

基于多普勒效应的伪码调相及其与 PAM 复合引信的 抗噪声性能分析

周新刚 赵惠昌 涂友超 李军华
(南京理工大学电光学院 南京 210094)

摘要: 该文研究基于多普勒效应的伪码调相及其与脉冲幅度调制(PAM)复合引信的抗噪声性能。首先介绍了其工作原理;然后,推导了其接收机的总调制制度增益,分析了多普勒频率、伪码周期和脉冲宽度对抗噪声性能的影响。结果表明伪码调相与 PAM 复合引信的抗噪声性能强于伪码调相引信,并且通过对脉冲宽度、伪码序列周期和工作频率的设计可以保证两种引信良好的抗噪声性能。

关键词: 引信;伪码调相;脉冲幅度调制;多普勒频率;信噪比增益

中图分类号: TJ43⁺4.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-1874-04

Performance Analysis Concerning Anti-noise for Pseudo-random Code Phase Modulation and Pulse Amplitude Modulation Combined Fuze Based on Doppler Effect

Zhou Xin-gang Zhao Hui-chang Tu You-chao Li Jun-hua

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

Abstract: Performance of anti-noise for the pseudo-random code phase modulation and pulse amplitude modulation combined fuze based on Doppler effect are discussed in this thesis. Firstly, the principle of them are introduced briefly. Secondly, on this basis, the overall SNR gains of the whole procedure after correlation detection are deduced in detail. Their performance of anti-noise is analyzed, which is affected by Doppler frequency, the period of pseudo-random code and the pulse width of code-element. The results show that the performance of anti-noise for the latter fuze is better than that of the pseudo-random code phase modulation fuze. And the good performance of anti-noise can be guaranteed by designing on their parameters.

Key words: Fuze; Pseudo-random code phase modulation; PAM(Pulse Amplitude Modulation); Doppler frequency; SNR gains

1 引言

伪码体制引信具有良好的抗干扰性能和很高的定距精度,成为引信体制中重要的发展方向之一。国外早已开展了这种体制引信的研制工作^[1]。20世纪70年代法国已将伪随机码(指m序列)和脉冲复合调制引信应用于“海响尾蛇”导弹。上世纪80年代中期国内有关单位也进行了伪随机码引信及复合引信的研制工作,如文献[2]讨论了伪码调相与正弦调频复合引信,文献[3]提出并研究了伪码调相与正弦调幅复合引信。文献[4]分析了伪码体制引信的抗噪声性能,然而忽略了多普勒频率的影响。本文以调制制度增益为准则,分析伪码调相引信和伪码调相与脉冲幅度调制(PAM)复合引信基于多普勒效应的抗噪声性能。在假设信道噪声为加性高斯白噪声的前提下,推导并统一了这两种引信接收机的总调制制度增益。分析了多普勒频率、伪码序列周期和码元宽度对

其抗噪声性能的影响,得出两种伪码引信只有在多普勒频率不高的情况下才具有较强的抗噪声性能。

2 伪码调相及其与 PAM 复合引信的工作原理

伪码体制引信的工作原理是:用伪随机码或PAM伪随机码调制高频载波,调制后的信号由天线向空间辐射。如果遇到目标,其中一部分被反射回来,反射回来的信号(通常称为回波信号)被引信天线接收,经过带通滤波,滤除通带外噪声,相干解调,得到视频伪随机码或PAM伪随机码信号;经恒虚警放大器处理后,与本地延迟的伪随机码或PAM伪随机码相关,将相关值与预设门限比较,如果大于或等于门限,则产生启爆信号。

单个周期内的伪随机码和PAM伪随机码的波形表达式依次为

$$S_{pm}(t) = \sum_{i=0}^{p-1} \text{rect} \left[\frac{t - iT_m - T_m/2}{T_m} \right] P_i$$

$$S_{\text{PAM}}(t) = \sum_{i=0}^{p-1} \text{rect}\left[\frac{t - iT_m - T/2}{T}\right] P_i$$

