干扰方法, 以及投影滤波滤除 AM-FM 干扰的方法。它们都涉及 IF 的估计, 而文献[4]提出的 Wigner-Hough 变换(WHT)估计 IF 方法具有更好性能。伪码体制引信与 DSSS 系统工作原理相似, 经分析, 采用投影滤波方法能很好地滤除伪码体制引信中的 AM-FM 干扰, 本文暂不考虑干扰参数的估计方法。

2 投影滤波滤除伪码体制引信中的 AM-FM 干扰原理分析

2.1 含投影滤波的伪码体制引信原理

采用投影滤波方法的伪码体制引信原理如图 1 所示, 用

伪码对高频振荡器产生的高频载波进行 $0/\pi$ 调相, 调制后的已调信号由天线向外辐射; 含噪声和干扰的回波信号与本振信号混频, 解调得到含噪声和干扰的视频伪码信号; 估计该信号的干扰参数后进行投影滤波滤除干扰, 滤波后的信号与本地延迟的伪码相关, 根据延迟时间 τ 由式 $R = \tau c/2$ (c 为光速) 即可得到关于目标的距离信息。再经信号处理, 产生启动信号, 触发执行机构。

2.2 正交投影滤波基本原理

主要以伪码体制引信为对象研究正交投影滤波的基本原理。设解调后的一周期信号为

$$x(n) = p(n) + w(n) + j(n), \quad 1 \leq n \leq N \quad (2)$$

式中 $p(n)$ 为伪码序列, N 为一周期内的采样点数。为分析方便, 假设 $w(n)$ 为均值为 0, 方差为 σ_w^2 的加性高斯噪声, $j(n)$ 为均值为 0 的加性干扰信号。上述公式用向量表示为

$$\mathbf{x} = \mathbf{p} + \mathbf{w} + \mathbf{j} \quad (3)$$

式中 $\mathbf{x} = [x(1) \ x(2) \ \dots \ x(N)]^T$, $\mathbf{p} = [p(1) \ p(2) \ \dots \ p(N)]^T$, $\mathbf{w} = [w(1) \ w(2) \ \dots \ w(N)]^T$, $\mathbf{j} = [j(1) \ j(2) \ \dots \ j(N)]^T$

