

# 伪码调相与正弦调频复合引信抗噪声调频干扰性能研究

涂友超<sup>1,2</sup>, 赵惠昌<sup>1</sup>, 周新刚<sup>1</sup>

(1. 南京理工大学电光学院, 南京 210094; 2. 信阳师范学院物理电子工程学院, 河南信阳 464000)

[摘要] 研究伪码复合体制引信的抗干扰性能对这类体制引信的发展乃至应用都具有重要的理论指导意义。文章以信干比增益作为衡量标准来研究伪码调相与正弦调频复合引信抗噪声调频干扰性能。首先介绍了该复合引信的工作原理,详细推导了存在噪声调频干扰时复合引信接收机的总信干比增益,分析了  $n$  阶贝塞尔函数、多普勒频率、伪码序列周期、码元宽度、瞄准误差对其抗干扰性能的影响,分析结果为提高该引信的抗干扰性能提供了重要理论依据。

[关键词] 伪码;引信;正弦调频;信干比增益;抗干扰

[中图分类号] TJ43+4.1 [文献标识码] A [文章编号] 1009-1742(2009)09-0068-06

## 1 前言

随着电子对抗技术的发展,现代战争中的电子环境越发复杂多变,单纯的伪码调相引信的保密性已很难满足系统抗干扰性能的要求。为此,普遍采用复杂、复合波形的调制体制取代单一、简单波形的调制体制。如法国在 20 世纪 70 年代就已将伪随机码和脉冲复合调制引信应用到“海响尾蛇”导弹<sup>[1]</sup>。20 世纪 80 年代中期国内有关单位也进行了伪码调相及其复合引信的研制工作,如文献[2]提出并研究了伪码调相与正弦调幅复合调制引信,文献[3]研究了伪码调相与正弦调频复合调制脉冲串引信。与单纯的伪码调相引信相比,伪码调相与正弦调频复合引信,增强了抑制泄漏和近区干扰的能力,使引信具有良好的距离分辨能力,速度分辨能力和低临近泄漏电平,是一种较理想的复合引信。

对于伪码体制引信的抗干扰性能,也有相关文献做过研究,如文献[4]研究了伪码调相引信、伪码调相与 PAM 复合引信、伪码调相与 PPM 复合引信

的抗噪声调频干扰性能。对于伪码调相与正弦调频复合引信的抗干扰性能,目前国内文献中,大多数只是定性描述,而定量分析未见报道。笔者主要从理论上对伪码调相与正弦调频复合引信的抗噪声调频干扰性能进行定量分析,分析时以信干比增益作为衡量标准。

## 2 伪码调相与正弦调频复合引信原理

在伪码调相引信的基础上,将固态源进行正弦调频,就得到复合调制的引信,原理框图如图 1 所示<sup>[3]</sup>。

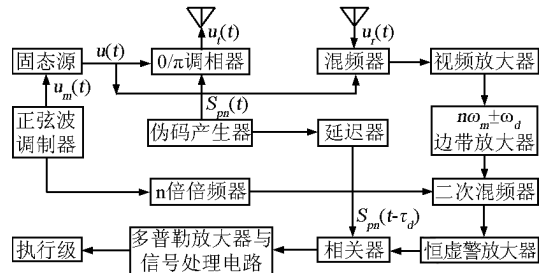


图 1 伪码调相与正弦调频复合引信原理框图  
Fig. 1 Principle scheme of pseudo-random code phase modulation and sine FM combined fuze

[收稿日期] 2007-08-07; 修回日期 2007-10-20

[基金项目] 国家部委基金项目(9140A05060209BQ0210)

[作者简介] 涂友超(1972-)男,河南信阳市人,信阳师范学院副教授,南京理工大学通信与信息工程专业博士研究生,研究方向为无线电引信信息对抗、信号处理;E-mail:tyc3216@163.com

