

伪码体制引信的抗噪声调频干扰性能分析¹

刘己斌 王李军 赵惠昌

(南京理工大学电光学院 南京 210094)

摘要: 在介绍伪码体制引信的工作原理和噪声调频干扰原理的基础上,详细推导了伪码调相引信和伪码调相与 PAM 复合引信在噪声调频干扰环境下的总信干比增益,并仿真实现了伪码体制引信的工作过程,得出的仿真总信干比增益与理论的推导值接近。理论和仿真结果及输出的相关值证明,一般而言,伪码体制引信具有较强的抗噪声调频干扰能力。

关键词: 伪随机码, PAM, 噪声调频干扰, 引信, 信干比

中图分类号: TN973 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)12-1925-08

Performance Analysis of Anti-noise FM Jamming of Pseudo-random Code Fuzes

Liu Ji-bin Wang Li-jun Zhao Hui-chang

(School of Electronic Eng. and Optoelectronic Tech., NUST, Nanjing 210094, China)

Abstract The principle of pseudo-random phase modulation fuze, pseudo-random phase modulation and Pulse Amplitude Modulation (PAM) combined fuze, and noise FM jamming are introduced in brief. On this basis, the Signal to Jamming Ratio (SJR) gains of the two fuzes in noise FM jamming environment are deduced in detail. Then, the working process of the two fuzes is simulated, whose results are close to the theory. These results and the output of correlation prove that the pseudo-random code fuzes have strong performances of anti-noise FM jamming generally.

Key words Pseudo-random code, Pulse Amplitude Modulation(PAM), Noise frequency modulation jamming, Fuze, Signal to Jamming Ratio(SJR)

1 引言

伪码体制引信由于具有良好的抗干扰性能和距离分辨能力,使其成为引信重要的发展方向之一。国外早已开展这种体制引信的研制工作,如法国的“海响尾蛇”导弹采用的是伪随机码和脉冲复合调制引信。国内在 80 年代中期有关单位开始伪码引信及复合引信的研制工作,如文献[1]研究的脉间伪随机二相码脉冲串引信、随机脉位调制与随机二相码调相复合脉冲串引信。国内在伪码体制引信研制方面已取得很多成绩,或保密原因,或由于研究尚未成熟,国内外在伪码体制引信方面的资料很少见,从仅有的资料可知,抗干扰性能更强的伪码复合体制引信是目前的主要研制方向,而对伪码体制引信抗干扰能力的研究,目前大多只是定性描述,定量分析未见报道。

与伪码复合的脉冲主要有两种,若脉冲具有周期性,相当于对伪码调相后的信号进行脉冲幅度调制(Pulse Amplitude Modulation, PAM),称此种引信为伪码调相与 PAM 复合引信,对应的伪码与脉冲复合码为 PAM 伪随机码;若脉冲具有脉位随机性,称为伪码调相与 PPM(Pulse Position Modulation)复合引信,对应的复合码为 PPM 伪随机码。

¹ 2003-06-05 收到, 2003-11-13 改回
国家部级资助项目

噪声调频^[2-4]可以获得较宽的干扰频带,因此是对雷达、通信和引信进行阻塞式干扰中最常用的干扰形式。文献[5]以增长因子为指标,对噪声调频干扰环境下雷达动目标显示器的性能进行了分析。本文主要从理论和仿真的角度对伪码调相引信,伪码调相与 PAM 复合引信的抗噪声调频干扰性能进行分析,并以信干比增益作为衡量标准。

2 伪码体制引信工作原理及噪声调频干扰原理

2.1 伪码体制引信工作原理

伪码体制引信采用相关检测技术,根据反射回来的伪码(PAM 伪随机码)与发射伪码(PAM 伪随机码)的相关时延 τ ,由式 $R = \tau c/2$ 确定目标距离。其工作原理为:用伪码(PAM 伪随机码)调制高频载波,调制后的信号由天线向外辐射。回波信号带通滤波后,与本振信号混频,相干解调,得到视频伪码(PAM 伪随机码)信号;经恒虚警放大处理后,与本地延迟的伪码(PAM 伪随机码)信号相关,根据相关值即可得到目标的距离信息;再经信号处理,产生启动信号,触发执行机构。

设 $\text{rect}(t/T) = \begin{cases} 1, & |t/T| \leq 1/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$, P 为伪码序列周期长度, P_n 为双极性伪码序列,