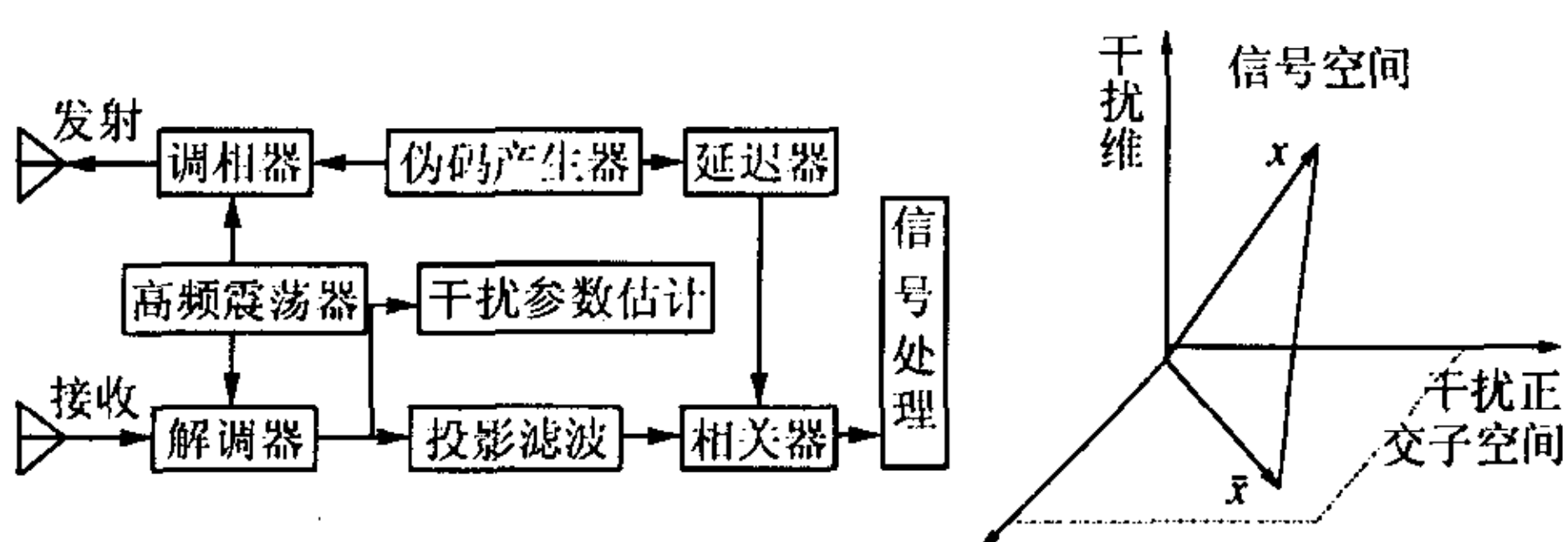


图1 含投影滤波的伪码体制引信原理 图2 正交投影滤波原理

所有矩阵向量都是 $N \times 1$ 维, T 表转置。信号空间由接收信号 $\mathbf{x}$ 的所有可能采样值组成。由于 $p(n)$ 和 $w(n)$ 的随机性, 故信号空间为 N 维。正交投影滤波方法利用 FM(或 AM-FM) 干扰信号的维数一般小于 N 这一特点^[3], 将 $\mathbf{x}$ 投影在与干扰信号正交的子空间上从而把干扰滤除掉, 如图 2 所示。图中 $\bar{\mathbf{x}}$ 表示正交投影滤波后的矩阵向量, 而干扰正交子空间对应的矩阵即为正交投影矩阵 $\mathbf{V}$, 由干扰信号与 $\mathbf{V}$ 的正交性可得, $\mathbf{V}\mathbf{j} = 0$ 。用 $\mathbf{V}$ 对 $\mathbf{x}$ 正交投影得

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{V}\mathbf{x} = \mathbf{V}[\mathbf{p} + \mathbf{w} + \mathbf{j}] = \bar{\mathbf{p}} + \bar{\mathbf{w}} + \bar{\mathbf{j}} \quad (4)$$

式中 $\bar{\mathbf{p}} = \mathbf{V}\mathbf{p}$, $\bar{\mathbf{w}} = \mathbf{V}\mathbf{w}$, $\bar{\mathbf{j}} = \mathbf{V}\mathbf{j} = 0$ 。由此可得, 正交投影后 $\bar{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{p}} + \bar{\mathbf{w}}$, 即干扰被滤除。此外, 正交投影滤波的先决条件是干扰参数估计完全理想, 即不含干扰参数估计误差。

2.3 投影滤波滤除伪码体制引信中的 AM-FM 干扰原理

对 AM-FM 干扰, 假设干扰功率为 $A^2 L$, 其中 $L = \sum_{k=1}^N a^2(k)$, 则 $\mathbf{j}$ 可表示为

$$\mathbf{j} = A \begin{bmatrix} a(1)e^{j\phi(1)} & a(2)e^{j\phi(2)} & a(3)e^{j\phi(3)} & \dots & a(N)e^{j\phi(N)} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

式中 $a(k)$ 和 $\phi(k)$, ($1 \leq k \leq N$) 分别代表干扰的瞬时幅度和瞬时相位。

当对干扰参数估计存在误差时, 按上述正交方法构造

的 $\mathbf{V}$ 与 $\mathbf{j}$ 不再完全正交, 投影滤波借用正交投影滤波的基本思想, 按如下方法构造矩阵 $\mathbf{u}$

$$\mathbf{u} = \frac{1}{\sqrt{M}} \begin{bmatrix} \bar{a}(1)e^{j\bar{\phi}(1)} & \bar{a}(2)e^{j\bar{\phi}(2)} & \bar{a}(3)e^{j\bar{\phi}(3)} & \dots & \bar{a}(N)e^{j\bar{\phi}(N)} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