# Performance research on anti-noise FM jamming of pseudo-random code phase modulation and sine FM combined fuze

Tu Youchao<sup>1,2</sup>, Zhao Huichang<sup>1</sup>, Zhou Xingang<sup>1</sup>

(1. School of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology, NUST, Nanjing 210094, China; 2. College of Physics & Electronics Engineering, Xinyang Normal University, Xinyang, Henan 464000, China)

[ **Abstract** ] Development and application of pseudo-random code combined fuze can be guided in theory by researching its anti-jamming performance. The anti-noise FM jamming performance of pseudo-random code phase modulation and sine FM combined fuze is analyzed based on the criterion of signal to jamming ratioin (SJR) gain in this paper. First, the principle of the combined fuze was introduced, and its overall SJR gain is reduced in detail under the noise FM jamming, then, the factors affecting its anti-noise FM jamming performance were analyzed, such as the  $n^{\text{th}}$  order Bessel function of the first kind, Doppler frequency, pseudo-random code period, pulse width, and spot error. The results provide the important theoretic foundation for the improvement on anti-noise FM jamming performance of the combined fuze. At the same time, the studying method put forward in this paper may be used as the reference for analyzing anti-jamming performance of other type of fuzes.

[ **Key words** ] pseudo-random code; fuze; sine FM; SJR gain; anti-jamming

---

(上接 67 页)

## An evaluation method for link importance based on the characteristic of network communication

Jiang Yu, Hu Aiqun, He Ming

(Information Science and Engineering School, Southeast University, Nanjing 210096, China)

[ **Abstract** ] A method for finding the most vital edge based on the characteristic of network communication is proposed. The link importance is determined by its using frequency in all-pairs shortest paths and the most vital edge results in the highest frequency. Without the commonly used edge-deletion and edge-contraction methods, the proposed algorithm directly reflects the edge's contribution to the network communication and the relative importance of the two edges in the network can be evaluated. The algorithm analyses and the experimental results show that this algorithm overcomes the currently existent problems and provides a more reasonable principle for ranking edges which is consistent with our intuitive judgments.

[ **Key words** ] communication networks; link importance; shortest paths; serial links

$u_r(t)$ 由天线向外辐射,回波信号  $u_r(t)$ 和固态源输出信号  $u(t)$ 在混频器中进行混频,得到差频信号  $u_{i1}(t)$ ,经过视频放大后送入边带放大器,选出  $n$ 次边带信号,输入到二次混频器,与来自正弦波调制器并经过  $n$ 倍倍频的相应次谐波信号进行二次混频,输出差频信号  $u_{i2}(t)$ ,经恒虚警放大器处理后,与本地延迟的伪随机码  $S_{pn}(t - \tau_d)$ 共同作用于相关器,相关器输出信号经过多普勒放大器,即可得到关

于目标的距离信息和多普勒信息;再经过信号处理电路,产生启动信号,触发执行级。

### 3 复合引信抗噪声调频干扰性能理论分析

根据伪码调相与正弦调频复合引信的工作原理,在存在噪声调频干扰的情况下(为分析问题方便,暂不考虑其他干扰),复合引信接收机模型如图2所示。

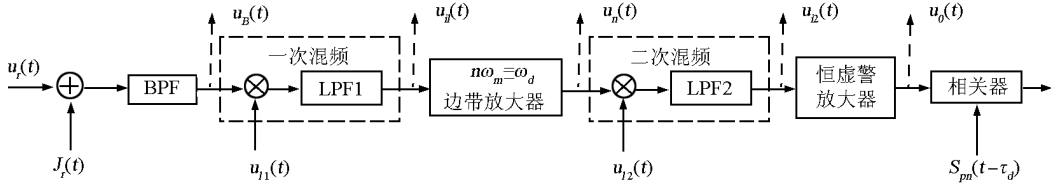


图2 伪码调相与正弦调频复合引信接收机模型

Fig. 2 Model of receiver of pseudo-random code phase modulation and sine FM combined fuze

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

$$u_r(t) = \alpha U_i S_{pn}(t - \tau) \cos[\omega_0(t - \tau) + m_f \sin \omega_m(t - \tau)] \quad (1)$$

