

文章编号 :1001 - 2486(2005)03 - 0062 - 05

大炸高频率捷变无线电引信的研究*

杨建伟,王跃科,杨俊

(国防科技大学 机电工程与自动化学院,湖南长沙 410073)

摘要 :分析了现代战争对无线电引信炸高提出的新要求,提出了一种采用频率捷变体制的大炸高无线电引信的设计方案,采用了软件无线电的设计思想,使引信具有软件可编程能力,提高了引信对战场环境的适应能力和抗干扰能力。在多工作频段捷变的基础上提出一种多脉冲联合比相测距算法,利用回波相位差实现了引信炸高的测量。最后的算法仿真结果验证了这种基于频率捷变的大炸高无线电引信体制的可行性。

关键词 :大炸高;频率捷变;软件无线电;双频比相

中图分类号 :TJ43+4.1 文献标识码 :A

The Research of High Range Frequency Agile Radio Fuze

YANG Jian-wei, WANG Yue-ke, YANG Jun

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract :The new requirement of modern war on the range of radio fuze is analyzed. A new high range frequency agile radio fuze scheme is proposed, and the ideals of software radio is also adopted in design, which make fuze possess the ability of software programmable and enhance the ability of anti-jamming. An algorithm of range based on multi-frequency pulse comparing phase is proposed based on multi work-frequency agile, which gains information of range using phase differences between echoes. The simulations verify the feasibility of this kind of high range frequency agile fuze.

Key words :high range; frequency agile; software radio; dual-frequency phase comparing

引信是利用目标信息使各种弹药适时起爆的控制装置,是决定弹药毁伤效果的关键部件之一。无线电引信是利用无线电波来探测目标,并在目标信息的控制下适时起爆战斗部的引信。无线电近炸引信的炸高范围在几米到几十米。随着科学技术的飞速发展以及现代战争的需要,出现了大量新技术武器,如美军在海湾战争中使用的碳纤维弹,其炸高设定范围在 200m 左右;子母弹开仓引信为适合不同的作战环境以及不同型号的子母弹的要求,炸高范围一般从几百米到几千米。海湾战争和科索沃战争已经展示了巡航导弹在现代战争中的重要地位,巡航导弹的陆地巡航高度一般从几十米到两百米左右,这种高度是大多数雷达的探测盲区,现在各国都在研究对付巡航导弹类低空突防武器的区域封锁武器,其炸高范围从几十米延伸到几百米^[1]。目前的无线电近炸引信的炸高无法满足这些武器的新需求,因此,研究大作用距离的无线电测高引信具有非常重要的军事意义。国内大炸高无线电引信处于理论研究阶段,还没有在实际中应用。

在电子对抗空前激烈的现代战争中,武器系统的抗干扰能力成为衡量武器性能的重要指标。目前,在引信领域广泛地采用了频率捷变、随机噪声调制以及软件可编程体制,以增强引信的抗干扰能力^[2]。频率捷变是一种抗干扰能力很强的技术,在雷达、通信等领域已得到广泛的应用。国外采用频率捷变技术的引信在常规兵器上已有应用,如南非的迫弹引信 N9327A1,火箭弹引信 M9159A1,英国 DTS 技术有限公司为前苏联提供的火箭弹引信 BM-21 等,都采用了频率捷变引信体制,工作于超高频(UHF)频段,采用特殊的多普勒定距技术,另外在美国专利(USP)中也曾报道过频率捷变引信。国内频率捷变引信

* 收稿日期:2004-12-01
基金项目:国防科技大学创新研究项目(CX03-03-004)
作者简介:杨建伟(1976-),男,博士生。

研究处于理论研究和样机研制过程中^[3,4],至今尚未见具体的应用报道。

1 频率捷变引信的方案设计

频率捷变引信采用工作频点跳变技术,通过不断改变引信的工作频段,以提高引信的抗干扰能力。引信在设计中采用了软件无线电思想,对引信回波信号在中频进行数字化,利用微处理器的信号处理能力实现引信距离的精确测量,这种具有软件可编程能力的结构设计,可以提高引信的抗干扰性能以及对战场环境的适应能力。

频率捷变引信的发射信号形式为:

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{2}\text{Re}\left\{\sqrt{E_i}e^{j\omega_i t} \sum_{i=1}^M e^{j\omega_{c_i} t}\right\}, & 0 < t < T \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

式中,Re为取复数实部的运算, $\sqrt{E_i}$ 为信号的发射幅度, ω_{r_i} 为引信的射频工作中心频率, ω_{c_i} 为引信的中频频点,公式中表示引信有M个中频分量,T为信号脉冲的持续时间。

