

弹体旋转角速度的测量

康锡章 封 强

(电子技术系)

摘 要 本文研究了弹体旋转角速度测量的机理,采用极化栅网,使弹体的反射信号包含有弹体的旋转角速度信息,并且通过实验予以证明。文中提出了一种旋转角速度测量系统。本文对测量弹体旋转角速度是有一定帮助的。

关键词 速度测量, 旋转角速度, 多卜勒频率

分类号 TN953.1

当弹体从弹膛中射出时,由于炮内的膛线作用,使弹体除了有径向速度外,还有自旋的角速度,而这自旋的角速度影响弹体飞行的稳定性,和弹体的命中准确性。为此,我们应测量出弹体旋转的角速度。

1 弹体旋转角速度测量的机理

1.1 测量弹体旋转角速度的可能方法

弹体飞行的径向速度,可以用多卜勒效应测量多卜勒频率来测定。弹体旋转的角速度是否也可以利用多卜勒效应来测量?一般炮弹的直径比较小,电波照射到弹的底部时,其上各点旋转的线速度与电波传播方向基本垂直,因此自旋形成的径向方向的速度分量很小,多卜勒频率也比较小。又由于弹体底部是圆盘形状,相对弹的轴线几何对称,当弹旋转时,其上对应各对称点的径向速度分量大小相等。方向相反,所以多卜勒频率有正有负,这样形成的回波信号频谱被展宽,形成一个频带。展宽的宽度与弹的直径、探测频率、弹与探测系统的距离以及弹的自旋角速度有关。从理论上讲,是可以测量出弹的旋转角速度。但是,由于多卜勒频率分量太小,并且需要知道弹与探测系统间的距离,所以测量起来困难很大。

利用弹体的回波信号幅度来测量弹体的旋转角速度也是不可能的。因为弹的底部为圆盘形,轴对称,弹的旋转不影响雷达目标截面积,所以回波信号幅度不包含弹体的旋转角速度信息。

利用测量所得到的弹的径向速度来确定弹的自旋角速度是可以的。我们知道炮的膛线在每单位长度上的圈数 n 。又知炮口弹的初速度 V_r ,就可以求出弹的旋转角速度 Ω ,

$$\Omega = nV, \quad (1)$$

在具有测量初速的探测系统，这种方法比较简单，但是，只能测量出炮口弹的旋转角速度，并且测量精度底。

本文介绍的是另外一种方法。由于弹是我们自行制造的，可以想办法破坏弹的底部的电气对称性。这里的一种方法是在弹的尾部加一栅网，栅网的形状如图1和图2所示。这里栅网分为两种形式：金属导线栅和金属板条栅。

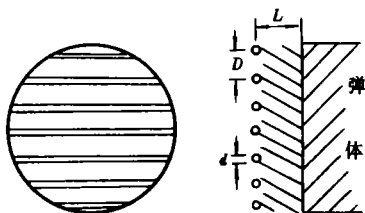


图1 金属导线栅

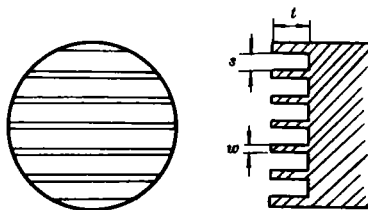


图2 金属板条栅

1.2 栅网对照射电波的反射特性(测量弹旋转角速度的机理)

这里以金属导线栅为例来说明测量弹的旋转角速度的机理。

当弹在 t 时刻旋转了角度 α , 如图3所示。这时,

$$\alpha = \Omega t \quad (2)$$

式中 Ω —弹体旋转角速度。

假设，照射电波(发射电波)为水平极化波，在栅网处电场强度为 E_i ，则可以沿栅条把 E_i 分解成正交两个分量 $E_{i\parallel}$ 和 $E_{i\perp}$ ，即

$$E_{i\parallel} = E_i \cos \alpha \quad (3)$$

$$E_{i\perp} = E_i \sin \alpha \quad (4)$$

水平(沿栅条方向)电场分量 $E_{i\parallel}$ 。

由于栅条间距 $D \ll \lambda$ ，所以对于 $E_{i\parallel}$ 来说，栅条相当于截止波导，因而 $E_{i\parallel}$ 传输不进栅条里面，而被反射回来，形成反射波 $E_{r\parallel}$ 。