其中,  $\alpha$ 为小于1的系数,它与反射体的反射能力、方位和反射体与弹的距离  $R$ 有关,一般来说反射体反射能力越强,  $R$ 越小,  $\alpha$ 就越大;  $\tau = 2R/c$ 为回波延迟时间;  $c$ 近似为光速;  $m_f = \Delta\omega_m/\omega_m$ 为调频指数。

输入信号功率为

$$P_{is} = \frac{1}{2} \alpha^2 U_i^2 \langle S_{pn}^2(t - \tau) \rangle = \frac{\alpha^2 U_i^2}{2pT} \int_0^{pT} \left[ \sum_{n=0}^{p-1} \text{rect}\left(\frac{t - nT - T/2 - \tau}{T}\right) P_n \right]^2 dt = \alpha^2 U_i^2 / 2 \quad (2)$$

噪声调制电压是均值为0,方差为  $\sigma^2$ 的高斯噪声  $n(t)$ ,不考虑噪声调频干扰信号到达引信接收机的时延,则进入接收机前端的噪声调频干扰信号可表示为

$$J_r(t) = U_j \cos[\omega_j t + k_f \int_0^t n(\tau) d\tau] \quad (3)$$

式(3)中  $U_j$ 为干扰信号电压幅度;  $\omega_j$ 为干扰信号载频,一般接近引信的工作频率;  $k_f$ 为调制指数。则输入的干扰信号平均功率为

$$P_{ij} = E[J_r^2(t)] = U_j^2 / 2 \quad (4)$$

所以,伪码调相与正弦调频复合引信接收机的输入信干比为

$$SJR_i = P_{is} / P_{ij} = \alpha^2 U_i^2 / U_j^2 \quad (5)$$

设带通滤波器是通带为  $[f_0 - 1/(2T), f_0 + 1/(2T)]$ 的理想矩形滤波器,为确保有用信号  $u_r(t)$ 顺利通过,要求  $1/(2T) \gg m_f \omega_m$ 。经过该 BPF,输出为

$$u_B(t) = u_r(t) + u'_j(t) \quad (6)$$

噪声调频干扰通过带宽为  $1/T$ 的 BPF后,具有窄带高斯性质<sup>[5]</sup>,  $u'_j(t)$ 可以表示成:  $u'_j(t) = u_{ej}(t) \cos \omega_j t - u_{sj}(t) \sin \omega_j t$ ,式中  $u_{ej}(t)$ ,  $u_{sj}(t)$ 通常称为  $u'_j(t)$ 的同相分量和正交分量,且与  $u'_j(t)$ 有相同的统计特性。  $u'_j(t)$ 的功率谱密度为

$$G_{u'_j}(f) = U_j^2 / 2 \sqrt{2\pi} f_c \cdot \exp[-(f_0 - f_j)^2 / 2f_c^2] \quad (7)$$

其中,  $f_c = k_f \sigma / 2\pi$ 。

$u_{ej}(t)$ 对应的自相关函数为

$$R_{u_{ej}}(\tau') = U_j^2 Sa(\pi \tau' / T) / 2 \sqrt{2\pi} f_c T \cdot \exp(-j2\pi f_0 \tau') \cdot \exp[-(f_0 - f_j)^2 / 2f_c^2] \quad (8)$$

第一次混频取调频载波信号为本振信号,即

$$u_{i1}(t) = u(t) = U_{i1} \cos(\omega_0 t + m_f \sin \omega_m t) \quad (9)$$

信号  $u_B(t)$ 经混频器混频,输出的差频信号为

$$u_{i1}(t) = \frac{1}{2} \alpha U_i U_{i1} S_{pn}(t - \tau) \cos \left[ \omega_0 \tau + 2m_f \sin \frac{\omega_m \tau}{2} \cos \omega_m \left( t - \frac{\tau}{2} \right) \right] + \frac{1}{2} U_{i1} [u_{ej}(t) \cos(m_f \sin \omega_m t) + u_{sj}(t) \sin(m_f \sin \omega_m t)] \quad (10)$$

