

热释电斩波器控制

王 敏, 李 晶, 朱洪洋, 刘 愚, 郭小军, 陈如造, 罗凤旺, 秦 伟, 朱光明
(昆明物理研究所, 云南 昆明 650223)

摘要: 斩波器是热释电型热像仪的重要组成部份, 其平稳、匀速且按要求相位精确地运转, 关系到整机成像质量的好坏。提出了一种对热释电斩波器进行闭环控制的方法, 该方法的使用, 解决了斩波器的控制问题。

关键词: 热释电; 斩波器; 直流电机

中图分类号: TN216 文献标识码: A 文章编号: 1001-8891(2014)08-0665-06

The Control Method for Pyroelectric Chopper

WANG Min, LI Jing, ZHU Hong-yang, LIU Yu, GUO Xiao-jun, CHEN Ru-zao, LUO Feng-wang,
QIN Wei, ZHU Guang-ming
(Kunming Institute of Physics, Kunming 650223, China)

Abstract: Chopper is the important part of the pyroelectric thermal imager. The stable and uniform operation of chopper is related to the imaging quality. This paper presents a method about the closed-loop control for pyroelectric chopper, which solves the problem of the chopper control.

Key words: pyroelectric, chopper, DC motor

0 引言

热释电晶体有一个特点, 那就是在光照等使晶体温度变化的因素作用下, 会引起晶体极化状态发生改变, 这一现象叫做热释电效应。热释电效应是热释电晶体本身所固有的。产生的原因是由于晶体结构在某个方向上正负电荷的中心不重合而形成的。

在热平衡时, 热释电晶体自发极化产生的表面束缚电荷被相同数量的来自周围空气的自由电荷所中和。所以热平衡时热释电晶体对外显示为电中性, 没有电压输出。而只有当温度发生改变时, 此状态才会被打破。假设晶体内部自由电荷进行中和作用所需要的平均时间为 τ , 而热释电晶体温度变化的频率为 f , 则当 $f > (1/\tau)$ 时, 晶体自发极化所产生的电荷来不及被自由电荷所屏蔽, 热释电晶体的两端将响应出与温度相关的电压信号^[1]。这一特点是人们设计热释电探测器的主要依据。

由于热释电晶体这种不响应恒定辐射信号的特性, 所以热释电探测器工作时, 必须在外界红外辐射进入热释电探测器的光路中放置一个调制器, 对红外辐射进行调制, 使进入探测器的红外辐射成为受到调

制的辐射信号。完成此项工作的调制器被称为斩波器^[2-4]。斩波器是热释电热像仪中不可缺少的。而控制斩波器平稳且匀速运转的技术, 是保证整个热像仪成像质量的关键技术之一。斩波器任何一个微小的抖动, 或者与视频处理信号的不同步, 都会使图像不稳定及像质模糊等, 严重地影响成像质量。

1 斩波器电机的选型

直流电动机具有良好的线性调速特性和高质量、高效率及转动平滑的特点。也正是因为这一特点, 使得直流电机成为我们用来带动斩波器的首选电机。

斩波器如图1所示, 它由一个直流电机带动一个斩波片组成。



图1 斩波器外形图 Fig.1 Outside view of chopper

收稿日期: 2014-02-24; 修订日期: 2014-05-27.

作者简介: 王敏 (1969-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 红外图像处理电路设计。

已知斩波片半径 r 为 35 mm, 质量 m 为 15 g, 斩波器正常工作时的转动频率为 30 Hz, 电机从静止到达到正常工作速度需要 2 s 时间, 则根据下面的公式可以计算出斩波器的转动力矩:

$$\text{转动惯量 } J = \frac{mr^2}{2} = 91.875 \text{ g}\cdot\text{cm}^2.$$

$$\text{斩波器转动时的角加速度 } \beta = \frac{30 \times 2\pi}{2}.$$

$$\text{转动力矩} = J\beta.$$

计算出斩波器加(减)速所需要的转动力矩为 0.865 mN·m。

所以我们选择的电机必须满足堵转转矩大于 0.865 mN·m 的条件, 并要留有余量, 才能满足电机加速及正常工作时对转矩的要求。同时根据电机的额定电压、额定电流及电机尺寸等其它要求, 我们最后选择了 Faulhaber 公司的一款电机 1516T, 其堵转转矩为 1.53 mN·m, 可以满足斩波器驱动电机的使用要求。