频率捷变引信的工作原理为,工作的中心假定捷变引信存在N个捷变工作点,任意时刻的射频工作频率 ω_{r_i} 由引信信号处理与控制单元按照任意随机的规律从集合

$$A_{\omega_r} = \{\omega_{r_1}, \omega_{r_2}, \dots, \omega_{r_i}, \dots, \omega_{r_N}\}$$

中随机选取,射频工作频率之间的频率差选取主要由满足回波之间的去相关特性决定,与当前的地物环境有关^[5],捷变频率点的个数由射频的工作带宽和引信的抗干扰能力决定。在引信的每个工作频点上,发射M个中频信号,通过对这M个中频信号的相位比对实现距离的精确测量,关于中频频点的选择方法在下面讨论。大炸高频率捷变无线电引信的系统框图如图1所示。

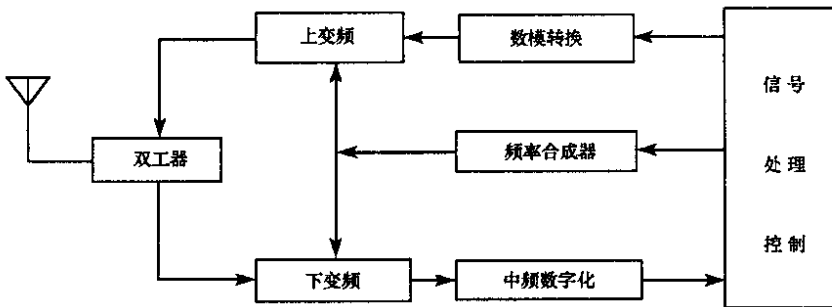


图1 大炸高频率捷变无线电引信系统框图

Fig.1 Block diagram of high range frequency agile radio fuze

捷变引信通过数模转换器将包含M个中频频点的脉冲信号发射出去,然后控制选择频率合成器的输出,在设定的射频工作频点将测距脉冲信号发送出去,频率合成器采用直接数字频率合成以及锁相环技术实现射频频率输出的可编程。下面主要探讨大炸高引信的回波模型以及采用的距离探测算法,文中讨论的引信探测信号以及回波接收信号如不作说明均为数字化后的中频信号,首先分析引信回波模型。

2 引信回波信号模型分析

大炸高无线电引信的探测目标是地面,地球表面是由大量独立的散射单元组成的,这些散射单元的取向随时间随机变化,它们之间的相对位置也是不断变化的。虽然这些变化很小,但相对于雷达波长及相对相位来讲,则是很大的。这样,在引信接收机处由各散射元产生的回波相位在 $0 \sim 2\pi$ 内均匀随机分布,因而总的回波就像噪声那样产生起伏。从理论上讲,由大量独立散射元合成的回波起伏一般可以用瑞利分布、莱斯分布以及对数正态分布三种模型来表示。为了简化,本文讨论的引信回波起伏采用瑞利模型,这在地面散射单元均匀分布的情况下是合理的^[6]。

假定发射信号为

$$s_e(t) = \sqrt{2E_t} \cos \omega_c t = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{E_t} e^{j\omega_c t} \right\} \quad (2)$$

式中 E_t 为信号发射功率,由于地面存在多个散射单元,则接收到的回波信号为

$$s_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{E_t} \sum_{i=1}^K g_i e^{[j\omega_c(t-\tau) + \theta_i]} \right\} \quad (3)$$

其中,衰减因子 g_i 是多方面的因素的总和,包括发射天线的增益、双程路径损失、第 i 个散射单元的雷达截面积以及接收天线的有效孔径、相位角 θ_i 是一个随机相位,它是在反射过程中形成的,常数 τ 是电磁波的来回延迟时间。如果电磁波的传播速度是 c ,则

$$\tau = \frac{2R}{c}$$

现在需要确定式(3)的特征。一般情况下可以假设 θ_i 是统计独立的, g_i 具有相等的模量,并且 K 足够大,因此可以采用中心极限定理得出

$$s_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{E_t} \bar{b} e^{[j\omega_c(t-\tau)]} \right\} \quad (4)$$

式中 \bar{b} 是复高斯随机变量,包络 $|\bar{b}|$ 是瑞利随机变量,其矩为

$$E\{|\bar{b}|\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_b$$

$$E\{|\bar{b}|^2\} = 2\sigma_b^2$$

σ_b^2 的值包括天线增益、路径损失和雷达目标的横截面积等因素。接收功率的期望值为 $2E_t\sigma_b^2$, \bar{b} 的相位均匀分布。通常情况下可以假设反射过程是频率独立的,在这种情况下发射信号

$$s_e(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{E_t} \tilde{f}(t) e^{j\omega_c t} \right\} \quad (5)$$