下面将对式(10)用第一类贝塞尔函数展开,为分析问题方便,不妨令

$$u_{iu}(t) = \frac{1}{2}\alpha U_i U_{11} S_{pn}(t - \tau) \cos[\omega_0 \tau + 2m_f \sin \frac{\omega_m \tau}{2} \cos \omega_m(t - \frac{\tau}{2})] \quad (11)$$

$$u_{ij}(t) = \frac{1}{2}U_{11} [u_{cj}(t) \cos(m_f \sin \omega_m t) + u_{sj}(t) \sin(m_f \sin \omega_m t)] \quad (12)$$

$$u_{iu}(t) = \frac{1}{2}\alpha U_i U_{11} S_{pn}(t - \tau) \cos[\omega_0 \tau + 2m_f \sin \frac{\omega_m \tau}{2} \cos \omega_m(t - \frac{\tau}{2})] = \frac{1}{2}\alpha U_i U_{11} S_{pn}(t - \tau) \{ \cos \omega_0 \tau \cdot J_0(M) + 2\cos \omega_0 \tau \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(M) (-1)^n \cos[2n\omega_m(t - \frac{\tau}{2})] + 2\sin \omega_0 \tau \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(M) (-1)^n \cos[(2n-1)\omega_m(t - \frac{\tau}{2})] \}$$

事实上,因为  $\omega_0 \gg \omega_m$ ,故可忽略  $n\omega_m \tau$  及  $\frac{(2n-1)\omega_m \tau}{2}$  项,则

$$u_{iu}(t) = \frac{1}{2}\alpha U_i U_{11} S_{pn}(t - \tau) \{ J_0(M) \cdot \cos \omega_0 \tau + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(M) [\cos(\omega_0 \tau + 2n\omega_m t) + \cos(\omega_0 \tau - 2n\omega_m t)] + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(M) [\cos(\omega_0 \tau + (2n-1)\omega_m t) + \cos(\omega_0 \tau - (2n-1)\omega_m t)] \} \quad (13)$$

式(13)中,  $M = 2m_f \sin \omega_m \tau / 2$ 。

考虑弹目接近时的多普勒效应,设弹目接近速度为  $v_R$ ,则:  $\tau = 2R/c = 2(R_0 - v_R t)/c = \tau_0 - 2v_R t/c$

$$\omega_0 \tau = \omega_0 \tau_0 - 2v_R \omega_0 t/c = \omega_0 \tau_0 - \omega_d t \quad (14)$$

由式(13)和式(14)可得

$$u_{iu}(t) = \frac{1}{2}\alpha U_i U_{11} S_{pn}(t - \tau) \{ J_0(M) \cdot \cos(\omega_d t - \omega_0 \tau_0) - J_1(M) [\sin((\omega_m - \omega_d)t + \omega_0 \tau_0) - \sin((\omega_m + \omega_d)t - \omega_0 \tau_0)] - J_2(M) [\cos((2\omega_m - \omega_d)t + \omega_0 \tau_0) + \cos((2\omega_m + \omega_d)t - \omega_0 \tau_0)] + J_3(M) [\sin((3\omega_m - \omega_d)t + \omega_0 \tau_0) - \sin((3\omega_m + \omega_d)t - \omega_0 \tau_0)] + J_4(M) [\cos((4\omega_m - \omega_d)t + \omega_0 \tau_0) +$$

$$\cos((4\omega_m + \omega_d)t - \omega_0 \tau_0)] + \dots \} \quad (15)$$

对式(12)用第一类贝塞尔函数展开,则

$$u_{ij}(t) = \frac{1}{2}U_{11} [J_0(m_f) \cdot u_{cj}(t) + 2J_1(m_f) \cdot u_{sj}(t) \sin \omega_m t + 2J_2(m_f) \cdot u_{cj}(t) \cos 2\omega_m t + 2J_3(m_f) \cdot u_{sj}(t) \sin 3\omega_m t + 2J_4(m_f) \cdot u_{cj}(t) \cos 4\omega_m t + \dots] \quad (16)$$