式中 $\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & |t| \leq 1/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$; $P_i = \{+1, -1\}$ 是伪码序列,

T 为高频脉冲宽度, p 为伪码序列周期, T_m 为伪码码元宽度, 定义 $\alpha = T_m/T$ 为伪码码元宽度与高频脉冲宽度之比, 一般 $\alpha > 1$ 。对PAM伪随机码, T_m 也是高频脉冲重复周期。

3 伪码调相引信的抗噪声性能分析

存在加性高斯白噪声的伪码调相引信接收机模型如图1所示。

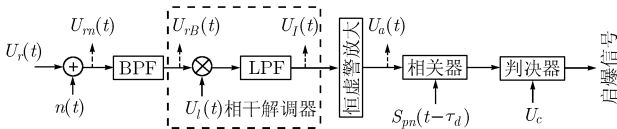


图1 加性高斯白噪声下伪码调相引信接收机模型

设噪声是双边功率谱密度为 $n_0/2$ 的加性高斯白噪声 $n(t)$ 。不失一般性, 设伪码调相引信的发射信号为 $U_t(t) = A_t S_{pm}(t) \cos \omega_0 t$, 式中 A_t 为发射信号幅度, ω_0 是引信工作角频率。

弹目遭遇时, 距离为 R 的目标回波信号被引信天线接收, 进入接收机前端的回波信号为 $U_{rn}(t) = A_r S_{pm}(t - \tau) \cdot \cos(\omega_0 + \omega_d)t + n(t)$ 式中 A_r 为回波信号幅度, ω_0 为引信的工作角频率, ω_d 为多普勒角频率, τ 是回波信号相对发射信号的延迟时间, 这里 $\tau = 2(R - v_r)/c$, 其中 v_r 是目标相对引信的径向相对速度, c 为光速。

为使已调信号不失真, 同时又尽量减小进入相干解调器的噪声, 使BPF的带宽与伪码的相同, 其等效带宽约为 $1/T_m$, 加性高斯白噪声变成带通型噪声 $n_i(t)$, 其等效带宽也为 $1/T_m$, BPF输出信号为 $U_{rb}(t) = A_r S_{pm}(t - \tau) \cos(\omega_0 + \omega_d)t + n_i(t)$ 。

则相干解调器输入噪声的平均功率为

$$N_i = \langle n_i^2(t) \rangle = \frac{n_0}{2} \frac{2}{T_m} = \frac{n_0}{T_m} \quad (1)$$

输入有用信号的平均功率为

$$\begin{aligned} S_i &= A_r^2 \langle S_{pm}^2(t - \tau) \cos^2(\omega_0 + \omega_d)t \rangle \\ &= \frac{A_r^2}{2pT_m} \int_0^{pT_m} \left[\sum_{i=0}^{p-1} \text{rect}\left(\frac{t - iT_m - T_m/2 - \tau}{T_m}\right) P_i \right]^2 dt \\ &\quad + \frac{A_r^2}{2pT_m} \int_0^{pT_m} \left[\sum_{i=0}^{p-1} \text{rect}\left(\frac{t - iT_m - T_m/2 - \tau}{T_m}\right) P_i \right]^2 \\ &\quad \cdot \cos 2(\omega_0 + \omega_d)t dt \end{aligned}$$

因为高频载波的频率远远高于伪码码元重复频率(一般在一个码元持续时间 T_m 内有十几个甚至几十个载波周期, 这主

要取决于伪码调相引信的工作频段), 所以, 第2项积分与第1项积分相比, 所含能量可以忽略不计, 所以

$$\begin{aligned} S_i &= \frac{A_r^2}{2pT_m} \int_0^{pT_m} \left[\sum_{i=0}^{p-1} \text{rect}\left(\frac{t - iT_m - T_m/2 - \tau}{T_m}\right) P_i \right]^2 dt \\ &= \frac{A_r^2}{2} \end{aligned} \quad (2)$$