式中 $\tilde{f}(t)$ 是发射信号的复包络,则接收信号

$$s_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{E_t} \bar{b} e^{[j\omega_c(t-\tau)]} \tilde{f}(t-\tau) \right\} \quad (6)$$

一般情况下,引信探测单元相对地面存在速度,下面考虑引信与地面之间径向速度 v 的回波情况, t 时刻引信与地面的距离为:

$$R(t) = R_0 - vt \quad (7)$$

式中, R_0 是 t 时刻引信距离地面的高度,从地面反射回的信号是

$$s_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{E_t} \bar{b} \tilde{f}(t - \tau(t)) e^{[j\omega_c(t - \tau(t))]} \right\} \quad (8)$$

式中, $\tau(t)$ 是往返延迟时间。注意在 t 时刻接收到的信号是在 $t - (\tau(t)/2)$ 时刻从地面反射的。该时刻引信与地面的距离是:

$$R\left(t - \frac{\tau(t)}{2}\right) = R_0 - v\left(t - \frac{\tau(t)}{2}\right) \quad (9)$$

定义

$$\tau(t) = \frac{2R\left(t - \frac{\tau(t)}{2}\right)}{c}$$

将式(9)带入式(7),解得:

$$\tau(t) = \frac{2R_0/c}{1+v/c} - \frac{(2v/c)}{1+v/c} t \quad (10)$$

由于

$$\frac{v}{c} \ll 1$$

因此

$$\tau(t) \approx \frac{2R_0}{c} - \frac{2v}{c} t = \tau - \frac{2v}{c} t \quad (11)$$

将式(11)带入式(8)可以得到

$$s_r(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sqrt{E_t} \bar{b} \tilde{f}\left(t - \tau + \frac{2v}{c} t\right) \cdot e^{[j\omega_c\left(t + \frac{2v}{c} t\right)]} \right\} \quad (12)$$

由式(12)可见,引信相对于地面的运动对于回波的影响主要有两种:

- (1) 复包络时间尺度的扩展和压缩;
- (2) 载频的偏移。

在测高引信应用条件下可以忽略第一个因素所产生的影响^[7]。频率的偏移就是多普勒频移,有

$$\omega_d = \omega_c \left(\frac{2v}{c} \right) \quad (13)$$

将式(13)带入式(12),忽略复包络的时间尺度扩展和压缩,得到

$$s_r(t) = \sqrt{2} \text{Re} \left[\sqrt{E_r} \tilde{b} \tilde{f}(t - \tau) e^{(j\omega_c t + j\omega_d t)} \right] \quad (14)$$

从式(11)和式(14)可以知道,回波复包络的时间延迟中含有距离信息,对于脉冲信号来说表现为回波相位的变化,因此可以通过对回波信号的相位变化获得目标的距离信息。在式(14)中,回波信号中瑞利起伏 \tilde{b} 中含有由于目标反射特性以及天线方向角等因素引起的随机相位,其分布为均匀分布,因此采用直接通过求解目标回波脉冲信号与发射信号之间的相位差是无法获取回波相位中的距离信息的。

3 多频联合比相测距

为了消除引信回波中由地面散射单元引起的回波起伏带来的随机相位,可以在每个射频工作频点,发射调制了多个中频载波的信号,通过多个载波频率之间的相位比对来消除由目标反射特性引起的随机相位,获得相位中的距离信息^[8]。下面讨论这种算法的具体实现,首先假定发射信号中只含有两个频率信号,发射信号为:

$$s_e(t) = \sqrt{2} \text{Re} \left[\sqrt{E_e} \tilde{f}(t) (e^{j\omega_{c1} t} + e^{j\omega_{c2} t}) \right] \quad (15)$$

则由式(14)可以得到回波信号为:

$$s_r(t) = \sqrt{2} \text{Re} \left\{ \sqrt{E_r} \tilde{b}_1 \tilde{f}_1(t - \tau_1) e^{(j\omega_{c1} t + j\omega_{d1} t)} + \sqrt{E_r} \tilde{b}_2 \tilde{f}_2(t - \tau_2) e^{(j\omega_{c2} t + j\omega_{d2} t)} \right\} \quad (16)$$

由于发射信号的两个载波之间的频率差相对于射频工作频率非常小,在这种情况下可以作如下假设

$$\arg[\tilde{b}_1] = \arg[\tilde{b}_2] \quad (17)$$

式中, $\arg[\cdot]$ 是取相角运算,因此可以得到

$$\arg[\tilde{f}_1] - \arg[\tilde{f}_2] = \omega_{c1} \frac{2R_0}{c} - \omega_{c2} \frac{2R_0}{c} = \Delta\omega \frac{2R_0}{c} \quad (18)$$