2 斩波器电机的控制

1) 传统电机控制电路

传统电机速度控制系统是这样工作的^[5], 它由外部提供一个电机速度参考信号, 而电机当前的速度信号由一个测速电机经测量后给出, 该速度信号与电机的转速成比例, 控制电路如图 2 所示。传统方法虽然也能实现对电机的调速控制, 但它存在着自身难以克服的缺点: ①由于伺服放大器增益很高, 这样的误差反馈控制系统最终很难消除稳态误差; ②测速发电机或数字测速法本身也存在误差; ③测速电机自身同时存在非线性; ④伺服放大器存在漂移问题。所有这些都限制了电机控制精度的提高。

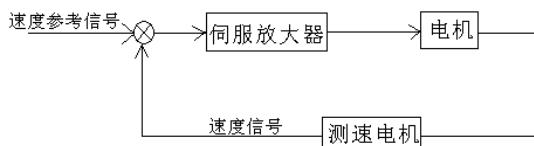


图 2 传统的电机调速系统

Fig.2 The traditional speed-adjustment systems of motor

2) 锁相环电机速度控制系统

锁相控制就是相位同步的自动控制, 实现 2 个信号相位同步的自动控制系统即为锁相环(简称 PLL)。它一般包含 3 个基本组成部份^[5-8]: ①鉴频鉴相器 PFD, ②低通滤波器 LF, ③压控振荡器 VCO。锁相环控制电机的控制方法有控制精度高、锁定时间短、转速稳定等传统电机调速系统无法与之相比的优点。它的基本工作原理如图 3 所示。

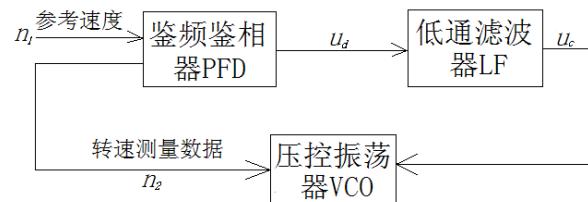


图 3 锁相环基本控制原理

Fig.3 The basic control principle

当参考速度信号 n_1 与转速测量数据信号 n_2 的频率相同, 并且两者的相位差为 0 或为常数时, 环路才稳定下来, 进入锁定状态。当参考速度 n_1 与转速测量数据 n_2 的频率不相同时, 两信号通过 PFD 比较后, 输出一个与相位差大小成比例的误差电压信号 u_d , 经低通滤波器 LF 滤除 u_d 中的高频成分, 随后输出控制信号 u_c , 此 u_c 电压信号控制压控振荡器 VCO 输出, 使 n_2 的频率和相位逐渐向 n_1 靠近, 直到 n_2 和 n_1 的频率相同, 相位差为 0 或为常数时, 环路才稳定下来, 进入锁定状态。只要参考速度信号 n_1 为高稳定信号, 则 n_2 也会是很稳定的, 这就是锁相环能高稳定控制速度的原理。

3 锁相环控制电路的硬件实现

1) 锁相环控制电路原理分析

具体的斩波器电机控制电路原理框图如图 4 所示, 其中用电机、光电耦合器件和施密特触发器取代锁相环中的压控振荡器, 功率放大器用来驱动电机运转。该电路将锁相技术应用于电机的调速控制之中, 最终实现了稳态精度高的电机转速控制。