由式(1), 式(2)得相干解调器得输入信噪比为

$$r_{\text{SNR}_i} = S_i/N_i = A_r^2 T_m / 2n_0 \quad (3)$$

窄带白噪声 $n_i(t)$ 可表示为^[5] $n_i(t) = n_c(t) \cos \omega_0 t - n_s(t) \cdot \cos \omega_0 t$, 式中 $n_c(t)$, $n_s(t)$ 通常称为 $n_i(t)$ 的同相分量和正交分量。

假设本振的初始相位为零, 即 $U_l(t) = A_l \cos(\omega_0 t)$, 式中 A_l 为本地振荡信号幅度, 则相干解调器的输出信号为 $U_f(t) = 1/2 [A_r A_l S_{pm}(t - \tau) \cos(\omega_d t) + A_l n_c(t)]$ 。

经恒虚警放大限幅处理, 输出: $U_a(t) = S_{pm}(t - \tau) \cdot \cos(\omega_d t) + n_c(t)/A_r$, 记 $n_h(t) = n_c(t)/A_r$, 则上式可以写成: $U_a(t) = S_{pm}(t - \tau) \cos(\omega_d t) + n_h(t)$ 。

设本地延迟码为 $S_{pm}(t - \tau_d)$, 其中 τ_d 决定伪码调相引信最佳作用距离, 经相关处理, 输出 $R_{US}(\tau_d)$, 如下式所示:

$$R_{US}(\tau_d) = \frac{1}{pT_m} \int_0^{pT_m} U_a(t) S_{pm}(t - \tau) dt = R_{SS}(\tau_d - \tau) + R_{nS}(\tau_d)$$

式中 $R_{SS}(\tau_d - \tau)$ 为相关器输出的有用信号, $R_{nS}(\tau_d)$ 为噪声, 其中

$$R_{SS}(\tau_d - \tau) = \frac{1}{pT_m} \int_0^{pT_m} S_{pm}(t - \tau) \cos \omega_d t S_{pm}(t - \tau_d) dt$$

$$R_{nS}(\tau_d) = \frac{1}{pT_m} \int_0^{pT_m} n_h(t) S_{pm}(t - \tau_d) dt$$

当 $\tau = \tau_d$, 即弹目间的距离与引信的最佳作用距离相等时, 相关器输出最大值, 所以

$$R_{SS}(\tau_d - \tau)_{\text{max}} = R_{SS}(0) = \text{sinc}(pT_m \omega_d) \quad (4)$$

相关器输出噪声的平均功率 N_o 为

$$\begin{aligned} N_o = \langle R_{nS}^2(\tau_d) \rangle &= \frac{1}{(pT_m)^2} \int_0^{pT_m} \int_0^{pT_m} \frac{n_0}{A_r^2 T_m} \text{sinc}\left(\frac{\pi(t_1 - t_2)}{T_m}\right) \\ &\quad \cdot \exp[j2\pi f_0(t_1 - t_2)] S_{pm}(t_1 - \tau_d) S_{pm}(t_2 - \tau_d) dt_1 dt_2 \end{aligned}$$

当 $t_1 - t_2 = 0$ 时, N_o 取最大值,

$$N_{o\text{MAX}} = \frac{1}{(pT_m)^2} \frac{n_0}{A_r^2 T_m} (pT_m)^2 = \frac{n_0}{T_m A_r^2} \quad (5)$$

由此可得相关器输出的峰值信噪比

$$\begin{aligned} r_{\text{SNR}_o} &= [R_{SS}(t - \tau_d)_{\text{max}}]^2 / N_{o\text{MAX}} \\ &= T_m A_r^2 \text{sinc}^2(pT_m \omega_d) / n_0 \end{aligned} \quad (6)$$

从而根据式(5), 式(6)得引信接收机的总调制制度增益

$$G_{pn} = r_{\text{SNR}_o} / r_{\text{SNR}_i} = 2 \text{sinc}^2(pT_m \omega_d) \quad (7)$$