T_m 为伪码码元宽度, T 为 PAM 伪随机码码元宽度 ($T_m = \alpha T, \alpha > 1$), a_t 为发射信号电压振幅(不考虑寄生调幅), ω_0 为载波角频率,则单个周期内的伪码可表示为 $S_{pn}(t) = \sum_{n=0}^{p-1} \text{rect}[(t - nT_m - T_m/2)/T_m]P_n$, 单个周期内的 PAM 伪随机码可表示为 $S_{\text{PAM-pn}}(t) = \sum_{n=0}^{p-1} \text{rect}[(t - nT_m - T_m/2)/T]P_n$, 伪码调相引信的发射信号可表示为 $U_t(t) = a_t S_{pn}(t) \cos \omega_0 t$, 伪码调相与 PAM 复合引信的发射信号表示为 $U_{ft}(t) = a_t S_{\text{PAM-pn}}(t) \cos \omega_0 t$ 。

2.2 噪声调频干扰原理

设噪声调制电压为均值等于 0, 方差为 σ^2 的正态噪声 $u_n(t)$, 其概率密度为正态分布, 即 $W[u_n(t)] = (1/\sqrt{2\pi}\sigma) \exp[-u_n^2(t)/(2\sigma^2)]$ 。若设 a_{tj} 为载波电压振幅, ω_j 为干扰信号载波频率, 一般接近于引信工作频率。令 k_f 为调频指数, 即每伏(V)调制电压所构成的角频偏, 则噪声调频干扰信号可表示为 $U_{tj}(t) = a_{tj} \cos[\omega_j t + k_f \int_0^t u_n(t) dt]$ 。噪声调频干扰信号的功率谱密度为

$$G(f) = \left[P_{tj} / (\sqrt{2\pi} f_e) \right] \exp \left[-(f - f_j)^2 / (2f_e^2) \right] \quad (1)$$

式中 $P_{tj} = a_{tj}^2/2$ 为载波功率, $f_j = \omega_j/(2\pi)$, f_e 为频偏, $f_e = \omega_e/(2\pi) = k_f \sigma/(2\pi)$, 即噪声调频干扰信号的功率谱密度也是正态分布。噪声调频干扰信号的总功率等于载波功率, 即为 $P_{tj} = a_{tj}^2/2$ 。噪声调频干扰信号的等效频谱带宽: $\Delta f_j = \sqrt{2\pi} f_e \approx 2.51 f_e$, 它一般远大于伪码体制引信的频谱带宽。

3 伪码体制引信的抗噪声调频干扰性能理论分析

3.1 伪码调相引信

为分析方便, 仅考虑噪声调频干扰信号。有干扰信号时的伪码调相引信接收机模型如图 1 所示。

发射信号经信道传输后进入引信接收机前端的回波信号为

$$U_r(t) = a_r S_{pn}(t - \tau_0) \cos \omega_0(t - \tau_0) \quad (2)$$

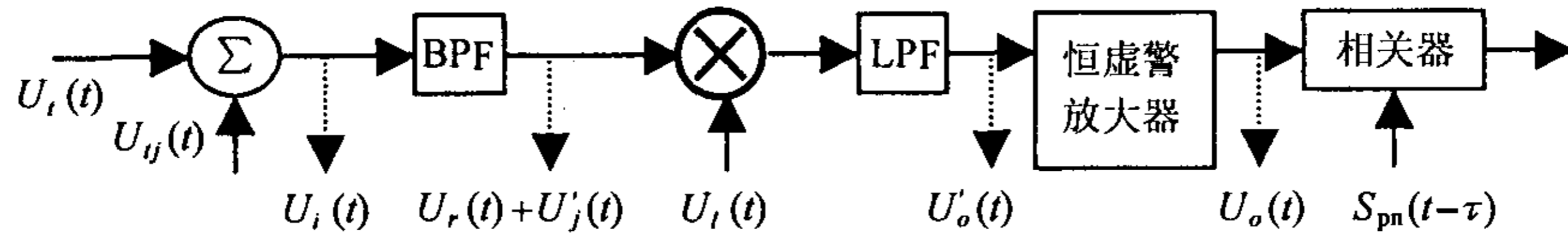


图 1 噪声调频干扰情况下伪码调相引信接收机模型

式中 a_r 为回波信号电压振幅， τ_0 为回波延迟时间，故输入信号功率为

$$P_{is} = \frac{1}{2} a_r^2 \overline{S_{pn}^2(t - \tau_0)} = \frac{a_r^2}{2pT_m} \sum_{n=0}^{p-1} \int_0^{T_m} \{\text{rect}[(t - nT_m - \tau_0 - T_m/2)/T_m] P_n\}^2 dt = \frac{a_r^2}{2} \quad (3)$$