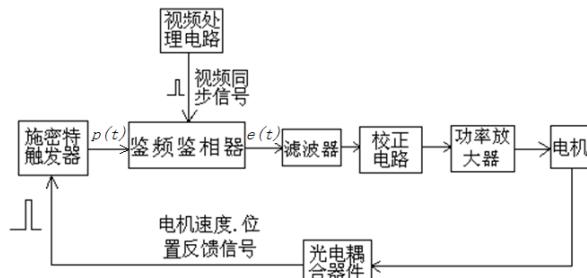


图 4 控制电路原理框图

Fig.4 Functional block diagram

在图 4 中所示的电机速度、位置反馈信号很重要, 通过它, 我们可以知道电机具体的速度和位置。由于光电耦合器件输出的电机位置反馈脉冲信号形状不是很规则, 所以需要经过后面的施密特触发器整形, 得到规则的脉冲信号 $p(t)$ 。然后送到后面的鉴频鉴相器 (CD4046), 鉴频鉴相器将经过整形后的信号 $p(t)$ 和整机内的视频处理电路发出的视频同

步信号相比较, 得到误差信号 $e(t)$ 。之后将比较后得到的误差信号 $e(t)$ 送入后面的滤波器, 对误差信号滤波, 滤除高频噪声。之后又送到校正电路中对信号的进行校正, 使系统控制信号的稳定裕度满足要求, 并同时保证系统的快速反应性。最后将经过校正的信号送入功率放大电路进行功率放大, 使之能够驱动电机运转, 以便实现对电机的速度和位置控制, 从而实现对斩波器电机的控制。

在电机刚启动时, 转速很低, 视频同步信号与电机速度位置反馈信号之间的相位差很大, 误差信号 $e(t)$ 也就很大。当电机转速渐渐升高, 接近于视频同步信号时, 误差信号 $e(t)$ 也逐渐减小。当视频同步信号的相位与电机速度位置反馈信号的相位相同或者两信号之间相位差为常数时, 功率放大器输出的电压不再变化, 使电机保持现有的运动状态不变。

2) 光电传感器

在对斩波器电机进行具体控制时, 我们在斩波器边缘上打一个小孔(如图5所示), 然后在斩波器的正反两侧面上分别安装一个发光元件和一个感光元件, 发光元件和感光元件二者共同构成了斩波器的光电传感器, 斩波器与光电传感器的位置图见图5所示。

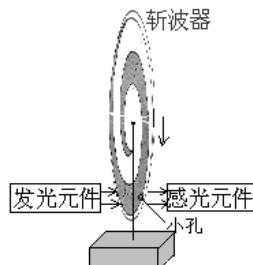


图5 斩波器与光电传感器位置图

Fig.5 The site of chopper and sensors

当斩波器上的小孔运动到光电传感器位置时, 光电传感器上的感光元件接收到一个脉冲光信号, 该信号通过光电传感器转换成为一个脉冲电信号, 此脉冲电信号就是电机的速度、位置反馈信号。该反馈信号随后被送到后面的与之相连的施密特触发器进行信号整形。

斩波器如图5所示, 其上面只有1个孔, 旋转1周只产生1个脉冲信号。它相当于一个比例环节, 传函为:

$$G_1(S) = K_1 \quad (1)$$

3) 电机

直流电机中, 电枢电流和磁场相作用产生电磁转矩, 转矩与电枢电流成正比:

$$M_1 = C_1 i_q$$

式中: M_1 为电磁转矩; i_q 为电枢电流; C_1 为力矩系数。直流电机的转矩平衡方程为:

电动总转动惯量:

$$M_1 = J_1 \frac{d^2 \theta_1}{dt^2} + f_1 \frac{d \theta_1}{dt}$$

式中: θ_1 为电机轴的角位移; f_1 为电机轴上的摩擦系数; J_1 是电动机轴上的总转动惯量。

直流电机转动时, 电枢中有反电势产生, 反电势与电机转速成正比:

$$\text{反电势 } E_b = K_b \frac{d \theta_1}{dt}, \text{ 其中, } K_b \text{ 为比例系数。}$$

电枢绕组中的电势平衡方程为:

$$\text{电枢电压 } U_q = i_q R_q + L_q \frac{di_q}{dt} + E_b$$

式中: L_q 为电枢绕组的电感; R_q 为电枢绕组的电阻。取电枢电压 U_q 为输入量, 电机轴的角位移 θ_1 为输出量。在零初始条件下, 对上面各式进行拉氏变换, 得到直流电机传递函数为:

$$\frac{\theta_1(s)}{U_q(s)} = \frac{C_1}{s[L_q J_1 S^2 + (L_q f_1 + J_1 R_q) s + (R_q f_1 + K_b C_1)]}$$

因 L_q 很小, 可忽略不计, 直流电机传函可简化为:

$$G_2(S) = \frac{\theta_1(s)}{U_q(s)} = \frac{C_1}{s[J_1 R_q s + (R_q f_1 + K_b C_1)]} \quad (2)$$

$$G_2(S) = \frac{K_1}{s(T_1 s + 1)} \quad [9]$$

式中: $K_1 = \frac{C_1}{(R_q f_1 + K_b C_1)}$ 为电机传递系数;

$$T_1 = \frac{J_1 R_q}{(R_q f_1 + K_b C_1)} \text{ 为电机时间常数。}$$

从式(2)看出, 电机是一个二阶系统。

4) 低通滤波器

为了滤除 $e(t)$ 中的高频成分, 改善系统性能, 将 $e(t)$ 输入一个低通滤波器。该滤波器对输入信号不衰减, 它只是对输入信号的旁频信号起抑制作用。低通滤波器的时间常数决定了输出信号跟随输入信号的速度, 同时限制了锁相环的捕捉范围, 它在锁相环中起着重要的作用。

我们选择 RC 滤波环节来滤除信号中的高频分量, 具体的滤波器, 见图6所示。

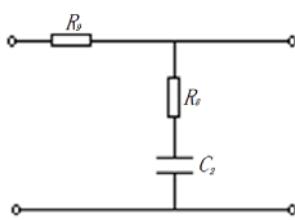


图 6 滤波器电路图

Fig.6 The circuit diagram of filter

滤波器传递函数为:

$$G_3(s) = \frac{T_2 s + 1}{T_1 s + 1} \quad (3)$$

$$T_1 = (R_8 + R_9) \times C_2$$

$$T_2 = R_8 \times C_2$$

5) 功率放大电路

功率放大器为一个增益为 K_a 的比例环节
传递函数:

$$G_4(s) = K_a \quad (4)$$

6) 系统的传递函数

根据上面的(1)~(4)式, 可以得到整个系统的传递函数为:

$$G(s) = G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s) \\ = \frac{K_1 K_2 K_a (T_2 s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

可见, 整个系统为一个三阶系统, 将电机的参数及电阻、电容值代入系统传递函数中得到:

$$G(s) = \frac{5.2(0.1s + 1)}{s(0.2s + 1)(s + 1)} \quad (5)$$

对式(5)进行拉氏变换后, 可以通过下面的计算得到系统截止频率:

因为系统的对数幅频曲线在截止频率 w_a 处经过临界点, 所以:

$$|G(jw_a)| = \left| \frac{5.2(0.1jw_a + 1)}{jw_a(0.2jw_a + 1)(jw_a + 1)} \right| = 1$$

将上面等式左右两边取对数, 从而得到:

$$20 \times \lg \left| \frac{5.2(0.1jw_a + 1)}{jw_a(0.2jw_a + 1)(jw_a + 1)} \right| = 20 \times \lg 1 \\ 20 \times \lg 5.2 + 20 \times \lg \sqrt{(0.1w_a)^2 + 1^2} - 20 \times \lg w_a - \\ 20 \times \lg \sqrt{(0.2w_a)^2 + 1^2} - 20 \times \lg \sqrt{(w_a)^2 + 1^2} = 0$$