式中 $\bar{a}(k) = a(k) + \Delta a(k)$ 是存在估计误差 $\Delta a(k)$ 时干扰瞬时幅度估计值, $\bar{\phi}(k) = \phi(k) + \Delta \phi(k)$ 是存在估计误差 $\Delta \phi(k)$ 时干扰瞬时相位估计值, 假设估计误差服从零均值高斯分布而且其方差分别为 $\sigma_{\Delta a}^2$, $\sigma_{\Delta \phi}^2$; $M = \sum_{k=1}^N \bar{a}^2(k) = \sum_{k=1}^N [a^2(k) + 2a(k) \cdot \Delta a(k) + \Delta a^2(k)]$ 。根据 $\mathbf{u}$ 构造投影矩阵 $\mathbf{V} = \mathbf{I} - \mathbf{u}\mathbf{u}^H$, H 表示共轭转置。对 $\mathbf{x}$ 投影滤波仍采用式(4)表达。式中 $\bar{\mathbf{p}}$ 计算如下:

$$\bar{\mathbf{p}} = \mathbf{V}\mathbf{p} = \mathbf{p} - \mathbf{u}\mathbf{u}^H \mathbf{p} = \frac{1}{M} [\mathbf{B}_1 \ \mathbf{B}_2 \ \dots \ \mathbf{B}_N]^T \quad (7)$$

式中 $\mathbf{B}_k = [M - \bar{a}^2(k)]p(k) - \sum_{i=1, i \neq k}^N \bar{a}(k)\bar{a}(i)e^{j[\bar{\phi}(k) - \bar{\phi}(i)]}p(i)$, $1 \leq k \leq N$ 。式(7)可表示为

$$\bar{p}(k) = \left[1 - \frac{\bar{a}^2(k)}{M}\right]p(k) - \frac{1}{M} \left[\sum_{i=1, i \neq k}^N \bar{a}(k)\bar{a}(i)e^{j[\bar{\phi}(k) - \bar{\phi}(i)]}p(i) \right],$$

$1 \leq k \leq N$, 当 N 较大时, 由于 $N \approx M$, 故式中右边第二项可忽略, 因此有

$$\bar{p}(k) \approx [1 - \bar{a}^2(k)/M]p(k), \quad 1 \leq k \leq N \quad (8)$$

同理, 对 $\bar{\mathbf{w}}$ 投影计算后可得类似的结果, 即

$$\bar{w}(k) \approx [1 - \bar{a}^2(k)/M]w(k), \quad 1 \leq k \leq N \quad (9)$$

而对 $\bar{\mathbf{j}}$ 投影计算得

$$\bar{\mathbf{j}} = \mathbf{V}\mathbf{j} = \mathbf{j} - \mathbf{u}\mathbf{u}^H \mathbf{j} = \frac{A}{M} [\mathbf{C}_1 \ \mathbf{C}_2 \ \dots \ \mathbf{C}_N]^T \quad (10)$$

式中 $\mathbf{C}_k = [M - \bar{a}^2(k)]a(k)e^{j\phi(k)}$

$$- \sum_{i=1, i \neq k}^N \bar{a}(k)a(i)\bar{a}(i)e^{j[\bar{\phi}(k) - \bar{\phi}(i) + \phi(i)]}, \quad 1 \leq k \leq N。$$

式(10)即代表干扰信号在投影滤波后的输出, 亦即投影滤波后残留的干扰信号, 它是由对干扰参数的估计误差引起的。令 $\eta = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^N \bar{a}(k)a(k)e^{-j\Delta\phi(k)}$, 则式(10)可简化为

$$\bar{j}(k) = \left[1 - \frac{a(k) + \Delta a(k)}{a(k)} e^{j\Delta\phi(k)} \eta\right] j(k), \quad 1 \leq k \leq N \quad (11)$$