不考虑干扰信号到引信接收机的时延，经信道传输后进入引信接收机前端的干扰信号为

$$U_j(t) = a_j \cos[\omega_j t + \theta(t)] \quad (4)$$

式中 a_j 为噪声调频干扰信号电压振幅，故输入干扰信号功率为

$$P_{ij} = a_j^2/2 \quad (5)$$

由此得引信接收机前端的输入信号为 $U_i(t) = U_r(t) + U_j(t)$ ，故输入信干比为

$$SJR_i = P_{is}/P_{ij} = a_r^2/a_j^2 \quad (6)$$

$U_i(t)$ 首先经带通滤波。伪码调相引信的等效频谱带宽约为 $1/T_m$ ，功率谱为高斯分布的噪声调频干扰信号通过通带为 $[f_0 - 1/(2T_m), f_0 + 1/(2T_m)]$ 的理想矩形带通滤波器，由于只取一小段，因此功率谱可近似取常数 $\rho a_j^2/(2\sqrt{2\pi}f_e)$ ， $\rho \approx \exp[-(f_j - f_0)^2/(2f_e^2)]$ 。可证，带通滤波的输出信号具有窄带高斯噪声性质^[3]，故带通滤波后输出的干扰信号可表示为 $U'_j(t) = U_{Ij}(t) \cos \omega_0 t - U_{Oj}(t) \sin \omega_0 t$ ，其中 $U_{Ij}(t)$ ， $U_{Oj}(t)$ 为均值为 0，方差与 $U'_j(t)$ 的方差相等的正态分布，且二者的功率谱密度均为 $\rho a_j^2/(2\sqrt{2\pi}f_e)$ 。带通滤波后输出干扰信号功率约为

$$P_{doj} = \overline{U_j'^2(t)} = \rho a_j^2/(2\sqrt{2\pi}f_e T_m) \quad (7)$$

设本振信号为 $U_l(t) = a_l \cos \omega_0 t$ ，带通滤波信号经相干解调器混频、低通滤波，得输出信号：

$$U'_o(t) = (1/2)a_r a_l S_{pn}(t - \tau_0) \cos \omega_0 \tau_0 + (1/2)a_l U_{Ij}(t) \quad (8)$$

经恒虚警放大处理，得输出信号：

$$U_o(t) = S_{pn}(t - \tau_0) \cos \omega_0 \tau_0 + U_{Ij}(t)/a_r = U_{os}(t) + U_{oj}(t) \quad (9)$$

式中 $U_{os}(t)$ 项为有用信号， $U_{oj}(t)$ 项为干扰信号，因此输出有用信号功率为

$$P_{hos} = \overline{U_{os}^2(t)} = \overline{S_{pn}^2(t - \tau_0)} \cos^2(\omega_0 \tau_0) = \cos^2(\omega_0 \tau_0) \quad (10)$$

输出干扰信号功率为

$$P_{hoj} = \overline{U_{oj}^2(t)} = \overline{U_{Ij}^2(t)}/a_r^2 = \overline{U_j'^2(t)}/a_r^2 = \rho a_j^2/(2\sqrt{2\pi}T_m a_r^2 f_e) \quad (11)$$

故输出信干比为

$$SJR_{ho} = P_{hos}/P_{hoj} = 2\sqrt{2\pi}f_e T_m a_r^2 \cos^2(\omega_0\tau_0)/(\rho a_j^2) \quad (12)$$

此时的信干比增益为

$$G_h = SJR_{ho}/SJR_i = 2\sqrt{2\pi}f_e T_m \cos^2(\omega_0\tau_0)/\rho \quad (13)$$

设本地延迟码为 $S_{pn}(t-\tau)$ ，经互相关检测得 $R_{US}(\tau) = \langle U_o(t) \cdot S_{pn}(t-\tau) \rangle = R_{SS}(\tau) + R_{jS}(\tau)$ 。
因

$$R_{SS}(\tau) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} S_{pn}(t-\tau_0) S_{pn}(t-\tau) \cos(\omega_0\tau_0) dt \quad (14)$$

$T_p = pT_m$ 。当 $\tau = \tau_0$ 时， $R_{SS}(\tau)$ 取最大峰值，即

$$R_{SS}(\tau)_{\max} = R_{SS}(\tau_0) = \frac{\cos(\omega_0\tau_0)}{T_p} \int_0^{T_p} S_{pn}(t-\tau_0) S_{pn}(t-\tau_0) dt = \cos(\omega_0\tau_0) \quad (15)$$