经过对上式求解, 可得到系统的截止频率:
 $w_a = 2.1$ 。

算出系统相位裕度:

$$h = 180^\circ - 90^\circ + \arctg 0.1w_a - \arctg 0.2w_a - \arctg w_a = 15^\circ$$

系统开环对数幅频特性曲线如图 8 中的曲线 L_1 所示。

由于系统的对数幅频特性中频段是以 -40 dB 为斜率越过 0 dB 线, 而且相位裕度只有 15° 。系统虽然能正常工作, 但相位裕度不够, 在环境发生改变时, 可能会引起系统不稳定。而稳定性是控制系统的重要性能, 是系统是否能正常工作的首要条件。为使系统在整个控制过程中都保持稳定, 并能达到满意的控制效果, 常常要求系统的对数幅频特性中频段是以 -20 dB 为斜率越过 0 dB 线, 并有一定的宽度。而且要求相位裕度大于 45° , 这样才可以即保证系统的稳定性, 而且使系统具有满意的动态性能。现有系统因为截止频率和相角裕度均低于要求, 所以我们考虑为系统增加一个比例、微分环节作为系统的校正电路, 如图 7 所示。以达到提高系统截止频率和相位裕度的目的。

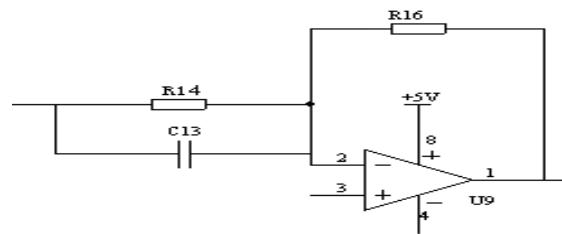


图 7 比例-微分控制电路

Fig.7 The ratio and differentiating circuit

该校正电路的传递函数为:

$$G_5(s) = K_0(T_3 s + 1) \quad (6)$$

$$\text{式中: } K_0 = \frac{R_{16}}{R_{14}}; \quad T_3 = R_{14}C_{13}.$$

经校正后, 整个系统的传递函数为:

$$G(s) = G_1 G_2 G_3 G_4 G_5$$

$$G(s) = \frac{K_1 K_2 K_a (T_2 s + 1) K_0 (T_3 s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

适当选择电路中的电阻、电容值, $R_{16} = 430 \text{ k}\Omega$, $R_{14} = 470 \text{ k}\Omega$, $C_{13} = 1 \mu\text{F}$, 得到校正后的系统传递函数为:

$$G(s) = \frac{4.76(0.1s + 1)(0.47s + 1)}{s(0.2s + 1)(s + 1)} \quad (7)$$

对式(7)进行拉氏变换后, 用与上面计算系统截止频率 w_a 同样的方法, 可以计算出经过校正后系统的截止频率: $w_c = 2.5$ 。

算出相位裕度:

$$h = 180^\circ - 90^\circ + \arctg 0.1w_c + \arctg 0.47w_c - \arctg 0.2w_c - \arctg w_c = 59^\circ$$