$u_{11}(t)$ 通过通带为  $(n\omega_m - B/2, n\omega_m + B/2)$ 的边带放大器,为确保只将  $n$ 次边带取出,带宽  $B$ 应满足:  $2\omega_d < B < 2(\omega_m - \omega_d)$ 。当  $n$ 为偶数时,取出的  $n$ 次边带信号为

$$u_n(t) = \frac{1}{2}k\alpha U_i U_{11} S_{pn}(t - \tau) J_n(M) \{ \cos[(n\omega_m - \omega_d)t + \omega_0 \tau_0] + \cos[(n\omega_m + \omega_d)t - \omega_0 \tau_0] \} + kU_{11} J_n(m_f) u_{cj}(t) \cos n\omega_m t \quad (17)$$

式(17)中,  $k$ 为边带放大器的增益,  $\omega_0 \tau_0$ 是  $n$ 次谐波的初始相位,不携带任何有用信息,在后面的分析中,将被忽略。

设  $n$ 倍频器输出的信号为

$$u_{12}(t) = U_{12} \cos n\omega_m t \quad (18)$$

$u_n(t)$ 进入二次混频器进行混频处理,输出的差频信号为

$$u_{12}(t) = \frac{1}{2}kU_{11}U_{12} [\alpha U_i J_n(M) S_{pn}(t - \tau) \cos \omega_d t + J_n(m_f) u_{cj}(t)] \quad (19)$$

经恒虚警放大限幅处理,输出信号为

$$u_o(t) = S_{pn}(t - \tau) \cos \omega_d t + J_n(m_f) u_{cj}(t) / \alpha U_i J_n(M) \quad (20)$$

设本地延迟码为  $S_{pn}(t - \tau_d)$ ,其中  $\tau_d$ 决定复合引信最佳作用距离,经相关处理,输出  $R_{us}(\tau_d)$ ,则

$$R_{us}(\tau_d) = \frac{1}{pT} \int_0^{pT} u_o(t) S_{pn}(t - \tau_d) dt = \frac{1}{pT} \int_0^{pT} [S_{pn}(t - \tau) \cos \omega_d t + \frac{J_n(m_f)}{\alpha U_i J_n(M)} u_{cj}(t)] \cdot$$

$$S_{pn}(t - \tau_d) dt = R_{SS}(\tau_d - \tau) + R_{JS}(\tau_d)$$

$R_{SS}(\tau_d - \tau)$ 是相关器输出有用信号,  $R_{JS}(\tau_d)$ 是干扰。当  $\tau = \tau_d$ ,相关器输出有用信号最大值为

$$R_{SS}(\tau_d - \tau)_{\max} = \frac{1}{pT} \int_0^{pT} S_{pn}^2(t - \tau_d) \cos(\omega_d t) dt = \frac{1}{pT} \int_0^{pT} \left[ \sum_{n=0}^{p-1} \text{rect}\left(\frac{t - nT - \frac{T}{2} - \tau}{T}\right) P_i \right]^2 \cdot \cos(\omega_d t) dt = \text{sinc}(pT\omega_d) \quad (21)$$

此时相关器输出的最大峰值功率为

$$(P_{os})_{\max} = [R_{SS}(t - \tau_d)_{\max}]^2 = \text{sinc}^2(pT_m \omega_d) \quad (22)$$

相关器输出干扰的平均功率为

$$P_{oj} = \langle R_{JS}^2(\tau_d) \rangle = \frac{1}{(pT)^2} \int_0^{pTpT} \left[ \frac{J_n(m_f)}{\alpha U_i J_n(M)} \right]^2 \langle u_{cj}(t_1) u_{cj}(t_2) \rangle \cdot S_{pn}(t_1 - \tau_d) S_{pn}(t_2 - \tau_d) dt_1 dt_2 = \left[ \frac{J_n(m_f)}{\alpha U_i J_n(M)} pT \right]^2 \int_0^{pTpT} \int_0^{pTpT} R_{cj}(t_1 - t_2) \cdot S_{pn}(t_1 - \tau_d) \cdot S_{pn}(t_2 - \tau_d) dt_1 dt_2$$