而输出干扰与信号的互相关函数为 $R_{jS}(\tau) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} U_{oj}(t) S_{pn}(t-\tau) dt$ 。由于 $U_{oj}(t)$ 的功率谱为 $\rho a_j^2/(2\sqrt{2\pi}f_e a_r^2)$ ，故输出干扰平均功率为

$$\begin{aligned} P_{roj} &= \langle R_{jS}^2(\tau) \rangle = \frac{1}{T_p^2} \int_0^{T_p} \int_0^{T_p} U_{oj}(t_1) U_{oj}(t_2) S_{pn}(t_1\tau) S_{pn}(t_2-\tau) dt_1 dt_2 \\ &= \frac{\rho a_j^2}{2\sqrt{2\pi}f_e a_r^2 T_p^2} \int_0^{T_p} S_{pn}^2(t-\tau) dt = \frac{\rho a_j^2}{2\sqrt{2\pi}f_e a_r^2 T_p} \end{aligned} \quad (16)$$

由此得互相关器输出的最大峰值功率信干比为

$$SJR_{ro} = R_{SS}^2(\tau)_{\max}/P_{roj} = 2\sqrt{2\pi}f_e a_r^2 T_p \cos^2(\omega_0\tau_0)/(\rho a_j^2) \quad (17)$$

故总的信干比增益为

$$G_a = SJR_{ro}/SJR_i = 2\sqrt{2\pi}f_e T_p \cos^2(\omega_0\tau_0)/\rho \quad (18)$$

3.2 伪码调相与 PAM 复合引信

噪声调频干扰情况下伪码调相与 PAM 复合引信接收机模型如图 2 所示。发射信号经信道传输后进入引信接收机前端的回波信号为

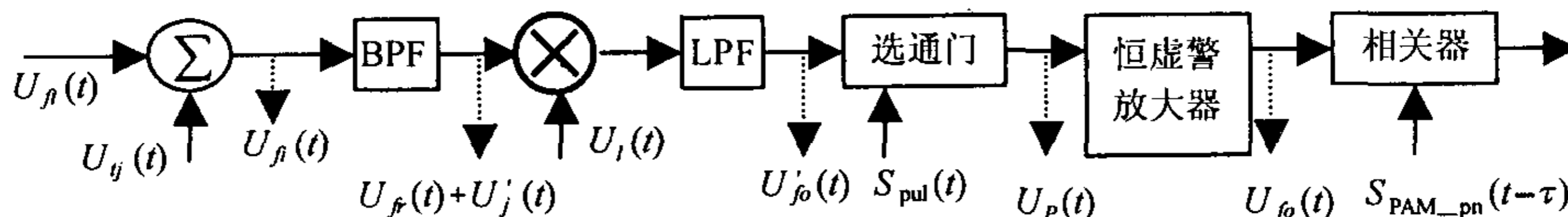


图 2 噪声调频干扰情况下伪码调相与 PAM 复合引信接收机模型

$$U_{fr}(t) = a_r S_{PAM-pn}^2(t-\tau_0) \cos \omega_0(t-\tau_0) \quad (19)$$

由于 $\alpha = T_m/T$, 故输入信号功率为

$$P_{fis} = \frac{1}{2} a_r^2 \overline{S_{\text{PAM-pn}}^2(t - \tau_0)} = \frac{a_r^2}{2pT_m} \sum_{n=0}^{p-1} \int_0^T [\text{rect}(\frac{t - nT_m - \tau_0 - T/2}{T}) P_n]^2 dt = \frac{a_r^2}{2\alpha} \quad (20)$$

到达引信接收机前端的信号为 $U_{fi}(t) = U_{fr}(t) + U'_j(t)$, 故输入信干比为

$$\text{SJR}_i = P_{fis}/P_{ij} = a_r^2/(\alpha a_j^2) \quad (21)$$

复合引信的等效频谱带宽约为 $1/T$, 故带通滤波后输出干扰信号功率约为

$$P_{fdoj} = \rho a_j^2 / (2\sqrt{2\pi} T f_e) \quad (22)$$

带通滤波后的信号与本振信号 $U_l(t) = a_l \cos(\omega_0 t)$ 混频、低通滤波, 得输出信号:

$$U'_{fo}(t) = U_{sd}(t) + U_{jd}(t) = (1/2) a_r a_l S_{\text{PAM-pn}}(t - \tau_0) \cos(\omega_0 \tau_0) + (1/2) U_{Ij}(t) a_l \quad (23)$$

干扰信号 $U_{jd}(t)$ 的功率谱密度为

$$G_{jd}(f) = \rho a_j^2 a_l^2 / (8\sqrt{2\pi} f_e) \quad (24)$$

再经选通门后, 输出信号为 $U_p(t) = U_{sd}(t) + U_{jp}(t)$.