对于 $E_{i\perp}$ 、反射功率系数⁽¹⁾为

$$\Gamma_{\perp}^2 = \frac{1}{[1 + (2D/\lambda)^2 (\ln(D/\pi d))^2]} \quad (5)$$

式中， D —栅条间距； d —导线直径。

反射电场的相位⁽²⁾为

$$\phi_{\perp} = 2 \arctan \left[\operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} L + \frac{\lambda}{D} \cdot \frac{1}{\ln(D/\pi d)} \right] \quad (6)$$

垂直电场分量 $E_{i\perp}$ ：

该分量可以认为无反射地穿过栅条向前传输，遇到反射面(弹的底部)后反射，通

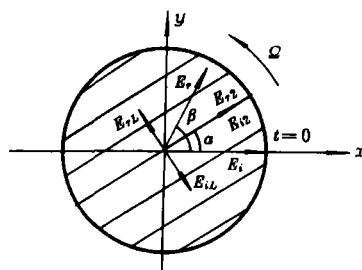


图3 电场矢量分解

过栅条形成反射波 $E_{r\perp}$ 。

由于电场垂直栅条，其功率反射系数^[3]为

$$\Gamma_{\perp}^2 = \frac{1}{\left[1 + (\lambda/2D)^2 \left(\frac{1}{\ln(D/\pi d)}\right)^2\right]} \quad (7)$$

功率透过系数 T_{\perp} 为

$$T_{\perp}^2 = 1 - \Gamma_{\perp}^2 = \frac{1}{\left[1 + 2D/\lambda)^2 (\ln D/\pi d)^2\right]} \quad (8)$$

由式(5)和式(7)可见， $T_{\perp}^2 = \Gamma_{\perp}^2$ ，即对于栅网来说，水平电场分量的功率反射系数等于垂直电场分量的功率透过系数。同样可以证明： $T_{\parallel}^2 = \Gamma_{\parallel}^2$ ，即存在对偶关系。

垂直电场分量反射系数的相位 ϕ_{\perp} ：

$$\phi_{\perp} = 2 \arctan \left[\operatorname{ctg} \frac{2\pi}{\lambda} L \right] \quad (9)$$

式中， L —栅条与弹的底部的距离。

这样，电场 $E_{r\parallel}$ 和 $E_{r\perp}$ 间的相位差： $\Delta\phi = \phi_{\parallel} - \phi_{\perp}$ (10)

当 $\Delta\phi = n\pi$ 时，反射的正交电场分量 $E_{r\parallel}$ 和 $E_{r\perp}$ 合成为线极化波。如果 $\Delta\phi = \pi$ ，从图 3 所示的电场关系可以看到，反射电场 E_r 相对入射电场 E_i 扭转了 β 角，而 $\beta = 2\alpha$ (11)

如果近似认为， $\Gamma = 1$ 、 $\Gamma_{\perp} = 1$ ，则栅网对入射电波全反射，不产生功率损失 [$|E_r| = |E_i|$]，这时反射波为线极化波，而线极化波的极化方向取决于栅条的方向，即弹的旋转角度 α 。

若发射信号 E_i 为水平极化波， $E_i = E \cos \omega t$ ，则反射电场水平和垂直（关于 X 轴）分量分别为：

$$E_{r\parallel} = E_r \cos 2\alpha \cos \omega t = E_r \cos 2\Omega t \cos \omega t, E_{r\perp} = E_r \sin 2\Omega t \cos \omega t \quad (12)$$

所以从回波信号中可以提取出弹体旋转角速度信息。

2 栅网的设计

2.1 金属导线栅

金属导线栅如图 1 所示，其主要参数：导线的直径 d ；导线的间距 D ；导线栅与弹的底部的距离 L 。

设计栅网时，已知电波的波长，一般给定栅网的功率反射系数或功率透过系数， $\Gamma = (\Gamma_{\perp})$ 或 $T_{\parallel} = (\Gamma_{\perp})$ ，提出反射波的极化形式的要求。

在测量弹体转速时为了实现容易，我们都要求反射波的极化形式为线极化波，这时式(10)中的 $\Delta\phi = \pi$ 。由式(6)和式(9)可见：

$$\Delta\phi = 2 \arctan \left\{ \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) L + (\lambda/D) \left[1/\ln(D/\pi d) \right] \right\} - 2 \arctan \left[\operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) L \right] = \pi \quad (13)$$