4 伪码调相与PAM复合引信的抗噪声性能分析

存在加性高斯白噪声的伪码调相与PAM复合引信的接收机模型如图2所示。

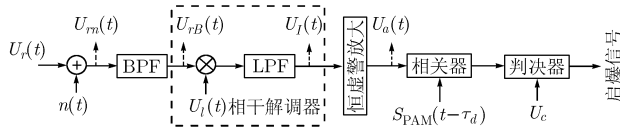


图2 高斯白噪声下伪码调相与PAM复合引信接收机模型

不失一般性, 设伪码调相引信的发射信号为 $U_i(t) = A_r S_{\text{PAM}}(t) \cos \omega_0 t$, 式中 A_r 为发射信号幅度, ω_0 是引信工作角频率。接收机前端的回波信号可表示为 $U_m(t) = A_r \cdot S_{\text{PAM}}(t - \tau) \cos[(\omega_0 + \omega_d)t] + n(t)$ 。回波信号通过等效带宽为 $1/T$ 的 BPF, 高斯白噪声变为带通型噪声 $n_i(t)$, 其等效带宽也约为 $1/T$, 带通滤波后的信号为 $U_{rB}(t) = A_r S_{\text{PAM}}(t - \tau) \cos[(\omega_0 + \omega_d)t] + n_i(t)$ 。

相干解调器输入噪声的平均功率为

$$N_i(t) = \langle n_i^2(t) \rangle = n_0/T \quad (8)$$

输入的有用信号平均功率为

$$\begin{aligned} S_i &= \langle A_r^2 S_{\text{PAM}}^2(t - \tau) \cos^2[(\omega_0 + \omega_d)t] \rangle \\ &= \frac{1}{2} A_r^2 \langle S_{\text{PAM}}^2(t - \tau) \rangle + \frac{1}{2} \frac{A_r^2}{p T_m} \\ &\quad \cdot \int_0^{p T_m} \left[\sum_{i=0}^{p-1} \text{rect}\left(\frac{t - i T_m - T/2 - \tau}{T}\right) P_i \right]^2 \\ &\quad \cdot \cos^2[(\omega_0 + \omega_d)t] dt \end{aligned}$$

第2项所含能量与第1项相比可略去不计, 所以

$$S_i = (1/2) A_r^2 \langle S_{\text{PAM}}^2(t - \tau) \rangle = A_r^2 / (2\alpha) \quad (9)$$

因此相干解调器的输入信噪比为

$$r_{\text{SNR}_i} = S_i / N_i = A_r^2 T / (2\alpha n_0) \quad (10)$$

设本振信号初始相位为零经过相干解调, 输出

$$U_I(t) = \{A_r A_r S_{\text{PAM}}(t - \tau) \cos[(\omega_0 + \omega_d)t] + A_r n_c(t)\} / 2$$

经恒虚警放大、限幅处理后输出: $U_a(t) = S_{\text{PAM}}(t - \tau) \cdot \cos \omega_d t + n_c(t) / A_r$, 记 $n_h(t) = n_c(t) / A_r$ 则 $U_a(t) = S_{\text{PAM}}(t - \tau) \cdot \cos \omega_d t + n_h(t)$

设本地延迟码为 $S_{\text{PAM}}(t - \tau_d)$, 经相关处理有

$$\begin{aligned} R_{US}(\tau_d) &= \frac{1}{p T_m} \int_0^{p T_m} U_a(t) S_{\text{PAM}}(t - \tau_d) dt \\ &= R_{ss}(\tau_d - \tau) + R_{ns}(\tau_d) \end{aligned}$$

式中 $R_{ss}(\tau_d - \tau)$ 为相关器输出的有用信号, $R_{ns}(\tau_d)$ 为噪声。

$$R_{ss}(\tau_d - \tau) = \frac{1}{p T_m} \int_0^{p T_m} S_{\text{PAM}}(t - \tau) \cos \omega_d t S_{\text{PAM}}(t - \tau_d) dt,$$

$$R_{ns}(\tau_d) = \frac{1}{p T_m} \int_0^{p T_m} n_h(t) S_{\text{PAM}}(t - \tau_d) dt$$