当  $t_1 = t_2$  时,  $P_{oj}$  取最大值, 故

$$(P_{oj})_{\max} = R_{cj}(0) \cdot \left[ \frac{J_n(m_f)}{\alpha U_i J_n(M)} pT \right]^2 \int_0^{pTpT} \int_0^{pTpT} S_{pn}(t_1 - \tau_d) S_{pn}(t_1 - \tau_d) dt_1 dt_1 = \left[ \frac{J_n(m_f)}{\alpha U_i J_n(M)} \right]^2 \cdot \frac{U_j^2}{2 \sqrt{2} \pi f_c T} \exp[-(f_0 - f_j)^2 / 2f_c^2] \quad (23)$$

由此可得互相关器输出的最大峰值信干比

$$SJR_o = [\alpha U_i J_n(M) / J_n(m_f)]^2 \cdot (2 \sqrt{2} \pi f_c T / U_j^2) \cdot \text{sinc}^2(pT\omega_d) \cdot \exp[(f_0 - f_j)^2 / 2f_c^2] \quad (24)$$

接收机总的信干比增益为

$$G = SJR_o / SJR_i = 2 \sqrt{2} \pi f_c T [J_n(M) / J_n(m_f)]^2 \cdot \text{sinc}^2(pT\omega_d) \cdot \exp[(f_0 - f_j)^2 / 2f_c^2] \quad (25)$$

## 4 分析讨论

### 4.1 $n$ 阶贝塞尔函数对总的信干比增益 $G$ 的影响

对于  $n$  阶贝塞尔函数  $J_n(M)$  而言, 其宗数  $M = 2m_f \sin(\omega_m \tau / 2)$ , 为了消除非单值性, 选择调制频率  $\omega_m$  时, 应满足<sup>[6]</sup>:  $\tau < < 2\pi / \omega_m$ , 则,  $M \approx 2m_f \omega_m \tau / 2 = 2R\omega_m m_f / c$ 。令  $J = J_n(M) / J_n(m_f)$ , 一般来说, 引信的最佳起爆距离  $R$  通常事先给定, 因此,  $n$  阶贝塞尔函数对总的信干比增益  $G$  的影响, 就表现为  $J$  对  $G$  的影响, 具体来说, 是通过  $n, m_f, \omega_m$  对  $G$  产生影响。

从减小噪声角度出发, 边带放大器应选择次数较高的谐波, 谐波次数常选为 3 次以上<sup>[7]</sup>, 即  $n \geq 3$ 。图 3 是  $n = 4, 10, 18, 28$  时 (边带放大器选取的为偶次谐波),  $J$  与  $m_f$  的关系曲线。

由图 3 可以看出, 当  $n$  取定后, 随着  $m_f$  的增大,  $J$  不断增大, 当  $m_f$  达到某一值时,  $J$  达到最大值 (如, 取  $n = 4$ , 当  $m_f = 63$  时,  $J$  达到最大值, 大约为 62 dB), 若  $m_f$  继续增大, 则  $J$  反而变小。随着  $n$  的增大,  $J$  随  $m_f$  变化的曲线右移, 说明要使  $J$  保持某

一值不变, 必须增加  $m_f$ 。因此, 在设计该引信的时候, 要充分考虑参数  $n, m_f$  与  $J$  的关系, 选择出合理的  $n, m_f$ , 尽量地去提高  $J$ , 以增强该复合引信抗噪声调频干扰的能力。