对式(8), (9), (11)考虑几种特殊情况:

(1) 当有理想的干扰瞬时幅度和瞬时相位估计值, 即 $\Delta a(k) = 0$, $\Delta \phi(k) = 0$, $1 \leq k \leq N$ 时, 因 $\bar{a}(k) = a(k)$, $\bar{\phi}(k) = \phi(k)$, $M = L = \sum_{k=1}^N a^2(k)$, $\eta = 1$, 故

$$\bar{p}(k) \approx [1 - a^2(k)/M]p(k), \quad 1 \leq k \leq N \quad (12)$$

$$\bar{w}(k) \approx [1 - a^2(k)/M]w(k), \quad 1 \leq k \leq N \quad (13)$$

$$\bar{j}(k) = 0, \quad 1 \leq k \leq N \quad (14)$$

对比式(8)和式(12), 式(9)和式(13)可得, 干扰瞬时幅度和瞬时相位的估计偏差对 p 和 w 的投影滤波值影响较小; M 越大, p 和 w 投影滤波后的失真程度越小。而由式(14)可得, 在理想的参数估计情况下, V 与 j 完全正交, 投影滤波能很好地滤除 AM-FM 干扰。因此, 干扰参数的估计偏差只影响对 j 的投影滤波效果。综合上述几式还可得, 相对而言, 瞬时幅度的估计误差对投影滤波的影响效果更大。

(2)当只有 FM 干扰且具有理想的瞬时相位估计值, 即 $a(k)=1$, $\Delta\phi(k)=0$, $1 \leq k \leq N$ 时, 此时干扰为一维子空间, $L=M=N$, 有 $\bar{p}(k) \approx [1-1/N]p(k)$, $\bar{w}(k) \approx [1-1/N]w(k)$, $\bar{j}(k)=0$, $1 \leq k \leq N$ 。

(3)当只有瞬时相位估计误差, 即 $\Delta a(k)=0$, $\Delta\phi(k) \neq 0$, $1 \leq k \leq N$ 时, 有

$$\bar{j}(k) = [1 - e^{j\Delta\phi(k)} \mu_1] j(k), \quad 1 \leq k \leq N$$

式中 $\mu_1 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^N a^2(i) e^{-j\Delta\phi(i)}$ 。当 $\Delta\phi(k)=0$, $1 \leq k \leq N$ 也成立时, $\mu_1=1$, $\bar{j}(k)=0$ 。

(4)当只有瞬时幅度估计误差, 即 $\Delta a(k) \neq 0$, $\Delta\phi(k)=0$, $1 \leq k \leq N$ 时, 有

$$\bar{j}(k) = \left[1 - \frac{a(k) + \Delta a(k)}{a(k)} \mu_2 \right] j(k), \quad 1 \leq k \leq N$$

式中 $\mu_2 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^N a(i)a(i)$ 。当 $\Delta a(k)=0$, $1 \leq k \leq N$ 也成立时, $\mu_2=1$, $\bar{j}(k)=0$ 。

3 仿真分析

按上节原理, 仿真分析投影滤波滤除伪码体制引信中的 AM-FM 干扰, 主要以伪码调相引信为仿真对象, 对其施加式(1)所示的 AM-FM 干扰。设采样频率为 $1/T$, 理想情况下, 假设干扰的 βkT 频率成分完全通过低通滤波器, 则解调后 AM-FM 干扰的瞬时幅度和瞬时相位分别为

$$a(k) = A[1 + m \sin(2\pi f_a kT)], \quad \phi(k) = \beta k^2 T^2 / 2, \quad 1 \leq k \leq N \quad (15)$$