选通门主要用于滤掉脉冲间隔内的噪声及干扰信号。选通脉冲序列与调制脉冲完全同步, 当有脉冲时选通门打开, 无脉冲时选通门关闭。这样当 PAM 伪随机码的脉冲到来时, 选通门打开让 PAM 伪随机码通过, 而在 PAM 伪随机码的脉冲间隔期间, 选通门关闭不让噪声及干扰信号进入, 从而提高输出信噪比。干扰信号 $U_{jd}(t)$ 经过选通门后, 其输出 $U_{jp}(t)$ 可表示为 $U_{jp}(t) = U_{jd}(t) \cdot S_{\text{pul}}(t)$.

若令选通脉冲序列 $S_{\text{pul}}(t)$ 幅度为 1 , 则 $S_{\text{pul}}(t)$ 用傅里叶级数表示为

$$S_{\text{pul}}(t) = \frac{T}{T_m} + \frac{2T}{T_m} \sum_{n=1}^{\infty} Sa\left(\frac{n\pi T}{T_m}\right) \cos\left(\frac{2n\pi t}{T_m}\right) \quad (25)$$

根据随机过程理论, 对于 $n'(t) = n(t)A \cos(\omega_0 t)$, 其对应的功率谱密度关系为 $G'(f) = A^2[G(f + f_0) + G(f - f_0)]/4$, 因此得 $U_{jp}(t)$ 的功率谱密度为

$$G_{jp}(f) = \frac{2}{\alpha^2} G_{jd}(f) \left[\frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} Sa^2\left(\frac{n\pi T}{T_m}\right) \right] \approx \rho a_j^2 a_l^2 / (8\sqrt{2\pi} f_e \alpha) \quad (26)$$

经恒虚警放大处理, 得输出信号:

$$U_{fo}(t) = S_{\text{PAM-pn}}(t - \tau_0) \cos(\omega_0 \tau_0) + 2U_{jp}(t)/(a_r a_l) = U_{fos}(t) + U_{foj}(t) \quad (27)$$

式中 $U_{fos}(t)$ 项为有用信号, $U_{foj}(t)$ 项为干扰信号。因此输出有用信号功率为

$$P_{fhos} = \overline{S_{\text{PAM-pn}}^2(t - \tau_0) \cos^2(\omega_0 \tau_0)} = \cos^2(\omega_0 \tau_0) / \alpha \quad (28)$$

输出干扰信号功率为

$$P_{fhoj} = \overline{U_{foj}^2(t)} = \rho a_j^2 / (2\sqrt{2\pi} a_r^2 T f_e \alpha) \quad (29)$$

输出信干比为

$$\text{SJR}_{fho} = P_{fhos} / P_{fhoj} = 2\sqrt{2\pi} f_e T a_r^2 \cos^2(\omega_0 \tau_0) / (\rho a_j^2) \quad (30)$$

此时的信干比增益为

$$G_h = \text{SJR}_{fho} / \text{SJR}_{fi} = 2\sqrt{2\pi} f_e T \alpha \cos^2(\omega_0 \tau_0) / \rho \quad (31)$$

设本地延迟码 $S_{\text{PAM-pn}}(t - \tau)$ ，互相关检测得 $R_{fUS}(\tau) = \langle U_{fo}(t) \cdot S_{\text{PAM-pn}}(t - \tau) \rangle = R_{fSS}(\tau) + R_{fjS}(\tau)$ 。

同 3.1 节中的方法，此时 $T_p = pT_m = p\alpha T$ ，得输出有用信号的最大峰值功率为

$$R_{fSS}(\tau)_{\max} = R_{fSS}(\tau_0) = \cos(\omega_0 \tau_0) / \alpha \quad (32)$$

而输出干扰的平均功率为

$$P_{froj} = \rho a_j^2 / (2\sqrt{2\pi} f_e a_r^2 T_p \alpha^2) \quad (33)$$

由此得互相关器输出的最大峰值功率信干比为

$$\text{SJR}_{fro} = R_{fSS}^2(\tau)_{\max} / P_{froj} = 2\sqrt{2\pi} f_e a_r^2 T_p \cos^2(\omega_0 \tau_0) / (\rho a_j^2) \quad (34)$$

故总的信干比增益为

$$G_{fa} = \text{SJR}_{fro} / \text{SJR}_{fi} = 2\sqrt{2\pi} f_e T_p \alpha \cos^2(\omega_0 \tau_0) / \rho \quad (35)$$

3.3 讨论

(1) 由于 $\sqrt{2\pi} f_e$ 为噪声调频干扰信号的等效频谱带宽，它一般大于伪码体制引信的频谱带宽，故 $\sqrt{2\pi} f_e > 1/T_m = p/T_p$ ，而 $\cos^2(\omega_0 \tau_0) \approx 1$ ， $\rho \leq 1$ ，故对伪码调相引信，其总的信干比增益大于 $2p$ ，而对复合引信，其总的信干比增益大于 $2p\alpha$ 。