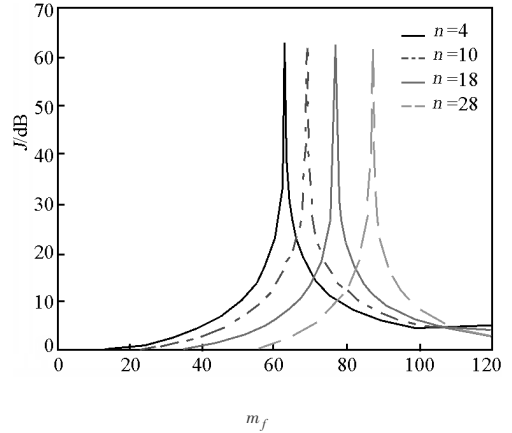


图 3  $J$  随  $m_f$  的变化曲线

Fig. 3 Cue of  $J$  varying with  $m_f$

$\omega_m$  的取值通常为几百千赫兹, 它的取值变化对  $J$  的影响不大, 这里不再详细讨论。

### 4.2 多普勒频率对总的信干比增益 $G$ 的影响

根据式 (25), 在瞄准式噪声调频干扰下 ( $f_0 = f_j$ ), 伪码调相与正弦调频复合引信总的信干比增益随多普勒频率变化规律曲线如图 4, 图 5 所示。由此可以得出:

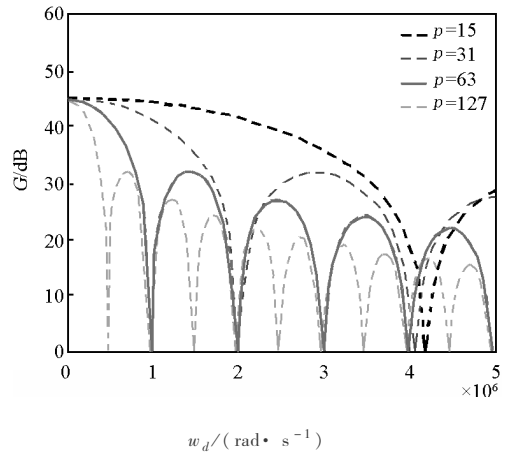


图 4  $T = 50$  ns 时  $G$  与  $\omega_d$  的关系曲线

Fig. 4 Relation curve of  $G$  and  $\omega_d$  when  $T = 50$  ns

1) 随着伪码周期  $p$  的增大或码元宽度  $T$  的变大, 曲线下落加速, 表明接收机总信干比增益受多普勒频率影响变大, 也就是说, 伪码序列周期越长、码元越宽, 该复合引信抗噪声调频干扰性能受多普勒频率影响越大。

2) 在  $p$  一定的情况下, 在多普勒频率影响下该

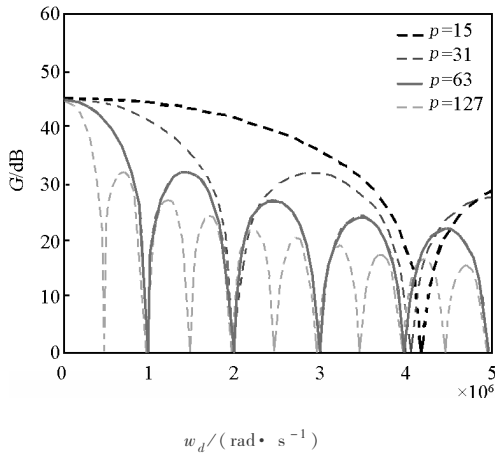


图5  $T = 100 \text{ ns}$  时  $G$  与  $\omega_d$  的关系曲线

Fig. 5 Relation curve of  $G$  and  $\omega_d$  when  $T = 100 \text{ ns}$

复合引信接收机的总信干比增益  $G$  随  $\omega_d$  的增大总体呈下降趋势,在  $\omega_d = n \pi/pT, n = 1, 2, \dots$  的频率点出现零点;也就是说在这些频率点,复合引信定距出现盲点。这与噪声调频干扰无关,是伪码体制引信本身的缺陷。可以通过该复合引信工作参数:伪码序列周期  $p$ , 伪码的码元宽度  $T$  的选择加以克服。