对 15 位的伪码序列, 取伪码码元宽度为 50ns, 载波电压振幅为 1V, $f_0 = 250\text{MHz}$, $T = 1\text{ns}$, $f_a = 100\text{MHz}$, $\beta = 16\pi \times 10^{13}$, $A = 1.8\text{V}$, 得图 3 所示的一组投影滤波图。

图 3(a)是在只含伪码和加性 AM-FM 干扰, $m=0.8$, 不通过调制解调过程, 瞬时幅度按式(15)取, 瞬时相位取 $\phi(k) = 2\pi f_0 kT + \beta k^2 T^2 / 2$, ($1 \leq k \leq N$) (即具有理想的干扰参数估计值)时滤波后的剩余信号, 它与接收端期望的理想伪码信号几乎一致。图 3(b)是按图 1 的原理框图过程进行仿真滤波后的剩余信号, 含仿真噪声, 但假设解调过程中的低通滤波不会影响混频后 AM-FM 干扰的 βkT 成份, $m=0.8$, 干扰参数按式(15)取(即具有理想的干扰参数估计值), 它仍具有

很好的滤波效果, 伪码失真主要由于仿真噪声的加入。图 3(c)是按图 1 的原理框图过程进行仿真滤波后的剩余信号, 含仿真噪声, 但只含 FM 干扰(即 $m=0$), 干扰参数按式(15)取, 由于解调过程中的低通滤波影响混频后 FM 干扰的 βkT 成份, 因此不具有理想的干扰参数估计值, 从图可见, 即使干扰参数估计存在误差, 投影滤波对 FM 干扰信号仍具有很好的滤波效果。图 3(d)是按图 1 的原理框图过程进行仿真滤波后的剩余信号, 含仿真噪声, $m=0.8$, 干扰参数按式(15)取, 由于解调过程中的低通滤波影响混频后 AM-FM 干扰的 βkT 成份, 因此存在干扰参数估计误差, 从图可见, 虽然投影滤波能滤除大部分干扰信号, 但由于干扰参数估计误差的存在, 尤其是幅度估计误差的存在, 使得仍有部分干扰信号不能被完全滤除。