当 $\tau = \tau_d$ 时, 相关器输出最大值, 即

$$R_{ss}(\tau_d - \tau)_{\text{max}} = R_{ss}(0) = \text{sinc}(p T \omega_d) / \alpha \quad (11)$$

此时相关器输出噪声的平均功率为

$$\begin{aligned} N_o &= \langle R_{ns}^2(\tau_d) \rangle = \frac{1}{(p T_m)^2} \int_0^{p T_m} \int_0^{p T_m} R_h(t_1 - t_2) \\ &\quad \cdot S_{\text{PAM}}(t_1 - \tau_d) S_{\text{PAM}}(t_2 - \tau_d) dt_1 dt_2 \end{aligned}$$

同理, 当 $t_1 - t_2 = 0$ 时, N_o 取最大值,

$$N_{o\text{MAX}} = n_0 / (\alpha^2 T A_r^2) \quad (12)$$

由此可得, 相关器输出的峰值信噪比

$$\begin{aligned} r_{\text{SNR}_o} &= [R_{ss}(t - \tau_d)_{\text{max}}]^2 / N_{o\text{MAX}} \\ &= T A_r^2 \text{sinc}^2(p T \omega_d) / n_0 \end{aligned} \quad (13)$$

从而伪码调相引信与PAM复合引信接收机的总调制制度增益为

$$G_{\text{pam}} = r_{\text{SNR}_o} / r_{\text{SNR}_i} = 2\alpha \text{sinc}^2(p T \omega_d) \quad (14)$$

5 伪码调相引信及其与PAM复合引信调制制度增益的统一

根据式(7)和式(14)可将两种伪码体制引信接收机的总调制制度增益统一为

$$G = 2\alpha \text{sinc}^2(p \omega_d T_m / \alpha) \quad (15)$$

当 $\alpha = 1$ 时, 为伪码调相引信的调制制度增益; 当 $\alpha > 1$ 时, 为伪码调相与PAM复合引信的调制制度增益。

6 两种伪码体制引信抗噪声性能的比较

图3是 $\alpha = 10$ 时, 伪码体制引信接收机的总调制制度增益随多普勒频率变化规律曲线。可以得出:

- (1)两种伪码引信接收机的总调制制度增益 G 随多普勒频率 ω_d 的增大总体呈下降趋势, 在 $f_d = i\alpha / (2p T_m)$, $i = 1, 2, \dots$ (对伪码调相引信 $\alpha = 1$) 的频率点出现极小值;
- (2)随着伪码周期 p 的增大或脉冲宽度 T_m (对伪码调相与PAM复合引信脉冲宽度为 T) 的变大, G 受多普勒频率

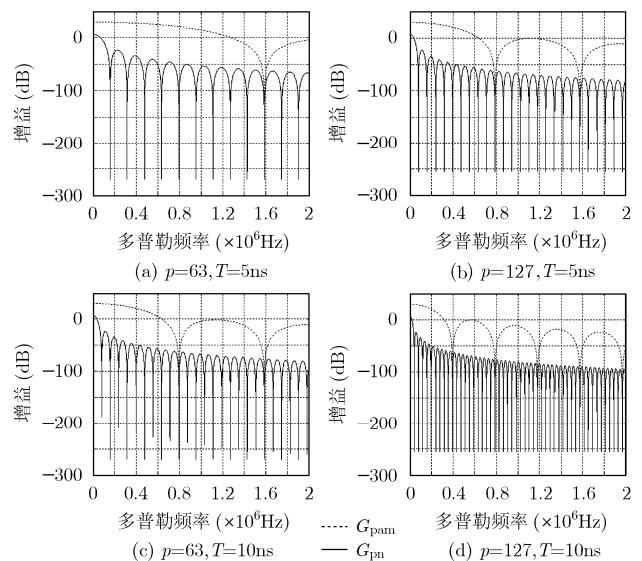


图3 伪码体制引信接收机的总调制制度增益随多普勒频率变化规律曲线

影响变大;