从式(18)可以看到,通过对两个频率引起的相位差的测量得到待测的距离信息。这种测距算法的测距不模糊距离为

$$R_{usm} = \frac{\pi c}{\Delta\omega} \quad (19)$$

而测距最小误差为:

$$\sigma_R = \frac{c}{2\Delta\omega \sqrt{2E/N_0}} \quad (20)$$

式中, E 为接收信号能量, N_0 是噪声密度。式(20)的具体推导见文献[9]。从式(19)和式(20)可以知道,基于双频比相测距在测量距离与测量精度之间存在矛盾。

在无线电测高引信中频频点的选择上需要考虑解决这一矛盾,根据引信开始探测时刻的最大高度选择最小频差,根据测高精度的要求确定两个频点的最大频差,采用多频点脉冲联合比相实现引信炸高的测量。

文中采用了FFT变换求取信号相位的方法对比相测距算法进行了仿真,仿真条件为:测距高度为150m,脉冲发送时间为0.8 μ s,中频选择三个频点 $f_{c1} = 1\text{MHz}$, $f_{c2} = 2\text{MHz}$, $f_{c3} = 10\text{MHz}$,采样频率 $f_s = 80\text{MHz}$,信噪比 $\text{SNR} = 0\text{dB}$,射频工作频率为10GHz,引信与地面相对运动引起的多普勒最大频偏 $f_d = 40\text{kHz}$ 。图2为多次测量的比相测距精度仿真曲线。

从仿真曲线可以看出,多频脉冲比相测距误差在150m的测距要求下,测距最大误差小于5%,满足一般测高引信小于10%的炸高误差分布要求。

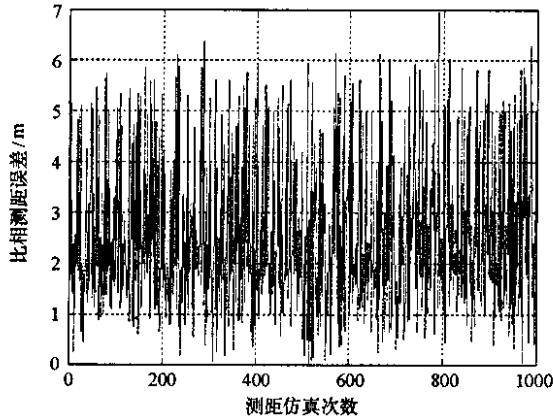


图2 多频脉冲比相测距仿真

Fig.2 Simulation of multi-frequency pulse phase comparing

4 结 论

引信的结构以及尺寸方面的限制决定探测信号的发送时间以及回波信号的接收时间受限,影响了采用FFT算法进行回波相位比对测距的精度,但是由于引信在系统设计中采用了软件无线电的思想,使其具有软件可编程性,它的算法改进和硬件平台分开,使得这种引信在结构上较全,硬件实现引信具有非常明显的优势。

大炸高频率捷变无线电引信在设计中采用了频率捷变以及软件无线电的设计思想,提高了引信的抗干扰性能以及对战场环境的适应能力,同时,多个频点的联合测量保证了引信要求的测距精度。大炸高频率捷变无线电引信可以应用在各种对炸高要求较高的武器上,具有广阔的应用前景。

参 考 文 献 :

- [1] 王小谟,张光义.雷达与探测[M].北京:国防工业出版社,2000.
- [2] 施坤林,黄峥,等.国外引信技术发展趋势分析与加速发展我国引信技术的必要性[A].第十三届引信学术年会,2003.
- [3] 任光亮,吕显哉.频率捷变引信的研究[J].现代引信,1996,3(1):1-4.
- [4] 张宁,任光亮,张辉.频率伪随机捷变引信的研究[J].探测与控制学报,2003,25(2):12-15.
- [5] 茅于海.频率捷变雷达[M].北京:国防工业出版社,1985:1-30.
- [6] 王国玉,吕晓雯,廖湘平.电子战条件下雷达接收信号模型[J].国防科技大学学报,1997,19(1):49-51.
- [7] 范特里斯 H.L. 检测、估计和调制理论卷III[M].毛士艺,等译.北京:国防工业出版社,1981:406-632.
- [8] 许邦建,皇甫堪.噪声条件下相位测距中的解模糊问题[J].国防科技大学学报,2001,23(3):73-76.
- [9] 斯科尔尼克 M.I. 雷达系统导论[M].林茂庸,等译.北京:国防工业出版社,1992:302-361.