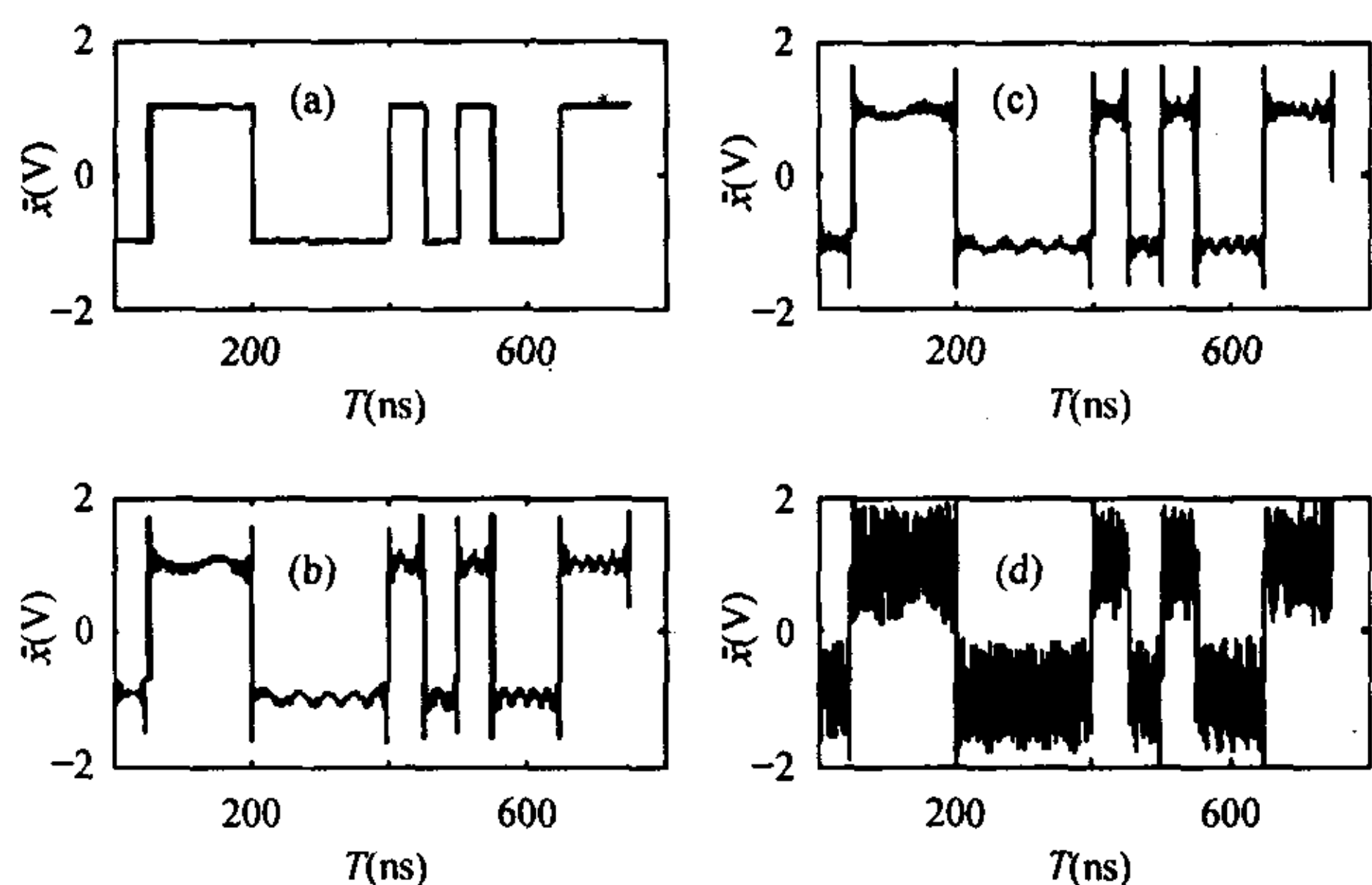


图3 伪码调相引信中用投影滤波滤除 AM-FM 干扰后的输出信号

4 投影滤波滤除 AM-FM 干扰后的相关器输出信噪比分析

伪码体制引信中, 投影滤波后的信号 $\bar{x}$ 将与本地延迟的伪码相关, 由相关时间确定目标距离。为简化分析, 仍以伪码调相引信为研究对象, 若定义相关器输出信噪比(SNR)为

$$\text{SNR} = E^2(y) / \text{var}(y) \quad (16)$$

式中 $y = \bar{x}^H p = (\bar{p} + \bar{w} + \bar{j})^H p = y_1 + y_2 + y_3$, $y_1 = p^H V^H p$, $y_2 = w^H V^H p$, $y_3 = j^H V^H p$ 。

由于伪码与噪声, 伪码与干扰, 噪声与干扰互不相关, 即 $E(y_2)=0$, $E(y_3)=0$, $E(y_1 y_2^*) = E(y_2 y_3^*) = E(y_3 y_1^*) = E(y_1^* y_2) = E(y_2^* y_3) = E(y_3^* y_1) = 0$, 故

$$E(y) = E(y_1) + E(y_2) + E(y_3) = E(y_1) \quad (17)$$

$$E(|y|^2) = E[(y_1 + y_2 + y_3)(y_1^* + y_2^* + y_3^*)] = E(|y_1|^2) + E(|y_2|^2) + E(|y_3|^2) \quad (18)$$

$$E(y_1) = \sum_{i=1}^N V(i, i) = N - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^N a^2(k) = N - 1 \quad (19)$$

$$E(|y_1|^2) = E[p^H V^H p p^H V p] = \sum_{i=1}^N \sum_{m=1}^N V^*(i, i) V(m, m) + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N V^*(j, i) V(j, i) - E \left[\sum_{i=1}^N V^*(i, i) V(i, i) \right] \quad (20)$$