经推导可以得出：当 $D = \pi d$ 时

$$L = n(\lambda/2) + (\lambda/4)$$

如果取 $n=0$ ，则 $L = \lambda/4$ (14)

由式(13)还可以推导出： $\sin(4\pi L/\lambda) = (-2D/\lambda) \ln(D/\pi d)$

当 $D > d\pi$, 可以得: $[(n/2)\lambda + (\lambda/4)] < L < [(n/2)\lambda + (\lambda/2)]$

如果取 $n=0$, 得: $(\lambda/4) < L < (\lambda/2)$ (15)

考虑到式(15)的条件, 由式(13)可以得出

$$(L/\lambda) = 0.25 - (1/4\pi)\sin^{-1}[-2D/\lambda \ln(D/\pi d)] \quad (16)$$

当计算出 D 、 d , 并已知 λ , 就可以求出栅网的深度 L . 图 4 和图 5 画出了以 D/d 和 D/λ 为参变量的 $(L/\lambda) \sim (D/\lambda)$ 和 $(L/\lambda) \sim (d/\lambda)$ 关系曲线。

设计的过程简述如下:

根据要求的 Γ 值, 在 $(d/2) \ll D \ll \lambda$ 条件下, 由式(5)可以计算出 $D/d \sim D/\lambda$ 关系, 表 1 列出了几组这种关系的数据。图 6 给出了功率透过系数 $T(T^2 = 1 - \Gamma^2)$ 与 (D/λ) 和 (D/d) 的关系。

当给定功率反射系数 Γ 或功率透过系数 T 时, 由选定的 (D/λ) 值, ($D \ll \lambda$), 可以确定 D 值, 由表 1 或图 6 又可以确定 d 值。最后检查 D , d 值是否合理, 否则重选 (D/λ) 值。

当选定 $D = \pi d$ 时, 由式(14)可以确定: $L = \lambda/4$

当选定 $D \gg \pi d$ 时, 可以由图 4 或图 5 来确定 L 值。

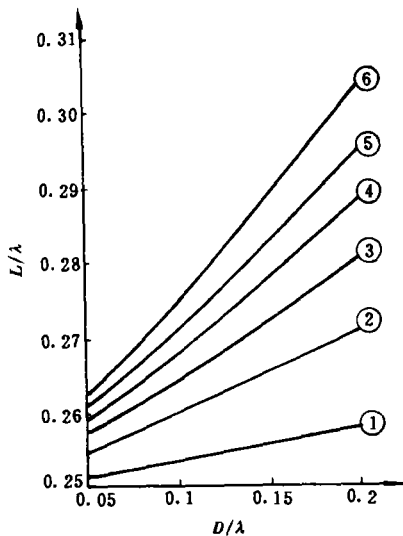


图 4 $(L/\lambda) \sim (D/\lambda)$ 的关系曲线
曲线①、②、③、④、⑤、⑥之 D/d
分别为: 4, 6, 8, 10, 12, 15

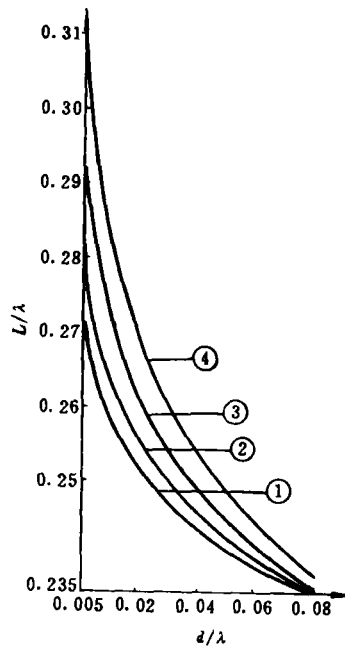


图 5 $(L/\lambda) \sim (d/\lambda)$ 的关系曲线
曲线①、②、③、④之 D/λ 值
分别为: 0.08, 0.10, 0.12, 0.15

2.2 金属板条栅

金属板条栅工作原理与金属导线栅相同。对于图 2 所示参数, 当入射电波极化方向平行于栅条, 且相邻栅条间距使得入射波长远大于栅条构成的波导临界波长, 即在

$$S/\lambda \ll 0.5 \quad (17)$$

时, 电波从栅条表面几乎完全反射。

表 1 (D/d)给定时 $T^2 \sim (D/\lambda)$ 关系

D/λ	D/λ			
	4	6	8	10
T^2	<0.21	<0.080	<0.53	<0.043
>0.99	<0.15	<0.054	<0.038	<0.031
>0.999	<0.0655	<0.024	<0.017	<0.014