(3)伪码调相与PAM复合引信接收机的总调制制度增益比伪码调相引信的受多普勒频率的影响小,且是后者的 α 倍。

由于 $f_d = 2v_r f_0 / c$,所以 f_d 仅取决于两个因素, v_r 和 f_0 。 v_r 变化范围从零到一两千米每秒,相对与 f_0 是很小的,是受具体工作条件限制的随机变量。而 f_0 可以从几百MHz到几GHz。这样 f_d 主要取决于工作频率 f_0 , f_0 增大 f_d 就增大。

综上所述,通过设计伪码体制引信的工作频率 f_0 ,脉冲宽度 T_m (对于伪码调相与PAM复合引信为 T)和伪码序列周期 p ,由式(15),可以根据实际需要确定伪码引信接收机的调制制度增益,来获得良好的抗噪声性能。

7 结束语

伪码调相引信及其与PAM复合引信接收机总的调制制度增益为 $G = 2\alpha \text{sinc}^2(p\omega_d T_m / \alpha)$ 。两种引信的抗噪声性能都受多普勒频率、脉冲宽度 T_m (对于伪码调相与PAM复合引信为 T)和伪码序列周期影响,且伪码周期愈大或脉冲宽度越宽受多普勒频率影响愈大;同时,伪码调相与PAM复合引信受多普勒频率影响小,其抗噪声性能更强。

参考文献

- [1] Willis. Carl Myron and Koehler. Thomas Frederick. Method and apparatus for controlling a bi-phase modulation to improve auto-correction in pseudo-random noise coded systems. United States Patent 5646627. 1997.
- [2] 湖泽宾,赵惠昌,孙魏.伪码调相与正弦调幅复合调制引信.电子与信息学报,2005,27(8):1237-1239.

- Hu Ze-bin, Zhao Hui-chang, and Sun Wei. Pseudo-random code phase-modulation and sine amplitude-modulation combined modulated fuze. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2005, 27(8): 1237-1239.
- [3] 洪嘉祥.伪随机码调相与正弦调频复合引信.南京理工大学学报,1994,(4):56-60.
- Hong Jia-xiang. A pseudorandom code phase modulation and since-wave frequency modulation combined fuze. *Journal of Nanjing University of Science and Technology*, 1994, (4): 56-60.
- [4] 刘己斌,赵惠昌,路建伟.几种伪码体制引信的抗噪声性能分析.兵工学报,2005,26(1):20-24.
- Liu Ji-bin, Zhao Hui-chang, and Lu Jian-wei. Performance analysis concerning anti-noise for several pseudo-random code fuzes. *Acta Armamentarii*, 2005, 26(1): 20-24.
- [5] 沈振元,聂志泉,赵雪荷.通信系统原理.西安:西安电子科技大学出版社,2004:78-79.
- Shen Zhen-yuan, Nie Zhi-quan, and Zhao Xue-he. *Fundamental of Communications System*. Xi'an: Xidian University press house, 2004: 78-79.

- 周新刚:男,1981年生,博士生,从事无线电引信干扰与抗干扰技术、信号处理方面研究。
- 赵惠昌:男,1958年生,教授,从事无线电引信干扰与抗干扰技术、电磁兼容、数字仿真等方面研究。
- 涂友超:男,1972年生,博士生,从事无线电引信干扰与抗干扰技术方面研究。
- 李军华:男,1976年生,硕士生,从事无线电引信干扰与抗干扰技术方面研究。

勘误 本刊2008年第6期第1361页表2中出现错误,现更正如下:

表2 实验数据

	训练数据	测试数据	
	CADCC 个数	CADCC 个数, Y/N	SCC 个数 Y/N
语音	300	227, Y	256, N
笑声	300	227, Y	256, N