校正后的整个系统开环对数幅频特性曲线如图 8 中的曲线 L_2 所示。

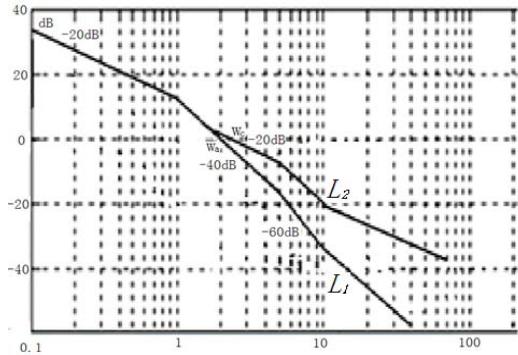


图 8 开环对数幅频特性曲线

Fig.8 The amplitude-frequency curve

可见, 经过校正后, 整个系统的对数幅频特性中频段是以 -20 dB 为斜率越过 0 dB 线, 相位裕度为 59° , 满足稳定系统的要求。

斩波器电机驱动电路原理图如图 9 所示。

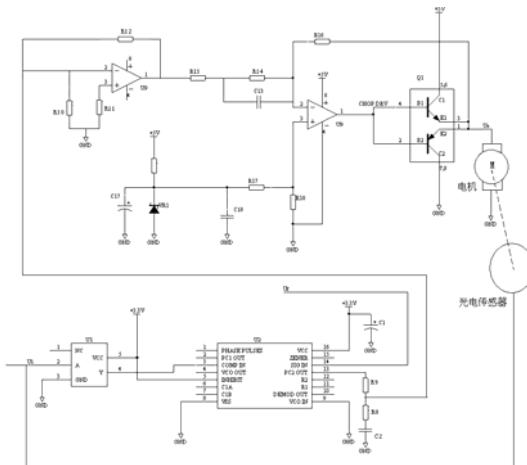


图 9 斩波器电机驱动电路原理图

Fig.9 The drive circuit diagram for the chopper motor

4 测试结果

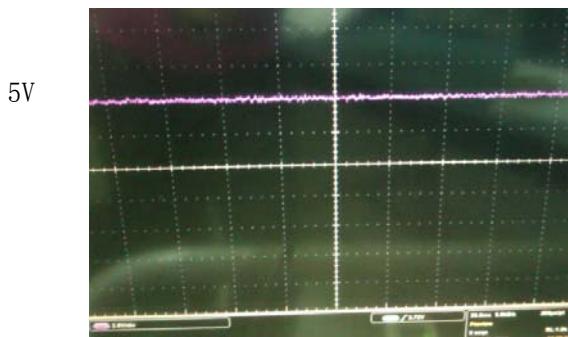


图 10 电机转速远小于要求时的电机驱动波形

Fig.10 The motor driving waveform as rotational speed is far below requirement

整个过程中电机电枢两端得到的驱动信号波形如图 10 和图 11 所示。

当斩波器的转速远小于所要求的转速时, 电机驱动电路将在直流电机电枢两端产生大小为 $+5 \text{ V}$ 的电压, 如图 10 所示, 这时电机获得的加速度最大, 这使电机能够快速达到所要求的速度。

当斩波器的转速逐渐接近所要求的转速时, 电机驱动电路又在电机两端产生如图 11 的电压驱动波形, 高电平 $+5 \text{ V}$ 所占的比例越来越少, 低电平所占的比例越来越多, 使电机的加速度变小, 速度提高的速度变慢。

当斩波器的转速达到所要求的转速时, 电机电枢两端的电压高电平 $+5 \text{ V}$ 所占的比例不再变化, 电机不再加速, 电机的扭力和摩擦力基本达到平衡, 使得斩波器保持在所要求的速度下运转。而当电机由于摩擦等原因使转动速度下降时, 误差信号 $e(t)$ 增大, 整个闭环控制系统又会根据误差信号 $e(t)$ 的大小及时对电机的运转情况进行调整, 通过调节加在电机电枢两端高低电平的占空比, 使电机的速度加大或减小, 从而减小误差信号 $e(t)$, 驱动电机平稳匀速地运动。此控制电路在实际运用中起到了很好控制的效果, 使整机得到了清晰稳定的图像。

图 12 中, 位于上面的波形为经过光电耦合器后电机的位置反馈信号, 下面的波形为视频处理电路发出的视频同步信号。通过示波器对这两个信号进行观察分析, 可以了解斩波器驱动电路对斩波器的控制情况。经过实际观察发现, 当系统稳定后, 通过光电耦合器输出的电机位置反馈信号能够严格地跟随视频同步信号, 两者的频率相同, 说明电机平均速度误差为 0。两信号间只存在极小的瞬时高频抖动, 说明整个系统有很高的稳定精度, 完全能满足热释电斩波器的转速误差 $\leq 1\%$ 的需要。