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N V^*(j,i)V(j,i) = \sum_{i=1}^N \left[1 - \frac{1}{M} \bar{a}^2(i) \right] = N-1 \quad (21)$$

$$E \left[\sum_{i=1}^N V^*(i,i)V(i,i) \right] = N-2 + E \left\{ \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^N \bar{a}^4(i) \right\} \quad (22)$$

当 $\sigma_{\Delta a}^2 \leq 0.1$, N 较大时, $L \approx N$, 有

$$E \left\{ \frac{1}{M^2} \sum_{i=1}^N \bar{a}^4(i) \right\} = \frac{\sum_{i=1}^N a^4(i) + 6L\sigma_{\Delta a}^2 + 3N\sigma_{\Delta a}^4}{L^2 + 4L\sigma_{\Delta a}^2 + 2N\sigma_{\Delta a}^4 + 2NL\sigma_{\Delta a}^2 + N^2\sigma_{\Delta a}^4} \approx \frac{1}{L^2} \sum_{i=1}^N a^4(i) \quad (23)$$

由式(19)~(23)可得

$$\sigma_{y_1}^2 = E(|y_1|^2) - E^2(y_1) = 1 - \frac{1}{L^2} \sum_{i=1}^N a^4(i) \quad (24)$$

根据伪码的相关性质, 求乘积矩阵中含 pp^H 的矩阵均值时, 可认为 pp^H 为单位阵, 而噪声与噪声不相关, 因而对 y_2 有

$$E(|y_2|^2) = E[w^H V^H pp^H V w] = E[w^H V^H V w] = \sigma_n^2(N-1) \quad (25)$$

$$\sigma_{y_2}^2 = E(|y_2|^2) - E^2(y_2) = \sigma_n^2(N-1) \quad (26)$$

因为 $u^H u = 1$, 故 $E(|y_3|^2) = E[j^H V^H pp^H V j] = E[j^H j - j^H \cdot uu^H j]$, 而 $j^H u = \frac{A}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^N a(i) \bar{a}(i) e^{j\Delta\phi(i)}$, $u^H j = \frac{A}{\sqrt{M}} \sum_{i=1}^N \bar{a}(i) \cdot a(i) e^{-j\Delta\phi(i)}$, 故

$$E[j^H uu^H j] = \frac{A^2}{L + N\sigma_{\Delta a}^2} \left\{ L\sigma_{\Delta a}^2 + \left[L^2 - \sum_{i=1}^N a^4(i) \right] e^{-\sigma_{\Delta\phi}^2} + \sum_{i=1}^N a^4(i) \right\} \quad (27)$$

$$E\{j^H j\} = A^2 \sum_{i=1}^N a^2(i) = A^2 L \quad (28)$$

$$\sigma_{y_3}^2 = E(|y_3|^2) = \frac{A^2}{L + N\sigma_{\Delta a}^2} \left\{ \left[L^2 - \sum_{i=1}^N a^4(i) \right] \left[1 - e^{-\sigma_{\Delta\phi}^2} \right] + L(N-1)\sigma_{\Delta a}^2 \right\} \quad (29)$$

$$\sigma_y^2 = \sigma_{y_1}^2 + \sigma_{y_2}^2 + \sigma_{y_3}^2 = 1 - \frac{1}{L^2} \sum_{i=1}^N a^4(i) + \sigma_n^2(N-1) + \frac{A^2}{L + N\sigma_{\Delta a}^2} \left\{ \left[L^2 - \sum_{i=1}^N a^4(i) \right] \left[1 - e^{-\sigma_{\Delta\phi}^2} \right] + L(N-1)\sigma_{\Delta a}^2 \right\} \quad (30)$$