图 7^[3]表示了水平极化波的功率透过系数 T 与栅条的宽度 t 以及栅条间的间距 s 的关系曲线。图中曲线是在参变量为栅条厚度 $W/\lambda=0.0175$ 得出的，但是在 $W/t=0.0175 \sim 0.05$ 之间，曲线都是正确的。

由图 7 可见，为了功率透过系数 T 小，要求 t/λ (s/λ 一定时) 大，而 s/λ (t/λ 一定时) 小，为此，在天线中为扭转极化面，采用板条栅网。板条栅网的尺寸选择为：

栅条厚度： $0.0175\lambda < W < 0.05\lambda$ (18)

栅条深度： $t = \lambda/4$ (19)

栅条间隔： $s = (\lambda/10) \sim (\lambda/8)$ (20)

这时可以认为，水平极化波（平行栅条方向）完全反射，而垂直极化波无反射，全部进入板条栅中，因此按式(18)、(19)和式(20)就可以选定板条栅的尺寸。

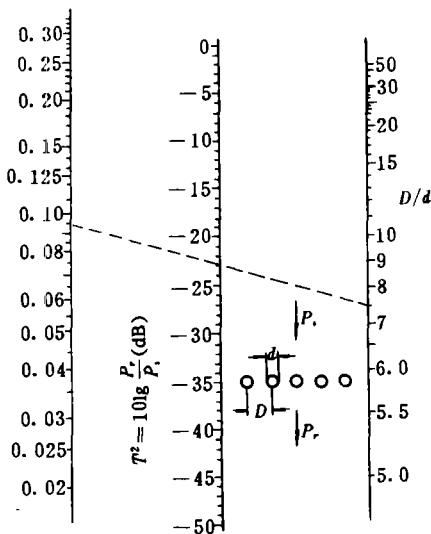


图 6 水平极化波照射时功率透过系数与 D/λ 和 D/d 的关系

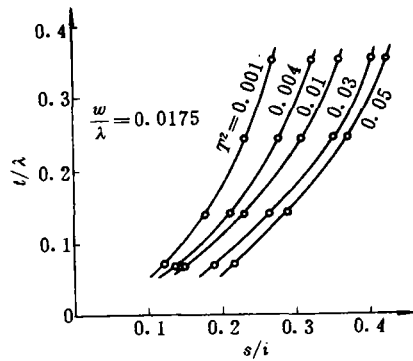


图 7 板条栅功率透过系数 T^2 与结构尺寸的关系

3 实验

为了证明弹体尾部刻槽能进行旋转角速度的测量，我们做了如下的实验。

利用直径 10cm 的铜盘，在其上一个面上刻上槽，另一个面为光滑平面，如图 8 所示。

刻槽的结构尺寸为：工作波长 $\lambda=3\text{cm}$ ，槽的深度 $t=\lambda/4=$

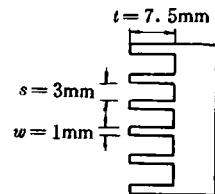


图 8 刻槽模型结构

7.5mm, 板条间距 $S=(1/10)\lambda=3\text{mm}$, 板条厚度 $W=0.033\lambda=1\text{mm}$.

实验在微波暗室中进行。利用微波功率信号源 XF-1 产生 $\lambda=3\text{cm}$ 的信号, 经方喇叭产生垂直极化波, 垂直照射刻槽面圆盘, 在旋转机构旋转下 (模拟弹的自旋角速度), 经垂直极化和水平极化喇叭接收, 测出图 9 和图 10 所示的曲线。