(2) 由于 $f_e = k_f \sigma / (2\pi)$ ，而 $\Delta f_j \approx 2.51 f_e$ ，因此 k_f 越大， σ 越大，频谱带宽越宽，信干比增益越高。这从一定程度上说明伪码体制引信有较强的抗噪声调频干扰能力。

(3) 瞄准误差 $f_j - f_0$ 越大， ρ 越小，信干比增益越大，当 $f_j - f_0 \rightarrow \infty$ 时， $\rho \rightarrow 0$ ，此时干扰信号对伪码体制引信不起作用。 T_p 越大，信干比增益越高。

(4) 在参数一致的情况下，复合引信的抗噪声调频干扰性能强于伪码调相引信 α 倍。

(5) 要有效干扰伪码体制引信，必须使瞄准误差尽量小，且使干扰信号的频谱带宽接近伪码体制引信的频谱带宽，即瞄准阻塞式干扰对伪码体制引信起一定的干扰效果。

4 仿真分析及结果对比

用 Matlab 对噪声调频干扰环境下伪码体制引信的工作过程进行仿真分析。高斯白噪声由计算机随机产生，带通滤波器和低通滤波器均采用理想矩形滤波器，其带宽由伪码 (PAM 伪随机码) 码元宽度决定。信干比及信干比增益以分贝为单位 (即用 $10 \lg a$ 表示)。在 $f_j = f_0 = 1 \text{ GHz}$ ， $p = 15$ ， $T_m = 50 \text{ ns}$ ， $\text{SJR}_i = -10 \text{ dB}$ ， $T = 20 \text{ ns}$ (伪码调相与 PAM 复合引信)，采样频率 $T_s = 0.1 \text{ ns}$ 的情况下，可得与不同 τ_0 ， k_f 及 σ^2 相对应的伪码体制引信的仿真总信干比增益 G_a 和理论 G_a 。表 1 仅列出 $\cos(\omega_0 \tau_0) = 1$ 时的一组数据。

表 1 伪码体制引信的信干比增益

$k_f(\text{GHz/V})$	0.4	0.8	1.2	0.4	0.8	1.2
σ^2	1	1	1	2.25	2.25	2.25
伪码调相引信仿真 $G_a(\text{dB})$	23.80	27.02	29.55	26.77	29.71	31.83
伪码调相引信理论 $G_a(\text{dB})$	23.79	26.80	28.56	25.55	28.56	30.32
复合引信仿真 $G_a(\text{dB})$	28.38	30.73	33.37	31.42	34.13	35.55
复合引信理论 $G_a(\text{dB})$	27.77	30.78	32.54	29.53	32.54	34.30

经分析可得, 仿真和理论数据接近, 而存在较大差别的数据主要是由于每次产生的高斯白噪声并非完全理想, 尤其是噪声方差较大时更明显。

当 $k_f = 1.2 \text{ GHz/V}$, $\sigma^2 = 2.25$ 时, 可得图 3 所示的伪码调相引信输出波形。其中 (a) 表示调制伪码; (b) 表示干扰环境下伪码调相引信混频、低通滤波后输出的受污染的伪码波形; (c) 表示理想情况 (即没有任何噪声和干扰) 下相关器输出的主峰处的相关值; (d) 表示干扰环境下相关器输出的主峰处的相关值。