3) 伪码调相与正弦调频复合引信同样存在多普勒频率敏感问题,多普勒频率的存在会导致定距模糊,影响接收机相关结果判断,易引起引信误动作。

### 4.3 影响总的信干比增益 $G$ 的其他因素

1) 瞄准误差  $f_0 - f_j$ 。根据式(25),瞄准误差  $f_0 - f_j$  越大,信干比增益越大;在瞄准的情况下,即  $f_0 - f_j \rightarrow 0$  时,信干比增益达到最小值:  $2 \sqrt{2} \pi f_c T [J_n(M)/J_n(m_f)]^2 \text{sinc}^2(pT\omega_d)$ 。

2)  $k_f, \sigma$ 。由于  $f_c = k_f \sigma / (2\pi)$ , 从表面上看,  $k_f, \sigma$  越大,信干比增益越高。事实上,由于噪声调频干扰信号的等效频谱带宽为:  $\Delta f_j = \sqrt{2} \pi f_c \approx 2.51 f_c$ , 因此,  $k_f, \sigma$  越大,干扰带宽越宽。干扰带宽变宽,必然减低了干扰的谱密度,导致干扰功率降低,最终使信干比增益变大。

## 5 结语

1) 复合引信的边带放大器提取的是  $n$  次边带信号,其频率为  $n\omega_m \pm \omega_d$ , 然后进行中频放大处理,

这样就避免了  $n$  次边带以外的干扰和大量的低频振动噪声的影响,可以有效地提高输出信噪比,增强复合引信抗干扰的能力。

2) 采用相关检测技术,可以使复合引信获得最大的输出信噪比,提高了其抗噪声调频干扰性能;采用二次混频技术,使接收机在相关检测、多普勒滤波和信号处理阶段可以完全按照简单的伪码调相引信的工作方式去工作,增加了该系统的工程可实现性。

3) 影响该复合引信抗噪声调频干扰性能的主要因素有:伪码序列周期及其码元宽度、多普勒频率、干扰信号带宽、干扰信号瞄准误差、 $n$  阶贝塞尔函数的阶数  $n$  和宗数  $m_f$ 。在复合引信设计时,通过合理的参数选择,可以有效地提高复合引信的综合性能,尤其是抗干扰性能。

4) 随着伪码周期  $p$  的增大或码元宽度  $T$  的变大,复合引信抗噪声调频干扰性能受多普勒频率影响变大。

5) 在对复合引信进行瞄准阻塞式噪声调频干扰时,瞄准误差越大,复合引信的抗干扰性能越强。因此,要有效地干扰该复合引信,必须使瞄准误差尽量小,且使干扰信号的频谱带宽接近复合引信的频谱带宽。

6) 增大噪声调制指数  $k_f$  和噪声均方差  $\sigma$ , 可以提高接收机总信干比增益,增强复合引信抗噪声调频干扰的能力。

## 参考文献

- [1] John G R, David E P, John A. Proximity fuze [P]. U. S. : 6834591, 2004. 12
- [2] 胡泽宾,赵惠昌,孙 巍. 伪码调相与正弦调频复合调制引信[J]. 电子与信息学报,2005,27(8): 1237 - 1239
- [3] 熊 刚,赵惠昌,杨小牛. 伪随机码调相与正弦调频复合调制脉冲串引信[J]. 现代雷达,2007,29(2): 12 - 16
- [4] 刘己斌,王李军,赵惠昌. 伪码体制引信的抗噪声调频干扰性能分析[J]. 电子与信息学报,2004,26(12): 1925 - 1932
- [5] 韩培尧. 雷达抗干扰技术[M]. 北京:国防工业出版社,1980
- [6] 张玉铮. 近炸引信设计原理[M]. 北京:北京理工大学出版社,1996
- [7] 崔占忠,宋世和. 近感引信原理[M]. 北京:北京理工大学出版社,1998