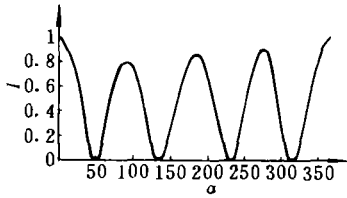


图 9 垂直极化天线接收时回波信号相对幅度

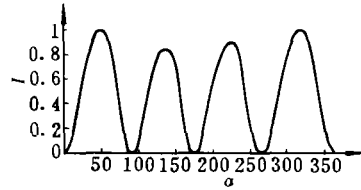


图 10 水平极化天线接收时回波信号相对幅度

图中, α ——圆盘板条与水平方向所成的角度。

由图 9 可见, 当垂直极化接收时, 回波信号强度与 α 角近似呈 $\cos 2\alpha$ 关系, 这与式 (12) 分析相同。

由图 10 可见, 当水平极化接收时, 回波信号强度与 α 角度近似呈 $\sin 2\alpha$ 关系。这也与式 (12) 相符。这里曲线近似的原因在于: 圆盘旋转时不是严格的以圆盘中心为对称旋转, 存在圆盘的边缘效应, 并且圆盘周围的物体也有反射。但是实验已充分证明, 利用弹体加栅网可以从回波信号幅度中测量出弹体旋转角速度。

4 测量转速的方案

由以上分析可知, 带栅网的弹体反射的回波信号包含有弹体旋转角速度信息 ($\alpha = \omega t$)。利用水平极化天线接收和利用垂直极化天线接收都可以提取出弹的角速度信息。

图 11 表示了转速测量系统的原理框图。

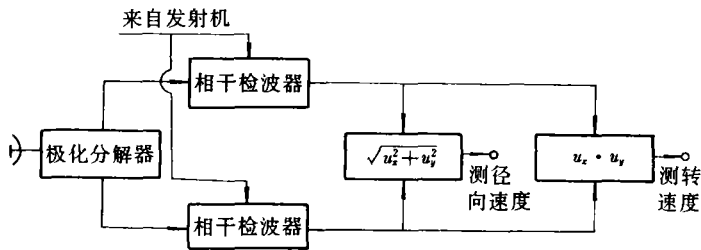


图 11 转速测量系统原理框图

发射天线采用水平极化天线, 发射机采用连续波发射机。接收天线为全极化天线, 即可以接收任何极化信号。接收机为正交极化零中频接收机。输入弹体旋转角速度和径向速度输入处理器, 经显示器和打印机输出。

如果发射信号为水平极化电波 E_t : $E_t = E_0 \cos \omega t$, 遇见弹体尾部的栅网反射, 被全极化

接收天线接收, 经极化分解器, 输出信号为:

$$U_x = A_0 \cos 2\alpha \cos[(\omega - \omega_d)t], U_y = A_0 \sin 2\alpha \cos[(\omega - \omega_d)t]$$

式中 A_0 —极化分解器输出信号的最大幅度, α —栅条与水平方向的夹角, $\alpha = \Omega t$

ω_d —弹的径向速度形成的多卜勒频率。经相干检波器后, 输出信号为 ($\omega \gg \omega_d$):

$$u_{ox} = B \cos 2\alpha \cos \omega d t, u_{oy} = B \sin 2\alpha \cos \omega d t$$

经平方相加开方处理后, 输出为:

$$U_r = \sqrt{u_{ox}^2 + u_{oy}^2} = B \cos \omega d t$$

用这一信号 U_r 来提取目标径向速度 (ωd) 的数据。

U_{ox} 和 U_{oy} 相乘滤波处理后, 输出为 ($\omega d \gg \Omega$):

$$u_{\omega} = u_{ox} u_{oy} = B^2 \cos 2\alpha \sin 2\alpha \cos^2 \omega_d t \xrightarrow{\text{滤波}} \frac{B^2}{4} \sin(4\Omega t)$$

利用这一信号提取目标旋转角速度 Ω 信息。

参 考 文 献

- [1] 郁正强. 双栅状结构反射器功率反射系数的分析和计算. 空载雷达 1985. (1): 10-23
- [2] 胡海军, 王汝贤. 双极化天线. 1987 年第四届雷达年会论文集.
- [3] 谢处方, 邱文杰. 天线原理与设计. 西北电讯工程学院出版社, 1985: 282
- [4] 韩培尧. 雷达抗干扰技术. 国防工业出版社, 1980: 141~143
- [5] 1. 3 爱金堡著. 超高频天线 (下册), 人民邮电出版社, 1981

Measurements of Sheels Rotational Angular Velocity

Kang Xizhang Feng Qiang

(Department of Electronic Technology)

Abstract

In this paper the mechanism of measuring the rotational angular velocity of sheels is studied. By applying polarizing grid mesh, information of rotational angular velocity is contained in bullet reflection signal. This has been shown in experiments.

Key words velocity measurement, rotational angular velocity, Doppler frequency