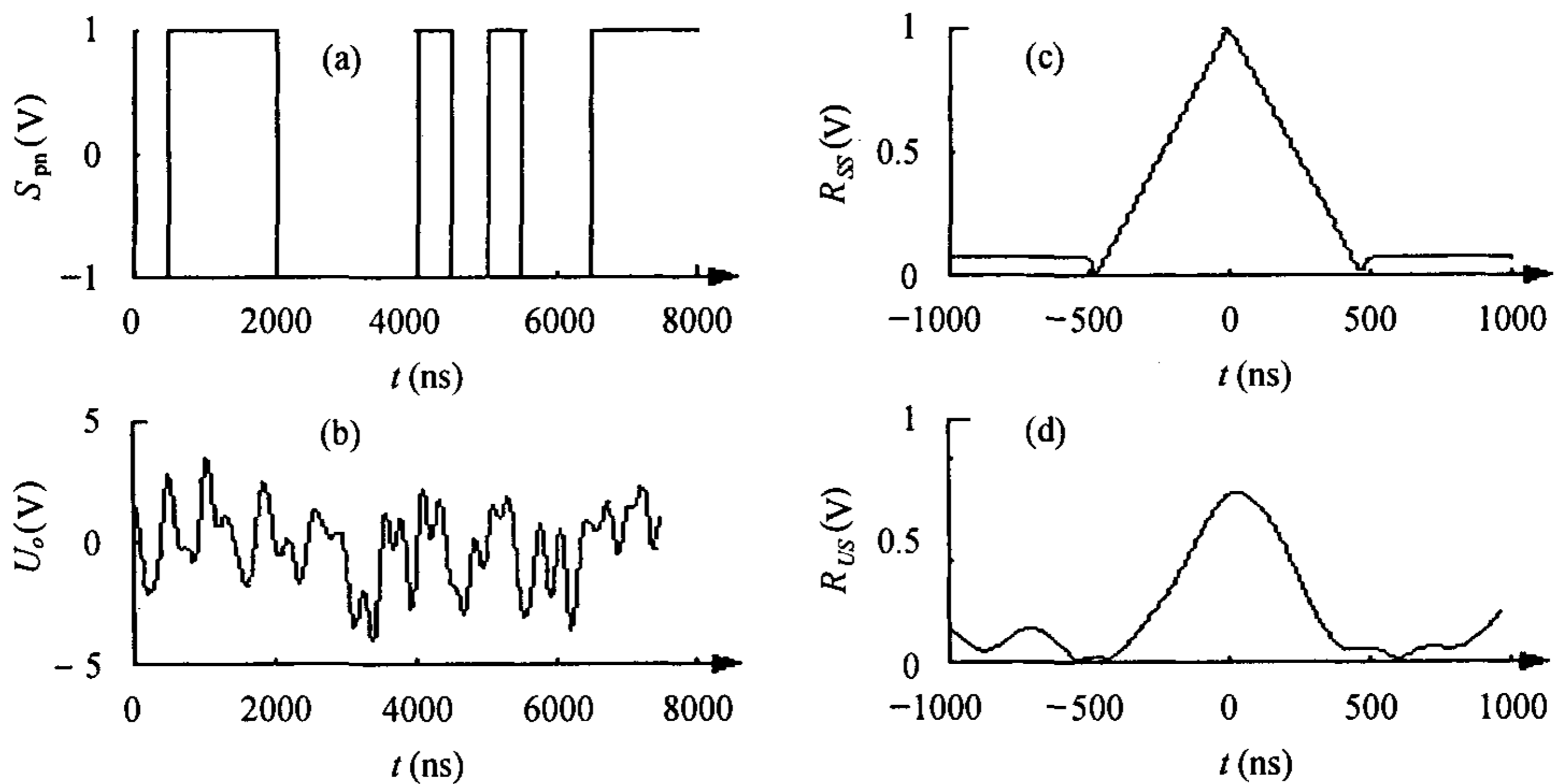


图 3 伪码调相引信的输出波形

当 $k_f = 1.2 \text{ GHz/V}$, $\sigma^2 = 2.25$ 时, 可得图 4 所示的伪码调相与 PAM 复合引信输出波形。其中 (a) 表示调制 PAM 伪随机码, (b) 表示干扰环境下伪码调相引信混频、低通滤波后输出的受污染的 PAM 伪随机码波形, (c) 表示理想情况下相关器输出的主峰处的相关值, (d) 表示干扰环境下相关器输出的主峰处的相关值。

从输出的相关值可看出, 在一定的门限下, 利用噪声调频干扰使伪码体制引信早炸或误炸的效果不是很明显, 即伪码体制引信具有较强的抗噪声调频干扰能力。

5 结论

(1) 一般而言, 伪码体制引信均具有较强的抗噪声调频干扰能力, 而伪码调相与 PAM 复合引信有更强的抗噪声调频干扰能力。伪码调相引信的接收机处理总增益为 $2\sqrt{2\pi}f_eT_p \cos^2(\omega_0T_0)/\rho$, 伪码调相与 PAM 复合引信的处理总增益为 $2\sqrt{2\pi}f_eT_p\alpha \cos^2(\omega_0T_0)/\rho$ 。