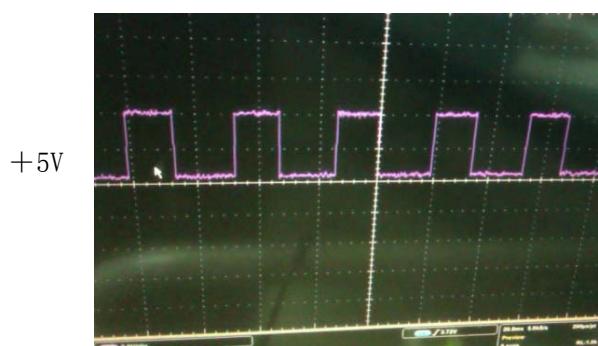


图 11 电机转速达到要求时的电机驱动波形

Fig.11 The motor driving waveform as rotational speed is adequate for requirement

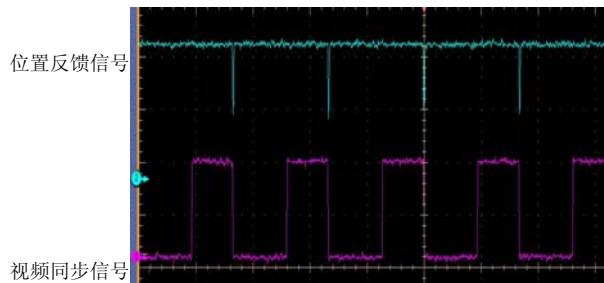


图 12 稳定时电机位置反馈与视频同步信号波形

Fig.12 The waveform comparison

斩波器电机平稳、匀速运动对系统成像质量影响很大。如果运行不平稳或与成像电路不同步，则整机的图像将会晃动或模糊不清，如图 13 所示就是斩波器电机与成像电路不同步时，造成图像模糊的情况。



图 13 斩波器与图像处理信号不同步时的图像

Fig.13 The image when the chopper and signal is unsynchronized

只有当斩波器电机平稳匀速运动，且相位与成像电路同步时，才能成清晰稳定的图像，如图 14 所示。

5 小结

斩波器作为热释电型热像仪的重要组成部份，其平稳、匀速运转，关系到整机成像质量的好坏。本文中提出的一种对热释电斩波器电机进行闭环控制的方法，成功地解决了斩波器控制精度不够，电

机不能匀速运转的问题，并得到了很好的整机成像质量。



图 14 斩波器与图像处理信号同步时的图像

Fig.14 The image wheh the chopper and signal is synchronized

参考文献：

- [1] 何健, 胡旭, 李勃, 等. 基于 DSP+FPGA 的 IRFPA 实时图像数字处理系统设计与实现[J]. 红外技术, 2008, 30(1):6-10.
- [2] 吴新社, 范乃华, 李龙, 等. 铁电型非制冷红外焦平面探测器的调制器设计[J]. 红外技术, 2007, 29 (6): 333-336.
- [3] 王京锋, 孙纯祥, 林洪怡, 等. 高速无刷直流电机控制与无传感器测速研究[J]. 电力电子技术, 2006, 40(5):65- 67.
- [4] 蔡毅, 王岭雪. 红外成像技术中的 9 个问题[J]. 红外技术, 2013, 35(11): 671-682.
- [5] 张红梅, 范忠. 基于锁相环技术的直流电机调速控制[J]. 自动化与传动, 2011(6): 41-44.
- [6] 王洁昕. 谈直流电机锁相环技术调速控制实现[J]. 中国新技术产品, 2011(17): 128.
- [7] 韩瑞, 赵创社, 史志富. 数字锁相环在电机控制系统中的应用[J]. 电机与控制应用, 2010, 37(7): 37-41.
- [8] 狄京, 张申, 樊体峰. 锁相环电机转速控制系统的研究[J]. 工矿自动化, 2002(1): 12-14.
- [9] 信息博, 魏彤, 郭蕊. 高速无刷直流电机的快速锁相控制方法[J]. 微电机, 2012, 45(4): 29-32.