故相关器输出 SNR 为

$$\text{SNR} = (N-1)^2 / \left\{ 1 - \frac{1}{L^2} \sum_{i=1}^N a^4(i) + \sigma_n^2(N-1) + \frac{A^2}{L + N\sigma_{\Delta a}^2} \cdot \left\{ \left[L^2 - \sum_{i=1}^N a^4(i) \right] \left[1 - e^{-\sigma_{\Delta\phi}^2} \right] + L(N-1)\sigma_{\Delta a}^2 \right\} \right\} \quad (31)$$

对式(31), 当干扰参数估计理想, 即 $\sigma_{\Delta a}^2 = 0$, $\sigma_{\Delta\phi}^2 = 0$ 时, 相关器输出 SNR 为

$$\text{SNR} = (N-1)^2 / \left[1 - \frac{1}{L^2} \sum_{i=1}^N a^4(i) + \sigma_n^2(N-1) \right] \quad (32)$$

对式(32), 当只含 FM 干扰, 即 $a(k) = 1$, $L = N$, $1 \leq k \leq N$ 时 $\text{SNR} = (N-1)/(\sigma_n^2 + 1/N)$ 。

文献[2, 3]指出, 无干扰时, $\text{SNR} = N/\sigma_n^2$; 当干扰功率为 A^2 且不采取任何滤除措施时, $\text{SNR} = N/(\sigma_n^2 + A^2)$; 当采用文献[1]中的匹配滤波方法滤除 FM 干扰时, $\text{SNR} = N/(1 + 2\sigma^2)$ 。

从以上分析可得, 在干扰参数估计理想或接近理想的情况下, 投影滤波方法滤除干扰的性能较好; 当 N 也较大时, 滤波后的相关器输出 SNR 接近于无干扰的情况, 说明干扰几乎被完全滤除, 而且投影滤波几乎不导致伪码和噪声的失真; 投影滤波方法强于匹配滤波方法。

5 结论

(1) 投影滤波能有效地滤除伪码体制引信中的 FM 干扰, 即使存在干扰参数估计误差, 也能很好地滤除 FM 干扰。

(2) 投影滤波能很好地滤除伪码体制引信中的 AM-FM 干扰, 干扰参数估计越理想, 滤除效果越明显。当干扰参数估计存在误差时, 主要影响对干扰的滤除效果, 而对伪码和噪声的滤除效果影响不大, 且瞬时幅度的估计误差对投影滤波的影响较大。

(3) 投影滤波几乎不导致伪码和噪声的失真。

(4) 伪码体制引信中采用投影滤波方法后, 相关器输出 SNR 明显提高, 当 N 较大时, 输出 SNR 接近于无干扰的情况。

(5) 在保持伪码和噪声的不失真, 以及输出 SNR 方面, 投影滤波方法均强于匹配滤波方法。

参考文献

- [1] Amin M G. Interference mitigation in spread spectrum communication systems using time-frequency distributions. *IEEE Trans. on Sig. Process.*, 1997, 45(1): 90-102.
- [2] Amin M G, Mandapati G R. Nonstationary interference excision in spread spectrum communications using projection filtering methods. *Proc. Asilomar Conference on Signals Systems and Computers*, Pacific Grove, CA, 1998: 827-831.
- [3] Jang Seong-cheol. Adaptive excision of AM-FM interference in spread spectrum communications [D], University of Pittsburgh, 2001.
- [4] Barbarossa S, Scaglione A. Adaptive time varying cancellation of wideband interferences in spread spectrum communications based on time-frequency distributions. *IEEE Trans. on Sig. Process.*, 1999, 47(4): 957-965.

刘己斌: 男, 1976 年生, 博士生, 主要研究方向为伪码体制引信及抗干扰技术。

刘顺利: 男, 1957 年生, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为防空兵指挥自动化。

赵惠昌: 男, 1958 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为无线电近炸引信的系统研究和引信对抗技术研究。