(2) k_f 越大, σ 越大, 频谱带宽越宽, 信干比增益越高。 $T_p = pT_m$ 越大, 信干比增益越高。

(3) 噪声调频干扰信号的瞄准误差越大, 对伪码体制引信的干扰效果越小。

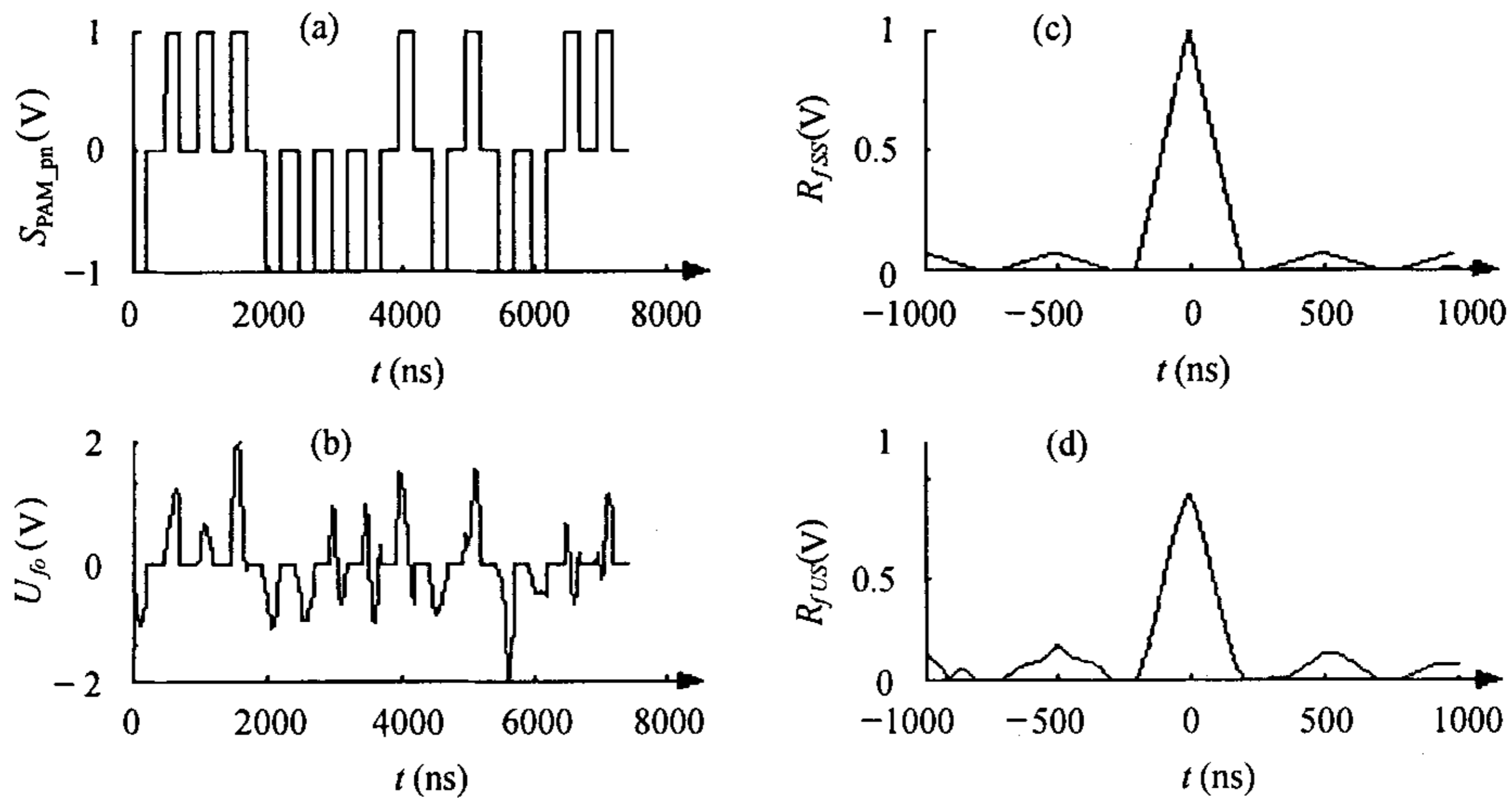


图4 伪码调相与PAM复合引信的输出波形

(4) 只有当瞄准误差接近于0, 且干扰带宽接近于伪码体制引信时, 噪声调频干扰才对伪码体制引信起一定的干扰作用。

参 考 文 献

- [1] 朱晓华. 脉位调制脉冲串雷达信号理论与应用研究. [博士学位论文], 南京: 南京理工大学, 2002: 7-56.
- [2] Liu Guo-sui, Shi Xiang-quan, Lu Jin-hui, *et al.*. Design of noise FM-CW radar and its implementation. *IEE Proc.-F*, 1991, 138(5): 420-426.
- [3] 韩培尧. 雷达抗干扰技术. 北京: 国防工业出版社, 1980: 75-86.
- [4] 陆锦辉, 是湘全. 噪声调频连续波雷达零中频信号平稳性与各态历经性研究. 现代雷达, 1992, 4(期): 28-36.
- [5] Song Chun-jiang, Zhang Jian-yun. The analysis of the performance of radar MTI in noise FM jamming environment. Proceeding of ICSP 2000, Beijing, 2000: 1947-1950.

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。

王李军: 男, 1978年生, 博士生, 主要研究方向为伪码体制引信识别及干扰技术。

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。